

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



2019-07

Vol.45 No.7

目 次

动量轮微振动机理及仿真 马艳红, 刘珊珊, 王虹, 洪杰 (1273)

基于挂钩力模型的拖挂式房车同步制动控制 徐兴, 糜杰, 文楚玥, 王峰, 马世典, 陶涛 (1283)

基于速度障碍法的飞行冲突解脱与恢复策略 王泽坤, 吴明功, 温祥西, 蒋旭瑞, 高阳阳 (1294)

面向复杂系统的三维 Bayes 网络测试性验证模型 史贤俊, 王康, 肖支才, 龙玉峰, 陈垚 (1303)

航空柱塞泵缸体疲劳分析及寿命预测方法 王岩, 王晓晴, 郭生荣, 卢岳良, 刘胜 (1314)

基于 CUDA 的超声二维声场 EFIT 仿真 宋波, 李威, 廉国选 (1322)

基于生成对抗网络的航天异常事件检测方法 张克明, 蔡远文, 任元 (1329)

基于非线性模态的复杂系统动力学特性分析方法 黄行蓉, 刘久周, 李琳 (1337)

车路协同系统下区域路径实时决策方法 王庞伟, 邓辉, 于洪斌, 李振华, 王力 (1349)

六相永磁同步电机驱动控制方式 匡晓霖, 徐金全, 黄春蓉, 李嘉科, 郭宏 (1361)

一种基于改进 KELM 的在线状态预测方法 朱敏, 许爱强, 陈强强, 李睿峰 (1370)

裂纹矩张量反演的传感器排布形式 孔岳, 李敏, 陈伟民 (1380)

基于快速自适应超螺旋算法的制导律 刘畅, 杨锁昌, 汪连栋, 张宽桥 (1388)

一种多层次制造服务建模和组合优选方法 丁涛, 闫光荣, 雷毅, 徐翔宇 (1398)

基于信道复用方法的 GNSS 共视信号模拟 李博闻, 蔚保国, 张波, 韩华, 宋伟, 吴迪 (1406)

地外天体起飞羽流导流气动效应仿真 苏杨, 蔡国飙, 舒燕, 叶青, 张明星, 贺碧蛟 (1415)

混合式惯导系统姿态四元数连续自标定模型 王琪, 汪立新, 周小刚, 沈强 (1424)

自适应关联波门机动群目标跟踪算法 杜明洋, 毕大平, 潘继飞, 王渊博 (1435)

一类反馈型非线性系统的跟踪控制 虞江航, 徐军, 黄雨可 (1444)

随机误差对容腔瞬态换热试验影响分析及抑制
..... 丁水汀, 邓长春, 邱天, 李江涵, 单晓明, 贺宜红 (1451)

进动弹道目标平动补偿与分离 韩立珣, 田波, 冯存前, 贺思三 (1459)

一种低轨遥感卫星按需数据传输机制 毕梦格, 徐伟琳, 侯蓉晖 (1467)

含初始裂缝水泥混凝土路面对冲击荷载响应分析 陈扬, 童朝霞, 冯锦艳, 高政国 (1474)

中国 CNG/汽油两用燃料汽车全生命周期评价 胡守信, 李兴虎 (1481)

期刊基本参数: CN 11-2625/V * 1956 * m * A4 * 216 * zh * P * ¥50.00 * 900 * 24 * 2019-07

CONTENTS

Micro-vibration mechanism and simulation of momentum wheel
..... MA Yanhong, LIU Shanshan, WANG Hong, HONG Jie (1273)

Synchronous braking control of travel trailer based on hook force model
..... XU Xing, MI Jie, WEN Chuyue, WANG Feng, MA Shidian, TAO Tao (1283)

Flight collision resolution and recovery strategy based on velocity obstacle method
..... WANG Zekun, WU Minggong, WEN Xiangxi, JIANG Xurui, GAO Yangyang (1294)

Three-dimensional Bayes network testability verification model for complex systems
..... SHI Xianjun, WANG Kang, XIAO Zhicai, LONG Yufeng, CHEN Yao (1303)

Fatigue analysis and life prediction method for cylinder block of aviation piston pump
..... WANG Yan, WANG Xiaoqing, GUO Shengrong, LU Yueliang, LIU Sheng (1314)

EFIT simulation of 2D ultrasonic sound field based on CUDA
..... SONG Bo, LI Wei, LIAN Guoxuan (1322)

Space anomaly events detection approach based on generative adversarial nets
..... ZHANG Keming, CAI Yuanwen, REN Yuan (1329)

Dynamic characteristics analysis method of complex systems based on nonlinear mode
..... HUANG Xingrong, LIU Jiuzhou, LI Lin (1337)

Real-time regional path decision method in cooperative vehicle infrastructure system
..... WANG Pangwei, DENG Hui, YU Hongbin, LI Zhenhua, WANG Li (1349)

Drive-control modes of six-phase PMSM
..... KUANG Xiaolin, XU Jinquan, HUANG Chunrong, LI Jiake, GUO Hong (1361)

An improved KELM based online condition prediction method
..... ZHU Min, XU Aiqiang, CHEN Qiangqiang, LI Ruifeng (1370)

Sensor arrangement in moment-tensor inversion for cracks
..... KONG Yue, LI Min, CHEN Weimin (1380)

Guidance law based on fast adaptive super-twisting algorithm
..... LIU Chang, YANG Suochang, WANG Liandong, ZHANG Kuanqiao (1388)

A method of multi-level manufacturing service modeling and combinatorial optimal-selection
..... DING Tao, YAN Guangrong, LEI Yi, XU Xiangyu (1398)

Simulation of GNSS CV signal based on channel multiplexing method
..... LI Bowen, YU Baoguo, ZHANG Bo, HAN Hua, SONG Wei, WU Di (1406)

Simulation of plume diversion aerodynamic effect for take-off from celestial bodies outside the Earth
..... SU Yang, CAI Guobiao, SHU Yan, YE Qing, ZHANG Mingxing, HE Bijiao (1415)

Attitude quaternion continuous self-calibration model of hybrid inertial navigation system
..... WANG Qi, WANG Lixin, ZHOU Xiaogang, SHEN Qiang (1424)

Maneuvering group target tracking algorithm with adaptive correlation gate
..... DU Mingyang, BI Daping, PAN Jifei, WANG Yuanbo (1435)

Tracking control for a class of nonlinear systems in feedback form
..... YU Jianghang, XU Jun, HUANG Yuke (1444)

Influence analysis and suppression of random error on cavity transient heat transfer test
..... DING Shuiting, DENG Changchun, QIU Tian, LI Jianghan, SHAN Xiaoming, HE Yihong (1451)

Translation compensation and resolution of ballistic target with precession
..... HAN Lixun, TIAN Bo, FENG Cunqian, HE Sisan (1459)

An on-demand data transmission mechanism for LEO remote sensing satellite
..... BI Mengge, XU Weilin, HOU Ronghui (1467)

Dynamic analysis on cement concrete pavement with initial cracks under impact loading
..... CHEN Yang, TONG Zhaoxia, FENG Jinyan, GAO Zhengguo (1474)

Full life cycle assessment of CNG/gasoline bi-fuel vehicle in China
..... HU Shouxin, LI Xinghu (1481)

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2018.0608



动量轮微振动机理及仿真

马艳红^{1,2}, 刘珊珊¹, 王虹³, 洪杰^{1,2,*}

(1. 北京航空航天大学 能源与动力工程学院, 北京 100083; 2. 先进航空发动机协同创新中心, 北京 100083;
3. 北京控制工程研究所 精密转动和传动机构长寿命技术北京市重点实验室, 北京 100094)

摘 要: 动量轮是卫星等航天器姿态控制和精度保持的关键机械部件,其微振动严重影响卫星姿态稳定性和成像精度。动量轮的非均匀、非连续几何构形和旋转效应会引起结构系统的参数激励和载荷激励。针对具有非均匀力学特征参数的动量轮结构系统动力学模型,通过分析动力学方程中各矩阵参数的扰动,进行动量轮微振动机理的研究。仿真和试验结果表明:动量轮结构系统内部存在基频和高频激励,其中基频主要来自支点动载荷,高频来自轴承碾压作用;轮缘的局部振动会随转速形成前后行波。

关键词: 动量轮; 振动特性; 参数激励; 载荷激励; 行波振动

中图分类号: V231.92

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2019)07-1273-10

动量轮作为卫星等航天器的重要定位、储能、控制等功用的转动部件,在轨高速旋转工作时由于结构系统的几何尺寸和力学特征的微小变化会引起多种振动激励,使振动输出载荷中包含宽频微幅振动,从而诱发卫星系统低振动能量级的扰动(即微振动),虽然对航天器结构不会产生明显损伤,但会严重影响卫星上高精度仪器的分辨率,限制卫星指向精度和姿态稳定性性能的不断提^[1],是影响高性能航天器指向精度和成像质量的重要指标。

微振动的表现特征为幅值小(0.01g量级)、频率成分丰富(多倍频)、频带宽(1~1000 Hz)、存在行波振动。近年来,航天器平台对指向精度和姿态稳定性要求不断提升,指向精度要求达到0.01°,甚至角秒级,姿态稳定性达到 $10^{-3} \sim 10^{-4} (^{\circ})/s$,甚至 $10^{-5} (^{\circ})/s$ 量级。因此,动量轮的微振动问题愈发凸显,严重制约了中国新研高精度卫星的发展。

国内外关于动量轮微振动机理的相关研究始于20世纪70年代,主要包括2个方面。一种是基于试验结果反向建立的动量轮扰动模型。Hasha^[2]将扰动拟合为一系列与动量轮转速平方成正比的离散谐振,根据试验结果确定经验模型的系数,但由于未考虑惯性力矩对转子结构的作用以及轴承扰振作用,使得部分高阶的谐波响应明显低于试验结果。Masterson^[3]基于此模型,推导动量轮不平衡量与扰动的关系,并采用弹簧-阻尼非线性模型,建立了基频谐振解析模型,但无法解释响应中出现反进动的原因。Liu等^[4]将宽频噪声引入扰动,根据试验不断校正,才较好地解释了动量轮低速运转时振动模态及正反进动现象,但对于动量轮系统本身的激励原理尚不清晰,导致高频、高阶的响应现象无法解释。另一种是基于激励种类正向建立的转子动力学方程。Kim^[5]研究了冷热交变等外部激励对动量轮的扰动作用,但忽略了内部的旋转激励,缺乏试验数据支撑。

收稿日期: 2018-10-23; 录用日期: 2019-02-02; 网络出版时间: 2019-03-04 12:58

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190301.0848.001.html

基金项目: 国家自然科学基金(51575022); 中央高校基本科研业务费专项资金(YWF-18-BJ-J-44)

* 通信作者. E-mail: hongjie@buaa.edu.cn

引用格式: 马艳红, 刘珊珊, 王虹, 等. 动量轮微振动机理及仿真[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(7): 1273-1282.

MA Y H, LIU S S, WANG H, et al. Micro-vibration mechanism and simulation of momentum wheel[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(7): 1273-1282 (in Chinese).

周伟勇^[6]基于线性假设建立了动量轮振动方程,仅考虑了轮体的静不平衡量,并未将动不平衡、陀螺效应及轴承碾压作用等因素引入方程中进行微振动性能预测,只获得了基频谐波的振动幅值。李连军和戴金海^[7]提出转子系统内部存在摩擦、弹性振动及质量分布不均等激励作用,但仍采用Jeffcott转子模型理论推导并建立相关仿真模型分析时域内的振动响应,未能很好地与试验相吻合。罗睿智等^[8]分析了轴承滚动面几何误差的非线性接触引起的预紧力波动,据此得到的数值解与高阶振动瀑布图符合得很好,但缺少动量轮自身结构特征引起激励的机理分析。可见,由于微振动振源及激励模式的不清楚导致始终未能建立精细的动量轮振动模型与试验相互对照。

综上所述,现有研究多将动量轮结构系统看作简化对称的稳定结构,研究不平衡量等激励作用下转子的振动响应,较少关注动量轮在工作过程中自身结构特征的微小变化及其引起的激励作用。而这些正是动量轮扰振机理研究的核心问题,不能忽略或简化,综合考虑这些影响因素才能有针对性地开展动量轮微振动抑制技术研究。本文建立动量轮结构系统动力学模型,考虑支承不对称的影响,重点研究动量轮几何构形的非均匀性引起的微变形、轮缘的局部微振动导致的结构参数激励、支点动载荷形成的基频激励和轴承碾压形成的高频载荷激励,并通过仿真和试验结合进行验证。

1 旋转态动量轮扰振机理分析

动量轮的结构系统示意图如图1所示。不考虑电机等驱动装置,动量轮结构系统包括轮体结构、轴承支承结构、支杆结构与壳体安装座结构四大部分。轮体结构本身为轮缘-轮辐的形式,在几何构形上具有突变的结构特征,使轮体结构质量/刚度分布具有非均匀性。轴承支承结构为外环旋转、内环固定的两对角接触球轴承,经过轴承滚子顺序碾压作用,将振动能量以高次谐波传递给支杆结构。支杆结构通过单端悬臂支承方式固定在壳体安装座结构上,并通过安装座与卫星星体相连。

为了分析动量轮结构系统在高速状态下的扰振源,利用达朗贝尔原理可以得到多自由度、有阻尼系统的动力学方程为

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{K}\mathbf{q} = \mathbf{Q} \quad (1)$$

式中: \mathbf{q} 为广义坐标; \mathbf{M} 为质量矩阵; \mathbf{C} 为阻尼矩阵; \mathbf{K} 为刚度矩阵; \mathbf{Q} 为系统广义外力。

对于一般的机械振动系统,主要是研究广义外力 \mathbf{Q} 的变化引起的振动响应变化。在无外部激励的情况下,广义外力主要来自不平衡量。对于动量轮结构系统,虽经过精密的高转速动平衡,但在工作时依然存在微振动。这就说明除了不平衡量的影响外,还存在其他的影响因素,即本文关心的重点为:一方面质量、阻尼和刚度这3个矩阵都是与动量轮自身结构特征有关的参数,在旋转作用下发生的微小变化都会作为激励,其中质量矩阵 \mathbf{M} 的变化主要来源于转动惯量 J_i 各项;另一方面 \mathbf{Q} 包括系统惯性载荷引起的支点动载荷及轴承碾压作用下的高频谐波激励。

建立动量轮结构系统动力学模型如图2所示。将动量轮结构简化为轮缘-轮辐形式的轮体,轴承简化为2对径向刚度不同的线性弹簧单元,计及其阻尼作用。考虑到支杆结构由于单端悬臂支承方式引起的质量/刚度不对称,利用有限元素法将结构系统离散成3个子域(即支杆段1、轮

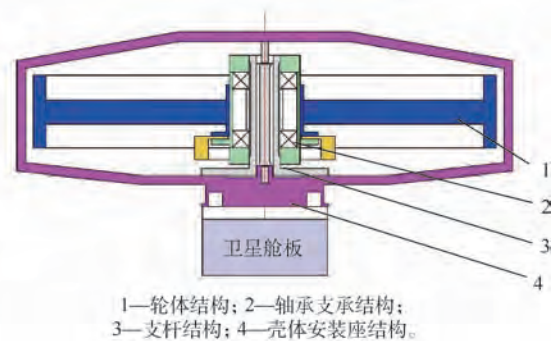


图1 动量轮结构系统示意图

Fig. 1 Structural system schematic diagram of momentum wheel

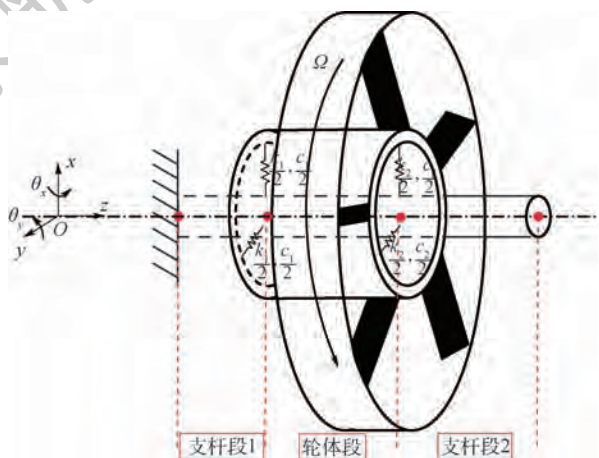


图2 动量轮结构系统动力学模型

Fig. 2 Structural system dynamic model of momentum wheel

时, J_{2x} 取极值。此时的 x 轴和 y 轴即为惯性主轴。绘制无量纲 J_{2x} 随 θ_1 ($0 \sim 360^\circ$) 变化的关系, 如图 5 所示。随角度的不同, 任意时刻的直径转动惯量呈周期性变化, 即质量矩阵 M 一项中的 J_{2x} 和 J_{2y} 项在工作过程中具有非均匀性。

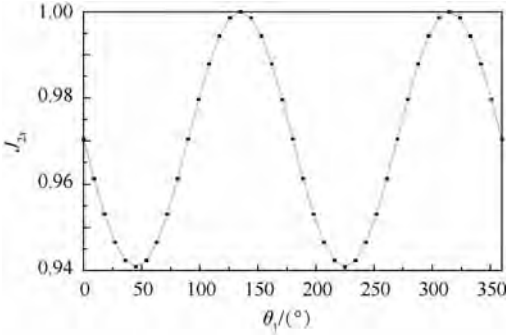


图 5 无量纲直径转动惯量 J_{2x} 分布

Fig. 5 Dimensionless diameter moment of inertia J_{2x} distribution

1.1.2 刚度分布非均匀的影响

高速旋转状态下, 轮缘和轮辐的主要受力形式是离心拉应力, 而刚度是抵抗变形的能力, 由于二者沿径向所受的拉力和刚度不同, 使其变形不协调, 相互约束。这种非均匀的微变形会使转动惯量发生微变化。

轮辐各微元体所受离心拉应力大小与直径成正比; 轮缘厚度小、半径近似为一定值, 微元体所受离心力也为一定值。就刚度而言, 以轮缘为研究对象, 逐渐靠近轮辐连接处的约束刚度逐渐增大, 而从轮缘微元体逐渐远离轮辐的旋转过程中, 刚度逐渐减小。以轮缘微元体与轮辐中心线夹角为自变量建立极坐标系, 如图 6 所示。绘制轮缘无量纲径向刚度的变化示意图, 如图 7 所示。可见, 径向刚度呈周期性变化, 周期为 0.4π (约 72°), 在 $\theta = 0.2k\pi$ 处取极大值。

轮体旋转状态变形放大示意图如图 8 所示, 线条对应转速为零时的状态, 轮辐变形程度与直径成正比, 而轮缘的径向变形由于受轮辐连接刚度的限制, 使得沿周向观察时的变形程度非均匀, 这种变形状态下的转动惯量 J_{2x} 会存在微小扰

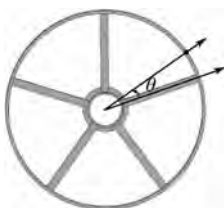


图 6 轮缘径向刚度极坐标系示意图

Fig. 6 Schematic diagram of rim radial stiffness in polar coordinate system

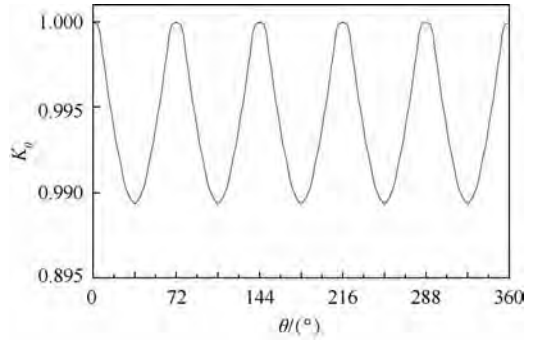


图 7 轮缘无量纲径向刚度 K_θ 分布

Fig. 7 Dimensionless radial stiffness K_θ of rim distribution



图 8 轮体旋转状态变形放大示意图

Fig. 8 Schematic diagram of amplified deformation of wheel body under rotation

动 ΔJ_{2x} , 是与转速有关的函数, 即 $\Delta J_{2x}(\Omega)$ 。

1.1.3 轮缘行波振动的影响

轮缘的结构形式为壳体, 在旋转状态下存在局部振动, 其振动示意图如图 9 所示, 主要呈现出“花瓣形”的径向变形。转动轮盘局部振动的位移主要为轴向, 即与转动轴矢量方向一致, 基本只有离心力的作用。而转动壳体微元素变形如图 10 所示, 主要为径向变形 u , 由于变形速度矢量与转动速度矢量 w 存在夹角, 二者会形成科里奥利力。也就是说, 轮缘在旋转状态不仅受离心力的作用使得刚度增加, 同时在科里奥利力的作用下对于径向位移为正和负的微元体分别产生刚度增加或减小的影响, 进而影响转动惯量。而这种非确定的微小变化频率与前后行波的频率 ω 相同, 即 $\Delta J_{2x}(\omega)$ 。

轮缘共振示意图如图 11 所示。在科里奥利力

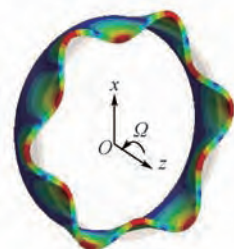


图 9 轮缘振动示意图

Fig. 9 Schematic diagram of vibration of rim

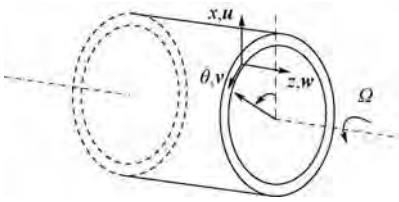


图 10 转动壳体微元素变形

Fig. 10 Microelement deformation of rotating shell

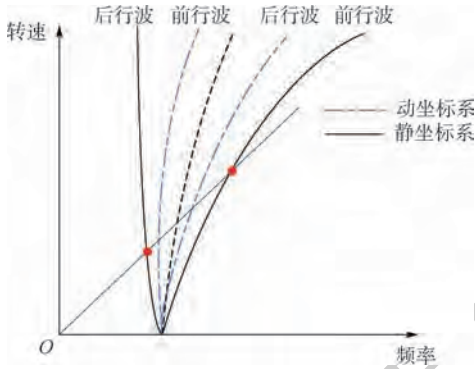


图 11 轮缘共振示意图

Fig. 11 Schematic diagram of resonance of rim

的影响下,轮缘的前后行波频率在与转动轮体固连的动坐标系中不同,在静坐标系中的频率为

$$\omega = \omega_d \pm \frac{m^2 - 1}{m^2 + 1} m \Omega \quad (7)$$

式中: ω_d 为轮缘转动的固有频率。

只有当周向波数 $m = 1$ 时,前后行波频率相同;当 $m > 1$ 时,前后行波频率不同^[9],表现在共振图上的“V”型线。当激励力频率与正或反进动频率相等时都会产生较大响应^[10]。

综上,考虑到轮体结构本身的几何(质量)非均匀性,转动惯量在旋转状态下是与角度有关的不确定性函数,但由于刚度分布非均匀引起的离心载荷下微变形及轮缘的局部微振动都会使得直径转动惯量具有非确定性,其表达式为

$$J_{2x} = J_{2x}(\theta) + \Delta J_{2x}(\Omega) + \Delta J_{2x}(\omega) \quad (8)$$

式中: J_{2x} 和 J_{2y} 等价,等式右边 $J_{2x}(\theta)$ 表示与角度的关系, $\Delta J_{2x}(\Omega)$ 表示与转速相关的扰动, $\Delta J_{2x}(\omega)$ 表示与行波振动频率相关的扰动。

因此,直径转动惯量旋转状态下会在某一区间内扰动,如图 12 所示,仍以角度为自变量,转动惯量在每一点都具有带宽,成为系统的参数激励。

1.2 动量轮结构系统的载荷激励

动量轮高速旋转时会把残余不平衡量放大,引起与转速成平方关系的振动响应,这种不平衡激励是最基本的也是不可避免的,然而在平衡精度已经很高的基础上,结构系统依然存在相对较大的振动,一方面是因为转子的弹性变形引起的

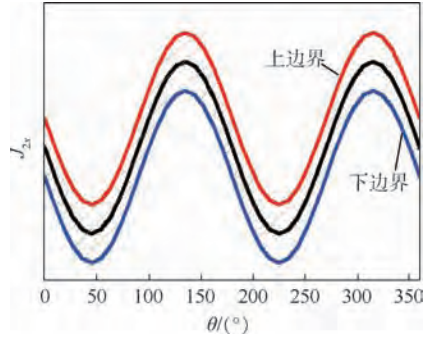


图 12 J_{2x} 区间扰动示意图

Fig. 12 Schematic diagram of interval disturbance of J_{2x}

惯性力矩,通过支点将转子振动的能量转化为动载荷;另一方面轴承传播振动能量过程中,本身作为激励源又会引起复杂的高倍频激励载荷。

1.2.1 支点动载荷

动量轮结构系统旋转状态的变形包括离心载荷产生的静变形及振动变形。静变形是多种固有模态振型的叠加。整体模态振型主要有 3 种形式,如图 13 所示,分别是径向平移、径向摇摆及轴向平移^[11]。与 Jeffcott 转子不同,单端悬臂支承的动量轮结构系统中,轮体两侧轴承的刚度不完全相同,内部支杆更容易在轮体旋转作用下发生弯曲变形。

当轮体发生径向摇摆、高频弯曲振动变形或者由于结构特征非均匀引起径向变形不对称时,都会使得轮体公转轴和自转轴产生夹角,从而产生惯性力矩 M_c 。也就是说,作用在支点上的总力矩 $M_g =$ 不平衡力矩 $M_z +$ 惯性力矩 M_c 。支点动载荷示意图如图 14 所示。

M_z 是由于轮体偏摆产生的不平衡量引起的力矩,其表达式为

$$M_z = -\frac{J_{2z} - J_{2r}}{2} \Omega^2 \sin(2\beta) \quad (9)$$

式中: β 为轴心线偏离的程度; J_{2z} 为轮体的极转动惯量; J_{2r} 为轮体的平均直径转动惯量。

惯性力矩 M_c 的表达式为

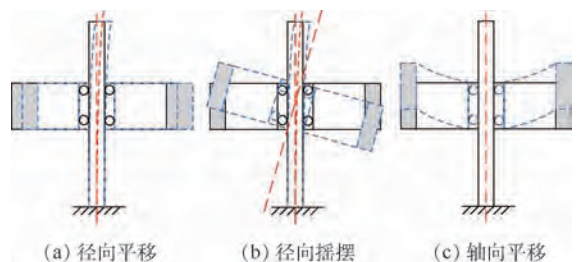


图 13 动量轮整体模态振型示意图

Fig. 13 Schematic diagram of modal shape of overall momentum wheel

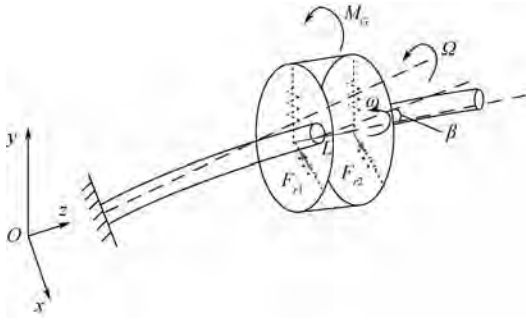


图 14 支点动载荷示意图

Fig. 14 Schematic diagram of dynamic load on fulcrum

$$M_G = \begin{cases} J_{2z}(\omega - \Omega)\Omega \sin \beta & \text{正进动} \\ J_{2z}(\omega + \Omega)\Omega \sin \beta & \text{反进动} \end{cases} \quad (10)$$

由此可得,当 β 很小时,支点所受总力矩大小为

$$M_g = \begin{cases} J_{2r} \left(\frac{J_{2z}}{J_{2r}} \cdot \frac{\omega}{\Omega} - 1 \right) \Omega^2 \beta & \text{正进动} \\ J_{2r} \left(\frac{J_{2z}}{J_{2r}} \cdot \frac{\omega}{\Omega} + 1 \right) \Omega^2 \beta & \text{反进动} \end{cases} \quad (11)$$

而支点动载荷需满足如下关系式:

$$F_{r1} \frac{L}{2} + F_{r2} \frac{L}{2} = M_g \quad (12)$$

式中: L 为支点间距; F_{r1} 为1#轴承外环上作用的径向载荷; F_{r2} 为2#轴承外环上作用的径向载荷。

由式(12)可见,支点动载荷与转速成函数关系,协调进动时支点总力矩的大小与转速的平方成正比,此时支点动载荷也与转速平方成正比。实际上,不仅是轮体弯曲时会产生支点动载荷,即使轮体和支杆的变形程度都很小,只要支杆有弯曲(或弯曲的趋势)时(见图13(a)、(b)),都会存在支点动载荷,其大小与转速和弯曲变形的程度有关^[12]。

1.2.2 轴承滚子碾压激励

支点动载荷会通过轴承组件将轮体的振动能量传递给支杆结构和壳体安装座结构,进而传递到卫星上。若支点动载荷很小,经过轴承有可能会衰减,但若支点动载荷很大,就会在支杆上产生较大的振动响应。轴承组件包括球形滚子、内外环及保持架等,由于非连续的结构特征会成为新的振源,产生高倍频激励。这种激励的频率成分非常丰富,且分布范围很宽。

高频激励产生的主要原因是轴承内部滚子上载荷的分布具有周期性变化规律,会形成与受力滚子数有关的高倍频激励。此外,滚动面上的微小几何误差会产生与轴承各部件固有频率相关的高倍频激励^[13]。

轴承结构示意图如图15所示。其各项结构

参数决定了零件之间相对的旋转关系,进一步确定了轴承的特征频率。设动量轮的转速为 Ω ,则轴承外环转速为 Ω ,内环转速为0。据此可以分别计算出保持架的转速及滚动体自转转速^[14]。

根据保持架的线速度为内外滚道线速度的平均值,可得保持架转速为

$$\omega_p = \frac{1 + \gamma}{2} \Omega \quad (13)$$

根据滚动体与外环接触点线速度相同,可得滚动体自转转速为

$$\omega_r = \frac{d}{2D} (1 + \gamma) (1 - \gamma) \Omega \quad (14)$$

设滚子数为 p ,轴承转动频率为 $f = \Omega / (2\pi)$,则轴承的特征频率如表1所示。

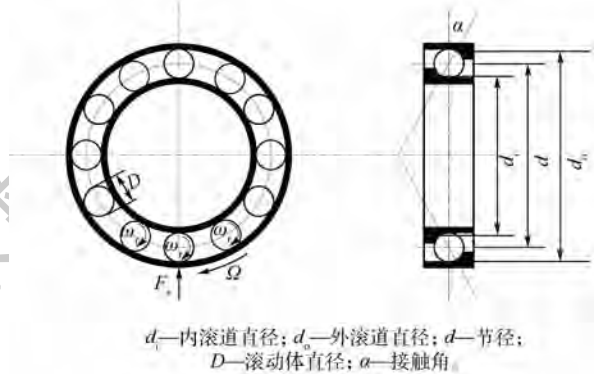
轴承在滚动碾压过程中会存在上述各种特征频率成分的激励及谐波叠加形成的频率,这是轴承固有的特点,下面分析载荷作用引起的行波激励。

假设滚动体与滚道为点接触,按照 Hertz 接触弹性理论,可知滚动体与滚道接触点的法向载荷-位移关系式为

$$Q = k\delta^{\frac{3}{2}} \quad (15)$$

式中: Q 为滚动体与滚道接触点的法向载荷; δ 为滚动体与滚道接触点的位移; k 为与两接触体材料参数和接触点曲率半径都有关的系数^[15]。

轮体的振动作用在轴承外环上,表现为径向(法向)载荷和轴向载荷的形式,再经滚动体传递



d_i —内滚道直径; d_o —外滚道直径; d —节径; D —滚动体直径; α —接触角

图 15 轴承结构示意图

Fig. 15 Schematic diagram of bearing structure

表 1 轴承特征频率

Table 1 Bearing characteristic frequency

频率种类	表达式
保持架旋转频率	$(1 + \gamma)f/2$
滚动体通过内圈频率	$p(1 + \gamma)f/2$
滚动体通过外圈频率	$p(1 - \gamma)f/2$
滚动体自转频率	$d(1 + \gamma)(1 - \gamma)f/(2D)$

注: $\gamma = D \cos \alpha / d$ 为特征参数。

到内环。对于几何形状理想的轴承,其轴向载荷可以认为由全部滚动体共同承担,而径向载荷由扇区内滚动体承担。

图 16 为径向载荷作用下的滚动体变形。滚动体与轴心连线相对载荷作用线的夹角为 φ 时的径向位移为

$$\delta_\varphi = \delta_r \cos \varphi \quad (16)$$

式中: δ_r 为 $\varphi=0$ 时对应的滚道径向移动量,此时有 $\delta_{\varphi=0} = \delta_{\max}$ 。

式(16)可化为如下比例形式:

$$\frac{\delta_\varphi}{\delta_{\max}} = \cos \varphi \quad (17)$$

结合式(15)和式(17),得

$$Q_\varphi = Q_{\max} (\cos \varphi)^{\frac{3}{2}} \quad (18)$$

式中: Q_φ 为夹角为 φ 时滚动体与滚道接触点法向载荷; Q_{\max} 为最大接触载荷。

利用力的平衡,受力扇区内滚子上全部载荷在垂直方向的分量应等于轴承外环上作用的径向载荷,即

$$F_r = \sum_{\varphi=0}^{\varphi=\pm\Phi} Q_\varphi \cos \varphi = p Q_{\max} \frac{1}{2\pi} \int_{-\Phi}^{\Phi} (\cos \varphi)^{\frac{5}{2}} d\varphi \quad (19)$$

式中: Φ 为最大受力扇区半角。

当径向载荷 F_r 确定时,可以求出 δ_r ,进而可以解得 Q_φ 的分布。受载区的每颗滚动体都受由小变大再变小的周期性载荷。动量轮振动时会产生频率等于转频的多个相位和幅值都不同的径向载荷以正弦波形式作用于轴承外环。因此,滚动体同一时刻会承受来自多个同频但不同相位和幅值的波形,叠加后作用于轴承内环,波形经调制后会产生倍频或次倍频。取某 2 个不同的 F_{ri} ,如图 17 所示,都可得到内环某点对应的动载荷。换言之,滚动体的碾压对轴承内环形成了不同频率的行波激励。

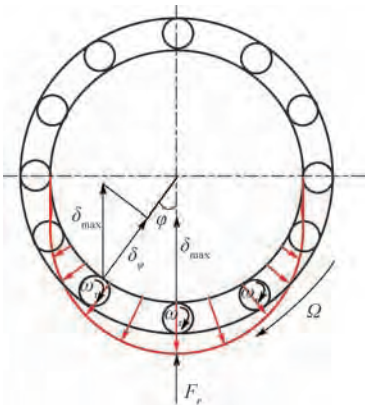


图 16 径向载荷作用下滚动体变形

Fig. 16 Deformation of rolling body under radial load

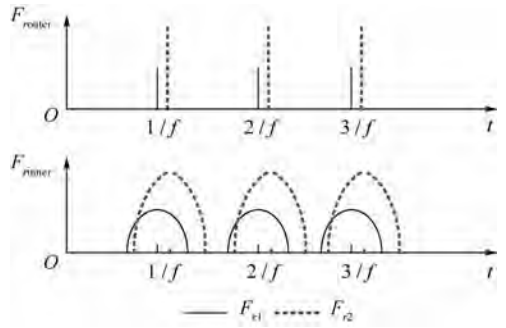


图 17 外环与内环载荷传递关系示意图

Fig. 17 Schematic diagram of load transfer relationship between outer ring and inner ring

此外,轴承中微小几何误差的旋转效应会使得滚动体与滚道的接触关系发生改变,从而引起与各零件特征频率相关的高频激励。由于滚动体的碾压是周期性的冲击,故其不能看作单一简谐波,而是可以通过傅里叶变换展开成无穷级数,在频谱图上相应表现为一簇原点发射线。当轴承的滚动面几何误差叠加时,其相位不同,振动谱线会出现加强或减弱;当误差间存在相对角速度时,还会出现振动波的调制,更为复杂^[16]。

因此,轴承滚动碾压形成的激励不仅包括转频,还有支点动载荷分布引起的行波振动频率、轴承特征频率,以及各频率的多次谐波和相互之间的调制作用,这些都是动量轮结构系统的载荷激励。

1.3 其他内部扰振因素

1.1 节和 1.2 节将轮体结构看为一个整体,主要分析了动量轮结构系统的参数激励和载荷激励,即动力学方程式(1)中的 M 和 Q ,本节分析其他潜在的扰振因素。

实际的轮体结构为带有连接界面的非连续系统,为了减小轮辐的局部振动,采用阻尼环结构。阻尼环本身是板壳类零件,包含多个销钉和螺栓紧固件,在阻尼环的不同位置实现轴向、径向和周向 3 个方向的定位约束。连接结构在受力状态下的离散特性使得在高速旋转时界面接触状态发生变化,一方面影响质量矩阵 M 的不确定性,另一方面也会产生不平衡量激励 Q 。此外,连接结构的装配紧度及阻尼环的材料参数等会影响阻尼矩阵 C 。而刚度矩阵 K 的扰动主要来源于支点轴承刚度的非线性,其影响因素为支点动载荷。

2 计算仿真与试验验证

第 1 节分析了动量轮结构系统的扰振机理,本节主要通过仿真验证轮缘的行波振动形成的参数激励,并通过与试验的结合共同验证支点动载

荷与轴承产生的载荷激励。

2.1 实体建模

动量轮结构系统仿真计算模型如图 18 所示,其采用的实体结构包括轮体、阻尼环和支杆,有限元模型如图 18(a) 所示,采用实体单元网格划分。轮体为一整体不包含连接结构,将连接件的质量附加于阻尼环上,阻尼环与轮辐设置为绑定接触。边界条件如图 18(b) 所示,将支杆的一端固定约束,在转子两侧支点处分别设置轴承单元约束,计算动量轮结构系统的 Campbell 图。

型悬臂支承动量轮结构系统在全工作转速下的输出扰振力,得到振动响应瀑布图。

动量轮结构系统振动响应瀑布图如图 21 所示。可知,在无外界激励的条件下,存在从原点出发的多条激励曲线,其来源均为结构系统内部,虚线 1 为与转速同频的支点动载荷,其振动响应最大,基本为二次曲线;虚线 2 为轴承碾压作用形成的二倍频激励,与一阶正进动交点处响应达到峰值;此外还存在与轴承特征频率相关的激励曲线,每条激励线与各阶模态相交都会激起不同程度的共振,与载荷激励分析相符。试验证明,动量轮结构系统存在明显的前后行波,且频率基本与仿真



图 18 动量轮结构系统仿真计算模型
Fig. 18 Simulation calculation model of momentum wheel structural system

2.2 仿真结果

动量轮结构系统 Campbell 图如图 19 所示。动量轮第 1 阶模态为动量轮整体径向摇摆,由于轮缘的行波振动,会出现“V”型线。第 2 阶模态为整体径向平移模态,此时轮缘行波振动的周向波数为 1,故前后行波频率理论相同,仍存在微小频率差异的原因是:支杆弯曲变形引起陀螺力矩及阻尼环局部轴向振动在泊松比作用下会有微量级径向振动,相应产生科里奥利力。第 3 阶模态主要为阻尼环的振动模态及轮体的轴向平移。做出轴承支点动载荷对应的基频激励线,会与一阶反进动模态产生交点;做出轴承滚动碾压产生的二倍频激励线,会与动量轮的一阶进动产生交点,从而激起共振。因此,通过仿真验证了轮缘的行波振动。

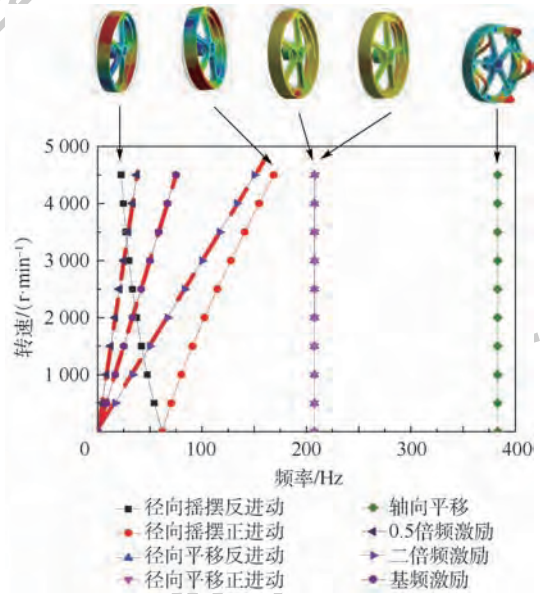


图 19 动量轮结构系统 Campbell 图
Fig. 19 Campbell diagram of momentum wheel structural system

2.3 试验验证

为了验证动量轮结构系统存在 2.2 节所述激励,采用 Kistler 测力台设备(见图 20),测试某典

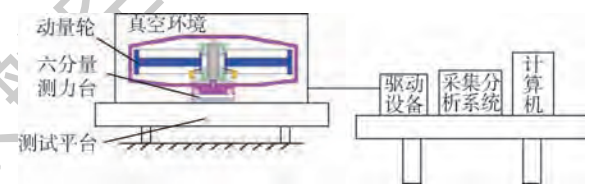


图 20 Kistler 测力台设备
Fig. 20 Kistler dynamometer equipment

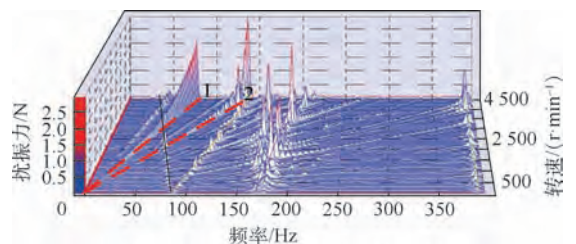


图 21 动量轮结构系统振动响应瀑布图
Fig. 21 Waterfall diagram of vibration response of momentum wheel structural system

相符,由于轮体实际含有连接结构会导致频率的微小差别。仿真与试验的综合验证了微振动机理分析的正确性。

3 结 论

本文针对单端悬臂支承方式的动量轮结构系统,从动力学方程的角度,研究其可能引起微振动的激励因素,得到如下结论:

1) 轮体结构为轮缘-轮辐的几何形式,使得其具有质量和刚度分布非均匀的特点,轮体的转动惯量会在旋转状态产生与转频相关的微小变化,这种微变形成为结构参数激励。

2) 轮体结构中轮缘部分的局部变形主要为径向,会产生科里奥利力的作用改变局部刚度,使得转动惯量产生与行波频率相关的微小变化,这种微振动成为结构参数激励。

3) 由于动量轮结构系统的支承方式不对称,更容易发生内部支杆的弯曲,而轮体上的惯性力矩会产生支点动载荷作用在轴承上,与转频成二次方关系。而由于轴承结构的不连续,会将支点动载荷发散成高次谐波传递到支杆结构上,共同作为结构系统的载荷激励。

4) 实际动量轮结构中还存在其他存在内部激励源,如连接界面的装配误差会影响阻尼等结构参数,轴承刚度的非线性会影响刚度等结构参数。

5) 通过仿真验证了行波振动引起的参数激励;通过与试验相结合验证了支点动载荷及轴承引起的高频载荷激励。

参考文献 (References)

- [1] 张激扬,刘虎,王虹,等. 飞轮扰振特性及振动控制方法[J]. 空间控制技术与应用,2014,40(5):1-7.
ZHANG J Y, LIU H, WANG H, et al. Microvibration characteristics of flywheels and its vibration control approaches[J]. Aerospace Control and Application, 2014, 40(5): 1-7 (in Chinese).
- [2] HASHA M D. Reaction wheel mechanical noise vibrations; SSS-218[R]. Space Telescope Program. Engineering Memorandum, 1986.
- [3] MASTERSON R A. Development and validation of empirical and analytical reaction wheel disturbance models[D]. Cambridge; Massachusetts Institute of Technology, 1999.
- [4] LIU K C, MAGHAMI P, BLAUROCK C. Reaction wheel disturbance modeling, jitter analysis, and validation tests for solar dynamics observatory: AIAA-2008-7232[R]. Reston: AIAA, 2008.
- [5] KIM Y. Thermal creak induced dynamics of space structures[D]. Cambridge; Massachusetts Institute of Technology, 1999.
- [6] 周伟勇. 航天器飞轮动力学建模与振动控制研究[D]. 长沙:国防科学技术大学,2012:35-39.
ZHOU W Y. Research on dynamic modeling and vibration control for the flywheel of spacecraft[D]. Changsha; National University of Defense Technology, 2012:35-39 (in Chinese).
- [7] 李连军,戴金海. 反作用轮系统内干扰建模与仿真分析[J]. 系统仿真实报,2005,17(8):1855-1858.
LI L J, DAI J H. Inner disturbance modeling and simulation analysis of reaction wheel system[J]. Journal of System Simulation, 2005, 17(8): 1855-1858 (in Chinese).
- [8] 罗睿智,张激扬,李林峰,等. 轴承滚动面的几何误差对微振动的激励机理研究[J]. 振动工程学报,2017,30(6):1066-1073.
LUO R Z, ZHANG J Y, LI L F, et al. Mechanism of micro-vibration excited by bearing rolling face geometrical errors[J]. Journal of Vibration Engineering, 2017, 30(6): 1066-1073 (in Chinese).
- [9] 晏砺堂,朱梓根,李其汉,等. 高速旋转机械振动[M]. 北京:国防工业出版社,1994.
YAN L T, ZHU Z G, LI Q H, et al. High-speed rotating machinery vibration[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 1994 (in Chinese).
- [10] 孙述鹏,曹登庆,初世明. 转动薄壁圆柱壳行波振动响应分析[J]. 振动工程学报,2013,26(3):459-466.
SUN S P, CAO D Q, CHU S M. Analysis of travelling wave vibration response for thin rotating cylindrical shell[J]. Journal of Vibration Engineering, 2013, 26(3): 459-466 (in Chinese).
- [11] 赵煜,张鹏飞,程伟. 反作用轮扰动特性测量及研究[J]. 实验力学,2009,24(6):532-538.
ZHAO Y, ZHANG P F, CHENG W. Measure and study of disturbance characteristic of reaction wheel assembly[J]. Journal of Experimental Mechanics, 2009, 24(6): 532-538 (in Chinese).
- [12] 马艳红,刘海舟,邓旺群,等. 具有初始热变形的转子系统振动响应分析[J]. 北京航空航天大学学报,2019,45(2):227-233.
MA Y H, LIU H Z, DENG W Q, et al. Vibration response analysis of a rotor with initial thermal deformation[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(2): 227-233 (in Chinese).
- [13] 罗青. 航天器飞轮系统微振动特性及隔振方法研究[D]. 长沙:国防科学技术大学,2014:8-10.
LUO Q. Research on micro-vibration characteristic and isolation methods of spacecraft flywheel system[D]. Changsha; National University of Defense Technology, 2014:8-10 (in Chinese).
- [14] HARRIS T A, KOTZALAS M N. 滚动轴承分析(原书第5版):第2卷 轴承技术的高等概念[M]. 罗继伟,李济顺,杨咸启,等,译. 北京:机械工业出版社,2009:181-184.
HARRIS T A, KOTZALAS M N. Analysis of rolling bearings (5th ed): Volume 2, Advanced concept of bearing technology[M]. LUO J W, LI J S, YANG X Q, et al., translated. Beijing: China Machine Press, 2009:181-184 (in Chinese).
- [15] HARRIS T A, KOTZALAS M N. 滚动轴承分析(原书第5版):第1卷 轴承技术的基本概念[M]. 罗继伟,马伟,杨咸

启,等,译.北京:机械工业出版社,2009:27-37.

HARRIS T A, KOTZALAS M N. Analysis of rolling bearings (5th ed): Volume 1, Basic concept of bearing technology[M].

LUO J W, MA W, YANG X Q, et al., translated. Beijing: China Machine Press, 2009: 27-37 (in Chinese).

- [16] HOWARD I. A review of rolling element bearing vibration "detection, diagnosis and prognosis": No. 008-399 [R]. DSTO Aeronautical and Maritime Research Laboratory, 1994.

作者简介:

马艳红 女,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:航空发动机整机动力学、旋转机械振动控制、智能结构与新型阻尼材料等。

洪杰 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:航空发动机转子动力学、航空发动机整机动力学、智能结构与新型阻尼材料等。

Micro-vibration mechanism and simulation of momentum wheel

MA Yanhong^{1,2}, LIU Shanshan¹, WANG Hong³, HONG Jie^{1,2,*}

(1. School of Energy and Power Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China;

2. Collaborative Innovation Center of Advanced Aero-Engine, Beijing 100083, China;

3. Beijing Key Laboratory of Long-life Technology of Precision Rotation and Transmission Mechanism, Beijing Institute of Control Engineering, Beijing 100094, China)

Abstract: Momentum wheel is the key mechanical component for attitude control and accuracy maintenance of spacecraft such as satellite. Its micro-vibration seriously affects attitude stability and imaging accuracy of satellite. The non-uniform, non-continuous geometric configuration and rotational effects will cause parametric excitation and load excitation of the structural system. For the dynamic model of the momentum wheel structural system with non-uniform characteristic parameters, the micro-vibration mechanism is studied by analyzing the disturbance of each matrix parameter in the dynamic equation. The simulation and experimental results show that there are fundamental frequency and high frequency excitation in the momentum wheel structure system, where the fundamental frequency is mainly from the dynamic load of the fulcrum, and the high frequency is from the bearing rolling; the local vibration of the rim will form the traveling wave.

Keywords: momentum wheel; vibration characteristics; parameter excitation; load excitation; traveling wave vibration

Received: 2018-10-23; Accepted: 2019-02-02; Published online: 2019-03-04 12:58

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190301.0848.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (51575022); the Fundamental Research Funds for the Central Universities (YWF-18-BJ-J-44)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2018.0658

基于挂钩力模型的拖挂式房车同步制动控制



徐兴^{1,2,*}, 糜杰¹, 文楚玥¹, 王峰^{1,2}, 马世典^{1,2}, 陶涛³

(1. 江苏大学 汽车与交通工程学院, 镇江 212013; 2. 江苏大学 汽车工程研究院, 镇江 212013;

3. 上汽大通汽车有限公司南京分公司, 南京 211103)

摘 要: 为了提升拖挂式房车制动时牵引车与房车的制动同步性能, 结合纵向挂钩力观测器提出一种制动协调控制方法。分析牵引车-房车直线制动运动学特性, 考虑电磁制动器机电耦合特性以及球头挂钩柔性连接特性, 建立牵引车-房车直线协调制动模型; 采用牵引车速度/加速度等低成本传感器所获得的信号数据, 基于卡尔曼滤波算法, 设计了拖挂式房车纵向挂钩力估计器; 引入终端滑模变结构控制算法, 建立纵向挂钩力估计值与目标值误差动力学方程, 使纵向挂钩力准确跟随目标值, 并在此基础上开发了拖挂式房车制动同步控制器。仿真和实车测试结果均表明, 所提出的估计方案能准确跟踪拖挂式房车的纵向挂钩力; 与其他常规方法相比, 所采用的控制方法使得牵引车与房车在制动期间最大挂钩力值小于 3 kN, 有效保证两者制动的稳定性。

关键词: 拖挂式房车; 状态估计; 终端滑模控制; 同步制动; 电磁制动器

中图分类号: U461.3

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2019)07-1283-11

拖挂式房车凭借其灵活的布置方式、齐备的家居生活配置以及和牵引车之间的分离便捷性, 在欧美市场得到广泛的欢迎, 随着人民生活水平的提高, 以及相关法规的完善, 房车在中国体现出巨大的市场潜力。通过市场调研, 中国关于拖挂式房车的相关企业, 很大程度上处于为国外房车制造单位代工的技术末端, 缺乏相关技术产权, 因此中国对于拖挂式房车的相关技术储备亟需提升^[1]。

军用拖挂车与拖挂式房车的结构及行驶方式相类似, 其广泛用于遂行物资运输、装备搭载等任务, 在部队训练、作战与保障中发挥着重要作用。英国 BAE 系统公司设计的军用挂车都装配有标准的牵引枢轴和牵引环, 由于连接器的标准化, 同一载质量等级的挂车都能与某一牵引车相连^[2]。英国 Penman 公司设计并制造的液压或气压制动

的中型单轴军用挂车可在全球任何严峻环境下作业^[3]。在国内, 学者对于军用挂车分别在连接方式、转向分析^[4]、制动系统匹配^[5]等问题进行了研究, 但对于军用挂车的制动稳定性控制鲜有研究。因此, 针对拖挂式房车制动稳定性的研究对于军用拖挂车的主动安全具有借鉴意义。

拖挂式房车的制动稳定性作为影响其安全性最重要因素之一, 一直是国内外学者研究重点。拖挂式房车的制动特性远比单辆汽车制动性能复杂, 其牵引车与房车间相互作用力对制动稳定性有较大影响。目前, 大部分学者将研究集中在拖挂式列车的转弯制动稳定性方面。学者提出了基于滑移率最优的控制^[6-7], 均提高了半挂汽车列车弯道制动横向稳定性。上述文献中的挂钩装置均简化为刚性模型, 鲜有学者研究刚性连接的情况下拖挂列车直线同步协调制动。然而, 实际运

收稿日期: 2018-11-14; 录用日期: 2019-03-11; 网络出版时间: 2019-03-30 13:02

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190328.1522.001.html

基金项目: 电磁制动系统开发 (20170013)

* 通信作者. E-mail: xuxing@mail.ujs.edu.cn

引用格式: 徐兴, 糜杰, 文楚玥, 等. 基于挂钩力模型的拖挂式房车同步制动控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(7): 1283-1293. XU X, MI J, WEN C Y, et al. Synchronous braking control of travel trailer based on hook force model[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(7): 1283-1293 (in Chinese).

行中,拖挂式房车因其连接、分离便利性的需求,其球头连接装置刚度较低。拖挂式房车在直线制动时,牵引车与房车间的球头挂钩会因为不实时同步制动而产生内部纵向挂钩力,其大小与牵引车和房车的相对位移、低刚度连接装置的弹性特性及阻尼有关^[8]。另外,纵向挂钩力的大小会直接影响同步制动的效果,甚至引发拖挂式房车产生折叠、侧滑等危险工况,因此准确获取纵向挂钩力信息是保证拖挂式房车直线同步制动控制的关键。目前,通过估计算法对车辆进行估计辨识是一种有效的方法。学者基于 KF 估计算法^[9-10]可准确估计牵引车、半挂车的横摆角速度以及铰接角。基于上述文献,可以通过估计算法来获取制动时两车之间的纵向挂钩力。

对于拖挂列车制动控制的研究,大部分学者基于模糊控制^[11]、神经网络控制^[12]、鲁棒控制^[13]等方法进行挂车的制动控制,从而提高制动时的横向稳定性。目前,滑模变结构控制方法亦开始用于拖挂列车的制动控制中^[14-15]。相比于传统滑模控制,终端滑模控制具有动态响应速度快,有限时间收敛,消除抖振,稳态跟踪精度高等优势^[16-18],适用于变化迅速的拖挂式房车纵向挂钩力控制。

本文针对采用电磁制动器的拖挂式房车制动同步性问题,分析了含有机电耦合特性的电磁制动器模型^[19],并将其考虑进牵引车与房车直线制动动力学模型,设计基于模型的房车纵向挂钩力观测器,在此基础上基于最优纵向挂钩力提出拖挂式房车的同步制动控制方法,通过控制电磁制动器中电磁体电流大小,实现牵引车与房车的协调制动,并开发控制器样机进行了实车验证。

1 拖挂式房车直线制动模型构建

1.1 考虑挂钩特性的牵引车-房车直线制动模型

拖挂式房车在直线制动过程中的受力如图 1 所示。为简化分析,建立拖挂式房车制动模型时进行如下假设:

- 1) 忽略牵引车和房车在直线制动过程中的横摆、俯仰运动。
- 2) 忽略牵引车和房车在直线制动过程中的载荷转移。
- 3) 制动过程中,牵引车与房车车轮均不抱死,且均未达到地面附着力。

基于以上假设,建立牵引车纵向平移运动和房车纵向平移运动的二自由度模型。

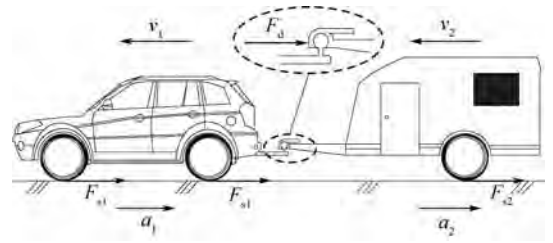


图 1 牵引车-拖挂式房车制动动力学模型

Fig. 1 Tractor-travel trailer braking mechanical model

利用牛顿力学原理分别建立了牵引车和房车的动力学方程。其中,牵引车动力学方程:

$$F_{s1} + m_1 g f_1 + \frac{C_d A_1 v_1^2}{21.15} + F_d = m_1 a_1 \quad (1)$$

式中: F_{s1} 为牵引车地面制动力; m_1 为牵引车质量; f_1 为牵引车滚动阻力系数; C_d 为空气阻力系数; A_1 为牵引车迎风面积; v_1 为牵引车车速; F_d 为牵引车球头纵向挂钩力; a_1 为牵引车减速度。

拖挂式房车动力学方程:

$$F_{s2} + m_2 g f_2 + \frac{C_d A_2 v_2^2}{21.15} + F'_d = m_2 a_2 \quad (2)$$

式中: F_{s2} 为房车地面制动力; m_2 为房车质量; f_2 为滚动阻力系数; A_2 为房车迎风面积; v_2 为房车车速; F'_d 为房车纵向挂钩力; a_2 为牵引车减速度。

由于牵引车和房车地面制动力不能直接获得,因此建立如图 2 所示的单轮车辆模型,通过车轮制动力矩获得牵引车和房车地面制动力。

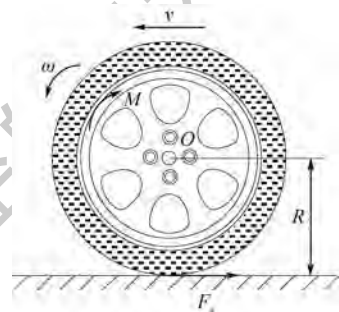


图 2 单轮车辆模型

Fig. 2 Single-wheel vehicle model

牵引车车轮运动方程:

$$J_1 \dot{\omega}_1 = F_{s1} R_1 - M_1 \quad (3)$$

式中:

$$\dot{\omega}_1 = \frac{\dot{v}_1 - s_1 \dot{v}_1}{R_1} = (1 - s_1) \frac{a_1}{R_1} \quad (4)$$

其中: J_1 为牵引车车轮转动惯量; ω_1 为牵引车车轮角速度; R_1 为牵引车车轮半径; M_1 为牵引车制动力矩; s_1 为牵引车车轮滑移率。一般牵引车具有 ABS 系统,其在紧急制动时,车轮滑移率一般维持在 20% 左右,因此牵引车车轮滑移取 $s_1 = 20\%$ 。

房车车轮运动方程:

$$J_2 \dot{\omega}_2 = F_{s_2} R_2 - M_2 \quad (5)$$

式中:

$$\dot{\omega}_2 = \frac{\dot{v}_2 - s_2 \dot{v}_2}{R_2} = (1 - s_2) \frac{a_2}{R_2} \quad (6)$$

其中: J_2 为房车车轮转动惯量; ω_2 为房车车轮角速度; R_2 为房车车轮半径; M_2 为房车制动力矩; s_2 为房车车轮滑移率。同上,房车车轮滑移率取 $s_2 = 20\%$ 。

通过式(1)~式(6),可得牵引车与房车直线制动模型:

$$\begin{cases} F_d = m_1 a_1 - \left[\frac{J_1 a_1 (1 - s_1)}{R_1^2} + \frac{M_1}{R_1} \right] - \\ m_1 g f_1 - \frac{C_d A_1 v_1^2}{21.15} \\ F'_d = m_2 a_2 - \left[\frac{J_2 a_2 (1 - s_2)}{R_2^2} + \frac{M_2}{R_2} \right] - \\ m_2 g f_2 - \frac{C_d A_2 v_2^2}{21.15} \end{cases} \quad (7)$$

1.2 电磁制动器机-电耦合模型

电磁制动器如图 3 所示,制动时,电磁体通电产生电磁吸力,使其与旋转的制动鼓产生相对摩擦。摩擦力带动驱动杠杆转动,杠杆将摩擦蹄片张开并压向制动鼓,产生摩擦力矩使车轮减速^[20]。

与一般的鼓式制动器相同,房车的电磁制动器制动力矩与制动蹄的关系为

$$M_2 = K_i P R_0 \quad (8)$$

式中: K_i 为制动效能因数; P 为制动蹄促动力; R_0 为制动鼓半径。

当电磁制动器中制动蹄被撑开时,摩擦力矩经杠杆放大,产生对制动蹄更大的制动压力。因此,制动蹄促动力与电磁体和制动鼓之间的电磁力的关系为

$$P = F \mu_0 n \quad (9)$$

式中: F 为制动鼓与电磁体之间电磁吸力; μ_0 为制动鼓与电磁体之间摩擦系数; n 为制动器杠杆

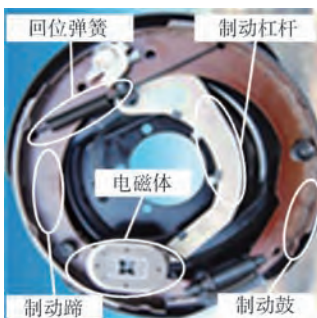


图 3 电磁制动器

Fig. 3 Electromagnetic brake

力矩放大系数。

电磁体与制动鼓之间电磁吸力主要取决于电磁体线圈中的通电电流。一般电磁体吸力超过一定安匝数以上基本与安匝数成线性关系^[21]。电磁制动器通过试验可得出电磁吸力与电流的关系为

$$F = K N i \quad (10)$$

式中: K 为电磁吸力与安匝数比例系数; N 为线圈匝数; i 为电流。

通过式(8)~式(10)可得电磁制动器的制动力矩表达式:

$$M_2 = K_i R_0 \mu_0 n K N i \quad (11)$$

车辆进行制动时,传感器将牵引车减速度信号传给电控单元,然后由电控单元输出 PWM 控制信号,调节制动力矩。可将电磁制动系统看作为一阶系统,则有

$$\dot{M}_2 = \frac{K_i R_0 \mu_0 n K N i - M'_2}{\tau} \quad (12)$$

式中: M'_2 为房车实际制动力矩; τ 为迟滞时间常数,由文献可知[22], τ 一般取值为 150~200 ms,其主要用于克服线圈响应滞后、克服弹簧力等。

1.3 柔性球头挂钩模型

牵引车与半挂车的连接装置为牵引座与牵引销,其刚度较大,相较于此,为便于快捷连接/分离,拖挂式房车的连接装置球头挂钩以及球头罩刚度则小得多,因此可将牵引车与房车的挂钩连接看成“柔性”连接。拖挂式房车球头连接装置如图 4 所示,若在直线制动过程考虑挂钩连接装置的阻尼系数,则房车在纵向方向上以一定频率作周期性的衰减振动。牵引车与房车挂钩连接装置阻尼刚度简化图如图 5 所示。



(a) 球头挂钩

(b) 球头罩

图 4 拖挂式房车球头连接装置

Fig. 4 Travel trailer ball-type hitch connection device

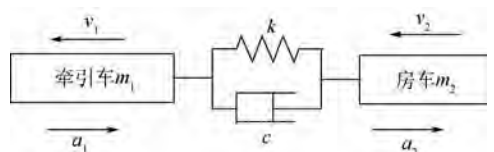


图 5 挂钩连接装置阻尼刚度简化图

Fig. 5 Simplified diagram of damping and stiffness of hook connection device

根据上述分析可得牵引车与房车球头挂钩处纵向力表达式为

$$\begin{cases} F_d = c \left(\int a_1 dt - \int a_2 dt \right) + k \left(\int v_1 dt - \int v_2 dt \right) \\ F'_d = -c \left(\int a_1 dt - \int a_2 dt \right) - k \left(\int v_1 dt - \int v_2 dt \right) \end{cases} \quad (13)$$

式中： k 为挂钩弹性系数； c 为挂钩阻尼系数。

通过式(7)、式(12)和式(13)可得牵引车与房车直线制动数学模型：

$$\begin{cases} c \left(\int a_1 dt - \int a_2 dt \right) + k \left(\int v_1 dt - \int v_2 dt \right) = \\ m_1 a_1 - \left[\frac{J_1 a_1 (1 - s_1)}{R_1^2} + \frac{M_1}{R_1} \right] - m_1 g f_1 - \frac{C_d A_1 v_1^2}{21.15} - \\ c \left(\int a_1 dt - \int a_2 dt \right) - k \left(\int v_1 dt - \int v_2 dt \right)_d = \\ m_2 a_2 - \left[\frac{J_2 a_2 (1 - s_2)}{R_2^2} + \frac{M_2}{R_2} \right] - m_2 g f_2 - \frac{C_d A_2 v_2^2}{21.15} \\ \dot{M}_2 = \frac{K_i R_0 \mu_0 n K N i - M'_2}{\tau} \end{cases} \quad (14)$$

1.4 拖挂式房车模型仿真验证

为了验证房车直线制动模型的准确性，在TruckSim中建立牵引车-房车的整车仿真模型，在MATLAB/Simulink中建立牵引车-房车直线制动模型。其中牵引车-房车参数、电磁制动器参数如表1、表2所示。

表1 牵引车-拖挂式房车参数

Table 1 Tractor-travel trailer parameters

参数	数值
牵引车质量 m_1 /kg	2000
房车质量 m_2 /kg	1000
牵引车车轮半径 R_1 /mm	350.9
房车车轮半径 R_2 /mm	321.5
牵引车迎风面积 A_1 /m ²	3.06
房车迎风面积 A_2 /m ²	5.25
牵引车滚动阻力系数 f_1	0.018
房车滚动阻力系数 f_2	0.018
牵引车车轮转动惯量 J_1 /(kg·m ²)	13.0
房车车轮转动惯量 J_2 /(kg·m ²)	11.8
空气阻力系数 C_d	0.3

表2 电磁制动器参数

Table 2 Electromagnetic brake parameters

参数	数值
制动鼓半径 R_0 /mm	110
电磁体与制动鼓摩擦系数 μ_0	0.35
制动效能因数 K_i	3.35
制动器杠杆力矩放大系数 n	10
电磁吸力与安匝数比例系数 K	862.5
线圈匝数 N	150

仿真时，设置高附着道路系数，牵引车以40 km/h的初始车速匀速行驶，在2 s时，给予牵引车车轮如图6所示的制动力矩阶跃输入，同时，房车电磁制动器电流输入选用一组如图7所示的确定的房车直线同步制动下的经验数据。图8~图10分别为Siumlink模型计算得出的牵引车减速度、房车减速度以及纵向挂钩力值与TruckSim输出值对比。

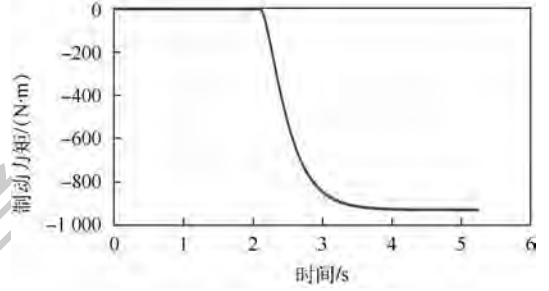


图6 牵引车制动力矩

Fig. 6 Braking torque for tractor

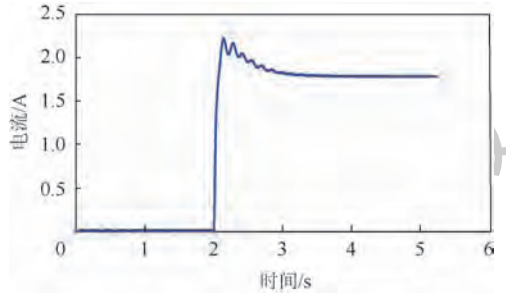


图7 电磁制动器电流

Fig. 7 Electromagnetic brake current

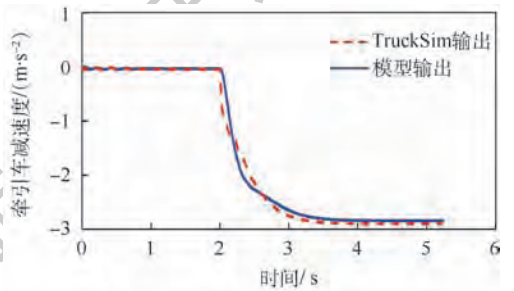


图8 牵引车减速度对比

Fig. 8 Comparison of tractor deceleration

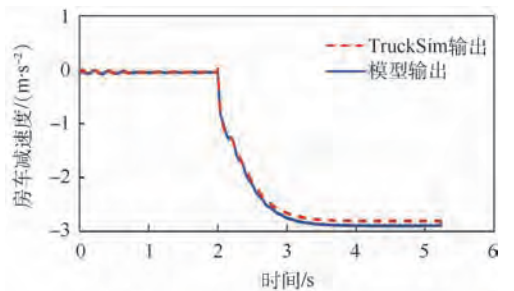


图9 拖挂式房车减速度对比

Fig. 9 Comparison of travel trailer deceleration

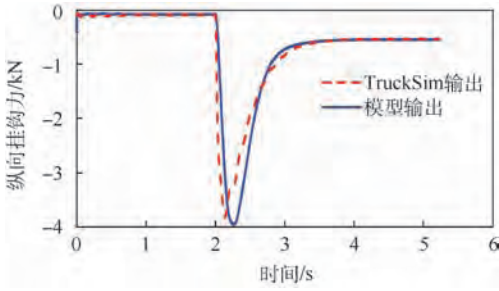


图10 纵向挂钩力对比

Fig. 10 Comparison of longitudinal hook force

由图8~图10可见,TruckSim 仿真曲线和本文建立的模型仿真曲线趋势及幅值基本一致,验证了所建立的拖挂式房车直线同步制动动力学模型合理有效。

2 基于卡尔曼滤波的纵向挂钩力估计

2.1 拖挂式房车纵向挂钩力估计模型

拖挂式房车直线制动时,需要以纵向挂钩力为控制目标来保证牵引车与房车形成同步制动。在实际中,房车的纵向挂钩力虽然可以用传感器直接测量,但需要特定的安装方式以及成本原因,不适于配置在量产的房车上。因此,可以根据牵引车上的传感器实际配置,通过车辆状态估计技术,在不增加成本的基础上准确计算得到其他所需的状态信息^[23]。

纵向挂钩力是由于直线制动时,牵引车与房车未能同步制动而产生的,因此需要建立牵引车直线制动模型估计出纵向挂钩力,牵引车运动方程由式(1)变化得:

$$m_1 \dot{v}_1 = F_d + F_{s1} + F_{r1} \quad (15)$$

式中: F_{r1} 为阻力,包括滚动阻力和风阻。

假设纵向挂钩力的变化与纵向挂钩力在一段范围内呈线性关系^[24]:

$$F_d = \lambda F_d \quad (16)$$

汽车制动时,地面制动力、阻力。这两种力都被认为是已知输入 u 。实际运行中,传感器有测量误差以及模型本身有误差,因此将牵引车速度的误差近似为白噪声处理。假设牵引车速度和纵向挂钩力为状态向量 $x = [v_1 \quad F_d]^T$, u 为已知输入, y 为传感器测量值, v 和 w 为互不相关的零均值白噪声序列,则房车纵向挂钩力状态估计器模型的状态方程和观测方程表示为

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu + Dv \\ y &= Cx + Ew \end{aligned} \quad (17)$$

式中:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{m_1} \\ 0 & -\lambda \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{m_1} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$C = E = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

对于基于卡尔曼滤波算法的状态估计器,需要对连续的状态方程和观测方程进行离散化处理。经离散化处理后,状态估计器模型的状态方程和测量方程可以描述如下:

状态方程:

$$x_{k+1} = Ax_k + Bu_k + Dv_k \quad (18)$$

观测方程:

$$y_k = Cx_k + Ew_k \quad (19)$$

状态估计器在结构上分为时间更新和观测更新两部分。具体观测器设计步骤如下:

时间更新部分:

$$\begin{aligned} \hat{x}_{k|k+1} &= A\hat{x}_{k-1|k-1} + Bu_k \\ P_{k,k-1} &= AP_{k-1,k-1}A^T + Q_k \end{aligned} \quad (20)$$

式中: $\hat{x}_{k-1|k-1}$ 表示 $k-1$ 时刻的最优估计值; $P_{k-1,k-1}$ 表示 $k-1$ 时刻的误差协方差; Q_k 表示离散化的过程噪声。

观测更新部分:

$$\begin{aligned} K_k &= P_{k,k-1}C^T(CP_{k,k-1}C^T + R_k)^{-1} \\ \hat{x}_{k|k} &= \hat{x}_{k|k-1} + K_k(y_k - C\hat{x}_{k|k-1}) \\ P_{k,k} &= (I - K_kC)P_{k,k-1} \end{aligned} \quad (21)$$

式中: $P_{k,k}$ 表示 k 时刻的误差协方差; K_k 表示卡尔曼滤波增益; R_k 表示离散化的观测噪声。

设定卡尔曼滤波状态变量 x 的初始值、状态误差协方差矩阵 P 的初始值,以及过程噪声协方差矩阵 Q 、观测噪声协方差矩阵 R 的初始值。

2.2 纵向挂钩力估计仿真验证

为了验证纵向挂钩力估计模型的准确性,在 TruckSim 中建立牵引车与房车的整车仿真模型,在 MATLAB/Simulink 中搭建纵向挂钩力估计模型。

仿真时,选用 TruckSim 中设计的拖挂式房车虚拟样机为状态估计模型提供已知输入和观测输入,过程噪声和测量噪声通过 Simulink 库中随机白噪声模块来模拟。图11、图12为阶跃和间歇制动下,拖挂式房车状态估计模型输出的纵向挂钩力与TruckSim仿真输出的纵向挂钩力的对比。牵引车以40 km/h 的车速匀速行驶,在2 s时,给牵引车阶跃制动信号,纵向挂钩力很快达到极值,

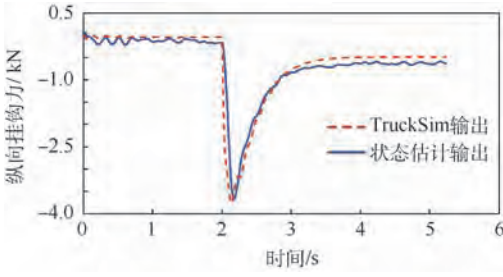


图 11 阶跃制动纵向挂钩力对比

Fig. 11 Comparison of step braking longitudinal hook force

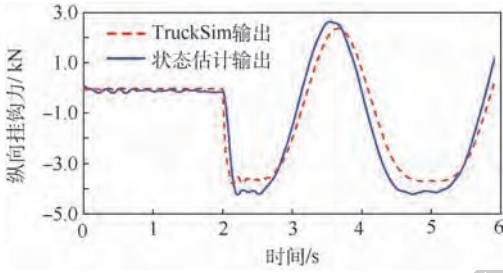


图 12 间歇制动纵向挂钩力对比

Fig. 12 Comparison of intermittent braking longitudinal hook force

随着制动力矩不变后,纵向挂钩力逐渐减小,并趋于稳定;同样,在2s时,给牵引车一个间歇制动信号,纵向挂钩力会随着制动力矩的大小变化而变化,且也呈一个间歇起伏的变化。从两图中可以看出,纵向挂钩力其状态估计的输出与 TruckSim 输出有一点偏差,偏差的产生是由于搭建的模型有误差,但曲线的趋势总体上是大致相同的,因此所提出的估计方案能较准确地估计出纵向挂钩力。

3 基于终端滑模变结构的房车直线同步制动控制

3.1 纵向挂钩力控制模型

房车在直线制动过程,若考虑连接装置中的刚度与阻尼系数,则纵向挂钩力定义为

$$F_d(t) = c \left(\int a_1(t) dt - \int a_2(t) dt \right) + k \left(\int v_1(t) dt - \int v_2(t) dt \right) \quad (22)$$

从式(22)可以看出:当牵引车与房车的减速度、速度以及绝对位移均相同时,即牵引车与房车同步制动时,纵向挂钩力为0。若牵引车与房车的减速度、速度以及绝对位移差值越大,纵向挂钩力越大。

3.2 终端滑模变结构控制器设计

纵向挂钩力控制策略如图13所示,在拖挂式房车直线制动控制中,将从纵向挂钩力状态观测器中估计出的纵向挂钩力 F_d 与最优纵向挂钩力 $F_{d,r}$ 之差作为控制目标 e ,其中最优化纵向挂钩力取

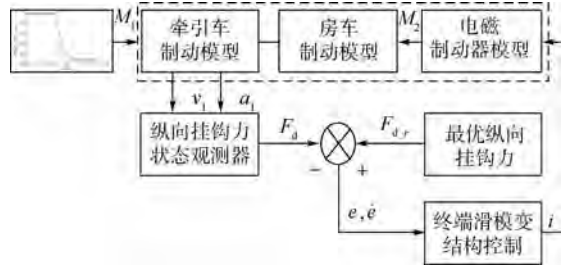


图 13 拖挂式房车纵向挂钩力控制策略

Fig. 13 Longitudinal hook force control strategy for travel trailer

值为0。再将误差 e 以及误差变化率 \dot{e} 作为控制系统的输入,电磁制动器的电流 i 为控制系统的输出。通过对电流的输出来控制房车车轮的制动力矩,从而调节房车的减速度,减小纵向挂钩力,实现牵引车与房车的同步制动。

具体终端滑模变结构设计如下。将式(22)对时间求导,则有

$$\dot{F}_d = c(a_1 - a_2) + k(v_1 - v_2) \quad (23)$$

将房车动力学方程(2)、房车车轮运动方程(5)、电磁制动器制动力矩方程(11)代入式(23),为简化分析,忽略房车动力学方程中风阻及滚动阻力,则有

$$\dot{F}_d = c \left(a_1 - \frac{F_d R_2^2 + K_1 R_0 \mu_0 n K N R_2 i}{m_2 R_2^2 - J_2} \right) + k(v_1 - v_2) \quad (24)$$

将式(24)改写成如下形式:

$$\dot{F}_d = A_k F_d + B_n a_1 + B_m i \quad (25)$$

其中:

$$A_k = \frac{-R_2^2}{m_2 R_2^2 - J_2}$$

$$B_n = c$$

$$B_m = \frac{-R_2^2 K_1 R_0 \mu_0 n K N R_2}{m_2 R_2^2 - J_2}$$

选取电流为控制变量,控制目的是找到控制规律使纵向挂钩力遵循最优挂钩力 $F_{d,r}$ 变化。

滑动面定义为

$$e = F_{d,r} - F_d \quad (26)$$

设计滑模面函数为

$$s = e + \rho e^{p/q} \quad (27)$$

式中: $\rho > 0$, p, q 为奇数,且 $1 < p/q < 2$ 。

对上述滑模面求导可得

$$\dot{s} = \dot{e} + \rho(p/q) e^{p/q-1} \dot{e} \quad (28)$$

将式(25)代入到式(28)可得

$$\dot{s} = \dot{e} + \rho(p/q) \cdot e^{p/q-1} [\dot{F}_{d,r} - (A_k \dot{F}_d + B_n \dot{a}_1 + B_m \dot{i})] \quad (29)$$

对式(29)进行化简得

$$\dot{s} = \dot{e} + \rho(p/q)e^{p/q-1}(\ddot{F}_{d,t} - A_k A_k F_d - A_k B_n a_1 - A_k B_m i - B_n \dot{a}_1 - B_m \dot{i}) \quad (30)$$

由此令:

$$L = A_k B_m i + B_m \dot{i} \quad (31)$$

$$G = A_k B_n a_1 + B_n \dot{a}_1 \quad (32)$$

将 L, G 代入式(30)整理可得

$$\dot{s} = \dot{e} + \rho(p/q)e^{p/q-1}(\ddot{F}_{d,t} - A_k A_k F_d - L - G) \quad (33)$$

为了能使控制系统的运动点迅速正确的回到非线性滑模面上,由此定义切换控制率表达如下:

$$Q_u = \eta \operatorname{sgn}(s) + \mu s \quad (34)$$

式中: η, μ 为切换增益,其值应足够大且 $\eta > 0, \mu > 0$ 。 $\operatorname{sgn}(s)$ 为开关函数,定义如下:

$$\operatorname{sgn}(s) = \begin{cases} +1 & s_{i1} > 0, i = 1, 2 \\ -1 & s_{i1} < 0, i = 1, 2 \end{cases} \quad (35)$$

设计终端滑模控制律:

$$L_u = \ddot{F}_{d,t} - A_k A_k F_d - G + \rho(p/q)e^{2-p/q} + Q_u \quad (36)$$

定义李雅普诺夫函数:

$$V_u(s) = \frac{1}{2}s^2 \quad (37)$$

$V_u(s)$ 对时间的一阶导数为

$$\dot{V}_u(s) = s\dot{s} \quad (38)$$

将设计的控制律 L_u 代入到式(33)中化简得到

$$\dot{V}_u(s) = s\rho(p/q)e^{p/q-1}(-Q_u) \quad (39)$$

由式(39)可知, $\dot{V}_u \leq 0, p, q$ 为奇数,且 $1 < p/q < 2$,由此得 $\rho(p/q)e^{p/q-1} > 0$,且由 $\dot{V}_u \leq 0$,满足李雅普诺夫稳定性判定,由此证明该控制策略具有可行性。

3.3 房车直线制动稳定性仿真验证

在 TruckSim 中建立房车直线制动模型,并输出数据到房车 Simulink 模型中,建立联合仿真模型。设置高附着系数道路,初始车速为 40 km/h,牵引车输入一组已知的阶跃制动力矩数据,房车输入一组已知的预制动力矩,图 14 所示是系统在 PID 控制、传统滑模控制、终端滑模控制情况下的纵向挂钩力对比。图 15 为传统滑模控制与终端滑模控制后房车减速度与牵引车减速度的对比。图 16 为传统滑模控制与终端滑模控制电流输出对比。如图 14 所示,相比于 PID 控制,滑模控制可以有效减小纵向挂钩力。如图 15 所示,相比于传统滑模控制,终端滑模控制下的房车减速度更加跟随牵引车减速度,即终端滑模控制下,牵引车

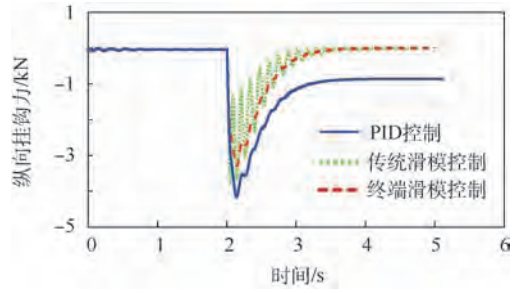


图 14 PID 控制、传统滑模控制及终端滑模控制下纵向挂钩力对比

Fig. 14 Comparison of longitudinal hook force under PID control, traditional sliding mode control and terminal sliding mode control

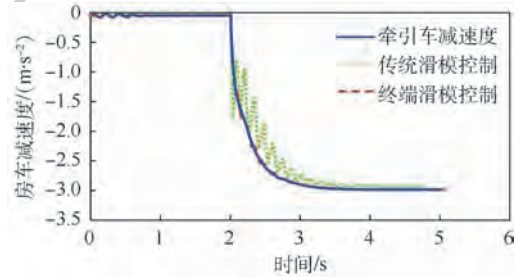


图 15 传统滑模控制与终端滑模控制后拖挂车式房车与牵引车减速度对比

Fig. 15 Comparison of deceleration between travel trailer and tractor under traditional sliding mode control and terminal sliding mode control

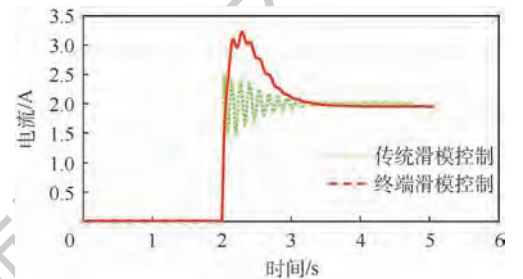


图 16 传统滑模控制与终端滑模控制输出对比

Fig. 16 Output comparison between traditional sliding mode control and terminal sliding mode control

与房车的同步制动性更好。如图 16 所示,相比于传统滑模控制,终端滑模控制下的电流输出更加平稳,因此图 14 与图 15 中纵向挂钩力以及房车减速度的抖振更小,更有利于房车的直线制动稳定性。

4 实车实验验证

图 17 为实验样车,其中牵引车使用的是国家标准内允许拖拽房车的车型 - BJ20,房车底盘使用的是国外标准房车 AL-KO 底盘,车厢是通过参

照国外房车结构参数的基础上自行设计、改造、配重而成,房车车轮制动器使用的是电磁制动器。实验样车控制与测试系统如图 18 所示,其中牵引车装有车速传感器测量车速,牵引车中控水平处安装有加速度传感器测量加速度,房车挂钩处贴有电阻应变片测量纵向挂钩力。车速传感器和加速度传感器将信号输入到 D2P 控制器中,D2P 控制器通过输入信息计算控制输出,并与 PCB 板通讯,PCB 板驱动电路输出基准电压为 12 V 的 PWM 驱动电磁体再到电磁制动器,实现房车的制动;与此同时,LMS 数采仪采集应变片输出的纵向挂钩力信号,并将数据传输至上位机验证纵向挂钩力估计的准确性。

实验首先验证纵向挂钩力估计的准确性,对牵引车-房车进行直线阶跃制动实验,牵引车以 40 km/h 速度行驶,在 2 s 时进行阶跃制动。纵向挂钩力实际输出与模型输出的对比如图 19 所示,实际纵向挂钩力输出的大小与模型输出的极值较相近,在 3 kN 左右,且力的趋势大致相同,但挂钩力的实际输出相较于模型输出有迟滞且归零较慢,原因是实际实验中控制器的计算需要时间而产生迟滞。

为了验证终端滑模控制对于纵向挂钩力大小



图 17 实验样车

Fig. 17 Experimental vehicle



图 18 实验样车系统结构图

Fig. 18 Experimental vehicle system structure diagram

的控制是否有效,分别进行 PID 控制、传统滑模控制以及终端滑模控制下的牵引车-房车阶跃制动实验。如图 20 所示,牵引车制动前以约 40 km/h 速度迅速直线行驶,在 2 s 时开始阶跃制动,约 4 s 时车辆停止行驶。PID 控制、传统滑模控制以及终端滑模控制下纵向挂钩力的对比如图 21 所示,相比于 PID 控制,在滑模控制下,房车的纵向挂钩力明显减小,PID 控制时,纵向挂钩力极值为 5 kN,滑模控制下,极值约为 3.5 kN 左右。相比于传统滑模控制,终端滑模控制对于纵向挂钩力的控制更加稳定,抖振较小。因此终端滑模控制能够更好的控制房车制动时纵向挂钩力的大小以及稳定性,使得牵引车与房车更好的同步制动,保

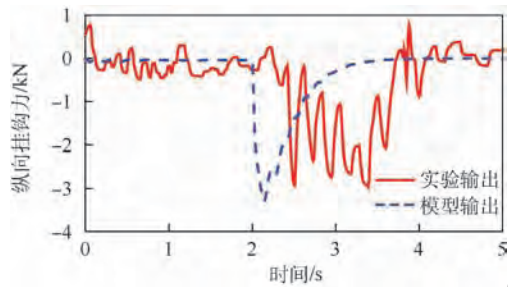


图 19 纵向挂钩力模型输出与实验输出对比

Fig. 19 Longitudinal hook force output comparison between model and experiment

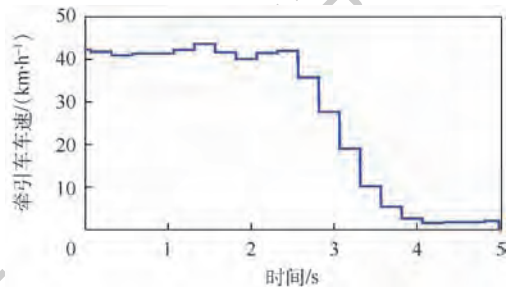


图 20 牵引车车速

Fig. 20 Tractor speed

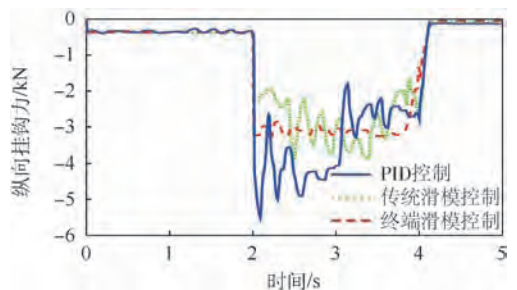


图 21 PID 控制、传统滑模控制及终端滑模控制下纵向挂钩力对比

Fig. 21 Comparison of longitudinal hook force under PID control, traditional sliding mode control and terminal sliding mode control

持房车的制动稳定性。

图 22 为传统滑模控制与终端滑模控制下房车减速度与牵引车减速度对比。图 23 为传统滑模控制与终端滑模控制下房车减速度与牵引车减速度误差对比。从图中可以看出,2 种滑模控制下,房车减速度均能较好的跟随牵引车减速度。相比于传统滑模控制,终端滑模控制下的房车减速度与牵引车减速度误差更小,即后者控制下,牵引车与房车具有更好的同步制动性。

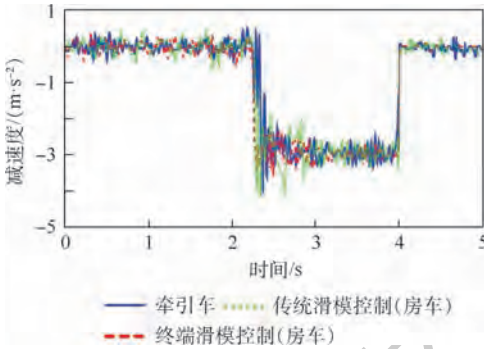


图 22 传统滑模控制与终端滑模控制下拖挂式房车与牵引车减速度对比

Fig. 22 Comparison of deceleration between travel trailer and tractor under traditional sliding mode control and terminal sliding mode control

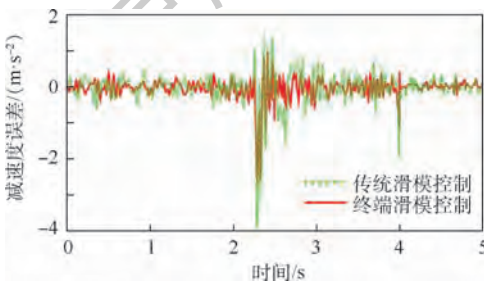


图 23 传统滑模控制与终端滑模控制下拖挂式房车与牵引车减速度误差对比

Fig. 23 Comparison of deceleration error between travel trailer and tractor under traditional sliding mode control and terminal sliding mode control

5 结 论

1) 构建了包含电磁制动器特性、“柔性”挂钩特性的牵引车-房车直线制动模型。通过与 TruckSim 仿真结果对比可知,建立的牵引车-房车直线制动模型较准确地反映了车辆的主要运动特性。

2) 利用牵引车速度等信息易获取的特点,提出了基于卡尔曼滤波的牵引车-房车直线制动模型纵向挂钩力估计方案,能准确估计出挂钩力的

大小。

3) 所设计的以纵向挂钩力为目标的基于终端滑模变结构控制的房车制动稳定性系统,能有效保证拖挂式房车在直线制动时,其纵向挂钩力较小,且房车减速度能跟随牵引车的减速度,达到同步制动的效果,保证了房车的制动稳定性。

4) 本文所进行的实验能大体上验证纵向挂钩力估计模型的准确性;相比于 PID 控制,在滑模控制下,纵向挂钩力的大小减小了 50% 左右;相比于传统滑模控制,终端滑模控制下纵向挂钩力变化更加稳定,房车减速度更加接近牵引车减速度。因此,验证了终端滑模控制方法对于房车同步制动控制的有效性。

参考文献 (References)

- [1] 陆永华,王国防. 拖挂式房车制动稳定性的研究[J]. 公路交通科技,2006,23(1):159-162.
LU Y H, WANG G L. Braking stability analysis of caravan trailer[J]. Journal of Highway and Transportation Research and Development, 2006, 23(1): 159-162 (in Chinese).
- [2] 张艳,刘宁,寇晓荣,等. 主要发达国家军用挂车概览(一)[J]. 汽车运用,2012(4):51-53.
ZHANG Y, LIU N, KOU X R, et al. Overview of military trailers in major developed countries(1)[J]. Auto Application, 2012(4): 51-53 (in Chinese).
- [3] 张艳,刘宁,寇晓荣,等. 主要发达国家军用挂车概览(二)[J]. 汽车运用,2012(6):5-6.
ZHANG Y, LIU N, KOU X R, et al. Overview of military trailers in major developed countries(2)[J]. Auto Application, 2012(6): 5-6 (in Chinese).
- [4] 尚魁荣. 军用挂车的牵引与转向分析[J]. 移动电源与车辆,1997(3):8-12.
SHANG K R. Traction and steering analysis of military trailers[J]. Movable Power Station & Vehicle, 1997(3): 8-12 (in Chinese).
- [5] 刘永刚,范刚. 东风系列军用牵引车挂车制动系统的改进[J]. 汽车科技,2006(2):28-30.
LIU Y G, FAN G. Improvement to Dongfeng series military tractor brake system for trailer[J]. Automobile Science & Technology, 2006(2): 28-30 (in Chinese).
- [6] 董金松. 半挂汽车列车弯道制动行驶方向稳定性及协调控制策略研究[D]. 长春:吉林大学,2010.
DONG J S. Driving directional stability and brake compatibility control strategy of tractor-semitrailer braking in a turn[D]. Changchun: Jilin University, 2010 (in Chinese).
- [7] 高红博. 半挂汽车列车转弯制动方向稳定性及控制策略研究[D]. 长春:吉林大学,2014.
GAO H B. Research on directional stability and control strategy of tractor-semitrailer steering and braking[D]. Changchun: Jilin University, 2014 (in Chinese).
- [8] 卢天义. 全挂车气压制动系统协调一致性研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2016.

- LU T Y. Research on coordination of trailer-tractor vehicles based on pneumatic brake system [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2016 (in Chinese).
- [9] 陈林. 基于卡尔曼滤波的半挂车列车状态估计 [D]. 沈阳: 东北大学, 2014.
- CHEN L. State estimation of tractor semi-trailer based on Kalman filtering [D]. Shenyang: Northeastern University, 2014 (in Chinese).
- [10] 李海青, 杨秀建, 陈蜀乔, 等. 基于卡尔曼滤波的半挂车列车状态估计 [J]. 公路与汽运, 2014(4): 1-5.
- LI H Q, YANG X J, CHEN S Q. Estimation of tractor semi-trailer based on Kalman Filtering [J]. Highways & Automotive Applications, 2014(4): 1-5 (in Chinese).
- [11] 李韶华, 吴金毅. 重型汽车横摆稳定性的差动制动模糊控制方法 [J]. 科技导报, 2014, 32(28/29): 91-96.
- LI S H, WU J Y. A fuzzy-logic controller design for heavy vehicle based on co-simulation [J]. Science & Technology Review, 2014, 32(28/29): 91-96 (in Chinese).
- [12] 邢栋. 基于神经网络的半挂车列车稳定性控制研究 [D]. 长春: 长春工业大学, 2016.
- XING D. Research on the stability of the semi-trailer based on neural network control [D]. Changchun: Changchun University of Technology, 2016 (in Chinese).
- [13] 刘春辉, 关志伟, 杜峰, 等. 半挂车列车横向稳定性鲁棒 H_∞ 最优控制 [J]. 现代制造工程, 2016, 31(5): 151-154.
- LIU C H, GUAN Z W, DU F, et al. The robust H_∞ optimal control of tractor-semitrailer steering stability [J]. Modern Manufacturing Engineering, 2016, 31(5): 151-154 (in Chinese).
- [14] 龙佳庆, 韦超毅. 基于滑模变结构控制法的半挂车列车高速行驶稳定性研究 [J]. 广西科技师范学院学报, 2016, 31(2): 142-144.
- LONG J Q, WEI C Y. The research on the high speed stability of the semi-dragging trucks based on the sliding mode variable structure control [J]. Journal of Liuzhou Teachers College, 2016, 31(2): 142-144 (in Chinese).
- [15] 杨炜, 马浩越, 郭祥靖. 基于 TruckSim 与 Simulink 联合仿真的半挂车列车横向稳定性控制 [J]. 中国科技论文, 2018, 13(4): 390-398.
- YANG W, MA H Y, GUO X J. Semi-trailer lateral stability control based on TruckSim and Simulink co-simulation [J]. China Sciencepaper, 2018, 13(4): 390-398 (in Chinese).
- [16] 刘旭. 基于终端滑模的纯电动汽车转矩控制方法的研究 [D]. 长春: 长春工业大学, 2016.
- LIU X. Research on electric torque control method based on terminal sliding mode [D]. Changchun: Changchun University of Technology, 2016 (in Chinese).
- [17] SONG P, ZONG C F, TOMIZUKA M. A terminal sliding mode based torque distribution control for an individual-wheel-drive vehicle [J]. Journal of Zhejiang University-Science A (Applied Physics & Engineering), 2014, 15(9): 681-693.
- [18] 刘金琨, 孙富春. 滑模变结构控制理论及其算法研究与进展 [J]. 控制理论与应用, 2007, 24(3): 407-418.
- LIU J K, SUN F C. Research and development on theory and algorithms of sliding mode control [J]. Control Theory & Applications, 2007, 24(3): 407-418 (in Chinese).
- [19] 徐兴. 电磁制动器电磁体优化设计及其制动控制电路 [D]. 镇江: 江苏大学, 2006.
- XU X. Optimization design of electromagnet for electromagnetic brake and its braking control circuit [D]. Zhenjiang: Jiangsu University, 2006 (in Chinese).
- [20] 王雷. 汽车电磁制动器的设计研究 [D]. 南京: 南京理工大学, 2006.
- WANG L. Design and research of electromagnetic brake for automobile [D]. Nanjing: Nanjing University of Science and Technology, 2006 (in Chinese).
- [21] 魏巍, 陈照章. 基于 Ansoft 的新型拖车电磁制动器 CAD 的研究 [J]. 微计算机信息, 2005(2): 84-85.
- WEI W, CHEN Z Z. The CAD research in new electromagnetic brake of trailer based on Ansoft [J]. Control & Automation, 2005(2): 84-85 (in Chinese).
- [22] QIAN M, KACHROO P. Modeling and control of electromagnetic brakes for enhanced braking capabilities for automated highway systems [C] // Intelligent Transportation System, 1997. ITSC'97. IEEE Conference on, Piscataway, NJ: IEEE Press, 1997: 391-396.
- [23] 余卓平, 高晓杰. 车辆行驶过程中的状态估计问题综述 [J]. 机械工程学报, 2009, 45(5): 20-33.
- YU Z P, GAO X J. Review of vehicle state estimation problem under driving situation [J]. Journal of Mechanical Engineering, 2009, 45(5): 20-33 (in Chinese).
- [24] LINGMAN P, SCHMIDTBAUER B. Road slope and vehicle mass estimation using kalman filtering [J]. Vehicle System Dynamics, 2002, 37(s1): 12-23.

作者简介:

徐兴 男, 工学博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 车辆系统动力学建模、辨识、故障诊断与控制等。

Synchronous braking control of travel trailer based on hook force model

XU Xing^{1,2,*}, MI Jie¹, WEN Chuyue¹, WANG Feng^{1,2}, MA Shidian^{1,2}, TAO Tao³

(1. School of Automotive and Traffic Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China;

2. Automotive Engineering Research Institute, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China;

3. SAIC MAXUS Co., Ltd. Nanjing Branch Company, Nanjing 211103, China)

Abstract: For improving the braking synchronization performance of tractor and travel trailer during braking, a braking coordination control method based on longitudinal hook force estimation is proposed. Based on the analysis of the straight-line braking kinematics characteristics of the tractor-travel trailer, the straight-line coordinated braking model of the tractor-travel trailer is established considering the electromechanical coupling characteristics of the electromagnetic brake and the flexible connection characteristics of the ball-type tow hitch. Based on Kalman filtering algorithm, the observer for the longitudinal hook force of travel trailer is designed by using signal data obtained from low-cost sensors such as the speed/acceleration of tractor. By introducing terminal sliding mode variable structure control algorithm, the dynamic equation of the error between the estimated value of longitudinal hook force and the target value is established, so that the longitudinal hook force can follow the target value accurately, and on this basis, the brake synchronization controller for travel trailer is developed. Simulation and real vehicle test results show that the proposed estimation scheme can accurately track the state information of travel trailer, and compared to conventional control methods, the maximum hook force using the proposed control method is less than 3 kN during tractor and travel trailer braking, which effectively ensures the stability of both braking.

Keywords: travel trailer; state estimation; terminal sliding mode control; synchronous braking; electromagnetic brake

Received: 2018-11-14; **Accepted:** 2019-03-11; **Published online:** 2019-03-30 13:02

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190328.1522.001.html

Foundation item: Development of Electromagnetic Braking System (20170013)

* **Corresponding author.** E-mail: xuxing@mail.ujss.edu.cn

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2018.0650

基于速度障碍法的飞行冲突解脱与恢复策略



王泽坤^{1,2}, 吴明功^{1,2}, 温祥西^{1,2,*}, 蒋旭瑞³, 高阳阳⁴

1. 空军工程大学 空管领航学院, 西安 710051; 2. 国家空管防相撞技术重点实验室, 西安 710051;

3. 中国人民解放军 94116 部队, 和田 848000; 4. 中国人民解放军 93175 部队, 长春 130051)

摘 要: 针对飞行中的冲突解脱和航迹恢复问题, 在速度障碍法模型的基础上提出了一种几何优化的方法, 并对这个问题进行了严格的数学描述。首先根据飞机之间的相对位置和速度关系, 确定其冲突类型, 以及是否满足各解脱策略的条件, 选取相应的解脱策略, 待冲突解脱完成后, 飞机恢复至原航线飞行。然后通过几何分析, 理论推导, 该模型能够有效解决飞行冲突, 并且具体给出冲突解脱和航迹恢复的位置。最后在仿真中, 所提方法根据不同场景能够自主选择冲突解脱策略, 结果显示该方法简单高效, 并且在航迹恢复过程中不引入新的飞行冲突。

关键词: 速度障碍; 空中交通管制; 冲突探测; 冲突解脱; 航迹恢复; 几何优化算法

中图分类号: V355.1

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2019)07-1294-09

目前的空中交通管制系统是一个典型的“人在回路”决策系统, 难以突破管制员的负荷极限, 并且人因误差无法避免, 同时使得空中交通管制运行难度增大, 不利于飞行冲突预先调配。冲突探测与解脱技术 (Conflict Detection and Resolution, CD&R), 能够对航空器小于安全间隔的趋势进行先期预警, 并提供高效的解脱方案, 是空中交通管制系统中的一项关键技术, 对确保航空器的飞行安全发挥着重要作用。该领域的研究已相对成熟, 多种方法被应用在该问题中, 目前工程领域应用最多的是几何法。

早在 2000 年 Bilimoria 就提出一种几何优化方法^[1], 并应用于未来空中交通管制理念评价工具 (FACET) 项目^[2]。Hwang 等^[3] 在飞机能获取周围所有的飞行信息的前提下, 提出一种几何优化方法。文献 [4-5] 利用飞机当前位置和速度矢量信息进行飞机冲突解脱的几何优化方法, 仅通

过航向变化或速度变化即可有效解决飞行冲突, 并使得解脱轨迹与标称轨迹的偏差最小。文献 [6-8] 关注了解脱后的航迹恢复问题, 将飞机重新定向到其原始目的地, 而不引起新的冲突。但是并没有给出各航段飞机的偏航角度以及时间或者距离, 不便于操作。

2008 年 Berg 等^[9] 首先介绍了基于互惠速度障碍 (RVO) 的自主避障几何方法, 并在文献 [10] 中提出最优互惠避障 (ORCA) 算法。由于速度障碍法实现简单且从几何上易于理解, 在 UAV 自主避障算法中得到了很好的应用。Durand 和 Barnier^[11] 首先在飞机冲突探测与解脱方面引入速度障碍法, 通过获取对方飞机的位置和速度信息 (ADS-B), 以期解决潜在的飞行冲突。Durand 和 Barnier^[11] 将机器人的一种自分离算法应用于飞行环境中, 提出解脱策略, 之后 Durand 等^[12] 提出基于位置和速度的分析方法。

收稿日期: 2018-11-12; 录用日期: 2019-03-22; 网络出版时间: 2019-04-16 17:50

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190415.1023.002.html

基金项目: 国家自然科学基金 (71801221); 陕西省自然科学基金基础研究计划 (2018JQ7004)

* 通信作者。E-mail: wxajy@163.com

引用格式: 王泽坤, 吴明功, 温祥西, 等. 基于速度障碍法的飞行冲突解脱与恢复策略[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(7): 1294-1302. WANG Z K, WU M G, WEN X X, et al. Flight collision resolution and recovery strategy based on velocity obstacle method [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(7): 1294-1302 (in Chinese).

现有的速度障碍避障算法^[13-14],多用于 UAV 系统自主避障。但是该算法仍存在以下不足:①算法较为复杂,飞机的速度和航向以计算周期为步长,持续变化;②如果飞行速度受到约束,速度相似的飞机以较小的角度汇聚飞行时,它们倾向于选择平行轨道,使得飞机远离目的地,而不是解决飞行冲突。

而执行航线飞行的航空器应尽量避免多次改变速度大小和方向,减少飞机机动次数,并确保飞行安全。

因此本文将基于速度障碍法,对飞行冲突进行深入研究,在之前工作的基础上^[15-16],基于几何优化和最少机动(解脱和恢复两次机动),建立航空器之间的飞行冲突解脱和航迹恢复几何模型,应用于航路(航线)中飞行的冲突,这在实际运行中将极大减轻管制员工作压力,减少工作负荷。

1 模型简化

结合民航航班飞行相关规定和空中交通管制运行特点,模型设计作出以下简化:

1) 航路飞行过程中,飞机速度基本保持不变,即在冲突解脱时,假设飞机速度相同(同向飞行除外)。

2) 飞机在爬升和下降阶段地速保持不变。

3) 由于本文冲突解脱过程中飞机速度和航向改变量都较小,视其为瞬间改变。

4) 雷达管制条件下,航路航线飞行中,为了防止飞行冲突,保证飞行安全,提高飞行空间和时间利用率,规定的航空器之间应当保持最小安全距离。飞行间隔包括垂直间隔和水平间隔。其中水平间隔 $d_h = 10 \text{ km}$,垂直间隔 $d_v = 300 \text{ m}$,并且水平和垂直方向上的安全间隔至少要满足一项。因此,本文采取圆柱形安全保护区模型,如图 1 所示。

图 1 中安全保护区运用公式为

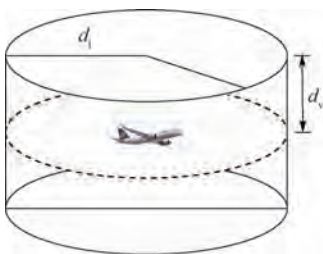


图 1 安全保护区模型

Fig. 1 Safety protection zone model

$$V = \{x^2 + y^2 \leq d_h^2 \cup -d_v \leq z \leq d_v \mid x, y, z \in \mathbf{R}\} \quad (1)$$

式中: V 为安全保护区。

2 探测模型

2.1 速度障碍模型

速度障碍法定义了一个相对速度障碍区域,当相对速度落入该区域时则视为两机之间在约束的时间内会发生飞行冲突。为解决该冲突,相对速度沿最短路向冲突区外解脱。

如图 2 所示, AC_1 、 AC_2 表示飞机, AC_1 速度为 v_1 , AC_2 速度为 v_2 。 α 为两机之间连线 AB 与速度障碍区边界之间的夹角,即速度障碍区顶角的一半, γ 为 AB 与相对速度 v_R 之间的夹角。

定义 1 相对碰撞区(Relative Collision Cone, RCC),即飞机会发生碰撞的相对速度 $v_R = v_1 - v_2$ 的集合。

$$RCC = \{v_R \mid l_{R0} \cap \odot B \neq \emptyset\} \quad (2)$$

式中: l_{R0} 为相对速度所在直线; $\odot B$ 为 AC_2 的安全保护区。

该模型只考虑飞机之间的位置关系和当前的状态,以 AC_2 为参照点, AC_1 作相对运动,若 AC_2 的保护区与 AC_1 的相对运动轨迹有交叉,则两机之间会发生飞行冲突,否则无飞行冲突。

因此可以对两机飞行冲突作出如下判断:当 $\alpha > \gamma$ 时,两架飞机存在飞行冲突;当 $\alpha \leq \gamma$ 时,两架飞机不存在飞行冲突。

α 和 γ 的大小可以分别由式(3)和式(4)给出:

$$\sin \alpha = \frac{d_h}{|AB|} \quad (3)$$

$$\cos \gamma = \cos(\angle(v_R, \overrightarrow{AB})) = \frac{v_R \cdot \overrightarrow{AB}}{|v_R| |\overrightarrow{AB}|} \quad (4)$$

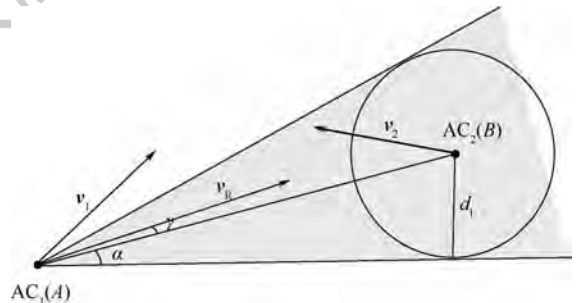


图 2 速度障碍模型

Fig. 2 Velocity obstacle model

2.2 有时间约束的速度障碍模型

速度障碍模型只考虑相对速度与速度障碍区的关系,空域内每两架飞机之间的飞行冲突都需

要进行冲突解脱,算法相对复杂,可操作性不强。

在空域内飞行流量大,飞机密度较高时,如果速度障碍模型不施加以时间约束,会导致每架飞机承担的冲突解脱数量过大,甚至无法进行解脱。因此,提出时间约束下的速度障碍模型。引入时间参数 τ ,即在设定的时间 τ 内,飞机 AC_1 和 AC_2 会产生飞行冲突,如图 3 所示,图中 P 点坐标为 $(P_B - P_A)/\tau$; $\odot P$ 半径为 d_1/τ ; 飞机 AC_2 的安全保护区半径为 d_1 。

AC_1 相对于 AC_2 的速度障碍区可表示为

$$VO_{A|B}^\tau = \{v_R \mid \exists t \in [0, \tau] : t v_R \cap \odot B \neq \emptyset\} \quad (5)$$

式中: $VO_{A|B}^\tau$ 为 AC_1 相对于 AC_2 的速度障碍区域。

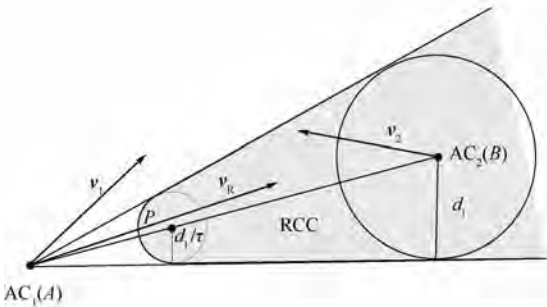


图 3 有时间约束的速度障碍模型

Fig. 3 Velocity obstacle model with time constraints

3 双机冲突解脱模型

管制运行中,实施飞行冲突解脱策略主要分为 3 种:高度解脱 (Elevation Resolution, ER)、速度解脱 (Speed Resolution, SR) 和航向解脱 (Heading Resolution, HR)。

3.1 高度解脱

AC_1 与 AC_2 两架飞机处于同高度层,起始坐标分别为 (x_1, y_1) 、 (x_2, y_2) , AC_1 若想超越 AC_2 飞行,则可以采取改变高度层的策略解决飞行冲突,如图 4 所示。在高度层改变的过程中,需要一直保持两机之间在水平和垂直方向上,至少有一个间隔满足最小安全间隔 (水平安全间隔为 10 km,垂直安全间隔为 300 m),假设在整个过程中,飞机的地速始终保持不变。为了简化计算过程,将 AC_2 作为参考系,则 AC_1 的相对速度 $v_R = v_1 - v_2$,

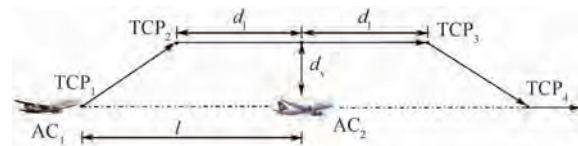


图 4 高度解脱

Fig. 4 Elevation resolution

给定 AC_1 的上升/下降率为 v_\perp 。

$TCP_1 \rightarrow TCP_2$: 结合两机速度以及安全间隔,可以得到该段航迹:

$$\begin{cases} t_1 = \frac{d_v}{v_\perp} \Rightarrow l = \frac{d_v v_R}{v_\perp} + d_1 \\ l = v_R t_1 + d_1 \end{cases} \quad (6)$$

AC_1 与 AC_2 之间的距离为 l 时,开始上升高度 (TCP_1),当上升高度为两机之间的垂直安全间隔时改为平飞 (TCP_2)。

$TCP_2 \rightarrow TCP_3$: 为满足 AC_1 与 AC_2 之间始终保持安全间隔,当水平方向上两机之间的间隔为 d_1 时, AC_1 开始下降高度 (TCP_3)。

即 AC_1 在该阶段飞行的时间为

$$t_2 = \frac{2d_1}{v_R} \quad (7)$$

$TCP_3 \rightarrow TCP_4$: 该段为下降阶段, AC_1 按给定的下降率下降高度至原飞行高度层。

使用高度解脱时,两机之间的位置关系必须满足:

$$\sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2} \geq l \quad (8)$$

将式(6)代入式(8)得

$$\sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2} \geq \frac{d_v v_R}{v_\perp} + d_1 \quad (9)$$

3.2 速度解脱

3.2.1 解脱冲突

如图 5 所示, AC_1 和 AC_2 分别以 v_1 、 v_2 向前飞行, AC_1 相对于 AC_2 速度为 $v_R = v_1 - v_2$ 。图中 θ_1 为 v_1 与两机连线之间夹角, θ_2 为 v_2 与两机之间连线夹角; β 为 v_R 与速度障碍区边界夹角; ε 为 v_2 与速度障碍边界夹角; φ 为 v_1 与速度障碍边界夹角。根据速度障碍法的冲突判别标准,显然,两机之间存在冲突。在此场景中,采取改变 v_1 大小的策略,使得新的相对速度 $v'_R = v'_1 - v_2$, 方向指向冲突区边界。

以 AC_2 为坐标原点,以进行冲突解脱瞬间, AC_2 指向 AC_1 方向为 x 轴正向,建立惯性坐标系。

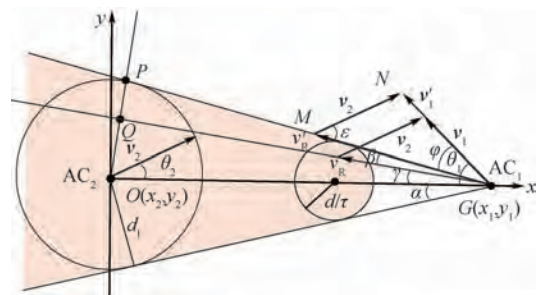


图 5 速度解脱

Fig. 5 Speed resolution

在 $\triangle OMN$ 中,由正弦定理可知:

$$\frac{v_1'}{\sin \varepsilon} = \frac{v_2}{\sin \varphi} \Rightarrow v_1' = \frac{v_2 \sin \varepsilon}{\sin \varphi} \quad (10)$$

式中:各角度关系为

$$\alpha - \beta = \gamma$$

$$\varepsilon = \theta_2 + \alpha$$

$$\varphi = \theta_1 - \alpha$$

$$\alpha = \arcsin \frac{d_1}{s}$$

即 AC_1 速度改变量为

$$\Delta v_1 = v_1' - v_1 = \frac{v_2 \sin(\theta_2 + \alpha)}{\sin \varphi} - v_1 \quad (11)$$

AC_1 和 AC_2 的初始位置分别为 (x_1, y_1) 、 (x_2, y_2) , 即两机在进行冲突解脱瞬间的距离为

$$s = \sqrt{(x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2} \quad (12)$$

由 $\|v_1\| = \|v_2\|$ 可知:

$$\theta_1 - \gamma = \theta_2 + \gamma \Rightarrow \gamma = \frac{\theta_1 - \theta_2}{2} \quad (13)$$

为了便于求解解脱阶段和恢复阶段的飞行时间,改动坐标系后如图 6 所示,此时 AC_2 坐标为

$$\left(\frac{d_1}{\tan \alpha}, d_1 \right)$$

直线 GP 表达式为

$$y = \tan(2\alpha)x \quad (14)$$

直线 GQ 表达式为

$$y = \tan(\alpha + \gamma)x \quad (15)$$

直线 PQ 表达式为

$$y - d_1 = \tan\left(\frac{\pi}{2} + \alpha + \gamma\right)\left(x - \frac{d_1}{\tan \alpha}\right) \quad (16)$$

P 点坐标 (x_p, y_p) 可以由以下推导得出:

联立式(14)和式(16)得

$$\tan(2\alpha)x_p - d_1 = \tan\left(\frac{\pi}{2} + \alpha + \gamma\right)\left(x_p - \frac{d_1}{\tan \alpha}\right) \Rightarrow$$

$$\left(\tan(2\alpha) - \tan\left(\frac{\pi}{2} + \alpha + \gamma\right)\right)x_p = d_1 -$$

$$\tan\left(\frac{\pi}{2} + \alpha + \gamma\right)\frac{d_1}{\tan \alpha} \Rightarrow (\tan(2\alpha) + \cot(\alpha +$$

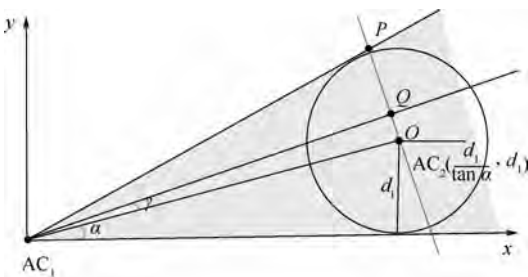


图 6 飞机相对位置示意图

Fig. 6 Schematic diagram of relative position of aircraft

$$\gamma))x_p = d_1 + \cot(\alpha + \gamma) \frac{d_1}{\tan \alpha} \Rightarrow$$

$$x_p = \frac{d_1 + \cot(\alpha + \gamma)}{\tan(2\alpha) + \cot(\alpha + \gamma)} \cdot \frac{d_1}{\tan \alpha} \quad (17)$$

代入式(14)或式(16)可得

$$y_p = \tan(2\alpha) \frac{y_2' + \cot(\alpha + \gamma)x_2'}{\tan(2\alpha) + \cot(\alpha + \gamma)} \quad (18)$$

3.2.2 恢复航迹

到达航迹恢复点 P 后, AC_1 航向左转, 使得相对速度左转角为 2β , 切入原航线后恢复原航向, 直飞目的地, 如图 7 所示。

$$\frac{v_1''}{\sin \varepsilon'} = \frac{v_2}{\sin(\varphi + 2\beta)} \Rightarrow v_1'' = \frac{v_2 \sin \varepsilon'}{\sin(\varphi + 2\beta)} \quad (19)$$

$$\varepsilon' = \theta_2 + \alpha - 2\beta = \varepsilon - 2\beta \quad (20)$$

即 AC_1 速度改变量为

$$\Delta v_1' = v_1'' - v_1' = \frac{v_2 \sin(\varepsilon - 2\beta)}{\sin(\varphi + 2\beta)} - v_1' \quad (21)$$

由于飞机性能的影响, 飞行速度不能无限制增大或减小, 假设 AC_1 调速范围为 $[\underline{v}, \bar{v}]$, 即当 $v_1' \in [\underline{v}, \bar{v}]$ 且 $v_1'' \in [\underline{v}, \bar{v}]$, 才可以采取速度解脱策略。

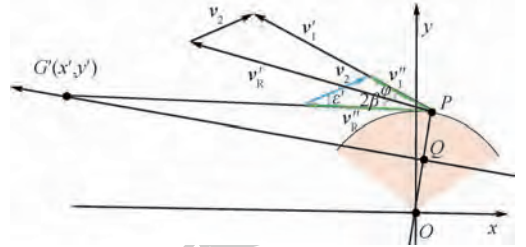


图 7 速度解脱航迹恢复

Fig. 7 Track recovery with speed resolution

3.3 航向解脱

3.3.1 解脱冲突

如图 8 所示, AC_1 和 AC_2 分别以 v_1 、 v_2 向前飞行, AC_1 相对于 AC_2 速度为 $v_R = v_1 - v_2$ 。根据速度障碍法的冲突判别标准, 显然, 两机之间存在冲突。在此场景中, 采取改变 v_1 的方向的策略, 使得新的相对速度 $v_R' = v_1' - v_2$, 方向指向冲突区边界。

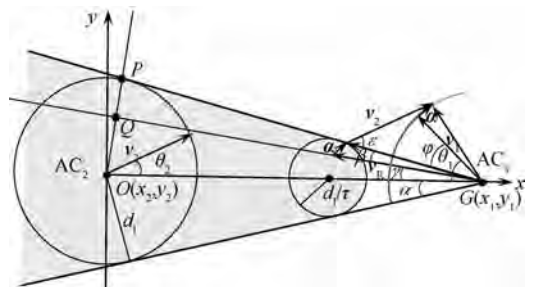


图 8 航向解脱

Fig. 8 Heading resolution

由于两机速度大小相同,且 AC_1 仅改变速度方向,不改变大小:

$$\|v_1\| = \|v_2\| = \|v'_1\| \quad (22)$$

假设 AC_1 航向改变角度为 $\Delta\theta_1$, 此时相对速度方向与 AC_2 保护区相切:

$$\Delta\theta_1 = \varepsilon - \varphi = \theta_2 - \theta_1 + 2\alpha \quad (23)$$

3.3.2 恢复航迹

对比速度解脱过程,明显可以看出,采取航向解脱时,相对速度方向和采取速度解脱策略恢复航迹时一致,因此, AC_1 同样飞至 P 点(3.2.1节已给出坐标),然后改变航向,恢复原航迹,如图9所示。

$$\Delta\theta'_1 = \varepsilon - (\varepsilon' - 2\beta) = 4\beta \quad (24)$$

式中:

$$\varepsilon' = \varepsilon - 2\beta$$

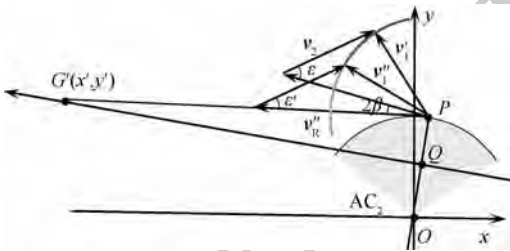


图9 航向解脱航迹恢复

Fig. 9 Track recovery with heading resolution

4 双机冲突解脱策略

在飞行过程中,同高度层的冲突模型总结下来,有以下3种:同向航迹飞行冲突、交叉航迹飞行冲突、逆向航迹飞行冲突,不同冲突类型都有不止一种解脱策略。秉承航迹支付代价最少的原则,在冲突解脱过程中,优先考虑速度解脱的方式,其次是高度解脱,由于改航会引起较大的航程支付代价,该策略放在最后考虑。

进行冲突解脱时,为保证飞行任务的完成,

同向和逆向航迹飞行冲突暂不考虑速度解脱策略。并且由于高度以及速度解脱需要满足一定的飞行条件才能够实施,将航向解脱视为最终的冲突解脱选择方案,当高度和速度解脱得条件均不满足要求时,即可采取航向解脱策略。具体选择流程如图10所示。

4.1 同向航迹飞行冲突($0^\circ \sim 45^\circ$)

定义2 航迹交叉角小于 45° 的飞行称为同向飞行。

若后机速度大于前机,即后机将飞跃前机,两机之间的距离 $s \geq l$,则可以改变高度层以避免飞行冲突。

若两机之间的距离 $s < l$,则改变航向以避免飞行冲突。解脱过程仅考虑 x 轴方向上的速度和位置关系,则

$$v_{Rx} = v_{1x} + v_{2x} = v_1 \cos \theta_1 + v_2 \cos \theta_2 \quad (25)$$

由式(6)可知:

$$l = \frac{d_v(v_1 \cos \theta_1 + v_2 \cos \theta_2)}{v_\perp} + d_1 \quad (26)$$

4.2 交叉航迹飞行冲突($45^\circ \sim 135^\circ$)

定义3 航迹交叉角在 $45^\circ \sim 135^\circ$ 之间的飞行称为交叉飞行。

若在飞机调速范围内 ($v'_1 \in [\underline{v}, \bar{v}]$ 且 $v''_1 \in [\underline{v}, \bar{v}]$),则改变速度以避免飞行冲突。

若不在飞机调速范围内 ($v'_1 \notin [\underline{v}, \bar{v}]$ 或 $v''_1 \notin [\underline{v}, \bar{v}]$),则改为高度解脱条件是否满足(高度解脱的安全距离 l 计算方法同4.1节)。

此时若 $s \geq l$,则采取高度解脱策略进行冲突解脱,否则采取航向解脱策略以避免飞行冲突。

4.3 逆向航迹飞行冲突($135^\circ \sim 180^\circ$)

定义4 航迹交叉角大于 135° 的飞行称为逆向飞行。

若两机之间的距离 $s \geq l$,且存在逆向航迹飞行冲突,则首先改变高度层以避免飞行冲突。解

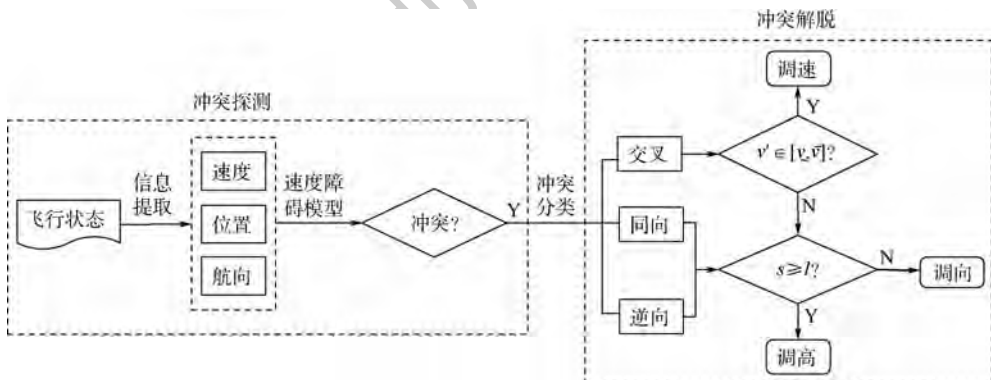


图10 双机冲突解脱流程

Fig. 10 Collision resolution process of two aircraft

脱过程仅考虑 x 轴方向上的速度和位置关系,高度解脱的安全距离 l 计算方法同 4.1 节。

若两机之间的距离 $s < l$,则采取航向解脱策略以避免飞行冲突。

5 算例分析

为了验证本文冲突解脱策略的有效性,本节运用 MATLAB:R2016a 环境进行仿真分析。其中每架飞机已给定起始坐标以及速度大小,初始航向已经给出,并且假设当前的飞行高度层为 4 200 m,时间约束 $\tau = 0.05$ h。

根据空中交通管制运行特点和《中国民用航空飞行规则》中的相关规定,保证实际工作中的可操作性,解脱过程中的部分参数已经给定:①为保证旅客安全舒适的乘机条件,上升和下降的垂直速度通常不大于 3 m/s;②改变速度解脱策略中,飞机速度限制为 $[600, 900]$ km/h。

首先根据飞机位置和速度信息,判断其冲突类型以及各类解脱条件是否满足,选取相应的冲突解脱策略。表 1 给出了 4 对飞机的位置信息。

针对表 1 中各场景的飞机位置和速度信息,可根据第 4 节内容对飞行冲突作出简单判断,并给出具体的解脱策略,选择过程如表 2 所示。

为了验证方法的有效性,对上述例子进行仿真实验,每个场景中,均给出两架飞机的飞行轨迹,以及两机之间的间隔。

图 11 展示了第 1 种情景,AC₁ 和 AC₂ 相距一定距离并以相同航向飞行,其中,AC₁ 从 (0, 200,

4.2) km 开始,速度为 800 km/h,而 AC₂ 从 (110, 200, 4.2) km 开始,速度为 700 km/h。在冲突避免过程时,无论上升和下降,两机在水平和垂直安全间隔中始终保持至少有一项满足,即在不引起新的飞行冲突的情况下,AC₁ 完成超越,并返回原航线飞行。

第 2 个场景是 AC₁ 和 AC₂ 相距一定距离,以相同的速度直接相向飞行。AC₁ 起点为 (200, 200, 4.2) km,航向 90°,AC₂ 起点为 (250, 200, 4.2) km,航向 270°,如图 12 所示,该场景采取了航向改变的解脱方式。

本文运行的第 3 个场景是速度相同的两架飞机以 90° 相交。如图 13 所示,AC₁ 起点为 (0, 100, 4.2) km,航向 90°,AC₂ 起点为 (100, 0, 4.2) km,航向 0°,该场景采用了高度改变的解脱策略,并且保证了两机在水平和垂直安全间隔中始终保持至少有一项满足。

场景 4 与场景 3 飞机的初始位置相同,但 AC₁ 航向为 75°,AC₂ 航向为 15°,如图 14 所示,该场景的解脱策略为速度解脱。在该图中,速度变化可以通过每个时间步长的位置标记来识别。在整个路径中,解脱和恢复部分速度较慢,一旦冲突解决,速度就会恢复到原来的值。

为了满足实际管制指挥需要,仿真过程中,对 AC₁ 飞行状态发生改变的冲突解脱点 (Conflict Resolution Point, CRP)、航迹恢复点 (Track Recovery Point, TRP)、切入原航迹点 (Cut-In original track Point, CIP) 也进行了记录,如表 3 所示。

由于在解脱过程中未涉及高度层的改变,场景 2、场景 4 中仅给出两机之间的水平间隔,不难看出,AC₁ 在以上飞行过程中均采用两次机动的方式完成冲突解脱与航迹恢复,并且始终保证两机之间的水平间隔不小于 10 km。同时在以上仿真中可以看出,由于引入了时间约束 τ ,各飞机对之间先按原航线飞行,在到达时间约束内时,开始进行解脱,飞机不需要过早的调整姿态,避免空域资源占用过多,缩短了了解脱时间。在与原航程对比时发现,速度解脱并不会引起飞机航程的增加,

表 1 位置信息

Table 1 Position information

场景	起点/km	航向/(°)	速度/(km·h ⁻¹)	仿真步长/h
1	(0,200,4.2)	90	800	0.001
	(110,200,4.2)	90	700	
2	(200,200,4.2)	90	800	0.001
	(250,200,4.2)	270	800	
3	(0,100,4.2)	90	800	0.001
	(100,0,4.2)	0	800	
4	(0,100,4.2)	75	800	0.01
	(100,0,4.2)	15	800	

表 2 策略选取

Table 2 Strategy selection

场景	类型	冲突解脱所需速度/(km·h ⁻¹)		间隔 s/km	距离 l/km	判断	冲突解脱方式
		小速度解脱	大速度解脱				
1	同向			110	12.78	$s \geq l$	ER
2	逆向			50	53.25	$s < l$	HR
3	交叉	465.4	1 208.9	141.42	41.43	$v'_1 \notin [600, 900]$ km/h & $v''_1 \notin [600, 900]$ km/h	ER
4	交叉	631.3	609.8	141.42	32.22	$v'_1 \in [600, 900]$ km/h & $v''_1 \in [600, 900]$ km/h	SR

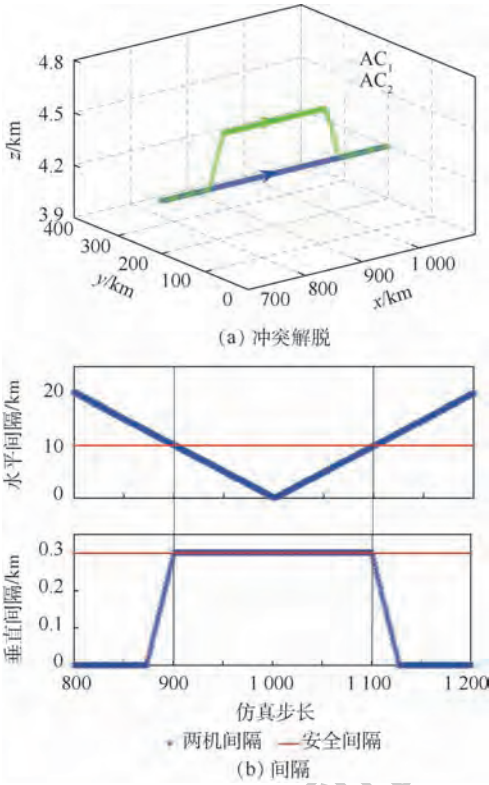


图 11 同向飞行高度解脱(场景 1)

Fig. 11 Elevation resolution for the same track of flight (Scene 1)

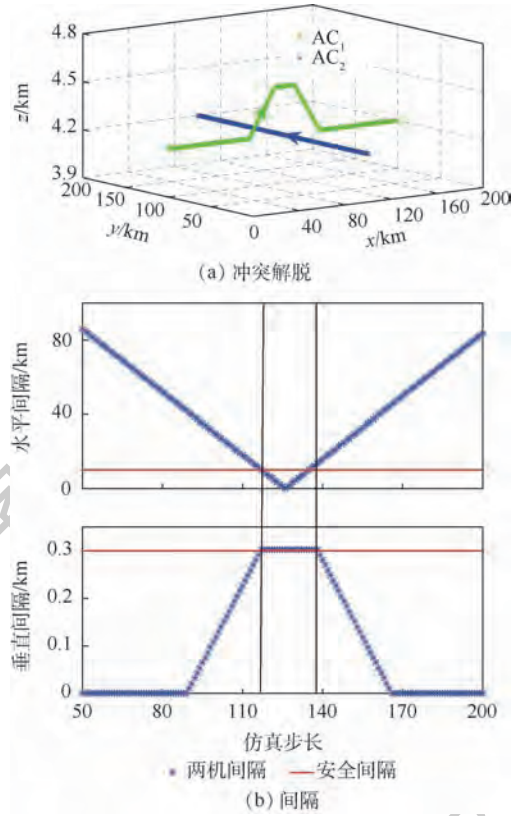


图 13 交叉飞行高度解脱(场景 3)

Fig. 13 Elevation resolution for cross track of flight (Scene 3)

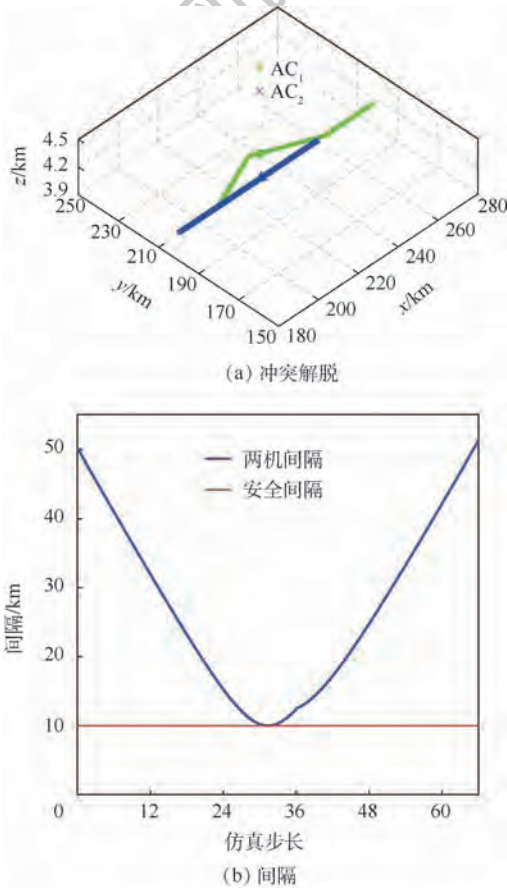


图 12 逆向飞行航向解脱(场景 2)

Fig. 12 Heading resolution for opposite track of flight (Scene 2)

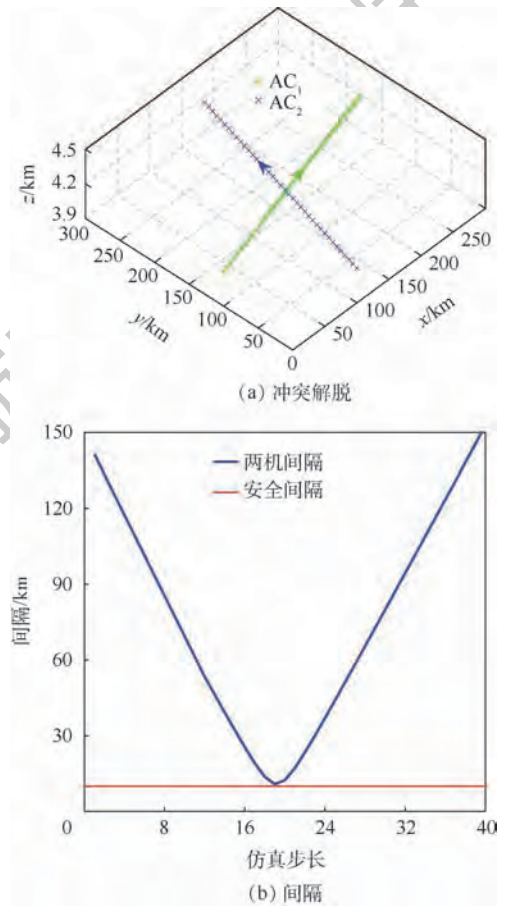


图 14 交叉飞行速度解脱(场景 4)

Fig. 14 Speed resolution for cross track of flight (Scene 4)

表 3 飞行状态改变点

Table 3 Flight state change point

场景	冲突解脱点/km	航迹恢复点/km	切入原航迹点/km
1	(778.4,200,4.2)	(960.8,200,4.5)	(983.2,200,4.2)
2	(200,200,4.2)	(226.5,211.3,4.2)	(253,200,4.2)
3	(71.2,100,4.2)	(110.4,100,4.5)	(132.8,100,4.2)
4	(88.3,123.7,4.2)	(132.8,135.6,4.2)	(200.1,153.6,4.2)

而且经过计算,采取高度策略对航程的改变几乎可以忽略不计,仅在航向解脱过程中会带来航程的增加,比如场景 2 中解脱后的航程与原计划航程相比,增加了 4.4 km,但是对于整个飞行任务来说,这是可以接受的。

6 结 论

本文提出了一种适用于两架飞机的冲突解脱和恢复算法。给定关于这两架飞机的情况以及位置和速度矢量的一些合理假设,该算法将提出一种对自己飞机的机动选择,每个机动包括一个解脱轨迹和一个恢复轨迹,同时在整个过程中与入侵者保持安全间隔。然后对问题进行了严格的数学描述,并证明了算法的有效性。详细展示了“高度解脱”、“速度解脱”和“航向解脱”3 种策略,也就是说,对于算法中的冲突解脱,只有对应的航向、速度或高度可以改变,其他参数保持不变,航迹恢复也是如此。最后通过仿真分析验证了该方法的有效性,模型简单可靠,为飞行冲突提供了探测与解脱方法,并具体给出飞行过程中的冲突解脱(探测)点和航迹恢复点的位置。该方法的提出不仅能够帮助管制员进行飞行冲突调配,同时也能辅助飞行员对于飞行冲突解脱作出决策。

参考文献 (References)

- [1] BILIMORIA K D. A geometric optimization approach to aircraft conflict resolution: AIAA-2000-4265 [R]. Reston: AIAA, 2000.
- [2] BILIMORIA K D, SRIDHAR B, CHATTERJI G B. FACET: Future ATM concepts evaluation tool [C] // 3rd USA/Europe Air Traffic Management R&D Seminar, 2000.
- [3] HWANG I, KIM J, TOMLIN C. Protocol-based conflict resolution for air traffic control [C] // 7th USA/Europe Air Traffic Management R&D Seminar, 2007.
- [4] GESER A, MUNOZ C. A geometric approach to strategic conflict detection and resolution [C] // Digital Avionics Systems Conference. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2002, 1(6B): 1-11.
- [5] ZHANG Y, ZHANG M, YU J. Real-time flight conflict detection and release based on multi-agent system [C] // IOP Conference Series: Earth and Environmental Science. Bristol: IOP Publishing, 2018: 032053.
- [6] GOSS J, RAJVANSHI R, SUBBARAO K. Aircraft conflict detection and resolution using mixed geometric and collision cone approaches: AIAA-2004-4879 [R]. Reston: AIAA, 2004.
- [7] MUELLER T, SCHLEICHER D, BILIMORIA K D. Conflict detection and resolution with traffic flow constraints: AIAA-2002-4445 [R]. Reston: AIAA, 2002.
- [8] 李雄, 徐肖蒙, 朱承元. 基于几何算法的空中交通改航路径规划 [J]. 系统工程, 2008, 26(8): 37-40.
LI X, XU X H, ZHU C Y. Air traffic reroute planning based on geometry algorithm [J]. Systems Engineering, 2008, 26(8): 37-40 (in Chinese).
- [9] BERG J V D, LIN M, MANOCHA D. Reciprocal velocity obstacles for real-time multi-agent navigation [C] // 2008 IEEE International Conference on Robotics and Automation. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2008: 1928-1935.
- [10] BERG J V D, GUY S, LIN M, et al. Reciprocal n-body collision avoidance [C] // The 14th International Symposium ISRR. Berlin: Springer, 2011: 3-19.
- [11] DURAND N, BARNIER N. Does ATM need centralized coordination? Autonomous conflict resolution analysis in a constrained speed environment [C] // 11th USA/E Air Traffic Management R&D Seminar, 2015.
- [12] ALLIGNOL C, BARNIER N, DURAND N, et al. Assessing the robustness of a UAS detect & avoid algorithm [C] // 12th USA/Europe Air Traffic Management R&D Seminar, 2017.
- [13] 杨秀霞, 周礎礎, 张毅. 基于速度障碍圆弧法的 UAV 自主避障规划研究 [J]. 系统工程与电子技术, 2017, 39(11): 168-176.
YANG X X, ZHOU W W, ZHANG Y. Automatic obstacle-avoidance planning for UAV based on velocity obstacle arc method [J]. Systems Engineering and Electronics, 2017, 39(11): 168-176 (in Chinese).
- [14] 杨秀霞, 张毅, 周礎礎. 一种动态不确定环境下 UAV 自主避障算法 [J]. 系统工程与电子技术, 2017, 39(11): 2546-2552.
YANG X X, ZHANG Y, ZHOU W W. Automatic obstacle avoidance algorithm for UAV in dynamic uncertain environment [J]. Systems Engineering and Electronics, 2017, 39(11): 2546-2552 (in Chinese).
- [15] 蒋旭瑞, 吴明功, 温祥西, 等. 基于合作博弈的多机飞行冲突解脱策略 [J]. 系统工程与电子技术, 2018, 40(11): 2482-2490.
JIANG X R, WU M G, WEN X X, et al. Conflict resolution of multi-aircraft based on the cooperative game [J]. Systems Engineering and Electronics, 2018, 40(11): 2482-2490 (in Chinese).
- [16] 吴明功, 王泽坤, 温祥西, 等. 飞行冲突解脱的几何优化模型 [J]. 系统工程与电子技术, 2019, 41(4): 863-869.
WU M G, WANG Z K, WEN X X, et al. Aircraft conflict resolution model based on geometric optimization [J]. Systems Engineering and Electronics, 2019, 41(4): 863-869 (in Chinese).

作者简介:

王泽坤 男, 硕士研究生。主要研究方向: 冲突探测与解脱。

吴明功 男, 教授, 硕士生导师。主要研究方向: 空中交通管理、管制指挥与安全。

温祥西 男, 博士, 讲师。主要研究方向: 冲突探测与解脱。

蒋旭瑞 男, 硕士。主要研究方向: 冲突探测与解脱。

高阳阳 男, 硕士。主要研究方向: 航空兵指挥自动化。

Flight collision resolution and recovery strategy based on velocity obstacle method

WANG Zekun^{1,2}, WU Minggong^{1,2}, WEN Xiangxi^{1,2,*}, JIANG Xurui³, GAO Yangyang⁴

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

2. National Key Laboratory of Air Traffic Collision Prevention, Xi'an 710051, China;

3. Unit 94116 of the PLA, Hetian 848000, China; 4. Unit 93175 of the PLA, Changchun 130051, China)

Abstract: A geometric optimization algorithm is proposed based on velocity obstacle method to solve the problem of flight collision resolution and track recovery. We gave a rigorous mathematical description of the problem. Firstly, according to the relative position and speed relationship between the aircraft, the collision type and whether the conditions of each release strategy are met are determined, and the corresponding resolution strategy is adopted. After the collision was resolved, the plane resumed its flight on the original route. The model can effectively solve flight collision through geometric analysis and theoretical derivation. In addition, the track recovery point and the parameter solving process involved are given in detail. Finally, in the simulation, the algorithm chooses the collision resolution strategy independently according to different scenes. The results show that this method is simple and efficient, and the track recovery redirects the ownership to its original target waypoint without introducing new flight collision.

Keywords: velocity obstacles; air traffic control; collision detection; collision resolution; track recovery; geometric optimization algorithm

Received: 2018-11-12; **Accepted:** 2019-03-22; **Published online:** 2019-04-16 17:50

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190415.1023.002.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (71801221); Natural Science Basic Research Plan in Shaanxi Province of China (2018JQ7004)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2018.0663

面向复杂系统的三维 Bayes 网络测试性验证模型

史贤俊^{1,*}, 王康¹, 肖支才¹, 龙玉峰¹, 陈焱²

(1. 海军航空大学, 烟台 264001; 2. 海军研究院, 北京 100161)



摘 要: 针对当前复杂的系统结构, 现有基于装备整机系统测试性先验信息的测试性验证方法难以适用, 基于分系统测试性先验信息的测试性验证方法不能系统有效地处理先验信息, 导致测试性验证结果可信度不高的问题, 提出一种面向复杂系统的三维

Bayes 网络测试性验证模型。该模型能充分运用装备各层级结构中所蕴含的条件独立性, 有效降低构建 Bayes 网络模型的复杂度, 同时能融合装备各层级单元的先验信息。通过给出的三维 Bayes 网络的条件概率学习方法及 G/M-H 算法, 由底层单元数据通过模型逐步向上融合, 得到顶层测试性指标的后验分布, 进一步利用顶层后验分布求取故障样本量。结果表明: 该模型能充分考虑复杂系统的系统结构及各层级单元先验信息, 并能通过模型推理得到的指标后验分布达到有效减少测试性验证故障样本量的目的。

关键词: 先验信息; 测试性验证; 复杂系统; 三维 Bayes 网络; G/M-H 算法; 故障样本量

中图分类号: V240.2; TJ06

文献标识码: A 文章编号: 1001-5965(2019)07-1303-11

为了达到规定的测试性要求, 在装备投入使用之初需对其开展测试性验证^[1]。如何利用测试性先验信息缩短测试性验证周期, 降低故障样本量, 并提高测试性评估结论的置信度, 就显得尤为重要。

现有测试性验证方案通常依据相关国内外军用标准^[2-4]来制定。文献[5]分析总结了国内外军用标准中给出的测试性验证方法缺乏普适性和可操作性, 指出应该制定测试性验证专用标准。文献[6]对比分析了正态分布、二项分布等模型的优缺点及其适用性, 同时表明二项分布模型较之其他模型的优势。以上方法及标准确定的测试性验证方案往往需要较大的故障样本量和较长的试验周期, 工程应用中难以实现。为此国内外研究学者考虑如何将测试性验证前的先验信息应用到测试性验证方法中, 以达到降低故障样本量、缩

短验证周期的问题。文献[7-8]提出了一种基于研制阶段的成败型数据的等效折合方法, 重新确定了测试性验证试验方案, 较之传统验证方案明显降低故障样本量。文献[9]综合考虑了弃真和采伪 2 类风险损失, 提出了基于 Bayes 理论的测试性验证试验方案。以上研究中需采用的先验信息均来源于整机系统自身的历史试验数据, 但由于装备系统复杂导致验证组织困难、费用高昂, 所以整机系统自身的先验信息缺乏, 现阶段基于装备整机系统测试性先验信息的测试性验证方法适用性不强, 针对此问题, 研究人员关注到构成整机系统的分系统或单机包含大量先验信息, 通过这些先验信息可以确定整个系统的测试性先验水平, 进而确定基于分系统先验信息的测试性验证试验方法。文献[10]以故障检测率为指标提出了利用研制阶段分系统先验信息, 并基于 Bayes

收稿日期: 2018-11-19; 录用日期: 2019-02-02; 网络出版时间: 2019-02-28 11:00

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190226.0916.001.html

* 通信作者。E-mail: sxjaa@sina.com

引用格式: 史贤俊, 王康, 肖支才, 等. 面向复杂系统的三维 Bayes 网络测试性验证模型[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(7): 1303-1313. SHI X J, WANG K, XIAO Z C, et al. Three-dimensional Bayes network testability verification model for complex systems[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(7): 1303-1313 (in Chinese).

最大后验风险准则给出了制定系统测试性验证方案的新方法。文献[11]在传统 Bayes 评估方法的基础上建立了综合利用历史试验信息和现场试验数据等先验信息的测试性 Bayes 评估模型,较之经典评估方法给出较高置信度的测试性评估结论。文献[12]提出了基于验前信息的复杂设备的 Bayes 测试性验证试验方法,先将各先验信息进行融合,再建立成败型装备测试性验证试验方案的 Bayes 决策模型,通过实例证明,该方案较之经典方案能减少故障样本量。以上研究中虽然考虑了先验信息,但仍存在对先验信息处理的有效性和局限性,降低使用可信度。

随着现代工业、科技水平的迅猛发展,武器装备系统结构越来越复杂,按照测试性设计与分析需求可划分为系统、分系统、外场可更换单元(LRU)、内场可更换单元(SRU)、模块、子模块、元件和故障模式等不同层级^[13],在实际工程应用中,各层级单元的先验信息是多样的且容易获得^[14],并且是从下层逐步向上层表征的,充分运用各层级所包含的先验信息。本文提出了一种三维 Bayes 网络测试性验证模型,旨在根据复杂装备系统层次划分原则,用层次化和模块化方法构建 Bayes 网络。同时基于复杂系统所确定的三维网络结构,提出三维 Bayes 网络的条件概率学习方法,实现对 Bayes 网络的概率赋值,并结合给出的 G/M-H 算法验证其能充分融合各层级先验信息,以及能有效减少故障样本量。

1 三维 Bayes 网络测试性验证模型

1.1 传统 Bayes 网络模型

Bayes 网络模型作为不确定性信息和知识的处理工具^[15],遵循经典 Bayes 概率理论,使用统一的联合分布作为知识表示形式,同时利用结构中存在的条件独立性有效解决确定联合概率分布的组合爆炸难题(NP-hard 问题)。传统 Bayes 网络模型定义如下。

定义 1 Bayes 网络。一个 Bayes 网络可以表示为 $B = \langle G, P \rangle$,其中包含网络结构 G 和条件概率 P 两部分。

1) $G = \langle V, E \rangle$ 表示有向无环图(Directed Acyclic Graph, DAG),其中 V 表示节点集合, V 中的元素代表变量, E 表示有向边的集合,代表变量间的关联关系。

2) P 表示条件概率分布(Conditional Probability Distribution, CPD)。Bayes 网络中每一个节点都包含一个条件概率分布,通过条件概率分布

的注释,可以在模型中表达局部条件的依赖性。假设 Bayes 网络中节点集合 $V = \{X_1, X_2, \dots, X_n\}$,对每个节点 X_i 及其父节点 $\text{pa}(X_i)$ 均对应一个条件概率分布表(随机变量为离散情形)或条件概率分布函数(随机变量为连续情形),以离散情形为例:

$$P(V) = \prod_{i=1}^n P(X_i | \text{pa}(X_i)) \quad (1)$$

而 Bayes 网络参数学习是指从样本数据中估计条件概率 $P(X_i | \text{pa}(X_i))$ 。

Bayes 网络的建立一般分为 3 个步骤:①根据问题域的特点和经验,确定网络节点及其取值状态;②根据经验或通过数据学习确定网络结构;③根据经验或数据学习为每个节点确定条件概率分布。

根据以上传统 Bayes 网络定义及 Bayes 网络建立步骤,若采用传统 Bayes 网络构建测试性验证模型,在网络结构方面,由于武器装备系统复杂的结构,会增加构建 Bayes 网络模型的复杂度,同时会导致所建立的 Bayes 网络结构的准确性无法保证;在条件概率方面,由于所建立的 Bayes 网络模型不能充分反映出武器装备各层次结构中蕴含的条件独立性,从而增加概率推理计算的复杂度。因此,对于复杂装备系统而言,采用传统 Bayes 方法构建测试性验证模型无法保证构建模型网络结构的准确性,同时也无法降低推理的复杂度。

结合定义 1 中 Bayes 网络建立原则和步骤,并根据装备纵向结构和横向结构层次化划分的特征,同时考虑问题域中包含的先验知识未能充分利用,给出一种三维 Bayes 网络测试性模型的定义,旨在充分运用复杂系统的纵向结构信息和横向结构信息,以及各结构中各组成单元所蕴含的先验信息。

1.2 模型建立

在给出三维 Bayes 网络测试性验证模型定义前,首先给出组成网络模型的几个基本要素。

定义 2 层次节点。将构成三维 Bayes 网络的节点变量称之为层次节点,记为 $N_{x,y,z}^i$,其中 x, y, z 表示三维 Bayes 网络的三维坐标,且 $x, y, z \in \mathbf{N}$,同时 $i = \text{I}, \text{II}, \text{III}$ 表示层次节点的 3 种类型,具体解释如下:

1) x 轴表示层次划分维, y 轴表示输入因子维, z 轴表示层级划分维。 z 轴所表示的层级划分数由系统纵向结构(即复杂武器装备系统层级划分)所决定,若 $z = 0, 1, \dots, n$,则层级划分数为 $n + 1$; x 轴所表示的层次划分数由系统横向结构(即

复杂武器装备各层级单元自身逻辑关联的层次划分)所决定,若 $x = 0, 1, \dots, m$, 则层次划分数为 $m + 1$; y 轴所表示的输入因子数由系统纵向结构和横向结构共同决定(即确定同一层级同一层次所包含的层次节点数)。

2) $i = \text{I}$ 时,表示层次节点 $N_{x,y,z}^{\text{I}}$ 无父节点; $i = \text{II}$ 时,表示层次节点 $N_{x,y,z}^{\text{II}}$ 仅有上层父节点; $i = \text{III}$ 时,表示层次节点 $N_{x,y,z}^{\text{III}}$ 至少具有本层父节点。

根据定义 2,进一步可以得到:所有层次节点的集合记为 $H = \{N_{x,y,z}^i | x, y, z \in \mathbf{N}\}$, 构成三维 Bayes 网络的所有网络节点;则每一层的层次节点的集合记为 $H | z = l (l \in \mathbf{N} \text{ 且 } 0 \leq l \leq n)$, 表示 $z = l$ 时层次节点的集合,并约定 $H | z = 0$ 所在平面为第 1 层, $H | z = l$ 所在平面为第 $l + 1$ 层。

定义 3 层级。将三维 Bayes 网络任一层所包含的层次节点集、有向边集、层次节点输入集和层次节点输出集构成的四元组称之为层级,记为 $H_{z+1} : H_{z+1} = \langle H | z, E, A_1, A_0 \rangle$, 具体解释如下:

1) 给定 z 时, H_{z+1} 表示第 $z + 1$ 层级, $H | z$ 则表示给定 z 时层次节点的集合,构成第 $z + 1$ 层级的层次节点集合。

2) E 表示 H_{z+1} 中有向边的集合,记为 $H_{z+1} : E$, 对于 $H | z$ 中任意 2 个层次节点 $N_{x_1,y_1,z}^i$ 和 $N_{x_2,y_2,z}^i$, 若存在 $N_{x_1,y_1,z}^i$ 指向 $N_{x_2,y_2,z}^i$ 的有向边,表示为 $N_{x_1,y_1,z}^i \rightarrow N_{x_2,y_2,z}^i$, 则类相比于定义 1, 称 $N_{x_1,y_1,z}^i$ 为 $N_{x_2,y_2,z}^i$ 的父层次节点。

3) A_1 表示 H_{z+1} 中层次节点集 $H | z$ 的 n_{z+1} 个输入组成的集合,记为 $A_1 = \left\{ \bigcup_{i=1}^{n_{z+1}} I_i \right\}$, 其中的每个变量 $I_i \in A_1$ 都包含一个定义域 $D(I_i)$ 和一个值域 $R(I_i)$, 且 $D(I_i) \subseteq H | z$ 。

4) A_0 表示 H_{z+1} 中层次节点集 $H | z$ 的 m_{z+1} 个输出组成的集合,记为 $A_0 = \left\{ \bigcup_{j=1}^{m_{z+1}} O_j \right\}$, 其中的每个变量 $O_j \in A_0$ 都包含一个定义域 $D(O_j)$ 和一个值域 $R(O_j)$, 且 $D(O_j) \subseteq H | z$ 。

根据定义 3,进一步可以得到:

1) 若一些层次节点组成的集合 $H^{x+1} \subset H | z$ 在 H_{z+1} 中无父层次节点,即在该层级不存在其他层次节点指向该集合中任意一个层次节点,则集合 H^{x+1} 称为 H_{z+1} 层级中第 1 层次节点集,并约定符号 $H^1 | x = 0$ 表示 H_{z+1} 层级的第 1 层次节点集。进一步, $H^{x+1} | x$ 表示随 x 的取值变化反映 H_{z+1} 层级的层次划分数及相应层次的层次节点集,且 $H^{x+1} | x = h$ 表示 $\text{pa}(H^{x+1} | x = h + 1) \setminus \text{pa}(H^{x+1} | x =$

$h)$ 的层次节点集合,即保证 $H^{x+1} | x = h$ 去掉其下层所有层次节点之后无父层次节点。

2) 为规范化表示,选取 H_{z+1} 层级中第 $H^{x+1} | x$ 层次中任一节点 $N_{x,y,z}^i \in (H_{z+1} : H^{x+1} | x)$, 将每一层级每一层次所选节点构成集合,并令 $y = 0$:

$$\left\{ \bigcup_{x=0}^m \bigcup_{z=0}^n (N_{x,y,z}^i \in (H_{z+1} : H^{x+1} | x)) | y = 0 \right\}, \text{其余各}$$

节点按各层级各层次 y 的取值依次排序。按规范化排序之后, y 轴各层次节点在同一层级同一层次维下相互独立,则 y 的取值反映 H_{z+1} 层级中第 $H^{x+1} | x$ 层次中的层次节点数量。

定义 4 输入模块。将所有层级中 A_1 所包含变量的值域的集合称之为输入模块,记为: $I_M =$

$$\left\{ \bigcup_{z=0}^n (H_{z+1} : R(A_1)) \right\}, \text{其中 } H_{z+1} : R(A_1) \text{ 表示}$$

H_{z+1} 层级下 A_1 所包含每个变量的值域的集合。

定义 5 输出模块。将所有层级中 A_0 所包含变量的值域的集合称之为输出模块,记为:

$$O_M = \left\{ \bigcup_{z=0}^n (H_{z+1} : R(A_0)) \right\}, \text{其中 } H_{z+1} : R(A_0)$$

表示 H_{z+1} 层级下 A_0 所包含每个变量的值域的集合。

定义 6 数据处理模块。将三维 Bayes 网络中所有层级内数据处理单元 D_1^{z+1} 和相邻层级间数据处理单元 $D_B^{z+1 \rightarrow z+2}$ 的集合称之为数据处理模块,记为: $D_M = \left\{ \bigcup_{z=0}^n (D_1^{z+1} \cup D_B^{z+1 \rightarrow z+2}) \right\}$, 用于处

理层级内和层级间信息融合及存储不同数据形式,具体解释如下:

1) 层级内数据处理单元 D_1^{z+1} 用来处理本层输入 $H_{z+1} : R(A_1)$ 信息并存储。

2) 相邻层级间数据处理单元 $D_B^{z+1 \rightarrow z+2}$ 用来处理第 $z + 1$ 层输出 $H_{z+1} : R(A_0)$ 信息,并传递给上层输入模块。

定义 7 层级间有向边集。将所有相邻层级间层次节点之间的有向边构成的集合称之为层级间有向边集,记为 E_- , 并记符号 $N_{x,y,z}^i | E_-$ 表示与层次节点 $N_{x,y,z}^i$ 有层级间有向边连接的层次节点集。

E_- 是连接各层级使网络形成有向无环图的关键因素,由复杂装备系统的层级划分所确定,同时表明了网络的信息流向。

由定义 2 ~ 定义 7,结合传统 Bayes 网络的定义,可以得到三维 Bayes 网络模型的定义如下。

定义 8 三维 Bayes 网络模型。一个三维

Bayes 网络模型包含层次节点、层级、输入模块、输出模块、数据处理模块、层级有向边集及条件概率分布,表示为 $\mathcal{B} = [G_B, P_B]$, 其中 $G_B = \left\langle \bigcup_{z=0}^n H_{z+1}, E_- \right\rangle, P_B = \langle P, I_M, O_M, D_M \rangle$ 。

G_B 中 $\bigcup_{z=0}^n H_{z+1}$ 表示三维 Bayes 网络的所有层级,同时涵盖了所有的层次节点,类比于定义 1, 则 $\bigcup_{z=0}^n H_{z+1}$ 和 E_- 构成三维 Bayes 网络 \mathcal{B} 的有向无环图。 P_B 中 P 表示各层次节点的条件概率分布, I_M, O_M, D_M 则表示对网络信息的处理及存储,故 P_B 完整地构成了三维 Bayes 网络的条件概率分布。

至此,依据复杂装备系统的纵向和横向层次性结构完成了三维 Bayes 网络测试性验证模型的构建。

2 融合先验信息的推理方法

2.1 先验信息的处理原则

对于复杂系统而言,大量可信的先验信息是保证融合推理可信度的重要保证。当前可用于测试性验证的先验信息具备多层次、多阶段及多来源的特点,从层级上可划分为单元级、SRU 级、LRU 级、分系统级及系统级信息,从阶段上可划分为摸底试验信息和增长试验信息等,从来源上可划分为实物试验信息、专家经验信息及虚拟试验信息等。充分利用这些先验信息,能很大程度上弥补当前复杂装备系统实物试验信息的不足,在确保装备质量和控制装备成本的前提下,能有效降低测试性验证所需故障样本量。

上述多层次、多阶段及多来源的先验信息从信息类型上总体可划分为 3 类:成败型信息、点估计型信息及区间估计型信息,导致先验信息的形式不一,不利于先验信息的融合处理。针对该问题,结合测试性验证的特性,通过对先验信息进行一定方式的折合,转化为统一的信息类型——成败型数据 (N', F') 进行表示。当前对于不同类型的先验信息的折合处理方式有大量文献进行了研究,本文主要研究模型建立及推理,对于先验信息处理不再赘述,具体折合方案参见文献[14]进行的相关研究,后续数据均采用文献[14]所述方法进行了相应处理,确保先验信息的合理有效性,增加后续融合推理的可信度。

2.2 三维 Bayes 网络的融合推理算法

考虑到三维 Bayes 网络的结构确定是依据复

杂装备的结构特性所决定的,在对装备层级进行划分时通过系统纵向结构及横向结构进行确定,故结构学习是基于装备 FMECA 进行分析。下面主要推导三维 Bayes 网络的概率学习方法。

2.2.1 层级内三维 Bayes 网络的概率学习方法

1) 对于层次节点 $N_{x,y,z}^I$,由于其无父层次节点,仅含自身先验,直接将其先验信息转化为先验分布,一般取为贝塔分布 $\text{Beta}(\alpha, \beta)$ (二项分布的共轭先验分布)。

$$\text{Beta}(p; \alpha, \beta) = \frac{\Gamma(\alpha + \beta)}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} p^{\alpha-1} (1-p)^{\beta-1} \quad (2)$$

式中: p 为故障检测率 (Fault Detect Rate, FDR); α, β 称为超参数。

结合节点的成败型测试性试验数据 $X = (N', F')$, 根据 Bayes 理论,可以得到 FDR 的后验分布 $\pi(p|X)$ 为

$$\pi(p|X) = \text{Beta}(p; \alpha + N' - F', \beta + F') \quad (3)$$

2) 对于层次节点 $N_{x,y,z}^{II}$,由于其至少具有本层父层次节点,考虑仅含有本层父层次节点的情形。用 $\text{pa}(N_{x,y,z}^{II})$ 表示层次节点 $N_{x,y,z}^{II}$ 所有父节点的集合,则 $P(N_{x,y,z}^{II} | \text{pa}(N_{x,y,z}^{II}))$ 表示层次节点 $N_{x,y,z}^{II}$ 在给定其父节点集合时的条件概率分布,且有

$$P(N_{x,y,z}^{II}, \text{pa}(N_{x,y,z}^{II})) = P(N_{x,y,z}^{II} | \text{pa}(N_{x,y,z}^{II})) P(\text{pa}(N_{x,y,z}^{II})) \quad (4)$$

基于式(4), $P(\text{pa}(N_{x,y,z}^{II}))$ 仍可以递归分解,一旦获得其联合概率分布,则任一节点的边缘概率分布可以表示为

$$P(N_{x,y,z}^{II}) = \int_{\text{pa}(N_{x,y,z}^{II})} P(N_{x,y,z}^{II}, \text{pa}(N_{x,y,z}^{II})) \quad (5)$$

2.2.2 层级间三维 Bayes 网络的概率学习方法

1) 对于层次节点 $N_{x,y,z}^{II}$,由于其仅有上层级父层次节点,按照规范化表示则层次节点 $N_{x,y,z}^{II}$ 位于第 H_{z+1} 层级第 1 层次上,即 $x=0$ 。与 2.2.1 节相似,为求得层次节点 $N_{x,y,z}^{II}$ 的边缘概率密度分布,需首先求取式(6)的联合概率分布:

$$P(N_{x,y,z}^{II}, \text{pa}(N_{x,y,z}^{II})) = P(N_{x,y,z}^{II} | \text{pa}(N_{x,y,z}^{II})) P(\text{pa}(N_{x,y,z}^{II})) \quad (6)$$

式中: $P(N_{x,y,z}^{II} | \text{pa}(N_{x,y,z}^{II}))$ 的分布获取取决于上层与之有有向边连接的层次节点集 $N_{x,y,z}^{II} | E_-$ 的输出集 $H_{z+2}: R(A_0) | (N_{x,y,z}^{II} | E_-)$; $P(\text{pa}(N_{x,y,z}^{II}))$ 的分布则取决于层次节点 $N_{x,y,z}^{II}$ 的自身先验信息输入 $\text{Beta}(\alpha, \beta)$ 所共同决定。进而通过联合概率分布能够逐步确定层次节点 $N_{x,y,z}^{II}$ 的边缘概率分布。

2) 对于层次节点 $N_{x,y,z}^{\text{III}}$, 考虑既有上层父层次节点又有本层父层次节点时, 为求取层次节点 $N_{x,y,z}^{\text{III}}$ 的条件概率分布, 则需求取式(7)所示联合概率分布:

$$P(N_{x,y,z}^{\text{III}}, \text{pa}(H_{z+2} : N_{x,y,z}^{\text{III}}), \text{pa}(H_{z+1} : N_{x,y,z}^{\text{III}})) = P(N_{x,y,z}^{\text{III}} | \text{pa}(H_{z+1} : N_{x,y,z}^{\text{III}}), \text{pa}(H_{z+2} : N_{x,y,z}^{\text{III}})) \cdot P(\text{pa}(H_{z+1} : N_{x,y,z}^{\text{III}})) \cdot P(\text{pa}(H_{z+2} : N_{x,y,z}^{\text{III}})) \quad (7)$$

式中: $P(\text{pa}(H_{z+2} : N_{x,y,z}^{\text{III}}))$ 取决于上层与之有有向边连接的层次节点集 $N_{x,y,z}^{\text{III}} | E_{\rightarrow}$ 的输出集 $H_{z+2} : R(A_0) | (N_{x,y,z}^{\text{III}} | E_{\rightarrow})$; $P(\text{pa}(H_{z+1} : N_{x,y,z}^{\text{III}}))$ 取决于层次节点 $N_{x,y,z}^{\text{III}}$ 的自身先验输入集; $P(N_{x,y,z}^{\text{III}} | \text{pa}(H_{z+1} : N_{x,y,z}^{\text{III}}), \text{pa}(H_{z+2} : N_{x,y,z}^{\text{III}}))$ 则由上述共同所确定。

至此, 即给出了三维 Bayes 网络的概率学习方法, 使模型能够融合先验信息进行推理。

3 案例分析

3.1 模型建立

以某型导弹飞控系统为研究对象, 纵向结构包括 6 个 LRU 模块: 电缆网络、总线网络、弹上计算机、惯测组合、舵等效器及综合控制器。考虑简单情形, 在此假设 6 个 LRU 模块之间无相互影响。其中, 惯测组合包括 3 个 SRU 模块: 线加速度测量组合、角速度测量组合和二次电源。弹上

计算机包括 2 个 SRU 模块: 信息处理电路及弹机供电。实际上, 与综合控制器横向具备信号交互的部件较多, 加上考虑 LRU 模块间无相互影响, 现仅考虑地面测试设备对综合控制器的影响, 故根据以上对某型导弹飞控系统纵向和横向结构划分, 飞控系统的三维 Bayes 网络模型如图 1 所示。

在飞控系统开展系统级测试性验证试验前, 每个 LRU 和 SRU 都开展了相应的摸底试验, 这些试验产生的数据都可以作为三维 Bayes 网络的先验信息。以各 LRU 和 SRU 的测试性实物试验数据作为三维 Bayes 网络模型的先验信息, 通过给出的三维 Bayes 网络的融合推理算法对 LRU 级和 SRU 级的试验数据进行融合, 得到系统测试性指标——FDR 的后验分布并进行试验方案的制定。系统级的故障检测试验数据如表 1 所示, 各 LRU 和 SRU 的故障检测试验数据如表 2 和表 3 所示, LRU 层级中综合控制器横向联系地面测试设备测试试验数据如表 4 所示。

结合表 1 ~ 表 4 数据, 假设每个部件的试验故障数目服从 $\text{Bionomial}(m_i, p_i)$, m_i 为每个部件所进行的试验次数, p_i 为相应的成功检测概率, 并假设所有不具备父层次节点的 p_i 来自一个具有参数 $K\varepsilon$ 和 $K(1 - \varepsilon)$ 的 Beta 分布, 即 $\pi(p_i | K, \varepsilon) \sim \text{Beta}(K\varepsilon, K(1 - \varepsilon))$ (8)

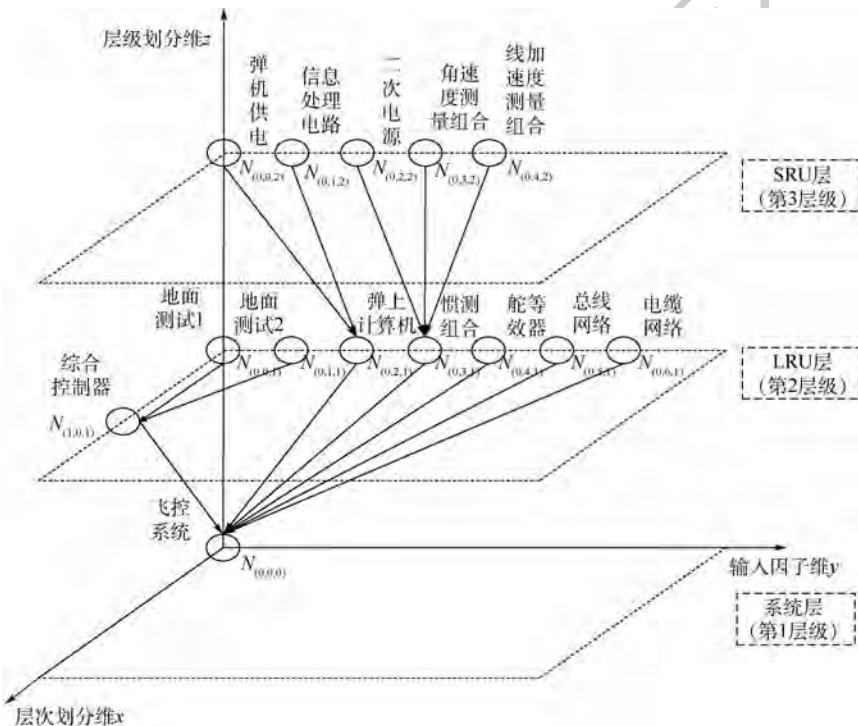


图 1 飞控系统三维 Bayes 网络模型

Fig. 1 Three-dimensional Bayes network model of flight control system

表1 系统实物试验数据

Table 1 Physical test data of system

参数	故障样本量	失败次数
数值	10	1

表2 LRU 实物试验数据

Table 2 Physical test data of LRU

LRU 模块	故障样本量	失败次数
电缆网络	5	0
总线网络	3	1
弹上计算机	9	1
惯测组合	14	2
舵等效器	8	1
综合控制器	4	1

表3 SRU 实物试验数据

Table 3 Physical test data of SRU

SRU 模块	故障样本量	失败次数
线加速度测量组合	5	1
角速度测量组合	5	1
二次电源	4	0
信息处理电路	2	0
弹机供电	2	0

表4 综合控制器检测试验数据

Table 4 Detection test data of integrated controller

综合控制器	故障样本量	失败次数
地面测试1	4	0
地面测试2	4	0

式中： ε 为 p_i 的先验均值，由于 p_i 的先验方差为 $\varepsilon(1-\varepsilon)/(K+1)$ ，故 K 决定了 Beta 先验分布的分散性，其中 K 和 ε 为随机变量。

3.2 模型推理及分析

3.2.1 模型推理

系统测试性指标 FDR 后验分布的确定步骤流程如下：

步骤1 领域专家结合自身经验对各状态进行打分评定，确定三维 Bayes 网络各节点变量的条件概率表 (Conditional Probability Table, CPT)。假定层次节点 $N_{x,y,z}^i = k (k=0,1)$ ，对应层次节点故障不可检测和可检测 2 种状态，故系统 (层次节点 $N_{(0,0,0)}$) 的测试性指标 FDR 可表示为 $P(N_{(0,0,0)}=1)$ (其他节点 FDR 可类似表示)，由三维 Bayes 网络的定义：

$$P(N_{(0,0,0)}, \text{pa}(N_{(0,0,0)})) = P(N_{(0,0,0)} | \text{pa}(N_{(0,0,0)})) P(\text{pa}(N_{(0,0,0)})) \quad (9)$$

式中： $\text{pa}(N_{(0,0,0)})$ 表示 $N_{(1,0,1)}$ 、 $N_{(0,2,1)}$ 、 $N_{(0,3,1)}$ 、 $N_{(0,4,1)}$ 、 $N_{(0,5,1)}$ 、 $N_{(0,6,1)}$ 六个层次节点，且它们相

互独立，故 $P(\text{pa}(N_{(0,0,0)}))$ 可以根据自身先验信息及其上层级父层次节点输出集获得，为了得到联合概率分布，除需确定 $P(N_{(0,0,0)} | \text{pa}(N_{(0,0,0)}))$ 外， $P(N_{(1,0,1)} | \text{pa}(N_{(1,0,1)}))$ 、 $P(N_{(0,2,1)} | \text{pa}(N_{(0,2,1)}))$ 和 $P(N_{(0,3,1)} | \text{pa}(N_{(0,3,1)}))$ 亦需确定。领域专家结合自身经验及通过打分评定，给出各状态的条件概率分布如表 5 所示。表中：可检测部件数表示相应层次节点取值为 1 的个数； $R_1 \sim R_{14}$ 表明相应概率的先验分布为均匀分布。基于此便可实现三维 Bayes 网络的概率推理。

表5 各状态条件概率

Table 5 Conditional probability of each state

可检测 部件数	层次节点		
	$N_{(0,0,0)}$	$N_{(1,0,1)}/N_{(0,2,1)}$	$N_{(0,3,1)}$
0	$R_1: U(0,0,2)$	$R_8: U(0,0,2)$	$R_{11}: U(0,0,2)$
1	$R_2: U(0,1,0,3)$	$R_9: U(0,6,0,8)$	$R_{12}: U(0,4,0,6)$
2	$R_3: U(0,3,0,5)$	$R_{10}: U(0,8,1)$	$R_{13}: U(0,7,0,9)$
3	$R_4: U(0,5,0,6)$		$R_{14}: U(0,9,1)$
4	$R_5: U(0,6,0,8)$		
5	$R_6: U(0,8,0,9)$		
6	$R_7: U(0,9,1)$		

步骤2 三维 Bayes 网络层级内信息融合推理。由于本例仅 LRU 层级存在层级内信息融合，即第二层级 D_1^2 数据处理单元对 $N_{(0,0,1)}$ 、 $N_{(0,1,1)}$ 及 $N_{(1,0,1)}$ 进行概率推理，将融合后的信息更新后赋予层次节点 $N_{(1,0,1)}$ 的输出模块；相应更新三维 Bayes 网络的输入模块 A_1 。基于二项似然函数和式 (4)，可以得到联合后验密度为

$$\pi(\mathbf{p}, K, \varepsilon | (n_i, x_i)) \propto \left[\frac{\Gamma(K)}{\Gamma(K\varepsilon)\Gamma(K(1-\varepsilon))} \right]^{n_1} \cdot \left[\prod_{i=1}^{n_1} p_i^{x_i+K\varepsilon-1} (1-p_i)^{n_i-x_i+K(1-\varepsilon)-1} \right] \cdot \left[\prod_{i=n_1+1}^n p_i^{x_i} (1-p_i)^{n_i-x_i} \right] \pi(K, \varepsilon) \quad (10)$$

式中： $\mathbf{p} = (p_1, p_2, \dots, p_n)$ ； n_i 和 x_i 分别为各单元故障样本量和故障成功检测次数； n 为层次节点总数，这里 $n=3$ ； n_1 为符合 $\text{Beta}(K\varepsilon, K(1-\varepsilon))$ 分布的层次节点数，这里 $n_1=2$ ，为参数 ε 和 K 的联合先验分布。假设 $K \sim \text{Gamma}(\alpha', \lambda)$ ， $\varepsilon \sim \text{Beta}(a, b)$ ，故联合后验分布为

$$\pi(\mathbf{p}, K, \varepsilon | (n_i, x_i)) \propto \left[\frac{\Gamma(K)}{\Gamma(K\varepsilon)\Gamma(K(1-\varepsilon))} \right]^n \cdot \left[\prod_{i=1}^{n_1} p_i^{x_i+K\varepsilon-1} (1-p_i)^{n_i-x_i+K(1-\varepsilon)-1} \right] \cdot \left[\prod_{i=n_1+1}^n p_i^{x_i} (1-p_i)^{n_i-x_i} \right] K^{\alpha-1} e^{-\lambda K} \varepsilon^{a-1} (1-\varepsilon)^{b-1} \quad (11)$$

为了解上述模型,结合 M-H 算法和 Gibbs 抽样的 MCMC 方法(G/M-H 算法),求解这一局部层次模型。G/M-H 算法具体过程如下:

1) 选取初值 $j=0, \alpha=15, \lambda=1, a=8, b=2, K^{(0)} = \alpha'/\lambda, \varepsilon^{(0)} = a/(a+b)$ 。

2) 当 $i=1, 2, \dots, n_1$ 时,产生 $p_i^{(j)} \sim \text{Beta}(x_i + K^{(j-1)} \varepsilon^{(j-1)}, n_i - x_i + K^{(j-1)} (1 - \varepsilon^{(j-1)}))$ 。根据表 5 和三维 Bayes 网络融合推理算法更新相关 $p_i (i=n_1, n_1+1, \dots, n)$ 的样本值,并从分布 $N(0, 1)$ 中抽取 z ,并使 $K^* = K^{(j-1)} \exp(z)$ 。同时计算 $r = \frac{\pi(p^{(j)}, K^*, \varepsilon^{(j-1)}, R|x) K^*}{\pi(p^{(j)}, K^{(j-1)}, \varepsilon^{(j-1)}, R|x) K^{(j-1)}}$,从均匀分布 $(0, 1)$ 上抽取 u ,如果 $u \leq r$,则令 $K^{(j)} = K^*$,否则令 $K^{(j)} = K^{(j-1)}$ 。

3) 生成 $\varepsilon^* \sim \text{Beta}(K^{(j)} \bar{p}, K^{(j)} (1 - \bar{p}))$, $\bar{p} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n p_i^{(j)}$ 。并计算 $r = [\pi(p^{(j)}, K^{(j)}, \varepsilon^*, R|x) \cdot (\varepsilon^{(j-1)}/\varepsilon^*)^{K^{(j)} \bar{p} - 1}] / [\pi(p^{(j)}, K^{(j)}, \varepsilon^{(j-1)}, R|x) \cdot [(1 - \varepsilon^*)/(1 - \varepsilon^{(j-1)})]^{K^{(j)} (1 - \bar{p}) - 1}]$ 。从均匀分布 $(0, 1)$ 上抽取 u ,如果 $u \leq r$,则令 $\varepsilon^{(j)} = \varepsilon^*$,否则令 $\varepsilon^{(j)} = \varepsilon^{(j-1)}$ 。

4) 求取各条件分布中各概率分布参数 $R_1 \sim R_{14}$ 的后验分布。令 $R = (R_1, R_2, \dots, R_{14})$,首先从分布 $U(0, 0.2)$ 中产生 R_1^* ,更新 R ,计算 $r =$

$\frac{\pi(p^{(j)}, K^{(j)}, \varepsilon^{(j)}, R^*|x)}{\pi(p^{(j)}, K^{(j)}, \varepsilon^{(j)}, R|x)}$,从均匀分布 $(0, 1)$ 上抽取 u ,如果 $u \leq r$,则令 $R^{(j)} = R^*$,否则令 $R^{(j)} = R^{(j-1)}$,对于 $R_2^* \sim R_{14}^*$ 的处理重复上述过程。

5) 令 $j=j+1$,并回到步骤 2)。

通过以上 G/M-H 算法可以得到层次节点 $N_{(1,0,1)}$ 参数的后验分布,将其储存于三维 Bayes 网络的输入模块以进行下一步计算。

步骤 3 三维 Bayes 网络层级内信息融合。基于自顶向下的逐步融合,首先考虑 SRU 层向 LRU 层融合,即层级间数据处理模块 $D_B^{2 \rightarrow 3}$ 处理 $N_{(0,0,2)}, N_{(0,1,2)}$ 和 $N_{(0,2,1)}$ 的融合及 $N_{(0,2,2)}, N_{(0,3,2)}, N_{(0,4,2)}$ 和 $N_{(0,3,1)}$ 的融合,同样利用步骤 2 中给出的 G/M-H 算法实现求解,求解完成更新相应的输入模块,并通过层级间数据处理模块 $D_B^{1 \rightarrow 2}$ 处理 LRU 层到系统层的数据处理。采用同样的算法实现求解,所得结果如表 6 所示,给出了三维 Bayes 网络概率推理过程中参数 K, ε 及各节点故障检测率 $P(N_{(0,0,0)} = 1), P(N_{(1,0,1)} = 1), P(N_{(0,2,1)} = 1)$ 和 $P(N_{(0,3,1)} = 1)$ 的后验分布相关指标值。图 2 给出了参数 K, ε 的先验和后验概率密度函数曲线,图 3 则给出了通过三维 Bayes 网络推理及未通过推理的后验概率密度分布曲线。

表 6 相关参数后验分布

Table 6 Posterior distribution of related parameters

参数	均值	标准差	分位数				
			2.5%	5%	50%	95%	97.5%
K	15.485	3.790	9.339	10.033	15.091	22.294	24.108
ε	0.876	0.046	0.770	0.791	0.881	0.944	0.952
$P(N_{(0,2,1)} = 1)$	0.896	0.043	0.801	0.823	0.898	0.961	0.970
$P(N_{(0,3,1)} = 1)$	0.886	0.046	0.782	0.804	0.890	0.955	0.964
$P(N_{(1,0,1)} = 1)$	0.897	0.041	0.808	0.827	0.898	0.961	0.970
$P(N_{(0,0,0)} = 1)$	0.876	0.036	0.799	0.814	0.878	0.931	0.941

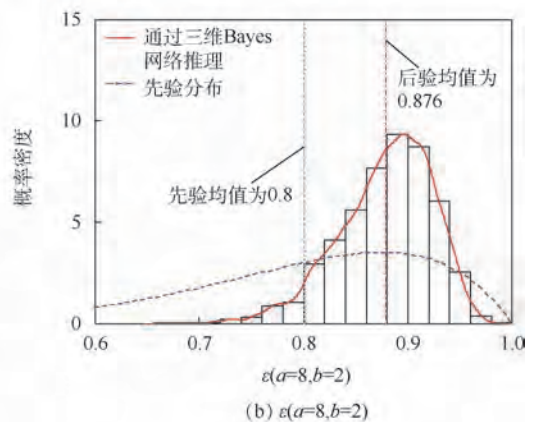
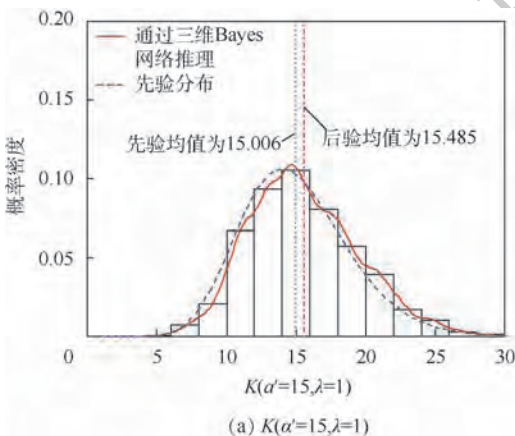


图 2 先验-后验概率密度函数对比

Fig. 2 Comparison of prior-posterior probability density function

3.2.2 融合推理结果分析

通过三维 Bayes 网络融合推理计算,由图 2(a)可以得到,参数 K 的边缘后验分布较之先验分布差距不明显,且先验均值和后验均值十分接近,这意味着数据包含的信息不多,以致于后验分布并未发生较大的改变。 ε 的先验均值为 0.8, 计算得到后验均值集中在 0.876 附近,由图 2(b)可见,边缘后验分布和其先验分布的形状差距较明显,说明确定的联合概率分布对其后验分布的影响很大,且其后验分布密度曲线表明对参数 ε 的置信度提高,其 90% 置信区间为 $[0.791, 0.944]$ 。

图 3 给出了层次节点 $N_{(1,0,1)}$ 、 $N_{(0,2,1)}$ 、 $N_{(0,3,1)}$ 及 $N_{(0,0,0)}$ 测试性指标 FDR 是否通过三维 Bayes 网络融合推理的后验分布概率密度曲线的对比情况,并于图中标识出通过三维 Bayes 网络融合推理后的各层次节点 FDR 后验中位数作为指标参照。可以看出,有无三维 Bayes 网络推理后验分布密度曲线对比差距明显,经过融合推理得到的各层次节点 FDR 后验概率密度估计准确度更高,这一点亦可以从表 6 中各节点的 95% 置信度区间及后验分布均值得到,而无三维 Bayes 网络融合推理由于节点先验假定为无信息先验及实际样本量较小,导致后验分布趋势均较平缓。这正是由于层次节点 $N_{(1,0,1)}$ 、 $N_{(0,2,1)}$ 、 $N_{(0,3,1)}$ 及 $N_{(0,0,0)}$ 测试性试验信息缺乏所导致,如若不采用不同层级不同层次节点的先验信息进行融合,所能利用的信息是极少的。

飞控系统 ($N_{(0,0,0)}$) FDR 指标的后验中位数为 0.878,其 90% 置信区间为 $[0.814, 0.931]$,其后验中位数和相应置信度取决于 6 个 LRU 的先验信息,如果能给出更为精确的先验信息或者继续增加系统实验数据,便能得到更为精确的关于 FDR 的指标,给出合理的评估结论。进一步,LRU 的信息由其下一层次的 SRU 或者处于同一层级的子层次节点给出。例如,以惯测组合 ($N_{(0,3,1)}$) 为例,其均值为 0.886,90% 置信区间为 $[0.804, 0.955]$,其取决于层次节点 $N_{(0,2,2)}$ 、 $N_{(0,3,2)}$ 、 $N_{(0,4,2)}$ 及其自身先验信息,若所包含的先验能更好地支撑其 FDR 指标,则所得到的后验均值能相应提高。

3.3 故障样本量确定及分析

3.3.1 基于后验分布的故障样本量确定方法

本文通过三维 Bayes 网络已经得到层次节点 $N_{(0,0,0)}$ 的 FDR 后验分布,同时基于 Bayes 后验风险准则确定故障样本量的方法^[16]不能直接采用,

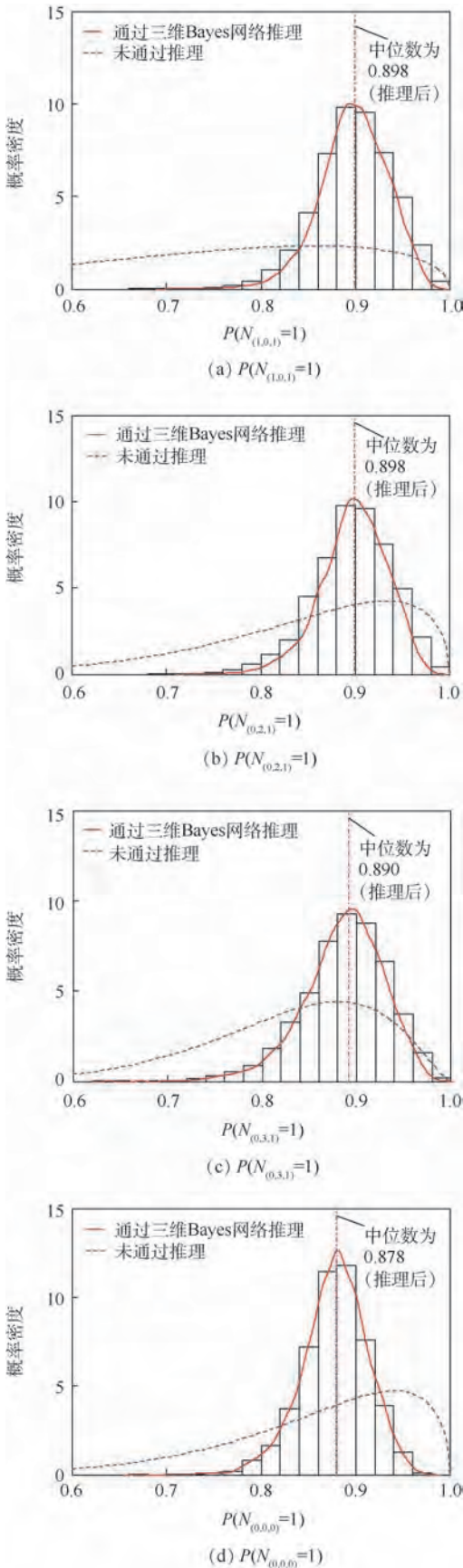


图3 不同层次节点后验概率密度函数对比
Fig.3 Comparison of posterior probability density function at different hierarchical nodes

若以后验分布 $\pi(p|X)$ 取代 $\pi(p)$, 则更能体现出 $p \geq p_0 | X$ 时生产方对装备拒收的接受程度及 $p \leq p_1 | X$ 时使用方对装备接收的支持程度, 故重新定义生产方后验风险为

$$P(p \geq p_0 | \text{refuse}, X) = \frac{\int_{p_0}^1 \left[1 - \sum_{f=0}^F \binom{N}{f} (1-p)^f p^{N-f} \right] \pi(p|x) dp}{1 - \int_0^1 \left[\sum_{f=0}^F \binom{N}{f} (1-p)^f p^{N-f} \right] \pi(p|x) dp} \quad (12)$$

定义使用方后验风险为

$$P(p \leq p_1 | \text{accept}, X) = \frac{\int_0^{p_1} \left[\sum_{f=0}^F \binom{N}{f} (1-p)^f p^{N-f} \right] \pi(p|X) dp}{\int_0^1 \left[\sum_{f=0}^F \binom{N}{f} (1-p)^f p^{N-f} \right] \pi(p|X) dp} \quad (13)$$

为得到测试性验证故障样本量, 则需满足:

$$\begin{cases} P(p \geq p_0 | \text{refuse}, X) \leq \alpha \\ P(p \leq p_1 | \text{accept}, X) \leq \beta \end{cases} \quad (14)$$

基于后验分布确定故障样本量的算法的具体实施流程如图 4 所示, 利用该算法即可求得满足式(14)的最小故障样本量方案。

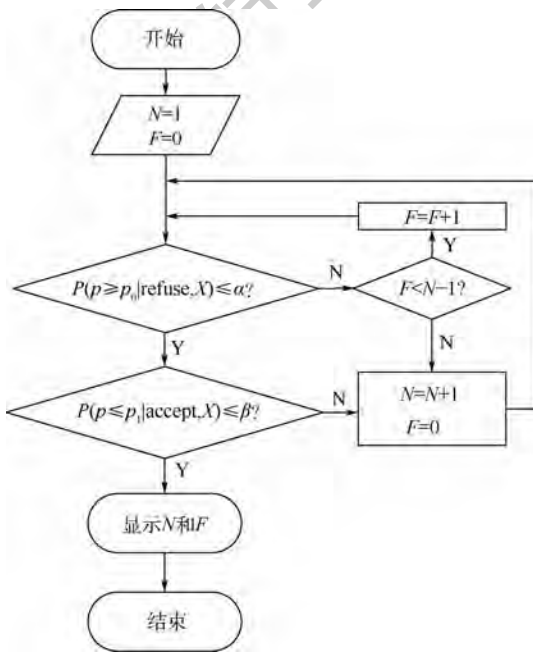


图 4 基于后验分布确定故障样本量算法实施流程

Fig. 4 Algorithm implementation process for determining fault sample size based on posterior distribution

3.3.2 故障样本量确定方法的比较分析

通过 3.3.1 节所述三维 Bayes 网络测试性验证模型融合推理可以得到顶层测试性指标 FDR 的后验分布满足:

$$\pi(p) \sim \text{Beta}(72.58, 10.25) \quad (15)$$

以系统的 FDR 值为验证对象, 生产方和使用方确定的 FDR 指标和风险要求为: 生产方要求值 $p_0 = 0.95$, 使用方要求值 $p_1 = 0.90$, 生产方风险 $\alpha = 0.1$, 使用方风险 $\beta = 0.1$ 。

1) 由文献[16]中经典风险准则可得, 在双方要求值和双方风险要求下的测试性方案为(187, 13), 生产方和使用方实际风险分别为 0.098 和 0.087。

2) 考虑节点先验信息不足的原因, 以本文方法所得到的顶层测试性指标 FDR 替代传统 Bayes 验证方法中的先验分布, 根据文献[12]中传统 Bayes 测试性验证故障样本量确定方法, 得到的最小故障样本量及最大允许失败数为 $(n, c) = (81, 6)$, 生产方和使用方实际风险分别为 0.097 和 0.096。

3) 通过三维 Bayes 网络推理后生成的系统 FDR 后验样本分布, 结合上述给出的基于后验分布的故障样本量确定方法, 得到本文最小故障样本量方案为 $(59, 0)$, 同时得到的实际生产方风险 $P(p \geq p_0 | \text{refuse}, X) = 0.0084$, 实际使用方风险为 $P(p \leq p_1 | \text{accept}, X) = 0.0997$ 。

由此可见, 较之经典风险准则得到的故障样本量(187, 13), 以及传统 Bayes 测试性验证故障样本量确定方法所确定的故障样本量(81, 6), 在相同双方风险的情况下, 基于三维 Bayes 网络测试性模型推理确定的故障样本量得到有效降低。同时, 本文方法得到的实际生产方风险为 $P(p \geq p_0 | \text{refuse}, X) = 0.0084$, 较之经典方法和传统 Bayes 方法所得明显降低, 这是由于 $P(N_{(0,0,0)} = 1)$ 的 95% 置信区间为 $[0.804, 0.955]$, 而生产方要求值 $p_0 = 0.95$ 位于区间末端, 故使得落入 $P(p \geq p_0 | \text{refuse}, X)$ 的样本数较少, 因此生产方风险 $P(p \geq p_0 | \text{accept}, X)$ 会明显减小。

4 结论

本文针对现有测试性工程中未能有效考虑复杂装备系统的系统结构特征, 且基于装备整机系统测试性先验信息的测试性验证方法难以适用, 基于分系统测试性先验信息的测试性验证方法不能有效地处理先验信息, 导致结果可信度不高的问题, 通过对 FMEA 分析, 确定装备纵向结构和横向结构, 据此提出了一种面向复杂系统的三维 Bayes 网络测试性验证模型, 旨在充分运用装备各层级结构中所蕴含的条件独立性和先验信息。一方面有效降低构建 Bayes 网络模型的复杂度, 另一方面通过给出的三维 Bayes 网络推理算法逐

步由底层单元数据通过模型逐步向上融合得到顶层数据,给出系统 FDR 后验分布,并通过后验分布结合基于后验分布的故障样本量确定方法,确定系统故障样本量。因此本文模型在工程上具备可行性,且具备以下优点:

1) 三维 Bayes 网络测试性验证模型充分考虑了复杂装备系统的系统结构特征,通过层次节点反映实际复杂装备结构之间的内在联系。

2) 三维 Bayes 网络测试性验证模型能充分利用 Bayes 网络概率推理的优点,并能充分融合各层次节点所存在的先验信息,使得系统 FDR 后验分布结果具备更高的可信度,同时由于基于后验分布的故障样本量确定方法能结合系统测试性数据增加装备测试,未通过生产方对装备拒收的接受程度以及装备测试通过使用方对装备接收的支持程度,故一方面能使得所确定的故障样本量较之经典测试性验证方案以及传统 Bayes 测试性验证方案有效减少,另一方面由于系统 FDR 后验分布结果可信度的提高进而保证所确定的故障样本量亦具备更高的可信度。

参考文献 (References)

- [1] 石君友. 测试性设计分析与验证[M]. 长沙:国防工业出版社,2011.
SHI J Y. Testability design analysis and verification[M]. Changsha: National Defense Industry Press, 2011 (in Chinese).
- [2] U. S. Department of Defense. Military standard testability program for electronic systems and equipments; MIL-STD-2165A [S]. Washington, D. C. : U. S. Department of Defense, 1993.
- [3] 中国人民解放军总装备部. 装备测试性工作通用要求: GJB 2547A—2012[S]. 北京:总装备部军标出版发行部,2012.
General Armament of PLA. General requirement for materiel testability program; GJB 2547A—2012 [S]. Beijing: General Armament Department Military Standards Publication and Distribution Department, 2012 (in Chinese).
- [4] U. S. Department of Defense. Maintainability verification / demonstration / evaluation: MIL-STD-471A—1973 [S]. Washington, D. C. : U. S. Department of Defense, 1973.
- [5] 石君友,纪超,李海伟. 测试性验证技术与应用现状分析[J]. 测控技术, 2012, 31(5): 29-32.
SHI J Y, JI C, LI H W. Analysis of testability verification technology and application status[J]. Measurement & Control Technology, 2012, 31(5): 29-32 (in Chinese).
- [6] 田仲,石君友. 现有测试性验证方法分析与建议[J]. 质量与可靠性, 2006(2): 47-51.
TIAN Z, SHI J Y. Analysis and recommendations of existing testability verification methods[J]. Quality and Reliability, 2006(2): 47-51 (in Chinese).
- [7] 李天梅,邱静,刘冠军. 利用研制阶段试验数据制定测试性验证试验方案新方法[J]. 机械工程学报, 2009, 45(8): 52-57.
LI T M, QIU J, LIU G J. New methodology for determining testability integrated test scheme with test data in the development stages[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2009, 45(8): 52-57 (in Chinese).
- [8] 李天梅,邱静,刘冠军. 基于 Bayes 变动统计理论的测试性外场统计验证方法[J]. 航空学报, 2010, 31(2): 335-341.
LI T M, QIU J, LIU G J. Research on testability field statistics verification based on Bayes inference theory of dynamic population[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2010, 31(2): 335-341 (in Chinese).
- [9] 邓露,许爱强,李文海,等. 基于 Bayesian 理论的测试性验证试验方案[J]. 南京理工大学学报(自然科学版), 2014, 38(6): 775-780.
DENG L, XU A Q, LI W H, et al. Testability demonstration test scheme based on Bayesian theory[J]. Journal of Nanjing University of Science and Technology, 2014, 38(6): 775-780 (in Chinese).
- [10] 王敏,杨江平,卢雷,等. 利用分系统数据制定整机测试性验证试验方案[J]. 现代防御技术, 2015, 43(5): 213-217.
WANG M, YANG J P, LU L, et al. Determining testability demonstration test scheme with subsystem data[J]. Modern Defence Technology, 2015, 43(5): 213-217 (in Chinese).
- [11] 常春贺,杨江平,胡亮. 基于 Bayes 理论的复杂装备测试性评估方法[J]. 火力指挥与控制, 2012, 37(11): 173-176.
CHANG C H, YANG J P, HU L. Study on testability evaluation method for complex equipment based on Bayes theory[J]. Fire Control & Command Control, 2012, 37(11): 173-176 (in Chinese).
- [12] 张西山,黄考利,闫鹏程,等. 基于验前信息的测试性验证试验方案确定方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(8): 1505-1512.
ZHANG X S, HUANG K L, YAN P C, et al. Method of confirming testability verification test scheme based on prior information[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(8): 1505-1512 (in Chinese).
- [13] 郑应荣. 系统级层次化测试性建模与分析[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2014.
ZHENG Y R. Testability modeling and analysis of hierarchical system[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2014 (in Chinese).
- [14] 王京,李天梅,何华锋,等. 多源测试性综合数据等效折合模型与方法研究[J]. 兵工学报, 2017, 38(1): 151-159.
WANG J, LI T M, HE H F, et al. Research on multi-source data equivalent methods for testability integrated evaluation[J]. Acta Armamentarii, 2017, 38(1): 151-159 (in Chinese).
- [15] 刘钰,韩峰,闫凯,等. 基于贝叶斯网络的分层系统可靠性分析[J]. 航空动力学报, 2016, 31(6): 1385-1392.
LIU Y, HAN F, YAN K, et al. Reliability analysis of hierarchical systems based on Bayesian network[J]. Journal of Aerospace Power, 2016, 31(6): 1385-1392 (in Chinese).
- [16] 王超. 虚实结合的测试性试验与综合评估技术[D]. 长沙:国防科学技术大学, 2014.
WANG C. Testability test and integrated evaluation technology with virtual-physical test[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2014 (in Chinese).

作者简介:

史贤俊 男,博士,教授。主要研究方向:自动测试与故障诊断,测试性设计、验证与评估。

王康 男,博士研究生。主要研究方向:测试性设计、验证与评估。

肖支才 男,博士,副教授。主要研究方向:自动测试与故障诊断,测试性设计、验证与评估。

龙玉峰 男,博士研究生。主要研究方向:测试性设计、验证与评估。

陈焱 男,硕士,研究员。主要研究方向:测试与故障诊断。

Three-dimensional Bayes network testability verification model for complex systems

SHI Xianjun^{1,*}, WANG Kang¹, XIAO Zhicai¹, LONG Yufeng¹, CHEN Yao²

(1. Naval Aviation University, Yantai 264001, China; 2. Naval Research Institute, Beijing 100161, China)

Abstract: In view of the complicated system structure of current weapon equipment, the existing testability verification method based on the testability prior information of the equipment system is difficult to apply, and the testability verification method based on the testability prior information of the subsystem cannot process the prior information effectively, which lead to the low credibility of the testability verification results, so a three-dimensional Bayes network testability verification model for complex systems is proposed. The model can fully utilize the conditional independence contained in the various hierarchical structures of the equipment, effectively reduce the complexity of constructing the Bayesian network model, and at the same time integrate the prior information of each hierarchical unit. Through the given conditional probability learning method and G/M-H algorithm of the three-dimensional Bayes network, the underlying unit data can be integrated through the model to obtain the posterior distribution of the top-level testability indicators, and the top-level posterior distribution is further used to obtain the fault sample size. The results show that the model can fully consider the system structure of the complex system and the prior information of each hierarchical unit, and the posterior distribution of the testability indicators can be used to reduce the fault sample size of testability verification.

Keywords: prior information; testability verification; complex system; three-dimensional Bayes network; G/M-H algorithm; fault sample size

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2018.0646

航空柱塞泵缸体疲劳分析及寿命预测方法



王岩^{1,*}, 王晓晴¹, 郭生荣², 卢岳良², 刘胜²

¹ 航空航天大学 交通科学与工程学院, 北京 100083; ² 航空工业金城南京机电液压工程研究中心, 南京 211106)

摘 要: 缸体是航空柱塞泵核心部件之一,其直接影响航空柱塞泵的功能。针对目前缸体寿命研究的实验周期长、缺乏理论分析方法的不足,提出了基于有限元分析和线性累积损伤理论的缸体疲劳分析和寿命预测方法。首先,基于理论力学和材料力学建立缸体的力学模型,在 MATLAB 平台上进行仿真分析,计算缸体受力;其次,建立缸体的有限元模型,在 ANSYS 平台上计算缸体的应力和应变;然后,将缸体应力、应变等结果导入 nCode 中,基于线性累积损伤理论,探究缸体的薄弱部位及影响缸体疲劳寿命的因素;最后,进行实验验证。结果表明,靠近配流盘一侧的柱塞腔外壁较为薄弱,容易出现疲劳破坏,与仿真结果基本吻合,验证了所提的缸体疲劳分析和寿命预测方法的正确性,为结构紧凑型柱塞泵缸体的设计提供参考。

关键词: 柱塞泵; 缸体; 疲劳破坏; 寿命预测; 线性累积损伤

中图分类号: V245

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2019)07-1314-08

机载液压系统为飞机操纵提供能源,是飞机安全飞行的保证。航空柱塞泵^[1]是液压系统的“心脏”,缸体作为柱塞泵关键部件,直接参与柱塞泵两对摩擦副,即柱塞副和配流副^[2-3]。缸体长期处于高压、高速、周期性交变载荷的恶劣工况,导致其发生疲劳破坏,产生裂纹,直至断裂和失效^[4-5]。探究缸体应力集中、变形量大的薄弱部位,预测其寿命,对于柱塞泵缸体的设计具有重要意义。

针对柱塞泵缸体研究,王占林、宋起跃和宁贻江^[6-8]等对缸体受力进行了理论计算,但没有进行实验或仿真分析,无法获得缸体在实际工作中的应力场分布及转子疲劳破坏规律;焦明华、邓海顺^[9-10]等基于有限元法对缸体的强度进行了分析,但采用结构静力学进行受力分析过于简化。

针对高转速结构件疲劳损伤的研究,徐斌和郭世永^[11]基于应力-寿命分析法,通过理论计算和有限元法对轻合金轮圈进行了结构强度和疲劳

分析;林旺阳和陶淑^[12]基于 ANSYS Workbench 和 nCode 对链传动提升系统的传动轴进行了疲劳分析;Gao 等^[13]使用雨流计数法、线性累积损伤规则等预测了电动车电机缸体疲劳寿命;Einolghozati 和 Farahani^[14]基于 ANSYS 和 nCode 对风力涡轮机的轮毂进行了疲劳分析,揭示了 ANSYS 和 nCode 的疲劳分析和优化算法可广泛用于高周期疲劳问题。

针对目前航空柱塞泵缸体研究不足,借鉴高转速结构件疲劳损伤研究方法,本文提出了基于有限元分析和线性累积损伤理论的缸体疲劳分析和寿命预测方法。以分析航空柱塞泵缸体疲劳性能并对其寿命进行精确预测为目标,先对缸体进行力学建模和仿真分析,从而得到缸体的应力、应变等结果,再通过对应力、应变数据的仿真计算得到缸体的寿命,并通过结果对比探究缸体寿命影响因素,并通过实验加以验证。

收稿日期: 2018-11-12; 录用日期: 2018-12-21; 网络出版时间: 2019-02-20 15:02

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190220.1008.002.html

基金项目: 国家自然科学基金(51775013); 航空科学基金(2016ZC09007)

* 通信作者: E-mail: wybuaa@buaa.edu.cn

引用格式: 王岩, 王晓晴, 郭生荣, 等. 航空柱塞泵缸体疲劳分析及寿命预测方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(7): 1314-1321. WANG Y, WANG X Q, GUO S R, et al. Fatigue analysis and life prediction method for cylinder block of aviation piston pump[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(7): 1314-1321 (in Chinese).

1 缸体疲劳仿真分析与寿命计算理论方法

为了分析航空柱塞泵缸体的疲劳破坏规律并预测缸体的疲劳寿命,本文提出了基于有限元分析和线性累积损伤理论的缸体疲劳分析和寿命预测方法,如图1所示。首先通过理论分析和 MATLAB 仿真计算得到缸体配流副的压力场分布、花键力矩及柱塞副的压力场分布;然后在 Solidworks 中建立缸体几何模型,并将其导入 ANSYS-Workbench 中,分析缸体模型网格节点的应力应变等;最后在 nCode 中利用应力应变的时间-载荷数据进行缸体疲劳计算,预测不同工况的缸体疲劳寿命。

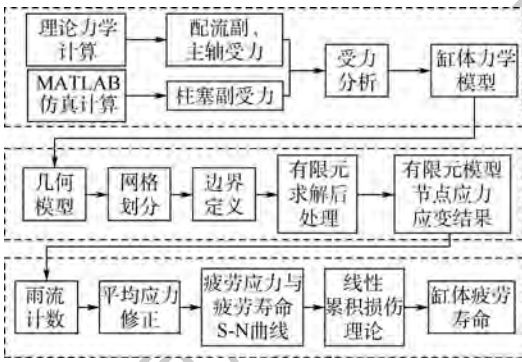


图1 基于有限元分析和线性累积损伤理论的缸体疲劳分析和寿命预测方法

Fig.1 Cylinder block fatigue analysis and life prediction method based on finite element analysis and linear cumulative damage theory

1.1 受力分析

柱塞泵在工作时缸体主要受力有柱塞孔壁与柱塞的接触力和摩擦力、柱塞腔所受的油液压力、配流盘与缸体之间的接触力、主轴通过花键传递给缸体的力^[5,8,15]。

1.1.1 柱塞副受力分析

吸油和排油行程中柱塞和缸体之间的作用力有所不同,需分别进行受力分析。考虑了柱塞副的惯性力和摩擦力,建立柱塞副力学模型,在 MATLAB 平台上计算柱塞副在一个周期内各个位置的接触力,得出缸壁的最大受力,即工况最恶劣点^[8-9,16]。

柱塞的排油行程是指柱塞工作腔由大变小的过程,通过排油窗排出高压油。将柱塞和滑靴视为一个整体,对其进行受力分析,主要包括柱塞与缸壁的接触力和摩擦力、斜盘对柱塞组件的正压力和摩擦力、柱塞组件自身的惯性力及柱塞腔高

压油的液压力,近似认为滑靴贴着斜盘沿圆形轨迹运动,假设柱塞与缸孔间的接触力呈三角形分布,柱塞滑靴组件 XOZ 和 YOZ 平面受力分析如图2所示。

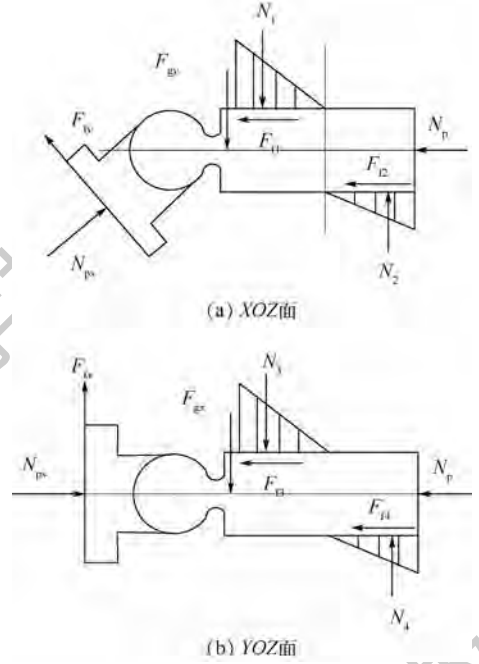


图2 柱塞组件排油行程受力分析
Fig.2 Stress analysis of piston assembly in oil discharge stroke

图2中未知数为:接触力 N_1 、 N_2 、 N_3 、 N_4 ,接触力呈三角形分布在柱塞上的作用长度 L_1 、 L_2 、 L_3 、 L_4 ,斜盘对柱塞组件的正压力 N_{ps} ,柱塞底部油液作用力 N_p 。 F_{fx} 、 F_{fy} 分别为滑靴与斜盘间的正向、切向摩擦力, F_{gx} 、 F_{gy} 分别为 YOZ 面、XOZ 面上的柱塞径向惯性力。柱塞滑靴组件在 XOZ 面和 YOZ 面的力和力矩如下:

$$F_1 \cos \theta - F_g \sin \theta - N_4 + N_3 = 0 \quad (1)$$

$$F_1 \sin \theta + F_g \cos \theta + N_{ps} \sin \gamma - N_1 + N_2 = 0 \quad (2)$$

$$N_{ps} \cos \gamma - N_p - |F_{f1} + F_{f2}| - |F_{f3} + F_{f4}| = m_z R_f \omega^2 \tan \gamma \cos \theta \quad (3)$$

$$F_1 \cos \theta \cdot L_H - F_g \cos \theta \cdot L_z + N_1 \left(L_T - S_1 + \frac{1}{3} L_1 \right) - N_2 \left(L_T - \frac{1}{3} L_2 \right) - \frac{1}{2} F_{f1} d + \frac{1}{2} F_{f2} d = 0 \quad (4)$$

$$F_1 \sin \theta \cdot L_H \cos \gamma + F_g \sin \theta \cdot L_z + N_4 \left(L_T - \frac{1}{3} L_4 \right) - N_3 \left(L_T - S_1 + \frac{1}{3} L_3 \right) + \frac{1}{2} F_{f3} d - \frac{1}{2} F_{f4} d = 0 \quad (5)$$

式中: S_1 为柱塞留缸长度; F_1 为滑靴与斜盘间的摩擦力; F_g 为柱塞滑靴组径向惯性力; F_{f1} 、 F_{f2} 、 F_{f3} 、 F_{f4} 为柱塞与缸孔间不同区域的摩擦力; θ 和 γ 分别为缸体转角和斜盘倾角; m_z 为柱塞滑靴副质

量; R_f 为配流盘端面分度圆半径; ω 为缸体转角; d 为柱塞直径; L_{n1} 、 L_z 和 L_T 分别为滑靴整体高度、柱塞球头半径和柱塞整体长度 (除去球头半径)。

$$F_g = m_z R_f \omega^2 \quad (6)$$

$$N_p = \frac{1}{4} \pi d^2 P_h \quad (7)$$

$$F_f = f_0 N_{ps} \quad (8)$$

$$F_{f1} = f_1 N_1 \quad (9)$$

$$F_{f2} = f_1 N_2 \quad (10)$$

$$F_{f3} = f_1 N_3 \quad (11)$$

$$F_{f4} = f_1 N_4 \quad (12)$$

式中: P_h 为配流窗口高压油压力; f_0 和 f_1 分别为滑靴与斜盘间摩擦系数和柱塞与缸孔间摩擦系数。

由三角形相似定理得

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{L_1^2}{L_2^2} \quad (13)$$

$$\frac{N_3}{N_4} = \frac{L_3^2}{L_4^2} \quad (14)$$

此外,

$$L_1 + L_2 = S_1 \quad (15)$$

$$L_3 + L_4 = S_1 \quad (16)$$

$$S_1 = l_{\min} + R_f \tan \gamma (1 - \cos \theta) \quad (17)$$

式中: l_{\min} 为柱塞最小留缸长度。

对式(1)~式(17)进一步推导化简,在 MATLAB 平台上求解排油过程 ($\theta = 0^\circ \sim 179^\circ$) 中缸体任一转角 θ 处柱塞孔壁接触力,求解程序流程如图 3 所示。

吸油行程一般指柱塞工作腔由小变大的过程,与排油行程的受力相比,柱塞副的摩擦力作用方向和柱塞腔底部油液压力不同,分析方法同上。

1.1.2 配流副受力分析

进行配流副的压力场计算时,压力场区域与高、低压侧的压力分布范围有关^[17],对于柱塞数目为奇数的柱塞泵,考虑到排油压力远大于吸油压力,故按排油孔数目多于吸油孔数目计算。假设 φ_h 和 φ_l 分别为配流表面的高压侧和低压侧的压力分布范围角,将其简化如下:

$$m = (z - 1) / 2 \quad (18)$$

$$\varphi_h = m\alpha + \alpha' \quad (19)$$

$$\varphi_l = (m - 1)\alpha + \alpha' \quad (20)$$

式中: m 为配流盘低压区域柱塞个数; z 为柱塞个数; α 为相邻柱塞间夹角; α' 为柱塞缸体窗口的开角。

由流体力学知,液体在 2 个平行圆板的间隙流动时任一点压力按对数衰减^[18],假设缸体与配流盘间的泄漏槽压力为 0,则缸体与配流盘接触面压力严格按对数衰减分布,接触压力计算如下。

当 $R_1 \leq R \leq R_2$ 时,

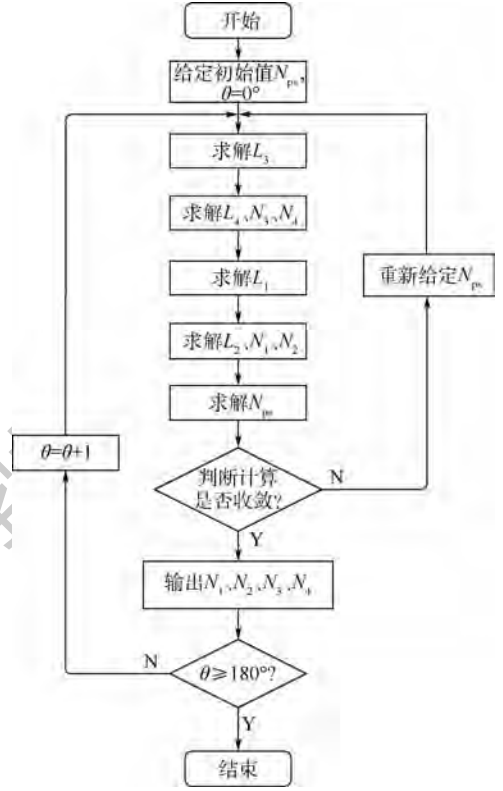


图 3 柱塞接触力求解 MATLAB 流程

Fig. 3 MATLAB flow for solving piston contact force

$$P_1 = \frac{\ln R - \ln R_1}{\ln R_2 - \ln R_1} P \quad (21)$$

当 $R_2 < R < R_3$ 时,

$$P_2 = P \quad (22)$$

当 $R_3 \leq R \leq R_4$ 时,

$$P_3 = \frac{\ln R_4 - \ln R}{\ln R_4 - \ln R_3} P \quad (23)$$

式中: P 为配流窗口油压; P_1 、 P_2 、 P_3 分别为配流窗口在内密封带区域压力、配流窗口夹在内外密封带之间区域的压力、配流窗口在外密封带区域压力; R_1 、 R_2 分别为内密封带的内、外半径; R_3 、 R_4 分别为外密封带的内、外半径。

对式(21)~式(23)进行积分推导可得,配流盘与缸体之间的压力场总支撑力为

$$F_T = -\frac{1}{4} \left(\frac{R_4^2 - R_3^2}{\ln \frac{R_4}{R_3}} - \frac{R_2^2 - R_1^2}{\ln \frac{R_2}{R_1}} \right) (\varphi_h P_h + \varphi_l P_l) \quad (24)$$

式中: P_l 为配流窗口低压油压力。

1.1.3 主轴与缸体的扭矩传递

柱塞泵工作时,机械能通过主轴花键传递给缸体,带动缸体转动。忽略效率损失,则缸体受到的扭矩作用公式^[6]如下:

$$T = \frac{1}{8} P_h d^2 z S_{\max} \quad (25)$$

式中: S_{\max} 为柱塞的最大轴向位移。

1.2 有限元分析

针对缸体复杂形状,基于有限元法,通过结构离散化、选择单元位移模式、形成单元刚度矩阵、计算等效节点力和位移等^[5,15],在 Solidworks 中进行几何建模,再导入 ANSYS-Workbench 中进行数值计算。

1.2.1 模型建立与网格划分

采用 SolidWorks 软件建立轴向柱塞泵的缸体三维模型,导入 ANSYS-Workbench 中,忽略对模型分析无影响的圆角、倒角和凸台等^[9,18]。

1.2.2 定义边界条件

通过对缸体的受力分析,在数值计算时施加的载荷包括缸体柱塞孔与柱塞接触压力、缸体与配流盘接触端面压力、缸体与主轴扭矩和缸体位移约束。

1) 缸体柱塞孔与柱塞接触压力

由 1.1.1 节数据,接触力 N_1 、 N_2 最大的缸体转角即最恶劣工况点,以此作为仿真计算边界。每个柱塞腔由变压区和恒压区 2 部分组成,在 ANSYS-Workbench 中分 2 个载荷步进行瞬态仿真计算,对于变压区载荷线性施加;恒压区压力在 2 个载荷步内高低恒压交替变化。

2) 缸体与配流盘接触端面压力

根据 1.1.2 节数据,由排油压力远大于吸油压力,故假设高压区包含 5 个柱塞孔,低压区包含 4 个柱塞孔。在第 1 个载荷步内高压柱塞腔对应的高压侧端面分 3 个区域施加压力,其中内密封带和外密封带区域施加的载荷为线性压力 P_1 、 P_3 ,配流窗口施加恒压力,其余柱塞腔载荷为 0;在第 2 个载荷步内,高压、低压柱塞腔交换,载荷施加方法同上。

3) 缸体与主轴扭矩

确定安装花键的缸孔内壁区域,根据不同油液压力计算主轴通过花键传递给缸体的扭矩,不同工况施加不同扭矩。

4) 缸体位移约束

在中心弹簧作用下缸体紧贴在配流盘上不发生轴向位移,在缸体轴承约束下缸体不发生径向位移,因此在主缸孔内施加圆柱约束,使其轴向和径向固定,切向自由运动。

1.2.3 计算求解与后处理

在完成前处理后,进行缸体有限元分析计算。

1.3 基于线性累积损伤理论的缸体疲劳寿命分析

线性疲劳损伤累积作为疲劳分析的关键一步,以线性累积损伤理论为基础,假设材料在各应

力作用下的疲劳损伤是相互独立进行的,并且总损伤可以线性累加^[19-20]。设 D 为材料破坏时的损伤临界值,在应力 σ_i 下材料达到破坏的总循环次数分别为 K_i ,根据线性累积损伤理论,应力 σ_i 每次作用在材料上造成的损伤为独立的,因此每次损伤的值为 D/K_i ,经过 n_i 次应力 σ_i 循环对材料的损伤为 $n_i(D/K_i)$,当各级应力对材料的总损伤之和达到临界值 D 时,材料将发生断裂。

线性疲劳损伤累积方程式为

$$\sum_{i=1}^n \frac{n_i D}{K_i} = D \quad (26)$$

即

$$\sum_{i=1}^n \frac{n_i}{K_i} = 1 \quad (27)$$

若部件受到 i 个不同应力 σ_i 分别作用 n_i 次,

则疲劳寿命为 $1 / \sum_{i=1}^n \frac{n_i}{K_i}$ 。

在进行线性疲劳损伤累积计算疲劳寿命之前,考虑到高压油的温度变化及油液压力脉动,缸体结构件是在不对称循环载荷下工作的,其引起的平均应力对缸体的疲劳损伤有较大影响,需要对此进行 Goodman 平均应力修正得到等效的对称循环载荷。

基于雨流计数和线性累积损伤理论,根据各载荷循环作用次数和对应的疲劳寿命,计算柱塞泵缸体的疲劳寿命,流程如图 4 所示^[21]。



图 4 疲劳寿命分析计算流程

Fig.4 Fatigue life analysis and calculation process

2 仿真算例和结果分析

某航空柱塞泵结构参数表如 1 所示。

2.1 单一工况疲劳分析

取工作压力为 28 MPa、转速为 5 400 r/min 的典型工况进行研究。

2.1.1 缸体受力仿真

根据 1.1 节受力分析方法,求解柱塞对缸孔瞬时压力 N_1 、 N_2 、 N_3 、 N_4 ,如图 5 所示。

由图 5 可知,缸孔与柱塞之间的接触力在缸体转角 $\theta = 10^\circ$ 时最大。不同转速和工作压力下,缸孔与柱塞间的最大接触力出现位置基本相同。在吸油区 ($\theta = 180^\circ \sim 360^\circ$) 接触力几乎为 0,可忽略。

表1 柱塞泵结构参数

Table 1 Structure parameters of piston pump

参数	数值
m_z/kg	0.125
R_i/mm	40
d/mm	20
z	9
$\alpha'/(^\circ)$	32
$\gamma/(^\circ)$	15
f_0	0.05
f_1	0.12
l_{min}/mm	30
L_H/mm	18
L_Z/mm	10
R_1/mm	30
R_2/mm	33.5
R_3/mm	42.5
R_4/mm	48.5

后,进行缸体有限元计算。图7为工况28 MPa、5400 r/min时缸体的应力、应变云图。

由图7可以看出,应力最大处位于靠近配流盘侧的柱塞高压腔外壁区域,最大应力约为232.64 MPa;变形最大处位于靠近配流盘侧的柱塞高压腔外壁区域,最大变形量约为11.8 μm 。

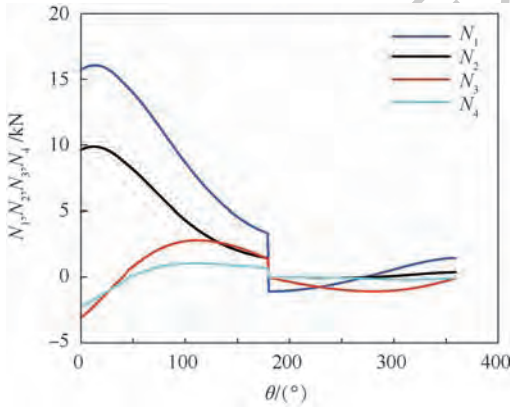
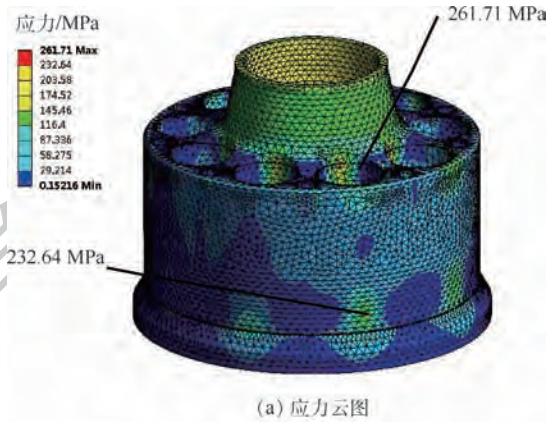
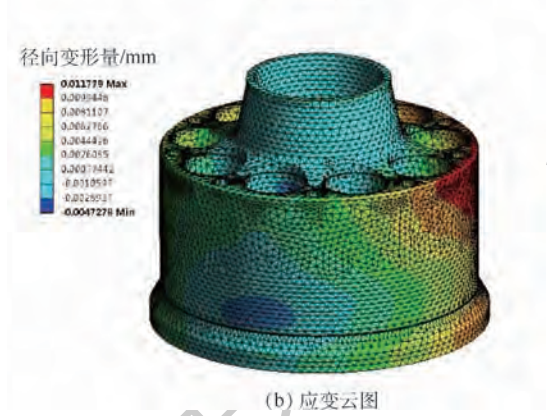


图5 柱塞与缸孔接触力曲线

Fig. 5 Contact force curves of piston and cylinder bore



(a) 应力云图



(b) 应变云图

图7 工况28 MPa、5400 r/min时缸体的应力、应变云图
Fig. 7 Stress contour and strain contour of cylinder block under working condition of 28 MPa and 5400 r/min

2.1.2 有限元仿真分析

缸体材料选用结构钢,其密度为7850 kg/m³,弹性模量为2.0 × 10⁵ MPa,泊松比为0.3。采用solid 185单元类型对缸体进行网格划分,最终共划分得到237172个单元网格,如图6所示。

在完成缸体受力和位移约束边界等前处理

2.1.3 疲劳寿命仿真计算

缸体疲劳寿命云图如图8所示。图8为缸体在不同位置处的疲劳寿命,靠近配流盘一侧的柱塞腔外壁较为薄弱,容易出现疲劳。忽略缸体建模时凸台倒角造成仿真计算的应力集中,缸体寿命约为159333 h。



图6 缸体有限元网格模型

Fig. 6 Finite element mesh model of cylinder block

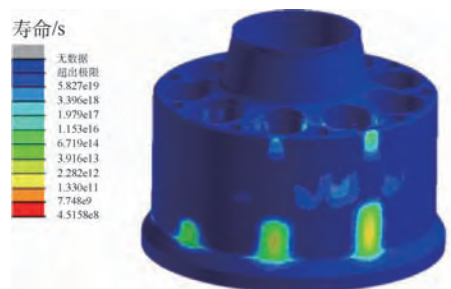


图8 工况28 MPa、5400 r/min时缸体的疲劳寿命云图
Fig. 8 Fatigue life contour of cylinder block under working condition of 28 MPa and 5400 r/min

2.2 应力应变、疲劳寿命与压力、转速相关分析

探究影响缸体疲劳寿命的因素,取工作压力分别为 28、34、40、46、52 MPa,缸体转速分别为 3 000、4 200、5 400、6 600、7 800 r/min,共计 25 种工况进行对比分析。

不同转速时压力-应力曲线如图 9 所示,不同转速时压力-应变曲线如图 10 所示,不同转速时压力-疲劳寿命曲线如图 11 所示。

由图 9 可知:①随着工作压力的增大,缸体应力随之增大;②随着转速的增大,缸体应力随之增大;③系统压力比速度对缸体的应力影响更大。

由图 10 可知:①随着工作压力的增大,缸体形变随之增大;②随着转速的增大,缸体形变随之增大;③压力比速度对缸体的形变影响更大。

由图 11 可知:①压力在 28 ~ 34 MPa 区域内,随着工作压力增大缸体的疲劳寿命随之骤减;压力大于 34 MPa 时,随压力增大疲劳寿命变化较小;②随着转速的增大,缸体寿命无明显变化。

由图 9 ~ 图 11 可以看出,工作压力对缸体的应力、应变和疲劳寿命影响较大,转速影响相对较小;压力在 28 MPa 时,疲劳寿命为缸体寿命约为

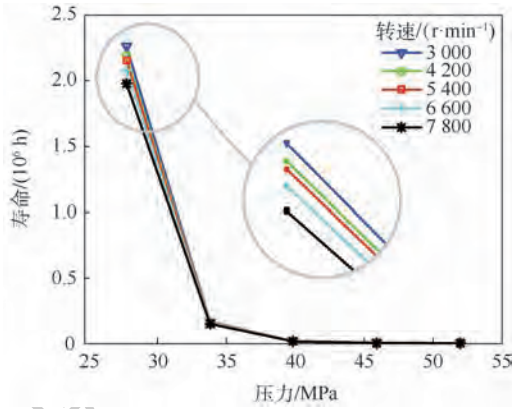


图 11 不同转速时压力-疲劳寿命曲线

Fig.11 Pressure-fatigue life curves at different speeds

159 333 h,可以满足缸体寿命要求。

3 实验验证

航空柱塞泵结构参数如表 1 所示,缸体的材料为 25Cr3MoA 合金棒材,其抗拉强度为 930 MPa,屈服强度为 780 MPa,伸长率和断面收缩率分别为 11% 和 45%,硬度 286 HB。

模拟航空柱塞泵额定工况,在 28 MPa、5 200 r/min 工况下对缸体进行加速疲劳实验,实验结果如图 12 所示。

由图 12 可以看出,靠近配流盘端面侧的柱塞腔外壁的裂纹最为显著,缸体壁面其余部分受其影响也有轻微呈直线状的裂纹,但不是特别明显。

对比图 8 和图 12 可知,实验缸体的损伤情况与疲劳寿命理论分析结果基本相同,疲劳破坏部位为靠近配流盘端面侧的柱塞腔外壁,验证了本文提出的缸体疲劳分析和寿命预测方法的正确性。

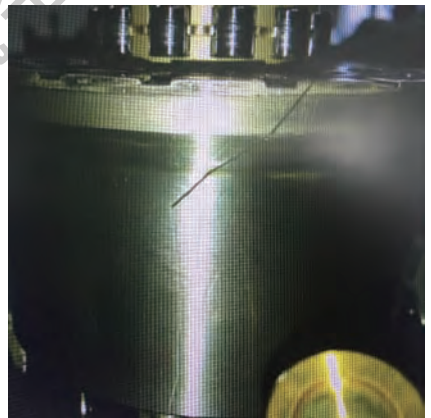


图 12 试件疲劳损伤部位

Fig.12 Fatigue damage part of specimen

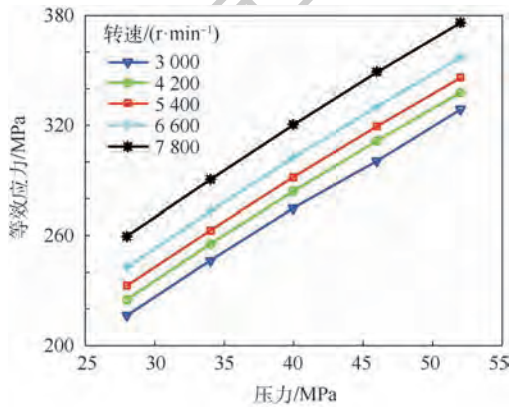


图 9 不同转速时压力-应力曲线

Fig.9 Pressure-stress curves at different speeds

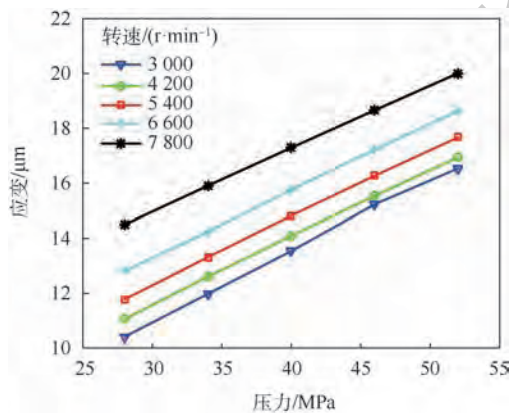


图 10 不同转速时压力-应变曲线

Fig.10 Pressure-strain curves at different speeds

4 结论

1) 本文提出了基于有限元分析和线性累积

损伤理论的缸体疲劳分析和寿命预测方法,解决了缸体疲劳寿命计算问题,同时通过实验验证了该方法的正确性。

2) 靠近配流盘一侧的柱塞腔外壁为轴向柱塞泵的缸体薄弱部位,容易出现疲劳破坏,在设计时应重点加以考虑。

3) 缸体转速对其疲劳寿命影响较小,但工作压力对寿命影响较大,疲劳寿命随压力增加,呈加速下降趋势。

参考文献 (References)

- [1] WANG X J, LIU S R. Remaining useful life prediction based on the Wiener process for an aviation axial piston pump[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2016, 29(3): 779-788.
- [2] 权凌霄, 李东, 张文文. 轴向柱塞泵主轴及缸体旋转组件临界转速分析[J]. 液压与气动, 2015(10): 12-17.
QUAN L X, LI D, ZHANG W W. Analysis of critical speed of axial piston pump spindle and cylinder rotating components[J]. Hydraulic and Pneumatic, 2015(10): 12-17 (in Chinese).
- [3] LI T Y, WANG S P, SHI J. An adaptive-order particle filter for remaining useful life prediction of aviation piston pumps[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2018, 31(5): 941-948.
- [4] BACHSCHMID N, PENNACCHI P, TANZI E, et al. Crack detectability in vertical axis cooling pumps during operation[J]. International Journal of Rotating Machinery, 2004, 10(2): 121-133.
- [5] 张斌. 轴向柱塞泵的虚拟样机及油膜压力特性研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2009: 15-23.
ZHANG B. Research on virtual prototype and oil film pressure characteristics of axial piston pump[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2009: 15-23 (in Chinese).
- [6] 王占林. 飞机高压液压能源系统[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2004: 34-152.
WANG Z L. Aircraft high pressure hydraulic energy system[M]. Beijing: Beihang University Press, 2004: 34-152 (in Chinese).
- [7] 宋起跃, 张立群. 斜盘型轴向柱塞泵柱塞副受力分析[J]. 兵工学报, 1999(3): 25-31.
SONG Q Y, ZHANG L Q. Stress analysis of plunger pair of swashplate axial piston pump[J]. Journal of Ordnance Engineering, 1999(3): 25-31 (in Chinese).
- [8] 宁贻江. 斜缸斜盘柱塞泵参数化设计[D]. 淮南: 安徽理工大学, 2011: 72-87.
NING Y J. Parametric design of swash plate swash pump[D]. Huainan: Anhui Science and Technology University, 2011: 72-87 (in Chinese).
- [9] 焦明华, 邱婷. 基于 ANSYS-Workbench 的 BY004-1 型轴向柱塞泵缸体的结构优化[J]. 液压与气动, 2013(7): 33-36.
JIAO M H, QIU T. Structural optimization of BY004-1 axial piston pump cylinder based on ANSYS-Workbench[J]. Hydraulic and Pneumatic, 2013(7): 33-36 (in Chinese).
- [10] 邓海顺, 黄坤. 平衡式两排轴向柱塞泵缸体倾覆力矩[J]. 吉林大学学报, 2015, 45(5): 1468-1473.
DENG H S, HUANG K. Balanced two-row axial piston pump cylinder overturning moment[J]. Journal of Jilin University, 2015, 45(5): 1468-1473 (in Chinese).
- [11] 徐斌, 郭世永. 应力-寿命分析法在铝合金轮圈疲劳分析中的应用[J]. 重庆工学院学报, 2008, 22(5): 14-16.
XU B, GUO S Y. Application of stress-life analysis method in fatigue analysis of aluminum alloy wheels[J]. Journal of Chongqing Institute of Technology, 2008, 22(5): 14-16 (in Chinese).
- [12] 林旺阳, 陶淑. 基于 nCode Design-Life 传动轴可靠性分析[J]. 机械与电子, 2016, 34(5): 21-24.
LIN W Y, TAO S. Reliability analysis based on nCode Design-Life drive shaft[J]. Machinery and Electronics, 2016, 34(5): 21-24 (in Chinese).
- [13] GAO Y, LONG, PANG Y, et al. Fatigue properties of an electrical steel and design of EV/HEV IPM motors for durability and efficiency[C]// Society of Automotive Engineers, 2010, 1: 1308.
- [14] EINOLGHOZATI M, FARAHANI M K. A novel approach for numerical calculation and optimization of high-cycle fatigue life under multi-axial loads[C]// Society of Automotive Engineers, 2014, 1: 0968.
- [15] 郭卫东. 斜盘式轴向柱塞泵计算机辅助设计研究[D]. 北京: 北京航空航天大学, 1995: 42-55.
GUO W D. Research on computer aided design of swashplate axial piston pump[D]. Beijing: Beihang University, 1995: 42-55 (in Chinese).
- [16] JEONG H S, KIM H E. On the instantaneous and average piston friction of swash plate type hydraulic axial piston machines[J]. KSME International Journal, 2004, 18(10): 1700-1711.
- [17] 张雪超. 航空柱塞泵滑靴副和柱塞副油膜特性研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2016: 30-44.
ZHANG X C. Study on characteristics of oil film of aviation piston pump slipper pair and plunger pair[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2016: 30-44 (in Chinese).
- [18] 邱婷. BY004-1 型轴向柱塞泵缸体变形分析及结构优化[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2013: 28-34.
QIU T. Deformation analysis and structure optimization of BY004-1 axial piston pump cylinder block[D]. Hefei: Hefei Technology University, 2013: 28-34 (in Chinese).
- [19] 李彬. 雨流计数法在结构疲劳损伤计算中的应用[J]. 科技视界, 2015, 16(6): 141-146.
LI B. Application of rainflow counting method in structural fatigue damage calculation[J]. Science & Technology Vision, 2015, 16(6): 141-146 (in Chinese).
- [20] REN H M, CHEN L H. Fatigue analysis of automobile control arm based on nCode[C]// International Conference on Transportation and Traffic Engineering, 2016, 81: 1051-1053.
- [21] 卢黎明, 余云云. 基于 nCode DesignLife 的滑滚轴承疲劳寿命比较分析[J]. 机械传动, 2017, 23(3): 114-119.
LU L M, YU Y Y. Comparative analysis of fatigue life of sliding bearing based on nCode DesignLife[J]. Mechanical Transmission, 2017, 23(3): 114-119 (in Chinese).

作者简介:

王岩 男,博士,副教授,硕士生导师。主要研究方向:流体传动与控制、液压系统热管理、流体数值模拟与仿真。

王晓晴 女,硕士研究生。主要研究方向:流体传动与控制、流体数值模拟与仿真。

郭生荣 男,硕士,研究员,硕士生导师,973首席科学家。主

要研究方向:流体传动与控制、飞机应急能源系统、飞机辅助动力系统。

卢岳良 男,硕士,研究员,硕士生导师。主要研究方向:流体传动与控制、飞机应急能源系统。

刘胜 男,硕士,高级工程师。主要研究方向:流体传动与控制。

Fatigue analysis and life prediction method for cylinder block of aviation piston pump

WANG Yan^{1,*}, WANG Xiaoqing¹, GUO Shengrong², LU Yue-liang², LIU Sheng²

(1. School of Transportation Science and Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China;

2. AVIC Jincheng Nanjing Engineering Institute of Aircraft System, Nanjing 211106, China)

Abstract: The cylinder block is the crucial part of the aviation piston pump, which can directly affect the function of aviation piston pump. In view of the drawbacks of long test period and lacking theoretical approaches, a method for fatigue analysis and life prediction of the cylinder block is proposed based on finite element method and linear cumulative damage theory. Firstly, the mechanical model of the cylinder block is established using theoretical mechanics and material mechanics, and the force analysis calculation is implemented on MATLAB. Then, the finite element model of the cylinder block is established on ANSYS platform in order to simulate the stress and strain. Further, the results of stress and strain are imported into nCode to find out the weak parts of the cylinder block and investigate the affecting factors of the fatigue life based on linear cumulative damage theory. Finally, the verification test is carried out. The result shows that the outer wall of the piston chamber near the side of the distribution plate is weak and prone to fatigue damage, and the damage part of the experimental pump is approximately coincident with the simulation, which can validate the correctness of method for the fatigue analysis and life prediction of the cylinder block. The study findings of this paper can provide guidelines for designing the cylinder block of compact piston pumps.

Keywords: piston pump; cylinder block; fatigue damage; life prediction; linear cumulative damage

Received: 2018-11-12; **Accepted:** 2018-12-21; **Published online:** 2019-02-20 15:02

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190220.1008.002.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (51775013); Aeronautical Science Foundation of China (2016ZC09007)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2018.0675

基于 CUDA 的超声二维声场 EFIT 仿真

宋波^{1,*}, 李威², 廉国选¹



1. 中国科学院声学研究所 声场声信息国家重点实验室, 北京 100190; 2. 武汉武船计量试验有限公司, 武汉 430060

摘 要: 随着图形处理器 (GPU) 的快速发展, 基于计算设备统一构架 (CUDA) 可以方便地将并行计算技术应用于超声声场数值仿真计算, 极大地提升计算效率。阐述了弹性动力学有限积分算法 (EFIT) 的原理, 在采用 CPU 实现带吸收边界的钢材料二维点源激励声场仿真的基础上, 基于 GPU 实现了仿真模型的并行计算, 介绍了 GPU 程序的设计流程和参数优化方法, 包括纹理内存使用、吸收边界优化和数据传输优化。对比了相同条件下 CPU 和 GPU 仿真计算的耗时和平均计算效率, 定量分析了 GPU 对于 EFIT 模型效率的提升。比对结果表明, EFIT 具有良好的并行计算条件, 采用并行计算方法能够有效提升模型计算速度, 对于复杂声场仿真应用具有广阔的应用前景。

关键词: 并行计算; 弹性动力学有限积分算法 (EFIT); 二维声场; 图形处理器 (GPU); 计算设备统一构架 (CUDA)

中图分类号: TP391.9; O429

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2019)07-1322-07

在超声工业检测中, 一般采用数值仿真技术对超声换能器在不同材料中的声场进行模拟计算^[1]。其中, 弹性动力学有限积分算法 (Elastodynamic Finite Integration Thecnology, EFIT) 采用交叉网格模型, 对均匀和非均匀介质中声场的模拟具有较好的计算稳定性^[2]。但随着仿真对象几何尺寸的增大, 计算单元数量迅速增长, 导致数值计算耗时过长, 时间成本大幅增加, 严重限制了 EFIT 在实际工程中的应用。

通用图形处理器 (Graphic Processing Unit, GPU) 能够提供高速的并行计算能力, 而计算设备统一构架 (Compute Unified Device Architecture, CUDA) 使基于 NVIDIA 公司 GPU 产品的并行计算能够方便地推广到一般工程应用。NVIDIA 公司 GPU 和 CUDA 相结合, 为数值计算效率的提升提供了新的实现手段, 在成像算法、物理场模拟等

方面得到了广泛的应用^[3-6]。

本文基于 CUDA 将并行计算技术应用于超声声场的 EFIT, 对钢材料中的声场分布进行仿真计算, 测试基于 GPU 并行计算和传统 CPU 计算的效率差异。

1 弹性动力学有限积分算法

1.1 算法的积分形式

EFIT 由 Fellingner 和 Langenberg^[7] 在 1989 年提出。该算法基于牛顿动量定理和广义胡克定律给出了弹性动力学运动方程的积分形式, 并对方程组进行离散化, 基于数值计算的方式在时间和空间上进行迭代求解。通过研究表明, EFIT 不但能够模拟计算各向同性固体介质中弹性波的传播和散射情况, 而且对于各向异性固体材料也具有较好的算法收敛性^[8-10]。

收稿日期: 2018-11-20; 录用日期: 2019-02-17; 网络出版时间: 2019-03-06 10:49

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190304.1050.001.html

基金项目: 国家自然科学基金 (11504403)

* 通信作者. E-mail: songbo@mail.ioa.ac.cn

引用格式: 宋波, 李威, 廉国选. 基于 CUDA 的超声二维声场 EFIT 仿真[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(7): 1322-1328.
SONG B, LI W, LIAN G X. EFIT simulation of 2D ultrasonic sound field based on CUDA [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(7): 1322-1328 (in Chinese).

假设一个封闭的固体单元,体积以 V 表示,封闭表面的面积以 S 表示,则根据牛顿动量定理可得

$$\frac{d}{dt} \iiint_V \mathbf{p}(R, t) dV = \iint_{S=\partial V} \mathbf{n} \cdot \boldsymbol{\sigma}(R, t) dS \quad (1)$$

根据动量密度矢量定义:

$$\mathbf{p}(R, t) = \rho(R) \cdot \mathbf{v}(R, t) \quad (2)$$

将式(2)代入式(1)可得

$$\frac{d}{dt} \iiint_V \rho(R) \cdot \mathbf{v}(R, t) dV = \iint_{S=\partial V} \mathbf{n} \cdot \boldsymbol{\sigma}(R, t) dS \quad (3)$$

根据变形定律可得^[2,9]

$$\frac{d}{dt} \iiint_V \boldsymbol{\varepsilon}(R, t) dV = \iint_{S=\partial V} \frac{1}{2} (\mathbf{n}\mathbf{v}(R, t) + \mathbf{v}(R, t)\mathbf{n}) dS \quad (4)$$

式中: R 为质点的空间位置; t 为时间; \mathbf{n} 为曲面外法向向量; $\mathbf{p}(R, t)$ 为质点的动量密度矢量; $\boldsymbol{\sigma}(R, t)$ 为应力张量; $\boldsymbol{\varepsilon}(R, t)$ 为应变张量; $\mathbf{v}(R, t)$ 为质点速度矢量; $\rho(R)$ 为密度。

根据广义胡克定律可知,在弹性假设前提下,应力与应变之间为单值线性关系,从而建立了式(3)与式(4)中应力与应变之间的联系。

$$\begin{pmatrix} \varepsilon_{xx} \\ \varepsilon_{yy} \\ \varepsilon_{zz} \\ 2\varepsilon_{xy} \\ 2\varepsilon_{yz} \\ 2\varepsilon_{xz} \end{pmatrix} = \mathbf{s} \begin{pmatrix} \sigma_{xx} \\ \sigma_{yy} \\ \sigma_{zz} \\ \sigma_{xy} \\ \sigma_{yz} \\ \sigma_{xz} \end{pmatrix} \quad (5)$$

式中: \mathbf{s} 为顺度系数矩阵。

1.2 积分形式的离散化

在获得弹性动力学运动方程积分表达式的基础上,为进行数值计算需要对相关物理量进行离散化。

假设整个仿真计算区域由紧密排布的相邻物质单元构成,每个物质单元均为直角坐标系下边长相等的立方体单元网格,同一个物质单元网格内各相关物理量是恒定的。按照 EFIT,在整个计算区域内需要将离散应力点和离散速度点交叉配置。在一个网格单元中,3 个正应力分量处于网格单元的中心,3 个切应力分量分别处于 3 个边的中点,3 个速度分量则分别处于物质单元的 3 个面的中心位置,从而构成速度分量与应力分量相互交错的网格放置方式(见图 1)。

对于各向同性材料,弹性常数矩阵中独立常数个数减少为 2 个,各向同性材料弹性常数矩阵形式如下:

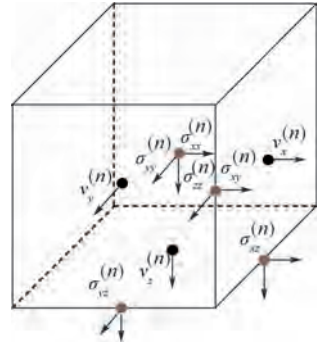


图 1 单个计算单元内速度与应力的分布

Fig. 1 Velocity and stress distribution in single calculation unit

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \lambda + 2\mu & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda + 2\mu & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda + 2\mu & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mu & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mu \end{bmatrix}$$

式中: λ 和 μ 为拉梅常数的 2 个参数。

因此,当在二维条件下计算各向同性材料中超声波的传播和散射时,弹性动力学运动方程离散后可以简化为

$$\dot{v}_x^{(n)}(t) = \frac{1}{\Delta x} \cdot \frac{2}{\rho^{(n)} + \rho^{(n+M_x)}} (\sigma_{xx}^{(n+M_x)}(t) - \sigma_{xx}^{(n)}(t) + \sigma_{xz}^{(n)}(t) - \sigma_{xz}^{(n-M_z)}(t))$$

$$\dot{v}_z^{(n)}(t) = \frac{1}{\Delta x} \cdot \frac{2}{\rho^{(n)} + \rho^{(n+M_z)}} (\sigma_{zz}^{(n+M_z)}(t) - \sigma_{zz}^{(n)}(t) + \sigma_{xz}^{(n)}(t) - \sigma_{xz}^{(n-M_x)}(t))$$

$$\dot{\sigma}_{xx}^{(n)}(t) = \frac{1}{\Delta x} [(\lambda^{(n)} + 2\mu^{(n)}) (v_x^{(n)}(t) - v_x^{(n-M_x)}(t)) + \lambda^{(n)} (v_z^{(n)}(t) - v_z^{(n-M_z)}(t))] + \lambda^{(n)} (v_x^{(n)}(t) - v_x^{(n-M_x)}(t))$$

$$\dot{\sigma}_{zz}^{(n)}(t) = \frac{1}{\Delta x} [(\lambda^{(n)} + 2\mu^{(n)}) (v_z^{(n)}(t) - v_z^{(n-M_z)}(t)) + \lambda^{(n)} (v_x^{(n)}(t) - v_x^{(n-M_x)}(t))] + \lambda^{(n)} (v_z^{(n)}(t) - v_z^{(n-M_z)}(t))$$

$$\dot{\sigma}_{xz}^{(n)}(t) = \frac{1}{\Delta x} \cdot \frac{4}{\frac{1}{\mu^{(n)}} + \frac{1}{\mu^{(n+M_x)}} + \frac{1}{\mu^{(n+M_z)}} + \frac{1}{\mu^{(n+M_x+M_z)}}} (v_x^{(n+M_z)}(t) - v_x^{(n)}(t) + v_z^{(n+M_x)}(t) - v_z^{(n)}(t))$$

式中: n 为迭代步数; M_x 、 M_z 分别表示 x 、 y 方向计算单元的步增量。

在此基础上,在时间序列 k 上进行迭代计算,从而计算得到各时刻超声在固体介质中的传播和散射情况。

$$v_i^{(k)} = v_i^{(k-1)} + \dot{v}_i^{(k-\frac{1}{2})} \Delta t$$

$$\sigma_{ij}^{(k+\frac{1}{2})} = \sigma_{ij}^{(k-\frac{1}{2})} + \dot{\sigma}_{ij}^{(k)} \Delta t$$

1.3 吸收边界

在实际工程应用中,有时检测对象体积较大,如果对完整对象建模计算,将需要巨大的网格单元数量,由于硬件资源的限制,实际很难实现,因此,在实际工程中经常只对有限区域的声场进行计算。

但当以有限区域模拟较大区域时,由于存在计算区域边界,将引入额外的计算边界反射。为了避免模型中由于计算区域的限制形成边界反射回波,本文采用完全匹配层(Perfect Matched Layer, PML)吸收边界条件^[11-14],在计算区域边界处设置了一定数量的吸收层,达到较好的边界吸收效果。图2为未添加吸收边界时的声场分布情况,图3为添加吸收边界后的声场分布情况。

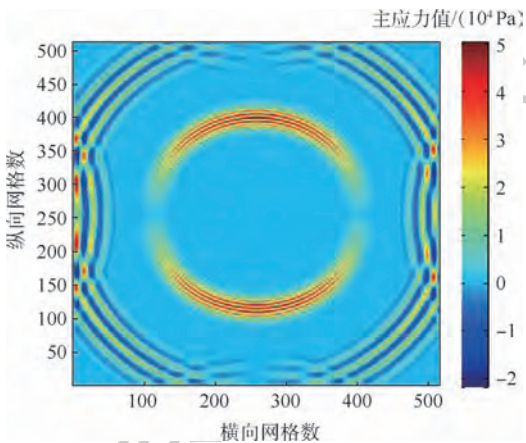


图2 未设置吸收边界的声场分布

Fig. 2 Sound field distribution without absorption boundary

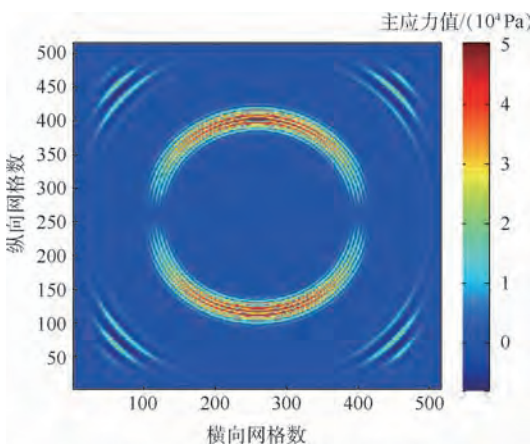


图3 设置吸收边界的声场分布

Fig. 3 Sound field distribution with absorption boundary

2 基于CUDA的EFIT模型优化

2.1 GPU与CUDA

与传统CPU流水线型的数据处理方式不同,为了适应大规模并行计算的需要,GPU采用并行

多线程的内部构架,有效提升并行计算任务的执行效率。

2016年,NVIDIA公司发布了第一款基于CUDA的通用图形处理器(GPGPU),为GPU广泛应用于通用计算领域奠定了基础。

在提供高速并行计算能力的同时,GPU也存在自身的技术限制。为了达到高速的并行计算能力,GPU减少了逻辑计算单元的数量,因此逻辑判断能力相对于CPU存在差距;同时,只有相同的计算操作才能并行化,不同外部条件导致的算法变更可能会由GPU自行转为串行处理,过多的逻辑判断将极大地降低计算效率。在极端情况下,不合理的程序设计会导致GPU计算速度远低于CPU。

因此,在使用GPU进行并行计算时,首先需要对计算模型进行分析,判断是否具备并行计算的条件;然后对程序逻辑进行优化,合理分配GPU与CPU之间的工作内容,从而基于CUDA实现高质量的并行计算^[15]。

2.2 EFIT模型的并行实现

根据EFIT,当前速度场每个单元的变化量由前一时间节点应力场相关单元的数值计算得出,而当前应力场变化量则由计算后的速度场相关单元的数值计算得出。可见,在EFIT的计算模型中,待计算场量仅与已获得的计算结果相关,而待计算场量各个单元之间在当前计算步骤中没有关联。因此,并行计算方式可以简单、高效地实现EFIT,而无需考虑计算过程中不同计算结果间的同步问题。

基于以上分析,建立EFIT并行计算模型,算法实现流程如图4所示。由于GPU主要进行并行计算,GPU中存储单元的分配仍通过CPU进行控制。在EFIT计算模型初始化时,分别为 v_x 、 v_z 、 σ_{xx} 、 σ_{zz} 和 σ_{xz} 在GPU内存中分配二维的存储空间。在计算过程中,为实现仿真计算中间变量的灵活保存,通过CPU控制GPU分别完成速度场和应力场的分步计算。

在程序的具体实现中,分别针对 v_x 、 v_z 、 σ_{xx} 、 σ_{zz} 和 σ_{xz} 设计各自的核函数。对于空间各单元,首先将二维矩阵转换为一维向量,然后通过 $\text{idx} = \text{blockIdx}_x * \text{blockDim}_x + \text{threadIdx}_x$ 方式对所有空间计算单元进行遍历;对于时间迭代则通过CPU控制程序循环实现。

2.3 纹理内存

在传统图像处理GPU中,纹理内存是专门针对内存访问模式中存在大量空间局部性的图形应

用程序所设计的,对线程读取相邻近的内存位置进行了优化。实现方式是通过将全局内存绑定为纹理内存,对其读写操作通过专门的纹理缓存(texture cache)进行。而将纹理内存应用于通用计算,则可以利用纹理缓存针对二维空间的局部性访问优化,实现二维矩阵邻域访问速度的有效提升。

在 EFIT 计算模型中,每个单元的值都是通过另一个二维矩阵中相邻单元的值计算获得,如图 5 所示。由于地址非连续,在采用一般内存进行计算时,这些地址没有被缓存,因此每次访问时需要重新进行寻址,导致内存访问速度较低。而采用纹理内存时,相邻单元的地址将被整体缓存,极大降低访存时间,从而使程序性能得到有效提升^[16]。

本文计算模型中,将速度场与应力场相关矩

阵均与纹理内存进行绑定,从而实现模型计算速度的优化。由于 GPU 中纹理内存容量有限,在设计实际算法时需要考虑纹理内存容量限制,当计算区域超出纹理内存容量时,需要进行分块计算。

2.4 吸收边界优化

为对有限区域进行模拟计算,在 EFIT 模型边界设置一定数量的吸收层,形成吸收区域。与模型中一般的计算单元不同,每个吸收层需要采用包含衰减因子的波动方程,通过多个吸收层的衰减近似达到边界声场吸收的效果。

引入衰减系数,导致吸收区域波动方程形式变化。模型中可以按照单元位置判断是否处于吸收区域,从而决定是否增加衰减系数。但这种实现方式可能导致 GPU 在同一线程束(wrap)内的分支语句执行不同的指令路径,此时条件判断的不同指令路径线程只能被顺序执行,程序的并行性被破坏,导致计算速度降低^[17]。

因此,在基于 CPU 的模型初始化过程中,增加了吸收系数矩阵的定义,对于一般计算区域,吸收系数预置为 1.0,而对于吸收区域单元则设置为小于 1.0 的衰减系数。在基于 GPU 进行计算时,只需调用相应的衰减系数矩阵元素即可,从而保证模型计算的并行性。

2.5 数据传输优化

GPU 具有高速的并行计算能力,但 CPU 与 GPU 之间的数据传输却受限于传输的带宽,成为 GPU 并行计算的瓶颈。因此在进行模型并行计算过程中,需要合理设计 CPU 和 GPU 之间的数据传输,使数据传输量与传输带宽相匹配。

对于 EFIT 计算模型,由于计算过程为迭代计算,当前计算参数为前一时间节点的计算结果,因此在算法实现时,只需在程序初始化时完成相关参数和参数矩阵的初始化,在并行计算过程中,无需外部数据传入 GPU,避免数据传输带来的速度降低。

如果每次都将在计算得到声场分布结果输出显示,数据由 GPU 输出到 CPU 的时间将成为主要的时间消耗,同时在实际应用中过于密集的声场成像也没有意义。因此,在算法实现中,应根据实际需要合理设置计算结果的输出频率,从而平衡实际应用需求和数据传输效率。

3 仿真结果与效率分析

为了定量测量并行计算对于 EFIT 的加速效果,本文建立二维点源激励声场模型。模型中,检测对象为钢材料,弹性模量为 207 GPa,泊松比为

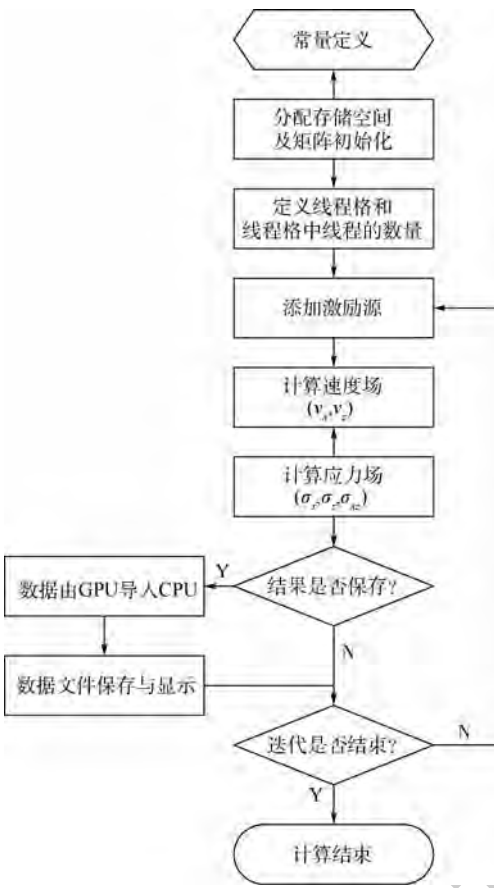


图 4 并行计算流程

Fig. 4 Flowchart of parallel calculation

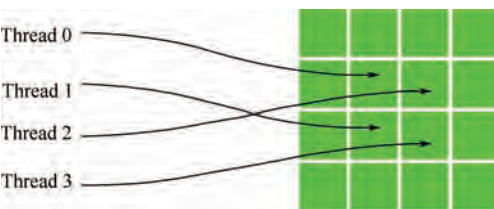


图 5 纹理内存线程寻址示意图

Fig. 5 Schematic diagram of texture memory thread addressing

0.289, 材料密度为 $7.9 \times 10^3 \text{ kg/m}^3$, 纵波声速设置为 5900 m/s 。计算区域选取单元数为 512×512 , 单个单元边长设置为纵波波长的 $1/10$, 时间步长为换能器周期的 $1/20$ 。激励源选用中心频率为 100 kHz 的点源, 振动 5 个周期, 振动方向为 x 方向, 激励源施加于计算区域的中心点。选取计算区域边缘 64 层单元作为吸收边界。各单元系数采用单精度浮点数进行存储。

在并行计算时, 选取 GPU 型号为 NVIDIA NVS 5400M, CUDA 核心数为 96。CUDA 运算在 Visual Studio 2010 环境下基于 C 语言编程, 计算结果通过 MATLAB 界面进行显示。

进行 CPU 和 GPU 计算结果对比之前, 首先确定 GPU 计算时选用的核函数参数。分别设置 GPU 线程块内线程数为 16×16 和 32×32 时进行对比, 选取最优的 GPU 计算参数。在进行 200 次迭代计算时, 线程格内线程数为 16×16 的条件下, 并行计算时间为 1060.826 ms , 而采用线程格内线程数为 32×32 的条件下, 并行计算时间为

1088.902 ms 。可见, 两者耗时基本相同, 线程格内线程数为 16×16 时计算耗时略短, 因此, 后续计算中均采用线程格内线程数 16×16 的参数设置。

分别通过 CPU 和 GPU 运行程序进行计算, 选取第 450 次迭代和第 650 次迭代时主应力的计算结果进行观察, 显示图像如图 6 所示。

通过对比可以看出, 基于 CPU 和 GPU 计算结果完全一致。在此基础上, 分别统计不同迭代次数时计算耗时。

在统计计算时间时, 无论是 CPU 程序或 GPU 程序, 仅统计计算本身耗时, 程序开始运行时的初始化和计算结果导出、显示时间等部分不计入统计时间。统计结果如图 7 和图 8 所示。

通过图 7 和图 8 统计结果可以看出, 采用 GPU 并行计算对 EFIT 模型进行迭代计算时, 相对于 CPU 计算速度有明显的提升。本文模型中, 对于不同的迭代次数, 计算速度提升在 23 ~ 31 倍之间。

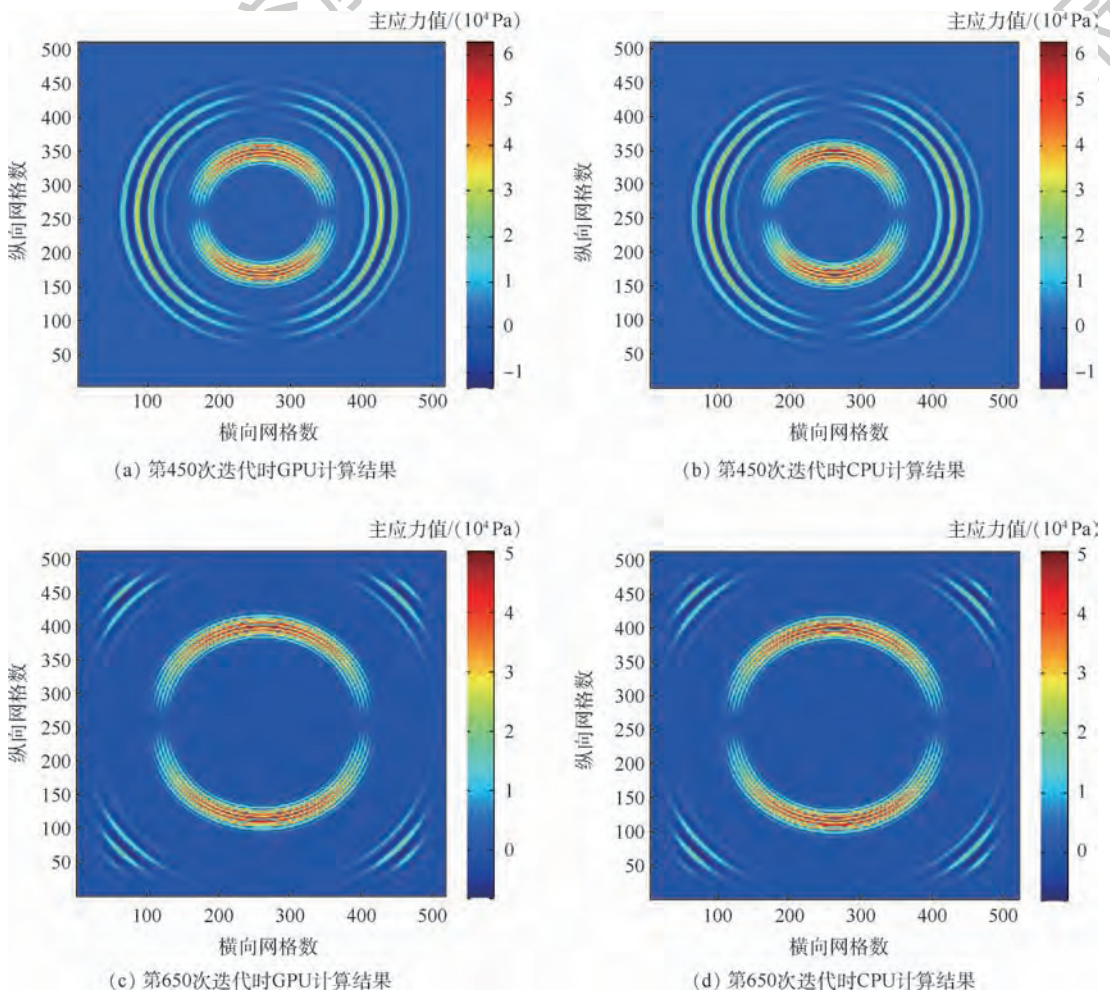


图 6 GPU 与 CPU 计算结果对比

Fig. 6 Comparison of GPU and CPU computing results

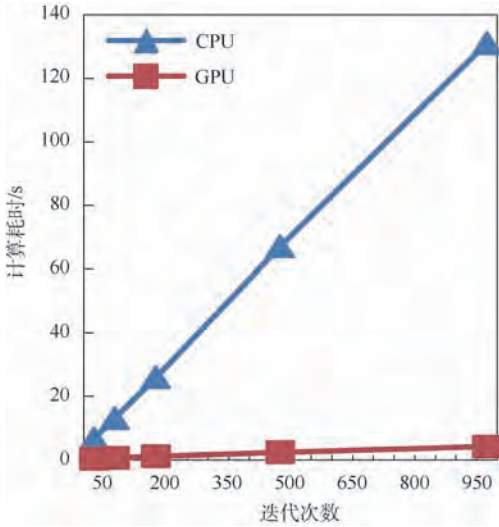


图7 GPU与CPU计算耗时对比

Fig. 7 Comparison of computing time consumption of GPU and CPU

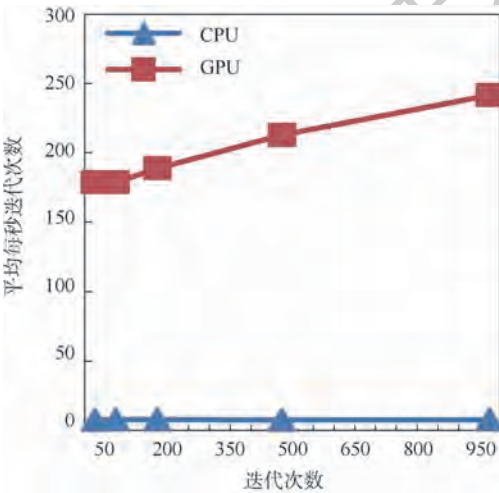


图8 GPU与CPU平均每秒迭代次数对比

Fig. 8 Comparison of average iteration times in one second of GPU and CPU

4 结论

本文基于 CUDA 编程,实现了 EFIT 模型的并行计算,并在此基础上对于 EFIT 模型的 GPU 和 CPU 计算速度进行了对比,可以得到如下结论:

1) EFIT 模型中,当前单元的计算只与对应位置的已知计算结果有关,具有良好的并行计算条件。

2) 基于 CUDA 框架能够完成 EFIT 模型的并行计算程序开发,计算结果与 CPU 程序计算结果一致。

3) EFIT 模型采用并行计算方法进行计算,能够有效提升计算速度,而随着 GPU 性能的快速提升,并行计算方法对于复杂声场仿真应用具有广阔的应用前景。

由于本文中模型主要用于测试,需要获取部分中间变量,如在实际应用中主要关注最终计算结果,EFIT 模型的并行计算仍可进行进一步优化。

参考文献 (References)

- [1] 徐娜,李洋,周正干,等. FDTD 方法的改进及在超声波声场计算中的应用[J]. 北京航空航天大学学报,2013,39(1): 78-82.
XU N, LI Y, ZHOU Z G, et al. Improvement of finite difference time domain method and its application to calculation of ultrasonic sound fields[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2013, 39(1): 78-82 (in Chinese).
- [2] FELLINGER P, MARKLEIN R, LANGENBERG K J, et al. Numerical modeling of elastic wave propagation and scattering with EFIT—Elastodynamic finite integration technique [J]. Wave Motion, 1995, 21: 47-66.
- [3] 张霞,何兴无. CUDA 平台下的超声弹性成像并行处理算法[J]. 计算机与数字工程, 2012, 40(9): 113-116.
ZHANG X, HE X W. A Parallel algorithm of ultrasound strain-imaging based on CUDA[J]. Computer & Digital Engineering, 2012, 40(9): 113-116 (in Chinese).
- [4] 贾春刚,郭立新,刘伟. 基于 GPU 的并行 FDTD 方法在二维粗糙面散射中的应用[J]. 电波科学学报, 2016, 31(4): 683-687.
JIA C G, GUO L X, LIU W. GPU-based FDTD method for analysis of electromagnetic scattering from a 2D rough surface[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2016, 31(4): 683-687 (in Chinese).
- [5] 付小波,马中高,余嘉顺,等. 基于多图形处理单元加速的各向异性弹性波正演模拟[J]. 科学技术与工程, 2018, 18(11): 16-22.
FU X B, MA Z G, YU J S, et al. Anisotropic elastic wave forward modeling based on multiple graphics processing unit[J]. Science Technology and Engineering, 2018, 18(11): 16-22 (in Chinese).
- [6] 杨尚琴. 地震正演数值模拟仿真计算的并行优化设计方法[J]. 地球物理学进展, 2017, 32(3): 1290-1296.
YANG S Q. Parallel optimization design method for seismic forward modeling numerical simulation calculation[J]. Progress in Geophysics, 2017, 32(3): 1290-1296 (in Chinese).
- [7] FELLINGER F, LANGENBERG K J. Numerical techniques for elastic wave propagation and scattering[C]//Proceedings of the IUTAM Symposium on Elastic Wave Propagation and Ultrasonic Evaluation, 1990: 81-86.
- [8] SCHUBERT F. Numerical time-domain modeling of linear and nonlinear ultrasonic wave propagation using finite integration techniques—Theory and applications[J]. Ultrasonics, 2004, 42(1-9): 221-229.
- [9] 丁辉. 计算超声学——声场分析及应用[M]. 北京: 科学出版社, 2010: 33-36.
DING H. Computational ultrasonics—Analysis and application of ultrasonic fields[M]. Beijing: Science Press, 2010: 33-36 (in Chinese).
- [10] 余涛. 超声波在混凝土中传播的数值模拟[D]. 长沙: 中南

- 大学,2013:4-9.
- YU T. Numerical simulation of ultrasonic wave propagation in concrete[D]. Changsha: Central South University, 2013:4-9 (in Chinese).
- [11] BERENGER J. A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves[J]. *Journal of Computational Physics*, 1994, 114(2):185-200.
- [12] 廉西猛, 单联瑜, 隋志强, 等. 地震正演数值模拟完全匹配层吸收边界条件研究综述[J]. *地球物理学进展*, 2015, 30(4):1725-1733.
- LIAN X M, SHAN L Y, SUI Z Q, et al. An overview of research on perfectly matched layers absorbing boundary condition of seismic forward numerical simulation[J]. *Progress in Geophysics*, 2015, 30(4):1725-1733 (in Chinese).
- [13] 刘洋. 波动方程时空域有限差分数值解及吸收边界条件研究进展[J]. *石油地球物理勘探*, 2014, 49(1):35-46.
- LIU Y. The review of finite difference numerical solution for wave equation in time domain and absorption boundary conditions[J]. *Oil Geophysical Prospecting*, 2014, 49(1):35-46 (in Chinese).
- [14] 秦臻, 任培罡, 姚姚, 等. 弹性波正演模拟中 PML 吸收边界条件的改进[J]. *地球科学——中国地质大学学报*, 2009, 34(4):658-664.
- QIN Z, REN P G, YAO Y, et al. Improvement of PML absorbing boundary conditions in elastic wave forward modeling[J]. *Earth Science—Journal of China University of Geosciences*, 2009, 34(4):658-664 (in Chinese).
- [15] 卢风顺, 宋君强, 银福康, 等. CPU/GPU 协同并行计算研究综述[J]. *计算机科学*, 2011, 38(3):5-9.
- LU F S, SONG J Q, YIN F K, et al. Survey of CPU/GPU synergistic parallel computing[J]. *Computer Science*, 2011, 38(3):5-9 (in Chinese).
- [16] SANDERS J, KANDROT E. GPU 高性能编程 CUDA 实战[M]. 聂雪军, 等, 译. 北京: 机械工业出版社, 2011:84-100.
- SANDERS J, KANDROT E. CUDA by example—An introduction to general-purpose GPU programming[M]. NIE X J, et al., translated. Beijing: China Machine Press, 2011:84-100 (in Chinese).
- [17] 方民权, 张卫民, 方建滨, 等. GPU 编程与优化: 大众高性能计算[M]. 北京: 清华大学出版社, 2016:273-276.
- FANG M Q, ZHANG W M, FANG J B, et al. GPU programming and code optimization: High performance computing for the masses[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2016:273-276 (in Chinese).

作者简介:

宋波 男, 硕士, 副研究员。主要研究方向: 超声计算成像与检测应用。

EFIT simulation of 2D ultrasonic sound field based on CUDA

SONG Bo^{1,*}, LI Wei², LIAN Guoxuan¹

(1. State Key Laboratory of Acoustics, Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. Wuhan WUCHUAN Measurement & Test Co., Ltd., Wuhan 430060, China)

Abstract: With the rapid development of graphic processing unit (GPU), the parallel computing technology could be easily applied in the numerical simulation of ultrasonic sound field based on compute unified device architecture (CUDA). The calculating efficiency could be greatly promoted by using the parallel computing technology. The theory of elastodynamic finite integration technology (EFIT) is illustrated in this article. An EFIT 2D ultrasonic sound field model with point source and absorption boundary in steel material is established by CPU, and on the basis of CPU code, the GPU model is built with parallel computing technology. The flow design procedure and parameter optimization method of GPU model are introduced, including the texture memory use, absorption boundary optimization and data transmission optimization. Based on the comparison of time consumption and average calculating efficiency, the efficiency promotion of EFIT model of CPU and GPU version are quantitatively analyzed. The result reveal that the EFIT model with GPU has much higher calculating efficiency. According to the comparison result, the calculation speed of EFIT model is promoted significantly with the parallel computing technology. And it has broad application prospects in complicated acoustic field simulation.

Keywords: parallel computing; elastodynamic finite integration technology (EFIT); 2D sound field; graphic processing unit (GPU); compute unified device architecture (CUDA)

Received: 2018-11-20; Accepted: 2019-02-17; Published online: 2019-03-06 10:49

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190304.1050.001.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (11504403)

* Corresponding author. E-mail: songbo@mail.ioa.ac.cn

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2018.0682

基于生成对抗网络的航天异常事件检测方法



张克明¹, 蔡远文¹, 任元^{2,*}

(1. 航天工程大学 研究生院, 北京 101416; 2. 航天工程大学 宇航科学与技术系, 北京 101416)

摘 要: 航天环境复杂, 技术难度大, 风险高, 安全可靠性要求苛刻。航天异常事件样本少, 且难以获取, 有针对性地开展异常事件检测 (AED) 很有必要。为预防航天事故, 尽早发现可能导致故障的异常事件, 深入研究了最新人工智能和生成对抗网络 (GAN) 技术, 提出了一种基于生成对抗网络的航天异常事件检测方法。使用正生成对抗网络模拟生成正常事件样本, 训练反生成对抗网络模拟生成异常事件样本, 设计合理算法训练测试, 计算输入事件与正生成对抗网络生成的模拟正常事件欧氏距离, 以及输入事件与反生成对抗网络生成的模拟异常事件的欧氏距离差, 实现对异常事件的精确检测。通过在美国国家标准与技术研究所数据库 (MNIST) 数据集全部使用正常数据训练, 并对异常事件检测性能进行了试验验证, 试验结果表明: 在 MNIST 数据集下, 精确率和召回率综合评价指标 (F1) 及精确率和召回率曲线下面积 (PRC) 等关键技术指标比变分自动编码器 (VAE) 方法相应指标性能至少分别提升了 31% 和 11%。在真实环境下采集的模拟航天音频数据试验, 异常事件检测性能良好, 进一步证实了所提方法真实可用。

关键词: 生成对抗网络 (GAN); 异常检测; 学习算法; 深度学习; 航天应用

中图分类号: TP391.4

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2019)07-1329-08

随着中国航天事业的发展, 航天任务趋于繁重, 系统安全可靠性要求越来越高。航天作为复杂巨系统, 加之日趋恶劣的太空环境, 其安全及技术难度不断加大。1986年1月28日, 美国“挑战者”号航天飞机发射73s时发生爆炸, 7名航天员和1名教师丧生, 耗资12亿美元的发射活动以失败告终。中国近期发生的几起航天发射事故, 除事故直接巨大损失外, 对中国航天事业发展造成了难以弥补的影响和损失。为实现故障事前预警、隐患尽早排除, 而不是事后总结经验教训, 除加强科学管理外, 还要在传统故障诊断检测方法基础上, 引进人工智能大数据等高新技术, 对样本稀少或者难以获取的航天异常事件开展有针对性

的精准检测, 实现常态化航天事故预防。

异常事件检测 (Anomaly Events Detection, AED) 是近年来人工智能领域的研究热点, 在铁路轨道异常检测、石油燃气管道异常检测、桥梁异常检测、地震波声学检测、装备故障监控异常报警及智能家居、公共安全监控、无人驾驶等领域都有很好的应用前景。异常事件检测在国内外都得到了广泛应用^[1-2]。

异常事件检测传统方法主要包括信号分析^[3-4]、信息熵^[5]、统计分析和聚类^[6]等。信号分析主要用于音频信号异常检测, 优点是算法成熟, 不足是检测精度低。信息熵用于衡量信息、事件的无序程度, 多用于对网络流量、信号进行异常检

收稿日期: 2018-11-22; 录用日期: 2019-02-16; 网络出版时间: 2019-02-28 15:20

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190228.1019.002.html

基金项目: 国家自然科学基金 (51475472, 61803383, 51605489)

* 通信作者. E-mail: ren yuan_823@aliyun.com

引用格式: 张克明, 蔡远文, 任元. 基于生成对抗网络的航天异常事件检测方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(7): 1329-1336. ZHANG K M, CAI Y W, REN Y. Space anomaly events detection approach based on generative adversarial nets [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(7): 1329-1336 (in Chinese).

测,优点是无监督,不需要标记样本,不足是需要严谨的信息论方法,难以发现未知异常事件。统计分析方法基于数据的经验分布进行异常检测,优点是可以对任意分布数据进行异常检测,问题在于现实中数据不一定符合某种分布,检测结果不确定。聚类方法假设稀疏样本或远离正常样本的数据为异常样本,优点是简单、快速,处理大数据集高效,缺点是参数选取难,数据不平衡或存在孤立点、离群点,难以处理^[7-11]。

随着深度神经网络技术的发展,国际上开始采用自动编码器、卷积网络、生成对抗网络(Generative Adversarial Nets, GAN)等方法开展异常事件检测研究。An和Cho^[12]于2015年提出基于变分自动编码器(Variational Autoencoder, VAE)使用重构概率进行异常检测,但存在部分关键性能不佳问题。Lim等^[13]于2017年提出使用一维卷积循环网络进行稀有音频事件检测,主要用于对音频事件进行检测。

由于航天领域具有环境复杂、技术难、风险高、投入大和高度重视安全等特点,航天异常故障具有不确定性、发展性和分散性等典型特性^[14]。美国国家航空航天局(NASA)从20世纪70年代便开始研究航天诊断技术,建立航天器故障诊断平台,保证了航天器的可靠运行,延长了航天器使用寿命,提高了发射成功率,降低了运行风险。中国自20世纪70年代成功发射第一颗卫星以来,一直非常重视故障诊断和维护保障工作,并于2014年成立了航天器在轨故障诊断与维修实验室^[15]。常用航天故障及异常分析方法主要有信号分析、概率统计、专家诊断、知识推理等。这些方法存在重视诊断维护,缺少事前异常预警;侧重专家知识推理,欠缺数据精准检测;主要针对已有案例故障,难以检测未知、无样本、没出现过的异常事件等不足^[16]。随着人工智能技术的发展成熟,在航天领域研究应用深度学习、神经网络和大数据等技术成为必然。国内,苏振华等^[17]基于BP神经网络的卫星故障诊断法,以及燕飞和秦世引^[18]基于RBF神经网络和M距离的卫星故障诊断等研究都是良好的开端,但还存在早期神经网络学习效率低、收敛速度慢、需要大量标记数据等问题。本文应用国际最新深度神经网络学习技术,提出了基于生成对抗网络的航天异常事件检测方法,不需进行数据标注,在没有异常事件样本的条件下,全部采用正常数据进行学习训练,对没有出现过的未知航天异常事件进行精准检测预警^[19]。

1 生成对抗网络

2014年,生成对抗网络自Goodfellow等^[20]提出以来,迅速用于语音识别、图像处理、数据增强和事件检测等方面。Schlegl等^[21]开展基于生成对抗网络的无监督异常监测引导标记发现研究,用于诊断医学图像异常病变。Michelsanti和Tan^[22]开展基于条件生成对抗网络的语音增强和噪声鲁棒性说话人识别研究。在相关专业领域都取得了很好的试验结果。

1.1 结构原理

生成对抗网络的原理受博弈论中的二人零和博弈启发,即二人的利益之和为零,一方的所得正是另一方的所失。生成对抗网络主要由生成器 G 和判别器 D 组成,如图1所示。生成器 G 输入随机变量 Z ,输出由 G 生成的尽量服从真实数据分布的生成数据 $G(Z)$ 。判别器 D 输入真实数据 X 或生成器生成的数据 $G(Z)$,输出数据来源概率。生成器 G 的目的是尽量学习真实的数据分布,而判别器 D 的目的是尽量正确判别输入数据是来自真实数据还是来自生成器生成的数据^[23]。

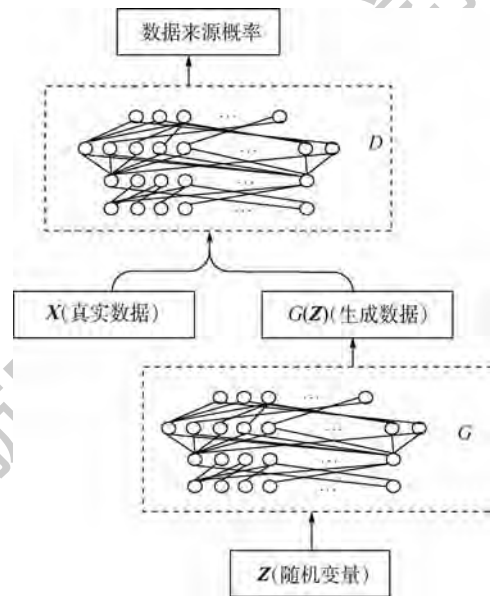


图1 生成对抗网络结构示意图

Fig.1 Schematic diagram of structure of generative adversarial nets

1.2 训练算法

如何训练生成对抗网络呢?首先,优化判别器 D ,在给定生成器 G 的情况下, $D(X)$ 相当于输入真实数据时的输出,期望结果最大,预测结果越接近1越好。 $D(G(Z))$ 相当于输入生成数据时的输出,期望结果越小越好,即 $D(G(Z))$ 越小越好,预测结果越接近0越好。但是 $D(X)$ 越大与

$D(G(\mathbf{Z}))$ 越小在同一个目标函数中优化时矛盾,因而把 $D(G(\mathbf{Z}))$ 改为求 $1 - D(G(\mathbf{Z}))$ 越大越好,即求式(1)越大越好^[24]。

$$\max_D V(D, G) = E_{x \sim p(x)} (\ln D(\mathbf{X})) + E_{z \sim p(z)} (\ln(1 - D(G(\mathbf{Z})))) \quad (1)$$

其次,优化 G , 此时输入随机变量, 输出生成样本。期望生成样本的预测结果 $D(G(\mathbf{Z}))$ 越大越好, $1 - D(G(\mathbf{Z}))$ 越小越好, 如下:

$$\min_G V(D, G) = E_{z \sim p(z)} (\ln(1 - D(G(\mathbf{Z})))) \quad (2)$$

合并式(1)和式(2), 得最大最小化目标函数为

$$\min_G \max_D V(D, G) = E_{x \sim p(x)} (\ln D(\mathbf{X})) + E_{z \sim p(z)} (\ln(1 - D(G(\mathbf{Z})))) \quad (3)$$

2 航天异常事件检测

航天器无论是在试验还是在实际发射、运行中, 异常事件都非常少, 异常事件的典型样本缺乏, 难以覆盖异常事件分布, 本文提出了一种新的不需要使用异常事件进行训练, 只利用大量正常事件样本训练, 实现对航天异常事件的检测。航天正常事件原始数据主要来源于系统的音频、视频传感器, 各分系统和关键模块及环境等的监控、监测和遥测、遥控等数据。

2.1 组成结构

基于生成对抗网络的航天异常事件检测主要由正反2个生成对抗网络和检测器组成, 结构如图2所示。正生成对抗网络由正生成器和判别器组成, 先训练判别器判别事件是来自输入事件 \mathbf{X}

还是来自正生成器生成正常事件 $G_n(\mathbf{Z})$ 的判决能力, 随后训练正生成器生成模拟正常事件 $G_n(\mathbf{Z})$ 的能力, 系统不断迭代, 循环训练, 持续提高正生成器的正常事件模拟生成能力和判别器的判决能力^[25]。

反生成对抗网络由反生成器和判别器组成。反生成器最大可能生成非正常事件, 即努力模拟异常事件。先训练判别器判别事件是来自输入事件 \mathbf{X} 还是来自反生成器生成的模拟异常事件 $G_a(\mathbf{Z})$ 的判决能力, 随后训练反生成器生成模拟异常事件 $G_a(\mathbf{Z})$ 的能力, 系统不断迭代, 循环训练, 持续提高反生成器的模拟异常事件生成能力和判别器的判决能力。

检测时, 主要通过检测器, 计算输入事件 \mathbf{X} 与正生成器生成的模拟事件 $G_n(\mathbf{Z})$ 的欧氏距离差, 以及与反生成器生成的模拟事件 $G_a(\mathbf{Z})$ 的欧氏距离差, 计算异常事件分值, 设置合理的阈值, 将分值高的事件作为异常事件检出。

2.2 原理

生成模型在人工智能领域占有重要地位, 生成方法和判别方法是机器学习中的2个分支。生成模型是生成方法学习得到的模型, 涉及对数据的分布假设和分布参数的学习, 能够根据学习来的模型生成新的数据样本。生成模型主要有自动编码器(autoencoder)、自回归模型(autoregressive models)和生成对抗网络等。

正生成对抗网络输入大量正常数据训练收敛后, 正生成器捕捉正常事件分布。检测时输入未知样本输入 \mathbf{X} , 正生成器生成随机变量 \mathbf{Z} 的映射 $g_n(\mathbf{Z}, \Theta)$, 如果 \mathbf{X} 为正常事件, 具有相似事件分布, 则 $g_n(\mathbf{Z}, \Theta)$ 约等于 \mathbf{X} , 具有较小的样本距离。如果 \mathbf{X} 为异常事件, 事件分布不一致, 则 $g_n(\mathbf{Z}, \Theta)$ 不约等于 \mathbf{X} , 具有较大的样本距离。

反生成对抗网络输入大量正常数据训练收敛后, 反生成器捕捉异常事件分布。检测时输入未知样本 \mathbf{X} , 反生成器生成随机变量 \mathbf{Z} 的映射 $g_a(\mathbf{Z}, \Theta)$, 如果 \mathbf{X} 为正常事件, 事件分布不一致, 则 $g_a(\mathbf{Z}, \Theta)$ 不约等于 \mathbf{X} , 具有较大的样本距离。如果 \mathbf{X} 为异常事件, 具有相似事件分布, 则 $g_a(\mathbf{Z}, \Theta)$ 约等于 \mathbf{X} , 具有较小的样本距离。

如果生成器成功地学习到训练数据分布的良好近似, 检测时根据输入事件与生成事件的样本距离大小, 实现对异常事件的精确检测。

2.3 检测算法

生成对抗网络使用大量正常事件进行训练后, 正生成对抗网络学习到了大量正常事件的特

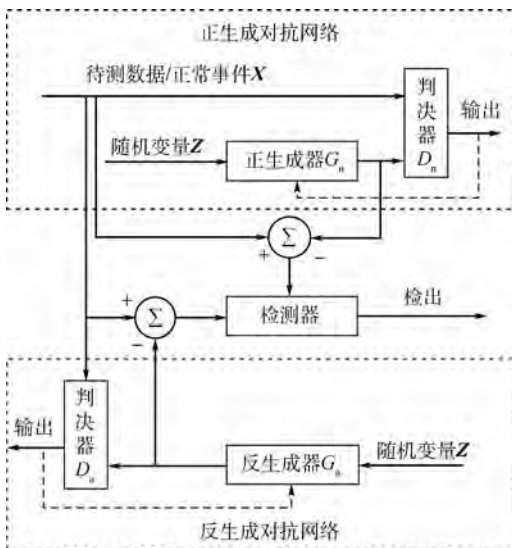


图2 航天异常事件检测结构组成

Fig.2 Structure constitution of space anomaly events detection

征,反生成对抗网络学习到了大量异常事件的特征,检测时检测器通过计算输入与生成模拟事件样本空间距离的欧几里得范数,计算异常分 $A(\mathbf{X}, \Theta)$ 。异常分 $A(\mathbf{X}, \Theta)$ 由输入向量 \mathbf{X} 与模拟正常事件误差 $A_n(\mathbf{X}, \Theta)$ 及输入向量 \mathbf{X} 与模拟异常事件误差 $A_a(\mathbf{X}, \Theta)$ 决定。

$$A_n(\mathbf{X}, \Theta) = \|\mathbf{X} - G_n(\mathbf{Z})\|_2 \quad (4)$$

$$A_a(\mathbf{X}, \Theta) = \|\mathbf{X} - G_a(\mathbf{Z})\|_2 \quad (5)$$

为更好地检出异常事件,需要异常分 $A(\mathbf{X}, \Theta)$ 尽量大,通过使 $A_n(\mathbf{X}, \Theta)$ 尽可能大,同时使 $A_a(\mathbf{X}, \Theta)$ 尽可能小实现。

$$A(\mathbf{X}, \Theta) = A_n(\mathbf{X}, \Theta) - A_a(\mathbf{X}, \Theta) \quad (6)$$

通过计算异常分 $A(\mathbf{X}, \Theta)$, 根据具体实践,采用合适阈值 ϕ , 如果异常分小于等于门限阈值 ϕ , 判为正常事件, 否则将异常分 $A(\mathbf{X}, \Theta)$ 大于阈值的事件判为异常事件检出^[26-27]。具体算法如下。 Θ_d 为判决器中的参数, η 为变量系数, Θ_g 为生成器中的参数。

算法 1 异常事件检测算法

1: 训练正生成对抗网络。

For 变量 1 in range(训练迭代数):

For 变量 2 in range(输入事件总批数):

输入正常事件样本 $\mathbf{X}\{\mathbf{x}^{(1)}, \dots, \mathbf{x}^{(N)}\}$

输入随机变量样本 $\mathbf{Z}\{\mathbf{z}^{(1)}, \dots, \mathbf{z}^{(N)}\}$

更新参数使判决器随机梯度上升:

$$V(D_n, G_n) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\ln D_n(\mathbf{x}^{(i)})) +$$

$$[\ln(1 - D_n(G_n(\mathbf{z}^{(i)})))]$$

$$\Theta_d \leftarrow \Theta_d + \eta \nabla V(D_n, G_n)$$

更新参数使正生成器随机梯度下降:

$$V(D_n, G_n) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [\ln(1 -$$

$$D_n(G_n(\mathbf{z}^{(i)})))]$$

$$\Theta_g \leftarrow \Theta_g - \eta \nabla V(D_n, G_n)$$

End for

End for

2: 训练反生成对抗网络。

For 变量 1 in range(训练代数):

For 变量 2 in range(总共数据批数):

输入正常事件样本 $\mathbf{X}\{\mathbf{x}^{(1)}, \dots, \mathbf{x}^{(N)}\}$

输入随机变量样本 $\mathbf{Z}\{\mathbf{z}^{(1)}, \dots, \mathbf{z}^{(N)}\}$

更新参数使判决器随机梯度上升:

$$V(D_a, G_a) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\ln D_a(\mathbf{x}^{(i)})) +$$

$$[\ln(1 - D_a(G_a(\mathbf{z}^{(i)})))]$$

$$\Theta_d \leftarrow \Theta_d + \eta \nabla V(D_a, G_a)$$

更新参数使反生成器随机梯度下降:

$$V(D_a, G_a) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\ln D_a(G_a(\mathbf{z}^{(i)})))$$

$$\Theta_g \leftarrow \Theta_g - \eta \nabla V(D_a, G_a)$$

End for

End for

3: 航天异常事件检测。

For 变量 1 in range(总共数据批数):

输入检测事件样本 $\mathbf{X}\{\mathbf{x}^{(1)}, \dots, \mathbf{x}^{(N)}\}$

输入随机变量样本 $\mathbf{Z}\{\mathbf{z}^{(1)}, \dots, \mathbf{z}^{(N)}\}$

计算输入向量与模拟正常事件误差

$$A_n(\mathbf{X}, \Theta):$$

$$A_n(\mathbf{X}, \Theta) = \|\mathbf{X} - G_n(\mathbf{Z})\|_2$$

计算输入向量与模拟异常事件误差

$$A_a(\mathbf{X}, \Theta):$$

$$A_a(\mathbf{X}, \Theta) = \|\mathbf{X} - G_a(\mathbf{Z})\|_2$$

计算异常分 $A(\mathbf{X}, \Theta)$:

$$A(\mathbf{X}, \Theta) = A_n(\mathbf{X}, \Theta) - A_a(\mathbf{X}, \Theta)$$

异常分大于门限阈值 ϕ , 则将结果判为异常事件检出。

End for

在理论算法上, 针对航天异常事件样本稀少的特点, 改进生成对抗网络, 提出反生成对抗网络, 全部采用正常事件样本进行训练, 从而实现对航天异常事件的有效检测。

3 试验验证

为了验证本文方法的可行性, 并评估其性能指标, 用 Python 语言编写了试验验证程序, 并使用人工智能常用的美国国家标准与技术研究所数据库 MNIST 数据集和真实环境下采集的模拟航天环境音频数据, 进行了科学严谨的试验。

3.1 性能指标

航天异常事件检测主要性能指标有精确率、准确率、召回率、精确率和召回率综合评价指标 (F1)、虚警率 (False Alarm, FA)、漏警率、接收器工作特性曲线下面积 (AUC) 及精确率和召回率曲线下面积 (PRC) 等。

1) 精确率 P 。即预测正确的正例数占预测为正例数的比例, $P = TP / (TP + FP)$, TP 为预测正确的正例数, FP 为预测错误的正例数。

2) 召回率 R 。即预测为正例的数据占实际正例数的比例, $R = TP / (TP + FN)$, FN 为被错误预测为负例的数量。

3) F1。由于在实际应用中精确率与召回率这 2 个指标是相互制约的, 通常会根据任务需要

选择一个合适的平衡点,取最理想的召回率和精确率值。精确率和召回率综合评价指标 F1 定义为: $F1 = 2PR / (P + R)$ 。

4) FA。 $FA = FP / (TP + FP)$ 。反映被判为正例样本中,有多少个是负例,即被误判为异常事件的概率。

5) AUC。是以假正率(False Positive Rate, FPR)为横坐标,召回率为纵坐标绘制的曲线下的面积, $FPR = FP / (FP + TN)$,是反映接收器工作特征的综合指标,面积越大,性能越好,其中 TN 为预测正确的负例数。

6) PRC。是以召回率为横轴,精确率为纵轴的曲线下的面积。面积越大,性能越好。

3.2 MNIST 数据集试验

3.2.1 数据准备

MNIST 数据集是人工智能训练测试,尤其是异常事件检测常用的手写数字图片识别数据集。数据集来自美国国家标准与技术研究所,由训练集和测试集组成,数据来自 250 个不同人手写的数字。

从 MNIST 数据集中生成 10 个(0~9)不同数字的数据集,将其中一个数字作为异常事件,其余 9 个数字作为正常事件。训练集使用 80% 的正常事件,测试集使用剩余 20% 的正常事件和所有异常事件进行检测验证。

3.2.2 试验结果

表 1 为在 MNIST 数据集上进行测试的部分性能结果。测试中阈值的取值,以取得综合最优,即 F1 分最高为标准。从表 1 中可以看出,当异常数字为 1、7 和 9 时总体性能较差。这与其他异常检测方法使用 MNIST 数据集测试结果一致,可能是由于 1、7 和 9 这 3 个数字区分度小,识别容易混淆。

表 2 显示了在相同的 MNIST 数据集上,本文

表 1 基于 MNIST 数据集异常检测性能

Table 1 Anomaly detection performance on MNIST

异常数字	F1	精确率	虚警率	AUC
0	0.746	0.745	0.329	0.878
1	0.701	0.548	0.430	0.758
2	0.783	0.712	0.357	0.552
3	0.779	0.712	0.362	0.531
4	0.787	0.716	0.351	0.499
5	0.801	0.705	0.331	0.616
6	0.786	0.786	0.353	0.699
7	0.775	0.523	0.368	0.271
8	0.787	0.772	0.351	0.618
9	0.784	0.680	0.356	0.463

表 2 本文方法与 VAE 方法异常检测性能对比

Table 2 Anomaly detection performance comparison between proposed method and VAE method

异常数字	本文方法		VAE ^[12]	
	F1	PRC	F1	PRC
0	0.746	0.745	0.537	0.517
1	0.701	0.548	0.205	0.063
2	0.783	0.712	0.598	0.644
3	0.779	0.716	0.332	0.251
4	0.787	0.705	0.381	0.337
5	0.801	0.786	0.427	0.325
6	0.786	0.846	0.433	0.432
7	0.775	0.522	0.212	0.148
8	0.787	0.772	0.490	0.499
9	0.784	0.679	0.210	0.104

方法的 F1 和 PRC 测试指标与基于 VAE 异常检测部分指标相比,有明显的性能提升。其中最好的 F1 值提升了 273%,最差的提升了 31%,最好的 PRC 性能提升了 770%,最差的也提升了 11%。VAE 数据来自文献[12]。

MNIST 数据集为手写数字图片,与航天异常图像数据有近似一致性,在该数据集的测试性能证明了本文方法对图像类数据异常特征的学习和识别能力。试验结果表明,基于生成对抗网络的航天异常事件检测方法在 MNIST 数据集上,全部采用正常事件进行训练后,能成功识别训练时从未使用过的未知异常。

3.3 真实数据试验

3.3.1 数据准备

为了进一步对本文方法进行实证检验,使用实际环境采集的数据来验证。鉴于航天数据的保密性和敏感性,采集真实环境音频数据模拟航天音频数据。正常事件采集自正常工作的电风扇声音,异常事件采集电风扇中掉入纸条时发出的异常声音。正常和异常事件以 48 kHz 采样率分别采集了 4 h 和 20 min 的音频数据。使用 2 h 正常音频数据进行训练,用另外 2 h 正常数据和 20 min 异常数据进行性能测试。通过将音频文件预加重,每 40 ms 一帧,20 ms 帧移,加汉明窗,快速傅里叶变换后通过 128 个梅尔滤波器得到 40 个梅尔频谱,每批输入 50 个 400 帧长数据进行训练测试。

3.3.2 试验结果

全部使用在真实环境下采集的设备正常工作音频数据进行训练,使用设备正常、异常比为 6:1 的音频数据进行测试。

测试结果如表 3 所示。可以看出,本文方法

表3 真实环境数据检测性能

Table 3 Data detection performance in real environment

迭代次数	F1	精确率	召回率	AUC
1	0.778	0.747	0.813	0.617
2	0.963	0.940	0.987	0.978
3	0.981	0.987	0.975	0.984

对真实环境下采集的完全使用正常数据训练,能精准检测未知的异常事件,这对异常样本稀少或者难以获取的航天等领域有很好的适用性。如表3所示,当训练数据迭代2次时,检测性能明显提升,但迭代3次及以上时,检测能力随迭代次数增加变化不大。试验异常事件检测性能很好,几乎全部检出了未知的异常事件,能很好地区分正常和异常事件,当然这可能与采集数据的设备工作环境简单、外界干扰少有关。在以后的具体应用中还要采集实际工作环境各种复杂条件下的数据进行更加深入细致的试验研究。

4 结 论

本文提出基于生成对抗网络的航天异常事件检测方法,全部使用正常事件进行训练,采用合理算法计算输入与生成模拟事件样本的欧氏距离差,实现异常事件的有效检测。在MNIST数据集上的性能测试结果表明,能够有效检出未知异常事件,F1和PRC等关键技术指标比VAE方法有明显提升。利用真实环境下采集的音频数据进行试验,取得了非常好的异常事件检出效果。由于理论推导和具体试验全部采用正常数据进行训练,这对异常事件样本稀少或者难以获取的航天领域有很好的适用性和针对性。本文方法可拓展用于网络、医学等异常事件未知或不确定领域,未来会努力提高训练检测稳定性、提升综合性能指标,实现真正工程应用。

参考文献 (References)

- [1] 诸彤宇,王奇,高梦丹. 离群点挖掘技术在交通事件检测中的应用[J]. 计算机科学与探索,2014,8(1):111-120.
ZHU T Y, WANG Q, GAO M D. Research on traffic incident detection with outlier mining technology[J]. Journal of Frontiers of Computer Science and Technology, 2014, 8(1): 111-120 (in Chinese).
- [2] 高小霞,霍纬纲,冯兴杰. 基于模糊关联分类器的民航超限事件诊断方法[J]. 北京航空航天大学学报,2014,40(10):1366-1371.
GAO X X, HUO W G, FENG X J. Civil aircraft's exceedance event diagnosis method based on fuzzy associative classifier[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2014, 40(10): 1366-1371 (in Chinese).
- [3] 李康强. 基于广义能量算子的复杂时变调制信号分析方法及其在机械故障诊断中的应用研究[D]. 北京:北京科技大学,2018:39-141.
LI K Q. Generalized energy operator based complicated time-varying modulation signal analysis method for machinery fault diagnosis[D]. Beijing: University of Science and Technology Beijing, 2018:39-141 (in Chinese).
- [4] 冯英,武建文,王承玉,等. 基于振动信号识别的断路器故障诊断研究[J]. 高压电器,2017,53(2):1-7.
FENG Y, WU J W, WANG C Y, et al. Research of fault diagnosis of circuit breaker based on vibratin signal recognition[J]. High Voltage Apparatus, 2017, 53(2): 1-7 (in Chinese).
- [5] 李晓峰,杨春山,丁树春. 基于信息熵的城市隧道实时交通事件检测聚类[J]. 计算机技术与发展,2013,23(10):212-215.
LI X F, YANG C S, DING S C. Entropy-based city tunnel real-time traffic incident detection clustering[J]. Computer Technology and Development, 2013, 23(10): 212-215 (in Chinese).
- [6] 张先飞,郭志刚,刘嵩,等. 基于触发词指导的自相似度聚类事件检测[J]. 计算机科学,2010,37(3):212-220.
ZHANG X F, GUO Z G, LIU S, et al. Self-similarity clustering event detection based on triggers guidance[J]. Computer Science, 2010, 37(3): 212-220 (in Chinese).
- [7] BAY S D, SCHWABACHER M. Mining distance-based outliers in near linear time with randomization and a simple pruning rule[C]// Proceedings of the ACM SIGKDD International Conference on Knowledge Discovery and Data Mining. New York: ACM, 2003:29-38.
- [8] IVERSON D L. Inductive system health monitoring[C]// Proceedings of the International Conference on Artificial Intelligence, ICAI'04. Las Vegas: CSREA Press, 2004:605-611.
- [9] BUDALAKOTI S, SRIVASTAVA A N, OTEY M E. Anomaly detection and diagnosis algorithms for discrete symbol sequences with applications to airline safety[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C: Applications and Reviews, 2009, 39(1):101-113.
- [10] DAS S, MATTHEWS B L, SRIVASTAVA A N, et al. Multiple kernel learning for heterogeneous anomaly detection: Algorithm and aviation safety case study[C]// Proceedings of the ACM SIGKDD International Conference on Knowledge Discovery and Data Mining. New York: ACM, 2010:47-56.
- [11] SMART E, BROWN D, DENMAN J. Combining multiple classifiers to quantitatively rank the impact of abnormalities in flight data[J]. Applied Soft Computing, 2012, 12(8):2583-2592.
- [12] AN J, CHO S. Variational autoencoder based anomaly detection using reconstruction probability[J]. Special Lecture on IE, 2015, 12:1-18.
- [13] LIM H, PARK J, LEE K, et al. Rare sound event detection using 1D convolutional recurrent neural networks[C]// Detection and Classification of Acoustic Scenes and Events Workshop 2017, 2017:1-5.
- [14] 胡绍林,黄刘生. 航天故障的成因分析与诊断技术[J]. 控制工程,2003,10(4):295-298.
HU S L, HUANG L S. Analysis and diagnosis of faults in space-

- flight engineering[J]. Control Engineering of China, 2003, 10(4):295-298 (in Chinese).
- [15] 谢敏,楼鑫,罗芊,等. 航天器故障诊断技术综述及发展趋势[J]. 软件, 2016, 37(7):70-74.
- XIE M, LOU X, LUO Q, et al. Reviewed and developing trend of spacecraft fault diagnosis technology[J]. Computer Engineering & Software, 2016, 37(7):70-74 (in Chinese).
- [16] 丁彩红, 黄文虎, 姜兴渭, 等. 载人航天故障诊断技术的发展及其关键技术分析[J]. 强度与环境, 1999(2):20-24.
- DING C H, HUANG W H, JIANG X W, et al. The development of spaceflight fault diagnostic techniques and the analysis towards its key skills[J]. Structure & Environment Engineering, 1999(2):20-24 (in Chinese).
- [17] 苏振华, 陆文高, 齐晶, 等. 基于BP神经网络的卫星故障诊断方法[J]. 计算机测量与控制, 2015, 24(5):63-65.
- SU Z H, LU W G, QI J, et al. A method of satellite fault diagnosis based on BP neural network[J]. Computer Measurement & Control, 2015, 24(5):63-65 (in Chinese).
- [18] 燕飞, 秦世引. 基于RBF神经网络和M距离的卫星故障诊断[J]. 航天控制, 2006, 24(6):61-66.
- YAN F, QIN S Y. Fault diagnosis for satellites based on RBF neural network and Mahalanobis distance[J]. Aerospace Control, 2006, 24(6):61-66 (in Chinese).
- [19] 曾何俊. 基于机器学习的卫星故障动态自适应建模关键技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2018:21-76.
- ZENG H J. Research on modeling key technology of machine learning methods for dynamical adaptation of satellite fault [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2018:21-76 (in Chinese).
- [20] GOODFELLOW I, POUGET-ABADIE J, MIRZA M, et al. Generative adversarial nets[C] // International Conference on Neural Information Processing Systems, 2014:2672-2680.
- [21] SCHLEGL T, SEEBOCK P, WALDSTEIN S M, et al. Unsupervised anomaly detection with generative adversarial networks to guide marker discovery[C] // Information Processing in Medical Imaging. Berlin: Springer, 2017:146-157.
- [22] MICHELSANTI D, TAN Z H. Conditional generative adversarial networks for speech enhancement and noise-robust speaker verification[C] // Conference of the International Speech Communication Association 2017, 2017, 8:2008-2012.
- [23] 洪洋, 葛振华, 王纪凯, 等. 深度卷积对抗生成网络综述[C] // 第18届中国系统仿真技术及其应用学术年会, 2017, 5:279-283.
- HONG Y, GE Z H, WANG J K, et al. An overview of deep convolution confrontation generation network[C] // 18th Chinese Conference on System Simulation Technology & Application, 2017, 5:279-283 (in Chinese).
- [24] DUMOULIN V, BELGHAZI I, POOLE B, et al. Adversarially learned inference[C] // 29th Conference on Neural Information Processing Systems (NIPS 2016), 2016, 6:1-16.
- [25] ZENATI H, FOO C S, LECOULT B, et al. Efficient gan-based anomaly detection[C] // International Conference on Learning Representations, 2018:1-7.
- [26] YAMASHITA A, HARA T, KANEKO T. Inspection of visible and invisible features of objects with image and sound signal processing[C] // IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2006:3837-3842.
- [27] DONAHUE J, KRÄHENBÜHL P, DARRELL T. Adversarial feature learning[C] // International Conference on Learning Representations, 2017, 4:1-18.

作者简介:

张克明 男, 博士研究生, 高级工程师。主要研究方向: 异常事件检测、信号识别。

蔡远文 男, 博士, 教授。主要研究方向: 航天器测试与发射。

任元 男, 博士, 副教授。主要研究方向: 导航、制导与控制。

Space anomaly events detection approach based on generative adversarial nets

ZHANG Keming¹, CAI Yuanwen¹, REN Yuan^{2,*}

(1. Graduate School, Space Engineering University, Beijing 101416, China;

2. Department of Aerospace Science and Technology, Space Engineering University, Beijing 101416, China)

Abstract: Anomaly events detection (AED) is quite important in space field for the complex space environment, difficult technology, high risk and strictly safe and reliable requirements. Since there are few space anomaly events samples and they are hard to obtain, it is necessary to carry out targeted AED. In order to prevent space accidents and find anomaly events that may lead to fault as soon as possible, a novel approach for space anomaly events detection based on generative adversarial nets (GAN) is proposed in this paper. Normal event samples are generated by normal GAN, anomaly event samples are generated by anomaly GAN. We proposed a reasonable algorithm to calculate the divergence of Euclidean distance between input events and simulated normal events generated by normal GAN, and Euclidean distance between input events and simulated abnormal events generated by anomaly GAN. As a result, abnormal events is detected accurately. The method is trained and tested using the Mixed National Institute of Standards and Technology (MNIST) database. The test results show that the key technical indexes, such as precision rate and recall rate of comprehensive evaluation index (F1) and precision recall curve (PRC), are at least 31% and 11% higher than the traditional variational autoencoder (VAE) method. In addition, we evaluated the method by collected data in real environment which simulated space audio data. The abnormal event detection performance is very good, which proved that the proposed method could detect anomaly event in real environments.

Keywords: generative adversarial nets (GAN); anomaly detection; learning algorithms; deep learning; space application

Received: 2018-11-22; **Accepted:** 2019-02-16; **Published online:** 2019-02-28 15:20

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190228.1019.002.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (51475472,61803383,51605489)

* **Corresponding author.** E-mail: renyuan_823@aliyun.com

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2018.0643

基于非线性模态的复杂系统动力学特性分析方法

黄行蓉¹, 刘久周², 李琳^{3,*}

(1. 北京航空航天大学 中法工程师学院, 北京 100083; 2. 中国运载火箭技术研究院, 北京 100076;
3. 北京航空航天大学 能源与动力工程学院, 北京 100083)



摘 要: 针对非线性问题计算方法复杂和计算时间冗长一直是动力学领域的难点问题, 给出了一套简单、准确、高效的非线性模态分析方法, 对于常见的非线性系统(如杜芬系统、干摩擦系统和非线性材料等)均适用, 具有一般性。首先, 给出所提方法的基本理论与分析流程; 然后, 以杜芬系统为例阐述了其在非线性实模态域的应用, 以干摩擦系统为例描述了其在非线性复模态域的应用, 以压电系统为例展示了其在多场耦合域的应用; 最后, 给出了基于该理论对大型复杂非线性系统求解时的减缩方法。所提方法的核心在于建立非线性模态参数关于模态幅值的变化规律, 不仅将系统的稳态响应求解问题简化为一维代数问题, 极大地简化了数值计算过程, 而且有助于分析、理解系统的非线性动力学行为。将所提方法与模态综合法结合, 可用于高效求解大型复杂非线性系统动力学特性。

关键词: 非线性模态分析; 模态综合; 杜芬; 干摩擦; 非线性材料; 减缩模型

中图分类号: O322

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2019)07-1337-12

模态分析技术已广泛应用于分析线性工程结构, 伴随其发展的模态综合技术在对大型复杂结构系统的动力特性分析中占有越来越重要的地位。相对而言, 有关具有非线性动力学行为的大型复杂工程结构分析的进展较为缓慢。鉴于模态分析方法在线性系统分析中所显示的巨大作用, 近年来研究人员也试图将非线性模态的概念引入结构分析, 以期发展一套适用于非线性动力学系统的高效分析方法。例如, Jiang等^[1]将非线性模态用于分析简谐激励下的系统振动特性; Touzé和Amabili^[2]将非线性模态用于分析包含杜芬非线性项的减缩模型; Renson等^[3]介绍了非线性模态应用于分析工程结构动力学响应; Huang等^[4]将非线性模态与模态综合法结合用于分析一般非线性系统的动力学响应; Liu等^[5]利用非线性模态研究了包含压电阻尼的非线性结构。为了求解

各种非线性模态, 衍生了多种数值计算方法, 如正规形法、不变流形法、摄动法中的多尺度法, 这些方法各具特点, 各有其适合的范围, 但真正适用于求解大型工程结构的方法并不多。

20世纪60年代初, Rosenberg^[6]在其非线性模态奠基之作中指出, 系统在共振区的响应可用该阶非线性模态来近似; 随后, 为了解决非线性模态不具叠加性问题, Szemplinska-Stupnicka^[7]提出了单模态共振理论, 建立了自由振动状态下的系统非线性模态和响应幅值间的关系; Jézéquel^[8]和Setio^[9]等分别从理论和实验的角度对该理论进行了完善和发展, 将线性模态分析方法推广到求解非线性系统响应。该理论已被众多学者认可和应用^[10-11], 如郑兆昌^[12]指出表征线性系统特性的主模态是沟通线性振动和非线性振动之间的桥梁。因此, 主共振模态的计算与分析是大型复杂非线性

收稿日期: 2018-11-07; 录用日期: 2019-02-02; 网络出版时间: 2019-03-18 11:35

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190314.1652.003.html

*通信作者。E-mail: feililin@buaa.edu.cn

引用格式: 黄行蓉, 刘久周, 李琳. 基于非线性模态的复杂系统动力学特性分析方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(7): 1337-1348. HUANG X R, LIU J Z, LI L. Dynamic characteristics analysis method of complex systems based on nonlinear mode [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(7): 1337-1348 (in Chinese).

性结构动力学特性分析中至关重要的一步。

本文基于非线性模态理论及非线性动力学系统计算方法的研究进展,提炼出了一种通用的、便于数值计算的非线性模态分析方法,并给出了分析步骤。本文方法的核心是建立主共振模态的特征频率、振型与对应的模态振动幅值之间的关系,用模态参数的变化规律来刻画非线性动力学特性。为了证明本文方法的一般性及普遍应用价值,在给出其基本理论与分析流程之后,首先以杜芬系统为例阐述了其在非线性实模态域的应用,并与用直接积分求解系统方程的结果作了对比;然后通过对摩擦系统和压电系统的求解与分析分别展示了其在非线性复模态域及多场耦合域的应用;最后给出了基于该理论对大型复杂非线性结构系统求解时的减缩方法。

1 非线性系统的模态分析方法理论

线性系统具有模态不变性、模态正交性和叠加性;线性系统的所有模态共同构成了一组模态基,系统的所有解都可以由这些模态的线性叠加组合获得。对于非线性系统来说,线性模态理论中的模态不变性和正交性不再成立。鉴于非线性动力学系统中的非线性力与系统自身运动状态的相关性(在位形空间中依赖于位移或速度),非线性模态理论认为在模态空间里,非线性模态不像线性系统的模态那样与外界因素无关,而是也与外界因素相关;这种相关性,可以通过引入一个随外界因素变化的模态参数来表示。本文选取模态振动幅值(简称模态幅值)作为表征模态与外界因素直接相关的参数。模态幅值的引入意味着非线性振动模态与线性系统模态的本质不同:对于离散系统它不再是一组成比例的数。

1.1 非线性模态理论

记系统中的非线性力为 $\tilde{f}(\mathbf{u}(t), \dot{\mathbf{u}}(t), t)$; 非线性系统对应的运动方程为

$$\mathbf{M} \ddot{\mathbf{u}}(t) + \mathbf{K} \mathbf{u}(t) + \tilde{f}(\mathbf{u}(t), \dot{\mathbf{u}}(t), t) = \mathbf{P}(t) \quad (1)$$

式中: \mathbf{M} 为质量矩阵; \mathbf{K} 为刚度矩阵; \mathbf{P} 为外激励力; \mathbf{u} 为位移。

设 $\tilde{\omega}_j(q_j)$ 和 $\tilde{\Phi}_j(q_j)$ 分别为对应于第 j 阶主共振的模态频率和模态振型,二者均为模态幅值 q_j 的函数。系统在第 j 阶主共振区按模态 $\tilde{\Phi}_j(q_j)$ 做自由振动时,式(1)为

$$-\tilde{\omega}_j^2(q_j) \mathbf{M} \tilde{\Phi}_j(q_j) + \mathbf{K} \tilde{\Phi}_j(q_j) + \tilde{f}_k(\tilde{\Phi}_j(q_j)) + i \tilde{\omega}_j(q_j) \tilde{f}_b(\tilde{\Phi}_j(q_j)) = 0 \quad (2)$$

式(2)意味着在主共振区,方程中的非线性

力被分解成了两部分: $\tilde{f}_k(\tilde{\Phi}_j(q_j))$ 对应非线性力产生的刚度效应, $\tilde{f}_b(\tilde{\Phi}_j(q_j))$ 对应非线性力产生的阻尼效应。

为了求解上述非线性问题,对非线性特征振型关于质量矩阵作归一化处理:

$$\tilde{\Phi}_j^T(q_j) \mathbf{M} \tilde{\Phi}_j(q_j) = 1 \quad (3)$$

结合式(2)和式(3),通过牛顿-拉夫逊迭代算法可近似求解该非线性方程,得到以 q_j 为参数的主共振模态的频率和振型。

1.2 非线性模态参数

基于1.1节的非线性模态理论,可以提取出一系列表征非线性系统动力学行为的模态参数。类似线性系统,定义如下模态质量、模态阻尼和模态刚度:

$$\tilde{m}_j(q_j) = \tilde{\Phi}_j^T(q_j) \mathbf{M} \tilde{\Phi}_j(q_j) \quad (4)$$

$$\tilde{\eta}_j(q_j) = \tilde{\Phi}_j^T(q_j) \{ \tilde{f}_b(\tilde{\Phi}_j(q_j)) \} \quad (5)$$

$$\tilde{k}_j(q_j) = \tilde{\Phi}_j^T(q_j) (\mathbf{K} \tilde{\Phi}_j(q_j) + \tilde{f}_k(\tilde{\Phi}_j(q_j))) \quad (6)$$

式中: $\tilde{m}_j(q_j)$ 为非线性模态质量,根据归一化准则,其值为1; $\tilde{\eta}_j(q_j)$ 为非线性力产生的非线性模态阻尼; $\tilde{k}_j(q_j)$ 为非线性模态刚度,由系统本身刚度和非线性力共同组成。这些参数均与 q_j 相关。通过分析这些模态参数随 q_j 的变化规律,即可以进一步分析由非线性力产生的刚度效应和阻尼效应随外界因素的改变。

设对应于某一个不变的外界状态(即对应某一个 q_j),第 j 阶主共振模态可表示成一系列线性模态振型的组合,假设选取 N_j 阶线性模态 Φ_i 来构成该阶非线性模态:

$$\tilde{\Phi}_j(q_j) = \sum_{i=1}^{N_j} \tilde{\beta}_{ij}(q_j) \Phi_i \quad (7)$$

式中: $\tilde{\beta}_{ij}(q_j)$ 为第 i 阶线性模态在第 j 阶非线性模态中所占比例,称作 q_j 状态下线性模态在该阶非线性模态中的参与系数,简称 q_j 状态下线性模态参与系数。通过分析这一系数,可以获得在 q_j 状态下该阶非线性模态振型的主要组成成分,以及所选的线性模态振型所占权重。

为了便于对系统作模态分析和之后求解系统的强迫响应,可进一步对这些非线性模态参数关于模态幅值的变化做插值处理,构造非线性模态参数关于模态幅值的函数。

1.3 基于单模态共振理论求解系统强迫响应

当系统受到外界简谐激励 $\mathbf{P}_0 \cos(\omega t)$ 时,设主共振模态响应解的振动频率与激振力频率一致,为 ω 。

$$\mathbf{u}_j(t) \approx q_j \tilde{\Phi}_j(q_j) \cos(\omega t) \quad (8)$$

将式(8)代入非线性微分方程并左乘 $\tilde{\Phi}_j^T(q_j)$

可得

$$(-\omega^2 \tilde{m}_j(q_j) + i\omega \tilde{\eta}_j(q_j) + \tilde{k}_j(q_j))q_j = \tilde{\Phi}_j^T(q_j)P_0 = \left(\sum_{i=1}^{N_1} \tilde{\beta}_{ij}(q_j)\Phi_i \right)^T P_0 \quad (9)$$

由 1.1 节和 1.2 节已知,对于一个给定的 q_j , 通过求解非线性方程式(2),即可得到模态参数 $\tilde{\eta}_j(q_j)$ 、 $\tilde{k}_j(q_j)$ 和 $\tilde{\beta}_{ij}(q_j)$,进一步用插值的方法还可以获得这些模态参数与模态幅值近似的函数关系。接下来的问题是 q_j 的确定。根据定义, q_j 是一个与外界因素相关的参数;其确定过程实际上也是具有外激励的非线性系统运动方程求解的过程。可以利用 1.2 节中获得的模态参数与模态幅值近似的函数关系,即将这些函数关系代入方程式(9),再利用牛顿-拉夫逊迭代算法求解该代数方程,则容易求出非线性模态幅值为

$$q_j = \frac{\left(\sum_{i=1}^{N_1} \tilde{\beta}_{ij}(q_j)\Phi_i \right)^T P_0}{-\omega^2 \tilde{m}_j(q_j) + i\omega \tilde{\eta}_j(q_j) + \tilde{k}_j(q_j)} \quad (10)$$

求得该激励下非线性系统的模态幅值后,再将其代入 1.2 节中得到的模态参数关于模态幅值的函数关系,很容易求解出系统受到外界简谐激励时对应的单阶主共振模态振型和与之对应的模态参数值,而单阶非线性模态的稳态响应则通过式(11)得到:

$$u_j \approx q_j \sum_{i=1}^{N_1} \tilde{\beta}_{ij}(q_j)\Phi_i \quad (11)$$

根据由单模态共振理论发展得到的主共振模态近似法^[6-11],最终系统的强迫响应可通过所选取的各单阶非线性模态强迫响应叠加得到,如下:

$$u \approx \sum_{j=1}^{N_{n1}} u_j \approx \sum_{j=1}^{N_{n1}} q_j \tilde{\Phi}_j(q_j) \quad (12)$$

式中: N_{n1} 为选取的非线性模态阶数。

需要强调的是,这里的非线性模态叠加与线性模态叠加有本质差别。线性系统是基于模态的正交性,首先求出表征系统固有特性的模态(与外激励无关),以模态为正交基构造模态空间,在模态空间求解解耦的受迫振动方程;非线性系统第一不满足模态正交性,第二其模态与外界激励相关;其响应幅值的求解基于主共振模态近似理论,即认为共振区的系统响应可由单阶非线性模态响应近似^[6-7]。求解该单阶非线性模态响应时,考虑到非线性模态与系统受激励和响应水平的相关性,需先建立自由振动状态下单阶模态与其模态幅值的函数关系,再代入受迫振动方程迭代计算出特定激励力下的单阶模态幅值和非线性模态,最后代入式(11)和式(12)分别求出单阶非

线性模态响应和系统响应。

综上所述,基于非线性模态分析求解系统稳态响应的步骤可以由图 1 所示流程图来表示。

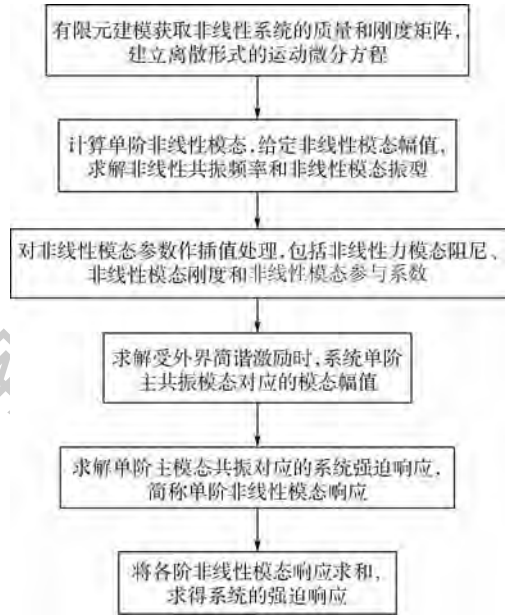


图 1 非线性模态分析求解稳态响应流程

Fig. 1 Flowchart of steady-state response solved by nonlinear modal analysis

需要指出的是,在计算过程中构成 j 阶非线性模态的线性模态阶数 N_1 及非线性模态阶数 N_{n1} 不能太小,但也不是越大越逼近精确值;与线性系统不同的是,在大于某一值后其值再增大将不再影响结果精度^[4,13-14]。

上述方法在求解大型复杂非线性系统时极具优势。以谐波平衡法为例,若考虑 m 阶谐波成分,需要迭代求解 $mN \times mN$ 维非线性矩阵方程才能求解非线性系统的响应。然而应用本文方法在求解系统响应时,依据单模态共振理论,若选取 N_{n1} 阶非线性模态来近似表示系统的解,非线性矩阵方程可被解耦成 N_{n1} 个 $N \times 1$ 维的非线性方程,求解单阶非线性模态响应时分为如下 2 步:①求解非线性模态,即求解 $N \times 1$ 维非线性方程;②求解单阶主共振模态对应的模态幅值,求解标量形式的单变量非线性方程,由此大大减少了计算时间和计算机所需内存。

除了能获得非线性系统的稳态响应之外,本文方法还能通过非线性模态参数,从模态角度分析系统的非线性特性,总结非线性系统的振动特性和非线性行为特征。

2 在非线形实模态域的应用

为了验证本文方法的合理性,首先用该方法

求解了杜芬系统,并将结果与直接积分求解杜芬方程的结果进行对比。

2.1 多自由度杜芬系统的求解

杜芬系统是一种同时具有线性刚度与立方刚度的系统。单自由度杜芬振子模型由 Duffing^[15] 最早提出, Duffing 及后人基于此模型研究总结了 很多非线性系统的典型特性。在数值方法充分发展的今天,杜芬系统经常用于检验新算法的功效。

受激振力频率为 ω 的简谐激励的无阻尼杜芬系统的运动微分方程为

$$M \ddot{u}(t) + Ku(t) + \alpha u^3(t) = P_0 \cos(\omega t) \quad (13)$$

根据第 1 节所介绍的理论和方法,对式(13)求解时,先借助非线性模态理论求得非线性模态,再计算单阶主共振模态对应的谐波激励下系统的响应,最后对选取的单阶主共振模态对应的稳态响应做叠加,从而得到系统的稳态响应。由于是无阻尼系统,应用迭代算法求解该方程时仍在实数空间里。

将单阶非线性共振模态对应的系统响应表示为

$$u_j(t) \approx \bar{q}_j(t) \tilde{\Phi}_j(q_j) = q_j \cos(\omega t) \tilde{\Phi}_j(q_j) \quad (14)$$

再将式(14)代入杜芬系统方程,可得

$$-\omega^2 M q_j \tilde{\Phi}_j(q_j) \cos(\omega t) + K q_j \tilde{\Phi}_j(q_j) \cos(\omega t) + \alpha \left(q_j^3 \tilde{\Phi}_j^3(q_j) \frac{3}{4} \cos(\omega t) + q_j^3 \tilde{\Phi}_j^3(q_j) \frac{1}{4} \cos(3\omega t) \right) = P_0 \cos(\omega t) \quad (15)$$

若忽略三阶以上谐波成分的影响,仅考虑主谐波成分,可得系统的模态空间运动微分方程为

$$\left(-\tilde{\omega}_j^2 M \tilde{\Phi}_j(q_j) + K \tilde{\Phi}_j(q_j) + \frac{3}{4} \alpha q_j^2 \tilde{\Phi}_j^3(q_j) \right) q_j = P_0 \quad (16)$$

杜芬系统的非线性模态刚度为

$$\bar{k}_j = \tilde{\Phi}_j^T(q_j) \left(K \tilde{\Phi}_j(q_j) + \frac{3}{4} \alpha q_j^2 \tilde{\Phi}_j^3(q_j) \right) \quad (17)$$

2.2 二自由度杜芬系统的计算与分析

本节通过对一个包含杜芬振子的二自由度参数模型(见图 2)的具体求解,展示第 1 节中描述的非线性模态分析方法的可行性和有效性,并通

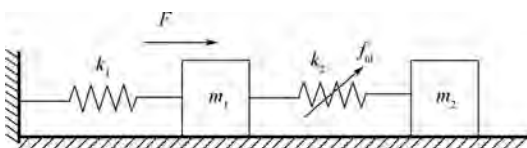


图 2 二自由度非线性参数模型

Fig. 2 2-DOF nonlinear parametric model

过与在时域直接积分获得的结果比较,验证其正确性。

图 2 所示参数模型采用无量纲参数,振子质量分别为 $m_1 = 1, m_2 = 1$, 弹簧刚度分别为 $k_1 = 600, k_2 = 400$ 。振子 m_1 受简谐激振力作用,当用其模拟旋转机械的偏心力时,激振力表达式为: $F = A_0 m r \omega^2 \cos(\omega t)$, m 为偏心质量, r 为偏心半径,取 $m r = 0.01, A_0$ 为激振力幅值,取 $A_0 = 0.03$ 。在 2 个质量块 m_1 和 m_2 之间引入杜芬振子,立方项系数为 $\alpha = 1 \times 10^8$ 。为避免计算过程中共振区出现数值溢出问题,在计算时引入阻尼系数为 0.5% 的微小黏滞阻尼。则该系统对应的数值求解方程为

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{x}_1 \\ \ddot{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 5 & -2 \\ -2 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1000 & -400 \\ -400 & 400 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + 1 \times 10^8 \begin{bmatrix} (x_1 - x_2)^3 \\ -(x_1 - x_2)^3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.03 \\ 0 \end{bmatrix} \omega^2 \times 0.01 \cos(\omega t) \quad (18)$$

将第 1 节中描述的非线性模态理论应用于计算该杜芬非线性系统的强迫响应,并与龙格库塔时域积分法计算得到的频响曲线进行比较, m_1 和 m_2 的响应比较曲线分别如图 3 和图 4 所示。

由图 3 和图 4 可知,非线性模态分析方法与时域积分法得到的频响曲线吻合良好,由此验证了非线性模态分析方法的准确性。上述结果表明,不论是 m_1 还是 m_2 ,均在第二阶共振频率附近表现出了较强的非线性特征,出现了典型的跳

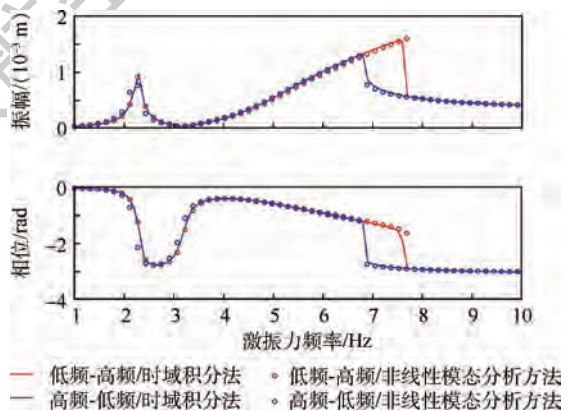


图 3 针对杜芬系统采用时域积分法和非线性模态分析方法计算 m_1 的频响曲线

Fig. 3 Frequency response curves of m_1 computed by time-domain integration method and nonlinear modal analysis method for Duffing system

跃现象,蓝线和红线错位区为不稳定区域。

在用非线性模态分析方法求解的同时,还获得了有助于分析非线性系统动力学特征的模态参数。非线性模态频率和表征模态振型的模态参与系数随非线性模态幅值的变化规律分别如图5和图6所示。

通过分析图5中2个模态频率的变化趋势,观察到第一阶从2.25 Hz 逼近 2.63 Hz 趋近稳定,第二阶则从5.5 Hz 开始不断增大,最后呈发散趋势,可初步得出第二阶共振频率非线性更强的结论。另外,通过比较图6中两阶模态的模态参与

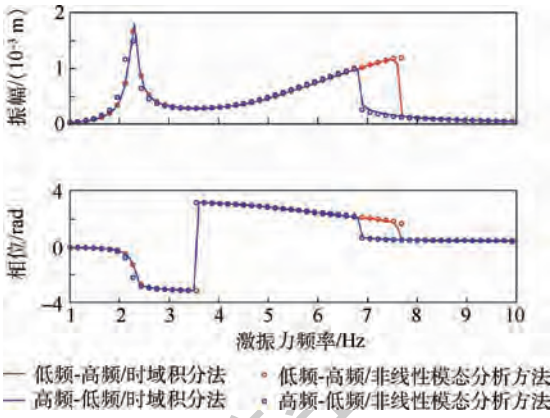


图4 针对杜芬系统采用时域积分法和非线性模态分析方法计算 m_2 的频响曲线

Fig. 4 Frequency response curves of m_2 computed by time-domain integration method and nonlinear modal analysis method for Duffing system

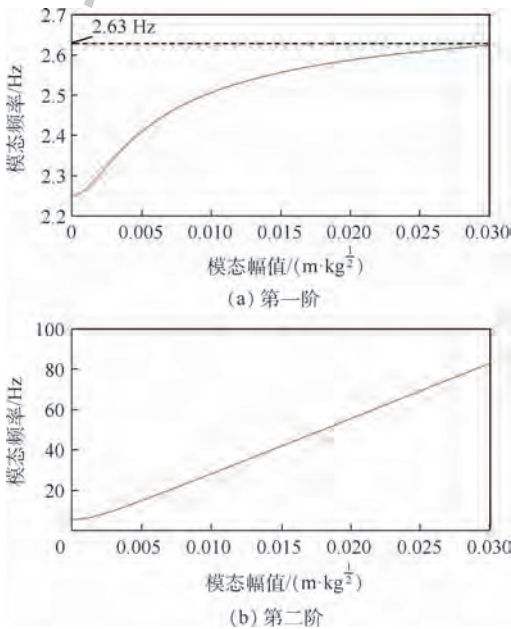


图5 杜芬系统的两阶非线性模态频率随模态幅值的变化

Fig. 5 Variation of nonlinear modal frequency with modal amplitude for the two modes of Duffing system

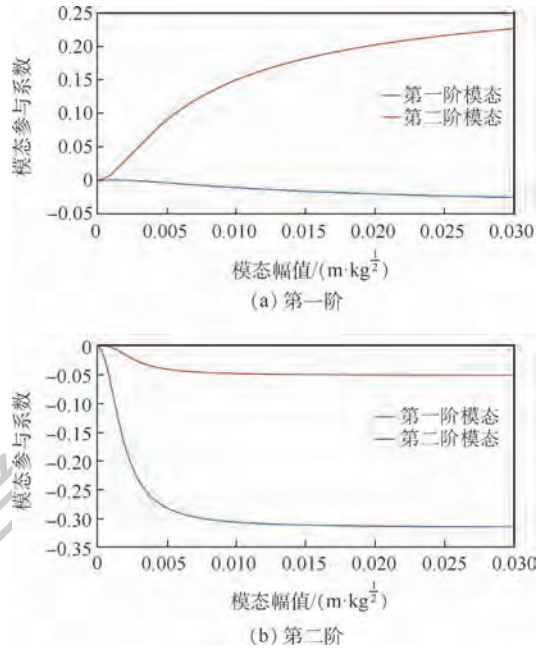


图6 杜芬系统的两阶模态参与系数随模态幅值的变化
Fig. 6 Variation of modal participation factor with modal amplitude for the two modes of Duffing system

系数,第一阶为0.25 小于第二阶0.35,说明第一阶非线性模态与第一阶线性模态的相关性更大,且随着模态幅值的增加,相关性相应增加。第二阶非线性模态与第一阶和第二阶线性模态均有相关性,且随着模态幅值的增加,与两阶线性模态的相关性均增加。另外,通过分析模态参与系数随模态幅值的变化率可知,第二阶非线性模态表现出更强的非线性。同样地,也可得出第二阶模态非线性较强的推论。

3 在非线形复模态域的应用

3.1 具有干摩擦阻尼的振动系统

干摩擦阻尼不受温度限制、结构简单、减振效果明显,且经济性好,这些优势使其成为航空发动机结构部件最主要的减振方式^[16]。干摩擦阻尼由接触面之间的相对运动产生,图7给出一种描述干摩擦阻尼器的力学模型^[11]。图中: k_t 为接触面之间的接触静刚度, k_d 为接触面产生相对滑移之前的线性动刚度,接触面上的滑动摩擦系数为 μ_d ,正压力为 F_N 。由干摩擦产生的非线性运动阻

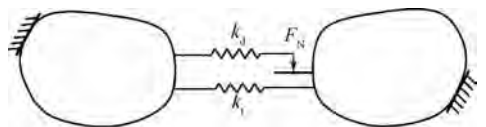


图7 双线性迟滞干摩擦模型示意图^[11]

Fig. 7 Schematic diagram of bilinear hysteresis dry friction model^[11]

力不仅与接触面之间的相对位移有关,还与相对运动方向有关,因此,干摩擦阻尼器既具有刚度效应,又包含阻尼效应。

刻画干摩擦力与位移的关系的模型有多种,最常用的是根据 Masing 法则建立的双线性迟滞模型^[17],如图 8 所示。该模型代表了系统振动一个稳定周期内摩擦力的变化规律,现以前四分之一周期为例说明。当接触面之间的相对位移从 0 增加 x_d 的过程中,两接触面之间的相对运动表现出黏滞特性;当相对位移突破 x_d 这个特征位移时,相对运动出现宏观滑移特性。上述过程中,接触面上摩擦力大小随相对位移的变化为

$$f = \begin{cases} (k_d + k_i)x & x \in [0, x_d) \\ k_i x + k_d x_d & x \in [x_d, +\infty) \end{cases} \quad (19)$$

式中:特征位移 x_d 与线性动刚度 k_d 、接触面上的滑动摩擦系数 μ_d 和正压力 F_N 相关,满足: $x_d = \mu_d F_N / k_d$ 。

Masing 法则的表述为:若初始加载过程中摩擦力和相对位移满足如下函数关系:

$$\text{Mas}(f, x) = 0 \quad (20)$$

则基于 Masing 法则构造的迟滞环曲线满足:

$$\text{Mas}\left(\frac{f - f_m}{2}, \frac{x - x_m}{2}\right) = 0 \quad (21)$$

基于上述干摩擦模型的干摩擦力对系统的刚度和阻尼均有贡献,因此对于一个稳定周期,可将摩擦力在复域空间表示为

$$f_{\text{fric}} = f_{\text{fric}}^c + i f_{\text{fric}}^s \quad (22)$$

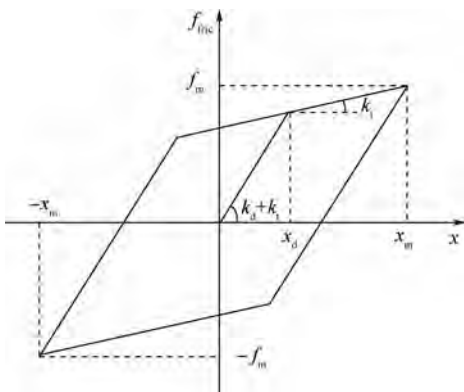


图 8 基于 Masing 法则建立的干摩擦迟滞环^[17]

Fig. 8 Hysteresis loop of dry friction based on Masing's rule^[17]

3.2 二自由度干摩擦系统的计算与分析

为了说明非线性模态分析方法在复模态域中的应用,沿用如图 2 所示的二自由度参数模型,仅将其中的非线性刚度(杜芬刚度模型)用干摩擦(双线性迟滞环)模型替代(假设系统中存在干摩擦阻尼器),系统的质量和刚度矩阵保持不变,外界激励形式不变,激振力幅值取 $A_0 = 3$;此系统中

干摩擦为主要阻尼,但为了避免计算中出现数值溢出问题,仍在求解过程中引入了阻尼因子为 0.05% 的极微弱黏滞阻尼。双线性迟滞环模型参数 $k_d = 200, k_i = 0.2$,接触面上的滑动摩擦系数取 $\mu_d = 0.5$,正压力取 $F_N = 15 \text{ N}$ 。该系统对应的数值求解方程与式(18)相比,仅在激振力幅值和非线性力这 2 项上有差异,其中激振力幅值从 0.03 N 变为 3 N,非线性力从三次项变为由式(22)确定的干摩擦力。

当系统中的非线性力同时包含刚度项和阻尼项时,其运动方程中包含了复数项,对应的数值求解问题转化为复域的求解问题,此处需注意将方程中的未知量设为复变量进行分析。根据非线性模态理论和纽马克时域积分法计算的 2 个质量块的频响幅值对比曲线分别如图 9 和图 10 所示。同时给出数值积分的结果,目的在于对非线性复模态分析计算结果的正确性进行校核。

由图 9 和图 10 可知,非线性模态理论分析带有干摩擦阻尼器的隐式非线性系统同样有效,与

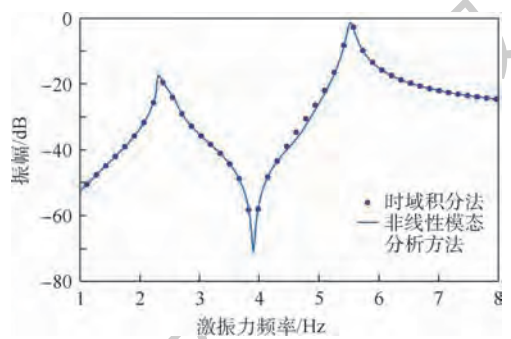


图 9 针对干摩擦系统采用时域积分法和非线性模态分析方法计算 m_1 的频响曲线

Fig. 9 Frequency response curves of m_1 computed by time-domain integration method and nonlinear modal analysis method for dry friction system

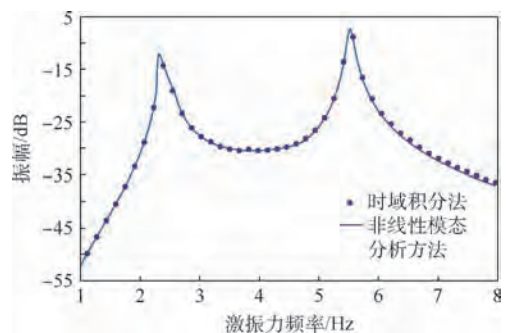


图 10 针对干摩擦系统采用时域积分法和非线性模态分析方法计算 m_2 的频响曲线

Fig. 10 Frequency response curves of m_2 computed by time-domain integration method and nonlinear modal analysis method for dry friction system

时域积分法相比,速度快而不损失计算精度。因此,可根据非线性模态分析方法,快速求出不同正压力下的系统位移随激振力频率的变化曲线,如图 11 和图 12 所示,其中正压力取 0, 5, 15, 55, 105, 2 000 N。对于质量块 m_1 和 m_2 来说,第一阶共振频率附近的最优控制正压力均值为 15 N,而第二阶共振频率附近的最优控制正压力均值为 55 N。

除此之外,在基于非线性模态理论计算频响曲线时,还得到了系统的共振频率和干摩擦模态阻尼比随模态幅值的变化曲线,如图 13 和图 14 所示。如此就可以从模态的角度去分析系统的非线性特性。可以看到,当模态幅值增大时,第一、二阶共振区的频率均呈下降趋势;第一阶共振区的频率从 2.42 Hz 降到 2.25 Hz,第二阶共振区的频率从 6.3 Hz 降到 5.5 Hz;其中 2.42 Hz 和 6.3 Hz 分别对应干摩擦阻尼器的接触面处于黏滞状态的系统二阶固有频率,即 m_1 和 m_2 间刚度为 $k_2 + k_d + k_1$ 的情况;2.25 Hz 和 5.5 Hz 对应干摩擦阻尼器的接触面处于自由振动状态的系统二阶固有频

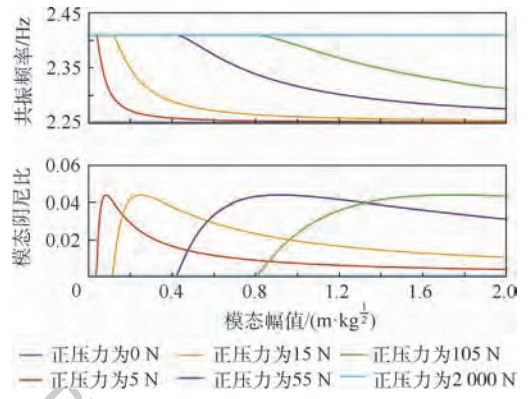


图 13 第一阶共振频率附近,不同正压力下的非线性共振频率和干摩擦模态阻尼比随模态幅值的变化
Fig. 13 Variation of nonlinear resonance frequency and dry friction modal damping with modal amplitude under different normal pressure for the first order mode

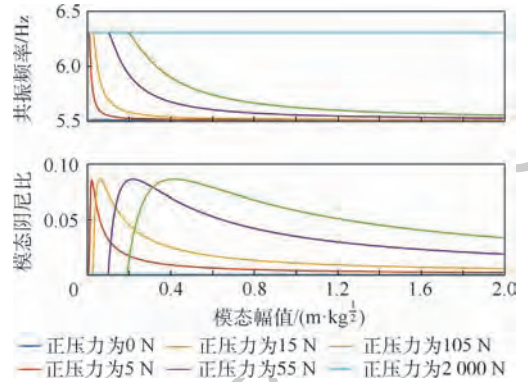


图 14 第二阶共振频率附近,不同正压力下的非线性共振频率和干摩擦模态阻尼比随模态幅值的变化
Fig. 14 Variation of nonlinear resonance frequency and dry friction modal damping with modal amplitude under different normal pressure for the second order mode

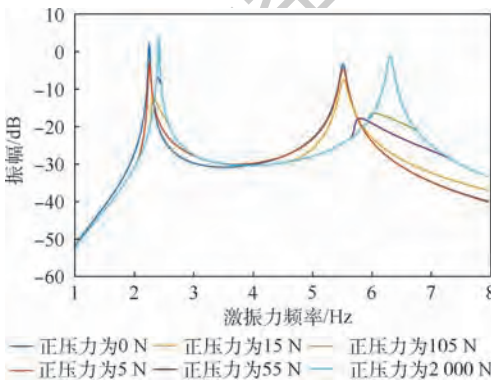


图 11 不同正压力下 m_1 的频响曲线
Fig. 11 Frequency response curves of m_1 under different normal pressure

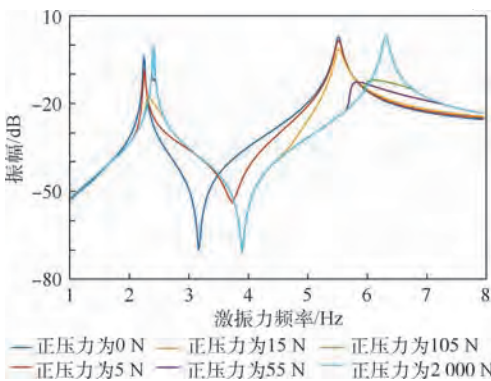


图 12 不同正压力下 m_2 的频响曲线
Fig. 12 Frequency response curves of m_2 under different normal pressure

率,即 m_1 和 m_2 间刚度为 $k_2 + k_1$ 的情况;另外,两阶模态的干摩擦模态阻尼比均从零开始,达到最大值,然后减小,第一阶模态阻尼比最大值为 0.04,第二阶模态阻尼比为 0.08,均远大于结构中引入的黏滞阻尼 0.05%,由此可知干摩擦阻尼起主导作用;且第二阶干摩擦阻尼比大于第一阶,若观察图 9 和图 10 中的频响曲线,可知第二阶共振区响应确实得到了更好的抑制。

4 在多场耦合域的应用

4.1 非线性压电阻尼

压电材料是应用非常广泛的智能材料之一。当压电材料在特定方向上受到力的作用时,会在垂直于力的电极上出现正负相反的束缚电荷,这

种现象称为压电效应;相反,在压电材料电极上施加电压时,压电材料会发生弹性形变,这种现象称为逆压电效应。基于压电效应的减振技术近年来得到了极大发展,其中基于压电材料的同步开关阻尼技术是一个前沿性的且具有广阔应用前景的半主动减振技术。

压电同步开关半主动减振技术的基本原理为:在弹性结构表面粘贴压电片(见图15^[5]),将同步开关电路与压电片的2个电极相连,控制好开关开启与闭合的时间即可以使压电材料产生一个始终阻碍弹性结构变形的力,因此形成的阻尼称为(压电)同步开关阻尼(Synchronized Switch Damping, SSD);如果再将此电路与一个负电容电路串联,可以大大提高机电转换的效率,由此形成的压电阻尼称为基于负电容电路的同步开关阻尼(Synchronized Switch Damping based on Negative Capacitor, SSDNC)^[5]。

根据SSD的原理,在结构振动位移达到最大时电路开关闭合,此时压电片电极电压 V_m 与结构位移幅值 x_m 之间的关系为^[16]

$$V_m = \frac{C_p}{C_n - C_p} \cdot \frac{\alpha_p}{C_p} x_m \quad (23)$$

式中: α_p 为压电片的力系数,表示压电片在单位电压下产生的力的大小,一般通过实验方法获得 α_p 的大小; C_p 为压电片的内置电容; C_n 为电路中的负电容。忽略开关的闭合时间,可得SSDNC电路的电压表达式为

$$V_{SSDNC}(x, \dot{x}, t) = -\frac{\alpha_p}{(1 - \chi_c) C_p} x_m \cdot \text{sign}(\dot{x}(t)) + \frac{\alpha_p}{C_p} x(t) \quad (24)$$

式中: χ_c 为电路中负电容值的大小与压电片内置电容值之比,表示为

$$\chi_c = \frac{C_n}{C_p} \quad (25)$$

由压电材料本构关系可以推导出压电片对结构的机电耦合作用力 $f_c(t)$ 与SSDNC电路中压电片

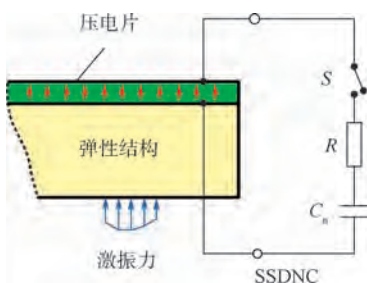


图15 SSDNC电路单元示意图^[5]

Fig. 15 Schematic diagram of SSDNC circuit unit^[5]

电极电压 $V_{SSD}(t)$ 之间的关系为

$$f_c(t) = k_c x(t) - \alpha_p V_{SSD}(t) = k_c x(t) + f_{nl}(x, \dot{x}, t) \quad (26)$$

式中: k_c 为压电片的机械刚度,代表压电同步开关阻尼力。

式(24)、式(26)表明,电压 $V_{SSDNC}(x, \dot{x}, t)$ 及由此产生的压电片对结构的作用力是结构振动位移 $x(t)$ 与振动速度 $\dot{x}(t)$ 的非线性函数,因此具有SSDNC的机电耦合系统为非线性系统。

4.2 非线性压电阻尼系统的计算与分析

为了展示非线性模态分析方法在耦合系统分析中的可行性和有效性,仍沿用如图2所示的二自由度参数模型,仅将其中的非线性刚度(杜芬刚度模型)用SSD模型(式(24)和式(26))替代。模型参数为:电容比 $\chi_c = 0.9$,机电耦合系数 $\gamma_p = \alpha_p^2 / C_p = 0.01$, $m_1 = 1, m_2 = 2, k_1 = 1, k_2 = 0.4$,压电片的机械刚度 $k_c = 0.05$,外界激励形式不变,激振力幅值取 $A_0 = 1$;此外在系统中引入了微小的瑞利阻尼,质量项比例系数为 1×10^{-10} ,刚度项比例系数为0.02。则该系统对应的数值求解方程为

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{x}_1 \\ \ddot{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.029 & -0.009 \\ -0.009 & 0.009 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1.45 & -0.45 \\ -0.45 & 0.45 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.1 \text{sign}(\dot{x}_2 - \dot{x}_1) \max(x_2 - x_1) + 0.01(x_2 - x_1) \\ -0.1 \text{sign}(\dot{x}_2 - \dot{x}_1) \max(x_2 - x_1) + 0.01(x_2 - x_1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \omega^2 \times 0.01 \cos(\omega t) \quad (27)$$

根据非线性模态理论和谐波平衡法计算2个质量块的频响幅值对比曲线分别如图16和图17

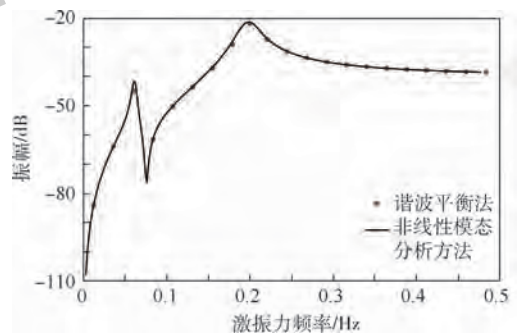


图16 谐波平衡法和非线性模态分析方法计算 m_1 的频响曲线

Fig. 16 Frequency response curves of m_1 computed by harmonic balance method and nonlinear modal analysis method

所示。同时给出谐波平衡法的结果,目的在于对非线性模态分析方法用于耦合系统的计算结果的正确性进行校核。

在非线性模态分析过程中得到的两阶模态特性如图 18 和图 19 所示,可以观察到,虽然 SSD 是非线性的,但具有该阻尼的系统却具有线性系

统的特性,即模态频率和模态阻尼比并不随自由振动状态下的模态幅值发生变化,这意味着系统参数的设计可以独立于激励水平。

5 大型复杂非线性系统的减缩分析

工程实际中的交通工具、航空航天器等大型复杂结构系统均由众多子结构组成,为了抑制结构振动,往往在子结构连接面上引入阻尼材料或结构,而这些具有减振作用的材料或结构在刚度和阻尼特性上通常都是非线性的。线性振动系统分析中的模态综合法将大型复杂结构系统划分为若干子结构,独立分析各子结构的模态,根据目标频率范围对模态作适当的截断,仅保留各子结构的低阶模态,通过物理-模态坐标转换将物理空间自由度化为模态空间缩聚自由度,从而使计算规模大大减小,提高计算效率,节省大量计算时间。本节基于非线性模态理论,给出将模态综合法推广到具有非线性连接界面的大型复杂非线性系统的方法。

线性模态综合法按子结构界面的处理方式可分为固定界面、自由界面和混合界面三大类,主要不同之处在于选取的位移近似表达式及构造的物理-模态坐标转换矩阵。下面按照经典的固定界面模态综合法(即 Craig-Bampton 方法)^[18],针对界面的处理方式及基本思想,论述基于非线性模态理论的减缩方法。

不失一般性,以 2 个子结构(S_1, S_2)和两者间的非线性连接面(J)组成的系统(见图 20)为例,论述此类结构系统的减缩方法。

首先求解各子结构对应的固定界面模态矩阵 Φ_{S_1} 和 Φ_{S_2} , 即当各子结构的界面自由度被固定时,子结构 S_1 和 S_2 的模态振型由解如下特征值问题获得:

$$(-\Lambda_{S_1} M_{S_1} + K_{S_1}) \Phi_{S_1} = 0 \quad (28)$$

式中: M_{S_1} 和 K_{S_1} 分别为不包含界面自由度的子结构 S_1 的质量和刚度矩阵; Λ_{S_1} 和 Φ_{S_1} 分别为方程的

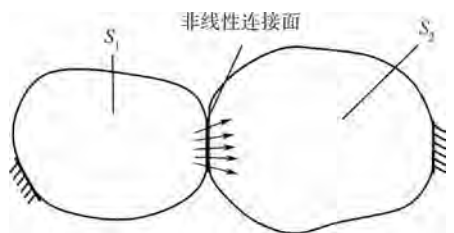


图 20 由两个子结构和非线性连接面组成的系统简图
Fig. 20 Illustration of an assembled system with a nonlinear interface and two substructures

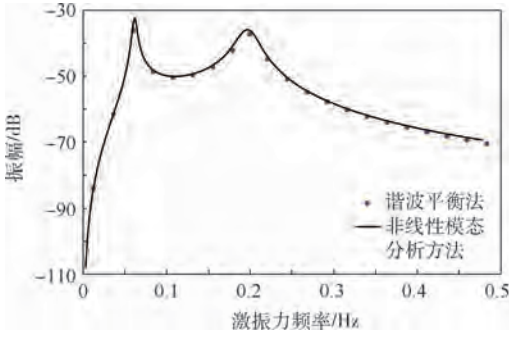


图 17 谐波平衡法和非线性模态分析方法计算 m_2 的频响曲线

Fig. 17 Frequency response curves of m_2 computed by harmonic balance method and nonlinear modal analysis method

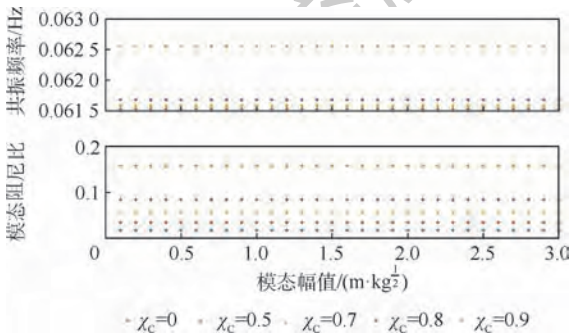


图 18 第一阶共振频率附近,不同电容比下的非线性共振频率和模态阻尼比随模态幅值的变化

Fig. 18 Variation of nonlinear resonance frequency and modal damping with modal amplitude under different capacitance ratios for the first order mode

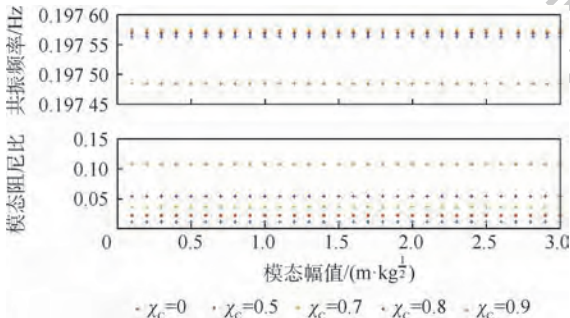


图 19 第二阶共振频率附近,不同电容比下的非线性共振频率和模态阻尼比随模态幅值的变化

Fig. 19 Variation of nonlinear resonance frequency and modal damping with modal amplitude under different capacitance ratios for the second order mode

特征值向量和特征向量矩阵。

$$(-\mathbf{A}_{S_2}\mathbf{M}_{S_2} + \mathbf{K}_{S_2})\boldsymbol{\Phi}_{S_2} = \mathbf{0} \quad (29)$$

式中： \mathbf{M}_{S_2} 和 \mathbf{K}_{S_2} 分别为子结构 S_2 的质量和刚度矩阵； \mathbf{A}_{S_2} 和 $\boldsymbol{\Phi}_{S_2}$ 分别为方程的特征值向量和特征向量矩阵。

为了修正施加固定边界约束造成的计算误差，引入由连接面上的自由度单位位移引起的子结构变形，也称作静力约束模态，如下：

$$\boldsymbol{\Psi}_{S_1J} = -\mathbf{K}_{S_1S_1}^{-1}\mathbf{K}_{S_1J}\boldsymbol{\Psi}_J \quad (30)$$

$$\boldsymbol{\Psi}_{S_2J} = -\mathbf{K}_{S_2S_2}^{-1}\mathbf{K}_{S_2J}\boldsymbol{\Psi}_J \quad (31)$$

式中： $\boldsymbol{\Psi}_J = \mathbf{I}_J$ 为单位矩阵，其物理意义是保留连接面上自由度的所有模态信息，不作任何模态截断，模态坐标即为物理坐标； $\boldsymbol{\Psi}_{S_1J}$ 为连接界面 J 位移引起的 S_1 内部位移； $\boldsymbol{\Psi}_{S_2J}$ 为连接面位移引起的 S_2 内部位移。

修正过后的子结构和界面位移表达式为

$$\begin{cases} \mathbf{u}_J = \boldsymbol{\Psi}_J \mathbf{q}_J \\ \mathbf{u}_{S_1} = \boldsymbol{\Psi}_{S_1J} \mathbf{q}_J + \boldsymbol{\Phi}_{S_1} \mathbf{q}_{S_1} \\ \mathbf{u}_{S_2} = \boldsymbol{\Psi}_{S_2J} \mathbf{q}_J + \boldsymbol{\Phi}_{S_2} \mathbf{q}_{S_2} \end{cases} \quad (32)$$

基于Craig-Bampton方法的物理-模态坐标转换矩阵为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_J \\ \mathbf{u}_{S_1} \\ \mathbf{u}_{S_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_J & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \boldsymbol{\Psi}_{S_1J} & \boldsymbol{\Phi}_{S_1} & \mathbf{0} \\ \boldsymbol{\Psi}_{S_2J} & \mathbf{0} & \boldsymbol{\Phi}_{S_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{q}_J \\ \mathbf{q}_{S_1} \\ \mathbf{q}_{S_2} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{PM} \mathbf{q} \quad (33)$$

式中： \mathbf{q}_J 为界面分支模态位移； \mathbf{q}_{S_1} 为子结构 S_1 的模态位移； \mathbf{q}_{S_2} 为子结构 S_2 的模态位移； \mathbf{T}_{PM} 为物理-模态坐标转换矩阵，为一个 $N \times N_r$ 的矩阵， $N_r \ll N$ 。物理空间位移向量 \mathbf{u} 为 $N \times 1$ 维的向量，包含 N_s 个子结构内部自由度和 N_j 个界面自由度， $N = N_j + N_s$ ；在物理-模态坐标转换过程中，保留所有连接面自由度（数目为 N_j ），对各子结构的固定界面模态作截断，仅保留 N_s 阶低阶主模态信息， $N_r = N_j + N_s$ ，且 $N_s \ll N_s$ ，故有： $N_r \ll N$ 。最终经过物理-模态坐标转换的运动方程矩阵形式为

$$(-\mathbf{A}_r \mathbf{M}_r + \mathbf{K}_r) \boldsymbol{\Phi}_r = \mathbf{0} \quad (34)$$

式中： $\mathbf{M}_r = \mathbf{T}_{PM}^T \mathbf{M} \mathbf{T}_{PM}$ ， $\mathbf{K}_r = \mathbf{T}_{PM}^T \mathbf{K} \mathbf{T}_{PM}$ ，减缩模型中的质量矩阵和刚度矩阵均为 $N_r \times N_r$ 维的矩阵； \mathbf{A}_r 和 $\boldsymbol{\Phi}_r$ 分别为减缩模型运动方程的特征值和特征向量。比较式(34)和式(1)可知，模态综合法将一个求解 $N \times N$ 维的问题简化成求解 $N_r \times N_r$ 维的问题，对于复杂结构而言将极大减小计算量。

基于如上减缩模型，应用非线性模态理论分析其动力学特征；减缩非线性模态分析方法的具体实施步骤如下：

步骤1 建立系统的完整有限元离散模型：

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{u}} + \mathbf{D}\dot{\mathbf{u}} + \mathbf{K}\mathbf{u} + \tilde{\mathbf{f}}(\mathbf{u}) = \mathbf{P} \quad (35)$$

式中： \mathbf{D} 为阻尼矩阵。

步骤2 选取合适的减缩方法，将系统的完整有限元模型从物理空间转换到模态空间，保留子结构中低阶主模态进行模态截断：

$$\mathbf{u}_j = \mathbf{T}_j \mathbf{q}_{vj} \quad (36)$$

步骤3 根据单模态共振理论和利兹-伽辽金映射方法，建立非线性减缩模型在模态空间的自由振动方程：

$$(-\tilde{\omega}_{vj}^2 \mathbf{M}_r + i\mathbf{D}_r + \mathbf{K}_r) \mathbf{q}_j \tilde{\boldsymbol{\Phi}}_{vj} + (\mathbf{T}_r)^T \tilde{\mathbf{f}}(\mathbf{T}_r \mathbf{q}_j \tilde{\boldsymbol{\Phi}}_{vj}) = \mathbf{0} \quad (37)$$

步骤4 基于Bogolyubov线性等价原理^[19]，利用数值方法求解上面的减缩问题，通过迭代法求出减缩模型的主共振非线性模态： $(\tilde{\omega}_{vj}^2, \tilde{\boldsymbol{\Phi}}_{vj})$ 。

步骤5 基于步骤4中得到的主共振非线性模态坐标随其模态幅值的变化规律，提取表征非线性动力学行为的模态参数，建立这些模态参数与模态幅值间的函数关系，并作曲线拟合。

$$\begin{cases} \tilde{d}_{vj} = \tilde{\boldsymbol{\Phi}}_{vj}^T \mathbf{D}_r \tilde{\boldsymbol{\Phi}}_{vj} \\ \tilde{f}_{vj} = \tilde{\boldsymbol{\Phi}}_{vj}^T \mathbf{P} \end{cases} \quad (38)$$

步骤6 基于步骤5建立的非线性模态参数与模态幅值间的函数关系，利用数值方法迭代求解受到外界激励时该主共振模态对应的模态幅值：

$$\mathbf{q}_{vj} = \tilde{\boldsymbol{\Phi}}_{vj} \mathbf{q}_{vj} = \frac{\tilde{f}_{vj}(|\mathbf{q}_j|)}{-\omega^2 + i\tilde{d}_{vj}(|\mathbf{q}_j|) + \tilde{\omega}_{vj}^2(|\mathbf{q}_j|)} \quad (39)$$

步骤7 将模态坐标映射到物理空间，得到该阶模态对应的稳态响应：

$$\mathbf{u}_j = \mathbf{T}_j \mathbf{q}_{vj}$$

步骤8 对各阶非线性主共振模态计算得到的响应结果作叠加得到系统的稳态响应：

$$\mathbf{u} \approx \sum_{j=1}^{N_r} \mathbf{u}_j \quad (40)$$

该减缩模态算法应用在模态间弱耦合的非线性系统上时能得到准确的结果，有关此方面的研究还在发展之中，笔者已针对包含有杜芬、干摩擦阻尼和SSD非线性的复杂系统做了初步尝试，具体应用实例可参见文献[4,13-14]。

6 结论

1) 本文基于非线性模态理论的研究进展，针对大型复杂非线性结构系统的分析问题提炼了一套基于单模态共振理论和非线性模态理论的计算方法。

2) 给出的杜芬系统和干摩擦系统的算例表明了本文方法对于求解强非线性系统的适用性——对于模态间弱耦合(主共振模态相对稀疏)的系统具有通用性;通过对具有非线性压电阻尼系统的分析算例进一步表明了本文方法对于求解非线性系统具有普适性。

3) 针对大型复杂结构系统,本文提出将上述论证的方法与模态综合法结合的思想,并给出了具体实施步骤,其特点在于:基于此方法、步骤不仅可以快速求得系统的稳态响应,还能得到一组表征系统非线性动力学特性的模态参数(如模态频率、模态阻尼和模态参与系数),通过分析这些模态参数随系统模态幅值的变化规律,有助于理解系统的非线性动力学行为。

参考文献 (References)

- [1] JIANG D, PIERRE C, SHAW S W. Nonlinear normal modes for vibratory systems under harmonic excitation [J]. *Journal of Sound and Vibration*, 2005, 288(4-5): 791-812.
- [2] TOUZÉ C, AMABILI M. Nonlinear normal modes for damped geometrically nonlinear systems: Application to reduced-order modelling of harmonically forced structures [J]. *Journal of Sound and Vibration*, 2006, 298(4-5): 958-981.
- [3] RENSON L, KERSCHEN G, COCHELIN B. Numerical computation of nonlinear normal modes in mechanical engineering [J]. *Journal of Sound and Vibration*, 2016, 364: 177-206.
- [4] HUANG X R, JÉZÉQUEL L, BESSET S, et al. Nonlinear hybrid modal synthesis based on branch modes for dynamic analysis of assembled structure [J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2018, 99: 624-646.
- [5] LIU J Z, LI L, HUANG X R, et al. Dynamic characteristics of the blisk with synchronized switch damping based on negative capacitor [J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2017, 95: 425-445.
- [6] ROSENBERG R M. The normal modes of nonlinear n-degrees-of-freedom systems [J]. *Journal of Applied Mechanics*, 1962, 29(1): 595-611.
- [7] SZEMPLINSKA-STUPNICKA W. The resonant vibration of homogeneous non-linear systems [J]. *International Journal of Non-Linear Mechanics*, 1980, 15(4-5): 407-415.
- [8] JÉZÉQUEL L, LAMARQUE C. Analysis of non-linear dynamical systems by the normal form theory [J]. *Journal of Sound and Vibration*, 1991, 149(3): 429-459.
- [9] SETIO H D, SETIO S, JÉZÉQUEL L. A method of non-linear modal identification from frequency response tests [J]. *Journal of Sound and Vibration*, 1992, 158(3): 497-515.
- [10] CHONG Y H, IMREGUN M. Development and application of a nonlinear modal analysis technique for mdof systems [J]. *Journal of Vibration and Control*, 2001, 7(2): 167-179.
- [11] GIBERT C. Fitting measured frequency response using non-linear modes [J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2003, 17(1): 211-218.
- [12] 郑兆昌. 关于线性和非线性系统内在的本质联系——多自由度非线性系统的定量和定性分析 [J]. *振动与冲击*, 2008, 27(1): 4-8.
- ZHENG Z C. Intrinsic and simple connection of linear systems with non-linear ones: Quantitative and qualitative analysis of large scale multiple DOF nonlinear systems [J]. *Journal of Vibration and Shock*, 2008, 27(1): 4-8 (in Chinese).
- [13] HUANG X R, JÉZÉQUEL L, BESSET S, et al. Nonlinear modal synthesis for analyzing structures with a frictional interface using a generalized Masing model [J]. *Journal of Sound and Vibration*, 2018, 434: 166-191.
- [14] LIU J Z, LI L, FAN Y, et al. A modified nonlinear modal synthesis scheme for mistuned blisks with synchronized switch damping [J]. *International Journal of Aerospace Engineering*, 2018, 2018: 8517890.
- [15] DUFFING G. *Elastizität und Reibung beim Riemtrieb* [J]. *Forschung Auf Dem Gebiet Des Ingenieurwesens A*, 1931, 2(3): 99-104.
- [16] 李琳, 刘久周, 李超. 航空发动机中的干摩擦阻尼器及其设计技术研究进展 [J]. *航空动力学报*, 2016, 31(10): 2305-2317.
- LI L, LIU J Z, LI C. Review of the dry friction dampers in aero-engine and their design technologies [J]. *Journal of Aerospace Power*, 2016, 31(10): 2305-2317 (in Chinese).
- [17] CHIANG D Y. The generalized Masing models for deteriorating hysteresis and cyclic plasticity [J]. *Applied Mathematical Modelling*, 1999, 23(11): 847-863.
- [18] BAMPTON M C C, CRAIG R R. Coupling of substructures for dynamic analyses [J]. *AIAA Journal*, 1968, 6(7): 1313-1319.
- [19] KRYLOV N M, BOGOLYUBOV N N. *Introduction to non-linear mechanics* [M]. Princeton: Princeton University Press, 1947.

作者简介:

黄行蓉 女, 博士, 讲师。主要研究方向: 流固耦合动力学、非线性结构动力学及振动控制。

刘久周 男, 博士, 工程师。主要研究方向: 非线性系统动力学、高速飞行器热防护设计。

李琳 女, 博士, 教授。主要研究方向: 叶盘结构流致振动、智能结构动力学及振动控制。

Dynamic characteristics analysis method of complex systems based on nonlinear mode

HUANG Xingrong¹, LIU Jiuzhou², LI Lin^{3,*}

(1. L' école Centrale de Pékin, Beihang University, Beijing 100083, China; 2. China Academy of Launch Vehicle Technology, Beijing 100076, China; 3. School of Energy and Power Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: Nonlinear problem has always been an obstacle in dynamic analysis domain due to its complexity and high computational cost. This paper aims to present a simple, accurate and efficient nonlinear modal analysis method which can be applied to some common nonlinear systems, including Duffing system, dry friction, nonlinear material and so on. The kernel technique of this numerical method lies in establishing the variation law of the nonlinear modal parameters in function of modal amplitude: on the one hand, the steady-state problem is simplified into one-dimensional algebraic nonlinear problem, resulting in a significant simplification in numerical computation; on the other hand, the analysis of nonlinear modal parameters in function of modal amplitude provides a modal overview for the comprehension of system's nonlinear dynamic behavior. Following a description of the theoretical aspects and numerical simulation process of this method, it has been proven to be efficient in analyzing a Duffing system with real nonlinear mode, a dry friction system with complex nonlinear mode and a multi-physics system integrating piezoelectric material. A reduction method based on the proposed strategy is then presented, which is simple in mathematical form and efficient in numerical computations for analyzing large complex nonlinear systems. It has significant advantages in computational efficiency when combined with the mode synthesis method to solve the dynamic behavior of large complex nonlinear systems.

Keywords: nonlinear modal analysis; mode synthesis; Duffing; dry friction; nonlinear material; reduced model

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2018.0613

车路协同系统下区域路径实时决策方法



王庞伟^{1,*}, 邓辉¹, 于洪斌², 李振华^{1,3}, 王力¹

(1. 北方工业大学 城市道路交通智能控制技术北京市重点实验室, 北京 100144;

2. 中国公路工程咨询集团有限公司 中咨数据有限公司, 北京 100089;

3. 交通运输部公路科学研究院 智能交通技术交通运输行业重点实验室, 北京 100088)

摘 要:为解决车辆行驶数据缺失和滞后造成路径规划系统不稳定问题,建立了基于车路协同系统(CVIS)的新型区域路径实时决策方法。首先,通过获取网联车辆的实时行驶数据,结合交通信号配时和路径转向信息,并考虑车辆在途经交叉口时可能遇到的非自由流行驶情况,动态计算当前路段路阻值;其次,根据当前时刻各路段的路阻统计数据,以及区域路网拓扑结构,实时预测各备选路线的行程时间,选择行程时间最少的路线作为车辆最优行驶路径;最后,选取北京市望京地区的典型区域路网数据进行验证。在150组实验过程中,计算得出不同时段下按所提方法得到的最优路线用时平均比常规导航系统推荐最优路线用时分别短9.52 s、13.39 s及20.65 s,证明了所提方法的有效性。

关键词:智能交通系统;车路协同系统(CVIS);实时路径决策;网联汽车;城市交通诱导

中图分类号: U491.2

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2019)07-1349-12

随着国内汽车保有量的逐年增加,原有城市规划区域公共道路设计环节暴露出了诸多不利因素,热点区域有限的道路资源无法承载过饱和的车流量,进而导致交通拥堵状况的发生。城市道路交通系统中,虽然原有道路规划布局难以更改,但通过合理的交通秩序管理与出行车辆诱导将能够有效降低交通拥堵程度、提升出行体验,这就推动了城市交通诱导系统(Traffic Guidance System, TGS)的发展。TGS是城市交通管理与控制工作中的关键环节,其为驾驶员发布实时交通信息和路线诱导,达到实现路网交通流的合理分配和整体延误降低的目的,其中,路径规划算法起了极其重要的作用。

路径规划问题主要是根据出行者的需求,在给定的数字道路地图中根据OD信息规划出一条最优路径,从而节省驾驶员旅行费用,优化的标准包含行车距离最短、旅行时间最短、通行费用最低等^[1]。近几年国内外在该领域已取得多项显著成果,并推动了新型智能交通技术的应用^[2]。

在国内,向冬梅和陈树辉^[3]通过管理空间数据与拓扑网络,研究最优寻路策略,提出了面向动态路径规划优化新方法。李露蓉等^[4]基于优化蚁群算法构建了面向动态路径规划的模型,达到了控制网络中车流量合理分配的目的,特别在大规模动态交通网络应用中效果更为显著。刘微等^[5]建立了基于卡尔曼滤波理论的行程时间多

收稿日期: 2018-10-23; 录用日期: 2019-02-16; 网络出版时间: 2019-03-19 16:37

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190319.1140.001.html

基金项目: 国家重点研发计划(2018YFB1600504); 国家自然科学基金(61603004); 北京市自然科学基金(4174088); 北京市科技新星计划(Z181100006218076); 北方工业大学毓杰人才支持计划(18XN154-003)

*通信作者. E-mail: wpw@ncut.edu.cn

引用格式: 王庞伟, 邓辉, 于洪斌, 等. 车路协同系统下区域路径实时决策方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(7): 1349-1360. WANG P W, DENG H, YU H B, et al. Real-time regional path decision method in cooperative vehicle infrastructure system [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(7): 1349-1360 (in Chinese).

步预测模型,综合利用实时数据、行程时间多步预测数据及历史数据优化实时路径导航算法,与传统方法对比取得了更优的规划效果。周明秀等^[6]在传统蚁群算法的基础上提出了改进距离启发因子以增加目标节点对下一节点的影响,从而提高全局搜索能力,避免陷于局部最优解的同时提高了收敛速度。周申培等^[7]基于路阻函数建立了道路状况的数学模型,利用传统媒体(交通广播电台路况信息收集渠道),获取实时道路交通状况,采用定量分析法将道路信息车流量代入路阻函数计算得到当前状态下道路实际通行时间,提供更优质的路径规划功能。

在国外, Sen 等^[8]针对传统路径规划方法缺乏考虑出行者对行程时间变化的容忍性的因素,建立了一个基于旅行时间均值和方差的多目标规划模型,为出行者提供诸如旅行时间变化可能最小的路线,以满足更多实际需求。Wu 和 Nie^[9]基于随机优势理论提出了一种基于冒险行为建模的统一路径选择方法,根据出行者的实际需求和偏好,分别计算适合它们的保守或激进的路线,从而最大化地满足各方需求。Xing 和 Zhou^[10]提出了一种基于抽样的方法,以多天的旅行时间观测值动态构建代理目标函数,使用次梯度算法减少最优性间隙来迭代地提高规划路线质量。Chen 等^[11]同样研究了路径规划系统中预测行程时间的可靠性,使用多标准最短路径方法确定起点和终点之间可靠的最短路径,确保所提供的路线可靠性较高。Backfrieder 等^[12]面向网联汽车系统设计了一个运输网络中智能线路动态规划方法,以预测阻塞最小算法为基础向驾驶员提供路线建议,并通过动态微观交通仿真证明了其在真实场景中的有效性。

从上述文献中可以看出,先进的路径规划系统需依靠海量实时交通数据实现^[13]。但目前相关研究成果中所用的数据主要通过车辆行驶轨迹、手机信令和检测器等来源间接获取,与真实场景存在一定的偏差,导致计算精度和实时性仍存在不足^[14];同时,传统路径规划系统在计算路段路阻权值时,通常不考虑车辆在灯控信号影响下转向所花时间。而在实际城市道路环境中,受交通信号控制影响,路阻存在明显差异性^[15]。

随着先进车路协同技术应用,新型路径规划系统可获取更丰富的车辆行驶数据^[16-17]。因此,本文从传统路径规划问题出发,面向车路协同系统(Cooperative Vehicle Infrastructure System, CVIS)提出了一种考虑交通信号控制影响的网联车辆通过

城市交叉口行程时间计算方法,并基于此方法提出了分阶段的区域最优路径决策方法,为车路协同系统中路径规划问题提供了技术支持和理论依据。

1 车路协同环境下路径决策系统

车路协同技术通过网联车辆与路侧智能设备之间的无线信息交互实现了多源数据的直接获取,从而代替传统方法中无法获取或只能间接计算得到的一些数据源,且数据实时性高,为需要大量数据支持的动态路径规划引入了新的思路,以下分别从场景、特征和策略3个角度就本文所述的路径决策系统进行描述。

1.1 路径决策场景

本文所研究的实时路径决策方法基于车路协同系统实现。远程服务端用于汇总区域内的实时路网信息并提供最优路径规划服务,网联车辆上安装的智能车载终端(On Board Unit, OBU)与路侧终端(Road Side Unit, RSU)之间建立V2X网络通信,车载终端根据车辆总线和传感器信息向路侧终端上报所要求的统计数据,同时向远程服务端发送路径规划请求;路侧终端根据同时段内上报数据来计算各车道的行程时间,上报远程服务端,并根据行程时间和所采集的信号机控制信息实时向车载终端返回所需信息和指令,在该场景下,每一个交叉口的路侧设备都承担着该路网节点与相邻节点间的数据汇总与分析功能,比传统的后台数据处理方法具有更强的灵活性和实时性。

1.2 路径决策特征

传统动态路径规划方法以行程时间为路阻权值来寻找行程时间最短的路线方案。由于交通运行状态的时变性,路阻权值的浮动性很大,传统方法多采用一定时间内的平均值当做短时预测量来表示路阻权值,但时间采样间隔过大时将导致规划的实时性降低,而采样间隔过小时又无法保证规划精度。特别对于城市道路来说,由于交通信号的影响,车辆的行程时间不随交通波的移动而连续变化,很可能因为相位切换而导致行程时间突增,这种周期性的变化规律使得平均值的算法存在一定误差。因此,需要在保证精度的情况下,将采样时间间隔降低至一个周期内,甚至精准预测每一辆车的行程时间和抵达停止线时将遇到的灯控信号,车路协同系统为该方法的实现提供了可能。

本文所述车路协同环境下路径决策方法在传统方法预测行程时间的基础上进一步预测可能在交叉口处的灯控事件,特征结构如图1所示,即车

辆根据与路侧智能设备间的数据和指令交互计算其行驶至停止线所需的时间并判断抵达停止线前将遇到的信号灯灯色,由此计算该相位因为交通信号控制所产生的时间路阻值,从而得到整条道路上每一辆车的精确路阻预测值。

综上所述可以看出,车路协同环境下的路径决策方法对比传统方法具有以下优势:①考虑所处相位可能遇到的信号灯控事件;②考虑因为不同转向的行程时间差异;③在微观视角下对行程时间进行预测,具有高实时性特点。

1.3 路径决策策略

为提高路径决策精度,传统方法针对对每一辆车的行程时间和事件进行预测,但某一个交叉口的的事件预测出现偏差时,将导致后续事件预测结果均无法成立,因此很难适用于途经交叉口数目过多的长路线,即使是在一个小区域内进行规划,也会因为计算复杂度过高而不适用。由此本文参考图 1 中传统方法为降低运算复杂度、提高可靠度而提出的路网分层分级思想,确定了基本分阶段的区域路网最优规划方法。过程示意如图 2 所示,主要步骤如下:

步骤 1 车载终端首先向远程服务端发送路径规划请求和 OD 信息,如图 2 中 O 、 D 点所示。

步骤 2 远程服务端根据 OD 信息和路网状态计算全局最优路径,选取行程时间最小的 2 条路线作为备选,如图 2 中黄色和蓝色路线所示。

步骤 3 寻找 2 条路线中重合的路段(或节点),记为公众路段,如图 2 中绿色线段所示,由此得到节点 1 与节点 2、节点 3 与节点 D 之间 2 个待选路线段(2 个阶段)。

步骤 4 将规划路线发送给车载终端,由车载终端按照指定路线行驶,直至车载终端根据 GPS 数据和 V2X 交互信息判断车辆在下一个路口将进入待选路线段(节点 1 至节点 2)。

步骤 5 车载终端向远程服务端发送区域最优路线规划指令,远程服务端根据路侧终端实时数据分别计算 2 条待选路线在考虑转向和灯控信息影响下的行程时间,选择二者中行程时间最小的一条路线提供给车载终端。

步骤 6 车辆驶离节点 2 后,以节点 2 为起点重新计算到 D 点的最优路径,并重复步骤 2 ~ 步骤 6 的过程,直至车辆到达节点 D 。

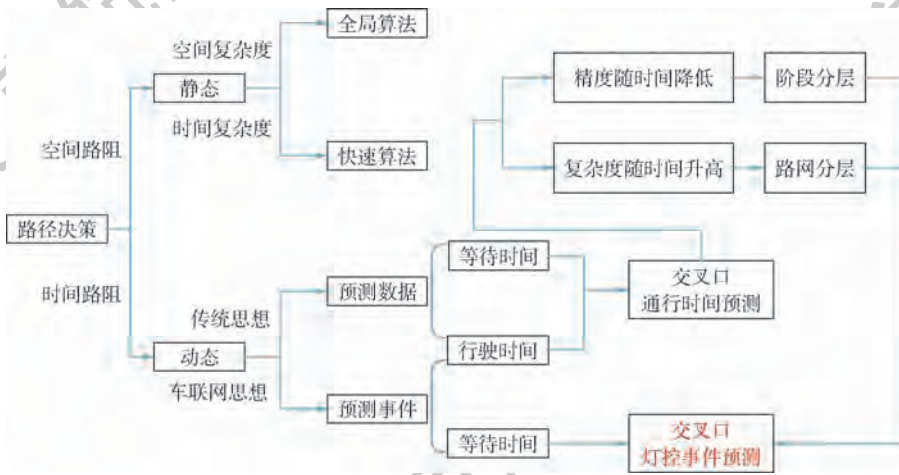


图 1 车路协同系统下路径决策方法特征

Fig.1 Characteristics of path decision method in CVIS



图 2 车路协同系统下路径决策方法策略

Fig.2 Strategy of path decision method in CVIS

该策略的核心思想是:利用车路协同技术所提供的路侧信号机控制数据和 V2X 网络的通信手段,对全局算法所提供的多条行程时间相近的路线提供一个考虑信号控制的精细化比较,并逐步得到全程的最优行驶路线。

2 基于车路协同的路径决策方法

基于 1.3 节所述路径决策策略,建立高效车路通信体系,在考虑交通信号情况下建立新型路阻值计算方法,根据区域路网拓扑分阶段得出最

优路径。

2.1 基于车路协同的动态数据交互方法

为了确定各转向车道各自的路阻值,需要确保用于计算行程时间的动态车辆数据源根据车辆实际驶出方向进行区分,为此划定了路段与交叉口分界线,以停止线前禁止换道实线开始处为分界点,如图3所示。根据该划分方法,车辆在进入交叉口区域后,其转向方向也同时确定,最终统计的车辆行驶数据将经由V2X网络上传至路侧终端,并记录于指定转向的数据集中。

位于节点附近的路侧终端会与附近行驶中的网联车辆建立V2X通信,并广播交叉口区域的定位范围,网联车辆根据自身GPS数据判断是否驶入/驶离交叉区域,从而根据约定在指定时刻上传所需数据。车辆在每一条道路的行驶过程中,有图3中A、B、C、F四个关键位置节点。点A表示车辆尚未驶入本条道路,此时车辆中记录的行车数据仍归属于上游路段;点B表示车辆刚刚驶离上游节点的交叉口区域,已完成与上一路侧终端的数据交互流程,开始重新记录行驶数据;点C表示车辆从路段区域驶入交叉口区域,此时车辆通知路侧终端准备接收车辆数据,路侧终端记录车辆ID并记录在数据库中;点F表示车辆驶离

交叉口区域,将向路侧终端发送点B至点F间的车辆行驶数据,用于路侧终端计算实时路阻值,并开始记录统计下一条道路的车辆数据。

在该车路协同系统中,路侧终端固定于交叉口附近,在路阻计算之前,其主要功能有3项:

- 1) 数据汇总。有线连接信号机读取信号控制数据,并通过V2X网络汇总驶过交叉口的车辆行驶数据。
- 2) 数据分拣。根据车辆驶入(图3中点C)和驶离(图3中点F)交叉口区域时的位置向量判断车辆转向,从而确定数据归属。
- 3) 数据清洗。根据静态道路特征和动态车辆数据过滤掉异常数据,如车辆行驶距离远大于道路长度等。

车载终端根据路侧终端的指令读取行驶数据并按照要求计算后上传,这些数据是为了路阻值计算,每个转向对应的路段会对应记录一组数据,最终路侧终端汇总的数据如表1所示。

其中,道路里程为常量调查数据,信号控制相关信息由路侧终端连接信号机获取,速度与排队车辆数信息由路侧终端根据上报的车辆数据计算得到,根据实际需求和客观条件可调整计算间隔。

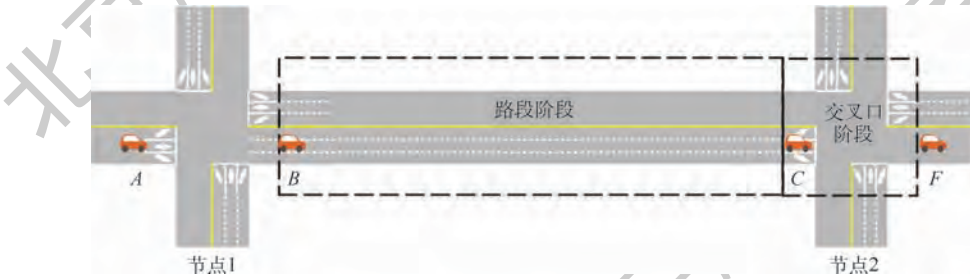


图3 两阶段通信流程划分

Fig. 3 Division of two-phase communication process

表1 车载及路侧单元采集数据

Table 1 Data collected in OBU and RSU

数据类型	数据含义
平均行驶速度 v	一定时间内该路段上所有车辆的平均行驶速度
平均排队车辆数 N	一定时间内该路段上每个周期平均排队车辆数
信号控制周期 C	该交叉口对应信号控制周期
相位绿灯起始时间 P_s	在信号周期中该路段所处相位绿灯起亮时间
相位绿灯持续时间 P_d	在信号周期中该路段所处相位绿灯持续时间
当前所处时间 c	目前已处于信号控制的第几秒

2.2 车路协同系统下路阻计算方法

本文系统中的路阻值是一个微观变量,特指对于任意一辆即将进入路段的车辆(图3中点

B),预测其驶离(图3中点F)前方交叉口时所需经历的行程时间,因此,对于自由驶入的车流中的每一辆车,其路阻值均不同。

图4为一组6辆网联汽车驶入某一路段的轨迹。图中:横轴为时间轴,长度为下游交叉口的一个信号控制周期,纵轴表示该条路段的长度L,绿色轨迹表示匀速行驶过程,黄色轨迹表示加减速行驶过程,红色轨迹表示停车过程。可以看出,6辆车的行驶速度相近,由于信号控制和排队的影响,路阻值有较大差异。

定义下游交叉口信号控制周期为C,以红灯起亮时间为第0s,任意一个相位红灯时间为 T_R^X ,绿灯时间为 T_G^X , $X=L,S,R$,表示左、直、右3种转向情况。则当右转不受控时有 $T_R^R=0$,对于两相

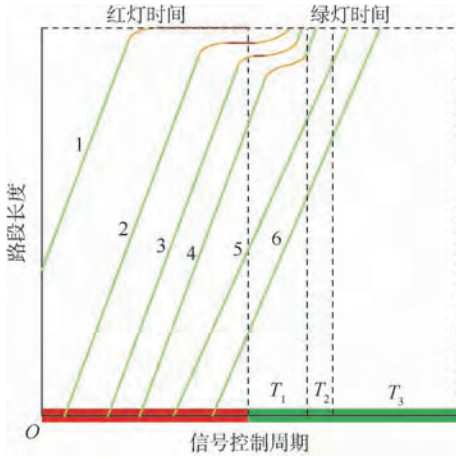


图 4 路阻计算中的 3 种情形

Fig. 4 Road resistance calculation in 3 situations

位控制交叉口,有 $T_R^L = T_R^S, T_G^L = T_G^S$,为了提高方法的容错率,将信号控制中黄灯时间一律计入红灯时间,则有

$$C = T_R^X + T_G^X \quad X \in (L, S, R) \quad (1)$$

记车辆在 c_i^X 时刻进入路段,以路段平均行驶速度 v 到达路口时,信号控制周期所处的时间为 c_o^X ,当全程无排队或减速情形发生时(右转),可得

$$c_o^X = c_i^X + \frac{L}{v} \quad (2)$$

当 $c_o^X < T_R^X$ 时,车辆必然遇上红灯停车;当 $c_o^X > T_R^X$ 时,因为有排队车辆消散过程,则对照图 4 可分为 3 种情形:有停车情形(1、2、3 号车)、无停车有减速情形(4 号车)和匀速行驶情形(5、6 号车),分别记为情形 1、情形 2 和情形 3。

暂不考虑二次排队的情形,记排队消散时间为 T_1^X ,排队消散后仍对后车存在影响的时间为 T_2^X ,排队消散后对后车没有影响的时间为 T_3^X ,则有

$$T_1^X + T_2^X + T_3^X = T_G^X \quad (3)$$

由此,有如下计算路阻值的 3 种分类讨论情况:

$$\begin{cases} c_o^X \leq T_R^X + T_1^X & \text{情形 1} \\ T_R^X + T_1^X < c_o^X \leq T_R^X + T_1^X + T_2^X & \text{情形 2} \\ T_R^X + T_1^X + T_2^X \leq c_o^X & \text{情形 3} \end{cases} \quad (4)$$

为了确定 T_1^X 和 T_2^X 的值,需要判断路口车辆排队数,考虑到无突发情形下交通运行状态的连续性,该值在本文系统中由路侧终端根据上 2 个信号控制周期的平均排队车辆数计算得到,记为 N 。

在 T_1^X 持续时间内,排队车辆经过排队和驶离交叉口 2 个过程,记所需要的时间分别为 T_x^X 和 T_p^X ,有

$$T_1^X = T_x^X + T_p^X \quad (5)$$

取车辆加速度为 a ,约定车辆排队时车间距为 d_p ,跟驰时车间距为 d_g ,车辆长度为 d_l ,则最大排队车辆数为 N 的队列,根据运动学公式有排队消散时间 T_x^X 的计算式为

$$T_x^X = (N - 1) \sqrt{\frac{2(d_g - d_p)}{a}} \quad (6)$$

经过此时间后,最后一辆排队车辆开始加速直至达到路段平均行驶速度 v ,根据实际排队长度可能有 2 种情况。当 $2a(N - 1)(d_p + d_l) \leq v^2$ 时,车辆加速通过交叉口,通过交叉口所需时间 T_p^X 为

$$T_p^X = \sqrt{\frac{2(N - 1)(d_p + d_l)}{a}} \quad (7)$$

当 $2a(N - 1)(d_p + d_l) > v^2$ 时,车辆先加速后匀速通过交叉口,通过交叉口所需时间 T_p^X 为

$$T_p^X = \frac{(N - 1)(d_p + d_l) - v^2/(2a)}{v} + \sqrt{\frac{2(N - 1)(d_p + d_l)}{a}} \quad (8)$$

由此根据实际情况可算出在当前预测排队长度下的 T_1^X 值。

在 T_2^X 阶段内,车辆不会在路段中停车,但由于前方车辆仍处于未启动或缓慢加速过程中需要减速,记某一车辆为该条车道的第 $N + 1$ 辆车,临界情况下,其速度将在减速过程中趋于 0,而后再加速行驶,则 T_2^X 的持续时间可看作为该车辆因减速行为而导致的时间延误,考虑加减速过程为匀变速运动,则有变速过程中平均速度为 $0.5v$,最大延误时间 T_2^X 为

$$T_2^X = \frac{v^2/(2a) - (v/2)^2/(2a)}{v} = \frac{3v}{8a} \quad (9)$$

由此可由式(4),根据 T_1^X, T_2^X 值判断对于任意时刻 c_i^X 进入路段后车辆的行驶状态。

当前方路口行驶方向不为右转时,路口可能存在排队情况,记排队长度为 S ,有

$$S = N(d_p + d_l) \quad (10)$$

记 $c_{i1}^X, c_{i2}^X, c_{i3}^X$ 分别为车辆到达路口时,信号灯所处时间 $c_o^X = T_R^X + T_1^X, c_o^X = T_R^X + T_1^X + T_2^X$ 和 $c_o^X = T_R^X + T_1^X + T_2^X + T_3^X$ 的驶入时间分界点,考虑车辆在行驶过程中的匀速及减速过程,可得

$$L - S - \frac{v^2}{2a} = v \left(T_R^X + T_1^X - c_{i1}^X - \frac{v}{a} \right) \quad (11)$$

$$c_{i2}^X = c_{i1}^X + \frac{T_2^X}{2} \quad (12)$$

$$c_{i3}^X = C - \frac{L}{v} \quad (13)$$

即对于一个完整的信号控制周期 C 而言,当上游路口驶入时间 c_i^X 在 c_{i1}^X 、 c_{i2}^X 之间时,车辆在路口将遇到情形 2,在 c_{i2}^X 、 c_{i3}^X 之间时,车辆在路口将遇到情形 3,其他时间段内将遇到情形 1。

分别计算对于 3 种情形下进入路段的车辆的具体驶出时间 c_{o1}^X 、 c_{o2}^X 、 c_{o3}^X ,对于没有排队和减速过程的情形 3 而言,式(2)代表了该情形下的计算方法,对于另 2 种情况,需要计算出情形 2 下的具体减速过程和情形 1 下的具体排队次序 n (排队时的序号),分别以车辆驶入时间 c_i^X 占该情形下的总持续时间的比重来预测减速时间和排队次序 n ,则有

$$\begin{cases} n = \frac{c_i^X + C - c_{i3}^X}{C - (c_{i3}^X - c_{i1}^X)} N & 0 \leq c_i^X \leq c_{i1}^X \\ n = \frac{c_i^X - c_{i3}^X}{C - (c_{i3}^X - c_{i1}^X)} N & c_{i3}^X \leq c_i^X \leq C \end{cases} \quad (14)$$

$$c_{o1}^X = N, c_{o1}^X = T_x^X + T_p^X$$

$$c_{o2}^X = \frac{c_{i2}^X - c_i^X}{c_{i2}^X - c_{i1}^X} T_2^X + T_1^X + T_R^X \quad c_{i1}^X \leq c_i^X \leq c_{i2}^X \quad (15)$$

$$c_{o3}^X = c_i^X + \frac{L}{v} \quad c_{i2}^X \leq c_i^X \leq c_{i3}^X \quad (16)$$

由此可根据车辆在上游驶入时间 c_i^X 计算车辆驶出时间 c_o^X ,则当前路段路阻值 R_k 为

$$R_k = c_o^X - c_i^X \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (17)$$

对于途经多交叉口的一整条路线,可通过将上一个路段的计算结果 R_k 作为输入迭代进下一个路段的求解过程中,如下:

$$R_k^m = \sum_{i=1}^k R_i \quad (18)$$

从而计算得出当前完整路线 m 的路阻值 R_k^m ($m = 1, 2, 3, \dots$),实现最终车路协同环境下路阻值计算方法。

2.3 基于阶段划分的最优路径决策方法

1) 建立路径搜索空间

针对实际车路协同系统覆盖的路网区域,选定 OD 点后可根据实际路网节点建立区域路网模型,如图 5 所示。

将路网中的交叉口定义为网络节点,则任意 2 个交叉口之间的道路表示连接两节点的边,边的权值由路网提供。由此路网可以表示成一个带权有向图 $G = (P, \{E\})$, $P = \{P_{1,1}, P_{1,2}, \dots, P_{m,y}\}$ 为节点的集合,权值为当前路段路阻值 R_k , $E = \{e_1, e_2, \dots, e_m\}$ 为边的集合,节点间线段表示当前

路段。对图 5 所示路网采用遍历模型^[18-19] 建立路径搜索空间,得到全部路径集 Z 。

$$Z = \{Z_1, Z_2, Z_3, \dots\} \quad (19)$$

2) 最优路径决策

将式(18)代入路径集合式(19)中,按路阻值排序,最终 OD 区间内最优路径应当为当前车路协同系统中所有可行路线路阻最小的路线,即

$$Z_{CVIS} = \min(Z_1, Z_2, \dots, Z_m) \quad (20)$$

将本文方法应用于实际导航系统中,路网结构以拓扑图的形式存储于远程服务器中,以图 6 所示路网为例,每一个节点均记载了区域内各路侧终端所记录汇总的数据。

路侧终端记载着与相邻节点间的信息,除去由路网自身特性决定的静态常量信息外,还包括由 V2X 网络数据计算后得到的动态信息,当路线规划完毕后,得到如图 7 所示的重合路段细化路线方案。2 个方案如黄线、蓝线所示, OD 点相同,约定对于任一路段的表示方式为 $O \xrightarrow{X} D$, 则方案描述如下: ① 方案 1 (黄线): $O \xrightarrow{S} 1 \xrightarrow{R} 2 \xrightarrow{S} 4 \xrightarrow{L} 6 \xrightarrow{S} D$; ② 方案 2 (蓝线): $O \xrightarrow{R} 1 \xrightarrow{S} 3 \xrightarrow{L} 5 \xrightarrow{S} 6 \xrightarrow{S} D$ 。

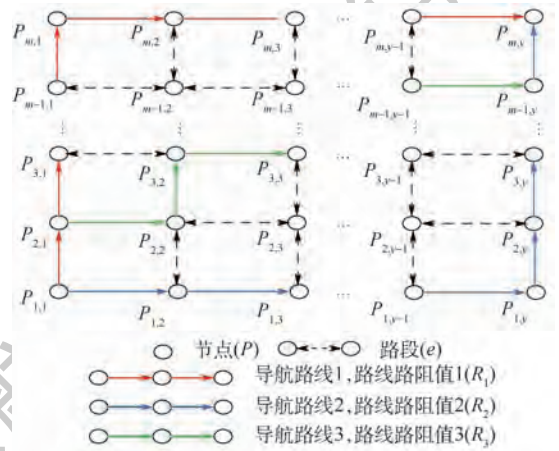


图 5 车路协同系统下路网模型建立

Fig. 5 Road network model established in CVIS



图 6 路网拓扑结构

Fig. 6 Structure of road network topology

图8为本文中区域路径优化方法的一个典型流程。图中红色和绿色分别代表红灯和绿灯时间。对于OD相同、里程与绿信比近似的2条路径,方案2的平均行驶速度较低,若只考虑路阻条件,则常规导航系统会推荐方案1为最优,但实际情况下,由于方案2所选路径在当前时刻下排队时间较少,最终行程优于方案1,体现了这种微观优化方法的优势。

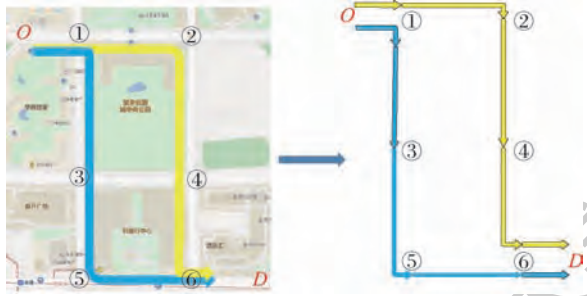


图7 细化路线方案
Fig.7 Route refinement plan

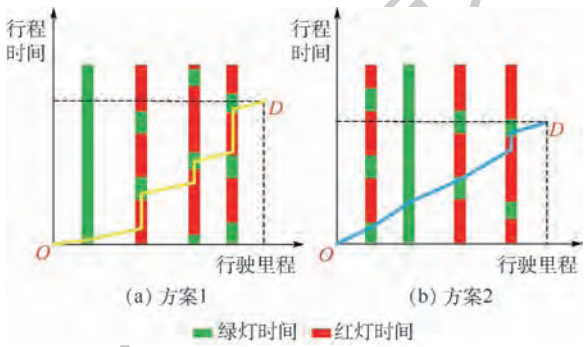


图8 路线优化方案
Fig.8 Route optimization plan

3 测试验证

3.1 测试环境与方法

为了验证本文方法的有效性,选取北京市望京地区的典型路网区域进行验证。选择OD点为望京地铁站B口至利泽西街与望京西路交叉口西方向出口。本文实验分为06:00—08:00,08:00—10:00,10:00—12:00 3个时段进行,分别由二次开发后的导航系统得到了3次路径规划结果,3次结果均生成了相同的3条路线,如图9所示,



图9 实验设计路线方案

Fig.9 Route plan in experimental design

路线详情如表2所示。

此时常规导航系统默认推荐路线1为最优方案,为了对比本文方法应用后的验证效果,在不同时段下的同一时刻采用浮动车实时记录路线中涉及的所有交叉口交通流状态,将收集到的数据进行对比分析,结果如表3所示。

将表3所记录的数据作为不同时段下实验中3条路线环境参数,根据平均排队车辆数与红灯时间长度的对比关系,设计实验为假定150辆以固定8s车头时距从O点驶入,根据2.2节中的路阻计算方法,分别计算每辆车选择1,2,3号路线时到达D点的预测行程时间及预测排队次数并以此为评价指标^[20-21],其中计算参数如表4所示。

3.2 测试结果

针对不同时段下的车辆行驶,最终计算结果如图10~图18所示。其中,图10、图13、图16均为预计行程时间计算结果,图11、图14、图17均为预测排队次数计算结果,图12、图15、图18均为本文方法计算所得最优路线与导航软件推荐最优路线的行程时间偏差结果。

可以看出,虽然车辆顺序驶入O点,但由于交叉口信号控制的影响,即使是序号相邻的车辆的行程时间也可能有较大差异,这也就导致了最优路线选择上的差异。纵向对比3条路线的预测行程时间可以看到,常规导航系统默认推荐的路线1并不总是预测时间最少的路线。

将上述计算结果进一步整理,结果对比如

表2 实验路线参数

Table 2 Parameters of experimental route

路线编号	途经灯控交叉口/个	行驶里程/km	预测行程时间/min			行驶路线
			06:00—08:00	08:00—10:00	10:00—12:00	
路线1	5	2.0	9	7	6	$O \xrightarrow{S} 1 \xrightarrow{S} 4 \xrightarrow{L} 7 \xrightarrow{S} 8 \xrightarrow{S} D$
路线2	5	2.1	10	9	7	$O \xrightarrow{L} 1 \xrightarrow{S} 2 \xrightarrow{R} 3 \xrightarrow{S} 6 \xrightarrow{L} D$
路线3	5	2.2	10	9	7	$O \xrightarrow{S} 1 \xrightarrow{L} 4 \xrightarrow{S} 5 \xrightarrow{R} 6 \xrightarrow{L} D$

表3 路侧终端采集数据
Table 3 Data collected in RSU

路段	平均行驶速度 $v/(km \cdot h^{-1})$			平均排队车辆数 N			路段长度 L/m	信号控制周期 C/s	绿灯起止时间 $P_s \sim P_d/s$
	06:00—08:00	08:00—10:00	10:00—12:00	06:00—08:00	08:00—10:00	10:00—12:00			
0 \xrightarrow{S} 1	24	28	38	15	14	12	431	150	0 ~ 42
1 \xrightarrow{S} 4	26	32	43	9	8	6	374	150	0 ~ 88
4 \xrightarrow{L} 7	22	30	38	7	6	5	415	150	52 ~ 76
7 \xrightarrow{S} 8	20	28	34	6	5	4	368	60	28 ~ 54
8 \xrightarrow{S} D	21	33	37	9	8	7	443	90	48 ~ 84
0 \xrightarrow{L} 1	20	26	33	9	8	6	431	150	49 ~ 69
1 \xrightarrow{S} 2	15	19	24	8	7	6	418	70	0 ~ 38
2 \xrightarrow{R} 3	14	20	25	0	0	0	422	70	0 ~ 70
3 \xrightarrow{S} 6	16	22	27	7	6	5	387	70	0 ~ 36
6 \xrightarrow{L} D	12	15	22	9	8	7	430	90	0 ~ 32
0 \xrightarrow{S} 1	24	28	38	15	14	12	431	150	0 ~ 42
1 \xrightarrow{L} 4	18	25	31	11	10	7	374	150	0 ~ 88
4 \xrightarrow{S} 5	12	15	19	10	9	8	381	80	0 ~ 39
5 \xrightarrow{R} 6	13	18	21	0	0	0	502	70	0 ~ 70
6 \xrightarrow{L} D	12	15	22	9	8	7	430	90	0 ~ 32

表4 路阻计算参数
Table 4 Calculation parameters of road resistance

参数	典型值
$a/(m \cdot s^{-2})$	3
d_l/m	4.3
d_p/m	0.5
d_g/m	6

表5~表7所示。可以看出,平峰阶段效果优于高峰阶段;不同时段下,虽然路线1的平均预测指标较其他2条路线更优,但有总数分别为24次、23次及45次情况下路线1并不是最佳选择,即16%、15%及30%的情况下如果按照本文方法进行路线选择可进一步优化行程时间,通过进一步计算,在150组实验过程中,不同时段下,150组数

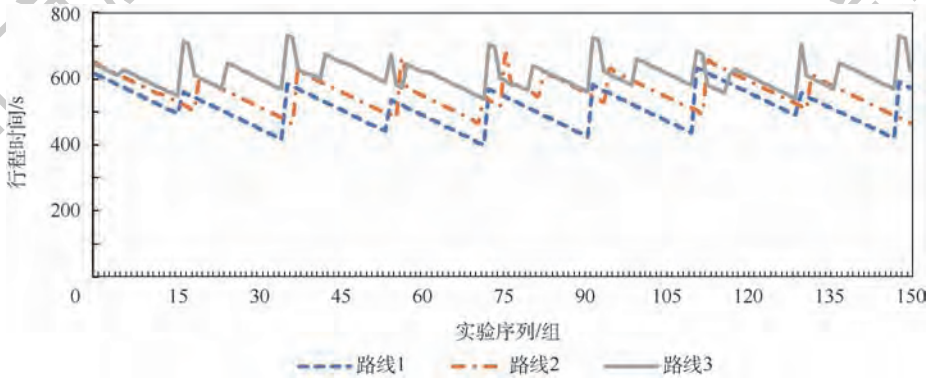


图10 06:00—08:00时段行程时间
Fig. 10 Travel time from 06:00 to 08:00

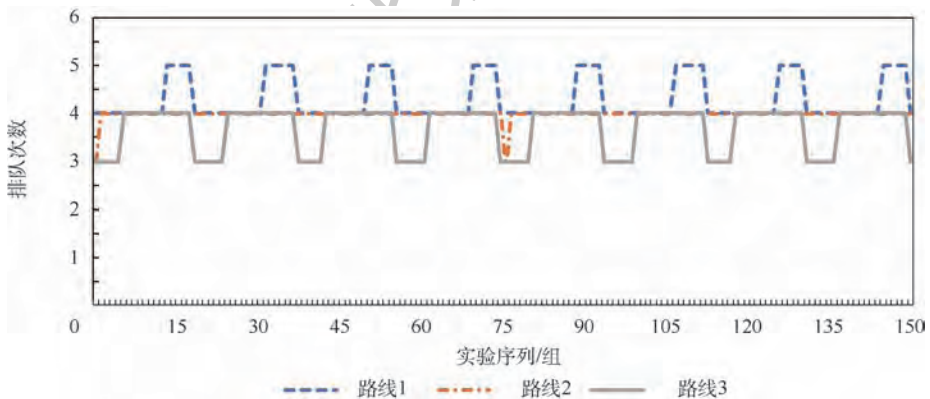


图11 06:00—08:00时段排队次数
Fig. 11 Queue number from 06:00 to 08:00

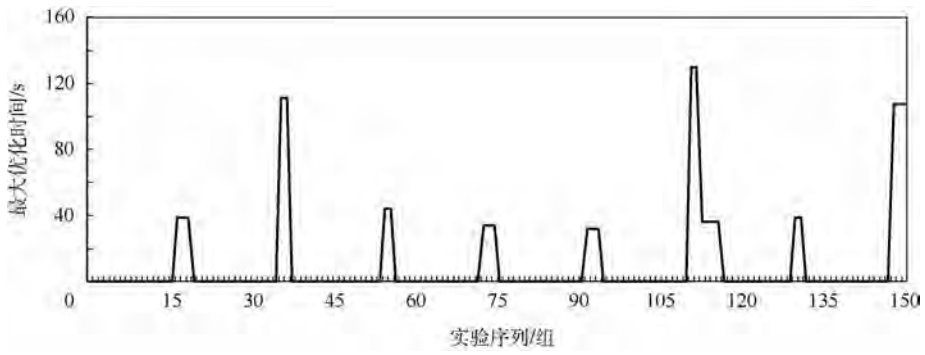


图 12 06:00—08:00 时段最大优化时间

Fig. 12 Maximum optimization time from 06:00 to 08:00

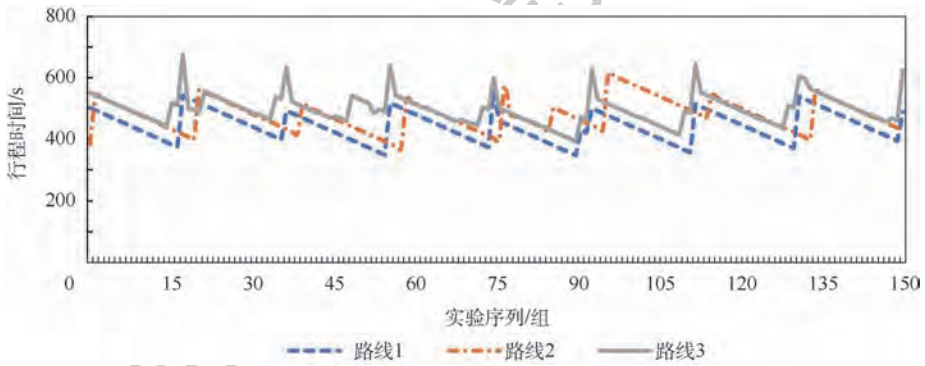


图 13 08:00—10:00 时段行程时间

Fig. 13 Travel time from 08:00 to 10:00

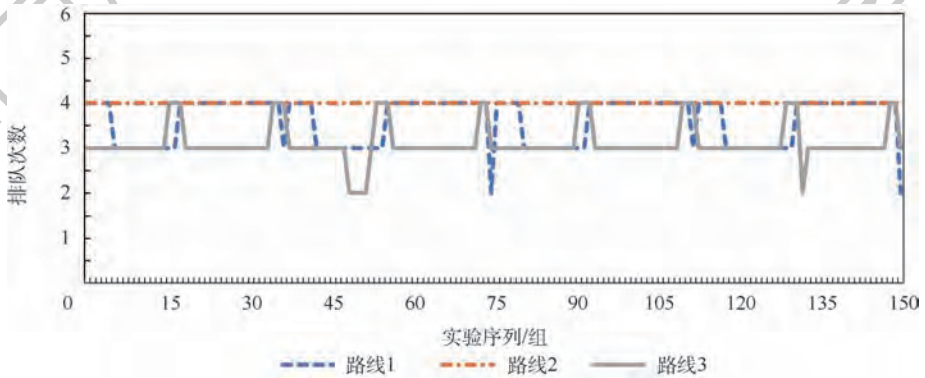


图 14 08:00—10:00 时段排队次数

Fig. 14 Queue number from 08:00 to 10:00

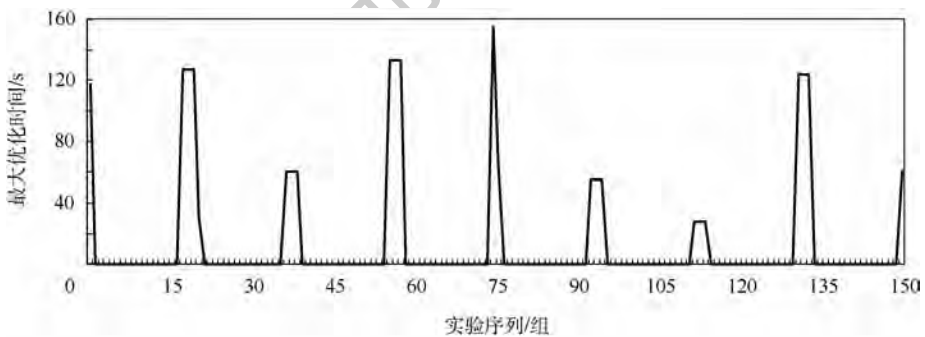


图 15 08:00—10:00 时段最大优化时间

Fig. 15 Maximum optimization time from 08:00 to 10:00

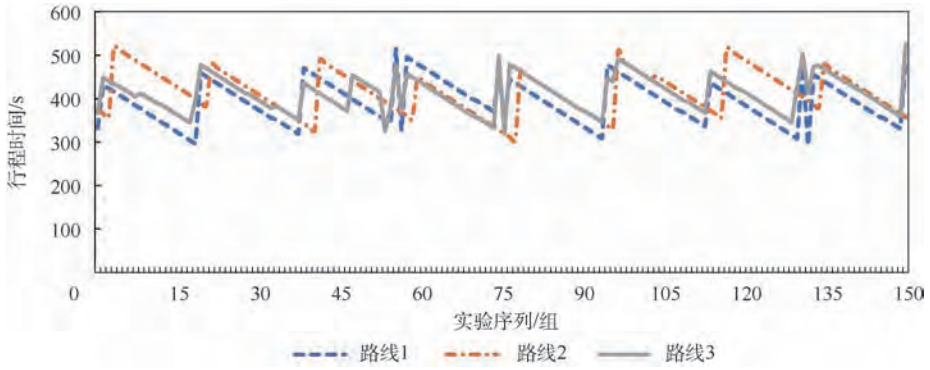


图 16 10:00—12:00 时段行程时间
Fig. 16 Travel time from 10:00 to 12:00

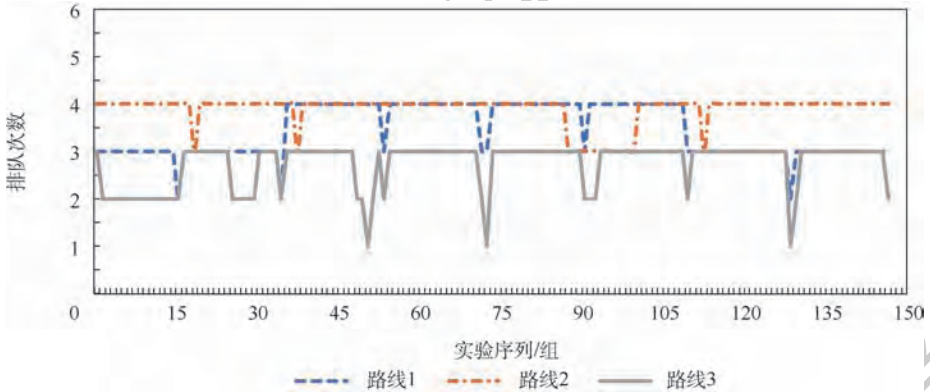


图 17 10:00—12:00 时段排队次数
Fig. 17 Queene number from 10:00 to 12:00

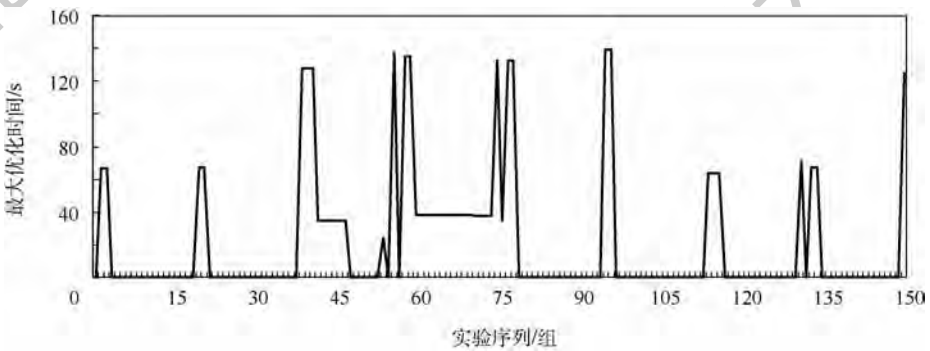


图 18 10:00—12:00 时段最大优化时间
Fig. 18 Maximum optimization time from 10:00 to 12:00

表 5 06:00—08:00 路线结果对比

Table 5 Comparison of route results from 06:00 to 08:00

路线	平均预测行程时间/s	平均预测排队次数	平均预测排队时间/s	最优路线次数
路线 1	510.54	4.28	306.61	126
路线 2	556.37	3.99	261.19	20
路线 3	611.48	3.69	298.61	4

表 6 08:00—10:00 路线结果对比

Table 6 Comparison of route results from 08:00 to 10:00

路线	平均预测行程时间/s	平均预测排队次数	平均预测排队时间/s	最优路线次数
路线 1	440.84	3.63	236.91	127
路线 2	478.31	4	183.13	22
路线 3	497.64	3.11	184.77	1

表7 10:00—12:00 路线结果对比

Table 7 Comparison of route results from 10:00 to 12:00

路线	平均预测 行程时间/s	平均预测 排队次数	平均预测 排队时间/s	最优路线 次数
路线1	392.62	3.45	188.69	105
路线2	416.05	3.89	120.87	23
路线3	411.66	2.74	98.79	22

据中,本文方法计算所得最优路线行程时间与导航系统推荐最优路线行程时间差值的平均值,分别减少了9.52 s、13.39 s及20.65 s,证明了本文路径决策方法的有效性。

4 结论

1) 本文重点研究了车路协同环境下新型实时路径决策方法,针对现有方法受限于客观因素只能通过历史或间接数据来预测路阻值的技术不足,通过充分挖掘车路协同系统丰富的实时数据,面向城市道路场景提出了考虑转向信号控制的路径选择优化方法。

2) 在传统路径决策方法的基础上进一步考虑路径搜索空间内可能受灯控影响而产生停车和排队行为,从而根据相关道路实时状态预测任意时刻车辆的行程时间,最后对路径集合内的路阻值重新计算排序得出最优路径。

3) 实验表明,与常规导航系统推荐的最优路线相比,优化后约有20%~30%的车辆实际行程时间将降低,证明了本文方法的可行性。

参考文献 (References)

[1] 葛艳,王健,孟友新,等. 车辆导航动态路径规划的研究进展[J]. 公路交通科技,2010,27(11):113-117.
GE Y, WANG J, MENG Y X, et al. Research progress on dynamic route planning of vehicle navigation[J]. Journal of Highway and Transportation Research and Development, 2010, 27(11):113-117 (in Chinese).

[2] 孙海鹏,翟传润,战兴群,等. 基于实时交通信息的动态路径规划技术[J]. 微计算机信息,2007,23(24):177-178.
SUN H P, ZHAI C R, ZHAN X Q, et al. Dynamic route planning techniques based on real time traffic information[J]. Microcomputer Information, 2007, 23(24):177-178 (in Chinese).

[3] 向冬梅,陈树辉. 基于动态交通的最短时间路径规划方法研究[J]. 微计算机信息,2012,28(9):317-319.
XIANG D M, CHEN S H. Research on the shortest time path planning based on dynamic traffic[J]. Microcomputer Information, 2012, 28(9):317-319 (in Chinese).

[4] 李露蓉,王蕾,高应波,等. 基于优化蚁群算法的动态路径规划问题研究[J]. 广西大学学报(自然科学版),2013,38(2):359-367.

LI L R, WANG L, GAO Y B, et al. A dynamic path planning model based on the optimal ant colony algorithm[J]. Journal of Guangxi University (Natural Science Edition), 2013, 38(2):359-367 (in Chinese).

[5] 刘微,朱征宇,刘琳,等. 基于行程时间多步预测的实时路径导航算法[J]. 计算机应用研究,2013,30(2):346-349.
LIU W, ZHU Z Y, LIU L, et al. Realtime navigation algorithm based on multistep travel time prediction[J]. Application Research of Computers, 2013, 30(2):346-349 (in Chinese).

[6] 周明秀,程科,汪正霞. 动态路径规划中的改进蚁群算法[J]. 计算机科学,2013,40(1):314-316.
ZHOU M X, CHENG K, WANG Z X. Improved ant colony algorithm with planning of dynamic path[J]. Computer Science, 2013, 40(1):314-316 (in Chinese).

[7] 周申培,朱泽雨,吴涛. 基于 Android 平台的实时路径规划应用开发[J]. 信息通信,2016(5):110-112.
ZHOU S P, ZHU Z Y, WU T. Real-time path planning application development based on the Android platform[J]. Information & Communications, 2016(5):110-112 (in Chinese).

[8] SEN S, PILLAI R, JOSHI S, et al. A mean-variance model for route guidance in advanced traveler information systems[J]. Transportation Science, 2001, 35(1):37-49.

[9] WU X, NIE Y. Modeling heterogeneous risk-taking behavior in route choice: A stochastic dominance approach[J]. Transportation Research Part A: Policy and Practice, 2011, 45(9):896-915.

[10] XING T, ZHOU X. Finding the most reliable path with and without link travel time correlation: A Lagrangian substitution based approach[J]. Transportation Research Part B: Methodological, 2011, 45(10):1660-1679.

[11] CHEN B Y, LAM W H K, SUMALEE A, et al. Finding reliable shortest paths in road networks under uncertainty[J]. Networks and Spatial Economics, 2013, 13(2):123-148.

[12] BACKERIEDER C, OSTERMAYER G, MECKLENBRÄUKER C F. Increased traffic flow through node-based bottleneck prediction and V2X communication[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2017, 18(2):349-363.

[13] LIU J, WAN J, WANG Q, et al. A survey on position-based routing for vehicular ad hoc networks[J]. Telecommunication Systems, 2016, 62(1):15-30.

[14] ZHU T, SONG Z, WU D, et al. A novel freeway traffic speed estimation model with massive cellular signaling data[J]. International Journal of Web Services Research, 2016, 13(1):69-87.

[15] QIN Q, FENG M, SUN J, et al. Prediction of road resistance based on historical/real-time information and road quality [C]//International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2016:1073-1077.

[16] WANG Z, CHEN Y, CHEN N, et al. The research on control strategy of urban expressway under CVIS [J]. International Journal of Simulation: Systems, Science and Technology, 2016, 16(1):30-34.

[17] 王庞伟,余贵珍,王云鹏,等. 基于滑模控制的车车协同主动避撞算法[J]. 北京航空航天大学学报,2014,40(2):268-273.
WANG P W, YU G Z, WANG Y P, et al. Cooperative active col-

- lision avoidance algorithm based on sliding mode control[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2014, 40(2):268-273 (in Chinese).
- [18] 章权,温惠英,孙博. 适于配送车辆导航路径规划的遍历模型的改进型粒子群优化算法[D]. 华南理工大学学报, 2011, 39(8):110-117.
ZHANG Q, WEN H Y, SUN B. Improved particle swarm optimization algorithm of ergodic model for routing planning of delivery vehicle navigation[D]. Journal of South China University of Technology, 2011, 39(8):110-117 (in Chinese).
- [19] JANCHIV A, BATSAIKHAN D, KIM B S, et al. Time-efficient and complete coverage path planning based on flow networks for multi-robots[J]. International Journal of Control, Automation, and Systems, 2013, 11(2):369-376.
- [20] ADLER J L, SATAPATHY G, MANIKONDA V, et al. A multi-agent approach to cooperative traffic management and route guidance[J]. Transportation Research Part B: Methodological, 2005, 39(4):297-318.
- [21] PAZ A, PEETA S. On-line calibration of behavior parameters for behavior-consistent route guidance[J]. Transportation Research Part B: Methodological, 2009, 43(4):403-421.

作者简介:

王庞伟 男, 博士, 副教授。主要研究方向: 车路协同控制系统、车联网与智能驾驶技术。

邓辉 女, 硕士研究生。主要研究方向: 车路协同控制系统。

于洪斌 男, 硕士, 助理研究员。主要研究方向: 交通大数据、交通规划。

李振华 男, 博士研究生, 高级工程师。主要研究方向: 车路协同系统、交通大数据分析。

王力 男, 博士, 教授。主要研究方向: 智能交通系统、交通信号控制。

Real-time regional path decision method in cooperative vehicle infrastructure system

WANG Pangwei^{1,*}, DENG Hui¹, YU Hongbin², LI Zhenhua^{1,3}, WANG Li¹

- (1. Beijing Key Lab of Urban Intelligent Traffic Control Technology, North China University of Technology, Beijing 100144, China;
2. China Highway Engineering Consultants Corporation Data Co., Ltd., China Highway Engineering Consultants Corporation, Beijing 100089, China; 3. Transportation Industry Key Lab of Intelligent Traffic Technology, Research Institute of Highway Ministry of Transport, Beijing 100088, China)

Abstract: To solve the instability of the path planning system caused by vehicle driving data loss and lag, a novel real-time regional path decision method based on the cooperative vehicle infrastructure system (CVIS) was presented in this paper. Firstly, the current road section resistance value was calculated dynamically through acquiring the real-time driving data of connected vehicles, combing with the traffic signal timing and path steering information, and considering the non-free flow situation which vehicles may encounter when passing through the intersection. Secondly, the travel time of each alternative route was predicted in real time according to the current road resistance statistics and the road network topology structure. After that, the predicted route with the least travel time was selected as the optimal vehicle driving path. Finally, the typical regional road network data of Wangjing area in Beijing was selected as the test scenario. 150 sets of tested results show that the average travel time in different periods of the optimized route obtained by this method is 9.52 seconds, 13.39 seconds and 20.65 seconds shorter than recommended route of the navigation system respectively, which proves the feasibility of the proposed method.

Keywords: intelligent transportation system; cooperative vehicle infrastructure system (CVIS); real-time path decision; connected vehicles; urban traffic guidance

Received: 2018-10-23; **Accepted:** 2019-02-16; **Published online:** 2019-03-19 16:37

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190319.1140.001.html

Foundation items: National Key R & D Program of China (2018YFB1600504); National Natural Science Foundation of China (61603004); Beijing Natural Science Foundation (4174088); Beijing Nova Program (Z181100006218076); Yujie Talent Support Project of NCUT (18XN154-003)

* **Corresponding author.** E-mail: wpw@ncut.edu.cn

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2018.0695



六相永磁同步电机驱动控制方式

匡晓霖¹, 徐金全^{2,*}, 黄春蓉³, 李嘉科¹, 郭宏²

(1. 北京机械设备研究所, 北京 100854; 2. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100083;
3. 中国人民解放军驻航天科工集团第二研究院二〇六所军代室, 北京 100854)

摘 要: 多相永磁同步电机(PMSM)的驱动控制方式主要包括余度和容错两种形式,为明晰多相永磁同步电机采用两种不同驱动控制方式所带来的性能差异,基于一个六相永磁同步电机,分别建立了余度和容错两种永磁同步电机驱动控制系统。在此基础上,分析研究了余度和容错两种驱动控制方式对六相永磁同步电机系统调速范围和动态性能的影响机理及影响规律。仿真和实验结果表明:相比于余度驱动控制,六相永磁同步电机采用容错驱动控制方式时具有更宽的调速范围及更好的动态性能。

关键词: 可靠性; 永磁同步电机(PMSM); 余度; 容错; 驱动控制

中图分类号: TM351

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2019)07-1361-09

多电/全电化是未来飞机的重要发展方向,其通过简化机载二次能源以提高能源利用率,降低飞机的重量成本。随之,机载多能源作动系统也逐渐被单一电力作动系统替代^[1-4]。作为电力作动系统的主要形式之一,机电作动器以其小型化、高效率、高功率密度及良好的动态性能等优点,受到广泛关注^[5-7]。

为提高机电作动器的可靠性,其伺服永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)常采用多相结构以保证系统具有容错能力。按照驱动控制方式的不同,多相结构的永磁同步电机系统可分为余度永磁同步电机系统和容错永磁同步电机系统2类^[8-11]。余度永磁同步电机系统是基于传统三相永磁同步电机系统提出的,其定子绕组由多套三相绕组按照一定的空间结构排列构成,采用三相桥逆变器驱动方式,控制策略简单^[12-15]。若某相绕组发生故障,则退出故障所在的整套三相绕组,故障前后电机均保持对

称运行。容错永磁同步电机系统以每相绕组为基本单元,采用H桥逆变器驱动方式,发生故障时仅需退出故障相,故障后电机系统不再保持对称运行^[16-18]。与余度永磁同步电机系统相比,相同相数的容错永磁同步电机系统具有更高的容错能力和绕组利用率,但同时也带来了驱动控制器体积质量更大、控制策略更复杂的问题。目前,对于2种多相永磁同步电机系统运行性能差异的研究较少,局限在起动性能、输出转矩、不平衡磁拉力等方面,而且采用了完全不同的电机系统^[19-20]。不同驱动控制方式对多相永磁同步电机运行性能的影响尚不明晰,有必要开展进一步的研究工作。

本文基于一个六相永磁同步电机,分别构建双三相余度永磁同步电机和六相容错永磁同步电机2种电机驱动控制系统。在此基础上,通过仿真分析和实验研究了不同驱动控制方式对六相永磁同步电机调速范围和动态性能的影响机理及

收稿日期: 2018-11-26; 录用日期: 2019-02-02; 网络出版时间: 2019-02-26 08:43

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190222.1708.001.html

*通信作者: E-mail: xujinquan@buaa.edu.cn

引用格式: 匡晓霖, 徐金全, 黄春蓉, 等. 六相永磁同步电机驱动控制方式[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(7): 1361-1369.
KUANG X L, XU J Q, HUANG C R, et al. Drive-control modes of six-phase PMSM [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(7): 1361-1369 (in Chinese).

影响规律。

1 六相永磁同步电机系统模型

1.1 电机数学模型

本文所研究的六相永磁同步电机为12槽10极结构,如图1所示。其六相绕组分别为A、B、C、D、E、F,各相绕组依次相差60°机械角度排列。为简化分析过程,对电机作如下假设:

- 1) 定转子产生的气隙磁场均按正弦分布,忽略各次谐波。
- 2) 忽略铁心磁饱和及磁滞、涡流的影响。
- 3) 定子六相绕组对称,转子对直轴和交轴对称。
- 4) 忽略绕组互感的影响。

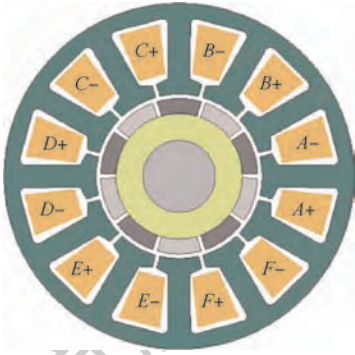


图1 六相永磁同步电机定转子结构

Fig.1 Stator and rotor structure of six-phase PMSM

根据上述假设条件,利用电路和电磁感应原理可以得到电机定子绕组的电压方程和磁链方程分别为

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s + d\boldsymbol{\psi}_s/dt \quad (1)$$

$$\boldsymbol{\psi}_s = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_s + \boldsymbol{\psi}_f \boldsymbol{\gamma}_s \quad (2)$$

式中:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_s &= [u_A \ u_B \ u_C \ u_D \ u_E \ u_F]^T \\ \mathbf{i}_s &= [i_A \ i_B \ i_C \ i_D \ i_E \ i_F]^T \\ \boldsymbol{\psi}_s &= [\psi_A \ \psi_B \ \psi_C \ \psi_D \ \psi_E \ \psi_F]^T \\ \mathbf{R}_s &= \text{diag}[R_s \ R_s \ R_s \ R_s \ R_s \ R_s] \\ \mathbf{L}_s &= \text{diag}[L_s \ L_s \ L_s \ L_s \ L_s \ L_s] \\ \boldsymbol{\gamma}_s &= \begin{bmatrix} \sin \theta & \sin(\theta - \frac{\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta - \pi) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{\pi}{3}) \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$

其中: \mathbf{u}_s 、 \mathbf{i}_s 和 $\boldsymbol{\psi}_s$ 分别为六相绕组的相电压、相电流和相磁链矩阵; \mathbf{R}_s 和 \mathbf{L}_s 分别为六相绕组的电阻和电感系数矩阵; $\boldsymbol{\psi}_f$ 为电机转子永磁体磁链幅值; $\boldsymbol{\gamma}_s$ 为磁链系数矩阵; θ 为电机转子磁极位置和A相绕组轴线之间的电角度差。

由磁共能对机械角度求偏导可以得到电机的

电磁转矩为

$$T_e = \frac{1}{2} \mathbf{i}_s^T \frac{\partial \mathbf{L}_s}{\partial \theta_m} \mathbf{i}_s + \mathbf{i}_s^T \frac{\partial \boldsymbol{\gamma}_s}{\partial \theta_m} \boldsymbol{\psi}_f \quad (3)$$

式中: θ_m 为电机转子磁极位置和A相绕组轴线之间的机械角度差。

由于永磁同步电机为隐极电机,气隙均匀分布,其相绕组电感不随机械角度变化,则电机电磁转矩表达式可以改写为

$$T_e = \mathbf{i}_s^T \frac{\partial \boldsymbol{\gamma}_s}{\partial \theta_m} \boldsymbol{\psi}_f \quad (4)$$

六相永磁同步电机的运动方程为

$$\begin{cases} d\Omega/dt = \frac{1}{J}(T_e - B\Omega - T_L) \\ d\theta_m/dt = \Omega \end{cases} \quad (5)$$

式中: Ω 为角速度; J 为转动惯量; B 为阻尼系数; T_L 为负载转矩。

1.2 余度永磁同步电机系统模型

分别将六相永磁同步电机的A、C、E和B、D、F三相绕组的接出端相连成中性点,可构成2套三相对称绕组,2套三相绕组的相位相差60°机械角度。驱动部分采用2套三相桥逆变器即构成双三相余度永磁同步电机系统,结构如图2所示。

双三相余度永磁同步电机系统可视为共用相同转子的2个三相永磁同步电机系统,定义为余度1和余度2。由于忽略了电机相间互感,2个三相永磁同步电机之间不存在电磁耦合,因此,可以采用传统的三相永磁同步电机坐标变换方法,将2个三相永磁同步电机分别由三相静止坐标系(A-B-C坐标系)变换至两相旋转坐标系(d-q坐标系),在d-q坐标系下实现对2个三相永磁同步电机的矢量控制。

将六相永磁同步电机的电压和磁链方程变换到d-q坐标系下,去掉零序分量后,可得到电机的电压和磁链方程分别为

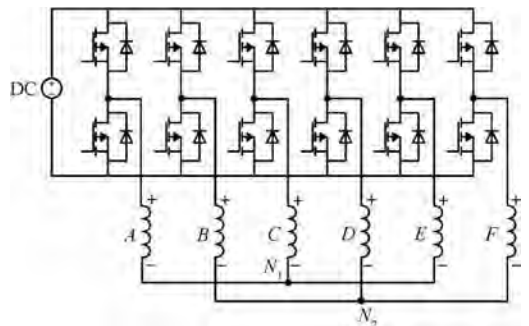


图2 双三相余度永磁同步电机逆变器结构

Fig.2 Inverter structure of dual three-phase redundant PMSM

$$\begin{cases} u_{d1} = R_s i_{d1} + d\psi_{d1}/dt - \omega_e \psi_{q1} \\ u_{q1} = R_s i_{q1} + d\psi_{q1}/dt + \omega_e \psi_{d1} \\ u_{d2} = R_s i_{d2} + d\psi_{d2}/dt - \omega_e \psi_{q2} \\ u_{q2} = R_s i_{q2} + d\psi_{q2}/dt + \omega_e \psi_{d2} \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} \psi_{d1} = L_d i_{d1} + \psi_f \\ \psi_{q1} = L_q i_{q1} \\ \psi_{d2} = L_d i_{d2} + \psi_f \\ \psi_{q2} = L_q i_{q2} \end{cases} \quad (7)$$

式中: u_{d1} 、 u_{q1} 、 ψ_{d1} 、 ψ_{q1} 、 i_{d1} 和 i_{q1} 分别为余度 1 的直轴电压、交轴电压、直轴磁链、交轴磁链、直轴电流和交轴电流; u_{d2} 、 u_{q2} 、 ψ_{d2} 、 ψ_{q2} 、 i_{d2} 和 i_{q2} 分别为余度 2 的直轴电压、交轴电压、直轴磁链、交轴磁链、直轴电流和交轴电流; ω_e 为电角频率; L_d 和 L_q 分别为直轴和交轴同步电感,对于隐极电机而言,由于气隙均匀,可近似认为二者相等,则有

$$L_d = L_q \quad (8)$$

因此,可以得到电机的电磁转矩为

$$T_e = T_{e1} + T_{e2} = p_n (i_{q1} + i_{q2}) \psi_f \quad (9)$$

式中: T_{e1} 为余度 1 的电磁转矩; T_{e2} 为余度 2 的电

磁转矩; p_n 为电机转子极对数。

式(6)~式(9)进一步说明,忽略相绕组间互感之后,双三相余度永磁同步电机完全可以等价于 2 个三相永磁同步电机,其电磁转矩为 2 个三相永磁同步电机的电磁转矩之和。双三相余度永磁同步电机系统基于双 $d-q$ 变换的矢量控制框图如图 3 所示。图中:APR、ASR 和 ACR 分别表示位置调节器、速度调节器和电流调节器; $u_{\alpha 1}$ 和 $u_{\beta 1}$ 分别为余度 1 在静止坐标系下的 α 轴和 β 轴电压; $u_{\alpha 2}$ 和 $u_{\beta 2}$ 分别为余度 2 在静止坐标系下的 α 轴和 β 轴电压;SVPWM 为空间矢量脉宽调制; S_A, \dots, S_F 为各相桥臂开关信号; $2r$ 表示 2 相旋转坐标系; $3s$ 表示 3 相静止坐标系。

双三相余度永磁同步电机系统基于双 $d-q$ 变换的矢量控制策略是由传统三相永磁同步电机 $d-q$ 变换矢量控制策略扩展而来,其控制结构简单,且在正常运行或绕组开路、短路故障运行条件下,均能保证电机的对称运行,电机的相绕组电流始终保持正弦。

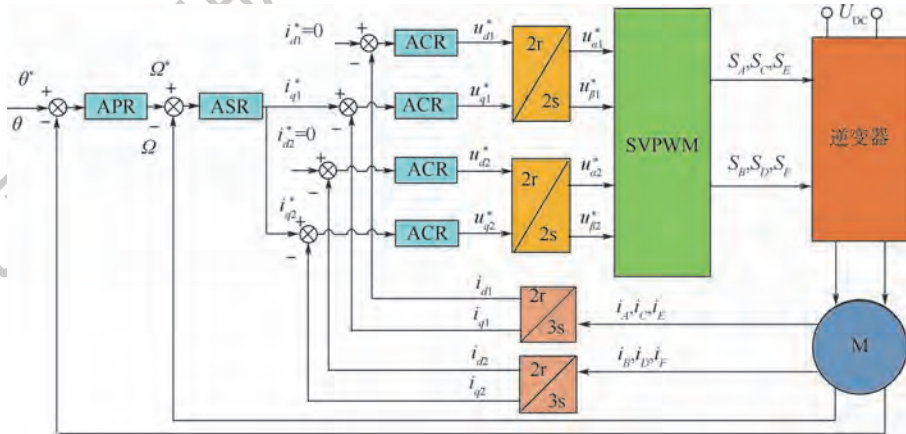


图 3 双三相余度永磁同步电机双 $d-q$ 变换矢量控制框图

Fig. 3 Dual $d-q$ transformation vector control diagram of dual three-phase redundant PMSM

1.3 容错永磁同步电机系统模型

将六相永磁同步电机的六相绕组的两端分别接出,采用 H 桥逆变器,可构成六相容错电机系统,结构如图 4 所示。六相容错永磁同步电机系统采用最优转矩控制策略,该控制策略以输出转矩最优为目标,以电机瞬时铜耗最小为约束条件,通过解算求得电机各相电流,可以保证电机在正常运行或者故障运行状态下输出恒定转矩^[21-22]。

六相容错永磁同步电机的瞬时电磁转矩可以表示为

$$T_e(t) = \sum_{j=1}^6 \frac{e_j(t) i_j(t)}{\Omega} \quad (10)$$

式中: $e_j(t)$ 为 j 相瞬时反电动势; $i_j(t)$ 为 j 相瞬时相电流。

当发生相绕组故障时,六相容错永磁同步电机的瞬时电磁转矩可以表示为

$$T_e(t) = T_n(t) + T_f(t) \quad (11)$$

式中: $T_n(t)$ 为电机故障后正常相产生的电磁转矩; $T_f(t)$ 为电机故障后故障相产生的电磁转矩,其表达式分别为

$$T_n(t) = \sum_{j \neq k_i}^6 \frac{e_j(t) i_j(t)}{\Omega} \quad (12)$$

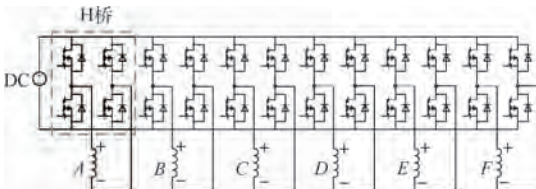


图 4 六相容错永磁同步电机逆变器结构

Fig. 4 Inverter structure of six-phase fault-tolerant PMSM

$$T_f(t) = \sum_{i=1}^n \frac{e_{k_i}(t) i_{k_i}(t)}{\Omega} \quad (13)$$

其中: k_i 表示故障所在相。

为了保证电机能够输出恒定转矩, 给定如下约束条件:

$$T_e(t) = T_n(t) + T_f(t) = T_c \quad (14)$$

式中: T_c 为电机的恒定输出转矩。

为确定各相电流的唯一解, 引入电机瞬时铜耗最小为约束条件:

$$\min R_s \sum_{j=1}^6 i_j^2(t) \quad (15)$$

则各相电流的求解变为多元函数求极值的最优解问题, 因此可建立拉格朗日价值函数:

$$F = \sum_{j=1}^6 i_j^2 + \lambda (T_n(t) + T_f(t) - T_c) \quad (16)$$

式中: λ 为拉格朗日乘数。

由式(16)可求得各相电流表达式为

$$i_j(t) = \frac{e_j(t) (T_c - T_f(t)) \Omega}{\sum_{j \neq k_i} e_j^2(t)} \quad (17)$$

通过电流环实时控制电流跟踪其解算值, 可以保证电机输出恒定转矩。

最优转矩控制策略通过在静止坐标系下直接控制各相电流瞬时值, 以达到恒定转矩输出的目的, 其算法简单, 避免了复杂的坐标变化, 且不受电机相数的限制。最优转矩控制策略的控制框图如图5所示。

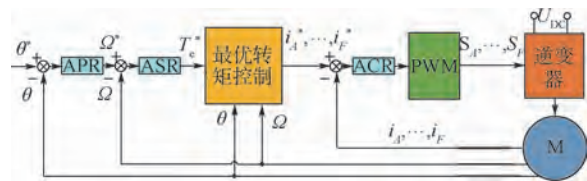


图5 六相容错永磁同步电机最优转矩控制框图

Fig. 5 Optimal torque control diagram of six-phase fault-tolerant PMSM

2 调速范围分析

在直流母线电压相同的条件下, 六相永磁同步电机采用余度和容错2种驱动控制方式时, 具有不同的相电压。由图2和图4可以看出, 双三相余度永磁同步电机的相绕组采用三相星型接法, 直流母线电压约束绕组的线电压; 而六相容错永磁同步电机采用了单相绕组结构, 直流母线电压约束绕组的相电压。由于星型接法三相绕组的线电压是相电压的 $\sqrt{3}$ 倍, 则对于相同的直流母线

电压, 六相容错永磁同步电机的相电压约是双三相余度永磁同步电机相电压的 $\sqrt{3}$ 倍。电机的相电压直接影响其相绕组反电动势, 进而影响其调速范围。

采用相绕组反电动势和电流同相位的控制方式, 可得到六相永磁同步电机单相绕组的相量图和等效电路, 如图6所示。图中: δ 为电机功角。电机的相电压可以表示为

$$\dot{U} = \dot{E} + I R_s + j I X_s \quad (18)$$

式中: \dot{U} 为相电压相量; \dot{E} 为相绕组反电动势相量; I 为相电流相量; j 为旋转因子; X_s 为相绕组感抗。

通过相量运算可以求得

$$U_m^2 = (E_m + I_m R_s)^2 + (I_m X_s)^2 \quad (19)$$

式中: U_m 为相电压幅值; E_m 为相绕组反电动势幅值; I_m 为相电流幅值。

定义如下常数:

$$k_e = \frac{E_m}{n} \quad (20)$$

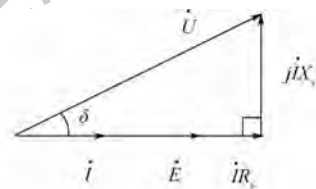
$$k_t = \frac{T_c}{I_m} = \frac{T_{out} + T_0}{I_m} \quad (21)$$

$$k_x = \frac{X_s}{n} = 2\pi \frac{p}{60} L_s \quad (22)$$

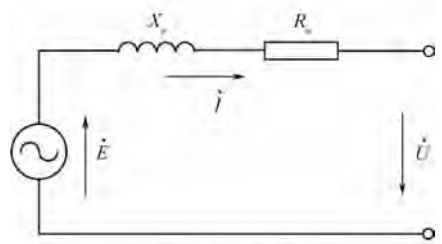
式中: n 为转速; T_{out} 为输出转矩; T_0 为空载转矩。

将式(20)~式(22)代入式(19)可得

$$U_m^2 = [k_e n + R_s (T_{out} + T_0) / k_t]^2 + [k_x n (T_{out} + T_0) / k_t]^2 \quad (23)$$



(a) 相量图



(b) 等效电路

图6 六相永磁同步电机相绕组相量图和等效电路

Fig. 6 Phasor diagram and equivalent circuit of six-phase PMSM phase winding

式(23)描述了电机转速和输出转矩之间的关系。与传统永磁同步电机相比,一方面由于所设计的六相永磁同步电机相绕组感抗较大,对电机的相电压有较大影响,不可以被忽略。另一方面,由于电机相绕组的热约束限制了最大相电流,从而制约了输出转矩的最大值。由式(21)可知,相电流与输出转矩成线性关系,对相电流值的约束可以直接转化为对输出转矩的约束条件。同时,规定电机转速为正,由此可以得到增加约束条件后电机的转速和转矩的关系表达式为

$$\begin{cases} U_m^2 = [k_e n + R_s (T_{out} + T_0) / k_t]^2 + [k_x n (T_{out} + T_0) / k_t]^2 \\ n \geq 0 \\ 0 \leq T_{out} \leq T_{max} \end{cases} \quad (24)$$

式中: T_{max} 为输出转矩最大值。

根据 1.2 节和 1.3 节分析,六相容错永磁同步电机相电压即为母线电压 U_{dc} ,双三相冗余永磁同步电机相电压为 $U_{dc}/\sqrt{3}$,根据式(24)和六相永磁同步电机设计参数,可以得到 2 种永磁同步电机系统的转速-转矩特性曲线,如图 7 所示。由此可以得知,在相同转矩条件下,相比于冗余驱动控制方式,六相永磁同步电机采用容错驱动控制方式时具有更宽的调速范围,在不同输出转矩下的调速范围提高了 73% 以上。

在 Ansoft/Simplorer 仿真环境中,分别建立双三相冗余永磁同步电机系统和六相容错永磁同步电机系统仿真模型,对 2 种永磁同步电机系统的调速范围进行了仿真研究。图 8 为 2 种永磁同步电机系统的转速-转矩特性曲线仿真结果,与理论分析结果基本一致。

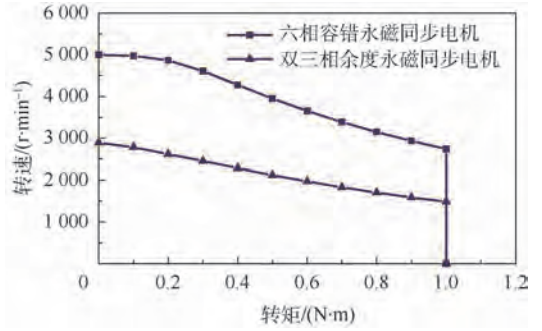


图 8 双三相冗余永磁同步电机和六相容错永磁同步电机的转速-转矩特性曲线仿真结果

Fig. 8 Speed-torque simulation curves of dual three-phase redundant PMSM and six-phase fault-tolerant PMSM

3 动态性能分析

六相永磁同步电机每相绕组的瞬态电压方程可表示为

$$u = e + iR_s + p iL_s \quad (25)$$

式中: u 为瞬时相电压; e 为瞬时反电动势; i 为瞬时相电流。

由式(25)可知,相电压将影响电机相绕组反电动势和相电流,即影响电机的转速和转矩性能。由式(5)可知,电机的转速和转矩性能会影响电机的位置伺服动态性能。因此,冗余和容错永磁同步电机相电压的不同将引起两者位置伺服动态性能的差异。

在 Ansoft/Simplorer 仿真环境中,对 2 种永磁同步电机系统的位置伺服动态性能进行了仿真分析。给定位置指令为 60° 机械角度的阶跃信号,2 种永磁同步电机系统的位置、转速和电磁转矩仿真波形如图 9 所示。可以看出,六相容错永磁同步电机在电磁转矩快速性上稍优于双三相冗余永磁同步电机,其转速峰值也稍高于双三相冗余永磁同步电机,从而六相容错永磁同步电机的位置跟踪性能略好于双三相冗余永磁同步电机,如图 9(a) 所示,其中双三相冗余永磁同步电机响应曲线的上升时间为 11.03 ms,而六相容错永磁同步电机的上升时间为 10.74 ms,减少了 2.6%。给定位置指令为 360° 机械角度的阶跃信号时,2 种永磁同步电机系统的位置、转速和电磁转矩仿真波形如图 10 所示。由于给定的阶跃位置指令值较大,2 种永磁同步电机系统均到达了其转速限幅值,相比于双三相冗余永磁同步电机,由于六相容错永磁同步电机具有更宽的调速范围,其位置伺服动态性能更优。在该指令下,双三相冗余

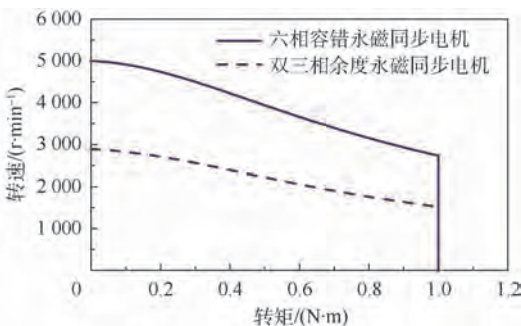


图 7 双三相冗余永磁同步电机和六相容错永磁同步电机的转速-转矩特性曲线

Fig. 7 Speed-torque curves of dual three-phase redundant PMSM and six-phase fault-tolerant PMSM

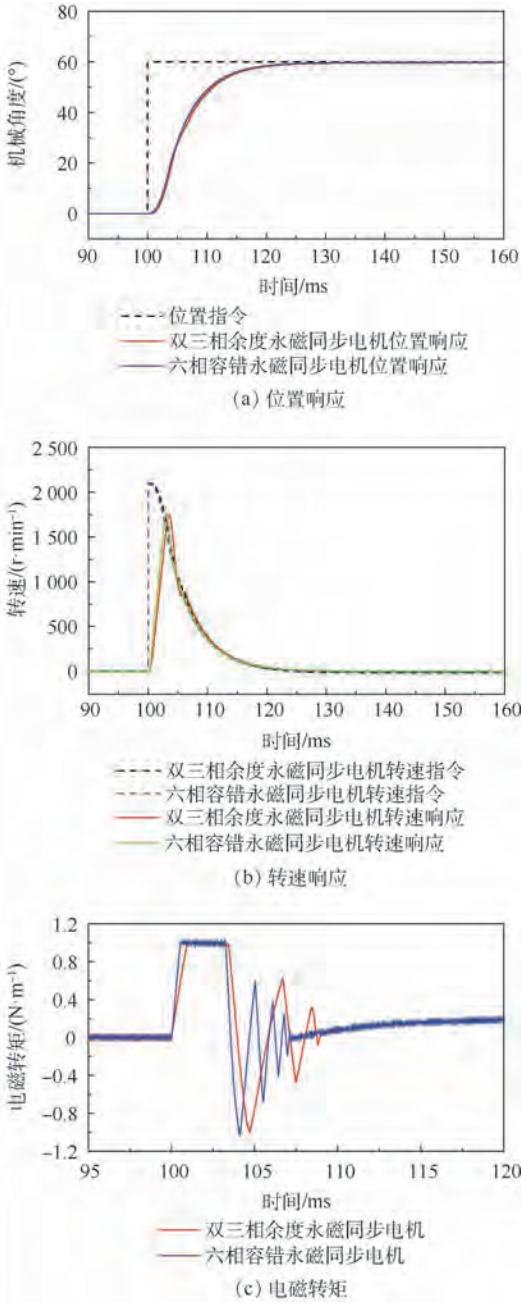


图9 双三相冗余永磁同步电机和六相容错永磁同步电机在60°阶跃指令下的位置、转速和电磁转矩仿真曲线

Fig.9 Simulation curves of position, speed and electromagnetic torque for dual three-phase redundant PMSM and six-phase fault-tolerant PMSM with a 60° step instruction

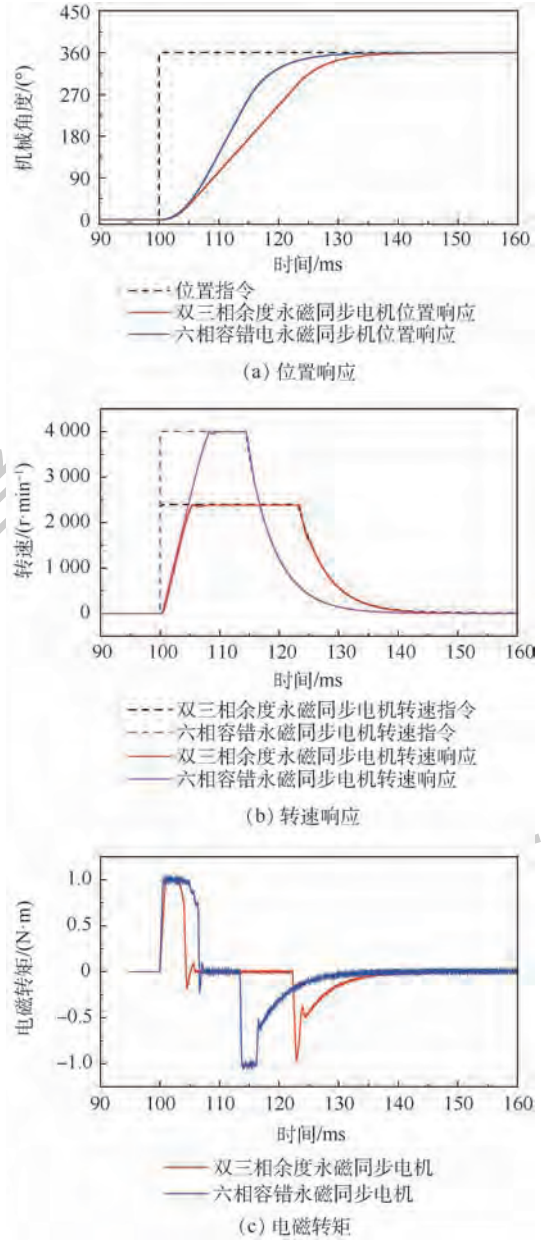


图10 双三相冗余永磁同步电机和六相容错永磁同步电机在360°阶跃指令下的位置、转速和电磁转矩仿真曲线

Fig.10 Simulation curves of position, speed and electromagnetic torque for dual three-phase redundant PMSM and six-phase fault-tolerant PMSM with a 360° step instruction

度永磁同步电机响应曲线的上升时间为20.94 ms,六相容错永磁同步电机的上升时间为14.73 ms,减少了29.7%。可以得知,与冗余驱动控制方式相比,六相永磁同步电机采用容错驱动控制方式在电磁转矩动态性能和调速范围上的优势可以提升其位置伺服动态性能。

4 实验

为验证理论和仿真分析的有效性,对六相永磁同步电机不同驱动控制方式下的位置伺服动态性能进行了实验研究,系统实验平台如图11所示,其由六相永磁同步电机、驱动控制系统、供电电源和CAN演示平台组成。

给定 60° 和 360° 机械角度的位置阶跃指令, 图 12 和图 13 分别为双三相冗余永磁同步电机系统和六相容错永磁同步电机系统的位置、转速和电磁转矩波形。从图 12 可以看出, 在 60° 位置阶跃指令下, 2 种永磁同步电机系统的电磁转矩和转速波形类似, 但六相容错永磁同步电机的电磁转矩上升速率较快, 六相容错永磁同步电机和双三相冗余永磁同步电机电磁转矩到达峰值时间分别为 0.61 ms 和 0.8 ms , 六相容错永磁同步电机的转速峰值也稍高于双三相冗余永磁同步电机,

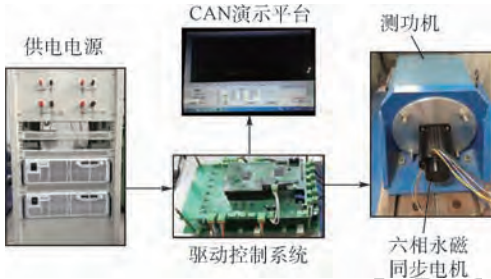
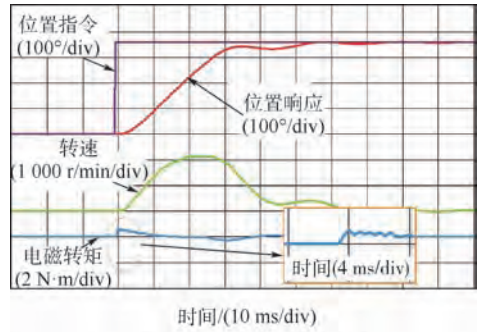
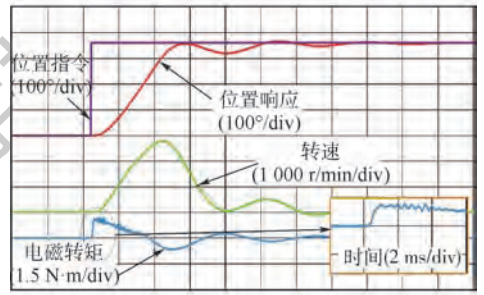


图 11 六相永磁同步电机系统实验平台

Fig. 11 Experimental platform of six-phase PMSM system



(a) 双三相冗余永磁同步电机



(b) 六相容错永磁同步电机

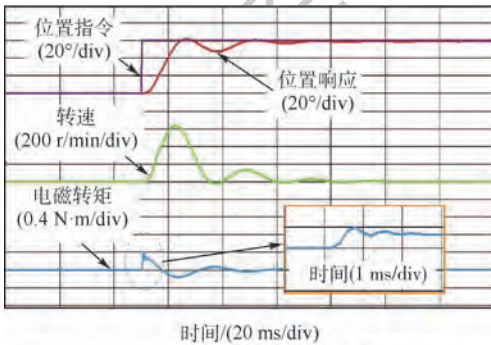
图 13 双三相冗余永磁同步电机和六相容错永磁同步电机在 360° 阶跃指令下的位置、转速和电磁转矩实验波形

Fig. 13 Experimental waveforms of position, speed and electromagnetic torque for dual three-phase redundant PMSM and six-phase fault-tolerant PMSM with a 360° step instruction

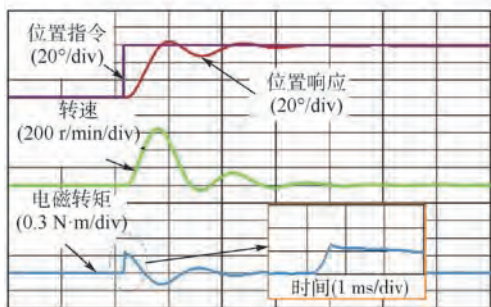
从而, 六相容错永磁同步电机位置伺服性能稍优于双三相冗余永磁同步电机, 两者位置响应的上升时间分别为 8.8 ms 和 9 ms 。从图 13 可以看出, 在 360° 位置阶跃指令下, 双三相冗余永磁同步电机转速到达限幅值, 出现平顶段, 而六相容错永磁同步电机由于调速范围较宽, 可以到达较高的转速峰值, 因此, 其位置伺服性能更优, 六相容错永磁同步电机和双三相冗余永磁同步电机的位置响应上升时间分别为 16 ms 和 24.8 ms 。实验结果表明, 与双三相冗余永磁同步电机相比, 六相容错永磁同步电机的位置伺服动态性能更优, 其在 60° 和 360° 位置阶跃指令下的响应曲线上上升时间分别减小了 2.2% 和 35% 。

5 结论

本文研究了不同驱动控制方式对六相永磁同步电机性能的影响。六相永磁同步电机采用冗余和容错 2 种驱动控制方式, 可分别构建双三相冗余永磁同步电机系统和六相容错永磁同步电机



(a) 双三相冗余永磁同步电机



(b) 六相容错永磁同步电机

图 12 双三相冗余永磁同步电机和六相容错永磁同步电机在 60° 阶跃指令下的位置、转速和电磁转矩实验波形

Fig. 12 Experimental waveforms of position, speed and electromagnetic torque for dual three-phase redundant PMSM and six-phase fault-tolerant PMSM with a 60° step instruction

系统,通过建立2种永磁同步电机系统的驱动控制模型,研究了两者在调速范围和动态性能的优劣,结论如下:

1) 在调速范围方面,对于相同的直流母线电压,相比于余度驱动控制方式,六相永磁同步电机采用容错驱动控制方式时具有更高的相电压,因此其调速范围更宽,在不同输出转矩下的调速范围提高了73%以上。

2) 在动态性能方面,相比于余度驱动控制方式,六相永磁同步电机采用容错驱动控制方式时具有更好的转矩控制性能和更宽的调速范围,因此其位置伺服动态性能更为优越。

参考文献 (References)

- [1] HASKEW T A, SCHINSTOCK D E. Optimal design of electromechanical actuators for active loads[J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 1998, 3(2): 129-137.
- [2] LYSHEVSKI S E. Electromechanical flight actuators for advanced flight vehicles[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1999, 35(2): 511-518.
- [3] GERADA C, BRADLEY K J. Integrated PM machine design for an aircraft EMA[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, 55(9): 3300-3306.
- [4] WOODBURN D, WU T, ZHOU L, et al. High-performance electromechanical actuator dynamic heat generation modeling[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2014, 50(1): 530-541.
- [5] 沙南生, 李军. 功率电传机载一体化电作动系统的研究[J]. *北京航空航天大学学报*, 2004, 30(9): 909-912.
- SHA N S, LI J. Research on airborne power-by-wire integrated electrical actuation and control systems[J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2004, 30(9): 909-912 (in Chinese).
- [6] 郭宏, 邢伟. 机电作动系统发展[J]. *航空学报*, 2007, 28(3): 620-627.
- GUO H, XING W. Development of electromechanical actuators[J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2007, 28(3): 620-627 (in Chinese).
- [7] 周元钧, 赵运坤, 葛云海. 复合式余度机电作动系统容错控制与性能分析[J]. *北京航空航天大学学报*, 2008, 34(3): 285-289.
- ZHOU Y J, ZHAO Y K, GE Y H. Fault-tolerant control method and characteristic analysis of hydraulic redundant EMA system[J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2008, 34(3): 285-289 (in Chinese).
- [8] BARRERO F, ARAHAL M R, GREGOR R, et al. A proof of concept study of predictive current control for VSI-driven asymmetrical dual three-phase AC machines[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(6): 1937-1954.
- [9] KALLIO S, KARTTUNEN J, PELTONIEMI P, et al. Online estimation of double-star IPM machine parameters using RLS algorithm[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(9): 4519-4530.
- [10] MECROW B C, JACK A G, ATKINSON D J, et al. Design and testing of a four-phase fault-tolerant permanent-magnet machine for an engine fuel pump[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2004, 19(4): 671-678.
- [11] PARS A L, TOLIJAT H A. Fault-tolerant interior-permanent-magnet machines for hybrid electric vehicle applications[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2007, 56(4): 1546-1552.
- [12] ALMARHOON A H, ZHU Z Q, XU P L. Improved rotor position estimation accuracy by rotating carrier signal injection utilizing zero-sequence carrier voltage for dual three-phase PMSM[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(6): 4454-4462.
- [13] ALMARHOON A H, ZHU Z Q, XU P L. Improved pulsating signal injection using zero-sequence carrier voltage for sensorless control of dual three-phase PMSM[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2017, 32(2): 436-446.
- [14] HU Y, ZHU Z Q, ODAVIC M. Comparison of two-individual current control and vector space decomposition control for dual three-phase PMSM[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2017, 53(5): 4483-4492.
- [15] 王步来, 顾伟, 郭焱, 等. 采用绕组变换的双三相永磁同步电动机建模研究[J]. *西安交通大学学报*, 2008, 42(10): 1275-1279.
- WANG B L, GU W, GUO Y, et al. Modeling for dual three-phase permanent magnet synchronous machine with winding transformation[J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2008, 42(10): 1275-1279 (in Chinese).
- [16] 郝振洋, 胡育文, 黄文新, 等. 转子磁钢离心式六相十极永磁容错电机及控制策略[J]. *中国电机工程学报*, 2010, 30(30): 81-86.
- HAO Z Y, HU Y W, HUANG W X, et al. Six-phase ten-pole fault tolerant permanent magnet machine and its control strategy[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2010, 30(30): 81-86 (in Chinese).
- [17] GUO H, XU J Q, KUANG X L. A novel fault tolerant permanent magnet synchronous motor with improved optimal torque control for aerospace application[J]. *Chinese Journal of Aeronautics*, 2015, 28(2): 535-544.
- [18] GUO H, XU J Q, CHEN Y H. Robust control of fault-tolerant permanent-magnet synchronous motor for aerospace application with guaranteed fault switch process[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(12): 7309-7321.
- [19] BENNETT J W, MECROW B C, ATKINSON D J, et al. Failure mechanisms and design considerations for fault tolerant aerospace drives[C]//2010 XIX International Conference on Electrical Machines. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2010: 11615042.
- [20] BARCARO M, BIANCHI N, FORNASIERO E, et al. Experimental comparison between two fault-tolerant fractional-slot multiphase PM motor drives[C]//IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2010: 11653200.
- [21] ATALLAH K, WANG J, HOWE D. Torque-ripple minimization in modular permanent-magnet brushless machines[J]. *IEEE*

Transactions on Industry Applications, 2003, 39 (6): 1689-1695.

- [22] WANG J, ATALLAH K, HOWE D. Optimal torque control of fault-tolerant permanent magnet brushless machines [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2003, 39 (5): 2962-2964.

作者简介:

匡晓霖 男,博士,工程师。主要研究方向:高可靠永磁同步电机系统设计、永磁同步电机驱动控制。

徐金全 男,博士,讲师。主要研究方向:永磁电机设计及其驱动控制、高可靠电机系统、鲁棒控制。

Drive-control modes of six-phase PMSM

KUANG Xiaolin¹, XU Jinquan^{2,*}, HUANG Chunrong³, LI Jiakel¹, GUO Hong²

(1. Beijing Mechanical Equipment Institute, Beijing 100854, China;

2. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China;

3. The Military Representative Office of the PLA in the Institute 206 of the 2nd Research Academy of CASIC, Beijing 100854, China)

Abstract: The drive-control modes of multi-phase permanent magnet synchronous motor (PMSM) consist of the redundant mode and fault-tolerant mode. To research the difference of multi-phase PMSM performance caused by drive-control modes, a redundant PMSM system and a fault-tolerant PMSM system are built respectively based on a six-phase PMSM. On this basis, the influence mechanism and influence law of the redundant and fault-tolerant drive-control modes on the six-phase PMSM system performance are studied, including the speed range and dynamic performance. Simulation and experimental results show that, compared with the redundant drive-control mode, the six-phase PMSM with fault-tolerant drive-control mode has wider speed range and better dynamic performance.

Keywords: reliability; permanent magnet synchronous motor (PMSM); redundant; fault-tolerant; drive-control

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2018.0685

一种基于改进 KELM 的在线状态预测方法



朱敏, 许爱强*, 陈强强, 李睿峰

(海军航空大学, 烟台 264001)

摘 要: 针对核超限学习机(KELM)在线状态预测过程中,核矩阵阶数不断增长且难以跟踪时变动态特征的问题,提出了一个具有遗忘因子的稀疏 KELM 在线状态预测方法。通过引入遗忘因子构建新的目标函数,使稀疏字典中各元素依据时间远近具有不同权重,保证了模型对动态变化的有效跟踪;通过最小化字典的快速留一交叉验证(FLOO-CV)误差,选择具有预定规模的关键节点构成字典;基于当前字典,通过矩阵初等变换和分块求逆,实现相关参数的递推更新。某型飞机发动机的状态预测结果表明,与目前已有的3种在线序贯 KELM 相比,所提方法在6个监测项目上的平均训练时间分别缩短了7.5%、62.0%和81.9%,平均预测精度分别提升了44.0%、19.9%和50.9%。

关键词: 状态预测;在线序贯学习;快速留一交叉验证(FLOO-CV);超限学习机;核方法

中图分类号: V243; TP181

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2019)07-1370-10

基于时间序列预测的状态预测方法为提升早期故障的检测能力提供了一种有效途径,对提高系统稳定性和安全性具有重大意义^[1]。

Huang 等^[2]提出的超限学习机(Extreme Learning Machine, ELM)因快速的计算速度、突出的全局近似能力,已被应用于处理包括时间序列预测在内的复杂非线性问题^[3-4]。为了适应在线序贯学习需要,Huang 等^[5]提出了 ELM 的在线学习版本,即 OS-ELM(Online Sequential Extreme Learning Machine);2011年,Huang 等^[6]又利用核技巧对 ELM 进行扩展,提出了核超限学习机(Kernel ELM, KELM),其能够以更快的学习速度实现与支持向量机(Support Vector Machine, SVM)相似的(回归和二分类任务)或更好的(多分类任务)泛化性能。

然而,由于 OS-ELM 并非属于基于核的方法,处理非线性问题的性能并不突出;KELM 作为一

种离线的批学习方法,其模型更新需花费大量时间与存储空间,显然无法满足在线状态预测对实时性的要求。因此,发展一种基于核方法的增量算法或序贯算法显然是一种更好的选择^[7]。

文献[8]基于分块矩阵的求逆公式提出了 KELM 的增量学习方法,即 KB-IELM,首次将 KELM 扩展到在线应用。KB-IELM 的模型阶数随训练样本的增加而线性增长,计算成本随之超线性增加。为解决此问题,放弃冗余信息、选择更有价值的样本去构造并更新模型成为普遍共识^[9-10],这就是模型的稀疏化过程。文献[11]将这些有价值的样本称作元(atoms),由此构成的子集称作字典(dictionary)。

近年来,大量稀疏化方法被引入 KELM 在线学习中。文献[12-13]提出一种基于传统滑动时间窗的 KELM 在线学习方法,该方法使用时间窗内的样本构造字典,其模型复杂度和泛化性能直

收稿日期:2018-11-22;录用日期:2018-12-28;网络出版时间:2019-01-04 15:08

网络出版地址:kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190102.0913.002.html

基金项目:国家自然科学基金(11802338);山东省自然科学基金(ZR2017MF036)

*通信作者。E-mail: hjhyautotest@sina.com

引用格式: 朱敏, 许爱强, 陈强强, 等. 一种基于改进 KELM 的在线状态预测方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(7): 1370-1379. ZHU M, XU A Q, CHEN Q Q, et al. An improved KELM based online condition prediction method [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(7): 1370-1379 (in Chinese).

接依赖于时间窗宽度;文献[7]提出一种基于近似线性独立(Approximate Linear Dependency, ALD)准则的 KELM 在线学习方法,该方法虽然提升了模型泛化性能,但是复杂度较高^[14],且需要预设一个误差阈值。文献[15-16]分别基于瞬时信息测量和积累一致性测量提出包括“构造”、“修剪”在内的两步稀疏化方法,实现了对训练样本有区别的取舍。但是,瞬时信息的计算依赖于一系列概率密度函数,而往往这些概率密度函数却不易计算;积累一致性仅仅依赖于系统输入的特征,而没有考虑系统输出。文献[17]在使用瞬时信息测量作为稀疏准则的基础上,同时引入时变正则化因子,虽然保证了模型在不同的非线性区域拥有不同的结构风险,但增加的正则化因子的寻优过程大大影响了在线应用的计算效率。另外,以上所有稀疏化方法都或多或少引入了额外的计算量。

迄今为止,所有基于 KELM 的增量学习或在线学习方法,均将纳入模型的有效样本(字典内的样本)视为等价值,在对动态的非线性映射建模时,这种样本间“权重均衡”的做法显然是不合理的,时间越近的样本应该在建模时拥有更大的参考价值^[18-19]。基于此,本文提出了一种具有遗忘因子的 KELM 在线稀疏学习方法(Online Sparse KELM with Forgetting Factor, FF-OSKELM)。该方法通过引入遗忘因子重新定义 KELM 的目标函数,使字典内时间越近的样本在建模时具有越高的权重,在此基础上,重新推导了一个统一的学习框架,在使快速留一交叉验证(Fast Leave-One-Out Cross-Validation, FLOO-CV)误差实现字典稀疏化的同时,进行核权重向量的同步更新。通过实例分析表明,本文方法具有很高的时效性、预测准确性和稳定性,适用于解决在线状态预测问题。

1 核超限学习机

假设有一数据流 $S = \{(\mathbf{x}_1, y_1), (\mathbf{x}_2, y_2), \dots\}$, \mathbf{x}_i 为一个 d 维的输入向量, y_i 为对应的输出值。则 ELM 模型定义为^[2]

$$\begin{cases} \min_{\beta, \xi} \frac{1}{2} \|\beta\|^2 + c \frac{1}{2} \sum_{i=1}^t \xi_i^2 \\ \text{s. t. } \mathbf{h}(\mathbf{x}_i)\beta = y_i - \xi_i \quad i = 1, 2, \dots, t \end{cases} \quad (1)$$

式中: $\beta = [\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_L]^T$ 为模型输出权重向量; $\mathbf{h}(\mathbf{x}_i) = [h_1(\mathbf{x}_i), h_2(\mathbf{x}_i), \dots, h_L(\mathbf{x}_i)]$ 为隐层神经元对输入样本 \mathbf{x}_i 的映射向量; ξ_i 为对应于第 i 个样本的训练误差; c 为正则化参数, 并且 $c \in \mathbf{R}^+$ 。

基于 KKT 优化条件求解式(1)的优化问题, 可得输出权重为

$$\beta = \mathbf{H}^T(c^{-1}\mathbf{I} + \mathbf{H}\mathbf{H}^T)^{-1}\mathbf{y}_t \quad (2)$$

式中: $\mathbf{y}_t = [y_1, y_2, \dots, y_t]^T$ 为输入样本对应的目标值向量; $\mathbf{H} = [\mathbf{h}^T(\mathbf{x}_1), \mathbf{h}^T(\mathbf{x}_2), \dots, \mathbf{h}^T(\mathbf{x}_t)]^T$ 为输入样本的映射矩阵。

应用 Mercer 条件定义核矩阵 $\Omega = \mathbf{H}\mathbf{H}^T$, $\Omega(i, j) = \mathbf{h}(\mathbf{x}_i) \cdot \mathbf{h}^T(\mathbf{x}_j) = k(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j)$, 可得 ELM 的核化形式为

$$\begin{aligned} f(\cdot) &= \mathbf{h}(\cdot)\mathbf{H}^T(c^{-1}\mathbf{I} + \mathbf{H}\mathbf{H}^T)^{-1}\mathbf{y}_t = \\ & [k(\cdot, \mathbf{x}_1), k(\cdot, \mathbf{x}_2), \dots, k(\cdot, \mathbf{x}_t)](c^{-1}\mathbf{I} + \\ & \Omega)^{-1}\mathbf{y}_t = \sum_{i=1}^t \theta(i)k(\cdot, \mathbf{x}_i) = \mathbf{k}_t\theta_t \end{aligned} \quad (3)$$

式中: \mathbf{k}_t 为当前时刻的核估计向量, 并且有 $\mathbf{k}_t = [k(\cdot, \mathbf{x}_1), k(\cdot, \mathbf{x}_2), \dots, k(\cdot, \mathbf{x}_t)]$; $\theta_t = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_t]^T$ 为 t 时刻的核权重向量, 且 $\theta_t = (c^{-1}\mathbf{I} + \Omega_t)^{-1}\mathbf{y}_t$ 。

由此可见, KELM 是一系列核函数的线性组合, 其中每个样本 \mathbf{x}_i 的地位是等同的, 这对动态变化的非线性映射建模是不合适的, 并且当 $t \rightarrow \infty$ 时, 方法的计算负担显然将无法承受。因此, 改进的方法至少需要关注以下 3 个方面: ①考虑样本 \mathbf{x}_i 时间差异性的 KELM 的重新定义; ②在重新定义的 KELM 的基础上, 构成稀疏字典的有效样本的选择; ③核权重向量 θ_t 的更新。

2 改进的在线核超限学习机

2.1 具有遗忘因子的 KELM

定义 1 假设数据流 $S = \{(\mathbf{x}_1, y_1), (\mathbf{x}_2, y_2), \dots\}$, \mathbf{x}_i 为一个 d 维的输入向量, y_i 为对应的输出值。则具有遗忘因子的 ELM 定义为

$$\begin{cases} \min_{\beta, \xi} \frac{1}{2} \gamma^t \|\beta\|^2 + c \frac{1}{2} \sum_{i=1}^t \gamma^{t-i} \xi_i^2 \\ \text{s. t. } \mathbf{h}(\mathbf{x}_i)\beta = y_i - \xi_i \quad i = 1, 2, \dots, t \end{cases} \quad (4)$$

与式(1)相比, 式(4)引入了参数 γ , 称之为遗忘因子, 并且 $0 \ll \gamma < 1$ 。

解优化方程式(4), 得到输出权重为

$$\beta = (c^{-1}\gamma^t\mathbf{I} + \mathbf{H}^T\mathbf{B}\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^T\mathbf{B}\mathbf{y}_t \quad (5)$$

式中: $\mathbf{E} = \text{diag}\{\gamma^{t-1}, \gamma^{t-2}, \dots, 1\}$ 。
根据矩阵求逆公式:

$$(\mathbf{A} + \mathbf{E}\mathbf{C}\mathbf{D})^{-1} = \mathbf{A}^{-1} - \mathbf{A}^{-1}\mathbf{E}(\mathbf{C}^{-1} + \mathbf{D}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{E})^{-1}\mathbf{D}\mathbf{A} \quad (6)$$

令 $c^{-1}\gamma^t\mathbf{I} \rightarrow \mathbf{A}$, $\mathbf{H}^T \rightarrow \mathbf{E}$, $\mathbf{B} \rightarrow \mathbf{C}$, $\mathbf{H} \rightarrow \mathbf{D}$, 通过式(6), 有

$$(c^{-1}\gamma^t\mathbf{I} + \mathbf{H}^T\mathbf{B}\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^T\mathbf{B} = \mathbf{H}^T(c^{-1}\gamma^t\mathbf{B}^{-1} + \mathbf{H}\mathbf{H}^T)^{-1} \quad (7)$$

把式(7)代入式(5),得到

$$\beta = H^T(c^{-1}\gamma'B^{-1} + HH^T)^{-1}y_t \quad (8)$$

进一步,令 $A_t = c^{-1}\gamma'B^{-1} + HH^T$, 则核权重向量为

$$\theta_t = A_t^{-1}y_t \quad (9)$$

此时,具有遗忘因子的 ELM 的核化形式(以下简称 FF-KELM)为

$$f(\cdot) = h(\cdot)H^T\theta_t = k_t\theta_t \quad (10)$$

2.2 基于 FLOO-CV 误差的字典选择

设在时刻 t 稀疏字典为 $D_t = \{k(\cdot, x_i^t)\}_{i=1}^m$, $\{x_1^t, x_2^t, \dots, x_m^t\} \subset \{x_1, x_2, \dots, x_t\}$, 字典大小为 m 。基于式(9), 两端同时乘以 m 阶矩阵 A_t , 得到^[20]

$$\begin{bmatrix} \bar{A}_t & V_t \\ V_t^T & v_t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\theta}_t \\ \theta_m^t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{y}_t \\ y_m^t \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中: $\bar{\theta}_t$ 为 θ_t 移除第 m 个元素 θ_m^t 后的向量; \bar{y}_t 为 y_t 移除第 m 个元素 y_m^t 后的向量; \bar{A}_t 为 A_t 移除第 m 行和第 m 列后的矩阵; V_t 为 A_t 的第 m 列移除第 m 个元素构成的向量; $v_t = c^{-1}\gamma^{d_m} + k(x_m^t, x_m^t)$, d_m 为示截止到 t 时刻曾经进入过字典的样本数量。

当使用前 $m-1$ 个样本构成的稀疏矩阵对 x_m^t 进行预测时, FF-KELM 输出权值为 $\bar{\theta}_t = \bar{A}_t^{-1}\bar{y}_t$, 因此, FF-KELM 对 x_m^t 的输出预测值为

$$\hat{y}_m^t = V_t^T\bar{\theta}_t = V_t^T\bar{A}_t^{-1}\bar{y}_t \quad (12)$$

由式(11), 有

$$\begin{cases} \bar{y}_t = [\bar{A}_t & V_t][\bar{\theta}_t & \theta_m^t]^T = \bar{A}_t\bar{\theta}_t + V_t\theta_m^t \\ y_m^t = [V_t^T & v_t][\bar{\theta}_t & \theta_m^t]^T = v_t\theta_m^t + V_t^T\bar{\theta}_t \end{cases} \quad (13)$$

把式(13)代入式(12), 有

$$\hat{y}_m^t = V_t^T\bar{\theta}_t + V_t^T\bar{A}_t^{-1}V_t\theta_m^t \quad (14)$$

根据式(13)和式(14), FF-KELM 对样本 (x_m^t, y_m^t) 的 FLOO-CV 误差估计为

$$\xi_{\text{loo}}^{(-m)}(t) = y_m^t - \hat{y}_m^t = (v_t - V_t^T\bar{A}_t^{-1}V_t)\theta_m^t \quad (15)$$

根据式(11)中 A_t 的分块形式, 利用块矩阵逆公式, 得到

$$A_t^{-1} = \rho_t^{-1} \begin{bmatrix} \rho_t \bar{A}_t^{-1} + \bar{A}_t^{-1}V_tV_t^T\bar{A}_t^{-1} & -\bar{A}_t^{-1}V_t \\ -V_t^T\bar{A}_t^{-1} & 1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中: $\rho_t = c^{-1}\gamma^{d_m} + k(x_m^t, x_m^t) - V_t^T\bar{A}_t^{-1}V_t$ 。

若令 $\text{diag}(A_t^{-1})_i$ 表示 A_t^{-1} 第 i 行第 i 列元素, 则式(15)进一步简化为

$$\xi_{\text{loo}}^{(-m)}(t) = \frac{(A_t^{-1}y_t)_m}{\text{diag}(A_t^{-1})_m} \quad (17)$$

结合式(16)、式(17)可知, t 时刻第 m 个样

本对应的遗忘因子对 $\xi_{\text{loo}}^{(-m)}(t)$ 的影响只体现在 ρ_t 上。文献[20]表明, 式(11)中交换元素的顺序对方程的解不会造成影响, 由上述推导可知, 该结论在 FF-KELM 中依然成立, 故 D_t 中每个元素的 FLOO-CV 误差可表示为

$$\xi_{\text{loo}}^{(-k)}(t) = \frac{(A_t^{-1}y_t)_k}{\text{diag}(A_t^{-1})_k} \quad k = 1, 2, \dots, m \quad (18)$$

设 $E_t = [\xi_{\text{loo}}^{(-1)}(t), \xi_{\text{loo}}^{(-2)}(t), \dots, \xi_{\text{loo}}^{(-m)}(t)]$, 其代表时刻 t 的泛化误差向量, 则平均泛化误差 ε_t 为

$$\varepsilon_t = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m |\xi_{\text{loo}}^{(-k)}(t)| \quad (19)$$

在 $t+1$ 时刻, 当新样本 (x_{t+1}, y_{t+1}) 到达时, 根据式(10)模型对其输出预测值表示为 $\hat{y}_{t+1} = k_t\theta_t$ 。将 ε_t 设为自适应阈值, 若 $|y_{t+1} - \hat{y}_{t+1}| > \varepsilon_t$, 则根据 2.3 节更新字典及模型; 若 $|y_{t+1} - \hat{y}_{t+1}| \leq \varepsilon_t$, 则字典及模型保持不变。

2.3 核权重向量在线更新

本节将核权重向量的更新过程分为构造和修剪 2 个阶段, 新样本 (x_{t+1}, y_{t+1}) 到来后, 依据阶段不同采用不同的处理方式。

当前字典的规模 m_t 小于预设规模 m 时, 为构造阶段。在此阶段, 设时刻 t 字典为 $D_t = \{k(\cdot, x_i)\}_{i=1}^m$, 令 $A_t = c^{-1}\gamma'B^{-1} + HH^T$ 。则在时刻 $t+1$, 对于新样本 (x_{t+1}, y_{t+1}) , $D_{t+1} = D_t \cup k(\cdot, x_{t+1})$, 且有

$$A_{t+1} = \begin{bmatrix} A_t & k_t \\ k_t^T & v_t \end{bmatrix} \quad (20)$$

式中: $v_t = c^{-1}\gamma^{t+1} + k(x_{t+1}, x_{t+1})$; $k_t = [k(x_1, x_{t+1}), k(x_2, x_{t+1}), \dots, k(x_t, x_{t+1})]^T$ 。

与式(16)类似, 进一步有

$$A_{t+1}^{-1} = \begin{bmatrix} A_t^{-1} + A_t^{-1}k_t\rho_t^{-1}k_t^TA_t^{-1} & -A_t^{-1}k_t\rho_t^{-1} \\ -\rho_t^{-1}k_t^TA_t^{-1} & \rho_t^{-1} \end{bmatrix} \quad (21)$$

式中: $\rho_t = v_t - k_t^TA_t^{-1}k_t$ 。此时核权重向量的递推更新公式表示为

$$\theta_{t+1} = A_{t+1}^{-1}y_{t+1} \quad (22)$$

式中: $y_{t+1} = [y_1, y_2, \dots, y_t, y_{t+1}]^T$, y_i 为第 i 个关键节点对应的目标值。

当字典的大小达到预定规模, 即 $m_t = m$ 时, 下一时刻进入修剪阶段。此时, 为使字典规模保持恒定, 在加入新样本前应当先删除一个样本, 该样本在字典中的索引可表示为

$$i = \arg \min_{i \in \{1, 2, \dots, m\}} \left[\frac{(A_t^{-1}y_t)_i}{\text{diag}(A_t^{-1})_i} \right] \quad (23)$$

将 A_t 写成如图 1 所示的形式。

图1 矩阵变换前的 A_i

Fig.1 A_i before matrix transformation

图1中: $d_1 < d_2 < \dots < d_i < \dots < d_m$, i 为通过式(23)得到的样本索引。将 A_i 中的第 i 行移到第1行,第 i 列移到第1列,其结果记为 \tilde{A}_i ,该过程可用矩阵变换 $\tilde{A}_i = PA_iQ$ 表示,其中 P 和 Q 是2个 m 阶的初等矩阵,并且有

$$P = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & \dots & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \leftarrow i \text{ 行}$$

$$Q = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & \dots & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \begin{matrix} i \text{ 列} \\ \downarrow \end{matrix}$$

显然, $P^{-1} = P^T, Q^{-1} = Q^T$ 。考虑到 $P = Q^T$, 可以得到如下结论:

$$\begin{cases} Q^{-1} = P \\ P^{-1} = Q \end{cases} \quad (26)$$

由式(26),可得

$$\tilde{A}_i^{-1} = (PA_iQ)^{-1} = PA_i^{-1}Q \quad (27)$$

令 $\tilde{A}_i^{-1} = W_i$, 即 $W_i = PA_i^{-1}Q$, 将 \tilde{A}_i^{-1} 表示为

$$\tilde{A}_i^{-1} = \begin{bmatrix} W_i^{(1,1)} & W_i^{(1,2;\text{end})} \\ W_i^{(2;\text{end},1)} & W_i^{(2;\text{end},2;\text{end})} \end{bmatrix} \quad (28)$$

再将 \tilde{A}_i 用块矩阵形式表示为

$$\tilde{A}_i = \begin{bmatrix} \bar{v}_i & \bar{V}_i \\ \bar{V}_i^T & A_i^{(-i)} \end{bmatrix}$$

式中: $\bar{v}_i = c^{-1} \gamma^{d_i} + k(x_i, x_i)$; $A_i^{(-i)}$ 为矩阵 A_i 中移除第 i 行和第 i 列后的矩阵。

根据块矩阵逆公式对 \tilde{A}_i 求逆,有

$$\tilde{A}_i^{-1} = \begin{bmatrix} \bar{\rho}_i^{-1} & -\bar{\rho}_i^{-1} \bar{V}_i (A_i^{(-i)})^{-1} \\ -(A_i^{(-i)})^{-1} \bar{V}_i^T \bar{\rho}_i^{-1} & (A_i^{(-i)})^{-1} \bar{V}_i^T \bar{\rho}_i^{-1} \bar{V}_i (A_i^{(-i)})^{-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & (A_i^{(-i)})^{-1} \end{bmatrix} \quad (29)$$

式中: $\bar{\rho}_i = \bar{v}_i - \bar{V}_i (A_i^{(-i)})^{-1} \bar{V}_i^T$ 。

联合式(28)和式(29),有

$$W_i^{(2;\text{end},2;\text{end})} = (A_i^{(-i)})^{-1} \bar{V}_i^T \bar{\rho}_i^{-1} \bar{V}_i (A_i^{(-i)})^{-1} + (A_i^{(-i)})^{-1} \quad (30)$$

式(30)等号右侧第1项可以写成

$$(A_i^{(-i)})^{-1} \bar{V}_i^T \bar{\rho}_i^{-1} \bar{V}_i (A_i^{(-i)})^{-1} = \frac{[-(A_i^{(-i)})^{-1} \bar{V}_i^T \bar{\rho}_i^{-1}] [-\bar{\rho}_i^{-1} \bar{V}_i (A_i^{(-i)})^{-1}]}{\bar{\rho}_i^{-1}} = \frac{W_i^{(2;\text{end},1)} W_i^{(1,2;\text{end})}}{W_i^{(1,1)}} \quad (31)$$

将式(31)的结果代入式(30)中,得到

$$(A_i^{(-i)})^{-1} = W_i^{(2;\text{end},2;\text{end})} - \frac{W_i^{(2;\text{end},1)} W_i^{(1,2;\text{end})}}{W_i^{(1,1)}} \quad (32)$$

在时刻 $t+1$, 经过2.2节的字典选中, 当新样本 (x_{t+1}, y_{t+1}) 作为有价值的节点需要插入字典中时,有

$$A_{t+1} = \begin{bmatrix} A_t^{(-i)} & V_{t+1} \\ V_{t+1}^T & v_{t+1} \end{bmatrix}$$

式中: $v_{t+1} = c^{-1} \gamma^{d_m+1} + k_{t+1,t+1}$; 向量 $V_{t+1} = [k_{1,t+1}, \dots, k_{i-1,t+1}, k_{i+1,t+1}, \dots, k_{m,t+1}]^T$ 。

通过块矩阵求逆公式得到 A_{t+1} 的逆矩阵为

$$A_{t+1}^{-1} = \rho_{t+1}^{-1} \begin{bmatrix} (A_t^{(-i)})^{-1} V_{t+1} V_{t+1}^T (A_t^{(-i)})^{-1} & -(A_t^{(-i)})^{-1} V_{t+1} \\ -V_{t+1}^T (A_t^{(-i)})^{-1} & 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (A_t^{(-i)})^{-1} & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & 0 \end{bmatrix} \quad (33)$$

式中: $\rho_{t+1} = v_{t+1} - V_{t+1}^T (A_t^{(-i)})^{-1} V_{t+1}$ 。

联合式(27)、式(28)、式(32)、式(33), 可得 A_{t+1}^{-1} 与 A_t^{-1} 的递推关系, 实现字典以快速留一交叉验证的方式删除一个样本后剩余样本的递推更新。进一步, 可得核权重向量的更新公式, 即 $\theta_{t+1} = A_{t+1}^{-1} y_{t+1}$, 其中, $y_{t+1} = [y_1^t, \dots, y_{i-1}^t, y_{i+1}^t, \dots, y_m^t, y_{t+1}^t]^T$ 。

3 方法流程与复杂性分析

3.1 方法流程

将本文提出的 FF-OSKELM 方法流程总结如下。

步骤 1 初始化。设置模型参数,包括字典规模 m , 遗忘因子 γ ,核参数 σ ,令 $m_t = 1, t = 1, \mathbf{D}_t = \{k(\cdot, \mathbf{x}_1)\}$, 计算 $\mathbf{A}_t^{-1} = (\mathbf{c}^{-1} \gamma^t \mathbf{B}^{-1} + \mathbf{\Omega}_t)^{-1}$ 和 $\boldsymbol{\theta}_t = \mathbf{A}_t^{-1} \mathbf{y}_t$ 。

步骤 2 新样本 $(\mathbf{x}_{t+1}, y_{t+1})$ 到达,若 $m_t < m$, 执行步骤 3, 否则执行步骤 4。

步骤 3 使用式(21)更新 \mathbf{A}_{t+1}^{-1} , 使用式(22)更新 $\boldsymbol{\theta}_{t+1}, m_t = m_t + 1, \mathbf{D}_{t+1} = \mathbf{D}_t \cup k(\cdot, \mathbf{x}_{t+1})$, 返回步骤 2。

步骤 4 使用式(10)计算 \hat{y}_{t+1} , 使用式(19)计算 ε_t , 如果 $|y_{t+1} - \hat{y}_{t+1}| \leq \varepsilon_t$, 字典及模型保持不变, 返回步骤 2; 否则执行步骤 5。

步骤 5 使用式(23)确定下标 i , 删除第 i 个字典后的字典记为 $\mathbf{D}_i^{(-i)}$, 新字典为 $\mathbf{D}_{t+1} = \mathbf{D}_i^{(-i)} \cup \{\mathbf{x}_{t+1}\}$, 联合式(27)、式(28)、式(32)、式(33)更新 \mathbf{A}_{t+1}^{-1} , 进而更新 $\boldsymbol{\theta}_{t+1} = \mathbf{A}_{t+1}^{-1} \mathbf{y}_{t+1}$, 返回步骤 2。

3.2 复杂性分析

以下对方法的 2 个主要过程简要分析其复杂性。

在核权重向量更新过程中,在构造阶段,计算 \mathbf{k}_t 的时间复杂度为 $O(m_t)$, 而计算 \mathbf{A}_{t+1}^{-1} 的时间复杂度为 $O(m_t^2)$; 在修剪阶段, 计算 $\tilde{\mathbf{A}}_t^{-1}$ 和 $(\mathbf{A}_t^{(-i)})^{-1}$ 的时间复杂度分别为 $O(m^2)$ 和 $O((m-1)^2)$, 计算 $\bar{\mathbf{k}}_t$ 的时间复杂度为 $O(m-1)$, 而计算 \mathbf{A}_{t+1}^{-1} 的时间复杂度为 $O((m-1)^2)$ 。因此,更新权重的时间复杂度为 $O(m^2)$ 。

在使用 FLOO-CV 误差进行字典关键节点选择过程中,计算预测值 \hat{y}_{t+1} 和自适应阈值 ε_t 所需要的唯一中间变量 \mathbf{A}_t^{-1} 在上一步的核权重更新过程已经计算完毕,因此该过程没有引进额外计算量,其计算复杂度只为 $O(m)$ 。

一般说来,字典规模 m 不会太大,因此本文方法可以满足在线应用的需求。

4 实验分析

仿真实验从计算复杂度、预测精度、预测稳定性 3 个方面进行设计。计算复杂度通过训练时间和测试时间来衡量,预测精度通过均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE)来度量,最大绝

对预测误差(Maximal Absolute Prediction Error, MAPE)和平均相对误差率(Mean Relative Error Rate, MRPE)则作为预测稳定性的衡量指标。

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |\hat{y}(i) - y(i)|^2}$$

$$\text{MAPE} = \max_{i=1,2,\dots,n} |\hat{y}(i) - y(i)|$$

$$\text{MRPE} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{|\hat{y}(i) - y(i)|}{y(i)}$$

本文所有方法均采用高斯核作为核函数,即 $k(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) = \exp(-\|\mathbf{x}_i - \mathbf{x}_j\|^2 / \sigma)$ 。实验环境为: MATLAB2018a, Windows 7 操作系统, Intel Core i7 处理器, 3.40 GHz 主频和 8 GB RAM。

4.1 非平稳 Mackey-Glass 混沌时间序列预测

本节首先使用 Mackey-Glass 混沌时间序列来证明本文方法的有效性。可以通过如下时延差分方程得到:

$$\frac{dx(t)}{dt} = \frac{ax(t-\tau)}{1+x(t-\tau)^{10}} - bx(t)$$

初始条件与文献[17]完全相同,即 $a = 0.2, b = 0.1, \tau = 17, x(0) = 1.2$, 当 $t < 0$ 时, $x(t) = 0$, 步长 $\Delta = 0.1$, 通过四阶 Runge-Kutta 方法解方程, 在此基础上,加上正弦曲线 $0.3 \sin(2\pi t / 3000)$ 以得到新的时间序列。设置采样间隔 $T_s = 10\Delta$, 规定时间嵌入维数等于 10, 由此获得了与文献[17]完全相同的数据集, 包含 1 191 组样本数据, 前 991 组用于训练, 后 200 组用于测试。

本节实验中分别用 ReOS-ELM^[21]、KB-IELM^[8]、FOKELM^[12]、FF-KB-IELM(在 KB-IELM 基础上引入本文的遗忘因子)、FF-FOKELM(在 FOKELM 基础上引入本文的遗忘因子)、ALD-KOS-ELM^[7]、NOS-KELM^[17] 与本文 FF-OSKELM 方法对比。ReOS-ELM 采用 Sigmoid 函数作为激活函数, 即

$$G(\mathbf{w}, p, \mathbf{u}) = 1 / \{1 + \exp[-(\mathbf{w} \cdot \mathbf{u} + p)]\}$$

式中: p 为偏量。

实验中所有方法的对应参数均与文献[17]一致, 如表 1 所示, 其预测结果如表 2 所示。由表 2 可知: ①由 ReOS-ELM 和其他方法的对比可知, 在大多数情况下(ReOS-ELM 的实验结果具有随机性), 从精度上看, 基于核的在线预测方法优于 ReOS-ELM; 从训练时间上看, ReOS-ELM 勉强与 KB-IELM 相当, 但远远差于带稀疏化过程的方法; ReOS-ELM 的预测稳定性是最差的。②由 KB-IELM 和 FF-KB-IELM 及 FOKELM 和 FF-FOKELM 的对比可知, 加上遗忘因子后, 原有方法无论是在精度还是在训练及预测时间上都小有

提升,这是因为遗忘因子的引入使模型在学习过程中能够不同程度地忘记过时数据,进而降低其在学习过程中的不利影响,同时更快地适应新到数据。③得益于遗忘因子及基于 FLOO-CV 误差的稀疏字典选择,本文方法在训练时间、精度及预测稳定性 3 个方面都远远超过 KB-IELM,即使与文献[17]的 NOS-KELM 方法相比,本文方法也具

有明显优势。在同样的数据集、硬件平台、算法参数的条件下,其保持预测时间极短的同时,训练时间缩短了 92%,训练和预测精度分别提升了 67%、65%,MAPE 及 MRPE 分别提升了 58%、63%。

图 2 为 ALD-KOS-ELM、NOS-KELM、FF-OSKELM 这 3 种使用了稀疏化过程的方法参与训练的样本数随时间变化的关系。可以发现:①只有不到 1/10 的训练样本被 FF-OSKELM 模型所使用,这说明基于 FLOO-CV 误差的字典稀疏化方法有很好的稀疏效果(虽然本节实验中 ALD-KOS-ELM 参与训练的样本量更少,但其严重依赖额外的阈值参数),也从另一个方面对训练时间的缩短给出了合理解释。②随着训练步数的增加,实际参与训练的样本数量趋于稳定,不会无限增加。说明在本文方法下,实验中的时间序列的输入模式是有限的,这也和大部分正常工作的非线性系统的工作状态相吻合。

图 3 和图 4 为 FOKELM、KB-IELM、ALD-KOS-ELM、FF-OSKELM 这 4 种方法对 Mackey-Glass 混

表 1 实验 1 参数设置

Table 1 Parameter setup in Experiment 1

方法	正则化参数 c	核参数 σ	其他参数
ReOS-ELM	2×10^3		$L = 50$
KB-IELM	10	10	
FF-KB-IELM	10	10	$\gamma = 0.999$
FOKELM	2×10^4	10	$z = 50$
FF-FOKELM	2×10^4	10	$z = 50, \gamma = 0.999$
ALD-KOS-ELM	1×10^3	10	$b = 0.00001$
NOS-KELM	2×10^4	10	$m = 50, \delta = 0.01, \eta = 0.8$
FF-OSKELM	2×10^4	10	$m = 50, \gamma = 0.999$

注: L 为 ReOS-ELM 中隐层神经元个数; z 为 FOKELM 中时间窗长度;ALD-KOS-ELM 中的 b 表示 ALD 准则需要设置的阈值;NOS-KELM 中的 δ 和 η 均是梯度下降法中运用动态学习率时需要设置的常数,详细请参见相关文献[17]。

表 2 实验 1 预测结果

Table 2 Prediction results of Experiment 1

方法	训练		测试			
	时间/s	RMSE	时间/s	RMSE	MAPE	MRPE
ReOS-ELM	7.9405	0.0195	0.0011	0.0186	0.0500	0.0121
KB-IELM	8.6659	0.0175	0.0107	0.0153	0.0420	0.0108
FF-KB-IELM	8.6322	0.0153	0.0101	0.0132	0.0375	0.0094
FOKELM	0.0922	0.0268	4.4465×10^{-4}	0.0122	0.0317	0.0083
FF-FOKELM	0.0886	0.0259	3.3145×10^{-4}	0.0110	0.0286	0.0074
ALD-KOS-ELM	0.1464	0.0112	3.7160×10^{-4}	0.0109	0.0250	0.0081
NOS-KELM	0.5650	0.0104	2.4059×10^{-4}	0.0093	0.0263	0.0063
FF-OSKELM	0.0454	0.0034	3.5122×10^{-4}	0.0033	0.0110	0.0023

注:ELM 输入层初始权重的随机性导致 ReOS-ELM 的实验结果具有很大的随机性,表中只列出了 ReOS-ELM 一次实验的结果。

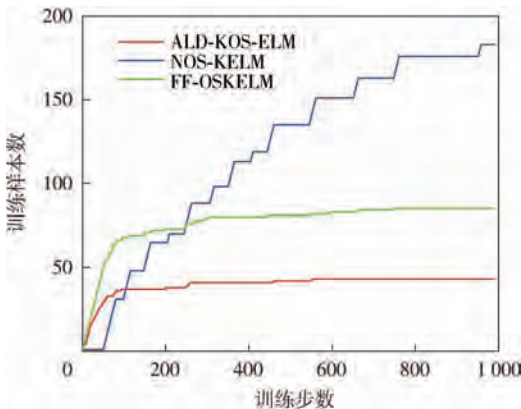


图 2 对 Mackey-Glass 混沌时间序列学习的训练样本数
Fig.2 Number of learned samples for chaotic Mackey-Glass time series

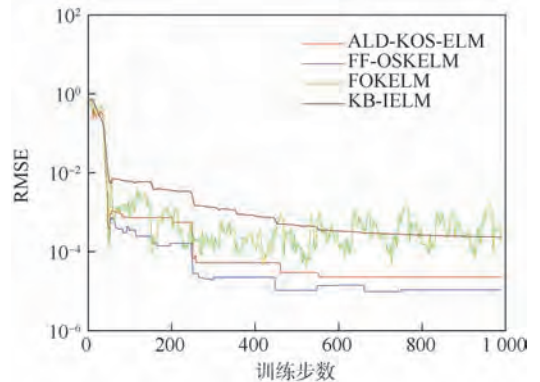


图 3 不同方法的学习曲线(实验 1)
Fig.3 Learning curves of different methods (Experiment 1)

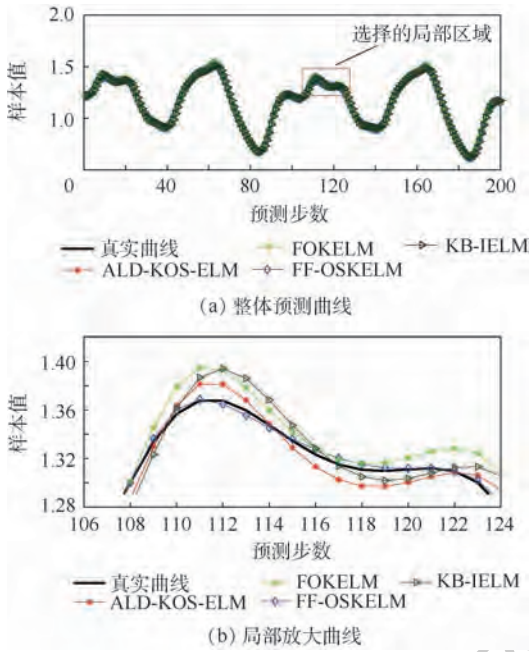


图4 不同方法的预测曲线(实验1)

Fig.4 Prediction curves of different methods (Experiment 1)

沌时间序列的学习曲线及预测曲线。由图3可以看到,FF-OSKELM性能更强,其主要优势体现在随着训练步数(训练样本数)的增加,相比于其他方法,可以收敛到一个更加精确的阶段。

图4(a)表明,所有方法大体上均能有效跟踪目标序列,进一步,由图4(b)的局部放大图可知,相比其他方法,FF-OSKELM预测误差更小,具有最佳的动态跟踪能力。考虑到FF-OSKELM更好的时效性,因此本文提出的方法用于时间序列预测具有相当的优势。

4.2 基于飞参数据的飞机发动机状态预测

本文方法具有一定的通用性,适用于时间序列数据的预测。以某型直升机发动机为例,选取了发动机扭矩等6个主要监测项目,原始数据取自该型机的飞参系统。图5为某飞行时间段内发

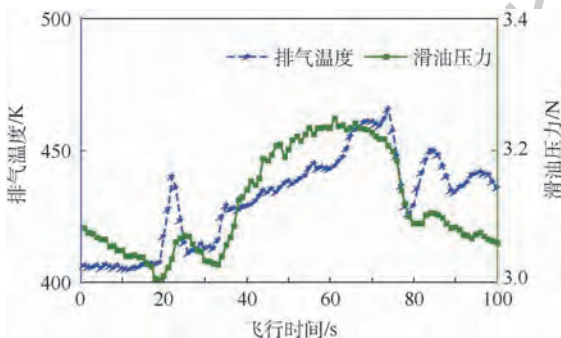


图5 某发动机排气温度与滑油压力变化曲线

Fig.5 Curves of exhaust gas temperature and oil pressure of an aero-engine

动机排气温度与滑油压力的变化曲线。

每间隔1s进行采样,每个监测项目获取100组样本。为证明本文方法的优势,样本的预处理方法与相关参数的设置与文献[15]相同,即:时间嵌入维数设为3,由此获得97组新样本(前67组用于训练,后30组用于测试),实验中各方法的参数设置如表3所示。4.1节结果表明,ReOS-ELM、KB-IELM及FF-KB-IELM各项性能较其他方法相差甚远,因此本节实验只选择FOKELM、ALD-KOS-ELM及NOS-KELM这三种方法与本文方法FF-OSKELM进行比较。

将后30组测试样本全部作为预测数据,表4为4种方法分别对6个监测项目的预测结果,其中各监测项目中的最优指标以加粗字体标出。可以看到:①从训练时间上看,FOKELM在某些监测项目上要略优于本文方法,这是因为本节实验中训练样本极少且已有样本的“规律性”不明显,意味着样本的价值性更高,导致更多的样本被纳入字典中进行训练,增加了包括本文方法在内的3种具有稀疏化过程的方法的训练时间。②对于绝大部分监测项目,即便在训练样本如此稀少而预测步长如此大的不利条件下,本文方法在预测精度和预测稳定性上依然拥有相当程度的优势。

以预测发动机未来30个单位时间内的滑油压力为例,4种方法的学习曲线如图6所示。其中,NOS-KELM因为需要使用前30个样本进行初始化,所以从第31个样本开始计算测试的均方根误差。可以看到,FF-OSKELM收敛精度要优于ALD-KOS-ELM和NOS-KELM。尽管FOKELM在训练的某些阶段表现出了与FF-OSKELM相当的性能,但其收敛性并不稳定,在某些阶段内,甚至有可能出现随着训练样本的增加性能反而持续下降的趋势。

表3 实验2参数设置

Table 3 Parameter setup in Experiment 2

监测项目	正则化参数 c	核参数 σ	m	阈值 δ
发动机扭矩	2×10^4	5×10^4	30	2×10^{-5}
发动机转速	2×10^4	1×10^9	30	2×10^{-8}
排气温度	2×10^4	1×10^7	30	2×10^{-9}
滑油温度	2×10^4	2×10^5	30	2×10^{-9}
滑油压力	2×10^4	2×10^4	30	2×10^{-9}
燃油瞬时流量	2×10^3	2×10^5	30	2×10^{-6}

注:阈值 δ 为ALD-KOS-ELM的参数, m 为其他3种方法的参数,表示字典规模或时间窗长度。

表 4 实验 2 预测结果
Table 4 Prediction results of Experiment 2

监测项目	方法	训练		测试		
		时间/s	RMSE	RMSE	MAPE	MRPE
发动机扭矩	FOKELM	0.0068	0.8463	1.4538	3.3427	0.1665
	ALD-KOS-ELM	0.0069	0.7846	1.0205	2.5814	0.1108
	NOS-KELM	0.0450	0.7108	1.4570	3.4216	0.1675
	FF-OSKELM	0.0057	0.6530	1.3041	3.0622	0.1507
发动机转速	FOKELM	0.0031	333.6344	241.7566	627.1551	0.0072
	ALD-KOS-ELM	0.0114	91.3325	167.5005	451.9461	0.0052
	NOS-KELM	0.0534	156.5575	276.8156	684.5222	0.0079
	FF-OSKELM	0.0044	82.9351	132.8739	385.7966	0.0040
排气温度	FOKELM	0.0056	4.8593	7.4748	19.7770	0.0125
	ALD-KOS-ELM	0.0310	4.1921	5.4027	13.6726	0.0093
	NOS-KELM	0.0388	5.3868	7.6483	20.0210	0.0128
	FF-OSKELM	0.0052	3.28617	3.8553	9.6942	0.0067
滑油温度	FOKELM	0.0043	0.1837	0.3211	0.5117	0.0081
	ALD-KOS-ELM	0.0444	0.0447	0.1604	0.2500	0.0042
	NOS-KELM	0.0626	0.2189	0.7010	0.9859	0.0185
	FF-OSKELM	0.0047	0.0317	0.1085	0.1809	0.0028
滑油压力	FOKELM	0.0046	0.1115	0.1054	0.1400	0.0309
	ALD-KOS-ELM	0.0350	0.0614	0.0407	0.0563	0.0125
	NOS-KELM	0.0391	0.0775	0.0504	0.0757	0.0152
	FF-OSKELM	0.0257	0.0367	0.0280	0.0457	0.0084
燃油瞬时流量	FOKELM	0.0335	3.3534	7.4560	18.8003	0.0317
	ALD-KOS-ELM	0.0122	2.4193	6.5896	23.6686	0.0244
	NOS-KELM	0.0574	2.6190	7.6981	18.6679	0.0336
	FF-OSKELM	0.0078	2.1632	6.5089	23.3964	0.0241

注:因为方法的测试时间均过于短暂,已能满足绝大部分在线应用需求,此表不再将之作为对比项。

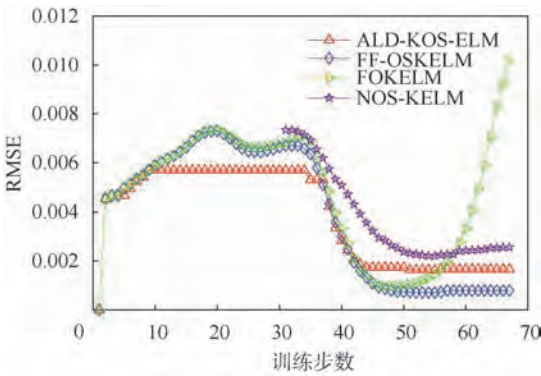


图 6 不同方法的学习曲线(实验 2)

Fig. 6 Learning curves of different methods (Experiment 2)

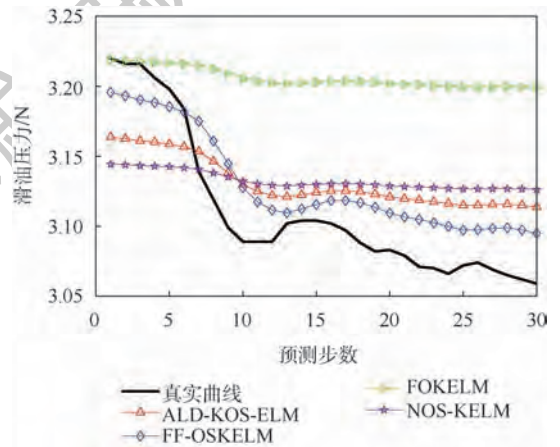


图 7 滑油压力预测曲线

Fig. 7 Prediction curves of oil pressure

当预测步数为 30 时,4 种方法对滑油压力的预测曲线如图 7 所示。显然,与其他 3 种方法相比,FF-OSKELM 匹配效果最好。相应地,图 8 显示了对滑油压力的绝对预测误差 (Absolute Pre-

diction Error, APE) 曲线。图中:红色虚线为参考线。对比可知,FF-OSKELM 整体上拥有最低的预测误差。

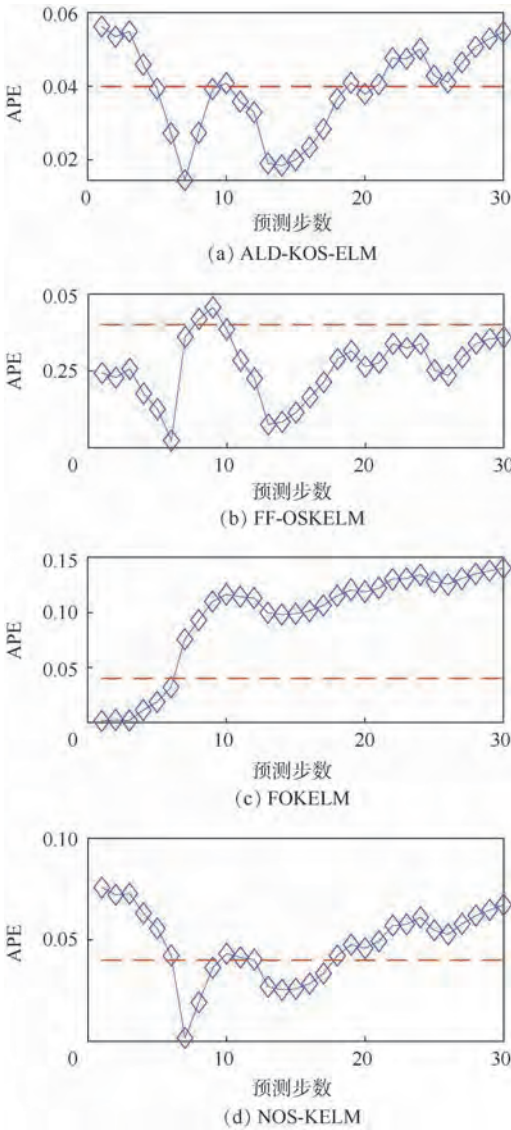


图8 滑油压力绝对预测误差曲线

Fig. 8 Absolute prediction error curves of oil pressure

5 结论

本文考虑在线预测中样本的时间差异性,定义了具有遗忘因子的核超限学习机(FF-KELM)。在此基础上,针对其模型膨胀问题,给出了FF-KELM的在线版本(FF-OSKELM),并将之运用于某型直升机发动机的状态预测,实验结果表明:

1) 相比于KB-IELM和FOKELM,遗忘因子的引入可以在原有方法的基础上进一步缩短训练时间,提升预测精度和预测稳定性。

2) 在稀疏化方法上,同为无需引入额外阈值参数的自适应的稀疏方法,本文采用的FLOO-CV方法比NOS-KELM使用的瞬时信息测量的稀疏效果要更好,且没有引入额外的计算量。

3) 在发动机性能参数的训练数据量仅为67而预测步长等于30的恶劣条件下,与FOKELM、

ALD-KOS-ELM和NOS-KELM相比,本文方法预测时间几乎为0,在6个监测项目上的平均训练时间分别缩短了7.6%、62.0%和81.9%,平均预测均方根误差分别提升了44.0%、19.9%和50.9%,且整体上具有更好的预测稳定性,能满足在线状态预测要求。

参考文献 (References)

- [1] TIAN Z, QIAN C, GU B, et al. Electric vehicle air conditioning system performance prediction based on artificial neural network [J]. Applied Thermal Engineering, 2015, 89: 101-104.
- [2] HUANG G B, ZHU Q Y, SIEW C K. Extreme learning machine: Theory and application [J]. Neurocomputing, 2006, 70 (1-3): 489-501.
- [3] YIN G, ZHANG Y T, LI Z N, et al. Online fault diagnosis method based on incremental support vector data description and extreme learning machine with incremental output structure [J]. Neurocomputing, 2014, 128: 224-231.
- [4] BILAL M, LIN Z P, LIU N. Ensemble of subset online sequential extreme learning machine for class imbalance and concept drift [J]. Neurocomputing, 2015, 149: 316-329.
- [5] LIANG N Y, HUANG G B, SARATCHANDRAN P, et al. A fast and accurate online sequential learning algorithm for feedforward networks [J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 2006, 17(6): 1411-1423.
- [6] HUANG G B, ZHOU H, DING X, et al. Extreme learning machine for regression and multiclass classification [J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics-Part B: Cybernetics, 2011, 42(2): 513-529.
- [7] SCARDAPANE S, COMMINELO D, SCARPINITI M, et al. Online sequential extreme learning machine with kernels [J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2015, 26(9): 2214-2220.
- [8] GUO L, HAO J H, LIU M. An incremental extreme learning machine for online sequential learning problems [J]. Neurocomputing, 2014, 128: 50-58.
- [9] YU X, RASHID M, FENG J, et al. Online glucose prediction using computationally efficient sparse kernel filtering algorithms in type-1 diabetes [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2018, 99: 1-13.
- [10] HAN M, ZHANG S, XU M, et al. Multivariate chaotic time series online prediction based on improved kernel recursive least squares algorithm [J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2018, 49(4): 1160-1172.
- [11] HONEINE P. Analyzing sparse dictionaries for online learning with kernels [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63(23): 6343-6353.
- [12] ZHOU X R, LIU Z J, ZHU C X. Online regularized and kernelized extreme learning machines with forgetting mechanism [J]. Mathematical Problems in Engineering, 2014, 2014: 1-11.
- [13] ZHOU X R, WANG C S. Cholesky factorization based online regularized and kernelized extreme learning machines with forgetting mechanism [J]. Neurocomputing, 2016, 174: 1147-

- 1155.
- [14] RICHARD C, BERMUDEZ J C M, HONEINE P. Online prediction of time series data with kernels [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2009, 57(3): 1058-1067.
- [15] 张伟, 许爱强, 高明哲. 基于稀疏核增量超限学习机的机载设备在线状态预测 [J]. *北京航空航天大学学报*, 2017, 43(10): 2089-2098.
- ZHANG W, XU A Q, GAO M Z. Online condition prediction of avionic devices based on sparse kernel incremental extreme learning machine [J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2017, 43(10): 2089-2098 (in Chinese).
- [16] 张伟, 许爱强, 高明哲. 一种基于积累一致性测量的在线状态预测算法 [J]. *上海交通大学学报*, 2017, 51(11): 1391-1398.
- ZHANG W, XU A Q, GAO M Z. An online condition prediction algorithm based on cumulative coherence measurement [J]. *Journal of Shanghai Jiaotong University*, 2017, 51(11): 1391-1398 (in Chinese).
- [17] ZHANG W, XU A Q, PING D F, et al. An improved kernel-based incremental extreme learning machine with fixed budget for nonstationary time series prediction [J]. *Neural Computing & Applications*, 2019, 31(3): 637-652.
- [18] LIM J S, LEE S, PANG H S, et al. Low complexity adaptive forgetting factor for online sequential extreme learning machine (OS-ELM) for application to nonstationary system estimations [J]. *Neural Computing & Applications*, 2013, 22(3-4): 569-576.
- [19] 郭威, 徐涛, 于建江, 等. 基于 M-estimator 与可变遗忘因子的在线贯序超限学习机 [J]. *电子与信息学报*, 2018, 40(6): 94-101.
- GUO W, XU T, YU J J, et al. Online sequential extreme learning machine based on m-estimator and variable forgetting factor [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2018, 40(6): 94-101 (in Chinese).
- [20] 张英堂, 马超, 李志宁, 等. 基于快速留一交叉验证的核极限学习机在线建模 [J]. *上海交通大学学报*, 2014, 48(5): 641-646.
- ZHANG Y T, MA C, LI Z N, et al. Online modeling of kernel extreme learning machine based on fast leave-one-out cross-validation [J]. *Journal of Shanghai Jiaotong University*, 2014, 48(5): 641-646 (in Chinese).
- [21] HUYNH H T, WON Y. Regularized online sequential learning algorithm for single-hidden layer feedforward neural networks [J]. *Pattern Recognition Letters*, 2011, 32(14): 1930-1935.

作者简介:

朱敏 男, 博士研究生。主要研究方向: 机载电子设备状态监测与故障诊断。

许爱强 男, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 复杂电子系统自动测试与诊断技术。

An improved KELM based online condition prediction method

ZHU Min, XU Aiqiang*, CHEN Qiangqiang, LI Ruiheng

(Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China)

Abstract: In order to curb kernel matrix expansion and track the time-varying dynamic characteristics when kernel extreme learning machine (KELM) is applied to online condition prediction, a sparse KELM online prediction algorithm with forgetting factor is proposed. By introducing forgetting factor, a new objective function is constructed, which makes every element in sparse dictionary has different weights related to timestamp and ensures the effective tracking of the dynamic changes. By minimizing the fast leave-one-out cross-validation (FLOO-CV) error, key nodes with predetermined size are selected to form a dictionary. At the same time, the online recursive updating of model parameters is realized based on the elementary transformation of matrix and the inverse formula of block matrix. The proposed algorithm is compared with the recently proposed three online sequential KELM algorithms. The experimental results of aero-engine condition prediction show that the average training time of the proposed algorithm on six monitoring items is reduced by 7.5%, 62.0% and 81.9% respectively, and the average prediction accuracy is improved by 44.0%, 19.9% and 50.9% respectively.

Keywords: condition prediction; online sequential learning; fast leave-one-out cross-validation (FLOO-CV); extreme learning machine; kernel method

Received: 2018-11-22; **Accepted:** 2018-12-28; **Published online:** 2019-01-04 15:08

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190102.0913.002.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (11802338); Natural Science Foundation of Shandong Province (ZR2017MF036)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2018.0705



裂纹矩张量反演的传感器排布形式

孔岳¹, 李敏^{1,*}, 陈伟民²

(1. 北京航空航天大学 航空科学与工程学院, 北京 100083; 2. 中国科学院力学研究所, 北京 100190)

摘 要: 裂纹矩张量反演方法利用声发射信号求解裂纹信息, 是一种有效的裂纹扩展实时监测方法。在工程应用中, 传感器接收到的声发射信号总包含一定比例的噪声。噪声信号会影响矩张量反演精度, 甚至导致错误结果。研究通过优化传感器排布形式来降低噪声对矩张量反演精度的影响。基于矩张量初至波反演方法, 分析了传感器位置选择的理论基础。进而利用人工合成声发射信号, 定量研究了在不同传感器排布形式下, 矩张量反演精度对噪声的敏感度。结果表明: 正五边形传感器排布形式具有较好的精度表现, 这种排布形式将 5 个传感器布置在一个圆环上, 相邻传感器的传感器-圆心连线的夹角为 72° , 第 6 个传感器布置在圆心。此时矩张量求解方程的条件数较小, 当声发射信号幅值因为噪声发生变化时, 求解结果具有较高的精度和稳定性。研究针对矩张量反演中的传感器位置选择问题, 为相关工程实践提供了建议和理论依据。

关键词: 矩张量; 传感器排布; 噪声; 求解稳定性; 条件数

中图分类号: O347.4⁺1; P315

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2019)07-1380-08

能源问题是当前中国面临的重大问题, 因此推动页岩气等非常规油气资源的开采和利用具有非常重要的意义。当前页岩气开采多采用水力压裂技术, 其中实时监测水力致裂裂纹的发展情况、判读裂纹开裂机制能够为压裂方案的优化提供切实的依据, 对提高页岩气产量至关重要。目前广泛采用的方法是基于矩张量理论的裂纹实时监测方法, 即通过裂纹开裂产生的声发射信号反演裂纹矩张量, 进而求解裂纹信息^[1-2]。矩张量理论最早发展于地球物理学领域, 被用来监测地震的震源机制。Burridge 和 Knopoff^[3] 根据动力学等效概念, 提出了使用动态等效力来描述裂纹张开过程。进而, Knopoff 和 Randall^[4] 讨论了几种特殊形式矩张量对应的裂纹形态。为探索矩张量理论的应用价值, 早期很多学者^[5-7] 尝试通过面波来反演裂纹矩张量。由于技术水平的限制, 为了

得到稳定、唯一的矩张量反演结果, 计算中需要人工引入多种约束条件。由于约束条件的不同会影响矩张量反演结果, 约束条件的选取必须具有可靠的物理依据, 由此也引出了关于裂纹类型和矩张量形式的讨论^[8-9]。在总结前人研究的基础上, Aki 和 Richards^[10] 详细推导了裂纹矩张量等效的理论基础, 并给出了矩张量表述的地震波表达式。以此为基础, Ohtsu^[11] 提出利用地震波中远场压缩波(P波)成分反演矩张量的方法, 该方法形式简单并且针对工程应用条件作了相应的改进和简化。后续对矩张量反演方法的研究大多是针对矩张量反演过程的改进^[12-13] 和反演结果可靠性的分析^[14-15]。

在矩张量反演中, 噪声是一个不可忽视的问题。由于地质结构存在显著的不均匀性和各向异性^[16-17], 弹性波在介质中传播时会发生明显的散

收稿日期: 2018-11-30; 录用日期: 2019-01-04; 网络出版时间: 2019-01-09 14:32

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190108.1127.005.html

基金项目: 国家自然科学基金(11232012, 11372320)

* 通信作者. E-mail: limin@buaa.edu.cn

引用格式: 孔岳, 李敏, 陈伟民. 裂纹矩张量反演的传感器排布形式[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(7): 1380-1387.

KONG Y, LI M, CHEN W M. Sensor arrangement in moment-tensor inversion for cracks[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(7): 1380-1387 (in Chinese).

射、反射等现象^[18-19]。另外,矩张量反演中的点震源假设和远场假设将弹性波信号理想化,导致反演过程不考虑裂纹开裂产生的高频波和中近场成分的影响。对于矩张量反演,这部分弹性波成分也可以看作特殊的噪声信号。由于噪声信号成分大多具有不确定性,因此矩张量反演结果会出现无法预料的偏差甚至错误^[20-21]。针对噪声问题,目前常用的手段是在开始反演前,使用数字信号处理方法对声发射信号进行处理^[22],然而,裂纹动力学特性无法预先了解,地质结构也是复杂且未知的,导致噪声信号的特征很难评估,由此可见对噪声信号的筛选和处理是一件非常困难的事情。

裂纹矩张量反演方法的本质,是通过传感器捕捉裂纹开裂产生的声发射信号幅值在空间中的分布规律,进而识别特定的裂纹。合理的传感器空间排布形式能够降低噪声对反演结果的影响,提高反演结果的精度。目前,对矩张量反演中传感器位置的研究还比较少。对于地震的矩张量反演^[20,23-24],由于地震台站多为永久性建筑,工程中一般根据震源定位选择临近的地震台站所得地震波形进行反演。对于实验室条件下的岩石压裂声发射实验^[25-27],虽然试件尺寸较小且传感器布置的自由度很高,研究中传感器位置的选取仅仅根据均匀排布、尽可能扩大覆盖面等依据来确定。总体来看,矩张量反演中对于传感器(台站)位置选择的研究还不够深入。因此,本文从传感器空间排布形式入手,以相应的理论分析为基础,研究在声发射信号包含一定噪声的情况下,不同的传感器排布方案取得的矩张量反演精度,为工程应用提供相关的意见和指导,即如何选择合适的传感器排布形式来提高裂纹矩张量反演精度。

1 理论分析

1.1 裂纹矩张量反演理论

根据矩张量理论的裂纹载荷等效原理^[10],任何一个裂纹都可以通过唯一的矩张量来描述。在均匀各向同性介质中,对于一个裂纹,假设裂纹面的法向向量为 \mathbf{n} , 裂纹面开裂的位移向量为 \mathbf{l} , 则其对应的矩张量形式为

$$m_{pq} = (\lambda l_k n_k \delta_{pq} + \mu l_p n_q + \mu l_q n_p) V \quad (1)$$

式中: m_{pq} 为矩张量元素; λ 和 μ 为拉梅常数; 当 $p = q$ 时, δ_{pq} 取 1, 否则取 0; l_k 和 l_p 为裂纹面位移单位向量的分量; n_k 和 n_q 为裂纹面法向单位向量的分量; V 为裂纹开裂体积。

由矩张量表述的裂纹开裂弹性波位移场的表达式为^[10]

$$u_n = \iint_{\Sigma} G_{np,q} m_{pq} * S(t) d\Sigma \quad (2)$$

式中: u_n 为弹性体中某处沿方向 n 的位移, $n = 1, 2, 3$, 分别代表 x, y, z 3 个坐标方向; Σ 代表裂纹面; $G_{np,q}$ 为第 2 类格林函数; $S(t)$ 为震源函数。由于式(2)展开后的形式过于复杂,不利于工程应用,因此引入远场假设和点震源假设来对其进行简化,其中远场假设认为传感器与震源的距离足够远,此时声发射信号中只包含远场成分;点震源假设认为震源尺寸远小于弹性波波长,因此裂纹面上每个点发出的弹性波的相位都相同,且每个点到任意一个传感器的距离也相同,此时裂纹的真实几何形状可以忽略。则由矩张量表述的裂纹弹性波表达式可简化为^[10]

$$u_n = \frac{r_n r_p r_q}{4\pi\rho v_p^3} \cdot \frac{1}{R} m_{pq} \dot{S}\left(t - \frac{R}{v_p}\right) - \frac{r_n r_p - \delta_{np} r_q}{4\pi\rho v_s^3} r_q \frac{1}{R} m_{pq} \dot{S}\left(t - \frac{R}{v_s}\right) \quad (3)$$

式中: r_n, r_p 和 r_q 为震源-传感器连线方向余弦的分量, $n, p, q = 1, 2, 3$, 分别代表 x, y, z 3 个坐标方向; ρ 为介质材料密度; R 为传感器与震源的距离; v_p 和 v_s 分别为纵波波速和横波波速。进一步,可认为震源函数具有单位阶跃形式^[28],且考虑到压缩波(P波)成分的波速最快,工程中使用式(4)来反演矩张量^[29]:

$$A_n = C_s \frac{\text{Ref}(t, \mathbf{r})}{R} \cdot \begin{bmatrix} r_1 & r_2 & r_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{12} & m_{22} & m_{23} \\ m_{13} & m_{23} & m_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: A_n 为传感器接收到的沿 n 方向位移信号的初动极大值; C_s 为传感器灵敏度参数,工程中该参数一般通过试验测定,数值试验中取 1; $\text{Ref}(t, \mathbf{r})$ 表示反射系数,用于修正地面反射对弹性波幅值的影响,数值试验中取 r_n ; m_{pq} 表示矩张量元素,一个完整的矩张量包含 9 个元素,其中独立元素有 6 个。也就是说,通过 6 个不同位置的传感器可以得到 6 个与式(4)形式相同的代数方程,方程联立可以求解得到完整的矩张量。

1.2 传感器位置选择理论

矩张量反演方法的核心是求解一组方程组,即由 6 个传感器得到的形如式(4)的方程所组成的方程组,当考虑噪声信号时,方程组可以写成的矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} & b_{14} & b_{15} & b_{16} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} & b_{24} & b_{25} & b_{26} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} & b_{34} & b_{35} & b_{36} \\ b_{41} & b_{42} & b_{43} & b_{44} & b_{45} & b_{46} \\ b_{51} & b_{52} & b_{53} & b_{54} & b_{55} & b_{56} \\ b_{61} & b_{62} & b_{63} & b_{64} & b_{65} & b_{66} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_{11} \\ m_{12} \\ m_{13} \\ m_{22} \\ m_{23} \\ m_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1^S \\ a_2^S \\ a_3^S \\ a_4^S \\ a_5^S \\ a_6^S \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_1^N \\ a_2^N \\ a_3^N \\ a_4^N \\ a_5^N \\ a_6^N \end{bmatrix} \quad (5)$$

进而式(5)可写成

$$BM_e = A^S + A^N$$

其中: B 为方程组的系数矩阵; M_e 为矩张量元素组成的列向量; A^S 为真实信号幅值; A^N 为噪声信号幅值。本文希望在 A^N 取值出现小幅度变化时,解向量 M_e 的求解结果能够保持稳定。为了降低列向量 M_e 对噪声信号的敏感度,根据数值分析理论,需要降低系数矩阵 B 的条件数,条件数的定义为

$$\text{cond}(B) = \|B\|_{\infty} \|B^{-1}\|_{\infty} \quad (6)$$

适中:范数取无穷范数形式。

选择合理传感器的依据是使得系数矩阵的条件数尽可能的取小值。对比式(4)和式(5)可知,影响系数矩阵 B 取值的因素包括传感器之间的相对位置和传感器与震源的相对位置。一般情况下,传感器的位置选定与地震发生之前,研究传感器与震源的相对位置意义较小且会大幅度增加研究复杂性。因此研究只考虑传感器之间的相对位置。由于矩张量反演至少涉及6个传感器,即6个空间位置,18个自由度。通过理论推导传感器最佳位置非常困难,因此本文通过枚举的方法,通过大量的随机分布实验寻找传感器布局的一般规律。

2 随机分布实验

2.1 传感器位置选取及坐标变换

为了寻找传感器布局的一般规律,研究使用枚举法随机选择不同的传感器布局,通过对比不同传感器布局下的矩张量反演误差来寻求最优的分布模式。首先在 $x-y$ 面上一个半径为1m的圆内(记作 C_0 圆)随机选择6个初始传感器坐标点,记作 L_0 ,其中 L_0 是 6×3 阶矩阵,每一行存储一个传感器的坐标。然后将传感器坐标进行坐标变换:

$$L = RD + \frac{R}{10}L_0^T \quad (7)$$

式中: D 为平移矩阵,每一行都相同且等于方向向量 $d = [\sqrt{3}/3, \sqrt{3}/3, \sqrt{3}/3]$; L_0^T 是矩阵 L_0 的坐标变换, L_0^T 存储的点坐标仍位于半径为1m的圆内(记作 C_1 圆),但是圆所在的平面垂直于方向向量 d 。本文的研究对象是传感器排布形式,传感器之间的距离和传感器与震源的距离并非本文的关注内容,其取值不会对研究结论造成影响。工程实际中,距离的取值取决于实际的工程条件,其在不同的工程实践中差别很大。为提高反演精度,传感器之间的距离应尽可能取较大的值。在确保不同次实验结果之间具有可比性的前提下,为了简化研究过程,本文直接取 $R = 1000$ m,经过式(7)所示的计算过程后, L 中存储了最终的传感器位置,此时传感器位于同一个平面内的一个半径为100m的圆内(记作 C_2 圆)。以 L 中存储的传感器位置坐标开展矩张量反演,并作为一次实验。

2.2 声发射信号构造

为了探究合理的传感器排布形式,研究需要合适的声发射数据用于矩张量反演。为了简化研究,排除其他因素的影响。本文使用人工合成的声发射信号,在基础信号中叠加一定比例的噪声信号,考察不同传感器排布形式对噪声信号的敏感程度。针对特定的裂纹类型,基础信号使用式(3)计算,震源函数取类单位阶跃形式^[11]。噪声信号的幅值根据基础信号的均方根计算:

$$F = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (f_0(t_i))^2} \quad (8)$$

式中: F 为基础信号的整体幅值水平; $f_0(t_i)$ 为 t_i 时刻基础信号的数值; N 为位移序列中元素的个数。在基础信号 $f_0(t_i)$ 的基础上,叠加白噪声信号,即

$$f(t_i) = f_0(t_i) + \alpha F \text{Rand}(-1, 1) \quad (9)$$

其中: $f(t_i)$ 为叠加上噪声信号之后的声发射信号,称之为真实信号; α 为噪声信号占基础信号的比例; $\text{Rand}(-1, 1)$ 表示区间 $[-1, 1]$ 上的一个均匀随机数。

2.3 反演误差计算

为了定量研究传感器排布形式对裂纹矩张量反演精度的影响,本文提出了一种矩张量反演误差计算方法。传统的矩张量分解处理方法计算过程复杂,且处理结果重点反映了裂纹的物理特性,对矩张量数学特征的反映则不够直接和明显。因此,参照线性代数中范数的概念,将矩张量看作一个 3×3 的矩阵,通过构造特定形式的范数来定量表征矩张量反演误差。

裂纹矩张量反演结果的误差计算方法应综合

考虑 2 个方面:一方面,最终的误差结果应考虑所有矩张量元素的误差情况;另一方面,根据各个矩张量元素取值的大小,不同矩张量元素误差对最终误差结果影响的权重应具有区分度。综合以上两方面的考虑,误差计算方式为

$$e = \frac{1}{\sqrt{N_e}} \left\| \frac{\mathbf{M} - \mathbf{M}_0}{\max(|\mathbf{M}_0|)} \right\|_F \quad (10)$$

式中: e 为矩张量的反演误差; \mathbf{M} 为矩张量反演结果; \mathbf{M}_0 为矩张量真实结果; N_e 为矩张量元素的个数; $\max(|\mathbf{M}_0|)$ 为矩阵中所有元素绝对值中的最大值; $\|\cdot\|_F$ 表示矩阵 Frobenius 范数,相应的表达式为

$$\|\mathbf{M}\|_F = \left(\sum \sum m_{ij}^2 \right)^{1/2} \quad (11)$$

3 数值实验结果

根据式(7)产生 100 组传感器随机分布形式,进而根据式(3)求解相应位置处的声发射信号,根据式(4)反演矩张量,最后通过式(10)求解反演误差。文献[10]表明,地震裂纹主要以剪切裂纹为主,因此实验选择剪切裂纹作为震源。在岩石介质中,存在同一个区域内包含多个裂纹源的情况,多个裂纹的识别主要依赖于声发射信号初至波到时的拾取精度。另外,声发射事件的强度也是一个重要指标,但声发射事件强度的识别依赖于声发射信号初至波幅值的识别精度。总体来看,声发射事件的发生数和强度的识别主要依赖于信号处理精度,与传感器排布形式的关系相对较小。因此,为了简化研究过程,数值实验中只考虑单一震源具有相同震源强度的情况。

当噪声水平 $\alpha = 2\%$ 时,相应的误差统计结果如图 1 所示。图中每一个点代表一种随机传感器

分布模式,极坐标图径向坐标代表反演误差,周向坐标随机选取,没有实际物理意义,其作用是区分每次反演结果。

从图 1 中找出最靠近中心,即误差最小的 3 个结果,画出对应的传感器排布形式,如图 2 所示,图中星号代表传感器位置。由图 2 可以看出,3 种传感器排布形式存在一定的相似性,即一个传感器接近圆形区域的圆心,其他 5 个传感器则靠近圆形边界,且传感器之间的方位差别相对

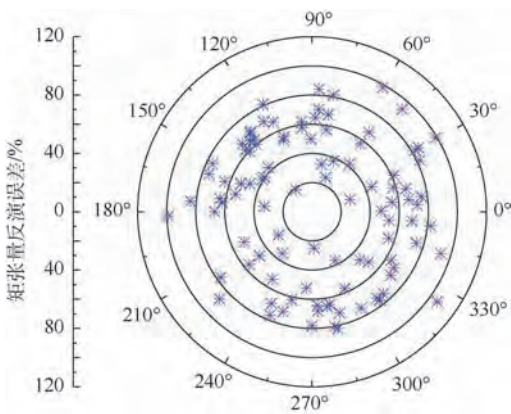


图 1 100 种传感器随机排布形式反演得到的矩张量反演误差对比

Fig. 1 Comparison of moment-tensor inversion errors calculated with 100 sensor stochastic arrangements

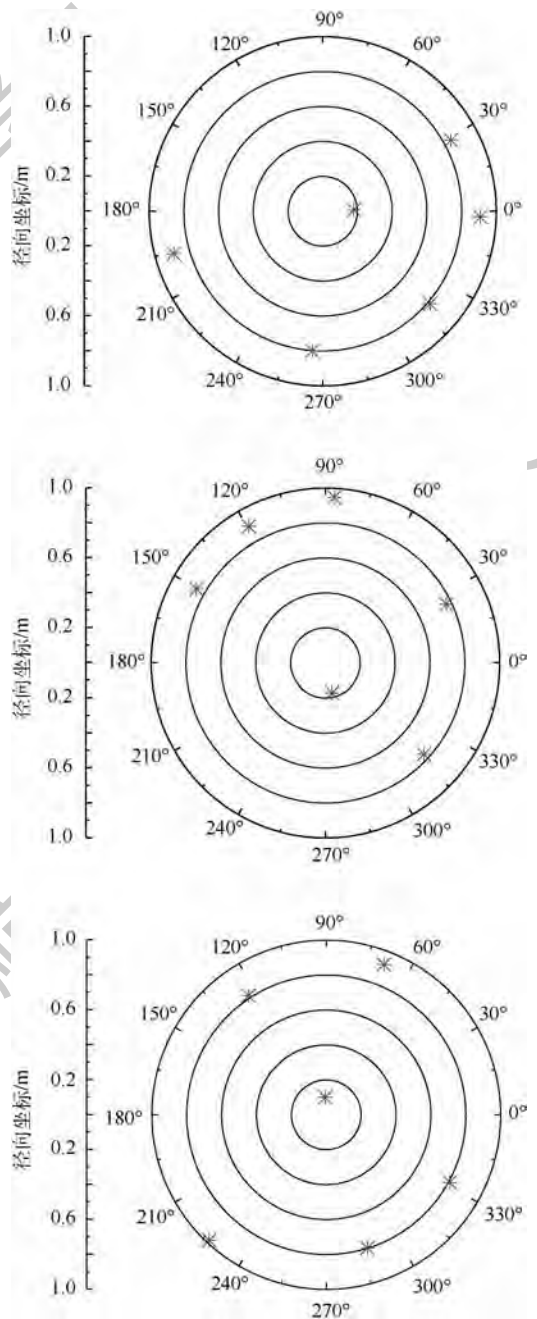


图 2 图 1 中矩张量反演误差最小的 3 个结果对应的传感器排布形式示意图

Fig. 2 Schematic of sensor arrangements corresponding to three moment-tensor inversion errors with minimum values in Fig. 1

比较均衡。由此可以猜想,性能最好的传感器排布形式是正五边形的形式:第1个传感器布置在圆形,其他5个传感器分别布置在圆形内接正五边形的5个角点上,如图3所示,图中黑色原点代表传感器位置。

为了探究正五边形传感器排布形式下的矩张量反演表现,将正五边形传感器排布形式应用于矩张量反演中,并将计算结果与随机传感器排布形式所得结果进行对比。根据式(7)计算出正五边形形式中6个传感器的空间最终位置为

$$L = \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ p_3 \\ p_4 \\ p_5 \\ p_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 577.35 & 577.35 & 577.35 \\ 506.64 & 648.06 & 577.35 \\ 516.67 & 560.37 & 654.00 \\ 610.56 & 496.14 & 625.34 \\ 658.56 & 544.14 & 529.36 \\ 594.33 & 638.03 & 499.70 \end{bmatrix} \quad (12)$$

为使结果具有可比性,正五边形传感器(见式(12))分布在一个半径为100 m的圆形区域内,与随机传感器的分布范围相同。将不同传感器排布形式计算得到的矩张量反演误差画图,如图4所示。其中,十字符号(10个)代表正五边形传感器排布形式得到的矩张量反演误差,米字符号(100个)代表随机传感器排布形式得到的反演误差。噪声水平 α 取1%,2%和3%。

由图4可以看出,在不同的噪声水平下,误差分布规律具有一致性。根据正五边形传感器排布形式计算得到的误差(符号)均集中于坐标图的中央,而随机传感器排布形式计算得到的误差则分布在周围很大的范围内。以上结果表明正五边

形传感器排布形式在矩张量反演中具有非常优秀的精度表现,虽然随机噪声信号导致正五边形传感器分布形式的反演结果出现波动,但是波动的幅度很小,多次反演的结果非常接近并且集中,由此可知在正五边形传感器排布形式的条件下,矩张量反演结果非常稳定。相对于其他传感器排布形式,此时的矩张量反演结果对噪声的敏感程度很低。

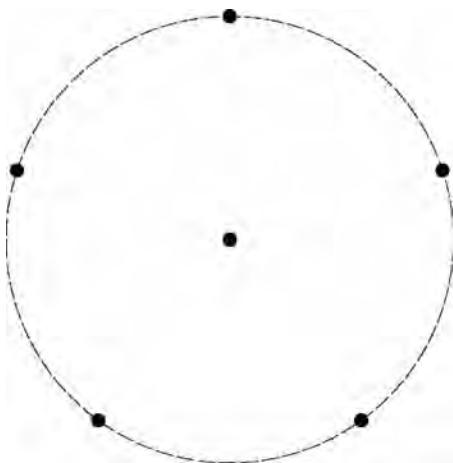


图3 传感器正五边形排布形式示意图

Fig.3 Schematic of sensors with an arrangement of regular pentagon

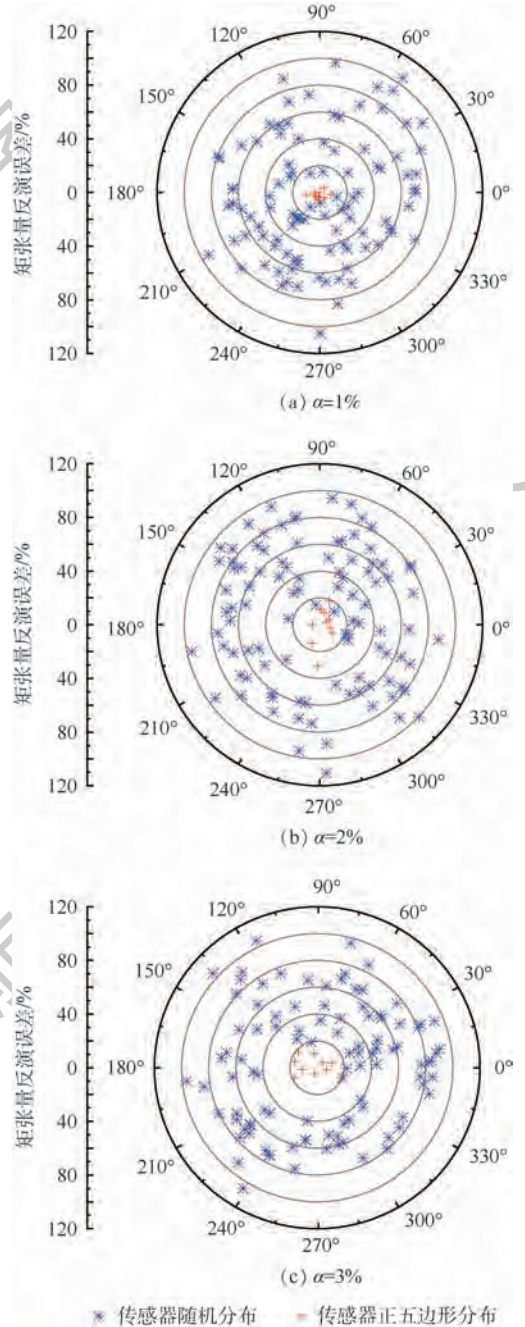


图4 不同噪声水平下多种传感器排布形式反演得到的矩张量反演误差对比

Fig.4 Comparison of moment-tensor inversion errors inverted with different sensor arrangements under different noise levels

4 原理分析

由第3节可知,正五边形传感器排布形式在矩张量反演中具有较好的精度表现。这一结论可以通过方程组的条件数来验证和解释。根据式(6),可以计算出传感器正五边形排布以及每种随机排布形式得到的线性方程组的条件数,所有条件数如图5所示。图中底部横线为传感器正五边形排布形式对应的条件数,星号表示每一次随机排布形式对应的条件数。图中横坐标表示每一次传感器随机排布的实验编号,纵坐标表示条件数。

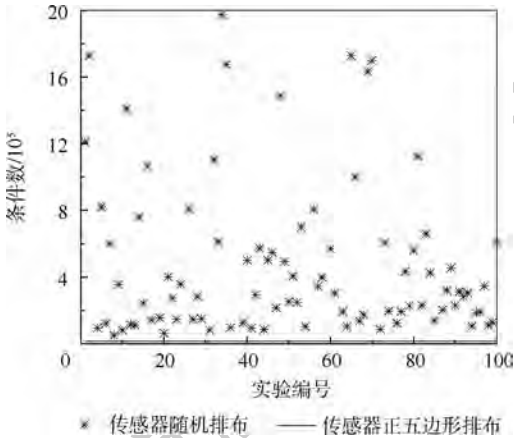


图5 矩张量反演中不同传感器排布形式对应的方程组条件数对比

Fig. 5 Comparison of condition numbers of equation set corresponding to different sensor arrangements in moment-tensor inversion

由图5可知,数值试验涉及的传感器随机排布形式对应的条件数均大于正五边形排布形式对应的条件数,也就是说传感器正五边形排布形式的条件数是目前计算考虑的所有传感器排布形式的下界。当传感器排布形式取正五边形形式时,方程组中方程之间的线性度最低,良性度最高。此时,计算结果对噪声的敏感度最低。在相同的噪声水平下,反演结果最接近理论值,反演精度最高。

5 结论

1) 裂纹矩张量反演中,传感器接收到的声发射信号总包含一定比例的噪声信号,这些噪声信号会影响矩张量的反演精度,甚至导致反演结果完全错误。优化传感器排布形式能够有效降低反演结果对噪声的敏感程度,提高矩张量的求解精度和稳定性。

2) 数值实验结果表明,对于单震源的情况,将传感器按照正五边形布置的方案性能最好。该方案中,5个传感器布置在一个圆环上,且相邻传感器方位角间隔(传感器-圆心连线的夹角)为 72° ,第6个传感器布置在圆心。这种排布形式可以明显降低信号噪声对矩张量精度的影响,相比于相同分布范围内其他的排布形式,此时的矩张量反演结果更接近真实值,稳定性更好。需要指出的是,当传感器以正五边形形式排布时,根据工程应用条件,尽可能增大传感器的分布范围(即圆环半径)可进一步提高矩张量的反演精度。

3) 裂纹矩张量反演的核心是求解一组线性方程组。当传感器以正五边形形式排布时,方程组系数矩阵的条件数较小,此时虽然位移列向量由于噪声发生小幅度变化,求解结果依然非常接近真实值,且波动较小。

参考文献 (References)

- [1] BAIG A, URBANCIC T. Microseismic moment tensors: A path to understanding FRAC growth [J]. The Leading Edge, 2010, 29(3): 320-324.
- [2] BAIG A, URBANCIC T, PRINCE M. Microseismic moment tensors: A path to understanding growth of hydraulic fractures [C] // Canadian Unconventional Resources and International Petroleum Conference. Richardson, Texas; Society of Petroleum Engineers, 2010.
- [3] BURRIDGE R, KNOPOFF L. Body force equivalents for seismic dislocations [J]. Bulletin of the Seismological Society of America, 1964, 54(6A): 1875-1888.
- [4] KNOPOFF L, RANDALL M J. The compensated linear-vector dipole: A possible mechanism for deep earthquakes [J]. Journal of Geophysical Research, 1970, 75(26): 4957-4963.
- [5] AKI K, PATTON H. Determination of seismic moment tensor using surface waves [J]. Tectonophysics, 1978, 49(3-4): 213-222.
- [6] KANAMORI H, GIVEN J W. Use of long-period surface waves for rapid determination of earthquake-source parameters [J]. Physics of the Earth and Planetary Interiors, 1981, 27(1): 8-31.
- [7] KANAMORI H, GIVEN J W. Use of long-period surface waves for rapid determination of earthquake source parameters 2. Preliminary determination of source mechanisms of large earthquakes ($M_S \geq 6.5$) in 1980 [J]. Physics of the Earth and Planetary Interiors, 1982, 30(2-3): 260-268.
- [8] SIPKIN S A. Interpretation of non-double-couple earthquake mechanisms derived from moment tensor inversion [J]. Journal of Geophysical Research, 1986, 91(B1): 531-547.
- [9] JULIAN B R, MILLER A D, FOULGER G R. Non-double-couple earthquakes 1. Theory [J]. Reviews of Geophysics, 1998, 36(4): 525-549.
- [10] AKI K, RICHARDS P G. Quantitative seismology [M]. San

- Francisco, CA; W. H. Freeman & Co., 1980.
- [11] OHTSU M. Source inversion of acoustic emission waveform[J]. Doboku Gakkai Ronbunshu, 1988, 1988(398):71-79.
- [12] HUDSON J A, PEARCE R G, ROGERS R M. Source type plot for inversion of the moment tensor[J]. Journal of Geophysical Research, 1989, 94(B1):765-774.
- [13] DAHM T. Relative moment tensor inversion based on ray theory: Theory and synthetic tests[J]. Geophysical Journal International, 1996, 124(1):245-257.
- [14] CHAPMAN C H, LEANEY W S. A new moment-tensor decomposition for seismic events in anisotropic media[J]. Geophysical Journal International, 2012, 188(1):343-370.
- [15] GU C, MARZOUK Y M, TOKSÖKZ M. Bayesian moment tensor inversion and uncertainty quantification for induced seismicity: Uncertainties from both the location and velocity model [M]// SEG Technical Program Expanded Abstracts 2017. Tulsa, OK: Society of Exploration Geophysicists, 2017:2784-2790.
- [16] STANCHITS S, VINCIGUERRA S, DRESEN G. Ultrasonic velocities, acoustic emission characteristics and crack damage of basalt and granite[J]. Pure and Applied Geophysics, 2006, 163(5):975-994.
- [17] HAMIEL Y, LYAKHOVSKY V, STANCHITS S, et al. Brittle deformation and damage-induced seismic wave anisotropy in rocks[J]. Geophysical Journal International, 2009, 178(2):901-909.
- [18] HUDSON J A. Overall properties of a cracked solid[J]. Mathematical Proceedings of the Cambridge Philosophical Society, 2008, 88(2):371.
- [19] 刘宁, 李敏, 陈伟民. 基于 EMT 采用 FEM 研究含裂纹介质中弹性波传播机制[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(9):1686-1692.
- LIU N, LI M, CHEN W M. Wave propagation in cracked elastic media based on EMT using FEM[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(9):1689-1692 (in Chinese).
- [20] FORD S R, DREGER D S, WALTER W R. Identifying isotropic events using a regional moment tensor inversion[J]. Journal of Geophysical Research: Solid Earth, 2009, 114(B1):593-602.
- [21] MUSTAC M, TKALCIC H. On the use of data noise as a site-specific weight parameter in a hierarchical bayesian moment tensor inversion: The case study of the geysers and long valley caldera earthquakes[J]. Bulletin of the Seismological Society of America, 2017, 107(4):1914-1922.
- [22] 傅一钦. 页岩气水力压裂微地震波的时域-频域二维瞬时谱全波形分析[D]. 北京: 中国科学院大学, 2017.
- FU Y Q. Full-waveform analysis in time-frequency domain of micro-seismic wave during shale hydraulic fracturing[D]. Beijing: University of Chinese Academy of Sciences, 2017 (in Chinese).
- [23] ABDEL-AAL A A K, YAGI Y. Earthquake source characterization, moment tensor solutions, and stress field of small-moderate earthquakes occurred in the northern Red Sea Triple Junction [J]. Geosciences Journal, 2017, 21(2):235-251.
- [24] CESCO S, HEIMANN S, KRIEGEROWSKI M, et al. Moment tensor inversion for nuclear explosions: What can we learn from the 6 January and 9 September 2016 nuclear tests, North Korea [J]. Seismological Research Letters, 2017, 88(2):300-310.
- [25] DAVI R, VAVRY ČUK V, CHARALAMPIDOU E-M, et al. Network sensor calibration for retrieving accurate moment tensors of acoustic emissions[J]. International Journal of Rock Mechanics and Mining Sciences, 2013, 62:59-67.
- [26] KWIATEK G, CHARALAMPIDOU E-M, DRESEN G, et al. An improved method for seismic moment tensor inversion of acoustic emissions through assessment of sensor coupling and sensitivity to incidence angle[J]. International Journal of Rock Mechanics and Mining Sciences, 2014, 65:153-161.
- [27] STIERLE E, VAVRYČUK V, KWIATEK G, et al. Seismic moment tensors of acoustic emissions recorded during laboratory rock deformation experiments: Sensitivity to attenuation and anisotropy[J]. Geophysical Journal International, 2016, 205(1):38-50.
- [28] 刘培洵, 陈顺云, 郭彦双, 等. 声发射矩张量反演[J]. 地球物理学报, 2014, 57(3):858-866.
- LIU P X, CHEN S Y, GUO Y S, et al. Moment tensor inversion of acoustic emission[J]. Chinese Journal of Geophysics, 2014, 57(3):858-866 (in Chinese).
- [29] OHTSU M. Acoustic emission theory for moment tensor analysis [J]. Research in Nondestructive Evaluation, 1995, 6(3):169-184.

作者简介:

孔岳 男, 博士研究生。主要研究方向: 矩张量反演方法的工程应用和弹性波的数值模拟。

李敏 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 结构动力学。

Sensor arrangement in moment-tensor inversion for cracks

KONG Yue¹, LI Min^{1,*}, CHEN Weimin²

(1. School of Aeronautic Science and Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China;

2. Institute of Mechanics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract: The moment-tensor inversion method utilizes acoustic-emission signal to obtain cracking information and is regarded as an effective tool to monitor the dynamic growth of cracks. However, in engineering practices, the signal, got by sensors, is always contaminated by noise. The noise will reduce moment-tensor accuracy, and even cause completely wrong results. Sensor arrangements are studied to suppress the effect of noise on moment-tensor accuracy. Based on the first-arrival polarity method, the theory of choosing sensor locations is analyzed. The sensitivity of moment-tensor inversion accuracy to noise is investigated with different sensor arrangements by the use of synthetical acoustic-emission signal. The results show that the pentagonal arrangement of sensors is a superior form, where five sensors locate on a circle, the azimuthal angle between adjacent sensors is 72° , and the sixth sensor locates at the center of the circle. Then the condition number of the equation set achieves a relative small value. When the wave amplitude is changed by noise, the moment-tensor result is quite stable and achieves high accuracy. For the determination of sensor arrangement in moment-tensor inversion, the guidelines and theoretical basis of engineering practices are provided in the study.

Keywords: moment tensor; sensor arrangement; noise; stability of solution; condition number

Received: 2018-11-30; **Accepted:** 2019-01-04; **Published online:** 2019-01-09 14:32

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190108.1127.005.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (11232012,11372320)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2018.0654



基于快速自适应超螺旋算法的制导律

刘畅¹, 杨锁昌^{1,*}, 汪连栋², 张宽桥¹

(1. 陆军工程大学石家庄校区 导弹工程系, 石家庄 050000; 2. 电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室, 洛阳 471003)

摘 要: 针对地空导弹攻击机动目标的制导律设计问题, 提出了一种有限时间稳定的新型二阶滑模制导律。在弹目相对运动模型的基础上, 将制导问题转化为一阶系统的控制问题。在超螺旋(ST)算法中引入线性项和一种新的参数自适应律, 提出了一种快速自适应超螺旋(FAST)算法, 该算法不需要已知系统不确定性的边界且收敛速度较快。利用类二次型Lyapunov函数证明了系统有限时间稳定性, 给出了收敛时间估计公式。通过与自适应滑模制导律、ST制导律和光滑二阶滑模制导律的仿真对比, 验证了所设计的制导律在保证制导精度的同时, 能够在有限时间内提高滑模变量的收敛速度, 并且避免了参数选择困难的问题。

关键词: 二阶滑模; 超螺旋(ST)算法; 制导律; 有限时间稳定; 自适应律

中图分类号: V488.133

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2019)07-1388-10

随着现代战场的日益复杂, 传统比例导引已经远远不能满足制导系统的发展需求。人们将先进的控制理论应用于导弹的制导系统中, 如最优控制、逆系统控制、 H_∞ 控制、微分几何控制、随机系统最优控制、滑模变结构控制等, 以解决强对抗条件下的精确制导问题。最优制导律虽然在理论上可以实现零脱靶量, 但形式复杂, 需要信息多, 且对信息误差相当敏感。逆系统控制、 H_∞ 控制、微分几何控制、随机系统最优控制等方法虽然具有一定的鲁棒性, 但均存在形式复杂、需要信息多的缺点。

滑模变结构以其抗干扰特性和设计简单而成功的应用于导弹制导律设计, 但受到滑模控制固有的抖振和渐进稳定特性影响, 滑模变结构制导律普遍存在抖振严重、收敛速度慢等局限^[1]。克服抖振的方法之一是以饱和函数或边界层代替符号函数, 但这使得系统轨迹稳定在滑模面附近而不是滑模面上, 进而丧失了滑模控制的鲁棒

性^[2]。另一种抑制抖振的方法是采取高阶滑模控制, 高阶滑模在抑制抖振的同时还能保持对干扰的鲁棒性, 消除了相对阶的限制, 提高了控制精度^[3]。

二阶滑模是目前应用最为广泛的高阶滑模控制方法, 因为它的控制器结构简单且需要信息少。螺旋算法、超螺旋(Super-Twisting, ST)算法、次优算法和给定收敛律算法是二阶滑模中常用的4种算法^[4], 与其他二阶滑模算法相比, ST算法仅需要滑模变量而不需要滑模变量的一阶导数, 因此广泛应用于制导律设计。ST算法的有限时间稳定条件需要已知系统不确定性上界, 实际应用中这个界的精确值很难确定, 为得到系统的稳定控制, 往往选取尽可能大的参数, 结果带来系统损坏和剧烈抖振^[5]。为此多种自适应ST算法相继被提出^[6-8], 但这些算法大多假设系统不确定性满足一定形式的假设, 且在系统状态距离平衡点较远时收敛速度较慢。

收稿日期: 2018-11-14; 录用日期: 2019-01-23; 网络出版时间: 2019-02-26 17:18

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190225.1145.003.html

*通信作者。E-mail: ysuochang@163.com

引用格式: 刘畅, 杨锁昌, 汪连栋, 等. 基于快速自适应超螺旋算法的制导律[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(7): 1388-1397. LIU C, YANG S C, WANG L D, et al. Guidance law based on fast adaptive super-twisting algorithm [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(7): 1388-1397 (in Chinese).

针对上述问题,本文在标准ST算法的基础上引入线性项^[9],设计了一种新的自适应律,提出了一种新的快速自适应超螺旋(Fast Adaptive Super-Twisting, FAST)算法,该算法不需要已知系统不确定性的边界且收敛速度较快。首先,利用类二次型 Lyapunov 函数^[10-12]证明了系统的有限时间稳定性,并给出了收敛时间公式。随后,将FAST算法应用于末制导问题,提出了一种新的二阶滑模制导律。最后,通过数字仿真将所提制导律与自适应滑模制导律、ST制导律和光滑二阶滑模制导律进行了对比。仿真结果表明,本文算法具有更高的命中精度、更快的收敛速度和更强的鲁棒性。

1 问题描述和相关引理

1.1 问题描述

为了研究导弹拦截目标过程中的制导律,首先建立导弹与目标的相对运动模型。对于非滚转导弹,在末制导过程中,姿态控制系统可以控制导弹不滚转,因而弹目相对运动可以解耦成纵向平面和横向平面的运动。以纵向平面为例,弹目相对运动如图1所示,横向平面的推导与之类似。

图1中, M 和 T 分别代表导弹和目标所处位置; r 为平面内两者的相对距离; q 为弹目视线角; v_m 和 v_t 分别为导弹和目标的的速度; θ_m 和 θ_t 分别为弹道倾角和目标航向角; a_m 和 a_t 分别为导弹和目标的法向加速度。由图1可以得出弹目相对运动方程为^[13]

$$\dot{r} = v_t \cos(q - \theta_t) - v_m \cos(q - \theta_m) \quad (1)$$

$$r\dot{q} = -v_t \sin(q - \theta_t) + v_m \sin(q - \theta_m) \quad (2)$$

式中: \dot{r} 和 \dot{q} 分别为 r 和 q 对于时间的导数。

为便于推导,令导弹与目标的相对径向速度 $V_r = \dot{r}$,相对法向速度 $V_q = r\dot{q}$,将其代入式(1)和式(2)后,对式(1)和式(2)相对于时间求一阶导数,得

$$\begin{aligned} \dot{V}_r &= \dot{q}[-v_t \sin(q - \theta_t) + v_m \sin(q - \theta_m)] + \\ & \quad [\dot{v}_t \cos(q - \theta_t) + v_t \dot{\theta}_t \sin(q - \theta_t)] - \\ & \quad [\dot{v}_m \cos(q - \theta_m) + v_m \dot{\theta}_m \sin(q - \theta_m)] \quad (3) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_q &= -\dot{q}[v_t \cos(q - \theta_t) - v_m \cos(q - \theta_m)] + \\ & \quad [v_t \dot{\theta}_t \cos(q - \theta_t) - \dot{v}_t \sin(q - \theta_t)] - \\ & \quad [v_m \dot{\theta}_m \cos(q - \theta_m) - \dot{v}_m \sin(q - \theta_m)] \quad (4) \end{aligned}$$

令

$$\begin{cases} a_{v_r} = \dot{v}_t \cos(q - \theta_t) + v_t \dot{\theta}_t \sin(q - \theta_t) \\ a_{m_r} = \dot{v}_m \cos(q - \theta_m) + v_m \dot{\theta}_m \sin(q - \theta_m) \\ a_{v_q} = v_t \dot{\theta}_t \cos(q - \theta_t) - \dot{v}_t \sin(q - \theta_t) \\ a_{m_q} = v_m \dot{\theta}_m \cos(q - \theta_m) - \dot{v}_m \sin(q - \theta_m) \end{cases} \quad (5)$$

其中: a_{v_r} 和 a_{m_r} 分别为目标加速度和导弹加速度在视线方向上的分量; a_{v_q} 和 a_{m_q} 分别为目标加速度和导弹加速度在视线法向方向上的分量。

整理式(1)~式(5),得

$$\dot{V}_r = \frac{V_q^2}{r} + a_{v_r} - a_{m_r} \quad (6)$$

$$\dot{V}_q = -\frac{V_r V_q}{r} + a_{v_q} - a_{m_q} \quad (7)$$

将 $V_r = \dot{r}$ 和 $V_q = r\dot{q}$ 代入式(7),得到系统方程:

$$\ddot{q} = -2\frac{\dot{r}}{r}\dot{q} - \frac{1}{r}a_{m_q} + \frac{1}{r}a_{v_q} \quad (8)$$

在制导律设计时,将 a_{m_q} 和 a_{v_q} 分别视为系统的控制量和干扰量。根据准平行接近原理,设计制导律的关键在于如何通过 a_{m_q} 控制视线角速率 \dot{q} ,令其趋近于0。由式(5)可知:

$$a_{m_q} = v_m \dot{\theta}_m = \frac{a_{m_q}}{\cos(q - \theta_m)} \quad (9)$$

在末制导过程中,由于受到过载能力的限制,导弹和目标实际所能提供的最大侧向加速度是有限的。同时受到导引头角跟踪系统的功率、接收机过载等因素的限制,导引头存在最小作用距离 r_0 ,当弹目相对距离小于或等于 r_0 时,制导回路断开。记末制导开始时刻为0,不失一般性制导过程满足如下假设。

假设1 存在常数 $A_m > 0, A_t > 0, A_1 > 0, A_2 > 0$,使得

$$\begin{cases} |a_m| \leq A_m \\ |a_t| \leq A_t \\ |\dot{a}_t| \leq A_1 \\ |\ddot{a}_t| \leq A_2 \end{cases} \quad (10)$$

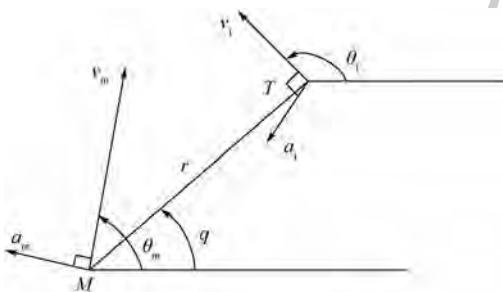


图1 导弹和目标相对运动示意图

Fig. 1 Schematic diagram of relative motion of missile and target

假设 2 系统(8)中的时变参数 $r(t)$ 满足:

$$r(t) \geq r_0 \quad (11)$$

1.2 相关引理

引理 1^[14] 对于非线性系统,有

$$\dot{x} = f(x) \quad f(0) = 0, x \in \mathbf{R}^n \quad (12)$$

假设存在连续可微函数 $V(x): U \rightarrow \mathbf{R}$ 满足:

1) $V(x)$ 为正定函数。

2) 存在正实数 $\zeta_1 > 0$ 和 $\alpha \in (0, 1)$, 以及包含原点的开邻域 $U_0 \subset U$, 使得下式成立:

$$\dot{V}(x) + \zeta_1 V(x)^\alpha \leq 0 \quad x \in U_0 \setminus \{0\} \quad (13)$$

则系统(12)有限时间稳定;若 $U = U_0 = \mathbf{R}^n$, 则系统(12)全局有限时间稳定。收敛时间 t_{reach} 满足:

$$t_{\text{reach}} \leq \frac{V(x_0)^{1-\alpha}}{\zeta_1(1-\alpha)} \quad (14)$$

引理 2^[15] 对于非线性系统(12),假设存在连续可微函数 $V(x): U \rightarrow \mathbf{R}$ 满足:

1) $V(x)$ 为正定函数。

2) 存在正实数 $\zeta_1 > 0, \zeta_2 > 0$ 和 $\alpha \in (0, 1)$, 以及包含原点的开邻域 $U_0 \subset U$, 使得下式成立:

$$\dot{V}(x) + \zeta_1 V(x)^\alpha + \zeta_2 V(x) \leq 0 \quad x \in U_0 \setminus \{0\} \quad (15)$$

则系统(12)有限时间稳定;若 $U = U_0 = \mathbf{R}^n$, 则系统(12)全局有限时间稳定。收敛时间 t_{reach} 满足:

$$t_{\text{reach}} \leq \frac{1}{\zeta_2(1-\alpha)} \ln \frac{\zeta_2 V(x_0)^{1-\alpha} + \zeta_1}{\zeta_1} \quad (16)$$

2 FAST 算法设计及稳定性证明

2.1 ST 算法

考虑一阶系统:

$$\dot{x} = u + E \quad (17)$$

式中: $x \in \mathbf{R}$ 为系统状态(同时也是滑模变量); $u \in \mathbf{R}$ 和 $E \in \mathbf{R}$ 分别为控制输入和不确定项。定义 $E = E_1(x, t) + E_2(x, t)$, $E_1(x, t)$ 表示不可微的不确定性, $E_2(x, t)$ 表示可微的不确定性。

系统(17)的 ST 算法可表示为^[16]

$$\begin{cases} \dot{u} = -k_1 |x|^{1/2} \text{sgn}(x) + u_1 \\ \dot{u}_1 = -k_2 \text{sgn}(x) \end{cases} \quad (18)$$

式中: $\text{sgn}(x)$ 为符号函数; k_1 和 k_2 为待设计的参数。若 $E_1(x, t) = 0, |E_2(x, t)| \leq \delta, \delta > 0$, 则 k_1 和 k_2 的取值满足^[4]:

$$\begin{cases} k_1 > 2 \\ k_2 > \frac{k_1^3 + \delta^2(4k_1 - 8)}{k_1(4k_1 - 8)} \end{cases} \quad (19)$$

显然, k_1 和 k_2 需要根据不确定性的上界确定。

将式(18)代入式(17), 令 $x_1 = x, x_2 = u_1$, 化简后的控制系统为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -k_1 |x_1|^{1/2} \text{sgn}(x_1) + x_2 + E \\ \dot{x}_2 = -k_2 \text{sgn}(x_1) \end{cases} \quad (20)$$

令 $\rho_1 = E_1(x_1, t), \rho_2 = E_2(x_1, t)$, 式(20)的等价形式为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -k_1 |x_1|^{1/2} \text{sgn}(x_1) + x_2 + \rho_1 \\ \dot{x}_2 = -k_2 \text{sgn}(x_1) + \rho_2 \end{cases} \quad (21)$$

式(21)的有限时间稳定性证明及收敛时间估计见文献[4]。

2.2 FAST 算法设计

假设 3 $E_1(x, t)$ 和 $E_2(x, t)$ 满足:

$$\begin{cases} E_1(0, 0) = 0 \\ |E_1(x, t)| \leq g_1 |\phi_1(x)| \\ |E_2(x, t)| \leq g_2 |\phi_2(x)| \end{cases} \quad (22)$$

式中: g_1 和 g_2 为未知正数; $\phi_1(x)$ 和 $\phi_2(x)$ 为滑模变量的函数, 对不同的控制律有不同的形式。

针对系统(17), 设计 FAST 算法如下:

$$\begin{cases} u = -k_1 \phi_1(x) + u_1 \\ \dot{u}_1 = -k_2 \phi_2(x) \end{cases} \quad (23)$$

式中:

$$\begin{cases} \phi_1(x) = |x|^{1/2} \text{sgn}(x) + x \\ \phi_2(x) = \phi_1(x) \phi_1'(x) = \frac{1}{2} \text{sgn}(x) + \frac{3}{2} |x|^{1/2} \text{sgn}(x) + x \end{cases} \quad (24)$$

自适应参数控制器为

$$\begin{cases} k_1 = \begin{cases} \frac{4(2a+b)}{1+b^2} \phi_1^2(x) \phi_1'(x) & |x| > 0 \\ 0 & |x| = 0 \end{cases} \\ k_2 = \frac{b}{2} k_1 + \frac{4a+b^2}{2} - \frac{b}{2c_1} - \frac{b(4a+b^2)}{4c_2} \end{cases} \quad (25)$$

式中: a, b, c_1 和 c_2 为任意正数。

将式(23)代入式(17), 得到控制系统为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -k_1 \phi_1(x_1) + x_2 + \rho_1 \\ \dot{x}_2 = -k_2 \phi_2(x_1) + \rho_2 \end{cases} \quad (26)$$

式中:

$$\begin{cases} \phi_1(x_1) = |x_1|^{1/2} \text{sgn}(x_1) + x_1 \\ \phi_2(x_1) = \phi_1(x_1) \phi_1'(x_1) = \frac{1}{2} \text{sgn}(x_1) + \frac{3}{2} |x_1|^{1/2} \text{sgn}(x_1) + x_1 \end{cases} \quad (27)$$

自适应参数控制器为

$$\begin{cases} \dot{k}_1 = \begin{cases} \frac{4(2a+b)}{1+b^2} \phi_1^2(x_1) \phi_1'(x_1) & |x_1| > 0 \\ 0 & |x_1| = 0 \end{cases} \\ \dot{k}_2 = \frac{b}{2} k_1 + \frac{4a+b^2}{2} - \frac{b}{2c_1} - \frac{b(4a+b^2)}{4c_2} \end{cases} \quad (28)$$

2.3 有限时间稳定性证明

令 $\xi^T = [\phi_1(x_1), x_2]$, 由

$$\begin{cases} \phi_1'(x_1) = \frac{1}{2} |x_1|^{-1/2} + 1 \geq 0 \\ \phi_2(x_1) = \phi_1(x_1) \phi_1'(x_1) \end{cases} \quad (29)$$

可得

$$\begin{aligned} \dot{\xi} &= \begin{bmatrix} \dot{\phi}_1(x_1) \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \phi_1'(x_1) \begin{bmatrix} -k_1 & 1 \\ -k_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_1(x_1) \\ x_2 \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} \rho_1 \\ \rho_2/\phi_1'(x_1) \end{bmatrix} = \phi_1'(x_1) (\mathbf{A}\xi + \mathbf{B}) \end{aligned} \quad (30)$$

式中:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -k_1 & 1 \\ -k_2 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho_1 \\ \rho_2/\phi_1'(x_1) \end{bmatrix}$$

由假设3可知:

$$\begin{cases} |B_1| = |\rho_1| \leq g_1 |\phi_1(x_1)| \\ |B_2| = |\rho_2/\phi_1'(x_1)| \leq g_2 |\phi_1(x_1)| \end{cases} \quad (31)$$

式(31)的等效形式为

$$H = c_1 (-B_1^2 + g_1^2 |\phi_1(x_1)|^2) + c_2 (-B_2^2 + g_2^2 |\phi_1(x_1)|^2) \geq 0 \quad (32)$$

式(32)可改写为

$$H = \begin{bmatrix} \xi \\ \mathbf{B} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} (c_1 g_1^2 + c_2 g_2^2) \mathbf{D}^T \mathbf{D} & \\ & -\mathbf{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi \\ \mathbf{B} \end{bmatrix} \geq 0 \quad (33)$$

式中: $\mathbf{D} = [1, 0]$; $\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_1 & \\ & c_2 \end{bmatrix}$.

定理1 当系统(26)满足假设3时,存在 k_1^* 和 k_2^* 使得 x_1 和 \dot{x}_1 在有限时间 t_{reach} 内从任意初始位置收敛到0。

证明

令

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \frac{4a+b^2}{2} & -\frac{b}{2} \\ -\frac{b}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad a > 0, b > 0 \quad (34)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} + \varepsilon_1 \mathbf{I} + (c_1 g_1^2 + c_2 g_2^2) \mathbf{D}^T \mathbf{D} + \mathbf{P} \mathbf{C}^{-1} \mathbf{P} = \\ \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} Q_{11} & Q_{12} \\ Q_{21} & Q_{22} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (35)$$

$$\begin{cases} Q_{11} = -(4a+b^2)k_1 + bk_2 + \varepsilon_1 + c_1 g_1^2 + c_2 g_2^2 + \frac{b^2}{4c_1} + \frac{(4a+b^2)^2}{4c_2} \\ Q_{12} = Q_{21} = \frac{b}{2} k_1 - k_2 + \frac{4a+b^2}{2} - \frac{b}{2c_1} - \frac{b(4a+b^2)}{4c_2} \\ Q_{22} = -b + \varepsilon_1 + \frac{1}{c_1} + \frac{b^2}{4c_2} \end{cases} \quad (36)$$

式中: ε_1 为足够小的正常数。若

$$\begin{cases} k_1 \geq \frac{2}{8a+b^2} \left[\varepsilon_1 + c_1 g_1^2 + c_2 g_2^2 - \frac{b^2}{4c_1} - \frac{(4a+b^2)^2}{4c_2} \right] \\ k_2 = \frac{b}{2} k_1 + \frac{4a+b^2}{2} - \frac{b}{2c_1} - \frac{b(4a+b^2)}{4c_2} \\ \varepsilon_1 < b - \frac{1}{c_1} - \frac{b^2}{4c_2} \end{cases} \quad (37)$$

则 $Q_{11} < 0, Q_{22} < 0, Q_{12} = Q_{21} = 0$, 于是 \mathbf{Q} 为半负定矩阵。令

$$\Phi = \begin{bmatrix} \mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} + \varepsilon_1 \mathbf{I} + (c_1 g_1^2 + c_2 g_2^2) \mathbf{D}^T \mathbf{D} & \mathbf{P} \\ \mathbf{P} & -\mathbf{C} \end{bmatrix} \quad (38)$$

由分块矩阵的性质可以得到 Φ 为半负定矩阵。

选取类二次型 Lyapunov 函数 $V = \xi^T \mathbf{P} \xi$, 由式(29)和式(30)得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{\xi}^T \mathbf{P} \xi + \xi^T \mathbf{P} \dot{\xi} = \phi_1'(x_1) \left[\xi^T (\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}) \xi + \mathbf{B}^T \mathbf{P} \xi + \xi^T \mathbf{P} \mathbf{B} \right] = \\ &\phi_1'(x_1) \left(\begin{bmatrix} \xi \\ \mathbf{B} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} & \mathbf{P} \\ \mathbf{P} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi \\ \mathbf{B} \end{bmatrix} \right) \leq \\ &\phi_1'(x_1) \left(\begin{bmatrix} \xi \\ \mathbf{B} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} & \mathbf{P} \\ \mathbf{P} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi \\ \mathbf{B} \end{bmatrix} + H \right) = \\ &\phi_1'(x_1) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \left(\begin{bmatrix} \xi \\ \mathbf{B} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} + (c_1 g_1^2 + c_2 g_2^2) \mathbf{D}^T \mathbf{D} & \mathbf{P} \\ \mathbf{P} & -\mathbf{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi \\ \mathbf{B} \end{bmatrix} \right) \leq \\ -\phi_1'(x_1) \varepsilon_1 \|\xi\|^2 \end{aligned} \quad (39)$$

结合

$$\lambda_{\min}(\mathbf{P}) \|\xi\|_2^2 \leq \xi^T \mathbf{P} \xi \leq \lambda_{\max}(\mathbf{P}) \|\xi\|_2^2 \quad (40)$$

可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \phi_1'(x_1) \varepsilon_1 \frac{V}{\lambda_{\max}(\mathbf{P})} = \\ &- \frac{1}{2} \cdot \frac{\varepsilon_1}{\lambda_{\max}(\mathbf{P})} |x_1|^{-1/2} V - \frac{\varepsilon_1}{\lambda_{\max}(\mathbf{P})} V \end{aligned} \quad (41)$$

由 $\phi_1(x_1) = |x_1|^{1/2} \text{sgn}(x_1) + x_1$ 可得

$$|x_1| \leq |\phi_1(x_1)|^2 \quad (42)$$

$$|x_1|^{1/2} \leq |\phi_1(x_1)| \leq \|\xi\|_2 \leq \frac{V^{1/2}}{\lambda_{\min}^{1/2}(\mathbf{P})} \quad (43)$$

因此

$$\dot{V} \leq -\gamma_1 V^{1/2} - \gamma_2 V \quad (44)$$

$$\begin{cases} \gamma_1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{\lambda_{\min}^{1/2}(\mathbf{P})}{\lambda_{\max}(\mathbf{P})} \varepsilon_1 \\ \gamma_2 = \frac{1}{\lambda_{\max}(\mathbf{P})} \varepsilon_1 \end{cases} \quad (45)$$

由引理 2 可知,若 k_1^*, k_2^* 满足式(37),则 $\xi = [\phi_1(x_1), x_2]^T$ 在有限时间内收敛到 0,即 x_1 和 \dot{x}_1 在有限时间内收敛到 0,且收敛时间满足:

$$\begin{aligned} t_{\text{reach}} &\leq \frac{2}{\gamma_2} \ln\left(1 + \frac{\gamma_2 V(0)^{1/2}}{\gamma_1}\right) = \\ &\frac{2}{\gamma_2} \ln\left(1 + \frac{\gamma_2 V(0)^{1/2}}{\gamma_1}\right) \end{aligned} \quad (46)$$

证毕

由定理 1 可知,对于未知常数 g_1 和 g_2 ,存在满足式(37)约束的 k_1^* 和 k_2^* 使得 x_1 和 \dot{x}_1 在有限时间内收敛到 0。

定理 2 当系统(26)满足假设 3,控制器参数 k_1 和 k_2 满足式(28), g_1 和 g_2 为未知数时,

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \underbrace{\phi_1'(x_1) \left\{ \left[\begin{array}{c} \xi \\ B \end{array} \right]^T \left[\begin{array}{c} A^{*T} P + P A^* + (c_1 g_1^2 + c_2 g_2^2) D^T D \\ P \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} \xi \\ B \end{array} \right] \right\}}_{\dot{V}_1} + \\ &\underbrace{\phi_1'(x_1) \xi^T (\tilde{A}^T P + P \tilde{A}) \xi + k_1(k_1 - k_1^*) + k_2(k_2 - k_2^*)}_{\dot{V}_2} \end{aligned} \quad (50)$$

由定理 1 的证明过程可知:

$$\dot{V}_1 \leq -\gamma_1 V_\xi^{1/2} - \gamma_2 V_\xi \quad (51)$$

①若 $|x_1| > 0$,则

$$\begin{cases} \dot{k}_2 = \frac{b}{2} \dot{k}_1 \\ \dot{\tilde{k}}_2 = \frac{b}{2} \dot{\tilde{k}}_1 \end{cases} \quad (52)$$

$$\dot{V}_2 = \phi_1'(x_1) \left[\begin{array}{c} \phi_1(x_1) \\ x_2 \end{array} \right]^T \left[\begin{array}{c} -(4a + b^2) \tilde{k}_1 + b \tilde{k}_2 \\ 0 \end{array} \right] \cdot$$

$$\left[\begin{array}{c} \phi_1(x_1) \\ x_2 \end{array} \right] + k_1(k_1 - k_1^*) + k_2(k_2 - k_2^*) =$$

x_1 和 \dot{x}_1 在有限时间 t_{reach} 内收敛到 0。

证明

1) 若 $k_1 \geq k_1^*, k_2 \geq k_2^*$,且 $\dot{k}_1 \geq 0, \dot{k}_2 \geq 0$,由定理 1 可知,定理 2 显然成立。

2) 若 $k_1 < k_1^*, k_2 < k_2^*$,选取类二次型 Lyapunov 函数:

$$V = \underbrace{\xi^T P \xi}_{V_\xi} + \underbrace{\frac{1}{2} (k_1 - k_1^*)^2 + \frac{1}{2} (k_2 - k_2^*)^2}_{V_k} \quad (47)$$

$$\dot{V} = \phi_1'(x_1) \left[\begin{array}{c} \xi \\ B \end{array} \right]^T \left[\begin{array}{c} A^T P + P A \\ P \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} \xi \\ B \end{array} \right] +$$

$$\dot{k}_1(k_1 - k_1^*) + \dot{k}_2(k_2 - k_2^*) \leq \phi_1'(x_1) \cdot$$

$$\left(\left[\begin{array}{c} \xi \\ B \end{array} \right]^T \left[\begin{array}{c} A^{*T} P + P A^* + \tilde{A}^T P + P \tilde{A} \\ P \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} \xi \\ B \end{array} \right] \right) \cdot$$

$$\left[\begin{array}{c} \xi \\ B \end{array} \right] + H \Big) + \dot{k}_1(k_1 - k_1^*) + \dot{k}_2(k_2 - k_2^*) \quad (48)$$

式中:

$$\tilde{A} = A - A^* = \begin{bmatrix} -(k_1 - k_1^*) & 0 \\ -(k_2 - k_2^*) & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\tilde{k}_1 & 0 \\ -\tilde{k}_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (49)$$

显然

$$\begin{aligned} &- \left(2a + \frac{b^2}{2} \right) \tilde{k}_1 \phi_1^2(x_1) \phi_1'(x_1) + \\ &\left(1 + \frac{b^2}{4} \right) \dot{k}_1 \tilde{k}_1 = - \frac{b^2}{2} \phi_1^2(x_1) \phi_1'(x_1) |\tilde{k}_1| = \\ &- \frac{b^2}{2} \phi_1^2(x_1) \phi_1'(x_1) \sqrt{\frac{8}{4 + b^2}} V_k^{1/2} \end{aligned} \quad (53)$$

结合式(51),得到

$$\dot{V} = \dot{V}_1 + \dot{V}_2 \leq -\gamma_1 V_\xi^{1/2} - \gamma_2 V_\xi - \gamma_3 V_k^{1/2} \quad (54)$$

式中:

$$\gamma_3 = b \phi_1^2(x_1) \phi_1'(x_1) \sqrt{\frac{2}{1 + 4b^2}} > 0 \quad (55)$$

于是有

$$\dot{V} \leq -\gamma V^p \quad (56)$$

式中:

$$\gamma = \min(\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3) \quad (57)$$

$$p = \min\left(\frac{1}{2}, 1, \frac{1}{2}\right) = \frac{1}{2} \quad (58)$$

由引理 1 可知,系统 (26) 有限时间稳定,且收敛时间满足:

$$t_{\text{reach}} \leq \frac{V(0)^{1-p}}{\gamma(1-p)} = \frac{2}{\gamma} V(0)^{1/2} \quad (59)$$

②若 $|x_1| = 0$, 则系统状态到达滑模面,且 $\dot{k}_1 = \dot{k}_2 = 0$, 因此 $k_1 = k_1^*, k_2 = k_2^*$, 由引理 1 可知,系统有限时间收敛。证毕

由于 s 很难严格收敛至 0, 而是在 0 的一个极小邻域内波动, 使得 k_1 和 k_2 过大, 进而引起系统不稳定。因此, 将自适应参数控制器改进为

$$\begin{cases} \dot{k}_1 = \frac{4(2a+b)}{1+b^2} \phi_1^2(x_1) \phi_1'(x_1) \text{sgn}(|x_1| - \varepsilon_2) \\ \dot{k}_2 = \frac{b}{2} k_1 + \frac{4a+b^2}{2} - \frac{b}{2c_1} - \frac{b(4a+b^2)}{4c_2} \end{cases} \quad (60)$$

式中: ε_2 为很小的正数。

3 制导律设计

由准平行接近原理可知, 希望 \dot{q} 在制导过程中趋近于 0, 因此选取滑模面为

$$s = r\dot{q} - c_0\sqrt{r} \quad (61)$$

式中: $c_0 = 0.1$ 。

结合式 (7) 可得

$$\dot{s} = \dot{V}_q - \frac{c_0\dot{r}}{2\sqrt{r}} = u + E \quad (62)$$

式中:

$$\begin{cases} u = -a_{mq} - \dot{r}\dot{q} - \frac{c_0\dot{r}}{2\sqrt{r}} \\ E = a_{vq} = a_1 \cos(q - \theta_1) \end{cases} \quad (63)$$

由定理 3 及式 (9) 得到 FAST 制导律为

$$a_m = \frac{1}{\cos(q - \theta_m)} \left(k_1 \phi_1(s) + \int k_2 \phi_2(s) dt - \dot{r}\dot{q} - \frac{c_0\dot{r}}{2\sqrt{r}} \right) \quad (64)$$

式中:

$$\begin{cases} \phi_1(s) = |s|^{1/2} \text{sgn}(s) + s \\ \phi_2(s) = \frac{1}{2} \text{sgn}(s) + \frac{3}{2} |s|^{1/2} \text{sgn}(s) + s \end{cases} \quad (65)$$

其中: k_1 和 k_2 的值满足式 (60)。

FAST 制导律对外界干扰具有鲁棒性, 且能够在有限时间内收敛。由制导律的形式可以看出, 参数 k_1 和 k_2 随着 s 的变化实时改变, 且不需要已知外部干扰的上界。

4 仿真分析

为验证所提制导律的有效性, 将 FAST 制导律 (Fast Adaptive Super-Twisting Guidance, FASTG) 与自适应滑模制导律 (Adaptive Sliding Mode Guidance, ASMG)、光滑二阶滑模制导律 (Smooth Second Order Sliding Mode Guidance, SSOSMG)、ST 制导律 (Super-Twisting Guidance, STG) 进行对比。其中, ASMG 为一阶滑模制导律, 其他为二阶滑模制导律, 且 4 种制导律均采用式 (61) 作为滑模面。

ASMG 为^[17]

$$a_m = -k_1 \dot{r}\dot{q} + k_2 \text{sgn}(s) \quad (66)$$

式中: $k_1 = k_2 = 2$ 。

SSOSMG 为^[18]

$$\begin{cases} a_m = \frac{1}{\cos(q - \theta_m)} (-N\dot{r}\dot{q} + U_d + \hat{a}_{vq}) \\ U_d = k_1 |s|^{1/2} \text{sgn}(s) + k_2 \int |s|^{1/3} \text{sgn}(s) dt - \frac{c_0\dot{r}}{2\sqrt{r}} \end{cases} \quad (67)$$

式中: $N = 4, k_1 = 3, k_2 = 1, \hat{a}_{vq}$ 为 a_{vq} 的估计值并假设其已知。

STG 为^[19]

$$a_m = \frac{1}{\cos(q - \theta_m)} \left(k_1 |s|^{1/2} \text{sgn}(s) + k_2 \int \text{sgn}(s) dt - \dot{r}\dot{q} - \frac{c_0\dot{r}}{2\sqrt{r}} \right) \quad (68)$$

式中: $k_1 = 4, k_2 = 3$ 。

FASTG 形式如式 (64) 所示, 参数满足: $a = 0.5, b = 1, c_1 = c_2 = 1, \varepsilon_2 = 0.1$ 。

制导律所需的 r, \dot{r}, \dot{q} 等信息均由导弹导引头测量得到, 且不考虑噪声和干扰。导弹自动驾驶仪视为理想环节, 即不考虑延迟。仿真终止时间为弹目相对距离最近的时间点, 仿真步长为 0.01 s。

为了全面分析 4 种制导律的特点, 分别在目标无机动和目标有机动 2 种情形下对制导性能进行比较。

4.1 目标无机动 (情形 1)

仿真条件: 导弹初始位置为 (0, 0) km, 初始速度为 500 m/s, 初速度方向为 30°, 初始过载约束为 15g, 切向过载为 0, 法向过载由制导律得到。

目标初始位置为(10,5) km,初始速度为 300 m/s,初速度方向为 180°,切向过载和法向过载均为 0。

MATLAB 仿真结果如表 1 和图 2 ~ 图 4 所示。表 1 为情形 1 的仿真结果,其中 Δ 为脱靶量, t_{reach} 和 \hat{t}_{reach} 分别为滑模变量实际和理论收敛时间, t_f 为制导时间。图 2 为导弹弹道曲线,黑色虚线为目标运动曲线,绿色、黑色、红色、蓝色实线分别为 ASMG、SSOSMG、STG、FASTG 四种制导律下的导弹运动曲线。图 3(a)和图 3(b)分别为滑模变量 $s(t)$ 及滑模变量的一阶导数 $\dot{s}(t)$ 变化曲线。图 4 为导弹法向过载变化曲线。

由图 2 及表 1 中的 Δ 和 t_f 可知,4 种制导律的弹道平直且差异很小,制导时间接近,脱靶量 STG 最大,ASMG 最小,SSOSMG 和 FASTG 略高于 ASMG,由于脱靶量远小于导弹杀伤半径,因此可视为直接命中目标。由图 3 及表 1 中的 t_{reach} 可知,4 种制导律均能够在有限时间内使得 $s(t)$ 及 $\dot{s}(t)$ 收敛至 0,其中,FASTG 收敛速度最快,STG 和 ASMG 略慢,SSOSMG 最慢且时间远大于其他方法。由此可以看出,FASTG 在收敛速度方面较其他方法有一定的提高,但优势并不明显。由图 4 可知,在导弹发射的前 5 s 内,导弹过载 a 由大变小并逐渐稳定到 0,其中 FASTG 的过载远大于其他制导律且变化最为剧烈,最大过载高于其他制导律 4 倍以上。

总之,在目标无机动的情形下,由于弹道接近直线,与其他方法相比,FASTG 的脱靶量和制导

表 1 仿真实验结果 (情形 1)

Table 1 Simulation experimental results (Case 1)

制导律	Δ/m	t_{reach}/s	\hat{t}_{reach}/s	t_f/s
ASMG	0.4622	7.36	10.53	14.94
SSOSMG	0.5186	12.2	21.83	14.91
STG	1.1756	6.65	12.25	14.92
FASTG	0.6160	5.30	14.64	14.90

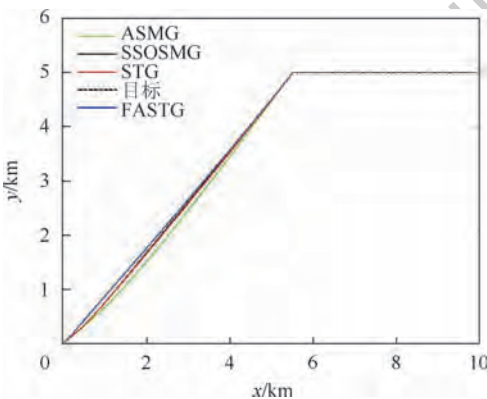
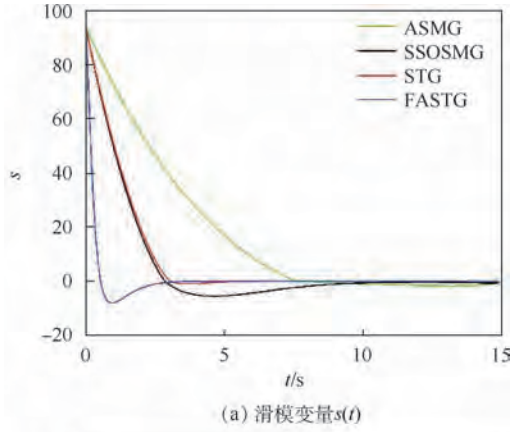
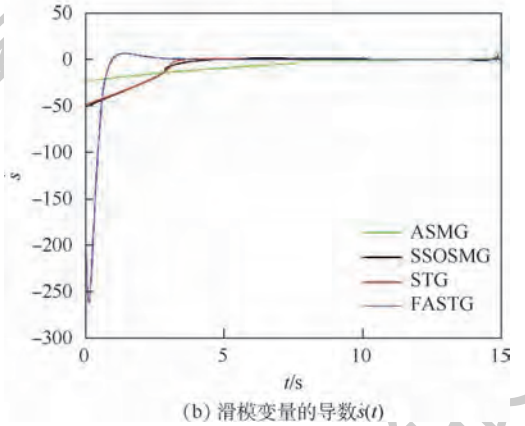


图 2 导弹弹道曲线 (情形 1)

Fig. 2 Missile ballistic curves (Case 1)



(a) 滑模变量 $s(t)$



(b) 滑模变量的导数 $\dot{s}(t)$

图 3 滑模变量及其一阶导数变化曲线 (情形 1)
Fig. 3 Variation curves of sliding-mode variable and its first-order derivative (Case 1)

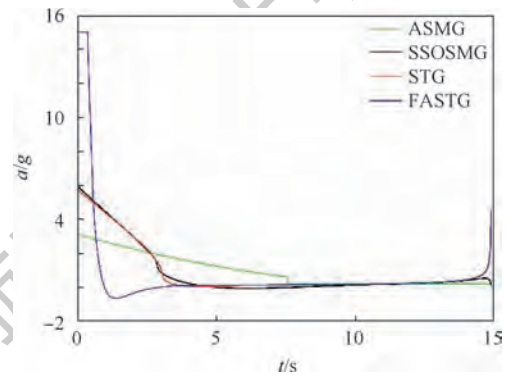


图 4 导弹法向过载变化曲线 (情形 1)

Fig. 4 Variation curves of missile normal overload (Case 1)
时间相近,收敛速度最快,过载最大,其优势并不明显。

4.2 目标有机动 (情形 2)

仿真条件:导弹初始位置为(0,0) km,初始速度为 500 m/s,初速度方向为 45°,最大过载为 30g,切向过载为 0,法向过载由制导律得到。目标初始位置为(2,2) km,初始速度为 300 m/s,初速度方向为 0°,切向过载为 0,法向过载 $n_t = (5 \cos t)g$ 。

MATLAB 仿真结果如表 2 和图 5 ~ 图 7 所示,其

表 2 仿真实验结果 (情形 2)

Table 2 Simulation experimental results (Case 2)

制导律	Δ/m	t_{reach}/s	\hat{i}_{reach}/s	t_f/s
ASMG	0.5494	—	20.31	12.57
SSOSMG	0.5662	10.91	21.30	11.92
STG	0.3197	—	20.43	11.97
FASTG	0.8753	1.79	18.98	11.74

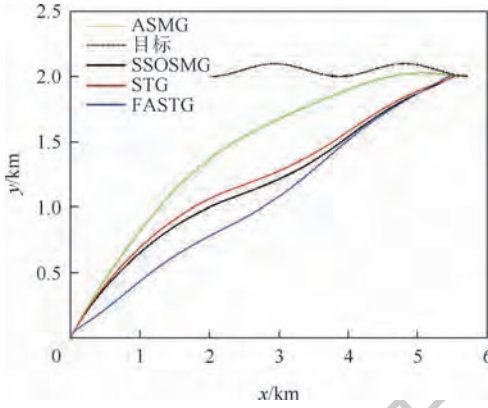
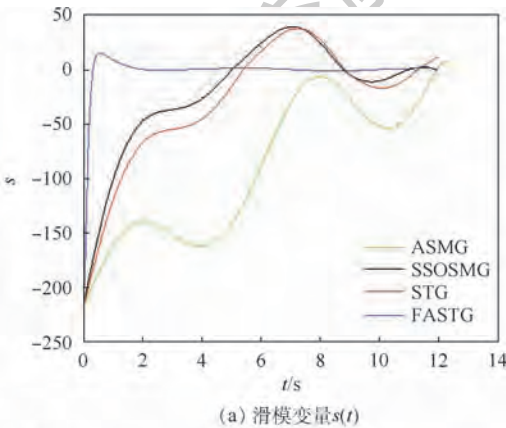
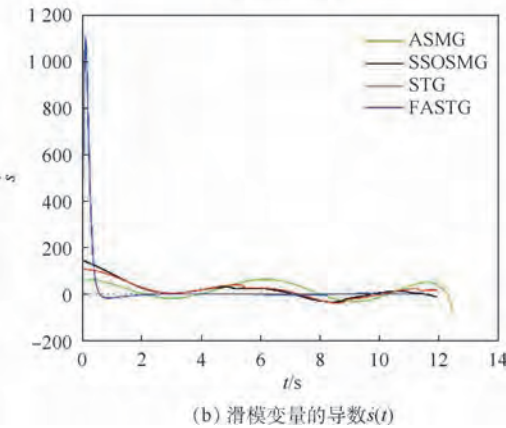


图 5 导弹弹道曲线 (情形 2)

Fig. 5 Missile ballistic curve (Case 2)



(a) 滑模变量 $s(t)$



(b) 滑模变量的导数 $\dot{s}(t)$

图 6 滑模变量及其一阶导数变化曲线 (情形 2)

Fig. 6 Variation curves of sliding-mode variable and its first-order derivative (Case 2)

中曲线和变量含义与情形 1 相同。

图 5 与图 2 相比, 导弹弹道弯曲, 其中 ASMG

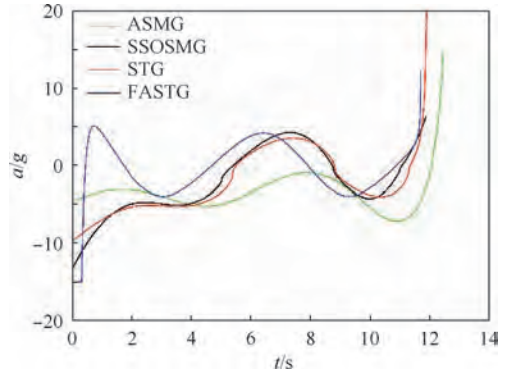


图 7 导弹法向过载变化曲线 (情形 2)

Fig. 7 Variation curves of missile normal overload (Case 2)

最高, STG 和 SSOSMG 次之, FASTG 最低。表 2 中的脱靶量 STG 最小, ASMG 和 SSOSMG 次之, FASTG 最大, 由于均远小于导弹杀伤半径, 均可视为直接命中目标。制导时间 FASTG 最短, ASMG 最长, STG 和 SSOSMG 介于两者之间。由图 6 可知, FASTG 能够使得 $s(t)$ 及 $\dot{s}(t)$ 在很短的时间内收敛至 0, SSOSMG 的收敛速度很慢, 收敛时间接近制导时间, 而 ASMG 和 STG 不能收敛, 且 $s(t)$ 大幅度波动。由此可见, FASTG 在收敛速度方面明显优于其他制导律。由图 7 可知, 由于 $s(t)$ 的波动, 过载在 0 附近上下波动。初始阶段, FASTG 由于 $s(t)$ 变化最为剧烈, 因此过载最大。中间阶段 4 种制导律均小于 $5g$ 。制导末段, STG 和 ASMG 的过载迅速增加并达到最大过载, FASTG 的过载在 $10g$ 左右, SSOSMG 的过载为 $5g$ 左右。

总之, 目标机动情形下, 弹道弯曲, FASTG 制导时间最短, 脱靶量相近, 收敛特性明显优于其他方法, 仅在初始阶段的过载较大。因此, FASTG 在此情形下的表现更为优异。

5 结 论

1) 在标准 ST 算法的基础上, 增加了自适应参数控制器和线性项, 提出了 FAST 算法。在系统不确定性上界未知的前提下, 一方面控制器参数能够自适应调节, 避免参数过大造成系统不稳定; 另一方面系统在远离平衡点时具有更快的收敛速度, 提升了标准 ST 算法的收敛特性。

2) 利用二次型 Lyapunov 函数证明了 FAST 算法的有限时间稳定性, 与其他证明方法相比, 该方法计算较为简单, 且能够得到收敛时间的估计公式。

3) 将 FAST 算法成功地应用于制导律设计。仿真结果表明, 本文算法在保留标准 ST 算法有效

抑制抖振、鲁棒性强等优点的同时,具有快速收敛特性且不需要已知不确定性的上界,使得制导系统拥有更高的命中精度和稳定性。

参考文献 (References)

- [1] 谭健. 飞翼布局无人机鲁棒滑模非线性飞行控制研究[D]. 西安:西北工业大学,2015:72-77.
TAN J. Research on robust sliding mode nonlinear flight control for fly wing UAV[D]. Xi'an:Northwestern Polytechnical University,2015:72-77(in Chinese).
- [2] 杨洁. 高阶滑模控制理论及其在欠驱动系统中的应用研究[D]. 北京:北京理工大学,2015:68-72.
YANG J. Higher-order sliding mode control theory and its application on under actuated systems[D]. Beijing:Beijing Institute of Technology,2015:68-72(in Chinese).
- [3] 陈炳龙. 基于二阶滑模算法的航天器相对位姿耦合控制研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2015:77-83.
CHEN B L. Research on spacecraft relative position and attitude coupled control on the basis of second-order sliding mode algorithm[D]. Harbin:Harbin Institute of Technology,2015:77-83(in Chinese).
- [4] 李鹏. 传统和高阶滑模控制研究及其应用[D]. 长沙:国防科技大学,2011:73-78.
LI P. Research on application of traditional and high-order sliding mode control[D]. Changsha:National University of Defense Technology,2011:73-78(in Chinese).
- [5] 韩耀振. 不确定非线性系统高阶滑模控制及其在电力系统中的应用[D]. 北京:华北电力大学,2017:20-21.
HAN Y Z. Uncertain nonlinear system higher-order sliding mode control and its application in power system[D]. Beijing:North China Electric Power University,2017:20-21(in Chinese).
- [6] 李炯,张涛,雷虎民,等. 非奇异快速终端二阶滑模有限时间制导律[J]. 系统工程与电子技术,2018,40(4):860-867.
LI J,ZHANG T,LEI H M,et al. Nonsingular fast terminal second order sliding mode guidance law with finite time convergence[J]. System Engineering and Electronics,2018,40(4):860-867(in Chinese).
- [7] 叶继坤,雷虎民,赵岩,等. 基于二阶滑模控制的微分几何制导律[J]. 系统工程与电子技术,2017,39(4):837-845.
YE J K,LEI H M,ZHAO Y,et al. Differential geometric guidance law based on second-order sliding control[J]. System Engineering and Electronics,2017,39(4):837-845(in Chinese).
- [8] 郭建国,韩拓,周军,等. 基于终端角度约束的二阶滑模制导律设计[J]. 航空学报,2017,38(2):320208.
GUO J G,HAN T,ZHOU J,et al. Second order sliding mode guidance law with impact angle constraint[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2017,38(2):320208(in Chinese).
- [9] HE S M,LIN D F,WANG J. Continuous second-order sliding mode based impact angle guidance law[J]. Aerospace Science and Technology,2015,41:199-208.
- [10] TENOCH G,JAIME A,LEONID F. Variable gain super-twisting sliding mode control[J]. IEEE Transactions on Automatic Control,2012,57(8):2100-2105.
- [11] MORENO J A,OSORIO M. Strict Lyapunov functions for the super-twisting algorithm[J]. IEEE Transactions on Automatic Control,2012,57(4):1035-1040.
- [12] SHTESSEL Y,TALEB M,PLESTAN F. A novel adaptive-gain supertwisting sliding mode controller:Methodology and application[J]. Automatica,2012,48:759-769.
- [13] POLYAKOV A,POZNYAK A. Reaching time estimation for "Super-Twisting" second order sliding mode controller via Lyapunov function designing[J]. IEEE Transactions on Automatic Control,2009,54(8):1951-1955.
- [14] SHTESSEL Y B,SHKOLNIKOV I A,LEVANT A. Guidance and control of missile interceptor using second-order sliding modes[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,2009,45(1):110-124.
- [15] WANG Z. Adaptive smooth second-order sliding mode control method with application to missile guidance[J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control,2017,39(6):848-860.
- [16] LEVANT A. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control[J]. International Journal of Control,1993,58(6):1247-1263.
- [17] 杨鹏飞,方洋旺,伍友利,等. 随机快速光滑二阶滑模末制导律设计[J]. 国防科技大学学报,2017,39(4):131-138.
YANG P F,FANG Y W,WU Y L,et al. Terminal guidance law design of stochastic fast smooth second-order sliding modes[J]. Journal of National University of Defense Technology,2017,39(4):131-138(in Chinese).
- [18] SHTESSEL Y,TOURNES C,SHKOLNIKOV I. Guidance and autopilot for missile steered by aerodynamic lift and divert thrusters using second order sliding modes: AIAA-2006-6784[R]. Reston: AIAA,2006.
- [19] SHTESSEL Y,KOCHALUMMOOTIL J,EDWARDS C. Continuous adaptive finite reaching time control and second-order sliding modes[J]. IMA Journal of Mathematical Control and Information,2013,30(1):97-113.

作者简介:

刘畅 男,博士研究生。主要研究方向:导弹制导。

杨锁昌 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:导弹制导。

Guidance law based on fast adaptive super-twisting algorithm

LIU Chang¹, YANG Suochang^{1,*}, WANG Liandong², ZHANG Kuanqiao¹

(1. Department of Missile Engineering, Army Engineering University Shijiazhuang Campus, Shijiazhuang 050000, China;

2. State Key Laboratory of Complex Electromagnetics Environment Effects on Electronics and Information System, Luoyang 471003, China)

Abstract: A new second-order sliding-mode guidance law with finite time stability is proposed for the design of the guidance law of surface-to-air missile attacking maneuvering target. Based on the relative motion model of the missile and the target, guidance problem is transformed into control problem of first-order system. A fast adaptive super-twisting (FAST) algorithm is proposed by introducing linear terms and a new parameter adaptive law in super-twisting (ST), which improves convergence speed without the prior knowledge of upper bound parameters of uncertainties. A quadratic Lyapunov function is adopted to verify the stability of the system in finite time and compute the convergence time. A comparison with adaptive sliding mode guidance, ST guidance and smooth second-order sliding-mode guidance shows that the proposed method can improve the convergence speed of sliding variable and avoid the difficulty of choosing parameters, and can guarantee the guidance accuracy at the same time.

Keywords: second-order sliding mode; super-twisting (ST) algorithm; guidance law; finite time stability; adaptive law

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2018.0630



一种多层次制造服务建模和组合优选方法

丁涛¹, 闫光荣^{1,*}, 雷毅^{1,2}, 徐翔宇¹

(1. 北京航空航天大学 机械工程及自动化学院, 北京 100083; 2. 智能化协同制造技术及应用国家工程实验室, 北京 100094)

摘 要: 为提高云制造环境下服务建模和组合优选的准确性, 首先将制造服务分多个层次进行描述, 从资源服务、功能服务和流程服务 3 个层次进行建模。然后针对多层次服务模式, 采用服务执行时间、服务花费成本和服务用户评价等因素构建服务组合优选的质量评估函数。为解决多层次服务的组合优选问题, 提出一种改进引力搜索算法(NGSA), 将小生境中的拥挤度因子和适应值共享技术引入传统引力搜索算法(GSA)以提高收敛速度和准确性。算例验证表明, 相比传统的遗传算法(GA)和粒子群优化(PSO)算法, NGSA 能在较短的时间内收敛, 且最优解的匹配准确度更高。

关键词: 云制造; 多层次建模; 组合优选; 小生境; 引力搜索算法(GSA)

中图分类号: V219; TP391.9

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2019)07-1398-08

随着用户个性化需求的增加和网络化技术的发展, 制造业面临交货周期缩短和制造能力不足的挑战。云制造^[1]的提出将云服务技术扩展到生产制造领域, 作为一种新的面向服务的网络化制造模式, 云制造提供了一个无缝连接的、稳定的和高质量的云服务共享和管理平台^[2-3]。为了将异地异构的制造资源发布到云平台上实现共享, 制造服务准确全面地描述建模和组合优选是云制造的 2 个关键环节^[4-5]。

目前对制造服务建模方法的研究主要集中在对属性和功能的描述上, 制造服务属性包含基本属性、使用属性、状态属性和动态属性^[6-7]。随着研究的深入, 制造服务的功能也被纳入到建模的考虑范围内, 服务模型既封装功能属性又封装非功能属性^[8]。基于构建的制造服务模型, 围绕制造服务组合优选方法的研究大多采用传统智能优化算法, 比如遗传算法(Genetic Algorithm, GA)、粒子群优化(Particle Swarm Optimization, PSO)算

法、蚁群算法等。也有很多学者综合考虑云制造服务种类多数量大的特点, 对传统的优化算法进行改进^[9-10]或尝试一些新的搜索组合方法^[11-12], 这些方法都对服务的建模和优选匹配做出了改进和完善。

从属性和功能方面对制造服务建模有效描述了制造资源的数据信息, 然而制造服务往往比其他领域的服务更加复杂, 仅仅包含服务属性和功能的建模方法显得不够细致和全面。为完善服务模型创建的准确性和全面性, 本文将多层次划分理论引入制造服务的描述和建模过程, 多层次划分理论是根据对象所包含的属性功能多少或粗细粒度进行分类的方法^[13]。根据多层次划分理论, 本文将制造服务划分为资源服务、功能服务和流程服务, 从多层次的角度描述和构建制造服务模型。针对多层次服务模型的组合优选问题, 本文提出一种基于小生境的改进引力搜索算法(Nicheing behavior based Gravitational Search Algorithm,

收稿日期: 2018-11-05; 录用日期: 2019-02-22; 网络出版时间: 2019-03-18 11:07

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190314.1750.006.html

基金项目: 国家科技重大专项(2018ZX04001006)

*通信作者: E-mail: yangr@buaa.edu.cn

引用格式: 丁涛, 闫光荣, 雷毅, 等. 一种多层次制造服务建模和组合优选方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(7): 1398-1405. DING T, YAN G R, LEI Y, et al. A method of multi-level manufacturing service modeling and combinatorial optimal-selection[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(7): 1398-1405 (in Chinese).

NGSA),将小生境技术引入传统引力搜索算法(Gravitational Search Algorithm, GSA),克服了GSA探索能力弱的缺点。算例验证表明,在制造服务解空间不规律和数量多的情况下,该算法相比传统的智能优化算法具有更高的收敛性和准确性。

1 多层次制造服务及组合优选评估建模

1.1 制造服务多层次特点

云制造过程的服务种类繁多、异构性强,同时不同用户提出的制造任务差异也很大。举例说明,如图1所示,机床用户提出的制造任务是机床整体任务,机床生产厂商提出的制造任务可能是机床箱体任务,而变速箱厂商提出的制造任务是箱体里传动齿轮的齿轮工序任务。对于机床整体任务,服务平台应匹配设计、工艺、制造、维修整个流程服务;对于机床箱体任务,平台应匹配机加、装配等制造功能服务;而对于齿轮工序任务来说,平台只需匹配满足磨削加工的设备、软件和操作质检人员等制造资源服务。由图中的例子可以看出,不同层次制造任务的组合优选过程需匹配对应层次的制造服务。

从制造任务角度分析,提出制造任务的可能是终端消费者也可能是生产制造环节的中间生产企业,中间生产企业相对其上游企业而言又变成了用户。从制造服务角度分析,通常一个产品的制造周期包含设计、工艺、制造、维护等环节,其中制造环节又可细分为机加、下料、热处理、铸造、装配等工艺环节,而机加工工艺环节可再细分为车、铣、磨、钳等工序环节。由此可见,不同类型用户提出的制造任务和不同粒度的制造服务都具有多层次的特点。本文引入多层次划分方法对制造服务进行描述和建模,根据制造服务所包含的资源 and 功能粒度,将服务细分为资源服务、功能服务和流程服务3个层次,从而更准确地描述服务和

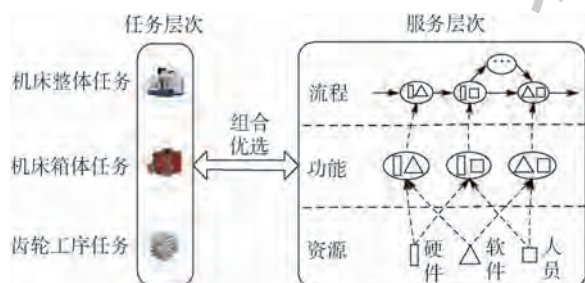


图1 制造任务和服务多层次特点

Fig.1 Multi-level characteristic of manufacturing tasks and services

匹配不同类型用户的任务需求。经过多层次划分后,制造服务的建模和组合优选过程如图2所示。

从图2可以看出,用户在应用层输入制造任务,云服务平台按照一定的智能组合优选算法在不同层次服务间迭代搜索并组合服务,然后将最优的服务集合输出给用户,最优服务集合往往是多个层次服务的合集。

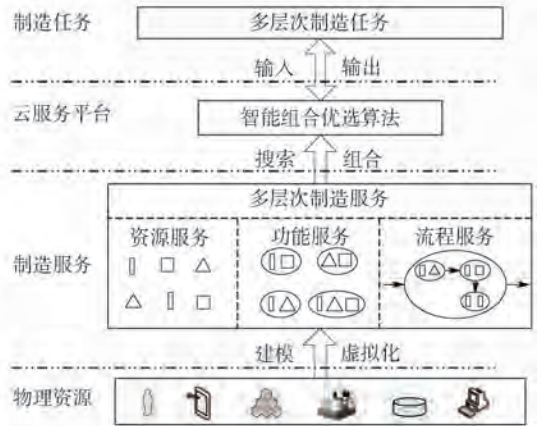


图2 多层次服务建模和组合优选过程

Fig.2 Multi-level service modeling and optimal-selection process

1.2 多层次制造服务建模

基于多层次制造服务划分方法,本文分别对各层制造服务进行描述和建模,然后从服务质量评估的角度,构建多层次制造服务组合优选的质量评估模型。

定义1 资源服务是指由完成单元功能的制造资源所发布成的服务,比如一台加工中心、一名操作人员等。资源服务 R_s 满足:

$$R_s = \{r_s^h, r_s^s, r_s^p\} \quad (1)$$

式中: r_s^h 、 r_s^s 和 r_s^p 分别表示硬件资源服务、软件资源服务和人力资源服务。

定义2 功能服务是指由具有关联关系的多个资源服务封装发布成的服务。比如车铣加工服务是由加工中心、编程软件和设备操作员封装而成,各资源服务之间具有约束关联关系。功能服务 F_s 满足:

$$F_s = \sum_{i=1}^n R_{s_i} + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n R_{ij} \quad (2)$$

式中: R_{ij} 表示资源服务间的关联关系; n 为功能服务包含资源服务的数量。

定义3 流程服务是由多个功能服务按照一定的执行顺序连接后封装发布成的服务。流程服务往往能完成一个相对完整的制造流程,比如质量处理流程、外协流程等。流程服务 P_s 是由功能

服务和执行顺序所形成的一个有向无环图,如图3所示。

图3中,圆圈 V_{F_s} 为流程服务顶点,该顶点是一个功能服务,带箭头的线 E_{F_s} 是流程服务顶点间的方向矢量,表示功能服务间执行的顺序。流程服务可转换为功能服务和资源服务的组合,满足:

$$P_s = \sum_{i=1}^{m'} F_{S_i} = \sum_{i=1}^{m'} \sum_{j=1}^{l'} R_{S_i}^j \quad (3)$$

式中: m' 和 l' 分别为流程服务包含功能服务的数量和功能服务包含资源服务的数量, $0 < m' \leq m, 0 < l' \leq l$ 。

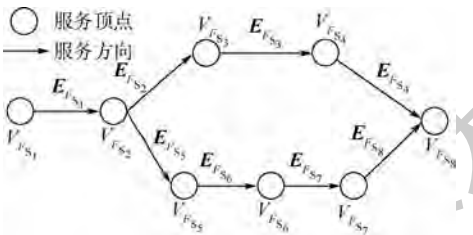


图3 流程服务有向无环图

Fig. 3 Directed acyclic graph of process services

1.3 制造服务组合优选评估建模

假定用户输入的制造任务集为 $T = \{T^1, T^2, \dots, T^N\}$, 其中 $T^i (1 \leq i \leq N)$ 为制造任务集 T 中第 i 个子任务, 平台里的制造服务集为 $S = \{S^1, S^2, \dots, S^M\}$ 。制造服务的组合优选问题就是从服务集 S 中搜索匹配出能完成任务 T 的最佳服务组合, 保证该组合的质量评估结果最优。

根据多层次服务划分理论, 制造服务集可表示为 $S = \{R_s, F_s, P_s\}$, 则制造服务集 S 中所包含的各层服务可表示为

$$\begin{cases} R_s = \{r_{s1}, r_{s2}, \dots, r_{sj}, \dots, r_{sl}\} & 0 \leq l \leq M \\ F_s = \{f_{s1}, f_{s2}, \dots, f_{sj}, \dots, f_{sm}\} & 0 \leq m \leq M \quad (4) \\ P_s = \{p_{s1}, p_{s2}, \dots, p_{sj}, \dots, p_{sn}\} & 0 \leq n \leq M \end{cases}$$

式中: l, m 和 n 分别为制造服务集 S 所包含的资源服务、功能服务和流程服务的数量; M 为服务的总数量。

从服务质量评估的角度构建多层服务的评估模型, 本文考虑的评估指标包含3个: 服务执行时间 S_T 、服务花费成本 S_C 和服务用户评价 S_E 。服务执行时间 S_T 是指优选服务完成制造任务所使用的时间总和, 包括服务执行的时间和服务之间转换的时间; 服务花费成本 S_C 是指优选服务完成制造任务所消耗的成本总和; 服务用户评价 S_E 是指优选服务在完成制造任务后用户对该服务的综合

评价。3个评估指标的质量评估函数如表1所示, r 为服务转换时间与执行时间的比值。

表1 多层次服务的质量评估函数

Table 1 QoS functions for multi-level services

评估指标	质量评估函数
S_T	$S_T = \sum_{i=1}^M (1+r) S_T^i$
S_C	$S_C = \sum_{i=1}^M S_C^i$
S_E	$S_E = \prod_{i=1}^M S_E^i$

各层服务考虑执行时间、花费成本和用户评价指标后的质量评估函数分别为

$$\begin{cases} Q(R_s) = (S_T(R_s), S_C(R_s), S_E^{-1}(R_s)) \\ Q(F_s) = (S_T(F_s), S_C(F_s), S_E^{-1}(F_s)) \\ Q(P_s) = (S_T(P_s), S_C(P_s), S_E^{-1}(P_s)) \end{cases} \quad (5)$$

制造服务集 S 是多层服务的合集, S 的总适应度值表示为各层服务质量评估函数的加权求和, 即

$$\text{Fitness}(S) = \alpha Q(R_s) + \beta Q(F_s) + \gamma Q(P_s) \quad (6)$$

式中: α, β 和 γ 为各层服务的权重因子, 本文考虑多层次制造服务可相互转换特点, 权重因子的取值采用各层服务的数量占比进行计算。根据多层服务模型定义将各层服务都转换为资源服务, 权重因子的计算公式为

$$\begin{cases} \alpha = \frac{l}{l + \sum_{i=1}^m l'_i + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m l''_{ij}} \\ \beta = \frac{\sum_{i=1}^m l'_i}{l + \sum_{i=1}^m l'_i + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m l''_{ij}} \\ \gamma = \frac{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m l''_{ij}}{l + \sum_{i=1}^m l'_i + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m l''_{ij}} \end{cases} \quad (7)$$

其中: l'_i 为第 i 个功能服务所包含资源服务的数量; l''_{ij} 为第 ij 个流程服务所包含的资源服务的数量。

2 多层次制造服务组合优选方法

多层次制造服务的组合优选是一个复杂的多目标优化问题, 由于制造服务往往是不连续的, 服务组合的帕累托最优解一般很难在较短的时间内获得。与传统优化算法相比较, GSA 在收敛速度和收敛精度上都体现出明显优势, 但它的不足是容

易早熟和收敛停滞^[14]。为克服 GSA 易陷入局部最优的缺点,本文将小生境的拥挤度算子和适应值共享技术引入,提出一种基于小生境的 NSGA。

具体来说,NSGA 从 3 个方面对 GSA 进行改进:种群初始化采用轮盘赌选择法进行筛选、组合优选过程引入拥挤度因子和适应值共享策略、多层服务模型之间增加层间映射迁移机制。

2.1 种群初始化

初始化过程包括种群编码和适应度值计算。为提高多层次制造服务描述的简便性,本文选用实数编码,编码维度代表任务维度,编码值代表匹配的服务值。

为尽量选择较优的个体,在种群初始化过程增加轮盘赌选择法,根据式(6)计算个体的适应度值,再根据式(8)计算个体被选中的概率,按照计算概率来选择个体。

$$P(S_i) = \frac{\text{Fitness}(S_i)}{\sum_{i=1}^n \text{Fitness}(S_i)} \quad (8)$$

式中: $\text{Fitness}(S_i)$ 为个体 S_i 的适应度值; $\sum_{i=1}^n \text{Fitness}(S_i)$ 为所有个体的适应度值总和。可以看出,适应度值越高的个体被选入种群的概率越高,从而提高初始种群的质量。

2.2 拥挤度因子和适应度值共享

一方面,GSA 主要考虑粒子的质量和粒子之间的距离,GSA 中吸引概率 A_p 主要考虑质量因子 M_F ,质量因子的计算公式为

$$M_{F_i} = \frac{\exp[0.1(S_j - S_i)]}{\sum_{j=1}^N \exp[0.1(S_j - S_i)]} \quad (9)$$

然而在多层次制造服务的组合优选问题上,服务分布的稀疏度也是影响选择的重要因素。本文引入小生境技术里的拥挤度因子 C_F ,拥挤度因子 C_F 的计算方法是找出距离粒子 i 最近的 2 个粒子 $i-1$ 和 $i+1$,计算前后 2 个粒子目标函数的差,即为粒子 i 的拥挤度值,如式(10)所示,第一个和最后一个粒子的拥挤度因子为无穷大。

$$C_{F_i} = \sum_{j=1}^m (|f_j^{i+1} - f_j^{i-1}|) \quad (10)$$

式中: f_j^{i+1} 和 f_j^{i-1} 分别表示距离粒子 i 最近的两个粒子 $i+1$ 和 $i-1$ 的目标函数值,两者差的绝对值表示粒子 i 所处前后空间拥挤度值的大小, j 表示粒子的维度,对 j 维度求和获得粒子 i 在目标函数 f 下的拥挤度值。

算法的总吸引概率算子是综合考虑质量因子 M_F 和拥挤度因子 C_F ,即

$$A_{P_i} = r_1 M_{F_i} + r_2 C_{F_i} \quad r_1 + r_2 = 1 \quad (11)$$

式中: r_1 和 r_2 分别为 2 个因子的权重。 r_1 越大,表示对质量的依赖性越强; r_2 越大,表示对拥挤度的依赖性越强。为维持 GSA 对质量的依赖度,本文以质量依赖为主,拥挤度依赖为辅,因此取 $r_1 = 0.6, r_2 = 0.4$ 。

另一方面,为改善 GSA 在多层次服务组合优选中易陷入局部最优的问题,本文引入小生境的适应值共享技术,当搜索陷入局部最优时,将种群划分为两部分,其中一部分继续沿着局部进行优化搜索,另一部分则通过定义适应值共享函数,通过改变共享区域内粒子的适应度值,促使粒子逸出,从而跳出局部最优。

引入适应值共享函数,采用海明距离对粒子间的相似度进行度量,将每次迭代结果中的适应度峰值数据视为资源,该资源由峰值周围的粒子所共享。设定 u 次迭代结果集里的峰值集合为 $S_{\text{best}} = \{S_{\text{best}1}, S_{\text{best}2}, \dots, S_{\text{best}u}\}$,共享区的半径为 R ,则 S_i 到 $S_{\text{best}j}$ ($1 \leq j \leq w$) 的距离用 h_{di} 表示,满足: $h_{di} = |S_i - S_{\text{best}j}|$,其中 $1 \leq i \leq n, 1 \leq j \leq w$,若 $h_{di} < R$,说明该粒子处在共享区内,其适应度值为

$$\text{Fitness}(S_i)_{\text{new}} = \frac{A}{K_i(d_i)} \text{Fitness}(S_i) \quad 1 \leq i \leq un \quad (12)$$

式中: $\text{Fitness}(S_i)_{\text{new}}$ 为粒子 S_i 调整后的适应度值; A 为调整系数,调整系数根据种群数量多少和稀疏度确定; $K_i(d_i)$ 为距离系数。假设 $S_{\text{best}j}$ 共享区内共有 x 个粒子,则 $K_i(d_i)$ 等于该粒子到峰值的距离与共享区内所有粒子到峰值距离和的比值,计算式为

$$K_i(d_i) = \frac{h_{d_i}}{\sum_{o=1}^x |S_o - S_{\text{best}j}|} \quad (13)$$

可以看出,粒子 S_i 距离峰值 $S_{\text{best}j}$ 越近,种群越拥挤(m 越大),则 $K_i(d_i)$ 越小,调整后的适应度值 $\text{Fitness}(S_i)_{\text{new}}$ 就会增大越多,因此越容易跳出局部最优区间,逸出到新的搜索范围。

2.3 层间映射迁移

根据本文对制造服务多层次的划分理论,组合优选的结果往往是多层服务的合集。多层次服务的搜索组合流程如图 4 所示,不同层次服务内部并发执行搜索。设定服务组合的适应度阈值 E_o ,服务层次内部迭代得到的最优适应度值与 E_o 比较,若大于 E_o ,则输出最优服务组合;反之若小于 E_o ,说明该服务层次内部匹配度不能满足临界值需求,此时进行不同层次服务间的映射迁移,通

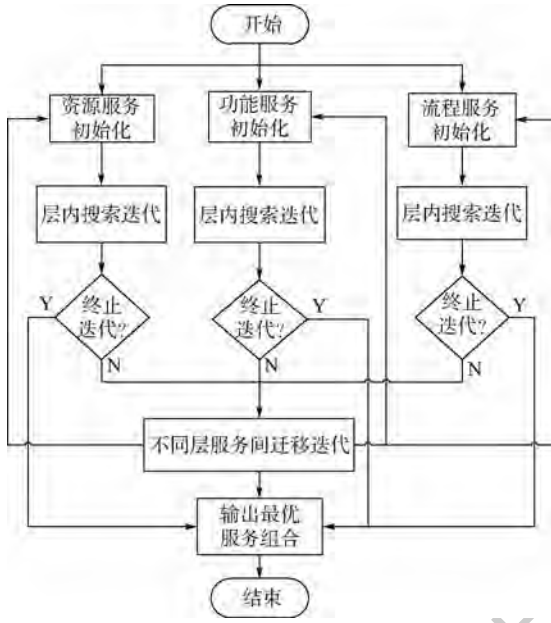


图4 NGS 层间迁移流程图

Fig. 4 Flowchart of interlayer migration of NGS

过改变寻优的服务层次来提高匹配度值,最终输出多个层次服务的最优组合集。

NGSA 主要初始化的参数是种群个数、引力常数、适应值共享半径、适应度调整系数、层间映射迁移阈值和各层服务评估模型权重值,算法的终止条件是迭代搜索服务组合的适应度值大于等于适应度阈值 E_s 。算法的流程如下:

- 1) 初始参数,随机生成各层服务种群,对个体进行实数编码。
- 2) 调用式(6)计算个体的适应度值,采用轮盘赌选择法从种群中选取 N 个体组成初始种群集。
- 3) 循环 N 个服务个体,计算总吸引概率算子 $A_p = 0.6M_F + 0.4C_F$,根据总吸引概率算子计算个体之间的引力值、加速度和位置。
- 4) 每次迭代后,对 N 个体的适应度值进行大小排序,取适应度值前 P 个体视为资源,计算其他个体与 P 个资源之间的海明距离并与共享半径 R 比较,若小于 R ,计算距离系数 $K_i(d_i)$ 并根据式(12)修改该个体适应度值,反之不变。
- 5) 各层服务迭代结束后,最优解适应度值与阈值 E_s 比较,若小于 E_s ,则转步骤 6);若大于 E_s ,则转步骤 7)。
- 6) 层间服务迁移,并转步骤 2)。
- 7) 输出最优服务组合。

3 算例验证

本文选用串并混合连接的有向无环图任务流程为验证场景,任务集分别包含10个任务和

30 个任务,任务的候选服务集分包含 100 服务和 500 服务 2 种情况考虑,多层服务的初始值随机产生,数据的范围区间选为 $[1, 1000]$ 。本文验证过程所选取的各层服务转换完的数量相同,因此各层服务质量模型的权重取相同值,即 $\alpha = \beta = \gamma = 1/3$ 。算法采用 MATLAB R2017a 编程,在 2.60 GHz 处理器的 64 位 Windows 7 操作系统下进行。

选择传统智能优化算法中的 GA 和 PSO 作为比较算法。对于优化算法中关键参数的取值,相关学者进行了大量实验研究并给出了参数取值的最佳建议^[15-16]。本文基于参数的建议值,并结合所研究的多层次制造服务组合优选场景特点,来确定本算例验证的参数取值。GA 考虑交叉算子和变异算子,算子概率值分别取 0.8 和 0.2;PSO 采用全局极值法,惯性权重和速度取值范围分别设定为 $[0.5, 0.9]$ 和 $[-5, 5]$,个体速度和全局速度的加速系数都设为 1.6;NGSA 中,引力常数 G_0 设为 100,适应值共享半径 R 选为 10,适应度调整系数 A 设为 8,层间映射迁移阈值 E_s 设为 50。各算法经过 100 次迭代后,适应度值和迭代时间被记录下来。

从图 5 的仿真对比结果可以看出,NGSA 的收敛速度和平均适应度值都优于 GA 和 PSO。理论上分析,GA 主要通过交叉算子和变异算子来保持种群的多样性,而在制造服务数量多且不规律的情况下,GA 易将种群限制在相对较小的搜索范围内,不易得到全局最优解。PSO 在连续性的优化问题中表现出较好的性能,但在制造服务组合优选场景中,服务模型本身是离散描述的且异构性强,PSO 的收敛速度会明显变慢。NGSA 将小生境技术引入 GSA,有效平衡了开发能力和探索能力,在搜索陷入局部最优时能快速跳出局部范围,在更全局的范围内获得最优解。

从表 2 的搜索时间角度看,当输入制造任务数量较少的情况下,NGSA 的平均迭代时间高于 GA,低于 PSO;而当输入任务逐渐增多时,NGSA 的平均迭代时间明显低于 GA 和 PSO。理论上分析,在制造任务少的情况下,任务和服务的组合优选空间集也较小,GA 和 PSO 都可以进行快速迭代;而在组合优选空间集变大的情况下,NGSA 更能快速在不同小生境间迁移进化找到最优解,且迭代时间明显少于 GA 和 PSO。制造服务候选集越大,输入的制造任务越多,NGSA 的优势就体现得越明显。

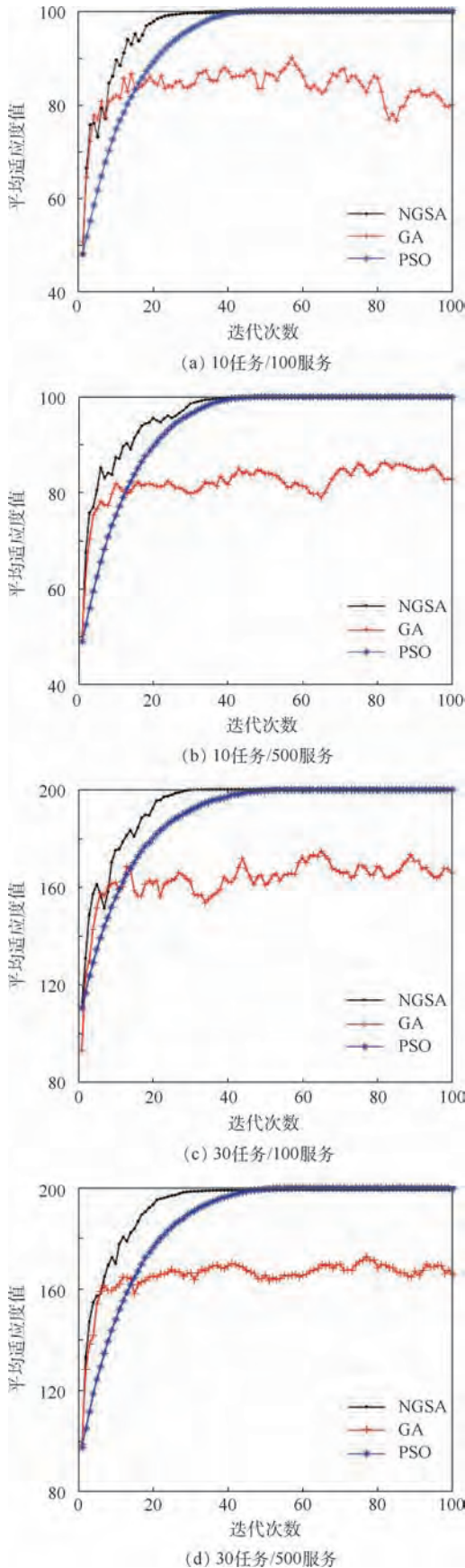


图5 三种智能算法的迭代趋势

Fig.5 Iteration trend of three intelligent algorithms

表2 三种智能算法的时间性能

Table 2 Time performance of three intelligent algorithms

任务集/ 服务集	算法	最优 适应度	最差 适应度	平均 适应度	平均迭代 时间/ms
10 任务/ 100 服务	NGSA	100.002	75.037 5	96.181	31.48
	GA	99.994 2	17.604 3	82.171 1	23.12
	PSO	100.002	65.250 3	93.289 5	45.24
10 任务/ 500 服务	NGSA	100.003	78.217 2	96.056 7	43.97
	GA	101.146	17.988 72	82.016 4	37.6
	PSO	100.004	68.762	94.063 9	51.7
30 任务/ 100 服务	NGSA	199.985	167.485	190.416	75.6
	GA	199.981	59.179	168.23	78.08
	PSO	200.001	140.691	187.58	109.03
30 任务/ 500 服务	NGSA	200	146.342	193.048	99.4
	GA	203.228	19.734 3	165.127	114.88
	PSO	200.002	143.183	186.944	158.12

4 结 论

1) 本文在详细阐述制造任务和制造服务多层次特点的基础上,从多层次的角度对制造服务进行描述和建模,分别给出资源服务、功能服务和流程服务3个不同层次服务的模型。然后从服务组合优选角度,选取服务执行时间、服务花费成本和服务用户评价3个质量评估指标,构建多层次服务组合优选的评估模型。

2) 基于多层次制造服务模型和组合优选评估模型,本文提出一种基于小生境的NGSA。该算法引入小生境的拥挤度因子和适应值共享技术,一方面把拥挤度因子纳入到吸引力概率因子统一考虑,另一方面通过调整小生境内共享个体的适应度值,使组合优选过程能及时跳出局部搜索范围,进入到全局搜索从而得到最优解,有效提升了算法的收敛性和准确性。通过与传统GA、PSO进行仿真对比,结果表明NGSA在收敛速度、收敛时间上都具有明显的优势,从而验证了NGSA在解决制造服务组合优选问题上的合理性和有效性。

参考文献 (References)

[1] 李伯虎,张霖,王时龙,等.云制造一面向服务的网络化制造新模式[J].计算机集成制造系统,2010,16(1):1-7.
LI B H,ZHANG L,WANG S L, et al. Cloud manufacturing: A new service-oriented networked manufacturing model[J]. Computer Integrated Manufacturing Systems, 2010, 16(1): 1-7 (in Chinese).

[2] 张霖,罗永亮,范文慧,等.云制造及相关先进制造模式分析[J].计算机集成制造系统,2011,17(3):458-468.

- ZHANG L, LUO Y L, FAN W H, et al. Analysis of cloud manufacturing and related advanced manufacturing models[J]. Computer Integrated Manufacturing Systems, 2011, 17(3):458-468 (in Chinese).
- [3] 陶飞, 张霖, 郭华, 等. 云制造特征及云服务组合关键问题研究[J]. 计算机集成制造系统. 2011, 17(3):477-485.
- TAO F, ZHANG L, GUO H, et al. Typical characteristics of cloud manufacturing and several key issues of cloud service composition[J]. Computer Integrated Manufacturing Systems, 2011, 17(3):477-485 (in Chinese).
- [4] 李伯虎, 张霖, 任磊, 等. 云制造典型特征、关键技术与应用[J]. 计算机集成制造系统, 2012, 18(7):1345-1355.
- LI B H, ZHANG L, REN L, et al. Typical characteristics, technologies and applications of cloud manufacturing[J]. Computer Integrated Manufacturing Systems, 2012, 18(7):1345-1355 (in Chinese).
- [5] LIANG G, JING X Q. Optimization technology in cloud manufacturing[J]. The International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2018, 97(1-4):1181-1193.
- [6] XU W J, YU J J, ZHOU Z D, et al. Dynamic modeling of manufacturing equipment capability using condition information in cloud manufacturing[J]. Journal of Manufacturing Science and Engineering, 2015, 137(4):040907.
- [7] HUANG B Q, CHENG H L, TAO F. A chaos control optimal algorithm for QoS-based service composition selection in cloud manufacturing system[J]. Enterprise Information Systems, 2014, 8(4):445-463.
- [8] LIU N, LI X P. A resource virtualization mechanism for cloud manufacturing systems[C]//4th International Working Conference on Enterprise Interoperability. Berlin: Springer, 2012, 122(2):46-59.
- [9] WANG L, GUO S S, LI X X, et al. Distributed manufacturing resource selection strategy in cloud manufacturing[J]. International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2018, 94(9-12):3375-3388.
- [10] 王尔申, 庞涛, 曲萍萍, 等. 基于混沌的改进粒子群优化粒子滤波算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2016, 42(5):885-890.
- WANG E S, PANG T, QU P P, et al. Improved particle filter algorithm based on chaos particle swarm optimization[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42(5):885-890 (in Chinese).
- [11] QI J, XU B, XUE Y, et al. Knowledge based differential evolution for cloud computing service composition[J]. Journal of Ambient Intelligent and Humanized Computing, 2017, 9(3):565-574.
- [12] LI C Y, GUAN J H, LIU T T, et al. An autonomy-oriented method for service composition and optimal selection in cloud manufacturing[J]. International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2018, 96(5):2583-2604.
- [13] YAN X, LAU R Y, SONG D, et al. Toward a semantic granularity model for domain-specific information retrieval[J]. ACM Transactions on Information Systems, 2011, 29(3):15.
- [14] RASHEDI E, NEZAMABADI-POUR H, SARYAZDI S. GSA: A gravitational search algorithm[J]. Information Sciences, 2009, 179(13):2232-2248.
- [15] 胡洁. 智能优化算法理论及应用[M]. 2版. 广州: 世界图书出版公司, 2015:95-97.
- HU J. Theory and application of intelligent optimization algorithms[M]. 2nd ed. Guangzhou: World Publishing Corporation, 2015:95-97 (in Chinese).
- [16] HORN J, GOLDBERG D E. A timing analysis of convergence to fitness sharing equilibrium[C]//5th International Conference on Parallel Problem Solving from Nature. Berlin: Springer, 1998, 1498:23-33.

作者简介:

丁涛 男, 博士研究生. 主要研究方向: 智能协同制造、云制造、制造过程管理等。

闫光荣 男, 博士, 副研究员. 主要研究方向: 智能协同制造、CAD/CAM、云制造等。

A method of multi-level manufacturing service modeling and combinatorial optimal-selection

DING Tao¹, YAN Guangrong^{1,*}, LEI Yi^{1,2}, XU Xiangyu¹

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

2. National Engineering Laboratory for Intelligent Collaborative Manufacturing Technology and Application, Beijing 100094, China)

Abstract: In order to improve the accuracy of service modeling and combinatorial optimal-selection in cloud manufacturing, a multi-level modeling methodology is proposed to describe manufacturing services, which subdivided the service into three fine-grained levels: resource service, function service and process service. From the perspective of QoS indexes, the relationship among execution, time service cost and user evaluation for different service levels are analyzed and elaborated, and the corresponding evaluation objective functions of services composition are established. A niching behavior based gravitational search algorithm (NGSA) is designed to address manufacturing services composition problem, in which the niche crowding factor and fitness sharing technology are applied to gravitational search algorithm (GSA) to improve its convergence speed and accuracy. Finally, the simulation research results demonstrate that the NGSA algorithm can search better solution with less time-consumption than the traditional algorithms such as genetic algorithm (GA) and particle swarm optimization (PSO) algorithm.

Keywords: cloud manufacturing; multi-level modeling; combinatorial optimal-selection; niche; gravitational search algorithm (GSA)

Received: 2018-11-05; **Accepted:** 2019-02-22; **Published online:** 2019-03-18 11:07

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190314.1750.006.html

Foundation item: National Science and Technology Major Project (2018ZX04001006)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2018.0631

基于信道复用方法的 GNSS 共视信号模拟

李博闻^{1,2}, 蔚保国¹, 张波^{2,*}, 韩华¹, 宋伟², 吴迪²

(1. 卫星导航系统与装备技术国家重点实验室, 石家庄 050000; 2. 北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100083)

摘 要: 全球导航卫星系统(GNSS)共视(CV)技术应用中需要对GNSS共视信号进行模拟仿真,可以降低对共视接收机和共视算法进行测试过程中的成本。为此,提出了一种基于信道复用方法的GNSS共视信号的双路信号模拟方法。首先,对GNSS共视技术原理进行了分析。然后,根据GNSS直射信号的模拟思路,设计了基于GNSS直射信号模拟器的GNSS共视信号模拟方法,对共视信号传播过程中可能产生的误差进行了分析。最后,对零基线、短基线、长基线3种场景下仿真的共视信号,以及实场采集的试验数据进行了验证分析。验证的结果表明,仿真的GNSS共视信号定位准确,定位精度在米级;共视比对结果均方根值(RMS)精度优于12 ns,可以进行共视法时间传递,证明了提出的共视信号模拟方法能够有效地用于GNSS共视信号生成。对GNSS共视信号模拟器、共视接收机的研制和共视算法的研究具有一定的理论参考意义和实际应用价值。

关键词: 全球导航卫星系统(GNSS); 共视(CV)信号; 时间传递; 模拟仿真; 实场试验

中图分类号: TN967.1

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2019)07-1406-09

全球导航卫星系统(Global Navigation Satellite System, GNSS)共视(Common View, CV)法是一种准确度较高的时间比对方法。自1980年Allan和Weiss在国际频控年会上首次提出GPS共视法时间传递的概念以来^[1],由于该技术具有精度高和简便易行的特点,其研究和应用发展很快,成为国际上流行的远距离时间频率传递技术,是目前时间频率远距离量值传递的主要工具之一^[2]。

1985年,GPS共视技术正式应用于远距离时间比对^[3]。自此以后,国内外学者对GNSS共视技术投入了很多精力进行研究,并开展了多次不同基线试验,取得了大量的研究成果^[4-7]。由于GNSS共视法的许多试验对试验场地有着十分苛刻的要求,如共视技术长基线试验需要两台接收

机相距50 km以上,需要耗费巨大的人力物力。此外,受到天气等各种复杂环境影响,使得试验的可重复性较差。因此,开展GNSS共视信号模拟仿真的研究和测试迫在眉睫,有助于推动GNSS共视接收机算法的研究。GNSS共视信号模拟仿真技术可以在实验室环境中测试不同基线状态下各误差对信号的影响,从而为共视信号接收机的研发与测试提供一个可靠、稳定、准确和易用的仿真环境,以检验其功能和性能指标是否满足研制要求,大大减少了GNSS共视接收机研制测试过程中的成本。

目前,国内外对于卫星导航信号的模拟仿真已经趋于成熟,各类商用软硬件模拟器在科研和工程等领域应用十分广泛。但是,国内外对于GNSS共视信号模拟仿真技术的研究并不完善,

收稿日期: 2018-11-05; 录用日期: 2018-12-21; 网络出版时间: 2019-01-07 14:07

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190106.1809.001.html

基金项目: 新技术研究高校合作项目(KX162600040)

*通信作者. E-mail: bozhang@buaa.edu.cn

引用格式: 李博闻, 蔚保国, 张波, 等. 基于信道复用方法的GNSS共视信号模拟[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(7): 1406-1414. LI B W, YU B G, ZHANG B, et al. Simulation of GNSS CV signal based on channel multiplexing method[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(7): 1406-1414 (in Chinese).

可以检索到的相关文献十分稀少,模拟方法和模型设计还在探索之中。本文根据GNSS共视法相关原理,设计了简易可行的基于信道复用方法的GNSS共视信号模拟仿真方法,利用设计的软件进行共视信号仿真和实场测试验证,并对结果进行分析和评估。

1 GNSS 共视技术原理

近年来,随着国防和空间技术的发展,对高精度时间传递提出了更高的要求。特别是同步数字体系(Synchronous Digital Hierarchy, SDH)通信网的时间同步,以及空中目标的探测和拦截,对时间传递精度要求达ns量级。在现有的远距离无线时间传递技术中,传递精度较高的方法主要是GNSS共视、GNSS全视(All in View, AV)、双向卫星时间频率比对(Two-Way Satellite Time and Frequency Transfer, TWSTFT)及GPS精确点定位(Precise Point Positioning, PPP)技术等^[8]。其中,GNSS共视技术用于测量位于不同地方的2个频率源。与其他时间传递技术相比,共视技术具有设备简单、经济成本低、精度高等优点,并且该方法可应用于具有转发授时信号功能的通信卫星,通信卫星提供授时信号源的同时,也具有广播授时数据的功能^[8]。在测量过程中,每个地方各有1个频率源和1台共视接收机。共视接收机测量本地频率源与GNSS信号,并保存测量结果。经过一段时间的测量后,汇总两地的测量数据,经数据处理后得到两地频率源的比较结果。

GNSS共视信号是指经由某一颗卫星 k 发射,两站接收机天线同时接收的两路信号^[9],如图1所示。共视法利用了星钟误差、星历误差、电离层延迟和对流层延迟的空间相关性和时间相关性的

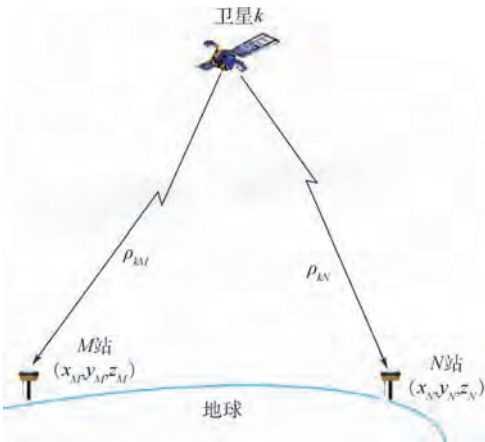


图1 GNSS共视信号传播示意图

Fig.1 Schematic diagram of GNSS CV signal propagation

特点,对双路输出的信号进行时间比对。星钟误差与用户 N 到基准站 M 的距离(基线)无关,可以完全消除。而电离层延迟误差、对流层延迟误差和星历误差与用户 N 到基准站 M 的基线长度有关,基线越短,相关性越强,抵消程度越大。从而可消除或部分消除2个接收站之间共有的误差,提高了测量精度。GNSS共视信号可以充分满足零基线、短基线和长基线等条件下比对两地接收站对于授时精度的要求,在国家之间或地域性的时间校正中具有重要的工程应用价值^[10]。

在时刻 t ,卫星 k 到 M 、 N 两站的几何距离分别为 r_{kM} 、 r_{kN} ,若设卫星 k 的位置为 $(x^{(k)}, y^{(k)}, z^{(k)})$, M 站接收机位置为 (x_M, y_M, z_M) , N 站接收机位置为 (x_N, y_N, z_N) ,则

$$r_{kM} = \sqrt{(x^{(k)} - x_M)^2 + (y^{(k)} - y_M)^2 + (z^{(k)} - z_M)^2} \quad (1)$$

$$r_{kN} = \sqrt{(x^{(k)} - x_N)^2 + (y^{(k)} - y_N)^2 + (z^{(k)} - z_N)^2} \quad (2)$$

令 M 、 N 两站接收机在时刻 t 观测到卫星 k 的伪距分别为 ρ_{kM} 和 ρ_{kN} ,那么有

$$\rho_{kM} - r_{kM} = c\delta t_M - c\delta t^{(k)} + \varepsilon_{\text{Tro},kM} + \varepsilon_{\text{Ion},kM} + \Delta_{kM} \quad (3)$$

$$\rho_{kN} - r_{kN} = c\delta t_N - c\delta t^{(k)} + \varepsilon_{\text{Tro},kN} + \varepsilon_{\text{Ion},kN} + \Delta_{kN} \quad (4)$$

式中: c 为光速; δt_M 和 δt_N 分别为 M 、 N 两站的接收机钟差; $\delta t^{(k)}$ 为GNSS系统时间与星钟的偏差; $\varepsilon_{\text{Tro},kM}$ 和 $\varepsilon_{\text{Tro},kN}$ 分别为 M 、 N 两站的对流层延迟误差; $\varepsilon_{\text{Ion},kM}$ 和 $\varepsilon_{\text{Ion},kN}$ 分别为 M 、 N 两站的电离层延迟误差; Δ_{kM} 和 Δ_{kN} 分别为 M 、 N 两站的其他误差。

再对两站观测的结果进行数据通信和计算处理,得到两站接收机时钟的相对偏差为

$$\delta t_M - \delta t_N = \frac{(\rho_{kM} - \rho_{kN}) - (r_{kM} - r_{kN}) - (\varepsilon_{\text{Tro},kM} - \varepsilon_{\text{Tro},kN})}{c} - \frac{(\varepsilon_{\text{Ion},kM} - \varepsilon_{\text{Ion},kN}) - (\Delta_{kM} - \Delta_{kN})}{c} \quad (5)$$

由式(5)容易得出,GNSS共视信号可以完全将系统时间与星钟的偏差 $\delta t^{(k)}$ 抵消。当两站距离较短时,GNSS共视信号还可以抵消大部分对流层延迟误差和电离层延迟误差。当两站进行零基线测试时,GNSS共视信号还可以抵消全部对流层延迟误差和电离层延迟误差及其他误差,此时有

$$\delta t_M - \delta t_N = \frac{(\rho_{kM} - \rho_{kN}) - (r_{kM} - r_{kN})}{c} = 0 \quad (6)$$

对于 GNSS 共视接收处理,可以分为 3 种情况:零基线、短基线和长基线。零基线共视配置下,信号从卫星到两接收机天线路径中受到传播路径误差的影响相同,两台接收机由相同可见星得到的时差数据的差值反应了系统的性能,其误差主要受两台接收机的内部噪声和时延变化的影响。短基线一般 2 个共视接收机相距几十公里,相比零基线的情况,信号受空间传播的路径误差影响。长基线则 2 个共视接收机相距几百公里以上,共视结果受两站钟的影响较大。

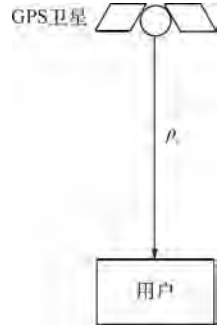


图 2 单向授时原理示意图

Fig. 2 Schematic diagram of one-way time transfer

2 GNSS 共视信号模拟方法设计

2.1 GNSS 共视信号模拟

为了对 GNSS 共视信号进行模拟仿真,必须建立不同基线状态下的 GNSS 共视信号模型。当前,成熟的软件 GNSS 直射信号模拟仿真大都基于传统的 MATLAB、C/C++ 语言实现,而 GNSS 共视信号的模拟仿真则可以在直射信号模拟器的基础上利用信道复用的方法进行实现。

利用 GNSS 直射信号模拟器来完成 GNSS 共视信号的模拟仿真,一个很大的不同在于 GNSS 直射信号模拟器只产生一路信号,在时间传递角度可以作为单向授时,如图 2 所示。而模拟 GNSS 共视信号时,必须仿真产生两路信号,分别到达 2 个接收机。因此,需要在直射信号模拟器的基础上进行第 2 路共视信号的信道复用,保证仿真时刻相同,同时模拟仿真出两路信号,分别作为到达接收机 M 和接收机 N 的信号,即模拟仿真的共视信号。

在信号产生的过程中,多普勒对卫星信号状态的影响直接反映在延时上,对于载波,已将多普勒加入到频率上,故而在载波表达式上没有在时间上加上延时项。对于数字中频信号,经接收机

射频前端(下变频)、滤波、放大之后的模拟中频信号可以表示为^[11]

$$S_{IF}(t) = A_{IF}(t)D(t - \tau(t))C(t - \tau(t)) \cos(2\pi(f_{IF} + f_d)t + \varphi_0) \quad (7)$$

式中: $A_{IF}(t)$ 为模拟信号的幅度电平; $D(t - \tau(t))$ 为调制的导航电文; $C(t - \tau(t))$ 为伪噪声序列码; $\tau(t)$ 为伪噪声序列码的信号传播延时; f_{IF} 为下变频后的载波频率; f_d 为多普勒频移; φ_0 为载波的初始相位。

为满足共视法要求,即要保证信号接收时刻在同一时刻,则再给每个卫星的发射时刻增加一个时间延迟 Δt (此 Δt 可正可负)。则另一路共视信号可以表示为

$$S'_{IF}(t) = A_{IF}(t)D(t - \tau(t) - \Delta t)C(t - \tau(t) - \Delta t) \cos(2\pi(f_{IF} + f'_d)t + \varphi'_0) \quad (8)$$

在 GNSS 共视信号模拟仿真的过程中,首先根据输入参数进行各类导航信息的计算,经过两路通道生成两路信号,在此基础上添加星历误差、电离层延迟、对流层延迟等路径误差,再分别经过采样、量化和编码得到数字中频信号,这样可以送入接收机进行计算处理。GNSS 共视信号的模拟仿真流程设计如图 3 所示。

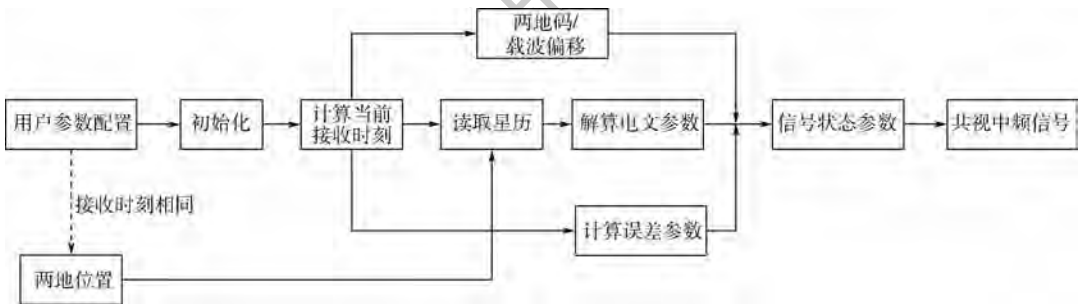


图 3 GNSS 共视信号模拟仿真流程设计框图

Fig. 3 Design block diagram of GNSS CV signal simulation process

2.2 GNSS 共视信号误差模拟

对信号传播路径中各类误差的分析和仿真,

是信号仿真中必不可少的一部分。GNSS 共视法包含星钟误差、星历误差、电离层延迟误差、对流

层延迟误差、多普勒频移误差以及相对论效应等误差延迟,具有空间相关性和时间相关性的特点。下面对几种共视场景中常见的误差逐一进行分析。

2.2.1 星钟误差模拟

星钟误差为卫星时钟与 GNSS 系统时间的差值。卫星钟与 GNSS 系统时之间的误差控制在 1 ms 以内。地面监控站对卫星进行监测,测试卫星时钟偏差,用如下二阶多项式对该偏差进行修正^[12]:

$$\Delta t_{sv} = a_{f_0} + a_{f_1}(t - t_{oc}) + a_{f_2}(t - t_{oc})^2 - t_{CD} \quad (9)$$

式中: Δt_{sv} 为 GNSS 卫星钟差; t_{oc} 为由星历文件得到的数据块-1 中的参考时间; a_{f_0} 、 a_{f_1} 和 a_{f_2} 为对应 t_{oc} 时刻的卫星钟校正参数,分别表示时间偏差常值、线性漂移项和老化平方项; t_{CD} 为由星历文件得到的群延迟误差。按式(9)修正后,由卫星时钟造成的测距误差小于 3 m。

2.2.2 星历误差模拟

卫星轨道近似为圆轨道,计算星历误差可将卫星轨道当作圆轨道处理^[13]。在地心地固坐标系下,设 t 时刻利用广播星历计算的卫星的位置在轨道上点 $S(x_s, y_s, z_s)$,卫星的实际位置在 S' 处,其坐标为 $(x_{s'}, y_{s'}, z_{s'})$ 。用户接收机位置坐标为 (x_u, y_u, z_u) ,星历误差引起的用户测距误差与用户位置与有关,可以表示为

$$\Delta r_{eph} = \sqrt{(x_u - x_{s'})^2 + (y_u - y_{s'})^2 + (z_u - z_{s'})^2} - \sqrt{(x_u - x_s)^2 + (y_u - y_s)^2 + (z_u - z_s)^2} \quad (10)$$

2.2.3 电离层延迟误差模拟

电离层使得无线电波的传播方向、速度、相位、振幅及偏振状态等发生变化。Klobuchar 模型^[14]是针对地面用户电离层修正而提出的,利用导航电文发布的 8 个电离层参数 $\alpha_i, \beta_i (i=0, 1, 2, 3)$ 计算电离层延迟误差 $\Delta \varepsilon_{\text{dion}}$,单位为 s。该模型修正精度能达到 60% 左右。电离层引起的时延误差计算式为

$$\varepsilon_{\text{ion}} = \begin{cases} 5 \times 10^{-9} + A_2 \cos\left(\frac{2\pi(t - 50400)}{A_4}\right) & |t - 50400| < \frac{A_4}{4} \\ 5 \times 10^{-9} & |t - 50400| \geq \frac{A_4}{4} \end{cases} \quad (11)$$

式中: t 为接收机至卫星连线与电离层交点处的地方时(取值范围为 0 ~ 86400 s); A_2 为白天电离

层延迟余弦曲线的幅度; A_4 为余弦曲线的周期,单位为 s。

2.2.4 对流层延迟误差模拟

从地面向上到 40 km 为对流层,对流层是非色散介质。对流层延迟一般泛指非电离大气对电磁波的折射,如不修正,对流层在天顶方向的延迟约为 2.4 m,仰角为 5° 时,延迟可达 25 m 左右。对流层延迟常用 Hopfield 模型^[15]进行计算:

$$\begin{cases} \varepsilon_{\text{Tro}} = \frac{\eta_d K_d}{\sin(E^2 + 6.25)^{0.5}} + \frac{\eta_w K_w}{\sin(E^2 + 2.25)^{0.5}} \\ K_d = 1.552 \times 10^{-5} \frac{P_0}{T_{k0}} h_d \left(1 - \frac{h_u}{h_d}\right)^5 \\ K_w = 7.46512 \times 10^{-2} \frac{e}{T_k^2} h_w \left(1 - \frac{h_u}{h_w}\right)^5 \\ h_d = 40136 + 148.72(T_k - 273.16) \\ h_w = 11000 \end{cases} \quad (12)$$

式中: E 为卫星相对用户接收机的仰角; η_d 和 η_w 分别为对流层干分量和湿分量修正系数; h_u 为用户接收机的高度; h_d 为以海平面为基准的对流层干分量的上限; h_w 为对流层湿分量上限; e 为水气压; P_0 为测站上大气压力; T_k 为测站上的绝对温度; T_{k0} 为标准海平面的绝对温度。

2.2.5 多普勒频移模拟

由于 GNSS 卫星绕地球运行,接收机与 GNSS 卫星之间存在着相对运动,使得接收机收到的 GNSS 卫星信号中存在着多普勒频移^[16]。当卫星运行向接收机方向接近时,接收到的频率比发射频率高,这时多普勒频移为负。当卫星运行远离接收机时,接收到的频率比发射频率低,多普勒频移为正。当卫星径向速度为零时,多普勒频移为零。设接收机 M 的位置坐标点为 (x_M, y_M, z_M) ,接收机 N 的位置坐标点为 (x_N, y_N, z_N) 。 t 时刻卫星的位置为 (x_s, y_s, z_s) ,卫星的速度为 (v_x, v_y, v_z) ,根据卫星与接收机的相对运动,求得多普勒频移 f_{d1}, f_{d2} 分别为

$$f_{d1} = -\frac{v_x(x_s - x_M) + v_y(y_s - y_M) + v_z(z_s - z_M)}{\sqrt{(x_s - x_M)^2 + (y_s - y_M)^2 + (z_s - z_M)^2}} \cdot \frac{f}{c} + a_{f1} \quad (13)$$

$$f_{d2} = -\frac{v_x(x_s - x_N) + v_y(y_s - y_N) + v_z(z_s - z_N)}{\sqrt{(x_s - x_N)^2 + (y_s - y_N)^2 + (z_s - z_N)^2}} \cdot \frac{f}{c} + a_{f1} \quad (14)$$

式中: f 为载波频率; a_n 从导航星历电文中得出。

2.2.6 相对论效应误差模拟

由于卫星时钟被安置在高速运动的卫星上,按照爱因斯坦狭义相对论的观点,会产生时间膨胀现象。由于卫星和接收机处于不同的重力势,根据广义相对论观点,同一台时钟放在卫星上和放在地面会产生频差^[17]。这2种效应综合起来,使星钟产生的频率偏差 $\Delta f = 4.449 \times 10^{-10} f$ 。相对论效应引起的时钟偏差为

$$\Delta t_r = \frac{2a\sqrt{u}}{c^2} e_0 \sin E_\theta \quad (15)$$

式中: a 为卫星椭圆轨道的长半轴; e_0 为卫星椭圆轨道的偏心率; E_θ 为计算历元时刻 t 的偏近点角,模拟器从星历文件获取该组轨道参数; u 为地球引力常量。

3 GNSS 共视信号仿真及试验测试

3.1 零基线共视仿真测试

对于零基线的仿真环境,将2个接收机设置为零基线共钟,两地均以UTC(NTSC)标准时间和频率信号为参考输入,同时观测卫星,生成共视信号数据文件。

仿真环境设置接收机1和2的位置均设置为

经纬高分别为经度 115°E ,纬度 40°N ,高度 10m ,频点参数设置为采样频率 F_s 为 16.369MHz ,中频频率 IF 为 3.996MHz 。在各项参数配置完成之后可以开始生成信号状态信息,在仿真软件的对应路径下分别生成共视信号数字中频文件“IF_I_N_1.bin”和“IF_I_N_2.bin”,可以直接由共视接收机进行相关处理。

对产生的共视信号进行定位测试,两路信号的平均定位结果均在 $39^\circ 59' 59.9938''\text{N}$, $114^\circ 59' 59.8858''\text{E}$,高约 12.1m ,如图4所示。每一路信号的处理结果包括东向、北向和天向误差图,二维平面定位结果,以及星空图。定位结果与仿真设置的接收机位置基本一致,定位精度在米级,证明产生的两路共视信号的可靠性。

选取产生的共视信号中的8号星进行分析,到达接收机1的直射信号的星历误差为 6.938313 ,而到达接收机2的星历误差为 6.937971 ,其差值只有 0.000342 ,接近于0;对比电离层延迟,到达接收机1的直射信号的电离层延迟为 20.038404 ,到达接收机2的电离层延迟为 20.038530 ,差值为 0.000126 ,也接近于0。同时,两接收机处理得到的星钟误差相同,也证明仿真出的两路共视信号在零基线条件下的正确性。

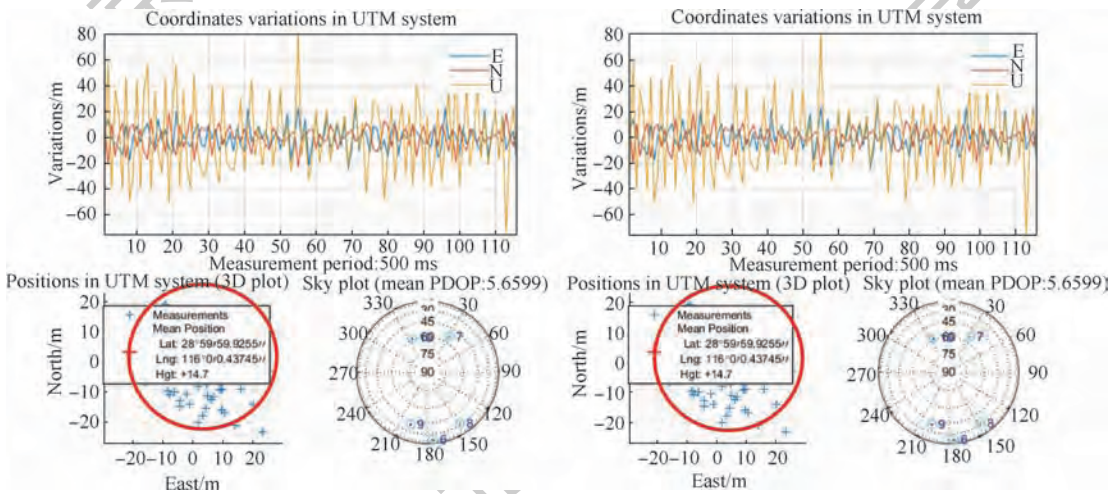


图4 零基线两路共视信号处理结果对比

Fig. 4 Comparison of signal processing results between two channels of zero base line

3.2 短基线共视仿真测试

一般地,短基线的距离范围为两地相距小于 50km 。由于经度相差 1° ,在赤道上距离约为 111km 。根据公式:

$$d = \frac{\pi R x}{180^\circ} \cos \theta \quad (16)$$

式中: d 为基线距离; R 为地球半径; x 为同一纬度

上基线经度差; θ 为当地纬度。那么在某纬度线上,经度相差 1° 的距离差可以求得。

接收机1的位置设置为经纬高分别为经度 115°E ,纬度 40°N ,高度 10m ;接收机2的经纬高分别为经度 115.5°E ,纬度 40°N ,高度 10m ,即本次短基线测试将基线设为 42.52km ,进行短基线实验。

同样对产生的共视信号进行定位测试,处理结果如图 5 所示。

1 路信号平均定位结果在 $39^{\circ}59'59.9938''\text{N}$, $114^{\circ}59'59.8858''\text{E}$, 高约 12.1 m。2 路信号平均定位结果在 $40^{\circ}0'0.07043''\text{N}$, $115^{\circ}29'59.8677''\text{E}$, 高 13.2 m 附近。定位精度在米级,与仿真条件设置基本吻合。

短基线在同一时间段内两地 REFGPS (实际跟踪过程中本地钟与 GPS 时间之差,以 1 ns 为单

位)测试数据与两地本地卫星钟差差值测试输入如图 6 所示。对差值数据求平均可以看出,短基线状态下 GNSS 共视时间比对测试评估两地本地卫星钟差差值平均值为 0.365 ns。而为了进一步验证,可以用均方根值 RMS 来表示。均方根值也称有效值,对数据进行先平方、再平均、然后开方的计算。均方根值反映的是有效值而不是平均值,其常常具有一定的实际(物理)意义。对于本次测试结果,其 RMS 精度值为 10.74 ns。

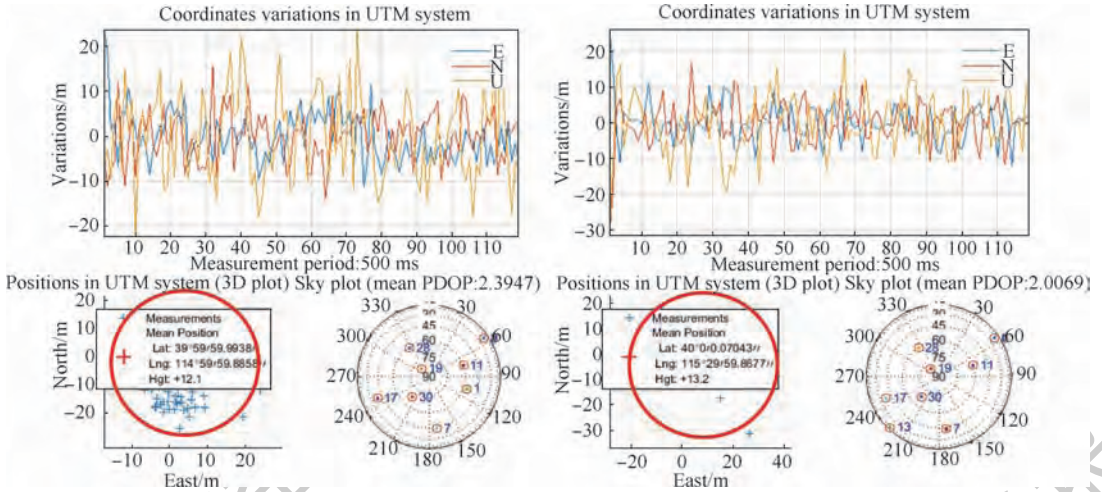


图 5 短基线两路共视信号处理结果对比

Fig. 5 Comparison of signal processing results between two channels of short base line

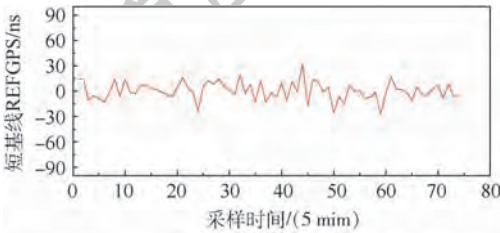


图 6 短基线两地共视卫星钟差测试对比

Fig. 6 CV clock errors contrast test of short base line between two locations

3.3 长基线共视仿真测试

一般地,长基线的距离范围为两地相距大于 50 km,本次长基线仿真测试将基线长度设为 1450 km,比对模拟的共视信号。

接收机 1 的位置设置为经纬高分别为经度 115°E , 纬度 40°N , 高度 10 m;接收机 2 的经纬高分别为经度 106°E , 纬度 30°N , 高度 20 m,即本次长基线测试将基线长度约为 1450 km,进行长基线实验。

同样对产生的共视信号进行定位测试,处理结果如图 7 所示。

1 路信号平均定位结果在 $40^{\circ}0'0.05339''\text{N}$, $114^{\circ}59'59.8334''\text{E}$, 高约 17.2 m。2 路信号平均定位结果在 $30^{\circ}0'0.03064''\text{N}$, $115^{\circ}59'59.8113''\text{E}$, 高约

26.1 m 附近。定位精度在米级,与仿真条件设置基本吻合。

长基线在同一时间段内两地 REFGPS 测试数据与两地本地卫星钟差差值测试数据如图 8 所示,对差值数据求平均可以看出,长基线状态下 GNSS 共视时间比对测试评估两地本地卫星钟差差值平均值约为 4.19 ns, RMS 精度值约为 12.17 ns。

从 3 组不同基线共视时间比对结果可以看出:基线越长,共视比对 RMS 精度值逐渐变差。这也是由于随着基线越长,误差的相关性越弱造成的。

3.4 实场试验测试

为了进一步对设计的 GNSS 共视信号模拟方法和仿真软件进行验证,进行了一次零基线实场试验。试验场景如图 9 所示。

实场试验场景位于北京航空航天大学国际学院顶层楼顶,包括天线的架设与授时接收机的时间同步测试,天线视角良好,测试期间可见星数多于 10 颗,试验通过 SR620 时间间隔计数器对两台授时型接收机输出的时间信息进行记录并存储。模拟仿真和实测数据结果如图 10 所示。其中,模拟仿真数据比对结果两地本地卫星钟差差值平均值约为 -0.90 ns , RMS 精度值约为 10.69 ns 。

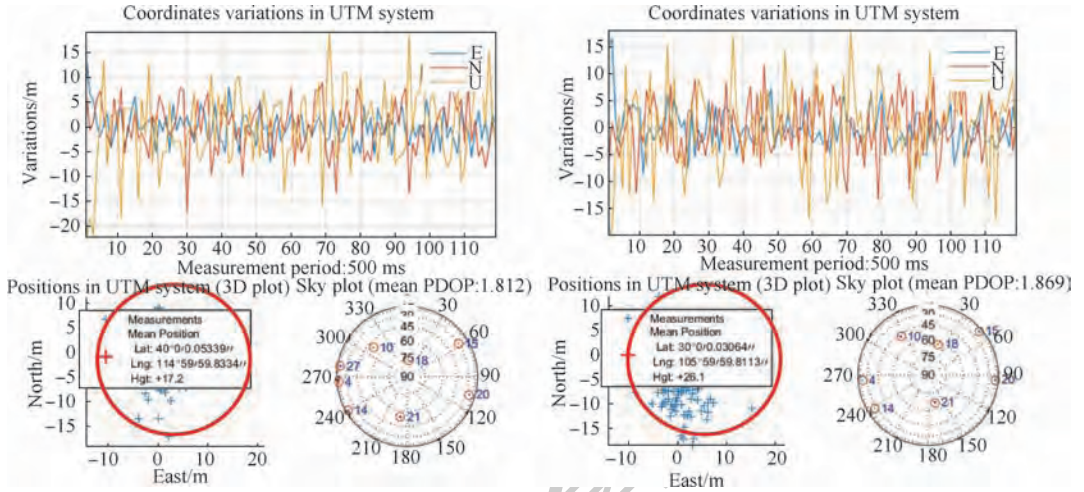


图7 长基线两路共视信号处理结果对比

Fig. 7 Comparison of signal processing results between the two channels of long base line

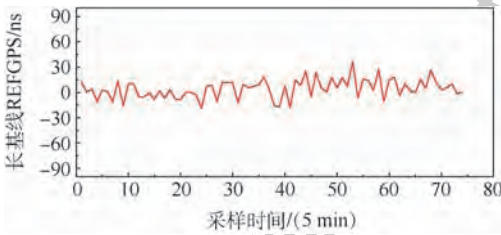


图8 长基线两地共视卫星钟差测试对比
Fig. 8 CV clock errors contrast test of long base line between two locations

实测结果两地本地卫星钟差差值平均值约为 0.79 ns, RMS 精度值约为 5.11 ns。实测结果与仿真结果一致。

4 结论

本文在分析 GNSS 共视技术理论的基础上, 基于 GNSS 直射信号模拟器提出了一种 GNSS 共视信号模拟方法。根据描述的模拟流程, 对不同基线长度进行了仿真测试, 并进行了一次零基线 实地试验, 结果表明:

1) 提出的 GNSS 共视信号模拟方法基于 GNSS 直射信号模拟, 架构清晰, 简单易行。并加入误差的模拟, 提高信号模拟精度。模拟的两路共视信号定位精度均达到米级, 符合导航信号定位要求。

2) 仿真信号的共视比对结果 RMS 精度优于 12 ns, 表明仿真的共视信号符合共视技术要求, 可以进行共视法时间传递。

3) 零基线实地数据与仿真数据进行对比, 在一定程度上验证了该模拟方法的可行性和有效性; 此外, 后续考虑进行短基线和长基线的实地实验, 对该模拟方法进行进一步的验证。

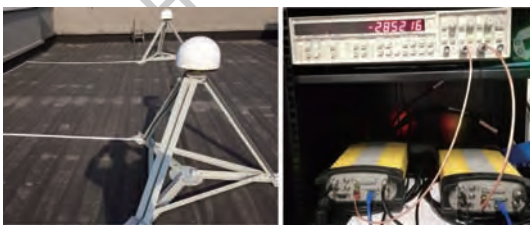
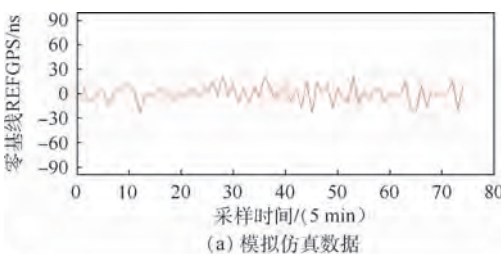
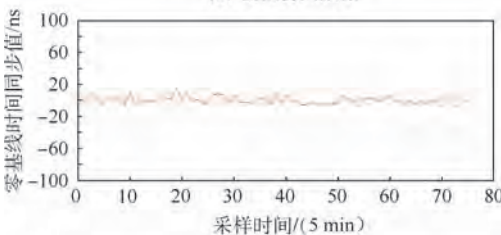


图9 实地试验场景

Fig. 9 Experimental scenario of true environment



(a) 模拟仿真数据



(b) 实测数据

图10 模拟仿真和实测数据对比结果

Fig. 10 Comparative result of simulation and experimental data

参考文献 (References)

[1] ALLAN D, WEISS M. Accurate time and frequency transfer during common-view of a GPS satellite[C]//34th Annual Symposium on Frequency Control. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1980:334-346.

[2] 王彦辉, 秘金钟, 谷守周. 不同基线长度的 GPS 共视授时算法[J]. 导航定位学报, 2017, 5(4): 41-45.

WANG Y H, MI J Z, GU S Z. Algorithm of GPS common-view timing on different baseline lengths[J]. Journal of Navigation

- Positioning,2017,5(4):41-45(in Chinese).
- [3] DACH R, BEUTLER G, HUGENTOBLE U, et al. Time transfer using GPS carrier phase: Error propagation and results[J]. Journal of Geodesy, 2003, 77(1-2): 1-14.
- [4] 杨旭海. GPS共视时间频率传递应用研究[D]. 西安:中国科学院研究生院, 2003: 37-57.
YANG X H. Study on the application of time and frequency transfer with GPS common-view[D]. Xi'an: Graduate School of Chinese Academy of Sciences, 2003: 37-57(in Chinese).
- [5] 许国宏, 韦金辰, 陈国宇. 双星系统高精度共视授时技术[J]. 应用科学, 2007, 34(2): 41-44.
XU G H, WEI J C, CHEN G Y. Research on high precision common-view time service of double star system[J]. Applied Science and Technology, 2007, 34(2): 41-44(in Chinese).
- [6] 高小珣, 高源, 张越, 等. GPS共视法远距离时间频率传递技术研究[J]. 计量科学, 2008, 29(1): 80-83.
GAO X X, GAO Y, ZHANG Y, et al. GPS common view method for remote time and frequency transfer[J]. Acta Metrologica Sinica, 2008, 29(1): 80-83(in Chinese).
- [7] 温会锋, 张增强. 基于 3σ 法的卫星共视时间传递算法设计[J]. 航空计算技术, 2016, 46(3): 98-100.
WEN H F, ZHANG Z Q. Satellite common-view time transfer algorithm based on 3σ method[J]. Aeronautical Computing Technique, 2016, 46(3): 98-100(in Chinese).
- [8] 许龙霞. 基于共视原理的卫星授时方法[D]. 西安: 中国科学院大学, 2012: 7-25.
XU L X. A new common-view based timing method[D]. Xi'an: University of Chinese Academy of Sciences, 2012: 7-25(in Chinese).
- [9] 王天. 北斗卫星导航系统授时性能评估研究[D]. 西安: 长安大学, 2014: 15-20.
WANG T. Study on the timing performance evaluation of Bei Dou satellite navigation system[D]. Xi'an: Chang'an University, 2014: 15-20(in Chinese).
- [10] 钦伟瑾, 葛玉龙, 韦沛. 基于共视模式的GEO载波相位时间传递精度评估[C]//第九届中国卫星导航学术年会, 2018: 73-77.
QIN W J, GE Y L, WEI P. Evaluation on precision of GEO time transfer of CV-based[C]//The 9th China Satellite Navigation Conference, 2018: 73-77(in Chinese).
- [11] 杨东凯, 张其善. GNSS反射信号处理基础与实践[M]. 北京: 电子工业出版社, 2012.
YANG D K, ZHANG Q S. GNSS reflected signal processing: Fundamentals and applications[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2012(in Chinese).
- [12] ARINC Research Corporation. Navstar GPS space segment/navigation user interfaces(Public release version C): ICD-GPS-200[R]. Segundo: ARINC Research Corporation, 1993.
- [13] 赵军祥. 高动态智能GPS卫星信号模拟器软件数学模型研究[D]. 北京: 北京航空航天大学, 2003.
ZHAO J X. The study on mathematical model of high dynamic and intelligent GPS Satellite signal simulator's software[D]. Beijing: Beihang University, 2003(in Chinese).
- [14] KLOBUCHAR J A. Design and characteristics of the GPS ionospheric time delay algorithm for single frequency users[C]//PLAN'S 86-Position Location & Navigation Symposium. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1986: 280-286.
- [15] HOPFIELD H S. Tropospheric effect on electromagnetically measured range: Prediction from surface weather data[J]. Radio Science, 2016, 6(3): 357-367.
- [16] PÍRIZ R, PEIRÓ B, MERINO M. The Galileo constellation design: A systematic approach[C]//Proceedings of the 18th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation. Manassas: ION, 2005: 1296-1306.
- [17] ROULSTON A, TALBOT N, ZHANG K. An evaluation of various GPS satellite ephemerides[C]//Proceedings of International Technical Meeting of the Institute of Navigation, 2000.

作者简介:

李博闻 男, 博士研究生。主要研究方向: GNSS-R理论与应用、GNSS信号仿真。

蔚保国 男, 博士, 研究员, 博士生导师。主要研究方向: 卫星导航总体技术。

张波 男, 博士, 讲师, 硕士生导师。主要研究方向: 扩频通信、卫星导航及其应用等。

韩华 男, 硕士, 工程师。主要研究方向: GNSS卫星共视技术。

宋伟 男, 博士研究生。主要研究方向: 卫星导航信号处理及应用技术。

吴迪 女, 硕士研究生。主要研究方向: GNSS-R理论与应用、GNSS信号仿真。

Simulation of GNSS CV signal based on channel multiplexing method

LI Bowen^{1,2}, YU Baoguo¹, ZHANG Bo^{2,*}, HAN Hua¹, SONG Wei², WU Di²

(1. State Key Laboratory of Satellite Navigation System and Equipment Technology, Shijiazhuang 050000, China;

2. School of Electronics and Information Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: In the application of global navigation satellite system (GNSS) common view (CV) technology, the simulation of the GNSS CV signal is needed to reduce the cost of testing the CV receiver and the CV algorithm. For this reason, a channel multiplexing method of signal simulation of GNSS CV signal is proposed. First, the principle of GNSS CV technology is analyzed. The GNSS CV signal simulation method based on GNSS direct signal simulator was designed, and the possible errors in the process of CV signal transmission were analyzed. Finally, the CV signal of the simulation under zero base line, short base line and long base line, as well as the experimental data collected by an experiment were verified and analyzed. The result of verification shows that the simulated GNSS CV signal is located accurately and the positioning accuracy is in meter level. The result of CV comparison shows that the accuracy of root mean square (RMS) is better than 12 ns. The time transfer of CV method can be carried out, which proves that the proposed CV signal simulation method can be effectively used to generate GNSS CV signal. It has certain theoretical reference significance and practical application value for the development of GNSS CV signal simulator and CV receiver and for the study of CV algorithm.

Keywords: global navigation satellite system (GNSS); common view (CV) signal; time transfer; simulation; real field test

Received: 2018-11-05; **Accepted:** 2018-12-21; **Published online:** 2019-01-07 14:07

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190106.1809.001.html

Foundation item: University Cooperative Project on New Technology Research (KX162600040)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2018.0660

地外天体起飞羽流导流气动力效应仿真



苏杨¹, 蔡国飙^{1,*}, 舒燕², 叶青², 张明星³, 贺碧蛟¹

(1. 北京航空航天大学 宇航学院, 北京 100083; 2. 北京空间飞行器总体设计部, 北京 100094;
3. 北京航天长征飞行器研究所, 北京 100076)

摘 要: 探测器自地外天体采样返回过程中, 发动机羽流作用于起飞平台后回流至起飞器表面, 产生气动力效应及干扰力矩。针对圆锥形羽流导流结构, 利用计算流体力学/直接模拟蒙特卡罗 (CFD/DSMC) 耦合方法, 对起飞器距离起飞平台 200 ~ 700 mm, 偏转角度 0° ~ 5° 范围内的羽流导流气动力效应进行了仿真计算。计算结果表明, 随着上升距离增加和偏转角度增大, 起飞器受到的力矩出现了反向增加现象, 严重影响起飞稳定。研究发现, 上述现象产生的主要原因为偏转角度增加时, 起飞器距离起飞平台较远一侧的羽流与起飞平台作用点由圆锥导流结构逐渐偏移至平面位置, 导致羽流作用于起飞平台后的流动方向由贴近起飞平台向侧面流动急剧转变为反弹至起飞器底面方向流动, 从而使远离起飞平台的一侧所受力矩高于靠近起飞平台一侧, 产生反向力矩。

关键词: 计算流体力学/直接模拟蒙特卡罗 (CFD/DSMC) 耦合; 真空羽流; 地外天体起飞; 力热效应; 导流装置

中图分类号: V476.3

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2019)07-1415-09

探测器完成地外天体表面任务后, 起飞器负责携带相关设备脱离地外天体。起飞器在起飞过程中, 发动机喷出的羽流与起飞平台表面作用后反向流动至起飞器表面, 会对起飞器产生明显的气动力效应。这一羽流导流气动力效应会对起飞过程中起飞器产生力矩作用, 对其姿态控制和保持产生影响, 可能导致起飞器无法正常工作或者工作质量下降。因此, 对地外天体起飞过程中起飞器及起飞平台可能受到的羽流导流气动力效应进行研究十分必要^[1-2]。

目前成功实现月面起飞的只有美国和俄罗斯, 由于相关数据的保密性, 仅有少数文献对 Apollo 登月舱下降级的凹碗型导流装置的导流效果进行研究^[3]。国外对羽流导流效果研究方面多关注于大气环境下火箭起飞过程, 关注点主要

集中于导流机构受到的热效应及声载荷影响等^[4-8]。中国自 2013 年成功实现嫦娥三号探测器月面软着陆及月面巡视以来, 相继开展了地外天体起飞羽流导流气动力热效应的实验研究和仿真研究。贺卫东等^[9-12] 在高超声速低密度风洞中, 利用氦气为工质, 设计了 1 : 10 缩比模型的羽流导流实验, 并对平板、凹槽和锥面的羽流导流机构的导流效果进行了实验和仿真验证。张明星等^[13] 在真空羽流实验系统中模拟了真空环境, 针对起飞器与锥形导流机构在不同距离、不同偏转角度工况下起飞器受到的羽流导流气动力效应开展缩比实验研究, 并与仿真结果进行了对比。张萃等^[14] 对导流机构受到羽流冲击后的热载荷进行了分析。虽然研究人员对地外天体起飞羽流导流效应进行了相关的缩比实验研究和仿真研究,

收稿日期: 2018-11-16; 录用日期: 2018-12-21; 网络出版时间: 2019-02-26 13:38

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190225.1202.004.html

* 通信作者. E-mail: cgb@buaa.edu.cn

引用格式: 苏杨, 蔡国飙, 舒燕, 等. 地外天体起飞羽流导流气动力效应仿真[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(7): 1415-1423.
SU Y, CAI G B, SHU Y, et al. Simulation of plume diversion aerodynamic effect for take-off from celestial bodies outside the Earth [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(7): 1415-1423 (in Chinese).

但是对大尺寸起飞器所受到的羽流导流气动力效应研究并不充分。此外,由于受到着陆过程振动或天体表面不平整影响,起飞器在起飞平台表面可能存在初始偏角,或在起飞过程中需要进行姿态调整。因此,起飞器起飞过程中,随着上升距离和偏转角度的改变,需对引起的羽流导流气动力效应变化规律进行深入研究。

本文利用计算流体力学/直接模拟蒙特卡罗(CFD/DSMC)耦合方法^[15-17],对圆锥导流结构作用下,地外天体起飞过程中起飞器受到的羽流导流气动力效应进行了研究,分析了不同上升距离以及偏转角度条件下,起飞器受到的力矩变化规律,并对起飞过程中可能出现的现象及原因进行了分析。

1 仿真模型

仿真模型如图1所示,主体分为起飞器和起飞平台。起飞器底部包含4个半球形机构、弧形底板和一个主发动机,主发动机轴心通过起飞器几何中心且与起飞器轴心重合,如图2所示。该发动机为双组元发动机,推进剂为一甲基肼(MMH)/四氧化二氮(NTO)。起飞平台包括一个圆锥导流结构和平面。

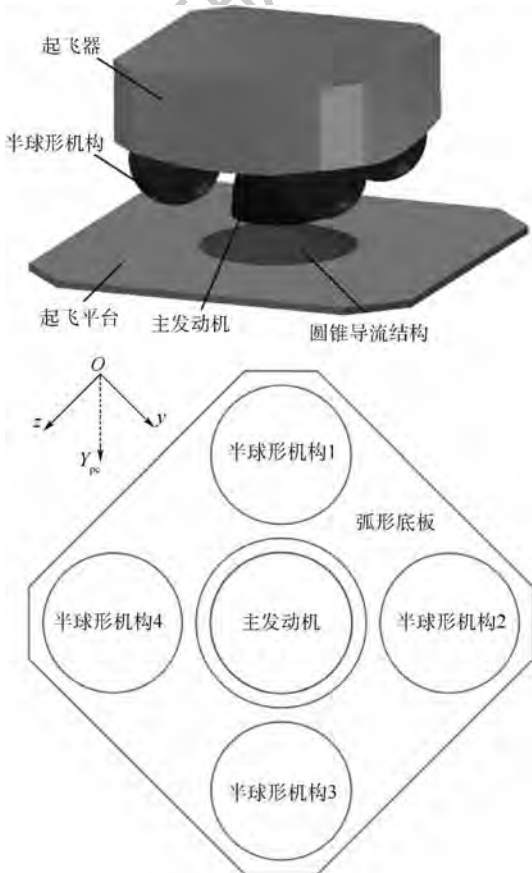


图1 起飞器与起飞平台模型

Fig.1 Model of ascender and launching pad

上升距离 D 定义为发动机出口距离起飞平面的高度,偏转角度 θ 定义为以起飞器质心为中心,沿着 Y_{pc} 负方向进行偏转的角度。当发生偏转时,半球形机构4靠近起飞平台,半球形机构2远离起飞平台。如图2所示。

本文主要针对不同上升距离 D 和偏转角度 θ 条件下起飞器受到的羽流导流气动力效应进行数值模拟研究,具体工况位置如表1所示,其中 $D = 200 \text{ mm}$, $\theta = 3^\circ$ 和 5° 工况并未进行计算,因为 $D = 200 \text{ mm}$ 为起飞初始距离时,偏转角度 θ 不会过大。

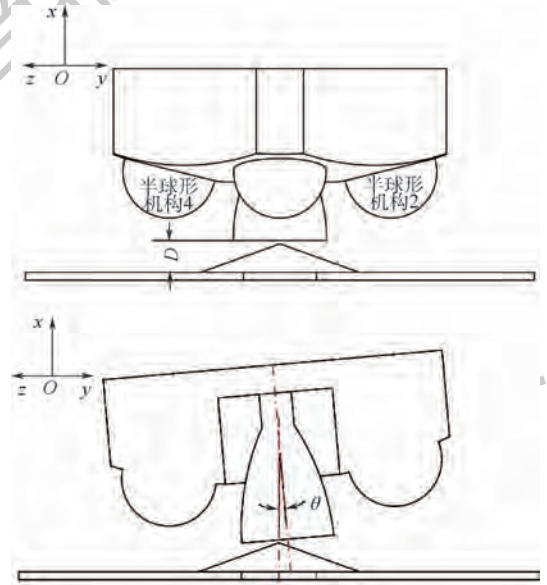


图2 上升距离与偏转角度示意图

Fig.2 Schematic diagram of take-off distance and deflection angle

表1 起飞器与起飞平台相对位置

Table 1 Relative position of ascender and launching pad

偏转角度 $\theta / (^\circ)$	上升距离 D / mm				
	200	300	400	500	700
0	Case 1	Case 3	Case 7	Case 11	Case 15
1	Case 2	Case 4	Case 8	Case 12	Case 16
3		Case 5	Case 9	Case 13	Case 17
5		Case 6	Case 10	Case 14	Case 18

2 仿真方法

CFD/DSMC 耦合方法已经成熟地应用于羽流的研究中,在羽流的连续流区选用 CFD 方法进行仿真,在稀薄流区采用 DSMC 方法进行仿真研究。本文利用这一方法对地外天体起飞过程中起飞器受到的羽流导流气动力效应进行仿真研究。

2.1 CFD 方法

本次研究中选用计算流体学仿真软件 Fluent

作为 CFD 方法的求解器,对连续流区进行仿真计算。Fluent 采用基于密度的求解器,并选用 SST $k-\omega$ 模型计算湍流黏性系数,通量格式采用二阶精度的 Roe 平均通量差分法(ROE-FDS),时间推进采用上下三角矩阵对称 Gauss-Seidel 方法(LU-SGS)。

连续流边界条件如图 3 所示,计算目的是为稀薄流区 DSMC 提供参数条件,考虑到羽流流场下游不会影响上游,因此进行连续流计算的模型中并未建立起飞器模型。在连续流计算过程中,所有偏转角度 $\theta = 0^\circ$ 工况均采用二维轴对称计算模型,所有偏转角度 θ 不为 0° 的工况均采用三维计算模型。发动机入口设为压强入口,总压为 0.8 MPa,总温为 3040 K。发动机壁面设置为无滑移绝热壁面,导流机构壁面为恒温壁面(300 K)。

为了同时保证计算精度和计算效率,对网格的质量进行了评价,图 4 为 3 种不同网格结果对比,其中黑色对应 200 万网格,红色对应 350 万网格,蓝色对应 500 万网格。从图中可以看出,200 万网格计算结果与 350 万网格的确存在一定差异,约为 3.4%,而 350 万网格与 500 万网格计算结果无明显差异,约为 0.1%。结合计算能力,选取 350 万网格即可得到满意的网格质量和计算效率。

到下游流场的干扰,入口边界根据克努曾数 Kn 以及马赫数 Ma 选取,保证 $Kn < 0.01$, $Ma > 1$ 。DSMC 入口边界从 CFD 计算结果中选取三维网格坐标、密度、压强、温度、速度、马赫数和组分摩尔分数等参数作为 DSMC 稀薄流计算边界条件。

稀薄流区仿真计算域如图 5 所示,网格尺寸选择为当地分子自由程的 1/3,每个网格中粒子数不低于 15 个。计算过程中选取可变硬球模型

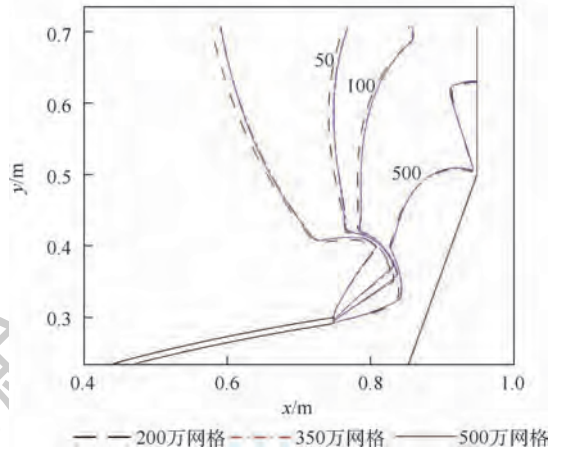
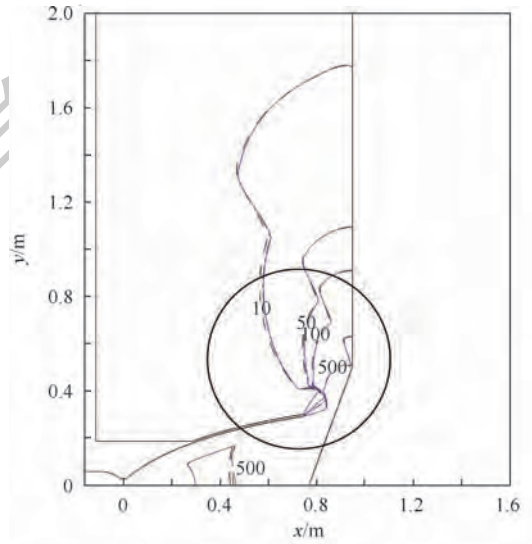


图 4 3 种不同网格压强结果对比

Fig. 4 Pressure comparison of three different grid results

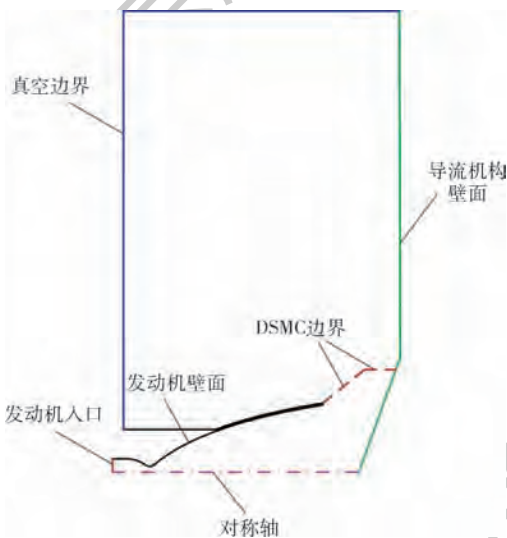


图 3 CFD 计算边界条件

Fig. 3 Computing boundary conditions of CFD

2.2 DSMC 方法

求解 DSMC 选用的软件为北京航空航天大学自主研发的 PWS 软件,这一软件也已经成功应用于羽流的仿真研究中,其精度已经经过多次验证^[18-19]。

DSMC 计算所需入口边界条件由 CFD 计算所得的结果选取,为了确保入口边界有效,防止受

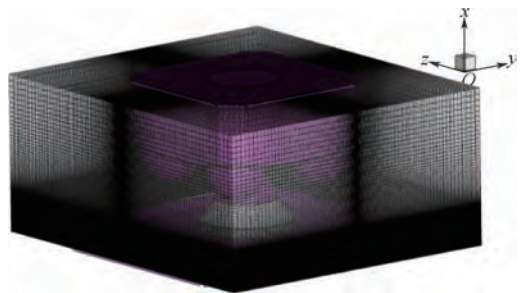


图 5 DSMC 计算边界条件

Fig. 5 Computing boundary conditions of DSMC

(VHS)作为二体碰撞模型,并采用纯扩散气表面相互作用模型来达到足够的表面粗糙度。所有壁面均采用恒温壁面(300 K),壁面热适应系数统一选取为1。

3 结果与分析

3.1 仿真校验

为了验证第2节所述计算方法的精度,对文献[13]在真空羽流实验系统中进行的120 N双组元发动机缩比起飞器羽流效应实验进行了仿真计算,120 N发动机燃烧室参数总压为0.8 MPa,总温为3040 K。计算过程中,连续流区和稀薄流区的参数设置与本次计算参数一致,即连续流区发动机壁面设置为无滑移绝热壁面,导流机构壁面为恒温壁面(300 K);稀薄流区计算过程中选取VHS作为二体碰撞模型,并采用纯扩散气表面相互作用模型来达到足够的表面粗糙度。所有壁面均采用恒温壁面(300 K),壁面热适应系数统一选取为1。

利用上述方法计算得到的120 N发动机羽流效应结果与实验结果进行了对比,图6为实验中起飞器底部压强测点位置以及4条仿真对比曲线位置,图7为实验结果与仿真结果对比,其中, s 为图6中各位置与中心点的平面距离, p 为压强。

图7中,Line 1和Line 3曲线位于4个半球形机构位置,压强较高,仿真结果与实验结果偏差在10%左右,Line 2和Line 4曲线位于弧形底板位置,此处压强较低,仿真结果与实验结果偏差在20%左右,这一偏差主要是由实验安装误差以及发动机工作状态与理想状态的偏差导致的。

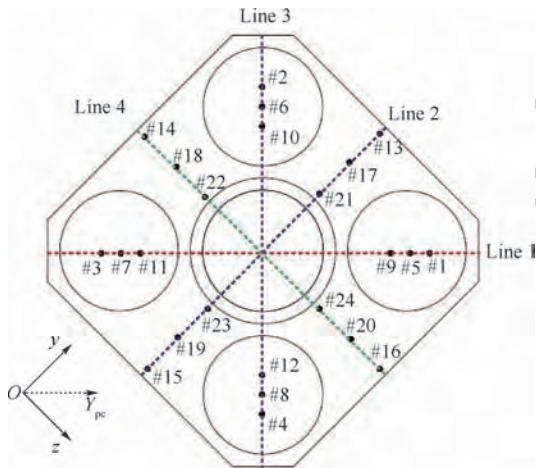
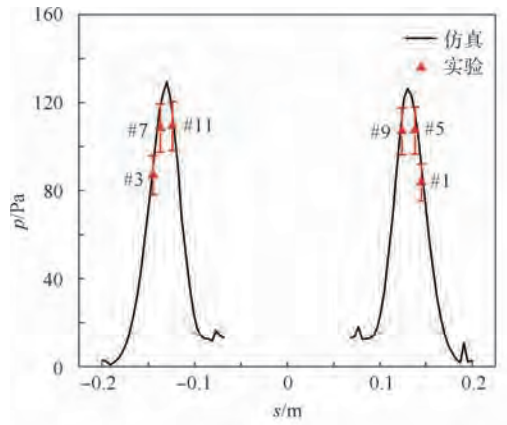
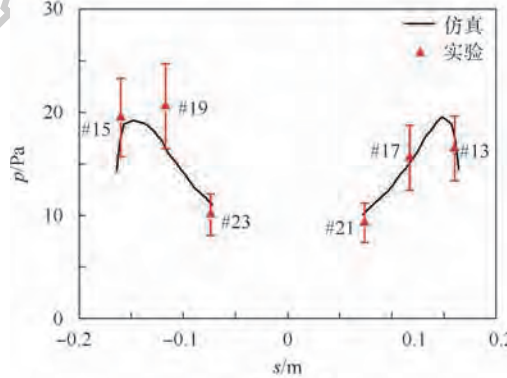


图6 4条仿真曲线与实验压强测点位置

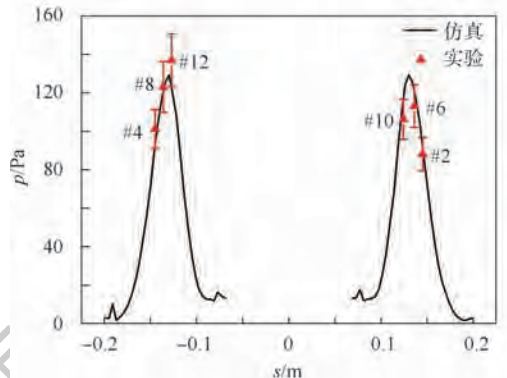
Fig. 6 Four simulation curves and experimental pressure measuring point position



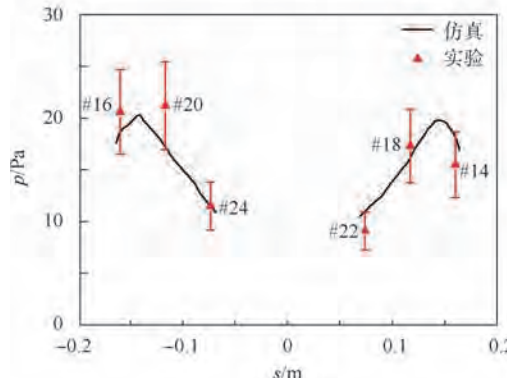
(a) Line 1



(b) Line 2



(c) Line 3



(d) Line 4

图7 实验与仿真结果对比

Fig. 7 Comparison of experimental and simulation results

3.2 连续流场仿真结果

本文利用 Fluent 软件对羽流连续流区进行计算,针对 18 个计算工况,选取部分具有代表性的算例进行流场分析。图 8 为 Case 1 (200 mm, 0°) 和 Case 7 (400 mm, 0°) 工况下羽流连续流区压强云图。

从对内流场的计算结果中发现,当上升距离 D 为 200 mm 时,由于导流装置与喷管出口较近,导流装置对喷管内流动产生较强的影响,发动机燃气并未完全扩张至发动机出口,而是在发动机扩张段中间位置形成正激波,随着上升距离 D 的增加,到达 400 mm 距离附近,正激波位置逐渐扩张至发动机出口。定义 β 为激波至发动机喉部距离与发动机扩张段长度的比值; φ 为计算得到的发动机推力与额定推力的比值。 β 和 φ 与上升距离 D 的关系如图 9 所示,可以看出,随着上升距

离 D 的增加,激波位置逐渐由发动机内部扩张至发动机外部;当激波位于发动机内时,发动机产生的推力较小,随着激波位置外移,推力逐渐增大,并在激波到达发动机出口后趋于稳定。

3.3 稀薄流场仿真结果

羽流稀薄流场采用北京航空航天大学自主研发的 PWS 软件进行计算。针对 18 个计算工况,选取部分具有代表性的算例进行流场分析。图 10 为 Case 5 (300 mm, 3°) 和 Case 13 (500 mm, 3°) 流场云图。对 DSMC 计算所得的稀薄流场云图进行分析可以看出,圆锥导流结构的羽流导流效果较好,但仍有少部分羽流气体返流至起飞器底面,尤其在半球形机构表面形成局部高压区域。

图 11 为 Case 5 (300 mm, 3°) 和 Case 13 (500 mm, 3°) 起飞器底面云图。从 2 组云图中可看出,起飞器半球形机构和弧形底板局部区域明显受到羽流返流影响。

通过对羽流流场和起飞器底部云图进行分析,可以发现当起飞器上升距离 D 较低,偏转角度 θ 较小时,靠近起飞平台的半球形机构 4 和弧形底板受到羽流作用明显 (Case 5 半球形机构 4),其表面压强高于远离起飞平台一侧 (Case 5 半球形机构 2);当上升距离 D 达到一定值,并偏转较大角度时,远离起飞平台一侧的半球形机构 2 和弧形底板受到羽流作用明显 (Case 13 半球形

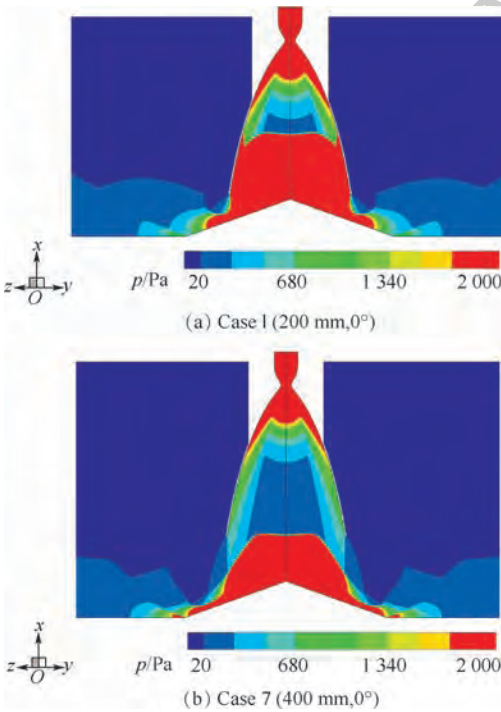


图 8 连续流场压强云图

Fig. 8 Pressure contour of continuous flow field

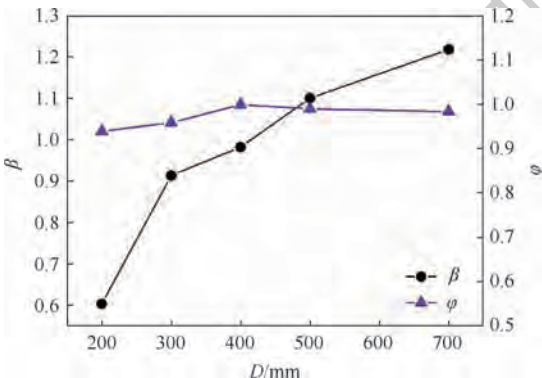


图 9 β 和 φ 随上升距离的变化

Fig. 9 Variation of β and φ with rising distance

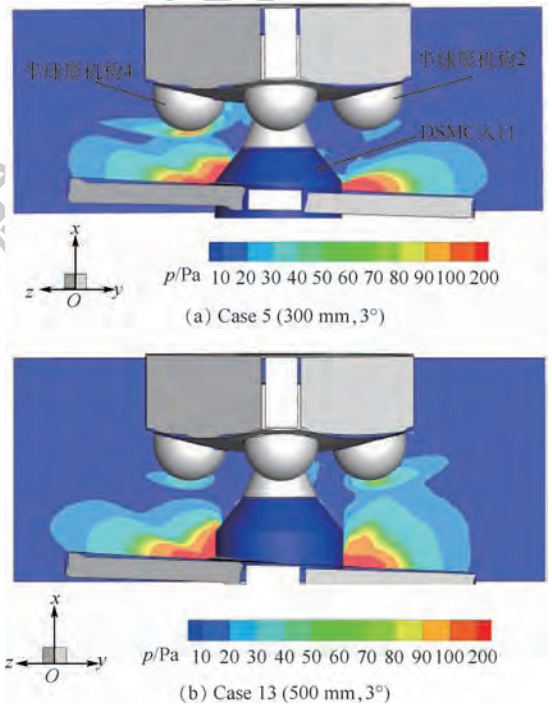


图 10 稀薄流场压强云图

Fig. 10 Pressure contour of rarefied flow field

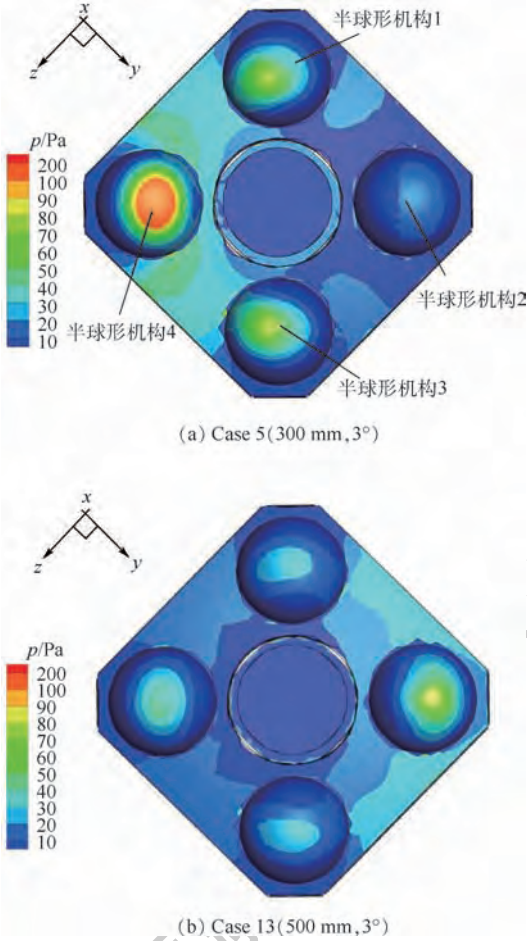


图 11 起飞器底面压强云图

Fig. 11 Pressure contour of bottom of ascender

机构 2), 其表面压强高于靠近起飞平台一侧 (Case 13 半球形机构 4)。

3.4 起飞器所受力矩

本次仿真起飞器受到的沿 Y_{pc} 方向的力矩结果如图 12 所示。由于偏转方向为 Y_{pc} 负向, 因此在上升距离 D 较低, 偏转角度较小时, 力矩 T_{ypc} 为正值。从图 12(a) 中可以看出, 在偏转角度 $\theta = 0^\circ$ 时, 起飞器受到的 Y_{pc} 方向力矩基本为 $0 \text{ N} \cdot \text{m}$, 这主要是由于起飞器属于对称结构; 在偏转角度 $\theta = 1^\circ$ 时, 起飞器受到的 Y_{pc} 力矩随着上升距离 D 的增加首先为正向力矩, 且逐渐减小, 但是当上升距离到达 500 mm 附近, 力矩从正向转向负向力矩, 并逐渐负向增加; 在偏转角度 θ 为 3° 和 5° 时, 力矩规律与偏转角度为 1° 时相似, 在上升距离 D 为 450 mm 左右, 力矩逐渐从正向力矩转变为负向力矩, 然后随着上升距离 D 的增加先负向增加, 后负向减小。从图 12(b) 中可以看出, 上升距离 $D = 200 \sim 400 \text{ mm}$ 时, Y_{pc} 方向的力矩随着起飞器偏转角度 θ 的增加而正向增大; 但是当上升距

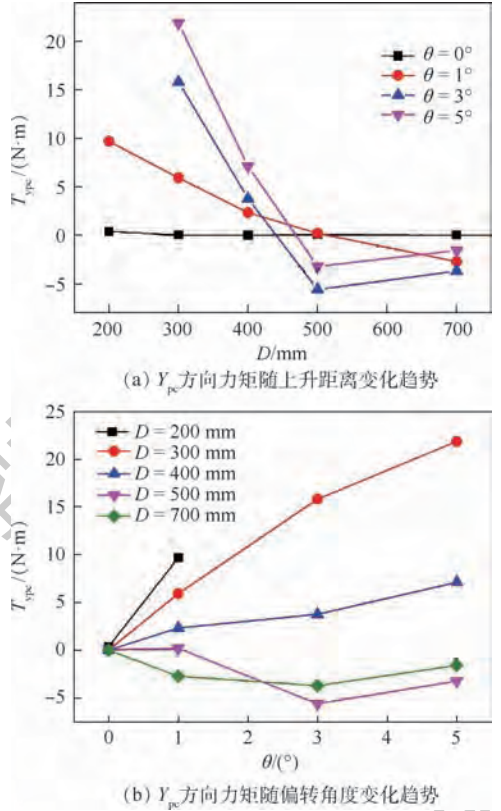


图 12 Y_{pc} 方向力矩变化趋势

Fig. 12 Torque variation trend of Y_{pc} direction

离 $D > 500 \text{ mm}$ 时, Y_{pc} 方向的力矩随着起飞器偏转角度 θ 的增加而负向增加。

由此可见, 当上升距离 D 和偏转角度 θ 逐渐增加时, 起飞器受到的力矩出现反向增加现象, 由纠正偏转力矩逐渐变为加剧偏转的力矩。

3.5 仿真结果分析

计算得到的压强极值位置反向以及力矩反向现象可以通过流场流动特点进行解释。图 13 为 Case 1 (200 mm, 0°) 工况下连续流区和稀薄流区

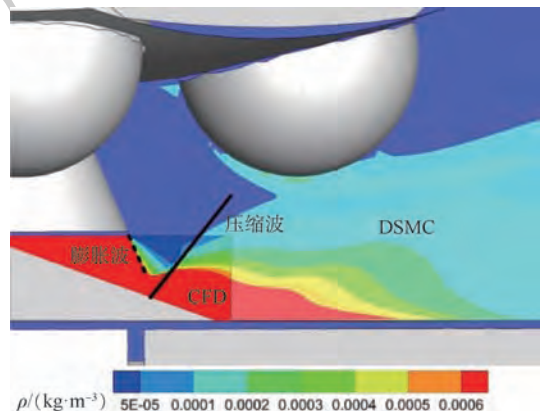


图 13 Case 1 工况下羽流密度场膨胀波和压缩波示意图

Fig. 13 Schematic diagram of expansion and compression waves of plume density field of Case 1

的羽流密度场云图(ρ 为羽流密度),从图中可以看出,由于起飞器与起飞平台结构复杂,在羽流从喷管流出直至作用于起飞器的过程中,存在较为复杂的波系。在这一复杂的波系中,促使羽流作用于起飞器表面的主要为如下 2 点:①由于喷管内压强较高,从而在喷管出口附近形成的膨胀波;②羽流作用于圆锥导流结构后产生的压缩波。当羽流经过上述膨胀波和压缩波后,速度大小和方向均会发生改变,如图 14 所示。

图 14 中, v 为速度, l 为羽流与起飞平台作用位置距离起飞平台轴线的距离, L 为圆锥导流结构底部半径, α 为羽流与起飞平台作用后压缩波与导流机构表面形成的偏转角度。图 15 为 Case 15(700 mm, 0°) 工况下马赫云图,从图中可以看出羽流与着陆器表面作用位置即膨胀波与起飞平台作用位置,因此 l 选取方式较为明确,而压缩波为曲面, α 选取为羽流作用点与压缩波曲面切线角度。

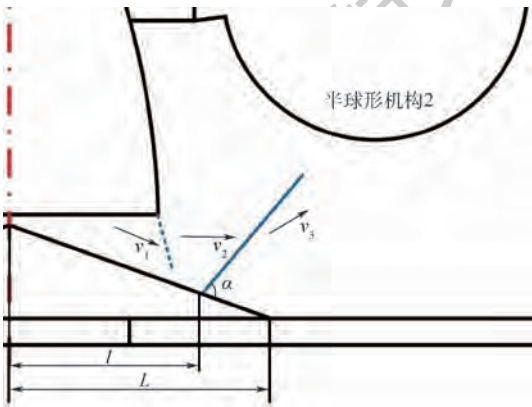


图 14 经过压缩波和膨胀波后的羽流速度变化
Fig. 14 Variation of plume velocity after expansion and compression waves

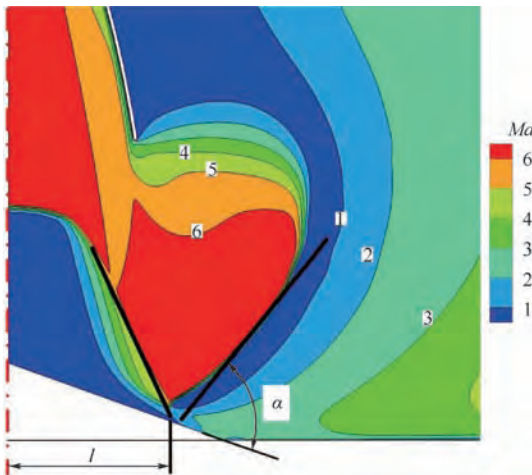


图 15 Case 15 工况下 l 与 α 选取示意图
Fig. 15 Schematic diagram of l and α selection under working condition of Case 15

在地外天体起飞的过程中,随着起飞器上升距离 D 和偏转角度 θ 的改变, l 与 α 均随之改变。偏转过程中,靠近起飞器一侧羽流与起飞平台作用位置始终在圆锥导流结构上,导流效果较好。力矩反向等现象主要受到远离起飞器一侧羽流流动变化影响。图 16 给出了远离起飞器一侧羽流与起飞平台作用点相对位置变化规律,其中 l/L 为作用点位置与圆锥半径的比值,当 $l/L = 1$ 时,代表圆锥半径位置。从图 16 中可以看出,随着上升距离 D 和偏转角度 θ 的增加,远离起飞器一侧的羽流作用点逐渐脱离锥面进入平面内。

图 17 给出了远离起飞器一侧压缩波角度 α 变化规律,可以看出: $D \leq 300$ mm 时, α 随着偏转角度 θ 增加而减小;当 $D = 400 \sim 500$ mm 时, α 随着偏转角度 θ 增加先减小后急剧增加,最后趋于平缓,这主要是由于随着 θ 的增加,羽流作用点位置逐渐由圆锥导流结构移动至平面附近;当 $D = 700$ mm 附近, α 随着偏转角度 θ 增加逐渐增大,当 θ 达到 3° 后逐渐降低,这主要是由于 700 mm 时,羽流作用点在 1° 时已经位于圆锥边缘位置附近,并且随着 θ 增加逐渐远离圆锥。

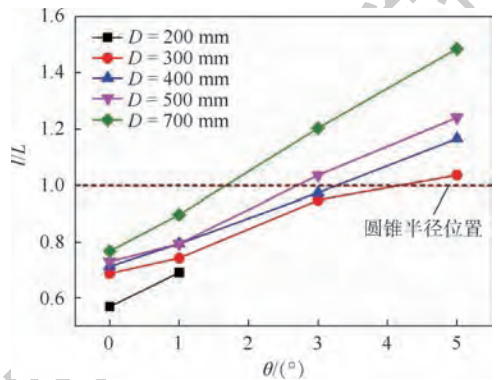


图 16 远离起飞器一侧羽流作用点相对位置变化规律
Fig. 16 Variation of relative position of plume impact point on the side far away from ascender

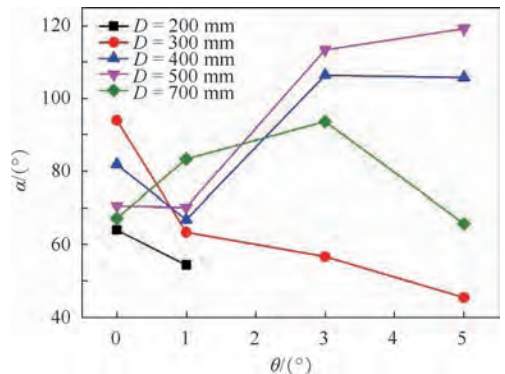


图 17 远离起飞器一侧压缩波角度 α 变化规律
Fig. 17 Variation of compression wave angle α on the side far away from ascender

通过上述分析可以发现,上升距离 D 的增加和偏转角度 θ 的增加都将导致发动机羽流与导流机构的作用点发生改变,尤其在距离起飞器较远距离一侧,作用点在较大距离和角度下可能由圆锥表面移动至平面,导致压缩波角度 α 出现较大幅度增加,根据图 14 所示羽流速度变化与角度 α 的关系,可以看出 α 较大时,羽流更容易返流至起飞器底面,从而形成压强极值位置反向以及力矩反向等现象。

4 结 论

本文利用 CFD/DSMC 耦合的方法,对圆锥导流结构作用下,地外天体起飞过程中起飞器受到的羽流导流气动力效应进行了研究。分析了不同的上升距离和偏转角度情况下,起飞器可能受到的羽流导流气动力影响,得到如下结论:

1) 当上升距离较低时,发动机燃气会在喷管扩张段中部形成正激波,无法完全扩散至喷管出口,发动机推力较小,随着上升距离的增加,激波位置逐渐移至发动机喷管出口外,推力增加并趋于稳定。

2) 起飞器底部受到羽流返流影响较严重区域随着上升距离和偏转角度的增加逐渐从靠近起飞平台一侧变为远离起飞平台一侧。

3) 随着上升距离和偏转角度的增加,起飞器受到的羽流导流气动力矩发生方向的转变,如在负向偏转角度下,由最初的正向力矩逐渐转变为负向力矩。

4) 通过对羽流流场中压缩波和膨胀波的位置变化及其对羽流流动影响进行分析,发现力矩反向等现象产生的原因为发动机羽流与起飞平台的作用点从圆锥导流结构表面移动至平面,从而使起飞平台表面压缩波角度增加,羽流作用于起飞平台后的流动方向由贴近起飞平台向侧面流动急剧转变为反弹至起飞器底面方向流动。

研究结果指出了地外天体起飞过程中圆锥导流结构可能引起的羽流效应影响,为后续的研究及设计工作提供有效的参考。根据仿真结果,建议在起飞过程中,利用额外姿控发动将起飞器姿态控制在偏角较小范围内。

参考文献 (References)

[1] 果琳丽,王平,梁鲁,等. 载人月面着陆及起飞技术初步研究[J]. 航天返回与遥感,2013,34(4):10-16.
GUO L L, WANG P, LIANG L, et al. Preliminary research on manned lunar landing and lifting off technology[J]. Spacecraft

Recovery & Remote Sensing, 2013, 34(4): 10-16 (in Chinese).

[2] CAPORICCI M. European crew and logistics vehicles for ISS and exploration missions: AIAA-2005-3252 [R]. Reston, VA: AIAA, 2005.

[3] BENNETT F V. Apollo experience report: Mission planning for lunar module descent and ascent; NASA-TN-D-6846 [R]. Washington, D. C.: NASA, 1972.

[4] EVANS R, SPARKS O. Launch deflector design criteria and their application to the SATURN C-1 deflector; NASA-TN-D-1275 [R]. Washington, D. C.: NASA, 1963.

[5] TSUTSUMI S, KATO S, FUKUDA K, et al. Effect of deflector shape on acoustic field of launch vehicle at lift-off: AIAA-2009-0328 [R]. Reston, VA: AIAA, 2009.

[6] SACHDEV J S, AHUJA V, HOSANGADI A, et al. Analysis of flame deflector spray nozzles in rocket engine test stands: AIAA-2010-6972 [R]. Reston, VA: AIAA, 2010.

[7] ANOOP P, UNNIKRISHNAN C, SUNDAR B, et al. Thermal analysis of a jet deflector subjected to liquid engine jet exhaust in a static test [J]. Heat Transfer Engineering, 2015, 36(4): 346-351.

[8] OH H, LEE J, UM H, et al. Numerical study for flame deflector design of a space launch vehicle [J]. Advances in Space Research, 2017, 59(7): 1833-1847.

[9] 贺卫东. 发动机真空羽流导流热效应的 CFD/DSMC 耦合仿真及试验研究 [D]. 北京: 北京理工大学, 2015.
HE W D. Numerical simulation and experiment research on force and heat effect of vacuum plume with CFD&DSMC coupled method [D]. Beijing: Beijing Institute of Technology, 2015 (in Chinese).

[10] 贺卫东, 党海燕. CFD/DSMC 耦合仿真方法在天基发射羽流导流技术研究中的应用 [J]. 导弹与航天运载技术, 2015(2): 53-57.
HE W D, DANG H Y. Application of CFD/DSMC coupling simulation method in the research of space-based launch plume diversion technique [J]. Missiles and Space Vehicles, 2015(2): 53-57 (in Chinese).

[11] 贺卫东, 党海燕, 鲁志刚, 等. 基于地外天体起飞的真空羽流导引技术研究方案评述 [J]. 航天器环境工程, 2015, 32(2): 206-210.
HE W D, DANG H Y, LU Z G, et al. Review of the studies of vacuum plume diversion technique for probe taking off from celestial bodies outside the Earth [J]. Spacecraft Environment Engineering, 2015, 32(2): 206-210 (in Chinese).

[12] 贺卫东, 党海燕, 许明艳, 等. 地外天体起飞过程真空羽流导流热效应研究 [J]. 推进技术, 2015, 36(8): 1151-1156.
HE W D, DANG H Y, XU M Y, et al. Research on impact and thermal effect of celestial takeoff vacuum exhaust plume [J]. Journal of Propulsion Technology, 2015, 36(8): 1151-1156 (in Chinese).

[13] ZHANG M X, CAI G B, TANG Z Y, et al. Experimental and numerical research on the diversion effect of a conic flame deflector for a lunar module ascent stage [J]. Journal of Aerospace Engineering, 2016, 29(5): 04016021.

[14] 张萃, 王刚, 刘峰, 等. 着陆器顶板羽流导向设计及验证技术

- [J]. 航天返回与遥感, 2016, 37(2): 34-41.
- ZHANG C, WANG G, LIU F, et al. Design and verification technology of plume guiding device on lander roof[J]. Spacecraft Recovery & Remote Sensing, 2016, 37(2): 34-41 (in Chinese).
- [15] 黄琳, 陈伟芳, 吴其芬, 等. 姿控发动机内流场及高空羽流流场的 DSMC 一体化数值模拟[J]. 空气动力学学报, 2001, 19(4): 383-387.
- HUANG L, CHEN W F, WU Q F, et al. The overall numerical simulation of both high-altitude plume flowfield and inflow region with DSMC method[J]. Acta Aerodynamica Sinica, 2001, 19(4): 383-387 (in Chinese).
- [16] 程晓丽, 李明智, 毛铭芳, 等. 高空羽流场的 DSMC 计算和实验研究[J]. 空气动力学学报, 2002, 20(1): 9-14.
- CHENG X L, LI M Z, MAO M F, et al. Experimental and numerical investigation of a high-altitude plume flow using DSMC method[J]. Acta Aerodynamica Sinica, 2002, 20(1): 9-14 (in Chinese).
- [17] 黄琳, 聂万胜, 陈伟芳. 姿控发动机高空羽流流场干扰效应的 DSMC 方法研究[J]. 空气动力学学报, 2003, 21(1): 104-108.
- HUANG L, NIE W S, CHEN W F. Studying of multi-plume interference effects for attitude-control thruster with DSMC method[J]. Acta Aerodynamica Sinica, 2003, 21(1): 104-108 (in Chinese).
- [18] 蔡国飙, 贺碧蛟. PWS 软件应用于探月着陆器羽流效应数值模拟研究[J]. 航天器环境工程, 2010, 27(1): 18-23.
- CAI G B, HE B J. PWS software applied to numerical simulation on plume effect of lunar exploration lander[J]. Spacecraft Environment Engineering, 2010, 27(1): 18-23 (in Chinese).
- [19] 张焜, 蔡国飙, 许映乔, 等. 嫦娥三号着陆器软着陆过程中羽流仿真分析及试验研究[J]. 中国科学: 技术科学, 2014, 44(4): 344-352.
- ZHANG H, CAI G B, XU Y Q, et al. Simulation and experimental study of the plume during the Chang' E-3 lunar landing[J]. Scientia Sinica Technologica, 2014, 44(4): 344-352 (in Chinese).

作者简介:

苏杨 男, 博士研究生。主要研究方向: 真空羽流效应。

蔡国飙 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 卫星真空羽流效应、液体火箭发动机多学科优化设计与仿真技术等。

Simulation of plume diversion aerodynamic effect for take-off from celestial bodies outside the Earth

SU Yang¹, CAI Guobiao^{1,*}, SHU Yan², YE Qing², ZHANG Mingxing³, HE Bijiao¹

(1. School of Astronautics, Beihang University, Beijing 100083, China;

2. Beijing Institute of Spacecraft System Engineering, Beijing 100094, China;

3. Beijing Institute of Space Long March Vehicle, Beijing 100076, China)

Abstract: During the return progress of the detector from the extraterrestrial celestial body after sampling, the ascent engine plume flows back to the ascender after the reflection from the launching pad upper surface, which causes aerodynamic effect and disturbing torque effect on the ascender. Numerical simulations have been done with the computational fluid dynamics and direct simulation Monte Carlo (CFD/DSMC) coupling method to analyze the plume aerodynamic effect during the takeoff. The influences of takeoff distance of 200 – 700 mm and deflection angle from 0° to 5° of ascender on plume aerodynamic effects have been considered in this paper. It has been found that with the increase of takeoff distance and deflection angle, the torque of the ascender has been changed from positive to reverse, which seriously affects the takeoff stability. The reason of this phenomenon is considered to be that, when deflection angle increases, the impact point between the plume on the further side of the ascender from the launching pad and the launching pad has moved from the cone flame deflection to the plane. This phenomenon causes plume flow direction to change suddenly from close to the launching pad and flow to the side to rebound from the launching pad and flow to the bottom of the ascender. Eventually, the side of the ascender far from the launching pad is subjected to a higher torque than the side closer to the launching pad, and a reverse torque is generated.

Keywords: computational fluid dynamics and direct simulation Monte Carlo (CFD/DSMC) coupling; vacuum plume; take-off from celestial bodies; force and thermal effect; flame deflector

Received: 2018-11-16; Accepted: 2018-12-21; Published online: 2019-02-26 13:38

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190225.1202.004.html

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2018.0691

混合式惯导系统姿态四元数连续自标定模型

王琪, 汪立新*, 周小刚, 沈强

(火箭军工程大学 导弹工程学院, 西安 710025)



摘 要: 混合式惯导系统作为一种新型惯导系统,具有三轴全姿态物理平台、捷联姿态算法和系统装机自标定等特点。针对以上特点,为提高其导航定位精度,在混合式惯导系统框架角约束方程的基础上,利用姿态四元数代替欧拉角描述混合式惯导系统中三轴物理平台的转动,建立了一种混合式惯导系统姿态四元数连续自标定模型对其进行误差系数标定。针对该模型的特点,对传统的无迹卡尔曼滤波(UKF)算法进行改进,提出了一种基于奇异值分解的四元数无迹卡尔曼滤波(SVD-QUKF)算法进行模型误差系数辨识。仿真和试验结果表明,基于SVD-QUKF算法,四元数连续自标定模型能够以低于1%的相对误差标定出混合式惯导系统所有的误差系数,在标定精度和计算速度上相比基于传统UKF算法的框架角自标定模型都具有一定优势。

关键词: 混合式惯导系统; 连续自标定; 姿态四元数; 无迹卡尔曼滤波(UKF); 奇异值分解(SVD)

中图分类号: U666.1

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2019)07-1424-11

混合式惯导系统是一种新型惯导系统,其吸收了平台式和捷联式惯导系统的各自优点,并且将隔离载体角运动的物理平台、捷联姿态算法与旋转调制抑制误差效应这三者集于一体。该系统主要着眼于高速和高动态运载器对高精度惯导提出的新需求,不仅能大幅度提高导航定位精度,实现快速精确自对准,还可实现装机条件下的自标定以及明显降低购置和维护成本^[1]。

惯性系统误差标定补偿是提高系统精度的有效手段,针对混合式惯导系统三轴全姿态物理平台和系统装机自标定的特点,选择运用连续自标定方法进行混合式惯导系统的误差自标定。连续自标定是 Jackson^[2]于1973年提出的一种动态标定方法。其基本原理如下:惯性平台在外力矩的作用下以角速度 ω_c (称为加矩角速度)转动,在地

球自转角速度、加矩角速度以及重力加速度的激励下,加速度计输出中包含有陀螺仪误差、加速度计误差、安装误差和平台对准误差等全部误差信息。以加速度计输出为观测量,以平台对准误差方程为动力学模型,采用最优滤波算法估计平台误差系数和对准误差,并用估计结果对平台模型进行补偿与调整^[3]。相比于传统的多位置自标定,连续自标定中惯性平台转动的每一个采样点都相当于多位置自标定中的一个位置,因此连续自标定方法能够以比多位置自标定更高的精度同时标定出惯性平台的全部误差系数。

传统的连续自标定针对平台式惯导系统,主要有基于失准角和基于框架角的2种自标定模型。文献[4]系统地介绍了平台连续自标定的失准角模型、可观测性分析、参数辨识等内容。文

收稿日期: 2018-11-23; 录用日期: 2019-01-23; 网络出版时间: 2019-03-01 09:22

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190227.1702.002.html

基金项目: 国家自然科学基金(61503392); 陕西省自然科学基金(2015JQ6213); 航空科学基金(201501U8001)

* 通信作者: E-mail: 17765861219@163.com

引用格式: 王琪, 汪立新, 周小刚, 等. 混合式惯导系统姿态四元数连续自标定模型[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(7): 1424-1434. WANG Q, WANG L X, ZHOU X G, et al. Attitude quaternion continuous self-calibration model of hybrid inertial navigation system[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(7): 1424-1434 (in Chinese).

献[5-6]针对大失准角情况下传统的失准角误差模型会产生较大误差的问题,建立了框架角误差模型。文献[7-8]分析了平台连续自标定中各误差系数的可观测性,并针对安装误差可观测性低这一问题,分别建立了以加速度计输入轴和陀螺仪输入轴为基准的平台坐标系,减少了安装误差项,使所有的安装误差变得可观,提高了标定精度。

考虑到混合式惯导系统采用捷联姿态算法,而捷联姿态算法中使用姿态四元数来描述物体转动,四元数表示能够避免传统的欧拉角表示中大量的三角运算带来的舍入误差,从而提高计算速度和标定精度^[9]。以四元数为基础的四元数卡尔曼滤波(Quaternion Kalman Filter, QKF)在惯性导航系统的姿态估计^[10]和自对准^[11]问题都已有一定应用。因此本文在混合式惯导系统框架角约束方程的基础上,利用姿态四元数代替欧拉角描述混合式惯导系统中三轴物理平台的转动,建立一种混合式惯导系统姿态四元数连续自标定模型,并且针对这一模型的特点,提出了一种基于奇异值分解的四元数无迹卡尔曼滤波(Unscented Kalman Filter based on Singular Value Decomposition Quaternion, SVD-QUKF)来标定混合式惯导系统误差系数。通过仿真和试验比较了基于姿态四元数模型的 SVD-QUKF 算法和基于框架角模型的 UKF 算法的标定结果,证明本文提出的自标定模型和标定算法在计算速度和标定精度上较传统方法都有一定优势。

1 惯性平台姿态四元数与框架角之间的转换关系

首先给出混合式惯导系统中的坐标系定义,混合式惯导系统采用隔离载体角运动的三轴物理平台,物理平台通过 3 个框架轴固联在基座上,其中惯性平台固联在台体轴上,台体轴固联在内环轴,内环轴固联在外环轴,外环轴固联在基座上,由此构成具有三自由度的稳定平台。三轴物理平台由 3 个陀螺仪与 3 个加速度计组成,如图 1 所示。定义如下坐标系:

1) 框架坐标系(K): X_K 、 Y_K 、 Z_K 三轴分别指向混合式惯导系统的外框架轴、内框架轴、台体轴,三者构成右手正交坐标系。

2) 平台坐标系(p):以加速度计敏感轴为基准定义,取三轴物理平台几何中心为原点, X_p 轴与 X 加速度计敏感轴平行, Y_p 轴平行于 X 和 Y 加

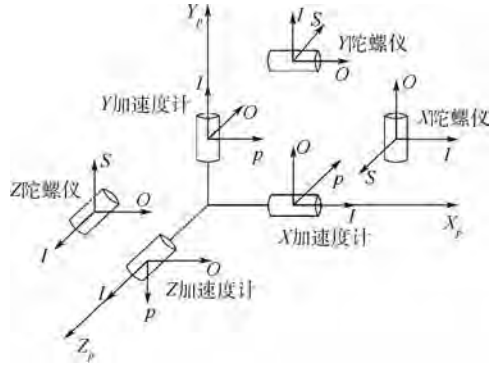


图 1 三轴物理平台组成

Fig. 1 Three-axis physical platform geometry

速度计敏感轴所确定的平面,并与 X_p 轴垂直, Z_p 轴与 X_p 轴以及 Y_p 轴构成右手正交坐标系。

根据惯性平台台体和 3 个框架轴之间的固联关系可知,无论 3 个框架轴如何转动,都可以通过绕 Z_K — Y_K — X_K 轴的顺序使平台台体转回原位置,对于 p 系来说,就是绕 Y_p — X_p — Z_p 轴的顺序转回原位置。若假设惯性平台绕 X_K 、 Y_K 和 Z_K 轴转动角度分别为 θ_x 、 θ_y 和 θ_z ,则对于 p 系来说,就是依次绕 Z_p 、 X_p 和 Y_p 轴分别转动 θ_x 、 θ_y 和 θ_z 。根据四元数定义,描述惯性平台转动的姿态四元数为

$$q = \begin{bmatrix} q_0 \\ q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \frac{\theta_x}{2} \cos \frac{\theta_y}{2} \cos \frac{\theta_z}{2} - \sin \frac{\theta_x}{2} \sin \frac{\theta_y}{2} \sin \frac{\theta_z}{2} \\ \cos \frac{\theta_x}{2} \sin \frac{\theta_y}{2} \cos \frac{\theta_z}{2} - \sin \frac{\theta_x}{2} \cos \frac{\theta_y}{2} \sin \frac{\theta_z}{2} \\ \sin \frac{\theta_x}{2} \cos \frac{\theta_y}{2} \cos \frac{\theta_z}{2} + \cos \frac{\theta_x}{2} \sin \frac{\theta_y}{2} \sin \frac{\theta_z}{2} \\ \sin \frac{\theta_x}{2} \sin \frac{\theta_y}{2} \cos \frac{\theta_z}{2} + \cos \frac{\theta_x}{2} \cos \frac{\theta_y}{2} \sin \frac{\theta_z}{2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

同时,姿态四元数到框架角的转换关系为

$$\theta = \begin{bmatrix} \theta_x \\ \theta_y \\ \theta_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \arctan \left(\frac{2(q_0 q_3 - q_1 q_2)}{q_0^2 - q_1^2 + q_2^2 - q_3^2} \right) \\ \arcsin(2(q_2 q_3 + q_0 q_1)) \\ \arctan \left(\frac{2(q_0 q_2 - q_1 q_3)}{q_0^2 - q_1^2 - q_2^2 + q_3^2} \right) \end{bmatrix} \quad (2)$$

2 混合式惯导系统连续自标定模型

2.1 混合式惯导系统框架角约束方程

混合式惯导系统在地面标定时处于稳定和稳

定加旋转2种工作模式^[1],此时混合式惯导系统的工作原理与平台式惯导系统相同,因此可以采用平台式惯导系统的框架角约束方程。利用框架角约束方程建立自标定模型能够避免失准角模型中的小角度假设,从而能够适用于大失准角的情况。假设惯性平台绕 X_K 、 Y_K 和 Z_K 框架轴转动的框架角分别为 θ_x 、 θ_y 和 θ_z , 则其框架角约束方程为^[6]

$$\dot{\boldsymbol{\theta}} = [\dot{\theta}_x \quad \dot{\theta}_y \quad \dot{\theta}_z]^T = \mathbf{T} \boldsymbol{\omega}_{lp}^p \quad (3)$$

式中: \mathbf{T} 为框架角约束矩阵; $\boldsymbol{\omega}_{lp}^p$ 为 p 系相对于惯性坐标系 (I) 的旋转角速度。两者表达式分别为

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} -\frac{\sin \theta_z}{\cos \theta_y} & 0 & \frac{\cos \theta_z}{\cos \theta_y} \\ \cos \theta_z & 0 & \sin \theta_z \\ \tan \theta_y \sin \theta_z & 1 & -\cos \theta_z \tan \theta_y \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{\omega}_{lp}^p = \mathbf{C}_g^p (\boldsymbol{\omega}_c + \boldsymbol{\omega}_{ln}^n) + \boldsymbol{\omega}_g^p \quad (4)$$

其中: $\mathbf{C}_g^p = \begin{bmatrix} 1 & -\Delta_{sx} & \Delta_{ox} \\ \Delta_{oy} & 1 & -\Delta_{sy} \\ -\Delta_{sz} & \Delta_{oz} & 1 \end{bmatrix}$, Δ_{oi} 和 Δ_{si} ($i = x, y, z$) 为陀螺仪安装误差系数; $\boldsymbol{\omega}_{ln}^n = [0 \quad \omega_{IE} \cos L \quad \omega_{IE} \sin L]^T$, ω_{IE} 为地球自转角速度值, L 为当地纬度; $\boldsymbol{\omega}_g^p$ 为平台漂移, 由陀螺仪误差

$$\mathbf{C}_n^p = \begin{bmatrix} \cos \theta_x \cos \theta_z - \sin \theta_x \sin \theta_y \sin \theta_z & \cos \theta_y \sin \theta_z & \cos \theta_z \sin \theta_x + \cos \theta_x \sin \theta_y \sin \theta_z \\ -\cos \theta_y \sin \theta_x & -\sin \theta_y & \cos \theta_x \cos \theta_y \\ \cos \theta_x \sin \theta_z + \cos \theta_z \sin \theta_x \sin \theta_y & -\cos \theta_y \cos \theta_z & \sin \theta_x \sin \theta_z - \cos \theta_x \cos \theta_z \sin \theta_y \end{bmatrix} \quad (7)$$

则加速度计输出方程为^[13]

$$\mathbf{Z}_a = \begin{bmatrix} k_{a0x} + (1 + k_{a1x}) \dot{W}_{lx}^a \\ k_{a0y} + (1 + k_{a1y}) \dot{W}_{ly}^a \\ k_{a0z} + (1 + k_{a1z}) \dot{W}_{lz}^a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon}_{ax} \\ \boldsymbol{\varepsilon}_{ay} \\ \boldsymbol{\varepsilon}_{az} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{a0x} - g_0(1 + k_{a1x})C_{12} \\ k_{a0y} - g_0(1 + k_{a1y})(C_{22} - C_{12}\eta_{oy}) \\ k_{a0z} - g_0(1 + k_{a1z})(C_{32} + C_{12}\eta_{pz} - C_{22}\eta_{oz}) \end{bmatrix} + \boldsymbol{\varepsilon}_a \quad (8)$$

式中: k_{aji} ($j = 0, 1; i = x, y, z$) 为加速度计误差系数; $\boldsymbol{\varepsilon}_a$ 为加速度计量测噪声; C_{mn} ($m, n = 1, 2, 3$) 为矩阵 \mathbf{C}_n^p 的元素。

以框架角约束方程为系统方程, 以加速度计输出和框架角传感器输出为系统量测, 结合式(3)~式(5)和式(8), 则可以得到基于框架角的连续自标定模型(以下简称为框架角模型)为

引起的, 混合式惯导系统所用的光纤陀螺仪具有很好的线性度, 二次项误差基本可以忽略不计^[12], 只需要考虑其零偏误差和随机误差, 所以有

$$\boldsymbol{\omega}_g^p = [k_{g0x} + \boldsymbol{\varepsilon}_{gx} \quad k_{g0y} + \boldsymbol{\varepsilon}_{gy} \quad k_{g0z} + \boldsymbol{\varepsilon}_{gz}]^T = \mathbf{k}_g + \boldsymbol{\varepsilon}_g \quad (5)$$

式中: k_{g0i} ($i = x, y, z$) 为陀螺仪零次项误差系数; $\boldsymbol{\varepsilon}_{gi}$ 为陀螺仪量测噪声。

2.2 加速度计输出方程

加速度计的输出与加速度计三轴敏感的比力有关, 加速度计三轴上的比力为

$$\dot{\mathbf{W}}_{ai}^a = [\dot{W}_{li}^a \quad \dot{W}_{oi}^a \quad \dot{W}_{pi}^a]^T = \mathbf{C}_p^{ai} \mathbf{C}_n^p \mathbf{g}_n \quad i = x, y, z \quad (6)$$

式中: \mathbf{C}_p^{ai} 为加速度计安装误差矩阵, 根据 p 系的定义, 有 $\mathbf{C}_p^{gx} = \mathbf{I}_{3 \times 3}$, $\mathbf{C}_p^{gy} = \begin{bmatrix} -\eta_{oy} & 1 & 0 \\ 1 & \eta_{oy} & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$, $\mathbf{C}_p^{gz} = \begin{bmatrix} \eta_{pz} & -\eta_{oz} & 1 \\ 1 & 0 & -\eta_{pz} \\ 0 & 1 & \eta_{oz} \end{bmatrix}$, η_{pz} 、 η_{oy} 和 η_{oz} 为加速度计安

装误差系数; \mathbf{g}_n 为地球重力加速度在地理坐标系 (n) 的投影, $\mathbf{g}_n = [0 \quad -g_0 \quad 0]^T$, g_0 为地球重力加速度值; \mathbf{C}_n^p 为地理坐标系 (n) 到 p 系的转换矩阵, 有

$$\mathbf{C}_n^p = \begin{bmatrix} \eta_{pz} & -\eta_{oz} & 1 \\ 1 & 0 & -\eta_{pz} \\ 0 & 1 & \eta_{oz} \end{bmatrix}, \eta_{pz}、\eta_{oy} \text{ 和 } \eta_{oz} \text{ 为加速度计安}$$

装误差系数; \mathbf{g}_n 为地球重力加速度在地理坐标系 (n) 的投影, $\mathbf{g}_n = [0 \quad -g_0 \quad 0]^T$, g_0 为地球重力加速度值; \mathbf{C}_n^p 为地理坐标系 (n) 到 p 系的转换矩阵, 有

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{\theta}} = \mathbf{f}(\boldsymbol{\theta}) + \mathbf{w} = \mathbf{T} [\mathbf{C}_g^p (\boldsymbol{\omega}_c + \boldsymbol{\omega}_{ln}^n) + \mathbf{k}_g + \boldsymbol{\varepsilon}_g] \\ \mathbf{Z} = \mathbf{h}(\boldsymbol{\theta}) + \mathbf{v} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta} + \mathbf{v}_\theta \\ \mathbf{Z}_a \end{bmatrix} \end{cases} \quad (9)$$

式中: $\mathbf{v}_\theta = [v_x \quad v_y \quad v_z]^T$ 为框架角传感器的量测噪声; \mathbf{w} 为系统噪声; \mathbf{v} 为量测噪声。从框架角模型的表达式可以看出, 当 $\cos \theta_y = 0$ 时, 框架角模型将出现奇异, 这就是利用欧拉角描述框架转动时可能出现的“框架自锁”现象, 而采用姿态四元数描述框架转动则可以避免这一现象。

2.3 四元数连续自标定模型

对式(1)进行求导, 整理可得四元数微分与框架角微分之间的关系为

$$\dot{\mathbf{q}} = \mathbf{q}^* \begin{bmatrix} 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中:

$$\mathbf{q}^* = \begin{bmatrix} q_0 & -q_3 & -q_1 & -2\sin\frac{\theta_x}{2}\cos\frac{\theta_y}{2}\sin\frac{\theta_z}{2} & -q_2 \\ q_1 & -q_2 & q_0 & -2\sin\frac{\theta_x}{2}\sin\frac{\theta_y}{2}\sin\frac{\theta_z}{2} & -q_3 \\ q_2 & q_1 & -q_3 & +2\sin\frac{\theta_x}{2}\cos\frac{\theta_y}{2}\cos\frac{\theta_z}{2} & q_0 \\ q_3 & q_0 & -q_2 & +2\cos\frac{\theta_x}{2}\cos\frac{\theta_y}{2}\sin\frac{\theta_z}{2} & q_1 \end{bmatrix}$$

将式(9)中的 $\dot{\boldsymbol{\theta}}$ 代入式(10),并运用式(2)的框架角和四元数之间的转换关系可得

$$\dot{\mathbf{q}} = \mathbf{q}^* \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{f}(\boldsymbol{\theta}) + \mathbf{w} \end{bmatrix} = \mathbf{q}^* \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{T}_q [\mathbf{C}_g^p(\boldsymbol{\omega}_c + \boldsymbol{\omega}_{In}^n) + \mathbf{k}_g + \boldsymbol{\varepsilon}_g] \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中: \mathbf{T}_q 为矩阵 \mathbf{T} 的四元数表示。

考虑框架角传感器的量测噪声,将 $\boldsymbol{\theta}_i + \mathbf{v}_i$ ($i=x,y,z$)代入式(1)可得带有噪声干扰的四元数为

$$\begin{aligned} Z_{q_0} &= \cos\frac{\theta_x + v_x}{2}\cos\frac{\theta_y + v_y}{2}\cos\frac{\theta_z + v_z}{2} - \\ &\sin\frac{\theta_x + v_x}{2}\sin\frac{\theta_y + v_y}{2}\sin\frac{\theta_z + v_z}{2} = \\ &\left(\cos\frac{\theta_x}{2} - \frac{v_x}{2}\sin\frac{\theta_x}{2}\right)\left(\cos\frac{\theta_y}{2} - \frac{v_y}{2}\sin\frac{\theta_y}{2}\right) \cdot \\ &\left(\cos\frac{\theta_z}{2} - \frac{v_z}{2}\sin\frac{\theta_z}{2}\right) - \left(\frac{v_x}{2}\cos\frac{\theta_x}{2} + \sin\frac{\theta_x}{2}\right) \cdot \\ &\left(\frac{v_y}{2}\cos\frac{\theta_y}{2} + \sin\frac{\theta_y}{2}\right)\left(\frac{v_z}{2}\cos\frac{\theta_z}{2} + \sin\frac{\theta_z}{2}\right) = \end{aligned}$$

$$\mathbf{C}_{nq}^p = \begin{bmatrix} q_0^2 + q_1^2 - q_2^2 - q_3^2 & 2(q_0q_2 - q_1q_3) & 2(q_1q_2 + q_0q_3) \\ 2(q_1q_2 - q_0q_3) & -2(q_2q_3 + q_0q_1) & q_0^2 - q_1^2 + q_2^2 - q_3^2 \\ 2(q_1q_3 + q_0q_2) & -q_0^2 + q_1^2 + q_2^2 - q_3^2 & 2(q_2q_3 - q_0q_1) \end{bmatrix}$$

同时用 \mathbf{C}_{nq}^p 代替式(8)中的 \mathbf{C}_n^p ,则式(9)中的观测方程可以写为

$$\mathbf{Z} = \mathbf{h}(\mathbf{q}) + \mathbf{v}_q = \begin{bmatrix} \mathbf{q} + \frac{1}{2}\mathbf{q}^x \bar{\mathbf{v}}_q \\ \mathbf{Z}_n \end{bmatrix} \quad (15)$$

结合式(11)和式(15),可得混合式惯导系统的四元数连续自标定模型(以下简称为四元数模型)为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{q}} = \mathbf{f}(\mathbf{q}) + \mathbf{w}_q = \mathbf{q}^* \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{T}_q [\mathbf{C}_g^p(\boldsymbol{\omega}_c + \boldsymbol{\omega}_{In}^n) + \mathbf{k}_g + \boldsymbol{\varepsilon}_g] \end{bmatrix} \\ \mathbf{Z} = \mathbf{h}(\mathbf{q}) + \mathbf{v}_q = \begin{bmatrix} \mathbf{q} + \frac{1}{2}\mathbf{q}^x \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{v}_q \end{bmatrix} \\ \mathbf{Z}_n \end{bmatrix} \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} &\left(\cos\frac{\theta_x}{2}\cos\frac{\theta_y}{2}\cos\frac{\theta_z}{2} - \sin\frac{\theta_x}{2}\sin\frac{\theta_y}{2}\sin\frac{\theta_z}{2}\right) - \\ &\frac{v_x}{2}\left(\sin\frac{\theta_x}{2}\cos\frac{\theta_y}{2}\cos\frac{\theta_z}{2} - \cos\frac{\theta_x}{2}\sin\frac{\theta_y}{2}\sin\frac{\theta_z}{2}\right) - \\ &\frac{v_y}{2}\left(\cos\frac{\theta_x}{2}\sin\frac{\theta_y}{2}\cos\frac{\theta_z}{2} + \sin\frac{\theta_x}{2}\cos\frac{\theta_y}{2}\sin\frac{\theta_z}{2}\right) - \\ &\frac{v_z}{2}\left(\cos\frac{\theta_x}{2}\cos\frac{\theta_y}{2}\sin\frac{\theta_z}{2} + \sin\frac{\theta_x}{2}\sin\frac{\theta_y}{2}\cos\frac{\theta_z}{2}\right) = \\ &q_0 - \frac{v_x}{2}q_1 - \frac{v_y}{2}q_2 - \frac{v_z}{2}q_3 \end{aligned} \quad (12)$$

同理可得

$$\begin{cases} Z_{q_1} = \frac{v_x}{2}q_0 + q_1 - \frac{v_z}{2}q_2 - \frac{v_y}{2}q_3 \\ Z_{q_2} = \frac{v_y}{2}q_0 + \frac{v_z}{2}q_1 + q_2 - \frac{v_x}{2}q_3 \\ Z_{q_3} = \frac{v_z}{2}q_0 + \frac{v_y}{2}q_1 - \frac{v_x}{2}q_2 + q_3 \end{cases} \quad (13)$$

因此,包含噪声的姿态四元数量测方程为

$$\mathbf{Z}_q = \mathbf{q} + \frac{1}{2}\mathbf{q}^x \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{v}_q \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中:

$$\mathbf{q}^x = \begin{bmatrix} q_0 & -q_1 & -q_2 & -q_3 \\ q_1 & q_0 & -q_3 & -q_2 \\ q_2 & q_3 & q_0 & q_1 \\ q_3 & -q_2 & q_1 & q_0 \end{bmatrix}$$

\mathbf{C}_{nq}^p 为矩阵 \mathbf{C}_n^p 的四元数表示:

混合式惯导系统采用捷联姿态算法,而捷联姿态算法中使用姿态四元数来描述物体转动,四元数模型正好满足这一要求。同时,四元数表示能够避免传统的欧拉角表示中大量的三角运算带来的舍入误差,提高计算速度和标定精度,并且四元数表示不存在奇异点,因此能够避免惯性平台连续转动过程中可能出现的“框架自锁”现象。

3 基于奇异值分解的四元数无迹卡尔曼滤波

可以看出,式(16)的四元数模型是一个强非线性的系统方程,因此选择UKF对其进行状态估计和参数辨识。但是有2个问题需要解决:①在

UKF 滤波过程中,由于量测噪声、截断误差和状态模型扰动等因素的影响,状态协方差矩阵 \mathbf{P} 容易变得非正定,然而在 UKF 中利用 Cholesky 分解获取 σ 样本点时,要求 \mathbf{P} 必须正定;②在将欧拉角表示转换为四元数表示之后,原来 3 维的系统噪声和量测噪声都变成了 4 维噪声,系统噪声方差阵 \mathbf{Q} 和量测噪声方差阵 \mathbf{R} 的形式也随之发生变化,需要重新进行推导。

3.1 奇异值分解

针对第一个问题,本文选择奇异值分解代替 Cholesky 分解来获取 σ 样本点。因为奇异值分解不要求被分解矩阵为正定,同时,如果被分解矩阵是正定的,那么奇异值分解和 Cholesky 分解的结果是相同的^[14]。奇异值分解的结果为

$$\mathbf{P} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^T = \mathbf{U} \begin{bmatrix} \mathbf{S} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{V}^T \quad (17)$$

式中: $\mathbf{P} \in \mathbf{R}^{m \times n}$, $m \geq n$; $\mathbf{\Lambda} \in \mathbf{R}^{m \times n}$; $\mathbf{U} \in \mathbf{R}^{m \times m}$; $\mathbf{V} \in \mathbf{R}^{n \times n}$; $\mathbf{S} = \text{diag}(s_1, s_2, \dots, s_r)$, $s_1 \geq s_2 \geq \dots \geq s_r \geq 0$ 为矩阵 \mathbf{P} 的 r 个奇异值, $r = \text{rank}(\mathbf{P})$ 。

3.2 系统噪声方差阵和量测噪声方差阵的推导

根据系统噪声方差阵 \mathbf{Q} 和量测噪声方差阵 \mathbf{R} 的定义,有 $\mathbf{Q} = E[\mathbf{w}\mathbf{w}^T]$ 和 $\mathbf{R} = E[\mathbf{v}\mathbf{v}^T]$ 。根据 2.3 节中的推导可知,在将欧拉角表示转换为四元数表示之后,系统噪声和量测噪声变为 $\mathbf{w}_q = \frac{1}{2}\mathbf{q}^* \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{w} \end{bmatrix}$ 和 $\mathbf{v}_q = \frac{1}{2}\mathbf{q}^\times \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{v}_\theta \end{bmatrix}$,则四元数表示的系统噪声方差阵 \mathbf{Q}_q 和量测噪声方差阵 \mathbf{R}_q 的表达式有如下推导:

$$\left\{ \begin{aligned} \mathbf{Q}_q &= E[\mathbf{w}_q\mathbf{w}_q^T] = E\left[\left(\frac{1}{2}\mathbf{q}^* \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{w} \end{bmatrix}\right)\left(\frac{1}{2}\mathbf{q}^* \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{w} \end{bmatrix}\right)^T\right] = \\ &\frac{1}{4}\mathbf{q}^* E\left[\begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{w} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{w} \end{bmatrix}^T\right] (\mathbf{q}^*)^T = \frac{1}{4}\mathbf{q}^* \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{Q} \end{bmatrix} (\mathbf{q}^*)^T \\ \mathbf{R}_q &= E[\mathbf{v}_q\mathbf{v}_q^T] = E\left[\left(\frac{1}{2}\mathbf{q}^\times \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{v}_\theta \end{bmatrix}\right)\left(\frac{1}{2}\mathbf{q}^\times \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{v}_\theta \end{bmatrix}\right)^T\right] = \\ &\frac{1}{4}\mathbf{q}^\times E\left[\begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{v}_\theta \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{v}_\theta \end{bmatrix}^T\right] (\mathbf{q}^\times)^T = \frac{1}{4}\mathbf{q}^\times \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{R} \end{bmatrix} (\mathbf{q}^\times)^T \end{aligned} \right. \quad (18)$$

式中: $\mathbf{Q}_q, \mathbf{R}_q \in \mathbf{R}^{4 \times 4}$ 。

3.3 SVD-QUKF 算法步骤

在将欧拉角表示转换为四元数表示之后,系统噪声 \mathbf{w}_q 和量测噪声 \mathbf{v}_q 由加性噪声变为了非加性噪声,此时需要将其扩展为系统状态量^[15]。此外,待标定的惯导系统误差系数也扩展为系统状

态量,则扩展后的系统状态量为

$$\mathbf{X}^a = [\mathbf{q}^T \quad \mathbf{k}_g^T \quad \mathbf{\Delta}^T \quad \mathbf{k}_a^T \quad \boldsymbol{\eta}^T \quad \mathbf{w}_q^T \quad \mathbf{v}_q^T]^T \quad (19)$$

$$\text{式中: } \mathbf{q} = [q_0 \quad q_1 \quad q_2 \quad q_3]^T; \mathbf{k}_g = [k_{g0x} \quad k_{g0y} \quad k_{g0z}]^T; \boldsymbol{\eta} = [\eta_{pz} \quad \eta_{oy} \quad \eta_{oz}]^T; \mathbf{\Delta} = [\Delta_{sx} \quad \Delta_{sy} \quad \Delta_{sz} \quad \Delta_{ox} \quad \Delta_{oy} \quad \Delta_{oz}]^T; \mathbf{k}_a = [k_{a0x} \quad k_{a0y} \quad k_{a0z} \quad k_{a1x} \quad k_{a1y} \quad k_{a1z}]^T; \mathbf{w}_q = \frac{1}{2}\mathbf{q}^* \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{w} \end{bmatrix}; \mathbf{v}_q = \frac{1}{2}\mathbf{q}^\times \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{v}_\theta \end{bmatrix}。$$

状态协方差矩阵 \mathbf{P} 为

$$\mathbf{P}_k^a = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_k \\ \mathbf{Q}_{q,k} \\ \mathbf{R}_{q,k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_k \\ \frac{1}{4}\mathbf{q}^* \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{Q} \end{bmatrix} (\mathbf{q}^*)^T \\ \frac{1}{4}\mathbf{q}^\times \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{R} \end{bmatrix} (\mathbf{q}^\times)^T \end{bmatrix} \quad (20)$$

对式(16)进行离散化,则可得到 SVD-QUKF 的滤波方程为

$$\left\{ \begin{aligned} \mathbf{X}_k^a &= \begin{bmatrix} \mathbf{q}_k \\ \mathbf{k}_{g,k} \\ \mathbf{\Delta}_k \\ \mathbf{k}_{a,k} \\ \boldsymbol{\eta}_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_{k-1} + [\mathbf{f}(\mathbf{q}_{k-1}) + \mathbf{w}_{q,k-1}] \Delta T \\ \mathbf{k}_{g,k-1} \\ \mathbf{\Delta}_{k-1} \\ \mathbf{k}_{a,k-1} \\ \boldsymbol{\eta}_{k-1} \end{bmatrix} \\ \mathbf{Z}_k &= \mathbf{h}(\mathbf{q}_k) + \mathbf{v}_{q,k} \end{aligned} \right. \quad (21)$$

式中: $\Delta T = 0.2\text{ s}$ 为离散时间间隔。

则 SVD-QUKF 的算法步骤如下:

1) 滤波初值

$$\hat{\mathbf{X}}_0^a = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_0 \\ \mathbf{0}_{21 \times 1} \end{bmatrix} \quad \mathbf{q}_0 = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \quad (22)$$

$$\mathbf{P}_0^a = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_0 \\ \frac{1}{4}\mathbf{q}_0^* \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{Q} \end{bmatrix} (\mathbf{q}_0^*)^T \\ \frac{1}{4}\mathbf{q}_0^\times \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{R} \end{bmatrix} (\mathbf{q}_0^\times)^T \end{bmatrix} \quad (23)$$

2) 计算 σ 样本点

$$\hat{\mathbf{X}}_{k-1}^{a(i)} = \begin{cases} \hat{\mathbf{X}}_{k-1}^a & i = 0 \\ \hat{\mathbf{X}}_{k-1}^a + \gamma(\mathbf{U}\sqrt{\mathbf{S}})_{(i)} & 1 \leq i \leq L \\ \hat{\mathbf{X}}_{k-1}^a - \gamma(\mathbf{U}\sqrt{\mathbf{S}})_{(i-L)} & L+1 \leq i \leq 2L \end{cases} \quad (24)$$

式中: \mathbf{U} 和 \mathbf{S} 为式 (17) 中状态协方差矩阵 \mathbf{P} 的 SVD 分解结果; $\gamma = \sqrt{L + \lambda}$ ($\lambda = l^2 n - n, 10^{-4} \leq l \leq$

$$1, n = 22); L = 30; \chi_{k-1}^{a(i)} = \begin{bmatrix} \chi_{k-1}^{X(i)} \\ \chi_{k-1}^{w(i)} \\ \chi_{k-1}^{v(i)} \end{bmatrix}, i = 0, 1, \dots, 2L.$$

3) 时间更新

$$\begin{cases} \chi_{k/k-1}^{X(i)} = f(\chi_{k-1}^{X(i)}, \chi_{k-1}^{w(i)}) & i = 0, 1, \dots, 2L \\ \hat{\mathbf{X}}_{k/k-1} = \sum_{i=0}^{2L} W_i^{(m)} \chi_{k/k-1}^{X(i)} \\ \mathbf{P}_{k/k-1} = \sum_{i=0}^{2L} W_i^{(c)} (\chi_{k/k-1}^{X(i)} - \hat{\mathbf{X}}_{k/k-1}) (\chi_{k/k-1}^{X(i)} - \hat{\mathbf{X}}_{k/k-1})^T \\ \mathbf{Z}_{k/k-1}^{(i)} = \mathbf{h}(\chi_{k/k-1}^{X(i)}, \chi_{k-1}^{v(i)}) & i = 0, 1, \dots, 2L \\ \hat{\mathbf{Z}}_{k/k-1} = \sum_{i=0}^{2L} W_i^{(m)} \mathbf{Z}_{k/k-1}^{(i)} \end{cases} \quad (25)$$

式中: $W_0^{(m)} = \frac{\lambda}{L + \lambda}; W_0^{(c)} = \frac{\lambda}{L + \lambda} + 1 - l^2 + m, m = 2; W_i^{(m)} = W_i^{(c)} = \frac{1}{2(L + \lambda)}, i = 1, 2, \dots, 2L.$

4) 量测更新

$$\begin{cases} \mathbf{P}_{(ZZ)k/k-1} = \sum_{i=0}^{2L} W_i^{(c)} (\mathbf{Z}_{k/k-1}^{(i)} - \hat{\mathbf{Z}}_{k/k-1}) \cdot (\mathbf{Z}_{k/k-1}^{(i)} - \hat{\mathbf{Z}}_{k/k-1})^T \\ \mathbf{P}_{(XZ)k/k-1} = \sum_{i=0}^{2L} W_i^{(c)} (\chi_{k/k-1}^{X(i)} - \hat{\mathbf{X}}_{k/k-1}) \cdot (\mathbf{Z}_{k/k-1}^{(i)} - \hat{\mathbf{Z}}_{k/k-1})^T \\ \mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{(ZZ)k/k-1}^{-1} \mathbf{P}_{(XZ)k/k-1} \\ \hat{\mathbf{X}}_k = \hat{\mathbf{X}}_{k/k-1} + \mathbf{K}_k (\mathbf{Z}_k - \hat{\mathbf{Z}}_{k/k-1}) \\ \mathbf{P}_k = \mathbf{P}_{k/k-1} - \mathbf{K}_k \mathbf{P}_{(ZZ)k/k-1} \mathbf{K}_k^T \end{cases} \quad (26)$$

5) 归一化

在每一次迭代之后,都需要对姿态四元数进行归一化以保证其为标准四元数^[16],即

$$\mathbf{q}_{k+1/k+1} = \frac{\hat{\mathbf{q}}_{k+1/k+1}}{\|\hat{\mathbf{q}}_{k+1/k+1}\|} \quad (27)$$

4 仿真和试验

4.1 仿真分析

为验证本文提出的四元数模型的适用性,运用 SVD-QUKF 算法对式 (16) 的四元数模型进行了参数辨识,运用 UKF 算法对式 (9) 的框架角模型进行了参数辨识,对二者结果进行对比。混合式惯导系统三轴物理平台的转动路径如下^[17]:

1) 起始角度为 $\theta_x = 0^\circ, \theta_z = 0^\circ$, 以角速度 $1^\circ/\text{s}$ 绕 Z_k 轴转动 π 。

2) 起始角度为 $\theta_x = 0^\circ, \theta_z = \pi$, 以角速度 $1^\circ/\text{s}$ 绕 X_k 轴转动 $\pi/2$ 。

3) 起始角度为 $\theta_x = \pi/2, \theta_z = \pi$, 以角速度 $1^\circ/\text{s}$ 绕 Z_k 轴转动 π 。

4) 起始角度为 $\theta_x = \pi/2, \theta_z = 0^\circ$, 以角速度 $1^\circ/\text{s}$ 绕 X_k 轴转动 $\pi/2$ 。

定义系统状态量的估计误差和相对估计误差以表示标定精度:

$$\begin{cases} \Delta x = x - \hat{x} \\ e = \frac{x - \hat{x}}{x} \times 100\% \end{cases} \quad (28)$$

式中: Δx 为估计误差; e 为相对估计误差; \hat{x} 和 x 分别为系统状态量的估计值和真值。

首先,为了比较 2 种系统模型对框架角的估计精度,将框架角模型估计得到的框架角转换为四元数与四元数模型估计得到的四元数进行了对比,估计误差如图 2 所示。

从图 2 可以看出,四元数模型对于框架角的估计误差小于框架角模型,所以对于框架角的估计精度,本文提出的四元数模型要优于传统框架角模型。

其次,为比较 2 种模型对于混合式惯导系统误差系数的标定精度,表 1 给出了所有误差系数在 2 种系统模型下的相对估计误差和算法计算时间,图 3 给出了部分误差系数的相对估计误差曲线。

从表 1 可以看出,使用 SVD-QUKF 的四元数模型的计算时间远少于使用 UKF 算法的框架角模型,这是因为 SVD-QUKF 算法中采用的四元数表示避免了欧拉角表示中大量的三角运算,从而减少了计算时间。在实际的惯导系统自标定中,是采用实时滤波的方法进行误差系数辨识,根据仿真时间可得,原始算法进行一个卡尔曼滤波周期需要 13 ms,这已经比较接近于一般惯导系统 20 ms 的计算周期,不利于进行实时滤波,而本文的算法进行一个卡尔曼滤波周期所需时间为 7 ms,能够保证实时性要求。同时可以看出,在相同的转动路径和仿真条件下,四元数模型对于混合式惯导系统误差系数的估计精度也要优于传统的框架角模型,特别是对于陀螺仪和加速度计的安装误差系数的标定精度提高较大。仿真结果表明,相比于传统的框架角模型,本文提出的四元数模型能够有效提高混合式惯导系统的误差系数标定精度。

表1 误差系数相对估计误差和算法计算时间

Table 1 Computing time and relative estimate errors of error coefficients

误差系数	相对估计误差/%	
	四元数模型	框架角模型
k_{g0x}	-0.71	1.71
k_{g0y}	0.69	2.74
k_{g0z}	-0.62	-4.69
Δ_{sx}	-0.10	1.82
Δ_{sy}	-0.35	-1.33
Δ_{sz}	0.19	-1.26
Δ_{ax}	-0.24	1.47
Δ_{ay}	-0.36	1.26
Δ_{az}	0.57	-1.91
k_{a0x}	-0.22	1.39
k_{a0y}	-0.93	3.49
k_{a0z}	-0.25	4.03
k_{a1x}	0.031	-1.47
k_{a1y}	-0.29	0.49
k_{a1z}	-0.11	0.64
η_{pz}	0.0055	0.46
η_{oy}	-0.0017	0.20
η_{oz}	0.0013	-0.023
计算时间/s	19	35

由于硬件限制,试验中只各绕 Z_k 轴和 X_k 轴进行了一次转动:

- 1) 起始角度为 $\theta_x = 0^\circ, \theta_z = 0^\circ$, 以角速度 $1^\circ/s$ 绕 Z_k 轴转动 π 。
- 2) 起始角度为 $\theta_x = 0^\circ, \theta_z = \pi$, 以角速度 $1^\circ/s$ 绕 X_k 轴转动 π 。

采集加速度计和框架角传感器的输出,利用传统的框架角模型和本文提出的四元数模型进行了误差系数标定,对于框架角的估计误差如图4所示,其均方根误差(RMSE)如表2所示。从图4和表2可以看出,四元数模型对于框架角的估计精度要高于框架角模型,从而验证了其适用性。同时可以注意到,在图4中,在绕 Z_k 轴转动完毕和刚开始绕 X_k 轴转动时,估计误差会发生较大的波动,这是因为当加速度计接近水平位置时,加速度计输出中噪声比很大,从而会造成滤波结果偏离真值,甚至有可能导致滤波结果发散,这种情况是需要避免的。具体做法是:在设置自标定程序时,根据框架角传感器的输出判断加速度计是否接近水平位置,当加速度计接近水平位置时,断开加速度计的输出采集回路,同时停止滤波,待加速度计离开水平位置一定角度后,再重新采集加速度计输出,继续进行滤波。

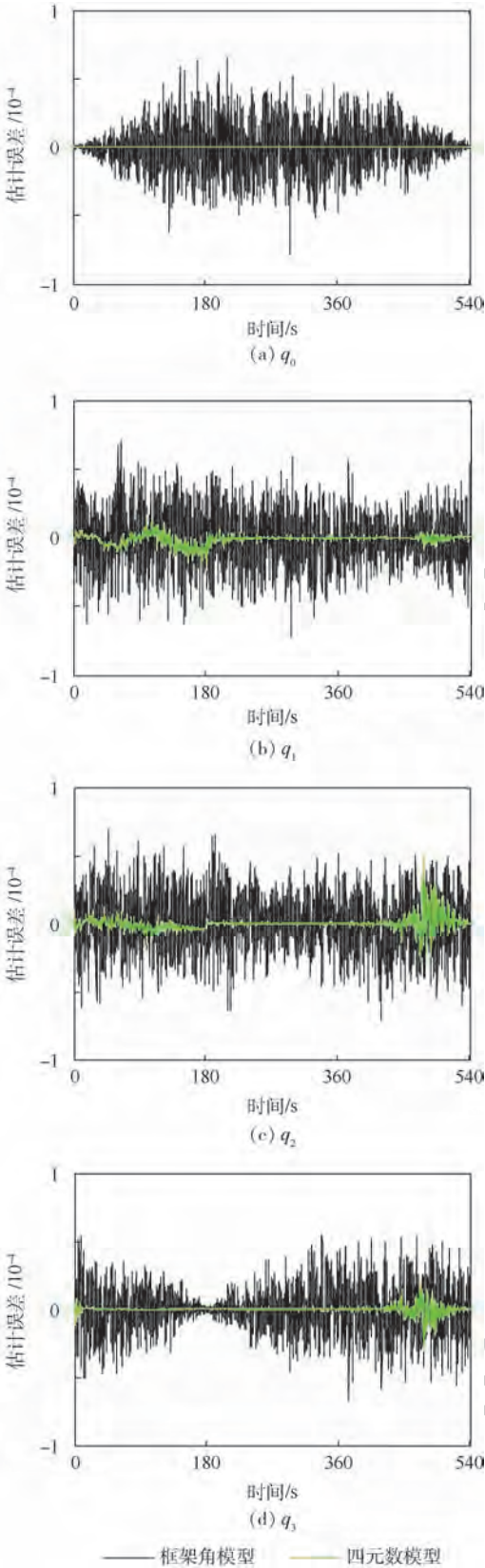


图2 四元数模型和框架角模型的框架角估计误差曲线
Fig. 2 Estimate error curves of gimbal angle in quaternion model and gimbal angle model

4.2 试验验证

在某型平台式惯导系统上进行了试验验证。

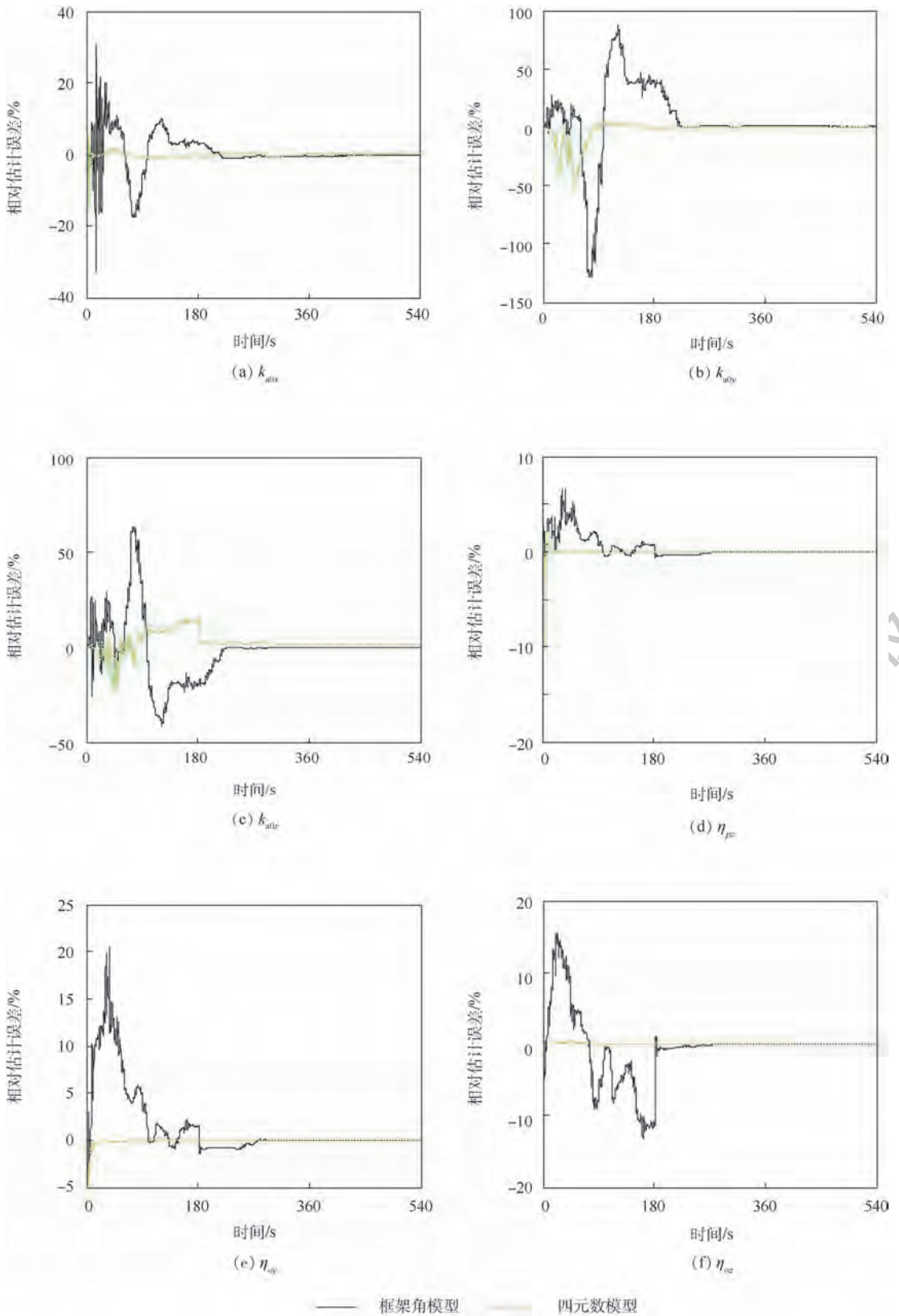


图 3 k_{ait} ($i = x, y, z$) 和 η_{ji} ($j = p, o; i = y, z$) 的相对估计误差曲线

Fig. 3 Relative estimate error curves of k_{ait} ($i = x, y, z$) and η_{ji} ($j = p, o; i = y, z$)

表2 四元数模型和框架角模型的框架角均方根误差

Table 2 RMSE of gimbal angle of quaternion model and gimbal angle model

模型	RMSE			
	q_0	q_1	q_2	q_3
四元数模型	0.059	0.047	0.083	0.062
框架角模型	0.220	0.083	0.087	0.131

5 结论

1) 针对混合式惯导系统全姿态物理平台、捷联姿态算法和系统装机自标定的特点,本文在混合式惯导系统框架角约束方程的基础上,利用姿态四元数代替欧拉角描述混合式惯导系统中三轴物理平台的转动,建立一种姿态四元数连续自标定模型。

2) 针对四元数连续自标定模型的特点,对传统的 UKF 算法进行改进,利用 SVD 代替传统 UKF 算法中的 Cholesky 分解来获取 σ 样本点,避免了状态协方差矩阵 P 不正定时 Cholesky 分解结果奇异的现象;同时推导了四元数表示下的系统噪声方差阵 Q_q 和量测噪声方差阵 R_q ,将 3 维噪声转换为了 4 维噪声,提出了一种 SVD-QUKF 算法用于标定混合式惯导系统误差系数。

3) 仿真和试验结果表明,相比于基于传统 UKF 算法的框架角连续自标定模型,本文提出的四元数连续自标定模型和 SVD-QUKF 算法能够以低于 1% 的相对误差标定出混合式惯导系统所有的误差系数,在标定精度和计算速度上都有一定优势,具有实用价值。

参考文献 (References)

- [1] 冯培德. 论混合式惯导系统[J]. 中国惯性技术学报, 2016, 24(3): 281-284.
FENG P D. On hybrid inertial navigation systems[J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2016, 24(3): 281-284 (in Chinese).
- [2] JACKSON D J. Continuous calibration and alignment techniques for an all-attitude inertial platform: AIAA-73-865[R]. Reston, VA: AIAA, 1973.
- [3] CAO Y, CAI H, ZHANG S F, et al. A new continuous self-calibration scheme for a gimballed inertial measurement unit[J]. Measurement Science and Technology, 2012, 23(1): 385-394.
- [4] 杨华波. 惯性测量系统误差标定及分离技术研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2008.
YANG H B. Research on error calibration and separation for inertial measurement systems[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2008 (in Chinese).
- [5] 曹渊, 张士峰, 杨华波, 等. 惯导平台误差快速自标定方法研

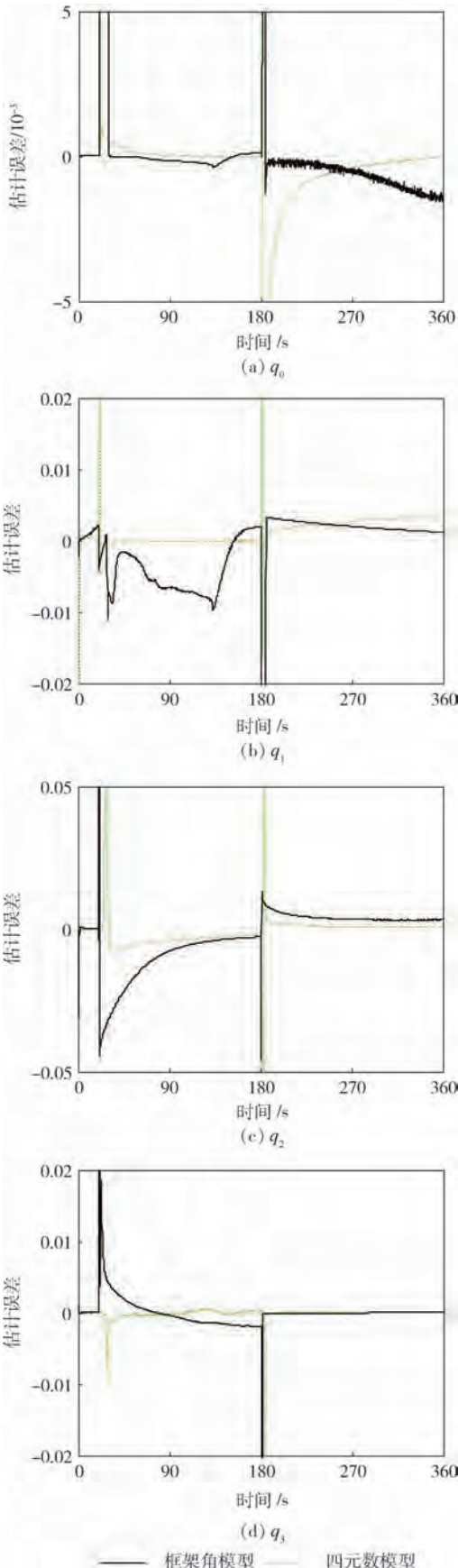


图4 试验中四元数模型和框架角模型的框架角估计误差曲线

Fig. 4 Gimbal angle estimate errors of quaternion model and gimbal angle model in experiment

- 究[J]. 宇航学报, 2011, 32(6): 1281-1287.
- CAO Y, ZHANG S F, YANG H B, et al. Research on rapid self-calibration method for inertial platform[J]. Journal of Astronautics, 2011, 32(6): 1281-1287 (in Chinese).
- [6] 丁智坚, 蔡洪, 杨华波, 等. 浮球式惯性平台连续翻滚自标定自对准方法[J]. 国防科技大学学报, 2015, 37(3): 148-154.
- DING Z J, CAI H, YANG H B, et al. Continuous self-calibration and self-alignment method for floated inertial platform[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2015, 37(3): 148-154 (in Chinese).
- [7] 许永飞, 张士峰. 惯导平台自标定中安装误差可观性分析[J]. 中国惯性技术学报, 2015, 23(5): 575-579.
- XU Y F, ZHANG S F. Observability analysis of IMU's misalignment angles in self-calibration for inertial platform[J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2015, 23(5): 575-579 (in Chinese).
- [8] 连丁磊, 夏刚, 王汀, 等. 基于陀螺仪敏感轴系的平台连续翻滚自标定算法[J]. 导弹与航天运载技术, 2013(2): 24-29.
- LIAN D L, XIA G, WANG T, et al. Self-calibration algorithm of inertial navigation platform continuous tumble based on gyro sensitive shaft system[J]. Missiles and Space Vehicles, 2013(2): 24-29 (in Chinese).
- [9] CHOUKROUN D, BAR-ITZHACK I Y, OSHMAN Y. Novel quaternion Kalman filter[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2006, 42(1): 174-190.
- [10] XUE L, YUAN W Z, CHANG H L, et al. Application of quaternion-based extended Kalman filter for MAV attitude estimation using MEMS sensors[J]. Nanotechnology and Precision Engineering, 2009, 7(2): 163-167.
- [11] XU X S, ZHOU F, ZHANG T, et al. Initial alignment algorithm for SINS based on quaternion adaptive Kalman filter[J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2016, 24(4): 454-459.
- [12] XU C X, WU G, SHI C, et al. Temperature compensation model research on fiber optic gyroscope[J]. Optical Technique, 2014, 40(6): 492-498.
- [13] 王琪, 汪立新, 秦伟伟, 等. 基于双回路扩展卡尔曼滤波的惯性平台连续自标定[J]. 宇航学报, 2017, 38(6): 621-629.
- WANG Q, WANG L X, QIN W W, et al. Continuous self-calibration of inertial platform based on dual extend Kalman filter[J]. Journal of Astronautics, 2017, 38(6): 621-629 (in Chinese).
- [14] 谭兴龙, 王坚, 李增科. 基于SVD的改进抗差UKF算法及在组合导航中的应用[J]. 控制与决策, 2014, 29(10): 1744-1750.
- TAN X L, WANG J, LI Z K. SVD aided improved robust UKF algorithm and its application for integration navigation[J]. Control and Decision, 2014, 29(10): 1744-1750 (in Chinese).
- [15] LIU Y, YU A X, ZHU J B, et al. Unscented Kalman filtering in the additive noise case[J]. Science China: Technology Sciences, 2010, 53(4): 929-941.
- [16] AINSCOUGH T, ZANETTI R, CHRISTIAN J, et al. Q-method extend Kalman filter[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2015, 38(4): 752-760.
- [17] 杨华波, 蔡洪, 张士峰, 等. 高精度惯性平台连续自标定自对准技术[J]. 宇航学报, 2006, 27(4): 600-604.
- YANG H B, CAI H, ZHANG S F, et al. Continuous calibration and alignment techniques for a high precision inertial platform[J]. Journal of Astronautics, 2006, 27(4): 600-604 (in Chinese).

作者简介:

王琪 男, 博士研究生。主要研究方向: 惯性系统及仪器。

汪立新 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 惯性系统及测试。

周小刚 男, 博士, 讲师。主要研究方向: 惯性系统及测试。

沈强 男, 博士研究生。主要研究方向: 数据处理和信息融合。

Attitude quaternion continuous self-calibration model of hybrid inertial navigation system

WANG Qi, WANG Lixin*, ZHOU Xiaogang, SHEN Qiang

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

Abstract: As a kind of new inertial navigation system, the hybrid inertial navigation system has the characteristics of three-axis physical platform, strapdown attitude algorithm and installed self-calibration. Based on these characteristics and in order to improve the accuracy of hybrid inertial navigation system the attitude quaternion is used to replace the traditional Euler angle to represent the rotation of three-axis physical platform in the continuous self-calibration, and the attitude quaternion continuous self-calibration model of hybrid inertial navigation system based on the gimbal angle equation is established for its error coefficient estimation. Then a quaternion unscented Kalman filter based on singular value decomposition (SVD-QUKF) is proposed by improving the traditional unscented Kalman filter (UKF) based on the characteristics of the attitude quaternion model. The simulation and experimental results prove that the proposed attitude quaternion continuous self-calibration model based on the SVD-QUKF can calibrate all the error coefficients of hybrid inertial navigation system with the relative error less than 1%, and the calibration precision and the computing speed are better than the traditional gimbal angle model based on UKF.

Keywords: hybrid inertial navigation system; continuous self-calibration; attitude quaternion; unscented Kalman filter (UKF); singular value decomposition (SVD)

Received: 2018-11-23; **Accepted:** 2019-01-23; **Published online:** 2019-03-01 09:22

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190227.1702.002.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61503392); Natural Science Foundation of Shaanxi Province (2015JQ6213); Aeronautical Science Foundation of China (201501U8001)

* **Corresponding author.** E-mail: 17765861219@163.com

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2018.0668

自适应关联波门机动群目标跟踪算法



杜明洋¹, 毕大平^{1,*}, 潘继飞^{1,2}, 王渊博³

(1. 国防科技大学 电子对抗学院, 合肥 230037; 2. 电子对抗信息处理实验室, 合肥 230037;

3. 中国人民解放军 66026 部队, 张家口 075146)

摘 要:为解决中心群跟踪(CGT)算法中由于群机动造成的量测丢失、估计误差增大的问题,提出了一种基于自适应关联波门的机动群目标跟踪算法。首先,将CGT算法与交互式多模型(IMM)算法结合,并利用最新量测信息对IMM算法中的转移概率矩阵进行实时修正。其次,设计了一种用于整体机动和分离机动的自适应关联波门,根据机动时刻模型的新息协方差对其进行自适应调整,确保量测点迹进入波门。仿真结果表明,所提算法一方面减小了传统固定转移概率矩阵带来的估计误差,将优势模型的平均概率由0.58增加到了0.7;另一方面,设计的自适应关联波门有效解决了目标机动带来的有效量测减少的问题,相比于传统波门,目标失跟率减少了30%,具备工程实用性。

关键词:群目标;中心群跟踪(CGT);交互式多模型(IMM);转移概率;关联波门

中图分类号: V243.2; TN953

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2019)07-1435-09

杂波环境下的密集多目标跟踪是目标跟踪领域的难点问题,尤其是当目标空间位置很近、互相遮挡现象严重时,传统多目标跟踪算法无法对其进行有效跟踪^[1]。近年来,国内外学者提出了“群”的概念,将多个存在协同性和一致性的运动目标作为整体进行建模,如“蜂群”无人机、低空的飞机编队以及海面舰艇编队等^[2]。群在运动过程中可能发生加(减)速、转弯等整体机动以及分离、合并等特殊机动,中心群跟踪(Centroid Group Tracking, CGT)算法通过计算群的中心对群的整体进行跟踪,计算复杂度相对较小,是目前较为常用的群目标跟踪算法之一^[3]。

关联波门是指以目标的一步预测为中心,用来确定目标的观测值可能出现范围的一块区域^[4]。波门的大小主要依赖于预测误差、正确接收回波的概率、雷达测量误差等其他因素,应最大

可能地使得真实量测落入其中,同时尽量避免引入杂波^[5-7]。当群目标发生上述机动时,由于跟踪算法的参数设置难以与目标实际运动模式完全匹配,波门内可能没有真实量测,因此出现误跟甚至失跟的现象。

以交互式多模型(Interacting Multiple Model, IMM)算法^[8-9]为代表的动态多模型算法考虑了各模型间的切换,采用混合估计跟踪目标运动状态。IMM算法较高的效费比,使其迅速成为该领域研究的主要方向,相应的改进算法也被大量提出^[10]。

针对上述问题,本文首先将IMM算法与CGT算法结合,利用最新量测信息将转移概率改进为自适应;其次,设计了一种自适应关联波门的CGT算法,针对群整体机动及分离机动,能够自适应对关联波门进行调整。本文创新点在于将自

收稿日期: 2018-11-20; 录用日期: 2019-02-16; 网络出版时间: 2019-03-05 13:29

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190301.1613.003.html

基金项目: 国家自然科学基金(61671453); 安徽省自然科学基金(1608085MF123)

* 通信作者. E-mail: bdpeei@163.com

引用格式: 杜明洋, 毕大平, 潘继飞, 等. 自适应关联波门机动群目标跟踪算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(7): 1435-1443. DU M Y, BI D P, PAN J F, et al. Maneuvering group target tracking algorithm with adaptive correlation gate[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(7): 1435-1443 (in Chinese).

适应转移概率的多模型算法与 CGT 算法相结合以跟踪群的机动行为,将分离和整体机动时的跟踪波门改进为自适应以提高跟踪精度。仿真实验证明本文算法提高了杂波背景下对机动群目标跟踪的精度,具有实用价值。

1 转移概率自适应 IMM-CGT 算法

1.1 IMM-CGT 算法

CGT 算法通过计算当前时刻椭圆波门内确认量测的中心坐标,将航迹预测中心和确认量测中心进行关联。利用群的速度预测下一时刻群波门,外推点作为波门中心,落入波门内的量测用于群的更新。将 IMM 算法与 CGT 算法结合,利用多个模型间的交互作用,可以实现机动情形下对群中心的跟踪估计,具体流程如下:

假设有一批由 T 个目标组成的飞机编队,系统的状态方程为

$$\mathbf{X}(k+1) = \mathbf{F}(k)\mathbf{X}(k) + \mathbf{G}(k)\mathbf{u}(k) + \mathbf{V}(k) \quad (1)$$

式中: $\mathbf{F}(k)$ 为状态转移矩阵; $\mathbf{G}(k)$ 为输入控制矩阵; $\mathbf{u}(k)$ 为输入信号; $\mathbf{V}(k)$ 为零均值高斯白噪声; $\mathbf{X}(k+1)$ 为群中心的全局状态向量,在二维坐标系中, $\mathbf{X}(k+1) = [x \quad \dot{x} \quad y \quad \dot{y}]^T$ 。

系统的量测方程为

$$\mathbf{z}(k) = \mathbf{H}(k)\mathbf{X}(k) + \mathbf{W}(k) \quad (2)$$

式中: $\mathbf{H}(k)$ 为量测矩阵; $\mathbf{z}(k)$ 为时刻群中心的量测值; $\mathbf{W}(k)$ 为均值为零的高斯白噪声。设 $\mathbf{Z}(k)$ 为 k 时刻的量测集合:

$$\mathbf{Z}(k) = \{\mathbf{z}^i(k)\}_{i=1}^{m_k} \quad (3)$$

其中: m_k 为 k 时刻的量测个数。

1) 状态估计的交互作用

设从模型 i 转移到模型 j 的转移概率为 P_{ij} ,

其中 $i, j = 1, 2, \dots, N$, 令 $\hat{\mathbf{X}}^i(k|k)$ 为 k 时刻模型 i 中群中心的状态估计, $\mathbf{P}^i(k|k)$ 为相应的状态协方差矩阵, $\mu_i(k)$ 为 k 时刻模型 i 的概率, 则交互后的滤波器输入为

$$\hat{\mathbf{X}}^{oj}(k|k) = \sum_{i=1}^N \hat{\mathbf{X}}^i(k|k)\mu_{i|j}(k|k) \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{P}^{oj}(k|k) = & \sum_{i=1}^N \{ \mathbf{P}^i(k|k) + [\hat{\mathbf{X}}^i(k|k) - \hat{\mathbf{X}}^{oj}(k|k)] \cdot \\ & [\hat{\mathbf{X}}^i(k|k) - \hat{\mathbf{X}}^{oj}(k|k)]^T \} \mu_{i|j}(k|k) \end{aligned} \quad (5)$$

式中: $\mu_{i|j}(k|k) = \frac{1}{C_i} P_{ij} \mu_i(k)$, $C_i = \sum_{i=1}^N P_{ij} \mu_i(k)$ 。

2) 针对群中心一步预测建立关联波门

将交互后的群中心状态向量 $\hat{\mathbf{X}}^{oj}(k|k)$ 及协方差 $\mathbf{P}^{oj}(k|k)$ 与观测值 $\mathbf{Z}(k)$ 作为 k 时刻第 j 个模型的输入值, 可得 $\hat{\mathbf{X}}^j(k+1|k)$ 和 $\mathbf{P}^j(k+1|k)$ 。定义落入确认波门内的量测必须满足以下条件:

$$d_i^2 = \mathbf{v}_j'(k+1)^T \mathbf{S}_j^{-1} \mathbf{v}_j'(k+1) < d_{\max}^2 \quad (6)$$

式中: $\mathbf{v}_j'(k+1)$ 为量测 $\mathbf{z}_j'(k+1)$ 相对群中心量测预测值 $\hat{\mathbf{z}}^j(k+1|k)$ 的新息; d_i^2 为归一化距离; d_{\max}^2 为可允许的归一化距离的最大值; \mathbf{S}_j 为归一化方差矩阵^[1], 与群中量测分布有关。

3) 建立新群

选择候选回波中归一化距离最小的量测作为该群的种子量测。设定有关种子量测的临近标准, 判断所有量测是否在以该种子量测为中心的群内。计算新群中心 $\hat{\mathbf{z}}^j(k+1)$ 和分布矩阵。

4) 模型条件滤波

利用 Kalman 滤波计算模型 j 估计群中心的滤波新息 $\mathbf{v}_j(k+1)$ 、增益 $\mathbf{K}_j(k+1)$ 、协方差更新 $\mathbf{P}^j(k+1|k+1)$ 以及状态更新 $\hat{\mathbf{X}}^j(k+1|k+1)$ 。

5) 模型概率更新

假定服从高斯分布, 则模型 j 的可能性为

$$\begin{aligned} \Lambda_j(k+1) = & \frac{1}{\sqrt{|2\pi\mathbf{S}_j|}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} [\mathbf{v}_j^T(k+1) \cdot \right. \\ & \left. \mathbf{S}_j^{-1} \mathbf{v}_j(k+1)] \right\} \end{aligned} \quad (7)$$

则模型 j 的概率更新为

$$\mu_j(k+1) = \frac{1}{C} \Lambda_j(k+1) \bar{C}_j \quad (8)$$

式中: $C = \sum_{i=1}^N \Lambda_i(k+1) \bar{C}_i$ 。

6) 输出融合

利用模型概率对各个子滤波器的输出进行融合, 得到群中心的状态和协方差估计为

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{X}}(k+1|k+1) = & \sum_{i=1}^N \hat{\mathbf{X}}^i(k+1|k+1) \cdot \\ & \mu_i(k+1) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{P}(k+1|k+1) = & \sum_{i=1}^N \{ \mathbf{P}^i(k+1|k+1) + \\ & [\hat{\mathbf{X}}^i(k+1|k+1) - \hat{\mathbf{X}}(k+1|k+1)] \cdot \\ & [\hat{\mathbf{X}}^i(k+1|k+1) - \\ & \hat{\mathbf{X}}(k+1|k+1)]^T \} \mu_i(k+1) \end{aligned} \quad (10)$$

1.2 转移概率自适应

传统 IMM 算法中 Markov 转移概率是根据先验信息或人为主观确定的^[11], 并且在估计过程中

保持不变,由于目标的机动性和先验信息的失真,固定的转移概率不能反映目标运动模式的转换,造成了一定的估计误差,因此需要通过后验信息对转移概率进行实时地修正^[12]。文献[13]指出模型集应尽可能选择在目标真实运动模式附近,跟踪精度才越高。

文献[14]指出,模型转移概率是采样时间的函数,即

$$P_{ij}(k-1) \triangleq P\{M_j(k) | M_i(k-1), \mathbf{Z}(k-1)\} \quad (11)$$

式中: $M_j(k)$ 为模型的时间, $j=1,2,\dots,N$,从 $M_i(k-1)$ 到 $M_j(k)$ 服从马氏链。一步预测概率为

$$P_{ij}(k-1|k) \triangleq P\{M_j(k) | M_i(k-1), \mathbf{Z}(k)\} \quad (12)$$

利用贝叶斯定理,式(12)可以表示为

$$P_{ij}(k-1|k) = \frac{1}{c_i(k-1)} P_{ij}(k-1) \lambda_{ij}(k) \quad (13)$$

式中: $c_i(k-1) = \sum_{j=1}^N P_{ij}(k-1) \lambda_{ij}(k)$ 表示归一化因子; $\lambda_{ij}(k)$ 为在2个相邻采样时刻的模型和量测序列 $\mathbf{Z}(k)$ 的条件下 z_k 的概率密度,即

$$\lambda_{ij}(k) = f(z_k | M_j(k), M_i(k-1), \mathbf{Z}(k-1)) \quad (14)$$

其中: $f(\cdot)$ 为概率密度函数; $\mathbf{Z}(k-1)$ 用模型 i 的滤波估计值近似,所以式(14)可以表示为

$$\lambda_{ij}(k) \approx f(z_k | M_j(k), M_i(k-1), \hat{\mathbf{X}}^i(k-1|k-1)) \quad (15)$$

对于量测序列 $\mathbf{Z}(k)$,假设转移概率在时间间隔 k 到 $k+1$ 不变,即

$$P\{M_j(k+1) | M_i(k), \mathbf{Z}(k)\} \approx P\{M_j(k) | M_i(k-1), \mathbf{Z}(k)\} \quad (16)$$

所以, $P_{ij}(k) \approx P_{ij}(k-1|k)$ 。

对所有的 $i, j=1, 2, \dots, N, i \neq j$,初值设为

$$\begin{cases} P_{ii}(0) = r \\ P_{ij}(0) = (1-r)/(N-1) \end{cases} \quad (17)$$

式中: r 为常数,且 $0 \leq r \leq 1$ 。除了在循环开始的时候要设置初值,在实际应用中,当 $P_{ij}(k) = 0$ 或 1 时,需在算法的进程中进行重新初始化。

2 关联波门自适应的 CGT 算法

关联波门指的是在给定概率 P_c 条件下,包含目标量测的最小体积空间,它是以被跟踪目标的一步预测为中心,确定该目标下一时刻可能出现的一块区域^[15]。群在运动过程中可能出现加(减)速、转弯等整体机动以及分离、合并等特殊

机动,造成关联波门内有效量测数目减少,使得估计误差增大。因此,在机动时刻需要调整波门,确保真实量测落入。以群的整体转弯和群分离为例,失跟示意图如图1所示。

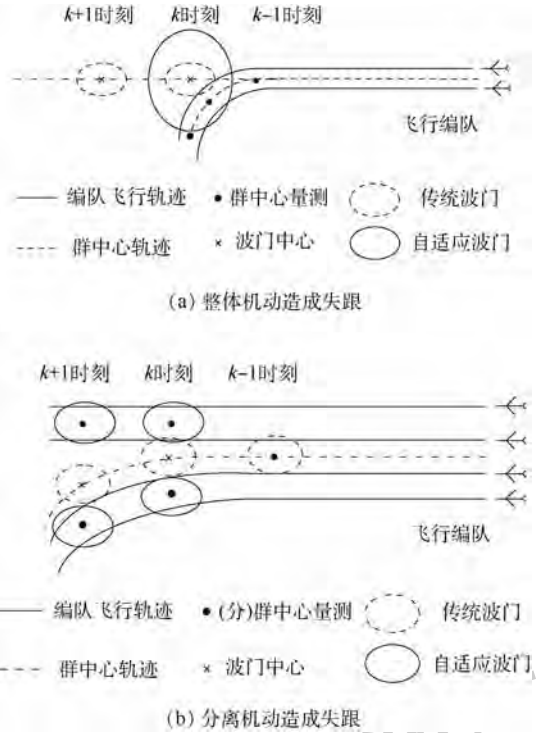


图1 群目标失跟示意图

Fig.1 Schematic diagram of losing group target

2.1 整体机动的自适应关联波门

设 $\hat{\mathbf{X}}^i(k+1|k)$ 为模型 i 对群中心状态 $k+1$ 时刻的一步预测值。关联波门的区域大小计算公式为^[16]

$$V_c = c_{n_z} \gamma^{n_z} |\mathbf{S}(k)|^{1/2} \quad (18)$$

式中: n_z 为目标量测向量的维数; c_{n_z} 为与量测向量维数相关的常量; γ 为关联波门门限值。可见通过修正新息协方差可以对关联波门进行调整。根据真实的新息协方差 $\mathbf{S}(k)$ 计算公式,采用最大机动模型对应的协方差对 $\mathbf{S}(k)$ 进行自适应调整,即

$$\bar{\mathbf{S}}(k) = \mathbf{S}(k) + \mathbf{H}(k) \left(\sum_{i=1}^p \mathbf{M}_{\sigma_{\max}}^i \right) \mathbf{H}^T(k) \quad (19)$$

式中: p 为波门放大次数; $\mathbf{M}_{\sigma_{\max}}^i$ 为第 i 次的扩展步长,此处设为最大机动水平所对应模型的协方差矩阵。假设 k 时刻模型 j 的机动水平最大,即

$$j = \arg \max_{j=1,2,\dots,N} |\mathbf{S}(k) + [\hat{\mathbf{z}}^j(k|k-1) - \hat{\mathbf{z}}(k|k-1)] \cdot [\hat{\mathbf{z}}^j(k|k-1) - \hat{\mathbf{z}}(k|k-1)]^T| \quad (20)$$

p 值的选取对跟踪效果也有一定的影响。若 p 值过小,当目标发生较大的机动时,将出现量测丢失;若 p 值过大,波门内的候选回波中就会出现

杂波,并且当波门过大时,滤波器需要处理的数据增多,因此影响了跟踪的实时性。上述2种情况都会影响群内量测的分布情况,从而影响群中心的估计精度。

下面计算增大新息协方差带来的跟踪误差。在单次递推计算中,由于新息协方差的调整,最终的滤波输出发生了相应变化。

滤波增益:

$$\mathbf{K}^T(k) = \mathbf{P}(k|k-1)\mathbf{H}^T(k)[\bar{\mathbf{S}}(k)]^{-1} \quad (21)$$

滤波输出:

$$\hat{\mathbf{X}}^T(k|k) = \hat{\mathbf{X}}^T(k|k-1) + \mathbf{K}^T(k)[z(k) - \mathbf{H}(k)\hat{\mathbf{X}}^T(k|k-1)] \quad (22)$$

$$\text{var}[\tilde{\mathbf{e}}(k)] = [\hat{\mathbf{X}}(k|k) - \hat{\mathbf{X}}^T(k|k)]^T [\hat{\mathbf{X}}(k|k) - \hat{\mathbf{X}}^T(k|k)] \quad (23)$$

式中:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{e}}(k) &= \hat{\mathbf{X}}(k|k) - \hat{\mathbf{X}}^T(k|k) = [\mathbf{K}^T(k) - \\ &\mathbf{K}(k)][z(k) - \mathbf{H}(k)\hat{\mathbf{X}}^T(k|k-1)] = \\ &\mathbf{P}(k|k-1)\mathbf{H}^T(k) \left\{ [\mathbf{S}(k) + \right. \\ &\left. \mathbf{H}(k) \left(\sum_{i=1}^p \mathbf{M}_{\sigma_{\max}^i} \right) \mathbf{H}(k)^T \right]^{-1} - \\ &\left. [\mathbf{S}(k)]^{-1} \right\} [z(k) - \mathbf{H}(k)\hat{\mathbf{X}}^T(k|k-1)] \end{aligned} \quad (24)$$

2.2 分离机动的自适应关联波门

1) 群分离检测

假设群目标在某一时刻分离为2个小群。在原有的 IMM-CGT 算法结构中,将距离一步预测值最近的回波作为种子量测,而后建立新群;在群分离场景中,分离后的各分群间距将随时间递增,因此,大群中心的一步预测值可能更靠近某一分群,致使在建立新群时,另一分群的量测可能无法进入波门,所以关联波门内量测数量骤减。因此实际滤波值并不是两分群的中心,而是偏向了某一分群,即“群中心拖引”。三分群等更多分群的原理类似。因此,可以将群内目标数量估计的变化率作为检测群分离的依据。若某一时刻该值超过阈值 η ,则判定为群分离。

2) 群划分

检测到群分离后,本文基于 k 均值 (k -means) 聚类,将分离后的大群划为若干个分群进行跟踪。具体步骤如下:

步骤 1 预设聚类小群的数量 n 。

步骤 2 选择聚类中心。选择彼此距离尽量

远的点作为聚类中心,即“最远”原则,这样能够选出极有可能不在同一簇的点^[17],主要分为以下几步:①随机选择接收回波中的某一量测点作为第1个聚类中心。②计算剩余点到第1个聚类中心的距离,从中选择最大距离对应的点作为第2个聚类中心。③分别计算剩余点到前2个聚类中心的距离,2个距离中的较小值作为该点到前2个聚类中心的“得分”,选择“得分”最高对应的点作为第3个聚类中心。④以此类推,完成聚类中心的初始化。

步骤 3 根据群内各点与聚类中心的几何距离,形成 n 个分群。而后采用 1.1 节中的方法计算各分群的种子量测、建立新群及滤波更新,对于分离后的群目标,若发生加(减)速、转弯等整体机动,同样采用 2.1 节方法自适应调整波门。

综上,自适应关联波门的 IMM-CGT 算法流程图如图 2 所示。

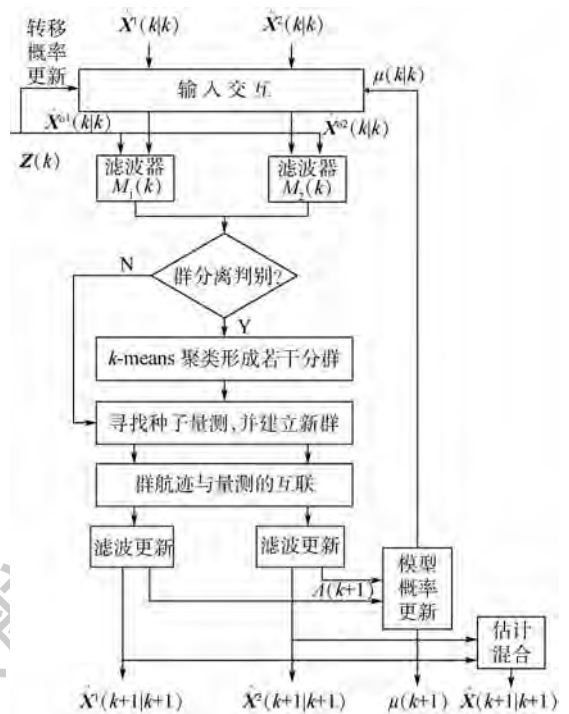


图 2 自适应关联波门 IMM-CGT 算法流程图

Fig. 2 Flowchart of IMM-CGT algorithm with adaptive correlation gate

3 仿真实验

利用 MATLAB 仿真软件进行 Monte Carlo 实验,验证改进算法的有效性实验结果的评价指标采用跟踪估计的均方根误差 (RMSE)、失跟率和平均有效量测数量,将 RMSE 定义为

$$E(k) = \sqrt{\frac{1}{N_m} \sum_{c=1}^{N_m} [\mathbf{x}^c(k|k) - \hat{\mathbf{x}}(k|k)]^2} \quad (25)$$

式中: N_m 为 Monte Carlo 仿真次数; $\mathbf{x}^c(k|k)$ 和 $\hat{\mathbf{x}}(k|k)$ 分别为第 c 次运行时 k 时刻群目标中心状态的真实值和估计值。目标状态在本实验中选取位置。

定义失跟率为目标失跟次数与仿真次数的比率。若连续 k_1 个采样周期位置估计误差 Δ_p 都超过失跟检测阈值 Δ_{p0} , 则判定为失跟。对于两坐标雷达, 有

$$\Delta_p = \sqrt{\Delta_x^2 + \Delta_y^2} \quad (26)$$

式中: Δ_x 、 Δ_y 分别为 x 和 y 方向上的位置估计误差。 k_1 取 4, Δ_p 取量测标准差的 5 倍。

平均有效量测数量表示在未失跟的仿真中, 有效量测数量之和在仿真次数和采样次数上的平均, 可通过下式计算得到:

$$\bar{n} = \frac{1}{N_m N_s} \sum_{i=1}^{N_m} \sum_{k=1}^{N_s} n_{k,i} \quad (27)$$

式中: N_s 为单次 Monte Carlo 实验中的仿真步数; $n_{k,i}$ 为在第 i 次 Monte Carlo 实验中, 第 k 个采样时刻关联波门内有效量测的数量。

3.1 仿真条件

跟踪由 8 个目标组成的群目标, 群中各目标的初始位置在 (500, 1000) m 处随机产生, 各目标的间距在 150 ~ 300 m 之间, 模拟飞机编队, 目标在 x - y 平面内运动。检测概率 $P_d = 0.98$, 门概率 $P_C = 0.9997$, 关联波门的门限值 $\gamma = 16$, 量测误差为 100 m。采样间隔为 1 s, 仿真运动时间为 90 s, Monte Carlo 仿真次数为 50 次。在滤波过程中产生随机的杂波, 初始杂波密度 $\lambda = 10^{-6}$ 个/m², 杂波空间位置服从高斯分布, 个数服从泊松分布。IMM 算法的模型集选取匀速 (Constant Velocity, CV) 模型和协同转弯 (Coordinate Turn, CT) 模型, 初速度为 (300, 100) m/s, 转弯速率为 5 rad/s, 运动场景设置如表 1 所示。

表 1 运动场景

Table 1 Motion scenes

机动类型	机动时刻及行为
整体机动	$t = 0 \sim 30$ s, 匀速
	$t = 31 \sim 60$ s, 右转
	$t = 61 \sim 90$ s, 匀速
分离机动	$t = 0 \sim 34$ s, 匀速
	$t = 35$ s, 群分离
	分群 1: $t = 36 \sim 45$ s, 匀速; $t = 46 \sim 60$ s, 左转
	分群 2: $t = 36 \sim 60$ s, 右转

3.2 算法性能对比

1) IMM-CGT 算法性能分析

图 3 为杂波密度 $\lambda = 10^{-6}$ 个/m² 时 IMM-CGT 算法对群整体机动和分离机动场景下的运动轨迹

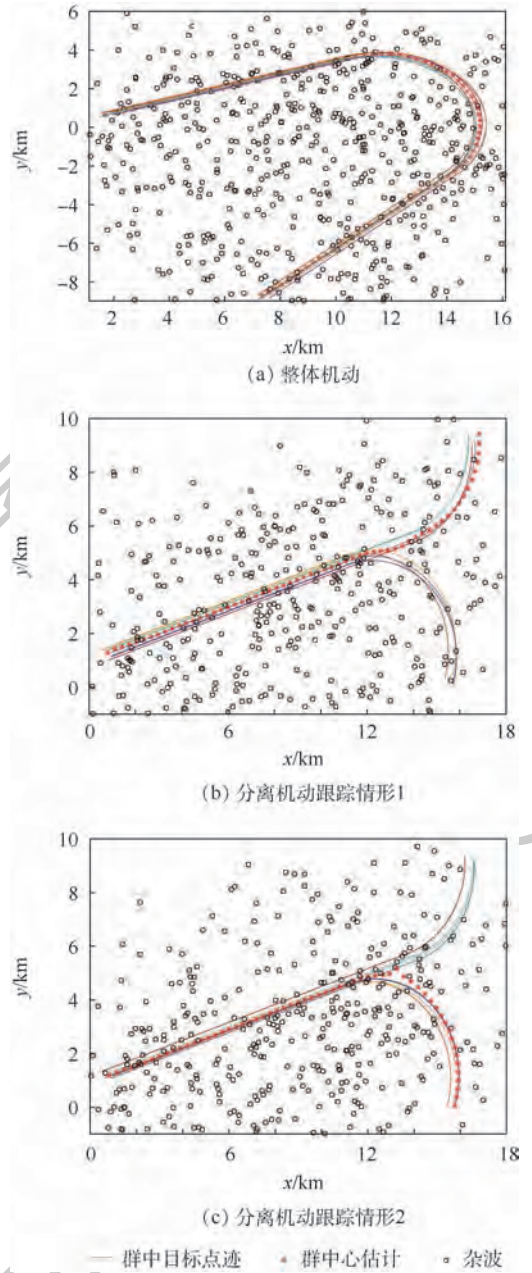


图 3 IMM-CGT 算法跟踪性能

Fig. 3 Tracking performance of IMM-CGT algorithm

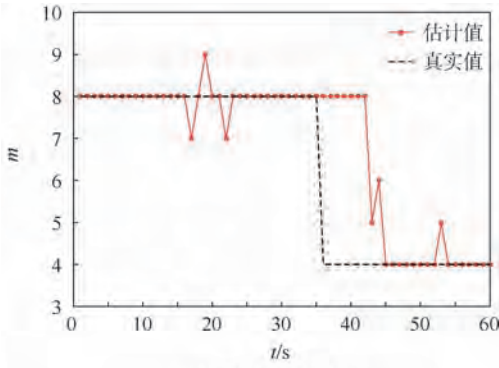
及群中心估计。

从图 3(b) 和 (c) 可以看出, 传统 IMM-CGT 算法跟踪分离后的群目标时, 大群中心的预测值偏向于其中某一分群, 而不是跟踪各分群的中心。

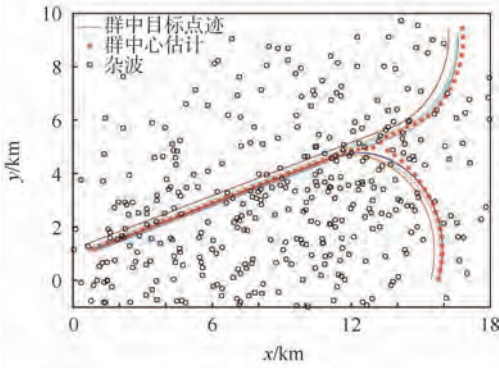
2) 群分离检测及跟踪

图 4 为本文算法对群分离场景的检测及跟踪。

由图 4(a) 可以看出, 由于传统 CGT 算法在群分离后发生了“群中心拖引”, 当群在 $t = 42$ s 时完全分离时, 群内的目标数量估计骤减, 故基于此进行群分离检测。由图 4(b) 可以看出, 本文提出的 IMM-CGT 算法能够对分群进行准确的跟踪。



(a) 群内目标数量估计



(b) 分群跟踪

图4 群分离检测与跟踪

Fig.4 Separation detection and tracking of group

3) 自适应转移概率的跟踪性能分析

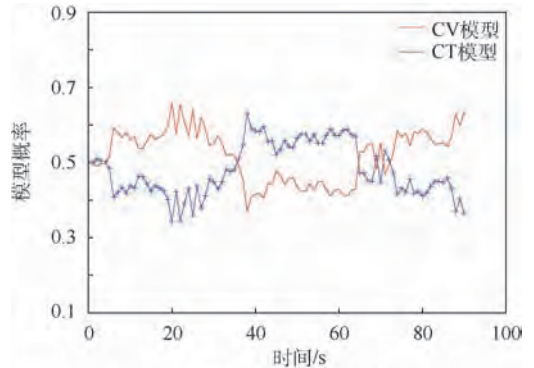
图5为杂波密度 $\lambda = 10^{-6}$ 个/ m^2 时固定模型转移概率与本文自适应算法的性能对比。

由图5(a)和(b)可以看出,相比于传统固定转移概率,本文算法能够根据目标机动自适应调整,增强了优势模型的主导作用。传统算法中优势模型概率的平均值为0.58,而在本文算法中,提高至0.7,有效地减少了模型间的不利竞争,由图5(c)可以看出估计误差减小。由于IMM算法本身存在着模型切换时间滞后的问题,自适应转移概率的算法也没有明显改善这一缺点,表现为机动时刻的误差相对较大。

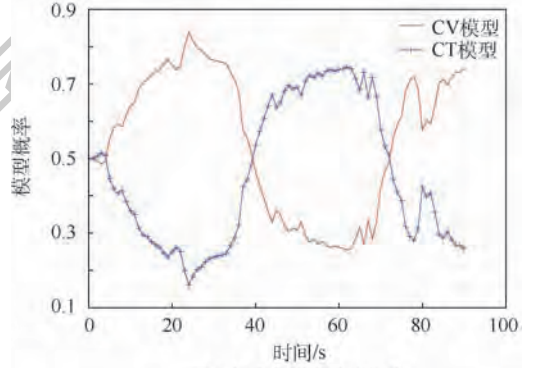
4) 自适应关联波门的跟踪性能分析

图6为传统波门与自适应关联波门在位置估计误差及目标数量估计方面的性能对比。表2和表3分别为不同杂波密度下,传统波门与自适应关联波门在失跟率及平均有效量测数量的对比。

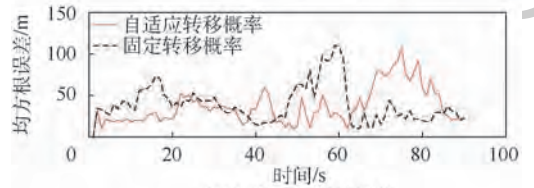
由图6(a)可以看出,通过自适应地实时调整波门大小,减少了机动时刻的真实量测丢失,所以在机动时刻,相对传统固定波门,估计误差有了明显的降低;从图6(b)可以看出,自适应关联波门的IMM-CGT算法对群内目标数量的估计更接



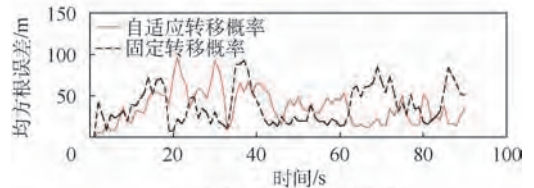
(a) 传统算法模型概率



(b) 自适应算法模型概率



(c1) x轴坐标估计误差



(c2) y轴坐标估计误差

(c) 位置估计误差比较

图5 自适应转移概率与固定转移概率性能比较

Fig.5 Performance comparison of adaptive and fixed transition probability

近于真实值,波门内量测数量的估计分布也相对集中。通过表2和表3数据可以看出,2种算法的失跟率和平均有效量测数量都随着杂波密度的增加而增加,在各种量测条件下,具有自适应关联波门的算法均能有效降低失跟率。

5) 不同波门放大次数对跟踪误差的影响

不同波门放大次数时位置估计的RSME结果如图7所示。由图7可知,适当放大波门可以减少因目标机动而造成的量测丢失,减小跟踪误差;但当波门放大次数超过某一范围时,波门内混入较多杂波,此时,杂波对估计群中心的影响将大于

丢失的真实量测,因此跟踪误差增大。该环境下最佳波门放大次数 $p=2$ 。

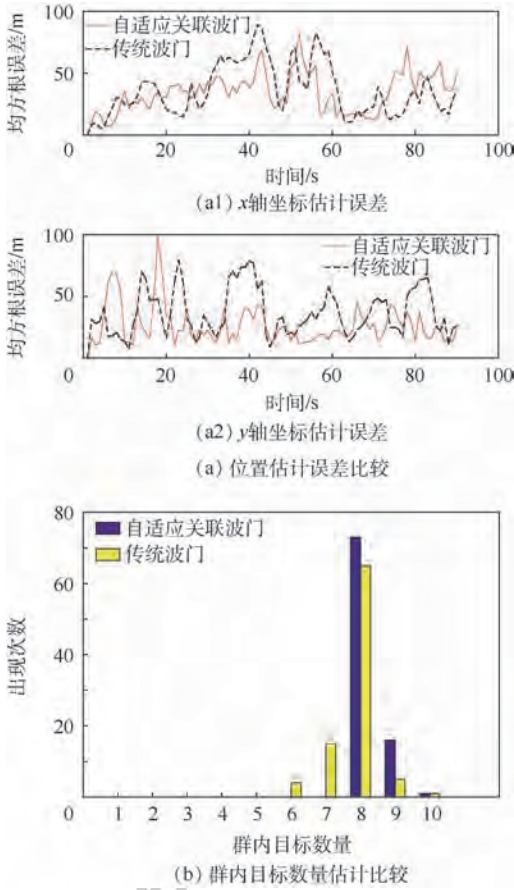


图6 自适应关联波门与传统波门性能比较
Fig. 6 Performance comparison of adaptive correlation gate and traditional gate

表2 不同杂波密度下的失跟率

Table 2 Tracking loss rate under different clutter density

$\lambda / (10^{-6} \text{个} \cdot \text{m}^{-2})$	自适应关联波门/%	传统波门/%
1	1.50	2.40
2	2.47	4.40
3	3.73	4.51
4	3.84	5.13
5	4.40	6.47

表3 不同杂波密度下的平均有效量测数量

Table 3 Average effective measurement number under different clutter density

$\lambda / (10^{-6} \text{个} \cdot \text{m}^{-2})$	自适应关联波门/%	传统波门/%
1	8.0889	7.9778
2	8.3333	7.6556
3	8.1778	8.4111
4	8.4111	8.3667
5	8.6222	8.3111

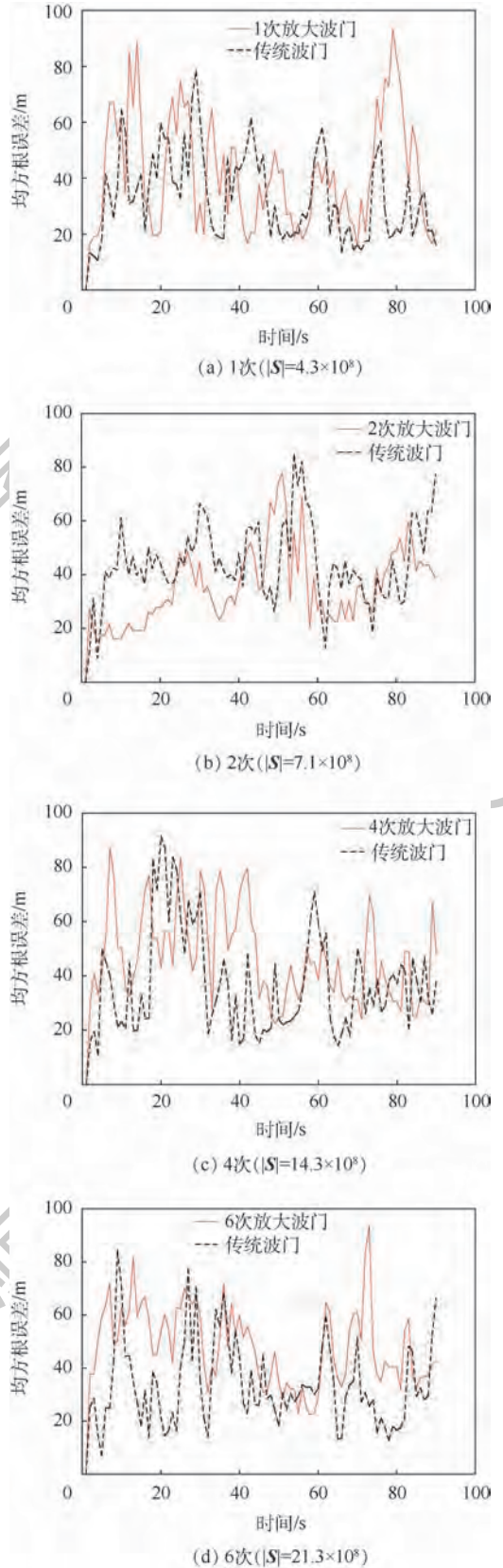


图7 不同波门放大次数的估计误差

Fig. 7 Estimation error for different gate enlarging times

4 结论

1) CGT 算法与 IMM 算法相结合,增强了对

群目标机动模式的适应性,通过将最新量测值引入转移概率的计算,通过后验信息对转移概率进行实时地修正,增强了优势模型的主导性,减小了模型间的“不利竞争”,降低了跟踪误差。

2) 针对机动时刻关联波门内真实量测丢失而导致的误跟甚至失跟的问题,结合群整体机动与分离机动特性,提出了一种群分离检测的方法并设计了群的自适应关联波门。利用新息协方差对机动时刻的关联波门进行自适应调整,提高了跟踪精度。

3) 仿真结果表明,本文算法减小了杂波背景下机动群目标跟踪的 RSME,降低了失跟率,提高了对群内目标数量估计的准确性。

参考文献 (References)

- [1] KOCH W. Bayesian approach to extended object and cluster tracking using random matrices[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2008, 44(3): 1042-1059.
- [2] 耿文东, 王元钦, 董正宏. 群目标跟踪[M]. 北京: 国防工业出版社, 2014: 15-27.
- GENG W D, WANG Y Q, DONG Z H. Group-targets tracking [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2014: 15-27 (in Chinese).
- [3] 李昌玺, 周焰, 郭戈, 等. 弹道导弹群目标跟踪技术综述[J]. 战术导弹技术, 2015(3): 66-73.
- LI C X, ZHOU Y, GUO G, et al. Summary of group tracking technology based on ballistic missile[J]. Tactical Missile Technology, 2015(3): 66-73 (in Chinese).
- [4] JI W Y, ROBERTS S J. Robust measurement validation in target tracking using geometric structure[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2010, 17(5): 493-496.
- [5] LOPEZ R, DANÈS P. Low-complexity IMM smoothing for jump markov nonlinear systems[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2017, 53(3): 1261-1272.
- [6] CHENG T, LI X R, HE Z. Comparison of gating techniques for maneuvering target tracking in clutter[C]// International Conference on Information Fusion. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2014: 1-8.
- [7] WANG M H, WAN Q, YOU Z S. A gate size estimation algorithm for data association filters[J]. Science in China Series F, 2008, 51(4): 425-432.
- [8] LI X R, JILKOV V P. Survey of maneuvering target tracking. Part I. Dynamic models[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2004, 39(4): 1333-1364.
- [9] LI X R, JILKOV V P. Survey of maneuvering target tracking. Part V. Multiple-model methods[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2005, 41(4): 1255-1321.
- [10] 周卫东, 孙天, 储敏, 等. 交互式多模型粒子滤波优化重采样算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(5): 865-871.
- ZHOU W D, SUN T, CHUN M, et al. Interacting multiple model particle filter optimization resampling algorithm[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(5): 865-871 (in Chinese).
- [11] ZHENG D, WANG S. A new interacting multiple model algorithm for maneuvering target tracking based on adaptive transition probability updating[C]// IET International Radar Conference. London: IET, 2015: 5-6.
- [12] 郭志, 董春云, 蔡远利, 等. 时变转移概率 IMM-SRCKF 机动目标跟踪算法[J]. 系统工程与电子技术, 2015(1): 24-30.
- GUO Z, DONG C Y, CAI Y L, et al. Time-varying transition probability based IMM-SRCKF algorithm for maneuvering target tracking[J]. System Engineering and Electronics, 2015(1): 24-30 (in Chinese).
- [13] GRANSTROM K, WILLETT P, BAR-SHALOM Y. Systematic approach to IMM mixing for unequal dimension states[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2015, 51(4): 2975-2986.
- [14] 宗群, 王丹丹, 邵士凯, 等. 多无人机协同编队飞行控制研究现状及发展[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2017, 49(3): 1-14.
- ZONG Q, WANG D D, SHAO S K, et al. Research status and development of multi UAV coordinated formation flight control [J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2017, 49(3): 1-14 (in Chinese).
- [15] GUO Y, THARMARASA R, RAJAN S, et al. Passive tracking in heavy clutter with sensor location uncertainty[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2016, 52(4): 1536-1554.
- [16] 靳标, 纠博, 苏涛, 等. 一种用于杂波中机动目标跟踪的自适应关联波门设计方法[J]. 西安交通大学学报, 2014, 48(10): 35-41.
- JIN B, JIU B, SU T, et al. A Method to design adaptive correlating gate for maneuvering target tracking in clutter[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2014, 48(10): 35-41 (in Chinese).
- [17] 杜明洋, 毕大平, 王树亮, 等. 一种混合的机动群目标分离检测跟踪算法[J]. 西安交通大学学报, 2018, 52(10): 116-123.
- DU M Y, BI D P, WANG S L, et al. A hybrid algorithm to detect and track maneuvering group target splitting[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2018, 52(10): 116-123 (in Chinese).

作者简介:

杜明洋 男, 硕士研究生。主要研究方向: 目标跟踪与雷达信号处理。

毕大平 男, 硕士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 电子对抗侦察和干扰新技术。

潘继飞 男, 博士, 副教授。主要研究方向: 雷达对抗技术与信号与信息处理技术。

王渊博 男, 硕士, 工程师。主要研究方向: 雷达信号处理技术。

Maneuvering group target tracking algorithm with adaptive correlation gate

DU Mingyang¹, BI Daping^{1,*}, PAN Jifei^{1,2}, WANG Yuanbo³

(1. College of Electronic Engineering, National University of Defense Technology, Hefei 230037, China;

2. Laboratory of Electronic Countermeasures Information Processing, Hefei 230037, China;

3. Unit 66026 of the PLA, Zhangjiakou 075146, China)

Abstract: A new maneuvering group target tracking algorithm based on adaptive correlation gate for solving measurement loss and increasing estimation error of centroid group tracking (CGT) algorithm when tracking maneuvering group target in clutter is proposed in this paper. First, CGT algorithm is combined with interacting multiple model (IMM) algorithm and the latest measurement information is used to modify the transition probability matrix. Second, a new adaptive correlation gate is designed when tracking overall and split maneuvering by the covariance of model innovation to guarantee valid measurements existing in the gate. The simulation results show that the proposed algorithm decreases the estimated error of traditional IMM algorithm with fixed transition probability matrix and increases the probability of dominant model from 0.58 to 0.7 on the one hand. On the other hand, the loss-target rate of adaptive gate designed in this paper is reduced by 30% compared to traditional gate on account of decreasing valid measurement during target maneuvering. The proposed algorithm has a certain practical value in engineering.

Keywords: group target; centroid group tracking (CGT); interacting multiple model (IMM); transition probabilities; correlation gate

Received: 2018-11-20; **Accepted:** 2019-02-16; **Published online:** 2019-03-05 13:29

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190301.1613.003.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61671453); Natural Science Foundation of Anhui Province, China (1608085MF123)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2018.0688

一类反馈型非线性系统的跟踪控制



虞江航, 徐军*, 黄雨可

(北京理工大学 宇航学院, 北京 100081)

摘 要: 为了完成对一类反馈型非线性系统的控制,研究了该类非线性系统。首先,根据 LaSalle 不变性原理论证了一类自治系统收敛的引理。然后,引入误差函数,通过误差函数的 Lyapunov 函数寻找使得误差函数渐近稳定的控制器,再根据引理得出系统状态所跟踪的轨迹全部收敛,从而使得系统状态均有界,系统的输出趋于输入;论述了控制器使系统状态稳定的条件,给出了闭环系统稳定性的证明。最后,给出了一个固定翼飞机纵向运动飞行控制系统的算例,并且按照所提的方法设计了控制器,在 MATLAB 的 Simulink 模块下进行了仿真验证。结果表明,对于阶跃信号和正弦信号,所提出的控制方法能够使得飞机俯仰角快速收敛跟踪指令。

关键词: 非线性系统; 反馈; Lyapunov 方法; 系统稳定性; 飞行控制系统

中图分类号: TP273

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2019)07-1444-07

非线性系统的控制问题一直是国内外研究的热点。目前非线性控制已与自适应控制、模糊控制和神经网络等学科紧密结合^[1-4]。反步法(backstepping)是解决非线性系统控制问题的重要方法之一,是一种递归设计算法,它是由 Lozano、Brogliato^[5]和 Kokotovic^[6]于 1992 年所提出的^[5-6],经过二十几年的发展,已逐渐成熟^[7-8],在工业生产、航空航天等领域均有广泛应用^[9-11]。

反步法主要是通过递归的方法,寻找使闭环系统稳定的 Lyapunov 函数,从而得到反馈控制器。反步法一大特点是递归。为了完成递归,保证闭环系统的稳定性,反步法需要系统满足在某次递归时,系统的 Lyapunov 函数仅包含此前递归设计中所稳定的状态。这对于系统本身的结构提出了一定的要求。满足反步法设计要求的系统称为严格反馈型系统。

本文提出了一种控制方法,对于某一类反馈

型非线性系统,无须再满足以上要求,从而改为满足一种有界要求。并且利用一个飞机纵向运动的算例说明了该方法的有效性。

1 问题的提出

考虑如下反馈型单输入单输出系统:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \boldsymbol{\phi}(\mathbf{x}) + \mathbf{b}u \\ y = \mathbf{c}\mathbf{x} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \cdots \ x_n]^T$ 为系统状态; u 为系统输入; y 为系统输出; $\boldsymbol{\phi}$ 为关于状态 \mathbf{x} 的非线性连续函数向量,满足局部 Lipschitz 条件; $\mathbf{b} = [0 \ \cdots \ 0 \ 1]^T$; $\mathbf{c} = [1 \ 0 \ \cdots \ 0]$; \mathbf{A} 为 $n \times n$ 维矩阵。

由于传统的反步法所要求的系统为严格反馈型系统,对于式(1)这样的系统,要求 \mathbf{A} 阵对角线及以下元素都为 0。除此之外,反步法所要求的 ϕ_i 仅仅是关于 x_1, x_2, \dots, x_i 的非线性函数。而在

收稿日期: 2018-11-22; 录用日期: 2019-02-16; 网络出版时间: 2019-02-26 13:42

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190225.1345.006.html

* 通信作者: E-mail: xujun2324@x263.net

引用格式: 虞江航, 徐军, 黄雨可. 一类反馈型非线性系统的跟踪控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(7): 1444-1450.

YU J H, XU J, HUANG Y K. Tracking control for a class of nonlinear systems in feedback form [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(7): 1444-1450 (in Chinese).

实际应用中,对象常常很难全部满足以上要求。此时无法利用反步法实现对系统的控制。所以研究针对这类系统的控制方法有重要意义。现研究一个无法满足以上要求的低阶的系统, A 和 ϕ 具有以下形式:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & p_{12} & \cdots & p_{1n} \\ & 0 & \ddots & \vdots \\ & & 0 & p_{(n-1)(n)} \\ & & & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\phi(x) = [\phi_1(x) \quad \phi_2(x) \quad \cdots \quad \phi_n(x)]^T \quad (3)$$

设计出使系统镇定的非线性控制器,完成系统的跟踪问题。

2 控制器的设计

设误差函数 $e = [e_1 \quad e_2 \quad \cdots \quad e_n]^T$:

$$\begin{cases} e_1 = x_1 - r(t) \\ e_2 = x_2 - \alpha_1(t) \\ \vdots \\ e_n = x_n - \alpha_{n-1}(t) \end{cases} \quad (4)$$

式中: $\alpha_{i-1}(t)$ 为状态 x_i 的期望轨迹; $r(t)$ 为指令信号,也即状态 x_1 的期望轨迹。 $r(t)$ 应满足二阶可导,且 $r(t)$ 及其导数应满足有界。

定理 1 形如式(1)的三阶系统,若系统满足:

$$1) \frac{p_{12}p_{23}}{p_{13}} > 0。$$

2) 设 D_c 为 \mathbf{R} 上一闭区间,当 $x_1 \in D_c, x_2, x_3 \in \mathbf{R}$ 时, ϕ_1 和 ϕ_2 有界。

当系统的输入定义为

$$u = \dot{\alpha}_2 - \phi_3 - p_{13}e_1 - p_{23}e_2 - k_3e_3 \quad (5)$$

式中:

$$\begin{cases} \alpha_1 = \frac{\dot{r} - \phi_1 - p_{12}e_2 - p_{13}e_2 - k_1e_1}{p_{12}} \\ \alpha_2 = \frac{\dot{\alpha}_1 - \phi_2 - k_2e_2}{p_{23}} \end{cases} \quad (6)$$

其中: k_1, k_2 和 k_3 为可调的参数,是正实数。则该系统镇定,系统的所有状态及控制信号有界。并且在理论上,跟踪误差最终趋于 0。

定理 2 形如式(1)的四阶系统,若系统满足:

$$1) \frac{p_{12}p_{24} + p_{13}p_{34}}{p_{14}} > 0 \text{ 且 } \frac{p_{12}p_{23}p_{34}}{p_{14}} > 0。$$

2) 设 D_c 为 \mathbf{R} 上一闭区间,当 $x_1 \in D_c, x_2, x_3, x_4 \in \mathbf{R}$ 时, ϕ_1, ϕ_2 和 ϕ_3 有界。

当系统的输入定义为

$$u = \dot{\alpha}_3 - \phi_4 - p_{14}e_1 - p_{24}e_2 - p_{34}e_3 - k_4e_4 \quad (7)$$

式中:

$$\begin{cases} \alpha_1 = \frac{\dot{r} - \phi_1 - p_{12}e_2 - p_{13}e_2 - p_{13}e_3 - p_{14}e_3 - k_1e_1}{p_{12}} \\ \alpha_2 = \frac{\dot{\alpha}_1 - \phi_2 - p_{23}e_3 - p_{24}\alpha_3 - k_2e_2}{p_{23}} \\ \alpha_3 = \frac{\dot{\alpha}_2 - \phi_3 - k_3e_3}{p_{34}} \end{cases} \quad (8)$$

其中: k_1, k_2, k_3 和 k_4 为可调的参数,是正实数。则该系统镇定,系统的所有状态及控制信号有界。并且在理论上,跟踪误差最终趋于 0。

为了证明上述定理,首先论证 2 个引理。

引理 1^[12] (LaSalle 不变性原理) 设 $f(x)$ 是定义域 $D_d \subset \mathbf{R}^n$ 上的局部 Lipschitz 函数, $\Omega \subset D_d$ 是一个紧集,并且是关于 $\dot{x} = f(x)$ 的正向不变集。设 $V(x)$ 为定义在区域 D_d 上的连续可微函数,在 Ω 内满足 $\dot{V}(x) \leq 0$ 。设 E 是 Ω 内所有满足 $V(x) = 0$ 的 x 组成的集合,记 J 是 E 内的最大不变集。那么当 $t \rightarrow \infty$ 时,始于 Ω 内的每个解都趋于 J 。最后,如果 $D_d = \mathbf{R}^n$,且 $V(x)$ 是径向无界的,那么对于任意初始状态 $x(0)$,当 $t \rightarrow \infty$ 时,轨迹 $x(t)$ 都将趋于 J 。

由上述引理 1,可以证明以下引理 2。

引理 2 考虑如下 n 维系统:

$$\dot{x} = -Mx + f(x) \quad (9)$$

式中: $f(x)$ 为定义在 \mathbf{R}^n 上的 n 维函数向量,满足 Lipschitz 条件。

$$f(x) = [f_1(x) \quad f_2(x) \quad \cdots \quad f_n(x)]^T \quad (10)$$

若满足:

1) M 的所有特征值均大于 0。

2) M 的特征空间维数等于 n 。

3) 存在常数 c_f ,使得任意 $x \in \mathbf{R}^n$,都有 $\|f(x)\| \leq c_f$ 。

则系统对于任意的初始状态 $x(0), t > 0$ 时 $\|x(t)\|$ 都满足有界。

证明 由于 $f(x)$ 的 2-范数有界,其各分量也都有界。所以存在实数序列 $\{a_n\}$ 和 $\{b_n\}$,使得 $a_i < f_i(x) < b_i$ 。设 \bar{x}_i 为 x 不包含 x_i 分量的向量,即 $\bar{x}_i = [x_1 \quad \cdots \quad x_{i-1} \quad x_{i+1} \quad \cdots \quad x_n]^T$,因此有

$$\begin{cases} a_i x_i < \int_0^{x_i} f_i(u, \bar{x}_i) du < b_i x_i & x_i > 0 \\ b_i x_i < \int_0^{x_i} f_i(u, \bar{x}_i) du < a_i x_i & x_i < 0 \end{cases} \quad (11)$$

取

$$V(x) = \frac{1}{2} x^T M^T x - \sum_{i=1}^n \int_0^{x_i} f_i(u, \bar{x}_i) du \quad (12)$$

用 2 个函数 $h_{\min}(x)$ 和 $h_{\max}(x)$ 来表示

$\sum_{i=1}^n \int_0^{x_i} f_i(u, \bar{x}_i) du$ 的下界和上界:

$$\begin{cases} h_{\min}(\mathbf{x}) = \boldsymbol{\alpha}^T \mathbf{x} \\ h_{\max}(\mathbf{x}) = \boldsymbol{\beta}^T \mathbf{x} \end{cases} \quad (13)$$

式中:

$$\begin{cases} \boldsymbol{\alpha}(\mathbf{x}) = [p_1(x_1) \quad p_2(x_2) \quad \cdots \quad p_n(x_n)]^T \\ \boldsymbol{\beta}(\mathbf{x}) = [q_1(x_1) \quad q_2(x_2) \quad \cdots \quad q_n(x_n)]^T \end{cases}$$

$$p_i(x_i) = \begin{cases} a_i & x_i > 0 \\ 0 & x_i = 0 \\ b_i & x_i < 0 \end{cases}$$

$$q_i(x_i) = \begin{cases} b_i & x_i > 0 \\ 0 & x_i = 0 \\ a_i & x_i < 0 \end{cases}$$

注意, $\boldsymbol{\alpha}$ 和 $\boldsymbol{\beta}$ 并不连续, 但 $h_{\min}(\mathbf{x})$ 和 $h_{\max}(\mathbf{x})$ 是连续的。令

$$\begin{cases} V_{\min}(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{M}^T \mathbf{x} - h_{\max}(\mathbf{x}) \\ V_{\max}(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{M}^T \mathbf{x} - h_{\min}(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (14)$$

所以有

$$V_{\min}(\mathbf{x}) \leq V(\mathbf{x}) \leq V_{\max}(\mathbf{x}) \quad (15)$$

$V(\mathbf{x})$ 对 t 求导:

$$\begin{aligned} \dot{V}(\mathbf{x}) &= \mathbf{x}^T \mathbf{M}^T \dot{\mathbf{x}} - \sum_{i=1}^n f_i(\mathbf{x}) \dot{x}_i = \mathbf{x}^T \mathbf{M}^T \dot{\mathbf{x}} - \mathbf{f}^T(\mathbf{x}) \dot{\mathbf{x}} = \\ &= [-\mathbf{x}^T \mathbf{M}^T + \mathbf{f}^T(\mathbf{x})] \dot{\mathbf{x}} = -\dot{\mathbf{x}}^T \dot{\mathbf{x}} = -\|\dot{\mathbf{x}}\|^2 \end{aligned} \quad (16)$$

可知, $\dot{V}(\mathbf{x})$ 对于任意 $\mathbf{x} \in \mathbf{R}^n$ 都有 $\dot{V}(\mathbf{x}) \leq 0$ 。取 $\Omega = \{\mathbf{x} \in \mathbf{R}^n \mid V(\mathbf{x}) \leq l\}$, l 是正实数。对于所有 $\mathbf{x} \in \Omega$, 有 $\dot{V}(\mathbf{x}) \leq 0$ 。若在 $t=0$ 时刻, $V(\mathbf{x}(0)) \leq l$, 那么 $\mathbf{x}(0)$ 处于 Ω 内, 所以 $\dot{V}(\mathbf{x}(0)) \leq 0$; 因此在下一时刻有 $V(\mathbf{x}(t)) \leq V(\mathbf{x}(0)) \leq l$ 。所以下一时刻的 $\mathbf{x}(t)$ 也包含在 Ω 内。从而对于所有的 $t > 0$, 都有 $\mathbf{x}(t) \in \Omega$ 。因此, Ω 是关于系统的正向不变集。

设 \mathbf{M} 的 n 个特征值为 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$, 由于 \mathbf{M} 的特征空间维数为 n , 所以有 n 个线性无关的特征向量。因此对于任意非零向量 $\mathbf{x} \in \mathbf{R}^n$, 总是存在 n 个实数 c_1, c_2, \dots, c_n , 使得

$$\mathbf{x} = \sum_{i=1}^n c_i \mathbf{p}_i \quad (17)$$

式中: \mathbf{p}_i 为对应特征值 λ_i 的特征向量。设 $\lambda_{\min}(\mathbf{M})$ 表示 \mathbf{M} 的最小特征值, 由式(14)、式(17), 有

$$\begin{aligned} V_{\min}(\mathbf{x}) &= \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{M}^T \mathbf{x} - h_{\max}(\mathbf{x}) = \\ &= \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{M}^T \sum_{i=1}^n c_i \mathbf{p}_i - \boldsymbol{\beta}^T \mathbf{x} = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \sum_{i=1}^n c_i \lambda_i \mathbf{p}_i - \\ &= \boldsymbol{\beta}^T \mathbf{x} \geq \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \lambda_{\min}(\mathbf{M}) \sum_{i=1}^n c_i \mathbf{p}_i - \boldsymbol{\beta}^T \mathbf{x} = \\ &= \frac{1}{2} \lambda_{\min}(\mathbf{M}) \mathbf{x}^T \mathbf{x} - \boldsymbol{\beta}^T \mathbf{x} \geq \\ &= \frac{1}{2} \lambda_{\min}(\mathbf{M}) \|\mathbf{x}\|^2 - \|\boldsymbol{\beta}\| \cdot \|\mathbf{x}\| \end{aligned} \quad (18)$$

$\|\mathbf{x}\| \rightarrow \infty$ 时, $\|\boldsymbol{\beta}\|$ 为实数, $\lambda_{\min}(\mathbf{M}) > 0$, 因此 $V_{\min}(\mathbf{x}) \rightarrow \infty$ 。 $V_{\min}(\mathbf{x})$ 是径向无界的, 对于 $V_{\max}(\mathbf{x})$ 也有相同的结果。又由式(15), 可以得出 $V(\mathbf{x})$ 也是径向无界的。所以对于任意一个 $l > 0$, 集合 $\Omega = \{\mathbf{x} \in \mathbf{R}^n \mid V(\mathbf{x}) \leq l\}$ 都是有界的。根据 Ω 的定义, 它又是一个闭集, 故 Ω 是一个紧集。设 $E = \{\mathbf{x} \mid V(\mathbf{x}) = 0, \mathbf{x} \in \Omega\}$, 则 $E = \{\mathbf{x} \mid \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{0}\}$ 。而 $\dot{\mathbf{x}} = -\mathbf{M}\mathbf{x} + \mathbf{f}(\mathbf{x}) = \mathbf{0}$ 就是系统的平衡点, 故 E 为不变集。其最大不变集 J 等于自身。根据引理1, 集合 Ω 是关于系统的正向不变的紧集, 在 Ω 内满足 $V(\mathbf{x}) \leq 0$ 。集合 $E = \{\mathbf{x} \mid V(\mathbf{x}) = 0, \mathbf{x} \in \Omega\}$, 其最大不变集 $J = E$ 。又 $V(\mathbf{x})$ 径向无界, 故对于任意的初始状态 $\mathbf{x}(0)$, 当 $t \rightarrow \infty$ 时, 轨迹 $\mathbf{x}(t)$ 都将趋于集合 J 。也就是系统的解 $\mathbf{x}(t) \rightarrow \mathbf{M}^{-1} \mathbf{f}(\mathbf{x})$ 。而 $\|\mathbf{f}(\mathbf{x})\|$ 有界, 因此 $\|\mathbf{x}(t)\|$ 在全局上都满足有界。证毕

接下来仅证明定理2, 定理1的证明方法与定理2类似。

证明 如式(1)的四阶系统状态方程可以写为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = p_{12}x_2 + p_{13}x_3 + p_{14}x_4 + \phi_1 \\ \dot{x}_2 = p_{23}x_3 + p_{24}x_4 + \phi_2 \\ \dot{x}_3 = p_{34}x_4 + \phi_3 \\ \dot{x}_4 = u + \phi_4 \end{cases} \quad (19)$$

考虑由误差函数 \mathbf{e} 构成的系统, 取正定函数 $V(\mathbf{e})$:

$$V(\mathbf{e}) = \frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{I} \mathbf{e} \quad (20)$$

式中: \mathbf{I} 为单位阵。则

$$V(\mathbf{e}) = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 + \frac{1}{2} e_3^2 + \frac{1}{2} e_4^2 \quad (21)$$

对 $V(\mathbf{e})$ 求导, 并且代入式(4)、式(19)得

$$\begin{aligned} \dot{V}(\mathbf{e}) &= e_1(\dot{x}_1 - \dot{r}) + e_2(\dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1) + e_3(\dot{x}_3 - \dot{\alpha}_2) + \\ &= e_4(\dot{x}_4 - \dot{\alpha}_3) = e_1(p_{12}e_2 + p_{12}\alpha_1 + p_{13}e_3 + p_{13}\alpha_2 + \\ &= p_{14}\alpha_3 + \phi_1 - \dot{r}) + e_2(p_{23}e_3 + p_{23}\alpha_2 + p_{24}\alpha_3 + \\ &= \phi_2 - \dot{\alpha}_1) + e_3(p_{34}\alpha_3 + \phi_3 - \dot{\alpha}_2) + e_4(\phi_4 + u + \\ &= p_{14}e_1 + p_{24}e_2 + p_{34}e_3 - \dot{\alpha}_3) \end{aligned} \quad (22)$$

利用 Lyapunov 逆向法,先令

$$\begin{cases} p_{12}e_2 + p_{12}\alpha_1 + p_{13}\alpha_2 + p_{14}\alpha_3 + \phi_1 - \dot{r} = -k_1e_1 \\ p_{23}\alpha_2 + p_{24}\alpha_3 + \phi_2 - \dot{\alpha}_1 = -k_2e_2 \\ p_{34}\alpha_3 + \phi_3 - \dot{\alpha}_2 = -k_3e_3 \end{cases} \quad (23)$$

最后令

$$u = \dot{\alpha}_3 - \phi_4 - p_{14}e_1 - p_{24}e_2 - p_{34}e_3 - k_4e_4 \quad (24)$$

则可以使得

$$\begin{aligned} \dot{V}(e) &= -k_1e_1^2 - k_2e_2^2 - k_3e_3^2 - k_4e_4^2 < 0 \\ e &\in \mathbf{R}^4, e \neq \mathbf{0} \end{aligned} \quad (25)$$

且 $V(e)$ 径向无界,则由误差函数 e 构成的系统全局渐近稳定。也就有当 $t \rightarrow \infty$, 有 $e \rightarrow \mathbf{0}$, 即 $x \rightarrow [r \ \alpha_1 \ \alpha_2 \ \alpha_3]^T$ 。注意,此时已有 x_1 有界。若能证明函数 α_1 、 α_2 和 α_3 在 $t \rightarrow \infty$ 时收敛,则有系统镇定,所有状态均有界。

由式(23),消去 α_3 得

$$\begin{cases} \dot{\alpha}_1 = -\frac{p_{12}p_{24}}{p_{14}}\alpha_1 - \left(\frac{p_{13}p_{24}}{p_{14}} - p_{23}\right)\alpha_2 + \\ \quad g_1(e, \dot{r}) - \frac{p_{24}}{p_{14}}\phi_1 + \phi_2 \\ \dot{\alpha}_2 = -\frac{p_{12}p_{34}}{p_{14}}\alpha_1 - \frac{p_{13}p_{34}}{p_{14}}\alpha_2 + \\ \quad g_2(e, \dot{r}) - \frac{p_{34}}{p_{14}}\phi_1 + \phi_3 \end{cases} \quad (26)$$

式中: g_1 和 g_2 为关于 e 和 \dot{r} 的连续函数。 e 收敛,信号的导数 \dot{r} 也有界,所以 g_1 和 g_2 有界。 x_1 有界时, ϕ_1 、 ϕ_2 和 ϕ_3 有界。由引理 2, α_1 和 α_2 有界。由式(23)第 1 式, α_3 为 α_1 、 α_2 和有界量的线性组合,所以 α_3 也有界。所以状态 x 都有界,因而 ϕ_4 有界。 α_3 满足局部 Lipschitz 条件,故 $\dot{\alpha}_3$ 也有界。由式(24)可知 u 也有界。所有状态及控制信号有界。 **证毕**

3 算 例

机体轴下,某固定翼飞机纵向运动的动力学方程与运动学方程分别为^[13]

$$\begin{cases} m(\dot{V}_u + V_w q) = -D \cos \alpha + L \sin \alpha - mg \sin \theta + \\ \quad T \cos \phi_T \\ m(\dot{V}_w - V_u q) = -D \sin \alpha - \\ \quad L \cos \alpha + mg \cos \theta - T \sin \phi_T \\ \dot{q} I_y = M + T z_T \end{cases} \quad (27)$$

$$\begin{cases} \dot{\theta} = q \\ \dot{V}_u = V \cos \alpha \\ \dot{V}_w = V \sin \alpha \end{cases} \quad (28)$$

式中: V 为飞行速度; V_u 和 V_w 分别为机体轴下飞行速度在 x 轴和 z 轴的分量; D 为阻力; L 为升力; T 为发动机推力; M 为俯仰力矩; α 为飞机迎角; θ 为速度倾角; q 为俯仰角速率; m 为飞机的质量; I_y 为绕 y 轴的转动惯量; z_T 为发动机推力线到重心的距离; ϕ_T 为推力线与机体轴的安装角。

做以下假设:

假设 1 T 为常数,即油门杆位置不变。

假设 2 V 为常数, $\dot{V} = 0$ 。只关心飞机姿态的变化,而不关注飞机速度的变化。

式(27)、式(28)可以化为

$$\begin{cases} \dot{\theta} = q \\ \dot{\alpha} = \frac{mg \cos(\theta - \alpha) - L - T \sin(\phi_T + \alpha)}{mV} + q \\ \dot{q} = \frac{M + T z_T}{I_y} \end{cases} \quad (29)$$

式中:

$$L = \frac{1}{2} \rho V^2 S_w C_L$$

$$M = \frac{1}{2} \rho V^2 S_w c_A C_M$$

其中: ρ 为飞机所在高度的空气密度; S_w 为机翼面积; c_A 为平均气动弦长; C_L 和 C_M 分别为升力系数和俯仰力矩系数。

假设 3 忽略升降舵对升力的作用。由于控制舵面的贡献主要是产生转动力矩,其生成的气动力很小。

因此升力系数可以写为

$$C_L = C_{L0} + C_{L\alpha} \alpha \quad (30)$$

式中: C_{L0} 为零升力系数; $C_{L\alpha}$ 为受迎角 α 影响的系数。

俯仰力矩系数写为两部分构成:一部分由控制升降舵偏角 δ_e 直接作用,另一部分由飞机当前状态决定。

$$C_{M2} = C_{M1}(\alpha, q) + C_{M2}(\alpha, \delta_e) \quad (31)$$

式中: $C_{M2} = -c_\delta(\delta_e + \alpha)$ ^[14], c_δ 为关于 δ_e 的一个正的常数; C_{M1} 由插值得出,不必知道其函数表达式。

设 $x = [\theta \ \alpha \ q]^T$, $u = \delta_e$, 系统可以写为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_3 \\ \dot{x}_2 = -c_\alpha x_2 + x_3 + \phi_2(x_1, x_2) \\ \dot{x}_3 = -c_e u + \phi_3(x_2, x_3) \end{cases} \quad (32)$$

式中: c_α 和 c_e 都为正实数。 c_α 、 c_e 和 ϕ_2 、 ϕ_3 表达式分别为

$$\begin{cases} c_\alpha = \frac{\rho V S_w C_{L\alpha}}{2m} \\ c_e = \frac{\rho V^2 S_w c_A c_\delta}{2I_y} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{\phi}_2 = \frac{g}{V} \cos(x_1 - x_2) + \frac{T}{mV} \sin(\phi_T + x_2) - \frac{\rho V S_w C_{L0}}{2m} \\ \dot{\phi}_3 = \frac{\rho V^2 S_w c_A}{2I_y} [C_{M1}(x_2, x_3) - c_\delta x_2] + \frac{Tz_T}{I_y} \end{cases}$$

可以看出, ϕ_2 满足定理 1 中的有界条件。作变量代换 $z = Tx$:

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & -c_\alpha & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (33)$$

式(32)变为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = c_\alpha z_2 + z_3 \\ \dot{z}_2 = z_3 + \phi_2 \\ \dot{z}_3 = -c_\alpha(z_3 + \phi_2) + c_e u + \phi_3 \end{cases} \quad (34)$$

再设

$$\varphi_2(z_1, z_2) = \phi_2(x_1, x_2)$$

$$\varphi_3(z_1, z_2, z_3) = -c_\alpha [z_3 + \phi_2(x_1, x_2)] + \phi_3(x_2, x_3)$$

式(34)变为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = c_\alpha z_2 + z_3 \\ \dot{z}_2 = z_3 + \varphi_2(z_1, z_2) \\ \dot{z}_3 = c_e u + \varphi_3(z_1, z_2, z_3) \end{cases} \quad (35)$$

显然, φ_2 也满足定理 1 中的有界条件。系统(35)满足定理 1 所有条件, 因此根据定理 1 可以设计出控制器。

以某喷气式飞机为例, 马赫数 $Ma = 1.2$, 飞行高度 $H = 16764 \text{ m}$, 将飞机及大气的各数据^[13-15]代入系统, 并且在 MATLAB 的 Simulink 模块下进行仿真验证。并用低通滤波器和限幅器对输入信号舵偏角 u 进行过滤。

1) 阶跃信号

对于给定的阶跃值 $r = 12^\circ$, 设计参数为 $k_1 = 5, k_2 = 10, k_3 = 1$, 飞机俯仰角变化如图 1 所示。

由图 1 可以看出, 俯仰角与指令信号的误差收敛的非常快, 在 $t = 5 \text{ s}$ 时几乎完成了对指令的跟踪, 并且稳态误差很小。阶跃信号下系统的 3 个状态变化如图 2 所示。

由图 2 可以看出, 系统的 3 个状态最终均收敛。俯仰角和俯仰角速率收敛较快, 迎角收敛于 5.6° , 故飞机将以 6.4° 的速度倾角爬升。

2) 正弦信号

对于正弦信号 $r = 25^\circ \sin(0.5t) + 5^\circ$, 飞机的

俯仰角变化如图 3 所示。

俯仰角在经过半个周期后, 已经完成了对指令的跟踪。这说明对于俯仰角剧烈变化的情形, 控制器依然能够有效完成跟踪。正弦信号下系统的 3 个状态变化如图 4 所示。

从图 4 中可以看出, 系统状态均随指令信号保持稳定的周期变化。

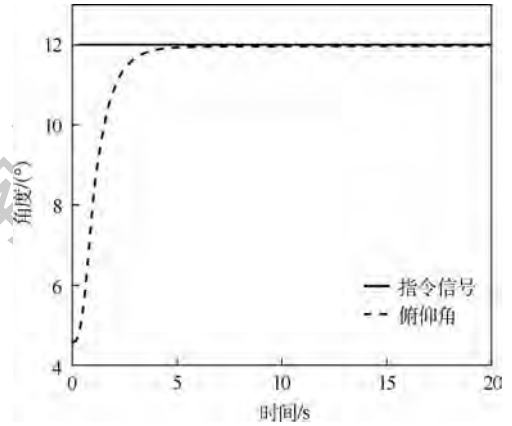


图 1 阶跃信号下俯仰角变化曲线

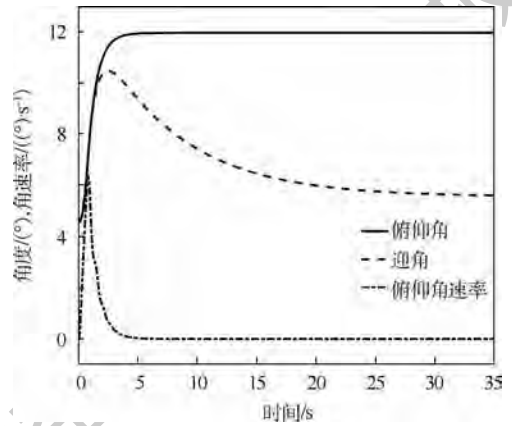


图 2 阶跃信号下系统状态变化曲线

Fig. 2 System states change curves under step signal

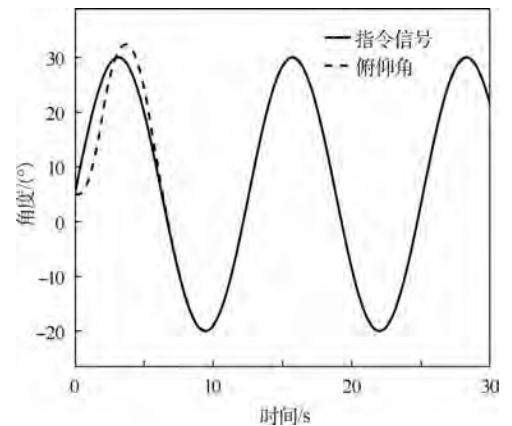


图 3 正弦信号下俯仰角变化曲线

Fig. 3 Pitch angle change curve under sinusoidal signal

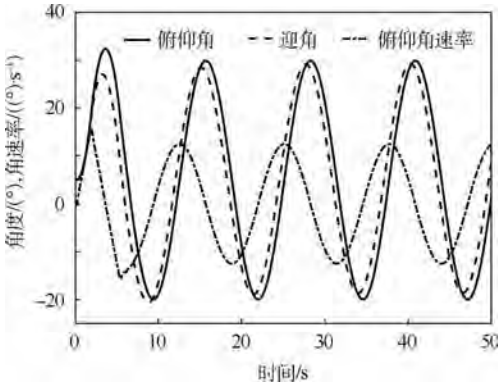


图 4 正弦信号下系统状态变化曲线

Fig. 4 System states change curves under sinusoidal signal

4 结 论

本文针对一类反馈型非线性系统,在系统低阶的情况下,提出了一种控制方法。该方法能保证系统所有状态即控制信号都有界。以某固定翼飞机纵向运动为例进行仿真,对于阶跃信号和大幅度剧烈变化的正弦信号,仿真结果说明:

1) 控制器能够保证闭环系统的稳定性,所有状态全部有界。

2) 控制器可以有效的完成跟踪任务,通过调整设计参数,跟踪误差可以收敛于满足需要的小范围内。

3) 系统输出的收敛速度非常快。

后续的工作将专注于控制系统的鲁棒性,以及将控制方法推广至高阶系统。

参考文献 (References)

- [1] WANG C, WEN C, LIN Y. Adaptive actuator failure compensation for a class of nonlinear systems with unknown control direction [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2016, 62 (1): 385-392.
- [2] CAI J, WEN C, SU H, et al. Adaptive backstepping control for a class of nonlinear systems with non-triangular structural uncertainties [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2016, 62 (10): 5220-5226.
- [3] FURQON R, CHEN Y J, TANAKA M, et al. An SOS-based control Lyapunov function design for polynomial fuzzy control of nonlinear systems [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2017, 25(4) : 775-787.
- [4] ZHANG W, LI C, HUANG T, et al. Stability and synchronization of memristor-based coupling neural networks with time-varying delays via intermittent control [J]. Neurocomputing, 2016, 173(P3) : 1066-1072.
- [5] LOZANO R, BROGLIATO B. Adaptive control of robot manipulators with flexible joints [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1992, 37(2) : 174-181.
- [6] KOKOTOVIC P. The joy of feedback; Nonlinear and adaptive [J]. IEEE Control Systems Magazine, 1992, 12(3) : 7-17.
- [7] KOKOTOVIC P, ARCAK M. Constructive nonlinear control: A historical perspective [J]. Automatica, 2001, 37(5) : 637-662.
- [8] QU Z. Robust control of nonlinear uncertain systems under generalized matching conditions [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1993, 40(8) : 1453-1460.
- [9] HOU Z G, ZOU A M, CHENG L, et al. Adaptive control of an electrically driven nonholonomic mobile robot via backstepping and fuzzy approach [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2009, 17(4) : 803-815.
- [10] 李海涛, 闫斌. 基于自适应反步的 DGMSMG 框架伺服系统控制方法 [J]. 北京航空航天大学学报, 2016, 42(4) : 703-710.
- LI H T, YAN B. Adaptive backstepping control method used in DGMSMG gimbal servo system [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42(4) : 703-710 (in Chinese).
- [11] 方一鸣, 任少冲, 王志杰, 等. 永磁同步电动机转速自适应模糊 Backstepping 控制 [J]. 电机与控制学报, 2011, 15(6) : 97-102.
- FANG Y M, REN S C, WANG Z J, et al. Adaptive fuzzy Backstepping control for speed of permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2011, 15(6) : 97-102 (in Chinese).
- [12] LASALLE J P. The extent of asymptotic stability [J]. Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America, 1960, 46(3) : 363-365.
- [13] 徐军, 杨亚伟. 飞机电传操纵系统 [M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2018: 65-74.
- XU J, YANG Y W. Aircraft fly-by-wire system [M]. Beijing: Beijing Institute of Technology Press, 2018: 65-74 (in Chinese).
- [14] XU H, MIRMIRANI M, IOANNOU P. Robust neural adaptive control of a hypersonic aircraft: AIAA-2003-5641 [R]. Reston: AIAA, 2003.
- [15] WANG Q, STENGEL R F. Robust nonlinear control of a hypersonic aircraft [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2000, 23(1) : 15-26.

作者简介:

虞江航 男, 硕士研究生。主要研究方向: 飞行动力学与控制。

徐军 男, 博士, 副教授。主要研究方向: 飞行动力学与控制、非线性微分几何控制、飞行控制系统原型技术。

黄雨可 男, 硕士研究生。主要研究方向: 飞行器总体设计。

Tracking control for a class of nonlinear systems in feedback form

YU Jianghang, XU Jun*, HUANG Yuke

(School of Aerospace Engineering, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: In order to achieve the control of a class of nonlinear systems in feedback form, the system is studied. First, according to LaSalle's invariance principle, the convergence of a class of autonomous systems is proved. The error function is introduced, and the Lyapunov function of the error function is used to find the controller which makes the error function asymptotically stable. Then, according to the lemma, the trajectories tracked by the system states are all converged, so that the system states are bounded and the output of the system converges to input. The condition and the proof of the stability of the closed-loop system are given. Finally, an example of longitudinal dynamics of a fixed-wing aircraft flight control system is presented, and the controller is designed according to the proposed method. The simulation is verified under the Simulink module of MATLAB. The results show that, for step signals and sinusoidal signals, the proposed controller can enable the pitch angle of aircraft to quickly converge the tracking command.

Keywords: nonlinear systems; feedback; Lyapunov methods; system stability; flight control systems

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2018.0598

随机误差对容腔瞬态换热试验影响分析及抑制



丁水汀^{1,2}, 邓长春^{1,2}, 邱天^{1,2,*}, 李江涵^{1,2}, 单晓明³, 贺宜红³

1. 北京航空航天大学 能源与动力工程学院, 北京 100083; 2. 航空发动机气动热力国家级重点实验室, 北京 100083;

3. 中国航发湖南动力机械研究所, 株洲 412000)

摘 要: 针对容腔瞬态换热试验中测试数据的随机误差被数据处理的差分过程放大的问题, 定量分析了随机测试误差对换热特性的影响, 并提出抑制方法。结果表明: 容腔内壁面对流换热特性误差对瞬态温度随机误差最为敏感, 导致换热特性试验结果不确定度高。将改进经验模态分解(EMD)算法应用于数据差分处理过程中可以有效抑制测试随机误差对换热特性的影响。在容腔充气过程中, 采用误差抑制方法后, 容腔壁面换热特性的最大误差从129.07%降到63.62%, 时均误差从25.24%降到8.12%。

关键词: 空气系统; 容腔; 随机误差; 误差分析; 经验模态分解

中图分类号: V231.1⁺3

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2019)07-1451-08

航空发动机空气系统是处于发动机主流道内侧、外侧的转子与静子或转、静子之间的联系各腔、间隙、流孔的空气流路的总称^[1]。广泛应用流体网络法^[2-12]计算空气系统压力分布、流量分配等参数。但目前能够计算瞬态换热特性的流体网络法在公开文献中鲜见报道。为弥补这一不足, 需开展空气系统元件瞬态换热试验。容腔元件作为典型瞬态元件, 是空气系统瞬态换热特性试验的基础研究元件。

国内外相关学者对容腔充放气过程进行过一系列研究。Dutton 和 Robert^[13]开展了单孔容腔充、放气试验, 对比了绝热模型和等熵模型的区别, 但未研究充、放气过程中的换热特性。Thornicroft 等^[14]针对单孔容腔充、放气过程, 利用模型与试验对比的方法确定多变过程中多变指数, 建立了可以预测容腔充、放气过程中腔内压力与温度随时间变化的模型。李世武^[15]、马崇扬^[16]等

对方腔内自然对流换热展开过数值模拟的研究。杨丽红^[17]对容腔放气过程进行过数值模拟研究, 并建立了热力学模型。郭钟华等^[18]针对气动真空系统中容腔, 利用“停止法”得出了真空抽吸过程中的换热系数。但此方法对于试验系统控制能力要求较为苛刻, 并不适用于大多数类型的试验。丁水汀、于航、邱天^[19-20]等利用一种非绝热单孔容腔瞬态响应的零维建模方法, 进一步表明非绝热容腔模型较绝热模型能够更精确地反映容腔的真实响应规律, 且在10 Hz的数采频率下对非绝热单孔容腔元件充气过程换热特性开展过试验研究, 获得了容腔元件的初步换热规律。

由于真实航空发动机空气系统中的瞬态响应时间在毫秒量级, 试验中为捕捉更准确的容腔瞬态换热特性, 需要提高数据采集频率。在高频状态下, 某些试验测试误差会被数据处理的差分过程放大。因此了解试验中换热特性对各种测试参

收稿日期: 2018-10-18; 录用日期: 2019-03-20; 网络出版时间: 2019-04-10 08:54

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190408.0851.001.html

基金项目: 航空发动机复杂系统安全性教育部长江学者创新团队(IRT0905)

* 通信作者: E-mail: qitian@buaa.edu.cn

引用格式: 丁水汀, 邓长春, 邱天, 等. 随机误差对容腔瞬态换热试验影响分析及抑制[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(7): 1451-1458. DING S T, DENG C C, QIU T, et al. Influence analysis and suppression of random error on cavity transient heat transfer test[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(7): 1451-1458 (in Chinese).

数随机误差的敏感性并掌握有效的误差抑制方法是试验成功的关键。为指导相关试验的开展,本文利用瞬态数值计算结果分析 50 Hz 数据采集频率下,测试随机误差对试验结果的影响。将利用计算流体力学(Computational Fluid Dynamics, CFD)技术计算所得的非绝热单孔容腔充气过程中满足各守恒定律的数据作为整个充气过程中真实数据。结合试验方案和现有技术水平,对相关数据附加噪声以模拟试验测试随机误差。将利用无噪声数据与有噪声数据算出的换热特性进行对比,分析换热特性误差对不同参数测试随机误差的敏感性。并利用改进经验模态分解(Empirical Mode Decomposition, EMD)^[21-23]算法对实验数据进行光顺处理,降低测试随机误差的影响。本文研究内容对空气系统中其他类型容腔元件的充放气过程换热特性试验的开展均有借鉴意义。

1 相关理论

1.1 物理模型

航空发动机空气系统中的一些腔室结构可抽象为单孔容腔结构^[24]。本文将实际航空发动机空气系统内部复杂单孔容腔结构简化为单孔方形腔,其物理模型如图 1 所示。方形腔边长 0.3 m,进气口是一收缩状的喷嘴,处于壁面中心位置。喷嘴进口直径为 30 mm,出口直径为 10 mm。

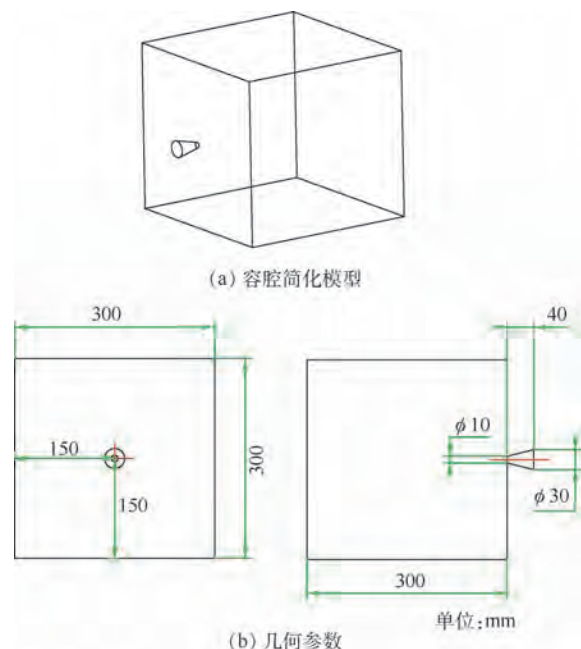


图 1 容腔物理模型

Fig. 1 Physical model of cavity

1.2 试验原理及测试方法

单孔容腔充气过程换热特性试验应用的假设与文献[19]中提出的假设相同。实际试验中根据能量守恒方程获取充气过程中的换热特性。单孔容腔在整个充气过程中任意时间段内满足开口系统能量守恒方程:

$$dU = dH + \delta Q \quad (1)$$

腔内气体的内能变化量 dU 等于流进的空气带来的焓值增量 dH 和腔内气体与容腔壁面的换热量 δQ 之和。在任一 Δt 时间段内, dU 和 dH 可以用向后差分的方法近似表示为

$$dU = c_v T(t) m(t) - c_v T(t - \Delta t) m(t - \Delta t) \quad (2)$$

$$dH = c_{p,in} T_{in} (m(t) - m(t - \Delta t)) \quad (3)$$

式中: c_v 为空气比定容热容; $T(t)$ 为腔内平均温度; $c_{p,in}$ 为进口空气比定压热容; T_{in} 为进口气流温度; $m(t)$ 为腔内 t 时刻气体质量; $\Delta t = 0.02$ s。腔内壁面与腔内气体交换的热流密度 q 表示为

$$q = \frac{\delta Q}{A \Delta t} \quad (4)$$

在计算热流密度的过程中,忽略喷嘴进口面积,即容腔表面积 A 与边长 L 的关系为: $A = 6L^2$ 。对流换热系数 h 及平均努塞尔数 Nu 表示为

$$h = \frac{q}{T_w - T(t)} \quad (5)$$

$$Nu = \frac{hL}{\lambda} \quad (6)$$

式中: T_w 为容腔壁面温度; λ 为空气导热系数。试验中所需测量的物理量包括 L 、 T_{in} 、 $T(t)$ 、 $m(t)$ 和 T_w 。其中 L 、 T_{in} 与 T_w 在试验中保持不变,属于稳态测量参数。 $T(t)$ 与 $m(t)$ 是瞬态测量参数。

针对 $T(t)$ 的测量,可以采用响应时间在毫秒量级的高频响热电偶^[25-27]。利用流量计测量进口流量随时间变化关系,再进行积分处理可测得 $m(t)$ 。但在目前的气体流量测量技术中,毫秒级的热式气体质量流量计往往在某些特定的流量下具备快速响应特性,流量测试范围也存在一定的局限^[28]。因此试验中难以实现 $m(t)$ 的直接测量。一种简单的方法是根据理想气体状态方程反推 $m(t)$,如式(7)所示:

$$m(t) = \frac{P(t)V}{R_g T(t)} \quad (7)$$

式中: $P(t)$ 为腔内平均压力; R_g 为气体常数; V 为容腔体积。此方法要求测量 $P(t)$ 。文献

[29-30]介绍的压阻型压力传感器可以满足本文试验频率要求。

1.3 数据样本的获取

样本数据来源于瞬态 CFD 结果。工质为理想气体。腔内温度变化不大时,忽略物性参数随温度变化的影响。物性参数如表 1 所示。进口气流温度为 295 K,进口绝对压力为 191 504 Pa,壁面温度为 400 K,进口喷嘴壁面绝热。腔内初始压力为 101 325 Pa,初始速度为 0,初始温度为 295 K。

CFD 结果如图 2 所示。充气初始阶段, $P(t)$ 与 $T(t)$ 快速增高。充气阶段结束后不再有外部气体对腔内进行能量补充,但腔内气体温度低于腔壁面温度,气体与壁面存在换热, $T(t)$ 缓慢升高, $P(t)$ 变化不明显。根据 CFD 结果可以确定在此工况下,充气过程大约持续 0.68 s,故取 0.68 s 前的计算数据作为样本数据。

表 1 理想气体物性参数

Table 1 Physical property parameters of ideal gas

参数	$c_p / (\text{J} \cdot (\text{kg} \cdot \text{K})^{-1})$	$\lambda / (\text{W} \cdot (\text{m} \cdot \text{K})^{-1})$	$\mu / (10^{-5} \text{kg} \cdot (\text{m} \cdot \text{s})^{-1})$	$R_g / (\text{J} \cdot (\text{kg} \cdot \text{K})^{-1})$
数值	1004.4	0.0261	1.831	287

2 误差分析

2.1 测试随机误差给定

随机误差是试验中难以消除的误差,大小取决于现有测试技术水平。本文试验中随机误差来源于试验件尺寸、气流压力与温度的测量。根据文献[31-39]介绍的高精度加工及测试技术,试验中各测试数据的误差给定如表 2 所示。稳态测试误差 δL 、 δT_{in} 与 δT_w 给定为常数,瞬态测试误差 $\delta P(t)$ 与 $\delta T(t)$ 按正态分布 3σ 原则^[40] 给定。

表 2 试验随机误差

Table 2 Random error in experiment

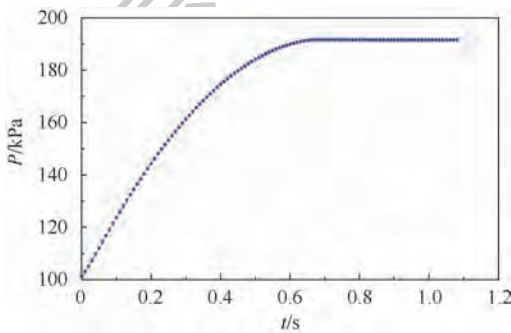
$\delta L / \text{mm}$	$\delta T_{in} / \text{K}$	$\delta T_w / \text{K}$	$\delta P(t) / \text{Pa}$	$\delta T(t) / \text{K}$
0.1	0.3	0.3	$N(0, 15^2)$	$N(0, 0.2^2)$

2.2 分析结果

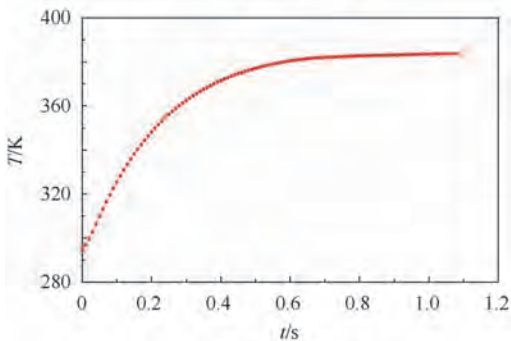
定义 Nu_{er} 为含有误差的努赛尔数,换热特性相对误差百分比 δNu 为

$$\delta Nu = \frac{|Nu_{er} - Nu|}{Nu} \times 100\% \quad (8)$$

表 2 给定的常数误差引起的结果误差如图 3 所示。几何尺寸的测量误差引起的换热特性误差为常数,相对误差只有 0.07%。在充气初始阶段的 0.02 s 内, δT_{in} 引起的误差存在误差峰值。因为这一时间段内腔内参数不严格符合集总假设,按照差分的方法算得的 dH 相对误差较大。在整个充气过程中由于非集总性引起的峰值较小,因此本文不对此进行详细研究。整个充气过程中常数误差引起的换热特性偏差先增后降。这是因为随着充气过程的进行,腔内温度与压力不断升高,对换热误差产生放大效应。到充气阶段后期,腔内压力与温度变化缓慢,进气流量不断下降直至



(a) 腔内平均压力



(b) 腔内平均温度

图 2 CFD 结果

Fig. 2 CFD results

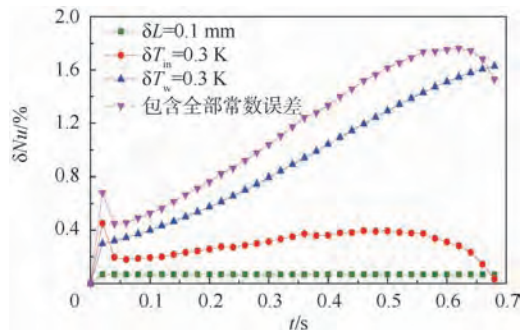


图 3 稳态误差对 Nu 的影响

Fig. 3 Influence of steady error on Nu

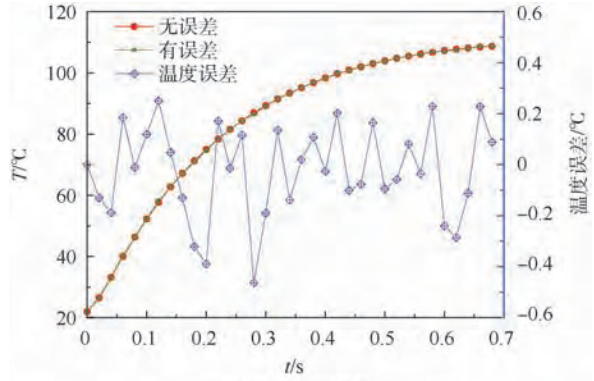
为0。进气流量的减小对误差产生缩小效应。在包含全部单向偏差的状态下,换热特性相对误差在1.80%以内。

图4给出腔内瞬态相对压力 p_{rel} 测试偏差对换热特性的影响。在充气过程的大部分时间点上, p_{rel} 测试偏差对换热特性的影响不大。 p_{rel} 偏差在38.78 Pa 以内的情况下, 换热特性最大相对偏差不到2.00%。

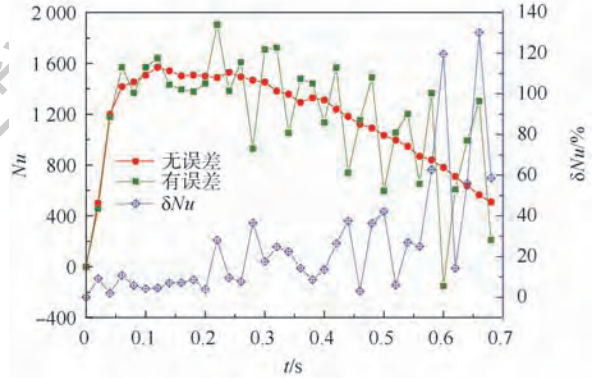
图5给出腔内瞬态温度测试误差对换热特性的影响。腔内温度测试误差对试验结果影响显著, 所得换热特性折线图存在大幅波动。温度误差在0.464℃ 以内的情况下换热特性相对误差最高可达130.22%。

图6展示了腔内温度与压力误差同时存在时的换热特性结果。换热特性波动状态与图5(b)相似, 波动幅值较大, 最高误差达到129.07%, 时均误差为25.24%。可见, 腔内瞬态温度测试随机误差对试验结果的影响最为显著, 使得试验结果不能准确反映换热规律。

在直接测量的瞬态误差无明显波动状态下, 换热特性的大幅度波动表明在数据处理过程中存在误差放大环节。误差放大的环节存在于腔内气体内能增量 dU 与质量流量 $m(t) - m(t - \Delta t)$ 的



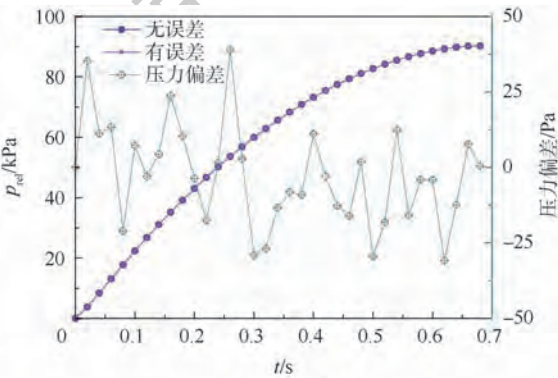
(a) 温度测试误差



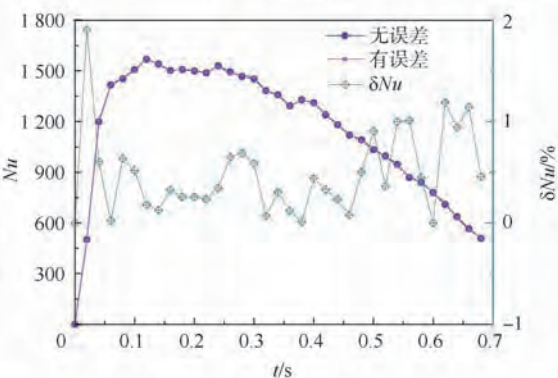
(b) 换热特性误差

图5 温度误差对 Nu 的影响

Fig. 5 Influence of temperature error on Nu



(a) 压力测试偏差



(b) 换热特性偏差

图4 压力偏差对 Nu 的影响

Fig. 4 Influence of pressure error on Nu

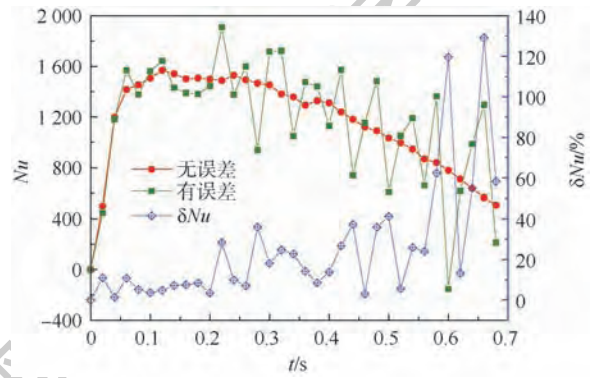


图6 全部瞬态误差对 Nu 的影响

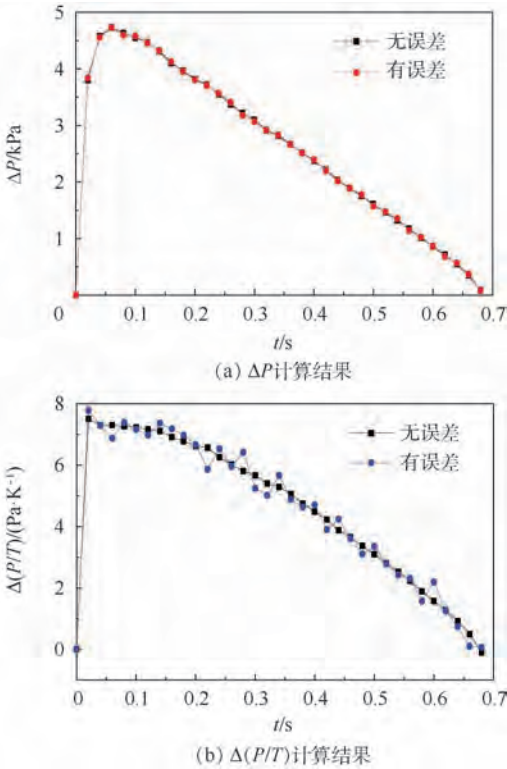
Fig. 6 Influence of all transient errors on Nu

计算中。波动来源于 ΔP 与 $\Delta(P/T)$, 表达式如下:

$$\Delta P = P(t) - P(t - \Delta t) \quad (9)$$

$$\Delta(P/T) = P(t)/T(t) - P(t - \Delta t)/T(t - \Delta t) \quad (10)$$

瞬态测试误差同时存在的情况下 ΔP 与 $\Delta(P/T)$ 的计算结果如图7所示。可以发现, ΔP 的计算对瞬态测试误差的放大作用不明显, $\Delta(P/T)$ 影响显著, 结果折线图存在较大波动现象。这一波动现象在后续数据处理中会被进一步放大,

图7 ΔP 与 $\Delta(P/T)$ 计算结果Fig. 7 ΔP and $\Delta(P/T)$ calculation results

导致试验结果难以反映实际的换热特性。因此,除了提高测试精度外,抑制 $\Delta(P/T)$ 的波动也是试验的关键环节。

3 EMD 光顺处理

3.1 EMD 算法应用

EMD 算法对于非线性、非平稳信号的处理具有独特的优越性,其基本原理及信号处理过程在文献[21-23]中有详细介绍。同时此算法对于离散数字曲线具有良好的光顺作用^[22],因此适用于试验数据 $\Delta(P/T)$ 的光顺处理中。

应用 EMD 算法进行滤波及光顺处理时,处理效果会受到端点效应^[16-18]的影响。本文基于极值平移法^[18]的基本思想,根据信号端点附近的极值特征,在信号端点后增加两对极值点。具体方法是取 0.62~0.68 s 的数据,每个数据减去一常数后作为延续信号直接放在原始数据后。极值点的数量、选择方法及被减常数取值不同会对处理结果产生一定影响,本文不重点研究。

3.2 光顺处理效果

利用 EMD 算法对 $\Delta(P/T)$ 进行光顺处理的效果如图 8 所示。应用传统 EMD 算法对 $\Delta(P/T)$ 进行处理时,端点效应的影响较为明显。主要体现在充气过程接近尾声时处理后数据存在反常

现象。应用改进 EMD 算法进行处理,端点效应得到有效抑制, $\Delta(P/T)$ 的波动状态得到了明显的改善。

应用改进 EMD 算法进行光顺处理后,得到的换热特性折线图如图 9 所示。改进 EMD 算法的应用对最终换热特性的结果产生显著改善,换热特性波动幅值明显缩小。在充气过程接近尾声时的换热特性误差较大,最大误差从 129.07% 降到 63.62%,时均误差从 25.24% 降到 8.12%。精度大幅提高,换热特性折线图可反映容腔充气过程近似真实的换热特性变化规律。

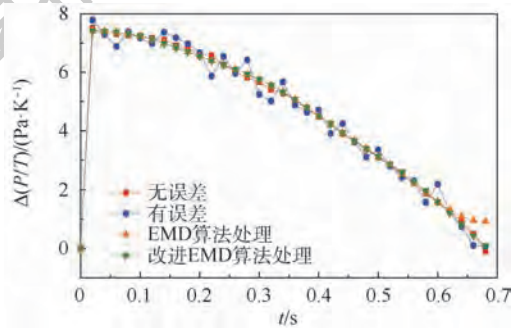
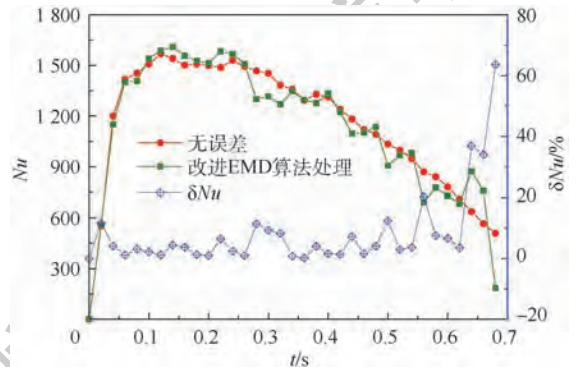
图8 EMD 算法对 $\Delta(P/T)$ 处理效果对比Fig. 8 Comparison of $\Delta(P/T)$ treatment results by EMD algorithm

图9 改进 EMD 算法的应用效果

Fig. 9 Application effect of improved EMD algorithm

4 结论

针对容腔充气过程换热试验的数据处理过程中差分处理方法放大随机误差的问题,分析了误差放大效应的主要环节并采用改进 EMD 算法进行误差抑制,得出以下结论:

1) 误差放大环节主要存在于进气流量的计算中,此环节将腔内平均温度测试误差放大,影响试验结果。

2) 腔内平均温度以外的测试参数随机误差对试验结果影响较小。

3) 改进 EMD 算法的应用可以显著降低试验测试随机误差的影响,在本文研究的工况中,此算法使试验最大误差从 129.07% 降到 63.62%, 时均误差从 25.24% 降到 8.12%。

参考文献 (References)

- [1] 王华阁,陈光,张恩和,等. 航空发动机设计手册:第16册空气系统及传热分析[M]. 北京:航空工业出版社,2001.
WANG H G, CHEN G, ZHANG E H, et al. Aero engine design manual: Volume 16 air system and heat transfer analysis[M]. Beijing: Aviation Industry Press, 2001 (in Chinese).
- [2] CROSS H. Analysis of flow in networks of conduits or conductors No. 22[R]. Urbana: University of Illinois, Engineering Experiment Station, 1936.
- [3] 蔡瑞忠,谢茂清. 热工流体网络的实时仿真模型及其算法[J]. 系统仿真学报, 1992, 4(4): 13-18.
CAI R Z, XIE M Q. Real-time simulation model and algorithm of thermal fluid network[J]. Journal of System Simulation, 1992, 4(4): 13-18 (in Chinese).
- [4] 吴丁毅. 内流系统的网络计算法[J]. 航空学报, 1996, 17(6): 653-657.
WU D Y. Network computing method for inflow system[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 1996, 17(6): 653-657 (in Chinese).
- [5] 陶智,侯升平,丁水汀,等. 流体网络法在发动机空气冷却系统设计中的应用[J]. 航空动力学报, 2009, 24(1): 1-6.
TAO Z, HOU S P, DING S T, et al. Application of fluid network method in engine air cooling system design[J]. Journal of Aeronautical Power, 2009, 24(1): 1-6 (in Chinese).
- [6] KUTZ K J, SPEER T M. Simulation of the secondary air system of aero engines[C] // ASME 37th International Gas Turbine and Aeroengine Congress and Exposition. New York: ASME, 1992: 1-12.
- [7] ALEXIOU A, MATHIOUDAKIS K. Secondary air system component modeling for engine performance simulations[C] // ASME Turbo Expo 2008; Power for Land, Sea and Air. New York: ASME, 2009: 1-9.
- [8] 刘传凯,刘海明,丁水汀,等. 强瞬变空气系统的模块化仿真建模[J]. 航空动力学报, 2015, 30(8): 1826-1833.
LIU C K, LIU H M, DING S T, et al. Modularized simulation modeling of air system with fast transients[J]. Journal of Aeronautical Power, 2015, 30(8): 1826-1833 (in Chinese).
- [9] 侯升平,陶智,丁水汀,等. 非稳态流体网络模拟新方法及其应用[J]. 航空动力学报, 2009, 24(6): 1253-1257.
HOU S P, TAO Z, DING S T, et al. New simulation approach to the unsteady fluid network and the application[J]. Journal of Aeronautical Power, 2009, 24(6): 1253-1257 (in Chinese).
- [10] 丁水汀,车巍巍,刘传凯. 空气系统双腔模型的压力动态特性分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2016, 42(4): 654-660.
DING S T, CHE W W, LIU C K. Analysis of pressure dynamic characteristics of air system double cavity model[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42(4): 654-660 (in Chinese).
- [11] CALCAGIN C, GALLAR L, PACHIDIS V. Development of a one dimensional dynamic gas turbine secondary air system model-Part II: Assembly and validation of a complete network[C] // ASME Turbo Expo 2009; Power for Land, Sea and Air. New York: ASME, 2009: 466-474.
- [12] GALLAR L, CALCAGIN C, LLORENS C, et al. Time accurate modelling of the secondary air system response to rapid transients[J]. Aerospace Engineering, 2011, 225(G): 946-958.
- [13] DUTTON J C, ROBERT E C. Experiments to study the gaseous discharge and filling of vessels[J]. International Journal of Engineering Education, 1997, 13(2): 123-134.
- [14] THORNCROFT G, PATTON J S, GOROON R. Modeling compressible air flow in a charging or discharging vessel and assessment of polytropic exponent: AC 2007-2695[R]. Chantilly, VA: American Society for Engineering Education, 2007.
- [15] 李世武,熊莉芳. 封闭方腔自然对流换热研究[J]. 工业加热, 2007, 36(3): 10-13.
LI S W, XIONG L F. Study of natural convection in a closed square cavity[J]. Industrial Heating, 2007, 36(3): 10-13 (in Chinese).
- [16] 马崇扬,王长茂,张东辉. 单侧部分开口方腔自然对流数值模拟[J]. 原子能科学技术, 2016, 50(9): 1612-1617.
MA C Y, WANG C M, ZHANG D H. Numerical simulation of natural convection in one side partial open square cavity[J]. Atomic Energy Science and Technology, 2016, 50(9): 1612-1617 (in Chinese).
- [17] 杨丽红. 容器放气过程的数值模拟及热力学模型研究[D]. 上海: 上海交通大学, 2007.
YANG L H. Study on the numerical and the thermodynamic model of the tank discharge process[D]. Shanghai: Shanghai Jiaotong University, 2007 (in Chinese).
- [18] 郭钟华,李小宁,香川利春. 考虑热传递的真空容腔压力响应研究[J]. 真空科学与技术学报, 2015, 35(1): 74-78.
GUO Z H, LI X N, KAGAWA T. Impact of heat transfer on pressure response in vacuum chamber of pneumatic vacuum system[J]. Chinese Journal of Vacuum Science and Technology, 2015, 35(1): 74-78 (in Chinese).
- [19] 丁水汀,于航,邱天. 非绝热单孔容腔瞬态响应的零维建模[J]. 北京航空航天大学学报, 2018, 44(2): 215-222.
DING S T, YU H, QIU T. Zero-dimensional modeling of transient response of non-adiabatic single-hole cavity[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2018, 44(2): 215-222 (in Chinese).
- [20] DING S T, YU H, QIU T, et al. Modeling of the cavity response to rapid transient considering the effect of heat transfer[C] // Proceedings of ASME Turbo Expo. New York: ASME, 2018.
- [21] 王婷. EMD 算法研究及其在信号去噪中的应用[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2010.
WANG T. Research on EMD algorithm and its application in signal denoising[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2010 (in Chinese).
- [22] 盛柯芳. 基于 EMD 的离散数字曲线光滑方法[D]. 杭州: 浙江工业大学, 2008.
SHENG K F. EMD based smoothing algorithm research for digital curves and surfaces[D]. Hangzhou: Zhejiang University of

- Technology, 2008 (in Chinese).
- [23] 王学敏, 黄方林. EMD 端点效应抑制的一种实用方法[J]. 振动、测试与诊断, 2012, 32(3): 493-497.
WANG X M, GUANG F L. A practical method for EMD endpoint effect suppression [J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2012, 32(3): 493-497 (in Chinese).
- [24] 陈光, 洪杰, 马艳红. 航空燃气涡轮发动机结构[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2010: 107.
CHEN G, HONG J, MA Y H. Aviation gas turbine engine structure [M]. Beijing: Beihang University Press, 2010: 107 (in Chinese).
- [25] 吕鹏飞, 裴东兴, 沈大伟. 基于 K 型热电偶的瞬态测温技术的研究[J]. 传感技术学报, 2014, 27(6): 775-780.
LV P F, PEI D X, SHEN D W. The research of transient thermometry technology based on K-style thermocouple [J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2014, 27(6): 775-780 (in Chinese).
- [26] 王瑞, 张志杰, 李岩峰, 等. 基于热电偶的爆炸场温度补偿方法及其 LabVIEW 实现[J]. 爆破器材, 2016, 45(1): 60-64.
WANG R, ZHANG Z J, LI Y F, et al. Thermocouple based explosion field temperature compensation method and its LabVIEW implementation [J]. Explosive Materials, 2016, 45(1): 60-64 (in Chinese).
- [27] 赵化彬, 张志杰. 爆炸瞬态温度测试中热电偶传感器实时补偿技术[J]. 火工品, 2017(1): 49-53.
ZHAO H B, ZHANG Z J. The technology of thermocouple sensor real-time compensation in explosive transient temperature test [J]. Initiators & Pyrotechnics, 2017(1): 49-53 (in Chinese).
- [28] 赵伟国. 热式气体质量流量测量方法与工程学及系统研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2009.
ZHAO W G. Measurement technology and system design of the thermal gas flow [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2009 (in Chinese).
- [29] 轩春青, 轩志伟, 赖富文. 压力传感器测试系统的动态校准及特性分析[J]. 传感技术学报, 2015, 28(7): 982-986.
XUAN C Q, XUAN Z W, LAI F W. The dynamic calibration of pressure sensor test system and sensitivity analysis [J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2015, 28(7): 982-986 (in Chinese).
- [30] 杨文杰, 张志杰, 王代华, 等. 压力传感器动态误差修正方法的 FPGA 实现[J]. 传感技术学报, 2017, 30(3): 402-406.
YANG W J, ZHANG Z J, WANG D H, et al. Realization of dynamic error correction method of pressure sensor by FPGA [J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2017, 30(3): 402-406 (in Chinese).
- [31] 郑敬超. 车铣数控加工精度分布规律的研究[D]. 沈阳: 东北大学, 2008.
ZHENG J C. Research on the distribution rule of the numerical control turning and milling precision [D]. Shenyang: Northeastern University, 2008 (in Chinese).
- [32] 卞金洪, 王吉林, 周锋. 高精度压力传感器中温度补偿技术研究[J]. 哈尔滨理工大学学报, 2011, 16(6): 55-57.
BIAN J H, WANG J L, ZHOU F. Research of temperature compensation on high accuracy pressure sensors [J]. Journal of Harbin University of Science and Technology, 2011, 16(6): 55-57 (in Chinese).
- [33] 付新菊, 关威. 卫星用高精度压力传感器研究[J]. 仪表技术与传感器, 2018(2): 151-153.
FU X J, GUAN W. Research on high precision pressure sensor used in satellite [J]. Instrument Technique and Sensor, 2018(2): 151-153 (in Chinese).
- [34] 聂绍忠. 硅压阻式压力传感器的高精度补偿算法及其实现[J]. 自动化仪表, 2018, 39(6): 49-53.
NIE S Z. High accurate compensation algorithm of silicon piezoresistive pressure sensor and its implementation [J]. Process Automation Instrumentation, 2018, 39(6): 49-53 (in Chinese).
- [35] 唐兆廷. 航天器用热电偶测温仪的设计[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2011.
TANG Z T. The design of spacecraft thermocouple thermometer [D]. Xi'an: Xidian University, 2011 (in Chinese).
- [36] 赵勇, 伍先达. 高精度温度快速测量系统设计[J]. 自动化与仪器仪表, 2008(6): 21-23.
ZHAO Y, WU X D. The design of high precision temperature rapid measurement system [J]. Automation and Instrumentation, 2008(6): 21-23 (in Chinese).
- [37] 刘武发, 李素艳, 张才吉, 等. 网络接口高精度热电偶设计与误差分析[J]. 仪表技术与传感器, 2008(11): 75-78.
LIU W F, LI S Y, ZHANG C J, et al. Design and error analysis of high accurate thermocouple with network interface [J]. Instrument Technique and Sensor, 2008(11): 75-78 (in Chinese).
- [38] 张鹏, 伍宇烽, 许煜雄, 等. 低温热电偶的标定及标定过程中的非线性现象的研究[J]. 低温物理学报, 2003, 25(1): 51-55.
ZHANG P, WU Y Y, XU Y X, et al. Calibration of low-temperature thermocouples and research on related non-linear phenomena [J]. Chinese Journal of Low Temperature Physics, 2003, 25(1): 51-55 (in Chinese).
- [39] 任成, 李聪新, 杨星团. 高温气冷堆环境模拟装置热电偶信号波动问题研究[J]. 原子能科学技术, 2014, 48(增刊): 588-593.
REN C, LI C X, YANG X T. Investigation on thermocouple signal fluctuation phenomenon in environment simulation facility of high temperature gas-cooled reactor [J]. Atomic Energy Science and Technology, 2014, 48 (Supplement): 588-593 (in Chinese).
- [40] 丁振良. 误差理论与数据处理[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2014: 17-18.
DING Z L. Error theory and data processing [M]. Harbin: Harbin Institute of Technology Press, 2014: 17-18 (in Chinese).

作者简介:

丁水汀 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 燃气轮机热端旋转部件流动与换热机理及航空发动机适航性设计与验证技术。

邓长春 男, 硕士研究生。主要研究方向: 航空发动机瞬态空气系统网络。

邱天 男,博士,助理研究员。主要研究方向:航空发动机总体和空气系统瞬态分析、航空发动机安全性设计和验证技术。

李江涵 女,硕士研究生。主要研究方向:航空发动机瞬态空气系统网络。

Influence analysis and suppression of random error on cavity transient heat transfer test

DING Shuiting^{1,2}, DENG Changchun^{1,2}, QIU Tian^{1,2,*}, LI Jianghan^{1,2}, SHAN Xiaoming³, HE Yihong³

(1. School of Energy and Power Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China;

2. National Key Laboratory of Science and Technology on Aero-Engine Aero-Thermodynamics, Beijing 100083, China;

3. AECC Hunan Aviation Powerplant Research Institute, Zhuzhou 412000, China)

Abstract: To solve the problem that the random error of the measurement data in the cavity transient heat transfer test is amplified by the differential process of data processing, the influence of random measurement error on the heat transfer characteristics is quantitatively analyzed, and the suppression method is proposed. The results show that the error of the convective heat transfer characteristic of the inner wall of the cavity is most sensitive to the random error of the transient temperature, resulting in high uncertainty of the test results of the heat transfer characteristics. The improved empirical mode decomposition (EMD) algorithm can be used in data differential process to effectively suppress the influence of random errors on the heat transfer characteristics. In the cavity inflation process, the maximum error of the heat transfer characteristics of the cavity wall surface decreases from 129.07% to 63.62% and the time average error decreases from 25.24% to 8.12% with the usage of error suppression method.

Keywords: air system; cavity; random error; error analysis; empirical mode decomposition

Received: 2018-10-18; **Accepted:** 2019-03-20; **Published online:** 2019-04-10 08:54

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190408.0851.001.html

Foundation item: Innovation Plan of Aero Engine Complex System Safety by the Ministry of Education Chang Jiang Scholars of China (IRT0905)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2018.0641



进动弹道目标平动补偿与分离

韩立珣¹, 田波¹, 冯存前^{1,2,*}, 贺思三¹

(1. 空军工程大学 防空反导学院, 西安 710051; 2. 信息感知技术协同创新中心, 西安 710077)

摘 要: 弹道目标在中段高速运动时会造成微多普勒曲线的叠加折叠, 此时传统的平动补偿方法并不适用于弹道目标。在分析进动锥体弹道目标各个散射点的频率特性后, 发现曲线交点处的频率完全是由平动引起的。根据这一特性, 提出一种利用时频图交点信息进行平动补偿的方法。首先, 得到回波信号的时频骨架图; 然后, 采用基于双边滤波器的 Harris 角点检测方法提取出时频骨架中的角点进而得到时频图中的交点坐标; 最后, 利用交点坐标估计出平动参数进行平动补偿。针对传统 Viterbi 算法在曲线交点容易产生错误关联的问题, 提出一种利用交点信息的分段 Viterbi 算法对补偿后的时频曲线进行分离。仿真实验验证了所提方法的有效性。

关键词: 弹道目标; 微多普勒; 平动补偿; 角点检测; Viterbi 算法

中图分类号: TN957

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2019)07-1459-08

弹道导弹中段防御一直是国际政治和军事领域关注的重点。弹道目标识别是一种典型的非合作式目标识别, 目标的形状、结构、表面材料电磁参数和常规运动特性等特征对先验信息要求较高, 而攻击方弹道导弹参数通常很难获取, 这些特征在弹道导弹目标识别中的实用性受到限制, 而且弹道目标通常会在中段释放子弹头诱饵, 此时传统的目标识别方式难以从中分辨出真弹头, 而基于难以模仿的目标固有属性微动特性的应用为其提供了新的突破口^[1-3]。

目前, 国内外在弹道目标微动特性方面已经做了大量的研究, 其中, 文献[4]得出多点和噪声对微多普勒提取影响不大这一结论。文献[5]提出可以将中段弹道目标的平动近似为多项式表达, 利用最小二乘法估计出了平动参数, 但该方法只适用于单散射源或目标含有一个强散射源和若干个弱散射源的情况。文献[6]利用形态学中的

骨架提取方法得到了清晰的微多普勒曲线。文献[7]利用 Viterbi 算法构造时频滤波器从而提取出时频图中各个信号分量, 但该方法只能用于时频曲线交叠不明显的情况, 不具备普遍适用性。

本文针对以上问题, 提出了一种利用图像处理领域中的角点检测进行平动补偿的方法, 可以对含有多散射点的目标实现较好效果的平动补偿。然后利用基于交点信息的分段 Viterbi 算法对回波信号实现了分离处理, 较好地解决了传统 Viterbi 算法的频率跳变及错误关联问题。

1 进动锥体弹道目标微动特性

锥体弹道目标的进动模型如图 1 所示。以弹头的进动轴为 z 轴, 弹头质心为坐标原点 O , 进动轴与弹头自旋轴为 yOz 平面, x 轴满足右手螺旋定理。设弹头质心 O 距弹头顶端 A 的距离为 h_1 , 距弹头底部圆心的距离为 h_2 , 弹头总高度设为 h ,

收稿日期: 2018-11-05; 录用日期: 2018-12-29; 网络出版时间: 2019-01-10 10:07

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190109.1122.003.html

基金项目: 国家自然科学基金(61501495, 61701528)

* 通信作者. E-mail: fengcunqian@sina.com

引用格式: 韩立珣, 田波, 冯存前, 等. 进动弹道目标平动补偿与分离[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(7): 1459-1466.

HAN L X, TIAN B, FENG C Q, et al. Translation compensation and resolution of ballistic target with precession [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(7): 1459-1466 (in Chinese).

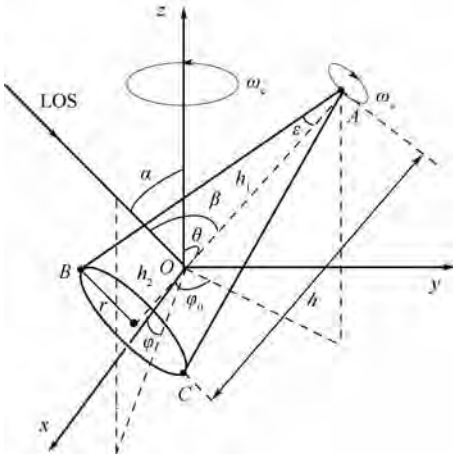


图1 锥体弹道目标进动模型

Fig. 1 Cone ballistic target's precession model

弹头底面圆的半径为 r , 半锥角为 ε 。弹头进动轴与自旋轴夹角为 θ , 初始时刻的方位角为 φ_0 , 进动角速度为 ω_e , 自旋角速度为 ω_s 。雷达视线 (LOS) 入射方向的俯仰角 α , 方位角为 φ , 与自旋轴的夹角为 β 。

理论计算和测量试验均表明, 锥体弹道目标的散射中心通常表现为入射线和目标对称轴所构成的平面与目标不连续处边缘的交点^[8]。由此可知, 当雷达波束照射到处于进动状态的锥体弹道目标时, 会在锥顶 A , 锥底边缘与电磁波入射平面的交点 B, C 处形成散射中心。

在不考虑遮挡效应的情况下, 文献[8]分别对3个散射点进行分析, 可以得到在 t 时刻各个散射点的微多普勒公式分别为

$$\begin{cases} f_{Ad} = \frac{2}{\lambda} \omega_c h_1 \sin \theta \sin \alpha \cos(\omega_c t + \varphi_0) \\ f_{Bd} = \left[h_2 + r \frac{F(t)}{\sqrt{(1-F(t))(1+F(t))}} \right] \cdot \frac{2\omega \sin \theta \cos \alpha}{\lambda} \cos(\omega_c t + \varphi_0) \\ f_{Cd} = \left[h_2 - r \frac{F(t)}{\sqrt{(1-F(t))(1+F(t))}} \right] \cdot \frac{2\omega \sin \theta \cos \alpha}{\lambda} \cos(\omega_c t + \varphi_0) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $F(t) = \sin \theta \sin \alpha \sin(\omega_c t + \varphi_0) + \cos \theta \cos \alpha$, λ 为信号波长; ω 为角速度。

可以看出, 对于理想散射点 A , 该点的运动仅仅表现为自旋, 运动方式较为简单, 符合正弦调制规律; 对于滑动散射点 B, C , 这两点的运动表现为自旋和锥旋的合成, 运动形式比较复杂, 不再满足简单的正弦调制规律。

此时假设雷达发射波长为 λ 的信号, 则接收到的雷达基频回波信号可以表示为

$$s(t) = \sum_{k=A,B,C} \exp\left(-j \frac{4\pi}{\lambda} R_k(t)\right) \quad (2)$$

式中: $R_k(t)$ 为 t 时刻 k 散射点与雷达的径向距离。

物体处于高速平动时会出现多普勒折叠现象, 弹道目标在中段飞行时, 弹道是相对平稳的, 此时雷达会处于“粗跟”状态。可以利用某个观测时间内的脉冲测得的速度 v_i 对回波信号进行重构补偿, 从而完成对速度的粗补偿^[9]。粗补偿后的径向距离可以近似表示为

$$R'_k(t) \approx r_0 + v_0 t + \frac{1}{2} a t^2 + r_k(t) \quad (3)$$

式中: r_0, v_0, a 和 $r_k(t)$ 分别为 t 时刻散射点 k 的径向初始距离、速度、加速度和微动距离。

在实际雷达回波中要考虑遮挡效应带来的影响, 通过分析可以得出各个散射点的可见条件如表1所示。

表1 散射点可见角度

Table 1 Visible angle of scattering points

散射点	可见角度范围
A	$0 < \beta < \pi - \varepsilon$
B	$0 < \beta < \pi$
C	$0 < \beta < \varepsilon$

可以设一个条件函数 $\gamma(t)$, 当满足表1时, $\gamma(t)$ 的函数值为1, 其余时刻为0。

综上所述, 基频回波信号可以表示为

$$s(t) = \sum_{k=A,B,C} \exp\left(-j \frac{4\pi}{\lambda} R'_k(t)\right) \gamma(t) \quad (4)$$

基频信号相位的一阶导数即为频率信息, 因此可以推导出进动锥体弹道目标的频率为

$$f(t) = (f_i + f_i) \gamma(t) = - \left[\frac{2}{\lambda} (v_0 + at) + f_i \right] \gamma(t) \quad (5)$$

式中: f_i 和 f_i 分别为目标平动与微动导致的频率。

2 基于角点检测的平动补偿

通过式(1)和式(5)可以看出, 当各个散射点的频率相同时(表现为时频图上的曲线交点), 应当满足 $f_i = 0$ 这一条件, 即时频图上曲线的交点所对应的频率与目标散射点的微动特性无关, 完全受平动控制, 所以可以通过交点信息反推平动信息, 从而进行精度较高的平动补偿。

在这里引进图像处理领域中的角点检测^[10]算法提取时频图的交点信息。

现有的角点检测算法一般分为3类^[11]: 基于

结构边缘轮廓的角点检测^[12];基于图像灰度强度的角点检测^[13];基于模板匹配的角点检测。常见的角点检测算法有 Harris 算法、Harris-Laplace 算法、He & Yung^[14]算法等。其中基于 Harris 算法的角点检测方法被公认为是效果较好的角点检测方法之一。但 Harris 算法存在对尺度变换敏感且提取出的角点是像素级别的缺陷,Harris-Laplace 算法存在极值、定位精度以及冗余检测等问题。如将上述方法直接运用到时频图的交点检测中,检测的效果不是很理想。

可以分别在以下 2 个方面加以改进。

1) 对时频图进行预处理。采用数学形态学图像处理技术对时频图进行加工。通过这一处理可以较好地消除噪声的影响、提高分析精度。

2) 采用改进的 Harris 角点检测方法。针对 Harris 角点检测方法的不足,采用一种基于双边滤波器的 Harris 角点检测方法。具体流程如下:

步骤 1 假设像素点 (x, y) 的灰度为 $I(x, y)$,

$\frac{\partial I}{\partial x}$ 和 $\frac{\partial I}{\partial y}$ 分别为图像在 x 轴方向和 y 轴方向的一阶导数。定义 (x, y) 与 (x_1, y_1) 两个像素点之间的空间距离 d_k 和灰度距离 d_h 分别为

$$d_k = \sqrt{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2} \quad (6)$$

$$d_h = \left\{ \left[\left| \frac{\partial I}{\partial x} \right| (x, y) - \left| \frac{\partial I}{\partial x} \right| (x_1, y_1) \right]^2 + \left[\left| \frac{\partial I}{\partial y} \right| (x, y) - \left| \frac{\partial I}{\partial y} \right| (x_1, y_1) \right]^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (7)$$

从而建立双边滤波函数 $w(x, y)$ 为

$$w(x, y) = \frac{1}{u} \exp\left(-\frac{d_k^2}{2\sigma_k}\right) \exp\left(-\frac{d_h^2}{2\sigma_h}\right) \quad (8)$$

式中: u 为归一化常数; σ_k 和 σ_h 分别为空间距离标准差和灰度距离标准差。

步骤 2 利用双边滤波函数得到自相关函数矩阵 M 。

$$M = \sum_{x,y} w(x, y) \begin{bmatrix} \left(\frac{\partial I}{\partial x}\right)^2 & \frac{\partial I}{\partial x} \cdot \frac{\partial I}{\partial y} \\ \frac{\partial I}{\partial y} \cdot \frac{\partial I}{\partial x} & \left(\frac{\partial I}{\partial y}\right)^2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

步骤 3 计算角点检测算子 R 。

$$R = \det M - q (\text{tr } M)^2 \quad (10)$$

式中: $\det M$ 表示 M 矩阵的行列式; $\text{tr } M$ 表示矩阵 M 的迹; q 为一常数,这里取 0.06。当 R 值为像素点在 3×3 范围内最大值且大于设定的阈值时即可认为该点为角点。

在检测出角点后,提取出角点的坐标 (x, y) , 数值 x 即为时频图交点的时间点取值,数值 y 即

为时频图交点的频率取值。原则上只需 2 个交点信息即可求解出平动项参数 v_0 、 a 的信息,在这里为保证精度减少误差,可以将交点两两组求解出一组平动项参数信息再取平均即可估计出平动参数。

在利用时频图交点求解出平动参数即 v_0' 、 a' 后,即可利用平动补偿函数 $s'(t)$ 对原来的回波进行平动补偿。

$$s_p(t) = s(t) * s'(t) =$$

$$s(t) * \exp\left[-j \frac{4\pi}{\lambda} \left(v_0't + \frac{1}{2}a't^2\right)\right] \quad (11)$$

3 基于交点信息的曲线分离

Viterbi 算法^[15]是一种以信号能量大小为依据,对多分量信号进行抽取的算法。这种算法假设瞬时频率曲线是一条相对平滑的曲线,对瞬时频率估计就是为了使下式的估计路径最小化:

$$\hat{f} = \arg \min \left[\sum_{k(n) \in K} u(\text{GD}(n, k(n))) + \sum_{n=1}^{N-1} g(k(n), k(n+1)) \right] \quad (12)$$

式中: K 为时频分布中所有可能路径的集合; N 为采样点个数; $u(x)$ 为定义在 $\text{GD}(n, k(n))$ 函数上的代价函数,表征点的权值; $g(x, y)$ 表示 $|x - y|$ 的代价函数,在这里依据下式取值:

$$g(x, y) = \begin{cases} 0 & |x - y| \leq \xi \\ 1 & |x - y| > \xi \end{cases} \quad (13)$$

式中: ξ 为相邻 2 个瞬时频率点频率变化的期望值,一般取决于时频变换的频率分辨率^[16]。

在经过平动补偿后,时频曲线将会聚焦在零频附近,此时如果采用传统的 Viterbi 算法进行曲线分离,将会在时频曲线交点处产生错误关联从而无法精确分离各个曲线^[17],而且往往会因为交点处的复杂情况导致计算时间大大增加。在这里提出一种可以充分利用之前所提取出交点信息分段 Viterbi 算法对交叉程度较高的弹道目标回波时频图进行分离,具体步骤如下:

步骤 1 根据交点信息将曲线分段。

步骤 2 利用 Viterbi 算法对每段图像分别进行曲线分离。

步骤 3 分别计算每段图像交点附近不同曲线的斜率,利用斜率大小对曲线进行编号。

步骤 4 将相邻两段图像编号相同的曲线合并,从而实现整体曲线的分离。

4 仿真实验

进行以下仿真实验验证本文算法的有效性。

仿真参数设置:设雷达发射载频为 6 GHz,脉冲重复频率为 500 Hz,带宽为 5 MHz 的单频信号,观测时间为 2 s,信噪比为 2 dB。锥体弹道目标的锥体高度 $h_1 = 2\text{ m}$ 、 $h_2 = 0.5\text{ m}$,底面半径 $r = 0.5\text{ m}$,进动角 $\theta = 10^\circ$,进动角速度 $\omega_c = 4\pi\text{ rad/s}$,雷达视线入射方向的俯仰角 $\alpha = \frac{\pi}{4}$,与自旋轴的夹角 $\beta = \frac{2\pi}{3}$ 。经过平动预补偿后的 $v = -2\text{ m/s}$ 、 $a = 2.5\text{ m/s}^2$ 。

图 2 仿真了在经过平动预补偿后,锥体弹道目标的 3 个散射中心造成的回波多普勒曲线,可以看出在观测时间内 3 条曲线共有 8 个共同的交点,且 3 条曲线随时间作同方向的近似线性倾斜斜运动。

随后对图 2 中的时频曲线进行加工。建立一个 25×25 像素的高斯空间掩模对图像进行平滑处理,再进一步将其转化为二值化图像,然后提取图像骨架得到图 3。

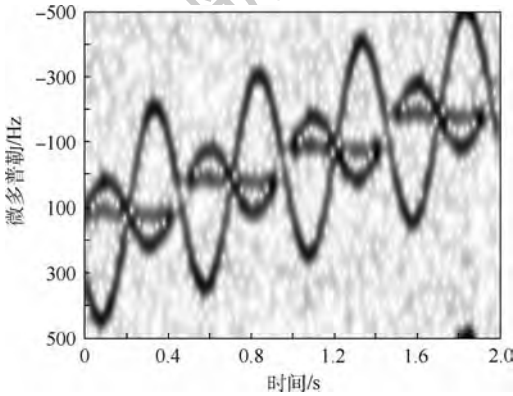


图 2 锥体弹道目标回波时频图

Fig. 2 Time-frequency image of cone ballistic target echo

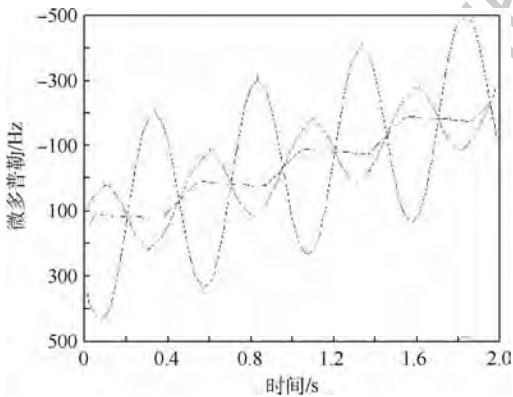


图 3 时频曲线骨架

Fig. 3 Time-frequency curve skeleton

对于图 3 可以采用本文提及的角点检测算法得到角点坐标。因角点检测算法是对整个图像进行检测,图像的坐标轴和单位等部分被当成检验对象后,会出现大量位于坐标轴上的多余角点并增加检验时间,从而影响整体检测的结果,故这里在角点检测前先将图像的坐标隐去,只对所需要的时频曲线进行检测。

将检测到的角点绘制在图 4 中。可以看出此时检测出 12 个角点,其中第 2、5、6、7 个曲线交点处有多个角点聚集,第 3 个曲线交点未检测出角点。由这 12 个曲线交点坐标估计出平动参数 $v = -1.9588\text{ m/s}$ 、 $a = 2.4605\text{ m/s}^2$ 。

利用估计出的平动参数结合式(11)对回波信号时频图进行平动补偿可以得到图 5。从图 5 中可以看出,平动补偿很好地消除了平动项对时频图的影响,此时时频曲线近似分布在零频附近,从而验证了本文算法的有效性。

再在图 5 的基础上对时频曲线进行加工并提取出角点,可以得到图 6。从图 6 中可以看出,总共检测出 9 个角点,这 9 个角点其中的 8 个是曲线的交点,有一个是曲线的最高点。利用这 9 个交点坐标对图 5 进行分段处理,将时频曲线分

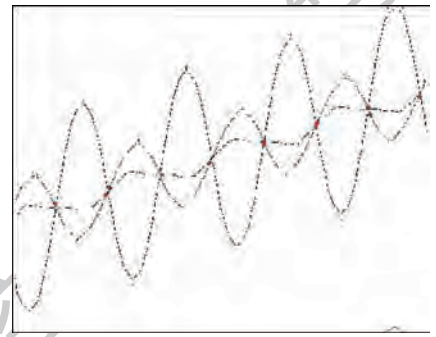


图 4 角点检测图

Fig. 4 Corner detection image

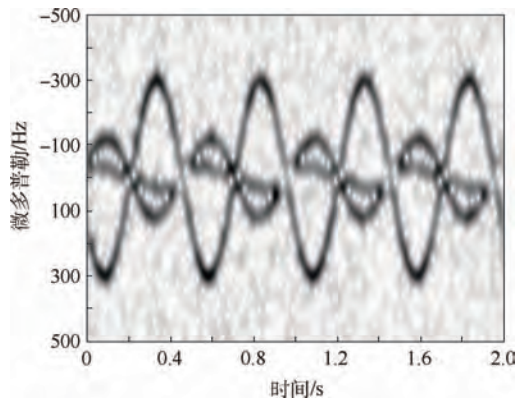


图 5 平动补偿后的时频图

Fig. 5 Time-frequency image after translation compensation

从而验证了本文算法的有效性。

为 9 段可以得到图 7。再利用本文提出的分段 Viterbi 算法对每段图像进行处理,对每一段的时频曲线进行分离,结果如图 8 所示。

将相邻两段图像斜率相同的曲线用相同颜色

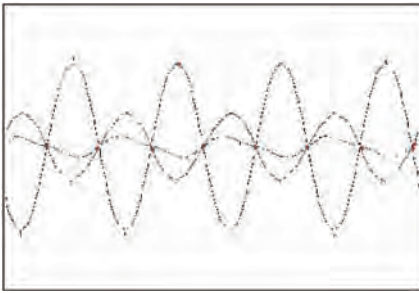


图 6 平动补偿后的角点检测图

Fig. 6 Corner detection image after translation compensation

标识,然后将相同颜色的曲线合并即可得到完整的分离曲线,如图 9 所示。

图 10 为采用文献[7]中的 Viterbi 算法直接对时频图中曲线进行分离的结果。

从图 9、图 10 的对比中可以看出,本文提出的分段 Viterbi 算法较传统的 Viterbi 算法在交点处分离曲线的准确度有很大提升。原因是本文提出的分段 Viterbi 算法利用时频曲线中的交点对图像进行处理,充分利用了图像本身的特性,将复杂的处理过程简洁化,从而避免了 Viterbi 算法带来的频率跳变及错误关联问题。

为进一步分析本文提出算法在不同信噪比情况下的分离效果,接下来在不同信噪比条件下各进行 100 次的蒙特卡罗仿真,定义归一化均方根误差为

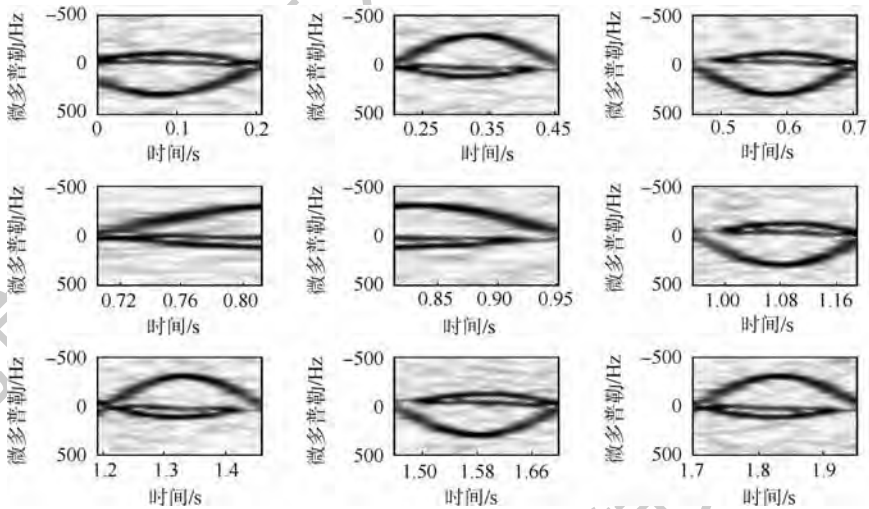


图 7 分段处理效果图

Fig. 7 Periods processing effect image

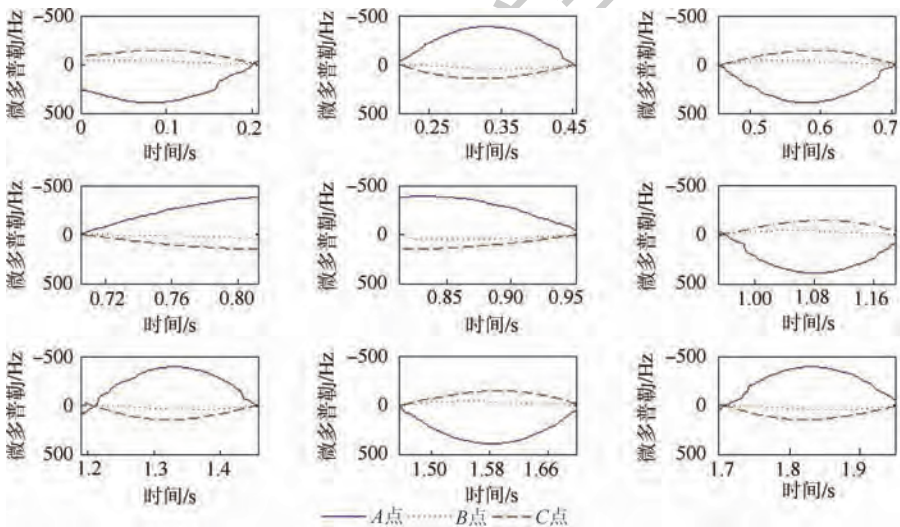


图 8 分段 Viterbi 算法分离处理

Fig. 8 Separation processing by segmentation Viterbi algorithm

$$\Delta = \sqrt{\frac{1}{D} \sum_{d=1}^D \left[\sum_i (\hat{X}_d(i) - X_d(i))^2 / \sum_i (X_d(i))^2 \right]} \quad (14)$$

式中: D 为蒙特卡罗仿真次数; $\hat{X}_d(i)$ 为第 d 次实验中的第 i 条曲线; $X_d(i)$ 为理论上第 d 次实验中的第 i 条曲线。不同信噪比条件下不同方法的归一化均方根误差如图 11 所示。

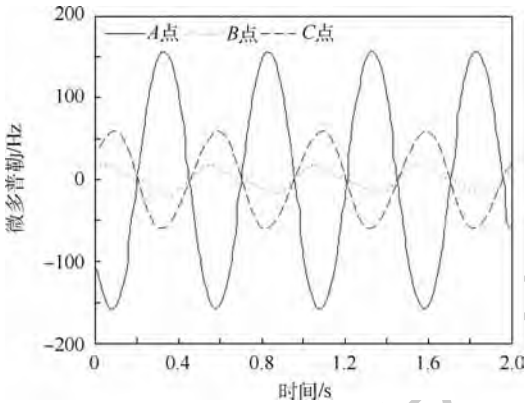


图9 分段 Viterbi 算法抽取的曲线

Fig.9 Curves extracted by segmentation Viterbi algorithm

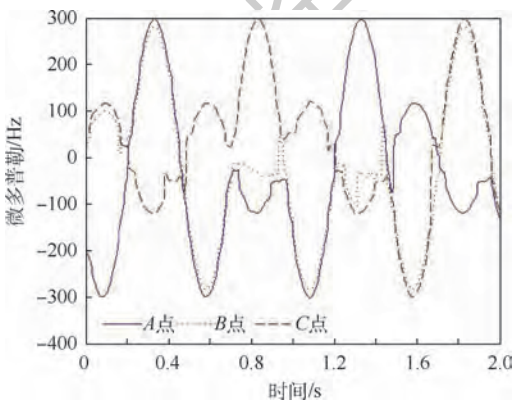


图10 Viterbi 算法抽取的曲线

Fig.10 Curves extracted by Viterbi algorithm

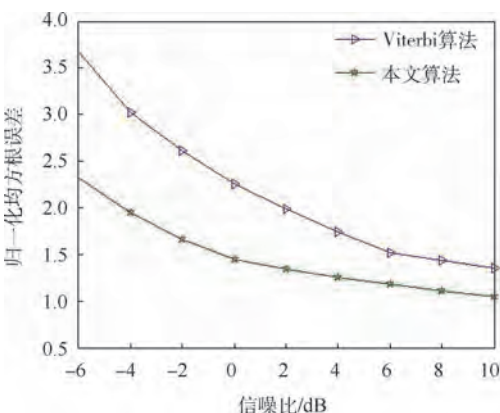


图11 本文算法与 Viterbi 算法对比

Fig.11 Comparison between proposed algorithm and Viterbi algorithm

随着信噪比的增加,归一化均方根误差整体呈下降趋势,且在信噪比大于 6 dB 后,曲线趋于平稳,这是由于骨架提取的固有缺陷造成的。从图中可以明显看出,本文所提算法的归一化均方根误差要小于 Viterbi 算法。

5 结论

本文通过分析进动锥体弹道目标微动特性,提出了一种利用时频曲线交点信息进行平动补偿与曲线分离的方法。

1) 弹道目标的时频图是多个散射点微动分量叠加的结果,想要直接进行平动补偿往往很困难。利用交点处微多普勒与散射点微动特性完全受平动效应支配这一结论,本文先采用改进的 Harris 角点检测方法提取出时频曲线交点坐标,再根据交点进行平动补偿,仿真实验表明该方法具有良好的平动补偿效果。

2) 针对传统 Viterbi 算法在交点处出现的频率跳变及错误关联现象,本文充分利用交点信息,先对时频图进行分段处理,再利用 Viterbi 算法对每一段时频图进行分离处理,最后再进行曲线合并得到完整的分离曲线。仿真实验表明该理念的正确性。

3) 对算法进行了蒙特卡罗仿真实验,仿真结果表明在不同信噪比情况下本文算法的归一化均方根误差均小于 Viterbi 算法,具有良好的抗噪性与较高的准确度。

4) 在仿真中发现,由于骨架提取的固有缺陷,通过本文算法分离出的曲线与原始数据始终有一定的误差,如何减少这一误差,提高曲线分离准确度将是下一步研究的重点。

参考文献 (References)

- [1] DAVID L R. Ballistic missile defense[J]. Journal of Electronic Defence, 2006, 29(1): 46-52.
- [2] CHEN V C, LI F Y, HO S S, et al. Analysis of micro-Doppler signatures[J]. IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation, 2003, 150(4): 271-276.
- [3] 束长勇, 张生俊, 黄沛霖, 等. 基于微多普勒的空间锥体目标微动分类[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(7): 1387-1394.
SHU C Y, ZHANG S J, HUANG P L, et al. Micro-motion classification of spatial cone target based on micro-Doppler[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(7): 1387-1394 (in Chinese).
- [4] 高红卫, 谢良贵, 文树梁, 等. 弹道导弹目标微动特性的微多普勒分析与仿真研究[J]. 系统仿真学报, 2009, 21(4): 954-961.

- GAO H W, XIE L G, WEN S L, et al. Micro-Doppler analysis and simulation study of micro-motion performance of ballistic missile targets[J]. Journal of System Simulation, 2009, 21(4): 954-961 (in Chinese).
- [5] 杨有春, 童宁宇, 冯存前, 等. 弹道目标中段平动补偿与微多普勒提取[J]. 宇航学报, 2011, 32(10): 2235-2241.
YANG Y C, TONG N N, FENG C Q, et al. Translation compensation and micro-Doppler extraction of ballistic target in mid-course[J]. Journal of Astronautics, 2011, 32(10): 2235-2241 (in Chinese).
- [6] 罗迎, 柏又青, 张群, 等. 弹道目标平动补偿与微多普勒体制提取方法[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(6): 602-608.
LUO Y, BAI Y Q, ZHANG Q, et al. Translational motion compensation and micro-Doppler feature extraction of ballistic targets[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2012, 34(6): 602-608 (in Chinese).
- [7] LI P, WANG B C, WANG L. Separation of micro-Doppler signals based on time frequency filter and Viterbi algorithm[J]. Signal, Image and Video Processing, 2013, 7(3): 593-605.
- [8] 马梁, 刘进, 王涛, 等. 旋转对称目标滑动型散射中心微多普勒特性[J]. 中国科学: 信息科学, 2011, 41(5): 605-616.
MA L, LIU J, WANG T, et al. Micro-Doppler characteristics of sliding-type scattering center on rotationally symmetric target[J]. Science China: Information Sciences, 2011, 41(5): 605-616 (in Chinese).
- [9] 贺思三, 赵会宁, 张永顺. 基于延迟共轭相乘的弹道目标平动补偿[J]. 雷达学报, 2014, 3(5): 505-510.
HE S S, ZHAO H N, ZHANG Y S. Translational motion compensation for ballistic targets based on delayed conjugated multiplication[J]. Journal of Radars, 2014, 3(5): 505-510 (in Chinese).
- [10] SHUI P L, ZHANG W C. Corner detection and classification using anisotropic directional derivative representation[J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2013, 22(8): 3204-3218.
- [11] 高翔, 万成浩, 李润生. 一种基于 Harris-Laplace 算法的亚像素角点检测方法[J]. 测绘科学技术学报, 2017, 34(5): 475-480.
GAO X, WAN C H, LI R S. A sub-pixel corner detection method based on Harris-Laplace algorithm[J]. Journal of Geomatics Science and Technology, 2017, 34(5): 475-480 (in Chinese).
- [12] FAN L, WU Q, RUAN C, et al. A feature extraction algorithm based on 2D complexity of gabor wavelets transform for facial expression recognition[C] // International Congress on Image and Signal Processing. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2013: 392-396.
- [13] ZITON A B, KAUTSKY J, PETERS G, et al. Robust detection of significant points in multiframe images[J]. Pattern Recognition Letters, 1999, 20(2): 199-206.
- [14] HE X H, LEI M, YANG D, et al. Corner detector based on global and local curvature properties[J]. Optical Engineering, 2008, 47(5): 057008.
- [15] JR FORNEY G D. The Viterbi algorithm[J]. Proceedings of the IEEE, 1973, 61(3): 268-278.
- [16] 李坡. 雷达目标微动信号分离与参数估计方法研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2012.
LI P. Research on separation and parameter estimation of signal from radar target with micro-motions[D]. Nanjing: Nanjing University of Science & Tehnology, 2012 (in Chinese).
- [17] 王义哲, 冯存前, 李靖卿, 等. 弹道中段多目标微多普勒分离方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(1): 113-120.
WANG Y Z, FENG C Q, LI J Q, et al. Micro-Doppler resolution of multi-ballistic targets in midcourse[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(1): 113-120 (in Chinese).

作者简介:

韩立珣 男, 硕士研究生。主要研究方向: 雷达信号处理。

田波 男, 博士, 副教授, 硕士生导师。主要研究方向: 雷达及电子战系统。

冯存前 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 目标探测与识别、雷达及电子战系统。

贺思三 男, 博士, 副教授, 硕士生导师。主要研究方向: 雷达及电子战系统。

Translation compensation and resolution of ballistic target with precession

HAN Lixun¹, TIAN Bo¹, FENG Cunqian^{1,2,*}, HE Sisan¹

(1. Air and Missile Defense College, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China;

2. Collaborative Innovation Center of Information Sensing and Understanding, Xi'an 710077, China)

Abstract: The ballistic target will cause superposition and folding of the micro-Doppler curve when moving in the midcourse at high speed, the traditional translation compensation method is not suitable for ballistic target translation compensation. After analyzing the frequency characteristics of each scattering point at the precession, it is found that the frequency at the intersection of the curves is completely caused by the translation. According to this property, a method of using the time-frequency image intersection information to perform translation compensation is proposed. First, the time-frequency skeleton image of the echo signal is obtained, then the Harris corner detection method based on bilateral filter is used to extract the corner points in skeleton and the intersection coordinates in the time-frequency image are obtained. Finally, the coordinates of intersection points are used to estimate the translation parameters for translation compensation. For the problem that the traditional Viterbi algorithm is easy to generate false correlations at the intersection of curves, a segmentation Viterbi algorithm using intersection information is proposed to separate the compensated time-frequency curves. Simulation experiments verify the effectiveness of the proposed method.

Keywords: ballistic targets; micro-Doppler; translation compensation; corner detection; Viterbi algorithm

Received: 2018-11-05; **Accepted:** 2018-12-29; **Published online:** 2019-01-10 10:07

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190109.1122.003.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61501495,61701528)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2018.0609

一种低轨遥感卫星按需数据传输机制



毕梦格¹, 徐伟琳², 侯蓉晖^{3,*}

(1. 西安电子科技大学 通信工程学院, 西安 710071; 2. 中国空间技术研究院西安分院, 西安 710000;
3. 西安电子科技大学 网络与信息安全学院, 西安 710071)

摘 要: 针对现有低轨(LEO)遥感卫星数据下行机制普遍存在的低效率、高时延、传输路径易损等问题,提出了一种新型的遥感数据传输机制。所提机制中,支持地面站按需实时定位遥感影像资源,并建立定位卫星到达地面站的传输路径;在建立传输路径时,考虑到协作卫星与地面的可视时间有限,提出了以路径持续服务时间最大化为度量的路由算法,降低因协作卫星改变而引入的传输时延。基于 NS3 仿真平台实现了所设计的数据传输机制,实验表明,提出机制相比现有数据传输机制可降低数据传输时延,减少数据丢失。

关键词: 低轨(LEO)卫星网络; 按需下行; 路由算法; 多路由度量; 持续服务时间
中图分类号: V474; TN927

文献标识码: A **文章编号:** 1001-5965(2019)07-1467-07

分布式低轨(Low Earth Orbit, LEO)卫星网络广泛应用于遥感遥测、气象预报与环境监测等领域^[1],凭借其覆盖域广、灵活部署、传播时延低等优势,成为全球数据实时采集与传输的最佳选择。由于地面站部署受限,高速飞行的 LEO 卫星运行至境内地面站通信范围时才能迎来短暂的数据传输窗口,并且卫星与地面站可视时间有限,无法满足数据传输的时效性^[2]。

为了实现卫星网络中任意节点传输尽可能多的数据至地面站,文献[3]以蚁群算法为基础,将链路带宽和传输跳数作为参考因子,寻找到达协作卫星(直接与地面站通信的卫星)的最优路径。文献[4]设计了一种互斥多路径路由算法,由低轨发言人收集并交换实时链路状态,根据全网拓扑计算协作卫星与本地的多条最优路径,旨在增强卫星实时下行数据的能力。面向低轨卫星实时传输信息至地面站的需求,文献[5]设计了一种吞吐量和路由联合调度机制,为全网卫星制定传

输调度顺序与路径,从而实现吞吐量最大化的目标。或者以高轨卫星作为低轨遥感卫星的中继^[6],低轨卫星将收集的数据经过高轨卫星转发至地面站,提升了遥感数据传输的实时性。以上研究总结为两方面:第一是设计多层卫星网络架构,利用同步轨道卫星中继数据^[7],一定程度上提升了传输的实时性,对于资源受限的高轨卫星^[8],传输海量遥感数据将占用其大部分的带宽资源,特别是多星接入时,导致高轨卫星负载过重,数据传输时延较大;第二是以链路带宽、时延等作为路由度量准则,设计集中式的路由或传输调度算法^[9],该类算法将研究重点放在带宽利用率与负载均衡^[10],忽略系统的传输时效性需求以及协作卫星变更引发的传输延迟。

针对以上研究的不足,本文提出一种按需遥感数据传输的应用需求,地面站可主动向 LEO 卫星网络索取所需资源,为用户提供更智能的数据传输服务,将其即刻所需的资源及时传回地面

收稿日期: 2018-10-23; 录用日期: 2019-03-08; 网络出版时间: 2019-03-20 17:43

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190319.1223.002.html

基金项目: 国家自然科学基金(61571351, 61472308, 61572466, 61771296); 国家重点研发计划(2017YFB1400100);

中兴通讯研究基金; 陕西省重点研发计划(中低轨卫星通信安全组网关键技术研究与平台开发)

*通信作者. E-mail: rhou@xidian.edu.cn

引用格式: 毕梦格, 徐伟琳, 侯蓉晖. 一种低轨遥感卫星按需数据传输机制[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(7): 1467-1473.
BI M G, XU W L, HOU R H. An on-demand data transmission mechanism for LEO remote sensing satellite [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(7): 1467-1473 (in Chinese).

站。设计的数据传输机制主要具有以下创新点：
 ①提供资源的卫星定位与路由建立的同步执行；
 ②设计多路由度量决策模型，结合路径持续服务时间(Path Persistent Service Time, PST)最大化的路由算法，减少协作卫星的改变所引起的路由重构操作，降低数据传输时延。对比现有的数据驱动下行方式，该机制能够在海量遥感数据中快速定位所需资源并及时传输至地面站，保证数据下行的时效性，促进传统的被动式遥感数据服务向主动智能模式的转换。

1 按需遥感数据传输模型

定义 LEO 卫星网络中的卫星集合为 $S = \{S_1, S_2, \dots, S_N\}$ ，卫星数目为 N 。将遥感卫星网络所覆盖的地面区域划分为 M 个子区域 $A = \{A_1, A_2, \dots, A_M\}$ ，为简化模型，假设子区域不重叠。对于任意卫星 S_i ，存储着在不同时刻采集到的不同区域的遥感影像资源块，将其表示为 $RB(S_i) = \{RB_1(S_i), RB_2(S_i), \dots, RB_L(S_i)\}$ ， L 代表该卫星拥有的资源块数目，任意资源块 $RB_l(S_i)$ 具有时间属性 $Time(RB_l(S_i)) = T \rightarrow T'$ 与空间属性 $Space(RB_l(S_i)) = A_x$ ，具体含义是卫星 S_i 在时间段 $[T, T']$ 将采集的 A_x 区域的遥感影像存储为 $RB_l(S_i)$ 。

本文使用“一站一星”的工作模式，即同一时刻仅设置一颗与地面站直接通信的卫星，称为协作卫星^[11] (Cooperative Satellite, CS)，并将下一任的协作卫星称为当前协作卫星的继承协作卫星 (Inherited Cooperative Satellite, ICS)，两者的继承关系可以表示为 $ICS = Inherited_{CS \rightarrow ICS}(CS)$ 。图 1 中，假设地面站 ES 需要 $[T_a, T_b)$ 时段的 A_m 地域的遥感影像，当前协作卫星 CS 无法提供时，ES 将其所

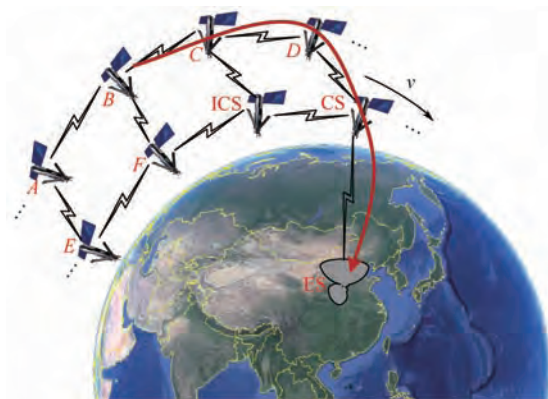


图 1 遥感数据下行示意图
 Fig. 1 Schematic diagram of remote sensing data download

需资源的属性关键词 $\{A_m, T_a \rightarrow T_b\}$ 注入网络进行请求查询，具有该属性资源块的卫星 B 收到指示后，通过多条星间链路建立到达 CS 的双向传输路径，将遥感资源块传回地面。对于提供资源的卫星，定义为资源卫星 S^* ，满足式(1)。

$$S^* = \arg \{A_m = Space(RB_l(S^*)), [T_a, T_b) \subseteq Time(RB_l(S^*))\} \quad (1)$$

式中： $RB_l(S^*) \in RB(S^*)$ ， $\forall l \in (1, 2, \dots, L)$ ； $A_m \in A$ ， $\forall m \in (1, 2, \dots, M)$ ； $[T_a, T_b)$ 为系统周期内的某一段时间段。具体含义是，若某卫星具有指定的时间属性和空间属性的遥感资源块，那么该卫星即能够为地面站提供其所需资源的资源卫星。

2 一种遥感卫星数据传输机制

通常情况遥感下行数据量较大，很有可能由于协作卫星的切换，使得传输路径断开，需要重构路由，整个过程时延较大，无法保证数据传输的实时性要求。在图 1 中， B 节点到达地面站的传输路径如图所示，当 CS 移出地面站可视范围后，当前传输路径不可用， B 节点需要重构到地面站的路径。如果 B 节点采用如图 2 所示的路径进行传输，该条路径包含继承协作卫星节点 ICS，当 CS-ES 的星地链路失效后，ICS 可以直接连接地面站，即 B 节点仍然具有到达地面站的传输路径，其遥感数据的下行传输过程不中断。基于此想法，本节将介绍基于路径可持续服务时间最大化的路由算法，以及联合资源卫星定位的路由构建过程。

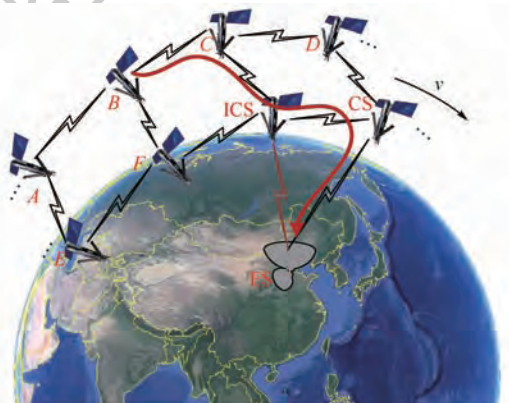


图 2 连续数据下行实例
 Fig. 2 An example of continuous data download

2.1 基于多目标优化的路径评估模型

为了评估路径是否满足传输的可靠性与低时延需求，本文将预期传输次数 (Expected Number

of Transmissions, ENT)、传输时延与持续服务时间作为路径代价评估指标^[12]。

2.1.1 预期传输次数

预期传输次数^[13],定义为节点 i 的单播分组被节点 j 成功接收所需的传输次数,值越小则链路 S_{ij} 的通信质量越好,数据接收的成功率越大。路由协议在运行阶段设置有效周期为 t 的探测窗口,节点 i 与节点 j 均以周期 T 发送组网信号探测星间链路 S_{ij} 的连通性与传输质量,每个探测窗口结束时节点交互所收到彼此的组网信号数目。假设探测窗口内 j 成功接收节点 i 的组网信号数为 cnt ,在链路不断开的条件下,对于探测窗口 $k(k > 1)$, i 单播一个分组被 j 成功接收的概率如式(2)所示,即最新的成功接收概率。

$$r_j^k = \begin{cases} \frac{(\text{cnt} \cdot T)/t + r_j^{k-1}}{2} & k > 1 \\ (\text{cnt} \cdot T)/t & k = 1 \end{cases} \quad (2)$$

式中: r_j^{k-1} 为上一个探测窗口的数据成功接收概率。因此节点 i 向节点 j 单播一个数据包, j 成功接收数据包的预期传输次数为

$$\text{ENT}_{S_{ij}} = 1/r_j^k = t/(\text{cnt} \cdot T) \quad (3)$$

一条端到端路径 path 的期望传输次数为组成其的各条链路 S_{ij} 的预期传输次数之和:

$$\text{ENT}_{\text{path}} = \sum_{S_{ij} \in \text{path}} \text{ENT}_{S_{ij}} \quad (4)$$

2.1.2 路径传输时延

遥感数据下行过程中最关注数据传输时延,因此本文设计的路由决策将路径时延作为主要的路由度量。分组 p 沿链路 S_{ij} 由卫星 i 传输到 j 的链路时延 $D_{S_{ij}}$ 包括发送时延 $\text{size}(p)/R_{ij}$ 、传播时延

d_{ij}/c 和排队时延 $\text{size} \left(\sum_{q_i=Q} q_i \right) / R_{ij}$,即

$$D_{S_{ij}} = \frac{\text{size}(p)}{R_{ij}} + \frac{d_{ij}}{c} + \frac{\text{size} \left(\sum_{q_i=Q} q_i \right)}{R_{ij}} \quad (5)$$

式中: $\text{size}(p)$ 为分组 p 大小; R_{ij} 为链路 S_{ij} 的数据发送速率; d_{ij} 为链路 S_{ij} 的长度; c 为光速; Q 为位于分组 p 之前的链路队列缓存长度。时延具有可加性,因此端到端路径时延即为链路时延的总和为

$$D_{\text{path}} = \sum_{S_{ij} \in \text{path}} D_{S_{ij}} \quad (6)$$

2.1.3 路径持续服务时间

路径持续服务时间指一条端到端路径能支持资源卫星连续下行传输数据的时间,一站一星模式中,同一时刻仅存在一颗协作卫星,协作卫星的变更致使某些路径失效,无法继续提供数据下行

的服务,而包含继承协作卫星的路径则很有可能提供较长的传输服务时间;另一方面,对于那些生存性很差的路径也不能支持连续的数据下行。星间链路的生存性可以使用链路有效期(Link Validity Time, LVT)衡量,将星间链路的有效期定义为通信范围内两卫星的链路剩余保持时间,有效期越长则链路维持时间越长,链路的生存性越好。依据卫星的周期性运行规律,可以得到星间链路 S_{ij} 的链路有效期 $\text{LVT}_{S_{ij}}$ 。路径 path 的有效期由构成该路径的星间链路的有效期最小值决定:

$$\text{LVT}_{\text{path}} = \min_{S_{ij} \in \text{path}} (\text{LVT}_{S_{ij}}) \quad (7)$$

由以上分析得到,路径持续服务时间不仅受星间链路的生存性影响,还与星地链路的连接时间相关,其值由该路径的有效期和该路径与地面站连接时间中的较小者来决定。路径与地面站的连接时间就是协作卫星与地面站的剩余通信时间,如果一条路径中包含了继承协作卫星,那么这条路径与地面站的连接时间应为协作卫星与地面站的剩余通信时间加上继承协作卫星与地面站的可视时间。设 T_{CS} 是协作卫星 CS 与地面站的剩余通信时间, T_{ICS} 是继承协作卫星 ICS 与地面站的可视时间。本文仅考虑一次协作继承,多次协作继承可以此类推;由协作卫星到资源卫星的传输路径 $\text{path} = \{ \text{CS}, v_1, v_2, \dots, v_n, S^* \mid n = 1, 2, \dots \}$ 是一个有序的链路集合,可通过在路径构建期间,可通过路径是否包含继承协作卫星来推导路径持续服务时间 PST 的表达式:

$$\text{PST}_{\text{path}} = \begin{cases} \min(\text{LVT}_{\text{path}}, T_{\text{CS}}) & \text{Inherited}(\text{CS}) \notin \text{path}_{\text{CS} \rightarrow \text{S}^*} \\ \min(\text{LVT}_{\text{path}}, T_{\text{CS}} + T_{\text{ICS}}) & \text{Inherited}(\text{CS}) \in \text{path}_{\text{CS} \rightarrow \text{S}^*} \end{cases} \quad (8)$$

2.1.4 路径评估模型

本文提出了路径持续服务时间最大化的遥感数据下行机制,旨在为资源卫星 S^* 提供连续的数据传输。如果传输路径中存在具有继承关系的协作卫星,那么该路径可以为资源卫星提供相对较长时间的路由服务,然而有些持续服务时间长的路径可能存在传播时延较大或者通信质量欠佳等问题,并不能保证遥感数据下行的时效性与可靠性。所以本文将路由决策问题等效为多目标约束下的最优化路径代价评估模型:

$$\begin{cases} \max C = \text{PST}_{\text{path}_l} \\ \text{s. t. } \text{path}_l \in \{ \text{path}_1, \text{path}_2, \dots, \text{path}_N \mid l = 1, 2, \dots, N \} \\ \text{ENT}_{\text{path}_l} \leq \text{ENT}_{\text{max}} \\ D_{\text{path}_l} \leq D_{\text{max}} \end{cases} \quad (9)$$

式中: D_{\max} 和 ENT_{\max} 分别为路径时延阈值、路径传输次数阈值,可根据实际场景设置。基于预期传输次数和时延等链路状态的协同约束,以持续服务时间为路径代价,资源卫星获取候选传输路径集合 $\{path_1, path_2, \dots, path_N | l = 1, 2, \dots, N\}$ 之后,将持续服务时间最大化作为决策依据^[14],从满足传输时延与传输质量的多条可用路径中,选择支持资源卫星下行数据时间最长的路径作为下行遥感数据的最佳传输路径。通常情况下,遥感卫星网络规模有限,卫星节点数量不多,因此筛选符合条件的路径切实可行。

2.2 联合资源卫星定位的路由构建过程

卫星周期性发送带有本地移动信息的“心跳信号”以感知链路状态^[15],获取信号的邻居卫星根据移动信息等计算并存储链路有效期、期望传输次数和链路时延。地面站需要具有某种时空属性的遥感数据时,若当前协作卫星具有相关的遥感资源,直接利用星地链路将其下行传输至地面站;若协作卫星无法提供时,由协作卫星驱动资源定位与路由协议的同步执行,在泛洪方式资源查询过程中运行按需路由算法^[16],建立资源卫星与协作卫星间的传输路径。本文关注的是如何快速定位并传输资源,不再赘述按需路由算法细节。详细步骤如下:

步骤1 当协作卫星收到地面站发来的包含时空属性 $\{A_m, T_a \rightarrow T_b\}$ 的资源定位指示,创建路由发现请求分组(Route Request, RREQ),获取协作卫星地址 Src_addr、其与地面站的剩余可视时间 T_{cs} ,填充于RREQ请求中的相应位置,将继承协作卫星与地面站的可视时间 T_{ics} 以及其他的各项路径代价置为0,查询本地请求记录RREQ_ID,进行加一操作后写入请求的相应字段,广播发送该RREQ请求,转步骤2。本文重新设计了按需路由协议的请求分组格式,图3显示了RREQ分组的主要字段,不再使用原有格式中的目的地址,增加资源时空属性 Attributes 与相应路径代价等主要字段,用于检索匹配遥感资源和评估路径代价。

步骤2 节点收到路由发现请求,检查之前是否收到过相同标识的请求RREQ_ID,若是,丢弃该请求;否则执行资源定位与路径构建过程,若是继承协作卫星收到RREQ,将其与地面站的可视时间填充于请求中的相应字段,用于路径代价的计算。添加或者更新到协作卫星的路由信息,计算发来请求的邻居与本节点之间的各项链路代价,链路时延 $D_{s_{ij}}$ 、期望传输次数 $ENT_{s_{ij}}$ 、链路有

协作卫星地址Src_addr
资源属性Attributes
路由请求标识RREQ_ID
协作卫星与地面站剩余通信时间 T_{cs}
继承协作卫星与地面站可视时间 T_{ics}
路径期望传输次数 ENT_{path}
路径时延 D_{path}
路径有效期LVT $_{path}$
路径持续服务时间PST $_{path}$

图3 RREQ消息格式设计

Fig.3 Format design of RREQ packet

效期 $LVT_{s_{ij}}$,与RREQ中携带路径时延 D_{path} 、路径期望传输次数 ENT_{path} 、路径有效期 LVT_{path} 以及路径持续服务时间 PST_{path} 进行迭代计算后并更新至RREQ相应字段,转步骤3。

步骤3 根据RREQ中的时空属性查询本地遥感资源,若具有满足式(1)的资源块,本地卫星即为资源卫星 S^* ,开启路径信息收集定时器,在定时期间等待来自其他路径的RREQ。步骤2所述的检查RREQ请求标识,若是资源卫星在收集路径信息期间,收到相同标识的RREQ请求,此时不再丢弃,将其加入候选传输路径集合;定时器期满后进入路径选取阶段,根据候选集合中备选者的路径代价 C 来确定最优传输路径^[17],为了建立双向路径, S^* 沿最优传输路径的反向单播路由应答(Route Reply, RREP),并驱动卫星数据的下行。若不存在属性相同的资源块,转发该请求。

步骤4 根中间节点收到RREP,创建或更新到达资源卫星的路径,进入下行数据的准备阶段,并沿着已建好的反向路径转发该RREP,直至协作卫星收到该路由回复,通知地面站准备接收遥感数据。

3 仿真与性能评估

3.1 仿真场景设置

为了分析文中的按需数据传输机制的有效性,与可靠性,借助网络仿真软件NS3构建类铱星系统的LEO卫星网络模型,仿真过程中用到的主要参数如表1所示。

卫星轨道高度780 km,设置6个倾斜角为 86° 的轨道面,每个轨道面上均匀分布10颗卫星,星间链路带宽10 Mbit/s,每颗卫星具有2条轨道

内链路和 2 条轨道间链路,卫星在穿越极区时关闭轨道间的星间链路,反向缝两侧不设置轨道间链路;部署的境内地面站位于北京(116°E,40°N),遥感资源块以数据包格式进行传输,数据包的平均长度为 1 000 Bytes,数据传输比特率在 800 ~ 1 400 Kbit/s 区间选取。在此场景下,配置不同的数据传输比特率和位置不同的资源卫星,在网络负载状态和传输路径距离不同的仿真场景下,以分组的平均端到端时延和丢失率为性能评估指标,利用 NS3 软件将本文所提路由算法与按需最小跳数路由算法进行仿真对比。

表 1 仿真参数设置

Table 1 Simulation parameter setting

参数	数值
轨道高度/km	780
轨道数	6
轨道中卫星数	10
轨道倾角/(°)	86
星间链路数	4
星间链路带宽/(Mbit · s ⁻¹)	10
数据传输速率/(Kbit · s ⁻¹)	800 ~ 1 400
数据包平均长度/Bytes	1 000

3.2 算法性能评估

在所搭建的卫星网络模型中,假设地面站请求区域(120°W,54°S)的即刻(2018 年 9 月 25 日 19:50)遥感影像资源,响应的资源卫星以一定的数据传输速率下行,图 4 为网络负载状态对算法性能的影响。图 4(a)、图 4(b)分别显示了在不同资源传输速率下的数据平均端到端传输时延与丢失率的变化趋势,传输速率表征网络的负载状态,随着资源传输速率的增加,网络趋于重负载状态,此时极易发生拥塞现象,因此 2 种算法的数据端到端传输时延与丢失率均呈现增长趋势。

按需最小跳数路由的建路准则是寻路包经历的跳数最小,分析图 4(a)可得,对比最小跳数路由,服务时间最大化路由算法对遥感数据的传输时延具有一定的优化作用,由于建立路径的准则不是路径最短,所选路径相对来说可能时延较大,但是算法将服务时间最大化作为构建路径的主要依据,以很大概率获得了包含继承协作卫星的传输路径,一定程度上避免了由于传输路径损毁而引入的路由重构时延,从而改善了端到端传输时延。如图 4(b)所示,本文算法能够使得更多的数据被地面站成功接收,具有更低的数据丢失率,这是因为卫星考虑了其与邻居节点之间的链路质量与稳定性,在路由决策阶段对链路时延、服务持续性等方面进行了约束,剔除了传输质量与链路稳

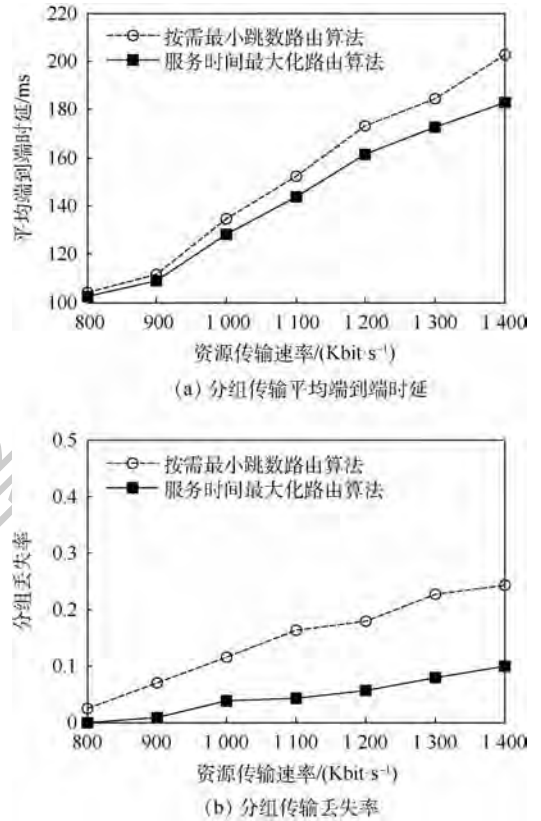


图 4 网络负载状态对算法性能的影响
Fig. 4 Influence of network load states on algorithm performance

定性较差的路径,避免了路径重构过程所造成的分组丢失现象,使得数据传输的投递率得到提高,增强了地面站接收遥感数据的可靠性。

图 5 为传输路径距离对算法性能的影响。图 5(a)显示了数据传输比特率为 1 400 Kbit/s 时的遥感数据平均端到端传输时延随着资源卫星位置不同的测试结果。分析可得,资源卫星与协作卫星的相对距离越大,数据传输时延随之增加,一方面是因为引入了较大的传播时延,另一方面则是由于路径中包含的卫星数目变多,传输碰撞现象频繁发生,从而使得处理时延和重传时延迅速增长,所以整体的传输时延持续增加;本文算法相对于按需最小跳数路由算法,考量了链路质量和生存性等链路权重,传输路径所包含的链路质量较好,减小了因链路拥塞和路径失效所引入的时延,因此具有更小的数据端到端传输时延。固定数据传输比特率为 1 400 Kbit/s,图 5(b)显示了资源卫星位置不同时遥感数据丢失率,随着资源卫星与协作卫星的距离增加,分组丢失率持续增长,网络处于重负载时,本文算法的优化作用更加明显,这是由于对星间链路的传输质量进行实时检测,倾向选择状态较好的链路,使得建立的下行

路径更加稳定;此外,以路径持续服务时间最大化为目标,所选的下行路径中很有可能包含着继承协作卫星,路径有效期相对较大,大大地降低了因传输路径失效而引起的数据丢失概率。

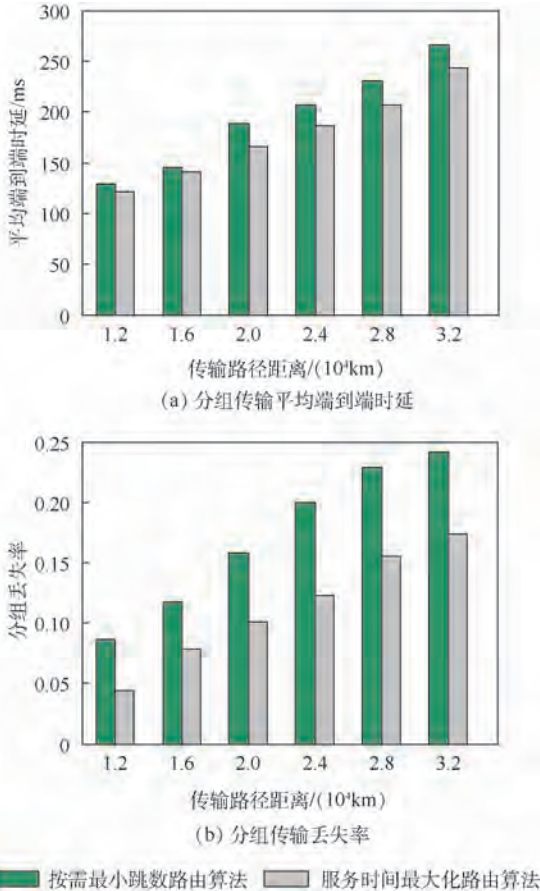


Fig. 5 Influence of transmission path distance on algorithm performance

4 结 论

为了克服现有 LEO 遥感卫星数据传输机制的低效率、高时延等问题,实现 LEO 卫星网络数据下行的时效性与可靠性,本文在按需路由算法的基础上,结合资源卫星定位过程,提出了一种按需方式的遥感数据传输机制,并结合路径持续服务时间最大化的路由算法,寻找最优传输路径。使用 NS3 仿真平台搭建 LEO 卫星网络并进行仿真验证,结果表明:

1) 相比于传统数据传输机制中使用的按需最小跳数路由算法,设计的按需遥感数据传输机制将传输质量和路径持续服务时间作为路径代价,避免了因协作卫星切换所引入的传输延迟,有效地降低了遥感卫星网络中的数据传输时延,提高了分组投递率。

2) 随着数据传输速率增加,网络趋于重负载状态,传输路径中断概率变大,而所提机制中以路径持续服务时间最大化为寻路准则,同时考量了路径的传输质量,因此在重负载状态下,对网络性能的改善作用越显著。

参考文献 (References)

- [1] KONDRATEVA O, DÖBLER H, SPARKA H, et al. Throughput-optimal joint routing and scheduling for low-earth-orbit satellite networks[C] // Proceedings of 2018 Wireless On-Demand Network Systems and Services. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2018:59-66.
- [2] ZHOU D, SHENG M, LUI K S, et al. Lifetime maximization routing with guaranteed congestion level for energy-constrained LEO satellite networks[C] // Proceedings of 2016 IEEE Vehicular Technology Conference Spring. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2016:1-5.
- [3] YARR N, CERIOTTI M. Optimization of inter-satellite routing for real-time data download[J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 2018, 54(5):2356-2369.
- [4] 刘沛龙, 陈宏宇, 魏松杰, 等. LEO 卫星网络海量遥感数据下行的负载均衡多径路由算法[J]. 通信学报, 2017, 38(Z1):135-142.
LIU P L, CHEN H Y, WEI S J, et al. Load balancing multipath routing protocol for mass remote sensing data downlink in LEO satellite network[J]. Journal on Communications, 2017, 38(Z1):135-142(in Chinese).
- [5] LV T, LIU W, HUANG H, et al. Optimal data downloading by using inter-satellite offloading in LEO satellite networks[C] // Proceedings of 2016 IEEE Global Communications Conference. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2016:1-6.
- [6] 刘立芳, 吴丹, 郎晓光, 等. GEO/LEO 卫星网络的数据传输与抗毁性技术[J]. 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2018, 45(1):1-5.
LIU L F, WU D, LANG X G, et al. Research on data transmission and survivability technology of the GEO/LEO satellite network[J]. Journal of Xidian University(Natural Science), 2018, 45(1):1-5(in Chinese).
- [7] WU Y, YANG Z, ZHANG Q. A novel DTN routing algorithm in the GEO-relaying satellite network[C] // Proceedings of 2015 International Conference on Mobile Ad-Hoc and Sensor Networks. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2015:264-269.
- [8] 柴嘉薪, 王新龙, 俞能杰, 等. 高轨航天器 GNSS 信号传播链路建模与强度分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2018, 44(7):1496-1503.
CHAI J X, WANG X L, YU N J, et al. Modeling and intensity analysis of GNSS signal link for high-orbit space-craft[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2018, 44(7):1496-1503(in Chinese).
- [9] ZHANG T, LI H, ZHANG S, et al. A storage-time-aggregated graph-based QoS support routing strategy for satellite networks[C] // Proceedings of 2017 IEEE Global Communications Conference. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2017:1-6.

- [10] LI X, TANG F, CHEN L, et al. A state-aware and load-balanced routing model for LEO satellite networks[C] // Proceedings of 2017 IEEE Global Communications Conference. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2017: 1-6.
- [11] TANG F, ZHANG H, FU L, et al. Multipath cooperative routing with efficient acknowledgement for LEO satellite networks[J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2019, 18(1): 179-182.
- [12] 杨力, 孙晶, 潘成胜, 等. 基于多目标决策的 LEO 卫星网络多业务路由算法[J]. 通信学报, 2016, 37(10): 25-32.
YANG L, SUN J, PAN C S, et al. LEO multi-service routing algorithm based on multi-objective decision making[J]. Journal on Communications, 2016, 37(10): 25-32 (in Chinese).
- [13] XU W C, JIANG M, TANG F L, et al. Network coding-based multi-path routing algorithm in two-layered satellite networks[J]. IET Communications, 2018, 12(1): 2-8.
- [14] 徐方, 张沪寅, 徐宁, 等. 基于上下文认知的高效路由算法[J]. 华南理工大学学报, 2015, 43(5): 139-144.
XU F, ZHANG H Y, XU N, et al. An energy-efficient routing algorithm based on context awareness[J]. Journal of South China University of Technology, 2015, 43(5): 139-144 (in Chinese).
- [15] 马林华, 张嵩, 茹乐, 等. 航空高动态网络链路感知 OLSR 路由算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2016, 42(7): 1326-1334.
- MA L H, ZHANG S, RU L, et al. Link awareness-based OLSR routing algorithm for airborne highly dynamic networks[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42(7): 1326-1334 (in Chinese).
- [16] LI T, JI H, MEI J Q. Topology mismatch avoidable cross-layer protocol for P2P file discovery in MANETs[C] // Proceedings of 2009 IEEE Wireless Communications & Networking Conference. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2009: 2943-2947.
- [17] 祝振凯, 黄传河. 基于链路信息的卫星网络最优路径选择策略[J]. 计算机工程与科学, 2017, 39(3): 470-476.
ZHU Z K, HUANG C H. An optimized path selecting strategy in satellite network based on satellite link information[J]. Computer Engineering & Science, 2017, 39(3): 470-476 (in Chinese).

作者简介:

毕梦格 女, 硕士研究生。主要研究方向: 卫星网络路由算法。

徐伟琳 男, 博士。主要研究方向: 空间网络技术。

侯蓉晖 女, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 无线通信、卫星通信、空间网络技术。

An on-demand data transmission mechanism for LEO remote sensing satellite

BI Mengge¹, XU Weilin², HOU Ronghui^{3,*}

(1. School of Telecommunications Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China;

2. China Academy of Space Technology (Xi'an), Xi'an 710000, China;

3. School of Cyber Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: Aimed at the shortcomings of the existing data downlink mechanisms for low earth orbit (LEO) remote sensing satellite, such as low efficiency, high delay and vulnerable transmission path, a new remote sensing data transmission mechanism was proposed. In the proposed mechanism, earth stations were supported to locate remote sensing image resources in real time on demand, and in the process, the transmission path from the positioning satellite to earth station was established. Taking into account the limited visual time between the cooperative satellite and the earth station, when transmission path is established, a routing algorithm was proposed based on the maximization of the path persistent service time to reduce the transmission delay caused by the change of the cooperative satellite. The designed data transmission mechanism was implemented based on the NS3 simulation platform. The experimental results show that the proposed mechanism can reduce the data transmission delay and data loss compared with the existing data transmission mechanism.

Keywords: low earth orbit (LEO) satellite network; on-demand downlink; routing algorithm; multi-route metric; persistent service time

Received: 2018-10-23; **Accepted:** 2019-03-08; **Published online:** 2019-03-20 17:43

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190319.1223.002.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61571351, 61472308, 61572466, 61771296); National Key R&D Program of China (2017YFB1400100); 111 Project (B16037); ZTE Funding Program; Key R&D Program Project for Shaanxi Province (Research on the Key Technology and Platform Developing of MEO/LEO Satellite Communication Security)

* **Corresponding author.** E-mail: rhhou@xidian.edu.cn

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2018.0639

含初始裂缝水泥混凝土路面对冲击荷载响应分析

陈扬, 童朝霞*, 冯锦艳, 高政国

(北京航空航天大学 交通科学与工程学院, 北京 100083)



摘 要: 冲击荷载对水泥混凝土路面的破坏与普通交通荷载有很大不同。采用数值模拟方法,探索了冲击荷载作用下面层具有不同初始裂缝长度和位置的水泥混凝土路面的动态响应特性。研究发现水泥混凝土路面最终扩展的裂缝长度和沉降随初始裂缝长度的增加而增大,随初始裂缝与荷载作用中心距离的增加而减小。当初始裂缝长度与面层厚度的比超过某一值时,水泥混凝土路面会产生贯穿性的裂缝。初始裂缝长度的不同主要影响的是面层以下约5倍水泥混凝土面层厚度范围内石灰土和黄土的压缩变形。初始裂缝长度和位置的不同对荷载作用中心1m范围内水泥混凝土路面的沉降有较显著的影响。

关键词: 冲击荷载; 水泥混凝土路面; 裂缝; 沉降; 数值模拟

中图分类号: TU997

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2019)07-1474-07

水泥混凝土路面具有强度高、稳定性和耐久性好等优点,在中国各级公路中得到广泛应用。但是,由于水泥混凝土路面刚度大,在其使用过程中容易产生各种裂缝^[1]。通常情况下路面主要受交通荷载的作用,但在飞机紧急迫降、炮弹发射等特殊情况下,混凝土路面将受到冲击荷载的作用。冲击荷载具有荷载量大、作用时间短、速度快等特点,对路面造成的破坏与普通交通荷载有很大差别^[2]。考虑到水泥混凝土路面维修不方便且维修费用昂贵,因此研究含初始裂缝的水泥混凝土路面对冲击荷载的响应特性具有重要的工程意义^[3]。

吴国雄^[4]结合现场调研成果,从理论上分析了水泥混凝土路面的开裂机理和破坏过程。研究表明,动荷载对水泥路面的破坏性比普通的交通荷载大得多,是造成路面裂缝出现的主要原因。高哲^[5]依据现场监测结果,对落锤式弯沉仪(FWD)荷载作用下沥青路面的沉降进行了分析,发现温度、湿度、结构层厚度对沥青路面的沉降影

响较大,而土基模量的影响则相对较小。肖川等^[6]采用现场试验的方法,研究了FWD荷载下多种混凝土路面的响应特性,结果表明路面的沉降随荷载的增加显著增加,且增长速率先增大后减小。樊后超^[7]结合工程实际,采用数值模拟方法计算了冲击荷载作用位置对水泥混凝土路面的影响。计算结果表明,冲击荷载作用在混凝土面板中部时,对混凝土路面的裂缝扩展影响最大。

值得指出的是,目前已有相关冲击荷载对含初始裂缝的水泥混凝土路面影响的研究成果相对较少。另考虑到数值模拟的可靠性和有效性在很大程度上取决于参数的选定。因此,本文采用文献^[8]的计算方法,参考文献^[9-10]的研究思路,首先通过将数值模拟和经典的物理试验进行对比,确定出可靠的混凝土数值模拟参数。在此基础上,研究了冲击荷载作用下具有不同初始裂缝长度和位置的水泥混凝土路面的动态响应规律,以望对冲击荷载作用下水泥混凝土路面的动态响应研究有所裨益。

收稿日期: 2018-11-05; 录用日期: 2019-02-28; 网络出版时间: 2019-04-08 16:15

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190404.1259.001.html

基金项目: 国家自然科学基金(11872092)

*通信作者. E-mail: tongzx@buaa.edu.cn

引用格式: 陈扬, 童朝霞, 冯锦艳, 等. 含初始裂缝水泥混凝土路面对冲击荷载响应分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(7): 1474-1480. CHEN Y, TONG Z X, FENG J Y, et al. Dynamic analysis on cement concrete pavement with initial cracks under impact loading[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(7): 1474-1480 (in Chinese).

1 数值模拟参数有效性验证

董玉文和任青文^[11]已有研究表明:扩展有限元法(Extended Finite Element Method, XFEM)是研究混凝土开裂和裂缝扩展的有效工具。因此,本文采用扩展有限元法分析冲击荷载作用下水泥混凝土路面的开裂过程和影响因素。利用有限元法进行分析,最关键的是参数的可靠性和有效性。因此,在进行系列的数值模拟前,本文首先通过将数值模拟结果与2个经典的试验结果进行对比分析,确定出合理可靠的参数。

第1个经典的试验是文献[12]的三弯梁试验,三弯梁尺寸如图1^[12]所示。图2给出了加载点荷载-位移曲线的数值模拟与试验结果的对比。由图2可见,数值模拟的荷载-位移曲线总体上落在试验值包络范围内,尤其是荷载峰值前与试验曲线基本一致,软化段的规律也同试验规律类似,数值模拟能较好地反映试验规律。

第2个经典的试验是文献[13]在1992年进行的混凝土单边缺口三弯梁的动力试验。梁的几何尺寸、应变片布置以及冲击荷载形式分别如图3^[13]和图4^[13]所示,图3中SG01、SG02、SG03均为应变片。3个测量点应变随时间变化的数值模拟和试验结果对比曲线如图5所示。由图5可见,3个测量点的数值模拟与试验结果变化规律类似,数值模拟能较好地反映冲击荷载作用下不同位置梁体应变的发展过程。

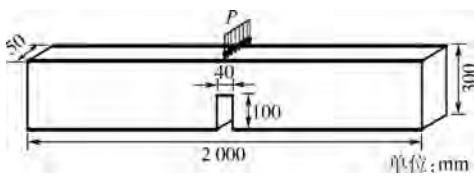


图1 Petersson 三弯梁尺寸^[12]

Fig. 1 Dimension of Petersson three bending beam^[12]

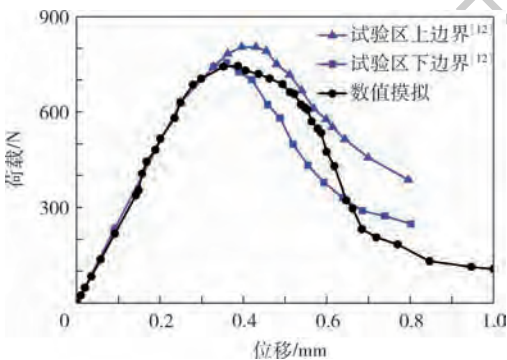


图2 加载点荷载-位移曲线

Fig. 2 Load-displacement curves at loading point

通过以上将数值模拟与试验结果对比,确定出了较为可靠的混凝土模型主要参数,如表1所示。

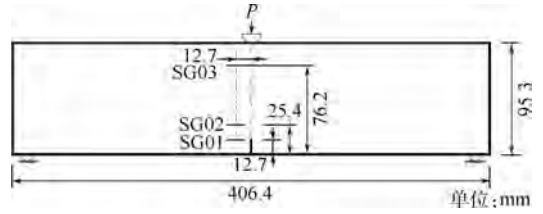


图3 动力断裂梁几何尺寸和应变片布置^[13]

Fig. 3 Geometric dimensions and strain gauge layout of dynamic fracture beam^[13]

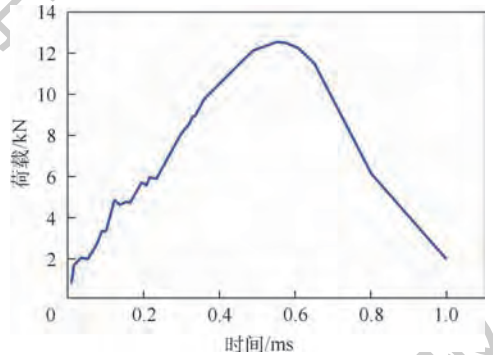


图4 冲击荷载形式^[13]

Fig. 4 Type of impact loading^[13]

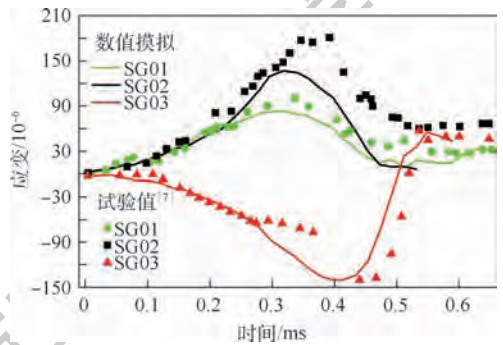


图5 测量点应变随时间变化曲线

Fig. 5 Strain-time curve at measuring points

表1 混凝土参数

Table 1 Parameters for concrete

参数	弹性模量/ MPa	泊松比 ν	抗拉强度 f_t / MPa	断裂能 $G_f / (N \cdot m^{-1})$
数值	30 000	0.3	3.33	124

2 道路数值模型

数值模拟采用的道路结构层由面层水泥混凝土、基层石灰土以及土层黄土组成,各结构层的厚度分别为180 mm、180 mm和3000 mm。冲击荷载作用在面层的中心,作用区域为圆形。考虑到路面结构和冲击荷载作用的对称性,为提高数值模

拟计算的效率^[14-15],建立了如图6所示的2D模型。在该模型中,两侧约束横向(x 向)位移,底边约束横向和竖向2个方向(x 和 y 向)的位移。表层水泥混凝土路面采用的基于扩展有限元法的黏聚裂缝模型,基层石灰土采用的摩尔库伦模型,黄土采用的DP模型。各结构层的主要数值模拟参数如表2所示。

除弹性模量和泊松比外,水泥混凝土路面的抗拉强度和断裂能均采用的表1中数值3.33 MPa和124 N/m。

冲击荷载作用在以道路中心为圆心,半径为0.15 m的圆形区域内。图7所示为冲击荷载的时程曲线,总作用时间为34 ms,峰值为1400 kN,为标准FWD荷载曲线的2倍。

本文着重探讨水泥混凝土路面在有不同初始裂缝长度和位置的情况下,冲击荷载对裂缝扩展的影响。主要分析了以下2种工况:

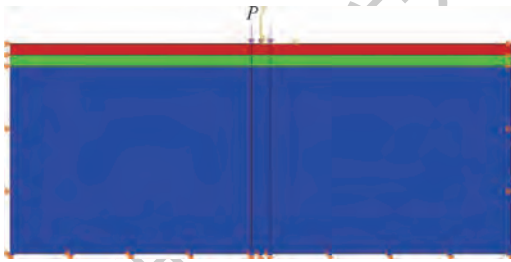


图6 路面结构示意图

Fig. 6 Sketch map of pavement structure

表2 路面结构层数值模拟参数

Table 2 Numerical simulation parameters for pavement structure layer

材料	弹性模量/ MPa	密度/ ($\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$)	泊松比	内摩擦角/ ($^\circ$)	内聚力/ kPa
水泥混凝土	30000	2500	0.3		
石灰土	700	1750	0.35	32	90
黄土	100	1800	0.3	22	56

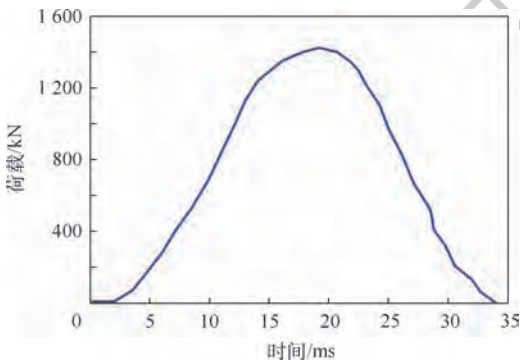


图7 FWD荷载作用曲线

Fig. 7 Loading curve of FWD

1) 初始裂缝长度对裂缝扩展的影响

初始裂缝设置在荷载加载区域中心正下方的面层内,具体位置如图8所示,其中 P 为FWD荷载作用区域,分别设置裂缝初始长度 l 与面层厚度 h 的比为1/18、1/9、1/6和2/9这4种不同情况。

2) 初始裂缝位置对裂缝扩展的影响

保持初始裂缝初始长度 l 与面层厚度 h 的比为1/9不变,分别设置初始裂缝与荷载作用中心的距离 b 与板宽 B 的比为0、0.05、0.10和0.15这4种不同情况,见图9。

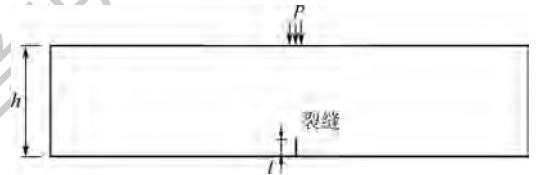


图8 初始裂缝位置和长度示意图

Fig. 8 Sketch map of initial crack position and length

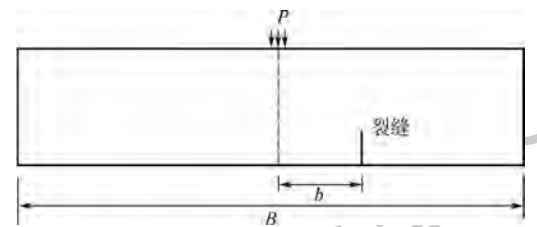


图9 初始裂缝位置示意图

Fig. 9 Sketch map of initial crack position

3 计算结果与讨论

3.1 初始裂缝长度对裂缝扩展的影响

图10所示为初始裂缝长度 l 与面层厚度 h 的比 l/h 分别为1/18、1/9、1/6和2/9时,在冲击荷载作用下最终扩展的裂缝。由图10可见,当 l/h 为1/18时,初始裂缝扩展到混凝土面层中部即停止;而在其余3种情况下(l/h 为1/9、1/6和2/9),初始裂缝扩展到了水泥混凝土板的顶部,整个水泥混凝土面层产生了贯穿裂缝。

图11(a)、图11(b)分别给出了水泥混凝土路面冲击荷载作用中心点的沉降时程曲线以及前0.16 s的沉降时程曲线放大图。由图11可知,在冲击荷载作用下,荷载作用中心点的沉降与冲击荷载作用曲线类似,先迅速达到峰值,然后再回弹到一个稳定值,且达到最大沉降的时间比冲击荷载峰值作用时间有滞后。初始裂缝长度对沉降的影响与最终裂缝扩散长度的影响类似。初始裂缝长度 l 与面层厚度 h 的比 l/h 为1/9、1/6和2/9时,沉降时程曲线几乎一致,且在这3种情况下产生的沉降均大于 l/h 为1/18时的沉降。

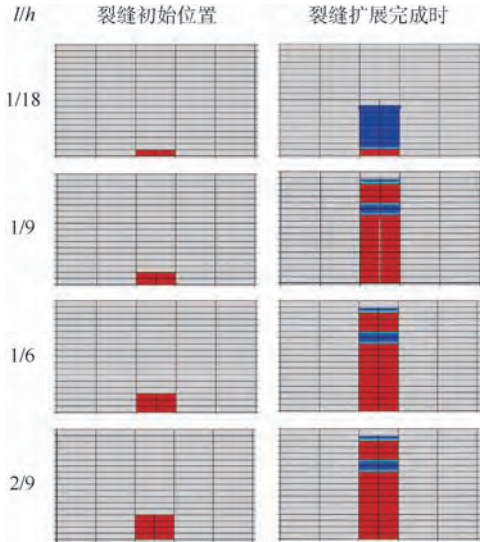
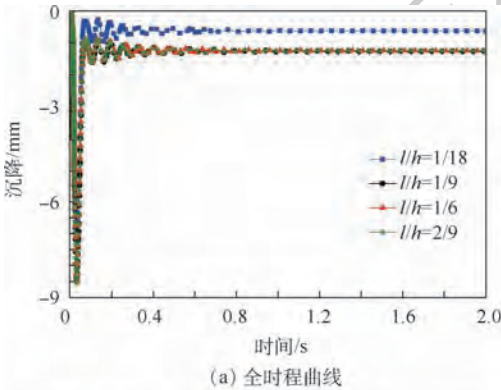
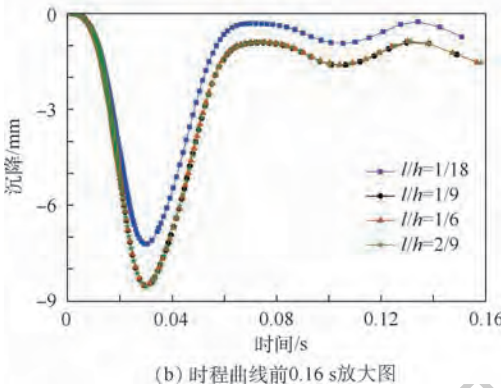


图 10 不同初始裂缝长度最终扩展的裂缝
Fig. 10 Final crack produced with different initial crack length



(a) 全时程曲线



(b) 时程曲线前0.16 s放大图

图 11 不同初始裂缝长度加载中心点沉降随时间变化曲线
Fig. 11 Settlement-time curve at loading center with different initial crack length

图 12 所示为冲击荷载作用中心点达到最大峰值沉降时路面弯沉盆曲线。由图 12 可见,随着路面点与荷载作用中心点距离的增加,路面的沉降随之减小。初始裂缝长度的不同主要对荷载作用中心 1 m 范围内的沉降有较大影响。

峰值沉降时刻路面加载中心点沉降随深度的变化曲线如图 13 所示。由图 13 可知,沉降主要在石灰土和黄土中产生,随深度增加沉降呈递减

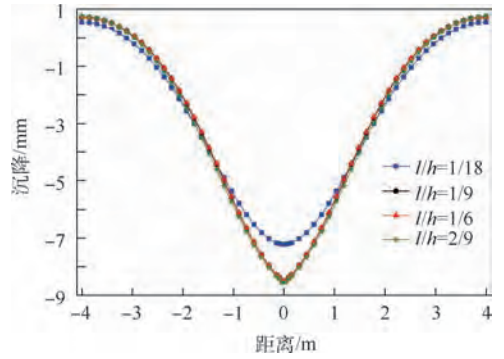


图 12 不同初始裂纹长度峰值沉降时刻路面弯沉盆
Fig. 12 Pavement deflection basin at moment of maximum settlement with different initial crack length

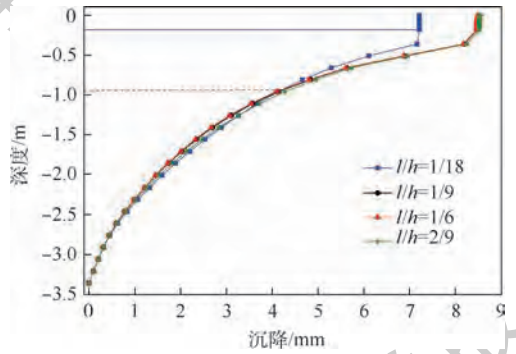


图 13 不同初始裂纹长度峰值沉降时刻加载中心点沉降随深度变化曲线
Fig. 13 Settlement-depth curve at loading center at moment of maximum settlement with different initial crack length

的趋势。初始裂缝长度的不同主要影响的是面层以下约 5 倍水泥混凝土面层厚度范围内(水平虚线以上范围)石灰土和黄土的压缩变形。且与荷载作用中心点沉降时程规律类似,初始裂缝长度 l 与面层厚度 h 的比 l/h 为 $1/9$ 、 $1/6$ 和 $2/9$ 时,沉降随深度曲线几乎一致,且在这 3 种情况下的沉降均大于 l/h 为 $1/18$ 时的沉降。

3.2 初始裂缝位置对裂缝扩展的影响

保持初始裂缝长度 l 与面层厚度 h 的比为 $1/9$ 不变,初始裂缝与荷载作用中心的距离 b 与板宽 B 的比 b/B 分别为 0 、 0.05 、 0.10 和 0.15 这 4 种情况下最终扩展的裂缝如图 14 所示。由图 14 可知,随初始裂缝位置与荷载作用中心距离的增加,最终扩展的裂缝长度呈递减趋势。当初始裂缝设置在荷载作用中心正下方即 $b/B = 0$ 时,裂缝扩展到混凝土面层顶部,整个水泥混凝土路面产生了贯穿性裂缝;随着初始裂缝远离荷载作用中心,譬如当初始裂缝位置 b/B 为 0.15 时,裂缝只扩展到了 $1/3$ 面板厚度处。

图 15(a) 和图 15(b) 分别给出了裂缝初始位

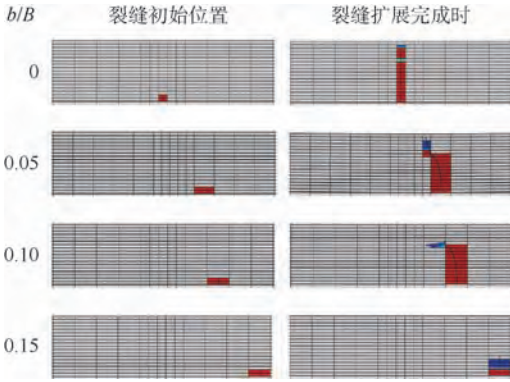


图 14 不同初始裂缝位置最终扩展的裂缝

Fig. 14 Final crack produced with different initial crack location

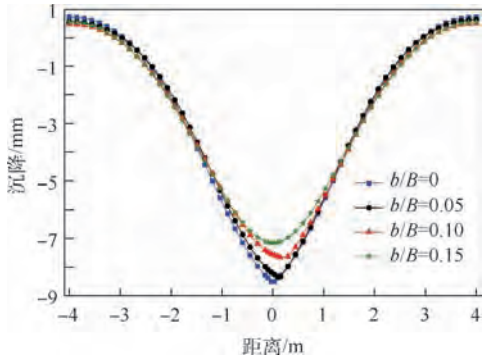
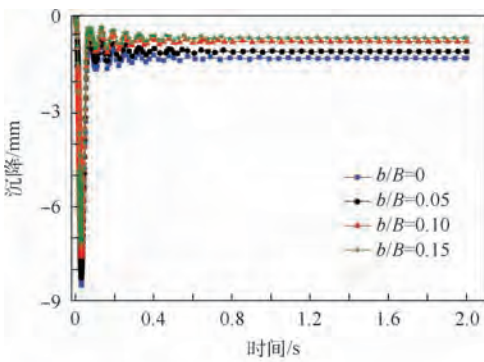
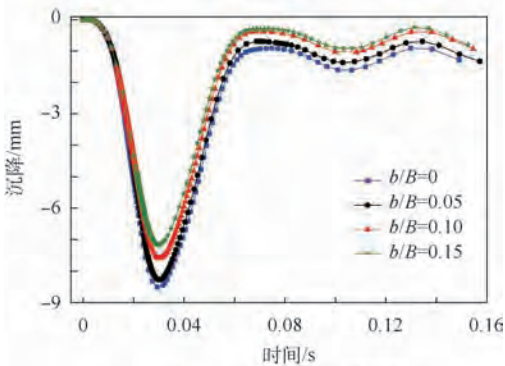


图 16 不同初始裂纹位置峰值沉降时刻路面弯沉盆

Fig. 16 Pavement deflection basin at moment of maximum settlement with different initial crack location



(a) 全时程曲线



(b) 时程曲线前0.16 s放大图

图 15 不同初始裂纹位置加载中心点沉降随时间变化曲线

Fig. 15 Settlement-time curve at loading center with different initial crack location

置不同时水泥混凝土路面冲击荷载作用中心点的沉降时程曲线以及前 0.16 s 的沉降时程曲线放大图。由图 15 可知,不同初始裂缝位置时荷载作用中心点的沉降时程曲线类似,都是先增大后减小,最终趋于稳定。但随初始裂缝位置与荷载作用中心距离的增加,荷载作用中心点的最大沉降和最终稳定的沉降均呈递减趋势。

图 16 和图 17 所示分别为冲击荷载作用中心点达到最大峰值沉降时路面弯沉盆曲线以及沉降

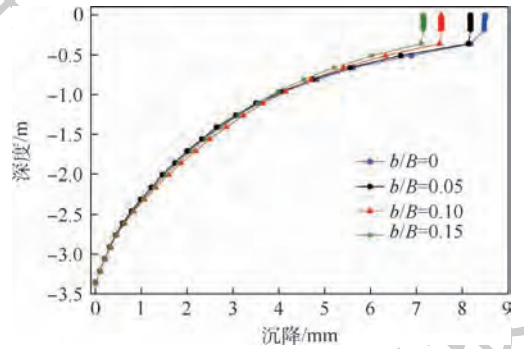


图 17 不同初始裂纹位置峰值沉降时刻加载中心点沉降随深度变化曲线

Fig. 17 Settlement-depth curve at loading center at moment of maximum settlement with different initial crack location

随深度的变化曲线。由图 16 和图 17 可知,沉降随与荷载作用中心距离增加而减小,随深度的增加亦呈递减趋势。初始裂缝位置不同主要对荷载作用中心 1 m 范围内的沉降有影响,且引起沉降的主要原因是石灰土和黄土的压缩变形。

4 结论

本文旨在探索冲击荷载作用下含初始裂缝的水泥混凝土路面的动态响应特性。为确保数值模拟的有效性,首先通过将数值模拟和 2 个经典的物理试验进行对比,确定出了可靠的水泥混凝土参数。在此基础上研究了不同初始裂缝长度和位置的水泥混凝土路面最终扩散的裂缝长度、荷载作用中心点的沉降以及沉降的分布特征。

1) 冲击荷载作用下水泥混凝土路面的沉降时程曲线与冲击荷载作用曲线类似,先快速到达峰值,然后再回弹到一个稳定值。水泥混凝土路面的沉降主要源于基层石灰土和底层黄土的变形。水泥混凝土路面的沉降随与冲击荷载作用中

心距离的增大而减小,随深度的增加亦呈递减趋势。

2) 初始裂缝长度的不同主要影响的是面层以下约5倍水泥混凝土面层厚度范围内石灰土和黄土的压缩变形。随初始裂缝长度的增大,水泥混凝土路面的破坏程度会逐渐增大。当裂缝长度与面层厚度的比超过某一值时,水泥混凝土路面会产生贯穿性的裂缝。

3) 水泥混凝土路面最终扩展的裂缝长度和沉降均随初始裂缝与荷载作用中心距离的增加而减小。初始裂缝长度和位置的不同主要影响荷载作用中心1m范围内水泥混凝土面板的沉降。

参考文献 (References)

- [1] 郑玉民,关庆昌,旦小伦. 水泥混凝土路面特点分析和施工工艺概述[J]. 科技信息,2008(30):125.
ZHENG Y M, GUAN Q C, DAN X L. Characteristic analysis and construction technology summary of cement concrete pavement[J]. Science & Technology Information, 2008(30):125 (in Chinese).
- [2] 郝负洪,樊磊,韩燕. 冲击荷载下水泥基材料的冲击损伤研究[J]. 混凝土,2018,342(4):18-20.
HAO Y H, FAN L, HAN Y. Study on impact damage of cement-based materials under impact load [J]. Concrete, 2018, 342(4):18-20 (in Chinese).
- [3] 罗立峰,周建春,郑国梁. 水泥混凝土路面维修方案的研究[J]. 华南理工大学学报(自然科学版),1999,27(6):123-127.
LUO L F, ZHOU J C, ZHENG G L. Research on maintenance methods of the old cement concrete pavement [J]. Journal of South China University of Technology (Natural Science), 1999, 27(6):123-127 (in Chinese).
- [4] 吴国雄. 水泥混凝土路面开裂机理及破坏过程研究[D]. 成都:西南交通大学,2003.
WU G X. Study on cracking mechanism and failure process of cement concrete pavement [D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2003 (in Chinese).
- [5] 高哲. 基于落锤式弯沉仪(FWD)的半刚性基层沥青路面结构性能评价[D]. 济南:山东建筑大学,2016.
GAO Z. Semi-rigid base asphalt pavement structure performance evaluation based on falling weight deflectometer (FWD) [D]. Jinan: Shandong Jianzhu University, 2016 (in Chinese).
- [6] 肖川,邱延峻,曾杰,等. FWD荷载作用下的沥青路面实测动力响应研究[J]. 公路交通科技,2014,31(2):1-8.
XIAO C, QIU Y J, ZENG J, et al. Study on measured dynamic response of asphalt pavement under FWD load [J]. Journal of Highway and Transportation Research and Development, 2014, 31(2):1-8 (in Chinese).
- [7] 樊后超. 冲击荷载作用下混凝土路面的损伤分析[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2009.
FAN H C. Analysis damage of concrete pavement under impact loading [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2009 (in Chinese).
- [8] 余天堂. 扩展有限单元法:理论、应用及程序[M]. 北京:清华大学出版社,2012.
YU T T. The extended finite element method-theory, application and program [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2012 (in Chinese).
- [9] 潘坚文. 高混凝土坝静动力非线性断裂与地基辐射阻尼模拟研究[D]. 北京:清华大学,2010.
PAN J W. Nonlinear static and seismic fracture analysis of high concrete dams and modeling of radiation damping for foundation [D]. Beijing: Tsinghua University, 2010 (in Chinese).
- [10] 谈至明,姚祖康,田波. 水泥混凝土路面的荷载应力分析[J]. 公路,2002(8):15-18.
TAN Z M, YAO Z K, TIAN B. Load stress analysis of cement concrete pavement [J]. Highway, 2002(8):15-18 (in Chinese).
- [11] 董玉文,任青文. 基于XFEM的混凝土开裂数值模拟研究[J]. 重庆交通大学学报(自然科学版),2009,28(1):36-40.
DONG Y W, REN Q W. Numerical simulation of concrete cracking based on XFEM [J]. Journal of Chongqing Jiaotong University (Natural Science), 2009, 28(1):36-40 (in Chinese).
- [12] PETERSSON P E. Crack growth and development of fracture zones in plain concrete and similar materials: TVBM-1006 [R]. Lund: University of Lund, 1981.
- [13] DU J, YON J H, HAWKINS N M. Fracture process zone for concrete for dynamic loading [J]. ACI Material Journal, 1992, 89(3):252-258.
- [14] REN X F, GUAN X. Three dimensional crack propagation through mesh-based explicit representation for arbitrarily shaped cracks using the extended finite element method [J]. Engineering Fracture Mechanics, 2017, 177:218-238.
- [15] MOTAMEDI D, MOHAMMADI S. Dynamic crack propagation analysis of orthotropic media by the extended finite element method [J]. International Journal of Fracture, 2010, 161(1):21-39.

作者简介:

陈扬 男,硕士研究生。主要研究方向:冲击荷载下水泥路面的破坏。

童朝霞 女,博士,副教授,硕士生导师。主要研究方向:道路的土动力学与土工抗震、道路工程动力数值模拟分析。

冯锦艳 女,博士,副教授,硕士生导师。主要研究方向:道基路面工程、地质灾害。

高政国 男,博士,副教授,硕士生导师。主要研究方向:工程结构数值模拟分析、混凝土细观力学分析。

Dynamic analysis on cement concrete pavement with initial cracks under impact loading

CHEN Yang, TONG Zhaoxia^{*}, FENG Jinyan, GAO Zhengguo

(School of Transportation Science and Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: The effects of impact loading on the failure of cement concrete pavement are significantly different from those of traffic loading. This paper investigates the characterization of cement concrete pavement with varied initial crack length and location under impact loading. It is found that the final crack length and settlement generated in the pavement increase with the increase of the initial crack length and decrease with the increase of the distance between the initial crack and the loading center. The penetrating crack is produced when the the ratio of the initial crack length of the pavement to the surface layer thickness exceeds one certain value. The deformation of limestone and loess layer below the surface layer and in the range of about 5 times thickness of cement concrete layer is affected greatly by the initial crack length. The initial crack length and location play a significant role on the settlement of cement concrete pavement within 1 m distance from the loading center.

Keywords: impact loading; cement concrete pavement; crack; settlement; numerical simulation

Received: 2018-11-05; **Accepted:** 2019-02-28; **Published online:** 2019-04-08 16:15

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190404.1259.001.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (11872092)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2018.0659

中国 CNG/汽油两用燃料汽车全生命周期评价



胡守信, 李兴虎*

(北京航空航天大学 交通科学与工程学院, 北京 100083)

摘 要: 基于 GaBi 软件建立了压缩天然气(CNG)/汽油两用燃料汽车全生命周期评价模型,利用该模型分析了两用燃料汽车从原材料获取到报废回收各阶段的能耗和排放,以及全生命周期能耗和排放对 CNG-汽油使用里程比、整车总使用里程和电力结构的敏感性。研究表明:全生命周期内,使用阶段能耗和污染物排放最多,占全生命周期的 50% 以上;主要污染物为 CO、NO_x 和 SO₂ 等;CNG/汽油两用燃料汽车在成本较低的情况下可有效降低环境影响,但发展 CNG 专用汽车则对节能减排更为有利;实施报废汽车回收利用、增大 CNG 使用里程比、提高利用可再生能源发电的比例可有效降低全生命周期的能耗和排放。

关键词: 压缩天然气(CNG); 两用燃料汽车; 生命周期评价; 节能减排; 环境影响

中图分类号: U469.7

文献标识码: A

文章编号: 1001-5965(2019)07-1481-08

2017年6月,国家发改委等13部委发布了《加快推进天然气利用的意见》,明确提出加快天然气汽车的发展。近年来,压缩天然气(CNG)汽车数量快速增长,2017年底,全国CNG汽车保有量已接近600万辆,其中80%是从传统汽油车改装而来,20%为原装车^[1]。CNG/汽油两用燃料汽车在CNG汽车总量中占比较大,对其进行分析研究显得尤为必要。

国外学者 Lars 等^[2]运用生命周期评价(LCA)理论研究CNG汽车时发现,与柴油车相比,CNG垃圾收集车对环境影响较小且成本比常规柴油垃圾车更低;Mierlo 等^[3]将多种车用能源进行对比,发现CNG在化石燃料中碳排放最低,在大气污染排放方面表现较为优异;国内部分学者针对CNG燃料生命周期建立了生命周期评价模型^[4-5],同时也对CNG汽车生命周期成本进行了分析^[6];亦有大量学者对常见新能源汽车进行生命周期评价^[7-10],探索各种能源下汽车的能耗

和排放差异;此外李兴福^[11]基于GaBi软件对传统燃油车回收过程进行了详细的分析。但尚未有针对CNG/汽油两用燃料汽车建立包括报废回收在内的整车全生命周期模型,分析CNG/汽油两用燃料汽车全生命周期内的能耗和排放,并对燃料应用比例对环境的影响进行定量分析。

本文结合GaBi软件,收集实际使用条件下的数据,建立了包括车辆生命周期和燃料生命周期在内的全生命周期评价模型。基于该模型分析了世嘉CNG/汽油两用燃料汽车各阶段的能耗和排放情况,对能耗和排放较大的阶段进行分析。

1 评价目标与范围确定

1.1 评价目标

本文选用经典世嘉CNG/汽油两用燃料汽车作为分析对象,对其从原材料获取到报废回收的全生命周期能耗和排放进行分析,探索降低能耗和排放的具体方式。所选车型整备质量为1390 kg,发

收稿日期: 2018-11-16; 录用日期: 2019-01-04; 网络出版时间: 2019-01-10 14:24

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190109.1122.002.html

基金项目: 国家重点研发计划(2017YFB0103402)

* 通信作者. E-mail: lxh@buaa.edu.cn

引用格式: 胡守信, 李兴虎. 中国CNG/汽油两用燃料汽车全生命周期评价[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(7): 1481-1488.
HU S X, LI X H. Full life cycle assessment of CNG/gasoline bi-fuel vehicle in China[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(7): 1481-1488 (in Chinese).

动机排量为 1.6 L, 储气罐容积为 75 L、压力为 20 MPa, 油箱容积为 60 L。燃油和燃气的最大功率分别为 78 kW 和 68 kW, 百公里油耗和气耗分别为 7.3 L 和 6.6 m³。

1.2 范围确定

根据车辆用途不同, 整车使用总里程有较大差异, 同种用途的车辆因个人使用习惯不同, 整车使用总里程的差异也较明显, 在此参考文献[12], 将整车使用总里程最高值定为 30 万公里, 并采用变

里程方式对整车能耗和排放趋势进行分析。

系统边界如图 1 所示。系统输入中考虑铁矿石、铜矿石等矿产资源和 3 种化石资源, 输出仅考虑 CO₂、NO_x 等 8 种气体排放。整车制造装配阶段考虑电能和热能消耗; 使用维修阶段主要消耗汽油和 CNG 两种燃料以及需要更换的轮胎、蓄电池、流体; 报废回收阶段消耗电能、热能、氧气、乙炔等进行拆解, 回收得到各种矿产资源、汽车零部件以及少量电能。

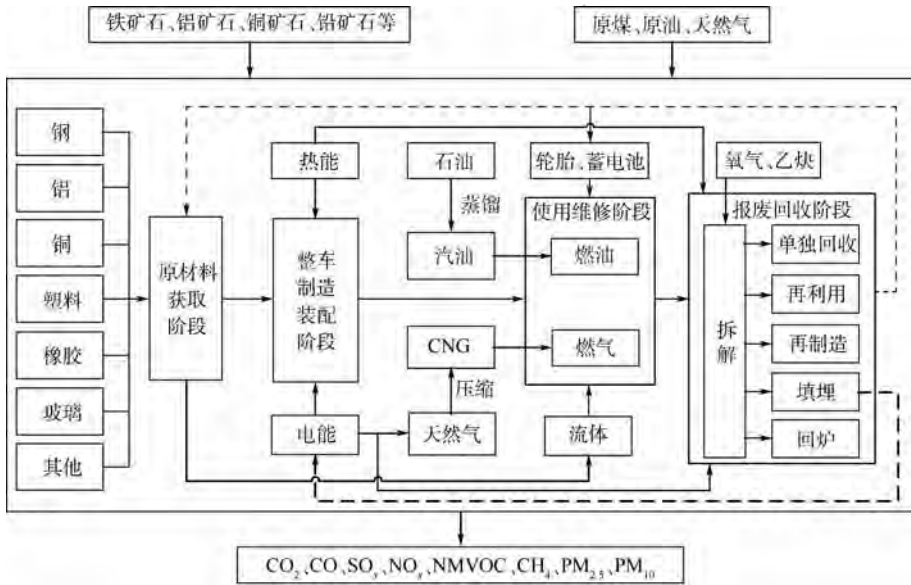


图 1 CNG/汽油两用燃料汽车全生命周期评价系统边界

Fig. 1 Full life cycle assessment system boundary of CNG/gasoline bi-fuel vehicle

2 模型的建立

本文选用 GaBi 软件对 CNG/汽油两用燃料汽车全生命周期进行建模, 建模过程尽可能采用符合实际加工工艺的方式进行, 以期与实际情况更为接近。在建模时参照 GREET 模型^[13] 将汽车分为汽车主体、流体、CNG 供气系统、蓄电池 4 个部分。

2.1 原材料获取阶段

汽车在生产制造过程中消耗大量材料如钢、铝、铜等, 各种材料的上游均会消耗大量能源并产生大量污染物。汽车各部分材料组成比例如表 1 所示。

汽车主体中钢、铝、铸铁、塑料在原材料比例中占比达到 91.1%^[10], 在此采用较新的中国本土数据^[14-15], 以使模型更符合中国实际情况, 铜、玻璃、橡胶等的上游数据来自 GaBi 数据库。对于 CNG 供气系统主要考虑质量占比较大的气瓶, 其余小部件对总体结果影响很小, 忽略不计。气瓶主要由钢(30 CrMo)、玻璃纤维和树脂组成^[16]; 此外, 流体制造过程也在原材料获取阶段进行考虑。

表 1 汽车各部分材料组成比例

Table 1 Material composition ratio of each part of vehicle

汽车主体 ^[10]		蓄电池 ^[10]		CNG 供气系统 ^[16]	
材料	比例/%	材料	比例/%	材料	比例/%
钢	62.3	铅	69.0	钢	66.7
铸铁	10.9	硫酸	7.9	玻璃纤维	25.0
铸铝	4.6	聚丙烯	6.1	树脂	8.3
锻铝	2.2	玻璃纤维	2.1		
铜	1.9	水	14.1		
玻璃	2.9	其他	0.8		
橡胶	2.3				
平均塑料	11.1				
其他	1.8				

2.2 零部件制造阶段

零部件制造阶段主要消耗电能和热能, 电力结构不同对整车排放也会有所影响, 在此选择 2017 年中国电力结构作为参考。零部件制造阶段直接环境污染物排放较少, 在此忽略不计。各主要部件电能、热能、润滑油消耗数据根据文献[17]设定, 其中电能消耗如表 2 所示。

表2 汽车主要零部件制造阶段电能消耗^[17]Table 2 Electrical energy consumption of vehicle main components during manufacturing phase^[17]

部件	质量/kg	电能/MJ
CNG 供气系统	70.0	366
蓄电池	16.3	18.1
发动机	125.4	1395
车身	384.6	1480
轴	73.9	15.6
差速器	24.9	183.4
变速器	87.5	606.3
制动系统	38.1	140
转向系统	22.2	142
悬架系统	40.8	1.99
车轮	41.3	29.7
轮胎	40.8	95.9
玻璃	39.9	128
仪表板	24	50.6

2.3 整车涂装总装阶段

在组装过程中主要使用焊接、螺栓连接和胶接3种连接方式,由于螺栓连接和胶接过程中的能耗和排放数据难以获得且对整体结果影响较小,在此忽略不计。汽车在涂装总装过程中主要能源消耗如下^[10]:涂装(2.72 MJ/kg)、采暖通风空调系统与照明(2.18 MJ/kg)、供暖(2.03 MJ/kg)、物料搬运(0.45 MJ/kg)、焊接(0.61 MJ/kg)和车间压缩空气(0.9 MJ/kg)。由于喷漆的特殊性,在涂装过程中会产生大量污染物排放,每涂装一辆车CO排放量为0.0224 kg、NO_x排放量为0.0268 kg、PM_{2.5}排放量为0.06 kg、挥发性有机化合物(Volatile Organic Compounds, VOC)排放量为1.6 kg^[18]。

2.4 使用维修阶段

使用维修阶段主要消耗CNG和汽油,在此假设使用CNG和使用汽油的里程比为3:1。汽油和CNG上游数据选用GaBi数据库中的中国数据,数据时间对应于2008—2017年。CNG在生产过程中主要包括天然气开采和压缩2个过程,天然气开采过程能耗与排放来自GaBi数据库;假设压缩过程均采用电机压缩方式,每立方米常压天然气压缩至20~25 MPa耗电0.72 MJ^[19]。汽车在使用汽油和CNG作为燃料时的污染物排放率如表3所示^[20-21],其中THC表示总碳氢化

表3 两种燃料的气体污染物排放率^[20-21]Table 3 Exhaust emission ratio using two fuels^[20-21]

燃料	g/km			
	CO ₂	CO	NO _x	THC
汽油	171	5.05	0.35	0.16
CNG	121	1.24	0.44	0.32

合物。

在使用维修阶段,本文仅考虑一些必须周期性更换的流体、蓄电池和轮胎的消耗。通过查阅汽车使用手册得知各流体更换频率为:机油(7500 km/次)、制动液(20000 km/次)、变速箱油(60000 km/次)、冷却液(30000 km/次)。由于雨刷液受人为习惯影响较大,在此设定为12500 km/次^[22]。通过咨询修理厂和4S店工作人员得知启动电池大约每3~4年更换一次,轮胎80000 km更换一次。

2.5 报废回收阶段

汽车经过拆解,对可利用部件进行再利用再制造后,将钢铁部件回炉回收,剩余残渣进行填埋处理。

一辆车在拆解过程中消耗电能66.7 MJ,消耗氧气6.77 kg,乙炔1.47 kg;再制造一台发动机与使用原材料制造一台发动机相比,可以节约16 kg铝、58.2 kg钢和406.8 MJ的电能^[11];假设轮胎回收方式为动态脱硫法,回收产品有铁和再生胶,设定再生胶替代橡胶的替代因子为1:0.3^[23];铅酸蓄电池在回收过程中主要消耗电能和煤,轮胎和铅酸蓄电池在回收过程中的能耗和排放参考文献[11]进行设定。钢铁回炉过程的数据来自GaBi数据库。

3 影响评价与结果解释

3.1 各阶段能耗和排放结果

整车建模结束后可运用GaBi软件平衡表功能自动汇总各阶段输入输出,计算得出表4所示的各阶段能耗和排放。可以看出,使用维修阶段天然气和原油消耗最多,占消耗总量的98%和97%;由于在各材料上游的矿石冶炼过程中使用了大量的煤,原材料获取阶段原煤消耗约占总量的48%。主要气体污染物排放从大到小依次为CO、NO_x、NMVOC、SO_x。总NO_x排放中使用维修阶段占比87%,其次为原材料获取阶段;喷涂过程会有较多颗粒物排放,整车涂装总装阶段颗粒物排放占比也超过20%。报废回收阶段由于避免了大量的材料制备过程而节约了1%的能源消耗。

3.2 特征化与归一化

本文采用CML2001评价方法进行特征化,主要关注矿产资源消耗(ADP(e))、化石能源消耗(ADP(f))、酸化潜值(AP)、水体富营养化潜值(EP)、全球变暖潜值(GWP)、臭氧层破坏潜值(ODP)和光化学烟雾潜值(POCP)。各阶段特征化结果如表5所示,表中Eq表示等同于。

表4 全生命周期各阶段能耗和排放

Table 4 Energy consumption and emission of each phase in full life cycle

阶段	原油/MJ	原煤/MJ	天然气/MJ	总能耗/MJ	CO ₂ /kg	CO/kg	NO _x /kg	SO _x /kg	NM VOC/kg	CH ₄ /kg	PM _{2.5} /kg	PM ₁₀ /kg
原材料获取	8435.14	49564.6	11343.4	86500	9706.8	227.9	17.5	22.4	2.7	24.4	2.1	4.7
零部件制造	278.317	13176.6	930.58	14900	1151.0	1.4	3.0	2.6	0.3	3.1	0.6	1.4
整车涂装总装	415.334	21280	340.17	22900	2131.2	2.5	4.7	6.1	2.2	6.0	1.5	3.4
使用维修	199365	30079.8	636356	945000	47649.24	670.9	158.4	24.24	128.52	130.0	2.52	5.16
报废回收	-2586.2	-9813.9	-1110.4	-13300	-1243.2	-5.8	-2.0	-2.8	-0.2	5.9	-0.2	-0.6
总计	205907.591	104287.1	647859.75	1060000	59395.04	896.9	181.6	52.54	133.52	169.4	6.52	14.06

表5 全生命周期各阶段特征化结果

Table 5 Characterization results of each phase in full life cycle

阶段	ADP(e) (Sb-Eq/kg)	ADP(f)/ (10 ⁴ MJ)	GWP (CO ₂ -Eq/kg)	AP(SO ₂ - Eq/kg)	EP(Phosphate- Eq/kg)	POCP(Ethene- Eq/kg)	ODP(R11-Eq/ 10 ⁻⁹ kg)
原材料获取	0.168	8.65	10400	35.90	2.47	8.82	1.22
零部件制造	0.000212	1.49	1240	4.63	0.42	0.44	0.353
整车涂装总装	0.000336	2.29	2310	9.70	0.67	1.35	0.729
使用维修	0.0440	94.5	51168.0	108.82	21.36	44.88	1.05
报废回收	-0.0540	-1.33	-1060	-4.34	-0.04	-0.49	-0.254

1) 矿产资源消耗

矿产资源消耗如图2所示,从图中可以看出,原材料获取阶段矿产资源消耗最多,其次为使用维修阶段。这主要是由于在原材料中包含了大量钢材、铝材等金属,在金属制备上游需要消耗大量矿石资源。报废回收阶段由于回收了大量金属材料,产生了部分负的矿产资源消耗,即由于回收避免了34%的矿产资源消耗。

2) 化石能源消耗

化石能源消耗如图3所示,从图中可以看出,使用维修阶段消耗化石能源最多,占总化石能源消耗的89%,这主要由于在使用维修阶段消耗了大量的汽油和CNG。原材料获取阶段的化石能源消耗主要来自矿石的冶炼过程消耗,其余各阶段占比较低。

3) 环境影响分析

特征化结果的归一化结果如表6所示。归一化基准值来自GaBi数据库,权重数值参考了文献[24]确定。由表6和图4可知,各阶段对环境的影响从大到小依次为:使用维修阶段、原材料获取阶段、整车涂装总装阶段、零部件制造阶段、报废回收阶段。使用维修阶段由于燃烧大量的天然气和汽油产生大量尾气排放,其中CO₂、SO₂占比较多;原材料获取阶段污染物排放主要来自材料制备上游,包括矿石开采加工、金属冶炼等。报废回收阶段环境影响综合值为负,这是由于回收产生的排放小于各回收产品制备过程的排放,由归一化结果,由于报废回收阶段全生命周期对环境的影响减少了1%。

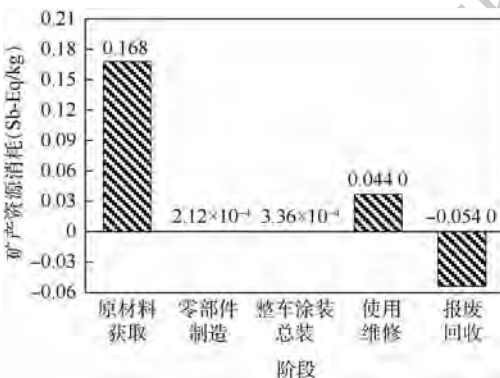


图2 全生命周期矿产资源消耗

Fig.2 Mineral resource consumption in full life cycle

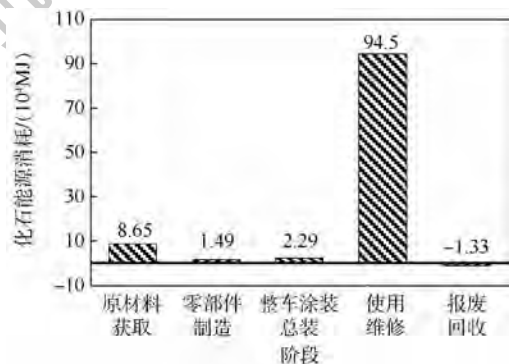


图3 全生命周期化石能源消耗

Fig.3 Fossil energy consumption in full life cycle

3.3 敏感性分析

由图4可知,在CNG/汽油两用燃料汽车全生命周期内使用维修阶段能耗和环境影响综合值

表 6 各阶段环境影响归一化结果

Table 6 Environment impact normalization results of each phase

类别	原材料获取阶段	零部件制造阶段	整车涂装总装阶段	使用维修阶段	报废回收阶段
GWP	6.8×10^{-11}	8.1×10^{-12}	1.5×10^{-11}	3.7×10^{-10}	-7.0×10^{-12}
AP	2.7×10^{-11}	3.5×10^{-12}	7.3×10^{-12}	1.0×10^{-10}	-3.3×10^{-12}
EP	1.4×10^{-12}	2.3×10^{-13}	3.8×10^{-13}	1.2×10^{-11}	-2.1×10^{-14}
POCP	4.3×10^{-11}	2.1×10^{-12}	6.6×10^{-12}	2.3×10^{-10}	-2.4×10^{-12}
ODP	1.5×10^{-18}	4.3×10^{-19}	8.8×10^{-19}	3.5×10^{-18}	-3.1×10^{-19}

均为最高。为降低整车全生命周期内环境影响综合值,本文将从使用 CNG-汽油的使用里程比、整车总使用里程、电力结构 3 个角度进行分析。

1) CNG-汽油使用里程比

通过改变使用 CNG-汽油的使用里程比来研究整车使用阶段对环境影响的变化。不同比例下使用维修阶段的环境影响综合值结果如图 5 所示。

当 CNG-汽油使用里程比提高时,各环境影响参数均有所下降。与仅使用汽油相比,仅使用 CNG 所带来的环境影响综合值可降低 28% 左右。但在使用 CNG 时燃烧温度较高,且未使用 CNG 专用的催化转化器,尾气中 NO_x 和 THC 含量较高,并未完全发挥天然气汽车的优势。CNG 专用汽车较汽油车可减少 CO 排放 90%, NO_x 排放 58% 和 THC 排放 50%,将数据代入模型进行计算所得结果如图 5 所示,与仅使用的汽油的两用燃

料汽车相比,CNG 专用汽车可降低环境影响综合值 44%。因此,和汽油车相比,CNG 两用燃料汽车在成本较低的情况下可有效降低环境影响,但发展 CNG 专用汽车则对节能减排更为有利。

2) 整车总使用里程

整车总使用里程根据用途和使用用户习惯差别较大,不同总使用里程下的环境影响综合值和化石能源消耗如图 6 所示。从图中可以看出,环境影响综合值和化石能源消耗随着总里程的增加呈线性增长,通过回收会使两者有所降低。

3) 电力结构

在整车制造、使用以及回收过程都会有电力的消耗,电力结构不同所带来的环境影响差别较大,由国家可再生能源中心最新发布的《美丽中国 2050 年的能源经济生态系统》中给出了中国既定政策下所对应的电力结构^[25],如表 7 所示,表中 2017 年前为实际统计数据,其余为预测值。计算得出 2017—2050 年对应的环境影响综合值如图 7 所示。

随着风电、光电核电比例的增大全生命周期环境影响综合值显著下降,与 2017 年相比,2035 年环境影响综合值下降约 7.5%,到 2050 年可降低约 10.6%。因此优化电力结构,促进可再生能源的发展对整车全生命周期环境影响亦有明显改善作用。

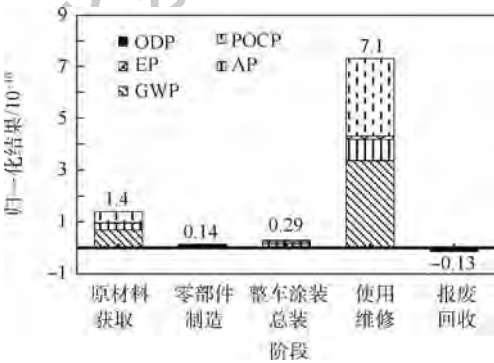


图 4 各阶段环境影响归一化结果

Fig. 4 Environment effect normalization results of each phase

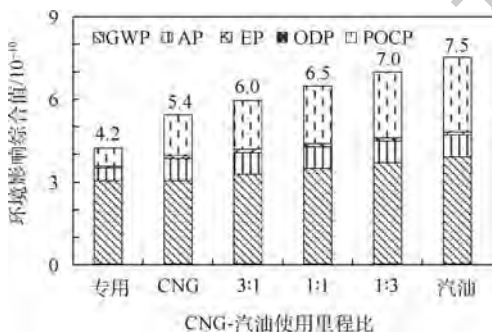


图 5 不同 CNG-汽油使用里程比下的环境影响综合值
Fig. 5 Comprehensive environmental impact value under different CNG-gasoline mileage ratios

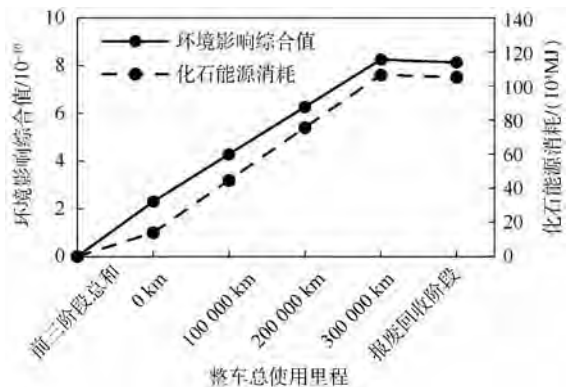


图 6 整车总使用里程对化石能源消耗和环境的影响
Fig. 6 Impact of total mileage on fossil energy consumption and environment

表7 2014—2050年电力结构^[25]Table 7 Electric power structure in 2014—2050^[25]

年份	水电	火电	核电	风电	光电
2014	18.74	75.76	2.35	2.75	0.40
2015	19.44	73.68	2.94	3.19	0.75
2016	19.51	71.85	3.54	4.00	1.10
2017	18.59	70.99	3.87	4.73	1.82
2020	18.77	61.59	6.68	9.36	3.60
2035	15.99	35.20	7.12	33.77	7.92
2050	15.16	14.95	7.60	44.51	17.78

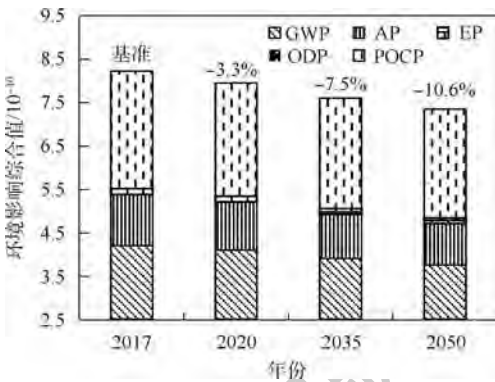


图7 2017—2050年电力结构对应的环境影响综合值

Fig. 7 Comprehensive environmental impact value corresponding to electric power structure in 2017—2050

4 结论

1) 汽车使用维修阶段能源消耗和污染物排放最多,能耗以CNG为主,主要污染物排放为CO、NO_x和SO₂。

2) 原材料获取阶段矿产资源消耗最多,使用维修阶段化石能源消耗最多,环境影响综合值从大到小依次为:使用维修阶段、原材料获取阶段、整车涂装总装阶段、零部件制造阶段、报废回收阶段。通过回收可节约超过30%的矿产资源消耗并减少1%的污染物排放。

3) 对于CNG/汽油两用燃料汽车环境影响综合值,以仅使用汽油作为基准值,仅使用CNG时可降低28%左右,而CNG专用汽车则可降低44%。

4) 按照电力结构发展预测结果,与2017年相比,2035年全生命周期环境影响综合值下降约7.5%,到2050年可降低约10.6%。坚持优化电力结构,促进可再生能源的发展对整车全生命周期环境影响亦有明显改善作用。

参考文献 (References)

[1] HAO H, LIU Z, ZHAO F, et al. Natural gas as vehicle fuel in

China: A review [J]. Renewable & Sustainable Energy Reviews, 2016, 62: 521-533.

[2] LARS R, MOHAMMED H, SYED A, et al. A comparative life cycle assessment of diesel and compressed natural gas powered refuse collection vehicles in a Canadian city [J]. Energy Policy, 2013, 52(3): 453-461.

[3] MIERLO J V, MESSAGIE M, RANGARAJU S. Comparative environmental assessment of alternative fueled vehicles using a life cycle assessment [J]. Transportation Research Procedia, 2017, 25: 3439-3449.

[4] 翟君, 冯立岩, 王猛, 等. 气体燃料发动机发展对中国温室气体减排贡献的生命周期分析 [J]. 中国环境科学, 2015, 35(1): 62-71.

ZHAI J, FENG L Y, WANG M, et al. Life-cycle analysis of contribution of developing gas engines to GHG emissions reduction in China [J]. China Environmental Science, 2015, 35(1): 62-71 (in Chinese).

[5] 杨旭. 基于GREET的汽车代用燃料生命周期评价 [D]. 西安: 长安大学, 2007.

YANG X. Lifecycle assessment of automobile alternative fuel based on GREET [D]. Xi'an: Chang'an University, 2007 (in Chinese).

[6] 王寿兵, 林宗虎, 张旭, 等. 上海市柴油和CNG公交车生命周期成本比较 [J]. 复旦学报(自然科学版), 2007, 46(1): 123-128.

WANG S B, LIN Z H, ZHANG X, et al. Comparative studies on life cycle costs (LCC) between diesel powered and compressed natural gas (CNG) powered bus in Shanghai city [J]. Journal of Fudan University (Natural Science), 2007, 46(1): 123-128 (in Chinese).

[7] ASHNANI M H M, MIREMADI T, JOHARI A, et al. Environmental impact of alternative fuels and vehicle technologies: A life cycle assessment perspective [J]. Procedia Environmental Sciences, 2015, 30: 205-210.

[8] MAARTEN M, FAYCAL-SIDDIKOU B, THIERRY C, et al. Arrange-based vehicle life cycle assessment incorporating variability in the environmental assessment of different vehicle technologies and fuels [J]. Energies, 2014, 7: 1467-1482.

[9] HACKNEY J, NEUFVILLE R D. Life cycle model of alternative fuel vehicles: Emissions, energy, and cost trade-offs [J]. Transportation Research, Part A (Policy and Practice), 2001, 35(3): 243-266.

[10] 李书华. 电动汽车全生命周期分析及环境效益评价 [D]. 长春: 吉林大学, 2014.

LI S H. Life cycle analysis and environmental benefit evaluation of electric vehicles [D]. Changchun: Jilin University, 2014 (in Chinese).

[11] 李兴福. 基于GaBi软件的报废汽车生命周期评价研究 [D]. 天津: 南开大学, 2011.

LI X F. Lifecycle assessment of scrap vehicle based on GaBi [D]. Tianjin: Nankai University, 2011 (in Chinese).

[12] 张雷, 刘志峰, 王进京. 电动与内燃机汽车的动力系统生命周期环境影响对比分析 [J]. 环境科学学报, 2013, 33(3): 931-940.

ZHANG L, LIU Z F, WANG J J. Comparative analysis of life cy-

- cle environmental impact between power system of electric and internal combustion engine vehicles[J]. *Acta Scientiae Circumstantiae*, 2013, 33(3): 931-940 (in Chinese).
- [13] BUMHAM A, WANG M Q, WU Y. Development and applications of GREET 2.7—The transportation vehicle-cycle model: ANL/ESD/06-5 [R]. Argonne: Argonne National Laboratory, 2006.
- [14] 王姗姗, 刘赛男, 王灿, 等. 基于生命周期评价的河南省原铝生产环境影响分析[J]. *轻金属*, 2018(3): 1-7.
WANG S S, LIU S N, WANG C, et al. Analysis on the environment impact of primary aluminum production in Henan based on life cycle assessment [J]. *Light Metals*, 2018(3): 1-7 (in Chinese).
- [15] 万腾方, 戴方钦, 雷体新. 基于生命周期评价方法的武钢钢铁产品环境影响评估[J]. *工业安全与环保*, 2018, 44(2): 72-76.
WAN T F, DAI F Q, LEI T X. Environmental impact assessment of WISCO products based on life cycle [J]. *Industrial Safety and Environmental Protection*, 2018, 44(2): 72-76 (in Chinese).
- [16] 陈康. 含缺陷 CNG-2 气瓶安全分析与试验研究[D]. 广州: 华南理工大学, 2016.
CHEN K. Safety analysis and experimental study of CNG-2 cylinder containing defects [D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2016 (in Chinese).
- [17] 张磊. 基于 GaBi4 的电动汽车生命周期评价研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2011.
ZHANG L. Lifecycle evaluation of electric vehicle based on Ga-Bi4 [D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2011 (in Chinese).
- [18] PAPASAVVA S, KIA S, CLAYA J, et al. Life cycle environmental assessment of paint processes [J]. *Journal of Coatings Technology*, 2002, 74(925): 65-76.
- [19] 张燕平, 徐彦峰, 孙明焯. LNG 和 CNG 供应工艺生命周期能耗分析[C]//中国城市燃气学会 LNG 专业委员会 2009 年煤层气液化主题年会. 北京: 中国土木工程学会, 2009: 41-47.
ZHAO Y P, XU Y F, SUN M Y. Energy consumption analysis of LNG and CNG supply process life cycle [C]// China Gas Association Professional Committee of LNG Coalbed Methane Liquefaction Theme Annual Meeting. Beijing: China Civil Engineering Society, 2009: 41-47 (in Chinese).
- [20] 解淑霞, 胡京南, 鲍晓峰, 等. 天然气-汽油双燃料车实际道路排放特性研究 [J]. *环境科学学报*, 2011, 31(11): 2347-2353.
XIE S X, HU J N, BAO X F, et al. Actual road emission characteristics of natural gas-gasoline dual fuel vehicles [J]. *Acta Scientiae Circumstantiae*, 2011, 31(11): 2347-2353 (in Chinese).
- [21] 钱芳. CNG/汽油双燃料出租车排放特性研究[D]. 南京: 东南大学, 2015.
QIAN F. Study on emission characteristics of CNG/gasoline dual-fuel taxi [D]. Nangjing: Southeast University, 2015 (in Chinese).
- [22] ZACKRISSON M, AVELLAN L, ORLENIUS J. Life cycle assessment of lithium-ion batteries for plug-in hybrid electric vehicles—Critical issues [J]. *Journal of Cleaner Production*, 2010, 18(15): 1519-1529.
- [23] 王琢璞, 温宗国. 废铅酸电池回收制取再生铝合金技术的生命周期评价[J]. *环境科学学报*, 2018, 38(3): 1245-1255.
WANG Z P, WEN Z G. Life cycle assessment of regeneration of lead alloy from waste lead-acid batteries [J]. *Acta Scientiae Circumstantiae*, 2018, 38(3): 1245-1255 (in Chinese).
- [24] 邓南圣, 王小兵. 生命周期评价[M]. 北京: 化学工业出版社, 2003: 234-235.
DENG N S, WANG X B. Life cycle assessment [M]. Beijing: Chemical Industry Press, 2003: 234-235 (in Chinese).
- [25] 国家可再生能源中心. 美丽中国 2050 年的能源经济生态系统 [R/OL]. (2018-04-04) [2018-11-08]. <http://boostre.cnrec.org.cn/wp-content/uploads/2018/04/Beautiful-China-2050-CN.pdf>.
China National Renewable Energy Centre. 2050 energy economic ecosystem in China [R/OL]. (2018-04-04) [2018-11-08]. <http://boostre.cnrec.org.cn/wp-content/uploads/2018/04/Beautiful-China-2050-CN.pdf> (in Chinese).

作者简介:

胡守信 男, 硕士研究生. 主要研究方向: 汽车生命周期评价、汽车节能减排技术。

李兴虎 男, 博士, 教授, 博士生导师. 主要研究方向: 汽车环境保护技术、新型汽车动力及内燃机燃烧。

Full life cycle assessment of CNG/gasoline bi-fuel vehicle in China

HU Shouxin, LI Xinghu*

(School of Transportation Science and Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: A full life cycle evaluation model of compressed natural gas (CNG)/gasoline bi-fuel passenger vehicle has been established based on GaBi software, which is adopted to analyze the energy consumption and emission of the bi-fuel vehicle from the raw material acquirement phase to the scrap recycling phase, and the sensitivity of the energy consumption and emission in full life cycle towards the using mileage ratio of the CNG-gasoline, total mileage and electric power structure. The results indicate that, in the full life cycle, the energy consumption and pollutant emission in the using stage are the most, taking up more than 50% of the full life cycle; major pollutants are CO, NO_x, SO₂, etc.; the CNG/gasoline bi-fuel vehicle can effectively cut the environmental influence down with a lower cost, but a CNG special vehicle is more beneficial to the energy saving and emission reduction; the energy consumption and emission of the full life cycle can obviously decrease by recycling the scrapped vehicles, increasing the CNG using mileage ratio of bi-fuel vehicles, and improving the ratio of using renewable energy to generate power.

Keywords: compressed natural gas (CNG); bi-fuel vehicle; life cycle assessment; energy conservation and emission reduction; environmental effect

《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45卷第7期 2019年7月

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS

(JBUA)

(Monthly, Started in 1956)

Vol.45 No.7 July 2019

主管单位 中华人民共和国工业和信息化部

主办单位 北京航空航天大学

主编 赵沁平

编辑出版 《北京航空航天大学学报》
编辑部

邮编 100083

地址 北京市海淀区学院路37号

印刷 北京科信印刷有限公司

发行 北航文化传媒集团

发行范围 国内外发行

联系电话 (010) 82315594 82338922
82314839

电子信箱 jbuua@buaa.edu.cn

Administrated by Ministry of Industry and Information
Technology of the People's Republic of China

Sponsored by Beijing University of Aeronautics
and Astronautics (BUAA)
(Beijing 100083, P. R. China)

Chief Editor ZHAO Qinp ing

Edited and Published by Editorial Board of JBUA

Printed by Beijing Kexin Printing Co., Ltd.

Distributed by BUAA Culture Media Group Limited

Telephone (010) 82315594 82338922
82314839

E-mail jbuua@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn

刊号 ISSN 1001-5965
CN 11-2625/V

国内定价 50.00元/期

ISSN 1001-5965

