北航学报
赠 阅

ISSN 1001-5965
CODEN BHHDE8

北京航空航天大學学报

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS

2017-06
Vol.43 No.06

北京航空航天大学学报

第 43 卷　第 6 期　（总第 292 期）　2017 年 6 月

北航学报
赠阅

目　　次

基于 PCH 模型的航天器姿态无源控制 …… 王青，龚立纲，董朝阳（1061）
多旋翼无人飞行器必要建模因素 …… 万佳，刘洪，王福新（1072）
基于相关性分析的结构可靠性加严试验方法 …… 马小兵，章健淳，赵宇（1080）
战斗机武器外挂投放与内埋投放比较 …… 张群峰，闫盼盼，黎军（1085）
基于滑模观测器的机翼颤振主动抑制设计 …… 宋晨，王诗其，杨超（1098）
基于大气光鲁棒估计的无人机图像去雾方法 …… 刘春辉，齐越，丁文锐（1105）
基于双模冗余的胚胎电子细胞阵列在线故障检测 …… 李丹阳，蔡金燕，孟亚峰，朱赛（1112）
基于 ICP 的稳态部分可辨编队目标精细跟踪算法 …… 王聪，王海鹏，何友，郭晨（1123）
输入输出受限的无人机防滑刹车系统容错控制 …… 孙辉，闫建国，屈耀红（1132）
复杂遮蔽条件下光伏多峰出力特征及 GMPPT 控制 …… 陈明轩，武建文，马速良，黄炼（1141）
预载荷下板料激光弯曲成形的工艺参数分析 …… 徐琅，李卫东，王秀凤，万敏（1149）
面向地震应急响应的互联网信息处理 … 宋建功，王之欣，李勤勇，李雅婷，马世龙，吕江花（1155）
编队卫星法向机动的切向耦合效应补偿方法 …… 王有亮，李明涛，郑建华，周敬（1165）
超高速流动模拟及热化学反应模型对比研究 …… 周凯，李旭东，胡宗民，姜宗林（1173）
重叠网格装配中的一种改进 ADT 搜索方法 …… 李鹏，高振勋，蒋崇文，李椿萱（1182）
控制力矩陀螺驱动空间机器人的角动量平衡控制 …… 冯骁，贾英宏，徐世杰（1191）
可靠性全局灵敏度指标的空间分割高效方法 …… 员婉莹，吕震宙，蒋献，杨彩琼（1199）
基于改进极限学习机的光谱定量建模方法 …… 周美灵，郑德智，娄格，刘峥（1208）
基于自适应融合的弹道目标空间位置重构 …… 许丹，田波，冯存前，贺思三，赵双（1216）
长时间流固耦合传热过程的快速算法 …… 孟繁超，董素君，江泓升，王浚（1224）
基于计算力矩法的眼内手术机器人的重力补偿 …… 陈翔，黄龙，杨洋（1231）
基于正则化秩 k 矩阵逼近的稀疏主成分分析 …… 杨茜，刘红英（1239）
雷达信号误差对舰载机全自动着舰控制的影响 …… 杨宝钧，刘刚，洪冠新（1247）
BDS/GPS 组合的 H-ARAIM PBN 和 ADS-B 应用可用性评估 …… 葛奕杉，王志鹏（1254）
GO-FLOW 法在飞机 EHA 可靠性分析中的应用 …… 兰雪，段富海，桑勇（1264）
压电悬臂梁振动能量收集仿真与试验验证 … 思建行，戴玉婷，杨淞，王超磊，王若钦，杨超（1271）
锂电池相变材料/风冷综合热管理系统温升特性…… 施尚，余建祖，谢永奇，高红霞，李明（1278）

期刊基本参数：CN11-2625/V * 1956 * m * A4 * 226 * zh * P * ￥50.00 * 900 * 27 * 2017-06

（编　辑　娄　嘉　张　嵘　赵海容　李　晶　张欣蔚　孙　芳）

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS

Vol. 43 No. 6 (Sum 292) June 2017

北航学报
赠阅

CONTENTS

Spacecraft attitude passivity control based on PCH model
…… WANG Qing, GONG Ligang, DONG Chaoyang (1061)
Imperative modeling elements for multi-rotor unmanned aerial vehicles
…… WAN Jia, LIU Hong, WANG Fuxin (1072)
Hardened test method of structural reliability based on correlation analysis
…… MA Xiaobing, ZHANG Jianchun, ZHAO Yu (1080)
Comparison between external store separation and buried store separation of fighter
…… ZHANG Qunfeng, YAN Panpan, LI Jun (1085)
Active flutter suppression design of a wing based on sliding mode observer
…… SONG Chen, WANG Shiqi, YANG Chao (1098)
A haze removal method for unmanned aerial vehicle images based on robust estimation of atmospheric light
…… LIU Chunhui, QI Yue, DING Wenrui (1105)
Online fault detection based on dual modular redundancy for embryonics array
…… LI Danyang, CAI Jinyan, MENG Yafeng, ZHU Sai (1112)
Refined tracking algorithm for steady partly resolvable group targets based on ICP
…… WANG Cong, WANG Haipeng, HE You, GUO Chen (1123)
Fault-tolerant control of UAV anti-skid braking system with input and output constraints
…… SUN Hui, YAN Jianguo, QU Yaohong (1132)
Photovoltaic multi-peak output characteristics and GMPPT control under complex shaded condition
…… CHEN Mingxuan, WU Jianwen, MA Suliang, HUANG Lian (1141)
Analysis on process parameters of laser bending of preloaded metal plate
…… XU Lang, LI Weidong, WANG Xiufeng, WAN Min (1149)
Internet information processing for earthquake emergency response
…… SONG Jiangong, WANG Zhixin, LI Qinyong, LI Yating, MA Shilong, LYU Jianghua (1155)
Compensation method of in-track coupling effect of cross-track maneuver for formation-flying satellites
…… WANG Youliang, LI Mingtao, ZHENG Jianhua, ZHOU Jing (1165)
Comparative study of thermal-chemical reaction models on simulation of hypervelocity flow
…… ZHOU Kai, LI Xudong, HU Zongmin, JIANG Zonglin (1173)
Improved ADT searching method in overlapping grid assembly
…… LI Peng, GAO Zhenxun, JIANG Chongwen, LEE Chunhian (1182)
Momentum equalization control of space robot with control moment gyroscopes for joint actuation
…… FENG Xiao, JIA Yinghong, XU Shijie (1191)
An efficient method for reliability global sensitivity index by space-partition
…… YUN Wanying, LYU Zhenzhou, JIANG Xian, YANG Caiqiong (1199)
Quantitative spectral modeling method based on improved extreme learning machine
…… ZHOU Meiling, ZHENG Dezhi, LOU Ge, LIU Zheng (1208)
Space position reconstruction of ballistic target based on adaptive fusion
…… XU Dan, TIAN Bo, FENG Cunqian, HE Sisan, ZHAO Shuang (1216)
A fast algorithm for long-term fluid-solid conjugate heat transfer process
…… MENG Fanchao, DONG Sujun, JIANG Hongsheng, WANG Jun (1224)
Gravity compensation of an intraocular surgery robot based on computed torque method
…… CHEN Xiang, HUANG Long, YANG Yang (1231)
Sparse principal component analysis via regularized rank-k matrix approximation
…… YANG Qian, LIU Hongying (1239)
Effect of radar signal error on automatic carrier landing control of carrier-based aircraft
…… YANG Baojun, LIU Gang, HONG Guanxin (1247)
Availability evaluation of PBN and ADS-B application for BDS/GPS combined H-ARAIM
…… GE Yishan, WANG Zhipeng (1254)
Application of GO-FLOW methodology in reliability analysis of aircraft EHA
…… LAN Xue, DUAN Fuhai, SANG Yong (1264)
Simulation and test verification of piezoelectric cantilever vibration energy harvester
…… SI Jianhang, DAI Yuting, YANG Song, WANG Chaolei, WANG Ruoqin, YANG Chao (1271)
Temperature rise characteristic of lithium battery integrated thermal management system combining phase change materials with air cooling …… SHI Shang, YU Jianzu, XIE Yongqi, GAO Hongxia, LI Ming (1278)

北京航空航天大学学报

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0414

基于 PCH 模型的航天器姿态无源控制

王青[1,*], 龚立纲[1], 董朝阳[2]

(1. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100083; 2. 北京航空航天大学 航空科学与工程学院, 北京 100083)

摘 要: 针对存在干扰力矩的航天器姿态控制问题,从能量角度提出一种基于端口受控哈密顿(PCH)系统模型的无源控制方法。通过将姿态控制系统表示为 PCH 形式,并增加与姿态误差积分有关的状态,利用互联和阻尼分配无源控制(IDA-PBC)方法进行控制器设计,使得闭环系统具有期望的内部互连结构关系和能量耗散特性,所提出的控制方案能保证系统的输入-状态稳定性。进一步,考虑执行器的动态特性,利用反步法对控制指令进行补偿设计,结合指令滤波技术避免对虚拟控制量高阶导数的计算,并从理论上证明了闭环系统一致最终有界。仿真结果验证了本文所提控制方法相比于单独基于无源性控制方法的性能优势。

关 键 词: 航天器; 姿态控制; 哈密顿系统; 无源性; 阻尼分配

中图分类号: TP249; V448.22

文献标识码: A **文章编号**: 1001-5965(2017)06-1061-11

姿态控制是航天器完成对地观测、深空探测等空间任务的重要基础环节,一直以来都受到研究人员的广泛关注[1-3]。针对航天器姿态动力学模型的控制系统设计,国内外学者主要采用反步法[4-5]、滑模控制[6-7]、反馈线性化控制[8-9]等实现,并取得了许多成果。

上述方法均基于 Lyapunov 稳定性理论。在此基础上,文献[10-11]考虑系统无源性的特点,从能量角度出发设计姿态控制律,但无源性本身只能保证系统不存在干扰时的稳定性,而航天器在轨运动会受到空间中干扰力矩的作用,同时自身的转动惯量存在非对角元素等不确定性[2,7,12],从而使得基于无源性设计的控制律难以直接应用。

由 Ortega 等[13-14]提出的互连和阻尼分配无源控制(Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Control, IDA-PBC)方法结合了端口受控哈密顿(Port-Controlled Hamiltonian, PCH)系统和无源特性。由于具有物理意义直观和全局收敛特性等优点,IDA-PBC 方法在机械系统[15]、电机系统[16]、船舶定位系统[17]、功率变换系统[18]等领域得到了广泛应用,是目前控制理论领域的研究热点[19-21],但 IDA-PBC 方法在航天器姿态领域的应用还比较少见。

IDA-PBC 方法的基本思想是:将控制系统模型表示为 PCH 系统形式,利用 PCH 的互连结构矩阵和阻尼矩阵揭示出系统的内部能量交换和耗散关系,通过求解一组偏微分方程来使得闭环系统具有期望能量平衡关系的控制输入。与基于 Lyapunov 理论的设计方法相比,IDA-PBC 方法的物理含义更加直观,与期望闭环系统对应的哈密顿函数可直接作为稳定性分析的 Lyapunov 函数,在这一点上两者是等同的;与单独基于无源性的控制方法相比,IDA-PBC 通过设计阻尼矩阵,利用耗散能量的方式保证系统存在干扰时的输入-状态稳定性[22],这一点是前者难以做到的。航天器

收稿日期: 2016-05-18; **录用日期**: 2016-08-25; **网络出版时间**: 2016-10-17 08:45
网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161017.0845.004.html
基金项目: 国家自然科学基金 (61374012)
* **通讯作者**: E-mail: bhwangqing@126.com

引用格式: 王青, 龚立纲, 董朝阳. 基于 PCH 模型的航天器姿态无源控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(6): 1061-1071.
WANG Q, GONG L G, DONG C Y. Spacecraft attitude passivity control based on PCH model [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(6): 1061-1071 (in Chinese).

北航学报 赠阅

的姿态运动属于一类运动系统，本质上也遵循能量的物理定律，因此控制律设计同样可从能量的角度进行。

本文将 IDA-PBC 方法引入航天器的姿态控制，一方面，在 IDA-PBC 的框架下，将姿态控制模型表示为 PCH 形式，通过增加与姿态误差积分有关的状态来保证闭环系统的输入-状态稳定性；另一方面，考虑到执行器具有动态特性[23-24]，利用反步法对控制指令进行补偿设计，结合指令滤波技术[25]避免了虚拟控制量高阶导数的计算，并从理论上证明了闭环系统一致最终有界。仿真结果表明，在不考虑执行器动态特性时，本文所提方法实现了存在干扰时的航天器姿态控制系统的输入-状态稳定性；在考虑执行器动态特性时，本文所提方法依旧能够保证姿态误差的收敛性，且控制性能要优于单独基于无源性的控制方法。

1 姿态控制模型建立

以四元数表示时，航天器的姿态运动方程可写为[3]

$$\dot{\boldsymbol{q}} = \frac{1}{2}\boldsymbol{E}(\boldsymbol{q})\boldsymbol{\omega} \tag{1}$$

$$\boldsymbol{J}\dot{\boldsymbol{\omega}} + \boldsymbol{\omega}^{\times}(\boldsymbol{J}\boldsymbol{\omega}) = \boldsymbol{\tau} \tag{2}$$

式中：$\boldsymbol{q} = [q_0, q_1, q_2, q_3]^{\mathrm{T}}$ 为表示姿态的四元数；$\boldsymbol{E}$ 为由 $\boldsymbol{q}$ 组成的 4×3 矩阵；$\boldsymbol{\omega} = [\omega_x, \omega_y, \omega_z]^{\mathrm{T}}$ 为体坐标系下的角速度；$\boldsymbol{J}$ 为只包含对角元素的转动惯量阵；$\boldsymbol{\omega}^{\times}$ 为 $\boldsymbol{\omega}$ 组成的反对称阵；$\boldsymbol{\tau} = \boldsymbol{\tau}_{\mathrm{F}} + \boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}$ 为作用在航天器上的力矩，$\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{F}}$ 为执行器产生的控制力矩，$\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}$ 为由转动惯量阵非对角元素、外部干扰等引起的等效干扰力矩[3,7]。

$\boldsymbol{E}(\boldsymbol{q})$ 的具体组成为

$$\boldsymbol{E}(\boldsymbol{q}) = \begin{bmatrix} -q_1 & -q_2 & -q_3 \\ q_0 & -q_3 & q_2 \\ q_3 & q_0 & -q_1 \\ -q_2 & q_1 & q_0 \end{bmatrix} \tag{3}$$

$\boldsymbol{\omega}^{\times}$ 的具体组成为

$$\boldsymbol{\omega}^{\times} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_z & \omega_y \\ \omega_z & 0 & -\omega_x \\ -\omega_y & \omega_x & 0 \end{bmatrix} \tag{4}$$

取状态变量 $\boldsymbol{x} = [\boldsymbol{x}_1^{\mathrm{T}}, \boldsymbol{x}_2^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$，$\boldsymbol{x}_1 = \boldsymbol{J}\boldsymbol{\omega}$，$\boldsymbol{x}_2 = \boldsymbol{q}$，哈密顿函数取为 $H(\boldsymbol{x}) = \boldsymbol{x}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{x}_1/2$，则式(1)和式(2)可写为如下 PCH 形式：

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{x}_1^{\times} & -\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)/2 \\ \boldsymbol{E}(\boldsymbol{x}_2)/2 & \boldsymbol{0} \end{bmatrix} \frac{\partial H(\boldsymbol{x})}{\partial \boldsymbol{x}} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{I} \\ \boldsymbol{0} \end{bmatrix} \boldsymbol{\tau} \tag{5}$$

式中：$\boldsymbol{x}_1^{\times}$ 为 $\boldsymbol{x}_1$ 组成的反对称阵；$\boldsymbol{I}$ 和 $\boldsymbol{0}$ 分别为适当维数的单位矩阵和零矩阵。

控制的目的是使系统式(5)在平衡点 $\boldsymbol{x}_0 = [\boldsymbol{x}_{1,0}^{\mathrm{T}}, \boldsymbol{x}_{2,0}^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$ 处稳定，$\boldsymbol{x}_{1,0} = [0,0,0]^{\mathrm{T}}$，$\boldsymbol{x}_{2,0}$ 为目标姿态四元数。

给出如下合理假设。

假设 1 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}$ 是连续有界的，即存在未知常数 $\Delta_{\mathrm{d}} > 0$，使得 $\|\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}\| \leqslant \Delta_{\mathrm{d}}$。

进一步，在推导控制器之前，给出以下定义和引理。

定义 1[26] 对于系统 $\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{f}(t, \boldsymbol{x}, \boldsymbol{u})$，如果存在一个 $\mathcal{KL}$ 类函数 β 和一个 $\mathcal{K}$ 类函数 γ，使得对于任何初始状态 $\boldsymbol{x}(t_0)$ 和有界输入 $\boldsymbol{u}(t)$，都有

$$\|\boldsymbol{x}(t)\| \leqslant \beta(\|\boldsymbol{x}(t_0)\|, t - t_0) + \gamma(\sup_{t_0 \leqslant s \leqslant t} \|\boldsymbol{u}(s)\|)$$

那么系统是输入-状态稳定的。

引理 1[26] 对于系统 $\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{f}(t, \boldsymbol{x}, \boldsymbol{u})$，设 V 是连续可微函数，满足：

$$\alpha_1(\|\boldsymbol{x}\|) \leqslant V(t, \boldsymbol{x}) \leqslant \alpha_2(\|\boldsymbol{x}\|)$$

$$\frac{\partial V}{\partial t} + \frac{\partial V}{\partial \boldsymbol{x}} \boldsymbol{f}(t, \boldsymbol{x}, \boldsymbol{u}) \leqslant -W_3(\boldsymbol{x}) \qquad \forall \|\boldsymbol{x}\| \geqslant \rho(\|\boldsymbol{u}\|) > 0$$

式中：α_1 和 α_2 为 $\mathcal{K}_\infty$ 类函数；ρ 为 $\mathcal{K}$ 类函数；$W_3(\boldsymbol{x})$ 为连续正定函数。则系统是输入-状态稳定的。

假设 1、定义 1 和引理 1 中的范数可以是任何一种范数，在本文后续的分析中统一取为 2-范数，即范数的表示符号为 $\|\cdot\|_2$。

2 IDA-PBC 姿态控制器设计

由于干扰力矩 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}$ 的存在，在利用 IDA-PBC 设计控制器时，将 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{F}}$ 拆分成两部分，即 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{F}} = \boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fr}} + \boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fi}}$，$\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fr}}$ 为调节控制器，保证在 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}$ 为零时系统的渐近稳定；$\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fi}}$ 为积分控制器，保证存在干扰时系统的输入-状态稳定性。

2.1 调节控制器设计

在 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fr}}$ 作用下，定义期望的闭环系统如下：

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \left\{ \begin{bmatrix} \boldsymbol{x}_1^{\times} & -\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)/2 \\ \boldsymbol{E}(\boldsymbol{x}_2)/2 & \boldsymbol{0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \boldsymbol{D}_1 & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} \end{bmatrix} \right\} \cdot \frac{\partial H_{\mathrm{d}}(\boldsymbol{x})}{\partial \boldsymbol{x}} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{I} \\ \boldsymbol{0} \end{bmatrix} (\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fi}} + \boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}) \tag{6}$$

式中：$\boldsymbol{D}_1$ 为选取的正定矩阵，表示注入的阻尼项；$H_{\mathrm{d}}(\boldsymbol{x})$ 为期望的哈密顿函数。为保证系统在 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}$ 为零时渐近稳定，$H_{\mathrm{d}}(\boldsymbol{x})$ 应在 $\boldsymbol{x}_0$ 处取极小值。选取 $H_{\mathrm{d}}(\boldsymbol{x}) = [\boldsymbol{x}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{x}_1 + (\boldsymbol{x}_2 - \boldsymbol{x}_{2,0})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}(\boldsymbol{x}_2 - \boldsymbol{x}_{2,0})]/2$，$\boldsymbol{M}$ 为正定矩阵，则匹配方程为

北京航空航天大学学报

$$\boldsymbol{x}_1^{\times}\frac{\partial H(\boldsymbol{x})}{\partial \boldsymbol{x}_1}-(\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)/2)\frac{\partial H(\boldsymbol{x})}{\partial \boldsymbol{x}_2}+\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fr}}=(\boldsymbol{x}_1^{\times}-\boldsymbol{D}_1)\frac{\partial H_{\mathrm{d}}(\boldsymbol{x})}{\partial \boldsymbol{x}_1}-(\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)/2)\frac{\partial H_{\mathrm{d}}(\boldsymbol{x})}{\partial \boldsymbol{x}_2} \tag{7}$$

$$(\boldsymbol{E}(\boldsymbol{x}_2)/2)\frac{\partial H(\boldsymbol{x})}{\partial \boldsymbol{x}_1}=(\boldsymbol{E}(\boldsymbol{x}_2)/2)\frac{\partial H_{\mathrm{d}}(\boldsymbol{x})}{\partial \boldsymbol{x}_1} \tag{8}$$

对于所选择的 $H_{\mathrm{d}}(\boldsymbol{x})$，式(8)恒成立，由式(7)可解得

$$\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fr}}=-\boldsymbol{D}_1\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{x}_1-\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)\boldsymbol{M}(\boldsymbol{x}_2-\boldsymbol{x}_{2,0})/2 \tag{9}$$

当 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}$ 为零时，取 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fi}}$ 为零，系统式(6)的 Lyapunov 函数为 $V_1=H_{\mathrm{d}}(\boldsymbol{x})$，则有

$$\dot{V}_1=\boldsymbol{x}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}^{-1}[\boldsymbol{x}_1^{\times}\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{x}_1-\boldsymbol{D}_1\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{x}_1-\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)\boldsymbol{M}(\boldsymbol{x}_2-\boldsymbol{x}_{2,0})/2]+(\boldsymbol{x}_2-\boldsymbol{x}_{2,0})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}[\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{x}_1/2]=-\boldsymbol{x}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{D}_1\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{x}_1\leqslant 0 \tag{10}$$

根据 LaSalle 不变原理，由 $\dot{V}_1=0\Rightarrow\boldsymbol{x}_1\equiv 0$，因此 $\dot{\boldsymbol{x}}_1\equiv 0\Rightarrow\boldsymbol{x}_2\equiv\boldsymbol{x}_{2,0}$，闭环系统渐近稳定到平衡点 $\boldsymbol{x}_0$ 处。

由上面的设计可以看出，由于只在角速度上增加了阻尼项，因此当干扰不为零时系统渐近稳定的结论不再成立。

2.2　积分控制器设计

在获得 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fr}}$ 的表达式后，进一步考虑干扰力矩 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}$ 的作用来设计 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fi}}$，并在系统式(6)的基础上增加与姿态误差积分有关的状态。

取误差状态变量为 $\boldsymbol{e}=[\boldsymbol{e}_1^{\mathrm{T}},\boldsymbol{e}_2^{\mathrm{T}},\boldsymbol{e}_3^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$，$\boldsymbol{e}_2=\boldsymbol{x}_2-\boldsymbol{x}_{2,0}$，$\boldsymbol{e}_1$ 和 $\boldsymbol{e}_3$ 为待设计的误差状态，其表达式在后面给出，期望的闭环系统为

$$\dot{\boldsymbol{e}}=\left\{\begin{bmatrix}\boldsymbol{e}_1^{\times} & -\bar{\boldsymbol{E}}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{e}_2)/2 & -\boldsymbol{F}_1^{\mathrm{T}}\\ \bar{\boldsymbol{E}}(\boldsymbol{e}_2)/2 & \boldsymbol{0} & -\boldsymbol{F}_2^{\mathrm{T}}\\ \boldsymbol{F}_1 & \boldsymbol{F}_2 & \boldsymbol{0}\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}\boldsymbol{D}_1 & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{D}_2 & \boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{D}_3\end{bmatrix}\right\}\frac{\partial H_{\mathrm{d}}^{\mathrm{e}}(\boldsymbol{e})}{\partial \boldsymbol{e}}+\begin{bmatrix}\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}\\ \boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{0}\end{bmatrix} \tag{11}$$

式中：$\bar{\boldsymbol{E}}(\boldsymbol{e}_2)=\boldsymbol{E}(\boldsymbol{e}_2+\boldsymbol{x}_{2,0})=\boldsymbol{E}(\boldsymbol{x}_2)$；$\boldsymbol{F}_1$ 和 $\boldsymbol{F}_2$ 为待设计的适当维数矩阵；$\boldsymbol{D}_2$ 和 $\boldsymbol{D}_3$ 为选取的对称正定矩阵；$H_{\mathrm{d}}^{\mathrm{e}}(\boldsymbol{e})=(\boldsymbol{e}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{e}_1+\boldsymbol{e}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}\boldsymbol{e}_2+\boldsymbol{e}_3^{\mathrm{T}}\boldsymbol{N}\boldsymbol{e}_3)/2$ 为期望的哈密顿函数，$\boldsymbol{N}$ 为正定矩阵，$H_{\mathrm{d}}^{\mathrm{e}}(\boldsymbol{e})$ 在原点处取极小值。

由 $\boldsymbol{e}_2=\boldsymbol{x}_2-\boldsymbol{x}_{2,0}$，结合式(11)可得

$$\dot{\boldsymbol{e}}_2=\frac{1}{2}\bar{\boldsymbol{E}}(\boldsymbol{e}_2)\frac{\partial H_{\mathrm{d}}^{\mathrm{e}}(\boldsymbol{e})}{\partial \boldsymbol{e}_1}-\boldsymbol{F}_2^{\mathrm{T}}\frac{\partial H_{\mathrm{d}}^{\mathrm{e}}(\boldsymbol{e})}{\partial \boldsymbol{e}_3}-\boldsymbol{D}_2\frac{\partial H_{\mathrm{d}}^{\mathrm{e}}(\boldsymbol{e})}{\partial \boldsymbol{e}_2} \tag{12}$$

由式(6)可得

$$\dot{\boldsymbol{x}}_2=\frac{1}{2}\boldsymbol{E}(\boldsymbol{x}_2)\frac{\partial H_{\mathrm{d}}(\boldsymbol{x})}{\partial \boldsymbol{x}_1} \tag{13}$$

结合式(12)和式(13)可得

$$\bar{\boldsymbol{E}}(\boldsymbol{e}_2)\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{e}_1/2-\boldsymbol{F}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{N}\boldsymbol{e}_3-\boldsymbol{D}_2\boldsymbol{M}\boldsymbol{e}_2=\boldsymbol{E}(\boldsymbol{x}_2)\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{x}_1/2 \tag{14}$$

考虑到 $\bar{\boldsymbol{E}}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{e}_2)\bar{\boldsymbol{E}}(\boldsymbol{e}_2)=\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)\boldsymbol{E}(\boldsymbol{x}_2)=\boldsymbol{I}$，取 $\boldsymbol{F}_2=\bar{\boldsymbol{E}}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{e}_2)$，则由式(14)可得

$$\boldsymbol{e}_1=\boldsymbol{x}_1+2\boldsymbol{J}\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)\boldsymbol{D}_2\boldsymbol{M}(\boldsymbol{x}_2-\boldsymbol{x}_{2,0})+2\boldsymbol{J}\boldsymbol{N}\boldsymbol{e}_3 \tag{15}$$

进一步，由式(11)可得

$$\dot{\boldsymbol{e}}_3=\boldsymbol{F}_1\frac{\partial H_{\mathrm{d}}^{\mathrm{e}}(\boldsymbol{e})}{\partial \boldsymbol{e}_1}+\boldsymbol{F}_2\frac{\partial H_{\mathrm{d}}^{\mathrm{e}}(\boldsymbol{e})}{\partial \boldsymbol{e}_2}-\boldsymbol{D}_3\frac{\partial H_{\mathrm{d}}^{\mathrm{e}}(\boldsymbol{e})}{\partial \boldsymbol{e}_3}=\boldsymbol{F}_1\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{e}_1+\boldsymbol{F}_2\boldsymbol{M}\boldsymbol{e}_2-\boldsymbol{D}_3\boldsymbol{N}\boldsymbol{e}_3 \tag{16}$$

将式(15)代入式(16)并取 $\boldsymbol{F}_1=\boldsymbol{D}_3/2$，可得

$$\dot{\boldsymbol{e}}_3=\boldsymbol{D}_3\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{x}_1/2+(\boldsymbol{D}_3\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)\boldsymbol{D}_2+\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2))\boldsymbol{M}(\boldsymbol{x}_2-\boldsymbol{x}_{2,0}) \tag{17}$$

因此有

$$\boldsymbol{e}_3=\int_{t_0}^{t}\left[\frac{1}{2}\boldsymbol{D}_3\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{x}_1+(\boldsymbol{D}_3\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)\boldsymbol{D}_2+\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2))\boldsymbol{M}(\boldsymbol{x}_2-\boldsymbol{x}_{2,0})\right]\mathrm{d}t+\boldsymbol{e}_3(t_0) \tag{18}$$

式中：$\boldsymbol{e}_3(t_0)$ 为 $\boldsymbol{e}_3$ 的初值。

对式(15)求导可得

$$\dot{\boldsymbol{e}}_1=\dot{\boldsymbol{x}}_1+2\boldsymbol{J}\dot{\boldsymbol{E}}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)\boldsymbol{D}_2\boldsymbol{M}(\boldsymbol{x}_2-\boldsymbol{x}_{2,0})+2\boldsymbol{J}\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)\boldsymbol{D}_2\boldsymbol{M}\dot{\boldsymbol{x}}_2+2\boldsymbol{J}\boldsymbol{N}\dot{\boldsymbol{e}}_3 \tag{19}$$

由式(11)有

$$\dot{\boldsymbol{e}}_1=(\boldsymbol{e}_1^{\times}-\boldsymbol{D}_1)\frac{\partial H_{\mathrm{d}}^{\mathrm{e}}(\boldsymbol{e})}{\partial \boldsymbol{e}_1}-(\bar{\boldsymbol{E}}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{e}_2)/2)\frac{\partial H_{\mathrm{d}}^{\mathrm{e}}(\boldsymbol{e})}{\partial \boldsymbol{e}_2}-\boldsymbol{F}_1^{\mathrm{T}}\frac{\partial H_{\mathrm{d}}^{\mathrm{e}}(\boldsymbol{e})}{\partial \boldsymbol{e}_3}+\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}} \tag{20}$$

此外，由式(6)有

$$\dot{\boldsymbol{x}}_1=(\boldsymbol{x}_1^{\times}-\boldsymbol{D}_1)\frac{\partial H_{\mathrm{d}}(\boldsymbol{x})}{\partial \boldsymbol{x}_1}-\frac{1}{2}\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)\frac{\partial H_{\mathrm{d}}(\boldsymbol{x})}{\partial \boldsymbol{x}_2}+\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fi}}+\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}} \tag{21}$$

$$\dot{\boldsymbol{x}}_2=\frac{1}{2}\boldsymbol{E}(\boldsymbol{x}_2)\frac{\partial H_{\mathrm{d}}(\boldsymbol{x})}{\partial \boldsymbol{x}_1} \tag{22}$$

将式(17)、式(21)和式(22)代入式(19)，可得

$$\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{e}}_1=&(\boldsymbol{x}_1^{\times}-\boldsymbol{D}_1)\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{x}_1-(\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)/2)\boldsymbol{M}(\boldsymbol{x}_2-\boldsymbol{x}_{2,0})+\\&\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fi}}+\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}+2\boldsymbol{J}\dot{\boldsymbol{E}}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)\boldsymbol{D}_2\boldsymbol{M}(\boldsymbol{x}_2-\boldsymbol{x}_{2,0})+\\&\boldsymbol{J}\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)\boldsymbol{D}_2\boldsymbol{M}\boldsymbol{E}(\boldsymbol{x}_2)\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{x}_1+\\&2\boldsymbol{J}\boldsymbol{N}[\boldsymbol{D}_3\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{x}_1/2+(\boldsymbol{D}_3\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)\boldsymbol{D}_2+\\&\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2))\boldsymbol{M}(\boldsymbol{x}_2-\boldsymbol{x}_{2,0})]=\\&(\boldsymbol{x}_1^{\times}-\boldsymbol{D}_1+\boldsymbol{J}\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)\boldsymbol{D}_2\boldsymbol{M}\boldsymbol{E}(\boldsymbol{x}_2)+\boldsymbol{J}\boldsymbol{N}\boldsymbol{D}_3)\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{x}_1+\\&[2\boldsymbol{J}\dot{\boldsymbol{E}}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)\boldsymbol{D}_2-(\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)/2)+\\&2\boldsymbol{J}\boldsymbol{N}(\boldsymbol{D}_3\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)\boldsymbol{D}_2+\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2))]\boldsymbol{M}(\boldsymbol{x}_2-\boldsymbol{x}_{2,0})+\end{aligned}$$

北京航空航天大学学报

$$\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fi}}+\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}} \tag{23}$$

由式(20)和式(23)可得

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fi}}=&(\boldsymbol{e}_1^{\times}-\boldsymbol{D}_1)\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{e}_1-\boldsymbol{D}_3\boldsymbol{N}\boldsymbol{e}_3/2-(\boldsymbol{x}_1^{\times}-\boldsymbol{D}_1+\\&\boldsymbol{J}\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)\boldsymbol{D}_2\boldsymbol{M}\boldsymbol{E}(\boldsymbol{x}_2)+\boldsymbol{J}\boldsymbol{N}\boldsymbol{D}_3)\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{x}_1-\\&[2\boldsymbol{J}\dot{\boldsymbol{E}}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)\boldsymbol{D}_2+2\boldsymbol{J}\boldsymbol{N}(\boldsymbol{D}_3\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)\boldsymbol{D}_2+\\&\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2))]\boldsymbol{M}(\boldsymbol{x}_2-\boldsymbol{x}_{2,0})\end{aligned} \tag{24}$$

2.3 稳定性分析

对所设计的控制器 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fr}}$ 和 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fi}}$，有如下定理。

定理 1 在 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{F}}=\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fr}}+\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fi}}$ 作用下，闭环系统式(11)是输入-状态稳定的；进一步，定义误差变量 $\tilde{\boldsymbol{x}}=[\tilde{\boldsymbol{x}}_1^{\mathrm{T}},\tilde{\boldsymbol{x}}_2^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$，$\tilde{\boldsymbol{x}}_1=\boldsymbol{x}_1-\boldsymbol{x}_{1,0}=\boldsymbol{x}_1$，$\tilde{\boldsymbol{x}}_2=\boldsymbol{x}_2-\boldsymbol{x}_{2,0}$，则 $\tilde{\boldsymbol{x}}$ 系统也是输入-状态稳定的。

证明 根据 2.1 节和 2.2 节中的分析，$\boldsymbol{e}_1$ 和 $\boldsymbol{e}_3$ 的表达式分别为式(15)和式(18)，$\boldsymbol{e}_2=\boldsymbol{x}_2-\boldsymbol{x}_{2,0}$，则在 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{F}}=\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fr}}+\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fi}}$ 作用下，$\boldsymbol{e}$ 系统的状态方程为

$$\dot{\boldsymbol{e}}=\left\{\begin{bmatrix}\boldsymbol{e}_1^{\times} & -\bar{\boldsymbol{E}}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{e}_2)/2 & -\boldsymbol{D}_3/2\\ \bar{\boldsymbol{E}}(\boldsymbol{e}_2)/2 & \boldsymbol{0} & -\bar{\boldsymbol{E}}(\boldsymbol{e}_2)\\ \boldsymbol{D}_3/2 & \boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{e}_2) & \boldsymbol{0}\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}\boldsymbol{D}_1 & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{D}_2 & \boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{D}_3\end{bmatrix}\right\}\frac{\partial H_{\mathrm{d}}^{\mathrm{c}}(\boldsymbol{e})}{\partial\boldsymbol{e}}+\begin{bmatrix}\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}\\ \boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{0}\end{bmatrix} \tag{25}$$

取 Lyapunov 函数为 $V_e=(\boldsymbol{e}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{e}_1+\boldsymbol{e}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}\boldsymbol{e}_2+\boldsymbol{e}_3^{\mathrm{T}}\boldsymbol{N}\boldsymbol{e}_3)/2$，则有

$$\begin{aligned}\dot{V}_e=&[\boldsymbol{e}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}^{-1}\quad\boldsymbol{e}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}\quad\boldsymbol{e}_3^{\mathrm{T}}\boldsymbol{N}]\cdot\\&\left\{\begin{bmatrix}\boldsymbol{e}_1^{\times} & -\bar{\boldsymbol{E}}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{e}_2)/2 & -\boldsymbol{D}_3/2\\ \bar{\boldsymbol{E}}(\boldsymbol{e}_2)/2 & \boldsymbol{0} & -\bar{\boldsymbol{E}}(\boldsymbol{e}_2)\\ \boldsymbol{D}_3/2 & \boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{e}_2) & \boldsymbol{0}\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}\boldsymbol{D}_1 & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{D}_2 & \boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{D}_3\end{bmatrix}\right\}\frac{\partial H_{\mathrm{d}}^{\mathrm{c}}(\boldsymbol{e})}{\partial\boldsymbol{e}}+\\&[\boldsymbol{e}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}^{-1}\quad\boldsymbol{e}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}\quad\boldsymbol{e}_3^{\mathrm{T}}\boldsymbol{N}]\begin{bmatrix}\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}\\ \boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{0}\end{bmatrix}=\\&-\boldsymbol{e}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{D}_1\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{e}_1-\boldsymbol{e}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}\boldsymbol{D}_2\boldsymbol{M}\boldsymbol{e}_2-\\&\boldsymbol{e}_3^{\mathrm{T}}\boldsymbol{N}\boldsymbol{D}_3\boldsymbol{N}\boldsymbol{e}_3+\boldsymbol{e}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}\end{aligned} \tag{26}$$

令 $\lambda_{\min}(\cdot)$ 和 $\lambda_{\max}(\cdot)$ 分别表示矩阵的最小和最大特征值，并设 $\lambda_1^m=\lambda_{\min}(\boldsymbol{D}_1)$，则有

$$-\boldsymbol{e}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{D}_1\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{e}_1\leqslant-\lambda_1^m\|\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{e}_1\|_2^2 \tag{27}$$

根据 Young 不等式[26]，有

$$\boldsymbol{e}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}\leqslant\frac{\lambda_1^m}{2}\|\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{e}_1\|_2^2+\frac{1}{2\lambda_1^m}\|\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}\|_2^2 \tag{28}$$

由式(27)和式(28)可得

$$-\boldsymbol{e}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{D}_1\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{e}_1+\boldsymbol{e}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}\leqslant-\frac{\lambda_1^m}{2}\|\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{e}_1\|_2^2+\frac{1}{2\lambda_1^m}\|\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}\|_2^2 \tag{29}$$

设 $\lambda_2^m=\lambda_{\min}(\boldsymbol{M}\boldsymbol{D}_2\boldsymbol{M})$，$\lambda_3^m=\lambda_{\min}(\boldsymbol{N}\boldsymbol{D}_3\boldsymbol{N})$，则有

$$-\boldsymbol{e}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}\boldsymbol{D}_2\boldsymbol{M}\boldsymbol{e}_2\leqslant-\lambda_2^m\|\boldsymbol{e}_2\|_2^2 \tag{30}$$

$$-\boldsymbol{e}_3^{\mathrm{T}}\boldsymbol{N}\boldsymbol{D}_3\boldsymbol{N}\boldsymbol{e}_3\leqslant-\lambda_3^m\|\boldsymbol{e}_3\|_2^2 \tag{31}$$

由于 $\|\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{e}_1\|_2^2=\|\boldsymbol{e}_1^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{J}^{-1})^2\boldsymbol{e}_1\|_2\geqslant\lambda_4^m\|\boldsymbol{e}_1\|_2^2$，$\lambda_4^m=\lambda_{\min}[(\boldsymbol{J}^{-1})^2]$，因此

$$\begin{aligned}\dot{V}_e\leqslant&-\frac{\lambda_1^m\lambda_4^m}{2}\|\boldsymbol{e}_1\|_2^2-\lambda_2^m\|\boldsymbol{e}_2\|_2^2-\lambda_3^m\|\boldsymbol{e}_3\|_2^2+\\&\frac{1}{2\lambda_1^m}\|\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}\|_2^2\leqslant-\lambda^m\|\boldsymbol{e}\|_2^2+\frac{1}{2\lambda_1^m}\|\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}\|_2^2\end{aligned} \tag{32}$$

式中：$\lambda^m=\min\{\lambda_1^m\lambda_4^m/2,\lambda_2^m,\lambda_3^m\}$。则对 $\forall\boldsymbol{e},\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}$ 和 $0<\theta<1$，当 $\|\boldsymbol{e}\|_2\geqslant\|\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}\|_2\Big/\sqrt{2\theta\lambda^m\lambda_1^m}$ 时，有

$$\begin{aligned}\dot{V}_e\leqslant&-(1-\theta)\lambda^m\|\boldsymbol{e}\|_2^2-\theta\lambda^m\|\boldsymbol{e}\|_2^2+\frac{1}{2\lambda_1^m}\|\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}\|_2^2\leqslant\\&-(1-\theta)\lambda^m\|\boldsymbol{e}\|_2^2<0\end{aligned} \tag{33}$$

由于 V_e 正定且径向无界，根据引理 1，系统式(11)是输入-状态稳定的，即存在$\mathcal{KL}$类函数 β_1 和$\mathcal{K}$类函数 γ_1，使得

$$\|\boldsymbol{e}\|_2\leqslant\beta_1(\|\boldsymbol{e}(t_0)\|_2,t-t_0)+\gamma_1(\sup_{t_0\leqslant s\leqslant t}\|\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}(s)\|_2) \tag{34}$$

下面进一步证明在 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{F}}=\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fr}}+\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fi}}$ 作用下 $\tilde{\boldsymbol{x}}$ 系统的输入-状态稳定性，首先有

$$\begin{aligned}\|\tilde{\boldsymbol{x}}_1\|_2=&\|\boldsymbol{e}_1-2\boldsymbol{J}\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)\boldsymbol{D}_2\boldsymbol{M}\boldsymbol{e}_2-2\boldsymbol{J}\boldsymbol{N}\boldsymbol{e}_3\|_2\leqslant\\&\|\boldsymbol{e}_1\|_2+\|2\boldsymbol{J}\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)\boldsymbol{D}_2\boldsymbol{M}\boldsymbol{e}_2\|_2+\\&2\|\boldsymbol{J}\boldsymbol{N}\boldsymbol{e}_3\|_2\|\boldsymbol{e}_3\|_2\end{aligned} \tag{35}$$

由式(3)中 $\boldsymbol{E}(\boldsymbol{x}_2)$ 的具体组成可得

$$\|\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)\|_2=\sqrt{\lambda_{\max}(\boldsymbol{E}(\boldsymbol{x}_2)\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)}=1$$

因此有

$$\|2\boldsymbol{J}\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_2)\boldsymbol{D}_2\boldsymbol{M}\boldsymbol{e}_2\|_2\leqslant2\|\boldsymbol{J}\|_2\|\boldsymbol{D}_2\|_2\|\boldsymbol{M}\|_2\|\boldsymbol{e}_2\|_2 \tag{36}$$

定义 $\sigma=\max\{1,2\|\boldsymbol{J}\|_2\|\boldsymbol{D}_2\|_2\|\boldsymbol{M}\|_2,2\|\boldsymbol{J}\boldsymbol{N}\|_2\}$，则由式(35)和式(36)可得

$$\|\tilde{\boldsymbol{x}}_1\|_2\leqslant\sigma(\|\boldsymbol{e}_1\|_2+\|\boldsymbol{e}_2\|_2+\|\boldsymbol{e}_3\|_2)\leqslant3\sigma\|\boldsymbol{e}\|_2 \tag{37}$$

进一步，有

$$\|\tilde{\boldsymbol{x}}\|_2\leqslant\|\tilde{\boldsymbol{x}}_1\|_2+\|\tilde{\boldsymbol{x}}_2\|_2\leqslant(1+3\sigma)\|\boldsymbol{e}\|_2 \tag{38}$$

结合式(34)和式(38)可得

$$\begin{aligned}\|\tilde{\boldsymbol{x}}\|_2\leqslant&\kappa_1[\beta_1(\|\boldsymbol{e}(t_0)\|_2,t-t_0)+\\&\gamma_1(\sup_{t_0\leqslant s\leqslant t}\|\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}(s)\|_2)]\end{aligned} \tag{39}$$

式中：$\kappa_1=1+3\sigma$。

在式(18)中，取 $\boldsymbol{e}_3(t_0)=\boldsymbol{0}$，则有

$$\|\boldsymbol{e}(t_0)\|_2\leqslant\|\boldsymbol{e}_1(t_0)\|_2+\|\tilde{\boldsymbol{x}}_2(t_0)\|_2 \tag{40}$$

$$\|\boldsymbol{e}_1(t_0)\|_2 = \Big\|\boldsymbol{x}_1(t_0) + 2\boldsymbol{J}\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{q})\boldsymbol{D}_2\boldsymbol{M}\boldsymbol{e}_2(t_0) + 2\boldsymbol{J}\boldsymbol{N}\boldsymbol{e}_3(t_0)\Big\|_2 \leqslant \|\tilde{\boldsymbol{x}}_1(t_0)\|_2 + 2\|\boldsymbol{J}\|_2\|\boldsymbol{D}_2\|_2\|\boldsymbol{M}\|_2\|\tilde{\boldsymbol{x}}_2(t_0)\|_2 \leqslant 2\sigma\|\boldsymbol{x}(t_0)\|_2 \tag{41}$$

结合式(40)和式(41)可得

$$\|\boldsymbol{e}(t_0)\|_2 \leqslant \kappa_2\|\tilde{\boldsymbol{x}}(t_0)\|_2 \tag{42}$$

式中：$\kappa_2 = 1 + 2\sigma$。

根据$\mathcal{KL}$类函数的性质[26]，有

$$\beta_1(\|\boldsymbol{e}(t_0)\|_2, t - t_0) \leqslant \beta_1(\kappa_2\|\tilde{\boldsymbol{x}}(t_0)\|_2, t - t_0) \tag{43}$$

进一步，定义$\mathcal{KL}$类函数 β_2 和$\mathcal{K}$类函数 γ_2 如下：

$$\beta_2(\|\tilde{\boldsymbol{x}}(t_0)\|_2, t - t_0) = \kappa_1\beta_1(\kappa_2\|\tilde{\boldsymbol{x}}(t_0)\|_2, t - t_0) \tag{44}$$

$$\gamma_2(\sup_{t_0\leqslant s\leqslant t}\|\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}\|_2) = \kappa_1(\sigma)\gamma_1(\sup_{t_0\leqslant s\leqslant t}\|\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}(s)\|_2) \tag{45}$$

结合式(39)、式(43)～式(45)可得

$$\|\tilde{\boldsymbol{x}}\|_2 \leqslant \beta_2(\|\tilde{\boldsymbol{x}}(t_0)\|_2, t - t_0) + \gamma_2(\sup_{t_0\leqslant s\leqslant t}\|\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}(s)\|_2) \tag{46}$$

从而由定义 1 可知在 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{F}} = \boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fr}} + \boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fi}}$ 作用下，$\tilde{\boldsymbol{x}}$ 系统也是输入-状态稳定的。　**证毕**

由定理 1 的证明过程可以看出，由 $\boldsymbol{e}$ 系统的稳定性可推出 $\tilde{\boldsymbol{x}}$ 系统的稳定性，因此在后续的分析中主要分析 $\boldsymbol{e}$ 系统的稳定性。

3　考虑执行器动态特性的控制设计

航天器的姿态控制是通过喷管、动量轮等执行器实现的，当执行器的运动并不是足够快时，忽略执行器的动态特性可能会降低姿态控制的性能，甚至使得系统不稳定[23-24]。本节在考虑执行器动态特性的前提下，重新设计控制指令。

设航天器的执行器具有如下二阶动态特性[23]：

$$\boldsymbol{T}_{\mathrm{a}}\dot{\boldsymbol{\tau}}_{\mathrm{a}} + \boldsymbol{\tau}_{\mathrm{a}} = \boldsymbol{\tau}_{\mathrm{v}} \tag{47}$$

$$\boldsymbol{T}_{\mathrm{v}}\dot{\boldsymbol{\tau}}_{\mathrm{v}} + \boldsymbol{\tau}_{\mathrm{v}} = \boldsymbol{\tau}_{\mathrm{c}} \tag{48}$$

式中：$\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{a}}$ 为航天器实际产生的力矩；$\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{v}}$ 为中间变量；$\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{c}}$ 为控制器解算的指令力矩；$\boldsymbol{T}_{\mathrm{a}}$ 和 $\boldsymbol{T}_{\mathrm{v}}$ 为正定矩阵，其对角元素和执行器时间常数有关。

取状态变量 $\boldsymbol{x}_4 = \boldsymbol{\tau}_{\mathrm{a}}$，$\boldsymbol{x}_5 = \dot{\boldsymbol{\tau}}_{\mathrm{a}}$，则有

$$\dot{\boldsymbol{x}}_4 = \boldsymbol{x}_5 \tag{49}$$

$$\dot{\boldsymbol{x}}_5 = -\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}_5 + \boldsymbol{B}(\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{c}} - \boldsymbol{x}_5) \tag{50}$$

式中：$\boldsymbol{A} = (\boldsymbol{T}_{\mathrm{a}}\boldsymbol{T}_{\mathrm{v}})^{-1}(\boldsymbol{T}_{\mathrm{a}} + \boldsymbol{T}_{\mathrm{v}})$；$\boldsymbol{B} = (\boldsymbol{T}_{\mathrm{a}}\boldsymbol{T}_{\mathrm{v}})^{-1}$。

由式(9)和式(24)可获得使系统式(11)输入-状态稳定所需要的控制力矩 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{F}}$，由于执行器的二阶动态特性，为使得实际产生的力矩能够达到 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{F}}$，需要进一步根据执行器的动态特性对指令力矩 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{c}}$ 进行设计。

取误差变量 $\boldsymbol{\eta}_4 = \boldsymbol{x}_4 - \boldsymbol{\tau}_{\mathrm{F}}$，则有

$$\dot{\boldsymbol{\eta}}_4 = \dot{\boldsymbol{x}}_4 - \dot{\boldsymbol{\tau}}_{\mathrm{F}} = \boldsymbol{x}_5 - \dot{\boldsymbol{\tau}}_{\mathrm{F}} \tag{51}$$

将 $\boldsymbol{x}_5$ 看作虚拟控制输入，设计 $\boldsymbol{x}_5$ 的指令为 $\boldsymbol{x}_{5\mathrm{d}} = \dot{\boldsymbol{\tau}}_{\mathrm{F}} - \boldsymbol{K}_4\boldsymbol{\eta}_4 - \boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{e}_1$，$\boldsymbol{K}_4$ 为正定矩阵。取误差变量 $\boldsymbol{\eta}_5 = \boldsymbol{x}_5 - \boldsymbol{x}_{5\mathrm{d}}$，则有

$$\dot{\boldsymbol{\eta}}_4 = \boldsymbol{x}_{5\mathrm{d}} - \dot{\boldsymbol{\tau}}_{\mathrm{F}} + \boldsymbol{x}_5 - \boldsymbol{x}_{5\mathrm{d}} = -\boldsymbol{K}_4\boldsymbol{\eta}_4 + \boldsymbol{\eta}_5 - \boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{e}_1 \tag{52}$$

设计指令力矩 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{c}}$ 为

$$\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{c}} = \boldsymbol{B}^{-1}[\boldsymbol{K}_4\dot{\boldsymbol{\tau}}_{\mathrm{F}} + \ddot{\boldsymbol{\tau}}_{\mathrm{F}} - \boldsymbol{K}_5\boldsymbol{\eta}_5 - \boldsymbol{\eta}_4 - \boldsymbol{J}^{-1}\dot{\boldsymbol{e}}_1 - (\boldsymbol{K}_4 - \boldsymbol{A} - \boldsymbol{B})\boldsymbol{x}_5] \tag{53}$$

式中：$\boldsymbol{K}_5$ 为正定矩阵。

对式(53)所设计的指令力矩，有以下定理。

定理 2　对于系统式(11)，当执行器具有式(47)和式(48)的二阶动态特性时，在指令力矩输入式(53)作用下，闭环系统是输入-状态稳定的。

证明　采用式(53)中的指令力矩作为输入时，整个$(\boldsymbol{e}, \boldsymbol{\eta}_4, \boldsymbol{\eta}_5)$系统的动态方程为

$$\dot{\boldsymbol{e}} = \left\{\begin{bmatrix} \boldsymbol{e}_1^{\times} & -\bar{\boldsymbol{E}}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{e}_2)/2 & -\boldsymbol{D}_3/2 \\ \bar{\boldsymbol{E}}(\boldsymbol{e}_2)/2 & \boldsymbol{0} & -\bar{\boldsymbol{E}}(\boldsymbol{e}_2) \\ \boldsymbol{D}_3/2 & \bar{\boldsymbol{E}}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{e}_2) & \boldsymbol{0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \boldsymbol{D}_1 & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{D}_2 & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{D}_3 \end{bmatrix}\right\}\frac{\partial H_{\mathrm{d}}^{\mathrm{e}}(\boldsymbol{e})}{\partial \boldsymbol{e}} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{\eta}_4 \\ \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}} \\ \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} \end{bmatrix} \tag{54}$$

$$\dot{\boldsymbol{\eta}}_4 = -\boldsymbol{K}_4\boldsymbol{\eta}_4 + \boldsymbol{\eta}_5 - \boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{e}_1 \tag{55}$$

$$\dot{\boldsymbol{\eta}}_5 = -\boldsymbol{K}_5\boldsymbol{\eta}_5 - \boldsymbol{\eta}_4 \tag{56}$$

对于系统式(54)～式(56)，取 Lyapunov 函数为 $V_2 = V_e + (\boldsymbol{\eta}_4^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\eta}_4 + \boldsymbol{\eta}_5^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\eta}_5)/2$，则有

$$\dot{V}_2 = -\boldsymbol{e}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{D}_1\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{e}_1 - \boldsymbol{e}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}\boldsymbol{D}_2\boldsymbol{M}\boldsymbol{e}_2 - \boldsymbol{e}_3^{\mathrm{T}}\boldsymbol{N}\boldsymbol{D}_3\boldsymbol{N}\boldsymbol{e}_3 + \boldsymbol{e}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}} - \boldsymbol{\eta}_4^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}_4\boldsymbol{\eta}_4 - \boldsymbol{\eta}_5^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}_5\boldsymbol{\eta}_5 \tag{57}$$

设 $\lambda_5^m = \lambda_{\min}(\boldsymbol{K}_4)$，$\lambda_6^m = \lambda_{\min}(\boldsymbol{K}_5)$，则有

$$\dot{V}_2 \leqslant -\lambda_1^m\|\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{e}_1\|_2^2 - \lambda_2^m\|\boldsymbol{e}_2\|_2^2 - \lambda_3^m\|\boldsymbol{e}_3\|_2^2 - \lambda_5^m\|\boldsymbol{\eta}_4\|_2^2 - \lambda_6^m\|\boldsymbol{\eta}_5\|_2^2 + \boldsymbol{e}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}} \tag{58}$$

类似于定理 1 中的分析，有

$$\dot{V}_2 \leqslant -\frac{\lambda_1^m\lambda_4^m}{2}\|\boldsymbol{e}_1\|_2^2 - \lambda_2^m\|\boldsymbol{e}_2\|_2^2 - \lambda_3^m\|\boldsymbol{e}_3\|_2^2 - \lambda_5^m\|\boldsymbol{\eta}_4\|_2^2 - \lambda_6^m\|\boldsymbol{\eta}_5\|_2^2 + \frac{1}{2\lambda_1^m}\|\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}\|_2^2 \leqslant -\lambda_7^m\|[\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}, \boldsymbol{\eta}_4^{\mathrm{T}}, \boldsymbol{\eta}_5^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}\|_2^2 + \frac{1}{2\lambda_1^m}\|\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}\|_2^2 \tag{59}$$

式中：$\lambda_7^m = \min\{\lambda_1^m\lambda_4^m/2, \lambda_2^m, \lambda_3^m, \lambda_5^m, \lambda_6^m\}$。则对

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

$\forall[\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}},\boldsymbol{\eta}_4^{\mathrm{T}},\boldsymbol{\eta}_5^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}},\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}$ 和 $0<\theta<1$，当 $\|[\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}},\boldsymbol{\eta}_4^{\mathrm{T}},\boldsymbol{\eta}_5^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}\|_2\geqslant\|\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}\|_2/\sqrt{2\theta\lambda_7^m\lambda_1^m}$ 时，有

$$\begin{aligned}\dot{V}_2\leqslant&-(1-\theta)\lambda_7^m\|[\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}},\boldsymbol{\eta}_4^{\mathrm{T}},\boldsymbol{\eta}_5^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}\|_2^2-\\&\theta\lambda_7^m\|[\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}},\boldsymbol{\eta}_4^{\mathrm{T}},\boldsymbol{\eta}_5^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}\|_2^2+\frac{1}{2\lambda_1^m}\|\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}\|_2^2\leqslant\\&-(1-\theta)\lambda_7^m\|[\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}},\boldsymbol{\eta}_4^{\mathrm{T}},\boldsymbol{\eta}_5^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}\|_2^2<0\end{aligned}\tag{60}$$

由于 V_2 正定且径向无界，根据引理 1，系统式(54)～式(56)是输入-状态稳定的。 **证毕**

由定理 2 可知，采用式(53)设计指令力矩时，可以保证系统的输入-状态稳定性，但是需要计算 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{F}}$ 的一阶和二阶导数，这会造成指令力矩表达式上的繁琐；同时 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{F}}$ 导数中的高频分量可能会激发执行器的未建模动态特性[23]；此外，$\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{F}}$ 表达式中包含误差项导数 $\dot{\boldsymbol{e}}_1$，而 $\dot{\boldsymbol{e}}_1$ 表达式中有未知项 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}$，因此式(53)中的指令力矩无法直接使用。

为此，进一步考虑对 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{F}}$ 进行如下形式的指令滤波[25]：

$$\dot{\boldsymbol{z}}_{4,1}=\boldsymbol{z}_{4,2}\tag{61}$$

$$\dot{\boldsymbol{z}}_{4,2}=-\boldsymbol{A}_{\mathrm{f}}\boldsymbol{z}_{4,2}+\boldsymbol{B}_{\mathrm{f}}(\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{F}}-\boldsymbol{z}_{4,1})\tag{62}$$

式中：$\boldsymbol{z}_{4,1}$ 和 $\boldsymbol{z}_{4,2}$ 为滤波器状态；$\boldsymbol{A}_{\mathrm{f}}$ 和 $\boldsymbol{B}_{\mathrm{f}}$ 为滤波器参数，具体表达式为

$$\boldsymbol{A}_{\mathrm{f}}=\begin{bmatrix}2\zeta_{f_1}\omega_{nf_1}&0&0\\0&2\zeta_{f_2}\omega_{nf_2}&0\\0&0&2\zeta_{f_3}\omega_{nf_3}\end{bmatrix}\tag{63}$$

$$\boldsymbol{B}_{\mathrm{f}}=\begin{bmatrix}\omega_{nf_1}^2&0&0\\0&\omega_{nf_2}^2&0\\0&0&\omega_{nf_3}^2\end{bmatrix}\tag{64}$$

式中：$\zeta_{f_i}(i=1,2,3)>0$ 为阻尼比；$\omega_{nf_i}(i=1,2,3)>0$ 为自然频率。

滤波器式(61)和式(62)的初始状态满足 $\boldsymbol{z}_{4,1}(t_0)=\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{F}}(t_0)$，$\boldsymbol{z}_{4,2}(t_0)=[0,0,0]^{\mathrm{T}}$。

取误差变量 $\bar{\boldsymbol{\eta}}_4=\boldsymbol{x}_4-\boldsymbol{z}_{4,1}$，则有

$$\dot{\bar{\boldsymbol{\eta}}}_4=\bar{\boldsymbol{x}}_{5\mathrm{d}}-\boldsymbol{z}_{4,2}+(\boldsymbol{x}_{5\mathrm{c}}-\bar{\boldsymbol{x}}_{5\mathrm{d}})+\bar{\boldsymbol{\eta}}_5\tag{65}$$

式中：$\bar{\boldsymbol{x}}_{5\mathrm{d}}$ 为虚拟控制指令，设计为 $\bar{\boldsymbol{x}}_{5\mathrm{d}}=-\boldsymbol{K}_4\bar{\boldsymbol{\eta}}_4+\boldsymbol{z}_{4,2}-\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{e}_1$；$\bar{\boldsymbol{\eta}}_5=\boldsymbol{x}_5-\boldsymbol{x}_{5\mathrm{c}}$；$\boldsymbol{x}_{5\mathrm{c}}$ 为 $\bar{\boldsymbol{x}}_{5\mathrm{d}}$ 通过指令滤波器后的状态，即令 $\boldsymbol{z}_{5,1}=\boldsymbol{x}_{5\mathrm{c}}$，$\boldsymbol{z}_{5,2}=\dot{\boldsymbol{x}}_{5\mathrm{c}}$，则有

$$\dot{\boldsymbol{z}}_{5,1}=\boldsymbol{z}_{5,2}\tag{66}$$

$$\dot{\boldsymbol{z}}_{5,2}=-\boldsymbol{A}_{\mathrm{f}}\boldsymbol{z}_{5,2}+\boldsymbol{B}_{\mathrm{f}}(\bar{\boldsymbol{x}}_{5\mathrm{d}}-\boldsymbol{z}_{5,1})\tag{67}$$

式中：$\boldsymbol{z}_{5,1}(t_0)=\bar{\boldsymbol{x}}_{5\mathrm{d}}(t_0)$；$\boldsymbol{z}_{5,2}(t_0)=[0,0,0]^{\mathrm{T}}$。

设计指令力矩 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{c}}$ 为

$$\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{c}}=\boldsymbol{B}^{-1}[(\boldsymbol{A}+\boldsymbol{B})\boldsymbol{x}_5+\dot{\boldsymbol{x}}_{5\mathrm{c}}-\boldsymbol{K}_5\bar{\boldsymbol{\eta}}_5-\bar{\boldsymbol{\eta}}_4]\tag{68}$$

对式(68)所设计的指令力矩，有以下定理。

定理 3 对于系统式(11)，当执行器具有式(47)和式(48)的二阶动态特性时，在指令力矩输入式(68)作用下，闭环系统是一致最终有界的，且最终的上界可以通过控制参数进行调节。

证明 采用式(68)中的指令力矩作为输入时，整个 $(\boldsymbol{e},\bar{\boldsymbol{\eta}}_4,\bar{\boldsymbol{\eta}}_5)$ 系统的动态方程为

$$\dot{\boldsymbol{e}}=\left\{\begin{bmatrix}\boldsymbol{e}_1^{\times}&-\frac{1}{2}\bar{\boldsymbol{E}}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{e}_2)&-\frac{1}{2}\boldsymbol{D}_3\\\frac{1}{2}\bar{\boldsymbol{E}}(\boldsymbol{e}_2)&\boldsymbol{0}&-\bar{\boldsymbol{E}}(\boldsymbol{e}_2)\\\frac{1}{2}\boldsymbol{D}_3&\bar{\boldsymbol{E}}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{e}_2)&\boldsymbol{0}\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}\boldsymbol{D}_1&\boldsymbol{0}&\boldsymbol{0}\\\boldsymbol{0}&\boldsymbol{D}_2&\boldsymbol{0}\\\boldsymbol{0}&\boldsymbol{0}&\boldsymbol{D}_3\end{bmatrix}\right\}\frac{\partial H_{\mathrm{d}}^{\mathrm{e}}(\boldsymbol{e})}{\partial\boldsymbol{e}}+\begin{bmatrix}\bar{\boldsymbol{\eta}}_4\\\boldsymbol{0}\\\boldsymbol{0}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\boldsymbol{z}_{4,1}-\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{F}}\\\boldsymbol{0}\\\boldsymbol{0}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}\\\boldsymbol{0}\\\boldsymbol{0}\end{bmatrix}\tag{69}$$

$$\dot{\bar{\boldsymbol{\eta}}}_4=-\boldsymbol{K}_4\bar{\boldsymbol{\eta}}_4+(\boldsymbol{x}_{5\mathrm{c}}-\bar{\boldsymbol{x}}_{5\mathrm{d}})+\bar{\boldsymbol{\eta}}_5-\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{e}_1\tag{70}$$

$$\dot{\bar{\boldsymbol{\eta}}}_5=-\boldsymbol{K}_5\bar{\boldsymbol{\eta}}_5-\bar{\boldsymbol{\eta}}_4\tag{71}$$

根据指令滤波器的性质[25]，$\|\boldsymbol{z}_{4,1}-\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{F}}\|_2$ 和 $\|\boldsymbol{x}_{5\mathrm{c}}-\bar{\boldsymbol{x}}_{5\mathrm{d}}\|_2$ 始终有界，且对给定的 $\zeta_{f_i}(i=1,2,3)>0$，$T>0$，$\varepsilon_1>0$ 和 $\varepsilon_2>0$，存在 $\omega_{nf_i}(i=1,2,3)>0$，使得当 $t>T$ 时有

$$\|\boldsymbol{z}_{4,1}-\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{F}}\|_2<\varepsilon_1\tag{72}$$

$$\|\boldsymbol{x}_{5\mathrm{c}}-\bar{\boldsymbol{x}}_{5\mathrm{d}}\|_2<\varepsilon_2\tag{73}$$

选取 Lyapunov 函数为

$$V_3=V_e+(\bar{\boldsymbol{\eta}}_4^{\mathrm{T}}\bar{\boldsymbol{\eta}}_4+\bar{\boldsymbol{\eta}}_5^{\mathrm{T}}\bar{\boldsymbol{\eta}}_5)/2$$

则有

$$\begin{aligned}\dot{V}_3=&-\boldsymbol{e}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{D}_1\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{e}_1-\boldsymbol{e}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}\boldsymbol{D}_2\boldsymbol{M}\boldsymbol{e}_2-\boldsymbol{e}_3^{\mathrm{T}}\boldsymbol{N}\boldsymbol{D}_3\boldsymbol{N}\boldsymbol{e}_3-\\&\bar{\boldsymbol{\eta}}_4^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}_4\bar{\boldsymbol{\eta}}_4-\bar{\boldsymbol{\eta}}_5^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}_5\bar{\boldsymbol{\eta}}_5+\boldsymbol{e}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}^{-1}(\boldsymbol{z}_{4,1}-\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{F}})+\\&\boldsymbol{e}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}^{-1}\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}+\bar{\boldsymbol{\eta}}_4^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}_{5\mathrm{c}}-\bar{\boldsymbol{x}}_{5\mathrm{d}})\leqslant-\frac{\lambda_1^m\lambda_4^m}{2}\|\boldsymbol{e}_1\|_2^2-\\&\lambda_2^m\|\boldsymbol{e}_2\|_2^2-\lambda_3^m\|\boldsymbol{e}_3\|_2^2-\frac{\lambda_5^m}{2}\|\bar{\boldsymbol{\eta}}_4\|_2^2-\lambda_6^m\|\bar{\boldsymbol{\eta}}_5\|_2^2+\\&\frac{1}{\lambda_1^m}\|\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}\|_2^2+\frac{1}{\lambda_1^m}\|\boldsymbol{z}_{4,1}-\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{F}}\|_2^2+\frac{1}{2\lambda_5^m}\|\boldsymbol{x}_{5\mathrm{c}}-\bar{\boldsymbol{x}}_{5\mathrm{d}}\|_2^2\end{aligned}\tag{74}$$

由假设 1，$\|\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}\|_2$ 有界，结合 $\|\boldsymbol{z}_{4,1}-\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{F}}\|_2$ 和 $\|\boldsymbol{x}_{5\mathrm{c}}-\bar{\boldsymbol{x}}_{5\mathrm{d}}\|_2$ 的有界性可知，当 $0\leqslant t\leqslant T$ 时 V_3 有界，从而 $\|\bar{\boldsymbol{e}}\|_2$ 有界，$\bar{\boldsymbol{e}}=[\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}},\bar{\boldsymbol{\eta}}_4^{\mathrm{T}},\bar{\boldsymbol{\eta}}_5^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$；当 $t>T$ 时，由式(74)有

$$\dot{V}_3\leqslant-\lambda_8^m\|\bar{\boldsymbol{e}}\|_2^2+\Delta_e\tag{75}$$

式中：$\lambda_8^m=\min\{\lambda_1^m\lambda_4^m/2,\lambda_2^m,\lambda_3^m,\lambda_5^m/2,\lambda_6^m\}$；$\Delta_e=\Delta_{\mathrm{d}}/\lambda_1^m+\varepsilon_1/\lambda_1^m+\varepsilon_2/(2\lambda_5^m)$。

又由于 $\alpha_3\|\bar{\boldsymbol{e}}\|_2^2\leqslant V_3\leqslant\alpha_4\|\bar{\boldsymbol{e}}\|_2^2$，$\alpha_3=\min\{\lambda_{\min}(\boldsymbol{J}^{-1}),\lambda_{\min}(\boldsymbol{M}),\lambda_{\min}(\boldsymbol{N}),1/2\}$，$\alpha_4=$

北京航空航天大学学报

$\max\{\lambda_{\max}(\boldsymbol{J}^{-1}),\lambda_{\max}(\boldsymbol{M}),\lambda_{\max}(\boldsymbol{N}),1/2\}$,因此,系统式(67)、式(71)和式(72)一致最终有界,且当 $t>T$ 时有

$$\|\bar{\boldsymbol{e}}\|_2 \leqslant \sqrt{\frac{1}{\alpha_3}\left(V_3(T)-\frac{\alpha_4\Delta_e}{\lambda_8^m}\right)\mathrm{e}^{-\frac{\lambda_8^m}{\alpha_4}(t-T)}+\frac{\alpha_4\Delta_e}{\alpha_3\lambda_8^m}} \tag{76}$$

由式(76)可知,通过选择合适的矩阵 $\boldsymbol{D}_1$、$\boldsymbol{D}_2$、$\boldsymbol{D}_3$ 和 $\boldsymbol{K}_4$,可使得 λ_8^m 足够大,从而使得 $\|\bar{\boldsymbol{e}}\|_2$ 的上界足够小,即保证姿态控制误差足够小。 **证毕**

注 1　在第 3 节的指令力矩设计过程中使用了 2 个指令滤波器,作用分别是对 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{F}}$ 的导数和虚拟控制量 $\bar{\boldsymbol{x}}_{5\mathrm{d}}$ 的导数进行近似。指令滤波器本质上是一个二阶线性系统,目的是使输出尽可能好地跟踪输入,从系统阶跃响应的角度看,指令滤波器的参数,即阻尼比 $\zeta_{f_i}(i=1,2,3)>0$ 和自然频率 $\omega_{nf_i}(i=1,2,3)>0$ 的选取需要在超调量、调节时间、稳态误差等指标之间取一个折中。阻尼比通常可取为 0.707[27-29],即工程上认为的最佳阻尼比。

注 2　从能量的角度看,Lyapunov 函数可以看作是系统的广义能量,$\boldsymbol{M}$、$\boldsymbol{N}$ 2 个矩阵的最小特征值越大,则表示系统的能量越大,而稳定本质上是需要衰减系统的能量到极小值,因此需要的控制增益越大;$\boldsymbol{D}_1$、$\boldsymbol{D}_2$、$\boldsymbol{D}_3$ 3 个矩阵的最小特征值越大,表示期望衰减系统能量的速率越大,则需要的控制增益也越大。因此,$\boldsymbol{M}$、$\boldsymbol{N}$ 2 个矩阵决定了系统能量的大小,$\boldsymbol{D}_1$、$\boldsymbol{D}_2$、$\boldsymbol{D}_3$ 3 个矩阵决定了能量衰减的速率。

注 3　指令力矩 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{c}}$ 包含了 $\boldsymbol{K}_4$ 和 $\boldsymbol{K}_5$ 2 个增益矩阵,$\boldsymbol{K}_4$ 决定了虚拟控制指令 $\bar{\boldsymbol{x}}_{5\mathrm{d}}$ 的大小,而第 2 个滤波器的输出 $\boldsymbol{z}_{5,1}$ 需要跟踪 $\bar{\boldsymbol{x}}_{5\mathrm{d}}$,因此 $\boldsymbol{K}_4$ 的最小特征值越大,则滤波器跟踪的难度也越大,需要的自然频率也越大;$\boldsymbol{K}_5$ 包含在反步法最后一步设计的误差项中,与 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{c}}$ 线性相关。结合注 1 和注 2 来看,控制器增益和滤波器参数需要根据系统响应综合选取。

4　仿真验证

为验证本文控制器设计的效果,分别在不考虑和考虑执行器动态特性的前提下进行 2 组对比仿真。采用文献[10]中的模型和控制目标参数,并以文献[10]作为参照,在考虑干扰力矩的前提下对航天器姿态进行控制。

按照偏航—俯仰—滚转的旋转顺序,航天器初始姿态为:滚转角 15°,俯仰角 30°,偏航角 −30°,对应的四元数为[0.812 5,0.237 5,0.159 2,−0.508 1]^{T},初始角速度为[0.002,−0.002,0.002]^{T}rad/s;目标姿态为:滚转角 −15°,俯仰角 0°,偏航角 0°,对应的四元数为[0.991 4,−0.130 5,0,0]^{T}。

航天器的转动惯量阵为 $\boldsymbol{J}=\mathrm{diag}\{14,13.5,0.75\}\,\mathrm{kg\cdot m^2}$,干扰力矩设为

$$\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{d}}=\begin{bmatrix}1+\cos(0.01t)+2\cos(0.02t)\\2+2\sin(0.01t)-2\cos(0.02t)\\-2+2\sin(0.01t)+1.5\cos(0.02t)\end{bmatrix}\times10^{-3}\,\mathrm{N\cdot m}$$

4.1　不考虑执行器动态特性

不考虑执行器的动态特性,希望系统能量衰减部分没有振荡,即阻尼矩阵的特征值虚部为 0,因此阻尼矩阵取为对角阵形式,设计阻尼阵为 $\boldsymbol{D}_1=0.5\boldsymbol{I}$,$\boldsymbol{D}_2=0.5\boldsymbol{I}$,$\boldsymbol{D}_3=0.2\boldsymbol{I}$,同时希望系统的能量组成尽量减少状态之间的耦合,则 $\boldsymbol{M}$ 和 $\boldsymbol{N}$ 也设计为对角阵形式,取 $\boldsymbol{M}=0.2\boldsymbol{I}$,$\boldsymbol{N}=0.3\boldsymbol{I}$。采用控制力矩为 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{F}}=\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fr}}+\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fi}}$,$\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fr}}$ 和 $\boldsymbol{\tau}_{\mathrm{Fi}}$ 表达式分别为式(9)和式(24),仿真时间设为 300 s,得到仿真结果如图 1 ~ 图 3 所示。

图 1 给出了姿态四元数的变化曲线。从四元数变化曲线上看,2 种方法均能克服干扰力矩,但与文献[10]方法相比,本文方法能够使得航天器的姿态更快地收敛到目标值。

图 2 给出了 3 个方向的角速度变化曲线。从对比曲线可以看出,本文方法能够使得航天器的角速度更快地收敛到原点。

图 3 给出了 3 个方向的姿态控制力矩的变化曲线。从变化曲线可以看出,2 种方法所需的控制力矩量级相差不大。因此,综合前面四元数和角速度的变化曲线来看,本文方法的控制性能要好于文献[10]方法。

4.2　考虑执行器动态特性

进一步考虑执行器的动态特性,根据文献[23],设定 $\boldsymbol{T}_{\mathrm{a}}=5\boldsymbol{I}$,$\boldsymbol{T}_{\mathrm{v}}=3\boldsymbol{I}$;$\boldsymbol{D}_1$、$\boldsymbol{D}_2$、$\boldsymbol{D}_3$、$\boldsymbol{M}$ 和 $\boldsymbol{N}$ 的取值与 4.1 节中相同;指令滤波器参数中,$\zeta_{f_i}=0.707$,$\omega_{nf_i}=5$,$i=1,2,3$;希望尽量减少控制器 3 个通道的耦合,因此 $\boldsymbol{K}_4$ 和 $\boldsymbol{K}_5$ 也设计为对角阵形式,取 $\boldsymbol{K}_4=2\boldsymbol{I}$,$\boldsymbol{K}_5=3\boldsymbol{I}$。采用指令力矩为式(68),仿真时间设为 100 s,得到仿真结果如图 4和图 5 所示。

从图 4 中四元数变化曲线和图 5 中角速度变化曲线可以看出,文献[10]方法由于未考虑执行器的动态特性,使得姿态出现不稳定的情况,无法收敛到目标值,而在本文方法的控制作用下,姿态能够收敛到目标值,且角速度收敛于原点。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

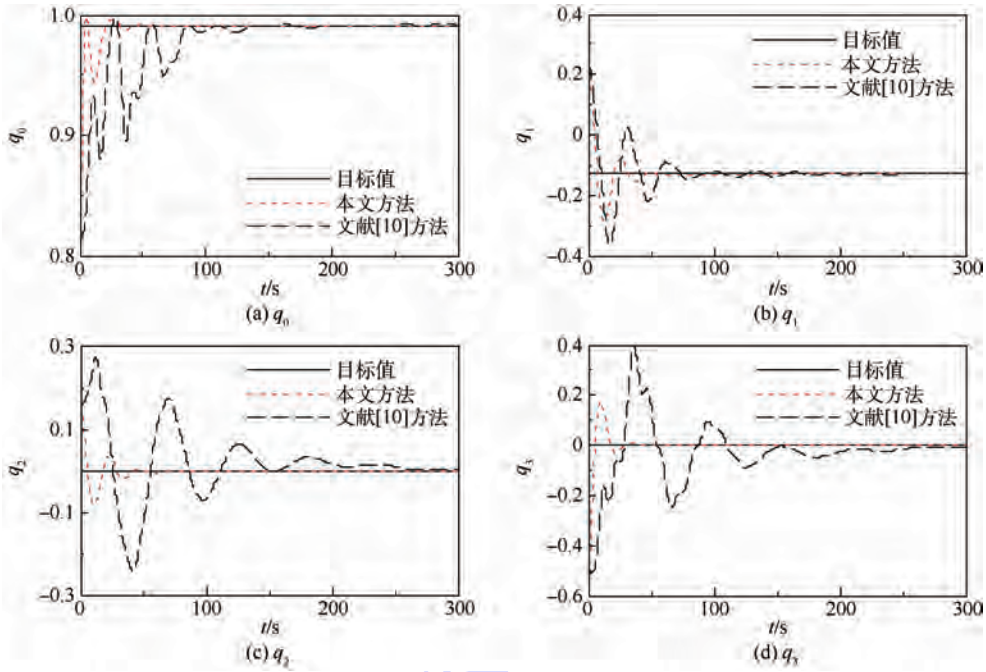


图 1 四元数变化曲线(不考虑执行器动态特性)

Fig. 1 Variation curves of quaternion (without consideration of actuator dynamics)

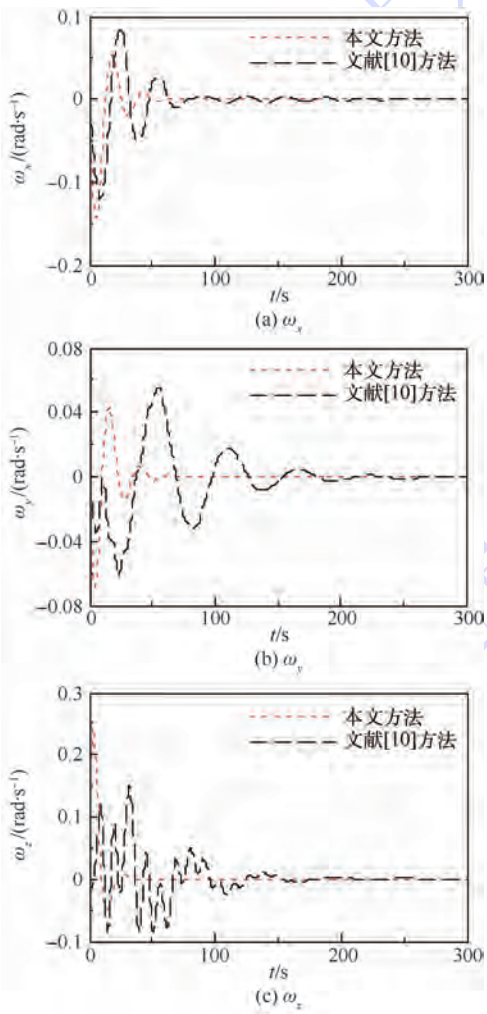


图 2 角速度变化曲线(不考虑执行器动态特性)

Fig. 2 Variation curves of angular rate (without consideration of actuator dynamics)

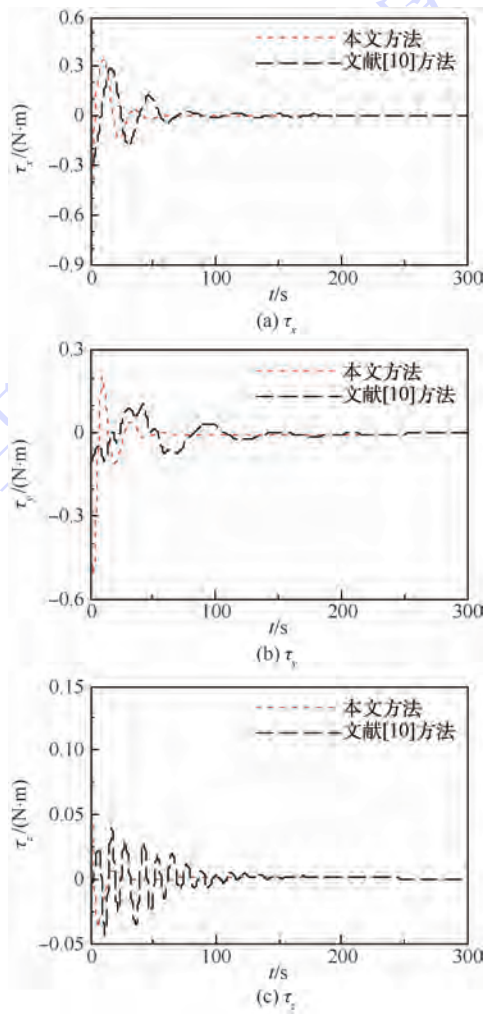


图 3 姿态控制力矩变化曲线(不考虑执行器动态特性)

Fig. 3 Variation curves of attitude control torque (without consideration of actuator dynamics)

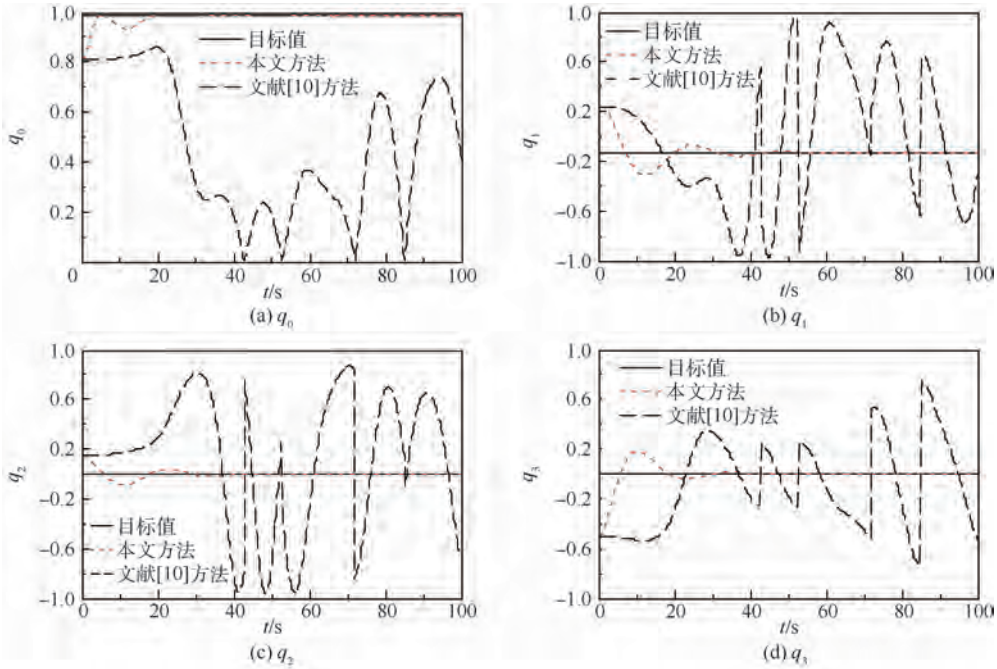


图 4　四元数变化曲线（考虑执行器动态特性）

Fig. 4　Variation curves of quaternion (with consideration of actuator dynamics)

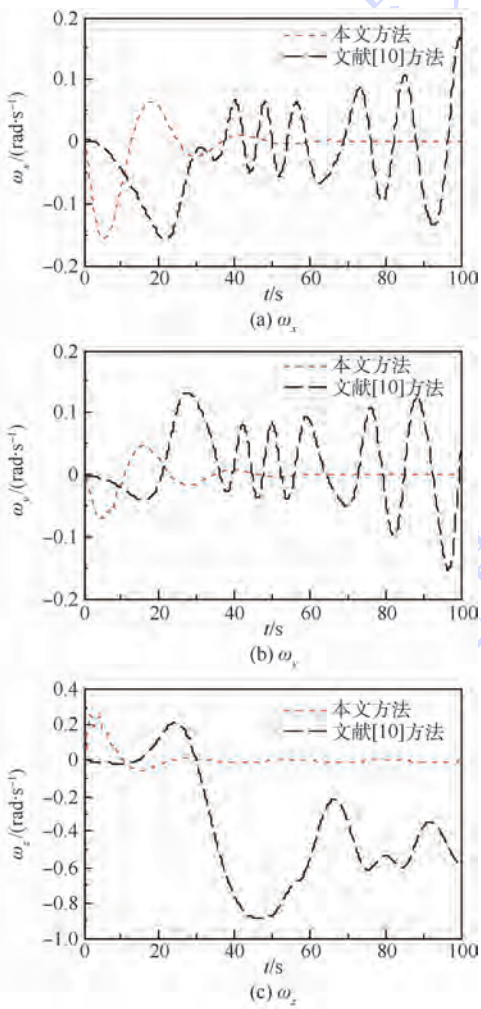


图 5　角速度变化曲线（考虑执行器动态特性）

Fig. 5　Variation curves of angular rate (with consideration of actuator dynamics)

综合 4.1 节和 4.2 节中的仿真结果来看，本文方法比单独基于无源性的控制方法具有更好的控制性能。

5　结　论

1）IDA-PBC 方法通过耗散能量来保证系统的稳定性，通过增加与姿态误差积分有关的状态，实现了闭环系统的输入-状态稳定性，期望的哈密顿函数可直接作为 Lyapunov 函数进行稳定性分析。

2）考虑执行器动态特性时，结合反步法和指令滤波技术对控制指令进行补偿设计，可以保证闭环系统一致最终有界，且最终的上界对控制器增益和指令滤波器的阻尼及自然频率选取提出了要求。

3）仿真结果表明，闭环系统能够实现对最终目标姿态的良好跟踪，且控制性能好于单独基于无源性的控制方法，验证了本文所提方法的有效性。

参考文献（References）

[1] LEE T. Global exponential attitude tracking controls on SO_3 [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2015, 60(10): 2837-2842.

[2] DE ANGELIS E L, GIULIETTI F, DE RUITER A H J, et al. Spacecraft attitude control using magnetic and mechanical actuation [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2016, 39(3): 564-573.

北航学报 赠阅

[3] RODRIQUEZ-VAZQUEZ A L, MARTIN-PRATS M A, BERNELLI-ZAZZERA F. Spacecraft magnetic attitude control using approximating sequence Riccati equations[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2015, 51(4): 3374-3385.

[4] ALI I, RADICE G, KIM J. Backstepping control design with actuator torque bound for spacecraft attitude maneuver[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2010, 33(1): 254-259.

[5] ZHANG H, FANG J. Robust backstepping control for agile satellite using double-gimbal variable-speed control moment gyroscope[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2013, 36(5): 1356-1363.

[6] ZHU Z, XIA Y Q, FU M Y. Adaptive sliding mode control for attitude stabilization with actuator saturation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(10): 4898-4907.

[7] LU K F, XIA Y Q, ZHU Z, et al. Sliding mode attitude tracking of rigid spacecraft with disturbances[J]. Journal of the Franklin Institute, 2012, 349(2): 413-440.

[8] WANG X K, YU C B. Unit dual quaternion-based feedback linearization tracking problem for attitude and position dynamics[J]. Systems & Control Letters, 2013, 62(3): 225-233.

[9] BAJODAH A H. Asymptotic generalised dynamic inversion attitude control[J]. IET Control Theory & Applications, 2010, 4(5): 827-840.

[10] FORBES J R. Passivity-based attitude control on the special orthogonal group of rigid-body rotations[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2013, 36(6): 1596-1605.

[11] WANG H L, XIE Y C. Passivity based attitude control of rigid bodies[J]. Asian Journal of Control, 2014, 16(3): 802-817.

[12] PARK Y. Robust and optimal attitude control of spacecraft with disturbances[J]. International Journal of Systems Science, 2015, 46(7): 1222-1233.

[13] ORTEGA R, VAN DER SCHAFT A, MASCHKE B, et al. Interconnection and damping assignment passivity-based control of port-controlled Hamiltonian systems[J]. Automatica, 2002, 38(4): 585-596.

[14] JELTSEMA D, ORTEGA R, SCHERPEN J M A. An energy-balancing perspective of interconnection and damping assignment control of nonlinear systems[J]. Automatica, 2004, 40(9): 1643-1646.

[15] ACOSTA J A, ORTEGA R, ASTOLFI A, et al. Interconnection and damping assignment passivity-based control of mechanical systems with underactuation degree one[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2005, 50(12): 1936-1955.

[16] BATLLE C, DÒRIA-CEREZO A, ESPINOSA-PEREZ G, et al. Simultaneous interconnection and damping assignment passivity-based control: The induction machine case study[J]. International Journal of Control, 2009, 82(2): 241-255.

[17] DONAIRE A, PETER T. Dynamic positioning of marine craft using a port-Hamiltonian framework[J]. Automatica, 2012, 48(5): 851-856.

[18] ZENG J W, ZHANG Z, QIAO W. An interconnection and damping assignment passivity-based controller for a DC-DC boost converter with a constant power load[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(4): 2314-2322.

[19] CRASTA N, ORTEGA R, PILLAI H K. On the matching equations of energy shaping controllers for mechanical systems[J]. International Journal of Control, 2015, 88(9): 1757-1765.

[20] AOKI T, YAMASHITA Y, TSUBAKINO D. Vibration suppression for mass-spring-damper systems with a tuned mass damper using interconnection and damping assignment passivity-based control[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2016, 26(2): 235-251.

[21] NUNNA K, SASSANO M, ASTOLFI A. Constructive interconnection and damping assignment for port-controlled Hamiltonian systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2015, 60(9): 2350-2361.

[22] ROMERO J G, DONAIRE A, ORTEGA R. Robust energy shaping control of mechanical systems[J]. Systems & Control Letters, 2013, 62(9): 770-780.

[23] KRISTIANSEN R, HAGEN D. Modelling of actuator dynamics for spacecraft attitude control[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2009, 32(3): 1022-1025.

[24] HU Q L, XIAO B, WANG D W, et al. Attitude control of spacecraft with actuator uncertainty[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2013, 36(6): 1771-1776.

[25] DONG W, FARRELL J A, POLYCARPOU M M, et al. Command filtered adaptive backstepping[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2012, 20(3): 566-580.

[26] KHALIL H K. 非线性系统[M]. 朱义胜, 董辉, 李作洲, 等译. 3 版. 北京: 电子工业出版社, 2011: 96-118.
KHALIL H K. Nonlinear systems[M]. ZHU Y S, DONG H, LI Z Z, et al, translated. 3rd ed. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2011: 96-118(in Chinese).

[27] ZOU Y, ZHENG Z. A robust adaptive RBFNN augmenting backstepping control approach for a model-scaled helicopter[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2015, 23(6): 2344-2352.

[28] SUN L, ZUO Z. Nonlinear adaptive trajectory tracking control for a quad-rotor with parametric uncertainty[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering, 2015, 229(9): 1709-1721.

[29] ZHU B, WANG Q, HUO W. Longitudinal-lateral velocity control design and implementation for a model-scaled unmanned helicopter[J]. Nonlinear Dynamics, 2014, 76(2): 1579-1589.

作者简介:

王青 女,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:航天器控制、飞行器制导控制一体化、故障检测。

龚立纲 男,博士研究生。主要研究方向:飞行器控制、非线性控制理论及应用。

董朝阳 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:飞行器总体设计、电器系统综合。

北京航空航天大学学报

Spacecraft attitude passivity control based on PCH model

WANG Qing[1,*], GONG Ligang[1], DONG Chaoyang[2]

(1. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China;
2. School of Aeronautic Science and Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: For the spacecraft attitude control problem in the presence of disturbance torques, a passivity control scheme based on port-controlled Hamiltonian (PCH) system model was proposed from the perspective of energy. By writing the attitude control system in a PCH form and adding the state related to integral of attitude error, the interconnection and damping assignment passivity-based control (IDA-PBC) method was then utilized to design the controller and provide the closed-loop system with desired internal interconnection structure and energy dissipativity properties. The proposed control scheme can guarantee input-to-state stability of closed-loop system. The actuator dynamics was then considered and backstepping control scheme was utilized to compensate for control command. Combined with command filtering technique, the computation of higher order derivatives of virtual control was avoided and uniform ultimate boundedness of the closed-loop system was proved theoretically. Simulation results validate the performance advantage of the proposed control scheme over that based on passivity alone.

Keywords: spacecraft; attitude control; Hamiltonian system; passivity; damping assignment

北京航空航天大学学报
北京航空航天大学学报

Received: 2016-05-18; **Accepted**: 2016-08-25; **Published online**: 2016-10-17 08:45
URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161017.0845.004.html
Foundation item: National Natural Science Foundation of China (61374012)
* **Corresponding author**. E-mail: bhwangqing@126.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0481

多旋翼无人飞行器必要建模因素

万佳，刘洪*，王福新

（上海交通大学 航空航天学院，上海 200240）

摘　　要：近年来多旋翼无人飞行器(UAV)成为了小型无人飞行器发展的热门领域，而学界对于多旋翼飞行器飞行力学建模与飞行力学特性分析的研究还相对较少。针对相关研究需求，基于传统旋翼模型，建立了适用于多旋翼无人飞行器的飞行力学模型，并利用此模型对多旋翼无人飞行器悬停模态特性进行了初步分析，结果显示多旋翼飞行器模态稳定性明显弱于传统直升机，且横向 Phugoid 模态取代了荷兰滚模态。随后利用弱耦合系统理论与纵向模态简化模型，对多旋翼建模过程中的旋翼旋转自由度(DOF)动态特性、入流模型和旋翼气动力矩的建模必要性进行了研究。分析表明，旋翼旋转自由度的动态特性在飞控增稳条件下对全机特性有着重要影响，入流分布对刚性旋翼的俯仰、滚转气动力矩有着决定性作用，而旋翼气动力矩是决定多旋翼悬停模态的重要因素，这三者在多旋翼建模分析中不能忽略。

关　键　词：旋翼飞行器；模态特性；建模；旋翼入流；系统耦合

中图分类号：V212.4

文献标识码：A　　**文章编号**：1001-5965(2017)06-1072-08

多旋翼飞行器依靠多个由电机直接驱动的旋翼提供飞行所需的升力、前飞拉力与姿态控制力矩，和直升机一样能够实现垂直起降与悬停飞行。同时，由于其结构简单、成本低廉、机械可靠性高等优点，在实际工程应用中受到用户的青睐。近年来，小型多旋翼飞行器成为了无人飞行器领域的热点，已广泛应用于航空摄影、电力巡线、地形测绘等多个领域，在地震救灾、警用巡逻、现代农业中也可以看到其身影。

随着多旋翼无人飞行器的广泛应用，对其飞行综合性能的要求也日益提高，促使了多种新多旋翼飞行器或多旋翼-固定翼复合构型的诞生。同时，多旋翼飞行器气动效率与操稳性之间的矛盾性也逐步体现出来。为了提高多旋翼飞行器气动效率，可以采用加大旋翼直径与降低旋翼转速的设计，但工程实践表明，这会显著影响飞行器的配平能力与飞行动态品质。此外，针对多旋翼飞行器的先进导航、制导与飞控算法也逐渐成为热门领域。上述发展对多旋翼飞行器的全机理论建模与分析工作提出了客观需求。

目前，学界关于多旋翼飞行器详细飞行力学建模与特性分析的研究数量相对较少，有学者在研究飞控算法过程中针对飞控系统设计需求已经建立了一些多旋翼飞行力学模型[1-8]。然而，已有模型往往较简单，目前建模工作中普遍采用的简化假设包括：①在旋翼产生的 3 个力分量与 3 个力矩分量中，只考虑了旋翼所产生的拉力与扭矩，忽略其他分量[1,9]；②假设旋翼的拉力和扭矩与旋翼转速的平方成正比，且飞行器飞行状态不会影响旋翼气动力[2]；③忽略了入流随拉力的变化与非均匀分布情况[10]；④未考虑旋翼旋转自由度上的动态特性。

收稿日期：2016-06-04；**录用日期**：2016-07-01；**网络出版时间**：2016-10-21 09:56
网络出版地址：www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161021.0956.002.html
* **通讯作者**：E-mail：hongliu@sjtu.edu.cn

引用格式：*万佳，刘洪，王福新. 多旋翼无人飞行器必要建模因素[J]. 北京航空航天大学学报，2017，43(6)：1072-1079.*
WAN J, LIU H, WANG F X. Imperative modeling elements for multi-rotor unmanned aerial vehicles [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(6): 1072-1079 (in Chinese).

基于上述假设建立的模型可以在一定程度上反映多旋翼飞行器的特性,在一定的飞行条件下,采用这类模型是合理的。随着飞行速度的提高,旋翼气动力不仅是旋翼转速的函数,同时也与来流条件紧密相关[11-12]。单个旋翼除产生拉力与扭矩外,还会产生相对较大的水平、侧向气动力与俯仰、滚转力矩[11-12]。在来流角与旋翼俯仰、滚转力矩的作用下,根据动态入流理论[13],旋翼桨盘上的诱导速度非均匀分布情况将加剧,从而对旋翼气动力造成影响。由此可见,随着用户对多旋翼飞行器飞行性能要求的不断提高,更加全面的建模分析工作显得尤为必要。

与此同时,已有的模型大多直接用于飞控系统的设计或简单的飞行模拟验证,例如姜军等[14]针对可投放多旋翼无人飞行器控制系统的设计研究。目前对多旋翼飞行器飞行性能与飞行力学特性的深入分析研究还不多见,对多旋翼飞行器操稳特性、模态特性、气动导数特点等还缺乏系统的认识。

因此,本文首先基于已有的传统直升机飞行力学模型,建立了多旋翼飞行器飞行力学模型。然后基于此模型在悬停状态对一典型四旋翼无人飞行器进行了配平与线性化处理。最后通过线化小扰动方程,分析了多旋翼飞行器建模中旋翼旋转自由度、入流模型与气动力矩的重要性,以及多旋翼飞行器部分模态与气动导数的特点。

1　飞行力学模型

本文所采用的多旋翼飞行力学模型是由荷兰代尔夫特理工大学的 DelCopter 通用直升机飞行力学模型发展而来的。DelCopter 模型是基于叶素理论的传统解析模型,考虑了刚性桨叶的挥舞与摆振自由度,包含了动态入流模型,已经经过了飞行测试数据验证[15]。

1.1　气动模型

本文选用了 DelCopter 模型中的旋翼气动力建模部分,并忽略了桨叶挥舞与摆振运动。通过对桨叶叶素上的气动力进行积分,可以得到单个旋翼在与其旋转轴重合的坐标系内的 3 个力分量与 3 个力矩分量,即 $[X_i, Y_i, Z_i, L_i, M_i, N_i]$。其中,$[X_i, Y_i, Z_i]$ 分别为 x-、y-和 z-轴方向上的力;$[L_i, M_i, N_i]$ 分别为 x-、y-和 z-轴方向上的力矩。由于篇幅限制,本文不再给出上述力与力矩的具体表达式。详细的推导过程与公式,读者可参考文献[15]的附录 D。

在获得单个旋翼气动特性之后,可对所有旋翼气动力求和得出旋翼总气动力。假设旋翼无安装角,即旋翼旋转轴与机体 z-轴平行,可得到所有旋翼总气动力 $[X_r, Y_r, Z_r]$ 与总气动力矩 $[L_r, M_r, N_r]$:

$$\begin{bmatrix} X_r \\ Y_r \\ Z_r \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^{N_r} \begin{bmatrix} X_i \\ Y_i \\ Z_i \end{bmatrix} \tag{1}$$

$$\begin{bmatrix} L_r \\ M_r \\ N_r \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^{N_r} \left(\begin{bmatrix} x_i \\ y_i \\ z_i \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} X_i \\ Y_i \\ Z_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_i \\ M_i \\ N_i \end{bmatrix} \right) \tag{2}$$

式中:x_i、y_i 和 z_i 为旋翼在机体坐标系中的位置;N_r 为旋翼个数。

对于机身气动力,假设机身仅产生一个沿来流方向的阻力 D_f,且气动中心与重心重合,即不会在重心处产生力矩:

$$D_f = \frac{1}{2}\rho F_0 (u^2 + v^2 + w^2) \tag{3}$$

式中:ρ 为空气密度;F_0 为机身阻力常数;u、v 和 w 分别为机体 x-、y-和 z-轴方向上的线速度。

1.2　入流模型

旋翼入流模型采用了传统的 Pitt-Peters 入流模型,桨盘上入流速度 v_i 分布为

$$v_i = v_{i0} + v_{is}\frac{r_e}{R}\sin\psi + v_{ic}\frac{r_e}{R}\cos\psi \tag{4}$$

式中:v_{i0}、v_{is} 和 v_{ic} 分别为平均、横向和纵向入流分布;r_e 为叶素径向位置;R 为旋翼半径;ψ 为桨叶方位角。

因入流动态响应速度较快,本文忽略了入流的动态特性,采用了准定常假设,即在任意时刻旋翼上的气动力将直接决定入流分布情况:

$$\begin{bmatrix} v_{i0} \\ v_{is} \\ v_{ic} \end{bmatrix} = \hat{\boldsymbol{L}} \times \begin{bmatrix} -Z_i \\ -L_i \\ M_i \end{bmatrix} \tag{5}$$

式中:$\hat{\boldsymbol{L}}$ 为入流条件矩阵,由入流速度、入流角与来流方位角确定[13]。

1.3　旋转自由度

为了简化分析,专注多旋翼飞行器本身特性,本文采用了简化的电机模型。假设电机功率输出能够实时跟随输入信号,根据功率与转速可以得到电机扭矩为

$$Q_i = \frac{P_{max} U_i}{\Omega_i} \tag{6}$$

式中:Q_i 为第 i 个电机扭矩;P_{max} 为电机最大功率;U_i 为第 i 号电机无量纲化输入信号($0 \leq U_i \leq 1$);Ω_i 为当前转速。

结合旋翼气动力,可以得到旋翼与电机转速

北航学报 赠阅

变化率为

$$\dot{\Omega}_i = \frac{Q_i - N_i}{I_r + I_m} \tag{7}$$

式中：I_r 和 I_m 分别为旋翼和电机转动惯量。

1.4 动力学模型

将式(1)与式(3)确定的气动力代入传统飞行器刚体运动方程，可以得到多旋翼飞行力学模型的机体动力学部分：

$$\dot{\boldsymbol{X}}_b = \boldsymbol{E}_b(\boldsymbol{X}_b, \boldsymbol{\Omega}) \tag{8}$$

式中：$\boldsymbol{E}_b$ 代表机体运动非线性方程组；$\boldsymbol{X}_b$ 为机体的刚体运动自由度，包括 3 个平动速度、3 个转动角速度与 3 个欧拉角；$\boldsymbol{\Omega}$ 为旋翼转速自由度，包括所有旋翼旋转角速度。

由于多旋翼飞行器的飞行操纵是通过调节各旋翼转速实现，其操纵输入量不会直接影响机体运动自由度，因此式(8)中没有显式地包含操纵输入。

联立所有旋翼的旋转动力学方程(式(7))，可以得到多旋翼飞行力学模型的旋翼旋转动力学部分：

$$\dot{\boldsymbol{\Omega}} = \boldsymbol{E}_r(\boldsymbol{X}_b, \boldsymbol{\Omega}, \boldsymbol{U}) \tag{9}$$

式中：$\boldsymbol{E}_r$ 代表所有旋翼旋转运动非线性方程组；$\boldsymbol{U}$ 为操纵输入向量。

结合式(8)与式(9)，可以得到多旋翼飞行器非线性飞行力学模型，总计包括 $9 + N_r$ 个方程。

2 计算算例

为了分析对比多旋翼飞行器与传统旋翼飞行器的特性区别，本文分别选取了四旋翼无人飞行器与传统单旋翼直升机进行对比计算分析。其中，四旋翼为某公司无人飞行器产品，如图 1 所示，总体参数如表 1 所示。

常规直升机选取了 Bo-105 直升机算例。Bo-105 为传统单旋翼带尾桨直升机，起飞质量约 2 200 kg，是旋翼飞行器研究中广泛采用的计算算例。DelCopter模型对Bo-105的分析计算已经经过验证，可作为对比参照。

图 1 算例四旋翼无人飞行器

Fig. 1 Study case of quad-rotor UAV

针对上述算例，本文利用多旋翼模型与 DelCopter 模型在悬停状态进行了配平计算，并在平衡点利用数值差分对全机模型进行了线性化处理，得到了对应的线化小扰动模型。根据线化模型稳定性导数矩阵，可以求得飞行器模态特征值。算例典型模态对比如表 2 所示。

通过上述对比可以发现，多旋翼飞行器在模态特性上与传统直升机有较大差别，有必要进一步分析其飞行力学特性及成因。在悬停状态下，多旋翼飞行器模态主要特点如下：

1）由于纵横向的对称性，悬停状态下四旋翼无人飞行器的纵向模态与横向模态是相同的。

2）由于没有尾桨与垂直尾翼，多旋翼偏航气动力矩受纵横向运动影响很小，因此多旋翼不存在横航向耦合的荷兰滚模态，取而代之的是横向 Phugoid 模态。

3）多旋翼模态稳定性差，振荡频率高，特别是 Phugoid 模态的发散速度快，使得手动飞行非常困难。

表 1 四旋翼无人飞行器总体参数

Table 1 Main parameters of quad-rotor UAV

设计参数	数值
起飞质量/kg	5
布局形式	X4 布局
总功率/W	2 000
旋翼直径/m	0.457 2
旋翼轴距/m	0.85
最大速度/(m·s^{-1})	20

表 2 算例悬停模态对比

Table 2 Comparison of hovering modes between two study cases

四旋翼无人飞行器		Bo-105	
模态	特征值	模态	特征值
俯仰收敛	−1.699	俯仰收敛	−5.449
滚转收敛	−1.699	滚转收敛	−17.14
Phugoid	0.550 6 + 1.259 2i	Phugoid	0.264 9 + 0.474 9i
横向 Phugoid	0.550 6 + 1.259 2i	荷兰滚	−0.274 8 + 0.559 4i
沉浮收敛	−0.500 2	沉浮收敛	−0.419 3
螺旋	−0.033 5	螺旋	−0.284 0

3 旋转自由度必要性

为了明确旋翼旋转自由度动态特性对于多旋翼飞行器建模分析的重要程度，本节利用线化模型，基于弱耦合系统理论进行计算分析，分别对无增稳状态与有增稳状态情况进行了讨论。

3.1 无增稳状态

对于第 1 节中获得的四旋翼线化模型，可以

按机体运动自由度与旋翼旋转自由度划分为 2 个子系统,即

$$\begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{b}} \\ \dot{\boldsymbol{\Omega}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{A}_{\mathrm{b}} & \boldsymbol{A}_{\boldsymbol{\Omega}\mathrm{b}} \\ \boldsymbol{A}_{\mathrm{b}\boldsymbol{\Omega}} & \boldsymbol{A}_{\boldsymbol{\Omega}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{X}_{\mathrm{b}} \\ \boldsymbol{\Omega} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{B}_{\boldsymbol{\Omega}} \end{bmatrix} \boldsymbol{U} \tag{10}$$

式中:$\boldsymbol{A}_{\mathrm{b}}$ 和 $\boldsymbol{A}_{\boldsymbol{\Omega}}$ 分别为机体运动自由度和旋翼旋转自由度对各自状态量变化率的影响;$\boldsymbol{A}_{\mathrm{b}\boldsymbol{\Omega}}$ 为旋翼旋转自由度对机体运动自由度状态量变化率的影响;$\boldsymbol{A}_{\boldsymbol{\Omega}\mathrm{b}}$ 为机体运动自由度对旋翼旋转自由度状态量变化率的影响;$\boldsymbol{B}_{\boldsymbol{\Omega}}$ 为操纵量对旋翼旋转自由度状态量变化率的影响。

若上述系统满足弱耦合系统条件,则分析机体运动自由度时可对旋翼旋转自由度做准定常假设,即旋翼旋转动态特性对外部扰动与控制的响应速度很快,忽略其动态特性对响应较慢的刚体运动自由度影响较小。弱耦合系统判据包括[16-17]:

$$C_1 = \frac{\max(|\lambda_{\mathrm{b}}|)}{\min(|\lambda_{\boldsymbol{\Omega}}|)} \ll 1 \tag{11}$$

$$C_2 = \frac{|lE_{\mathrm{b}\boldsymbol{\Omega}}E_{\boldsymbol{\Omega}\mathrm{b}}|}{\min(|\lambda_{\boldsymbol{\Omega}}|^2)} \ll 1 \tag{12}$$

式中:λ_{b} 和 $\lambda_{\boldsymbol{\Omega}}$ 分别为两独立子系统($\boldsymbol{A}_{\mathrm{b}}$,$\boldsymbol{A}_{\boldsymbol{\Omega}}$)的所有特征值;$l$ 为 $\boldsymbol{A}_{\mathrm{b}}$ 阶数;$E_{\mathrm{b}\boldsymbol{\Omega}}$ 和 $E_{\boldsymbol{\Omega}\mathrm{b}}$ 分别为 $\boldsymbol{A}_{\mathrm{b}\boldsymbol{\Omega}}$ 和 $\boldsymbol{A}_{\boldsymbol{\Omega}\mathrm{b}}$ 中绝对值最大的元素(即两系统间的最大耦合项)。

代入线性化计算结果,在悬停状态下,对于算例四旋翼无人飞行器:

$$\begin{cases} C_1 = 0.4150 \ll 1 \\ C_2 = 0.1548 \ll 1 \end{cases} \tag{13}$$

通过上述计算可知,对于无增稳悬停状态四旋翼无人飞行器,其旋翼旋转运动自由度的动态特性对机身运动自由度影响较小,可以做准定常处理,其全系统模态与近似系统模态对比如表 3 所示。由对比可知,忽略旋翼旋转动态特性对系统模态的影响很小。

表 3　无增稳全系统与近似系统部分模态对比

Table 3　Comparison of some modes between entire system and approximate system without stability augmentation

模态	特征值	
	全系统	近似系统
俯仰收敛	−1.7259	−1.6989
Phugoid	0.5539 + 1.266i	0.5506 + 1.259i
沉浮收敛	−0.5137	−0.5002
螺旋	−0.03352	−0.03352

3.2　有增稳状态

由于多旋翼飞行器自身稳定性的不足,一般无法实现无增稳状态下的飞行,因此,本节将对增稳状态下的四旋翼特性进行分析。

对于算例四旋翼无人飞行器,在增稳控制模式下采用了简单的角度与角速率反馈。例如,对于俯仰通道:

$$U_{\mathrm{s}} = K_q q + K_\Theta \Theta \tag{14}$$

式中:U_{s} 为俯仰增稳控制输出;K_q 为俯仰角速率反馈系数;q 为俯仰角速率;K_Θ 为俯仰角反馈系数;Θ 为俯仰角。

写作矩阵形式的增稳控制量为

$$\boldsymbol{U}_{\mathrm{s}} = [\boldsymbol{K}_{\mathrm{b}} \quad \boldsymbol{0}] \begin{bmatrix} \boldsymbol{X}_{\mathrm{b}} \\ \boldsymbol{\Omega} \end{bmatrix} \tag{15}$$

式中:$\boldsymbol{K}_{\mathrm{b}}$ 为刚体运动自由度对应控制系数矩阵。由于旋翼转速为开环控制,旋转自由度对应控制系数矩阵为 $\boldsymbol{0}$。

将式(15)代入式(10),可得增稳状态下的等效系统稳定性导数矩阵为

$$\boldsymbol{A}_{\mathrm{s}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{A}_{\mathrm{b}} & \boldsymbol{A}_{\boldsymbol{\Omega}\mathrm{b}} \\ \boldsymbol{A}_{\mathrm{b}\boldsymbol{\Omega}} + \boldsymbol{B}_{\boldsymbol{\Omega}}\boldsymbol{K}_{\mathrm{b}} & \boldsymbol{A}_{\boldsymbol{\Omega}} \end{bmatrix} \tag{16}$$

由式(16)可知,在增稳状态下,控制系统的反馈操纵不会影响机身刚体运动与旋翼旋转运动自身特性,即判据 C_1 数值不变。而控制系统将改变两子系统间的耦合响应项。对于算例无人飞行器:

$$C_2 = 1.401 > 1 \tag{17}$$

由此可见,在有飞控增稳情况下,由于机身刚体运动与旋翼旋转自由度间的耦合作用,算例四旋翼无人飞行器不再满足弱耦合系统判据,其旋翼旋转自由度对整机动态特性有着较大影响,其全系统模态与近似系统模态对比如表 4 所示,在建模仿真分析中应当考虑旋翼旋转动态特性。

为了验证上述结果,对算例四旋翼不同线化模型在前飞速度扰动($\mathrm{d}u = 1$ m/s)情况下的系统响应进行了模拟,其俯仰运动响应如图 2 所示。从模拟结果可以发现,在无增稳状态下,旋翼旋转自由度对机身运动响应影响很小,旋转动态特性对模拟结果的影响可以忽略。然而,在有增稳情况下,若忽略旋转动态特性则会产生较大误差,影响系统响应模拟精度。同时,图2也显示了多

表 4　有增稳全系统与近似系统部分模态对比

Table 4　Comparison of some modes between entire system and approximate system with stability augmentation

模态	特征值	
	全系统	近似系统
俯仰收敛	−2.168 + 0.9016i	−1.978
Phugoid	−0.09419 + 1.540i	−0.09552 + 1.283i
沉浮收敛	−2.209 + 0.2992i	−1.239
螺旋	−0.1177	−0.1154

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

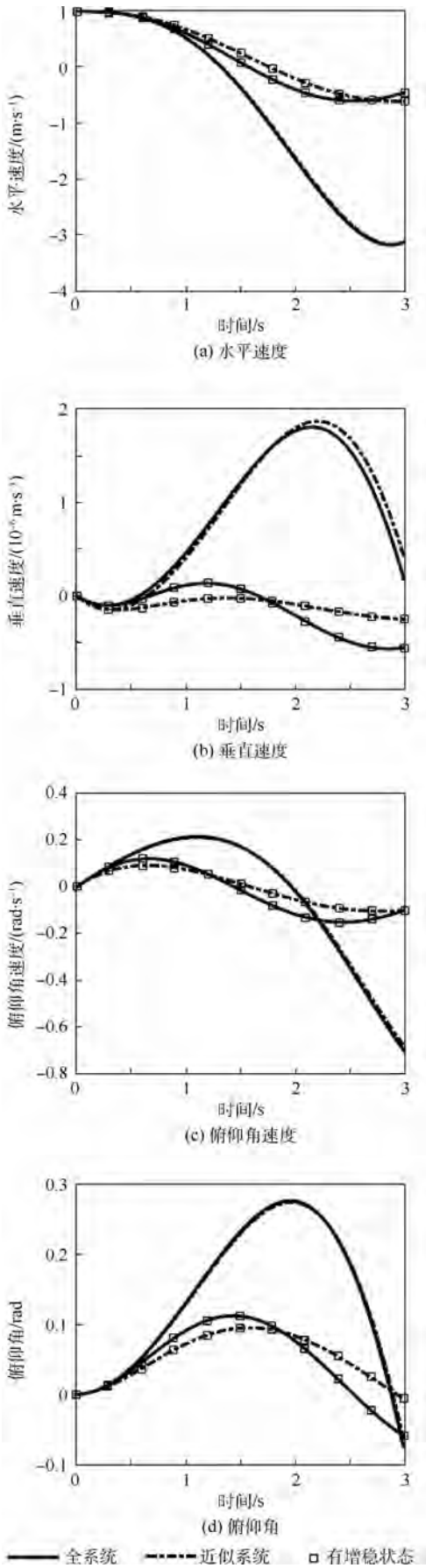


图 2 线化模型扰动响应

Fig. 2 Responses of linearized mode to state perturbation

旋翼飞行器自身稳定性差，而通过控制系统可以显著改善其稳定性。

4 俯仰模态分析

对于悬停状态的无增稳多旋翼飞行器，其俯仰与横向 Phugoid 模态稳定性差，模态发散速度快，与传统直升机有着较大区别，本节将针对俯仰 Phugoid 模态进行分析。

旋翼飞行器悬停状态下 Phugoid 模态分析可以简化为只考虑[u, Θ, q] 3 个自由度的动力学方程[16]：

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} u \\ \Theta \\ q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} X_u & -g & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ M_u & 0 & M_q \end{bmatrix}\begin{bmatrix} u \\ \Theta \\ q \end{bmatrix} = \mathbf{0} \tag{18}$$

式中：g 为重力加速度；X_u、M_u 和 M_q 为气动导数。

飞行器 Phugoid 模态特性主要由 X_u、M_u 与 M_q 3 个气动导数决定。算例的相关气动导数与模态如表 5 所示。

表 5 算例俯仰模态与稳定性导数

Table 5 Pitch mode and stability derivatives of study case

气动导数/模态	特征值	
	四旋翼无人飞行器	Bo-105
X_u	−0.032 71	−0.024 29
M_u	0.327 5	0.130 5
M_q	−0.564 9	−4.763
Phugoid 模态	0.550 6 + 1.259i	0.015 48 + 0.514 4i

对于传统旋翼飞行器，其 Phugoid 模态特性估算公式为[16]

$$\begin{cases} \omega_p^2 \approx -g\dfrac{M_u}{M_q} \\ 2\zeta_p\omega_p \approx -\left(X_u + g\dfrac{M_u}{M_q^2}\right) \end{cases} \tag{19}$$

式中：ω_p 为飞行器 Phugoid 模态频率；ζ_p 为飞行器 Phugoid 模态阻尼。

虽然估算公式(19)对多旋翼飞行器的适用性还需要证明，但其一定程度上提供了多旋翼飞行器模态特性变化的物理背景。由于 M_u 的增大与 M_q 的减小，导致多旋翼飞行器 Phugoid 模态的频率与负阻尼(即不稳定性)迅速增加。

对于 X_u 导数，其主要来源是飞行器水平飞行速度变化时带来的机身与旋翼阻力变化，该导数主要取决于飞行器形阻系数，因此多旋翼飞行器与传统旋翼飞行器在该气动导数数值上差别不大。同时，由于 M_u/M_q 数值较大，多旋翼飞行器的 Phugoid 模态受到 X_u 导数的影响较小。

M_q 表征的是飞行器在俯仰运动过程中产生

的俯仰阻尼力矩大小。对于传统直升机,俯仰运动带来的阻尼力矩主要来源于旋翼桨叶的桨毂力矩。由于科氏力的存在,传统直升机在有俯仰角速率情况下,其桨叶会产生相反方向的随动挥舞,进而产生较大的俯仰阻尼力矩。对于多旋翼飞行器,由于其采用刚性的螺旋桨,在俯仰运动中不会产生上述俯仰力矩,其 M_q 导数的主要来源是旋翼拉力变化。

多旋翼飞行器进行俯仰运动时,会在各旋翼处产生垂直运动速度。该速度等效于旋翼沿旋转轴方向的来流速度变化,进而改变旋翼转速与诱导速度,引起旋翼拉力变化。该拉力变化产生的俯仰力矩效果相对旋翼挥舞产生的俯仰力矩弱很多,因此,算例多旋翼飞行器的 M_q 远小于 Bo-105 直升机。

M_u 导数取决于飞行器在前飞速度变化时所产生的俯仰力矩。对于传统直升机,在前飞速度改变时,由于来流条件变化,会引起桨叶吹风挥舞。在前飞速度增加时,会产生桨盘后倾,形成抬头力矩。对于算例 Bo-105 直升机,其桨叶挥舞对 M_u 导数的贡献为

$$M_u\big|_{\beta_{c1}} = \frac{\partial M}{\partial \beta_{c1}} \cdot \frac{\partial \beta_{c1}}{\partial u} = 0.1151 \tag{20}$$

式中:β_{c1} 为桨叶俯仰挥舞系数。

对于多旋翼飞行器,由于不存在挥舞引起的桨毂力矩,其 M_u 主要由旋翼气动力矩的变化提供。对于算例四旋翼无人飞行器,M_u 的主要贡献来源于前飞速度变化时引起的非均匀入流:

$$M_u\big|_{v_{ic}} = \sum_{i=1}^{4} \frac{\partial M}{\partial v_{ic}^{(i)}} \cdot \frac{\partial v_{ic}^{(i)}}{\partial u} = 0.3107 \tag{21}$$

式中:$v_{ic}^{(i)}$ 为第 i 个旋翼纵向诱导速度。

在旋翼飞行器前飞过程中,由于来流影响,旋翼桨盘平面内的入流分布是非均匀的。根据 Pitt-Peters 入流模型,前飞速度将造成桨盘前部入流减小,后部入流增大,如图3所示。该入流变化

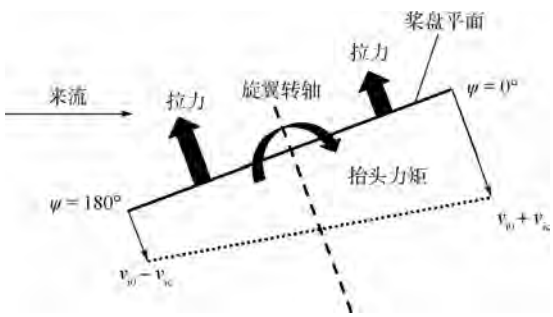


图 3　前飞状态桨盘入流分布示意图

Fig. 3　Sketch map of inflow distribution on rotor disk in forward flight

等效于增加了桨叶叶素在 90° ~ 270°方位角范围内的迎角,减小了叶素在 −90° ~ 90°方位角范围内的迎角。因此,桨盘前部产生的升力较大,后部较小,形成一个抬头气动力矩。

对于多旋翼飞行器的刚性旋翼,该力矩将直接传递到飞行器机体,形成抬头力矩。而对于传统旋翼,该力矩将引起桨叶的挥舞运动,进而平衡气动力矩作用。同时,由于挥舞运动的滞后,纵向入流的变化将引起横向挥舞运动,对机体俯仰力矩影响微弱。因此,虽然 Bo-105 算例模型中也采用了 Pitt-Peters 入流模型,但其计算结果显示,旋翼吹风挥舞运动是 M_u 导数的主要来源。

5　结　论

本文基于传统直升机飞行力学模型,建立了包含动态入流模型与旋翼旋转自由度的多旋翼飞行器飞行力学模型,并基于此模型对四旋翼无人飞行器算例进行了模态特性与建模考虑因素重要性分析。

1) 在无飞控增稳情况下,多旋翼飞行器模态稳定性显著弱于传统直升机,并且其悬停模态分布与传统直升机有所不同,即在纵横向上都有 Phugoid 模态,且不存在荷兰滚模态。

2) 多旋翼飞行器旋翼旋转自由度对于无增稳状态下的多旋翼飞行力学特性影响很小,可以做准定常处理。

3) 在增稳飞行状态下,由于飞控系统的操纵,多旋翼飞行器机体运动自由度与旋转自由度间的耦合加剧,两系统无法独立开来,在建模与分析中有必要考虑旋翼旋转动态特性。

4) 刚性桨叶的采用明显改变了多旋翼飞行器纵横向力矩产生机制与影响因素。旋翼入流分布情况(动态入流模型)对旋翼气动力矩有很大影响。同时,多旋翼飞行器旋翼不存在挥舞引起的桨毂力矩,桨盘上的气动俯仰、滚转力矩对飞行器模态特性影响较大。上述因素都需要在建模分析中予以考虑。

利用本文建立的飞行力学模型,在后续研究工作中可以进一步对多旋翼飞行器飞行力学特性与设计趋势进行更加详细的探讨。一方面,可以系统地分析多旋翼飞行器相对传统旋翼飞行器气动导数上的特点与成因;另一方面,将会针对多旋翼飞行力学特性进行设计参数敏感性分析,理解不同设计参数对多旋翼动态特性的影响,明确大型多旋翼飞行器设计趋势。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

参考文献（References）

[1] 王史春. 四旋翼飞行器力学模型与控制系统设计[J]. 中北大学学报(自然科学版), 2014,35(2):218-224.
WANG S C. Design of mechanical model and control system of quadrotor[J]. Journal of North University of China(Natural Science Edition),2014,35(2):218-224(in Chinese).

[2] 杨成顺. 多旋翼飞行器建模与飞行控制技术研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2013.
YANG C S. Research on modeling and flight controltechnology of multi-rotor aircraft[D]. Nanjing:Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,2013(in Chinese).

[3] 韩志凤,李荣冰,刘建业,等. 小型四旋翼飞行器动力学模型优化[J]. 控制工程,2013(S1):158-162.
HAN Z F,LI R B,LIU J Y,et al. Model optimization of small quad-rotor in the case of center of mass offset[J]. Control Engineering of China,2013(S1):158-162(in Chinese).

[4] 李俊,李运堂. 四旋翼飞行器的动力学建模及 PID 控制[J]. 辽宁工程技术大学学报(自然科学版),2012,31(1):114-117.
LI J,LI Y T. Modeling and PID control for a quadrotor[J]. Journal of Liaoning Technical University(Natural Science),2012,31(1):114-117(in Chinese).

[5] 聂博文,马宏绪,王剑,等. 微小型四旋翼飞行器的研究现状与关键技术[J]. 电光与控制,2007,14(6):113-117.
NIE B W,MA H X,WANG J,et al. Study on actualities and critical technologies of micro/mini quadrotor[J]. Electronics Optics & Control,2007,14(6):113-117(in Chinese).

[6] BOUABDALLAH S,MURRIERI P,SIEGWART R. Design and control of an indoor micro quadrotor[C]//Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation. Piscataway,NJ:IEEE Press,2004:4393-4398.

[7] MOKHTARI A,BENALLEGUE A. Dynamic feedback controller of Euler angles and wind parameters estimation for a quadrotor unmanned aerial vehicle[C]//Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation. Piscataway,NJ:IEEE Press,2004:2359-2366.

[8] MISTLER V,BENALLEGUE A,M'SIRDI N K. Exact linearization and noninteracting control of a 4 rotors helicopter via dynamic feedback[C]//Proceedings of 10th IEEE International Workshop on Robot and Human Interactive Communication. Piscataway,NJ:IEEE Press,2001:586-593.

[9] 曾小勇,彭辉,吴军. 四旋翼飞行器的建模与姿态控制[J]. 中南大学学报(自然科学版),2013,44(9):3693-3700.
ZENG X Y,PENG H,WU J. Modeling and attitude control for a quad-rotor aircraft[J]. Journal of Central South University(Science and Technology),2013,44(9):3693-3700(in Chinese).

[10] NAIDOO Y, STOPFORTH R, BRIGHT G. Quad-rotor unmanned aerial vehicle helicopter modelling & control[J]. International Journal of Advanced Robotic Systems,2011,8(4):139-149.

[11] PROUTY R. Helicopter aerodynamics[M]. Lebanon:Eagle Eye Solutions,LLC,2007.

[12] LEISHMAN J G. Principles of helicopter aerodynamics[M]. Cambridge:Cambridge University Press,2006.

[13] PETERS D A,NINH H. Dynamic inflow for practical applications[J]. Journal of the American Helicopter Society,1988,33(4):64-68.

[14] 姜军,齐俊桐,韩建达. 面向机动飞行的多旋翼飞行器设计和建模与控制[J]. 科学通报,2013,58(S2):135-144.
JIANG J, QI J T, HAN J D. Aggressive maneuver oriented multi-rotor aircraft design, modeling and control[J]. Chinese Science Bulletin,2013,58(S2):135-144(in Chinese).

[15] WAN J. Ornicopter multidisciplinary analyses and conceptual design[D]. Delft:Delft University of Technology,2014.

[16] PADFIELD G D. Helicopter flight dynamics[M]. Chichester:John Wiley & Sons,Ltd.,2007.

[17] MILNE R D. The analysis of weakly coupled dynamical systems[J]. International Journal of Control,1965,2(2):171-199.

作者简介:

万佳 男,博士。主要研究方向:旋翼飞行器设计、飞行力学。

刘洪 男,教授。主要研究方向:空气动力学、飞行器设计。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

Imperative modeling elements for multi-rotor unmanned aerial vehicles

WAN Jia, LIU Hong*, WANG Fuxin

(School of Aeronautics and Astronautics, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: The multi-rotor unmanned aerial vehicle (UAV) is one of the popular configurations in the UAV industry for small UAVs. However, research on the modeling of multi-rotor vehicles and its characteristics regarding flight mechanics is still limited. A flight mechanics model for multi-rotor UAV is developed based on a classical helicopter model, and is used for the initial analyses of the hovering modes of a multi-rotor UAV. The results show that the dynamic stability of a multi-rotor vehicle is lower than that of a conventional helicopter, and the Dutch-roll mode is replaced by the lateral Phugoid mode. Based on the weakly-coupled system theory and simplified longitudinal equation of motion, the impacts of different modeling elements on multi-rotor modeling are analyzed, including the rotor rotation degree of freedom (DOF), the rotor inflow model and the rotor aerodynamic moments. It is shown that the rotor rotation DOF has large impacts on the flight mechanics characteristics of a multi-rotor vehicle with stability augmentation system. For a rigid rotor, the inflow distribution is one of the definitive factors for the rotor pitch and roll aerodynamic moments, which play an important role in the hovering modes of a multi-rotor vehicle. Therefore, all these three elements should be considered in the modeling and flight mechanics analyses for multi-rotor vehicles.

Keywords: rotor vehicle; mode characteristics; modeling; rotor inflow; system coupling

北京航空航天大学学报

Received: 2016-06-04; **Accepted**: 2016-07-01; **Published online**: 2016-10-21 09:56

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161021.0956.002.html

* **Corresponding author**. E-mail: hongliu@sjtu.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0420

基于相关性分析的结构可靠性加严试验方法

马小兵*, 章健淳, 赵宇

(北京航空航天大学 可靠性与系统工程学院, 北京 100083)

摘　　要: 针对传统结构可靠性试验的验证多是基于载荷应力和结构强度相互独立的假设问题,从应力和强度数据的相关性分析与度量出发,在二者均为正态随机变量的前提下,建立了一种基于 Copula 函数相关应力-强度干涉模型的结构可靠性加严试验验证方案设计方法。该方法结合 Copula 函数和应力-强度干涉模型实现相关条件下原可靠性指标与加严条件下可靠性指标的转化,适用于小样本情况下基于传统成败型试验方法评估其可靠性。研究结果表明:相比独立假设,应力和强度呈负相关时,会增加试验样本量且样本量随负相关程度减弱而减少;呈正相关时,会减少试验样本量且样本量随正相关程度增强而减少。

关 键 词: 应力-强度干涉模型; 加严试验; Copula 函数; 试验样本量; 结构可靠性

中图分类号: TB114.3

文献标识码: A　　**文章编号**: 1001-5965(2017)06-1080-05

可靠性验证试验是产品可靠性设计的考核环节。对于有高可靠性要求的结构类产品,通常无法按照系统级别较低的电子产品那样设计较大样本的验证试验来考核其可靠性指标。因此,如何降低试验样本量就成为结构可靠性验证的一个突出工程问题。关于可靠性验证试验中样本量缩减问题的研究,温玉全等[1]针对火工品提出基于试验熵的计数计量综合模型方法,很大程度上减少了试验样本量;荣吉利等[2]提出一种基于应力-强度干涉模型的加严试验方法,利用设计的裕度思想减少验证试验样本量;刘智洋等[3]从可靠性增长模型出发,基于约束统计方法建立了可靠性增长条件下单调约束模型的置信限,在一定程度上可减小试验样本量;美国和俄罗斯的学者针对可靠性设计与验证问题分别研究了相应的贝叶斯可靠性验证方案和强化验证方案,旨在有效减少试验样本量[4-5]。

加严试验方法的实质是将成败型产品置于相对实际条件更严酷的环境/载荷下进行试验,通过"降低"其可靠性指标要求来实现样本量的减小,进而利用加严条件下的试验结果推断正常条件下的可靠性指标[6]。该方法的关键是实现原可靠性指标与加严条件下可靠性指标的转换,对于结构类产品来说,转换的基础即是应力-强度干涉模型[7-9]。但已有的研究是应力与强度独立条件下的加严转化方法,未考虑应力与强度相关的情况。

对于特定航天器结构的可靠性设计与验证问题,应力与强度独立假设条件下的分析结果往往具有一定的近似性。部分场合下的结构可靠性分析应当考虑变量间的相关关系及其相关程度。因此,研究应力与强度间可能存在的相关性对加严试验中试验样本量大小的影响具有重要实际意义。

本文基于传统加严试验的思想,结合相关性应力-强度干涉模型,研究加严条件下的结构可靠性验证问题。

收稿日期: 2016-05-19; **录用日期**: 2016-07-22; **网络出版时间**: 2016-08-25 08:33
网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160825.0833.002.html
基金项目: 国家自然科学基金 (61473014,61471385)
* **通讯作者**: E-mail: maxiaobing@buaa.edu.cn

引用格式: 马小兵, 章健淳, 赵宇. 基于相关性分析的结构可靠性加严试验方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(6): 1080-1084. MA X B, ZHANG J C, ZHAO Y. Hardened test method of structural reliability based on correlation analysis[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(6): 1080-1084 (in Chinese).

1　基于 Copula 的相关性分析

对于一些特殊的结构产品(如飞行器舵面等),自身结构强度与所受载荷应力间有时并不满足独立性条件,即二者存在典型的共载荷相关性,如零件的许用载荷(强度 Δ)通常会随着零件尺寸参数的增大、表面状况良好等因素而增大,而零件所受的应力 S 则会随之减小[10]。由于 Copula 函数在刻画变量间相关关系时有很多优越性质,如其边缘分布灵活、形式多样等,故引入 Copula 函数研究应力与强度间的相关性对加严试验验证方案的影响。

1.1　Copula 相关应力-强度干涉模型

若应力与强度之间的相关结构为 Copula 函数 $C_\theta(u,v)$,θ 为模型参数,应力 S 和强度 Δ 的累积分布函数分别为 $F(s)$ 和 $G(\delta)$,则使得对于任意的应力 S 和强度 Δ 有

$$F(s,\delta) = P(S \leqslant s, \Delta \leqslant \delta) = C_\theta(F(s), G(\delta)) \tag{1}$$

式中:$F(s,\delta)$ 为应力 S 和强度 Δ 的联合分布函数;$u = F(s)$,$v = G(\delta)$。

根据二维概率密度函数可得相关性干涉下的可靠度模型为[11]

$$\begin{aligned} R = \mathrm{Prob}(\Delta > S) &= \iint_{\delta > s} f(s,\delta)\,\mathrm{d}s\mathrm{d}\delta = \\ &\int_0^{+\infty} f(s)\left(\int_s^{+\infty} \frac{\partial^2 C_\theta(u,v)}{\partial u \partial v} g(\delta)\,\mathrm{d}\delta\right)\mathrm{d}s = \\ &\int_0^{+\infty} f(s)\left(\int_s^{+\infty} \frac{\partial^2 C_\theta(u,v)}{\partial u \partial v} \mathrm{d}G(\delta)\right)\mathrm{d}s = \\ &1 - \int_0^{+\infty} f(s) \frac{\partial C_\theta(u,v)}{\partial u}\Big|(\delta = s)\,\mathrm{d}s \end{aligned} \tag{2}$$

式中:$f(s,\delta)$ 为应力 S 和强度 Δ 的联合概率密度函数;$f(s)$ 为应力 S 的概率密度函数;$g(\delta)$ 为强度 Δ 的概率密度函数。该模型是考虑应力、强度相关情况下加严试验验证的基础。

1.2　数据相关性分析和 Copula 模型选择

在利用成败型加严试验方法进行新的结构产品可靠性验证时,为了得出较为正确的可靠性验证结果,首先应根据研究者的理论知识和实践经验对结构产品的应力和强度做出定性的相关性分析,在相关性不可忽略的情况下,有必要对历史类似的结构产品测试得到的应力、强度数据做定量的相关性分析,在确定相关性的定量指标后再进行原可靠性指标与加严条件下可靠性指标的转化。

应力、强度数据的经验分布函数散点图可用于相关性的初步分析,并指导 Copula 函数的选择。如通过散点图发现数据之间存在明显的尾部相关性,那么 Gumbel Copula、Clayton Copula 及 Frank Copula 可以作为待选 Copula 函数[12-14]。

Copula 函数的进一步选择可先通过参数估计得到 Copula 函数的具体表达式,再通过计算 Copula 函数和经验分布函数的的平方欧氏距离选择合适的 Copula 函数,距离越小,Copula 函数的拟合程度越好。

2　考虑相关性的加严试验评定模型

由于本文目的在于验证应力和强度的相关性对加严试验样本量的影响,故以 Clayton Copula 函数为例描述应力和强度之间的相关结构,并在应力和强度均服从正态分布时,即 $S \sim N(\mu_s, \sigma_s)$,$\Delta \sim N(\mu_\delta, \sigma_\delta)$,建立考虑相关性的加严试验评定模型。

2.1　模型系数定义

为实现原可靠性指标与加严条件下可靠性指标的转化并建立加严试验评定模型,需先定义相关的模型系数。

1) 加严系数

加严系数为应力在加严试验条件下均值 μ_s' 与实际使用条件下均值 μ_s 的比值。

$$k = \frac{\mu_s'}{\mu_s} \tag{3}$$

2) 变差系数

变差系数为标准差相对于均值大小的相对量,具体有强度(应力)变差系数,其为强度(应力)标准差与强度(应力)均值的比值。

$$C_\delta = \frac{\sigma_\delta}{\mu_\delta}, \qquad C_s = \frac{\sigma_s}{\mu_s} \tag{4}$$

3) 生存系数

生存系数为强度均值 μ_δ 与应力均值 μ_s 的比值。比值越大,产品生存裕度越大,即

$$\eta = \frac{\mu_\delta}{\mu_s} \tag{5}$$

2.2　恒加严条件下的评定模型

Clayton Copula 函数的形式为

$$C_\theta(u,v) = (\max(u^{-\theta} + v^{-\theta} - 1, 0))^{-1/\theta}$$
$$\theta \in [-1, +\infty) \backslash \{0\} \tag{6}$$

参数 θ 与 Kendall 秩相关系数 τ(变量间的相关性度量指标)的关系为

$$\tau = \frac{\theta}{2 + \theta} \tag{7}$$

可知当 $\theta \to -1$ 时,变量关系趋于完全负相

北航学报 赠阅

关；当 $\theta \to 0$ 时，变量关系趋于独立；当 $\theta \to +\infty$ 时，变量趋于完全正相关，因此下文称 θ 为相关程度参数。相关程度参数可基于材料基础数据通过有限元仿真产生的应力、强度数据进行极大似然估计得到。

由式(2)～式(6)可得加严条件下的可靠度为

$$R = 1 - \int_0^{+\infty} f(s) \frac{\partial C_\theta(u,v)}{\partial u} \Big|_{(\delta = s)} \mathrm{d}s = 1 - \int_0^{+\infty} \phi\left(\frac{s-\mu_s'}{\sigma_s'}\right)\left(\Phi\left(\frac{s-\mu_s'}{\sigma_s'}\right)\right)^{-(1+\theta)} \cdot \left(\max\left(\Phi\left(\frac{s-\mu_s'}{\sigma_s'}\right)^{-\theta} + \Phi\left(\frac{s-\mu_\delta}{\sigma_\delta}\right)^{-\theta} - 1, 0\right)\right)^{-(1+\frac{1}{\theta})} \mathrm{d}s = 1 - \int_0^{+\infty} \phi\left(\frac{s-k\mu_s}{C_s k\mu_s}\right)\left(\Phi\left(\frac{s-k\mu_s}{C_s k\mu_s}\right)\right)^{-(1+\theta)} \cdot \left(\max\left(\Phi\left(\frac{s-k\mu_s}{C_s k\mu_s}\right)^{-\theta} + \Phi\left(\frac{s-\eta\mu_s}{C_\delta \eta\mu_s}\right)^{-\theta} - 1, 0\right)\right)^{-\left(1+\frac{1}{\theta}\right)} \mathrm{d}s \tag{8}$$

式中：$\phi(\,)$ 为标准正态概率密度函数；$\Phi(\,)$ 为标准正态分布函数。

式(8)可记为 η 和 k 的函数，即 $R = f(\eta, k)$，当 k 一定时，可推导 R 为 η 的严格单调递增函数。特别地，当 $k = 1$ 时，即为结构产品在实际应力下的可靠度 $R = f(\eta, 1)$。若在置信水平 $1-\alpha$ 下，可靠度的下限值要求达到 R_L，则有

$$R_L = f(\eta_L, 1) \tag{9}$$

于是有

$$\eta_L = f^{-1}(R_L, 1) \tag{10}$$

若加严条件确定($k > 1$)，则可求解得到加严条件下要求的可靠度下限 R_{LH} 为

$$R_{LH} = f(\eta_L, k) \tag{11}$$

在置信水平 $1-\alpha$ 时，验证考虑相关性的结构可靠性所需的加严条件无失效试验样本量 n 为

$$n = \frac{\ln \alpha}{\ln R_{LH}} \tag{12}$$

2.3 变加严条件下的评定模型

由于设计、制造等环节的影响，产品间必然存在一定的个体差异，因此可以考虑为每个受试产品选取不同的加严应力条件，从而提高结果的准确度[15]。变加严系数定义为

$$k_i = \frac{\mu_{si}'}{\mu_s} \qquad i = 0, 1, \cdots \tag{13}$$

即有

$$R_{LHi} = f(\eta_L, k_i) \qquad i = 0, 1, \cdots \tag{14}$$

类似有

$$R_L = \alpha^{1/n} \to R_L^n = \alpha \tag{15}$$

满足无失效结构验证试验样本量为 n，可得

$$\prod_{i=0}^{n} R_{LHi} \approx \alpha \tag{16}$$

采用循环计算法，当其首次接近 α 时，即得到了当前的无失效试验样本量 n。

3 案例分析

承受大机动过载的某型飞行器关键部位结构采取了可靠性设计，现需试验验证在应力均值为 $\mu_s = 30$ MPa，置信度 $1-\alpha = 0.9$ 下，可靠度置信下限是否满足设计要求 $R_L = 0.999$。

3.1 相关条件下加严试验样本量的确定方法

若根据相关实践经验定性分析得到该结构产品所受应力和自身强度之间可能存在某类相关性，并通过类似产品历史数据定量分析得到应力变差系数 $C_s = 0.15$，强度变差系数 $C_\delta = 0.1$，相关程度参数的极大似然估计为：$\theta = -0.36$。

1）恒加严条件

根据式(8)，通过数值计算可得到不同相关程度参数 θ 下可靠度 R 与生存系数 η 间的关系，如图 1 所示。

由图 1 可得，$\theta = -0.36$ 时生存系数的下限值为

$$\eta_L = 1.85$$

若取加严系数 $k = 1.2$，由式(11)可得恒加严条件下的可靠度置信下限为

$$R_{LH} = f(1.85, 1.2) = 0.9855$$

由式(12)可得所需的试验样本量为

$$n = \frac{\ln 0.1}{\ln 0.9855} = 158$$

2）变加严条件

为了简化计算又不失一般性，令加严系数为递增等差序列：

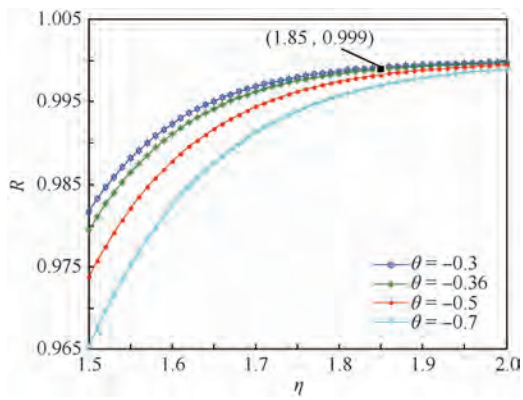


图 1 不同 θ 下可靠度-生存系数变化

Fig. 1 Variation of reliability-survival coefficient with different θ

$k_i = 1 + 0.01i \qquad i = 0,1,\cdots$

由式(14)与式(16)，经迭代计算，可得变加严条件下的试验样本量为

$$n = \inf\left\{ n_{\min} : \prod_{i=0}^{n} R_{\mathrm{LH}i} \leqslant \alpha \right\} = 52$$

式中：inf 表示下确界。

这里试验样本量相对于恒加严条件减少了，这是因为变加严的平均加严程度 k_{mean} 大于恒加严的加严程度，即

$$k_{\mathrm{mean}} = \sum_{i=0}^{51} k_i / 52 = 1.255 > 1.2$$

3.2　应力强度的相关性对加严试验样本量的影响

应力与强度独立时的加严试验方法类似于相关时的情形，这里不再赘述。由相关计算得到了应力与强度独立时的不同加严条件及不同可靠度下限指标下的试验样本量，并将其与相关的情形作进行对比(部分)，如表 1 所示，其中置信度 $1-\alpha=0.9$，$\theta=-0.36$。

此外，为进一步考察应力与强度的相关性对样本量的影响，在置信度 $1-\alpha=0.9$，可靠度下限 $R_{\mathrm{L}}=0.999$，加严程度 $k=1.2$ 的条件下，给出了试验样本量随相关程度参数 θ 变化的曲线，不失一般性，取 $\theta\in[-1,1]\backslash\{0\}$ 作为研究范围，$\theta=0$ 即为独立情形时的试验样本量，如图 2 所示。

表 1　独立与相关情况下试验样本量的比较

Table 1　Comparison of test sample size between independent and correlative conditions

k	$R_{\mathrm{L}}=0.998$		$R_{\mathrm{L}}=0.996$		$R_{\mathrm{L}}=0.994$	
	相关	独立	相关	独立	相关	独立
1.2	97	64	57	39	41	29
1.3	39	24	24	16	18	13
1.4	19	11	13	8	10	7
1.5	10	6	7	5	6	4

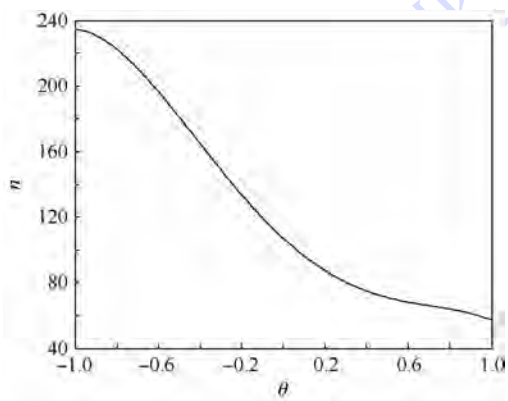


图 2　试验样本量与相关程度参数的关系

Fig. 2　Relationship between test sample size and correlation coefficient

从表 1 和图 2 可以看出，当应力与强度呈负相关时，一方面试验样本量要多于同样加严条件下应力与强度独立时的试验样本量，另一方面，随着负相关程度的减弱，试验样本量逐渐减少；当应力与强度呈正相关时，一方面试验样本量要少于同样加严条件下应力与强度独立时的试验样本量，另一方面，随着正相关程度的增强，试验样本量逐渐减少。

4　结　论

1）本文建立了可描述应力与强度相关性的加严可靠性验证试验条件与试验样本量确定方法，可通过 Copula 函数的选择及参数的求解来判定和度量应力与强度间的相关特性及大小。

2）当应力与强度呈负相关时，试验样本量多于相同加严条件下独立时的试验样本量，且随着负相关程度的减弱，试验样本量逐渐减少。

3）当应力与强度呈正相关时，试验样本量少于相同加严条件下独立时的试验样本量，且随着正相关程度的增强，试验样本量逐渐减少。

参考文献（References）

[1] 温玉全，洪东跑，王玮. 基于试验熵的火工品可靠性评估理论与方法研究[J]. 爆炸与冲击，2007，27(6)：553-556.
WEN Y Q，HONG D P，WANG W. Study on theory and method of reliability assessment of explosive initiator based on testing entropy[J]. Explosion and Shock Waves，2007，27(6)：553-556(in Chinese).

[2] 荣吉利，白美，刘志权. 加严条件下火工机构可靠性评估方法[J]. 北京理工大学学报，2004，24(2)：117-120.
RONG J L，BAI M，LIU Z Q. Reliability assessment of pyrotechnical devices under rigorous conditions[J]. Transactions of Beijing Institute of Technology，2004，24(2)：117-120(in Chinese).

[3] 刘智洋，刘鲁，黄敏. 可靠性增长的单调约束模型[J]. 北京航空航天大学学报，2009，35(9)：1104-1107.
LIU Z Y，LIU L，HUANG M. Monotone restriction model of reliability growth evaluation[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2009，35(9)：1104-1107(in Chinese).

[4] SCHICK G J，DRNAS T M. Bayesian reliability dmonstration[M]// HENKE M，JAEGER A，WARTMANN R，et al. Proceedings in operations research. Heidelberg：Physica-Verlag HD，1972：92-102.

[5] 卓洛托夫 A A，季托夫 M И. 空间运载器的可靠性保证[M]. 王廼斌，译. 北京：宇航出版社，1996：17-24.
ЗОЛОТОВ A A，ТИТОВ M И. Reliability ensures for the space vehicles[M]. WANG N B，translated. Beijing：China Astronautic Publishing House，1996：17-24(in Chinese).

[6] 荣吉利，张涛. 航天火工机构可靠性的强化试验验证方法

北航学报 赠阅

[J]. 宇航学报,2013,30(6):2426-2430.
RONG J L, ZHANG T. Reliability validation on spacecraft pyrotechnical devices using the hardened test method[J]. Journal of Astronautics, 2013, 30(6): 2426-2430(in Chinese).

[7] 马斌捷,张俊华. 已知强度和载荷变差系数的结构可靠性分析[J]. 机械强度,1994,16(1):1-6.
MA B J, ZHANG J H. The structural reliability analysis for known variation coefficients of strength and load[J]. Journal of Mechanical Strength, 1994, 16(1): 1-6(in Chinese).

[8] 荣吉利,宋乾强. 正态应力-正态强度下可靠度精确置信下限[J]. 兵工学报,2015,36(2):332-336.
RONG J L, SONG Q Q. The exact lower confidence limit of reliability for normal stress and normal strength[J]. Acta Armamentarii, 2015, 36(2): 332-336(in Chinese).

[9] SUN Y, MA L, MORRIS J. A practical approach for reliability prediction of pipeline systems[J]. European Journal of Operational Research, 2009, 198(1): 210-214.

[10] 唐家银,何平,陈崇双. 相关性失效机械系统的可靠性分析方法[M]. 北京:国防工业出版社,2014:15-48.
TANG J Y, HE P, CHEN C S. The reliability analysis method for mechanical system with relational failure[M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2014: 15-48(in Chinese).

[11] 唐小松,李典庆,周创兵,等. 联合分布函数构造的 Copula 函数方法及结构可靠度分析[J]. 工程力学,2013,30(12):8-17.
TANG X S, LI D Q, ZHOU C B, et al. Modeling bivariate distribution using Copulas and its application to component reliability analysis[J]. Engineering Mechanics, 2013, 30(12): 8-17 (in Chinese).

[12] WU X Z. Modelling dependence structures of soil shear strength data with bivariate copulas and applications to geotechnical reliability analysis [J]. Soils and Foundations, 2015, 55 (5): 1243-1258.

[13] MICHIELS F, DE SCHEPPER A. A new graphical tool for copula selection[J]. Journal of Computational and Graphical Statistics, 2013, 22(2): 471-493.

[14] NELSEN R B. An introduction to copulas[M]. Berlin: Springer, 2010: 157-222.

[15] 王鹏,杜志明. 变加严系数的加严试验方法[J]. 质量与可靠性,2007,130(4):24-28.
WANG P, DU Z M. The hardened test method considering the changing hardened cofficient [J]. Quality and Reliability, 2007, 130(4): 24-28(in Chinese).

作者简介:

马小兵 男,博士,副教授,硕士生导师。主要研究方向:可靠性试验评估与系统耐久性优化。

章健淳 男,博士研究生。主要研究方向:可靠性统计。

赵宇 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:系统工程、质量管理。

Hardened test method of structural reliability based on correlation analysis

MA Xiaobing*, ZHANG Jianchun, ZHAO Yu

(School of Reliability and Systems Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: The traditional test verification of structural reliability is generally based on the independence assumption between loading stress and structural strength. Stating with the correlation analysis of stress and strength, we propose a hardened test method of structural reliability verification based on the stress-strength interference model with Copula correlation when loading and strength both follow the normal distribution. The method combines Copula functions with stress-strength interference model to achieve the transformation of the original reliability index and reliability index under the hardened condition, and the reliability is estimated by the traditional binomial distribution test under the condition of small sample. Compared with the independence assumption, the results show that the negative correlation between stress and strength leads to the increase of sample size and the sample size decreases with the decrease of negative correlation; the positive correlation leads to the decrease of sample size and the sample size decreases with the increase of positive correlation.

Keywords: stress-strength interference model; hardened test; Copula function; test sample size; structural reliability

Received: 2016-05-19; **Accepted:** 2016-07-22; **Published online:** 2016-08-25 08:33

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160825.0833.002.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61473014, 61471385)

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

北京航空航天大学学报

2017 年 6 月
第43卷 第6期
北京航空航天大学学报
Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics
June 2017
Vol. 43 No. 6

北航学报
赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0497

全下
文载

战斗机武器外挂投放与内埋投放比较

张群峰[1,*], 闫盼盼[1], 黎军[2]

(1. 北京交通大学 土木工程学院, 北京 100044; 2. 中国航空工业集团公司 沈阳飞机设计研究所, 沈阳 110035)

摘　　要: 为了研究弹体外挂投放与内埋投放的区别,利用基于 Menter SST 湍流模式的改进延迟分离涡模拟(IDDES)方法以及重叠网格技术,分别对亚声速和超声速来流条件下,同一弹体外挂投放和内埋投放进行了数值模拟,得到了亚声速和超声速条件下外挂投放与内埋投放弹体的下落规律。通过对比分析表明:亚声速和超声速来流条件下,内埋投放由于受舱体内强非定常流场以及舱体唇口剪切层的影响,弹体受很大的抬头力矩,弹体姿态角变化较大,投放特性劣于外挂投放。进一步研究表明:在弹射时给弹体一定的低头角速度,使弹体以低头姿态穿越剪切层,则可以大幅度降低剪切层带来的不利影响,提高内埋投放弹体分离品质。

关　键　词: 武器分离; 内埋武器舱; 剪切层; 分离涡模拟; 重叠网格法

中图分类号: V211.3

文献标识码: A　　**文章编号**: 1001-5965(2017)06-1085-13

武器安全分离是战斗机武器系统研制的一项重要技术内容,传统战斗机武器携带方式多为外挂式,外挂携带方式存在着气动阻力大、雷达反射面积大等问题,而与新一代战斗机所要求的隐身、超声速巡航、超机动性能相违背,因此新一代战斗机的武器携带方式通常由外挂式转为内埋式。内埋式武器舱流动特性十分复杂,当高速气流流过弹舱时会产生强烈的噪声,并存在自持振荡等一系列复杂流动现象,武器舱内的非定常流动特性使得内埋式武器投放比传统外挂式武器投放复杂。已有的外挂投放方式的武器发射规律不一定适用于内埋式武器的发射,内埋式武器发射规律的研究也成为热点。冯必鸣[1-3]、杨俊和李骞[4]等通过数值模拟的方法对初始安装角、弹射速度、角速度、来流马赫数等对弹体下落的影响进行了数值模拟分析。吴继飞等[5-6]、管德会和蔡为民[7]通过风洞试验方法探究了内埋武器投放的改进措施。朱收涛[8]、唐上钦[9]等研究了气动干扰对弹体下落的影响。这些研究大多集中于内埋式武器的初始投放参数对弹体下落的影响,没有涉及到内埋投放与外挂投放的比较,并且数值模拟方法大多采用欧拉方法或 URANS 方法。对于内埋舱这种具有复杂流动的流场,需要更高精度的数值方法来精确模拟出非定常剪切层及波系(超声速来流时)变化才能更准确地求得弹体的受力和运动。

本文通过基于 Menter SST 湍流模式的改进延迟分离涡模拟(IDDES)方法,研究同一弹体在亚声速和超声速流场中相同来流马赫数及相同控制规律下,外挂投放与内埋投放的不同下落规律,并进行对比分析。

1　数值计算方法

1.1　控制方程

本文主要研究弹体投放运动,考虑黏性影响适用于动网格的三维、可压缩、非定常、守恒型控

收稿日期: 2016-06-08; **录用日期**: 2016-08-11; **网络出版时间**: 2016-10-10 09:05
网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161010.0905.005.html
基金项目: 国家自然科学基金 (11172283)
* **通讯作者**: E-mail: zhangqunfeng@263.net

引用格式: *张群峰, 闫盼盼, 黎军. 战斗机武器外挂投放与内埋投放比较[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(6): 1085-1097.*
ZHANG Q F, YAN P P, LI J. Comparison between external store separation and buried store separation of fighter[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(6): 1085-1097 (in Chinese).

北航学报 赠阅

制方程表示如下所述[10]。

积分形式 Navier-Stokes 方程组：

$$\frac{\partial}{\partial t}\int_{\Omega}\boldsymbol{W}\mathrm{d}\Omega+\oint_{\partial\Omega}(\boldsymbol{F}_{\mathrm{c}}^{M}-\boldsymbol{F}_{\mathrm{v}})\mathrm{d}S=\int_{\Omega}\boldsymbol{Q}\mathrm{d}\Omega \tag{1}$$

式中：$\boldsymbol{W}$ 为守恒变量；$\boldsymbol{F}_{\mathrm{c}}^{M}$ 为对流矢通量；$\boldsymbol{F}_{\mathrm{v}}$ 为黏性矢通量；$\boldsymbol{Q}$ 为源项；Ω 为控制体；$\mathrm{d}S$ 为面元。

$$\boldsymbol{W}=[\rho\quad \rho u\quad \rho v\quad \rho w\quad \rho E]^{\mathrm{T}} \tag{2}$$

式中：ρ 为密度；u、v 和 w 分别为 3 个方向的速度；E 为总能。

$$E=e+\frac{|\boldsymbol{v}|^2}{2}=e+\frac{u^2+v^2+w^2}{2} \tag{3}$$

式中：e 为单位质量内能；$\boldsymbol{v}$ 为速度矢量。

$$\boldsymbol{F}_{\mathrm{c}}^{M}=\begin{bmatrix}\rho V_{\mathrm{r}}\\ \rho u V_{\mathrm{r}}+n_x p\\ \rho v V_{\mathrm{r}}+n_y p\\ \rho w V_{\mathrm{r}}+n_z p\\ \rho H V_{\mathrm{r}}+V_{\mathrm{t}} p\end{bmatrix} \tag{4}$$

式中：V_{r} 为相对于运动网格的逆变速度；p 为压力；H 为总焓；V_{t} 为控制体表面的逆变速度；n_x、n_y 和 n_z 分别为 $\boldsymbol{n}$ 的 3 个方向上的分量，$\boldsymbol{n}$ 为面元 $\mathrm{d}S$ 的外法向矢量。

$$V_{\mathrm{r}}=V-V_{\mathrm{t}} \tag{5}$$

式中：V 为垂直于面元 $\mathrm{d}S$ 的逆变速度。

$$V\equiv\boldsymbol{v}\cdot\boldsymbol{n}=n_x u+n_y v+n_z w \tag{6}$$

$$V_{\mathrm{t}}=\boldsymbol{g}\cdot\boldsymbol{n}=n_x\frac{\partial x}{\partial t}+n_y\frac{\partial y}{\partial t}+n_z\frac{\partial z}{\partial t} \tag{7}$$

式中：$\boldsymbol{g}$ 为网格速度。

$$H=E+\frac{p}{\rho} \tag{8}$$

$$\boldsymbol{F}_{\mathrm{v}}=\begin{bmatrix}0\\ n_x\tau_{xx}+n_y\tau_{xy}+n_z\tau_{xz}\\ n_x\tau_{yx}+n_y\tau_{yy}+n_z\tau_{yz}\\ n_x\tau_{zx}+n_y\tau_{zy}+n_z\tau_{zz}\\ n_x\Theta_x+n_y\Theta_y+n_z\Theta_z\end{bmatrix} \tag{9}$$

$$\Theta_x=u\tau_{xx}+v\tau_{xy}+w\tau_{xz}+\kappa\frac{\partial T}{\partial x}$$

$$\Theta_y=u\tau_{yx}+v\tau_{yy}+w\tau_{yz}+\kappa\frac{\partial T}{\partial y}$$

$$\Theta_z=u\tau_{zx}+v\tau_{zy}+w\tau_{zz}+\kappa\frac{\partial T}{\partial z}$$

$$\tau_{xx}=2\mu\frac{\partial u}{\partial x}-\frac{2}{3}\mu\left(\frac{\partial u}{\partial x}+\frac{\partial v}{\partial y}+\frac{\partial w}{\partial z}\right)$$

$$\tau_{yy}=2\mu\frac{\partial v}{\partial y}-\frac{2}{3}\mu\left(\frac{\partial u}{\partial x}+\frac{\partial v}{\partial y}+\frac{\partial w}{\partial z}\right)$$

$$\tau_{zz}=2\mu\frac{\partial w}{\partial z}-\frac{2}{3}\mu\left(\frac{\partial u}{\partial x}+\frac{\partial v}{\partial y}+\frac{\partial w}{\partial z}\right)$$

$$\tau_{xy}=\tau_{yx}=\mu\left(\frac{\partial u}{\partial y}+\frac{\partial v}{\partial x}\right)$$

$$\tau_{xz}=\tau_{zx}=\mu\left(\frac{\partial u}{\partial z}+\frac{\partial w}{\partial x}\right)$$

$$\tau_{yz}=\tau_{zy}=\mu\left(\frac{\partial v}{\partial z}+\frac{\partial w}{\partial y}\right)$$

式中：$\tau_{ij}(i=x,y,z;j=x,y,z)$ 为黏性应力；κ 为热传导系数；μ 为分子黏性系数；T 为温度。

$$\boldsymbol{Q}=\begin{bmatrix}0\\ \rho f_{\mathrm{e},x}\\ \rho f_{\mathrm{e},y}\\ \rho f_{\mathrm{e},z}\\ \rho\boldsymbol{f}_{\mathrm{e}}\cdot\boldsymbol{v}+\dot{q}_{\mathrm{h}}\end{bmatrix} \tag{10}$$

式中：$\boldsymbol{f}_{\mathrm{e}}$ 为体积力，$f_{\mathrm{e},x}$、$f_{\mathrm{e},y}$ 和 $f_{\mathrm{e},z}$ 分别为其在 3 个坐标方向的分量；$\dot{q}_{\mathrm{h}}$ 为热通量密度。

1.2 IDDES 方法

IDDES 方法是一种新近提出的先进 DES 类 RANS/LES 混合方法，相比于最初版本 DES97[11] 及 DDES[12] 方法，IDDES 加入了壁面模化的大涡模拟分支（Wall Modelled LES，WMLES），在保留了 DES 类方法优点的同时成功克服了对数律不匹配、网格诱导分离、模型应力损耗等问题[13-15]。其公式如下：

$$\frac{\partial\rho k}{\partial t}+\nabla\cdot(\rho\boldsymbol{U}k)=\nabla\cdot[(\mu+\sigma_k\mu_{\mathrm{t}})\nabla k]+P_k-\rho\sqrt{k^3}/\tilde{d} \tag{11}$$

$$\frac{\partial\rho\omega}{\partial t}+\nabla\cdot(\rho\boldsymbol{U}\omega)=\nabla\cdot[(\mu+\sigma_\omega\mu_{\mathrm{t}})\nabla\omega]+2(1-f_1)\rho\sigma_{\omega2}\frac{\nabla k\cdot\nabla\omega}{\omega}+\alpha\frac{\rho}{\mu_{\mathrm{t}}}P_k-\beta\rho\omega^2 \tag{12}$$

式中：k 为湍动能；t 为时间；$\boldsymbol{U}$ 为速度矢量；μ_{t} 为湍流黏性系数；P_k 为湍动能生成项；ω 为湍流耗散比；f_1 为经验混合函数；其余各常数取值见文献[14]。

长度尺度 $\tilde{d}$ 为

$$\tilde{d}=f_1 l_{\mathrm{RANS}}+(1-f_1)C_{\mathrm{DES}}l_{\mathrm{IDDES}} \tag{13}$$

式中：l_{RANS} 为 RANS 模型长度尺度，$l_{\mathrm{RANS}}=k^{1/2}/C_\mu\omega$，$C_\mu$ 为常数，取 0.09；l_{IDDES} 为亚格子长度尺度，$l_{\mathrm{IDDES}}=\min\{\max[c_{\mathrm{w}}d_{\mathrm{w}},c_{\mathrm{w}}h_{\max},h_{\mathrm{wn}}],h_{\max}\}$，$h_{\mathrm{wn}}$ 为垂直壁面方向的网格步长，d_{w} 为到壁面距离，c_{w} 为经验常数，取 0.15，$h_{\max}$ 为 h_{wn} 的最大值；C_{DES} 为比例系数。由于 SST 存在 k-ε 与 k-ω 2 个分支，所以比例系数 C_{DES} 采取 2 个分支分别校准，然后通过 Menter 提出的混合函数 F_1 将二者结合起来。

$$C_{DES} = (1 - F_1) C_{DES}^{k\text{-}\varepsilon} + F_1 C_{DES}^{k\text{-}\omega} \tag{14}$$

1.3　重叠网格法

因重叠网格技术可以处理复杂几何外形和多体相对运动的非定常问题而逐渐被广泛使用。重叠网格的关键技术是“挖洞”,即在计算中隐藏背景网格中被重叠区遮挡的网格,形成一套计算网格。背景网格与重叠网格相交的边界区域通过一定的方法进行插值来实现变量值的传递,并保证数值解在交界处光滑过渡[16-17]。

本文采用的挖洞准则为:将与重叠区域边界相邻的背景网格作为活动网格,这些网格形成一个封闭的区域,将此区域内部的网格隐藏,不参与求解计算。选取与所需要插值求解的重叠区网格单元邻近的 3 个活动背景网格作为贡献单元(为说明问题方便,以二维情况为例),要求它们的形心连线构成的三角形包含所要求解的插值单元形心。图 1 展示了选取贡献单元的示意图。计算实心矩形网格的变量值要用到与之相邻的 4 个网格的值(图中以实心圆点标出其形心),下方虚线所示网格为插值单元,它并没有通过求解方程得到其变量值,而是需要通过搜索贡献单元进行插值获得。选取与之邻近的另一套网格上的 3 个活动网格(网格形心用空心圆点标出),将其形心作为顶点连接形成三角形,可以看出插值单元的形心被包含在内,故可将其作为贡献单元。利用这 3 个顶点的 Lagrange 插值形函数[18]将贡献单元的值插值到插值单元上。

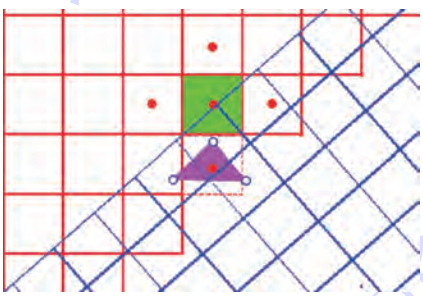


图 1　贡献单元选取示意图

Fig. 1　Schematic of donor cell selection

1.4　离散格式

在非定常计算中使用双重时间步法,即在控制方程中引入虚拟时间项,根据精度设定物理时间步求解真实解,而每一物理时间步内,通过虚拟时间内迭代达到收敛,内迭代步应用多重网格技术加速收敛。对流通量采用二阶精度 Roe 格式,选用修正的 Venkatakrishnan[19] 限制器保证二阶精度插值且具有 TVD 性质,同时又具有较小的数值耗散,扩散通量采用中心差分格式求解。

1.5　数值方法验证

数值方法的准确性已经在先期发表的文献中得到了验证,结果表明可以准确地模拟弹体下落运动,详见文献[20]。

2　计算模型与工况

2.1　模型及网格划分

外挂投放模型选用文献[21]中的 WPFS 实验模型,内埋投放模型将武器舱简化为矩形舱体,舱体尺寸与文献[20]中选用的舱体尺寸一致,内埋投放弹体与外挂投放弹体相同,弹体详细参数见文献[21]。

内埋投放模型将内埋舱作为背景网格区域,弹体网格为重叠网格区域。根据文献[20],重叠网格区域与背景网格区域交界处保证网格比例在 1 ~ 1.2 之间,以保证弹体下落过程中网格挖洞的鲁棒性,并保证插值有较高的精度。垂直壁面方向第 1 层网格尺寸设置为 2×10^{-6} m,以保证 $y^+ \sim 1$。背景网格数量为 2 100 万,网格密度分布如图 2 所示。

图 2　弹体中心截面网格分布

Fig. 2　Grid distribution on central plane of missile

2.2　计算工况及边界条件

本文分别计算了亚声速和超声速条件下来流迎角 $\alpha = 0°$ 时的弹体投放,投放方式都为弹射投放,弹射力作用点均与验证算例相同,分别作用在距头部尖点 1.24、1.75 m 位置处。弹射力作用距离为 0.1 m,持续时间约为 0.05 s。之后取消弹射力,弹体在重力和气动力共同作用下分离,详细工况如表 1 所示。入口条件设置为远场自由来流,舱体壁面均采用无滑移壁面。

表 1　计算工况

Table 1　Calculation conditions

工况	Ma	投放方式	弹射力 A/N	弹射力 B/N	弹射力合力/N	弹射力合力矩/(N·m)
1	0.85	内埋	−10 679	−42 717	−53 396	12 174
2	0.85	外挂	−10 679	−42 717	−53 396	12 174
3	1.35	内埋	−10 679	−42 717	−53 396	12 174
4	1.35	外挂	−10 679	−42 717	−53 396	12 174
5	0.85	内埋	−42 717	−10 679	−53 396	−4 165
6	1.35	外挂	−42 717	−10 679	−53 396	−4 165

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

3 计算结果与分析

本文算例中,坐标系选取以 x 轴为逆航向,y 轴向上,z 轴向右,则按此坐标系定义,弹体抬头为正,左偏航为正。

由于机载武器的多样性,目前还没有机弹分离安全的定量判断准则,但具有机弹分离安全性的定性判别准则[22]。该定性判别准则将机弹分离品质分为 2 种不安全分离及 3 种安全分离情况。不安全分离有:①弹体俯仰、偏航、横滚运动,与载机在某个方向上的距离逐渐减小并有贴近趋势;②弹体发射分离后直接与载机碰撞。安全分离有:①弹体发射后远离载机,无明显俯仰、偏航、滚转,为最优分离;② 弹体发射后远离载机,弹体呈现小姿态运动;③分离后弹体呈现俯仰、偏航、横滚运动,会长时间滞留在载机干扰流场内,但与载机距离增加缓慢,这种分离状态可以接受,但要尽量避免。本文将根据此准则评价不同工况下弹体分离品质。

本文算例计算停止准则为弹体下落距离超过 3.5 m 或下落时间超过 0.75 s。

3.1 投放前流场及弹体受力对比分析

图 3 和图 4 分别为亚声速及超声速来流条件下,外挂投放和内埋投放弹体投放前通过弹体中心截面的马赫数分布云图。由图 3 可知,亚声速条件下,内埋投放前弹体所处的舱内流场流速较低;外挂投放前弹体在弹体与挂架间存在跨声速区域,弹体尾部流动较复杂。从图 4 中可以看出,超声速来流条件下,2 种挂载方式流场中均存在明显的波系结构,内埋投放弹舱内部流场依然保持着较低的流动速度,而外挂投放由于波系的影响,弹体周围流场更加复杂,弹体表面附近存在多道斜激波,使弹体受到较大的气动力作用。表 2 为不同条件下弹体竖直方向气动力及俯仰力矩时均值。可以看出,由于外挂投放弹体直接暴露在外流流场中,因此受到较大的垂直向上气动力及低头力矩作用,超声速条件下由于波系的作用,弹体受到的气动力和力矩进一步增大。内埋投放方式的弹体放置于流速较低的内埋舱中,故 2 种来流条件下弹体受到的气动力及力矩均较小。

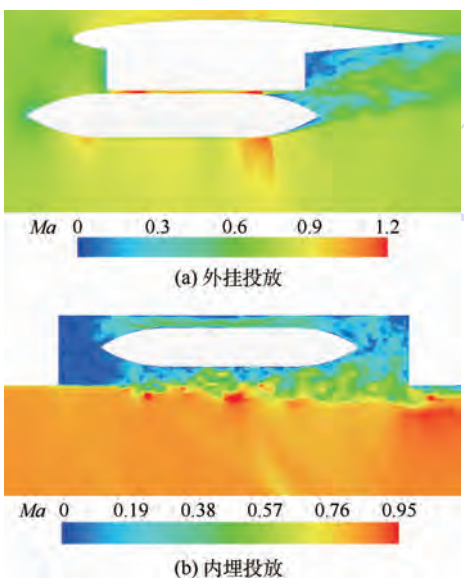


图 3 亚声速来流条件下弹体中心截面马赫数分布云图

Fig. 3 Contours of Mach number distribution on central plane of missile for subsonic inflow

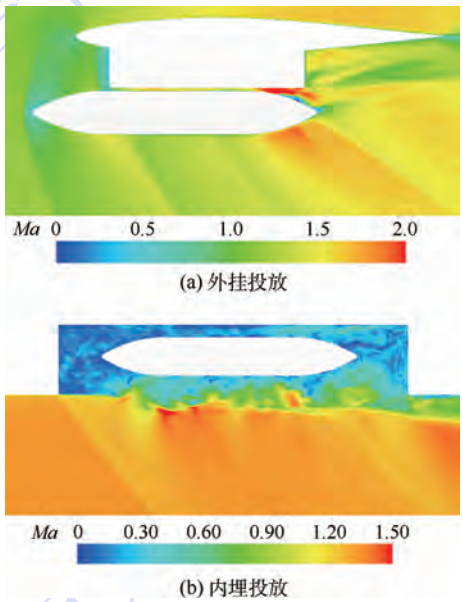


图 4 超声速来流条件下弹体中心截面马赫数分布云图

Fig. 4 Contours of Mach number distribution on central plane of missile for supersonic inflow

表 2 投放前弹体受力对比

Table 2 Missile force comparison before launching

来流条件	投放方式	竖直方向气动力合力/N	俯仰力矩/(N·m)
亚声速	外挂	2 527	-3 393
	内埋	23	-149
超声速	外挂	3 525	-7 698
	内埋	-169	267

3.2 亚声速来流下两种投放方式对比

亚声速来流条件下,内埋式武器投放过程已在文献[20]中给出了详细的分析,此处不再赘述,仅给出计算结果以供对比。

弹体弹射后轨迹的区别主要体现在下落过程中弹体位移及姿态角的差异,而位移和姿态角的差异是由速度及角速度不同所引起,速度与角速度的不同直接受弹体受力及力矩的影响,而弹体

北航学报 赠阅

的受力及力矩最终是由弹体周围的流场决定的。

图 5 为亚声速来流条件下弹体竖直方向合力、速度及位移随时间变化曲线。图 6 为亚声速来流条件下弹体下落过程俯仰力矩、俯仰角速度及俯仰角随时间变化曲线。从 0 到 0.05 s，弹体受弹射力作用，具有较大的加速度，短时间内速度均由 0 增加到 −3.5 m/s。此阶段弹射力均为 −53 396 N，重力为 −9 072 N，2 种工况下弹体受到的气动力分别为 2 527、23 N。投放初期，2 种投放方式下弹体受到的气动力幅值均远小于弹射力与重力的合力值，因此该时间段内弹体速度变化趋势保持一致。弹射力还使得弹体受抬头力矩的作用，力矩大小为 12 174 N·m，外挂投放与内埋投放弹体受到的气动俯仰力矩分别为 −3 393、−149 N·m。可以看出，外挂投放弹体的气动俯仰力矩大小约为弹射力矩的 1/4，且方向相反，因此外挂投放条件下弹体总俯仰力矩小于内埋投放，撤去弹射力时弹体角速度为 0.95 rad/s，小于内埋投放弹体抬头角速度 1.25 rad/s。

0.05 s 时弹射力消失，弹体在重力和气动力作用下下落。0.05 ~ 0.12 s，2 种投放方式弹体竖直方向合力均保持相对稳定，但内埋投放弹体竖直向下合力大于外挂投放，弹体下落速度增长较快。同时，内埋投放弹体持续受到抬头力矩的

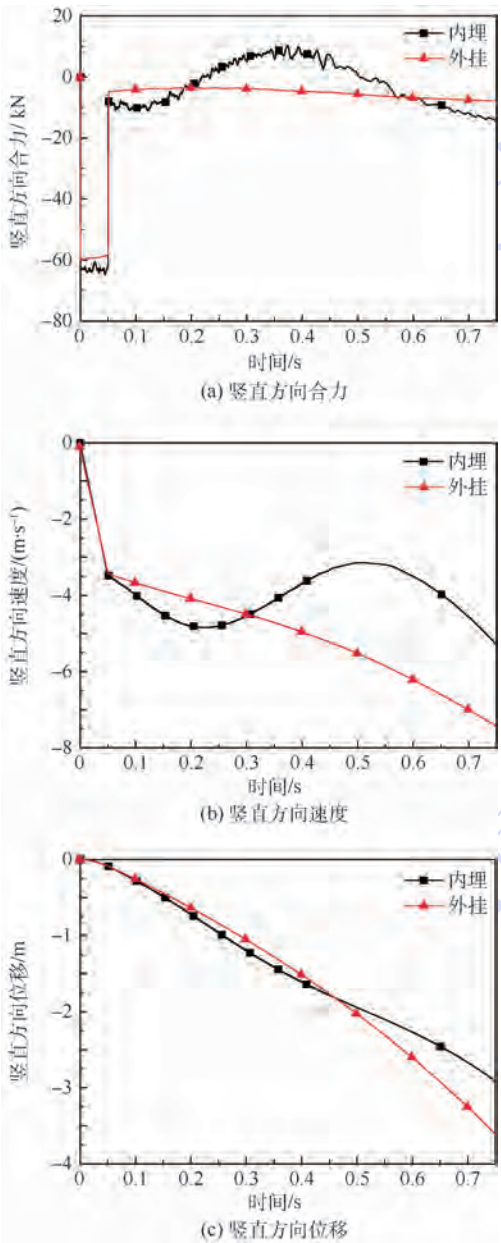


图 5　亚声速来流条件下弹体竖直方向合力、速度和位移随时间变化曲线

Fig. 5　Vertical force, velocity and displacement of missile versus time for subsonic inflow

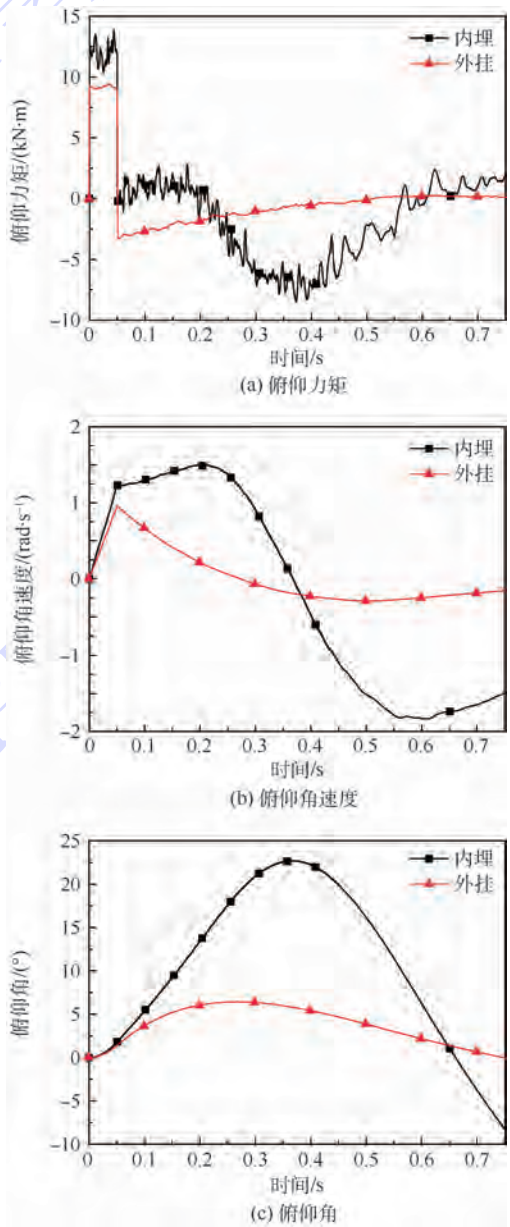


图 6　亚声速来流条件下弹体俯仰力矩、俯仰角速度和俯仰角随时间变化曲线

Fig. 6　Pitch moments, pitch angular velocity and pitch angle of missile versus time for subsonic inflow

作用，弹体抬头角速度一直增加，0.12 s 时角速度增大到 1.3 rad/s。而外挂投放弹体在撤去弹射力后受到低头力矩作用，弹体角速度快速减小，0.12 s 时角速度仅为 0.5 rad/s。

图 7 为外挂投放弹体下落 0.1 s 时，通过弹体中心截面马赫数分布云图及弹体表面压力 P 分布云图。图 8 为弹体表面不同周向位置处压力系数 C_p 分布曲线，周向位置如图 8(a)所示，θ 为圆心角，本文后续弹体周向压力系数分布曲线位置均保持相同。从图 7 可以看出，外挂投放弹体存在一定的迎角，弹体下表面为气流迎风面，弹体及弹翼下表面压力升高，使得弹体所受合力矩为低头力矩。弹体和挂架之间存在膨胀波和压缩波交替现象，上表面压力波动较大，弹体下表面压力相对稳定(见图 8)。上下表面压力差使得弹体受垂直向上气动力的作用，这部分气动力抵消了一部分重力作用，因此弹体向下的合力较小。

除了弹体尾部小范围分离区域表现出较强的非定常特性之外，外挂投放的大部分流场均比较稳定。随着弹体下落逐渐远离挂架，挂架与弹体间加速区强度减弱，弹体尾部上表面压力逐渐上升，弹体受到的低头力矩逐步降低，到 0.5 s 时弹体俯仰力矩减小为零，之后保持在零附近。受低头力矩影响，弹体抬头角速度于 0.28 s 左右降低到零并转为低头角速度，此时抬头角度达到最大值约为 6°。此后弹体抬头角度逐渐降低，在 0.75 s时变为 0°。整个下落过程中，弹体俯仰角度变化幅值约为 6°。

与外挂投放相比，内埋投放弹体下落过程中受力和运动状态更加复杂。由图 5(a)可以看出，自 0.12 s 起弹体竖直向下的合力开始不断减小，弹体下落速度增速放缓。0.23 s 时弹体受到的合力减小为 0，随后反向向上，导致弹体下落速度不增反降。0.5 s 时下落速度减小到 3 m/s，之后弹体竖直方向合力才再次转为向下，经过 0.75 s 后弹体下落位移仅为 −2.8 m。同时，弹体下落过程受到的俯仰力矩及俯仰角也存在较大的波动。由图 6(a)可知，0.12 ~ 0.2 s 时弹体依然持续受到抬头力矩的作用，弹体抬头角速度最大值达到 1.5 rad/s。此后虽然俯仰力矩转为低头力矩，但俯仰角速度依然保持为抬头角速度，弹体抬头角度持续增加，直到 0.37 s 弹体迎角达到最大值 23°。0.37 s 后弹体迎角持续降低，直到 0.75 s 时弹体转为低头姿态，低头角度为 10°。整个下落过程中，弹体俯仰角度变化幅值约为 33°。

根据机弹分离安全性的定性判别准则可知，亚声速条件下，相同发射参数时外挂投放方式弹体分离品质为第2类安全分离，而内埋投放弹

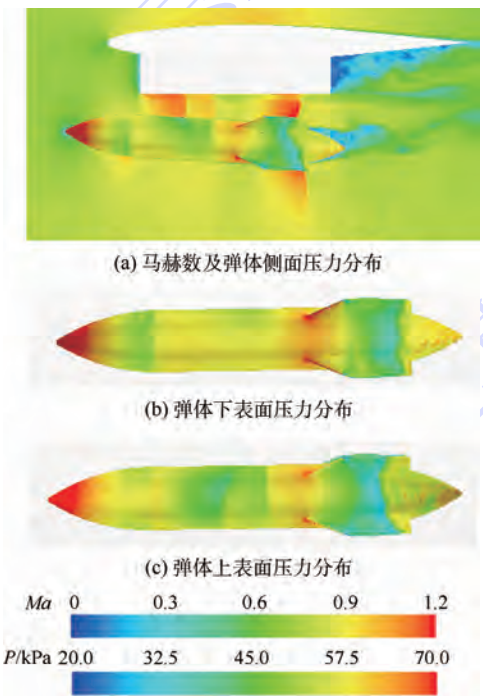


图 7 亚声速来流条件下 $t=0.1$ s 外挂投放流场中心截面马赫数及弹体表面压力分布云图

Fig. 7 Contours of Mach number distribution on flow field central plane and pressure distribution on missile surface for external store separation of subsonic inflow at $t=0.1$ s

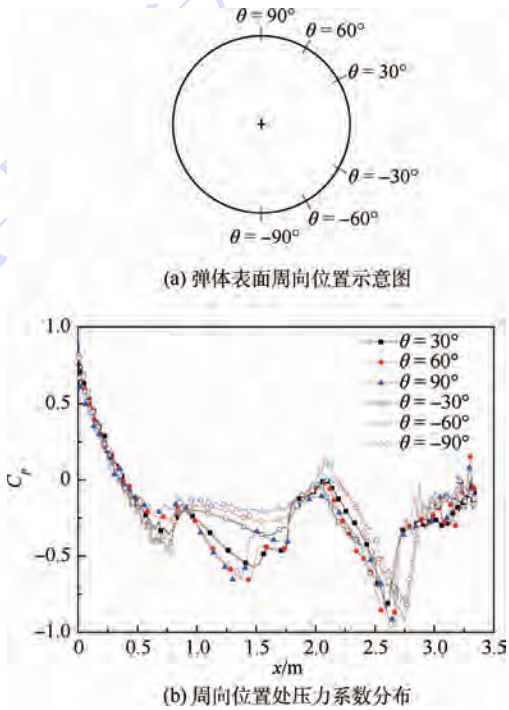


图 8 亚声速来流条件下 $t=0.1$ s 外挂投放弹体表面不同周向位置处压力系数分布

Fig. 8 Pressure coefficient distribution at different circumferential positions on missile surface for external store seperation of subsonic infolw at $t=0.1$ s

体分离品质为第 1 类不安全分离。由此可见，亚声速来流条件下，内埋式武器分离条件更加恶劣，武器安全分离面临更严峻的挑战。

3.3　超声速来流下两种投放方式对比

在超声速来流条件下，流场中的波系会对弹体下落造成很大的影响。图 9 为超声速来流条件下弹体竖直方向合力、速度及位移随时间变化曲线。图 10 为超声速来流条件下弹体下落过程俯仰力矩、俯仰角速度及俯仰角随时间变化曲线。可以看出，超声速来流条件下，内埋投放和外挂投放弹体下落规律差异十分明显，弹体竖直方向合力、俯仰力矩及俯仰角等甚至出现了相反的变化趋势。

同亚声速来流一样，在 0 ~ 0.05 s 时间内，弹体受弹射力作用，并且气动力远小于弹射力和重力的合力，因此在此阶段 2 种投放方式弹体竖直方向合力、速度、位移保持相同变化规律。而弹体俯仰力矩与亚声速来流条件下相比差异更加明显。此时弹射力产生的俯仰力矩保持不变仍为 12 174 N · m，但外挂投放弹体受到的气动俯仰力矩为 −7 698 N · m，幅值大于弹射力矩的 1/2，且与弹射力矩反向，弹体受到的总俯仰力矩仅为4 476 N · m。内埋弹体投放由于处于舱体内部，

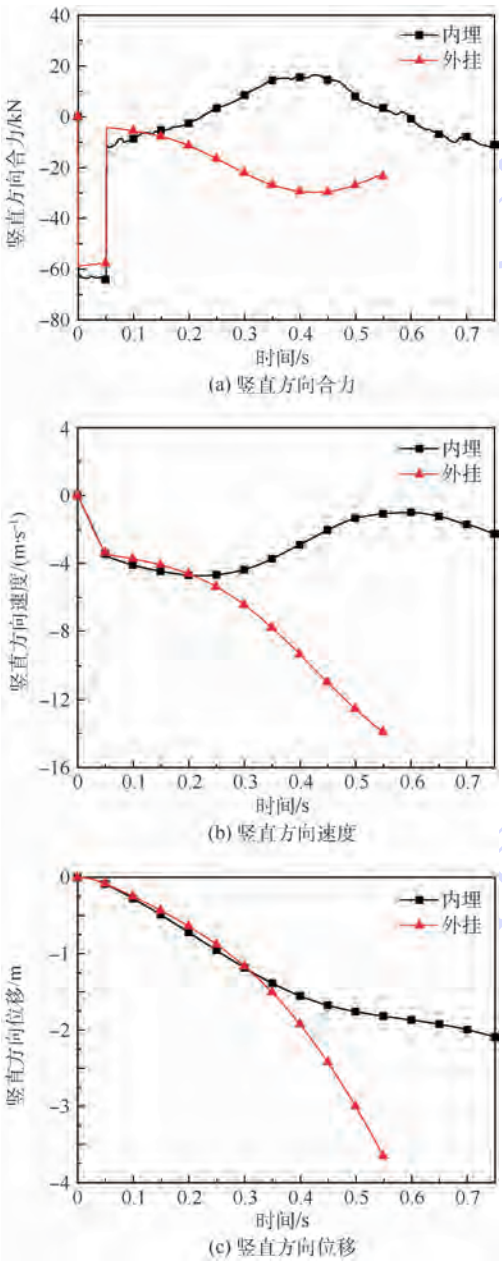


图 9　超声速来流条件下弹体竖直方向合力、速度和位移随时间变化曲线

Fig. 9　Vertical force, velocity and displacement of missile versus time for supersonic inflow

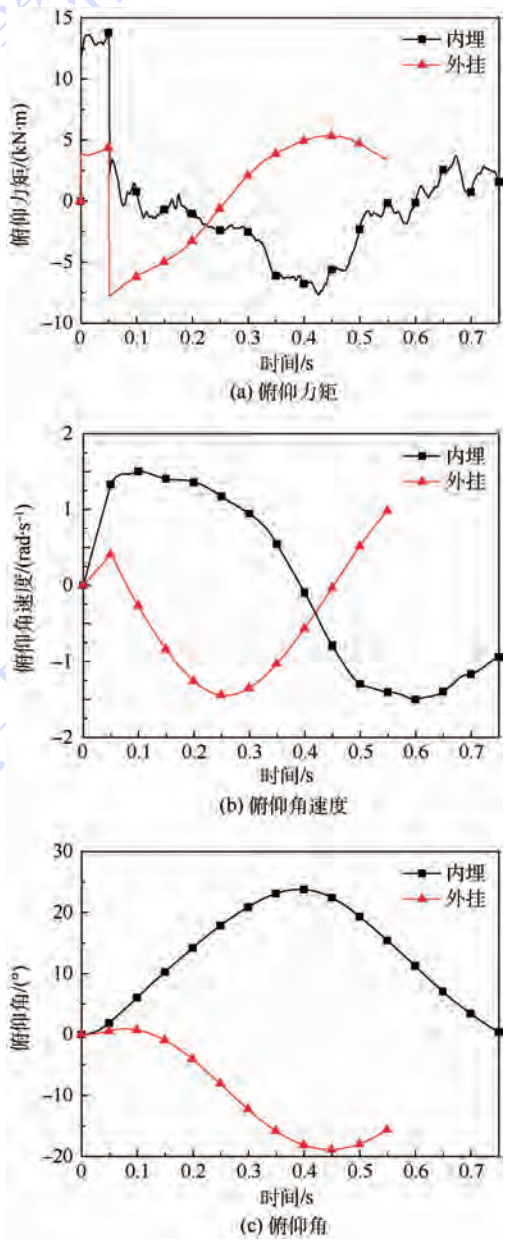


图 10　超声速来流条件下弹体俯仰力矩、俯仰角速度和俯仰角随时间变化曲线

Fig. 10　Pitch moments, pitch angular velocity and pitch angle of missile versus time for supersonic inflow

北航学报 赠阅

受到的气动俯仰力矩仅为 267 N·m,总俯仰力矩为 12 441 N·m,显著大于外挂投放弹体的俯仰力矩。0.05 s 时外挂投放和内埋投放弹体角速度分别为 0.45、1.29 rad/s。

在 0.05 s 撤去弹射力后至 0.4 s 左右,内埋投放与外挂投放弹体受力及俯仰力矩呈现出完全相反的变化趋势:①在弹体竖直方向受力方面:0.05 s后外挂投放弹体竖直向下合力持续增大,在 0.45 s 达到 −30 kN,而内埋投放弹体竖直向下合力一直减小并在 0.22 s 减为零,之后合力反向向上阻碍弹体下落,从图 9(b)可以看出,0.22 s 后弹体下落速度不增反降。②在弹体所受俯仰力矩方面:外挂投放弹体在撤去弹射力后所受俯仰力矩突变为低头力矩,此后低头力矩不断减小,在 0.26 s 减小到零后变为抬头力矩。而内埋投放弹体在撤去弹射力后依然受到抬头力矩的作用,之后抬头力矩逐渐减小,在 0.1 s 以后变为低头力矩并持续增加。在此阶段,外挂投放弹体在初期出现小幅抬头后迅速低头,且随着弹体下落低头角度持续增大。内埋投放弹体抬头角度则一直保持增加趋势,最大达到 24°。

图 11 为超声速来流条件下外挂投放 0.1 s 时流场密度梯度($\partial\rho/\partial x=0.7$)等值面图。通过密度梯度等值面图可以清晰地展现流场中波系结构。图 12为该时刻弹体上下表面压力分布云图及弹体表面不同周向位置压力系数分布。从图 11中可以看出,超声速来流条件下流场中存在 3 种类型的激波:①类型Ⅰ为弹体头部的脱体激波;②类型Ⅱ为挂架前缘的斜激波,该斜激波打在弹体上表面;③类型Ⅲ为流场受弹翼影响产生的斜激波,激波强度相对较弱。受激波影响弹体表面压力分布不均匀,从图 12 可以看出,脱体激波后弹体头部为高压区,同时由于挂架前缘斜激波的作用,弹体上表面出现了第 2 个高压区,该高压区的作用使得弹体受到较大的低头力矩。因此在弹体发射初期,弹体所受合力矩低于内埋投放,当撤去弹射力时,俯仰力矩突变为低头力矩。同时从图 12 中可以看出,弹体左右两侧表面压力分布也不均匀,这是由于受机翼的影响,弹体存在一定角度的偏航导致的。

图 13 为超声速来流条件下外挂投放 0.25 s 时流场密度梯度($\partial\rho/\partial x=0.7$)等值面图。图 14 为该时刻弹体上下表面压力分布云图及对称线上压力系数分布曲线。从图 13 中可以看出,流场中

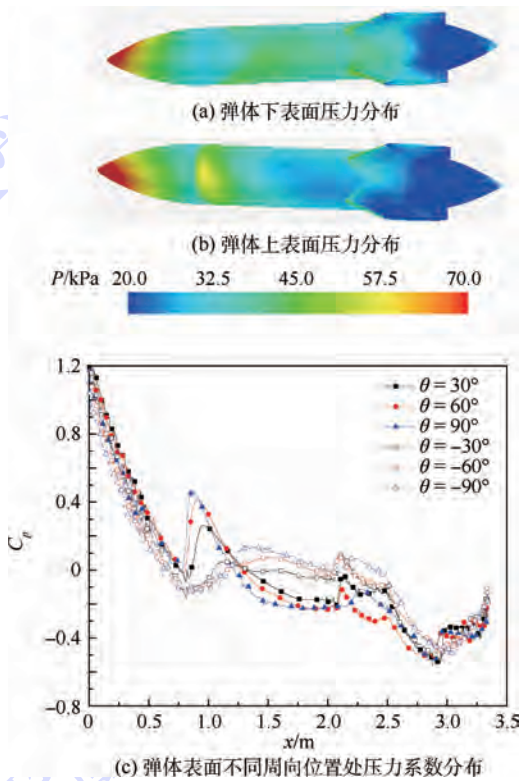


图 12 超声速来流条件下 $t=0.1$ s 外挂投放弹体表面压力分布云图及不同周向位置处压力系数分布

Fig. 12 Pressure distribution contours on missile surface and pressure coefficient distribution at different circumferential positions for extemal store seperation of supersonic inflow at $t=0.1$ s

图 11 超声速来流条件下 $t=0.1$ s 外挂投放流场密度梯度等值面

Fig. 11 Iso-surfaces of density gradient of external store separation for supersonic inflow at $t=0.1$ s

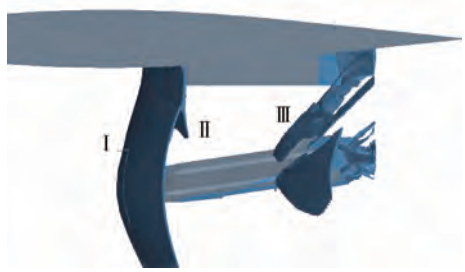


图 13 超声速来流条件下 $t=0.25$ s 外挂投放流场密度梯度等值面

Fig. 13 Iso-surfaces of density gradient of external store separation for supersonic inflow at $t=0.25$ s

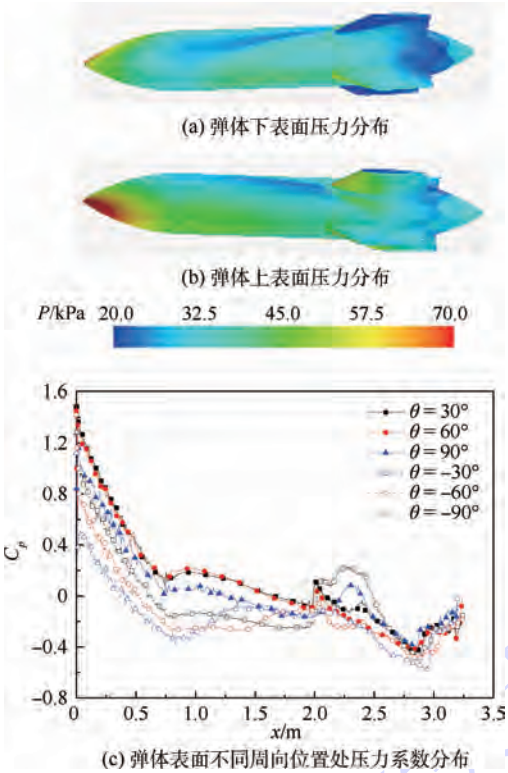


图 14　超声速来流条件下 $t=0.25$ s 外挂投放弹体表面压力分布云图及不同周向位置处压力系数分布

Fig. 14　Pressure distribution contours on missile surface and pressure coefficient distribution at different circumferential positions for external store seperation of supersonic inflow at $t=0.25$ s

依然存在着 3 种类型激波,但是随着弹体下落波系结构及强度发生了改变。此时Ⅰ、Ⅱ两道激波发生相交,类型Ⅱ激波强度减弱不再直接作用在弹体上。从图 14 中可以看出,弹体上表面第 2 个局部高压区强度及范围明显减弱。由于弹体低头角度增加,弹体上表面弹翼附近类型Ⅲ激波强度增高,弹体上表面弹翼压力升高。弹体上下表面压力的变化使得弹体受到的低头力矩减小。因此在0.05 ~0.45 s,弹体低头力矩持续降低并变为抬头力矩。同时由于此时弹体低头,弹体上表面为气流迎风面压力较高,弹体竖直向下气动合力较大。0.12 ~0.45 s 弹体低头角度逐渐增加,因此弹体竖直向下合力逐渐增加。

当 0.55 s 时,弹体质心位移超过 3.5 m,计算停止。在整个下落过程中,弹体俯仰角度变化幅值约为 18°。

图 15 为超声速来流条件下内埋投放 0.07 s 时流场马赫数分布云图及弹体表面压力系数分布云图。图 16 为弹体表面不同周向位置处压力系数分布。从图 15 可以看出,剪切层呈现强烈的非定常特性,受其影响弹体下表面压力沿流向波

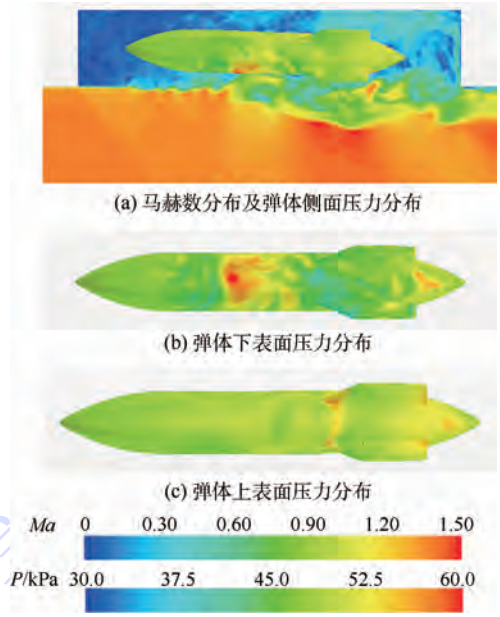


图 15　超声速来流条件下 $t=0.07$ s 时内埋投放流场中心截面马赫数及弹体表面压力分布云图

Fig. 15　Contours of Mach number distribution on central plane and pressure distribution on missile surface for buried store seperation of supersonic inflow at $t=0.07$ s

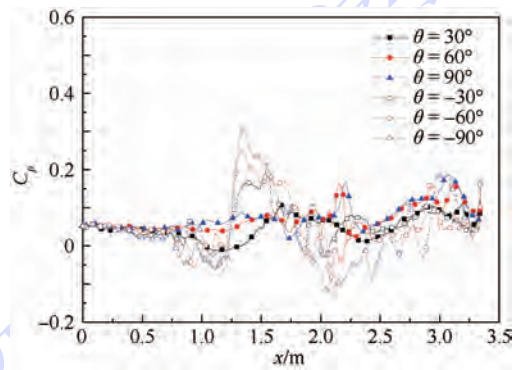


图 16　超声速来流条件下 $t=0.07$ s 内埋投放弹体表面不同周向位置处压力系数分布

Fig. 16　Pressure coefficient distribution at different circumferential positions on missile surface for buried store seperation of supersonic inflow at $t=0.07$ s

动较大,弹体上表面附近流场较均匀,压力分布相对平稳。从图 15(b)、图 15(c)及图 16 可以看出,弹体中部下表面压力高于上表面,而弹体后部上表面压力高于下表面,因此弹体所受合力矩较小但依旧保持为抬头力矩。

图 17 为超声速来流条件下 0.22 s 时内埋投放流场的马赫数分布云图及弹体表面压力系数分布云图。图 18 为弹体表面不同周向位置处压力系数分布。可以看出,此时弹体正穿越剪切层,弹体头部存在一道较强的斜激波,波后压力升高,再加上剪切层撞击作用,弹体头部下表面产生局

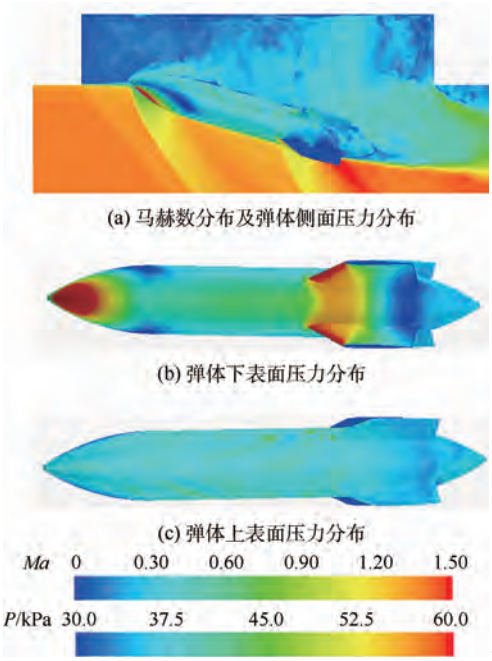


图 17 超声速来流条件下 $t=0.22$ s 时内埋投放流场中心截面马赫数及弹体表面压力分布云图

Fig. 17 Contours of Mach number distribution on central plane and pressure distribution on missile surface for buried store seperation of supersonic inflow at $t=0.22$ s

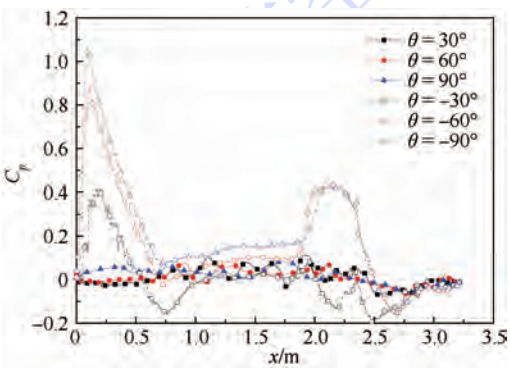


图 18 超声速来流条件下 $t=0.22$ s 内埋投放弹体表面不同周向位置处压力系数分布

Fig. 18 Pressure coefficient distribution at different circumferential positions on missile surface for buried store seperation of supersonic inflow at $t=0.22$ s

部高压区。在弹翼处也存在一道斜激波，波后出现第 2 个高压区。2 个高压区使弹体产生相反的俯仰力矩，但由于后部高压区包含弹翼，高压区面积较大，因此弹体合力矩为低头力矩。随着弹体迎角的增大，弹翼附近斜激波强度增强，波后高压区压力升高，高压区范围增加，弹体受到的低头力矩增大。从图 17 可以看出，由于弹体存在迎角弹体下表面压力显著高于上表面，弹体竖直方向受较大的方向向上的气动力，且随着弹体迎角增加而增大。

0.4 s 以后，内埋投放弹体与内埋舱之间的干扰减弱，弹体俯仰力矩和垂直方向气动力降低，弹体俯仰角开始减小，当 0.6 s 时竖直方向合力及弹体俯仰力矩均减小为零，此后弹体下落速度开始继续增加。然而直至 0.75 s 计算结束弹体下落位移仅为 2.1 m，弹体俯仰角减小到 0°附近。整个下落过程中，弹体的俯仰角变化幅值约为 24°。

根据机弹分离安全性的定性判别准则可知，超声速来流条件下，相同发射参数时外挂投放方式弹体分离品质为第 3 类安全分离。而内埋投放弹体分离品质为第 1 类不安全分离。较亚声速来流条件，在超声速来流条件下，2 种投放方式机弹分离均进一步恶化，更加不利于弹体安全投放。

3.4 改进发射方式

通过上述分析可知，无论是亚声速来流还是超声速来流，2 种投放方式弹体下落规律均出现了较大的差异，内埋投放机弹分离质量明显低于外挂投放，因此直接将外挂投放发射规律应用在内埋投放弹体上并不适用。同时发现在弹体下落初期阶段，若弹体头部上表面出现高压区会有助于弹体的分离。针对于此更改内埋投放发射方式，让弹体尖部尽早穿越剪切层，使得剪切层对弹体的影响有利于弹体的下落。为了达到这一目的，改变发射初期弹射力加载方式，使得弹体下落初期弹射力提供给弹体一个低头力矩。弹射力作用时间依然保持为 0.05 s，其余计算条件保持不变，具体参数见表 1 中工况 5、工况 6。得到的弹体竖直方向速度、位移、俯仰角速度、俯仰角随时间变化曲线如图 19 所示。

可以看出，改进发射方式的弹体下落速度较改进前有大幅度改善，亚声速来流和超声速来流情况下弹体下落速度均保持增大趋势，并未出现弹体下落受阻碍的现象。弹体下落位移均在 0.6 s内超过 3.5 m。弹体俯仰角速度在 0.2 s 内保持为低头角速度。弹体俯仰角波动大幅度减小。

从上述分析可以看出，改进发射方式使得弹体下落有很大的改善，成功地避免了舱体剪切层存在带来的不利影响。同时注意到，改进发射方式后超声速来流下弹体最终抬头角度依然较大，约为 10°左右。下一阶段希望通过进一步优化发射方式以使超声速来流条件下弹体抬头角度有所减小。

根据机弹分离安全性的定性判别准则可以看出，改进发射方式后，在 2 种来流条件下，内埋投放弹体分离品质均由第 1 类不安全分离转变为第 2 类安全分离，弹体分离品质显著提升。

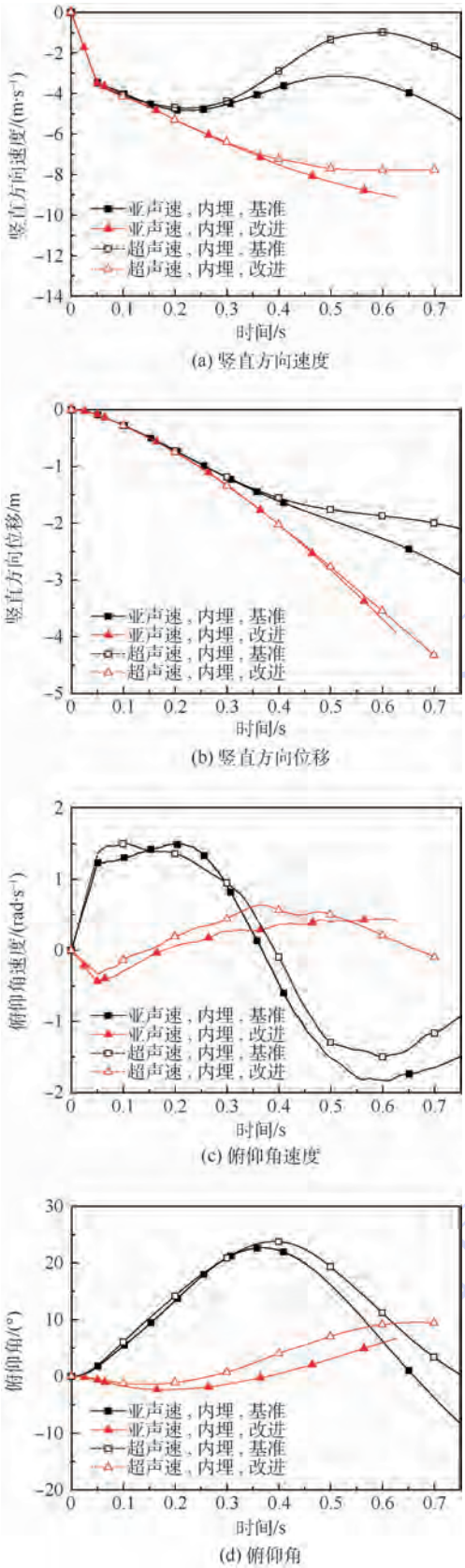


图 19　改进发射方式下弹体竖直方向速度、位移和俯仰角速度、俯仰角随时间变化曲线

Fig. 19　Vertical velocity, displacement, pitch angular velocity and pitch angle of missile versus time for improved launch mode

4　结　论

1）外挂投放与内埋投放方式下，弹体周围流场存在较大差异，弹体受力差别较大，致使弹体下落规律明显不同。2 种来流条件下，外挂投放弹体最终均出现低头趋势，而内埋投放弹体均出现抬头趋势，且外挂投放弹体下落速度明显大于内埋投放。因此，若将外挂投放的发射方法直接应用在内埋武器的投放中并不适用。

2）在相同的弹射规律下，亚声速来流条件下，外挂投放弹体与内埋投放弹体下落过程中，俯仰角度变化幅值分别约为 6°、33°；超声速来流条件下，俯仰角度变化幅值分别约为 18°、24°。

3）由于内埋投放弹体下落过程要穿越舱体唇口的剪切层，受剪切层内强涡强非定常流场的影响，在下落过程中弹体受力波动较大。特别是当弹体姿态出现抬头时，受剪切层影响弹体会受到较大的抬头力矩，使得弹体下落姿态迅速恶化，机弹安全分离受到威胁。

4）通过改进发射方式，使弹体具有一定的低头角速度，以保证弹体头部率先穿越剪切层，这样保证弹体穿越剪切层过程中，剪切层的作用使弹体受到低头力矩。在改进发射方式下，亚声速和超声速来流条件下机弹分离品质均得到了很大的提升，可以保证机弹快速安全分离。

参考文献（References）

[1] 冯必鸣，聂万胜，车学科. 超声速条件下内埋式武器分离特性的数值分析[J]. 飞机设计，2009，29(4)：1-5.
FENG B M, NIE W S, CHE X K. Simulation of the store separation from a cavity at supersonic speed[J]. Aircraft Design, 2009, 29(4): 1-5(in Chinese).

[2] 冯必鸣，聂万胜，车学科. 初始投放条件对内埋式导弹分离轨迹的影响[J]. 飞行力学，2009，27(4)：62-65.
FENG B M, NIE W S, CHE X K. Effect of initial conditions on separation trajectory of the internal missile[J]. Flight Dynamics, 2009, 27(4): 62-65(in Chinese).

[3] 冯必鸣，聂万胜，车学科，等. 安装角度对内埋式导弹分离特性的影响[J]. 空气动力学学报，2010，28(6)：672-675.
FENG B M, NIE W S, CHE X K, et al. Effect of fixing angle to separation characteristics of internal store[J]. Acta Aerodynamica Sinica, 2010, 28(6): 672-675(in Chinese).

[4] 杨俊，李骞，谢云恺，等. 超声速内埋武器分离数值研究[J]. 弹箭与制导学报，2015，35(4)：171-174.
YANG J, LI Q, XIE Y K, et al. Numerical studies on store separation from a weapon bay at supersonic speed[J]. Journal of Projectiles, Rockets, Missiles and Guidance, 2015, 35(4): 171-174(in Chinese).

[5] 吴继飞，罗新福，徐来武，等. 内埋武器分离特性及其改进方

北航学报 赠阅

法研究[J]. 空气动力学学报,2014,32(6):814-819.
WU J F, LUO X F, XU L W, et al. Investigation on internal weapon separation characteristics and flow control methods [J]. Acta Aerodynamica Sinica, 2014, 32 (6): 814-819 (in Chinese).

[6] 吴继飞,罗新福,范召林. 内埋式弹舱流场特性及武器分离特性改进措施[J]. 航空学报,2009,30(10):1840-1845.
WU J F, LUO X F, FAN Z L. Flow control method to improve cavity flow and store separation characteristics[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2009, 30 (10): 1840-1845 (in Chinese).

[7] 管德会,蔡为民. 扰流板对内埋导弹偏航姿态角的影响[J]. 航空学报,2014,35(4):942-947.
GUAN D H, CAI W M. Spoiler's effect on the yawing attitude angle of the missile in the bay[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2014, 35(4): 942-947 (in Chinese).

[8] 朱收涛,曹林平,封普文,等. 平飞时内埋导弹弹射分离仿真与研究[J]. 电光与控制,2012,19(9): 67-71.
ZHU S T, CAO L P, FENG P W, et al. Simulation of missile separation from internal weapon bay[J]. Electronics Optics & Control, 2012, 19(9): 67-71 (in Chinese).

[9] 唐上钦,黄长强,翁兴伟. 考虑气动干扰的导弹内埋式发射弹道研究[J]. 弹箭与制导学报,2013,33(3):138-142.
TANG S Q, HUANG C Q, WENG X W. The study on trajectory of missile separating from cavity with aerodynamic interference considered[J]. Journal of Projectiles, Rockets, Missiles and Guidance, 2013, 33(3): 138-142 (in Chinese).

[10] BLAZEK J. Computational fulid dynamics principles and applications[M]. London: Elsevier, 2005: 16-18.

[11] SPALART P R, JOU W, STRELETS M, et al. Comments on the feasibility of LES for wings, and on a hybrid RANS/LES approach[C]// 1st AFOSR International Conference on DNS/LES. Columbus: Greyden Press, 1997: 4-8.

[12] SPALART P R, DECK S, SHUR M L, et al. A new version of detached-eddy simulation, resistant to ambiguous grid densities [J]. Theoretical and Computational Fluid Dynamics, 2006, 20 (3): 181-195.

[13] SHUR M L, SPALART P R, STRELETS M K. A hybrid RANS-LES approach with delayed-DES and wall-modelled LES capabilities[J]. International Journal of Heat and Fluid Flow, 2008, 29(6): 1638-1649.

[14] STRELETS M. Detached eddy simulation of massively separated flows[C]// 39th Aerospace Sciences Meeting and Exhibit. Reston: AIAA, 2001: 1-18.

[15] GRITSKEVICH M. Development of DDES and IDDES formulations for the k-ω shear stress transport model[J]. Flow, Turbulence and Combustion, 2012, 88(3): 431-449.

[16] 朱自强. 应用计算流体力学[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,1998:173-174.
ZHU Z Q. The application of computational fluid dynamics [M]. Beijing: Beihang University Press, 1998: 173-174 (in Chinese).

[17] 阎超. 计算流体力学方法及应用[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2006:197-217.
YAN C. The computational fluid dynamics method and its application[M]. Beijing: Beihang University Press, 2006: 197-217 (in Chinese).

[18] 田书玲,伍贻兆,夏健. 基于非结构重叠网格的二维 N-S 方程求解与应用研究[J]. 空气动力学学报,2008,26(3): 405-411.
TIAN S L, WU Y Z, XIA J. The solution and application of 2D N-S equation on overset unstructured grid[J]. Acta Aerodynamica Sinica 2008, 26(3): 405-411 (in Chinese).

[19] VENKATAKRISHNAN V. On the convergence of limiters and convergence to steady state solutions: AIAA-1993-0880[R]. Reston: AIAA, 1993.

[20] 张群峰,闫盼盼,黎军. 内埋式弹舱与弹体相互影响的精细模拟[J]. 兵工学报,2016,37(12):2366-2376.
ZHANG Q F, YAN P P, LI J. Elaborate simulation of interaction effect between internal weapon bay and missile[J]. Acta Armamentarii, 2016, 37(12): 2366-2376 (in Chinese).

[21] HEIM E R. CFD wing/pylon/finned store mutual interference wind tunnel experiment[R]. Tullahoma: Arnold Engineering Development Center, 1991.

[22] 郑书娥,廖志忠. 空空导弹机弹分离安全性研究[J]. 四川兵工学报,2015,36(5):17-23.
ZHENG S E, LIAO Z Z. Study on air-to-air missile safety separation technology from craft[J]. Journal of Sichuan Ordnance, 2015, 36(5): 17-23 (in Chinese).

作者简介:

张群峰 男,博士,讲师。主要研究方向:应用计算流体力学。

闫盼盼 男,博士研究生。主要研究方向:应用计算流体力学。

黎军 男,博士,研究员。主要研究方向:飞行器设计。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

Comparison between external store separation and buried store separation of fighter

ZHANG Qunfeng[1,*], YAN Panpan[1], LI Jun[2]

(1. School of Civil Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China;
2. Shenyang Aircraft Design and Research Institute, Aviation Industry Corporation of China, Shenyang 110035, China)

Abstract: To analyze the difference between external store separation and buried store separation, several separation cases were simulated using the same missile under the conditions of both subsonic and supersonic inflow. Improved delayed detached eddy simulation (IDDES) method based on Menter SST turbulence model and overset mesh method were employed. Different trajectories of missile under different separation conditions were obtained. The results show that under both subsonic and supersonic inflow conditions, the buried missile is impacted by the strong unsteady flow field inside the cavity and shear layer at the cavity lip. It gives the missile big upward force moment which leads to obvious attitude angle variation. Compared with external store separation, the quality of buried store separation is much worse. If the missile is given a downward angular velocity and goes through the shear layer in pitch down angle, the side effects caused by shear layer can be substantially reduced. By using this launching method, the buried store separation quality is improved apparently.

Keywords: weapon separation; buried weapon bay; shear layer; detached eddy simulation; overset mesh method

北京航空航天大学学报

Received: 2016-06-08; **Accepted**: 2016-08-11; **Published online**: 2016-10-10 09:05
URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161010.0905.005.html
Foundation item: National Natural Science Foundation of China (11172283)
* **Corresponding author**. E-mail: zhangqunfeng@263.net

2017 年 6 月
第43卷 第6期
北京航空航天大学学报
Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics
June 2017
Vol. 43 No. 6
http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0453

基于滑模观测器的机翼颤振主动抑制设计

宋晨[1,2,*], 王诗其[2], 杨超[2]

(1. 北京航空航天大学 无人系统研究院, 北京 100083; 2. 北京航空航天大学 航空科学与工程学院, 北京 100083)

摘 要: 颤振主动抑制(AFS)是国际上普遍推崇的颤振问题解决方案,对现代飞行器设计具有重要意义。基于国际上滑模观测器的二维机翼 AFS 应用,以双后缘控制面真实机翼模型为对象,发展一种低阶滑模观测器的三维机翼 AFS 设计方法。该观测器性能优越、特点鲜明,但传统的设计流程繁琐,限制了其在高阶模型对象上的使用。本文借助线性二次型高斯(LQG)方法中的最优滤波器增益矩阵,提出一种简化的滑模观测器设计流程。结合气动弹性物理背景,使本文方法理论上能够应用于实践。算例对比分析结果表明,本文方法比 LQG 方法具有更好的抵抗噪声能力。

关 键 词: 气动弹性; 颤振主动抑制 (AFS); 线性二次型最优控制; 滑模控制; 滑模观测器

中图分类号: V215.3

文献标识码: A **文章编号**: 1001-5965(2017)06-1098-07

颤振是一种气动弹性动力学不稳定现象,往往会对飞行器结构带来灾难性后果,因而备受关注。传统的颤振抑制手段以被动地改变飞行器结构特性为主,诸如施加配重或增加结构刚度,这不可避免地造成结构增重,影响飞行器整体性能。颤振主动抑制(AFS)可以不显著影响结构特性,通过控制系统补偿来改变颤振耦合机制[1],是当前解决颤振问题的研究热点。其中,AFS 的主动控制律设计是关键。

伴随控制理论技术的发展,AFS 控制律设计方法经历了经典控制理论和现代控制理论阶段。目前,理论研究以现代控制理论方法为主,并呈现出方法多样化、多种方法融合的特点。其中,线性二次型高斯(LQG)方法是气动弹性主动控制备受关注的一种方法,在 20 世纪 90 年代,曾广泛地得到研究与讨论[2-4]。LQG 方法使用最优滤波器做状态估计,可以在控制过程中考虑控制输入与受控对象输出中的随机噪声干扰,该特点非常适用于气动弹性 AFS 和阵风减缓问题[4-5]。但是,LQG 控制律的高阶次以及控制效果对模型精度的依赖,使其工程应用受到限制。国内外大量研究致力于改善 LQG 方法的工程适用性[2-5]。

近年来,滑模控制(SMC)方法出现在气动弹性研究领域,并逐渐引起关注。国际上,Na 等[6-7]尝试使用滑模观测器做状态估计,实现气动弹性主动控制,并与 LQG 方法对比取得较满意的结果。有关滑模控制气动弹性应用的最新进展见文献[8]。国内方面,西北工业大学张惠媛、史忠科[9]将滑模变结构控制方法用于飞机抛物响应控制,较早地把这种方法用于气动弹性相关学科。笔者在前期工作中讨论了 SMC 方法应用于二维机翼 AFS 的控制机理[10-11],并使用 Utkin 滑模观测器实现了二维机翼的 AFS[12]。这些研究表明,SMC 方法适用于气动弹性主动控制,且该方法具有较强的鲁棒性[6-12]。特别是基于滑模观测器的方法,同 LQG 方法一样可以在控制设计中考虑随

收稿日期: 2016-05-26; **录用日期**: 2016-06-20; **网络出版时间**: 2016-10-17 09:54
网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161017.0954.006.html
基金项目: 国家自然科学基金 (11402013); 中央高校基本科研业务费专项资金 (YWF-14-WRJS-004)
* **通讯作者**: E-mail: songchen@buaa.edu.cn

引用格式: 宋晨, 王诗其, 杨超. 基于滑模观测器的机翼颤振主动抑制设计[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(6): 1098-1104.
SONG C, WANG S Q, YANG C. Active flutter suppression design of a wing based on sliding mode observer[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(6): 1098-1104 (in Chinese).

机噪声干扰,具有应用前景。但是这类观测器的常规设计过程较为繁琐,需多次坐标变换将受控对象方程转换为标准型[13]。当模型阶次较高时,有时难以设计出观测器参数。现有研究多见于二维机翼对象,暂未见用于三维真实机翼。

非定常气动力求解技术是气动弹性研究的基础。国内外关于 SMC 方法的气动弹性应用研究多以二维机翼为对象,其中非定常气动力多采用简化的准定常气动力理论或西奥道森频域气动力[6-14]。当对象扩展到三维机翼时,简化的气动力方法不再适用,非定常气动力理论发展了时域和频域 2 类方法。时域求解基于 CFD 技术,理论精度高,但计算耗时长,目前尚不适用于对实时性要求高的 AFS 控制和工程应用。以偶极子格网法为代表的频域非定常气动力方法兴起于 20 世纪 60 ~ 70 年代,因其效率高、工程适用性强,迅速在亚声速非定常气动力工程计算和气动弹性应用方面占据了主导地位。2003 年,美国学者 Yurkovich[15] 发表了一篇关于非定常气动力的重要综述,其中认为偶极子格网法仍将是未来若干年气动弹性领域亚声速非定常气动力工程应用的主流。

本文以二次型最优控制方法和滑模观测器为基础,借鉴 Na 等[6-7] 的思路,尝试新的滑模观测器设计流程和控制律设计方法。首先,利用二次型最优控制 LQG 方法设计状态反馈矩阵和观测器增益;然后,对比 LQG 方法与滑模观测器方法的控制框图,提出该观测器新的设计流程;最后,利用气动弹性系统的物理背景,对控制律进行分析与处理,使该方法理论上可以用于实践。本文的非定常气动力采用经典的偶极子格网法,结合有理函数拟合技术将其拓展至时域,从而能够将 SMC 方法的 AFS 应用推广至三维真实机翼模型,更具有一般性和工程意义。

1　模型描述

1.1　模型动力学特性

以某机翼风洞试验模型为对象(见图 1),研究其 AFS 控制律设计方法。该模型具有 2 个后缘控制面,分别由 2 个相同规格电机驱动。机翼为双梁结构,前、后梁共布置 3 个加速度传感器。该模型曾用于阵风响应减缓风洞试验研究[16]。

建立机翼的结构动力学有限元模型,由梁单元模拟机翼主梁刚度特性,集中质量单元模拟模型的质量分布。经地面振动试验校核与调试,用于颤振分析的模型前 6 阶弹性模态(除去面内模态)频率如表 1 所示。

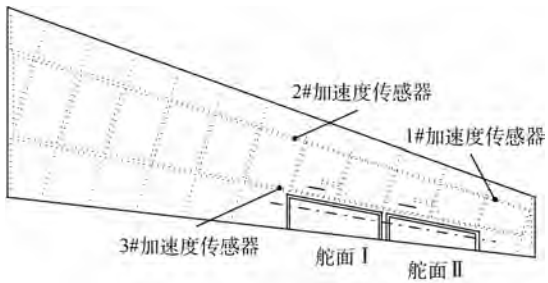


图 1　某机翼风洞试验模型结构示意图

Fig. 1　Schematic of wind-tunnel test model of a wing

表 1　动力学模型模态列表(翼根固支约束)

Table 1　List of vibration modes of dynamic model (cantilever restriction)

序号	模态名称	模态频率/Hz	试验值/Hz
1	一阶弯曲	1.61	
2	二阶弯曲	6.21	6.19
3	一阶扭转	14.75	14.85
4	三阶弯曲	16.48	16.65
5	四阶弯曲	27.60	27.91
6	二阶扭转	33.71	

1.2　运动方程建立

气动弹性系统无阻尼一般运动方程为[14]

$$\boldsymbol{M}_s\ddot{\boldsymbol{q}} + \boldsymbol{M}_c\ddot{\boldsymbol{\delta}} + \boldsymbol{K}_s\boldsymbol{q} = \frac{1}{2}\rho V^2(\boldsymbol{Q}_s\boldsymbol{q} + \boldsymbol{Q}_c\boldsymbol{\delta}) \tag{1}$$

式中:$\boldsymbol{M}$、$\boldsymbol{K}$ 和 $\boldsymbol{Q}$ 分别为质量矩阵、刚度矩阵和广义非定常气动力矩阵;$\boldsymbol{q}$ 和 $\boldsymbol{\delta}$ 分别为广义自由度坐标向量和舵偏自由度向量;ρ 为气流密度;V 为空气来流速度;下标 s 表示与结构自由度相关,c 表示与控制自由度相关。

采用偶极子格网法计算频域非定常气动力,由最小状态法有理函数拟合(滞后根取正)可得[14, 17]

$$\boldsymbol{Q}_{ap}(\bar{s}) = \boldsymbol{Q}_1 + \boldsymbol{Q}_2\bar{s} + \boldsymbol{Q}_3\bar{s}^2 + \boldsymbol{H}(\bar{s}\boldsymbol{I} + \boldsymbol{\Gamma})^{-1}\boldsymbol{E}\bar{s} \tag{2}$$

式中:$\boldsymbol{Q}_{ap}$ 为气动力有理函数拟合矩阵;$\boldsymbol{\Gamma}$ 为气动力滞后根对角阵;$\boldsymbol{H}$、$\boldsymbol{E}$ 和 $\boldsymbol{Q}_i(i=1,2,3)$ 为拟合系数矩阵;$\boldsymbol{I}$ 为单位矩阵;$\bar{s}$ 为无量纲的拉氏变量。

取加速度过载为输出,输出方程为

$$\boldsymbol{y}_s = \boldsymbol{n}_z = \frac{1}{g}\boldsymbol{\Phi}\ddot{\boldsymbol{q}} \tag{3}$$

式中:$\boldsymbol{n}_z$ 为 z 向加速度过载向量;g 为重力加速度;$\boldsymbol{\Phi}$ 为模态矩阵。

联立式(1) ~ 式(3),可得

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}_s = \boldsymbol{A}_s\boldsymbol{x}_s + \boldsymbol{B}_s\boldsymbol{u}_s \\ \boldsymbol{y}_s = \boldsymbol{C}_s\boldsymbol{x}_s + \boldsymbol{D}_s\boldsymbol{u}_s \end{cases} \tag{4}$$

式中:$\boldsymbol{x}$ 为状态变量;矩阵 $\boldsymbol{A}$、$\boldsymbol{B}$、$\boldsymbol{C}$ 和 $\boldsymbol{D}$ 为系数矩阵;$\boldsymbol{u}$ 为系统输入;$\boldsymbol{y}$ 为系统输出。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

取 $\boldsymbol{\delta}$ 为舵偏角向量，$\boldsymbol{x}_a$ 为气动力增广向量，则有

$$\dot{\boldsymbol{x}}_a = \boldsymbol{E}_q\dot{\boldsymbol{q}} - \frac{V}{b}\boldsymbol{\Gamma}\boldsymbol{x}_a + \boldsymbol{E}_c\dot{\boldsymbol{\delta}} \tag{5}$$

式中：b 为参考半弦长。

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}_s = [\boldsymbol{q} \quad \dot{\boldsymbol{q}} \quad \boldsymbol{x}_a]^T \\ \boldsymbol{u}_s = [\boldsymbol{\delta} \quad \dot{\boldsymbol{\delta}} \quad \ddot{\boldsymbol{\delta}}]\end{cases}$$

电机的动态特性由三阶传递函数模拟，参数经测定，具体形式如下：

$$\frac{\delta_i}{u_{ci}} = \frac{13\times 2\pi}{s+13\times 2\pi}\cdot \frac{(11\times 2\pi)^2}{s^2+2\times 0.45\times 11\times 2\pi s+(11\times 2\pi)^2}$$

式中：u_{ci} 为电机输入。

将电机动态特性的三阶传递函数表示为状态空间方程的形式：

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}_c = \boldsymbol{A}_c\boldsymbol{x}_c + \boldsymbol{B}_c\boldsymbol{u}_c \\ \boldsymbol{y}_c = \boldsymbol{C}_c\boldsymbol{x}_c = \boldsymbol{u}_s\end{cases} \tag{6}$$

将式(4)与式(6)联立，得到广义受控对象：

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u} \\ \boldsymbol{y} = \boldsymbol{C}\boldsymbol{x} = \boldsymbol{y}_s\end{cases} \tag{7}$$

式中：$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_s & \boldsymbol{B}_s\boldsymbol{C}_c \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{A}_c\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{B} = \begin{bmatrix}\boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{B}_c\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{C} = [\boldsymbol{C}_s \quad \boldsymbol{D}_s\boldsymbol{C}_c]$，$\boldsymbol{x} = [\boldsymbol{x}_s \quad \boldsymbol{x}_c]^T$。随速度变化，系统矩阵 $\boldsymbol{A}$ 的特征根轨迹代表了系统的稳定性。其中，特征值实部由“负”变“正”时的速度点对应于开环的颤振速度，特征值虚部对应于颤振的圆频率。在 AFS 控制律设计与闭环系统综合分析之前，已通过系统特征根轨迹分析得到颤振速度为 37 m/s，颤振频率为5.6 Hz。

2 理论方法

2.1 线性二次型最优控制

考虑受控对象的状态空间一般运动方程为

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u} \tag{8}$$

线性二次最优控制，即系统状态方程是线性的，指标函数 J 是状态变量和控制变量二次型积分。

$$J = \int_0^\infty (\boldsymbol{x}^T\bar{\boldsymbol{Q}}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{u}^T\bar{\boldsymbol{R}}\boldsymbol{u})\,\mathrm{d}t \tag{9}$$

式中：$\bar{\boldsymbol{Q}}$ 和 $\bar{\boldsymbol{R}}$ 为加权阵。

最优控制设计要寻找一个状态反馈控制律：

$$\boldsymbol{u} = -\boldsymbol{K}_c\boldsymbol{x} \tag{10}$$

式中：$\boldsymbol{K}_c$ 为反馈增益阵。

式(10)使式(9)性能指标最优化[15]。线性二次调节问题对上述最优控制有唯一解，归结为代数黎卡提方程求解。

$$\boldsymbol{A}^T\boldsymbol{P} + \boldsymbol{P}\boldsymbol{A} + \bar{\boldsymbol{Q}} - \boldsymbol{P}\boldsymbol{B}\bar{\boldsymbol{R}}^{-1}\boldsymbol{B}^T\boldsymbol{P} = \boldsymbol{0} \tag{11}$$

$$\boldsymbol{u}^* = -\bar{\boldsymbol{R}}^{-1}\boldsymbol{B}^T\boldsymbol{P}\boldsymbol{x} \tag{12}$$

式中：$\boldsymbol{u}^*$ 为最优控制律；$\boldsymbol{P}$ 为黎卡提方程的解。

状态反馈控制的实现依赖于系统状态变量是可测量的。而气动弹性系统状态变量通常为广义坐标，不具有明确的物理含义。因此，最优控制的实现需要状态观测器。

LQG 方法使用最优滤波器做状态估计，可以考虑随机噪声干扰。考虑具有随机性的系统：

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u} + \boldsymbol{\varepsilon} \\ \boldsymbol{y} = \boldsymbol{C}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{\theta}\end{cases} \tag{13}$$

式中：$\boldsymbol{\varepsilon}$ 和 $\boldsymbol{\theta}$ 为不相关、零均值白噪声向量，且有

$$E\{\boldsymbol{\varepsilon}(t)\boldsymbol{\varepsilon}^T(\tau)\} = \boldsymbol{\Xi}\,\delta(t-\tau)$$

$$E\{\boldsymbol{\theta}(t)\boldsymbol{\theta}^T(\tau)\} = \boldsymbol{\Theta}\,\delta(t-\tau)$$

其中：$\boldsymbol{\Xi}$ 为与 $\boldsymbol{\varepsilon}$ 对应的白噪声矩阵；$\boldsymbol{\Theta}$ 为与 $\boldsymbol{\theta}$ 对应的白噪声矩阵；$\delta(t)$ 为 dirac 函数。

最优滤波器的一般形式为

$$\dot{\hat{\boldsymbol{x}}} = \boldsymbol{A}\hat{\boldsymbol{x}} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u} + \boldsymbol{K}_f(\boldsymbol{y} - \boldsymbol{C}\hat{\boldsymbol{x}}) \tag{14}$$

式中：$\boldsymbol{K}_f$ 为滤波器增益矩阵；$\hat{\boldsymbol{x}}$ 为状态变量的估计。

最优滤波器设计亦归结为黎卡提方程求解：

$$\boldsymbol{A}\boldsymbol{S} + \boldsymbol{S}\boldsymbol{A}^T + \boldsymbol{\Xi} - \boldsymbol{S}\boldsymbol{C}^T\boldsymbol{\Theta}^{-1}\boldsymbol{C}\boldsymbol{S} = \boldsymbol{0} \tag{15}$$

$$\boldsymbol{K}_f = \boldsymbol{S}\boldsymbol{C}\boldsymbol{\Theta}^{-1} \tag{16}$$

式中：$\boldsymbol{S}$ 为最优滤波器的黎卡提方程的解。

由分离原理，LQG 问题可分离为最优状态反馈设计和最优状态滤波估计问题[18]，最终框图如图 2 所示。

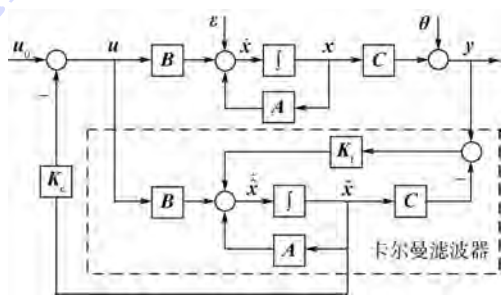


图 2 LQG 方法的估计器实现框图

Fig. 2 Realization block diagram of estimator of LQG method

2.2 滑模观测器

本文使用的观测器是由 Walcott 与 Żak 提出的一种具有 SMC 特点的状态观测器[13]，其状态估计误差满足滑模运动渐近稳定性，观测器的输入具有 SMC 的开关特性。该观测器的一般形式为

北京航空航天大学学报

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + \bar{G}(y - C\hat{x}) + \bar{P}^{-1}C^{\mathrm{T}}F^{\mathrm{T}}\nu \tag{17}$$

$$\nu = \begin{cases} -\gamma(t,y,u)\dfrac{FCe}{\|FCe\|} & FCe \neq 0 \\ 0 & FCe = 0 \end{cases} \tag{18}$$

式中:$\bar{G}$ 为使矩阵 $A_0 = A - \bar{G}C$ 具有稳定特征值的增益矩阵;$\bar{P}$ 为满足 A_0 的 Lyapunov 方程的矩阵;F 为满足式(19)约束的矩阵;ν 为滑模观测器的控制切换输入;$e = \hat{x} - x$ 为估计误差向量;γ 为标量函数,且满足式(20)约束。

$$C^{\mathrm{T}}F^{\mathrm{T}} = \bar{P}B \tag{19}$$

$$\gamma(t,y,u) \geqslant r\|u\| + \alpha(t,y) + \eta \tag{20}$$

式中:r 为可知标量;α 为可知函数;η 为正标量。

假设式(13)中的随机白噪声向量满足式(21),则

$$\varepsilon = B\xi \tag{21}$$

$$\|\xi\| \leqslant r\|u\| + \alpha(t,y) \tag{22}$$

因随机白噪声有界,故满足式(22)的 r 与 α 存在。

该观测器常规设计的难点与关键在于 $\bar{G}$、$\bar{P}$ 矩阵的确定,并且要求满足式(19)约束的 F 矩阵存在。文献[13]提供了算法与说明,但其参数矩阵计算非常繁琐,需多次坐标变换。对比式(17)与式(14)不难发现,该滑模观测器与最优滤波器相比增加了滑模控制切换输入项。当 $\nu = 0$ 时,式(17)将退化为式(14),形式上与最优滤波器兼容。因此,这里提出一种简化的设计流程:

1) 对式(13)的一般运动方程设计最优滤波器,并令滤波器增益 K_{f} 为滑模观测器的 $\bar{G}$ 矩阵。

2) 寻找满足矩阵 $A_0 = A - \bar{G}C$ 的 Lyapunov 方程的 Lyapunov 矩阵对($\bar{P}$,$\bar{Q}_0$)。

$$\bar{P}A_0 + A_0^{\mathrm{T}}\bar{P} = -\bar{Q}_0 \tag{23}$$

3) 利用式(19)约束条件,以 $\bar{P}$、B 矩阵的乘积代替滑模观测器中的 F、C 矩阵乘积项。

该设计流程不需受控对象方程坐标变换,参数矩阵的求解可应用成熟的商业软件,便于实现。但是需注意,该流程理论上无法保证 F 矩阵存在。由于 F、C 矩阵以乘积的形式出现,得到的控制系统实际为半输出反馈、半状态反馈。下文将利用气动弹性的物理背景对控制系统加以处理,使半状态反馈部分的系统状态变量可测。按照上述流程与思路,得到半输出反馈、半状态反馈滑模控制器的闭环系统如图 3 所示。

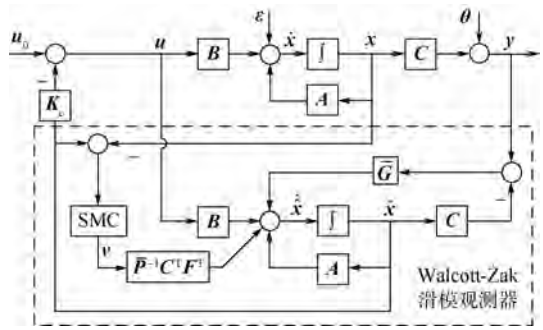


图 3　滑模观测器方法的估计器实现框图(半输出反馈)

Fig. 3　Realization block diagram of estimator of sliding mode observer (half output feedback)

3　数值仿真

以式(9)为目标的最优控制问题中,加权矩阵 $\bar{Q}$、$\bar{R}$ 的选取对设计结果有一定影响。$\bar{Q}$ 反映了对系统状态响应的约束,$\bar{R}$ 反映了对控制输入能量的约束(具体到本文对象,$\bar{R}$ 与舵偏幅值相关)。以控制舵偏输入满足常规舵偏量级为原则,本文的 $\bar{Q}$、$\bar{R}$ 参考值调试选取如下:

$$\bar{Q} = 0.001I_{(n\times n)}, \quad \bar{R} = 5\,000I_{(m\times m)}$$

式中:n 与 m 对应于 x 与 u 的维数。在本文的滑模观测器中,标量函数 γ 需要确定,其取值应满足式(20)约束。为简化设计,本文 γ 取为常值 0.5。

3.1　无噪声干扰时的控制效果

系统开环颤振速度为 37 m/s,在 42 m/s 速度状态进行 AFS 设计与仿真,临界稳定速度提高量约 13.5%。如图 2、图 3 所示构造闭环系统模型,在系统输入端 u_0 处施加图 4 所示脉冲激励。不考虑噪声干扰,时域仿真结果如图 5 ~ 图 7 所示。

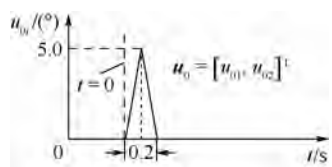


图 4　舵偏指令的三角脉冲激励

Fig. 4　Flap deflection command excited by delta impulse

从仿真结果来看,开环系统在脉冲激励输入下振荡发散,是不稳定的。接入 AFS 控制系统,闭环系统稳定,2 种方法均有效果。并且在无噪声干扰时,LQG 方法与滑模观测器方法设计的控制律得到几乎相同的时域响应。

3.2　随机噪声扰动下的控制效果对比

在系统控制输入指令中加入式(21)形式的状态变量随机噪声干扰 ε。其中,ξ 取为均匀分布、随机白噪声向量,扰动幅度 ±0.3°。计算有噪

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

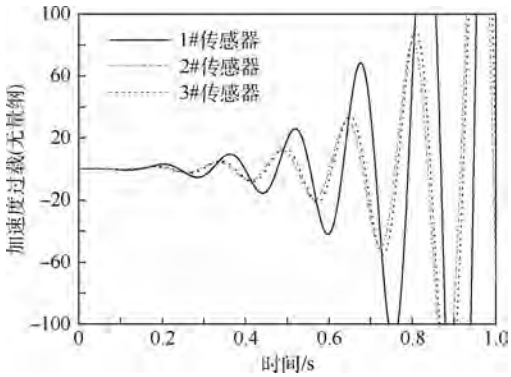


图 5 无控状态开环系统输出响应

Fig. 5 Open-loop output responses of system without control

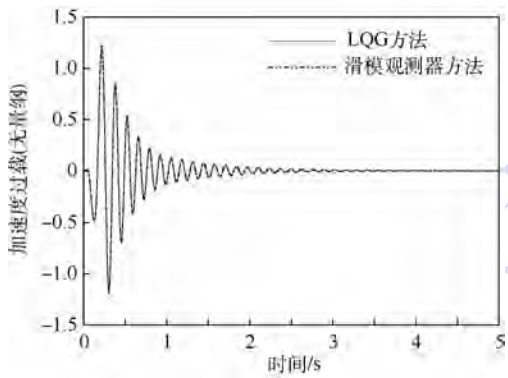


图 6 有控状态闭环系统输出响应(1#传感器)

Fig. 6 Closed-loop output responses of system with control (Sensor No. 1)

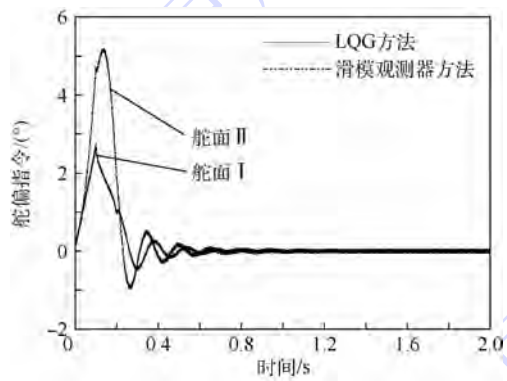


图 7 有控状态的舵偏指令时间历程

Fig. 7 Time histories of flap deflection command with control

声干扰情况下的闭环时域响应。仿真速度状态仍取为 42 m/s(高于颤振速度 13.5%)。

图 8 结果表明,状态变量有噪声干扰时,2 种方法的 AFS 控制系统均使系统稳定。滑模观测器方法的系统响应幅值明显小于 LQG 方法,表现出更好的抗噪能力。图 9 给出外侧舵面的时间响应历程,2 种方法的控制舵偏幅度相当,没有明显差异。但细致观察某一时间段,滑模观测器方法的控制输入中带有滑模观测器产生的高频信号,这是滑模观测器方法与 LQG 方法的主要不同。

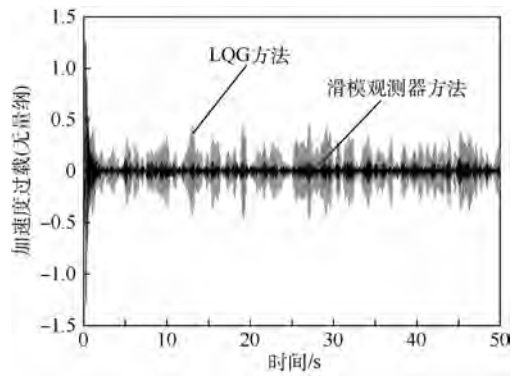


图 8 输入指令有噪声干扰时的闭环响应(1#传感器)

Fig. 8 Closed-loop responses of system with noise disturbance in input commands (Sensor No. 1)

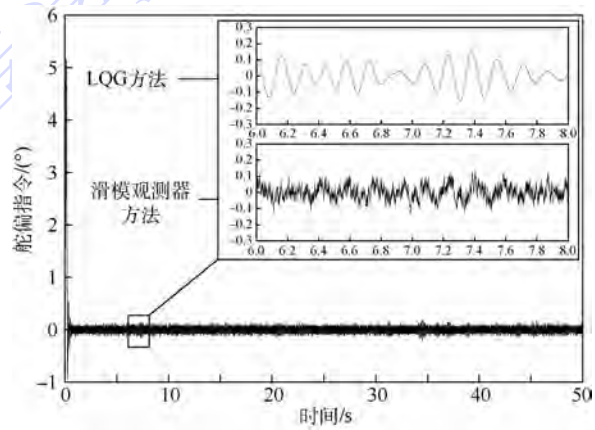


图 9 输入指令有噪声干扰时的舵偏指令时间历程(舵面Ⅱ)

Fig. 9 Time histories of flap deflection command with noise disturbance in input commands (Flap Ⅱ)

3.3 控制系统分析与全输出反馈

3.2 节数值仿真结果表明,图 3 所示基于滑模观测器的控制系统比 LQG 方法具有更好的抗噪能力。但是,半输出反馈、半状态反馈的控制系统仍然需要状态变量作为控制器输入,暂无法用于实际。有必要对控制系统做改进,使其输入全部可测量。

滑模观测器式(18)的控制切换可以表示为

$$\boldsymbol{\nu}(t)=\boldsymbol{L}(t,\boldsymbol{e})\boldsymbol{e}(t) \tag{24}$$

式中:$\boldsymbol{L}(t,\boldsymbol{e})$为控制切换的系数矩阵函数。

式(24)为非线性关系,但每个时刻滑模切换指令 $\boldsymbol{\nu}$ 仍可看作状态估计误差 $\boldsymbol{e}$ 的线性组合。可以认为 $\boldsymbol{\nu}$ 由与 $\boldsymbol{e}$ 相关的各阶分量组成。定义某个时域区间各阶状态变量对滑模切换指令的贡献量为

$$J_{ij}=(t_1-t_0)^{-1}\int_{t_0}^{t_1}\left|L_{ij}(t,\boldsymbol{e})e_j(t)\right|t\mathrm{d}t$$

$$i=1,2,\cdots,m;\quad j=1,2,\cdots,n \tag{25}$$

式中:L_{ij}为矩阵 $\boldsymbol{L}$ 中的元素;e_j 为状态估计误差分量。指标 J_{ij}实际上反映了各阶状态分量在滑模

控制指令中所占有的比重,计算结果见图 10。

计算结果可见,各状态变量对滑模观测器输入指令的贡献量不同,第 18 阶、20 阶状态变量是舵面Ⅰ滑模指令的主项;第 19 阶、21 阶状态变量是舵面Ⅱ滑模指令的主项。这几阶状态变量恰具有明确的物理含义(第 17 ~ 20 阶状态变量分别对应于舵面Ⅰ和舵面Ⅱ的角速度、舵面Ⅰ和舵面Ⅱ的角加速度),因而是可以测量的。由此可将图 3 控制律结构近似改写为全输出反馈形式,见图 11。

采用全输出反馈形式滑模观测器控制结构,在系统控制舵偏指令输入端加入 $-0.3°$ ~ $+0.3°$ 噪声信号,同时在系统输出端加入 $-0.2\,g$ ~ $+0.2\,g$噪声信号。系统时域响应对比如图 12 所示(系统输入、输出信号均有噪声)。可见,滑模观测器控制仍然有效,且动态响应的平稳性优于 LQG 方法。

本文数值仿真迭代均采用 0.001 s 时间步长,模拟闭环物理系统 1 kHz 采样率情形。该采样率对于目前的 PCB 传感器使用带宽而言是可以物理实现的。由于控制指令输入端已考虑舵机系统的动态特性,若不计数据传输过程中的系统延时,闭环系统的实时性主要取决于控制指令解算的实时性。基于当前的计算机硬件求解速度,参考以往同类型气动弹性试验测控系统的物理实现经

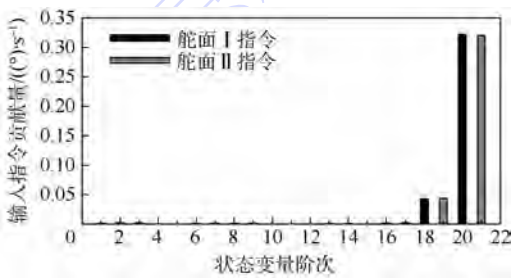


图 10　各阶状态变量对滑模观测器输入指令贡献量

Fig. 10　Contributions of different-order state variables to input commands of sliding mode observer

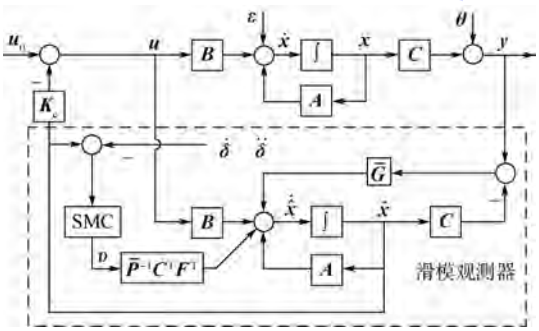


图 11　滑模观测器方法的全输出反馈实现

Fig. 11　Full output feedback realization of sliding mode observer

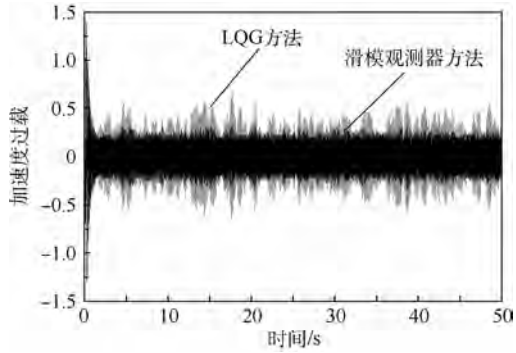


图 12　全输出反馈控制下的输入、输出均有噪声时域响应对比(1#传感器)

Fig. 12　Comparison of time domain responses of system with noise disturbance in both inputs and outputs under full output feedback control (Sensor No. 1)

验[16],试验条件下使控制指令解算速度满足采样率跟随性要求是可行的。

4　结　论

1) 改进的滑模观测器设计流程简单,方法有效,可实现三维机翼的 AFS 控制律设计。

2) 无噪声干扰时,该滑模观测器控制将退化为 LQG 的效果;有噪声干扰时,该方法在抵抗输入、输出噪声方面与 LQG 方法相比具有优势。

3) 利用气动弹性物理背景,可使滑模观测器具有全输出反馈形式,从而理论上可以实现。

参考文献 (References)

[1] THOMPSON G O, KASS G J. Active flutter suppression-An emerging technology[J]. Journal of Aircraft, 1972, 9(3): 230-235.

[2] MUKHOPADHYAY V. Flutter suppression digital control law design and testing for the AFW wind-tunnel model: AIAA-1992-2095[R]. Reston: AIAA, 1992.

[3] NISSIM E. Reduction of aerodynamic augmented states in active flutter suppression systems[J]. Journal of Aircraft, 1991, 28(1): 82-93.

[4] MAHESH J K, STONE C R, GARRARD W L, et al. Control law synthesis for flutter suppression using linear quadratic Gaussian theory[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 1981, 4(4): 415-422.

[5] 吴志刚,杨超. 主动气动弹性机的颤振主动抑制与阵风减缓研究[J]. 机械强度, 2003, 25(1): 32-35.
WU Z G, YANG C. Investigation on active flutter suppression and gust alleviation for an active aeroelastic wing[J]. Journal of Mechanical Strength, 2003, 25(1): 32-35 (in Chinese).

[6] NA S, LIBRESCU L, MARZOCCA P, et al. Aeroelastic response of flapped wing systems using robust estimation methodology: AIAA-2004-1673[R]. Reston: AIAA, 2004.

[7] KIM K W, LEE B, NA S, et al. Comparative analysis of control

北航学报 赠阅

performances applied to a 3-DOFs nonlinear supersonic lifting surface: AIAA-2008-1724[R]. Reston: AIAA, 2008.

[8] LEE K W, SINGH S N. Robust higher-order sliding-mode finite-time control of aeroelastic systems[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2014, 37(5): 1664-1670.

[9] ZHANG H Y, SHI Z K. Variable structure control of catastrophic course in airdropping heavy cargo[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2009, 22(5): 520-527.

[10] 宋晨,吴志刚,杨超. 二元机翼滑模变结构控制颤振主动抑制[J]. 北京航空航天大学学报, 2010, 36(11): 1400-1403.
SONG C, WU Z G, YANG C. Sliding mode variable structure control of flutter suppression for a two-dimensional wing[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2010, 36(11): 1400-1403(in Chinese).

[11] YANG C, SONG C, WU Z G, et al. Application of output feedback sliding mode control to active flutter suppression of two-dimensional airfoil[J]. Science China: Technological Sciences, 2010, 53(5): 1338-1348.

[12] SONG C, WU Z G, YANG C. Active flutter suppression of a two-dimensional airfoil based on sliding mode control method [C]//The 3rd International Symposium on Systems and Control in Aeronautics and Astronautics, Harbin, 2010.

[13] EDWARDS C, SPURGEON S K. Sliding mode control: Theory and applications[M]. London: Taylor & Francis, 1998.

[14] 杨超,吴志刚,万志强,等. 飞行器气动弹性原理[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2011.
YANG C, WU Z G, WAN Z Q, et al. Principles of aeroelasticity for air vehicles[M]. Beijing: Beihang University Press, 2011 (in Chinese).

[15] YURKOVICH R. Status of unsteady aerodynamic prediction for flutter of high-performance aircraft[J]. Journal of Aircraft, 2003, 40(5): 832-842.

[16] 陈磊,吴志刚,杨超,等. 多控制面机翼阵风减缓主动控制与风洞试验验证[J]. 航空学报, 2009, 30(12): 2250-2256.
CHEN L, WU Z G, YANG C, et al. Active control and wind tunnel test verification of multi-control surface wing for gust alleviation[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2009, 30(12): 2250-2256(in Chinese).

[17] 宋晨,杨超,吴志刚. 3 种气动弹性状态空间建模方法的对比[J]. 航空学报, 2007, 28(Sup.): S81-S86.
SONG C, YANG C, WU Z G. Comparison of three aeroelastic state-space modeling methods[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2007, 28(Sup.): S81-S86(in Chinese).

[18] 吴敏,桂卫华,何勇. 现代鲁棒控制[M]. 2 版. 长沙: 中南大学出版社, 2006.
WU M, GUI W H, HE Y. Modern robust control[M]. 2nd ed. Changsha: Central South University Press, 2006(in Chinese).

作者简介:

宋晨 男,博士,讲师。主要研究方向:气动弹性与主动控制、结构强度。

Active flutter suppression design of a wing based on sliding mode observer

SONG Chen[1,2,*], WANG Shiqi[2], YANG Chao[2]

(1. Unmanned System Research Institute, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China;
2. School of Aeronautic Science and Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: Active flutter suppression (AFS) is a worldwide well proposed solution for the flutter of aircraft, which plays an important role in modern aircraft design. Many studies have shed some light on the AFS usage of sliding mode control strategy and the sliding mode observer, acting on two-dimensional wings. Herein, a wind-tunnel model of an actual wing which has two tailing-edge flaps is selected to examine the effectiveness of a low-order sliding mode observer which will be applied to AFS design of 3D wing. This observer has superior performance and distinctive features. However, the traditional complicated design routine limits its application to high-order objects. A new simplified design procedure is proposed by using a gain matrix of the Kalman filter in linear quadratic Gaussian (LQG) method. Then, considering the physical property of aeroelasticity, the new method can be put into practice theoretically. Comparison analyses are given. The results indicate that the sliding mode observer method has a better noise resistance ability than the LQG method.

Keywords: aeroelasticity; active flutter suppression (AFS); linear quadratic optimal control; sliding mode control; sliding mode observer

Received: 2016-05-26; **Accepted:** 2016-06-20; **Published online:** 2016-10-17 09:54

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161017.0954.006.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (11402013); the Fundamental Research Funds for the Central Universities (YWF-14-WRJS-004)

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

北京航空航天大学学报

2017 年 6 月
第43卷 第6期
北京航空航天大学学报
Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics
June 2017
Vol. 43 No. 6

北航学报
赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0473

基于大气光鲁棒估计的无人机图像去雾方法

全下
文载

刘春辉[1,2], 齐越[2], 丁文锐[1,*]

(1. 北京航空航天大学 无人驾驶飞行器设计研究所, 北京 100083;
2. 北京航空航天大学 虚拟现实技术与系统国家重点实验室, 北京 100083)

摘　　要: 针对无人机(UAV)获取的图像易受雾、霾等天气影响导致图像质量降低的问题,本文提出一种基于大气光鲁棒估计的无人机图像去雾方法。首先,选取具有不同表面反照率的像素块,得到各个图像块的像素直线,利用各条像素直线与大气光共面的性质,估计得到大气光的方向;然后,利用无人机对地成像时图像各像素点的景深相似的特点,定义了图像的全局透射率,通过全局透射率和各像素直线在大气光方向上的投影计算得到大气光幅度;最后,通过对雾天图像模型进行变换得到无雾图像。为使本文方法适用于不同类型的图像,采用了自动调整图像块尺寸和条件阈值等措施来提高方法的鲁棒性。通过真实无人机图像的去雾实验证明,相比现有的图像去雾方法,本文方法在去雾的视觉效果和客观评价指标上都有较大的提升。

关　键　词: 图像去雾; 大气光估计; 表面反照率; 全局透射率; 图像质量评价
中图分类号: TN911.73
文献标识码: A　　**文章编号**: 1001-5965(2017)06-1105-07

近年来,无人机(UAV)作为一种新型的航空对地观测平台在民用遥感和军事侦察等领域发挥了越来越重要的作用。然而,在雾、霾等不良天气条件下,由于大气中气溶胶的散射作用,使得大气能见度降低,严重影响了对地观测图像的质量和清晰度,使图像的基本信息特征失真受损,进而影响无人机图像的目标识别、检测等后期任务。因此,在无人机对地观测领域,对获取的图像进行去雾处理有着重要的理论研究和应用价值。

图像去雾方法可以分为两大类:基于图像处理的雾天图像增强方法[1]和基于物理模型的雾天图像复原方法[2]。图像增强方法不考虑图像降质的原因,能提高雾天图像对比度,突出图像细节,然而对图像信息会造成一定损失。图像复原方法针对雾天图像降质过程,建立退化物理模型,反演退化过程,进而获得无雾图像[3]。基于物理模型的图像去雾方法得到的去雾效果更自然,信息损失较少,该类方法成为当前图像去雾领域研究的热点。

基于物理模型的图像去雾方法首先估计大气光和透射率,然后计算得到无雾图像。当前在估计介质透射率上已有大量的研究成果,而这些方法在大气光向量通常选取图像上的"最亮点"或者利用简单的规则来计算[4]。然而,不准确的大气光强会导致去雾后图像色彩的失真[5],因此如何准确估计雾天图像中的大气光越来越受到国内外研究人员的重视。其中,Narasimhan 和 Nayar[6]提出了一种用户交互的去雾方法,该方法需要用户选取一组颜色相同但景深不同的区域。Fattal[7]提出了一种用户辅助的方法,用户需要选

收稿日期: 2016-06-02; **录用日期**: 2016-06-20; **网络出版时间**: 2016-08-30 16:22
网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160830.1622.004.html
基金项目: 国家自然科学基金(61521091,61272348,61572054)
* **通讯作者**: E-mail: ding@buaa.edu.cn

引用格式: 刘春辉, 齐越, 丁文锐. 基于大气光鲁棒估计的无人机图像去雾方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(6): 1105-1111. LIU C H, QI Y, DING W R. A haze removal method for unmanned aerial vehicle images based on robust estimation of atmospheric light[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(6): 1105-1111 (in Chinese).

北航学报 赠阅

取若干个不同反照率的图像块,将包含所选图像块内像素的 RGB 平面相交估计得到大气光强。此后,Fattal 等[8]又提出了一种自动估计大气光强的方法,该方法继承了文献[7]所述的方法,通过设置选取条件自动选取不同反照率的图像块,并通过最小化透射率和表面反照率之间的相关性来估计大气光的幅度。Tan[9]假设图像中最亮的像素为饱和状态并依此估计大气光。在 He 等[10]提出的暗通道方法中,大气光从最亮区域的像素同时也是暗通道中较亮区域的像素估计得到,这种不准确的大气光估计方法直接导致该方法得到的介质透射率是不准确的。Tarel 和 Hautiere[11]根据灰色实际假设首先对图像进行白平衡,然后利用纯白大气光向量 $\boldsymbol{A}=[1,1,1]$ 进行去雾。

对于无人机拍摄的航空图像而言,由于飞行高度大多在几百米或上千米[12],地物高度差几乎可以忽略不计,因此获取的图像景深可以看为常数,当前方法的诸多假设条件已不再成立。另外,无人机对地观测图像通常不包含天空,因此不能通过简单选取像素的方法估计大气光。本文根据无人机对地观测时的成像特点,提出了自动估计单幅有雾无人机图像的大气光估计方法,进而计算得到无雾图像。与现有的户外图像去雾方法相比,本文方法对于无人机图像去雾具有更好的效果。

1 大气光方向的估计

1.1 大气光方向估计原理

基于物理模型的图像去雾方法常采用以下模型表示雾天图像[3]:

$$\boldsymbol{I}(x)=\boldsymbol{J}(x)t(x)+\boldsymbol{A}(1-t(x)) \tag{1}$$

式中:$\boldsymbol{I}$ 为雾天图像;$\boldsymbol{J}$ 为无雾图像;$\boldsymbol{A}$ 为大气光向量;t 为介质透射率;x 为像素点的位置。

对于无人机成像而言,大多数情况是垂直向下或近似垂直向下成像的[13]。在这种情况下,可以认为无人机图像中各个像素点的介质透射率相同,定义这一常数介质透射率为图像的全局透射率,记为 t_0。因此,无人机图像雾天模型可表示为

$$\boldsymbol{I}(x)=\boldsymbol{J}(x)t_0+\boldsymbol{A}(1-t_0) \tag{2}$$

可以通过设置规则[8]自动选取图像中若干个不同反照率[5]的图像块,满足如下方程:

$$\boldsymbol{I}(x)=l'(x)\boldsymbol{R}_i t_0+\boldsymbol{A}(1-t_0)=l(x)\boldsymbol{R}_i+\boldsymbol{A}(1-t_0) \tag{3}$$

对比式(2)和式(3)可知,无雾图像 $\boldsymbol{J}(x)$ 被分解为 $\boldsymbol{J}(x)=l'(x)\boldsymbol{R}_i$,$l'(x)$ 为反射光强度的标量,$\boldsymbol{R}_i$ 为第 i 个图像块的反照率向量。图像块的反照率可以认为是该图像块主体颜色的 RGB 向量,同一物体通常具有相同的反照率,其不同光照部分(如阴影部分和光照部分)具有不同的反射光强度。

式(3)将 $l'(x)$ 和 t_0 合并为 $l(x)$,则 $\boldsymbol{J}(x)=l(x)\boldsymbol{R}_i$。可知,通过适当选取可以得到如下无雾图像块:该图像块上的大部分像素点处在同一条直线上,这条直线的方向为该图像块反照率向量 $\boldsymbol{R}_i$ 的方向。进一步分析可知,满足式(3)的图像块 $\boldsymbol{I}(x)$ 上的像素点处在反照率向量 $\boldsymbol{R}_i$ 和大气光向量 $\boldsymbol{A}$ 张成的 RGB 平面上。这一原理可以估计大气光的方向:从一幅图像中选取 2 个或以上满足式(3)的图像块,大气光向量 $\boldsymbol{A}$ 的方向 $\vec{A}$ 即为这 2 个(或以上)图像块所在 RGB 平面的交线。

以图 1 的户外图像为例说明该方法。图 1 中:图像各个方框部分为选取不同反照率的图像块。图 2 为各图像块(选取 4 个)中的归一化像素值及其拟合成的直线,其坐标为归一化像素值。图 3 为各图像块拟合成的直线,选取各条直线拟合交点(垂直视图)的方向作为大气光方向的估计值。

1.2 自动选取图像块

将一幅尺寸为 $M\times N$ 的图像划分为 $M\times N/m^2$ 个 $m\times m$ 的图像块,可通过设置约束条件来自动从这些图像块中选取满足式(3)的图像块。假设 $\lambda_1\geqslant\lambda_2\geqslant\lambda_3$ 为图像块经过 PCA 分解[14]后 3 个最大的特征值,这些约束条件如下[8]:

1) 最大主成分向量应为非负,即图像块表面反照率向量应为非负。

2) 图像块中不应包含边缘,可利用边缘检测算子(本文采用 Sobel 算子)滤除包含边缘的图像块。

3) 单一的最大特征值,即要求最大特征值 λ_1 大于某一阈值 $\tau_1(\lambda_1>\tau_1)$。

4) PCA 矩阵为一阶,即要求最大特征值 λ_1 与第二大特征值 λ_2 的比值大于某一阈值 $\tau_2(\lambda_1/$

图 1 户外图像示例

Fig. 1 Sample outdoor image

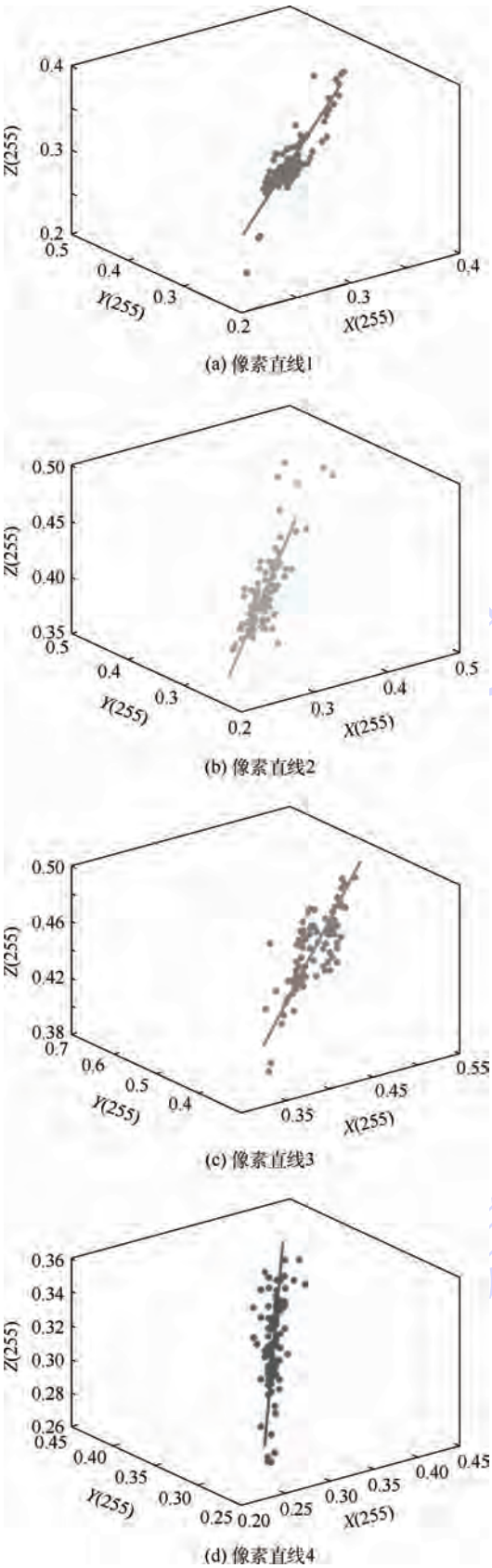


图 2　图像块中的像素直线

Fig. 2　Pixel lines in image patches

$\lambda_2 > \tau_2$)。

5) 图像块所在直线不应经过原点,即要求直线距原点的最小欧氏距离 distance 大于某一阈值 τ_3 (distance $> \tau_3$)。

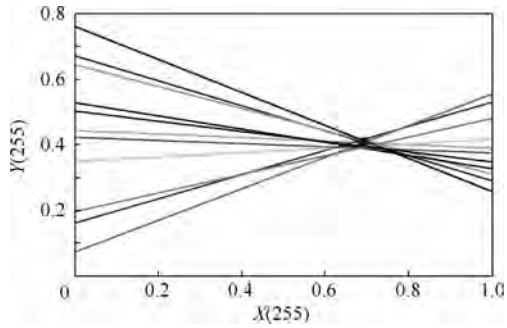


图 3　各条像素直线及其交点

Fig. 3　Pixel lines and their intersection

通过上述 5 个约束条件,可以筛选出满足式(3)的图像块:该图像块的颜色基本一致,且不包含边缘。

在得到若干个这样的图像块后,计算各个图像块主体颜色的 RGB 向量,进而得到各向量所在直线的交点,原点到交点的向量方向即为大气光方向 $\vec{A}$。

2　大气光幅度的估计

2.1　全局透射率的范围

对于一般户外图像而言,每个像素点 x 对应的透射率为[15]

$$t(x) = e^{-\beta d(x)} \tag{4}$$

式中:β 为大气散射系数;$d(x)$ 为像素点 x 的景深。

对于无人机图像来讲,大气散射系数 β 随雾的浓度变化[15],对于单张含雾无人机图像而言,β 很难估计准确。由于景深 $d(x)$ 数值较大且图像全部像素近似相等,全局透射率 t_0 通常为数值接近 0 的小数,也有文献[8]直接假定距离较远处物体的介质透射率为 0.01。不失一般性,无人机图像的全局透射率可设置为 $t_0 = \varepsilon (0 < \varepsilon \leqslant 0.01)$。

2.2　计算大气光幅度

将大气光向量 $\boldsymbol{A}$ 写为其方向 $\vec{A}$ 和幅度 $\|\boldsymbol{A}\|$ 的乘积 $\boldsymbol{A} = \vec{A}\|\boldsymbol{A}\|$,则式(3)可改写为

$$\boldsymbol{I}(x) = l(x)\boldsymbol{R}_i + \vec{A}\|\boldsymbol{A}\|(1 - t_0) \tag{5}$$

由式(5)可知,图像块 $\boldsymbol{I}(x)$ 所在直线在向量 $\boldsymbol{R}_i$ 和 $\vec{A}$ 上的投影分别为 $l(x)$ 和 $\|\boldsymbol{A}\|(1 - t_0)$,而 $\|\boldsymbol{A}\|$ 和 $(1 - t_0)$ 均为固定值,因此可以得到如下结论:在理想条件下,满足式(3)的图像块在大气光方向上的投影 $\|\boldsymbol{A}\|(1 - t_0)$ 相等。

利用上述结论可以进行大气光幅度的估计:根据 1.2 节的约束条件,选取 P 个图像块的像素直线,分别计算各条像素直线在 $\vec{A}$ 上的投影量,通过对各投影值取其均值,可以鲁棒性地估计得

到$\|\boldsymbol{A}\|(1-t_0)$的值，将该均值除以$1-t_0$，便可以求出大气光幅度$\|\boldsymbol{A}\|$。

2.3 获得去雾图像

本文方法的基本流程如图 4 所示。对于一幅含雾图像$\boldsymbol{I}(x)$，首先采用 1.2 节介绍的方法自动选取图像块，然后基于1.1节的大气光方向估计原理得到大气光方向$\vec{A}$；通过设置全局透射率t_0，利用 2.2 节的大气光幅度计算方法得到大气光的幅度$\|\boldsymbol{A}\|$；最终的无雾图像$\boldsymbol{J}(x)$可以通过对式(2)进行变换得到：

$$\begin{cases}\boldsymbol{A}=\vec{A}\|\boldsymbol{A}\| \\ \boldsymbol{J}(x)=(\boldsymbol{I}(x)-\boldsymbol{A})/t_0+\boldsymbol{A}\end{cases} \tag{6}$$

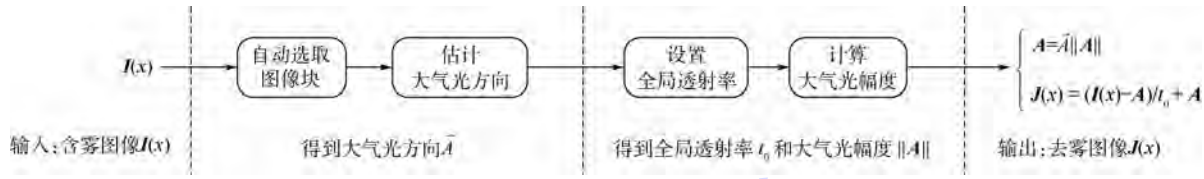


图 4 本文方法的基本流程

Fig. 4 Basic flow of proposed method

3 提高方法鲁棒性的措施

本文方法的鲁棒性指对不同飞行高度、尺寸和地物特点的无人机图像均可以获得较准确的大气光估计。对上述方法流程加入如下措施以提高其鲁棒性。

3.1 自动调整图像块尺寸

从输入图像中选取满足式(3)的图像块是估计大气光方向$\vec{A}$和幅度$\|\boldsymbol{A}\|$的关键，其具体做法是：根据 1.2 节约束条件 1)排除表面反照率向量应为负的图像块，并避免所选的图像块包含边缘。为了保证这一点，采用自适应调整图像块尺寸的方法：首先利用 10×10 的尺寸选取图像块，判断满足前 2 个约束条件的图像块数量是否超过 100，如果没有超过，则将图像块尺寸缩减为 9×9 重新进行选取，如果超过，则结束选取。当缩减后的图像块数量仍然没有超过 100，则继续缩减图像块尺寸，直至满足条件。为了保证图像块内具有足够多的像素点，图像块最小尺寸设置为 6×6，若缩减到此最小尺寸仍没有 100 个满足条件的图像块，则以最终获得的图像块数量为准。

3.2 自动调整条件阈值

为使本文方法鲁棒性增强，采取自适应方法调整 1.2 节中的阈值τ_1、τ_2和τ_3，具体步骤如下：

1) 根据 1.2 节约束条件 3)～约束条件 5)对上面获得的 100 个图像块分别单独排序，每一种条件选取 50 个图像块，形成一个图像块备选集，并记录初始的τ_1、τ_2和τ_3。

2) 从图像块备选集中提取同时满足条件阈值τ_1、τ_2和τ_3的图像块，排序得到前 10 个图像块(即$P=10$)。若同时满足的图像块数目少于 10，则将阈值τ_1、τ_2和τ_3分别降低 5% 再进行判断。

3) 根据获得的 10 个图像块计算其像素所在的直线，得 10 条直线的交点(两两相交后交点取均值)，大气光方向$\vec{A}$为原点到交点的单位向量。这 10 个图像块也用于估计大气光幅度$\|\boldsymbol{A}\|$。

4 实验结果与分析

4.1 数据源

为了验证本文方法的去雾性能，选用某型无人机在 1 000、3 000 和 5 000 m 飞行高度不同时间(天气条件不同)拍摄的 3 幅含雾数码照片作为实验图像源，其尺寸分别为 512×500、1 392×1 040和 1 392×1 040，如图 5(a)～图 5(c)所示。

4.2 大气光估计

为了验证全局透射率设置对大气光估计的

(a) 1 000 m飞行高度 (b) 3 000 m飞行高度 (c) 5 000 m飞行高度

图 5 实验图像源

Fig. 5 Experimental images

影响，实验中分别设置 3 组全局透射率 t_0 为 0.01、0.005 和 0.001。

从表 1 可以看出，对于范围在(0,0.01)之间的全局透射率，随着其取值的变化，估计得到的大气光的方向相同，而幅度变化微乎其微。这是由于在计算大气光幅度 $\|\boldsymbol{A}\|$ 时，利用到 $\|\boldsymbol{A}\|(1-t_0)$ 的均值，当 $t_0=\varepsilon(0<\varepsilon\leqslant 0.01)$ 时，$1-t_0\approx 1$，因此 $\|\boldsymbol{A}\|(1-t_0)$ 可近似视为 $\|\boldsymbol{A}\|$。对于高空拍摄的无人机图像，通常可设置 t_0 为数值较小的固定值，实验中取 $t_0=0.01$。

4.3　去雾效果评价

为评估本文方法的有效性，利用主观评价和客观评价 2 种方法分别对去雾效果进行评估。作为对比，选取 3 种经典的去雾方法（Fattal 等[8]方法、Tan[9]方法和 He 等[10]方法）与本文方法进行比较，实验结果如图 6 ~ 图 8 所示。

在主观评价方面，从图 6 ~ 图 8 的去雾结果可以看出，文献[9]方法的去雾结果出现明显的“光晕”效果，图像细节也变得模糊；文献[8]方法虽然增强了图像的对比度，但图像部分区域出现了颜色的过饱和现象；文献[10]方法虽然获得了较好的去雾效果，但由于简单地选取了“最亮像素”为大气光，使得去雾后图像亮度偏暗，图像细节变得模糊；相比而言，本文方法既有效地增强了图像的对比度，也较好地保护了图像细节，获得优良的去雾效果。

在客观评价方面，本文主要针对去雾图像的对比度和颜色保真度进行客观评估。其中，对比度评价指标采用 Hautiere 等[16]提出的新增可见边比 e 和图像去雾前后可见边梯度比 $\bar{r}$，其表达式如下：

$$\begin{cases} e=(n_r-n_0)/n_0 \\ \bar{r}=\bar{g}_r/\bar{g}_0 \end{cases} \tag{7}$$

式中：n_0 和 n_r 分别为有雾图像和去雾图像中可见边的数目；$\bar{g}_r$ 为去雾图像的平均梯度；$\bar{g}_0$ 为含雾图像的平均梯度。通常，e 和 $\bar{r}$ 较大，表面去雾后的图像边缘强度较大，数量较多。

在去雾图像颜色保真度评价方面，本文采用

表 1　大气光向量估计结果

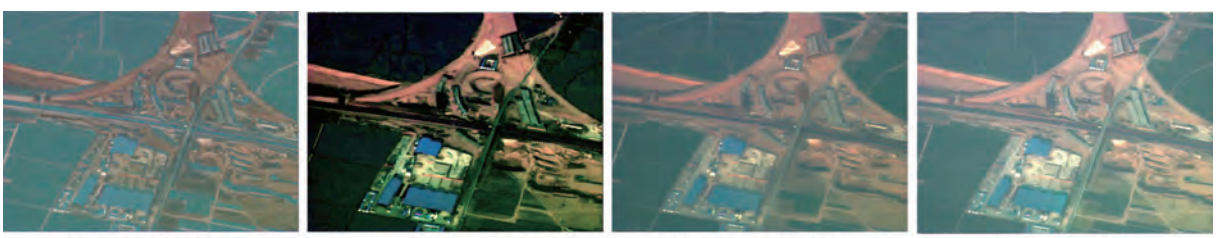
Table 1　Estimation results of atmospheric light vector

t_0	图 5(a)		图 5(b)		图 5(c)	
	方向	幅度	方向	幅度	方向	幅度
0.01		319.33		412.51		390.89
0.005	(0.0815,0.558,0.5235)	319.67	(0.6189,0.6044,0.5024)	412.69	(0.6538,0.5897,0.4744)	391.15
0.001		319.91		413.16		391.24

(a) 文献[9]方法结果　(b) 文献[8]方法结果　(c) 文献[10]方法结果　(d) 本文方法结果

图 6　图 5(a)采用不同方法去雾效果对比结果

Fig. 6　Comparative results of Fig. 5(a) by dehazing with different methods



(a) 文献[9]方法结果　(b) 文献[8]方法结果　(c) 文献[10]方法结果　(d) 本文方法结果

图 7　图 5(b)采用不同方法去雾效果对比结果

Fig. 7　Comparative results of Fig. 5(b) by dehazing with different methods

北航学报 赠阅

色调保真度作为评价指标进行度量，这里色调保真度采用 Jobson 等[17]提出的基于图像统计特征的度量参数 H，其代表色调变化，定义为

$$H = \mathrm{abs}\left(\frac{\mathrm{mean}(H_{\mathrm{out}}(x)) - \mathrm{mean}(H_{\mathrm{in}}(x))}{\mathrm{mean}(H_{\mathrm{in}}(x))}\right) \quad (8)$$

式中：abs(·)表示对所有元素取绝对值；mean(·)表示对所有元素取均值；$H_{\mathrm{in}}(x)$和 $H_{\mathrm{out}}(x)$分别为去雾前后彩色图像在 HSV 空间中的色调分量。通常，H 值越小，去雾后的色调保真度越高。

表2给出了4种方法去雾后的量化评价结果。可以看到，与其他 3 种方法相比，本文方法获得了最低的 e 和$\bar{r}$值，以及最高的 H 值，说明本文方法获得了较强的纹理细节保护能力和颜色保真能力；文献[10]方法在 H 值上与本文方法相似，说明其颜色保真效果较好，但 e 和$\bar{r}$值较本文方法有较大差距；文献[9]方法的量化指标最差，e 和$\bar{r}$均较低，H 值较高；文献[8]方法虽然在量化指标上较文献[9]方法有所提升，但由于出现颜色的过饱和现象，与文献[10]方法和本文方法相比，各量化指标均不够理想。

(a) 文献[9]方法结果 (b) 文献[8]方法结果 (c) 文献[10]方法结果 (d) 本文方法结果

图 8 图 5(c)采用不同方法去雾效果对比结果

Fig. 8 Comparative results of Fig. 5(c) by dehazing with different methods

表 2 几种方法的量化结果

Table 2 Quantitative results of several methods

图像源	文献[9]方法			文献[8]方法			文献[10]方法			本文方法		
	e	$\bar{r}$	H	e	$\bar{r}$	H	e	$\bar{r}$	H	e	$\bar{r}$	H
图 5(a)	0.02	1.28	0.1231	0.04	1.33	0.0978	0.05	1.34	0.145	0.06	1.48	0.1131
图 5(b)	0.03	1.45	0.0812	0.03	1.55	0.086	0.06	1.73	0.052	0.08	2.12	0.0433
图 5(c)	0.06	1.86	0.0842	0.07	1.56	0.077	0.06	2.04	0.0342	0.08	2.72	0.0256

5 结 论

1）本文提出的无人机图像去雾方法获得了较好的去雾性能，与现有方法相比，无论从主观视觉上还是客观评价指标上均有较大提升。

2）本文方法在计算大气光向量方向和幅度的过程中，充分利用了图像本身的信息，同时还考虑到不同图像的差异性，采取了自动调整图像块尺寸和条件阈值的方法来增强方法的鲁棒性。

3）本文方法在计算大气光幅度时的约束条件是整幅无人机图像景深相似，但这一条件并不适用于无人机进行大倾斜角度成像[18]的情况，因此，笔者下一步的工作是将无人机姿态和飞行高度作为输入参数纳入方法设计中，以增强本文方法的适用范围。

参考文献（References）

[1] 刘海波，杨杰，吴正平，等. 基于暗通道先验和 Retinex 理论的快速单幅图像去雾方法[J]. 自动化学报，2015，41(7)：1264-1273.
LIU H B, YANG J, WU Z P, et al. A fast single image dehazing method based on dark channel prior and Retinex theory[J]. Acta Automatica Sinica, 2015, 41(7): 1264-1273 (in Chinese).

[2] 张登银，鞠铭烨，王雪梅. 一种基于暗通道先验的快速图像去雾算法[J]. 电子学报，2015，43(7)：1437-1443.
ZHANG D Y, JU M Y, WANG X M. A fast image haze removal algorithm using dark channel prior[J]. Acta Electronica Sinica, 2015, 43(7): 1437-1443 (in Chinese).

[3] NARASIMHAN S G, NAYAR S K. Vision and the atmosphere [J]. International Journal of Computer Vision, 2002, 48(3): 233-254.

[4] 周雨薇，陈强，孙权森，等. 结合暗通道原理和双边滤波的遥感图像增强[J]. 中国图象图形学报，2014，19(2)：313-321.
ZHOU Y W, CHEN Q, SUN Q S, et al. Remote sensing image enhancement based on dark channel prior and bilateral filtering [J]. Journal of Image and Graphics, 2014, 19(2): 313-321 (in Chinese).

[5] LAI Y H, CHEN Y L, CHIOU C J, et al. Single-image dehazing via optimal transmission map under scene priors [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, 2015, 25(1): 1-14.

[6] NARASIMHAN S G, NAYAR S K. Contrast restoration of weather degraded images [J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 2003, 25(6): 713-724.

[7] FATTAL R. Single image dehazing[J]. ACM Transactions on Graphics,2008,27(3):1-9.

[8] SULAMI M,GLATZER I,FATTAL R,et al. Automatic recovery of the atmospheric light in hazy images[C]//2014 IEEE International Conference on Computational Photography (ICCP). Piscataway,NJ:IEEE Press,2014:1-11.

[9] TAN R T. Visibility in bad weather from a single image[C]// IEEE Conference Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway,NJ:IEEE Press,2008:1-8.

[10] HE K,SUN J,TANG X. Single image haze removal using dark channel prior[J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence,2011,33(12):2341-2353.

[11] TAREL J P,HAUTIERE N. Fast visibility restoration from a single color or gray level image[C]//IEEE 12th International Conference on Computer Vision. Piscataway,NJ:IEEE Press,2009:2201-2208.

[12] 姚鹏,王宏伦,刘畅.基于动态流体扰动原理的三维滚动航路规划[J].北京航空航天大学学报,2015,41(12):2280-2287.
YAO P,WANG H L,LIU C. Three-dimensional rolling path planning via dynamic fluid disturbance[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2015,41(12):2280-2287(in Chinese).

[13] LIU S,LI H,YUAN Y,et al. A method for uav real-time image simulation based on hierarchical degradation model[J]. Advances in Intelligent Systems and Computing,2014,277:221-232.

[14] MATEOS G,GIANNAKIS G B. Robust PCA as bilinear decomposition with outlier-sparsity regularization[J]. IEEE Transactions on Signal Processing,2012,60(10):5176-5190.

[15] MCCARTNEY E J. Optics of the atmosphere:scattering by molecules and particles[M]. New York:Wiley,1976.

[16] HAUTIERE N,TAREL J P,AUBERT D,et al. Blind contrast enhancement assessment by gradient ratioing at visible edges[J]. Image Analysis and Stereology,2008,27(2):87-95.

[17] JOBSON D J,RAHMAN Z,WOODELL G A. Statistics of visual representation[C]//Proceedings of the 2002 Visual Information Processing XI. Bellingham:SPIE,2002:25-35.

[18] HUANG Y,DING W,LI H. Haze removal for UAV reconnaissance images using layered scattering model[J]. Chinese Journal of Aeronautics,2016,29(2):502-511.

作者简介:

刘春辉　男,博士研究生,工程师。主要研究方向:数据链、自适应信号处理和图像处理。

丁文锐　女,博士,研究员,博士生导师。主要研究方向:数据链、计算机视觉和人工智能。

A haze removal method for unmanned aerial vehicle images based on robust estimation of atmospheric light

LIU Chunhui[1,2], QI Yue[2], DING Wenrui[1,*]

(1. Research Institute of Unmanned Aerial Vehicle, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China;
2. State Key Laboratory of Virtual Reality Technology and System, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: Aimed at the problem that the quality of the images acquired by unmanned aerial vehicle (UAV) is easily reduced due to the fog or haze weather, a haze removal algorithm for UAV images based on robust estimation of atmospheric light was proposed. The proposed algorithm selects image patches with different surface reflectance rate to obtain the pixel line of each patch. Using the properties that all the pixel lines are coplanar with the atmospheric light, the orientation of the atmospheric light vector was calculated. Based on the fact that scene depths of each pixel in the image are similar, the global transmittance is defined. The amplitude of the atmospheric light and the dehazed image are obtained using the global transmittance and projection of the pixel lines on the direction of the atmospheric light. In order to apply this method to different types of images, the measures of automatic adjustment of image block size and condition threshold were adopted to improve the robustness of the algorithm. The experimental results with the real UAV images show that the proposed algorithm has a great improvement in the visual effect and objective evaluation index compared with the existing methods.

Keywords: image haze removal; estimation of atmospheric light; surface reflectance rate; global transmittance; image quality assessment

Received: 2016-06-02; **Accepted**: 2016-06-20; **Published online**: 2016-08-30 16:22

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160830.1622.004.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61521091, 61272348, 61572054)

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

北京航空航天大学学报

2017 年 6 月
第43卷 第6期
北京航空航天大学学报
Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics
June 2017
Vol. 43 No. 6

北航学报
赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0745

基于双模冗余的胚胎电子细胞阵列在线故障检测

全下
文载

李丹阳，蔡金燕，孟亚峰*，朱赛

（军械工程学院 电子与光学工程系，石家庄 050003）

摘　　要：针对胚胎电子细胞阵列在线故障检测设计困难、检测率低、检测率难以准确计算等问题，提出了一种基于双模冗余的在线故障检测方法和一种基于电路等价性验证的故障检测率分析方法。设计了一种适用于查找表型功能单元的新型检测器，并开发了自动化设计程序。针对单固定型故障，将电路转变为待验证电路，再通过故障注入和等价性验证，可以快速精确地计算电路的故障检测率。仿真实验选取16个不同规模的标准电路，分别映射在胚胎电子细胞阵列中，分析了双模冗余后面积、延时变化情况和双模冗余的故障检测率。仿真结果给出了较为详细的面积消耗、电路延时和故障检测率等数据，并验证了本文方法具有很高的故障检测率。

关　键　词：胚胎电子细胞阵列；在线故障检测；双模冗余；自动化设计；等价性验证

中图分类号：TP302.8

文献标识码：A　　**文章编号**：1001-5965(2017)06-1112-11

胚胎电子细胞阵列是一种新型的具有故障自检测和自修复能力的高可靠性硬件。在环境恶劣，人工维修难以开展以及对任务要求严苛，需要电子设备长时间连续可靠运行的领域，如深海、深空、强辐射等领域，具有广阔的应用前景。

自胚胎电子细胞阵列的概念提出以来，阵列内故障的实时在线检测问题一直是一个亟待解决的关键性问题。国内外众多学者针对这个问题开展了大量的研究，总结目前已有的故障检测方法，主要的设计思路可分为4类：

1）第1类设计思路是细胞内或细胞间特定模块的局部检测。比如针对功能模块的双模冗余(Dual Modular Redundancy, DMR)检测[1-2]，针对存储模块的故障检测[3-5]，针对细胞间连线的冗余检测[6]，或者单个电子细胞的双模冗余检测[7]等。采用这类局部检测方法可以有效检测细胞内部及细胞间的各类资源故障，但是细胞结构需要根据具体的检测目标进行特定的设计，因此检测能力受到电子细胞结构的影响，而且细胞中的故障检测单元往往较少考虑自身的自检问题。

2）第2类设计思路是采用外部检测资源对胚胎电子细胞阵列的输入输出进行实时检测。比如文献[8]等。这种方法对外部检测资源的要求很高，当电路规模很小时，比较有效，但随着电路规模增大，尤其当胚胎电子细胞阵列实现时序逻辑电路功能时，输入输出序列千变万化。如果完全记录这些状态，需要消耗很大的存储资源，如果采用免疫学习、神经网络等方法，则需要很长的学习时间。因此这种方法受到胚胎电子细胞阵列规模的限制，而且过分依靠外部资源，对胚胎电子细胞阵列本身的空闲资源利用不足。

3）第3类设计思路是在阵列内设计在线BIST(Built-In Self-Test)结构[9-11]。比较有代表性的有原核电子细胞阵列结构[11-12]和充分利用电

收稿日期：2016-09-19；**录用日期**：2016-12-23；**网络出版时间**：2017-01-11 14:14
网络出版地址：www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170111.1414.001.html
基金项目：国家自然科学基金（61372039，61601495）
* **通讯作者**：E-mail：myfrad@163.com

引用格式：李丹阳，蔡金燕，孟亚峰，等. 基于双模冗余的胚胎电子细胞阵列在线故障检测[J]. 北京航空航天大学学报，2017，43(6)：1112-1122. LI D Y, CAI J Y, MENG Y F, et al. Online fault detection based on dual modular redundancy for embryonics array[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(6): 1112-1122 (in Chinese).

北航学报 赠阅

子细胞阵列可重构特性的 Roving STARs[13] 方法。基于原核电子细胞结构的原核电子细胞阵列采用链式的数据总线结构,具有很强的故障检测能力,但是检测能力受原核电子细胞结构、细胞连接资源结构以及周围细胞结构限制,通用性不强。以 Roving STARs 为代表的另一种在线 BIST 方法,通过不断地循环配置,将电子阵列中一定区域的电子细胞配置成为由测试图形产生器(Test Pattern Generator, TPG)、输出响应分析器(Output Response Analyzer, ORA)和被测单元(Block Under Test, BUT)构成的 BIST 结构,实现电子阵列的在线故障检测。这种方法充分利用了电子细胞阵列的可重构特性,具有硬件资源消耗少、检测能力强等优点,但是存在故障检测时间长、对电路性能影响大、对重构控制单元要求高等不足。

4) 第 4 类设计思路与以上 3 种方法有很大不同,其充分利用电子细胞阵列内的空闲资源,在电路映射阶段,自动生成一种在线故障检测结构,实现阵列内故障的实时在线检测。这种方法以文献[14]为代表,与以上 3 种方法相比,具有许多潜在的优势。与第 1 种方法相比,故障检测能力与电子细胞的具体结构无关,仅与映射生成的在线故障检测结构相关,设计良好的在线故障检测结构,不仅能够检测单个细胞或细胞间的局部故障,而且可以对整个工作电子细胞区域进行检测,故障覆盖率、检测率更高。与第 2 种方法相比,充分利用电子细胞阵列内部的空闲资源,生成检测结构的过程中不需要先验知识的学习,对于被测电路的类型和规模没有限制,可扩展性很强,适用于大规模组合和时序电路,而且对于外部检测资源的要求非常低。与第 3 种方法相比,可以实现故障的实时检测,检测在电路正常工作时进行,对电路性能影响小,而且不需要额外的计算和控制资源。因此,这种设计思路具有一定的研究价值和良好的研究前景,但是文献[14]仅针对组合电路进行了研究,没有研究时序电路的情况,所采用的奇偶校验码(parity code)与波格码(Berger code),故障覆盖率有待提高,而且逻辑综合的过程并不能保证电路的全自检(Totally Self-Checking, TSC)特性 100% 实现。

本文受第 4 类设计思路的启发,提出了一种基于双模冗余的在线故障检测方法。首先,分析了双模冗余的故障检测结构所具有的特点及优势,并针对胚胎电子细胞中的查找表(Look Up Table, LUT)型功能单元,设计了专门的检测器,同时,为了提高设计效率,给出了双模冗余检测结构的自动化设计方法;然后,为了对双模冗余检测结构对单固定型故障的检测能力进行更详细的分析,提出了一种基于电路等价性验证的故障检测率分析方法;最后,分别选取了 8 个不同规模的组合和时序标准电路进行仿真,仿真结果显示了这些电路在双模冗余后面积、延时等指标的变化,并证明了这些双模冗余电路对于单固定型故障具有很高的故障检测率,为解决胚胎电子细胞阵列的在线故障检测难题提供了一个新的思路。

1　双模冗余的在线故障检测结构

1.1　双模冗余检测的基本结构

双模冗余的故障检测结构如图 1 所示,主要包括功能电路、双模冗余电路和检测器。其中,双模冗余电路的逻辑功能与功能电路完全相同,且具有完全相同的输入。双模冗余电路的输出包括功能输出和错误信号两部分。其中,功能输出为功能电路的输出,错误信号为检测器的输出。检测器的主要功能是比较 2 个电路的输出是否相同,当检测到 2 个电路输出不同时,错误信号输出经过编码的故障信息,否则输出正常信息。经过特殊设计的检测器也可以反映检测器自身的故障情况。

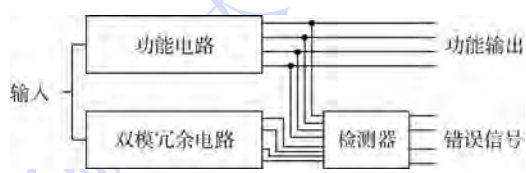


图 1　双模冗余检测结构

Fig. 1　DMR checking structure

1.2　胚胎电子细胞阵列中的双模冗余检测结构

1.2.1　胚胎电子细胞阵列的在线故障检测

映射在胚胎电子细胞阵列中的双模冗余在线检测结构如图 2 所示。图中:深色背景的电子细胞是工作细胞,构成电子细胞阵列的功能电路

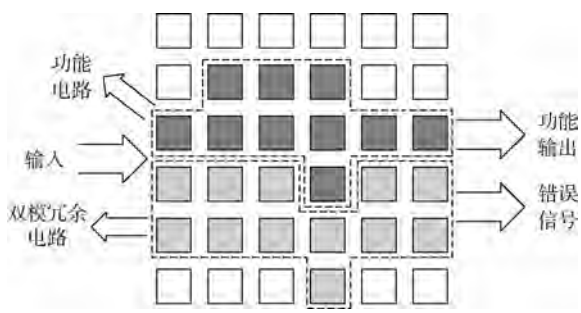


图 2　胚胎电子细胞阵列中的双模冗余

Fig. 2　DMR mapped on embryonics array

部分,实现胚胎电子细胞阵列的逻辑功能;浅色背景的电子细胞是空闲细胞,在双模冗余检测结构中被配置成为双模冗余电路和检测器,实现对被测电路的实时检测;白色背景的电子细胞是未被利用的空闲细胞。胚胎电子细胞阵列的输出包括功能电路的功能输出和双模冗余电路输出的错误信号。

本文提出的基于双模冗余的在线故障检测结构与一些常见的在线故障检测结构,比如三模冗余(Triple Modular Redundancy, TMR)、基于错误检测码(Error Detecting Codes, EDC)的故障检测等方法[15]以及在胚胎电子细胞阵列中常用的局部检测(Local Detection, LD)、人工免疫系统(Artificial Immune System, AIS)和 Roving STARs 等检测方法相比,在故障检测率、检测速度、适用范围和设计难度等方面都具有一定的优势,具体如表 1 所示。

由表 1 可知,基于双模冗余的在线故障检测的主要优势如下:

1) 故障检测率高。不仅可以检测电子细胞内的故障,而且可以检测细胞间的连线故障。

2) 检测时间快。能够实现实时在线检测,而且检测不影响被测电路正常工作。

3) 适用范围广。对待测电路没有特殊限制,可用于组合电路和时序电路,也可用于大规模电路,可扩展性强。

4) 设计难度低。设计时不需要被测电路的先验知识,也不需要考虑双模冗余的具体结构,只需要设计好功能电路,相应的双模冗余电路即可自动生成。

5) 资源利用率高。充分利用了胚胎电子细胞阵列中的空闲细胞,在正常工作时,将原本空闲不用的空余细胞变成检测细胞,最大限度利用了硬件资源。

表 1 故障检测方法比较

Table 1 Comparison of fault detection methods

检测方法	故障检测率	检测速度	资源消耗	适用范围	设计难度
DMR	高	实时	较大	无限制	低
TMR	高	实时	大	无限制	低
EDC	中等	实时	较小	一般用于组合电路	中等
LD	低	较快	中等	经特殊设计的电子阵列	高
AIS	较高	较快	小	小规模电路	中等
Roving STARs	高	慢	小	可重构电子阵列	高

6) 与电子细胞阵列结构无关。经逻辑综合映射生成的双模冗余检测结构可应用于各种结构的电子细胞阵列(如 Mesh 型、Tree 型等),对后端布局布线过程没有影响,给后端的设计者提供了更大的设计空间。

但是,双模冗余也存在以下不足:

1) 资源消耗大。硬件资源消耗在 200% 以上,相应的功耗也在 2 倍以上。

2) 存在虚警。由于有冗余单元的存在,因此在提高了故障检测率的同时,虚警率也相应提高。

3) 故障定位能力差。双模冗余检测能够及时发现故障,但无法准确定位故障,要定位故障,还需要启动进一步的故障定位过程。

4) 受胚胎电子细胞阵列内空闲细胞数目限制。当胚胎电子细胞阵列中可用的空闲细胞较少时,无法构成有效的双模冗余检测结构。

1.2.2 胚胎电子细胞阵列中检测器设计及自检

检测器是双模冗余检测结构中最关键的部分。目前,胚胎电子细胞中多采用 4 输入 LUT 作为功能单元,因此本文针对 LUT 型功能单元设计专门的检测器,如图 3 所示。其中 I_1 ~ I_N 和 I′_1 ~ I′_N 分别连接双模冗余检测结构中功能电路和双模冗余电路的输出。检测器中的每一个 LUT 实现 2 对输入的比较,当 2 对输入都相同时,输出 0,否则输出 1。O_1 ~ O_N 为检测器的输出端口,当输出为全零时,表示检测器没有检测到故障,否则,表示检测器检测到故障。

检测器不仅能够检测到故障,而且可以根据输出值实现检测器自身的自检。如图 3 所示,假设其中某个 LUT 的编号为 i,则称该 LUT 与编号为 $i-1$、$i+1$ 的 LUT 为逻辑相邻,特别的,对于 LUT 1,逻辑相邻的 LUT 为 LUT N 和 LUT 2;对于 LUT N,逻辑相邻的 LUT 为 LUT $N-1$ 和 LUT 1。对于 LUT i,输入端为 I_i, I′_i, I_$i+1$, I′_$i+1$,输出端为 O_i,相应的输入值记为 I_i, I'_i, I_{i+1}, I'_{i+1},

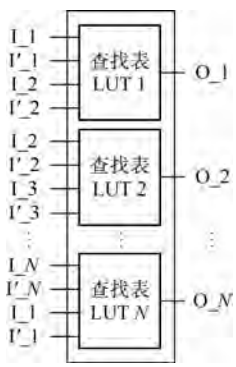


图 3 检测器结构

Fig. 3 Structure of checker

北航学报 赠阅

输出值记为 Y_i,记 I_i、I'_i 异或的结果为 X_i,I_{i+1}、I'_{i+1} 异或的结果为 X_{i+1},LUT 的输入和输出之间的逻辑关系如下:

$$\begin{cases} I_i \oplus I'_i = X_i \\ I_{i+1} \oplus I'_{i+1} = X_{i+1} \\ X_i + X_{i+1} = Y_i \end{cases} \tag{1}$$

整个检测器的输入输出关系如下:

$$\begin{cases} X_1 + X_2 = Y_1 \\ X_2 + X_3 = Y_2 \\ \quad\vdots \\ X_N + X_1 = Y_N \end{cases} \tag{2}$$

则通过检测器的输出值判断检测器本身是否存在故障,即自检的过程,实际上是通过式(2)中输出值 $Y_1, Y_2, \cdots, Y_N$ 求解变量 $X_1 \sim X_N$ 的过程,当 $X_1 \sim X_N$ 都有解时,则检测器无故障,否则检测器存在故障。

当变量 $X_i = 0$ 时,表示输入 I_i、I'_i 相同,当变量 $X_i = 1$ 时,表示输入 I_i、I'_i 不同,即输入端 I_i 或 I'_i 发生故障。假设 $Y_1, Y_2, \cdots, Y_N$ 中仅 $Y_i = 0$,其余输出为 1,则式(2)至少有一组解 $\{X_i = 0, X_{i+1} = 0, X_j = 1 (j \neq i$ 且 $j \neq i+1)\}$。假设 $Y_1, Y_2, \cdots, Y_N$ 中有 M 个值为 0,$M \geqslant 2$,则 $Y_1, Y_2, \cdots, Y_N$ 可被分为逻辑相邻的 M 段,假设其中自变量个数最少的一段为 $Y_j \sim Y_k$,如下:

$$\begin{cases} X_j + X_{j+1} = 0 \\ X_{j+1} + X_{j+2} = 1 \\ \quad\vdots \\ X_{k-1} + X_k = 1 \\ X_k + X_{k+1} = 0 \end{cases} \tag{3}$$

式中:$k > j$。当 $k = j+1$ 时,有解 $\{X_k = 0, X_j = 0, X_{j+1} = 0\}$;当 $k = j+2$ 时,无解;当 $k > j+2$ 时,至少有一组解 $\{X_k = 0, X_{k+1} = 0, X_j = 0, X_{j+1} = 0, X_p = 1 (p \neq k, k+1, j, j+1)\}$。因此,在 $Y_1, Y_2, \cdots, Y_N$ 中,如果 2 个 0 之间 1 的个数不为 1 时,则自变量 $\{X_j, X_{j+1}, \cdots, X_{k+1}\}$ 有解,式(2)所示的整个检测器方程组也有解。如果在 $Y_1, Y_2, \cdots, Y_N$ 中,存在 2 个 0 之间 1 的个数为 1 的情况,则无解。在检测器正常工作时,这种情况是不可能发生的,如果发生,则说明检测器自身出现故障。检测器正是利用这一特性实现故障自检。

2　双模冗余检测结构的自动设计

电子自动化设计(Electronic Design Automation, EDA)技术是提高集成电路设计效率的关键技术,是目前集成电路设计中广泛采用的方法。但是,在常见的 EDA 设计过程中,电路中冗余的部分会被优化,无法得到双模冗余的检测结构。所以,需要在原有的 EDA 工具基础上,开发新的能够产生双模冗余检测结构的设计程序。与文献[14]中所采用的方法不同,本文采用学术界广泛研究的 ABC[16] 逻辑综合工具,在此基础上,开发一种双模冗余检测结构的自动化生成程序。

双模冗余检测结构的自动化设计流程如图 4 所示。首先,输入需要进行双模冗余的功能电路描述文件(描述文件可以是 Verilog、VHDL、.blif、.aig、.net、.bench 等多种格式);然后,被描述的电路被翻译并提取出来,生成后续可以处理的电路网表结构,经过一系列逻辑综合优化[16-17]过程,生成最优化(逻辑门数量最少,延时最小,触发器个数最少等)的电路网表;最后,经过映射,生成由 LUT 和 D 触发器构成的电路网表,在胚胎电子细胞中,功能模块一般由 LUT 和 D 触发器构成,因此,映射过程实际上是将优化的逻辑门网表映射为由胚胎电子细胞构成的电路网表的过程。映射完成后,即可对电路进行双模冗余设计,设计的输出是后端布局布线(Placement and Routing, P&R)工具[18]能够处理的.blif 格式的电路描述文件。

双模冗余电路生成的伪代码如下:

```
Dual_Function(Network circuit, Filepath filename){
  circuit_new = NetworkAlloc(Network);
  for (i=0;i<2;i++){
    for each object{
      circuit_new->object = ObjCopy(circuit->object);
      do{ObjCreateNames(circuit_new->object);
      }while(! Names already exist)};
    for each object{
```

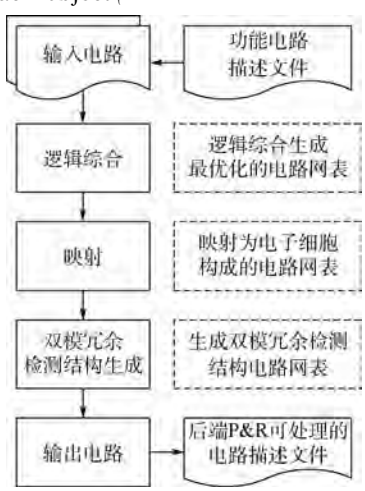


图 4　双模冗余设计方法

Fig. 4　Design methodology for DMR

```
        NetworkConnectObj(circuit_new, object);}
    }
    NetworkInputNames(circuit_new);
    NetworkOutputNames(circuit_new);
    IOWriteDual(circuit_new, filename, FileType){
        NetworkRewriteInputNames(filename, circuit_new);
        for(i = 0; i < NetworkGetOutputNum(circuit_new)/2; i++)
        {IOWriteFanins(filename, ObjGetNames(object));
            IOWriteChecker(AssignNames(i));
            IOWriteCheckerFunction();}
        NetworkRewriteOutputNames(filename, circuit_new);}
}
```

生成双模冗余检测结构的函数为 Dual_Function，函数的主要输入参数是当前待设计的电路网表，生成的双模冗余电路以.blif 格式存储在指定文件路径和文件名的 filename 文件中。object 为电路网表中各元素的统称，包括输入端、输出端、触发器、逻辑节点等多种类型。程序首先构建一个新的电路网表 circuit_new，根据输入的电路网表，将每个元素复制到新的电路网表中，并对每个元素编号命名，然后依次连接各元素，重复执行以上流程一次后，circuit_new 中生成 2 个相互独立的、与输入电路网表完全相同的电路，此时circuit_new 中输入端和输出端的数目为输入电路网表的 2 倍。因此，还需要重新对输入端进行命名，使 circuit_new 中的 2 个电路网表具有相同的输入。电路网表复制完成后，还需要在电路网表中加入检测器，本文检测器个数与输入电路网表中输出端个数相同，对每一个检测器，首先确定检测器的输入端，然后对检测器命名，并设计具体的逻辑功能。加入检测器后，对 circuit_new 的输出端进行修改，输出功能输出和错误信号。

由以上的设计流程可以看出，设计者在设计电路时，只需要设计功能电路即可，双模冗余检测结构在逻辑综合中自动生成，而且设计的过程对输入的功能电路没有任何要求，为设计人员提供了方便。

3 故障检测率分析

3.1 故障类型及故障检测率

在电子设备正常运行过程中，同一时刻发生 2 个或多个故障的概率比较小，因此本文主要针对单故障进行研究。在数字电路故障检测诊断的研究中，固定型故障是一种非常常用的故障模型，其能够反映电路中由于元件损坏而产生的固定高/低电平故障，也能反映元件之间连线的断路型连线故障和相当一部分短路故障，因此，本文主要研究单固定型故障。单固定型故障可分为单固定型 0 故障（stuck at 0，s-a-0）和单固定型 1 故障（stuck at 1，s-a-1）。

当电路中发生单固定型故障时，如果对于电路的每一组输入，电路的非正常输出总能被检测器检测出来，则称电路对于此固定型故障可有效检测。本文定义电路的故障检测率为

$$\mathrm{FDR} = \frac{\mathrm{CFN}}{\mathrm{FN}} \times 100\% \tag{4}$$

式中：CFN 为可有效检测的故障数量；FN 为全部的故障数量。

当检测电路中发生单固定型故障时，如果至少存在一组输入，使检测器输出错误信号，则称检测电路对于此固定型故障是可自检的。本文定义检测电路中的故障可自检率为

$$\mathrm{ST} = \frac{\mathrm{STFN}}{\mathrm{FN}} \times 100\% \tag{5}$$

式中：STFN 为可自检的故障数量。

3.2 基于电路等价性验证的故障检测率分析方法

传统的故障检测率分析方法主要是故障注入，然后比较输入输出的关系来判断电路的故障检测情况，进而计算得到故障检测率。这种方法可以得到非常详细可靠的数据，但是普遍存在实验时间长、实验代价高等问题。因此，本文提出一种新的基于电路等价性验证的故障检测率分析方法。故障检测率分析的总体流程如图 5 所示。

如图 5 所示，计算待测电路的故障检测率时，首先将待测电路变成待验证电路，然后对待验证电路中的所有节点依次进行单固定型故障注入，并将故障注入后的电路与故障注入前的电路进行等价性验证[19-20]，并记录验证结果，当所有节点依次完成故障注入和等价性验证后，即可得到待测电路的故障检测率。

假设待检测的双模冗余电路如图 6 所示。电路可分为功能电路 FC 和错误检测电路 EDC。其中，错误检测电路由双模冗余电路和检测器构成。为了对电路的故障检测率进行分析，首先对电路进行改造，构成如图 7 所示的等价性验证电路 ECC。

如图 7 所示，功能电路 FC 和错误检测电路 EDC 构成的待测电路被复制为 FC′和 EDC′，其中

北航学报 赠阅

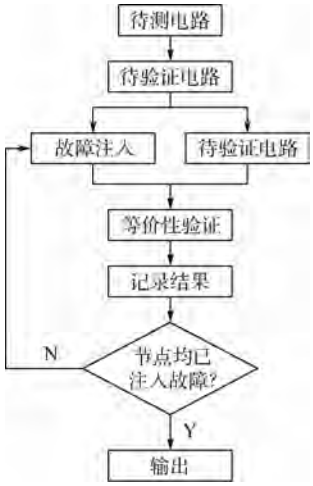


图 5　故障检测率计算流程

Fig. 5　Calculation process of fault detection rate

图 6　待测双模冗余电路

Fig. 6　DMR circuit to be detected

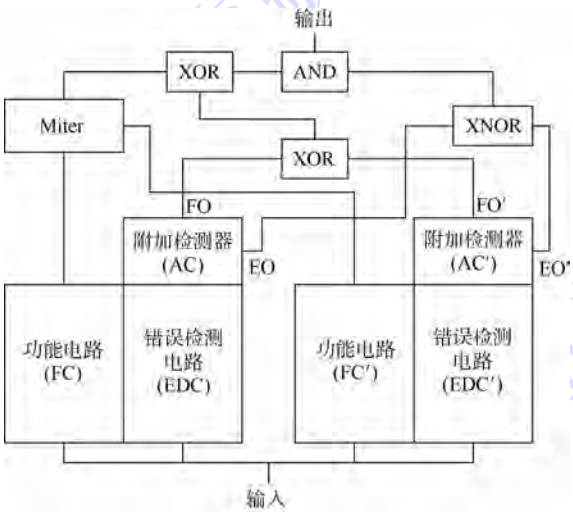


图 7　等价性验证电路

Fig. 7　Equivalence checking circuit

FC 和 FC′构成 Miter 电路,在 EDC 和 EDC′的基础上加上一个专门设计的附加检测器 AC,附加检测器主要用来对错误检测电路 EDC 的输出进行特征提取,并对错误检测电路 EDC 的状态进行判断,本文中附加检测器 AC 的具体结构如图 8 和图 9 所示。

如图 8 所示,附加检测器 AC 的输入为错误检测电路 EDC 输出的错误信号,输出包括对错误

图 8　附加检测器

Fig. 8　Additional checker

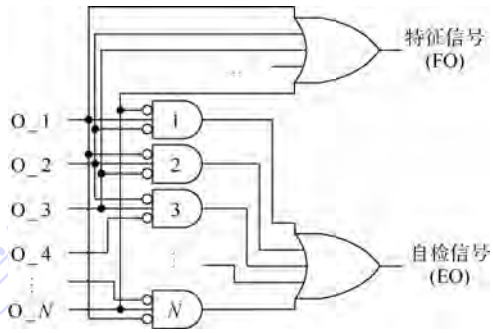


图 9　基于双模冗余检测的附加检测电路

Fig. 9　Additional checker circuit based on DMR detection

检测电路 EDC 输出进行特征提取的特征信号 FO 和对错误检测器的自检信号 EO,当错误检测电路 EDC 输出表示检测到故障时,FO 输出为 1,否则为 0;当附加检测器 AC 判断错误检测电路 EDC 发生故障时,EO 输出为 1,否则为 0。

如图 9 所示,附加检测器 AC 由 N 个与门和 2 个 N 输入的或门组成。由 1.2.2 节对检测器的分析可知,在检测器的输出 $Y_1, Y_2, \cdots, Y_N$ 中,记任意 3 个逻辑相邻的输出为一组,共 N 组,记其中一组为 $\{Y_{i-1}, Y_i, Y_{i+1}\}$,则当 $\{Y_{i-1}, Y_i, Y_{i+1}\}$ 值不为 $\{0, 1, 0\}$ 时,可以认为检测器无故障,否则,检测器出现故障。

在故障检测率分析的过程中,除功能电路 FC 和错误检测电路 EDC 之外的全部电路都是正常的,只针对功能电路 FC 和错误检测电路 EDC 进行单固定型故障注入。由图 7 可知,如果等价性验证电路中无故障存在,那么等价性验证电路实际上是一个输出恒为 0 的电路。当注入单固定型故障时,分 2 种情况进行考虑。

1) 当故障发生在功能电路 FC 时,如果在某输入情况下,导致 FC 输出与正常值 FC′不同,此时 Miter 电路输出为 1,如果 AC 的 FO 输出与 AC′的 FO 输出也不同,那么说明双模冗余检测器检测到故障,电路输出为 0。因此,当功能电路 FC 中存在单固定型故障时,如果对于每一组输入,FC 的功能输出或者输出正常值,或者异常输出都能被检测出来,那么电路的输出恒为 0,即注入故障的电路与等价性验证电路等价,说明待测电路可以检测此单固定型故障。否则,注入故障的电

北航学报 赠阅

路与等价性验证电路不等价,说明待测电路不能有效检测此故障。

2）当故障发生在错误检测电路 EDC 时,此时 Miter 电路的输出恒为 0,即功能电路 FC 不存在故障。当附加检测器 AC 检测到注入故障的 EDC 与正常 EDC′输出不同时,特征信号 FO 输出 1,此时附加检测器 AC 如果能确定错误检测电路 EDC 发生故障,则自检信号 EO 输出为 1,否则输出为 0。理想情况下,每当错误检测电路 EDC 发生故障时,附加检测电路 AC 应该总能确定该故障,此时注入故障的等价验证电路输出恒为 0。但是实际上,由于受到错误检测电路 EDC 输出端口的限制,错误检测电路 EDC 内部元件的可观性较差,通常仅能通过错误检测电路 EDC 的输出来判断其自身是否存在故障。例如在本文中,通过错误检测电路 EDC 的输出仅能检测双模冗余结构中检测器是否发生故障。因此,存在这种情况,即附加检测器 AC 检测到 EDC 与 EDC′输出不同,但附加检测器 AC 不能确定错误检测电路 EDC 发生故障,此时 EO 输出为 0。本文中,当 EDC 中的双模冗余电路发生故障时,等价性验证电路不恒等于 0 说明该故障可检测。当 EDC 中的检测器故障时,等价性验证电路恒等于 0 说明该故障不影响检测器正常工作(本文中视为正常)或检测器可自检。

因此,对于发生在等价性验证电路 ECC 中功能电路 FC 或错误检测电路 EDC 中的某单固定型故障,通过故障注入前后电路的等价性验证,可以得到电路对于该故障的故障检测能力或故障自检能力。当遍历功能电路 FC 和错误检测电路 EDC 中的所有节点,分别注入 s-a-0 型故障和 s-a-1 型故障并进行等价性验证后,就可以计算得到电路的故障检测率和可自检率。

4 仿真实验

仿真实验在逻辑综合工具 ABC 及布局布线工具 VPR 环境中进行,分别选取标准电路集中常用的 8 个不同规模的组合电路和时序电路进行仿真。仿真中采用经典的行列移除的胚胎电子细胞阵列结构,并设定每个胚胎电子细胞中的功能模块只包含一个 LUT 和 D 触发器单元,根据胚胎电子细胞阵列的特点,对 FPGA 结构描述文件中逻辑单元块 CLB 和 I/O 端口等模块进行修改,但保留连线资源和 I/O 端口等模块中的面积、延时等信息。具体方法可参考文献[21]。

4.1 硬件资源消耗及性能分析

本文主要分析双模冗余电路与原电路相比,在面积及电路延时等方面的变化情况,因此主要针对面积增长率(Area Increase Rate, AIR)和延时增长率(Delay Increase Rate, DIR)2 个指标的变化情况进行分析。分别将不同规模的 8 个组合电路和 8 个时序电路映射到胚胎电子细胞阵列中,然后进行布局布线,布线完成后的电路规模、面积增长率和延时增长率情况如表 2 所示。

首先将实现电路所需要的胚胎电子细胞阵列的大小定义为该电路的规模。如表 2 中的 c8 电路,在电子细胞阵列中实现 c8,最少需要 7 行 7 列的胚胎电子细胞,因此,定义 c8 的电路规模为 7×7。同理,根据标准电路在胚胎电子细胞阵列中的映射情况,将标准电路划分成 8 个不同的规模。电路的规模可看做是对电路硬件消耗的近似估计。

从理论模型上分析,双模冗余结构主要由 2 个相同的电路加上 1 个检测器构成,因此经过双模冗余后,电路的面积增长率 AIR 及延时增长率 DIR 为

$$\mathrm{AIR} = \frac{2A + C}{A} = 2 + \frac{C}{A} \tag{6}$$

$$\mathrm{DIR} = \frac{\mathrm{DCD}}{\mathrm{CD}} \tag{7}$$

式中:A 为原电路的面积;C 为检测器的面积。因此,AIR 的理论值应该为 $2 + C/A$。CD 为原电路延时,DCD为双模冗余电路延时。由1.2.2节可

表 2 电路规模、面积增长率和延时增长率

Table 2 Circuit scale, area increase rate and delay increase rate

电路	电路规模	触发器个数	输出个数	输入个数	AIR	DIR
c8	7×7		18	28	2.4238	1.3741
dk14	7×7	3	5	4	2.2011	1.0192
c499	9×9		32	41	2.5843	1.3472
s344	9×9	15	11	10	2.1135	1.0759
term1	10×10		10	34	2.1484	1.2024
s641	10×10	19	23	36	2.3641	1.3683
apex7	11×11		49	37	2.2390	1.3184
s820	11×11	5	19	19	2.3430	1.1901
c432	12×12		7	36	2.0418	1.1118
ex1	12×12	5	19	10	2.1881	1.9910
c880	14×14		26	60	2.2588	1.4706
s1	14×14	5	6	9	2.0131	0.9732
rot	18×18		135	107	2.4823	1.3530
s1494	18×18	6	19	9	2.1132	1.1982
c3540	21×21		22	50	2.0310	1.3145
scf	21×21	7	56	28	2.2876	1.2667

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

知,检测器的面积与输出端口的个数相关,而电路的面积可由电路的规模近似,因此定义电路的输出个数与电路规模的比值为输出规模比(Output number Dividing the circuit Scale, ODS)。则由 ODS 就可以近似估计电路双模冗余后的面积增长率,即

$$\mathrm{AIR} = 2 + \frac{C}{A} \approx 2 + \frac{\mathrm{OutputNum}}{\mathrm{CircuitScale}} = \mathrm{ODS} \qquad (8)$$

式中:OutputNum 为电路输出端个数;CircuitScale 为电路规模。

可见,由式(8)估计双模冗余的面积增长率是非常简单方便的。

但是,在实际映射的过程中,电路的面积不仅包括构成电路的各功能模块,还包括模块之间的连接资源以及 I/O 端口资源,为了得到更详细的数据,记录仿真过程中各标准电路的总面积增长率、逻辑单元面积增长率和连线面积增长率,如图 10所示。

图 10 中,电路的总面积包括逻辑资源面积和连线资源面积。其中,逻辑资源面积包括功能模块的电子细胞面积和 I/O 端口面积。连线资源面积为阵列中开关盒的面积。为了更加清楚直观,将 16 个标准电路按照输出规模比 ODS 由小到大依次排列,作为横坐标。纵坐标为面积增长率 AIR。图 10 中的理论值曲线即为电路的输出规模比 ODS。可以看出,逻辑单元面积增长率曲线与理论值曲线较为接近,但个别点有较大的偏差,这主要是由 2 个原因造成的:①在计算逻辑单元面积增长率时,不仅包含逻辑单元也包含 I/O 单元,因此在 ODS 较小时,I/O 单元对计算的影响较小,两曲线几乎重合,但当 ODS 增大时,两曲线的差距越来越大;②ODS在计算时采用的电路规模是估计值,存在误差,比如图 10 中的 c8 电路,电路的规模为 7×7,而实际上,映射过程中仅需要 39 个电子细胞即可,存在比较大的误差。图 10中的连线面积增长率由于受到电路结构及具体布局布线算法的影响,呈现出较大的波动,无明显规律性。可以看出,电路的总面积增长率由于受到连线资源的影响,也呈现出一定的波动性,但是波动范围在以逻辑单元面积增长率曲线和连线面积增长率曲线为上下限的空间内,大致随着电路 ODS 的增大而增大。

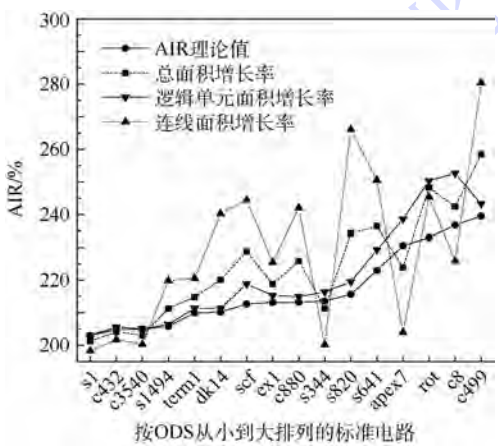


图 10　双模冗余电路的面积增长率

Fig. 10　Area increase rate of DMR circuits

由图 10 可知,虽然受到连线资源的影响,但是电路的实际面积增长率大致随着电路输出规模比 ODS 的增大而增大,面积增长率大致在 200% ~ 300% 之间,所以,可以用 ODS 近似估计电路的面积增长率。

将标准电路分为 8 个规模,并在每种规模的标准电路中选择时序电路和组合电路分析双模冗余后电路的延时变化,如图 11 所示。可以看到,双模冗余后,电路的延时变化没有明显特征,延时增长率也并不随电路规模的增大而增大。所以,双模冗余后电路的延时并不一定大幅增加,也可能变化不大。虽然双模冗余后电路的延时整体呈现增加的趋势,但增加的具体程度难以确定,如 ex1 电路,双模冗余后延时上升将近 2 倍;但 dk14、s1 等电路,电路的延时几乎没有变化。从仿真结果看,组合电路的延时增长率相比时序电路更加稳定,其值大致在 110% ~ 150% 之间,时序电路的延时增长率波动比较大,其值大致在 100% ~ 200% 之间。因此,双模冗余后电路的延时变化情况并不能简单确定,一般来说,电路的延时变化情况与电路自身结构以及布局布线算法有很大关系,对于具体电路,不能采用固定的方法进行估算,要得到双模冗余后延时比较短、速度比较快

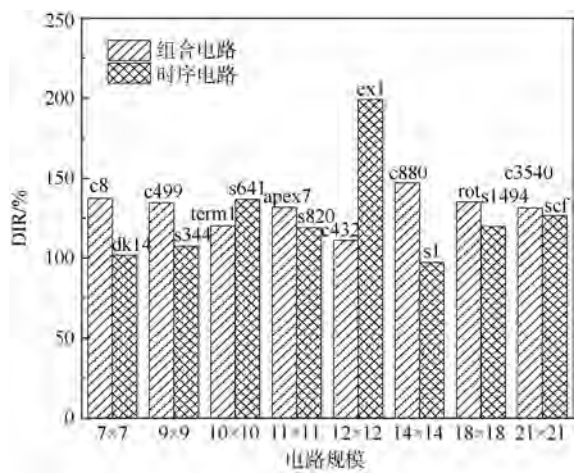


图 11　双模冗余电路的延时增长率

Fig. 11　Delay increase rate of DMR circuits

北航学报 赠阅

的电路,还需要对布局布线算法进行专门的设计。

4.2 故障注入及故障检测率分析

对 16 个标准电路依次进行单固定型故障注入实验,并采用等价性验证的方法对故障的检测能力进行分析,仿真结果如表 3 所示。

仿真中,分别在电路逻辑节点的输出端和触发器的输出端注入 s-a-0 型和 s-a-1 型故障。当故障发生在功能电路时,记录电路的故障检测率 FDR,定义见式(4);当故障发生在检测电路时,记录检测器的可自检率 ST,定义见式(5)。理想情况下,功能电路的故障检测率和检测电路的可自检率都应该是 100%,但是实际上,检测器由于受到端口数目的限制以及逻辑综合过程中优化算法的影响,可能出现检测器某些内部节点的故障在检测器输出端是不可观的情况。

总体上看,双模冗余检测电路的检测率非常高,可以达到 100%,但这只是针对在电路输出端可观测的故障,对于某些在输出端不可观的故障,检测电路将输出正常信号,此时,虽然电路内部可能存在故障,但是并不影响电路的正常功能,这种情况也认为电路是无故障的。此外,双模冗余检测电路中检测电路的可自检率也比较高,大多数故障都可以在输出端表现出来。所以,当双模冗余检测电路工作时,虽然无法准确定位故障,但是却具有很高的故障检测率,当检测到故障后,可以立即启动相应的故障定位机制来完成故障的诊断定位。

表 3 标准电路的故障检测率

Table 3 Fault detection rate of some benchmark circuits

电路	功能电路				检测电路			
	LUT FDR		触发器 FDR		LUT ST		触发器 ST	
	s-a-0	s-a-1	s-a-0	s-a-1	s-a-0	s-a-1	s-a-0	s-a-1
c8	100	100			100	100		
c432	100	100			100	100		
c499	100	100			100	100		
term1	100	100			100	99.0		
apex7	100	100			97.8	100		
c880	100	100			100	100		
rot	100	100			99.3	99.3		
c3540	100	100			100	100		
dk14	100	100	100	100	100	100	100	100
s344	100	100	100	100	98.7	98.7	100	100
s641	100	100	100	100	87.5	96.4	78.9	100
s820	100	100	100	100	100	100	100	100
ex1	100	100	100	100	100	100	100	100
s1	100	100	100	100	81.6	99.5	100	100
s1494	100	100	100	100	100	100	100	100
scf	100	100	100	100	99.2	100	100	100

5 结 论

本文设计实现了基于双模冗余的胚胎电子细胞阵列的在线故障检测方法,并对双模冗余的自动化生成方法、面积、延时、故障检测率等进行了分析。

1) 双模冗余的自动化生成方法对输入电路的类型和规模等没有限制,可以实现不同规模的组合电路和时序电路的双模冗余设计,设计流程与具体的电子细胞结构及阵列结构无关,通用性强。

2) 双模冗余的资源消耗比较大,电路的延时也有一定的增加,但并不一定有很大的劣化。当映射到经典的胚胎电子细胞阵列中时,设计产生的双模冗余电路,面积增长率随输出规模比的增大而增大,电路的延时也呈增加的趋势,但具体的延时增长率还与电路结构和布局布线算法相关,难以简单估计。

3) 虽然双模冗余检测故障定位能力较差,但是对于单固定型故障,双模冗余检测的故障检测率很高,可达到 100%。

总的来说,基于双模冗余的在线故障检测方法,虽然在电路面积、延时等方面有所增加,但是设计方法简单,有效利用了胚胎电子细胞阵列中的空闲细胞,可实时检测故障,故障检测率高,为解决胚胎电子细胞阵列在线故障检测难题提供了一种新的思路。

参考文献(References)

[1] MANGE D, SANCHEZ E, STAUFFER A, et al. Embryonics: A new methodology for designing field-programmable gate arrays with self-repair and self-replicating[J]. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, 1998, 6(3): 387-399.

[2] KIM S, CHU H, YANG I, et al. A hierarchical self-repairing architecture for fast fault recovery of digital systems inspired from paralogous gene regulatory circuits[J]. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, 2012, 20(12): 2315-2328.

[3] PRODAN L, UDRESCU M, VLADUTIU M, et al. Self-repairing embryonic memory arrays[C]// Proceedings 2004 NASA/DoD Conference on Evolvable Hardware. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2004: 130-137.

[4] YANG S S, WANG Y R. A new self-repairing digital circuit based on embryonic cellular array[C]// Proceedings 2006 8th International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2006: 1997-1999.

[5] BRADLEY D, CESAR O S, TYRRELL A. Embryonics + Immunotronics: A bio-inspired approach to fault tolerance[C]// Pro-

北航学报 赠阅

ceedings of the 2nd NASA/DoD Workshop on Evolvable Hardware. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2000: 215-223.

[6] 郝国锋,王友仁,张砦,等. 可重构硬件芯片级故障定位与自主修复方法[J]. 电子学报, 2012, 40(2): 384-388.
HAO G F, WANG Y R, ZHANG Z, et al. In-chip fault localization and self-repairing method for reconfigurable hardware[J]. Chinese Journal of Electrics, 2012, 40(2): 384-388 (in Chinese).

[7] ZHANG X, DRAGFFY G, PIPE A G, et al. Artificial innate immune system: An instant defence layer of embryonics [J]. Lecture Notes in Computer Science, 2004, 3239(1): 302-315.

[8] CANHAM R O, TYRRELL A M. A hardware artificial immune system and embryonic array for fault tolerant systems[J]. Genetic Programming and Evolvable Machines, 2003, 4(4): 359-382.

[9] CANHAM R O, TYRRELL A M. An embryonic array with improved efficiency and fault tolerance[C]// Proceedings 2003 NASA/DoD Conference on Evolvable Hardware. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2003: 265-272.

[10] SAMIE M, DRAGFFY G, TYRRELL A M. Novel bio-inspired approach for fault-tolerant VLSI systems[J]. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, 2013, 21(10): 1878-1891.

[11] BREMNER P, LIU Y, SAMIE M, et al. SABRE: A bio-inspired fault-tolerant electronic architecture[J]. Bioinspiration & Biomimetics, 2013, 8(1): 1-16.

[12] UPEGUI A, THOMA Y, MORENO J M, et al. The perplexus bio-inspired reconfigurable circuit[C]// Proceedings 2007 NASA/ESA Conference on Adaptive Hardware and Systems. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2007: 600-605.

[13] ABRAMOVICI M, EMMERT J M, STROUD C E. Roving STARs: An integrated approach to on-line testing, diagnosis, and fault tolerance for fpgas in adaptive computing systems [C]// Proceedings the 3rd NASA/DoD Workshop on Evolvable Hardware. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2001: 73-92.

[14] BOLCHINI C, SALICE F, SCIUTO D. Designing self-checking FPGAs through error detection codes[C]// Proceedings 17th IEEE International Symposium on Defect and Fault Tolerance in VLSI Systems. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2002: 60-68.

[15] STOTT E, SEDCOLE P, CHEUNG P Y K. Fault tolerant methods for reliability in FPGAs[C]// International Conference on Field Programmable Logic and Applications. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2008: 415-420.

[16] BRAYTON R, MISHCHENKO A. ABC: An academic industrial-strength verification tool[J]. Lecture Notes in Computer Science, 2010, 6174(1): 24-40.

[17] MISHCHENKO A, CHATTERJEE S, BRAYTON R. DAG-aware AIG rewriting: A fresh look at combinational logic synthesis [C]// Proceedings 2006 Design Automation Conference. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2006: 532-535.

[18] LUU J, GOEDERS J, WAINBERG M, et al. VTR7.0: Next generation architecture and cad system for FPGAS [J]. ACM Transactions on Reconfigurable Technology and Systems, 2014, 7(2): 6.

[19] MISHCHENKO A, CHATTERJEE S, BRAYTON R, et al. Improvements to combinational equivalence checking[C]// 2006 IEEE/ACM International Conference on Computer Aided Design. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2006: 836-843.

[20] MISHCHENKO A, CASE M, BRAYTON R, et al. Scalable and scalably-verifiable sequential synthesis[C]// 2008 IEEE/ACM International Conference on Computer Aided Design. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2008: 234-241.

[21] 朱赛,蔡金燕,孟亚峰. 一种 LUT 型胚胎电子阵列的功能分化方法[J]. 电子学报, 2015, 43(12): 2440-2448.
ZHU S, CAI J Y, MENG Y F. A functional differentiation method for LUT-based embryonics array[J]. Chinese Journal of Electrics, 2015, 43(12): 2440-2448 (in Chinese).

作者简介:

李丹阳　男,博士研究生。主要研究方向:电子装备故障检测与自修复。

蔡金燕　女,教授,博士生导师。主要研究方向:电子系统可靠性分析与设计、电子系统仿生自修复设计等。

孟亚峰　男,副教授,硕士生导师。主要研究方向:电子系统可靠性分析与设计、电子系统仿生自修复设计等。

朱赛　男,博士,讲师。主要研究方向:仿生电子系统设计及电子系统自修复设计。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

Online fault detection based on dual modular redundancy for embryonics array

LI Danyang, CAI Jinyan, MENG Yafeng*, ZHU Sai

(Department of Electronic and Optical Engineering, Ordnance Engineering College, Shijiazhuang 050003, China)

Abstract: In order to solve the problems for embryonics array that online fault detection is difficult to be designed, detection rate is low, and detection rate is difficult to be accurately calculated, an online fault detection method based on dual modular redundancy and a fault detection rate analysis method based on equivalence checking are proposed. A novel checker which is suitable for look up table style function module of embryonics cell is designed, and the automated design program is developed. For single stuck at fault, the circuit is first converted to an equivalence checking circuit, and then through fault injection and equivalence checking, fault detection rate can be accurately calculated. In simulations, 16 different sizes of benchmark circuits are chosen, and mapped into embryonics array. Area, delay and fault detection rate of the dual modular redundancy circuit are analyzed. Simulation results are presented with detailed area consumption data, circuit delay data and fault detection rate data, and verify that the proposed method has a high fault detection rate.

Keywords: embryonics array; online fault detection; dual modular redundancy; automated design; equivalence checking

北京航空航天大学学报

Received: 2016-09-19; **Accepted**: 2016-12-23; **Published online**: 2017-01-11 14:14

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170111.1414.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61372039, 61601495)

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

2017 年 6 月
第43卷 第6期
北京航空航天大学学报
Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics
北航学报 赠阅
June 2017
Vol. 43 No. 6

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0421

基于 ICP 的稳态部分可辨编队目标精细跟踪算法

王聪*，王海鹏，何友，郭晨

（海军航空工程学院 信息融合技术研究所，烟台 264001）

摘　　要：针对稳态编队在部分可辨条件下精细跟踪的难题，提出了一种基于迭代就近点（ICP）的稳态部分可辨编队精细跟踪算法。首先将 ICP 算法思想应用于编队成员拓扑的点航关联中，将 k 时刻的位置状态估计通过最近点循环迭代逼近 $k+1$ 时刻的量测，在关联判决时采用双门限原则应对部分可辨所带来的漏观测问题，以提高关联时的容错性能；进而采用概率最近邻对漏观测航迹进行填补，以进一步保证跟踪的可靠性；最后，采用多模型法实现编队成员航迹滤波更新，以保证航迹的跟踪滤波精度。仿真结果表明，与现有的基于模版匹配的编队目标跟踪算法以及经典的多假设多目标跟踪算法相比，该算法具有较高的跟踪可靠性与精度，且在编队拓扑发生缓慢变化时具有更高的正确跟踪率。

关　键　词：部分可辨；稳态编队目标；迭代就近点（ICP）；双门限；编队拓扑

中图分类号：TN953；V243.2

文献标识码：A　　**文章编号**：1001-5965(2017)06-1123-09

为了有效打击敌方弹道导弹、隐身飞机和卫星等低可观测[1]军用目标，要求探测系统能够对其进行远距离发现、跟踪、捕获和截击，而传统的多源跟踪算法无法满足作战需求。当探测系统跟踪低可观测编队目标[2]时，受制于测量设备角度分辨力、距离分辨力、威力及测量精度等因素，编队目标常存在 3 种状态：完全可辨、部分可辨、不可辨。随着探测系统性能的提高，如何利用部分可辨编队的信息来改善跟踪效果，成为目前国内外学者研究的热点。稳态编队[3]的概念相对于机动编队，主要指编队成员个数不变、拓扑结构变化缓慢、整体运动态势较为稳健的编队状态。在机群完成某个战术目的的整个过程中，稳态编队占据了绝大部分的时间，因此，对部分可辨条件下稳态编队的研究在空间目标监视、弹道导弹防御、要地防空等方面将有广泛的应用前景及重要的科学和实际意义。

现有研究部分可辨时编队跟踪的文献大多还是集中于解决编队整体[4-7]的状态估计、机动处理等问题，从位置、方向、航迹历史等方面理清编队分裂、合并及交叉的逻辑关系，然后基于动态网络[8]、概率数据互联（Probability Data Association, PDA）[9]、模式空间[10]、马尔可夫链蒙特卡罗（Markov Chain Monte-Carlo, MCMC）粒子滤波[11]、序贯蒙特卡罗概率假设密度滤波器（Sequential Monte-Carlo-Probability Hypothesis Density Filter, SMC-PHDF）[12]等方法完成编队的机动处理，可总体上仍着眼于编队整体，没有考虑编队内目标的具体运动轨迹，对编队内目标的航迹跟踪研究较少，特别是编队部分可辨时成员的状态估计需要改善。文献[13]研究了测量起源模糊时的群结构及状态估计问题；文献[14]基于随机集对部分可辨群目标及扩展目标的数据互联和航迹维持问题进行了分析；文献[15]提出了一种基于

收稿日期：2016-05-19；**录用日期**：2016-06-20；**网络出版时间**：2016-08-23 16:39
网络出版地址：www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160823.1639.002.html
基金项目：国家自然科学基金（91538201）
* **通讯作者**：E-mail：congnavy@hotmail.com

引用格式：王聪，王海鹏，何友，等. 基于ICP的稳态部分可辨编队目标精细跟踪算法[J]. 北京航空航天大学学报，2017，43(6)：1123-1131. WANG C, WANG H P, HE Y, et al. Refined tracking algorithm for steady partly resolvable group targets based on ICP[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(6): 1123-1131 (in Chinese).

北航学报 赠阅

SMC-PHDF 的部分可分辨的群目标跟踪算法，可直接获得群的个数、质心状态及形状，但这些算法均无法获得部分可辨时编队内目标的精确航迹。在一些实际应用中，往往更关心编队内个体目标的情况。例如，航天器在轨爆炸后所产生的空间碎片会形成一个编队目标，这个编队目标将会严重威胁太空安全，为消除太空安全隐患，必须精确掌握每一个碎片的运动轨迹，简单跟踪编队整体已无法满足工程实际需求；再如，当面对敌方编队飞机突防时，为更好地进行战术拦截和打击，要求在探测系统只能部分分辨飞机编队的条件下，尽可能精确地估计出编队中飞机的个数及各架飞机的运动轨迹，以便为后续的作战决策提供精确的信息支持。为数不多的关注编队内目标航迹的算法[16-19]推导环境又过于简单，难以适用于编队部分可辨的情况。

为了解决部分可辨条件下稳态编队目标的精细跟踪问题，本文针对该问题的各个技术环节，有针对性地采用迭代就近点（Iterative Closest Point, ICP）算法[20-21]、漏观测航迹填补等技术，提出了基于 ICP 的精细跟踪算法，并采用仿真数据对该算法的效能进行了验证。

1 ICP 基本思想

设模型数据点集 $\boldsymbol{A}=[\boldsymbol{a}^1,\boldsymbol{a}^2,\cdots,\boldsymbol{a}^m]^{\mathrm{T}}$ 和待匹配数据点集 $\boldsymbol{B}=[\boldsymbol{b}^1,\boldsymbol{b}^2,\cdots,\boldsymbol{b}^u]^{\mathrm{T}}$，其中 m 和 u 分别表示 $\boldsymbol{A}$ 与 $\boldsymbol{B}$ 中数据点的个数。为了获取 $\boldsymbol{A}$ 与 $\boldsymbol{B}$ 之间的旋转和平移刚体变换参数，通过不断的迭代方式来逼近有效值。

设在 $l-1$ 步时获得的旋转与平移估计分别为 $\hat{\boldsymbol{R}}_{l-1}$、$\hat{\boldsymbol{T}}_{l-1}$，则定义第 l 步的点集为 $\boldsymbol{A}_l=\hat{\boldsymbol{R}}_{l-1}\boldsymbol{A}_{l-1}+\hat{\boldsymbol{T}}_{l-1}$，且对于任意 $\boldsymbol{a}_l^i\in\boldsymbol{A}_l$，有 $\boldsymbol{a}_l=\hat{\boldsymbol{R}}_{l-1}\cdot\boldsymbol{a}_{l-1}+\hat{\boldsymbol{T}}_{l-1}$。因此，对于 $\boldsymbol{a}_l^i\in\boldsymbol{A}_l$ 中的各点，在点集 $\boldsymbol{B}$ 中搜索距离该点的最近邻点，即

$$\boldsymbol{S}_{\boldsymbol{B}}(\boldsymbol{a}_l^i)=\arg\min_{\boldsymbol{b}^j\in\boldsymbol{B}}\|\boldsymbol{a}_l^i-\boldsymbol{b}^j\|^2 \tag{1}$$

式中：$\|\ \|$ 表示欧氏统计距离。

由上述可知，在第 l 步时点集 $\boldsymbol{A}_l$ 在 $\boldsymbol{B}$ 中寻找了每个相对应的点 $\boldsymbol{S}_{\boldsymbol{B}}(\boldsymbol{a}_l^i)$，即对于每个 $\boldsymbol{a}_l^i\in\boldsymbol{A}_l$，都有 $\boldsymbol{S}_{\boldsymbol{B}}(\boldsymbol{a}_l^i)\in\boldsymbol{B}$ 与之对应。定义 $\boldsymbol{S}_{\boldsymbol{B}}(\boldsymbol{A}_l)$ 为满足式(1)最近邻条件的所有点构成的新点集，即

$$\boldsymbol{S}_{\boldsymbol{B}}(\boldsymbol{A}_l)=[\boldsymbol{S}_{\boldsymbol{B}}(\boldsymbol{a}_l^1),\boldsymbol{S}_{\boldsymbol{B}}(\boldsymbol{a}_l^2),\cdots,\boldsymbol{S}_{\boldsymbol{B}}(\boldsymbol{a}_l^m)] \tag{2}$$

为了衡量旋转与平移参数使 $\boldsymbol{A}_l$ 与 $\boldsymbol{S}_{\boldsymbol{B}}(\boldsymbol{A}_l)$ 的贴合效果，定义代价函数，即第 l 步点集变换后的不相似度为

$$N_l(\boldsymbol{R},\boldsymbol{T})=\sum_{i=1}^{m}\|\boldsymbol{R}\boldsymbol{a}_l+\boldsymbol{T}-\boldsymbol{S}_{\boldsymbol{B}}(\boldsymbol{a}_l^i)\|^2 \tag{3}$$

通过最小化代价函数 $N_l(\boldsymbol{R},\boldsymbol{T})$，来获得刚体变换参数 $\boldsymbol{R}$ 和 $\boldsymbol{T}$ 的最优估计为

$$(\hat{\boldsymbol{R}}_l,\hat{\boldsymbol{T}}_l)=\arg\min_{\boldsymbol{R},\boldsymbol{T}}N_l(\boldsymbol{R},\boldsymbol{T}) \tag{4}$$

也表示了在参数 $\hat{\boldsymbol{R}}_l$ 和 $\hat{\boldsymbol{T}}_l$ 条件下，$\boldsymbol{A}_l$ 与 $\boldsymbol{S}_{\boldsymbol{B}}(\boldsymbol{A}_l)$ 具有图形点集的最大贴合度。

通过上述可以看出，ICP 算法的实质是将模型数据点集 $\boldsymbol{A}$ 通过重复地进行“图形刚体变换、映射比对、获取最优估计”，一步步地逼近待匹配数据点集 $\boldsymbol{B}$，直到满足正确匹配的收敛准则为止，其实质是一种基于最小二乘准则的点集最优匹配方法。

对于稳态的编队目标，其队形结构的形状拓扑变换缓慢，因此相邻时刻的队形拓扑的位置变换可采用刚体图形匹配表示，有利于成员航迹的关联。因此，在进行编队精细跟踪时，将 ICP 算法应用于编队成员的精细点航数据关联可起到理想的效果。

2 基于 ICP 的编队成员关联

编队目标在稳态条件下，成员之间的距离较近，且拓扑结构变换缓慢，相邻时刻的编队结构变换甚微，各成员运动速度的大小、方向相近，采用传统的多目标关联算法易造成航迹交叉、航迹模糊[5]等误关联问题。因此，需要采用针对编队特征的关联算法将回波点划分对应于已跟踪航迹，才能有效地对编队进行精细跟踪。

2.1 点航映射关联

设某重点关注编队在经过编队精细起始以及跟踪滤波后的航迹，在 k 时刻的位置状态估计记为 $\{\boldsymbol{X}_i^k\}_{i=1}^n$，其中 $\boldsymbol{X}_i^k=[\hat{x}_i(k),\hat{y}_i(k)]^{\mathrm{T}}$，$i$ 为编队中成员序号，n 为编队中成员个数。在 $k+1$ 时刻，经过整体群分割以及编队预互联[7]后，关于该编队的回波量测集定义为 $\{\boldsymbol{Z}_j^{k+1}\}_{j=1}^p$，$p$ 为量测点个数。这里要说明的是，由于编队部分可辨，因此可能出现目标漏观测，同时回波中可能存在不确定个数的杂波，所以 p 与 n 存在以下关系：

1）$p<n$，则编队目标存在漏观测。

2）$p=n$，不确定关系。

3）$p>n$，则量测中一定存在杂波。

在理想情况下，k 时刻与 $k+1$ 时刻编队目标拓扑存在旋转量为 φ，平移量为 (T_x,T_y) 的刚体变换关系，即

$$\boldsymbol{Z}_j^{k+1}=\boldsymbol{R}\boldsymbol{X}_i^k+\boldsymbol{T} \tag{5}$$

式中：$\boldsymbol{R}=\begin{bmatrix}\cos\varphi & \sin\varphi\\ -\sin\varphi & \cos\varphi\end{bmatrix}$；$\boldsymbol{T}=\begin{bmatrix}T_x\\ T_y\end{bmatrix}$。

设在第 l 步时，已经获得的第 $l-1$ 步迭代的旋转与平移估计为 $\hat{\boldsymbol{R}}_{l-1}$ 和 $\hat{\boldsymbol{T}}_{l-1}$，则 k 时刻位置状态估计在第 l 步为

$$\boldsymbol{X}_{i,l}^{k}=\hat{\boldsymbol{R}}_{l-1}\boldsymbol{X}_{i,l-1}^{k}+\hat{\boldsymbol{T}}_{l-1} \tag{6}$$

为了使 k 时刻刚体变换后的航迹与 $k+1$ 时刻的量测在对比关联时具有一定的容错能力，以适应部分可辨条件所带来的漏观测难题，这里采用双门限思想[22]进行对比关联。

设定粗关联波门（第一门限）的距离阈值为 $D_{\max}$，在量测集 $\{\boldsymbol{Z}_j^{k+1}\}$ 中搜索对应于 $\{\boldsymbol{X}_{i,l}^{k}\}$ 中每一个元素的集合

$$\boldsymbol{M}_{\boldsymbol{Z}}^{l}(\boldsymbol{X}_{i,l}^{k})=\arg\min_{\{\boldsymbol{Z}_j^{k+1}\}}\|\boldsymbol{X}_{i,l}^{k}-\boldsymbol{Z}_j^{k+1}\| \tag{7}$$

且满足条件

$$D_{\boldsymbol{X},\boldsymbol{Z}}^{l}<D_{\max} \tag{8}$$

式中：$D_{\boldsymbol{X},\boldsymbol{Z}}^{l}=\|\boldsymbol{X}_{i,l}^{k}-\boldsymbol{Z}_j^{k+1}\|$。同时满足式（7）和式（8）的量测点，被确定为 $\boldsymbol{X}_{i,l}^{k}$ 的最近邻点。

设定计数器 λ_l 与计数门限值 $\lambda_{\min}$（第二门限），$\lambda_{\min}$ 取值跟目标发现概率和容错率有关，通常情况下，取 $\lambda_{\min}=n-1$ 或 $n-2$。变量 i 的值取 $1\sim n$，当 $\boldsymbol{X}_{i,l}^{k}$ 能搜索到对应的最近邻点时，则 $\lambda_l=\lambda_l+1$。

完成搜索后，若满足

$$\lambda_l\geqslant\lambda_{\min} \tag{9}$$

判断为关联成功，则在各条航迹在后续滤波时取对应的 $k+1$ 时刻的量测，若某个航迹没有关联到对应量测，则借鉴概率最近邻[5]的思想，取滤波预测值代替。若 $\lambda_l<\lambda_{\min}$，则判断为关联失败，继续进行第 $l+1$ 步迭代。

2.2　旋转与平移参数估计

若第 l 步关联失败，需要进行第 $l+1$ 步迭代，则需要获得第 l 步关联后的 $\{\boldsymbol{X}_{i,l}^{k}\}$ 与 $\{\boldsymbol{M}_{\boldsymbol{Z}}^{l}(\boldsymbol{X}_{i,l}^{k})\}$ 之间的旋转与平移参数估计值 $(\hat{\boldsymbol{R}}_l,\hat{\boldsymbol{T}}_l)$，进而继续下一步迭代。由于关联失败意味着能关联到的点迹太少，因此 $\{\boldsymbol{M}_{\boldsymbol{Z}}^{l}(\boldsymbol{X}_{i,l}^{k})\}$ 对应取仅满足式（7）的量测点。

为简化表达方式，2 个点迹集合表示为

$$\begin{cases}\boldsymbol{E}_{\boldsymbol{X}}^{l}=\{\boldsymbol{X}_{i,l}^{k}\}\\ \boldsymbol{E}_{\boldsymbol{Z}}^{l}=\{\boldsymbol{Z}_i^{\boldsymbol{X}}\}\end{cases} \tag{10}$$

式中：$\boldsymbol{Z}_i^{\boldsymbol{X}}=\boldsymbol{M}_{\boldsymbol{Z}}^{l}(\boldsymbol{X}_{i,l}^{k})$。

计算 2 个集合的重心为

$$\begin{cases}\bar{\boldsymbol{E}}_{\boldsymbol{X}}^{l}=\dfrac{1}{n}\displaystyle\sum_{i=1}^{n}\boldsymbol{X}_{i,l}^{k}\\ \bar{\boldsymbol{E}}_{\boldsymbol{Z}}^{l}=\dfrac{1}{n}\displaystyle\sum_{i=1}^{n}\boldsymbol{Z}_i^{\boldsymbol{X}}\end{cases} \tag{11}$$

因此，代价函数可表示为

$$\begin{aligned}N(\hat{\boldsymbol{R}}_l,\hat{\boldsymbol{T}}_l)&=\|\hat{\boldsymbol{R}}_l\bar{\boldsymbol{E}}_{\boldsymbol{X}}^{l}+\hat{\boldsymbol{T}}_l-\bar{\boldsymbol{E}}_{\boldsymbol{Z}}^{l}\|^2=\\ &\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\|\hat{\boldsymbol{R}}_l\boldsymbol{X}_{i,l}^{k}+\hat{\boldsymbol{T}}_l-\boldsymbol{Z}_i^{\boldsymbol{X}}\|^2=\\ &\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\|\hat{\boldsymbol{R}}_l(\boldsymbol{X}_{i,l}^{k}-\bar{\boldsymbol{E}}_{\boldsymbol{X}}^{l}+\bar{\boldsymbol{E}}_{\boldsymbol{X}}^{l})+\hat{\boldsymbol{T}}_l-\\ &\boldsymbol{Z}_i^{\boldsymbol{X}}+\bar{\boldsymbol{E}}_{\boldsymbol{Z}}^{l}-\bar{\boldsymbol{E}}_{\boldsymbol{Z}}^{l}\|^2\end{aligned} \tag{12}$$

设

$$\begin{cases}\tilde{\boldsymbol{X}}_{i,l}^{k}=\boldsymbol{X}_{i,l}^{k}-\bar{\boldsymbol{E}}_{\boldsymbol{X}}^{l}\\ \tilde{\boldsymbol{Z}}_i^{\boldsymbol{X}}=\boldsymbol{Z}_i^{\boldsymbol{X}}-\bar{\boldsymbol{E}}_{\boldsymbol{Z}}^{l}\\ \boldsymbol{T}_l'=\hat{\boldsymbol{T}}_l+\hat{\boldsymbol{R}}_l\bar{\boldsymbol{E}}_{\boldsymbol{X}}^{l}-\bar{\boldsymbol{E}}_{\boldsymbol{Z}}^{l}\end{cases} \tag{13}$$

则式（12）可表示为

$$N(\hat{\boldsymbol{R}}_l,\hat{\boldsymbol{T}}_l)=\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\|\hat{\boldsymbol{R}}_l\tilde{\boldsymbol{X}}_{i,l}^{k}-\tilde{\boldsymbol{Z}}_i^{\boldsymbol{X}}+\boldsymbol{T}_l'\|^2 \tag{14}$$

将其展开，可得

$$\begin{aligned}N(\hat{\boldsymbol{R}}_l,\hat{\boldsymbol{T}}_l)=&\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\|\boldsymbol{T}_l'\|^2+\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\|\tilde{\boldsymbol{Z}}_i^{\boldsymbol{X}}\|^2+\\ &\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\|\hat{\boldsymbol{R}}_l\tilde{\boldsymbol{X}}_{i,l}^{k}\|^2-\frac{2(\boldsymbol{T}_l')^{\mathrm{T}}}{n}\sum_{i=1}^{n}(\tilde{\boldsymbol{Z}}_i^{\boldsymbol{X}}-\hat{\boldsymbol{R}}_l\tilde{\boldsymbol{X}}_{i,l}^{k})-\\ &\frac{2}{n}\sum_{i=1}^{n}((\tilde{\boldsymbol{Z}}_i^{\boldsymbol{X}})^{\mathrm{T}}\hat{\boldsymbol{R}}_l\tilde{\boldsymbol{X}}_{i,l}^{k})\end{aligned} \tag{15}$$

当 $\boldsymbol{T}_l'=\boldsymbol{0}$ 时，即

$$\hat{\boldsymbol{T}}_l=\bar{\boldsymbol{E}}_{\boldsymbol{Z}}^{l}-\hat{\boldsymbol{R}}_l\bar{\boldsymbol{E}}_{\boldsymbol{X}}^{l} \tag{16}$$

则式（15）等号右边中第 1 项为 0；同时，第 4 项也为 0；第 3 项满足旋转关系：

$$\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\|\hat{\boldsymbol{R}}_l\tilde{\boldsymbol{X}}_{i,l}^{k}\|^2=\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\|\tilde{\boldsymbol{X}}_{i,l}^{k}\|^2 \tag{17}$$

因此第 3 项与旋转变量无关；同理第 2 项也与旋转变量无关。

至此，为了最小化代价函数 $N(\hat{\boldsymbol{R}}_l,\hat{\boldsymbol{T}}_l)$，仅需使式（15）等号右边中第 5 项取极大值。对该项展开，可得

$$\begin{aligned}&\sum_{i=1}^{n}((\tilde{\boldsymbol{Z}}_i^{\boldsymbol{X}})^{\mathrm{T}}\hat{\boldsymbol{R}}_l\tilde{\boldsymbol{X}}_{i,l}^{k})=\\ &\left(\sum_{i=1}^{n}\hat{x}_i^{l}(k)x_i^{\boldsymbol{Z}}(k)+\sum_{i=1}^{n}\hat{y}_i^{l}(k)y_i^{\boldsymbol{Z}}(k)\right)\cos\varphi_l+\\ &\left(\sum_{i=1}^{n}\hat{y}_i^{l}(k)x_i^{\boldsymbol{Z}}(k)-\sum_{i=1}^{n}\hat{x}_i^{l}(k)y_i^{\boldsymbol{Z}}(k)\right)\sin\varphi_l=\\ &(\Lambda_{xx}+\Lambda_{yy})\cos\varphi_l+(\Lambda_{yx}+\Lambda_{xy})\sin\varphi_l\end{aligned} \tag{18}$$

式中：$x_i^{\boldsymbol{Z}}(k)$、$y_i^{\boldsymbol{Z}}(k)$ 分别表示第 l 步时 $\boldsymbol{X}_{i,l}^{k}$ 对应 $\boldsymbol{M}_{\boldsymbol{Z}}^{l}(\boldsymbol{X}_{i,l}^{k})$ 的 x、y 轴坐标；Λ_{xx}、Λ_{yy}、Λ_{yx} 和 Λ_{xy} 分别为等号前（）中各对应项的简写表示。

为使式（18）取极大值，可取第 l 步的 φ_l 估计值为

$$\hat{\varphi}_l=\arccos\frac{\Lambda_{xx}+\Lambda_{yy}}{\sqrt{(\Lambda_{xx}+\Lambda_{yy})^2+(\Lambda_{yx}+\Lambda_{xy})^2}} \tag{19}$$

获得 $\hat{\varphi}_l$ 即取得了旋转估计量 $\hat{\boldsymbol{R}}_l$，通过式(16)即可获得平移估计量 $\hat{\boldsymbol{T}}_l$，在此不再赘述。

2.3 关联算法流程

综上，基于 ICP 的关联算法流程可大致分为如下几个步骤。

步骤 1 初始化：设定一组初始的旋转与平移量 $(\hat{\boldsymbol{R}}_0, \hat{\boldsymbol{T}}_0)$。这里可设置初始旋转角为 0，初始平移量为 $\{\boldsymbol{X}_i^k\}_{i=1}^n$ 与 $\{\boldsymbol{Z}_j^{k+1}\}_{j=1}^p$ 2 个点迹重心位置差。

步骤 2 点航映射：基于第 $l-1$ 步的旋转与平移估计量 $(\hat{\boldsymbol{R}}_{l-1}, \hat{\boldsymbol{T}}_{l-1})$，根据式(6)获取第 l 步迭代的映射状态估计 $\boldsymbol{X}_{i,l}^k$。

步骤 3 最近邻关联：针对每个状态估计点 $\boldsymbol{X}_{i,l}^k$，利用最近邻法，在量测集 $\{\boldsymbol{Z}_j^{k+1}\}$ 中搜索满足式(7)条件的对应点，组成新的集合 $\{\boldsymbol{M}_{\boldsymbol{Z}}^l(\boldsymbol{X}_{i,l}^k)\}$。

步骤 4 更新旋转与平移量：采用 2.2 节所述方法求取 $\{\boldsymbol{X}_{i,l}^k\}$ 与 $\{\boldsymbol{M}_{\boldsymbol{Z}}^l(\boldsymbol{X}_{i,l}^k)\}$ 之间能使代价函数 $N(\hat{\boldsymbol{R}}_l, \hat{\boldsymbol{T}}_l)$ 取极小值，且可用于第 l 步迭代的旋转与平移估计量 $(\hat{\boldsymbol{R}}_l, \hat{\boldsymbol{T}}_l)$。

步骤 5 终止与迭代：采用双门限准则，若满足式(8)与式(9)条件，则终止迭代，确定 $\{\boldsymbol{X}_i^k\}_{i=1}^n$ 中每个元素在 $\{\boldsymbol{Z}_j^{k+1}\}_{j=1}^p$ 中的对应量测(关联成功)；若不能满足条件，则取 $l=l+1$，跳转至步骤 2，迭代更新。

为了防止在特殊情况下出现无限循环情况，若在某步迭代更新后，$\{\boldsymbol{M}_{\boldsymbol{Z}}^{l-1}(\boldsymbol{X}_{i,l-1}^k)\}$ 与 $\{\boldsymbol{M}_{\boldsymbol{Z}}^l(\boldsymbol{X}_{i,l}^k)\}$ 相同，则终止迭代，取仅满足式(8)条件的 $\{\boldsymbol{X}_i^k\}_{i=1}^n$ 的对应量测。

若算法在第 L 步迭代终止，则 k 时刻的位置状态估计 $\{\boldsymbol{X}_i^k\}_{i=1}^n$ 与 $k+1$ 时刻量测集 $\{\boldsymbol{Z}_j^{k+1}\}_{j=1}^p$ 之间最终的旋转角与平移量估计为

$$\begin{cases} \hat{\varphi} = \sum_{l=0}^{L} \hat{\varphi}_l \\ \hat{\boldsymbol{T}} = \sum_{l=0}^{L} \hat{\boldsymbol{T}}_l \end{cases} \tag{20}$$

由于量测条件为部分可辨，因此该关联算法的处理结果易出现漏关联情况(即未能对 $\{\boldsymbol{X}_i^k\}_{i=1}^n$ 中每个元素关联到对应量测)。出现这种情况是正常的，会在本文算法的后续过程中对其进行针对处理。

3 编队成员航迹的状态更新

3.1 漏关联量测填补

经过编队内点航关联后，可获得 $k+1$ 时刻量测与 k 时刻 n 条航迹不完全一一对应的关系。部分可辨条件下的编队回波特征为目标发现概率低，即目标的航迹时有时无，航迹信息不完全，因此在量测集中不一定存在与成型航迹相对应的目标回波。为了解决这个问题，需要对没有回波的目标进行量测填补，从而用于后续的状态更新滤波。

这里借鉴概率最近邻[5]的思想，未关联到对应量测的航迹，采用 $k+1$ 时刻的状态预测作为其更新值，即

$$\boldsymbol{M}_{\boldsymbol{Z}}^l(\boldsymbol{X}_{i,l}^k) = \hat{\boldsymbol{X}}(k+1|k) \tag{21}$$

对应的误差协方差为

$$\boldsymbol{P}(k+1|k+1) = \boldsymbol{P}(k+1|k) + \frac{P_{\mathrm{D}}P_{\mathrm{G}}(1-C_{\tau g})}{1-P_{\mathrm{D}}P_{\mathrm{G}}}\boldsymbol{K}(k+1)\boldsymbol{S}(k+1)\boldsymbol{K}'(k+1) \tag{22}$$

式中：$\sqrt{\gamma}$ 为跟踪波门大小 $D_{\max}$；P_{D} 为目标检测概率；P_{G} 为门概率；$C_{\tau g}=[1-\mathrm{e}^{-\gamma/2}(1+\gamma/2)]/(1-\mathrm{e}^{-\gamma/2})$。

为了防止对航迹过度填补而形成的虚假航迹，这里需要对同一条航迹的填补频次加以制约。采用滑窗 α/β 逻辑[5]准则对单个成员航迹进行逐点判断。在窗口长度为 β 的时间滑窗内，若填补量测的个数大于 $\beta-\alpha$，则认为该条航迹为不可信任，将该航迹终结；若填补个数不大于 $\beta-\alpha$，则认为该航迹在填补量测后仍然为可信任航迹，维持并更新该航迹。

3.2 基于多模型的滤波更新

编队目标在稳态条件下，各成员目标的运动状态相似，且编队拓扑结构变化缓慢。因此，每个编队成员的运动状态为匀速直线运动或加速度较小的大半径转弯。采用单一的滤波模型不能较好地对航迹进行滤波贴合，因此本节采用多模型[5]算法对编队成员航迹滤波。

设置 3 个过程噪声级，给每个过程噪声级建立一个滤波器，根据似然函数计算各个模型的贴合度，然后求它们的加权和。由于目标运动的机动幅度不大，因此在过程噪声级设置时采用较小的过程噪声协方差系数。这里不再赘述多模型滤波的具体流程，但需要注意的是，由于编队具有稳态特征，可以通过监视各成员与 3 个模型之间的贴合系数，判断编队拓扑结构是否改变。

设某时刻编队成员对于各噪声模型的贴合度集合为 $\{M_w^\sigma\}_{w=1}^n$，w 为编队成员序号，σ 取值 $\{1,2,3\}$，表示对应 3 个过程噪声模型。则该时刻编队的模型平均值和成员模型平均值分别为

$$\overline{M} = \sum_{\sigma=1}^{3}\sum_{w=1}^{n}\sigma M_w^{\sigma} \tag{23}$$

$$\overline{M}_w = \sum_{\sigma=1}^{3}\sigma M_w^{\sigma} \tag{24}$$

设定阈值系数 κ_M,若

$$\overline{M}_w > (\kappa_M + 1)\overline{M} \tag{25}$$

则认为成员 w 在编队内的相对移动幅度较大,将改变编队的拓扑结构。需要注意的是,由于成员 w 在编队内的相对移动幅度较大,可能产生编队内的交叉航迹,因此出现该情况时,编队成员关联可能出现 $\boldsymbol{M}_Z^l(\boldsymbol{X}_{i,l}^k) = \boldsymbol{M}_Z^l(\boldsymbol{X}_{j,l}^k)$(即 2 条航迹关联到同一个量测点),这里采用非抢占式的滤波更新,即 2 条航迹均将采用该量测做滤波更新。由于航迹的速度矢量不同,因此在后续关联滤波中航迹可自动分离。

4　算法仿真验证与分析

为了验证本文算法的性能及有效性,本文采用 1 000 次 Monte-Carlo 仿真对本文提出的基于 ICP 的稳态编队精细跟踪算法(本节后文中简称 ICP 算法)与基于模版匹配的编队目标跟踪算法(TM 算法)[19]、传统多目标跟踪算法中性能优越的多假设算法(MHT 算法)[5]在多场景下对已起始的航迹进行跟踪,并对跟踪结果进行性能比较与分析。

4.1　仿真环境

设雷达的采样周期 $T = 1$ s。为了多角度比较分析各算法的航迹跟踪性能,设置了以下 3 种经典仿真环境。

环境 1　模拟杂波条件下稳态稀疏编队与稳态密集编队的目标环境。稀疏编队目标环境下,编队成员之间距离一般为[600,1 000]m;密集编队目标环境下,距离一般为[100,300]m。设在雷达视域内,存在 2 个稳态编队。第 1 个为稀疏编队,做小机动参数的大半径转弯,由 5 个成员组成,各成员的初始位置为(10 000,15 000)m、(9 000,15 400)m、(9 000,14 600)m、(10 000,15 800)m、(10 000,14 200)m,初始速度为(−392,0)m/s;第 2 个为密集编队,做匀速直线运动,由 4 个成员组成,各成员的初始位置为(5 000,−4 200)m、(5 200,−4 150)m、(5 350,−4 100)m、(5 550,−4 170)m,初始速度为(0,300)m/s。

仿真中设置雷达视域范围为 $x \in [-16\,000\quad 12\,000]$m,$y \in [-10\,000\quad 26\,000]$m,雷达位于坐标原点(0,0)。雷达的测向误差 $\sigma_\theta = 0.2°$、测距误差 $\sigma_\rho = 20$ m。设置雷达对目标的发现概率为 $P_d = 0.83$。杂波的产生方式为,在雷达视域范围内,每时刻随机均匀产生 1 000 个杂波。

环境 2　模拟杂波条件下稳态编队成员的相对位置发生缓慢变化(即编队拓扑结构变化)条件下的目标环境。设雷达视域内存在一个编队,由 5 个成员组成,各成员初始位置为(10 900,−4 100)m、(10 450,−4 550)m、(10 000,−5 000)m、(9 550,−5 450)m、(9 100,−5 900)m,初始速度为(−200,300)m/s。在 16 ~ 31 s 间,成员 2 与成员 3 做小机动交错飞行;在 41 ~ 71 s 间,成员 2、成员 4、成员 5 同时做小机动交错飞行,机动参数略。其他雷达与杂波等参数同环境 1。

环境 3　为了验证各个算法时间复杂度在实际运行速度上的差别,在环境 1 的条件下,针对稀疏编队和密集编队,分别对各个算法的处理时间进行对比。对该条件下的处理过程进行 1 000 次 Monte-Carlo 仿真,记录运行时间并取平均值。

4.2　仿真结果与分析

1) 在仿真环境 1 中,雷达视域内共存在 2 个编队合计 9 批目标,所有目标的真实运动态势如图 1 所示。

由于编队目标成员距离较近,因此跟踪过程中极易出现航迹模糊现象(2 条或多条航迹合并为一条航迹,从而另一条航迹丢失)与航迹错误交叉等误跟踪问题。为了对算法性能进行有效评估,结合工程中对数据准确率的要求,这里只对可行航迹[5](即航迹批号始终对应正确的起始航迹批号)进行衡量统计。为了有效评价航迹跟踪的可靠性,这里定义平均可行航迹批数为

$$\Psi(\alpha) = \frac{\sum_{i=1}^{\beta} T_i(\alpha) + T_{\text{end}}(n_{\text{Monte}} - \beta)}{n_{\text{Monte}}} \tag{26}$$

式中:α 为可行航迹批数;$T_i(\alpha)$ 为在第 i 次仿真中出现 α 批可行航迹的时刻;n_{Monte} 为 Monte-Carlo

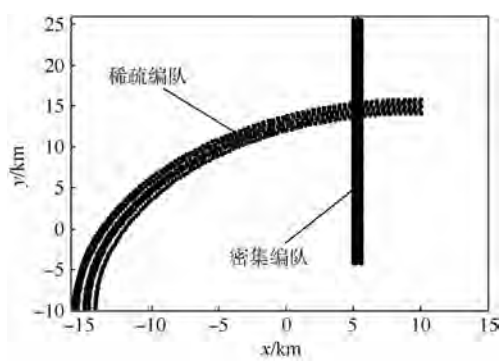


图 1　目标整体态势(环境 1)

Fig. 1　Overall situation of targets (Environment 1)

北航学报 赠阅

仿真次数；β 为 n_{Monte} 次 Monte-Carlo 仿真中出现 α 批可行航迹的次数；T_{end} 为仿真中总时刻数。在本文仿真中，$\alpha \in \{1,2,3,4,5\}$，$n_{\mathrm{Monte}} = 1\,000$，$T_{\mathrm{end}} = 100$。因此在环境 1 条件下，仿真后 3 种算法对稀疏编队与密集编队的处理结果中平均可行航迹的批数如图 2 所示。

从图 2 可以看出，ICP 算法对 2 种编队条件的跟踪处理，平均可行航迹批数均显著优于其他 2 种算法，这说明 ICP 算法对部分可辨条件下的编队跟踪具有更高的可靠性。对比图 2(a)与图 2(b)，密集编队条件下，各算法的可行航迹批数有所下降，特别是 MHT 算法。通过对算法理论分析可知，MHT 算法没有对编队整体拓扑的关联，因此在多目标同速同向运动时，极易出现错误关联，从而降低跟踪的正确率。而当编队成员较密集时，该现象尤为显著。对于 ICP 算法及 TM 算法，当可行航迹批数小于 3 时，则曲线迅速会降至 0。通过分析可知，由于 ICP 算法与 TM 算法均对编队整体拓扑进行了关联，但是可行航迹批数小于 3 时，编队整体的拓扑对准受到了严重的影响，关联错误率大大上升，因此导致该现象的发生。另外，由于 ICP 算法针对目标低可观测条件，采用了漏关联量测填补技术，可进一步提高 ICP 算法的正确关联率，因此，ICP 算法具有较高的跟踪可靠性。

为了衡量各算法的跟踪精度，对跟踪时可行航迹的位置与速度精度进行统计。由于在密集编队条件下，MHT 算法的可行航迹太少，Monte-Carlo 仿真时没有成功跟踪到一条完整的可行航迹。因此这里仅对稀疏编队条件下的跟踪精度进行统计。各算法跟踪航迹的 y 轴位置、速度的均方根误差比较图分别如图 3 所示。

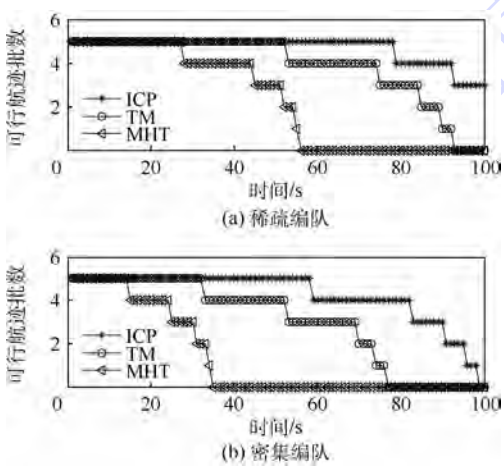


图 2 平均可行航迹批数比较(环境 1)

Fig. 2 Comparison of average number of feasible track (Environment 1)

从图 3(a)中可以看出，ICP 算法的位置均方根误差曲线显著低于其他 2 种算法，具有较高的位置跟踪精度。ICP 算法的平均 y 轴位置 RMSE 为21.4 m，TM 算法的为 27.6 m，MHT 算法的为 53.7 m，因此较高的跟踪精度也是跟踪可靠性的保证。在图 3(b)中，ICP 算法的速度均方根误差曲线也显著低于其他 2 种算法。

从环境 1 的仿真结果可以看出，ICP 算法在跟踪可靠性、位置精度和速度精度上都显著优于 TM 算法与 MHT 算法，算法有效性显著。

2) 在仿真环境 2 中，雷达视域内共存在一个编队合计 5 批目标，所有目标的真实运动态势如图 4 所示。

从图 4 中可以看到，该编队经历过 2 次编队拓扑变化：第 1 次为成员 2 与成员 3 互换位置，第 2次为成员 2 与成员 4 一并与成员 5 互换位置。在这种情况下，编队的精细跟踪极易出现错误。为了验证算法在该环境下的跟踪能力，鉴于在环境 1 的仿真中已经验证过算法的可靠性与跟踪精度，这里仅验证成员航迹交错时的正确跟踪率(即航迹与批号正确对应)，如表 1 所示。

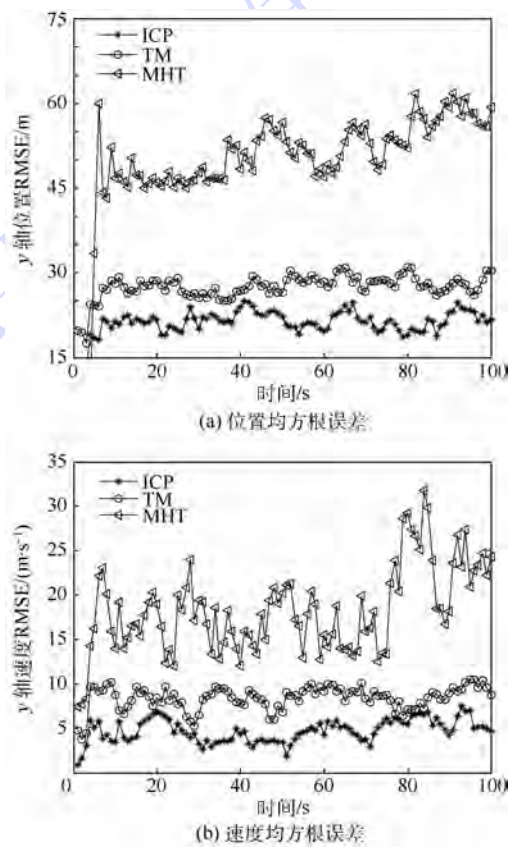


图 3 y 轴位置、速度的均方根误差比较(环境 1)

Fig. 3 Comparison of position and speed root mean square error at y axes (Environment 1)

在表 1 中需要说明的是,当第 1 次拓扑改变正确跟踪的前提下,才对第 2 次拓扑改变进行正确跟踪率统计。ICP 算法在 2 次拓扑改变时的正确跟踪率均为最高,对于整个航迹的跟踪率,本文算法的正确跟踪率为 56.1%(88.5% ×63.4%),远高于 TM 算法的 36.9% 和 MHT 算法的43.0%,说明本文算法在编队拓扑缓慢改变时比现有算法具有较高的跟踪可靠性。从表 1 中还可看出,TM 算法的正确跟踪率不如 MHT 算法,分析算法里可知,在低发现概率条件下,点航关联在航迹交错时易出现多航迹对应同一量测点,MT 算法的模版建立在区域矩形划分的基础上,匹配模糊性较大;而 MHT 多假设全临最优思路可使关联跟踪的正确性增大。但这 2 种算法在应对低发现概率的编队目标精细跟踪时,在关联与滤波的各个环节均不如 ICP 算法有针对性,因此,ICP 算法在该背景下具有最优的跟踪效能。

3) 在仿真环境 3 中,各算法对稀疏编队与密集编队的平均处理时间如表 2 所示。

从表 2 可以看出,MHT 算法在对 2 种编队的处理时间上显著高于ICP算法与TM算法,ICP算法略高于 TM 算法,但也相差不到0.1 ms,因此 ICP 算法的处理效率略低于 TM 算法,但远优于 MHT 算法,具有较高算法实时性,可应用于实时性要求较高的工程背景中。

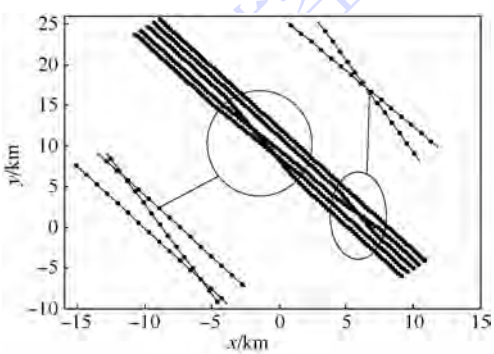


图 4　目标整体态势(环境 2)

Fig. 4　Overall situation of targets (Environment 2)

表 1　各算法正确跟踪率对比(环境 2)

Table 1　Comparison of correct tracking probability among different algorithms (Environment 2)　%

算法	第 1 次拓扑变化	第 2 次拓扑变化
ICP	88.5	63.4
TM	81.2	45.5
MHT	84.9	50.7

表 2　各算法平均处理时间对比(环境 3)

Table 2　Comparison of average processing time among different algorithms (Environment 3)　ms

算法	稀疏编队	密集编队
ICP	0.516	0.477
TM	0.438	0.401
MHT	0.985	0.794

5　结　论

为解决部分可辨条件下稳态编队的精细跟踪难题,本文提出了一种基于 ICP 的稳态部分可辨编队精细跟踪算法,该算法的优势与特点如下:

1) 采用循环迭代方式实现点航关联的最优匹配,提高了编队成员关联的准确性。

2) 在编队成员航迹的状态更新中采用滑窗 α/β 逻辑的漏关联量测填补技术,有效提高了在部分可辨条件下的航迹维持问题。

3) 采用非抢占式的多模型滤波更新方法,有效提高了编队内对交叉航迹的正确跟踪率。

4) 经过仿真验证,ICP 算法对稳态部分可辨编队具有较高的跟踪可靠性与跟踪精度,且在编队出现交叉航迹时仍具有较高的有效性。

5) 具有较高的处理效率,算法实时性较好。

综上,ICP 算法在稳态部分可辨编队条件下的精细跟踪中,具有优越的性能优势及可靠性,为实际工程应用提供了新的技术途径。

参考文献 (References)

[1] 黄天俊. 低可观测目标的检测跟踪算法[D]. 西安:西安电子科技大学,2012:1-3.
HUANG T J. The algorithm of detection and tracking for low-observable target [D]. Xi'an: Xidian University, 2012: 1-3 (in Chinese).

[2] GVAN K, FGAN F. MHT extraction and track maintenance of a target formation [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System, 2002, 38(1): 288-294.

[3] 张昌芳. 阵群目标信息相关技术研究[D]. 长沙:国防科学技术大学,2009:1-10.
ZHANG C F. Research on data association method of group data [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2009: 1-10 (in Chinese).

[4] 赵志超,饶彬,王雪松,等. 基于概率网格 Hough 变换的多雷达航迹起始算法[J]. 航空学报,2010,31(11):2209-2215.
ZHAO Z C, RAO B, WANG X S, et al. Multi-radar track initiation algorithm based on probabilistic Hough transform[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2010, 31(11): 2209-2215 (in Chinese).

[5] 何友,修建娟,张晶炜,等. 雷达数据处理及应用[M]. 2 版. 北京:电子工业出版社,2009:121-293.
HE Y, XIU J J, ZHANG J W, et al. Radar data processing with applications[M]. 2nd ed. Beijing: Publishing House of Electronics Industry Press, 2009: 121-293 (in Chinese).

北航学报 赠阅

[6] WANG H L, WANG D S, TIAN L S. A new algorithm for group tracking[C]//2011 CIE International Conference on Radar. Xi'an: [s. n.], 2011: 1159-1163.

[7] 何友,王海鹏,熊伟,等. 基于相对位置矢量的灰色精细航迹起始算法[J]. 航空学报,2012,33(10):1850-1863.
HE Y, WANG H P, XIONG W, et al. Refined gray track initiation algorithm of group targets based on relative position vectors [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2012, 33(10): 1850-1863(in Chinese).

[8] 邢凤勇,熊伟,王海鹏. 基于聚类和 Hough 变换的多编队航迹起始算法[J]. 海军航空工程学院学报,2010,25(6):624-629.
XING F Y, XIONG W, WANG H P. A formation target track initiation algorithm based on clustering and Hough transform[J]. Journal of Naval Aeronautical and Astronautical University, 2010, 25(6): 624-629(in Chinese).

[9] 耿文东. 基于 PDA 的群目标合并与分离方法研究[J]. 无线电工程,2007,37(2):24-27.
GENG W D. A study on group target merging and splitting method based on PDA[J]. Radio Engineering, 2007, 37(2): 24-26(in Chinese).

[10] 刘红,耿文东. 基于模式空间的群目标合并与分离方法研究[J]. 无线电工程,2010,40(2):53-56.
LIU H, GENG W D. A study of merging and splitting methods for group targets based on pattern space[J]. Radio Engineering, 2010, 40(2): 53-56(in Chinese).

[11] FRANCOIS S, SZE K P. Tracking of coordinated groups using marginalized MCMC-based particle algorithm[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2009, 31(2): 1-11.

[12] 连峰,韩崇昭,刘伟峰,等. 基于 SMC-PHDF 的部分可分辨的群目标跟踪算法[J]. 自动化学报,2010,36(5):731-741.
LIAN F, HAN C Z, LIU W F, et al. Tracking partly resolvable group targets using SMC-PHDF[J]. Acta Automatica Sinica, 2010, 36(5): 731-741(in Chinese).

[13] MIHAYLOVA L, GNING A. Group object structure and state estimation in the presence of measurement origin uncertainty [C]//2009 IEEE/SP 15th Workshop on Statistical Signal Processing. Piscatawey, NJ: IEEE Press, 2009: 473-476.

[14] FELDMANN M, FRANKEN D. Advances on tracking of extended objects and group targets using random matrices[C]//2009 12th International Conference on Information Fusion. Piscatawey, NJ: IEEE Press, 2009: 1029-1036.

[15] LIAN F, HAN C Z, LIU W F. Sequential monte carlo implementation and state extraction of the group probability hypothsis density filter for partly unresolvable group targets-tracking problem[J]. IET Radar, Sonar and Navigation, 2010, 4(5): 685-702.

[16] 王海鹏,熊伟,何友,等. 集中式多传感器群目标灰色精细航迹起始算法[J]. 系统工程与电子技术,2012,34(11):2249-2255.
WANG H P, XIONG W, HE Y, et al. Gray refined track initiation algorithm for centralized multi-sensor group targets[J]. System Engineering and Electronics, 2012, 34(11): 2249-2255 (in Chinese).

[17] 王海鹏,董云龙,熊伟,等. 运动状态下多传感器群目标精细航迹起始算法[J]. 宇航学报,2012,33(11):1690-1698.
WANG H P, DONG Y L, XIONG W, et al. Multi-sensor group target refined track initiation algorithm based on moving state [J]. Journal of Astronautics, 2012, 33(11): 1690-1698 (in Chinese).

[18] PANG S K, LI J, GODSILL S J. Detection and tracking of coordinated groups [J]. IEEE Transcations on Aerospace and Electronic Systems, 2011, 47(1): 472-502.

[19] 王海鹏. 多传感器编队目标跟踪算法研究[D]. 烟台: 海军航空工程学院,2012:71-85.
WANG H P. Study of multi-sensor group targets tracking algorithm[D]. Yantai: Naval Aeronautical and Astronautical University, 2012: 71-85(in Chinese).

[20] 祝继华,郑南宁,袁泽剑,等. 基于 ICP 算法和粒子滤波的未知环境地图创建[J]. 自动化学报,2009,35(8):1107-1113.
ZHU J H, ZHENG N N, YUAN Z J, et al. A SLAM approach by combibing ICP algorithm and particle filter[J]. Acta Automatica Sinica, 2009, 35(8): 1107-1113(in Chinese).

[21] 宋强. 目标航迹对准关联与传感器系统误差估计技术研究[D]. 烟台:海军航空工程学院,2010:33-39.
SONG Q. Target track alignment-correlation and sensor bias estimation technique research [D]. Yantai: Naval Aeronautical and Astronautical University, 2010: 33-39(in Chinese).

[22] 何友,王国宏,关欣. 信息融合理论及应用[M]. 北京: 电子工业出版社,2010:189-193.
HE Y, WANG G H, GUAN X. Information fusion theory with applications [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2010: 189-193(in Chinese).

作者简介:

王聪 男,博士,讲师。主要研究方向:目标跟踪、航迹关联。

王海鹏 男,博士,讲师。主要研究方向:群目标跟踪、航迹关联。

何友 男,教授,中国工程院院士。主要研究方向:雷达信号处理、信息融合。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

Refined tracking algorithm for steady partly resolvable group targets based on ICP

WANG Cong*, WANG Haipeng, HE You, GUO Chen

(Institute of Information Fusion, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China)

Abstract: To deal with the problem of the refined tracking of steady groups in partly resolvable condition, a refined tracking algorithm based on iterative closest point (ICP) is proposed in this paper. First, the ICP algorithm is used in tracking association, and by using closest point cyclic iteration, the measurements at time $k+1$ can be matched with the position estimation at time k. In order to deal with the problem of leakage tracks brought by partly resolvable group and to increase the fault tolerant performance in tracking association, double threshold principle is used in decision making. Then, to further ensure the reliability of tracking, probabilistic nearest neighbor method has been used to fill the leakage tracks. Finally, to ensure the precision of tracking, multi-model algorithm is used to realize filter update of group member tracking. The simulation results show that, compared with group target tracking algorithm based on template matching and classical multiple hypothesis tracking algorithm, the algorithm has better performance in tacking reliability and precision, and can be more accurate when slow change of group topology happens.

Keywords: partly resolvable; steady group targets; iterative closest point (ICP); double threshold; group topology

北京航空航天大学学报

Received: 2016-05-19; **Accepted**: 2016-06-20; **Published online**: 2016-08-23 16:39

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160823.1639.002.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (91538201)

* **Corresponding author**. E-mail: congnavy@hotmail.com

2017 年 6 月
第43卷 第6期
北京航空航天大学学报
Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics
June 2017
Vol. 43 No. 6

北航学报
赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0438

输入输出受限的无人机防滑刹车系统容错控制

全下
文载

孙辉，闫建国*，屈耀红

（西北工业大学 自动化学院，西安 710072）

摘　　要：针对无人机防滑刹车系统工作过程中同时出现系统输出滑移率稳定区域受限、控制输入饱和与刹车执行机构故障的多重约束问题，提出了一种基于障碍 Lyapunov 形式的自适应神经网络反演容错控制器的设计方法。当刹车执行机构发生故障时，通过自适应神经网络补偿刹车系统中的非线性及不确定项。根据反演设计原理，应用神经网络输出设计相应的容错控制律，同时，在控制器的设计中引入鲁棒切换控制项，优化系统快速容错的暂态性能。首先本文设计的容错控制器无需精确获取执行机构在线故障的重构信息，也能使刹车闭环系统能够快速稳定，然后基于 Lyapunov 方法分析了系统的稳定性，最后通过数值仿真结果表明，所提出的容错控制算法能够有效地保证刹车执行机构故障时控制系统的稳定性和有效性。

关　键　词：防滑刹车；Lyapunov；容错控制；执行机构故障；输入输出受限

中图分类号：TP237；V227

文献标识码：A　　**文章编号**：1001-5965(2017)06-1132-09

近 20 年来，无人机容错技术得到了长足的发展，特别针对大中型轮式起降无人机的机电系统容错理论也进行了深入的研究。刹车系统作为无人机的起飞着陆子系统的组成部分，对于保障无人机安全起飞、着陆及纠偏起到重要的作用。防滑刹车系统的可靠与否，直接关系到无人机载具的起降安全和任务完成程度。执行机构部分失效型故障普遍存在于各类非线性控制系统中，无人机刹车系统也不例外，对于无人机刹车系统的执行机构故障的自主解析冗余技术的研究有着重要的理论和应用价值。然而，此类研究文献却鲜有。

近些年来，反演算法被广泛应用于非线性系统的容错控制中[1-3]。Chen 等[4]将反演迭代控制算法应用至飞机防滑刹车系统的滑移率跟踪控制，取得了较好的控制效果。文献[5]采用滑模迭代学习律进行故障估计，用以补偿执行机构故障和外部干扰的影响，但文献中的故障估计却依赖于现有故障估计误差的获取。文献[6-8]假设执行器的失效型故障量和卡死型故障量已知的前提下，针对纯反馈的非线性冗余执行器容错控制，提出自适应模糊反演控制策略，设置自适应模糊机构补偿系统非线性项，实际中真实故障值是无法取得的。

与此同时，随着自适应反演神经网络控制的发展，大量的先进控制方法被提出，例如 Polycarpou[9]首次提出将自适应边界技术应用于估计神经网络逼近误差的未知上界。这种策略已经广泛应用于自适应神经网络的设计。Bechlioulis 和 Rovithakis[10]针对标准 SISO 不确定非线性系统提出了一种基于自适应神经网络的控制器，能够保证跟踪误差在一个时变的界内。然而只有当神经网络的估计性能受限在一定紧集内时，大多数自适应神经网络控制算法仅能够确保闭环控制系统的半全局一致稳定。Wang 等[11]将水下无人机推

收稿日期：2016-05-23；**录用日期**：2016-07-01；**网络出版时间**：2016-09-12 10:39
网络出版地址：www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160912.1039.005.html
基金项目：国家自然科学基金（60974146，61473229）
* **通讯作者**：E-mail：yjg0311@nwpu.edu.cn

引用格式：孙辉，闫建国，屈耀红. 输入输出受限的无人机防滑刹车系统容错控制[J]. 北京航空航天大学学报，2017，43(6)：1132-1140. SUN H，YAN J G，QU Y H. Fault-tolerant control of UAV anti-skid braking system with input and output constraints[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2017，43(6)：1132-1140 (in Chinese).

进器故障量和外界扰动看作是系统的不确定项,构造径向基函数神经网络(Radial Basis Function Neural Network, RBFNN)用于估计不确定项,同时将滑模算法同反演控制相结合,对执行器故障进行容错控制。然而,其并未考虑系统跟踪状态量的受限与执行器饱和这一因素。

现有的文献研究[12-14]均是针对滑移率的调节使其对设定最优值进行跟踪,而对刹车系统稳定性问题却少有探讨。滑移率控制中刹车工作点常处于稳定或不稳定区域[15]。滑移率处于不稳定区域则会导致防滑效果不理想甚至使飞机主轮趋于抱死,导致不期望的侧向滑移,从而造成安全事故。为了保证跟踪误差在提前设定的界内,基于障碍 Lyapunov 函数的反演控制算法得到了广泛的研究[16-18],然而该方法的使用前提是系统所有可测状态量必须全程限定在已知的常数范围内,而且并未讨论故障状态下的系统稳定性能。

在不确定参数与各种外部扰动作用下执行机构受限将会对防滑性能产生很大的影响。特别地,当执行机构发生故障时,重构控制器与控制输入饱和之间的关系很难确定,因此控制输入受限这一问题亟待解决。文献[19-20]分别针对SISO、MIMO 非线性系统的输出受限和输入控制饱和问题进行研究,利用了对称的障碍 Lyapunov 函数结合反演算法设计控制律,并分别利用神经网络和模糊项来逼近未知模型参数和干扰项。文献[21]应用 RBFNN 控制器补偿系统非线性和执行器缓变型故障,设定初始状态即为故障状态下进行的仿真分析,通过选择合适的控制器参数,使得全程 RBFNN 误差总保持在一定的紧集内,然而文献并未考虑系统工作过程中突发型未知故障对神经网络控制器稳定性的冲击影响。为了克服经典自适应神经网络控制器这一缺点,文献[22]引入鲁棒切换项,当神经网络的输入量超出逼近范围时,切换项起作用,将传统自适应神经网络控制项切除掉,随之而来的鲁棒项开始起作用,将用于补偿超出神经网络输入范围对系统的影响。基于预定义跟踪有限精度范围而设计一种自适应神经网络容错控制算法具有重大的理论和实际意义。但直至现在为止,并没有一种有效的自适应神经网络容错控制方法,用于解决非线性系统输入输出受限、机构故障的多重约束问题。

因此,本文在以上文献的研究基础上,探索了无人机防滑刹车系统在存在建模不确定性和执行机构未知失效故障,同时存在控制输入饱和情况下的滑移率受限问题。本文的主要工作如下:针对无人机防滑刹车系统故障模型中的非线性不确定项,使用自适应神经网络进行逼近,发生执行器失效故障时,若系统的约束量超出神经网络输入设定值,则通过切换鲁棒项,来补偿神经网络超出逼近设定值对系统稳定性的冲击影响,以达到快速容错的目的;针对控制输入饱和,设置了饱和补偿项,用于补偿超出饱和的部分;对于输出滑移率受限问题,使用了障碍 Lyapunov 函数设计容错控制器,确保了滑移率始终维持在受限条件之内。系统能够在故障未知,无需精确故障重构的情况下,以较少的可调参数,使整个系统实现快速稳定容错控制。

1　问题描述与预备知识

考虑包含执行机构故障的刹车系统数学模型为不确定非线性系统。建立刹车系统模型时不考虑飞机的横侧向运动,假设所有主机轮的作动机构均具有一致性和同步性,因此刹车控制系统可以简化为仅对单个机轮的控制[4],而本文主要应用于基于滑移率设计的防滑刹车控制系统,则滑移率可以被定义为

$$\delta = \frac{V_x - R_{\mathrm{vb}}\omega_{\mathrm{w}}}{V_x} \tag{1}$$

对式(1)两边求导可得

$$\dot{\delta} = f(\delta) + \frac{R_{\mathrm{vb}}}{V_x J}T_{\mathrm{b}} \tag{2}$$

式中:

$$f(\delta) = -\frac{\delta}{V_x}F_1 + \frac{F_1}{V_x} - \frac{R_{\mathrm{vb}}}{V_x}F_2 \tag{3}$$

其中:

$$\begin{aligned} F_1 = {} & \frac{T_0 + k_v V_x}{m} - \frac{\rho C_d S_{\mathrm{w}} V_x^2}{2m} - \frac{\rho C_{\mathrm{p}} S_{\mathrm{p}} V_x^2}{2m} - \\ & \mu\frac{(a-\mu_{\mathrm{f}}h)\left(g - \frac{\rho C_L S_{\mathrm{w}} V_x^2}{2m}\right) + h_{\mathrm{t}}\frac{T_0 + k_v V_x}{m}}{a+b+(\mu-\mu_{\mathrm{f}})h} - \\ & \mu\frac{h_{\mathrm{p}}\frac{\rho C_{\mathrm{p}} S_{\mathrm{p}} V_x^2}{2m}}{a+b+(\mu-\mu_{\mathrm{f}})h} - \\ & \mu_{\mathrm{f}}\frac{(b+\mu h)\left(g - \frac{\rho C_L S_{\mathrm{w}} V_x^2}{2m}\right)}{a+b+(\mu-\mu_{\mathrm{f}})h} - \\ & \mu_{\mathrm{f}}\frac{-h_{\mathrm{t}}\frac{T_0 + k_v V_x}{m} - h_{\mathrm{p}}\frac{\rho C_{\mathrm{p}} S_{\mathrm{p}} V_x^2}{2m}}{a+b+(\mu-\mu_{\mathrm{f}})h} \end{aligned} \tag{4}$$

$$F_2 = \mu R_{\mathrm{vb}}\frac{(a-\mu_{\mathrm{f}}h)\left(mg - \frac{\rho C_L S_{\mathrm{w}} V_x^2}{2}\right)}{nJ[a+b+(\mu-\mu_{\mathrm{f}})h]} +$$

北航学报 赠阅

$$\mu R_{vb}\frac{h_t(T_0+k_vV_x)+h_p\dfrac{\rho C_pS_pV_x^2}{2}}{nJ[a+b+(\mu-\mu_f)h]} \tag{5}$$

式中：V_x 为飞机速度；ω_w 为机轮转速；T_b 为刹车力矩；δ 为滑移率；R_{vb} 为刹车半径；J 为机轮转动惯量；其他飞机机轮建模相关参数的定义详见文献[23]。结合系数 μ 同 δ 之间具备非线性关系，即

$$\mu(\delta)=D\sin(C\arctan(B\delta)) \tag{6}$$

表 1 展示出 μ-δ 相关参数的数值。

表 1 μ-δ 关系参数示意

Table 1 Relationship of μ-δ parametric representation

飞机跑道状态	D	C	B
干柏油跑道	0.8	1.5344	14.0326
湿柏油跑道	0.4	2.0192	8.2098
结冰跑道	0.2	2.0875	7.2018

由式(4)~式(6)，可以看出滑移率同飞机速度和机轮转速，滑移率与结合系数都存在有非线性关系，从而使得无人机防滑刹车系统具有较强的非线性，将系统重新写成非线性状态方程：

$$\begin{cases}\dot{x}(t)=f(x)+g(x)u\\ y=x\end{cases} \tag{7}$$

式中：状态变量 $x=\delta$；控制输入 $u=T_b$；$f(x)=f(\delta)$；$g(x)=R_{vb}/(V_xJ)$。本文仅考虑执行机构发生部分失效故障，且将此故障建模为乘性因子形式，则执行机构故障下实际作用于刹车控制力矩为

$$u=\rho(t)u_c \tag{8}$$

式中：$\rho(t)$ 为执行器的故障程度，$\rho(t)\in(0,1]$。当 $\rho(t)=1$ 时，则 $u=u_c$（u_c 为控制力矩），表示执行机构正常工作，指令控制刹车力矩与实际力矩一致；当 $\rho(t)\in(0,1)$ 时，表示执行机构产生部分失效故障。同时考虑刹车力矩作为控制输入的饱和受限问题，即 $0\leqslant u\leqslant u_{max}$（$u_{max}$ 为最大刹车力矩），设计指令相应的 u_c 以实现防滑刹车系统稳定容错控制。

$$\mathrm{sat}(v)=\begin{cases}u_{max} & v\geqslant u_{max}\\ v & u_{min}<v<u_{max}\\ u_{min} & v\leqslant u_{min}\end{cases} \tag{9}$$

式中：v 为控制器的输入指令；u_{min} 为最小刹车力矩（本文为 0）。至此，无人机防滑刹车系统方程在执行器部分失效故障发生时可以改写为

$$\begin{cases}\dot{x}(t)=f(x)+g(x)\rho(t)u_c\\ y=x\end{cases} \tag{10}$$

由式(6)可知，滑移率与结合系数之间关系具有较强的非线性和不确定性，往往系统建模时不能够较为准确的获取，而且本文中的执行机构失效型故障程度未知，因此设置 RBFNN 直接用于逼近系统未知非线性项和故障项，从而将 RBFNN 引入容错控制器设计中具有重要的意义。

本文控制目标：针对式(10)所描述的无人机防滑刹车系统，考虑执行机构部分失效故障与控制输入受限问题，设计容错控制器使得刹车过程中，实现对期望滑移率的跟踪，即使发生执行器故障也仍能满足刹车工作点快速调节并稳定在限定有界范围之内。

为了后续方便容错控制器设计及其稳定性分析，现将本文的数学符号做统一定义。令 $\mathbf{R}$ 表示实数域，$\mathbf{R}_+$ 表示全体实数构成的空间，$\mathbf{R}^n$ 表示 n 维实数向量空间。

引理 1 在一紧集域内 $\Omega_Z\in\mathbf{R}^m$，使用 RBFNN，逼近未知连续非线性函数 $\phi(\boldsymbol{Z}_{in}):\mathbf{R}^m\to\mathbf{R}$，形式如下：

$$f(\boldsymbol{Z})=\boldsymbol{W}^{*\mathrm{T}}\boldsymbol{H}(\boldsymbol{Z}_{in})+\varepsilon(\boldsymbol{Z}_{in}) \tag{11}$$

式中：$\varepsilon(\boldsymbol{Z}_{in})$ 为神经网络固有估计误差，且有界，满足 $|\varepsilon(\boldsymbol{Z}_{in})|\leqslant\varepsilon^*$，$\varepsilon^*\in\mathbf{R}_+$ 为未知常数；输入向量 $\boldsymbol{Z}_{in}\in\Omega_Z$，$\boldsymbol{H}(\boldsymbol{Z}_{in})=[h_1(\boldsymbol{Z}_{in}),h_2(\boldsymbol{Z}_{in}),\cdots,h_l(\boldsymbol{Z}_{in})]^{\mathrm{T}}:\Omega_Z\to\mathbf{R}^l$，且神经网络节点数 $l>1$，$\boldsymbol{H}(\boldsymbol{Z}_{in})$ 为已知光滑向量值函数，选择 RBFNN 函数 $h_i(\boldsymbol{Z}_{in})(1\leqslant i\leqslant l)$ 为高斯基函数，形式如下：

$$h_i(\boldsymbol{Z}_{in})=\exp\left[-\frac{(\boldsymbol{Z}_{in}-\boldsymbol{a}_i)^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{Z}_{in}-\boldsymbol{a}_i)}{b_i^2}\right] \tag{12}$$

其中：$\boldsymbol{a}_i\in\Omega_Z$ 和 $b_i\in\mathbf{R}_+$ 分别为高斯基函数的中心和宽度。定义最优权值向量 $\boldsymbol{W}^*=[w_1^*,w_2^*,\cdots,w_l^*]^{\mathrm{T}}$ 为

$$\boldsymbol{W}^*:=\arg\min_{\hat{\boldsymbol{W}}\in\mathbf{R}^l}\left\{\sup_{z\in\Omega_Z}|f(\boldsymbol{Z}_{in})-\hat{\boldsymbol{W}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H}(\boldsymbol{Z}_{in})|\right\} \tag{13}$$

式中：$\hat{\boldsymbol{W}}$ 为 $\boldsymbol{W}^*$ 的估计值。

引理 2[24] 针对所有 $\boldsymbol{s}\in\mathbf{R}^p$，同时给定常数 $0<r_1<r_2$，且 n 阶光滑函数 $F(\boldsymbol{s})$ 满足以下条件：

1）当 $\|\boldsymbol{s}\|\leqslant r_1$，$F(\boldsymbol{s})=0$。

2）当 $\|\boldsymbol{s}\|\geqslant r_2>r_1$，$F(\boldsymbol{s})=1$。

3）$F(\boldsymbol{s})\geqslant n$ 阶连续可导。

针对所有 $\boldsymbol{Z}_{in}\in\mathbf{R}^p$，本文选取切换函数为

$$M(\boldsymbol{Z}_{in})=\begin{cases}0 & \|\boldsymbol{Z}_{in}\|\leqslant r_1\\ 1-\cos^n\left[\dfrac{\pi}{2}\sin^n\left(\dfrac{\pi}{2}\cdot\dfrac{\|\boldsymbol{Z}_{in}\|^2-r_1^2}{r_2^2-r_1^2}\right)\right] & \text{其他}\\ 1 & \|\boldsymbol{Z}_{in}\|\geqslant r_2\end{cases} \tag{14}$$

式中：$0<r_1<r_2$，则 $M(\boldsymbol{Z}_{in})$ 为 n 阶光滑连续可导

函数。

引理 3[25]　对于所有满足 $|\cdot|<k_b$，则不等式 $\ln[k_b^2/(k_b^2-(\cdot)^2)]\leqslant S^2/(k_b^2-(\cdot)^2)$ 恒成立。其中：S 为跟踪误差；k_b 为跟踪误差的受限最大值。

假设 1　存在已知光滑函数 $\psi(\cdot)$，且存在未知常数 $\lambda\in\mathbf{R}_+$ 保证不等式 $|f(\cdot)|\leqslant\lambda\psi(\cdot)$ 恒成立。

假设 2　在执行机构容错控制器设计中，$g(\cdot)$ 为已知函数，$\dot g(\cdot)$ 有界，在 $|\cdot|<k_b$ 条件下，存在 $0<\underline{g}_0\leqslant g(\cdot)\leqslant\bar{g}_0$ 恒成立，且 $\underline{g}_0,\bar{g}_0\in\mathbf{R}_+$，又故障程度 $\rho(t)$ 满足 $\rho(t)\in(0,1]$，且 $\rho(t)$ 微分有界，$\dot\rho(t)\leqslant v_0$，$v_0\in\mathbf{R}_+$，令 $\sigma(t)=g(\cdot)\rho$，则 $0<\underline{\sigma}<\sigma(t)<\bar{\sigma}$，$|\dot\sigma(t)|\leqslant v$，$\underline{\sigma},\bar{\sigma},v\in\mathbf{R}_+$。

假设 3　由于 $\forall t\in[0,+\infty)$

$$q(\cdot)=\begin{cases}1 & 0<\cdot<k_b\\ 0 & -k_a<\cdot\leqslant 0\end{cases}\tag{15}$$

式中：$-k_a$ 为跟踪误差的受限最小值。

故而定存在一个正常数 θ 满足 $|(1-q)/(k_a^2-(\cdot)^2)+q/(k_b^2-(\cdot)^2)|\leqslant\theta$。

2　自适应鲁棒容错控制器设计

本文提出的容错控制器思想是将滑移率控制视为含有系统输出约束条件的控制问题，通过约束条件的限定，使得滑移率始终在受限区域之内，即使发生执行器故障也仍能满足刹车工作点快速调节并稳定在限定有界范围之内。针对执行器故障下的无人机防滑刹车非线性系统式(10)，基于假设 1 和假设 2，定义 $S=y-y_r$，y 为测量信号，y_r 为参考信号，$\sigma(t)=\rho(t)g(x)$，对 S 求导可得

$$\dot S=\dot y-\dot y_r=\sigma(t)[\sigma^{-1}(t)(f(x)-\dot y_r)+u_c]\tag{16}$$

选取障碍 Lyapunov 候选函数：

$$V=\frac{1}{2\sigma(t)}\left[(1-q)\ln\frac{k_a^2}{k_a^2-S^2}+q\ln\frac{k_b^2}{k_b^2-S^2}\right]+\frac{1}{2}\tilde{\boldsymbol{W}}^{\mathrm T}\boldsymbol{\gamma}^{-1}\tilde{\boldsymbol{W}}+\frac{1}{2\tau}\tilde\lambda^2+\frac{1}{2\vartheta}\tilde\varepsilon^2+\frac{1}{2}P_a^2\tag{17}$$

式中：

$$q(S)=\begin{cases}1 & 0<S<k_b\\ 0 & -k_a<S\leqslant 0\end{cases}$$

$\boldsymbol{\gamma}^{\mathrm T}=\boldsymbol{\gamma}$ 为设定的正定对角阵，选取参数 $\tau,\vartheta\in\mathbf{R}_+$，并且 RBFNN 权值的估计误差定义为 $\tilde{\boldsymbol{W}}=\hat{\boldsymbol{W}}-\boldsymbol{W}^*$，RBFNN 上界的估计误差值为 $\tilde\lambda=\hat\lambda-\hat\lambda^*$，$\lambda$ 为 RBFNN 上界估计值，λ^* 为 RBFNN 上界真实值，RBFNN 固有逼近误差的估计误差值为 $\tilde\varepsilon=\hat\varepsilon-\varepsilon^*$，$\hat\varepsilon$ 为估计值，ε^* 为实际值，控制器饱和补偿量为 P_a。考虑式(16)，并对式(17)两端求微分，可得

$$\dot V=\frac{1}{\sigma(t)}\left(\frac{1-q}{k_a^2-S^2}+\frac{q}{k_b^2-S^2}\right)S\dot S-\frac{\dot\sigma(t)}{2\sigma^2(t)}\left[(1-q)\ln\frac{k_a^2}{k_a^2-S^2}+q\ln\frac{k_b^2}{k_b^2-S^2}\right]+\tilde{\boldsymbol{W}}^{\mathrm T}\boldsymbol{\gamma}^{-1}\dot{\hat{\boldsymbol{W}}}+\tau^{-1}\tilde\lambda\dot{\hat\lambda}+\vartheta^{-1}\tilde\varepsilon\dot{\hat\varepsilon}+P_a\dot P_a\tag{18}$$

代入引理 3，则式(18)可以进一步放缩为

$$\begin{aligned}\dot V\leqslant{}&\frac{1}{\sigma(t)}\left(\frac{1-q}{k_a^2-S^2}+\frac{q}{k_b^2-S^2}\right)S\dot S+\frac{\dot\sigma(t)}{2\sigma^2(t)}\left(\frac{1-q}{k_a^2-S^2}+\frac{q}{k_b^2-S^2}\right)S^2+\\&\tilde{\boldsymbol{W}}^{\mathrm T}\boldsymbol{\gamma}^{-1}\dot{\hat{\boldsymbol{W}}}+\tau^{-1}\tilde\lambda\dot{\hat\lambda}+\vartheta^{-1}\tilde\varepsilon\dot{\hat\varepsilon}+P_a\dot P_a=\\&\frac{S}{\sigma(t)}\left\{\sigma(t)\left(\frac{1-q}{k_a^2-S^2}+\frac{q}{k_b^2-S^2}\right)\cdot\left[\sigma^{-1}(t)(f(x)-\dot y_r)+u_c+\frac{\dot\sigma(t)}{2\sigma^2(t)}S\right]\right\}+\\&\tilde{\boldsymbol{W}}^{\mathrm T}\boldsymbol{\gamma}^{-1}\dot{\hat{\boldsymbol{W}}}+\tau^{-1}\tilde\lambda\dot{\hat\lambda}+\vartheta^{-1}\tilde\varepsilon\dot{\hat\varepsilon}+P_a\dot P_a=\\&S\left(\frac{1-q}{k_a^2-S^2}+\frac{q}{k_b^2-S^2}\right)(u_c+\phi(\boldsymbol{Z}))+\\&\tilde{\boldsymbol{W}}^{\mathrm T}\boldsymbol{\gamma}^{-1}\dot{\hat{\boldsymbol{W}}}+\tau^{-1}\tilde\lambda\dot{\hat\lambda}+\vartheta^{-1}\tilde\varepsilon\dot{\hat\varepsilon}+P_a\dot P_a\end{aligned}\tag{19}$$

定义 $\boldsymbol{Z}=[x,y_r,\dot y_r]^{\mathrm T}\in\mathbf{R}^3$，则未知非线性项为

$$\phi(\boldsymbol{Z}):=\sigma^{-1}(t)(f(x)-\dot y_r)+\frac{\dot\sigma(t)}{2\sigma^2(t)}S\tag{20}$$

从式(3)和式(6)可知，$f(x)$ 具有较强的非线性，往往系统建模时不能够较为准确的获取，由于本文中的故障程度未知，因此设置 RBFNN 用于逼近未知非线性项 $\phi(\boldsymbol{Z})$，同时根据引理 2，同时考虑执行器饱和，则设计容错控制律为

$$u_c=\mathrm{sat}(v,u_{\max})\tag{21}$$

式中：设计控制器 u_c 的输入为

$$v=-[(1-q)(k_a^2-S^2)+q(k_b^2-S^2)]K_1S+(1-M(\boldsymbol{Z}))\alpha^{\mathrm n}+M(\boldsymbol{Z})\alpha^{\mathrm r}-K_2P_a\tag{22}$$

其中：K_1 和 K_2 为待设计的控制参数；$\alpha^{\mathrm n}$ 为传统自适应神经网络控制项；$\alpha^{\mathrm r}$ 为鲁棒切换控制项，两者定义分别为

$$\alpha^{\mathrm n}=-\hat{\boldsymbol{W}}^{\mathrm T}\boldsymbol{H}(\boldsymbol{Z})-\hat\varepsilon\tanh(S/\xi)\tag{23}$$

$$\alpha^{\mathrm r}=-\hat\lambda\psi(\boldsymbol{Z})\tanh(S\psi(\boldsymbol{Z})/\xi)\tag{24}$$

自适应律设计为

$$\dot{\hat{\boldsymbol{W}}}=\boldsymbol{\gamma}\left[(1-M(\boldsymbol{Z}))\left(\frac{1-q}{k_a^2-S^2}+\frac{q}{k_b^2-S^2}\right)\cdot\right.$$

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

$$\boldsymbol{H}(\boldsymbol{Z})S-\varpi\hat{\boldsymbol{W}}\Big] \tag{25}$$

$$\dot{\hat{\lambda}}=\tau\Big[M(\boldsymbol{Z})S\Big(\frac{1-q}{k_a^2-S^2}+\frac{q}{k_b^2-S^2}\Big)\cdot \psi(\boldsymbol{Z})\tanh(S\psi(\boldsymbol{Z})/\xi)-\kappa\hat{\lambda}\Big] \tag{26}$$

$$\dot{\hat{\varepsilon}}=\vartheta\Big[(1-M(\boldsymbol{Z}))S\Big(\frac{1-q}{k_a^2-S^2}+\frac{q}{k_b^2-S^2}\Big)\cdot \tanh(S/\xi)-\zeta\hat{\varepsilon}\Big] \tag{27}$$

设计饱和辅助机构为

$$\dot{P}_a=-K_3P_a-\Delta u^2/P_a-\Delta u \tag{28}$$

式中：K_3 为待设计的参数；$\Delta u=u_c-v$；待设计参数 $\xi,\varpi,\kappa,\zeta\in\mathbf{R}_+$。当系统发生执行器故障时，RBFNN 的输入将会出现较大的波动，甚至超出 RBFNN 逼近范围，从而使得控制系统暂态性能变差，容错时间变长。当系统发生故障时，鲁棒项 α^r 会随 $M(\boldsymbol{Z})$ 而变化，起到对于超出逼近范围的补偿作用。

定理 1 针对式(10)所示故障无人机防滑刹车系统，应用自适应律式(23)～式(27)，辅助机构式(28)，设计控制器式(21)，其中控制器 u_c 的输入量 v 设计为式(22)，若满足假设 1～假设 3，选取合适的控制参数，则可以保证滑移率始终维持在给定界内，闭环控制系统半全局一致稳定，所有信号有界。

证明 根据引理 1 可令：

$$\phi(\boldsymbol{Z})=\boldsymbol{W}^{*\mathrm{T}}\boldsymbol{H}(\boldsymbol{Z})+\varepsilon(\boldsymbol{Z}) \tag{29}$$

考虑将式(29)代入不等式(19)，可得

$$\dot{V}\leqslant S\Big(\frac{1-q}{k_a^2-S^2}+\frac{q}{k_b^2-S^2}\Big)(\Delta u+v+\boldsymbol{W}^{*\mathrm{T}}\boldsymbol{H}(\boldsymbol{Z})+\varepsilon(\boldsymbol{Z}))+\tilde{\boldsymbol{W}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\gamma}^{-1}\dot{\hat{\boldsymbol{W}}}+\tau^{-1}\tilde{\lambda}\dot{\hat{\lambda}}+\vartheta^{-1}\tilde{\varepsilon}\dot{\hat{\varepsilon}}+P_a\dot{P}_a \tag{30}$$

根据式(28)，则有

$$P_a\dot{P}_a=-K_3P_a-\Delta u^2-\Delta uP_a \tag{31}$$

将控制器输入，式(22)和式(31)代入不等式(30)：

$$\dot{V}\leqslant -K_1S^2+S\Big(\frac{1-q}{k_a^2-S^2}+\frac{q}{k_b^2-S^2}\Big)[\Delta u+(1-M(\boldsymbol{Z}))\alpha^n+M(\boldsymbol{Z})\alpha^r-K_2P_a+\boldsymbol{W}^{*\mathrm{T}}\boldsymbol{H}(\boldsymbol{Z})+\varepsilon(\boldsymbol{Z})]+\tilde{\boldsymbol{W}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\gamma}^{-1}\dot{\hat{\boldsymbol{W}}}+\tau^{-1}\tilde{\lambda}\dot{\hat{\lambda}}+\vartheta^{-1}\tilde{\varepsilon}\dot{\hat{\varepsilon}}-K_3P_a-\Delta u^2-\Delta uP_a \tag{32}$$

考虑假设 1～假设 3，并根据 Young 不等式，可得

$$-S\Big(\frac{1-q}{k_a^2-S^2}+\frac{q}{k_b^2-S^2}\Big)K_1P_a\leqslant\frac{K_1^2}{2}P_a^2+\frac{S^2}{2}\theta^2 \tag{33}$$

$$S\Big(\frac{1-q}{k_a^2-S^2}+\frac{q}{k_b^2-S^2}\Big)\Delta u\leqslant\frac{1}{2}\Delta u^2+\frac{S^2}{2}\theta^2 \tag{34}$$

同时将自适应律式(23)～式(28)，代入不等式(32)，可得

$$\dot{V}\leqslant-(K_1-\theta^2)S^2-\frac{\varpi}{2}\|\tilde{\boldsymbol{W}}\|^2-\frac{\kappa}{2}|\tilde{\lambda}|^2-\frac{\zeta}{2}|\tilde{\varepsilon}|^2+\frac{\varpi}{2}\|\boldsymbol{W}^*\|^2+\frac{\kappa}{2}|\lambda^*|^2+\frac{\zeta}{2}|\varepsilon^*|^2+\theta(1-M(\boldsymbol{Z}))\varepsilon^*(|S|-S\tanh(S/\xi))+\theta M(\boldsymbol{Z})\lambda^*(|\psi(\boldsymbol{Z})S|-\psi(\boldsymbol{Z})S\tanh(\psi(\boldsymbol{Z})S/\xi))-\Big(K_3-\frac{K_2^2}{2}-\frac{1}{2}\Big)P_a^2-\frac{1}{2}\Delta u^2\leqslant-(K_1-\theta^2)S^2-\Big(K_3-\frac{K_2^2}{2}-\frac{1}{2}\Big)P_a^2-\frac{\varpi}{2}\|\tilde{\boldsymbol{W}}\|^2-\frac{\kappa}{2}|\tilde{\lambda}|^2-\frac{\zeta}{2}|\tilde{\varepsilon}|^2+\Lambda \tag{35}$$

式中：$\Lambda=\frac{\varpi}{2}\|\boldsymbol{W}^*\|^2+\frac{\kappa}{2}|\lambda^*|^2+\frac{\zeta}{2}|\varepsilon^*|^2+0.2785\xi\theta[M(\boldsymbol{Z})(\lambda^*-\varepsilon^*)+\varepsilon^*]$。则根据 Lyapunov 候选函数式(17)可得

$$\dot{V}\leqslant-\frac{1}{2\sigma(t)}(K_1-\theta^2)[(1-q)(k_a^2-S^2)+q(k_b^2-S^2)]\Big(\frac{1-q}{k_a^2-S^2}+\frac{q}{k_b^2-S^2}\Big)S^2-\frac{\lambda_{\min}(\boldsymbol{\gamma})}{2}\varpi\tilde{\boldsymbol{W}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\gamma}^{-1}\tilde{\boldsymbol{W}}-\frac{\kappa}{2\tau}\tilde{\lambda}^2-\frac{\xi}{2\vartheta}\tilde{\varepsilon}^2-\frac{1}{2}\Big(K_3-\frac{K_2^2}{2}-\frac{1}{2}\Big)P_a^2+\Lambda \tag{36}$$

式中：$\lambda_{\min}(\boldsymbol{\gamma})$ 为求取矩阵 $\boldsymbol{\gamma}$ 的最小特征值。

式(36)根据引理 3，可以得到

$$\dot{V}\leqslant-\frac{1}{2\sigma(t)}(K_1-\theta^2)[(1-q)(k_a^2-S^2)+q(k_b^2-S^2)]\Big[(1-q)\ln\frac{k_a^2}{k_a^2-S^2}+q\ln\frac{k_b^2}{k_b^2-S^2}\Big]S^2-\frac{\lambda_{\min}(\boldsymbol{\gamma})}{2}\varpi\tilde{\boldsymbol{W}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\gamma}^{-1}\tilde{\boldsymbol{W}}-\frac{\kappa}{2\tau}\tilde{\lambda}^2-\frac{\xi}{2\vartheta}\tilde{\varepsilon}^2-\frac{1}{2}\Big(K_3-\frac{K_2^2}{2}-\frac{1}{2}\Big)P_a^2+\Lambda \tag{37}$$

这里令 $\Theta=\min\{(K_1-\theta^2)[(1-q)(k_a^2-S^2)+q(k_b^2-S^2)],\lambda_{\min}(\boldsymbol{\gamma})\varpi,\kappa,\xi,K_3-0.5K_2^2-0.5\}$，则式(37)可以被改写为

$$\dot{V}\leqslant-\Theta V+\Lambda \tag{38}$$

为了确保整个闭环容错系统的稳定性，控制器的参数满足

$$\begin{cases}K_1-\theta^2>0\\ K_3-\dfrac{K_2^2}{2}-\dfrac{1}{2}>0\end{cases} \tag{39}$$

求解式(38)，可得 $V(t)$ 的值域范围为

$$0 \leqslant V(t) \leqslant V(0)\mathrm{e}^{-\Theta t} + \frac{\Lambda}{\Theta}(1-\mathrm{e}^{-\Theta t}) \leqslant V(0) + \frac{\Lambda}{\Theta} \tag{40}$$

根据假设 2，并对式(40)两边求取反对数可得

$$\left[(1-q)\ln\frac{k_a^2}{k_a^2-S^2} + q\ln\frac{k_b^2}{k_b^2-S^2}\right] \leqslant \exp\left\{2\underline{\sigma}\left[\left(V(0)-\frac{\Lambda}{\Theta}\right)\mathrm{e}^{-\Theta t} + \frac{\Lambda}{\Theta}\right]\right\} \tag{41}$$

式(41)经变换，可得 $|S(t)| = |x(t) - y_r(t)| \leqslant [(1-q)k_a + qk_b]\sqrt{1-\mathrm{e}^{-2\underline{\sigma}\Lambda/\Theta}}$。

综上所述，即使在执行机构故障下，也能够通过选择合适的控制参数，使得滑移率跟踪误差 S 以任意精度趋近于 0，并且系统输出滑移率全程稳定在受限稳定范围内。

3　仿真分析

为了验证所提出的控制方法用于无人机防滑刹车执行器故障容错控制的有效性，在 MATLAB 环境下对所提的方法进行了仿真研究。为了验证所提容错算法的可靠性，无人机在干柏油跑道着陆时可分 2 种情况进行仿真：①在正常工况，切换不同跑道作用下系统响应；②执行器故障，本文设计的容错控制器起作用下的系统响应。

刹车系统模型部分参数分别为：飞机质量 $m = 3\,000$ kg；前轮至重心距离 $a = 3.883$ m；主轮至重心距离 $b = 1.076$ m；刹车半径 $R_{vb} = 0.165$ m；飞机重心高度 $h = 1.32$ m；最大刹车力矩 $u_{max} = 250$ N·m。防滑控制的目标是刹车滑移率实时跟踪最优滑移率，且滑移率受限始终在稳定范围内。本文选取跑道参数详见表 1，其中对应的最优滑移率分别为：干柏油跑道最优滑移率选取0.117；湿柏油跑道最优滑移率选取0.12；结冰跑道最优滑移率选取 0.13。在这里选取最佳滑移率跟踪误差 $S(t) = \delta(t) - \delta_r(t)$ 受限的上下界分别为 $k_b = k_c - \delta_r(t)$，$k_a = k_c - \delta(0)$。其中，$\delta(t)$ 和 $\delta_r(t)$ 分别为滑移率、给定最优滑移率，选取参数 $k_c = 0.25$。无人机的着陆刹车初始速度为 $V_x(0) = 45.8$ m/s，$\omega(0) = 277.5$ rad/s。RBFNN 参数选取为：神经元个数为 680；RBFNN 中心 a_i 平均分布于 $[-0.000\,15, 0.14] \times [0, 0.13] \times [0, 1.3]$；宽度 $b_i = 0.5$ $(i = 1, 2, \cdots, 80)$。为了实现故障状态下稳定控制，控制器和自适应律参数分别选择为：$K_1 = 30$；$K_2 = 0.57$；$\psi(\boldsymbol{Z}) = 240$；$r_1 = 1.18$；$r_2 = 1.25$；$K_3 = 4.5$；$|\boldsymbol{\gamma}| = \tau = 1$；$\vartheta = 0.25$；$\varpi = 0.02$；$\kappa = 0.001$；$\zeta = 0.12$。为了较为真实的模拟目标滑移率的设定，针对目标最佳滑移率的输出，设定传递函数 $\delta_d = \delta_c/(0.1s+1)$，$s$ 为传递函数，当飞机速度低于 5 m/s，可视为防滑系统不再工作，仿真结束。

情况 1　无故障仿真

$$\delta_c = \begin{cases} 0.117 & 0 < t \leqslant 2\ \mathrm{s} \\ 0.120 & t > 2\ \mathrm{s} \end{cases} \tag{42}$$

本次仿真，在 2 s 时发生跑道切换，故而给定最优滑移率也发生变化，如式(42)所示，由于跑道状态发生变化，跑道模型式(6)中的参数也随之发生变化，系统参数出现摄动。通过仿真，当系统参数发生变化时，可以验证容错控制算法对不同给定最优滑移率的追踪能力。仿真结果如图 1 所示。图 1(a)表示执行机构无故障时，无人机速度与机轮转速对比图，机轮并未出现滑移现象。图 1(b)表示滑移率的跟踪响应曲线，2 s 时跑道发生切换，从干柏油跑道切至湿柏油跑道，0.3 s 就可以完成切换，并未出现较大的超调。图 1(c)表示刹车力矩的系统响应控制输入，在跑道发生切换时，为了快速跟踪上变化的期望滑移率，刹车力矩进行了迅速响应，导致刹车力矩出现饱和，这

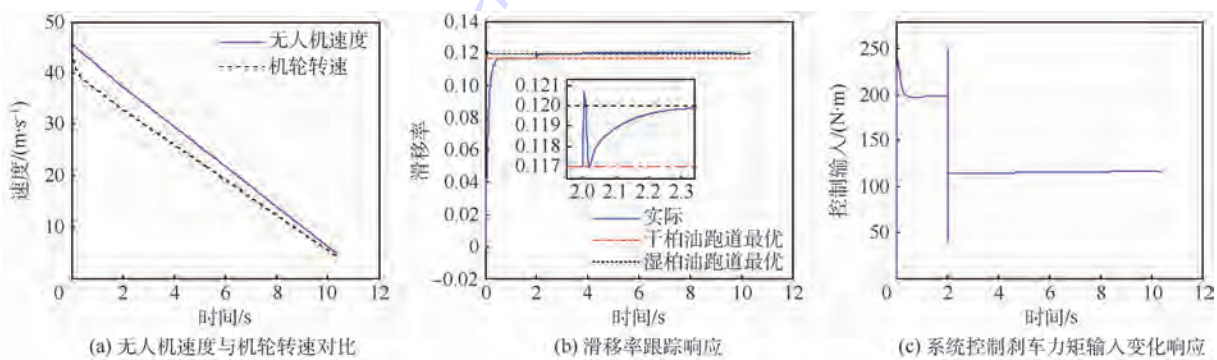


图 1　切换跑道下执行器无故障时的刹车仿真结果

Fig. 1　Results of simulation for braking under switch runway with no fault of actuator

时控制律中的辅助机构开始起作用进行补偿，将刹车力矩迅速拉回受限区域，使得刹车得以稳定控制，并未使机轮出现明显的抱死。

情况 2 时变型故障仿真

结冰跑道着陆是无人机的一种极限着陆状况，对执行机构性能和控制律设计提出了更为严格的要求[26]，情况 2 以结冰跑道工况为例，同时在执行器发生时变故障的条件下，来验证容错算法的有效性，故障注入方式为

$$\rho(t)=\begin{cases}1 & t<5\ \mathrm{s}\\ 0.5+0.2\sin(5t) & t\geqslant 5\ \mathrm{s}\end{cases} \tag{43}$$

仿真结果如图 2 所示，从图 2(a)可以看出，当发生故障时，机轮转速并未出现明显波动。从图 2(b)可以看出，滑移率发生波动，由于容错算法中的鲁棒项的作用，使得滑移率从临界稳定区域快速调节至期望最优化率值，从而确保系统输出在稳定区域内的前提下，仍能够实现快速容错，从图中可以看出容错时间为 0.2 s。图 2(c)表示为了减少故障对于系统稳定性的影响，在 5 s 时，根据本文算法设置，刹车力矩针对时变型故障进行了补偿容错控制，随着故障的不断变化，实时调节控制律输出。

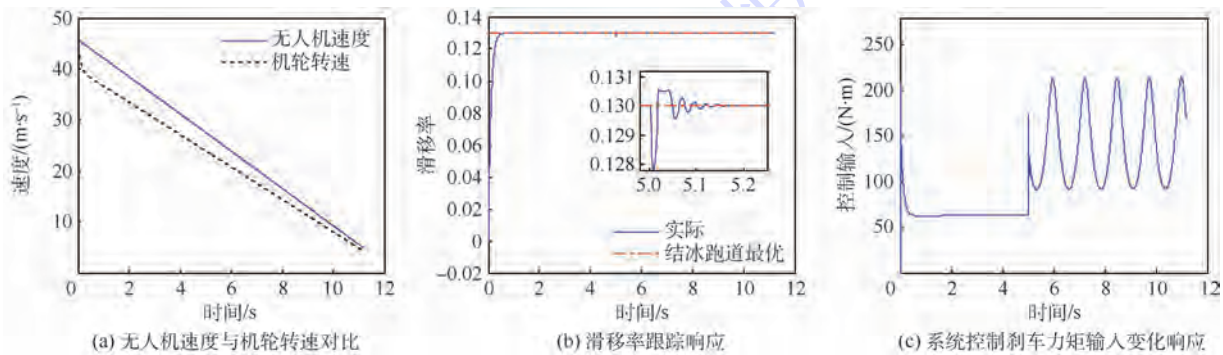


图 2 结冰跑道下执行器时变故障时的刹车仿真结果

Fig. 2 Results of simulation for braking under ice runway with time-varying fault of actuator

4 结 论

本文在构建无人机刹车数学模型基础上，考虑系统输出滑移率受限，控制输入饱和及未知故障信息的情况下，设计一种基于障碍 Lyapunov 函数方法的自适应鲁棒 RBFNN 容错控制器，通过稳定性分析和仿真实验得到：

1）针对无人机防滑刹车系统具有较强非线性参数时变等特点，提出执行器未知故障状态下的容错控制器算法，无需故障诊断，构建神经网络逼近系统的非线性不确定项，神经网络的应用有效避免了控制器设计中的奇点问题，切换项的引入，即可对系统进行快速容错控制，简化了容错控制器设计流程。

2）采用障碍 Lyapunov 函数方法来设计容错控制器，可实现系统输出滑移率的实时约束，确保滑移率始终保持在稳定区域内，防止刹车打滑现象出现，改善了防滑刹车系统性能。

3）不同类型跑道所对应的结合系数变化较大，在给定不同目标滑移率设定下，无需改变原有系统已有控制器参数设计，即可对系统稳定控制，针对刹车力矩控制输入饱和，设定的辅助饱和机构对执行器的饱和现象的快速抑制起到一定作用。

参考文献（References）

[1] 胡庆雷，肖冰，马广富. 输入受限的航天器姿态调节小波滑模反步控制[J]. 哈尔滨工业大学学报，2010，42(5)：678-682.
HU Q L，XIAO B，MA G F. Wavelet based backstepping sliding mode control for spacecraft attitude requlation under control input contraint[J]. Journal of Harbin Institute of Technology，2010，42(5)：678-682(in Chinese).

[2] HU Q L，HUO X，XIAO B. Reaction wheel fault tolerant control for spacecraft attitude stabilization with finite-time convergence[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control，2013，23(15)：1737-1752.

[3] HU Q L，FRISWELL M I，WAGG D J，et al. Adaptive backstepping fault-tolerant control for flexible spacecraft with bounded unknown disturbances[C]// Proceedings of the IEEE on the 28th Chinese Control Conference. Piscataway，NJ：IEEE Press，2009：788-793.

[4] CHEN X，DAI Z，LIN H，et al. Asymmetric barrier Lyapunov function-based wheel slip control for antilock braking system[J]. International Journal of Aerospace Engineering，2015，2015：1-10.

[5] 李建成，席涛. 基于滑模迭代学习律的航天器姿态控制[J]. 系统工程与电子技术，2012，34(9)：1895-1899.
LI J C，XI T. Spacecraft attitude control scheme based on sliding mode controller with iterative learning law[J]. System Engineering and Electronics，2012，34(9)：1895-1899(in Chinese).

[6] YANG H, WANG H. Robust adaptive fault-tolerant control for uncertain nonlinear system with unmodeled dynamics based on fuzzy approximation [J]. Neurocomputing, 2016, 173 (3): 1660-1670.

[7] WANG H, LIU X, LIU P X, et al. Robust adaptive fuzzy fault-tolerant control for a class of non-lower-triangular nonlinear systems with actuator failures [J]. Information Sciences, 2016, 336:60-74.

[8] HUO B, TONG S, LI Y. Observer-based adaptive fuzzy fault-tolerant output feedback control of uncertain nonlinear systems with actuator faults[J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2012, 10(6):1119-1128.

[9] POLYCARPOU M M. Stable adaptive neural control scheme for nonlinear systems [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1996, 41(3):447-451.

[10] BECHLIOULIS C P, ROVITHAKIS G A. Adaptive control with guaranteed transient and steady state tracking error bounds for strict feedback systems [J]. Automatica, 2009, 45 (2): 532-538.

[11] WANG Y, ZHANG M, WILSON P A, et al. Adaptive neural network-based backstepping fault tolerant control for underwater vehicles with thruster fault[J]. Ocean Engineering, 2015, 110: 15-24.

[12] POURSAMAD A. Adaptive feedback linearization control of antilock braking systems using neural networks[J]. Mechatronics, 2009, 19(5):767-773.

[13] TANG Y, ZHANG X, ZHANG D, et al. Fractional order sliding mode controller design for antilock braking systems[J]. Neurocomputing, 2013, 111:122-130.

[14] TAEHYUN S, SEHYUN C, SEOK L. Investigation of sliding-surface design on the performance of sliding mode controller in antilock braking systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(2):747-759.

[15] TANELLI M, ASTOLFI A, SAVARESI S M. Robust nonlinear output feedback control for brake by wire control systems[J]. Automatica, 2008, 44(4):1078-1087.

[16] TEE K P, REN B, GE S S. Control of nonlinear systems with time-varying output constraints [J]. Automatica, 2011, 47 (11):2511-2516.

[17] TEE K P, GE S S, TAY E H. Barrier Lyapunov functions for the control of output-constrained nonlinear systems[J]. Automatica, 2009, 45(4):918-927.

[18] QIU Y, LIANG X, DAI Z. Backstepping dynamic surface control for an anti-skid braking system[J]. Control Engineering Practice, 2015, 42:140-152.

[19] ZHAO Z, HE W, GE S S. Adaptive neural network control of a fully actuated marine surface vessel with multiple output constraints[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2014, 22(4):1536-1543.

[20] LI Y, TONG S, LI T. Adaptive fuzzy output-feedback control for output constrained nonlinear systems in the presence of input saturation[J]. Fuzzy Sets and Systems, 2014, 248:138-155.

[21] CHEN M, MEI R. Actuator fault tolerant control for a class of nonlinear systems using neural networks[C] // Proceedings of the 11th IEEE International Conference on Control & Automation (ICCA). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2014:101-106.

[22] HUANG J T. Global tracking control of strict-feedback systems using neural networks[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2012, 23(11):1714-1725.

[23] 李玉忍,张智慧,徐健龙. 飞机防滑刹车模糊滑模变结构控制研究[J]. 西北工业大学学报, 2015, 33 (1):45-49.
LI Y R, ZHANG Z H, XU J L. Study on fuzzy sliding-mode variable structure control for aircraft anti-skid braking[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2015, 33 (1): 45-49 (in Chinese).

[24] CHEN W, GE S S, WU J, et al. Globally stable adaptive backstepping neural network control for uncertain strict-feedback systems with tracking accuracy known a priori[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2015, 26 (9):1842-1854.

[25] REN B, GE S S, TEE K P, et al. Adaptive neural control for output feedback nonlinear systems using a barrier Lyapunov function[J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 2010, 21 (8):1339-1345.

[26] 李兵强,陈晓雷,林辉,等. 飞机全电防滑刹车系统稳定动态面控制[J]. 系统工程与电子技术, 2016, 38(5):1139-1145.
LI B Q, CHEN X L, LI H, et al. Enhanced stability dynamic surface control for aircraft antiskid braking system using electromechanical atuator[J]. System Engineering and Electronics, 2016, 38(5):1139-1145(in Chinese).

作者简介:

孙辉　男,博士研究生。主要研究方向:无人机机电系统容错控制。

闫建国　男,博士,教授。主要研究方向:导航制导与飞行控制、计算机控制。

屈耀红　男,博士,副教授。主要研究方向:组合导航及在线风场估计、容错定位。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

Fault-tolerant control of UAV anti-skid braking system with input and output constraints

SUN Hui, YAN Jianguo*, QU Yaohong

(College of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: In this paper, a method of adaptive neural network backstepping fault-tolerant control, based on barrier Lyapunov function, is proposed for anti-skid braking system in the presence of slip-ratio constraint, control input saturation and partial loss of actuator effectiveness. The neural network can more accurately approximate the unknown nonlinearity in order to compensate the effect of actuator fault, and the great robustness to actuator fault is guaranteed. In this approach, the output of neural network is used to design the backstepping controller to achieve fault-tolerant control and uncertainty compensation, and a robust term is employed to optimize the transient performance of braking system. Firstly, the closed-loop fault-tolerant control system could be stable without the reconfiguration value of actuator fault in real time. Then, the stability of the system is analyzed based on the Lyapunov method. Finally, the numerical simulation results show that the proposed fault-tolerant control scheme can effectively guarantee the stability and effectiveness of the control system when the actuator happens faulty.

Keywords: anti-skid braking; Lyapunov; fault-tolerant control; actuator fault; input and output constraints

北京航空航天大学学报 北京航空航天大学学报

Received: 2016-05-23; **Accepted**: 2016-07-01; **Published online**: 2016-09-12 10:39

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160912.1039.005.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (60974146, 61473229)

* **Corresponding author**. E-mail: yjg0311@nwpu.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0478

复杂遮蔽条件下光伏多峰出力特征及 GMPPT 控制

陈明轩，武建文*，马速良，黄炼

（北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院，北京 100083）

摘　　要：针对光伏发电系统中最大功率点跟踪（MPPT）算法在遮蔽情况下失效问题，提出了一种基于δ势阱的量子粒子群全局 MPPT（GMPPT）算法。结合光照强度变化时的光伏多峰值出力特征，从光伏最大功率点变迁角度出发，分析常规 MPPT 算法存在搜索盲区的原因，说明 GMPPT 寻优必要性。提出一种提高粒子多样性、搜索速度及收敛精度的量子行为粒子群优化（QPSO）算法。在 MATLAB/SIMSCAPE 平台下，结合算例分析，对比标准粒子群优化（PSO）算法，验证所提优化算法在有效 GMPPT 的情况下，具有参数少、搜索快的特点，同时全局搜索能力强，防早熟效果明显，适用于 GMPPT 的实现。

关 键 词：光伏发电；光伏阵列；局部阴影；全局最大功率点跟踪（GMPPT）；量子行为粒子群优化（QPSO）算法

中图分类号：TM615

文献标识码：A　　**文章编号**：1001-5965(2017)06-1141-08

近年来，光伏发电作为一种无污染且不受地域限制的太阳能发电方式而备受关注[1-4]。云层遮挡、光伏电池表面灰尘覆盖、树木或者建筑物遮挡等情况会使光照不均匀，造成光伏电池板输出电压功率曲线出现多个功率极值点，增加了跟踪系统最大功率的难度。为了提高光伏阵列的输出功率，提高光伏发电的整体效率，适用于局部阴影条件的全局最大功率点跟踪（GMPPT）技术已经成为光伏发电系统发展的重点技术环节[5-6]。

国内外专家学者对光伏发电系统在局部阴影条件下光伏阵列的建模及 GMPPT 方法进行了大量研究。文献[7]建立单二极管参数的太阳电池功率方程，提出恒压跟踪方法进行最大功率点跟踪（MPPT），并且分析模型中串联电阻、并联电阻及二极管参数对恒压跟踪方法的影响；文献[8]建立光伏阵列的高维数学模型，提出了易于分布式实现的、适合于任意阴影条件的光伏阵列输出特性快速计算机仿真算法；文献[9]构建遮蔽条件下传统算法、智能算法以及群优化算法等多种 MPPT 算法，分析各种方法的优势和使用局限；文献[10]提出采用傅里叶函数并使用曲线拟合的方法对阴影条件下光伏阵列进行非机理建模，能对不同功率等级、不同精度要求的光伏阵列进行建模；文献[11]在光照在局部阴影条件下，利用人工神经网络，达到 MPPT 的目的，实验效果良好；文献[12]提出新型的分布式 MPPT 光伏系统结构，保证在不同光照条件下每块光伏板都可以工作在各自的最大功率点；文献[13-15]均是基于粒子群算法，通过在结构和参数调整改进粒子群优化（PSO）算法，简化算法结构，保证收敛速度，实现动态和静态环境下 GMPPT，提高多峰值 MPPT 的速度和精度；文献[16]从概率论角度出

收稿日期：2016-06-03；**录用日期**：2016-09-21；**网络出版时间**：2016-11-02 12:04
网络出版地址：www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161102.1204.001.html
基金项目：国家自然科学基金（51377007）；高等学校博士学科点专项科研基金（20131102130006）
* **通讯作者**：E-mail：wujianwen@vip.sina.com

引用格式：陈明轩，武建文，马速良，等. 复杂遮蔽条件下光伏多峰出力特征及 GMPPT 控制[J]. 北京航空航天大学学报，2017，43(6)：1141-1148. CHEN M X，WU J W，MA S L，et al. Photovoltaic multi-peak output characteristics and GMPPT control under complex shaded condition [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2017，43(6)：1141-1148 (in Chinese).

发,提出基于蒙特卡罗的光伏多峰 MPPT 控制算法,其收敛速度与准确性不受光伏曲线形状的影响;文献[17]根据局部阴影条件下的光伏阵列分段函数输出特性曲线,建立 S 函数模型,提出免疫细菌觅食算法,实现大容量光伏阵列 GMPPT。

分析以上研究过程局限性,并结合其研究成果,本文从研究局部阴影条件下光伏发电系统出力特征演化角度出发:首先,建立局部阴影条件下光伏组件的数学模型,确定为其多峰值优化问题,深入剖析常规寻优算法失效的原因;然后,根据优化策略及多峰现象,提出引入量子行为的粒子群优化(QPSO)算法,以增加粒子多样性,提高跳出局部最优能力,加快搜索速度,有效地完成 GMPPT 功能;最后,利用算例分析,并与标准 PSO 算法对比,说明量子行为的粒子群优先算法更适于解决局部遮挡条件下的光伏 MPPT 问题,有效地提高光伏利用率及发电效率。

1 局部阴影条件下的光伏阵列模型与 GMPPT 实现电路

1.1 局部阴影条件下的光伏阵列模型

图 1 为典型的光伏(PV)阵列结构图,尺寸为 $n \times m$,即每一串有 n 块光伏组件,再并联 m 串。串联单元需配置旁路二极管 D_s,以消除在局部阴影条件下,个别光伏组件的“热区效应”,提高阴影时的电流畅通;同时,为了防止并联支路之间形成环流而引起的电能到送,一般串联防逆二极管 D_p 后再并联。

在局部阴影条件下,光伏阵列的电压-电流(U-I)、电压-功率(U-P)曲线受旁路二极管和阻塞二极管的影响较大,出现多阶多峰的现象[18]。下面将以带旁路二极管的光伏组件模型为基础,得到局部阴影条件下的含旁路二极管的光伏组件

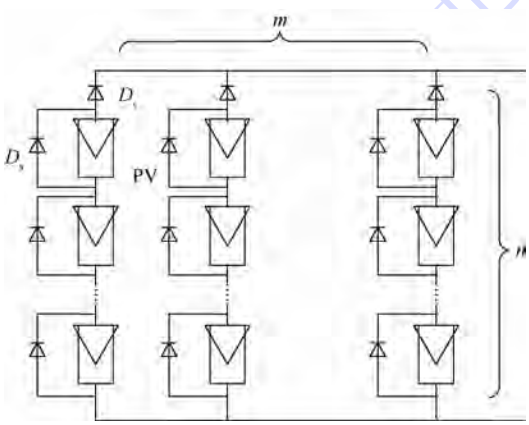


图 1 光伏阵列结构

Fig. 1 Structure of photovoltaic array

工程数学模型表达式:

$$I_{pv} = \begin{cases} I_{sc}[1 - C_1(e^{U_{pv}/(C_2U_{oc})} - 1)] & I_{pv} \leqslant I_{sc} \\ I_{sc} - (U_{pv} + U_{th})/R_d & I_{pv} > I_{sc} \end{cases} \quad (1)$$

式中:$C_1 = (1 - I_m/I_{sc})e^{-U_m/(C_2U_{oc})}$,$I_m$ 为最大功率点电流值,I_{sc} 为短路电流,$C_2 = (U_m/U_{oc} - 1) \cdot [\ln(1 - I_m/I_{sc})]^{-1}$,$U_m$ 为最大功率点电压值,U_{oc} 为开路电压;I_{pv} 与 U_{pv} 分别为带旁路二极管光伏组件的电流与电压;U_{th} 为旁路二极管的阈值电压;R_d 为旁路二极管导通等效电阻。

1.2 光伏阵列 GMPPT 的电路实现

目前常用于光伏发电系统中进行 MPPT 的电路是 Boost 电路,Boost 电路具有直流升压的能力,在进行 MPPT 的同时能够减少光伏阵列组串个数,有效地提高其利用率,降低发电成本[19]。

Boost 电路的原理图如图 2 所示。Boost 电路由开关管 Q_1、电感 L,电容 C 组成。Boost 电路的作用是将电压 U_{PV} 升压到 U_c,U_{PV} 为光伏阵列的输出电压,U_c 为 Boost 电路的输出电压。

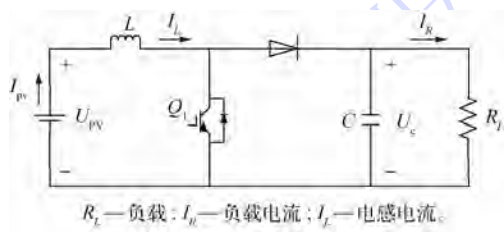


图 2 Boost 电路原理

Fig. 2 Principle of Boost circuit

在连续导电模式下,电路工作模式根据开关管状态分为 2 个阶段。在开关管 Q_1 导通期间,电感电流 I_L 线性上升,电感处于储能状态,负载所需能量来源于电容;在开关管 Q_1 关断期间,由于电感电流不能突变,电感电流通过二极管向电容和负载释放能量。根据电感伏秒平衡特性和电容安秒平衡特性,可以推出:

$$\begin{cases} U_R = U_{pv}/(1 - D) \\ I_L = I_R/(1 - D) \end{cases} \quad (2)$$

式中:U_R 为负载电压;I_R 为负载电流;D 为 Boost 电路的占空比。。

从 Boost 的输入端看,即光伏电池输出端,利用戴维南等效原理,解得 Boost 电路等效阻抗为

$$R_{eq} = \frac{U_{pv}}{I_L} = (1 - D)^2 R_L \quad (3)$$

结合电路理论及式(3)形式可看出,光照、温度一定的前提下,光伏电池的输出电压、电流以及功率可以由 Boost 的占空比 D 决定。换而言之,MPPT 算法即对变量 D 的寻优过程。

北航学报 赠阅

2　局部阴影条件下的 GMPPT 算法实现

2.1　局部阴影条件下常规方法失效分析

以本文模拟的 3 种光照条件的 *U-I* 和 *U-P* 曲线为例，如图 3 所示，说明局部阴影条件下常规方法 GMPPT 失效原因。

选择 3 块光伏电池板串联，模拟 3 种光伏电池工况，即标准光照、遮蔽情况 1 和遮蔽情况 2（以下简称为“遮蔽 1”和“遮蔽 2”），并采用相同结构和光照条件并联两路，构成 3×3 光伏阵列，具体光照条件如表 1 所示。为模拟复杂遮蔽工况，设置每一块板采用均分的 2 路光照模式，设置为 G_{11}、G_{12}、G_{21}、G_{22}、G_{31}、G_{32}。光照变化顺序为标准光照条件，在 0.5 s 发生遮蔽 1，在 1.1 s 发生遮蔽 2。

图 3 中曲线 1 表示在标准光照条件下，MPPT 点所对应的等效电阻负载特性 *U-I* 和 *U-P* 曲线图。*A* 为标准光照条件下的最大功率点，*B* 为遮蔽 1 下的最大功率点，*C* 为遮蔽 2 的最大功率点。

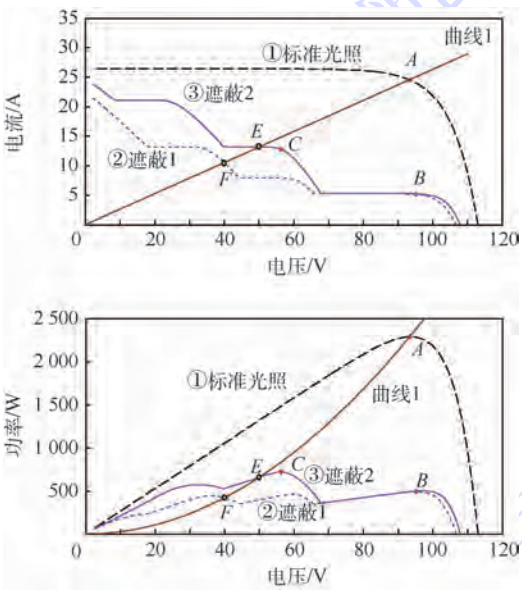


图 3　不同光照条件下，光伏输出 *U-I* 和 *U-P* 曲线

Fig. 3　Photovoltaic output *U-I* and *U-P* curves under different illumination conditions

表 1　不同工况下光照强度

Table 1　Illumination intensity under different conditions

光照模式	光照强度/(W·m^{-2})		
	标准光照	遮蔽 1	遮蔽 2
G_{11}	1 000	1 000	1 000
G_{12}	1 000	1 000	1 000
G_{21}	1 000	500	800
G_{22}	1 000	300	500
G_{31}	1 000	200	200
G_{32}	1 000	200	200

1）当光照条件由标准光照条件变为遮蔽 2 时，对应功率点将从 *A* 变换到 *E*，此时若采用传统优化算法，如观察扰动法、爬山法等，可以寻优找到此光照条件下的最大功率点 *C*。

2）当光照条件由标准光照条件变为遮蔽 1 时，对应的功率点将从 *A* 变化到 *F*，若此时采用传统的寻优算法，难以跟踪到最大功率点 *B*。

故采用经典寻优算法难以解决局部阴影下的 GMPPT 问题，即多峰问题。传统的寻优算法很容易失效，利用全局搜索能力强的优化算法，是解决该问题的主要手段。

2.2　基于 δ 势阱的量子粒子群算法

根据 2.1 节的分析结论可知，遮蔽条件下光伏 GMPPT 问题，传统经典的优化算法无法满足复杂遮蔽的工况要求，故需要建立简单易实现、全局搜索能力强、防止搜索早熟的优化算法完成。GMPPT 问题描述如式(4)所示。

$$\begin{cases} \max \quad P_{\text{out}}(D) \\ \text{s.t.} \quad D \in [a,b] \end{cases} \tag{4}$$

式中：$P_{\text{out}}(D)$ 表示占空比为 *D* 时，光伏电池系统的输出功率；*a* 为 *D* 的下限；*b* 为 *D* 的上限。

基于 δ 势阱的量子粒子群优化（QPSO）算法[20]，是一种引入量子行为改进粒子群算法，算法参数少易于实现，量子粒子进化过程具有强不确定性，粒子以某种概率出现在可行空间的任意位置，并通过量子粒子平均位置进行演化过程，大大提高算法的全局搜索能力，有效地抑制早熟现象，符合遮蔽条件下光伏 GMPPT 问题需求，算法流程如图 4 所示，具体实现如下：

Step 1　令迭代次数 $g=0$，初始化参数及粒子群中每一个粒子所代表的当前占空比 $D_i(0)$，并记录粒子的最优位置 $P_i(0)=D_i(0)$ 和全局最优占空比 $G_i(0)$。

Step 2　根据式(5)计算粒子群中平均最优占空比为

$$m_{\text{best}} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} P_i \tag{5}$$

式中：*N* 为粒子数。

Step 3　根据式(6)，更新每一个粒子所代表的占空比 $D_i(g)$。

$$D_i(g+1) = \theta_i P_i(g) + (1-\theta_i)G(g) \pm \beta\left| m_{\text{best}} - D_i(g) \right| \ln(1/u_i)。 \tag{6}$$

式中：u_i 和 θ_i 为第 *i* 个粒子更新产生的 2 个随机数；*β* 为收缩-扩张系数。随机数 θ_i 决定第 *i* 个粒子向自身历史最优值和全局最优值运动的权重。随机数 u_i 决定了粒子向平均最优位置运动的

图 4 基于 δ 势阱的 QPSO 算法流程图

Fig. 4 Flowchart of QPSO algorithm based on δ-potential well

幅度,正负号表示运动方向,同样亦为随机产生。2 个随机数以及随机正负号大大增加了粒子在空间中运动的多样性。β 是 QPSO 算法中唯一控制参数,决定了每一个粒子收敛于统一最优解的快慢。

Step 4 计算更新后的粒子适应度(即光伏电池输出功率值),利用式(5)更新每一个粒子自身历史最优占空比 $P_i(g)$ 以及当前全局最优占空比 $G(g)$。

$$P_i(g)=\begin{cases}D_i(g) & f(D_i(g))>f(P_i(g-1))\\ P_i(g-1) & f(D_i(g))\leqslant f(P_i(g-1))\end{cases} \tag{7}$$

Step 5 分析搜索结果是否满足截止条件,若满足转入 Step 6,否则令 $g=g+1$ 再转入 Step 2(本文设置最大迭代次数为截止条件)。

Step 6 输出最优占空比 G,终止寻优过程。

3 算例分析

为验证上述算法,本文基于 MATLAB/SIMSCAPE 平台中的 Solar Cell 单元搭建光伏电池板,每一块光伏电池板采用 72 个 Solar Cell 串联,每 8 个并联一个旁路二极管,即 36 个 Solar Cell 接受 1 种光照条件,每块光伏板参数如表 2 所示,P_m 为最大功率。

表 2 单块光伏电池板参数

Table 2 Parameters of single photovoltaic cell panel

参数	数值
U_{oc}/V	37.67
I_{sc}/A	8.81
P_m/W	254.9
U_m/V	31.8
I_m/A	8.18

3.1 仿真工况及参数说明

Boost 电路参数及算法参数如表 3 所示。

表 3 Boost 电路及算法参数

Table 3 Boost circuit and algorithm parameters

参数	数值
负载电阻 R/Ω	200
粒子数 N	5
迭代次数 G_{max}	20
收缩-扩张系数 β	1.2
自变量范围[D_{min},D_{max}]	[0,1]

3.2 算例结果及分析

分别利用 QPSO 算法和标准 PSO 算法进行 GMPPT 实验 20 次,在遮蔽 1 下,2 种算法的 5 个粒子运动轨迹如图 5 所示,搜索结果如图 6、图 7 及表 4 所示,GMPPT 效果如图 8 所示。

为定量比较 2 种算法,本文定义指标收敛百分比 σ,用以衡量 GMPPT 寻优算法优劣情况。

定义 1 本文定义优化算法最优值与真实最优值的百分比,称之为收敛精度 ξ。

定义 2 N_0 次实验中,若收敛精度 ξ 大于给定阈值 η(本文设置 $\eta=99\%$)次数为 n,称 n 与 N_0 的比值用百分比表示为收敛准确率 σ。

图 5 所示为标准 PSO 与 QPSO 算法搜索轨迹对比,随机选取 5 个粒子进行运动轨迹分析,从图 5 中可以看出,基于 δ 势阱的 QPSO 算法中 5 个粒子在保证在自变量范围内大范围变化同时,最终均收敛至全局最大点,保证粒子的一致性。在保证粒子收敛的前提下,QPSO 算法保证了算法的多样性,有效防止早熟现象发生。

从图 6 和表 4 中可以看出,基于 δ 势阱的 QPSO 算法的收敛准确率高于标准 PSO 算法。根据图 6 的收敛曲线可以看出,基于 δ 势阱的 QPSO 算法的收敛速度更快。故从搜索快速性和准确性方面均体现出 QPSO 算法的优越性。

北航学报 赠阅

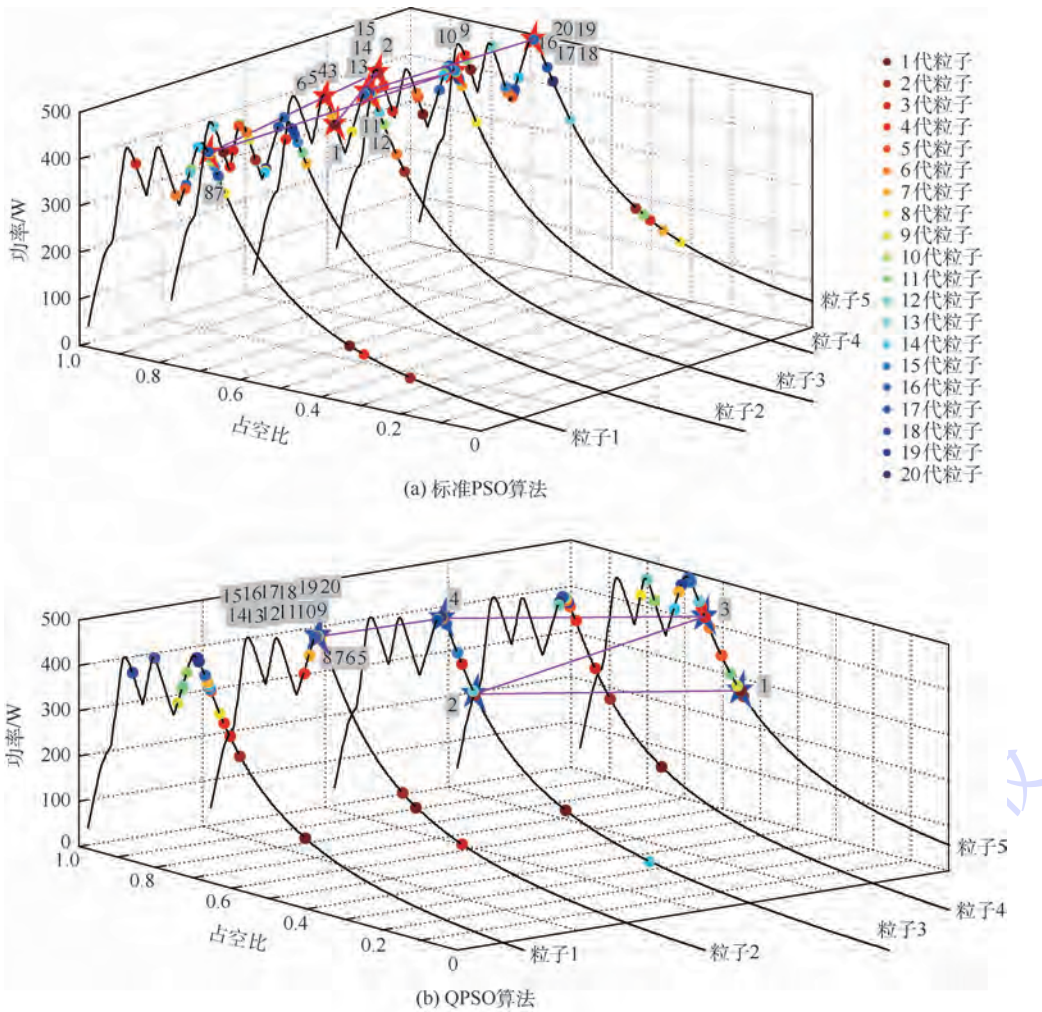


图 5　标准 PSO 和 QPSO 算法在遮蔽 1 下的搜索轨迹对比

Fig. 5　Comparison of search trajectories between standard PSO and QPSO algorithms under shaded 1

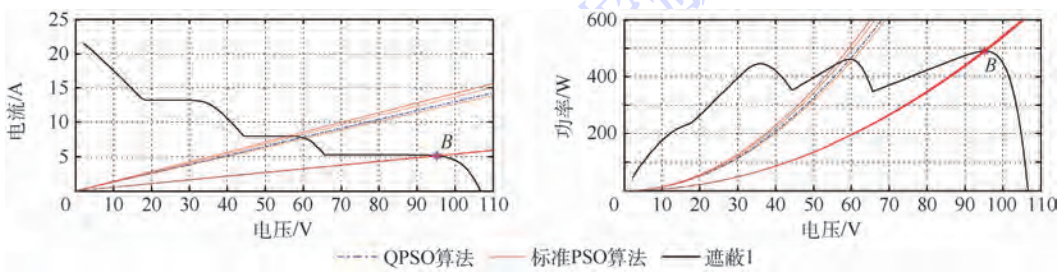


图 6　QPSO 和标准 PSO 算法在遮蔽 1 下的搜索结果对比

Fig. 6　Comparison of search results between QPSO and standard PSO algorithms under shaded 1

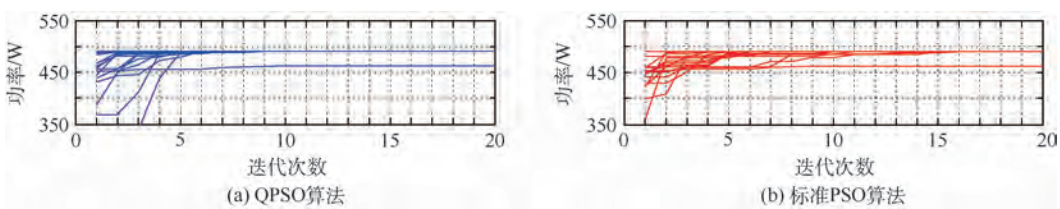


图 7　QPSO 和标准 PSO 算法在遮蔽 1 下的全局最优值曲线对比

Fig. 7　Comparison of global optimum curves between QPSO and standard PSO algorithms under shaded 1

北航学报 赠阅

表 4 收敛准确率 σ 对照

Table 4 Comparison of convergence accuracy rate σ

算法	σ/%		
	标准光照	遮蔽 1	遮蔽 2
QPSO	100	95	100
标准 PSO	100	80	90

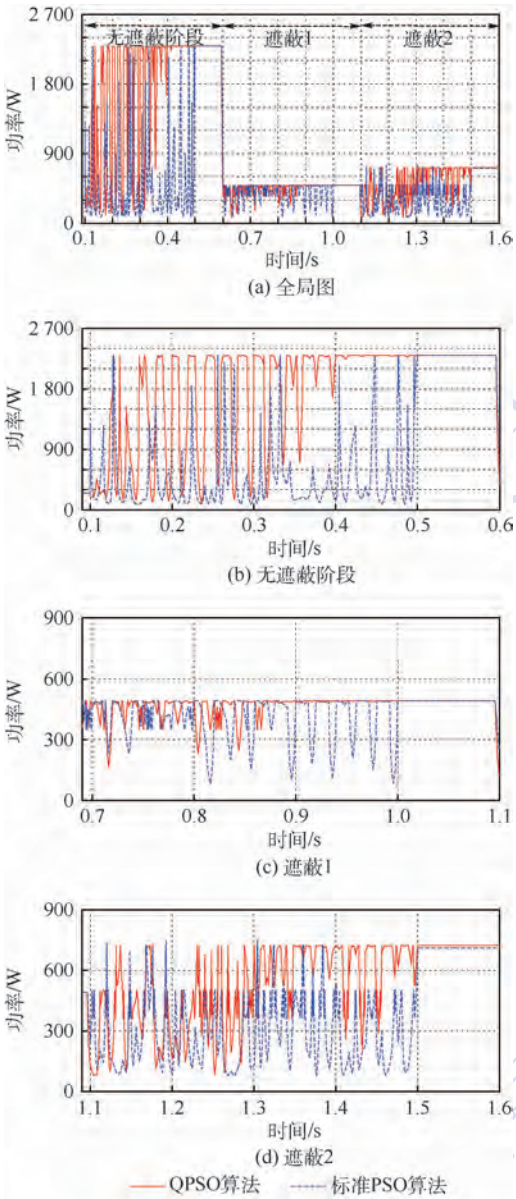


图 8 QPSO 和标准 PSO 算法 GMPPT 效果图

Fig. 8 Effect pictures of GMPPT by QPSO and standard PSO algorithms

从图 8 中可以看出，不论单峰问题（标准光照条件）还是多峰问题（遮蔽 1 和 2），相较于标准 PSO 算法，QPSO 均可以更快地收敛至全局最优解，实现 MPPT 的要求；根据图 8（d）的稳态值可以看出其精度亦在标准 PSO 算法以上。QPSO 算法在进行 GMPPT 时，快速的动态过程与高跟踪精度的稳态过程，有效地提高光伏利用率，避免能源浪费。

4 结 论

本文针对局部阴影条件下，光伏电池 GMPPT 问题展开研究，首先，通过分析局部阴影对目前常用的 GMPPT 算法的影响，分析其失效原因；然后，构建全局搜索能力强的 QPSO 算法，实现 GMPPT，得到结论如下：

1）光伏局部阴影条件下的 GMPPT 问题，是典型的多峰值寻优问题。需采用全局搜索能力强的优化算法，如群智能优化算法。

2）引入量子行为的改进粒子群算法，可以很好地解决上述多峰问题，寻优准确程性、快速性以及多样性均优于标准粒子群算法，适用于解决局部阴影下的 GMPPT 问题。

3）本文提出的 QPSO 算法，参数少，搜索快，全局搜索能力强，防早熟效果明显，适用于 GMPPT 实现。

参考文献（References）

[1] 王成山，王守相. 分布式发电供能系统若干问题研究[J]. 电力系统自动化，2008，32(20)：1-4.
WANG C S, WANG S X. Study on some key problem related to distributed generation systems[J]. Automation of Electric Power Systems, 2008, 32(20): 1-4(in Chinese).

[2] 雷金勇，谢俊，甘德强. 分布式发电供能系统能量优化及节能减排效益分析[J]. 电力系统自动化，2009，33(23)：29-36.
LEI J Y, XIE J, GAN D Q. Optimization of distributed energy system and benefit analysis of energy saving and emission reduction[J]. Automation of Electric Power Systems, 2009, 33(23): 29-36(in Chinese).

[3] 钱科军，袁越，石晓丹，等. 分布式发电的环境效益分析[J]. 中国电机工程学报，2008，28(29)：11-15.
QIAN K J, YUAN Y, SHI X D, et al. Environmental benefits analysis of distributed generation[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(29): 11-15(in Chinese).

[4] 王丰，吴新科，LEE F C. 嵌入式智能光伏模块的最大功率输出统一控制[J]. 中国电机工程学报，2013，33(21)：81-89.
WANG F, WU X K, LEE F C. Application of unified output MPPT control in DMPPT PV systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(21): 81-89(in Chinese).

[5] 刘晓艳，祁新梅，郑寿森，等. 局部阴影条件下光伏阵列的建模与分析[J]. 电网技术，2010，34(11)：192-197.
LIU X Y, QI X M, ZHENG S S, et al. Model and analysis of photovoltaic array under partial shading[J]. Power System Technology, 2010, 34(11): 192-197(in Chinese).

[6] 吴春华，周笛青，李智华，等. 光伏组件热斑诊断及模糊优化控制方法[J]. 中国电机工程学报，2013，33(36)：50-61.
WU C H, ZHOU D Q, LI Z H, et al. Hot spot detection and fuzzy optimization control method of PV module[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(36): 50-61(in Chinese).

北航学报 赠阅

[7] 张忠政,程晓舫. 太阳电池最大功率恒压跟踪研究[J]. 中国电机工程学报,2014,34(26):4521-4527.
ZHANG Z Z, CHENG X F. Constant voltage tracking research adopted in solar cell maximum power[J]. Proceedings of the CSEE,2014,34(26):4521-4527(in Chinese).

[8] 戚军,张晓峰,张有兵,等. 考虑阴影影响的光伏阵列仿真算法研究[J]. 中国电机工程学报,2012,32(32):131-138.
QI J, ZHANG X F, ZHANG Y B, et al. Study on simulation algorithm of PV array considering shade effect[J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(32):131-138(in Chinese).

[9] AHMED J, SALAMN Z. A critical evaluation on maximum power point tracking methods for partial shading in PV systems[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2015, 47: 933-953.

[10] 孙黎霞,李云峰,郑丹丹,等. 局部阴影下光伏阵列非机理建模[J]. 电网技术,2015,39(5):1186-1191.
SUN L X, LI Y F, ZHENG D D, et al. Non-mechanism modeling of photovoltaic array under partial shade[J]. Power System Technology,2015,39(5):1186-1191(in Chinese).

[11] RIZZO S A, SCELLBA G. ANN based MPPT method for rapidly variable shading conditions[J]. Applied Energy, 2015, 145: 124-132.

[12] 王丰,孔鹏举,LEE F C,等. 基于分布式最大功率跟踪的光伏系统输出特性分析[J]. 电工技术学报,2015,30(24):127-134.
WANG F, KONG P J, LEE F C, et al. Output characteristic analysis of distributed maximum power point tracking PV system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(24):127-134(in Chinese).

[13] 李善寿,张兴,张鸿恺,等. 基于功率闭环控制与 PSO 算法的全局 MPPT 方法[J]. 中国电机工程学报,2014,34(28):4809-4816.
LI S S, ZHANG X, ZHANG H K, et al. Global MPPT method based on power closed-loop control and PSO algorithm[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(28): 4809-4816(in Chinese).

[14] 张永革,石季英,张文,等. 复杂遮阴条件下光伏系统 MPPT 控制改进 PSO 算法仿真研究[J]. 中国电机工程学报,2014,34(S1):39-46.
ZHANG Y G, SHI J Y, ZHANG W, et al. Research of improved PSO in MPPT control of PV systems under complex shading condition[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(S1):39-46(in Chinese).

[15] 祝青,张兴,李善寿,等. 一种基于功率闭环的动态多峰值最大功率点跟踪算法研究与测试[J]. 中国电机工程学报,2016,36(5):1218-1227.
ZHU Q, ZHANG X, LI S S, et al. Researches and tests of a dynamic multi-peak maximum power point tracking algorithm based on power loop[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(5):1218-1227(in Chinese).

[16] 唐磊,曾成碧,苗虹,等. 基于蒙特卡洛的光伏多峰最大功率跟踪控制[J]. 电工技术学报,2015,30(1):170-176.
TANG L, ZENG C B, MIAO H, et al. A novel maximum power point tracking scheme for PV systems under partially shaded conditions based on Monte Carlo algorithm[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(1):170-176(in Chinese).

[17] 张明锐,蒋利明,孙华,等. 基于免疫细菌觅食算法的大容量光伏阵列 GMPPT 算法[J]. 中国电机工程学报,2016,36(1):104-111.
ZHANG M R, JIANG L M, SUN H, et al. Large-capacity photovoltaic array's GMPPT technology based on the immune bacterial foraging optimization algorithm [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(1):104-111(in Chinese).

[18] 田琦,赵争鸣,邓夷,等. 光伏电池反向模型仿真分析及实验研究[J]. 中国电机工程学报,2011,31(23):121-128.
TIAN Q, ZHAO Z M, DENG Y, et al. Simulation and experimental study about reverse model of photovoltaic cells[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(23):121-128(in Chinese).

[19] BALATO M, VITELLI M. A hybrid MPPT technique based on the fast estimate of the maximum power voltages in PV applications[C]//2013 8th International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2013: 1-7.

[20] SUN J, FENG B, XU W B. Particle swam optimization with particles having quantum behavior[C]//Congress on Evolutionary Computation, 2004. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2004: 325-331.

作者简介:

陈明轩　男,博士研究生。主要研究方向:电力电子技术在新能源领域应用、分布式能源系统与控制。

武建文　男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:电力电子技术、智能电器。

马速良　男,博士研究生。主要研究方向:微电网群控制、电力电子变换器建模及非线性控制、储能技术及控制。

黄炼　男,硕士研究生。主要研究方向:新能源接入、分布式能源系统与控制、电力电子技术。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

Photovoltaic multi-peak output characteristics and GMPPT control under complex shaded condition

CHEN Mingxuan, WU Jianwen*, MA Suliang, HUANG Lian

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

Abstract: Aimed at solving the failure problem of the maximum power point tracking (MPPT) algorithm caused by partially shaded condition in the photovoltaic power generation system, a global maximum power point tracking (GMPPT) algorithm based on δ-potential well is proposed. Based on the photovoltaic multi-peak output characteristics when the illumination intensity is changing, the reason of searching blind spot in conventional MPPT algorithm is analyzed in terms of maximum power point transition, and the necessity of GMPPT optimization is explained. A quantum-behaved particle swarm optimization (QPSO) algorithm is proposed to improve the particle diversity and increase the search speed and convergence accuracy. The algorithm was verified by MATLAB/SIMSCAPE and compared with the standard particle swarm optimization (PSO) algorithm. The results show that the proposed algorithm can track the global maximum power point effectively with fast searching speed, reducing the dependency on parameters and avoiding premature convergence of the algorithm.

Keywords: photovoltaic power generation; photovoltaic array; partially shaded; global maximum power point tracking (GMPPT); quantum-behaved particle swarm optimization (QPSO) algorithm

北京航空航天大学学报 北京航空航天大学学报

Received: 2016-06-03; **Accepted**: 2016-09-21; **Published online**: 2016-11-02 12:04

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161102.1204.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (51377007); Specialized Research Fund for the Doctoral Program of Higher Education of China (20131102130006)

* **Corresponding author**. E-mail: wujianwen@vip.sina.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0494

预载荷下板料激光弯曲成形的工艺参数分析

徐琅，李卫东*，王秀凤，万敏

（北京航空航天大学 机械工程及自动化学院，北京 100083）

摘　　要：预载荷下板料激光弯曲成形是一种较新的板料弯曲成形方法，本文对其工艺参数进行了分析研究。使用软件 ABAQUS 建立了预载荷下板料激光弯曲成形的有限元模型，并进行了试验验证，在此模型的基础上，采用均匀设计法进行了变工艺参数仿真试验设计，利用仿真试验结果建立了各工艺参数与变形量间的回归模型，并进一步分析了工艺参数对变形量的影响及其内在原因。研究表明，各工艺参数中扫描速度对变形量的影响最大，而激光功率的影响最小；光斑直径与扫描速度间存在对变形量有高度显著影响的负交互作用；变形量随预载荷增大近似呈指数上升，随激光功率的增大近似呈线性增大，随光斑直径的增大近似呈线性下降，随扫描速度的增大呈现先减小后增大的趋势。

关 键 词：预载荷；激光弯曲；工艺参数；有限元法；均匀设计；回归分析

中图分类号：TN249

文献标识码：A　　**文章编号**：1001-5965(2017)06-1149-06

预载荷下激光弯曲成形是由直接激光弯曲成形衍生而来的一种较新的板料弯曲成形工艺。它主要是通过对板料进行弹性范围内的预加载使之弯曲，然后以一定强度的激光束扫描板料上弹性应变能集中区域，使该区域内的温度升高，屈服强度降低，促使板料内的弹性应变能转化为塑性应变能来实现成形[1]。这种成形机制与直接激光弯曲成形完全靠激光照射板料表面形成不均匀温度场进而产生热应力来实现成形的机制[2]不同，相比直接激光弯曲成形，这种成形方法不仅能显著提高单次激光扫描的变形量，且板料弯曲方向更好控制[3]。由于使用该工艺时对板料的机械加载是在弹性范围内，另外板料在成形过程中获得的塑性应变是由弹性应变转变而来，所以能够避免塑性加载带来的微裂纹和滑移线等成形缺陷且成形件的回弹小，成形精度高，工艺重复性好[4]。该工艺为板料的弯曲成形提供了一种新的途径，对于一些因结构复杂或材料特殊导致难以用常规工艺成形的零件（如整体壁板零件、钛合金零件）而言，它在未来可能是一种有效的成形手段[5-6]。

1995 年，学者 Vollertsen 等[7]在研究直接激光弯曲成形的屈曲机理时提出了先对板料进行悬臂弯曲再使用激光扫描以实现成形的模型，这是该工艺最早的成形模型。此后，陆续有学者对该工艺展开研究，研究涉及工程应用的可行性分析、工艺参数对成形的影响研究以及成形件的力学性能分析等。工艺参数对成形的影响研究占了这些研究的绝大部分，相对直接激光弯曲成形而言，该工艺中加入了预载荷这一因素，所以学者们在研究工艺参数对成形的影响时把重点放在了讨论预载荷对成形的影响上[3,8-10]。其中，Guan[3]和 Liu[8]等选取了悬臂弯曲作为预加载方式，通过使用有限元软件 MSC. Marc 分析了预载荷大小对最终板料成形效果的影响规律。研究表明，板料弯

收稿日期：2016-06-06；**录用日期**：2016-08-26；**网络出版时间**：2016-10-10 18:46
网络出版地址：www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161010.1846.010.html
基金项目：中央高校基本科研业务费专项资金（11600002014104001）
* **通讯作者**：E-mail：space@buaa.edu.cn

引用格式：徐琅，李卫东，王秀凤，等. 预载荷下板料激光弯曲成形的工艺参数分析[J]. 北京航空航天大学学报，2017，43(6)：1149-1154. XU L, LI W D, WANG X F, et al. Analysis on process parameters of laser bending of preloaded metal plate[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(6): 1149-1154 (in Chinese).

曲角度随预载荷的增大呈现指数增大，通过控制预载荷的方向和大小便可以控制板料弯曲方向。Yao 等[9]使用有限元软件 ANSYS 分析了不同形式预载荷带来的不同悬臂弯曲效果下，板料在经过激光扫描及冷却卸载后的成形情况。Roohi 等[10]结合有限元法和试验法，对比了板料直接激光弯曲成形和预悬臂弯曲下激光弯曲成形的成形效果，得到了加入预载荷这一因素对成形效果的影响大小。

引入预载荷这一因素后，实际上板料在激光扫描过程其内部热力耦合效应会更加显著，进而造成激光工艺参数对成形的影响与直接激光弯曲成形时也会有所不同，不过目前这块的研究还开展较少。2011 年，学者彭青等[11]开展了一些相关研究，他们通过单因素试验法分析了由激光工艺参数组合而成的 3 个无量纲量[12]对成形效果的影响，获得了一些有用结论。

以上研究都有重要意义，然而，这些研究基本是定性研究，且大部分涉及的工艺参数较少。各工艺参数及它们之间可能存在的交互作用对成形的影响还未被系统探讨过。为此，本文开展如下研究：建立成形过程的有限元模型并进行试验验证，在此基础上，采用均匀设计法对模型进行变工艺参数仿真试验设计，利用试验结果构建各工艺参数与变形量间的回归模型，并进一步系统分析工艺参数对变形量的影响及其内在原因。

1 有限元模型及验证

使用软件 ABAQUS 进行了有限元建模，模型如图 1 所示。模型中试件选用尺寸为 300 mm × 100 mm × 4 mm 的 2219-T6 铝合金板料。成形时，先对板料进行弹性范围内的三点弯曲加载，其中左右支撑的相对表面间距为 260 mm，加载后板料中心被顶高 20 mm。随后激光束对板料上表面弹性应变能集中的中间区域进行 1 道次扫描，激光功率为 1 000 W，扫描速度为 20 mm/s，光斑直径为 5.5 mm。待扫描结束板料冷却至室温后对板料进行卸载，最终得到成形效果。

1—左支撑；2—右支撑；3—顶头；4—板料。

图 1 成形过程的有限元模型

Fig. 1 Finite element model of forming processes

考虑到左右支撑以及顶头与板料之间的接触均是线接触，进而忽略它们与板料间的接触传热作用，并将它们定义为解析刚体，以提高运算速率。在整个成形过程中，考虑板料与周围环境间的对流换热和热辐射这 2 个热边界条件。

建模过程中，其他一些重要的技术环节如下所述。

实际成形时，板料内的温度场和位移场相互影响，故模型采用了温度-位移耦合有限元模型。

由于材料的热物性参数（热传导率、比热、热膨胀系数）以及力学性能参数（屈服强度、弹性模量）均与温度相关，故必须采用随温度变化的材料参数。模型中材料参数取自文献[13]。

模型中激光束采用基模高斯光束[14]，通过使用 DFLUX 用户子程序将激光束以面热流密度的形式加载到板料表面。热流密度分布式为

$$I(r) = 2\frac{AP}{\pi R^2}\exp\left(\frac{-2r^2}{R^2}\right) \tag{1}$$

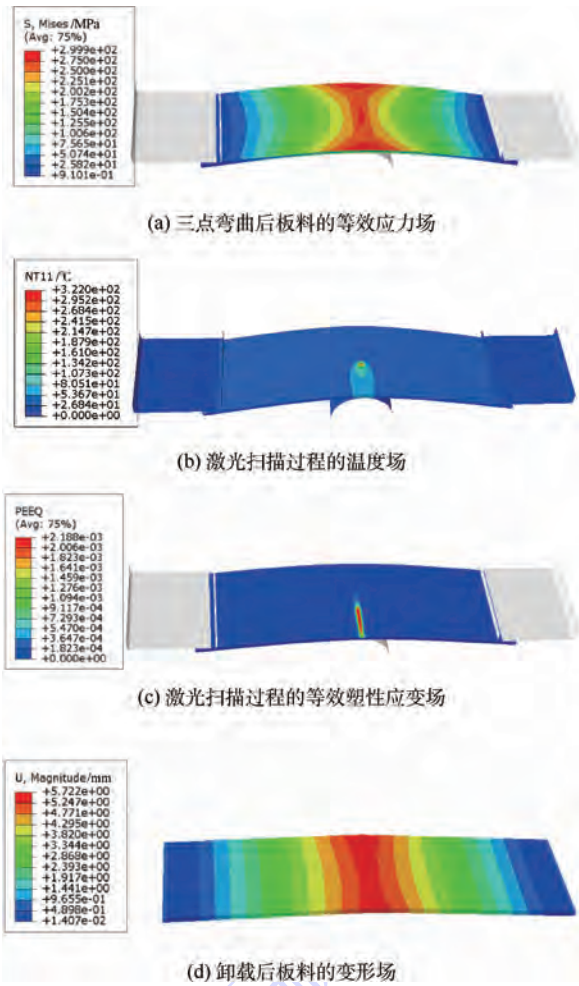
式中：r 为距光斑中心的距离；R 为照射到板料表面的光斑半径；P 为激光功率；A 为材料对激光的吸收率。

板料表面激光作用区在实际试验时要涂抹碳黑以提高对激光的吸收率，根据实际处理情况，模型中吸收率取 0.56。

网格划分时，为了较精确表征激光光斑内功率密度分布、激光的连续移动以及板料厚度方向上的温度梯度，并兼顾运算速率，激光直接作用区域采用了 0.5 mm × 0.5 mm × 0.8 mm 的小网格，其他区域则采用了 1 mm × 0.5 mm × 0.8 mm 的网格。其中，厚度方向共有 5 层网格。

对有限元模型进行计算，得到了如图 2 所示仿真结果。图 2(a)为预三点弯曲后的板料等效应力场，最大等效应力 299.9 MPa 小于材料在常温下的屈服强度值 303 MPa，属于弹性范围内加载。从该图还可以推断板料弹性能集中在中间区域。图 2(b)为激光扫描过程的温度场，所取时刻板料上最高温度为 322 ℃。图 2(c)为激光扫描过程的等效塑性应变场，该时刻激光扫描到板料的中部，在扫描区域内及周边出现了塑性应变。图 2(d)为卸载后板料的位移场，可看出板料实现了变形。

为了验证该模型的可靠性，开展了相应的成形试验，对仿真得到的顶头的力-位移曲线及成形件的弦高进行了试验验证。试验装置和试验得到的成形件如图 3 所示。试验中，顶头上的力通过力传感器实时测量。试验和仿真分别得到的顶头的力-位移曲线如图4所示。图4表明试验和仿



(a) 三点弯曲后板料的等效应力场

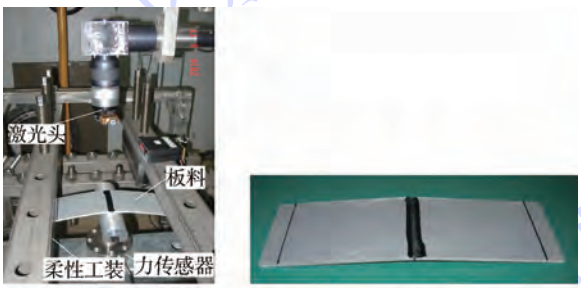
(b) 激光扫描过程的温度场

(c) 激光扫描过程的等效塑性应变场

(d) 卸载后板料的变形场

图 2　有限元仿真结果

Fig. 2　Finite element simulation results



(a) 试验装置　　(b) 成形件

图 3　成形试验装置及成形件

Fig. 3　Forming test devices and formed plate

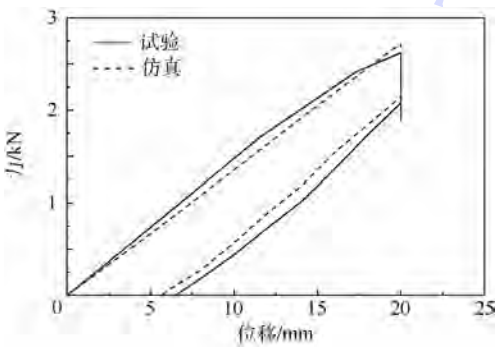


图 4　试验和仿真的力-位移曲线对比

Fig. 4　Comparison of force-displacement curves between test and simulation

真曲线基本吻合，成形件弦高的仿真结果(5.7 mm)与试验结果(6.5 mm)较为接近。由于力传感器测得的力是顶头对板料所施加力的反作用力，而顶头对板料施加的力乘以其位移代表它对板料做的功，这个功与板料内弹性应变能总量始终是相等的，所以图 4 可以反映出试验和仿真得到的成形过程中板料内弹性应变能总量变化情况基本一致，这说明有限元模型可靠。

2　仿真试验设计及结果

利用已建好的有限元模型，采用变参数仿真试验法开展对工艺参数的试验研究，以获得工艺参数与变形量之间的关系。有限元模型中涉及的工艺参数包括预载荷大小 F、激光功率 P、光斑直径 Φ 以及扫描速度 V。变形量用成形后板料的弦高值 H 表征。

由于所建有限元模型网格尺寸较小，且涉及复杂的热力耦合计算以及几何非线性、材料非线性等多种非线性问题，所以计算速率很低。为了在精度不受太大影响前提下，尽量减少试验量以提高试验效率，选取了均匀设计法[15]设计试验。

试验中使用的工艺参数取值范围在既满足能够产生明显成形效果，又不致使板料材料性能发生明显变化这两大前提下进行选取。最终确定各工艺参数的取值区间如下：预载荷 830 ~ 1 050 N；激光功率 1 000 ~ 1 500 W；光斑直径 4 ~ 6.5 mm；扫描速度 10 ~ 35 mm/s。将各工艺参数在其取值区间内等分成 6 水平，选取均匀设计表[15] $U_{12}(12^{10})$ 安排试验，依照其使用表的规则，得到了如表 1 所示的试验方案和相应的试验结果。

表 1　试验方案和结果

Table 1　Test scheme and results

试验号	F/N	P/W	Φ/mm	V/(mm · s^{-1})	H/mm
1	830	1 200	5.5	30	2.61
2	830	1 500	4.5	25	3.49
3	874	1 200	6.5	15	3.85
4	874	1 500	5.0	10	6.02
5	918	1 100	4.0	35	4.17
6	918	1 400	6.0	25	2.94
7	962	1 100	4.5	20	4.82
8	962	1 400	6.5	10	6.82
9	1 006	1 000	5.5	35	4.67
10	1 006	1 300	4.0	30	5.53
11	1 050	1 000	6.0	20	5.85
12	1 050	1 300	5.0	15	7.48

3　工艺参数研究

3.1　回归模型的建立

在得到试验结果后，采用回归分析法处理试

北航学报 赠阅

验数据，建立工艺参数与变形量间的回归模型。各工艺参数与变形量之间是多元非线性关系，只考虑各工艺参数间一级交互作用的情况下，最终选取二次多项式逐步回归法进行分析[16]。回归方程中只保留对 Y 有显著影响的变量，得到的回归模型方程式为

$$Y = 53.31 - 0.1064X_1 - 0.3751X_4 + 0.000064\,07X_1^2 + 0.000\,000\,344\,8X_2^2 + 0.008\,429X_4^2 - 0.021\,18X_3X_4 \quad (2)$$

式中：Y 为成形后板料的弦高值；X_1、X_2、X_3 和 X_4 分别为预载荷、激光功率、光斑直径和扫描速度的值。采用 F 检验对上述回归方程进行显著性检验。结果表明，式(2)达到了 0.01 的高度显著水平，置信度为 99%。

3.2 工艺参数对变形量的影响显著性分析

对式(2)右侧除常数项外各项的回归系数进行显著性检验[17]，以判定它们对 Y 的影响显著性。回归系数的显著性检验采用 t 检验，具体做法是：计算各回归系数的 t 值，并将这些 t 值的绝对值与 $t_{n-m-1}(\alpha)$ 进行比较，n 为试验次数，m 为回归方程中变量的个数，α 为显著性水平。若 $t > t_{n-m-1}(0.01)$ 表示高度显著；若 $t_{n-m-1}(0.01) > t > t_{n-m-1}(0.05)$ 表示显著；若 $t < t_{n-m-1}(0.05)$ 表示不显著。表 2 为各回归系数的 t 值计算结果。

表 2 各回归系数的 t 值

Table 2 t values of regression coefficients

回归系数	X_1	X_4	X_1^2	X_2^2	X_4^2	X_3X_4
t 值	−5.33	−9.47	6.04	2.25	10.30	−7.76

代入 $n=12$ 及 $m=6$，并通过查询 t 分布表[17]得到 $t_5(0.05)=2.02$，$t_5(0.01)=3.37$。t 检验结果表明，X_2^2 对 Y 的影响是显著，其余项对 Y 的影响都是高度显著。将各项对 Y 的影响显著性从大到小排序，有：$X_4^2 > X_4 > X_3X_4 > X_1^2 > X_1 > X_2^2$。

从回归系数的显著性检验结果看，4 个工艺参数都是对变形量有显著或高度显著影响的。其中，扫描速度对变形量影响最大，激光功率对变形量的影响最小。光斑直径与扫描速度之间存在对变形量有高度显著影响的负交互作用。

3.3 工艺参数对变形量的影响规律分析

基于回归方程式(2)，使方程右侧 1 个变量在其取值区间内连续变化，同时保持其他 3 个变量不变，分析单个工艺参数变化对变形量的影响规律及其内在原因。

图 5 为预载荷 F 对变形量 H 的影响曲线。从图 5 可以看出，随着预载荷的增大，变形量越来越大，两者近似呈指数关系。对板料的预加载是在弹性范围内，预载荷越大则板料内部的弹性应变能总量就越大。板料成形时内部的弹性应变能转化率由板料在激光扫描阶段获得的温度场决定，温度越高，屈服强度下降越大，弹性应变能转化率越高[11]。激光参量不变时板料在激光扫描阶段获得的温度场不变，进而弹性应变能的转化率不变。这种情况下，预载荷越大时，弹性应变能总量越大，转化产生的塑性应变能总量也会越大，使得变形量增大。另外，预载荷与变形量间近似呈指数关系说明，在弹性范围内增大预载荷大小，变形量的增大效果会越来越明显。

图 6 为激光功率 P 对变形量 H 的影响曲线。图 6 显示激光功率越大则变形量越大，且两者之间近似呈线性关系。在激光扫描过程中，被板料吸收的激光能量 E 与激光功率 P 和扫描时间 T 成正比。在板料尺寸不变的情况下，扫描时间 T 又与扫描速度 V 成反比，所以有

$$E \propto P/V \quad (3)$$

根据式(3)，保持其他工艺参数不变，增大激光功率会使板料内各点吸收的激光能量增多，进而造成各点的温度更高，板料整体的弹性应变能转化率更大，变形量更大。

图 7 为光斑直径 Φ 对变形量 H 的影响曲线。由图 7 知，变形量随着光斑直径增大而减小，且两者之间是线性关系。当然，这种绝对的线性关系是由回归方程得到，只是近似关系。在其他参数不变，光斑直径增大的情况下，一方面光斑直接作

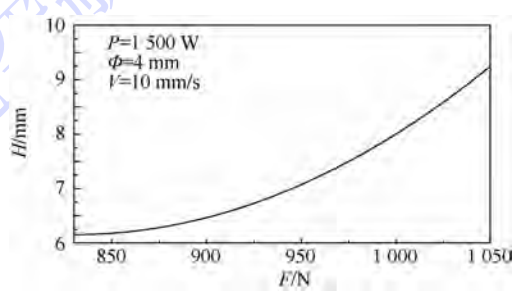


图 5 预载荷对变形量的影响

Fig. 5 Influence of preload on deformation amount

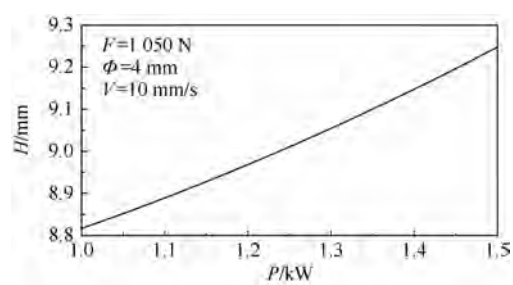


图 6 激光功率对变形量的影响

Fig. 6 Influence of laser power on deformation amount

用的板料区域增大了，一些之前不能发生塑性变形的区域可能会出现塑性变形。另一方面，光斑内的功率密度将下降，这会造成板料上光斑圆心附近区域的温度升高量下降，由于这些区域是弹性应变能主要集中的区域，所以板料整体弹性应变能转化量是下降的，进而使变形量减小。

图 8 为扫描速度 V 对变形量 H 的影响曲线。图 8 显示，随着扫描速度的增大，变形量先减小后增大。根据式(3)，增大扫描速度使板料吸收的激光能量减小，板料上各点的温度升高量也将减小，致使板料整体弹性应变能转化率变低，变形量下降。这一规律在扫描速度处于 10 ~ 27 mm/s时是成立的。但当速度处于 27 ~ 35 mm/s 时，出现了变形量随扫描速度增大而增大的反常现象。这里进行如下解释。当速度为27 mm/s 时，板料的整体弹性应变能转化率已经比较低了，随着这个原本占主导地位的弹性应变能转化机制弱化，另一个温度梯度机制开始显著。激光扫描使板料整体温度升高，且在上下表面之间形成温度梯度。这种温度梯度会给板料内部带来一定热应力。当扫描速度较低时，板材受激光照射的时间较长，加之铝合金的热传导率大，板材上下表面温度梯度较小，这种热应力较小，由这种热应力带来的塑性变形很少。随着扫描速度不断增大，温度梯度将逐渐显著，这种热应力将增大，由此带来的塑性变形也会增大，温度梯度机制的作用会变得显著。但是，当扫描速度大于某一阈值时，由于板料上表面吸收到的激光能量太少，上下表面的温度梯度又会开始减小，热应力带来的塑性变形也将下降。分析知，35 mm/s 是小于这个阈值的。在 27 ~ 35 mm/s 范围内，随着扫描速度的增大，弹性应变能转化机制带来的塑性变形下降，而温度梯度机制带来的塑性变形增大，且后者带来塑性变形的增大量大于前者带来塑性变形的减少量，这导致了板料变形量的增大。

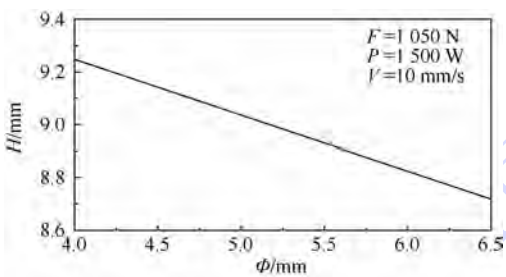


图 7　光斑直径对变形量的影响

Fig. 7　Influence of laser spot diameter on deformation amount

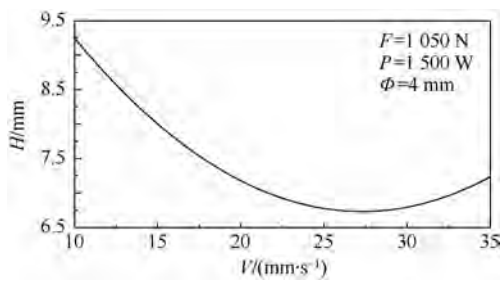


图 8　扫描速度对变形量的影响

Fig. 8　Influence of scanning speed on deformation amount

4　结　论

1）各工艺参数中，扫描速度是对变形量影响最大的因素，而激光功率的影响作用最小。

2）光斑直径与扫描速度间存在对变形量有高度显著影响的负交互作用。

3）变形量随预载荷的增大近似呈指数增大，随激光功率的增大近似呈线性增大，随光斑直径的增大近似呈线性下降。

4）当扫描速度处于 10 ~ 27 mm/s 时，弹性应变能转化机制是产生塑性变形的主导机制，变形量随扫描速度的增大而减小，而扫描速度处于 27 ~ 35 mm/s 时，出现了变形量随扫描速度增大而增大的反常现象，这可能是由于温度梯度机制开始变得显著造成的。

参考文献（References）

[1] 陈光南，王秀凤，罗耕星，等. 压弯激光复合成形方法：200710062910.2[P]. 2008-03-12.
CHEN G N, WANG X F, LUO G X, et al. A forming methodology including bending and laser heating: 200710062910.2[P]. 2008-03-12 (in Chinese).

[2] YIBAS B S, AKHTAR S, SHUJA S Z. Laser forming and welding processes[M]. Heidelberg: Springer International Publishing, 2013: 1-4.

[3] GUAN Y J, SUN S, ZHAO G Q, et al. Finite element modeling of laser bending of pre-loaded sheet metals[J]. Journal of Materials Processing Technology, 2003, 142(2): 400-407.

[4] XU L, LI W D, WAN M, et al. Laser bending process of preloaded sheet metal[C]// Proceedings of the 4th International Conference on New Forming Technology. Glasgow: EDP Sciences, 2015, 4: 1-7.

[5] 彭青，陈光南，吴臣武，等. 整体壁板激光辅助预应力成形[J]. 航空学报，2009，30(8)：1544-1548.
PENG Q, CHEN G N, WU C W, et al. Laser-assisted pre-stress forming for integral panels[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2009, 30(8): 1544-1548 (in Chinese).

[6] WANG X F, LIU D X, LI W D, et al. Study of laser bending of a preloaded titanium alloy sheet[J]. Manufacturing Review, 2014, 1: 1-6.

[7] VOLLERTSEN F, KOMEL I, KALS R. Laser bending of steel foils for micro parts by the buckling mechanism—A model[J]. Modelling & Simulation in Materials Science & Engineering,

北航学报 赠阅

1995,3(1):107-119.

[8] LIU J,SUN S,GUAN Y J. Numerical investigation on the laser bending of stainless steel foil with pre-stresses[J]. Journal of Materials Processing Technology,2009,209(3):1580-1587.

[9] YAO Z Q,SHEN H,SHI Y J. Numerical study on laser forming of metal plates with pre-loads[J]. Computational Materials Science,2007,40(1):27-32.

[10] ROOHI A H,GOLLO M H,NAEINI H M. External force-assisted laser forming process for gaining high bending angles[J]. Journal of Manufacturing Processes,2012,14(3):269-276.

[11] 彭青,陈光南,王明星,等. 工艺参数对激光辅助预应力成形效率的影响[J]. 中国激光,2011,38(10):73-77.
PENG Q,CHEN G N,WANG M X,et al. Finite element modeling of laser bending of pre-loaded sheet metals[J]. Chinese Journal of Lasers,2011,38(10):73-77(in Chinese).

[12] 彭青,陈光南,王秀凤. 激光辅助预应力成形的相似性问题[J]. 中国激光,2009,36(5):1261-1266.
PENG Q,CHEN G N,WANG X F. Similarity criterion of laser-assisted pre-stress forming[J]. Chinese Journal of Lasers,2009,36(5):1261-1266(in Chinese).

[13] National Technical Information Service. Metallic materials properties development and standardization-01: DOT/FAA/AR-MMPDS-01[S]. Washington,D. C.:Department of Transportation,2003: 166-181.

[14] XI Y,ZHAN H Y,RASHID R A,et al. Numerical modeling of laser assisted machining of a beta titanium alloy[J]. Computational Materials Science,2014,92(5):149-156.

[15] 方开泰. 均匀设计与均匀设计表[M]. 北京:科学出版社,1994:14-18.
FANG K T. Uniform design and uniform design tables[M]. Beijing: Science Press,1994:14-18(in Chinese).

[16] 唐启义. DPS 数据处理系统[M]. 北京:科学出版社,2013:474-477.
TANG Q Y. DPS data processing system[M]. Beijing:Science Press,2013:474-477(in Chinese).

[17] 王黎明. 应用回归分析[M]. 上海:复旦大学出版社,2008:64-65.
WANG L M. Applied regression analysis[M]. Shanghai: Fudan University Press,2008:64-65(in Chinese).

作者简介:

徐琅 男,博士研究生。主要研究方向:激光成形、金属材料的力学性能。

李卫东 男,讲师。主要研究方向:先进塑性成形理论与技术、数字化精密成形技术。

Analysis on process parameters of laser bending of preloaded metal plate

XU Lang, LI Weidong*, WANG Xiufeng, WAN Min

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

Abstract: Laser bending of preloaded metal plate is a relatively new bending method and its process parameters are researched in this paper. A finite element model of the forming process was established based on software ABAQUS, and its reliability was verified by test. Then, finite element simulations using different process parameter values were done by uniform design. On the basis of the simulation results, a regression model of relationship between the process parameters and deformation amount was developed. Further, influences of the process parameters on the deformation amount and the internal reasons of these influences were analyzed. It is shown that among the parameters the scanning speed has the greatest influence on the deformation amount while the laser power has the minimal influence. The negative interaction of the laser spot diameter and scanning speed affects the deformation amount significantly. The deformation amount increases almost exponentially with the increase of preload amount, increases linearly with the increase of laser power, and decreases almost linearly with the increase of laser spot diameter. Moreover, it decreases at first and increases later with the increase of scanning speed.

Keywords: preload; laser bending; process parameters; finite element method; uniform design; regression analysis

Received: 2016-06-06; **Accepted**: 2016-08-26; **Published online**: 2016-10-10 18:46

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161010.1846.010.html

Foundation item: the Fundamental Research Funds for the Central Universities (11600002014104001)

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

北京航空航天大学学报

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0785

面向地震应急响应的互联网信息处理

宋建功[1], 王之欣[2], 李勤勇[1], 李雅婷[3], 马世龙[1], 吕江花[1,*]

(1. 北京航空航天大学 计算机学院, 北京 100083; 2. 中国科学院 软件研究所, 北京 100190;
3. 百度时代网络技术(北京)有限公司, 北京 100193)

摘　　要: 近年来国内外地震灾害给人类的生命财产造成了巨大损失。海量的互联网地震灾情信息可为应急响应和及时救援提供决策支持的依据,因此互联网灾情信息高效快速处理需求迫切。针对地震互联网灾情信息处理的研究,定义了地震事件模型、网页对象模型等,用极限方法定义 Web 信息收敛性,刻画了互联网灾情信息传播特点。根据灾情信息时效性特点,提出了一种支持动态收敛性的 Web 信息抽取算法,完成互联网灾情信息提取。提出一种针对灾害信息随时间的变化进行时序统计的方法,形成信息统计报告,为制定救援决策提供依据。设计并实现了面向地震应急响应的互联网信息智能处理系统,并进行了工程实践验证。

关　键　词: 地震灾害; 应急响应; 信息提取; 数据清洗; 多文档摘要
中图分类号: V221+.3; TB553
文献标识码: A　　**文章编号**: 1001-5965(2017)06-1155-10

根据中国地震局官网统计得出,从 2007 年 1 月1 日至 2016 年 5 月 31 日近 10 年间灾害性的中国及周边地区 5 级以上地震 352 起,世界 7 级以上地震 197 起[1],其中多数地震都给人类的生命财产造成巨大损失。特别是 2008 年 5.12 汶川 8.0 级地震,受灾面积十万多平方公里,造成遇难和失踪人口 87 703 人,直接经济损失 8 451.4 亿元[2-3]。而应急响应信息系统建设滞后,应急救援人员对突发地震事件信息处理工作量大[4],阻碍了应急响应的效率。对于海量的互联网地震灾情信息及时有效地采集,进行灾情数据提取、分析,为及时救援决策提供可靠依据,最大限度地降低损失。

由于互联网应用的普及,网上资源具有海量性特点,互联网已经成为各行业数据重要的信息源。互联网信息提取[5-6]从传统的信息提取中衍生出来,它将整个互联网空间作为信息源,即从格式复杂、无结构的 Web 页面中识别出用户感兴趣或有价值的数据[7],并表示成一种语义清晰的结构化形式,使用户和程序能够更方便地查询和使用数据。信息提取技术,依据其自动化程度由低到高,依次分为手工信息提取、半自动信息提取和全自动信息提取[8]。文献[9]以形式化的方法定义了数据的一致性(consistency)、正确性(correctness)、完整性(completeness)和最小性(minimality),而数据质量被定义为这 4 个指标在信息系统中得到满足的程度。Inmon[10]指出,数据质量是指信息和数据可作为规定应用的可信资料来源的程度,就是在正确的时间、正确的地点,将正确信息的正确集合提供给正确人员,用来支撑决策。

面向应急响应的互联网地震灾情信息处理特点体现为:①应急响应紧迫,需要系统立刻生成告

收稿日期: 2016-10-10; **录用日期**: 2017-01-09; **网络出版时间**: 2017-02-24 09:31
网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170224.0931.001.html
基金项目: 国家自然科学基金(61300007, 61305054); 软件开发环境国家重点实验室自主探索基金(SKLSDE-2012ZX-28, SKLSDE-2014ZX-06)
* **通讯作者**: E-mail: jhlv@nlsde.buaa.edu.cn

引用格式: *宋建功, 王之欣, 李勤勇, 等. 面向地震应急响应的互联网信息处理[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(6): 1155-1164. SONG J G, WANG Z X, LI Q Y, et al. Internet information processing for earthquake emergency response [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(6): 1155-1164 (in Chinese).*

警信息,并启动互联网信息处理;②地震事件相关的网页数据具有生命周期性特点,信息提取具有时效性;③互联网信息存在大量重复和冗余,需要进行有效的数据筛选。因此,海量互联网信息手动处理几乎不可能,要求处理流程必须自动化。基于此,面向强震应急响应的互联网信息处理包括信息提取、网页信息清洗、灾情数据时序统计、Web 灾情信息摘要生成等几部分。

对于互联网上的灾情信息经过提取、清洗后生成可供决策支持的摘要,摘要生成方法研究取得了非常广泛的进展。基于查询的聚类和摘要生成方法对每类文档聚类,生成一个简洁且综合的符合用户查询的摘要[11];用机器学习方法通过检测用户-对象关系来建模,不同用户模型可以独立使用或以一个集成方式使用,对于相同信息源和查询,不同用户能够生成不同的摘要[12]。对于单文档和多文档摘要,预处理把文档分解成句子,选择出突出的句子,随后连接所有选中句子生成摘要[13]。通过语义角色标注假定变量结构来表示源文档的内容,基于优化的特性对假定变量结构分类来生成摘要内容[14]。以事件作为基本语义单元的生成式摘要方法,通过对事件聚类反应篇章的主题分布,并利用事件指导多语句压缩生成自然语句来构建摘要[15]。

对于互联网信息处理的研究涉及到广泛的领域,各种方法都做出相应的贡献,但对于地震应急响应领域研究尚显不足。本文将针对地震应急响应领域以地震事件相关互联网信息提取、灾情相关网页数据清洗、灾害信息时序统计和 Web 灾情数据摘要生成几部分加以论述。并在笔者所在课题组研发的应用软件系统“国际强震应用处置系统之互联网信息智能处理子系统”中应用上述方法,进行了工程实践与验证。

1 地震事件相关互联网信息提取

地震事件相关的互联网信息具有动态性特点,信息提取贯穿整个地震应急响应过程中,并最终收敛于相对稳定的信息集合。

1.1 相关概念定义

互联网信息提取所涉及的相关概念如下。

定义 1 地震事件 EthqkEvt = (ID, Time, Location, ThemeSet, Content)。对于一个具体地震事件 ethqkevt,可定义为 ethqkevt = (id, t_0, l, themeset, content) ∈ EthqkEvt。

其中:id ∈ ID 为事件对象标识, ID 为事件对象标识集合;t_0 ∈ Time 为事件发生时间,Time 为事件发生时间集合;l ∈ Location 为事件发生的地点,Location 为事件发生地点集合;themeset = $\{\text{theme}_i \mid i=1,2,\cdots,m\}$ ∈ ThemeSet 为某次具体地震事件的互联网灾情信息主题词集合,ThemeSet 为多个地震事件的嵌套集合; content ∈ Content 为提取出的主题相关内容,Content 为从互联网提取的地震事件相关内容集合。为了表示网页信息提取的动态性特点,用 content^t ∈ Content 表示地震事件后的 t 时刻($t > t_0$)提取的主题相关内容,Content 内容随时间变化动态更新,在某一时刻最终收敛,内容相对不变。

定义 2 互联网信息源 WIS = $\{\text{WebPage}_i \mid i=1,2,\cdots,m\}$。

其中:WebPage_i($1 \leqslant i \leqslant m$)为互联网信息源中的某类网页。一个特定的信息源 wis = $\{\text{webpage}_i^t \mid i=1,2,\cdots,m\} \subseteq \text{WIS}$, $\text{webpage}_i^t \in \text{WebPage}_i$ 为 t 时刻的一个特定网页。

通常某个灾情相关的互联网信息源包含若干类网页,本文所研究提取的网页通常是指地震行业专业网站网页和地震相关的新闻报道。

定义 3 灾情信息网页对象 webpage = {(ID, WebURL, URI, Title, PageContent, Time)}。

其中:WebURL 为灾情相关网站地址;URI 为网页地址;Title 为网页标题;PageContent 为网页中的正文内容。

1.2 地震事件相关互联网信息提取的收敛性

互联网上地震事件相关的灾情信息具有生命周期,所有信息源中新增网页随时间增加而减少,直至没有新增网页出现。

设某个地震事件产生时刻为 t_0,相关信息源 wis 中灾情相关网页更新时间序列为 t_0, t_1, $\cdots$, t_i, t_{i+1}, $\cdots$, $t_{i+1} = t_i + \Delta t$, Δt 为更新网页时间间隔。对应该时间序列提取的地震相关正文内容信息集合为 content^{t_0}, content^{t_1}, $\cdots$, content^{t_i}, $\text{content}^{t_{i+1}}$, $\cdots$, content^{t_0} 为∅。

分别计算此集合序列的上、下极限,公式分别为式(1)和式(2)。

$$\overline{\lim_{i\to\infty}}\ \text{content}^{t_i} = \bigcap_{i=1}^{\infty}\bigcup_{j=i}^{\infty}\text{content}^{t_j} \tag{1}$$

$$\underline{\lim_{i\to\infty}}\ \text{content}^{t_i} = \bigcup_{i=1}^{\infty}\bigcap_{j=i}^{\infty}\text{content}^{t_j} \tag{2}$$

如果上极限和下极限都存在并且相等,即 $\overline{\lim_{i\to\infty}}\ \text{content}^{t_i} = \underline{\lim_{i\to\infty}}\ \text{content}^{t_i} = \psi$,则说明该集合序列的极限也存在,即 $\lim_{i\to\infty}\ \text{content}^{t_i} = \psi$,则必有某一时刻 t_{end},使得 $\text{content}^{t_{\text{end}}} = \psi$。或称为存在某一时刻

t_{end}使得地震相关正文内容信息集合收敛于 ψ。

1.3　地震事件相关互联网信息提取算法

对于互联网信息提取算法，给定地震灾害事件 ethqkevt，主要的算法描述为

算法 1　EERWE（Earthquake Event Related Webpages' Extraction）

输入：地震事件 ethqkevt = (id, t_0, l, themeset, content)；地震灾情信息源集合 WIS；地震相关信息递减时刻经验性界定估值 N。

输出：灾情信息 $\text{content}^{t_{end}}$，分时刻的灾情信息统计报告 $\text{report}^{t_0}, \text{report}^{t_1}, \cdots, \text{report}^{t_{end}}$。

$\text{content}^{t_0} \leftarrow \varnothing$; $i \leftarrow 0$
for each t_i do
　$\text{content}_1^{t_i} \leftarrow \text{ISExtraction}(\text{wis}_1) \parallel$
　$\text{content}_2^{t_i} \leftarrow \text{ISExtraction}(\text{wis}_2) \parallel \cdots$
　$\parallel \text{content}_m^{t_i} \leftarrow \text{ISExtraction}(\text{wis}_m)$
　$\text{content}^{t_i} \leftarrow \text{content}_1^{t_i} \cup \text{content}_2^{t_i} \cup \cdots \cup \text{content}_m^{t_i}$
$\text{content}^{t_i} \leftarrow \text{EESRC}(\text{content}^{t_i})$
$\text{report}^{t_i} \leftarrow \text{EEDITS}(\text{content}^{t_i})$
if $t_i \geqslant t_N$ then
　$\text{dis}^{t_{i+1}} \leftarrow \text{ContentDistance}(\text{content}^{t_{i-1}}, \text{content}^{t_i})$
　if　$\text{dis}^{t_{i+1}} = -1$ then
　　$t_{end} \leftarrow t_i$
　$\text{content}^{t_{end}} \leftarrow \text{content}^{t_i}$
　　return $\text{content}^{t_{end}}$
　　end if
　end if
　$i \leftarrow i + 1$
　end for

其中：$\text{content}_1^{t_i} \leftarrow \text{ISExtraction}(\text{wis}_1) \parallel \text{content}_2^{t_i} \leftarrow \text{ISExtraction}(\text{wis}_2) \parallel \cdots \parallel \text{content}_m^{t_i} \leftarrow \text{ISExtraction}(\text{wis}_m)$ 为每个信息源中的相关网页信息提取；EESRC(content^{t_i})为对 t_i 时刻提取出来的网页对象做重复记录的检测及去重；EEDITS(content^{t_i})为对文本内容集合 content^{t_i}进行灾情数据时序统计；ContentDistance($\text{content}^{t_{i-1}}$, content^{t_i})为计算相邻网页内容集合 $\text{content}^{t_{i-1}}$和 content^{t_i}的距离 $\text{dis}^{t_{i+1}}$，若距离 $\text{dis}^{t_{i+1}}$为 −1 则表示相邻时刻网页内容集合之间的距离数列极限存在，信息提取收敛。

2　灾情相关网页数据清洗

用传统算法对互联网中的海量数据查重，其算法的时间复杂度和空间复杂度偏高。在地震应急响应领域应考虑到数据与地震事件相关度应具有不同优先级。因此本文提出一种改进的数据记录去重算法，具体表现为：定义数据属性优先级并计算相应的权值；对数据记录聚类，然后对所有类单独完成多次匹配。

定义 4　权重。

对于某次地震相关数据集 $D = \{d_i \mid 0 \leqslant i \leqslant n\}$，其属性向量 $\boldsymbol{P} = (P_1, P_2, \cdots, P_k, \cdots, P_m)$，$P_k$ 为第 k 个属性，每个属性赋予不同值代表该属性的重要程度，称为属性的权重。对应于属性向量 $\boldsymbol{P}$ 的权重向量可表示为 $\boldsymbol{W} = (W_1, W_2, \cdots, W_k, \cdots, W_m)$，则任一数据 d_i 可表示为$(d_{i1}, d_{i2}, \cdots, d_{ik}, \cdots, d_{im})$。记录的相同属性值越多，并且相同属性的权重值越大，则记录的相似度越高。

2.1　属性字段权重计算

计算地震数据集属性字段权重的算法分 3 步：①行业专家为各个属性字段指定优先级；②取各专家指定属性字段优先级的均值作为该属性的最终优先级；③采用 RC（Rank-Centroid）算法[16]计算各属性字段的权重，属性 P_k 的权重 W_k 算法见式(3)。

$$W_k = W_k(\text{RC}) = \frac{1}{T}\sum_{t=T}^{T_k}\frac{1}{t} \tag{3}$$

式中：T 为专家指定最低优先级，数值最小；T_k 为属性 P_k 的最终优先级。

2.2　数据集聚类

针对某次地震从互联网提取的数据集，按权重最高的属性字段进行聚类，从而形成若干小数据集，采用 LP 算法[17]聚类过程为：①将元素 d_1, d_2, …, d_n 分别插入初始为空的集合 $S_1, S_2, \cdots, S_n$，分别计算集合间彼此的相似度 sim；②当 sim ≥ γ（阈值），则合并为一个集合；③对未执行聚类的集合进行聚类，直至不存在未执行过聚类的单元素集合。

2.3　字段匹配

字段匹配算法用于计算不同记录同一属性字段之间的相似度。先把各属性中的字符串分解为多个具有独立意义的原子串，再分别比较不同记录同一属性的每个原子串的相似度，最后计算出不同记录的字段相似度。

在地震应急响应领域，把文本串和数字作为独立的原子串处理，如“死亡 25 人”。字段相似度的算法如式(4)所示。

$$\text{SimField}(d_{ik}, d_{jk}) = \frac{\sum_{t=1}^{q}\max(\text{score}(a, d_{jk}))}{|d_{ik}|} \tag{4}$$

式中：a 为记录 d_{ik}中的原子串，与 d_{jk}中的所有原

北航学报 赠阅

子串匹配后，$score(a, d_{jk})$ 为计算所得相似度，且 $0 \leqslant score(a, d_{jk}) \leqslant 1$；$|d_{ik}|$ 为记录 d_{ik} 的长度；q 为记录 d_{ik} 的原子串个数。

2.4 清洗重复记录

对于不同组的重复记录，选择包含与主题词相关度高的属性值的记录，从中选取网页更新时间最近的予以保留，其余删除。生成完整的无重复的数据集。

灾情相关网页数据检测和清洗描述如下。

算法 2 EESRC(Earthquake Event Similarity Record Clearing)

输入：数据集 content，属性向量 $\boldsymbol{P} = (P_1, P_2, \cdots, P_k, \cdots, P_m)$。

输出：处理掉重复记录后的数据集。

```
W1, W2, ..., Wm ← Weight(P)
S1, S2, ..., Sn ← Clustering(content)
flag1, flag2, ..., flagn ← 0
for each S ← S1, S2, ..., Sn do
  选取排序关键字 key
  S' ← sort (S, key)
  for each pi ∈ S', 1 ≤ i ≤ |S'| do
    for each pj ∈ S', i ≤ j ≤ |S'| do
      if SimRecord(pi, pj) > γ then
        if flagi = 0 and flagj = 0 then
          flagi ← i; flagj ← i
        else
          if flagi = 0 then flagi ← flagj
          else flagj ← flagi
          end if
        end if
      end if
    end for
    if 满足多趟查找结束条件 then return
    end if
  end for
  依据 flag1, flag2, ..., flagn 处理重复记录
end for
```

3 地震灾害数据时序统计

3.1 地震应急响应领域的词典定义

在地震应急响应领域，涉及 3 个方面的数据内容：灾情方面、灾区方面、处置需求。每一方面由多个相关关键词组成。本文中采用 XML 定义词典。

定义 5 词典。

```
<Dictionary>
  <Word type="灾情">
    <Word> <MainWord>死亡</MainWord>
    <SameWord>丧生</SameWord>
    </Word>
  …
    <Word>…</Word>
<Word type="灾区方面">
    <Word> <MainWord>山体滑坡</MainWord>
    </Word>
  …
</Dictionary>
```

其中：MainWord 标签为主词；SameWord 标签为同义词。把主词与同义词权重之和作为内容(content)中主题词的权重。

3.2 数据集中权重高的生词提取

在互联网信息提取过程中，把高权重的生词做为新的主题词处理。

处理的主要步骤为

1）把词典中的主词(mainword)添加到主题词集合中，计算各个主题词在内容(content)中的权重。

2）计算内容(content)中分词处理后的词项权重。

3）若其权重大于主题词权重平均值，则取出该词项作为生词加入到主题词集合中。

具体算法如下所示：

算法 3 HighWeightWordExtracting (Dictionary, content)

输入：词典 Dictionary，地震时间相关互联网信息提取内容 content。

输出：主题词集合 Word。

```
Word ← ∅
for each wordi, 1 ≤ i ≤ N, wordi ∈ Dictionary do
  weighti ← TF(mainword) * IDF(mainword)
  weighti ← weighti +
            ∑ TF(sameword) * IDF(sameword)
  Word ← Word ∪ {wordi}
end for
j ← 1
for each w do
  weight ← TF(w) * IDF(w)
  if weight > average(weight1, weight2, ...,
     weightN) then
     wordN+j ← w, weightN+j ← weight
     Word ← Word ∪ {wordN+j}
     j ← j + 1
  end if
```

15　end for

其中:TF(mainword)为 mainword 在地震事件相关提取内容 content 中出现的频率;IDF(mainword)为 content 中包含 mainword 的记录数目的反频率;TF(mainword) * IDF(mainword)计算主词 mainword 在 content 中的权重;∑TF(sameword) * IDF(sameword)计算该主词的所有同义词 sameword在 content 中的权重之和,将该主词与其所有同义词的权重相加作为该主题词在 content 中的权重。average($weight_1$, $weight_2$, …, $weight_N$)为主题词集合中属于词典中的主题词在 content 中的权重的平均值,N 为上述主题词的个数。

3.3　地震灾害主题词时序统计

使用二分法对地震灾害主题词进行时序统计,取数据集中网页更新时间最早的时间点与当前系统时间中间的时间段,平均切分成 2 个时间段,然后分别再次递归使用二分法针对各个小时间段内主题词进行时序统计,直至该时间段时长小于最小时间间隔或者该时间段内主题词的频数小于最小密度,则作为叶子节点结束切分。最终生成一棵以切分结果为节点的二叉树,并返回该二叉树的根节点。

在描述具体的算法步骤前,需要先定义作为时序统计切分结果的时序对象 TimeTrace,定义为七元组。

定义 6　时序对象 TimeTrace = (Word, PageSet, T_L, T_R, LeftSon, RightSon, WPAGE),对一个具体的时序对象 $timetrace_{t_l}^{t_r}$,可定义为 $timetrace_{t_l}^{t_r}$ = (word, $content_{t_l}^{t_r}$, t_l, t_r, leftson, rightson, wpage) ∈ TimeTrace。

其中:$timetrace_{t_l}^{t_r}$为一个具体的 t_l 到 t_r 时间段内的时序对象,$t_l \in T_L$,T_L 为统计时间段开始时间集合,$t_r \in T_R$,T_R 为统计时间段结束时间集合;word ∈ Word 为一个主题词,Word 为主题词典 Dictionary 中主题词集合;$content_{t_l}^{t_r} \subset$ PageSet 为网页更新时间在 t_l 到 t_r 时间段内的互联网信息提取内容集合,PageSet 为全部互联网信息提取内容的嵌套集合;leftson ∈ LeftSon 为该时序对象在时序统计中时间划分的左子节点,LeftSon 为左子节点集合;rightson ∈ RightSon 为该时序对象在时序统计中时间划分的右子节点,RightSon 为右子节点集合;wpage ∈ WPAGE 为该时间段内该主题词出现频率最高的代表网页对象,WPAGE 为互联网提取的网页集合。主要的算法步骤描述为

1) 取起始时间和结束时间,若该时间段长小于最小时间间隔或者其主题词出现的频率小于最小密度,则取出该主题词出现频率最高的网页对象作为该时序对象的代表文本并返回。

2) 否则,取从起始时间到结束时间这一时间段的中间时刻,把该时间段平均分为 2 段时间,并分别对 2 段时间递归进行该主题词的时序统计分析。

3) 合并 2 个时间段的时序对象。

详细的算法步骤如下所示:

算法 4　TimeAnalysis(word, t_l, t_r, $content_{t_l}^{t_r}$)

输入:主题词 word,起始时间 t_l,结束时间 t_r,t_l 到 t_r 时间段之内的地震事件相关内容集合 $content_{t_l}^{t_r}$。

输出:该段时间内的时序对象 $timetrace_{t_l}^{t_r}$。

if　$t_r - t_l$ < 最小时间间隔 or count < 最小密度 then
　　wpage←word　//出现频率最高的网页对象
　　$timetrace_{t_l}^{t_r}$←(word, $content_{t_l}^{t_r}$, t_l, t_r, null, null, wpage)
else
　m←(t_l + t_r)/2
　$timetrace_{t_l}^{m}$←TimeAnalysis(word, t_l, m, $content_{t_l}^{m}$)
　$timetrace_{m}^{t_r}$←TimeAnalysis(word, m, t_r, $content_{m}^{t_r}$)
　$timetrace_{t_l}^{t_r}$←merge($timetrace_{t_l}^{m}$, $timetrace_{m}^{t_r}$)
end if

其中:merge($timetrace_{t_l}^{m}$, $timetrace_{m}^{t_r}$)将 2 个具体的时序对象 $timetrace_{t_l}^{m}$ 和 $timetrace_{m}^{t_r}$ 进行合并,生成的时序对象 $timetrace_{t_l}^{t_r}$为(word, $content_{t_l}^{m} \cup content_{m}^{t_r}$, t_l, t_r, leftson, rightson, wpage),leftson 指向 $timetrace_{t_l}^{m}$,rightson 指向 $timetrace_{m}^{t_r}$,wpage 为 word 在 t_l 到 t_r 时间段内出现频率最高的网页对象。

3.4　灾害信息时序统计算法描述

算法 5　EEDITS(Earthquake Event Disaster Information Timing Statistics)

输入:数据集 content。

输出:时序统计图。

定义主题词典 Dictionary
Word←HighWeightWordExtracting(Dictionary, content)
M←Word 中的主题词数目, starttime←after{地震发生时间 t_0, content 中最早的网页更新时间}, endtime←content 中最晚的网页更新时间
for each $word_i$, $1 \leq i \leq M$ do
　$timetrace_{t_l}^{t_r}$←TimeAnalysis($word_i$, starttime,

北京航空航天大学学报

endtime, content)

6 end for

7 生成时序统计图

其中:HighWeightWordExtracting (Dictionary, content)将词典中的主题词和 content 中权重大的生词组成统计的主题词集合,after{地震发生时间 t_0, content 中最早的网页更新时间}表示统计开始时间取 2 个时间中更新的时间,TimeAnalysis ($word_i$, starttime, endtime, content)针对于主题词在 starttime 到 endtime 时间段内的 content 集合进行时序统计。

4 Web 灾情数据摘要生成

对提取的网页摘要生成前首先需要进行预处理。首先,将 HTML 文档通过浏览器解析成 DOM 树,然后通过 HtmlParser 解析提取出网页正文,从 DOM 树中通过网页去噪得到摘要分析的正文,最后将正文划分成句子的组合。接下来采用摘要生成算法进行摘要生成。

多文档摘要生成算法用于地震相关文档生成的主要算法之一,使用 TextRank 算法提取出每篇文档的摘要句。先将文本句子拆分,过滤掉文档中"的、了"等常见的停用词,将此句子的集合按关键词所在的句子位置进行权重计算,一般网页段落的首尾句为关键句,加入摘要句集合,例如句子若包含地震地点名称,则说明该句子包含描述地震的重要信息,可以提取出该句子中的数字作为死亡人数、建筑物倒塌等数据,生成随时间发布的网页信息走势图,最终可以插入到文档中。对于一个文档 $\boldsymbol{F}$,可定义为一个 n 维向量。

定义 7 文档 $\boldsymbol{F}=\boldsymbol{F}(w_1,w_2,\cdots,w_i,\cdots,w_n)$。

其中:n 为文档内容的词语总数;w_i 为每一个词语的权重。

对于用户趣向内容的可定义为一个向量。

定义 8 用户趣向向量 $\boldsymbol{U}=\boldsymbol{U}((y_1,u_1),(y_2,u_2),\cdots,(y_i,u_i),\cdots,(y_n,u_n))$。

其中:y_i 为用户感兴趣的词语;u_i 为 y_i 的权重。

通过计算上述 2 个向量的夹角的余弦值,得出文档与用户趣向相似度。相似度越大,表示该文档满足用户的需求程度越大,相似度如式(5)所示。

$$\mathrm{sim}(\boldsymbol{F},\boldsymbol{U})=\frac{\boldsymbol{F}\times\boldsymbol{U}}{|\boldsymbol{F}||\boldsymbol{U}|} \tag{5}$$

多文档摘要生成是根据文档中的主题词,先用余弦相似度计算出哪些文档可以比较接近用户的需求。对于向量 $\boldsymbol{U}$ 用地震应急响应主题词,如"地震、死亡、伤亡、建筑物倒塌"等,加上地点,如"北川、雅安"等及相应权重表示用户兴趣度高的向量,计算出比较相似的文档集合。

如用 p_1 进行余弦度计算表示想找出"汶川地震"关键词比较相似的文档集合,p_2 进行余弦度计算表示想找出"北川建筑物倒塌"关键词比较相似的文档集合,p_3 进行余弦度计算表示想找出"捐助"关键词比较相似的文档集合,其中 $0\leqslant p_1, p_2, p_3\leqslant 1$,为余弦相似度值。根据用户对用户趣向向量 $\boldsymbol{U}$ 的不同定义,在网页信息处理时对数据库中关于该地震事件的搜索结果进行分类。

分类后得到 A 类、B 类等,如果对 A 类中包含较多主题词的文档,其中句子权重最高,则选择该网页为代表 A 类的文档,再对文档中的句子进行提取。

5 应用系统案例

针对笔者所在课题组研发的应用软件系统"国际强震应用处置系统之互联网信息智能处理子系统",应用上述方法进行了研发工作。其系统架构如图 1 所示。

互联网信息智能处理子系统主要包括搜索层、处理层、存储层、服务层等几个层次构成。其中,搜索层主要利用搜索引擎对专业地震信息网站、综合信息网站、核心网站实现互联网搜索、内容维护、采集源维护以及搜索模板管理等工作。然后提交处理层进行信息的后续处理工作;处理层主要实现对采集的网页内容进行信息提取、过滤、分拣以及统计等工作及主题字典管理。利用分类结果更新主题队列、有关词频统计以及提取生词,最终完成互联网信息的搜索与处理;存储层主要对样本分析模板库、本体词典库、信息库以及快照库实现统一的存储与访问管理;服务层面向用户及其他子系统提供信息访问服务,包括信息自定义查询、信息统计、话题追踪以及任务管理等几个功能。

5.1 信息提取算法收敛性实验验证

实验选取 2014 年 10 月 7 日 21 时 49 分云南景谷地震,对本节中提出的地震应急救援领域互联网信息提取算法的收敛性进行验证。选用中国地震局、美国地质调查局 (USGS)、凤凰网、人民网、新华网、新浪网、BBC 几个网站作为信息源,从地震发生时刻起,采用本文提出的互联网信息提取算法对云南景谷地震的信息进行提取。同

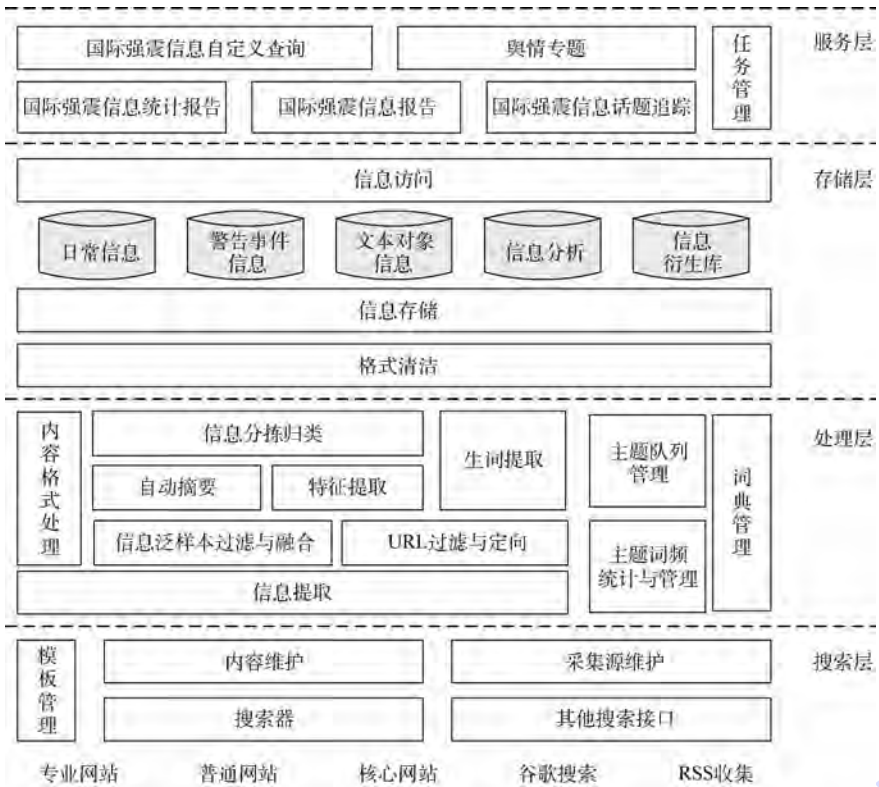


图 1　互联网信息智能处理子系统组织架构

Fig. 1　Architecture of subsystem of Internet information intelligent processing

时,为评估信息提取效果,在地震发生时刻起,在各个信息源中一直进行爬虫抓取,提取了 34 970 张网页作为实验样本。设定充分大的 N,取一周时间与信息源更新网页时间间隔的比值,经统计,相关信息网页更新时间间隔设为 5 min,则取 N 值为 2 016,地震发生一周的时间后计算相邻时刻信息提取内容的距离,当 N 为 2 541 时收敛,其 content 内容变化如图 2 所示。

从图 2 中的实验结果表明,地震应急响应领域互联网信息提取在大约地震发生一周之后逐渐开始收敛。地震应急响应领域专家主要包括科学研究专家、管理人员和现场救援人员。在进行震后应急响应的相关研究时,重点研究震后一周左右时间内的地震发展概况来辅助地震救援。现场救援人员在地震领域的黄金 72 h 之内争取尽量多地救出伤员,72 h 之后继续营救,在一周左右的

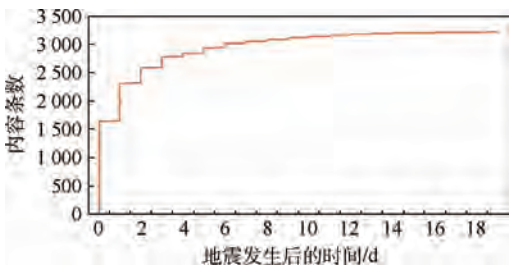


图 2　内容提取收敛性

Fig. 2　Content extraction convergence

时间之后现场救援工作也逐渐收尾。管理人员在地震发生之后制定救援方案,并在之后的一周左右的时间内,调整各项救援工作安排。实验结果与领域专家的经验正好吻合,验证了互联网信息提取过程的收敛性,即验证了其时效性。

5.2　相似重复记录清洗实验

查找相似重复记录算法的效性指标有查全率和查准率。X_a 为原数据集真实存在的重复记录集合,X_b 为识别出来的重复记录集合,则查准率表示为 $|X_a \cap X_b|/|X_b|$,查全率表示为 $|X_a \cap X_b|/|X_a|$。分别选取云南景谷地震、四川康定地震真实地震案例数据,对其内容进行插入、删除、替换和交换等操作,并按照 100%、200%、300% 的比例引入重复元素形成 3 个重复度逐渐增大的数据集,然后计算其平均查全率和查准率。本文提出的算法与近邻记录排序方法(Sorted Neighborhood Method,SNM)和多趟近邻排序算法(Muli-Pass sorted Neighborhood,MPN)[18-19]算法相比较,在查全率、查准率上进行实验,针对不同冗余度的数据进行清洗的实验结果如表 1 所示。本文提出的相似重复记录清洗算法的查全率查准率保持在 95% 左右,表现较好。

5.3　灾害信息时序统计

选取云南景谷真实地震案例作为地震事件样

北航学报 赠阅

本，选取其经过数据清洗之后的数据集作为本部分实验样本，为便于分析，词典中仅定义少量主题词，即泥石流、海啸 2 个主题词，提取出生词余震、消防、泥石流、救灾、灾区、救援、受伤、慈善、记者、得主、广播，最终的时序统计分析图如图 3 所示。

表 1　3 种算法查全率、查准率对比

Table 1　Comparison of recall ratio and precision ratio among three algorithms　%

冗余度	查全率			查准率		
	SNM	MPN	本文	SNM	MPN	本文
100	80	90	94	83	88	93
200	79	91	96	88	89	95
300	76	90	95	90	90	95

5.4　摘要生成

选取 2015 年 4 月 25 日尼泊尔 8.1 级地震为例，系统生成的 Office Word 版的摘要文档如图 4 所示；相关舆情简报如图 5 所示。

对于面向地震应急响应的互联网信息智能处理，本文提出了一套完整的方法，并得出基于特

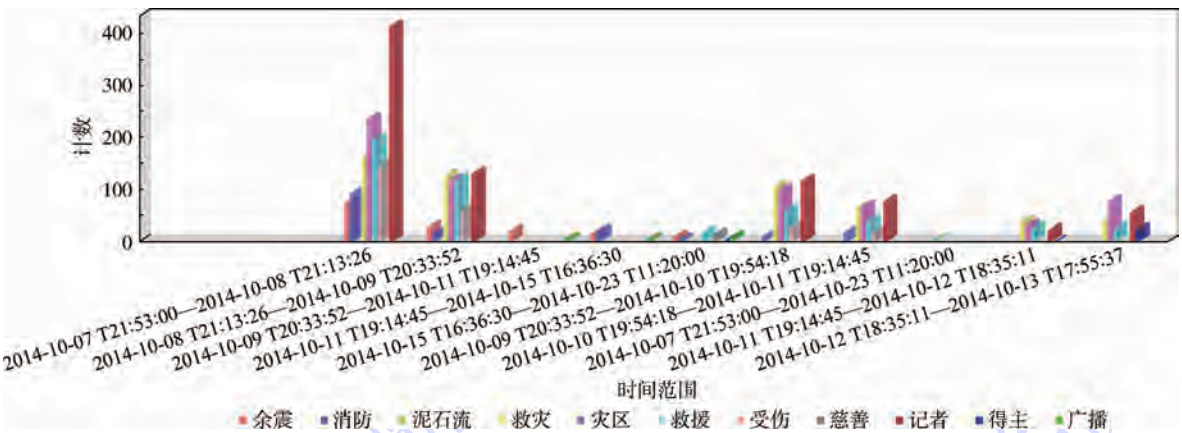


图 3　地震事件时序统计

Fig. 3　Time series statistics of earthquake events

图 4　摘要文档

Fig. 4　Summary document

图 5　舆情简报

Fig. 5　Public opinion briefing

定地震事件的摘要生成及舆情简报,为地震应急响应提供了决策支持的依据。

6 结　论

本文针对地震应急响应互联网信息智能处理展开了研究,研究结果如下:

1) 基于对地震应急救援领域应用需求与相关技术的全面调研和深入分析,首先定义了事件模型、网页对象模型,然后针对应急需求,在分析网页更新的规律和生命周期后,提出了互联网信息提取过程的收敛性定义,通过引入极限,定义收敛性来刻画互联网信息提取过程的时效性。

2) 分析了地震事件特点,提出了一种支持动态收敛性的互联网信息提取算法 EERWE,并对其中的关键步骤进行研究,将标准向量空间模型改进为多向量空间模型,并扩展定义了互联网信息时效性,使其具有动态性,能够准确评估具有时效性特点的互联网信息提取效果。

3) 分析了地震救援领域的网页信息较容易出现的数据质量问题,提出了网页相似重复记录的检测和清洗算法 EESRC,并进一步在清洗后的数据基础上,提出一种针对灾害信息随时间的变化进行时序统计的算法 EEDITS,形成信息统计报告。

4) 提出了面向地震应急响应的摘要生成和舆情简报算法,可以生成针对某次地震的摘要以及舆情简报,为制定救援方案决策提供依据。

最后,通过应用于国际强震应用处置系统之互联网信息智能处理子系统,为地震应急响应提供了保障。

参考文献 (References)

[1] 中国地震局. 历史地震目录[EB/OL]. 北京:中国地震局,2016(2016-06-14)[2016-09-10]. http://www.cea.gov.cn/publish/dizhenj/468/496/index.html.
China Earthquake Administration. The record of earthquake history [EB/OL]. Beijing: China Earthquake Administration, 2016(2016-06-14)[2016-09-10]. http://www.cea.gov.cn/publish/dizhenj/468/496/index.html(in Chinese).

[2] 新华网. 四川汶川地震抗震救灾进展情况[EB/OL]. 北京:新华网,2008(2008-06-22)[2016-09-10]. http://news.xinhuanet.com/newscenter/2008-06/22/content_8417853.htm.
Xinhuanet. Report on the earthquake rescue in Wenchan, Sichuan [EB/OL]. Beijing: Xinhuanet, 2008 (2008-06-22) [2016-09-10]. http://news.xinhuanet.com/newscenter/2008-06/22/content_8417853.htm(in Chinese).

[3] 赵亚辉. 汶川地震直接经济损失 8 451 亿元[EB/OL]. 北京:人民网,2008(2008-09-05)[2016-09-10]. http://society.people.com.cn/GB/41158/7805669.html.
ZHAO Y H. Direct economic losses of 845 billion 100 million yuan in Wenchuan earthquake[EB/OL]. Beijing: People, 2008 (2008-09-05)[2016-09-10]. http://society.people.com.cn/GB/41158/7805669.html(in Chinese).

[4] 霍娜. 突发事件追踪报道信息提取的研究[D]. 太原:山西大学, 2012:19-25.
HUO N. Research of sudden event information extraction of tracking reports[D]. Taiyuan: Shanxi University, 2012: 19-25 (in Chinese).

[5] HE J, GU Y Q, LIU H Y, et al. Scalable and noise tolerant web knowledge extraction for search task simplification[J]. Decision Support Systems, 2013, 56(5):156-167.

[6] SLEIMAN H A, CORCHUELO R. A class of neural-network-based transducers for web information extraction[J]. Neurocomputing, 2013, 135(5):61-68.

[7] 侯明燕. 基于网页信息定位的数据抽取技术的研究[D]. 广州:暨南大学,2011:32-37.
HOU M Y. Data extraction technology research based on the location of Web information[D]. Guangzhou: Jinan University, 2011:32-37(in Chinese).

[8] AO J, ZHANG P, CAO Y N. Estimating the locations of emergency events from Twitter streams[J]. Procedia Computer Science, 2014, 31:731-739.

[9] AEBI D, PERROCHON L. Towards improving data quality [C]//Proceedings of the International Conference on Information Systems and Management of Data. Delhi: Sarda, 1999: 273-281.

[10] INMON W H. DW2.0:下一代数据仓库的架构[M]. 王志海,王建林,译. 北京:机械工业出版社,2010:174-180.
INMON W H. DW2.0: The architecture for the next generation of data warehousing[M]. WANG Z H, WANG J L, translated. Beijing: China Machine Press, 2010:174-180(in Chinese).

[11] QUMSIYEH R, NG Y K. Enhancing web search by using query-based clusters and multi-document summaries[J]. Knowledge and Information Systems, 2016, 47(2):355-380.

[12] VALIZADEH M, BRAZDIL P. Exploring actor-object relationships for query-focused multi-document summarization[J]. Soft Computing, 2015, 19(11):3109-3121.

[13] ALGULIYEV R M, ALIGULIYEV R M, ISAZADE N R. An unsupervised approach to generating generic summaries of documents[J]. Applied Soft Computing, 2015, 34(9):236-250.

[14] KHAN A, SALIM N, KUMAR Y J. A framework for multi-document abstractive summarization based on semantic role labeling[J]. Applied Soft Computing, 2015, 30(5):737-747.

[15] 王振超,孙锐,姬东鸿. 基于事件指导的多文档生成式摘要方法[J]. 计算机应用研究,2016,34(2):343-346.
WANG Z C, SUN R, JI D H. Event-guided method for abstractive multi-document summarization[J]. Application Research of Computers, 2016, 34(2):343-346(in Chinese).

[16] DEY D, SARKAR S, DE P. A distance-based approach to entity reconciliation in heterogeneous databases[J]. IEEE Transactions on Knowledge and Data Engineering, 2002, 14(3): 567-582.

[17] 姚清耘,刘功申,李翔. 基于向量空间模型的文本聚类算法

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

[J]. 计算机工程,2008,34(18):39-44.
YAO Q Y,LIU G S,LI X. VSM-based text clustering algorithm [J]. Computer Engineering, 2008, 34 (18): 39-44 (in Chinese).

[18] HERNÁNDEZ M A,STOLFO S J. Real-world data is dirty:Data cleansing and the merge/purge problem[J]. Data Mining and Knowledge Discovery,1998,2(1):9-37.

[19] HERNÁNDEZ M A,STOLFO S J. The merge/purge problem for large databases[C]//Proceedings of International Conference on Management of Data. New York: ACM SIGMOD, 1995: 127-138.

作者简介:

宋建功 男,博士研究生。主要研究方向:软件形式化方法与应用、互联网信息处理。

马世龙 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:软件理论、大数据分析、云计算。

吕江花 女,博士,讲师。主要研究方向:计算机软件形式化、自动化测试、大数据分析。

Internet information processing for earthquake emergency response

SONG Jiangong[1], WANG Zhixin[2], LI Qinyong[1], LI Yating[3], MA Shilong[1], LYU Jianghua[1,*]

(1. School of Computer Science and Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China;
2. Institute of Software, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;
3. Baidu Online Network Technology (Beijing) Co., Ltd., Beijing 100193, China)

Abstract: In recent years, the domestic and international earthquake disaster has caused huge losses to human life and property. Massive earthquake disaster information on the Internet can provide the basis for decision support for emergency response and timely rescue, so there is an urgent need for efficient and rapid processing of the disaster information. To study the information processing of the earthquake disaster in the Internet, the seismic event model, webpage object model, etc. were defined, and the convergence of Web information was defined with the limit method. The characteristics of the Internet disaster information dissemination were described. According to the characteristics of the timeliness of disaster information, the Web information extraction algorithm was proposed, which supports dynamic convergence. The method of time series statistics for the change of the disaster information with time was presented, and the information statistic report was formed, which provides the basis for rescue decision making. The intelligent information processing system for earthquake emergency response was designed and implemented. The models and methods were verified in a practical engineering project.

Keywords: earthquake disaster; emergency response; information extraction; data cleaning; multi-document summary

Received: 2016-10-10; **Accepted**: 2017-01-09; **Published online**: 2017-02-24 09:31
URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170224.0931.001.html
Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61300007, 61305054); Foundation of the State Key Lab of Software Development Environment (SKLSDE-2012ZX-28, SKLSDE-2014ZX-06)
* **Corresponding author**. E-mail: jhlv@nlsde.buaa.edu.cn

北京航空航天大学学报

2017 年 6 月
第43卷 第6期
北京航空航天大学学报
Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics
June 2017
Vol. 43 No. 6

北航学报
赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0437

全下
文载

编队卫星法向机动的切向耦合效应补偿方法

王有亮[1,2,3], 李明涛[1,2,3,*], 郑建华[1,2,3], 周敬[1,2,3]

(1. 中国科学院 国家空间科学中心, 北京 100190; 2. 中国科学院 复杂航天系统电子信息技术重点实验室, 北京 100190;
3. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘　　要: 空间四面体构型在空间物理场三维立体协同探测任务中具有重要应用价值。为了保证空间四面体良好的探测性能,必须对空间四面体构型进行构型维持控制。但是,在法向控制中,法向机动的切向耦合效应会导致编队构型发生切向漂移,使得空间四面体几何特性变差,从而影响编队卫星的探测性能。针对编队飞行任务,通过解析的补偿方法消除法向机动时由于耦合效应造成的构型切向漂移,从而实现 J2 摄动下精确的构型初始化重构和构型保持控制。仿真表明,该方法简单有效,能够有效消除 J2 摄动下的法向机动引起的构型切向漂移,实现更精确的构型控制。

关　键　词: 编队飞行; 高斯变分方程; 法向机动; 切向漂移; 解析补偿

中图分类号: V412.41

文献标识码: A　　**文章编号**: 1001-5965(2017)06-1165-08

随着微小卫星和一箭多星等航天技术的发展,卫星编队以其独特的优势成为航天领域的研究热点。卫星编队的功能多样、性能优异,可以通过星间协同实现数据的获取、处理、分析[1],从而完成许多传统单一大型卫星难以完成的空间任务,这使得微小卫星编队在空间科学、对地观测等领域具有广阔的应用前景[1-3],尤其是空间物理场的探测,典型的有加拿大的 CANX-4,5[4],冯卡门研究所负责的 QB50[5] 和 NASA 的 EDSN 项目[6]等。

由于空间摄动力的存在,尤其在 J2 摄动力的作用下,编队构型常常会发散,因而 J2 摄动下的构型保持和重构控制成为国内外学者的研究重点[7-11]。对于编队的法向控制,一般根据高斯变分方程(也称为高斯摄动方程)解析计算。由于常常认为编队的轨道面内运动和法向运动是解耦的,因此很少有文献专门研究编队的法向控制,多数文献主要研究三维和轨道面内的控制,而相对动力学方程对于编队控制至关重要。编队构型的相对动力学方程有 2 种描述方式:一种是以相对位置和速度为变量的直角坐标系描述法,比如 HCW 方程(也称为 Hill 方程或者 C-W 方程)[12] 和 Lawden 方程[13]等,由于相对位置速度便于测量,因而被最早应用[7,9],此时构型控制所需的速度增量通过动力学方程直接求解。但 J2 摄动下使用该方法描述的相对动力学表达式较为复杂;另一种是以相对轨道根数为变量的轨道要素法,在 J2 摄动模型下采用该方法可以得到解析的构型无漂移条件,目前应用较为广泛,此时构型控制所需的速度增量常常采用高斯摄动方程求解[8-11]。

为了实现对空间物理场的三维立体协同测量,空间物理场探测任务常常采用空间四面体卫星编队实现三维数据采集,4 颗卫星分别位于空

收稿日期: 2016-05-23; **录用日期**: 2016-07-15; **网络出版时间**: 2016-09-05 18:01
网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160905.1801.003.html
* **通讯作者**: E-mail: limingtao@nssc.ac.cn

引用格式: 王有亮, 李明涛, 郑建华, 等. 编队卫星法向机动的切向耦合效应补偿方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(6): 1165-1172. WANG Y L, LI M T, ZHENG J H, et al. Compensation method of in-track coupling effect of cross-track maneuver for formation-flying satellites[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(6): 1165-1172 (in Chinese).

间四面体的 4 个顶点，四面体的几何特性对探测性能有较大的影响，其中几何特性最好的是正四面体[3]。此时，为了实现空间四面体的编队飞行，卫星需要进行 2 种类型的法向机动：首先，构型的初始化部署需要进行法向机动，以形成法向基线；其次，在构型保持中，由于 J2 摄动力作用，轨道升交点赤经存在长期漂移，导致空间四面体的法向距离发生漂移，使得空间四面体性能退化。为了修正法向漂移从而实现良好的空间四面体几何特性，卫星需要定期实施法向机动控制。然而，在法向机动过程中，通过将脉冲推力等效为作用时间趋于 0 的有限推力通过高斯摄动方程来求解速度增量，常常忽略了法向机动引起的切向耦合效应，从而导致构型会沿切向发散，进而影响空间四面体的几何特性。此外，由于大气阻力等摄动本身会造成构型的漂移，因此，为了研究编队卫星法向机动的切向耦合效应引起的漂移，本文主要考虑的摄动力是 J2 摄动。

为了实现更加精确的构型控制和良好的四面体几何特性，本文提出了一种解析的切向补偿方法消除法向机动引起的切向漂移。首先，介绍了 J2 摄动下保持构型无漂移需要满足的条件，阐释了法向机动引起切向漂移的机理。其次，研究了通过解析补偿方法消除法向机动引起的切向耦合效应。最后，以某磁层探测任务为例通过仿真验证了方法的有效性。

1 理论基础

1.1 坐标系定义

在编队飞行控制中，常采用当地水平垂直（Local-Vertical Local-Horizontal，LVLH）坐标系描述星间的相对运动。如图 1 所示，Ref 为主星或者虚拟中心，Sat 为从星。

建立以主星质心为原点 O 的 LVLH 坐标系，

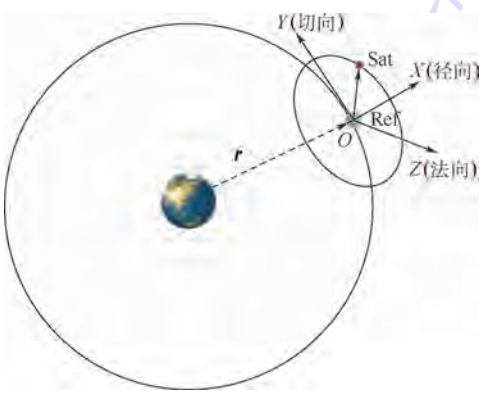


图 1 LVLH 坐标系示意图

Fig. 1 Schematic diagram of LVLH coordinate system

OX 轴为径向，沿地心与主星质心连线方向远离地心，OZ 轴指向轨道面法向，OY 轴由右手定则确定，称为切向，特殊地，当主星为圆轨道时，OY 在轨道面内与主星速度方向一致，$\boldsymbol{r}$ 为卫星在地球惯性系下的位置矢量。

1.2 相对动力学方程

在质点中心引力体模型下，主星是圆轨道的编队相对动力学方程可用 HCW 方程描述[12]。

在地球非球形项摄动的影响下，轨道的半长轴只存在短周期项，偏心率和倾角不存在长期漂移，但存在长周期项和短周期项，轨道的升交点经度、近心点幅角、平近点角既存在长期项也存在长周期项和短周期项。

对于近地轨道卫星，非球形引力摄动中影响最主要的是 J2 摄动，常常忽略长短周期项，仅包含长期项，采用平均轨道根数来描述轨道长期演化趋势。其中，长期漂移项可由线性微分方程式(1)求得[1]。

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}\bar{a}}{\mathrm{d}t} = 0 \\ \dfrac{\mathrm{d}\bar{e}}{\mathrm{d}t} = 0 \\ \dfrac{\mathrm{d}\bar{i}}{\mathrm{d}t} = 0 \\ \dfrac{\mathrm{d}\bar{\Omega}}{\mathrm{d}t} = -\dfrac{3}{2}J_2\bar{n}\dfrac{R_e^2}{\bar{p}^2}\cos\bar{i} \\ \dfrac{\mathrm{d}\bar{\omega}}{\mathrm{d}t} = \dfrac{3}{4}J_2\bar{n}\dfrac{R_e^2}{\bar{p}^2}(5\cos^2\bar{i}-1) \\ \dfrac{\mathrm{d}\bar{M}}{\mathrm{d}t} = \bar{n} + \dfrac{3}{4}J_2\bar{n}\dfrac{R_e^2}{\bar{p}^2}(3\cos^2\bar{i}-1)\sqrt{1-\bar{e}^2} \end{cases} \tag{1}$$

式中：t 为时间；$\bar{p} = \bar{a}(1-\bar{e}^2)$ 为平均半正焦弦，$\bar{a}$ 为轨道平均半长轴，$\bar{e}$ 为平均偏心率；$\bar{n} = \sqrt{\dfrac{\mu}{\bar{a}^3}}$ 为轨道平均角速度，$\mu = 398\,600.441\,8\ \mathrm{km^3/s^2}$ 为地球中心引力常数；R_e 为地球平均半径；$J_2 = 1.082\,63 \times 10^{-3}$ 为地球二阶带状谐系数；$\bar{\boldsymbol{\sigma}} = [\bar{a}, \bar{e}, \bar{i}, \bar{\Omega}, \bar{\omega}, \bar{M}]$ 为平均轨道根数，$\bar{i}$ 为平均轨道倾角，$\bar{\Omega}$ 为平均升交点赤经，$\bar{\omega}$ 为平均近地点幅角，$\bar{M}$ 为平均平近点角。

根据相对运动一阶近似方程[7,9]，当从星和虚拟中心的轨道半长轴相等时有

$$\begin{cases} x(t) = -a_{\mathrm{ref}}e_{\mathrm{A}}\cos(nt + M_{\mathrm{ref}} + \varphi_{xy}) \\ y(t) = a_{\mathrm{ref}}(2e_{\mathrm{A}}\sin(nt + M_{\mathrm{ref}} + \varphi_{xy}) + \\ \qquad \delta\lambda + \delta\Omega\cos i_{\mathrm{ref}}) \\ z(t) = -a_{\mathrm{ref}}e_{\mathrm{B}}\cos(nt + M_{\mathrm{ref}} + \varphi_z) \end{cases} \tag{2}$$

式中：

$$e_A = \sqrt{(e_{ref} + \delta e)^2 + e_{ref}^2 - 2e_{ref}(e_{ref} + \delta e)\cos \delta M}$$

$$e_B = \sqrt{(\delta\Omega \sin i_{ref})^2 + \delta i^2}$$

$$\sin \varphi_{xy} = \frac{(e_{ref} + \delta e)\sin \delta M}{e_A}$$

$$\cos \varphi_{xy} = \frac{(e_{ref} + \delta e)\cos \delta M - e_{ref}}{e_A}$$

$$\sin(\varphi_z - \omega_{ref}) = \frac{\delta i}{e_B}$$

$$\cos(\varphi_z - \omega_{ref}) = \frac{\delta\Omega \sin i}{e_B}$$

$$\delta\lambda = \delta\omega + \delta M$$

$x(t)$、$y(t)$ 和 $z(t)$ 分别为卫星在 LVLH 坐标系中径向、切向和法向的位置；n 为主星轨道角速度；λ 为瞬时平纬度幅角；φ_{xy} 为在 LVLH 坐标系中 XY 平面运动的相位；φ_z 为在 LVLH 坐标系中 Z 向运动的相位；$\boldsymbol{\sigma}_{ref} = [a_{ref}, e_{ref}, i_{ref}, \Omega_{ref}, \omega_{ref}, M_{ref}]^T$ 为虚拟参考中心的轨道根数，a_{ref}、e_{ref}、i_{ref}、Ω_{ref}、ω_{ref} 和 M_{ref} 分别为虚拟中心瞬时半长轴、瞬时偏心率、瞬时轨道倾角、瞬时升交点赤经、瞬时近地点幅角和瞬时平近点角；$\delta\boldsymbol{\sigma} = [\delta a, \delta e, \delta i, \delta\Omega, \delta\omega, \delta M]^T$ 为从星和虚拟中心之间的相对轨道根数，a、e、i、Ω、ω 和 M 分别为轨道瞬时半长轴、瞬时偏心率、瞬时轨道倾角、瞬时升交点赤经、瞬时近地点幅角和瞬时平近点角。

由式(2)可知，法向运动的幅值 ae_B 即法向基线可由轨道倾角差、升交点赤经差组合而成，前者有利于极区覆盖，后者有利于赤道覆盖。

为了得到良好的探测性能，需要保证构型的稳定即无漂移，因此在考虑 J2 摄动时，需要在平根数空间下合理设计 J2 项无漂移条件[7-8]：

$$\begin{cases} \delta\eta = -\dfrac{\eta}{4}\delta i \tan i \\ \delta a = 2Da\delta\eta \\ \delta e = -\dfrac{\eta}{e}\delta\eta \end{cases} \tag{3}$$

式中：$\eta = \sqrt{1 - e^2}$；$D = \dfrac{J_2 R_e^2}{4a^2\eta^5}(4 + 3\eta)(1 + 5\cos^2 i)$。

显然，由式(3)可知，为了确保编队卫星构型的稳定，δa、δe 和 δi 中只要确定了其中一个变量，其他 2 个变量即可求出。例如，对于环绕运动，当 δe 确定后，通过式(3)修正 δa 和 δi，即可实现对漂移的修正。

在编队任务中，常常将有限推力看作是作用在卫星上的摄动力，采用经典高斯摄动方程[1,10-11]求解有限推力作用下的轨道根数变化。

$$\begin{cases} \dfrac{da}{dt} = \dfrac{2a^2}{h}\left(eu_r \sin f + \dfrac{p}{r}u_\theta\right) \\ \dfrac{de}{dt} = \dfrac{1}{h}\{pu_r \sin f + [(p + r)\cos f + re]u_\theta\} \\ \dfrac{di}{dt} = \dfrac{r\cos\theta}{h}u_h \\ \dfrac{d\Omega}{dt} = \dfrac{r\sin\theta}{h\sin i}u_h \\ \dfrac{d\omega}{dt} = \dfrac{1}{he}[-pu_r\cos f + (p + r)u_\theta \sin f] - \dfrac{d\Omega}{dt}\cos i \\ \dfrac{dM}{dt} = n + \dfrac{\sqrt{1 - e^2}}{he}[(p\cos f - 2re)u_r - \\ \qquad (p + r)u_\theta \sin f] \end{cases} \tag{4}$$

式中：$p = a(1 - e^2)$ 为半正焦弦；$h = \sqrt{\mu p}$ 为轨道角动量矢量的大小；r 为卫星地心距大小；$\boldsymbol{\sigma} = [a, e, i, \Omega, \omega, M]^T$ 为施加机动时卫星的瞬时轨道根数；$\theta = \omega + f$ 为施加机动时卫星的纬度幅角，f 为施加机动时卫星的真近点角；$\boldsymbol{u} = [u_r, u_\theta, u_h]^T$ 为摄动加速度，u_r、u_θ 和 u_h 分别为摄动加速度沿径向、切向和法向的分量。

由高斯摄动方程式(4)可知，当有限推力沿轨道面法向作用时，轨道半长轴不变。这是由于任意时刻法向推力与速度方向垂直，因此推力所做的功 $dW = \boldsymbol{F}d\boldsymbol{r} = \boldsymbol{F} \cdot \boldsymbol{v}dt = 0$，$\boldsymbol{F}$ 为发动机推力矢量，$\boldsymbol{v}$ 为卫星在地球惯性系下的速度矢量，故而轨道能量守恒，从而轨道半长轴不变。如图 2 所示，地球质点引力模型下，卫星质量为 50 kg，推力大小为 10 N，方向实时更新始终沿轨道面法向(此时纬度幅角为 0°)，作用时间为 50 s 时，法向推力改变轨道倾角时，不会引起轨道半长轴的变化。

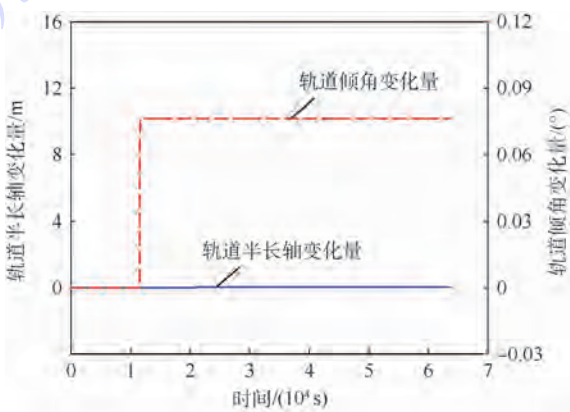


图 2　法向有限推力作用时卫星轨道半长轴和倾角变化量随时间的变化

Fig. 2　Variation of orbital semi-major axis and inclination with time for satellite with cross-track finite thrust

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

根据加速度定义 $u_\theta = \frac{\mathrm{d}v_\theta}{\mathrm{d}t}, u_r = \frac{\mathrm{d}v_r}{\mathrm{d}t}, u_h = \frac{\mathrm{d}v_h}{\mathrm{d}t}$，$v_\theta$、$v_r$ 和 v_h 分别为脉冲机动速度沿切向、径向和法向分量的大小，同时由导数定义，$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{\sigma}}{\mathrm{d}t} = \lim_{\Delta t \to 0} \frac{\Delta \boldsymbol{\sigma}}{\Delta t}$。因此，脉冲推力可以认为是作用时间 $\Delta t \to 0$ 时的有限推力[5-8]，即此时 $\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{\sigma}}{\mathrm{d}t} = \frac{\Delta \boldsymbol{\sigma}}{\Delta t}$。代入式(4)，左右两端乘以 Δt，可得脉冲推力下的高斯摄动方程式(5)：

$$\begin{cases} \Delta a = \frac{2a^2}{h}\left(e\Delta v_r \sin f + \frac{p}{r}\Delta v_\theta\right) \\ \Delta e = \frac{1}{h}\{p\Delta v_r \sin f + [(p+r)\cos f + re]\Delta v_\theta\} \\ \Delta i = \frac{r\cos\theta}{h}\Delta v_h \\ \Delta \Omega = \frac{r\sin\theta}{h\sin i}\Delta v_h \\ \Delta \omega = \frac{1}{he}[-p\Delta v_r \cos f + (p+r)\Delta v_\theta \sin f] - \\ \quad \Delta\Omega \cos i \\ \Delta M = n\Delta t + \frac{\eta}{he}[(p\cos f - 2re)\Delta v_r - \\ \quad (p+r)\Delta v_\theta \sin f] \end{cases} \tag{5}$$

式中：$\Delta\boldsymbol{\sigma} = [\Delta a, \Delta e, \Delta i, \Delta\Omega, \Delta\omega, \Delta M]^{\mathrm{T}}$ 为施加机动前后卫星的瞬时轨道根数改变量；$\Delta \boldsymbol{v} = [\Delta v_r, \Delta v_\theta, \Delta v_h]^{\mathrm{T}}$ 为施加脉冲机动的速度增量。

由脉冲推力下的高斯摄动方程式(5)可知，法向机动不会引起改变半长轴 a，也不会引起偏心率 e 的改变，由星轨道的总能量 $E = -\mu/2a$，$p = a(1-e^2)$ 和 $h = \sqrt{\mu p}$ 可知，法向摄动不会引起轨道的总能量 E 和角动量矩大小 h 的改变。然而，实际上施加法向机动的瞬时，必然伴随着燃料的化学能转化为动能，位置不变，速度瞬时发生改变，因此总能量必然改变，此外，由于法向速度方向不经过地心，因此存在着动量矩的改变。所以脉冲推力下的高斯摄动方程式(5)不满足能量守恒和动量矩守恒定律。因此，有必要对式(5)进行修正。如图 3 所示，地球质点引力模型下，卫星质量为 50 kg，速度增量大小为 10 m/s，方向沿轨道面法向(此时纬度幅角为 0°)，法向机动在改变轨道倾角时会引起轨道半长轴的变化。

实际工程中，脉冲推力是通过短时间内的有限推力实现的，因此脉冲推力的高斯摄动方程式(5)和有限推力的高斯摄动方程式(4)出现矛盾。这主要是由于式(4)要求有限推力作用时始终沿着瞬时轨道面法向，对卫星姿态要求较高，在工程上难以实现。因此，工程上常常采用姿态惯性定向，法向机动的推力法向始终与发动开机时的轨道面法向一致。显然，此时会引起轨道半长轴的变化。如图 4 所示，地球质点引力模型下，卫星质量为 50 kg，推力大小为 10 N，方向沿发动机开机时的轨道面法向(此时纬度幅角为 0°)，作用时间为 50 s 时，法向推力改变轨道倾角时，会引起轨道半长轴的变化。显然，这种方向固定的有限推力更接近脉冲推力，在工程上也更容易实现。

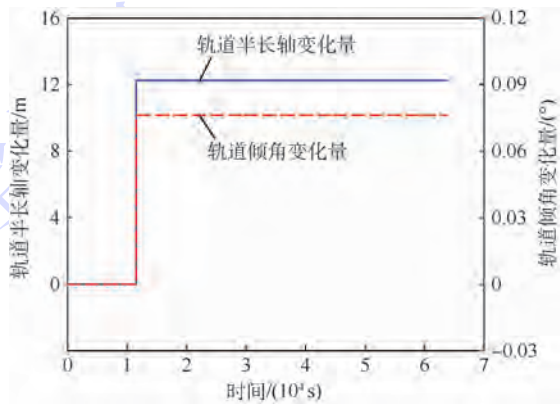


图 3 法向脉冲推力作用时卫星轨道半长轴和倾角变化量随时间的变化

Fig. 3 Variation of orbital semi-major axis and inclination with time for satellite with cross-track impulsive thrust

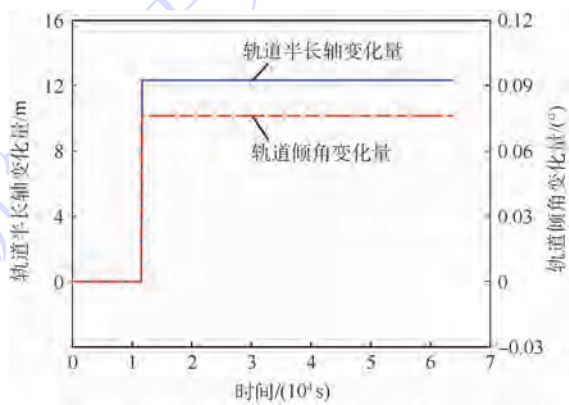


图 4 固定方向推力作用时轨道半长轴和倾角变化量随时间的变化

Fig. 4 Variation of orbital semi-major axis and inclination with time for satellite with fixed direction thrust

2 切向补偿方法设计

施加法向机动(机动速度大小为 v_h)瞬时，卫星在地惯系下的位置矢量不变，因此地心距大小不变，即 $r = r_0 = p_0/(1 + e_0\cos f_0)$，$r_0$、$p_0$、$e_0$ 和 f_0

分别为施加机动前卫星的瞬时地心距大小、瞬时半正交弦、瞬时偏心率和瞬时真近点角，速度瞬时发生改变，等于原速度 $\boldsymbol{v}_0$ 和机动速度 $\boldsymbol{v}_h$ 的矢量和。因而，由式(6)可求得施加法向机动 $\boldsymbol{v}_h$ 后轨道的能量和动量矩。

$$\begin{cases} E_0 = -\dfrac{\mu}{2a_0} = \dfrac{1}{2}\boldsymbol{v}_0^2 - \dfrac{\mu}{r_0} \\ p_0 = a_0(1-e_0^2) \\ h_0 = \sqrt{\mu p_0} \\ E_1 = \dfrac{1}{2}(\boldsymbol{v}_0 + \boldsymbol{v}_h)^2 - \dfrac{u}{r_0} = E_0 + \dfrac{1}{2}\boldsymbol{v}_h^2 \\ \boldsymbol{h}_1 = \boldsymbol{r} \times (\boldsymbol{v}_0 + \boldsymbol{v}_h) = \boldsymbol{h}_0 + \boldsymbol{r} \times \boldsymbol{v}_h \end{cases} \tag{6}$$

式中：E_0 和 $\boldsymbol{h}_0$ 分别为机动前轨道的总能量和角动量；E_1 和 $\boldsymbol{h}_1$ 分别为机动后轨道的总能量和角动量。

由于卫星速度的改变是瞬时完成的，因而可以在这瞬时忽略摄动力的作用，认为机动前后是 2 个开普勒轨道之间的变化，为了简化计算，只考虑通过能量守恒和角动量守恒对瞬时轨道半长轴和偏心率的修正，其他轨道根数仍按照高斯摄动方程式(5)求解。因此，法向机动后的瞬时轨道根数由式(7)求得：

$$\begin{cases} a_1 = -\dfrac{\mu}{2E_1} \\ h_1 = \sqrt{h_0^2 + (rv_h)^2} \\ p_1 = \dfrac{h_1^2}{\mu} \\ e_1 = \sqrt{1 - \dfrac{p_1}{a_1}} \\ f_1 = \arccos\left[\left(\dfrac{p_1}{r} - 1\right)/e\right] \\ i_1 = i_0 + \dfrac{r\cos(f_0 + \omega_0)}{h_1} v_h \\ \Omega_1 = \Omega_0 + \dfrac{r\sin(f_0 + \omega_0)}{h_1 \sin i_1} v_h \\ u_1 = \omega_0 + f_0 + \dfrac{h_1 - h_0}{r^2} - (\Omega_1 - \Omega_0)\cos i_1 \\ \omega_1 = u_1 - f_1 \end{cases} \tag{7}$$

式中：$\boldsymbol{\sigma}_0 = [a_0, e_0, i_0, \Omega_0, \omega_0, f_0]$ 为机动前的瞬时轨道根数，i_0、Ω_0 和 ω_0 分别为卫星机动前的瞬时轨道倾角、瞬时升交点赤经和瞬时近地点幅角；$\boldsymbol{\sigma}_1 = [a_1, e_1, i_1, \Omega_1, \omega_1, f_1]$ 为机动后的瞬时轨道根数，a_1、e_1、i_1、Ω_1、ω_1 和 f_1 分别为卫星机动后的瞬时轨道半长轴、瞬时偏心率、瞬时轨道倾角、瞬时升交点赤经、瞬时近地点幅角和瞬时真近点角；p_1 和 h_1 分别为机动后轨道的半正焦弦和角动量矢量的大小。

根据平均轨道根数的定义，由于半长轴没有长期项和长周期项，当忽略高阶短周期项只考虑一阶短周期项时，平均轨道根数的表达式如式(8)所示：

$$\begin{cases} a = \bar{a} + a_s \\ a\mathrm{d}r = \dfrac{a}{r} = \dfrac{1 + e\cos f}{1 - e^2} \\ a_s = \dfrac{3J_2}{2a}\left\{\dfrac{2}{3}\left(1 - \dfrac{3}{2}\sin^2 i\right)\left[a\mathrm{d}r^3 - (1-e^2)^{-\frac{3}{2}}\right] + \right. \\ \qquad \left. a\mathrm{d}r^3 \sin^2 i \cos[2(\omega + f)]\right\} \end{cases} \tag{8}$$

式中：a_s 为轨道半长轴的一阶短周期项。

由式(7)可知，法向机动将造成瞬时轨道根数的变化，而由式(8)可知瞬时轨道根数的改变会引起轨道平均半长轴的变化，从而造成构型发生切向漂移。此外，由式(3)可知，当轨道根数尤其是轨道倾角变化时，J2 无漂移条件遭到破坏，因此需要补偿半长轴从而使得满足 J2 无漂移条件，从而实现 J2 项无漂移周期相对运动轨道。

因此，消除法向机动的切向耦合效应需要的切向的补偿速度包括以下 2 个方面：首先，由于法向机动对切向漂移影响最大的是平均半长轴的改变，因此需要将平均半长轴恢复至机动前的平均半长轴，补偿法向机动引起的平均半长轴变化；其次，星间的倾角差发生改变，J2 无漂移条件遭到破坏，因此需要补偿 $\mathrm{d}i$ 改变引起的 $\mathrm{d}a$ 修正项，使得满足 J2 无漂移条件。

1）补偿法向机动引起的平均半长轴变化

将机动前后的瞬时轨道根数分别代入式(8)求得机动前后的平均轨道半长轴 $\bar{a}_0$ 和 $\bar{a}_1$，然后代入式(9)，得到补偿法向机动引起的平均半长轴变化需要的速度增量为

$$v_a = \frac{\bar{a}_0 - \bar{a}_1}{2a_1^2 p_1} h_1 r = \frac{a_{s1} - a_{s0}}{2a_1^2 p_1} h_1 r + \frac{a_0 - a_1}{2a_1^2 p_1} h_1 r \tag{9}$$

式中：a_{s1} 和 a_{s0} 分别为机动前和机动后轨道半长轴的一阶短周期项。

2）补偿 $\mathrm{d}i$ 改变引起的 $\mathrm{d}a$ 修正项，使得满足 J2 无漂移条件

为了保持从星相对虚拟中心的构型稳定，$\mathrm{d}a$、$\mathrm{d}e$ 和 $\mathrm{d}i$ 需要满足 J2 项无漂移条件式(3)，当偏心率 e 很小（近圆轨道）时，式(3)可简化为式(10)，实现修正编队沿切向的漂移[14]：

$$\begin{cases} \mathrm{d}i = i_1 - i_0 \\ \mathrm{d}a = -\dfrac{14J_2R_e^2 a_{\mathrm{ref}} \sin(2i_{\mathrm{ref}})}{4a_{\mathrm{ref}}^2 + 7J_2R_e^2(3\cos(2i_{\mathrm{ref}}) + 1))}\mathrm{d}i \\ v_d = \dfrac{\mathrm{d}a}{2a_1^2 p_1} h_1 r \end{cases} \tag{10}$$

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

式中：v_d 为满足 J2 无漂移条件需要补偿的速度增量。

将式(9)和式(10)相加，可得消除耦合效应引起的切向漂移需要的总速度增量即 $v_T = v_a + v_d$。

3 仿真验证

以某磁层探测任务为例进行仿真校验，图 5 是一个空间四面体构型的编队，4 颗卫星分别位于空间四面体的 4 个顶点，Ref 为编队的虚拟中心。其中 Sat2、Sat3、Sat4 通过三切向脉冲实现分离部署[15]，与虚拟中心 Ref 形成平面绕飞椭圆构型，Sat1 通过法向机动与构型虚拟中心 Ref 形成法向的周期振荡运动。为了使得编队卫星在两极地区获得最佳的探测效果，应满足 $\delta\Omega = 0$，即 Sat1 和 Ref 只能通过轨道倾角差 δi 实现法向相对运动，获得法向基线。整个任务中存在 2 类切向补偿：一是构型初始化分离时施加法向机动需要切向补偿；二是构型维持阶段施加法向机动需要切向补偿。

初始化分离阶段：初始 Sat1 位于虚拟中心 Ref 处。在初始化分离阶段，Sat1 通过法向机动改变轨道倾角，形成法向基线，与其他 3 颗星实现空间四面体构型。根据高斯摄动方程式(5)可知，当纬度幅角 $\omega + f = k\pi (k = 0, 1, \cdots)$ 时，施加法向机动改变轨道倾角需要的速度增量最小。此时，为了实现良好的空间四面体几何特性需要施加切向补偿，该切向补偿既要补偿法向机动引起的平均半长轴变化，也需要补偿 $\mathrm{d}i$ 改变引起的 $\mathrm{d}a$ 修正项，使得满足 J2 无漂移条件。

构型维持阶段：根据式(1)，由于虚拟中心 Ref 和 Sat1 存在轨道倾角差，两者之间的升交点赤经差将会随着时间积累逐渐增大，同时轨道倾角不存在长期漂移，故而由式(2)，两者之间的法向运动的振幅将会随着时间逐渐增加，从而造成空间四面体几何特性越来越差。因此，当法向振幅超过给定阈值时，必须施加法向机动，消除升交点赤经差，使得 $\delta\Omega = 0$。根据脉冲推力的高斯摄动方程式(5)可知，在纬度幅角 $\omega + f = \frac{1}{2}\pi + k\pi$ $(k = 0, 1, \cdots)$ 时，施加法向机动改变升交点赤经需要的速度增量最小。此时，为了防止由于施加法向机动时发生切向漂移，导致空间四面体几何特性遭到破坏，需要对 Sat1 进行切向补偿。由于平均轨道倾角随时间不发生变化，因此只需要补偿法向机动引起的平均半长轴变化。

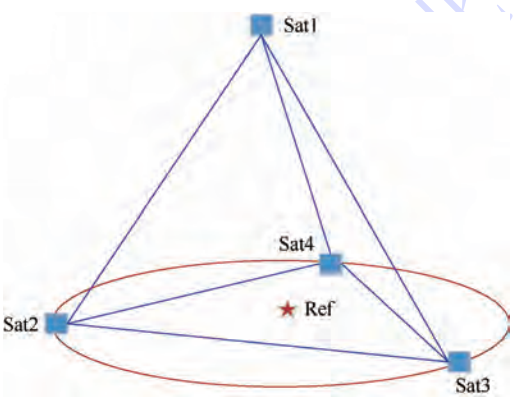


图 5 卫星编队四面体构型示意图

Fig. 5 Schematic diagram of tetrahedron formation of satellites

1）仿真初始条件

根据探测任务要求，编队的虚拟中心 Ref 的初始瞬时轨道根数为 $[a_0, e_0, i_0, \Omega_0, \omega_0, f_0] = [6978.1595\ \mathrm{km}, 0.00118, 97.7923°, 100.702°, 0°, 0°]$。初始时刻 Sat1 位于虚拟中心 Ref 处。Sat1 和 Ref 之间的法向振幅为 10 km，给定阈值是 20 km，仿真中卫星受地球中心引力和 J2 摄动力。

2）仿真结果

Sat1 在 0.1342 d 时（此时纬度幅角为 0°），施加速度增量为 10.8436 m/s 的法向机动，实现构型初始化分离，使得法向距离振幅达到 10 km，根据式(9)和式(10)同时需要施加速度增量为 −5.12654 mm/s的切向补偿速度消除切向漂移。然后，法向运动的振幅不断增大，最终在 14.0395 d时（此时纬度幅角为 90°）超过了给定阈值 20 km，此时施加速度增量为 −19.0144 m/s 的法向机动，使得法向运动的振幅恢复至 10 km。为了防止构型发生切向漂移，根据式(9)，需要同时施加速度增量为 −24.0408 mm/s 的切向补偿速度。整个过程，Sat1 和 Ref 之间的法向距离变化如图 6 所示，由图可知，法向运动的振幅可以实现保持在 10 ~ 20 km 范围内，满足任务要求。

图 7 分别给出了无切向补偿时和有切向补偿时切向距离随时间的变化。通过比较可知，如果不施加切向补偿，15 d Sat1 将沿切向漂移超过 25 km，空间四面体的几何特性将会严重遭到破坏。而根据本文提出的切向补偿方法进行切向补偿，切向漂移将得到显著抑制，从而保证了较好的空间四面体几何特性，证明了方法的有效性。

图 8 表示在构型维持阶段，法向机动的速度增量大小和切向补偿的速度增量速度大小的关系，由图可知，当卫星位于当前位置时，两者在 2.5×10^{-4} 量级。其中，当法向机动速度增量大小

为 4 m/s 时，切向补偿的速度增量可达到 −1.0636 mm/s，相当于一个周期漂移 18.5 m。所以，脉冲机动的高斯摄动方程式(5)常常会忽略法向切向耦合效应。但是，对于法向速度增量较大的构型初始化部署、构型重构和构型保持，必须考虑法向机动的切向耦合效应。

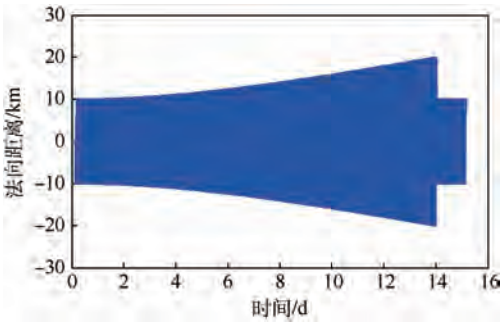


图 6　法向距离随时间的变化

Fig. 6　Variation of cross-track range with time

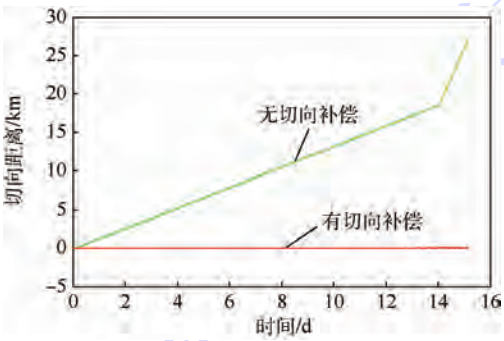


图 7　切向补偿对切向距离变化的影响

Fig. 7　Influence of in-track compensation on in-track range

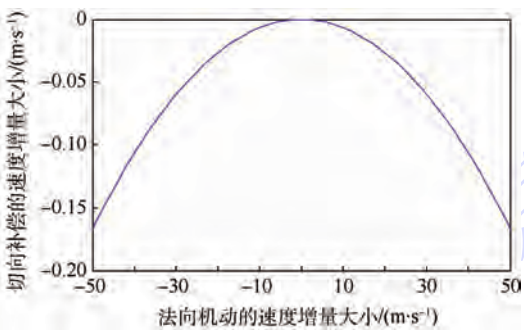


图 8　切向补偿的速度增量大小和法向机动的速度增量大小的关系

Fig. 8　Relationship between velocity increments of in-track compensation over and cross-track maneuver

4　结　论

1）J2 摄动下编队卫星的法向机动会引起编队构型发生切向漂移，主要有两方面原因：①法向机动引起平均半长轴发生变化；②法向机动改变轨道倾角时会导致 J2 无漂移条件遭到破坏。

2）通过对高斯摄动方程的修正，可以解析地计算出消除由于法向机动的切向耦合效应造成的切向漂移需要的切向补偿速度增量，从而实现更精确的构型控制。该切向补偿方法可应用于法向速度增量较大的构型初始化部署、构型重构和构型保持。

参考文献（References）

[1] ALFRIEND K T, VADALI S R, GURFIL P. Spacecraft formation flying: Dynamics, control and navigation[M]. New York: Oxford University Press, 2010: 6-7.

[2] 曹喜滨，张锦绣，王峰. 航天器编队动力学与控制[M]. 北京：国防工业出版社，2013：1-4.
CAO X B, ZHANG J X, WANG F. The dynamics and control of spacecraft formation flying[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2013: 1-4 (in Chinese).

[3] 杨震，孟新，牛文龙，等. 多航天器协同探测星簇构型探测效能的评价方法[J]. 宇航学报，2015，36(9)：981-987.
YANG Z, MENG X, NIU W L, et al. An evaluation method for multi-spacecraft formation detection efficiency[J]. Journal of Astronautics, 2015, 36(9): 981-987 (in Chinese).

[4] CAILLIBOT E P, GRANT C C, KEKEZ D D, et al. Formation flying demonstration missions enabled by CanX nanosatellite[C]// Proceeding of 19th Annual AIAA/USU Conference on Small Satellite. Reston: AIAA, 2005: 1-9.

[5] GILL E, SUNDARAMOORTHY P, BOUWMEESTER J, et al. Formation flying within a constellation of nano-satellite: The QB50 mission[J]. Acta Astronautica, 2013, 82(1): 110-117.

[6] HALL L. Edison demonstration of smallsat networks (EDSN)[EB/OL]. Moffett Field, CA: NASA Ames Research Center, 2013(2015-11-25)[2016-05-21]. http://www.nasa.gov/directorates/spacetech/small_spacecraft/edsn.html.

[7] 杨乐平，朱彦伟，黄焕. 航天器相对运动轨迹规划与控制[M]. 北京：北京国防工业出版社，2010：104-107.
YANG L P, ZHU Y W, HUANG H. Spacecraft relative trajectory planning and control[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2010: 104-107 (in Chinese).

[8] SCHAUB H, ALFRIEND K T. J2 invariant relative orbits for spacecraft formations[J]. Celestial Mechanics and Dynamical Astronomy, 2001, 79(2): 77-95.

[9] 刘鲁华，孟云鹤，安雪滢. 航天器相对运动轨道动力学与控制[M]. 北京：中国宇航出版社，2013：93-94.
LIU L H, MENG Y H, AN X Y. The dynamics and control of spacecraft relative motion[M]. Beijing: China Astronautic Publishing House, 2013: 93-94 (in Chinese).

[10] BREGER L, HOW J P. J2-modified GVE-based MPC for formation flying spacecraft[C]// AIAA Guidance, Navigation and Control Conference and Exhibit. Reston: AIAA, 2005: 1-12.

[11] VADALI S R, ALFRIEND K T, VADALI S R, et al. Formation establishment and reconfiguration using impulsive control[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2005, 28(2): 262-268.

[12] CLOHESSY W H, WILTSHIRE R S. Terminal guidance system

北航学报 赠阅

for satellite rendezvous[J]. Journal of the Aerospace Sciences, 1960,27(5):653-674.

[13] LAWDON D F. Optimal trajectories for space navigation[M]. London:Butterworths,1963:79-84.

[14] 张玉锟,戴金海. 考虑 J2 项摄动的卫星编队飞行[J]. 国防科技大学学报,2002,24(2):6-10.
ZHANG Y K,DAI J H. Satellite formation flying with J2 perturbation[J]. Journal of National University of Defense Technology,2002,24(2):6-10(in Chinese).

[15] 雷博持,郑建华,李明涛. 椭圆轨道编队构型的初始化控制研究[J]. 空间科学学报,2015,35(1):86-93.
LEI B C,ZHENG J H,LI M T. Research on formation initialization control for elliptic reference orbit[J]. Chinese Journal of Space Science,2015,35(1):86-93(in Chinese).

作者简介:

王有亮 男,博士研究生。主要研究方向:航天器编队动力学、控制与仿真。

李明涛 男,博士,研究员。主要研究方向:航天器动力学、控制与仿真。

郑建华 女,博士,研究员,博士生导师。主要研究方向:飞行器动力学、控制与仿真。

Compensation method of in-track coupling effect of cross-track maneuver for formation-flying satellites

WANG Youliang[1,2,3], LI Mingtao[1,2,3,*], ZHENG Jianhua[1,2,3], ZHOU Jing[1,2,3]

(1. National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;
2. Key Laboratory of Electronics and Information Technology for Space Systems, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;
3. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Tetrahedron formation has an important application in the space physical three-dimensional collaborative detection. Formation keeping control must be carried out to guarantee the detecting efficiency. However, the in-track coupling effect of cross-track maneuver can cause the drift along the in-track direction, thus making the deterioration of geometric characteristic, and having a bad effect on the detecting efficiency. An analytical compensation method for formation-flying satellites was designed to eliminate the in-track drift caused by coupling effect of cross-track maneuver, and achieve the accurate formation initialization reconfiguration and formation keeping control under J2 perturbation. The numerical simulation results show that the method is simple and efficient to eliminate the in-track drift caused by cross-track maneuver under J2 perturbation, and can achieve more accurate formation control.

Keywords: formation-flying; Gauss variation equation; cross-track maneuver; in-track drift; analytical compensation

Received: 2016-05-23; **Accepted**: 2016-07-15; **Published online**: 2016-09-05 18:01
URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160905.1801.003.html
* **Corresponding author**. E-mail: limingtao@nssc.ac.cn

北京航空航天大学学报

2017 年 6 月
第43卷 第6期
北京航空航天大学学报
Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics
June 2017
Vol. 43 No. 6

北航学报
赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0474

全下
文载

超高速流动模拟及热化学反应模型对比研究

周凯[1], 李旭东[2], 胡宗民[1,*], 姜宗林[1]

(1. 中国科学院力学研究所 高温气体动力学国家重点实验室, 北京 100190; 2. 北京航天长征飞行器研究所, 北京 100076)

摘　　要: 超高速流动是飞行器再入大气层时所面临的高速高温流动环境,膨胀管是少数几种能模拟超高速流动的地面设备之一。采用数值模拟方法对超高速试验进行辅助分析诊断,流动模拟时热化学反应模型的选择对流场特性影响较大,分别选择 5 组分、11 组分热平衡及 5 组分热非平衡模型,对比研究 3 种不同热化学反应模型对双楔试验模型数值模拟结果的影响,以进一步评估超高速流动模拟时热化学反应模型的适用范围。结果表明,试验气流条件下 5 组分化学模型即可满足要求,加速气流条件则必须采取 11 组分化学模型,而对于流动中热非平衡效应显著时,热化学非平衡模型更为适用。

关　键　词: 超高速; 膨胀管; 数值模拟; 热化学反应模型; 适用范围

中图分类号: V221^{+}.3; TB553

文献标识码: A　　**文章编号**: 1001-5965(2017)06-1173-09

飞行器再入大气层时面临非常复杂的流动环境,由于强激波的压缩,波后温度急剧上升,高温引起气体原子、分子能量激发,离解、电离,以及电子激发和辐射等一系列复杂的物理、化学现象。高温条件下,传统的完全气体假设已不再适应,高超声速流场中气体呈现"非完全气体"特性,通常称之为高温真实气体效应[1]。如果高超声速飞行器飞行速度持续提高,一般认为大于 5 km/s,例如阿波罗飞船再入速度高达 11.2 km/s[2],此时高温真实气体效应变得更为剧烈,这种高温真实气体效应极其显著的高超声速流动被定义为超高速流动[3]。

对于超高速流动的研究手段主要有试验方法及数值方法。膨胀管/风洞是目前世界上能够产生超高速试验流场的少数地面试验设备之一,其结构与反射型激波风洞类似,通过去除后者的驻室,在激波管下游串联一个等截面的加速段,通过主激波波后气体的非定常膨胀使试验气流进一步加速,得到更高的气流速度和总焓。膨胀管的概念是由 Resler 和 Bloxsom[4] 首次提出的,Trimpi[5] 经过详细的理论研究,分析了膨胀管在产生超高速气流方面的优势,指出只要改变膨胀管各段的充气压力,就可以得到大范围的试验气流。自从 20 世纪 60 年代膨胀管研究的进入第 1 个高潮期,但一直没有得到稳定的试验气流。直到 20 世纪 80 年代末,Paull 等[6] 将自由活塞驱动与膨胀管相结合,改善了膨胀管的性能,获得了稳定的可用试验气流。随着宇宙探测、星际旅行对超高速模拟试验的需求,20 世纪 90 年代又出现了膨胀管研制的一个新高潮。世界范围内的膨胀管/风洞设备主要集中在澳大利亚及美国,澳大利亚 Queensland 大学发展了自由活塞驱动 X-系列膨胀管,最大速度可达 13 km/s[7],但是试验时间很短。美国 CURBC 研究中心在验证型膨胀风洞 LENS-X 的基础上得到了尺寸放大版膨胀风洞 LENS-XX,总长超过 70 m,试验时间可达毫秒量级,是世界上最大的膨胀管/风洞设备[8]。国内目前已知的膨胀管设备,是中国科学院力学研究所高温气体动力学国家重点实验室(LHD)于 2008 年建

收稿日期: 2016-06-02; **录用日期**: 2016-07-07; **网络出版时间**: 2016-08-31 15:02
网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160831.1502.002.html
基金项目: 国家自然科学基金 (11532014)
* **通讯作者**: E-mail: huzm@imech.ac.cn

引用格式: *周凯, 李旭东, 胡宗民, 等. 超高速流动模拟及热化学反应模型对比研究[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(6): 1173-1181. ZHOU K, LI X D, HU Z M, et al. Comparative study of thermal-chemical reaction models on simulation of hypervelocity flow[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(6): 1173-1181 (in Chinese).*

北航学报 赠阅

立的爆轰驱动膨胀管 JF-16,可以实现速度超过 10 km/s 的超高速试验气流,试验时间为 100 μs,为超高速地面试验提供了基础支撑条件[9]。

然而,由于试验设备能力及测量手段的限制,地面模拟难以获得大量可靠有效的试验数据,以膨胀管为例,通常情况其试验时间仅为微秒量级,传统的测量手段很难在如此短的时间内响应。针对超高速流动热化学非平衡效应的数值方法近年来发展迅速,通过数值模拟结合有效试验数据的一体化研究技术在超高速流动研究领域发挥着越来越巨大的作用[10-11]。

超高速流动中存在着复杂的流体物理与热力学过程,强激波的压缩(飞行器头部驻点区域)和剧烈膨胀(头部以下流场),使得超高速流动成为一种处于非平衡热化学状态介质的非定常流动,高温气体宏观热力学性质的确定非常复杂和困难[12]。学者们在理论分析中提出了一系列物理模型来模化上述复杂的物理、化学过程[13-14]。然而,这些模型都不同程度地带有各自的局限性、经验性及不确定性,同一物理问题条件下,不同物理模型计算结果差异显著,各自的物理模型只是依赖于各自的试验数据[15]。因此,对于物理模型的适用性研究工作在不断进行,许多模型也在发展中得到改进[16-17]。

超高速流动数值模拟时,选取不同的热化学反应模型,试验气流特性及试验模型的气体动力学特性都会受到影响。本文研究内容主要是对超高速来流条件下的典型试验模型,比较分析不同热化学反应模型对流场结构及模型壁面参数的影响机制,进一步评估各热化学反应模型的适用范围,从而保证超高速流动模拟的准确性及可靠性。同时,也为实验室即将开展的膨胀管超高速流动显示工作提供计算流体力学(CFD)数据支持。

1 JF-16 膨胀管机理及气流参数

JF-16 膨胀管主要有 3 个部分组成,分别是爆轰段(detonation tube)、激波管(shock tube)及加速段(acceleration tube),其运行过程如图 1 所示。当爆轰波冲破爆轰驱动段/激波管之间的主膜后,驱动气体压缩激波管中的试验气体,在激波管中形成一道激波,称为主激波(PSW),同时中心膨胀波向驱动段的高压气体中传播,主激波和膨胀波之间由驱动/试验(2/3 区)气体界面(PCS)分开。当主激波运动到第 2 道膜并将其冲开后,在加速段形成第 2 道入射激波(SSW),同时形成中心膨胀波向上游的 2 区试验气体中传播,由于 2 区气体处于超声速状态,因此该膨胀波在实验室坐标系下是向下游运动,并形成试验/加速(5/6 区)气体界面(SCS)。2 区试验气体经该非定常膨胀波后,进一步加速并降低静温到达最终试验状态,即 5 区高焓、高速的试验气流。

JF-16 膨胀管可以产生超过 10 km/s 的超高速气流,其典型的试验气流和加速气流参数如表 1所示,第 3 节中根据问题的研究特性分别选取二者作为计算的来流条件。

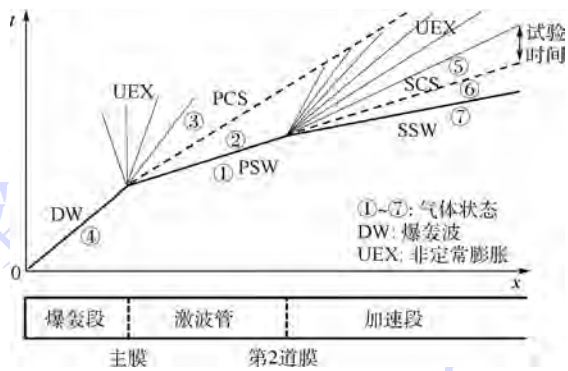


图 1 JF-16 波动过程图

Fig. 1 Sketch of wave process for JF-16

表 1 试验气流和加速气流参数

Table 1 Flow parameters of test and acceleration gas

气流参数	u/(km·s^{-1})	T/K	Ma	p/Pa	ρ/(kg·m^{-3})
试验气流	8.0	2390	7.6	9524.550	0.0116
加速气流	8.8	9335	3.2	9220.575	0.0017

注:u—x 方向速度; T—温度; Ma—马赫数; p—压力; ρ—密度。

2 数值方法及热化学反应模型

高超声速飞行时,波后气体受到激波压缩同时升温,高温空气会因飞行速度不同发生各种化学反应,使得空气特性偏离量热完全气体或热完全气体[18]。随着飞行器轨道和速度的逐步提升,驻点区域空气会经历量热完全气体、热完全气体到高温气体的变化,热化学状态也由常温无反应气体过渡到单温度(热平衡过程)描述的化学平衡态、化学非平衡态到最终的多温度(热非平衡过程)热化学非平衡态;与此同时,与化学反应相关的气体组分也由 2 组分(N_2、O_2)发展到 5 组分(N_2、O_2、NO、N、O)甚至 11 组分(N_2、O_2、NO、N、O、N_2^+、O_2^+、NO^+、N^+、O^+、e^-),需要根据流动的具体特征选择最适合的热化学反应模型[19]。

本文主要关注超高速流动模拟时不同热化学反应模型对流场特性的影响机制,对数值方法进行了简化,忽略黏性和热传导,采用了多组分 Euler方程,其二维的控制方程如下:

$$\frac{\partial \boldsymbol{U}}{\partial t}+\frac{\partial \boldsymbol{F}}{\partial x}+\frac{\partial \boldsymbol{G}}{\partial y}=\boldsymbol{S}_{\mathrm{c}} \tag{1}$$

其中：

$$\boldsymbol{U}=[\rho C_1,\rho C_2,\cdots,\rho C_n,\rho u,\rho v,\rho e] \tag{2}$$

$$\boldsymbol{F}=[\rho C_1 u,\rho C_2 u,\cdots,\rho C_n u,\rho u^2+p,\rho uv,(\rho e+p)u] \tag{3}$$

$$\boldsymbol{G}=[\rho C_1 v,\rho C_2 v,\cdots,\rho C_n v,\rho uv,\rho v^2+p,(\rho e+p)v] \tag{4}$$

$$\boldsymbol{S}_{\mathrm{c}}=[\dot{\omega}_1,\dot{\omega}_2,\cdots,\dot{\omega}_n,0,0,0] \tag{5}$$

式中：$\boldsymbol{U}$ 为未知变量；$\boldsymbol{F}$ 和 $\boldsymbol{G}$ 分别为 x、y 方向的对流通量；$\boldsymbol{S}_{\mathrm{c}}$ 为化学反应源项；$\rho=\sum_{\mathrm{sp}=1}^{n_{\mathrm{s}}}\rho_{\mathrm{sp}}=\sum_{\mathrm{sp}=1}^{n_{\mathrm{s}}}\rho C_{\mathrm{sp}}$ 为混合气体的密度，C_{sp} 和 ρ_{sp} 分别为各气体组分的质量分数和组分密度，n_{s} 为组分总数；v 为 y 方向的速度分量；$e=h-p/\rho+(u^2+v^2)/2$ 为单位质量混合气体的总能，$h=\sum_{\mathrm{sp}=1}^{n_{\mathrm{s}}}C_{\mathrm{sp}}h_{\mathrm{sp}}$ 和 $p=\sum_{\mathrm{sp}=1}^{n_{\mathrm{s}}}\rho_{\mathrm{sp}}R_{\mathrm{sp}}T$ 分别为混合气体的焓值和压力，h_{sp} 为各气体组分的焓值，R_{sp} 为组分气体常数，T 为温度；$\dot{\omega}_{\mathrm{sp}}$ 为化学反应速率。

本文数值模拟时，分别采用了 3 种热化学反应模型。Model 1 和 2 为热平衡化学非平衡模型，热力学参数则由温度相关的多项式直接给出，与时间无关，化学反应模型选择 Dunn 和 Kang[20] 的高温空气化学反应模型，其中 Model 1 为 5 组分 17 基元（1～17）反应模型，Model 2 为 11 组分 31 基元（1～31）反应模型，如表 2 所示。Model 3 为热化学非平衡模型，热力学参数随时间变化，热力学模型采用Park的双温度模型（T，T_{v}），流动过程及热化学反应过程由平动温度 T 和振动温度 T_{v} 来描述，化学反应模型为 Dunn 和 Kang[20] 的 5 组分 17 基元反应模型。对流项的离散应用了修正后的频散可控耗散格式（DCD）[21]。关于数值方法的可行性及可靠性论证在文献[9,21]中有详细阐述，该方法已成功应用于膨胀管超高速流动的数值模拟。

表 2　Dunn & Kang 高温空气化学反应模型[20]

Table 2　Dunn & Kang chemical reaction model for air at high temperature[20]

基元数	反应式	基元数	反应式
1	$O_2+N=2O+N$	18	$O+N=NO^++e^-$
2	$O_2+NO=2O+NO$	19	$O+e^-=O^++2e^-$
3	$N_2+O=2N+O$	20	$N+e^-=N^++2e^-$
4	$N_2+NO=2N+NO$	21	$O+O=O_2^++e^-$
5	$N_2+O_2=2N+O_2$	22	$O+O_2^+=O_2+O^+$
6	$NO+O_2=N+O+O_2$	23	$N_2+N^+=N+N_2^+$
7	$NO+N_2=N+O+N_2$	24	$N+N=N_2^++e^-$
8	$O+NO=N+O_2$	25	$O+NO^+=NO+O^+$
9	$O+N_2=N+NO$	26	$N_2+O^+=O+N_2^+$
10	$N+N_2=2N+N$	27	$N+NO^+=NO+N^+$
11	$O_2+O=2O+O$	28	$O_2+NO^+=NO+O_2^+$
12	$O_2+O_2=2O+O_2$	29	$O+NO^+=O_2+N^+$
13	$O_2+N_2=2O+N_2$	30	$O_2+N_2=NO+NO^++e^-$
14	$N_2+N_2=2N+N_2$	31	$NO+N_2=NO^++N_2+e^-$
15	$NO+O=N+2O$		
16	$NO+N=O+2N$		
17	$NO+NO=N+O+NO$		

3　热化学反应模型对比研究

3.1　Model 1 和 2（试验气流条件）

采用 Model 1、2 的 2 种热化学反应模型，对处于试验气流条件下的双楔模型进行数值模拟对比研究，为后续进行双楔模型超高速流动显示试验提供 CFD 数据支持。双楔模型选取了 2 组外形，前楔角均为 15°，后楔角分别为 35°和 55°，楔角大小的变化可以影响斜激波的强度及激波交互处的反射规律。

图 2 为 15°～35°双楔流场压力分布，p_∞ 为来流压力。通过比较 Model 1 和 2 的结果可以看出，二者的流场结构近似相同，斜激波角度及流场压力分布保持一致，初步判断试验气流条件下，Model 1 和 2 对 15°～35°双楔模型计算结果的影响较小。

提取压力、密度和温度 3 个主要流场参数沿模型壁面分布情况，如图 3 所示。可以直观地看出，3 个参数沿壁面分布曲线完全重合，证明试验气流条件下，Model 1 和 2 对计算结果的影响可以忽略。通常情况认为空气发生电离的温度临界点为 9 000 K 左右，从壁面温度曲线可以看出，第 2 道斜激波波后温度瞬间峰值接近 8 400 K，此时空

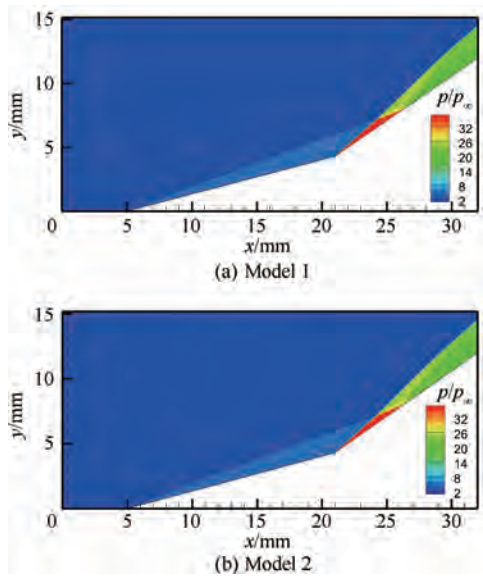


图 2　15°～35°双楔压力分布

Fig. 2　Pressure distribution of 15°～35° double-wedge

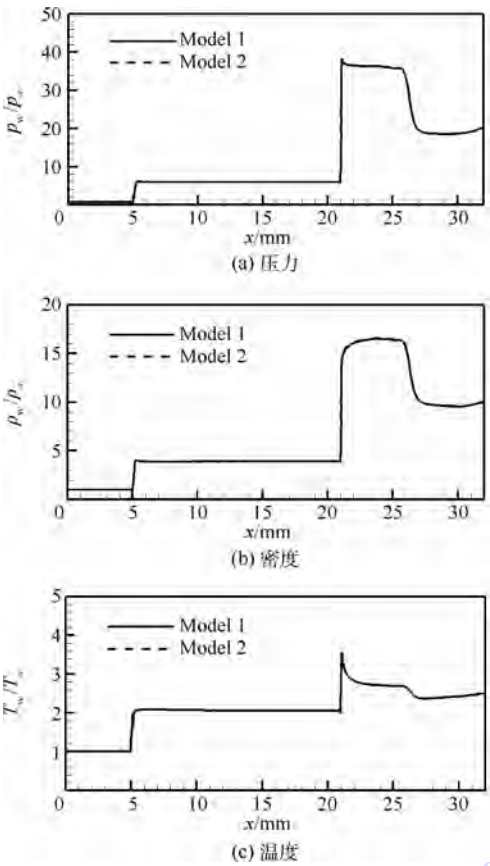
北航学报 赠阅

气的电离程度微弱，Model 2 虽然考虑了 11 组分 31 个基元反应，但电离反应尚未明显激发，与 Model 1 对比没有明显差别。

提取流场中电子 e^- 的摩尔分数分布图，如图 4 所示，并将全流场中粒子的摩尔分数峰值列成表 3。图 4 及表 3 数据表明，流场中带电粒子摩尔分数量级为小量，再次验证了之前的分析。综上所述，在试验气流条件下，流场中电离反应很弱，带电粒子比例很小，Model 1 和 2 对数值模拟结果的影响可以忽略。

采用相同的分析方法，计算得到15°～55°双楔模型流场压力分布如图 5 所示，Model 1 和 2 的计算结果仍然类似。第 2 楔角由 35°增大至 55°，激波交汇处的反射规律发生了变化，第 2 楔角为 35°时，两道激波在拐角处是规则反射，随着楔角增大至 55°，壁面的偏转角过大，气流经过第 2 道斜激波后无法立刻满足壁面条件，而是先经过一段过渡区域再转向平行于壁面，激波交汇处出现了一道新的强间断，即马赫杆，此时称之为马赫反射。

提取出 3 个流场参数沿壁面分布情况，如图 6所示，3个参数沿壁面分布曲线仍保持完全



p_w—壁面压力；ρ_w—壁面密度；ρ_∞—来流密度；T_w—壁面温度；T_∞—来流温度。

图 3 15°～35°双楔流动参数沿壁面分布

Fig. 3 Flow parameter distribution along wall of 15°～35° double-wedge

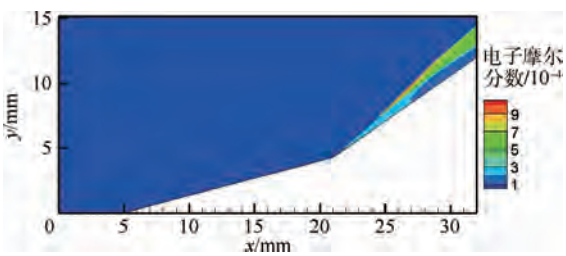


图 4 15°～35°双楔电子摩尔分数分布

Fig. 4 Electronic mole fraction distribution of 15°～35° double-wedge

表 3 15°～35°双楔粒子摩尔分数峰值

Table 3 Max mole fraction of species for 15°～35° double-wedge

粒子	摩尔分数峰值
N	0.34
O	0.33
NO	0.04
N^+	6.31×10^{-5}
O^+	5.08×10^{-4}
NO^+	4.74×10^{-4}
e^-	1.06×10^{-3}

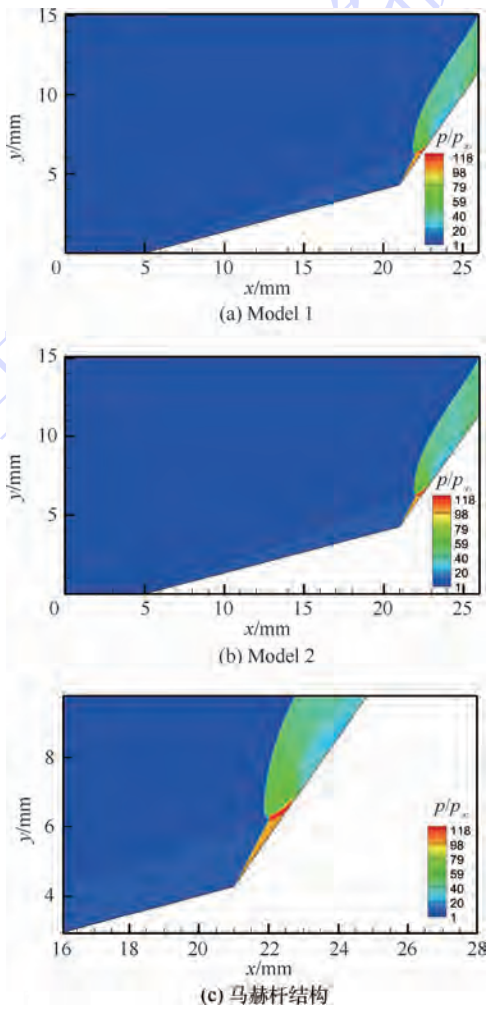


图 5 15°～55°双楔压力分布

Fig. 5 Pressure distribution of 15°～55° double-wedge

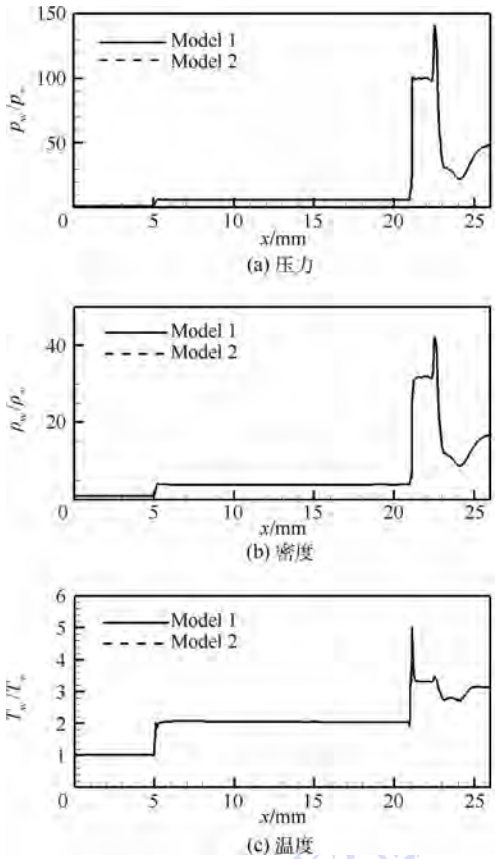


图 6　15°~55°双楔流动参数沿壁面分布情况

Fig. 6　Flow parameter distribution along wall of 15°~55° double-wedge

重合,Model 1 和 2 对计算结果的影响仍然可以忽略。进一步分析温度曲线,由于第 2 楔角增大至 55°,第 2 道激波强度增大,波后温度瞬间上升至峰值,接近 12 000 K,随即迅速回落至 8 000 K 左右,这反映的是高温真实气体效应对波后气体降温的过程,波后气体振动激发、离解及电离等过程会吸收能量,有效降低波后温度。虽然波后瞬时温度峰值已达到了空气电离的临界温度值,但这一高温状态并没有持续保持,因此,波后气体的电离程度仍然较弱,Model 1 和 2 的差异性并未得到体现。

电子 e^- 摩尔分数分布及粒子摩尔分数峰值如图 7 和表 4 所示。从图 7 及表 4 进一步分析可以验证之前的判断,带电粒子摩尔分数量级仍旧是小量,电离反应仍未被激发至可观状态。试验气流条件下,Model 1 和 2 对 15°~55°双楔流场的计算结果仍保持一致。

通过上述 2 组双楔外形的计算结果,可以得到以下结论:在试验气流条件下,2 种热化学反应模型计算结果保持一致,5 组分 11 基元反应的热化学反应模型 Model 1 即可满足计算要求,而不必采用组分更多更复杂的 Model 2,可以简化热化学反应模型以提高计算效率。

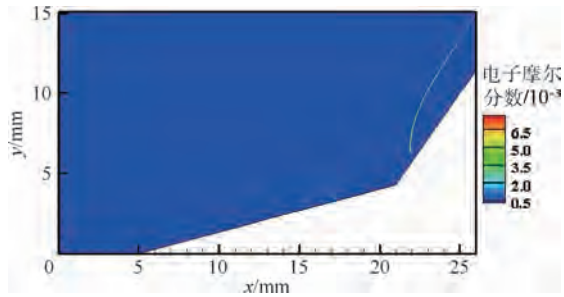


图 7　15°~55°双楔电子摩尔分数分布

Fig. 7　Electronic mole fraction distribution of 15°~55° double-wedge

表 4　15°~55°双楔粒子摩尔分数峰值

Table 4　Max mole fraction of species for 15°~55° double-wedge

粒子	摩尔分数峰值
N	0.69
O	0.31
NO	0.03
N^+	1.73×10^{-2}
O^+	6.37×10^{-2}
NO^+	6.29×10^{-3}
e^-	7.66×10^{-2}

3.2　Mode 1 和 2(加速气流条件)

为了进一步研究 Model 1 和 2 对数值模拟结果的影响,选择另一种比较极端的来流情况,即加速气流条件,加速气流拥有极高的静温,模型选择 15°~35°双楔外形。计算得到压力分布如图 8 所示,可以明显看出,Model 1 和 2 的流场结构不同,斜激波的角度有明显差异。2 组流场的激波结构对比如图 8(c)所示,第 1 道斜激波角度大小不同,第 2 道斜激波的角度差异更为明显,且 Model 1 激波角度相对较大。

3 个气流参数沿壁面分布如图 9 所示,第 2 道斜激波后壁面参数分布差异性更明显。从密度分布曲线来看,Model 2 波后密度相对较高,由质量守恒定律,可以判断其激波角度相对较小,验证了之前的分析。从温度分布曲线来看,Model 2 波后温度相对较低,但已经超过了 10 000 K,此时电离反应得到了有效激发,且电离过程会吸收波后能量,导致波后温度相比 Model 1 有了更大程度的回落。

电子 e^- 摩尔分数分布及各组分峰值如图 10 及表 5 所示,从中可以看出带电粒子的摩尔分数量级已相当可观,不可忽略。这说明空气的电离程度已经较强,可以明显影响到气流状态及流场结构。

通过以上对比研究可以得到以下结论,在加速气流下,Model 1 和 2 对计算结果影响的差异性已经有明显体现,Model 1 只考虑了 5 组分的化学

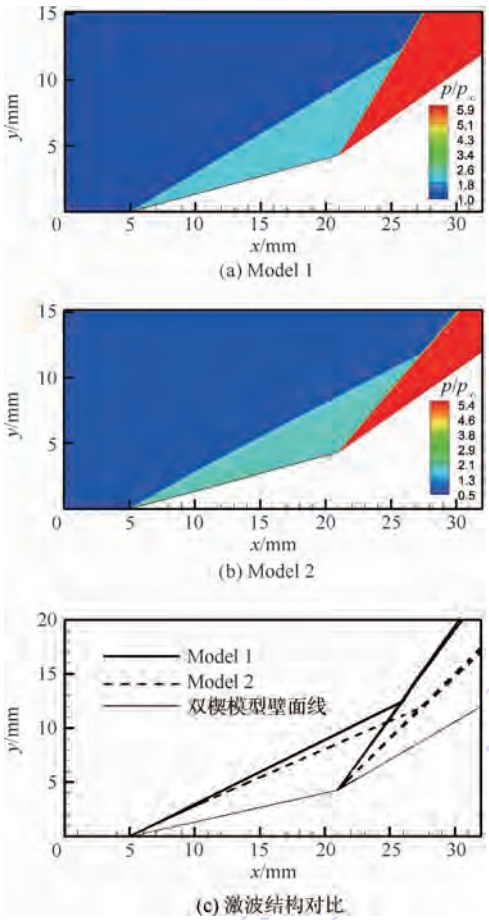


图 8 15°～35°双楔压力分布(加速气流条件)

Fig. 8 Pressure distribution of 15°～35° double-wedge (acceleration gas condition)

反应,忽略了电离反应,对加速气流条件已不再适用,必须考虑 11 组分带电离反应的 Model 2。因此,对于不同的来流条件,必须根据气流特性选择合适的热化学反应模型。

3.3 Model 1、2 和 3(试验气流条件)

3.1 节和 3.2 节选取的皆为热平衡模型,本节采用热非平衡模型 Model 3 进行数值模拟对比研究,选取试验气流条件及 15°～35°的双楔外形,并将计算结果与 Model 1、2 进行对比分析,压力分布如图 11 所示。从图中可以看出,Model 3 与 1、2 的流场结构略有不同,第 1 道斜激波倾角有一定差异,第 2 道斜激波倾角几乎一致。

3 个主要气流参数沿壁面分布如图 12 所示。观察温度曲线,Model 3 波后温度相对较高,且随着时间发展逐步与 Model 1、2 到达一致。对于 Model 3,激波与气体相互作用的前期,波后气体平动温度和振动温度急剧上升且平动温度的上升速率高于振动温度,气体处于热非平衡状态;随后由于粒子间的高速碰撞作用,使得粒子的平动能量和转动能量逐步转移给振动能量,平动温度

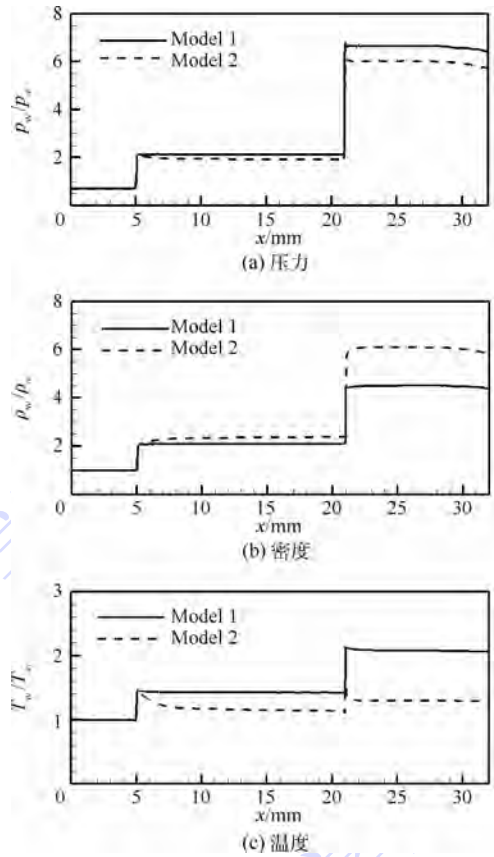


图 9 15°～35°双楔流动参数沿壁面分布(加速气流条件)

Fig. 9 Flow parameter distribution along wall of 15°～35° double-wedge (acceleration gas condition)

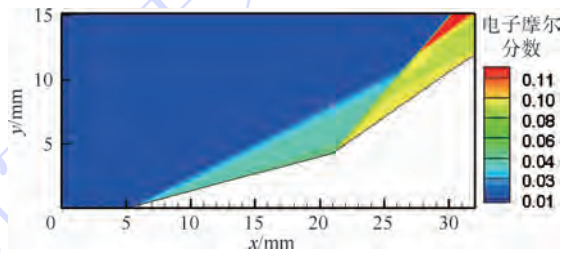


图 10 15°～35°双楔电子摩尔分数分布(加速气流条件)

Fig. 10 Electronic mole fraction distribution of 15°～35° double-wedge (acceleration gas condition)

表 5 15°～35°双楔粒子摩尔分数峰值(加速气流条件)

Table 5 Max mole fraction of species for 15°～35° double-wedge (acceleration gas condition)

粒子	摩尔分数峰值
N	0.77
O	0.21
NO	6.88×10^{-5}
N^+	0.11
O^+	0.05
NO^+	3.55×10^{-4}
e^-	0.13

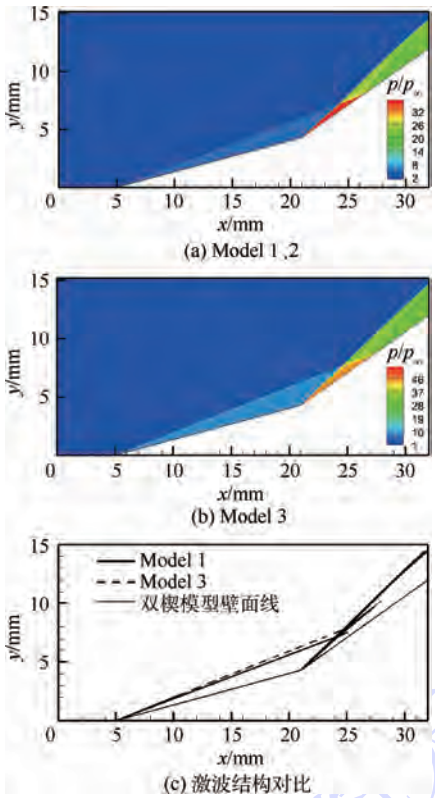


图 11　15°~35°双楔压力分布(Model 1、2、3)

Fig. 11　Pressure distribution of 15°~35° double-wedge (Model 1、2、3)

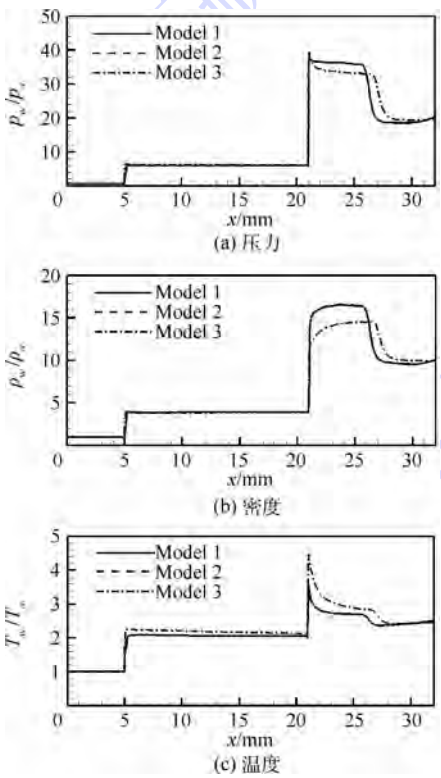


图 12　15°~35°双楔流动参数沿壁面分布(Model 1、2、3)

Fig. 12　Flow parameter distribution along wall of 15°~35° double-wedge (Model 1、2、3)

随时间发展逐步降低并与振动温度达到一致,此时为热平衡状态。而 Model 1 和 2,振动激发不需要时间,波后气体平动温度直接降低至平衡状态温度值,相较于 Model 3 波后平动温度由峰值随时间逐步降低,Model 3 的波后温度前期较高。

从尺度效应来看,大尺度模型流动时间尺度相对较长,波后气体热非平衡状态最终随时间发展逐步达到热平衡状态。但是对于小尺度模型,流动特征时间与能量弛豫时间可比,热非平衡效应明显,此时考虑了热非平衡效应的 Model 3 更为适合。

4　结　论

本文简单介绍了爆轰驱动膨胀管 JF-16 的机理及其获得的超高速气流参数,并主要对比研究超高速流动模拟不同热化学反应模型对流场结构及模型壁面参数的影响机制,得到了以下结论:

1) 膨胀管中速度 8.0 km/s 的试验气流条件下,流场中电离反应程度微弱,带电粒子比例可以忽略,考虑 5 组分 17 基元反应的 Model 1 已经满足了模拟要求,而不必考虑更多的组分和化学反应。

2) 膨胀管中速度 8.8 km/s 的加速气流条件下,由于波后温度极高,流场中电离反应得到明显激发,带电粒子比例不可忽略,此时考虑 5 组分的 Model 1 难以满足数值模拟要求,必须采用考虑电离反应的 11 组分的 Model 2 来保证模拟的准确性。

3) 对高焓流动、小尺度模型而言,流动特征时间与能量弛豫时间可比,此时流动中热非平衡效应显著,则热化学非平衡模型 Model 3 更符合模拟要求。

参考文献 (References)

[1] ANDERSON J D. Hypersonic and high temperature gas dynamics[M]. New York: McGraw-Hill Book Company, 2006: 449-461.

[2] NEELY A J, MORGAN R G. The superorbital expansion tube concept, experiment and analysis[J]. Aeronautical Journal, 1994, 98(973): 97-105.

[3] HORNUNG H G. Experimental hypervelocity flow simulation, needs, achievements, and limitations[C]// Proceedings of 1st Pacific International Conference on Aero-space Science and Technology. Tainan: National Cheng-Kung University, 1994: 1-10.

[4] RESLER E L, BLOXSOM D E. Very high Mach number flows by unsteady flow principles[M]. New York: Cornell University Graduate School of Aeronautical Engineering, 1952: 2-7.

北航学报 赠阅

[5] TRIMPI R L. A preliminary theoretical study of the expansion tube: A new device for producing high-enthalpy short-duration hypersonic gas flows: NASA-TR-R133[R]. Washington, D. C.: NASA, 1962.

[6] PAULL A, STALKER R J, STRINGER I. Experiments on an expansion tube with a free piston driver[C]// Proceedings of 15th Aerodynamic Testing Conference. Reston: AIAA, 1988: 173-178.

[7] GILDFIND D E, MORGAN R G, MCGILVRAY M, et al. Simulation of high Mach number scramjet flow conditions using the X2 expansion tube: AIAA-2012-5954[R]. Reston: AIAA, 2012.

[8] DUFRENE A, MACLEAN M, PARKER R, et al. Experimental characterization of the LENS expansion tunnel facility including blunt body surface heating: AIAA-2011-262[R]. Reston: AIAA, 2011.

[9] 周凯,汪球,胡宗民,等. 爆轰驱动膨胀管性能研究[J]. 航空学报, 2016, 37(3): 810-816.
ZHOU K, WANG Q, HU Z M, et al. Performance study of a detonation-driven expansion tube[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2016, 37(3): 810-816(in Chinese).

[10] HOLLIS B R, PRABHU D K. Assessment of laminar, convective aeroheating prediction uncertainties for Mars entry vehicles[J]. Journal of Spacecraft and Rockets, 2013, 50(1): 56-68.

[11] HOLDEN M S. Development of experimental facilities coupled with CFD to research key aerothermal phenomena in hypervelocity flight[C]// Proceedings of AIAA Aerospace Planes Meeting. Reston: AIAA, 2011: 243-253.

[12] SARMA G S R. Physico-chemical modelling in hypersonic flow simulation[J]. Progress in Aerospace Sciences, 2000, 36(3): 281-349.

[13] GNOFFO P A, GUPTA R N, SHINN J L. Conservation equations and physical models for hypersonic air flows in thermal and chemical nonequilibrium: NASA-TP-2867[R]. Washington, D. C.: NASA, 1989.

[14] LOSEV S A, MAKAROV V N, NIKOLSKY V S. Thermochemical nonequilibrium kinetic models in strong shock waves on air: AIAA-1994-1990[R]. Reston: AIAA, 1994.

[15] BUCK M L, BENSON B R, SIERON T R, et al. Aerodynamic and performance analyses of a superorbital re-entry vehicle[J]. Dynamics of Manned Lifting Planetary Entry, 1963, 15(2): 376-407.

[16] PARK C. Assessment of a two-temperature kinetic model for dissociating and weakly ionizing nitrogen[J]. Journal of Thermophysics and Heat Transfer, 1988, 2(1): 8-16.

[17] PARK C. The limits of two-temperature model: AIAA-2010-911[R]. Reston: AIAA, 2010.

[18] GUPTA R N, YOS J M, THOMPSON R A. A review of reaction rates and thermodynamic and transport properties for the 11-species air model for chemical and thermal nonequilibrium calculations to 30 000 K: NASA-TR-1232[R]. Washington, D. C.: NASA, 1989.

[19] 柳军. 热化学非平衡流及其辐射现象的实验和数值计算研究[D]. 北京: 国防科学技术大学, 2004.
LIU J. Experimental and numerical research on thermo-chemical nonequilibrium flow with radiation phenomenon[D]. Beijing: National University of Defense Technology, 2004(in Chinese).

[20] DUNN M G, KANG S. Theoretical and experimental studies of reentry plasmas: NASA-CR-2232[R]. Washington, D. C.: NASA, 1973.

[21] HU Z M, WANG C, JIANG Z L, et al. On the numerical technique for the simulation of hypervelocity test flows[J]. Computer and Fluids, 2015, 106: 12-18.

作者简介:

周凯 男,博士研究生。主要研究方向:超高速流动显示及辐射光谱测量技术。

胡宗民 男,博士,副研究员。主要研究方向:高超声速化学反应流动模拟。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

Comparative study of thermal-chemical reaction models on simulation of hypervelocity flow

ZHOU Kai[1], LI Xudong[2], HU Zongmin[1,*], JIANG Zonglin[1]

(1. State Key Laboratory of High Temperature Gas Dynamics, Institute of Mechanics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;
2. Beijing Institute of Aerospace Long March Vehicle, Beijing 100076, China)

Abstract: Hypervelocity flow is the high-speed high-temperature flow environment that space vehicles or capsules face when they reenter the atmospheric layer. An expansion tube is one of the few qualified test facilities on the ground to simulate it. Numerical simulation is presented as a powerful assistant tool for hypervelocity flow diagnosis and analysis. Thermal-chemical reaction model plays an important role in simulation of hypervelocity flow. Thermal-chemical reaction models of 5 and 11 species based on thermal equilibrium condition, and 5 species based on thermal nonequilibrium condition are applied on the numerical technique. A comparative study of the influence on the computation for double-wedge test model employed with the above three models has been conducted to evaluate their applicability. The results indicate that 5 species chemical model can meet the test gas simulation requirement, but 11 species chemical model must be taken into account for the acceleration gas. However, if the thermal nonequilibrium phenomenon is strong in the flow, we must employ the thermal-chemical nonequilibrium model to guarantee the reliability of the numerical simulation.

Keywords: hypervelocity; expansion tube; numerical simulation; thermal-chemical reaction models; applicability

北京航空航天大学学报

Received: 2016-06-02; **Accepted**: 2016-07-07; **Published online**: 2016-08-31 15:02

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160831.1502.002.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (11532014)

* **Corresponding author**. E-mail: huzm@imech.ac.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0425

重叠网格装配中的一种改进 ADT 搜索方法

李鹏，高振勋*，蒋崇文，李椿萱

（北京航空航天大学 航空科学与工程学院，北京 100083）

摘　　要：针对现有交替数字二叉树（ADT）方法的不足，引入辅助笛卡儿网格提出了一种基于散列数据结构的改进搜索方法以缓解可能出现堆栈溢出的问题和提高重叠网格装配的效率。该方法以散列数据结构的方式对网格单元进行存储和搜索，首先以辅助笛卡儿网格对网格单元的存储空间进行初步映像，然后基于 ADT 搜索树作进一步检索。在 ADT 搜索方法的基础上，笛卡儿网格的引入进一步缩小了网格单元的搜索范围使得改进方法具有更好的效率。基于单个网格节点，查询深度和搜索耗时的测试显示改进方法相比现有 ADT 搜索方法能使挖洞的平均效率提高 25% 以上。此外，挖洞结果和基于网格装配的数值计算验证了改进搜索方法在重叠网格装配中的可靠性。

关　键　词：重叠网格；网格装配；交替数字二叉树（ADT）；贡献单元；搜索方法

中图分类号：V211.3；TP311.1

文献标识码：A　　**文章编号**：1001-5965(2017)06-1182-09

重叠网格是模拟刚体运动绕流的一种重要网格方法[1]。重叠网格的前处理过程称为网格装配，这个过程决定怎样挖洞以及插值区域如何选择。因此，网格装配过程可以分为挖洞和建立插值边界 2 个主要步骤[2-3]。然而，挖洞过程和建立插值边界都需要频繁地进行贡献单元检索，使得寻找网格节点的贡献单元成为网格装配过程的主要负担。于是，选择快速、高效的贡献单元搜索方法对提高网格装配效率至关重要。目前，比较常用的贡献单元搜索方法有反变换法[4-5]、相邻格点搜索法[6-7]以及基于高效查询数据结构的空间搜索算法[8-9]。

反变换法[4-5]通常采用三线性插值方法[10]获得曲线坐标系网格与均匀笛卡儿网格的变换关系，并通过相应的变换关系能迅速计算物理空间点在均匀笛卡儿空间中的位置。由于曲线坐标系网格与均匀笛卡儿网格的一一对应关系，从而也就确定了贡献单元在物理网格中的相对位置。反变换法不适用于非结构网格或混合网格，主要用于结构网格。该方法定位迅速，搜索效率较高。它的主要问题在于变换过程需要求解一组线性方程，迭代过程影响了计算效率。

相邻格点搜索法[6-7]是一种模版跳跃法[11]，它以物理空间点到候选包围单元中心的距离为判断依据，通过比较寻找最近单元，并在最近单元的附近区域查询真实贡献单元。相邻格点搜索法是一种仅次于反变换法的快速搜索方法，在非结构网格中应用较广，虽然对结构网格也适用，但由于搜索过程会在对接边界处中断，有时会影响单元搜索的准确性。因此，在结构网格中应用该方法须要解决跨区域搜索带来的问题。此外，该方法对起始单元依赖较大，起始单元选取的好坏严重影响它的可靠性和高效性，如何确定合适的起始单元是使用此类方法的最大困难。

收稿日期：2016-05-20；**录用日期**：2016-08-25；**网络出版时间**：2016-10-28 15:18
网络出版地址：www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161028.1518.003.html
基金项目：航空科学基金（20141251015）
* **通讯作者**：E-mail：gaozhenxun@buaa.edu.cn

引用格式：*李鹏，高振勋，蒋崇文，等. 重叠网格装配中的一种改进ADT搜索方法[J]. 北京航空航天大学学报，2017，43(6)：1182-1190. LI P，GAO Z X，JIANG C W，et al. Improved ADT searching method in overlapping grid assembly[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2017，43(6)：1182-1190 (in Chinese).*

基于高效查询数据结构的空间搜索算法是依靠高效的数据存储方式来加快搜索的一类方法。这种方法也对应着一种空间分解算法,例如交替数字二叉树(Alternating Digital Tree, ADT)[8,12]、*K*-D 树(*K*-Dimensional tree)[9,13]等。其中,基于 ADT 的搜索方法[12]最有代表性[14]。在该方法中,每个 ADT 节点对应着一个笛卡儿空间,当其作为子树根节点时,它的笛卡儿空间包含所有子节点的笛卡儿空间;而作为子节点时,它的笛卡儿空间被其父节点对应的笛卡儿空间所包含。ADT 搜索方法利用以上层次包含关系,结合笛卡儿包围盒相交判断关系的简单原理,忽略对不与目标空间相交的所有子空间的查询。于是,只要子树根节点所对应的子空间不与目标空间相交,则子树中所有子节点均将在查询中被忽略,从而大大减少了查询次数,提高了搜索效率。同时,该算法特别适合于存储几何不规则的空间单元。然而,该方法需要占用额外存储空间,在进行大规模数值模拟时,大网格量所带来的搜索深度增加也会影响搜索的效率,甚至可能出现"堆栈溢出"问题,导致搜索失败。

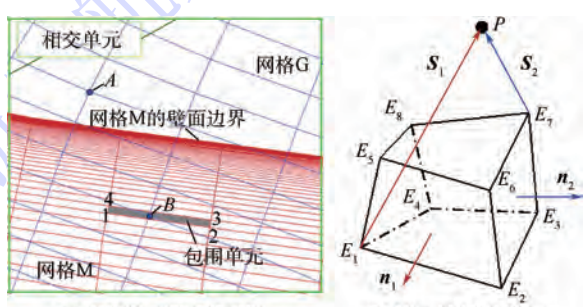
在上述搜索方法中,ADT 作为一种特殊的二叉搜索树具有很高的搜索效率,且非常适合存储离散和不规则的几何元素。因此,本文在结构重叠网格的装配过程中使用 ADT 存储和搜索贡献单元,并引入辅助笛卡儿网格提出了一种基于散列数据结构的改进方法以改善 ADT 数据结构的缺点和提高挖洞过程的整体效率。在算例验证中,首先从 30P30N 翼型和直机翼-带舵导弹模型的网格中分别选取 3 组典型的离散网格点开展贡献单元查询深度测试以考查改进搜索方法的效率。同时,通过挖洞过程的计算耗时对比进一步验证改进搜索方法相比于现有 ADT 搜索的效率提高能力。其次,通过网格装配结果考核改进搜索方法和挖洞方法的有效性。最后,应用自主开发的可压缩气动力/热/燃烧数值模拟程序(Aerodynamics Combustion Aerothermo-dynamics Numerical Simulation, ACANS)[15-16]对基于重叠网格装配结果的算例[17-18]进行数值模拟和可靠性验证。

1　重叠网格装配方法

本文结合洞映射法[19]和割补法[20-21]实现挖洞过程。首先,以壁面边界作为初始挖洞阵面,使用基于洞映射与查询包围单元的组合方式判断网格节点在洞内外的情形,实现初步挖洞。之后,在初步挖洞形成边缘节点的基础上,通过割补法实现阵面推进和缩小重叠区域。借鉴隐式挖洞[22]的处理方法,本文在现有割补法的基础上引用网格单元体积作为判据控制阵面的推进距离,以满足插值区网格单元大小不会相差过于悬殊的要求。

包围单元法主要应用于洞映射过程以判别落入相交单元的网格节点在洞内外的情况。其基本原理如图 1(a)所示,如果网格 G 与网格 M 有重叠,若 G 中的网格节点 P 位于 M 的计算域内,则在网格 M 中一定能找到一个网格单元包含节点 P。相反,若找不到这样的包围单元,则 P 一定在 M 所表示的计算域之外。查询包围单元的具体过程如下:首先,对网格节点进行区分,即标记网格节点所属的块编号以及网格块所属的超块[23]编号。其次,在相交单元中寻找距离待查网格节点最近的壁面网格单元。如果最近壁面网格单元与当前待查网格节点属于同一超块,则网格节点必为计算点。否则,在壁面网格单元所属的超块中,寻找待查网格节点的贡献单元。若找到贡献单元,则待查网格节点为计算点,否则为无效点。

查询包围单元也是一个搜索贡献单元的过程(搜索方法详见第 2 节)。在搜索贡献单元的过程中,须要逐一判断网格点与某些网格单元的空间关系。为此,本文采用 Nirschl 矢量判别法[24]判断空间点在几何单元体的内外情形,如图 1(b)所示,图中:$\boldsymbol{n}_1$ 和 $\boldsymbol{n}_2$ 分别对应面的外法向量;$\boldsymbol{S}_1$ 和 $\boldsymbol{S}_2$ 则是由顶点到指定节点的方向向量。



(a) 相交单元的内部情形　　(b) Nirschl矢量判别法

图 1　包围单元法和 Nirschl 矢量判别法

Fig. 1　Enclosing element method and Nirschl's vector method

2　贡献单元搜索方法

贡献单元搜索过程是从大量甚至海量的网格单元中定位可能的某个或几个网格单元,并从中找到正确的网格单元作为贡献单元的过程。本文基于散列数据结构建立了一种改进 ADT 搜索方法用于网格装配过程的贡献单元搜索。以下分别

从散列表搜索方法、基于网格节点的 ADT 法以及改进 ADT 搜索方法等方面做详细介绍。

2.1 散列表搜索方法

散列表是一种分布式存储数据结构。如图 2 所示，散列结构利用一张目录表对元素存储地址进行映射和分配。当存取元素 P 时，首先通过特定的哈希函数进行散列，获得元素 P 在目录表中的地址（或键值），然后通过该地址从目录表中获得元素 P 所在存储空间的起始位置，最后通过遍历数组空间获得元素 P 的具体存储位置。

本文提出的散列表法实际上是一种基于辅助笛卡儿网格的贡献单元搜索方法。该方法利用笛卡儿网格作为目录表对几何元素进行存储映像和分配。如图 3 所示，如果给定的几何元素与某笛卡儿单元相交，就将该几何元素存入笛卡儿单元对应的存储数组中。同理，查询几何元素时，首先判断该几何元素所在的笛卡儿单元，然后转到该笛卡儿单元所关联的数组空间中寻找该几何元素。

在上述存储或查询的过程中，计算几何元素所在笛卡儿单元的方法类似为一个哈希函数，即

$$\zeta \times (n_i \times n_j) + \eta \times n_i + \xi \tag{1}$$

式中：(ξ,η,ζ) 为笛卡儿单元在辅助笛卡儿网格中的位置坐标；n_i 和 n_j 分别为笛卡儿网格在 i 和 j 方向的单元个数。笛卡儿网格的单元个数由外部设置的无量纲参数 $l(0<l<1)$ 来控制。设笛卡儿

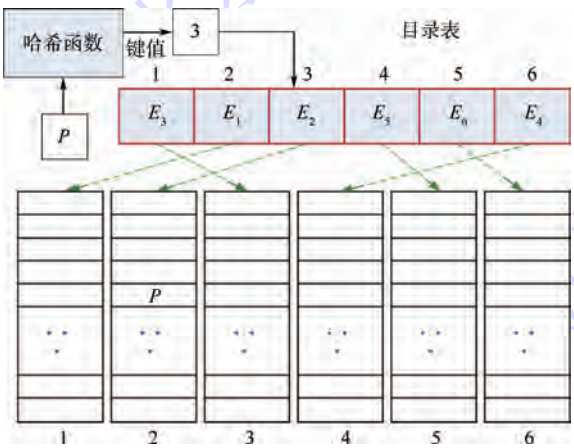


图 2 散列表的数据映像存储示意图

Fig. 2 Schematic of data mapping storage for hash table

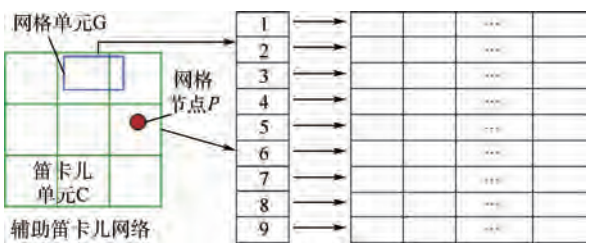


图 3 散列表搜索方法示意图

Fig. 3 Schematic of hash table searching method

空间的左下角点和右上角点分别为 $P_1(x_{\min},y_{\min},z_{\min})$ 和 $P_2(x_{\max},y_{\max},z_{\max})$，则各方向的单元个数分别为

$$\begin{cases} n_i = \mathrm{int}[(x_{\max}-x_{\min})/L]+1 \\ n_j = \mathrm{int}[(y_{\max}-y_{\min})/L]+1 \\ n_k = \mathrm{int}[(z_{\max}-z_{\min})/L]+1 \end{cases} \tag{2}$$

式中：$L=l\cdot L_{\max}$ 为笛卡儿单元的实际边长，$L_{\max}=\max\{x_{\max}-x_{\min},y_{\max}-y_{\min},z_{\max}-z_{\min}\}$。

若几何元素是一个空间节点 $P(x,y,z)$，则它所在的笛卡儿单元为

$$\begin{cases} \xi = \mathrm{int}\left[(x-x_{\min})\dfrac{n_i-1}{x_{\max}-x_{\min}}\right]+1 \\ \eta = \mathrm{int}\left[(y-y_{\min})\dfrac{n_j-1}{y_{\max}-y_{\min}}\right]+1 \\ \zeta = \mathrm{int}\left[(z-z_{\min})\dfrac{n_k-1}{z_{\max}-z_{\min}}\right]+1 \end{cases} \tag{3}$$

而对于网格单元，则以它的一个节点代表整个单元。例如在二维结构网格中，以 $N(i,j,k)$ 代表由 $N(i,j,k)$、$N(i+1,j,k)$、$N(i+1,j+1,k)$ 和 $N(i,j+1,k)$ 4 个顶点构成的网格单元，三维同理。其中 (i,j,k) 表示网格点在结构网格中的位置坐标。

由上述原理可知，散列表搜索方法是通过均匀分割笛卡儿空间来减小查询范围和减少搜索网格单元个数的搜索方法。由空间几何学可知，与笛卡儿单元相交的网格单元都有可能是落入相同单元中某个空间点的贡献单元。在网格处理时，如果笛卡儿网格单元越小，那么与之相交的网格单元个数也就可能越少。如果笛卡儿网格单元个数足够多，将会很大地减少搜索网格单元的次数，从而提高搜索效率。此外，如果笛卡儿网格单元所对应的存储空间采用数组结构，则低效的遍历检索将影响散列表搜索方法效率的进一步提高。因此，改变笛卡儿网格单元所对应的存储结构，使用比数组更加高效的数据结构可以帮助提高这种搜索方法的效率。

2.2 基于网格节点的 ADT 搜索方法

ADT[8] 是一种二叉树搜索数据结构，特别适合无序离散空间点的存储和检索。针对网格单元的存储和搜索，本文设计了一种存储网格节点的 ADT，其主要实现过程描述如下：

1）建立覆盖重叠区域的辅助笛卡儿网格，并计算原始网格的最大单元边长 e。

2）以网格节点在结构网格中的位置坐标表示网格单元（类似 2.1 节所述方法）。ADT 的每个节点除存储笛卡儿单元的空间信息、父节点和

2 个子节点的指针外,还将存储网格的序号 m 和单元在结构网格中的位置坐标(i,j,k)。

3）遍历网格,根据网格存储顺序依次加入网格节点建立 ADT。其具体建立方法参考文献[8],图 4 给出了基于网格节点建立 ADT 的一个简单例子。

4）以空间节点 $P(x,y,z)$ 为例搜索贡献单元,首先以点 P 为中心、$r=e/2+0.1$ 为半边长构造包含点 P 的搜索单元(见图 5)。之后从根节点开始,依据搜索单元与 ADT 节点对应的笛卡儿空间是否相交为线索,查询 ADT 子树,获取贡献单元。

ADT 子树查询是一个递归过程,取子树根节点,递归运算的具体处理方法为:①如果当前 ADT 节点所存储的网格单元是所寻的贡献单元,或者当前 ADT 节点的左子节点和右子节点都不存在,则结束检索。②取出一个子节点,判断子节点所表示的笛卡儿空间是否与搜索单元相交,如果相交,则以该子节点作为根节点查询它的子树空间;否则,忽略该子树的所有网格单元。

再以图 4 为例,点 P 的贡献单元位于存储网格节点 N_5 的 ADT 节点中。从根节点开始,由于点 P 的搜索单元分别与存储网格节点 N_1、N_2、N_3、N_4 和 N_5 的 ADT 节点所对应的笛卡儿空间相交,于是通过查询顺序 $N_1\rightarrow N_2\rightarrow N_4\rightarrow N_3\rightarrow N_5$ 最终找到贡献单元,即以网格节点 N_5 所表示的网格单元。这个查询过程如图 6 所示。

当代表网格单元的网格节点被定位于 ADT 节点所对应的笛卡儿空间,则上述网格单元与笛卡儿空间一定相交。若搜索单元也与 ADT 节点对应的笛卡儿空间相交,基于网格节点的 ADT 搜索方法认为点P应位于ADT节点所存储的网格

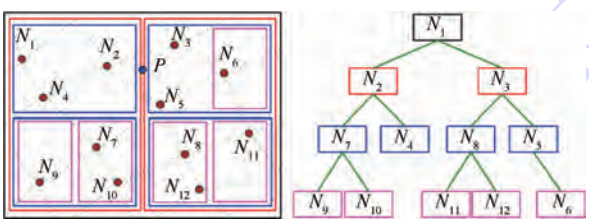


图 4　基于网格节点 ADT 的存储示意图

Fig. 4　Schematic of storage for grid node-oriented ADT

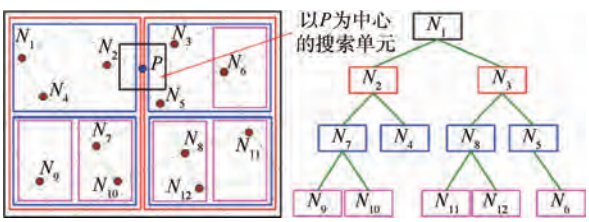


图 5　搜索单元的构造示意图

Fig. 5　Schematic for construction of searching cell

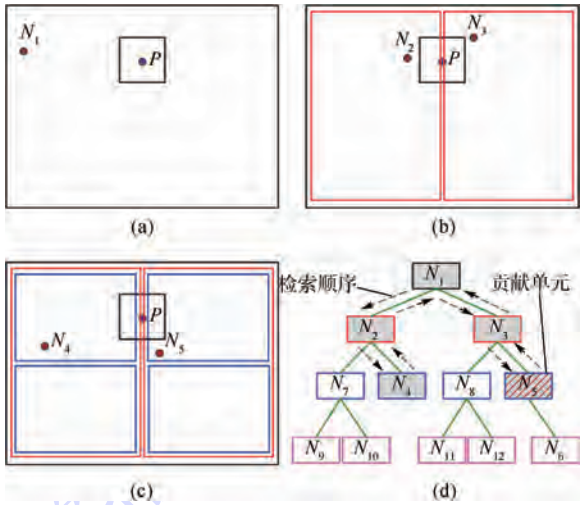


图 6　贡献单元的检索过程示意图

Fig. 6　Schematic for procedure of retrieving donor cell

单元内。否则点 P 不可能在 ADT 节点所存放的网格单元内,更不可能在其子树节点所存储的网格单元内,因此无须在其子树中进行查寻。可见,基于网格节点的 ADT 搜索方法可以减少查询网格单元的次数,提高贡献单元的搜索效率。

在大规模网格处理过程中,单独的 ADT 搜索方法随着网格量增加,ADT 节点增多,搜索深度增加,可能产生“堆栈溢出”等问题,导致程序崩溃和搜索失败。因此,减少 ADT 的节点个数,降低 ADT 的搜索深度是非常必要的。那么,引入多 ADT 数据结构是一种可行的解决办法。

2.3　基于散列数据结构的改进 ADT 搜索方法

由于散列搜索可起到初步缩小检索范围的作用,且映射过程简单高效。因此,本文在 ADT 搜索的基础上引入辅助笛卡儿网格,建立了基于散列数据结构的改进 ADT 搜索方法。首先建立辅助笛卡儿网格对网格区域进行分割,并以笛卡儿网格的有序存储空间作为散列目录表,然后以 2.2 节所述方法在每个笛卡儿单元中建立 ADT 以存储那些与该笛卡儿单元相交的网格单元。贡献单元检索时,首先通过辅助笛卡儿网格确定待查网格点的大体分布区域,然后在笛卡儿单元对应的 ADT 子树中进一步查询贡献单元。在这种混合搜索中,笛卡儿网格单元所对应的存储结构不再是数组形式,而是效率更高的 ADT 数据结构。因此,改进方法是基于散列表的多 ADT 数据结构(如图 7 所示)。

对于改进搜索方法的效率预估,假设重叠网格的单元个数为 n,则数组存储方式的网格单元平均搜索次数为$(1+n)/2$ 次,平均搜索耗时为 $O(n)$。若采用二叉树存储,则网格单元的平均搜

北航学报 赠阅

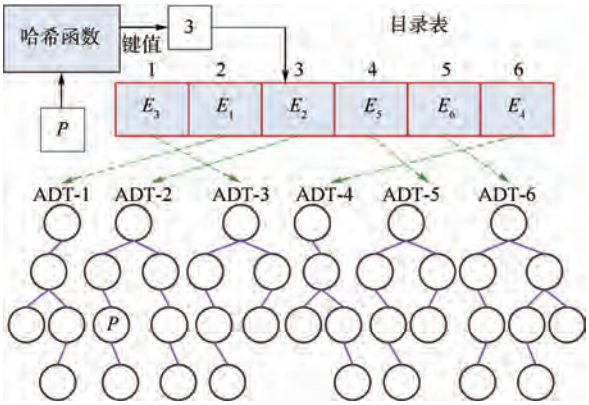


图 7 多 ADT 检索的数据存储结构

Fig. 7 Data storage structure of multi-ADT retrieval

索次数约为(lb n)/2 次,平均搜索耗时为O(lb n)。混合搜索首先利用辅助笛卡儿网格确定搜索区间,使得目标搜索区域内的网格单元个数可以减少为 n/m(m 为笛卡儿网格单元个数)。其次通过 ADT 存储和检索网格单元,由于每个 ADT 的最佳高度为 lb(n/m),使得平均搜索次数变为(lb(n/m))/2次。可见,相比于单一 ADT,混合搜索的平均搜索次数可以减少(lb m)/2 次,平均搜索耗时可以减少 O(lb m)。对于大规模数值计算,混合搜索数据结构有助于明显减少网格单元的搜索次数,提高 ADT 搜索的效率,同时对缓解“堆栈溢出”问题也有较大帮助。

上述搜索方法首先通过散列表减小搜索范围,然后利用 ADT 搜索进一步减少搜索次数。因此,这种组合方式是对单一 ADT 搜索方法的一种改进思想,可帮助提高贡献单元的搜索效率。

3 效率测试和数值验证

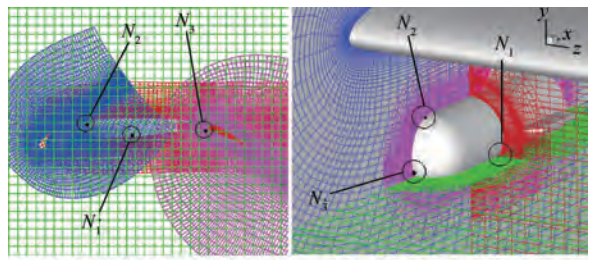
3.1 贡献单元搜索效率

3.1.1 查询深度测试

基于 30P30N 翼型和直机翼-带舵导弹(Wing/Finned-Store,WFS)模型的重叠网格,以下分别选取 3 组典型的离散网格点,应用所提出的改进 ADT 搜索方法以及现有 ADT 搜索方法进行贡献单元查询,通过查询深度和平均搜索耗时的对比考查改进方法的效率。

在 30P30N 翼型算例中,3 组网格节点分别为:N_1(0.430, -0.023)、N_2(0.180,0.038)和 N_3(0.834,0.003),而直机翼-带舵导弹模型的 3 组网格节点分别选取 N_1(2.952, -2.266, 0.401)、N_2(1.842, -1.553,0)和 N_3(1.549, -2.202,0),测试点的位置如图 8 所示。

ADT 搜索使用 Fortran90 语言和基于指针与结构体的递归函数实现,搜索深度测试在台式计算机(Intel Pentium CPU G645)上采用串行计算方式实现,控制笛卡儿单元个数的无量纲参数 l = 0.04,应用改进方法与现有 ADT 搜索方法的测试结果分别由表 1 和表 2 所示。



(a) 30P30N翼型 (b) 直机翼-带舵导弹模型

图 8 测试点在原始网格中的位置

Fig. 8 Location of testing nodes in primary meshes

表 1 30P30N 翼型的搜索深度测试结果

Table 1 Test results of searching depth for 30P30N airfoil

节点编号	搜索深度/次		搜索耗时/ms		搜索耗时减少比例/%
	ADT 方法	改进 ADT 方法	ADT 方法	改进 ADT 方法	
N_1	2 884	1 120	0.3125	0.1250	60.00
N_2	8 492	4 630	0.9375	0.6250	33.33
N_3	14 588	9 499	1.2500	0.9375	25.00

表 2 直机翼-带舵导弹模型的搜索深度测试结果

Table 2 Test results of searching depth for WFS model

节点编号	搜索深度/次		搜索耗时/ms		搜索耗时减少比例/%
	ADT 方法	改进 ADT 方法	ADT 方法	改进 ADT 方法	
N_1	23 818	19 516	8.125	6.5625	19.23
N_2	46 971	22 440	15.938	7.1875	54.90
N_3	89 508	67 443	30.313	22.8130	24.74

以上针对单个网格点的测试结果显示,基于散列数据结构的改进 ADT 搜索方法在查询深度和平均耗时上均明显优于现有的 ADT 搜索方法。可见,改进方法可明显提高 ADT 搜索的查询效率。

3.1.2 搜索耗时统计

为了进一步验证改进 ADT 搜索方法在网格装配中的整体效率,再次应用上述模型对该方法在挖洞过程中的平均搜索耗时进行统计。在洞映射挖洞过程中,主要采用查询贡献单元的方式判断相交单元内网格节点在洞内外的情形。而在优化挖洞过程中,主要测试采用割补法进行挖洞的效率。

洞映射过程的统计耗时如图 9 所示。其中无量纲参数 l 是确定笛卡儿网格单元个数的关键参数。优化挖洞过程和整个挖洞过程的统计耗时如表 3 和表 4 所示。由图 9、表 3 和表 4 的挖洞耗时统计显示,相比现有的 ADT 搜索方法,改进 ADT 方法在洞映射挖洞和割补法挖洞中均具有更小的

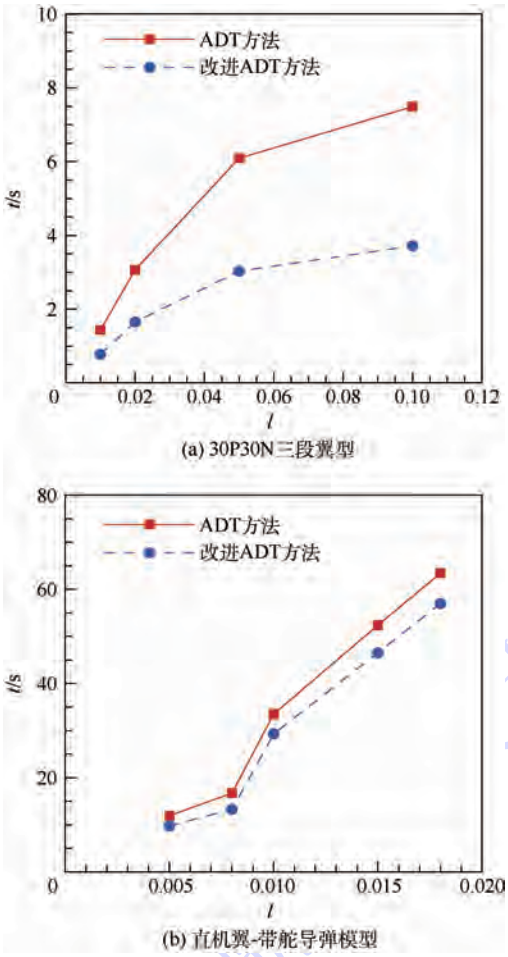


图 9　洞映射过程的挖洞耗时

Fig. 9　Hole-cutting time consumption of hole-map process

表 3　30P30N 三段翼型的挖洞耗时

Table 3　Hole-cutting time consumption of three-element 30P30N airfoil

l	优化挖洞耗时/s		全部挖洞耗时/s		全部挖洞耗时减少比例/%
	ADT 方法	改进 ADT 方法	ADT 方法	改进 ADT 方法	
0.01	30.6406	18.0664	32.1563	18.8516	41.38
0.02	30.6250	18.1055	33.8711	19.7852	41.59
0.05	30.7148	18.1797	37.1523	21.2383	42.83
0.10	30.8984	18.1289	38.7969	21.9141	43.52

表 4　直机翼-带舵导弹模型的挖洞耗时

Table 4　Hole-cutting time consumption of WFS model

l	优化挖洞耗时/s		全部挖洞耗时/s		全部挖洞耗时减少比例/%
	ADT 方法	改进 ADT 方法	ADT 方法	改进 ADT 方法	
0.005	220.454	154.092	232.3822	163.8594	29.49
0.010	216.739	153.463	250.2488	182.7753	26.96
0.015	221.128	152.766	273.5393	199.3160	27.13
0.018	219.326	154.508	282.7809	211.4877	25.21

计算耗时。对于整个挖洞过程,改进 ADT 方法在 30P30N 算例中的平均搜索耗时提高了 40% 以上,而在直机翼-带舵导弹模型中提高了 25% 以上。可见,改进 ADT 搜索方法在重叠网格装配中具有明显的效率改进。

3.2　重叠网格挖洞效果

再次选取上述二维 30P30N 三段翼型与三维直机翼-带舵导弹模型的网格装配作为典型算例对基于改进 ADT 搜索方法的挖洞过程的有效性进行验证。

1）二维 30P30N 三段翼型。首先以 30P30N 三段翼型作为二维算例考核结构重叠网格的挖洞效果。30P30N 翼型的原始网格为 5 块结构网格,总网格数 6.986 万。挖洞结果如图 10 所示。

2）三维直机翼-带舵导弹模型。本算例考查挖洞方法对三维复杂几何外形的有效性。三维直机翼-带舵弹体模型的原始网格有 23 块结构网格,总网格数 111.72 万。挖洞结果如图 11 所示。

本节所选外形具有以下几何特征:30P30N 翼型带有尖后缘和细缝,而直机翼-带舵导弹模型除机翼具有尖后缘外,导弹包含薄尾舵。以上挖洞结果表明,本文基于改进 ADT 搜索方法的挖洞处理对包含细长尾翼、细缝和细薄部件并由多块

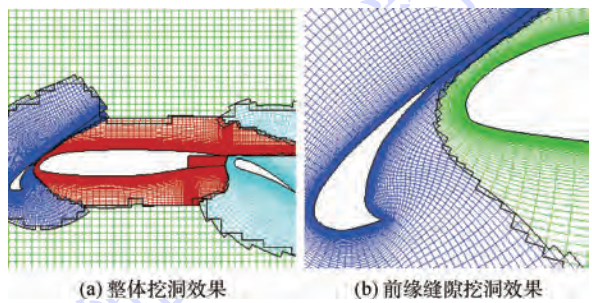


图 10　30P30N 翼型的挖洞结果

Fig. 10　Hole-cutting results of 30P30N airfoil

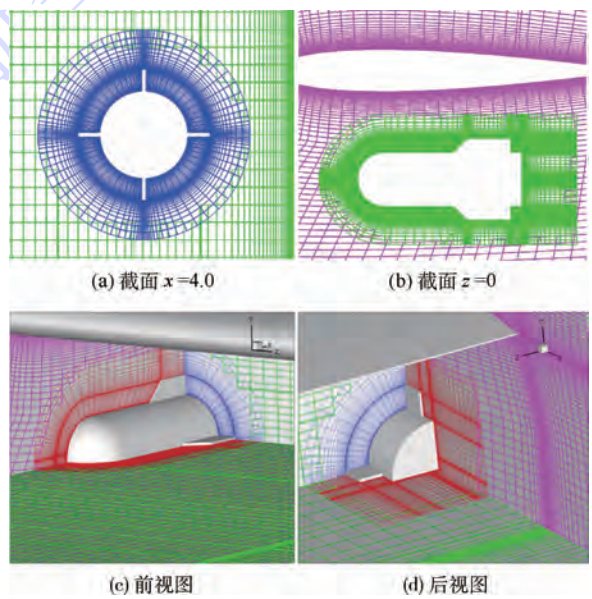


图 11　直机翼-带舵导弹模型的挖洞结果

Fig. 11　Hole-cutting results of WFS model

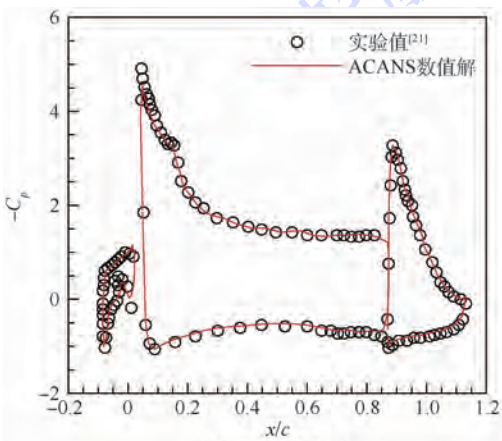
北航学报 赠阅

重叠结构网格组成的几何外形是有效的。

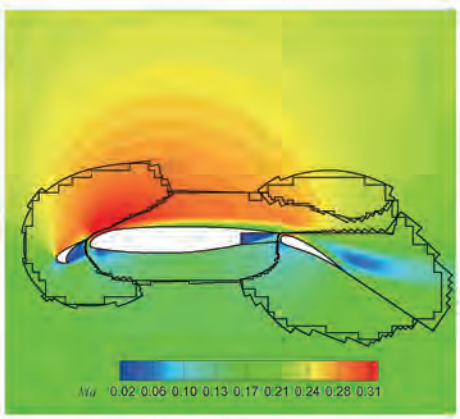
3.3 数值计算和应用验证

以下通过基于重叠网格的数值模拟再次检验网格装配方法和改进 ADT 搜索方法的可靠性。其中,Navier-Stoker 方程的求解基于本文作者所发展的 ACANS 有限差分 CFD 程序,该程序的可靠性已经过大量算例验证[15-16]。在本文的数值模拟中,无黏通量采用 AUSMDV 格式[25],同时使用 MUSCL 方法[26]提高空间离散的精度;黏性通量采用中心差分格式;时间推进采用隐式 LU-SGS 方法[27];湍流计算主要选取 k-ω SST 模型[28]。另外,为满足重叠网格数值计算的需要,插值区域采用双/三线性插值方法[10]传递流场信息。为加快计算速度和适应大规模计算的需要,ACANS 采用了基于 MPI(Message Passing Interface)技术的空间分解并行算法。

算例 1 30P30N 翼型低速绕流。计算网格如图 10 所示,低速绕流的计算条件为:马赫数 $Ma_\infty = 0.2$,迎角 $\alpha = 4.0°$,雷诺数 $Re_\infty = 9.0 \times 10^6\ \mathrm{m}^{-1}$。如图12(a)所示,数值计算得到的壁面压力分布与实验值[21]具有良好的吻合,流场马赫数分布如图 12(b)所示,其中 C_p 为压力系数,c 为弦长。



(a) 壁面压力分布

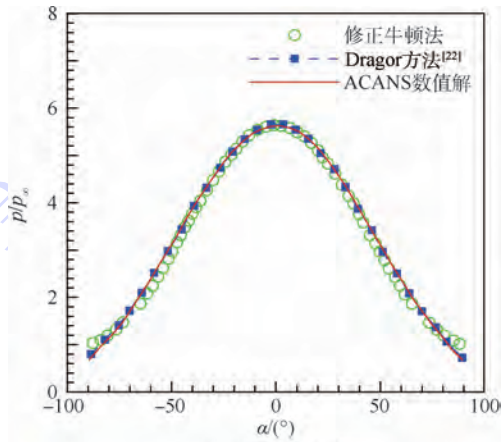


(b) 流场马赫数分布

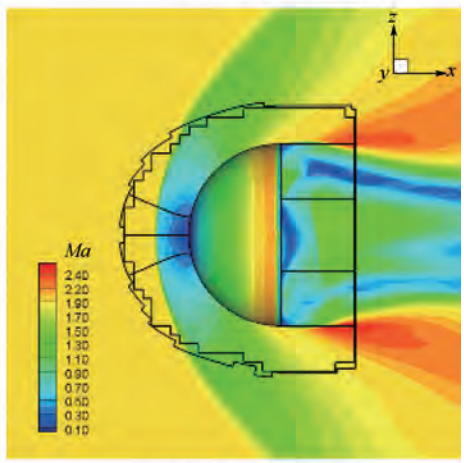
图 12 30P30N 三段翼型的数值计算结果

Fig. 12 Numerical computation results of three-element 30P30N airfoil

算例 2 半圆球超声速绕流。超声速流动条件为:$Ma_\infty = 2.0$,压强 $p_\infty = 2325.0\ \mathrm{Pa}$,$Re_\infty = 1.069 \times 10^6\ \mathrm{m}^{-1}$。对比修正牛顿法的工程估算结果和基于 Dragon 方法的数值计算结果[22],图 13 显示本文基于三维重叠网格的数值计算结果是可靠的。



(a) 壁面压力分布



(b) 流场马赫数分布

图 13 半圆球的数值计算结果

Fig. 13 Numerical computation results of hemisphere

算例 3 直机翼-带舵导弹模型的超声速干扰流动。基于半圆球的数值验证,本算例用相同方法对直机翼-带舵导弹模型的超声速干扰流动进行数值模拟以进一步测试三维重叠网格装配结果对数值程序的适应能力。与算例 2 计算条件相同,采用并行方式计算,壁面和 $z = 0$ 截面的压强分布如图 14 所示。

上述算例表明本文基于重叠网格的数值计算程序是可靠的,同时基于改进 ADT 搜索方法的网格装配结果满足数值程序的需要。此外,网格挖洞结果的展示和数值计算的应用从侧面证明本文发展的改进 ADT 搜索方法是可靠的。

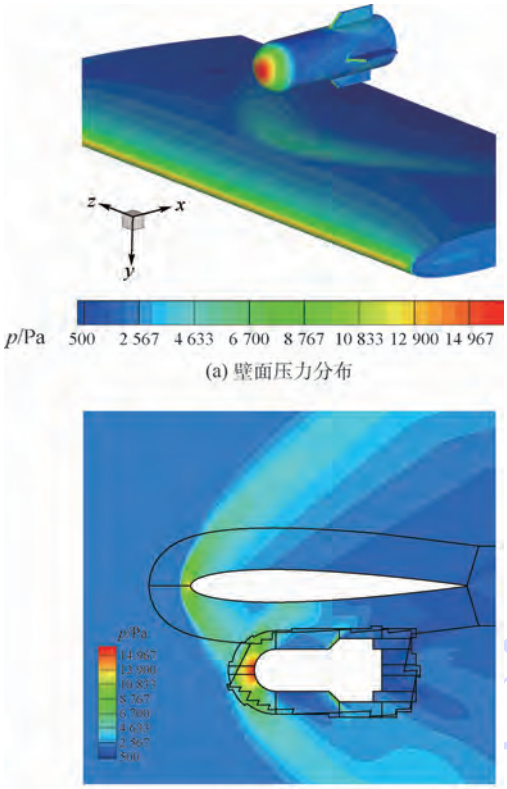


图 14　直机翼-带舵导弹模型的数值计算结果

Fig. 14　Numerical computation results of WFS model

4　结　论

本文引入辅助笛卡儿网格提出了一种新的基于散列数据结构的改进 ADT 搜索方法以弥补 ADT 数据结构的缺点和提高挖洞的整体效率。

本文所设计的改进 ADT 搜索方法为改善网格装配的整体效率提供了一种新思路,在大规模数值计算中可缓解堆栈溢出的问题。由查询深度和搜索耗时的测试结果可见,该方法减少了查询次数,提高了搜索速度,相比于现有的 ADT 搜索方法具有更高的搜索效率。在 30P30N 翼型和直机翼-带舵导弹模型的挖洞中,改进方法可使挖洞的平均效率提高 25% 以上。

此外,网格挖洞结果显示本文提出的改进 ADT 搜索方法对包含细长尾翼、细缝和细薄部件的复杂几何外形的挖洞处理是有效的。同时,数值计算和应用也证明了改进 ADT 搜索方法在网格装配中的可靠性。

参考文献(References)

[1] 李鹏,高振勋,蒋崇文. 重叠网格方法的研究进展[J]. 力学与实践,2014,36(5):551-565.
LI P,GAO Z X,JIANG C W. Progress of the overlapping grid techniques[J]. Mechanics in Engineering,2014,36(5):551-565(in Chinese).

[2] PREWITT N,BELK D,SHYY W. Parallel computing of overset grids for aerodynamic problems with moving objects[J]. Progress of Aerospace Science,2000,36(2):117-172.

[3] BLANC F. Patch assembly:An automated overlapping grid assembly strategy[J]. Journal of Aircraft,2010,47(1):110-119.

[4] MEAKING R L. A new method for establishing intergrid communication among systems of overset grids:AIAA-1991-1586[R]. Reston:AIAA,1991.

[5] 阎超. 计算流体力学方法及应用[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2006:200-208.
YAN C. Computational fluid dynamics methods and applications[M]. Beijing:Beihang University Press,2006:200-208(in Chinese).

[6] 张来平,邓小刚,张涵信. 动网格生成技术及非定常计算方法进展综述[J]. 力学进展,2010,40(4):424-447.
ZHANG L P,DENG X G,ZHANG H X. Reviews of moving grid generation techniques and numerical methods for unsteady flows[J]. Advances in Mechanics,2010,40(4):424-447(in Chinese).

[7] 田书玲. 基于非结构网格方法的重叠网格算法研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2008:43-74.
TIAN S L. Study of overset grids methods based on unstructured grids[D]. Nanjing:Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,2008:43-74(in Chinese).

[8] BONET J,PERAIRE J. An alternating digital tree (ADT) algorithm for 3D geometric searching and intersection problems[J]. International Journal for Numerical Methods in Engineering,1991,31(1):1-17.

[9] BROWN R A. Building a balanced k-d tree in $O(kn \log n)$ time[J]. Journal of Computer Graphics Techniques,2015,4(1):50-68.

[10] MARSTIN C W,MCCONNAUGHEY H V. Computational problems on composite grids:AIAA-1984-1611[R]. Reston:AIAA,1984.

[11] BELK D M,MAPLE R C. Automated assembly of structured grids for moving body problems:AIAA-1995-1680[R]. Reston:AIAA,1995.

[12] 袁武,阎超,于剑,等. 基于虚网格的格心 ADT 搜索法[J]. 北京航空航天大学学报,2012,38(10):1375-1379.
YUAN W,YAN C,YU J,et al. Cell-center ADT algorithm based on ghost cell[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2012,38(10):1375-1379(in Chinese).

[13] 刘鑫,陆林生. 重叠区域找重策略和插值方法的研究[J]. 计算机应用研究,2006,23(7):26-28.
LIU X,LU L S. Research on intersection strategies and interpoiation methods of overset zone[J]. Application Research of Computers,2006,23(7):26-28(in Chinese).

[14] 袁武. 新型重叠网格方法研究及其在复杂多体气动问题中的应用[D]. 北京:北京航空航天大学,2013:36-49.
YUAN W. Investigations on novel Chimera grid methods and its applications to complex multibody aerodynamic problems[D]. Beijing:Beihang University,2013:36-49(in Chinese).

[15] GAO Z X,JIANG C W,LEE C H. Improvement and application

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

of a wall function boundary condition for high-speed compressible flows[J]. Science China Technological Science, 2013, 56 (10): 2501-2515.

[16] GAO Z X, LEE C H. Numerical research on mixing characteristics of different injection schemes for supersonic transverse jet [J]. Science China Technological Science, 2011, 54 (4): 883-893.

[17] XU J, CAI J S, LIU Q H, et al. Flow simulations by enhanced implicit-hole-cutting method on overset grids[J]. Journal of Aircraft, 2014, 51(5): 1401-1409.

[18] WANG Z J. A Conservative overlapped (Chimera) grid algorithm for multiple moving body flows[C]// AIAA 34th Aerospace Sciences Meeting and Exhibit. Reston: AIAA, 1996.

[19] CHIU I T, MEAKIN R L. On automating domain connectivity for overset grids: AIAA-1995-0854[R]. Reston: AIAA, 1995.

[20] WEY T C. Development of a mesh interface generator for overlapped structured grids: AIAA-1994-1924[R]. Reston: AIAA, 1994.

[21] CHO K W, KWON J H. Development of a fully systemized Chimera methodology for steady/unsteady problems[J]. Journal of Aircraft, 1999, 36(6): 973-980.

[22] LEE Y L, BAEDER J D. Implicit hole cutting-A new approach to overset grid connectivity: AIAA-2003-4128[R]. Reston: AIAA, 2003.

[23] MAPLE R C, BELK D M. A new approach to domain decomposition——The beggar code: in numerical grid generation in computational fluid dynamics and related fields[M]. Landshut: Pine Ridge Press, 1994: 305-314.

[24] NIRSCHL H, DWYER H A, DENK V. A Chimera grid scheme for the calculation of particle flows: AIAA-1994-0519[R]. Reston: AIAA, 1994.

[25] WADA Y, LIOU M S. An accurate and robust flux splitting scheme for shock and contact discontinuities[J]. SIAM Journal of Science Computer, 1997, 18(3): 633-657.

[26] VAN LEER B. Towards the ultimate conservative difference scheme V: A second order sequel to Godunov's method[J]. Journal of Computer Physics, 1979, 32(1): 101-136.

[27] YOON S, JAMESON A. Lower-upper symmetric Gauss-Sediel method for the Euler and Navier-Stoker equations[J]. AIAA Journal, 1988, 26(9): 1025-1026.

[28] MENTER F R. Two-equation eddy-viscosity turbulence models for engineering applications[J]. AIAA Journal, 1994, 32(8): 1598-1605.

作者简介：

李鹏 男，博士研究生。主要研究方向：计算流体力学。

高振勋 男，博士，讲师。主要研究方向：计算流体力学。

Improved ADT searching method in overlapping grid assembly

LI Peng, GAO Zhenxun*, JIANG Chongwen, LEE Chunhian

(School of Aeronautic Science and Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: An improved searching method of alternating digital tree (ADT) is proposed for making up the deficiency of the existing ADT method and improving the efficiency of the overlapping grid assembly. The new method stores and retrieves donor cells based on a hash data structure, in which an auxiliary Cartesian mesh is first applied to map the storage address similar to the table of contents in hash table, and then a node-oriented ADT is used for further retrieval in accordance with the aforementioned storage space. Based on ADT search, the introduction of the Cartesian mesh can further narrow the search scope of donor cell, which makes the present one have better efficiency. Tests of searching depth and time consumption based on several discrete grid nodes indicate that the present method can enhance the average hole-cutting efficiency by more than 25% compared with the existing ADT method. Moreover, the hole-cutting results and numerical computations of typical configurations confirm the reliability of the improved ADT searching method in overlapping grid assembly.

Keywords: overlapping grid; grid assembly; alternating digital tree (ADT); donor cell; searching method

Received: 2016-05-20; **Accepted**: 2016-08-25; **Published online**: 2016-10-28 15:18

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161028.1518.003.html

Foundation item: Aeronautical Science Foundation of China (20141251015)

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

北京航空航天大学学报

2017 年 6 月
第43卷 第6期
北京航空航天大学学报
Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics
June 2017
Vol. 43 No. 6

北航学报
赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0427

控制力矩陀螺驱动空间机器人的角动量平衡控制

全下
文载

冯骁，贾英宏*，徐世杰

（北京航空航天大学 宇航学院，北京 100083）

摘　　要：针对 V 构型控制力矩陀螺（CMGs）驱动的冗余空间机器人的 CMGs 角动量饱和问题，提出一种角动量平衡控制方法。该方法从平衡使用机械臂各臂杆 CMGs 角动量的思想出发，定义了角动量平衡指标，并使用加速度分解技术和逆动力学方法设计了角动量平衡控制器。该控制器可在保证机械臂跟踪工作空间轨迹的同时，利用机械臂的空转运动使得角动量平衡指标尽量减小，即各臂 CMGs 的角动量使用趋于平均，从而降低某些臂杆的 CMGs 先行饱和的可能性，充分利用 CMGs 的控制能力。基于平面三自由度冗余机械臂的数值仿真结果验证了所设计的控制器的有效性。

关　键　词：空间应用；机器人；陀螺；冗余机械臂；角动量；优化

中图分类号：TP242

文献标识码：A　　**文章编号**：1001-5965(2017)06-1191-08

空间机器人由于其在在轨服务方面的应用价值，从 20 世纪 80 年代开始受到研究人员和各国航天机构的重视。文献[1-2]对空间机器人相关技术进行了系统的总结。近年来，在轨失效超过发射失败，成为航天器任务失败的最主要原因；燃料用尽问题则使得很多功能正常的航天器不得不被抛弃[1]。使用空间机器人进行在轨服务已成为一项实际的需求。

相比在地面使用的固定基座机械臂，空间机器人的特点是机械臂安装在一个可在空间中运动的平台（航天器）上，且整个系统处在微重力环境下。微重力环境使得机械臂不需要支撑其重量，而可动的平台则为系统带来了复杂的运动学、动力学耦合，这一耦合是空间机器人运动学、动力学的一个特点。平台对机械臂的扰动使得机械臂的轨迹跟踪出现误差；机械臂对平台的扰动则可能使其上搭载的天线、太阳能帆板等装置不能正常工作，同时很可能引起姿态控制系统燃料的消耗增加，降低空间机器人使用寿命。

为了降低机械臂与平台间的相互扰动，Vafa[3] 和 Torres[4] 等提出扰动图和增强扰动图，在机械臂关节空间中计算出各点处扰动最大和最小的运动方向，指导设计对平台扰动较小的轨迹。Yoshida[5] 和 Nenchev[6] 等利用冗余机械臂的冗余自由度规划对平台无扰动的轨迹。最近，Peck 等[7-8] 在 Osuka 等[9] 提出的力矩单元机械臂（torque-unit manipulator）概念的基础上，使用 Hokamoto[10] 提出的控制力矩陀螺（Control Moment Gyroscopes，CMGs）驱动力矩单元机械臂以降低机械臂运动对平台姿态的扰动。这一方法的基本原理在于使用 CMGs 代替关节电机作为执行机构，使得各臂杆、平台不受到执行机构的反作用力矩，从而减小机械臂与平台间的相互扰动。Carpenter 和 Peck[11] 研究了这一系统中平台受机械臂扰动的情况，指出使用 CMGs 减小了机械臂对平台的扰动，并在文献[12-13]中讨论了其能量最优控

收稿日期：2016-05-20；**录用日期**：2016-09-02；**网络出版时间**：2016-10-18 11:03
网络出版地址：www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161018.1103.001.html
基金项目：国家自然科学基金（11272027）
* **通讯作者**：E-mail：jia_yingh@163.com

引用格式：冯骁，贾英宏，徐世杰. 控制力矩陀螺驱动空间机器人的角动量平衡控制[J]. 北京航空航天大学学报，2017，43(6)：1191-1198. FENG X，JIA Y H，XU S J. Momentum equalization control of space robot with control moment gyroscopes for joint actuation[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2017，43(6)：1191-1198 (in Chinese).

制问题。Brown 等[14-15]则讨论了这一系统的设计方法和能量学问题。贾英宏[16]和赵楠[17]等将这一概念扩展至使用球铰链和任意构型 CMGs 的空间机器人系统,并对其设计了运动控制器。

但是,上述使用 CMGs 驱动空间机器人的研究仅考虑了 CMGs 的力矩输出特性,并没有考虑 CMGs 的角动量容量,这可能导致 CMGs 在驱动机械臂运动的过程中出现角动量饱和。各臂杆 CMGs 的容量决定了系统的运动能力,是性能的上限。当某些臂杆上的 CMGs 饱和而其他臂杆上的 CMGs 未饱和时,尽管未饱和的 CMGs 仍具有控制能力,但是由于饱和的 CMGs 已不能输出力矩,此时机械臂不能完成预定控制任务,这会使得系统的运动能力大为降低。从理论上分析,当机械臂存在冗余自由度时,可以通过机械臂的空转尽量平均地使用各臂 CMGs 的角动量,从而减少某些臂杆先行饱和的可能性,充分地发挥系统的性能。基于这一思想,本文提出一种利用逆动力学和加速度分解技术的控制方法,同时达到工作空间轨迹跟踪和各臂 CMGs 角动量平衡使用的目标,在保证系统完成任务的同时避免某些 CMGs 角动量先行饱和。

1 系统描述

CMGs 驱动的空间机器人系统的示意图如图 1所示,系统由空间平台和一部串联机械臂构成。为突出主要问题,这里采用文献[11]的假设条件,即假设空间平台在惯性空间中的位置、姿态固定;在实际中,这意味着对平台的位置、姿态进行主动控制并且较好地补偿了机械臂运动造成的干扰。机械臂与平台间使用旋转铰链连接,机械臂各臂杆间也采用同样的连接方式,每个铰链提供一个旋转自由度。铰链数目多于任务变量数时,机械臂系统为冗余系统。在每节机械臂上安装有一对 V 构型的 CMGs,其结构如图 2 所示。V 构型 CMGs 中 2 个 CMG 的框架轴平行,均垂直于所在机械臂的旋转轴,通过同步机构使这 2 个 CMG 的框架角 ϕ 始终相同,使得 V 构型 CMGs 的总角动量始终沿机械臂旋转铰链的转轴方向。

用 B_0 表示平台,机械臂各臂杆由平台向外依次用 $B_1, B_2, \cdots, B_n$ 表示,其中 n 为机械臂臂杆数目,也是系统的自由度数。

一般地,机械臂系统在三维空间中运动,为描述其运动,在各旋转铰处引入一对直角参考系,如图 1 所示(仅以第 4 节臂杆为例)。其中:q_j 为 F_j 相对 F_j^{ref} 沿转轴旋转的角度,F_j^{ref} 固连于 B_j 的内接臂杆 B_{j-1} 上,F_j 固连 B_j 上;这 2 个参考系的原点重合,在旋转轴上;某个同名轴($x/y/z$)始终重合,沿旋转铰链转轴方向。臂杆 B_j 在 B_{j-1} 上的安装参数可以用参考系 F_j^{ref} 相对参考系 F_{j-1} 的安装位置 $\boldsymbol{l}_{j,\mathrm{ref}}$ 和由 F_{j-1} 到 F_j^{ref} 的坐标转换矩阵 $\boldsymbol{A}_{\mathrm{ref}(j),j-1}$ 完全描述。

最后一节机械臂 B_n 上安装有末端作用器,为了描述其位置、指向,在其上固连一个直角参考系 F_{EE},这一参考系的原点在惯性空间中的位置和参考系相对惯性空间的指向一般是机械臂工作空间控制中的被控量。

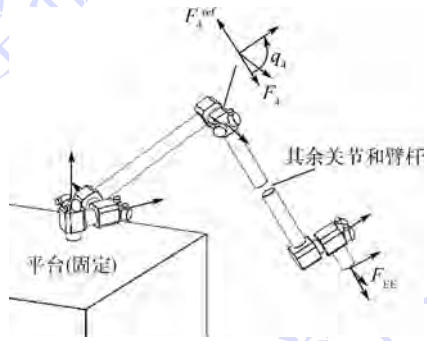


图 1 控制力矩陀螺驱动的冗余机械臂示意图

Fig. 1 Schematic diagram of redundant manipulator with CMGs for joint actuation

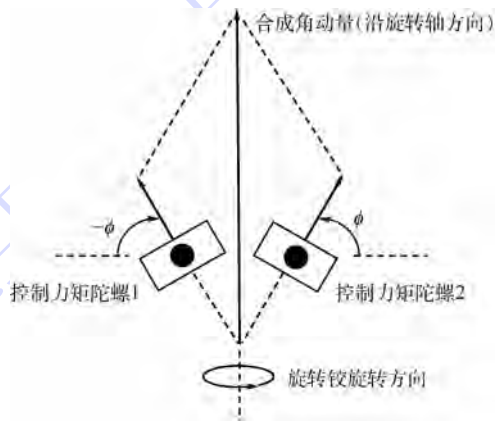


图 2 V 构型控制力矩陀螺示意图

Fig. 2 Schematic diagram of CMGs in scissored-pair configuration

2 运动学与动力学

取系统的广义位移为 $\boldsymbol{q}=[q_1 \quad q_2 \quad \cdots \quad q_n]^{\mathrm{T}}$,广义速度为 $\dot{\boldsymbol{q}}$。

当机械臂使用关节电机的力矩进行控制时,其动力学模型为[18]

$$\boldsymbol{M}(\boldsymbol{q})\ddot{\boldsymbol{q}}+\boldsymbol{C}(\boldsymbol{q},\dot{\boldsymbol{q}})\dot{\boldsymbol{q}}=\boldsymbol{\tau} \tag{1}$$

式中:$\boldsymbol{M}$为与构型相关的广义质量矩阵;$\boldsymbol{C}(\boldsymbol{q},\dot{\boldsymbol{q}})\dot{\boldsymbol{q}}$

为广义惯性力中与 $\ddot{\boldsymbol{q}}$ 无关的部分；$\boldsymbol{\tau}$ 为关节电机力矩构成的列向量。

由于空间机器人的机械臂处于失重环境，式(1)中没有考虑重力的影响。另外，为了突出空间机械臂的主要控制问题，在本文中不考虑机械臂关节摩擦、间隙的影响。

使用文献[19]中的 Kane 方法，可以导出使用 V 构型 CMGs 时系统的动力学方程。当不考虑 CMGs 框架运动带来的惯量变化，并且以每组 V 构型 CMGs 角动量的变化率为系统输入时，系统的动力学方程如下：

$$\boldsymbol{M}(\boldsymbol{q})\ddot{\boldsymbol{q}} + \boldsymbol{C}(\boldsymbol{q},\dot{\boldsymbol{q}})\dot{\boldsymbol{q}} = -\boldsymbol{H}(\boldsymbol{q},\dot{\boldsymbol{q}},\boldsymbol{h}) - \boldsymbol{B}(\boldsymbol{q})\dot{\boldsymbol{h}} \tag{2}$$

方程式(2)左侧项与方程式(1)中左侧项相同，而右侧项则反映了用 CMGs 作执行机构时系统的特点。其中 $\boldsymbol{H}(\boldsymbol{q},\dot{\boldsymbol{q}},\boldsymbol{h})$ 反映了机械臂转动改变 CMGs 角动量方向而产生的力矩效应，$\boldsymbol{h}$ 为各组 CMGs 总角动量构成的列阵，$-\boldsymbol{B}(\boldsymbol{q})$ 反映了由 CMGs 角动量大小改变对各臂产生控制力矩的增益。

方程式(2)左侧项(即方程式(1)左侧项)的结构已经得到了较多研究，在数学仿真和控制算法中，可以使用文献[20]中的方法编写计算式(2)左侧各项的通用程序。下面仅介绍式(2)右侧项公式。右侧项实际上是 CMGs 对机械臂作用力对应的广义主动力，其表达式可以从 CMGs 对机械臂的作用力和刚体上力系的广义主动力的公式推导得到。若不考虑 CMGs 框架运动带来的惯量变化，CMGs 对机械臂的作用为一力偶，力偶的大小与方向由 CMGs 角动量相对惯性空间的变化率得到。

因 CMGs 为 V 构型，安装于 B_j 的一组 CMGs 的总角动量沿转轴方向，其在 F_j 系内的投影为

$$\boldsymbol{h}_j = h_j\boldsymbol{\Gamma}_j \tag{3}$$

式中：$\boldsymbol{\Gamma}_j$ 为转轴方向单位矢量的投影，仅对应转轴的分量为 1；h_j 为 B_j 上 V 构型 CMGs 的总角动量。CMGs 作用于 B_j 的力偶为

$$\boldsymbol{T}_j = -\boldsymbol{\Gamma}_j\dot{h}_j - \boldsymbol{\omega}_j^{\times}\boldsymbol{\Gamma}_j h_j \tag{4}$$

式中：$\boldsymbol{\omega}_j$ 为 F_j 的角速度列阵，$\boldsymbol{\omega}_j^{\times}$ 为 $\boldsymbol{\omega}_j$ 的叉乘反对称阵。$\boldsymbol{\omega}_j$ 可由各关节角速度的贡献之和得到

$$\boldsymbol{\omega}_j = \sum_{i=1}^{j}\boldsymbol{A}_{j,i}\boldsymbol{\Gamma}_i\dot{q}_i \tag{5}$$

式中：$\boldsymbol{A}_{j,i}$ 为 F_i 系到 F_j 系的坐标转换矩阵。

系统的广义主动力可写为[19]

$$\boldsymbol{F}^{\mathrm{A}} = \sum_{j=1}^{n}\boldsymbol{F}_j^{\mathrm{A}} \tag{6}$$

式中：$\boldsymbol{F}_j^{\mathrm{A}}$ 为各刚体臂杆上作用的主动力系对系统广义主动力的贡献。依文献[20]和式(5)可定义参考系 F_j 的偏角速度矩阵 ${}^{\mathrm{P}}\boldsymbol{\omega}_j$ 为

$${}^{\mathrm{P}}\boldsymbol{\omega}_j = [\boldsymbol{A}_{j,1}\boldsymbol{\Gamma}_1 \quad \boldsymbol{A}_{j,2}\boldsymbol{\Gamma}_2 \quad \cdots \quad \boldsymbol{A}_{j,j}\boldsymbol{\Gamma}_j \quad \boldsymbol{0}_{3\times(n-j)}] \tag{7}$$

在主动力为力偶时，有[19]

$$\boldsymbol{F}_j^{\mathrm{A}} = {}^{\mathrm{P}}\boldsymbol{\omega}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{T}_j \tag{8}$$

将式(4)代入式(8)得到 B_j 上 V 构型 CMGs 对系统广义主动力的贡献为

$$\boldsymbol{F}_j^{\mathrm{A}} = -{}^{\mathrm{P}}\boldsymbol{\omega}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Gamma}_j\dot{h}_j - {}^{\mathrm{P}}\boldsymbol{\omega}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\omega}_j^{\times}\boldsymbol{\Gamma}_j h_j \tag{9}$$

将式(9)代入式(6)得到 V 构型 CMGs 驱动机械臂系统的广义主动力为

$$\boldsymbol{F}^{\mathrm{A}} = -\boldsymbol{H}(\boldsymbol{q},\dot{\boldsymbol{q}},\boldsymbol{h}) - \boldsymbol{B}(\boldsymbol{q})\dot{\boldsymbol{h}} \tag{10}$$

式中：

$$\boldsymbol{H}(\boldsymbol{q},\dot{\boldsymbol{q}},\boldsymbol{h}) = \sum_{j=1}^{n}{}^{\mathrm{P}}\boldsymbol{\omega}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\omega}_j^{\times}\boldsymbol{\Gamma}_j h_j \tag{11}$$

$$\boldsymbol{B}(\boldsymbol{q}) = [{}^{\mathrm{P}}\boldsymbol{\omega}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Gamma}_1 \quad {}^{\mathrm{P}}\boldsymbol{\omega}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Gamma}_2 \quad \cdots \quad {}^{\mathrm{P}}\boldsymbol{\omega}_n^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Gamma}_n] \tag{12}$$

式(5)、式(7)、式(11)、式(12)就给出了式(2)右端项全部表达式。

3　角动量平衡控制器设计

为减少某些臂杆 CMGs 先行饱和的可能性，充分利用 CMGs 的控制能力，本节针对冗余机械臂，提出一种角动量平衡控制器设计方法。该方法在使末端作用器跟踪工作空间轨迹的同时尽可能均衡地使用各臂的角动量，从而达到减小 CMGs 角动量饱和可能性的目的。

机械臂的工作空间变量与关节变量可以通过一个非线性映射相联系：

$$\boldsymbol{X} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{q}) \tag{13}$$

式中：$\boldsymbol{X}$ 为工作空间变量，也称为任务变量，一般由末端作用器的位置、姿态坐标组成。

式(13)的一次、两次求导表达了机械臂的微分运动学关系：

$$\dot{\boldsymbol{X}} = \boldsymbol{J}_{\mathrm{A}}(\boldsymbol{q})\dot{\boldsymbol{q}} \tag{14}$$

$$\ddot{\boldsymbol{X}} = \boldsymbol{J}_{\mathrm{A}}\ddot{\boldsymbol{q}} + \dot{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{A}}\dot{\boldsymbol{q}} \tag{15}$$

式中：$\boldsymbol{J}_{\mathrm{A}} = \dfrac{\partial \boldsymbol{f}}{\partial \boldsymbol{q}}$ 为机械臂的解析雅可比矩阵。若 $\boldsymbol{J}_{\mathrm{A}}$ 的行数小于列数，则机械臂对于当前任务是冗余的。

在轨迹预先给定的条件下，机械臂的工作空间控制目标可以陈述为，给定工作空间期望轨迹 $\boldsymbol{X}_{\mathrm{d}}$、$\dot{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{d}}$、$\ddot{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{d}}$，使 $\boldsymbol{X}\to\boldsymbol{X}_{\mathrm{d}}$、$\dot{\boldsymbol{X}}\to\dot{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{d}}$。

对式(2)、式(13)表示的系统，可以将控制分为 2 个层次进行。首先以工作空间指令加速度 $\ddot{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{r}}$ 作为控制输入，完成工作空间控制目标 $\boldsymbol{X}\to$

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

$\boldsymbol{X}_{\mathrm{d}}$、$\dot{\boldsymbol{X}}\to\dot{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{d}}$；而后以$\dot{\boldsymbol{h}}$作为控制输入，实现工作空间指令加速度 $\ddot{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{r}}$。

第 1 个层次中待控制的系统为 n 个二阶积分器：

$$\ddot{\boldsymbol{X}}=\ddot{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{r}} \tag{16}$$

可以使用如下控制律进行控制[18]：

$$\ddot{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{r}}=\ddot{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{d}}+\boldsymbol{K}_{\mathrm{D}}\dot{\boldsymbol{e}}_{\boldsymbol{X}}+\boldsymbol{K}_{\mathrm{P}}\boldsymbol{e}_{\boldsymbol{X}} \tag{17}$$

式中：$\boldsymbol{e}_{\boldsymbol{X}}=\boldsymbol{X}_{\mathrm{d}}-\boldsymbol{X}$ 为跟踪误差；$\boldsymbol{K}_{\mathrm{D}}$、$\boldsymbol{K}_{\mathrm{P}}$ 为对角元素为正的对角阵。则系统误差动力学为

$$\ddot{\boldsymbol{e}}_{\boldsymbol{X}}+\boldsymbol{K}_{\mathrm{D}}\dot{\boldsymbol{e}}_{\boldsymbol{X}}+\boldsymbol{K}_{\mathrm{P}}\boldsymbol{e}_{\boldsymbol{X}}=\boldsymbol{0} \tag{18}$$

因 $\boldsymbol{K}_{\mathrm{D}}$、$\boldsymbol{K}_{\mathrm{P}}$ 为对角元素为正的对角阵，有 $\boldsymbol{e}_{\boldsymbol{X}}\to\boldsymbol{0}$、$\dot{\boldsymbol{e}}_{\boldsymbol{X}}\to\boldsymbol{0}$，即 $\boldsymbol{X}\to\boldsymbol{X}_{\mathrm{d}}$、$\dot{\boldsymbol{X}}\to\dot{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{d}}$。

在上述控制中使用了工作空间变量及其速度的反馈 $\boldsymbol{X}$、$\dot{\boldsymbol{X}}$。在实际中，这种反馈可能通过直接测量获得，也可能通过机械臂关节角、速率由正向运动学计算得到。

第 2 个层次中待控制的系统为式(2)和式(15)，最直接的控制方法是利用冗余机械臂的加速度分解方法和逆动力学，其控制律如下：

$$\ddot{\boldsymbol{q}}_{\mathrm{r}}=\boldsymbol{J}_{\mathrm{A}}^{+}(\ddot{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{r}}-\dot{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{A}}\dot{\boldsymbol{q}})+(\boldsymbol{I}-\boldsymbol{J}_{\mathrm{A}}^{+}\boldsymbol{J}_{\mathrm{A}})\boldsymbol{\theta} \tag{19}$$

$$\dot{\boldsymbol{h}}=-\boldsymbol{B}^{-1}(\boldsymbol{M}\ddot{\boldsymbol{q}}_{\mathrm{r}}+\boldsymbol{C}\dot{\boldsymbol{q}}+\boldsymbol{H}) \tag{20}$$

式中：$\ddot{\boldsymbol{q}}_{\mathrm{r}}$ 为实现工作空间加速度所需的关节加速度；$\boldsymbol{\theta}$ 为任意列向量；$\boldsymbol{I}$ 为单位阵。$(\boldsymbol{I}-\boldsymbol{J}_{\mathrm{A}}^{+}\boldsymbol{J}_{\mathrm{A}})$将 $\boldsymbol{\theta}$ 向 $\boldsymbol{J}_{\mathrm{A}}$ 的零空间投影，其物理意义是机械臂的这部分运动不会影响工作空间变量的运动，因此可称 $(\boldsymbol{I}-\boldsymbol{J}_{\mathrm{A}}^{+}\boldsymbol{J}_{\mathrm{A}})\boldsymbol{\theta}$ 为机械臂的空转运动。

式(17)、式(19)、式(20)完成了对 CMGs 驱动的冗余机械臂的轨迹跟踪控制，而 $\boldsymbol{\theta}$ 的任意性可以在保证轨迹跟踪的同时使得系统满足特定的性能要求。如前所述，为了充分使用各臂角动量容量，增加可执行的工作空间轨迹，可利用 $\boldsymbol{\theta}$ 的选取设计空转运动，以在轨迹跟踪过程中尽量平衡地使用各臂的角动量。

类似文献[21]对飞轮转速平衡指标的定义，定义角动量平衡指标如下：

$$\eta=\frac{1}{2}(\boldsymbol{p}_{\mathrm{s}}-\bar{\boldsymbol{p}}_{\mathrm{ms}})^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{p}_{\mathrm{s}}-\bar{\boldsymbol{p}}_{\mathrm{ms}}) \tag{21}$$

式中：

$$\boldsymbol{p}_{\mathrm{s}}=[p_1^2\quad p_2^2\quad\cdots\quad p_n^2]^{\mathrm{T}} \tag{22}$$

$$\bar{\boldsymbol{p}}_{\mathrm{ms}}=[p_{\mathrm{ms}}\quad p_{\mathrm{ms}}\quad\cdots\quad p_{\mathrm{ms}}]^{\mathrm{T}} \tag{23}$$

$$p_{\mathrm{ms}}=\frac{1}{n}(p_1^2+p_2^2+\cdots+p_n^2) \tag{24}$$

归一化角动量 p_j 定义为

$$p_j=\frac{h_j}{h_j^{\max}} \tag{25}$$

式中：$h_j^{\max}>0$，为第 j 节臂杆上 V 构型 CMGs 的角动量容量。可见 p_j 的大小表示使用的角动量占角动量容量的比例，p_j 的正负代表使用角动量的方向。当 $p_j=\pm1$ 时，第 j 节臂杆上的 V 构型 CMGs 角动量饱和。由 p_j 构成列阵 $\boldsymbol{p}$：

$$\boldsymbol{p}=[p_1\quad p_2\quad\cdots\quad p_n]^{\mathrm{T}} \tag{26}$$

由式(21)可知 $\eta\geqslant0$，当且仅当 $p_1^2=p_2^2=\cdots=p_n^2$，即角动量大小完全平衡时，$\eta=0$。指标函数中使用 p_j^2 而不使用 p_j 的原因是角动量平衡仅指其大小平衡，与其方向无关。

为了利用空转，使 η 尽量减小，对式(21)求时间导数得

$$\dot{\eta}=\frac{\partial\eta}{\partial\boldsymbol{p}}(d[\boldsymbol{h}^{\max}])^{-1}\dot{\boldsymbol{h}} \tag{27}$$

式中：$d[\ ]$表示列阵元素构成的对角矩阵；$\frac{\partial\eta}{\partial\boldsymbol{p}}$和 $\boldsymbol{h}^{\max}$的表达式如下：

$$\frac{\partial\eta}{\partial\boldsymbol{p}}=2(\boldsymbol{p}_{\mathrm{s}}-\bar{\boldsymbol{p}}_{\mathrm{ms}})^{\mathrm{T}}\left(d[\boldsymbol{p}]-\frac{1}{n}\boldsymbol{1}_{n\times1}\boldsymbol{p}^{\mathrm{T}}\right) \tag{28}$$

$$\boldsymbol{h}^{\max}=[h_1^{\max}\quad h_2^{\max}\quad\cdots\quad h_n^{\max}]^{\mathrm{T}} \tag{29}$$

式中：$\boldsymbol{1}_{n\times1}$表示 n 行 1 列的全 1 矩阵。

将式(19)、式(20)代入式(27)得到 η 的变化规律为

$$\dot{\eta}=-\frac{\partial\eta}{\partial\boldsymbol{p}}(d[\boldsymbol{h}^{\max}])^{-1}\boldsymbol{B}^{-1}[\boldsymbol{M}\boldsymbol{J}_{\mathrm{A}}^{+}(\ddot{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{r}}-\dot{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{A}}\dot{\boldsymbol{q}})+\boldsymbol{C}\dot{\boldsymbol{q}}+\boldsymbol{H}]-\frac{\partial\eta}{\partial\boldsymbol{p}}(d[\boldsymbol{h}^{\max}])^{-1}\boldsymbol{B}^{-1}\boldsymbol{M}(\boldsymbol{I}-\boldsymbol{J}_{\mathrm{A}}^{+}\boldsymbol{J}_{\mathrm{A}})\boldsymbol{\theta} \tag{30}$$

式中：第 1 项代表使用伪逆解对工作空间加速度进行分解时，角动量平衡指标 η 的变化规律，这一项与空转运动无关；而第 2 项可在一定程度上人为设计，从而达到角动量平衡，即使 η 尽量小的目的。根据文献[22]，$(\boldsymbol{I}-\boldsymbol{J}_{\mathrm{A}}^{+}\boldsymbol{J}_{\mathrm{A}})$是幂等的，因此至少是正半定矩阵，为了使 η 在机械臂运动过程中尽量减小，选择 $\boldsymbol{\theta}$ 如下：

$$\boldsymbol{\theta}=\alpha\boldsymbol{M}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{B}^{-1})^{\mathrm{T}}(d[\boldsymbol{h}^{\max}])^{-1}\left(\frac{\partial\eta}{\partial\boldsymbol{p}}\right)^{\mathrm{T}} \tag{31}$$

其中：$\alpha>0$，为可调整的参数。根据式(31)的设计，式(30)变为

$$\dot{\eta}=-\frac{\partial\eta}{\partial\boldsymbol{p}}(d[\boldsymbol{h}^{\max}])^{-1}\boldsymbol{B}^{-1}[\boldsymbol{M}\boldsymbol{J}_{\mathrm{A}}^{+}(\ddot{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{r}}-\dot{\boldsymbol{J}}_{\mathrm{A}}\dot{\boldsymbol{q}})+\boldsymbol{C}\dot{\boldsymbol{q}}+\boldsymbol{H}]-\alpha\boldsymbol{\theta}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{I}-\boldsymbol{J}_{\mathrm{A}}^{+}\boldsymbol{J}_{\mathrm{A}})\boldsymbol{\theta} \tag{32}$$

式中：第 2 项不大于零，从而使得 η 尽量减小。

式(17)、式(19)、式(20)和式(31)为 CMGs 驱动机械臂角动量平衡控制器的最终形式。在机械臂不奇异时，这一控制器可以对机械臂末端作用器进行轨迹跟踪控制；同时，空转项使得指标 η 尽量向零靠近，使得各臂的角动量使用更加平衡，

北京航空航天大学学报

减少了单组 CMGs 饱和的可能性，增强了机械臂执行任务的能力。

4　数值仿真与分析

本节通过数值仿真验证角动量平衡控制器设计的有效性。仿真中选用的模型为一平面机械臂，由 3 节臂杆通过旋转铰链连接而成，每节臂杆长 1 m，如图 3 所示，每节机械臂上安装有一对 V 构型的 CMGs。

各坐标系按第 1 节中的规定进行安置，F_j^{ref} 与 F_{j-1} 的指向相同，F_{EE} 在第 3 节机械臂末端，与 F_3 的指向相同，图 3 中带上、下标的 x、y 表示对应上、下标坐标系的 x、y 轴，各旋转铰链绕 z 轴旋转（z 轴指向纸面外），安装参数如表 1 所示，各臂杆的惯性参数如表 2 所示，各臂杆上 V 形构型 CMGs 的角动量容量如表 3 所示。

仿真中选择的平面机械臂具有3个自由度。

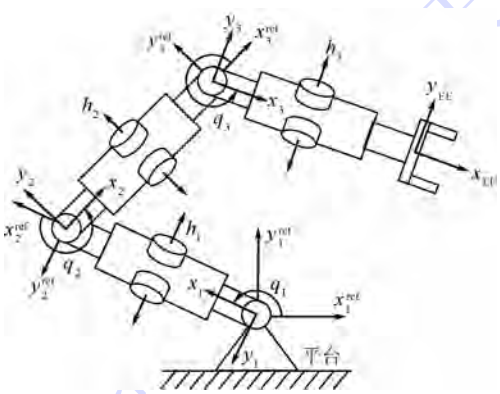


图 3　数值仿真中使用的机器人

Fig. 3　Robot used in numerical simulation

表 1　安装参数

Table 1　Installation parameters

臂杆编号	安装位置/m	安装方向
1	$[0\ \ 0\ \ 0]^{\mathrm{T}}$	单位阵
2	$[1\ \ 0\ \ 0]^{\mathrm{T}}$	单位阵
3	$[1\ \ 0\ \ 0]^{\mathrm{T}}$	单位阵

表 2　惯性参数

Table 2　Inertial parameters

臂杆编号	质量/kg	静矩/(kg·m)	惯量/(kg·m²)
1	25	$[12.5\ \ 0\ \ 0]^{\mathrm{T}}$	$[0.0313\ \ 8.349\ \ 8.349]$
2	25	$[12.5\ \ 0\ \ 0]^{\mathrm{T}}$	$[0.0313\ \ 8.349\ \ 8.349]$
3	25	$[12.5\ \ 0\ \ 0]^{\mathrm{T}}$	$[0.0313\ \ 8.349\ \ 8.349]$

表 3　角动量容量

Table 3　Angular momentum capacities

臂杆编号	角动量容量/(N·m·s)
1	5
2	5
3	5

假设对末端作用器姿态的要求可以通过在第 3 节臂杆上附加一组长度可以忽略的臂杆实现，则这 3 节较长的臂杆只要使末端作用器的位置跟踪给定轨迹，就可以完成对末端作用器的工作空间控制。需要控制的工作空间位置是二维的，而机械臂具有 3 个自由度，因此对于这一任务，这一三自由度机械臂是冗余的。

在机械臂的运行过程中，最常见的工作空间轨迹是直线，在仿真中取末端作用器的轨迹为

$$\boldsymbol{X}_{\mathrm{d}}(t)=\boldsymbol{X}_{\mathrm{d}}(0)+\frac{1}{2}\left(1-\cos\left(\frac{2\pi}{T}t\right)\right)\boldsymbol{D} \tag{33}$$

式中：$\boldsymbol{X}_{\mathrm{d}}(0)$ 为轨迹初值；T 为完成运动的时间；$\boldsymbol{D}$ 为运动的距离。

取系统初值 $\boldsymbol{q}(0)=[11.5°\ \ 34.5°\ \ 80°]^{\mathrm{T}}$，$\dot{\boldsymbol{q}}(0)=[0\ \ 0\ \ 0]^{\mathrm{T}}(°)/\mathrm{s}$，$\boldsymbol{h}(0)=[0\ \ 0\ \ 0]^{\mathrm{T}}\ \mathrm{N\cdot m\cdot s}$；轨迹参数 $\boldsymbol{X}_{\mathrm{d}}(0)=[1.1\ \ 1.8]^{\mathrm{T}}\mathrm{m}$，$\boldsymbol{D}=[-1.4\ \ -1.4]^{\mathrm{T}}\ \mathrm{m}$，$T=15\ \mathrm{s}$；控制器参数 $\boldsymbol{K}_{\mathrm{D}}=\begin{bmatrix}1&0\\0&1\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{K}_{\mathrm{P}}=\begin{bmatrix}1&0\\0&1\end{bmatrix}$。

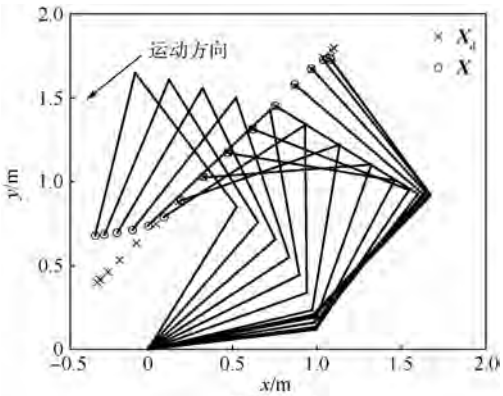
为说明角动量平衡控制器的控制效果，首先取 $\alpha=0$ 进行仿真，这时角动量平衡项不起作用，运动控制是加速度层面的伪逆控制，在仿真中考虑了 CMGs 饱和带来的影响。机械臂的运动过程如图 4(a)所示，可见机械臂的末端作用器在运动后期不能够有效地跟踪给定轨迹。末端作用器跟踪误差如图 5(a)所示，跟踪误差变化率如图 6(a)所示。其中

$$\begin{bmatrix}e_x\\e_y\end{bmatrix}=\boldsymbol{e}_X=\boldsymbol{X}_{\mathrm{d}}-\boldsymbol{X} \tag{34}$$

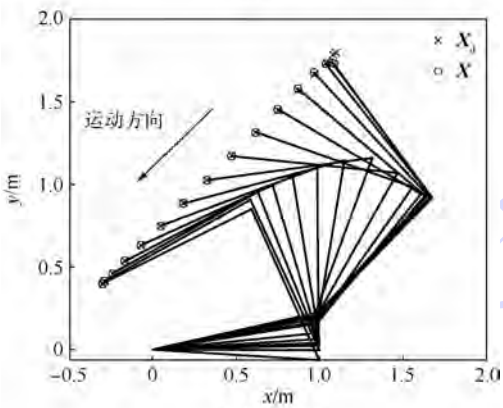
可见误差在收敛到较小的值后开始发散，这主要是由于 2 个臂杆的 CMGs 先行饱和引起的。如图 7(a)所示，臂杆 1 与臂杆 2 上的 CMGs 在运动后期进入饱和，而臂杆 3 上的 CMGs 仅使用了其角动量容量的一小部分，角动量平衡指标如图 8中的实线所示。这时，以角动量容量而言，系统仍有未使用的能力，而由于臂杆 1 和臂杆 2 上 CMGs 角动量的饱和，系统已经不能准确地跟踪末端作用器的轨迹。

启用角动量平衡项，取 $\alpha=0.01$，得到机械臂的运动过程如图 4(b)所示，可见此时末端作用器能够精确地跟踪给定轨迹。末端作用器跟踪误差如图 5(b)所示，跟踪误差变化率如图 6(b)所示。各组 CMGs 的归一化角动量如图 7(b)所示，对比图 7(a)可以发现，在运动的后期，使用角动量平衡项时，臂杆 3 的 CMGs 的归一化角动量开始增加；而不使用角动量平衡项时，臂杆 3 的 CMGs 的

北航学报 赠阅



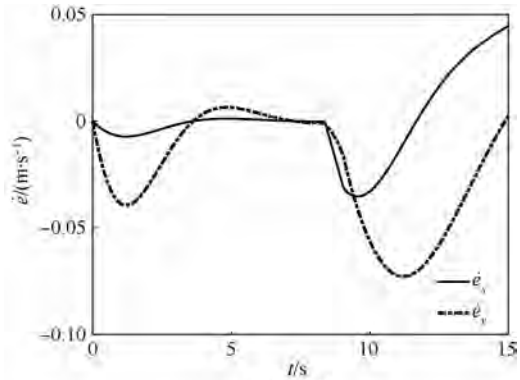
(a) $\alpha=0$



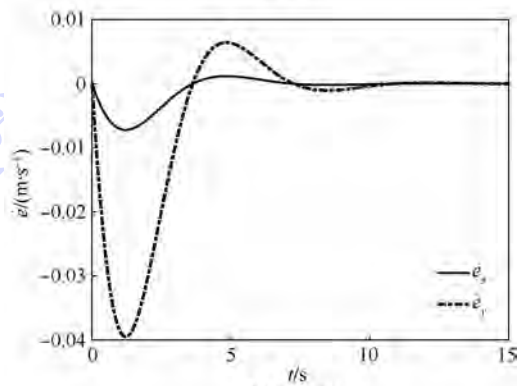
(b) $\alpha=0.01$

图 4 机械臂运动过程

Fig. 4 Manipulator motion



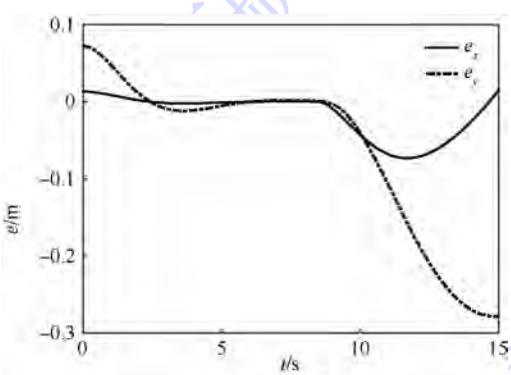
(a) $\alpha=0$



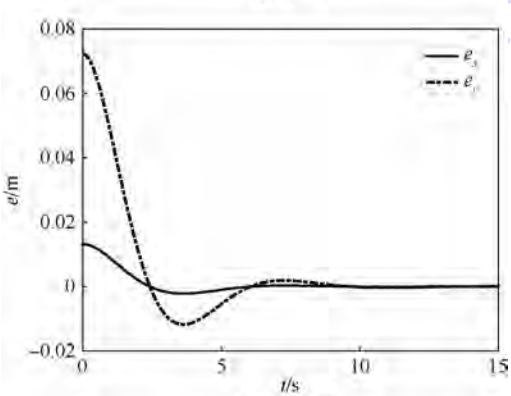
(b) $\alpha=0.01$

图 6 末端作用器跟踪误差变化率

Fig. 6 Change rate of end-effector tracking error



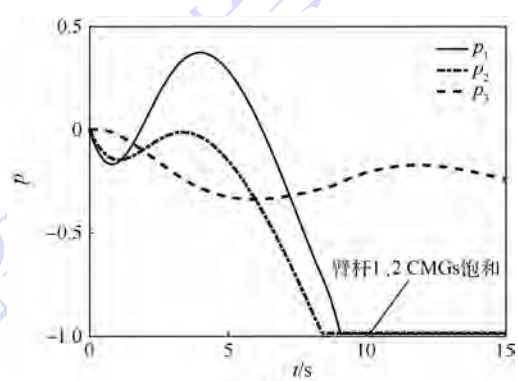
(a) $\alpha=0$



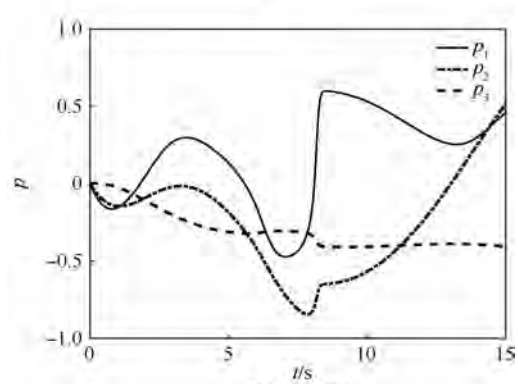
(b) $\alpha=0.01$

图 5 末端作用器跟踪误差

Fig. 5 End-effector tracking error



(a) $\alpha=0$



(b) $\alpha=0.01$

图 7 归一化角动量

Fig. 7 Normalized angular momentum

北航学报 赠阅

归一化角动量仍在原有范围内振荡。这正反映了角动量平衡控制器的作用,将未使用的角动量通过机械臂空转进行分配,减小某些臂杆上的 CMGs 先行饱和的可能性,使得机械臂的能力得到最大程度的使用。角动量平衡指标如图 8 中点划线所示,对比 $\alpha=0$ 的情况,可以发现在运动后期,由于角动量平衡项的作用,平衡指标被有效地控制,说明了控制方法的有效性。

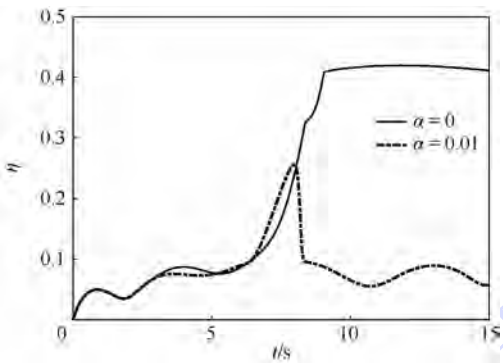


图 8　角动量平衡指标

Fig. 8　Angular momentum equalization index

最后,对第 1 节中所作的“空间平台在惯性空间中的位置、姿态固定”的假设进行简单地讨论。在实际的空间机器人系统中,空间平台的位置、姿态并不是固定的,而是受控制系统的控制,在一定范围内变化。对于机械臂系统的动力学而言,这意味着其相对非惯性系进行运动,因此将受到惯性力的影响,使得机械臂受到惯性力带来的附加干扰力矩。若平台质量/惯量越大,这一影响越小;反之,这一影响则越大。实际操作中,考虑到载荷的质量/惯量可能较大,因而平台质量/惯量相对会减小,因此,考虑平台位置、姿态运动时的角动量平衡控制是值得进一步研究与分析的。

5　结　论

1) 针对 V 构型 CMGs 驱动的冗余空间机器人,利用加速度分解方法和逆动力学方法提出了一种角动量平衡控制器,可在保证机械臂跟踪工作空间轨迹的同时,利用机械臂的空转运动尽量使各臂杆 CMGs 角动量平衡,从而有效减小 CMGs 角动量饱和的可能性,充分利用 CMGs 的控制能力。

2) 基于平面三自由度冗余空间机械臂的数值仿真结果验证了所设计的控制器的有效性。

为了突出主要问题,本文没有考虑空间平台位置、姿态运动造成的影响,对这一影响的研究与分析将是今后的主要方向之一。

参考文献 (References)

[1] FLORES-ABAD A, MA O, PHAM K, et al. A review of space robotics technologies for on-orbit servicing[J]. Progress in Aerospace Sciences, 2014, 68: 1-26.

[2] XU W, LIANG B, XU Y. Survey of modeling, planning, and ground verification of space robotic systems[J]. Acta Astronautica, 2011, 68(11): 1629-1649.

[3] VAFA Z. On the dynamics of space manipulators using the virtual manipulator, with applications to path planning[J]. The Journal of the Astronautical Sciences, 1990, 38(4): 441-472.

[4] TORRES M A, DUBOWSKY S. Minimizing spacecraft attitude disturbances in space manipulator systems[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 1992, 15(4): 1010-1017.

[5] YOSHIDA K, HASHIZUME K, ABIKO S. Zero reaction maneuver: Flight validation with ETS-VII space robot and extension to kinematically redundant arm[C]// IEEE International Conference on Robotics and Automation, 2001 ICRA. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2001, 1: 441-446.

[6] NENCHEV D N. Reaction null space of a multibody system with applications in robotics[J]. Mechanical Sciences, 2013, 4(1): 97-112.

[7] PECK M, PALUSZEK M, THOMAS S, et al. Control-moment gyroscopes for joint actuation: A new paradigm in space robotics [C]// 1st Space Exploration Conference: Continuing the Voyage of Discovery, American Institute of Aeronautics and Astronautics Inc. Reston: AIAA, 2005, 1: 204-233.

[8] PECK M A. Low-power, high-agility space robotics[C]// AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit. Reston: AIAA, 2005: 1-12.

[9] OSUKA K, YOSHIDA K, ONO T. New design concept of space manipulator: A proposal of torque-unit manipulator[C]// Proceedings of the 33rd IEEE Conference on Decision and Control. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1994, 2: 1823-1825.

[10] HOKAMOTO S. Torque unit manipulator driven by control moment gyros[J]. Advances in the Astronautical Sciences, 1997, 96: 865-876.

[11] CARPENTER M D, PECK M A. Reducing base reactions with gyroscopic actuation of space-robotic systems[J]. IEEE Transactions on Robotics, 2009, 25(6): 1262-1270.

[12] CARPENTER M D, PECK M A. Minimum-power robotic maneuvering using control-moment gyroscopes[C]// AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference 2007. Reston: AIAA, 2007: 210-222.

[13] CARPENTER M D, PECK M A. Power-optimal steering of a space robotic system driven by control-moment gyroscopes [C]// AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit. Reston: AIAA, 2008.

[14] BROWN D. Control moment gyros as space-robotics actuators [C]// AIAA Guidance, Navigation and Control Conference and Exhibit. Reston: AIAA, 2008.

[15] BROWN D, PECK M. Energetics of control moment gyroscopes as joint actuators[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2009, 32(6): 1871-1883.

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

[16] 贾英宏,赵楠,徐世杰.控制力矩陀螺驱动的空间机器人轨迹跟踪控制[J].北京航空航天大学学报,2014,41(3):285-291.
JIA Y H,ZHAO N,XU S J. Trajectory tracking control of space robot actuated by control moment gyroscopes[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2014,41(3):285-291(in Chinese).

[17] 赵楠,贾英宏,徐世杰.无反作用力矩空间机器人轨迹跟踪控制[J].中国空间科学技术,2014,34(2):13-21.
ZHAO N,JIA Y H,XU S J. Trajectory tracking control of a reactionless space robot[J]. Chinese Space Science and Technology,2014,34(2):13-21(in Chinese).

[18] SICILIANO B,SCIAVICCO L,VILLANI L,et al. Robotics:Modelling,planning and control[M]. Berlin:Springer Science & Business Media,2010:305,348.

[19] KANE T R,LEVINSON D A. Dynamics,theory and applications[M]. New York:McGraw Hill,1985:106,158-159.

[20] 胡权,贾英宏,徐世杰.多体系统动力学 Kane 方法的改进[J].力学学报,2011,43(5):968-972.
HU Q,JIA Y H,XU S J. An improved Kane's method for multibody dynamics[J]. Chinese Journal of Theoretical and Applied Mechanics,2011,43(5):968-972(in Chinese).

[21] JIA Y H,XU S J. Spacecraft attitude tracking and energy storage using flywheels[J]. Chinese Journal of Aeronautics,2005,18(1):1-7.

[22] YOSHIKAWA T. Analysis and control of robot manipulators with redundancy[C]// Robotics Research:The First International Symposium. Cambridge,MA:MIT Press,1984:735-747.

作者简介:

冯骁 男,博士研究生。主要研究方向:多体航天器动力学与控制。

贾英宏 男,博士,副教授,硕士生导师。主要研究方向:空间机器人/多体系统动力学与控制、航天器姿态动力学与控制以及滑模控制。

徐世杰 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:深空探测中的非线性轨道动力学与控制、航天器动力学与控制,以及鲁棒控制理论与应用。

Momentum equalization control of space robot with control moment gyroscopes for joint actuation

FENG Xiao, JIA Yinghong*, XU Shijie

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

Abstract: An angular momentum equalization control method was proposed for redundant space robot with scissored-pair control moment gyroscopes (CMGs) for joint actuation. This method utilizes the space robot's extra degrees of freedom to equalize momentum usage among arm links, thus achieving CMGs' simultaneous saturation and better trajectory tracking ability. A momentum equalization index was defined following the idea of equal momentum usage to achieve simultaneous CMGs saturation. A control technique was developed based on acceleration-level redundancy resolution and inverse dynamics control, with precious operational space tracking ability and momentum equalization index local minimization functionality. The local minimization of momentum equalization index serves as a means to use angular momenta as equally as possible, which decreases the possibility of non- simultaneous saturation and takes full advantage of the CMGs' angular momentum capacity. A planar three degree-of-freedom redundant manipulator was used in numerical simulation to verify the effectiveness of the control technique.

Keywords: space application; robot; gyroscopes; redundant manipulator; angular momentum; optimization

Received: 2016-05-20; **Accepted**: 2016-09-02; **Published online**: 2016-10-18 11:03

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161018.1103.001.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (11272027)

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

北京航空航天大学学报

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0479

可靠性全局灵敏度指标的空间分割高效方法

员婉莹[1], 吕震宙[1,*], 蒋献[2], 杨彩琼[1]
(1. 西北工业大学 航空学院, 西安 710072; 2. 中国飞行试验研究院 飞机所, 西安 710089)

摘 要: 可靠性全局灵敏度指标能够有效地分析输入变量的不确定性对结构系统失效概率的影响程度,为提高该灵敏度指标求解数字模拟法的效率,提出了一种基于密度权重及连续无重叠区间全方差公式的空间分割高效方法。所提方法通过连续无重叠区间上的全方差公式来加快该指标计算的收敛速度,利用密度权重法在输入变量可能的取值区间内进行均匀抽样,并以均匀样本点的联合概率密度函数的权重来保证计算的等价性,这使得所构造的方法不需要寻找失效域的设计点,因此其可以有效解决非线性程度较高难以找到设计点及多设计点的问题。除此之外,应用空间分割技术,使得本文所提方法仅需重复利用一组样本点,就可同时得到各个输入变量的可靠性全局灵敏度指标,消除了计算量与输入变量维数的相关性,大大地提高了样本的利用率和计算效率。验证算例的计算结果,说明了本文方法对计算功能函数非线性程度较高及多设计点问题的高效性。

关 键 词: 可靠性全局灵敏度指标; 连续无重叠区间上的全方差公式; 密度权重; 空间分割; 非线性; 多设计点

中图分类号: TB114.3

文献标识码: A **文章编号**: 1001-5965(2017)06-1199-09

灵敏度分析主要研究的是:模型的输出不确定性是如何分配到输入不确定性的[1]。目前,灵敏度分析主要分为 3 类:局部灵敏度[2-3]、区域灵敏度[4-5]和全局灵敏度[6]。全局灵敏度以其能够从全局的角度衡量随机输入变量对输出不确定性的影响而被广为应用。全局灵敏度分析的模型主要分为 3 类:非参模型[7](相关系数模型)、基于方差的模型[8-10]和矩独立模型[11-13]。非参模型无法对非线性模型及输入变量的高阶交叉影响项提供充足的灵敏度信息。基于方差的全局灵敏度指标从输入输出函数关系的角度直接给出了输入变量对函数输出方差的贡献,其满足"全局性、可量化性及模型独立性"[6]。Borgonovo[12]指出基于方差的全局灵敏度能够反映输入变量对输出不确定性影响程度大小的前提是方差能够完全反映输出的不确定性信息。但方差仅是输出的二阶矩,是输出不确定性的一部分信息,其不能从输出整个分布的角度衡量输入变量的重要性信息,因此,提出了矩独立全局灵敏度指标,即利用无条件概率密度函数与条件概率密度函数的面积差异来衡量输入变量对输出不确定性的影响程度。其包含了输出不确定性的完整信息,而不依赖于输出的矩信息。在矩独立全局灵敏度指标的基础上,Cui 等[14]提出了可靠性全局灵敏度指标,其主要衡量的是输入变量的不确定性对结构系统失效概率影响的大小。Li 等[15]随后建立了可靠性全局灵敏

收稿日期: 2016-06-04; **录用日期**: 2016-07-07; **网络出版时间**: 2016-08-30 16:50
网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160830.1650.005.html
基金项目: 国家自然科学基金(51475370); 中央高校基本科研业务费专项资金(3102015BJ(Ⅱ)CG009); 西北工业大学博士论文创新基金(CX201708)
* **通讯作者**: E-mail: zhenzhoulu@nwpu.edu.cn

引用格式: 员婉莹, 吕震宙, 蒋献, 等. 可靠性全局灵敏度指标的空间分割高效方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(6): 1199-1207. YUN W Y, LYU Z Z, JIANG X, et al. An efficient method for reliability global sensitivity index by space-partition [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(6): 1199-1207 (in Chinese).

北航学报 赠阅

度指标与方差全局灵敏度指标的关系。

目前该指标的计算分为两类：基于代理模型的方法[15-16]和基于数字模拟的方法[17]。在数字模拟法中，Wei 等[17]提出了单层 Monte Carlo 法(S-MCS)、重要抽样法及截断重要抽样法。S-MCS 的本质仍是 MCS 的思想，对功能函数的形式没有限制，仅是将原始该指标计算的双层循环等价转换成单层循环，在一定程度上降低了计算量，但该方法的计算量仍与输入变量的维数线性相关。因此，一般利用该方法在大量样本情况下的解作为其他方法的参照解。重要抽样及截断重要抽样法是将抽样中心平移到设计点处，使得样本落入失效域的概率增加，以此来获得高的抽样效率和快的收敛速度。但由于文献[17]采用的是改进的一次二阶矩方法来寻找设计点，这使得对于非线性程度较大的情况，迭代算法受初始点的选取影响较大，且对于多设计点问题，改进的一次二阶矩方法可能会陷入局部最优，甚至不收敛[18]。除此之外，Wei 等[17]所提的这 3 种方法的计算量均与输入变量的维数呈线性相关。因此，针对计算量与输入维数的相关性及重要抽样密度无法构造的情况，本文提出了基于密度权重[19]、连续无重叠区间全方差公式的空间分割法来高效计算可靠性全局灵敏度指标。通过密度权重的方法在输入变量可能的取值区间内均匀地抽取样本点，利用空间分割策略[20]，重复划分这一组样本来得到所有输入变量的可靠性全局灵敏度指标。该方法无需寻找设计点，并且计算量与输入维数无关，大大提高了样本的利用率。通过验证算例的计算结果，说明了本文方法在分析高度非线性及多设计点问题上的优越性。

1 可靠性全局灵敏度指标的定义

对于极限状态函数为 $Y=g(\boldsymbol{X})$ 的结构可靠性模型，$\boldsymbol{X}=(X_1,X_2,\cdots,X_n)$ 为结构的随机输入变量，为从全局的角度分析输入变量对结构失效概率的影响程度，Cui 等[14]提出了可靠性全局灵敏度指标：

$$\delta_i^P=E_{X_i}(P_{f_Y}-P_{f_{Y|X_i}})^2=\int_{-\infty}^{+\infty}(P_{f_Y}-P_{f_{Y|X_i}})^2 f_{X_i}(x_i)\mathrm{d}x_i \tag{1}$$

式中：E_{X_i} 为 X_i 在其整个分布范围内取值时的期望算子；P_{f_Y} 为结构的失效概率；$P_{f_{Y|X_i}}$ 为 X_i 固定在其分布中的某一名义值时的条件失效概率；$f_{X_i}(x_i)$ 为输入变量 X_i 的概率密度函数。根据失效概率定义可知：

$$P_{f_Y}=\int_{\mathbf{R}^n}I_F(\boldsymbol{x})f_X(\boldsymbol{x})\mathrm{d}\boldsymbol{x}=\int_F f_X(\boldsymbol{x})\mathrm{d}\boldsymbol{x} \tag{2}$$

式中：n 为输入变量的维数；$\boldsymbol{F}=\{\boldsymbol{X}:g(\boldsymbol{X})\leqslant 0\}$ 为由功能函数 $g(\boldsymbol{X})$ 定义的失效域；$f_X(\boldsymbol{x})$ 为输入变量 $\boldsymbol{X}$ 的联合概率密度函数；I_F 为失效域指示函数，定义为

$$I_F(\boldsymbol{X})=\begin{cases}1 & \boldsymbol{X}\in\boldsymbol{F}\\ 0 & \boldsymbol{X}\notin\boldsymbol{F}\end{cases} \tag{3}$$

Li 等[15]证明了 δ_i^P 的等价定义：

$$\delta_i^P=V_{X_i}(E_{\boldsymbol{X}_{-i}}(I_F|X_i)) \tag{4}$$

式中：V_{X_i} 为 X_i 在整个分布范围取值时的方差算子；$E_{\boldsymbol{X}_{-i}}$ 为除 X_i 之外其余变量在其整个分布范围内取值时的期望算子。

Wei 等[17]通过添加这一常数项，使得可靠性全局灵敏度指标与基于方差的全局灵敏度指标在形式上完全统一，即

$$S_i=\frac{V_{X_i}(E_{\boldsymbol{X}_{-i}}(I_F|X_i))}{V(I_F)} \tag{5}$$

通过 S_i 指标的排序可以确定对失效概率影响较大的输入变量，通过控制重要变量的不确定性来达到降低结构失效概率的目的。

2 基于密度权重和空间分割的 S_i 计算新方法

针对非线性程度较高的功能函数及多设计点问题，本文将利用密度权重法均匀地产生输入变量的样本，通过所证明的连续无重叠区间上的全方差公式加快空间分割方法的收敛速度。该方法无需寻找设计点，且计算量与输入变量的维数无关。下面将具体介绍该方法。

2.1 高效计算 S_i 的空间分割方法

由文献[20]可知：

$$\begin{aligned}E_{X_i}(V_{\boldsymbol{X}_{-i}}(I_F|X_i))&=\sum_{k=1}^{s}p_k(V(I_F|X_i\in A_k)-\\&V_{X_i}(E(I_F|X_i)|X_i\in A_k))=\\&E_{A_k}(V(I_F|X_i\in A_k))-\\&\sum_{k=1}^{s}p_kV_{X_i}(E(I_F|X_i)|X_i\in A_k)\end{aligned} \tag{6}$$

式中：$p_k=\int_{a_{k-1}}^{a_k}\mathrm{d}F_{X_i}(\boldsymbol{x})=F_{X_i}(a_k)-F_{X_i}(a_{k-1})$ 为 X_i 落在区间 $[a_{k-1},a_k]$ 上的概率，$F_{X_i}(\cdot)$ 为随机输入变量 X_i 的累积分布函数；s 为将 X_i 的取值范围 $[b_1,b_2]$ 划分为连续无重叠区间 $A_k=[a_{k-1},a_k]$ $(k=1,2,\cdots,s)$ 的个数且 $\bigcup_{k=1}^{s}A_k=[b_1,b_2]$，当 $\Delta a=\max_k|a_k-a_{k-1}|\to 0$，$\sum_{k=1}^{s}p_kV_{X_i}(E(I_F|X_i)|X_i\in$

北京航空航天大学学报

$A_k) \to 0$。基于式(6)及全方差公式,可得式(5)的近似计算式:

$$S_i = \frac{V_{X_i}(E_{\boldsymbol{X}_{-i}}(I_{\boldsymbol{F}} \mid X_i))}{V(I_{\boldsymbol{F}})} = \frac{V(I_{\boldsymbol{F}}) - E_{X_i}(V_{\boldsymbol{X}_{-i}}(I_{\boldsymbol{F}} \mid X_i))}{V(I_{\boldsymbol{F}})} \approx 1 - \frac{E_{A_k}(V(I_{\boldsymbol{F}} \mid X_i \in A_k))}{V(I_{\boldsymbol{F}})} \tag{7}$$

式(7)能够精确近似式(5)的前提假设是 $\Delta a = \max_k |a_k - a_{k-1}| \to 0$,因此,区间划分得越密,理论上式(7)对式(5)的近似效果越好。但在实际计算当中,样本容量是有限的,那么就会使得在有限样本容量下式(7)精确近似式(5)的前提假设 $\Delta a \to 0$ 与计算 $V(I_{\boldsymbol{F}} \mid X_i \in A_k)$ 需要较多样本之间会相互牵制。为缓解 $\Delta a \to 0$ 与计算 $V(I_{\boldsymbol{F}} \mid X_i \in A_k)$ 所需样本较多的互相牵制,则希望将内层较难计算的方差项转换成较容易计算的均值项,为实现这一转换,下面证明连续不重叠区间上的全方差公式,即

$$\begin{aligned} E_{A_k}(E(I_{\boldsymbol{F}} \mid X_i \in A_k)) &= \sum_{k=1}^{s} P\{X_i \in A_k\} \cdot E(I_{\boldsymbol{F}} \mid X_i \in A_k) = \\ &\sum_{k=1}^{s} \int_{a_{k-1}}^{a_k} f_{X_i}(x_i)\,\mathrm{d}x_i \frac{1}{\int_{a_{k-1}}^{a_k} f_{X_i}(x_i)\,\mathrm{d}x_i} \cdot \\ &\int_{-\infty}^{+\infty} \cdots \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{a_{k-1}}^{a_k} I_{\boldsymbol{F}}(\boldsymbol{x}) f_{\boldsymbol{X}}(\boldsymbol{x})\,\mathrm{d}x_i \prod_{j=1, j\neq i}^{n} \mathrm{d}x_j = \\ &\sum_{k=1}^{s} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \cdots \int_{a_{k-1}}^{a_k} I_{\boldsymbol{F}}(\boldsymbol{x}) f_{\boldsymbol{X}}(\boldsymbol{x})\,\mathrm{d}x_i \prod_{j=1, j\neq i}^{n} \mathrm{d}x_j = \\ &\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \cdots \int_{b_1}^{b_2} I_{\boldsymbol{F}}(\boldsymbol{x}) f_{\boldsymbol{X}}(\boldsymbol{x})\,\mathrm{d}\boldsymbol{x} = E(I_{\boldsymbol{F}}) \end{aligned} \tag{8}$$

在式(8)证明的连续区间上的全期望公式的基础上,有

$$\begin{aligned} V_{A_k}(E(I_{\boldsymbol{F}} \mid X_i \in A_k)) &= E_{A_k}(E^2(I_{\boldsymbol{F}} \mid X_i \in A_k)) - E^2_{A_k}(E(I_{\boldsymbol{F}} \mid X_i \in A_k)) = \\ &E_{A_k}(E^2(I_{\boldsymbol{F}} \mid X_i \in A_k)) - E^2(I_{\boldsymbol{F}}) \end{aligned} \tag{9}$$

$$\begin{aligned} E_{A_k}(V(I_{\boldsymbol{F}} \mid X_i \in A_k)) &= E_{A_k}(E(I_{\boldsymbol{F}}^2 \mid X_i \in A_k) - E^2(I_{\boldsymbol{F}} \mid X_i \in A_k)) = \\ &E(I_{\boldsymbol{F}}^2) - E_{A_k}(E^2(I_{\boldsymbol{F}} \mid X_i \in A_k)) \end{aligned} \tag{10}$$

将式(9)与式(10)相加得到如下连续区间上的全方差公式:

$$V(I_{\boldsymbol{F}}) = E_{A_k}(V(I_{\boldsymbol{F}} \mid X_i \in A_k)) + V_{A_k}(E(I_{\boldsymbol{F}} \mid X_i \in A_k)) \tag{11}$$

基于式(11),式(7)有如下等价变形:

$$S_i \approx 1 - \frac{E_{A_k}(V(I_{\boldsymbol{F}} \mid X_i \in A_k))}{V(I_{\boldsymbol{F}})} = 1 - \frac{V(I_{\boldsymbol{F}}) - V_{A_k}(E(I_{\boldsymbol{F}} \mid X_i \in A_k))}{V(I_{\boldsymbol{F}})} = \frac{V_{A_k}(E(I_{\boldsymbol{F}} \mid X_i \in A_k))}{V(I_{\boldsymbol{F}})} \tag{12}$$

由式(12)可以看出,原式(7)中内层的方差计算项等价转换成了均值计算项。在相同样本的情况下,均值 $E(I_{\boldsymbol{F}} \mid X_i \in A_k)$ 的计算较方差 $V(I_{\boldsymbol{F}} \mid X_i \in A_k)$ 的计算更精确,并且在样本容量 N 一定的情况下,$\Delta a \to 0$ 与 s 在数量上的增加是一致的,s 的增加意味着计算 $V_{A_k}(\cdot)$ 的样本增加,从而估计 $V_{A_k}(\cdot)$ 的精度也是提高的。对于式(7),在内层一阶矩 $E(I_{\boldsymbol{F}} \mid X_i \in A_k)$ 准确估计的样本基础上,二阶矩 $V(I_{\boldsymbol{F}} \mid X_i \in A_k)$ 的估计常常会出错,因为高阶矩的估计需要更多的样本,内层较多的样本会使得外层子区间的个数减少,从而使得 $\Delta a \to 0$ 这一收敛条件在样本量较少的情况下很难保证,并且内层方差的错误估计,会直接导致该指标的估计错误。因此,在样本量相同的情况下,式(12)较式(7)更合理且高效。

为了解决非线性程度较高的极限状态函数及多设计点问题,本文将结合密度权重均匀地在输入变量取值区间内抽取样本点,避免寻找设计点。

2.2　基于密度权重抽样的空间分割方法

由文献[19]可知,式(2)的失效概率可以等价表示为

$$P_{f_Y} = \frac{\int_{\mathbf{R}^n} I_{\boldsymbol{F}}(\boldsymbol{x}) f_{\boldsymbol{X}}(\boldsymbol{x})\,\mathrm{d}\boldsymbol{x}}{\int_{\mathbf{R}^n} f_{\boldsymbol{X}}(\boldsymbol{x})\,\mathrm{d}\boldsymbol{x}} \tag{13}$$

在可靠性分析中,密度权重法对输入变量选择合适的取值区间,在其取值区间上采用均匀抽样,保证每个区域的点都尽可能地被抽取到,那么对于失效概率较小的情况,也可以得到较精确的解。在均匀抽取 N 组样本的情况下,失效概率可由式(14)估计:

$$\hat{P}_{f_Y} = \frac{\sum_{i=1}^{N} I_{\boldsymbol{F}}(\boldsymbol{x}^i) W_i}{\sum_{i=1}^{N} W_i} \tag{14}$$

式中:$\boldsymbol{x}^i$ 为第 i 组样本;$W_i = f_{\boldsymbol{X}}(\boldsymbol{x}^i)$ 为样本 $\boldsymbol{x}^i$ 的密度权重。

基于式(14),$E(I_{\boldsymbol{F}} \mid X_i \in A_k)$ 可由式(15)计算:

$$E(I_{\boldsymbol{F}} \mid X_i \in A_k) = \int_{-\infty}^{+\infty} \cdots \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{a_{k-1}}^{a_k} I_{\boldsymbol{F}}(\boldsymbol{x}) \frac{f_{\boldsymbol{X}}(\boldsymbol{x})}{\int_{a_{k-1}}^{a_k} f_{X_i}(x_i)\,\mathrm{d}x_i} \mathrm{d}\boldsymbol{x} =$$

$$\frac{\sum_{j=1}^{N_i^k} I_F(\boldsymbol{x}^j)\dfrac{f_X(\boldsymbol{x}^j)}{\int_{a_{k-1}}^{a_k} f_{X_i}(x_i)\,\mathrm{d}x_i}}{\sum_{j=1}^{N_i^k}\dfrac{f_X(\boldsymbol{x}^j)}{\int_{a_{k-1}}^{a_k} f_{X_i}(x_i)\,\mathrm{d}x_i}} = \frac{\sum_{j=1}^{N_i^k} I_F(\boldsymbol{x}^j) f_X(\boldsymbol{x}^j)}{\sum_{j=1}^{N_i^k} f_X(\boldsymbol{x}^j)} \tag{15}$$

那么，$E_{A_k}(E(I_F \mid X_i \in A_k))$ 可由式(16)计算得到

$$E_{A_k}(E(I_F \mid X_i \in A_k)) = \sum_{k=1}^{s} P\{X_i \in A_k\} \cdot E(I_F \mid X_i \in A_k) = \sum_{k=1}^{s}\int_{a_{k-1}}^{a_k} f_{X_i}(x_i)\,\mathrm{d}x_i \frac{\sum_{j=1}^{N_i^k} I_F(\boldsymbol{x}^j) f_X(\boldsymbol{x}^j)}{\sum_{j=1}^{N_i^k} f_X(\boldsymbol{x}^j)} \tag{16}$$

式中：N_i^k 为变量 X_i 的第 k 个子区间内包含的样本个数，且 $\sum_{k=1}^{s}\sum_{j=1}^{N_i^k} j = N$。因此，$V_{A_k}(E(I_F \mid X_i \in A_k))$ 有如下估计：

$$V_{A_k}(E(I_F \mid X_i \in A_k)) = \sum_{k=1}^{s}\int_{A_k} f_{X_i}(x_i)\,\mathrm{d}x_i \cdot [E(I_F \mid X_i \in A_k) - E_{A_k}(E(I_F \mid X_i \in A_k))]^2 \tag{17}$$

对于 $V(I_F)$，仍然可以利用这一组样本求得，先对 $V(I_F)$ 等价变形得

$$V(I_F) = E(I_F^2) - E^2(I_F) \tag{18}$$

由 I_F 的定义可知 $I_F^2 = I_F$，且 $P_{f_Y} = E(I_F)$，那么，式(18)可由式(19)计算：

$$V(I_F) = E(I_F^2) - E^2(I_F) = E(I_F) - E^2(I_F) = P_{f_Y} - P_{f_Y}^2 \tag{19}$$

式(19)的样本估计式如下：

$$\hat{V}(I_F) = \frac{\sum_{i=1}^{N} I_F(\boldsymbol{x}^i) f_X(\boldsymbol{x}^i)}{\sum_{i=1}^{N} f_X(\boldsymbol{x}^i)} - \left(\frac{\sum_{i=1}^{N} I_F(\boldsymbol{x}^i) f_X(\boldsymbol{x}^i)}{\sum_{i=1}^{N} f_X(\boldsymbol{x}^i)}\right)^2 \tag{20}$$

通过式(15)～式(20)的推导，本文给出了如何利用密度权重及空间分割来高效计算可靠性全局灵敏度指标的计算式。从该推导过程可以看出：

1）本文方法仅需产生一组输入-输出样本通过对这一组样本的不同划分来近似得到所有输入变量的可靠性全局灵敏度指标。因此本文方法的计算量与输入变量的维数无关，而 S-MCS 方法的计算量与输入变量的维数呈线性相关，即 $(n+2)N$[17]。

2）本文方法采用密度权重法等价地在输入变量的取值范围内均匀地抽样，使得抽取的样本以更高的可能性落入失效域，从而加快可靠性全局灵敏度指标计算的收敛速度。而 S-MCS 采用的是简单随机抽样，其根本依据是概率论中的大数定律，其需要大量的样本模拟才可能得到稳定的解。

2.3 可靠性全局灵敏度指标的计算流程

第 1 步 选择合适的输入变量取值区间。在选择每个输入变量取值区间时，文献[21]建议了 2 种方法：①根据各个输入变量的边缘概率密度函数 $f_{X_i}(x_i)$ $(i=1,2,\cdots,n)$ 抽取一定量的样本，对样本排序，选出最大及最小值，作为该变量均匀采样区间的上下界；②根据各个输入变量的累积分布函数 $F_{X_i}(x_i)$ $(i=1,2,\cdots,n)$ 确定均匀采样区间，即：假设均匀采样区间需包含变量 X_i 分布的 $(1-2\alpha)\%$ 的数据，则变量 X_i 的均匀采样区间为 $[F_{X_i}^{-1}(\alpha), F_{X_i}^{-1}(1-\alpha)]$，其中：$\alpha$ 为分位数；$1-\alpha$ 为置信度。

第 2 步 在第 1 步选择好的均匀采样区间内采用低偏差抽样[22]来抽取 $N \times n$ 的样本矩阵 $\boldsymbol{A}$，即

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} x_1^{(1)} & x_2^{(1)} & \cdots & x_n^{(1)} \\ x_1^{(2)} & x_2^{(2)} & \cdots & x_n^{(2)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ x_1^{(N)} & x_2^{(N)} & \cdots & x_n^{(N)} \end{bmatrix} \tag{21}$$

第 3 步 依据式(3)，计算 $\boldsymbol{A}$ 样本矩阵对应的失效域指示值 $\{I_F^1, I_F^2, \cdots, I_F^N\}$ 及密度权重值 $\{f_X(\boldsymbol{x}^1), f_X(\boldsymbol{x}^2), \cdots, f_X(\boldsymbol{x}^n)\}$，$I_F$ 的方差可以通过式(20)估计得到。

第 4 步 等样本数连续地将 X_i 的均匀采样样本空间划分为 s 个无重叠的子区间 $A_k = [a_{k-1}, a_k]$ $(k=1,2,\cdots,s)$，来保证在每个子区间内样本的均匀性以满足密度权重法在每个子区间内成立的条件。计算每个子区间出现的概率，即

$$P_{X_i}^f(A_k) = \int_{a_{k-1}}^{a_k} f_{X_i}(x_i)\,\mathrm{d}x_i \tag{22}$$

根据 A_k 找到与之相对应的 I_F 样本子集及对应的权重子集，即

$$B_k = \{I_F \mid X_i \in A_k\} \qquad 1 \leqslant k \leqslant s \tag{23}$$

$$W_k = \{f_X(\boldsymbol{x}) \mid X_i \in A_k\} \qquad 1 \leqslant k \leqslant s \tag{24}$$

那么 $E(I_F \mid X_i \in A_k)$ 及 $E_{A_k}(E(I_F \mid X_i \in A_k))$ 可

由式(25)估计得到：

$$E(I_F \mid X_i \in A_k) = \frac{\sum_{j=1}^{N/s} B_k^j W_k^j}{\sum_{j=1}^{N/s} W_k^j} \tag{25}$$

$$E_{A_k}(E(I_F \mid X_i \in A_k)) = \sum_{k=1}^{s} P_{X_i}^f(A_k) \frac{\sum_{j=1}^{N/s} B_k^j W_k^j}{\sum_{j=1}^{N/s} W_k^j} \tag{26}$$

第 5 步　估计条件期望的方差项：

$$\hat{V}_{X_i}(E_{X_{-i}}(I_F \mid X_i)) = \sum_{k=1}^{s} P_{X_i}^f(A_k) \left(\frac{\sum_{j=1}^{N/s} B_k^j W_k^j}{\sum_{j=1}^{N/s} W_k^j} - \sum_{k=1}^{s} P_{X_i}^f(A_k) \frac{\sum_{j=1}^{N/s} B_k^j W_k^j}{\sum_{j=1}^{N/s} W_k^j} \right)^2 \tag{27}$$

因此，S_i 估计如下：

$$\hat{S}_i = \frac{\hat{V}_{X_i}(E_{X_{-i}}(I_F \mid X_i))}{\hat{V}(I_F)} \tag{28}$$

本文所提的密度权重结合空间分割的思想，在计算 S_i 指标的过程中无需寻找设计点，并且仅需要一组样本就可以计算出所有变量的可靠性全局灵敏度指标，提高了样本的利用率，且计算量与输入维数无关。能够较好地解决非线性程度较高的极限状态函数及多设计点问题。

2.4　空间分割策略

利用式(12)近似计算式(5)的前提条件是 $\Delta a \to 0$。但在实际处理中，Δa 不能无限趋于 0，因为若 Δa 无限趋于 0，那么每个子区间内均值的计算会因为子区间内样本量较少而出错，内层均值的计算错误会直接导致最终结果的错误。然而内层样本也不能过大，内层样本过大会导致子区间的数目较少，较少的子区间数不尽不能保证收敛条件也会使得外层方差估计错误。因此，必须权衡内外层样本数的选择。

为加快计算的收敛速度，本文采用低偏差抽样中的 Sobol 序列[22]。该低偏差抽样方法建议取 $2^k(k \in \mathbf{Z}^+)$ 个样本。根据该原理，每个子区间内也应有 $2^{k'}(k' \in \mathbf{Z}^+)$ 个样本，因此，区间分割情况也是有限的，即 k 种情况。若 k 为奇数，本文建议选择第 $(k+1)/2$ 种的划分策略进行计算。若 k 为偶数，则选择在中间 2 种划分策略下估计值的平均作为该样本下的估计值。例如在 128 个总样本的情况下，其有 7 种划分方式，即每个子区间内可有 2、4、8、16、32、64、128 个样本，选择第 4 种划分，即每个子区间内包含 16 个样本的情况的计算结果作为 $S_i(i=1,2,\cdots,n)$ 的估计值。在 512 个总样本的情况下，其有 9 种划分方式，选第 5 种即每个子区间内包含 32 个样本的情况下的计算结果作为 $S_i(i=1,2,\cdots,n)$ 的估计值。可以看出随着样本数的增加，子区间内的样本数及子区间的个数同时都在增加，这样既保证了内外层矩的计算准确性，又保证了该方法的收敛条件，使得随着样本数的增加，估计值收敛于真实值。

3　算例分析

3.1　高度非线性算例(算例 1)

非线性极限状态函数为 $g(\boldsymbol{X}) = X_1^4 + 2X_2^4 - 20$，其中 X_1 及 X_2 都服从均值为 10、标准差为 5 的正态分布，计算结果如表 1 所示。表 1 中：D-MCS 表示双层 MCS 法，其后括号内表示计算量；[ ]内数值表示 100 次重复计算的标准差；N/A 表示无法计算出结果。从表 1 中可以看出，在样本量小于等于 2 048 时，直接根据输入变量的密度函数进行抽样时，无法抽取到失效的样本点，从而使得 S-MCS 无法计算出可靠性全局灵敏度指标的值。而本文方法采用密度权重法在输入变量的取值区间内均匀地抽样，因此在样本量较少的情况下也可以抽取到失效点，从而在样本量较少的情况

表 1　算例 1 的计算结果

Table 1　Calculation results for example 1

样本量	S_i			
	X_1		X_2	
	本文方法	S-MCS	本文方法	S-MCS
512	0.0329[0.0110]	N/A	0.0434[0.0135]	N/A
1 024	0.0328[0.0059]	N/A	0.0437[0.0056]	N/A
2 048	0.0337[0.0027]	N/A	0.0446[0.0043]	N/A
4 096	0.0347[0.0014]	0.0290[0.0134]	0.0450[0.0027]	0.0430[0.0241]
8 192	0.0360[0.0010]	0.0305[0.0071]	0.0445[0.0013]	0.0396[0.0091]
D-MCS($2\times10^4\times10^4$)	0.0362		0.0447	

北京航空航天大学学报

下也可以得到相应的可靠性全局灵敏度指标。并且,从表 1 的可靠性全局灵敏度指标计算值及其 100 次重复计算结果的标准差上可以看出,本文方法不论在计算精度上还是指标计算的收敛速度上都高于文献[17]的 S-MCS 法。由于该功能函数的非线性程度较高,因此改进的一次二阶矩法无法寻找到设计点,这也使得文献[17]的重要抽样法不再适用,从而看出本文方法在处理高度非线性问题上的适用性及高效性。

3.2 多设计点算例(算例 2)

对于极限状态函数:

$$g(\boldsymbol{X}) = 3 - X_1 - 0.1(X_2 + \alpha\sin(\pi X_2))^2 - 0.1(X_3 + \alpha\sin(\pi X_3))^2 \tag{29}$$

其中:$X_i(i=1,2,3) \sim N(0,1)$。图 1 给出了 α 取不同值时的失效面。从图 1 可以看出随着 α 的增加会出现多设计点的情况,且在 $\alpha=0$ 时功能函数的设计点是唯一的,在 $\alpha=1$ 时有明显的多设计点出现。表 2 及表 3 给出了在 $\alpha=0$ 时本文方法、文献[17]中的重要抽样法、S-MCS 方法的计算结果。表 2 中:IS 表示重要抽样法;第 1 列括号外表示本文方法的计算量,括号内表示 IS 及 S-MCS的计算量。从表 2 中可以看出在样本量较少的情况下,S-MCS 无法抽取到失效的样本点,从而无法得到可靠性全局灵敏度指标值。由于 $\alpha=0$时是单设计点问题,且功能函数退化成二次多项式形式,因此利用改进的一次二阶矩方法可以较好地寻找到设计点,但从表 2 及表 3 的计算结果中可以看出本文方法在计算精度及收敛速度上都高于重要抽样法,这是由于重要抽样法的计算量仍与输入变量的维数呈线性相关性,而本文方法的计算量与输入变量的维数无关。

表 4 和表 5 给出了 $\alpha=1$ 时本文方法、重要抽

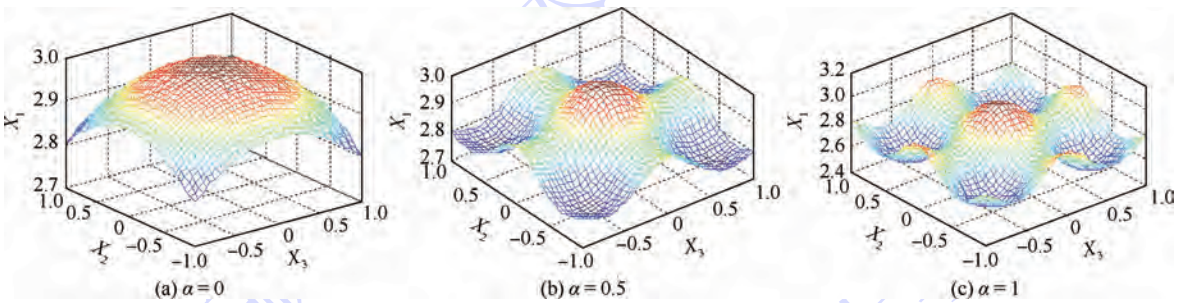


图 1 α 取不同值时算例 2 的失效面

Fig. 1 Failure surfaces of example 2 with different values of α

表 2 算例 2 中 $\alpha=0$ 的 S_i 计算结果

Table 2 Calculation results of S_i when $\alpha=0$ for example 2

样本量	S_i								
	X_1			X_2			X_3		
	本文方法	IS	S-MCS	本文方法	IS	S-MCS	本文方法	IS	S-MCS
512(640)	0.6120	0.6240	N/A	0.0035	0.0018	N/A	0.0034	0.0023	N/A
1024(1280)	0.6012	0.6141	N/A	0.0030	0.0028	N/A	0.0029	0.0020	N/A
2048(2560)	0.6562	0.6161	0.6240	0.0026	0.0021	0	0.0027	0.0021	-0.0133
4096(5120)	0.6211	0.6120	0.6217	0.0027	0.0019	0	0.0027	0.0028	0.0033
8192(10240)	0.6107	0.6099	0.6079	0.0027	0.0026	0.0013	0.0026	0.0023	0.0005
D-MCS($3\times10^4\times10^4$)		0.61121			0.0027			0.0027	

表 3 算例 2 中 $\alpha=0$ 时 100 次 S_i 计算结果的标准差(SD)

Table 3 Standard deviation (SD) of calculation results of S_i by 100 iterations when $\alpha=0$ for example 2

样本量	SD								
	X_1			X_2			X_3		
	本文方法	IS	S-MCS	本文方法	IS	S-MCS	本文方法	IS	S-MCS
512(640)	0.0603	0.1185	N/A	0.0011	0.0069	N/A	0.0015	0.0070	N/A
1024(1280)	0.0432	0.0774	N/A	0.0005	0.0098	N/A	0.0006	0.0050	N/A
2048(2560)	0.0363	0.0521	0.1208	0.0003	0.0051	0	0.0003	0.0037	0.0447
4096(5120)	0.0240	0.0382	0.0391	0.0002	0.0028	0	0.0002	0.0071	0.0028
8192(10240)	0.0146	0.0231	0.0182	0.0001	0.0052	0.0013	0.0001	0.0037	0.0012

表 4　算例 2 中 $\alpha=1$ 的 S_i 计算结果

Table 4　Calculation results of S_i when $\alpha=1$ for example 2

样本量	S_i								
	X_1			X_2			X_3		
	本文方法	IS	S-MCS	本文方法	IS	S-MCS	本文方法	IS	S-MCS
512(640)	0.5088	0.0545	N/A	0.0118	0.0141	N/A	0.0121	0.0228	N/A
1024(1280)	0.5324	0.3247	0.5357	0.0104	0.0092	0.0100	0.0106	0.0177	0.0100
2048(2560)	0.5442	0.1996	0.5200	0.0100	0.0086	-0.0120	0.0099	0.0112	0.0147
4096(5120)	0.5456	0.2045	0.5067	0.0100	0.0062	0.0031	0.0099	0.0080	0.0100
8192(10240)	0.5480	0.3008	0.4853	0.0096	0.0062	0.0096	0.0096	0.0078	0.0111
D-MCS($3\times10^4\times10^4$)		0.5428			0.0096			0.0096	

表 5　算例 2 中 $\alpha=1$ 时 100 次 S_i 计算结果的标准差

Table 5　Standard deviation of calculation results of S_i by 100 iterations when $\alpha=1$ for example 2

样本量	SD								
	X_1			X_2			X_3		
	本文方法	IS	S-MCS	本文方法	IS	S-MCS	本文方法	IS	S-MCS
512(640)	0.0652	0.1448	N/A	0.0042	0.0395	N/A	0.0059	0.1174	N/A
1024(1280)	0.0498	2.6688	0.2649	0.0022	0.0196	0.0100	0.0027	0.0623	0.0100
2048(2560)	0.0290	1.0002	0.0668	0.0017	0.0202	0.0457	0.0019	0.0306	0.0075
4096(5120)	0.0219	0.5340	0.0222	0.0011	0.0084	0.0027	0.0014	0.0157	0.0020
8192(10240)	0.0080	1.3147	0.0095	0.0007	0.0183	0.0010	0.0008	0.0214	0.0009

样法及 S-MCS 方法的计算结果。从图 1 中明显地看出当 $\alpha=1$ 时出现了多设计点,因此改进的一次二阶矩方法在寻找设计点的过程中很可能陷入局部最优,无法解决多设计点问题,这也是表 4 及表 5 中,重要抽样方法计算精度差、计算收敛性低且跳跃的原因。S-MCS 虽然在样本量较大的情况下可以得到较为精确的结果,但从表 4 及表 5 的计算结果可以看出本文方法无论在计算精度及收敛性方面都高于 S-MCS 方法。通过算例 2 的分析,可以看出本文方法在处理多设计点问题上的高效性及准确性。

4　结　论

1) 本文所证明的连续无重叠区间上的全方差公式,提高了可靠性全局灵敏度指标计算的收敛速度。

2) 本文方法仅需均匀地在输入变量可能的取值区间中抽取一组样本,通过对这组样本的不同划分同时估计出所有输入变量的可靠性全局灵敏度指标值,极大程度地提高了样本的利用率,使得计算量与输入变量的维数无关。

3) 本文方法无需寻找设计点,对于文献[17]无法解决的高度非线性极限状态函数及多设计点的情况,本文方法可以高效地解决。

4) 本文方法的估计值收敛于真实值的前提是 $\Delta a=\max_k|a_k-a_{k-1}|\to0$,通过本文所提的空间分割策略,采用增加样本的方式,可以很好地保证这一前提。

参考文献 (References)

[1] SALTELLI A. Sensitivity analysis for importance assessment [J]. Risk Analysis, 2002, 22(3): 579-590.

[2] BORGONOVO E, APOSTOLAKIS G E. A new importance measure for risk-informed decision-making [J]. Reliability Engineering and System Safety, 2001, 72(2): 193-212.

[3] BORGONOVO E, APOSTOLAKIS G E, TARANTOLA S, et al. Comparison of local and global sensitivity analysis techniques in probability safety assessment [J]. Reliability Engineering and System Safety, 2003, 79(2): 175-185.

[4] TARANTOLA S, KOPUSTINSKAS V, BOLADO-LAVIN R, et al. Sensitivity analysis using contribution to sample variance plot: Application to a water hammer model [J]. Reliability Engineering and System Safety, 2012, 99(2): 62-73.

[5] WEI P F, LU Z Z, RUAN W B, et al. Regional sensitivity analysis using revised mean and variance ratio functions [J]. Reliability Engineering and System Safety, 2014, 121(1): 121-135.

[6] SALTELLI A, RATTO M, ANDRES T, et al. Global sensitivity analysis [M]. New York: John Wiley & Sons, 2008: 115-174.

[7] SALTELLI A, MARIVOET J. Non-parametric statistics in sensitivity analysis for model output: A comparison of selected techniques [J]. Reliability Engineering and System Safety, 1990, 28

(2):229-253.

[8] ZHANG X F, PANDEY M D. An effective approximation for variance-based global sensitivity analysis[J]. Reliability Engineering and System Safety, 2014, 121(4):164-174.

[9] WEI P, LU Z Z, SONG J W. A new variance-based global sensitivity analysis technique[J]. Computation Physics Communication, 2013, 184(11):2540-2551.

[10] DEMAN G, KONAKLI K, SUDRET B, et al. Using sparse polynomial chaos expansions for the global sensitivity analysis of groundwater lifetime expectancy in multi-layered hydrogeological model[J]. Reliability Engineering and System Safety, 2016, 147:156-169.

[11] PIANOSI F, WAGENER T. A simple and efficient method for global sensitivity analysis based on cumulative distribution functions[J]. Environmental Modelling & Software, 2015, 67:1-11.

[12] BORGONOVO E. A new uncertainty importance measure[J]. Reliability Engineering and System Safety, 2007, 92(6):771-784.

[13] LIU Q, HOMMA T. A new importance measure for sensitivity analysis[J]. Journal of Nuclear Science and Technology, 2010, 47(1):53-61.

[14] CUI L J, LU Z Z, ZHAO X P. Moment-independent importance measure of basic random variable and its probability density evolution solution[J]. Science China Technological Sciences, 2010, 53(4):1138-1145.

[15] LI L Y, LU Z Z, FENG J, et al. Moment-independent importance measure of basic variable and its state dependent parameter solution[J]. Structural Safety, 2012, 38:40-47.

[16] 张磊刚,吕震宙,陈军. 基于失效概率的矩独立重要性测度的高效算法[J]. 航空学报, 2014, 35(8):2199-2206.
ZHANG L G, LYU Z Z, CHEN J. An efficient method of failure probability-based moment-independent importance measure[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2014, 35(8):2199-2206(in Chinese).

[17] WEI P F, LU Z Z, HAO W R, et al. Efficient sampling methods for global reliability sensitivity analysis[J]. Computation Physics Communication, 2012, 183(8):1728-1743.

[18] DITLEVSEN O, MADSEN H O. Structural reliability methods[M]. Chichester: Wiley, 1996:102-109.

[19] RASHKI M, MIRI M, MOGHADDAM M A. A new efficient simulation method to approximate the probability of failure and most probability point[J]. Structural Safety, 2012, 39(4):22-29.

[20] ZHAI Q Q, YANG J, ZHAO Y. Space-partition method for the variance-based sensitivity analysis: Optimal partition scheme and comparative study[J]. Reliability Engineering and System Safety, 2014, 131:66-82.

[21] 吕召燕,吕震宙,李贵杰,等. 基于密度权重的可靠性灵敏度分析方法[J]. 航空学报, 2014, 35(1):179-186.
LV Z Y, LV Z Z, LI G J, et al. Reliability sensitivity analysis method based on weight index of density[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2014, 35(1):179-186(in Chinese).

[22] SOBOL I M. Uniformly distributed sequences with additional uniformity properties[J]. USSR Computational Mathematics and Mathematical Physics, 1976, 16(5):236-242.

作者简介:

员婉莹 女,博士研究生。主要研究方向:可靠性工程、灵敏度分析。

吕震宙 女,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:可靠性工程、灵敏度分析、模型确认及多学科优化。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

An efficient method for reliability global sensitivity index by space-partition

YUN Wanying[1], LYU Zhenzhou[1,*], JIANG Xian[2], YANG Caiqiong[1]

(1. School of Aeronautics, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China;
2. Aircraft Flight Test Technology Institute, Chinese Flight Test Establishment, Xi'an 710089, China)

Abstract: The reliability sensitivity index well analyzes how the failure probability of a model is affected by the different sources of uncertainty in the model inputs. In order to improve the efficiency of digital simulation in estimating this index, a method was proposed based on the weighted density, the law of total variance in the successive intervals without overlapping and the space partition. To accelerate the speed of convergence, the law of total variance in the successive intervals without overlapping was proved and used subsequently. The weighted density method generates uniform samples in the possible interval of model inputs, and it can ensure the equivalence of estimation by the weighted density indices. The proposed method can avoid searching the design point; therefore, for the highly nonlinear problem which is difficult to find the design point and the problem of multiple design points, the proposed method can well deal with. In addition, by the idea of space-partition, the dependence of the computational cost on the input dimensionality is removed, and the proposed method only requires one set of input-output samples to obtain all the sensitivity indices, which greatly improves the utilization of samples and computational efficiency. Examples illustrate that the proposed method has higher efficiency, accuracy, convergence and robustness than the existing methods for the problems of high nonlinearity and multiple design points.

Keywords: reliability global sensitivity index; law of total variance in successive intervals without overlapping; weighted density; space-partition; nonlinearity; multiple design points

北京航空航天大学学报

Received: 2016-06-04; **Accepted**: 2016-07-07; **Published online**: 2016-08-30 16:50

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160830.1650.005.html

Foundation items: Natural Science Foundation of China (51475370); the Fundamental Research Funds for the Central Universities (3102015BJ(Ⅱ)CG009); Innovation Foundation for Doctor Dissertation of Northwestern Polytechnical University (CX201708)

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

2017 年 6 月
第43卷 第6期
北京航空航天大学学报
Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics
北航学报 赠阅
June 2017
Vol. 43 No. 6

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0459

基于改进极限学习机的光谱定量建模方法

周美灵，郑德智*，娄格，刘峥

（北京航空航天大学 仪器科学与光电工程学院，北京 100083）

摘　　要：依据近红外光谱(NIR)产生原理，提出了粒子群优化极限学习机(PSO-ELM)算法，运用于小样本氨水浓度定量分析。通过优化极限学习机(ELM)隐藏节点参数，解决了极限学习机由于输入权值和隐含层偏差随机产生的建模结果具有随机性的问题，提高了预测模型的稳定性、精确度和泛化性能。经实验验证，优化后的 PSO-ELM 相比 ELM，模型预测集均方根误差由 0.011 66 减小至 0.003 22，预测集相关系数由 0.995 1 提高至 0.997 9。将优化后的模型预测结果与支持向量机(SVM)、BP 神经网络算法等传统方法的建模结果进行对比，优化后的 PSO-ELM 算法具有较高的精确度和良好的泛化性能，模型预测效果优于传统的定量回归分析算法。

关　键　词：近红外光谱（NIR）；定量分析；小样本；极限学习机（ELM）；粒子群优化（PSO）算法

中图分类号：O433.4；TB96

文献标识码：A　　**文章编号**：1001-5965(2017)06-1208-08

20 世纪 80 年代，近红外光谱技术迅速发展起来。由于该技术测试速度快、测试过程中样品无损耗、能够适应多种成分分析，而且具有结果重演性高、环保无污染等优点，逐渐引起了国内外学者的广泛关注，成为现代检测技术中的重要工具[1]。

在近红外光谱技术的发展中，化学计量学的发展与应用起到十分重要的作用。目前，常用的近红外光谱定量回归分析方法有偏最小二乘法(PLS)、支持向量机(SVM)以及 BP 神经网络(BP-ANN)等。PLS 是一种多元数据分析方法，建立在主成分分析和回归基础上，主要适合于数据量少、各变量内部高度线性相关的模型，不适应动态多变量建模[2]。SVM 是基于风险最小化的统计学习理论，可解决标准的优化问题，对小样本、非线性及高维数据具有很强的泛化能力，一经提出，便得到了广泛应用[3-4]。但 SVM 不适用于大规模数据样本，会耗费机器大量内存资源。BP-ANN 是一种按误差逆传播算法训练的多层前馈网络，其以良好的泛化能力、容错能力以及自学习、自适应能力获得了国内外学者广泛关注。但随着应用范围的扩大，BP-ANN 也暴露出不少缺点，如需要人为设置大量网络参数，网络结构模型不单一，容易陷入局部优化，而且参数需迭代调整，训练效率不高，容易出现过拟合现象[5]。

2004 年，南洋理工大学黄广斌等[6]提出一种人工神经网络模型训练新算法——极限学习机(Extreme Learning Machine，ELM)，该算法输入层与隐含层之间的连接权值和阈值均随机产生，而且在模型训练过程中无需对参数进行调整，只需对隐含层神经元个数进行设置，便可避免陷入局部的最小值，从而获得唯一最优解。与传统方法相比具有简单易用、学习速度快及泛化性好的特点。此后，不少学者开始运用并不断改进 ELM 算法。Masri 等[7]运用 ELM 对土壤的近红外光谱进

收稿日期：2016-05-31；**录用日期**：2016-07-01；**网络出版时间**：2016-08-25 08:33
网络出版地址：www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160825.0833.001.html
基金项目：国家科技支撑计划（2014BAF08B01）
* **通讯作者**：E-mail：zhengdezhi@buaa.edu.cn

引用格式：*周美灵，郑德智，娄格，等. 基于改进极限学习机的光谱定量建模方法[J]. 北京航空航天大学学报，2017，43(6)：1208-1215. ZHOU M L，ZHENG D Z，LOU G，et al. Quantitative spectral modeling method based on improved extreme learning machine[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2017，43(6)：1208-1215 (in Chinese).*

行建模分析,并用非洲土壤属性预测数据库验证模型,获得了较好的预测性能。Guo 等[8]采用偏最小二乘支持向量机(LS-SVM)和 ELM 建立近红外光谱桃品种的聚类分析模型,预测准确率高达 100%。Huang 和 Chen[9]先后提出了核极限学习机(K-ELM)、增强增量极限学习机(EI-ELM)和凸增量的极限学习机(CI-ELM)等改进极限学习机算法。Jin 等[10]提出了用于交叉特性学习的多任务聚类 ELM,实现了人脸特性识别。Alexandre 等[11]采用遗传算法优化 ELM 对交通噪声进行分类,改进后算法分类准确性由改进前的 74.83% 提高至 93.74%。陈媛媛等[12]采用遗传算法改进 ELM,用于 NO 与 NO_2 混合气体的定量分析,实验结果表明,改进后的模型能够快速、准确地预测混合气体各组分浓度。de Oliveira 和 Ludermir[13]采用鱼群算法改进 ELM 用于聚类分析,经过与标准数据库对比实验验证,改进后的算法具有更好的准确性和泛化性能。

本文基于小样本氨水近红外光谱数据,采用粒子群优化极限学习机(PSO-ELM)算法建立了氨水浓度定量分析模型,优化了 ELM 输入层与隐含层之间的连接权值和偏差,对比了 BP-ANN、SVM、ELM 以及 PSO-ELM 算法模型的精度和泛化性能。通过实验验证,改进后的 PSO-ELM 算法氨水浓度定量分析模型的稳定性、精度和泛化性能较传统方法均有显著提高。

1　近红外光谱理论

近红外光是介于可见光和中红外之间的电磁辐射波,美国材料检测协会将近红外光谱区定义为 780 ~ 2 526 nm 的区域。近红外光谱区主要反映的是有机分子中含氢基团(C—H、O—H、N—H)振动的合频和各级倍频的吸收谱线信息[14]。通过扫描样品的近红外光谱,可以得到样品分子含氢基团的特征信息。

图 1 所示为氨分子(NH_3)振动模式。NH_3 为 C_{3v} 对称性分子,具有对称伸缩振动、非对称伸缩振动、对称弯曲振动以及反对称弯曲振动 4 种振动形式,会产生 4 个基频特征谱带。气态氨一级倍频和二级倍频均为尖吸收峰,分别在 6 520 cm^{-1}(1 534 nm)和 9 650 cm^{-1}(1 046 nm)附近。NH_3 的倍频、组合频吸收峰较多,通常选择 6 609 cm^{-1}(1 513 nm)、5 084 cm^{-1}(1 967 nm)和 4 417 cm^{-1}(2 264 nm)处吸收强度较大的吸收峰建模[14]。

氨呈弱碱性,在水中主要以 NH_3 形式存在。水是近红外定量分析的主要干扰因素,在近红外谱区有较强的吸收峰,而且谱带较宽[15]。如图 2 所示为实际测得氨水近红外光谱图,氨水样本光谱在 4 484 cm^{-1}(2 203 nm)、4 892 cm^{-1}(2 044 nm)、5 962 cm^{-1}(1 706 nm)和 6 024 cm^{-1}(1 660 nm)出现较强吸收峰。由于近红外光谱峰位容易受到诱导效应、共轭效应、氢键效应、空间效应以及外部条件等多种因素的影响,氨水近红外光谱相比气态氨峰位有较大移动。

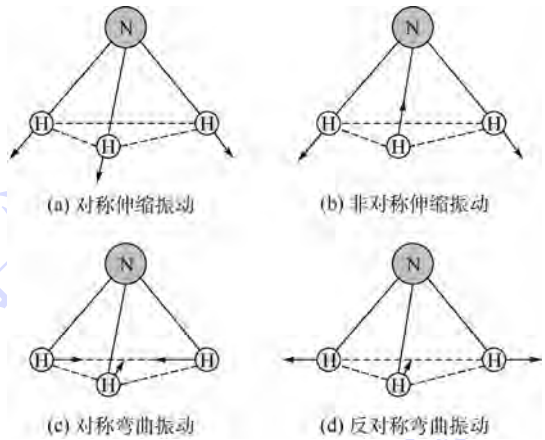


图 1　氨分子振动模式

Fig. 1　Vibration modes of ammonia molecule

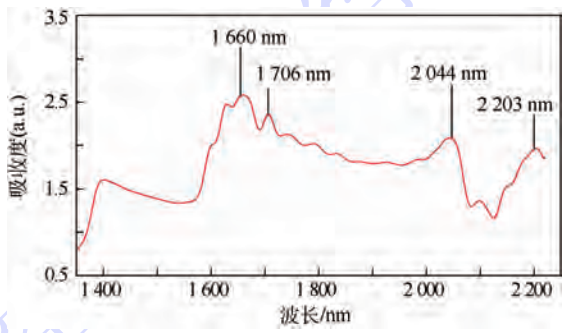


图 2　氨水近红外吸收光谱

Fig. 2　Near infrared absorption spectrum of ammonia

2　算法理论

2.1　极限学习机(ELM)

ELM 是南洋理工大学黄广斌教授提出的一种人工神经网络模型训练新算法,该算法针对单隐含层前馈神经网络(Single-hidden Layer Feedforward Neural Network, SLFN),改进了传统训练方法训练速度慢、容易陷入局部极小值以及学习率选择敏感等缺点[6]。

图 3 所示为典型的单隐含层前馈神经网络结构图。图中:$x_1, x_2, \cdots, x_m$ 为输入;$y_1, y_2, \cdots, y_m$ 为输出;$o_1, o_2, \cdots, o_m$ 为隐含层节点;$\boldsymbol{w} = [w_{ij}]$ 为输入层与隐含层的连接权值;$\boldsymbol{\beta} = [\beta_{jk}]$ 为隐含层与输出层的连接权值。

北航学报 赠阅

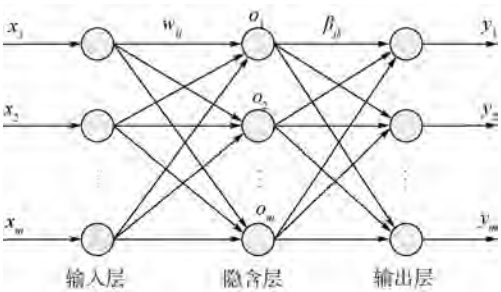


图 3 典型单隐含层前馈神经网络结构

Fig. 3 A typical single-hidden layer feedforward neural network structure

设样本数为 Q,训练集的输入矩阵为 $\boldsymbol{X}$,输出矩阵为 $\boldsymbol{Y}$:

$$\begin{cases} \boldsymbol{X} = \begin{bmatrix} x_{11} & \cdots & x_{1Q} \\ \vdots & & \vdots \\ x_{n1} & \cdots & x_{nQ} \end{bmatrix}_{n\times Q} \\ \boldsymbol{Y} = \begin{bmatrix} y_{11} & \cdots & y_{1Q} \\ \vdots & & \vdots \\ y_{m1} & \cdots & y_{mQ} \end{bmatrix}_{m\times Q} \end{cases} \tag{1}$$

设隐含层神经元的激活函数为 $g(x)$,则网络输出 $\boldsymbol{T}$ 为

$$\boldsymbol{T} = [\boldsymbol{t}_1, \boldsymbol{t}_2 \cdots, \boldsymbol{t}_Q]_{m\times Q}$$

$$\boldsymbol{t}_j = \begin{bmatrix} t_{1j} \\ t_{2j} \\ \vdots \\ t_{mj} \end{bmatrix}_{m\times 1} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{l} \beta_{i1} g(\boldsymbol{w}_i \boldsymbol{x}_j + b_i) \\ \sum_{i=1}^{l} \beta_{i2} g(\boldsymbol{w}_i \boldsymbol{x}_j + b_i) \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^{l} \beta_{im} g(\boldsymbol{w}_i \boldsymbol{x}_j + b_i) \end{bmatrix}_{m\times 1}$$

$$j = 1, 2, \cdots, Q \tag{2}$$

式中:$\boldsymbol{w}_i = [w_{i1}, w_{i2}, \cdots, w_{in}]$;$\boldsymbol{x}_j = [x_{1j}, x_{2j}, \cdots, x_{nj}]^{\mathrm{T}}$。

则式(2)可表示为

$$\boldsymbol{H\beta} = \boldsymbol{T}^{\mathrm{T}} \tag{3}$$

式中:$\boldsymbol{T}^{\mathrm{T}}$ 为矩阵 $\boldsymbol{T}$ 的转置;$\boldsymbol{H}$ 为神经网络的隐含层输出矩阵,其具体形式可表示为

$$\boldsymbol{H}(\boldsymbol{w}_1, \boldsymbol{w}_2, \cdots, \boldsymbol{w}_l, b_1, b_2, \cdots, b_l, \boldsymbol{x}_1, \boldsymbol{x}_2, \cdots, \boldsymbol{x}_Q) = \begin{bmatrix} g(\boldsymbol{w}_1\boldsymbol{x}_1 + b_1) & g(\boldsymbol{w}_2\boldsymbol{x}_1 + b_2) \cdots g(\boldsymbol{w}_l\boldsymbol{x}_1 + b_l) \\ g(\boldsymbol{w}_1\boldsymbol{x}_2 + b_1) & g(\boldsymbol{w}_2\boldsymbol{x}_2 + b_2) \cdots g(\boldsymbol{w}_l\boldsymbol{x}_2 + b_l) \\ \vdots & \vdots \qquad \vdots \\ g(\boldsymbol{w}_1\boldsymbol{x}_Q + b_1) & g(\boldsymbol{w}_2\boldsymbol{x}_Q + b_2) \cdots g(\boldsymbol{w}_l\boldsymbol{x}_Q + b_l) \end{bmatrix}_{Q\times l} \tag{4}$$

在文献[16]算法的基础上,Huang 等[6]证明:在任意区间范围内,给定无限可微的激活函数 $g:\mathbf{R}\to\mathbf{R}$ 和任意小误差 $\varepsilon > 0$,则总存在一个含有 $K(K \leqslant Q)$ 个隐含层神经元的单隐含层神经网络模型,在任意赋值 $\boldsymbol{w}_i \in \mathbf{R}^n$ 和 $b_i \in \mathbf{R}$ 的情况下,有 $\|\boldsymbol{H}_{N\times M}\boldsymbol{\beta}_{M\times N} - \boldsymbol{T}^{\mathrm{T}}\| < \varepsilon$。

因此,当存在无限可微的激活函数 $g(x)$ 时,单隐含层神经网络模型中的参数都无需调整,只需在训练前,通过随机的方法确定参数 w 和 b,则求下列方程组的最小二乘解便可得到隐含层与输出层间的连接权值 $\boldsymbol{\beta}$:

$$\min_{\boldsymbol{\beta}} \|\boldsymbol{H\beta} - \boldsymbol{T}^{\mathrm{T}}\| \tag{5}$$

其解为

$$\hat{\boldsymbol{\beta}} = \boldsymbol{H}^{+}\boldsymbol{T}^{\mathrm{T}} \tag{6}$$

式中:$\boldsymbol{H}^{+}$ 为隐含层输出矩阵 $\boldsymbol{H}$ 的 Moore-Penrose 广义逆。

ELM 算法实现分为以下 3 个步骤[17]:

1) 设置隐含层神经元个数,输入层与隐含层间的连接权值 $\boldsymbol{w}$ 和隐含层偏差 b 可以通过随机数产生。

2) 选择无限可微的隐含层神经元激活函数,计算输出矩阵 $\boldsymbol{H}$。

3) 通过求解 $\hat{\boldsymbol{\beta}}$:$\hat{\boldsymbol{\beta}} = \boldsymbol{H}^{+}\boldsymbol{T}^{\mathrm{T}}$ 计算输出层权值。

2.2 粒子群优化算法

粒子群优化(Particle Swarm Optimization, PSO)算法由 Kennedy 和 Eberhart[18]提出。该算法从鸟群捕食特征中得到启发。初始化一个种群,种群中的个体称为粒子。种群中的每个粒子都具有 3 个特征,即速度、位置和适应值,且随着粒子的更新和迭代不断改变。在可解空间中,每个粒子都可能是问题的一个最优解。个体粒子的位置更新取决于个体极值和群体极值,通过跟踪极值来确定在解空间中的运动方向。

假设确立了一个 D 维搜索空间,空间中有由 n 个粒子组成的种群 $\boldsymbol{X}_{\mathrm{p}} = (X_1, X_2, \cdots, X_n)$,则在 D 维搜索空间中第 i 个粒子的位置,可能是问题的一个潜在的最优解,可用一个 D 维的向量 $\boldsymbol{X}_i = (x_{i1}, x_{i2}, \cdots, x_{iD})^{\mathrm{T}}$ 表示。设每个粒子位置为 $\boldsymbol{X}_i$,则根据目标函数可以算出对应的适应度值。第 i 个粒子的速度为 $\boldsymbol{V}_i = (V_{i1}, V_{i2}, \cdots, V_{iD})^{\mathrm{T}}$,其个体极值为 $\boldsymbol{P}_i = (P_{i1}, P_{i2}, \cdots, P_{iD})^{\mathrm{T}}$,种群的全局极值为 $\boldsymbol{P}_{\mathrm{g}} = (P_{\mathrm{g}1}, P_{\mathrm{g}2}, \cdots, P_{\mathrm{g}D})^{\mathrm{T}}$。速度和位置更新公式如下:

$$V_{id}^{k+1} = \omega V_{id}^{k} + c_1 r_1 (P_{id}^{k} - X_{id}^{k}) + c_2 r_2 (P_{\mathrm{g}d}^{k} - X_{id}^{k}) \tag{7}$$

$$X_{id}^{k+1} = X_{id}^{k} + V_{id}^{k+1} \tag{8}$$

式中：ω 为惯性权重；k 为当前的迭代次数；$d=1,2,\cdots,D$；$i=1,2,\cdots,n$；V_{id} 为粒子的速度；c_1 和 c_2 为加速度因子，为非负常数；r_1 和 r_2 为分布于[0,1]之间的随机数。为防止粒子盲目搜索，一般将其速度和位置限制在一定的区间$[-V_{max},V_{max}]$、$[-X_{max},X_{max}]$内[19]。

2.3　粒子群优化极限学习机(PSO-ELM)算法

由于 ELM 的隐藏节点参数(输入权值和偏差)随机产生，相比于很多传统的算法需要更多的隐层节点才能达到理想的精度[20]。在 ELM 中，输出权值矩阵由输入权值矩阵和偏差计算得到，可能会存在很多无效的隐含层节点，影响 ELM 的泛化性能。因此，要提高 ELM 的性能，主要目标是寻找最优的隐含层节点个数，选择恰当的隐含层节点参数。

针对上述问题，本文提出一种 PSO-ELM 算法，采用 PSO 优化 ELM 的输入层权值和隐含层偏差。流程图如图 4 所示。

PSO-ELM 具体实现步骤如下：

1）初始化种群。种群规模 P 设为 200，设隐含层节点数为 h，输入层神经元数为 m，则粒子长度 $L=h(m+1)$，种群个体即粒子，由输入权值和隐含层偏差构成。

2）计算每个粒子的适应度。采用 ELM 算法对初始化种群中的粒子进行训练，计算出每个粒子的预测集均方根误差(RMSEP)，将其作为粒子群优化算法的适应度值。

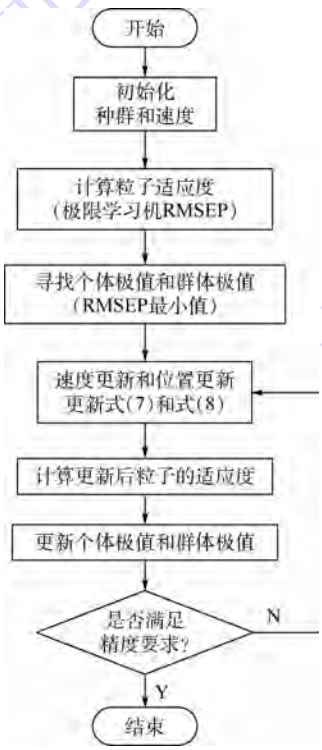


图 4　PSO-ELM 算法流程图

Fig. 4　Flowchart of PSO-ELM algorithm

3）寻找个体极值和群体极值。每次迭代后，将计算出的适应度值 PMSEP 和粒子的个体极值、群体极值进行比较，如果较好即 RMSEP 值较小，则将其作为个体极值和群体极值。

4）适当选取速度参数 c_1 和 c_1，将位置和速度限制在 ELM 隐含层节点参数取值范围[-1,1]内，根据式(7)更新粒子速度，式(8)更新粒子位置。

5）判断结果是否满足训练目标精度，不满足则转到步骤 2)。迭代结束时，全局最优粒子所在位置便是最优解。

3　实验设计

3.1　仪器设备

实验的检测设备是德州仪器公司生产的 DLP® NIRscan™ Evaluation Module (EVM)[21]近红外光谱仪，该仪器配置有基于 DLP 的光谱仪光学引擎。光源为频带从可见光到红外光的钨卤素灯，探测器为单元件扩展型 InGaAs 探测器，可探测长范围为 1 350 ~ 2 450 nm。

3.2　样本材料

实验样本材料为实验用滴定标准氨水溶液。氨水溶液采用高纯氨气和蒸馏水按体积比进行配置。氨水样本浓度范围为 0 ~ 0.25，浓度梯度为 0.01。每个样本浓度取样 3 次。每次取样样本用光谱仪重复扫描 3 次，建模样本光谱取3 次扫描和 3 次取样的平均值。样本数共计 26，将样本分为预测集和训练集。为使样本具有代表性，将样本按照浓度梯度顺序等分为 5 份，随机选取每份中任意一个浓度点作为预测集样本，其余为训练集样本。预测集样本数为 5，训练集样本数为 21。

3.3　模型建立与评价

本文采用 PSO-ELM 算法建立定量分析模型。将处理后的光谱分为训练集和预测集，训练集用于建立模型，预测集用于验证模型。采用 MATLAB 2009a进行模型建立和分析。程序分为 5 个部分，产生训练集/预测集、数据归一化处理、模型训练、模型测试以及结果分析。

本文采用训练集相关系数(correlation coefficient of calibration) R_c、训练集均方根误差(Root Mean Square Error of Calibration，RMSEC)、预测集相关系数(correlation coefficient of prediction) R_p 和 RMSEP 对模型性能进行评价[22]。

$$R_c = \frac{\sum_{i=1}^{n}(y_{ci}-\bar{y}_c)(\hat{y}_{ci}-\bar{\hat{y}}_c)}{\sqrt{\sum_{i=1}^{n}(y_{ci}-\bar{y}_c)^2}\sqrt{\sum_{i=1}^{n}(\hat{y}_{ci}-\bar{\hat{y}}_c)^2}} \tag{9}$$

$$\mathrm{RMSEC} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n}(y_{ci}-\hat{y}_{ci})^2}{n_c}} \tag{10}$$

$$R_p = \frac{\sum_{i=1}^{n}(y_{pi}-\bar{y}_p)(\hat{y}_{pi}-\bar{\hat{y}}_p)}{\sqrt{\sum_{i=1}^{n}(y_{pi}-\bar{y}_p)^2}\sqrt{\sum_{i=1}^{n}(\hat{y}_{pi}-\bar{\hat{y}}_p)^2}} \tag{11}$$

$$\mathrm{RMSEP} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n}(y_{pi}-\hat{y}_{pi})^2}{n_p}} \tag{12}$$

式中：n_c 和 n_p 分别为训练集和预测集的样本个数；y_{ci}、$\bar{y}_c$、$\hat{y}_{ci}$ 和 $\bar{\hat{y}}_c$ 分别为训练集第 i 个样本的目标性能参考值、所有训练集样本参考值的平均值、所建模型对训练集第 i 个样本的预测值及对所有训练集样本预测值的平均值；y_{pi}、$\bar{y}_p$、$\hat{y}_{pi}$ 和 $\bar{\hat{y}}_p$ 分别为预测集第 i 个样本的目标性能参考值、所有预测集样本参考值的平均值、所建模型对预测集第 i 个样本的预测值及对所有预测集样本预测值的平均值。

4 结果分析

4.1 光谱预处理

氨水样本的原始近红外光谱图如图 5(a)所示，图中各样品的近红外光谱谱峰严重重叠，且谱带较宽，无法直接进行定量分析建模，需对光谱进行预处理。

光谱仪得到的光谱信号中含有叠加的随机误差，信号平滑是消除噪声的最常用的方法。本文采用 S-G(Savitzky-Golay)滤波器对光谱进行平滑处理。S-G 滤波器是一种在时域内基于局域多项式最小二乘法拟合的滤波方法，其最大特点在于在滤除噪声的同时能够确保信号的形状、宽度不变，可尽可能保留光谱特征[23]。对原始光谱采用 25 点平滑滤波，平滑后的光谱如图 5(b)所示。氨水样本光谱吸收强度随着浓度增大逐渐增强。

4.2 建模结果分析

选择光谱吸收特征明显的 1 600 ~ 2 100 nm 谱段建立模型，用预测集对模型进行验证。为了更好地验证算法性能，本文将 PSO-ELM 建模结果与传统的 BP-ANN 和 SVM 算法建模结果进行对比。

表1 和图 6 为 BP-ANN/SVM 和 ELM/PSO-

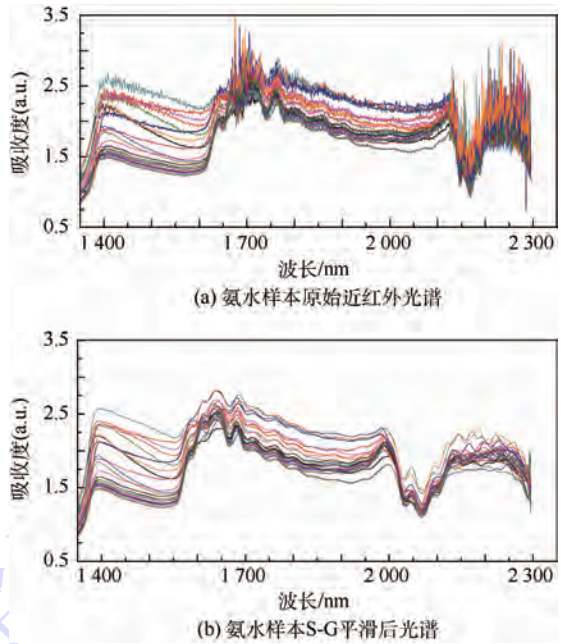


图 5 氨水近红外光谱预处理前后对比

Fig. 5 Comparison of ammonia near infrared spectrum before and after preprocessing

表 1 训练集拟合效果对比

Table 1 Comparison of imitative effects of training sets

算法类型	RMSEC	R_c
BP-ANN/SVM	0.032 783	0.997 3
ELM/PSO-ELM	0.001 543	0.999 6

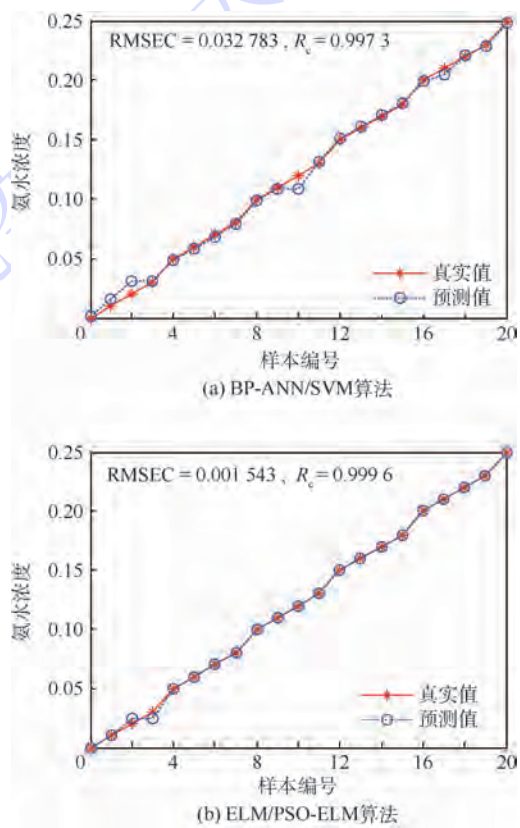


图 6 4 种算法训练集拟合结果

Fig. 6 Imitative effects of training sets of four algorithms

ELM 训练集拟合结果对比。表 1 中 ELM/PSO-ELM 训练集均方根误差 RMSEC 为 0.001 543 远远小于 BP-ANN/SVM 训练集均方根误差 0.032 783。拟合相关系数相差 0.002 3,但均接近 1。图 6 为训练集拟合曲线,横坐标为样本编号,总共 21 个训练集样本,纵坐标为氨水体积浓度。对比图 6(a)和图 6(b)可知,ELM/PSO-ELM 对样本的利用率更高,训练集拟合效果优于 BP-ANN/SVM。

表 2 和图 7 为 BP-ANN、SVM、ELM 和 PSO-ELM 4 种算法预测结果对比。表 2 中真实值是预测集氨水样本的体积浓度,未参与训练集拟合建模。预测值为建模拟合的结果,真实值与预测值之差即为误差值。PSO-ELM 算法建模的拟合最大误差的绝对值为 0.004 61,RMSEP 值为 0.003 22,均小于其他 3 种算法,R_p 值为 0.997 9,大于其他 3 种算法,拟合效果最好。图 7(a)~图 7(d)分别为 BP-ANN、SVM、ELM 以及 PSO-ELM 预测集建模拟合结果。比较可知,图 7(d)中预测值和真实值误差最小、精度最高、拟合线性度最好。4 种算法拟合效果顺序为:PSO-ELM > ELM > BP-ANN > SVM。

表 2　4 种算法建模结果对比

Table 2　Comparison of modeling results among four algorithms

算法类型	氨水浓度		浓度误差	RMSEP	R_p
	真实值	预测值			
BP-ANN	0.04	0.064 23	0.024 23	0.014 28	0.993 8
	0.09	0.092 75	0.002 75		
	0.14	0.145 53	0.005 33		
	0.19	0.179 77	−0.010 23		
	0.24	0.220 36	−0.019 64		
SVM	0.04	0.040 84	0.000 84	0.014 55	0.980 7
	0.09	0.092 72	0.002 72		
	0.14	0.130 62	−0.009 38		
	0.19	0.189 76	−0.000 24		
	0.24	0.207 74	−0.032 26		
ELM	0.04	0.013 72	−0.026 28	0.011 66	0.995 1
	0.09	0.103 68	0.013 68		
	0.14	0.136 14	−0.003 86		
	0.19	0.189 76	−0.000 24		
	0.24	0.231 55	−0.008 45		
PSO-ELM	0.04	0.042 64	0.002 64	0.003 22	0.997 9
	0.09	0.085 39	−0.004 61		
	0.14	0.138 42	−0.001 58		
	0.19	0.194 34	0.004 34		
	0.24	0.238 40	−0.001 60		

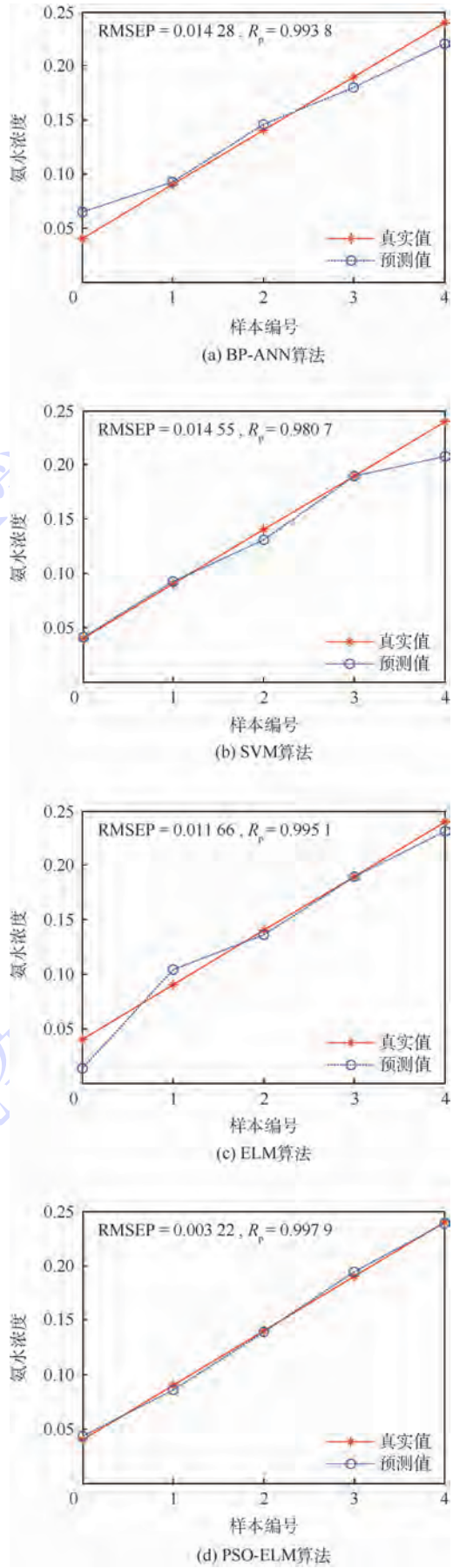


图 7　4 种算法预测集拟合结果

Fig. 7　Imitative effects of prediction sets of four algorithms

北京航空航天大学

北航学报 赠阅

5 结 论

本文提出了基于小样本数据的粒子群改进极限学习机算法,建立了氨水浓度的定量分析模型,可实现允许误差范围 ±0.005 的氨水浓度预测。

1) PSO-ELM 算法优化了 ELM 算法中随机产生的输入权值和隐含层偏差,减小了建模结果的随机性,提高了建模精度。

2) PSO-ELM 和 ELM 算法训练集拟合效果明显优于 BP-ANN 和 SVM 算法,提高了训练集数据点的利用率,有利于提高模型预测精度。

3) PSO-ELM 算法相比传统的 SVM、BP-ANN 算法,对于小样本数据具有更好的泛化性能和更高的回归拟合精度。

本文研究中,ELM 和 PSO-ELM 算法的隐含层节点个数和激活函数均选用经验值得出的最佳参数,未来的研究中,可结合实际样本和需求,选取出性能更好的建模参数。

参考文献 (References)

[1] 王海莲,万向元,胡培松,等. 稻米脂肪含量近红外光谱分析技术研究[J]. 中国农业科学,2005,38(8):1540-1546.
WANG H L,WAN X Y,HU P S,et al. Quantitative analysis of fat content in brown rice by near infrared spectroscopy (NIRS) technique[J]. Scientia Agricultura Sinica,2005,38(8):1540-1546(in Chinese).

[2] 吴琼,原忠虎,王晓宁. 基于偏最小二乘回归分析综述[J]. 沈阳大学学报,2007,19(2):33-35.
WU Q,YUAN Z H,WANG X N. Summary of partial least squares regression[J]. Journal of Shenyang University,2007,19(2):33-35(in Chinese).

[3] CORTES C,VAPNIK V. Support-vector networks[J]. Machine Learning,1995,20(3):273-297.

[4] SUYKENS J A K,VANDEWALLE J. Least squares support vector machine classifiers[J]. Neural Processing Letters,1999,9(3):293-300.

[5] HEERMANN P D,KHAZENIE N. Classification of multispectral remote sensing data using a back-propagation neural network[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing,1992,30(1):81-88.

[6] HUANG G B,ZHU Q Y,SIEW C K. Extreme learning machine:A new learning scheme of feedforward neural networks [C]//2004 IEEE International Joint Conference on Neural Networks,2004. Piscataway,NJ:IEEE Press,2004,2:985-990.

[7] MASRI D,WOON W L,AUNG Z. Soil property prediction:An extreme learning machine approach[C]//22nd International Conference on Neural Information Processing,ICONIP 2015. Berlin:Springer,2015:18-27.

[8] GUO W,GU J,LIU D,et al. Peach variety identification using near-infrared diffuse reflectance spectroscopy[J]. Computers and Electronics in Agriculture,2016,123(C):297-303.

[9] HUANG G B,CHEN L. Enhanced random search based incremental extreme learning machine[J]. Neurocomputing,2008,71(16):3460-3468.

[10] JIN Y,LI J,LANG C,et al. Multi-task clustering ELM for VIS-NIR cross-modal feature learning[J]. Multidimensional Systems and Signal Processing,2016,28(3):1-16.

[11] ALEXANDRE E,CUADRA L,SALCEDO-SANZ S,et al. Hybridizing extreme learning machines and genetic algorithms to select acoustic features in vehicle classification applications [J]. Neurocomputing,2015,152:58-68.

[12] 陈媛媛,张记龙,赵冬娥. 基于极限学习机的混合气体 FTIR 光谱定量分析[J]. 中北大学学报(自然科学版),2011,32(5):636-641.
CHEN Y Y,ZHANG J L,ZHAO D E. Quantitative analysis of mixed gas FTIR spectrum based on extreme learning machine [J]. Journal of North University of China (Natural Science Edition),2011,32(5):636-641(in Chinese).

[13] DE OLIVEIRA J F L,LUDERMIR T B. Homogeneous ensemble selection through hierarchical clustering with a modified artificial fish swarm algorithm[C]//2011 23rd IEEE International Conference on Tools with Artificial Intelligence (ICTAI). Piscataway,NJ:IEEE Press,2011:177-180.

[14] WORKMAN J,WEYER L. 近红外光谱解析实用指南[M]. 褚小立,许育鹏,田高友,译. 北京:化学工业出版社,2009:6-17.
WORKMAN J,WEYER L. Practical guide to interpretive near-infrared spectroscopy[M]. CHU X L,XU Y P,TIAN G Y,translated. Beijing:Chemical Industry Press,2009:6-17(in Chinese).

[15] 严衍禄. 近红外光谱分析基础与应用[M]. 北京:中国轻工业出版社,2005:128-130.
YAN Y L. Near infrared spectrum analysis and application [M]. Beijing:China Light Industry Press,2005:128-130(in Chinese).

[16] POGGIO T,GIROSI F. A theory of networks for approximation and learning[M]. Cambridge:Massachusetts Institute of Technology,1989:25-39.

[17] 陈林伟. 基于极限学习机的骨髓细胞识别技术研究[D]. 杭州:中国计量学院,2014:44-49.
CHEN L W. Research on recognition of bone marrow cells based on extreme learning machine[D]. Hangzhou:China Jiliang University,2014:44-49(in Chinese).

[18] KENNEDY J,EBERHART R. Particle swarm optimization[J]. Swarm Intelligence,2007,1(1):33-57.

[19] 石山,刘德鹏,李成茂. 基于改进粒子群优化算法的飞机作动系统功率调度[J]. 北京航空航天大学学报,2016,42(10):2024-2030.
SHI S,LIU D P,LI C M. Power dispatch of actuator of aircraft based on improved particle swarm optimization algorithm[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2016,42(10):2024-2030(in Chinese).

[20] 李永强. 基于粒子群优化的极限学习机的 XML 文档分类中的研究与应用[D]. 沈阳:东北大学,2013:27-33.
LI Y Q. Research and application of XML classification based

on extreme learning machine with particle swarm optimization [D]. Shenyang: Northeastern University, 2013: 27-33 (in Chinese).

[21] PRUETT E. Techniques and applications of programmable spectral pattern coding in Texas Instruments DLP spectroscopy [C]// Proceedings of SPIE-The International Society for Optical Engineering. Bellingham, WA: SPIE, 2015.

[22] 刘小丽. 红外光谱在药物分析中的应用研究[D]. 西安:西北大学,2013:6-8.
LIU X L. The application of infrared spectroscopy in pharmaceutical analysis[D]. Xi'an: Northwest University, 2013: 6-8 (in Chinese).

[23] GORRY P A. General least-squares smoothing and differentiation by the convolution (Savitzky-Golay) method[J]. Analytical Chemistry, 1990, 62(6): 570-573.

作者简介:

周美灵　女,硕士研究生。主要研究方向:近红外光谱分析。

郑德智　男,博士,副教授,博士生导师。主要研究方向:传感器敏感机理及检测系统。

Quantitative spectral modeling method based on improved extreme learning machine

ZHOU Meiling, ZHENG Dezhi*, LOU Ge, LIU Zheng

(School of Instrumentation Science and Opto-electronics Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: According to the principle of near infrared spectrum (NIR), an optimized extreme learning machine algorithm with particle swarm optimization (PSO-ELM) was proposed and used in ammonia concentration quantitative analysis of small sample. By optimizing the hidden node parameters of extreme learning machine (ELM) algorithm, the problem of randomly generated input weight and hidden layer of ELM leading to random modeling results has been solved. At the same time, the model stability, accuracy and generalization performance were improved. Through the experimental verification, by the optimized PSO-ELM, compared to ELM, the root mean square error of prediction set reduces to 0.003 22 from 0.011 66 and the correlation coefficient of prediction increases from 0.995 1 to 0.997 9. After comparing the optimized model prediction results with the modeling results of traditional support vector machine (SVM) regression and BP neural network algorithm, optimized PSO-ELM offers high accuracy and excellent generalization performance. Model prediction effect is superior to the traditional quantitative regression analysis algorithm.

Keywords: near infrared spectrum (NIR); quantitative analysis; small sample; extreme learning machine (ELM); particle swarm optimization (PSO) algorithm

Received: 2016-05-31; **Accepted**: 2016-07-01; **Published online**: 2016-08-25 08:33

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20160825.0833.001.html

Foundation item: National Key Technology Research and Development Program of China (2014BAF08B01)

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

北京航空航天大学学报

2017 年 6 月
第43卷 第6期
北京航空航天大学学报
Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics
June 2017
Vol. 43 No. 6

北航学报
赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0463

基于自适应融合的弹道目标空间位置重构

全下
文载

许丹，田波，冯存前*，贺思三，赵双

（空军工程大学 防空反导学院，西安 710051）

摘　　要：由于进动锥体目标参数存在耦合，单部雷达不易获取同时参数估计误差较大。针对这一问题，提出了一种联合多部雷达不同视角微动信息进行参数提取与融合的新方法。首先，对进动目标进行了建模和散射点距离像分析，并利用 Hough 变换实现了锥顶散射点的关联。然后，联立 2 部雷达的微动信息作为求解单元来对耦合参数进行解耦，求出相应的参数。同时以进动角为例进行了误差方差分析，以融合后误差方差最小为原则对权系数进行了求解，并对其余参数进行了相同的处理。最后，在一个进动周期内，根据求出的锥体顶点坐标和锥旋轴矢量实现了锥体目标空间位置的重构。仿真结果表明该融合方法能够提高参数精度并能对锥体空间位置进行重构。

关　键　词：进动；Hough 变换；融合；空间位置重构；性能分析

中图分类号：TN957

文献标识码：A　　**文章编号**：1001-5965(2017)06-1216-08

近年来，弹道导弹攻防技术得到了很大的发展，传统的利用目标雷达散射截面积(RCS)、结构和形状等信息进行识别的技术已不能满足要求，需要采用不依赖于目标形状和电磁特性的方法进行目标识别[1]。自美国海军实验室的 Chen 教授将微动拓展到雷达领域以来[2]，利用微动特征进行目标识别的方法越来越受到国内外学者们的关注[3]。另外，随着战场环境的日趋复杂，单部雷达也暴露出对目标姿态敏感、由于遮挡效应不能获取目标完整的微动信息、部分进动参数无法解耦等缺点。组网雷达能够获得不同视角下目标的微动信息，能够克服单部雷达存在的上述缺点。同时针对传统组网雷达进行目标参数特征提取时，仅仅利用其多视角信息而并没有充分利用所有信息这一不足，本文在利用组网雷达多视角信息进行参数提取的基础上，还对提取的参数进行了融合处理，合理利用了组网雷达信息，提高了参数估计的精度。

窄带雷达因其距离分辨率有限，在刻画目标尺寸、结构等细节上存在不足，所以一般用于空间目标的粗分辨。宽带雷达距离分辨率高，在对目标进行观测时，可将目标等效为一些强的散射点[4]，通过对这些孤立散射点的分析来提取目标参数并进行成像。文献[5]利用单部雷达对进动目标参数进行了提取，但由于单一视角的局限性，在对参数进行提取过程中，对锥体目标底面半径进行了近似，同时对部分模糊参数进行了优化，过程较为复杂。文献[6]对雷达参数与目标参数之间关系进行了分析，得出了要对参数进行解耦至少需要 2 个不同视角的观测信息。同时分析了在一定范围内，2 个雷达视角之间差距越大，参数估计的越精确。文献[7]利用广义 Hough 变换、参数拟合等方法从多视角距离像中提取出目标参数，但是广义 Hough 变换解算复杂，同时在推导

收稿日期：2016-06-01；**录用日期**：2016-10-01；**网络出版时间**：2016-11-24 09:59
网络出版地址：www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161124.0959.001.html
基金项目：国家自然科学基金（61372166，61501495）
* **通讯作者**：E-mail：fengcunqian@sina.com

引用格式：*许丹，田波，冯存前，等. 基于自适应融合的弹道目标空间位置重构[J]. 北京航空航天大学学报，2017，43(6)：1216-1223. XU D，TIAN B，FENG C Q，et al. Space position reconstruction of ballistic target based on adaptive fusion[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2017，43(6)：1216-1223 (in Chinese).*

过程中忽略了底面半径对参数的影响。

为充分利用组网雷达信息，本文在利用宽带多视角信息进行参数求解的基础上，提出了一种根据雷达性能指标进行融合的新算法。首先，通过距离像分析和 Hough 变换实现了锥顶散射点关联和参数提取。然后，以进动角为例，通过文献[8]分析得出的融合权系数与雷达性能之间的关系对进动角进行了融合，同时根据融合后的参数重构了目标的空间位置。最后，在不同信噪比条件下，通过定义一个整体参数误差公式，利用不同融合方法对整体参数误差进行了仿真，结果表明本文融合算法得到的精度较好，验证了算法的适用性。

1　进动锥体目标距离像分析

1.1　锥体进动建模

进动锥体目标模型如图 1 所示，锥体对称轴与锥旋轴的交于 O 点，锥体底面半径为 r，锥顶与 O 点的距离为 h_1，底面中心与 O 点的距离为 h_2，半锥角为 ε，进动角为 θ，进动角速度为 ω。雷达视线与锥体对称轴的夹角（观测角）为 β，与进动轴的夹角为 α。由文献[9]可知，雷达观测到的散射点数量与雷达视角相关。当满足 $\beta \in (0,\varepsilon) \cup (\pi/2,\pi-\varepsilon)$ 时，锥体目标上可观测到 A、B、C 3 个强散射点。由于 ε 较小[9]，因此本文主要对 $\beta \in (\pi/2,\pi-\varepsilon)$ 进行锥体进动分析。

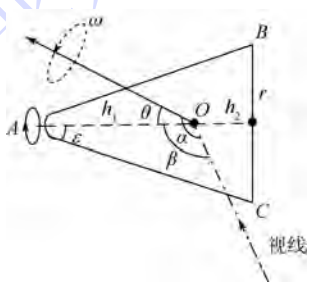


图 1　进动锥体目标模型示意图

Fig. 1　Sketch map of precession cone target model

由文献[6]可知，雷达视线角 $\beta(t)$ 满足式(1)，其中 φ_0 为初相。

$$\cos\beta(t) = \cos\theta\cos\alpha + \sin\theta\sin\alpha\cos(\omega t + \varphi_0) \tag{1}$$

假设平动分量已补偿，设初始时刻雷达距 O 点的距离为 R_0 且满足远场条件。散射点 A、B、C 到雷达视线的径向距离变化表达式为

$$\begin{cases} R_A = h_1\cos\beta(t) \\ R_B = -h_2\cos\beta(t) + r\sin\beta(t) \\ R_C = -h_2\cos\beta(t) - r\sin\beta(t) \end{cases} \tag{2}$$

分析式(2)可知，散射点 A 满足正弦变化，散射点 B、C 由于进动，径向距离变化存在着非正弦变化的分量 $r\sin\beta(t)$。同时由式(1)可知，进动角 θ 与雷达视角 α 存在耦合，仅依靠单一视角不易获取参数。所以本文考虑利用组网雷达多视角的优点，从满足正弦变化的散射点 A 进行参数提取。

1.2　散射点关联

组网雷达中每部雷达由于观测视角不同，得到的距离像也不同。利用组网雷达多视角信息，首先要确定各雷达站距离像中属于同一散射点的峰值位置，即距离像匹配。由式(2)可知，A、B、C 3 个散射点的径向距离变化之和满足正弦变化，与 A 点有相同的频率 ω 和初相 φ_0。

$$\frac{R_A + R_B + R_C}{R_A} = \frac{h_1 - 2h_2}{h_1} \tag{3}$$

在一个周期内，利用相同时间间隔对 3 个散射点径向距离和进行采样，通过最小二乘拟合，可估计出频率 ω 和初相 φ_0。此时，可采用二参数 Hough 变换提取距离像中散射点 A 的振幅和中值参数，由此便可利用组网雷达散射点 A 的信息。

2　参数求解

2.1　进动角 θ、结构参数 h_1 和雷达视角 α_i 的求解

由式(1)和式(2)可得，第 i 部雷达观测得到的散射点 A 的振幅 l_{Ai} 和中值 l_{Ci} 表达式为

$$\begin{cases} l_{Ai} = h_1\sin\theta\sin\alpha_i \\ l_{Ci} = h_1\cos\theta\cos\alpha_i \end{cases} \tag{4}$$

为解决进动角 θ 与雷达视角 α_i 之间的耦合，对式(4)进行变形，可得

$$\frac{l_{Ai}^2}{h_1^2\sin^2\theta} + \frac{l_{Ci}^2}{h_1^2\cos^2\theta} = 1 \tag{5}$$

式(5)有 2 个未知参数 h_1 和 θ，可通过第 i 部和第 j 部雷达联立 2 个方程组进行求解。

$$\theta = \arctan\sqrt{\frac{l_{Ai}^2 - l_{Aj}^2}{l_{Cj}^2 - l_{Ci}^2}} \tag{6}$$

$$h_1 = \sqrt{\left(\frac{l_{Ci}^2}{\cos^2\theta} + \frac{l_{Ai}^2}{\sin^2\theta}\right)} \tag{7}$$

$$\alpha_i = \arccos\left(\frac{l_{Ci}}{h_1\cos\theta}\right) \tag{8}$$

2.2　结构参数 h_2、r 的求解

联立式(3)和式(7)即可求出结构参数 h_2。当 $\cos(\omega t + \varphi_0) = 0$ 时，由式(2)得

$$|R_B - R_C| = 2r\sqrt{1 - (\cos\theta\cos\alpha)^2} \tag{9}$$

在提取出散射点 A 信息时条件下，利用“clean”算法[10]减去雷达回波中散射点 A 的分

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

量，再运用峰值法提取散射点 B、C 某个时间上的距离值，求出 $|R_B - R_C|$ 的值，此时联立式(6)、式(8)和式(9)可求出 r 的值。

3 进动角自适应融合

3.1 进动角加权系数矩阵求解

在第 2 节参数求解的公式中，可以看出进动角与雷达视角和结构参数均有关系，一定程度上进动角的估计精度影响着雷达视角和结构参数的估计精度。同时可知利用 2 部不同视角的雷达即可求出进动角等参数，现以组网雷达中任意 2 部雷达作为参数求解单元，则 n 个单元求得的矩阵 $\boldsymbol{U} = (\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \cdots, \hat{\theta}_n)^{\mathrm{T}}$，满足：

$$\boldsymbol{U} = \boldsymbol{\theta} + \boldsymbol{V} \tag{10}$$

式中：$\boldsymbol{\theta} = (\theta, \theta, \cdots, \theta)^{\mathrm{T}}$，$\theta$ 为进动角真实值；$\boldsymbol{V} = (v_1, v_2, \cdots, v_n)^{\mathrm{T}}$，$v_k$ 为第 k 个单元求出进动角产生的误差，满足 $(0, \sigma_k^2)$ 的高斯分布且进动角误差之间相互独立 $(k = 1, 2, \cdots, n)$，σ_k^2 为第 k 个单元求出的进动角误差方差。令进动角估计值 $\hat{\theta} = \boldsymbol{AU}$，$\boldsymbol{A} = (a_1, a_2, \cdots, a_n)$ 为权系数矩阵，系数满足 $\sum_{i=1}^{n} a_i = 1$。令进动角估计值误差为 $\tilde{\theta}$，满足 $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$，以 $\tilde{\theta}$ 方差最小为最佳权系数求取准则，则 $\tilde{\theta}$ 方差满足：

$$D(\tilde{\theta}) = E(\tilde{\theta}^2) - (E(\tilde{\theta}))^2 \tag{11}$$

式中：$E(\tilde{\theta}^2) = E((\boldsymbol{AV})^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{AV}))$；$E(\tilde{\theta}) = E(\theta - \hat{\theta}) = 0$。运用多元函数求极值法可得到加权系数矩阵为

$$\boldsymbol{A} = \frac{1}{\sum_{k=1}^{n} \frac{1}{\sigma_k^2}} \left(\frac{1}{\sigma_1^2}, \frac{1}{\sigma_2^2}, \cdots, \frac{1}{\sigma_n^2} \right) \tag{12}$$

3.2 进动角误差方差分析

由式(12)和式(6)可知，加权系数与进动角误差的方差有关，而进动角与散射点 A 距离像的振幅 l_A 和中值 l_C 有关。

以第 k 求解单元中雷达 1 与雷达 2 为例进行分析，提取散射点 A 距离像的中值与振幅。为简化分析，令 $x_1 = l_{A1}$，$x_2 = l_{C1}$，$x_3 = l_{A2}$，$x_4 = l_{C2}$，$\theta_k = f(\boldsymbol{x})$，$\boldsymbol{x} = (x_1, x_2, x_3, x_4)$。现对 θ_k 进行全微分，得

$$\hat{\theta}_k \approx \theta_k + \mathrm{d}\theta_k \qquad \mathrm{d}\theta_k = \sum_{i=1}^{4} \frac{\partial f(\boldsymbol{x})}{\partial x_i} \mathrm{d}x_i \tag{13}$$

根据误差的传递性，θ_k 的估计方差为

$$D(\mathrm{d}\theta_k) = \sum_{i=1}^{4} \left[\left(\frac{\partial f(\boldsymbol{x})}{\partial x_i} \right)^2 D(\mathrm{d}x_i) \right] \tag{14}$$

由式(10)可知 $\hat{\theta}_k = \theta + v_k$，与式(13)对比发现：$v_k(0, \sigma_k^2)$ 与 $\mathrm{d}\theta_k$ 是相对应的，可通过求解 $D(\mathrm{d}\theta_k)$ 来确定 σ_k^2。

在相同观测时间内，同部雷达同一散射点距离像幅值与中值的微分是一致的，仅与雷达分辨力相关，所以 $\mathrm{d}x_i$ 满足 $\mathrm{d}x_1 = \mathrm{d}x_2$、$\mathrm{d}x_3 = \mathrm{d}x_4$。在多数情况下锥体目标散射点之间是稀疏的，散射点 B、C 对散射点 A 的影响可以忽略。在雷达达到其理想分辨力的情况下，由文献[8]可以得到 $D(\mathrm{d}x_i)$ 满足：

$$D(x_i) = D(\mathrm{d}x_i) = \frac{3}{2\pi^2} \cdot \frac{\delta_{\mathrm{r}}^2}{\mathrm{SNR}} \tag{15}$$

式中：SNR 为散射点 A 在距离像上的峰值信噪比；δ_{r} 为距离分辨率，即为 $c/(2B)$。c 为光速，B_{r} 为雷达带宽。综上分析加权系数矩阵满足的表达式为

$$\boldsymbol{A} = \frac{1}{\sum_{k=1}^{n} \frac{1}{\sigma_k^2}} \left(\frac{1}{\sigma_1^2}, \frac{1}{\sigma_2^2}, \cdots, \frac{1}{\sigma_n^2} \right) \qquad \sigma_k^2 = \Lambda f(\boldsymbol{x}) \tag{16}$$

$$\begin{cases} \Lambda = \left(\frac{\partial}{\partial x_1} + \frac{\partial}{\partial x_2} \right) \frac{3}{2\pi^2} \cdot \frac{\delta_{\mathrm{r1}}^2}{\mathrm{SNR}_1} + \\ \qquad \left(\frac{\partial}{\partial x_3} + \frac{\partial}{\partial x_4} \right) \frac{3}{2\pi^2} \cdot \frac{\delta_{\mathrm{r2}}^2}{\mathrm{SNR}_2} \\ f(\boldsymbol{x}) = \arctan \sqrt{\frac{x_1^2 - x_3^2}{x_4^2 - x_2^2}} \qquad \boldsymbol{x} = (x_1, x_2, x_3, x_4) \end{cases} \tag{17}$$

式中：δ_{r1} 和 δ_{r2} 为第 1、2 部雷达分辨率；SNR_1 和 SNR_2 为第 1、2 部雷达信噪比。

由此可看出，进动角权系数矩阵与雷达带宽和回波信噪比有关，而这 2 个因素也正是判断雷达性能指标的依据之一。当雷达带宽确定时，可通过提高回波的信噪比来提高提取数据的精度。而文献[11]仅仅指出加权因子与雷达性能有关，却并没有具体指出与雷达性能的关系。

3.3 融合求解

经过上述推导，进动角 θ 可通过每个求解单元求出的进动角通过加权系数矩阵进行融合来提高估计精度，表达式如下：

$$\hat{\theta} = \boldsymbol{AU} \tag{18}$$

对于结构参数，可以运用同样的方法进行融合处理，在此不具体阐述。雷达视角 α_i 仅与雷达和目标之间的空间位置有关，无法进行融合，可利

北京航空航天大学学报

用融合后的结构参数 θ 和 h_1 对 α_i 进行求解来提高 α_i 的估计精度。

4　锥体目标三维空间位置重构

4.1　组网雷达模型

图 2 为组网雷达观测锥体目标示意图，假设目标平动已补偿，N 部雷达均可达到时间上和空间上的同步要求。以 O 为原点建立参考坐标系 O-XYZ，其中 OZ 为锥旋轴，初始时刻锥体对称轴与 Z 轴所在平面为 YOZ 面，XYZ 满足右手坐标系，同时建立全局坐标系 O_0-$X_0Y_0Z_0$。参考坐标系与全局坐标系之间的坐标转换可参考文献[12]。设雷达网中有 N 部雷达，R_i 表示第 i 部雷达，$\boldsymbol{n}_i$ 表示 R_i 雷达的视线，其中 $i=1,2,\cdots,N$。设雷达 R_i 在 O_0-$X_0Y_0Z_0$ 全局坐标系中的俯仰角和方位角为 (γ_i,χ_i)，则雷达视线方向矢量为 $\boldsymbol{n}_i=[\cos\gamma_i\cos\chi_i,\ \cos\gamma_i\sin\chi_i,\ \sin\gamma_i]$。

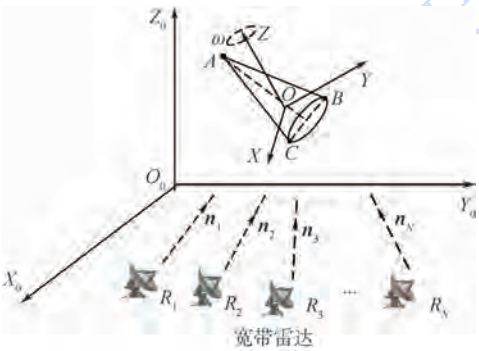


图 2　宽带组网雷达示意图

Fig. 2　Sketch map of wideband netted radar

4.2　三维矢量求解

文献[13]中指出三维微动特征为旋转矢量 $\boldsymbol{\omega}$ 及旋转轴的单位矢量 $\boldsymbol{e}$。在结构参数已知的条件下，可利用旋转矢量 $\boldsymbol{\omega}$ 和旋转轴的单位矢量 $\boldsymbol{e}$ 对锥体目标进行空间位置重构。由图 2 可知，$\overrightarrow{OA}$ 的单位矢量、$\boldsymbol{\omega}$ 的单位矢量和 $\boldsymbol{e}$ 构成三角关系，所以可通过矢量 $\overrightarrow{OA}$ 和 $\boldsymbol{e}$ 对锥体空间位置进行重构。

在全局坐标系下，令 $\overrightarrow{OA}=(x_A,y_A,z_A)^{\mathrm{T}}$，$R_{Ai}$ 即为 $\overrightarrow{OA}$ 在第 i 部雷达视线上的投影长度，即为每一时刻散射点 A 的径向距离的值。联立第 k 个求解单元中第 1 部雷达和第 2 部雷达散射点 A 的径向距离值，可得

$$\begin{cases} R_{A1}=\boldsymbol{n}_1\cdot\overrightarrow{OA} \\ R_{A2}=\boldsymbol{n}_2\cdot\overrightarrow{OA} \\ x_A^2+y_A^2+z_A^2=h_1^2 \end{cases} \tag{19}$$

式中：R_{A1} 和 R_{A2} 为同一时刻获得的散射点径向距离值。不同时刻获得的 R_{Ai} 不同，求解得到的锥顶坐标也不同。在一个进动周期内，在等间隔时间对锥顶坐标进行求取，可重构出锥顶在空间中位置。

令旋转轴矢量 $\boldsymbol{e}=(e_x,e_y,e_z)^{\mathrm{T}}$，根据全局坐标系下雷达视线方向矢量 $\boldsymbol{n}_i$、参考坐标系下雷达视角 α_i 和进动角 θ，在一个求解单元中，可联立如下方程组：

$$\begin{cases} \cos\theta=\boldsymbol{e}\cdot\dfrac{\overrightarrow{OA}}{\|\overrightarrow{OA}\|} \\ \cos\alpha_1=\boldsymbol{e}\cdot\boldsymbol{n}_1 \\ \cos\alpha_2=\boldsymbol{e}\cdot\boldsymbol{n}_2 \end{cases} \tag{20}$$

利用式(19)和式(20)解出的旋转矢量 $\boldsymbol{\omega}$ 和旋转轴的单位矢量 $\boldsymbol{e}$ 即可重构出锥体顶点的空间位置。锥体底面 2 个散射点由于具有滑动性，不同的雷达视角观测得到的位置不同，不易进行重构。在结构参数已知的条件下，通过锥顶的空间位置，即可确定出锥体目标的位置。

综上，基于自适应融合的弹道目标空间位置重构具体步骤如下：

步骤 1　建立锥体进动模型，由几何关系求出散射点径向距离表达式。通过分析 3 个散射点径向距离和与锥顶散射点径向距离的关系实现锥顶散射点匹配关联。

步骤 2　利用 Hough 变换提取出锥顶散射点的中值与幅值，联立 2 部雷达解出进动角、雷达视角和结构参数。

步骤 3　以进动角误差方差最小来求解最佳权系数矩阵，再根据系数矩阵求出融合后进动角的估计值。对于结构参数上述融合算法进行了处理。

步骤 4　建立组网雷达模型，在利用融合的估计值求出锥顶坐标和锥旋轴矢量的基础上，实现了锥体目标空间位置的重构。

5　仿真分析

5.1　仿真结果

雷达参数设置：组网雷达系统中有 3 部雷达，均发射线性调频信号，载频分别为：10、20、20 GHz，信号带宽分别为 2、3、3 GHz，现有的国内公开报道的高分辨雷达的带宽可以达到 3.2 GHz[14]，所以本文的参数设置具有合理性。现对 3 部雷达进行编号分别为 1、2、3。3 部雷达雷达观测时间均为 2 s，脉宽均为 50 μs，重复频率为 500 Hz，在全局坐标系下的俯仰角和方位角分别为 $(\pi/8,\pi/4)$ rad、$(\pi/6,\pi/8)$ rad、$(\pi/8,\pi/4)$ rad，回波信噪比分别为 10、8、10 dB。目标参数设置：目

北航学报 赠阅

标为旋转对称锥体，$h = 2.5$ m，$h_1 = 2$ m，$h_2 = 0.5$ m，$r = 0.5$ m，$\theta = 10°$，锥旋角速度为 $\omega = 4\pi$ rad/s，锥旋轴在全局坐标系下的视角为 $(\pi/2, \pi/4)$ rad，$\varphi_0 = -45°$。根据设置的雷达视角和锥旋轴视角参数，由式(20)可解出 3 部雷达在参考坐标下的理论值分别为 $\alpha_1 = 145.34°$、$\alpha_2 = 167.53°$ 和 $\alpha_3 = 177.04°$，满足锥体目标 3 个散射点可见的条件。

组网雷达中的 3 部雷达，以雷达 1 和雷达 2 为求解单元 1，雷达 1 和雷达 3 为求解单元 2，雷达 2 和雷达 3 为求解单元 3。图 3 为单元 1 中的 2 部雷达得到的时间距离像。图 4(a)为雷达 2 散射点距离和序列。由1.2节分析可知，通过距离和序列可求出锥旋角速度 ω 和初相 φ_0。利用已知的锥旋频率 ω 和初相 φ_0 对雷达 2 散射点进行二参数 Hough 变换，如图 4(b)，可提取出散射点 A 的中值和幅值。运用上述方法均可提取得到3 部雷达散射点 A 的中值和幅值。

表 1 为 3 个求解单元得到的进动角、锥体顶点坐标($t = 0.25$ s)和锥旋轴矢量。在一个锥旋周期内($t = 0 \sim 0.5$ s)，以 0.025 s 为一个时间步长，确定出相应时刻 R_A 的值，通过式(19)可求出对应的锥顶坐标。求锥顶坐标时利用到了散射点 A 的距离值，可按照进动角的融合法则进行融合。对旋转轴矢量的融合是将 3 个单元求出的结果取平均。表 2 为提取出的相关参数。

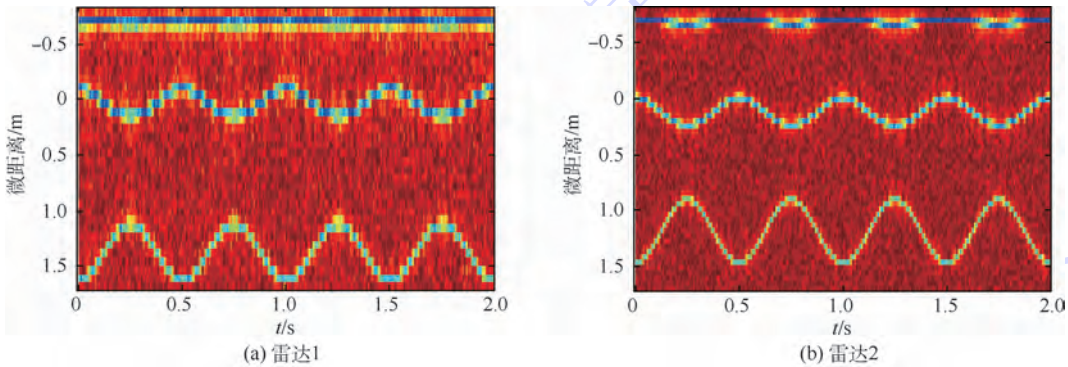


图 3 求解单元 1 中 2 部雷达测得的时间-距离像

Fig. 3 Time-range profiles measured by two radars of solving unit 1

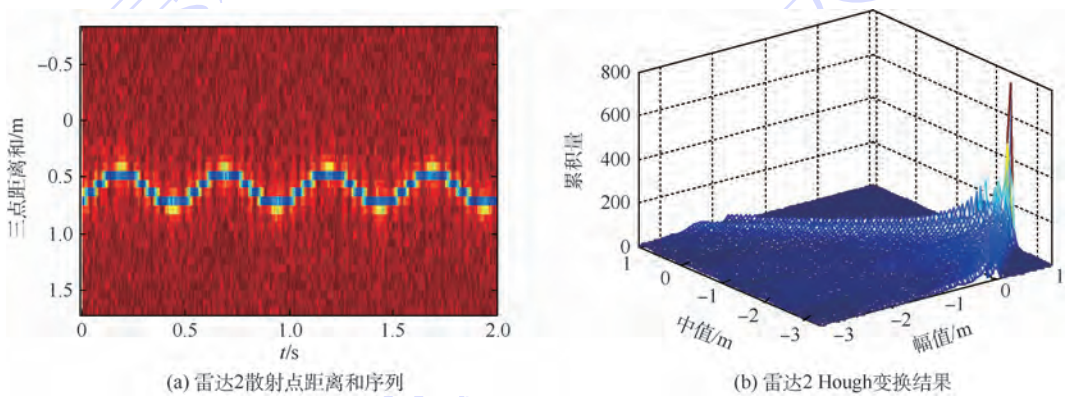


图 4 提取雷达 2 散射点 A 中值和幅值过程

Fig. 4 Extraction process of scattering point A's mean value and amplitude value from radar 2

表 1 求解单元估计结果

Table 1 Estimation results of solving unit

参数	理论值	单元 1		单元 2		单元 3		3 个单元参数融合	
		估计值	误差/%	估计值	误差/%	估计值	误差/%	参数融合	误差/%
θ	10°	10.332°	3.32	10.317°	3.17	9.774°	2.26	10.184°	1.84
x_A	−0.275	−0.282	2.54	−0.268	2.54	−0.271	1.45	0.272	1.10
y_A	1.286	1.318	2.49	1.307	1.63	1.305	1.48	1.310	1.87
z_A	1.262	1.292	2.38	1.288	2.06	1.284	1.74	1.286	1.90
e_x	0	0.0001	0.01	0.0001	0.01	0.0001	0.01	0.0001	0.01
e_y	0.707	0.724	2.40	0.720	2.16	0.721	1.98	0.722	2.18
e_z	0.707	0.723	2.26	0.720	1.84	0.719	1.70	0.721	1.98

表 2　参数估计结果

Table 2　Estimation results of parameters

参数	理论值	雷达 1		雷达 2		雷达 3		3 部雷达参数融合	
		估计值	误差/%	估计值	误差/%	估计值	误差/%	参数融合	误差/%
h_1	2 m	2.053 m	2.65	1.968 m	1.60	1.972 m	1.40	1.977 m	1.25
h_2	0.5 m	0.514 m	2.80	0.512 m	2.40	0.507 m	1.40	0.511 m	1.80
r	0.5 m	0.492 m	1.60	0.507 m	1.40	0.507 m	1.40	0.506 m	1.20
α_1	145°	146.58°	1.09						
α_2	167°			165.74°	0.75				
α_2	177°					176.15°	0.48		

由表 1 和表 2 的数据可看出,融合后的参数整体上比未融合的数据误差小。利用融合后的参数和在一个锥旋周期求出的锥顶坐标($t=0.025$ s 为步长)对锥顶散射点进行了空间位置重构,如图 5 所示。由图可看出重构后的轨迹与理论值几乎重合,从而验证了重构方法的准确性和数据融合算法的精确性。

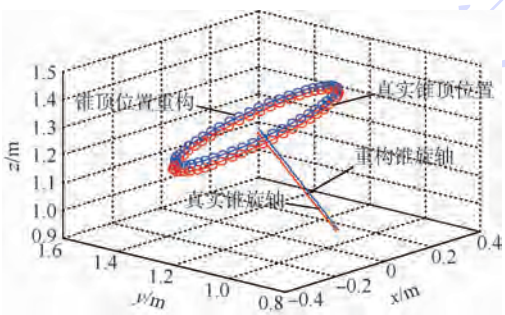


图 5　锥体顶点的三维重构

Fig. 5　Three-dimensional reconstruction of conic node

5.2　算法性能分析

为了有效地分析参数的整体估计性能,定义一个整体参数误差来分析不同数量单元融合后整体数据的误差大小。由于参数的类型不同对目标姿态和微动特性影响程度也不同,现对所有估计出的参数按照影响大小设定不同的权值。定义参数误差矩阵 $\boldsymbol{P}=(\tilde{\theta},\tilde{M},\tilde{E},\tilde{h}_1,\tilde{h}_2,\tilde{r})$,$M=(x_A+y_A+z_A)/3$,$E=(e_x+e_y+e_z)/3$,权值矩阵为 $\boldsymbol{Q}=(0.3,0.2,0.2,0.1,0.1,0.1)$,则平均误差可表示为

$$\eta=\boldsymbol{P}\boldsymbol{Q}^{\mathrm{T}} \tag{21}$$

以 5.1 节中雷达参数的设置进行分析,设组网中有 3 部雷达,按照每 2 部雷达作为一个求解单元,一共有 3 种求解单元。图 6 为不同求解单元数在不同信噪比条件下得到的平均误差示意图。横坐标表示的是在原来雷达回波信噪比的基础上进行提高信噪比和降低信噪比。为了验证本文算法的适用性,减少由于雷达参数不同而引入的系统误差。其中 1 个单元的结果是由单元 1、2、3 的结果平均得到的。2 个单元的结果是单元 1 与单元 2 融合得到的。3 个单元的结果是单元 1、2、3 平均得到的。

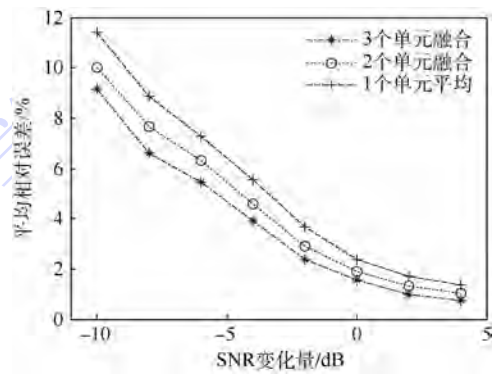


图 6　求解单元误差性能分析

Fig. 6　Error performance analysis of solving unit

6　结　论

本文通过对进动目标距离像进行分析实现了参数求解,并以各个单元(雷达)所求参数误差方差最小为准则对参数进行了融合求解。通过理论分析和仿真实验,表明:

1) 进动角和结构参数误差的大小与雷达性能是相关的。可通过组网雷达的不同性能进行融合处理,降低参数误差。

2) 锥顶坐标和锥旋矢量可以实现锥体目标空间位置的重构,利用融合的参数重构出的目标位置与理论位置接近。

3) 所有单元求出参数进行融合估计与直接将所有参数进行平均估计相比,参数整体误差要小。

4) 进动目标空间位置重构可以为目标识别和目标二维成像提供一定参考。

5) 本文方法不仅可以运用在微动层面,在利用组网进行参数优化求解上均有一定的参考意义。

由于本文未考虑遮挡效应,后期将对不同雷达获取的不同散射点数量进行分析和参数提取。

北航学报 赠阅

参考文献（References）

[1] 陆伟宁. 弹道导弹攻防对抗技术[M]. 北京:中国宇航出版社,2007:221-222.
LU W N. Ballistic missile attack-defense countermeasure technology[M]. Beijing: Astronautics Press of China, 2007: 221-222(in Chinese).

[2] CHEN V C. Analysis of radar micro-Doppler signature with time-frequency transform[C]//Proceedings of IEEE Workshop on Statistical Signal and Array Processing. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2000: 463-466.

[3] HAN Y, SUN H Y, GUO H C. Analysis of influential factors on a space target's laser radar cross-section[J]. Optics and Laser Technology, 2014, 56(1): 151-157.

[4] 黄培康,殷红成,许小剑. 雷达目标特性[M]. 北京:电子工业出版社,2005:86-99.
HUANG P K, YIN H C, XU X J. Radar target characteristic[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005: 86-99(in Chinese).

[5] 贺思三,周剑雄,付强. 利用一维距离像序列估计弹道中段目标进动参数[J]. 信号处理,2009,25(6):925-929.
HE S S, ZHOU J X, FU Q. Using HRRP sequence to estimate the precession parameters of midcourse target[J]. Journal of Signal Processing, 2009, 25(6): 925-929(in Chinese).

[6] 宁超,黄璟,黄培康. 基于 HRRP 的进动锥体目标特征参数求解方法[J]. 系统工程与电子技术,2014,36(4):650-655.
NING C, HUANG J, HUANG P K. Solution for characteristic parameters of precession cone-shaped target using HRRP[J]. Systems Engineering and Electronics, 2014, 36(4): 650-655(in Chinese).

[7] 艾小锋,李永桢,赵锋,等. 基于多视角一维距离像序列的进动目标特征提取[J]. 电子与信息学报,2011,33(12):2846-2851.
AI X F, LI Y Z, ZHAO F, et al. Feature extraction of precession targets using multi-aspect observed HRRP sequences[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(12): 2846-2851(in Chinese).

[8] 周剑雄,石志光,付强. 雷达目标散射中心参数估计的极限性能分析[J]. 电子学报,2006,34(4):726-730.
ZHOU J X, SHI Z G, FU Q. Performance analysis for scattering center parameter estimation of radar targets[J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(4): 726-730(in Chinese).

[9] 邹小海,艾小锋,李永桢,等. 基于微多普勒的圆锥弹头进动与结构参数估计[J]. 电子与信息学报,2011,33(10):2413-2419.
ZOU X H, AI X F, LI Y Z, et al. Precession and structural parameter estimation of the cone-shaped warhead based on the micro-Doppler[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(10): 2413-2419(in Chinese).

[10] CANER O. Inverse synthetic aperture radar imaging with MATLAB algorithms [M]. New York: John Wiley & Sons, 2012: 274-287.

[11] 张栋,冯存前,贺思三,等. 组网雷达弹道目标三维进动特征提取[J]. 西安电子科技大学学报,2015,42(2):146-151.
ZHANG D, FENG C Q, HE S S, et al. Extraction of three-dimensional precession features of ballistic targets in netted radar[J]. Journal of Xidian University, 2015, 42(2): 146-151(in Chinese).

[12] 杨有春. 弹道目标滑动型散射中心的微多普勒研究[D]. 西安:空军工程大学,2011:15-20.
YANG Y C. Research on micro-Doppler of sliding-type scattering center on ballistic targets[D]. Xi'an: Air Force Engineering University, 2011: 15-20(in Chinese).

[13] 罗迎,张群,封同安,等. OFD-LFM MIMO 雷达中旋转目标微多普勒效应分析及三维微动特征提取[J]. 电子与信息学报,2011,33(1):8-13.
LUO Y, ZHAN G Q, FENG T A, et al. Micro-Doppler effect analysis of rotating target and three-dimensional micro-motion feature extraction in OFD-LFM MIMO radar[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(1): 8-13(in Chinese).

[14] ALABASTER C. Pulse Doppler radar: Principles, technology, application [M]. Edison, NJ: SciTech Publishing, 2012: 36-42.

作者简介:

许丹 男,硕士研究生。主要研究方向:雷达信号处理。

冯存前 男,教授。主要研究方向:雷达信号处理与电子对抗。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

Space position reconstruction of ballistic target based on adaptive fusion

XU Dan, TIAN Bo, FENG Cunqian*, HE Sisan, ZHAO Shuang

(Air and Missile Defense College, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China)

Abstract: Aimed at the problem that signal radar extracts parameters difficultly and has higher error in estimating parameters due to coupling of precession cone target parameters, a novel algorithm based on uniting the multi-aspect micro-motion information is proposed for parameter extraction and fusion. First, cone-shaped precession model are established and scattering points profile sequence are analyzed. After that, different-aspect conic node scattering point is matched and identified using Hough transform. Then, the micro-motion information of two radars is united as one solving unit to solve the coupling parameters, and other parameters also can be solved. Moreover, precession angle is taken as an example to analyze the variance of error, and each unit is fused by the weighed fusion array based on minimum variance. And other parameters are optimized in the same way. Finally, in one precession period, cone target space position can be reconstructed based on solving the coordinates of conic node and coning vector. Simulation results prove that the proposed method can realize the extraction of high accuracy parameters and cone's reconstruction availably.

Keywords: precession; Hough transform; fusion; space position reconstruction; performance analysis

北京航空航天大学学报

Received: 2016-06-01; **Accepted**: 2016-10-01; **Published online**: 2016-11-24 09:59

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161124.0959.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61372166, 61501495)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0447

长时间流固耦合传热过程的快速算法

孟繁超，董素君*，江泓升，王浚

（北京航空航天大学 航空科学与工程学院，北京 100083）

摘　　要：针对千秒级长时间流固耦合传热（CHT）过程求解问题，进一步提出一种基于准稳态流场的全局瞬态紧耦合传热的新型松耦合算法。交替使用单独对流体区域进行稳态流场求解的算法更新流场，以及同时对流固区域进行瞬态传热求解的算法计算瞬态温度场。该算法相对于传统流固松耦合算法，可以大大减小流场更新频率，进一步显著提高计算效率。以管内定来流速度空气连续 300 s 的强制对流瞬态加热过程为例，利用 Fluent 软件证明了该算法相对于瞬态紧耦合算法获得的管体结构温升最大偏差为 5%，而计算耗时减小到 14.8%。

关 键 词：流固耦合传热；松耦合；准稳态；计算流体力学（CFD）；强制对流

中图分类号：TK124

文献标识码：A　　**文章编号**：1001-5965(2017)06-1224-07

流固耦合传热（Conjugate Heat Transfer, CHT）广泛存在于机械、动力、能源、航空航天、化工和核工等工程领域。它一方面指流体与固体内传热过程通过流固交界面的位移、形变、传热和相变等作用相互耦合，另一方面指流固交界面上流动、辐射和烧蚀等不同物理过程相互耦合。Stokos[1]、Hooper[2]、Kazemi-Kamyab[3]等开发了将流体及固体内所有物理过程进行瞬态紧耦合算法，能使计算结果与实验结果高度吻合。但是，该瞬态紧耦合计算需要消耗大量的计算资源，难以用于解决实际复杂工程问题。为此，研究者们从不同程度上解除流固之间或各物理过程之间的耦合关系，开发了具有不同计算效率、不同计算精度的求解方案。

根据问题的特征，有些研究者近似认为在计算时间内，某些参数的状态是不变的，进而直接将瞬态问题转化为稳态问题[4-5]。对于绝大多说不能通过准稳态处理直接转化为稳态问题的瞬态问题，有些研究者主张保留耦合的非稳态特性，提出各部分分别进行瞬态求解，并通过边界条件、参数值及活动网格等方式进行实时信息交互的瞬态松耦合传热问题（loose-coupled transient conjugate heat transfer problems）的求解。如 Bauman[6] 和 Kazemi-Kamyab[7-8] 等针对高超声速流中固体表面带辐射及烧蚀相变过程的流固耦合强制对流传热问题，提出将流体 Navier-Stokes 方程与固体导热、辐射及烧蚀相变过程分别进行瞬态求解，并利用流体数值计算结果对其他求解方程的边界温度和热流加以修正，直至迭代收敛。Lohner 等[9] 针对飞机气弹分析中带固体形变的流固耦合传热问题，将流体 Navier-Stokes 方程及固体导热和应变方程分别求解，并利用流体数值计算结果对其他求解方程的边界温度和热流加以修正，同时利用固体应变方程的计算结果修正流体耦合边界位置和速度边界条件，直至迭代收敛。

考虑到通常情况下流固耦合传热过程中流体流动过程特征时间往往与固体传热过程特征时间相差 3 ~ 4 个数量级，有些研究者进一步提出对各

收稿日期：2016-05-24；**录用日期**：2016-10-14；**网络出版时间**：2016-11-16 10:10
网络出版地址：www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161116.1010.001.html
* **通讯作者**：E-mail：dsj@buaa.edu.cn

引用格式：孟繁超，董素君，江泓升，等. 长时间流固耦合传热过程的快速算法[J]. 北京航空航天大学学报，2017，43(6)：1224-1230. MENG F C, DONG S J, JIANG H S, et al. A fast algorithm for long-term fluid-solid conjugate heat transfer process[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(6): 1224-1230 (in Chinese).

物理过程使用不同的瞬态时间步长的瞬态松耦合算法，以提高计算效率。如 Li[10] 和 Miller[11] 等分别利用该算法求解火箭发动机点火过程及高超声速流固耦合的应力分析问题。

但是研究结果表明，上述瞬态松耦合算法中均包含小特征时间的瞬态流场求解，计算效率的提高非常有限，无法满足实际工程中遇到的千秒级长时间耦合问题的求解效率需求。

为此，有些研究者提出了基于准稳态流场的松耦合算法，即近似认为在整个流固耦合传热过程中，流场处于若干个准稳态，每一个准稳态的流场都使用稳态 Navier-Stokes 方程求解。如 Kontinos[12] 结合二维边界单元法和高超声速计算流体力学（CFD）算法的松耦合算法，分析了高超声速流与机翼前缘的耦合传热问题。Chen[13] 和 Zhang[14] 等交替进行稳态流场计算与固体烧蚀和瞬态导热的松耦合算法计算了带烧蚀的流固耦合传热问题。研究结果表明该算法可以大大提高计算效率，但是计算结果偏差较大，究其原因主要是其将流场与其他部分完全隔离的处理方法与实际耦合关系间的偏差较大。另外，该算法中主要通过流场更新的方式来更新流固耦合壁面上的热流密度，而该参数不仅受流场的影响，还与固体瞬态温度场紧密相关，因此为更加贴合实际情况往往要求频繁执行流场更新，进而严重影响了其计算效率的提高程度。

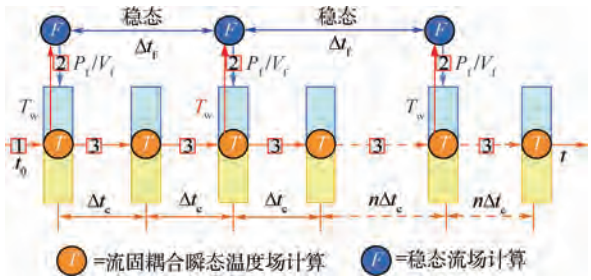
为此，本文进一步针对千秒级长时间流固耦合传热过程求解问题，提出一种基于准稳态流场的全局瞬态紧耦合传热的新型松耦合算法，并以管内空气强制对流瞬态传热过程为例，利用 Fluent 软件将该算法与瞬态紧耦合算法的计算结果进行对比分析，验证该算法的优越性。

1　总体算法

以基本 CHT 问题为例，即流体区域发生流动和传热过程，固体区域只发生传热，不包含辐射、烧蚀及固体应力形变等其他物理过程，本文提出的基于准稳态流场的全局瞬态紧耦合传热的新型松耦合算法，即利用稳态算法更新流场，而对流体和固体的能量方程进行紧耦合瞬态求解，具体计算流程如图 1 所示。

1）t_0 时刻：初始化流体和固体区域温度场。

2）更新流场：单独对流体区域稳态流场进行求解，即将流固耦合壁面设为固定温度边界，联立求解流体区域稳态动量、湍流及能量方程，获得稳态流场。



T—温度；P_f—流体压力；V_f—流体速度；Δt_f—稳态流场更新步长；Δt_c—瞬态时间步长；n—瞬态迭代步数；T_w—壁面温度。

图 1　新型松耦合算法流程示意图

Fig. 1　Flow diagram of new loosely coupled algorithm

3）瞬态温度场计算：同时对流体区域和固体区域进行瞬态传热计算，即将流固耦合壁面设为传热耦合边界，联立求解流体及固体区域瞬态能量方程，获得每时刻温度场分布情况，直至下一个流场更新时刻。

4）重复 2）、3）两步，交替进行流场更新和瞬态温度场计算，直至计算终止时刻 t。

从图 1 中可以看出，该算法保留了流固耦合问题中能量方面强耦合特性，但整个算法是以瞬态温度场时间步长向前推进，仅在一个或多个时刻穿插进行稳态流场更新，进而避免了瞬态流场计算过于耗时的问题。

同时，与一般基于准稳态流场的松耦合算法不同，本算法中流场稳态计算不是用来更新流固耦合壁面的热流密度，而是负责为流固耦合瞬态传热计算提供流体区域的速度场和压力场。因而，只有当边界条件发生大的变化，严重影响了流体区域流场分布，并使流固耦合界面上对流换热系数（努塞尔数）发生较大变化时，才需要执行流场更新步骤。

为了解决流场更新时刻确定这一算法实际应用中的重要问题，本文提出了基于努塞尔数阈值的流场更新时刻确定算法。根据本文算法的瞬态传热过程算法，可以将传热计算误差的阈值转化为努塞尔数阈值。在瞬态计算中利用努塞尔数的工程经验公式或量纲分析结果来监测努塞尔数变化情况，从而确定流场更新时刻。由于努塞尔数阈值由计算精度要求决定，努塞尔数实际变化情况由实例工况决定，所以流场更新频率由这两者共同决定。

在应用中，除了可以利用努塞尔数经验公式直接监测努塞尔数的变化情况，也可以先行对努塞尔数经验公式进行化简，用便于监测的其他参数的阈值作为流场更新阈值。例如，对管槽内层流强制对流换热过程努塞尔数工程经验公式为列

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

齐德-泰特公式：

$$Nu_f = 1.86\left(\frac{Re_f Pr_f}{l/d}\right)^{1/3}\left(\frac{\eta_f}{\eta_w}\right)^{0.14} \tag{1}$$

式中：l 和 d 分别为管长和管径；Nu_f、Re_f 和 Pr_f 分别为努塞尔数、雷诺数和普朗特数；η_f 为流体平均温度下的流体黏性系数；η_w 为在管壁温度下的流体黏性系数。

从式(1)中可以看出，流体和固体的温度主要通过影响流体的物性参数影响对流换热系数。若忽略流体物性随温度的变化，则努塞尔数仅与来流速度 V 有关，C 为常数，即

$$Nu_f = CV^{1/3} \tag{2}$$

为此，根据式(1)和式(2)即可获得要保证换热强度保持在一定偏差范围内时来流速度的最大变化幅度，进而确定流场更新时刻。假如整个计算过程中流体出入口边界条件和流速均不变，则求得稳态流场后不需再更新流场。

2 控制方程及数值算法

依据上述新型松耦合总体算法，确定基本 CHT 问题主要控制方程及数值算法如下。

2.1 准稳态流场

准稳态流场控制方程可采用 k-ε 湍流模型，可表示为

$$\nabla\cdot(\rho V\phi) = \nabla\cdot(\Gamma V\phi) + S \tag{3}$$

式中：ρ 为密度；ϕ 为方程变量，具体包括 x、y、z 3 个方向速度分量 u、v、w 及湍流动能 k、湍流耗散率 ε 和温度 T；Γ 为各变量广义扩散系数；S 为各变量源项。

针对管内空气强制对流瞬态传热问题，可按不可压缩流体，采用有限体积法对准稳态流场控制方程进行离散，并使用基本 SIMPLE 算法[15]解决速度与压力的耦合问题。具体计算步骤如下：

1）假定一个速度分布，记为 $\boldsymbol{V}_0$，以此计算动量离散方程中的系数和常数项。

2）假定一个压力场 p^*，依次求解各方向上的动量方程，得到新的速度分布，记为 $\boldsymbol{V}^*$。

3）求解压力修正方程，得 p'。

4）据 p'改进速度值 $\boldsymbol{V}'$。

6）利用改进后的速度场 $\boldsymbol{V}'$求解那些通过源项、物性等与速度场耦合的变量，如果变量并不影响流场，则应在速度场收敛后再求解。

7）利用改进后的速度场重新计算动量离散方程的系数，并用改进后的压力场作为下一层迭代的初值，重复上述步骤，直到获得收敛解。

2.2 流固耦合瞬态温度场

在求解流固耦合的瞬态温度场时，流体区域可按准稳态流场处理，即不考虑流场的动量和湍流方程，则其控制方程式(3)简化为仅包含温度变量，其他变量均视为定值，即

$$\frac{\partial(\rho T)}{\partial t} + \nabla\cdot(\rho VT) = \nabla\cdot(\Gamma\nabla T) + S \tag{4}$$

固体区域控制方程以其基本导热方程表示为

$$\frac{\partial}{\partial t}(\rho h) = \nabla\cdot(\lambda\nabla T) + S_h \tag{5}$$

式中：h 为显焓；λ 为导热系数；S_h 为体积热源。

控制方程式(5)等号左边第 1 项表示固体能量随时间的变化，右边 2 项分别表示传导引起的热流以及固体内部的体积热源。对于各向异性导热的，其热传导项为 $\nabla\cdot(\lambda_{ij}\nabla T)$，$\lambda_{ij}$为导热率张量。

流固交界面上不考虑发生的辐射、烧蚀相变等过程，则流固交界面上满足能量连续性条件，即温度和热流密度相等。具体控制方程式为

$$T_f = T_s \tag{6}$$

$$q_f = -\lambda_f\left(\frac{\partial T_f}{\partial \boldsymbol{n}}\right) = -\lambda_s\left(\frac{\partial T_s}{\partial \boldsymbol{n}}\right) = q_s \tag{7}$$

式中：T_f 和 λ_f 分别为流体温度和导热系数；T_s 和 λ_s 分别为固体温度和导热系数；q_f 和 q_s 分别为流固交界面上流体侧和固体侧的热流密度；$\boldsymbol{n}$ 为流固交界面法向量。

方程式(5)～式(7)构成了流固耦合瞬态温度场控制方程，可以使用分区瞬态紧耦合算法进行求解。即在每个$[t, t+\Delta t]$时间步长内，完成如下计算步骤：

1）假定耦合边界上的温度分布，作为流体区域的边界条件。

2）对其中流体区域进行稳态求解，得出耦合边界上的局部热流密度和温度梯度，作为固体区域的边界条件。

3）求解固体区域，得出耦合边界上新的温度分布，作为流体区域的边界条件。

4）重复 2)、3)两步计算，直到收敛。

3 定来流强制对流加热问题分析

下面以矩形不锈钢管内受一定来流工况的热空气强制对流加热的基本流固耦合传热过程为例，以 Fluent 商业软件瞬态紧耦合求解结果为标准，对本文算法进行一定对比分析。

具体几何模型如图 2 所示，其中管长为 328 mm，内壁横截面尺寸为：10.4 mm×6.4 mm，

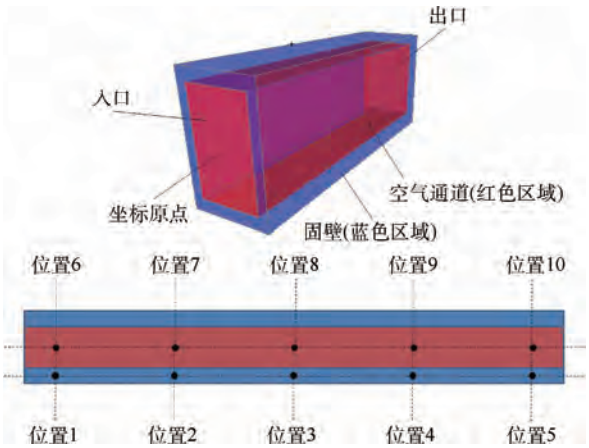


图 2　空气内加热管几何模型

Fig. 2　Geometric model of inner-air-heated tube

上下两面厚度为 1.3 mm，左右两面厚度为 0.95 mm。假设管道初始温度为 300 K，外壁面绝热，入口为速度入口边界，空气温度为 400 K，流速为 2 m/s，出口为压力出口边界。

为了对比分析数值计算结果，在距入口 5%、27.5%、50%、77.5% 及 95% 总长处，流体参数取流体中心线上的参数作为代表，固体参数考虑到铝管体的高效传热特性可以取管体侧竖壁中心线上的参数作为代表。在管道中心及壁面中心各取 5 个位置。

如前所述，由于该例中来流工况恒定，若忽略流体和固体物性随温度的变化，依据本文算法只需在初始时刻进行一次稳态流场计算，然后按一定时间步长求解流固耦合的瞬态温度场，具体该例中，本文算法瞬态温度场计算时间步长为 0.5 s，Fluent 软件瞬态紧耦合算法时间步长为 0.05 s，两者相差一个数量级。

3.1　准稳态流场假设的合理性分析

Fluent 软件瞬态紧耦合算法获得位置 6 ~ 位置 10 处管内流体静压值随时间变化曲线如图 3 所示。从中可以看出：计算初期，各位置处流体静压均有一定波动，且距入口越远波动越不明显，约

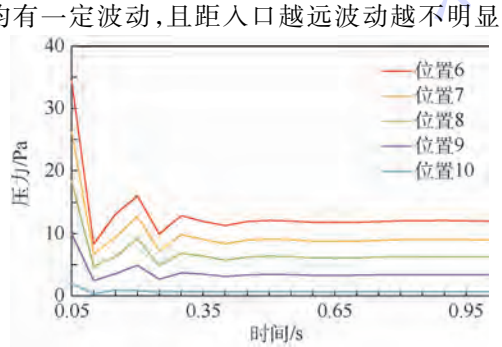


图 3　管内不同位置处空气静压变化曲线

Fig. 3　Changing curves of inner air static pressure at different locations

0.5 s 后各位置处流体静压均基本达到稳定。

在初始时刻对流场进行稳态更新后，流场将直接达到稳定状态，即 0.5 s 之后状态。相对于瞬态紧耦合计算，松耦合计算跳过前 0.5 s 的流场发展阶段。由于该阶段远小于整个瞬态传热时长，跳过这一阶段引入的误差很小。

为此，对于入口边界流动参数变化间隔远大于该时间的耦合传热问题，本文算法中基于准稳态流场的假设是合理的。

3.2　管体结构瞬态温度场对比分析

图 4 为紧耦合及本文算法获得管体结构 1、3、5 的 3 个位置处前 25 s 的温升及其绝对偏差和相对偏差的对比曲线。从中可以看出：

1）如图 4(a)所示，与紧耦合算法相比，松耦合计算的温升总体在入口处偏低，出口处偏高，且由于出口处总体温升值较小，导致其在温升绝对偏差近似的情况下温升的相对偏差值略高。

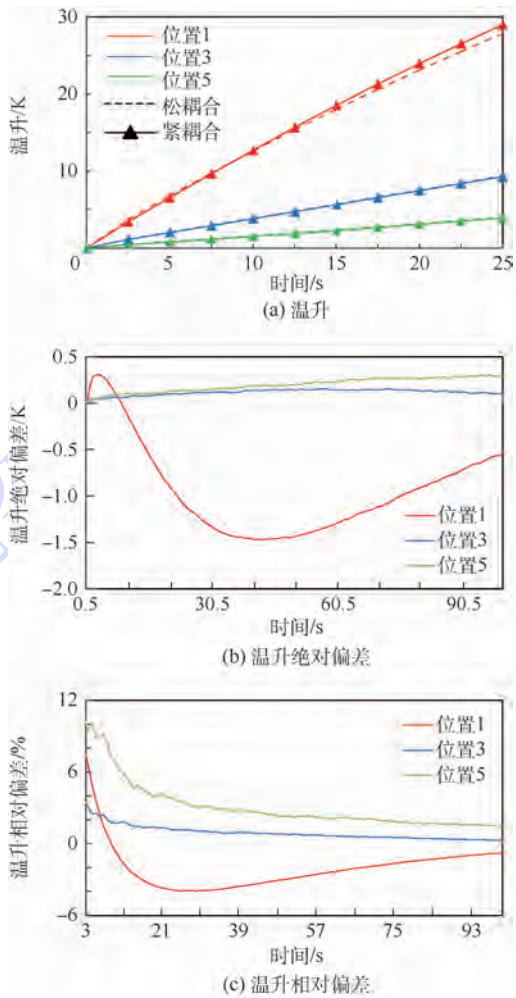


图 4　2 种算法所得不同位置管体温升、温升绝对偏差及温升相对偏差变化曲线

Fig. 4　Changing curves of wall temperature rise, absolute deviation of wall temperature rise and relative deviation of wall temperature rise at different locations by two algorithms

北京航空航天大学学报

2)如图 4(b)所示,两者绝对偏差随着时间呈现一定波动,离入口越远波动周期越长,且入口处波动幅度最大,在 42.5 s 时达到最大值 1.4 K 左右。

3)如图 4(c)所示,两者各位置相对偏差均在初始时刻最大,并逐渐趋近于 0。如管体三处温升相对偏差 25 s 时均已下降到 4% 以内,100 s 时下降到 1% 以内。

综上所述,定来流工况下,本文算法能够将瞬态温升过程中相对偏差控制在 5% 左右。

分析计算偏差的来源主要包括本文算法开始时刻跳过了流场发展阶段、并直接过渡到稳定流场的处理方式以及较大的时间步长。但是,如图 5 和表 1 给出的 100、200 及 300 s 时 2 种算法所得管体结构温升沿气流方向的分布曲线和数据所示:随着时间的推移和实际流场的不断稳定,该偏差将进一步减小,最终会统一达到该工况下稳定温度场分布。如 300 s 时,不同位置处管体温升的绝对偏差都已经降至 0.34 K 以下,满足工程实际要求。

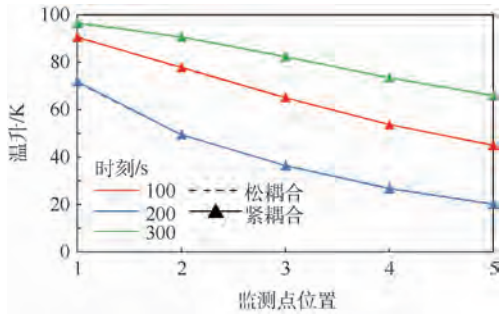


图 5 2 种算法所得不同时刻管体温升分布对比曲线

Fig. 5 Contrast curves of wall temperature rise distribution at different moments by two algorithms

表 1 2 种算法所得不同时刻管体温升分布情况

Table 1 Wall temperature rise distribution at different moments by two algorithms K

时刻/s	位置 1			位置 2			位置 3			位置 4			位置 5		
	紧耦合	松耦合	偏差	紧耦合	松耦合	偏差	紧耦合	松耦合	偏差	紧耦合	松耦合	偏差	紧耦合	松耦合	偏差
100	71.79	71.24	-0.55	49.43	49.38	-0.05	36.43	36.53	0.10	26.72	26.84	0.12	20.09	20.37	0.28
200	90.41	90.78	0.37	77.80	77.46	-0.34	65.10	64.89	-0.21	53.68	53.61	-0.07	44.95	45.08	0.13
300	96.45	96.79	0.34	90.62	90.57	-0.05	82.36	82.20	-0.16	73.44	73.28	-0.16	65.93	65.80	-0.13

3.3 计算效率对比分析

图 6 给出了紧耦合算法获得的管内壁热流随时间变化曲线。从图 6 中可以看出:即使在定来流工况下,流固耦合壁面上的热流密度也会随流固两者温差的变化而发生较大变化。

为此,以热流密度和温度为传递变量的传统松耦合算法,为保证瞬态温度场计算准确性,需要不断调用流场计算以更新流固耦合壁面上热流密度值。而本文算法是在准稳态流场的基础上对整个流固区域能量方程进行紧耦合计算,因此,只要流场不变就不需要更新流场,进而相对于传统松耦合算法可以进一步提高计算效率。

如上述管内定来流速度热空气连续 300 s 的强制对流加热问题,利用 Fluent 软件的实时紧耦合算法时间步长为 0.05 s,计算耗时为 13.5 h;本文算法只在初始时刻计算一次稳态流场,瞬态温度场时间步长为 0.5 s,计算耗时为 2 h,即计算时间减小到原来的 14.8%。

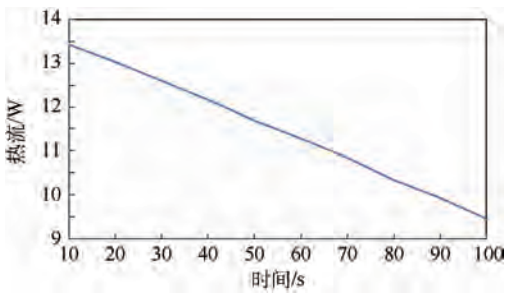


图 6 定来流工况下,管内壁热流随时间变化曲线

Fig. 6 Curve of inner wall heat flux variation with time under constant flow rate condition

4 结 论

本文针对长时间流固耦合传热(CHT)过程求解问题,提出了一种新型松耦合算法,得到如下主要结论:

1)本文算法避免了传统松耦合算法需要不断调用流场计算以更新流固耦合壁面上热流密度值问题,只要流场不变就不需要更新流场,进而大大减小流场更新频率,进一步提高计算效率。

2)针对该类管内定来流速度强制对流耦合传热问题,采用本文算法可以在保证瞬态温度场计算精度的情况下,将计算效率提高近一个量级,进而满足工程上对长时间流固耦合传热过程的求解需求。

3)该管内强迫对流算例中,由边界流动参数的变化引起管内流场不稳定时间大约只有 0.5 s。这与不可压流场的快速传播特性是相符的,同时也说明本文算法中基于准稳态流场的假设是具有一定适应性的,如类似不可压流体长时间耦合传

热问题，只要边界流动参数阶跃变化间隔远大于 0.5 s 这个量级，都可以考虑采用本文算法在保证计算精度的同时提高计算效率。

参考文献（References）

[1] STOKOS K, VRAHLIOTIS S, PAPPOU T, et al. Development and validation of an incompressible Navier-Stokes solver including convective heat transfer[J]. International Journal of Numerical Methods for Heat & Fluid Flow, 2015, 25(4): 861-886.

[2] HOOPER R W, SMITH T M, OBER C C. Enabling fluid-structural strong thermal coupling within a multi-physics environment[C]//44th AIAA Aerospace Sciences Meeting and Exhibit. Reston: AIAA, 2006: 1-10.

[3] KAZEMI-KAMYAB V, VAN ZUIJLEN A H, BIJL H. Analysis and application of high order implicit Runge-Kutta schemes for unsteady conjugate heat transfer: A strongly-coupled approach [J]. Journal of Computational Physics, 2014, 272: 471-486.

[4] 曾大文，黄开金. 非交错网格下三维准稳态激光重熔熔池数值模拟[J]. 计算物理，1999，16(6)：616-623.
ZENG D W, HUANG K J. Numerical simulation of three dimensional quasi-steady state laser melted pools on the non-staggered grids[J]. Chinese Journal of Computational Physics, 1999, 16(6): 616-623(in Chinese).

[5] 殷鹏飞，张蓉，熊江涛，等. 搅拌摩擦焊准稳态温度场数值模拟[J]. 西北工业大学学报，2012，30(4)：622-627.
YIN P F, ZHANG R, XIONG J T, et al. An effective numerical simulation of temperature distribution of friction stir welding in quasi-steady-state[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2012, 30(4): 622-627(in Chinese).

[6] BAUMAN P T, STOGNER R, CAREY G F, et al. Loose-coupling algorithm for simulating hypersonic flows with radiation and ablation[J]. Journal of Spacecraft and Rockets, 2011, 48(1): 72-80.

[7] KAZEMI-KAMYAB V, VAN ZUIJLEN A H, BIJL H. A high order time-accurate loosely-coupled solution algorithm for unsteady conjugate heat transfer problems[J]. Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering, 2013, 264: 205-217.

[8] KAZEMI-KAMYAB V, VAN ZUIJLEN A H, BIJL H. Accuracy and stability analysis of a second-order time-accurate loosely coupled partitioned algorithm for transient conjugate heat transfer problems[J]. International Journal for Numerical Methods in Fluids, 2014, 74(2): 113-133.

[9] LOHNER R, YANG C, CEBRAL J, et al. Fluid-structure-thermal interaction using a loose coupling algorithm and adaptive unstructured grids[C]//Proceedings of 29th AIAA Fluid Dynamics Conference. Reston: AIAA, 1998: 1-16.

[10] LI Q, LIU P, HE G. Fluid-solid coupled simulation of the ignition transient of solid rocket motor[J]. Acta Astronautica, 2015, 110: 180-190.

[11] MILLER B A, CROWELL A R, MCNAMARA J J. Loosely coupled time-marching of fluid-thermal-structural interactions: AIAA-2013-1666[R]. Reston: AIAA, 2013.

[12] KONTINOS D. Coupled thermal analysis method with application to metallic thermal protection panels[J]. Journal of Thermophysics and Heat Transfer, 1997, 11(2): 173-181.

[13] CHEN Y K, MILOS F S, GOKCEN T. Loosely coupled simulation for two-dimensional ablation and shape change[J]. Journal of Spacecraft & Rockets, 2010, 47(5): 775-785.

[14] ZHANG S, CHEN F, LIU H. Time-adaptive, loosely coupled strategy for conjugate heat transfer problems in hypersonic flows [J]. Journal of Thermophysics and Heat Transfer, 2014, 28(4): 1-12.

[15] AMES W F. Numerical methods for partial differential equations [M]. 2nd ed. New York: Academic Press, 1977: 114, 116-117, 145-151.

作者简介：

孟繁超　男，硕士研究生。主要研究方向：流场温度场数值仿真技术。

董素君　女，教授，硕士生导师。主要研究方向：飞行器环境控制系统仿真及 CFD 数值计算技术、飞行器综合环境控制及热管理技术、高超声速飞行器气动热环境模拟技术。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

A fast algorithm for long-term fluid-solid conjugate heat transfer process

MENG Fanchao, DONG Sujun*, JIANG Hongsheng, WANG Jun

(School of Aeronautic Science and Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: Concerning the specific demands for solving problems of the long-term conjugate heat transfer (CHT) problem at the kilosecond level, a new loosely coupled algorithm of the global tightly transient coupled heat transfer based on the quasi-steady flow field is put forward. The flow field is updated alone by steady algorithm and the transient temperature field of the fluid and solid regions are solved by transient heat transfer algorithm alternately. Compared to the traditional loosely coupled algorithm, the computational efficiency is further improved with the greatly reduced update frequency of the flow field. Taking a tube heated by inner forced air flow heating process for 300 s as an example, the results by Fluent software show that, compared to the tightly transient coupled calculation, the maximum wall temperature rise deviation is 5% while the computing time is reduced to 14.8%.

Keywords: fluid-solid conjugate heat transfe; loosely coupled; quasi-steady; computational fluid dynamics (CFD); forced convection

北京航空航天大学学报 北京航空航天大学学报

Received: 2016-05-24; **Accepted**: 2016-10-14; **Published online**: 2016-11-16 10:10

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161116.1010.001.html

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

2017 年 6 月
第43卷 第6期
北京航空航天大学学报
Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics
June 2017
Vol. 43 No. 6

北航学报
赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0455

基于计算力矩法的眼内手术机器人的重力补偿

全下
文载

陈翔，黄龙，杨洋*
（北京航空航天大学 机械工程及自动化学院，北京 100083）

摘　　要：为了提高一种具有远程运动中心(RCM)机构的眼内手术机器人的定位精度和稳定性，在建立机器人坐标系的基础上，通过动力学等效，对机器人各构件质心瞬态位置进行分析。根据拉格朗日方程建立机器人动力学模型。提出基于计算力矩法的重力补偿方法。在此基础上，通过 MATLAB/Simulink 软件对重力补偿模型进行仿真。比较独立比例微分(PD)控制方法及重力补偿方法的各关节运动响应曲线，表明重力补偿模型可有效补偿重力项；同时，分析重力补偿模型响应曲线与期望曲线的误差，证明重力补偿模型具有较高的补偿精度和可行性。

关 键 词：远程运动中心(RCM)机构；眼内手术机器人；动力学；计算力矩法；重力补偿；Simulink 仿真

中图分类号：TH113；TP242

文献标识码：A　　**文章编号**：1001-5965(2017)06-1231-08

眼科手术对医生的操作精度及稳定性有着非常高的要求，借助先进的机器人技术进行精密的眼科手术已成为国内外眼科研究的热点。视网膜静脉阻塞等眼内手术[1-3]的典型过程是将末端器插入眼内，并绕插入点进行转动或移动，应用于该类手术的机器人均具有远程运动中心(Remote Center of Motion, RCM)机构，该机构为一种可实现固定虚拟转动中心的少自由度机构[4-7]。拥有 RCM 机构的眼内手术机器人具有运动范围小、定位精度要求高的特点[8]，由于各构件重力的影响，导致末端器定位精度难以达到眼内手术操作的要求，使末端器极易对眼内组织及血管造成损伤。因此有必要针对眼内手术机器人进行动力学建模及重力补偿研究。

此外，由于大多数眼内手术机器人构型复杂，导致常用的动力学分析算法并不适用，需针对具体机器人模型进行动力学建模。机器人动力学模型的建立[9-11]主要采用 2 种动态数学模型，分别为牛顿-欧拉方程以及拉格朗日方程，其中拉格朗日方程不必求解关节内作用力，适用于具有 RCM 机构的眼内手术机器人。

国内外学者对各种机器人进行了重力补偿的研究。文献[12]对具有弹性关节的机器人进行在线重力补偿的比例微分(PD)控制研究；文献[13]针对除冰机器人右臂提出了一种精确的在线重力补偿 PD 控制策略，并对其阶跃响应和动态跟踪特性进行分析；文献[14]建立了工程机器人动臂、前臂的动力学模型，并对其进行在线重力补偿，通过实验对机器人轨迹跟踪特性进行分析。

以上学者的重力补偿研究多集中在工业机器人等非医疗领域，针对医疗机器人尤其是眼科手术机器人的相关研究较少。鉴于此，本文针对一种应用于视网膜静脉阻塞等眼内手术的机器人，根据 D-H 法建立了机器人坐标系，在构建机器人

收稿日期：2016-05-26；**录用日期**：2016-12-16；**网络出版时间**：2017-01-11 16:24
网络出版地址：www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170111.1624.003.html
基金项目：国家自然科学基金（51175013）
* **通讯作者**：E-mail：07288@buaa.edu.cn

引用格式：*陈翔，黄龙，杨洋. 基于计算力矩法的眼内手术机器人的重力补偿[J]. 北京航空航天大学学报，2017，43(6)：1231-1238. CHEN X, HUANG L, YANG Y. Gravity compensation of an intraocular surgery robot based on computed torque method[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(6): 1231-1238 (in Chinese).*

RCM 机构等效模型的基础上，对其各构件质心瞬态位置进行分析；通过拉格朗日方程建立了该机器人系统的动力学模型；在此基础上，提出基于计算力矩法的重力补偿方法，并采用 MATLAB/Simulink 对重力补偿模型进行仿真，对比未重力补偿的独立 PD 控制模型，分析重力补偿策略的补偿效果，验证重力补偿模型的可行性。

1 坐标系建立

图 1 所示为一种 RCM 机构的眼内手术机器人，该机器人共 6 个自由度，前三关节为 3 自由度 SCARA 机械臂，后三关节为 3 自由度 RCM 机构。采用 D-H 法[15] 建立机器人各连杆坐标系 $O_ix_iy_iz_i$，如图 2 所示，系统前三关节决定基坐标系 $O_0x_0y_0z_0$ 下远程运动中心 O 点的位置，分别由绕 z_1 轴的转动副、绕 z_2 轴的转动副以及沿 z_3 轴的移动副组成，2 个转动副轴线 z_1 与 z_2 平行，移动副实现竖直运动。系统后三关节决定坐标系 $O_3x_3y_3z_3$ 下末端器尖端 O_{top} 相对于 O 点的位置，且末端器轴线始终穿过远程运动中心 O，后三关节分别由绕 y_3 轴的转动副、绕 y_4 轴的转动副以及沿 z_6 轴的移动副组成。

设机器人系统中关节 1 高度为 d_1，长度为 a_1，关节 2 距离关节 1 高度 d_2，长度 a_2，关节 3 相对关节 2 高度为 d_3，远程运动中心 O 与关节 3 的距离不变，用 L 表示，关节 6 尖端 O_{top} 距远程运动中心 O 的距离为 d_6；根据 D-H 参数的定义，由图 2得到系统 D-H 参数如表 1 所示。

图 2 所示机器人坐标系不能够完全反映 RCM 机构的构成。图 3 所示为机器人 3 自由度 RCM 机构简图，如图建立 $O'x'y'z'$坐标系，其中 l_i 为各构件长度，分别将构件 CD 绕 y'轴、构件 HI 绕 y'轴与图 3 各构件组成的平面机构绕 x'轴的转动角度用 θ_1、θ_2 和 θ_3 表示，构件 AD 移动距离用 x_1 表示。分别将关节变量 θ_1、θ_2、θ_3 以及 x_1 作为机构的广义坐标。该 RCM 机构的自由度为 3，有一广义坐标为被动，因此建立广义坐标间关系式，如式(1)所示，已知 θ_1、θ_2 以及 θ_3 3 个广义坐标可求出广义坐标 x_1，广义坐标 x_1 速度与加速度由式(2)得到。值得注意的是，广义坐标 θ_1、θ_2、θ_3 为控制过程中的主动关节。

$$x_1 = \frac{l_2\sin(\theta_2 - \theta_1)}{\sin\theta_2} \tag{1}$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \dfrac{\mathrm{d}x_1}{\mathrm{d}t} \\ \ddot{x}_1 = \dfrac{\mathrm{d}^2x_1}{\mathrm{d}t^2} \end{cases} \tag{2}$$

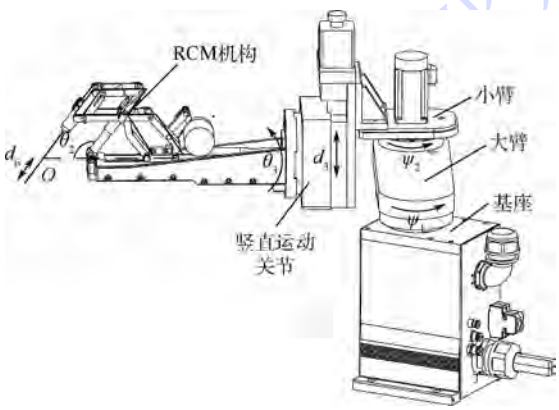


图 1 基于 RCM 机构的眼内手术机器人示意图

Fig. 1 Schematic diagram of intraocular surgery robot based on RCM mechanism

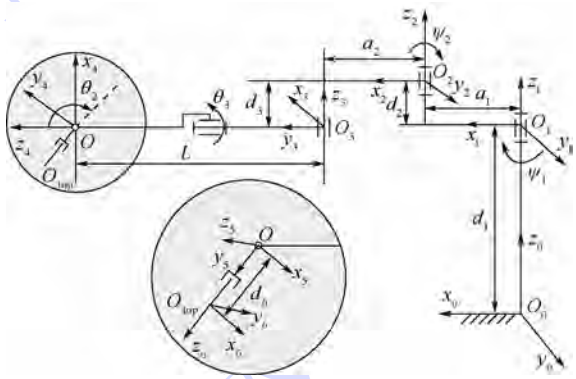


图 2 眼内手术机器人坐标系示意图

Fig. 2 Schematic diagram of coordinate system of intraocular surgery robot

表 1 机器人系统 D-H 参数

Table 1 D-H parameters of robot system

i	从 z_{i-1} 到 z_i 沿 x_{i-1} 距离 a_{i-1}	从 z_{i-1} 到 z_i 绕 x_{i-1} 角度 α_{i-1}	从 x_{i-1} 到 x_i 沿 z_i 距离 d_i	从 x_{i-1} 到 x_i 绕 z_i 角度 θ_i
1	0	0	d_1	ψ_1
2	a_1	0	d_2	ψ_2
3	a_2	0	d_3	$-90°$
4	0	$-90°$	L	$-90° + \theta_3$
5	0	$-90°$	0	θ_2
6	0	0	d_6	0

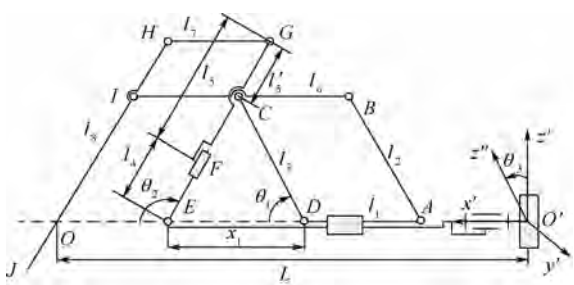


图 3 3 自由度 RCM 机构简图

Fig. 3 Diagram of 3 degrees of freedom RCM mechanism

北京航空航天大学学报

2　眼内手术机器人的动力学建模

眼内手术机器人在手术操作过程中需保证远程运动中心 O 固定,即在该过程中机器人前三关节保持固定,因此该机器人的动力学建模即为机器人后三关节 RCM 机构的动力学建模。由于 RCM 机构通常具有冗余约束[16],直接对其进行动力学分析有一定难度,因此有必要建立其等效模型。此外,需对等效模型的各构件质心位置进行分析,以便构建系统的动力学模型。

2.1　等效模型及各构件质心位置分析

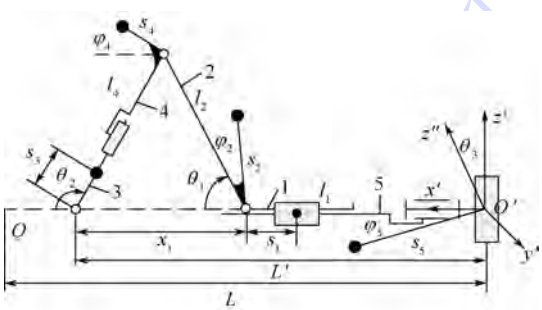
由图 3 可知,构件 AB 与构件 CD 运动规律一致,构件 FG 与构件 HJ 运动规律一致,因此建立等效模型,如图 4 所示。图 3 构件 AB、BI、CD 等效为图 4 构件 2,其长度为 l_2,其质量为3 个构件总和;图 3 中构件 FG、GH、HJ 等效为图 4 中的构件 4,其长度为 l_5-l_5',其质量为 3 个构件总和;构件 2 与构件 4 的质心矢径通过式(3)得到。

$$\begin{cases} \boldsymbol{r}_{s2}=\dfrac{m_{AB}\boldsymbol{r}_{AB}+m_{BI}\boldsymbol{r}_{BI}+m_{CD}\boldsymbol{r}_{CD}}{m_{AB}+m_{BI}+m_{CD}} \\ \boldsymbol{r}_{s4}=\dfrac{m_{FG}\boldsymbol{r}_{FG}+m_{GH}\boldsymbol{r}_{GH}+m_{HJ}\boldsymbol{r}_{HJ}}{m_{FG}+m_{GH}+m_{HJ}} \end{cases} \tag{3}$$

式中:$\boldsymbol{r}_{s2}$、$\boldsymbol{r}_{s4}$分别为图 4 中构件 2、构件 4 的质心矢径;$\boldsymbol{r}_{AB}$等为图 3 中对应构件的质心矢径;m_{AB}等为对应构件的质量。

易知等效后的各构件矢径为广义坐标的函数,质心矢径 $\boldsymbol{r}_{s2}$、$\boldsymbol{r}_{s4}$均可由矢径的模与矢径相对 x'轴角度完全表示;推导所得质心矢径表达式较复杂,因此使用多项式拟合矢径函数,得到矢径的模与矢径相对 x'轴角度关于广义坐标的等效函数。

对机器人系统 RCM 机构各构件质心位置分析,在图 4 所示 $O'x'y'z'$坐标系下各构件的质心位置函数表示为



s_i—各构件质心相对于转动关节的矢径的模;θ_i—关节变量;φ_i—与构件 i 质心矢径相对 x'轴角度有关的参数。

图 4　等效后的 RCM 机构简图

Fig. 4　Equivalent diagram of RCM mechanism

$$\begin{cases} \boldsymbol{\Phi}_1=[\theta_3,0,0]^{\mathrm{T}} \\ x_{s1}=L'-x_1-s_1 \\ y_{s1}=z_{s1}=0 \end{cases} \tag{4}$$

$$\begin{cases} \boldsymbol{\Phi}_2=[\theta_3,\theta_1+\varphi_2,0]^{\mathrm{T}} \\ x_{s2}=L'-x_1+s_2\cos(\theta_1+\varphi_2) \\ y_{s2}=s_2\sin(\theta_1+\varphi_2)\sin\theta_3 \\ z_{s2}=s_2\sin(\theta_1+\varphi_2)\cos\theta_3 \end{cases} \tag{5}$$

$$\begin{cases} \boldsymbol{\Phi}_3=[\theta_3,\theta_2,0]^{\mathrm{T}} \\ x_{s3}=L'+s_3\cos\theta_2 \\ y_{s3}=s_3\sin\theta_2\sin\theta_3 \\ z_{s3}=s_3\sin\theta_2\cos\theta_3 \end{cases} \tag{6}$$

$$\begin{cases} \boldsymbol{\Phi}_4=[\theta_3,\theta_2,0]^{\mathrm{T}} \\ x_{s4}=L'-x_1+l_2\cos\theta_1+s_4\cos\varphi_4 \\ y_{s4}=(l_2\sin\theta_1+s_4\sin\varphi_4)\sin\theta_3 \\ z_{s4}=(l_2\sin\theta_1+s_4\sin\varphi_4)\cos\theta_3 \end{cases} \tag{7}$$

$$\begin{cases} \boldsymbol{\Phi}_5=[\theta_3,0,0]^{\mathrm{T}} \\ x_{s5}=s_5\cos\varphi_5 \\ y_{s5}=s_5\sin\varphi_5\sin\theta_3 \\ z_{s5}=s_5\sin\varphi_5\cos\theta_3 \end{cases} \tag{8}$$

式中:$\boldsymbol{\Phi}_i$ 为构件 i 在 $O'x'y'z'$坐标系下的角位移;x_{si}、y_{si}和 z_{si}分别为构件 i 的质心在 x'、y'和 z'方向上的坐标表示。

2.2　动力学模型的建立

设机器人等效模型中各构件质心速度为 $v_{si}(i=1\sim5)$。取图 4 所示姿态为机器人各构件初始位置,$O'x'y'$面为系统零势能面,且不计机器人系统各构件间的摩擦。

根据 2.1 节所述眼内手术机器人各构件质心位置函数,建立机器人系统动力学模型。将式(4)~式(8)对时间求导,得到构件 i 在广义坐标系下的角速度及质心速度,如式(9)所示。

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{\Phi}}_i=\dfrac{\partial\boldsymbol{\Phi}_i}{\partial x_1}\dot{x}_1+\dfrac{\partial\boldsymbol{\Phi}_i}{\partial\theta_1}\dot{\theta}_1+\dfrac{\partial\boldsymbol{\Phi}_i}{\partial\theta_2}\dot{\theta}_2+\dfrac{\partial\boldsymbol{\Phi}_i}{\partial\theta_3}\dot{\theta}_3 \\ \dot{x}_{si}=\dfrac{\partial x_{si}}{\partial x_1}\dot{x}_1+\dfrac{\partial x_{si}}{\partial\theta_1}\dot{\theta}_1+\dfrac{\partial x_{si}}{\partial\theta_2}\dot{\theta}_2+\dfrac{\partial x_{si}}{\partial\theta_3}\dot{\theta}_3 \\ \dot{y}_{si}=\dfrac{\partial y_{si}}{\partial x_1}\dot{x}_1+\dfrac{\partial y_{si}}{\partial\theta_1}\dot{\theta}_1+\dfrac{\partial y_{si}}{\partial\theta_2}\dot{\theta}_2+\dfrac{\partial y_{si}}{\partial\theta_3}\dot{\theta}_3 \\ \dot{z}_{si}=\dfrac{\partial z_{si}}{\partial x_1}\dot{x}_1+\dfrac{\partial z_{si}}{\partial\theta_1}\dot{\theta}_1+\dfrac{\partial z_{si}}{\partial\theta_2}\dot{\theta}_2+\dfrac{\partial z_{si}}{\partial\theta_3}\dot{\theta}_3 \end{cases} \tag{9}$$

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

采用拉格朗日方程建立系统动力学模型：

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{\partial E_{\mathrm{k}}}{\partial \dot{q}_i}\right)-\frac{\partial E_{\mathrm{k}}}{\partial q_i}+\frac{\partial E_{\mathrm{p}}}{\partial q_i}=F_i \quad i=1,2,\cdots,n \tag{10}$$

式中：E_{k} 为系统动能；E_{p} 为系统势能；q_i 为广义坐标；F_i 为广义力，对应于驱动角 θ_1、θ_2、θ_3 以及驱动位移 x_1 的系统广义力，广义坐标为角位移时，F_i 为力矩，广义坐标为线位移时，F_i 为力；n 为广义坐标数，该 RCM 机构中 n 为 4。机器人系统的动能及势能分别为

$$E_{\mathrm{k}}=\sum_{i=1}^{5}\frac{1}{2}(m_i v_{si}^2+\dot{\boldsymbol{\Phi}}_i^{\mathrm{T}}\boldsymbol{I}_i\dot{\boldsymbol{\Phi}}_i) \tag{11}$$

$$E_{\mathrm{p}}=\sum_{i=1}^{5}m_i g h_i \tag{12}$$

式中：$\boldsymbol{I}_i$ 为构件 i 在 $O'x'y'z'$ 坐标系下的惯性张量；m_i 为各构件质心质量；h_i 为各构件质心相对于零势能面的高度。质心速度 $v_{si}(i=1\sim5)$ 由式(13)得到：

$$v_{si}=\sqrt{\dot{x}_{si}^2+\dot{y}_{si}^2+\dot{z}_{si}^2} \tag{13}$$

将各参数代入式(10)，整理得到化简后的系统动力学方程为

$$\boldsymbol{F}_i=\boldsymbol{H}(\boldsymbol{q})\ddot{\boldsymbol{q}}+\boldsymbol{C}(\boldsymbol{q},\dot{\boldsymbol{q}})\dot{\boldsymbol{q}}+\boldsymbol{G}(\boldsymbol{q}) \tag{14}$$

式中：$\boldsymbol{H}(\boldsymbol{q})\ddot{\boldsymbol{q}}$ 为与广义加速度有关的惯性力；$\boldsymbol{C}(\boldsymbol{q},\dot{\boldsymbol{q}})\dot{\boldsymbol{q}}$ 为广义速度的二次型；$\boldsymbol{G}(\boldsymbol{q})$ 为重力项。各参数具体表达式分别为

$$\boldsymbol{H}(\boldsymbol{q})=[h_{ij}] \quad i=1\sim4;\quad j=1\sim4 \tag{15}$$

$$\boldsymbol{C}(\boldsymbol{q},\dot{\boldsymbol{q}})=[c_{ij}] \quad i=1\sim4;\quad j=1\sim4 \tag{16}$$

$$\boldsymbol{G}(\boldsymbol{q})=[g_1,g_2,g_3,g_4]^{\mathrm{T}} \tag{17}$$

经推导，得

$$\begin{cases}
h_{13}=h_{31}=h_{23}=h_{32}=h_{34}=h_{43}=0\\
h_{11}=J_2'+J_3'+m_2 s_2^2\left(\frac{15}{13}\right)^2+m_4 l_2^2\\
h_{12}=h_{21}=0.035\,1 m_4 l_2(\sin\theta_1\cos\varphi_4+\\
\qquad\cos\theta_1\sin\varphi_4)\\
h_{14}=h_{41}=\frac{15}{13}m_2 s_2\sin\left(\frac{15}{13}\theta_1\right)+m_4 l_2\sin\theta_1\\
h_{22}=m_3 s_3^2+0.035\,1^2 m_4+J_4'+J_5'+J_8'\\
h_{24}=h_{42}=0.035\,1 m_4\cos\varphi_4\\
h_{33}=m_2 s_2^2\sin^2\left(\frac{15}{13}\theta_1\right)+m_3 s_3^2\sin^2\theta_2+\\
\qquad m_4(l_2\sin\theta_1+s_4\sin\varphi_4)^2+m_5 s_5^2\sin^2\varphi_5+J_{\mathrm{Total}}\\
h_{44}=m_1+m_2+m_4
\end{cases} \tag{18}$$

$$\begin{cases}
c_{11}=c_{12}=c_{14}=c_{22}=c_{24}=c_{34}=c_{42}=c_{43}=c_{44}=0\\
c_{13}=-\frac{15}{13}m_2 s_2^2\sin\left(\frac{15}{13}\theta_1\right)\cos\left(\frac{15}{13}\theta_1\right)\dot{\theta}_3-\\
\qquad m_4(l_2\sin\theta_1+s_4\sin\varphi_4)l_2\dot{\theta}_3\cos\theta_1\\
c_{21}=0.035\,1 m_4 l_2(\cos\theta_1\cos\varphi_4-\sin\theta_1\sin\varphi_4)\dot{\theta}_1\\
c_{23}=0.035\,1 m_4\dot{\theta}_3(l_2\sin\theta_1+s_4\sin\varphi_4)\sin\varphi_4-\\
\qquad m_3 s_3^2\dot{\theta}_3\sin\theta_2\cos\theta_2\\
c_{31}=2m_4\dot{\theta}_3(l_2\sin\theta_1+s_4\sin\varphi_4)l_2\cos\theta_1\\
c_{32}=-2m_4\dot{\theta}_3(l_2\sin\theta_1+s_4\sin\varphi_4)0.035\,1\sin\varphi_4\\
c_{33}=2\times\frac{15}{13}\dot{\theta}_1 m_2 s_2^2\sin\left(\frac{15}{13}\theta_1\right)\cos\left(\frac{15}{13}\theta_1\right)+\\
\qquad 2m_3 s_3^2\dot{\theta}_2\sin\theta_2\cos\theta_2\\
c_{41}=\left(\frac{15}{13}\right)^2\dot{\theta}_1 m_2 s_2\cos\left(\frac{15}{13}\theta_1\right)+\dot{\theta}_1 m_4 l_2\cos\theta_1
\end{cases} \tag{19}$$

$$\begin{cases}
g_1=\frac{15}{13}m_2 g s_2\cos\left(\frac{15}{13}\theta_1\right)\cos\theta_3+m_4 g l_2\cos\theta_1\cos\theta_3\\
g_2=m_3 g s_3\cos\theta_2\cos\theta_3-0.035\,1 m_4 g\sin\varphi_4\cos\theta_3\\
g_3=-m_3 g s_2\sin\left(\frac{15}{13}\theta_1\right)\sin\theta_3-\\
\qquad m_3 g s_3\sin\theta_2\sin\theta_3-\\
\qquad m_4 g(l_2\sin\theta_1+s_4\sin\varphi_4)\sin\theta_3+\\
\qquad m_5 g s_5\sin\varphi_5\sin\theta_3\\
g_4=0
\end{cases} \tag{20}$$

式中：$J_j'(j=1\sim8)$ 分别为图 3 中各构件质心相对于 y' 轴的转动惯量；J_{Total} 为图 4 机器人初始状态各构件相对于 x' 轴的转动惯量总和。

由式(14)可知，已知各连杆位置、速度、加速度曲线即可求得对应的各驱动关节力矩曲线，即机器人逆动力学表示。值得注意的是，式(14)所述动力学方程具有 4 个广义坐标，分别为 θ_1、θ_2、θ_3 和 x_1，其中 θ_1、θ_2 和 θ_3 为驱动关节变量，将式(1)和式(2)代入式(14)所述动力学方程，得到关于 θ_1、θ_2 与 θ_3 的动力学方程，其中 F_1、F_2 和 F_3 分别对应 θ_1、θ_2 和 θ_3 的 3 个广义坐标产生的广义力。

3 眼内手术机器人的重力补偿方法

根据第 2 节推导的动力学模型，可知动力学方程中重力项对于系统驱动力或力矩的影响较为明显。通常采用的具有固定重力补偿的 PD 控制，该控制方法虽然可有效补偿重力项，但必须事

先得知各驱动关节的期望位置,不能实时跟踪关节轨迹,同时该方法忽略了各关节变量之间的耦合。针对以上重力补偿方法的缺陷,设计一种可在线重力补偿的计算力矩法[17]。该重力补偿方法不仅可实时地获取重力项并补偿,并且可以对期望的关节变量轨迹曲线进行跟踪。

该控制方案的基本思路为,在内控制回路中引入非线性补偿,且机器人的重力项包括在该非线性补偿中,使得机器人系统变为易于控制的线性定常系统,该控制方案的结构框图如图 5 所示,引入控制为

$$\boldsymbol{\tau} = \boldsymbol{H}(\boldsymbol{q})\boldsymbol{u} + \boldsymbol{C}(\boldsymbol{q},\dot{\boldsymbol{q}})\dot{\boldsymbol{q}} + \boldsymbol{G}(\boldsymbol{q}) \tag{21}$$

机器人系统的受控方程为

$$\boldsymbol{H}(\boldsymbol{q})\ddot{\boldsymbol{q}} + \boldsymbol{C}(\boldsymbol{q},\dot{\boldsymbol{q}})\dot{\boldsymbol{q}} + \boldsymbol{G}(\boldsymbol{q}) = \boldsymbol{\tau} = \boldsymbol{H}(\boldsymbol{q})\boldsymbol{u} + \boldsymbol{C}(\boldsymbol{q},\dot{\boldsymbol{q}})\dot{\boldsymbol{q}} + \boldsymbol{G}(\boldsymbol{q}) \tag{22}$$

$\boldsymbol{H}(\boldsymbol{q})$可逆,且假定获得的机器人各参数名义值足够精确,可忽略模型中各矩阵与机器人实际矩阵的误差,经过化简,受控方程等价于如下定常系统:

$$\ddot{\boldsymbol{q}} = \boldsymbol{u} \tag{23}$$

将该定常系统引入 PD 控制:

$$\boldsymbol{u} = \ddot{\boldsymbol{q}}_{\mathrm{d}} + \boldsymbol{K}_{\mathrm{d}}\dot{\boldsymbol{e}} + \boldsymbol{K}_{\mathrm{p}}\boldsymbol{e} \tag{24}$$

式中:$\boldsymbol{K}_{\mathrm{d}}$ 与 $\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}}$ 为正定矩阵,由 $\boldsymbol{K}_{\mathrm{d}}$ 与 $\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}}$ 的正定性可知$(\dot{\boldsymbol{e}},\boldsymbol{e}) = (\boldsymbol{0},\boldsymbol{0})$是全局稳定的平衡点,因此从任何初始条件出发,总有$(\boldsymbol{q},\dot{\boldsymbol{q}}) \to (\boldsymbol{q}_{\mathrm{d}},\dot{\boldsymbol{q}}_{\mathrm{d}})$,即实现了全局稳定的重力补偿和轨迹跟踪。值得注意的是,该眼内手术机器人的重力补偿以 2.1 节所述 θ_1、θ_2、θ_3 的 3 个关节变量作为补偿的目标变量。

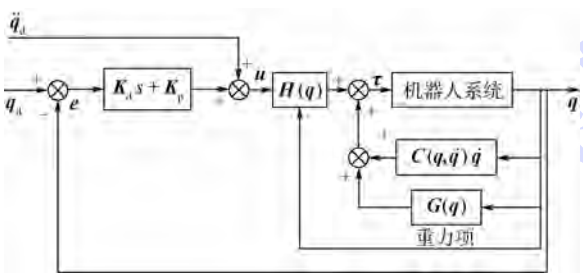


图 5　重力补偿模型结构框图

Fig. 5　Structure diagram of gravity compensation model

4　MATLAB 重力补偿仿真及结果分析

眼内手术机器人参数如下:机器人各构件采用均质铝合金材料,密度为 2.7 kg/m^3,各构件长度 $l_2 = 60$ mm,$L' = 294$ mm,各构件矢径的模为 $s_1 = 25$ mm,$s_2 = 35.058\,3$ mm,$s_3 = 21.747$ mm,$s_5 = 137.885$ mm,$m_1 = 0.142$ kg,$m_2 = 0.078$ kg,$m_3 = 0.036$ kg,$m_4 = 0.28$ kg,$m_5 = 1.32$ kg,$\varphi_4 = 39.96°$,$\varphi_5 = 5.173°$。设机器人系统各关节变量初始位置为 $q = [44.05°, 135°, 0°]$,3 s 后到达期望位置$[40°, 120°, 45°]$,则该眼内手术机器人 RCM 机构的关节变量期望轨迹可用如下函数表示:

$$\theta_1 = \begin{cases} -1.5t^3 + 0.75t^4 - 0.1t^5 + 44.05 & 0 < t < 3 \\ 40 & t \geqslant 3 \end{cases} \tag{25}$$

$$\theta_2 = \begin{cases} -5.56t^3 + 2.78t^4 - 0.37t^5 + 135 & 0 < t < 3 \\ 120 & t \geqslant 3 \end{cases} \tag{26}$$

$$\theta_3 = \begin{cases} 16.67t^3 - 8.33t^4 + 1.11t^5 & 0 < t < 3 \\ 45 & t \geqslant 3 \end{cases} \tag{27}$$

重力补偿模型参数矩阵 $\boldsymbol{K}_{\mathrm{d}} = \mathrm{diag}(4.5, 3.8, 8.5)$,$\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}} = \mathrm{diag}(0.028\,8, 0.0388\,8, 0.26)$,仿真时间为 5 s,对于给定的关节变量变化曲线,采用拉格朗日逆动力学,得到采样周期内各关节变量驱动力矩变化曲线,如图 6 所示,可知驱动力矩曲线变化平缓,且没有突变;稳定时刻各关节的驱动力矩即为各关节变量对应的重力项,大小分别为 0.104 3、−0.046 5 和 −0.036 1 N·m。

为分析重力补偿策略的效果,设定一对照模型与重力补偿模型进行对比,对照模型为不采用重力补偿的独立 PD 控制模型,该模型结构框图如图 7 所示。采用 MATLAB/Simulink 对上述 2 种模型进行仿真,得到采样周期内各关节变量的响应曲线。

独立 PD 控制模型的响应曲线如图 8 所示,其参数矩阵的选取与重力补偿模型参数矩阵一致。分析可知,未采用重力补偿时,响应曲线达到稳定值后存在稳态误差,其大小受重力项的影响,稳态误差分别为 −3.621 7°,1.195 9°,0.138 9°。值得注意的是,图 8 所示独立 PD 控制模型各关

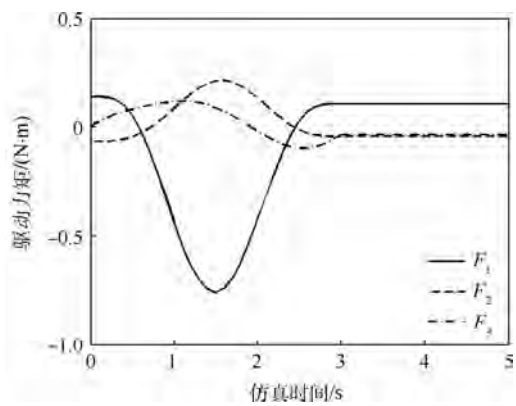


图 6　机器人系统驱动力矩变化曲线

Fig. 6　Driving torque variation curves of robot system

北航学报 赠阅

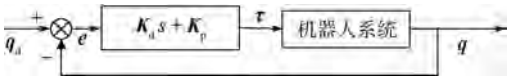


图 7 独立 PD 控制模型结构框图

Fig. 7 Structure diagram of independent PD control model

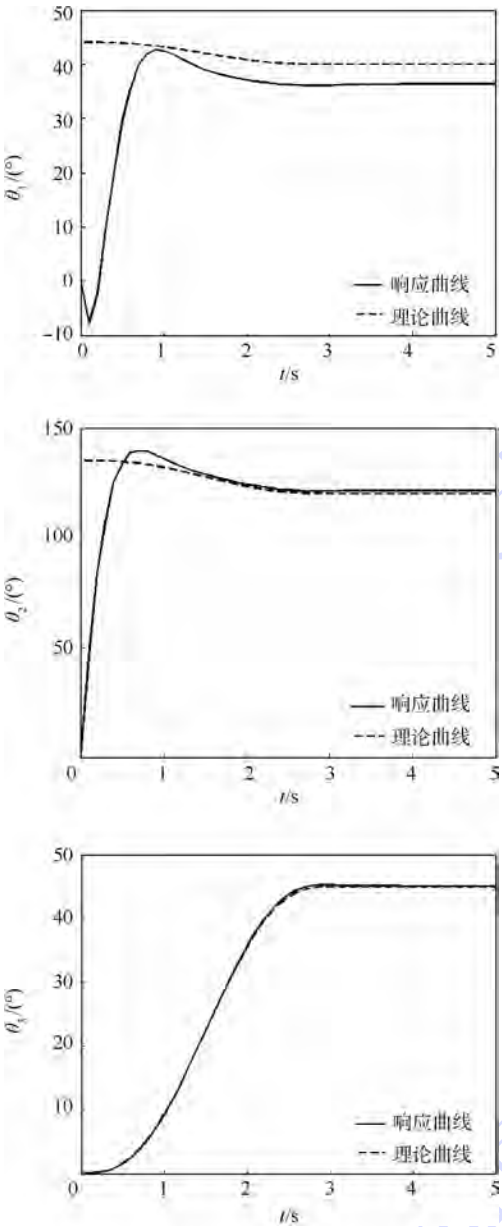


图 8 独立 PD 控制模型响应曲线

Fig. 8 Response curves of independent PD control model

节的驱动角均从 0°开始变化，且前 2 个关节在仿真初期与期望曲线差距较大，这是由于该模型不能完成对连续时变轨迹的跟踪任务，对前两关节设定的从非零初始条件出发的轨迹无法实现全程跟踪。

图 9 为采用第 3 节所述在线重力补偿的计算力矩法模型的响应曲线，由图可知响应曲线变化平稳，且有较好的跟踪特性，模型的稳态误差为零。对比图 8 与图 9，分别取 ±2% 与 ±5% 作为

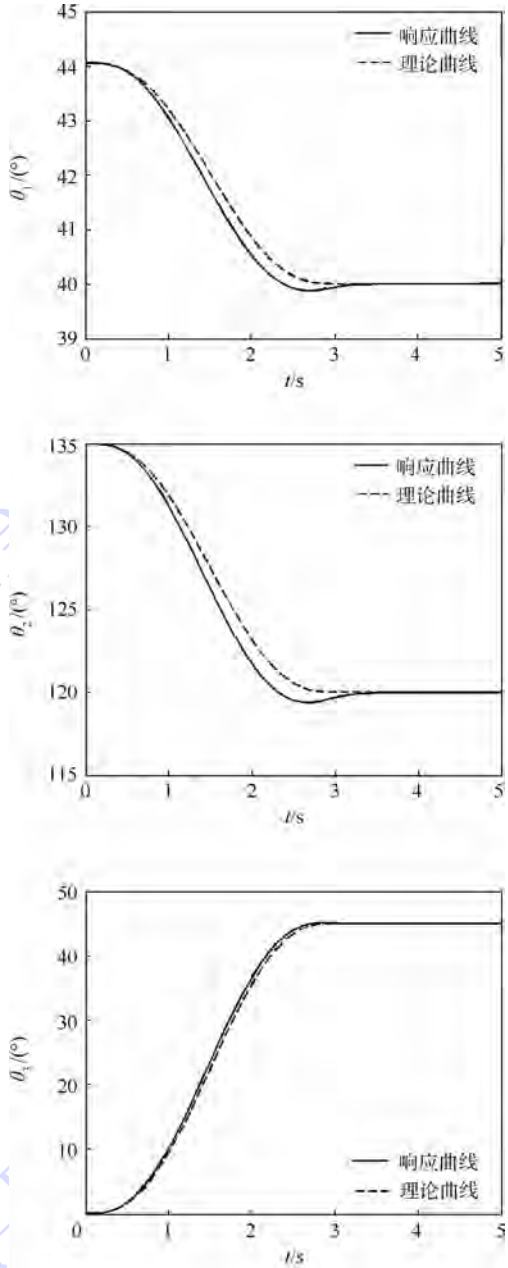


图 9 基于计算力矩法的重力补偿模型响应曲线

Fig. 9 Response curves of gravity compensation model based on computed torque method

响应曲线的误差带，则各关节变量响应曲线调节时间如表 2 所示。

由图 8、图 9 及表 2 可知，相对于未重力补偿的独立 PD 控制模型，重力补偿模型响应曲线的调节时间较小，响应速度相比较有一定优势，且模型可有效补偿系统的重力项，因此重力补偿模型相对于独立 PD 控制模型具有明显优势。

图 10 所示为采用重力补偿模型各关节变量期望曲线与响应曲线的差值变化，由图可知，关节变量 θ_1 在 $t = 1.9$ s 达到最大误差 0.337 8°，关节变量 θ_2 在 $t = 1.9$ s 达到最大误差 1.453 3°，关节变量 θ_3 在 $t = 1.8$ s 达到最大误差 −1.1342°。

表 2　各关节响应曲线的调节时间

Table 2　Adjusting time of response curve of each joint

误差带	关节变量	调节时间/s	
		计算力矩法	PD 控制模型
±2%	θ_1	1.9	2.0
	θ_2	1.9	2.1
	θ_3	2.4	2.6
±5%	θ_1	1.4	1.7
	θ_2	1.5	1.6
	θ_3	2.3	2.4

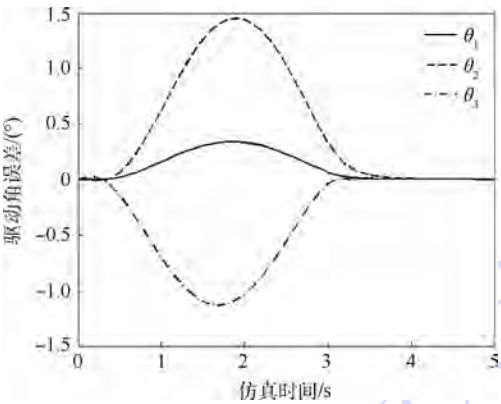


图 10　重力补偿模型期望曲线与响应曲线的差值

Fig. 10　Difference between expected curves and response curves of gravity compensation model

分析可知,从 $t=0$ s 开始,各关节响应位置与期望位置重合,随仿真时间变化,响应位置与期望位置误差变大,分别于 $t=1.9$ s,$t=1.9$ s 与 $t=1.8$ s 达到峰值并逐渐减小,且误差均不超过 1.5°;因此该重力补偿模型的补偿精度高,具有良好跟踪特性,该模型有较高的可行性。

5　结　论

1) 本文给出一种基于 RCM 机构的眼内手术机器人的动力学模型,以便对机器人系统进行力矩控制。

2) 通过与未重力补偿的独立 PD 控制模型进行比较,证明重力补偿模型可有效补偿系统的重力项,且响应速度有一定优势。

3) 通过分析重力补偿模型期望曲线与响应曲线的差值变化,验证重力补偿模型的重力补偿精度高,具有良好的跟踪特性,该模型有较高的可行性。

参考文献 (References)

[1] WEI W, GOLDMAN R, SIMAAN N, et al. Design and theoretical evaluation of micro-surgical manipulators for orbital manipulation and intraocular dexterity[C]//2007 IEEE International Conference on Robotics and Automation. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2007: 3389-3395.

[2] 肖晶晶,杨洋,沈丽君,等. 视网膜血管搭桥手术机器人系统的研究[J]. 机器人, 2014, 36(3): 293-299.
XIAO J J, YANG Y, SHEN L J, et al. A robotic system for retinal vascular bypass surgery[J]. Journal of Robotics, 2014, 36(3): 293-299 (in Chinese).

[3] BECKER B C. Vision-based control of a handheld micromanipulator for robot-assisted retinal surgery[D]. Pittsburgh: Carnegie Mellon University, 2012.

[4] 裴旭,于靖军,毕树生,等. 一维远程运动中心机构的型综合[J]. 机械工程学报, 2009, 45(2): 144-148.
PEI X, YU J J, BI S S, et al. Type synthesis for one-dimensional remote-center-of motion mechanisms[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2009, 45(2): 144-148 (in Chinese).

[5] 黄龙,杨洋,苏鹏,等. 1R1T 远程运动中心机构的型综合[J]. 机械工程学报, 2015, 51(13): 131-136.
HUANG L, YANG Y, SU P, et al. Type synthesis of 1R1T remote center of motion mechanisms[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2015, 51(13): 131-136 (in Chinese).

[6] GIJBELS A, WOUTERS N, STALMANS P, et al. Design and realisation of a novel robotic manipulator for retinal surgery[C]//IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS), 2013. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2013: 3598-3603.

[7] GIJBELS A, VANDER POORTEN E B, STALMANS P, et al. Design of a teleoperated robotic system for retinal surgery[C]//2014 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2014: 2357-2363.

[8] 肖晶晶,杨洋,李大寨,等. 眼科显微手术机器人研究进展及关键技术分析[J]. 机械工程学报, 2013, 49(1): 15-22.
XIAO J J, YANG Y, LI D Z, et al. Advances and key techniques of ophthalmic microsurgical robots[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2013, 49(1): 15-22 (in Chinese).

[9] 蔡自兴. 机器人学基础[M]. 北京: 机械工业出版社, 2009: 6.
CAI Z X. Fundamentals of robotics[M]. Beijing: China Machine Press, 2009: 6 (in Chinese).

[10] LIU X, LI H, WANG J, et al. Dynamics analysis of flexible space robot with joint friction[J]. Aerospace Science and Technology, 2015, 47: 164-176.

[11] 刘善增,余跃庆,刘庆波,等. 3-RRC 并联机器人动力学分析[J]. 机械工程学报, 2009, 45(5): 220-224.
LIU S Z, YU Y Q, LIU Q B, et al. Dynamic analysis of 3-RRC parallel manipulator[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2009, 45(5): 220-224 (in Chinese).

[12] DE LUCA A, SICILIANO B, ZOLLO L. PD control with on-line gravity compensation for robots with elastic joints: Theory and experiments[J]. Automatica, 2005, 41(10): 1809-1819.

[13] 龚捷,鲍金锋,衣冠超,等. 基于计算力矩法的装载机工作装置轨迹控制[J]. 机械工程学报, 2010, 46(13): 141-146.
GONG J, BAO J F, YI G C, et al. Trajectory-following control for manipulator of wheel loaders based on computed torque[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2010, 46(13): 141-146 (in Chinese).

北航学报 赠阅

[14] 唐新星,侯敬巍,倪涛,等.在线重力补偿下工程机器人自主作业轨迹跟踪性能分析[J].农业工程学报,2013,29(3):30-37.
TANG X X,HOU J W,NI T,et al. Analysis on autonomous task trajectory tracking performance of construction robot with online gravity compensation[J]. Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering,2013,29(3):30-37(in Chinese).

[15] CRAIG J J. Introduction to robotics: Mechanics and control [M]. Upper Saddle River: Pearson Prentice Hall, 2005: 62-100.

[16] 宗光华,裴旭,于靖军,等.双平行四杆型远程运动中心机构的设计[J].机械工程学报,2007,43(12):103-108.
ZONG G H,PEI X,YU J J,et al. Design of double parallelogram remote-center-of-motion mechanisms[J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering,2007,43(12):103-108(in Chinese).

[17] 霍伟.机器人动力学与控制[M].北京:高等教育出版社,2005:124-140.
HUO W. Robot dynamics and control[M]. Beijing:Higher Education Press,2005:124-140(in Chinese).

作者简介:

陈翔 男,硕士研究生。主要研究方向:医疗机器人技术、机器人控制理论。

黄龙 男,博士研究生。主要研究方向:机器人机构学、医疗机器人技术。

杨洋 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:机器人机构学、医疗机器人技术、精密机械设计。

Gravity compensation of an intraocular surgery robot based on computed torque method

CHEN Xiang, HUANG Long, YANG Yang*

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

Abstract: To improve the positioning accuracy and stability of an intraocular surgery robot which has a remote center of motion (RCM) mechanism, the coordinate system of the robot is established. Based on the equivalent system model, the instantaneous centroid position of model components is analyzed. The dynamic model of the robot system is built by using the Lagrange equation. On the basis of the dynamic model, the gravity compensation model is built by using computed torque method and it is simulated by using MATLAB/Simulink. Each joint motion response curve is compared between the independent proportional plus derivative (PD) control model and the gravity compensation model. The results of simulation show that the gravity compensation model can compensate the gravity effectively. The difference between response curve and expected curve of gravity compensation model is analyzed, which prove that the gravity compensation model has high precision and feasibility.

Keywords: remote center of motion (RCM) mechanism; intraocular surgery robot; dynamics; computed torque method; gravity compensation; Simulink simulation

Received: 2016-05-26; **Accepted**: 2016-12-16; **Published online**: 2017-01-11 16:24
URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170111.1624.003.html
Foundation item: National Natural Science Foundation of China (51175013)
* **Corresponding author**. E-mail: 07288@buaa.edu.cn

北京航空航天大学学报

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0462

基于正则化秩 k 矩阵逼近的稀疏主成分分析

杨茜，刘红英*
（北京航空航天大学 数学与系统科学学院，北京 100083）

摘　　要：在计算稀疏主成分(PCs)时，由于同时求 k 个主成分的做法可以减少计算所产生的累积误差，因此提出了基于正则化秩 k 矩阵逼近的稀疏主成分模型，并设计了求解该模型的块坐标下降法(BCD-sPCA-rSVD)。该算法的主要思想是先把变量按坐标分成 $2k$ 个块，当固定其他 $2k-1$ 个坐标块的变量时，求解关于单个坐标块的子问题并给出子问题的显式解，循环地求解这些子问题直至满足终止条件。该算法每次迭代的计算复杂度关于样本个数与变量维数都是线性的，并且证明了它是收敛的。该算法不仅易于实现，数值仿真结果表明，该算法应用到真实数据与合成数据上都是可行且有效的。它不仅使累积误差降低，而且具有较低的计算复杂度，因而可以有效地求解大规模稀疏主成分分析问题。

关　键　词：降维；稀疏主成分；正则化；块坐标下降法；奇异值分解；阈值
中图分类号：O212.4；TP181；O221.2
文献标识码：A　　**文章编号**：1001-5965(2017)06-1239-08

主成分分析(Principal Component Analysis, PCA)是一种重要的数据分析与降维工具，它在科学与工程领域都有着广泛的应用。然而，由于传统 PCA 中的主成分(Principal Component, PC)是所有原始变量的线性组合，即 PC 载荷一般都是非零的[1]。因此，很难对与主成分相关的原始因素进行解释。而稀疏主成分分析就是为了解决主成分的这一缺陷而提出的，它使得 PC 载荷中零元素的个数变多，使主成分的可解释性增强。

当需要计算 $k(>1)$ 个稀疏主成分时，主要有 2 种做法：第 1 种做法是依次求单个主成分，即求解“单个稀疏主成分”模型，并通过压缩的(deflated)数据矩阵或数据协方差阵来依次获得更多的稀疏主成分，包括基于 LASSO(Least Absolute Shrinkage and Selection Operator)约束的投影梯度法(SCoTLASS)[2]、稀疏主成分分析的半定规划直接表述法(DSPCA)[3]、基于正则化奇异值分解模型的稀疏主成分分析(sPCA-rSVD)[4]、贪心法[5-6]、单位步长条件梯度法(ConGradU)[7]、拉格朗日对偶法[8]和期望最大化稀疏主成分分析(EMPCA)[9]等。第 2 种做法是同时求多个主成分，即建立合适的优化模型一次获得多个稀疏主成分，包括稀疏主成分分析法(SPCA)[1]、广义幂法(Gpower $l_{1,k}$, Gpower $l_{0,k}$)[10]、稀疏主成分分析的增广拉格朗日函数法(ALSPCA)[11]和块坐标下降稀疏主成分分析法(BCD-SPCA)[12]等。虽然在给定不同的稀疏性参数下，依次求解单个主成分较为容易，但这种计算方式会产生累积误差，而同时计算多个主成分则减少了累积误差，并且这类做法对解决大规模稀疏 PCA 问题更有效且实用[12]。因而研究同时求多个稀疏主成分的算法具有应用价值。

本文提出了基于 l_1 正则化秩 k 矩阵逼近的稀疏 PCA 模型，并设计了求解该模型的块坐标下

收稿日期：2016-05-31；**录用日期**：2016-09-02；**网络出版时间**：2016-10-10 09:03
网络出版地址：www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161010.0903.004.html
基金项目：国家自然科学基金(61172060, 61403011)
* **通讯作者**：E-mail：liuhongying@buaa.edu.cn

引用格式：*杨茜，刘红英. 基于正则化秩 k 矩阵逼近的稀疏主成分分析[J]. 北京航空航天大学学报，2017，43(6)：1239-1246.*
YANG Q, LIU H Y. Sparse principal component analysis via regularized rank-k matrix approximation[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(6): 1239-1246 (in Chinese).

北航学报 赠阅

降法(BCD-sPCA-rSVD)。该算法的主要思想是利用块坐标下降法把变量按坐标分成 $2k$ 个块,当固定其他 $2k-1$ 个坐标块的变量时,求解关于单个坐标块的子问题并给出子问题的显式解,循环地求解这些子问题直至满足终止条件。同时本文还分析了 BCD-sPCA-rSVD 的计算复杂度并证明其是收敛的。最后的数值仿真结果表明了该算法的可行性与有效性。

本文假设所有的向量都是列向量。这里列出文中常用的记号与术语。

记号 $\mathbf{R}^{n\times p}$ 和 $\mathrm{sgn}(\cdot)$ 分别为 $n\times p$ 维实矩阵和逐分量符号算子。$\boldsymbol{v}$ 为向量,它的第 i 个分量为 v_i。$\boldsymbol{V}$ 为矩阵,它的第 i 列用向量 $\boldsymbol{v}_i$ 表示。符号 $\|\boldsymbol{v}\|_2=\sqrt{\boldsymbol{v}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{v}}$ 和 $\|\boldsymbol{v}\|_1=\sum_i|v_i|$ 分别为向量 $\boldsymbol{v}$ 的 l_2 范数和 l_1 范数,$\|\boldsymbol{v}\|_0$ 为 $\boldsymbol{v}$ 的 l_0 范数,它表示 $\boldsymbol{v}$ 中非零元素的个数。符号 $|\boldsymbol{v}|$ 和 $\boldsymbol{v}_+$ 是指其第 i 个分量分别为 $|v_i|$ 和 $\max(v_i,0)$ 的向量。$\boldsymbol{e}$ 为分量全为 1 的向量。记号 $S_{\gamma e}(\boldsymbol{v})=\mathrm{sgn}(\boldsymbol{v})(|\boldsymbol{v}|-\gamma\boldsymbol{e})_+$ 为向量 $\boldsymbol{v}$ 的软阈值算子。本文中,$\boldsymbol{X}\in\mathbf{R}^{n\times p}$ 为数据矩阵($\boldsymbol{X}$ 已作中心化处理,每列的平均值为 0),$\boldsymbol{W}=(\boldsymbol{w}_1,\boldsymbol{w}_2\cdots,\boldsymbol{w}_k)\in\mathbf{R}^{p\times k}$,$\boldsymbol{U}=(\boldsymbol{u}_1,\boldsymbol{u}_2\cdots,\boldsymbol{u}_k)\in\mathbf{R}^{n\times k}$,$\boldsymbol{V}=(\boldsymbol{v}_1,\boldsymbol{v}_2,\cdots,\boldsymbol{v}_k)\in\mathbf{R}^{p\times k}$,其中 n 为样本个数,p 为变量个数,k 为主成分个数。符号 $\|\cdot\|_{\mathrm{F}}$ 表示矩阵的 Frobenius 范数。

1 相关的稀疏 PCA 模型与算法

本节主要对与 BCD-sPCA-rSVD 密切相关的 3 种稀疏 PCA 算法 SPCA、sPCA-rSVD 与 BCD-SPCA进行简单的回顾与说明。

1.1 SPCA 与 sPCA-rSVD 的模型与算法

Zou 和 Hastie[1] 在 2006 年提出的 SPCA,它的模型是先将 PCA 表述成回归型的优化问题,并添加关于回归系数的 LASSO[13] (l_1 范数)惩罚项,即

$$\min_{\boldsymbol{W},\boldsymbol{V}}\ \|\boldsymbol{X}-\boldsymbol{X}\boldsymbol{V}\boldsymbol{W}^{\mathrm{T}}\|_{\mathrm{F}}^2+\lambda\sum_{j=1}^{k}\|\boldsymbol{v}_j\|_2^2+\sum_{j=1}^{k}\gamma_j\|\boldsymbol{v}_j\|_1$$
$$\text{s.t.}\quad \boldsymbol{W}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}=\boldsymbol{I}_k \tag{1}$$

其中:正参数 $\gamma_j(j=1,2,\cdots,k)$ 用来控制载荷 $\boldsymbol{v}_j$ 的稀疏度;$\boldsymbol{I}_k$ 为 k 阶单位矩阵。对于 $n<p$ 的数据集,要求 l_2 范数前的参数 $\lambda>0$;当 $n>p$ 时,参数 λ 的设置是不必要的,取 $\lambda=0$。

对于模型(1),SPCA 利用块坐标下降法将模型(1)的变量分成 2 个坐标块,即 $\boldsymbol{W}$ 和 $\boldsymbol{V}$,当固定其中一个坐标块 $\boldsymbol{W}$(或 $\boldsymbol{V}$)的变量时,求解关于另外一个坐标块 $\boldsymbol{V}$(或 $\boldsymbol{W}$)的子问题,而求解关于 $\boldsymbol{V}$ 的子问题又可转化为求解 k 个独立的关于 $\boldsymbol{V}$ 的列向量 $\boldsymbol{v}_j$ 的子问题,交替地求解关于 $\boldsymbol{V}$ 和 $\boldsymbol{W}$ 的子问题直至终止,最后将 $\boldsymbol{v}_j(j=1,2,\cdots,k)$ 单位化可得到稀疏的 PC 载荷。SPCA 的优点是它的模型可将 PCA 与回归型问题建立联系,即求解去掉 LASSO 惩罚项的模型(1)就可得到主成分,并且对于不同类型的数据集($n>p$ 与 $n<p$),SPCA 都具有较低的计算复杂度[1]。

Shen 和 Huang[4] 在 2008 年提出了 sPCA-rSVD,此模型首先利用了数据矩阵奇异值分解与 PCA 的联系,由秩 1 矩阵逼近得到第一主成分,然后在对应的目标函数中添加正则化项(l_1、l_0 范数等)来得到稀疏的载荷,即

$$\min_{\boldsymbol{u},\boldsymbol{v}}\ \|\boldsymbol{X}-\boldsymbol{u}\boldsymbol{v}^{\mathrm{T}}\|_{\mathrm{F}}^2+P_\gamma(\boldsymbol{v})$$
$$\text{s.t.}\quad \boldsymbol{u}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}=1 \tag{2}$$

其中:正则化项 $P_\gamma(\boldsymbol{v})$ 为 l_1 或 l_0 范数等,γ 为控制载荷 $\boldsymbol{v}$ 的稀疏度参数。一般来说,要求载荷 $\boldsymbol{v}$ 是单位向量,然而这一约束使得求解目标中含有关于 $\boldsymbol{v}$ 的惩罚项的模型变得困难,因此模型(2)是对 $\boldsymbol{v}$ 和 $\boldsymbol{u}$ 的一个尺度变换,使 $\boldsymbol{u}$ 为单位向量而 $\boldsymbol{v}$ 没有任何约束限制。

sPCA-rSVD 也是利用块坐标下降法将模型(2)的变量分成 $\boldsymbol{u}$ 和 $\boldsymbol{v}$ 这 2 个坐标块,当固定其中一个坐标块的变量时,求解关于另外一个坐标块的子问题,交替地求解关于这 2 个坐标块的子问题直至终止。当正则化项为 l_1 范数时(sPCA-rSVD-soft),sPCA-rSVD 中子问题的求解较为简单(主要的计算任务包括简单的线性回归和逐分量阈值),但是 sPCA-rSVD 依次求解主成分的计算方式会产生累积误差。

1.2 BCD-SPCA 的模型与算法

Zhao 等[12] 在 2015 年提出了 BCD-SPCA,它考虑了含有 PC 载荷的 l_1 或 l_0 范数约束的数据矩阵的奇异值分解模型,即

$$\min_{\boldsymbol{U},\boldsymbol{V}}\ \|\boldsymbol{X}-\boldsymbol{U}\boldsymbol{V}^{\mathrm{T}}\|_{\mathrm{F}}^2$$
$$\text{s.t.}\quad \boldsymbol{v}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{v}_j=1\qquad j=1,2,\cdots,k$$
$$\|\boldsymbol{v}_j\|_q\leqslant t_j\qquad j=1,2,\cdots,k \tag{3}$$

其中:$q=0$ 或 1;t_j 为控制第 j 个载荷 $\boldsymbol{v}_j$ 的稀疏度参数。首先,该算法利用块坐标下降法将变量 $\boldsymbol{U}$ 和 $\boldsymbol{V}$ 按列分成 $2k$ 个块,即 $\boldsymbol{v}_1,\boldsymbol{u}_1,\boldsymbol{v}_2,\boldsymbol{u}_2,\cdots,\boldsymbol{v}_k,\boldsymbol{u}_k$,每个 $\boldsymbol{v}_j$(或 $\boldsymbol{u}_j$,$j=1,2,\cdots,k$)代表一个坐标块,并将目标函数重新表述为

$$\|\boldsymbol{X}-\boldsymbol{U}\boldsymbol{V}^{\mathrm{T}}\|_{\mathrm{F}}^2=\Big\|\boldsymbol{X}-\sum_{i=1}^{k}\boldsymbol{u}_i\boldsymbol{v}_i^{\mathrm{T}}\Big\|_{\mathrm{F}}^2=$$
$$\|\boldsymbol{E}_j-\boldsymbol{u}_j\boldsymbol{v}_j^{\mathrm{T}}\|_{\mathrm{F}}^2\qquad j=1,2,\cdots,k$$

其中:$\boldsymbol{E}_j = \boldsymbol{X} - \sum_{i \neq j} \boldsymbol{u}_i \boldsymbol{v}_i^{\mathrm{T}}$;其次,当固定除 $\boldsymbol{v}_j$(和 $\boldsymbol{u}_j$, $j=1,2,\cdots,k$)以外的其他变量时,按照 $\boldsymbol{v}_1,\boldsymbol{u}_1,\boldsymbol{v}_2,\boldsymbol{u}_2,\cdots,\boldsymbol{v}_k,\boldsymbol{u}_k$ 的次序循环地求解关于 $\boldsymbol{v}_j$(和 $\boldsymbol{u}_j$)的子问题直至满足终止条件。BCD-SPCA 的优点是它可以求解具有特定稀疏度或非负的稀疏 PCA 问题并证明其是收敛的。缺点是当模型(3)中 $q=1$ 时,关于 $\boldsymbol{v}_j$ 的子问题的解是与参数 t_j 有关的软阈值函数,但求解其中的阈值的计算量较大,这使得子问题的求解变得复杂。

本文将模型(2)推广至秩 k 矩阵逼近,以便同时求 k 个稀疏主成分,此外将 $\boldsymbol{u}$ 是单位向量的约束还原成载荷 $\boldsymbol{v}_j$ 是单位向量的约束,并采用 BCD-SPCA 的分块模式,设计了求解 l_1 正则化秩 k 矩阵逼近问题的块坐标下降法。该算法的子问题的求解比 BCD-SPCA 简单。

2　秩 k 矩阵逼近的块坐标下降法

本节先提出了基于 l_1 正则化秩 k 矩阵逼近的稀疏 PCA 模型,并设计了求解该模型的块坐标下降法,同时还分析了该算法的计算复杂度与收敛性。

2.1　模型与算法

首先提出如下基于 l_1 正则化秩 k 矩阵逼近的稀疏 PCA 模型,即

$$\min_{\boldsymbol{U},\boldsymbol{V}} \ \|\boldsymbol{X} - \boldsymbol{U}\boldsymbol{V}^{\mathrm{T}}\|_{\mathrm{F}}^2 + \sum_{j=1}^{k} \gamma_j \|\boldsymbol{v}_j\|_1$$
$$\text{s.t.} \quad \boldsymbol{v}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{v}_j = 1 \qquad j = 1,2,\cdots,k \tag{4}$$

其中:正参数 $\gamma_j(j=1,2,\cdots,k)$ 的含义与模型(1)中的相同。由于求解既含有稀疏性的条件,又有正交性约束的模型是非常困难的[10],因此大多数的稀疏 PCA 模型并没有要求载荷的正交性,如模型(1)~模型(3)。鉴于此,在模型(3)中,取 $q=1$,把关于 $\boldsymbol{v}_j$ 的稀疏性条件放在目标中作为正则化项并保留 $\boldsymbol{v}_j$ 是单位向量的约束即得模型(4)。因此,模型(4)可看成是模型(3)的惩罚版本。同时,sPCA-rSVD-soft 的模型可以看作是模型(4)在 $k=1$ 时的特例(此时将约束条件变成 $\boldsymbol{u}$ 为单位向量即可)。

对上述模型,本文采用 BCD-SPCA 的分块模式,并利用块坐标下降法求解该问题。具体地,首先将目标函数等价表述为

$$\|\boldsymbol{X} - \boldsymbol{U}\boldsymbol{V}^{\mathrm{T}}\|_{\mathrm{F}}^2 + \sum_{j=1}^{k} \gamma_j \|\boldsymbol{v}_j\|_1 =$$
$$\|\boldsymbol{E}_j - \boldsymbol{u}_j\boldsymbol{v}_j^{\mathrm{T}}\|_{\mathrm{F}}^2 + \sum_{j=1}^{k} \gamma_j \|\boldsymbol{v}_j\|_1 \qquad j = 1,2,\cdots,k$$

其中:$\boldsymbol{E}_j = \boldsymbol{X} - \sum_{i \neq j} \boldsymbol{u}_i \boldsymbol{v}_i^{\mathrm{T}}$。在原问题(4)中,当固定除 $\boldsymbol{v}_j$ 以外的其他坐标块的变量时,得到关于 $\boldsymbol{v}_j$ 的子问题,即

$$\min_{\boldsymbol{v}_j} \ \|\boldsymbol{E}_j - \boldsymbol{u}_j\boldsymbol{v}_j^{\mathrm{T}}\|_{\mathrm{F}}^2 + \gamma_j \|\boldsymbol{v}_j\|_1$$
$$\text{s.t.} \quad \boldsymbol{v}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{v}_j = 1 \tag{5}$$

当固定除 $\boldsymbol{u}_j$ 以外的其他坐标块的变量时,得到关于 $\boldsymbol{u}_j$ 的子问题,即

$$\min_{\boldsymbol{u}_j} \|\boldsymbol{E}_j - \boldsymbol{u}_j\boldsymbol{v}_j^{\mathrm{T}}\|_{\mathrm{F}}^2 \tag{6}$$

为了方便表述,省去 $\boldsymbol{E}_j$、$\boldsymbol{u}_j$、$\boldsymbol{v}_j$、γ_j 的下角标,用 $\boldsymbol{E}$、$\boldsymbol{u}$、$\boldsymbol{v}$、γ 来表示。由于

$$\|\boldsymbol{E} - \boldsymbol{u}\boldsymbol{v}^{\mathrm{T}}\|_{\mathrm{F}}^2 = \|\boldsymbol{E}\|_{\mathrm{F}}^2 - 2\boldsymbol{u}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{E}\boldsymbol{v} + \boldsymbol{u}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}\boldsymbol{v}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{v}$$

则子问题(5)等价地表述为关于 $\boldsymbol{v}$ 在单位球上极小化二次函数加上 l_1 范数,即

$$\min_{\boldsymbol{v} \in \mathbf{R}^p} \ \boldsymbol{u}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}\boldsymbol{v}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{v} - 2(\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{v} + \gamma\|\boldsymbol{v}\|_1$$
$$\text{s.t.} \quad \boldsymbol{v}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{v} = 1 \tag{7}$$

因为 $\boldsymbol{v}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{v}=1$,从而子问题(6)可等价表述为关于 $\boldsymbol{u}$ 的无约束优化问题,即

$$\min_{\boldsymbol{u} \in \mathbf{R}^n} \ \boldsymbol{u}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u} - 2\boldsymbol{u}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{E}\boldsymbol{v} \tag{8}$$

定理 1 和定理 2 给出了子问题(7)和子问题(8)的显式解。

定理 1　当 $S_{\gamma e}(2\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}) \neq 0$ 时,子问题(7)的解为

$$\boldsymbol{v}^* = S_{\gamma e}(2\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}) / \|S_{\gamma e}(2\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u})\|_2$$

证明　将问题(7)的约束条件代入问题(7)的目标函数,得到问题(7)的最优解与式(9)的相同。

$$\min_{\boldsymbol{v} \in \mathbf{R}^p} \ -2(\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{v} + \gamma\|\boldsymbol{v}\|_1$$
$$\text{s.t.} \quad \boldsymbol{v}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{v} = 1 \tag{9}$$

再根据 $S_{\gamma e}(2\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}) \neq 0$ 和文献[7]中命题 14 类似的方法,可以证明式(9)有唯一的最优解

$$\boldsymbol{v} = S_{\gamma e}(2\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}) / \|S_{\gamma e}(2\boldsymbol{E}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u})\|_2$$

证毕

定理 2　子问题(8)的最优解为 $\boldsymbol{u}^* = \boldsymbol{E}\boldsymbol{v}$。

BCD-sPCA-rSVD 就是利用上面所介绍的分块模式,并按照 $\boldsymbol{v}_1,\boldsymbol{u}_1,\boldsymbol{v}_2,\boldsymbol{u}_2,\cdots,\boldsymbol{v}_k,\boldsymbol{u}_k$ 的次序循环地求解关于 $\boldsymbol{v}_j$ 和 $\boldsymbol{u}_j$ 的子问题直至满足终止条件。BCD-sPCA-rSVD 的伪码描述见算法 1。

算法 1　稀疏 PCA 的 BCD-sPCA-rSVD 算法

输入:数据矩阵 $\boldsymbol{X}$,稀疏主成分的个数 k,稀疏度参数 $\gamma_j(j=1,2,\cdots,k)$。

1.　给定初始点 $\boldsymbol{V}^0,\boldsymbol{U}^0$
2.　repeat
3.　　for $j=1,2,\cdots,k$ do
4.　　计算 $\boldsymbol{E}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}_j = \boldsymbol{X}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}_j - \sum_{i \neq j} \boldsymbol{v}_i \boldsymbol{u}_i^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}_j$

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

5. 求解关于 $\boldsymbol{v}_j$ 的子问题(5)来更新 $\boldsymbol{v}_j$,即令 $\boldsymbol{v}_j = S_{\gamma e}(2\boldsymbol{E}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}_j)/\|S_{\gamma e}(2\boldsymbol{E}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}_j)\|_2$

6. 计算 $\boldsymbol{E}_j\boldsymbol{v}_j = \boldsymbol{X}\boldsymbol{v}_j - \sum_{i\neq j}\boldsymbol{u}_i\boldsymbol{v}_i^{\mathrm{T}}\boldsymbol{v}_j$

7. 求解关于 $\boldsymbol{u}_j$ 的子问题(6)来更新 $\boldsymbol{u}_j$,即令 $\boldsymbol{u}_j = \boldsymbol{E}_j\boldsymbol{v}_j$

8. end for

9. until stopping criterion satisfied

输出:稀疏主成分载荷 $\boldsymbol{v}_1, \boldsymbol{v}_2, \cdots, \boldsymbol{v}_k$。

由于 BCD-sPCA-rSVD 采用了与 BCD-SPCA 相同的分块模式,因此在算法 1 的第 9 行中,采用与 BCD-SPCA 相同的终止条件,即 $\boldsymbol{U}$ 或 $\boldsymbol{V}$ 的更新率小于给定阈值,或算法的迭代次数达到预设的最大迭代次数时,算法终止。

虽然 BCD-sPCA-rSVD 与第 1 节中所介绍的 3 种稀疏 PCA 算法都是块坐标下降法,但从模型和算法的角度考虑,它们又有一定的区别:

1) 与 SPCA 相比,BCD-sPCA-rSVD 的分块模式与模型均与 SPCA 不同。

2) 与 sPCA-rSVD 相比,BCD-sPCA-rSVD 能同时求多个主成分,并且模型的目标函数是含有 l_1 范数惩罚项的数据矩阵的秩 k 逼近,约束是要求 $\boldsymbol{v}_j$ 为单位向量而不是 $\boldsymbol{u}_j$。

3) 与 BCD-SPCA 相比,BCD-sPCA-rSVD 的模型是把控制 PC 载荷的稀疏性条件作为目标函数的惩罚项,而不是作为约束条件。

2.2 计算复杂度分析

下面讨论 BCD-sPCA-rSVD 的计算复杂度。为了与 SPCA 进行比较,本文以算法 1 的第 3 行至第 8 行为一次迭代。

易知该算法的计算任务主要是计算第 4 行与第 6 行中的 $\boldsymbol{E}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}_j$ 和 $\boldsymbol{E}_j\boldsymbol{v}_j$。设 J 为 $\boldsymbol{X}$ 中非零元素的个数。当计算 $\boldsymbol{E}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}_j$ 时,需要计算矩阵向量乘积 $\boldsymbol{X}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}_j$,其计算量为 J;此外还需要计算 $k-1$ 次向量内积 $\boldsymbol{u}_i^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}_j$,其计算量为 $(k-1)n$。从而计算 $\boldsymbol{E}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}_j$ 的总计算量是 $J+(k-1)n$。类似可得计算 $\boldsymbol{E}_j\boldsymbol{v}_j$ 的计算量是 $J+(k-1)p$。从而计算 $\boldsymbol{E}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}_j$ 和 $\boldsymbol{E}_j\boldsymbol{v}_j$ 的总的计算复杂度是 $O(J+k\max(n,p))$。该算法每次迭代的计算复杂度为 $O(Jk+\max(n,p)\,k^2)$。

表 1 列出了各稀疏 PCA 算法每次迭代的计算复杂度(包括 BCD-sPCA-rSVD、SPCA 以及 BCD-SPCA)。这里还需强调的是,当 $n>p$ 时,SPCA在第一次迭代的计算复杂度为 $np^2+O(p^3)$,之后每次迭代的计算复杂度均为 $O(p^3)$。由表 1 可看出:

1) 不论对于 $n>p$ 还是 $n<p$ 的数据集,BCD-sPCA-rSVD 的计算复杂度关于样本个数 n 与变量维数 p 都是线性的。

表 1 各稀疏 PCA 算法的计算复杂度

Table 1 Computational complexity of each sparse PCA algorithm

算法	计算复杂度	
	$n>p$	$n<p$
BCD-sPCA-rSVD	$O(Jk+nk^2)$	$O(Jk+pk^2)$
SPCA	$O(p^3)$	$O(Jk+pk^2)$
BCD-SPCA	$O(Jk+nk^2)$	$O(Jk+pk^2)$

2) 在高维低样本数据集($n<p$)下,虽然 3 个算法每次迭代的计算复杂度完全相同,但是 BCD-sPCA-rSVD 和 BCD-SPCA 是将变量分成 $2k$ 块逐次更新,而 SPCA 是分成两块逐次更新,理论上前面 2 个算法要比 SPCA 收敛得更快。后文 3.3 节和3.4 节的数值结果也很好地支持了该事实。进一步,BCD-sPCA-rSVD 在每次迭代又比 BCD-SPCA 少求解一个方程,所以 BCD-sPCA-rSVD 的计算效率更高。

2.3 收敛性分析

在分析 BCD-sPCA-rSVD 的收敛性时,首先利用约束的指示函数将原问题(4)重新表述为无约束优化问题,即令

$$f(\boldsymbol{u}_1,\boldsymbol{u}_2,\cdots,\boldsymbol{u}_k,\boldsymbol{v}_1,\boldsymbol{v}_2,\cdots,\boldsymbol{v}_k) = \|\boldsymbol{X}-\boldsymbol{U}\boldsymbol{V}^{\mathrm{T}}\|_{\mathrm{F}}^2 + \sum_{j=1}^{k}\gamma_j\|\boldsymbol{v}_j\|_1 + \sum_{j=1}^{k}f_j(\boldsymbol{v}_j)$$

其中:$f_j(\boldsymbol{v}_j)\,(j=1,2,\cdots,k)$ 为指示函数,定义为

$$f_j(\boldsymbol{v}_j) = \begin{cases} 0 & \boldsymbol{v}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{v}_j = 1 \\ \infty & \boldsymbol{v}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{v}_j \neq 1 \end{cases}$$

进一步,令

$$f_0(\boldsymbol{u}_1,\boldsymbol{u}_2,\cdots,\boldsymbol{u}_k,\boldsymbol{v}_1,\boldsymbol{v}_2,\cdots,\boldsymbol{v}_k) = \|\boldsymbol{X}-\boldsymbol{U}\boldsymbol{V}^{\mathrm{T}}\|_{\mathrm{F}}^2 = \left\|\boldsymbol{X}-\sum_{j=1}^{k}\boldsymbol{u}_j\boldsymbol{v}_j^{\mathrm{T}}\right\|_{\mathrm{F}}^2$$

$$g_0(\boldsymbol{v}_1,\boldsymbol{v}_2,\cdots,\boldsymbol{v}_k) = \sum_{j=1}^{k}(\gamma_j\|\boldsymbol{v}_j\|_1 + f_j(\boldsymbol{v}_j))$$

则原问题(4)可等价表示为无约束优化问题

$$\min_{\{\boldsymbol{u}_j,\boldsymbol{v}_j\}_{j=1}^{k}} f_0(\boldsymbol{u}_1,\boldsymbol{u}_2,\cdots,\boldsymbol{u}_k,\boldsymbol{v}_1,\boldsymbol{v}_2,\cdots,\boldsymbol{v}_k) + g_0(\boldsymbol{v}_1,\boldsymbol{v}_2,\cdots,\boldsymbol{v}_k) \tag{10}$$

问题(10)的目标函数包括光滑的 $f_0(\boldsymbol{u}_1,\boldsymbol{u}_2,\cdots,\boldsymbol{u}_k,\boldsymbol{v}_1,\boldsymbol{v}_2,\cdots,\boldsymbol{v}_k)$ 和非光滑的 $g_0(\boldsymbol{v}_1,\boldsymbol{v}_2,\cdots,\boldsymbol{v}_k)$,其中非光滑部分关于 $\boldsymbol{v}_j$ 是可分离的。而本文提出的 BCD-sPCA-rSVD 可看作是求解问题(10)的块坐标下降法。令 $\boldsymbol{x}=(\boldsymbol{u}_1,\boldsymbol{u}_2,\cdots,\boldsymbol{u}_k,\boldsymbol{v}_1,\boldsymbol{v}_2,\cdots,\boldsymbol{v}_k)$,初始点 $\boldsymbol{x}^0=(\boldsymbol{u}_1^0,\boldsymbol{u}_2^0,\cdots,\boldsymbol{u}_k^0,\boldsymbol{v}_1^0,\boldsymbol{v}_2^0,\cdots,\boldsymbol{v}_k^0)$,其中 $\boldsymbol{v}_j^0\,(j=1,2,\cdots,k)$ 为主成分载荷,

$\boldsymbol{u}_j^0 = \boldsymbol{X}\boldsymbol{v}_j^0$。定理 3 证明了 BCD-sPCA-rSVD 是收敛的。

定理 3　BCD-sPCA-rSVD 算法产生的点列能收敛到 f 的稳定点。

证明　①根据水平集的定义可知,$\boldsymbol{L}_0 = \{\boldsymbol{x}: f(\boldsymbol{x}) \leqslant f(\boldsymbol{x}^0), \boldsymbol{v}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{v}_j = 1, j = 1,2,\cdots,k\}$,易知 $\boldsymbol{L}_0$ 是紧的且 $f(\boldsymbol{x})$ 在 $\boldsymbol{L}_0$ 上连续。②因为 f_0 的定义域为开集且在该定义域上 f_0 是 Gateaux 可微的,则根据文献[14]中的引理 3.1 中函数正则的判定条件,$f(\boldsymbol{x})$ 正则。③由定理 1 知子问题(7)有唯一解,因此子问题(5)也有唯一解;而子问题(6)的目标函数关于 $\boldsymbol{u}_j$ 是严格凸的,所以子问题(6)也有唯一解。根据条件①、②、③,并由文献[14]中的定理 4.1(c)可知,BCD-sPCA-rSVD 算法产生的点列收敛于 f 的稳定点。　**证毕**

3　数值结果与分析

为了验证 BCD-sPCA-rSVD 的可行性与有效性,本文将 BCD-sPCA-rSVD 应用到各种数据集中,包括真实数据集(Pitprop, Colon Cancer, 20Newsgroups)和合成数据,并与其他已有的稀疏 PCA 算法进行比较。本文中的所有数值实验均是在处理器为因特尔双核 2.20 GHz 的计算机上运行,实验所需的代码均利用 MATLAB 2010a 软件编写。

BCD-sPCA-rSVD 中,初始点 $\boldsymbol{V}^0$ 的每一列为主成分载荷,$\boldsymbol{U}^0 = \boldsymbol{X}\boldsymbol{V}^0$,控制最大迭代次数为 1 000,$\boldsymbol{U}$、$\boldsymbol{V}$ 的更新率均取 10^{-6}。如下各实验中,这些参数的取值均保持不变。

3.1　Pitprop 数据

本节利用 Jeffers 在 1967 年引进的 Pitprop 数据[15]来验证 BCD-sPCA-rSVD 算法的性能。Pitprop数据包含 180 个样本,13 个变量,即 $n = 180, p = 13$。它是主成分存在解释困难的最为经典的数据集,该数据集的前 6 个主成分载荷中没有零元素。本次实验与 BCD-sPCA-rSVD 比较的算法包括 SPCA[1]、SCoTLASS[2]、DSPCA[3]、sPCA-rSVD-soft[4]、Gpower(Gpower$_{l_{1,k}}$)[10], ALSPCA[11] 以及 BCD-SPCA[12]。对于 BCD-sPCA-rSVD,取原问题(4)中的 $\gamma_1 \sim \gamma_6$ 依次为 0.6, 0.6, 0.6, 1.0, 1.0, 1.0。

表 2 为 Pitprop 数据下 PCA 与各稀疏 PCA 算法的性能指标。其中第 2 列的稀疏度指载荷中零元素的个数(当元素绝对值小于阈值 0.001 时,即截断为 0)。第 3 列表示非正交性,设任意 2 个载荷 $\boldsymbol{v}_i$ 与 $\boldsymbol{v}_j$ 之间的夹角为 α_{ij},则非正交性为 $|90 - \alpha_{ij}|$ 的最大值。显然该值越小,表明正交性越好。第 4 列的相关性指各主成分之间相关系数绝对值的最大值。第 5 列的 PEV 指前 k 个稀疏主成分的调整方差和占所有主成分方差和的百分比,它是评价稀疏 PCA 算法的重要指标。本节采用 Zou 和 Hastie[1]提出的方法来计算稀疏主成分的 PEV。最后一列指数据矩阵 $\boldsymbol{X}$ 的相对重构误差 RRE,它是从数据恢复重构的角度来评价算法的性能。文献[12]给出了 RRE 的计算方法。

表 2　Pitprop 数据:各稀疏 PCA 算法的性能指标

Table 2　Pitprop data: Performance indicators of each sparse PCA algorithm

算法	稀疏度	非正交性	相关性	PEV/%	RRE/%
PCA	0	0	0	86.94	36.06
DSPCA	63	13.63	0.57	72.46	47.71
Gpower	63	17.88	0.51	75.04	45.89
SCoTLASS	27	0.32	0.44	78.24	49.24
ALSPCA	63	0	0.30	73.32	45.37
sPCA-rSVD-soft	53	14.76	0.46	76.59	46.76
SPCA	60	0.86	0.40	75.82	44.48
BCD-SPCA	63	20.05	0.40	75.86	44.19
BCD-sPCA-rSVD	63	1.51	0.28	75.13	44.18

表 2 表明,BCD-sPCA-rSVD 得到的主成分的载荷稀疏度高,有较小的相关系数与较高的 PEV,且非正交性的表现优于 DSPCA、Gpower、sPCA-rSVD-soft 与 BCD-SPCA;在数据恢复重构方面,BCD-sPCA-rSVD 的 RRE 值与 BCD-SPCA 和 SPCA 的近似相等,且明显小于其他稀疏 PCA 算法,进一步验证了同时求多个主成分可以降低计算所产生的累积误差这一事实。

3.2　合成数据

考虑 Zou 和 Hastie[1]提出的人工合成数据,本文首先要定义 3 个变量:$V_1 \sim N(0,290)$, $V_2 \sim N(0,300)$, $V_3 = -0.3V_1 + 0.925V_2 + \varepsilon$,其中 $\varepsilon \sim N(0,1)$、V_1、V_2 与 ε 独立。然后通过上述 3 个变量生成如下 10 个观测变量:

$$X_i = \begin{cases} V_1 + \varepsilon_i^1 & i = 1,2,3,4 \\ V_2 + \varepsilon_i^2 & i = 5,6,7,8 \\ V_3 + \varepsilon_i^3 & i = 9,10, \end{cases}$$

其中 $\varepsilon_i^j \sim N(0,1)$ 且 ε_i^j 是相互独立的($j = 1,2,3$; $i = 1,2,\cdots,10$)。由如上关系可计算出变量 V_1、V_2 与 V_3 的方差依次为 290、300 与 283.8。与这 3 个变量相关的观测变量的个数分别为 4、4、2,且最后 2 个观测变量仅与 V_3 有关,而 V_3 又与 V_1 和 V_2 线性相关,因此只需计算前 2 个主成分就能包含原始数据的大部分信息。同时作出如下推测:

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

1）通过观测变量 X_5、X_6、X_7、X_8 来计算对应于 V_2 的第一稀疏主成分 PC1。

2）通过观测变量 X_1、X_2、X_3、X_4 来计算对应于 V_1 的第二稀疏主成分 PC2。

3）由于(X_1,X_2,X_3,X_4)与(X_5,X_6,X_7,X_8)是相互独立的，则它们所对应的稀疏主成分不相关，并且其载荷是相互正交的。

与 Zou 和 Hastie[1] 的处理方式相同，本文利用精确的协方差矩阵进行计算。此外，为了使算法能够更好地去掉主成分之间的相关性，同 ALSPCA[11] 的处理方式，先对数据进行预处理，即将协方差矩阵除以 $\max\limits_{i=1,2,\cdots,10} D(X_i)$，其中 $D(X_i)$ 表示 X_i 的方差。在模型(4)中取 γ_1 与 γ_2 均为 1。由于 SPCA、BCD-SPCA 以及 BCD-sPCA-rSVD 都是同时求解多个主成分的块坐标下降法，因此本实验及后面的 2 个实验均将 BCD-sPCA-rSVD 的计算结果与这 2 种算法的计算结果进行比较。表 3为合成数据下 PCA 与各稀疏 PCA 算法的载荷。

表 3　合成数据：PCA 与各稀疏 PCA 算法的载荷

Table 3　Synthetic data: Loadings of PCA and each sparse PCA algorithm

变量	PCA		BCD-sPCA-rSVD		SPCA(BCD-SPCA)	
	PC1	PC2	PC1	PC2	PC1	PC2
X_1	−0.1163	−0.4784	0	−0.5000	0	−0.5000
X_2	−0.1162	−0.4784	0	−0.5000	0	−0.5000
X_3	−0.1162	−0.4784	0	−0.5000	0	−0.5000
X_4	−0.1162	−0.4783	0	−0.5000	0	−0.5000
X_5	0.3951	−0.1453	0.5000	0	0.5000	0
X_6	0.3951	−0.1453	0.5000	0	0.5000	0
X_7	0.3951	−0.1454	0.5000	0	0.5000	0
X_8	0.3951	−0.1453	0.5000	0	0.5000	0
X_9	0.4009	0.0091	0	0	0	0
X_{10}	0.4009	0.0091	0	0	0	0
PEV/%	99.72		80.46		80.46	

通过表 3 发现，BCD-sPCA-rSVD 同其他2 种算法一样，成功地验证了上述全部 3 个预测，进一步验证了 BCD-sPCA-rSVD 是可行且有效的。

3.3　Colon Cancer 数据

结肠癌(Colon Cancer)基因表达数据集[16]是典型的高维低样本数据。它包含 62 个样本(22 个正常组织样本和 40 个癌变组织样本)和 2 000个基因表达变量，即 $n=62$，$p=2\,000$。

由于前 3 个主成分的 PEV 已接近 60%，因此在本次实验中取 $k=3$。对于这 3 种稀疏 PCA 算法，参考 ALSPCA[11] 的处理方式，先对数据进行预处理，令 $\boldsymbol{X}=\dfrac{\boldsymbol{X}}{\sqrt{n-1}}$。对于 BCD-sPCA-rSVD，取模型(4)中的 γ_1、γ_2、γ_3 分别为 1 350、1 700、1 700。为了验证 BCD-sPCA-rSVD 在高维数据集下的有效性，为本实验及下一个实验增加了 2 个体现效率的指标：计算时间和迭代次数，表 4 为 Colon Cancer 数据下各稀疏 PCA 算法的性能指标。

表 4　Colon Cancer 数据：各稀疏 PCA 算法的性能和效率指标

Table 4　Colon Cancer data: Performance and efficiency indicators of each sparse PCA algorithm

算法	稀疏度	非正交性	相关性	PEV/%	RRE/%	计算时间/s	迭代次数
PCA	0	0	0	58.35	64.54	1.98	
SPCA	5 370	22.88	0.49	46.12	65.48	4.47	165
BCD-SPCA	5 373	29.15	0.54	48.88	69.73	3.65	97
BCD-sPCA-rSVD	5 376	24.02	0.48	47.24	65.34	2.76	91

由表 4 可知，BCD-rSVD 所得的载荷在保持较高稀疏度与 PEV 情况下，需要较少的计算时间和迭代次数，并在非正交性、相关性、RRE 方面与其余 2 种算法的表现接近一致。这些事实很好地支持了表 1 中的复杂度分析结论，验证了该算法在解决高维稀疏 PCA 问题时的简单有效。

3.4　20Newsgroups 数据

20Newsgroups 是一组低维高样本的数据集，它记录了 100 个单词在 16 242 篇报导中出现的频率，即 $n=16\,242$，$p=100$。所有的新闻报导均从全球最大的电子布告栏系统 Usenet 上取得。该数据集下载自 http://cs.nyu.edu/roweis/data.html。

在本次实验中取 $k=2$。与上一个实验相同，先对数据进行预处理，令 $\boldsymbol{X}=\dfrac{\boldsymbol{X}}{\sqrt{n-1}}$。对于 BCD-sPCA-rSVD，取模型(4)中的 γ_1、γ_2 分别为 166、166。表 5 为 20Newsgroups 数据下各稀疏 PCA 算法的性能指标。

表 5　20Newsgroups 数据：各稀疏 PCA 算法的性能和效率指标

Table 5　20Newsgroups data: Performance and efficiency indicators of each sparse PCA algorithm

算法	稀疏度	非正交性	相关性	PEV/%	RRE/%	时间/s	迭代次数
PCA	0	0	0	10.69	94.50	1.08	
SPCA	161	0.07	0.15	8.42	95.76	2.62	192
BCD-SPCA	161	17.64	0.30	8.71	95.34	3.11	58
BCD-sPCA-rSVD	166	0.02	0.09	8.58	95.60	2.73	52

由表 5 可知，BCD-sPCA-rSVD 获得的载荷在稀疏度、PEV、RRE 方面与其余 2 种算法的表现接

北京航空航天大学学报

近一致,但在非正交性与相关性方面的表现要优于其余 2 种算法,并且需要的计算时间和迭代次数最少,进一步验证了该算法在解决大规模稀疏 PCA 问题时的有效性。

4 结　论

本文首次提出了基于正则化秩 k 矩阵逼近的稀疏 PCA 模型(4),并设计了求解该模型的块坐标下降法(BCD-sPCA-rSVD)。BCD-sPCA-rSVD 不仅易于实现,理论分析与数值模拟还表明:

1) 该算法减少了计算的累积误差。

2) 该算法是收敛的。

3) 该算法每次迭代的计算复杂度关于样本个数 n 与变量维数 p 都是线性的,因此它可以有效地求解大规模稀疏 PCA 问题。

参考文献(References)

[1] ZOU H, HASTIE T. Sparse principal component analysis[J]. Journal of Computational and Graphical Statistics, 2006, 15(2):265-286.

[2] TRENDAFILOV N T, JOLLIFFE I T. Projected gradient approach to the numerical solution of the SCoTLASS[J]. Computational Statistics and Data Analysis, 2006, 50(1):242-253.

[3] D'ASPREMONT A, GHAOUI L E, JORDAN M I, et al. A direct formulation for sparse PCA using semidefinite programming[J]. SIAM Review, 2007, 48(3):434-448.

[4] SHEN H, HUANG J Z. Sparse principal component analysis via regularized low rank matrix approximation[J]. Journal of Multivariate Analysis, 2008, 99(6):1015-1034.

[5] MOGHADDAM B, WEISS Y, AVIDAN S. Spectral bounds for sparse PCA: Exact and greedy algorithms[C]// Advances in Neural Information Processing Systems. Montreal: Neural Information Processing System Foundation, 2006:915-922.

[6] D'ASPREMONT A, BACH F R, GHAOUI L E. Optimal solutions for sparse principal component analysis[J]. Machine Learning, 2008, 9(7):1269-1294.

[7] LUSS R, TEBOULLE M. Conditional gradient algorithms for rank-one matrix approximations with a sparsity constraint[J]. SIAM Review, 2013, 55(1):65-98.

[8] LUSS R, TEBOULLE M. Convex approximations to sparse PCA via Lagrangian duality[J]. Operations Research Letters, 2011, 39(1):57-61.

[9] SIGG C, BUHMANN J. Expectation-maximization for sparse and nonnegative PCA[C]// Proceedings of the 25th International Conference on Machine Learning. NewYork: ACM, 2008: 960-967.

[10] JOURNEE M, NESTEROV Y, RICHTARIK P, et al. Generalized power method for sparse principal component analysis[J]. Journal of Machine Learning Research, 2010, 11(2): 517-553.

[11] LU Z S, ZHANG Y. An augmented Lagrangian approach for sparse principal component analysis[J]. Math Program Series A, 2012, 135(1-2):149-193.

[12] ZHAO Q, MENG D Y, XU Z B, et al. A block coordinates descent approach for sparse principal component analysis[J]. Neurocomputing, 2015, 153(4):180-190.

[13] TIBSHIRANI R. Regression shrinkage and selection via the LASSO[J]. Journal of the Royal Statistical Society Series B, 1996, 58(3):267-268.

[14] TSENG P. Convergence of a block coordinates descent method for nondifferentiable minimization[J]. Journal of Optimization Theory Apply, 2001, 109(3):475-494.

[15] JEFFERS J N R. Two case studies in the application of principal component analysis[J]. Applied Statistics, 1967, 16(3): 225-236.

[16] ALON U, BARKAI N, NOTTERMAN D A, et al. Broad patterns of gene expression revealed by clustering of tumor and normal colon tissues probed by oligonucleotide arrays[J]. Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America, 1999, 96(12):6745-6750.

作者简介:

杨茜　女,硕士研究生。主要研究方向:数值最优化及其应用。

刘红英　女,博士,副教授,硕士生导师。主要研究方向:数值最优化及其应用。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

Sparse principal component analysis via regularized rank-k matrix approximation

YANG Qian, LIU Hongying*

(School of Mathematics and Systems Science, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: In calculating the sparse principal components (PCs), attaining k PCs simultaneously can reduce the accumulated error arising from the calculation process. We proposed the sparse principal component model via regularized rank-k matrix approximation and designed a block coordinate descent method (BCD-sPCA-rSVD) to solve this problem. Its main idea is to first divide variables into $2k$ blocks by coordinates, and then solve sub-problem with respect to each single coordinate block when keeping other $2k-1$ variables fixed. By solving these sub-problems with explicit solutions recursively until the stopping criterion is satisfied, the BCD-sPCA-rSVD algorithm can be easily constructed. Its per-iteration complexity is linear in both sample size and variable dimensionality. The algorithm is convergent and easy to implement. Numerical simulation results show that the algorithm is feasible and effective when applied to real and synthetic data sets. The proposed method reduces the accumulated error and has lower computational complexity, which makes it well suited to handling large-scale problems of sparse principal component analysis.

Keywords: dimension reduction; sparse principal component; regularization; block coordinate descent method; singular value decomposition; threshold

北京航空航天大学学报 北京航空航天大学学报

Received: 2016-05-31; **Accepted**: 2016-09-02; **Published online**: 2016-10-10 09:03

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161010.0903.004.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61172060, 61403011)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0475

雷达信号误差对舰载机全自动着舰控制的影响

杨宝钧，刘刚*，洪冠新

（北京航空航天大学 航空科学与工程学院，北京 100083）

摘　　要：基于常规舰载机使用的全自动着舰系统(ACLS)，以及现役的作为主要导引方式的雷达导引着舰，分析了雷达导引过程中的信号误差对着舰的影响。从全自动着舰系统的组成和作用出发，建立完整的着舰仿真系统与环境，加入雷达信号测量数值、时间延迟和噪声杂波干扰 3 种不同类型的误差，以仿真误差存在时的着舰状况。通过计算着舰成功率，及其随误差量值的绝对值增大而减小的特点，验证了结果的正确性。该方法定量分析雷达信号误差的影响，既有助于着舰理论的研究，也对工程设计和应用具有指导意义。

关　键　词：舰载机；全自动着舰；雷达导引；雷达信号误差；着舰成功率

中图分类号：V249.122+.1；V212.1

文献标识码：A　　**文章编号**：1001-5965(2017)06-1247-07

目前，全自动着舰是舰载机着舰回收的重要方式之一，由舰载空中管制雷达指挥飞机飞向进舰下滑道入口，导引雷达测得舰载飞机的实际位置和速度，反馈至舰载计算机，与理想下滑航迹比较，产生误差信号，计算得到舰载机航迹指令，导引飞机沿理想航迹下滑，直至安全着舰。

现役的全自动着舰系统(ACLS)最主要的导引方式是雷达导引，由于它相对于人工助降和菲涅尔光学透镜导引等方式，精度较高，而更精确的卫星导引还在试验之中，技术尚未成熟，故雷达导引仍是全自动着舰系统的主要导引方式。雷达在探测过程中，影响探测信号的因素有多种，即雷达探测误差有较多的种类。一切测量误差都会影响输入到舰载计算机中的误差信号，造成着舰指令的偏差，影响着舰控制的质量，因此必须装备高精度导引雷达，确保舰载机安全着舰[1]。

美国现役精确进近着舰系统核心雷达装备型号为 AN/SPN-46，该雷达为使用圆锥扫描技术的 Ka 波段脉冲跟踪雷达，飞机在进近着舰窗口被捕捉后，纵向采用距离(高度)及俯仰对飞机进行跟踪，直至着舰或复飞。现役舰载雷达在海战中面临的威胁和挑战越来越大：各类有源及无源干扰压制、反辐射制导弹药、目标隐身性能及低空突防能力等。多方面、高强度的威胁，要求雷达系统必须具备极高的测量精度和作业速度，以及强大的抗干扰性能，用于减少电磁干扰的各类电磁兼容性设计尤为重要[2]。

除电磁干扰外，雷达系统、舰载计算机和飞控系统交联时，不可避免产生时间延迟，F/A-18A 飞控系统时间延迟效应的范围已有公布，延迟效应主要影响飞机的负反馈控制，降低系统的稳定性。雷达系统本身具有一定的测量误差，包括零点漂移等系统误差和各类热噪声等随机误差，造成位置测量的偏移，影响着舰点和着舰成功率。分析以上 3 种主要干扰对着舰性能的影响，对于着舰系统与导引雷达的设计具有指导意义和极高的工程应用价值，促进雷达导引方式具备更高的精度和更快的响应速度。

收稿日期：2016-06-02；**录用日期**：2016-10-14；**网络出版时间**：2016-11-02 16:40
网络出版地址：www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161102.1640.003.html
基金项目：国家自然科学基金（11402013）
* **通讯作者**：E-mail：lg@buaa.edu.cn

引用格式：*杨宝钧，刘刚，洪冠新. 雷达信号误差对舰载机全自动着舰控制的影响[J]. 北京航空航天大学学报，2017，43(6)：1247-1253. YANG B J，LIU G，HONG G X. Effect of radar signal error on automatic carrier landing control of carrier-based aircraft[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2017，43(6)：1247-1253 (in Chinese).*

北航学报 赠阅

本文以美国现役“尼米兹”级航空母舰和美国海军 F/A-18A 舰载战斗机为参考对象，建立了着舰导引阶段的全自动着舰控制系统模型。由于 AN/SPN-46 雷达数据尚未公开，本文仍采用 AN/SPN-42 雷达进行仿真分析，引入模拟的雷达引导信号误差，对飞机在常规环境中的引导下滑阶段进行了仿真分析，得到了与不同程度的误差相对应的着舰结果，以着舰成功率为指标，分析了雷达信号误差对着舰控制的影响。

1 舰载飞机模型特性

1.1 舰载机模型状态方程

进舰着舰过程中，F/A-18A 的状态方程为

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u} \\ \boldsymbol{y} = \boldsymbol{C}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{D}\boldsymbol{u}\end{cases} \tag{1}$$

式中：状态变量 $\boldsymbol{x}$、控制变量 $\boldsymbol{u}$ 和输出变量 $\boldsymbol{y}$ 分别为

$$\boldsymbol{x} = (u/V_0, \alpha, \theta, q, h/V_0)^{\mathrm{T}} \tag{2}$$

$$\boldsymbol{u} = (\delta_e, \delta_f, \delta_p)^{\mathrm{T}} \tag{3}$$

$$\boldsymbol{y} = (h, \gamma, n_z/V_0, \alpha, u, \theta, q)^{\mathrm{T}} \tag{4}$$

其中：V_0 为舰载机着舰速度；α 为扰动迎角；θ 为扰动俯仰角；q 为扰动俯仰角速度；h 为高度；u 为扰动速度；δ_e、δ_f 和 δ_p 为升降舵、襟翼和油门杆的偏转；γ 和 n_z 为扰动航迹角和扰动纵向过载。

1.2 加入舰尾流扰动的增广模型

上述的飞机模型输入包括：升降舵输入、襟翼输入以及油门输入。本文在研究中，为了尽量与飞机实际着舰环境相一致，引入了舰尾流模型作为扰动，在 Simulink 仿真环境中，以突风迎角的形式来体现，作为飞机模型输入的第 4 部分。

根据状态变量、控制变量及输出变量的维数可知，飞机在未加入舰尾流时，模型的状态矩阵的维数分别为：$\boldsymbol{A}_{5\times5}$、$\boldsymbol{B}_{5\times3}$、$\boldsymbol{C}_{7\times5}$ 和 $\boldsymbol{D}_{7\times3}$。由于舰尾流以突风迎角 $\alpha_{\mathrm{airwake}}$ 的形式加入，则新的控制变量：

$$\boldsymbol{u}_{\mathrm{airwake}} = (\delta_e, \delta_f, \delta_p, \alpha_{\mathrm{airwake}})^{\mathrm{T}} \tag{5}$$

相对应的矩阵 $\boldsymbol{B}$ 和矩阵 $\boldsymbol{D}$ 行数不变，各增加一列元素，即对应于状态变量中的突风迎角 α 的一列元素。新状态矩阵变为

$$\begin{cases}\boldsymbol{A}_{\mathrm{airwake}} = \boldsymbol{A}_{5\times5} \\ \boldsymbol{B}_{\mathrm{airwake}} = \boldsymbol{B}_{5\times4} \\ \boldsymbol{C}_{\mathrm{airwake}} = \boldsymbol{C}_{7\times5} \\ \boldsymbol{D}_{\mathrm{airwake}} = \boldsymbol{D}_{7\times4}\end{cases} \tag{6}$$

2 全自动着舰系统

ACLS 的结构和组成部分早在 20 世纪 60 年代即已确定下来，所不同的仅仅是系统设备、引导方式、传感器和惯导系统的改进等[3]。飞行控制系统接收 ACLS 指令，控制飞机姿态及航迹，使飞机成功着舰，其结构层次主要分为 4 级。第 1、2 级反馈回路主要改善阻尼特性和控制飞行姿态，第 3、4 级控制高度等长周期变量。

ACLS 的结构及组成部分包括：甲板运动补偿器（DMC）、指令计算机、自动驾驶仪、进场功率补偿系统（APCS）及舰载机的本体特性模型等[4]，已有的控制律及控制方程较为成熟，每一部分的控制方程及相互关系如下。

2.1 自动驾驶仪

自动驾驶仪的反馈设计的主要目的是改善飞机的长、短周期飞行品质，设计步骤一般为从内环到外环。

典型的内环设计为俯仰角速度 q 的反馈，具体设计方法可参考相关的飞行品质准则规范。F/A-18A 应用 $\dot{h}$（高度变化率）指令系统，其内环结构包括：前向通道增益、比例积分控制、陷波滤波器、平尾作动器、飞机本体以及反馈回路中的滞后超前滤波器和增益等。其中，滞后超前滤波器用于补偿回路的相位滞后；比例积分可增加系统的响应速度并消除稳态误差；加入陷波滤波器避免伺服振动。

外环反馈回路参数一般比内环参数变化慢，如航迹角、高度等。目前的 ACLS 为了直接精确控制航迹，引入高度变化率及纵向过载反馈，构成负反馈回路。在进舰着舰下滑阶段，飞机的高度变化率 $\dot{h}$ 由式(7)计算[4]：

$$\dot{h} = V_0 \sin\gamma \tag{7}$$

由于飞机着舰过程中几乎保持定速下滑，因此控制高度变化率实际上就是直接控制航迹角，而不是通过俯仰角控制航迹角，这有利于保持恒定的下滑航迹。

2.2 进场功率补偿系统

为了保持航迹角与俯仰角的同步，则需引入进场功率补偿系统，通过油门控制速度和迎角恒定。反馈参数选择纵向过载和迎角。迎角决定飞机空速，纵向过载反映高度变化率的导数。

进场功率补偿系统的被控参数为速度和迎角，这是根据以往进行人工着舰的飞行员的实际操作经验来选择的。升降舵控制高度和姿态，油门控制速度，响应较快，控制效果好[4]，故进场功率补偿系统采用了这种控制方法。

本文仿真中仅考虑纵向着舰误差，未考虑非线性因素，进场功率补偿系统控制律中的迎角反

北航学报 赠阅

馈加入了积分环节，提高响应速度，消除误差[4]。控制律如下：

$$\delta_p = K_{n_z} n_z + K_\alpha \frac{s+0.1}{s}\alpha + K_{\delta_e}\delta_e \tag{8}$$

式中：K_{n_z}、K_α 和 K_{δ_e} 分别为过载、迎角和升降舵反馈系数；$\frac{s+0.1}{s}$ 为比例和积分环节。

2.3　甲板运动补偿系统

考虑航空母舰在海上的实际运动，还需加入甲板运动补偿部分。将飞行甲板的上下起伏加入到高度指令中，即可使飞机跟踪甲板运动，从而准确着舰。考虑到滤除高频噪声，目前常用的甲板运动补偿器传递函数结构如下：

$$G_{DMC}(s) = K_{DMC}[(T_1 s+1)/(T_2 s+1)]\cdot \left[\left(\frac{s^2}{\omega_{DMC}^2}+\frac{2\xi_{DMC}}{\omega_{DMC}}s+1\right)\Big/\left(\frac{s}{\tau_{DMC}+1}\right)^3\right] \tag{9}$$

式中：K_{DMC} 为增益；T_1、T_2 为超前网络的时间常数，超前网络用于相位补偿；$\left(\frac{s^2}{\omega_{DMC}^2}+\frac{2\xi_{DMC}}{\omega_{DMC}}s+1\right)\Big/\left(\frac{s}{\tau_{DMC}+1}\right)^3$ 是补偿滤波网络，可有效抑制高频噪声且满足网络的带宽要求，τ_{DMC}、ξ_{DMC}、ω_{DMC} 分别为补偿器时间常数、补偿器阻尼和补偿器自然频率。

2.4　PIDD 导引律

由于作动器近似为惯性环节，为了改善其滞后性，将传统 PID 传递函数与作动器传递函数相除，即得到 PIDD 导引律，结构如式(10)：

$$G_c(s) = K'_p + K'_i s^{-1} + K'_d s + K'_{dd} s^2 \tag{10}$$

式中：K'_p、K'_i、K'_d、K'_{dd} 分别为比例增益、积分增益、微分增益及二次微分增益。

进一步的微分提供了额外的相角超前，改善了控制系统的相角滞后，提高了系统的控制精度。

3　雷达信号误差类型及特性

如引言中所述，雷达信号误差直接影响舰载计算机对于导引控制律的计算，进而影响舰载机着舰的准确性。在仿真计算前，首先讨论雷达信号误差的分类及量级。

3.1　测量数值类误差

此类误差包括：零点设置或零点抖动误差、刻度漂移、机内热噪声误差、采样测量误差、闪烁引起的距离误差、输出数据量化误差、各类校正误差、转动机械误差、天线指向误差、目标起伏误差等[5]。

由于误差种类较多，为便于仿真计算，首先进行估算，确定数值量级范围。文献[6]中指出，测距误差可估算为飞机与雷达之间实际距离的 1%，如采取最后 25 s 作为着舰最后阶段，飞机速度为 69.96 m/s，航迹下滑角为 −3.5°，下滑道入口高度为 114 m，则舰面高度为 19.1 m，可计算雷达与飞机最大高度差产生的误差值约为

$$(114.3-19.1)\times 1\% = 0.932\ \text{m} \tag{11}$$

取最大常值作为误差边界值，加入 ACLS 的高度反馈回路，模拟雷达的零点漂移、测距测角数值等误差，探究存在误差值时的着舰成功率。

3.2　时间延迟类误差

接收机回波延迟误差、大气折射延迟及其变化而产生的误差、多径效应延迟误差，非标准大气额外延迟误差、舰载计算机处理延迟误差、飞机传感器接收处理信号延迟误差等，都属于信号延迟误差。信号延迟主要使系统的相位发生滞后，降低系统的稳定裕度，使系统振荡、超调，最终甚至导致发散，无法准确跟踪航迹。由于电子器件本身因计算运行和惯性，具有一定的延迟；使用时间越长，延迟时间也会增加。

表 1 为 F/A-18 舰载机全自动着舰系统各部分的时间延迟范围[7]。上述误差以系统内延迟误差为主，因系统部件的异步动作、滤波器计算延迟以及数据机解码译码等而产生，故而将延迟时间累加，取最大值作边界，仿真计算信号延迟的影响。

表 1　F/A-18 全自动着舰系统时间延迟[7]

Table 1　Delay time of F/A-18 ACLS[7]　　ms

ACLS 延迟主要组成部分	延迟时间
舰载雷达计算机 α-β 滤波器计算延迟	10
信号传送异步延迟	[0,50]
接收机译码时间	1
任务计算机异步延迟	[0,50]
任务计算机计算延迟	[12,50]
飞控系统异步延迟	[0,50]
飞控系统前台计算时间	[6.25,56.25]
飞控系统计算延迟	6.25(多数指令)

3.3　噪声杂波类误差

航空母舰舰载导引雷达必然处于复杂的电磁环境中，舰队其他舰船的信号，空中舰载机的雷达电子系统，航空母舰上的其他雷达航电系统，都会对导引信息造成不同程度的杂波影响；作战时，导引雷达还可能面对敌方的电磁干扰，振幅过大的干扰信号可导致雷达系统崩溃，无法工作。

雷达噪声信号以中高频和高频为主[8]，通过文献[9]给出的参考信号幅值量级，设定正弦信号组合模拟雷达电子闪烁噪声和高频噪声，取一定的步长，改变信号幅值，仿真研究对着舰的影

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

响。仿真中,将中高频的频率设为 4 rad/s,高频信号频率设为 10 rad/s,叠加后加入高度反馈回路中。

4 雷达信号误差仿真分析

误差对于着舰的影响,可通过着舰成功率来验证。根据下滑理想航迹的要求,下滑角为 -3.5°,飞机重心高度约为 2 m,舰面高度为 19.1 m,结合以上条件,可以确定飞机在下滑道入口处一直到着舰啮合所需要的时间。对于算例飞机,进舰速度为 69.96 m/s,可估计从下滑道入口到着舰啮合的飞行时间为

$$t = \frac{114.3 - 19.1 - 2}{69.96 \sin 3.5°} = 21.82\ \text{s} \tag{12}$$

根据飞机的空速和下滑角,可知飞机的水平速度分量,利用理想着舰点与第 1 根和第 4 根拦阻索的距离,可得着舰点的边界,即着舰安全区,进而计算出着舰成功的时间范围,本文在计算时,考虑工程实用性,采用着舰允许区作为边界,即理想着舰点前后 12 m 的范围[10-11];当加入各类误差进行分析时,超出了时间范围即为着舰失败,着舰成功率便可计算。

根据上述误差的分类及量级,用控制变量法,每次选择一种误差,以一定间隔设置误差值,加入系统,在系统中加入舰尾流扰动和相位变化的甲板起伏运动。本文在仿真时,每次只加入单一种类误差进行仿真。每次仿真改变甲板运动和舰尾流的相位,每个数据点进行 400 组仿真,计算着舰成功率,并且对 3 级和 4 级海况下的成功率进行对比[12]。仿真过程及结果如下。

4.1 测量数值误差仿真

加入常值误差,在式(11)中 0.932 m 基础上加以扩大,最终以[-2.5,2.5] m 作为仿真范围。相邻误差值之差首先设为 0.5 m,进行仿真。由于初步结果在[-1.5, -1.0] m、[-1.0, -0.5] m、[0.5,1.0] m 及[1.0,1.5] m 区间内,计算结果变化率很大,故在以上区间内额外取值仿真,仿真过程中,加入舰尾流扰动、甲板起伏运动和雷达测量数值误差的影响,忽略其他影响因素。结果如表 2 和图 1 所示。

4.2 时间延迟误差仿真

采用在 PIDD 导引模块之后加入延迟环节的方法,模拟延迟误差。累加文献[7]中的延迟时间,并适度扩大,最终将延迟时间取值范围确定为[0,1 000] ms,以 100 ms 作为相邻取值之差,仿真中加入舰尾流扰动、甲板起伏运动和雷达及计算机时间延迟的影响,忽略其他影响因素。仿真结果如表 3 和图 2 所示。

表 2 存在测量误差时的着舰成功率

Table 2 Carrier landing success rate with measuring error

测量误差/m	着舰成功率	
	3 级海况	4 级海况
-2.5	0.000 0	0.000 0
-2.0	0.000 0	0.000 0
-1.5	0.000 0	0.000 0
-1.4	0.072 5	0.030 0
-1.2	0.177 5	0.077 5
-1.0	0.250 0	0.130 0
-0.9	0.305 0	0.237 5
-0.8	0.417 5	0.322 5
-0.7	0.502 5	0.430 0
-0.6	0.642 5	0.555 0
-0.5	0.792 5	0.655 0
0	0.937 5	0.772 5
0.5	0.822 5	0.717 5
0.6	0.677 5	0.652 5
0.7	0.605 0	0.525 0
0.8	0.445 0	0.402 5
0.9	0.395 0	0.347 5
1.0	0.337 5	0.257 5
1.2	0.250 0	0.185 0
1.4	0.145 0	0.075 0
1.5	0.112 5	0.032 5
2.0	0.000 0	0.000 0
2.5	0.000 0	0.000 0

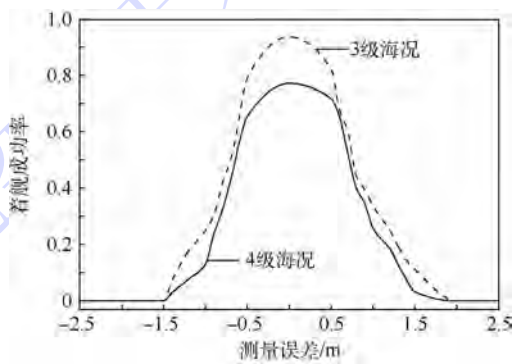


图 1 着舰成功率与测量误差曲线

Fig. 1 Curves of carrier landing success rate versus measuring error

4.3 噪声杂波误差仿真

采用正弦信号叠加的方法,模拟雷达电子闪烁噪声和高频噪声,采用逐渐增加的噪声幅值,分别仿真计算,文献[9]中给出的幅值大小为 2.5 m,此处加以扩大,设置仿真幅值的范围为[0,10] m,以 1 m 为相邻幅值之差,在计算结果变

化大的区间[7,8] m 里,额外取值仿真,仿真过程中,加入舰尾流扰动、甲板起伏运动和雷达杂波误差的影响,忽略其他影响因素。仿真结果如表 4 和图 3 所示。

表 3　存在时间延迟误差时的着舰成功率

Table 3　Carrier landing success rate with time delay

延迟时间/ms	着舰成功率	
	3 级海况	4 级海况
0	0.937 5	0.725 0
100	0.767 5	0.547 5
200	0.542 5	0.422 5
300	0.407 5	0.355 0
400	0.360 0	0.285 0
500	0.285 0	0.235 0
600	0.240 0	0.207 5
700	0.212 5	0.187 5
800	0.207 5	0.180 0
900	0.192 5	0.177 5
1 000	0.170 0	0.160 0

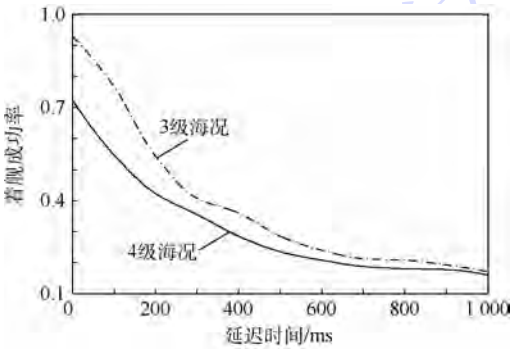


图 2　着舰成功率与延迟时间曲线

Fig. 2　Curves of carrier landing success rate versus delay time

表 4　存在噪声杂波误差时的着舰成功率

Table 4　Carrier landing success rate with noise error

噪声杂波幅值/m	着舰成功率	
	3 级海况	4 级海况
0	0.940 0	0.727 5
1	0.902 5	0.705 0
2	0.792 5	0.687 5
3	0.687 5	0.657 5
4	0.605 0	0.582 5
5	0.557 5	0.537 5
6	0.500 0	0.482 5
7	0.467 5	0.422 5
7.3	0.387 5	0.357 5
7.6	0.305 0	0.305 0
7.8	0.270 0	0.270 0
8	0.235 0	0.235 0
9	0.175 0	0.175 0
10	0.022 5	0.022 5

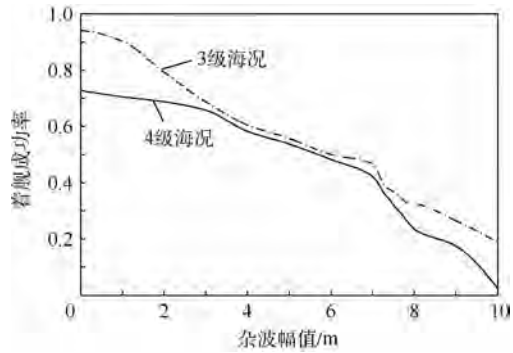


图 3　着舰成功率与杂波幅值曲线

Fig. 3　Curves of carrier landing success rate versus noise amplitude

根据对 3 类雷达信号误差的仿真分析,可知着舰成功率随误差特征量的绝对值的增加而增加,随海况恶化而降低。当着舰成功率小于工程要求的阈值时,则必须启动紧急措施,使用备降方法保障安全;同时,及时监测并校正雷达系统误差,监测每一时刻的海况,减小其对着舰的影响。

5　结　论

综上所述,通过对导引信息的 3 个主要精度影响因素分析,得出了雷达信号测量误差、雷达时间延迟和杂波信号对舰载飞机着舰的影响。以着舰成功率为量度,模拟仿真 F/A-18A 在中等海况,且舰船运动具有不同的相位时的着舰成功率,仿真过程中采用控制变量方法,每次加入测量误差、延迟误差和杂波误差中的一种,其他条件视为理想状况。

1) 同一种类误差存在下的着舰成功率,随误差绝对值增大而降低,呈单调变化规律。

2) 对于测量误差,在正负 0.5 m 幅值范围内,着舰成功率较高,变化不大;绝对值大于 0.5 m 时,成功率急剧下降,着舰落点迅速超出着舰允许区,成功率降低至 0.7 或更低;延迟误差随时间增加,递减速度逐渐减缓,3 级海况时,100 ms 以内的延迟值保证 80% 的着舰允许区落点;噪声杂波幅值在4 ~7 m 时,经过混合滤波器反馈至舰载计算机的幅值与甲板运动波形幅值较为接近,2 种海况的着舰成功率相差较小。

3) 相同种类和大小的误差存在下的着舰成功率,随海况升级而降低;4 级海况难以保证 80% 以上的着舰允许区 80% 的落点数,表明海况超过 3 级时,需采用防范及备降措施。

本文在传统着舰控制系统基础上,通过加入幅值不同的 3 种典型雷达测量误差,定量分析着

舰成功率在不同海况下的变化规律，并结合 α-β 滤波器及预处理混合滤波器，分析不同大小幅值误差的成功率的变化规律，且阐明不同变化规律的原因。仿真结果定量表明了误差及其数值对于着舰成功率的影响，便于工程人员根据着舰实际标准确定信号误差边界。该结果能够对着舰控制及设计提供支持与参考，对舰载机实际工程具有指导意义。

参考文献（References）

[1] 徐产兴. 舰载机着舰引导雷达系统[J]. 现代舰船，2003(4):34-35.
XU C X. Director radar system of carrier-based aircraft landing[J]. Modern Ships and Warships,2003(4):34-35(in Chinese).

[2] 戴征坚，严科伟，谭昕. 国外航母雷达的现状与发展[J]. 舰船电子工程，2016,36(5):4-7.
DAI Z J,YAN K W,TAN X. Development and status of foreign carrier radar[J]. Ship Electronic Engineering,2016,36(5):4-7(in Chinese).

[3] HUFF R W,KESSLER G K. Enhanced displays,flight controls and guidance systems for approach and landing:AD/A244 869[R].[S.l:s.n.],1978.

[4] 彭兢. 舰载飞机进舰着舰的自动引导和控制研究[D]. 北京:北京航空航天大学,2001:45-69.
PENG J. Research on the automatic guide and control of carrier-based airplane approach and landing[D]. Beijing: Beihang University,2001: 45-69(in Chinese).

[5] 郦能敬. 对空情报雷达的测量精度分析[J]. 雷达科学与技术，2005,3(1):1-10.
LI N J. Measurement accuracy analysis of air defense intelligence radar[J]. Radar Science and Technology,2005,3(1):1-10(in Chinese).

[6] 倪树新. 航母载机着舰引导系统的体制研究[J]. 电光系统，2000(2):8-19.
NI S X. Electronic and Research of pilot system of carrier-based aircraft landing[J]. Electronic and Electro-optics System,2000(2):8-19(in Chinese).

[7] URNES J M,HESS R K. Development of the F/A-18A automatic carrier landing system[J]. Journal of Guidance,Control,and Dynamics,1985,8(3):289-295.

[8] 杨一栋，余俊雅. 舰载飞机着舰引导与控制[M]. 北京:国防工业出版社，2007:149-152.
YANG Y D,YU J Y. Direction and control of carrier-based aircraft landing[M]. Beijing: National Defence Industry Press,2007:149-152(in Chinese).

[9] MOOK D J,SWANSON D A,ROEMER M J,et al. Improved noise rejection in automatic carrier landing systems[J]. Journal of Guidance,Control,and Dynamics,1992,15(2):509-519.

[10] ANDERSON M R. Inner and outer loop manual control of carrier aircraft landing:AIAA-1996-3877[R]. Reston:AIAA,1996.

[11] RICHARDS R,CHRENKA J,THORDSEN M. Artificial intelligence techniques for pilot approach decision aid logic (PADAL) system: N68335-98-C-0027[R].[S.l:s.n.],1998.

[12] 张永花. 舰载机着舰过程甲板运动建模及补偿技术研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2012:16-22.
ZHANG Y H. Research of deck motion modeling and compensation technology during carrier-based aircraft landing[D]. Nanjing:Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,2012:16-22(in Chinese).

作者简介：

杨宝钧 男，硕士研究生。主要研究方向：舰载飞机飞行力学与全自动着舰控制。

刘刚 男，博士，讲师。主要研究方向：航空飞行器飞行动力学与控制。

洪冠新 女，博士，教授，博士生导师。主要研究方向：飞机大气扰动动力学与飞行安全、舰载飞机起降动力学与控制。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

Effect of radar signal error on automatic carrier landing control of carrier-based aircraft

YANG Baojun, LIU Gang*, HONG Guanxin

(School of Aeronautic Science and Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: The effect of signal error on carrier landing during radar navigation was analyzed based on the automatic carrier landing system (ACLS) of natural carrier-based aircraft and the commissioned main guiding way of radar navigation in carrier landing. According to the components and the functions of the ACLS, the system and the environment of the whole carrier landing simulation were established, and three different kinds of radar error including testing value, delay time and noise were taken into simulation in order to simulate the landing conditions with error. The results were proved correct due to the calculation of carrier landing success rate which became lower as the absolute value of error increased. This method analyzes the effect degree of radar signal error quantitatively, which not only contributes to the study of carrier landing theory, but also possesses guiding significance for engineering design and application.

Keywords: carrier-based aircraft; automatic carrier landing; radar navigation; radar signal error; carrier landing success rate

北京航空航天大学学报

Received: 2016-06-02; **Accepted**: 2016-10-14; **Published online**: 2016-11-02 16:40

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161102.1640.003.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (11402013)

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

2017 年 6 月
第43卷 第6期
北京航空航天大学学报
Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics
June 2017
Vol. 43 No. 6

北航学报
赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0477

全下
文载

BDS/GPS 组合的 H-ARAIM PBN 和 ADS-B 应用可用性评估

葛奕杉，王志鹏*

（北京航空航天大学 电子信息与工程学院 国家空管新航行系统技术重点实验室，北京 100083）

摘　　要：水平-先进接收机自主完好性监测（H-ARAIM）属欧美大力发展的新型机载自主卫星导航完好性监测技术。从 H-ARAIM 的基于性能的导航（PBN）和广播式自动相关监视（ADS-B）应用方法出发，基于美国全球卫星导航系统（GPS）和中国自主北斗卫星导航系统（BDS）组合系统，综合考虑不同卫星故障概率、不同星座故障概率、不同星钟星历误差配置以及不同星座配置，全面仿真评估了 H-ARAIM 的 PBN 和 ADS-B 应用全球可用性，结果表明：卫星和星座故障概率变化，对水平保护级（HPL）结果的影响不足 0.1%，PBN 和 ADS-B 均可实现全球 100% 可用性；星钟星历误差变化，会导致较大幅度的 HPL 变化，最大值可达 20 m，但对 PBN 和 ADS-B 应用可用性没有显著影响；不同星座配置会对全球和亚太区域平均 99.9% HPL 结果及 PBN 和 ADS-B 应用可用性产生显著影响，HPL 变化幅度达到 32 m，可用性随星座配置不同而变化，最差可降低到 96%。所取成果可为北斗民航应用提供坚实的理论参考和可靠的技术支撑。

关　键　词：水平-先进接收机自主完好性监视（H-ARAIM）；水平保护级（HPL）；基于性能的导航（PBN）；广播式自动相关监视（ADS-B）；可用性

中图分类号：V221+.3；TB553

文献标识码：A　　**文章编号**：1001-5965(2017)06-1254-10

2012 年，国际民航组织（ICAO）宣布，将《全球空中航行计划》作为今后十五年（2013—2028）全球空中航行发展的战略规划，其核心内容是航空系统组块升级（Aviation System Block Upgrade, ASBU）。ASBU 提出导航和监视的核心发展方向分别为基于性能的导航（PBN）和广播式自动相关监视（ADS-B），而在接收机自主完好性监测（Receiver Autonomous Integrity Monitoring, RAIM）技术基础上发展而来的先进接收机自主完好性监测（ARAIM）技术是未来 PBN 和 ADS-B 的关键支撑要素[1]。

ARAIM 是新一代卫星导航完好性监测技术，2008 年开始，由美国联邦航空管理局组织成立的全球导航卫星系统（GNSS）进化结构研究小组（GEAS）正式开展了对新一代完好性监测系统的研究，将 ARAIM 含义确定为先进接收机自主完好性监测，并将 ARAIM 从单星座双频应用推广到多星座双频应用[2-3]。到 2016 年 2 月，美国和欧盟成立的 WG-C ARAIM 技术小组发布了 3 个《里程碑报告》，提出 ARAIM 推进路线图，应首先实施水平-先进接收机自主完好性监测（H-ARAIM）服务来支持近期提出的多星座应用[4-6]。在航空导航 PBN 和监视 ADS-B 的应用将是 H-ARAIM 实施的首次机会[6]。

收稿日期：2016-06-03；**录用日期**：2016-10-01；**网络出版时间**：2016-12-07 15:19
网络出版地址：www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161207.1519.003.html
基金项目：国家自然科学基金（61501010）；航空科学基金（2015ZC51035）；北京市自然科学基金（4154078）
* **通讯作者**：E-mail：wangzhipeng@buaa.edu.cn

引用格式：*葛奕杉，王志鹏. BDS/GPS 组合的 H-ARAIM PBN 和 ADS-B 应用可用性评估[J]. 北京航空航天大学学报，2017，43(6)：1254-1263. GE Y S, WANG Z P. Availability evaluation of PBN and ADS-B application for BDS/GPS combined H-ARAIM[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(6): 1254-1263 (in Chinese).*

北航学报 赠阅

机载 GNSS 导航源及 ARAIM 的 GNSS 完好性监测参数水平保护级(HPL)是未来评估 PBN 导航性能和 ADS-B 监视性能的重要参数[7-8]。

为推动 ARAIM 进入 ICAO 标准,WG-C 针对 GPS/Galileo 的星座组合下的 H-ARAIM 可用性、PBN 中 RNP 0.1 及 RNP 0.3 规范可用性、ADS-B 可用性进行了全球仿真评估[6]。截止 2016 年,国内也陆续在几十个机场完成了 PBN 系统建设和试验评估;ADS-B 计划开始进入到中期,需要开展大量的评估工作[9]。而在 BDS 与 GPS 组合方面,现在还未有更多的关于航空导航与监视联合的测试评估数据。

为支撑北斗卫星导航系统(BDS)进入未来 ICAO 的 ARAIM 框架,促进 BDS 航空应用发展,本文在 GPS 和 BDS 的双星座组合下仿真评估全球范围和亚太地区的平均 99.9% HPL 值,RNP 0.1可用性和 ADS-B 可用性;分析了不同卫星星座故障概率、星钟星历误差和不同星座配置情景下的仿真结果。

1　基于 ARAIM 的 HPL 算法

ARAIM 算法为基于多种故障假设的解分离算法[10]。根据卫星和星座故障概率得出需要进行监测的 k 种故障模式,并得到 k 个子集解,$k=0$ 为无故障情景,得到全集解。

由解分离算法得到的每一个子集下的水平保护级 HPL_k 为[11]

$$\mathrm{HPL}_k = M_k + L_k \tag{1}$$

式中:第 1 项 M_k 与连续性风险相关;第 2 项 L_k 与完好性风险相关。水平面沿 q 方向上的 HPL_q 为

$$\mathrm{HPL}_q = \max_k(\mathrm{HPL}_1, \mathrm{HPL}_2, \cdots, \mathrm{HPL}_k) \tag{2}$$

式中:$q=1$ 和 2,分别表示水平面的 2 个方向东、北,下同。

在 ARAIM 解分离算法中,连续性相关项定义如下。

当 $q=1$ 时:

$$M_k = K_{\mathrm{cont},k}\sigma_{\mathrm{H},k} + \sum_{i=1}^{N_{\mathrm{sat}}} \Delta \boldsymbol{S}_k(1,i)\,|b_{\mathrm{nom},i} \tag{3}$$

式中:$K_{\mathrm{cont},k}$ 为总的连续性风险体现在每一个故障子集上的分配量;$\sigma_{\mathrm{H},k}$ 为水平面东方向上的位置误差标准差;M_k 的第 2 项为将伪距域中的标称偏差 $b_{\mathrm{nom},i}$ 转换到定位域中,其中 $\Delta \boldsymbol{S}_k(1,i)$ 为最小二乘投影矩阵差,其第 1 行元素为水平东方向分量,N_{sat} 为可见星数。

当 $q=2$ 时:

$$M_k = K_{\mathrm{cont},k}\sigma_{\mathrm{H},k} + \sum_{i=1}^{N_{\mathrm{sat}}} |\Delta \boldsymbol{S}_k(2,i)|\,b_{\mathrm{nom},i} \tag{4}$$

式中:各个参数含义同 $q=1$ 时情景,$\Delta \boldsymbol{S}_k(2,i)$ 为第 2 行元素为水平北方向分量。

对于每一个故障子集的完好性相关项定义如下(以 $q=1$ 为例):

$$L_k = K_{\mathrm{HMI},k}\sigma_{\mathrm{H},k} + \sum_{i=1}^{N_{\mathrm{sat}}} |\Delta \boldsymbol{S}_k(1,i)|\,b_{\max,i} \tag{5}$$

这里仅以 $q=1$ 为例描述式中参数含义:$K_{\mathrm{HMI},k}$ 为总的完好性风险体现在每一个故障子集上的分配量;L_k 的第 2 项为将伪距域中的最大偏差转换到定位域中,其中 $\Delta \boldsymbol{S}_k(1,i)$ 为最小二乘投影矩阵差,其第 1 行元素为水平东方向分量。

无故障时 $k=0$,得到全可见星集下的 HPL_0 为

$$\mathrm{HPL}_0 = K_{\mathrm{HMI},0}\sigma_{\mathrm{H},0} + \sum_{i=1}^{N_{\mathrm{sat}}} |\Delta \boldsymbol{S}_0(1,i)|\,b_{\max,i} \tag{6}$$

最后水平面每一个方向的 HPL_q 由无故障全集 HPL 和故障子集解 HPL 得出

$$\mathrm{HPL}_q = \max_k\{\mathrm{HPL}_0, \max\{\mathrm{HPL}_k\}\} \tag{7}$$

H-ARAIM 最终结果为水平面 2 个方向上的 HPL_q 加权平方和:

$$\mathrm{HPL} = \sqrt{\mathrm{HPL}_1^2 + \mathrm{HPL}_2^2} \tag{8}$$

2　H-ARAIM 的 PBN 应用

为避免不同航空导航指令性规范要求,ICAO 于 2008 年在《基于性能的导航 PBN 手册》中提出一种通过明确性能需求代替设备要求的方法,即 PBN[7]。PBN 运行中包含机载导航性能监视和告警要求的被称为“所需导航性能(RNP)”规范,需要依赖H-ARAIM实现。RNP 的类型,是根据紧跟在 RNP 后的数值 x 来确定的,对于 RNP-x,其含义表明在 95% 总飞行时间内飞机飞行不得偏移应该飞行的航道两边 x n mile,即航道附近的相距 x n mile 的空域块内,x 数值越小精度越高,H-ARAIM 将致力于高精度 RNP 的实现。RNP 的完好性限制,由 ARAIM 算法中 HPL 描述,例如 RNP 0.1 要求总系统误差(TSE)不超过 0.1 n mile,HPL 不超过 0.2 n mile[12]。

TSE 由 3 部分组成:航径定义误差(PDE)、飞行技术误差(FTE)和导航系统误差(NSE)。其中 NSE 由 ARAIM 算法中 95% 精度描述,由于 PDE 在 TSE 中所占比例非常小,一般可以忽略不计,故侧向总系统误差可按式(9)计算[13]:

$$\mathrm{TSE} = \sqrt{\mathrm{FTE}^2 + \mathrm{NSE}^2} \tag{9}$$

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

FTE 值与设备设计及操作模式均有关系，根据 ICAO 发布的 RNP 手册中给出的假定 FTE 值，相较于人工操作和飞行指引仪，自动驾驶仪模式可以满足绝大部分 RNP 类型的要求，可用于洋区、航路、终端区和进近[12]。

波音公司曾对大型和小型的运输飞机进行 FTE 研究，其中波音 747 飞机的数据更适合支持高标准 RNP 运行。本文将采用波音 737 自动驾驶仪模式所有飞行阶段中 FTE 的最高值 0.068 n mile作为仿真数据。

NSE 值由 ARAIM 算法中 95% 精度（$\sigma_{acc_95\%}$）得出[11]。侧向精度计算公式如下：

$$NSE = \sigma_{acc_95\%} = 1.96 \times \sqrt{\boldsymbol{S}_0(1,i)\boldsymbol{C}_{acc}\boldsymbol{S}_0^{T}(1,i) + \boldsymbol{S}_0(2,i)\boldsymbol{C}_{acc}\boldsymbol{S}_0^{T}(2,i)} \tag{10}$$

式中：$\boldsymbol{C}_{acc}$为卫星伪距协方差矩阵。

当计算结果满足以下 2 个条件时，则称 RNP 0.1 是可用的：① TSE ≤ 0.1 n mile = 185.2 m；②99.9% HPL≤0.2 n mile = 370.4 m。

99.9% HPL：每个用户点基于不同仿真时刻得到的所有 HPL 值进行从小到大排序，取第 99.9% 个值。

3 H-ARAIM 的 ADS-B 应用及 PBN 与 ADS-B 应用关系

3.1 H-ARAIM 的 ADS-B 应用

ADS-B 是利用地空和空空数据链将飞机标识、位置、精度与完好性等信息向地面站和其他航空器进行周期性广播的一种新监视技术，基于 ADS-B 技术的优势，ICAO 已经在新航行系统方案中将其定义为一个重点发展领域，它将是未来监视系统的重要组成部分和发展方向[14]。在 ADS-B 机载设备中，通过将由ARAIM得到的 HPL 参数值转换成对应的导航完好性类别（NIC）编码，来表征 ADS-B 目标状态数据完好性，数据精度由导航位置精度类别（NACp）表征[15]。

NIC 用于判断测量报告的几何位置是否达到特定监视应用能够接受的类别，与监视完好性类别（SIL）密切相关。NIC 的类别决定于完好性包容范围半径的大小，即 R_c，对于 GNSS 数据源，R_c 可用 HPL 代替。表 1 定义了 NIC，通过与完好性包容范围 R_c 的关系进行描述[8]。表 2 定义了 NACp 分类，NACp 用于描述来自 ADS-B 发送参与方 ADS-B 消息中位置信息的精度。对水平位置而言，表中的估计位置误差（EPU）具有 95% 的精度[8]，表中 VEPU 为垂直方向的估计位置误差。

ADS-B 系统中，EPU 的大小可通过计算水平品质因数（HFOM）得到。在实际应用当中，可以认为坐标系 X 和 Y 方向上的方差大小近似相等，即考虑最保守的情景[16]，此时有

$$EPU = 1.224\ HFOM_{DO\text{-}253A} \tag{11}$$

式中：$HFOM_{DO\text{-}253A}$为采用标准文件 DO-253A 中对 HFOM 的计算方式[17]。

根据所需航空监视需求，判断当前获得的 NACp、NIC 编码是否满足要求，可评估 ADS-B 可用性。

表 1 导航完好性类别

Table 1 Navigation integrity category

NIC	水平与垂直范围边界	描述
0	R_c ≥37.04 km(20 n mile)	未定义完好性
1	R_c <37.04 km(20 n mile)	RNP-10 包含范围
2	R_c <14.816 km(8 n mile)	RNP-4 包含范围
3	R_c <7.408 km(4 n mile)	RNP-2 包含范围
4	R_c <3.704 km(2 n mile)	RNP-1 包含范围
5	R_c <1 852 m(1 n mile)	RNP-0.5 包含范围
6	R_c <1 111.2 m(0.6 n mile)	RNP-0.3 包含范围
7	R_c <370.4 m(0.2 n mile)	RNP-0.1 包含范围
8	R_c <185.2 m(0.1 n mile)	RNP-0.05 包含范围
9	R_c <75 m 且 VPL <112 m	例如 WAAS HPL，VPL
10	R_c <25 m 且 VPL <37.5 m	例如 WAAS HPL，VPL
11	R_c <7.5 m 且 VPL <11 m	例如 LAAS HPL，VPL

表 2 导航位置精度类别

Table 2 Navigation accuracy category-position

NACp	水平与垂直范围边界	描述
0	EPU ≥18.52 km(10 n mile)	未定义完好性
1	EPU <18.52 km(10 n mile)	RNP-10 包含范围
2	EPU <7.408 km(4 n mile)	RNP-4 包含范围
3	EPU <3.704 km(2 n mile)	RNP-2 包含范围
4	EPU <1 852 m(1 n mile)	RNP-1 包含范围
5	EPU <1 111.2 m(0.6 n mile)	RNP-0.5 包含范围
6	EPU <370.4 km(0.2 n mile)	RNP-0.3 包含范围
7	EPU <185.2 m(0.1 n mile)	RNP-0.1 包含范围
8	EPU <92.6 m(0.05 n mile)	例如带 SA 的 GPS
9	EPU <30 m 且 VEPU <45 m	例如不带 SA 的 GPS
10	EPU <10 m 且 VEPU <15 m	例如 WAAS
11	EPU <3 m 且 VEPU <4 m	例如 LAAS

3.2 H-ARAIM 的 PBN 与 ADS-B 应用关系

ICAO 基于对导航技术发展趋势的预见，将区域导航和 RNP 概念统一在基于性能的导航 PBN 概念之下，并在全球进行推广，这也对空中交通管理提出了更高的要求，要求对飞机位置、飞行状态及周围环境进行综合、实时和精确监视。表 3 总结了空管中不同运行阶段对导航和监视系统的性能需求。

北航学报 赠阅

表 3　不同飞行阶段对导航和监视系统的性能需求

Table 3　Performance requirements of navigation and monitoring system at different stages of flight

需求标准	导航（可用性 >99.0%）		监视(可用性 >99.9%)		
	精度(95%)	限值/10^{-7}	间隔	NACp(95%)	NIC/10^{-7}
	*10 n mile	20 n mile			
航路	*4 n mile	8 n mile	5 n mile	308 m(7)	1 n mile(5)
	*2 n mile	4 n mile			
终端区	*1 n mile	2 n mile	3 n mile	171 m(8)	0.6 n mile(6)
LNAV	*0.3 n mile	0.6 n mile			
RNP(AR)	*0.1 n mile	**0.1 n mile	2.5 n mile DPA	171 m(8)	0.2 n mile(7)
LPV	16 m/4 m	40 m/50 m	2.5 n mile DPA	171 m(8)	0.2 n mile(7)
LPV-200	16 m/4 m	40 m/35 m			
GLS Cat-I	16 m/4 m	40 m/10 m	2.0 n mile IPA	121 m(8)	0.2 n mile(7)
GLS Cat-III	16 m/2 m	40 m/10 m			

注:* —运行需求由总系统精度定义,主要为飞行技术误差,这些运行的定位精度可以忽略;** —RNP AR 的容限定义为全系统需求,所给值基于当前的运行批准;表格中( )内的数字 5,6,7,8 表示对应的 NACp 级别。

空地协同的空域监视技术将飞机利用 GNSS 的定位结果作为监视信息源,从而适应基于 GNSS 的新运行需求和空管运行概念。表 3 中对应于 RNP 运行规范下的监视需求可利用 ADS-B 技术达到,其中表征目标的精度 NACp 与完好性 NIC 的信息通过数据链与状态信息一起传送给周围的飞机和地面站,实现地面对飞机的实时监视。

根据表 3 中 RNP 导航方式要实现的运行目标,对应于 RNP 0.1 的监视运行目标应为NACp≥8,NIC≥7(完好性风险为 10^{-7})。总结为当计算结果满足以下 3 个条件时,则称 ADS-B 是可用的:

1) NACp≥8(EPU < 185.3 m)。

2) NIC≥7(HPL < 370.4 m)。

3) 完好性风险为 10^{-7}每飞行时或每次进近。

4　H-ARAIM 的 PBN 和 ADS-B 应用可用性评估

用于完好性监测的 ARAIM 算法性能主要受到卫星和星座状态、可见卫星数目、卫星几何分布以及测量误差等方面的影响。其中卫星和星座主要指卫星和星座是否健康可用,在 ARAIM 中,体现为 ISM 信息中提供的卫星及星座故障概率 P_{sat}/P_{const}。可见卫星数目和卫星几何分布与不同的星座配置有关,本文将在 GPS 和 BDS 双星座下对不同的星座配置组合进行仿真分析。测量误差来源主要分为以下方面:空间/控制区段的误差来源,主要包括卫星时钟误差及星历误差;用户区段的误差来源,主要包括大气层效应(包括电离层延迟及对流层延迟)、接收机的噪声的多径效应。由于电离层延迟与频率有关,因此,使用双频或者多频能够很好地消除其引起的误差[16]。由此可见,基于多频率多星座的 ARAIM 技术能够减小误差、改善卫星几何结构从而提高完好性性能,支持其他航空导航和监视应用。

为了全面地验证和分析 H-ARAIM 在不同情景下得到的水平保护级及所支持的 PBN 和 ADS-B应用可用性,本文就以下几种不同情景进行仿真和分析。

4.1　基本仿真条件

设置卫星遮蔽角为 5°,每 5 min 取样进行10 d 的仿真,全球范围下划分 5×5 经纬度用户网格进行仿真,采用 RTCA DO 229D 中所述的电离层模型和测量误差模型:

$$\sigma_{UERE}^2 = \sigma_{URA}^2 + \sigma_{RX}^2 + \sigma_{MP}^2 + \sigma_{tropo}^2 \tag{12}$$

式中:σ_{UERE}为伪距信号精度;σ_{URA}为星钟星历误差精度;σ_{MP}为多径误差精度;σ_{tropo}为对流层延迟精度;σ_{RX}为接收机噪声误差精度,考虑标称偏差,接收机噪声模式为 AAD-B 模式[18]。基本参数设置情景如表 4 所示。

表 4　基本仿真参数设置

Table 4　Basic simulation parameter setting

参数	设置
星座	24 + 35
信号	L1/E1 + B1/B2
URA/URE(GPS)	1/0.5
URA/URE(BDS)	1.5/0.75
b_{nom}	0.75
P_{satBDS}/P_{satGPS}	10^{-5}
$P_{constBDS}/P_{constGPS}$	10^{-5}

北航学报 赠阅

采用 24 颗星 GPS 标称星座和 35 颗星 BDS 星座，分别为基于 L1 + L5 双频率及 B1 + B2 双频率[19]。GPS URA 参考设置为 1，相应 URE 为 0.5[20]。关于 BDS，有对北斗的空间信号用户测距误差 UER 评估显示有超过 30% 的 URE 在 0.5 ~ 1.0 m，0.5 m 单位长度占比最多区间，将 BDS URE 基本值设为 0.75 m，相应 URA 为 1.5 m[21]。b_{nom} 为标准偏差，用于误差模型的计算，基本值设为 0.75 m[11]；P_{satBDS}/P_{satGPS} 为 BDS/GPS 卫星故障概率，基本值设为 10^{-5}；$P_{constBDS}/P_{constGPS}$ 为 BDS/GPS 星座故障概率，基本值设为 10^{-5}，算法为 ARAIM 用户算法[6]。

表 4 提供了用于 H-ARAIM 算法仿真的参考设置，之后每种仿真情景下涉及的相关参数均根据表 4 中的参数设置进行修改。

以本文 H-ARAIM PBN 和 ADS-B 应用可用性评估系统所需参数设置和修改，利用 MATLAB 中的图形用户接口开发的 H-ARAIM 仿真平台界面如图 1所示。

仿真时间、间隔、URA/URE 参数、参数、不同星座配置、仿真区域、遮蔽角等均可根据需求通过该界面进行设置。空白区域为仿真结果显示区，可得到 99.9% HPL、RNP 0.1 可用性及 ADS-B 可用性。

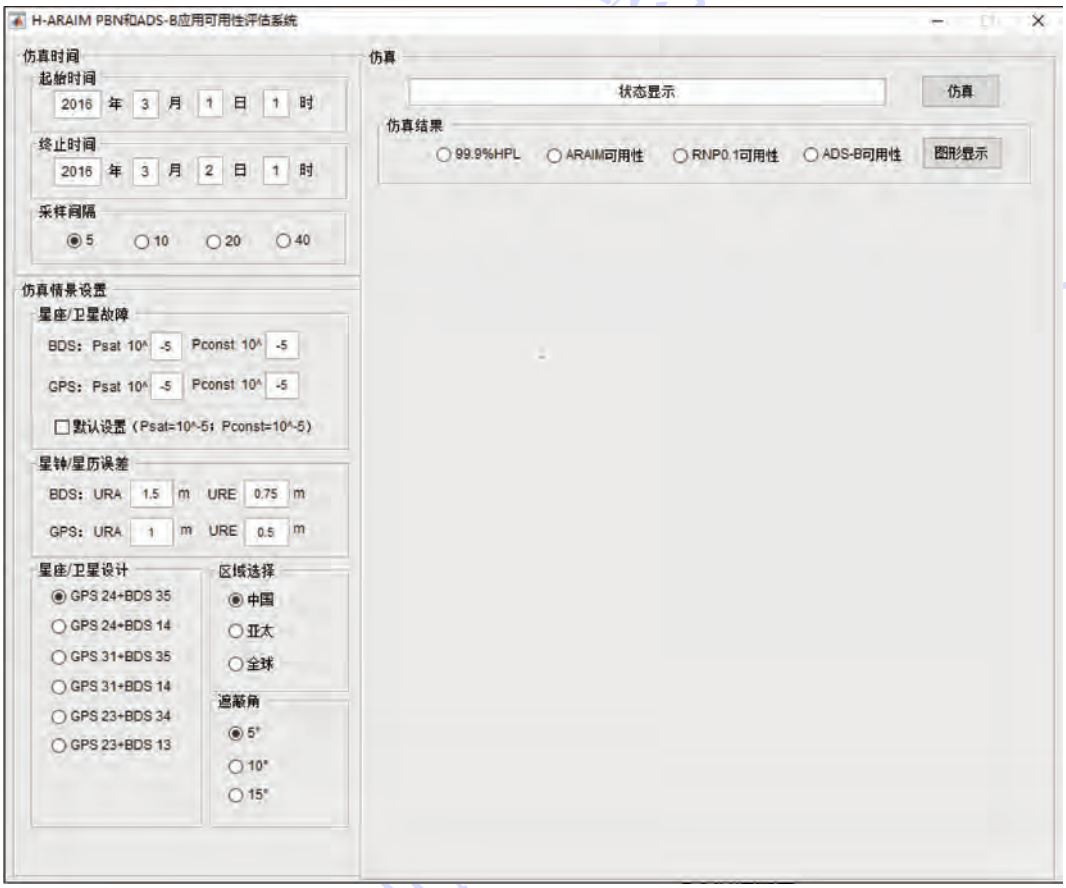


图 1 H-ARAIM PBN 和 ADS-B 应用可用性评估界面

Fig. 1 Availability evaluation interface for H-ARAIM applications in PBN and ADS-B

4.2 星座/卫星故障概率影响评估

4.2.1 仿真参数设置

不同星座/卫星故障情景仿真参数如表 5 所示。

仿真评估不同星座故障概率 P_{const} 和卫星故障概率 P_{sat} 对 H-ARAIM 算法的及其航空导航监视应用的可用性的影响。根据 ARAIM WG-C 小组提出的《里程碑报告 3》中，评估 ARAIM 服务性能时，将评估情景分为 3 种情景：乐观情景、基础情景和退化情景，以基础情景为参照，乐观情景的星座配置应优于基础情景，退化情景反之[6]。故本节共设置 4 种情景：基础情景、卫星/星座故障概率设置如表 5 所示；退化 P_{const} 情景，P_{const} 增大一个数量级 P_{sat} 不变；退化 BDS 情景，BDS 卫星和星座故障概率均增大一个数量级；现实情景，P_{sat} 不变，GPS 星座故障概率取优为 10^{-8}，BDS 星座故障概率保守设置为 10^{-3}[21]。

4.2.2 仿真结果

表 6 为不同 P_{sat}/P_{const} 情景下的仿真结果。从表 6 可以看出，每种情景下都达到了 100% 可用

北航学报 赠阅

性,参数 P_{sat} 及 P_{const} 的改变体现在 99.9% HPL 上的影响是有限的,说明这些参数对 H-ARAIM 而言不是的关键参数,即使在卫星/星座故障概率很大的退化情景,RNP 0.1 和全球 ADS-B 也是可用的。

图 2 为现实情景,P_{satBDS}/P_{satGPS}: 10^{-5},$P_{constBDS}$:10^{-3},$P_{constGPS}$:10^{-8}得到的 99.9% HPL 全球分布图,可以看出低于 20 m 的 HPL 分布几乎达到 100%。

表 5　不同 P_{sat}/P_{const} 情景仿真参数设置

Table 5　Simulation parameter setting for different P_{sat}/P_{const} cases

参数		设置
星座		24 + 35
信号		L1/E1 + B1/B2
URA/URE(GPS)		1/0.5
URA/URE(BDS)		1.5/0.75
b_{nom}		0.75
情景描述	基础情景	P_{satBDS}/P_{satGPS}:10^{-5} $P_{constBDS}/P_{constGPS}$:$10^{-5}$
	退化 P_{const} 情景	P_{satBDS}/P_{satGPS}:10^{-5} $P_{constBDS}/P_{constGPS}$:$10^{-4}$
	退化 BDS 情景	$P_{constGPS}/P_{satGPS}$:10^{-5} $P_{constBDS}/P_{satBDS}$:10^{-4}
	现实情景	P_{satBDS}/P_{satGPS}:10^{-5} $P_{constBDS}$:10^{-3} $P_{constGPS}$:10^{-8}

表 6　不同 P_{sat}/P_{const} 情景仿真结果

Table 6　Simulation result for different P_{sat}/P_{const} cases

运行情景	99.9% HPL/m	RNP 0.1 可用性/%	全球 ADS-B 可用性/%
基础情景	13.34	100	100
退化 P_{const} 情景	13.53	100	100
退化 BDS 情景	13.81	100	100
现实情景	14.93	100	100

4.3　星钟和星历误差影响评估

4.3.1　仿真参数设置

导航系统空间/控制区段的误差来源主要包括卫星时钟误差及星历误差,体现在 ARAIM 算法中主要为用户测距精度(URA)和用户测距误差(URE)2 个参数。仿真参数及情景设置如表 7 所示。

文献[21]对北斗系统的全年数据评估显示有超过 40% 比例 URE 在 1.0 ~ 2.0 m,整体占比最多,故表 7 仿真情景描述中将现实情景 BDS URE 设置为 1.5 m,对应 URA 为 3 m;退化情景 BDS URE 设为 3 m,只有不到 5% 的 URE 超过 3 m,对应 URA 设为 6 m。GPS 不同情景 URA/URE 设置参考当前广播值和参考文献[5]。

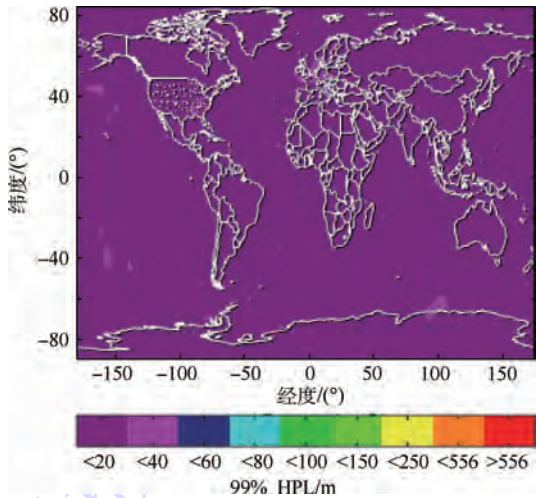


图 2　现实情境,P_{satBDS}/P_{satGPS}为 10^{-5},$P_{constGPS}$为 10^{-3},$P_{constGPS}$为 10^{-8},99.9% HPL 用户点分布图

Fig. 2　Realistic case, P_{satBDS}/P_{satGPS}:10^{-5}, $P_{constBDS}$:10^{-3}, $P_{constGPS}$:10^{-8}, 99.9% HPL as a function of user location

表 7　不同 URA/URE 情景仿真参数设置

Table 7　Simulation parameter setting for different URA/URE cases

参数		设置
星座		24 + 35
信号		L1/L5 + B1/B2
b_{nom}		0.75
P_{satBDS}/P_{satGPS}		10^{-5}
$P_{constBDS}/P_{constGPS}$		10^{-5}
情景描述	基础情景	URA = 1 m/URE = 0.5 m(GPS) URA = 1.5 m/URE = 0.75 m(BDS)
	现实情景	URA = 2.4 m/URE = 2 m(GPS) URA = 3 m/URE = 1.5 m(BDS)
	退化情景	URA = 2.4 m/URE = 2 m(GPS) URA = 6 m/URE = 3 m(BDS)

4.3.2　仿真结果

从表 8 和图 3 的仿真结果可以看出,随着 URA/URE 参数值的增大,99.9% HPL 结果有较显著增加,且 URA/URE 值越大,全球不同用户点的 99.9% HPL 震动幅度越大,说明对于不同用户点而言,H-ARAIM 算法对 URA/URE 具有一定的敏感性,但只要在其可编码范围内,这种影响未体现在可用性结果上,说明 URA/URE 不会成为影响 H-ARAIM及其航空导航监视应用的最主要因素。

表 8　不同 URA/URE 情景仿真结果

Table 8　Simulation results for different URA/URE cases

运行情景	99.9% HPL/m	RNP 0.1 可用性/%	全球 ADS-B 可用性/%
乐观情景	13.34	100	100
现实情景	23.71	100	100
退化 BDS 情景	36.43	100	100

北京航空航天大学学报

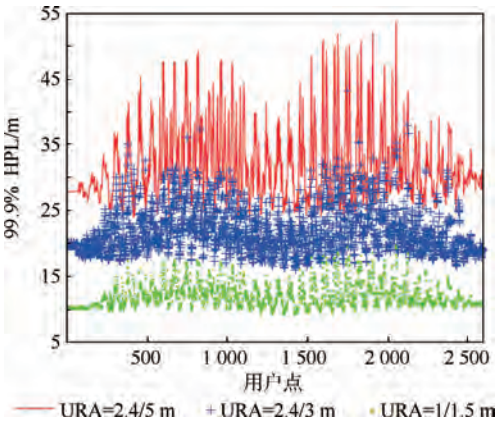


图 3 3 种不同 URA 运行情景下 99.9% HPL

Fig. 3 99.9% HPL under three cases of operation with different URA

4.3.3 URA/URE 与 P_{sat}/P_{const} 的影响对比

图 4 分别为不同运行情景中现实情景的仿真图，上方数据图为不同星座/卫星故障概率时现实情景仿真图，下方数据图为对 URA/URE 敏感性时现实情景的仿真图。从图 4 的仿真结果对比可以看出，99.9% HPL 随 URA/URE 变化的分布较分散，最大震动幅度达到 31 m；而 99.9% HPL 随 P_{sat}/P_{const} 变化的分布相对集中，最大震动幅度为 20 m 左右。所以相较于 P_{sat}/P_{const}，H-ARAIM 对 URA/URE 参数的值更敏感。

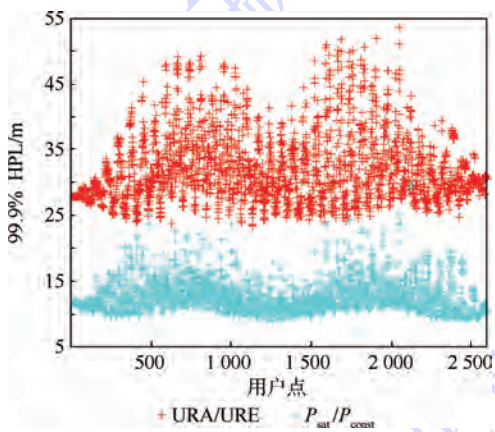


图 4 对 URA/URE 与 P_{sat}/P_{const} 的敏感性对比

Fig. 4 Comparison of sensitivity of URA/URE and P_{sat}/P_{const}

4.4 星座影响评估

4.4.1 仿真参数设置

针对表 9 中几种 GPS + BDS 的星座组合进行仿真分析。信号频率、URA/URE、P_{satBDS}/P_{satGPS} 等其他参数设置参考表 5 中的基本设置。由于区域北斗（14 颗星）目前只在亚太地区具有良好的性能覆盖[19]，故对于加入区域北斗的星座/卫星设计情景只在亚太地区进行仿真和结果分析，并与全球仿真结果进行对比分析。

表 9 不同星座配置仿真结果

Table 9 Simulation results for different constellation configuration

	运行情景	99.9% HPL/m	RNP 0.1 可用性/%	全球 ADS-B 可用性/%	亚太 ADS-B 可用性/%
亚太	24GPS + 14BDS	34.18	100		100
	31GPS + 14BDS	34.02	100		100
	23GPS + 13BDS				
	移除 MEO	34.61	100		100
	移除 GEO1	46.41	98.35		99.96
	移除 GEO3	40.62	100		100
	移除 GEO5	50.94	97.39		98.65
	移除 IGSO1	43.01	99.83		99.65
	移除 IGSO2	44.64	99.65		99.65
全球	24GPS + 35BDS	13.21	100	100	
	31GPS + 35BDS	13.19	100	100	
	23GPS + 34BDS				
	移除 GEO5	14.22	100	100	
	移除 MEO	14.86	100	100	

4.4.2 仿真结果

亚太地区和全球仿真的参考星座设置为标称 24 颗星的 GPS 星座分别与 35 颗星的全球 BDS 及 14 颗星的区域 BDS 组合双星座，其中 35 颗星 BDS 历书中的地球静止轨道卫星（GEO）和倾斜轨道同步卫星（IGSO）卫星数据为基于现有区域北斗的实测数据，中高轨卫星（MEO）数据的建立除基于现有实测数据外还包括仿真数据；14 颗星 BDS 历书的建立为基于区域 BDS 的实测数据。

对于亚太地区和全球都仿真了 3 种主要情景：标称星座组合、增加卫星的星座组合和移除一颗星的星座组合。

从 3 种主要情景的整体仿真结果来看，无论是亚太地区还是全球：在标称星座组合基础上再增加卫星数量不会换来额外的效益，可用性没有再提升空间，HPL 值也未表现出减小；移除一颗星的 GPS/BDS 情景下，H-ARAIM 及其航空导航监视应用的可用性仍在 95% 以上，且在 99.9% HPL 值上的影响显著。

移除一颗星情景下，由于 GPS 星座 24 颗星全部是 MEO 卫星，由图 5 可以看出 GPS 的星下点轨迹分布比较均匀，又因为本文仿真时间较长达 10 d，故对 GPS 历书随机移除一颗 MEO 卫星。对于 BDS 星座，包含 MEO、GEO、IGSO 3 种轨道卫星，移除不同的轨道卫星得到的仿真结果存在差异，尤其是对于亚太地区，移除 BDS 不同的轨道卫星仿真结果差异性比较明显。通过图 6 区域北斗星下点轨迹可以直观地看出，不同的轨道卫星的移除对各个用户点不同时刻可见星数目、观测几何结构都有影响。

北航学报 赠阅

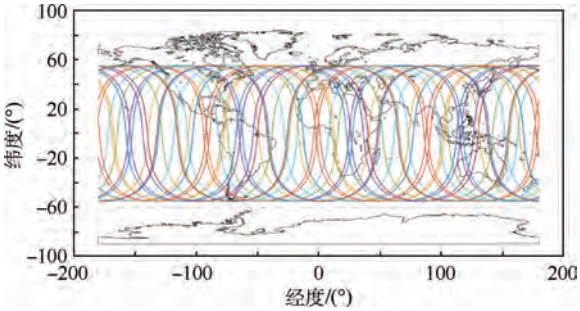


图 5　GPS 星下点轨迹

Fig. 5　Ground track of satellite for GPS

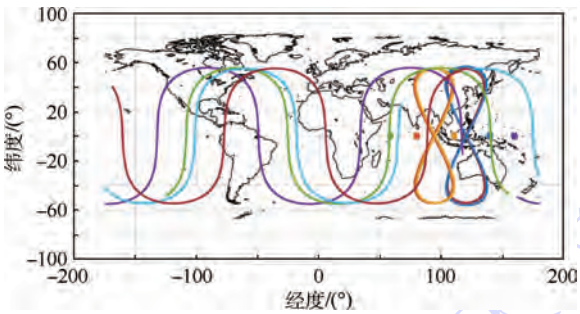


图 6　区域 BDS 星下点轨迹

Fig. 6　Ground track of satellite for regional BDS

由表 9 可以看出,BDS 移除某颗 MEO 卫星时,99.9% HPL 及可用性均未受到影响;BDS 移除 2 种不同位置的 IGSO 卫星时,效果是一致的,99.9% HPL 增加幅度为 10 m 左右,可用性有所下降,仍为 99.5% 以上;BDS 移除不同的 GEO 卫星时,效果差异较大,将图 6 中星下轨迹显示 5 颗 GEO 卫星按从西到东的顺序依次编号为 1、2、3、4、5,结合表 9 结果,明显移除 GEO5 时对 99.9% HPL 和可用性影响最大。

直观上看,GEO5 轨道周围可观测到的其他卫星轨迹最稀疏,所以当 BDS 移除 GEO5 时,使亚太地区的很多用户点的卫星观测几何结构发生变化,从而影响 H-ARAIM 性能。为了进一步分析移除不同卫星时对用户的卫星观测几何结构的影响,对于不同位置用户不同时刻究竟移除哪颗星后 H-ARAIM 系统可用性会大幅下降,本文对 ARAIM 算法中关键星做了进一步研究。

BDS 移除 GEO5 时亚太地区用户的 RNP 0.1 可用性如图 7 所示,有 97.39% 的 TSE 数据小于 0.1 n mile,即 RNP 0.1 用户可用性为 97.39%。

4.4.3　H-ARAIM 关键星

在 ARAIM 用户算法中,没有选星这一步,采用所有可见星测量数据进行定位及相关计算,如此无法得知哪颗卫星对用户和可见星在空间几何结构分布影响较大。在导航系统中,几何精度因

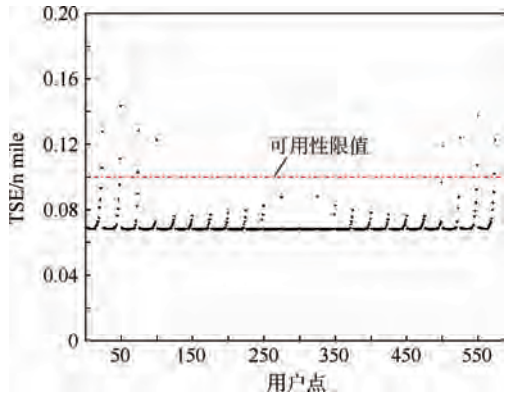


图 7　BDS 移除 GEO5 时 RNP 0.1 可用性

Fig. 7　RNP 0.1 availability when BDS removes GEO5

子(GDOP)可用于表征用户和可见星在空间几何分布的好坏,GDOP 越小,标明此刻用户与可见星的空间几何分布越好。

本节通过分析一颗卫星对 GDOP 的影响,确定 H-ARAIM 中的关键星,当将该颗卫星移除时,系统性能大幅下降。此时需要考虑每一颗卫星对 GDOP 的影响。定义第 i 颗卫星对 GDOP 的贡献表示为[22]

$$\Delta \boldsymbol{G}_i = \mathrm{trace}\left(\frac{\boldsymbol{G}_m \boldsymbol{h}_i^{\mathrm{T}} \boldsymbol{h}_i \boldsymbol{G}_m}{S_{ii}}\right) \tag{13}$$

式中:$\boldsymbol{G}_m = \boldsymbol{H}_m^{\mathrm{T}} \boldsymbol{H}_m$,$\boldsymbol{H}_m$ 为 m 颗卫星定位时的观测矩阵;$\boldsymbol{h}_i = [\boldsymbol{e}_{i1} \quad \boldsymbol{e}_{i2} \quad \boldsymbol{e}_{i3} \quad 1]$ 为第 i 颗星的观测矢量;$S_{ii} = 1 - \boldsymbol{h}_i \boldsymbol{G}_m \boldsymbol{h}_i^{\mathrm{T}}$。$\Delta \boldsymbol{G}$ 越大表示将 GDOP 减小的越大,当 $\Delta \boldsymbol{G}$ 很大的卫星移除定位计算时,将明显削弱定位星座的几何位置关系,系统性能大幅下降。将这样的卫星定义为 ARAIM 系统关键星。将 4.4.1 节中亚太地区移除一颗星情景下每次移除用户视野中的关键星,其结果如表 10 所示。

表 10　移除关键星时仿真结果

Table 10　Simulation results when removes key satellites

运行情景	99.9% HPL/m	RNP 0.1 可用性/%	亚太 ADS-B 可用性/%
24GPS + 14BDS	34.18	100	100
31GPS + 14BDS	34.02	100	100
GPS + BDS:GDOP 方式移除 2 颗星	65.51	96	97.74

当对视野内的全部可见星进行实时结算,分析每颗卫星对 GDOP 的贡献,并且移除对 GDOP 贡献最大的 2 颗卫星时,仿真结果明显变差,99.9% HPL 增加幅度 32 m 左右,可用性降低到 96%。

5　结　论

基于以上对于各种运行情景下的 H-ARAIM

北京航空航天大学学报

及其 PBN 和 ADS-B 应用的大量性能分析表明，在 GPS + BDS 双星座下：

1）P_{sat}/P_{const}不是影响 H-ARAIM 算法性能的关键参数，P_{sat}/P_{const}改变时 HPL 变化比例仅有 0.1% 左右，对 PBN 和 ADS-B 可用性无影响。

2）相较于 P_{sat}/P_{const}，H-ARAIM 对 URA/URE 参数更敏感，较大的 URA/URE 值会对 HPL 结果产生明显影响，最差情景时平均 99.9% HPL 比乐观情景时增大 20 m 左右。

3）在标称星座组合基础上再增加卫星数量不会换来额外的效益，可用性没有再提升空间，HPL 值也未减小；移除一颗星的 GPS/BDS 情景下，H-ARAIM 及其航空导航监视应用的可用性仍在 95% 以上，但在 HPL 值上的影响显著，最差时 HPL 值增大 20 m 左右。

4）对于 BDS，移除不同轨道卫星时对 HPL 及其 PBN 和 ADS-B 应用可用性结果影响不同；通过直观的星下点轨迹分析，移除的卫星附近轨迹越稀疏，对仿真结果影响越大，最差时 HPL 增大 20 m，可用性降低到 97%。而当通过解算视野中每颗可见星对 GDOP 的贡献并实时其中移除 2 颗对 GDOP 贡献最大的卫星时，仿真结果明显变差，HPL 较标称星座配置时增大 30 m 左右，可用性继续下降 1%，这是因为移除的卫星对用户的卫星观测几何结构影响最大。

结合 BDS 全球系统和 Galileo 系统建设与进展，未来工作可持续深入评估四大核心星座支持下的 H-ARAIM 服务性能及其 PBN 和 ADS-B 应用可用性水平。

参考文献（References）

[1] ICAO. Global air navigation plan 2013-2028: Doc9750AN[S]. Montreal: ICAO, 2013: 1-32[2016-06-01]. http://www.ibac.org/air-navigation/icao-global-air-navigation-plan.

[2] GEAS. GNSS evolutionary architecture study: Phase Ⅰ—Panel report[S/OL]. Washington, D. C.: FAA, 2008: 2-9[2016-06-01]. https://www.faa.gov/about/office_org/headquarters_offices/ato/service_units/techops/navservices/gnss/library/documents/media/geasphaseii_final.pdf. 2008.

[3] GEAS. GNSS evolutionary architecture study: PhaseⅡ- Panel report[S/OL]. Washington, D. C.: FAA, 2010: 42-45[2016-06-01]. https://www.faa.gov/about/office_org/headquarters_offices/ato/service_units/techops/navservices/gnss/library/documents/media/geasphaseii_final.pdf.

[4] WG-C. EU-U. S. Cooperation on satellite navigation: Interim report issue 1.0[S/OL]. Washington, D. C.: FAA, 2012: 13-19[2016-06-01]. http://www.gps.gov/policy/cooperation/europe/2013/working-group-c/.

[5] WG-C. EU-U. S. Cooperation on satellite navigation: Milestone 2 report[S/OL]. Washington, D. C.: FAA, 2015: 28-33[2016-06-01]. http://www.gps.gov/policy/cooperation/europe/2015/working-group-c/.

[6] WG-C. EU-U. S. Cooperation on satellite navigation: Milestone 3 report[S/OL]. Washington, D. C.: FAA, 2016: 37-42[2016-06-01]. http://www.gps.gov/policy/cooperation/europe/2013/working-group-c/.

[7] ICAO. Performance-based navigation (PBN) manual: Doc9613AN[S]. Montreal: ICAO, 2013: I-A-1-1-I-A-1-7.

[8] RTCA. Minimum operational performance standards for 1090 MHz automatic dependent surveillance-broadcast (ADS-B): DO-242A[S]. Washington, D. C.: RTCA, Inc., 2000: 37-41.

[9] 中国民用航空局. 中国民用航空 ADS-B 实施规划[S]. 北京：中国民用航空局空管行业管理办公室，2016：5-20.
Civil Aviation Administration of China. China civil aviation ADS-B implementation planning[S]. Beijing: Air Traffic Control Industry Management Office, Civil Aviation Administration of China, 2016: 5-20 (in Chinese).

[10] BLANCH J, WALTER T, ENGE P. Advanced RAIM user algorithm description: Integrity support message processing, fault detection, exclusion, and protection level calculation[C]//Proceedings of the ION GNSS 2012. Nashville: Curran Associates, Inc, 2012: 2818-2828.

[11] BLANCH J, WALTER T, ENGE P. RAIM with optimal integrity and continuity allocations under multiple failures[C]//Proceedings of IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2003: 1020-1023.

[12] RTCA. Minimum aviation system performance standards for airborne supplemental navigation equipment using global positioning system: DO-208[S]. Washington, D. C.: RTCA, Inc., 1991: 87-96.

[13] ICAO. Manual on required navigation performance (RNP): [S]. Montreal: ICAO, 1999: 12-29.

[14] 张青竹. TIS-B 数据精度与完好性研究及应用[D]. 北京：北京航空航天大学，2008：1-16.
ZHANG Q Z. Research and application of data accuracy and integrity for traffic information service-broadcast [D]. Beijing: Beihang University, 2008: 1-16 (in Chinese).

[15] RTCA. Minimum aviation system performance standards for aircraft surveillance applications (ASA): DO-289[S]. Washington, D. C.: RTCA, Inc., 2000: 37-41.

[16] LTER T, ENGE P. Statistical characterization of GPS signal-in-space errors[C]//Proceedings of the International Technical Meeting of the ION. San Diego, CA: Curran Associates, Inc., 2012: 312-319.

[17] RTCA. Minimum aviation system performance standards for GPS local area augmentation system airborne equipment: DO-253A[S]. Washington, D. C.: RTCA, Inc., 2001.

[18] RTCA. Minimum aviation system performance standards for global positioning system/wide area augmentation system airborne equipment: DO-229D[S]. Washington, D. C.: RTCA, Inc., 2008: 223-327.

[19] 中国卫星导航系统管理办公室. 北斗卫星导航系统公开服务性能规范：BDS-OS-1.0[S]. 北京：中国卫星导航系统管理办公室，2013：4-14.

北航学报 赠阅

China Satellite Navigation Office. Beidou satellite navigation system in public service performance specifications: BDS-OS-1.0[S]. Beijing: China Satellite Navigation Office, 2013: 4-14 (in Chinese).

[20] TONG H, ZHAO J W, ZHANG G Z, et al. Performance analysis of two RAIM methods for multiple faults[C]// The 3rd China Satellite Navigation Electronic Corpus Academic Conference. Beijing: China Academic Journal Electronic Magazine Co., Ltd, 2012: 5-15.

[21] 胡志刚. 北斗卫星导航系统性能评估理论与试验验证[D]. 武汉:武汉大学,2013:96-102.
HU Z G. BeiDou navigation satellite system performance assessment theory and experimental verification[D]. Wuhan: Wuhan University, 2013: 96-102 (in Chinese).

[22] 从丽,AHMED I A,谈展中. 卫星导航几何因子的分析和仿真[J]. 电子学报,2006,34(12):2206-2207.
CONG L, AHMED I A, TAN Z Z. Analysis and simulation of the GDOP of satellite navigation [J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(12): 2206-2207 (in Chinese).

作者简介:

葛奕杉　女,硕士研究生。主要研究方向:先进接收机自主完好性监测(ARAIM)。

王志鹏　男,博士,讲师,硕士生导师。主要研究方向:卫星导航民航/军航/通航应用的完好性监测技术,包括地基增强系统(GBAS)完好性监测技术、星基增强系统(SBAS)完好性监测技术、空基增强系统(ABAS)完好性监测技术,以及广播式自动相关监测(ADS-B)技术。

Availability evaluation of PBN and ADS-B application for BDS/GPS combined H-ARAIM

GE Yishan, WANG Zhipeng*

(National Key Laboratory of CNS/ATM, School of Electronic and Information Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract: Horizontal-advanced receiver autonomous integrity monitoring (H-ARAIM) is a new type of airborne autonomous satellite navigation integrity monitoring technology developed in the United States and Europe. In view of performance based navigation (PBN) and automatic dependent surveillance-broadcast (ADS-B) application methods of H-ARAIM and based on the global position system (GPS) and our own BeiDou navigation satellite system (BDS) combination system, different constellation/satellite failure probabilities, different satellite clock and ephemeris error configurations and different constellation configurations have been considered, and then the availability of PBN and ADS-B of H-ARAIM was assessed. The results show that the change of constellation/satellite failure probability has little impact on the results of horizontal protection level (HPL), which is less than 0.1%. Both PBN and ADS-B can achieve 100% availability globally. The change of satellite clock and ephemeris configuration can lead to large variation of HPL with the maximum reaching 20 m. But there is no significant influence on PBN and ADS-B availability. Different constellation configurations have significant impact on average 99.9% HPL of the Asia-Pacific region and the world, as well as PBN and ADS-B availability. Variations in HPL reach 32 m. Availability varies with different constellation configurations, and the worst can be reduced to 96%. The results obtained can provide a solid theoretical reference and reliable technical support for the application of BeiDou civil aviation.

Keywords: horizontal-advanced receiver autonomous integrity monitoring (H-ARAIM); horizontal protection level (HPL); performance based navigation (PBN); automatic dependent surveillance-broadcast (ADS-B); availability

Received: 2016-06-03; **Accepted**: 2016-10-01; **Published online**: 2016-12-07 15:19

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161207.1519.003.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61501010); Aeronautical Science Foundation of China (2015ZC51035); Beijing Natural Science Foundation (4154078)

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

北京航空航天大学学报

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0444

GO-FLOW 法在飞机 EHA 可靠性分析中的应用

兰雪，段富海*，桑勇

（大连理工大学 机械工程学院，大连 116023）

摘　　要：应用 GO-FLOW 法分析了飞机电静液作动器（EHA）的可靠性。首先在 EHA 单元功能合理划分的基础上，建立了 EHA 的 GO-FLOW 可靠性分析模型，采用布尔代数求解描述反馈环的布尔方程，解决了 GO-FLOW 图不允许存在循环的难题；其次进行了 GO-FLOW 运算，得到 EHA 系统在各时间点的可靠度；再次与 GO 法的结果比较，验证了 GO-FLOW 法的可行性和准确性；最后通过 MATLAB 曲线拟合，得到系统可靠度随时间的变化规律，以便及时对系统进行检修和维护。结果表明 GO-FLOW 法只需一次运算，就可得到系统在各时间点的可靠度，在减小计算复杂度方面较 GO 法有优势。

关　键　词：电静液作动器（EHA）；GO-FLOW 法；GO 法；布尔代数；可靠性分析

中图分类号：TB114.3

文献标识码：A　　**文章编号**：1001-5965(2017)06-1264-07

航空科技的持续快速进步，促进了机载作动系统的迅速革新，北京航空航天大学王占林和付永领教授一直致力于研究集成作动系统[1-2]。电静液作动器（Electro-Hydrostatic Actuator，EHA）作为集成作动系统的典型代表，具有集成化程度高、轻量化和安全性好等优点，其先进性已经在F-18、F-35 等战斗机和 A380、B787 等飞机上得到了验证。EHA 是飞机操纵与控制系统的关键组成部分，对飞机飞行姿态和飞行轨迹控制起决定性作用，其稳健性和可靠性直接影响飞机的安全性，美国空军飞机曾经发生过多起由于作动系统故障导致的严重事故，因此研究 EHA 的可靠性对降低飞机飞行故障率和提升飞行安全性具有重大意义。而 EHA 是一个多状态、有时序、多反馈、状态随时间变化的复杂机电液控集成一体化系统，其可靠性分析具有挑战性，故需寻求一种有效且准确的 EHA 可靠性分析方法。

在系统可靠性分析中，故障树分析（FTA）是一种最常用的有效方法。然而，FTA 有一定的局限性，对复杂系统的建树相当困难，特别是对有多重状态、有信号反馈和有时序功能变化的系统，FTA 可能变得更为复杂[3]。GO 法是一种几乎与 FTA 同时产生的可靠性分析方法，对于多状态、有时序的系统，尤其是有实际物流的系统更为合适，但不易处理有多重状态改变和有复杂时序的系统[4]。在 GO 法的基础上，日本 Matsuoka 和 Kobayashi 两位学者开发了一种新的系统可靠性分析方法——GO-FLOW 法[5]，不仅解决了 FTA 建树困难的问题，而且相比于 GO 法，计算复杂度降低，更适用于有时序、有阶段性任务和状态随时间变化的复杂系统[6]。金霞和段富海[7]应用 GO 法分析了飞机 EHA 的可靠性；Hashim 等[8]应用 GO-FLOW 法分析了压水堆 AP1000 冷却系统的可靠性；武光江等[9]应用 GO-FLOW 法分析了可维修系统的可靠性。

本文应用 GO-FLOW 法分析飞机 EHA 的可

收稿日期：2016-05-24；**录用日期**：2016-06-24；**网络出版时间**：2016-11-23 09:11
网络出版地址：www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161123.0911.001.html
基金项目：航空科学基金（20150863003）
* **通讯作者**：E-mail：duanfh@dlut.edu.cn

引用格式：兰雪，段富海，桑勇. GO-FLOW 法在飞机 EHA 可靠性分析中的应用[J]. 北京航空航天大学学报，2017，43(6)：1264-1270. LAN X，DUAN F H，SANG Y. Application of GO-FLOW methodology in reliability analysis of aircraft EHA[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2017，43(6)：1264-1270(in Chinese).

靠性。按照 EHA 结构原理图建立 GO-FLOW 模型,针对 GO-FLOW 图不允许存在循环的难题,采用一种新的解决方案,即用布尔代数求解描述反馈环的布尔方程,准确表示 EHA 系统的反馈信号。通过 MATLAB 运算和曲线拟合,得到系统在各时间点的可靠度以及随时间的变化规律。

1　EHA 系统分析

EHA 系统通常由控制器、电机驱动模块、270 V 直流无刷电机、双向定量泵、储能罐及辅助液压阀组、作动筒等组成[10],结构原理如图 1 所示。

EHA 工作过程中,控制器和伺服驱动模块接受上位机的指令,驱动直流无刷电机转动,电机带动双向定量泵作旋转运动,继而控制泵输出到作动筒的高压油的流量,以容积调速方式完成对作动筒的控制。储能罐通过单向阀为系统进行补油增压,保持系统的最低压力,并防止油液中发生气穴现象,定量泵通过单向阀回油到储能罐。过滤器用来过滤液压油中的杂质,保证系统液压管道和其他设备的正常运行。

阻尼旁通阀起故障安全隔离的作用,安全阀防止作动筒的两腔内压力过高。速度、压力和位移传感器将系统的相关参数反馈给控制器,形成闭环回路,用于对系统的实时控制和监测[11]。

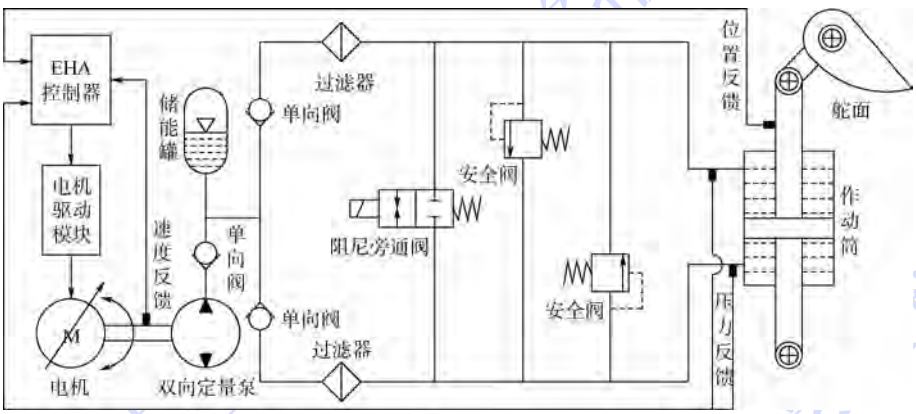


图 1　EHA 系统结构原理图[10]

Fig. 1　Structural schematic diagram of EHA system[10]

2　GO-FLOW 法分析 EHA 可靠性

GO-FLOW 法的主要分析过程包括建立 GO-FLOW 模型和完成定量计算。作动杆部件按照控制指令要求输出相应位移代表 EHA 系统成功工作,结合模型图和运算规则计算系统成功工作的概率,即系统的可靠度。

2.1　求解 EHA 反馈环

在 EHA 系统结构图中,闭环反馈回路为系统提供了实时准确的监测和控制。但是 GO-FLOW 图不允许有循环,若不能合理地求解反馈环,就不能准确地评估系统的可靠性,因此不能保证充分或最佳使用系统性能。通常,采用信号发生器简单替代反馈信号,但该方法必然会带来误差,影响可靠性分析精度。到目前为止,在求解反馈回路方面已经做了很多尝试,Matsuoka [12]提出了一个打破 GO-FLOW 分析逻辑回路的方法,Vaurio [13]也提出了一种递归的方法,但对于反馈回路的一般解决方法还没有给出明确的表示。本文采用布尔代数求解描述反馈环的布尔方程[14],准确表示 EHA 系统的反馈信号,提高了可靠性分析精度。

EHA 带有反馈环的部分系统结构如图 2 所示。

以 A 部件为例,将 t 时刻成功输出的事件集合表示为 A_qA_s,其中 A_q 代表 A 部件成功起动的事件集合,A_s 代表 A 部件的全部状态集合,其余部件的表示方法同 A 部件。$X(=B_{out})$ 和 $Y(=E_{out})$ 分别表示 B 和 E 部件的成功输出事件集合,那么布尔关系式可表示为

$$Y = C_qC_sD_qD_sE_qE_sX \tag{1}$$

已知,X 为 B' 部件的输入信号,Y 为 E' 和 E'' 部件的输入信号。同时,A、B'、E'、E'' 部件的输出信号是或门(OR)的输入信号,所以或门的输出信号经过 B 部件后得到 X 的表达式为

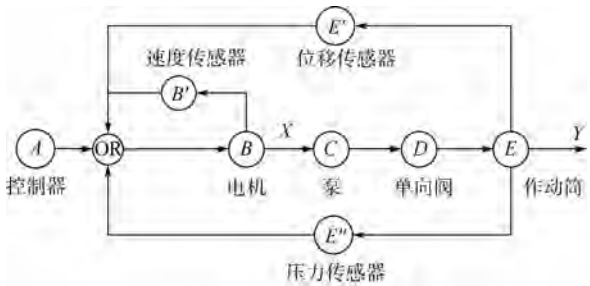


图 2　EHA 带有反馈环的结构图

Fig. 2　EHA structure diagram with feedback loops

$$X = [A_q A_s + B'_q B'_s X + (E'_q E'_s + E''_q E''_s) Y] B_q B_s \quad (2)$$

整理式(1)和式(2)得

$$X = A_q A_s B_q B_s + B_q B_s B'_q B'_s X + B_q B_s C_q C_s D_q D_s E_q E_s (E'_q E'_s + E''_q E''_s) X \quad (3)$$

基于布尔代数 $A_s A_s = A_s$, $1 + A_s = 1$ 的运算思想,解式(3)布尔方程得到

$$X = A_q A_s B_q B_s + m_1 B_q B_s B'_q B'_s + m_2 B_q B_s C_q C_s D_q D_s E_q E_s (E'_q E'_s + E''_q E''_s) \quad (4)$$

式中:m_1 和 m_2 是任意布尔元素。

GO-FLOW 法以成功为导向,系统所有部件在 t 时刻成功起动,因此 $A_s = B_s = C_s = D_s = E_s = B'_s = E'_s = E''_s = 1.0$,即

$$X = A_q B_q + m_1 B_q B'_q + m_2 B_q C_q D_q E_q (E'_q + E''_q) \quad (5)$$

由图 2 可推导出在建立反馈环后,E 部件成功输出的事件集合 X 的表达式为

$$X = A_q B_q + A_q B_q B'_q + A_q B_q C_q D_q E_q (E'_q + E''_q) \quad (6)$$

比较式(5)和式(6),可得到 m_1 和 m_2 的表达式:$m_1 = A_q$, $m_2 = A_q$。因此获得 $X(=B_{out})$ 和 $Y(=E_{out})$ 的表达式分别为

$$B_{out} = A_q A_s B_q B_s + A_q B_q B_s B'_q B'_s + A_q B_q B_s C_q C_s D_q D_s E_q E_s (E'_q E'_s + E''_q E''_s) \quad (7)$$

$$E_{out} = A_q A_s B_q B_s C_q C_s D_q D_s E_q E_s + A_q B_q B_s B'_q B'_s C_q C_s D_q D_s E_q E_s + A_q B_q B_s C_q C_s D_q D_s E_q E_s (E'_q E'_s + E''_q E''_s) \quad (8)$$

式中:第1部分代表主路作用;第2部分代表 B-B' 环结构作用;第 3 部分代表 B-C-D-E-E' 和 B-C-D-E-E'' 环结构作用,翻译成 GO-FLOW 模型如图 3 所示。

2.2 构建 EHA 的 GO-FLOW 模型

GO-FLOW 模型主要由操作符和信号流两部分组成[15]。结合 EHA 结构模型图 1 和求解反馈环模型图 3,在单元功能合理划分的基础上,建立 EHA 系统 GO-FLOW 模型如图 4 所示。

电源信号、控制信号和油液进入信号可用类型 25 信号发生器操作符输出。电机和定量泵都是有激励信号才能让输入信号导通的部件,可用类型 26 操作符表示,导通信号可用类型 25 操作符输出,同时考虑部件会随着运行而失效,因此增加类型 35 操作符表示失效概率随时间的变化,工作时间间隔信号也用类型 25 操作符输出。控制器、传感器、单向阀、过滤器、安全阀和作动筒都可看作两状态元件,所以可用类型 21 两状态操作符和类型 35 随时间失效操作符表示。图 4 中操作符符号水平线上的数字表示操作符的类型,水平线下的数字表示操作符的编号,信号线上的数字表示信号流的编号。图中,信号 39 是系统的最终输出信号。

为能更好地说明 GO-FLOW 法在处理阶段性任务的应用,定义 EHA 系统中 4 个时间点:

时间点 1 是系统初始时间点,即系统尚未开始任何动作。

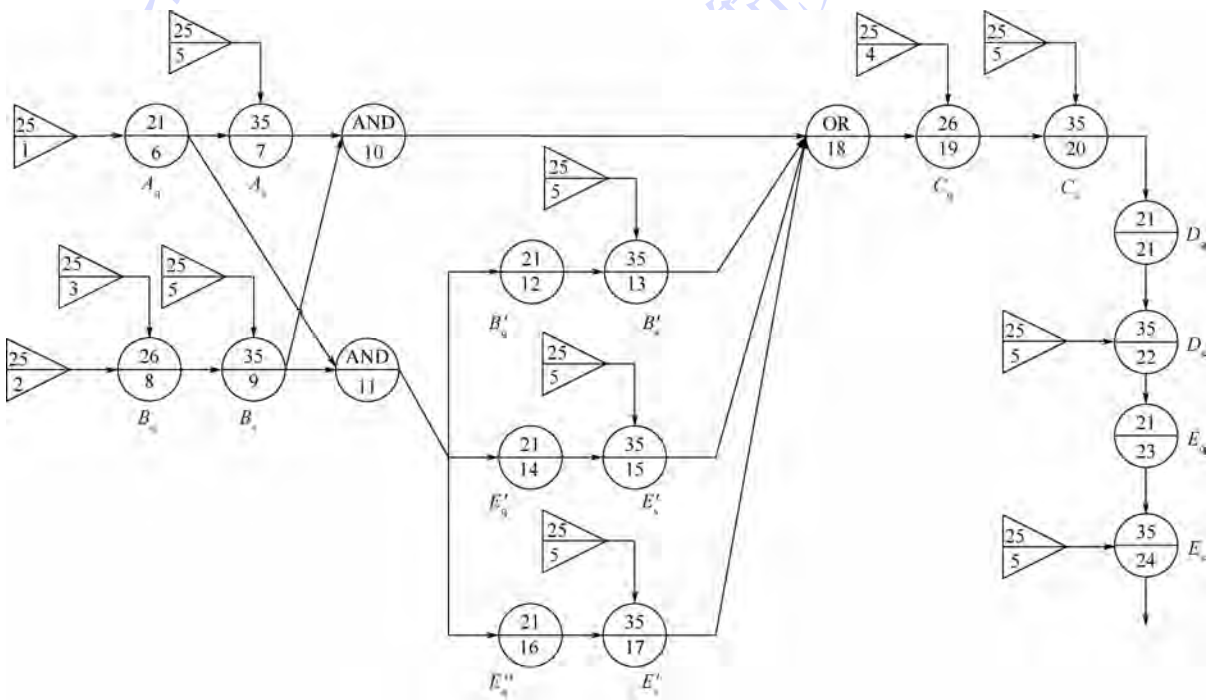


图 3 求解反馈环的 GO-FLOW 图

Fig. 3 GO-FLOW chart of solving feedback loops

北航学报 赠阅

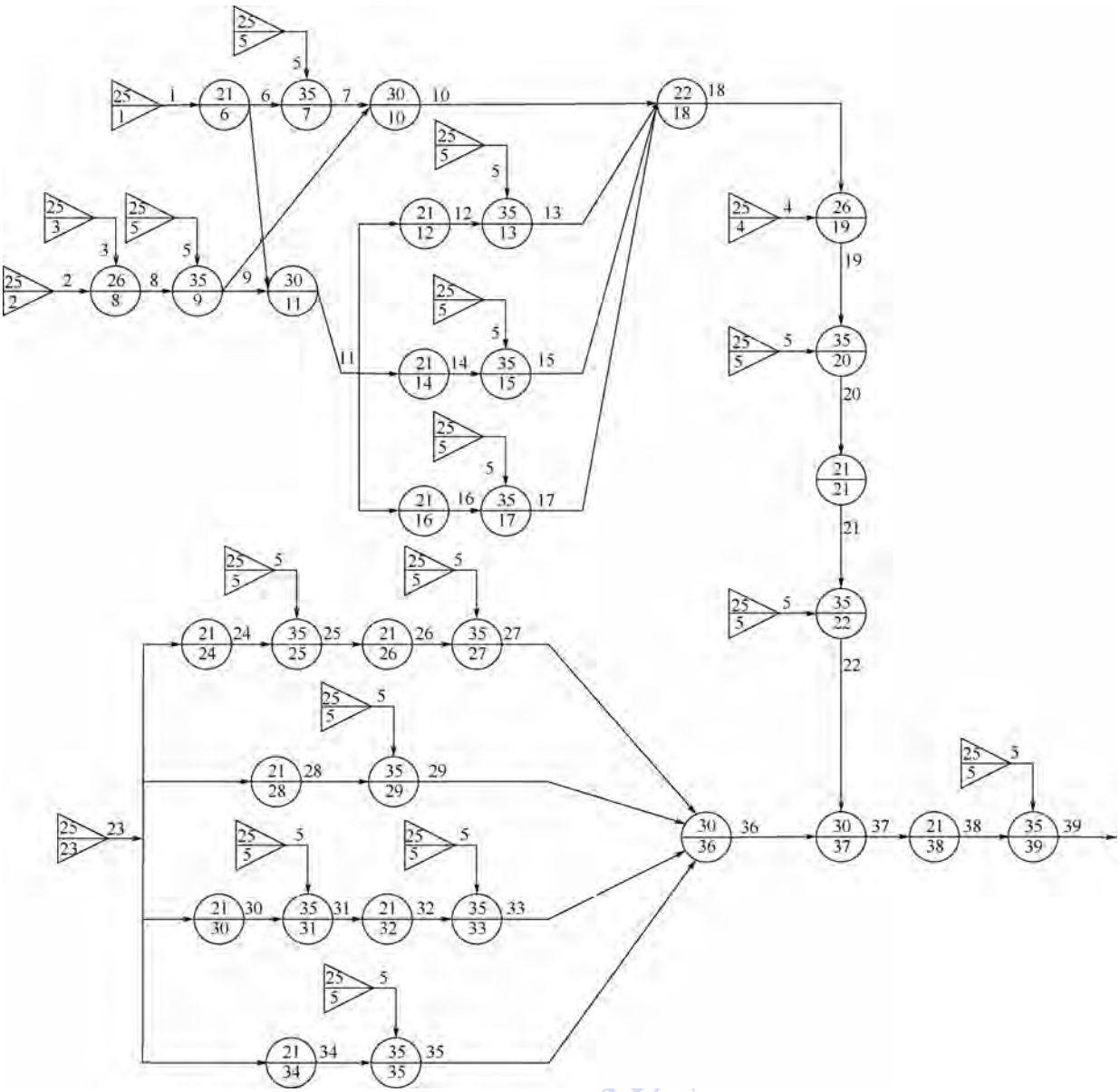


图 4　EHA 系统的 GO-FLOW 图

Fig. 4　GO-FLOW chart of EHA system

时间点 2 是控制器信号控制电机，电机开始工作，是实际时间的 0 时刻。

时间点 3 是电机驱动泵运转的时刻，与时间点 2 相差无几，这里可以忽略，系统开始工作。

时间点 4 是时间点 3 之后的 300 h。

表 1 列出了各操作符类型、参数和含义[7]，其中：$R(t)$ 为 t 时刻操作符的输出信号；P_p 为部件提前起动的概率；P_g 为部件正常工作的概率；λ 为部件运行失效的概率。

2.3　GO-FLOW 可靠性运算

GO-FLOW 法在确定成功准则和定义时间点后，从信号发生器开始，沿信号线序列，按运算规则，逐个对操作符计算，直到得到最终输出信号在各时间点的“强度”，即系统的可靠性。图 4 中关键信号流的表达式如下，其中 $I_i(t)$ 表示信号 i 在时间点 t 的强度。

1）信号流 18：或门

首先，由于信号 13、15、17 都是在信号 11 存在的条件下才存在，它们的强度计算式中都包含信号 11 的强度，信号 11 是它们的共有信号，对共有信号进行修正后[16]，得到信号 13、15、17 或门运算强度 $I'_{11}(t)$ 为

$$I'_{11}(t)=I_{13}(t)+I_{15}(t)+I_{17}(t)-\frac{I_{13}(t)\cdot I_{15}(t)}{I_{11}(t)}-\frac{I_{15}(t)\cdot I_{17}(t)}{I_{11}(t)}-\frac{I_{13}(t)\cdot I_{17}(t)}{I_{11}(t)}+\frac{I_{13}(t)\cdot I_{15}(t)\cdot I_{17}(t)}{I_{11}^2(t)} \tag{9}$$

$I'_{11}(1)=0.000\,00$，$I'_{11}(2)=0.999\,97$

$I'_{11}(3)=0.999\,97$，$I'_{11}(4)=0.995\,48$

再将信号 10 与信号 13、15、17 或门运算结果

北航学报 赠阅

表 1 EHA 系统的操作符数据

Table 1 Operator data of EHA system

编号	类型	参数	含义
1	25	$R(1)=0, R(t)=1(t\neq 1)$	电源信号
2	25	$R(1)=0, R(t)=1(t\neq 1)$	控制指令信号
3	25	$R(2)=1, R(t)=0(t\neq 2)$	电机运行信号
4	25	$R(3)=1, R(t)=0(t\neq 3)$	泵运转信号
5	25	$R(4)=300\,\mathrm{h}, R(t)=0(t\neq 4)$	时间间隔信号
23	25	$R(1)=0, R(t)=1(t\neq 1)$	油液信号
6,7	21,35	$P_g=0.999997 9$, $\lambda=2.1\times 10^{-6}/\mathrm{h}$	控制器
8,9	26,35	$P_p=12.0\times 10^{-6}$, $P_g=0.999973 0$, $\lambda=15.0\times 10^{-6}/\mathrm{h}$	电机
10,11	30		与门
12,13	21,35	$P_g=0.999999 5$, $\lambda=0.5\times 10^{-6}/\mathrm{h}$	速度传感器
14,15	21,35	$P_g=0.999999 5$, $\lambda=0.5\times 10^{-6}/\mathrm{h}$	位移传感器
16,17	21,35	$P_g=0.999999 5$, $\lambda=0.5\times 10^{-6}/\mathrm{h}$	压力传感器
18	22		或门
19,20	26,35	$P_p=0.0, P_g=0.999988 0$, $\lambda=12.0\times 10^{-6}/\mathrm{h}$	泵
21,24,30	21	$P_g=0.999998 8$	单向阀
22,25,31	35	$\lambda=1.27\times 10^{-6}/\mathrm{h}$	单向阀
26,32	21	$P_g=0.999992 0$	过滤器
27,33	35	$\lambda=8.0\times 10^{-6}/\mathrm{h}$	过滤器
28,34	21	$P_g=0.999996 2$	安全阀
29,35	35	$\lambda=3.8\times 10^{-6}/\mathrm{h}$	安全阀
36,37	30		与门
38,39	21,35	$P_g=0.999999 6$, $\lambda=0.4\times 10^{-6}/\mathrm{h}$	作动筒

进行或门运算,信号 6 和 9 是它们的共有信号,因此信号流 18 的强度为

$$I_{18}(t)=I_{10}(t)+I'_{11}(t)-\frac{I_{10}(t)\cdot I'_{11}(t)}{I_6(t)\cdot I_9(t)} \tag{10}$$

$I_{18}(1)=0.000\,00, I_{18}(2)=0.999\,97$

$I_{18}(3)=0.999\,97, I_{18}(4)=0.995\,48$

2) 信号流 36:与门

$$I_{36}(t)=I_{27}(t)\cdot I_{29}(t)\cdot I_{33}(t)\cdot I_{35}(t)/I_{23}^3(t) \tag{11}$$

$I_{36}(1)=0.000\,00, I_{36}(2)=0.999\,83$

$I_{36}(3)=0.999\,83, I_{36}(4)=0.992\,02$

3) 信号流 38

$$I_{38}(t)=I_{37}(t)\cdot P_g \tag{12}$$

$I_{38}(1)=0.000\,00, I_{38}(2)=0.000\,00$

$I_{38}(3)=0.999\,79, I_{38}(4)=0.983\,60$

4) 信号流 39

$$I_{39}(t)=I_{38}(t)\cdot \exp\left\{-\lambda\sum_{k\leqslant t} I_5(k)\cdot \min[1.0, I_{38}(k)/I_{38}(t)]\right\} \tag{13}$$

因为 $I_5(1)=I_5(2)=I_5(3)=0.0$,得到

$I_{39}(1)=I_{38}(1)=0.000\,00$

$I_{39}(2)=I_{38}(2)=0.000\,00$

$I_{39}(3)=I_{38}(3)=0.999\,79$

因为 $I_5(4)=300.0$,得到

$I_{39}(4)=I_{38}(4)\cdot \exp(-\lambda I_5(4)\times 1.0)=0.983\,48$

所有操作符计算完成后,得到了 EHA 系统输出信号流 22、36、39 在所有时间点的强度,如表 2 所示。

表 2 EHA 系统输出信号的强度

Table 2 Output signal intensity of EHA system

操作符编号	操作符类型	输出信号在各时间点的强度			
		1	2	3	4
22	35	0.000 00	0.000 00	0.999 96	0.991 51
36	30	0.000 00	0.999 83	0.999 83	0.992 02
39	35	0.000 00	0.000 00	0.999 79	0.983 48

3 与 GO 法比较

利用 GO 法分析上述 EHA 系统,同样地,根据系统原理图,用 GO 法相应操作符表示系统部件,用 GO 法信号流表示系统的输入和输出以及部件之间的关联,并应用 2.1 节求解反馈环的方法,建立系统 GO 模型如图 5 所示。

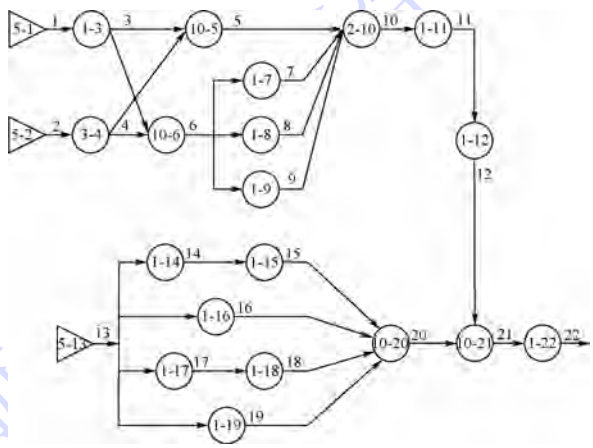


图 5 EHA 系统 GO 图

Fig. 5 GO chart of EHA system

系统有 3 个状态:提前状态、成功状态和故障状态。根据表 1 所列的状态概率,所有操作符按照 GO 法运算规则计算完成后,得到了 EHA 系统输出信号流 22 各个状态的概率,提前状态概率 $P_p=0.000\,00$,成功状态概率 $P=0.999\,787\,315\,8$,故障状态概率 $\lambda=1-P_p-P=2.126\,842\times 10^{-4}$。

由表 2 列出的 GO-FLOW 法分析结果可知,系统在开始工作时刻的可靠度为 0.999 787 316 1,由于系统部件会随时间失效,所以随着时间的推移,系统可靠度降低,在工作 300 h 后的可靠度为 0.983 482 232 9。根据 GO 法分析结果可知,系统处于成功状态的概率,即系统的可靠度为

0.999 787 315 8。由于本文 GO 法的分析过程未考虑系统部件状态的变化,所以 GO 法可靠度计算结果等同于 GO-FLOW 法开始工作时刻的可靠度,可见两种方法的计算结果差异非常小,基本吻合。GO 法已经成熟,其可行性已得到充分验证,因此,GO-FLOW 可靠性分析方法是可行的,其结果是准确的,并且相比于 GO 法,GO-FLOW 法只需一次运算,就可得到系统在各时间点的可靠度。而两种方法的计算结果又不完全相等,因为两种方法的基本概念和算法有差异,所以导致两种方法的计算结果有一定的差别。

4　系统可靠度的变化规律

为了能更直观地了解 EHA 系统工作时可靠度的变化规律,在时间点 3 和时间点 4 之间以 50 h 为间隔插入 5 个时间点,因时间点 2 是实际时间的 0 时刻,而时间点 3 与时间点 2 相差无几,这里可以忽略,因此将时间点 3 看成 0 时刻,计算从 0 开始到 300 h 各时间点操作符 22、36、39 的输出信号强度,如表 3 所示。

由表 3 可直观得到 EHA 系统从开始工作后每隔 50 h 各信号强度的变化规律,随着系统各部件的顺序动作和时间的推移,系统的信号强度随时间降低。为了更形象地描述这个规律,运用 MATLAB 对表中信号流 39 的强度进行线性拟合,得到系统可靠度变化规律如图 6 所示。

表 3　EHA 系统各时间点输出信号的强度

Table 3　Output signal intensity of EHA system at each time point

时间/h	信号强度		
	操作符 22	操作符 36	操作符 39
0	0.999 96	0.999 83	0.999 79
50	0.998 55	0.998 52	0.997 05
100	0.997 13	0.997 22	0.994 32
150	0.995 73	0.995 92	0.991 60
200	0.994 32	0.994 62	0.988 89
250	0.992 92	0.993 32	0.986 18
300	0.991 51	0.992 02	0.983 48

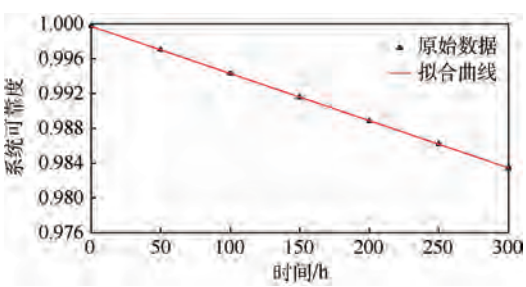


图 6　EHA 系统可靠度变化规律

Fig. 6　System reliability changing rule of EHA

MATLAB 拟合得到曲线的函数表达式为 $R(t) = -5.435\,70 \times 10^{-5} t + 0.999\,77$。由该表达式可以快速而准确地计算出 EHA 系统在任意时刻的工作可靠度,以便及时对系统进行检修和维护。

5　结　论

1) 研究了 GO-FLOW 法在 EHA 系统可靠性分析中的应用。采用布尔代数求解描述反馈环的布尔方程,解决了模型中不允许存在循环的难题,并将计算结果与 GO 法的结果相比较,验证了 GO-FLOW 法的可行性与准确性,得到了系统在各时间点的可靠度以及随时间的变化规律,便于及时对系统进行检修和维护。

2) 充分挖掘了 GO-FLOW 法分析系统可靠性的优势,只需进行一次运算,就可得到系统最终信号在所有时间点的强度,完成对有复杂运行时序且状态随时间变化的系统可靠性分析。若采用 GO 法对大型的复杂系统进行分析计算,由于需要庞大的内存支持,往往难以获取最终信号存在概率的精确值。因此,GO-FLOW 法能凭借其独特的优势为可靠性工程的深入研究提供重要支持。

参考文献 (References)

[1] 李军,付永领,王占林. 机载电静液作动系统的发展现状与关键技术研究[J]. 航空制造技术,2005(11):73-77.
LI J, FU Y L, WANG Z L. Present development status and key technology research of airborne electro-hydrostatic actuation system[J]. Aeronautical Manufacturing Technology, 2005(11):73-77(in Chinese).

[2] 付永领,邵云滨,齐海涛,等. 集成电动静液作动系统理论与技术[J]. 液压与气动,2015(5):1-9.
FU Y L, SHAO Y B, QI H T, et al. Integrated electro-hydrostatic actuator system: Theory and technology[J]. Chinese Hydraulics & Pneumatics, 2015(5):1-9(in Chinese).

[3] WANG Y Y, ZHOU J J, CHEN W G. Assessment method for the reliability of power transformer based on fault-tree analysis[J]. High Voltage Engineering, 2009, 35(3):514-520.

[4] 沈祖培,黄祥瑞. GO 法原理及应用[M]. 北京:清华大学出版社,2004:57-168.
SHEN Z P, HUANG X R. Principle and application of GO methodology[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004:57-168(in Chinese).

[5] MATSUOKA T, KOBAYASHI M. GO-FLOW: A new reliability analysis methodology[J]. Nuclear Science & Engineering the Journal of the American Nuclear Society, 1988, 98(1):64-78.

[6] 林洁. GO-FLOW 原理及其计算机辅助技术[D]. 长沙:国防科学技术大学,2003:9-35.
LIN J. Research on the principles and the computer aided technology of the GO-FLOW[D]. Changsha: National University of

北航学报 赠阅

Defense Technology,2003:9-35(in Chinese).

[7] 金霞,段富海.基于 GO 法的电动静液作动器可靠性分析[J].大连理工大学学报,2013,53(6):846-850.
JIN X, DUAN F H. Reliability analysis on electro hydrostatic actuator based on GO methodology[J]. Journal of Dalian University of Technology,2013,53(6):846-850(in Chinese).

[8] HASHIM M, YOSHIKAWA H, MATSUOKA T, et al. Quantitative dynamic reliability evaluation of AP1000 passive safety systems by using FMEA and GO-FLOW methodology[J]. Journal of Nuclear Science & Technology,2014,54(4):526-542.

[9] 武光江,王勇,尚彦龙,等.基于 GO-FLOW 方法的可维修系统可靠性分析[J].核动力工程,2012,33(2):25-29.
WU G J, WANG Y, SHANG Y L, et al. Reliability analysis of repairable system based on GO-FLOW methodology[J]. Nuclear Power Engineering,2012,33(2):25-29(in Chinese).

[10] KANG R, JIAO Z, WANG S, et al. Design and simulation of electro-hydrostatic actuator with a built-in power regulator[J]. Chinese Journal of Aeronautics,2009,22(6):700-706.

[11] 赵静静.基于 GO 法的电静液作动器可靠性研究[D].大连:大连理工大学,2014:3-4.
ZHAO J J. Reliability analysis on electro hydrostatic actuator based on GO methodology[D]. Dalian: Dalian University of Technology,2014:3-4(in Chinese).

[12] MATSUOKA T. A method to solve logical loops in the GO-FLOW methodology[C]// Proceedings of PSAM—V, International Conference on Probabilistic Safety Assessment and Management, Osaka,2000, the International Association for PSAM. London: Springer,2000:1461-1465.

[13] VAURIO J K. A recursive method for breaking complex logic loops in Boolean system models[J]. Reliability Engineering and System Safety,2007,92(10):1473-1475.

[14] MATSUOKA T. An exact method for solving logical loops in reliability analysis[J]. Reliability Engineering and System Safety,2009,94(8):1282-1288.

[15] YU J, YU S, SONG Y M, et al. Application of GO-FLOW methodology to the reliability evaluation in CNC machine tools[J]. Advanced Materials Research,2013,694-697:1833-1837.

[16] 林洁,颜兆林,龚时雨,等.GO-FLOW 方法及其改进的精确算法[J].系统工程与电子技术,2005,27(1):193-196.
LIN J, YAN Z L, GONG S Y, et al. GO-FLOW methodology and improved exact algorithm[J]. Systems Engineering and Electronics,2005,27(1):193-196(in Chinese).

作者简介:

兰雪 女,硕士研究生。主要研究方向:系统可靠性分析与评估。

段富海 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:系统可靠性分析与评估。

桑勇 男,博士,副教授,硕士生导师。主要研究方向:机电液一体化系统。

Application of GO-FLOW methodology in reliability analysis of aircraft EHA

LAN Xue, DUAN Fuhai*, SANG Yong

(School of Mechanical Engineering, Dalian University of Technology, Dalian 116023, China)

Abstract: The GO-FLOW methodology is applied in the reliability analysis of aircraft electro-hydrostatic actuator (EHA). Firstly, based on the reasonable division of unit function, GO-FLOW reliability analysis model of EHA was established. In order to solve the difficult problem that GO-FLOW chart cannot contain feedback loops, Boolean algebra was used to solve the Boolean equations that describe the feedback loops. Secondly, the GO-FLOW calculation was finished and the system reliability at each time point was obtained. Thirdly, compared with the results of GO methodology, the feasibility and accuracy of GO-FLOW methodology were clearly verified. Finally, the system reliability changing rule with time was obtained through the MATLAB curve fitting so that the system can be repaired and maintained timely. The results show that the GO-FLOW methodology can easily obtain the system reliability at each time point with only one operation and has more advantages than GO methodology in reducing computational complexity.

Keywords: electro-hydraulic actuator (EHA); GO-FLOW methodology; GO methodology; Boolean algebra; reliability analysis

Received: 2016-05-24; **Accepted**: 2016-06-24; **Published online**: 2016-11-23 09:11

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161123.0911.001.html

Foundation item: Aeronautical Science Foundation of China (20150863003)

* **Corresponding author**. E-mail: duanfh@dlut.edu.cn

2017 年 6 月
第43卷 第6期
北京航空航天大学学报
Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics
June 2017
Vol. 43 No. 6

北航学报
赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0416

全下
文载

压电悬臂梁振动能量收集仿真与试验验证

思建行[1], 戴玉婷[1,*], 杨淞[1], 王超磊[2], 王若钦[1], 杨超[1]

(1. 北京航空航天大学 航空科学与工程学院, 北京 100083; 2. 北京仿真中心 航天系统仿真重点实验室, 北京 100854)

摘　　要: 基于压电陶瓷的振动能量收集器以其结构简单、清洁环保及易于微型化等诸多优点受到广泛关注。利用压电陶瓷的正压电效应,根据机电理论和结构动力学理论,采用模态法建立了压电悬臂梁的双向耦合分布参数模型,仿真分析了外激励频率和外接负载对压电能量收集器输出电压特性的影响,设计制作了铝制悬臂梁,并进行了地面振动和能量收集试验,试验结果与理论仿真吻合较好,验证了理论建模的正确性。试验结果表明,单个压电片的能量收集电压最大为 73 V/N。

关 键 词: 压电效应; 能量收集; 双向耦合; 地面试验; 压电陶瓷

中图分类号: V221^{+}.3; TB553

文献标识码: A　　**文章编号**: 1001-5965(2017)06-1271-07

能量收集是把周围环境存在的能量(包括热能、风能、声能、水能、太阳能、电磁波、光、机械振动能和人类活动能等)的一种或者多种收集起来转换成电能,然后直接给电子器件供电或者存储在电容器或可充电电池等储能器件中[1]。能量收集应用广泛,可用于结构健康监测的分布式传感器节点、医疗嵌入式或植入式传感器节点,为大型系统的电池充电,为汽车轮胎压力监测系统供电,为无人飞行器供电以及为家用安全系统供电等[2]。机械振动能是环境中普遍存在的一种能量形式,收集振动能量一般有 3 种方式:电磁感应[3]、静电产生[4]和压电材料[5-6]。在这 3 种方式中,基于压电材料的能量收集装置研究最为广泛。随着压电材料性能的快速提升,基于压电原理的电源有望得到较高的能量密度,且该技术容易通过 MEMS 技术集成化。此外压电式装置结构简单、无电磁干扰、清洁环保,在信息技术、智能器件、生物医学等方面得到了广泛的应用[7]。

国内外学者对压电振动能量收集系统的机电耦合模型、能量收集电路设计、压电片尺寸等多方面进行了研究。Erturk 和 Inman[8] 给出了压电单晶片与双晶片悬臂梁的分布参数模型及其在简谐基座激励下的封闭解。Badel 等[9] 开发了一种新型功率流优化方法,用于提高转化能量,相比于标准技术,此方法使得收集的电能提高了 900%。Stewart 等[10] 研究指出,当压电片的长度占悬臂梁有效长度的 2/3 时,压电片的输出功率最大。

在压电能量收集方面,现有的研究多偏于理论模型[11-13] 研究,也有少部分试验方面的验证[14]。这些研究多数针对带有集中质量块的悬臂梁和基座运动激励,而实际的机翼等振动结构不附加额外质量,且外激励不作用在基座,而是重力或气动力等非基座激励。本文结合压电材料的力电耦合理论和结构动力学理论,推导了基于压电陶瓷的悬臂梁能量收集装置的机电耦合方程,选取一阶模态进行分析,采用状态空间法进行时域求解,设计了试验装置,对理论建模进行了验证,对压电材料的发电能力进行了正确预测。

收稿日期: 2016-05-18; **录用日期**: 2016-09-05; **网络出版时间**: 2017-01-18 10:39
网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170118.1039.001.html
基金项目: 国家自然科学基金 (11302011,11672018)
* **通讯作者**: E-mail: yutingdai@buaa.edu.cn

引用格式: 思建行, 戴玉婷, 杨淞, 等. 压电悬臂梁振动能量收集仿真与试验验证[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(6): 1271-1277. SI J H, DAI Y T, YANG S, et al. Simulation and test verification of piezoelectric cantilever vibration energy harvester[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(6): 1271-1277 (in Chinese).

北航学报 赠阅

1 压电悬臂梁机电耦合建模

针对典型机翼结构，考虑悬臂梁根部固支，在根部附近上表面粘贴有压电片，悬臂梁稍部施加正弦激励力。为研究方便，采用经典的欧拉梁模型为研究对象。在压电铝梁（见图 1）上取长度为 dx 的微元（见图 2）进行分析。

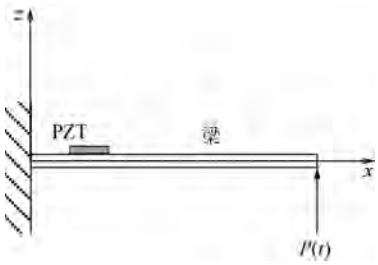


图 1 粘贴有压电片的欧拉梁示意图

Fig. 1 Schematic diagram of Euler beam with piezoelectric patch

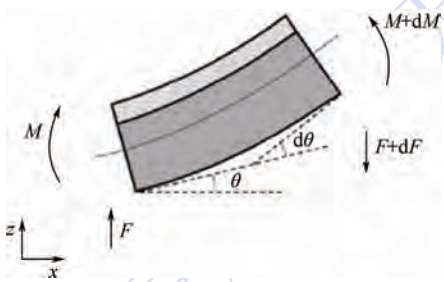


图 2 dx 长度的悬臂梁微元受力分析

Fig. 2 Force analysis of a dx-length cantilever element

图 2 中：M 为弯矩；F 为力；θ 为转角。对于该问题，边界条件为一端固支，自由端作用有集中力 $P(t)$。基于欧拉伯努利梁理论假设，忽略重力影响，由振动理论[15]得微元段的力学平衡方程为

$$\rho^*(x)\mathrm{d}x\frac{\partial^2 w(x,t)}{\partial t^2}+(F+\mathrm{d}F)-F=P\delta(x-L) \tag{1}$$

式中：$\rho^*(x)$ 为压电梁的线密度；$P\delta(x-L)$ 表示在 $x=L$ 处作用有集中力 P；$w(x,t)$ 为梁的横向弯曲变形。

化简式（1）得

$$\frac{\mathrm{d}F}{\mathrm{d}x}+\rho^*(x)\frac{\partial^2 w}{\partial t^2}=P\delta(x-L) \tag{2}$$

力矩平衡方程为

$$(M+\mathrm{d}M)-M-F\mathrm{d}x+\rho^*(x)\mathrm{d}x\frac{\partial^2 w}{\partial t^2}\mathrm{d}x=0 \tag{3}$$

略去二阶小量得

$$F=\frac{\mathrm{d}M}{\mathrm{d}x} \tag{4}$$

将式（4）代入式（2）得到压电悬臂梁振动微分方程为

$$\frac{\mathrm{d}^2 M}{\mathrm{d}x^2}+\rho^*(x)\frac{\partial^2 w}{\partial t^2}=P\delta(x-L) \tag{5}$$

式中：

$$\rho^*(x)=\rho_b b_b h_b+\rho_p b_p h_p(h(x-x_p)-h(x-x_p-L_p)) \tag{6}$$

其中：ρ_b、b_b 和 h_b 分别为压电悬臂梁基体的密度、宽度和高度；ρ_p、b_p 和 h_p 分别为压电片的密度、宽度和高度；x_p 为压电片纵向位置；L_p 为压电片的长度；$h(x)$ 为 Heaviside 函数，函数详细表达式见式（7）；$h(x-x_p)-h(x-x_p-L_p)$ 表示压电片分布在 $x_p\leqslant x\leqslant x_p+L_p$ 的范围内。

$$h(x-x_i)=\begin{cases}0 & x<x_i\\ 0.5 & x=x_i\\ 1 & x>x_i\end{cases} \tag{7}$$

引入 e 型压电方程[16]：

$$\begin{cases}\boldsymbol{T}=\boldsymbol{c}^E\boldsymbol{S}-\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{E}\\ \boldsymbol{D}=\boldsymbol{e}\boldsymbol{S}+\boldsymbol{\varepsilon}^s\boldsymbol{E}\end{cases} \tag{8}$$

式中：$\boldsymbol{T}$、$\boldsymbol{D}$、$\boldsymbol{E}$ 和 $\boldsymbol{S}$ 分别为应力矢量、电位移矢量、电场强度矢量和应变矢量；$\boldsymbol{c}^E$ 为恒电场条件下测得的弹性常数矩阵；$\boldsymbol{\varepsilon}^s$ 为恒应变下测得的介电常数矩阵；$\boldsymbol{e}$ 为压电弹性介质的压电应力常数矩阵。

由于 31 型压电薄片极化方向为 3 方向，所以 $E_1=E_2=0$，同时压电片只受 1 方向的应力，故压电片的压电方程可简化为

$$T_{1p}=c_{11}^*S_1-e_{31}^*E_3=-c_{11}^*w''z-e_{31}^*E_3 \tag{9}$$

式中：T_{1p} 表示压电片上的应力。

$$D_3=e_{31}^*S_1+\varepsilon_{33}^*E_3=-e_{31}^*w''z+\varepsilon_{33}^*E_3 \tag{10}$$

式中：D_3 为 3 方向的电位移。

压电悬臂梁的弯矩 M 可以表示为

$$M(x)=-\int_{-h_b/2}^{h_b/2}T_{1b}b_b z\mathrm{d}z-\int_{-h_b/2}^{h_b/2+h_p}T_{1p}b_p z\mathrm{d}z\cdot(h(x-x_p)-h(x-x_p-L_p)) \tag{11}$$

式中：T_{1b} 为压电悬臂梁基体的应力，其表达式为

$$T_{1b}=-Y_b w''z \tag{12}$$

其中：Y_b 为悬臂梁基体的弹性模量。

把式（9）代入式（11）有

$$M(x)=\mathrm{YI}(x)w''(x,t)+M_p(x) \tag{13}$$

式中：$M_p(x)$ 为逆压电效应产生的弯矩；$\mathrm{YI}(x)$ 为悬臂梁的弯曲刚度。

$$\mathrm{YI}(x)=\frac{1}{12}Y_b b_b h_b^3+\frac{1}{12}b_p h_p^3 c_{11}^*(h(x-x_p)-h(x-x_p-L_p)) \tag{14}$$

$$M_p(x)=\int_{h_b/2}^{h_b/2+h_p}b_p e_{31}^* E_3 z\mathrm{d}z(h(x-x_p)-h(x-x_p-L_p)) \tag{15}$$

假设场强在压电片极化方向(3 方向)均匀分布,则

$$E_3 = -\frac{V}{h_p} \tag{16}$$

式中:V 为电压。

把式(16)代入式(15)中有

$$M_p(x) = -b_p e_{31}^* \frac{h_b + h_p}{2}(h(x - x_p) - h(x - x_p - L_p))V \tag{17}$$

把式(13)代入式(5)中有

$$\rho^*(x)\ddot{w}(x,t) + \mathrm{YI}(x)w^{(4)}(x,t) = -M_p''(x) + P\delta(x - L) \tag{18}$$

梁的横向位移可以表示为

$$w(x,t) = \sum_{i=1}^{N} \phi_i(x)u_i(t) \tag{19}$$

式中:$\phi_i(x)$ 为第 i 阶固有振型;$u_i(t)$ 为第 i 阶振动模态响应。

根据模态振型的正交性质,每阶模态梁的振动方程可以表示为

$$M_i\ddot{u}_i + K_i u_i = F_{pi}(t) + F_{ai}(t) \tag{20}$$

式中:M_i 和 K_i 分别为第 i 阶模态质量和模态刚度;$F_{pi}(t)$ 为压电片通过逆压电效应产生的作用在机械结构上的模态力;$F_{ai}(t)$ 为外部激励模态力。

$$M_i = \int_0^L \rho^*(x)\phi_i^2(x)\mathrm{d}x \tag{21}$$

$$K_i = \int_0^L \mathrm{YI}(x)\phi_i''^2(x)\mathrm{d}x = \omega_i^2\int_0^L \rho^*(x)\phi_i^2(x)\mathrm{d}x \tag{22}$$

$$F_{pi}(x) = -\vartheta_i V \tag{23}$$

$$F_{ai}(x) = \int_0^L P\delta(x - L)\phi_i(x)\mathrm{d}x = P\phi_i(L) \tag{24}$$

式中:ω 为悬臂梁固有振动频率;ϑ_i 为力电耦合系数,其表达式为

$$\vartheta_i = -\int_0^L b_p e_{31}^* \frac{h_b + h_p}{2}\phi_i(x)(\delta'(x - x_p) - \delta'(x - x_p - L_p))\mathrm{d}x \tag{25}$$

将式(23)、式(24)代入式(20)中可得

$$M_i\ddot{u}_i + K_i u_i + \vartheta_i V = P\phi_i(L) \tag{26}$$

对式(10)沿长度方向积分得

$$Q = \int_0^L b_p D_3(h(x - x_p) - h(x - x_p - L_p))\mathrm{d}x = \sum_{i=1}^{N}\vartheta_i u_i - C_p V \tag{27}$$

$$C_p = \int_0^L \frac{\varepsilon_{33}^* b_p}{h_p}(h(x - x_p) - h(x - x_p - L_p))\mathrm{d}x = \frac{\varepsilon_{33}^* b_p L_p}{h_p} \tag{28}$$

式中:C_p 为压电片的电容;Q 为由压电效应产生的电荷量。两边对时间求导可得

$$i = \sum_{i=1}^{N}\vartheta_i\dot{u}_i - C_p\dot{V} \tag{29}$$

由欧姆定律可知

$$i = \frac{V}{R} \tag{30}$$

故式(29)可变为

$$\frac{V}{R} = \sum_{i=1}^{N}\vartheta_i\dot{u}_i - C_p\dot{V} \tag{31}$$

2　数值仿真

第 1 节推导了压电悬臂梁的机电耦合方程(见式(26)和式(31)),本节将介绍如何求解该耦合方程。在求解之前先对方程进行简化,考虑到外激励频率一般比较低,因此结构在振动时一阶模态占主导。在研究时只取结构的第一阶模态,即 $w(x,t) = \phi(x)u(t)$,这样就将 N 维问题变为二维问题(见式(32))。

$$\begin{cases} M\ddot{u} + Ku + \vartheta V = P\phi(L) \\ \dfrac{V}{R} = \vartheta\dot{u} - C_p\dot{V} \end{cases} \tag{32}$$

采用 MSC. Nastran 有限元软件进行模态分析。模态振型关于质量归一化,即 $M = 1, K = \omega^2$。并考虑实际结构阻尼,式(32)可变为

$$\begin{cases} \ddot{u} + 2\zeta\omega\dot{u} + \omega^2 u + \vartheta V = P\phi(L) \\ \dfrac{V}{R} = \vartheta\dot{u} - C_p\dot{V} \end{cases} \tag{33}$$

式中:ζ 为阻尼比。写为状态空间方程的形式:

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_1 \\ \dot{u}_2 \\ \dot{V} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\omega^2 & -2\zeta\omega & -\vartheta \\ 0 & \dfrac{\vartheta}{C_p} & -\dfrac{1}{RC_p} \end{pmatrix}\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ V \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} f\sin(pt) \tag{34}$$

式中:$P\phi(L) = f\sin(pt)$ 为稍部正弦变化的激振力的广义力形式。利用式(34)可以在 MATLAB 中仿真得到正弦激励力下的压电片两端产生电压大小 V。

压电悬臂梁结构的相关参数如表 1 所示。

2.1　输出电压随外激励频率变化规律

采用 MSC. Nastran 软件建立压电片和铝制悬臂梁的有限元模型,通过模态分析计算得到压电悬臂梁结构的一阶频率为 15.985 Hz。在仿真分析时,阻尼比取 0.03,正弦激励频率范围为 10 ~ 20 Hz。外接电阻值取 1 MΩ,输出电压曲线如图 3 所示。可以看出,当外激励频率与压电悬臂梁固

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

表 1 压电悬臂梁和压电片的几何参数及材料性能参数

Table 1 Geometry and material performance parameters of piezoelectric cantilever and piezoelectric patch

参数	数值	
	铝制悬臂梁	压电片(PZT-5)
长/mm	533	60
宽/mm	30	30
高/mm	5	0.5
弹性模量/GPa	72	61
泊松比	0.3	0.35
密度/(kg·m^{-3})	2 700	7 500
压电常数 e_{31}^{*}/(C·m^{-2})		-11.27
电容/nF		139

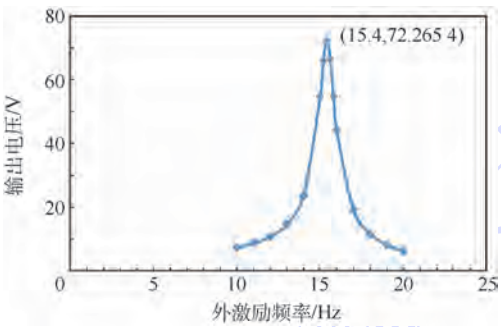


图 3 给定外接负载下的输出电压-外激励频率曲线

Fig. 3 Output voltage versus excitation frequency curve with given load

有振动频率接近时(15.4 Hz),输出电压达到峰值 72.265 4 V。

2.2 输出电压随外接负载变化规律

2.1 节分析了输出电压随外激励频率变化的规律,当激励频率为 15.4 Hz 时,输出电压达到峰值。本节将给出给定外激励频率下,输出电压随外接负载变化的规律仿真结果。外激励频率取 15.4 Hz,外接电阻值范围为 $10^0 \sim 10^7$ Ω,仿真曲线如图 4 所示。可以看出,当外接电阻值达到 1 MΩ左右时,输出电压达到最大值。

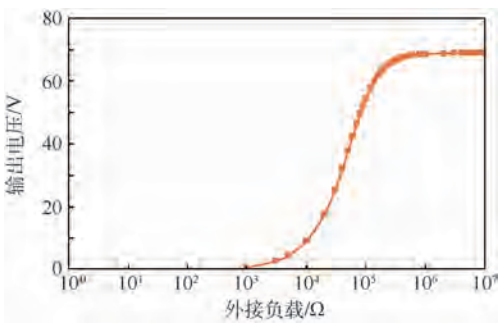


图 4 给定外激励频率下的输出电压-外接负载曲线

Fig. 4 Output voltage versus load curve with given excitation frequency

3 试验验证

试验装置示意图如图 5 所示。图中:x_f 为激振力距根部距离。建立了如图 6 所示的试验装置实物图。在梁的根部贴有一片压电片,压电片的极化方向沿梁的厚度方向,在端部用激振器产生正弦激振力。外接可调负载的电阻箱。使用 Labview 编写采集界面,采用 NI 数据采集系统采集负载电压、翼尖加速度和激振力。

本文分别进行了固定外接负载下不同外激励频率的输出电压试验和固定外激励频率下不同外接负载的输出电压试验,分别对第 2 节的仿真结果进行验证。

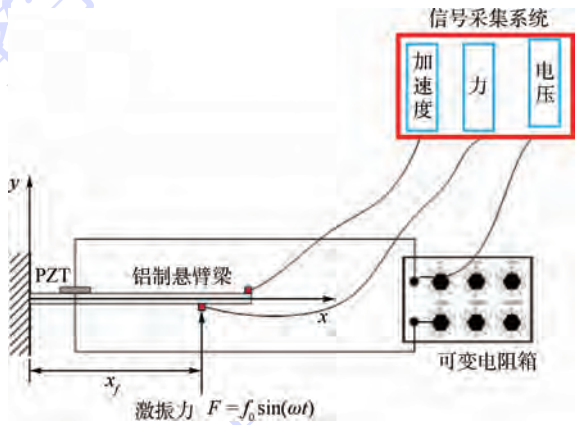


图 5 试验装置示意图

Fig. 5 Schematic diagram of test equipment

图 6 试验装置

Fig. 6 Test equipment

3.1 试验输出电压随外激励频率变化规律

试验时,把变阻箱的阻值调到 1 MΩ,之后一直保持不变。改变激振力信号的外激励频率,即可测得不同外激励频率下的输出电压信号,由于 NI 数据采集系统的电压限制(最大电压为 10 V),

北航学报 赠阅

试验时必须控制输入的激振力幅值,图 7 和图 8 给出了外激励频率为 15.4 Hz 时的激振力-时间曲线和输出电压-时间曲线。为了便于试验结果分析,在进行试验数据处理时,将输出电压关于激振力的幅值归一化。试验结果如图 9 所示。可以看出,当外激励频率为 15.4 Hz 时,单位激振力幅值的输出电压幅值约为 73.69 V,与理论分析结果吻合很好。

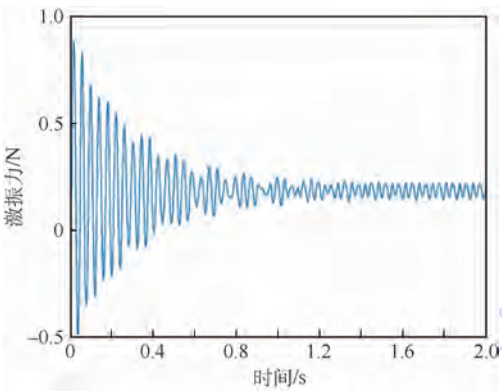


图 7　激振力-时间曲线

Fig. 7　Excitation force versus time curve

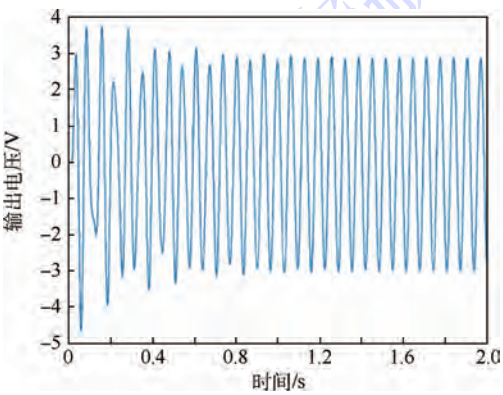


图 8　输出电压-时间曲线

Fig. 8　Output voltage versus time curve

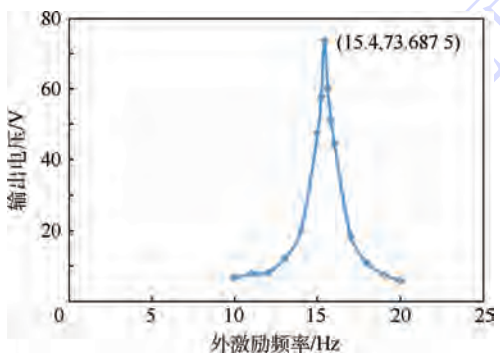


图 9　给定外接负载下的输出电压-外激励频率曲线(试验)

Fig. 9　Output voltage versus excitation frequency curve with given load (test)

3.2　试验输出电压随外接负载变化规律

固定激振力的外激励频率为 15.4 Hz,改变外接负载的阻值,即可得到不同负载下的输出电压值。试验时,外接负载的取值范围为 $10^0 \sim 10^7\ \Omega$,试验结果如图 10 所示。可以看出,当外接负载值为 1 MΩ 时,输出电压达到峰值。

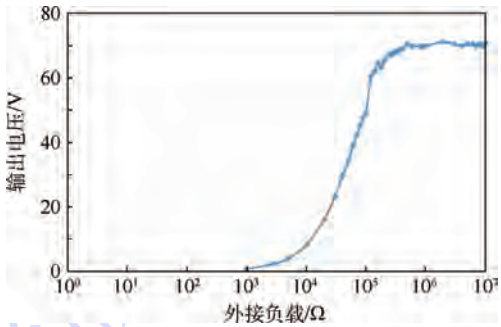


图 10　给定外激励频率下的输出电压-外接负载曲线(试验)

Fig. 10　Output voltage versus load curve with given excitation frequency (test)

4　试验结果对比及分析

图 11 和图 12 给出了仿真结果和试验结果的对比曲线。可以看出,仿真结果和试验结果吻合的非常好,误差小于5%。当外激励频率与压

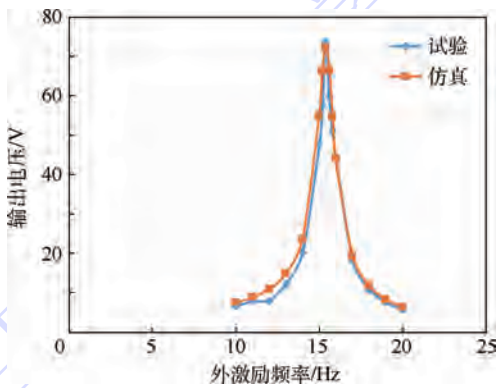


图 11　给定外接负载下输出电压-外激励频率仿真试验结果对比

Fig. 11　Simulation and test comparison of output voltage versus excitation frequency curve with given load

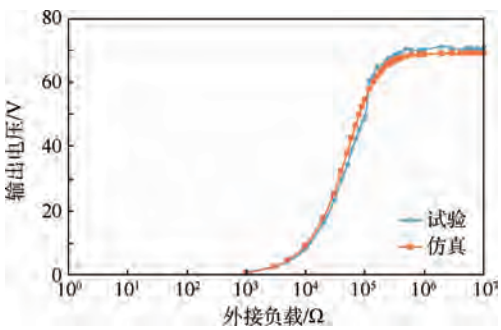


图 12　给定外激励频率下输出电压-外接负载仿真试验结果对比

Fig. 12　Simulation and test comparison of output voltage versus load curve with given excitation frequency

电悬臂梁一阶弯曲频率接近时，能量收集装置的电压达到峰值 73 V/N。当外接负载达到 1 MΩ 以后，能量收集装置的电压达到峰值，且不再发生变化。

5 结 论

1）输出电压-外激励频率、输出电压-外接负载仿真结果曲线与试验结果曲线吻合很好，仿真结果与试验结果的误差小于 5%，说明压电悬臂梁的双向耦合分布参数的机电耦合模型能较为准确地反映其实际能量收集特性，为后续能量收集工作奠定了基础。

2）激振器的附加质量和刚度会对系统的固有频率有影响，理论建模中未加以考虑，从而造成仿真结果与试验结果的误差。

3）当外激励频率与压电悬臂梁一阶弯曲频率接近时，能量收集装置的电压达到峰值 73 V/N。当外接负载达到 1 MΩ 以后，能量收集装置的电压达到峰值，且不再发生变化。

参考文献（References）

[1] 王青萍. 基于压电臂梁的振动能量收集器的研究[D]. 武汉：华中科技大学，2010：2-5.
WANG Q P. Research on vibration energy harvester based on piezoelectric cantilever[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2010: 2-5 (in Chinese).

[2] PRIYA S, INMAN D J. 能量收集技术[M]. 黄见球，黄庆安，译. 南京：东南大学出版社，2012：1-100.
PRIYA S, INMAN D J. Energy harvesting technologies[M]. HUANG J Q, HUANG Q A, translated. Nanjing: Southeast University Press, 2012: 1-100 (in Chinese).

[3] ARNOLD D. Review of microscale magnetic power generation[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2007, 43(11): 3940-3951.

[4] MITCHESON P, MIAO P, START B, et al. MEMS electrostatic micro-power generator for low frequency operation[J]. Sensors and Actuators A, 2004, 115(2-3): 523-529.

[5] ANTON S R, SODANO H A. A review of power harvesting using piezoelectric materials[J]. Smart Materials and Structures, 2007, 16(3): R1-R21.

[6] JEON Y B, SOOD R, JEONG J H, et al. MEMS power generator with transverse mode thin film PZT[J]. Sensors and ActuatorsA, 2005, 122(1): 16-22.

[7] UCHINO K. Piezoelectric actuators 2006[J]. Journal of Electroceramics, 2008, 20(3-4): 301-311.

[8] ERTURK A, INMAN D J. A distributed parameter electromechanical model for cantilevered piezoelectric energy harvesters[J]. Journal of Vibration and Acoustics, 2008, 130(4): 41002.

[9] BADEL A, GUYOMAR D, LEFEUVRE E, et al. Piezoelectric energy harvesting using a synchronized switch technique[J]. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2006, 17(8-9): 831-839.

[10] STEWART M, WEAVER P M, CAIN M. Charge redistribution in piezoelectric energy harvesters[J]. Applied Physics Letters, 2012, 100(7): 073901.

[11] 赵新强. 基于颤振机理的微型压电风致振动能量收集器基础理论与关键技术[D]. 重庆：重庆大学，2013：10-20.
ZHAO X Q. Basic theory and key technologies of micro piezoelectric wind-induced-vibration energy harvester based on flutter[D]. Chongqing: Chongqing University, 2013: 10-20 (in Chinese).

[12] WANG Y, INMAN D J. Experimental validation of a multifunctional wing spar design with sensing, harvesting and gust alleviation capabilities[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2013, 18(4): 1289-1299.

[13] WU Y N, LI D C, XIANG J W. Performance analysis and parametric design of an airfoil-based piezoaeroelastic energy harvester[J]. European Journal of Lipid Science & Technology, 2014, 116(9): 1114-1128.

[14] ANTON S R, ERTURK A, INMAN D J. Multifunctional unmanned aerial vehicle wing spar for low-power generation and storage[J]. Journal of Aircraft, 2012, 49(1): 292-301.

[15] 方同，薛璞. 振动理论及应用[M]. 西安：西北工业大学出版社，1998：200-240.
FANG T, XUE P. Vibrancy theory and applications[M]. Xi'an: Northwestern Polytechnical University Press, 1998: 200-240 (in Chinese).

[16] 王矜奉，苏文斌，王春明，等. 压电振动理论及应用[M]. 北京：科学出版社，2011：10-80.
WANG J F, SU W B, WANG C M, et al. Theory and application of piezoelectric vibration[M]. Beijing: Science Press, 2011: 10-80 (in Chinese).

作者简介：

思建行 男，硕士研究生。主要研究方向：飞行器气动弹性设计。

戴玉婷 女，博士，讲师。主要研究方向：飞行器气动弹性设计。

北航学报 赠阅

Simulation and test verification of piezoelectric cantilever vibration energy harvester

SI Jianhang[1], DAI Yuting[1,*], YANG Song[1], WANG Chaolei[2], WANG Ruoqin[1], YANG Chao[1]

(1. School of Aeronautic Science and Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China;
2. Key Laboratory of Aerospace Simulation, Beijing Simulation Center, Beijing 100854, China)

Abstract: Piezoelectric ceramic vibration energy harvester has attracted great attention for its simple structure, environment protection, easy miniaturization and other advantages. According to piezoelectric effect, a double-coupled distributed parameter model was established using mode method by combination of electromechanical theory and structural dynamics theory. Simulation analysis of effect of excitation frequency and load on output voltage of piezoelectric energy harvester was performed. Al-cantilever energy harvester was made to perform ground vibration and energy harvesting test. The experimental results are in good agreement with the numerical simulation, which verifies the correctness of theoretical modeling. Experimental results show that the max voltage output of a single piezoelectric patch is 73 V/N.

Keywords: piezoelectric effect; energy harvester; double-coupled; ground test; piezoelectric ceramic

北京航空航天大学学报

Received: 2016-05-18; **Accepted**: 2016-09-05; **Published online**: 2017-01-18 10:39
URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20170118.1039.001.html
Foundation items: National Natural Science Foundation of China (11302011, 11672018)
* **Corresponding author**. E-mail: yutingdai@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2016.0831

锂电池相变材料/风冷综合热管理系统温升特性

施尚[1], 余建祖[1,*], 谢永奇[1], 高红霞[1], 李明[2]
(1. 北京航空航天大学 航空科学与工程学院, 北京 100083; 2. 唐山轨道客车有限责任公司, 唐山 063035)

摘 要: 锂电池在高倍率充放电过程中会产生大量热量,此热量不及时散出会导致电池超温进而影响电池的使用寿命,甚至导致安全事故。本文设计了一种新型相变材料/风冷综合热管理系统(TMS),并对综合热管理方式下的电池温升特性进行了实验和理论研究。基于集总参数法,结合电池生热及散热机理,建立了电池发热功率计算模型以及相变材料/风冷综合 TMS 电池温度场数学模型,计算了电池单体发热功率,分析了环境温度、电池充放电循环初始温度、相变温度、对流热阻以及电池和相变材料之间的导热热阻对电池综合 TMS 性能的影响。结果表明:综合 TMS 的冷却性能优于纯风冷热管理系统;电池充放电过程为非稳态传热过程,因此较高的初始温度带来超温风险;电池温度场数学模型能准确反映电池升温行为;较高的环境温度下,电池最大温升幅度降低,但可能导致电池最高温度超过安全温度;相变材料的相变温度越低,电池最大温升越低;减小导热热阻及对流热阻能显著提高 TMS 性能。

关 键 词: 锂电池; 综合热管理; 相变材料; 风冷; 温升特性
中图分类号: TK124
文献标识码: A **文章编号**: 1001-5965(2017)06-1278-09

锂电池作为动力电池具有比能量高、比功率大、使用寿命长、工作范围宽、环境友好等特点[1],越来越广泛应用于手机、便携式电脑、电动汽车(BEV)、混合型电动汽车(HEV)、轨道交通、航空航天等领域,对锂离子动力电池的应用研究也越来越多。锂电池在广泛应用的同时,其安全性问题逐渐暴露出来。锂离子电池引发的安全事故主要是由于电池的热失控引起的[2-3]。锂电池电解液大多为有机易燃物,在大电流充放电过程中,会产生大量的热量,当热量不能及时有效散出时则会在电池局部产生高温,如温度超过电池允许的温度上限,会引发电池漏液、冒烟、着火、甚至爆炸等一系列安全问题,从而引发严重事故,给人员财产带来损失。热失控是锂离子电池大型化、动力化的主要障碍[4-5]。另外,锂离子电池的应用要综合考虑温度对电池性能和循环寿命的影响以确定电池最优工作范围。所以,在没有解决电池自发热之前,热管理问题成为了制约锂电池发展的技术瓶颈[6]。

电池热管理的目的是降低电池最高温度,保证电池组内部温度的均匀性,使得电池工作在最佳温度范围,从而提高电池寿命,避免电池出现安全性事故。目前,电池热管理的主要方式根据冷却介质的不同可分为:基于空气介质的电池热管理、基于液体介质的热管理、基于相变传热介质的热管理以及采用热管、冷板等设备的热管理系统(TMS)。不同方式各有优劣,但随着电池装机容量越来越大,电池组整体发热功率越来越高,单一热管理方式在维持电池合理工作温度方面效果有限,采用集成多种热管理方式的综合热管理系统

收稿日期: 2016-10-27; **录用日期**: 2016-11-25; **网络出版时间**: 2016-12-15 17:49
网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161215.1749.002.html
* **通讯作者**: E-mail: yjz@buaa.edu.cn

引用格式: 施尚, 余建祖, 谢永奇, 等. 锂电池相变材料/风冷综合热管理系统温升特性[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(6): 1278-1286. SHI S, YU J Z, XIE Y Q, et al. Temperature rise characteristic of lithium battery integrated thermal management system combining phase change materials with air cooling[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(6): 1278-1286 (in Chinese).

成为解决问题的有效方法。另外,传统的以廉价空气、水为冷却介质的电池热管理方式需要额外能源驱动冷却介质循环,在电池热管理应用中往往是以牺牲电池容量和功率的代价换取电池安全工作温度,换取较长的运行寿命[7],而且这些传统的热管理方式系统复杂且占用的空间较大,而采用相变材料(PCM)的电池热管理系统则可克服这些缺点。综上所述,采用基于相变材料的综合热管理系统是电池热管理的重要发展方向。

应用相变材料的热管理系统是由 Hallaj 和 Selman[8]首先提出并获得专利的,他们认为应用相变材料进行电池热管理,不仅热管理系统体积较小,散热效果也比风冷散热效果更为显著。Rao 等[9]利用数值模拟的方法,考察了单个包覆相变材料的 18650 锂电池在自然对流条件下的散热效果,结果表明当电池的产热率为 0.17 W/cm^3、环境温度为 25 ℃时,用热导率大于 0.8 W/(m·K)的相变材料能将电池温度维持在 50 ℃以下,而且相变材料的热导率越高,热量积聚越少,电池温度越低。由于相变材料充装有限并且相变材料导热系数较低,当相变材料完全融化后,相变材料将对电池"保温",导致电池急剧升温。为此,一些研究人员在相变材料中嵌入了高导热率材料的骨架,以提高相变材料的有效导热系数,并降低相变材料完全融化后对电池的"保温"作用。文献[10]设计了以石蜡/泡沫铝为复合相变材料的热管理系统,结果表明该系统使电池的温度下降了 25 ℃。此外,耦合了翅片散热与复合相变材料(石蜡/泡沫铝)的热管理系统,可以满足电池更高温度的工况条件,有效防范锂离子电池的热失效及其引发的安全事故。Ling 等[11]研究了对流对相变热管理性能的影响,结果表明,强迫对流能及时将相变材料吸收的热量传递出去,有效保证了相变材料的持续工作。

本文以钛酸锂动力电池组为研究对象,针对其特定结构,设计了一种新型相变/风冷综合热管理系统,并对该系统性能进行了实验研究。在分析电池生热和散热机理的基础上,建立了电池发热功率计算模型以及相变/风冷热管理系统下电池温度场数学模型,计算了电池发热功率,分析了环境温度、电池充放电循环初始温度、相变温度、对流热阻、电池和相变材料交界面导热热阻对电池热管理性能的影响,研究结果可为电池热管理系统设计提供指导。

1　实验系统

图 1 为充放电-热性能耦合测量试验台。实验台系统由 3 部分组成,分别是热性能测试系统、充放电系统和数据采集系统。充放电系统电池充放电设备主要由可程控直流电源供应器以及可程控直流电子负载组成。放电过程中,电池模组以 2 C/20 A、3 C/30 A、4 C/40 A 恒流放电至 18 V;充电过程中,以 2 C、3 C、4 C 恒流充电至 33.6 V,然后以 33.6 V 恒压充电至 0.05 A。热性能测试系统中由变频风机和电加热器输出恒温恒流空气。测试风量为 0 m^3/h(自然对流)、18 m^3/h。进风温度分别为 35 ℃和 42 ℃。进风流量、系统压差、温度等参数使用 Agilent 数据采集仪(34 970 A)采集。

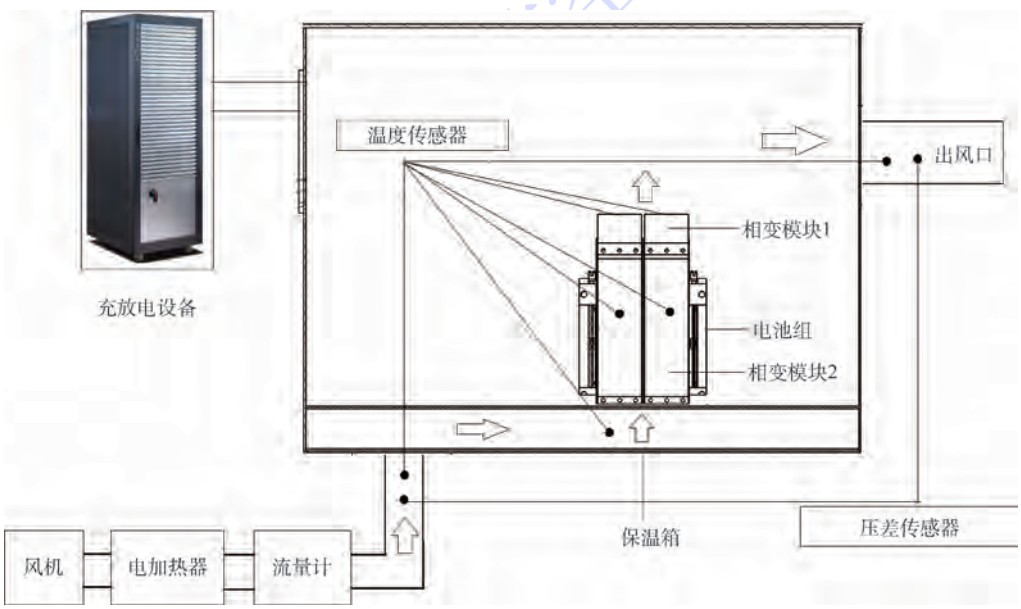


图 1　实验系统示意图

Fig. 1　Schematic diagram of experimental system

图 2 为锂电池实验模组。电池模组由 12 片单体电池、铝片以及多孔相框组成。锂电池为商用钛酸锂电池，其电池参数如表 1 所示。空气可通过多孔相框流经电池表面对电池散热。图 3 为安装了基于相变材料的综合热管理系统的电池模组。两组相变单元布置在电池模组侧边以提高空间利用率，同时可减少相变单元对风冷气流的影响。每组相变单元由 2 个相变模块组成。每个相变模块采用由纯度为 99% 的正二十烷以及孔隙率为 95% 的镀镍泡沫铜构成的复合相变材料，相变模块由厚度为 1 mm 紫铜密封。相变材料的相变温度为 36 ℃。相变模块与电池模组之间通过尺寸为 2 mm × 15 mm × 80 mm 铜导热片连接。

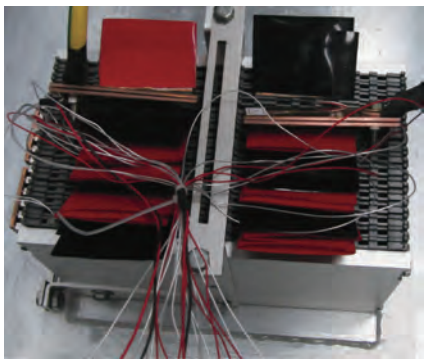


图 2 钛酸锂电池模组

Fig. 2 Lithium titanate battery pack

表 1 钛酸锂电池参数

Table 1 Parameters of lithium titanate battery

参数	数值
尺寸/(mm × mm × mm)	6.1 × 203 × 127
质量/g	285
标称电压/V	2.3
额定容量/(A · h)	10
推荐使用温度范围/℃	充电 −10 ~ +45 放电 −25 ~ +55
导热系数/(W · (m · K)$^{-1}$)	5.22

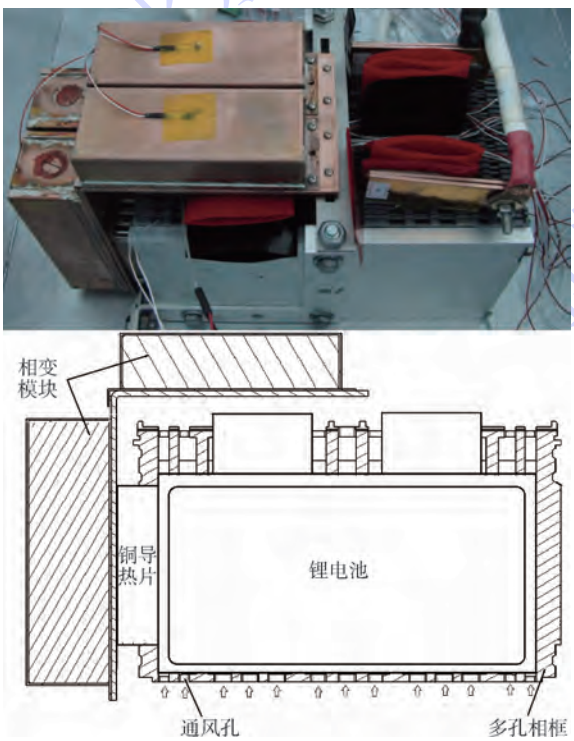


图 3 基于相变材料的综合热管理系统

Fig. 3 Integrated thermal management system based on phase change material

图 4 为测量热阻用电加热器。电加热器结构尺寸与电池单体相同，通过直接替换图 2 与图 3 中电池单体，进行纯风冷以及综合冷却 2 种状态下热阻测试。采用 30 V/5 A 可调直流稳压电源供电，单体加热器加热功率 q_{simu} 分别为 2、3、4、5 W。测试环境为自然对流以及 18 m^3/h 风量，环境温度为 35℃。采用安捷伦数据采集仪采集加热器表面温度 T_{elect} 及环境温度 T_∞。对于纯风冷状态，对流热阻 R_h 计算如下：

$$R_h = \frac{T_{elect} - T_\infty}{q_{simu}} \tag{1}$$

对于综合冷却状态，电池充放电过程中产生的热量一部分热量通过相框通风孔以空气对流形式传递，其对流热阻取决于风量大小。另一部分热量从电池表面通过铜导热片传递至相变模块，其大小与导热热阻有关。在本实验中，由于相变模块对风冷通道不会产生明显影响，因此，相同风量下，纯风冷热管理系统以及综合热管理系统有着相同的对流热阻。导热热阻 R_p 计算如下：

$$R_p = \frac{T_{elect} - T_D}{q_{simu} - (T_{elect} - T_\infty)/R_h} \tag{2}$$

图 4 电加热器

Fig. 4 Electric heater

北京航空航天大学学报

式中：T_D 为相变材料相变温度，K。在纯风冷系统中，不同加热功率下自然对流热阻平均值为 13.87 K/W，18 m^3/h 风量下，对流热阻平均值为 2.03 K/W。相变导热热阻为平均值为 3.9 K/W。

2　温升模型

2.1　电池发热功率模型

电池生热特性是内部复杂电化学反应以及电能-热能转换综合作用的结果，电池在充放电过程中产生的总热量由可逆的电化学反应热及不可逆的焦耳热组成[12-14]。假设电池正常充放电，不考虑电池内部副反应热，电池生热速率计算模型如下[15]：

$$q(t)=i(E(t)-U(i,t))-iT\frac{\partial E(t)}{\partial T} \tag{3}$$

$$R(i,t)=\frac{E(t)-U(i,t)}{i} \tag{4}$$

式中：q 为电池发热功率，W；i 为充放电电流，A，充电过程为负，放电过程为正；t 为充电时间，s；T 为电池温度，K；E 为电池开路电压，V；U 为电池端电压，V。式(3)中的不可逆焦耳热与直流内阻(式(4))相关，主要包括极化热以及欧姆热[16-17]。在测试直流内阻过程中为了充分获取动态工况下电池端电压的变化量，需要根据经验来选取合适时间长度的数据段用于计算直流内阻，时间长度的选取往往会引入不同程度的偏差，这种方法计算效率较低[18-19]。

配置风冷热管理系统后，电池在热量传递过程中，除了电池本体吸收一部分热量之外，电池和热管理系统之间还通过对流、辐射的方式进行热量交换。经计算，自然对流状态下电池毕渥数(Bi)为 0.005，根据集总参数法原理，任意时刻，电池体温度均匀，则风冷热管理系统热平衡方程为

$$q=\rho cV\frac{\mathrm{d}T}{\mathrm{d}t}+\frac{T-T_\infty}{R_h}+\varepsilon\sigma A(T^4-T_\infty^4) \tag{5}$$

式中：ρ 为电池密度，kg/m^3；c 为电池比热，J/(kg·K)；V 为电池体积，m^3；ε 为发射率；A 为辐射换热面积，m^2；σ 为辐射常数。通常电池模块内部辐射传热量可忽略，则电池瞬态温度分布方程及分析解分别为

$$\rho cV\frac{\mathrm{d}T}{\mathrm{d}t}=q-\frac{T-T_\infty}{R_h} \tag{6}$$

$$\frac{qR_h-(T-T_\infty)}{qR_h-(T_0-T_\infty)}=\exp\left(-\frac{1}{\rho cVR_h}t\right)=\exp\left(-\frac{1}{B}t\right) \tag{7}$$

电池降温过程中 $q=0$，电池瞬态温度分布方程及分析解分别为

$$\rho cV\frac{\mathrm{d}T}{\mathrm{d}t}=-\frac{T-T_\infty}{R_h} \tag{8}$$

$$\frac{T-T_\infty}{T_0-T_\infty}=\exp\left(-\frac{1}{B}t\right) \tag{9}$$

电池发热功率计算如下：

$$q=\frac{1}{R_h}\left(\frac{T-T_0}{1-\exp\left(-\frac{t}{B}\right)}+T_0-T_\infty\right) \tag{10}$$

式中：T_0 为电池初始温度，K；$B=\rho cVR_h$ 为时间常数。

2.2　综合热管理系统电池温升模型

相变-风冷综合热管理系统中，电池热量传递途径有 3 种，分别为空气对流、相变吸热，辐射传热。忽略辐射热，假设任意时刻，电池内部无温差，则电池温升方程及其分析解分别为

$$\rho cV\frac{\mathrm{d}T}{\mathrm{d}t}=q-\frac{T-T_\infty}{R_h}-\frac{T-T_D}{R_p} \tag{11}$$

$$\frac{\left(1+\frac{R_h}{R_p}\right)(T-T_0)}{qR_h-(T_D-T_\infty)-\left(1+\frac{R_h}{R_p}\right)(T_0-T_D)}=1-\exp\left(-\frac{1+R_h/R_p}{B}t\right) \tag{12}$$

由分析解可知，电池发热功率、环境温度、时间常数、热阻、初始温度等参数是影响电池温升行为的关键参数。当上述参数已知的情况下，可预测电池温升行为，为热管理系统设计提供指导。

3　结果与讨论

3.1　发热功率对电池温升的影响

图 5 为不同放电倍率、风量为 18 m^3/h、环境温度为 28、35、42 ℃工况下的最大温升。结果显示，电池充放电倍率越大，其最大温升越高，但电池最大温升上升幅度变缓。当环境温度为 28 ℃、4 C 工况下电池最大温升达到 13 ℃；35 ℃和 42 ℃环境温度下，电池最大温升分别为 11 ℃和 10.3 ℃。可见环境温度越高，电池最大温升越小，但 35 ℃和 42 ℃环境温度下，电池组最大温升差异不大。产生上述现象的主要原因是不同环境温度以及充放电倍率下，电池发热功率不同。根据式(3)电池发热功率主要受到电池温度以及充放电电流的影响。对于放电过程，环境温度越高，电池体温度越高，电池的发热功率越小。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

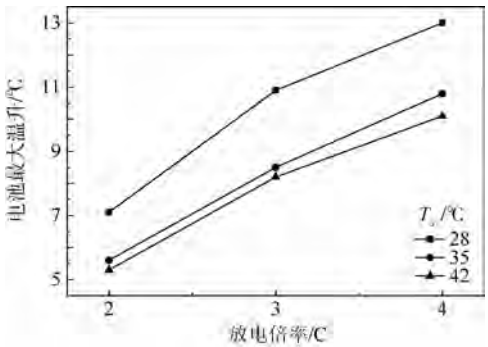


图 5 纯风冷热管理下电池最大温升

Fig. 5 Maximum temperature rise of battery under thermal management of pure air cooling

3.2 不同热管理系统对电池温升影响

图 6 表示电池在 35 ℃环境温度、不同热管理系统及对流条件下，4 C 充放电过程中电池温度变化。测试结果表明，2 种热管理条件下，充放电过程电池均没有达到热稳定状态，表明电池耦合生热与散热过程为非稳态过程。4 C 倍率下，完成充放电所需时间约 900 s。在充放电循环中，电池升温速率发生变化，表明电池产热速率在发生变化。在电池放电工况中，电池持续升温，并在放电完成后电池温度达到最高。充电过程的电池最高温度远小于放电过程，并且电池温升曲线存在2 个明显的峰值温度，其温度变化可分为 3 个阶段：在早期阶段，由于电池与环境温度之间相差不大，电池散热量小进而导致电池迅速升温；中间状态存在明显的降温过程，主要是因为电池生热速率小于散热速率；后期电池再次升温主要是由于电池内阻增加[20]。纯风冷热管理系统中，自然对流状态下，电池的最高温度为 49.5 ℃；强迫对流条件下，电池最高温度46℃。增加风量能显著降低电池温度。与风冷热管理系统相比，综合热管理系统中，相变材料提供了额外的散热负荷，自然对流状态下最高温度为 47.3 ℃；强迫对流条件下，电池最高温度为 44.4 ℃。因此，相同对流条件下，综合热管理系统降温效果优于纯风冷热管理系统。

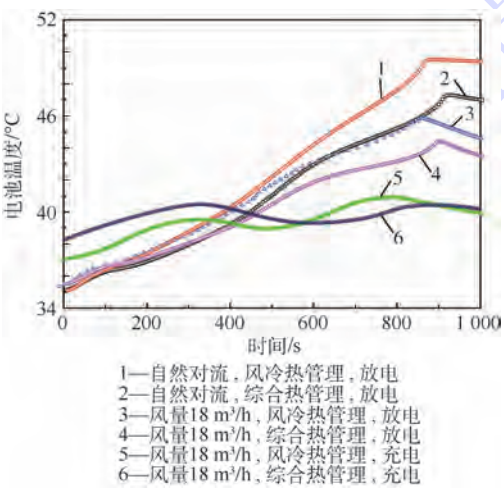


图 6 不同热管理系统下电池温度变化

Fig. 6 Battery temperature change in different thermal management systems

3.3 发热功率计算及模型验证

图 7 为不同风量下，电池单体放电完成后温降变化情况。根据式(9)及图 7，风量为 18 m^3/h，环境温度为 28、35 以及 42 ℃工况下，电池时间常数分别为 1.053×10^3、1.075×10^3 和 1.031×10^3。结合电池时间常数及式(10)，电池发热功率计算结果如图 8 所示。结果显示，在 4 C 放电过程中，当荷电状态 SOC < 35%，不同温度下，电池发热功率随环境温度明显分化，环境温度越低，电池发热功率越大。当 SOC ≤ 10%，即放电接近完全时，电池的发热功率急剧上升，最高峰值功率出现在电池放电完成(SOC = 0)。28℃温度下，峰值功率达到 80 W，该发热功率下电池长时间工作极易导致电池超温，因此，实际应用中，放电过程应避免过度放电(SOC < 10%)。当 SOC > 35%，42 ℃与 35 ℃环境温度下，电池发热功率变化基本一致，电池产热功率差异较小。28 ℃情况下的最大发热功率略小于42℃和35℃情况下的最

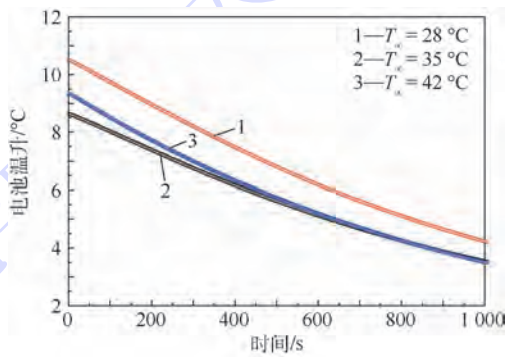


图 7 电池温降

Fig. 7 Temperature drop of battery

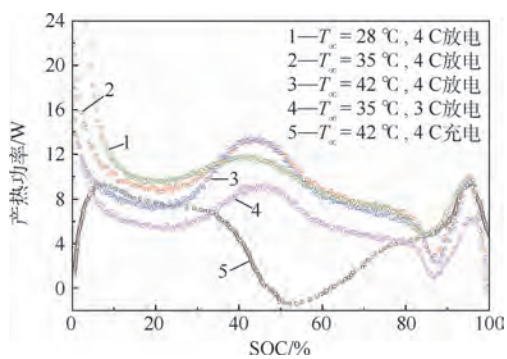


图 8 电池发热功率变化曲线

Fig. 8 Changing curves of battery heat generation power

大发热功率。图 5 中的实验结果也表明,42 ℃与 35 ℃温度下,电池最大温升幅度相差不大。相同环境温度下,3 C 放电过程中的产热功率明显小于 4 C 放电过程,表明放电电流越大,电池发热功率越高。充电过程电池平均发热功率小于放电过程,且当 SOC = 5% 和 SOC = 90%,电池存在2 个明显的峰值功率。当 SOC = 50%,电池充电过程发热功率最小,且出现负值,表明这一阶段放电过程中电化学反应吸热量大于不可逆焦耳热。当 SOC > 90%,电池产热量迅速减小,主要是由于电池在充电后期由恒流充电转为恒压充电,电池充电电流迅速减小。上述产热功率变化曲线与电池温度测试结果基本吻合。

图 9 为电池综合热管理系统温升理论计算结果与实验结果对比。结果显示,理论结算结果与实验结果符合较好,综合热管理系统温升模型能较为准确反映高倍率放电情况下电池温升特性。

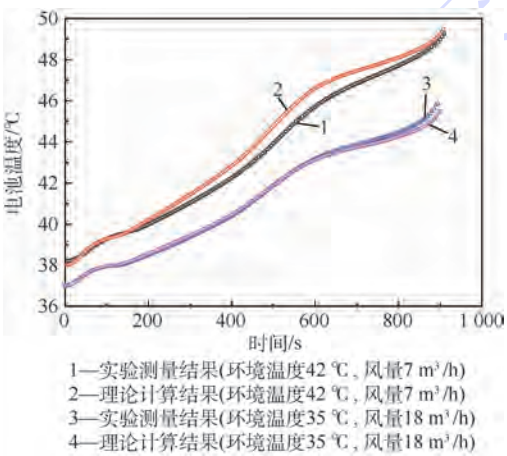


图 9　电池温升模型计算结果与实验结果对比

Fig. 9　Comparison of battery temperature rise between model calculation results and experimental results

3.4　电池温升特性影响因素

根据综合热管理系统温升模型以及测试结果,影响电池温升特性的主要参数除了电池自身发热功率之外,外部因素主要包括相变温度、环境温度、电池初始温度以及与热管理系统相关的对流和导热热阻。

电池在充放电循环过程存在初始温度不一致的情况。图 10 为 T_∞ = 35 ℃时,电池在不同 T_0、自然对流工况下电池温升计算结果。结果表明,初始温度为 35 ℃,电池最高温度为 48.9 ℃;随着初始温度增加,在放电期间电池的最高温度值逐渐增加;当初始温度达到 46 ℃,电池达到电池允许的最高温度(55 ℃),进一步增加初始温度极易导致电池超温。初始温度越高,在放电期间电池

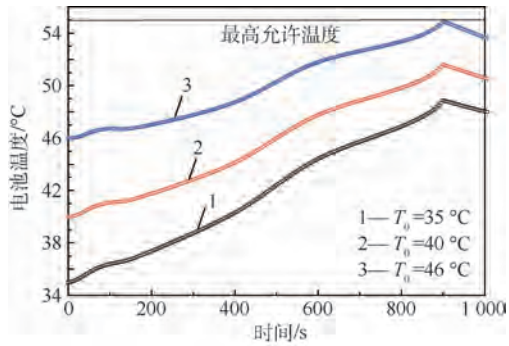


图 10　不同初始温度下电池温度变化

Fig. 10　Battery temperature change at different initial temperatures

的最高温度值越大。因此,电池在充放电循环过充中,应尽可能避免初始温度过高,试验极限初始温度为 46 ℃。

相变/风冷综合热管理系统中,对流热阻以及相变材料吸热过程中的导热热阻是影响电池温升特性的 2 个重要外部参数。图 11 为不同对流热阻与导热热阻下,电池的温度变化曲线。结果显示,降低对流热阻以及导热热阻可以显著降低电池最高温度。当电池对流热阻降低至 2.03 K/W,电池升温幅度较小,最高温度为 48 ℃,电池可视为处于热平衡状态。当导热热阻降低至 1.85 K/W,电池近似处于热平衡状态,最高温为 52 ℃,2 种工况下,电池的最高温度均小于最高允许温度(55 ℃)。因此,当对流热阻小于 2.03 K/W 或导热热阻小于 1.85 K/W 时,综合热管理可有效维持电池温度处于安全温度范围。

图 12 为环境温度 35℃温度下,不同相变温度对电池温升的影响。图中 3 个相变温度从高到低分别表示正十八烷、正二十烷、二十一烷的相变温度。从结果可以看出相变温度越高,电池最高

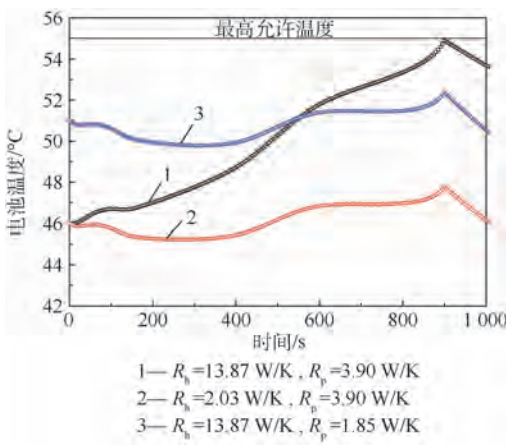


图 11　不同热阻下电池温度变化

Fig. 11　Battery temperature change at different thermal resistance

北京航空航天大学学报

温度值越大。当相变温度为 40.2 ℃,电池温升幅度与无相变工况下相接近,表明相变材料未承担主要散热负荷。主要原因是,当相变温度过高时,相变材料融化吸热的量很少甚至不发生融化,导致相变材料承担散热负荷降低。因此,热管理系统设计时应避免选择相变温度过高的相变材料以避免相变热管理系统失效。当相变温度为 28.2 ℃,电池最高温度明显下降。但过低的相变温度可能导致相变材料吸收环境热量,进而减小相变热管理系统整体工作时间,因此,相变材料选择时应保证其相变温度尽可能低,同时保证不受外界环境的影响。

图 13 为自然对流条件下,不同环境温度对综合热管理系统下电池温升的影响。图 13(a)显示,28、35 与 42 ℃工况下电池最大温升分别为 16、14 和 10.3 ℃,电池最大温升之差为 3.7 ℃。环境温度越高,综合热管理系统中电池最大温升越低。产生上述现象的主要原因是:与低温环境相比,高温环境下,相变材料承担了更多的散热负荷,进而导致电池温升幅度减小。另外,与图 5 结果对比发现,42 ℃环境自然对流条件下,综合热管理系统与强迫风冷有着相似的冷却效果,但没有消耗额外的电池电量。图 13(b)显示,环境温度越高,电池最高温度越高。42 ℃情况下,电池最高温度接近安全温度极限值,表明高温环境下虽然电池生热率减小,相变材料吸热量增加,但并不足以使电池最高温度降低,因此,综合热管理系统中,应避免电池在高温环境下运行。

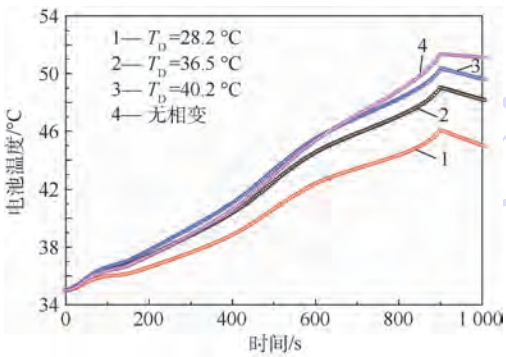


图 12 不同 T_D 下电池温度变化

Fig. 12 Battery temperature change at different T_D

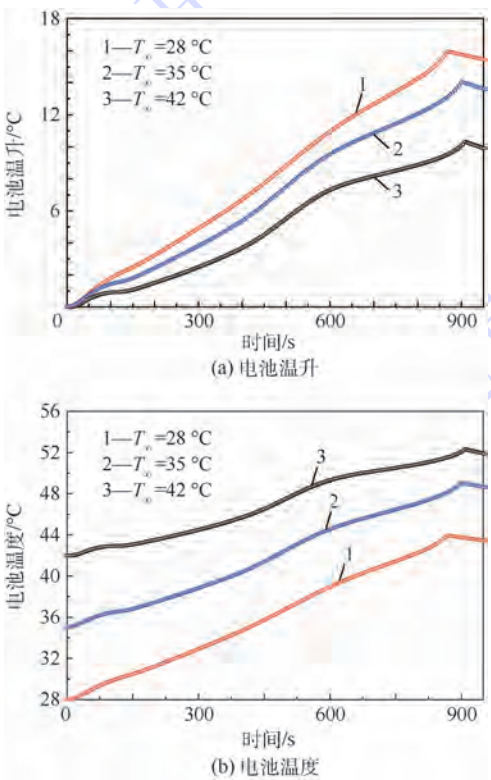


图 13 环境温度对电池温升和温度的影响

Fig. 13 Influence of ambient temperature on battery temperature rise and temperature

4 结 论

为提高锂离子电池组的热管理水平,本文设计了一种相变材料/风冷综合热管理系统,并对该系统下电池的温升特性进行了理论及实验研究,提出了电池发热功率理论计算模型以及电池温升模型,分析了影响电池温升特性的主要因素:

1) 相变材料/风冷综合热管理系统中,电池温升过程为非稳态过程,其热管理性能优于纯风冷热管理系统。

2) 电池发热功率是影响电池温升特性的重要内部因素。实验及理论计算结果表明,充放电倍率及电池体温度是影响锂离子电池发热功率的重要参数。电池体温度越高,充放电倍率越大,电池发热功率越大。由于放电后期电池发热功率迅速升高,电池应避免过度放电;充电过程电池发热功率小于放电过程。在充电中间阶段电池发热功率最小且存在负值区。

3) 电池温升数学模型能准确反映电池的温升特性。影响综合热管理系统下电池温升特性的参数主要有:环境温度、电池初始温度、对流及导热热阻、相变温度。提高环境温度,降低电池初始温度以及相变温度,减少热阻均能显著降低电池温升幅度,但较高环境温度可能导致电池最高温度超过安全温度。当对流热阻小于 2.03 K/W 或导热热阻小于 1.85 K/W 时,综合热管理系统可有效维持电池温度在安全温度范围。

参考文献(References)

[1] 欧阳陈志,梁波,刘燕平,等.锂离子动力电池热安全性研究进展[J].电源技术,2014,38(2):382-385.

OUYANG C Z, LIANG B, LIU Y P, et al. Progress of thermal safety characteristics of high power lithium-ion batteries[J]. Chinese Journal of Power Sources, 2014, 38(2): 382-385(in Chinese).

[2] 王宏伟，邓爽，肖海清，等. 国内电动车用动力锂离子电池现状[J]. 电子元件与材料，2012，31(6)：84-86.
WANG H W, DENG S, XIAO H Q, et al. Review on domestic power Li-ion battery[J]. Electronic Components and Materials, 2012, 31(6): 84-86(in Chinese).

[3] 唐致远，管道安，张娜，等. 锂离子动力电池的安全性研究进展[J]. 化工进展，2005，24(10)：1098-1102.
TANG Z Y, GUAN D A, ZHANG N, et al. Research on safety characteristics of high power lithium-ion batteries[J]. Chemical Industry and Engineering Progress, 2005, 24(10): 1098-1102(in Chinese).

[4] BIENSAN P, SIMON B, PÉRÈS J P, et al. On safety of lithium-ion cells[J]. Journal of Power Sources, 1999, 81-82(99): 906-912.

[5] 侯永涛，赛羊羊，孟令斐，等. 纯电动汽车锂离子电池热效应的建模及仿真[J]. 电源技术，2016，40(6)：1185-1188.
HOU Y T, SAI Y Y, MENG L F, et al. Modeling and simulation of thermal effects of lithium-ion battery for electric vehicles[J]. Chinese Journal of Power Sources, 2016, 40(6): 1185-1188(in Chinese).

[6] SABBAH R, KIZILEL R, SELMAN J R, et al. Active (air-cooled) vs. passive (phase change material) thermal management of high power lithium-ion packs: Limitation of temperature rise and uniformity of temperature distribution[J]. Journal of Power Sources, 2008, 182(2): 630-638.

[7] 张国庆，张海燕. 相变储能材料在电池热管理系统中的应用研究进展[J]. 材料导报，2006，20(8)：9-12.
ZHANG G Q, ZHANG H Y. Progress in application of phase change materials in battery module thermal management system[J]. Materials Review, 2006, 20(8): 9-12(in Chinese).

[8] HALLAJ S A, SELMAN J R. A novel thermal management system for electric vehicle batteries using phase-change material[J]. Journal of the Electrochemical Society, 2000, 147(9): 3231-3236.

[9] RAO Z H, WANG S F, ZHANG Y L. Simulation of heat dissipation with phase change material for cylindrical power battery[J]. Journal of the Energy Institute, 2016, 85(1): 38-43.

[10] KHATEEB S A, AMIRUDDIN S, FARID M, et al. Thermal management of Li-ion battery with phase change material for electric scooters: Experimental validation[J]. Journal of Power Sources, 2005, 142(1): 345-353.

[11] LING Z, WANG F, FANG X, et al. A hybrid thermal management system for lithium ion batteries combining phase change materials with forced-air cooling[J]. Applied Energy, 2015, 148: 403-409.

[12] HUANG Q, YAN M, JIANG Z. Thermal study on single electrodes in lithium-ion battery[J]. Journal of Power Sources, 2006, 156(2): 541-546.

[13] ONDA K, OHSHIMA T, NAKAYAMA M, et al. Thermal behavior of small lithium-ion battery during rapid charge and discharge cycles[J]. Journal of Power Sources, 2006, 158(1): 535-542.

[14] 刘恒伟，李建军，谢潇怡，等. 加速量热仪在锂离子电池热测试中的应用[J]. 集成技术，2015，4(1)：51-59.
LIU H W, LI J J, XIE X Y, et al. Application of accelerating rate calorimeter in the lithium-ion battery thermal test[J]. Journal of Integration Technology, 2015, 4(1): 51-59(in Chinese).

[15] BERNARDI D, PAWLIKOWSKI E, NEWMAN J. A general energy balance for battery systems[J]. Journal of the Electrochemical Society, 1984, 132(1): 5-12.

[16] DONG H J, BAEK S M. Thermal modeling of cylindrical lithium ion battery during discharge cycle[J]. Energy Conversion & Management, 2011, 52(8): 2973-2981.

[17] FORGEZ C, DO D V, FRIEDRICH G, et al. Thermal modeling of a cylindrical $LiFePO_4$/graphite lithium-ion battery[J]. Journal of Power Sources, 2010, 195(9): 2961-2968.

[18] 林成涛，王军平，陈全世. 电动汽车 SOC 估计方法原理与应用[J]. 电池，2004，34(5)：376-378.
LIN C T, WANG J P, CHEN Q S. Methods for state of charge estimation of EV batteries and their application[J]. Battery Bimonthly, 2004, 34(5): 376-378(in Chinese).

[19] 何志超，杨耕，卢兰光，等. 基于恒流外特性和 SOC 的电池直流内阻测试方法[J]. 清华大学学报(自然科学版)，2015，55(5)：532-537.
HE Z C, YANG G, LU L G, et al. Battery DC internal resistance test method based on the constant current external characteristics and SOC[J]. Journal of Tsinghua University (Science and Technology), 2015, 55(5): 532-537(in Chinese).

[20] 高明，张宁，王世学，等. 翅片式锂电池热管理系统散热性能的实验研究[J]. 化工进展，2016，35(4)：1068-1073.
GAO M, ZHANG N, WANG S X, et al. Experiment on heat dispersion of finned lithium battery thermal management system[J]. Chemical Industry and Engineering Progress, 2016, 35(4): 1068-1073(in Chinese).

作者简介：

施尚　男，博士研究生。主要研究方向：电池热管理系统设计。

余建祖　男，教授，博士生导师。主要研究方向：强化传热、电子设备热设计。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

Temperature rise characteristic of lithium battery integrated thermal management system combining phase change materials with air cooling

SHI Shang[1], YU Jianzu[1,*], XIE Yongqi[1], GAO Hongxia[1], LI Ming[2]

(1. School of Aeronautic Science and Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China;
2. Tangshan Railway Vehicle Co., Ltd., Tangshan 063035, China)

Abstract: A large amount of heat inside the lithium battery must be dissipated to ensure the safety of the battery by using high efficiency thermal management system (TMS) at high charging/discharging rates. A newly designed TMS integrating phase change material with air cooling was designed and its temperature rise characteristic was investigated theoretically and experimentally. Based on the lumped parameter method and the heat transfer mechanism, the mathematical models of temperature rise and heat generation power were developed for the battery. The battery heat generation power was calculated. The key parameters of ambient temperature, initial temperature, phase change temperature, convective resistance and conductive resistance between the battery and the phase change material affecting the performance of the integrated TMS were analyzed. The results indicate that the performance of the integrated TMS is superior to the pure air cooling system. In the non-steady process of temperature rise during charging and discharging, the higher initial temperature easily causes the battery to exceed the safe temperature. The mathematical model of the battery temperature field can accurately describe the battery temperature rise characteristic. At high ambient temperature, the maximum temperature rise of battery declined, but it may cause the maximum temperature to exceed the safe temperature. The higher phase change temperature is, the lower battery maximum temperature rise is. Reducing conductive resistance or convective resistance can significantly improve the performance of the TMS.

Keywords: lithium battery; integrated thermal management; phase change material; air cooling; temperature rise characteristic

北京航空航天大学学报

Received: 2016-10-27; **Accepted**: 2016-11-25; **Published online**: 2016-12-15 17:49
URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20161215.1749.002.html
* **Corresponding author**. E-mail: yjz@buaa.edu.cn

《北京航空航天大学学报》征稿简则

北航学报
赠 阅

《北京航空航天大学学报》是北京航空航天大学主办的以航空航天科学技术为特色的综合性自然科学学术期刊(月刊)。本刊以反映航空航天领域研究成果与动态、促进学术交流、培养科技人才和推动科技成果向社会生产力转化为办刊宗旨。本刊为中国自然科学技术核心期刊,并被 Ei Compendex 等国内外权威文献检索系统收录。本刊向国内外公开发行,为进一步提高办刊质量和所刊出文章的学术水平,特制定本简则。

1 论文作者及内容

1.1 本刊面向海内外所有学者。

1.2 主要刊载与航空航天科学技术有关的材料科学及工程、飞行器设计与制造、宇航科学与工程、信息与电子技术、控制技术和自动化工程、流体力学和动力工程、计算机科学及应用技术、可靠性工程与失效分析等领域的研究文章。航空航天科学技术民用方面以及具有航空航天工程背景的应用数学、应用物理、应用力学和工程管理等方面的文章也在本刊优先考虑之列。

2 来稿要求

2.1 论文应具有创新性、科学性、学术性和可读性。

2.2 论文为原创作品,尚未公开发表过,并且不涉及泄密问题。若发生侵权或泄密问题,一切责任由作者承担。

2.3 主题明确,数据可靠,图表清晰,逻辑严谨,文字精练,标点符号正确。

2.4 文稿撰写顺序:中文题名(一般不超过 20 个汉字),作者中文姓名、单位、所在城市、邮政编码(作者顺序始终不得更改),中文摘要(包括目的、方法、结果及结论),中文关键词(5~8 个),中图分类号,引言,正文,参考文献,英文题名,作者英文姓名、单位、所在城市、邮政编码、国别,英文摘要,英文关键词。首、末页下角注明基金项目名称及编号,作者信息。

2.5 作者请登录本刊网页进行在线投稿。

3 稿件的审核、录用与版权

3.1 来稿须经专家两审和主编、编委讨论后决定刊用与否。

3.2 若来稿经审查后认定不宜在本刊发表,将及时告知作者。如果在投稿满 3 个月后仍未收到本刊任何通知,作者有权改投它刊。在此之前,请勿一稿多投,否则一切后果自负。

3.3 来稿一经刊登,即赠送单行本。

3.4 来稿一经作者签字并在本刊刊出,即表明所有作者都已经认可其版权转至本刊编辑部。本刊在与国内外文献数据库或检索系统进行交流及合作时,不再征询作者意见。

邮寄地址: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
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

北航学报
赠 阅

《北京航空航天大学学报》
第五届编辑委员会

主　任（主　编）：赵沁平

（以下按姓氏笔划为序）

副主任（副主编）：丁希仑　王少萍　孙志梅　李秋实　李焕喜　杨嘉陵
苗俊刚　相　艳　徐立军　钱德沛　曹晋滨

编　委：马殿富　王　琪　王　聪　邓小燕　王青云　王荣明　刘　宇
刘　红　江　洁　刘　强　闫　鹏　朱天乐　刘铁钢　齐铂金
陈万春　邹正平　苏东林　杨世春　沈成平　邱志平　宋知人
杨树斌　张晓林　杨晓奕　杨继萍　李惠峰　吴新开　张瑞丰
杨照华　宋凝芳　周　锐　林宇震　林贵平　战　强　姚仰平
胡庆雷　赵秋红　段海滨　赵巍胜　席　平　郭　宏　徐　洁
徐世杰　郭洪波　康　锐　翟　锦　熊华钢

北京航空航天大学学报
Beijing Hangkong Hangtian Daxue Xuebao
（原《北京航空学院学报》）
（月刊　1956 年创刊）
第 43 卷 第 6 期　2017 年 6 月

主管单位　中华人民共和国工业和信息化部
主办单位　北京航空航天大学
主　　编　赵沁平
编辑出版　《北京航空航天大学学报》编辑部
邮　　编　100083
地　　址　北京市海淀区学院路 37 号
印　　刷　北京科信印刷有限公司
发　　行　北航文化传媒集团
发行范围　国内外发行
联系电话　(010) 82315594　82338922　82314839
电子信箱　jbuaa@buaa.edu.cn

刊　　号　ISSN 1001-5965 / CN 11-2625/V
国内定价　50.00 元／期

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS (JBUAA)
(Monthly, Started in 1956)
Vol.43 No.6　June 2017

Administrated by Ministry of Industry and Information Technology of the People's Republic of China
Sponsored by Beijing University of Aeronautics and Astronautics (BUAA) (Beijing 100083, P. R. China)
Chief Editor Zhao Qinping
Edited and Published by Editorial Board of JBUAA
Printed by Beijing Kexin Printing Co., Ltd.
Distributed by BUAA Culture Media Group Limited
Telephone (010) 82315594　82338922　82314839
E-mail jbuaa@buaa.edu.cn
http://bhxb.buaa.edu.cn

ISSN 1001-5965
06>
9 771001 596175