2020 中国精品科技期刊 OUTSTANDING S&T JOURNALS OF CHINA

2020中国高校百佳科技期刊

ISSN 1001-5965
CN 11-2625/V

北京航空航天大學学报

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS

2022-10
Vol.48 No.10

北京航空航天大学学报

第 48 卷　第 10 期　(总第 356 期)　2022 年 10 月

目　　次

Iridium/ORBCOMM 机会信号融合定位技术 …… 秦红磊, 李志强, 赵超 (1845)
背景压强对电推进羽流场影响的数值模拟 …… 翁惠焱, 蔡国飙, 郑鸿儒, 刘立辉, 张百一, 贺碧蛟 (1854)
复杂多环路连杆机构曲柄判定的分支图识别法 …… 聂良益, 丁华锋, 王君, 毕树生 (1863)
超低轨道热层大气密度原位探测 …… 李永平, 朱光武, 郑晓亮, 艾讲赵, 闫亚飞, 周建华 (1875)
高高原低气压环境对锂离子电池循环性能的影响 …… 谢松, 平现科, 巩译泽 (1883)
r 型网格自适应在间断 Galerkin 有限元激波捕捉中的应用…… 龚小权, 吴晓军, 唐静, 李明, 张健 (1889)
基于功耗残差的航天器 CMG 退化特征提取方法 …… 田利梅, 龚梦彤, 唐荻音, 韩丹阳, 于劲松, 李春伟 (1899)
基于阵列天线波束形成的卫星导航信号提纯 …… 史鹏亮, 王晓宇, 薛瑞 (1906)
多级降压调节阀内部流动特性数值模拟 …… 方毅芳, 项高翔, 唐春娥, 石月娟 (1915)
基于遗传算法的护理机器人逆运动学求解方法 …… 张立博, 李宇鹏, 朱德明, 付永领 (1925)
基于模型的民机验证需求捕获及应用技术 …… 郭泰, 钱馨, 宫綦, 任文明, 杨栓宝, 徐清刚 (1933)
基于雾计算的无线传感器网络联合入侵检测算法 …… 朱梦圆, 陈卓, 刘鹏飞, 吕娜 (1943)
折叠翼无人机冷气发射装置动态特性分析及优化 …… 张钊, 彭一明, 周福亮, 魏小辉, 聂宏, 杨刚 (1951)
函数型正则广义典型相关分析 …… 王志超, TENENHAUS Arthur, 王惠文, 赵青 (1960)
基于 PSO-BP 神经网络的平流层风场短期快速预测 …… 龙远, 邓小龙, 杨希祥, 侯中喜 (1970)
高超声速变外形飞行器建模与有限时间控制 …… 张远, 黄万伟, 路坤锋, 白文艳, 于江龙 (1979)
考虑制造约束的印刷电路板式换热器优化设计 …… 杜默, 孟宝, 潘丰, 万敏 (1994)
多尺度特征融合的 Anchor-Free 轻量化舰船要害部位检测算法…… 李晨瑄, 顾佼佼, 王磊, 钱坤, 冯泽钦 (2006)
基于特征根有界摄动分析的高超声速飞行器双通道控制 …… 杨雨宸, 张增辉, 闫佳宁, 张晶, 杨凌宇 (2020)
基于 BABFA 的 XNOR/OR 电路面积优化 …… 周宇豪, 何振学, 梁新艺, 范新超, 霍志胜, 肖利民 (2031)
不同温控模式下直升机惰化系统性能对比 …… 白文涛, 刘国田, 邹博, 王晨臣, 陈广豪, 冯诗愚 (2040)
基于交通状态的离场航班动态协同排序方法 …… 江灏, 刘继新, 董欣放 (2048)
磁悬浮控制敏感陀螺角动量包络分析 …… 杨洋, 王卫杰, 汪洲, 樊亚洪, 薛乐 (2061)
基于双谱分析的高原灌木回波信号分类 …… 李立元, 栗苹, 李国林, 张广为 (2070)
电动汽车双边 LCC 无线充电系统传导电磁干扰 …… 吕梦圆, 翟丽, 胡桂兴 (2079)

期刊基本参数: CN 11-2625/V * 1956 * m * A4 * 242 * zh * P * ￥50.00 * 400 * 25 * 2022-10

(**编　辑**　张　嵘　孙　芳　卞欢欢　王　茜　李艳霞　苏　磊)

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS

Vol. 48 No. 10 (Sum 356) October 2022

CONTENTS

Fusion positioning based on Iridium/ORBCOMM signals of opportunity
…… QIN Honglei, LI Zhiqiang, ZHAO Chao (1845)
Numerical simulation of effect of background pressure on electric propulsion plume field
…… WENG Huiyan, CAI Guobiao, ZHENG Hongru, LIU Lihui, ZHANG Baiyi, HE Bijiao (1854)
Branch graph method for crank judgement of complex multi-loop linkage
…… NIE Liangyi, DING Huafeng, WANG Jun, BI Shusheng (1863)
In-situ measurement of atmospheric density in very low Earth orbits
…… LI Yongping, ZHU Guangwu, ZHENG Xiaoliang, AI Jiangzhao, YAN Yafei, ZHOU Jianhua (1875)
Effect of high altitude and low pressure on cycle performance of lithium-ion batteries
…… XIE Song, PING Xianke, GONG Yize (1883)
Application of r-grid adaptive for shock capturing in discontinuous Galerkin finite element method
…… GONG Xiaoquan, WU Xiaojun, TANG Jing, LI Ming, ZHANG Jian (1889)
Degradation indicator extraction for aerospace CMG based on power consumption analysis
…… TIAN Limei, GONG Mengtong, TANG Diyin, HAN Danyang, YU Jinsong, LI Chunwei (1899)
Purification method of satellite navigation signal based on array antenna beamforming
…… SHI Pengliang, WANG Xiaoyu, XUE Rui (1906)
Numerical simulation on internal flow performances of multi-stage pressure drop valve
…… FANG Yifang, XIANG Gaoxiang, TANG Chun'e, SHI Yuejuan (1915)
Inverse kinematic solution of nursing robot based on genetic algorithm
…… ZHANG Libo, LI Yupeng, ZHU Deming, FU Yongling (1925)
Methodology for model based verification requirements capturing and application in civil aircraft development
…… GUO Tai, QIAN Xin, GONG Qi, REN Wenming, YANG Shuanbao, XU Qinggang (1933)
Fog computing-based federated intrusion detection algorithm for wireless sensor networks
…… ZHU Mengyuan, CHEN Zhuo, LIU Pengfei, LYU Na (1943)
Analysis and optimization of dynamic characteristics of air-cooled launcher for fold-rotor UAV
…… ZHANG Zhao, PENG Yiming, ZHOU Fuliang, WEI Xiaohui, NIE Hong, YANG Gang (1951)
Functional regularized generalized canonical correlation analysis
…… WANG Zhichao, TENENHAUS Arthur, WANG Huiwen, ZHAO Qing (1960)
Short-term rapid prediction of stratospheric wind field based on PSO-BP neural network
…… LONG Yuan, DENG Xiaolong, YANG Xixiang, HOU Zhongxi (1970)
Modeling and finite-time control for hypersonic morphing flight vehicle
…… ZHANG Yuan, HUANG Wanwei, LU Kunfeng, BAI Wenyan, YU Jianglong (1979)
Optimal design of printed circuit heat exchanger considering manufacturing constraints
…… DU Mo, MENG Bao, PAN Feng, WAN Min (1994)
Warship's vital parts detection algorithm based on lightweight Anchor-Free network with multi-scale feature fusion
…… LI Chenxuan, GU Jiaojiao, WANG Lei, QIAN Kun, FENG Zeqin (2006)
Dual-channel control of hypersonic flight vehicles based on bounded perturbation analysis of eigenvalues
…… YANG Yuchen, ZHANG Zenghui, YAN Jianing, ZHANG Jing, YANG Lingyu (2020)
Optimization of XNOR/OR circuit area based on BABFA
…… ZHOU Yuhao, HE Zhenxue, LIANG Xinyi, FAN Xinchao, HUO Zhisheng, XIAO Limin (2031)
Performance comparison of helicopter inerting system under different temperature control modes
…… BAI Wentao, LIU Guotian, ZOU Bo, WANG Chenchen, CHEN Guanghao, FENG Shiyu (2040)
Dynamic collaborative sequencing for departure flights based on traffic state
…… JIANG Hao, LIU Jixin, DONG Xinfang (2048)
Momentum envelope analysis of magnetically suspended control sensitive gyroscope
…… YANG Yang, WANG Weijie, WANG Zhou, FAN Yahong, XUE Le (2061)
Classification of plateau shrub echo signal based on bispectrum analysis
…… LI Liyuan, LI Ping, LI Guolin, ZHANG Guangwei (2070)
Conducted electromagnetic interference of wireless charging system with bilateral LCC of electric vehicle
…… LYU Mengyuan, ZHAI Li, HU Guixing (2079)

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0041

Iridium/ORBCOMM 机会信号融合定位技术

秦红磊*, 李志强, 赵超
(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100083)

摘 要: 在全球导航卫星系统(GNSS)不可用情况下,低地球轨道(LEO)卫星机会信号(SOP)定位技术是一种有效的导航定位解决方案。单 LEO 星座机会信号定位技术面临星座构型不足或可见卫星偏少等问题,多 LEO 星座机会信号融合定位技术可有效解决该问题。通过分析瞬时多普勒定位原理,建立了 Iridium/ORBCOMM 机会信号融合定位模型,引入基于 Helmert 方差估计的加权最小二乘算法进一步提高定位精度。实测数据表明:基于 Helmert 方差估计的 Iridium/ORBCOMM 机会信号融合定位精度优于 70 m,验证了多 LEO 星座机会信号融合定位的可行性和有效性。

关 键 词: 机会信号(SOP); Iridium; ORBCOMM; 融合定位; Helmert
中图分类号: P228.1; TN967.1
文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2022)10-1845-09

开展机会信号[1](signal of opportunity, SOP)定位技术的研究为解决全球导航卫星系统(global navigation satellite system, GNSS)不可用情况下的导航定位问题提供了有效途径。机会信号包括陆基机会信号和天基机会信号,如 DTV、WIFI 及移动通信网络信号等为陆基机会信号,低地球轨道(low Earth orbit, LEO)星座信号为天基机会信号。本文主要研究 LEO 星座机会信号定位技术。LEO 星座机会信号用于定位具有许多优点,如全球覆盖、可利用频带宽、抗电磁干扰能力强、不需要系统建设、成本低等。LEO 星座多以全球无缝、终端可手持的大容量移动卫星通信系统为主,目前运营良好的有 Iridium、ORBCOMM 和 Globalstar 等。另外,OneWeb 公司计划构建含有 648 颗卫星的 LEO 星座[2],SpaceX 公司也在计划一个含有4 000颗卫星的 LEO 星座[2],为未来 LEO 星座机会信号定位提供了丰富的辐射源。

单 LEO 星座构型和可见星数量往往不能同时满足高精度、高可用性的定位要求,如 ORBCOMM 星座布局较好,但目前在轨运行可工作的卫星数目只有 12 颗, Iridium 系统在轨运行 66 颗工作卫星,但 Iridium 轨道全为极地南北走向轨道,星座布局不利于高精度定位。Iridium 和 ORBCOMM 星座互补性高,二者融合定位可解决单 LEO 星座定位精度差的问题。

基于 LEO 天基机会信号的研究刚刚起步。国内学者发表了 Iridium、ORBCOMM 单 LEO 星座机会信号定位技术[2-5],前者定位精度优于 200 m,后者定位精度优于 140 m,并进行了误差分析;另外还进行了 Iridium 辅助惯性导航系统(inertial navigation system, INS)动态定位研究[6]。国外研究主要集中在美国加利福尼亚大学和加拿大魁北克大学,加拿大学者 Nguyen 等[7-8]研究了 Iridium 定位技术;美国学者 Kassas 和 Khalife[9]研究了 ORBCOMM 定位技术,精度达到 360 m,并进行了辅助 INS 实验[10];在多 LEO 星座机会信号融合定位技术方面,目前只有加拿大学者 Farhangian 和 Landry[11]使用扩展卡尔曼滤波(extended Kal-

收稿日期: 2021-01-22; **录用日期**: 2021-06-13; **网络出版时间**: 2021-07-05 12:35
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210705.1110.002.html
* **通信作者**. E-mail: qhlmmm@sina.com

引用格式: 秦红磊, 李志强, 赵超. Iridium/ORBCOMM 机会信号融合定位技术[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 1845-1853. QIN H L, LI Z Q, ZHAO C. Fusion positioning based on Iridium/ORBCOMM signals of opportunity[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 1845-1853(in Chinese).

man filter, EKF)的方法对 Iridium 和 ORBCOMM 融合定位进行了研究,精度达 132 m。

本文基于 Iridium 和 ORBCOMM 星座开展了多 LEO 星座机会信号融合定位技术研究。首先,分析了瞬时多普勒定位原理;然后,构建了 Iridium/ORBCOMM 机会信号融合定位模型,包括信号接收机模型、直接融合定位模型和 Helmert 融合定位模型;最后,利用实际信号进行了实验验证,获得了优于 70 m 的定位精度。

1 瞬时多普勒定位原理

LEO 星座机会信号定位技术采用瞬时多普勒定位原理,本节主要从几何角度详细分析多普勒定位原理,为后续 Iridium/ORBCOMM 机会信号融合定位奠定基础。

1.1 等多普勒频率圆锥面

由多普勒理论可知,卫星信号被相对于地球静止的接收机接收时,信号载波产生的多普勒频率如下:

$$f_{\mathrm{d}} = \frac{1}{\lambda}\boldsymbol{v}\cdot\frac{\boldsymbol{r}_{\mathrm{s}}-\boldsymbol{r}_{\mathrm{u}}}{\|\boldsymbol{r}_{\mathrm{s}}-\boldsymbol{r}_{\mathrm{u}}\|} = \frac{1}{\lambda}|\boldsymbol{v}||\boldsymbol{I}|\cos\theta = \frac{1}{\lambda}v\cos\theta \tag{1}$$

式中:f_{d} 为多普勒频率;λ 为信号波长;$\boldsymbol{v}$ 为卫星在地心地固坐标系(Earth centered Earth fixed, ECEF)下的速度矢量;$\boldsymbol{I}$ 为卫星与接收机视距方向单位矢量;$\boldsymbol{r}_{\mathrm{s}}\in\mathbf{R}^3$ 为卫星在 ECEF 下的位置矢量;$\boldsymbol{r}_{\mathrm{u}}\in\mathbf{R}^3$ 为接收机在 ECEF 下的位置矢量;θ 为卫星速度矢量与视距方向矢量的夹角;v 为速度矢量的模。

假设地球表面放置接收机 R,测量空间 LEO 卫星 S 辐射信号的多普勒频率。在三维空间内不考虑任何误差的情况下,根据式(1)可知,与接收机测量的多普勒频率相等的位置矢量构成一圆锥面,顶点为卫星位置矢量,圆锥面张角为 θ,该圆锥面即为等多普勒频率圆锥面。理想情况下,圆锥母线无限长,如图 1 所示,图中仅取部分等多普勒圆锥面。

1.2 多普勒频率测量误差对等多普勒频率圆锥面的影响

考虑只有多普勒频率测量误差存在,当产生的多普勒频率测量误差为 Δf 时,此时的等多普勒频率圆锥面的张角变为

$$\theta+\Delta\theta = \arccos\left(\frac{f_{\mathrm{d}}+\Delta f}{v}\lambda\right) \tag{2}$$

式中:$\Delta\theta$ 为由多普勒频率测量误差 Δf 引起的等多普勒频率圆锥面的张角增量,如图 2 所示。假设用户真实位置为图 2 中 A 点,在 A 点测量的无误差多普勒频率为 f_{d},测量误差导致多普勒频率为 $f_{\mathrm{d}}+\Delta f$,使得接收机位置矢量从 A 偏到 B',定位时,求解的定位结果就位于虚线圆锥面上。因此,测量误差导致等多普勒频率圆锥面变成了侧面带有一定厚度的圆锥面,以下简称圆锥环体。该圆锥环体在地面可形成一簇等多普勒频率曲线,如图 2(b)所示,该区域为接收机可能存在的位置。

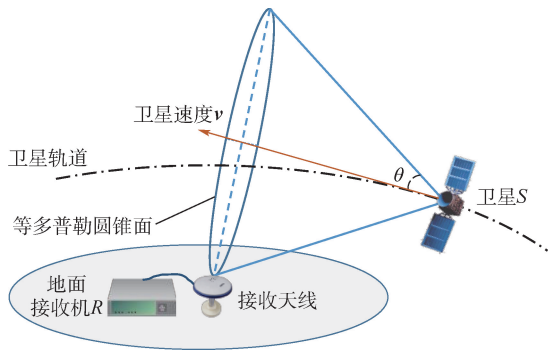
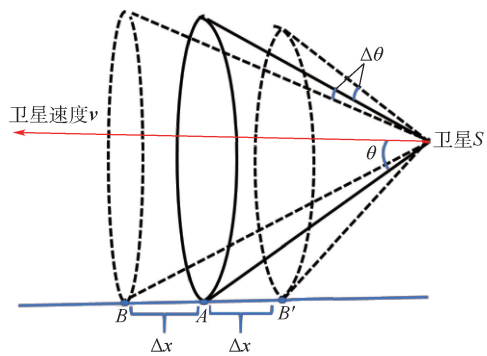
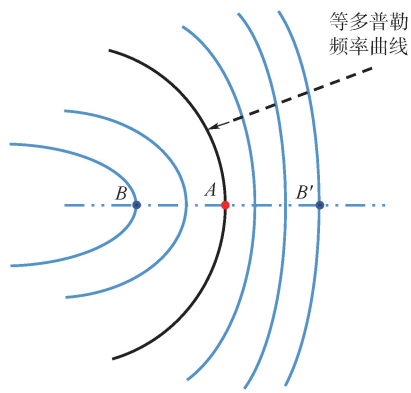


图 1 等多普勒频率圆锥面示意图

Fig. 1 Diagram of a conical surface composed of points with equal Doppler frequencies



(a) 圆锥环体示意图



(b) 圆锥环体在地面形成的一簇等多普勒频率曲线

图 2 多普勒频率测量误差对图 1 中圆锥面的影响

Fig. 2 Influence of Doppler frequency measurement error on conical surface in Fig. 1

1.3 圆锥面张角增量对圆锥环体体积的影响

瞬时多普勒定位的几何解释是利用至少 4 个

多普勒频率圆锥面相交确定用户位置和钟偏。事实上,由于多普勒频率测量误差存在,由 1.2 节可知等多普勒频率圆锥面变成了圆锥环体,用户位置估计值将不再是空间一点,而是分布在几个圆锥环体的交叉体内,该交叉体体积越大,位置估计误差越大。由推导可知,多普勒频率测量误差 Δf 导致等多普勒频率圆锥面的张角 θ 发生改变,多普勒频率引起视距速度的模 v_{los} 发生改变:

$$v_{los} = v\cos\theta = f_d\lambda \tag{3}$$

$$v_{los} + \Delta v_{los} = v\cos(\theta + \Delta\theta) \tag{4}$$

为了得到 Δf 和 $\Delta\theta$ 的关系,对式(3)微分,得到

$$|\Delta\theta| = \left|\frac{\Delta f \cdot \lambda}{v\sin\theta}\right| \tag{5}$$

显然,当卫星速度矢量与视距方向矢量的夹角 θ 不同时,由相同的测量误差 Δf 引起的张角增量是不同的,当卫星处于接收机头顶位置时,θ 越接近 $\pi/2$,因此 $\sin\theta$ 越大,由多普勒频率测量误差引起的张角增量最小。张角增量越小,圆锥环体的厚度就越小,最终的交叉体体积也就越小,定位误差就越小。可得出,在利用瞬时多普勒定位模型解算时,需要考虑多普勒频率圆锥面张角 θ 对测量误差的放大作用。

2　Iridium/ORBCOMM 机会信号融合定位模型

2.1　信号接收机模型

信号接收机模型要依据信号体制进行设计,Iridium 和 ORBCOMM 星座构型与信号体制如图 3 所示。

Iridium 星座[12-13]在轨运行 75 颗卫星,包括 66 颗工作卫星和 9 颗在轨备份卫星,分布在 6 个近极圆轨道,轨道倾角为 86.4°,每个轨道共11 颗工作卫星,可实现包括南北两极的全球覆盖。Iridium频带为 1 616.0 ~ 1 626.5 MHz,采用 FDMA/TDMA /SDMA 多址接入,并采用 TDD 实现双工。1 626.0 ~ 1 626.5 MHz 为单工下行信道,分为 12 个信道,每个信道频宽为 41.667 kHz。Iridium 信号严格按照 TDMA 帧结构发送信号,帧结构中的前 20.32 ms 为单工信道使用,包括单音信号、BPSK 调制信号及 QPSK 信号。

ORBCOMM 星座[13-15]在轨运行 35 颗卫星,仍能工作的为第二代卫星(OG2),共 12 颗卫星,均匀分布在 4 个主轨道平面,轨道倾角为 47°。ORBCOMM 下行链路频带为 137 ~ 138 MHz,有 13 个

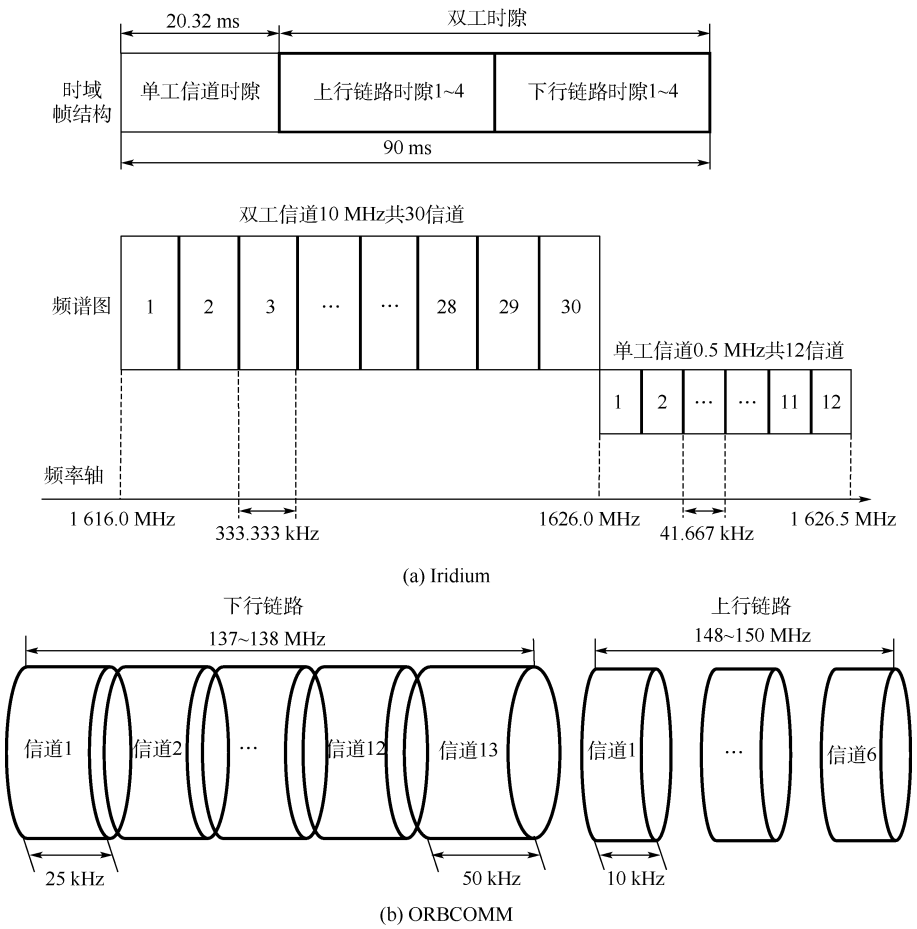


图 3　Iridium 和 ORBCOMM 信号体制

Fig. 3　Iridium and ORBCOMM signal system

FDMA 信道,其中 12 个信道带宽为 25 kHz,另外 1 个带宽为 50 kHz 的信道用于与关口站通信,信号采用对称差分相移键控(symmetrical differential phase shift keying,SDPSK)调制方式。ORBCOMM 上行链路频带为 148 ~ 150 MHz,共 6 个带宽 10 kHz的 FDMA 信道,与本文无关不再叙述。

通过对比不难看出,Iridium 星座在卫星数量方面明显优于 ORBCOMM 星座,导致 Iridium 可见性整体上优于 ORBCOMM。但是,Iridium 为近极圆轨道,卫星可见性会随着维度的下降而降低,在中低纬度地区定位效果会差很多。另外,ORBCOMM 轨道倾角更小,卫星轨道走向非正南正北走向,可补充 Iridium 轨道不足。因此,两星座若融合定位,不仅可以增加卫星可见性,更可以优化星座构型,进一步提高定位精度并增强定位系统可靠性。

根据 Iridium 和 ORBCOMM 的信号体制,本文提出如图 4 所示的信号接收机模型。该模型主要包括 2 个部分,即信号接收硬件模块和信号处理软件模块。硬件模块主要包括射频前端和 AD 采样器,其中射频前端因信号而异,包括信号带通滤波、混频及信号放大等模块。Iridium 和 ORBCOMM 信号软件处理过程基本相同,先根据信号检测门限判断信号是否存在;若存在则采用匹配滤波检测信号包络,确定信号存在时间;由于 Iridium 和 ORBCOMM 信号落地功率高于噪声功率,可直接使用快速傅里叶变换(fast Fourier transform,FFT)对多普勒频率粗测量;由于 FFT 的频率分辨率问题,经过粗测量获得的多普勒频率不能直接用于定位,可使用最大似然估计(maximum likelihood estimation,MLE)法[16] 对多普勒频率精测量。通过此模型获得可用于定位的时间和多普勒频率信息,结合融合定位算法,即可获得定位输出。

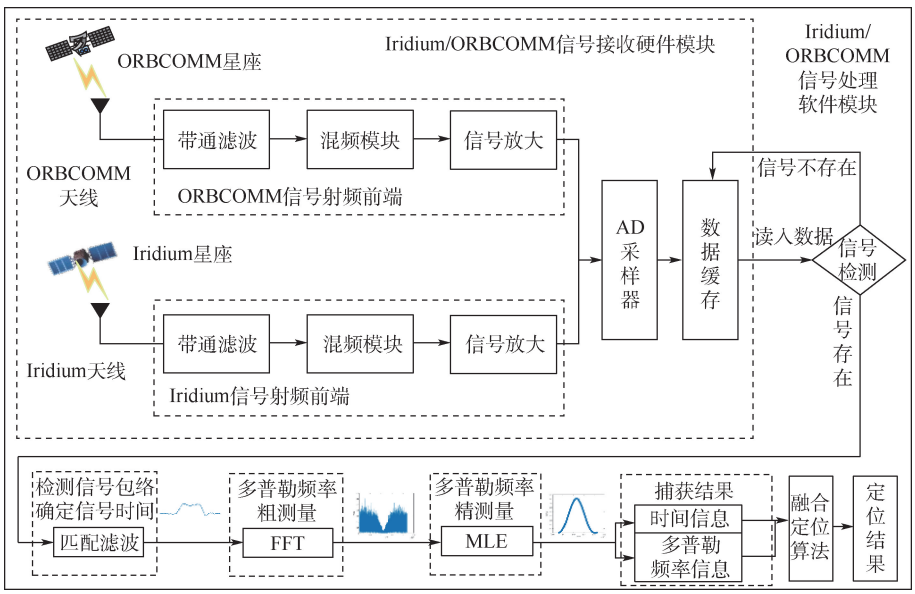


图 4 Iridium/ORBCOMM 信号接收机模型

Fig. 4 Iridium/ORBCOMM signal receiver model

2.2 直接融合定位模型

静态接收机的瞬时多普勒观测方程为

$$\dot{\rho} = \boldsymbol{v} \cdot \frac{\boldsymbol{r}_s - \boldsymbol{r}_u}{\|\boldsymbol{r}_s - \boldsymbol{r}_u\|} + f_u + \Delta f \tag{6}$$

式中:$\dot{\rho}$ 为观测伪距率, m/s;f_u 为接收机钟偏量;Δf 为多普勒频率测量误差。

要实现 Iridium/ORBCOMM 机会信号融合定位,由于接收机与各星座的钟偏不同,融合定位方程的状态量 $\boldsymbol{u}$ 将变成 5 维向量,即

$$\boldsymbol{u} = [\boldsymbol{r}_u, f_{u,\mathrm{iri}}, f_{u,\mathrm{orb}}] \in \mathbf{R}^5 \tag{7}$$

式中:$f_{u,\mathrm{iri}}$ 和 $f_{u,\mathrm{orb}}$ 分别为 Iridium 和 ORBCOMM 的钟偏。

记 Iridium 星座 n 维和 ORBCOMM 星座 m 维多普勒频率观测量 $\dot{\boldsymbol{\rho}}_{\mathrm{iri}}$、$\dot{\boldsymbol{\rho}}_{\mathrm{orb}}$ 为

$$\dot{\boldsymbol{\rho}}_{\mathrm{iri}} = [\dot{\rho}_1^{\mathrm{iri}}, \dot{\rho}_2^{\mathrm{iri}}, \cdots, \dot{\rho}_i^{\mathrm{iri}}, \cdots, \dot{\rho}_n^{\mathrm{iri}}]^{\mathrm{T}} \tag{8}$$

$$\dot{\boldsymbol{\rho}}_{\mathrm{orb}} = [\dot{\rho}_1^{\mathrm{orb}}, \dot{\rho}_2^{\mathrm{orb}}, \cdots, \dot{\rho}_j^{\mathrm{orb}}, \cdots, \dot{\rho}_m^{\mathrm{orb}}]^{\mathrm{T}} \tag{9}$$

记 Iridium 和 ORBCOMM 对应维度的多普勒频率估计量 $\hat{\dot{\boldsymbol{\rho}}}_{\mathrm{iri}}$、$\hat{\dot{\boldsymbol{\rho}}}_{\mathrm{orb}}$ 为

$$\hat{\dot{\boldsymbol{\rho}}}_{\mathrm{iri}} = [\hat{\dot{\rho}}_1^{\mathrm{iri}}, \hat{\dot{\rho}}_2^{\mathrm{iri}}, \cdots, \hat{\dot{\rho}}_i^{\mathrm{iri}}, \cdots, \hat{\dot{\rho}}_n^{\mathrm{iri}}]^{\mathrm{T}} \tag{10}$$

$$\hat{\dot{\boldsymbol{\rho}}}_{\mathrm{orb}} = [\hat{\dot{\rho}}_1^{\mathrm{orb}}, \hat{\dot{\rho}}_2^{\mathrm{orb}}, \cdots, \hat{\dot{\rho}}_j^{\mathrm{orb}}, \cdots, \hat{\dot{\rho}}_m^{\mathrm{orb}}]^{\mathrm{T}} \tag{11}$$

令 $\boldsymbol{d}_{\mathrm{iri}} = \hat{\dot{\boldsymbol{\rho}}}_{\mathrm{iri}} - \dot{\boldsymbol{\rho}}_{\mathrm{iri}}$,$\boldsymbol{d}_{\mathrm{orb}} = \hat{\dot{\boldsymbol{\rho}}}_{\mathrm{orb}} - \dot{\boldsymbol{\rho}}_{\mathrm{orb}}$,根据式(6)~式(11)可得

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{d}_{\text{iri}}\\ \boldsymbol{d}_{\text{orb}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\vdots\\ \hat{\dot{\rho}}_i^{\text{iri}}-\dot{\rho}_i^{\text{iri}}\\ \vdots\\ \hat{\dot{\rho}}_j^{\text{orb}}-\dot{\rho}_j^{\text{orb}}\\ \vdots\end{bmatrix}=\boldsymbol{0}=\begin{bmatrix}\vdots\\ \boldsymbol{v}_{i,\text{iri}}\cdot\dfrac{\boldsymbol{r}_i^{\text{iri}}-\boldsymbol{r}_{\text{u}}}{\|\boldsymbol{r}_i^{\text{iri}}-\boldsymbol{r}_{\text{u}}\|}+f_{\text{u,iri}}-\dot{\rho}_i^{\text{iri}}\\ \vdots\\ \boldsymbol{v}_{j,\text{orb}}\cdot\dfrac{\boldsymbol{r}_j^{\text{orb}}-\boldsymbol{r}_{\text{u}}}{\boldsymbol{r}_j^{\text{orb}}-\boldsymbol{r}_{\text{u}}}+f_{\text{u,orb}}-\dot{\rho}_j^{\text{orb}}\\ \vdots\end{bmatrix}\tag{12}$$

令 $\boldsymbol{d}(\boldsymbol{u})=[\boldsymbol{d}_{\text{iri}}^{\text{T}},\boldsymbol{d}_{\text{orb}}^{\text{T}}]^{\text{T}}$,按照牛顿迭代算法将 $\boldsymbol{d}(\boldsymbol{u})$ 在 $\boldsymbol{u}=\boldsymbol{u}_{k-1}$ 处线性化,$\boldsymbol{u}_{k-1}$ 表示状态量 $\boldsymbol{u}(k=1,2,3,\cdots)$ 迭代解算结果,可得

$$(\boldsymbol{d}(\boldsymbol{u})-\boldsymbol{d}(\boldsymbol{u}_{k-1}))+\left.\frac{\partial\boldsymbol{d}(\boldsymbol{u})}{\partial\boldsymbol{u}}\right|_{\boldsymbol{u}=\boldsymbol{u}_{k-1}}\cdot\Delta\boldsymbol{u}=\boldsymbol{0}\tag{13}$$

式中:$\Delta\boldsymbol{u}=\boldsymbol{u}-\boldsymbol{u}_{k-1}$。

令 $\boldsymbol{G}=\left.\dfrac{\partial\boldsymbol{d}(\boldsymbol{u})}{\partial\boldsymbol{u}}\right|_{\boldsymbol{u}=\boldsymbol{u}_{k-1}}$,$\boldsymbol{d}(\boldsymbol{u}_{k-1})$ 简记为 $\boldsymbol{d}$,由式(12)和式(13)可得

$$\boldsymbol{G}\cdot\Delta\boldsymbol{u}-\boldsymbol{d}=\boldsymbol{0}\tag{14}$$

根据最小二乘算法,求得 $\Delta\boldsymbol{u}=(\boldsymbol{G}^{\text{T}}\boldsymbol{G})^{-1}\boldsymbol{G}^{\text{T}}\boldsymbol{d}$,则状态估计值 $\hat{\boldsymbol{u}}_k$ 的更新公式为

$$\hat{\boldsymbol{u}}_k=\boldsymbol{u}_{k-1}+\Delta\boldsymbol{u}\tag{15}$$

求得 $\boldsymbol{G}$ 如式(16),代入式(14)即为 Iridium/ORBCOMM 机会信号直接融合定位模型。式(14)亦可推广到 N 个 LEO 星座机会信号融合定位,此时状态量 $\boldsymbol{u}\in\mathbf{R}^{N+3}$。

$$\boldsymbol{G}=\begin{bmatrix}\vdots & \vdots & \vdots\\ \boldsymbol{v}_{i,\text{iri}}(\boldsymbol{r}_i^{\text{iri}}-\boldsymbol{r}_{\text{u},k-1})\cdot\dfrac{(\boldsymbol{r}_i^{\text{iri}}-\boldsymbol{r}_{\text{u},k-1})^{\text{T}}}{\|\boldsymbol{r}_i^{\text{iri}}-\boldsymbol{r}_{\text{u},k-1}\|^3}-\dfrac{\boldsymbol{v}_{i,\text{iri}}}{\|\boldsymbol{r}_i^{\text{iri}}-\boldsymbol{r}_{\text{u},k-1}\|}\cdot\boldsymbol{I}_3 & 1 & 0\\ \vdots & \vdots & \vdots\\ \boldsymbol{v}_{j,\text{orb}}(\boldsymbol{r}_j^{\text{orb}}-\boldsymbol{r}_{\text{u},k-1})\cdot\dfrac{(\boldsymbol{r}_j^{\text{orb}}-\boldsymbol{r}_{\text{u},k-1})^{\text{T}}}{\|\boldsymbol{r}_j^{\text{orb}}-\boldsymbol{r}_{\text{u},k-1}\|^3}-\dfrac{\boldsymbol{v}_{j,\text{orb}}}{\|\boldsymbol{r}_j^{\text{orb}}-\boldsymbol{r}_{\text{u},k-1}\|}\cdot\boldsymbol{I}_3 & 0 & 1\\ \vdots & \vdots & \vdots\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{G}_{\text{iri}}\\ \boldsymbol{G}_{\text{orb}}\end{bmatrix}\tag{16}$$

2.3 Helmert 融合定位模型

直接融合定位模型仅仅考虑 Iridium/ORBCOMM 不同星座在定位中的钟偏问题,并未处理增加星座引入的测量噪声问题。不同星座的信号体制、星座构型等多方面的原因导致不同星座卫星信号的观测值精确度不同。为了减小测量噪声较大的星座对定位的消极影响,可采用加权最小二乘算法,即在式(14)等号两边同时乘以权值矩阵 $\boldsymbol{Q}$,可得

$$\boldsymbol{Q}\boldsymbol{G}\Delta\boldsymbol{u}-\boldsymbol{Q}\boldsymbol{d}=\boldsymbol{0}\tag{17}$$

式(17)的最小二乘解为

$$\Delta\hat{\boldsymbol{u}}=(\boldsymbol{G}^{\text{T}}\boldsymbol{Q}^{\text{T}}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{G})^{-1}\boldsymbol{G}^{\text{T}}\boldsymbol{Q}^{\text{T}}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{d}=(\boldsymbol{G}^{\text{T}}\boldsymbol{W}\boldsymbol{G})^{-1}\boldsymbol{G}^{\text{T}}\boldsymbol{W}\boldsymbol{d}\tag{18}$$

式中:$\boldsymbol{W}=\boldsymbol{Q}^{\text{T}}\boldsymbol{Q}$。

加权最小二乘算法的权值可根据后验信息确定。后验信息指通过迭代计算获得的信息,主要指残差向量,可估计各星座观测量的方差,从而在迭代计算中动态地调整不同类型观测量的权值,实现较优的权值配置。本文引入基于残差向量 $\boldsymbol{b}$ 的 Helmert 方差估计[17-18],即通过残差向量估计不同星座的测量噪声方差,并将方差考虑进入权值矩阵,从而获得较优权值配置,进而降低不同星座测量噪声分布不同对定位结果的消极影响。采用基于残差向量 $\boldsymbol{b}$ 的 Helmert 方差估计定权的加权最小二乘算法记为 Helmert 融合定位模型,基本流程如下:

步骤 1　初始化权值矩阵和接收机位置,权值矩阵可设置为单位矩阵 $\boldsymbol{I}$,即 $\boldsymbol{W}=\boldsymbol{I}\cdot\boldsymbol{I}=\boldsymbol{I}$,根据大量试验结果,接收机初始位置可设置为以接收机为中心方圆 1 000 km 之内的任意位置。

步骤 2　将权值矩阵代入式(18),根据最小二乘迭代获得残差向量 $\boldsymbol{b}=\boldsymbol{G}\Delta\hat{\boldsymbol{u}}-\boldsymbol{d}$。

步骤 3　根据参考文献[17]中 Helmert 方差估计简化公式可得出式(19),为本文 Helmert 方差估计函数,估计出各星座观测量误差的方差。

步骤 4　将步骤 3 中得到的方差按照式(20)更新权值矩阵,其中 c 为常数,一般可设置为 1~2。

步骤 5　迭代计算,直到定位稳定输出。

$$[\sigma_{\text{iri}}^2,\sigma_{\text{orb}}^2]^{\text{T}}=\left[\frac{\boldsymbol{b}_{\text{iri}}^{\text{T}}\boldsymbol{W}_{\text{iri}}\boldsymbol{b}_{\text{iri}}}{n_{\text{iri}}-\text{tr}(\boldsymbol{N}^{-1}\boldsymbol{N}_{\text{iri}})},\frac{\boldsymbol{b}_{\text{orb}}^{\text{T}}\boldsymbol{W}_{\text{orb}}\boldsymbol{b}_{\text{orb}}}{n_{\text{orb}}-\text{tr}(\boldsymbol{N}^{-1}\boldsymbol{N}_{\text{orb}})}\right]^{\text{T}}\tag{19}$$

$$\hat{\boldsymbol{W}} = \frac{c}{\sigma^2}\boldsymbol{W} \tag{20}$$

式中：σ^2_{iri}和σ^2_{orb}分别为Iridium和ORBCOMM测量噪声方差估算值；n_{iri}和n_{orb}分别为Iridium和ORBCOMM卫星的观测历元数量（若单历元定位实际上就是可见卫星数量）；$\boldsymbol{b}_{\text{iri}} = \boldsymbol{G}_{\text{iri}}\Delta\hat{\boldsymbol{u}} - \boldsymbol{d}_{\text{iri}}$和$\boldsymbol{b}_{\text{orb}} = \boldsymbol{G}_{\text{orb}}\Delta\hat{\boldsymbol{u}} - \boldsymbol{d}_{\text{orb}}$分别为Iridium和ORBCOMM的残差向量；$\boldsymbol{N}_{\text{iri}} = \boldsymbol{G}^{\text{T}}_{\text{iri}}\boldsymbol{W}_{\text{iri}}\boldsymbol{G}_{\text{iri}}$；$\boldsymbol{N}_{\text{orb}} = \boldsymbol{G}^{\text{T}}_{\text{orb}}\boldsymbol{W}_{\text{orb}}\boldsymbol{G}_{\text{orb}}$，$\boldsymbol{N} = \boldsymbol{N}_{\text{iri}} + \boldsymbol{N}_{\text{orb}}$；$\boldsymbol{W}_{\text{iri}} = \boldsymbol{Q}^{\text{T}}_{\text{iri}}\boldsymbol{Q}_{\text{iri}}$和$\boldsymbol{W}_{\text{orb}} = \boldsymbol{Q}^{\text{T}}_{\text{orb}}\boldsymbol{Q}_{\text{orb}}$可初始化为单位矩阵。

将σ^2_{iri}、σ^2_{orb}代入式(20)中，获得更新后的$\hat{\boldsymbol{W}}_{\text{iri}}$和$\hat{\boldsymbol{W}}_{\text{orb}}$，新的权值矩阵如下：

$$\hat{\boldsymbol{W}} = \begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{W}}_{\text{iri}} & \\ & \hat{\boldsymbol{W}}_{\text{orb}} \end{bmatrix} \tag{21}$$

结合2.2节，本文提出Iridium/ORBCOMM机会信号融合定位算法，如图5所示。首先，通过信号接收及处理系统，获得多普勒频率及对应的时间信息；其次，考虑瞬时多普勒定位原理，尽量选取高仰角处的历元；再次，时间信息送入卫星轨道预测模块，结合TLE文件和SGP4轨道预测模型获得卫星位置及速度；然后，将多普勒频率和对应的卫星位置、速度送入直接融合定位方程进行迭代定位解算，获得直接融合定位结果；最后，考虑不同星座多普勒频率观测量精度不同，引入基于Helmert方差估计的加权最小二乘算法，将方差估计值用于更新权值矩阵，迭代定位解算，直至定位稳定输出，获得Helmert融合定位结果。若接收机位置矢量高度分量为先验信息，可使用高程辅助[19]进一步提高定位精度。

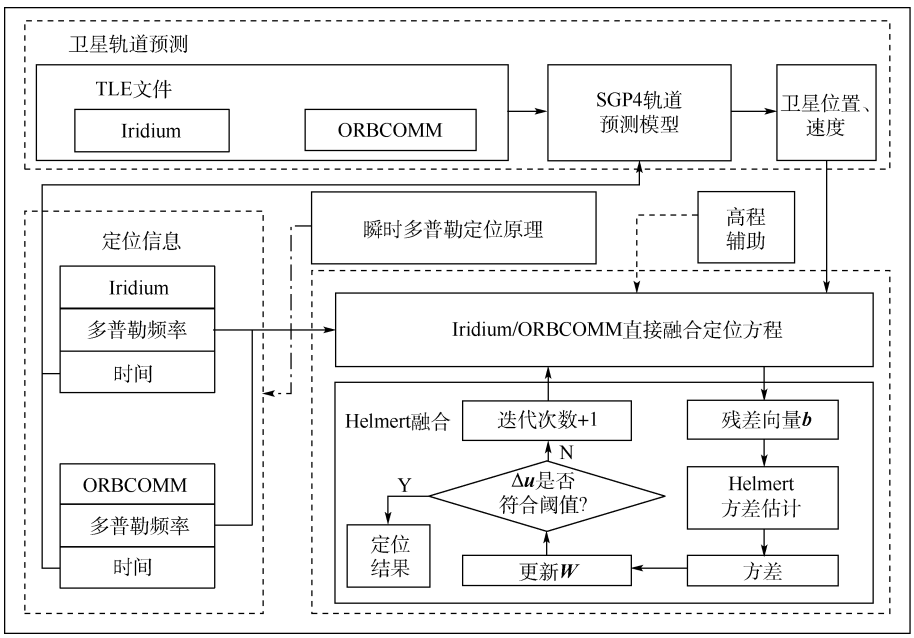


图5 Iridium/ORBCOMM机会信号融合定位算法

Fig. 5 Iridium/ORBCOMM fusion positioning algorithm

3 实验验证

首先，介绍Iridium/ORBCOMM机会信号接收及处理系统，并获得用于定位的多普勒频率及时间信息；然后，验证Iridium/ORBCOMM机会信号融合定位算法，获得融合定位结果，并对结果进行分析。

3.1 Iridium/ORBCOMM机会信号接收及处理

图6为Iridium/ORBCOMM机会信号接收及处理系统，主要包括天线、射频前端、AD采样器及信号处理软件平台4个部分。

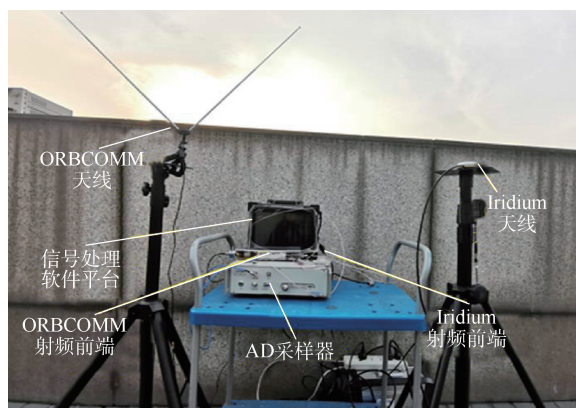


图6 Iridium/ORBCOMM信号接收系统

Fig. 6 Iridium/ORBCOMM real signal receiving system

持续接收 Iridium 和 ORBCOMM 机会信号 1 h 11 min，期间接收机保持静止，测量卫星多普勒频率。将获取数据分为连续的多个 90 ms 数据块，当存在机会信号时，利用匹配滤波确定信号存在时间，使用 FFT 粗测量多普勒频率，并采用 MLE 算法精测量多普勒频率。多普勒频率测量结果如图 7 所示，这段时间内共捕获 Iridium 卫星 13 颗，ORBCOMM 卫星 4 颗。

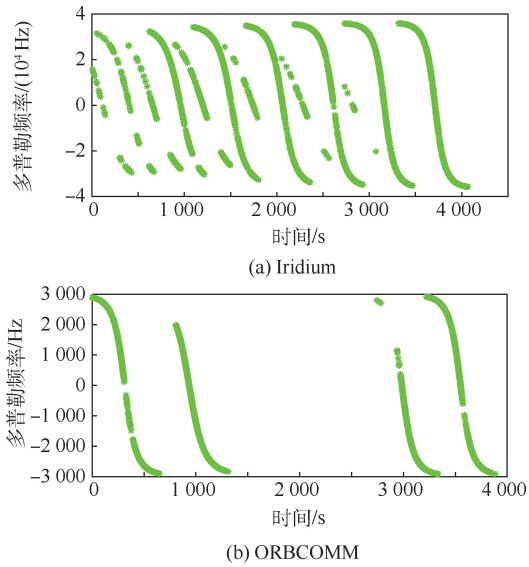


图 7　多普勒频率捕获结果

Fig. 7　Capture results of Doppler frequency

3.2　Iridium/ORBCOMM 机会信号融合定位及结果分析

按照本文提出的 Iridium/ORBCOMM 机会信号融合定位算法实现接收机静态定位，分为 Iridium 机会信号定位、ORBCOMM 机会信号定位、Iridium/ORBCOMM 机会信号直接融合定位及 Iridium/ORBCOMM 机会信号 Helmert 融合定位 4 种情况。将所有捕获得到的不同时刻的多普勒频率测量值均匀分组，每组中随机选取一个测量值，在高程辅助的情况下进行 500 次定位解算，以高精度 GNSS 定位结果为参考值，每 50 次定位为一组，统计定位误差均值和均方根误差（root mean square error，RMSE）值。图 8 ~ 图 11 分别给出了上述 4 种情况下定位误差的统计结果。

图 8 给出了 Iridium 单星座机会信号定位误差统计结果，水平方向定位误差均值和 RMSE 均优于 150 m；图 9 给出了 ORBCOMM 单星座机会信号定位误差统计结果，水平方向定位误差均值和 RMSE 值均优于 125 m；图 10 给出了 Iridium/ORBCOMM 机会信号直接融合定位结果，双星座优化了卫星空间分布，其水平方向定位误差得到改善，水平方向定位误差均值和 RMSE 均优于

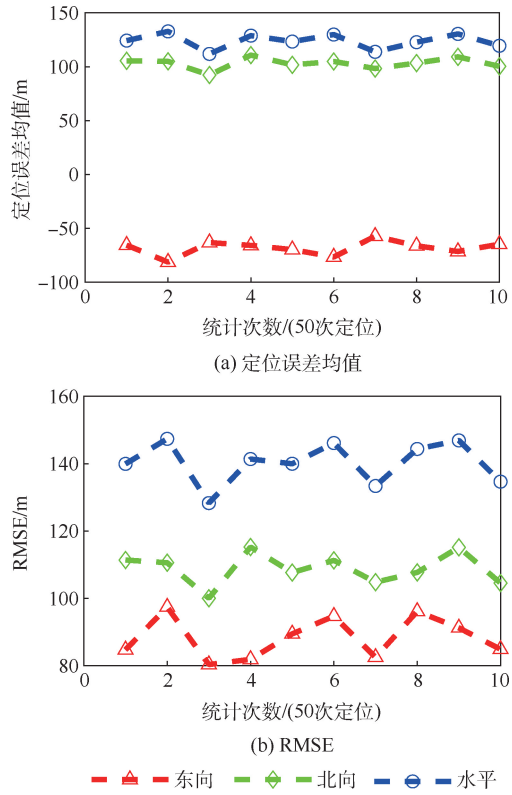


图 8　Iridium 机会信号定位结果

Fig. 8　Positioning results of Iridium signal of opportunity

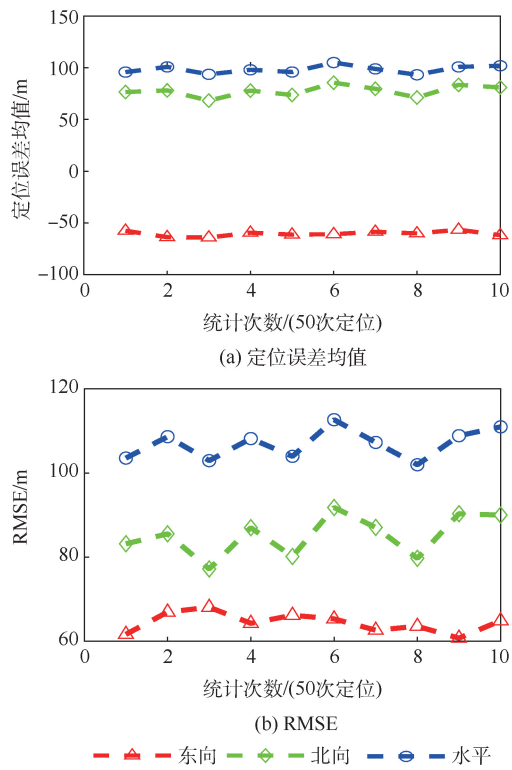


图 9　ORBCOMM 机会信号定位结果

Fig. 9　Positioning results of ORBCOMM signal of opportunity

85 m；图 11 给出了 Iridium/ORBCOMM 机会信号 Helmert 融合定位结果，引入 Helmert 方差估计将双星座间的观测量测量精度不同对定位结果造成的消极影响削弱，其水平方向定位误差得到改善，

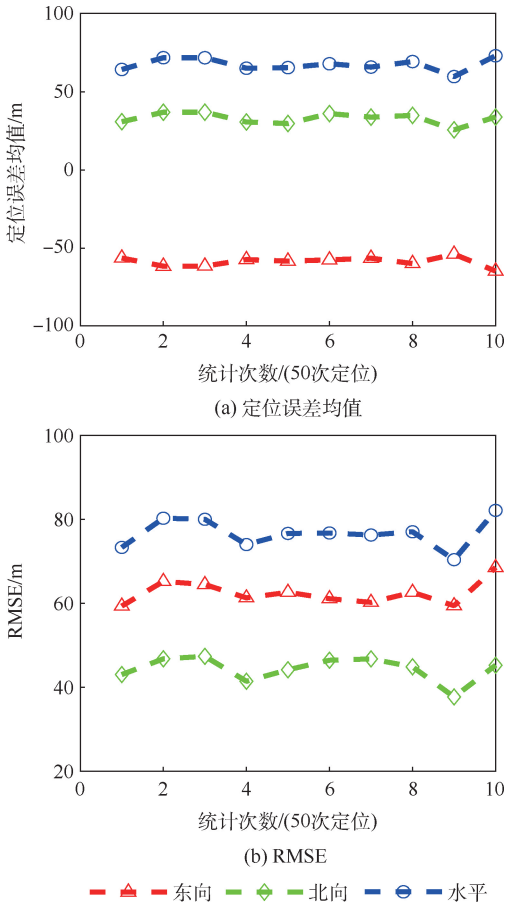


图 10 Iridium/ORBCOMM 直接融合定位结果

Fig. 10 Iridium/ORBCOMM fusion positioning results

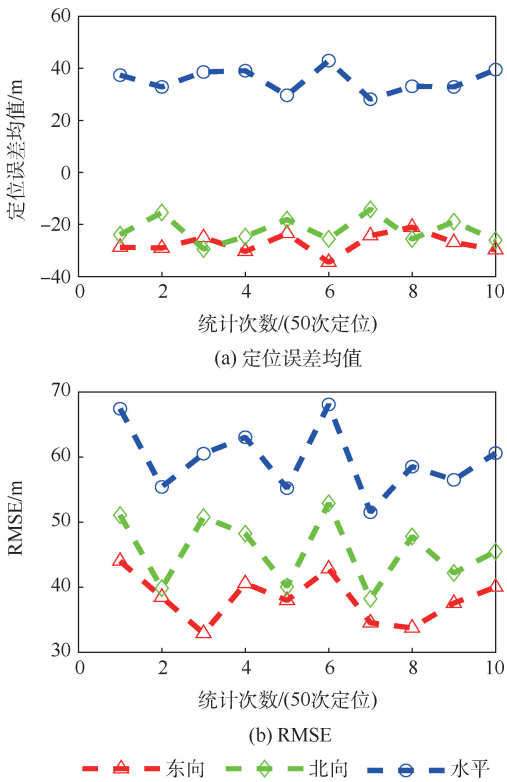


图 11 Iridium/ORBCOMM Helmert 融合定位结果

Fig. 11 Iridium/ORBCOMM Helmert positioning results

水平方向定位误差均值和 RMSE 均优于 70 m，尤其东向和北向的定位误差均值在 30 m 左右。4 种定位方式水平方向定位误差均值和 RMSE 值如表 1所示(均取最大值)。不难看出，多星座融合定位可以进一步提高定位精度。

表 1 高程辅助情况下不同方式定位结果对比

Table 1 Comparison of positioning results of different methods with altitude aiding

星座方式	RMSE/m	定位误差均值/m
Iridium	147.0	132.8
ORBCOMM	122.7	105.0
Iridium/ORBCOMM 直接融合	82.2	73.0
Iridium/ORBCOMM Helmert 融合	68.1	42.9

注：表中结果均为水平方向定位精度。

4 结 论

本文针对单星座机会信号定位存在几何结构差的问题，提出了多星座融合加权定位方法，提高了 LEO 机会信号可视性。同时，建立了 Iridium/ORBCOMM 机会信号融合定位模型，并提出了基于 Helmert 方差估计的 Iridium/ORBCOMM 机会信号融合定位算法，实验验证在高程辅助情况下水平方向定位精度优于 70 m，比当前研究水平精度提高了近一倍。研究成果为 GNSS 不能正常工作的场景提供一种有效的定位手段，所采用的融合方法显著提高了 LEO 卫星机会信号定位的精度和可用性。

观测多普勒频率存在野值点，影响定位结果，需考虑采用抗差最小二乘算法实现对野值点的剔除，进一步提高定位精度。

参考文献（References）

[1] YANG C, NGUYEN T. Self-calibrating position location using signals of opportunities[C]// Aerospace and Electronics Conference, 2009: 1055-1063.

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

[3] TAN Z, QIN H, CONG L, et al. Positioning using IRIDIUM satellite signals of opportunity in weak signal environment[J]. Electronics, 2020, 9(1): 37.

[4] TAN Z Z, QIN H L, CONG L, et al. New method for positioning using IRIDIUM satellite signals of opportunity[J]. IEEE Access, 2019, 7: 83412-83423.

[5] 秦红磊，谭滋中，丛丽，等. 基于铱星机会信号的定位技术[J]. 北京航空航天大学学报，2019，45(9)：1691-1699.
QIN H L, TAN Z Z, CONG L, et al. Positioning technology

based on IRIDIUM signals of opportunity[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2019,45(9):1691-1699(in Chinese).

[6] 秦红磊,赵超,杜岩松,等. 基于铱星/INS 组合定位技术在船舶中的应用研究[J]. 导航定位与授时,2020,7(2):35-41.
QIN H L,ZHAO C,DU Y S,et al. Research on the application of Iridium/INS integrated positioning technology in ship[J]. Navigation Positioning and Timing,2020,7(2):35-41(in Chinese).

[7] LANDRY R J,NGUYEN A Q,RASAEE H,et al. Iridium next LEO satellites as an alternative PNT in GNSS denied environments-Part 1[J]. Inside GNSS,2019,14(3):56-65.

[8] BENZERROUK H, NGUYEN Q, XIAOXING F, et al. LEO satellites based Doppler positioning using distributed nonlinear estimation[J]. IFAC-PapersOnLine,2019,52(12):496-501.

[9] KHALIFE J J,KASSAS Z M. Receiver design for Doppler positioning with LEO satellites[C]//2019 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). Piscataway:IEEE Press,2019:5506-5510.

[10] ARDITO C T,MORALES J J,KHALIFE J,et al. Performance evaluation of navigation using LEO satellite signals with periodically transmitted satellite positions[C]// Proceedings of the 2019 International Technical Meeting of the Institute of Navigation,2019:306-318.

[11] FARHANGIAN F,LANDRY R J. Multi-constellation software-defined receiver for Doppler positioning with LEO satellites [J]. Sensors,2020,20(20):58-66.

[12] BRUNT P. Iridium-Overview and status[J]. Space Communications,1996,14(2):61-68.

[13] 闵士权. 网络通信与工程应用:卫星通信系统工程设计与应用[M]. 北京:电子工业出版社,2015:352-361.
MIN S Q. Network communication and engineering applications:Design and application of satellite communication system engineering[M]. Beijing:Publishing House of Electronics Industry,2015:352-361(in Chinese).

[14] ILCEV S D. ORBCOMM space segment for mobile satellite system (MSS)[C]//2011 10th International Conference on Telecommunication in Modern Satellite Cable and Broadcasting Services (TELSIKS). Piscataway:IEEE Press,2011:689-692.

[15] ORBCOMM LLC. ORBCOMM system overview: A80TD0008 Revision G[R]. Rochelle Park:ORBCOMM,2001.

[16] KAY S M. Fundamentals of statistical signal processing:Estimation theory[M]. Upper Saddle River:Prentice-Hall Inc.,1993:193-197.

[17] 刘国林. 近代测量平差理论与方法[M]. 徐州:中国矿业大学出版社,2012:64-68.
LIU G L. Theory and method of adjustment in modern measurement[M]. Xuzhou:China University of Mining and Technology Press,2012:64-68(in Chinese).

[18] WANG J G,GOPAUL N,SCHERZINGER B. Simplified algorithms of variance component estimation for static and kinematic GPS single point positioning[J]. Journal of Global Positioning Systems,2009,8(1):43-52.

[19] 王萌,马利华,张丽荣,等. 区域定位系统中高程辅助三星定位算法[J]. 上海交通大学学报,2012,46(10):1647-1652.
WANG M,MA L H,ZHANG L R,et al. Three-satellite positioning algorithm with altitude aiding for regional navigation satellite system[J]. Journal of Shanghai Jiao Tong University,2012,46(10):1647-1652(in Chinese).

Fusion positioning based on Iridium/ORBCOMM signals of opportunity

QIN Honglei*, LI Zhiqiang, ZHAO Chao

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

Abstract: In the environment where global navigation satellite system (GNSS) signals are not available, positioning based on low Earth orbit (LEO) satellites signals of opportunity (SOP) is an effective positioning solution. At present, positioning based on the single LEO constellation SOP is faced with problems such as insufficient constellation configuration or less visible satellites. While, fusion positioning based on the multi-LEO constellations can effectively solve this problem, as it can improve the positioning accuracy, enhance the positioning reliability and availability, and make full use of the on-orbit non-navigational satellites that can be used for positioning. Based on the analysis of instantaneous Doppler positioning principle, the Iridium and ORBCOMM SOPs fusion positioning model is established, and the weighted least squares algorithm based on Helmert variance estimation is introduced to further improve the positioning accuracy. The experiment results show that the positioning accuracy of Iridium and ORBCOMM SOPs fusion based on Helmert variance estimation is better than 70 m, which verifies the feasibility and effectiveness of multi-LEO constellation SOPs fusion positioning.

Keywords: signal of opportunity (SOP); Iridium; ORBCOMM; fusion positioning; Helmert

Received: 2021-01-22; **Accepted**: 2021-06-13; **Published online**: 2021-07-05 12:35

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210705.1110.002.html

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0039

背景压强对电推进羽流场影响的数值模拟

翁惠焱[1,2], 蔡国飙[1,2], 郑鸿儒[3], 刘立辉[1,2], 张百一[1,2], 贺碧蛟[1,2,*]

(1. 北京航空航天大学 宇航学院, 北京 100083;
2. 北京航空航天大学 航天器设计优化与动态模拟技术教育部重点实验室, 北京 100083;
3. 长光卫星技术股份有限公司, 长春 130000)

摘 要: 真空舱内背景压强是电推力器地面试验过程中影响工作性能评估和羽流场参数诊断的重要参数。针对 LIPS-200 型离子推力器羽流场参数的数值仿真中采用的背景压强建立方法进行了仿真分析。仿真中采用混合粒子网格(PIC)方法和直接模拟蒙特卡罗(DSMC)方法处理羽流场中等离子体运动和粒子间碰撞,分别采用虚拟粒子和计算粒子建立压强的方式,对电推进羽流场进行了数值模拟,并与绝对真空环境进行对比分析。结果表明:背景压强的存在导致中性粒子和电荷交换离子数密度较绝对真空环境高 1 个量级以上。虚拟粒子可大幅提高计算效率,获得的流场中电荷交换离子分布与计算粒子结果相近,但中性粒子分布相差较大,虚拟粒子无法表征壁面及真空泵的影响。

关 键 词: 电推进; 羽流; 背景压力; 粒子网络-直接模拟蒙特卡罗(PIC-DSMC)方法; 数值模拟

中图分类号: V439

文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2022)10-1854-09

在电推力器地面长时间寿命试验过程中,真空舱内溅射产物返流沉积和舱内背景压强对推力器工作性能评估及羽流场参数诊断影响较大。由于背景压强存在,推力器放电室压强比在轨工作时高,推力器工作状态发生改变;舱内中性气体密度较真空环境高十几个量级,使电荷交换(charge exchange, CEX)碰撞发生频率提高、发生位置变化,探针测量的流场参数出现较大偏差;此外,背景压强还会影响电推力器稳定性[1]、栅极表面溅射[2]等参数的评估和测试,导致对推力器在轨工作状态的分析和设计不准确。目前,对于背景压强的影响研究主要有试验、粒子仿真和一维模型 3 种方法。

试验研究集中在背景压强对推力器地面工作参数的影响[3],尤其是对于霍尔推力器,由于自身结构设计导致其受背景压力影响更大,试验研究也较多[4]。Walker 和 Gallimore[5] 先后完成了推力器冷流与热试情况下的实验测量工作,并对冷流下的舱内压强分布进行了直接模拟蒙特卡罗(direct simulation Monte Carlo, DSMC)仿真分析,一维模型将真空舱内的计算区域虚拟化为若干区域,分别用公式代表真空泵吸附作用、返流和粒子入口流量,结合壁面条件,求解出整个流场中的压强分布。Cai[6] 给出了不同真空泵组合形式下的计算模型,并对地面试验真空舱中的中性气体压强分布进行了计算。Frieman[7] 进一步增加了底部圆顶泵并进行了分析。这些研究中一维模型和冷流仿真都造成了羽流流场的失真,无法对电推

收稿日期: 2021-01-21; **录用日期**: 2021-04-04; **网络出版时间**: 2021-04-09 09:38
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210408.1714.004.html
基金项目: 国家自然科学基金 (51977003)
* **通信作者**. E-mail: hbj@buaa.edu.cn

引用格式: 翁惠焱, 蔡国飙, 郑鸿儒, 等. 背景压强对电推进羽流场影响的数值模拟[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 1854-1862. WENG H Y, CAI G B, ZHENG H R, et al. Numerical simulation of effect of background pressure on electric propulsion plume field[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 1854-1862(in Chinese).

力器工作时的真实羽流场进行影响分析。

目前,在离子发动机羽流的数值模拟中维持背景压强的方法有以下 2 种:①采用虚拟粒子维持背景压强。在每次迭代计算时生成临时的虚拟粒子,维持背景压强[8]。临时产生的虚拟粒子参与碰撞,改变计算粒子的相关参数。而虚拟粒子的参数变化不会被记录下来,在下一次需要虚拟粒子时重新生成虚拟粒子,其参数为最初设定的参数,改变状态的只有计算粒子[9]。②使用计算粒子维持背景压强。背景压强粒子按照独立的粒子类型参与计算[10]。认为背景压力是具有一定温度和压强的中性推进剂原子。方法 1 由于不用记录背景气体粒子的相关参数和运动轨迹,能够大幅降低计算资源的占用,提高计算速度。方法 2 对计算资源要求高,计算效率低。以往研究中采用计算粒子维持背景压强的研究较少,认为虚拟粒子能够满足精度要求。随着计算机技术的不断发展,目前的计算资源能够满足方法 2 的实现,因此有必要对计算粒子模拟压强的情况进行深入分析。

李小平等[11]采用二维粒子网格/蒙特卡罗碰撞(particle in cell/Monte Carlo collision,PIC/MCC)方法对离子栅极系统的影响进行了仿真分析,其中推力器喷出的中性粒子采用计算粒子,背景中性原子密度根据克拉伯龙方程均匀布置。Jian 等[12]采用基于浸入式有限元方法的 PIC(IFE-PIC)方法和虚拟粒子的方式仿真分析了背景压强对羽流场及羽流对栅极溅射率的影响。Korkut 等[13]采用推力器喷出的粒子建立压强的方式进行了 PIC-DSMC 方法的粒子仿真分析。王军伟等[14]采用计算粒子计算分析了舱内冷板布置方式对羽流场的影响。综合来看,以往羽流场仿真研究主要采用虚拟粒子建立压强,导致背景中性粒子分布失真。而对背景压强的仿真研究中为了加速粒子平衡,往往忽视了羽流场参数的计算精度,两方面研究中尚未开展虚拟粒子和计算粒子 2 种建立背景压强方式下流场参数的分析对比。本文针对离子推力器羽流分别开展计算粒子、虚拟粒子和绝对真空情况下的仿真对比分析,得到背景压强及其不同计算方法对羽流场计算结果的影响。

1　仿真方法

本文涉及的仿真分析均使用电推进羽流效应仿真软件 EX-PWS[15-16]实现。EX-PWS 采用混合粒子网格(hybrid PIC)方法计算带电粒子在电场中的运动过程,使用 DSMC 方法[17]处理粒子间的弹性碰撞和电荷交换碰撞。

1.1　控制方程

电子动量方程是 EX-PWS 仿真软件计算电推进羽流效应时的控制方程,如下:

$$m_e n_e \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{v}_e}{\mathrm{d}t} = -n_e e(\boldsymbol{E} + \boldsymbol{v}_e \times \boldsymbol{B}) - \nabla p - n_e m_e v_{ei}(\boldsymbol{v}_e - \boldsymbol{v}_i) \tag{1}$$

式中:m_e 为电子质量;n_e 为电子密度;$\boldsymbol{v}_e$ 为电子速度;e 为电子电荷量;$\boldsymbol{E}$ 为电场强度;$\boldsymbol{B}$ 为磁场强度;p 为压强;v_{ei}为电子和离子之间的碰撞频率;$\boldsymbol{v}_i$ 为离子速度。

在计算本文涉及的离子推力器羽流场时,考虑到等离子体产生的自洽磁场及推力器自身磁场对于羽流流场的影响较小,因此在计算中忽略磁场的作用。此外,在本文主要考虑的羽流范畴,由于空间尺度较大,等离子体的德拜长度远小于分子自由程,等离子体总体上可视为准电中性,即可以认为电子密度等于离子密度。同时,混合 PIC 方法将电子视为流体,采用电子运动方程计算,而将中性粒子和离子视为计算粒子,参与流场中的迭代计算。

在描述等离子体中粒子间的碰撞时,通常用碰撞频率与等离子体频率的比值 $v_{ei}/\omega \approx \ln N_D / N_D$ 来判断,其中 N_D 为德拜球中的带电粒子数。当对于电子温度取值为 1.0 eV 时,其比值约为 1.7×10^{-3},远远小于 1,说明离子推力器的等离子体羽流流场可以视为无碰撞。此时,对于无碰撞同时忽略磁场影响的电子的动量方程可以演化为

$$en_e\boldsymbol{E} = -\nabla p \tag{2}$$

结合理想气体状态方程(式(3)),则流场内等离子体的电势和电子密度之间的关系可以由玻尔兹曼关系式(式(4))给出[9]:

$$p = n_e k T_e \tag{3}$$

$$n_e = n_{ref}\exp\left(\frac{\phi}{kT_e}\right) \tag{4}$$

式中:ϕ 为电势;n_{ref}为 0 处的参考电子密度,本文取为 $1\times10^{16}\ \mathrm{m}^{-3}$;$T_e$ 为电子温度;k 为玻尔兹曼常数。

从式(2)~式(4)可以看出,为了确定电势,需要得到电子温度。对于氙气工质离子推力器的羽流流场中电子温度的实验测量结果,根据测量位置不同,从 0.5 eV 到 3.0 eV 不等[18]。

1.2　粒子运动

在获得各网格内粒子数密度后,需要根据粒子所处的位置给予相应的权重,将电荷分配至网格节点上。EX-PWS 采用非结构化四面体网格,对于网格节点上的电荷储存位置采用面元中心,在分配电荷时采用体积分配法,如图 1 所示。取

粒子所在位置点与网格的 4 个面组成的小四面体的体积和总四面体网格的体积之比作为各表面中心点处获得的粒子电荷分配权重。

EX-PWS 软件中推动粒子运动采用蛙跳算法,如图 2 所示。蛙跳算法计算原理简单,且具有二阶精度,适合编程实现。采用蛙跳算法后,对于单个粒子的运动微分方程可以离散为如下有限差分方程:

$$\begin{cases} m\dfrac{\mathrm{d}\boldsymbol{v}}{\mathrm{d}t} = \boldsymbol{F} \\ \dfrac{\mathrm{d}\boldsymbol{x}}{\mathrm{d}t} = \boldsymbol{v} \end{cases} \tag{5}$$

$$\begin{cases} m\dfrac{\boldsymbol{v}(t+\Delta t/2) - \boldsymbol{v}(t-\Delta t/2)}{\Delta t} = \boldsymbol{F}(t) \\ \dfrac{\boldsymbol{x}(t+\Delta t) - \boldsymbol{x}(t-\Delta t)}{\Delta t} = \boldsymbol{v}(t) \end{cases} \tag{6}$$

式中:m 为质量;$\boldsymbol{v}$ 为速度;$\boldsymbol{F}$ 为粒子受到的力;$\boldsymbol{x}$ 为粒子运动所在位置。

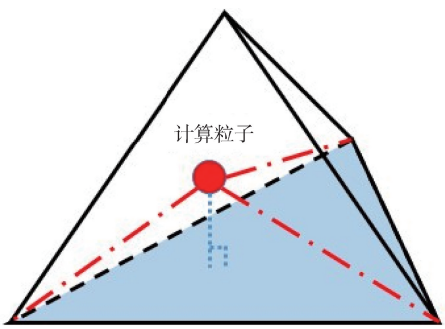


图 1 网格中电荷分配示意图

Fig. 1 Schematic diagram of charge distribution in the grid

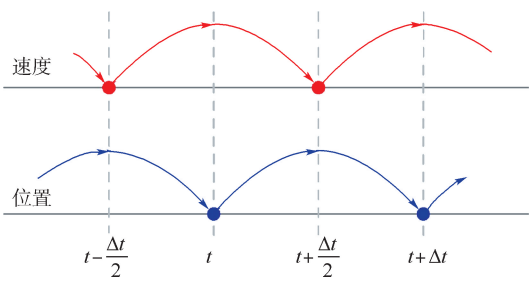


图 2 蛙跳算法示意图

Fig. 2 Schematic diagram of leapfrog algorithm

1.3 粒子碰撞

粒子间的碰撞是影响流场分布的一个主要因素,在电推进羽流流场仿真中,通常包括弹性碰撞及电荷交换碰撞。在 EX-PWS 软件中,粒子间碰撞使用 DSMC 方法进行处理。采用非时间计数器,分子作用势模型选用可变硬球模型。本文涉及的碰撞种类如式(7)~式(12)所示。其中,MEX 代表动量交换碰撞,CEX 代表电荷交换碰撞。

$$\mathrm{Xe}(p_1) + \mathrm{Xe}(p_2) \xrightarrow{\mathrm{MEX}} \mathrm{Xe}(p_1') + \mathrm{Xe}(p_2') \tag{7}$$

$$\mathrm{Xe}^{+}(p_1) + \mathrm{Xe}(p_2) \xrightarrow{\mathrm{MEX}} \mathrm{Xe}^{+}(p_1') + \mathrm{Xe}(p_2') \tag{8}$$

$$\mathrm{Xe}^{2+}(p_1) + \mathrm{Xe}(p_2) \xrightarrow{\mathrm{MEX}} \mathrm{Xe}^{2+}(p_1') + \mathrm{Xe}(p_2') \tag{9}$$

$$\mathrm{CEX}^{+}(p_1) + \mathrm{Xe}(p_2) \xrightarrow{\mathrm{CEX}} \mathrm{CEX}^{+}(p_1') + \mathrm{Xe}(p_2') \tag{10}$$

$$\mathrm{Xe}_{\mathrm{fast}}^{+}(p_1) + \mathrm{Xe}_{\mathrm{slow}}(p_2) \xrightarrow{\mathrm{CEX}} \mathrm{Xe}_{\mathrm{fast}}(p_1) + \mathrm{CEX}_{\mathrm{slow}}^{+}(p_2) \tag{11}$$

$$\mathrm{Xe}_{\mathrm{fast}}^{2+}(p_1) + \mathrm{Xe}_{\mathrm{slow}}(p_2) \xrightarrow{\mathrm{CEX}} \mathrm{Xe}_{\mathrm{fast}}(p_1) + \mathrm{CEX}_{\mathrm{slow}}^{2+}(p_2) \tag{12}$$

式中:p_1 和 p_2 为粒子的碰撞前动量;p_1'和 p_2'为粒子碰撞后动量。

根据文献[9]给出的氙原子间弹性碰撞的碰撞截面积为

$$\sigma_{\mathrm{el}}(\mathrm{Xe},\mathrm{Xe}) = 2.12\times10^{-18}/c_{\mathrm{r}}^{0.24}\ \mathrm{m}^2 \tag{13}$$

式中:c_{r} 为相对速度。

氙原子与一价氙离子和二价氙离子间弹性碰撞截面由 Dalgarno 和 Williams[19] 给出:

$$\sigma_{\mathrm{el}}(\mathrm{Xe},\mathrm{Xe}^{+}) = 6.416\times10^{-16}/c_{\mathrm{r}}\ \mathrm{m}^2 \tag{14}$$

$$\sigma_{\mathrm{el}}(\mathrm{Xe},\mathrm{Xe}^{2+}) = 2\sigma_{\mathrm{el}}(\mathrm{Xe},\mathrm{Xe}^{+}) \tag{15}$$

电荷交换碰撞的碰撞截面由 Rapp 和 Francis[20] 给出:

$$\sigma_{\mathrm{cex}}(\mathrm{Xe},\mathrm{Xe}^{+}) = (k_1\ln c_{\mathrm{r}} + k_2)^2\times10^{-20}\ \mathrm{m}^2 \tag{16}$$

式中:针对氙原子与一价氙离子的电荷交换碰撞 $k_1 = -0.882\ 1$,$k_2 = 15.126\ 2$。对于氙原子与二价氙离子电荷交换碰撞时的截面有 $k_1 = -2.703\ 8$,$k_2 = 35.006$。

2 计算条件

本文使用的推力器模型为兰州空间技术物理研究所研制的 LIPS-200 型离子推力器,性能指标为:推力(40 ± 4) mN,比冲(3 000 ± 300) s,推进剂利用率大于 80%,功耗 1 300 W[21]。表 1 给出了与仿真相关的推力器的工作参数,表 2 给出了推力器的仿真参数设置[22]。文献[15]给出了采用本文计算模型得到的羽流场仿真结果与实验测量数据的对比分析,证明了本文计算方法的准确性。

图 3 给出了背景压强计算时采用的计算域示意图。整个计算域为长度 1.5 m、直径 2 m 的圆柱体,内部设置推力器模型,为了表征返流区粒子分布情况,计算域包括了推力器前方 1 m 和后方 0.5 m 范围。推力器前方壁面设置外径 1.0 m、内径 0.8 m 的环形边界作为模拟真空泵表面,认为当粒子撞击该表面时则被真空泵吸附,在计算域中删除该粒子,即自由边界条件。本文计算中共涉及的 3 个仿真算例初始条件设置如表 3 所示。

表 1　LIPS-200 型离子推力器工作参数[21]

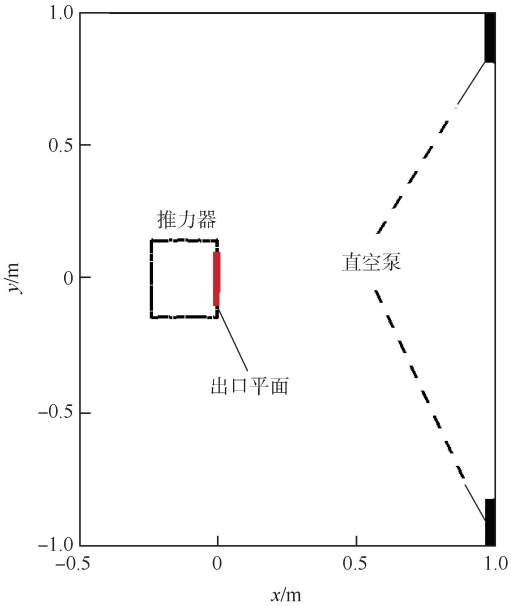
Table 1　Parameters of LIPS-200 ion thruster[21]

工作参数	数值
屏栅电压/V	1 000
束电流/A	0.8
阴极氙气流率/(mg·s^{-1})	0.14
放电室氙气流率/(mg·s^{-1})	1.1
中和器阴极流率/(mg·s^{-1})	0.14

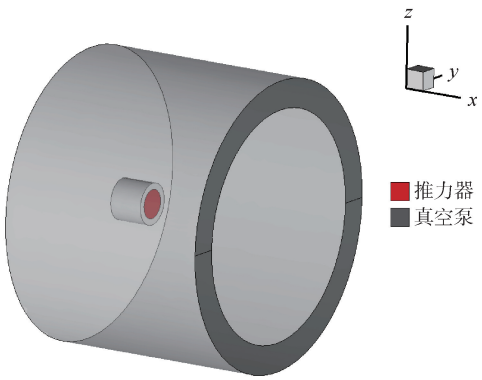
表 2　LIPS-200 型离子推力器仿真基本参数[22]

Table 2　Basic simulation parameters of LIPS-200 ion thruster[22]

粒子种类	流率/s^{-1}	温度/K	速度/(m·s^{-1})
Xe	5.69×10^{17}	300	325
Xe^+	4.61×10^{18}	46 400	38 313
Xe^{2+}	5.12×10^{17}	46 400	54 183



(a) 背景压强算例计算域



(b) 背景压强处理算例表面设置

图 3　背景压强算例计算域示意图

Fig. 3　Simulation domain for background pressure cases

在计算粒子算例中,计算域中的初始压强为 0,所有边界面设置为漫反射,仅在推力器前方环形泵的位置设置为自由边界。当推力器开始工作后,喷射出的粒子撞击计算域边界后被中和为慢速运动的原子,成为背景压强,除少数粒子被真空泵吸收外,大部分粒子充满整个计算域空间。参与计算的所有粒子均进行位置跟踪和信息更新。

表 3　背景压强处理方式对比的算例安排

Table 3　Case arrangement for comparison of background pressure simulation methods

算例	初始压强/mPa	边界处理
计算粒子	0	反射
虚拟粒子	0.25	自由边界
绝对真空环境	0	自由边界

在虚拟粒子算例中,将 0.25 mPa 的背景气体视为虚拟粒子,仅参与碰撞计算。当计算粒子运动到某一网格中将要与背景原子发生碰撞时,根据克拉伯龙方程给出粒子数密度,按照环境温度根据 Maxwell 分布给出热运动速度。碰撞后背景粒子状态不变,计算粒子运动速度及方向按照碰撞模型发生变化。计算粒子与背景粒子间的碰撞类型包括弹性碰撞及电荷交换碰撞。由于使用虚拟粒子建立压强,所有边界面设置为自由边界,认为背景压强恒定不变。

在绝对真空算例中,将背景压强设置为 0,同时所有边界面设置为自由边界,认为气体分子撞击在表面后随即被吸收,从计算域中删除。绝对真空算例主要用来对比分析虚拟粒子和计算粒子 2 种背景压强处理下的流场结果与绝对真空情况下的差别。

3　计算结果

本节分别针对 3 种仿真算例中的中性粒子和电荷交换离子分布进行对比分析。

3.1　中性粒子分布

图 4 给出了计算粒子建立背景压强的算例中中性粒子数密度分布。可以看出,中性粒子的空间分布可以分为 5 个区域。区域①为返流区,以推力器出口为界,在推力器后方区域,这部分区域中的粒子主要是后方和侧方舱壁的反射,以及束流区中部分返流粒子。区域②为电荷交换离子所在的“翼”形区域,这一区域的粒子能量、数密度及运动方向等信息是研究人员普遍关心的。区域③为地面真空舱内试验时涉及的真空泵影响区,由于真空舱的真空泵布置不同,真空泵影响区的位置也不同,同时根据真空泵的抽气能力不同,仿真中设置的吸附系数也应该不同,需要进行折算。区域④为推力器前方舱壁返流影响区,这部

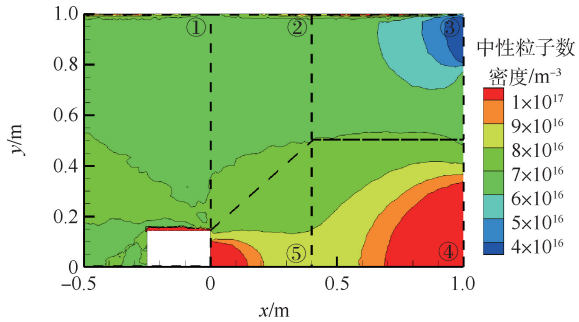


图 4 计算粒子建立的中性气体分布

Fig. 4 Neutral gas distribution created by computed particles

分反射粒子由于运动方向与束流正好相反,朝向推力器运动,并与束流直接混合,会对羽流束流区的测量结果造成直接影响。区域⑤为束流区域,在推力器前方 0.4 m 内,同时又根据束流发散角的限制,使得区域⑤成为一个类似圆台的结构。

从图 4 可以看出,对于采用计算粒子建立背景压强的算例,返流区中性粒子数密度约为 7×10^{16} m^{-3},分布较为均匀。电荷交换离子分布区域和返流区的情况相近。在真空泵影响区可以看出,真空泵周围粒子数密度迅速降低,但由于真空泵吸附面积有限,压强下降区域范围有限。而在束流前方舱壁的影响区可以看出,返流的粒子数密度基本与束流区持平,影响范围更广。

图 5 显示了计算粒子算例中背景中性粒子的分布情况。计算时设定所有推力器喷出的离子和原子撞击壁面后成为背景中性粒子,此处不包含推力器喷出的中性粒子。从图中可以看出,在计算粒子算例中,影响中性粒子分布的主要是背景粒子。对比图 4 可知,在达到平衡后,背景中性粒子数密度远高于推进剂中的中性粒子。

图 6 给出了使用虚拟粒子建立背景压强时的中性粒子空间分布情况。为了方便与计算粒子的算例进行对比,在图 6 中已经叠加了计算时采用的虚拟背景压强 0.25 mPa。根据文献[23]中给出的压强与吸附面积的关系式计算得到,当真空泵设定为吸附系数为 1.0 的外径 1.0 m、内径 0.8 m的圆环时,处于热平衡状态下的压强约为 0.32 mPa,与本文选取的 0.25 mPa 较为接近。存在一定差距的原因是:热平衡状态下,认为粒子宏观运动速度为 0,而推力器喷出的粒子速度远远大于 0。虚拟粒子中背景压强 0.25 mPa 取值于计算粒子算例中推力器出口径向位置的平均压强。

可以看出,与图 4 相比,除束流区域⑤的云图比较相近外,其他区域都有所不同。这说明虚拟粒子算例无法表达粒子与边界面的相互作用,对返流区等粒子数密度较小的区域参数分布影响较大。图 7 给出了绝对真空条件下的羽流场。可以看出,中性粒子数密度明显降低,分布范围也仅在推力器出口附近。

图 8 显示了中心轴线上中性粒子数密度的对比。图中黑色虚线代表计算粒子算例中的背景中性粒子[BG];红色实线代表计算粒子算例中流场的中性粒子总密度,包括未电离推进剂工质和背景气体;绿色虚线代表虚拟粒子算例中的中性粒子总密度;蓝色点划线代表真空算例中的流场中性粒子总密度,无背景气体。

显然,在不受真空舱壁面影响的真空情况下,中性粒子数密度远低于在真空舱内存在背景压强的情况。计算粒子算例中给出的羽流中的中性粒

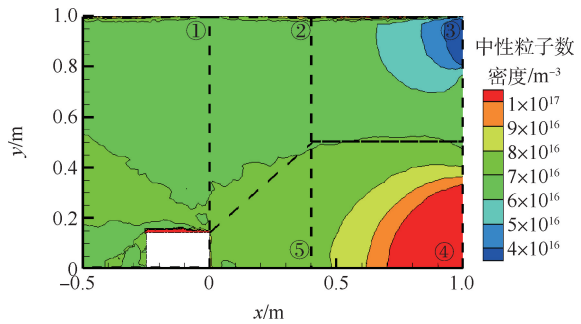


图 5 计算粒子建立的背景压强中性气体分布

Fig. 5 Neutral gas distribution of background pressure created by computed particles

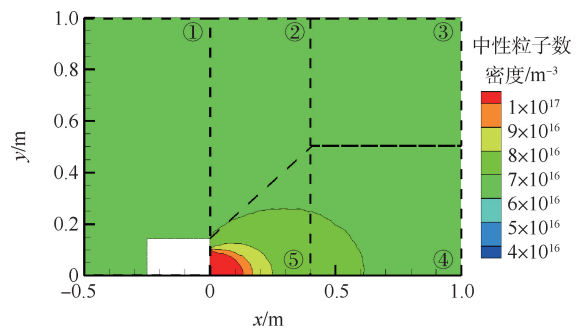


图 6 虚拟粒子建立的背景压强中性气体分布

Fig. 6 Neutral gas distribution of background pressure created by virtual particles

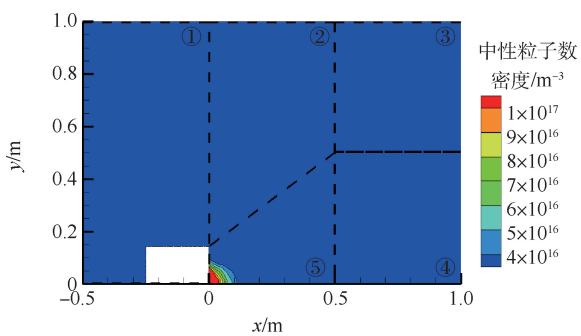


图 7 绝对真空环境下的中性气体分布

Fig. 7 Neutral gas distribution in absolute vacuum case

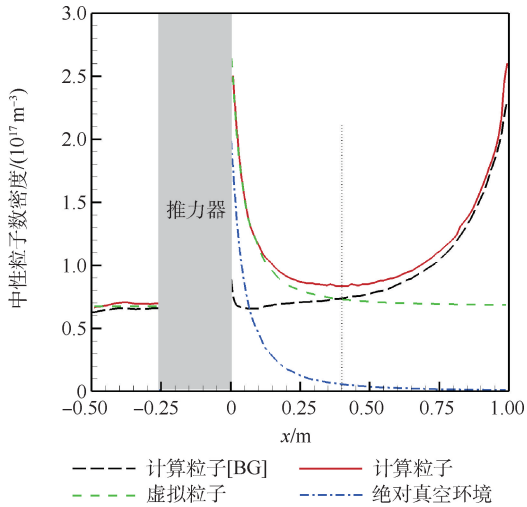


图 8　推力器出口轴线上不同模拟情况下中性粒子数密度对比

Fig. 8　Comparison of neutral particle number density at thruster outlet axis in different simulation cases

子数密度与虚拟粒子算例中给出的结果在推力器附近区域相近,在算例中距离出口 0.4 m 之内,表明在该区域推进剂粒子占主导地位。在距离推力器出口 0.4 m 以外区域,从真空舱壁返回的中性背景粒子占主导地位,表明真空舱壁对羽流场具有显著影响,真空舱尺寸越小,影响越大。同时,从分析中也可以看到,当真空舱尺寸足够大时,真空舱壁对羽流场的影响有限,在推力器近场区域以推进剂粒子为主,在该区域计算粒子与虚拟粒子仿真结果差异并不明显,而虚拟粒子可以大幅提高计算速度,因此,虚拟粒子计算方法更适合近场羽流效应计算。

图 9 给出了距离推力器出口 0.5 m 半径范围内中性粒子数密度随角度变化,0°代表轴线 x =

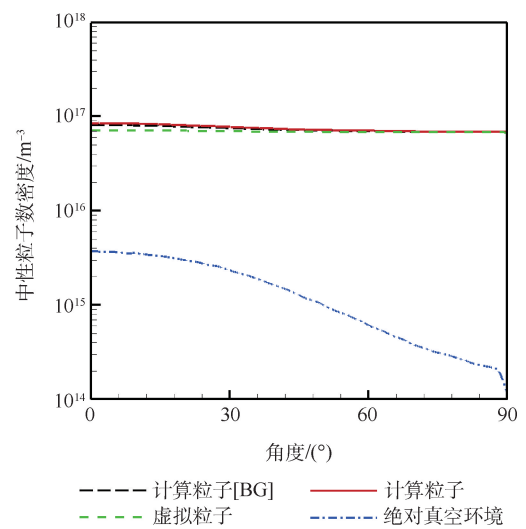


图 9　推力器出口 0.5 m 径向中性粒子数密度对比

Fig. 9　Comparison of radial neutral particle number density at thruster outlet of 0.5 m

0.5 m 位置,90°代表与出口平面共面,垂直于轴线 0.5 m 位置。可以看出,背景中性粒子数密度在计算粒子算例中占主导,与虚拟粒子数密度相近,两者沿径向分布较为均匀。而在真空算例中,中性粒子数密度则随角度增大而降低,整体较有背景压强的算例低 1 ~ 2 个数量级。这反映出 2 个现象:①计算粒子算例在达到平衡后,流场中心区域分布较为均匀。②在地面试验过程中,由于舱内背景压强的限制,必然导致流场失真,无论采用计算粒子还是虚拟粒子进行仿真都无法避免。在本文算例中,虚拟粒子压强按照计算粒子算例中的推力器径向位置压强设置,在实际工程中往往需要根据真空规获得舱内压强,真空规的布置位置对测量结果较大。

3.2　电荷交换离子分布

电荷交换离子由于易受到电场影响轰击航天器表面,其分布情况是工程部门关心的重点之一。图 10 和图 11 给出了 3 种工况下轴线和径向 0.5 m半径上的电荷交换离子数密度分布对比。可以看出,在计算粒子和虚拟粒子情况下,电荷交换离子数密度分布相似,但计算粒子的算例中数密度要比虚拟粒子的情况稍高。在真空算例中,在推力器出口处,电荷交换离子数密度与有背景压强的情况相近,但随着距离出口的距离越大,数密度逐渐降低,在距离推力器出口 1 m 处的数密度较出口处下降了 2 个数量级以上。而有背景压强的算例则在轴线上变化不大。此外,可以看出轴线对比中数值波动较大,可能与轴线网格较为稀疏及电荷交换碰撞发生的随机性有关。

图 11 给出的径向分布中电荷交换离子数密度先下降,在 40°左右位置又升高,这与电荷交换

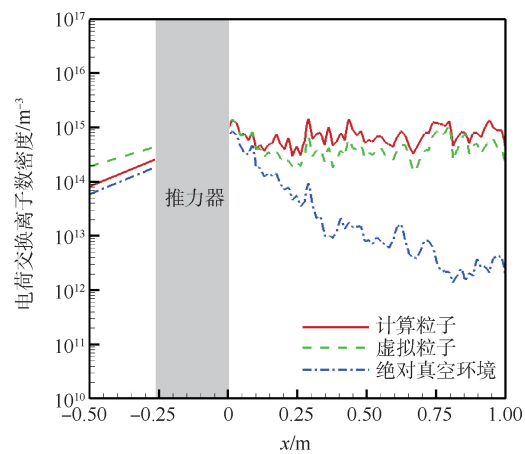


图 10　推力器出口轴线上不同模拟情况下电荷交换离子数密度对比

Fig. 10　Comparison of CEX ion number density at thruster outlet axis in different simulation cases

离子的分布有关,电荷交换离子由于速度较低,容易在电场驱动下沿径向运动,在推力器出口附近产生“翼”形区域。因此,在半径 0.5 m 径向取值时会先下降后升高。

仿真中,离子的运动由网格中各节点间的电势差驱动。为了进一步分析电荷交换粒子分布情况,图 12 和图 13 给出了在计算粒子和真空环境条件下的电势分布云图。可以看出,电势均为负值,这是由设定推力器出口平面为电势零点造成的,推动粒子运动的是各节点间电势差。通过对比分析可以看出,计算粒子与绝对真空环境算例中电势在轴线上变化较为接近,但在径向上,计算粒子电场作用范围更广,但电势梯度相对较低。

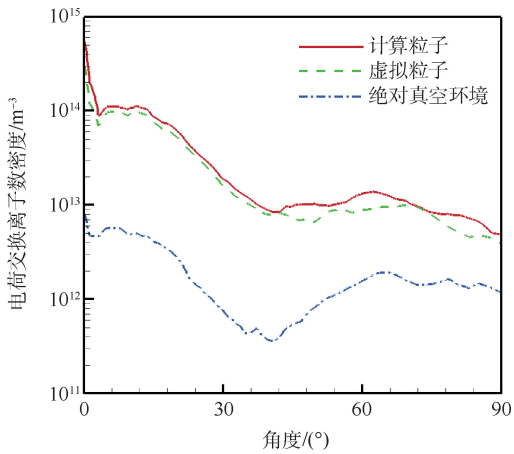


图 11 推力器出口 0.5 m 径向电荷交换离子数密度对比

Fig. 11 Comparison of radial CEX ion number density at thruster outlet of 0.5 m

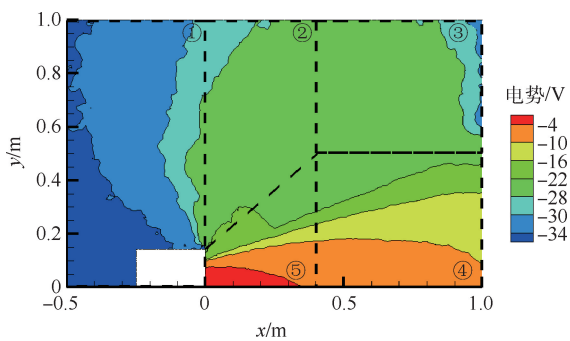


图 12 计算粒子算例中的电势分布

Fig. 12 Potential distribution in computed particle case

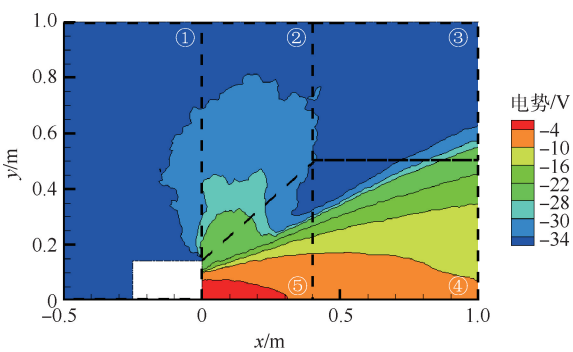


图 13 绝对真空环境下的电势分布

Fig. 13 Potential distribution in absolute vacuum case

图 14 和图 15 分别给出了计算粒子和真空环境条件下的电荷交换离子数密度分布云图。根据前面分析可知,计算粒子和虚拟粒子工况在轴线和径向上的电荷交换离子数密度均较为接近,都明显高于绝对真空环境。通过对比可知,在计算粒子算例中,轴线束流区是电荷交换离子分布的主要区域,而在绝对真空情况下,电荷交换离子主要集中在羽流核心区域和推力器出口附近的“翼”形区域。说明舱内残留的中性气体的存在明显提高了电荷交换离子的产生,导致电荷交换离子分布与在轨绝对真空环境相差较大。因此,如何在地面真空舱内测量得到电荷交换离子的参数性质,对仿真结果进行验证分析是电推进羽流场测量的一个难点。

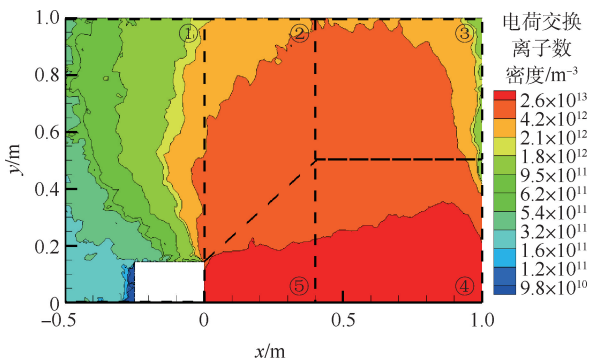


图 14 计算粒子算例中的电荷交换离子分布

Fig. 14 Distribution of CEX ions in computed particle case

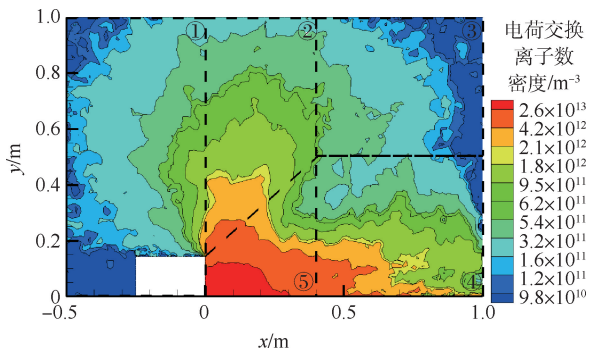


图 15 绝对真空环境下的电荷交换离子分布

Fig. 15 Distribution of CEX ions in absolute vacuum case

4 结 论

本文基于混合 PIC-DSMC 方法,对离子推力器羽流场仿真中背景压强影响及背景压强的 2 种仿真方法进行了对比分析,得到如下结论:

1) 由于背景压强的存在,在推力器出口轴向和径向上,中性粒子数密度较真空环境高 1 个数量级以上,进一步提高了全流场区域内电荷交换

离子的产生,扩大了电荷交换离子的影响范围。

2) 采用计算粒子建立背景压强能够准确获得全流场内中性粒子分布,为分析真空舱壁影响和真空泵能力、冷板及真空规安装位置设计等提供参考。虚拟粒子建立背景压强能够快速获得地面试验中羽流场计算结果,但虚拟压强设置的准确性受真空规获得的压强结果影响较大。

3) 真空泵能力越高、真空舱尺寸越大,真空舱有限空间对于电推力器地面试验流场测量的影响越小。在进行地面羽流场测量试验时,应尽量将测量装置放置在羽流场近场区域,远离壁面影响区和真空泵影响区。

舱内压强对电荷交换离子分布影响较大,如何在地面真空舱内测得电荷交换离子参数需要开展进一步研究。

参考文献 (References)

[1] KAMHAWI H, HAAG T, HUANG W, et al. Performance, facility pressure effects, and stability characterization tests of NASA's 12.5-kW Hall effect rocket with magnetic shielding thruster [C]// 52nd AIAA/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference. Reston: AIAA, 2016: 4826.

[2] NAKAYAMA Y, NAKAMURA M. Electric propulsion propellant flow within vacuum chamber [C]// 34th International Electric Propulsion Conference, 2015: 2015-360.

[3] NING Z X, CHU Y F, LIU X Y, et al. Effect of vacuum back-pressure on discharge characteristics of hollow cathode [J]. Plasma Science and Technology, 2019, 21(12): 125402.

[4] MACDONALD-TENENBAUM N, PRATT Q, NAKLES M, et al. Background pressure effects on ion velocity distributions in an SPT-100 Hall thruster [J]. Journal of Propulsion and Power, 2019, 35(2): 1-10.

[5] WALKER M L R, GALLIMORE A D. Neutral density map of Hall thruster plume expansion in a vacuum chamber [J]. Review of Scientific Instruments, 2005, 76(5): 053509.

[6] CAI C P. A new gas kinetic model to analyze background flow effects on weak gaseous jet flows from electric propulsion devices [J]. Aerospace, 2017, 4(1): 5.

[7] FRIEMAN J D. Characterization of background neutral flows in vacuum test facilities and impacts on Hall effect thruster operation [D]. Atlanta: Georgia Institute of Technology, 2017: 21-33.

[8] VANGILDER D B, BOYD I D, KEIDAR M. Particle simulations of a Hall thruster plume [J]. Journal of Spacecraft and Rockets, 2000, 37(1): 129-136.

[9] BOYD I D. A review of Hall thruster plume modeling [J]. Journal of Spacecraft and Rockets, 2001, 38(3): 381-387.

[10] CHOI Y, KEIDAR M, BOYD I D. Particle simulation of plume flows from an anode-layer Hall thruster [J]. Journal of Propulsion and Power, 2008, 24(3): 554-561.

[11] 李小平,张天平,贾艳辉,等. 真空舱背景压力对离子推力器栅极系统工作性能影响的数值模拟 [J]. 真空与低温, 2012, 18(2): 71-76.
LI X P, ZHANG T P, JIA Y H, et al. Numerical simulation of the effect of vacuum facility background pressure on ion thruster grid system work performance [J]. Vacuum & Cryogenics, 2012, 18(2): 71-76 (in Chinese).

[12] JIAN H H, CHU Y C, CAO H J, et al. Three-dimensional IFE-PIC numerical simulation of background pressure's effect on accelerator grid impingement current for ion optics [J]. Vacuum, 2015, 116: 130-138.

[13] KORKUT B, LEVIN D A, TUMUKLU O. Simulations of ion thruster plumes in ground facilities using adaptive mesh refinement [J]. Journal of Propulsion and Power, 2017, 33(3): 681-696.

[14] 王军伟,张磊,龚洁,等. 基于粒子模拟的舱内布局对霍尔推进器真空羽流的影响 [J]. 航空动力学报, 2020, 35(9): 1988-1994.
WANG J W, ZHANG L, GONG J, et al. Effect of cabin layout on vacuum plume of Hall thruster based on particle simulation [J]. Journal of Aerospace Power, 2020, 35(9): 1988-1994 (in Chinese).

[15] ZHENG H R, CAI G B, WANG H Y, et al. Three-dimensional particle simulation of ion thruster plume flows with EX-PWS [J]. Plasma Science and Technology, 2018, 20(10): 105501.

[16] CAI G B, ZHENG H R, LIU L H, et al. Three-dimensional particle simulation of ion thruster plume impingement [J]. Acta Astronautica, 2018, 151: 645-654.

[17] BIRD G A. Molecular gas dynamics and the direct simulation of gas flows [M]. Oxford: Oxford University Press, 1994.

[18] DEBOER P C T. Electric probe measurements in the plume of an ion thruster [J]. Journal of Propulsion and Power, 1996, 12(1): 95-104.

[19] DALGARNO A, WILLIAMS A. The mobilities of ions in unlike gases [J]. Philosophical Transactions of the Royal Society A Mathematical Physical & Engineering Sciences, 1958, 250(982): 411-425.

[20] RAPP D, FRANCIS W E. Charge exchange between gaseous ions and atoms [J]. The Journal of Chemical Physics, 1962, 37(11): 2631-2645.

[21] 郑茂繁,江豪成,顾左,等. 20 cm 氙离子推力器 3 000 h 寿命实验 [J]. 航天器环境工程, 2009, 26(4): 374-377.
ZHENG M F, JIANG H C, GU Z, et al. 3 000 h life test of 20 cm xenon ion thruster [J]. Spacecraft Environment Engineering, 2009, 26(4): 374-377 (in Chinese).

[22] 张建华,李晶华,尤凤仪,等. 离子推力器羽流热效应仿真分析 [J]. 北京航空航天大学学报, 2018, 44(10): 2028-2034.
ZHANG J H, LI J H, YOU F Y, et al. Simulation analysis of ion thruster plume thermal effect [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2018, 44(10): 2028-2034 (in Chinese).

[23] 王文龙,周建平,蔡国飙. 内置式深冷泵抽速计算及数值模拟研究 [J]. 真空科学与技术学报, 2012, 32(5): 85-89.
WANG W L, ZHOU J P, CAI G B. Direct simulation Monte Carlo study of pumping speed of internal cryogenic fins [J]. Chinese Journal of Vacuum Science and Technology, 2012, 32(5): 85-89 (in Chinese).

Numerical simulation of effect of background pressure on electric propulsion plume field

WENG Huiyan[1,2], CAI Guobiao[1,2], ZHENG Hongru[3], LIU Lihui[1,2], ZHANG Baiyi[1,2], HE Bijiao[1,2,*]

(1. School of Astronautics, Beihang University, Beijing 100083, China; 2. Key Laboratory of Spacecraft Design Optimization & Dynamic Simulation Technologies, Ministry of Education, Beihang University, Beijing 100083, China; 3. Chang Guang Satellite Technology Co., Ltd., Changchun 130000, China)

Abstract: The background pressure in vacuum chamber is an important parameter that affects the performance evaluation and plume field parameter diagnosis of electric thruster during ground tests. In this paper, a simulation analysis was made on the background pressure establishment method used in the numerical simulation of the plume field parameters of LIPS-200 ion thruster. The hybrid particle in cell (PIC) method and the direct simulation Monte Carlo (DSMC) method were used to deal with plasma motion and particle collisions in plume field. The electric propulsion plume was numerically simulated by using virtual particles and computed particles respectively, and compared with the vacuum environment. The results show that the number densities of neutral particles and charge-exchange ions are more than one order of magnitude higher than those in the vacuum environment due to the existence of background pressure. The virtual particles can greatly improve the computational efficiency, and the charge-exchange ion distribution in the plume field obtained is similar to that of the computed particle. However, the neutral particle distribution is quite different, so the influence of the wall and vacuum pump cannot be characterized by virtual particles.

Keywords: electric propulsion; plume; background pressure; particle in cell-direct simulation Monte Carlo (PIC-DSMC) method; numerical simulation

Received: 2021-01-21; **Accepted**: 2021-04-04; **Published online**: 2021-04-09 09:38

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210408.1714.004.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (51977003)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0152

复杂多环路连杆机构曲柄判定的分支图识别法

聂良益[1,2], 丁华锋[2,*], 王君[3], 毕树生[4]

(1. 湖北理工学院 机电工程学院, 黄石 435003; 2. 中国地质大学(武汉) 机械与电子信息学院, 武汉 430074;
3. 湖北工业大学 机械工程学院, 武汉 430068; 4. 北京航空航天大学 机械工程及自动化学院, 北京 100083)

摘 要: 曲柄是连杆机构运动学分析的一个重要环节,其决定着机构的运动状态。现有的 Grashof 定理、N 杆旋转定理可以很好地解决只含有转动副单闭环连杆机构的曲柄判定问题,但对于广泛应用于航空航天的复杂多环路连杆机构的曲柄判定,至今没有通用有效的解决手段。基于此,提出了复杂多环路连杆机构曲柄判定的分支图识别法。通过复杂多环路连杆机构内各个环路的杆件关系不等式,确定了其曲柄存在的第一个充分条件;结合连杆机构的运动分支识别图活动关节旋转范围确定了曲柄存在的第二个充分条件。在归纳了曲柄存在充分条件基础上,利用所提方法在平面 4R、5R 连杆机构做了实例分析,并与现有公认结果进行对比,验证了方法的有效性。在仅含转动副复杂多环路 Stephenson 六杆机构上进行了曲柄判定,证明了方法的可行性。

关 键 词: 曲柄判定; 分支识别; Grashof 定理; N 杆旋转定理; 多环路连杆机构
中图分类号: TH 112.1
文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2022)10-1863-12

连杆机构的曲柄指的是能够作整周转动的连架杆,其被广泛应用于航空航天领域中,如动力引擎中做往复运动的曲轴活塞机构、勘探小车的行走装置等。对连杆机构设计来说,判断在杆件参数已知的连杆机构内是否存在曲柄,可以设计出满足功能和运动需求,且运动学性能优良、无运动缺陷的机构骨架,对机械设备的研制工作具有一定的指导意义。

连杆机构的曲柄研究工作最早起源于对平面 4R 连杆机构运动分析的探讨,提出了著名的 Grashof 定理[1]。曲柄存在条件的核心是铰链转角范围的判定与机架的选择,然而 Grashof 定理仅仅对平面 4R 连杆机构适用,对于其他连杆机构曲柄判定无法适用,这引起了广大学者的研究兴趣。张全明等[2]根据原动件与机架组的极端条件和杆组适应性条件提出 2-DOF 平面五杆的双曲柄存在的充要条件。田汉民等[3]在 Grashof 定理的基础上研究了 2-DOF 五杆机构的曲柄存在情况。廖汉元等[4]应用机架变换法导出了 2-DOF 铰链五杆机构的全部类型,判断了机构的类型。Tsai 和 Ting[5]依靠传动角的概念针对两输入相邻情况下的平面五杆机构提出了相应的运动准则,用于连杆机构的完全旋转特性判别。Ting[6]拓展了 Grashof 定理,得到了关于单闭环 N 杆的曲柄存在条件,在重新定义机构长短杆的基础上,提出 3 条关于曲柄存在的准则。王君等[7-8]建立了连杆机构的环路方程,通过判别式求解得到 Stephenson 六杆、Watt 六杆、齿轮五杆机构的死点情况,从而判断其相应机构的完全旋转特性。郭晓宁和褚金奎[9]提出了距离曲线-限制线

收稿日期: 2021-03-29; **录用日期**: 2021-07-10; **网络出版时间**: 2021-08-17 13:57
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210817.1041.001.html
基金项目: 国家自然科学基金 (51975544); 湖北省自然科学基金 (2019AAA071); 湖北理工学院人才引进项目 (420202100760)
* **通信作者**. E-mail: dhf@ysu.edu.cn

引用格式: 聂良益, 丁华锋, 王君, 等. 复杂多环路连杆机构曲柄判定的分支图识别法[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 1863-1874. NIE L Y, DING H F, WANG J, et al. Branch graph method for crank judgement of complex multi-loop linkage[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 1863-1874(in Chinese).

回路分析法,给出 Stephenson II 型六杆机构的曲柄存在条件。宋杰等[10]提出了虚杆概念,将六杆机构等效为四杆杆链,分析了平面 3-DOF PRR-RRP 型六杆机构的曲柄存在条件。戴建生和 Shah[11]提出了一种通过工作区间分解,将连杆机构的可旋转性特性用于分析串联机械臂的定向能力的方法。

根据上述文献可知,N 杆旋转定理很好地解决了单闭环连杆机构的曲柄判定问题,但针对仅含有转动副的多环路连杆机构的曲柄存在问题,虽然已有不少研究方法,但其大多仅针对特定机构,适用范围小,通用性较差。因此,本文提出了分支图识别法。该方法通过利用连杆机构运动分支识别图与杆件的关系不等式对只含有转动副的单闭环、复杂多环路连杆机构内的曲柄进行判定,通用性好,适用范围广。

1 杆件关系不等式

1.1 Grashof 定理

以图 1 中所示平面 4R 连杆机构举例说明,l_1、l_2、l_3、l_4 分别表示杆 1、杆 2、杆 3、杆 4 的杆长参数,由 Grashof 定理,即最短杆与最长杆杆长之和小于或等于中间杆的杆长长度之和(式(1)),可确定该平面 4R 连杆机构的曲柄存在情况。

$$\min\{l_1,l_2,l_3,l_4\}+\max\{l_1,l_2,l_3,l_4\}\leqslant\sum_{r=1}^{2}l_r \quad (1)$$

最短杆的间隔杆为固定机架时,为双摇杆机构(见图 2(a));最短杆相邻的连杆为固定机架时,为曲柄摇杆机构(见图 2(b));最短杆为固定机架时,为双曲柄机构(见图 2(c))。

对于最短杆与最长杆之和大于中间杆的长度和,则无论连杆机构内任何连杆被作为固定机架,该连杆机构内均不存在曲柄,为双摇杆机构;最短杆与最长杆之和等于中间杆的长度和,连杆机构内存在运动失控的死点位置。因此,上述 2 种情况均不作讨论。

图 2 中虚线为平面 4R 连杆机构运动的极限位置,且各个机构的杆长参数如表 1 ~ 表 3 所示。

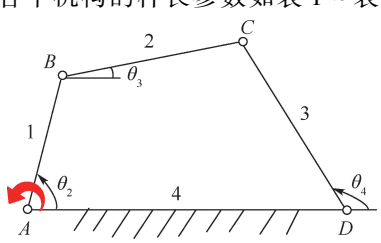
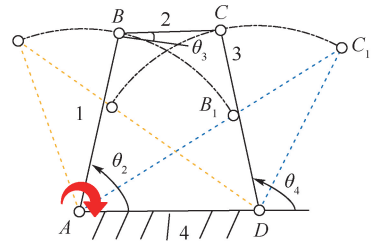
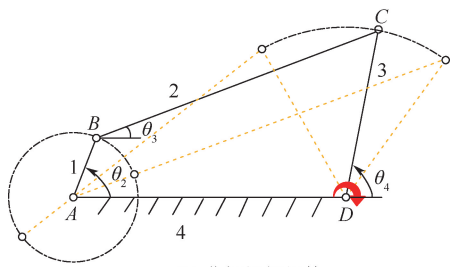


图 1 平面 4R 连杆机构

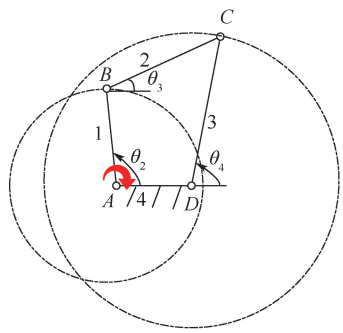
Fig. 1 Planar four-bar linkage



(a) 双摇杆机构



(b) 曲柄摇杆机构



(c) 双曲柄机构

图 2 平面 4R 连杆机构曲柄存在情况

Fig. 2 Cranks of planar four-bar linkages

表 1 图 2(a)双摇杆机构杆长参数

Table 1 Parameters of double rocker linkage in Fig. 2(a)

杆号	杆 1	杆 2	杆 3	杆 4
杆长/dm	26.5	14.7	26.7	26

表 2 图 2(b)曲柄摇杆机构杆长参数

Table 2 Parameters of crank-rocker linkage in Fig. 2(b)

杆号	杆 1	杆 2	杆 3	杆 4
杆长/cm	13.2	62.2	35.6	56.7

表 3 图 2(c)双曲柄机构杆长参数

Table 3 Parameters of double crank linkage in Fig. 2(c)

杆号	杆 1	杆 2	杆 3	杆 4
杆长/cm	15.2	22.1	25.6	10.6

1.2 N 杆旋转定理

Grashof 定理应用对象单一,为解决这一缺陷,N 杆旋转定理重新定义了长短杆,并给出了仅含转动副的单闭环连杆机构的曲柄判定准则[6],以图 3 所示的 2-DOF 5R 连杆机构曲柄判断说明。

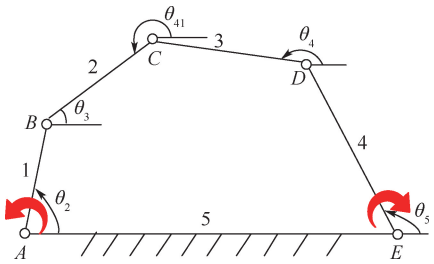


图 3　平面 5R 连杆机构

Fig. 3　Planar five-bar linkage

1.2.1　*N* 杆机构杆件关系

1）条件设定。假定在闭环单链 *N* 杆机构中,所有铰接关节均为转动副,规定所有杆全是简单二力杆,用$l_i(i=1,2,\cdots,n)$表示连杆机构内杆件的杆长,其大小为两旋转副中心的距离,且令连杆机构中各杆件间杆长关系满足 $l_1 \leqslant l_2 \leqslant \cdots \leqslant l_{n-1} \leqslant l_n$。

2）机构装配的充要条件。在任意 $N(N \geqslant 3)$ 连杆机构中,杆长间关系必须满足非最长杆的所有杆件杆长之和大于或等于最长杆杆长时,连杆机构才能被成功装配,即满足如下不等式:

$$l_n \leqslant l_1 + l_2 + \cdots + l_{n-1} \tag{2}$$

3）定义连杆机构内长短杆。

① 短杆。在 *N* 杆机构中,杆长与最长杆杆长之和小于或等于其他杆件杆长之和的连杆,也就是满足如下不等式,即为短杆。

$$l_n + l_i \leqslant \sum_{r=1}^{n-2} l_r \tag{3}$$

② 长杆。在 *N* 杆机构中,杆长与最长杆杆长之和大于其他杆件杆长之和的连杆,也就是满足如下不等式,即为长杆。

$$l_n + l_i > \sum_{r=1}^{n-2} l_r \tag{4}$$

值得注意的一点是,当 $n=3$,则连杆机构内每个杆均可作为长杆。

1.2.2　*N* 杆机构曲柄判断定理

定理 1　在闭环单链 *N* 杆机构中有且仅有两相邻杆旋转角度能达到 0°与 180°时,两杆之间才可能存在曲柄。

定理 2　在闭环单链 *N* 杆机构中短杆与 *N* 杆中其他任意连杆存在整转副,即可能形成曲柄,若该连杆为连架杆,则其确定为该机构的曲柄,长杆不能与 *N* 杆中其他任意长杆存在整转副,即不能形成曲柄。

1.2.3　连杆机构的 3 种分类

由连杆机构杆件满足不同的杆长关系,可以将闭环单链 *N* 杆机构分成 3 类:

1）当连杆机构杆长关系满足不等式(5),为第Ⅰ类连杆。

$$l_n + l_1 + l_2 + \cdots + l_{n-3} < l_{n-1} + l_{n-2} \tag{5}$$

由不等式(2)、(5)可推导出,对于属于第Ⅰ类连杆机构的杆件,也满足 $l_1 + l_2 + \cdots + l_{n-3} \leqslant l_{n-2} \leqslant l_{n-1} \leqslant l_n$。也就是说,第Ⅰ类连杆中有 3 个长杆,而任意两长杆之间的旋转角度都不能达到 0°与 180°,即不存在杆件间共线与折叠的情况,依据定理 1,若输入在三长杆两端,则连杆机构中无曲柄存在,换句话说,要想机构可能存在曲柄,则至少有一个输入在短杆上,如图 2(b)所示平面 4R 曲柄摇杆机构即为这种情况。

2）当连杆机构杆长件关系满足不等式(6),为第Ⅱ类连杆。

$$l_n + l_1 + l_2 + \cdots + l_{n-3} > l_{n-1} + l_{n-2} \tag{6}$$

由不等式(6)可得,在第Ⅱ类连杆机构中,任意两长杆可能能达到共线或折叠的情况(180°或者 0°),但是关节的旋转角度范围不能同时包含 0°与 180°,依据定理 1,满足该类条件的连杆机构中无曲柄存在。

3）当连杆机构杆长件关系满足等式(7),为第Ⅲ类连杆。

$$l_n + l_1 + l_2 + \cdots + l_{n-3} = l_{n-1} + l_{n-2} \tag{7}$$

与第Ⅰ类连杆机构对比,在第Ⅲ类连杆机构中,由等式(7)可得,连杆机构可能存在曲柄,但也可能存在使机构失去控制的死点位置,因此一般不作讨论。

1.2.4　2-DOF 5R 连杆机构曲柄判别

为了分析方便与装配要求,2-DOF 5R 连杆机构的杆长间关系需满足如下条件:

$$l_1 \leqslant l_2 \leqslant l_3 \leqslant l_4 \leqslant l_5 \tag{8}$$

$$l_5 \leqslant l_1 + l_2 + l_3 + l_4 \tag{9}$$

图 4 为平面 5R 连杆机构相邻杆满足杆件间关系存在曲柄的可能情况。依据定理 1 和定理 2,当$l_5 + l_1 \leqslant l_2 + l_3 + l_4$ 时,杆 1 与任何杆相邻都能形成整转副(可能曲柄,进一步确定,取决杆 1是否为机构的连架杆,下同);当 $l_5 + l_1 > l_2 + l_3 + l_4$ 时,机构内部杆件间均无法形成曲柄;当 $l_5 + l_2 \leqslant l_1 + l_3 + l_4$ 时,杆 2 与任何杆相邻都能形成整转副;当 $l_5 + l_2 > l_1 + l_3 + l_4$ 时,杆 2 不能和其他长杆形成曲柄;当 $l_5 + l_3 \leqslant l_1 + l_2 + l_4$ 时,杆 3 与任何杆相邻都能形成整转副;当 $l_5 + l_3 > l_1 + l_2 + l_4$ 时,杆 3 不能和其他长杆形成曲柄;当 $l_5 + l_4 \leqslant l_1 + l_2 + l_3$ 时,杆 4 与任何杆相邻都能形成整转副;当$l_5 + l_4 > l_1 + l_2 + l_3$ 时,杆 4 与杆 5 不能形成曲柄。

图 5 为 4 种平面 5R 连杆机构装配实例,其尺

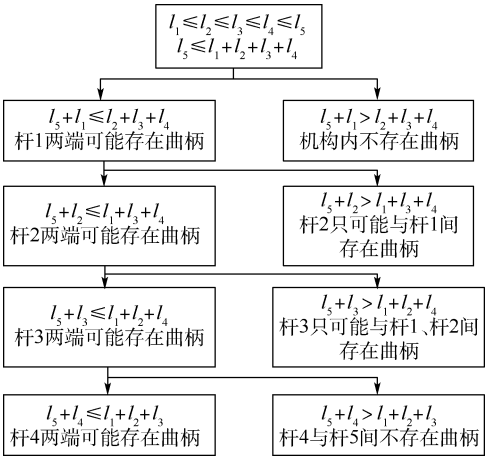
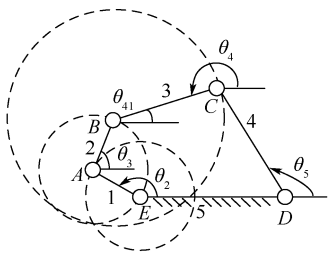
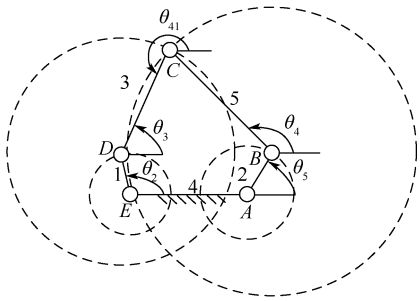


图4 平面5R连杆机构曲柄判定流程

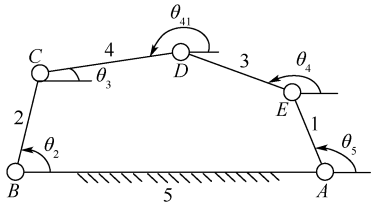
Fig. 4 Flowchart of crank judgement of planar five-bar linkage



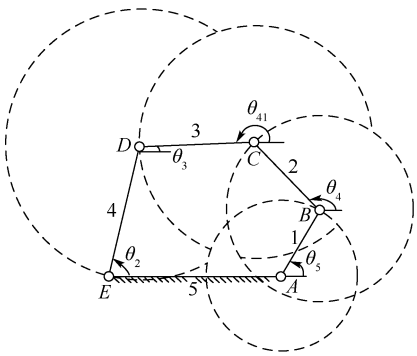
(a) 表4杆长参数下平面5R连杆机构的曲柄



(b) 表5杆长参数下平面5R连杆机构的曲柄



(c) 表6杆长参数下平面5R连杆机构的曲柄



(d) 表7杆长参数下平面5R连杆机构的曲柄

图5 平面5R连杆机构的曲柄

Fig. 5 Cranks of planar five-bar linkages

寸参数如表4～表7所示。在图5(a)、(b)中,杆长间关系满足 $l_5+l_2<l_1+l_3+l_4$ 与 $l_5+l_3<l_1+l_2+l_4$,因此,图5(a)中连杆机构存在2个曲柄与1个整转副,分别在关节旋转副 A、E、B 处。图5(b)中连杆机构存在2个曲柄与2个整转副,分别在关节旋转副 A、E、B、D 处。图5(c)中杆长间关系满足 $l_5+l_1>l_2+l_3+l_4$,图5(c)中连杆机构内无曲柄存在。图5(d)中杆长关系满足 $l_5+l_3<l_1+l_2+l_4$ 与 $l_5+l_4>l_1+l_2+l_3$,因此,图5(d)中连杆机构存在1个曲柄与3个整转副,分别在关节旋转副 A、B、C、D。

表4 图5(a)平面5R连杆机构杆长参数

Table 4 Parameters of five-bar linkage in Fig. 5(a)

杆号	杆1	杆2	杆3	杆4	杆5
杆长/cm	8	10	19	21	24

表5 图5(b)平面5R连杆机构杆长参数

Table 5 Parameters of five-bar linkage in Fig. 5(b)

杆号	杆1	杆2	杆3	杆4	杆5
杆长/cm	10	13	19	21	24

表6 图5(c)平面5R连杆机构杆长参数

Table 6 Parameters of five-bar linkage in Fig. 5(c)

杆号	杆1	杆2	杆3	杆4	杆5
杆长/cm	12	14	16	20	45

表7 图5(d)平面5R连杆机构杆长参数

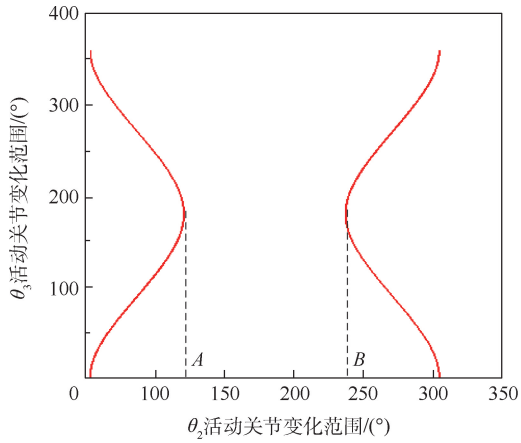
Table 7 Parameters of five-bar linkage in Fig. 5(d)

杆号	杆1	杆2	杆3	杆4	杆5
杆长/cm	20	25	30	42	45

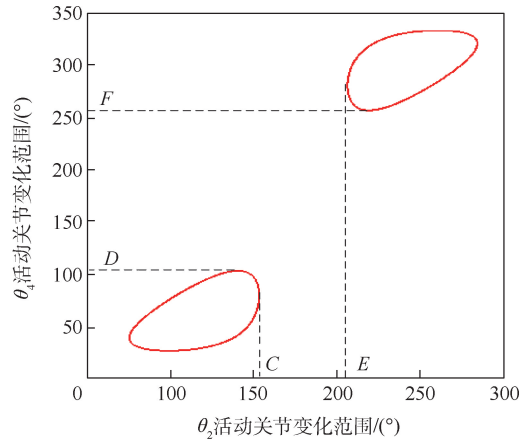
2 曲柄判定分支图

分支识别图由机构的环路方程形成,包含连杆机构所有的运动信息,一般用来解决机构的分支与子分支识别问题[7-8,12-15],但本文中其被用于解决连杆机构曲柄判定问题,因为机构的分支识别图只与机构的杆长参数有关,与机构输入位置的选择无关,也就是使用曲柄判定分支图识别法无需指定机构的输入关节。

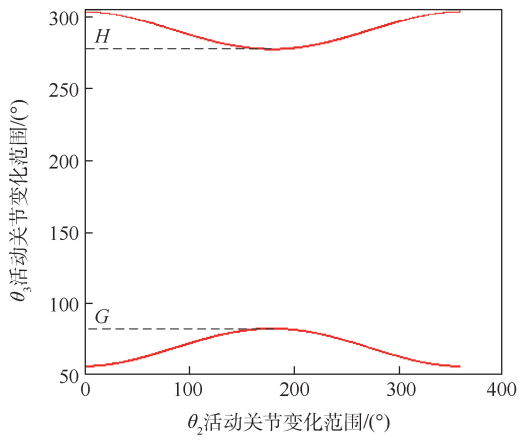
图6(a)、(b)为图2(a)平面4R连杆机构关于关节角度 θ_2 与关节角度 θ_3、θ_4 的分支识别图。在图6(a)中,关节角度 θ_2 在[0°,A],[A,360°]范围内转动,关节角度 θ_3 可以在[0°,360°]范围内转动,即整转副存在旋转关节 B 处。在图6(b)中,关节角度 θ_2 在[0°,C],[E,360°]范围内转动,关节角度 θ_4 分别对应在[0°,D],[F,360°]范围内转动,即不存在曲柄。由以上分析可证实该连杆机构为双摇杆机构。



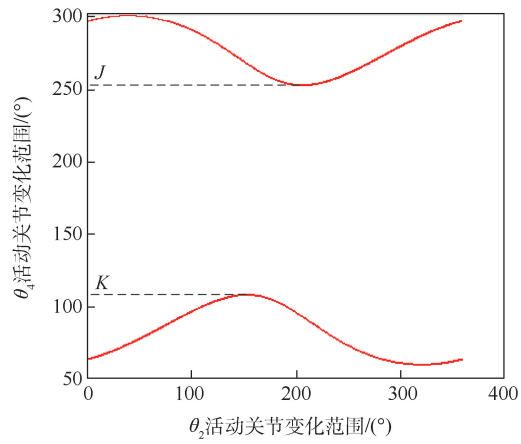
(a) 表1杆长参数下平面4R连杆机构关节角度θ_2与关节角度θ_3的分支识别图



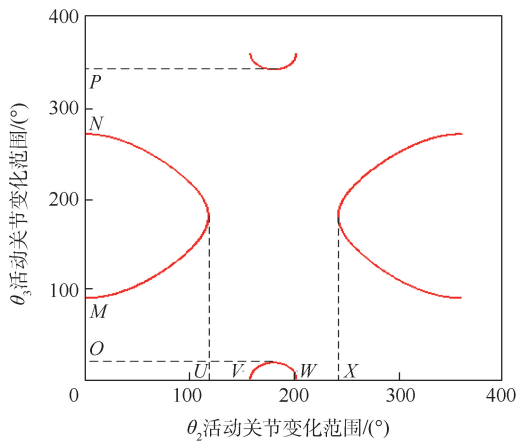
(b) 表1杆长参数下平面4R连杆机构关节角度θ_2与关节角度θ_4的分支识别图



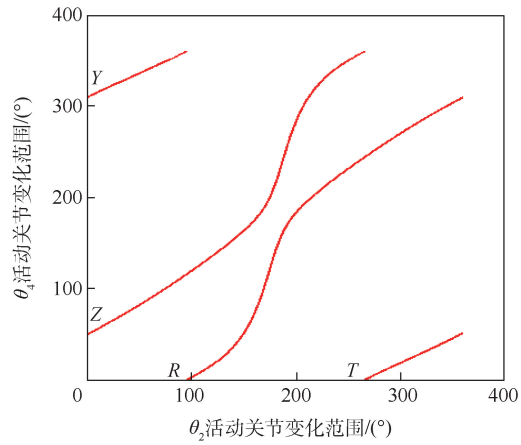
(c) 表2杆长参数下平面4R连杆机构关节角度θ_2与关节角度θ_3的分支识别图



(d) 表2杆长参数下平面4R连杆机构关节角度θ_2与关节角度θ_4的分支识别图



(e) 表3杆长参数下平面4R连杆机构关节角度θ_2与关节角度θ_3的分支识别图



(f) 表3杆长参数下平面4R连杆机构关节角度θ_2与关节角度θ_4的分支识别图

图 6　平面 4R 连杆机构曲柄分支识别图

Fig. 6　Crank judgement of planar four-bar linkage with branch graph

图 6(c)、(d)为图 2(b)平面 4R 连杆机构关于关节角度 θ_2 与关节角度 θ_3、θ_4 的分支识别图。在图 6(c)中,关节角度 θ_2 可以在[0°,360°]范围内转动,关节角度 θ_3 可以在[0°,G],[H,360°]范围内转动,即曲柄存在旋转关节 A 处。在图 6(d)中,关节角度 θ_2 可以在[0°,360°]范围内转动,关节角度 θ_4 分别对应在[0°,K],[J,360°]范围内转动,也就是仅关节角度 θ_2 能做整转运动。综上,该机构为曲柄摇杆机构。

图 6(c)、(d)为图 2(c)平面 4R 连杆机构关于关节角度 θ_2 与关节角度 θ_3、θ_4 的分支识别图。在图 6(e)中,关节角度 θ_2 可以在[0°,U],[V,W],[X,360°]范围内转动,关节角度 θ_3 分别在[M,N],[0°,O]/[P,360°]范围内转动(均不能

形成整转运动)。在图6(f)中,关节角度 θ_2 可以在[0°,T],[T,360°]范围内转动,关节角度 θ_4 分别对应在[Z,360°],[0°,Z]范围内转动,即关节角度 θ_2、θ_4 能做整转运动。综上,该机构是双曲柄机构。

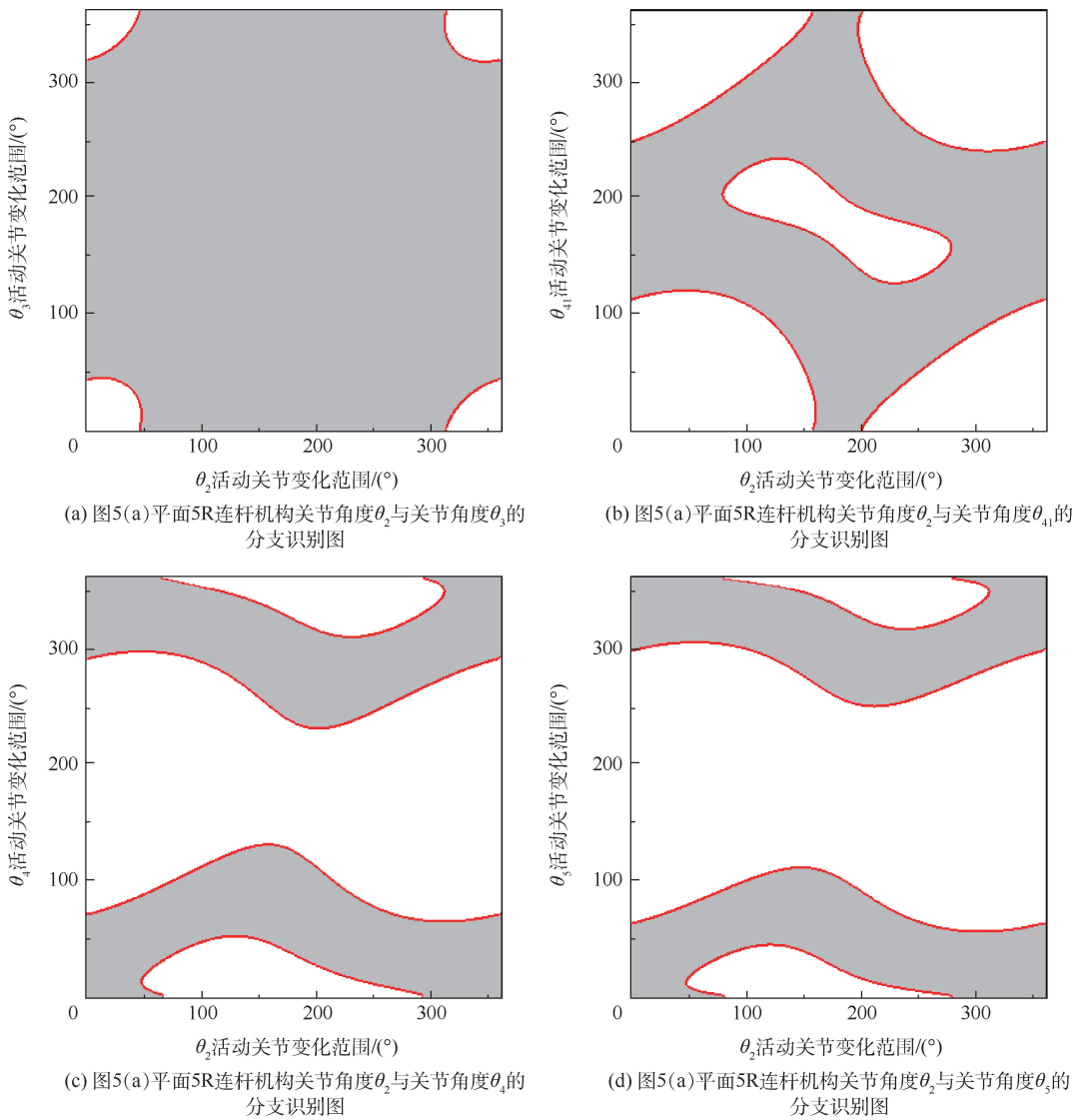
3 平面5R连杆机构曲柄判定

图7(对应图5(a)平面5R连杆机构)为关节角度 θ_2 与关节角度 θ_3、θ_{41}、θ_4、θ_5 的分支识别图。通过分析可得,关节角度 θ_2、θ_3、θ_{41} 可以做整转运动,而关节角度 θ_4、θ_5 只能做一定角度内的往复运动,因此该机构的曲柄存在于关节旋转副 E 处。

图8(对应图5(b)平面5R连杆机构)为关节角度 θ_2 与关节角度 θ_3、θ_{41}、θ_4、θ_5 的分支识别图。通过分析可得,关节角度 θ_2、θ_3、θ_4、θ_5 可以做整周运动,而关节角度 θ_{41} 只能做[45°,320°]的往复运动,因此该机构的曲柄存在于关节旋转副 E、A 处。

图9(对应图5(c)平面5R连杆机构)为关节角度 θ_2 与关节角度 θ_3、θ_{41}、θ_4、θ_5 的分支识别图。通过分析可得,关节角度 θ_2、θ_3、θ_4、θ_{41}、θ_5 均只能在一定角度范围的往复运动,因此该机构内曲柄不存在。

图10(对应图5(d)平面5R连杆机构)为关节角度 θ_2 与关节角度 θ_3、θ_{41}、θ_4、θ_5 的分支识别图。通过分析可得,关节角度 θ_3、θ_4、θ_{41}、θ_5 可以做整转运动,而关节角度 θ_2 只能做一定角度范围的往复运动,因此该机构的曲柄存在于关节旋转副 A 处。



(a) 图5(a)平面5R连杆机构关节角度θ_2与关节角度θ_3的分支识别图

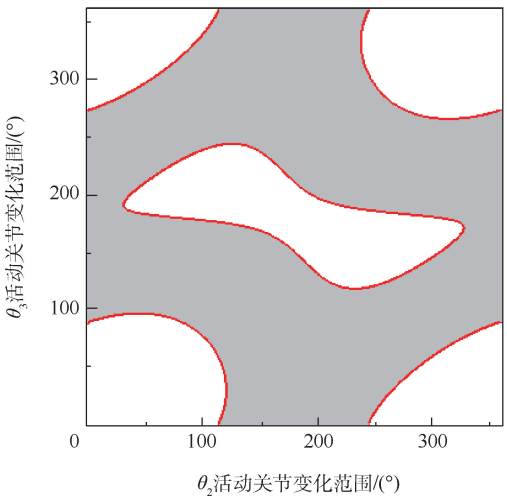
(b) 图5(a)平面5R连杆机构关节角度θ_2与关节角度θ_{41}的分支识别图

(c) 图5(a)平面5R连杆机构关节角度θ_2与关节角度θ_4的分支识别图

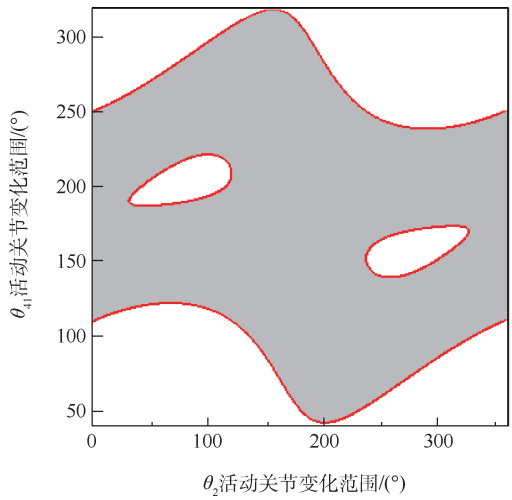
(d) 图5(a)平面5R连杆机构关节角度θ_2与关节角度θ_5的分支识别图

图7 平面5R连杆机构曲柄分支识别图(对应图5(a)平面5R连杆机构)

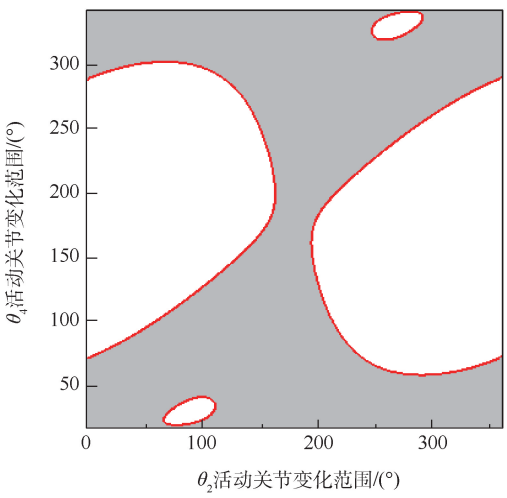
Fig. 7 Crank judgement of planar five-bar linkage with branch graph (Fig. 5(a))



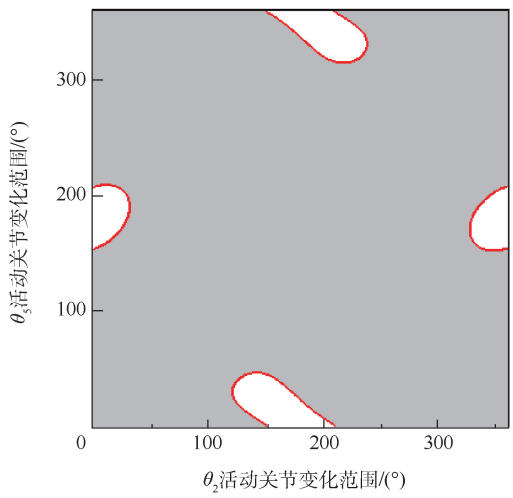
(a) 图5(b)平面5R连杆机构关节角度θ_2与关节角度θ_3的分支识别图



(b) 图5(b)平面5R连杆机构关节角度θ_2与关节角度θ_{41}的分支识别图



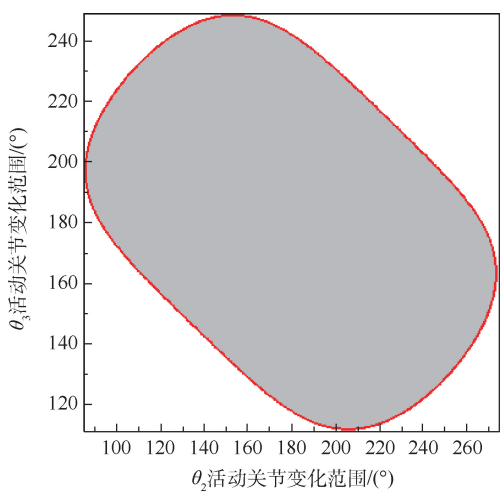
(c) 图5(b)平面5R连杆机构关节角度θ_2与关节角度θ_4的分支识别图



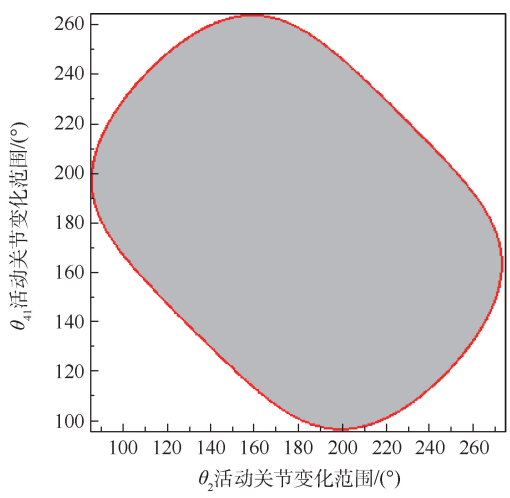
(d) 图5(b)平面5R连杆机构关节角度θ_2与关节角度θ_3的分支识别图

图 8　平面 5R 连杆机构曲柄分支识别图(对应图 5(b)平面 5R 连杆机构)

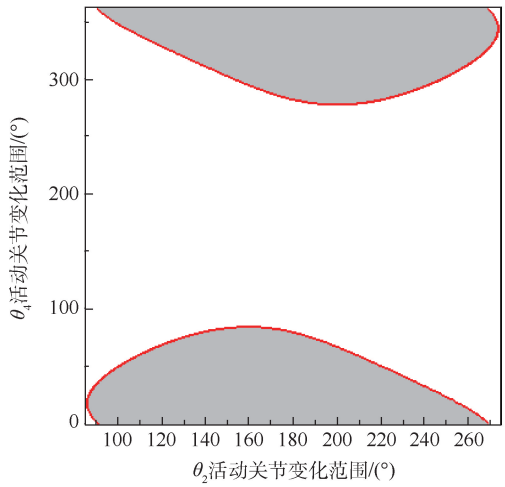
Fig. 8　Crank judgement of planar five-bar linkage with branch graph (Fig. 5(b))



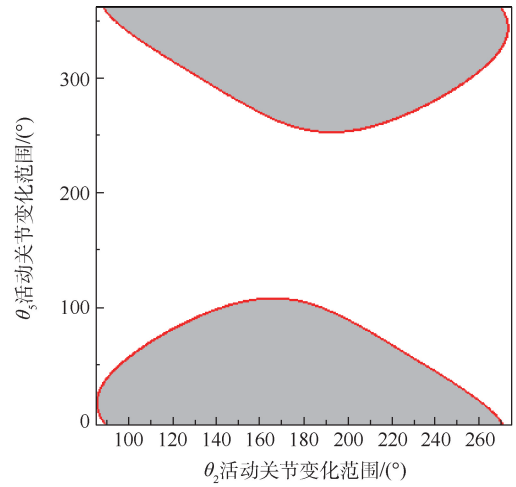
(a) 图5(c)平面5R连杆机构关节角度θ_2与关节角度θ_3的分支识别图



(b) 图5(c)平面5R连杆机构关节角度θ_2与关节角度θ_{41}的分支识别图



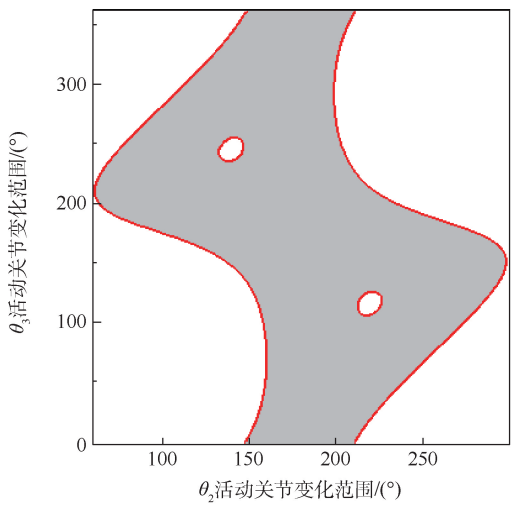
(c) 图5(c)平面5R连杆机构关节角度θ_2与关节角度θ_4的分支识别图



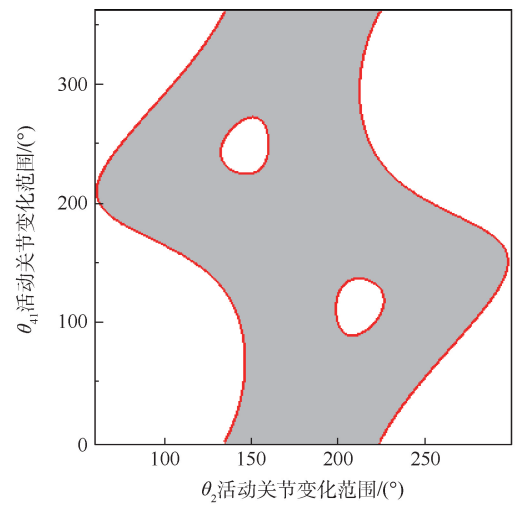
(d) 图5(c)平面5R连杆机构关节角度θ_2与关节角度θ_5的分支识别图

图 9 平面 5R 连杆机构曲柄分支识别图(对应图 5(c)平面 5R 连杆机构)

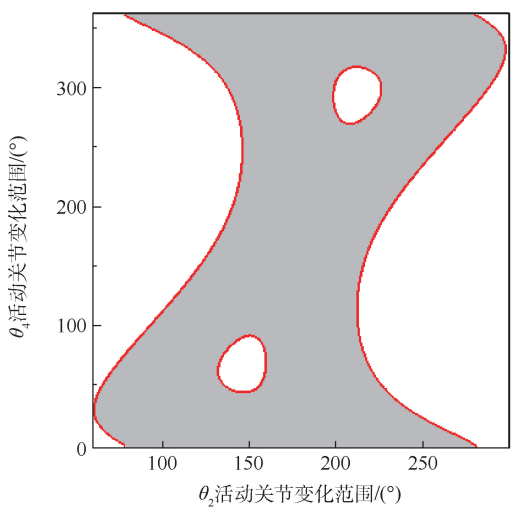
Fig. 9 Crank judgement of planar five-bar linkage with branch graph (Fig. 5(c))



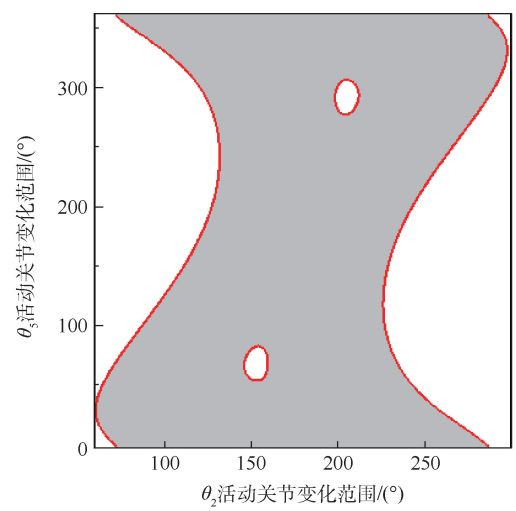
(a) 图5(d)平面5R连杆机构关节角度θ_2与关节角度θ_3的分支识别图



(b) 图5(d)平面5R连杆机构关节角度θ_2与关节角度θ_{41}的分支识别图



(c) 图5(d)平面5R连杆机构关节角度θ_2与关节角度θ_4的分支识别图



(d) 图5(d)平面5R连杆机构关节角度θ_2与关节角度θ_5的分支识别图

图 10 平面 5R 连杆机构曲柄分支识别图(对应图 5(d)平面 5R 连杆机构)

Fig. 10 Crank judgement of planar five-bar linkage with branch graph (Fig. 5(d))

4　复杂多环路连杆机构曲柄判定

复杂多环路连杆机构是由多个简单的闭环单链耦合而成,如 Stephenson 六杆、2-DOF 七杆机构、1-DOF 八杆机构等,其运动由多个环路耦合共同决定,运动情形较为复杂,曲柄问题难以研究。由连杆机构分支识别可知,若多环连杆机构内存在分支点,即机构可连续运动的区域被隔断[8],也就是大多数多环连杆机构内部是不存在曲柄的。反之,如何保证多环连杆机构在输入关节做整转运动成为一个难点。针对这一问题,本文提出了关于 2 条多环连杆机构存在曲柄的充分条件。

充分条件 1　在所有耦合环路链中,杆件间杆长关系必须满足闭环单链曲柄存在条件,且作整转运动的旋转关节存在位置重合。

充分条件 2　在所有耦合环路链中,在对应分支识别图中不存在分支点。

仅含转动副的 Stephenson 六杆机构是较为简单的多环路连杆机构,其由一个闭环 4R 单链与一个闭环 5R 单链耦合而成。本文以仅含转动副的 Stephenson 六杆机构为例,解释复杂多环路连杆机构的曲柄判定问题。依据仅含转动副的 Stephenson 六杆机构中输入在不同环路链中其运动特性不同,将该机构内曲柄存在的问题按输入在四链环路中及输入在五链环路中分别讨论。

1) 输入在四链环路中

在图 11 所示 Stephenson 六杆机构中,当给定输入关节角度为 θ_2 时,连杆机构由一个四链环路 *ABCD* 与一个五链环路 *ABEFG* 耦合而成。即除装配条件外,四链环路 *ABCD* 与五链环路 *ABEFG* 中杆长关系需满足 $l_{41}+l_{44}<l_{42}+l_{43}$, $l_{51}+l_{52}+l_{55}<l_{53}+l_{54}$ (l_{4i} 表示四链环路中的杆长, l_{5i} 表示五链环路中的杆长, $i=1,2,3,4,5$),且两环路链中关节角度 θ_2 转动范围均为 [0°, 360°]。在 Stephenson 六杆机构分支识别图中,不存在分支点,即 Stephenson 六杆机构的四链环路 *ABCD* 的关节旋转空间被包含在五链环路 *ABEFG* 的关节旋转空间内部,连杆机构的运动完全受四链环路的影响,如图 12 所示,参数如表 8 所示。

由表 8 中参数可得,四链环路 *ABCD* 中 $a_2>a_3>a_1>a_4$,且 $a_1+a_3>a_2+a_4$,令 l_{44}、l_{43}、l_{42}、l_{41} 分别为 a_2、a_3、a_1、a_4,即 $l_{42}+l_{43}>l_{44}+l_{41}$,连杆机构内存在曲柄。但在 Stephenson 六杆中,a_1 (满足不等式 $l_{44}+l_{42}>l_{43}+l_{41}$) 与 a_2 均为长杆,其杆件间无法形成曲柄(见图 12)。

如要关节输入位置做整转运动,则 a_1 与 a_2 中

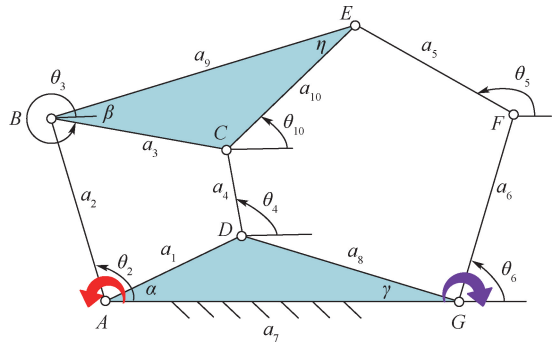


图 11　Stephenson 六杆机构

Fig. 11　Stephenson six-bar linkage

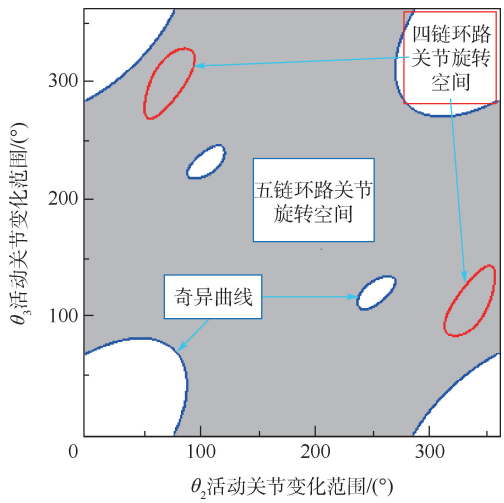


图 12　Stephenson 六杆机构曲柄分支识别图(四链环路输入)

Fig. 12　Branch graph for crank judgement of Stephenson six-bar linkage (input joint in four-bar loop)

表 8　图 12 Stephenson 六杆机构杆长对应参数

Table 8　Parameters of Stephenson six-bar linkage in Fig. 12

参数	数值
a_1/dm	2.67
a_2/dm	3.6
a_3/dm	2.71
a_4/dm	1
a_5/dm	4.2
a_6/dm	5
a_7/dm	3.4
a_9/dm	4.2
α/(°)	25
β/(°)	5

需有短杆,又 a_2 与五链环路 *ABEFG* 有关,因此对调表 8 中 a_4 与 a_1 参数。在五链环路 *ABEFG* 中,$a_6>a_9\geqslant a_5>a_2>a_7$ 且 $a_9+a_5<a_6+a_2+a_7$ (由图 8 灰色关节旋转空间所示,此时五链环路中也存在曲柄,但这是个例[16]不具有普适性),不满足充分条件 1,依照曲柄存在关系式与长短杆定义,短杆两端可能存在曲柄,因此五链环路 *ABEFG* 参数调整如表 9 所示,分支识别图如图 13 所示,可知连杆曲柄在关节旋转副 *A* 处。

表 9 图 13 Stephenson 六杆机构输入 θ_2 曲柄对应参数

Table 9 Parameters of Stephenson six-bar linkage with input joint θ_2 in Fig. 13

参数	数值
a_1/dm	1
a_2/dm	3.6
a_3/dm	2.71
a_4/dm	2.67
a_5/dm	5.6
a_6/dm	5.6
a_7/dm	5.7
a_9/dm	2
α/(°)	25
β/(°)	5

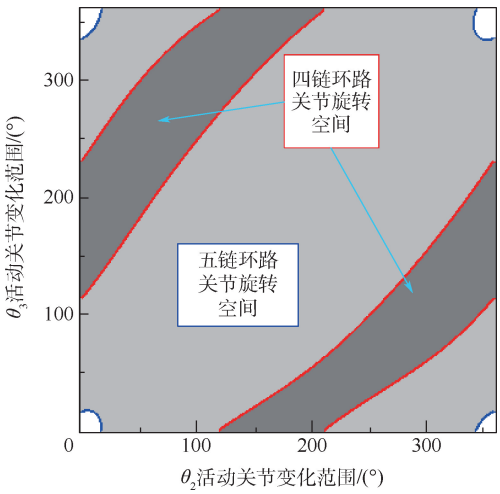


图 13 Stephenson 六杆机构输入 θ_2 曲柄分支识别图(四链环路输入)

Fig. 13 Crank judgement of Stephenson six-bar linkage using branch graph with input angle θ_2

2) 输入在五链环路中

当给定输入关节角度为 θ_6 时,连杆机构由 2 个五链环路 *ABEFG* 与 *DCEFG* 耦合而成。即除装配条件外,五链环路 *ABEFG* 与 *DCEFG* 中杆长关系需先满足 $l_{151}+l_{152}+l_{155}<l_{153}+l_{154}$, $l_{251}+l_{252}+l_{255}<l_{253}+l_{254}$($l_{15i}$、$l_{25i}$表示五链环路中的杆长,$i=1,2,3,4,5$),且两环路链中关节角度 θ_6 转动范围均为[0°,360°],在 Stephenson 六杆机构分支识别图中,不存在分支点,即 Stephenson 六杆机构的一个五链环路的关节旋转空间被包含在另一五链环路的关节旋转空间内部,连杆机构的运动完全受其中一个五链环路的影响,如图 14 所示,参数如表 10 所示。

由表 10 中参数可得,五链环路 *DCEFG* 与 *ABEFG* 中 $a_6>a_5>a_8>a_{10}>a_4$, $a_9\geqslant a_2>a_6>a_5>a_7$,且 $a_5+a_8<a_6+a_{10}+a_4$, $a_2+a_6<a_9+a_5+a_7$,两环路链均不满足必要充分条件 1,依照曲柄存在关系式与长短杆定义,且短杆两端可能存在曲柄,两五链环路参数调整如表 11 所示,分支识别图如图 15 所示。可知,连杆曲柄在关节旋转副 *G* 处。

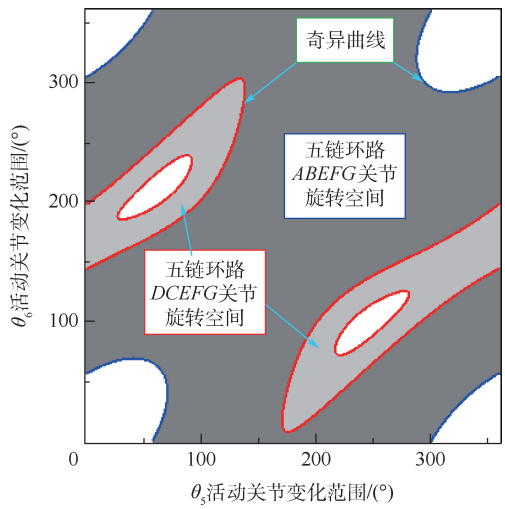


图 14 Stephenson 六杆机构分支识别图(五链环路输入)

Fig. 14 Branch graph of Stephenson six-bar linkage with input angle in five-bar loop

表 10 图 14 Stephenson 六杆机构杆长对应参数

Table 10 Parameters of Stephenson six-bar linkage in Fig. 10

参数	数值
a_2/dm	5.6
a_4/dm	1
a_5/dm	4.2
a_6/dm	5
a_7/dm	3.4
a_8/dm	2.67
a_9/dm	5.6
a_{10}/dm	2.2
η/(°)	5
λ/(°)	25

表 11 图 15 Stephenson 六杆输入 θ_5 曲柄对应参数

Table 11 Parameters of Stephenson six-bar linkage with input joint θ_5 in Fig. 11

参数	数值
a_2/dm	1
a_4/dm	1.5
a_5/dm	9
a_6/dm	1
a_7/dm	7.3
a_8/dm	3.9
a_9/dm	7.4
a_{10}/dm	8.9
η/(°)	5
λ/(°)	25

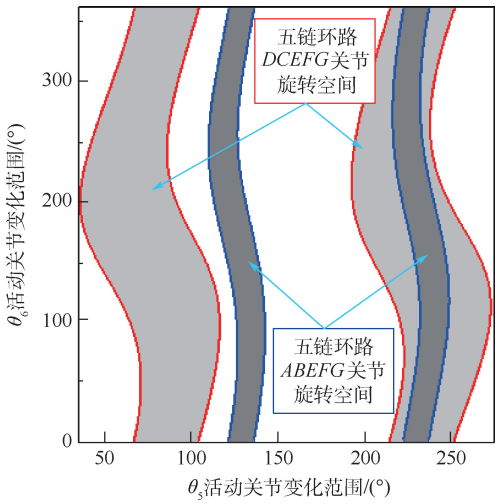


图 15　Stephenson 六杆机构输入 θ_6 曲柄分支识别图(五链环路输入)

Fig. 15　Crank judgement of Stephenson six-bar linkage using branch graph with input angle θ_6

5　结　论

1)依据连杆机构的分支识别图和杆间关系,通过所提出的曲柄分支图识别法,对几类典型平面 4R、5R、仅含有转动副的 Stephenson 六杆机构的曲柄判定分支识别图进行了绘制,并通过数据分析,得到了曲柄数目与位置,相比现行方法,可视化强,简单直观,便于理解。

2)针对仅含转动副的复杂多环路连杆机构的曲柄问题,提出曲柄存在的 2 条充分条件,并以 Stephenson 六杆为例说明,证明方法对复杂多环路连杆机构的曲柄判定是有效的,弥补了现行方法的应用的不足。

3)通过对比分析了曲柄分支图识别法与 Grashof 定理、N 杆旋转定理的应用实例与应用范围,证明本文方法的适用范围更广,通用性更好。

4)本文提出的曲柄分支图识别法具有可视化强、通用性佳等优点,可以为单闭环、复杂多环连杆机构的曲柄研究,提供一种研究思路,对含有复杂连杆机构的机械装备设计提供一定的理论指导。

参考文献(References)

[1] GRASHOF F. Theroetische maschinenlehre[M]. Leipzig: Engineering Press, 1983: 382.

[2] 张全明,梁文贤,常勇. 关于 2-DOF 平面五杆机构的双曲柄存在条件的再研究[J]. 机械科学与技术, 2008, 27(1): 78-82.
ZHANG Q M, LIANG W X, CHANG Y. Further study of conditions for double-crank of 2-DOF planar five-link linkage[J]. Mechanical Science and Technology for Aerospace Engineering, 2008, 27(1): 78-82(in Chinese).

[3] 田汉民,张策,张新华. 二自由度平面五杆机构的双曲柄存在条件[J]. 机械设计, 2001(3): 23-25.
TIAN H M, ZHANG C, ZHANG X H. Existence conditions for double crank of planar five-bar linkage with two free degrees[J]. Journal of Machine Design, 2001(3): 23-25(in Chinese).

[4] 廖汉元,孔建益,李佳,等. 平面两自由度铰链五杆机构的类型及判别[J]. 湖北工业大学学报, 2006, 21(3): 4-6.
LIAO H Y, KONG J Y, LI J, et al. The types of 5-bra linkage with two-degree of freedom and their differentiation[J]. Journal of Hubei University of Technology, 2006, 21(3): 4-6(in Chinese).

[5] TING K L, TSAI G H. Mobility and synthesis of five-bar-programmable-linkages[C]// Proceedings of the 9th OSU Applied Mechanisms Conference, 1985: 1-8.

[6] TING K L. Five-bar Grashof criteria[J]. Journal of Mechanisms, Transmissions, and Automation in Design, 1986, 108(4): 533-537.

[7] TING K, WANG J, XUE C, et al. Full rotatability of Stephenson six-bar and geared five-bar linkages[C]// Proceedings of the ASME 2008 International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference. New York: ASME, 2008: 581-590.

[8] WANG J, TING K L, ZHAO D, et al. Full rotatability of Watt six-bar linkages[C]// Proceedings of the ASME 2014 International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference. New York: ASME, 2014, 46360: V05AT08A049.

[9] 郭晓宁,褚金奎. Stephenson Ⅱ型六杆机构曲柄存在条件及判断方法[J]. 农业机械学报, 2004, 35(3): 120-123.
GUO X N, CHU J K. Identification of a crank for Stephenson Ⅱ six-bar linkage[J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2004, 35(3): 120-123(in Chinese).

[10] 宋杰,梅瑛,李瑞琴. 平面 3-DOF PRR-RRP 型六杆机构的曲柄存在条件[J]. 机械传动, 2013, 37(11): 32-34.
SONG J, MEI Y, LI R Q. Crank existence condition of planar 3-DOF PRR-RRP type six-bar mechanism[J]. Journal of Mechanical Transmission, 2013, 37(11): 32-34(in Chinese).

[11] DAI J S, SHAH P. Orientation capability of planar serial manipulators using rotatability analysis based on workspace decomposition[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science, 2002, 216(3): 275-288.

[12] TING K. Joint rotation space and mobility of linkages[C]// Proceedings of the ASME 2007 International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference. New York: ASME, 2007: 427-437.

[13] WANG J. Mobility identification and rectification of planar multiloop mechanisms[D]. Cookeville: Tennessee Technological University, 2010: 152-153.

[14] NIE L, WANG J, TING K L, et al. Branch identification of spherical six-bar linkages[C]// Proceedings of the ASME 2016 International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference. New York:

ASME,2016,50169:V05BT07A072.

[15] NIE L, DING H, KECSKEMÉTHY A, et al. Singularity and branch identification of a 2 degree-of-freedom (DOF) seven-bar spherical parallel manipulator[J]. Mechanical Sciences, 2020,11(2):381-393.

[16] TING K, LIU Y. Rotatability laws for N-bar kinematic chains and their proof[J]. ASME Journal of Mechanical Design,1991, 113(1):32-39.

Branch graph method for crank judgement of complex multi-loop linkage

NIE Liangyi[1,2], DING Huafeng[2,*], WANG Jun[3], BI Shusheng[4]

(1. School of Mechanical and Electrical Engineering, Hubei Polytechnic University, Huangshi 435003, China;
2. School of Mechanical Engineering and Electronic Information, China University of Geosciences (Wuhan), Wuhan 430074, China;
3. School of Mechanical Engineering, Hubei University of Technology, Wuhan 430068, China;
4. School of Mechanical Engineering and Automation, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: Crank judgement is an important link in kinematic analysis of mechanisms, which determines the motion state of the mechanism. The existing Grashof theorem and N-bar rotation theorem can well solve the problem of crank judgement of single closed-loop linkage with only R joints, but there is no general and effective solution for crank judgement of complex multi-loop linkage widely used in aerospace. A branch graph identification method for determining the crank of complex multi-loop linkage is proposed. This method first determines the first sufficient condition for the existence of the crank through the inequality of the link relationship of each loop in the complex multi-loop linkage, and then determines the second sufficient condition for the existence of the crank by combining the branch graph of the linkage with the rotation range of the movable joint. On the basis of summing up the sufficient conditions, this method is used to analyze the planar 4R and 5R linkages, and the outcomes are compared with the existing recognized results, verifing the effectiveness of this method. Finally, the crank judgment is carried out on a complex multi-loop Stephenson six-bar linkage with only rotating pairs, which proves the feasibility of the method.

Keywords: crank judgement; branch identification; Grashof theorem; N-bar rotation theorem; multi-loop linkage

Received: 2021-03-29; **Accepted**: 2021-07-10; **Published online**: 2021-08-17 13:57

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210817.1041.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (51975544); Hubei Provincial Natural Science Foundation of China (2019AAA071); Talent Introduction Project of Hubei Polytechnic University (420202100760)

* **Corresponding author**. E-mail: dhf@ysu.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0618

超低轨道热层大气密度原位探测

李永平[1,2,*], 朱光武[1], 郑晓亮[1], 艾讲赵[1], 闫亚飞[3], 周建华[4]

(1. 中国科学院国家空间科学中心 天基空间环境探测北京市重点实验室, 北京 100190;
2. 中国科学院大学, 北京 100049; 3. 中国科学院文献情报中心, 北京 100190;
4. 上海宇航系统工程研究所, 上海 201108)

摘 要: 超低轨道(VLEO)由于其轨道较低,在该轨道运行的航天器在对地观测、科学研究方面具有独特优势,但对该轨道的大气密度变化特性认知不足。在阐述国内外超低轨道大气密度原位探测发展历史及现状的基础上,总结了现有超低轨道大气密度原位探测技术,对中国超低轨道大气密度原位结果进行了初步分析和讨论。结果表明:在2020年10月空间环境平静期,250 km和350 km高度大气密度相差一个量级;升降轨期间,超低轨道大气密度每千米分别下降 0.025×10^{-12} kg/m^3 和 0.041×10^{-12} kg/m^3,均小于模式值的0.5倍;北纬40°时,处于午夜的升轨段(约250 km)大气密度是处于正午的降轨段(约420 km)大气密度的11.2倍,高度的影响大于地方时的影响;不同纬度下,实测日均值和模式日均值的比值从高纬的0.49降为低纬的0.39,模式值偏大。在超低轨道上,实测值总体上比模式值小,可为大气物理研究和应用研究提供基础数据。

关 键 词: 大气密度; 超低轨道(VLEO); 大气环境; 原位探测; 大气模式; 数据分析
中图分类号: V11:P365
文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2022)10-1875-08

超低轨道(very low Earth orbit, VLEO)一般指距地球表面150~400 km[1]。航天器在该轨道上运行时,可获得更高的分辨率,减小质量和体积,改善地理空间定位精度,提高运载火箭的载重能力[2],同时具有较低的碎片碰撞风险和辐射风险;但超低轨道具有大通量原子氧和较为稠密的大气密度,使得航天器表面敏感材料加速剥蚀和污染,卫星加速陨落,增大轨道预报的不确定性。原子氧是超低轨道热层大气中最为丰富的元素,也是对超低轨道航天器影响最严重的因素之一[3],其相对航天器飞行速度快,化学性质活泼,能量较高,对航天器表面材料有明显的剥蚀效应[4-5]。超低轨道大气密度较大,大气密度引起的大气阻力对于航天器的发射和再入、寿命、轨道预报等也具有重要的影响[2,6]。而现有的大气模型误差较大,截止到21世纪初精度依然没有突破15%[7]。

超低轨道对于气球探测来说太高,对于低轨道卫星来说比较低,无法长时间驻留,且该区域辐射光谱特征少,遥感探测相对困难,因此超低轨道大气密度探测较少,实测数据较为缺乏且覆盖不足,使得该高度上的大气模型误差较大,圈层之间的能量动量耦合规律尚未厘清,科学家们经常称该区域为"未知层"[2,8]。结合超低轨道大气密度原位探测的发展历程,本文对超低轨道大气密度原位探测手段及中国探测结果进行分析和讨论,区别于以往圆轨道卫星的同一高度探测,椭圆轨

收稿日期: 2021-10-20; **录用日期**: 2022-03-04; **网络出版时间**: 2022-03-21 15:06
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20220318.1621.001.html
基金项目: 中国载人航天工程(Y59003AC40); 国家子午工程(Y91GJC15ES)
* **通信作者**. E-mail: lyp@nssc.ac.cn

引用格式: *李永平, 朱光武, 郑晓亮, 等. 超低轨道热层大气密度原位探测[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 1875-1882.*
LI Y P, ZHU G W, ZHENG X L, et al. In-situ measurement of atmospheric density in very low Earth orbits[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 1875-1882(in Chinese).

道卫星可以探测不同高度上大气密度变化,比较不同高度、不同纬度和地方时的大气密度变化特征,为后续数据应用打下基础。

1 国内外超低轨道卫星大气密度原位探测计划

1.1 美国超低轨道卫星大气密度原位探测

NASA 研制的 AE-C、D、E 系列卫星发射于 20 世纪 70 年代[9-10],其目的是探测和研究全球中性大气和电离层的结构和动力学过程。在该卫星上装载了中性大气温度探测仪(neutral atmosphere temperature instrument,NATE),初步获得了 220 ~ 400 km 高度的轨道大气参数。AE-C 卫星实物图如图 1 所示(https://en.wikipedia.org/wiki/Explorer_51)。

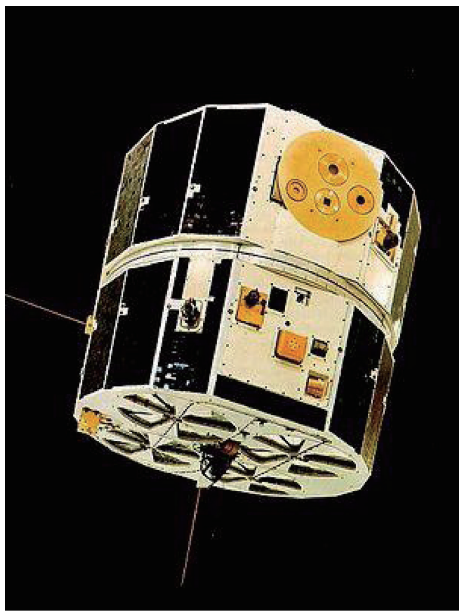


图 1 AE-C 卫星

Fig. 1 AE-C satellite

NASA 研制的 DE-2 卫星发射于 1981 年[11-13],其目的是为研究电离层、热层、磁层的耦合规律。在该卫星上装载了中性大气成分探测器,用于测量轨道的大气环境,获得了该时期空间环境条件下 200 ~ 600 km 高度的大气参数。DE-2 卫星实物图如图 2 所示(https://en.wikipedia.org/wiki/Dynamics_Explorer_2)。

美国科罗拉多大学研制的 DANDE 卫星发射于 2013 年[14],其目的是为研究卫星阻力,轨道为 200 ~ 1 200 km。主要仪器有大气密度探测仪,用于测量近地点附近的大气参数,大气密度测量精度为 2×10^{-13} kg/m^3。DANDE 卫星外形如图 3 所示(https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/d/dande)。

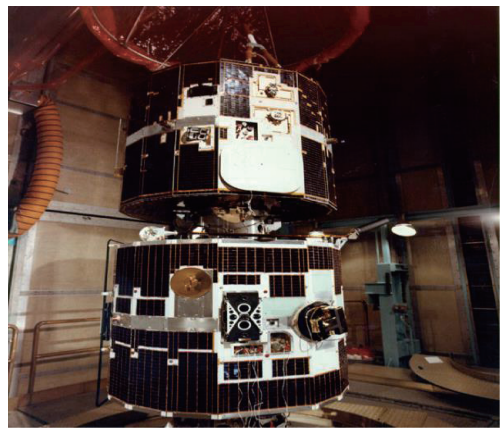


图 2 DE-2 卫星

Fig. 2 DE-2 satellite

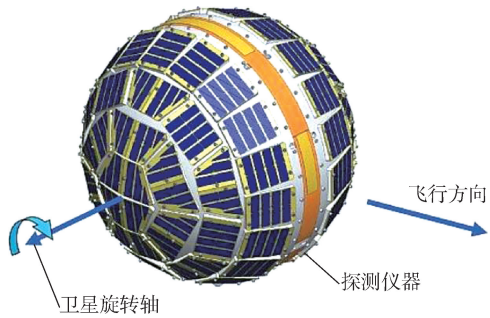


图 3 DANDE 卫星

Fig. 3 DANDE satellite

1.2 欧盟超低轨道卫星大气密度原位探测

欧盟主导的 QB50 计划在 2017 年后陆续分批次发射,运行在 200 ~ 380 km 高度范围,部分卫星装载大气探测器对轨道中性大气进行原位探测,卫星设计寿命为 3 个月。图 4 为探测卫星示意图[15]。

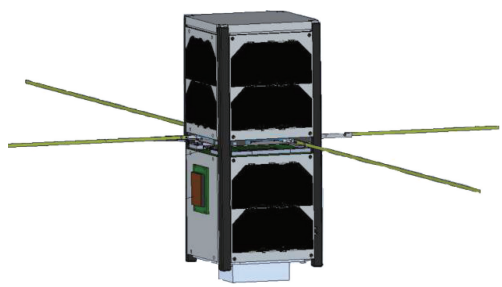


图 4 QB50 卫星[15]

Fig. 4 QB50 satellite[15]

1.3 日本超低轨道卫星大气密度原位探测

日本宇宙航空研究开发机构(JAXA)设计研制的一颗超低轨道卫星于 2017 年 12 月发射,该卫星轨道高度 180 ~ 250 km,简称 SLATS(super low altitude satellite)[16]。该卫星的主要目的是验证超低轨卫星系统,测量原位大气密度,在轨监测原子氧,研究超低轨道大气环境对卫星的影响。图 5 为 SLATS 卫星模型(https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/s/slats)。

图 5　SLATS 卫星

Fig. 5　SLATS satellite

1.4　中国超低轨道卫星大气密度原位探测

从 20 世纪 90 年代开始,在中国载人航天工程重大任务的支持下,由中国科学院国家空间科学中心研制的星载质谱仪及大气密度探测器分别在“神舟二号”、“神舟三号”和“神舟四号”飞船轨道舱上开展了连续在轨大气环境监测,获得了在地磁宁静期与磁暴期、太阳活动期大气密度的长期变化特性[17-21]。后期在天宫实验室及其他应用卫星上装载质谱仪获得了热层大气成分和大气密度实测数据,保障载人飞船安全运行。上述航天器均运行于低轨道,目前中国长期运行在超低轨道的卫星还在论证之中,但也有椭圆轨道卫星运行在 250 ~ 700 km,在该卫星上搭载了大气密度探测器,进行大气环境探测。

超低轨道大气密度探测数据取自中国星载大气密度探测器在轨原位探测结果,探测器搭载在椭圆形轨道运行的中国卫星上,卫星运行轨道高度为 250 ~ 700 km,倾角为 92°。探测器采用测量传感器内气体压力和温度的方法,并由气体分子动力学理论所建立的基本方程,结合卫星运行的姿态和速度来获得自由大气密度[18,21-22]。图 6 为大气密度探测器工作原理示意图,表 1 为探测器的主要性能参数。

探测器获取的原始数据与卫星平台数据经过地面数据系统处理后,最终得到 3 级数据产品,包括北京时、世界时、地方时、经度、纬度、高度及大气密度信息。该探测器已实现多次在轨探测,也发布了相关的探测成果[18],分析了不同高度和不同地磁扰动期间模式值与在轨实测值的差异。

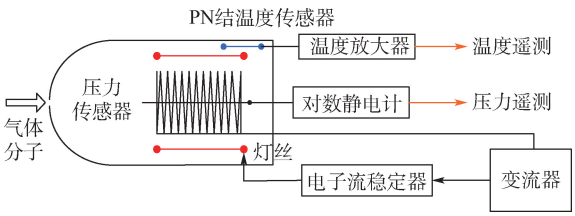


图 6　大气密度探测器原理示意

Fig. 6　Schematic diagram of atmospheric density detector

表 1　中国原位大气密度探测器的主要性能

Table 1　Performance of Chinese in-situ atmospheric density detector

参数	数值
传感器内气体压力范围/Pa	$5\times10^{-8}\sim1\times10^{-2}$
传感器内气体温度范围/℃	-20 ~ 60
最小可检测压力/Pa	1×10^{-8}
温度分辨率/℃	0.1
压力校准总不确定度/%	3
探测器质量/kg	1.5
探测器功耗/W	1.5

1.5　分　析

国外虽早在 20 世纪 70 年代利用卫星开展了超低轨道大气密度原位探测,但截止到现今探测次数少,持续时间短,覆盖有限,基于实测数据所建立的模型在该高度范围误差较大。而国内起步晚,在借鉴国外超低轨道大气探测经验的基础上进行了初步探测。

2　超低轨道大气密度原位探测手段

超低轨道大气密度原位探测手段主要包括质谱仪、微量天平及密度计。质谱仪既可测大气成分,也可以测大气密度,同时还可获取原子氧信息;微量天平用于测量原子氧通量信息;密度计用于测量大气密度。

1)质谱仪

质谱仪可用于测量轨道空间的各气体成分及其含量,获得大气成分和大气密度。其是把中性气体粒子电离,通过质量分析器把不同质荷比的离子在电磁场中加以分类计数的一种仪器,既可以测量气体成分,又可以测量分压强,获得总压强,国际上将其广泛地应用于空间探测中。

按传感器特性,可以将质谱仪分为四极杆质谱仪、飞行时间质谱仪、磁质谱仪等。四极杆质谱仪质量轻、分辨率好,可在较恶劣的真空条件下工作,且无漏磁现象,可适应超低轨道较低的真空度,在星载原位探测中应用最多。

2)微量天平

微量天平可用于测量轨道空间的原子氧通量。主要原理是:以压电石英晶体(quartz crystal microbalance,QCM)作为敏感传感器,利用石英晶体传感器的压电特性,当石英晶体敏感表面沉积微小物质质量或表面质量被剥蚀减小时,其谐振频率就会发生变化,并由此获得敏感晶体上沉积

或者剥蚀质量的变化。

在敏感石英晶片表面上涂覆 Kapton 薄膜，Kapton 的原子氧剥蚀率已经过多次飞行试验及地面试验验证，剥蚀率较为稳定。通过监测敏感石英晶片表面质量损失，根据材料已知的原子氧反应系数，即可推算轨道上原子氧通量。

3）密度计

密度计可用于测量轨道空间的大气密度。探测器采用测量传感器内气体压力和温度的方法，并由气体分子动力学理论所建立的基本方程，结合卫星运行的姿态和速度来获得自由大气密度。

上述 3 种超低轨道大气密度原位探测手段在国内外均有运用，中国科学院国家空间科学中心研制的轨道大气综合探测器，具有质谱仪、压力计及微量天平的综合功能，在天宫实验室及应用卫星上获得成功运用。

3 中国超低轨道大气密度原位探测结果

3.1 地磁指数和太阳活动指数数据

采用美国国家海洋和大气管理局空间环境中心发布的地磁指数 K_p、A_p 日均值和太阳辐射通量 $F_{10.7}$ 日均值数据，地磁活动指数 A_p 是表征地磁扰动强度的分级指标，地磁活动指数 K_p 表征国际 3 h磁情指数，每天 8 个值。太阳活动指数 $F_{10.7}$ 是表征太阳活动水平的重要参数。

3.2 模式数据

选用 NRLMSISE00 模式数据（简称 MSIS00）与实测数据进行比较。MSIS 系列模式基于卫星质谱仪资料和非相干散射雷达测量温度的结果建立[23-25]。MSIS00 模式是美国海军实验室（Navy Research Laboratory，NRL）以 MSISE90 和 Jacchia70 为基础开发改进而来，包含卫星加速度计和卫星轨道反演得到的大气总质量密度数据、氧分子数密度数据及非相干散射雷达的温度数据。该模式描述了从地面到热层（0 ~ 1 000 km）的中性大气密度和温度等大气物理性质，可以反映热层大气密度的基本变化特征。

输入如表 2 所示的参数，可求出与原位探测数据点对应的模式值。该模式不仅能输出不同地磁扰动和不同太阳活动水平条件下热层大气密度数据，还可以输出主要大气成分的数据。

表 2 MSIS00 模式的输入和输出参数

Table 2 Input and output parameters of MSIS00 model

输入/输出参数	名称
输入参数	年、月、日（UTS），高度，地理纬度，地理经度，日出时间，81 d 平均 $F_{10.7}$，前 1 天的 $F_{10.7}$，当日地磁活动指数 A_p，3 h 前地磁活动指数 A_p，6 h 前地磁活动指数 A_p，9 h 前地磁活动指数 A_p，12 ~ 33 h 前地磁活动指数 A_p，36 ~ 57 h 前地磁活动指数 A_p
输出参数	He 数密度，O 数密度，O_2 数密度，N 数密度，N_2 数密度，A_r 数密度，H 数密度，原子氧数密度，总质量密度，外逸层温度，高层温度

3.3 探测结果

卫星运行在 250 ~ 700 km 轨道高度，对 250 ~ 400 km 超低轨道大气密度实测数据进行分析，获得其随时间和空间变化特征，并与 MSIS00 模式进行比较。

3.3.1 250 km、350 km 大气密度实测值随时间变化特征

图 7（a）为 2020 年 10 月 7 日至 11 日之间 250 km、350 km 大气密度实测值，图 7（b）、（c）分别为 $F_{10.7}$ 和 K_p 变化，$F_{10.7}$ 为 73.4，K_p 最大值为 2。这段时间太阳活动及地磁活动处于平静状态，大气密度整体处于较低值，250 km 实测平均值为 1.923×10^{-11} kg/m^3，350 km 实测平均值为 2.014×10^{-12} kg/m^3，两者高度相差100 km，大气密度相差近一个量级。

3.3.2 实测大气密度随高度、纬度、地方时变化特征

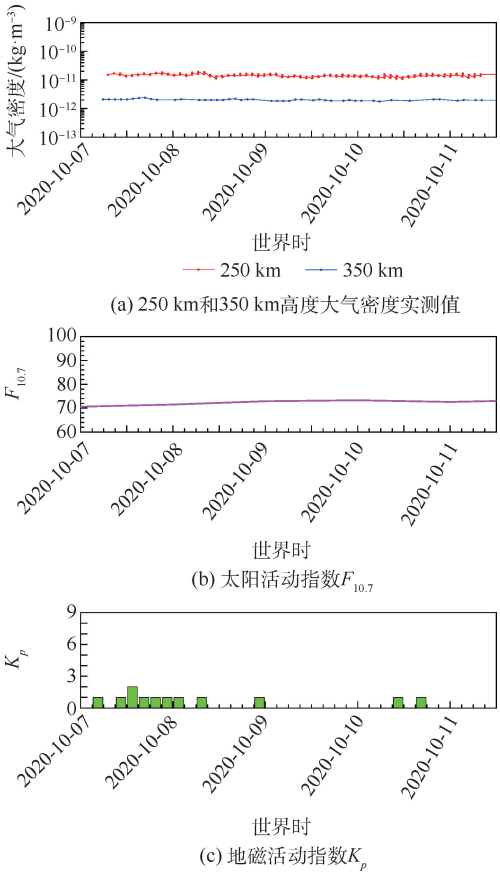
导致大气密度变化的因素除了太阳活动及地磁扰动之外，地方时、高度、纬度也是影响实测密度值变化的因素。因此，对大气密度随高度、纬度和地方时的变化特征进行分析和讨论。

1）升轨、降轨期间超低轨道不同高度大气密度变化特征

图 8 为不同地方时 13:00LT（LT 指地方时）前后（降轨）和 01:00LT 前后（升轨）大气密度实测值随高度的变化情况，高度范围为 250 ~ 400 km。

图 8 表明，大气密度值随着高度的升高而减小。其中，降轨阶段卫星从 300 km 上升到 400 km，大气密度从 5.2×10^{-12} kg/m^3 下降到 1.1×10^{-12} kg/m^3，每千米密度值平均下降 0.041×10^{-12} kg/m^3；同时，模式值从 1.0×10^{-11} kg/m^3 下降到 1.3×10^{-12} kg/m^3。对降轨阶段实测值进行 3 次多项式拟合，实测值和拟合值的相关系数 r 为 −0.805 33，残差均值和标准偏差分别为 $1.526\ 5 \times 10^{-13}$ kg/m^3 和 $6.658\ 5 \times 10^{-12}$ kg/m^3。在

升轨期间,轨道高度从 400 km 下降到250 km,大气密度从 5×10^{-13} kg/m^{3}上升到 1.8×10^{-11} kg/m^3,在 300 km 时,大气密度为 3×10^{-12} kg/m^3,每千米密度值平均下降 0.025×10^{-12} kg/m^3,约为降轨阶段的 0.6 倍。模式值从 5×10^{-13} kg/m^{3}上升到 2.8×10^{-11} kg/m^3,300 km 时为 7×10^{-12} kg/m^3。如表 3 所示。



(a) 250 km和350 km高度大气密度实测值

(b) 太阳活动指数$F_{10.7}$

(c) 地磁活动指数K_p

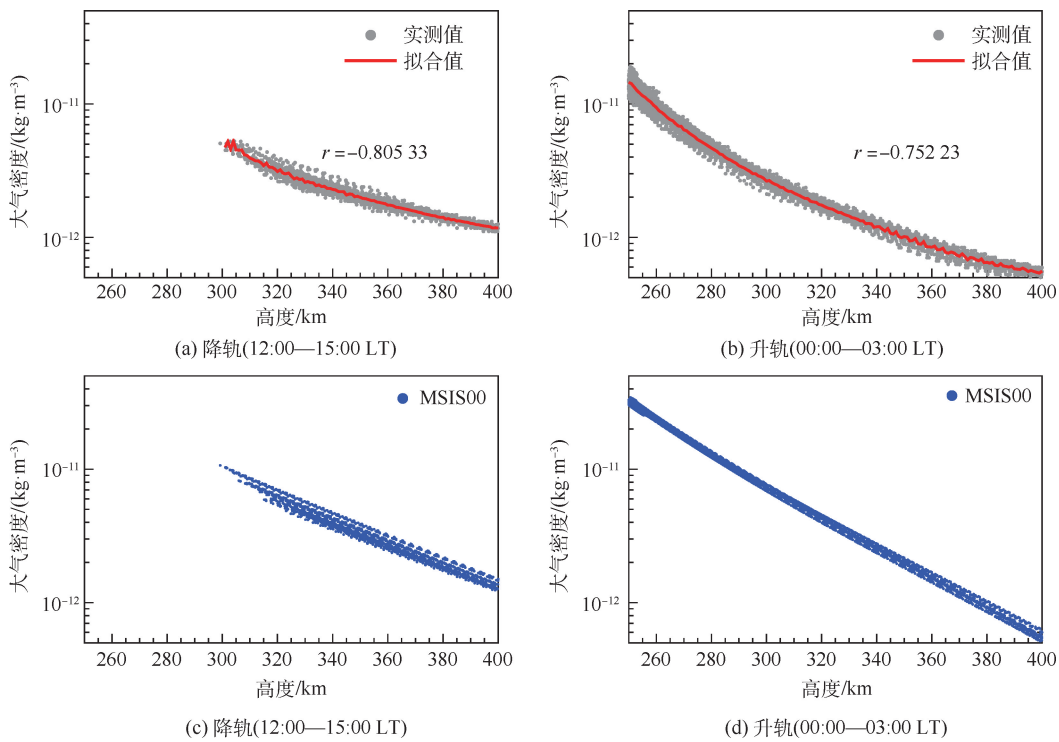
图 7　大气密度实测值、太阳活动指数和地磁活动指数随时间的演化

Fig. 7　Changes of observed results of atmospheric density, solar radiation index and geomagnetic index

以上分析表明,相比于升轨阶段,降轨阶段的大气密度随高度的升高下降得更快。该现象可能是由于降轨、升轨阶段处于 13:00/01:00 地方时,升轨时阴影区大气密度整体处于较低水平,使得高度变化引起的密度变化偏小。升轨时实测值下降值与模式值下降值比值为 0.385,在降轨时两者比值为 0.471,该现象可能是由于模式为基于物理模型建立,代表统计平均结果,误差较大所致。

2) 相同纬度不同高度和地方时大气密度变化特征

在相同纬度下,卫星可处于不同的高度和经度,从而研究大气密度随高度和经度的变化,也就是大气密度随高度和地方时的变化。图 9(a)、(b)分别为北纬 40°升轨和降轨阶段大气密度变化。可以看出,低高度(245 ~ 265 km)的大气密度相比于较高高度(390 ~ 450 km)高出近一个量级,图 9(a)平均密度为 1.56×10^{-11} kg/m^3,地方时处于午夜 01:00,图 9(b)平均密度为 1.36×10^{-12} kg/m^3,地方时处于中午 13:00。大气密度受太阳极紫外辐射的影响,午夜和中午时分分别对应大气密度一天中的极小值和极大值,但午夜



(a) 降轨(12:00—15:00 LT)

(b) 升轨(00:00—03:00 LT)

(c) 降轨(12:00—15:00 LT)

(d) 升轨(00:00—03:00 LT)

图 8　大气密度实测值随高度的变化

Fig. 8　Changes of observed value of atmospheric density with altitude

表 3 大气密度每千米下降值

Table 3 Decrease of atmospheric density per kilometer

kg/m^3

升/降轨	每千米下降实测值	每千米下降模式值
升轨	0.025×10^{-12}	0.065×10^{-12}
降轨	0.041×10^{-12}	0.087×10^{-12}

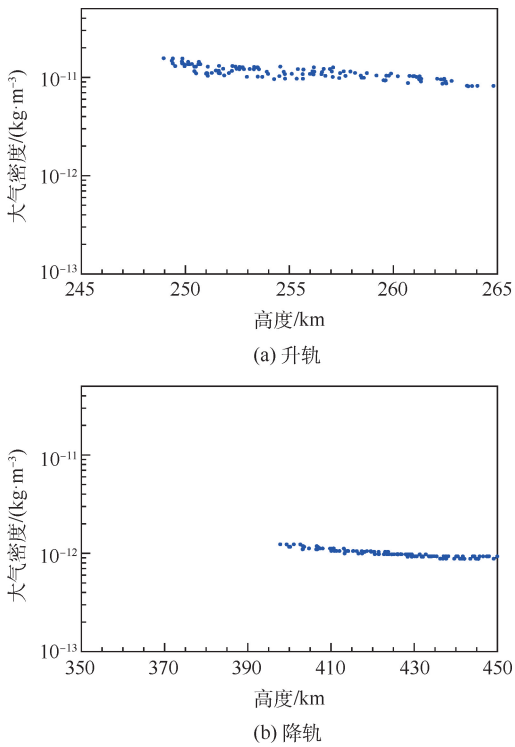


图 9 相同纬度(北纬 40°)下升轨和降轨期间大气密度实测值随高度的变化

Fig. 9 Changes of observed atmospheric density with altitude during orbit ascent and descent at the same latitude (40°N)

时运行轨道更低。因此,综合高度和地方时的影响,显然高度的影响大于地方时的影响,即使升轨段地方时处于午夜时分,而降轨段处于正午,升轨段大气密度依然是降轨阶段的 11.2 倍。

3) 不同纬度条件下大气密度实测值与 MSIS00 模式值的比较

由图 10 所示,在不同纬度下,实测日均值和模式日均值均随高度的升高而下降,且实测值与模式值变化趋势保持一致。图 10(a)大气密度实测值和模式值分别从 1.35×10^{-11} kg/m^3、2.57×10^{-11} kg/m^3 下降到 4.07×10^{-12} kg/m^3、8.43×10^{-12} kg/m^3;两者日均值比值维持在 0.49 附近。由于卫星在经过北纬 50°时处于升轨或降轨阶段,时间较短,实测值数据量较少,如图 10(b)所示,但是也可看出随高度下降的趋势。图 10(c)在268 ~ 290 km 范围内实测值下降较快,两者比值下降到 0.39。

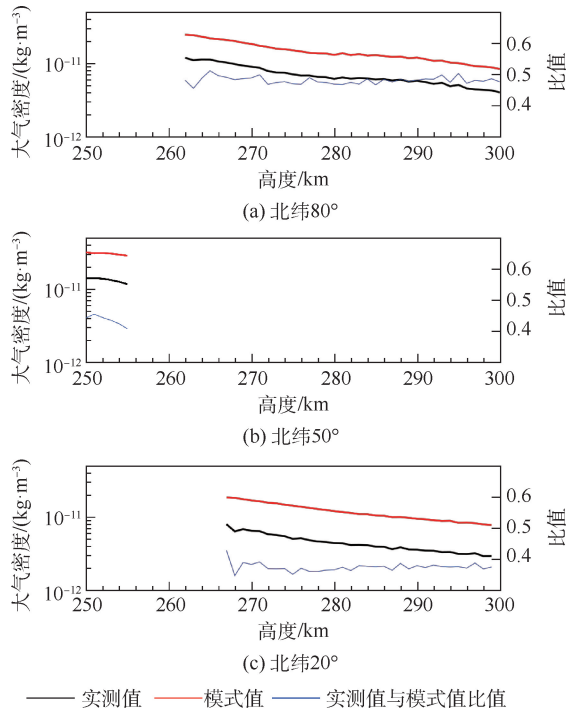


图 10 不同纬度下大气密度实测值与 MSIS00 模式值及比值随高度的变化

Fig. 10 Changes of observed result, MSIS00 model, and ratio of observed to model values with altitude at different latitudes

综上所述,在高中低纬度地区上空,大气密度均随高度上升而下降,且随着纬度的减小实测值与模式值的比值也减小,表明两者的相对误差增大,可能与模式在该高度缺乏实测数据有关。

4 结 论

本文分析了中国首次获得的椭圆超低轨道原位大气密度探测数据,获得了大气密度随纬度、高度、地方时的初步变化特征,并与大气模式进行了比较。主要结论如下:

1) 高度相差 100 km,大气密度相差近一个量级。

2) 获得了升降轨期间超低轨道的大气密度变化特征,降轨阶段的大气密度随高度的升高下降更快,每千米分别下降 0.025×10^{-12} kg/m^3、0.041×10^{-12} kg/m^3。该现象是由于降轨、升轨阶段处于 13:00/01:00 地方时,升轨时阴影区大气密度整体处于较低水平,使得高度变化引起的密度变化偏小。

3) 分析了相同纬度下大气密度随高度和地方时的变化,升轨段地方时处于午夜时分,而降轨段处于正午,升轨段(低高度)大气密度是降轨阶段的 11.2 倍,高度对大气密度的影响大于地方时的影响。

4) 在北半球高中低纬度地区上空,大气密度日均值均随高度上升而下降,且随着纬度的减小,实测日均值与模式日均值的比值也减小,表明两者的相对误差增大,实测数据可为模式修正提供支持。

中国利用椭圆轨道卫星,开展了超低轨道大气密度原位探测,其分布符合空间环境规律变化,后续将开展数据应用工作。随着航天技术和应用需求的发展,未来在超低轨道上长期驻留的卫星将逐步增多,对该轨道的环境认识也应逐步加深,进行更多的原位探测。

参考文献 (References)

[1] 姜海富,柴丽华,周晶晶,等. 国外超低轨卫星计划及环境效应研究进展[J]. 环境技术,2015,33(5):30-34.
JIANG H F,CHAI L H,ZHOU J J,et al. Super low orbit satellite program and study progress of environment effect in foreign countries[J]. Environmental Technology,2015,33(5):30-34(in Chinese).

[2] CRISP N H,ROBERTS P C E,LIVADIOTTI S,et al. The benefits of very low earth orbit for earth observation missions[J]. Progress in Aerospace Sciences,2020,117:1-18.

[3] BANKS B A,MILLER S K,DE GROH K K,et al. Low earth orbital atomic oxygen interactions with materials: AIAA-2004-5638[R]. Reston:AIAA,2004.

[4] SAMWEL S W. Low earth orbital atomic oxygen erosion effect on spacecraft materials[J]. Space Research Journal,2014,7(1):1-13.

[5] KUMIKO Y,NOBUO O,MASAHITO T. Effect of relative intensity of 5 eV atomic oxygen and 172 nm vacuum ultraviolet in the synergism of polyimide erosion[J]. High Performance Polymers,2016,16(2):221-234.

[6] 王英鉴. 中高层大气对卫星系统的影响[J]. 中国科学(A 辑),2000,30(S1):17-20.
WANG Y J. The influence of the middle and upper atmosphere on satellite systems[J]. Science in China(Series A),2000,30(S1):17-20(in Chinese).

[7] MAROCS F A. New satellite drag modeling capabilities[C]// 44th AIAA Aerospace Sciences Meeting and Exhibit. Reston:AIAA,2006,8:5594-5606.

[8] SARRIS T E,TALAAT E R,PALMROTH M,et al. Daedalus: A low-flying spacecraft for the exploration of the lower thermosphere-ionosphere[J]. Geoscientific Instrumentation Method and Data Systems,2020,9(1):153-191.

[9] HERRERO F A,MAYR H G,SPENCER N W. Low latitude thermospheric meridional winds between 250 and 450 km altitude: AE-E satellite data[J]. Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics,1988,50(10-11):1001-1006.

[10] SPENCER N W,NIEMANN H B,CARIGNAN G R. The neutral-atmosphere temperature instrument[J]. Radio Science,1973,8(4):287-296.

[11] SPENCER N W,CARIGNAN G R. In situ measurements of thermospheric composition, temperature and winds by mass spectrometry[J]. Advances in Space Research,1988,8(5-6):107-117.

[12] KILLEEN T L,MCCORMAC F G,BURNSA G,et al. On the dynamics and composition of the high-latitude thermosphere[J]. Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics,1991,53(9):797-814.

[13] BALTHAZOR R L,BAILEY G J. Transonic neutral wind in the thermosphere observed by the DE 2 satellite[J]. Journal of Geophysical Research,2006,111:A01301.

[14] MARCIN D P,SCOTT E P. An innovative method for measuring drag on small satellites[C]// The 23rd Annual AIAA/USU Conference on Small Satellites,2009.

[15] EVGENIY S,IGOR B,IVAN T,et al. SSAU project of the nanosatellite SamSat-QB50 for monitoring the Earth's thermosphere parameters[J]. Procedia Engineering,2015,104:139-146.

[16] KONOUE K,IGARASHI N,MAMURA S,et al. Development of super low altitude test satellite(SLATS)[C]// The 28th International Symposium on Space Technology and Science,2011,111(239):43-46.

[17] 秦国泰. 强磁暴、能量粒子暴与热层大气密度涨落之间的相关关系[J]. 空间科学学报,2013,33(1):39-47.
QIN G T. Relationship between severe geomagnetic storm,energetic particle storms and thermosphere density strong disturbances[J]. Chinese Journal of Space Science,2013,33(1):39-47(in Chinese).

[18] 李永平,朱光武,秦国泰,等. 不同高度和不同地磁扰动期间热层大气密度模式值与探测值的显著差异[J]. 地球物理学报,2014,57(11):3703-3714.
LI Y P,ZHU G W,QIN G T,et al. Significant difference of the thermospheric density between the model and observation values of satellite during different geomagnetic storm events and different altitudes[J]. Chinese Journal of Geophysics,2014,57(11):3703-3714(in Chinese).

[19] QIN G,QIU S,YE H,et al. The thermospheric composition different responses to geomagnetic storm in the winter and summer hemisphere measured by "SZ" atmospheric composition detectors[J]. Advances in Space Research,2008,42(7):1281-1287.

[20] 李永平,朱光武,秦国泰,等. 地磁扰动期间热层大气 N_2 数密度异常增变[J]. 中国科学:技术科学,2014,44(8):883-889.
LI Y P,ZHU G W,QIN G T,et al. The abnormal variation of N_2 number density in thermosphere during geomagnetic disturbance[J]. Science China: Technological Sciences,2014,44(8):883-889(in Chinese).

[21] 李勰,徐寄遥,唐歌实,等. APOD 卫星大气密度数据处理与标校[J]. 地球物理学报,2018,61(9):3567-3576.
LI X,XU J Y,TANG G S,et al. Processing and calibrating of in-situ atmospheric densities for APOD[J]. Chinese Journal of Geophysics,2018,61(9):3567-3576(in Chinese).

[22] 闫亚飞,李永平. 中高层大气密度研究态势及热点分析[J]. 科技导报,2020,38(11):141-151.
YAN Y F,LI Y P. Development trend and hotspot analysis of middle and upper atmospheric density research[J]. Science &

Technology Review, 2020, 38(11): 141-151(in Chinese).
[23] PICONE J M, HEDIN A E, DROB D P, et al. NRLMSISE-00 empirical model of the atmosphere: Statistical comparisons and scientific issues[J]. Journal of Geophysical Research: Space Physics, 2002, 107(A12): SIA 15-1-SIA 15-16.
[24] PICONE M, HEDIN A E, DROB D. NRLMSISE-00 model 2001 [EB/OL]. [2021-10-01]. http://ccmc.gsfc.nasa.gov/modelweb/atmos/nrlmsise00.html.
[25] EMMERT J T. Thermospheric mass density: A review[J]. Advances in Space Research, 2015, 56(5): 773-824.

In-situ measurement of atmospheric density in very low Earth orbits

LI Yongping[1,2,*], ZHU Guangwu[1], ZHENG Xiaoliang[1], AI Jiangzhao[1], YAN Yafei[3], ZHOU Jianhua[4]

(1. Beijing Key Laboratory of Space Environment Exploration, National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China; 2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China; 3. National Science Library, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China; 4. Aerospace System Engineering Shanghai, Shanghai 201108, China)

Abstract: Very low Earth orbit (VLEO) has unique advantages in Earth observation and scientific research due to their low orbital altitude; however, the knowledge of the atmospheric density variation in these orbits is insufficient. A preliminary analysis and discussion of the in-situ results of atmospheric density in VLEOs in China is carried out, based on the description of the history and current status of in-situ exploration of VLEO atmospheric density, and on the summary of the existing in-situ detection techniques of atmospheric density. The results show one order of magnitude difference in atmospheric density between 250 km and 350 km altitudes during the quiet period of the space environment in October 2020. During the orbit ascent and descent, the atmospheric density of VLEOs decreases by 0.025×10^{-12} kg/m^3 and 0.041×10^{-12} kg/m^3 per kilometer, respectively, each 0.5 times less than that of the NRLMSISE00 model. At 40°N, the atmospheric density in the ascending section at midnight (~250 km) is 11.2 times higher than that in the descending section at noon (~420 km), and the effect of altitude is greater than that at local time. At different latitudes, the daily mean ratio of the observed values to the model values decreases from 0.49 at high latitudes to 0.39 at low latitudes, with the NRLMSISE00 model values being larger. At the VLEO, the observed values are generally smaller than the NRLMSISE00 model values, which can provide basic data for atmospheric physical studies and applied research.

Keywords: atmospheric density; very low Earth orbit (VLEO); atmospheric environment; in-situ detection; atmospheric model; data analysis

Received: 2021-10-20; **Accepted**: 2022-03-04; **Published online**: 2022-03-21 15:06
URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20220318.1621.001.html
Foundation items: Manned Space Program of China (Y59003AC40); Meridian Program of China (Y91GJC15ES)
* **Corresponding author**. E-mail: lyp@nssc.ac.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0776

高高原低气压环境对锂离子电池循环性能的影响

谢松*, 平现科, 巩译泽
(中国民用航空飞行学院 民机火灾科学与安全工程四川省重点实验室, 广汉 618307)

摘 要: 随着锂离子电池在中国高高原地区及机场的应用,其在高海拔低气压环境下的循环性能及老化机制成为一个亟须解决的问题。对此,在 96 kPa-25℃(常温常压)及 60 kPa-25℃(常温低压)环境下,通过电池健康状态、直流放电内阻、电化学阻抗、容量增量及微分电压曲线等电池电化学特征参数对 NCM523 软包锂离子电池的老化行为进行了分析。研究表明:60 kPa 低气压环境加速了锂离子电池老化进程,电池内部结构受 60 kPa 低气压应力影响,致使电池欧姆阻抗和电荷转移阻抗较常压工况分别增加 6.22% 和 45.76%,锂脱嵌反应受限,电池界面动力学衰退;因电池阻抗增大造成以正极活性锂离子损失主导的循环容量加速衰减,电池健康状态衰减率较常压工况高 3.08%。

关 键 词: 锂离子电池; 高高原; 低气压; 老化机理; 特征参数
中图分类号: TM912
文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2022)10-1883-06

中国高高原地区(海拔高于 2 438 m)人口众多,高高原机场占全世界比重约 60%[1],同时锂离子电池因高比能量、高充放电性能、长循环使用寿命等优点在高高原地区及机场得以应用[2-4]。据报道,锂离子电池在恶劣的温度、充放电制度等老化应力影响下,循环性能及热稳定性都有较为严重的衰退[5-6],探究其在低气压环境下老化规律及机制成为一个亟须解决的问题。目前,针对电流、电压、温度等因素的锂离子电池老化行为研究较多[7-12],但低气压环境下电池老化规律和机理相对不完善。软包锂离子电池作为一种安全性好、比容量高、易于定制的电池类型,具有在不同场景及空间应用的优势,但其性能易受外部应力影响,有文献报道[13],外界气压环境会影响电池所处的区域热传导方式,从而可能导致电池电化学及安全特性衰退[14],因此,低气压对软包锂离子电池性能影响的研究十分必要。

Cook 等[15]研究了 NCM18650 圆柱形锂离子电池在真空(0.02 kPa)及常压环境(101 kPa)中的循环特性,因为真空环境下空气对流换热系数的降低使得电池整体温度变化较小,所以电池内部电化学反应速率较高且副反应较少,电池循环性能提升约 1 倍。刘磊等[16]研究了 2 000 ~ 6 000 m 海拔高度对磷酸铁锂电池电、热特性的影响,发现海拔高度升高、压强降低,电池电性能基本无变化,但电池内部电阻的差异性扩大导致其温度均匀性越来越差,同时电池散热性能降低致使其热稳定性急剧恶化。廖成龙等[14]研究了 NCM 叠片式软包锂离子电池在 60 kPa 低气压环境下循环老化对电池热安全特性的影响,通过过充、短路、针刺实验证明受低气压循环老化后的电池更易触发热失控。谢松等[17]通过模拟动压变温环境,对常压循环老化锂离子电池的低压热安全特性及内在机理进行了研究,发现老化后电池正极活性材

收稿日期: 2021-12-19; **录用日期**: 2022-03-04; **网络出版时间**: 2022-03-18 16:29
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20220317.1900.005.html
基金项目: 国家重点研发计划(2018YFC0809500); 四川省科技计划(2021YFSY0001,2022YFG0236); 民机火灾科学与安全工程四川省重点实验室自主项目(MZ2022JB02); 中国民用航空飞行学院面上项目(J2021-098)
* **通信作者**. E-mail: xiesongam@163.com

引用格式: 谢松, 平现科, 巩译泽. 高高原低气压环境对锂离子电池循环性能的影响[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 1883-1888. XIE S, PING X K, GONG Y Z. Effect of high altitude and low pressure on cycle performance of lithium-ion batteries [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 1883-1888(in Chinese).

料损失、结构损伤及副反应加剧,致使电池低压热安全特性随循环次数增加及气压降低而衰退。

综上,低气压环境对锂离子电池热安全特性及循环性能存在不同程度的影响,但针对其性能变化的内在机理研究报道相对欠缺。对此,本文通过动压变温试验舱模拟高高原低气压环境,通过电池健康状态(SOH)、直流放电内阻(direct current internal resistance, DCIR)、电化学阻抗、容量增量及微分电压曲线等电池循环特性参数,对锂离子电池的老化行为进行了分析,探究了低气压环境下锂离子电池的循环特性及老化机制。

1 实 验

1.1 实验材料

实验选用 NCM523 为正极、石墨为负极的三元锂离子电池为研究对象,通过测试电池在 100% SOC(荷电状态)状态下的内阻,选取内阻差异 ±5 mΩ,一致性较好的电池为实验样品。电池的参数如表 1 所示。

表 1 实验用锂离子电池参数

Table 1 Lithium-ion battery parameters of experiment

参数	规格
电池类型	$LiNi_{0.5}Co_{0.2}Mn_{0.3}O_2$/石墨,软包
电芯工艺	卷绕式
折数	20
额定容量/mAh	5 000
截止电压/V	2.75 ~ 4.2
标称电压/V	3.7
尺寸/(mm × mm × mm)	75 × 68 × 7

1.2 实验平台

电池测试平台由高低温低气压试验舱、电池充放电测试仪组成。每次实验分别将 4 块电池置于 96 kPa-25℃、60 kPa-25℃ 环境的试验舱内,待温度、气压稳定后进行循环充放电测试。

1.3 性能测试

1) 循环充放电测试。采用恒流恒压(CC-CV)充电、恒流(CC)放电协议进行循环充放电测试,具体制度如下:NCM523 锂离子电池以 0.5 C 倍率恒流充电至 4.2 V;以 4.2 V 恒定电压充电,截止电流为 0.05 C;静置 30 min;以 1 C 倍率放电至 2.75 V;静置 30 min;按上述步骤循环 90 次。

2) 小电流充放电测试。将循环测试结束的电池进行常温环境下的 0.04 C 恒流充放电测试,充电制度如下:以 0.04 C 倍率充电至 4.2 V;静置 30 min;以 0.04 C 倍率放电至 2.75 V;静置 30 min 结束。

3) 100% SOC-EIS(荷电状态-交流阻抗谱)测试。通过 Autolab 电化学工作站测试循环后 NCM523 锂离子电池 100% SOC-EIS,扫描频率参数为 10^{-2} ~ 10^5 Hz,激励信号振幅为 5 mV。

2 结果及分析

2.1 循环老化特性分析

2.1.1 低气压环境电池老化表征分析

图 1 为 NCM523 软包锂离子电池在 96 kPa-25℃ 及 60 kPa-25℃ 工况下 90 次循环充放电过程中电池的容量及电池 SOH 变化曲线。恒流放电模式下电池容量计算公式为

$$C_{\text{present}} = \int I_{\text{dch}} \mathrm{d}t \tag{1}$$

式中:I_{dch} 为恒流放电模式下电流值;t 为放电时间。

锂离子电池容量衰减通过电池 SOH 表征,如下:

$$\text{SOH} = \frac{C_{\text{present}}}{C_{\text{initial}}} \tag{2}$$

式中:C_{present} 为电池当前状态下的放电容量;C_{initial} 为电池初始容量,实验以电池性能恢复后的值为初始容量。

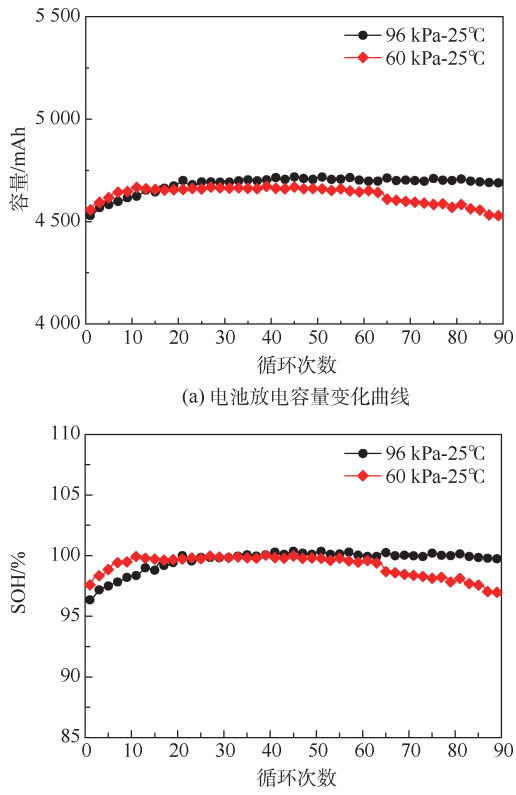


图 1 不同气压下电池容量及 SOH 随循环次数的变化曲线

Fig. 1 Variations of battery capacity and SOH with number of cycles under different air pressures

图 2 展示了不同工况循环过程中电池的直流放电内阻曲线，计算公式为

$$\mathrm{DCIR} = \frac{U_0 - U}{I_{\mathrm{dch}}} \tag{3}$$

式中：U_0为电池初始端电压；U 为放电时电池的即时电压。

锂离子电池在长期存储过程中受初始 SOC 水平、存储时间及存储温度等因素影响，会发生以自放电为主导的性能退化，主要表现为容量减少和内阻增大[18-20]。其中，电池充电时可以恢复的部分容量为可逆容量，反之为不可逆。因此，可通过电化学方法来恢复锂离子电池的部分容量[19-21]，经过几次循环后容量、内阻等电化学特性得到一定恢复。本文中实验电池自出厂到使用，经历了一定时间的存储，电池内阻存在一定程度增加[18-19]，在进行再次充放电的过程中，电池容量得到适度恢复，如图 1(a)、图 1(b)、图 2 所示。2 种工况循环前期容量恢复率分别为 3.78%、2.50%，电池内阻分别下降 1.94 mΩ、0.4 mΩ；第 15 ~ 90 次循环过程中，96 kPa-25℃工况下电池的循环容量未出现明显的衰减趋势，循环容量保持率较高，90 次循环后电池 SOH 为 99.75%。但如图 1(b)所示，60 kPa-25℃工况循环中后期电池容量、SOH 衰减明显，循环结束后电池 SOH 为 96.67%，容量、SOH 衰减率分别比常压工况高4.46%、3.08%。

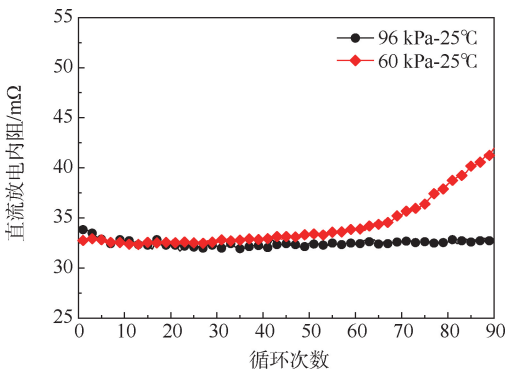


图 2　不同气压下直流放电内阻随循环次数的变化曲线

Fig. 2　Variations of direct current internal resistance with number of cycles under different air pressures

2.1.2　低气压环境对电池阻抗的影响

为进一步探究电池容量衰减的原因，实验对循环后电池的电化学阻抗进行了分析(见图 3)。低气压环境对电池阻抗的影响主要体现在电化学阻抗及直流放电内阻 2 个方面。锂离子电池 EIS 分析可以无损地表征充放电过程中电池的动力学特性[22]，通常 EIS 分析以构建等效电路模型的方式得到 Nyquist 图，如图 3 所示。Nyquist 图分别

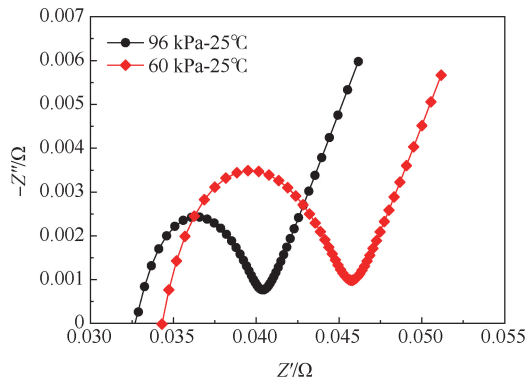


图 3　不同气压下 100% SOC-EIS 随循环次数的变化曲线

Fig. 3　Variations of 100% SOC-EIS with number of cycles under different air pressures

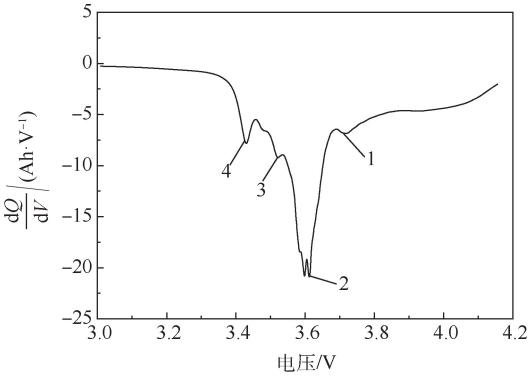
由 Z'轴上的截距、一个半圆弧及一条斜率约为 45°的直线表示高、中、低频，分别代表电池本身欧姆阻抗 R_s、电荷转移阻抗 R_{ct} 及固相扩散阻抗[23-25]。从图 3 中可以发现，60 kPa 与 96 kPa 气压环境相比，R_s 及 R_{ct} 增长率分别为 6.22%、45.76%，可见低气压环境下电池界面动力学及传质性能衰退主要原因是电荷转移阻抗的增加。

60 kPa-25℃工况电池循环中后期直流放电内阻增大，循环结束时直流放电内阻增长率高于常压工况 31.61%。同时图 1(a)、图 1(b)中展示的电池容量、SOH 曲线呈现明显的衰减趋势，此时电池在内外压强差的影响下，电芯结构受应力影响使得隔膜孔隙度、弯曲度及电极润湿性发生变化，隔膜与电极之间接触性恶化，有效双层电容减小，电荷转移阻抗增大[15,26-27]，电池容量衰减率高于常压工况 4.46%。同时，R_{ct}的增大是因为低气压环境下正极材料的结构转变和表面劣化，直流放电内阻与 R_{ct}的变化共同反映出电池内部动力学性能的衰退，进而导致电极活性物质的损失及电池循环容量的衰减[28-29]。

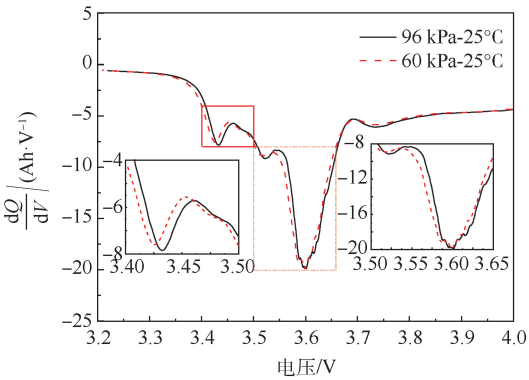
2.2　$\mathrm{d}Q/\mathrm{d}V$ 与 $-Q_0\mathrm{d}V/\mathrm{d}Q$ 曲线分析

选用 0.04 C 倍率的电流对电池进行一次充放电循环以减少电池极化效应造成的电池性能损失，并对充放电曲线进行微分处理，得到新电池与 96 kPa-25℃及 60 kPa-25℃工况下循环 90 次后的电池 $\mathrm{d}Q/\mathrm{d}V$ 曲线(见图 4)和 $-Q_0\mathrm{d}V/\mathrm{d}Q$ 曲线(见图 5)。其中，Q_0 为 0.04 C 倍率下电池放电总容量，V、Q 分别为放电过程中的电压、容量。基于 $\mathrm{d}Q/\mathrm{d}V$ 曲线及 $-Q_0\mathrm{d}V/\mathrm{d}Q$ 曲线可以无损地定性识别电池内部电化学反应的老化衰减模式[11]，从而建立电池外特性参数与内部电化学反应的联系。

如图 4(a)所示，新电池的 $\mathrm{d}Q/\mathrm{d}V$ 曲线有 4 个明显的特征峰，其中每一个峰代表一个电化学反



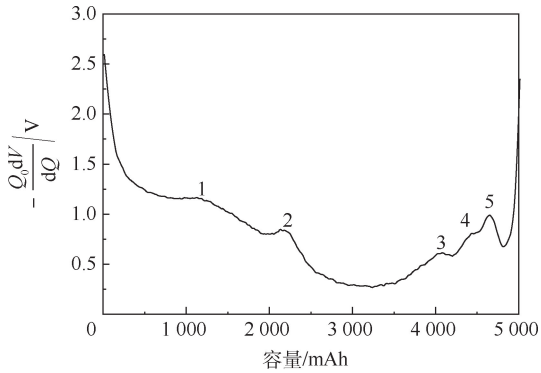
(a) 新电池放电状态下dQ/dV曲线



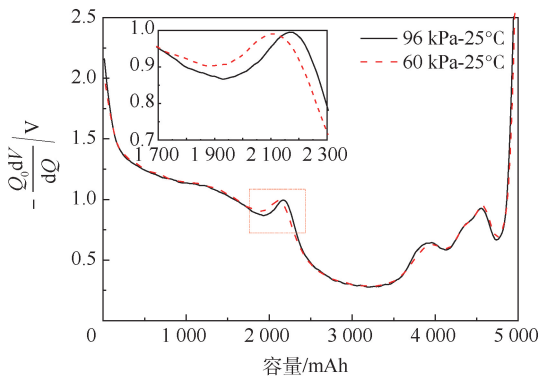
(b) 不同气压循环老化电池放电状态下dQ/dV曲线

图 4 新电池及老化电池放电状态下 dQ/dV 曲线

Fig. 4 dQ/dV in discharged state of new battery and aging battery



(a) 新电池放电状态下$-Q_0$dV/dQ曲线



(b) 不同气压循环老化电池放电状态下$-Q_0$dV/dQ曲线

图 5 新电池及老化电池放电状态下 $-Q_0$dV/dQ 曲线

Fig. 5 $-Q_0$dV/dQ in discharged state of new battery and aging battery

应。图 4(b)中,特征峰 2 由双峰变为单峰,这是因为长循环过程中电极表面锂分布不均匀的概率增加,导致多个不同的嵌入相在电极上共存,对石墨电极的容量-电压关系影响较大,从而使 dQ/dV 曲线特征峰的强度衰减,并且特征峰拓宽将邻近特征峰合并所致[30-31]。此时,60 kPa-25℃ 工况循环后期电池直流放电内阻及 R_{ct} 增大,因此特征峰 2更尖锐,同时因阻抗增大导致特征峰 4 所处的电压平台向左偏移。此外,长循环模式下电池内部活性物质损失致使 2 种工况循环下的 dQ/dV 曲线特征峰峰值较新电池有明显的衰减[22,31]。

$-Q_0$dV/dQ 曲线可反映活性物质的不同电化学特征,其特征峰表示活性材料在锂脱嵌反应过程中的相变,特征峰之间的距离量化了活性材料在某相状态下的最大锂脱嵌量[5,32]。图 5(a)中新电池的 $-Q_0$dV/dQ 曲线中出现了明显的5 个特征峰。其中,特征峰 1 代表电池阴极的相变过程;特征峰 2 代表阴极和阳极的相变;特征峰 3 ~ 5 代表阳极的相变。通过图 5 新电池与 60 kPa-25℃及 96 kPa-25℃ 工况下电池的 $-Q_0$dV/dQ 曲线对比,发现图 5(b)特征峰 2 ~ 5 左偏移且特征峰 2 峰值强度增大,这是循环过程中电池正极活性 Li^+ 损失致使放电状态下与负极相关的特征峰向高 SOC 区域偏移所致。结合图 3 可知,60 kPa 低气压环境下电池内部阻抗增大,正极活性 Li^+ 损失及锂脱嵌反应受限更为严重,导致电池容量衰减,因此特征峰 2 呈现出更为明显的左偏移现象[5,33-34]。

3 结 论

本文实验研究了 60 kPa 低气压环境下单体 NCM523 锂离子电池的循环老化特性,结果表明:

1)电池在 60 kPa 低气压环境循环 90 次后电池容量、SOH 分别为 4 514.84 mAh、96.67%,电池容量、SOH 衰减率分别高于常压状态 4.46%、3.08%,电池出现了明显的老化表征。

2)电池在 60 kPa 低气压环境循环 90 次后电池阻抗较常压工况有明显增长,直流放电内阻、欧姆阻抗及电荷转移阻抗增长率分别高于常压工况 31.61%、6.22%、45.76%,表明电池内部锂脱嵌受限,界面动力学性能衰退,这可能与电池隔膜及电极的浸润程度、弯曲程度及其余内部结构受低气压应力影响有关。

3)基于容量增量、微分电压分析发现,锂脱嵌反应受限造成的电池正极活性 Li^+ 损失是

60 kPa环境下电池循环容量衰退的主要原因。

更多的压力梯度及更长的循环周期有利于考察电池在多种气压环境及长循环周期中的电池老化规律和机理,后续研究将进一步丰富该方面的研究,充实相关基础和理论。

参考文献(References)

[1] 贺元骅,郭绪乾,伍毅.高高原火行为研究进展[J].消防科学与技术,2014,33(5):497-500.
HE Y H,GUO X Q,WU Y. Research progress of combustion characteristics at high plateau[J]. Fire Science and Technology,2014,33(5):497-500(in Chinese).

[2] HOU J,YANG M,WANG D,et al. Fundamentals and challenges of lithium Ion batteries at temperatures between -40 and 60℃[J]. Advanced Energy Materials,2020,10(18):1904152.

[3] 周芳,刘思,侯敏.锂电池技术在储能领域的应用与发展趋势[J].电源技术,2019,43(2):348-350.
ZHOU F,LIU S,HOU M. Application and development tendency of lithium battery technology in energy storage field[J]. Chinese Journal of Power Sources,2019,43(2):348-350 (in Chinese).

[4] REN D S,FENG X N,LU L,et al. Overcharge behaviors and failure mechanism of lithium-ion batteries under different test conditions[J]. Applied Energy,2019,250:323-332.

[5] ANDO K,MATSUDA T,IMAMURA D. Degradation diagnosis of lithium-ion batteries with a $LiNi_{0.5}Co_{0.2}Mn_{0.3}O_2$ and $LiMn_2O_4$ blended cathode using dV/dQ curve analysis[J]. Journal of Power Sources,2018,390:278-285.

[6] NAUMANN M,SPINGLER F B,JOSSEN A. Analysis and modeling of cycle aging of a commercial $LiFePO_4$/graphite cell[J]. Journal of Power Sources,2020,451:227666.

[7] ARIS A M,SHABANI B. An experimental study of a lithium ion cell operation at low temperature conditions[J]. Energy Procedia,2017,110:128-135.

[8] SITU W,YANG X,LI X,et al. Effect of high temperature environment on the performance of $LiNi_{0.5}Co_{0.2}Mn_{0.3}O_2$ battery[J]. International Journal of Heat & Mass Transfer,2017,104:743-748.

[9] ZHANG L,MA Y,CHENG X,et al. Degradation mechanism of over-charged $LiCoO_2$/mesocarbon microbeads battery during shallow depth of discharge cycling[J]. Journal of Power Sources,2016,329:255-261.

[10] JIANG L,LUO Z,WU T,et al. Overcharge behavior and early warning analysis of $LiNi_{0.5}Co_{0.2}Mn_{0.3}O_2$/C lithium-ion battery with high capacity[J]. Journal of the Electrochemical Society,2019,166(6):A1055-A1062.

[11] LIU S,WINTER M,LEWERENZ M,et al. Analysis of cyclic aging performance of commercial $Li_4Ti_5O_{12}$-based batteries at room temperature[J]. Energy,2019,173(15):1041-1053.

[12] GANG N,HARAN B,POPOV B N. Capacity fade study of lithium-ion batteries cycled at high discharge rates[J]. Journal of Power Sources,2003,117(1-2):160-169.

[13] MAYSAM S,ABARDEH R H. Air pressure dependence of natural-convection heat transfer[J]. Lecture Notes in Engineering & Computer Science,2010,2184(1):1183-1192.

[14] 廖成龙,王刘涛,王健雁,等.动力锂电池系统运行环境条件对其性能影响的研究[J].化工新型材料,2020,48(7):167-170.
LIAO C L,WANG L T,WANG J Y,et al. Study on the influence of operating environment condition on the performance of REESS[J]. New Chemical Materials,2020,48(7):167-170 (in Chinese).

[15] COOK R W,SWAN L G,PLUCKNETT K P. Failure mode analysis of lithium ion batteries operated for low Earth orbit CubeSat applications[J]. The Journal of Energy Storage,2020,31(4):101561.

[16] 刘磊,王芳,任山,等.海拔高度对动力电池性能的影响研究[J].电源技术,2018,42(11):51-53.
LIU L,WANG F,REN S,et al. Influence of altitude on performance of power battery for electric vehicle[J]. Chinese Journal of Power Sources,2018,42(11):51-53(in Chinese).

[17] XIE S,REN L,YANG X,et al. Influence of cycling aging and ambient pressure on the thermal safety features of lithium-ion battery[J]. Journal of Power Sources,2020,448:227425.

[18] LU T,LUO Y,ZHANG Y,et al. Degradation analysis of commercial lithium-ion battery in long-term storage[J]. Journal of the Electrochemical Society,2017,164(4):A775-A784.

[19] 闫建忠,张海林,薄茜,等.长期存储对锂离子电池性能的影响[J].电池工业,2011,16(4):201-204.
YAN J Z,ZHANG H L,BO X,et al. Effects of long-time storage on the performance of Li-ion batteries[J]. Chinese Battery Industry,2011,16(4):201-204(in Chinese).

[20] WILHELM J,SEIDLMAYER S,KEIL P,et al. Cycling capacity recovery effect:A coulombic efficiency and post-mortem study[J]. Journal of Power Sources,2017,365:327-338.

[21] 罗卓.锂离子电池综合使用性能的评价、修复及相关机理研究[D].长沙:中南大学,2009:15-27.
LUO Z. Evaluation,repair and related mechanisms of lithium-ion batteries[D]. Changsha:Central South University,2009:15-27(in Chinese).

[22] LIU J,DUAN Q,MA M,et al. Aging mechanisms and thermal stability of aged commercial 18650 lithium ion battery induced by slight overcharging cycling[J]. Journal of Power Sources,2020,445:227263.

[23] CHO H M,CHOI W S,GO J Y,et al. A study on time-dependent low temperature power performance of a lithium-ion battery[J]. Journal of Power Sources,2012,198:273-280.

[24] SCHMIDT J P,CHROBAK T,ENDER M,et al. Studies on $LiFePO_4$ as cathode material using impedance spectroscopy[J]. Journal of Power Sources,2011,196(12):5342-5348.

[25] BARAI A,CHOUCHELAMANE G H,GUO Y,et al. A study on the impact of lithium-ion cell relaxation on electrochemical impedance spectroscopy[J]. Journal of Power Sources,2015,280:74-80.

[26] CLARK C,SIMON E. Evaluation of lithium polymer technology for small satellite applications[C]// 21st Annual AIAA/USU Conference on Small Satellites,2007:1-11.

[27] BARAI A,TANGIRALA R,UDDIN K,et al. The effect of exter-

nal compressive loads on the cycle lifetime of lithium-ion pouch cells[J]. Journal of Energy Storage, 2017, 13: 211-219.

[28] LIU S, XIONG L, HE C. Long cycle life lithium ion battery with lithium nickel cobalt manganese oxide (NCM) cathode[J]. Journal of Power Sources, 2014, 261: 285-291.

[29] LIU S, SU J, ZHAO J, et al. Unraveling the capacity fading mechanisms of $LiNi_{0.6}Co_{0.2}Mn_{0.2}O_2$ at elevated temperatures[J]. Journal of Power Sources, 2018, 393: 92-98.

[30] FLY A, CHEN R. Rate dependency of incremental capacity analysis (dQ/dV) as a diagnostic tool for lithium-ion batteries[J]. Journal of Energy Storage, 2020, 29: 101329.

[31] SMITH A J, DAHN J R. Delta differential capacity analysis[J]. Journal of the Electrochemical Society, 2012, 159(3): A290-A293.

[32] 苏来锁. 多应力作用下能量型锂离子电池的老化行为研究[D]. 北京: 清华大学, 2016: 7-9.
SU L S. Study of energy type lithium-ion cell degradation behavior under multiple stresses[D]. Beijing: Tsinghua University, 2016: 7-9(in Chinese).

[33] KATO H, KOBAYASHI Y, MIYASHIRO H. Differential voltage curve analysis of a lithium-ion battery during discharge[J]. Journal of Power Sources, 2018, 398: 49-54.

[34] BLOOM I, JANSEN A N, ABRAHAM D P, et al. Differential voltage analyses of high-power, lithium-ion cells: 1. Technique and application[J]. Journal of Power Sources, 2005, 139(1-2): 295-303.

Effect of high altitude and low pressure on cycle performance of lithium-ion batteries

XIE Song*, PING Xianke, GONG Yize

(Civil Aircraft Fire Science and Safety Engineering Key Laboratory of Sichuan Province, Civil Aviation Flight University of China, Guanghan 618307, China)

Abstract: Lithium-ion batteries have been used in high-altitude areas and airports in China, and therefore it is urgent to investigate their cycle performance and aging mechanism in high-altitude and low-pressure environments. The aging behavior of NCM523 pouch lithium-ion batteries is analyzed in terms of electrochemical characteristics such as battery health status, charging energy, direct current internal resistance, electrochemical impedance spectroscopy, capacity increase and differential voltage curves under 96 kPa-25℃ (normal temperature and pressure) and 60 kPa-25℃ (normal temperature and low pressure). The results show that the low pressure of 60 kPa accelerates the aging process of lithium-ion batteries. The internal structure of the battery is affected by low pressure, which increases the ohmic resistance and charge transfer resistance of the battery by 6.22% and 45.76%, respectively, compared with those under normal pressure. In addition, the lithium deintercalation reaction is limited, and the kinetic properties of the battery interface are reduced. Due to the increase of the battery impedance, the cycle capacity decays rapidly, determined by the loss of active Li^+ of the cathode. The attenuation rate of the battery health state is higher by 3.08% than that under atmospheric pressure.

Keywords: lithium-ion battery; high altitude; low pressure; aging mechanism; characteristic parameter

Received: 2021-12-19; **Accepted**: 2022-03-04; **Published online**: 2022-03-18 16:29

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20220317.1900.005.html

Foundation items: National Key R & D Program of China (2018YFC0809500); Sichuan Science and Technology Program (2021YFSY0001, 2022YFG0236); Project of Civil Aircraft Fire Science and Safety Engineering Key Laboratory of Sichuan Province (MZ2022JB02); General Project of Civil Aviation Flight University of China (J2021-098)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0046

r 型网格自适应在间断 Galerkin 有限元激波捕捉中的应用

龚小权, 吴晓军*, 唐静, 李明, 张健
(中国空气动力研究与发展中心 计算空气动力研究所, 绵阳 621000)

摘 要: 间断 Galerkin(DG)有限元方法因计算精度高、适用于非结构网格等特点得到广泛研究和应用,其在数值模拟包含强间断流场时存在残差收敛性和计算鲁棒性差问题,均匀分布的网格加剧这一问题并影响激波分辨率。针对该问题,发展了 r 型网格自适应方法,实现间断 Galerkin 有限元数值模拟过程中网格自适应加密。基于网格点归一化的压力值作为 r 型网格自适应中网格点移动驱动力的重要权值,并将网格自适应后的网格点位移变化量与网格点之间的初始位移之比作为驱动力的另一重要权值,实现网格沿激波方向各向异性自适应加密,并且激波附近网格点的相邻网格点同步向激波方向移动。发展了适合间断 Galerkin 有限元方法的 Venkatakrishnan 限制器。并列 NACA0012 翼型超声速算例及三维并列圆柱相互干扰算例结果表明:基于 r 型网格自适应的间断 Galerkin 有限元方法能够清晰锐利捕捉激波,提高模拟精度,具有良好的收敛性和鲁棒性。

关 键 词: 间断 Galerkin(DG)有限元; r 型网格自适应; 驱动力; Venkatakrishnan 限制器; 激波

中图分类号: V221+.3; TB553

文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2022)10-1889-10

间断 Galerkin(discontinuous Galerkin, DG)有限元[1-2]方法作为一种适用于非结构网格的高精度方法,具有计算精度高,计算模板紧致,适合处理复杂外形及边界、初值问题,并行能力强,自适应计算方便等优点。

与其他高精度格式类似,DG 方法在模拟包含强间断流场时存在收敛性和鲁棒性差的问题。目前,大部分学者通过添加人工黏性[3-4]或限制器[5-6]来抑制激波附近的震荡。人工黏性方法作为一种先验方法,在控制方程中添加代表黏性的二阶导数项,该项数值与计算网格、模拟问题相关,具有一定经验性,其对数值解的干扰没有统一的评估标准。限制器作为一种后验方法,通过限制或重构多项式高阶自由度抑制数值震荡,其存在残差收敛滞止、结果收敛性差的问题。目前,DG 方法的激波捕捉技术已成为其发展的瓶颈之一,国内外在限制器方面开展了大量研究,包括 Barth-Jespersen 限制器[7]、Venkatakrishnan[8]限制器,以及 Shu 等[9]按照 WENO 重构思想在三角形网格上提出的 HWENO 限制器。

激波前后密度、压力变化大,在数值模拟前由于无法预测激波位置,初始网格一般为均匀分布网格,激波附近网格分辨率不足进一步加剧 DG 方法在模拟强间断问题时的收敛性和鲁棒性问题。基于以上原因,基于网格自适应和限制器技术开展 DG 方法的间断流场数值模拟是重要研究

收稿日期: 2021-01-25; **录用日期**: 2021-03-23; **网络出版时间**: 2021-04-19 16:57
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210419.1535.003.html
基金项目: 国家自然科学基金 (11902343); 国家数值风洞工程
* **通信作者**. E-mail: huang7766@sina.com

引用格式: *龚小权, 吴晓军, 唐静, 等. r 型网格自适应在间断 Galerkin 有限元激波捕捉中的应用[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 1889-1898. GONG X Q, WU X J, TANG J, et al. Application of r-grid adaptive for shock capturing in discontinuous Galerkin finite element method[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 1889-1898(in Chinese).*

方向,能够提高计算精度,改善激波模拟分辨率。

耦合流动特征、动态调整网格单元分布的r型、h型网格自适应技术能够改善气动特性计算精度,提高复杂流动模拟精度[10-11],其在误差修正[12]、网格无关性[13]、验证与确认[14]、非定常流动模拟[15]等方面都开展了应用研究。Karen等[16]在数值模拟飞行器再入过程中采用基于网格点温度的r型网格点移动方法,引入网格点周围单元的最小内切圆半径及基于雷诺数的网格点目标长度作为控制参数。从结果看到,该方法实现了r型网格自适应,在强激波附近聚集2~3层网格。吴泽艳[17]、孙强[18]等将h型网格自适应方法应用在二维DG的激波捕捉方法中,采用HWENO限制器捕捉激波,有效实现了激波区域的网格自适应加密。王利和周伟江[19]基于伴随方法开展了网格自适应技术的二维DG方法研究,提高了计算精度。Woopen[20]、Fidkowski[21-22]等在DG方法上建立了基于伴随方法发展网格自适应技术,并将其用于阻力预测,取得了较好的效果。r型网格自适应方法[23-24]作为一种激波捕捉和误差估计方法,通过移动网格点使网格聚集在流动变化剧烈区域,实现对流动特征区域网格加密,改善网格分辨率,提高流场模拟精度和气动特性求解精度。r型网格自适应的最大优点是网格单元的连接关系和网格的空间拓扑结构在自适应迭代过程中始终保持不变,流场解算器在运行过程中不需要调整网格数据结构,不必考虑并行动态负载平衡问题。

本文针对DG方法在数值模拟强间断方面存在的计算收敛性差、鲁棒性低的问题,建立了一种基于网格点压力和网格点相对位移变化为控制参数的r型网格自适应方法及Venkatakrishnan限制器来提高DG方法模拟强间断流场的能力。重点介绍了r型网格自适应独特的网格点移动驱动策略;Venkatakrishnan限制器考虑了DG方法高斯数值积分的特殊性。首先,给出了DG方法,包括控制方程、空间离散、时间离散和Venkatakrishnan限制器;其次,介绍了r型网格自适应方法,详细给出了网格移动策略;再次,采用NACA0012翼型跨声速绕流验证DG方法及限制器;然后,数值模拟了并列NACA0012翼型超声速流动,验证了二维流动下本文r型网格自适应和限制器技术;最后,模拟了三维双半球-圆柱流动干扰流动,验证了基于r型网格自适应的DG方法在激波捕捉方面的能力。

1 间断Galerkin有限元方法

1.1 控制方程

在直角坐标系下,三维非定常可压缩Navier-Stokes方程组的守恒形式为

$$\frac{\partial U}{\partial t}+\nabla\cdot\boldsymbol{F}(U)=\nabla\cdot\boldsymbol{F}_{\mathrm{v}}(U,\nabla U) \tag{1}$$

式中:U为守恒变量;$\boldsymbol{F}(U)=(F^x,F^y,F^z)$为无黏通量张量;$\boldsymbol{F}_{\mathrm{v}}(U,\nabla U)=(F_{\mathrm{v}}^x,F_{\mathrm{v}}^y,F_{\mathrm{v}}^z)$为黏性通量张量。

1.2 DG方法空间离散

空间离散前,整个求解区域Ω被划分为互不重叠的非结构单元Ω_k,对于三维问题,Ω_k包括三棱柱、四面体、六面体和金字塔。

将方程(1)两端乘以测试函数$\phi_j(x,y,z)$,再在单元内积分,并使用分部积分方法得到DG的弱形式。

$$\begin{cases}\dfrac{\partial U}{\partial t}\phi_i+\nabla\cdot\boldsymbol{F}(U)\phi_i=\nabla\cdot\boldsymbol{F}_{\mathrm{v}}(U,\nabla U)\phi_i\\ \displaystyle\int_\Omega\frac{\partial U}{\partial t}\phi_i\mathrm{d}\Omega+\int_\Omega\nabla\cdot\boldsymbol{F}\phi_i\mathrm{d}\Omega=\int_\Omega\nabla\cdot\boldsymbol{F}_{\mathrm{v}}\phi_i\mathrm{d}\Omega\\ \qquad i=1,2,\cdots,N\\ \displaystyle\int_\Omega\frac{\partial U}{\partial t}\phi_i\mathrm{d}\Omega+\int_{\partial\Omega}\boldsymbol{F}\cdot\boldsymbol{n}\phi_i\mathrm{d}\Gamma-\int_\Omega\boldsymbol{F}\cdot\nabla\phi_i\mathrm{d}\Omega=\\ \qquad\displaystyle\int_{\partial\Omega}\boldsymbol{F}_{\mathrm{v}}\cdot\boldsymbol{n}\phi_i\mathrm{d}\Gamma-\int_\Omega\boldsymbol{F}_{\mathrm{v}}\cdot\nabla\phi_i\mathrm{d}\Omega\\ \qquad i=1,2,\cdots,N\end{cases} \tag{2}$$

式中:$\boldsymbol{n}$为单元边界面的外法向;$\partial\Omega$为单元Ω的边界;Γ为单元Ω的边界$\partial\Omega$的微分符号。

假设变量在单元内具有以下多项式分布:

$$U_{\mathrm{e}}=\sum_{j=1}^{N}u_j^{\mathrm{e}}(t)\phi_j(x,y,z) \tag{3}$$

式中:$u_j^{\mathrm{e}}(t)$(以下简写为u_j)为单元的自由度;$\phi_j(x,y,z)$为基函数,本文基函数为正交Taylor基函数,采用Gram-Schmidt正交化单元基函数。

令

$$\mathrm{RHS}=-\int_{\partial\Omega}\boldsymbol{F}\cdot\boldsymbol{n}\phi_i\mathrm{d}\Gamma+\int_\Omega\boldsymbol{F}\cdot\nabla\phi_i\mathrm{d}\Omega+\int_{\partial\Omega}\boldsymbol{F}_{\mathrm{v}}\cdot\boldsymbol{n}\phi_i\mathrm{d}\Gamma-\int_\Omega\boldsymbol{F}_{\mathrm{v}}\cdot\nabla\phi_i\mathrm{d}\Omega$$

方程(2)可写为

$$M\frac{\mathrm{d}u_j}{\mathrm{d}t}=\mathrm{RHS} \tag{4}$$

采用高斯数值积分计算RHS中各项。

1.3 DG方法时间离散

对方程(4)采用一阶欧拉后差:

$$\frac{M}{\Delta t}\Delta u_j^{n+1} = \mathrm{RHS}^{n+1} \approx \mathrm{RHS}^n + \frac{\partial(\mathrm{RHS}^n)}{\partial u_j^n}\Delta u_j^{n+1} \tag{5a}$$

$$\left(\frac{M}{\Delta t} - \frac{\partial(\mathrm{RHS}^n)}{\partial u_j^n}\right)\cdot \Delta u_j^{n+1} = \mathrm{RHS}^n \tag{5b}$$

本文采用 LU-SGS 隐式离散[25]求解该线性系统,求解过程中引入局部时间步长、变 CFL 数等加速收敛技术。

1.4　Venkatakrishnan 限制器

为保证计算鲁棒性,在间断区域及网格质量较差区域,采用限制器来抑制震荡 DG 方法的限制器可能带来计算精度降低、残值收敛滞止问题。DG 方法作为一种内自由度方法,具有模板紧致特性,这要求限制过程也能保持紧致特性。有限体积的斜率类限制器通过改进后能用于 DG 方法,其核心思想是:限制单元变量梯度,使单元任何一点变量值不超过相邻单元的最值,防止出现“过冲”现象。Barth 和 Jespersen[7]建立了非结构网格中常用的一类 Barth-Jespersen 限制器,该限制器在计算限制因子过程中引入不可微函数带来残值收敛性问题。Venkatakrishnan[8]通过近似 $\min(1,y)$ 函数避免不可微过程,建立了 Venkatakrishnan 限制器。Venkatakrishnan 限制器由于其较好的残值收敛性、鲁棒性和计算精度而得到了广泛应用。本文参考有限体积法中这类限制器的构造原理,得到适合 DG 方法的斜率限制器。

判断当前单元所有边界面的高斯积分点变量值是否满足以下条件:

$$\overline{U}_{i,\min} \leqslant U_i(x_j) \leqslant \overline{U}_{i,\max} \tag{6}$$

式中:$U_i(x_j)$ 为当前单元边界面上高斯积分点的变量值;$\overline{U}_{i,\min}$ 和 $\overline{U}_{i,\max}$ 分别为当前单元面相邻单元变量平均值的最小值和最大值。

如果单元的任意积分点不满足上述条件,则将当前单元标记为“问题单元”,对其值进行如下限制:

$$\begin{cases} U_i(x_j) = \overline{U}_i + \alpha(S(\boldsymbol{r}_j - \boldsymbol{r}_i) + H(\boldsymbol{r}_j - \boldsymbol{r}_i)) \\ \alpha = \min\limits_{1\leqslant j\leqslant K_\Gamma} \alpha_j \end{cases} \tag{7}$$

式中:$\overline{U}_i$ 为当前单元变量平均值;$S(\boldsymbol{r}_j - \boldsymbol{r}_i)$ 表示多项式的一阶项;$H(\boldsymbol{r}_j - \boldsymbol{r}_i)$ 表示多项式的高阶项;$\boldsymbol{r}_j$ 和 $\boldsymbol{r}_i$ 分别为高斯积分点 j 和当前单元体心点的坐标;α_j 和 α 分别为高斯积分点 j 的限制因子和当前单元的限制因子;K_Γ 为当前单元边界面所有的积分点个数。

积分点限制因子 α_j 具体形式如下:

$$\alpha_j = \begin{cases} \dfrac{1}{\Delta_2}\left[\dfrac{(\Delta_{1,\max}^2 + \varepsilon^2)\Delta_2 + 2\Delta_2^2\Delta_{1,\max}}{\Delta_{1,\max}^2 + 2\Delta_2^2 + \Delta_{1,\max}\Delta_2 + \varepsilon^2}\right] & \Delta_2 < 0 \\ \dfrac{1}{\Delta_2}\left[\dfrac{(\Delta_{1,\min}^2 + \varepsilon^2)\Delta_2 + 2\Delta_2^2\Delta_{1,\min}}{\Delta_{1,\min}^2 + 2\Delta_2^2 + \Delta_{1,\min}\Delta_2 + \varepsilon^2}\right] & \Delta_2 > 0 \\ 1 & \Delta_2 = 0 \end{cases} \tag{8}$$

式中:

$$\begin{cases} \Delta_{1,\max} = \overline{U}_{i,\max} - \overline{U}_i \\ \Delta_{1,\min} = \overline{U}_{i,\min} - \overline{U}_i \end{cases} \tag{9}$$

$$\begin{cases} \Delta_2 = \nabla U_i(\boldsymbol{r}_j - \boldsymbol{r}_i) \\ \varepsilon^2 = (Kh)^3 \end{cases} \tag{10}$$

其中:K 为量级为 1 的自由可调参数,其大小影响残值收敛性,值越小代表限制越大;h 为单元的参考长度。

2　r 型网格自适应方法

r 型网格自适应方法通过移动网格点使网格聚集在流动变化剧烈的区域,实现流动特征区域网格加密,改善网格分辨率,进而提高流场模拟精度。网格自适应技术主要包括误差估计、网格加密/稀疏、表面网格投影、空间体网格匹配及并行实现。

本文 r 型网格自适应方法在自适应过程中限制表面网格点移动,因此不考虑表面网格投影。r 型网格自适应在自适应过程中网格单元的连接关系和网格空间拓扑结构保持不变,也不考虑并行问题。本文重点介绍 r 型网格自适应网格点移动策略。

Karen 等[16]采用温度作为网格点移动控制变量适合高超声速流动,对于一般的跨声速或超声速流动基于压力变化可能更具有普适性。从文献[16]算例看到,基于单一的温度作为控制参数,网格自适应区域的网格聚集数较少,经过 100 次自适应迭代后,只有 2 ~ 3 排网格点移动,激波附近网格点移动信息向其周围网格点传递不明显。

本文 r 型网格自适应网格点移动的驱动力由网格点的流场变量值确定,以归一化网格点的变量差及网格点相对位移量这 2 类参数作为网格点移动的权函数。针对激波问题,本文以压力 P 作为网格点移动控制变量。网格点移动的计算流场如图 1 所示。

以图 2 为例具体说明网格点移动控制过程。

1)采用距离权计算网格点 0 及周围网格点 1、2、3、4、5 的压力。

图 1 r 型网格自适应网格点移动位移计算流程

Fig. 1 Calculation process of grid point displacement in r-grid adaptive

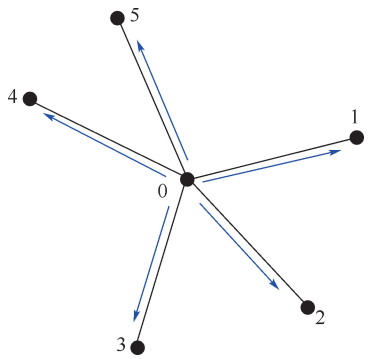


图 2 网格点分布示意图

Fig. 2 Distribution diagram of grid points

2）统计流场中所有网格点压力的最大最小值。

$$\begin{cases} p_{\max} = \max(p_i) \\ p_{\min} = \min(p_i) \end{cases} \quad i \text{ 为所有网格点} \tag{11}$$

3）以全场压力最大/最小值归一化所有点压力。

$$\tilde{p}_i = \text{scale} \cdot \frac{p_i - p_{\min}}{p_{\max} - p_{\min}} \qquad i = 0,1,2,3,4,5 \tag{12}$$

式中：scale 为放大因子。

4）基于归一化的压力计算网格点 0 到周围相邻网格点 1、2、3、4、5 的权重 ω_{0i}^1，$\omega_{0i}^1 = \tilde{p}_i - \tilde{p}_0$，$i = 1,2,3,4,5$。

5）基于网格点 0 前一步自适应的网格移动量计算到相邻网格点 1、2、3、4、5 的权重 ω_{0i}^2，如果是第 1 次自适应，该权重等于 0。

$$\begin{cases} \omega_{0i}^2 = \Delta|\boldsymbol{r}_i| / |\boldsymbol{r}_{0i}|^{\text{org}} \\ |\boldsymbol{r}_{0i}|^{\text{org}} = |\boldsymbol{r}_i^{\text{org}} - \boldsymbol{r}_0^{\text{org}}| \\ \Delta|\boldsymbol{r}_i| = |\boldsymbol{r}_i^{\text{new}} - \boldsymbol{r}_i^{\text{org}}| \end{cases} \quad i = 1,2,3,4,5 \tag{13}$$

式中：$\Delta|\boldsymbol{r}_i|$ 为网格点 0 相邻的网格点 1、2、3、4、5 最新位置与其初始位置的距离；$|\boldsymbol{r}_{0i}|^{\text{org}}$ 为网格点 0 初始位置与相邻的网格点 1、2、3、4、5 初始位置的距离；$\boldsymbol{r}_0^{\text{org}}$ 为网格点 0 初始位置矢量；$\boldsymbol{r}_i^{\text{org}}$ 为网格点 1、2、3、4、5 的初始位置矢量；$\boldsymbol{r}_i^{\text{new}}$ 为网格点 0 相邻的网格点 1、2、3、4、5 最新位置。

6）加权计算当前自适应步的网格移动量 $\Delta\boldsymbol{r}_0$。

$$\begin{cases} \Delta\boldsymbol{r}_0 = \dfrac{\sum_{i=1}^{5} \omega_{0i}\boldsymbol{r}_{0i}}{\sum_{i=1}^{5} \omega_{0i}} \\ \omega_{0i} = \omega_{0i}^1 + \omega_{0i}^2 \end{cases} \tag{14}$$

7）限制特殊点的位移，如对称面上网格点 y 方向位移为零（对称面在 $y = 0$ 平面）。

8）移动网格后检查网格质量，如果出现负体积，则修改移动量 $\Delta\boldsymbol{r}_0$，$\Delta\tilde{\boldsymbol{r}}_0 = C \cdot \Delta\boldsymbol{r}_0$，$C$ 为限制系数，本文取 0.5，并再次检查网格质量，如果出现负体积，再按 $\Delta\tilde{\boldsymbol{r}}_0 = C \cdot \Delta\boldsymbol{r}_0$ 减小移动量，直到体积正常。

3 数值算例

本文所有算例都在中国空气动力研究与发展中心的计算机群上完成。首先，采用 NACA0012 翼型验证本文 DG 方法和 Venkatakrishnan 限制器；然后，采用典型超声速二维及三维流动算例展示 r 型网格自适应方法在 DG 方法的激波捕捉技术中的应用能力。算例表明，本文限制器方法具有较好的鲁棒性，能够处理各向异性网格及网格尺度急剧变化的网格。

3.1 DG 方法及其限制器验证

本节采用 NACA0012 翼型跨声速绕流验证本文 DG 方法及 Venkatakrishnan 限制器。计算的初始网格如图 3 所示，远场为 30 倍弦长，共 8 734 个三角形单元，展向拉伸一排。计算条件为：来流马赫数 $Ma = 0.8$，来流迎角 1.25°，来流静压 $P = 101\ 325$ Pa，来流静温 $T = 288.15$ K。DG 方法的 Venkatakrishnan 限制器系数 $K = 50$。图 4 给出了 DG 方法不同计算精度和 NNW-FlowStar 软件计算的表面压力系数 C_p 分布比较，图中横轴 x/L 表示归一化后的翼型弦长，DG(P1) 表示二阶计算精度的 DG 方法、DG(P2) 表示三阶计算精度的 DG 方法，NNW-FlowStar(P1) 表示二阶计算精度的有限体积方法。DG 方法不同精度及有限体积法的表面压力分布一致，都能够清晰、锐利地捕捉到激波，且激波附近无数值震荡，验证了本文 DG 方法的正确性及限制器的激波捕捉能力。

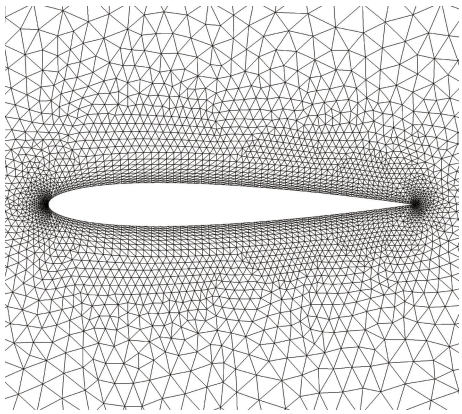


图 3　NACA0012 翼型计算网格

Fig. 3　Computational grid of NACA0012 airfoil

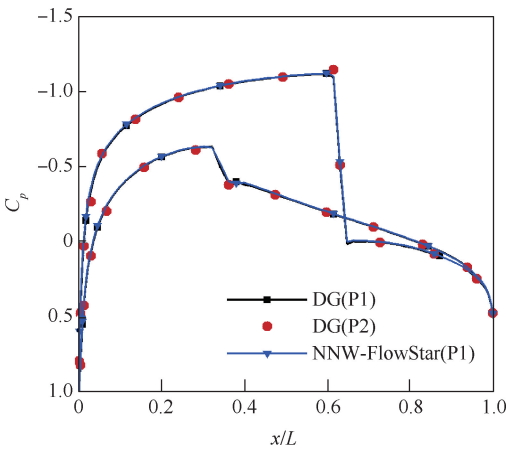


图 4　不同方法压力分布比较

Fig. 4　Comparison of pressure distribution between different methods

3.2　并列两段 NACA0012 翼型超声速绕流

本节数值模拟了 2 个并列放置的 NACA0012 翼型的超声速绕流。计算的初始网格如图 5 所示,远场为 30 倍弦长,共 25 982 个三棱柱单元,展向拉伸一排网格。其中一个翼型相对另外一个翼型上移和后移 0.5 m,计算来流马赫数 Ma = 2.0,来流迎角 0°,来流静压 P = 26 500 Pa,来流静温 T = 223.25 K,自适应迭代 11 次,在自适应迭代中保持翼型表面网格点不移动。

翼型错位放置,翼型间产生复杂的激波干扰,上部翼型的脱体激波在下部翼型的上表面产生反射激波后反射到上部翼型的下表面。图 5 ~ 图 9 分别给出了初始网格、第 1 次自适应、第 3 次自适应、第 5 次自适应、第 11 次自适应后的网格分布及压力系数空间分布。可以看到,初始网格和自适应后的网格都捕捉到脱体激波及翼型间的反射激波;r 型网格自适应方法准确判别到流场剧烈变化区域,并将网格沿着激波方向各向异性自适应聚合,自适应后的激波捕捉更清晰和锐利;随着自适应迭代次数的增加,激波附近的网格逐步被

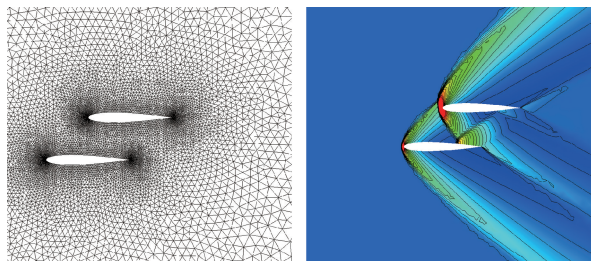


图 5　NACA0012 翼型初始计算网格及流场

Fig. 5　Initial computational grid and flowfield of NACA0012 airfoil

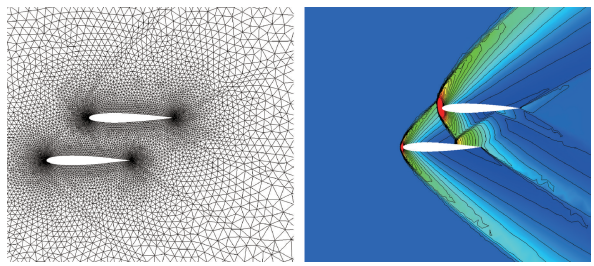


图 6　NACA0012 翼型第 1 次自适应后计算网格及流场

Fig. 6　Computational grid and flowfield of NACA0012 airfoil after first r-adaptation

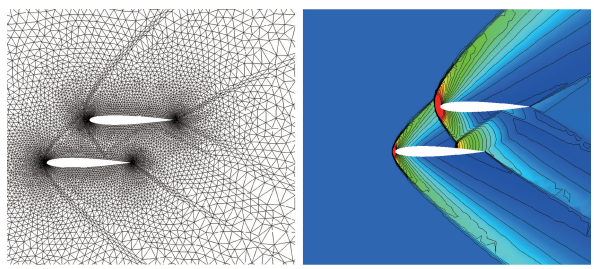


图 7　NACA0012 翼型第 3 次自适应后计算网格及流场

Fig. 7　Computational grid and flowfield of NACA0012 airfoil after third r-adaptation

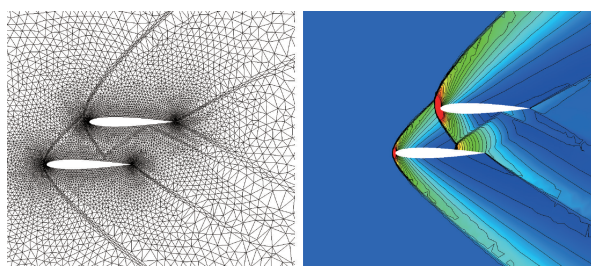


图 8　NACA0012 翼型第 5 次自适应后计算网格及流场

Fig. 8　Computational grid and flowfield of NACA0012 airfoil after fifth r-adaptation

自适应加密,网格更紧密聚合于激波处,约有 4 ~ 5 排网格,捕捉激波的网格宽度更小,拉伸比更大。自适应方法同样也准确识别翼型之间的反射激波,并沿激波方向进行了自适应加密。

图 10 给出了第 11 次网格自适应后翼型脱体激波附近网格放大图。自适应后,激波附近网格拉伸比变大,网格尺寸剧烈变化,网格质量变差,本文的 Venkatakrishnan 限制器能够很好处理该

类网格,保证 DG 方法计算的鲁棒性。图 11 给出了空间截面位置,图 12 和图 13 分别给出了空间截面 $z=0.25$ m 和 $z=0.068$ m 处的压力分布。可以看到,自适应前后 DG 方法都能够捕捉激波,随着 r 型网格自适应迭代,网格逐步向激波位置聚集,DG 方法捕捉激波更加清晰,主要表现在跨过激波前后压力峰值更大,激波宽度更窄,激波更锐利。从图 12 看到,在自适应迭代 11 次后,数值模拟的激波变化已经很小。

图 14 展示了自适应计算过程中翼型阻力系数 C_D 随计算步数变化曲线。阻力系数在每次网格自适应后只需较小计算步就收敛,随着自适应迭代增加,阻力系数增加量逐渐减小。

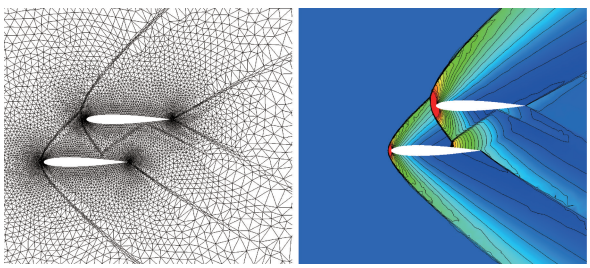


图 9 NACA0012 翼型第 11 次自适应后计算网格及流场

Fig. 9 Computational grid and flowfield of NACA0012 airfoil after eleventh r-adaptation

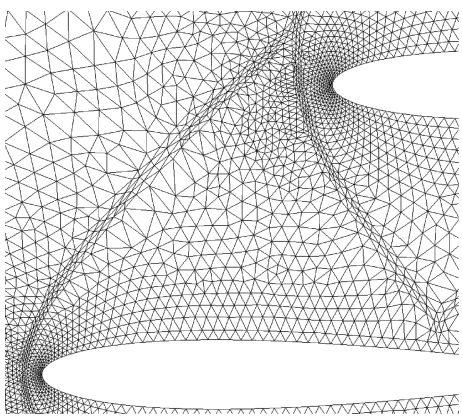


图 10 自适应网格局部放大图

Fig. 10 Local enlarged view of adaptation grid

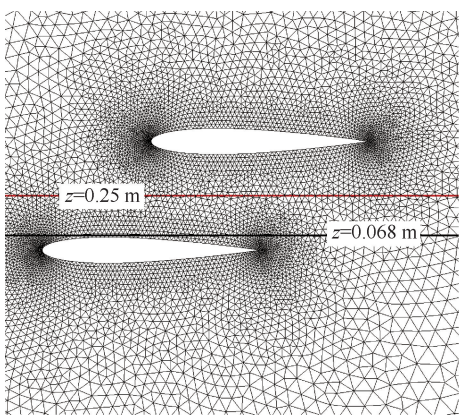


图 11 空间截面位置

Fig. 11 Space section position

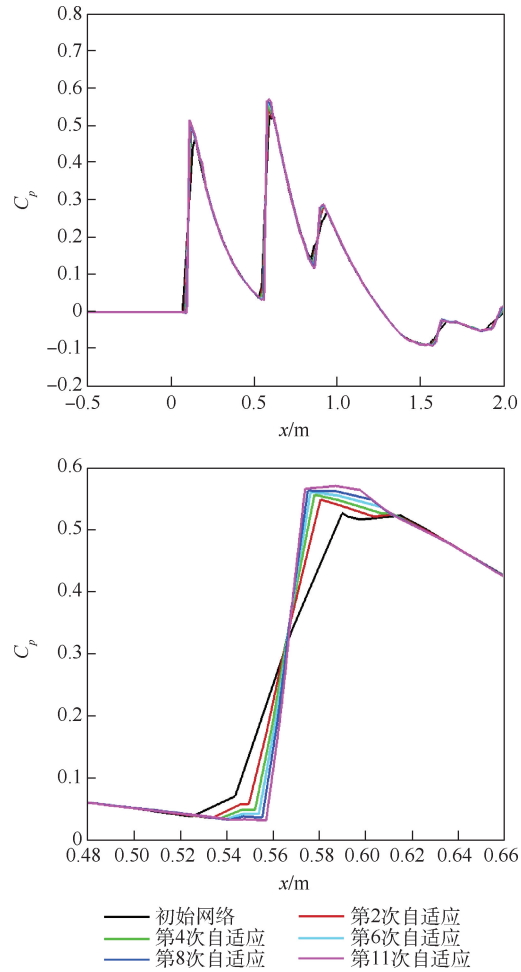


图 12 $z=0.25$ m 处压力分布及激波处局部放大图

Fig. 12 Pressure distribution at section $z=0.25$ m and local enlarged view of shock wave

图 15 给出了阻力系数和 Venkatakrishnan 限制器系数平均值随自适应迭代步变化曲线。阻力系数随网格自适应迭代逐步增大,斜率逐步减小,限制系数平均值及其斜率随网格自适应迭代步数都逐步减小。网格自适应步数越大,网格拉伸比越大,网格分布呈现更加不均匀性,因此限制系数会逐渐减小。但由于网格主要在激波附近发生移动,而数值模拟激波时计算自身就要降阶,此处的网格移动对计算精度影响很小,算例验证了本文 r 网格自适应方法、DG 方法及 Venkatakrishnan 限制器的鲁棒性。

3.3 三维双半球-圆柱流动干扰模拟

为进一步验证本文 DG 方法的限制器及网格自适应技术,本节计算了三维双半球-圆柱流动干扰模拟算例。计算网格如图 16 所示,共 527 612 个四面体单元。计算来流马赫数 $Ma=2.0$,来流迎角 0°,来流静压 $P=26\ 500$ Pa,来流静温 $T=223.25$ K,自适应迭代 4 次。图 16 ~ 图 18 给出了双半球-圆柱对称面及表面初始网格和流场、第 2

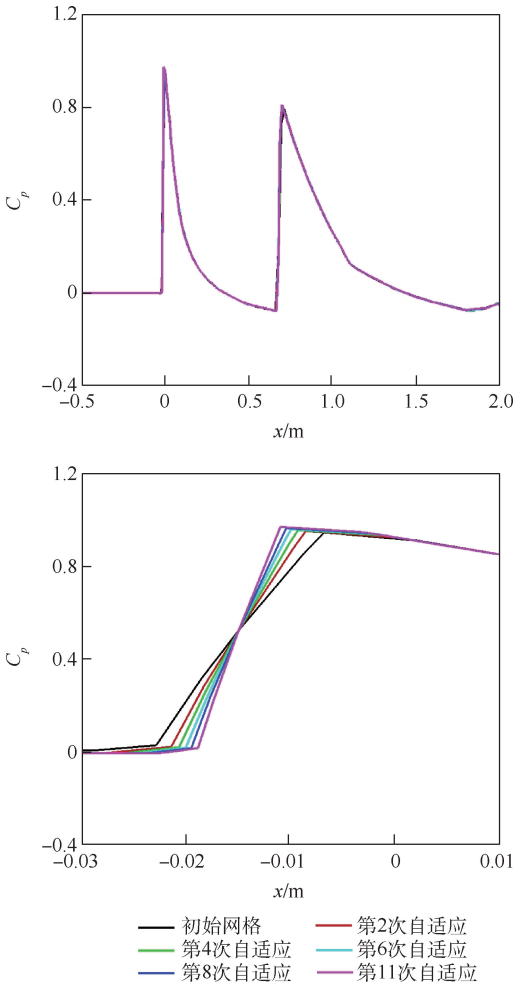


图 13　$z=0.068$ m 处压力分布及激波处局部放大图

Fig. 13　Pressure distribution at section $z=0.068$ m and local enlarged view of shock wave

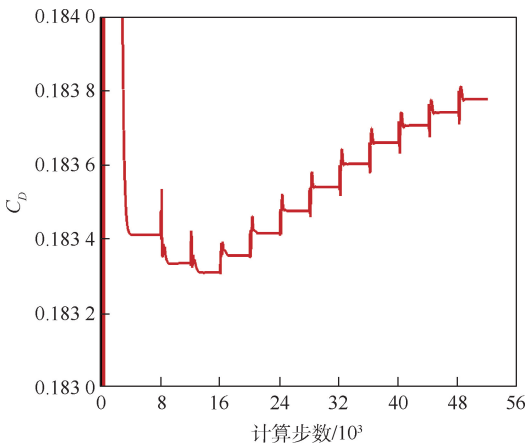


图 14　自适应过程阻力系数随计算步数变化曲线

Fig. 14　Curve of drag coefficient varying with iteration steps in adaptive process

次自适应后的网格及流场、第 4 次自适应后的网格及流场。随着自适应迭代步的增加,网格逐步向激波附近聚集,用于捕捉激波的网格的宽度减小,拉伸比增大,激波分辨率增高。

图 19 ~ 图 21 给出了 $x=0.22$ m 处的初始网格及流场、第 2 次自适应后的网格及流场、第 4 次

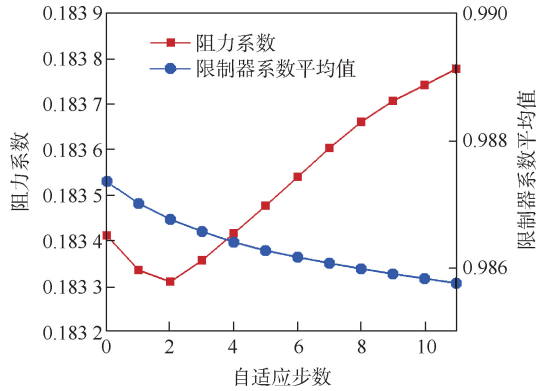


图 15　阻力系数及限制器系数平均值随自适应步数变化

Fig. 15　Resistance and average value of limitation coefficients with adaptive steps

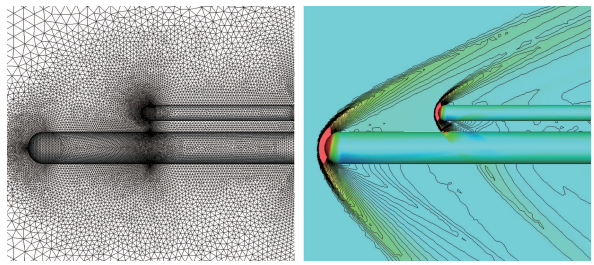


图 16　三维双半球-圆柱初始计算网格及流场

Fig. 16　Initial computational grid and flowfield of 3D double hemispherical cylinder

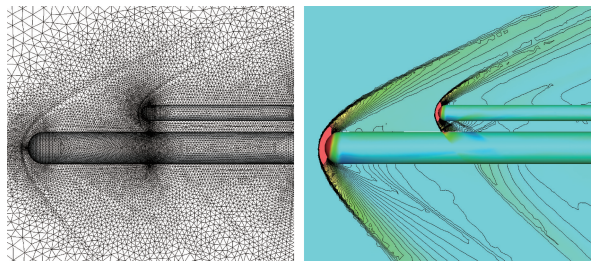


图 17　双半球-圆柱第 2 次自适应计算网格及流场

Fig. 17　Computational grid and flowfield of double hemispherical cylinder after second r-adaptation

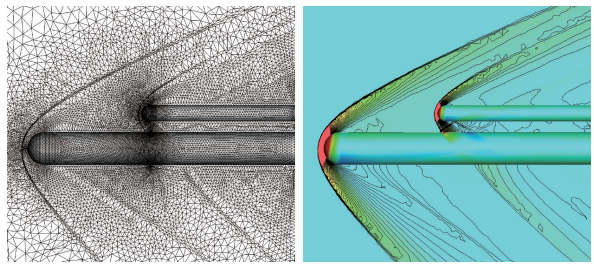


图 18　双半球-圆柱第 4 次自适应计算网格及流场

Fig. 18　Computational grid and flowfield of double hemispherical cylinder after fourth r-adaptation

自适应后的网格及流场。从图 21 看到,r 型网格自适应后空间网格向激波附近聚集,来自上部圆柱的脱体激波打到下部圆柱,其激波分辨率提高。

图 22 给出了自适应前后对称面上 $z=0.04$ m 截面压力分布。自适应后激波宽度减小,激波前

后压力峰值更大。图 23 和图 24 分别给出了自适应前后下部圆柱和上部圆柱 $y=0$ 截面表面压力分布。自适应后影响上下圆柱压力分布，由于本文的 r 型网格自适应未移动表面网格，影响量较小。图 25 给出了 $x=0.22$ m 截面处下部圆柱的

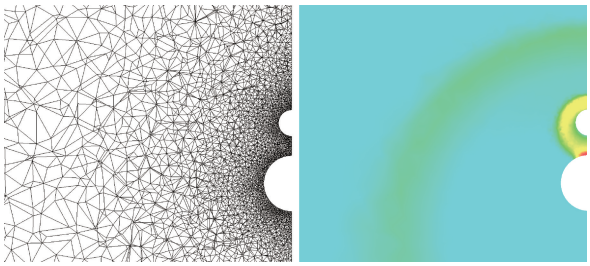


图 19 双半球-圆柱初始 $x=0.22$ m 处空间网格及流场

Fig. 19 Spatial grid and flowfield at $x=0.22$ m section of double hemispherial cylinder

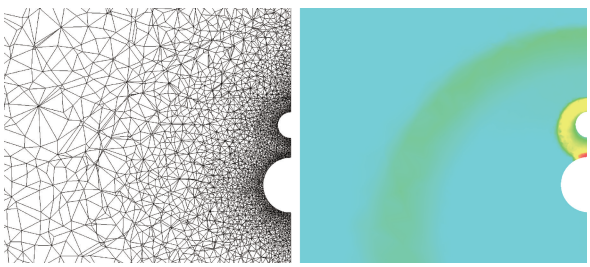


图 20 双半球-圆柱第 2 次自适应后 $x=0.22$ m 处空间网格及流场

Fig. 20 Spatial grid and flowfield at $x=0.22$ m section of double hemispherial cylinder after second r-adaptation

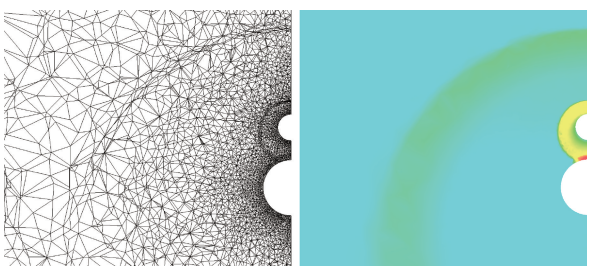


图 21 双半球-圆柱第 4 次自适应后 $x=0.22$ m 处空间网格及流场

Fig. 21 Spatial grid and flowfield at $x=0.22$ m section of double hemispherial cylinder after fourth r-adaptation

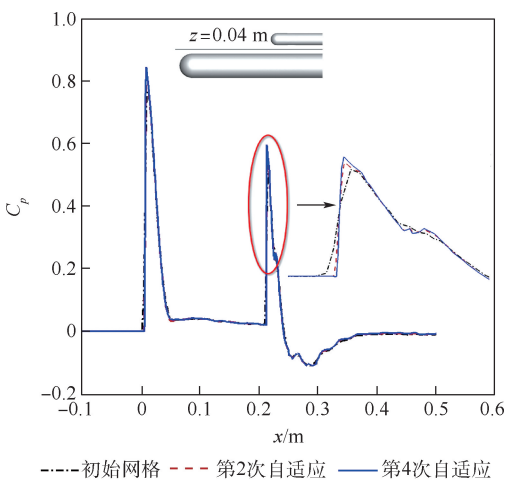


图 22 自适应前后对称面 $z=0.04$ m 截面压力分布

Fig. 22 Pressure distribution at $z=0.04$ m section of symmetry plane before and after adaptation

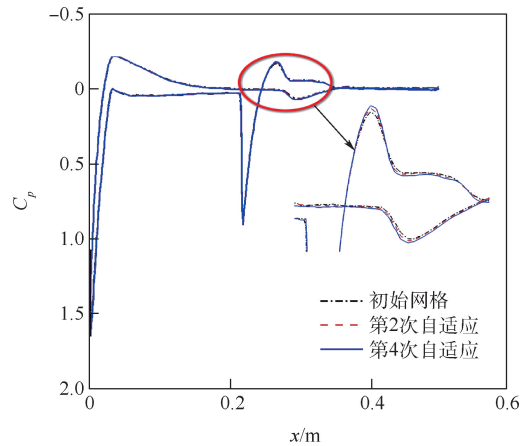


图 23 自适应前后下部圆柱 $y=0$ 截面表面压力分布

Fig. 23 Surface pressure distribution of lower cylinder at $y=0$ section before and after adaptation

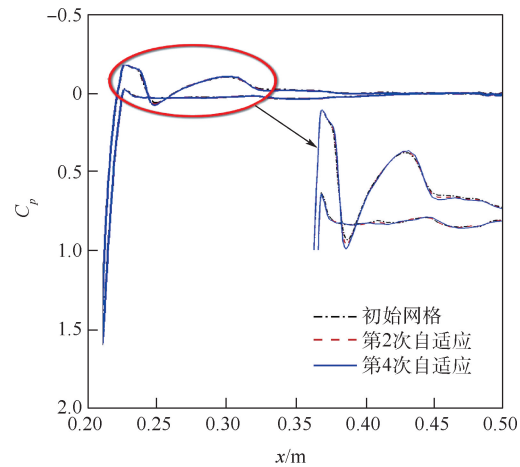


图 24 自适应前后上部圆柱 $y=0$ 截面表面压力分布

Fig. 24 Surface pressure distribution of upper cylinder at $y=0$ section before and after adaptation

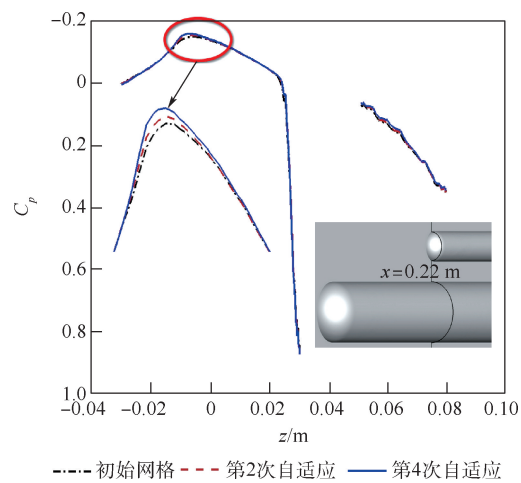


图 25 自适应前后下部圆柱 $x=0.22$ m 截面表面压力分布

Fig. 25 Surface pressure distribution of lower cylinder at $x=0.22$ m section before and after adaptotion

表面压力分布。上部圆柱的脱体激波在此处打到下部圆柱,看到自适应前后该处的压力有明显变化,自适应后的表面压力更低。

4　结　论

本文针对 DG 方法在模拟强间断流场面临的问题,发展了 Venkatakrishnan 限制器和 r 型网格自适应方法,通过二维及三维算例分析不同自适应迭代步后的表面和空间压力分布,展示了本文方法在激波精细捕捉方面的能力,并能得到如下结论:

1) r 型网格自适应方法具备根据流场特征开展网格自适应能力,能够沿着激波方向实现网格的各向异性自适应移动加密,具有较好的鲁棒性,保证网格不出现负体积。

2) DG 方法及 Venkatakrishnan 限制器针对超声速问题具有较好的激波捕捉能力,能够鲁棒处理各向异性非结构网格、针对自适应后的相邻网格尺寸差异很大的网格具有较高的计算鲁棒性。

3) 通过在 DG 方法上发展 r 型网格自适应方法能够明显改善数值模拟强激波能力,提高激波分辨率,进一步提高计算精度。

参考文献 (References)

[1] REED W H, HILL T R. Triangular mesh methods for the neutron transport equation: LA-UR-73-479[R]. Los Alamos: Scientific Laboratory, 1973.

[2] COCKBURN B, KARNIADAKIS G E, SHU C W. Discontinuous Galerkin methods: Theory, computation and applications[M]. Berlin: Springer, 2000.

[3] PERSSON P O. Shock capturing for high-order discontinuous Galerkin simulation of transient flow problems: AIAA 2013-3061[R]. Reston: AIAA, 2013.

[4] HARTMANN R. Higher-order and adaptive discontinuous Galerkin methods with shock-capturing applied to transonic turbulent delta wing flow: AIAA 2012-0459[R]. Reston: AIAA, 2012.

[5] MICHAEL Y, WANG Z J. A parameter-free generalized moment limiter for high order methods on unstructured grids: AIAA-2009-605[R]. Reston: AIAA, 2009.

[6] ZHU J, ZHONG X H, SHU C W, et al. Runge-Kutta discontinuous Galerkin method with a simple and compact Hermite WENO limiter[J]. Communications in Computational Physics, 2016, 19(4): 944-969.

[7] BARTH T J, JESPERSEN D C. The design and application of upwind schemes on unstructured meshes[C]//27th Aerospace Sciences Meeting. Reston: AIAA, 1989.

[8] VENKATAKRISHNAN V. On the accuracy of limiters and convergence to steady state solutions[C]//31st Aerospace Sciences Meeting. Reston: AIAA, 1993.

[9] ZHU J, ZHONG X H, SHU C W, et al. Runge-Kutta discontinuous Galerkin method with a simple and compact Hermite WENO limiter on unstructured meshes[J]. Communications in Computational Physics, 2017, 21(3): 623-649.

[10] TODARELLO G, VONCK F, BOURASSEAU S, et al. Finite-volume goal-oriented mesh adaptation for aerodynamics using functional derivative with respect to nodal coordinates[J]. Journal of Computational Physics, 2016, 313: 799-819.

[11] 唐静,郑鸣,邓有奇,等. 网格自适应技术在复杂外形流场模拟中的应用[J]. 计算力学学报, 2015, 32(6): 752-757.
TANG J, ZHENG M, DENG Y Q, et al. Grid adaptation for flow simulation of complicated configuration[J]. Chinese Journal of Computational Mechanics, 2015, 32(6): 752-757(in Chinese).

[12] 崔鹏程,邓有奇,唐静,等. 基于伴随方程的网格自适应及误差修正[J]. 航空学报, 2016, 37(10): 2992-3002.
CUI P C, DENG Y Q, TANG J, et al. Adjoint equations-based grid adaptation and error correction[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2016, 37(10): 2992-3002(in Chinese).

[13] CHILA R J, KAMINSKI D A. Automated grid independence via unstructured adaptive refinement: AIAA 2006-3062[R]. Reston: AIAA, 2006.

[14] MENIER V, LOSEILLEY A, ALAUZET F. CFD validation and adaptivity for viscous flow simulations[C]// 7th AIAA Theoretical Fluid Mechanics Conference. Reston: AIAA, 2014: 436-457.

[15] TANG J, ZHANG J, LI B, et al. Unsteady flow simulation with mesh adaptation[J]. International Journal of Modern Physics B, 2020, 34(14): 204008.

[16] KAREN L B, PETER A G, MICHAEL A P, et al. Parallel, gradient-based anisotropic mesh adaptation for re-entry vehicle configurations: AIAA 2006-3579[R]. Reston: AIAA, 2006.

[17] 吴泽艳,王立峰,武哲. 基于简单 WENO-间断 Galerkin 的欧拉方程自适应计算[J]. 北京航空航天大学学报, 2016, 42(4): 806-814.
WU Z Y, WANG L F, WU Z. Adaptive simple WENO limiter-discontinuous Galerkin method for Euler equations[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42(4): 806-814(in Chinese).

[18] 孙强,吕宏强,伍贻兆. 基于高阶物面近似的自适应间断有限元法欧拉方程数值模拟[J]. 空气动力学学报, 2015, 33(4): 446-453.
SUN Q, LU H Q, WU Y Z. Adaptive discontinuous Galerkin method to solve Euler equations based on high-order approximative boundary[J]. Acta Aerodynamica Sinica, 2015, 33(4): 446-453(in Chinese).

[19] 王利,周伟江. 基于伴随方法的网格自适应 DG 方法[J]. 中国科学:技术科学, 2017, 47(11): 1214-1224.
WU L, ZHOU W J. An adjoint-based grid discontinuous Galerkin method[J]. Scientia Sinica Technologica, 2017, 47(11): 1214-1224(in Chinese).

[20] WOOPEN M, MAY G, SCHÜTZ J. Adjoint-based error estimation and mesh adaptation for hybridized discontinuous Galerkin methods[J]. International Journal for Numerical Methods in Fluids, 2014, 76(3): 811-834.

[21] FIDKOWSKI K J. A simplex cut-cell adaptive method for high-

order discretizations of the compressible Navier-Stokes equations[D]. Cambridge: Massachusetts Institute of Technology, 2007.

[22] CEZE M, FIDKOWSKI K J. Drag prediction using adaptive discontinuous finite elements: AIAA 2013-0051 [R]. Reston: AIAA, 2013.

[23] CHAND K K, LEE K D. Adaptation of structured grids with redistribution and embedding[C]// Fluid Dynamics Conference. Reston: AIAA, 1999.

[24] QIN N, ZHU Y. Grid adaptation for shock/turbulent boundary layer interaction: AIAA 98-0227[J]. Reston: AIAA, 1998.

[25] 马明生,龚小权,邓有奇,等.一种适用于非结构网格的间断 Galerkin 有限元 LU-SGS 隐式方法[J].西北工业大学学报, 2016,34(5):754-760.
MA M S, GONG X Q, DENG Y Q, et al. An implicit LU-SGS scheme for the discontinuous Galerkin method on unstructured grids[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2016,34(5):754-760(in Chinese).

Application of r-grid adaptive for shock capturing in discontinuous Galerkin finite element method

GONG Xiaoquan, WU Xiaojun*, TANG Jing, LI Ming, ZHANG Jian

(Computational Aerodynamics Institute, China Aerodynamics Research and Development Center, Mianyang 621000, China)

Abstract: The discontinuous Galerkin (DG) method has been widely studied and applied because of its high-order accuracy and applicability to the unstructured grid. However, it still has problems such as poor convergence and limited robustness in numerical simulation flowfield with strong discontinuity. This problem is exacerbated by the uniformly distributed grid, which results in poor shock resolution. In order to solve the problem, an r-grid adaptive method was developed to aggregation and refinement grids in process of DG numerical simulation. The normalized pressure of grid points was taken as an important weight to calculate the driving force of grid points. At the same time, the ratio of the displacement variation of grid points to the initial distance between grid points was taken as another important weight. A Venkatakrishnan limiter suitable for DG was developed. Numerical results of interaction between two parallel NACA0012 airfoils and interaction between two parallel cylinders showed that the DG method based on r-grid adaptation can capture shock clearly and sharply, improve simulation accuracy, and has good convergence and robustness.

Keywords: discontinuous Galerkin (DG) finite element; r-grid adaptation; driving force; Venkatakrishnan limiter; shock wave

Received: 2021-01-25; **Accepted**: 2021-03-23; **Published online**: 2021-04-19 16:57

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210419.1535.003.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (11902343); National Numerical Wing Tunnel

* **Corresponding author**. E-mail: huang7766@sina.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0060

基于功耗残差的航天器 CMG 退化特征提取方法

田利梅[1], 龚梦彤[2], 唐荻音[2,*], 韩丹阳[2], 于劲松[2], 李春伟[1]

(1. 北京控制工程研究所, 北京 100094; 2. 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: 为实现航天器控制力矩陀螺(CMG)性能退化状态评估,提出了一种基于卷积神经网络(CNN)与功耗残差的 CMG 退化特征提取方法。由于 CMG 控制系统对高速转子运动状态的高精准控制,CMG 退化特征难以从转子运动状态数据中直接提取。针对该问题,从转子系统的能量损耗角度出发,通过分析 CMG 工作机理确定了影响单位时间内转子电机功耗的变量,并通过 CNN 建立了 CMG 运行状态参数与电机功耗之间的映射。将退化状态下电机实际功耗与模型输出的残差作为退化特征对 CMG 退化状态进行评价。通过某型号 CMG 的加速寿命实验数据进行验证,结果表明:构建的退化特征能够表征 CMG 转子轴承的性能退化情况,从而为 CMG 状态监测和故障预警提供参考。

关 键 词: 控制力矩陀螺(CMG); 滚动轴承; 退化特征; 卷积神经网络(CNN); 功耗残差

中图分类号: V44; TP202+.1

文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2022)10-1899-07

控制力矩陀螺(control moment gyro, CMG)是大型航天器进行快速机动和高精度姿态控制的关键执行机构[1],其严重性能下降、部分功能丧失和意外失效,往往会使航天器姿态控制功能受到极大影响,甚至威胁整器的姿态安全和使用寿命。CMG 产品包含高速旋转机械、支撑驱动组件、轴承、电机、传动机构、导电环等多级部件,是最为复杂、制造难度最高的空间机电产品之一。其中,高速转子轴承是 CMG 最核心的部件,直接决定了 CMG 的寿命。因此,及时掌握并预测高速转子轴承的性能退化状态成为预警 CMG 意外失效的关键。

CMG 在长期服役过程中,高速转子轴承将不可避免地发生退化,如磨损、腐蚀、疲劳剥落等,进而对力矩的稳定输出造成影响。因此,提取有效退化特征是预测高速转子轴承的必要且关键环节。文献[2-3]总结了现有研究中轴承退化特征的提取方法,主要分为 2 类:①利用统计方法或信号处理方法从传感器监测信号中直接提取具有物理意义的退化特征,参见文献[4];②利用数据融合算法将多传感器信息或统计特征进行融合以构造能够描述退化趋势的虚拟特征,参见文献[5]。

但是,现有文献中的绝大多数方法均以振动信号作为分析对象,从原始振动数据或其时频域特征中归纳轴承性能退化指标,这些方法无法适用于航天器 CMG。由于高速转子的真空工作条件要求,CMG 转子系统中不设置加速度传感器或力传感器,转子旋转时的振动信号无法采集。此外,由于全向测控天线通信带宽限制,CMG 运行过程中各类原始信号的采样频率较低,无法提取有效的频域特征,使得电机电流特征分析(motor current signature analysis, MCSA)[6]等方法同样难

收稿日期: 2021-02-03; **录用日期**: 2021-04-04; **网络出版时间**: 2021-04-12 15:05
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210412.1128.001.html
基金项目: 国家自然科学基金(71701008); 国家商用飞机制造工程技术研究中心创新基金(COMAC-SFGS-2019-261)
* **通信作者**. E-mail: tangdiyin@buaa.edu.cn

引用格式: 田利梅, 龚梦彤, 唐荻音, 等. 基于功耗残差的航天器 CMG 退化特征提取方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 1899-1905. TIAN L M, GONG M T, TANG D Y, et al. Degradation indicator extraction for aerospace CMG based on power consumption analysis[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 1899-1905(in Chinese).

以应用。由于控制系统的调节作用,设备早期退化或环境因素造成的系统扰动将被掩盖,导致CMG功能失效的最终指标——转子转速在失效前始终能够保持稳定,进一步增加了CMG退化特征提取的难度。

CMG转子系统中旋转质量本体受转子电机直接驱动,控制系统通过调节转子电机的输出力矩以保证高速转子具有恒定的角动量,因此,由退化导致的转子运动状态变化将通过控制系统映射到驱动端。转子电机用于提供维持高速转子运动的全部能量,随着轴承发生退化,转子的运动特性发生改变,转子电机的总功耗与健康阶段相比将出现偏差。因此,本文从系统级功耗角度出发,通过模型对健康状态下单位时间内的转子电机总功耗进行估计,并将模型输出与退化状态下电机功耗的残差作为CMG退化特征,从而实现趋势性指标的构建。由于CMG具有组成结构复杂、工作环境恶劣、工况多变、实验成本高等特点,精确的功耗模型难以建立。因此,本文采用物理模型与数据驱动模型结合的方法,先通过物理原理分析得出CMG转子运动状态(如转子转速等)与电机功耗之间的定性关系,再通过数据驱动模型建立传感器测量数据与功耗之间的定量映射,最后通过残差构建CMG退化特征。采用某型号CMG的地面实验数据验证了本文方法的有效性。

1 CMG退化特征原理分析

根据框架自由度,CMG可分为单框架与双框架2类。本文以单框架控制力矩陀螺(single gimbal CMG, SGCMG)为研究对象,其基本组成如图1所示,输出力矩可表示为[7]

$$\begin{cases} \boldsymbol{M} = \boldsymbol{\omega}_g \times \boldsymbol{H} \\ \boldsymbol{H} = J_r \boldsymbol{\Omega} \end{cases} \tag{1}$$

式中:$\boldsymbol{M}$ 为输出力矩;$\boldsymbol{H}$ 为转子的角动量;$\boldsymbol{\omega}_g$ 为框架转速;J_r 为转子的转动惯量;$\boldsymbol{\Omega}$ 为转子自旋角速度。

CMG工作过程中,保持高速转子的自旋角速度不变,通过改变框架的转动角速度来改变输出力矩的大小。

为保证CMG良好的输出力矩特性,需令高速转子具有高稳定度的恒定角动量。CMG转子系统中,转子电机直接驱动转子旋转,忽略一些影响较小的力矩,如电机的齿槽转矩等,转子系统的运动方程可表示为

$$J_r \dot{\Omega} = M_{em} - M_d - M_f \tag{2}$$

式中:M_{em}为转子电机的电磁转矩;M_d 为转子轴向干扰力矩;M_f 为转子支承轴承摩擦力矩。

进而,在考虑电机损耗的情况下,转子系统存在以下能量平衡:

$$J_r \dot{\Omega} \omega_r = (M_{em} - M_d - M_f)\omega_r = P_{ele} - (P_{Fe} + P_{Cu} + P_{ed} + P_d + H_f) \tag{3}$$

式中:ω_r 为转子电机的角速度,由于电机转子与旋转质量本体固连,有 $\omega_r = \Omega$,下文中均采用 ω_r 进行统一表示;P_{ele}为转子电机消耗的总功率;P_{Fe}为转子电机的铁芯损耗;P_{Cu}为转子电机的绕组损耗;P_{ed}为转子电机的涡流损耗;P_d 为轴向干扰力矩引起的功率损耗;H_f 为转子支承轴承的摩擦功耗。

对于摩擦功耗 H_f,参考Palmgren经验模型与SKF经验模型[8-9],在不考虑轴承退化的情况下,转子轴承摩擦力矩仅由电机转速 ω_r 与环境温度 T 决定。干扰力矩 M_d 的来源可分为2部分:一部分是由于转子不平衡导致的、由高速转子旋转来传递的干扰力矩;另一部分是框架旋转所产生的耦合力矩。因此,干扰力矩与高速转子转速 ω_r 和框架转速 ω_g 有关[10-11]。在忽略电机绕组损耗的情况下,转子系统的电磁损耗仅与电机转速 ω_r 有关[12-13]。综上,式(3)中的第2部分可简化为以

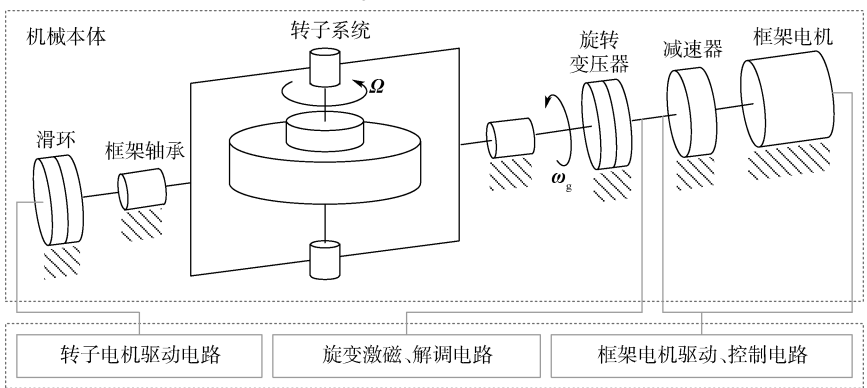


图1 SGCMG结构简图

Fig. 1 Structure sketch of the SGCMG

CMG 运行状态参数 ω_r、ω_g、T 为变量的函数:

$$P_{Fe}+P_{Cu}+P_{ed}+P_d+H_f=f_P(\omega_r,\omega_g,T) \tag{4}$$

基于上述损耗功率与运行状态参数的相关性分析,可得到 $k\Delta T$ 时段内转子系统的功耗方程:

$$\int_{k\Delta T}P_{ele}\mathrm{d}t=\int_{k\Delta T}[J_r\dot{\omega}_r\omega_r+f_P(\omega_r,\omega_g,T)]\mathrm{d}t=\frac{1}{2}J_r\omega_r^2\Big|_{k\Delta T}+f_{k\Delta T}(\omega_r,\omega_g,T) \tag{5}$$

式中:$k\Delta T$ 表示长度为 $k\times\Delta T$ 的任一时段,$\int_{k\Delta T}P_{ele}\mathrm{d}t$ 表示该时段内变量 P_{ele} 的积分,$J_r\omega_r^2\mid_{k\Delta T}$ 表示该时间段内 $J_r\omega_r^2$ 的最终值减去初始值。

根据转子系统工作机理的定性分析可知,一段时间内转子电机的总功耗不仅与转子运动状态有关,还受到工况与环境条件的影响。因此,即使在转子转速不变的情况下,仅通过转子电机功耗仍然无法衡量系统的退化程度。为综合不同因素对转子电机功率的影响,根据式(5)建立健康状态下转子系统的功耗模型,并根据模型输出与退化状态下电机功耗的残差构建 CMG 退化特征。具体而言,式(5)描述的输入输出关系仅在 CMG 未退化或同一退化阶段内成立,当 CMG 退化程度发生改变时,该映射关系将会发生变化,而利用原模型得到的功耗估计值将与真实值之间产生偏差,因此可根据该偏差构造 CMG 退化特征。

2　CMG 退化特征提取方法

2.1　基于 CNN 与功耗残差的退化特征提取

目前,有关 CMG 动力学建模、轴承摩擦损耗建模与电机损耗建模的研究已十分丰富,但工况变化、环境干扰与控制系统介入所导致的多种不确定性与扰动使得模型中的未知参数难以通过已有数据进行估计。此外,由于 CMG 加速寿命实验成本过高,额外的功耗测定在现阶段是不现实的。缺乏建模所需的验证数据导致精确的机理模型难以建立,因此,本文采用数据驱动模型建立 CMG 运行状态参数 ω_r、$\dot{\omega}_r$、ω_g、T 与功耗 $E_{ele}=\int_{k\Delta T}P_{ele}\mathrm{d}t$ 之间的映射关系。

卷积神经网络(convolutional neural networks, CNN)作为最有效的深度学习方法之一,近年来在故障诊断与预测领域的应用逐渐增加[14]。相较于二维卷积,一维卷积能够更好地处理时序信号[15],因此采用一维卷积层构建数据驱动模型。网络结构如图 2 所示,其包含 1 个输入层、3 个卷积层、3 个池化层及 2 个全连接层。通常,数据驱动模型与机理相结合能够使建模过程更加高效,因此,在网络中增加了基于转速数据手动构造的功耗特征作为补充输入,旨在令数据驱动模型的建模思路与机理模型更为接近。单位时间内转子电机转速 ω_r、转子加速度 $\dot{\omega}_r$、框架转速 ω_g 与温度 T 数据构造的多通道时序信号被作为网络初始输入,卷积层与池化层用于学习深层特征,最终的全连接层用于实现特征融合并估计该时段内电机总功耗 E_{ele}。

输入层由 CMG 运行状态数据构成,与卷积层 C1 相连。一维卷积层是网络模型的核心结构,其中包含一组可通过学习调整权重的卷积核,在每次卷积运算中,卷积核仅覆盖数据通道的一个子区域。设 $\boldsymbol{I}_{n,m}$ 表示第 m 层的第 n 个数据通道,N_m 表示通道数量,则 $\boldsymbol{I}_{n,m}$ 可被划分为 $\boldsymbol{I}_{n,m}^{j:j+L_{ker}}$,其中,$L_{ker}$ 为卷积核的长度,j 为数据通道中的第 j 个数据。一维卷积运算可定义为

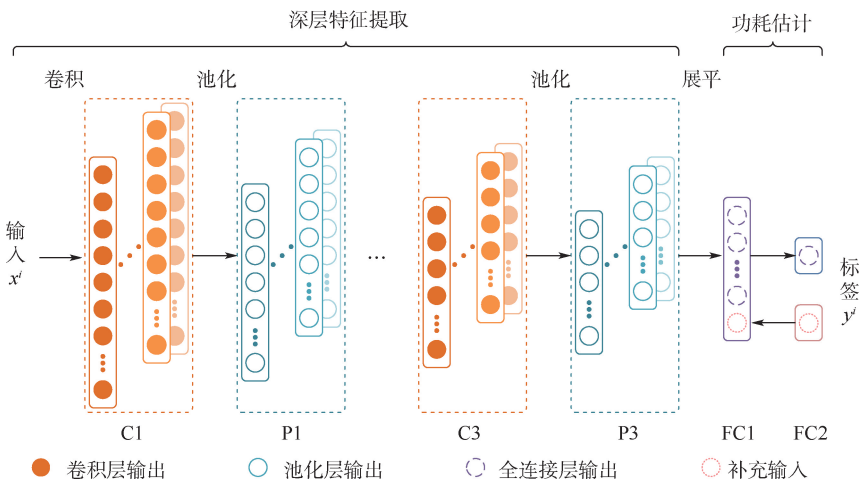


图 2　CNN 网络结构示意图

Fig. 2　Architecture of CNN network

$$z_{k,m+1}^{j} = \sum_{n=1}^{N_m} \boldsymbol{I}_{n,m}^{j:j+L_{\ker}} * \boldsymbol{w}_{k,n,m} + b_{k,m} \tag{6}$$

式中:“*”表示一维卷积运算;$\boldsymbol{w}_{k,n,m}$为将第 m 层的第 n 个数据通道映射到第 $m+1$ 层的第 k 个数据通道的卷积核,;$b_{k,m}$为偏置项;$z_{k,m+1}^{j}$为卷积运算的中间结果。

通过激活函数 $f:\mathbf{R}\rightarrow\mathbf{R}$ 处理后作为卷积层的输出:

$$y_{k,m+1}^{j} = f(z_{k,m+1}^{j}) \tag{7}$$

卷积层后放置池化层用于特征约简,本文采用最大值池化,返回数据通道中特定子区域内的最大值:

$$p_{n,m}^{j} = \max\{y_{n,m}^{j\times L_p:(j+1)\times L_p}\} \tag{8}$$

式中:L_p 为池化长度;$p_{n,m}^{j}$为池化层输出。

卷积与池化操作能够从 CMG 运行状态数据中学习深层特征,而全连接层被用于建立深层特征与转子电机总功耗之间的非线性映射关系。全连接层 FC1 用于将池化层 P3 的输出展平,而 FC2 层与 FC1 层相连,其输出为

$$Y_{f2} = \boldsymbol{W}_{f2}\boldsymbol{X}_{f2} + b_{f2} \tag{9}$$

式中:$\boldsymbol{X}_{f2} = \{\boldsymbol{Y}_{f1}, S\}$ 为 F2 层的输入,$\boldsymbol{Y}_{f1}$为 F1 层输出的功耗特征,$S = \omega_r^2|_{k\Delta T}$为参考式(5)手动构造的特征;$\boldsymbol{W}_{f2}$为 FC1 层与 FC2 层之间的权重;$b_{f2}$为偏置项。

CNN 模型建立后,使用训练样本对网络参数进行训练。假设训练样本为 $\{(\boldsymbol{x}^i, y^i)\}_{i=1}^{N_{tr}}$,其中,$N_{tr}$为训练样本总数,$\boldsymbol{x}^i = (\boldsymbol{\omega}_r^i, \dot{\boldsymbol{\omega}}_r^i, \boldsymbol{\omega}_g^i, \boldsymbol{T}^i)$ 为时序信号构造的网络输入,$y^i = E_{ele}^i$为转子电机的总功耗。训练过程中,将均方误差(MSE)作为损失函数:

$$\mathrm{MSE} = \frac{1}{N_{tr}}\sum_{i=1}^{N_{tr}} (y^i - \hat{y}(\boldsymbol{x}^i))^2 \tag{10}$$

为使模型输出 $\hat{y}(\boldsymbol{x}^i)$尽可能接近 $\boldsymbol{x}^i$ 对应的标签 y^i,采用 Adam 算法对网络参数进行优化,以实现数据驱动模型对式(5)的近似。值得注意的是,训练集应由健康阶段的 CMG 数据构成,即模型仅能够反映未退化时刻转子系统的功耗关系。将 CMG 运行状态数据输入神经网络模型,当设备未发生退化或性能退化状态与建模时段特性相似时,模型输出的功耗估计值与实际功耗之间的残差 $\varepsilon = |y^i - \hat{y}(\boldsymbol{x}^i)|$ 应较小。相反,当高速转子轴承发生退化时,模型估计值与实际值之间将产生较大偏差,且偏离程度应随着退化的加深而增加。因此,通过分析模型残差能够反映高速转子轴承的性能退化情况,本文将该指标作为 CMG 的退化特征。

2.2 退化特征评价指标

为评估 CMG 退化特征的性能,采用趋势性与单调性 2 个通用指标对其进行量化。其中,趋势性用于评估特征退化趋势与运行时间之间的相关性[16],单调性用于评估特征单调上升或下降的趋势[17],二者可通过式(11)和式(12)描述:

$$\mathrm{Tred}(H,T) = \frac{\left|\sum_{k=1}^{K}(h_k - \overline{H})(t_k - \overline{T})\right|}{\sqrt{\sum_{k=1}^{K}(h_k - \overline{H})^2(t_k - \overline{T})^2}} \tag{11}$$

$$\mathrm{Mon}(H) = \left|\frac{N(\mathrm{d}H > 0)}{K-1} - \frac{N(\mathrm{d}H < 0)}{K-1}\right| \tag{12}$$

式中:$\overline{H} = \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K} h_k$,$\overline{T} = \frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K} t_k$,$K$ 为退化特征 H 的总长度,h_k 为 t_k 时刻的特征值;$\mathrm{d}H$ 为退化特征 H 的差分;$N(\mathrm{d}H>0)$和 $N(\mathrm{d}H<0)$分别为差分序列中正数和负数的个数。

上述指标评价了退化特征的 2 个不同属性,为了在不同指标间做出平衡,通过线性加权构造了一个综合指标以评价退化特征的性能:

$$\mathrm{HM} = \omega_1\cdot\mathrm{Tred} + \omega_2\cdot\mathrm{Mon}$$
$$\text{s.t.}\begin{cases}\omega_i > 0\\ \sum_{i=1}^{2}\omega_i = 1\end{cases} \tag{13}$$

式中:$\mathrm{HM}\in[0,1]$为退化特征的综合评价,其值与退化特征的性能呈正相关;ω_i 为单一指标在综合指标中的占比,考虑到单调性对于退化特征更加重要,ω_1 与 ω_2 分别被设置为 0.3 与 0.7。

3 实验验证与分析

3.1 原始数据描述与时域特征分析

本文以北京控制工程研究所某型号 SGCMG 的加速寿命实验数据为例进行分析验证。该 CMG 最大输出力矩为 15 N·m,实验方案为以正弦指令曲线设定框架角速度,使转子产生周期性摆动。设备如图 3 所示,实验过程中记录的遥测数据包括低速组件轴温、高速电机电流、高速组件转速、低速电机电流、高速组件轴温、低速组件壳温、高速电机电压、电源电压与电源电流等。采样时间为 2017 年 3 月 2 日至 2018 年 10 月 31 日,其间经过多次断电重启,采样频率为 8 Hz,为了减小数据量,对原始信号通过每分钟取平均的方式进行下采样。部分数据的原始曲线如图 4 所

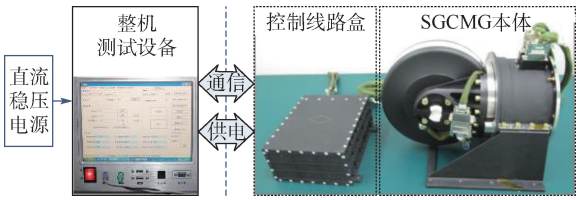


图 3　SGCMG 实验平台

Fig. 3　Experiment platform of SGCMG

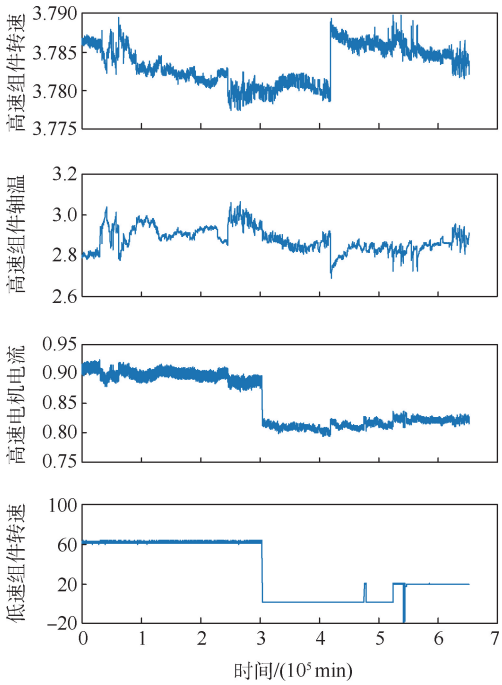


图 4　遥测数据示例

Fig. 4　Raw data telemetry signals

示。需要注意的是,遥测数据的真实物理量目前不便提供。图 4 中展示的数据为传感器原始输出,其值与真实物理量之间存在明确的映射关系,能够体现退化过程中的参数变化趋势。

地面实验期间,CMG 工况可根据框架转速的变化进行划分,本文采用数据量最为充足的2 种工况进行实验验证:①幅值为 60°/s 的摆动实验;②幅值为 20°/s 的摆动实验。为了约简模型输入并降低训练难度,根据工况对式(5)进行分解。由于每种工况中框架运动状态保持不变,可将输入通道中的框架转速 ω_g 省略。

为了证明仅通过转子电机功率数据难以构建 CMG 性能退化指标,以 1 h 为单位时间提取 2 种工况下功率数据的时域特征,包括均值、均方根值、峰峰值、偏度、峭度、波形指数、峰值指数、裕度指数、峭度指数等[18]。表 1 记录了上述特征的性能指标得分。根据结果可知,转子电机功率数据及其时域特征的趋势性与单调性均较差,无法直接作为 CMG 的退化特征。

表 1　退化特征性能对比

Table 1　Comparison of degradation indicators performance

工况	特征	Tred	Mon	HM
工况 1	均值	0.696 1	0.025 3	0.226 5
	均方根	0.696 1	0.025 3	0.226 5
	峰峰值	0.060 4	0.007 5	0.023 4
	偏度	0.024 4	0.002 5	0.009 1
	峭度	0.015 5	0.001 9	0.006 0
	波形指数	0.006 7	0.001 4	0.003 0
	峰值指数	0.044 4	0.005 3	0.017 0
	裕度指数	0.044 4	0.006 4	0.017 8
	峭度指数	0.046 0	0.003 1	0.015 9
	PCA	0.605 8	0.034 2	0.205 7
	功耗残差	0.942 5	0.003 1	0.284 9
工况 2	均值	0.134 2	0.002 0	0.041 6
	均方根	0.134 2	0.002 0	0.041 6
	峰峰值	0.027 8	0.012 4	0.017 0
	偏度	0.004 8	0.012 4	0.010 1
	峭度	0.020 7	0.005 9	0.010 3
	波形指数	0.012 9	0.024 2	0.020 8
	峰值指数	0.018 1	0.005 9	0.009 6
	裕度指数	0.018 1	0.005 9	0.009 6
	峭度指数	0.008 5	0.007 2	0.007 6
	PCA	0.214 8	0.005 9	0.068 6
	功耗残差	0.843 1	0.009 8	0.259 8

3.2　CMG 退化特征提取

为得到不同工况下 CMG 退化初期的转子系统功耗映射关系,取各工况下遥测数据的前 1/4 构造训练集与验证集(比例 3:1)。在每个样本中,1 h 内的转子电机角速度 ω_r、角加速度 $\dot{\omega}_r$ 与温度 T 被用于构造 3 通道时间序列输入,基于 ω_r 构造的功耗特征被作为补充输入,转子电机功耗 E_{ele} 被设置为标签。其中,$\dot{\omega}_r$ 可通过“高速组件转速”差分计算,电机功率 P_{ele} 可近似为“高速电机电流”与“高速电机电压”的乘积,T 取为“高速组件轴温”。训练过程中,当验证集的损失函数在 30 个周期内不再下降时即停止训练。

模型训练完成后,将各工况下遥测数据的后 3/4 送入神经网络模型以得到转子电机功耗的估计值,结果与真实值的比较如图 5 所示。图 6 展示了功耗残差即退化特征的曲线。其中,工况 1 对应了 CMG 运行初期的 4 800 h,而工况 2 对应了 CMG 失效前的 2 040 h。随着运行时间的累计,转子电机的功耗残差呈现上升趋势,体现了转子系统功耗关系的变化程度随轴承退化而逐渐增大。此外,能够观察到退化特征在系统运行初期平稳上升而在失效前出现严重抖动,该现象表明

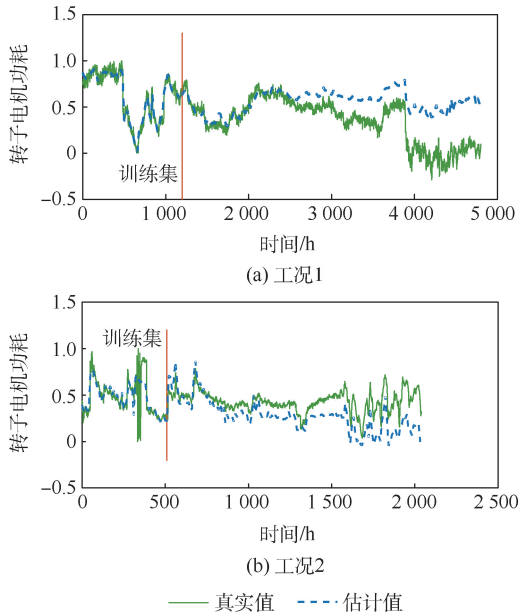


图 5 模型训练与功耗估计结果

Fig. 5 Results of model training and power consumption estimation

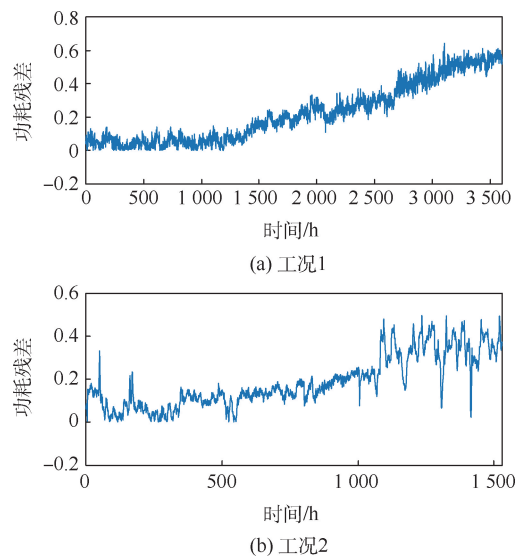


图 6 转子电机功耗残差

Fig. 6 Residual power consumption of rotor motor

转子轴承的退化将对 CMG 系统稳定性产生影响，当扰动超出控制系统的补偿范围时 CMG 失效。

3.3 退化特征评估与比较

采用 2.2 节的性能指标对功耗残差进行评价，表 1 中的结果表明，该特征在趋势性和单调性方面显著优于原始功率信号的时域特征。作为对比，采用 PCA 对转子电机功率的时域特征进行降维，并根据未知状态与早期退化状态之间的偏离程度构造 CMG 退化特征[18-19]。该过程中，各工况遥测数据的前 1/4 被视为早期退化数据，通过 PCA 进行特征降维后前 3 个主成分的总贡献均超过 90.27%，故在三维主成分投影空间计算未知状态与早期退化状态之间的距离，计算方法参考文献[20]。表 1 中记录了该特征的性能指标得分，由于各时域特征均不存在明显的退化趋势，通过数据融合得到的结果在趋势性与单调性方面没有显著提升，仍难以实现性能指标的构建。

实际上，根据转子电机功耗残差定义的退化特征在构建过程中不仅考虑了信号自身的时序信息，还体现了转子系统功耗关系的变化过程，这与设备的退化机理更为符合，因此与其他特征相比得到了最好的性能指标结果。

4 结 论

为实现航天器 CMG 性能退化过程的量化表征，本文提出了一种基于 CNN 与功耗残差的退化特征提取方法，通过建立健康状态下 CMG 转子电机的功耗模型，并计算退化状态下实际功耗与模型输出的残差构建 CMG 的退化特征。该方法不依赖振动信号或频域分析，大大降低了对原始数据的要求。验证结果表明，在信号包含强噪声且无退化趋势的情况下，由该方法构建的退化特征在单调性与趋势性方面均优于时域分析方法，能够更加直观地体现 CMG 的性能退化过程。

为提升该方法的实际应用价值，后续将针对其在异常检测与剩余寿命预测方面的应用开展研究。

参考文献（References）

[1] ZHENG S, HAN B, GUO L. Composite hierarchical antidisturbance control for magnetic bearing system subject to multiple external disturbances [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(12): 7004-7012.

[2] LEI Y, LI N, GUO L, et al. Machinery health prognostics: A systematic review from data acquisition to RUL prediction [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2018, 104: 799-834.

[3] WANG D, TSUI K L, MIAO Q. Prognostics and health management: A review of vibration based bearing and gear health indicators [J]. IEEE Access, 2017, 6: 665-676.

[4] HUANG Z, XU Z, KE X, et al. Remaining useful life prediction for an adaptive skew-Wiener process model [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2017, 87: 294-306.

[5] GUO L, LI N, JIA F, et al. A recurrent neural network based health indicator for remaining useful life prediction of bearings [J]. Neurocomputing, 2017, 240: 98-109.

[6] JUNG J H, LEE J J, KWON B H. Online diagnosis of induction motors using MCSA [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(6): 1842-1852.

[7] HAN B, ZHENG S, WANG Z, et al. Design, modeling, fabrication, and test of a large-scale single-gimbal magnetically suspended control moment gyro [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(12): 7424-7435.

[8] LIU J, YAN Z, SHAO Y. An investigation for the friction torque

of a needle roller bearing with the roundness error[J]. Mechanism and Machine Theory,2018,121:259-272.

[9] STAMMLER M,SCHWACK F,BADER N,et al. Friction torque of wind-turbine pitch bearings-comparison of experimental results with available models[J]. Wind Energy Science,2018,3(1):97-105.

[10] HEIBERG C. A practical approach to modeling single-gimbal control momentum gyroscopes in agile spacecraft: AIAA-2000-4545[R]. Reston: AIAA,2000.

[11] LI H,ZHENG S,NING X. Precise control for gimbal system of double gimbal control moment gyro based on cascade extended state observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2017,64(6):4653-4661.

[12] ATALLAH K,ZHU Z Q,HOWE D. An improved method for predicting iron losses in brushless permanent magnet DC drives [J]. IEEE Transactions on Magnetics,1992,28(5):2997-2999.

[13] SHIGEMATSU K,OYAMA J,HIGUCHI T,et al. The study of eddy current in rotor and circuit coupling analysis for small size and ultra-high speed motor[C]// The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference. Piscataway: IEEE Press,2004:275-279.

[14] WEN L,LI X,GAO L,et al. A new convolutional neural network-based data-driven fault diagnosis method[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2018,65(7):5990-5998.

[15] INCE T,KIRANYAZ S,EREN L,et al. Real-time motor fault detection by 1-D convolutional neural networks[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2016,63(11):7067-7075.

[16] ZHANG B,ZHANG L,XU J. Degradation feature selection for remaining useful life prediction of rolling element bearings[J]. Quality and Reliability Engineering International,2016,32(2):547-554.

[17] JAVED K,GOURIVEAU R,ZERHOUNI N,et al. Enabling health monitoring approach based on vibration data for accurate prognostics[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2015,62(1):647-656.

[18] WANG Y,PENG Y,ZI Y,et al. A two-stage data-driven-based prognostic approach for bearing degradation problem[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics,2016,12(3):924-932.

[19] WIDODO A,YANG B S. Application of relevance vector machine and survival probability to machine degradation assessment[J]. Expert Systems with Applications,2011,38(3):2592-2599.

[20] LE S K,FOULADIRAD M,BARROS A,et al. Remaining useful life estimation based on stochastic deterioration models: A comparative study[J]. Reliability Engineering & System Safety,2013,112:165-175.

Degradation indicator extraction for aerospace CMG based on power consumption analysis

TIAN Limei[1], GONG Mengtong[2], TANG Diyin[2,*], HAN Danyang[2], YU Jinsong[2], LI Chunwei[1]

(1. Beijing Institute of Control Engineering, Beijing 100094, China;
2. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: Control moment gyro (CMG) is the actuator for the attitude control of large spacecraft. In order to evaluate the performance degradation state of CMG, a convolutional neural network (CNN) and residual power consumption-based degradation feature extraction method is proposed. The high-precision control of the CMG control system makes it difficult to extract degradation features from the operational state of the CMG rotor. To solve this problem, a CNN model is introduced to establish the mapping between CMG operating state parameters and motor power consumption, and the degradation feature is defined as the residual error between the model output and actual power consumption of the motor in the degraded state. For approach validation, an accelerated life test dataset of a real CMG was used. The results show that the constructed degradation feature can reflect the performance degradation of the CMG rotor bearing.

Keywords: control moment gyro (CMG); rolling bearing; degradation features; convolutional neural network (CNN); residual power consumption

Received: 2021-02-03; **Accepted**: 2021-04-04; **Published online**: 2021-04-12 15:05

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210412.1128.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (71701008); Fund of National Engineering and Research Center for Commercial Aircraft Manufacturing (COMAC-SFGS-2019-261)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0043

基于阵列天线波束形成的卫星导航信号提纯

史鹏亮[1,2], 王晓宇[3], 薛瑞[1,*]

(1. 北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100083;
2. 空军研究院, 北京 100085; 3. 中国电子科技集团公司第二十研究所 导航专业部, 西安 710072)

摘 要: 围绕对卫星导航信号实施转发式欺骗所需的卫星导航信号提纯要求,提出了一种数字波束形成的优化设计方法。通过向阵列天线接收信号的数据协方差矩阵加载由非目标卫星方向信息和阵列布局构造的"虚拟"干扰信号协方差矩阵,增大了协方差矩阵特征值的差异。用新构造的协方差矩阵计算最小方差无失真响应波束形成的加权向量,使波束指向方向的目标卫星信号无失真通过,并同时零陷其他非目标卫星的信号。通过计算机仿真试验验证了所提方法的正确性和有效性。

关 键 词: 卫星导航; 阵列天线; 提纯; 波束形成; 空域滤波
中图分类号: V241.6; TN96
文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2022)10-1906-09

卫星导航系统具备覆盖范围广、定位精度高等优点,已被广泛应用于局部战争中的飞机、车辆和舰船导航,以及精确武器制导等军事应用领域[1]。卫星导航欺骗技术通过发射虚假的卫星导航信号,引导目标接收机跟踪虚假信号从而得到错误的定位结果,因其易于实现、隐蔽性强和破坏性高而受到越来越多的关注[2-4]。卫星导航欺骗技术分为生成式和转发式2类[5-6]。生成式欺骗需要完全掌握卫星导航信号的伪码类型、加密方式和导航电文内容,因此难以应用于军用信号。对于军事对抗,可行的方法是采用转发式欺骗方法,通过对接收到的军用卫星导航信号进行延时后转发给目标,使其错误定位到指定位置。

对于转发式欺骗技术,如果对接收到的所有卫星导航信号进行统一延时和转发,只能使目标接收机定位到转发天线的位置,无法满足将目标诱骗至指定地点的目的,因此必须能够从接收到的信号中逐一提取出每颗卫星的信号,分别加以一定的延时并转发给目标。然而,现代的卫星导航系统均采用码分多址的信号体制,在授权码未知的条件下,无法通过码相关方法对接收到的军用信号进行区分和提取。因此,通过一定手段从接收天线获取的卫星导航信号中提取出每颗卫星的纯净信号,是转发式欺骗的必要条件。

对卫星导航信号的提纯可以通过使用固定波束的抛物面天线[7]或数字波束阵列天线[8-9]实现。对于抛物面天线,通过机械转动使接收波束主瓣对准目标卫星方向即可获得该卫星的纯净信号,但若要同时获取多颗卫星的信号,则需要多部抛物面天线同步工作,造价昂贵且效率低下。数字波束阵列天线通过复用阵列天线的接收信号数据并行施加不同的幅相权值,可以快速形成并行指向不同卫星的数字接收波束,从而同时获取每颗卫星的纯净信号,以支持转发式

收稿日期: 2021-01-22; **录用日期**: 2021-05-09; **网络出版时间**: 2021-07-15 16:00
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210715.1446.001.html
基金项目: 国家重点研发计划(2017YFB0503400); 国家自然科学基金(61803037)
* **通信作者**. E-mail: xuerui@buaa.edu.cn

引用格式: *史鹏亮, 王晓宇, 薛瑞. 基于阵列天线波束形成的卫星导航信号提纯[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 1906-1914. SHI P L, WANG X Y, XUE R. Purification method of satellite navigation signal based on array antenna beamforming[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 1906-1914(in Chinese).*

欺骗。

通过使用阵列天线对卫星信号进行提纯,需要数字接收波束在目标卫星方向上形成主瓣指向,同时在其他非目标卫星方向上形成较低的旁瓣或抑制零陷。常规波束形成方法在所有波束形成方法中稳健性最强,但形成的旁瓣有限。Olen 和 Compton[10] 通过在旁瓣区域放置若干虚拟干扰源,运用自适应原理,采用迭代法调节干扰强度达到控制波束旁瓣的目的,但存在迭代步长难以选择、容易导致主瓣快速增宽等问题。Capon[11] 提出的最小方差无失真响应(MVDR)波束形成方法,可以使波束主瓣方向的信号无失真通过,且在强干扰入射方向形成零陷,但该方法在无干扰的白噪声环境中蜕化为常规波束形成方法。鄢社峰等[12-13]运用二阶锥规划方法提出了兼顾波束旁瓣级、主瓣宽度和阵增益等指标的波束优化设计方法,但需要使用凸优化计算工具,计算复杂度较高,不易于工程实现。

本文在描述波束形成基本原理的基础上,介绍了 MVDR 波束形成方法并分析了 MVDR 的信号提纯度,提出了数据协方差矩阵加载重构的优化波束设计方法并通过仿真试验进行验证。

1　问题描述

1.1　波束形成基本原理

假设阵列天线由 M 个各向同性阵元组成,各阵元的三维坐标可表示为

$$\boldsymbol{p}_m = [p_{x,m}, p_{y,m}, p_{z,m}]^{\mathrm{T}} \quad m = 1,2,\cdots,M \tag{1}$$

一般地,假设天线视野内存在 D 颗导航卫星。由于卫星到阵列天线的距离远大于天线各阵元间的距离,可以假设卫星发射的导航信号入射到天线不同阵元的方位角和仰角相同。令每颗卫星信号入射到阵列天线的方位角和仰角分别为 $\theta_1,\theta_2,\cdots,\theta_D$ 和 $\varphi_1,\varphi_2,\cdots,\varphi_D$。从($\theta_d$,$\varphi_d$)方向入射到天线的第 d 颗卫星的信号波数向量为

$$\boldsymbol{k}_d = -\frac{\omega}{c}[\sin\varphi_d\cos\theta_d, \sin\varphi_d\sin\theta_d, \cos\varphi_d]^{\mathrm{T}} \tag{2}$$

式中:$\omega = 2\pi f$ 为角频率,f 为卫星导航信号载波频率;$c = 3\times10^8$ m/s 为电磁波传播速度。

阵列天线在第 d 颗卫星信号入射方向上的阵列响应向量为

$$\boldsymbol{a}(\boldsymbol{k}_d) = \begin{bmatrix} \exp(-\mathrm{j}\boldsymbol{k}_d^{\mathrm{T}}\boldsymbol{p}_1) \\ \exp(-\mathrm{j}\boldsymbol{k}_d^{\mathrm{T}}\boldsymbol{p}_2) \\ \vdots \\ \exp(-\mathrm{j}\boldsymbol{k}_d^{\mathrm{T}}\boldsymbol{p}_M) \end{bmatrix} \tag{3}$$

在无干扰情况下,阵列天线的接收信号可表示为

$$\boldsymbol{x}(t) = [\boldsymbol{a}(\boldsymbol{k}_1),\boldsymbol{a}(\boldsymbol{k}_2),\cdots,\boldsymbol{a}(\boldsymbol{k}_D)]\begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_D(t) \end{bmatrix} + \boldsymbol{n}(t) \tag{4}$$

式中:$s_d(t)$ 为第 d 颗卫星的信号;$\boldsymbol{n}(t)$ 为系统电路中由带电粒子的热运动形成的热噪声。

基于波束形成的卫星导航信号提纯原理是对阵列天线的接收信号进行幅度和相位加权控制并合路输出,形成对某个卫星信号入射方向上的数字波束,从而通过空域滤波实现对该卫星信号的提纯,抑制干扰和环境噪声,提升接收信号的信噪比。通过复用阵列天线的接收信号数据,并行对多颗导航卫星的信号进行空域滤波,可以同时输出多颗导航卫星的提纯信号。基于波束形成的卫星导航信号提纯原理如图 1 所示。

对于第 l($l = 1,2,\cdots,D$)颗卫星信号提纯的波束形成器输出可以表示为

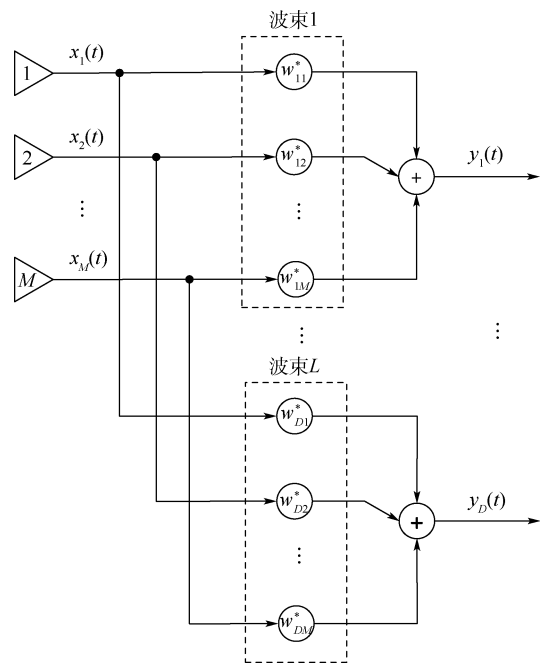


图 1　基于波束形成的卫星导航信号提纯原理

Fig. 1　Principle of satellite navigation signal purification based on beamforming

$$y_l(t) = \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}(t) = \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\boldsymbol{k}_l)s_l(t) + \sum_{d=1,d\neq l}^{D}\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\boldsymbol{k}_d)s_d(t) + \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{n}(t) \tag{5}$$

式中：$\boldsymbol{w}$ 为 $M\times 1$ 维波束形成器的加权向量。

从式(5)可以看出，波束形成的目的是使等号右边第 1 项的目标卫星信号成分无失真通过并获得阵列增益，使第 2 项其他非目标卫星信号成分和第 3 项噪声成分受到抑制。

1.2 信号提纯度

对式(5)表示的第 $l(l=1,2,\cdots,D)$ 个波束形成器输出信号，定义其中目标卫星信号分量和最大非目标卫星信号分量的功率比分贝值作为对卫星导航信号提纯度的衡量，描述如下：

$$C_l = 10\lg\left(\frac{P_l}{\max\{P_d\}\mid_{d\neq l,d=1,2,\cdots,D}}\right) \tag{6}$$

式中：P_l 为输出信号中目标卫星信号的功率；$P_d(d\neq l,d=1,2,\cdots,D)$ 为输出信号中非目标卫星信号的功率。

为了避免接收机将与阵列天线输出信号中的非目标卫星信号的互相关峰误认为是与目标卫星信号的自相关峰。提纯后波束形成器输出信号中的非目标卫星信号成分与接收机本地生成的伪随机码形成的自相关主峰值要小于或等于目标卫星信号成分与接收机本地码形成自相关最大侧峰值。以 GPS P(Y)码信号为例，其采用 2 个十二级移位寄存器生成的 P 码信号的自相关最大峰值比次大峰值高约 30 dB[14]。因此，对 GPS 卫星 P(Y)码信号的提纯度要达到至少 30 dB。

2 波束形成方法

常用的波束形成器有常规波束形成器和 MVDR 波束形成器。

常规波束形成器以归一化的阵列响应向量作为加权向量：

$$\boldsymbol{w}_{\mathrm{c}} = \boldsymbol{a}_{\mathrm{s}}/(\boldsymbol{a}_{\mathrm{s}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}_{\mathrm{s}}) \tag{7}$$

式中：$\boldsymbol{a}_{\mathrm{s}}$ 为阵列天线在数字波束主瓣指向方向的响应向量。

常规波束形成器计算简单且在各类波束形成器中稳健性最高，但是阵增益有限，无法满足卫星信号提纯对提高信号增益的需求。

MVDR 波束形成器也称为 Capon 波束形成器，其原理是让感兴趣方向的信号无失真通过，同时约束波束输出噪声方差最小，可表述为

$$\min_{\boldsymbol{w}}\ \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_x\boldsymbol{w}$$
$$\text{s.t.}\quad \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}_{\mathrm{s}} = 1 \tag{8}$$

式中：$\boldsymbol{R}_x$ 为 $M\times M$ 维的阵列天线接收信号协方差矩阵。

采用拉格朗日乘子法对上述问题进行求解，得到 MVDR 波束形成器的加权向量为[15]

$$\boldsymbol{w}_{\mathrm{MVDR}} = \frac{\boldsymbol{R}_x^{-1}\boldsymbol{a}_{\mathrm{s}}}{\boldsymbol{a}_{\mathrm{s}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_x^{-1}\boldsymbol{a}_{\mathrm{s}}} \tag{9}$$

在无干扰条件下，阵列天线接收信号的协方差矩阵包括卫星信号协方差矩阵和噪声矩阵，可以表示为

$$\boldsymbol{R}_x = \sigma_{\mathrm{s}}^2\sum_{d=1}^{D}\boldsymbol{a}(\boldsymbol{k}_d)\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{k}_d) + \sigma_{\mathrm{n}}^2\boldsymbol{I}_M \tag{10}$$

式中：σ_{s}^2 为卫星导航信号到达地球表面阵列天线单元口面处的平均功率；σ_{n}^2 为热噪声功率；$\boldsymbol{I}_M$ 为 M 阶单位矩阵。

综合考虑导航卫星的信号发射功率、卫星发射天线增益、卫星距离地面的垂直高度、地球半径及接收天线增益等因素[13]，可得卫星导航信号到达地球表面阵列天线单元口面处的平均功率约为 $\sigma_{\mathrm{s}}^2 = -160$ dBW；信号解扩前，20.46 MHz 带宽内系统热噪声功率的典型值约为 $\sigma_{\mathrm{n}}^2 = -130$ dBW。鉴于 $\sigma_{\mathrm{s}}^2 \ll \sigma_{\mathrm{n}}^2$，式(10)中第 1 项卫星信号协方差矩阵分量极其微弱，可以忽略不计。因此式(10)可以近似表示为

$$\boldsymbol{R}_x \approx \sigma_{\mathrm{n}}^2\boldsymbol{I}_M \tag{11}$$

将式(11)代入式(9)计算得到 MVDR 波束形成器权值向量为

$$\boldsymbol{w}_{\mathrm{MVDR}} = \frac{\boldsymbol{I}_M^{-1}\boldsymbol{a}_{\mathrm{s}}}{\boldsymbol{a}_{\mathrm{s}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{I}_M^{-1}\boldsymbol{a}_{\mathrm{s}}} = \frac{\boldsymbol{a}_{\mathrm{s}}}{\boldsymbol{a}_{\mathrm{s}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}_{\mathrm{s}}} \tag{12}$$

比较式(12)和式(7)可知，此时 MVDR 波束形成器蜕化为常规波束形成器。

3 MVDR 波束形成器的提纯度分析

将阵列天线接收信号的协方差矩阵进行特征值分解为

$$\boldsymbol{R}_x = \boldsymbol{U}\boldsymbol{\Gamma}\boldsymbol{U}^{\mathrm{H}} = \sum_{m=1}^{M}\gamma_m\boldsymbol{u}_m\boldsymbol{u}_m^{\mathrm{H}} \tag{13}$$

式中：γ_m 为协方差矩阵的特征值；$\boldsymbol{\Gamma} = \mathrm{diag}(\gamma_1,\gamma_2,\cdots,\gamma_M)$ 为由特征值组成的对角阵；$\boldsymbol{u}_m$ 为特征值 γ_m 对应的特征向量；$\boldsymbol{U} = [\boldsymbol{u}_1,\boldsymbol{u}_2,\cdots,\boldsymbol{u}_M]$ 为特征向量组成的矩阵。

$\boldsymbol{R}_x$ 的逆矩阵可以表示为

$$\boldsymbol{R}_x^{-1} = \boldsymbol{U}\boldsymbol{\Gamma}^{-1}\boldsymbol{U}^{\mathrm{H}} = \sum_{m=1}^{M}\frac{1}{\gamma_m}\boldsymbol{u}_m\boldsymbol{u}_m^{\mathrm{H}} = \frac{1}{\gamma_{\min}}\sum_{m=1}^{M}\left(\boldsymbol{I}_M - \frac{\gamma_m-\gamma_{\min}}{\gamma_m}\boldsymbol{u}_m\boldsymbol{u}_m^{\mathrm{H}}\right) \tag{14}$$

式中:$\gamma_{\min}$为最小特征值。

将式(14)代入式(8)中可以得到

$$\boldsymbol{w}_{\mathrm{MVDR}} = \boldsymbol{a}_{\mathrm{s}} - \sum_{m=1}^{M}\left(\frac{\gamma_m - \gamma_{\min}}{\gamma_m}\boldsymbol{u}_m\boldsymbol{u}_m^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}_{\mathrm{s}}\right) \tag{15}$$

其在任意波数向量 $\boldsymbol{k}$ 方向上的波束响应为

$$p_{\mathrm{MVDR}}(\boldsymbol{k}) = \boldsymbol{w}_{\mathrm{MVDR}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\boldsymbol{k}) = \boldsymbol{a}_{\mathrm{s}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\boldsymbol{k}) - \sum_{m=1}^{M}\left(\frac{\gamma_m - \gamma_{\min}}{\gamma_m}\boldsymbol{a}_{\mathrm{s}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{u}_m\boldsymbol{u}_m^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\boldsymbol{k})\right) = p_{\mathrm{q}}(\boldsymbol{k}) - \sum_{m=1}^{M}\frac{\gamma_m - \gamma_{\min}}{\gamma_m}\rho_{\mathrm{q},m}p_{\mathrm{eig},m}(\boldsymbol{k}) \tag{16}$$

式中:$p_{\mathrm{q}}(\boldsymbol{k}) = \boldsymbol{a}_{\mathrm{s}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\boldsymbol{k})$ 为阵列流型向量匹配形成的静态波束响应;$\rho_{\mathrm{q},m} = \boldsymbol{a}_{\mathrm{s}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{u}_m$ 为阵列响应向量 $\boldsymbol{a}_{\mathrm{s}}$ 和第 m 个特征向量间的相关性;$p_{\mathrm{eig},m}(\boldsymbol{k}) = \boldsymbol{u}_m^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\boldsymbol{k})$ 为特征向量 $\boldsymbol{u}_m$ 对权向量形成的特征波束响应。

由式(16)可以看出,MVDR 波束响应是常规静态波束响应和特征波束响应的叠加。由于协方差矩阵的特征向量相互正交,因此特征波束之间也是相互正交的。若需要在第 m 颗导航卫星方向 $\boldsymbol{k} = \boldsymbol{k}_m(m = 1,2,\cdots,D)$ 形成零陷,则 $\rho_{\mathrm{q},m}$ 通过调节特征波束 $p_{\mathrm{eig},m}(\boldsymbol{k}_m)$ 的大小,使得

$$p_{\mathrm{q}}(\boldsymbol{k}_m) = \rho_{\mathrm{q},m}p_{\mathrm{eig},m}(\boldsymbol{k}_m) \tag{17}$$

此时,将式(17)代入式(16)可得 MVDR 权向量在第 m 颗导航卫星方向的波束响应为

$$p_{\mathrm{MVDR}}(\boldsymbol{k}_m) = \left(1 - \frac{\gamma_m - \gamma_{\min}}{\gamma_m}\right)p_{\mathrm{q}}(\boldsymbol{k}_m) = \frac{\gamma_{\min}}{\gamma_m}p_{\mathrm{q}}(\boldsymbol{k}_m) \tag{18}$$

从式(18)中可以看出,MVDR 波束在 $\boldsymbol{k} = \boldsymbol{k}_m$ 方向的波束响应比常规静态波束的响应小 $20\lg(\gamma_{\min}/\gamma_m)$ dB,即零陷的深度与协方差矩阵的最小特征值 $\gamma_{\min}$ 和第 m 个特征值的比值相关。在干扰情况下,由于阵列接收到的卫星导航信号功率远小于热噪声功率,对接收数据协方差矩阵分解后得到的特征值基本都对应于热噪声,$\gamma_m \approx \gamma_{\min}$,式(18)将简化为

$$p_{\mathrm{MVDR}}(\boldsymbol{k}_m) \approx \left(1 - \frac{\gamma_{\min} - \gamma_{\min}}{\gamma_m}\right)p_{\mathrm{q}}(\boldsymbol{k}_m) = p_{\mathrm{q}}(\boldsymbol{k}_m) \tag{19}$$

此时,MVDR 波束蜕化为常规静态波束,无法实现对卫星信号的有效提纯。

由式(19)的分析结果可知,若要在第 m 颗导航卫星方向 $\boldsymbol{k} = \boldsymbol{k}_m(m = 1,2,\cdots,D)$ 形成零陷,则阵列协方差中 $\boldsymbol{k}_m$ 方向数据入射信号对应的特征值 γ_m 要远大于热噪声对应的特征值 $\gamma_{\min}$。

4　波束形成器优化设计方法

为使 MVDR 波束形成器输出信号中的目标卫星信号功率与非目标卫星信号功率满足式(6)的信号提纯度要求,本节提出一种数据协方差矩阵加载重构的优化波束设计方法,通过非目标导航卫星的方向信息和阵列布局构造“虚拟”干扰信号协方差矩阵,并加载到阵列接收数据协方差矩阵上,增大非目标卫星方向入射信号的特征值与热噪声特征值的比值,加深 MVDR 波束在非目标卫星方向上的零陷深度响应。

令 $\boldsymbol{R}'_{\boldsymbol{x},l}$ 为构造的用于计算主瓣指向第 l 颗卫星权向量值的数据协方差矩阵,可以写为

$$\boldsymbol{R}'_{\boldsymbol{x},l} = \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{x}} + \sum_{d=1,d\neq l}^{D}\sigma_{\mathrm{id}}^2\boldsymbol{a}(\boldsymbol{k}_d)\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{k}_d) \tag{20}$$

式中:σ_{id}^2 为虚拟的第 $d(d = 1,2,\cdots,D,d\neq l)$ 颗卫星方向的干扰信号的功率。

σ_{id}^2 的大小通过协方差矩阵 $\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{x}}$ 的主对角线元素的均值和信号提纯度 C_l 确定,可以写为

$$\sigma_{\mathrm{id}}^2 = \frac{1}{M}\mathrm{tr}(\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{x}}) + 10^{\frac{C_l}{10}} \tag{21}$$

将式(20)代入式(9)得到优化的提纯波束加权向量:

$$\boldsymbol{w}_{\mathrm{MVDR}}(\boldsymbol{k}_l) = \frac{(\boldsymbol{R}'_{\boldsymbol{x},l})^{-1}\boldsymbol{a}_l}{\boldsymbol{a}_l^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{R}'_{\boldsymbol{x},l})^{-1}\boldsymbol{a}_l} \tag{22}$$

则依式(22)计算出的加权向量可使 MVDR 波束成形器输出信号满足式(6)的提纯度要求。

将计算步骤总结如下:

1)根据式(10)计算阵列天线接收信号的协方差矩阵 $\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{x}}$。

2)根据式(20)和式(21)并行计算 D 个协方差矩阵 $(\boldsymbol{R}'_{\boldsymbol{x},1},\boldsymbol{R}'_{\boldsymbol{x},2},\cdots,\boldsymbol{R}'_{\boldsymbol{x},D})$。

3)根据式(22)并行计算出主瓣分别指向 D 颗卫星的提纯波束加权向量 $(\boldsymbol{w}_{\mathrm{MVDR}}(\boldsymbol{k}_1),\boldsymbol{w}_{\mathrm{MVDR}}(\boldsymbol{k}_2),\cdots,\boldsymbol{w}_{\mathrm{MVDR}}(\boldsymbol{k}_D))$。

4)采用提纯波束加权向量根据式(5)对阵列天线接收信号进行提纯,并行输出提纯后的 D 颗卫星信号。

5　仿真分析

假设视野内存在 10 颗导航卫星,卫星 PRN 编号为 1 ~ 10,导航信号载波频率为 1 575.42 MHz,带宽为 20.46 MHz,卫星信号到达接收阵列天线口面的功率电平为 - 125 dBm,系统热噪声功率电平为 - 100 dBm。卫星相对于接收阵列天线坐

标系 0°方向的方位角及相对于水平面的仰角如表 1 所示。卫星星座分布如图 2 所示。

接收阵列由 37 个各向同性天线单元组成,呈六边形排列,水平方向相邻阵元间距为 0.118 m,垂直方向阵元间距为 0.102 m,阵列 x 轴正方向指向正北方向,y 轴正方向指向正东方向,如图 3 所示。

设对卫星信号的提纯度 $C_l = 30$ dB($l = 1, 2, \cdots, 10$),采用式(20)~式(22)分别计算指向 1#~10#卫星的优化波束,波束响应如图 4 所示。从图 4 中可以看出,优化波束分别在 1#~10#卫星方向上形成了响应为 0 dB 的波束主瓣,而在其他卫星方向上则形成了超过 -30 dB 的波束旁瓣零陷响应,可以有效抑制其他方向入射的卫星信号。

表 1 导航卫星方位角和仰角

Table 1 Azimuth and elevation of navigation satellites

卫星号/PRN	方位角/(°)	仰角/(°)
1	131.89	39.37
2	224.49	39.79
3	176.97	50.26
4	113.98	23.73
5	245.27	23.41
6	175.6	41.46
7	353.58	70.84
8	156.52	6.15
9	201.68	62
10	289.28	64.42

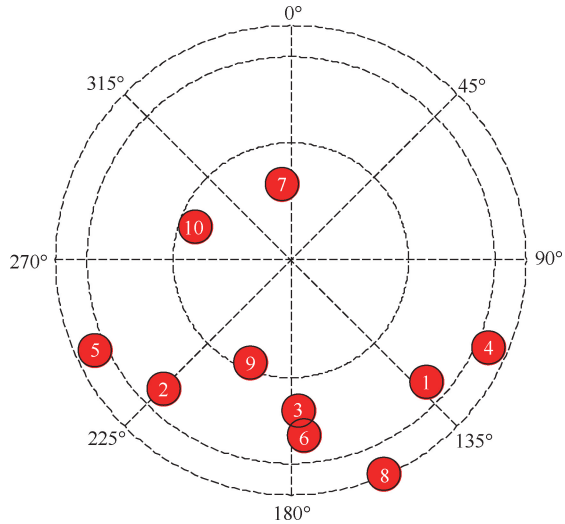


图 2 卫星星座分布天顶俯视图

Fig. 2 Top view of satellite constellation distribution

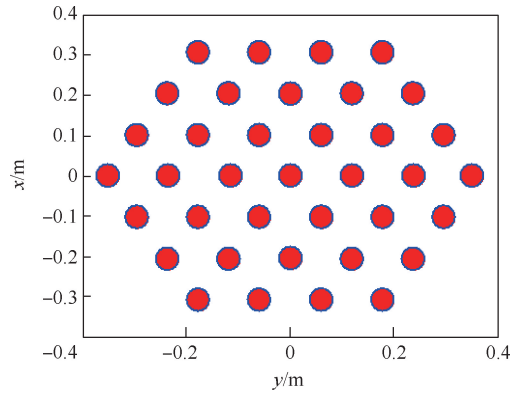
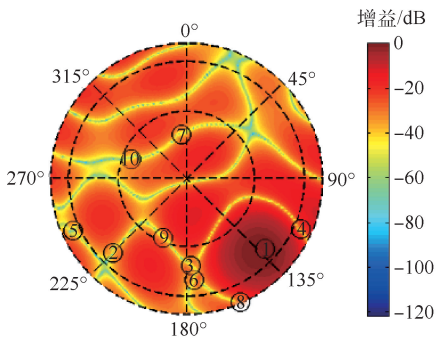
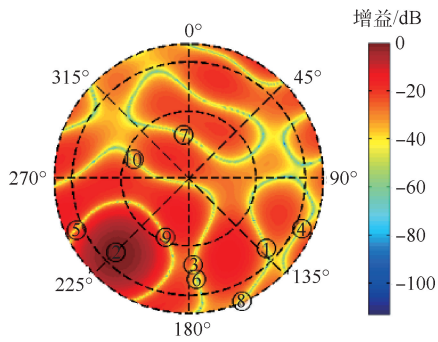


图 3 接收阵列布局

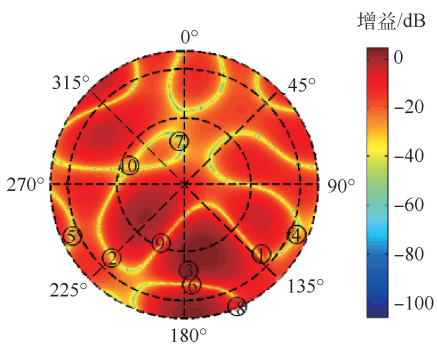
Fig. 3 Receiving array layout



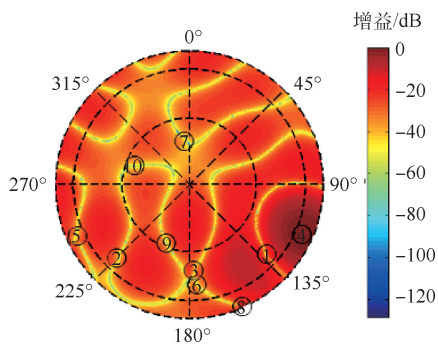
(a) 1#卫星



(b) 2#卫星



(c) 3#卫星



(d) 4#卫星

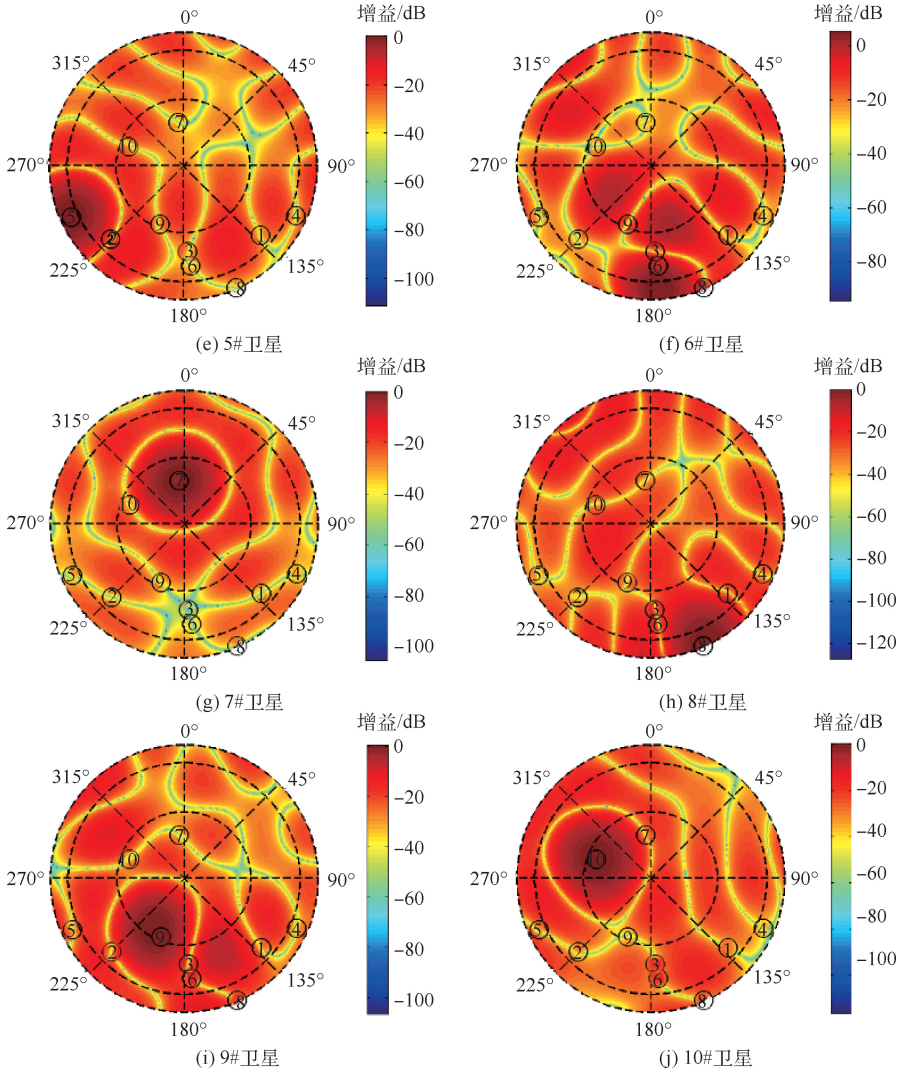


图 4　优化波束响应

Fig. 4　Response of optimized beams

图 5 为在 1#卫星仰角(39.37°)上本文所提优化波束与常规波束在各方位上的波束响应。从图 5 中可以看出,优化波束和常规波束的波束宽度相当,且在 1#卫星方向响应均为 0 dB,可以使 1#卫星播发的导航信号无失真通过。

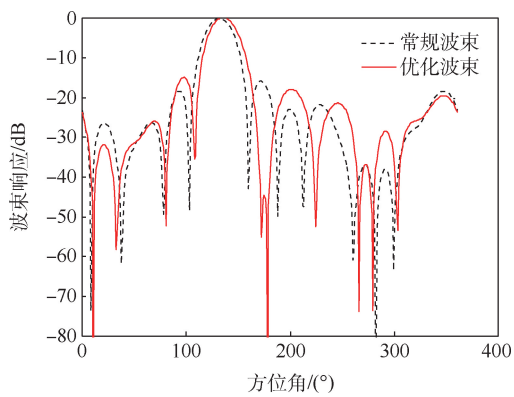


图 5　1#卫星仰角上优化波束和常规波束响应对比

Fig. 5　Comparison of response of optimized beam and regular beams of satellite 1#

图 6 为指向 1#卫星的本文所提优化波束与常规波束在 2#~10#卫星仰角上各方向的波束响应对比。从图 6 中可以看出,常规波束在2#~10#卫星入射方向的波束响应约为 -20 dB 左右,对 1#卫星的提纯度有限,而本文所提优化波束在 2#~10#卫星入射方向的响应超过 -40 dB,可以有效抑制 2#~10#卫星信号。

采用本文所提方法和常规波束形成方法同时生成指向 10 颗卫星的分离提纯波束,图 7 为 10 个波束输出信号中各卫星信号成分的功率对比。从图 7 中可以看出,常规波束和本文所提优化波束对主瓣指向方向的卫星信号功率无损失,均保持在 -125 dBm。但是,对于指向 3#卫星和 6#卫星的常规波束,其波束输出信号中的 6#卫星和 3#卫星信号分量超过了提纯门限。由表 1 可知,3#卫星和 6#卫星之间的方位差只有 1.37°,根据文献[16]中的计算方法可以分别计算出在该阵

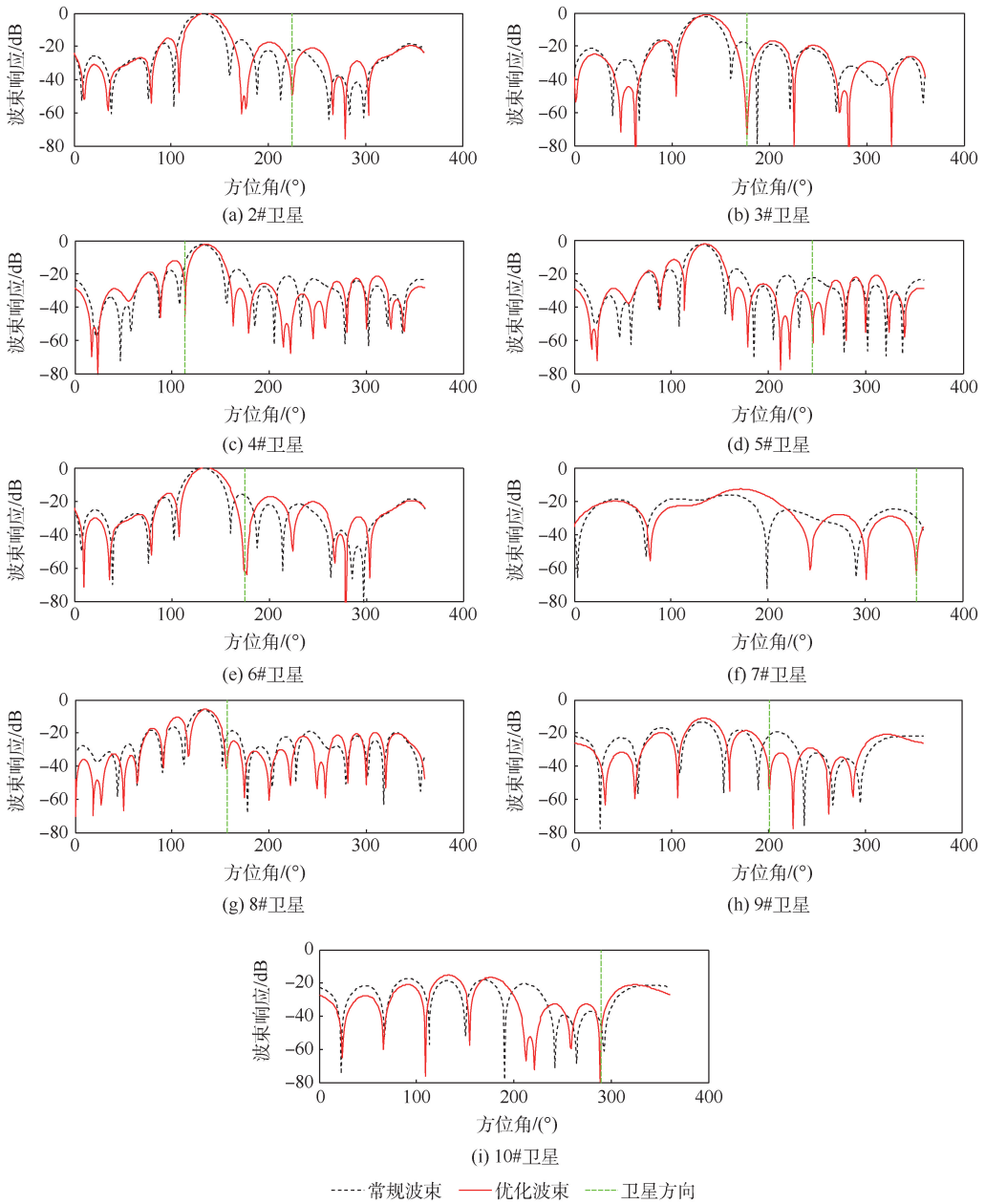
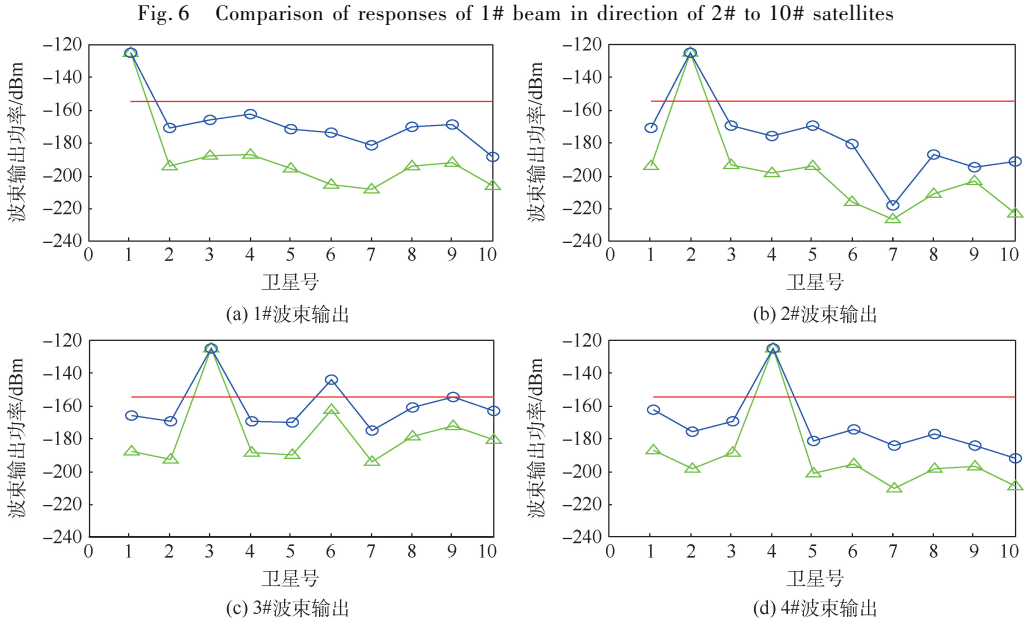


图6 1#波束在2#～10#卫星方向的响应对比

Fig. 6 Comparison of responses of 1# beam in direction of 2# to 10# satellites



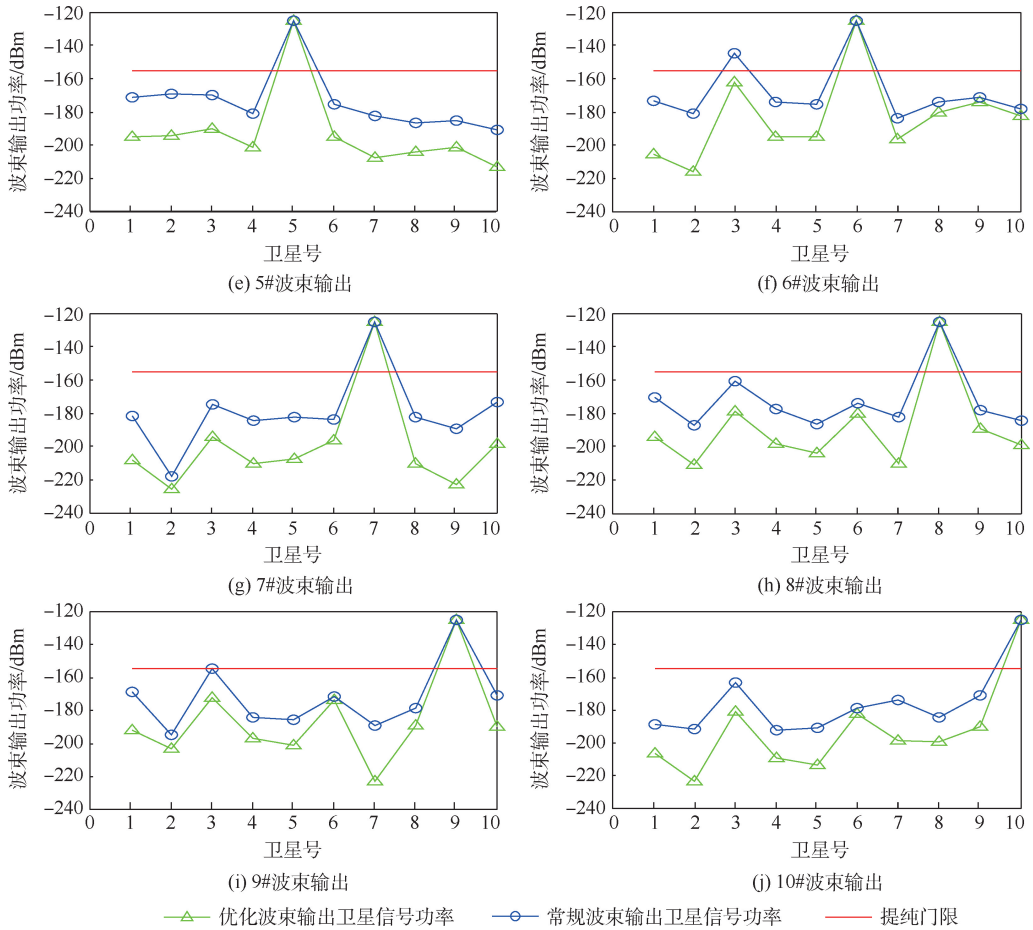


图 7　1# ~ 10#波束输出中各卫星信号功率对比

Fig. 7　Comparison of satellite signal powers in 1# to 10# beam outputs

列孔径条件下，常规波束形成器和本文所提波束形成器的方位分辨率分别为 16.93°和 0.92°，常规波束由于无法有效分辨 3#卫星和 6#卫星，通过常规波束提纯后，波束输出中临近方位的非目标卫星信号功率超过了提纯门限；而本文所提方法则可以有效分辨 3#卫星和 6#卫星，而通过本文所提方法提纯后，波束输出信号中非目标卫星信号的功率均低于提纯门限。

6　结　论

区别于现有的 MVDR 波束形成方法，本文提出了一种数字波束优化设计方法，适用于转发式卫星导航欺骗干扰中的卫星导航信号提纯应用，总结如下：

1）向阵列天线接收信号数据协方差矩阵上加载由非目标导航卫星的方向信息和阵列布局构造的“虚拟”干扰信号协方差矩阵，增大了非目标卫星方向入射信号的特征值与热噪声特征值的比值。

2）提出了 MVDR 波束形成器优化方法，使得波束指向方向的目标卫星信号被有效提纯。

3）本文所提方法可以使得目标卫星信号从波束主瓣指向方向无失真通过，且非目标卫星信号受到波束旁瓣区域的零陷抑制，满足 30 dB 的信号提纯度要求。

参考文献（References）

[1] 刘志春，苏震. GPS 导航战策略分析[J]. 全球定位系统，2007，32(4)：9-13.
LIU Z C，SU Z. Analysis of GPS navigation warfare strategy [J]. GNSS World of China，2007，32(4)：9-13(in Chinese).

[2] 张宁. GPS 转发欺骗式干扰应用于无人机的实例分析[J]. 中国航天，2015(7)：40-42.
ZHANG N. Analysis of an example of GPS retransmission deception jamming applied to UAV[J]. Aerospace China，2015(7)：40-42(in Chinese).

[3] WESSON K，SHEPARD D，HUMPHREYS T. Straight talk on anti-spoofing[J]. GPS World，2012，23(1)：32-63.

[4] 关志生，陈国玖，高鸿启，等. 一种基于 GPS 原理的诱偏算法[J]. 舰船电子对抗，2016，39(4)：73-76.
GUAN Z S，CHEN G J，GAO H Q，et al. A deception algorithm based on gps principle[J]. Shipboard Electronic Countermeasure，2016，39(4)：73-76(in Chinese).

[5] PSIAKI M，HUMPHREYS T. GNSS spoofing and detection[J]. Proceedings of the IEEE，2016，104(6)：1258-1270.

[6] IOANNIDES R, PANY T, GIBBONS G. Known vulnerabilities of global navigation satellite systems, status, and potential mitigation techniques[J]. Proceedings of the IEEE, 2016, 104(6): 1174-1194.

[7] 陈懋霖,战兴群,苏先礼,等. GNSS导航卫星抛物面天线系统建设与测试[J]. 计算机测量与控制, 2014, 22(7): 2210-2212.
CHEN M L, ZHAN X Q, SU X L, et al. Construction and test of GNSS navigation satellite dish antenna[J]. Computer Measurement & Control, 2014, 22(7): 2210-2212(in Chinese).

[8] 张星,张昆,毕彦博,等. 卫星导航接收机中多波束抗干扰技术[J]. 全球定位系统, 2012, 37(5): 46-51.
ZHANG X, ZHANG K, BI Y B, et al. Multi-beam anti-jamming technique in satellite navigation receiver[J]. GNSS World of China, 2012, 37(5): 46-51(in Chinese).

[9] 王晓波,王轶,李铁,等. 数字多波束相控阵天线在测控系统中的应用研究[J]. 遥测遥控, 2018, 39(1): 36-40.
WANG X B, WANG Y, LI T, et al. Research on application of digital multi-beam array antenna in aerospace TT&C system [J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2018, 39(1): 36-40(in Chinese).

[10] OLEN C A, COMPTON R T. A numerical pattern synthesis algorithm for arrays[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1990, 38(10): 1666-1676.

[11] CAPON J. High-resolution frequency wavenumber spectrum analysis[J]. Proceedings of the IEEE, 1972, 60(8): 926-935.

[12] YAN S F, MA Y L, SUN C. Optimal beamforming for arbitrary arrays using second-order cone programing[J]. Chinese Journal of Acoustics, 2005, 24(1): 1-9.

[13] 鄢社峰,马远良,孙超. 任意几何形状和阵元指向性的传感器阵列优化波束形成方法[J]. 声学学报, 2005, 30(3): 264-270.
YAN S F, MA Y L, SUN C. Beampattern optimization for sensor arrays of arbitrary geometry and element directivity[J]. Acta Acustica, 2005, 30(3): 264-270(in Chinese).

[14] 谢钢. GPS原理与接收机设计[M]. 北京:电子工业出版社, 2009: 28.
XIE G. Principles of GPS and receiver design[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2009: 28(in Chinese).

[15] 鄢社峰,马远良. 传感器阵列波束优化设计及应用[M]. 北京:科学出版社, 2009: 35.
YAN S F, MA Y L. Sensor array beampattern optimization: Theory with applications[M]. Beijing: Science Press, 2009: 35 (in Chinese).

[16] 谢俊好,杨曦. 天线阵角发案率准则的比较研究[J]. 雷达科学与技术, 2010, 8(4): 382-389.
XIE J H, YANG X. Comparative research on angular resolution criteria for antenna array[J]. Radar Science and Technology, 2010, 8(4): 382-389(in Chinese).

Purification method of satellite navigation signal based on array antenna beamforming

SHI Pengliang[1,2], WANG Xiaoyu[3], XUE Rui[1,*]

(1. School of Electronics and Information Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China;
2. Air Force Research Academy, Beijing 100085, China;
3. Department of Navigation, The 20th Research Institute of CETC, Xi'an 710072, China)

Abstract: To satisfy the requirements of satellite navigation spoofing, a satellite navigation signals purification method is proposed based on the optimal design of the array digital beamforming. Firstly, a new covariance matrix is constructed and the disparity between the max eigenvalue and the minimum eigenvalue of the covariance matrix of the array received data is expanded by combing the direction information of non-object satellites, the layout information of the received array and the covariance matrix of the array received data. Secondly, the spatial filter weights that make the object satellite signal distortion-free while nullifying any non-object satellite signals are computed by using the constructed covariance matrix. At last, the purified satellite signals are obtained by weighting the array of received data. The correctness and effectiveness of the method proposed in this paper are validated by computer simulations.

Keywords: satellite navigation; array antennas; purification; beamforming; spatial filtering

Received: 2021-01-22; **Accepted**: 2021-05-09; **Published online**: 2021-07-15 16:00

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210715.1446.001.html

Foundation items: National Key R & D Program of China (2017YFB0503400); National Natural Science Foundation of China (61803037)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0070

多级降压调节阀内部流动特性数值模拟

方毅芳[1,*], 项高翔[2], 唐春娥[1], 石月娟[3]

(1. 机械工业仪器仪表综合技术经济研究所, 北京 100055;
2. 西北工业大学 力学与土木建筑学院, 西安 710129; 3. 吴忠仪表有限责任公司, 吴忠 751100)

摘 要: 为研究多级降压调节阀内部流动过程和各降压级的压降影响因素及规律,基于 Mixture 两相流模型和 Schnerr-Sauer 空化模型的数值计算方法,建立了多级降压调节阀内部流场的计算模型。通过数值模拟计算,获得了调节阀内部的流动特性,分析和探讨不同压差和不同阀门开度下各降压级压降特性。数值计算结果表明:流体流经阀门节流元件时,由于多股流体的强烈掺混和剪切使得阀门内存在大量的漩涡;各降压级的压降存在一定的差异,第3级套筒处的空化程度最大,阀座处更易发生空化;阀门在同一开度下,工质沿各降压级的压降在不同压差下的变化趋势相同;第3降压级的压降随阀门开度的减小而增大,在25%开度下阀门第3降压级的平均压降最大,达到了8 MPa,相同流量下该降压级小孔中工质的速度也增加。研究结果为降压阀的合理设计提供了理论依据和参考价值。

关 键 词: 调节阀; 多级套筒; 高压降; 计算流体动力学(CFD); 空化
中图分类号: V221$^+$.3; TH214
文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2022)10-1915-10

目前,高压调节阀在多个工业领域均得到了广泛的应用,在整个工业管路控制系统中起着关键的作用,是保证系统安全、经济运行的重要设备之一[1]。随着工业生产过程向大型化和精细化发展,对高压调节阀也提出了更高的要求。在高压差下,普通调节阀很难同时满足调节压力和流量的需求,而且高速流体流经阀门时可能出现闪蒸、空化、强振动和高噪声等现象,严重影响调节阀的工作性能和安全使用寿命[2]。因此,掌握高压调节阀的内部流动特性是调节阀高效应用的前提。

多级降压调节阀采用多级套筒式结构,在阀门结构中,高压流体每经过一个节流截面均会产生一定的压降,将单级阀门中的压力突变转化为压力渐变,压降被多级节流元件分摊,对于不可压缩流体可以防止闪蒸和空化现象的出现,还可以起到降噪和减振的作用[3]。

降压调节阀内部流动为典型的高速湍流,流体经过节流元件时产生剧烈的压力脉动,同时会诱发流体激振并产生高噪声,针对降压调节阀的流动特点,国内外研究人员已经开展了相关的研究。Franzoni 等[4]以水为工作介质采用多维计算流体动力学(CFD)方法分析了典型元件中的空化现象,讨论了阀座形状对汽蚀发生、压力分布和流量系数的影响。Bernad 和 Susan-Resiga[5]采用 CFD 方法对阀门内部流动开展了数值模拟,先对单相流动(液体)进行了研究,定量描述了阀门内部的漩涡流动,再采用全空化模型开展了两相流动(空化)研究。Zaryankin 等[6]给出了阀箱、扩散器阀座下游和后续蒸汽管线中的压力脉动数据,研究结果表明,脉动水平主要取决于蒸汽进口流

收稿日期: 2021-02-02; **录用日期**: 2021-05-11; **网络出版时间**: 2021-06-15 13:28
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210615.1136.002.html
基金项目: 国家重点研发计划 (2018YFB2004000)
* **通信作者**. E-mail: yifang@instrnet.com

引用格式: 方毅芳, 项高翔, 唐春娥, 等. 多级降压调节阀内部流动特性数值模拟[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 1915-1924. FANG Y F, XIANG G X, TANG C E, et al. Numerical simulation on internal flow performances of multi-stage pressure drop valve[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 1915-1924(in Chinese).

路的几何特征。Shin[7]建立了压力控制阀及其后连接管的数值模型,在此基础上开展非稳态数值计算,分析了阀门及管路内部压力、温度和速度变化的瞬态流动特性。

项美根和孙晓霞[8]介绍了用多级降压法消除电厂调节阀汽蚀的具体方法及现场使用情况,表明采用多级套筒可以明显降低汽蚀发生的可能性,阀门全开时,采用 1 级或 2 级套筒即可避免空化的发生,阀门开度较小时,需要通过 3 级或更多级的套筒消除汽蚀。蒋玲[9]介绍了一种多级降压高压差结构在放空环境下的应用,通过多级降压结构设计可以达到严密关闭、切断流体、降噪、降压的效果。顾成果[10]对比分析了不同套筒调节阀的特点。王燕等[3]应用 Fluent 对各套筒结构调节阀内部流动进行了数值模拟计算,适当增大级间间隙或减小套筒上孔径尺寸均有利于高压差调节阀的消声减振。徐晓刚等[11]针对高温高压降调节阀建立了流场模型及噪声计算模型,研究结果表明,高压降调节阀内采用多级消声节流套筒可有效实现逐级降压、限制流速和抑制噪声的目的。彭健和何世权[12]采用数值计算方法对阀门内部的汽蚀现象进行了仿真研究,发现阀门处于小开度下容易产生汽蚀,汽蚀部位主要位于节流孔的阀芯与阀座处。李树勋等[13-14]针对多级套筒式降压疏水阀开展了流激振动和流致噪声的数值研究,研究数据表明,不同开度下阀门的振动特性主要由阀内节流件结构决定,受开度的影响较小,中等开度下阀门的振动最小,套筒内节流区的流体压力脉动最强,不同套筒结构参数的调节阀噪声频谱均呈现明显的宽频特性。

总体来看,目前研究多集中于单级或双级套筒降压调节阀,对于不同开度下多级套筒结构降压调节阀内部流动特性的研究较少。本文在总结现有公开研究成果的基础上,以多级降压调节阀为研究对象,建立调节阀的三维计算模型并采用 CFD 数值方法计算不同压差及不同开度条件下阀门的内部流动,分析不同压差及不同开度下各级套筒及阀座的压降及其对阀内空化的影响,为降压调节阀的合理设计提供理论依据和参考。

1 数值计算模型及方法

多级降压调节阀由于其内部结构复杂,进出口压差大,流体在阀内的高速流动过程中容易产生剧烈的压力脉动,进而导致阀体内部流动出现空化现象。常见的实验设计[15-16]仅能测量阀门进、出口压差和流量等统计参数,对于阀门内部流动的复杂过程难以定量地描述和研究。因此,本文中数值计算的优势得以体现:通过阀体建模及网格划分,可计算获得不同边界条件下多级降压调节阀内部的流动特性及空化特征。

1.1 数值计算模型

1.1.1 湍流模型

随着计算流体动力学的深入发展,当前的湍流计算模型主要分为以下 4 种:直接数值模拟(DNS)、雷诺平均 Navier-Stokes 方程(RANS)、大涡模拟(LES)和分离涡模拟(DES)。湍流场中存在尺度差异较大的涡,且不同尺度的涡之间存在复杂的相互作用,因此,RANS 方法难以较好地模拟降压阀内部的复杂流动。尽管 DNS 及 LES 方法可以很好地捕捉涡结构,但其计算量过大,计算时间消耗过长。本文最终选取 DES 方法中的改进延迟分离涡(IDDES)开展数值模拟,该模型在计算精度和效率上可以满足工程需要。

在 DES 方法中,边界层采用非定常 RANS 模型,分离区域采用 LES 处理。LES 区域通常与较大的非定常湍流尺度起主导作用的核心湍流区域相关联。在上述区域,DES 模型采用了类似于子网格模型的 LES 方法。而在近壁面区域,恢复了相应的 RANS 模型。

IDDES 方法[16-17]为延迟分离涡流模拟(DDES)与壁面模型 LES 方法(WMLES)的耦合算法。与 DES 相似,对基准模型/湍流剪应力输运模型(BSL/SST)的 k 方程进行了修正,加入了局部网格间距的信息。当来流条件湍流较强并且网格尺度能够分辨边界层主导的旋涡结构时,模型将切换到 RANS 和 LES 混合模式,具体实现方法如下:

$$I_{\mathrm{WMLES}} = f_{\mathrm{B}}(1+f_{\mathrm{e}})I_{\mathrm{RANS}} + (1-f_{\mathrm{B}})I_{\mathrm{LES}} \tag{1}$$

式中:I_{WMLES}为壁面模型长度尺度;I_{RANS}和 I_{LES}分别为 RANS 和 LES 的长度尺度;f_{e} 为提升函数;f_{B} 为经验混合函数,表达式为

$$f_{\mathrm{B}} = \min[2\exp(-9\alpha^2),1] \tag{2}$$

式中:经验系数 $\alpha = 0.25 - d_{\mathrm{w}}/h_{\max}$,$d_{\mathrm{w}}$ 为当地网格到壁面的距离,$h_{\max}$为当地网格在 3 个空间方向上的最大尺寸。

经验函数 f_{e} 用于避免 RANS 与 LES 交界区域 Reynolds 应力的过分衰减,解决对数层不匹配问题。当 RANS 和 LES 交界面非常接近壁面时,Reynolds 应力可以忽略。

$$f_{\mathrm{e}} = \max[(f_{\mathrm{e1}}-1),0]\Psi f_{\mathrm{e2}} \tag{3}$$

$$f_{\mathrm{e1}}(d_{\mathrm{w}}/h_{\max}) = \begin{cases} 2\exp(-11.09\alpha^2) & \alpha \geqslant 0 \\ 2\exp(-9.0\alpha^2) & \alpha < 0 \end{cases} \tag{4}$$

$$f_{\mathrm{e2}} = 1 - \max[f_{\mathrm{t}},f_{\mathrm{l}}] \tag{5}$$

式中:Ψ 为特征函数;参数 f_t 和 f_l 可以控制模型中 RANS 模型部分的强度,其大小也由经验参数控制。当在附面层内时,通过选择合适的参数保证 f_t 或 f_l 中的一个值接近于 1,从而 f_{e2} 和 f_e 接近于 0,使得 RANS 和 LES 可以在附面层附近相互平滑切换。

为了将 DDES 模型和 WMLES 模型的长度尺度进行混合,需要对 DDES 模型的长度尺度进行修改,如下:

$$\tilde{I}_{\mathrm{DDES}} = \tilde{f}_{\mathrm{d}} I_{\mathrm{RANS}} + (1 - \tilde{f}_{\mathrm{d}}) I_{\mathrm{LES}} \tag{6}$$

式中:$\tilde{f}_{\mathrm{d}}$ 为混合函数。

来流包含湍流成分时,I_{DDES} 与 I_{WMLES} 接近,数值模拟可以分辨边界层主导的湍流流动。

1.1.2　两相流模型

两相流模型中的 Mixture 模型[18-19]是一个简化的多相模型,该模型可以用来模拟不同速度运动的多相流,在较短的空间长度尺度上假设局部平衡,也可用来模拟具有很强耦合和相同运动速度的多相流,最后根据混合模型计算非牛顿黏度。

Mixture 模型可以通过求解混合物的动量、连续性和能量方程、第二相的体积分数方程和相对速度的代数表达式来模拟流体或颗粒相。

Mixture 模型中的连续方程为

$$\frac{\partial}{\partial t}(\rho_{\mathrm{m}}) + \nabla\cdot(\rho_{\mathrm{m}}\boldsymbol{v}_{\mathrm{m}}) = 0 \tag{7}$$

式中:$\boldsymbol{v}_{\mathrm{m}}$ 为质量平均速度;ρ_{m} 为混合密度。

Mixture 的动量方程可以通过对所有相各自的动量方程求和得到,通常被表达为

$$\frac{\partial}{\partial t}(\rho_{\mathrm{m}}\boldsymbol{v}_{\mathrm{m}}) + \nabla\cdot(\rho_{\mathrm{m}}\boldsymbol{v}_{\mathrm{m}}\boldsymbol{v}_{\mathrm{m}}) = -\nabla + \nabla\cdot[\mu_{\mathrm{m}}(\nabla\boldsymbol{v}_{\mathrm{m}} + \nabla\boldsymbol{v}_{\mathrm{m}}^{\mathrm{T}})] + \rho_{\mathrm{m}}\boldsymbol{g} + \boldsymbol{F} - \nabla\cdot\left(\sum_{k=1}^{n}\alpha_k\rho_k\nabla\boldsymbol{v}_{\mathrm{dr},k}\nabla\boldsymbol{v}_{\mathrm{dr},k}\right) \tag{8}$$

式中:$\boldsymbol{g}$ 为重力加速度;α_k 为第 k 相的体积分数;ρ_k 为第 k 相的密度;n 为相序号;$\boldsymbol{F}$ 为体积力;μ_{m} 为混合物黏性;$\boldsymbol{v}_{\mathrm{dr},k}$ 为次级相 k 的漂移速度。

1.1.3　空化模型

Shabil[20]推导了从液体到蒸汽净质量输运的精确表达式。蒸汽体积分数的方程式一般形式为

$$\frac{\partial}{\partial t}(\alpha_{\mathrm{g}}\rho_{\mathrm{v}}) + \nabla\cdot(\alpha_{\mathrm{g}}\rho_{\mathrm{v}}\boldsymbol{V}) = R \tag{9}$$

式中:α_{g} 为蒸汽相的体积分数;ρ_{v} 为蒸汽密度;$\boldsymbol{V}$ 为蒸汽的速度;净质量源项 R 为

$$R = \frac{\rho_{\mathrm{v}}\rho_{\mathrm{l}}}{\rho}\cdot\frac{\mathrm{d}\alpha_{\mathrm{g}}}{\mathrm{d}t} \tag{10}$$

式中:ρ 为混合物密度;ρ_{l} 为液相密度。

式(11)可将蒸汽体积分数与每单位体积液体的气泡数关联:

$$\alpha = \frac{n_{\mathrm{b}}\frac{4}{3}\pi R_{\mathrm{b}}^3}{1 + n_{\mathrm{b}}\frac{4}{3}\pi R_{\mathrm{b}}^3} \tag{11}$$

可推导如下方程:

$$R = \frac{\rho_{\mathrm{v}}\rho_{\mathrm{l}}}{\rho}\alpha_{\mathrm{g}}(1 - \alpha_{\mathrm{g}})\frac{3}{R_{\mathrm{b}}}\sqrt{\frac{2(P_{\mathrm{v}} - P)}{3\rho_{\mathrm{l}}}} \tag{12}$$

$$R_{\mathrm{b}} = \left(\frac{\alpha_{\mathrm{g}}}{1 - \alpha_{\mathrm{g}}}\cdot\frac{3}{4\pi}\cdot\frac{1}{n}\right)^{\frac{1}{3}} \tag{13}$$

式中:R 为质量输运率;R_{b} 为气泡半径;P_{v} 为饱和蒸汽压;P 为气泡的压力;n 为气泡数密度。

1.2　计算对象及边界条件

本文计算对象为某多级降压调节阀,如图 1 所示。其中,各级套筒及阀座由左侧入口到右侧出口级数依次定义为 $i(i=1,2,3,4)$,因为流经各级套筒及阀座会对工质产生一定压降,所以将该级定义为第 i 降压级。

使用 CAD 软件提取出降压调节阀的三维流体域模型,三维流体域计算模型如图 2 所示,其中最左侧管道截面为阀门入口,边界条件设置为压力进口;最右侧管道截面为阀门出口,边界条件设置为压力出口;阀体壁面边界条件设置为壁面,内部流体计算域边界条件设置为流体。

多级降压调节阀的进出口压力(表压)及压差如表 1 所示。

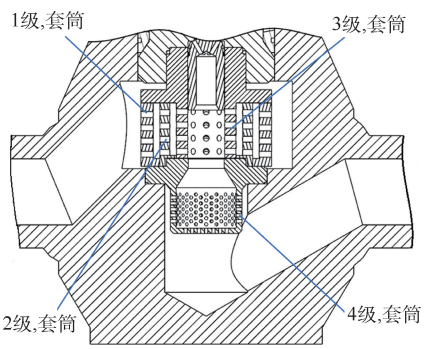


图 1　多级降压调节阀剖视图

Fig. 1　Sectional view of multi-stage pressure drop valve

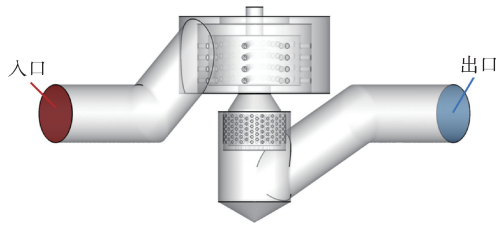


图 2　多级降压调节阀流体域模型

Fig. 2　Fluid domain model of multi-stage pressure drop valve

表 1 不同工况条件实验组阀门的进出口压力及压差

Table 1 Inlet and outlet pressures and pressure differe under different conditions

工况	进口压力/MPa	出口压力/MPa	进出口压差/MPa
实验组 1	8.82	0.21	8.61
实验组 2	9.4	0.15	9.25
实验组 3	9.4	0.1	9.3
实验组 4	9.4	0.05	9.35

1.3 计算网格及计算方法

在建立多级降压调节阀结构模型的基础上，对多级降压调节阀进行了网格划分，由于多级降压调节阀中的进出口流道及套筒中间流道的尺寸和各级套筒小孔孔径差异较大，且多级套筒结构复杂，对多级降压调节阀整体均采用四面体网格进行剖分，在保证网格质量的同时可方便控制阀内不同位置的网格疏密程度，最终确定数值计算所用网格数量为 1 200 万。图 3 与图 4 分别给出了多级降压调节阀结构整体和局部的网格划分情况。

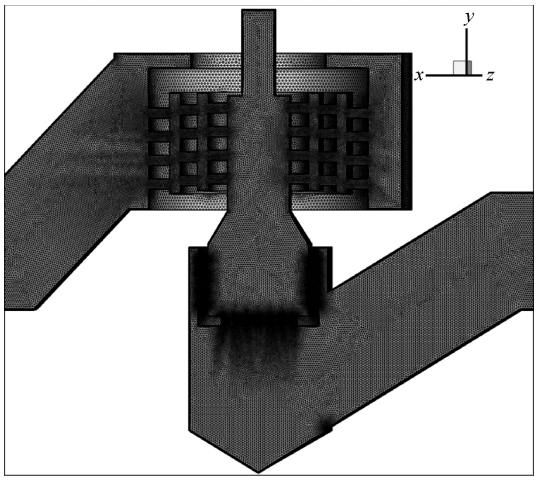


图 3 多级降压调节阀的整体网格划分

Fig. 3 Integral meshing of multi-stage pressure drop valve

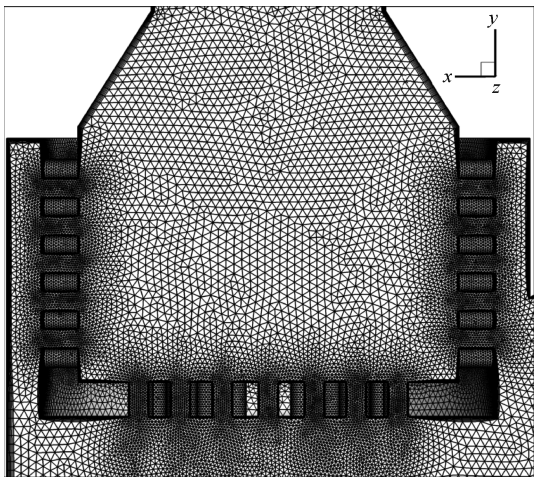


图 4 多级降压调节阀的局部网格划分

Fig. 4 Local meshing of part of multi-stage pressure drop valve

为分析多级降压调节阀内部的流动特性，确定了本文所采用的数值计算方法，如表 2 所示。

在数值模拟中，计算网格的尺寸和数量会影响数值计算结果的准确性。网格数量较少时可能导致计算结果与精确解间存在较大的计算偏差，当网格数量不断增加至某一数量后，数值计算结果逐渐趋于稳定并相对可靠，但是所需计算资源也不断增加。为了确定合适的网格数量，选取网格数分别为 732.6 万、1 203 万和 1 758 万进行网格无关性验证，不同网格数量对应的阀门质量流量如表 3 所示。随着网格数量的增加，阀门流量逐渐趋于稳定，图 5 给出了不同网格数量下阀门中心线上的压力分布。由图 5 可以看出，不同网格数量的计算结果间差异均较小，M3 与 M2 计算结果的偏差很小，在保证精度偏差可接受的前提下，综合考虑计算时间和效率等因素，最终选择了包含1 200万网格单元的方案，可以较好地捕捉阀门内部的流动过程。

表 2 关键数值计算方法

Table 2 Key numerical calculation methods

类别	数值方法
压力-速度耦合形式	PISO
湍流模型	IDDES
多相流模型	Mixture
空化模型	Schnerr & Sauer

表 3 网格类别

Table 3 Mesh specifications

网格类型	网格数量	质量流量/(kg·s^{-1})
M1(粗糙)	7.326×10^6	15.982 3
M2(中等)	12.03×10^6	16.233 3
M3(精细)	17.58×10^6	16.517 8

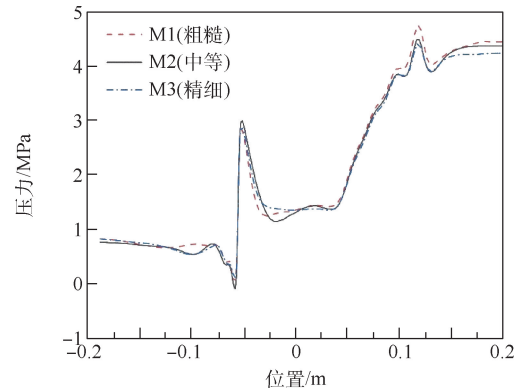


图 5 阀门中心线上压力分布

Fig. 5 Pressure distribution at the median of valve

2 数值计算结果

2.1 调节阀内部流场分布

在建立完整数值计算模型和数值计算方法的

基础上,通过数值模拟计算,图 6 和图 7 分别给出了实验组 1 工况下多级降压调节阀处于半开时中间截面的压力和速度分布。当流体流经各级套筒和阀座时,由于小孔的节流作用均出现了明显的压差,各级套筒及阀座结构尺寸不同,进而导致各降压级的压降存在一定的差异。本文中的工质为不可压流体,结合图 6 来看,在套筒的小孔处流体加速流动,流速远大于阀门其他位置处的流动速度,流体通过小孔后又流入流通面积较大的空间,高速流体冲击套筒壁面在套筒间存在剧烈的碰撞,形成复杂的湍流流动。当流体沿第 3 级套筒周向分布的小孔进入中间阀芯时,多股流体产生强烈地掺混和剪切,同时还需改变流动方向进入阀座,高速流体流过阀座也会出现类似的现象,多级降压调节阀内的流动特点导致在其内部形成了大量的漩涡,其内部的湍流脉动冲击会诱发阀门的振动和噪声。阀门内部的涡量分布如图 8 所示,Q 为速度梯度张量的第二不变量,正值表示流场中涡量占主导的区域,负值表示应变速率或黏性应力占主导的区域。可以看出,阀门进口段的漩涡较少,经过各级套筒和阀座后的漩涡急剧增加,不同流体微团之间相互掺混使得流体能量得以耗散,阀座后形成的漩涡进一步逐渐发展至阀门下游出口段中。

图 6 中,50% 开度条件下第 3 级套筒处的压降接近 6.0 MPa,小孔处的最高流速达到 120 m/s,高压差引发高速流动的情况下极易产生空化现象。

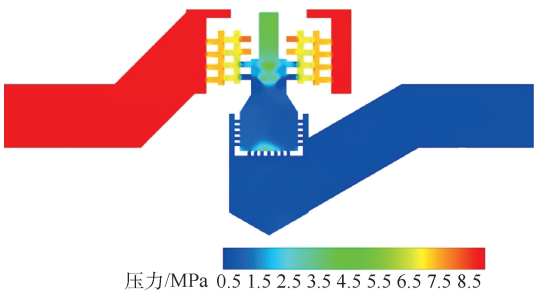


图 6　阀门中间截面的压力分布(实验组 1)

Fig. 6　Pressure distribution at the middle section of valve(case1)

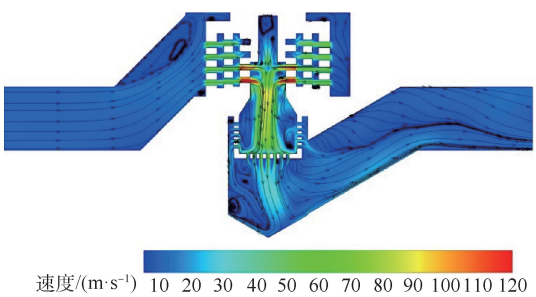


图 7　阀门中间截面的速度分布(实验组 1)

Fig. 7　Velocity distribution at the middle section of valve(case1)

图 9 为多级降压调节阀中间截面的气相分布。第 3 级套筒的小孔和阀座部分小孔处均出现了明显的空化现象,且第 3 级套筒下侧小孔处气体体积较大,表明该处的空化程度较强;阀座处的所有小孔几乎均发生了空化,但每个小孔表面的气相体积分数较小,整体而言,阀座比套筒更容易产生汽蚀,但空化程度较弱。

图 10 为实验组 1 工况下多级降压调节阀进口质量流量随不同开度的变化。在节流较大的小流量范围内,阀门进口质量流量几乎呈线性增加,随着开度的逐渐增加,质量流量的增加趋势逐渐减小。

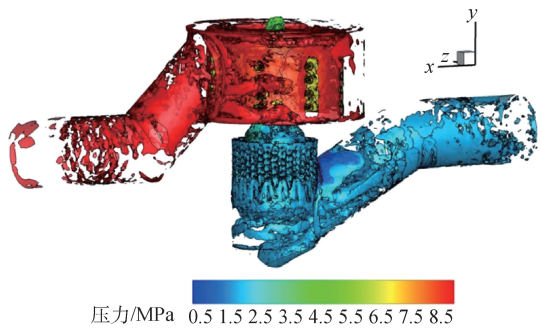


图 8　阀门内部的涡量分布(Q = 1)

Fig. 8　Vortex distribution inside valve(Q = 1)

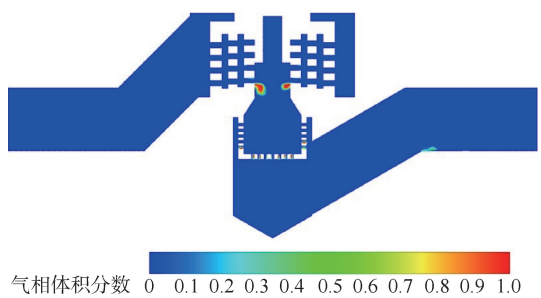


图 9　阀门中间截面的气相分布(实验组 1)

Fig. 9　Vapor distribution at the middle section of valve(case1)

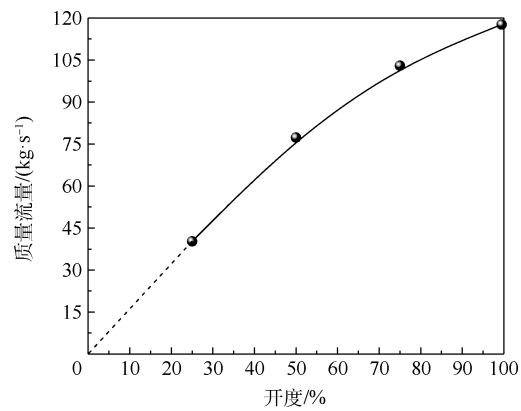


图 10　阀门进口质量流量随开度的变化(实验组 1)

Fig. 10　Mass flow rate at valve inlet versus valve opening degree(case1)

2.2　不同压差下调节阀流动特性分析

阀门在不同的进出口压力条件下,多级降压调节阀的流动特性会产生一定的变化。对于不同

开度的降压调节阀模型,不同开度工况下工质流经各降压级的压降如图 11 所示。

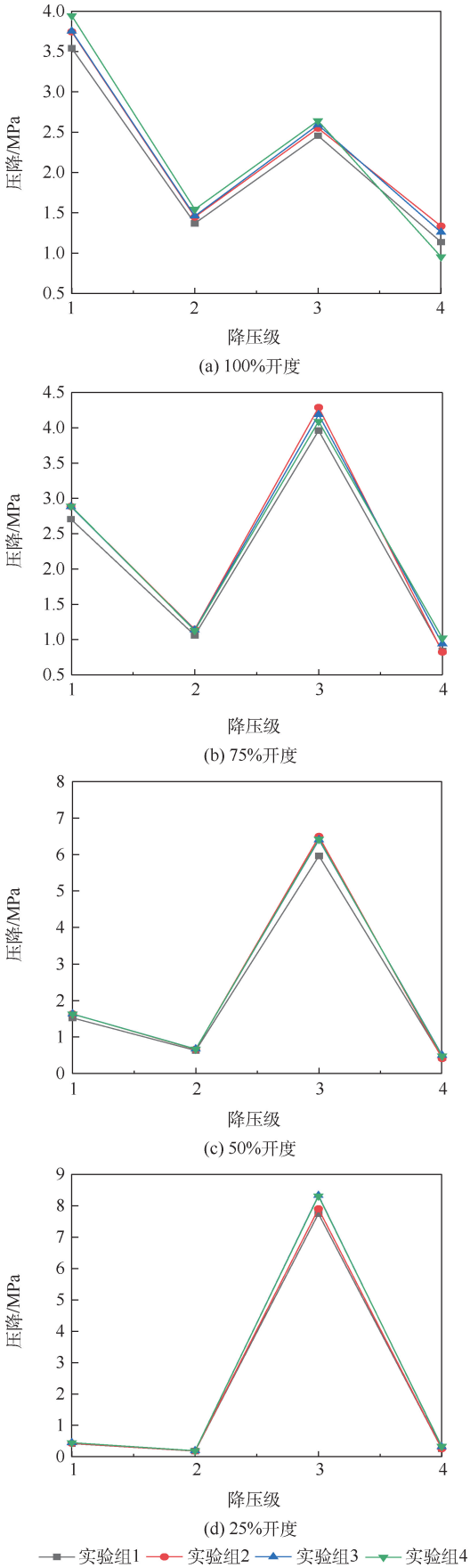


图 11 不同开度下的压降变化

Fig. 11 Variation of pressure drop under different opening degree

由图 11(a)可知,在开度为 100% 的工况条件下,工质流经各降压级的压降振荡较低,且变化趋势基本一致。压差越大,工质流经第 1、2 和 3 降压级的压降就越大。对于实验组 2、3、4 来说,3 种工况下的进口压力不变但背压降低,可以看出,随着背压降低,前 3 个降压级处的压降反而升高,第 4 降压级的压降随之降低。

在阀门开度为 75% 的工况下,各降压级的压降曲线变化趋势一致,均在第 3 降压级最高,第 1 降压级次之,而第 2 和 4 降压级较低。在阀门 75% 开度下,对于实验组 2、3、4,第 1、2 降压级处的压降重合,即此处压降受到进口压力影响较大,而几乎不受到背压的影响。

当开度继续降低至 50% 时,由图 11(c)看出,所有工况在第 2、4 降压级处的压降几乎一致,实验组 1 工况下阀门的进出口压差较小,从而其在第 1、3 降压级的压降相对其他工况较小。

当开度为 25% 时,由图 11(d)可以看出,所有工况在第 1、2、4 降压级处的压降几乎一致且都极低。各工况在第 3 降压级处的压降受到进出口压差的支配,由图 12 可以看出,在该开度下,实验组 1 工况下的工质压降主要在第 3 降压级处发生,同时根据压降曲线可以推知其他工况中均类似。

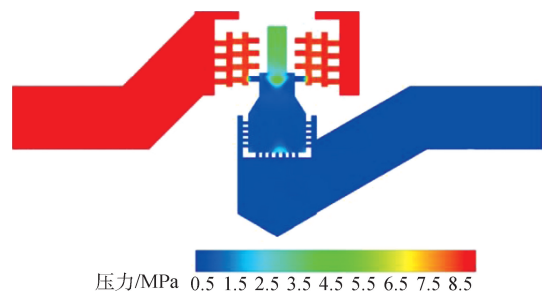


图 12 实验组 1 的静压分布云图(开度 25%)

Fig. 12 Static pressure distribution of case 1 (opening degree 25%)

2.3 不同开度下调节阀流动特性分析

不同开度下,多级降压调节阀在各降压级间的静压分布产生了较大差异。图 12 和图 13 给出了不同开度下阀门中间截面处的压力分布云图。

如图 13(a)所示,当阀门开度为 100% 时,在第 1 降压级附近静压发生剧烈减小;而在第 2 降压级附近没有明显变化;在第 3 降压级附近,出现低压区域,故压降应有所增大;在第 4 降压级附近,静压产生了少量下降。

当开度为 75% 时,如图 13(b)所示,第 1 降压级后段的静压相对图 13(a)中的对应位置更高,因此该级压降小于开度 100% 的情况;由于第 3 降压级的一排小孔被堵塞,工质经过该级的流通

面积变小，根据连续方程可以得出：工质在流经第 3 降压级时加速，因此静压下降更加剧烈；从图 14 中 75% 开度的曲线可以看出，在第 3 降压级处 75% 开度的压降大于 100% 开度的压降；由图 15 可知，阀门在 100% 开度条件下的高速区域在第 1、2、3 降压级中均有存在，而阀门在 75% 开度条件下的工质仅在第 3 降压级附近有剧烈的加速。

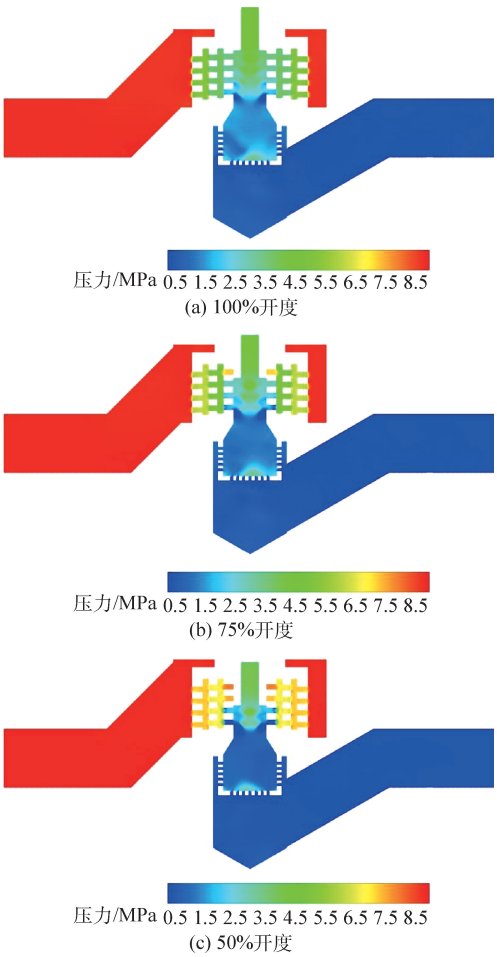


图 13　不同开度下实验组 1 的静压分布云图

Fig. 13　Static pressure distribution of case1 under different opening degree

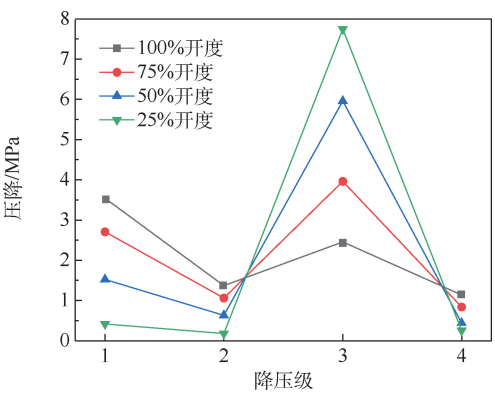


图 14　不同开度下降压级的压降变化（实验组 1）

Fig. 14　Pressure drop variation of pressure-descending stages under different opening degree (case1)

由图 13(c) 和图 12 可以看出，随着开度进一步降低，第 1、2 降压级附近的静压逐渐升高，而第 3 降压级出口段的静压剧烈下降，进而导致该级压降随之增大，观察图 14 可得出相似结论。

对于本文研究的其他进出口压力条件的工况，不同开度下降压级的压降变化有着类似的结论，如图 16 所示。

对于第 1、2 和 3 级降压阀套筒，本文截取了第 1 ~ 3 级套筒圆柱状小孔中心线上的沿程压力和速度分布，如图 17 和图 18 所示。

从图 17 可以看出，各开度下的沿程速度呈现出阶梯状分布，工质流经一级套筒小孔前段附近时，速度产生陡峭的上升，而后平缓地流过该级小孔，并重复这一过程。与大开度相比，阀门开度越小时，工质流经 1 级和 2 级套筒的速度增量相对

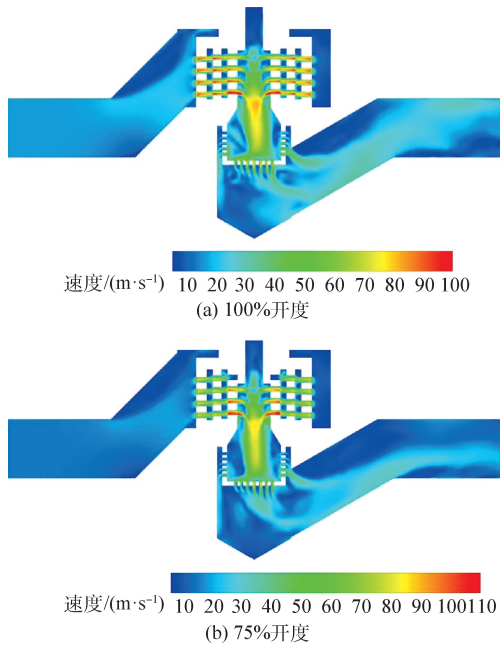


图 15　实验组 1 的速度分布云图

Fig. 15　Velocity distribution of case1

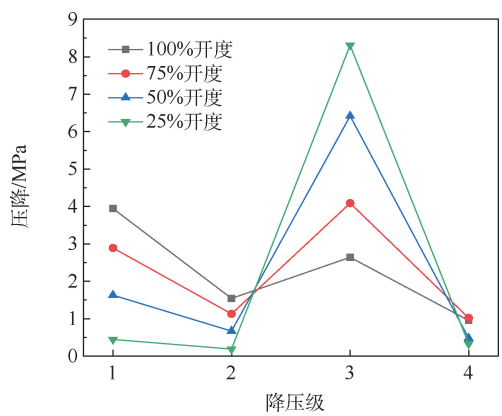


图 16　不同开度下降压级的压降变化（实验组 4）

Fig. 16　Pressure drop variation of pressure-descending Stages under different opening degree (case4)

越大,而流经第 3 级套筒速度增量相对越小。

对照图 17 的速度分布曲线,图 18 反映出相应的沿程静压分布情况。各开度下的沿程静压呈现出阶梯状分布,工质流经一级套筒孔隙前段附近时,由于对应的速度增加,压力产生陡峭的下降,而后平缓地流过该级小孔,同样重复该过程。与大开度相比,开度越小时,工质流经 1 级和 2 级套筒的压降相对越小,而流经 3 级套筒的压降相对越大。

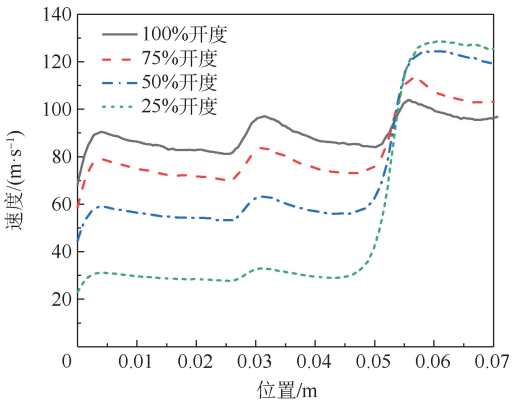


图 17 第 1 ~ 3 级套筒沿流向中心线速度分布曲线

Fig. 17 Velocity distribution curves of the 1st ~ 3rd stage sleeve along the centerline flow direction

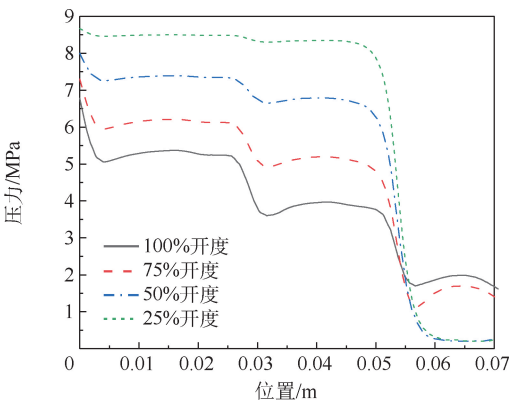


图 18 第 1 ~ 3 级套筒沿流向中心线静压分布曲线

Fig. 18 Static pressure distribution curves of the 1st ~ 3rd stage sleeve along the centerline flow direction

3 结 论

1) 流体流经阀门内节流元件时由于多股流体的强烈掺混和剪切,套筒和阀座下游存在大量的漩涡;各级套筒及阀座结构尺寸不同,各降压级的压降存在一定的差异,第 3 级套筒处的空化程度最大,阀座处更易发生空化。

2) 阀门在同一开度下,工质沿各降压级的压降在不同压差下的变化趋势相同。

3) 随着阀门开度的逐渐减小,最大压降由第 1 降压级转向第 3 降压级,在 25% 开度下阀门第 3 降压级的平均压降达到 8 MPa,且第 1、2 降压级的压降受到进口压力的主导作用逐渐减弱,第 4 降压级受到背压的支配作用也逐渐减弱。

4) 第 3 降压级的出口面积随阀门开度的减小不断下降,该降压级处的压降随阀门开度的减小而增大,相同流量下该降压级小孔中工质的速度也增加。

本文根据多级降压调节阀的流动特点建立了有效的数值计算方法,计算结果可以反映阀门内部流动的变化规律,为降压阀的合理设计提供理论依据和参考。

参考文献 (References)

[1] 陆培文. 实用阀门设计手册[M]. 3 版. 北京:机械工业出版社,2012: 1315-1416.
LU P W. Design manual of practical valve[M]. 3rd ed. Beijing:China Machine Press,2012:1315-1416(in Chinese).

[2] 刘芳. 控制阀闪蒸和空化现象及阻塞流的计算[J]. 石油化工自动化,2010,46(2):64-65.
LIU F. Control valve flash and cavitation phenomenon and the calculation of blocking flow[J]. Automation in Petro-Chemical,2010,46(2):64-65(in Chinese).

[3] 王燕,胡建华,胡建,等. 多级套筒调节阀消声减振元件设计研究[J]. 流体机械,2013,41(7):19-22.
WANG Y,HU J H,HU J,et al. Design and research of noise elimination and vibration reduction sleeve in control valve[J]. Fluid Machinery,2013,41(7):19-22(in Chinese).

[4] FRANZONI F,MILANI M,MONTORSI L. Cavitating flows in hydraulic multidimensional CFD analysis[J]. Journal of Sexual Medicine,2008,1(1):424-436.

[5] BERNAD S I,SUSAN-RESIGA R. Numerical model for cavitational flow in hydraulic poppet valves[J]. Modelling and Simulation in Engineering,2012,2012:742162.

[6] ZARYANKIN A E,ZROICHIKOV N A,PARAMONOV A N,et al. Pressure pulsations in the turbine steam-admission path and their influence on the vibration state of the turbine control valves[J]. Thermal Engineering,2012,59(2):106-112.

[7] SHIN C H. A numerical study on the characteristics of transient flow in a pressure regulator resulting from closure of the pressure control valve[J]. Journal of Mechanical ence and Technology,2013,27(2):443-449.

[8] 项美根,孙晓霞. 用多级降压法消除电厂调节阀气蚀[J]. 流体工程,1992(11):58-61.
XIANG M G,SUN X X. Eliminate cavitation in power plant regulating valve with multi-stage pressure reduction method[J]. Fluid Engineering,1992(11):58-61(in Chinese).

[9] 蒋玲. 浅谈一种多级降压高压差结构在放空阀中的应用设计[J]. 仪器仪表用户,2018,25(8):54-56.
JIANG L. Application design of a multi stage buck high pressure differential structure in vent valve[J]. Instrumentation Customers,2018,25(8):54-56(in Chinese).

[10] 顾成果. 套筒调节阀套筒结构的设计与分析[J]. 阀门,

2010(4):8-10.
GU C G. Design & analysis for sleeve structure of the cage control valve[J]. Valve,2010(4):8-10(in Chinese).

[11] 徐晓刚,王天龙,李树勋,等. 高温高压降多级套筒调节阀噪声抑制研究[J]. 自动化与仪器仪表,2016(1):4-6.
XU X G,WANG T L,LI S X,et al. Research on noise suppression of multi-stage sleeve control valve with high temperature and high pressure drop[J]. Automation and Instrumentation,2016(1):4-6(in Chinese).

[12] 彭健,何世权. 高压调节阀结构改进与汽蚀仿真[J]. 液压与气动,2019(3):120-125.
PENG J,HE S Q. Structural improvement and cavitation simulation of high pressure regulating valve[J]. Chinese Hydraulics & Pneumatics,2019(3):120-125(in Chinese).

[13] 李树勋,王天龙,徐晓刚,等. 高压降套筒式蒸汽疏水阀振动特性研究[J]. 振动与冲击,2018,37(4):147-152.
LI S X,WANG T L,XU X G,et al. A study on the vibration characteristics of high pressure drop sleeve trap[J]. Journal of Vibration and Shock,2018,37(4):147-152(in Chinese).

[14] 李树勋,康云星,孟令旗,等. 多级降压疏水调节阀流致噪声数值模拟研究[J]. 振动与冲击,2020,39(14):116-121.
LI S X,KANG Y X,MENG L Q,et al. Flow-induced noise of a high pressure drop control valve[J]. Journal of Vibration and Shock,2020,39(14):116-121(in Chinese).

[15] 武世敏. 迷宫式调节阀流通能力的研究[D]. 银川:宁夏大学,2014:20-37.
WU S M. The research of flow characteristic and pressure reducing mechanism of labyrinth steam conditioning control valve[D]. Yinchuan:Ningxia University,2014:20-37(in Chinese).

[16] SHUR M L,SPALART P R M K,STRELETS M K, et al. 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.

[17] GRITSKEVICH M S,GARBARUK A V,SCHUTZE J,et al. Development of DDES and IDDES formulations for the k-ω shear stress transport model[J]. Flow,Turbulence and Combustion,2012,88(3):431-449.

[18] MANNINEN M,TAIVASSALO V,KALLIO S. On the mixture model for multiphase flow[M]. Espoo:VTT Publications,1996:11-59.

[19] SCHILLER L, NAUMANN A. A drag coefficient correlation[J]. Zeitschrift des Vereins Deutscher Ingenieure,1935,77:318-320.

[20] SHABIL S I. Physical and numerical modeling of unsteady cavitation dynamics[C]// 4th International Conference on Multiphase Flow,2001:1-12.

Numerical simulation on internal flow performances of multi-stage pressure drop valve

FANG Yifang[1,*], XIANG Gaoxiang[2], TANG Chun'e[1], SHI Yuejuan[3]

(1. Instrumentation Technology and Economy Institute, Beijing 100055, China;
2. School of Mechanics, Civil Engineering & Architecture, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710129, China;
3. Wuzhong Instrument Co., Ltd., Wuzhong 751100, China)

Abstract: To study the internal flow process of the multi-stage pressure drop valve and the influencing factors and influence laws of the pressure drop of pressure-drop-stage, based on the numerical calculation method of the Mixture two-phase flow model and the Schnerr-Sauer cavitation model, the calculation model of the flow field of a multi-stage inside the valve was established. The flow characteristics inside the pressure drop valve are obtained through numerical simulation calculation, and the impact of various pressure differences and various opening degrees of the valve on the pressure drop of each pressure-drop-stage is analyzed and discussed. Numerical calculation results show that there are a large number of vortices in the valve due to the vigorous mixing and shear of multiple fluids when the fluid flows through the throttle element of the valve. The pressure drop of each pressure-drop-stage is different, and the degree of cavitation of the third stage sleeve is the largest, cavitation is more likely to occur at the valve seat. The pressure drop of the working fluid along each pressure-drop-stage exhibits the same changing trend at the same opening degree of the valve under various pressure differences. The pressure drop of the third pressure-drop-stage rises when the opening degree of the valve is reduced. The average pressure drop of the 3rd pressure-drop-stage reaches 8 MPa at the opening degree of 25%. The velocity of working fluid in the small hole of the pressure-drop-stage also increases under the condition of the same mass flow rate. This paper provides the theoretical basis and reference value for the designs of the pressure reducing valve.

Keywords: valve; multi-stage sleeve; high pressure-drop; computational fluid dynamics (CFD); cavitation

Received: 2021-02-02; **Accepted**: 2021-05-11; **Published online**: 2021-06-15 13:28
URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210615.1136.002.html
Foundation item: National Key R & D Program of China (2018YFB2004000)
* **Corresponding author**. E-mail: yifang@instrnet.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0042

基于遗传算法的护理机器人逆运动学求解方法

张立博, 李宇鹏, 朱德明*, 付永领
(北京航空航天大学 机械工程及自动化学院, 北京 100083)

摘 要: 护理机器人结构复杂、耦合度高且机械臂不满足 PIEPER 准则,标准遗传算法难以精准地对其逆运动学进行求解,以至于机器人手臂末端位姿误差较大。针对标准遗传算法求解过程中早熟和局部搜索能力差的问题,采用等分区间替代随机命令产生的初始种群个体,划分 5 个小区间以提高种群个体的分散程度和搜索效率;在适应度函数中引入可变权因子,将位置误差的变化值作为可变权因子的变量,进化过程中可变权因子在 0.5~1.0 之间变化,且实时有效分配位置和姿态误差权重,确保解的收敛。通过仿真和实验验证,结果表明:改进后的遗传算法能够大幅提升收敛精度和速度,并且可以同时实现对位置和姿态的精确控制,极大地减小了机器人手臂的位姿误差。

关 键 词: 遗传算法; 逆运动学; 适应度函数; 护理机器人; 姿态控制
中图分类号: TP242
文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2022)10-1925-08

由于全球老龄化日益严重,未来老年人的护理问题变得十分严峻,随着现阶段人工智能技术的发展,护理机器人投入医疗护理领域,可以减轻护理人员负担,提高护理人员的工作效率,一定程度上可以解决护理对象的自理能力[1]。护理任务中,护理机器人工作需要双臂和腰部的协调操作才能将病人抱举,而且所处的环境一般比较复杂,抱起沉重的病人很容易发生二次伤害[2]。

护理机器人系统存在着多变量、强耦合、高阶及非线性等特性,这些特性使得对护理机器人的逆运动学精确求解变得非常困难[3],特殊的结构没有非常满意的传统解法,各种算法根据自身的特点去解决特定结构形式的机器人[4-5]。对于串联机器人来说逆运动学解比较复杂,根据结构的复杂程度不同求解难度也不同,基本原理都是根据结构参数,由机械臂末端位姿矩阵求解各关节的转动角度值[6-7]。特定的结构可以采用现有方法直接求解,如三轴交于一点的结构一般用 PIEPER 法进行研究[8-9]。Pieper[10]证明了当机器人有 3 个相邻关节轴相交于一点时,一定存在解析形式的逆解。Duffy[11]证明了当 3 个相邻的关节轴互相平行时,也一定存在解析形式的解。Goldenberg 等[12]提出了一种基于新的快速收敛约束非线性优化算法,适用于任意自由度的旋转或棱柱关节机器人。Ayusawa 和 Nakamura[13]提出了一种快速逆运动学算法,先将残差视为外力并分布到每个环节再利用牛顿-欧拉递推算法从静态平衡点计算梯度。Manocha 和 Canny[14]提出了一种通用六自由度机械臂的高效逆运动学算法及其实现,利用系统的代数性质通过降阶来计算特征值问题。护理机器人结构复杂,而且大小臂轴线相错,几何结构不满足 PIEPER 准则,代数法和几何法不能很好解决逆运动学解问题。遗传算法的隐含并行性,让其在搜索过程中具有实时性,从而能够快速地找到合适的解[15]。针对遗传算法在实际应用中出现早熟收敛和局部搜索能力较

收稿日期: 2021-01-22; **录用日期**: 2021-03-05; **网络出版时间**: 2021-03-16 11:55
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210316.0909.001.html
* **通信作者**. E-mail: zdm-87@163.com

引用格式: *张立博, 李宇鹏, 朱德明, 等. 基于遗传算法的护理机器人逆运动学求解方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 1925-1932. ZHANG L B, LI Y P, ZHU D M, et al. Inverse kinematic solution of nursing robot based on genetic algorithm[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 1925-1932(in Chinese).*

弱的缺点,文献[16]在简单遗传算法的基础上改进了交叉变异算子,改进了适应度函数排序方法;文献[17]通过改进交叉、变异算子自整定策略和精英策略,提高了算法的收敛速度;文献[18]通过优化选择算子和变异算子提高了算法搜索速度并保证全局最优性,具有更快的搜索速度和全局最优性。

为了解决护理机器人手臂末端位姿误差较大的问题,本文在分析结构约束关系的基础上,基于遗传算法提出了护理机器的腰臂耦合逆解算法,对解进行了合理的规划,使求解过程更为精确。

1 正向运动学分析

护理机器人正向运动学分析是遗传算法求解逆运动学的基础,需要依据正运动学和机器人末端位姿坐标系对逆运动学进行求解。

1.1 护理机器人结构

本文研究的护理机器人为移动式仿人双臂机器人,实体样机如图1所示,由4个全向轮、底盘框架、腰部、双臂和手掌部分组成,具有轮式机器人和双足机器人的优点。采用全向轮的底盘,灵活便于控制,稳定性良好,与躯干机械臂组合成复合式机器人系统,既增加了护理机器人的灵活使用性,又拓展了其工作范围。护理机器人共有15个自由度,为高阶非线性耦合系统,底盘具有3个自由度可实现整体纵、横和回转运动,腰部1个俯仰自由度和1个侧倾自由度,每条手臂有5个自由度。

图1 护理机器人样机

Fig. 1 Nursing robot prototype

1.2 连杆坐标系的建立

首先,为每个杆件建立相对的参考坐标系,确定从一个坐标到下一个坐标的变换步骤。然后,从基座的第一个杆件依次变换结合起来,得到机器人的总变换矩阵,建立最终的运动方程,从而求解机器人的位姿。

根据D-H连杆坐标系建立机器人运动学模型,固连在连杆 i 上的固连坐标系称为 $\{i\}$,关节轴 $i-1$ 和关节轴 i 之间公垂线的长度为 a_{i-1} 即连杆长度;夹角为 α_{i-1};公垂线 a_{i-1} 与关节轴 i 的交点到公垂线 a_i 与关节轴 i 的交点的有向距离为连杆偏距 d_i,a_{i-1} 的延长线和 a_i 之间绕关节轴 i 旋转所形成的夹角为关节角 θ_i。图2为护理机器人各连杆的连杆坐标系,腰部关节的自由度分别为俯仰关节转角 θ_1 和侧倾关节转角 θ_2,左臂各关节的转角分别为 θ_{l3}、θ_{l4}、θ_{l5}、θ_{l6} 和 θ_{l7},右臂各关节的转角分别为 θ_{r3}、θ_{r4}、θ_{r5}、θ_{r6} 和 θ_{r7}。

考虑护理机器人初始状态各肢体的相对位置,基于D-H模型,可以得到护理机器人运动学的连杆参数,如表1所示。

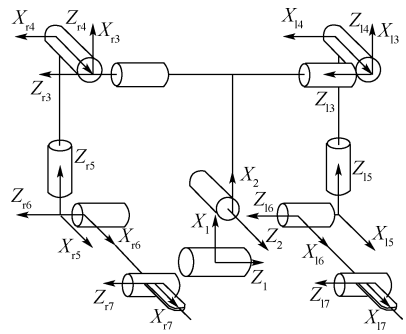


图2 护理机器人各连杆的连杆坐标系

Fig. 2 Linkage coordinate system of each linkage of nursing robot

表1 护理机器人运动学连杆参数

Table 1 Nursing robot kinematic linkage parameters

部位	关节 i	α_{i-1}/(°)	a_{i-1}/mm	d_i/mm	θ_i/(°)
腰部	1	0	0	0	0
	2	-90	345.0	65.5	0
左臂	3	-90	375.0	-313.0	0
	4	90	0	-40.0	90
	5	90	0	-423.0	90
	6	90	0	105.0	0
	7	0	347.5	0	0
右臂	3	-90	375.0	313.0	0
	4	90	0	-40.0	90
	5	90	0	-423.0	90
	6	90	0	-105.0	180
	7	0	347.5	0	0

根据连杆坐标系模型的连杆参数计算出连杆的变换矩阵,从基座到末端把相应的连杆变换矩阵依次相乘得到坐标系{N}相对于坐标系{0}的变换矩阵:

$$ {}_N^0\boldsymbol{T} = {}_1^0\boldsymbol{T}\,{}_2^1\boldsymbol{T}\,{}_3^2\boldsymbol{T}\cdots{}_N^{N-1}\boldsymbol{T} \tag{1} $$

2 个杆件的坐标系在世界坐标系中相互变化时,在坐标系没有相对运动的情况下,通过 2 次平移和 1 次旋转后 2 个坐标系可以重合。建立各杆件相对应的齐次坐标变换矩阵,并将其定义为 $\boldsymbol{T}$ 矩阵。

$$ \boldsymbol{T}_i = \mathrm{Rot}(z,\theta_i)\mathrm{Trans}(0,0,d_i)\mathrm{Trans}(a_i,0,0)\mathrm{Rot}(x,\alpha_i) \tag{2} $$

其变换矩阵为

$$ {}_i^{i-1}\boldsymbol{T} = \begin{bmatrix} \cos\theta_i & -\sin\theta_i & 0 & a_{i-1} \\ \sin\theta_i\cos\alpha_{i-1} & \cos\theta_i\cos\alpha_{i-1} & -\sin\alpha_{i-1} & -d_i\sin\alpha_{i-1} \\ \sin\theta_i\sin\alpha_{i-1} & \cos\theta_i\sin\alpha_{i-1} & \cos\alpha_{i-1} & d_i\cos\alpha_{i-1} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{3} $$

建立护理机器人各杆件相对应的齐次坐标变换矩阵,得到护理机器人的正运动学方程为

$$ {}_7^0\boldsymbol{T} = {}_1^0\boldsymbol{T}\,{}_2^1\boldsymbol{T}\begin{cases} {}_3^2\boldsymbol{T}\,{}_4^3\boldsymbol{T}\,{}_5^4\boldsymbol{T}\,{}_6^5\boldsymbol{T}\,{}_7^6\boldsymbol{T}_1 \\ {}_3^2\boldsymbol{T}_r\,{}_4^3\boldsymbol{T}_r\,{}_5^4\boldsymbol{T}_r\,{}_6^5\boldsymbol{T}_r\,{}_7^6\boldsymbol{T}_r \end{cases} \tag{4} $$

通过对双臂结构的分析可以将主体结构分解为具有对称结构的独立单臂在前 2 个关节处重合形成的耦合结构。分解后的左右机械臂末端的手腕坐标系在世界坐标系中的位置和姿态为

$$ {}_7^0\boldsymbol{T}_{\mathrm{L}} = {}_1^0\boldsymbol{T}\,{}_2^1\boldsymbol{T}\,{}_3^2\boldsymbol{T}_1\,{}_4^3\boldsymbol{T}_1\,{}_5^4\boldsymbol{T}_1\,{}_6^5\boldsymbol{T}_1\,{}_7^6\boldsymbol{T}_1 \tag{5} $$

$$ {}_7^0\boldsymbol{T}_{\mathrm{R}} = {}_1^0\boldsymbol{T}\,{}_2^1\boldsymbol{T}\,{}_3^2\boldsymbol{T}_r\,{}_4^3\boldsymbol{T}_r\,{}_5^4\boldsymbol{T}_r\,{}_6^5\boldsymbol{T}_r\,{}_7^6\boldsymbol{T}_r \tag{6} $$

1.3　正运动学的仿真

护理机器人的运动学模型通过 MATLAB 中的机器人工具箱得到运动过程的位姿图,输出的位姿矩阵可以用来验证所建立的机器人运动学模型的有效性和正确性。

将机器人初始状态的各关节转角值代入式(5)和式(6)中,利用 MATLAB 的矩阵计算分别计算出机械臂的末端手腕关节的位姿矩阵为

$$ {}_7^0\boldsymbol{T}_{\mathrm{L}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0.297\,0 \\ 1 & 0 & 0 & 0.373\,0 \\ 0 & 0 & -1 & 0.208\,0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{7} $$

$$ {}_7^0\boldsymbol{T}_{\mathrm{R}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0.297\,0 \\ 1 & 0 & 0 & 0.373\,0 \\ 0 & 0 & -1 & -0.208\,0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{8} $$

将模型参数代入 Roboticstoolbox 工具箱,通过工具箱的程序得到最终的位姿。在 MATLAB 中对设计的机器人进行连杆模型简化,对正运动学求解过程进行编程,仿真结果如图 3 所示。

利用函数 fkine 得到的正运动学的解与运动学方程得到的初始状态末端手腕关节的位姿一致,证明本文所列运动学方程是正确的。

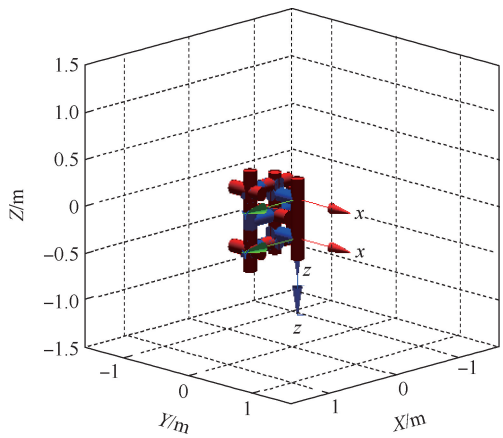


图 3　机器人在 MATLAB 中的模型

Fig. 3　Robot model in MATLAB

2　标准遗传算法的逆运动学解

遗传算法求机器人逆运动学问题的首要任务是确定遗传算法的目标函数,以分解的左臂为对象,若 P 点是机械臂末端腕关节可达空间的一点,则点 P 对应的当前位姿矩阵 $\boldsymbol{T}_p$ 为

$$ \boldsymbol{T}_p = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} & s_x \\ c_{21} & c_{22} & c_{23} & s_y \\ c_{31} & c_{32} & c_{33} & s_z \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{9} $$

机器臂末端关节在直角坐标系中的目标位姿矩阵 $\boldsymbol{T}_e$ 为

$$ \boldsymbol{T}_{\mathrm{e}} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & p_x \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} & p_y \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} & p_z \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{10} $$

机械臂通常根据机器人末端目标位姿和当前位姿的差值作为整体优化条件来计算适应度的大小。式(9)和式(10)为齐次变换矩阵,左上角 3×3矩阵是机械手臂末端的姿态矩阵,此矩阵是一个单位矩阵,右上角 3×1 列向量为机械手臂末

端腕关节的坐标系原点位置向量。根据机器人位姿矩阵的表示方法,目标位姿矩阵和当前位姿矩阵的差值可写成

$$\Delta \boldsymbol{E} = \Delta \boldsymbol{P} + \Delta \boldsymbol{O} \tag{11}$$

式中:$\Delta \boldsymbol{P}$ 为位置向量差值;$\Delta \boldsymbol{O}$ 为姿态矩阵差值;关节变量 $\boldsymbol{\theta}(\theta_1, \theta_2, \cdots, \theta_7)$ 为遗传算法的种群个体,则目标函数为

$$f(\boldsymbol{\theta}) = (\boldsymbol{p} - \boldsymbol{s})^2 + \sum_{j=1}^{3} \omega_j (\boldsymbol{r}_j \cdot \boldsymbol{c}_j - 1)^2 \tag{12}$$

式中:$\boldsymbol{p}$ 和 $\boldsymbol{s}$ 分别为目标位姿矩阵和当前位姿矩阵的位置列向量;$\boldsymbol{r}$ 和 $\boldsymbol{c}$ 分别为目标位姿矩阵和当前位姿矩阵的姿态矩阵;ω 为条件系数,当末端无方向要求时,$\omega = 0$,当末端有方向要求时,$\omega = 1$,由于护理机器人工作时需要调整末端姿态,取 $\omega = 1$。对于护理机器人逆运动学的遗传算法,适应度函数为

$$\begin{aligned} \mathrm{Fit}(f(\boldsymbol{\theta})) = \min(& (p_x - s_x)^2 + (p_y - s_y)^2 + \\ & (p_z - s_z)^2 + (r_{11}c_{11} + r_{21}c_{21} + r_{31}r_{31} - 1)^2 + \\ & (r_{12}c_{12} + r_{22}c_{22} + r_{32}r_{32} - 1)^2 + \\ & (r_{13}c_{13} + r_{23}c_{23} + r_{33}r_{33} - 1)^2) \end{aligned} \tag{13}$$

已知目标位姿为

$$\boldsymbol{T}_e = \begin{bmatrix} -0.254\,0 & 0.854\,0 & -0.455\,0 & 0.153\,0 \\ 0.957\,0 & 0.290\,0 & 0.010\,0 & 0.777\,0 \\ 0.140\,0 & -0.433\,0 & -0.890\,0 & 0.320\,0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{14}$$

利用标准遗传算法进行最小值优化,设置遗传算法参数后在计算机中进行仿真实验。

经过 50 次迭代后,种群中个体的目标函数值分布如图 4 所示。可以看出,初始种群个体的目标函数值分布比较集中,容易产生局部最优。

种群适应度函数均值和最优解随遗传代数的变化如图 5 所示。可以看出,遗传算法的适应度函数和有效逆解基本收敛,但最终收敛值不是理想的 0,而是从第 10 次迭代后就过早停止了向全局最优解进化,停滞在 0.532 2 左右。

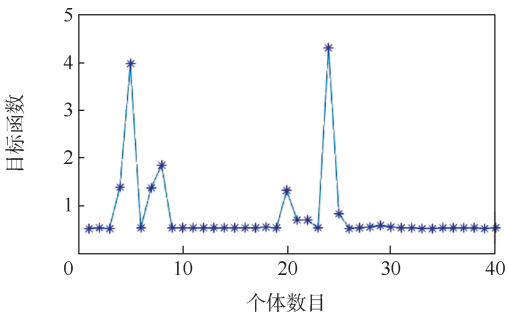


图 4 种群中个体的目标函数值分布

Fig. 4 Distribution of objective function values of individuals in population

关节空间遗传算法优化解位姿如图 6 所示。可以看出,标准遗传算法所得到的最优逆解和目标位姿存在误差,误差对应到有效逆解结果的位姿图示上可以看出,机器人手臂末端点没有达到目标位姿的目标点。

护理机器人手臂关节较多,设定的基本种群规模相对较小,而且适应度函数值较大使得有效逆解不易被选取。此外,适应度函数以位姿偏差为核心,机器人运动到不同状态时所处位置的位置偏差和姿态偏差变化方向不一致,个体很容易被淘汰,因此需要进一步优化。

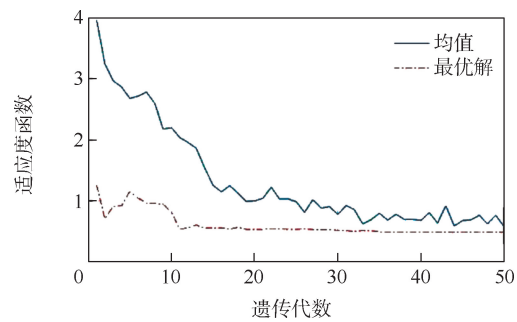


图 5 种群适应度函数均值和最优解的变化

Fig. 5 Variation of the mean value of population fitness function and optimal solution

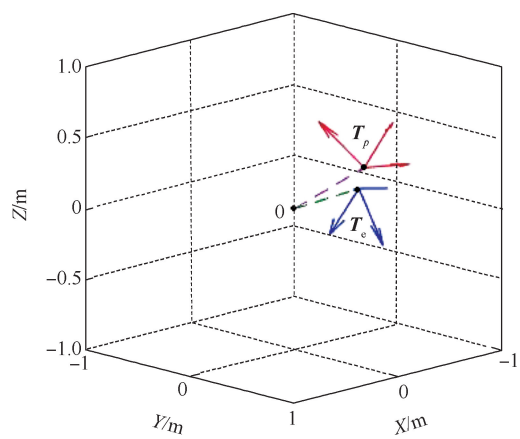


图 6 关节空间遗传算法优化解位姿

Fig. 6 Genetic algorithm optimization of pose in joint space

3 标准遗传算法的改进算法

针对标准遗传算法的不足,从增加群体多样性和适应度函数标定 2 个方面对标准遗传学算法进行适当改进,解决原始算法收敛速度慢和收敛精度低等问题,提高护理机器人逆运动学解的精度。

3.1 初始种群的产生

护理机器人关节转角范围相差大,且极其不均匀。因此,在增加种群的基础上采用等分区间的方法来产生初始种群,即将各个关节的转角范

围等分成相等的 5 个小区间,再在每个小区间随机生成 20 个个体,最后 5 个小区间的所有个体一起来组成初始种群。

每个关节的运动范围的表达式为

$$\theta_{i\max} - \theta_{i\min} = \sum_{j=1}^{5} (\theta_{ij\max} - \theta_{ij\min}) \tag{15}$$

式中:θ_i 为关节变量;θ_{ij}为第 i 个关节的第 j 个等分区间。

关节运动范围等分区间如图 7 所示,θ_3 的转角范围为 $\pi/4$,θ_5 的转角范围为 π。

以 θ_3 和 θ_5 采用等分区间的方法前后产生初始种群的个体分布,如图 8 所示。可以看出,采用等分区间的方法所产生的个体分散程度比整体随机种群个体的分散程度高。

因此,采用等分区间后不仅增大初始种群包含最优解组合概率,而且避免了个体的不均匀分布,提高了搜索效率。

以等分区间方法产生的初始种群进行遗传算法求解最优解,其他参数设置基于标准遗传算法,运行算法得到适应度函数均值和最小值随代数的变化,如图 9 所示。可以看出,最优解在 30 代是基本收敛到最小值,虽然没有得到较小的解,但延长了进化代数,推迟了早熟进程,提高了算法的可靠性。

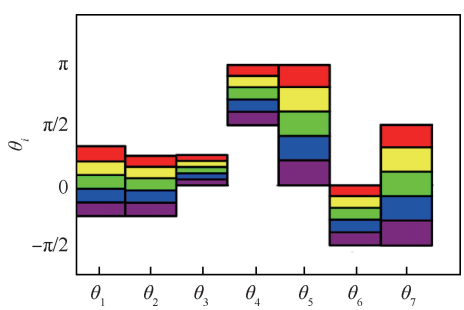


图 7　关节运动范围等分区间

Fig. 7　Joint range of motion equipartition interval

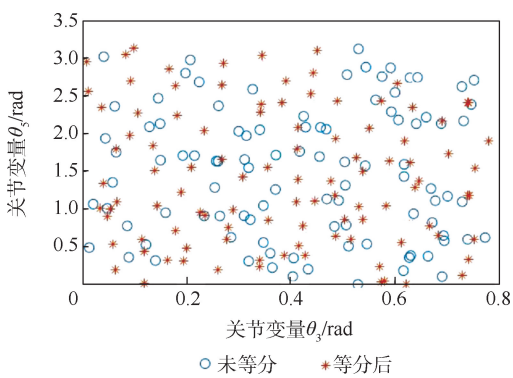


图 8　等分区间前后个体的分布

Fig. 8　Distribution of individuals before and after equipartition interval

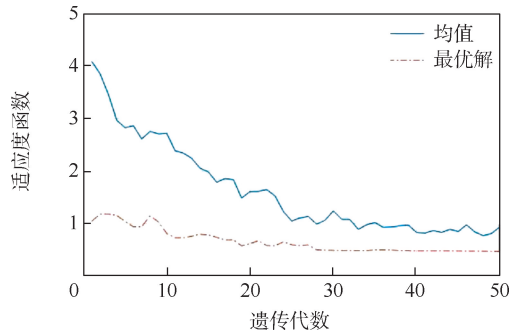


图 9　等分区间种群适应度函数均值和最优解的变化

Fig. 9　Variation of the mean value of population fitness function and optimal solution in equipartition interval

3.2　适应度函数的选择

随机产生的种群适应度值较大的个体统治着整个初始种群,进化到最优个体之前停止进化,以至于无法产生全局最优解。进化过程中个体适应度的值基本不变,造成了获得的最优解不是全局最优解。为了解决该问题,通过反复地对比与运算,在适应度函数中加入了可变权因子 β,随迭代次数基于位姿误差的最小可变权因子,改进后适应度函数的计算式如下:

$$\mathrm{Fit}(f(\boldsymbol{\theta})) = \min\left[\beta(\boldsymbol{p} - \boldsymbol{s})^2 + \sum_{j=1}^{3}(1-\beta)(\boldsymbol{r}_j \cdot \boldsymbol{c}_j - 1)^2\right] \tag{16}$$

$$\beta = \frac{1}{2}\mathrm{e}^{-\Delta \boldsymbol{P}} + \frac{1}{2} \tag{17}$$

在进化开始时位置误差和姿态误差应分配相同的权重,初期位置误差较大,而姿态误差变化一直较小,因此可变权因子 β 表达式为式(17)。在迭代进化过程中,β 随着 $\Delta \boldsymbol{P}$ 的改变而改变,$\Delta \boldsymbol{P}$ 的值在算法开始时一般比较大,此时 β 值接近于 0.5;随着进化过程的继续进行,到了一定的代数以后,$\Delta \boldsymbol{P}$ 值逐渐变小,而 β 接近于 1。加入可变权因子 β 后的适应度函数,可以为位置误差和姿态误差在进化过程中分配合适的权重,确保了进化过程向全局最优解的方向进行收敛。

3.3　改进算法的仿真分析

在标准遗传算法运动学逆解程序的基础上,按等分区间划分产生种群,并且使用加入变权因子的适应度函数,进行仿真分析。经过 50 次迭代后,种群中个体的目标函数数值分布如图 10 所示。可以看出,个体的目标函数值分散程度高,保证了种群的多样性。

种群适应度函数均值和最优解随遗传代数的变化如图 11 所示。通过算法改进前后的变化对

比可以看出(见图 5 和图 11),在经过 10 次迭代后,改进算法开始快速收敛于全局最优解,且适应度函数均值和最优解的函数值趋近于 0,收敛精度高,可以得到精确的最优解。

关节空间遗传算法优化解位姿如图 12 所示。对比图 6 可以看出,目标位姿和当前位姿基本重合,误差很小。

改进遗传算法可以有效解决机器人运动学逆解,为护理机器人手臂的运动学逆解算法提供了一种新的思路,也可为实现机器人智能运动规划提供参考。

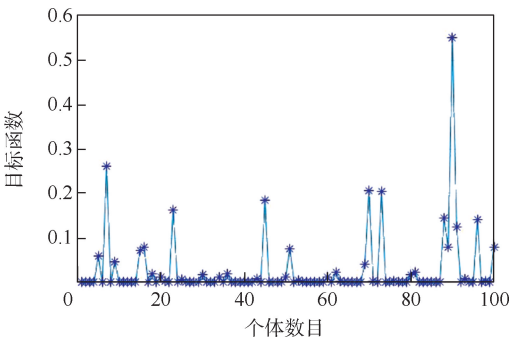


图 10 改进算法种群中个体的目标函数值分布

Fig. 10 Distribution of objective function values of individuals in population of improved algorithm

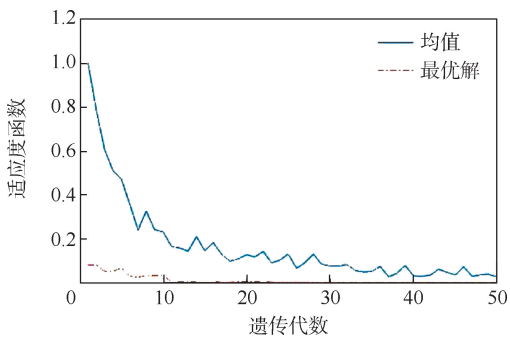


图 11 适应度函数均值和最优解随遗传代数的变化

Fig. 11 Variation of the mean value of fitness function and optimal solution with number of genetic generations

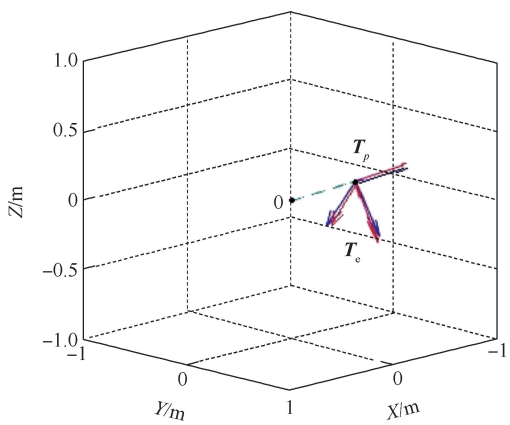


图 12 关节空间改进算法优化解位姿

Fig. 12 Optimization of pose in joint space using improved algorithm

4 实验验证

在实验室环境中,搭建三坐标测量系统对护理机器人末端姿态进行测试。通过摄影测量实现姿态的精准测量。图 13 为测试系统实物图,包含数码相机、测量光笔、工控机及软件系统。

通过测量光笔的位姿来间接测量护理机器人手臂的末端姿态位置,光笔的测量精度决定了测量准确性。采用 CLP 6800 的光笔,其测量精度为 ±0.03 mm,工作温度 0 ~ 45℃,可以满足系统需求。图 14 为测试实验图,操作人员手持光笔,在数码相机的有效拍摄范围内,对目标点进行测量,光笔外侧的 LED 要指向数码相机。

以护理机器人水平抱举姿态为目标位姿点,对应的左臂末端位姿矩阵为

$$\boldsymbol{T}_{p1}=\begin{bmatrix}-0.250\,0 & 0.850\,0 & -0.460\,0 & 0.150\,0\\ 0.960\,0 & 0.290\,0 & 0.010\,0 & 0.780\,0\\ 0.140\,0 & -0.430\,0 & -0.890\,0 & 0.320\,0\\ 0 & 0 & 0 & 1\end{bmatrix} \tag{18}$$

图 13 三坐标测量系统

Fig. 13 Three coordinate measuring system

图 14 测量实验

Fig. 14 Measurement tests

基于改进遗传算法求得的最优解 InvsolL 为[0.444 6　-0.087 7　0.674 2　1.573 3　1.860 3　-0.305 1　-0.162 9]。护理机器人根据运动学逆解到目标位置后,对目标点进行测量。测量得到的左臂末端的位姿为

$$\boldsymbol{M}_{p1}=\begin{bmatrix}-0.232\,7 & 0.842\,0 & -0.486\,7 & 0.161\,0\\ 0.956\,8 & 0.287\,8 & 0.040\,4 & 0.790\,8\\ 0.174\,1 & -0.456\,3 & -0.872\,6 & 0.345\,2\\ 0 & 0 & 0 & 1\end{bmatrix} \tag{19}$$

对比分析其位姿误差 $\Delta\boldsymbol{E}$,其中位置误差 $\Delta\boldsymbol{P}$ 为末端执行器坐标系原点的位置向量与目标点位置向量差的模的平方:

$$\Delta\boldsymbol{P}=(p_x-s_x)^2+(p_y-s_y)^2+(p_z-s_z)^2 \tag{20}$$

姿态误差 $\Delta\boldsymbol{A}$ 为护理机器人末端执行器坐标系各个坐标轴向量与对应目标点坐标轴向量差的模减 1 的平方:

$$\begin{aligned}\Delta\boldsymbol{A}=&(r_{11}c_{11}+r_{21}c_{21}+r_{31}r_{31}-1)^2+\\&(r_{12}c_{12}+r_{22}c_{22}+r_{32}r_{32}-1)^2+\\&(r_{13}c_{13}+r_{23}c_{23}+r_{33}r_{33}-1)^2\end{aligned} \tag{21}$$

计算可得到左臂末端位置的位姿误差 ΔE_1 为 0.886×10^{-3} m。实验中右臂和左臂的运动一致,因此主要对左臂进行分析和实验。

从计算结果可以看出理论目标位置和测量目标位置之间存在一定的误差,但对于主要抱取病人的护理机器人来说,误差在允许的范围内。

5　结　论

1) 本文采用等分区间法产生的初始群体不仅增大了包含最优解组合的概率,而且避免了个体的不均匀分布,提高了搜索效率。

2) 在适应度函数中加入基于位姿误差的最小可变权因子,确保了进化过程向全局最优解的方向进行收敛。

3) 通过搭建实验测试系统,结果表明改进后的遗传算法求得的逆向运动学解为最优全局解,护理机器人的位姿误差较小。

参考文献 (References)

[1] ATAWNIH A, PAPAGEORGIOU D, DOULGERI Z. Kinematic control of redundant robots with guaranteed joint limit avoidance [J]. Robotics and Autonomous Systems, 2016, 79: 122-131.

[2] FISCHINGER D, EINRAMHOF P, PAPOUTSAKIS K, et al. Hobbit, a care robot supporting independent living at home: First prototype and lessons learned [J]. Robotics and Autonomous Systems, 2016, 75: 60-78.

[3] GOOK B, ROSEN J. Kinematic analysis of 7 degrees of freedom upper-limb exoskeleton robot with tilted shoulder abduction [J]. International Journal of Precision Engineering and Manufacturing, 2013, 14(1): 69-76.

[4] EIICHI Y, MATHIEU P. Whole-body motion planning for pivoting based manipulation by humanoids [J]. Applied Bionics and Biomechanics, 2006, 3(3): 227-235.

[5] 李娜托. 基于改进人工蜂群算法的冗余机器臂逆解研究[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2020, 3(9): 37-40.
LI N T. Research on inverse solution of redundant robot based on improved artificial bee colony algorithm [J]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique, 2020, 3(9): 37-40 (in Chinese).

[6] 张乾, 曲一兵, 昃向博. 移摆送料机器人的运动学逆解研究[J]. 现代制造技术与装备, 2020, 2(2): 46-53.
ZHANG Q, QU Y B, ZE X B. Research on the inverse kinematics solution of the moving pendulum feeding robot [J]. Modern Manufacturing Technology and Equipment, 2020, 2(2): 46-53 (in Chinese).

[7] 徐新虎, 李桂琴, 王燕. 服务机器人手臂轨迹规划的研究[J]. 机械设计与制造, 2011, 2(58): 144-146.
XU X H, LI G Q, WANG Y. Research on the method of trajectory planning for a service robot arm [J]. Machinery Design & Manufacture, 2011, 2(58): 144-146 (in Chinese).

[8] CRAIG J J. Introduction to robotics: Mechanics and control [M]. Reading: Addison-Wesley Publication Company, 2010: 388-423.

[9] ALI M A, PARK H A, LEE C S G. Closed-form inverse kinematic joint solution for humanoid robots [C]// IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. Piscataway: IEEE Press, 2010: 704-709.

[10] PIEPER D L. The kinematics of manipulators under computer control [D]. Palo Alto: Stanford University, 1968: 32-66.

[11] DUFFY J. Analysis of mechanisms and robot manipulators [M]. London: Edward Arnold, 1980: 65-78.

[12] GOLDENBERG A A, BENHABIB B, FENTON R G. A complete generalized solution to the inverse kinematics of robots [J]. IEEE Journal of Robotics and Automation, 1985, 1(1): 14-20.

[13] AYUSAWA K, NAKAMURA Y. Fast inverse kinematics algorithm for large DOF system with decomposed gradient computation based on recursive formulation of equilibrium [C]// IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. Piscataway: IEEE Press, 2012: 3447-3452.

[14] MANOCHA D, CANNY J F. Efficient inverse kinematics for general 6R manipulators [J]. IEEE Transactions on Robotics and Automation, 1994, 10(5): 648-657.

[15] 王婷婷, 王宏志, 刘清雪, 等. 遗传算法优化的无刷直流电机模糊 PID 控制器设计[J]. 吉林大学学报(理学版), 2020, 58(6): 1421-1428.
WANG T T, WANG H Z, LIU Q X, et al. Design of fuzzy PID controller for brushless DC motor optimized by GA [J]. Journal of Jilin University (Science Edition), 2020, 58(6): 1421-1428 (in Chinese).

[16] 林明, 王冠, 林永才. 改进的遗传算法在机器人逆解中的应用[J]. 江苏科技大学学报(自然科学版), 2012, 26(4):

370-375.
LIN M, WANG G, LIN Y C. Robot inverse kinematics based on improved genetic algorithm[J]. Journal of Jiangsu University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2012, 26(4): 370-375(in Chinese).
[17] 孙波,姜平,周根荣,等.基于改进遗传算法的AGV路径规划[J].计算机工程与设计,2020,41(2):550-556.
SUN B, JIANG P, ZHONG G R, et al. AGV optimal path planning based on improved genetic algorithm[J]. Computer Engineering and Design, 2020, 41(2): 550-556(in Chinese).
[18] 楼天良,楼懋恩,蔡金亚.基于改进遗传算法的二自由度PID控制注射机液压控制系统[J].塑料科技,2020,48(10):96-99.
LOU T L, LOU M E, CAI J Y. Two degree of freedom PID control hydraulic control system of injection molding machine based on improved genetic algorithm[J]. Plastics Science and Technology, 2020, 48(10): 96-99(in Chinese).

Inverse kinematic solution of nursing robot based on genetic algorithm

ZHANG Libo, LI Yupeng, ZHU Deming*, FU Yongling

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

Abstract: The nursing robot's arm does not meet the PIEPER criterion and is constructed with a high degree of coupling and complexity. The standard genetic algorithm is difficult to accurately solve its inverse kinematics. As a result, the pose error of the end of the robot arm is relatively large. In order to solve the problem that premature and poor local search ability in the standard genetic algorithm solution process, the following methods are proposed. Firstly, use equal partitions to replace the initial population of individuals generated by random commands. Divide 5 small areas to improve the dispersion of the population and search efficiency. Secondly, introduce variable weight factors in the fitness function. The change value of the pose error is used as the variable of the variable weight factor. The weight factor varies between 0.5 – 1.0 during the evolution process. And effectively assign position and attitude error weights. Finally, verified by simulation and experiment. The results show that the improved genetic algorithm can greatly improve the accuracy and speed of convergence, achieve precise control of position and attitude at the same time, and greatly reduce the pose error of the robot arm.

Keywords: genetic algorithm; inverse kinematics; fitness function; nursing robot; attitude control

Received: 2021-01-22; **Accepted**: 2021-03-05; **Published online**: 2021-03-16 11:55
URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210316.0909.001.html
* **Corresponding author**. E-mail: zdm-87@163.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0047

基于模型的民机验证需求捕获及应用技术

郭泰[1,*], 钱馨[2], 宫綦[1], 任文明[1], 杨栓宝[2], 徐清刚[2]

(1. 中国航空综合技术研究所, 北京 100028; 2. 中航西飞民用飞机有限责任公司, 西安 710089)

摘 要: 针对当前验证工作顶层规划性不强、研制单位与承试单位接口不清晰、验证活动充分性不确定等问题,基于系统工程的民机研制过程,结合验证场景建模,形成以验证需求为核心的验证工作技术流程。承接产品设计需求,开展验证场景利益关联方识别、验证场景活动建模及时序建模研究;定义验证需求的内涵要素,基于模型开展验证需求捕获,形成设计需求到验证方法到验证需求的映射追溯;在此基础上,研究基于验证场景模型的验证计划及验证程序定义方法。结合某型飞机起落架系统案例,形成一套从设计需求到验证需求再到验证程序的完整技术方法。所提技术方法能够充分保证从产品设计需求到验证活动开展的完整追溯,有效促进民机研制验证过程与产品研制有机融合,为民机研制早期对验证活动的规划提供重要借鉴。

关 键 词: 验证; 验证需求; 验证场景; 模型; 系统工程

中图分类号: V221+.7; V37

文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2022)10-1933-10

民用飞机作为典型的复杂产品系统,其研制过程具有规模庞大、要求众多、技术领先、界面复杂等显著特点[1]。整个研制过程涉及众多不同层级产品的集成和验证活动,以演示证明集成实现的实物产品对设计需求的符合性。基于需求的验证技术成为解决复杂产品研制过程中验证与集成的最佳实践方法,受到飞机制造商的广泛关注。

在验证规划方面,目前国外如波音、空客等公司对系统工程的运用较为成熟,在飞机产品研制早期的需求捕获过程中同步对验证活动进行了充分的考虑[2-3]。例如,空客公司要求针对每条需求识别相应的产品验证活动,形成验证需求,并经过设计团队、集成团队及试验团队的共同确认,作为后续验证活动开展的依据。此外,美军对于验证的考虑则是按照 MIL-STD-961E 在需求文档中将验证内容作为单独章节,对设计需求的符合性方法进行规范性阐述[4]。Chen 等[5]针对复杂产品研制提出了一种基于本体论的需求验证方法以更好地促进验证与产品设计的融合。随着不同型号研制中基于需求的系统工程方法的应用和经验的积累,国内对于飞机与系统的验证技术方面进行了积极的探索,逐步认识到在飞机产品研制早期阶段对于验证活动的充分规划和确认对于整个项目成功与否至关重要。根据 SAE ARP 4754A 需求确认与实施验证流程[6],徐万萌等[7]结合飞行管理系统的研制过程,给出了相应的需求确认及系统验证流程。许光磊等[8]则是基于模型的方式对航电系统验证技术进行了研究。

在需求捕获方面,随着基于模型的系统工程(MBSE)[9-11]的兴起,NASA、空客和波音均已在多个项目中成功应用 MBSE 方法[12]。Zhu 等[13]对基于模型的需求捕获方法进行研究,针对航电领

收稿日期: 2021-01-25; **录用日期**: 2021-04-09; **网络出版时间**: 2021-04-28 09:19
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210427.1516.001.html
* **通信作者**. E-mail: guotai101@126.com

引用格式: 郭泰, 钱馨, 宫綦, 等. 基于模型的民机验证需求捕获及应用技术[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 1933-1942. GUO T, QIAN X, GONG Q, et al. Methodology for model based verification requirements capturing and application in civil aircraft development[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 1933-1942(in Chinese).

域系统,提出了一种基于 SysML 语言的功能性需求捕获方法。梅芊等[14]结合 IBM Harmony MBSE 方法论,开展了飞机功能架构定义方法研究,其中包括相关功能性需求的捕获。郑党党等[15]提出了飞机全生命周期基于模型的系统工程业务过程模型,并结合型号在需求捕获与分析、功能和架构设计过程中进行了应用。邓兴民等[16]对基于运行场景模型的需求捕获方法进行研究,并给出具体案例。谢陵等[17]则对面向需求捕获与确认的飞机场景进行分析,给出了场景划分层级及维度等构建要素。

针对传统验证工作开展中验证规划较为滞后、过分验证或验证不充分、对所需的验证资源考虑不全等问题,本文以基于系统工程的飞机产品研制为背景,对基于模型的验证需求捕获及应用技术开展研究,着眼于飞机产品研制早期,给出构建产品设计需求-验证需求-验证活动映射关系的完整技术思路,结合某型飞机起落架系统案例,对验证场景建模、验证需求捕获及验证计划和验证程序定义进行详细阐述。

1 验证需求的必要性

按照需求工程理论,验证活动在整个产品研制过程中越早开展越好,因为如果在产品几乎完成设计前才开展验证活动可能导致非常昂贵的设计更改甚至重新设计成本[18]。因此,验证活动应该在可行性研究阶段开始启动,并贯穿飞机整个产品研制过程,具体如图 1 所示。在基于需求的系统工程实践中,为了表明最终实现的物理产品的正确性和完整性,设计团队需要对飞机产品设计过程中的每一条设计需求确定相应的验证方式,用于向客户或适航局方演示证明最终实现的物理产品已经正确、完整地满足了相应的设计需求。产品设计需求的不同验证方式组合需要进行全局性统筹规划考虑,这就要求在产品设计需求定义完成后,对需要开展的验证方式予以明确,以便指导后续不同类型、不同阶段验证活动的开展。

通常产品设计需求提出了产品的功能性及非功能性要求,而不对具体的产品实现方式及如何满足需求进行说明,但是为了保证设计需求的可实施性和可验证性,需要在需求属性中给出设计需求相应的验证方式,或称之为设计需求的符合性验证方法。验证方法的划分颗粒度一般较粗,只能给出验证活动开展的总体指导性概念和顶层规划,是后续制定的验证实施方案的顶层输入,并不能取代详细的验证实施方案和程序,更无法给出验证活动的成功准则,也不能确定产品最终设计是否能够充分满足设计需求。其可以被看成是设计需求的所有者向客户或利益关联方就设计需求的符合性方式所达成的协议。

因此,在设计需求与实施的验证活动之间需要对为满足产品设计需求所需要开展的验证活动进行清晰划分、定义和描述,即需要捕获支持设计需求的验证需求,并通过确认验证需求支持设计需求的正确性和完整性确认。

验证需求的必要性分析如下:

1)在产品设计最初即需明确如何满足产品需求,什么意味着客户满意。

2)验证需求的存在能够演示产品设计需求的可验证性。

3)验证需求的定义有助于识别缺失的产品需求。

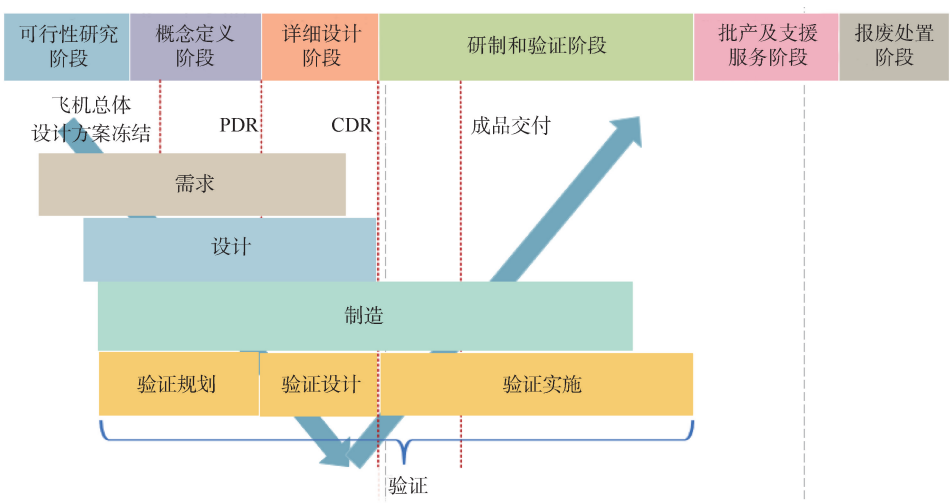


图 1 验证活动与飞机产品研制对应关系

Fig. 1 Corresponding relationship between verification activities and aircraft product development

4）达成一致的验证需求支持确定需要开展的验证活动和预期的验证结果，可促使工业方与适航当局、采购方与供应商之间就产品满足要求达成一致。

5）验证活动成本是飞机产品研制成本的重要组成，验证需求支持尽早地确认验证活动和所需的资源，能够更好地支持产品研制项目对项目成本的管理和控制。

6）更好地支持产品研制项目对进度计划的估计，降低项目进度管理的不确定性，可在复杂产品研制 V 模型的左半边尽早确定任务范围，从而支持对项目管理计划的制定。

7）更好地支持确定产品的验证构型和对项目变更的控制，尽早确定变更影响范围。

因此，飞机产品的验证需求可以认为是产品需求的衍生需求，支持产品需求的“验证方式”属性的确认。飞机产品验证需求经过利益关联方的确认是飞机设计需求规范通过确认的条件之一，也可以认为飞机产品的验证规划开始于经过确认的产品设计需求，所有验证活动的满足对象是验证需求，而不是产品设计需求。只有当所有验证需求完成并满足后，才能表明产品设计需求得以满足。同时，验证需求应覆盖所有需求层级，设计需求与相关验证需求存在一对多的映射关系。

2　基于验证需求的验证流程

基于验证需求的必要性分析，结合飞机研制系统工程思想[19-21]，对民用飞机基于验证需求的验证方法与验证过程进行规划，总体思路如图 2 所示。

整个思路按照过程域可以划分为产品需求定义、制定验证计划、验证活动执行与总结。

1）产品需求定义。先以产品设计需求为输入，确定对应的验证方法，目前常用的验证方法包括检查、分析、建模仿真、演示、试验等[22]，也可参考《航空器型号合格审定程序》定义的 MOC0 ~ MOC9 验证方法[23]。根据这些验证方法手段组合确定每条需求所需采用的验证方法，但对于产品设计需求的验证来说，验证方法是必要但不充分的。因此，针对地面试验及飞行试验等较为复杂的验证活动，需要结合基于模型的方式，开展验证场景建模，从而捕获详细的验证需求，并建立初始的验证矩阵。验证需求包括根据特定验证方法如何验证设计需求的定义，还包括验证过程中验证使能需求，如对试验平台及人员等的要求。

2）制定验证计划。根据需求所确定的验证方法，以满足验证需求为目标，结合验证场景模型，开展验证计划的制定。根据验证方法的不同，验证计划可进一步分为检查计划、分析计划、建模仿真计划、演示计划、试验计划等，这些验证计划应与产品集成流进行关联，从而确保验证活动与集成活动的协调统一。

3）验证活动执行与总结。依据已经批准的验证计划，结合验证场景模型，开展验证程序的制定。验证程序经过批准后，即可按照程序内容开展具体的验证活动，记录验证活动数据，生成验证报告，待验证报告批准后，向构型管理提交数据报告完成归档。

本文重点阐述从产品设计需求及相应验证方法开始，如何通过场景建模的方式捕获并定义验证需求，并在此基础上根据验证场景模型如何支持验证计划的制定及初步验证程序的定义。

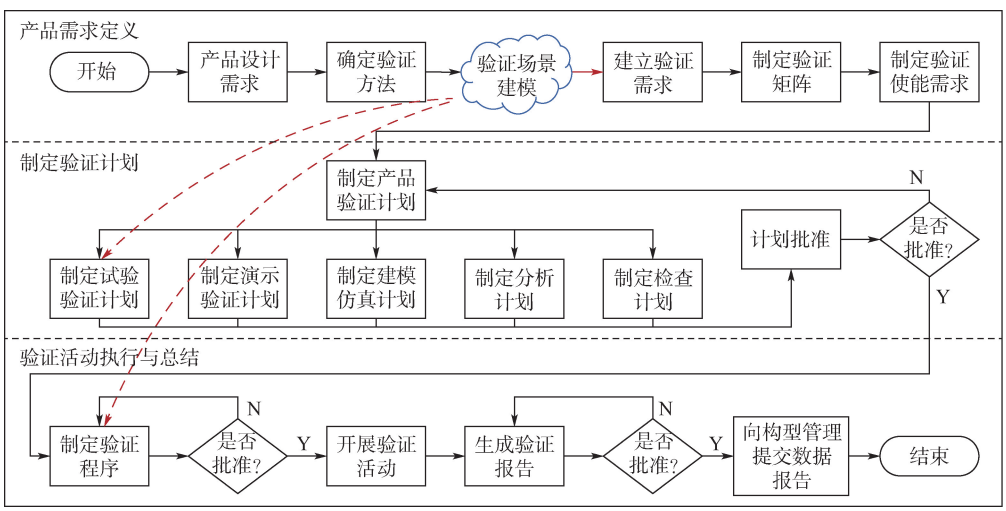


图 2　围绕验证需求的验证总体思路

Fig. 2　General technical process based on verification requirements

3 验证场景建模

3.1 产品设计需求及验证方法

3.1.1 产品设计需求

产品设计需求是开展产品设计的依据,根据设计需求开展产品的功能逻辑定义及物理设计,设计需求的定义应遵循相关表达原则,以保证设计需求清晰、无二义等。本文以某机型起落架停机刹车系统为例,给出产品设计需求的示例,如表1所示。

表1 某机型产品设计需求示例

Table 1 Example of product design requirements for a certain aircraft

需求编号	设计需求
DR-1	停机刹车系统应具备停机刹车功能,采用液压能源提供停机刹车所需压力;停机刹车液压源采用2种不同供压模式,且2种供压模式保持完全的功能独立
DR-2	停机刹车功能采用停机刹车手柄作为实施停机刹车的装置。停机刹车手柄采用摇臂式手柄,手柄的最大行程位置为飞机停机刹车功能执行位置。当采用手柄执行停机刹车功能时,手柄的位置应可保持在最大行程位置,并锁定
DR-3	停机刹车系统应可感知飞机停机刹车功能状态,并向控制系统和座舱指示系统提供停机刹车状态信号
DR-4	停机刹车系统应能够向综合显示和航电核心处理系统发送停机刹车状态信号,以供飞机在起落架系统简图页进行显示
DR-5	停机刹车系统应能够向综合显示和航电核心处理系统发送蓄压器压力信号,以供飞机在起落架系统简图页进行提供显示及告警
DR-6	停机刹车压力应在质量为28 000 kg的飞机在地面(机场高度0 m,温度ISA+0℃,坡度不大于3°)停放12 h后保持在3 MPa以上,且在此期间不能启动液压泵向系统供压

3.1.2 需求的验证方法属性

除设计需求本身正文的表达外,在进行需求捕获及定义时,应对需求相关的属性进行完善,如需求的编号、假设、类别、验证方法、需求状态等。验证活动的规划主要关注设计需求的验证方法,如针对停机刹车的设计需求,其对应的验证方法如图3所示。

每条设计需求可能需要一种或多种验证方法进行验证。例如,采用蓄压器进行停机刹车时,设计需求(DR-6)要求飞机在地面停放12 h后,刹车压力仍保持在3 MPa以上,且期间不允许启动液压泵进行供压,该条需求需要通过MOC1符合性声明、MOC2设计分析、MOC4实验室试验、MOC5地面试验多种手段进行验证,从而表明最终实现的产品对设计需求的符合性。

ID	设计需求	假设	类别	依据	验证方法	创建者
1	停机刹车系统应具备停机刹车功能,采用液压能源提供停机刹车所需压力;停机刹车液压源采用两种不同供压模式,且两种供压模式保持完全的功能独立。		系统级需求		MOC1,MOC4,MOC5	
2	停机刹车功能采用停机刹车手柄作为实施停机刹车的装置。停机刹车手柄采用摇臂式手柄,手柄的最大行程位置为飞机停机刹车功能执行位置。当采用手柄执行停机刹车功能时,手柄的位置应可保持在最大行程位置,并锁定。		系统级需求		MOC1,MOC4,MOC5	
3	停机刹车系统应可感知飞机停机刹车功能状态,并向控制系统和座舱指示系统提供停机刹车状态信号.		系统级需求		MOC1,MOC4,MOC5	
4	停机刹车系统应能够向综合显示和航电核心处理系统发送停机刹车状态信号,以供飞机在起落架系统简图页进行显示。		系统级需求		MOC1,MOC2,MOC4	
5	停机刹车系统应能够向综合显示和航电核心处理系统发送蓄压器压力信号,以供飞机在起落架系统简图页进行提供显示及告警。		系统级需求		MOC1,MOC2,MOC4,MOC5	
6	停机刹车压力应在重量为28000kg的飞机在地面(机场高度0m,温度ISA+0℃坡度不大于3度)停放12h小时后保持在3MPa以上,且在此期间不能启动液压泵向系统供压。		系统级需求		MOC1,MOC2,MOC4,MOC5	

图3 设计需求的验证方法属性示例

Fig. 3 Example of verification method property of design requirements

3.2 验证场景利益关联方识别

针对较为复杂的验证方法,尤其像实验室试验、地面试验及飞行试验等,涉及利益关联方众多、资源成本较大、适航关注度更高,可针对验证内容开展具体验证场景的建模,以支持在飞机产品研制早期对验证需求的捕获、验证计划的制定及初步验证程序定义。

在构建验证场景模型前,应对场景中不同利益关联方进行识别与定义,为验证场景建模提供输入。试验实施过程中主要的利益相关方包括飞机的主制造商、供应商、适航当局、试验实施单位、试验使能设施的研制单位等。在场景建模前应对试验所涉及的利益相关方进行全面识别,并构建层次化、结构化的利益相关方分解结构。以主制造商研制系统为例,其分解结构示例如图4所示。在利益相关方分解结构基础上,参考相关行业标准并结合试验内容职责,对所涉及到的利益相关方元素进行定义,具体包括利益相关方范围、内涵、职责或功能。某试验场景利益相关方定义示例如表2所示。

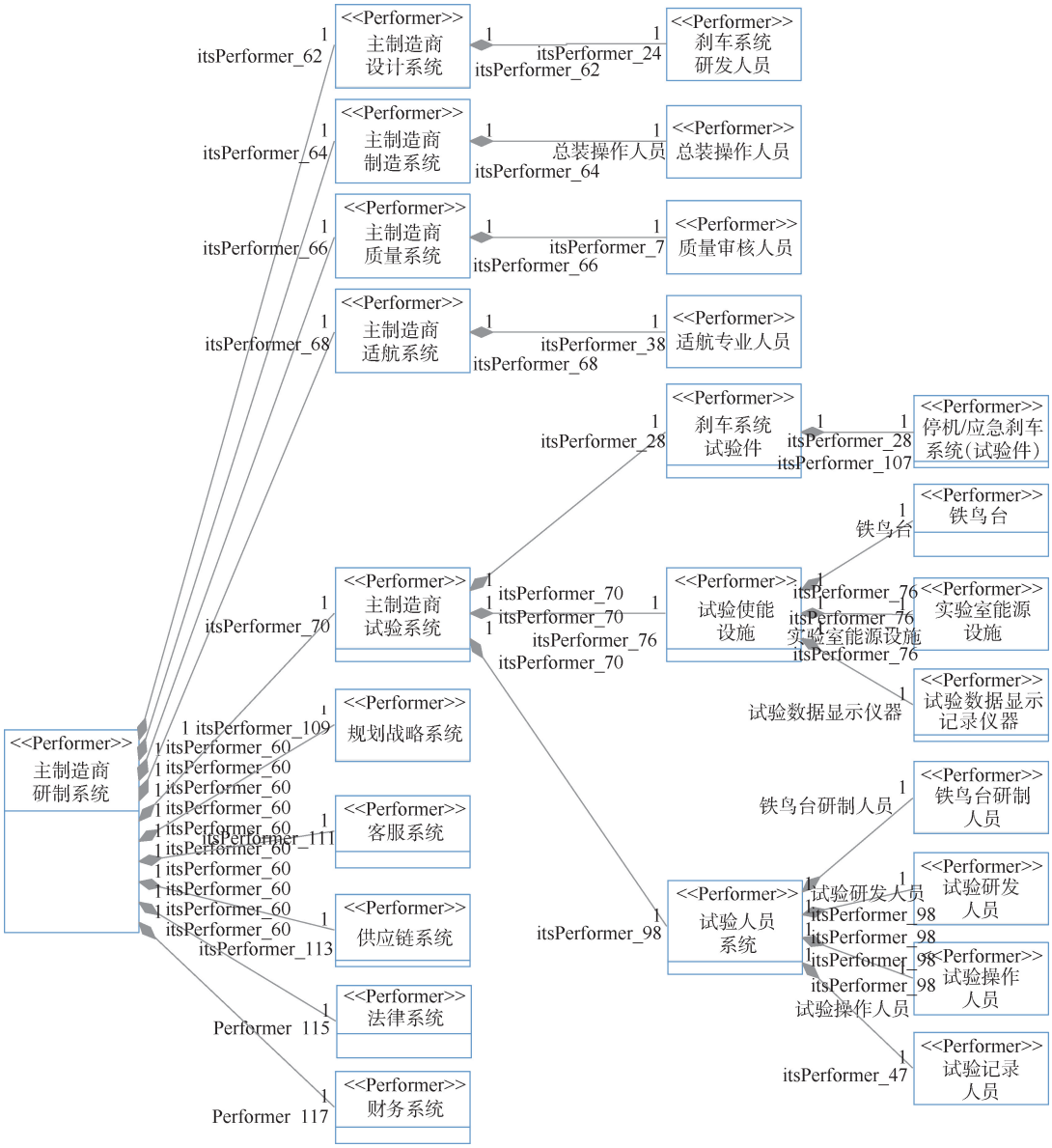


图 4　主制造商研制系统利益相关方分解结构示例

Fig. 4　Example of stakeholder decomposition structure of main manufacturer development system

表 2　某试验场景利益相关方定义示例

Table 2　Example of stakeholder definition in a test scenario

序号	利益相关方名称	参与模型行为交互的利益相关方定义
1	总装操作人员	负责飞机总装集成，在本场景中负责在铁鸟台架上安装试验件
2	铁鸟台	开展铁鸟试验的使能设施，在本场景中，集成试验显示仪器、试验记录仪器后的铁鸟台统称为铁鸟台
3	刹车系统研发人员	负责刹车系统的工程设计，提出对设计需求的验证方法，并提供刹车系统数模
4	铁鸟台研制人员	负责铁鸟台的研发生产，并在铁鸟台上完成对试验显示仪器、试验记录仪器的集成
5	试验操作人员	负责试验显示仪器、试验记录仪器在铁鸟台上的安装，并负责停机、应急刹车功能验证试验的实施操作
6	实验室能源设施	指地面实验室能够提供液压源、电源等能源的基础设施
7	试验记录人员	负责在试验实施过程中，对试验数据进行记录
8	停机/应急刹车系统(试验件)	试验件指停机/应急刹车系统与试验加装传感器的集合

3.3　验证场景活动逻辑

验证试验利益相关方识别并定义后，先开展验证场景顶层活动逻辑的搭建，通用的试验活动逻辑如图 5 所示。整个活动逻辑划分为 4 个主要阶段：试验准备、试验条件确认、试验实施、试验结束。

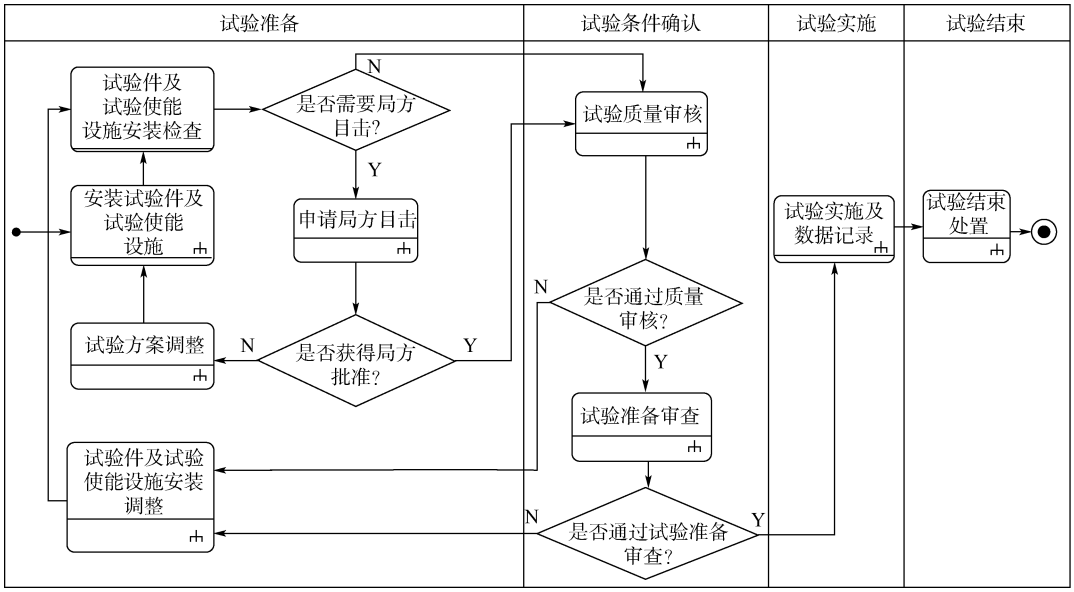


图5 试验验证场景顶层活动逻辑示例

Fig. 5 Example of top-level activity in test verification scenario

1）试验准备。该阶段主要包括安装试验件及试验使能设施、试验件及试验使能设施安装检查、申请局方目击、试验方案调整、试验件及试验使能设施安装调整。

2）试验条件确认。该阶段主要包括试验质量审核、试验准备审查。

3）试验实施。该阶段主要包括试验实施及数据记录。

4）试验结束。该阶段主要包括试验结束处置。

顶层验证活动逻辑定义完毕后，可根据场景复杂程度进一步细化分解，构建下一层级的场景活动逻辑。以停机/应急刹车功能试验为例，则可在试验实施基础上进一步细化为试验前操作准备、停机刹车功能试验及应急刹车功能试验，详细的活动逻辑如图6所示。

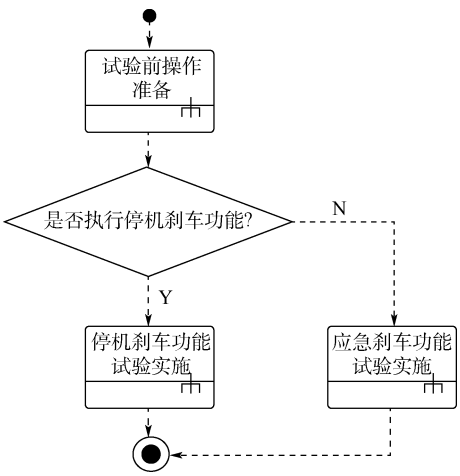


图6 细化的验证场景活动示例

Fig. 6 Example of detailed verification scenario activity

3.4 验证场景时序描述

在详细验证活动逻辑模型基础上，针对每个细化活动构建不同利益相关方的各自行为及互相之间的资源交互。以停机刹车功能试验实施活动为例，所涉及的利益相关方包括试验操作人员、铁鸟台、停机/应急刹车系统试验件及试验记录人员，在活动初始对每个利益相关方状态进行说明，然后按照时序依次对每个利益相关方的行为进行描述。通过不同利益相关方在时序的推演下，描述各自的行为及互相之间的交互资源，从而实现对该详细活动场景的微观描述。某验证场景行为模型示例如图7所示。

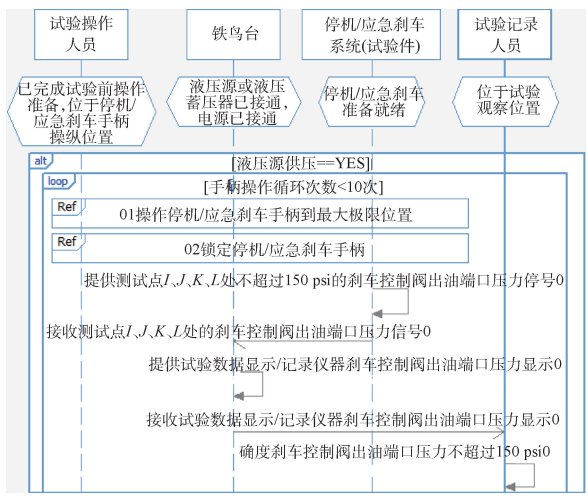


图7 某验证场景时序描述示例

Fig. 7 Example of averification scenario timing description

4 验证需求捕获

4.1 验证需求内涵

验证需求规定为证明对产品设计需求的满足需

要开展的验证事件,并支持定义验证过程与环境。

验证需求应涵盖如下要素:

1) 目标。说明验证的目的。

2) 方法。说明采用的具体方法及验证条件(如实验室试验、分析、飞行试验等)。

3) 环境。说明验证活动开展的外部环境。

4) 特殊状态(如有必要)。说明是否存在执行验证所需的任何特殊条件(如构型要求)。

5) 成功准则。说明验证活动预期的结果。

根据设计需求对应的验证方法,可建立设计需求到验证方法再到验证需求的追溯关系,产品设计需求-验证方法-验证需求映射如表 3 所示。

表 3　产品设计需求-验证方法-验证需求映射表

Table 3　Product design requirement-verification method-verification requirement mapping table

设计需求	MOC0	MOC1	MOC2	MOC3	MOC4	MOC5	MOC6	MOC7	MOC8	MOC9	验证需求
DR-1		×	×		×	×					VR-DR1-MOC1-XXX VR-DR1-MOC2-XXX VR-DR1-MOC4-XXX VR-DR1-MOC5-XXX
DR-2		×	×		×						VR-DR2-MOC1-XXX VR-DR2-MOC2-XXX VR-DR2-MOC4-XXX
⋮											⋮

4.2　验证需求定义

根据所构建的验证场景活动模型及时序模型,以 DR-1 为例,所构建的验证场景模型已经对停机刹车铁鸟试验过程进行清晰描述,并经过产品需求人员、产品设计人员、验证分析人员及验证实施人员共同确认。根据模型对试验过程定义,如图 7 中对供压模式的选择、循环次数的构建等,通过验证场景模型所捕获的 MOC4 验证需求如下。

停机刹车系统的停机刹车功能将通过实验室环境下(在温度为(25 ± 5)℃温度条件下向蓄压器充(800 ± 50) psi 氮气,1 psi(磅力/平方英寸) = 6.894 76 × 10^3 Pa)的铁鸟试验进行验证。试验结果显示,当采用液压源供压时,执行10 次手柄循环,每次停机/应急刹车手柄拉起并锁定后,主机轮刹车压力应为(3 000 ± 100) psi;当采用蓄压器供压时,停机/应急刹车手柄拉起并锁定后,主机轮刹车压力应为(3 000 ± 100) psi,12 h 后,主机轮刹车压力不小于 435 psi(3 MPa)。

此外,通过验证场景模型可捕获所需验证资源的验证使能需求,验证使能需求主要包含 3 个方面:①试验件验证使能需求;②试验平台验证使能需求;③人员验证使能需求。

通过验证场景活动逻辑及行为建模能够对试验件、试验平台及试验相关人员的行为进行清晰描述。根据行为要素捕获其验证使能需求,基于模型的验证使能需求捕获示例如图 8 所示,试验件行为为"提供测试点 I、J、K、L 处的压力信号",根据该试验件行为及与铁鸟台之间的资源交互,可捕获需求"停机/应急刹车系统试验件应在停机刹车(液压源供压)试验过程中提供测试点 I、J、K、L 处的刹车控制阀出油端口压力信号"。该

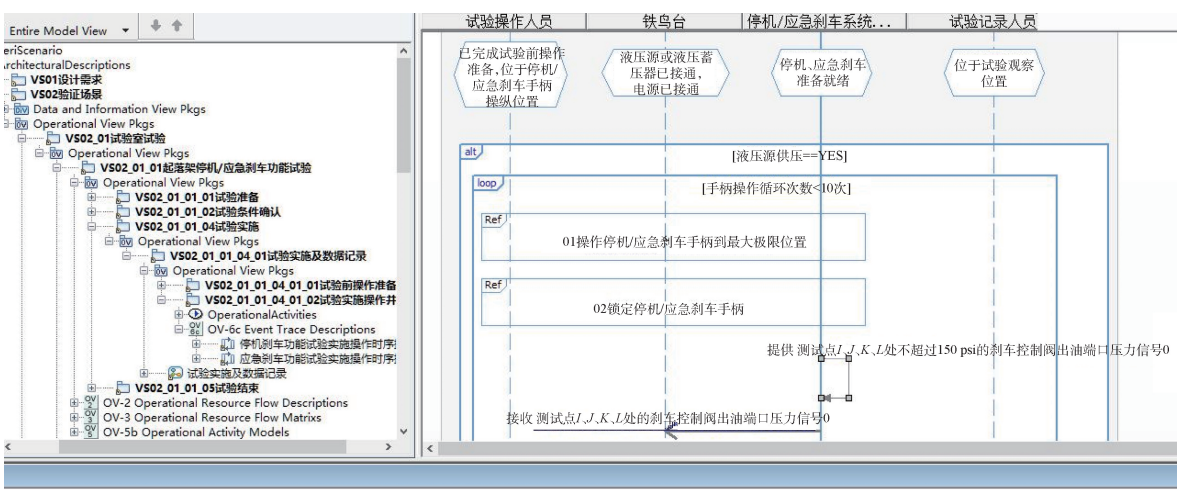


图 8　基于模型的验证使能需求捕获

Fig. 8　Capture of verification enabling requirement based on model

验证使能需求将传递到负责加装传感器的操作单位,作为对其试验加改装的输入性需求,要求其在测试点 I、J、K、L 安装符合试验精度及范围的压力传感器。

5 验证计划及验证程序定义

根据 SAE ARP 4754A[6] 对验证计划的阐述,验证计划应包含定义验证策略,定义验证角色、职责和资源,提出对输入可行性的假设,识别执行验证方法所需的能力,描述各需求文件如何满足,识别验证活动交付物,定义可追溯性与需求覆盖度,提供验证进度及描述发现问题的处置过程。通过对复杂、关键、长周期等验证活动开展建模,建立验证活动模型,为验证策略及活动的定义提供直观的讨论基础,实现对验证活动的确认,从而为验证计划尤其针对试验验证计划的制定提供有效输入。

与此同时,基于所构建的验证场景模型,站在人员视角,可对不同试验参与人员的行为进行总结,形成初步的验证程序,支持试验任务书中对于验证活动实施要求的编制。基于模型的验证程序定义示例如图 9 所示。其中,试验记录人员行为"确认主机轮刹车装置压力范围为 2 900 ~ 3 100 psi 之间","记录主机轮刹车压力",根据这 2 条行为及试验记录人员与铁鸟台之间的资源和信息交互,即可定义该试验步骤为"试验记录人员通过试验显示仪器确认测试点 R、S、T、U 主机轮刹车压力范围,并操作试验记录仪器记录 4 个主机轮刹车压力值"。

根据 SAE ARP 4754A[6] 所制定的验证程序模板如图 10 所示,可将根据验证场景所定义的验证程序步骤按照模板进行编制。

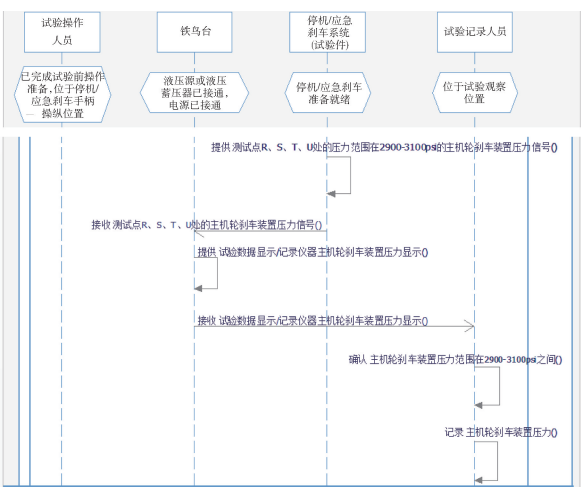


图 9 基于模型的验证程序定义示例

Fig. 9 Example of model based verification procedure definition

飞机实施验证程序			
试验编号		试验日期	
试验程序名称		需求覆盖	
试验描述			
试验设置	人员要求		
	环境设置		
	试验装置设置		
	试验件设置		
试验步骤			
试验成功准则			
试验结果	□通过	□失败	
失败描述			
失败分析及解决措施			

图 10 验证程序模板[6]

Fig. 10 Template of verification procedure[6]

至此,通过验证场景建模,基于需求管理平台构建从设计需求-验证需求-验证程序的完整追溯链条,具体如图 11 所示。形成的验证需求将进一步传递到验证实施单位,指导验证活动的详细设计与实施。以试验验证为例,验证需求将作为试验开展的约束性要求传递到承试单位,而非直接的产品设计需求,承试单位基于验证需求开展试验活动的设计,并编制相应的试验大纲。根据最终的验证程序开展验证活动以确认对验证需求的满足,只有所有的验证需求正确完成后,方可确认所有设计需求得到满足。

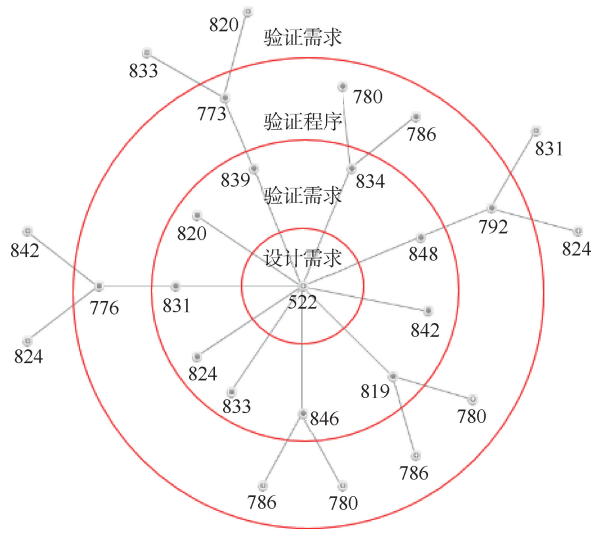


图 11 设计需求-验证需求-验证程序完整追溯

Fig. 11 Complete traceability of design requirement-verification requirement-verification procedure

6 结 论

通过对基于模型的民机验证需求捕获及验证

计划和验证程序定义应用技术研究,形成的技术方法将有效推动飞机产品研制中对验证活动规划的及时性、验证活动追溯的完整性、验证活动开展的充分性。形成结论如下:

1) 围绕验证需求概念,进一步完善了目前型号研制的需求管理体系,形成了一套清晰、可行基于验证需求的验证工作思路,从而支持型号研制在早期开展验证活动的规划,为产品研制验证工作奠定技术基础。

2) 结合验证场景建模,形成了一套基于模型的验证需求捕获方法。通过对验证活动及时序建模,支持验证需求的捕获,为验证活动的开展提供规范化依据,同时支持对验证使能需求的捕获,为验证活动对试验实施单位等相关资源提出明确要求。

3) 形成基于模型的验证计划及验证程序定义方法。支持在设计需求定义完成后,更有效地开展对产品验证活动的规划及验证程序实施步骤定义,最终实现设计需求-验证需求-验证程序的完整追溯。

参考文献 (References)

[1] 贺东风,赵越让,郭博智,等. 中国商用飞机有限责任公司系统工程手册[M]. 上海: 上海交通大学出版社, 2017: 1-16.
HE D F, ZHAO Y R, GUO B Z, et al. COMAC systems engineering manual[M]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University Press, 2017: 1-16 (in Chinese).

[2] ROUSSEL J C. Airbus presentation benefits of requirement engineering with DOORS[C]// USA Presentation at Telelogic Capital Market Event, 2005: 12-18.

[3] MIKE G. Before opening DOORS-best practices planning at Boeing[R]. Seattle: USA Boeing Management Company, 2010: 1-25.

[4] US Department of Defense. Defense and program-unique specifications format and content: MIL-STD-961E[S]. Washington, D. C.: US Department of Defense, 2014: 36-37.

[5] CHEN R, CHEN C H, LIU Y, et al. Ontology-based requirement verification for complex systems[J]. Advanced Engineering Informatics, 2020, 46: 101148.

[6] SAE Aerospace. Guidelines for development of civil aircraft and systems: SAE ARP 4754A[S]. Warrendale: SAE International, 2010: 54-70.

[7] 徐万萌,陈芳,齐林. 基于 ARP4754A 的飞行管理系统需求确认以及系统验证研究[C]//2019(第八届)民用飞机航电国际论坛, 2019: 636-640.
XU W M, CHEN F, QI L. Research on requirement validation and system verification of flight management system based on ARP4754A[C]//2019 (8th) Civil Aircraft Avionics International Forum, 2019: 636-640 (in Chinese).

[8] 许光磊,刘永超,高斌,等. 基于模型的航电系统集成验证技术研究[J]. 民用飞机设计与研究, 2017, 3: 21-25.
XU G L, LIU Y C, GAO B, et al. Research on model-based integration and verification technology of avionics system[J]. Civil Aircraft Design & Research, 2017, 3: 21-25 (in Chinese).

[9] KARBAN R, HAUBER R, WEILKIENS T. MBSE in telescope modeling[J]. Insight, 2009, 12(4): 24-31.

[10] ESTEFAN J A. 基于模型的系统工程(MBSE)方法论综述[M]. 张新国,译. 北京: 机械工业出版社, 2014: 1-20.
ESTEFAN J A. Survey of model-based system engineering methodology[M]. ZHANG X G, translated. Beijing: China Machine Press, 2014: 1-20 (in Chinese).

[11] MADNI A M, SIEVERS M. Model-based systems engineering: Motivation, current status, and research opportunities[J]. Systems Engineering, 2018, 21: 172-190.

[12] 张绍杰,李正强,海晓航,等. 基于 MBSE 的民用飞机安全关键系统设计[J]. 中国科学: 技术科学, 2018, 48(3): 299-311.
ZHANG S J, LI Z Q, HAI X H, et al. Design of safety critical system for civil aircraft based on MBSE[J]. Chinese Science: Technical Science, 2018, 48(3): 299-311 (in Chinese).

[13] ZHU S, TANG J, GAUTHIER J M, et al. A formal approach using SysML for capturing functional requirements in avionics domain[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2019, 32(12): 2717-2726.

[14] 梅芊,黄丹,卢艺. 基于 MBSE 的民用飞机功能架构设计方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(5): 1042-1051.
MEI Q, HUANG D, LU Y. Design method of civil aircraft functional architecture based on MBSE[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(5): 1042-1051 (in Chinese).

[15] 郑党党,吴颖,任丽强. 飞机设计基于模型的系统工程技术研究与应用[C]//第 21 届中国系统仿真技术及其应用学术年会, 2020, 21: 224-228.
ZHENG D D, WU Y, REN L Q. Research on model based systems engineering and application in aircraft design[C]// The 21st Annual Conference of China's System Simulation Technology and Applications, 2020, 21: 224-228 (in Chinese).

[16] 邓兴民,张惠媛,李建仁,等. 基于运行场景的需求捕获方法在炮塔中的应用[J]. 西北工业大学学报, 2017, 35(S1): 88-92.
DENG X M, ZHANG H Y, LI J R, et al. The application of requirement capture method based on operational scenario[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2017, 35(S1): 88-92 (in Chinese).

[17] 谢陵,方俊伟,徐州,等. 基于功能场景分析的飞机需求捕获和确认方法研究[J]. 科技资讯, 2015, 13(18): 83-84.
XIE L, FANG J W, XU Z, et al. Research on capture and confirmation method for aircraft requirements based on functional scenario analysis[J]. Science & Technology Information, 2015, 13(18): 83-84 (in Chinese).

[18] ELIZABETH H, KEN J, JEREMY D. Requirements engineering[M]. 2nd ed. Berlin: Springer, 2005: 1-19.

[19] ISO/IEC. Systems and software engineering-System life cycle processes: ISO 15288[S]. Geneva: ISO, 2015: 70-77.

[20] JACKSON S. Systems engineering for commercial aircraft: A domain-specification adaptation[M]. 2nd ed. London: Routledge Taylor & Francis Group, 2015: 9-14.

[21] 汉斯-亨利奇·阿尔特菲尔德. 商用飞机项目——复杂高端产品的研发管理[M]. 唐长红, 等译. 北京: 航空工业出版社, 2013: 1-20.
ALTFELD H H. Commercial aircraft projects-Managing the development of highly complex products[M]. TANG C H, et al, translated. Beijing: Aviation Industry Press, 2013: 1-20(in Chinese).

[22] ISO/IEC. Systems and software engineering-Life cycle processes-Requirements engineering: ISO 29148[S]. Geneva: ISO, 2011: 34-35.

[23] 中国民用航空局航空器适航审定司. 航空器型号合格审定程序: AP-21-AA-2011-03-R4[S]. 北京: 中国民用航空局航空器适航审定司, 2011: 123.
Airworthiness Certification Department of Civil Aviation Administration of China. Aircraft type certification procedure: AP-21-AA-2011-03-R4[S]. Beijing: Airworthiness Certification Department of Civil Aviation Administration of China, 2011: 123(in Chinese).

Methodology for model based verification requirements capturing and application in civil aircraft development

GUO Tai[1,*], QIAN Xin[2], GONG Qi[1], REN Wenming[1], YANG Shuanbao[2], XU Qinggang[2]

(1. AVIC China Aero-Polytechnology Establishment, Beijing 100028, China;
2. AVIC XAC Commercial Aircraft Co., Ltd., Xi'an 710089, China)

Abstract: From the perspectives of the current verification work there are a few issues need to be addressed, such as the top-level planning is not enough, the interfaces between the development organization and test organization are not well defined, the sufficiency of the verification activities is difficult to be determined. By combining the verification scenario modeling in civil aircraft development process based on system engineering and revolving around the verification requirements, a novel methodology of verification work process is introduced in this paper. Firstly, based on the product design requirements, the identification of stakeholders in the verification scenario is conducted, the activities and the time sequence of events associated with the scenario model are studied. Secondly, all the contained elements associated with the verification requirements are defined, the verification requirements capturing from the model is described, and the mapping traceability among the design requirements, the verification methods, and the verification requirements are constructed. At last, the methodology for defining the verification planning and the verification procedure based on the verification scenario model is investigated. Using the landing gear system of an aircraft as an example, a complete approach is demonstrated by proceeding from design requirements to verification requirements and then to verification procedures. The proposed technical method can ensure the completed traceability from product design requirements to verification activities, effectively facilitates the integration between the verification process and the product design process in civil aircraft development. Moreover, the method introduced here provides a valuable example for planning the verification activities in the early stage of civil aircraft development.

Keywords: verification; verification requirement; verification scenario; model; system engineering

Received: 2021-01-25; **Accepted**: 2021-04-09; **Published online**: 2021-04-28 09:19

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210427.1516.001.html

* **Corresponding author**. E-mail: guotai101@126.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0766

基于雾计算的无线传感器网络联合入侵检测算法

朱梦圆[1], 陈卓[2], 刘鹏飞[1], 吕娜[1,*]

(1. 空军工程大学 信息与导航学院, 西安 710077; 2. 解放军 94619 部队, 六安 237000)

摘 要: 为了保障无线传感器网络的安全性,提出一种基于雾计算的联合入侵检测算法 Fed-XGB。Fed-XGB 算法通过引入雾计算节点扩展网络边缘,减少通信时延,在提升联合学习全局模型和局部模型准确率的同时,降低了传输带宽和隐私泄露风险;通过改进基于直方图的近似计算方法,适应无线传感器网络数据不均衡特征;通过引入 TOP-K 梯度选择,最小化模型参数上传次数,提高模型参数交互效率。实验结果表明:Fed-XGB 算法的检测准确率在 0.97 以上,误报率在 0.036 以下,优于其他对比算法;在遭受中毒攻击及数据含噪的情况下,算法检测分类性能依然稳定,具有较强的鲁棒性。

关 键 词: 无线传感器网络; 入侵检测; 雾计算; 联合学习; 深度学习

中图分类号: TP393

文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2022)10-1943-08

随着无线传感器网络在民用和军事领域日益广泛的应用,其网络安全问题渐趋突出,无线环境固有的特性使无线传感器网络的信息流量更易遭受假冒、窃取、伪造和篡改等攻击[1]。及时检测隐藏于正常流量中的各种网络攻击,对安全、可靠的信息传输具有重要意义。

近年来,机器学习算法逐渐应用于入侵检测并取得了较好的效果,传统的机器学习方法大多针对地面有线网络,多使用集中式学习方法,将流量数据汇总集中处理分析。文献[2]提出一种基于深度神经网络和 K 近邻算法的集中式入侵检测方法,在公共数据集上进行评估,具有较高检测准确率。文献[3]提出基于极限学习机的分层入侵检测方法,根据无线传感器网络的功能对节点进行聚类,提高了入侵检测精度,并且降低了检测时间,但是在网络中攻击流量占比很小,流量类别不均衡的情况下,算法的误报率较高。文献[4]提出一种基于循环神经网络算法的集中式入侵检测算法,在软件定义网络(software defined network, SDN)环境中具有较好地入侵检测能力。但上述集中式学习属于传统方法,难以适用于无线传感器网络。对于无线传感器网络信道不稳定的特征,集中式学习模式不仅会带来带宽资源紧张和网络流量数据传输的高时延、高损耗问题,而且在采集数据时易造成较高的通信成本和隐私泄露问题。

基于雾计算的分布式学习方法可以较好的解决这些问题[5]。这种方法可以将计算任务卸载到网络的雾计算节点上,如基站、小型服务器等设备,模型更靠近数据终端,能够更快地进行检测报警等响应。但是由于无法监管参与者在本地的训练行为,分布式学习容易遭受噪声数据、数据投毒、对抗样本的威胁[6]。在多种分布式学习解决方案中,最初用来解决数据孤岛和数据隐私问题的联合学习在入侵检测领域展示出极大的优势[7]。综上所述,针对无线传感器网络中流量类

收稿日期: 2021-12-20; **录用日期**: 2022-02-25; **网络出版时间**: 2022-03-16 10:27
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20220314.2009.002.html
基金项目: 国家自然科学基金 (62074131)
* **通信作者**. E-mail: Lvnn2007@163.com

引用格式: *朱梦圆, 陈卓, 刘鹏飞, 等. 基于雾计算的无线传感器网络联合入侵检测算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 1943-1950. ZHU M Y, CHEN Z, LIU P F, et al. Fog computing-based federated intrusion detection algorithm for wireless sensor networks[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 1943-1950(in Chinese).*

别不均衡、集中式学习方法不适用、分布式学习易受攻击的问题,本文提出一种新型分布式联合入侵检测算法 Fed-XGB。在 3 个数据集上进行评估,结果显示,本文模型相比于其他集中式模型和分布式模型具有较高的检测分类性能,且通信成本较低。同时,Fed-XGB 算法还能够有效地检测无线传感器网络所面临的各种网络威胁,如拒绝服务攻击、侦察攻击、黑洞攻击等,在中毒攻击和数据含有噪声时依然具有较为稳定的检测性能。

1 相关工作

雾计算作为新一代的分布式计算架构,将数据获取、处理和传输分散在网络终端设备,从而减少云端数据中心和终端设备间的交互次数和业务量,缓解链路带宽和中心节点能耗压力,缩短时延[8]。近年来逐渐应用于入侵检测领域,文献[9]提出了一种基于改进卷积神经网络(improved convolutional neural network, ICNN)的雾计算入侵检测算法,使用 KDD CUP99 数据集验证了该算法的有效性,但算法在面对不均衡数据时检测效果不理想。文献[10]提出了一个新的分层分布式入侵检测系统(hierarchical distributed intrusion detection system, HD-IDS),可以基于雾计算模型来检测网络是否存在异常,收敛速度快但协同检测方案效率低,误报率高。

文献[11]引入联合学习算法并利用多个雾节点上的学习模型对全局模型进行优化,从而帮助参与者摆脱局部偏好,得到更准确的全局模型,证明了联合学习适用于雾计算架构。但是在无线传感器网络中,由于各个设备上的数据是用户独立产生的,任何特定用户的本地数据集都不能代表总体分布,这造成联合学习的样本数据属于 Non-IID 数据,这对联合学习算法的收敛性提出了考验。因此,需要研究适用于无线传感器网络的联合学习算法。针对 Non-IID 数据,文献[12]创新性地提出了联邦平均算法(federated averaging algorithm, FedAvg)算法,该算法将每个客户端上的本地随机梯度下降(stochastic gradient descent, SGD)与执行模型平均的服务器相结合,在 Non-IID 数据上取得了较为稳定的分类性能,并且与经典同步随机梯度下降算法相比,FedAvg 算法所需通信轮数降低了 10 ~ 100 倍。文献[13-15]证明了基于采用联合学习的入侵检测系统能够达到 90% 以上的检测准确率,每个节点使用最合适的学习模型,能够提高物联网环境下攻击检测的整体准确性。这种并行式的训练算法适用大规模的用户量和数据总量场景,同时联合学习的模型参数交互大大地减少了网络通信开销。

本文在上述研究的基础上,采用雾计算架构,更好地利用位于无线传感器网络边缘的设备为就近的用户提供服务,从而减少云中心的计算压力,并提供低延时网络服务,提高入侵检测实时性。结合 FedAvg 算法在 Non-IID 数据处理上的优势,提出了 Fed-XGB 算法。

2 算法设计

2.1 Fed-XGB 算法

本文的雾计算架构是一个 3 层网络结构,顶层是云端服务器,具有最强的计算和存储能力,中间层为雾层,由计算能力稍弱的传感器、服务器或者基站作为雾节点,为云端分担计算和存储任务,底层为终端设备。本文采用联合学习算法,雾节点聚合不同区域不同用户的数据,打破原来的数据资源孤岛,节点不需要传输原始数据,只需要传输较少的模型参数来协同训练模型,不仅保证数据隐私,同时适合于无线网络有限且不稳定的带宽。

本文假设总计 Z 个节点(或称为客户),第 k 个节点存储的本地数据集为 $\mathcal{D}_k$,大小为 $|\mathcal{D}_k|$,数据集由输入输出对组成 $\{\boldsymbol{x}_i, \boldsymbol{y}_i\}_{i=1}^{n}$,其中具有 d 个特征的输入样本向量为 $\boldsymbol{x}_i \in \mathbf{R}^d$,输入样本的标签为 $\boldsymbol{y}_i \in \mathbf{R}$。

如图 1 所示,联合入侵检测算法的培训过程包括以下 3 个步骤:

步骤 1 任务初始化。服务器指定全局模型和训练过程的超参数,如学习率、树的最大深度、最小叶子节点样本权重。服务器将初始化的全局

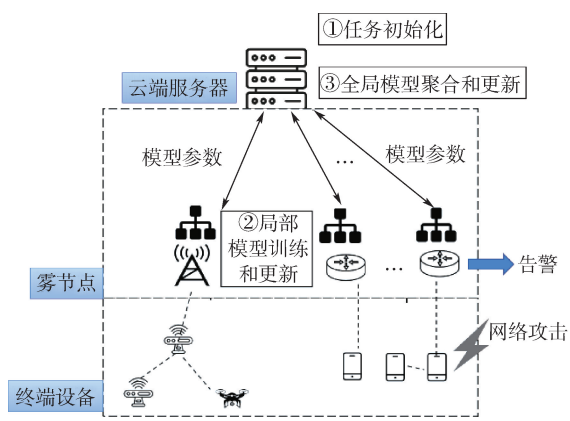


图 1 联合入侵检测算法框架

Fig. 1 Federated intrusion detection algorithm framework

模型参数 W_G^t、服务端数据量 $|D|$、采样率 ε_s 广播给选定的参与者。

步骤 2　局部模型训练和更新。基于全局模型参数 W_G^t,按照设定的比例随机选择 K 个计算能力强的雾节点,每个雾节点分别使用特定的采样率来对本地数据进行分割,使用改进后的极端梯度提升树(extreme gradient boosting, XGBoost)算法不断迭代更新本地模型参数,最终得到模型参数记为 g_k、h_k(g_k、h_k 的计算方法将在 2.3 节展开)。

步骤 3　全局模型聚合和更新。所有 K 个客户共享并协同训练一个全局预测模型。

服务器对客户端模型参数进行平均以获得新的全局模型。

$$\begin{cases} g_G^{t+1} = g_G^t + \sum_{k=1}^{K} \dfrac{|\mathcal{D}_k|}{N} g_k^{t+1} \\ h_G^{t+1} = h_G^t + \sum_{k=1}^{K} \dfrac{|\mathcal{D}_k|}{N} h_k^{t+1} \end{cases} \tag{1}$$

式中:$N = \sum_{k=1}^{K} |\mathcal{D}_k|$ 为 K 个客户的数据样本总数;g_G^t 为全局聚合参数;h_G^t 为全局更新参数;k 表示客户端(即雾节点),$k = 1, 2, \cdots, K$。将更新的全局模型参数发送回数据所有者。

因为任何一方所拥有的有限数据都很容易陷入局部最优,所以上述 Fed-XGB 算法的全局模型聚合和更新过程可以利用其他参与者学到的模型对局部模型参数进行优化,从而帮助参与者摆脱局部偏好,得到更加准确的模型。

在无线传感器网络中,希望尽量减少从传感器设备上传的数据总量,以减少通信负担。文献[16]验证了大量针对于客户端的局部优化与协同训练的整体优化无关,将这些模型参数上传到中央服务器的作用很小,甚至会对全局模型的收敛造成损害。本文为了避免传输不相关的局部更新,每个客户端都需要知道全局聚合中的协同优化趋势。在每次学习迭代中,客户应该比较他们的局部更新和全局更新,以确定他们的更新是否相关。

为此,本文算法的优化目标是在保证学习算法收敛的同时最小化累积的通信次数,即

$$\text{minimize} \sum_{t=1}^{T} C_t$$

$$\text{s.t.} \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \sum_{t=1}^{T} |f(x_t) - f(x^*)| = 0 \tag{2}$$

式中:C_t 为在第 t 次迭代中,将本地更新上传到服务器的客户端数量;$f(x_t)$ 为第 t 次学习到的模型;$f(x^*)$ 为最优模型。

本文结合 Top-K 梯度选择方法和 CMFL[17] 算法进行梯度更新选择。具体来说,每次训练中用户计算得到模型参数 g_i、h_i,根据其与服务器模型参数相差绝对值的大小排序,选择相差最小的 K 个梯度值,服务器将聚合这 K 个梯度值用于生成树和模型预测。

假设第 j 次全局模型更新中,$\boldsymbol{W}_j = \{h_1, h_2, \cdots, h_N\}$ 为本地模型参数更新,$\overline{\boldsymbol{W}}_j$ 为全局模型参数,计算相同符号参数的百分比作为相关性度量标准:

$$e(\boldsymbol{W}, \overline{\boldsymbol{W}}) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} I(\text{sign}(\boldsymbol{W}_j) = \text{sign}(\overline{\boldsymbol{W}}_j)) \tag{3}$$

若 $\boldsymbol{W}_j$ 和 $\overline{\boldsymbol{W}}_j$ 符号相同,则 $I(\text{sign}(\boldsymbol{W}_j) = \text{sign}(\overline{\boldsymbol{W}}_j)) = 1$,否则为 0。将更新的相关性度量 $e(\boldsymbol{W}, \overline{\boldsymbol{W}})$ 进行排序,再选择排名最高的 K 个值上传,进行服务端的模型聚合,用于生成树和模型预测。这样,聚合机制就能够加快模型收敛速度,并且有效防止不利于整体模型的参数上传,减少 C_t,降低通信开销。

2.2　基于代价敏感函数的改进 XGBoost 算法

本节针对不同雾节点上的不均衡数据样本,通过引入代价敏感函数对 XGBoost 算法进行改进。

XGBoost 算法基于 CART 回归树模型[18],对于给定的 n 个样本 m 个特征的数据集 $D = (\boldsymbol{x}_i, \boldsymbol{y}_i)$,CART 回归树会将输入的样本特征分配到各个叶子节点,其预测函数为

$$\hat{\boldsymbol{y}}_i^{(t)} = \sum_{v=1}^{V} f_v(\boldsymbol{x}_i) = \hat{\boldsymbol{y}}_i^{(t-1)} + f_v(\boldsymbol{x}_i) \tag{4}$$

式中:$f(x) = w_j(x)$,$w_j(x)$ 为叶子节点 j 的权重,$f_v(x)$ 为其中第 v 棵回归树。XGBoost 算法学习的过程就是通过加入 f_v 函数来优化目标函数,减少预测结果与实际结果之间的误差。定义的目标函数为

$$\text{Obj}^{(t)} = \sum_{i=1}^{n} l(\boldsymbol{y}_i, \hat{\boldsymbol{y}}_i^{(t-1)} + f_v(\boldsymbol{x}_i)) + \Omega(f_v) = \sum_{i=1}^{n} \left(g_i f_v(\boldsymbol{x}_i) + \frac{1}{2} h_i f_v^2(\boldsymbol{x}_i) \right) + \Omega(f_v) \tag{5}$$

式中:$\Omega(f_v)$ 为正则化项,用来防止模型的过拟合;$l(\cdot)$ 为损失函数,用来衡量预测值与真实值之间的误差。

$$\Omega(f_v) = \gamma T_t + \lambda \frac{1}{2} \sum_{j=1}^{T} w_j^2 \tag{6}$$

式中:r 为权重系数;T_t 为叶子节点的个数;λ 为正则化系数。

因为各个雾节点收集的流量数据类别不均衡,其中攻击类的异常流量属于小样本,所以,为了提高入侵检测模型对小样本的重视,设计每个雾节点中的代价敏感度函数为

$$q(c_i) = \frac{\mathrm{sum}(c_i)}{\mathrm{num}(c_i)} \tag{7}$$

式中:$\mathrm{sum}(c_i)$为所有类别的样本数;$\mathrm{num}(c_i)$为类别c_i的样本数。将代价敏感函数引入目标函数的优化过程中,修改损失函数的一阶导数g_{c_i}、二阶导数h_{c_i}分别为

$$\begin{cases} g_{c_i} = q(c_i)\dfrac{\partial l(\boldsymbol{y}_i, \hat{\boldsymbol{y}}_i^{(t-1)})}{\partial \hat{\boldsymbol{y}}_i^{(t-1)}} \\ h_{c_i} = q(c_i)\dfrac{\partial^2 l(\boldsymbol{y}_i, \hat{\boldsymbol{y}}_i^{(t-1)})}{\partial^2 \hat{\boldsymbol{y}}_i^{(t-1)}} \end{cases} \tag{8}$$

损失函数进行泰勒展开得到

$$\mathrm{Obj}_{c_i}^{(t)} = \sum_{i=1}^{n} l(\boldsymbol{y}_i, \boldsymbol{y}_i^{(t-1)} + f_v(\boldsymbol{x}_i)) + \Omega(f_v) = \sum_{i=1}^{n} (g_{c_i} f_v(\boldsymbol{x}_i) + \frac{1}{2} h_{c_i} f_v^2(\boldsymbol{x}_i)) + \Omega(f_v) \tag{9}$$

进行求解可得叶子节点的最佳分数为

$$w_j^* = -\frac{\sum_{i \in I_j} g_{c_i}}{\sum_{i \in I_j} h_{c_i} + \lambda} \tag{10}$$

式中:I_j为叶子节点j的实例集。最终求得目标函数为

$$\mathrm{Obj}^{(t)} = -\frac{1}{2}\sum_{j=1}^{T} \frac{\left(\sum_{i \in I_j} g_i\right)^2}{\sum_{i \in I_j} h_i + \lambda} + \gamma T_t \tag{11}$$

树结构将选择增益下降最大的特征作为最优分割点,增益下降的公式为

$$\mathrm{Gain} = \frac{1}{2}\left[\frac{\left(\sum_{i \in I_{\mathrm{L}}} g_{c_i}\right)^2}{\sum_{i \in I_{\mathrm{L}}} h_{c_i} + \lambda} + \frac{\left(\sum_{i \in I_{\mathrm{R}}} g_{c_i}\right)^2}{\sum_{i \in I_{\mathrm{R}}} h_{c_i} + \lambda} - \frac{\left(\sum_{i \in I} g_{c_i}\right)^2}{\sum_{i \in I} h_{c_i} + \lambda}\right] - \gamma \tag{12}$$

在雾节点的模型寻找最优树结构的过程中,最重要的就是训练样本的g_{c_i}和h_{c_i}。由于代价敏感函数的引入,按照Gain进行最优分割点选择时会更加重视雾节点中的小样本类别,从而提高小样本类别的检测准确率,更适合流量数据类别不均衡的无线传感器网络。

2.3 近似算法改进

如2.2节所述,训练XGBoost的最优树模型需要计算增益分数Gain来寻找分裂点。这意味着对于每个数据样本和特征,需要计算对应的梯度g_{c_i}和二阶导数h_{c_i}。

大多数联合学习的梯度提升算法都允许参与训练的客户端将梯度或特征值分割候选者传输到聚合器,从而确定整体模型的最佳分裂点。而常见搜索最佳分裂点的方法是使用精确贪婪算法,该算法枚举整个特征和值空间以找到最佳分裂点[19]。若需要处理n个样本,d个特征,进行m轮,这种贪婪算法的复杂度就高达$O(n \times d \times m \times \lg n)$,会增大雾节点的通信计算压力;为了弥补这一不足,本文使用基于直方图的近似算法来高效地选择最优特征[17]。

基于直方图的近似算法首先对该特征的所有切分点$p(p=1,2,\cdots,m)$基于分位数分桶,得到一个候选切分集合$S_p = \{s_{p1}, s_{p2}, \cdots, s_{pl}\}$,然后将样本特征的值根据集合划分到桶中,对每个桶内的样本统计值的梯度和二阶导数进行累加统计得到G_{pl}和H_{pl},最后在这些累计的统计量上寻找最佳分裂点。分位点算法的核心思想是:根据特征的分布取其分位点,将分位点代替真实特征值,本质就是连续特征的分段离散,降低计算复杂度。但是,将这种近似算法直接应用于联合学习框架中可能会导致训练的模型无法适应各方数据的偏差,尤其是不均衡数据和Non-IID数据中。

为了解决该问题,本文的改进算法不是以相同的比例对所有参与者的数据进行分桶,而是考虑参与者客户端上本地数据集的大小与其他参与者的大小相对比率来按比例(如百分位数)分桶。首先,定义D_p表示每个训练样本的第p维特征值和对应二阶导数:

$$D_p = \{(x_{1p}, h_1), (x_{2p}, h_2), \cdots, (x_{np}, h_n)\} \tag{13}$$

定义排序函数为

$$r_p(z) = \frac{\sum_{(x,h) \in D_p, x < z} h}{\sum_{(x,h) \in D_p} h} \tag{14}$$

该函数表示特征值小于z的样本分布占比,其中二阶导数h可以视为样本权重[14]。在该排序函数下,找到一组点$S_p = \{s_{p1}, s_{p2}, \cdots, s_{pl}\}$满足:

$$|r_k(s_{k,j}) - r_k(s_{k,j+1})| < \varepsilon \tag{15}$$

式中:ε为采样率,是每个桶的比例大小。最终会得到$1/\varepsilon$个分界点。

本文设置参数$\mu_k, \mu_k = |d_k|/|D|$表示客户端k的数据量$|d_k|$相对于服务端数据量$|D|$的大小。使用μ_k来调整不同客户端的采样率或者分桶大小,客户端的采样率$\varepsilon_k = \varepsilon_s \mu_k$,其中,$\varepsilon_s$为服务端的采样率,从而能够使近似算法灵活适应不均衡数据。按照ε_k分桶后最终累加统计得到梯度和二阶导数记为g_k和h_k,这些参数将在联合学习框架中传递和交互,从而提高整体模型的检测效果。

3　实验验证

由于每个数据集都会有不同的模式和特征,如网络拓扑结构、流量特征、攻击方式等,本文使用多种基准数据集进行实验,这样可以综合验证入侵检测模型的适应性。本文结合加拿大网络安全研究所提供的 CICIDS 2017 数据集及无线网络的 WSN-DS 数据集来评估模型。

实验平台为搭载了 Core i9-9820x 和 GTX 1080 Ti 的台式机,使用 Anaconda 3 软件和联合学习框架 Pysyft 进行仿真实验。同时还使用 NS-2 软件仿真设计得到一个 WSN-ids 数据集。总节点规模数目为 300,按照区域平均划分为 30 个区域,每个区域设置一个雾节点,收集该区域中节点的数据用来训练本地模型,节点的信息通信覆盖半径设定为 10 m,设置仿真时间为 1 000 s,其中网络攻击时间设置为 50 s。实验共进行 30 次模拟,获得总时长 30 000 s 的原始流量数据。

仿真参数设定如表 1 所示。

网络攻击的模拟参照 WSN-DS 数据集。模拟了 4 种攻击方式:Blackhole、Grayhole、Flooding、Scheduling。3 个数据集的信息如表 2 所示。

表 1　仿真参数设置

Table 1　Simulation parameter settings

参数	数值/种类
网络覆盖范围/(m×m)	200×200
节点数量	300
节点最大覆盖范围/m	20
信道容量/(Mbit·s^{-1})	2
攻击节点数目	15
路由协议	LEACH
MAC 协议	TDMA
采样周期/s	5

表 2　数据集相关信息

Table 2　Related information of datasets

数据集	网络攻击类别
WSN-DS[19]	Blackhole、Grayhole、Flooding、Scheduling
WSN-ids	Blackhole、Grayhole、Flooding、Scheduling
CICIDS 2017[20]	Brute Force FTP、Brute Force SSH、DoS、Heartbleed、Web Attack、Infiltration、Botnet

采用准确率 Accuracy 和误报率 FAR 作为评估指标:

$$\text{Accuracy} = \frac{\text{TP} + \text{TN}}{\text{TP} + \text{TN} + \text{FP} + \text{FN}} \tag{16}$$

$$\text{FAR} = \frac{\text{FP}}{\text{TN} + \text{FP}} \tag{17}$$

式中:TP 为正确分类的正样本数目;FN 为错误分类的正样本数目;FP 为错误分类为正样本的负样本数目; TN 为正确分类的负样本数目。

3.1　算法比较

本文通过准确率 Accuracy 和误报率 FAR 评估不同算法在 WSN-DS 和 CICIDS 2017 数据集中的性能,数据集按照 80%:20% 的比例划分训练集和测试集。

对比的集中式学习方法选择了入侵检测领域流行的 RF(random forest)[21]、GRU-SVM[22]、ICNN[23]、VAE[24] 和 XGBoost[25] 算法。这几种算法采用集中式的方法进行训练,设备将数据上传给服务器进行集中训练。选择 FedSGD 作为分布式学习(联合学习)的比较算法,为了更好地比较本文算法的优势,FedSGD 的训练模型统一使用 XGBoost 算法。所有算法重复独立运行15 次,并计算相同的测试集上的检测准确率和误报率的平均值,结果如表 3 所示。

从表 3 可以看出,Fed-XGB 和本地模型 VAE 的检测准确率最高,误报率最低,Fed-XGB 的检测分类性能相比于集中式的 XGBoost 分类准确率提高了 3% 左右,误报率降低了 10% 左右,证明了联合学习这种分布式学习也可以达到集中式学习的训练效果。并且本文的 Fed-XGB 算法相比 FedSGD 联合学习算法具有更好的检测性能。

表 3　不同算法整体性能对比

Table 3　Comparison of overall performance of each algorithm

算法	WSN-DS		CICIDS2017	
	Accuracy	FAR	Accuracy	FAR
RF	0.884	0.152	0.822	0.223
GRU-SVM	0.966	0.136	0.896	0.104
ICNN	0.972	0.086	0.956	0.134
VAE	0.991	0.035	0.971	0.108
XGBoost	0.954	0.121	0.953	0.136
FedSGD	0.981	0.049	0.966	0.102
Fed-XGB	0.989	0.029	0.978	0.036

3.2　联合学习参数的影响

使用 WSN-DS 数据集进行实验,分析联合学习参数 B(训练批次大小)和 E(训练代数)对通信成本即上传次数的影响,比较 FedSGD 算法和 Fed-XGB 算法不同的 B 和 E 下模型的分类准确率达到 98% 时所需的上传次数,可以看出增加 E 和设置较小的 B 会降低通信成本。

由表 4 可以看出,本文的 Fed-XGB 算法在参数 $E=20$ 和 B 设置较小时,上传次数最小,在相对

表 4 不同联合学习参数对上传次数的影响

Table 4 Influence of different federated learning parameters on communication rounds

方法	E	B	上传次数
FedSGD	1	∞	822
Fed-XGB	5	small	324
Fed-XGB	10	small	192
Fed-XGB	20	small	122
Fed-XGB	5	large	256
Fed-XGB	10	large	218
Fed-XGB	20	large	178

于基线算法 FedSGD 减少了大约 21 倍的通信成本。通常,通过将 B 设置为一个小数目,增加客户端的训练轮数,即将更多的计算推给客户端,即充分利用无线传感器网络中雾节点的计算资源。

3.3 不同恶意节点数量下的性能比较

使用 WSN-ids 数据集进行实验,探究了不同恶意节点数目对入侵检测模型的影响。参照文献[5]的方式模拟中毒攻击,恶意节点随机分配在划分的 30 个区域中,对周围节点进行网络攻击,并且上传错误的数据信息。相同仿真环境下,得到不同算法的检测准确率如图 2所示。由图 2 可知,恶意节点数量增加会对入侵检测模型的性能有不利影响。原因是:恶意节点数目的增加会使检测模型难以建立正确的判断,使得联合学习模型难以执行正确模型参数信息的聚合,导致雾节点的参数上传对全局模型产生不利影响。研究中发现,对于训练过程中受到中毒污染的客户端,其梯度更新相较服务端相差较大,而 Fed-XGB 由于算法的设计避免传输不相关的局部更新,全局聚合的协同优化趋势下避免了中毒节点的不利影响,确保对模型性能有利地更新才会聚合,保证了模型训练的可靠性。

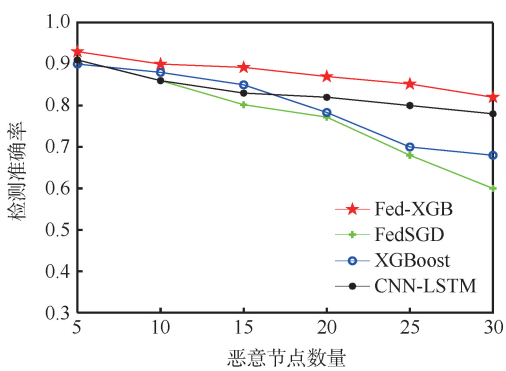


图 2 不同恶意节点数量下的性能比较

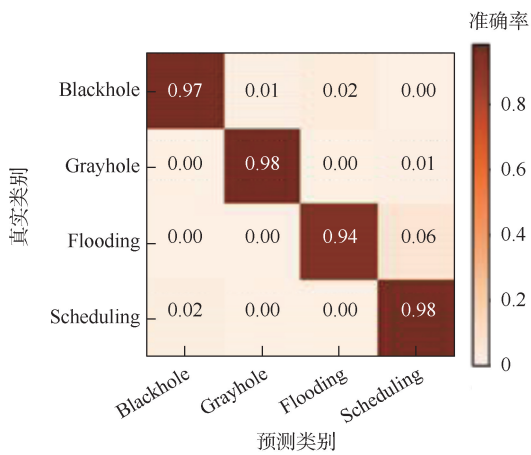
Fig. 2 Performance comparison of different malicious nodes

3.4 模型鲁棒性测试

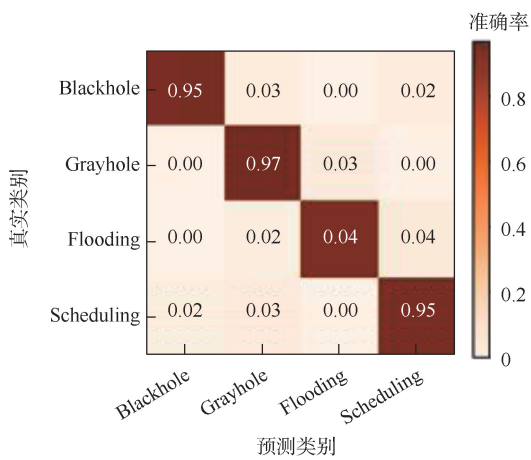
由于无线传感器网络具有无线连接不稳定、设备容易故障、容易受到外界干扰的特点,造成其网络传输过程中的丢包率较高,而且数据传输过程中不可避免地会收集故障数据和噪声数据。低质量带噪声数据导致检测系统较低的鲁棒性,因此抗噪声能力对于无线传感器网络的入侵检测模型至关重要。

本文进行了模型鲁棒性测试:从 30 个区域中随机选择 10 个节点,参考文献[26]的方法,引入的噪声为掩蔽噪声,将其加入训练样本中,将干净的原始流量数据以一定噪声比例(10% 的比例)随机置零,以最大化学习分类器的错误,使用低质量的带噪声数据来检验系统的鲁棒性。如图 3 和图 4 所示,图 3(a)和图 4(a)为模型正常训练后的分类结果混淆矩阵图,图 3(b)和图 4(b)为注入噪声的分类结果混淆矩阵图。

可以看出 FedSGD 算法受到噪声的影响很大,导致所有类别的准确率都大幅下降,Blackhole 类的准确率下降了 6%,Grayhole 类的准确率下降了 3%,Flooding 类的准确率下降 13%,scheduling类的准确率下降了 32%,大部分预测成为了



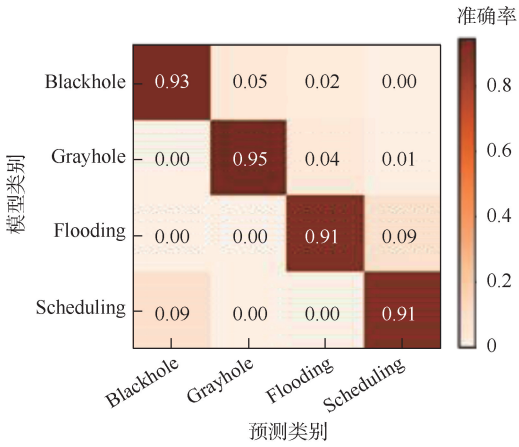
(a) 正常训练后的分类结果混淆矩阵图



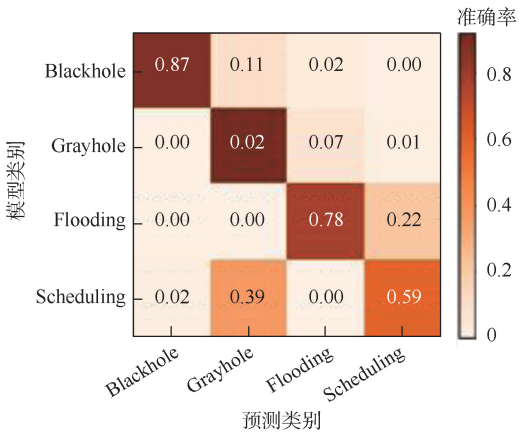
(b) 注入噪声的分类结果混淆矩阵图

图 3 Fed-XGB 算法加噪声前后的性能对比

Fig. 3 Performance comparison of Fed-XGB algorithm under adding noise



(a) 正常训练后的分类结果混淆矩阵图



(b) 注入噪声的分类结果混淆矩阵图

图 4　FedSGD 算法加噪前后的性能比较

Fig. 4　Performance comparison of FedSGD algorithm under adding noise

Grayhole。而本文的 Fed-XGB 算法很好的抑制了噪声对全局分类性能的影响,各个类别的准确率下降在 3% 以内。证明了算法具有较好的鲁棒性。

4　结　论

针对无线传感器网络的信道特点和集中式、分布式学习方法的缺陷,本文提出联合入侵检测算法 Fed-XGB,降低了数据传输带来的带宽占用和隐私泄露风险。在不同数据集上的实验表明:

1) Fed-XGB 的检测准确率在 0.97 以上,误报率在 0.036 以下,优于其他对比算法。

2) Fed-XGB 在数据含有噪声和恶意节点数目增加时依然保持稳定的检测性能。

下一步将针对模型参数的保密性和压缩进行更深的研究,提高联合学习的隐私性和高效性。

参考文献 (References)

[1] SALEHI M, HOSSAIN E. Federated learning in unreliable and resource-constrained cellular wireless networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(8): 5136-5151.

[2] DE SOUZA C A, WESTPHALL C B, MACHADO R B, et al. Hybrid approach to intrusion detection in fog-based IoT environments[J]. Computer Networks, 2020, 180: 107417.

[3] ZHANG W J, HAN D Z, LI K C, et al. Wireless sensor network intrusion detection system based on MK-ELM[J]. Soft Computing, 2020, 24(16): 12361-12374.

[4] TANG T A, MCLERNON D, MHAMDI L, et al. Intrusion detection in SDN-based networks: Deep recurrent neural network approach[M]// ALAZAB M, TANG M J. Deep learning applications for cyber security. Berlin: Springer, 2019: 175-195.

[5] LI X M, ZHU L X, CHU X, et al. Edge computing-enabled wireless sensor networks for multiple data collection tasks in smart agriculture[J]. Journal of Sensors, 2020, 2020: 4398061.

[6] 周纯毅,陈大卫,王尚,等. 分布式深度学习隐私与安全攻击研究进展与挑战[J]. 计算机研究与发展, 2021, 58(5): 927-943.
ZHOU C Y, CHEN D W, WANG S, et al. Research and challenge of distributed deep learning privacy and security attack[J]. Journal of Computer Research and Development, 2021, 58(5): 927-943(in Chinese).

[7] KHAN L U, SAAD W, HAN Z, et al. Federated learning for internet of things: Recent advances, taxonomy, and open challenges[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2021, 23(3): 1759-1799.

[8] CHEN Z, LYU N, LIU P F, et al. Intrusion detection for wireless edge networks based on federated learning[J]. IEEE Access, 2020, 8: 217463-217472.

[9] YANG H Y, WANG F Y. Wireless network intrusion detection based on improved convolutional neural network[J]. IEEE Access, 2019, 7: 64366-64374.

[10] ZHU G X, LIU D Z, DU Y Q, et al. Toward an intelligent edge: Wireless communication meets machine learning[J]. IEEE Communications Magazine, 2020, 58(1): 19-25.

[11] CHEKIRED D A, KHOUKHI L, MOUFTAH H T. Fog-based distributed intrusion detection system against false metering attacks in smart grid[C]// 2019 IEEE International Conference on Communications. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-6.

[12] MCMAHAN H B, MOORE E, RAMAGE D, et al. Communication-efficient learning of deep networks from decentralized data[EB/OL]. (2017-02-28)[2021-12-01]. https: arxiv. org/abs/1602.05629.

[13] PREUVENEERS D, RIMMER V, TSINGENOPOULOS I, et al. Chained anomaly detection models for federated learning: an intrusion detection case study[J]. Applied Sciences, 2018, 8(12): 2663.

[14] CAMPOS E M, SAURA P F, GONZÁLEZ-VIDAL A, et al. Evaluating federated learning for intrusion detection in internet of things: Review and challenges[J]. Computer Networks, 2022, 203: 108661.

[15] KELLI V, ARGYRIOU V, LAGKAS T, et al. IDS for industrial applications: A federated learning approach with active personalization[J]. Sensors(Basel, Switzerland), 2021, 21(20): 6743.

[16] HAN Y F, ZHANG X L. Robust federated training via collaborative machine teaching using trusted instances[EB/OL]. (2019-05-08)[2021-12-10]. https: // arxiv. org/abs/1905.

02941.

[17] WANG L P, WANG W, LI B. CMFL: Mitigating communication overhead for federated learning[C]// 2019 IEEE 39th International Conference on Distributed Computing Systems. Piscataway: IEEE Press, 2019: 954-964.

[18] CHEN T Q, GUESTRIN C. XGBost: A scalble tree boosting system[C]// Proceedings of 22nd ACM SIGKDD International Conference on knowledge Discovery and Data Mining. New York: ACM, 2016: 785-794.

[19] ALMOMANI I, AL-KASASBEH B, AL-AKHRAS M. WSN-DS: A dataset for intrusion detection systems in wireless sensor networks[J]. Journal of Sensors, 2016, 2016: 4731953.

[20] SHARAFALDIN I, LASHKARI H A, GHORBANI A A. Toward generating a new intrusion detection dataset and intrusion traffic characterization[C]// Proceedings of the 4th International Conference on Information Systems Security and Privacy, 2018, 1: 108-116.

[21] JOHNSON S R, JAIN A. An improved intrusion detection system using random forest and random projection[J]. International Journal of Scientific & Engineering Research, 2016, 7(10): 1424-1430.

[22] AGARAP A F M. A neural network architecture combining gated recurrent unit (GRU) and support vector machine (SVM) for intrusion detection in network traffic data[C]// Proceedings of the 2018 10th International Conference on Machine Learning and Computing, 2018: 26-30.

[23] 刘月峰, 王成, 张亚斌, 等. 面向网络入侵检测系统的深度卷积神经网络模型[J]. 内蒙古科技大学学报, 2018, 37(1): 59-64.
LIU Y F, WANG C, ZHANG Y B, et al. Deep convolutional neural network model for network intrusion detection system [J]. Journal of Inner Mongolia University of Science and Technology, 2018, 37(1): 59-64(in Chinese).

[24] FAN L N, YANG J H, MI T J. Malicious behavior catcher: An intrusion detection system based on VAE[C]// Communications, Signal Processing, and Systems, 2021.

[25] 张阳, 姚原岗. 基于XGboost算法的网络入侵检测研究[J]. 信息网络安全, 2018(9): 102-105.
ZHANG Y, YAO Y G. Research on network intrusion detection based on XGboost[J]. Netinfo Security, 2018(9): 102-105(in Chinese).

[26] 吴亚丽, 李国婷, 付玉龙, 等. 基于自适应鲁棒性的入侵检测模型[J]. 控制与决策, 2019, 34(11): 2330-2336.
WU Y L, LI G T, FU Y L, et al. A new intrusion detection model based on adaptability and robustness[J]. Control and Decision, 2019, 34(11): 2330-2336(in Chinese).

Fog computing-based federated intrusion detection algorithm for wireless sensor networks

ZHU Mengyuan[1], CHEN Zhuo[2], LIU Pengfei[1], LYU Na[1,*]

(1. Information and Navigation College, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China;
2. PLA 94619, Lu'an 237000, China)

Abstract: In order to guarantee the security of wireless sensor networks, a federated intrusion detection algorithm Fed-XGB based on fog computing is proposed. The Fed-XGB algorithm extends the edge of the network by introducing fog computing nodes, reduces communication delay, improves the accuracy of joint learning of global and local models, and reduces the transmission bandwidth and the risk of privacy leakage. By improving the approximate calculation method based on the histogram, this algorithm can adapt to the characteristics of unbalanced data in wireless sensor networks. Through the introduction of the TOP-K gradient selection, the number of uploads of model parameters is minimized, and the interaction efficiency of model parameters is improved. Experimental results show that the detection accuracy of the Fed-XGB algorithm is above 0.97, and the false alarm rate is below 0.036, which is better than other comparison algorithms. The results also show that, in the face of poisoning attacks and noisy data, the detection and classification performance are still stable and has strong robustness.

Keywords: wireless sensor network; intrusion detection; fog computing; federated learning; deep learning

Received: 2021-12-20; **Accepted**: 2022-02-25; **Published online**: 2022-03-16 10:27

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20220314.2009.002.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (62074131)

* **Corresponding author**. E-mail: Lvnn2007@163.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0059

折叠翼无人机冷气发射装置动态特性分析及优化

张钊[1,2], 彭一明[1,2], 周福亮[1,2], 魏小辉[1,2,*], 聂宏[1,2], 杨刚[1,2]

(1. 南京航空航天大学 飞行器先进设计技术国防重点学科实验室, 南京 210016;
2. 南京航空航天大学 机械结构力学及控制国家重点实验室, 南京 210016)

摘 要: 针对冷气投放装置工作过程中存在的机械系统和气压系统耦合非线性动力学问题,提出了一种满足折叠翼无人机(UAV)结构形式和空中发射技术要求的冷气发射动态特性分析方法及优化设计方法。以某型折叠翼无人机为研究对象,基于联合仿真建立了无人机气动发射系统动力学模型,搭建了冷气发射系统试验样机,并完成压缩气体空中发射试验,验证了仿真模型的准确性。在此基础上,分析了无人机与冷气发射装置主要系统参数对无人机发射动态性能的影响,针对该系统进行了参数优化设计。结果表明:储气瓶体积和充气压力是影响无人机冷气发射动态特性的关键参数,随着储气瓶体积和充气压力增大,最大发射速度和加速度明显增大,储气瓶体积从15 L增加至30 L,最大发射速度增加了52.7%,最大发射加速度增长了60.9%呈正相关影响;充气压力从0.4 MPa增加至0.7 MPa,最大发射速度增长了50.5%,最大发射加速度增长了69.9%;发射角度对无人机发射性能影响较小,可忽略不计。

关 键 词: 无人机(UAV); 冷气发射; 动力学; 联合仿真; 优化设计
中图分类号: V279+.2
文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2022)10-1951-09

折叠翼无人机由于其结构形式的特殊性[1-4],通常采用垂直升空或空中投放[5]的方式进行起飞作业。由于空中投放发射能够在极短的时间内将无人机发射至指定高度,如今已成为折叠翼无人机的主流发射方式。无人机空中投放发射装置采用筒式发射结构,其动力源主要有火药和冷气,而冷气发射由于其具有操作简单,发射速度快,工作过程稳定可靠,且不会产生光、声、热、烟雾等信号,隐蔽性较高,重复使用性好等优点[6],现如今已被广泛应用于折叠翼无人机的发射之中。

在进行冷气发射时,如果储气瓶充气压力等相关参数过大,将使得无人机发射加速度过大,对机体结构或飞控等设备造成损坏,如果相关参数设计较小,将会使无人机无法发射至指定高度和速度,进而无法完成起飞作业甚至造成无人机坠毁现象。因此,为提高无人机冷气发射的成功率,在进行冷气发射系统总体方案设计时,需综合考虑各个影响因素,对影响无人机发射的关键参数进行深入研究,并开展无人机与冷气发射系统参数适配性的研究。

无人机冷气发射系统与压缩空气武器装备[7-8]较为类似,国内外许多学者也对其进行了诸多研究。例如,Mesloh 和 Thompson[9]基于线性模型研究了 FN 303 压缩空气武器发射精准度问题;Sadrai 等[10]基于经验模型研究了一种用于高

收稿日期: 2021-02-02; **录用日期**: 2021-05-11; **网络出版时间**: 2021-06-15 13:25
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210615.1147.003.html
基金项目: 国防科技卓越青年科学基金(2018-JCJQ-ZQ-053); 中国博士后科学基金(2019M651827); 江苏省博士后科研资助计划项目(2018K042B); 江苏高校优势学科建设工程资助项目
* **通信作者**. E-mail: wei_xiaohui@nuaa.edu.cn

引用格式: 张钊, 彭一明, 周福亮, 等. 折叠翼无人机冷气发射装置动态特性分析及优化[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 1951-1959. ZHANG Z, PENG Y M, ZHOU F L, et al. Analysis and optimization of dynamic characteristics of air-cooled launcher for fold-rotor UAV[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 1951-1959(in Chinese).

速发射的压缩空气装置,并给出了其计算能源效率的方法;盖玉收等[11]建立了多源多出的复杂压缩空气管网数学模型,分析了管网中压缩空气压力和流量间的对应关系;万悦泉和王少萍[12]设计并分析了一种气动爆破管的动态特性,研究了压缩空气瞬间释放时射流与冲击波变化性能;赫雷等[13]采用 MATLAB/Simulink 搭建了冷气发射过程动力学模型,并分析了结构参数和动力源参数对气动发射武器的发射过程影响;陶如意等[14]研究了小型物体冷气发射系统发射过程内弹道特性,并基于试验验证了模型的可行性。上述研究主要集中在压缩空气武器装备仿真建模分析及优化,其中多数学者采用的动力学建模方法并未考虑冷气发射系统中的机械结构动力学和气压传动系统动力学的复杂非线性问题,由此忽略了冷气发射系统中机械系统与动力系统的耦合特性。

为完善冷气发射系统研究体系,本文基于多学科联合仿真的方法建立了完整且准确的冷气发射过程的动力学模型,分析其关键参数对无人机发射过程动态特性的影响。通过开展不同工况的仿真计算,分析了不同参数下无人机在发射过程中的速度和加速度动态特性,并总结得出无人机与冷气发射系统参数的主要适配规律,基于影响因子最大的参数对冷气发射性能进行了优化设计。研究结果为无人机冷气发射系统的工程研发提供了重要的理论参考。

1 冷气发射过程动力学模型

1.1 气压传动系统动力学分析

在进行冷气发射时,气动系统[15-17]主要为折叠翼无人机提供加速能量,系统中气体整个工作过程是一个短暂的热力学过程,且该过程复杂多样,为了便于理论研究,把气体看成理想气体,将该过程视为准静态绝热过程,由此可将整个发射过程中气动系统的工作分为定容储气瓶充气放气动态过程和发射筒作动过程,得出发射过程的数学模型。

1.1.1 储气瓶充气过程数学模型

储气瓶充气过程原理如图 1 所示。图中:P_s 为气源绝对压力,T_s 为气源绝对温度,V 为储气瓶体积,P 为储气瓶充气压力,T 为储气瓶温度。

由热力学第一定律,得出热力学第一定律方程:

$$\mathrm{d}Q + i_s \mathrm{d}M_s = \mathrm{d}U + \mathrm{d}W + i\mathrm{d}W \tag{1}$$

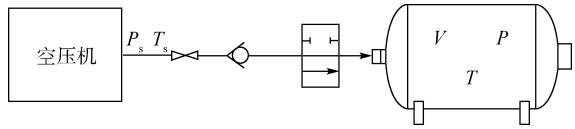


图 1 储气瓶充气过程原理

Fig. 1 Schematic diagram of gas cylinder filling process

式中:i_s 为气源气体的比焓;i 为瓶内气体的比焓;$\mathrm{d}M_s$ 为从气源流进气瓶内气体质量,$\mathrm{d}M$ 为从气瓶内流出的气体质量;$\mathrm{d}U$ 为瓶内气体内能变量;$\mathrm{d}W$ 为瓶内气体所做膨胀功;$\mathrm{d}Q$ 为瓶内气体与外界热交换的能量。

在绝热过程中,热量变化 $\mathrm{d}Q=0$,并且该过程只充气无放气,则气瓶气体质量变化 $\mathrm{d}W=0$;则气瓶中内能变化为

$$\mathrm{d}U = c_V \mathrm{d}(TM) \tag{2}$$

式中:U 为内能;c_V 为定容比热;M 为气体质量。

容积变化为

$$\mathrm{d}W = p\mathrm{d}V \tag{3}$$

式中:p 为气体的绝对压力。

能量变化为

$$i_s \mathrm{d}M_s = c_p T_s \mathrm{d}M_s \tag{4}$$

式中:c_p 为定压比热。

由此可得,恒定气压源向有限容积绝热充气能量方程为

$$\kappa R T_s \mathrm{d}M_s = V\mathrm{d}p + \kappa p \mathrm{d}V \tag{5}$$

式中:κ 为比热比;R 为气体常数。又因为是定容过程,设储气瓶容积 V,$\mathrm{d}V=0$,则有

$$\kappa R T_s \mathrm{d}M_s = V\mathrm{d}p \tag{6}$$

充气过程的时间为

$$\mathrm{d}t = \frac{\mathrm{d}M_s}{Q_m} = \frac{V\mathrm{d}p}{\kappa R T_s Q_m} \tag{7}$$

即

$$\frac{\mathrm{d}p}{\mathrm{d}t} = \frac{\kappa R T_s Q_m}{V} \tag{8}$$

式(8)为储气瓶充气过程压力随时间变化方程式。其中,Q_m 为质量流量。

1.1.2 储气瓶放气过程数学模型

储气瓶放气过程原理如图 2 所示。

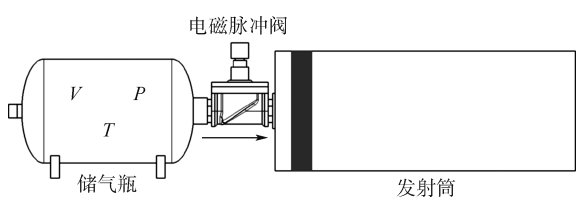


图 2 储气瓶放气过程原理

Fig. 2 Schematic diagram of gas cylinder deflation process

将整个过程视为定容积绝热放气过程,假定储气瓶的容积为 V,在进行放气前容器内已经充

满压缩空气,有 $dQ=0$,只放气无进气,有 $dM_s=0$,则有内能变化为

$$dU=d(uM)=c_V d(TM) \tag{9}$$

式中:u 为流量系数。

容积变化同式(3)。

能量变化为

$$idM=(u+pv)dM=(c_V+R)TdM \tag{10}$$

式中:v 为比容。

根据有限定容积气容的绝热放气能量方程:

$$-\kappa RTdM=\kappa pdV=Vdp \tag{11}$$

对于储气瓶,存在 $dV=0$,且 $dM=Q_m dt$,则有储气瓶放气过程气压随时间变化方程:

$$dt=\frac{dM}{Q_m}=-\frac{Vdp}{\kappa RTQ_m} \tag{12}$$

$$\frac{dp}{dt}=\frac{\kappa RTQ_m}{V} \tag{13}$$

1.1.3　发射筒作动过程模型

图 3 为发射筒作动过程示意图。设 X_0 为发射筒底部气腔余隙长度,S 为发射筒内浮动活塞作动行程,X 为活塞在 t 时刻的行程,气源压力为 P,温度为 T_s,浮动活塞面积为 A,进气腔初始压力、温度、体积分别为 P_0、T_0、V_0,t 时刻发射筒内部进气腔内温度、压力、体积分别为 T_1、P_1、V_1。

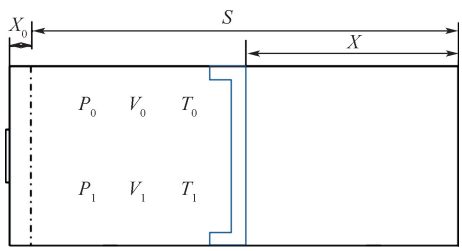


图 3　开口气缸作动过程示意图

Fig. 3　Diagram of actuating process of open cylinder

将发射筒作动过程视为恒定气压源向有限容积绝热充气过程,该过程能量方程为

$$\kappa RT_s dM_s=Vdp+\kappa pdV \tag{14}$$

气瓶向发射筒充气的质量流量为

$$Q_{m1}=dM/dt \tag{15}$$

则有

$$\frac{dp_1}{dt}=\frac{\kappa RT_s Q_{m1}}{V_1}-\frac{\kappa p_1}{V_1}\cdot\frac{dX}{dt} \tag{16}$$

式中:p_1 为发射筒进气腔中的空气绝对压力;$V_1=V_0+A(S-X)$ 为发射筒进气腔的容积;$V_0=AX_0$ 为发射筒的起始容积;$S-X$ 为浮动活塞的位移;Q_{m1} 为质量流量。

由此可得到发射筒进气腔压力变化方程:

$$\frac{dp_1}{dt}=\frac{\kappa RT_s Q_{m1}}{V_0+A(S-X)}-\frac{\kappa p_1}{S-X}\cdot\frac{dX}{dt} \tag{17}$$

1.2　发射过程动力学分析

图 4 为折叠翼无人机冷气发射过程受力分析,将无人机视为质点进行动力学分析。

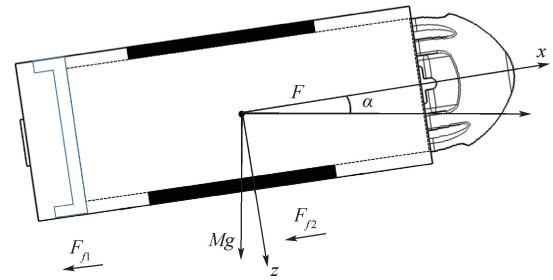


图 4　无人机发射过程示意图

Fig. 4　Schematic diagram of UAV launch process

可以得出,无人机加速过程运动方程为

$$M_{UAV}\frac{d^2x}{dt^2}=F-F_{f1}-F_{f2}-M_{UAV}g\sin\alpha \tag{18}$$

式中:M_{UAV} 为无人机质量;F 为浮动活塞推力;F_{f1} 为浮动活塞产生的摩擦力;F_{f2} 为瓦片产生的摩擦力;g 为重力加速度;α 为发射角度。

浮动活塞推力由发射筒内气压产生,可近似表达为

$$F=PA=P(\pi r^2) \tag{19}$$

式中:r 为浮动活塞半径。

发射过程产生的摩擦力主要由浮动活塞和瓦片产生,其受力分析如图 5 所示。

则有

$$F_{f1}=\mu_1 S_1 m_1 g\sin\alpha \tag{20}$$

$$F_{f2}=\mu_2 S_2(M+m_2)g\sin\alpha \tag{21}$$

式中:μ_1 和 μ_2 分别为浮动活塞和瓦片与发射筒内壁接触的摩擦系数;S_1 为浮动活塞与发射筒内壁接触面积;S_2 为瓦片与发射筒内壁接触面积;m_1 和 m_2 为浮动活塞和瓦片的质量。

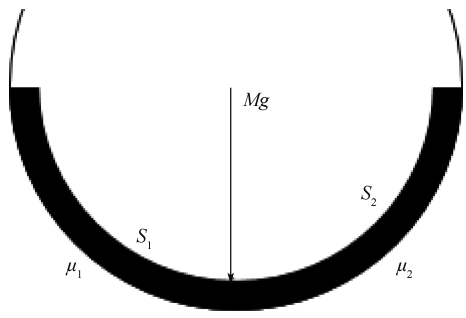


图 5　摩擦力示意图

Fig. 5　Diagram of friction force

2　基于冷气发射试验的模型校验

无人机冷气发射过程属于机械系统、气压传

动耦合非线性动力学问题,由于冷气发射系统工作过程的复杂性,仅依靠计算分析不能保证系统动力学特性参数的准确性,借助试验测试手段对无人机冷气发射过程的动态特性进行研究,以便得到准确可靠的仿真模型,进而对无人机冷气发射过程进行深入的研究。

2.1 试验方法

无人机冷气发射试验方案原理如图 6 所示,试验装配如图 7 所示。冷气发射装置悬挂于直升机腹部,于地面进行充气蓄能,到指定工作压力后,直升机悬挂发射装置升至低空,通过远程开关开启电磁脉冲阀,完成发射试验。将加速度传感器和采集仪安装在 15 kg 的等效质量块内,模拟无人机冷气发射过程动态响应,并采集加速度数据;使用高速摄像机记录质量块从开始至完全离筒的过程,通过积分计算出质量块的离筒速度。通过改变储气瓶体积、充气压力等气动参数,研究不同参数对冷气发射装置的动态特性的影响。

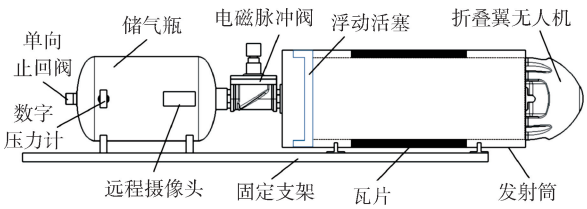


图 6 无人机冷气发射试验方案原理

Fig. 6 Diagram of principle of air-cooled launch test of UAV

图 7 冷气空中发射试验装配

Fig. 7 Diagram of air-cooled launch test

2.2 模型校验

利用第 1 节建立的无人机冷气发射仿真模型进行仿真计算,仿真结果与试验结果进行对比,冷气发射系统主要仿真参数为:无人机等效质量块 15 kg,发射筒内径 D = 265 mm,储气瓶体积 V = 15 L,储气瓶充气压力P = 0.4 MPa。

无人机冷气发射试验可供对比的工况如表 1 所示。选取 3 组不同工况,对比结果为发射速度及发射加速度。

通过加速度采集仪对试验加速度数据进行采集,并将采集的数据进行滤波处理,试验结果与仿真结果对比如图 8 所示。

表 1 仿真与试验对比工况

Table 1 Comparison of simulation and test conditions

参数	工况 1	工况 2	工况 3
工作压力/MPa	0.4	0.5	0.5
储气瓶体积/L	15	15	20
电磁脉冲阀口径/寸	1	1	1

注:1 寸 = 3.333 333 333 33 cm。

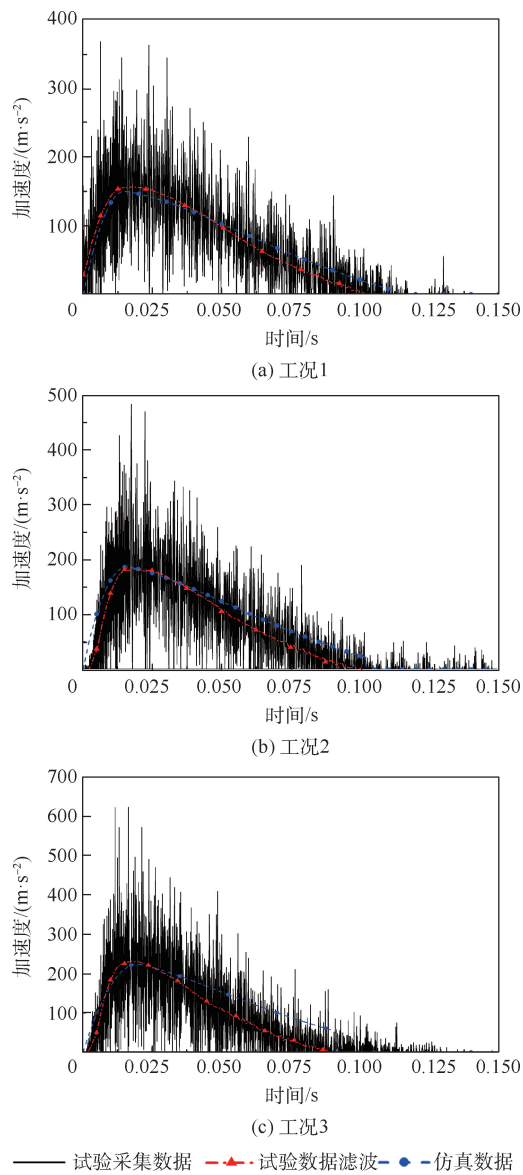


图 8 试验结果与仿真结果对比

Fig. 8 Comparison of test results and simulation results

经过滤波后其峰值和结束时间与仿真数据基本吻合,但是试验过程中的加速度在经过最大值后下降趋势明显比仿真值大,原因是:试验选用的储气瓶及加工的发射筒存在工艺问题,使得气瓶与发射筒未能绝对同轴,在试验过程中进入发射筒内部的气体产生的气压力作用在质量块上将会产生偏心力,迫使质量块与发射筒内壁产生较大摩擦力,从而使得发射加速度下降较快,而仿真过程中忽略了该部分摩擦力,因此加速度曲线下降趋势相比试验数据相对缓慢。

不同工况下,仿真结果与试验结果最大值对比如表 2 和表 3 所示。

由对比结果可知,误差绝对值均在 5% 以内,证明建立的动力学模型比较精确,可用于无人机冷气发射的动力学仿真分析。

表 2　仿真与试验发射速度对比

Table 2　Comparison of exit velocity between simulation and test

参数	工况 1	工况 2	工况 3
试验发射速度/(m·s^{-1})	8.9	10.3	12.7
仿真发射速度/(m·s^{-1})	9.3	10.9	13.1
误差/%	4.5	5.8	3.1

表 3　仿真与试验发射加速度对比

Table 3　Comparison of launch overload between simulation and test

参数	工况 1	工况 2	工况 3
试验发射加速度/(m·s^{-2})	162	180	240
仿真发射加速度/(m·s^{-2})	156	182	229
误差/%	-3.7	1.1	-4.6

3　动态特性分析及优化设计

无人机在进行冷气发射过程中,发射速度和发射加速度是最重要的 2 个性能参数,决定无人机能否安全稳定的完成发射起飞作业,因此,基于 LMS Virtual. Lab Motion 与 AMEsim 进行联合仿真,对上述 2 个目标参数进行深入的分析与讨论。

3.1　无人机质量对发射性能的影响

由于无人机的质量在一定程度上影响发射系统的动态特性,为研究不同质量的无人机对冷气发射性能的影响,本文选取无人机质量为 5,10,15,20 kg进行仿真验证,仿真结果如图 9 和图 10 所示。

可以看出,无人机质量对冷气发射最大发射速度和发射加速度影响较大。随着无人机质量的增大,冷气发射的最大发射速度和最大发射加速度明显减小。当无人机质量从 5 kg 增加到 20 kg 时,最大发射速度从 11.4 m/s 降低至8.5 m/s,减小了 25.4%,最大加速度从 239 m/s^2 减小至 126 m/s^2,减小了 47.3%,呈负相关影响;其原因是无人机的质量增大,发射桶内的浮动活塞的负载变大,相同压缩气体储存的能量所能转换的动能减小,同时,发射质量的增加使得瓦片与发射筒内壁间的摩擦力变大,从而使得最大发射速度与最大发射加速度变小。无人机质量变化对无人机起飞性能影响的关键数值如表 4 所示。其中,增长率表示随着系统参数的增加,对应最大发射速度与最大发射加速度的增长量与原参数增加前的数值百分比。

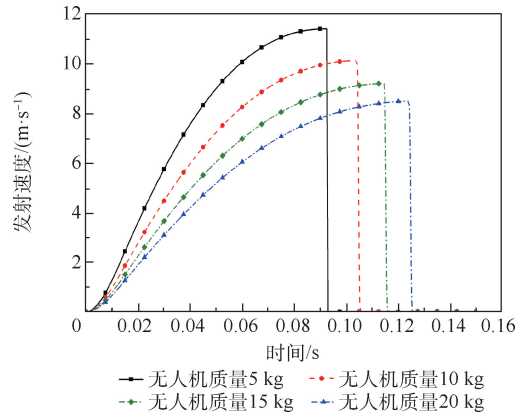


图 9　无人机质量对发射速度的影响

Fig. 9　Effect of UAV mass on launch speed

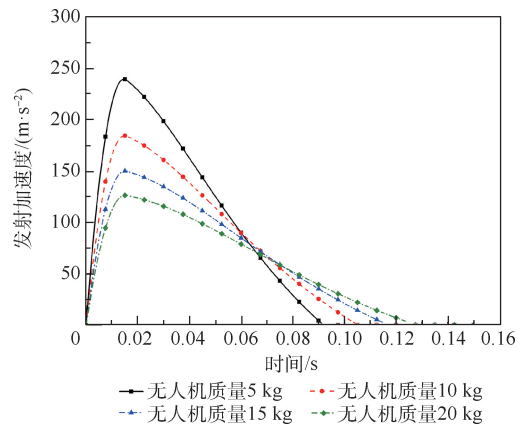


图 10　无人机质量对发射加速度的影响

Fig. 10　Effect of UAV mass on launch acceleration

表 4　无人机质量对发射性能的影响

Table 4　Effect of UAV mass on launch performance

影响参数	最大发射速度/(m·s^{-1})	最大发射加速度/(m·s^{-2})
无人机质量 5 kg	11.4	239
无人机质量 20 kg	8.5	126
增长率/%	-25.4	-47.3

3.2　发射角度对发射性能的影响

为了研究发射角度对冷气发射的影响,分别取发射装置角度为 0°、20°、40°、60°进行仿真验证,仿真结果如图 11 和图 12 所示。

可以看出,冷气发射系统的发射角度对两者的影响较小。随着发射角度的增大,无人机最大发射速度和最大发射加速度变小,这是因为随着发射角度的增大,无人机在发射架上的重力分力增大,摩擦力减小,进而影响冷气发射速度与发射加速度。发射角度变化对无人机起飞性能影响的关键数值如表 5 所示。

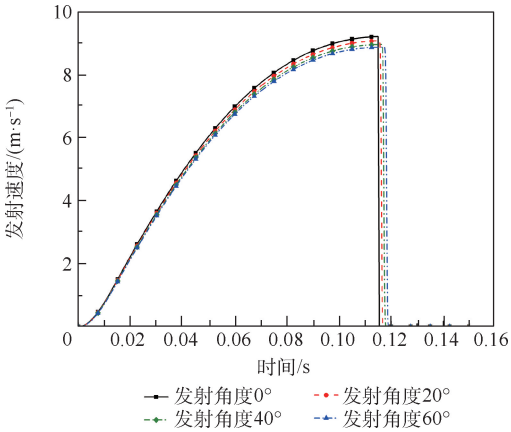


图 11 发射角度对发射速度的影响

Fig. 11 Effect of launch angle on launch speed

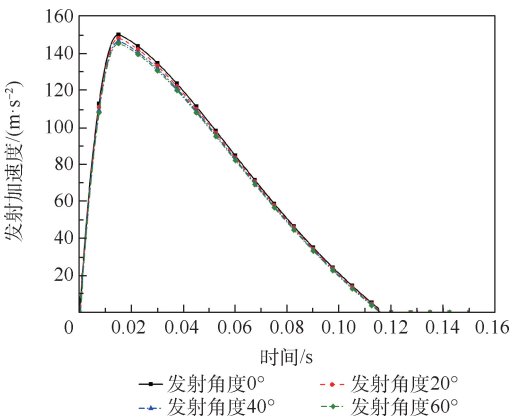


图 12 发射角度对发射加速度的影响

Fig. 12 Effect of launch angle on launch acceleration

表 5 发射角度对发射性能的影响

Table 5 Effect of launch angle on launch performance

影响参数	最大发射速度/(m·s⁻¹)	最大发射加速度/(m·s⁻²)
发射角度 0°	9.3	156
发射角度 60°	8.8	145
增长率/%	-5.4	-7.1

3.3 充气压力对发射性能的影响

3.1 节和 3.2 节所分析的是冷气发射系统中机械系统参数变化对发射性能的影响,为了分析气压传动系统相关参数对发射性能的影响,考虑到储气瓶最大充气压力不应高于 0.8 MPa,在保证无人机起飞速度的前提下,分别取储气瓶工作压力为 0.4,0.5,0.6,0.7 MPa 进行仿真分析,仿真结果如图 13和图 14 所示。

由仿真结果可以得出,在相同的发射距离条件下,无人机最高发射速度随着储气瓶充气压力的增大而上升,且速度上升趋势增大,充气压力从 0.4 MPa增加至 0.7 MPa,最大发射速度从9.3 m/s 增长至 14 m/s,增长了 50.5%,最大发射加速度从 156 m/s² 增加至 265 m/s²,增长了69.9%。因为气瓶压力增大,作用在浮动活塞上的工作压力增大,使得作用在无人机上的推力增大,进而增大了无人机的发射速度和发射加速度。充气压力变化对无人机起飞性能影响的关键数值如表 6 所示。

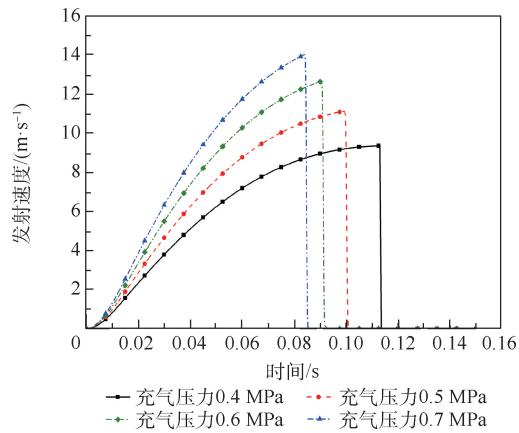


图 13 充气压力对发射速度的影响

Fig. 13 Effect of inflation pressure on launch speed

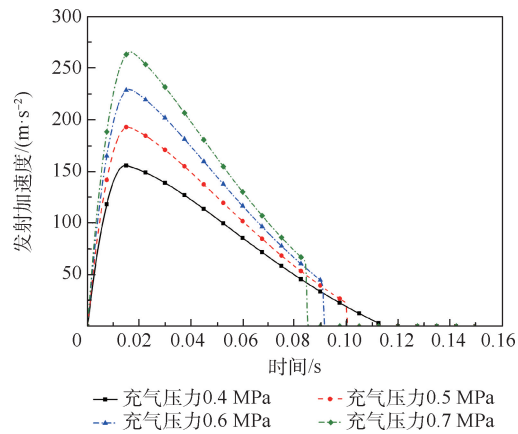


图 14 充气压力对发射加速度的影响

Fig. 14 Effect of inflation pressure on launch acceleration

表 6 充气压力对发射性能的影响

Table 6 Effect of inflation pressure on launch performance

影响参数	最大发射速度/(m·s⁻¹)	最大发射加速度/(m·s⁻²)
充气压力 0.4 MPa	9.3	156
充气压力 0.7 MPa	14	265
增长率/%	50.5	69.9

3.4 储气瓶体积对发射性能的影响

为了保证储气瓶能够储存足够的气压,以保证无人机的发射速度,储气瓶体积不能过小,考虑到储气瓶国家标准规格,取储气瓶体积为 15,20,25,30 L 进行仿真分析,仿真结果如图 15 和图 16 所示。

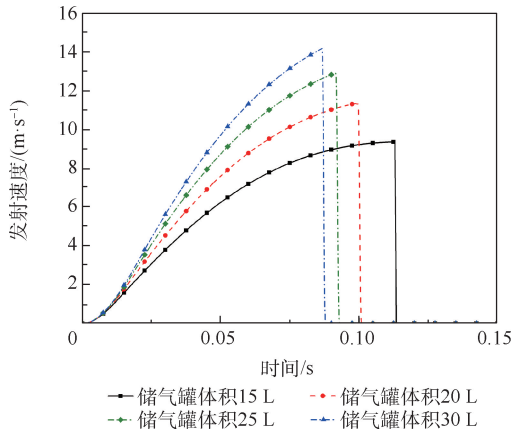


图 15　储气瓶体积对发射速度的影响

Fig. 15　Effect of cylinder volume on launch velocity

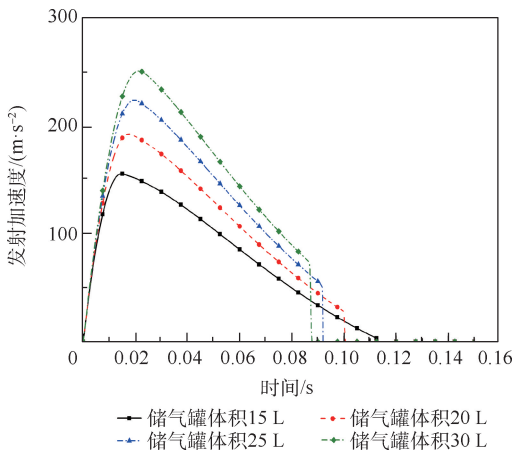


图 16　储气瓶体积对加速度的影响

Fig. 16　Effect of cylinder volume on acceleration

由仿真结果可以得出,储气瓶体积变化对无人机发射性能影响较大,无人机发射速度和加速度随储气瓶体积增大而增大。储气瓶体积从 15 L 增加至 30 L,最大发射速度从 9.3 m/s 增加至 14.2 m/s,增加了 52.7%,最大发射加速度从 156 m/s^2 增长至 251 m/s^2,增长了 60.9%,呈正相关影响。因为储气瓶体积增大,相同气压下储存的压缩气体能量增大,进而转换的动能增大,相同加速距离下,无人机的速度和加速度增大。储气瓶体积变化对无人机起飞性能影响的关键数值如表 7 所示。

表 7　储气瓶体积对发射性能的影响

Table 7　Effect of cylinder volume on launch performance

影响参数	最大发射速度/(m·s^{-1})	最大发射加速度/(m·s^{-2})
储气瓶体积 15 L	9.3	156
储气瓶体积 30 L	14.2	251
增长率/%	52.7	60.9

3.5　基于系统参数的优化设计

通过 3.1 节 ~3.4 节所述可以得出,储气瓶体积、充气压力、发射角度等参数对折叠翼无人机的冷气发射速度和加速度均有影响。为了保证冷气发射的安全性,就要保证发射速度尽可能大的前提下减小加速度,针对这一问题进行系统参数寻优设计,目的是为了在给定边界条件下得出最佳参数组合使得发射过程更加安全可靠。

根据本文研究的折叠翼无人机技术指标要求,在满足发射加速度不超过 300 m/s^2、发射速度不小于 5 m/s 的条件约束下,以发射速度和发射加速度为优化目标,在前文分析工况下对储气瓶体积、充气压力和发射角度进行寻优,以 Isight、AMEsim 和 LMS Virtual. Lab Motion 联合仿真的方式,采用多岛遗传算法[18-19]搭建优化模型如图 17 所示。

优化的整体框架包括 Isight 优化模块及 AMEsim、LMS Virtual. Lab Motion 计算模块。根据初始值优化操作,此后每一次迭代都是 Isight 通过遗传操作生成的新参数值传递至计算模型进行计算,求解参数再回传至 Isight,如此循环直至满足收敛要求。

最终寻优得到的结果如表 8 所示。由仿真结果可知,选用体积为 24 L 的储气瓶,充气压力为 0.54 MPa,发射角度为 1°时,折叠翼无人机冷气最大发射速度为 15 m/s,最大发射加速度为 275 m/s^2,最大发射加速度小于设计要求加速度 300 m/s^2,最大发射速度大于设计要求速度,本文认为这是一个较为理想的参数组合。

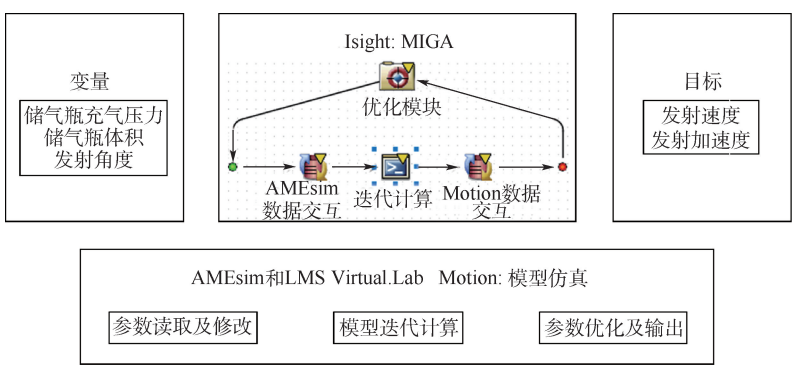


图 17　联合仿真优化模型

Fig. 17　Co-simulation optimization model

表8 系统参数寻优结果

Table 8 System parameter optimization results

参数	数值
充气压力/MPa	0.54
发射角度/(°)	1
储气瓶体积/L	24
最大发射速度/(m·s^{-1})	15
最大发射加速度/(m·s^{-2})	275

4 结 论

针对折叠翼无人机快速发射问题,基于联合仿真建立了无人机冷气发射机械结构及气压传动系统耦合动力学模型,通过试验结果对模型进行了验证,研究了储气瓶体积、充气压力、发射角度、无人机质量等参数对冷气发射性能的影响,并提出一种系统参数优化设计方法,通过综合分析得到了以下结论:

1) 选取不同系统参数对折叠翼无人机冷气发射动态特性进行研究,仿真结果表明,无人机质量、储气瓶体积、充气压力对冷气发射性能影响较大,呈正相关影响;发射角度对无人机的发射性能影响极小,可忽略不计。

2) 仿真结果与试验结果数据吻合较好,可通过调整储气瓶充气压力和体积,满足不同质量的无人机对发射速度和加速度的要求,从而为折叠翼无人机冷气发射系统设计提供可靠依据。

3) 综合考虑储气瓶体积、充气压力及发射角度对无人机冷气发射动态性能进行优化设计,得出了一组最佳参数组合,即选用体积为24 L的储气瓶,充气压力为0.54 MPa,发射角度为1°时,无人机在安全加速度限制条件下的速度最大,有利于提高无人机冷气发射的安全性,能够在选定机型的发射技术指标内安全可靠的完成发射作业。因此,本文的仿真分析工作对折叠翼无人机冷气发射设计优化具有一定的指导作用。

参考文献 (References)

[1] 包晓翔,张云飞,杨晓树. 新型折叠翼机构设计[J]. 北京航空航天大学学报,2014,40(8):1127-1133.
BAO X X,ZHANG Y F,YANG X S. Design of a folding wing mechanism[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2014,40(8):1127-1133(in Chinses).

[2] 孙文芳,李建伟,覃海鹰,等. 国外折叠翼桨毂构型技术分析[J]. 直升机技术,2019(3):57-61.
SUN W F,LI J W,QIN H Y,et al. Analysis of foreign folding rotor head configuration technology[J]. Helicopter Technique,2019(3):57-61(in Chinses).

[3] 何嘉琛. 可折叠翼式防空无人机设计[J]. 科技风,2019(14):15.
HE J C. Foldable rotor air defense UAV design[J]. Technology Wind,2019(14):15(in Chinses).

[4] 徐浩军,邵伟平,袁备. 折叠式共轴双旋翼桨叶操纵机构的设计[J]. 成组技术与生产现代化,2015,32(4):8-11.
XU H J,SHAO W P,YUAN B. Design for operating mechanism of foldable coaxial rotors[J]. Group Technology & Production Modernization,2015,32(4):8-11(in Chinese).

[5] 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).

[6] 黄国勤,罗莎祁,于今. 小型无人机气动肌腱式弹射系统动态仿真与优化[J]. 中国机械工程,2019,30(4):448-454.
HUANG G Q,LUO S Q,YU J. Dynamic simulation and optimization of pneumatic tendon ejection systems for small UAVs [J]. China Mechanical Engineering,2019,30(4):448-454(in Chinese).

[7] 王金贵. 气体炮原理及技术[M]. 北京:国防工业出版社,2001:35-36.
WANG J G. Gas gun principle and technology[M]. Beijing: National Defence Industrial Press,2001:35-36(in Chinese).

[8] 赵俊利,高跃飞. 气体炮实用内弹道技术研究[J]. 太原理工大学学报,2003(3):288-290.
ZHAO J L,GAO Y F. Study on the interior ballistics of the gas gun[J]. Journal of Taiyuan University of Technology, 2003 (3):288-290(in Chinese).

[9] MESLOH C T,THOMPSON L F. Evaluation of the FN 303 less lethal projectile[J]. Journal of Testing and Evaluation,2006, 34(6):574.

[10] SADRAI S,MEECH J A,TROMANS D,et al. Energy efficient comminution under high velocity impact fragmentation[J]. Minerals Engineering,2011,24(10):1053-1061.

[11] 盖玉收,石岩,蔡茂林. 多源多出复杂压缩空气管网建模及能效分析[J]. 北京航空航天大学学报,2013,39(9):1243-1248.
GAI Y S,SHI Y,CAI M L. Analysis on mathematical modeling for multi-source and multi-outlet complex compressed air network[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2013,39(9):1243-1248(in Chinses).

[12] 万悦泉,王少萍. 气动弹爆破过程性能仿真分析[J]. 北京航空航天大学学报,2007,33(6):644-648.
WAN Y Q,WANG S P. Analysis and simulation on the dynamic process of the air blasting device[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2007,33(6):644-648(in Chinses).

[13] 赫雷,尚兴超,周克栋,等. 一种压缩空气驱动的武器发射过程动力学分析[J]. 振动与冲击,2014,33(21):202-206.
HE L,SHANG X C,ZHOU K D,et al. Dynamic analysis for launching process of a compressed air-driving weapon[J]. Journal of Vibration and Shock,2014,33(21):202-206(in Chinses).

[14] 陶如意,叶涛,李鹏,等. 小型物体冷气发射系统内弹道过程分析[J]. 弹道学报,2012,24(4):82-85.

TAO R Y, YE T, LI P, et al. Interior ballistic process for cool-gas launch system of minitype object[J]. Journal of Ballistics, 2012, 24(4): 82-85(in Chinses).

[15] 李建藩. 气压传动系统动力学[M]. 广州:华南理工大学出版社, 1991: 53-79.
LI J F. Pneumatic transmission system dynamics[M]. Guangzhou: South China University of Technology Press, 1991: 53-79(in Chinses).

[16] GOMEZ E A, LOPEZ A L. Dynamic of a pneumatic system modeling simulation and experiments[J]. International Journal of Robotics and Automation, 1999, 14(1): 39-43.

[17] 徐炳辉. 气动手册[M] 上海:上海科学技术出版社, 2005: 24-36.
XU B H. Pneumatic manual[M]. Shanghai: Shanghai Science and Technology Press, 2005: 24-36(in Chinses).

[18] 冯勇,徐振钦. 基于多岛遗传算法的火箭炮初始扰动综合优化分析[J]. 振动与冲击, 2014, 33(9): 168-172.
FENG Y, XU Z Q. Comprehensive optimization of initial perturbation of a rocket system with multi-island genetic algorithms [J]. Journal of Vibration and Shock, 2014, 33(9): 168-172(in Chinses).

[19] MUNK D J, AULD D J, STEVEN G P, et al. On the benefits of applying topology optimization to structural design of aircraft components[J]. Structural and Multidisciplinary Optimization, 2019, 60(3): 1245-1266.

Analysis and optimization of dynamic characteristics of air-cooled launcher for fold-rotor UAV

ZHANG Zhao[1,2], PENG Yiming[1,2], ZHOU Fuliang[1,2], WEI Xiaohui[1,2,*], NIE Hong[1,2], YANG Gang[1,2]

(1. Key Laboratory of Fundamental Science for National Defense-Advanced Design Technology of Flight Vehicle, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China;
2. State Key Laboratory of Mechanics and Control of Mechanical Structures, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: In order to solve the coupling nonlinear dynamics problem of the mechanical system and pneumatic system in the process of a new air-cooled launch device, an analysis method and optimization design method for the air-cooled launching dynamic characteristics of folding-rotor unmanned aerial vehicle (UAV) were proposed to satisfy the requirements of its structural form and launching technology. Taking a folding-rotor UAV as the research object, the dynamics model of the compressed gas launch system of UAV was established based on co-simulation, and the test prototype of the cold air launch system was built, the compressed gas launch experiment was completed to verify the accuracy of the simulation model. The effect of the main system parameters of UAV and air-cooled launcher on the dynamic performance of UAV launch is analyzed. Finally, the parameter optimization design is carried out for the system. Results show that the volume of the air cylinder and the inflation pressure are the key parameters influencing the dynamic characteristics of the UAV air conditioning launch, with air cylinder volume and air pressure, the largest launch speed and overload increasing, air cylinder volume increased from 15 L to 30 L, the largest launch speed increased by 52.7%, the largest launch overload grew by 60.9%, were positively correlated; When the charging pressure increases from 0.4 MPa to 0.7 MPa, the maximum launch velocity increases by 50.5% and the maximum launch overload increases by 69.9%. The launch angle has little effect on UAV launch performance and can be ignored.

Keywords: unmanned aerial vehicle (UAV); air-cooled launch; dynamics; co-simulation; optimization design

Received: 2021-02-02; **Accepted**: 2021-05-11; **Published online**: 2021-06-15 13:25

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210615.1147.003.html

Foundation items: National Defense Science Foundation for Distinguished Young Scholars (2018-JCJQ-ZQ-053); China Postdoctoral Science Foundation (2019M651827); Jiangsu Planned Project for Postdoctoral Research Funds (2018K042B); A Project Funded by the Priority Academic Program Development of Jiangsu Higher Education Institutions

* **Corresponding author**. E-mail: wei_xiaohui@nuaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0064

函数型正则广义典型相关分析

王志超[1], TENENHAUS Arthur[2], 王惠文[3,4,*], 赵青[3]

(1. 中国工商银行 博士后科研工作站, 北京 100032; 2. 法国高等电力学院 信号处理与电子系统系, 吉夫伊维特 91192;
3. 北京航空航天大学 经济管理学院, 北京 100083;
4. 北京航空航天大学 复杂系统分析与管理决策教育部重点实验室, 北京 100083)

摘 要: 基于正则广义典型相关分析理论框架,提出一类对于多元函数型数据的充分降维方法。通过积分形式,将平方可积空间中的函数型数据投影至实空间中的一系列数值变量,在整体相关性度量最大的目标准则下,同时确定这些函数型投影方向,实现多元函数型数据向传统数值变量转化的特征信息提取及快速降维过程。在一般基函数系统表示下,推导得到最优投影权重函数的迭代计算方法,该方法对于基函数系统的选取具有独立性。大量仿真结果表明,在有限样本情况下,所提方法能够有效探测多元函数型数据之间的相关关系,且对投影权重函数的估计具有一致性。关于帕金森综合征患者步态的实例数据研究表明,由函数型数据投影得到的数值特征信息具有可解释性,所提方法具有一定实用价值。

关 键 词: 函数型数据; 正则广义典型相关分析; 特征提取; 函数型主成分; 帕金森综合征步态

中图分类号: O212.4

文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2022)10-1960-10

随着传感器、硬件存储等信息技术的快速发展,数据信息的获取得到极大便捷,可供使用的数据资料不再局限于传统单点型数值变量,而具有复杂多样的表现形式和内在特征。作为新兴复杂数据类型之一,函数型数据描述一类指标变量随时间、空间等因素连续变化的曲线[1],被广泛应用于众多研究领域[2-7]。例如,对于压力传感器实时监测的记录,以及高频变动的股票日内价格和收益率,这些指标应当认为是连续变化的,而不仅仅是若干时间点观测的离散数值。曲线的无穷维特征,成为函数型数据分析(functional data analysis, FDA)需要解决的关键问题;因此,许多对于函数的等价表达方法被陆续提出,如基函数展开和重生核表示等[8]。

在日趋复杂的应用场景中,往往需要同时考虑2个甚至更多函数型变量之间,或函数型变量与数值变量之间的关系。面对数据多样化引发的高维问题,需要对多元函数型数据进行降维处理;对此,一种有效的解决方法是:从函数型数据中提取一系列蕴含原函数特征信息的数值变量用于后续统计建模。按照这一思路,Ferre 和 Yao[9] 提出基于切片逆回归(sliced inverse regression, SIR)的函数型数据充分降维方法;Wang 等[10] 进一步提出函数型 SIR 方法的稳健估计;Reiss 和 Ogden[11] 则通过函数型主成分回归和函数型偏最小二乘(partial least squares, PLS)方法确定函数型数据的展开表示。

现有研究主要根据函数型数据变量内部变化信息或模型设定实现特征信息的数值化表达,当变量个数较多时,逐一进行特征信息提取不仅效

收稿日期: 2021-02-04; **录用日期**: 2021-06-20; **网络出版时间**: 2021-07-12 15:40
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210712.1312.002.html
基金项目: 国家自然科学基金 (72021001)
* **通信作者**. E-mail: wanghw@vip.sina.com

引用格式: 王志超, TENENHAUS Arthur, 王惠文, 等. 函数型正则广义典型相关分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 1960-1969. WANG Z C, TENENHAUS A, WANG H W, et al. Functional regularized generalized canonical correlation analysis [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 1960-1969(in Chinese).

率低下,且无法建立不同函数曲线之间的联系。基于 SIR 和 PLS 的方法虽然考虑了两两函数型变量之间的相关关系,但很难适用于更多变量的情形。Tenenhaus 父子[12-14]提出的正则广义典型相关分析(regularized generalized canonical correlation analysis, RGCCA)将众多分块数据分析方法进行推广统一,得到许多推广和应用[15-18]。

为了实现多元函数型数据的特征信息提取及快速降维过程,本文在 FDA 框架下,考虑函数型 RGCCA(functional RGCCA, FRGCCA)。具体来说,FRGCCA 沿一系列函数型积分投影方向将多元函数型数据投影至若干组数值变量;在整体相关性度量最大的准则下,借助函数型主成分分析(functional principal component analysis, FPCA)方法,确定主成分基函数展开系数,并最终估计最优积分投影方向。经过大量数值验证,本文方法被验证能够快速有效探测多元函数型数据之间的相关关系,并得到相应最优投影权重函数的一致估计。在实例研究中,通过帕金森综合征患者步态数据表明,由多元函数型数据投影得到的数值特征信息具有可解释性,本文方法具有一定实用价值。

1　FRGCCA 优化模型

考虑函数型随机变量 $\{X(t):t\in F\}$,F 表示连续指标集。对于任意 $t\in F$,设 $X(t)$ 均为数值随机变量,并存在二阶矩,即 $E[X^2(t)]<\infty$,简记为 $X\in\mathcal{L}^2(F)$。这样,函数型数据的平方积分内积可以表示为

$$(\alpha,X)_{\mathcal{L}^2}=\int_F\alpha(t)X(t)\,\mathrm{d}t \tag{1}$$

式中:$\alpha\in\mathcal{L}^2(F)$。

相应函数型数据的范数即为

$$\|\alpha\|_{\mathcal{L}^2}=(\alpha,\alpha)_{\mathcal{L}^2}^{1/2} \tag{2}$$

如式(1)所示,函数型数据 X 沿投影权重函数 α 被变换至一个数值积分投影。

对于 J 个函数型随机变量 $X_j\in\mathcal{L}^2(F_j)$ 及其对应投影权重函数 $\alpha_j(j=1,2,\cdots,J)$,FRGCCA 考虑极大化整体的相关性度量,即

$$\sum_{j=1}^{J}\sum_{k=1}^{J}c_{jk}g(\mathrm{Cov}((\alpha_j,X_j)_{\mathcal{L}^2},(\alpha_k,X_k)_{\mathcal{L}^2})) \tag{3}$$

式中:连接参数 c_{jk} 表示第 j 和第 k 个函数型随机变量之间是否存在关联性,当认为 X_j 与 X_k 相关时,$c_{jk}=1$,否则为 0;非负凸函数 $g(\cdot)$ 为给定的相关性度量;$\mathrm{Cov}(\cdot,\cdot)$ 表示数值随机变量或随机向量之间的协方差或协方差矩阵。

与此同时,待估参数 α_j 需要满足一定约束条件,即

$$\tau_j\|\alpha_j\|_{\mathcal{L}^2}^2+(1-\tau_j)\mathrm{Var}((\alpha_j,X_j)_{\mathcal{L}^2})=1 \tag{4}$$

式中:$\mathrm{Var}(\cdot)$ 为数值随机变量的方差;收缩参数 $\tau_j\in[0,1]$ 平衡投影方向长度和投影方差两方面约束,特别当 $\tau_j=1$ 时,FRGCCA 具有多元 PLS 的形式,当 $\tau_j=0$ 时,FRGCCA 退化为广义典型相关分析。

2　FRGCCA 参数估计

本文重点讨论 FRGCCA 的参数求解过程,即在式(4)约束条件下,使整体相关性度量式(3)达到最大的一系列最优投影权重函数的估计方法。

2.1　基函数展开

给定 F_j 上一组基函数 $\boldsymbol{\phi}_j=(\phi_{j1},\phi_{j2},\cdots,\phi_{j,s_j})^{\mathrm{T}}$,$S_j$ 为维数,对于任意 $t\in F_j$,X_j 可以表示为

$$X_j(t)=\sum_{s=1}^{S_j}U_{js}\phi_{js}(t)+\epsilon_{X_j}(t)$$

式中:$\boldsymbol{U}_j=(U_{j1},U_{j2},\cdots,U_{j,S_j})^{\mathrm{T}}$ 为 X_j 在基函数系统 $\boldsymbol{\phi}_j$ 下的展开系数;ϵ_{X_j} 为截断误差函数。

当得到 T 个来自 X_j 的数值观测 $\boldsymbol{x}_j=(x_{1j},x_{2j},\cdots,x_{Tj})^{\mathrm{T}}$ 及其对应观测时刻 $\boldsymbol{t}_j=(t_{1j},t_{2j},\cdots,t_{Tj})^{\mathrm{T}}$ 时,可以对展开系数进行估计,仍记为 $\boldsymbol{U}_j$,即

$$\boldsymbol{U}_j:=(\boldsymbol{\Phi}_j(\boldsymbol{t}_j)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Phi}_j(\boldsymbol{t}_j))^{-1}\boldsymbol{\Phi}_j(\boldsymbol{t}_j)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x}_j \tag{5}$$

式中:$\boldsymbol{\Phi}_j(\boldsymbol{t}_j)$ 为数据矩阵,即

$$\boldsymbol{\Phi}_j(\boldsymbol{t}_j)=(\boldsymbol{\phi}_j(t_{1j}),\boldsymbol{\phi}_j(t_{2j}),\cdots,\boldsymbol{\phi}_j(t_{Tj}))^{\mathrm{T}} \tag{6}$$

式中:$\boldsymbol{\phi}_j(t_{ij})=(\phi_{j1}(t_{ij}),\phi_{j2}(t_{ij}),\cdots,\phi_{j,s_j}(t_{ij}))^{\mathrm{T}}$ $(i=1,2,\cdots,T)$。

从而 X_j 被线性表示为 $X_j=\boldsymbol{\phi}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{U}_j$。类似可以将 α_j 展开,并得到相应展开系数 $\boldsymbol{a}_j$,即 $\alpha_j=\boldsymbol{\phi}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{a}_j$。这样,$X_j$ 与 α_j 的平凡内积可以重写为

$$(\alpha_j,X_j)_{\mathcal{L}^2}=\boldsymbol{a}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_j\boldsymbol{U}_j \tag{7}$$

式中:$\boldsymbol{W}_j$ 为 $\boldsymbol{\phi}_j$ 的度量矩阵,即

$$\boldsymbol{W}_j=\int_{F_j}\boldsymbol{\phi}_j(t)\boldsymbol{\phi}_j^{\mathrm{T}}(t)\,\mathrm{d}t$$

2.2　最优投影权重函数估计

通过上述基函数展开表达,式(3)可以表示为

$$\sum_{j=1}^{J}\sum_{k=1}^{J}c_{jk}g(\mathrm{Cov}(\boldsymbol{a}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_j\boldsymbol{U}_j,\boldsymbol{a}_k^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_k\boldsymbol{U}_k)) \tag{8}$$

并满足

$$\boldsymbol{a}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}_j\boldsymbol{a}_j=1\qquad j=1,2,\cdots,J \tag{9}$$

式中:$\boldsymbol{M}_j=\tau_j\boldsymbol{W}_j+(1-\tau_j)\boldsymbol{W}_j\mathrm{Var}(\boldsymbol{U}_j)\boldsymbol{W}_j$。

上述优化问题的拉格朗日函数为

$$\mathcal{L}(\boldsymbol{a}_j,\lambda_j;j=1,2,\cdots,J)=\sum_{j=1}^{J}\sum_{k=1}^{J}c_{jk}g(\boldsymbol{a}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_j\boldsymbol{\Sigma}_{jk}\boldsymbol{W}_k\boldsymbol{a}_k)-\sum_{j=1}^{J}\lambda_j(\boldsymbol{a}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}_j\boldsymbol{a}_j-1) \tag{10}$$

式中：$\boldsymbol{\Sigma}_{jk}=\mathrm{Cov}(\boldsymbol{U}_j,\boldsymbol{U}_k)$；$\lambda_j$ 为拉格朗日乘子。

由 $\mathcal{L}(\boldsymbol{a}_j,\lambda_j;j=1,2,\cdots,J)$ 关于 $\boldsymbol{a}_j$ 的偏梯度可以得到平稳方程：

$$\sum_{k=1}^{J}c_{jk}\dot{g}(\boldsymbol{a}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_j\boldsymbol{\Sigma}_{jk}\boldsymbol{W}_k\boldsymbol{a}_k)\boldsymbol{W}_j\boldsymbol{\Sigma}_{jk}\boldsymbol{W}_k\boldsymbol{a}_k=\lambda_j\boldsymbol{M}_j\boldsymbol{a}_j \tag{11}$$

式中：$\dot{g}(\cdot)$ 为 $g(\cdot)$ 的导数。

根据式(9)约束条件，可以得到上述平稳方程的等价形式：

$$\boldsymbol{a}_j=(\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j}(\boldsymbol{a}_j)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}_j^{-1}\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j}(\boldsymbol{a}_j))^{-1/2}\boldsymbol{M}_j^{-1}\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j}(\boldsymbol{a}_j) \tag{12}$$

式中：$\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j}(\boldsymbol{a}_j)$ 为 X_j 关于 $\boldsymbol{a}_j$ 的内分向量，即

$$\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j}(\boldsymbol{a}_j)=\sum_{k=1}^{J}c_{jk}\dot{g}(\boldsymbol{a}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_j\boldsymbol{\Sigma}_{jk}\boldsymbol{W}_k\boldsymbol{a}_k)\boldsymbol{W}_j\boldsymbol{\Sigma}_{jk}\boldsymbol{W}_k\boldsymbol{a}_k$$

式(12)的推导过程详见附录A。

式(12)给出了一种迭代求解待估参数 $\boldsymbol{a}_j$ 的方法。具体来说，对于一组已经得到的展开系数，记为 $\boldsymbol{a}_j^{\omega}(\omega=0,1,2,\cdots,)$，$\omega$ 为迭代次数，且 $\omega=0$ 表示迭代初始值，可以将 $\boldsymbol{a}_j^{\omega}$ 迭代更新为

$$\boldsymbol{a}_j^{(\omega+1)}=(\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j}(\boldsymbol{a}_j^{\omega})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}_j^{-1}\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j}(\boldsymbol{a}_j^{\omega}))^{-1/2}\boldsymbol{M}_j^{-1}\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j}(\boldsymbol{a}_j^{\omega}) \tag{13}$$

相应更新后的投影权重函数可以表示为

$$\alpha_j^{(\omega+1)}=\boldsymbol{\phi}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{a}_j^{(\omega+1)} \tag{14}$$

式(13)和式(14)优化过程基于一系列给定的基函数系统，即 $\boldsymbol{\phi}_j(j=1,2,\cdots,J)$。事实上，$\boldsymbol{\phi}_j$ 的选取不会影响 F_j 上最优投影权重函数 α_j 的最终结果(过程详见附录B)。

本文所提出FRGCCA的求解算法总结如下：

步骤1 初始化。

输入：基函数系统 $\{\boldsymbol{\phi}_j\}_{j=1}^{J}$ 及函数型随机变量展开系数 $\{\boldsymbol{U}_j\}_{j=1}^{J}$；投影权重函数展开系数启动值 $\{\hat{\boldsymbol{a}}_j\}_{j=1}^{J}$；相关性度量 $g(\cdot)$；连接参数 $\{c_{jk}\}_{j,k=1}^{J}$；收缩参数 $\{\tau_j\}_{j=1}^{J}$；收敛阈值 ϵ_0；迭代上限 $\omega_{\max}$。

令 $\omega:=0$。计算 $\boldsymbol{M}_j$ 和函数型投影权重展开系数初始值 $\boldsymbol{a}_j^{(0)}(j=1,2,\cdots,J)$：

$$\boldsymbol{M}_j=\tau_j\boldsymbol{W}_j+(1-\tau_j)\boldsymbol{W}_j\boldsymbol{\Sigma}_{jj}\boldsymbol{W}_j$$

$$\boldsymbol{a}_j^{(0)}=[\hat{\boldsymbol{a}}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}_j^{-1}\hat{\boldsymbol{a}}_j]^{-1/2}\boldsymbol{M}_j^{-1}\hat{\boldsymbol{a}}_j$$

步骤2 单次迭代更新。

对于 $j=1,2,\cdots,J$，逐一计算内分向量 $\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j}^{(\omega)}$：

$$\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j}^{(\omega)}=\sum_{k=1}^{j-1}c_{jk}\dot{g}(\boldsymbol{a}_j^{(\omega)^{\mathrm{T}}}\boldsymbol{W}_j\boldsymbol{\Sigma}_{jk}\boldsymbol{W}_k\boldsymbol{a}_k^{(\omega+1)})\boldsymbol{a}_k^{(\omega+1)^{\mathrm{T}}}\boldsymbol{W}_k\boldsymbol{U}_k+\sum_{k=j}^{J}c_{jk}\dot{g}(\boldsymbol{a}_j^{(\omega)^{\mathrm{T}}}\boldsymbol{W}_j\boldsymbol{\Sigma}_{jk}\boldsymbol{W}_k\boldsymbol{a}_k^{(\omega)})\boldsymbol{a}_k^{(\omega)^{\mathrm{T}}}\boldsymbol{W}_k\boldsymbol{U}_k$$

更新展开系数 $\boldsymbol{a}_j^{(\omega+1)}$：

$$\boldsymbol{a}_j^{(\omega+1)}=(\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j}^{(\omega+1)^{\mathrm{T}}}\boldsymbol{M}_j^{-1}\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j}^{(\omega+1)})^{-1/2}\boldsymbol{M}_j^{-1}\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j}^{(\omega+1)}$$

令 $\omega:=\omega+1$。

步骤3 迭代收敛判定。

如果 $\omega\leqslant\omega_{\max}$，或者

$$\sum_{j=1}^{J}\|\boldsymbol{a}_j^{(\omega)}-\boldsymbol{a}_j^{(\omega-1)}\|^2\leqslant\epsilon_0$$

则重复步骤2；否则输出最优投影权重函数 α_j：

$$\alpha_j=\boldsymbol{\phi}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{a}_j^{\omega}\qquad j=1,2,\cdots,J$$

注：本文采用基函数展开方法将函数型数据转换为一系列数值展开系数，通过对多组展开系数进行分析建模，以此重构得到对应函数型投影权重的相关结果。这一建模思路表明：本文所提出的FRGCCA方法同样适用于多组数值数据与一个或多个函数型数据同时存在的混合数据情形。此时，数值变量和函数型变量分别在实向量空间和平方可积空间中通过各自投影实现数值化降维。具体来说，在式(11)中，不妨假设第 j 个变量 X_j 退化为数值变量，此时选取实向量空间中的自然基 $\boldsymbol{\phi}_j$，那么对应度量矩阵 $\boldsymbol{W}_j$ 退化为单位矩阵，$\boldsymbol{a}_j$ 即为 X_j 在 $\boldsymbol{\phi}_j$ 下的投影权重向量。相应计算过程与上述FRGCCA求解算法保持一致。

2.3 其他因素

选取特定参数形式的基函数往往具有一定主观性[19]；对此，本文采用基于数据驱动的FPCA方法确定基函数系统。具体来说，在给定 $\boldsymbol{\phi}_j$ 的基础上，FPCA希望找到某个函数 $\xi_j\in\mathcal{L}^2(F)$，使得 X_j 与 ξ_j 的数值积分投影的方差最大：

$$\xi_j=\underset{\|\xi_j\|_{\mathcal{L}^2}}{\arg\max}\left\{\left(\int_{F_j}\xi_j(t)X_j(t)\,\mathrm{d}t\right)\right\} \tag{15}$$

令 $\boldsymbol{v}_j$ 表示 ξ_j 在 $\boldsymbol{\phi}_j$ 下的展开系数，则式(15)等价于求解关于 $\boldsymbol{v}_j$ 的多元主成分问题：

$$\mathrm{Cov}(\boldsymbol{U}_j)\boldsymbol{W}_j\boldsymbol{v}_j=\mu_j\boldsymbol{v}_j \tag{16}$$

式中：$\boldsymbol{v}_j$ 需满足 $\boldsymbol{v}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_j\boldsymbol{v}_j=1$；$\mu_j$ 为特征值。

对式(16)进行奇异值分解可以得到一系列按特征值降序排列的展开系数，记为 $\boldsymbol{v}_{sj}$ 和 μ_{sj}，及基函数 $\xi_{sj}=\boldsymbol{\phi}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{v}_{sj}(s=1,2,\cdots,S)$。当得到 M 个来自 X_j 的函数 x_{ij} 及其在 $\boldsymbol{\phi}_j$ 下的展开系数 $\boldsymbol{u}_{ij}(i=1,2,\cdots,M)$ 时，可以将 $\mathrm{Cov}(\boldsymbol{U}_j)$ 替换为相应样本估计，即

$$\mathrm{Cov}(\boldsymbol{U}_j):=M^{-1}\sum_{i=1}^{M}(\boldsymbol{u}_{ij}-\bar{\boldsymbol{u}}_j)(\boldsymbol{u}_{ij}-\bar{\boldsymbol{u}}_j)^{\mathrm{T}} \tag{17}$$

式中：$\bar{\boldsymbol{u}}_j=\sum_{i=1}^{M}\boldsymbol{u}_{ij}/M$。

从携带信息的角度，仅需选用特征值较大的前 S_0 个 ξ_{sj}，即

$$S_0=\min\left\{S_0:\sum_{s=1}^{S_0}\lambda_{sj}\Big/\sum_{s=1}^{S}\lambda_{sj}\geqslant l_0\right\} \tag{18}$$

式中：$0\leqslant l_0\leqslant 1$ 为设定的累积方差贡献率阈值。

通过标准正交基函数系统 $\boldsymbol{\xi}_{0j}=(\xi_{1j},\xi_{2j},\cdots,$

$\xi_{S_0,j})^{\mathrm{T}}$,$X_j$ 和 α_j 的展开系数可以分别表示为 $\boldsymbol{U}_j^* = \boldsymbol{V}_{0j}\boldsymbol{U}_j$ 和 $\boldsymbol{a}_j^* = \boldsymbol{V}_{0j}\boldsymbol{a}_j$,$\boldsymbol{V}_{0j} = (\boldsymbol{v}_{1j}, \boldsymbol{v}_{2j}, \cdots, \boldsymbol{v}_{S_0,j})^{\mathrm{T}}$。$X_j$ 与 α_j 的内积则可以简化为

$$(\alpha_j, X_j)_{\mathcal{L}^2} = \boldsymbol{a}_j^{*\mathrm{T}}\boldsymbol{V}_{0j}\boldsymbol{W}_j\boldsymbol{V}_{0j}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{U}_j^* = \boldsymbol{a}_j^{*\mathrm{T}}\boldsymbol{U}_j^* \tag{19}$$

对于相关性度量函数,Tenenhaus 父子列举了 3 种常用设定[12];对于任意 $t \in \mathbf{R}$,分别为①Horst 型单位函数:$g(t) = t$;②因子型平方函数:$g(t) = t^2$;③中心型绝对值函数:$g(t) = |t|$。

Tenenhaus 等[14]将上述相关性度量统一为幂次形式,即 $g(t) = t^m$。Schafer 和 Strimmer[20]则在期望平方误差最小的准则下,提出收缩参数的最优取值,即

$$\tau_j = \frac{\sum_{l=1}^{S_j}\sum_{k=1,k\neq l}^{S_j}\mathrm{Var}(m_{jkl}) + \sum_{k=1}^{S_j}\mathrm{Var}(m_{jkk})}{\sum_{l=1}^{S_j}\sum_{k=1,k\neq l}^{S_j} m_{jkl}^2 + \sum_{k=1}^{S_j}(m_{jkk}-1)^2} \tag{20}$$

式中:$m_{jkl}(k,l = 1,2,\cdots,S_j)$ 为 $\boldsymbol{M}_j$ 中第 k 行、第 l 列元素,m_{jkl} 和 m_{jkk} 的方差用相应无偏估计替代。

3　数值实验

本节从 3 个方面检验所提出 FRGCCA 方法在有限样本情况下对多元函数型数据进行特征信息提取的表现,即函数型数据样本量、特征信息强度及观测扰动强度、收缩参数设置。

3.1　生成模型

考虑 3 个定义在不同区间 I_j 上的函数型变量 $X_j(j = 1,2,3)$,X_j 由 I_j 上通过等间隔内节点决定的 3 次 B 样条基函数 $\boldsymbol{\phi}_j = (\phi_{j1}, \phi_{j2}, \cdots, \phi_{j,S_j})^{\mathrm{T}}$ 线性生成,生成系数为 $\boldsymbol{U}_j$。

具体来说,设 $I_j = [j-2, j-1]$ 上内节点个数为 $2j+3$,则对应基函数系统维数依次为 $S_1 = 8$、$S_2 = 10$ 和 $S_3 = 12$。联合生成 3 个函数型变量的展开系数,即对于随机向量 $\boldsymbol{U} = (\boldsymbol{U}_1^{\mathrm{T}}, \boldsymbol{U}_2^{\mathrm{T}}, \boldsymbol{U}_3^{\mathrm{T}})^{\mathrm{T}}$,假设 $\boldsymbol{U}$ 服从多元正态分布:

$$\boldsymbol{U} \sim \mathcal{N}(\boldsymbol{0}, \boldsymbol{W}^{-1/2}\boldsymbol{\Sigma}\boldsymbol{W}^{-1/2})$$

式中:$\boldsymbol{W} = \mathrm{diag}(\boldsymbol{W}_1, \boldsymbol{W}_2, \boldsymbol{W}_3)$ 为分块对角矩阵;$\boldsymbol{\Sigma}$ 具有如下分块形式:

$$\boldsymbol{\Sigma} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Sigma}_{11} & \boldsymbol{\Sigma}_{12} & \boldsymbol{\Sigma}_{13} \\ \boldsymbol{\Sigma}_{21} & \boldsymbol{\Sigma}_{22} & \boldsymbol{\Sigma}_{23} \\ \boldsymbol{\Sigma}_{31} & \boldsymbol{\Sigma}_{32} & \boldsymbol{\Sigma}_{33} \end{bmatrix}$$

对于对角分块,

$$\boldsymbol{\Sigma}_{jj} = \begin{pmatrix} \boldsymbol{I} & & \\ & \begin{matrix} 1 & \cdots & 0.6 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0.6 & \cdots & 1 \end{matrix} & \\ & & \boldsymbol{I} \end{pmatrix}$$

对于非对角分块,

$$\boldsymbol{\Sigma}_{jj'} = \begin{pmatrix} \boldsymbol{0} & & \\ & \begin{matrix} 0.4 & \cdots & 0.4 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0.4 & \cdots & 0.4 \end{matrix} & \\ & & \boldsymbol{0} \end{pmatrix} \quad j \neq j'$$

在 3 组展开系数中,依次假设第 2 至第 3、第 4 至第 7、第 8 至第 11 个展开系数分量之间是相关的。那么当 $\tau_j = 1$ 时,$\boldsymbol{W}_j^{1/2}\boldsymbol{a}_j$ 的理论最优解为单位化向量 $(0,0,\cdots,0,1,1,\cdots,1,0,0,\cdots,0)^{\mathrm{T}}$,其中取值为 1 的分量对应具有相关性的展开系数分量。在上述假设下,首先从 $\boldsymbol{U}$ 中独立生成 X_j 的 n 组展开系数 $\boldsymbol{u}_{ij}(i = 1,2,\cdots,n)$,然后在 I_j 上等概率选取 T 个时刻 $\boldsymbol{t}_j$,并生成一系列数值观测:

$$x_{ij}(\boldsymbol{t}_j) = \boldsymbol{\Phi}_j(\boldsymbol{t}_j)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{u}_{ij} + \sigma \cdot \boldsymbol{\varepsilon}_{ij}(\boldsymbol{t}_j) \tag{21}$$

式中:$\boldsymbol{\Phi}_j(\boldsymbol{t}_j)$ 为如式(6)所示的数据矩阵;$\boldsymbol{\varepsilon}_{ij}(\boldsymbol{t}_j)$ 为从标准正态分布中独立产生的观测扰动;$\sigma > 0$ 为控制扰动强度。

在每次实验中,假设 3 个函数型变量之间两两相关,并使用 Horst 型单位函数作为相关性度量;在 FPCA 确定基函数系统过程中,选取通过相应区间上 17 个等间隔内节点决定的 3 次 B 样条函数作为初始基函数。记通过 FRGCCA 估计得到的最优投影权重函数及其对应展开系数分别为 $\hat{\alpha}_j$ 和 $\hat{\boldsymbol{a}}_j$,用积分平方误差(integral square error, ISE)衡量 $\hat{\alpha}_j$ 的估计精度,即

$$\mathrm{ISE}(\hat{\alpha}_j;\alpha_j) = \|\hat{\alpha}_j - \alpha_j\|_{\mathcal{L}^2}^2 = (\hat{\boldsymbol{a}}_j - \boldsymbol{a}_j)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_j(\hat{\boldsymbol{a}}_j - \boldsymbol{a}) \tag{22}$$

对于式(21)生成模型中的每种参数设置,独立重复进行 1 000 次数值实验。

3.2　函数型数据样本量

考虑不同函数型数据样本量 n 对 $\hat{\alpha}_j$ 的影响。在式(21)生成模型中,依次从 $n = 200$ 增加至 $n = 1\,000$,并固定 $T = 200$、$\sigma = 0.1$ 及收缩参数 $\tau_j = 1$ $(j = 1,2,3)$。表 1 报告了不同函数型数据样本量情况下,$\hat{\alpha}_j$ 关于 α_j 理论最优解的 ISE(放大 100 倍)的均值和标准差。

从表 1 中可以看到,随着 n 的增加,$\hat{\alpha}_j$ 的均值与相应理论最优解的差距一致减小,其标准差也同步减小;基于 FPCA 生成基函数得到的估计结果,逐步趋近于已知真实设定基函数系统及投影权重函数展开系数的理想情况。上述数值结果表明,所提出 FRGCCA 方法能够在有限样本情况下对 α_j 的估计具有一致性。

表1 不同函数型数据样本量下FRGCCA的估计精度

Table 1 Estimation accuracy of FRGCCA under different sample sizes of functional data

投影权重函数	观测函数样本量 n	基于真实基函数	累积方差贡献率阈值		
			0.8	0.9	0.99
α_1	200	5.361 (3.119)	6.941 (4.196)	6.444 (3.824)	7.264 (4.103)
	400	2.712 (1.480)	3.471 (2.001)	3.108 (1.731)	3.492 (1.889)
	600	1.776 (0.982)	2.341 (1.415)	2.045 (1.161)	2.284 (1.247)
	800	1.330 (0.750)	1.704 (1.029)	1.532 (0.881)	1.712 (0.946)
	1 000	1.063 (0.584)	1.368 (0.807)	1.210 (0.665)	1.362 (0.729)
α_2	200	3.026 (1.682)	5.141 (3.11)	6.260 (3.571)	7.881 (4.086)
	400	1.517 (0.798)	2.580 (1.498)	3.061 (1.621)	3.791 (1.815)
	600	1.010 (0.518)	1.732 (0.968)	2.003 (1.054)	2.510 (1.199)
	800	0.765 (0.412)	1.348 (0.756)	1.538 (0.805)	1.900 (0.916)
	1 000	0.596 (0.318)	1.045 (0.570)	1.201 (0.617)	1.489 (0.701)
α_3	200	3.950 (1.825)	6.691 (3.351)	7.440 (3.672)	9.546 (4.217)
	400	1.986 (0.918)	3.334 (1.642)	3.627 (1.744)	4.629 (2.033)
	600	1.263 (0.575)	2.154 (1.04)	2.339 (1.140)	2.975 (1.288)
	800	0.961 (0.439)	1.629 (0.824)	1.785 (0.854)	2.264 (0.983)
	1 000	0.783 (0.364)	1.309 (0.639)	1.433 (0.695)	1.811 (0.784)

注:括号内数据为标准差。

表2 不同数值观测量下FRGCCA的估计精度

Table 2 Estimation accuracy of FRGCCA under different sizes of observations

投影权重函数	观测函数样本量 T	基于真实基函数	累积方差贡献率阈值		
			0.8	0.9	0.99
α_1	50	2.123 (1.155)	23.210 (55.595)	21.400 (52.681)	15.536 (43.443)
	100	2.128 (1.116)	3.963 (14.209)	3.607 (13.096)	3.190 (6.904)
	150	2.200 (1.224)	3.015 (6.394)	2.762 (6.367)	2.858 (1.852)
	200	2.144 (1.185)	2.727 (1.589)	2.487 (1.421)	2.774 (1.513)
	250	2.060 (1.122)	2.660 (1.583)	2.381 (1.309)	2.659 (1.417)
	300	2.131 (1.172)	2.788 (1.606)	2.489 (1.418)	2.804 (1.525)
α_2	50	1.229 (0.663)	23.344 (56.401)	22.078 (53.199)	16.602 (44.76)
	100	1.218 (0.642)	4.059 (18.798)	4.093 (16.891)	3.809 (11.206)
	150	1.219 (0.644)	2.308 (6.361)	2.662 (6.453)	3.237 (6.366)
	200	1.205 (0.609)	2.072 (1.167)	2.422 (1.260)	2.993 (1.400)
	250	1.206 (0.625)	2.091 (1.153)	2.428 (1.24)	3.037 (1.398)
	300	1.209 (0.65)	2.07 (1.166)	2.439 (1.262)	3.026 (1.426)
α_3	50	1.587 (0.770)	26.611 (61.034)	24.716 (58.515)	15.536 (56.494)
	100	1.548 (0.742)	3.565 (11.455)	3.903 (12.044)	4.771 (15.400)
	150	1.610 (0.747)	2.779 (2.214)	3.064 (2.844)	3.782 (1.926)
	200	1.591 (0.746)	2.663 (1.313)	2.904 (1.424)	3.681 (1.571)
	250	1.568 (0.676)	2.604 (1.202)	2.866 (1.301)	3.649 (1.508)
	300	1.594 (0.733)	2.676 (1.288)	2.954 (1.411)	3.763 (1.633)

注:括号内数据为标准差。

3.3 特征信息及扰动强度

用函数型数据中数值观测量 T 的大小来衡量相应特征信息强度,考虑 T 对 $\hat{\alpha}_j$ 的影响。在式(21)生成模型中,依次设 $T=50,100,\cdots,300$,并固定 $n=500$、$\sigma=0.1$ 及 $\tau_j=1(j=1,2,3)$。表2报告了不同数值观测量情况下,关于 α_j 理论最优解的ISE(放大100倍)的均值和标准差。

从表2中可以看到,当函数型数据中数值观测量较少(如 $T=50$)时,对 α_j 的估计也普遍较差;当观测量适量增加时,相应估计结果将显著提升,并同样接近真实设定基函数系统及投影权重函数展开系数已知情况下的理想结果。然而,在达到一定规模(如 $T=200$)后,由于基函数展开存在截断误差,过多的数值观测无法进一步提高估计精度。

在本节参数设置基础上,固定 $T=200$,并考虑不同扰动强度 $\sigma\in\{0,0.2,\cdots,1\}$。特别地,$\sigma=0$ 表示生成模型中不存在观测扰动,但由于使用FPCA确定基函数系统,相应展开系数并不等同于由分布生成的真实设置。表3报告了不同数值观测扰动强度情况下,$\hat{\alpha}_j$ 关于 α_j 理论最优解的ISE(放大100倍)的均值和标准差。从表3中可以看到,增加 σ 虽然从整体上增加了 $\hat{\alpha}_j$ 的偏差,但增加程度相对较小。

由表1~表3可知,在FPCA确定基函数系统过程中,设定较小的累积方差贡献率阈值(如 $l_0=0.8$)即可得到较好的估计结果;设定过大的累积方差贡献率阈值(如 $l_0=0.99$)将引入不必要的观测扰动信息,从而干扰优化过程,使得估计结果产生一定偏差和波动。此外,累积方差贡献率阈值的经验设定可以根据函数型数据的数值观测量

表 3　不同数值观测扰动强度下 FRGCCA 的估计精度

Table 3　Estimation accuracy of FRGCCA under different perturbations of observations

投影权重函数	观测函数样本量 σ	基于真实基函数	累积方差贡献率阈值		
			0.8	0.9	0.99
α_1	0	2.124 (1.163)	2.753 (1.583)	2.466 (1.362)	2.754 (1.493)
	0.2	2.140 (1.181)	2.775 (1.62)	2.459 (1.381)	2.752 (1.493)
	0.4	2.108 (1.180)	2.742 (1.670)	2.431 (1.362)	2.71 (1.473)
	0.6	2.179 (1.200)	2.882 (1.791)	2.547 (1.568)	2.829 (1.566)
	0.8	2.145 (1.205)	2.77 (1.634)	2.468 (1.401)	2.786 (1.512)
	1	2.174 (1.178)	3.310 (9.293)	2.786 (6.482)	2.886 (1.938)
α_2	0	1.179 (0.610)	2.038 (1.086)	2.397 (1.217)	2.991 (1.42)
	0.2	1.241 (0.648)	2.144 (1.215)	2.483 (1.300)	3.075 (1.45)
	0.4	1.197 (0.665)	2.062 (1.225)	2.408 (1.320)	2.973 (1.479)
	0.6	1.212 (0.615)	2.119 (1.205)	2.433 (1.31)	3.018 (1.429)
	0.8	1.223 (0.626)	2.111 (1.172)	2.461 (1.26)	3.082 (1.413)
	1	1.214 (0.668)	2.461 (6.835)	2.707 (6.675)	3.221 (6.436)
α_3	0	1.550 (0.733)	2.620 (1.309)	2.872 (1.407)	3.665 (1.581)
	0.2	1.577 (0.730)	2.622 (1.287)	2.896 (1.397)	3.702 (1.622)
	0.4	1.543 (0.729)	2.595 (1.295)	2.841 (1.434)	3.654 (1.680)
	0.6	1.566 (0.726)	2.853 (6.478)	3.154 (6.499)	3.732 (1.619)
	0.8	1.585 (0.725)	2.679 (1.321)	3.043 (1.462)	3.758 (1.616)
	1	1.587 (0.731)	2.938 (6.802)	3.262 (6.722)	3.681 (1.621)

注:括号内数据为标准差。

进行调整。当数值观测不足时,需要通过较多的基函数展开系数尽可能挖掘函数型数据的变化特征,即设置较大的 l_0;而当观数值观测较多时,则需要适当减少使用的展开系数个数,以避免过拟合。不过,累积方差贡献率阈值的设定并不会对投影权重函数的估计产生显著影响。

3.4　收缩参数

考虑不同收缩参数 τ_j 对 $\hat{\alpha}_j$ 的影响。在式(21)生成模型中,设 $n=600$、$T=200$ 且 $\sigma=0.1$。为了衡量 $\hat{\alpha}_j$ 的整体波动,考虑 $\hat{\alpha}_j$ 在 I_j 上的积分方差(integral variance, IVar),即

$$\mathrm{IVar}(\hat{\alpha}_j)=\int_{I_j}\mathrm{Var}(\hat{\alpha}_j(t))\,\mathrm{d}t \tag{23}$$

图 1 展示了收缩参数从 1 同步变化至 0 情况下,相应 $\mathrm{IVar}(\hat{\alpha}_j)$ 的折线图。图中:竖直线段表示均值加减一个标准差范围。此外,设 $l_0=0.9$。

如图 1 所示,随着 τ_j 减小,$\mathrm{IVar}(\hat{\alpha}_j)$ 的均值和标准差显著增加,这意味着 $\hat{\alpha}_j$ 逐渐偏离 $\tau_j=1$ 时 α_j 的理论最优解,并具有更大波动。事实上,在式(4)约束条件中,$\tau_j=1$ 要求 α_j 具有单位函数长度,这使得 α_j 无法变化很大;当 τ_j 逐渐减小时,这种约束随之减小,α_j 的变化程度则相应增加。图 1验证了 τ_j 在 FRGCCA 中的正则化功能,这与传统 RGCCA 框架中的有关结论是一致的。

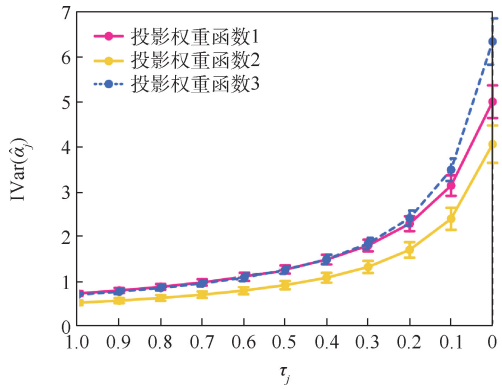


图 1　不同收缩参数下 FRGCCA 估计结果的 Ivar 折线图

Fig. 1　Line chart for IVar of FRGCCA under different shrinkage parameters

4　实例分析

本节通过有关帕金森综合征患者行走步态的实例数据(简称 Gait 数据集)检验所提出 FRGCCA 方法的实用性。表 4 简要介绍了本文使用的 Gait 数据集中 4 组指标变量,更加详细的描述参见 Goldberger 等[21]的研究。

值得说明的是,在 Gait 数据集中,同时存在若干组数值变量(患者体型等)和一个函数型变量(实时步态)。按照本文所提出 FRGCCA 方法采用的基函数展开思路,函数型数据和传统数值数据混合的情形同样适用于本文方法。本文只需将函数型变量转化为对应的基函数展开系数。

表 4　Gait 数据集指标变量说明

Table 4　Gait dataset indicator variables description

编号	分组名称	指标名称	属性	说明
Ⅰ	患者体型	Height	数值	患者身高
		Weight	数值	患者体重
Ⅱ	患病程度	HoehnYahr	类别	患病阶段衡量
		UPDRS	数值	统一评定量表得分
		UPDRSM	数值	观察期 UPDRS 值
Ⅲ	步态特征	TUAG	数值	指令完成时间
		Speed_01	数值	步行速度
Ⅳ	实时步态	TFULF	曲线	单周期左脚底压力

首先将高频采集的 TFULF 原始数据曲线进行分割,通过核函数估计方法对一系列分割的原始曲线进行拟合,并对齐至 0 ~ 1 的区间,其中 0 和 1 分别表示一步行走的开始和结束。图 2 展示了编号为“GaPt28”和“SiPt08”患者的 TFULF 原始数据和拟合曲线。

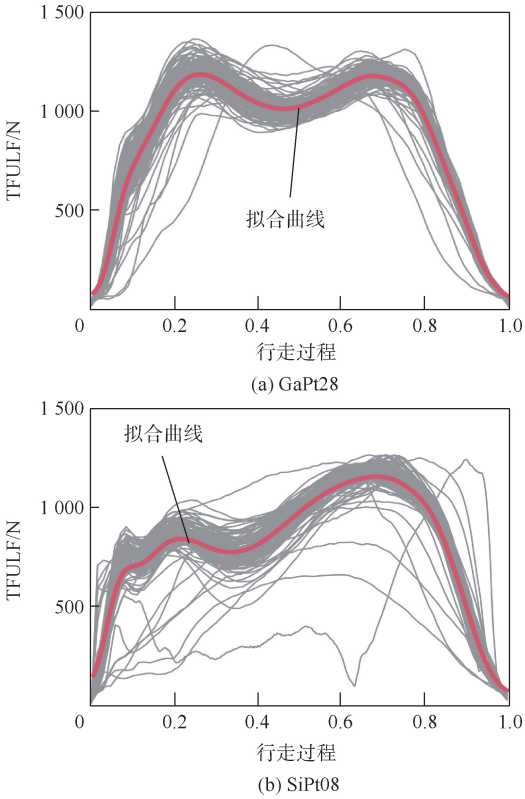


图 2 Gait 数据集 TFULF 曲线示意图

Fig. 2 Diagrams of curves of TFULF for Gait dataset

然后对上述指标变量建立 FRGCCA 模型。采用 Horst 型单位函数作为相关性度量,令收缩参数均为 1,并假设“患者体型”与“患病程度”2 组指标变量之间不存在相关性,那么相应关联关系矩阵为

$$\boldsymbol{C}=\begin{bmatrix}0&0&1&1\\0&0&1&1\\1&1&0&1\\1&1&1&0\end{bmatrix}$$

在 FPCA 确定基函数系统过程中,将通过[0,1]中 17 个等间隔内节点决定的 3 次 B 样条函数作为初始基函数,并设 $l_0=0.95$。与此同时,通过重抽样算法构造投影权重函数估计的置信域,并进行 1 000 次独立重复实验。在每次重复实验中,有放回选取 80% 实验数据。表 5 报告了通过全样本估计得到的 3 组多元数值变量的最优投影方向估计及其相应经验置信区间。图 3 展示了函数型变量 TFULF 对应最优投影权重函数的全样本估计及 5% 置信水平下的经验置信带。

表 5 三组多元数值变量对应投影权重向量的估计结果

Table 5 Estimated results of corresponding weighted integral vectors for three multivariate groups

分组名称	指标名称	全样本估计	95% 置信区间	
			下界	上界
患者体型	Height	0.408	0.217	0.629
	Weight	0.913	0.773	0.976
患病程度	HoehnYahr	0.859	0.675	0.962
	UPDRS	0.403	0.227	0.551
	UPDRSM	0.316	0.106	0.551
步态特征	TUAG	0.554	0.541	0.652
	Speed_01	−0.833	−0.841	−0.758

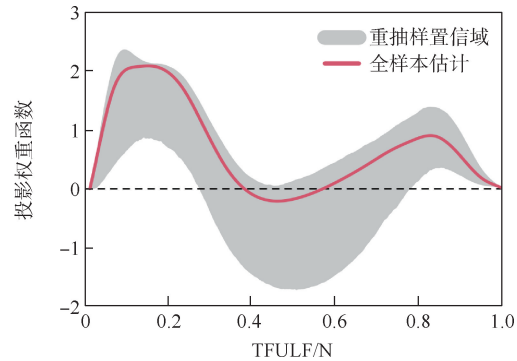


图 3 TFULF 对应投影权重函数的估计曲线

Fig. 3 Estimated curve of weighted integral function for TFULF

从表 5 中可以看到,在“患病程度”分组中,投影权重向量的分量均为正数,这说明通过投影得到的数值特征信息与帕金森综合征患者的患病程度呈正相关关系。与此同时,“步态特征”分组对应投影权重向量也印证了这一事实,即患病越严重,患者行走速度越慢、完成一个步态周期所需的时间也就越长。在此基础上,“患者体型”分组对应估计结果说明,对于帕金森综合征患者而言,身高越高或体重越大均会加重患病的严重程度,且体重对于患病程度的影响更大。在经验置信区间方面,FRGCCA 得到估计结果的置信区间普遍较窄,且在 5% 置信水平下均显著不为零。

从图 3 中可以看到,TFULF 对应的最优投影权重函数估计曲线在步态周期开始(完成 20% 前)和结束(完成 80% 左右)存在 2 个显著高于零的波峰,这一结果说明起步和收尾阶段的步态情况对判断帕金森综合征患者的患病程度存在显著关联。

5 结 论

本文提出对于多元函数型数据的 RGCCA 理

论,即 FRGCCA,并推导其迭代求解算法。

1) 本文所提出 FRGCCA 方法将 RGCCA 的理论框架推广至 FDA 领域,实现了对多元函数型数据特征信息的数值化提取及快速降维。

2) 通过基函数展开方法,推导得到关于最优函数型投影权重方向的迭代估计方法,该方法对于基函数系统的选取具有独立性。通过基于数据驱动的 FPCA 方法确定标准正交的基函数系统。

3) 通过一系列数值实验,从 3 个方面说明了所提出 FRGCCA 方法在有限样本情况下对投影权重函数的估计具有一致性,并有效实现多元函数型数据特征信息的数值化提取及快速降维。

4) 在对于 Gait 数据集的实例数据研究中,所提出 FRGCCA 方法得到的数值特征信息与患病程度呈正相关关系,由此验证了所提出方法的实用价值。

参考文献 (References)

[1] RAMSAY J O. When the data are functions[J]. Psychometrika,1982,47(4):379-396.

[2] RAMSAY J O, SILVERMAN B W. Functional data analysis[M]. Berlin:Springer,1997.

[3] CAO H,ZENG D,FINE J P. Regression analysis of sparse asynchronous longitudinal data[J]. Journal of the Royal Statistical Society:Series B(Statistical Methodology),2015,77(4):755-776.

[4] WANG H,LU S,ZHAO J. Aggregating multiple types of complex data in stock market prediction: A model-independent framework[J]. Knowledge-Based Systems,2019,164:193-204.

[5] WANG Z,WANG H,WANG S,et al. Linear mixed-effects model for longitudinal complex data with diversified characteristics[J]. Journal of Management Science and Engineering,2020,5:105-124.

[6] WU Y, FAN J, MULLER H G. Varying-coefficient functional linear regression[J]. Bernoulli,2010,16(3):730-758.

[7] LIAN H. Functional partial linear model[J]. Journal of Nonparametric Statistics,2011,23(1):115-128.

[8] HARDLE W K,MULLER M,SPERLICH S,et al. Nonparametric and semiparametric modeling[M]. Berlin:Springer,2012.

[9] FERRE L,YAO A F. Functional sliced inverse regression analysis[J]. Journal of the American Statistical Association,1991,86(414):316-327.

[10] WANG G,ZHOU J,WU W,et al. Robust functional sliced inverse regression[J]. Statistical Papers,2017,58:227-245.

[11] REISS P T, OGDEN R T. Functional principal component regression and functional partial least squares[J]. Journal of the American Statistical Association,2007,102(479):984-996.

[12] TENENHAUS A,TENENHAUS M. Regularized generalized canonical correlation analysis[J]. Psychometrika,2011,76(2):257-284.

[13] TENENHAUS A,TENENHAUS M. Regularized generalized canonical correlation analysis for multiblock or multigroup data analysis[J]. European Journal of Operational Research,2014,238(2):391-403.

[14] TENENHAUS M,TENENHAUS A,GROENEN P J F. Regularized generalized canonical correlation analysis: A framework for sequential multiblock component methods[J]. Psychometrika,2017,82(3):737-777.

[15] SUN M,PRIEBE C E,TANG M. Generalized canonical correlation analysis for disparate data fusion[J]. Pattern Recognition Letters,2013,34(2):194-200.

[16] TENENHAUS A,PHILIPPE C,GUILLEMOT V,et al. Variable selection for generalized canonical correlation analysis[J]. Biostatistics,2014,15(3):569-583.

[17] TENENHAUS A,PHILIPPE C,FROUIN V. Kernel generalized canonical correlation analysis[J]. Computational Statistical & Data Analysis,2015,90:114-131.

[18] LIU B, YU L, DING R X, et al. A decision-making method based on a two-stage regularized generalized canonical correlation analysis for complex multi-attribute large-group decision making problems[J]. Journal of Intelligent & Fuzzy Systems,2018,34(6):3941-3953.

[19] HALL P,HOROWITZ J L. Methodology and convergence rates for functional linear regression[J]. The Annals of Statistics,2007,35(1):70-91.

[20] SCHAFER J, STRIMMER K. A shrinkage approach to large-scale covariance matrix estimation and implications for functional genomics[J]. Statistical Applications in Genetics and Molecular Biology,2005,4(1):32.

[21] GOLDBERGER A L, AMRARL L A, GLASS L, et al. PhysioBank, PhysioToolkit, and PhysioNet: Components of a new research resource for complex physiologic signals[J]. Circulation,2000,101(23):215-220.

附录 A:

本节说明式(12)的推导过程。在式(11)左右两端左乘 $\boldsymbol{a}_j^{\mathrm{T}}$,则由式(9)可知

$$\lambda_j = \boldsymbol{a}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j}(\boldsymbol{a}_j) \qquad j = 1,2,\cdots,J \tag{A1}$$

同时,在 $\boldsymbol{M}_j$ 可逆条件下,式(11)可等价为

$$\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j}(\boldsymbol{a}_j)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}_j^{-1} = \lambda_j\boldsymbol{a}_j^{\mathrm{T}} \tag{A2}$$

在式(A2)两端右乘 $\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j}(\boldsymbol{a}_j)$,则由式(A1)易知

$$\lambda_j^2 = \boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j}(\boldsymbol{a}_j)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}_j^{-1}\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j}(\boldsymbol{a}_j) \tag{A3}$$

将式(A3)代入式(A2)即可得到式(12)。

附录 B:

本节证明本文方法对于基函数选取的独立

性。考虑 $F_j(j=1,2,\cdots,J)$ 上2组基函数 $\boldsymbol{\phi}_j^{(1)}$ 和 $\boldsymbol{\phi}_j^{(2)}$，$X_j$ 和 α_j 可以被分别表示为 $X_j=\boldsymbol{\phi}_j^{(s)\mathrm{T}}\boldsymbol{U}_j^{(s)}$ 和 $\alpha_j=\boldsymbol{\phi}_j^{(s)\mathrm{T}}\boldsymbol{a}_j^{(s)}(s=1,2)$，$\boldsymbol{U}_j^{(s)}$ 和 $\boldsymbol{a}_j^{(s)}$ 分别为 X_j 和 α_j 在 $\boldsymbol{\phi}_j^{(s)}$ 下的表出系数。令 $\boldsymbol{B}_j$ 为 $\boldsymbol{\phi}_j^{(1)}$ 关于 $\boldsymbol{\phi}_j^{(2)}$ 的过渡矩阵，即 $\boldsymbol{\phi}_j^{(1)}=\boldsymbol{B}_j\boldsymbol{\phi}_j^{(2)}$，则 $\boldsymbol{U}_j^{(2)}=\boldsymbol{B}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{U}_j^{(1)}$ 和 $\boldsymbol{a}_j^{(2)}=\boldsymbol{B}_j^{\mathrm{T}}\boldsymbol{a}_j^{(1)}$，且有 $\boldsymbol{W}_j^{(1)}=\boldsymbol{B}_j\boldsymbol{W}_j^{(2)}\boldsymbol{B}_j^{\mathrm{T}}$ 和 $\boldsymbol{\Sigma}_{jk}^{(1)}=(\boldsymbol{B}_j^{\mathrm{T}})^{-1}\boldsymbol{\Sigma}_{jk}^{(2)}\boldsymbol{B}_k^{-1}(k=1,2,\cdots,J)$，$\boldsymbol{\Sigma}_{jk}^{(s)}=\mathrm{Cov}(\boldsymbol{U}_j^{(s)},\boldsymbol{U}_k^{(s)})$，$\boldsymbol{W}_j^{(s)}$ 为 $\boldsymbol{\phi}_j^{(s)}$ 的度量矩阵。

先验证式(1)与基函数选取无关。事实上，

$$(\alpha_j,X_j)_{\mathcal{L}^2}=\boldsymbol{a}_j^{(1)\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_j^{(1)}\boldsymbol{U}_j^{(1)}=\boldsymbol{a}_j^{(2)\mathrm{T}}\boldsymbol{B}_j^{-1}\boldsymbol{B}_j\boldsymbol{W}_j^{(2)}\boldsymbol{B}_j^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{B}_j^{\mathrm{T}})^{-1}\boldsymbol{U}_j^{(2)}=\boldsymbol{a}_j^{(2)\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_j^{(2)}\boldsymbol{U}_j^{(2)}\tag{B1}$$

式(B1)同时说明式(3)中协方差部分与基函数选取无关。再验证 $\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j^{(1)}}(\boldsymbol{a}_j^{(1)})=\boldsymbol{B}_j\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j^{(2)}}(\boldsymbol{a}_j^{(2)})$。事实上，注意到

$$\boldsymbol{W}_j^{(1)}\boldsymbol{\Sigma}_{jk}^{(1)}\boldsymbol{W}_k^{(1)}\boldsymbol{a}_k^{(1)}=\boldsymbol{B}_j\boldsymbol{W}_j^{(2)}\boldsymbol{B}_j^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{B}_j^{\mathrm{T}})^{-1}\boldsymbol{\Sigma}_{jk}^{(2)}\boldsymbol{B}_k^{-1}\boldsymbol{B}_k\boldsymbol{W}_k^{(2)}\boldsymbol{B}_k^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{B}_k^{\mathrm{T}})^{-1}\boldsymbol{a}_k^{(2)}=\boldsymbol{B}_j\boldsymbol{W}_j^{(2)}\boldsymbol{\Sigma}_{jk}^{(2)}\boldsymbol{W}_k^{(2)}\boldsymbol{a}_k^{(2)}$$

待验证式成立。

当 $\tau_j=0$ 时，$\boldsymbol{M}_j=\boldsymbol{W}_j$，此时可以直接得到 $\boldsymbol{M}_j^{(1)}=\boldsymbol{W}_j^{(1)}=\boldsymbol{B}_j\boldsymbol{W}_j^{(2)}\boldsymbol{B}_j^{\mathrm{T}}$；当 $0<\tau_j<1$ 时，注意到

$$\boldsymbol{M}_j^{-1}=(\tau_j\boldsymbol{W}_j+(1-\tau_j)\boldsymbol{W}_j\boldsymbol{\Sigma}_{jj}^{\dagger}\boldsymbol{W}_j)^{-1}=\frac{\boldsymbol{W}_j^{-1}}{\tau_j}-\frac{1}{\tau_j^2}\left(\frac{\boldsymbol{\Sigma}_{jj}^{-1}}{1-\tau_j}+\frac{\boldsymbol{W}_j}{\tau_j}\right)^{-1}\tag{B2}$$

此时由式(B2)可以验证

$$(\boldsymbol{M}_j^{(1)})^{-1}=(\boldsymbol{B}_j^{\mathrm{T}})^{-1}\frac{(\boldsymbol{W}_j^{(2)})^{-1}}{\tau_j}\boldsymbol{B}_j^{-1}-\frac{1}{\tau_j^2}\left(\boldsymbol{B}_j\left(\frac{(\boldsymbol{\Sigma}_{jj}^{(2)})^{-1}}{1-\tau_j}+\frac{\boldsymbol{W}_j^{(2)}}{\tau_j}\right)\boldsymbol{B}_j^{\mathrm{T}}\right)^{-1}=(\boldsymbol{B}_j^{\mathrm{T}})^{-1}(\boldsymbol{M}_j^{(2)})^{-1}\boldsymbol{B}_j^{-1}$$

当 $\tau_j=1$ 时，$\boldsymbol{M}_j=\boldsymbol{W}_j\boldsymbol{\Sigma}_{jj}^{\dagger}\boldsymbol{W}_j$，此时同样有

$$\boldsymbol{M}_j^{(1)}=\boldsymbol{B}_j\boldsymbol{W}_j^{(2)}\boldsymbol{B}_j^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{B}_j^{\mathrm{T}})^{-1}\boldsymbol{\Sigma}_{jj}^{(2)}\boldsymbol{B}_j^{-1}\boldsymbol{B}_j\boldsymbol{W}_j^{(2)}\boldsymbol{B}_j^{\mathrm{T}}=\boldsymbol{B}_j\boldsymbol{W}_j^{(2)}\boldsymbol{\Sigma}_{jj}^{(2)}\boldsymbol{W}_j^{(2)}\boldsymbol{B}_j^{\mathrm{T}}=\boldsymbol{B}_j\boldsymbol{M}_j^{(2)}\boldsymbol{B}_j^{\mathrm{T}}$$

综上所述，对于任意 $\tau_j\in[0,1]$，均有

$$(\boldsymbol{M}_j^{(1)})^{-1}=(\boldsymbol{B}_j^{\mathrm{T}})^{-1}(\boldsymbol{M}_j^{(2)})^{-1}\boldsymbol{B}_j^{-1}$$

在此基础上，容易得到

$$(\boldsymbol{M}_j^{(1)})^{-1}\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j^{(1)}}(\boldsymbol{a}_j^{(1)})=(\boldsymbol{B}_j^{\mathrm{T}})^{-1}(\boldsymbol{M}_j^{(2)})^{-1}\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j^{(2)}}(\boldsymbol{a}_j^{(2)})\tag{B3}$$

且

$$\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j^{(1)}}(\boldsymbol{a}_j^{(1)})^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{M}_j^{(1)})^{-1}\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j^{(1)}}(\boldsymbol{a}_j^{(1)})=\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j^{(2)}}(\boldsymbol{a}_j^{(2)})^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{M}_j^{(2)})^{-1}\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{\phi}_j^{(2)}}(\boldsymbol{a}_j^{(2)})\tag{B4}$$

由式(B3)和式(B4)即可得到 $\boldsymbol{a}_j^{(1)}=(\boldsymbol{B}_j^{\mathrm{T}})^{-1}\boldsymbol{a}_j^{(2)}$ 且

$$\alpha_j^{(1)}=\boldsymbol{\phi}_j^{(1)\mathrm{T}}\boldsymbol{a}_j^{(1)}=\boldsymbol{\phi}_j^{(2)\mathrm{T}}\boldsymbol{B}_j^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{B}_j^{\mathrm{T}})^{-1}\boldsymbol{a}_j^{(2)}=\boldsymbol{\phi}_j^{(2)\mathrm{T}}\boldsymbol{a}_j^{(2)}=\alpha_j^{(2)}\tag{B5}$$

式(B5)证明了基函数选取独立性。

Functional regularized generalized canonical correlation analysis

WANG Zhichao[1], TENENHAUS Arthur[2], WANG Huiwen[3,4,*], ZHAO Qing[3]

(1. Postdoctoral Research Center, Industrial and Commercial Bank of China, Beijing 100032, China;
2. Laboratoire des Signaux et Systèmes (L2S), CNRS-CentraleSupélec, Université Paris-Saclay, Gif-sur-Yvette 91192, France;
3. School of Economics and Management, Beihang University, Beijing 100083, China;
4. Key Laboratory of Complex System Analysis, Management and Decision, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: An effective dimension reduction method for multivariate functional data is developed within the theoretical framework of regularized generalized canonical correlation analysis. Functional data in square integrable spaces is first projected in an integral form to a series of numeric variables, and those variables are then used for simultaneously determining the related projection directions of functional features by maximizing a kind of global correlation measure, which achieves the featured information extraction and rapid dimension reduction of multivariate functional data as traditional numeric variables. A general basis function system is used to create the iterative computing algorithm for the optimal functional projection weights, which is independent of the specified basis functions. A large number of simulation results for infinite samples show that the proposed method is able to detect the correlation among multivariate functional data and obtain consistent estimates for the associated functional projection weights. The real-data study on the gait of Parkinson's patients indicates the interpretability of the numeric featured information derived from the original functional data and the utility of the proposed method.

Keywords: functional data; regularized generalized canonical correlation analysis; feature extraction; functional principal component; gait of Parkinson's syndrome

Received: 2021-02-04; **Accepted**: 2021-06-20; **Published online**: 2021-07-12 15:40
URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210712.1312.002.html
Foundation item: National Natural Science Foundation of China (72021001)
* **Corresponding author**. E-mail: wanghw@vip.sina.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0068

基于 PSO-BP 神经网络的平流层风场短期快速预测

龙远, 邓小龙*, 杨希祥, 侯中喜
(国防科技大学 空天科学学院, 长沙 410073)

摘 要: 平流层风场环境对临近空间低速飞行器驻空飞行性能有重要影响。研究了基于 PSO-BP 神经网络的平流层区域风场建模与快速预测方法,根据历史风场数据,采用主成分分析法对数据进行降维处理,通过 BP 神经网络对风场进行预测建模,利用粒子群优化(PSO)算法对其进行优化,采用 Biharmonic 样条曲面插值方法构建区域预测风场。以南海地区5 年历史风场为对象,对比分析了基于 BP 神经网络和基于 PSO-BP 神经网络的风场预测模型,结果表明:使用具有全局寻优特性的 PSO 算法改进 BP 神经网络,能够有效避免传统 BP 神经网络易陷入局部最优的缺点,提高预测精度;通过结合 PSO-BP 神经网络预测与 Biharmonic 样条曲面插值,可实现区域风场的预测。研究结果可为临近空间低速飞行器的轨迹规划与区域驻留等任务的高精度区域快速预报风场提供解决途径。

关 键 词: 平流层风场建模; 临近空间低速飞行器; BP 神经网络; 粒子群优化(PSO)算法; Biharmonic 样条曲面插值
中图分类号: V321.2
文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2022)10-1970-09

平流层是处于对流层与中间层之间、海拔高度为 10 ~ 55 km 的大气空间[1],平流层内气流相对平稳、垂直对流小[2],是部署平流层飞艇、高空气球、高空太阳能无人机等临近空间低速飞行器执行对地观测、监视预警、通信中继、环境监测及科学研究等军民任务的理想环境[3-6]。

由于飞行速度低、动力系统弱、控制能力有限等约束,临近空间低速飞行器的飞行性能受其所处环境风场影响较大[7-8]。例如,平流层飞艇的驻留能力直接取决于风场环境[9],而高空太阳能无人机的气动特性及续航里程也受到风场环境重要影响。因此,开展平流层风场研究,获取准确的风场预测信息对于临近空间低速飞行器开展飞行任务规划、航迹规划和飞行控制都具有重要意义[10]。

目前,可用于平流层风速预测的方法主要包括 2 类:数值天气预报方法和统计模型方法[11]。数值天气预报需要建立复杂的物理模型和庞大的计算系统,通过气象学理论和计算流体力学得到风速、风向、温度、湿度等气象要素的预测值。而统计模型方法主要采用数学统计的思想,通过挖掘数据间存在的内在规律进行预测,此类方法包括时间序列法、卡尔曼滤波、神经网络等。常规数值天气预报系统主要关注对流层内与人类社会经济活动密切相关的气象信息,平流层的风场预测没有得到足够的重视,精度还有待提高[12],且对飞行器研制与应用部门的环境保障要求高。因此,在平流层风场预测中,通常采用统计模型的

收稿日期: 2021-02-06; **录用日期**: 2021-04-09; **网络出版时间**: 2021-04-14 14:26
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210414.1355.001.html
基金项目: 国家自然科学基金(6190021731); 国家部委基金(GFZX04021403,20191A0X0233); 国防科技大学科研计划(ZK18-03-54)
* **通信作者**. E-mail: xiaolong.deng@outlook.com

引用格式: 龙远, 邓小龙, 杨希祥, 等. 基于 PSO-BP 神经网络的平流层风场短期快速预测[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 1970-1978. LONG Y, DENG X L, YANG X X, et al. Short-term rapid prediction of stratospheric wind field based on PSO-BP neural network[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 1970-1978(in Chinese).

方法。

国内外学者对统计模型方法在风场预测中的应用展开了大量研究。文献[13]通过本征正交分解(POD)方法建立了风场降阶模型,再利用傅里叶级数拟合对平流层风场进行预测;文献[14]利用 POD 方法对具有桥塔风效应的风场进行了简化模拟,将 POD 型谱表示法取代原型谱表示法,物理意义明确且可通过模态截断节省计算量;文献[15]根据历史风场统计数据建立了韦伯分布模型,利用韦伯分布和累积函数对历史数据进行预测和反算,验证了将韦伯分布应用于风场数据统计的合理性;文献[16]提出了一种基于高斯过程(Gaussian processes,GP)的风速预测模型,将其与支持向量机、最小二乘支持向量机和 BP 神经网络进行比较,仿真结果表明,基于 GP 的风速预测模型具有很好的稳定性,能够满足预测精度的要求;文献[17]建立了高斯过程回归和粒子滤波相结合的短期风速预测模型,实现了对历史风速序列异常值的在线动态检测与修正;文献[18]利用平流层风场纬向风存在一定周期性和规律性的特点,分别采用傅里叶级数拟合方法和 BP 神经网络算法对风场快速预测进行了研究,并对 2 种方法的预测误差与预测精度进行了分析;文献[19]研究了数据增强和自校正设计在平流层风场建模中的应用,将美国国家海洋与大气管理局提供的风场预报数据和高空气球实测风场数据相结合,构建了可用于高空气球轨迹规划的风场预测模型。

上述研究大多专注于对流层内的风场预测问题,在平流层风场预测方面的研究较少,且较多集中于短期单点预测,无法满足临近空间低速飞行器进行路径规划所需的区域风场环境。在已有研究的基础上,本文根据历史风场数据,先采用主成分分析(principal component analysis, PCA)法对数据进行降维处理,再通过训练 BP 神经网络对风场进行预测,并利用粒子群优化(partical swarm optimization, PSO)算法对 BP 神经网络进行优化。针对临近空间低速飞行器飞行区域广、单点预测风场数据无法满足长时间飞行需求,进一步研究 Biharmonic 样条曲面插值方法对多点风场预测结果进行空间插值,构建了平流层区域预测风场,能够为长航时临近空间低速飞行器提供数据支撑。

1　平流层风场数据降维方法

基于统计模型的风场建模方法需要从海量历史环境数据开始分析,这类数据的数据量大、特征不清晰,有必要预先进行降维处理,在保证原有信息损失不大的前提下,尽可能降低数据量的大小。PCA 则是最常用的一种降维方法。PCA 能够找出数据里面最主要的方面,用数据里最主要的方面来代替原始数据。

假设有某一坐标点记录的 $n \times m$ 维历史风场数据集 $\boldsymbol{X}$,数据集共有 m 个风场数据($\boldsymbol{x}_1, \boldsymbol{x}_2, \cdots, \boldsymbol{x}_m$),每个风场数据都是 n 维列向量,代表着坐标点某一时刻的风速在不同采样高度处的取值,n 为采样点总个数。为了降低风场数据量的大小,需要对其进行降维处理,在降维的过程中,要获得原始数据新的表示空间,需要对原始数据进行线性变换(基变换),矩阵表示如下:

$$\boldsymbol{Y} = \boldsymbol{P}\boldsymbol{X} = \begin{pmatrix} \boldsymbol{p}_1 \\ \boldsymbol{p}_2 \\ \vdots \\ \boldsymbol{p}_r \end{pmatrix} (\boldsymbol{x}_1 \quad \boldsymbol{x}_2 \quad \cdots \quad \boldsymbol{x}_m) \tag{1}$$

式中:$\boldsymbol{Y}$ 为风场数据样本在新空间的表示;$\boldsymbol{P}$ 为 $r \times n$ 维变换矩阵;$\boldsymbol{X}$ 为原始风场数据样本;$\boldsymbol{p}_i$ 表示第 i 个基;$\boldsymbol{x}_j$ 表示第 j 个原始风场数据。

选择不同的基可以对一组数据给出不同的表示,同时,当基的数量少于原始样本本身的维数时,则可以达到降维的效果,PCA 就是要找到能够最大限度保留原有数据信息的一组基 $\boldsymbol{P}$,具体分析步骤如下:

步骤 1　样本中心化处理。为了简便运算,需要对风场数据样本进行中心化处理,得到新的数据样本:

$$\boldsymbol{x}_i = \boldsymbol{x}_i - \frac{1}{m}\sum_{j=1}^{m} \boldsymbol{x}_j \tag{2}$$

步骤 2　求协方差矩阵。在得到经过中心化处理的新风场数据样本后,需要计算新样本的协方差矩阵:

$$\boldsymbol{C} = \frac{1}{m}\boldsymbol{X}\boldsymbol{X} \tag{3}$$

步骤 3　求特征值及特征向量。求解得到新风场数据样本协方差矩阵的特征值 $\lambda_1, \lambda_2, \cdots, \lambda_n$,以及对应的单位特征向量 $\boldsymbol{\phi}_1, \boldsymbol{\phi}_2, \cdots, \boldsymbol{\phi}_n$。

步骤 4　确定降维维度 r。将第 r 个主成分保留的信息称作相对模态能量,表示为

$$E_{\text{relative}} = \lambda_r \Big/ \sum_{i=1}^{n} \lambda_i \tag{4}$$

将前 r 个主成分的累积贡献率称为累积模态能量,表示为

$$E_{\text{cumulative}} = \sum_{j=1}^{r} \lambda_j \Big/ \sum_{i=1}^{n} \lambda_i \tag{5}$$

根据风场数据的信息保留量(即累积模态能量的大小)来确定选取的主成分个数 r,该数值即是降维后的数据维度,$r < n$。

步骤 5 求新变换矩阵 $\boldsymbol{P}$。按风场数据样本协方差矩阵特征值的大小将前 r 个特征值对应的特征向量从上向下按行排列成矩阵,该矩阵就是要求的变换矩阵 $\boldsymbol{P}$。

$\boldsymbol{Y} = \boldsymbol{PX}$ 即为降维到 r 维后的风场数据。

2 基于神经网络的平流层风场预测方法

在对风场数据进行降维处理后,数据量大大减小,可用神经网络学习风场的变化特征以对未来短期风场进行快速预测。本节研究基于 BP 神经网络的风场预测方法,并通过具备全局寻优特性的 PSO 算法来改进容易陷入局部最优的 BP 神经网络。

2.1 BP 神经网络风场预测模型

本节建立的风场预测模型使用的神经网络包含输入层、隐含层和输出层 3 层,其中输入层的神经元个数根据降维后的风场数据维数设置为 3,输出层神经元个数设置为 1,隐含层神经元个数根据经验公式设置为 12,经验公式如下:

$$q = \sqrt{k + l} + a \tag{6}$$

式中:q 为隐含层神经元个数;k 和 l 分别为输入层和输出层神经元个数;a 为常数,$a \in [1,10]$。

如图 1 所示,BP 神经网络每个神经元都与上一层的所有神经元相连,隐含层和输出层每个神经元的输出与输入之间的关系如下:

$$y = f\left(\sum_{i=1}^{n} \omega_i x_i - \theta\right) \tag{7}$$

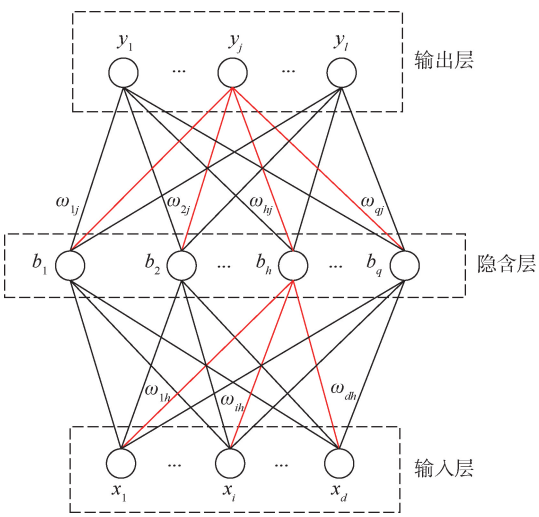


图 1 神经网络结构

Fig. 1 Structure of neural network

式中:x_i 为神经元的输入信号,即风场数据;ω_i 为输入信号的权值;θ 为神经元的阈值;$f(\cdot)$ 为激活函数。

本节使用的激活函数为 Sigmoid 函数:

$$\text{Sigmoid}(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}} \tag{8}$$

假设在进行降维处理后,有 $r \times m$ 维风场数据 $\boldsymbol{Y} = (y_1, y_2, \cdots, y_m)$,将其分为 r 个行向量,利用神经网络分别对这 r 个行向量的数据变化特征进行学习,神经网络训练集的输入数据和输出数据的构建如图 2 所示,将 m 个风场数据分成 $m-3$ 组训练数据,每组训练数据包含 3 个输入和 1 个输出。

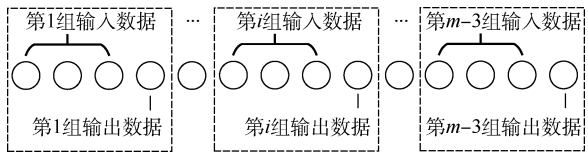


图 2 神经网络的输入和输出

Fig. 2 Input and output of neural network

2.2 PSO-BP 神经网络风场预测模型

BP 神经网络风场预测模型的权值和阈值采用梯度下降的更新策略,这种策略以目标的负梯度方向对参数进行更新,容易得到局部极值而不是全局极值,因此,本节通过 PSO 算法对 BP 神经网络风场预测模型的权值和阈值更新策略进行了改进,以使其能够更好地逼近全局极值,原理如图 3所示。

本节以神经网络训练过程中的输出误差作为 PSO 算法的适应度函数,先随机地初始化一个粒子群体,每个粒子包含一组神经网络权值和阈值的数据,通过更新公式不断迭代每个粒子的取值,

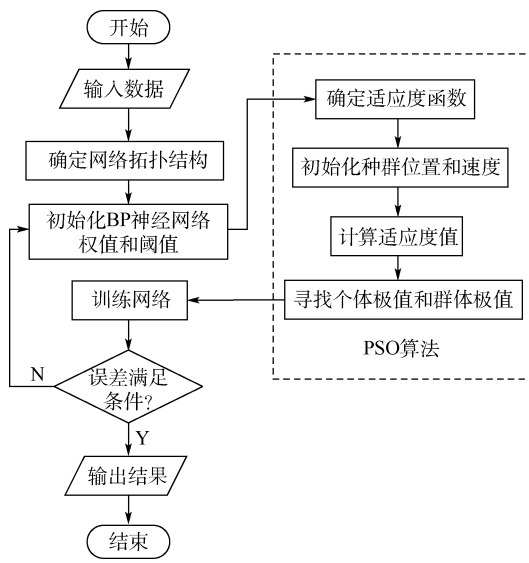


图 3 PSO 算法的 BP 神经网络原理

Fig. 3 Schematic diagram of BP neural network optimized by particle swarm optimization algorithm

最终使得适应度函数值最小。

PSO 算法速度更新如下：

$$v_{id} = v_{id} + c_1 r_1 (p_{best} - x_{id}) + c_2 r_2 (g_{best} - x_{id}) \quad (9)$$

式中：c_1、c_2 为学习因子；r_1、r_2 为(0,1)内的随机数；p_{best}为每个粒子当前找到的最优解；g_{best}为整个种群当前找到的最优解。

PSO 算法位置更新如下：

$$x_{id} = x_{id} + v_{id} \quad (10)$$

本节使用的 PSO 算法种群数量为 50，2 个学习因子均设置为 2，迭代步数设置为 100。

3　结果与分析

低纬度海洋地区是开展临近空间低动态飞行器应用的理想场所，本节采用 4 个地点的历史风场数据作为神经网络的训练集，坐标分别为 A(112°E,17° N)、B(113° E,9° N)、C(115° E,10°N)、D(116°E,10°N)。每个坐标点的数据均为 250 × 3 652 的数组，其中 250 表示高度维，代表在该坐标点 250 个不同的高度处取得风场数据，3 652表示时间维，代表每个坐标点有 5 年的历史风场数据，每天 0 时和 12 时分别采样，一共 3 652 组采样数据。

3.1　数据降维结果与验证

利用 PCA 法可以求解出风场数据降维后不同阶数能够保留的原始数据信息量比重。本节以相对模态能量和累积模态能量这 2 项指标来衡量模态阶数还原原始数据的能力，并根据各阶模态能量，选择合适的降维阶数，使得降维后的数据在数据量减小的情况下依然能够保留大部分风场信息。

以 A 点数据为例，分析降维数据的数据量降低情况和数据信息保留情况。考虑到平流层浮空器主要是在 20 km 附近持久驻留，因此，需要重点关注该高度附近的风场信息。该高度附近的风场与 10 km 附近的风场有明显区别，不宜统一使用降维方法进行处理。为此，提出了分层降维方法，即将整个风场在高度上进行分层处理，即分为 2 个部分：5 ~ 15 km 和 15 ~ 30 km。15 km 以下的区域主要属于对流层，风场相对较大，且风场随高度变化较明显；而 15 km 以上的区域风场变化较小。对这 2 部分风场在东西和南北方向上分别开展降维处理并分析得到了如下结果：

1）东西方向上 5 ~ 15 km：10 阶数据保留原数据信息量为 99.91%。

2）东西方向上 15 ~ 30 km：6 阶数据保留原数据信息量为 99.96%。

3）南北方向上 5 ~ 15 km：11 阶数据保留原数据信息量为 99.95%。

4）南北方向上 15 ~ 30 km：7 阶数据保留原数据信息量为 99.93%。

3.1.1　东西方向风场降维

由图 4 和图 5 可知，在东西方向上，15 ~ 30 km 的风场特征比较明显，因此，前 6 阶模态所包含的能量之和已经达到了 99.96%，而 5 ~ 15 km 的风场需要前 10 阶模态，才能使得能量总和达到 99.91%。可以用 5 ~ 15 km 前 10 阶的数据和 15 ~ 30 km 前 6 阶的数据代替原有 250 阶的数据，将两部分风场合并后，数据量仅为原有数据量的 6.4%。

在 PCA 法进行了数据降维处理之后，将降维后的风场数据与实际风场数据进行了对比验证。由图 6 可知，东西方向降维后的风场与实际风场数据的偏差较小，降维数据基本上与原有数据吻合，高度保留了原有数据的特征。

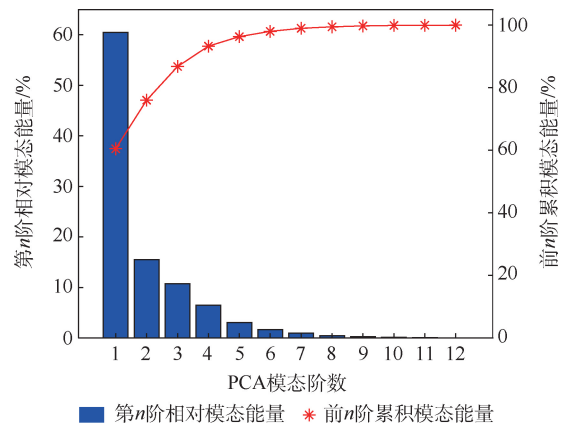


图 4　海拔 5 ~ 15 km 东西方向风场数据降维后的第 n 阶相对模态能量及前 n 阶累积模态能量

Fig. 4　The n-th order relative modal energy and the first n-order cumulative modal energy of east-west wind field data after dimensionality reduction between 5 km and 15 km

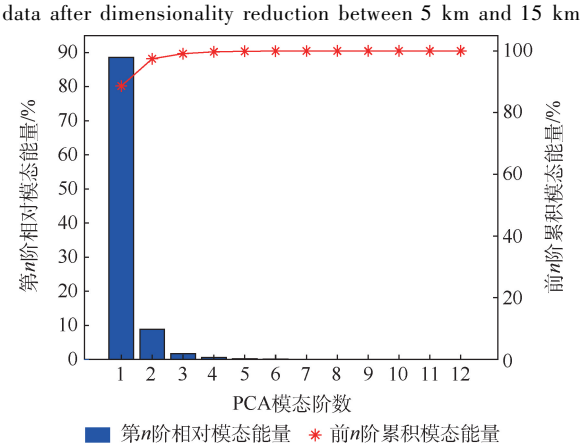


图 5　海拔 15 ~ 30 km 东西方向风场数据降维后的第 n 阶相对模态能量及前 n 阶累积模态能量

Fig. 5　The n-th order relative modal energy and the first n-order cumulative modal energy of east-west wind field data after dimensionality reduction between 15 km and 30 km

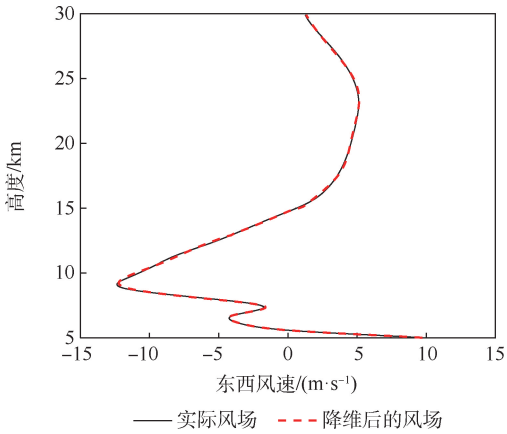


图 6 东西方向上降维后的风场数据与实际风场数据对比

Fig. 6 Comparison of east-west wind field data after dimensionality reduction and actual wind field data

3.1.2 南北方向风场降维

由图 7 和图 8 可知,南北方向上两部分的风场降维数据,即前 11 阶模态和前 7 阶模态,所包含的能量之和分别为 99.95% 和 99.93%,南北方向上的风场数据可以用降维后总共 18 阶的数据来代替原有 250 阶数据,数据量仅为原有数据量的 7.2%。

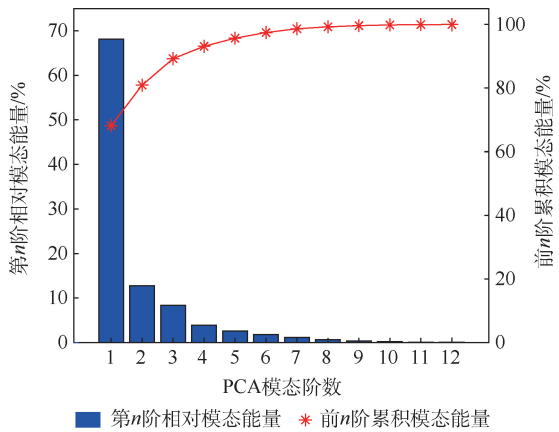


图 7 海拔 5 ~ 15 km 南北方向风场数据降维后的第 n 阶相对模态能量及前 n 阶累积模态能量

Fig. 7 The n-th order relative modal energy and the first n-order cumulative modal energy of north-south wind field data after dimensionality reduction between 5 km and 15 km

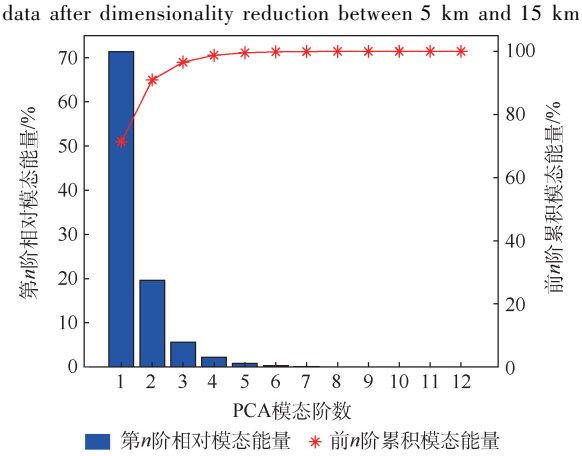


图 8 海拔 15 ~ 30 km 南北方向风场数据降维后的第 n 阶相对模态能量及前 n 阶累积模态能量

Fig. 8 The n-th order relative modal energy and the first n-order cumulative modal energy of north-south wind field data after dimensionality reduction between 15 km and 30 km

由图 9 可知,南北方向降维后的风场与实际风场数据基本吻合。因此,PCA 法在减小数据量的同时可以保留大部分原有数据的信息。在后续的神经网络处理过程中,风场数据就可以使用降维后的数据来代替。

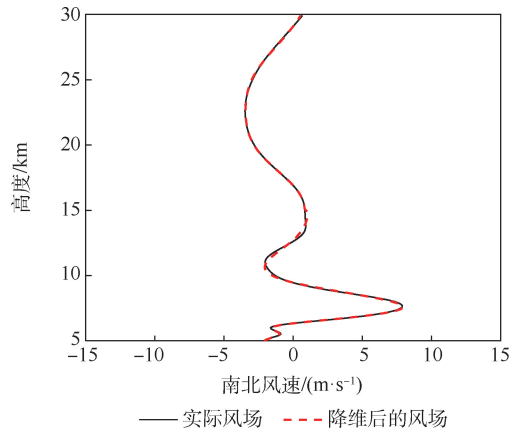


图 9 南北方向上降维后的风场数据与实际风场数据对比

Fig. 9 Comparison of north-south wind field data after dimensionality reduction and actual wind field data

3.2 神经网络预测结果分析

根据临近空间低速飞行器执行任务所需要的工作高度特点[20],使用 5 ~ 30 km 的数据分别对 BP 神经网络和 PSO-BP 神经网络进行训练,使用训练后的神经网络对未来风场进行预测,随机选取了 10 次预测结果与实际风场进行对比。

3.2.1 东西方向风场预测

由图 10 ~ 图 12 可看出,在东西方向上,BP 神经网络和改进后的 PSO-BP 神经网络均能对风场进行较好的预测,但由于 BP 神经网络采取的是梯度下降算法,偶尔会得到局部最优的结果,使得风场预测结果与实际风场偏差较大;而经 PSO 算法优化的 PSO-BP 神经网络能够更好地寻找全局最优值,获得更好的风场预测效果。

2 种预测模型的东西方向风场预报误差对比分析表明,采用 PSO 算法改进后的 PSO-BP 神经网络风场预测模型平均预测误差要小于 BP 神经网络模型的平均误差,在 15 km 以上区域,二者的平均误差都小于 2 m/s。

3.2.2 南北方向风场预测

由于平流层独特的风场环境,其南北方向上的风速分量一般较小,在采用神经网络对其进行预测时,效果并没有在东西方向上明显。由图 13 ~

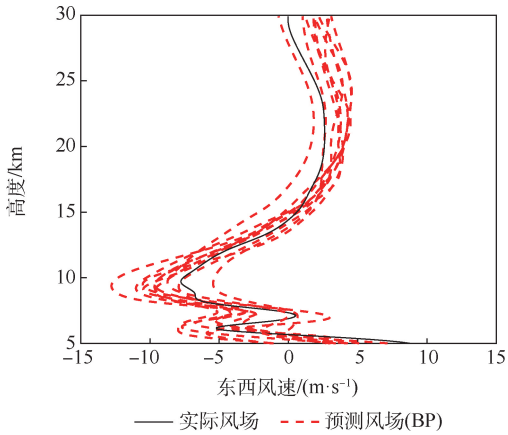


图 10　东西方向上 BP 神经网络 10 次预测结果与实际风场对比

Fig. 10　Comparison of 10 prediction results of BP neural network and actual wind field in east-west direction

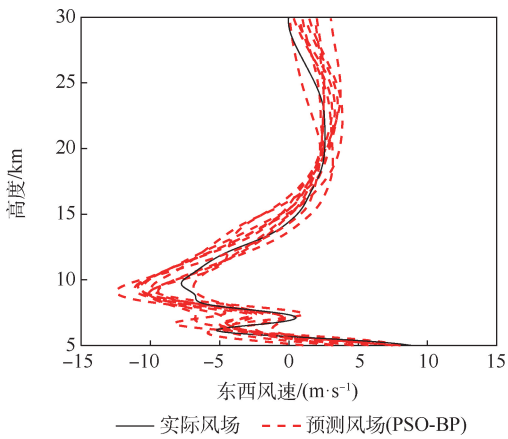


图 11　东西方向上 PSO-BP 神经网络 10 次预测结果与实际风场对比

Fig. 11　Comparison of 10 prediction results of PSO-BP neural network and actual wind field in east-west direction

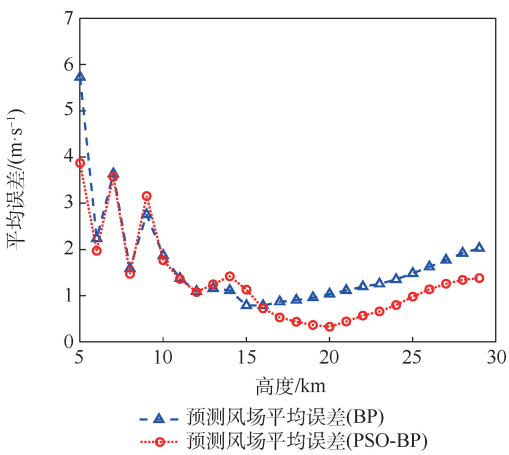


图 12　东西方向上 2 种神经网络 10 次预测结果平均误差对比

Fig. 12　Comparison of average error of 10 prediction results for two kinds of neural networks in east-west direction

图 15 可看出，BP 神经网络和改进后的 PSO-BP 神经网络对南北方向上的风场的预测效果均不如东西方向，但相较于 BP 神经网络，PSO-BP 神经网

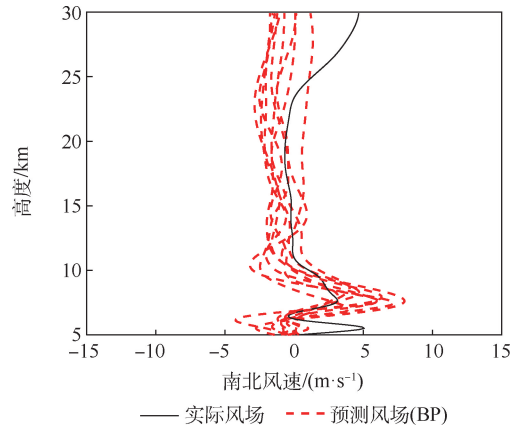


图 13　南北方向上 BP 神经网络 10 次预测结果与实际风场对比

Fig. 13　Comparison of 10 prediction results of BP neural network and actual wind field in north-south direction

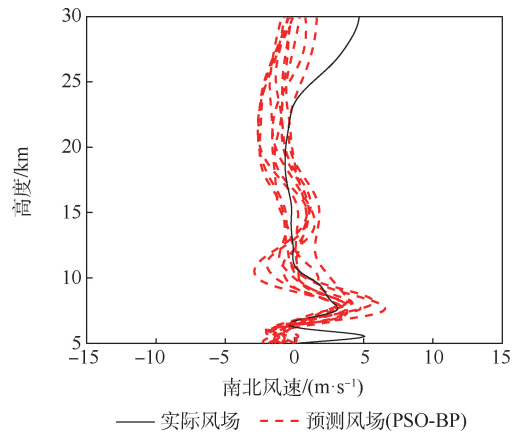


图 14　南北方向上 PSO-BP 神经网络 10 次预测结果与实际风场对比

Fig. 14　Comparison of 10 prediction results of PSO-BP neural network and actual wind field in the north-south direction

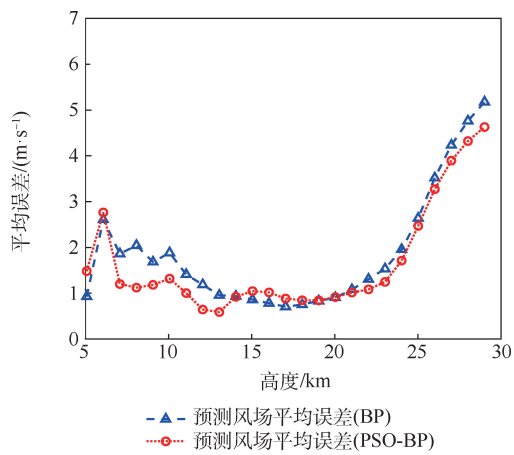


图 15　南北方向上 2 种神经网络 10 次预测结果平均误差对比

Fig. 15　Comparison of average error of 10 prediction results for two kinds of neural networks in north-south direction

络仍然能够获得更好的预测效果。

2 种预测模型的南北方向风场预报误差对比分析表明，在 25 km 高度范围以下的预测效果较好，2 种模型预测结果差异不明显；在 25 km 以上

的区域预测 2 种模型误差均快速增加，平均误差都超过了 2.5 m/s。

3.3 区域风场构建分析

平流层飞艇和高空飞机的路径规划需要广大范围的风场信息，高空气球区域驻留也并非总是能保持在给定点附近，因此，需要对区域多点风场进行建模。

在使用神经网络对风场进行预测之后，能够得到多点随高度变化的风速数据，本节使用的数据是 4 个坐标点 A(112°E，17°N)、B(113°E，9°N)、C(115°E，10°N)、D(116°E，10°N)的风场预测结果，用 Biharmonic 样条曲面插值方法对每一高度处的数据进行插值处理，能够得到三维空间的风速情况。针对临近空间低速飞行器典型工作高度 20 km 进行风场构建仿真，仿真结果如图 16和图 17 所示。

由图 16 和图 17 可知，在对风场数据进行插值处理后，任一高度剖面均能得到在不同经纬度

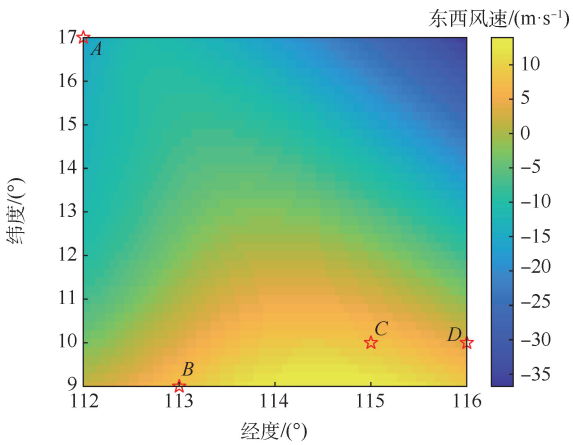


图 16 东西方向上 20 km 高度的区域风速示意图

Fig. 16 Schematic diagram of regional wind speed in east-west direction at 20 km

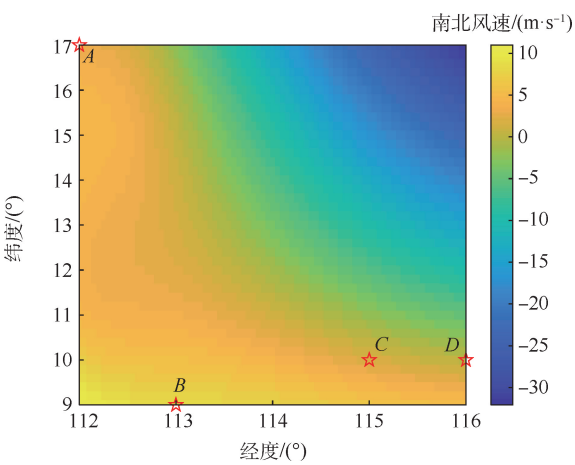


图 17 南北方向上 20 km 高度的区域风速示意图

Fig. 17 Schematic diagram of regional wind speed in north-south direction at 20 km

的风速变化图，在平流层浮空器轨迹规划等问题中，给出任一经纬高坐标，构建的风场模型均能得到风速值在东西方向和南北方向上的分量。因此，便构建了三维空间的区域风场模型，可以获取区域内任意点处的风速数据。

临近空间低速飞行器在执行轨迹规划或区域驻留任务时，往往需要在较大范围内飞行。因此，飞行器在区域风场模型下的轨迹仿真要比单点风场模型下的仿真更符合实际飞行情况。下面根据平流层飞艇的动力学方程[21]分别在区域风场模型和单点风场模型下仿真飞艇的飞行轨迹。以坐标原点作为仿真初始点，平流层飞艇在浮力作用下自然升空，海拔高度达到 20 km 后降落回收，其飞行轨迹如图 18 所示。

由图 18 可知，在仿真初始阶段，区域风场模型和单点风场模型下的飞艇飞行轨迹区别不大。但是，当飞艇逐渐远离初始点之后，2 种风场模型得到的飞行轨迹便显现出较大差异，最终二者的水平位移误差达到了 13.3 km。

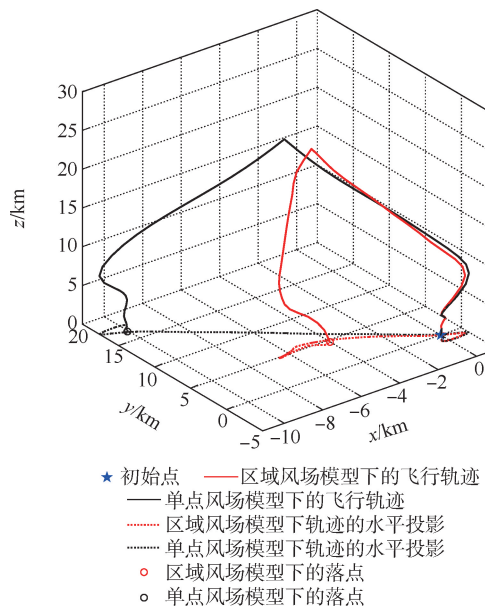


图 18 两种风场模型下飞行器的轨迹示意图

Fig. 18 Schematic diagram of trajectory for aircraft under two wind field models

4 结 论

1）采用 PCA 法对 5 年的历史风场数据进行降维处理，将 250 阶的风场数据分别降至16 阶和 18 阶，原始数据信息保留率达到 99% 以上。使用降维后组成的新数据代替原有数据，降低了数据量，提高后续工作的计算效率。

2）采用具有全局寻优特性的 PSO 算法改进了易陷入局部最优的 BP 神经网络，并通过改进

后得到的 PSO-BP 神经网络和传统 BP 神经网络对未来风场进行预测。

3) 对 2 种神经网络风场预测模型的预测精度与预测误差进行了分析,发现相较于基于梯度下降法的 BP 神经网络,经过 PSO 算法优化的 BP 神经网络训练得到的神经网络参数能够更好地反映风场的变化规律,风场预测精度要高于传统的 BP 神经网络。

4) 采用 Biharmonic 样条曲面插值方法对单点的神经网络风场预测结果进行插值处理,构建了一个三维空间的区域风场模型,可以获取区域内任意点处的风速数据,区域预报可有效提高飞行轨迹仿真结果精度。

参考文献 (References)

[1] 赵达,刘东旭,孙康文,等. 平流层飞艇研制现状、技术难点及发展趋势[J]. 航空学报,2016,37(1):45-56.
ZHAO D,LIU D X,SUN K W,et al. Research status,technical difficulties and development trend of stratospheric airship[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2016,37(1):45-56(in Chinese).

[2] LI Y,SHENG Z,JING J R. Feature analysis of stratospheric wind and temperature fields over the Antigua site by rocket data[J]. Earth Planet Physics,2019,3(5):414-424.

[3] WANG J,MENG X,LI C. Recovery trajectory optimization of the solar-powered stratospheric airship for the station-keeping mission[J]. Acta Astronautica,2021,178:159-177.

[4] 顾逸东. 气球科学观测 100 年[J]. 现代物理知识,2020,32(2):3-12.
GU Y D. 100 years of scientific observation of balloons[J]. Modern Physics,2020,32(2):3-12(in Chinese).

[5] WEI J,MA R,HOU X,et al. Analysis of the thermodynamical property of super-pressure balloons[J]. Acta Mechanica,2019,230(4):1355-1366.

[6] 杨燕初,张航悦,赵荣. 零压式高空气球球形设计与参数敏感性分析[J]. 国防科技大学学报,2019,41(1):58-64.
YANG Y C,ZHANG H Y,ZHAO R. Shape design of zero pressure high altitude balloon and sensitivity analysis of key parameters[J]. Journal of National University of Defense Technology,2019,41(1):58-64(in Chinese).

[7] 聂春雨,祝明,郑泽伟,等. 基于 Q-Learning 算法和神经网络的飞艇控制[J]. 北京航空航天大学学报,2017,43(12):2431-2438.
NIE C Y,ZHU M,ZHENG Z W,et al. Airship control based on Q-Learning algorithm and neural network[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2017,43(12):2431-2438(in Chinese).

[8] 郭建国,周军. 临近空间低动态飞行器控制研究综述[J]. 航空学报,2014,35(2):320-331.
GUO J G,ZHOU J. Review of the control of low dynamic vehicles in near space[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2014,35(2):320-331(in Chinese).

[9] 史智广,张小强,李锦清,等. 平流层浮空器保压指标对驻空性能的影响[J]. 航空学报,2016,37(6):1833-1840.
SHI Z G,ZHANG X Q,LI J Q,et al. Effect of ground pressure-maintenance index on stagnation performance of stratospheric aerostats[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2016,37(6):1833-1840(in Chinese).

[10] 程晨,王晓亮. 平流层飞艇热敏感因素分析[J]. 浙江大学学报(工学版),2020,54(1):202-212.
CHENG C,WANG X L. Thermal sensitivity factors analysis of stratospheric airships[J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Science),2020,54(1):202-212(in Chinese).

[11] 姜兆宇,贾庆山,管晓宏. 多时空尺度的风力发电预测方法综述[J]. 自动化学报,2019,45(1):51-71.
JIANG Z Y,JIA Q S,GUAN X H. A review of multi-temporal-and-spatial-scale wind power forecasting method[J]. Acta Automatica Sinica,2019,45(1):51-71(in Chinese).

[12] 邓小龙,杨希祥,麻震宇,等. 基于风场环境利用的平流层浮空器区域驻留关键问题研究进展[J]. 航空学报,2019,40(8):23-36.
DENG X L,YANG X X,MA Z Y,et al. Review of important technologies for station-keeping of stratospheric aerostats based on wind field utilization[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2019,40(8):23-36(in Chinese).

[13] RAMESH S S,LIM K M,LEE H P,et al. Reduced-order modeling of stratospheric winds and its application in high-altitude balloon trajectory simulations[J]. Journal of Applied Meteorology and Climatology,2017,56(6):1753-1766.

[14] 胡亮,顾明,李黎. 基于本征正交分解的谱表示法模拟风场的误差[J]. 振动与冲击,2011,30(4):12-15.
HU L,GU M,LI L. Errors produced with proper orthogonal decomposition-based spectral representation method in wind velocity field simulation[J]. Journal of Vibration and Shock,2011,30(4):12-15(in Chinese).

[15] RONEY J A. Statistical wind analysis for near-space applications[J]. Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics,2007,69:1485-1501.

[16] 孙斌,姚海涛,刘婷. 基于高斯过程回归的短期风速预测[J]. 中国电机工程学报,2012,32(29):104-109.
SUN B,YAO H T,LIU T. Short-term wind speed forecasting based on gaussian process regression model[J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(29):104-109(in Chinese).

[17] 梁智,孙国强,俞娜燕,等. 基于高斯过程回归和粒子滤波的短期风速预测[J]. 太阳能学报,2020,41(3):45-51.
LIANG Z,SUN G Q,YU N Y,et al. Short-term wind speed forecasting based on Gaussian process regression and particle filter[J]. Acta Energiae Solaris Sinica,2020,41(3):45-51(in Chinese).

[18] 李魁,邓小龙,杨希祥,等. 基于本征正交分解的平流层风场建模与预测[J]. 北京航空航天大学学报,2018,44(9):2013-2020.
LI K,DENG X L,YANG X X,et al. Reduced order modeling and prediction of stratospheric winds based on the proper orthogonal decomposition method[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2018,44(9):2013-2020(in Chinese).

[19] BELLEMARE M G, CANDIDO S, CASTRO P S, et al. Autonomous navigation of stratospheric balloons using reinforcement learning[J]. Nature, 2020, 588(7836): 77-82.

[20] ZHOU W, ZHOU P, WANG Y, et al. Station-keeping control of an underactuated stratospheric airship[J]. International Journal of Fuzzy Systems, 2019, 21(3): 715-732.

[21] 张泰华, 姜鲁华, 周江华. 放飞过程中平流层飞艇运动与受力分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2018, 44(4): 691-699. ZHANG T H, JIANG L H, ZHOU J H. Kinematic and mechanical analysis on launch process of stratospheric airship[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2018, 44(4): 691-699(in Chinese).

Short-term rapid prediction of stratospheric wind field based on PSO-BP neural network

LONG Yuan, DENG Xiaolong*, YANG Xixiang, HOU Zhongxi

(College of Aerospace Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: The stratospheric wind field environment has an important influence on the flight performance of near space low speed aircraft. In this paper, the modeling and prediction methods of stratospheric regional wind field are investigated based on PSO-BP neural network. Firstly, the principal component analysis method is implemented to reduce the dimensions of the historical wind field data. Then, the BP neural network, which is trained by the processed data to predict the wind field, is optimized with particle swarm optimization (PSO) algorithm. Finally, the Biharmonic spline surface interpolation method using multi-point prediction wind fields is studied to construct the regional prediction wind field. Taking the 5-year historical wind field data of a certain place, comparative study of the wind field prediction model based on BP neural network and PSO-BP neural network is conducted. The results show that PSO algorithm, which is characterized global optimization, can improve BP neural network by avoiding the disadvantage of easily falling into local optimization, and enhance the prediction accuracy. The integration method of PSO-BP neural network prediction and Biharmonic spline surface interpolation can provide the prediction of the regional wind field. The proposed method can provide high precision regional prediction wind field for trajectory planning and station keeping of near space low speed aircraft.

Keywords: stratospheric wind field modeling; near space low speed aircraft; BP neural network; particle swarm optimization (PSO) algorithm; Biharmonic splines surface interpolation

Received: 2021-02-06; **Accepted**: 2021-04-09; **Published online**: 2021-04-14 14:26

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210414.1355.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (6190021731); National Ministries Foundation of China (GFZX04021403, 20191A0X0233); NUDT Research Program (ZK18-03-54)

* **Corresponding author**. E-mail: xiaolong.deng@outlook.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0701

高超声速变外形飞行器建模与有限时间控制

张远[1,2], 黄万伟[1,2,*], 路坤锋[1,2], 白文艳[1], 于江龙[3]

(1. 北京航天自动控制研究所, 北京 100854; 2. 宇航智能控制技术国家级重点实验室, 北京 100854;
3. 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: 针对高超声速变外形飞行器变形带来的参数摄动大、变形过程建模难、外界干扰复杂等大不确定问题,研究了一类可变后掠飞行器建模与姿态控制问题,设计了一种有限时间控制方案。针对变外形飞行器建立了带有变形量的面向姿态控制的三自由度模型,该模型能够反映出变外形飞行器的内在影响。分析了变外形飞行器在典型状态下的气动特征,并给出了连续变形关键气动数据可行处理方案。针对可连续变形的飞行器设计了一套有限时间控制方案,并证明了系统稳定性。进一步考虑控制律中用到的指令微分项,设计了有限时间指令收敛滤波器。利用扩张状态观测器,估计不易测量状态和"综合扰动"。以考虑复杂干扰下的高超声速变外形飞行器为对象进行仿真,结果表明:所设计的控制方案可解决不同变形速率下、存在复合干扰的飞行器姿态控制问题。

关 键 词: 高超声速变外形飞行器; 气动特性分析; 有限时间控制; 有限时间滤波器; 扩张状态观测器

中图分类号: V448

文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2022)10-1979-15

作为航空与航天的综合产物,高超声速飞行器(hypersonic flight vehicle, HFV)具有十分明显的优势。军事应用上具有飞行距离远、飞行速度快、突防能力强、任务可调整等特点,是对应未来近天空作战,突破导弹防御系统,实现快速精确打击的重要武器;在民用上,高超声速飞行器能够实现低成本重复跨大气层飞行和天地往返,是航天运输系统的一个重要组成部分[1-2]。

随着 HFV 在军事和商业领域的应用潜力越来越明显,HFV 的研究也逐渐受到世界各航天和军事大国的广泛关注。但是,HFV 也存在着一些值得进一步优化的问题,如大飞行包线与外形局限的矛盾、几何包络大与发射系统受限的矛盾等问题。可想而知,如果飞行器能够在飞行过程中,根据不同环境、不同任务条件下改变自己的外形,则既能保证适应固有条件约束的情况下,又能在飞行中实时获得较优的气动性能,从而扩展任务裕度,满足更为复杂的飞行任务,因此,高超声速变外形飞行器(hypersonic morphing flight vehicle, HMFV)的概念应运而生[3-4]。具体而言,变外形飞行器(morphing flight vehicle, MFV)是指一类能够依据具体的飞行环境和任务要求实时调整外形结构的飞行器。MFV 将外形参数作为可控变量,利用变外形对气动特性产生影响从而改变飞行器的性能,使其能够适应更宽范围内的飞行空域和速域,从而能够适应更复杂的飞行任务和环境,获得更优的气动和操纵性能[5]。

然而,HMFV 的可变形能力在给飞行器带来

收稿日期: 2021-11-19; **录用日期**: 2022-03-04; **网络出版时间**: 2022-03-09 09:33
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20220307.1341.003.html
基金项目: 国家自然科学基金 (61803357,61773341)
* **通信作者**. E-mail: yuanbuaa@buaa.edu.cn

引用格式: *张远, 黄万伟, 路坤锋, 等. 高超声速变外形飞行器建模与有限时间控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 1979-1993. ZHANG Y, HUANG W W, LU K F, et al. Modeling and finite-time control for hypersonic morphing flight vehicle [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 1979-1993(in Chinese).*

性能提升的同时,也给控制技术带来了更多的挑战,主要包括以下3点[6]:①变形过程建模难,难以获得相对精确的动力学模型;②变形过程中,飞行器系统呈现出多模态、强非线性和强耦合的特点;③飞行器在变形飞行过程中极易受到系统内、外扰动的影响,系统呈现大不确定性,使得系统稳定性难以得到保证。因此,需要设计一套具有强适应能力的姿态控制器作为支撑,能够适应HMFV高超声速环境飞行下变形幅度大、气动不确定性大及外界干扰复杂带来的综合扰动。针对MFV的控制问题,学者们主要遵循2条思路开展研究:①将变形作为影响系统稳定的因素,设计能够"容忍"此类扰动的鲁棒/自适应/智能控制器,称之为变形/飞行串行控制;②将变形量作为控制量,利用变形来实现飞行器机动、滚转等动作,称之为变形/飞行并行控制。针对此问题,现有文献主要有基于LPV的增益调度控制和基于滑模控制、反步控制、智能控制及相关理论的综合应用[7-18]。

近年来,学者们所研究的变外形飞行器多集中在低速域、低空域,主要包括变后掠、变展长及组合变形类飞行器。文献[7-8]针对变展长和变后掠飞行器的控制问题,采用平滑切换LPV鲁棒控制方法,前者将调参变量区间划分为具有局部重叠特性的子区间,得到了变体飞行器的切换LPV模型,设计了平滑切换控制器,其中重叠子区间控制器由相邻子区间控制器插值得到。文献[9]将调参变量区间划分为奇数个相连非重叠的子区间,得到了LPV系统,以后掠角的变化率为调度参数,并据此设计出了平滑切换控制器。文献[10-11]针对变后掠飞行器,为了降低设计的保守性,基于多Lyapunov函数方法和模态依赖平均驻留时间方法给出了保证系统有限时间有界且具有给定 H_∞ 性能指标的充分条件,进而设计了非脆弱鲁棒控制器。文献[12]考虑到工程中系统状态不可测,引入惯导数据作为辅助信息,利用Kalman滤波算法融合飞控信息与惯导信息实现了状态估计,基于状态反馈方法设计了局部控制器。局部线性模型和局部控制器通过模糊集和模糊规则聚合成一个连续光滑的全局T-S模糊模型和T-S模糊控制器。由此可知,基于LPV模型的鲁棒增益调度控制方案能够在飞行器变形过程中对飞行器进行稳定控制,且对外界干扰具有一定的鲁棒性,已经成为变形飞行器控制系统设计的重要方法之一。

考虑到变形飞行器的高度非线性、时变特性强、不确定性大等问题,同时要对飞行任务和复杂环境适应性强等特点,传统的线性控制方法不易获得满足需求的控制效果,特别是针对高速类变外形飞行器而言,更是对线性控制方法的应用提出挑战,这就促使学者去寻求更适应于此类高动态复杂系统的控制方案。文献[13]以高超声速变外形飞行器纵向模型为研究对象,后掠角10 s内变形从30°增加至60°,以反步法为基础,采用一阶滤波器解决"微分爆炸"问题,设计了自适应律来应对不确定性问题,构成了一套鲁棒自适应控制方案。文献[14]针对可变后掠角飞行器纵向模型,设计了带有输入输出约束的神经网络动态面控制方案,基于最小化学习参数的神经网络来估计模型的不确定性,从而减少在线更新参数。文献[15]针对带有小翼的飞行器,分别设计了小翼收缩和展开2种状态下的滑模控制器,加入控制器模糊调度策略,获得了小翼变形全过程的控制。文献[16]给出了以变形量为自变量的拟合气动参数,针对纵向模型利用神经网络动态逆的方法构造自适应控制器,采用链式微分方法获得新定义变化量的微分量用于控制律的设计。文献[17]将变形产生的影响作为扰动,采用了自抗扰设计思想,基于反步法设计思想选取Lyapunov函数,递推设计滑模控制律,同时引入状态观测器对复合干扰进行补偿。文献[18]将基于Actor-Critic的智能控制架构用于自抗扰控制器的设计中,实时调节控制增益,针对Wing-cone的变后掠模型进行了姿态控制律的设计。

综上所述,现有针对MFV的控制研究,大多文献仅考虑变形带来的气动变化问题,没有剖析飞行器变形过程中带来的其他影响因素。HMFV不仅存在强耦合、非线性、大不确定性等问题,其变形过程带来的未知动态、压心转移、转动惯量变化、附加力矩干扰等更是HMFV不容忽视的问题。同时,对于HMFV而言,由于变形的影响,对于收敛性能这一关键指标的要求尤为突出,而绝大多数的控制设计方法得到的控制律使得闭环系统最快的收敛形式是指数形式,难以获得更优的收敛性能,这就迫使研究设计有限时间收敛控制器(finite-time convergence controller, FTCC)。针对有限时间收敛控制问题,文献[19]针对飞行器二阶刚体模型设计有限时间姿态控制律,文献[20]进一步研究飞行器执行机构故障下的有限时间控制。文献[21]针对复合式变体无人机,设计一种基于复合时变障碍Lyapunov函数和动态滑模面的控制器,保证无人机飞行指令的有限时间跟踪。

本文将有限时间控制方法用于 HMFV 的姿态控制中,充分发挥其收敛性能的优越性,有利于增强变形飞行器控制系统的鲁棒性和提升自适应能力。受此启发,在前人的基础上,研究 HMFV 的姿态控制问题,本文设计了一套在风干扰、气动参数摄动、连续变形等复杂环境下的有限时间收敛姿态控制器。主要贡献如下:

1) 建立 HMFV 面向控制的动力学模型,分析变外形飞行器由变形带来的关键气动特性变化,同时给出处理连续变形情况下的难建模部分一类可行处理方案。

2) 分别针对内外环设计有限时间收敛控制律,基于 Lyapunov 理论证明稳定性;利用扩张状态观测器估计工程中难以直接测量的状态量及复合干扰。

3) 针对控制律中用到的指令微分项,设计一种有限时间收敛指令滤波器,有效解决常规滤波器指令跟踪慢、精度低的问题;通过对比仿真验证所设计的控制器能够针对不同变形速率下具有较强的鲁棒性能。

1　非仿射 HMFV 模型

1.1　姿态系统非线性模型

研究对象是一类可变后掠的 HMFV 飞行器,开展巡航段变形下的姿态控制问题研究。简易构型如图 1 所示,O_b 为机体质心,Λ 为可变后掠翼转动的理论链接点,H 和 L 分别为质心 O_b 到链接点 Λ 的垂直距离分量和水平距离分量,后掠翼的外沿长度为 λ,后掠角为 ζ,变形速率为 $\dot{\zeta}$,后掠翼可根据飞行器状态和任务实现绕 Λ 点转动,实现后掠翼的转动,图 1 中翼外沿的虚线和实线分别表示 2 种不同后掠角的情况。由于飞行器在飞行过程中,外形的变化带来气动、转动惯量等变化,倘若使用常用的单刚体六自由度模型会忽略过多飞行器的动态特性,因此,采用基于多体动力学建立高超声速变后掠飞行器的六自由度模型,将飞行器分为机体、左后掠翼和右后掠翼 3 个刚体进行模型建立。

在建模过程中,为了降低问题的复杂性,但却不失一般性,给出以下假设:

1) 可变后掠翼均为刚体,质量不变。

2) 只考虑后掠翼水平转动的影响。

3) 不考虑翼型变化产生的影响,可变后掠视为均匀薄面。

4) 左右两侧可变后掠为对称变形,即变形速率及后掠角大小始终一致。

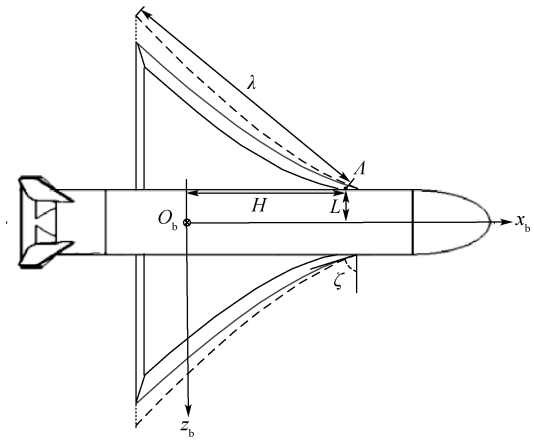


图 1　变外形飞行器简易构型

Fig. 1　Schematic diagram of HMFV

由于研究的是变后掠飞行器的姿态控制问题,则忽略变形过程产生的附加力带来的影响,主要关注后掠角的变化带来的附加力矩的影响,限于篇幅,本文直接给出面向控制的高超声速变外形飞行器的姿态控制模型:

$$\begin{cases}
\dot{\omega}_x = \dfrac{\Pi_1 M_x + \Pi_3 M_y + \Pi_1\Pi_2 + \Pi_3\Pi_4}{\Pi_1\Pi_5 - \Pi_3^2} \\
\dot{\omega}_y = \dfrac{\Pi_3 M_x + \Pi_5 M_y + \Pi_3\Pi_7 + \Pi_5\Pi_6}{\Pi_1\Pi_5 - \Pi_3^2} \\
\dot{\omega}_z = \dfrac{M_z + \Pi_8}{\Pi_9} \\
\dot{\alpha} = \omega_z + (\omega_y\sin\alpha - \omega_x\cos\alpha)\tan\beta + \\
\qquad (\dot{\chi}\sin\mu\cos\gamma - \dot{\gamma}\cos\mu)/\cos\beta \\
\dot{\beta} = \omega_x\sin\alpha + \omega_y\cos\alpha - (\dot{\gamma}\sin\mu + \dot{\chi}\cos\mu\cos\gamma) \\
\dot{\mu} = [(\omega_x\cos\alpha - \omega_y\sin\alpha) - \dot{\chi}(\sin\gamma + \\
\qquad \cos\gamma\sin\mu\tan\beta)]/\cos\beta + \dot{\gamma}\cos\mu\tan\beta \\
\dot{V} = -D/m_T - g\sin\gamma \\
\dot{\gamma} = (Y\cos\mu - C\sin\mu - mg\cos\gamma)/(m_T V) \\
\dot{\chi} = -(Y\sin\mu + C\cos\mu)/(m_T V\cos\gamma)
\end{cases} \tag{1}$$

其中:

$$\Pi_1 = J_{by} + 2J_{wy} - 2m_w(H^2 + L^2 + \lambda^2 - 2HL\sin\zeta + 2LH\cos\zeta)$$

$$\Pi_5 = J_{bx} + 2J_{wx} - 2m_w(L + \lambda\cos\zeta)^2$$

$$\Pi_3 = J_{bxy}$$

$$\Pi_2 = -J_{bxy}\omega_x\omega_z - (J_{bz} + 2J_{wz} - J_{by} - 2J_{wy})\omega_y\omega_z - 2m_w(L + \lambda\cos\zeta)[\omega_y\omega_z(L + \lambda\cos\zeta) + 2\lambda\omega_x\dot{\zeta}\sin\zeta]$$

$$\Pi_4 = J_{bxy}\omega_y\omega_z - (J_{bx} + 2J_{wx} - J_{bz} - 2J_{wz})\omega_x\omega_z - 2m_w(H - \lambda\sin\zeta)\{\dot{V}_z + \omega_y(-V_x + 2\lambda\dot{\zeta}\cos\zeta) + \omega_x[V_y + \omega_z(H - \lambda\sin\zeta)]\} - 2m_w(L + \lambda\cos\zeta)[2\lambda\omega_y\dot{\zeta}\sin\zeta - \omega_x\omega_z(L + \lambda\cos\zeta)]$$

$$\Pi_6 = J_{bxy}\omega_y\omega_z - (J_{bx} + 2J_{wx} - J_{bz} - 2J_{wz})\omega_x\omega_z -$$

$$2m_w(H-\lambda\sin\zeta)\{\dot{V}_z+\omega_y(-V_x+2\lambda\dot{\zeta}\cos\zeta)+\omega_x[V_y+\omega_z(H-\lambda\sin\zeta)]\}-2m_w(L+\lambda\cos\zeta)[2\omega_y\lambda\dot{\zeta}\sin\zeta-\omega_x\omega_z(L+\lambda\cos\zeta)]$$

$$\Pi_7=-J_{bxy}\omega_x\omega_z-(J_{bz}+2J_{wz}-J_{by}-2J_{wy})\omega_y\omega_z-2m_w(L+\lambda\cos\zeta)[\omega_y\omega_z(L+\lambda\cos\zeta)+2\lambda\omega_x\dot{\zeta}\sin\zeta]$$

$$\Pi_8=J_{bxy}(\omega_x^2-\omega_y^2)-(J_{by}+2J_{wy}-J_{bx}-2J_{wx})\omega_x\omega_y+2m_w(H-\lambda\sin\zeta)\{\dot{V}_y+\omega_z(V_x-2\lambda\dot{\zeta}\cos\zeta)-\omega_x[V_z-\omega_y(H-\lambda\sin\zeta)]\}$$

$$\Pi_9=J_{bz}+2J_{wz}-2m_w(H-\lambda\sin\zeta)^2$$

式中：M_x、M_y、M_z 分别为滚转力矩、偏航力矩、俯仰力矩；D 为阻力；C 为侧向力；Y 为升力；m_T 为飞行器总质量；V 为速度；g 为重力加速度。

当飞行器需要长时间机动飞行时，需要通过不断地调整姿态来跟踪制导规划机给出的指令，这一过程的控制物理量有迎角 α、侧滑角 β 和倾侧角 μ，因此，选取 α、β、μ 作为姿态控制系统需要跟踪的指令；ω_x、ω_y、ω_z 为转动角速度在机体坐标系的分量；γ 为弹道倾角，χ 为弹道偏角，体现的是飞行器的质心运动，本文不再赘述；m_b 和 m_w 为机体质量和可变后掠翼质量；J_{bx}、J_{by}、J_{bz} 为机体部分绕三轴的转动惯量，J_{wx}、J_{wy}、J_{wz} 为后掠翼绕三轴的转动惯量，转动惯量是随着质量和后掠角变化的。由于本文研究无动力滑翔段，只考虑转动惯量随后掠角变化过程产生的影响。本文中涉及的 HMFV 模型的后掠角变化范围为 30°～90°，定义后掠角为 30°时绕 ox 轴的转动惯量为 $J_{wx}^{\min}$，90°时的转动惯量为 $J_{wx}^{\max}$，oy 轴和 oz 轴定义类似，则 HMFV 后掠角变化带来的转动惯量可以由式(2)近似计算。

$$\begin{cases}J_{wx}=J_{wx}^{\min}+\dfrac{J_{wx}^{\min}-J_{wx}^{\max}}{\sin\zeta_{\min}-\sin\zeta_{\max}}\cdot(\sin\zeta-\sin\zeta_{\max})\\ J_{wy}=J_{wy}^{\min}+\dfrac{J_{wy}^{\min}-J_{wy}^{\max}}{\sin\zeta_{\min}-\sin\zeta_{\max}}\cdot(\sin\zeta-\sin\zeta_{\max})\\ J_{wz}=J_{wz}^{\min}+\dfrac{J_{wz}^{\min}-J_{wz}^{\max}}{\sin\zeta_{\min}-\sin\zeta_{\max}}\cdot(\sin\zeta-\sin\zeta_{\max})\end{cases}\tag{2}$$

说明：一般地，变形飞行器通常有变后掠、变展长及二者的复合形式，难以准确获得转动惯量的实时特性，可以根据变形部分特征点处转动惯量实际变化趋势来定义式(2)，经分析，转动惯量随着变形量的正弦函数值呈现线性关系，因此采用式(2)形式。

1.2 气动数据模型分析

该模型的气动数据是基于后掠角变化分别为 30°→45°→60°→90°的 4 种构型下由流体仿真软件 Fluent 获得。六分量气动插值表状态范围如表 1所示。

表 1 气动插值表状态范围

Table 1 State range of aerodynamic interpolation

状态量	数值范围
速度 Ma	2～15
迎角 α/(°)	0～+15
侧滑角 β/(°)	−3～+3
升降舵 δ_z/(°)	−30～+30
偏航舵 δ_y/(°)	−30～+30
滚转舵 δ_x/(°)	−30～+30

式(1)中气动力在速度坐标系的分量 Y 为升力、D 为阻力、C 为侧向力，可表示为

$$\begin{cases}D=QSC_D\\ Y=QSC_Y\\ C=QSC_C\end{cases}\tag{3}$$

式中：Q 为动压，且 $Q=\rho V^2/2$，ρ 为飞行器所处环境的大气密度；S 为飞行器参考面积；C_D、C_Y、C_C 分别为阻力系数、升力系数、侧向力系数。

气动力矩在机体坐标系下的分量分别为俯仰力矩 M_z、偏航力矩 M_y、滚转力矩 M_x，可表示为

$$\begin{cases}M_z=QS\bar{c}C_{mz}\\ M_y=QS\bar{b}C_{my}\\ M_x=QS\bar{b}C_{mx}\end{cases}\tag{4}$$

式中：$\bar{c}$ 和 $\bar{b}$ 分别为纵向特征长度和侧向特征长度；C_{mx}、C_{my} 和 C_{mz} 分别为滚转通道、偏航通道和俯仰力通道的力矩系数。

一般而言，六分量气动系数 C_D、C_Y、C_C、C_{mx}、C_{my} 和 C_{mz} 均是关于 Ma、α、β、δ_x、δ_y、δ_z 的非线性关系，一般可以通过插值获得气动系数，亦可通过拟合函数得到的代理模型。本文通过高维插值实时获得某一构型下不同状态的气动系数，再考虑变形量进一步拟合得到不同构型、不同状态下的气动系数。

定义某一构型下的六分量气动系数为 $\overline{C}_i$，则有

$$\overline{C}_i=\overline{C}_{i_\text{basic}}(V,\alpha,\beta)+\overline{C}_{i_\delta_x}(V,\alpha,\beta,\delta_x)+\overline{C}_{i_\delta_y}(V,\alpha,\beta,\delta_y)+\overline{C}_{i_\delta_z}(V,\alpha,\beta,\delta_z)\tag{5}$$

式中：$i=D,Y,C,mx,my,mz$，以 $\overline{C}_D$ 为例说明，$\overline{C}_{D_\text{basic}}$、$\overline{C}_{D_\delta_x}$、$\overline{C}_{D_\delta_y}$、$\overline{C}_{D_\delta_z}$ 分别为某一构型下机体、舵偏 δ_x、δ_y、δ_z 产生的阻力系数；力矩系数 $\overline{C}_{mx}$、$\overline{C}_{my}$、$\overline{C}_{mz}$ 与气动力系数有着相似的结构，本文不再赘述。

在式(5)基础上进一步可得到飞行器不同构型、不同飞行状态下的实际气动数据，形如 $C_i=\text{Fun}(\overline{C}_i,\zeta)$，$i=D,Y,C,mx,my,mz$。由于不重点研究气动数据拟合相关问题，直接给出采用的拟

合公式，如下：

$$\begin{cases} C_Y = 0.624\overline{C}_Y + 0.134(\sin\zeta)^{5/2} + 0.053 \\ C_D = 0.81\overline{C}_D - 0.09(\cos\zeta)^6 + 0.000\ 3 \\ C_C = 0.2\overline{C}_C + \overline{C}_C(\sin\zeta)^{1/2} \\ C_{mx} = \overline{C}_{mx}(\sin\zeta)^{1/2} + 0.000\ 1\overline{C}_{mx} \\ C_{my} = \overline{C}_{my}(\sin\zeta)^{1/2} + 0.000\ 1\overline{C}_{mx} \\ C_{mz} = \overline{C}_{mz}(\sin\zeta)^{1/2} - 0.002\overline{C}_{mx} \end{cases} \tag{6}$$

对于大气密度和声速而言，一般可以根据经验公式或插值得到，本文仅研究 30 ~ 40 km 高度的滑翔段，仅给出该高度范围下的密度和声速的经验公式[22]，不同高度下的大气密度如下：

$$\rho = \begin{cases} 0.032\ 722\rho_0\left(1 + \dfrac{\overline{H} - 24.902\ 1}{221.552}\right)^{-35.162\ 9} \\ \qquad h \in (20.06, 32.16) \\ 0.003\ 261\ 8\rho_0\left(1 + \dfrac{\overline{H} - 39.749\ 9}{89.410\ 7}\right)^{-13.201\ 1} \\ \qquad h \in (32.16, 47.35) \end{cases} \tag{7}$$

式中：$\overline{H}$ 为几何高度，km；ρ_0 为标准大气密度，且 $\rho_0 = 1.225\ \text{kg/m}^3$；$h$ 为飞行器实际高度，km。

几何高度 $\overline{H}$ 为

$$\overline{H} = \frac{h}{1 + (h/6\ 356.766)} \tag{8}$$

不同高度下的声速为

$$V_s = \begin{cases} 20.046\ 8\left[221.552\left(1 + \dfrac{\overline{H} - 24.902\ 1}{221.552}\right)\right]^{1/2} \\ \qquad h \in (20.06, 32.16) \\ 20.046\ 8\left[250.350\left(1 + \dfrac{\overline{H} - 39.749\ 9}{221.552}\right)\right]^{1/2} \\ \qquad h \in (32.16, 47.35) \end{cases} \tag{9}$$

式中：马赫数 $Ma = V/V_s$，V 为飞行器实际飞行速度，m/s。

一般地，高超声速飞行器的升力系数 C_Y 主要受 Ma、α、β、舵偏等因素影响，此处则需同时考虑变后掠带来的气动特性的变化。图 2 给出零舵偏情况下，在飞行器高度 $h = 35$ km、不同马赫数下，升力系数随迎角变化曲线。可以看出，升力系数在不同迎角下随迎角变化基本呈正相关线性关系，同时随马赫数增大而减小。

图 3 为零舵偏、不同马赫数、固定构型下阻力系数随迎角变化曲线。可以看出，阻力随迎角呈指数特征，且是正相关，同时阻力系数随着马赫数的增大而减小；图 4 为不同马赫数下升阻比随迎角变化曲线。可以看出，该构型下升阻比在一定范围迎角内呈现先增加后减少的特点，且最大升阻比在迎角为 10°左右。

图 5 进一步呈现了在 $Ma = 8$ 下，升阻比在不同后掠角下的变化曲线。可以看出，不同构型下最大升阻比处于 10°左右，同时根据可达到的最大升阻比来看，在后掠角处于 45°时的构型下，最大升阻比为最优，相比于 30°的情况下，最大升阻比可提升 10% 左右。鉴于以上分析，在构型为 45°后掠、迎角为 10°的情况下，飞行器处于最佳升阻比状态，有助于增加滑翔距离。其他飞行速度下类似结论同样成立，本文不再具体阐述。

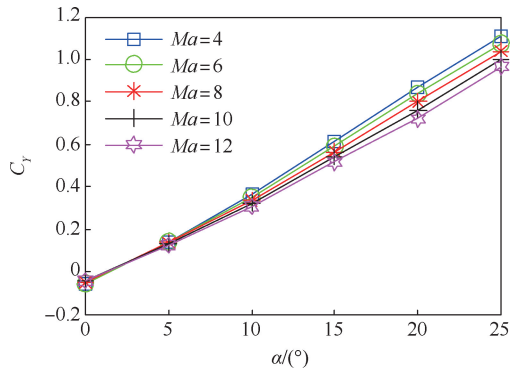


图 2　不同马赫数下升力系数 C_Y 随迎角变化

Fig. 2　Variation trend of lift coefficient C_Y with angle of attack change at different Mach numbers

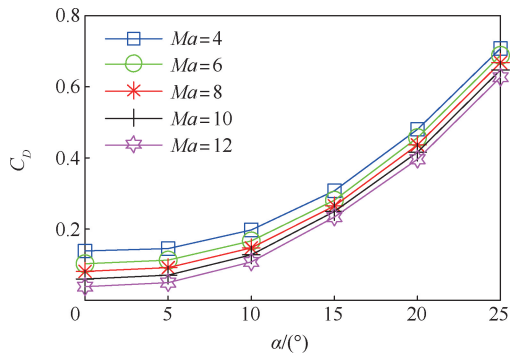


图 3　不同马赫数下阻力系数 C_D 随迎角变化

Fig. 3　Variation trend of drag coefficient C_D with angle of attack change at different Mach numbers

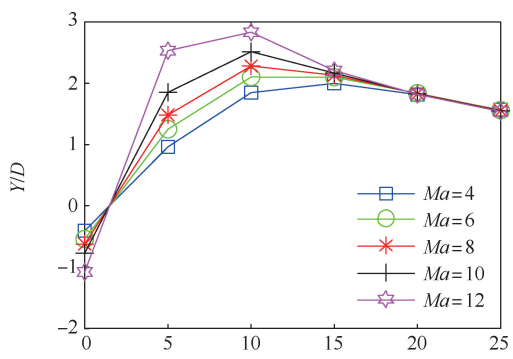


图 4　不同马赫数下升阻比 Y/D 随迎角变化

Fig. 4　Variation trend of lift-drag ratio Y/D with angle of attack change at different Mach numbers

图 6 为该变后掠飞行器在不同马赫数、不同构型下俯仰力矩系数随迎角变化曲线。可以通过变化趋势看出该飞行器的纵向表现为静不稳定，且飞行器在不同构型下不会改变该飞行器的纵向静不稳特性，这也给控制系统带来了一定的挑战。

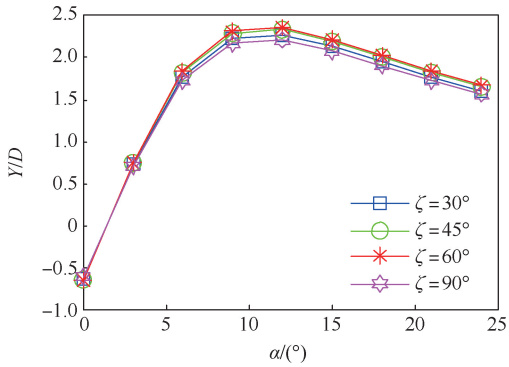


图 5 不同构型下升阻比 Y/D 随迎角变化($Ma=8$)

Fig. 5 Variation trend of lift-drag ratio Y/D with angle of attack change with different configurations ($Ma=8$)

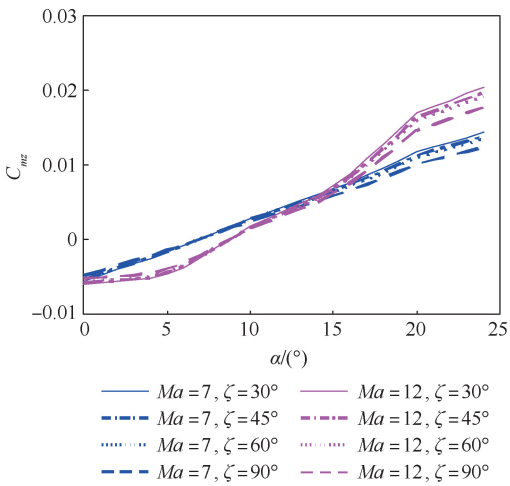


图 6 不同构型下俯仰力矩系数 C_{mz} 随迎角变化($Ma=7,12$)

Fig. 6 Variation trend of pitching moment coefficient C_{mz} with angle of attack change with different configurations ($Ma=7,12$)

2 控制器设计

2.1 变外形飞行器仿射非线性模型分析

当飞行器需要长时间的机动飞行时，需要通过不断地调整姿态来实现制导规划的再入轨迹，这一过程的控制物理量有迎角、侧滑角和倾侧角。控制目标即为：在存在参数摄动、风扰动和大尺度变形带来的大不确定环境下，所设计的控制律能够使得迎角 α、侧滑角 β、倾侧角 μ 准确跟踪给定的一阶导数有界的参考指令 α_c、β_c、μ_c，同时，三通道角速度能够较好地跟踪角速度环的虚拟指令。控制方案框架如图 7 所示。

为了简化模型书写，本文定义：

$$\begin{cases}\boldsymbol{\Omega} \triangleq [\alpha,\beta,\mu]^{\mathrm{T}}\\ \boldsymbol{\omega} \triangleq [\omega_x,\omega_y,\omega_z]^{\mathrm{T}}\\ \boldsymbol{U} \triangleq [M_x,M_y,M_z]^{\mathrm{T}}\end{cases} \tag{10}$$

则可将模型(1)写成如式(11)和式(12)形式仿射形式：

$$\dot{\boldsymbol{\Omega}} = \boldsymbol{F}_{\Omega} + \boldsymbol{G}_{\Omega}\boldsymbol{\omega} + \boldsymbol{d}_{\Omega} \tag{11}$$

$$\dot{\boldsymbol{\omega}} = \boldsymbol{F}_{\omega} + \boldsymbol{G}_{\omega}\boldsymbol{U} + \boldsymbol{d}_{\omega} \tag{12}$$

式中：$\boldsymbol{d}_{\Omega}$ 和 $\boldsymbol{d}_{\omega}$ 分别为姿态环和角速度环的外界干扰。

$$\boldsymbol{F}_{\Omega}=\begin{bmatrix}\dfrac{\dot{\chi}\sin\mu\cos\gamma-\dot{\gamma}\cos\mu}{\cos\beta} & -(\dot{\gamma}\sin\mu+\dot{\chi}\cos\mu\cos\gamma)\\ \dfrac{-\dot{\chi}(\sin\gamma+\cos\gamma\sin\mu\tan\beta)}{\cos\beta}+\dot{\gamma}\cos\mu\tan\beta\end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{F}_{\omega}=\left[\frac{\Pi_1\Pi_2+\Pi_3\Pi_4}{\Pi_1\Pi_5-\Pi_3^2},\frac{\Pi_3\Pi_7+\Pi_5\Pi_6}{\Pi_1\Pi_5-\Pi_3^2},\frac{\Pi_8}{\Pi_9}\right]^{\mathrm{T}}$$

$$\boldsymbol{G}_{\Omega}=\begin{bmatrix}-\cos\alpha\tan\beta & \sin\alpha\tan\beta & 1\\ \sin\alpha & \cos\alpha & 0\\ \cos\alpha/\cos\beta & -\sin\alpha/\cos\beta & 0\end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{G}_{\omega}=\begin{bmatrix}\dfrac{\Pi_1}{\Pi_1\Pi_5-\Pi_3^2} & \dfrac{\Pi_3}{\Pi_1\Pi_5-\Pi_3^2} & 0\\ \dfrac{\Pi_3}{\Pi_1\Pi_5-\Pi_3^2} & \dfrac{\Pi_5}{\Pi_1\Pi_5-\Pi_3^2} & 0\\ 0 & 0 & \dfrac{1}{\Pi_9}\end{bmatrix}$$

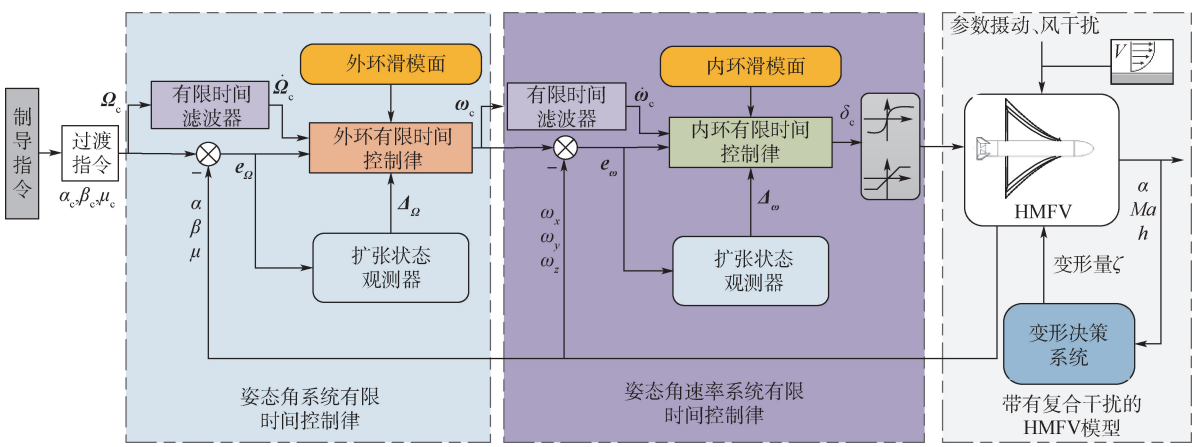


图 7 HMFV 的有限时间收敛控制器方案框图

Fig. 7 Schematic diagram of finite-time convergence controller for HMFV

将参数摄动带来的影响及持续性外界干扰等带来的综合扰动独立出来,则可以将式(11)和式(12)进一步简化为

$$\dot{\boldsymbol{\Omega}} = \overline{\boldsymbol{F}}_{\boldsymbol{\Omega}} + \overline{\boldsymbol{G}}_{\boldsymbol{\Omega}}\boldsymbol{\omega} + \boldsymbol{\Delta}_{\boldsymbol{\Omega}} \tag{13}$$

$$\dot{\boldsymbol{\omega}} = \overline{\boldsymbol{F}}_{\boldsymbol{\omega}} + \overline{\boldsymbol{G}}_{\boldsymbol{\omega}}\boldsymbol{U} + \boldsymbol{\Delta}_{\boldsymbol{\omega}} \tag{14}$$

式中:$\overline{\boldsymbol{F}}_{\boldsymbol{\Omega}}$、$\overline{\boldsymbol{G}}_{\boldsymbol{\Omega}}$、$\overline{\boldsymbol{F}}_{\boldsymbol{\omega}}$、$\overline{\boldsymbol{G}}_{\boldsymbol{\omega}}$ 为标称量;$\boldsymbol{\Delta}_{\boldsymbol{\Omega}} = \Delta\boldsymbol{F}_{\boldsymbol{\Omega}} + \Delta\boldsymbol{G}_{\boldsymbol{\Omega}} + \boldsymbol{d}_{\boldsymbol{\Omega}}$ 和 $\boldsymbol{\Delta}_{\boldsymbol{\omega}} = \Delta\boldsymbol{F}_{\boldsymbol{\omega}} + \Delta\boldsymbol{G}_{\boldsymbol{\omega}} + \boldsymbol{d}_{\boldsymbol{\omega}}$ 分别为姿态角回路和角速度回路的复合干扰。假设复合干扰 $\boldsymbol{\Delta}_{\boldsymbol{\Omega}}$、$\boldsymbol{\Delta}_{\boldsymbol{\omega}}$ 及其导数项 $\dot{\boldsymbol{\Delta}}_{\boldsymbol{\Omega}}$、$\dot{\boldsymbol{\Delta}}_{\boldsymbol{\omega}}$ 有界,即满足 $\|\boldsymbol{\Delta}_{\boldsymbol{\Omega}}\| \leqslant D_{\Omega 1}$,$\|\dot{\boldsymbol{\Delta}}_{\boldsymbol{\Omega}}\| \leqslant D_{\Omega 2}$,$\boldsymbol{\Delta}_{\boldsymbol{\omega}}\| \leqslant D_{\omega 1}$,$\|\dot{\boldsymbol{\Delta}}_{\boldsymbol{\omega}}\| \leqslant D_{\omega 2}$,其中,$D_{\Omega j}$、$D_{\omega j}(j = 1,2)$ 为未知有界正常数。

2.2　有限时间控制律设计

在基于仿射模型设计控制律之前,给出相关定义和引理。

定义 1[23]　考虑一阶微分方程 $\dot{\boldsymbol{x}}(t) = F(\boldsymbol{x}(t), \boldsymbol{u})$,$\boldsymbol{y} = h(\boldsymbol{x})$,$\boldsymbol{x}$ 为状态向量,$\boldsymbol{u}$ 为输入向量,$\boldsymbol{y}$ 为输出向量,$\boldsymbol{x} \in \mathbf{R}^n$ 且 $F \in \mathbf{R} \times U \rightarrow \mathbf{R}^n$ 在一个开邻域内是连续的,如果 $\forall\, \boldsymbol{x}(t_0) = x_0$,存在 $\varepsilon > 0$ 和时间 $T(\varepsilon, x_0)$,有 $\|\boldsymbol{x}(t)\| < \varepsilon$,$\forall\, t \geqslant t_0 + T(\varepsilon, x_0)$,微分方程的解是渐进稳定。

引理 1[21]　同样考虑定义 1 中的系统,如果存在一个正定连续可微函数 $V(x)$,存在正数 $c > 0$,$\lambda \in (0,1)$,且在原点的开邻域 $U_0 \in U$,使得 $\dot{V}(x) + cV^{\lambda}(x) \leqslant 0$,且 $\forall\, x \in U_0 \backslash \{0\}$,则系统解有限时间内趋于 0,系统的原点是有限时间稳定的,且时间常数 $T \leqslant V(x_0)^{1-\lambda}/[c(1-\lambda)]$。

引理 2[24]　假设 $a_1, a_2, \cdots, a_n$ 及 $0 < q < 2$ 皆为实数,则有以下不等式成立:

$$(a_1^2 + a_2^2 + \cdots + a_n^2)^{q/2} \leqslant |a_1|^q + |a_2|^q + \cdots + |a_n|^q \tag{15}$$

引入终端滑模面设计控制律,以保证指令误差的有限时间收敛,为简洁表述,将函数 $\mathrm{sig}^r(y)$ 定义为 $\mathrm{sig}^r(y) = |y|^r \mathrm{sgn}(y)$,则有

$$\mathbf{sig}^r(y) = [\,|y_1|^r \mathrm{sgn}(y_1), |y_2|^r \mathrm{sgn}(y_2), \cdots, |y_n|^r \mathrm{sgn}(y_n)\,]^{\mathrm{T}} \tag{16}$$

定理 1　定义一类新型终端滑模面为

$$\sigma = e + \int_0^t \left(\kappa_1 \mathrm{sig}^{1+\frac{1}{r}}(e) + \kappa_2 \mathrm{sig}^{1-\frac{1}{r}}(e)\right) \mathrm{d}\tau \tag{17}$$

则在该滑模面上最大收敛时间为 $T_{\max} \leqslant \dfrac{\pi r}{2\sqrt{\kappa_1 \kappa_2}}$,其中,$\kappa_1, \kappa_2 > 0$,$r > 1$。

证明　令滑模面 $\sigma = 0$,则可得到

$$e = -\int_0^t \left(\kappa_1 \mathrm{sig}^{1-\frac{1}{r}}(e) + \kappa_2 \mathrm{sig}^{1+\frac{1}{r}}(e)\right) \mathrm{d}\tau \tag{18}$$

对式(18)求导,则有

$$\dot{e} = -\kappa_1 \mathrm{sig}^{1-\frac{1}{r}}(e) - \kappa_2 \mathrm{sig}^{1+\frac{1}{r}}(e) \tag{19}$$

假设初始指令跟踪误差大小为 $|e(0)|$,期望误差收敛至 0,则收敛时间为

$$T = \int_{|e(0)|}^{0} \left(-\kappa_1 \mathrm{sig}^{1-\frac{1}{r}}(e) - \kappa_2 \mathrm{sig}^{1+\frac{1}{r}}(e)\right) \mathrm{d}e \tag{20}$$

对式(20)进行变换计算,则有

$$\begin{aligned} T &= \int_{|e(0)|}^{0} \left(-\kappa_1 \mathrm{sig}^{1-\frac{1}{r}}(e) - \kappa_2 \mathrm{sig}^{1+\frac{1}{r}}(e)\right) \mathrm{d}e \overset{e=u^r}{=} \\ &\int_{(|e(0)|)^{1/r}}^{0} \frac{r u^{(r-1)}\,\mathrm{d}u}{-\kappa_1 u^{(r-1)} - \kappa_2 u^{(r+1)}} = \\ &\int_{0}^{(|e(0)|)^{1/r}} \frac{r u^{(r-1)}\,\mathrm{d}u}{\kappa_1 u^{(r-1)} + \kappa_2 u^{(r+1)}} = \\ &r\int_{0}^{(|e(0)|)^{1/r}} \frac{\mathrm{d}u}{\kappa_1 + \kappa_2 u^2} = \\ &\frac{r}{\sqrt{\kappa_1 \kappa_2}} \arctan\left(u\sqrt{\frac{\kappa_2}{\kappa_1}}\right)_{|u=(|e(0)|)^{1/r}} - \\ &\frac{r}{\sqrt{\kappa_1 \kappa_2}} \arctan\left(u\sqrt{\frac{\kappa_2}{\kappa_1}}\right)_{|u=0} = \\ &\frac{r}{\sqrt{\kappa_1 \kappa_2}} \arctan\left((|e(0)|)^{1/r}\sqrt{\frac{\kappa_2}{\kappa_1}}\right) < \frac{\pi r}{2\sqrt{\kappa_1 \kappa_2}} \end{aligned} \tag{21}$$

证毕

针对带有复合扰动的变外形飞行器仿射非线性模型(13)和(14),遵循时标分离假设,将飞行器的姿态模型划分为姿态角子系统(13)和姿态角速率子系统(14),即慢回路和快回路。

在姿态角系统中,姿态角速率 $\boldsymbol{\omega}$ 作为虚拟控制量输入实现姿态角 $\boldsymbol{\Omega} = [\alpha, \beta, \mu]^{\mathrm{T}}$ 有限时间稳定跟踪,即满足:

$$\begin{cases} \lim\limits_{t \leqslant T} |\alpha - \alpha_{\mathrm{c}}| = 0 \\ \lim\limits_{t \leqslant T} |\beta - \beta_{\mathrm{c}}| = 0 \\ \lim\limits_{t \leqslant T} |\mu - \mu_{\mathrm{c}}| = 0 \end{cases} \tag{22}$$

式中:α_{c}、β_{c}、μ_{c} 为制导给出的跟踪指令。

定义姿态角系统指令跟踪误差为

$$\boldsymbol{e}_{\boldsymbol{\Omega}} = \boldsymbol{\Omega} - \boldsymbol{\Omega}_{\mathrm{c}} = [\alpha - \alpha_{\mathrm{c}}, \beta - \beta_{\mathrm{c}}, \mu - \mu_{\mathrm{c}}]^{\mathrm{T}} \tag{23}$$

则姿态角跟踪误差动力学模型为

$$\dot{\boldsymbol{e}}_{\boldsymbol{\Omega}} = \dot{\boldsymbol{\Omega}} - \dot{\boldsymbol{\Omega}}_{\mathrm{c}} = \overline{\boldsymbol{F}}_{\boldsymbol{\Omega}} + \overline{\boldsymbol{G}}_{\boldsymbol{\Omega}}\boldsymbol{\omega} + \boldsymbol{\Delta}_{\boldsymbol{\Omega}} - \dot{\boldsymbol{\Omega}}_{\mathrm{c}} \tag{24}$$

考虑滑模面(17),设计慢回路滑模面为

$$\boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}} = \boldsymbol{e}_{\boldsymbol{\Omega}} + \int_0^t \left(\kappa_{1\boldsymbol{\Omega}} \mathrm{sig}^{1+\frac{1}{r_{\boldsymbol{\Omega}}}}(\boldsymbol{e}_{\boldsymbol{\Omega}}) + \kappa_{2\boldsymbol{\Omega}} \mathrm{sig}^{1-\frac{1}{r_{\boldsymbol{\Omega}}}}(\boldsymbol{e}_{\boldsymbol{\Omega}})\right) \mathrm{d}\tau \tag{25}$$

对式(25)求导,代入模型(24),则可得到姿态角系统的控制律为

$$\boldsymbol{\omega}_c = \overline{\boldsymbol{G}}_{\boldsymbol{\Omega}}^{-1}\left(\dot{\boldsymbol{\Omega}}_c - \overline{\boldsymbol{F}}_{\boldsymbol{\Omega}} - \kappa_{1\boldsymbol{\Omega}}\mathrm{sig}^{1+\frac{1}{r_{\boldsymbol{\Omega}}}}(\boldsymbol{e}_{\boldsymbol{\Omega}}) - \kappa_{2\boldsymbol{\Omega}}\mathrm{sig}^{1-\frac{1}{r_{\boldsymbol{\Omega}}}}(\boldsymbol{e}_{\boldsymbol{\Omega}}) - \kappa_{3\boldsymbol{\Omega}}\mathrm{sig}^{\eta}(\boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}}) - \kappa_{4\boldsymbol{\Omega}}\boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}} - \boldsymbol{\Delta}_{\boldsymbol{\Omega}}\right) \tag{26}$$

$\dot{\boldsymbol{\sigma}}_{\boldsymbol{\Omega}} = -\kappa_{3\boldsymbol{\Omega}}\mathrm{sig}^{\eta}(\boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}}) - \kappa_{4\boldsymbol{\Omega}}\boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}}$ 为引入的趋近律。

类似地，以 $\boldsymbol{\omega}_c$ 为快回路输入指令，定义姿态角速率指令跟踪误差为

$$\boldsymbol{e}_{\boldsymbol{\omega}} = \boldsymbol{\omega} - \boldsymbol{\omega}_c = [\omega_x - \omega_{xc}, \omega_y - \omega_{yc}, \omega_z - \omega_{zc}]^{\mathrm{T}} \tag{27}$$

姿态角速率跟踪误差动力学模型为

$$\dot{\boldsymbol{e}}_{\boldsymbol{\omega}} = \dot{\boldsymbol{\omega}} - \dot{\boldsymbol{\omega}}_c = \overline{\boldsymbol{F}}_{\boldsymbol{\omega}} + \overline{\boldsymbol{G}}_{\boldsymbol{\omega}}\boldsymbol{U} + \boldsymbol{\Delta}_{\boldsymbol{\omega}} - \dot{\boldsymbol{\omega}}_c \tag{28}$$

考虑滑模面(17)，设计快回路滑模面为

$$\boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\omega}} = \boldsymbol{e}_{\boldsymbol{\omega}} + \int_0^t \left(\kappa_{1\boldsymbol{\omega}}\mathrm{sig}^{1+\frac{1}{r_{\boldsymbol{\omega}}}}(\boldsymbol{e}_{\boldsymbol{\omega}}) + \kappa_{2\boldsymbol{\omega}}\mathrm{sig}^{1-\frac{1}{r_{\boldsymbol{\omega}}}}(\boldsymbol{e}_{\boldsymbol{\omega}})\right)\mathrm{d}\tau \tag{29}$$

对式(29)求导，代入模型(28)，则可得到姿态角速率系统的控制律为

$$\boldsymbol{U} = \overline{\boldsymbol{G}}_{\boldsymbol{\omega}}^{-1}\left(\dot{\boldsymbol{\omega}}_c - \overline{\boldsymbol{F}}_{\boldsymbol{\omega}} - \kappa_{1\boldsymbol{\omega}}\mathrm{sig}^{1+\frac{1}{r_{\boldsymbol{\omega}}}}(\boldsymbol{e}_{\boldsymbol{\omega}}) - \kappa_{2\boldsymbol{\omega}}\mathrm{sig}^{1-\frac{1}{r_{\boldsymbol{\omega}}}}(\boldsymbol{e}_{\boldsymbol{\omega}}) - \kappa_{3\boldsymbol{\omega}}\mathrm{sig}^{\eta}(\boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\omega}}) - \kappa_{4\boldsymbol{\omega}}\sigma_{\boldsymbol{\omega}} - \boldsymbol{\Delta}_{\boldsymbol{\omega}}\right) \tag{30}$$

式中：$\boldsymbol{U}$ 为姿态系统的期望力矩，则期望的三通道舵偏可由气动系数表反向插值得到。

定理2 针对系统(24)、(28)，控制律设计为式(26)、式(30)，且不确定性估计误差有界，则闭环系统是有限时间收敛的。收敛时间满足：

$$T < \frac{\ln\left(1 + \frac{\kappa_4}{\kappa_3}V_c(x_0)^{\frac{1-\eta}{2}}\right)}{2\kappa_3(1-\eta)} \tag{31}$$

证明 选择如下 Lyapunov 函数：

$$V_c = \frac{1}{2}\boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}} \tag{32}$$

对 Lyapunov 函数(32)求导，则有

$$\dot{V}_c = \boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}}^{\mathrm{T}}\dot{\boldsymbol{\sigma}}_{\boldsymbol{\Omega}} = \boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}}^{\mathrm{T}}(-\kappa_{3\boldsymbol{\Omega}}\mathrm{sig}^{\eta}(\boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}}) - \kappa_{4\boldsymbol{\Omega}}\boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}}) \tag{33}$$

进一步有

$$\begin{aligned}\dot{V}_c &= -\boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}}^{\mathrm{T}}\kappa_{3\boldsymbol{\Omega}}\mathrm{sig}^{\eta}(\boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}}) - \boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}}^{\mathrm{T}}\kappa_{4\boldsymbol{\Omega}}\boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}} = \\ &-\boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}}^{\mathrm{T}}\kappa_{3\boldsymbol{\Omega}}|\boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}}|^{\eta}\mathrm{sig}(\boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}}) - \boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}}^{\mathrm{T}}\kappa_{4\boldsymbol{\Omega}}\boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}} \leqslant \\ &-\boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}}^{\mathrm{T}}\kappa_{3\boldsymbol{\Omega}}|\boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}}|^{\eta} - \boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}}^{\mathrm{T}}\kappa_{4\boldsymbol{\Omega}}\boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}} \leqslant \\ &-\kappa_{3\boldsymbol{\Omega}}(\boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}})^{\frac{\eta+1}{2}} - \boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}}^{\mathrm{T}}\kappa_{4\boldsymbol{\Omega}}\boldsymbol{\sigma}_{\boldsymbol{\Omega}} = \\ &-2\overline{\kappa}_{3\boldsymbol{\Omega}}V_c^{\frac{\eta+1}{2}} - 2\kappa_{4\boldsymbol{\Omega}}V_c\end{aligned} \tag{34}$$

式中：$\overline{\kappa}_{3\boldsymbol{\Omega}} = 2^{\frac{\eta-1}{2}}\kappa_{3\boldsymbol{\Omega}}$。

则进一步有

$$\dot{V}_c + 2\overline{\kappa}_{3\boldsymbol{\Omega}}V_c^{\frac{\eta+1}{2}} + 2\kappa_{4\boldsymbol{\Omega}}V_c < 0 \tag{35}$$

根据文献[25]，则存在最大收敛时间为

$$T < \frac{\ln\left(1 + \frac{\kappa_{4\boldsymbol{\Omega}}}{\overline{\kappa}_{3\boldsymbol{\Omega}}}V_c(x_0)^{\frac{1-\eta}{2}}\right)}{2\overline{\kappa}_{3\boldsymbol{\Omega}}(1-\eta)} \tag{36}$$

证毕

内环系统证明过程类似，本文不再赘述。

2.3 有限时间收敛指令滤波器

指令滤波是实际工程应用中不可缺少的部分，同时设计的控制律存在虚拟指令的微分项，易出现“微分爆炸”问题，因此，有必要设计一种收敛精度和速度更优的指令滤波器，相比传统的低通滤波器，受文献[26]启发，设计的有限时间收敛指令滤波器(finite-time convergence fliter，FTCF)具有更高的收敛精度和更快的收敛时间，可以同时用于指令滤波和微分计算，且参数设计简单，具备一定工程应用价值。

定理3 设计新型有限时间收敛指令滤波器如下：

$$\dot{z}(t) = \frac{1}{\tau}\{\mathrm{sig}^{1-1/r_z}[\kappa_{z1}(v(t) - z(t))] + \mathrm{sig}^{1+1/r_z}[\kappa_{z2}(v(t) - z(t))]\} \tag{37}$$

式中：$v(t)$ 为原指令；$z(t)$ 为指令滤波器输出；r_z、κ_{z1}、κ_{z2} 为滤波器待设计参数；τ 为滤波器时间常数，取 $\tau = 0.5$。

若参数设计满足 $r_z > 1$，$\kappa_{z1} \geqslant 1$，$\kappa_{z2} \geqslant 1$，则跟踪误差 $e_z = u(t) - z(t)$ 有限时间收敛为一致有界。

证明 定义 Lyapunov 函数：

$$\begin{cases} V_z = e_z^2/2 \\ e_z = z(t) - v(t) \end{cases} \tag{38}$$

对式(38)求导可得

$$\dot{V}_z = e_z\dot{e}_z = -e_z(\dot{v} - \dot{z}) = -e_z\left[\frac{\mathrm{sig}^{1-1/r_z}(\kappa_{z1}e_z) + \mathrm{sig}^{1+1/r_z}(\kappa_{z2}e_z)}{\tau} + \dot{v}\right] \tag{39}$$

假设原指令的变化是有限的，即 $|\dot{v}(t)| \leqslant \Delta_v$。若 $\dot{v}(t) = 0$，则式(39)满足：

$$\begin{aligned}\dot{V}_z &= -\frac{1}{\tau}(\kappa_{z1}^{1-1/r_z}|e_z|^{2-1/r_z} + \kappa_{z2}^{1+1/r_z}|e_z|^{2+1/r_z}) = \\ &-\frac{1}{\tau}(\kappa_{z1}^{1-1/r_z}|e_z|^{2-1/r_z} + \kappa_{z2}^{1+1/r_z}|e_z|^{2+1/r_z}) = \\ &-\frac{1}{\tau}[\kappa_{z1}^{1-1/r_z}(2V_z)^{1-1/(2r_z)} + \kappa_{z2}^{1+1/r_z}(2V_z)^{1+1/(2r_z)}]\end{aligned} \tag{40}$$

满足引理1参数条件，则滤波器收敛时间满足：

$$T_z \leqslant \frac{2\tau r_z}{2^{1-1/(2r_z)}\kappa_{z1}^{1-1/r_z}} + \frac{2\tau r_z}{2^{1-1/(2r_z)}\kappa_{z2}^{1+1/r_z}} \tag{41}$$

通过调节参数 κ_{z1}、κ_{z2}可获得期望的收敛时间。

若 $\dot{v}(t)\neq 0$,且误差满足 $|e_z|>1$,则

$$\dot{V}_z \leqslant -\frac{1}{\tau}\left(\kappa_{z1}^{1-1/r_z}|e_z|^{2-1/r_z}+\kappa_{z2}^{1+1/r_z}|e_z|^{2+1/r_z}\right)-$$

$$e_z\dot{v}\leqslant -\frac{1}{\tau}\left(\kappa_{z1}^{1-1/r_z}|e_z|^{2-1/r_z}+\kappa_{z2}^{1+1/r_z}|e_z|^{2+1/r_z}\right)+$$

$$\frac{e_z^2+\Delta_v^2}{2}\leqslant -\frac{1}{\tau}\kappa_{z1}^{1-1/r_z}2^{1-r_z/2}V_z^{1-1/(2r_z)}-$$

$$\left(\frac{\kappa_{z2}^{1+1/r_z}}{\tau}-\frac{1}{2}\right)2^{1+r_z/2}V_z^{1+1/(2r_z)}+\frac{\Delta_v^2}{2} \tag{42}$$

则根据 Lasalle-Yoshizawa 定理,若满足:

$$\frac{\kappa_{z2}^{1+1/r_z}}{\tau}-\frac{1}{2}>0 \tag{43}$$

则一致收敛至

$$\Omega_{z1}=\min\left(\left(\frac{\Delta_v^2}{2\varepsilon_{z1}}\right)^{2/(2r_z+1)},\left(\frac{\tau\Delta_v^2}{2\kappa_{z1}^{1-1/r_z}}\right)^{2/(2r_z-1)}\right) \tag{44}$$

同理,若 $\dot{v}(t)\neq 0$,且误差 $|e_z|<1$,且

$$\frac{\kappa_{z1}^{1-1/r_z}}{\tau}-\frac{1}{2}>0 \tag{45}$$

则一致收敛至

$$\Omega_{z1}=\min\left(\left(\frac{\Delta_v^2}{2\varepsilon_{z2}}\right)^{2/(2r_z-1)},\left(\frac{\tau\Delta_v^2}{2\kappa_{z2}^{(1+1/r_z)}}\right)^{2/(2r_z+1)}\right) \tag{46}$$

式(44)和式(46)中,$\varepsilon_{z1}=\kappa_{z2}^{1+1/r_z}/\tau-1/2$,$\varepsilon_{z2}=\kappa_{z1}^{1-1/r_z}/\tau-1/2$。　　证毕

2.4　基于双曲正切函数的扩张状态观测器

考虑带有不确定系统:

$$\begin{cases}\dot{x}_1(t)=f(x_1)+g(x_1)u+d(t)\\ y=h(x_1)\end{cases} \tag{47}$$

式中:$d(t)$为不确定项,假设 $d(t)$且$\|d(t)\|\leqslant\Delta_d$。针对系统(47),可以建立如下扩张状态观测器:

$$\begin{cases}e_1=z_1(t)-x_1(t)\\ \dot{z}_1=z_2-\beta_1 e_1+f(x_1)+g(x_1)u\\ \dot{z}_2=-\beta_2\cdot\mathrm{fun}(e,\theta,\delta)\end{cases} \tag{48}$$

式中:非线性函数为

$$\mathrm{fun}(e_1,\theta,\delta)=\begin{cases}e_1\delta^{(\theta-1)} & |e_1|\leqslant\delta\\ |e_1|^{\theta}\tanh(e_1) & |e_1|>\delta\end{cases} \tag{49}$$

其中:$\tanh(x)=(e^x-e^{-x})/(e^x+e^{-x})$。当参数满足$\beta_2^2>4\beta_1\delta^{(\theta-1)}$,合理调节参数 β_1、β_2、θ、δ 可使得该观测器收敛,即

$$\begin{cases}\lim\limits_{t\to T}z_1(t)\to x_1(t)\\ \lim\limits_{t\to T}z_2(t)\to d(t)\end{cases} \tag{50}$$

调节方式可参考文献[27]。

考虑系统(13)和(14),分别设计内外环系统的基于 tanh 函数的扩张状态观测器。针对系统(13),则有观测器如下:

$$\begin{cases}\boldsymbol{e}_{\Omega}=\boldsymbol{z}_{\Omega}(t)-\boldsymbol{\Omega}\\ \dot{\boldsymbol{z}}_{\Omega}=\boldsymbol{z}_{\Delta_{\Omega}}-\boldsymbol{\beta}_{\Omega 1}\boldsymbol{e}_{\Omega}+\overline{\boldsymbol{F}}_{\Omega}+\overline{\boldsymbol{G}}_{\Omega}\boldsymbol{\omega}\\ \dot{\boldsymbol{z}}_{\Delta_{\Omega}}=-\boldsymbol{\beta}_{\Omega 2}\mathrm{fun}(\boldsymbol{e}_{\Omega},\theta_{\Omega},\delta_{\Omega})\end{cases} \tag{51}$$

式中:姿态环的非线性函数为

$$\mathrm{fun}(\boldsymbol{e}_{\omega},\theta_{\omega},\delta_{\omega})=\begin{cases}\boldsymbol{e}_{\omega}\delta_{\omega}^{(\theta_{\omega}-1)} & |\boldsymbol{e}_{\omega}|\leqslant\delta_{\omega}\\ |\boldsymbol{e}_{\omega}|^{\theta_{\omega}}\tanh(\boldsymbol{e}_{\omega}) & |\boldsymbol{e}_{\omega}|>\delta_{\omega}\end{cases} \tag{52}$$

类似地,针对系统(14),则有观测器如下:

$$\begin{cases}\boldsymbol{e}_{\omega}=\boldsymbol{z}_{\omega}(t)-\boldsymbol{\omega}\\ \dot{\boldsymbol{z}}_{\omega}=\boldsymbol{z}_{\Delta_{\omega}}-\boldsymbol{\beta}_{\omega 1}\boldsymbol{e}_{\omega}+\overline{\boldsymbol{F}}_{\omega}+\overline{\boldsymbol{G}}_{\omega}\boldsymbol{U}\\ \dot{\boldsymbol{z}}_{\Delta_{\omega}}=-\boldsymbol{\beta}_{\omega 2}\mathrm{fun}(\boldsymbol{e}_{\omega},\theta_{\omega},\delta_{\omega})\end{cases} \tag{53}$$

式中:角速率环的非线性函数为

$$\mathrm{fun}(\boldsymbol{e}_{\Omega},\theta_{\Omega},\delta_{\Omega})=\begin{cases}\boldsymbol{e}_{\Omega}\delta_{\Omega}^{(\theta_{\Omega}-1)} & |\boldsymbol{e}_{\Omega}|\leqslant\delta_{\Omega}\\ |\boldsymbol{e}_{\Omega}|^{\theta_{\Omega}}\tanh(\boldsymbol{e}_{\Omega}) & |\boldsymbol{e}_{\Omega}|>\delta_{\Omega}\end{cases} \tag{54}$$

至此,针对内外环系统的双曲正切扩张状态观测器设计完成。内外环分别设计观测器参数,互不影响,选择适当的参数可实现状态的估计和复合干扰的估计,即实现

$$\begin{cases}\lim\limits_{t\to T}\boldsymbol{z}_{\Omega}\to\boldsymbol{\Omega},\lim\limits_{t\to T}z_{\Delta_{\Omega}}\to\boldsymbol{\Delta}_{\Omega}\\ \lim\limits_{t\to T}\boldsymbol{z}_{\omega}\to\boldsymbol{\omega},\lim\limits_{t\to T}z_{\Delta_{\omega}}\to\boldsymbol{\Delta}_{\omega}\end{cases} \tag{55}$$

根据式(26)、式(37)、式(51),姿态环控制律更新为

$$\boldsymbol{\omega}_{\mathrm{c}}=\overline{\boldsymbol{G}}_{\Omega}^{-1}\left(\dot{\boldsymbol{\Omega}}_{\mathrm{c}}-\overline{\boldsymbol{F}}_{\Omega}-\kappa_{1\Omega}\mathrm{sig}^{1+\frac{1}{r_{\Omega}}}(\boldsymbol{e}_{\Omega})-\right.$$

$$\left.\kappa_{2\Omega}\mathrm{sig}^{1-\frac{1}{r_{\Omega}}}(\boldsymbol{e}_{\Omega})-\kappa_{3\Omega}\mathrm{sig}^{\eta}(\sigma_{\Omega})-\kappa_{4\Omega}\sigma_{\Omega}-z_{\Delta_{\Omega}}\right) \tag{56}$$

根据式(30)、式(37)、式(53),角速率环控制律更新为

$$\boldsymbol{U}=\overline{\boldsymbol{G}}_{\omega}^{-1}\left(\dot{\boldsymbol{\omega}}_{\mathrm{c}}-\overline{\boldsymbol{F}}_{\omega}-\kappa_{1\omega}\mathrm{sig}^{1+\frac{1}{r_{\omega}}}(\boldsymbol{e}_{\omega})-\right.$$

$$\left.\kappa_{2\omega}\mathrm{sig}^{1-\frac{1}{r_{\omega}}}(\boldsymbol{e}_{\omega})-\kappa_{3\omega}\mathrm{sig}^{\eta}(\sigma_{\omega})-\kappa_{4\omega}\sigma_{\omega}-z_{\Delta_{\omega}}\right) \tag{57}$$

至此,带有扩张状态观测器和有限时间收敛指令滤波器的高超声速变外形飞行器姿态控制系统设计完毕。

3　仿真验证与分析

本节将针对系统,采用控制律、进行仿真验证与分析。验证飞行器在滑翔飞行过程中,大范围改变飞行器后掠角的情况下,制导指令的跟踪情

况;同时考虑变形速率的大小对飞行器姿态跟踪影响程度的不同,验证5 s内和10 s内完成变形2种场景下的指令跟踪情况。仿真中,暂不考虑变构型对其他方面的影响,该飞行器在滑翔过程中可根据飞行状态调整后掠角,变形决策系统仅考虑升阻比作为单一目标函数,以增程为唯一目的。变外形飞行器的初始条件如表2所示,飞行器的本体基本参数如表3所示。

表2 变外形飞行器初始状态参数

Table 2 Initial state parameters of HMFV

参数	数值
迎角 α/(°)	6
侧滑角 β/(°)	0
倾侧角 μ/(°)	0
弹道倾角 γ/(°)	0
弹道偏角 χ/(°)	0
角速率 $\omega_{x,y,z}$/((°)·s^{-1})	0
高度 h/km	35
速度 Ma	8
舵偏 $\delta_{x,y,z}$/(°)	0

表3 变外形飞行器本体参数

Table 3 Body parameters of HMFV

参数	数值
机体质量 m_b/kg	1 200
机翼质量 m_w/kg	110
转动惯量 J_{bx}/(kg·m^2)	120
转动惯量 J_{by}/(kg·m^2)	1 080
参考面积/m^2	1.76
转动惯量 J_{bz}/(kg·m^2)	1 230
惯量积 J_{bxy}/(kg·m^2)	30
惯量 $J^{\min}_{wx,y,z}$/(kg·m^2)	[5,50,48]
惯量 $J^{\max}_{wx,y,z}$/(kg·m^2)	[8,46,42]
参考长度/m	4.23

对于执行机构而言,通常可用二阶惯性环节来表示对执行机构模型进行描述,如式(58)所示,舵偏约束满足$|\delta_{x,y,z}|\leqslant 30°$。

$$\delta_c(s) = \frac{1}{T_i s^2 + 2\omega_n T_i s + 1}\delta_i(s) \qquad i = x,y,z \tag{58}$$

式中:仿真中$T_i = 0.1$;$\omega_n = 1$。

一方面,此类飞行器的建模存在许多假设和简化,变形过程难以准确描述;另一方面,流体力学相关分析软件理论上得到的气动参数与实际飞行过程中存在误差,都会导致模型不确定性大的问题,给定不确定模型描述为乘性形式,具体如表4所示。

表4 变外形飞行器不确定模型

Table 4 Uncertainty model of HMFV %

参数	数值
阻力系数项 ΔC_D	±20
升力系数项 ΔC_Y	±20
侧向力系数项 ΔC_C	±20
大气密度项 $\Delta\rho$	±15
滚转力矩系数项 ΔC_{mx}	±30
偏航力矩系数项 ΔC_{my}	±30
俯仰力矩系数项 ΔC_{mz}	±30

考虑飞行器飞行高度,根据工程经验,存在不可忽略的风扰动,风干扰对于飞行器的影响主要体现在速度、迎角和侧滑角3个状态量。假设风矢量为$\boldsymbol{V}_W$,在当地铅锤坐标系ox轴为正,定义风夹角为ϑ_w,分解为纵向风和横向风为V_{Wx}、V_{Wy},得出合成速度$\boldsymbol{V}'$,附加迎角$\Delta\alpha$和附加侧滑角$\Delta\beta$,如下:

$$\begin{cases} V' = \sqrt{(V + W_{ax})^2 + W_{az}^2 + W_{ay}^2} \\ \Delta\alpha = \dfrac{-\arctan(W_{az})}{V + W_{ax}} \\ \Delta\beta = \arctan(W_{ay})/\sqrt{(V + W_{ax})^2 + W_{az}^2} \end{cases} \tag{59}$$

式中:$V_W = 15 + 2\sin(\pi t/5) + 2\cos(\pi t/10)$;$\vartheta_w = \pi/4$。

注:由于风的大小与飞行器速度大小相比十分小,且重点研究姿态控制,忽略风对速度影响,仿真中只考虑风对迎角和侧滑角的影响。

控制器参数如表5所示。

以上就是仿真中的相关参数设置及不确定性环境模型设定,下面将进行3种场景下仿真验证。

1)场景A:验证有限时间收敛指令滤波器。

设计的有限时间收敛指令滤波器与文献[28]设计的指令滤波器在收敛时间和收敛精度上都有较大的提升。如图8所示,当$\dot{v}(t) = 0$,即指令是

表5 有限时间收敛控制器设计参数

Table 5 Design parameters of FTCC

参数	数值
外环控制律	$\kappa_{1\Omega} = 0.6$,$\kappa_{2\Omega} = 0.5$,$\kappa_{3\Omega} = 2$ $\kappa_{4\Omega} = 1$,$\eta = 0.7$,$r_\Omega = 2$
外环扩张状态观测器	$\beta_{f\Omega 1} = [100,150,150]^T$,$\delta_\Omega = 10^{-3}$ $\beta_{f\Omega 2} = [300,450,350]^T$,$\theta_\Omega = 0.8$
内环控制律	$\kappa_{1\omega} = 0.6$,$\kappa_{2\omega} = 0.5$,$\kappa_{3\omega} = 2$ $\kappa_{4\omega} = 1$,$\eta = 0.7$,$r_\omega = 2$
内环扩张状态观测器	$\beta_{\omega 1} = [120,100,90]^T$,$\delta_\omega = 10^{-3}$ $\beta_{\omega 2} = [450,350,350]^T$,$\theta_\omega = 0.8$
有限时间收敛指令滤波器	$r_z = 2$,$\kappa_{z1} = 10$ $\kappa_{z2} = 10$,$\tau = 0.5$

恒定值时，较文献[28]方法，收敛时间可提升40%，收敛误差由 10^{-1} 提升至 10^{-2} 数量级。

当 $\dot{v}(t)\neq 0$ 时，跟踪效果如图 9 所示，误差如图 10 所示，其最大误差为 0.08，相比于 TSTD 滤波器的 0.25 亦有较大提升，FTCF 滤波器优越性体现更为明显。

2）场景 B：不同参数拉偏下的对比仿真验证。

场景 B 的仿真主要是针对不同参数摄动及某一变形速率下的控制效果分析。一般地，工程应用中希望能够尽快完成变形，然而对于执行机构而言，其变形的快速性受到气流及自身性能的约束，仿真中验证参数正负拉偏情况且变形时间为 $T_c=5$ s 下的姿态控制效果。

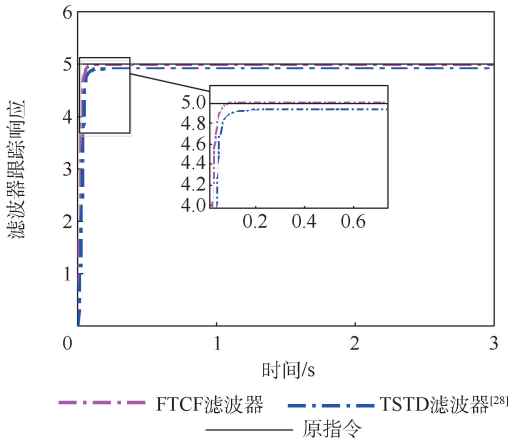


图 8　FTCF 滤波器定值指令（$\dot{v}(t)=0$）跟踪响应

Fig. 8　Tracking response of FTCF with constant command ($\dot{v}(t)=0$)

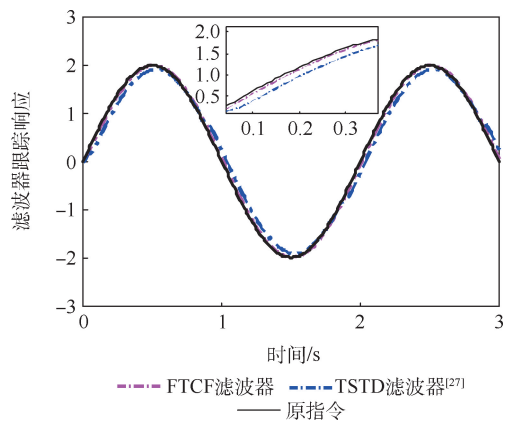


图 9　FTCF 滤波器变化指令（$\dot{v}(t)\neq 0$）跟踪响应

Fig. 9　Tracking response of FTCF with varying command ($\dot{v}(t)\neq 0$)

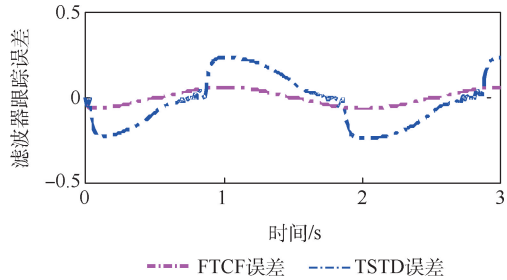


图 10　FTCF 和 TSTD（$\dot{v}(t)\neq 0$）跟踪误差

Fig. 10　Tracking error of FTCF and TSTD ($\dot{v}(t)\neq 0$)

图 11 ~ 图 13 为迎角、侧滑角、倾侧角在标称状态（无参数摄动和风干扰）、参数正拉偏（含风干扰）、参数负拉偏（含风干扰）状态下，且变形时间为 $T_c=5$ s 的指令跟踪响应。由于仿真阶段是滑翔段，变形决策系统简单地以升阻比最大为目标，此时后掠角从第 15 s 由 30°调整为 52°（满足图 5 的曲线趋势）。由迎角响应曲线可知，在 15 s 有短暂抖动后，调整 2 s 后即可收敛，验证所设计的控制器能够对参数摄动、风干扰、变形带来的综合扰动有较强的“容忍”能力。在各类环境复合干扰下，迎角最大跟踪误差为 0.02°，稳态误差为 ±0.005°；侧滑角在上述条件下跟踪误差最大为 0.06°，这是由于变形带来的影响，同时，发现由于迎角在 30 s 后变为 6°，出发变形决策系统改变后掠角，导致 35 s 处的误差为最大，变形结束后误差开始收敛；如图 13 所示，由于气动热的问题，倾侧角常常以大角度翻转，倾侧角在 3 种仿真条件下最大误差为 1.1°，同样是处于 15 s 和30 s变形开始处，误差有增大趋势，也是由于变形引起（见图 14）。

3）场景 C：后掠角不同变化速率下对比仿真验证。

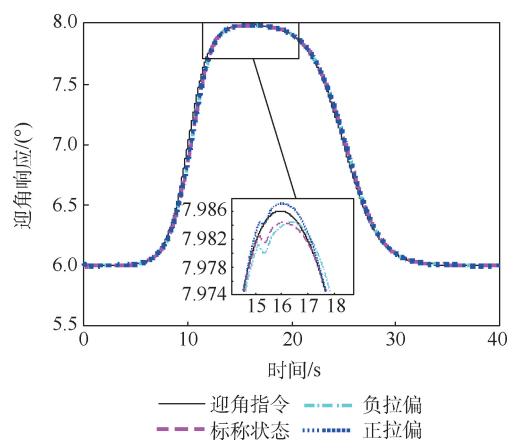


图 11　迎角跟踪性能

Fig. 11　Tracking performance of angle of attack

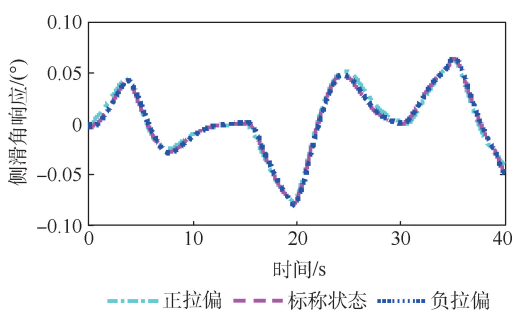


图 12　侧滑角跟踪性能

Fig. 12　Tracking performance of sideslip angle

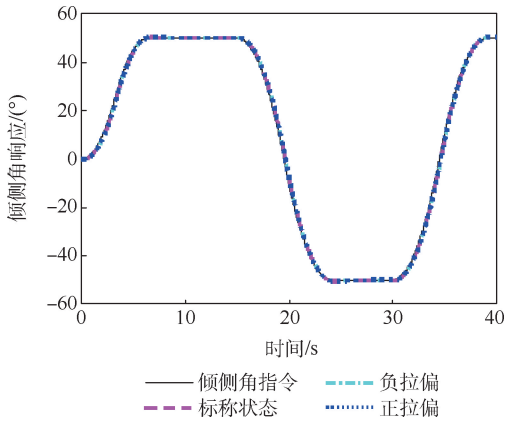


图 13 倾侧角跟踪性能

Fig. 13 Tracking performance of bank angle

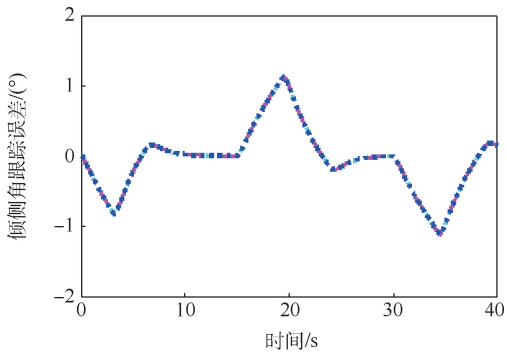


图 14 倾侧角指令跟踪误差

Fig. 14 Tracking error of bank angle

对于变后掠飞行器而言,变形对飞行器控制的影响主要体现在存在附加力和附加力矩,附加力影响主要体现在对 3 个轴向分量的速度上,附加力矩的影响主要体现在对姿态的影响。因此,忽略附加力的影响,主要考虑附加力矩对自控系统的影响,而附加力矩同时受到变形率和变形速率的影响。因此,场景 C 继续验证不同变形速率下,即变形周期为 T_c = 2,5,10 s 这3 种情况下的姿态控制效果。

图 15 ~ 图 17 为在设定的 3 种变形速率下的姿态跟踪响应,图 15 为相应的迎角跟踪误差,最大误差为 0.13°,稳态误差为 0.01°,相比于场景 B 中的仿真结果,迎角最大误差和稳态误差都有增加,但是都能够达到满意的控制效果。同时从误差图来看,变形时间只对短暂的跟踪效果有影响,且影响有限。侧滑角和倾侧角的误差范围与场景 B 中相似,这是由于变后掠对于横侧向的影响有限。

从场景 C 的仿真验证中可知,在设定的 3 种变形速率下,迎角受到变形速率影响较大,侧滑角和倾侧角影响较小,但是所提方法仍然能够有效应对变外形飞行器变形带来的挑战。需要说明的是,变形的快慢应由执行机构的特性及工程需要来决定,本文仅作为验证条件使用。

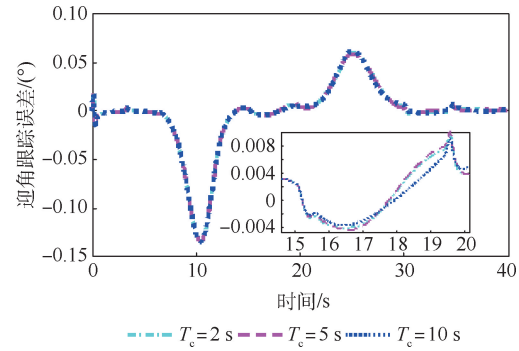


图 15 不同变形速率下的迎角跟踪误差

Fig. 15 Tracking error of angle of attack with different morphing velocities

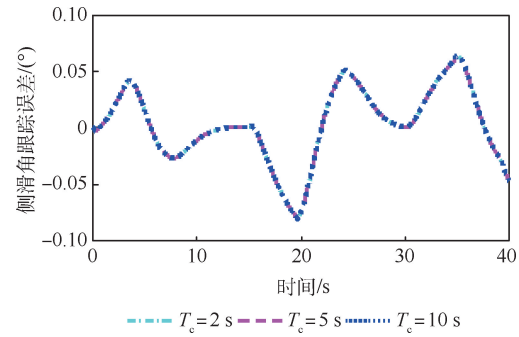


图 16 不同变形速率下的侧滑角跟踪误差

Fig. 16 Tracking error of sideslip angle with different morphing velocities

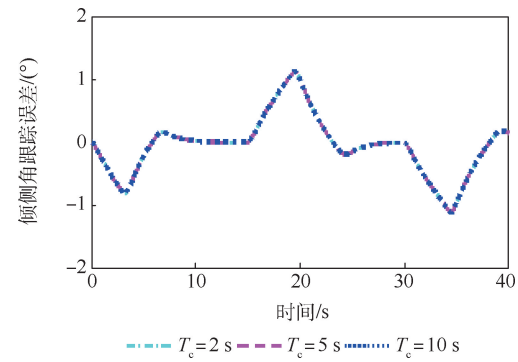


图 17 不同变形速率下的倾侧角跟踪误差

Fig. 17 Tracking error of bank angle with different morphing velocities

针对 3 种变形速率,三通道舵偏如图 18 ~ 图 20所示,都能够满足仿真给定的约束条件。

需要说明的是,从三通道的舵偏响应来看,由于在仿真初始就给了一个大的参数摄动及风扰动,三通道舵偏有一个激烈的震颤,当稳定后则较为平滑,同时,在 15 s 和 30 s 处都有一个较为明显的变化,分析是由于指令切换和变后掠决策系统发出变形指令共同导致的结果。

综上所述,根据仿真结果可见,在考虑强不确定性参数摄动影响下,同时考虑持续风干扰,在变外形飞行器变形过程中,控制器仍然能够保证飞

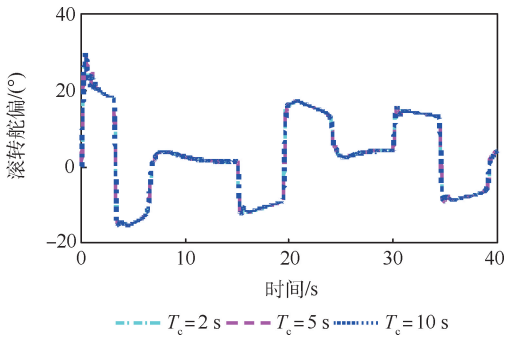


图 18　不同变形速率下的滚转通道舵偏 δ_x 响应

Fig. 18　Response of deflection angle δ_x with different morphing velocities

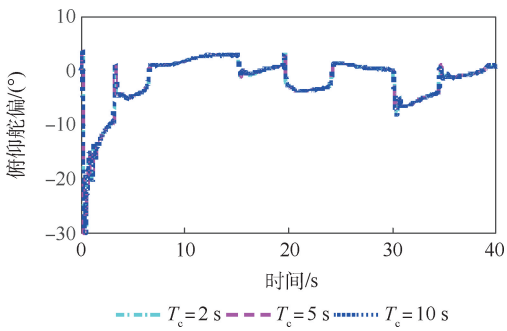


图 19　不同变形速率下的俯仰通道舵偏 δ_z 响应

Fig. 19　Response of deflection angle δ_z with different morphing velocities

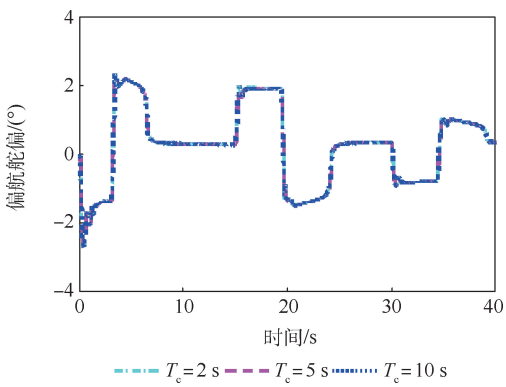


图 20　不同变形速率下的偏航通道舵偏 δ_y 响应

Fig. 20　Response of deflection angle δ_y with different morphing velocities

行器控制性能，并且满足提出的执行机构约束条件。

4　结　论

针对 HMFV 飞行器大范围变形带来的参数摄动大、变形过程建模难、外界干扰等大不确定性问题，研究了变后掠飞行器建模与姿态控制问题。相比于传统建模，基于多体动力学的方法，建立了变外形飞行器含有变形量影响的面向姿态控制的三自由度模型，该模型含有变形量和变形速率，能够更好地反映出变形对飞行器的内在影响。分析了变外形飞行器在典型状态下的气动特征，得出在给定某一马赫数、某一高度下的最大升阻比的最优迎角，为后续仿真中的简易变形决策系统做支撑；同时，针对连续变形关键气动数据，给出了一类可行处理方案，具有一定的通用性。在控制律的设计当中，针对可连续变形的飞行器设计了一套有限时间收敛控制方案。进一步考虑控制律中用到的指令微分项，设计了有限时间指令收敛滤波器，其在收敛速度和收敛误差 2 方面都有更优的性能。利用扩张状态观测器，可以较好地估计不可测量状态和“综合扰动”。以考虑复杂干扰下的 HMFV 为对象执行仿真，并在仿真中加入执行机构的动态特性和约束的影响，结果表明，所设计的控制方案可解决不同变形速率下、存在复合干扰的飞行器姿态控制问题，具有一定的工程意义。

仍然存在以下问题：变形决策系统仅以最大升阻比为单一变形原则，未考虑到变形带来的气动特性变化、稳定性变化等综合效益，这也是将后续研究的重点之一。针对变形带来转动惯量、质心等处理较为简化，可进一步通过细化变形特征点，掌握更为精确的变化规律进行拟合。

参考文献（References）

[1] 路遥，刘晓东，路坤锋. 一种非仿射高超声速飞行器姿态系统控制方法[J]. 宇航学报，2021，42(1)：132-140.
LU Y，LIU X D，LU K F. An attitude control method for non-affine hypersonic flight vehicles[J]. Journal of Astronautics，2021，42(1)：132-140(in Chinese).

[2] 方洋旺，柴栋，毛东辉. 吸气式高超声速飞行器制导与控制研究现状及发展趋势[J]. 航空学报，2014，35(7)：1776-1786.
FANG Y W，CHAI D，MAO D H. Status and development trend of the guidance and control air-breathing hypersonic vehicle[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica，2014，35(7)：1776-1786(in Chinese).

[3] RAFIC M A，CHRISTOPHER S B，MICHAEL F. Morphing aircraft：The need for a new design philosophy[J]. Aerospace Science and Technology，2016，49：154-166.

[4] GONG L G，WANG Q，HU C H. Switching control of morphing aircraft based on Q-learning[J]. Chinese Journal of Aeronautics，2020，33(2)：672-687.

[5] CHEN X Y，LI C N，GONG C L. A study of morphing aircraft on morphing rules along trajectory[J]. Chinese Journal of Aeronautics，2021，34(7)：232-243.

[6] YAN B B，DAI P，LIU R F. Adaptive super-twisting sliding mode control of variable sweep morphing aircraft[J]. Aerospace Science and Technology，2019，92：198-210.

[7] 董朝阳，江未来，王青. 变翼展飞行器平滑切换 LPV 鲁棒 H_∞ 控制[J]. 宇航学报，2015，36(11)：1270-1278.

DONG C Y, JIANG W L, WANG Q. Smooth switching LPV robust H_∞ control for variable span vehicle[J]. Journal of Astronautics, 2015, 36(11): 1270-1278(in Chinese).

[8] 江未来, 董朝阳, 王通. 变体飞行器平滑切换 LPV 鲁棒控制[J]. 控制与决策, 2016, 31(1): 66-72.
JIANG W L, DONG C Y, WANG T. Smooth switching LPV robust control for morphing aircraft[J]. Control and Decision, 2016, 31(1): 66-72(in Chinese).

[9] JIANG W L, DONG C Y, WANG Q. A systematic method of smooth switching LPV controllers design for a morphing aircraft[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2015, 28(6): 1640-1649.

[10] 程昊宇, 董朝阳, 王青. 变体飞行器的非脆弱有限时间鲁棒控制器设计[J]. 控制与决策, 2017, 32(11): 1932-1939.
CHENG H Y, DONG C Y, WANG Q. Non-fragile finite-time robust controller design for morphing aircraft[J]. Control and Decision, 2017, 32(11): 1932-1939(in Chinese).

[11] 贾臻, 董朝阳, 王青. 链式平滑切换变体飞行器 LPV 鲁棒跟踪控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(4): 831-842.
JIA Z, DONG C Y, WANG Q. LPV robust tracking control for chain smooth switched morphing aircraft[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(4): 831-842(in Chinese).

[12] 梁帅, 杨林, 杨朝旭. 基于 Kalman 滤波的变体飞行器 T-S 模糊控制[J]. 航空学报, 2020, 41(2): 724274.
LIANG S, YANG L, YANG Z X. Kalman filter based T-S fuzzy control for morphing aircraft[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2020, 41(2): 724274(in Chinese).

[13] 马文风. 高超声速变形飞行器建模与纵向鲁棒控制方法研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2017: 45-60.
MA W F. Research on modeling and longitudinal robust control methods for hypersonic morphing aircrafts[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2017: 45-60(in Chinese).

[14] WU Z H, LU J C, ZHOU Q. Modified adaptive neural dynamic surface control for morphing aircraft with input and output constraints[J]. Nonlinear Dynamics, 2017, 87(4): 2367-2383.

[15] JIAO X, FIDAN B, JIANG J. Adaptive mode switching of hypersonic morphing aircraft based on type-2 TSK fuzzy sliding mode control[J]. Science China: Information Science, 2015, 58(7): 1-15.

[16] WU Z H, LU J C, RAJPUT J. Adaptive neural control based on high order integral chained differentiator for morphing aircraft[J]. Mathematical Problems in Engineering, 2015, 10: 1-12.

[17] 储培, 倪昆, 程林. 基于反步滑模的高超声速变体飞行器鲁棒控制[J]. 计算机仿真, 2018, 35(8): 41-45.
CHU P, NI K, CHENG L. Robust control of hypersonic morphing vehicle based on backstepping sliding mode control[J]. Journal of Computer Simulation, 2018, 35(8): 41-45(in Chinese).

[18] DONG C Y, LIU C, WANG Q. Switched adaptive active disturbance rejection control of variable structure near space vehicles based on adaptive dynamic programming[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2019, 32(7): 1684-1694.

[19] JIANG B Y, HU Q L, FRISWELL M I. Fixed-time attitude control for rigid spacecraft with actuator saturation and faults[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2016, 24(5): 1892-1898.

[20] SHI X N, ZHANG Y A, ZHOU D. Global fixed-time attitude tracking control for the rigid spacecraft with actuator saturation and faults[J]. Acta Astronautica, 2019, 155: 325-333.

[21] 李新凯, 张宏立, 范文慧. 基于时变障碍李雅普诺夫函数的变体无人机有限时间控制[J]. 自动化学报, 2022, 48(8): 2062-2074.
LI X K, ZHANG H L, FAN W H. Finite-time control for morphing aerospace vehicle based on time-varying barrier Lyapunov function[J]. Acta Automatica Sinica, 2022, 48(8): 2062-2074(in Chinese).

[22] WANG P, TANG G J, LIU L H. Nonlinear hierarchy-structured predictive control design for a generic hypersonic vehicle[J]. Science China: Technological Sciences, 2013, 56(8): 2025-2036.

[23] POLYAKOV A, FRIDMAN L. Stability notions and Lyapunov functions for sliding mode control systems[J]. Journal of the Franklin Institute, 2014, 351(4): 1831-1865.

[24] WANG X, GUO J, TANG S J. Fixed-time disturbance observer based fixed-time backsteping control for an air-breathing hypersonic vehicle[J]. ISA Transactions, 2019, 88: 233-245.

[25] SHEN Y, HUANG Y. Global finite-time stabilisation for a class of nonlinear systems[J]. International Journal of Systems Science, 2012, 43(1): 73-78.

[26] 丁一波, 岳晓奎, 代洪华. 考虑进气约束的高超声速飞行器预定性能控制[J]. 航空学报, 2021, 42(11): 177-194.
DING Y B, YUE X K, DAI H H. Prescribed performance controller for flexible air-breathing hypersonic vehicle with inlet unstart constraint[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2021, 42(11): 177-194(in Chinese).

[27] ZHANG Y DONG X W, LI Q D, et al. Robust adaptive control for hypersonic gliding vehicles based on NESO[C]// Proceedings of 13th IEEE International Conference on Control and Automation. Piscataway: IEEE Press, 2017: 431-437.

[28] 谭诗利, 雷虎民, 王鹏飞. 基于正切 Sigmoid 函数的跟踪微分器[J]. 系统工程与电子技术, 2019, 41(7): 1590-1596.
TAN S L, LEI H M, WANG P F. Design of tracking differentiator based on tangent Sigmoid function[J]. Systems Engineering and Electronics, 2019, 41(7): 1590-1596(in Chinese).

Modeling and finite-time control for hypersonic morphing flight vehicle

ZHANG Yuan[1,2], HUANG Wanwei[1,2,*], LU Kunfeng[1,2], BAI Wenyan[1], YU Jianglong[3]

(1. Beijing Aerospace Automatic Control Institute, Beijing 100854, China;
2. National Key Laboratory of Science and Technology on Aerospace Intelligent Control, Beijing 100854, China;
3. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: The attitude control of hypersonic morphing flight vehicles cause problems of large uncertainties, such as time-varying parameter perturbation, difficulty in modeling deformation process, and complex "lumped disturbances". To address these problems, a control-oriented model for variable-sweep wing hypersonic flight vehicles is established, and a finite-time control scheme is proposed. Firstly, a three-degree-of-freedom model is established for attitude control, which can reflect the influence caused by deformation. Secondly, the aerodynamic characteristics of the hypersonic morphing flight vehicle in some typical states are analyzed, and a feasible method for the key aerodynamic data of continuous deformation is developed. Thirdly, a finite-time control scheme is designed for the continuously deformable vehicle, and the system stability is demonstrated. Further, the finite-time convergence filter is designed, considering the command differentiation term used in the control law. An extended state observer is also used to estimate the unmeasurable states and the "lumped disturbances". Finally, numerical simulations are performed with complex disturbances, and the results show that the proposed control scheme can solve the attitude control problem for the vehicle with complex disturbances at different deformation rates.

Keywords: hypersonic morphing flight vehicle; aerodynamic characteristic analysis; finite-time control; finite-time filter; extended state observer

Received: 2021-11-19; **Accepted**: 2022-03-04; **Published online**: 2022-03-09 09:33
URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20220307.1341.003.html
Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61803357,61773341)
* **Corresponding author**. E-mail: yuanbuaa@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0045

考虑制造约束的印刷电路板式换热器优化设计

杜默, 孟宝*, 潘丰, 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: 针对印刷电路板式换热器(PCHE)的微流道结构参数设计制造一体化问题,开展了考虑制造约束条件的换热器性能优化的研究。通过流体仿真分析了流道宽度、深度和深宽比对温度分布、压力损失和换热系数的影响。使用多目标遗传算法(MOGA)建立了换热性能的多参数多目标性能优化仿真模型,根据性能优化获得的设计参数建立微流道结构辊压成形工艺仿真模型,得到制造约束条件,将制造约束反馈到性能优化仿真模型中,得到宽为0.29 mm、深为0.39 mm的矩形微流道优化设计参数,且通过辊对辊(R2R)的辊压工艺实验验证了该优化方法的可行性。考虑制造约束的换热器优化设计方法在性能优化设计阶段引入工艺限制条件,是实现换热器一体化设计制造的有效手段。

关 键 词: 印刷电路板式换热器(PCHE); 多目标遗传算法(MOGA); 换热性能; 制造约束; 辊压工艺
中图分类号: V231.1+3; TG335
文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2022)10-1994-12

随着节能减排需求的日益增加,高效换热技术将成为亟须攻克的难题。换热器是将一种流体的热量以某种方式传递给另一种流体的设备,广泛应用于当前的工业生产中。印刷电路板式换热器(printed circuit heat exchanger, PCHE)由英国Heatric公司在1985年提出,是由冷压成形带有波纹的换热板扩散连接而成,由于冷作硬化使板片强度加强,其耐压高达60 MPa,最高耐温900℃,换热效率高达98%[1]。在相同的热载荷和压降下,PCHE的体积为传统管壳式换热器的1/6~1/4,平均单位质量热载荷可达200 kg/MW[1]。此外,PCHE连续的流体通道能有效减少压降,降低了堵塞带来的影响。由于微流道与基底自成一体,PCHE的传热面积密度高达2 500 m^2/m^3,远超其他形式的紧凑换热器[1]。PCHE具有紧凑度高、体积小、结构强度高、换热器效能强、承温承压能力高等特点,适合于高超声速强预冷发动机等极端换热工况[2]。然而,在极端条件下,PCHE压降大,微流道结构尺寸精密,制造成本高,有待进一步优化改进。

在换热器的结构设计和性能优化方面,国内外学者开展了很多研究。Kim等[3-5]利用FLUENT有限元仿真方法得到了不同几何参数下摩擦因子和努赛尔数的关系式,并且利用模拟得到的局部性质参数提出了局部节距平均努赛尔数关联式,证明了该公式的准确性,进一步提出了考虑换热器尺寸、压降和成本的设计方法。Jeon等[6]利用数值模拟的方法得到了换热性能随通道尺寸的增加而单调递减,通道的截面形状对换热性能没有显著影响,各通道之间的间距几乎不影响PCHE换热性能的结论。刘生晖等[7]对PCHE的几何尺寸进行了理论分析,并且与FLUENT软件的计算结果对比,验证了该计算模型的可靠性,证实了几何尺寸对换热效率和压降具有显著影响。

收稿日期: 2021-01-24; **录用日期**: 2021-05-28; **网络出版时间**: 2021-06-15 10:22
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210611.1431.002.html
基金项目: 装发领域基金 (61409230213)
* **通信作者**. E-mail: mengbao@buaa.edu.cn

引用格式: 杜默, 孟宝, 潘丰, 等. 考虑制造约束的印刷电路板式换热器优化设计[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 1994-2005. DU M, MENG B, PAN F, et al. Optimal design of printed circuit heat exchanger considering manufacturing constraints[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 1994-2005(in Chinese).

刘阳鹏等[8]采用实验研究的方法,研究了流动摩擦因子和泊肃叶数随雷诺数和宽高比的变化趋势,并且进一步拟合了宽高比对换热特性影响的经验关系式。潘旭等[9]利用 FLUENT 软件得到了板式换热器的最优参数,在水侧换热和压降性能最佳时,综合传热因子达到了最大值。Pan 等[10]研究了氢/氦微流道板式换热器,基于对数平均温差法建立了换热器的数学模型,得到了尺寸参数对换热器换热性能的影响,采用人工鱼群算法优化了换热器的设计参数。Hou 和 Tang[11]通过 FLUENT 仿真,研究了微米级 PCHE 的热工水力结构特性,并且以氦气和氢气用作工作流体,不锈钢 316 用作固体基底,研究了通道深宽比对换热性能的影响,认为深宽比为 0.5 时矩形通道实现了最平衡的应力特性和更高的热工水力性能。Yang 等[12]利用多目标遗传算法,以温度和压力作为评估 PCHE 性能的目标参数,通过研究流道结构的长宽高与目标参数之间的关系得到 PCHE 内部结构的最优解。

研究学者针对 PCHE 的截面形状也进行了一些研究。Gunnasegaran 等[13]通过数值模拟研究了几何参数对微通道中水流和换热特性的影响,发现矩形的微通道传热系数和泊松数最高,梯形截面次之,三角形截面最低,提出要实现整体换热的增强,最优的是矩形截面,其次是梯形和三角形截面。Wang 等[14]对不同截面的微通道散热器的流动和传热特性进行数值分析,发现当矩形、三角形和梯形微通道的孔隙率、通道数、横截面积和水力直径相等时,矩形微通道具有最低的热阻,其次是梯形和三角形微通道。

综上所述,矩形截面的换热能力更强,但对工艺制造条件要求更高,这使得性能优化的换热器参数存在无法加工的风险。PCHE 中的阵列微流道结构加工技术不同于传统的机械加工,对设备和工艺的精度、材料成形性及加工环境都有严格要求。国内外学者不断探究采用辊压加工阵列微流道结构的新理论和新方法,开发了多种辊压成形设备,并利用数值模拟方法进行理论研究,取得了一定进展。在辊对辊(R2R)成形技术方面,Hirt 和 Thome[15-16]用 R2R 辊压成形方法在铝板表面加工出规则的半圆形微沟槽与脊状微凸起结构,同时利用有限元软件对辊压过程进行了分析,通过对比验证了工艺的可靠性。Shimoyama 等[17]利用一对带有横向微结构的组合辊在板材表面成形出大尺寸沟槽,再通过一对光面辊进行二次辊压成形,提出了双对辊周期性辊压成形方法,使得板材表面微结构处的晶粒细化,沟槽表面强度增加。Ng 等[18]将电流辅助工艺和 R2R 辊压工艺结合,通过电流的焦耳热效应来提高金属的塑性变形能力,获得较大深宽比的微结构。王传果[19]分析了沟槽间距和辊间隙等参数对表面微结构辊压成形质量的影响规律,发现沟槽尺寸小于 1 mm 时,产生明显的尺度效应现象。陈鹏宇等[20]借助电流辅助成形技术开展 R2R 辊压模拟和实验分析,发现脉冲电流可以提高微结构的尺寸精度。Akhil 等[21]在高温下多道次在 Ti6Al4V 合金上轧制微沟槽,揭示了其在轧制过程中的微观组织演变机理。

已有研究表明,R2R 辊压工艺是高效制备大面积阵列微流道的有效方法。然而,随着微流道结构尺寸的减小,由于尺度效应的影响,所设计的矩形极端尺寸导致换热器的实际性能无法达到设计性能,甚至偏差很大,根本无法实现。因此,亟须在换热器设计与性能优化阶段考虑制造约束条件,实现高效紧凑换热器的设计制造一体化。本文采用多参数多目标遗传算法,通过 FLUENT 流体仿真软件,以矩形微流道的深度和宽度为设计参数,以深宽比为制造约束条件,以温度分布、换热能力、压降和质量为优化目标,获得合理的设计参数,形成换热器的一体化设计制造方法。

1　换热器设计理论及数学模型

1.1　换热器传热设计理论

在换热器热力学方面,基本关系式有 2 个,即传热方程式和热平衡方程式。

传热方程式[22]为

$$Q = \overline{K} A \Delta t_{\mathrm{m}} \tag{1}$$

式中:$\overline{K}$ 为传热面上的平均传热系数,W/(m^2 · ℃);A 为传热面积,m^2;Δt_{m} 为换热器的平均温差,℃。

考虑冷热两流体沿传热面进行换热时,温度沿流动方向不断变化,故温度差也不断变化。换热器的平均温差与冷热流体的相对流向及换热器结构形式有关。由 Shah[23]研究可知,不同流道布置方式的换热性能差别很大,若想换热器效率达到 80% 以上,则需采用多流程逆流或纯逆流的布置方式。逆流式换热器的平均温差表达式为[24]

$$\Delta t_{\mathrm{m}} = f \frac{(T_{\mathrm{i}} - t_{\mathrm{o}}) - (T_{\mathrm{o}} - t_{\mathrm{i}})}{\ln[(T_{\mathrm{i}} - t_{\mathrm{o}})/(T_{\mathrm{o}} - t_{\mathrm{i}})]} \tag{2}$$

式中:T_{i} 为热介质进口温度,℃;T_{o} 为热介质出口温度,℃;t_{i} 为冷介质进口温度,℃;t_{o} 为冷介质出口温度,℃;f 为温度修正系数。

理想状态下,热流体所放出的热与冷流体所吸收的热量相等,其热平衡方程式[24]为

$$Q = m_a c_a (t_{a,i} - t_{a,o}) = m_b c_b (t_{b,o} - t_{b,i}) \tag{3}$$

式中:m_a、m_b 分别为热冷流体的质量流量,kg/s;c_a、c_b 分别为热冷流体的比热容,J/(kg·℃);$t_{a,i}$、$t_{b,i}$ 分别为热冷流体的进口温度,℃;$t_{a,o}$、$t_{b,o}$ 分别为热冷流体的出口温度,℃。

1.2 换热器优化设计数学模型

针对 PCHE,其结构设计的目标为高效率、低阻力和小体积。优化问题的基本原理是:通过建立优化模型,在满足设计要求下迭代计算,获得目标函数的极值,从而得到最优设计参数。多参数多目标遗传算法的数学模型如下:

目标函数为

$$\min \Delta P = f_P(x_1 + x_2 + \cdots + x_n) \tag{4}$$

$$\max K = f_K(x_1 + x_2 + \cdots + x_n) \tag{5}$$

$$\min \Delta T = f_T(x_1 + x_2 + \cdots + x_n) \tag{6}$$

$$\min m = f_m(x_1 + x_2 + \cdots + x_n) \tag{7}$$

参数约束条件为

$$0.1 \leqslant w \leqslant 0.3 \tag{8}$$

$$0.25 \leqslant h \leqslant 0.4 \tag{9}$$

初始制造约束条件为

$$\lambda = h/w \geqslant 1 \tag{10}$$

式中:ΔP 为压降;K 为传热系数;ΔT 为温降;m 为质量;w 为换热器微流道宽度;h 为换热器微流道深度;λ 为换热器微流道深宽比。

1.3 辊压成形工艺基础

在表面微结构加工过程中,板材所受到的成形力包括两部分,分别为下压过程的力和辊压过程中的力。下压过程的填充效果直接影响辊压过程中板材的成形情况,且辊压过程中上辊所受压力小于下压过程中所受最大压力,因此,可以从理论上分析板材在下压过程中所受到的压力。板材在变形区内受到上辊施加的接触应力,因此,将上辊的下压深度 y 和流道宽度 w' 作为相应的参数,引入数学模型中。假设忽略变形后的回弹,并且塑性变形为平面应变。如图 1 所示,板材厚度为 h_0,辊子半径为 R,辊子宽为 W_g,微流道个数为 N,则需要填充沟槽的部分为 $N+1$。

当沟槽未填充满时,辊子与板材总的接触面积为

$$S = [W_g - (N+1)w']L \tag{11}$$

$$L = R\alpha \tag{12}$$

$$\cos\alpha \approx (R - y)/R \tag{13}$$

当沟槽填充满时,辊子与板材总的接触面积为

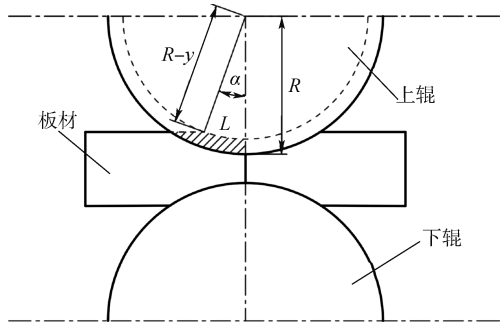


图 1 辊压成形工艺示意图

Fig. 1 Schematic diagram of roller forming process

$$S \approx W_g L \tag{14}$$

结合式(11)~式(13),可得未填充满时,辊子与板材的总接触面积为

$$S = [W_g - (N+1)w']R\arccos[(R - y)/R] \tag{15}$$

同时,板材的加工硬化可以引入 Swift 硬化准则来表示:

$$\sigma = k(\varepsilon_0 + \varepsilon_p)^n \tag{16}$$

式中:σ 为应力;ε_0 为初始应变;ε_p 为某点 p 的应变;k 和 n 分别为材料强度系数和应变硬化指数。

塑性变形可以表示为[16]

$$\varepsilon_p = \ln[(h_0 - y)/h_0] \tag{17}$$

式中:h_0 为板材原始厚度。

辊压力的基本公式为

$$F = \sigma S \tag{18}$$

将式(14)~式(16)代入到式(17),可得辊压力随着下压量 y 的关系式为

$$F = k\left[\varepsilon_0 + \ln\left(\frac{h_0 - y}{h_0}\right)\right]^n \cdot [W_g - (N+1)w']R\arccos[(R - y)/R] \tag{19}$$

由式(19)可知,当材料模型、板材厚度 h_0、微流道个数 N、辊子半径 R 和宽度 W_g 已知的情况下,辊压力只与微流道的宽度 w' 和下压深度 y 有关。

2 多参数多目标性能优化仿真模型的建立

2.1 参数化模型的建立

建立逆流式双层 PCHE 的参数化局部模型,总长度 l 为 5 mm,总宽度 W 为3 mm,单层板的矩形微流道尺寸范围为:$w \in [0.1, 0.3]$ mm,$h \in [0.25, 0.4]$ mm,每个微流道的间隔距离为 $T_w = w$,T_h 为 0.3 mm,厚度 H 为 0.6 mm,如图 2 所示。利用 FLUENT 中自带的 DM 建模建立参数化模型,将微流道的宽度 w 和深度 h 设为变量。

换热器的流体仿真模型分为固体域和流体域,固体域为上述参数化模型,流体域为微流道内的区域。固体域的材料为不锈钢,材料属性如表 1所示。流体域上层为冷液态水,下层为热氩气,材料属性如表 2 所示。分别对固体域和流体域划分网格,划分网格的尺寸不同,固体域的网格尺寸为 0.5 mm,流体域的网格尺寸为 0.05 mm。

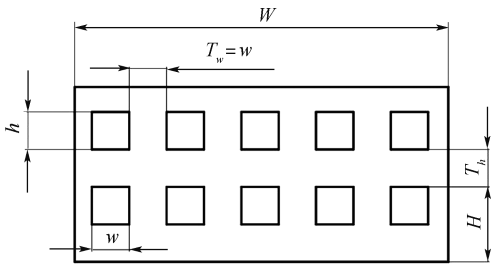


图 2　印刷电路板式换热器微流道参数示意图

Fig. 2　Schematic diagram of microchannel dimensions in PCHE

表 1　固体材料属性[25]

Table 1　Properties of solid materials[25]

属性	密度/($kg \cdot m^{-3}$)	比热容/($J \cdot (kg \cdot K)^{-1}$)	温度/℃	热传导率/($W \cdot (m \cdot K)^{-1}$)
数值	7 900	502.48	20	14.6
			50	15.1
			100	16.1
			200	17.9
			400	18
			600	20.8
			800	23.9

表 2　流体材料属性

Table 2　Properties of fluid materials

流体	密度/($kg \cdot m^{-3}$)	比热容/($J \cdot (kg \cdot K)^{-1}$)	热传导率/($W \cdot (m \cdot K)^{-1}$)
液态水	998.2	4 182	0.6
氩气	1.122 8	520.64	0.015 8

2.2　性能优化仿真模型的建立

流体仿真的求解模型主要采用 RNG k-ε 模型。辐射模型用 Do 模型计算,其适合耦合面多和计算量偏大的模型。在仿真求解中,如图 3 所示,设置冷液态水入口温度为 5℃,初速度为 25 m/s;热氩气入口温度为 400℃,初速度为 25 m/s;冷液态水出口压力设定为 20 MPa;热氩气出口压力设定为 20 MPa;固定壁面初始温度设定为 20℃,此外还要设置流固耦合面,即流体域与固体域接触的面。设定实时记录仿真过程中的进出口温度、压强及传热系数,方便后续分析优化。

多参数多目标性能优化模型采用 Direct Optimization 模块进行优化仿真,优化的算法为适用

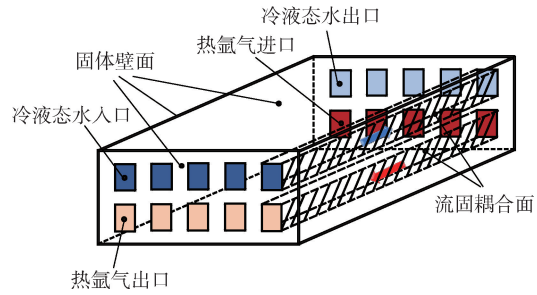


图 3　仿真模型边界条件示意图

Fig. 3　Schematic diagram of boundary conditions of simulation model

于多参数多目标的遗传算法(multi objective genetic algorithm,MOGA),设计点由系统根据算法自动选取。拟定的初始优化设计点为 100 个,优化解均设定 3 组。将设计尺寸参数范围、初始制造约束条件及目标函数输入到优化仿真模型中,运行计算后即可得到在该组制造约束条件范围内的 3 组优化的结构设计参数。

3　微流道尺寸对换热器性能的影响

在优化结果分析之前,先分析单一变量对换热器性能的影响,可以对优化结果提供参考价值。换热性能以温降 ΔT、压降 ΔP 及传热系数 K 这 3 个维度对比,可得出微流道宽度、深度和深宽比与换热性能之间的一般规律。

3.1　微流道宽度或深度对换热器性能的影响

如图 4 所示,温降 ΔT 指的是热氩气入口温度与出口温度的变化绝对值。可以看出,当深宽比 $\lambda > 1$,微流道的宽度 w 增加时,温降 ΔT 降低,同时温降 ΔT 也随着微流道深度 h 的增加而递减,说明当微流道的宽度或深度增加时,换热性能下降。当深宽比 $\lambda < 1$ 时规律会明显不同,由此可知深宽比对温降 ΔT 也有影响。图 5 为单位长度热流体的横截面示意图。当微流道深度 h 增加时,由于微流道的截面积增大,单位长度的截面积内需降温的热流体含量增多,而主要热交换面的面积不变,虽然次要热交换面的面积有所增大,但仍会造成换热性能降低,温降 ΔT 减少。当微流道深度 h 一定、微流道宽度 w 增加时,由图 5 可知,增加了主要热交换面的面积,可同时发生热交换的流体增多,但由于截面积增大,容量增多的影响要大于主要热交换面面积增加的影响,因此换热性能降低。由图 4 可知,当 $h = 0.3$ mm,w 由 0.1 mm增加到 0.3 mm 时,温降 ΔT 的下降幅度为 112.84℃,而当 $w = 0.1$ mm 时,温降 ΔT 随 h 的增加降低幅度最大为 42.19℃,说明温降 ΔT 对

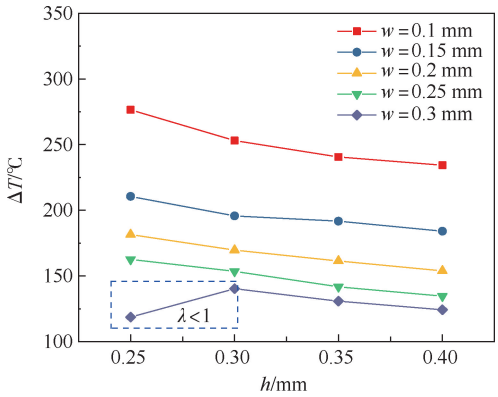


图 4 微流道深度 h 和宽度 w 对温降 ΔT 的影响

Fig. 4 Influence of microchannel deep h and width w on drop of temperature ΔT

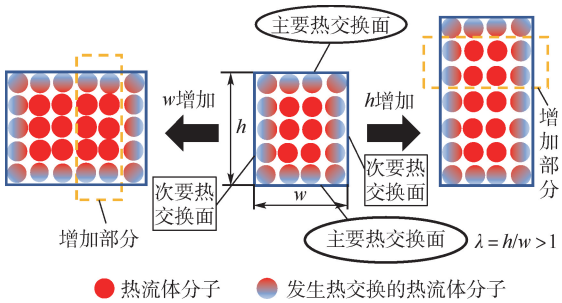


图 5 热流体横截面示意图

Fig. 5 Schematic diagram of cross section of hot fluid

微流道宽度 w 的变化更敏感，换言之，w 对温降 ΔT 的影响更显著。由图 5 也可以看出，w 变化涉及主要热交换面面积的增减，且 w 变化时热流体容量的增量多于 h 变化时的增量，因此温降 ΔT 对 w 的变化更敏感，即微流道宽度对换热性能的影响更显著。

如图 6 所示，当微流道深度 h 增加的过程中，压降 ΔP 呈下降趋势，说明微流道深度增大，使得入口与出口间的压力差减小，入口阻力减小。同时，随着微流道宽度 w 的增加，压降 ΔP 逐渐减小。当微流道深度 h 或宽度 w 变化时，会使得入口的截面积增加，由于突然收缩造成的入口压力会减小，设定出口压力值不变，则入口和出口的压差 ΔP 会减小。在换热器性能的优化设计中，需要实现压降最小化，才能避免流体发生堵塞。

如图 7 所示，传热系数 K 指的是流固耦合面的传热系数，这 3 条曲线上的点深宽比 λ 均大于 1。可以看出，在 $\lambda>1$ 时，传热系数 K 会随着微流道深度 h 的增加而减小，随着微流道宽度 w 的增加而增大。如图 5 所示，说明对于传热系数 K，当微流道宽度 w 增加时，主要传热面面积增大，在这一面上发生热交换的热流体分子增多，传热系数增加，有利于换热性能的提升；而当微流道深度 h 增加，主要传热面面积不变，但又伴随热流体容量增加，因此传热系数会下降，换热性能会降低。在换热性能优化设计中，传热系数下降意味着需要增加传热面积来达到预期冷却的效果，那就需要增加换热器的质量和大小。因此，换热器的优化要实现在减小质量的同时增大传热系数。

如图 8 所示，当 $w=0.25$ mm 和 $w=0.3$ mm

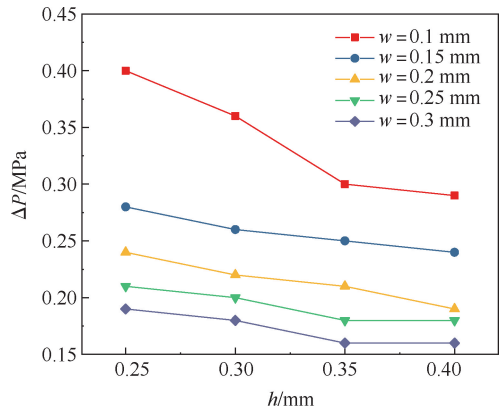


图 6 微流道深度 h 和宽度 w 对压降 ΔP 的影响

Fig. 6 Influence of microchannel deep h and width w on drop of pressure ΔP

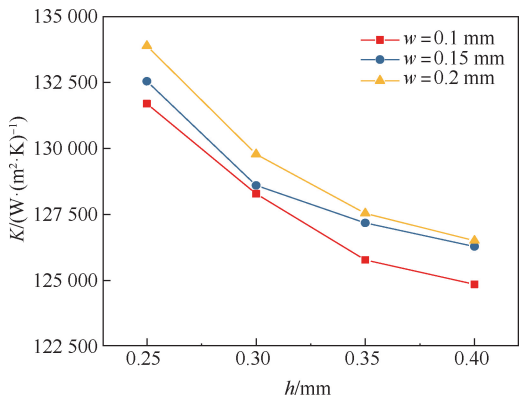


图 7 $w<0.2$ 时微流道深度 h 和宽度 w 对传热系数 K 的影响

Fig. 7 Influence of microchannel deep h and width w on heat transfer coefficient K when $w<0.2$

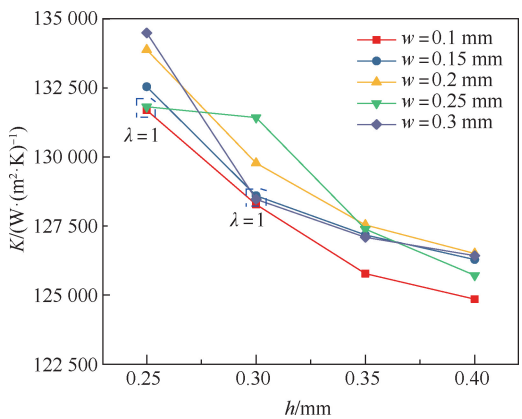


图 8 微流道深度 h 和宽度 w 对传热系数 K 的影响

Fig. 8 Influence of microchannel deep h and width w on heat transfer coefficient K

时,在微流道宽度 w 一定时,仍表现出随微流道深度 h 的增加而递减的规律,而图中 2 条曲线都很明显出现凹点,且凹点处均为深宽比 $\lambda=1$。说明当深宽比 $\lambda\leqslant 1$ 时,并不满足 $\lambda>1$ 时微流道宽度 w 和传热系数 K 之间的规律,因此需要另外讨论深宽比对换热性能的影响。

3.2　微流道深宽比对换热器性能的影响

在上述分析中讨论了微流道宽度 w 或微流道深度 h 与温降 ΔT、压降 ΔP 及传热系数 K 之间的规律,但微流道的深度和宽度同时变化时,即主要传热面面积、次要传热面面积和流体容量同时增加时,不能用上述单一规律来解释,因此需要分析深宽比 λ 对温降 ΔT、压降 ΔP 及传热系数 K 的影响。

如图 9 所示,随着深宽比 λ 的增大,温降 ΔT 呈上升趋势,有利于热流体的降温,但当深宽比 λ 相同时,温降 ΔT 并不相同,图 9 中,同为深宽比 $\lambda=1$ 的点,但温降 ΔT 不同,这是由于宽度 w 不同造成的,微流道的温降 ΔT 会随着宽度 w 的减小而升高,因此微流道的温降 ΔT 是由深宽比 λ 和宽度 w 共同作用下影响的,并不由单一因素决定。当深宽比 λ 一定时,由于宽度造成的最大差值约为 84℃,当宽度 w 一定时,深宽比不同造成的最大差值约为 42℃,说明微流道的宽度 w 对温降 ΔT 的影响作用更大。此外,明显可以看出,微流道的宽度 w 越小,温降 ΔT 随深宽比 λ 降低的越缓慢,说明宽度 w 的减小会削弱深宽比 λ 对温降 ΔT 的影响。同时发现当 $\lambda<1$ 时,满足温降 ΔT 随 w 的减小逐渐增大的规律,但不满足上述深宽比的影响趋势。

如图 10 所示,随着深宽比 λ 的增大,压降 ΔP 呈上升趋势,压力损失增大,且和温降 ΔT 规律相似,微流道宽度是压降 ΔP 的主要影响因素。但是,随着微流道宽度 w 的减小,压降的下降幅度逐渐增大,图 9 中,在 $w=0.1$ mm 时,4 个点拟合直线的斜率绝对值为 0.078,在 $w=0.3$ mm 时,4 个点拟合直线的斜率绝对值为 0.066,说明宽度 w 的减小会增强深宽比 λ 对压降 ΔP 的影响。$\lambda<1$ 时压降 ΔP 也满足上述分析规律。

如图 11 所示,随着深宽比 λ 的增大,传热系数 K 呈微弱的下降趋势,换热性能略微降低。此外,可以明显看出,微流道宽度 w 对传热系数的影响远远超过深宽比 λ 对传热系数的影响,传热系数 K 主要受微流道宽度 w 的影响。同时当微流道宽度 w 减小时,传热系数 K 随着深宽比 λ 的变化逐渐减缓,削弱了深宽比 λ 对传热系数 K 的影响。$\lambda<1$ 时传热系数也满足上述分析规律。

通过分析微流道深度 h、宽度 w 和深宽比 λ 对换热器性能的影响,它们与温降 ΔT、压降 ΔP 及传热系数 K 之间存在相互制约的关系,因此可以采用遗传算法的手段,从多参数多目标中寻找最优解,对于换热器的尺寸设计具有重要的意义。

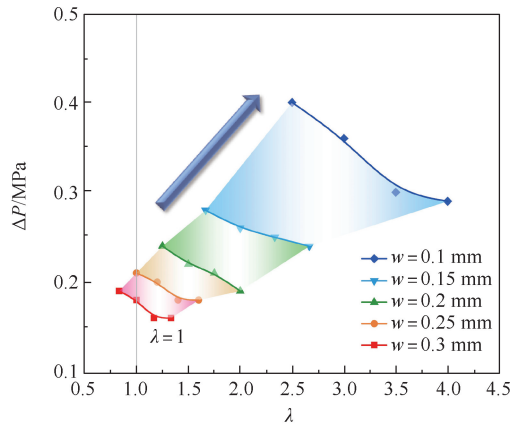


图 10　微流道深宽比 λ 对压降 ΔP 的影响

Fig. 10　Influence of microchannel aspect ratio λ on drop of pressure ΔP

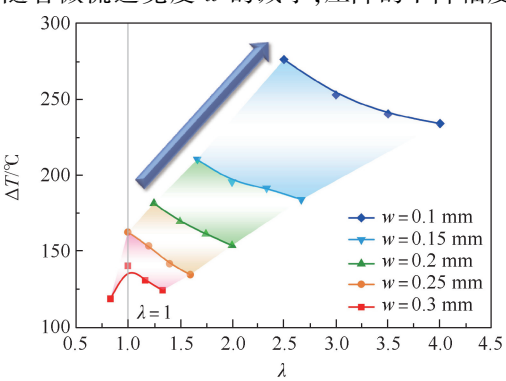


图 9　微流道深宽比 λ 对温降 ΔT 的影响

Fig. 9　Influence of microchannel aspect ratio λ on drop of temperature ΔT

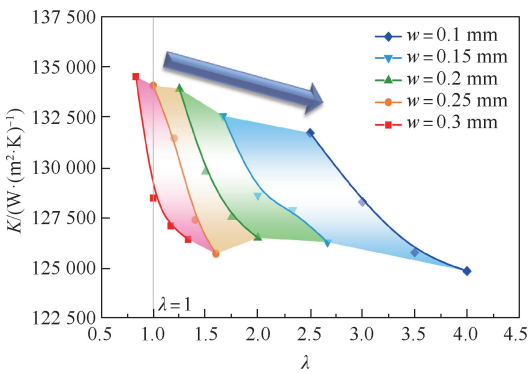


图 11　微流道深宽比 λ 对传热系数 K 的影响

Fig. 11　Influence of microchannel aspect ratio λ on heat transfer coefficient K

4 考虑制造约束的性能优化设计及工艺实验验证

4.1 考虑制造约束的性能优化设计

考虑制造约束下的换热器性能优化参数设计的研究思路如图 12 所示。以微流道宽度 w、微流道深度 h 为设计参数,采用 FLUENT 有限元分析软件,建立多参数多目标换热器性能优化仿真模型,应用多目标遗传算法,将阵列微流道换热器的所有结构设计参数按照换热性能优劣顺序排列,取前 3 组尺寸优化设计参数。在给定的参数范围内共设计了 100 组设计点,通过计算这些设计点,可以得到优化的 3 组最佳设计方案。利用制造工艺仿真软件 DEFORM,根据获得的 3 组尺寸设计参数建立辊压制造工艺仿真模型,分析这 3 种优化尺寸参数的工艺仿真结果,从中探究其制造约束条件,将制造约束条件输入到换热器优化仿真模型中继续优化获得 3 组优化解,代入到辊压仿真模型中,不断缩小制造约束条件的范围,直至寻找到既具有工艺制造可行性又具有最优的换热性能的微流道尺寸参数。

如表 3 所示,通过 2.2 节所述的多变量多目标优化仿真模型中,在 $\lambda \geqslant 1$ 的约束条件下初步得到的 3 组设计尺寸的优化方案。可以看出,优化方案 1 和优化方案 2 的温降 ΔT 更高,传热系数 K 更高,很明显换热性能优于优化方案 3。但若是采用仅仅满足换热性能最优化的设计参数,可能无法制造或制造工艺保证不了精度要求,导致换热性能也会大大降低。在考虑尺寸设计的同时,还需要考虑工艺制造的可行性。因此,用 DEFORM 软件建立 R2R 辊压制造工艺仿真模型,由此探究其工艺制造约束,从中得到有效设计尺寸的最优解。

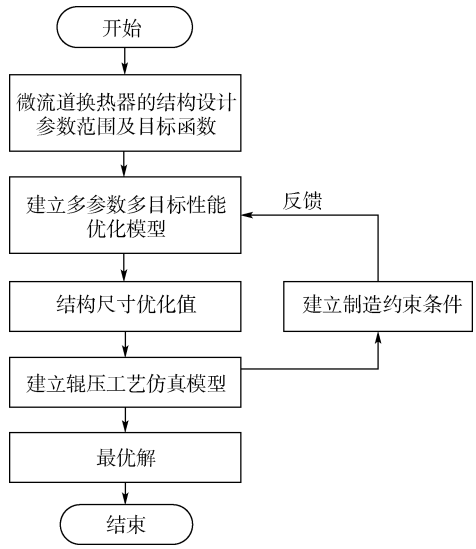


图 12 考虑制造约束的换热器优化设计方法

Fig. 12 Optimal design method for heat exchangers considering manufacturing constraints

表 3 第 1 次优化仿真数据结果

Table 3 The first optimization simulation results

方案	微流道宽度 w/mm	微流道深度 h/mm	温降 ΔT/℃	压降 ΔP/MPa	传热系数 K/(W·(m^2·K)$^{-1}$)	质量 m/g
优化方案 1	0.12	0.3	235.79	20.3	1.34×10^5	0.20
优化方案 2	0.1	0.37	240.54	20.3	1.33×10^5	0.20
优化方案 3	0.29	0.39	124.18	20.2	1.25×10^5	0.17

如图 13 所示,根据表 3 中的 3 种不同微流道的优化尺寸分别对应设计 3 种带有微流道的上辊。其中,上辊带有微流道,下辊为平辊,上辊微流道的宽度 w' 与表 3 中优化方案的 w 相等,深度 h' 与表 3 中优化方案的 h 相等,微流道个数 $N=3$,上下辊的半径 $R=62.5$ mm,辊子宽 $W_g=3$ mm,板材尺寸为 10 mm × 3 mm × 0.6 mm。仿真中采用热轧制,设置变形温度 T 为 600℃,板材材料为 304 不锈钢,材料模型由电辅助微压缩实验获得,如图 14 所示。上下辊设置成刚体,模拟理想条件下的轧制,下压量设为 0.9 mm,下压速度为0.008 mm/s,上下辊的辊压角速度大小为 0.4 rad/s,方向相反。板材与上辊间及板材与下辊间的摩擦系数均为 0.05,限制自由度的板块与板材之间的摩擦系数为 0.25。辊压后,以板材微流道的填充高度来判断设计尺寸是否较容易通过辊压工艺制造。

图 13 辊压工艺仿真模型

Fig. 13 Rolling process simulation model

图 15 和图 16 分别为 3 种微流道辊压仿真后的形貌图和下压过程中的力-时间曲线。图 15 中,z 为辊压填充高度,优化方案 1 的深宽比 λ 为 2.5,辊压后填充高度 z 约为 0.19 mm;优化方案 2 的深宽比 λ 为 3.7,辊压后填充高度 z 约为 0.27 mm;优化方案 3 的深宽比 λ 为 1.34,辊压后填充高度 z 约为 0.39 mm。再对比图 16 可以看出,在 3 个优化方案中所用的下压力近乎相似但优化方案 3 的力较小,优化方案 1 和优化方案 2 由于深宽比过大,沟槽很难填充满,优化方案 3 具有较合适的深宽比,沟槽填充相对较好,制造的可行性较高。因此,深宽比会影响微流道的制造难度,在微流道板材的制造过程中,选取合适的深宽比可以作为保证微流道换热器制造具有可行性的约束条件。由这 3 个点的换热性能、深宽比和填充效果可以看出,优化方案 1 和优化方案 2 的制造难度比优化方案 3 大,但换热性能远高于优化方案 3,因此将制造约束条件改为 $1 \leqslant \lambda = h/w \leqslant 2.5$,通过制造约束条件进一步缩小最优解的范围,试图寻找既满足制造可行性又具有良好换热性能的最优解。

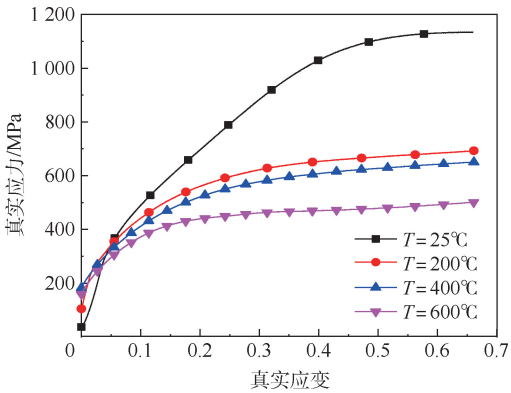
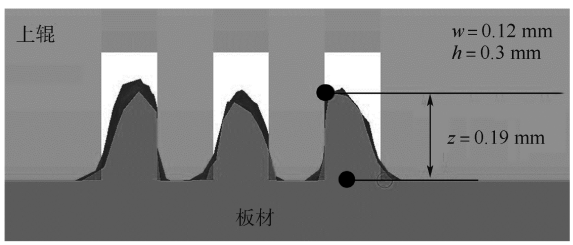
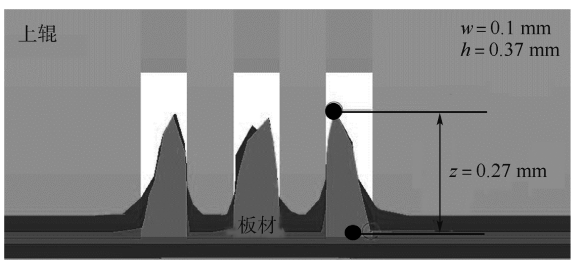


图 14　304 不锈钢试样的电辅助变形行为

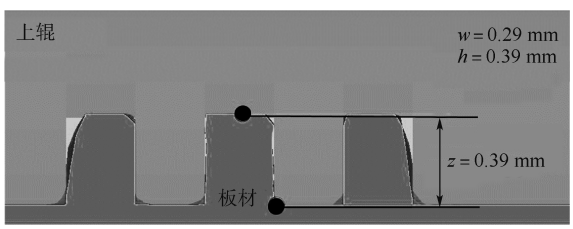
Fig. 14　Electrically assisted deformation behavior of 304 stainless steel specimen



(a) 优化方案1



(b) 优化方案2



(c) 优化方案3

图 15　第 1 次优化后 3 种微流道尺寸的辊压仿真结果

Fig. 15　Rolling simulation results of three microchannel sizes after the first optimization

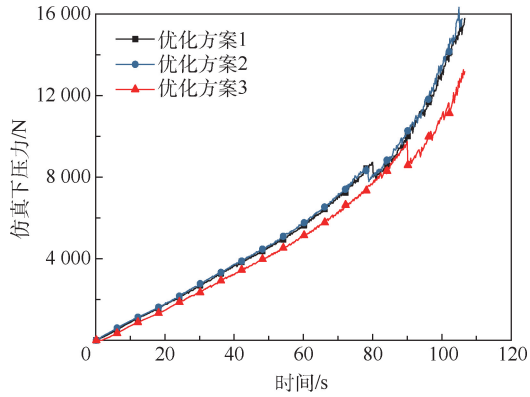


图 16　优化方案 1 ~ 3 辊压后的仿真力对比

Fig. 16　Simulation force comparison after rolling of optimization scheme 1 – 3

图 17 为由式(19)根据不同微流道宽度 w 计算所得的下压力与下压量关系。式(19)中,上下辊的半径 $R = 62.5$ mm,辊子宽 $W_g = 3$ mm,微流道个数 $N = 3$,板材厚度 $h_0 = 0.6$ mm,材料强度系数 k、应变硬化指数 n 和压缩初始应变 ε_0 分别为 427.39、0.26 和 −0.05。可以看出,随着下压量 y 的增加,下压力不断增大,且 w 越小,所需要的力越大。此外,微流道深度 h 越大,所需下压量越大,从而需要的力越大。可以看出,$w = 0.1$ mm 和

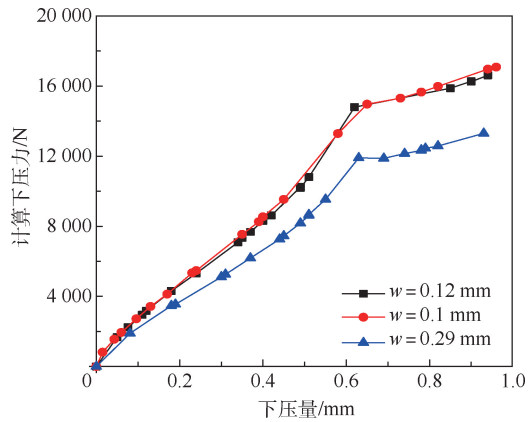


图 17　三种微流道尺寸辊压后的计算下压力对比

Fig. 17　Calculated force comparison after rolling of three microchannel sizes

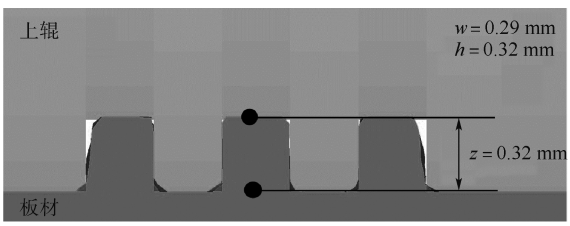
$w=0.12$ mm 所需的力要大于 $w=0.29$ mm，因此当微流道深度 h 相同时，优先选择宽度较大的尺寸。$w=0.1$ mm 和 $w=0.12$ mm 与仿真中优化方案 1 和 2 在下压量为 0.9 mm 时的力相等，验证了工艺仿真的正确性。而 $w=0.29$ mm 计算的力小于优化方案 3 仿真的力，这是由于在计算中用的是未填满沟槽的公式，而仿真中在下压过程中已经填满沟槽，接触面积变大，因此仿真中的力更大。

增加约束条件后，第 2 次通过多目标多参数优化仿真后，结果如表 4 所示。如图 18 所示，优化方案 4 的深宽比 λ 为 1.1，辊压后基本填满沟槽，填充高度 z 为 0.32 mm；优化方案 5 的深宽比 λ 为 1.45，辊压后填充高度 z 基本达到 0.32 mm；优化方案 6 的深宽比 λ 为 1.82，辊压后发现有 1 个沟槽内的填充高度 z_2 达到设计值 0.31 mm，其余 2 个填充高度 z_1 为 0.28 mm，均达不到设计值 0.31 mm。优化方案 4～6 和优化方案 1～3 在相同力的条件下辊压，如图 19 所示。综合来看，如表 5 所示，由这 6 个点的深宽比和填充效果可以看出，深宽比越小，填充效果越好，当深宽比 λ 为 1.5 以下时，基本可以保证填充到设计的深度值，可通过 R2R 辊压工艺制造，因此将制造约束条件改为 $1\leqslant\lambda=h/w\leqslant1.5$，进一步缩小深宽比范围的目的是找到一个区间内的微流道尺寸均可以通过 R2R 辊压工艺实现，由此可以简化成直接对比优化方案的换热性能，从而得到最优设计参数。

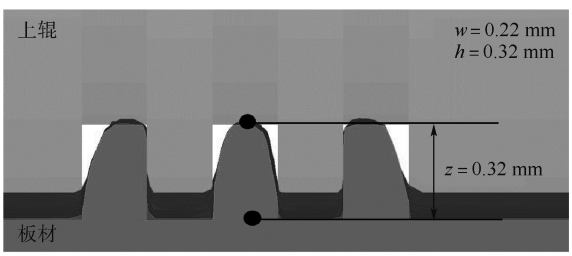
表 4　第 2 次优化仿真数据结果

Table 4　The second optimization simulation results

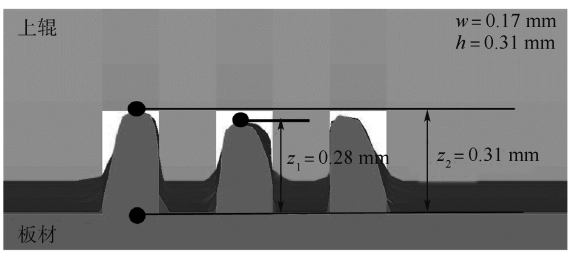
参数	微流道宽度 w/mm	微流道深度 h/mm	温降 ΔT/℃	压降 ΔP/MPa	传热系数 K/(W·(m²·K)⁻¹)	质量 m/g
优化方案 4	0.29	0.32	133.93	0.17	1.26×10^5	0.18
优化方案 5	0.22	0.32	158.72	0.20	1.28×10^5	0.19
优化方案 6	0.17	0.31	185.35	0.24	1.30×10^5	0.19



(a) 优化方案4



(b) 优化方案5



(c) 优化方案6

图 18　第 2 次优化后 3 种微流道尺寸的辊压仿真结果

Fig. 18　Rolling simulation results of three microchannel sizes after the second optimization

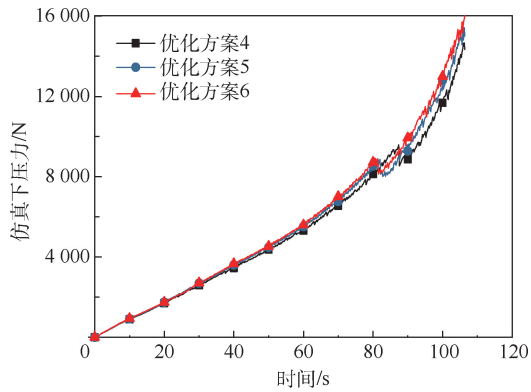


图 19　优化方案 4～6 辊压后的仿真力对比

Fig. 19　Simulation force comparison after rolling of optimization scheme 4－6

表 5　辊压填充结果

Table 5　Results of rolling

方案	深宽比 λ	d/mm	填充效果
优化方案 1	2.5	0.11	未填充满
优化方案 2	3.7	0.10	未填充满
优化方案 3	1.34	0	填充满
优化方案 4	1.1	0	填充满
优化方案 5	1.45	0	基本填充满
优化方案 6	1.82	0	部分填满

注：d 为 h 与 z 的差值。

第 3 次通过多参数多目标仿真模型优化后，结果如表 6 所示。可以看出，在均满足可制造性的约束条件下，优化方案 9 的质量比优化方案 7 和优化方案 8 分别低 8% 和 10%，压降 ΔP 比优化方案 7 和优化方案 8 分别低 21% 和 25%。3 个优化方案的传热系数 K 差距很小，均属于所有设计点中的较优值，而优化方案 7 和优化方案 8 的温降 ΔT 比优化方案 9 分别高 26% 和 32.4%，这一点与 Yang 等[12]用 MATLAB 多目标遗传算法得出

表 6　第 3 次优化仿真数据结果

Table 6　The third optimization simulation results

参数	微流道宽度 w/mm	微流道深度 h/mm	深宽比 λ	温降 ΔT/℃	压降 ΔP/MPa	传热系数 K/(W·(m^2·K)$^{-1}$)	质量 m/g
优化方案 7	0.22	0.33	1.5	156.95	0.202	1.28×10^5	0.184
优化方案 8	0.22	0.29	1.31	164.42	0.212	1.28×10^5	0.188
优化方案 9	0.29	0.39	1.34	124.18	0.159	1.25×10^5	0.169

的结论相似,获得较高的温度变化需付出高压降的代价,侧面验证性能仿真模型的正确性。根据上述深宽比越小,填充效果越好和宽度越大所需力越小的规律,综合考虑可以认为优化方案 9不但可以实现减小体积但仍能满足换热性能的目标,而且具备可制造性。因此,微流道宽为 0.29 mm、深为 0.39 mm 是考虑制造约束下的换热器性能最优设计尺寸。

4.2　辊压工艺实验验证

为了验证该方法得到的最优设计尺寸具备可制造性,搭建了电辅助 R2R 辊压设备,主要结构包括上辊、下辊、板材和电辅助加热装置,如图 20 所示。其中,加工所需的热量是通过电辅助加热的方式提供,上下辊的外径为 62.5 mm,板材为 304 不锈钢,板材尺寸为 500 mm×40 mm×1 mm。在辊压工艺实验中,设置上辊和下辊的角速度均为0.064 rad/s,电流为 470 A,板材上未接触辊的温度可测得为 820℃,下压力为 1.47×10^5 N,辊压两道次。实验温度比仿真设置温度高是由于板材与辊接触的位置会降温,为了确保板材工作段的温度达到 600℃,需使未接触辊位置的温度稍高。在此工况条件下完成辊压工艺实验。辊压后板材微流道的形貌如图 21 所示,矩形微流道宽度为292 μm,深度为 389 μm,满足 4.1 节中的优化设计尺寸。图 22 为辊压成形的板材,长度大于 300 mm,证明该优化尺寸可以被大面积阵列制造。辊压工艺实验证明了该方法设计的尺寸具有可制造性,同时也验证了所建立的考虑制造约束的换热器性能优化方法的可行性。

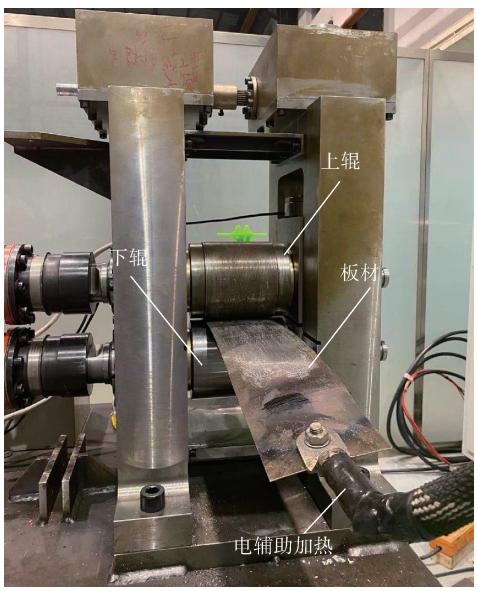


图 20　电辅助 R2R 辊压设备

Fig. 20　Equipment of electrically assisted R2R roller

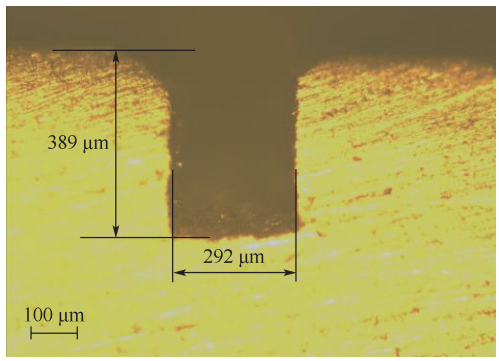


图 21　辊压成形微流道截面图

Fig. 21　Microchannel cross-section of roller forming

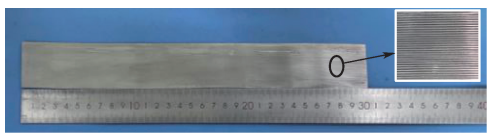


图 22　辊压成形 304 不锈钢板材

Fig. 22　304 stainless steel sheet of roller forming

5　结　论

1) PCHE 微流道的温降随着微流道宽度和深度的增加而降低,且对微流道宽度的变化更敏感。压降随着微流道的宽度和深度增加而降低有利于实现低阻力的目标。传热系数随着微流道深度的增加而减小,随着微流道宽度的增加而增大。

2) 随着深宽比的增大,PCHE 的温降和压降呈上升趋势,传热系数呈微弱的下降趋势。3 个目标量是由微流道深宽比和宽度共同作用下影响的,且微流道宽度占主导因素。微流道宽度的减小会削弱深宽比对温降和传热系数的影响,会增强其对压降的影响。当深宽比小于 1 时,压降和传热系数满足上述分析规律,但温降不满足上述深宽比的影响趋势。

3) 将大面积阵列微流道辊压成形制造约束条件引入到多参数多目标优化仿真模型中,通过

遗传算法不断迭代获得换热器最优参数组合为矩形微流道宽为0.29 mm,深为0.39 mm,深宽比为1.34。经制造工艺仿真和工艺实验验证,可由R2R的辊压工艺制造出该微流道结构,进一步验证了所建立的考虑制造约束PCHE性能优化方法的有效性。

参考文献(References)

[1] 张文毓.印刷电路板式换热器的研究与应用[J].上海电气技术,2019,12(4):64-68.
ZHANG W Y. Research and application of printed circuit plate heat exchanger[J]. Journal of Shanghai Electric Technology, 2019,12(4):64-68(in Chinese).

[2] MENG B, WAN M, ZHAO R, et al. Micromanufacturing technologies of compact heat exchangers for hypersonic precooled airbreathing propulsion: A review[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2021, 34(2): 79-101.

[3] KIM I H, NO H C. Physical model development and optimal design of PCHE for intermediate heat exchangers in HTGRs[J]. Nuclear Engineering and Design, 2012, 243: 243-250.

[4] KIM I H, NO H C, LEE J I, et al. Thermal hydraulic performance analysis of the printed circuit heat exchanger using a helium test facility and CFD simulations[J]. Nuclear Engineering and Design, 2009, 239(11): 2399-2408.

[5] KIM I H, SUN X. CFD study and PCHE design for secondary heat exchangers with FLiNaK-Helium for SmAHTR[J]. Nuclear Engineering and Design, 2014, 270: 325-333.

[6] JEON S, BAIK Y J, CHAN B, et al. Thermal performance of heterogeneous PCHE for supercritical CO_2 energy cycle[J]. International Journal of Heat and Mass Transfer, 2016, 102: 867-876.

[7] 刘生晖,黄彦平,郎雪梅,等.基于流动和传热关联式的印刷电路板式换热器的几何设计[J].核动力工程,2016,37(3):106-109.
LIU S H, HUANG Y P, LANG X M, et al. Geometric design of printed circuit plate heat exchanger based on flow and heat transfer correlation[J]. Nuclear Power Engineering, 2016, 37(3): 106-109(in Chinese).

[8] 刘阳鹏,徐国强,李海旺,等.宽高比对微小通道空气流动换热特性影响实验[J].北京航空航天大学学报,2015,41(7):1253-1258.
LIU Y P, XU G Q, LI H W, et al. Experimental study on the influence of width to height ratio on heat transfer characteristics of air flow in micro channels[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(7): 1253-1258(in Chinese).

[9] 潘旭,姜未汀,黄永帅,等.板式换热器结构参数优化设计[J].制冷技术,2017,37(6):62-66.
PAN X, JIANG W T, HUANG Y S, et al. Optimization design of structural parameters of plate heat exchanger[J]. Chinese Journal of Refrigeration Technology, 2017, 37(6): 62-66(in Chinese).

[10] PAN X, ZHANG S, JIANG Y G, et al. Key parameters effects and design on performances of hydrogen/helium heat exchanger for SABRE[J]. International Journal of Hydrogen Energy, 2017, 42(34): 21976-21989.

[11] HOU Y Q, TANG G H. Thermal-hydraulic-structural analysis and design optimization for micron-sized printed circuit heat exchanger[J]. Journal of Thermal Science, 2019, 28(2): 252-261.

[12] YANG Y, LI H Z, YAO M Y, et al. Optimizing the size of a printed circuit heat exchanger by multi-objective genetic algorithm[J]. Applied Thermal Engineering, 2020, 167: 114811.

[13] GUNNASEGARAN P, MOHAMMED H A, SHUAIB N H, et al. The effect of geometrical parameters on heat transfer characteristics of microchannels heat sink with different shapes[J]. International Communications in Heat and Mass Transfer, 2010, 37: 1078-1086.

[14] WANG H T, CHEN Z H, GAO J G. Influence of geometric parameters on flow and heat transfer performance of micro-channel heat sinks[J]. Applied Thermal Engineering, 2016, 107: 870-879.

[15] HIRT G, THOME M. Rolling of functional metal licsurface structures[J]. CIRP Annals Manufacturing Technology, 2008, 57(1): 351-356.

[16] HIRT G, THOME M. Large area rolling of function almetallic micro structures[J]. Production Engineering, 2007, 1(4): 351-356.

[17] SHIMOYAMA K, YOKOYAMA S, KANEKO S, et al. Effect of grooved roll profiles on microstructure evolutions of AZ31 sheets in periodical straining rolling process[J]. Materials Science and Engineering, 2014, 611(31): 58-68.

[18] NG M K, FAN Z Y, GAO R, et al. Characterization of electrically assisted micro-rolling for surface texturing using embedded sensor[J]. CIRP Annals Manufacturing Technology, 2014, 63(1): 269-272.

[19] 王传果.板材表面微沟槽滚压成形工艺研究[D].长春:吉林大学,2016:39-65.
WANG C G. Research on fabrication of bionic composite materials with hierarchical structure by using ice-templating[D]. Changchun: Jilin University, 2016: 39-65(in Chinese).

[20] 陈鹏宇,程利东,王春举,等.薄板曲面微结构电流辅助滚压成形工艺研究[J].塑性工程学报,2019,26(2):79-84.
CHEN P Y, CHENG L D, WANG C J, et al. Electrically-assisted rolling process of curved thin foil micro-features[J]. Journal of Plasticity Engineering, 2019, 26(2): 79-84(in Chinese).

[21] AKHIL B, VISHWESH M, NAISHADH G, et al. Evolution of microstructure and mechanical properties of Ti6Al4V alloy by multiple passes of contrained groove pressing at elevated temperature[J]. Journal of Materials Processing Technology, 2021, 288: 116891.

[22] 连之伟,孙德兴.热质交换原理与设计[M].3版.北京:中国建筑工业出版社,2011:190-250.
LIAN Z W, SUN D X. Principle and design of heat and mass exchange[M]. 3rd ed. Beijing: China Construction Industry Press, 2011: 190-250(in Chinese).

[23] SHAH R K. Compact heat exchanger surface selection methods[C]// International Heat Transfer Conference, 1978: 193-199.

[24] 杨世铭,陶文铨. 传热学[M]. 4 版. 北京:高等教育出版社,2006:100-160.
YANG S M, TAO W Q. Heat transfer[M]. 4th ed. Beijing: Higher Education Press, 2006:100-160(in Chinese).

[25] TAHAMI V F, ASL Z A. Numerical and experimental investigation of T-shape fillet welding of AISI 304 stainless steel plates [J]. Materials and Design, 2013, 47:615-623.

Optimal design of printed circuit heat exchanger considering manufacturing constraints

DU Mo, MENG Bao*, PAN Feng, WAN Min

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

Abstract: Aiming at the integrated design and manufacturing of micro-channel structure parameters for printed circuit heat exchanger (PCHE), the performance optimization research of heat exchangers considering manufacturing constraints is carried out. Through fluid simulation, the influence of flow channel width, depth, and aspect ratio on temperature distribution, pressure loss, and heat transfer coefficient is analyzed. A multi-objective genetic algorithm (MOGA) is used to establish a multi-variable and multi-objective optimization simulation model for heat transfer performance. The results of the performance simulation are used to establish the microchannel structure rolling forming process, and the manufacturing constraints are obtained. The manufacturing constraints are fed back to the performance optimization simulation model. Consequently, the microchannel design parameters with a width of 0.29 mm and a depth of 0.39 mm are obtained, and the feasibility of the optimization method was verified by the roll-to-roll (R2R) process test. The designed method of heat-exchanger optimization considering manufacturing constraints introduce process constraints in the stage of performance optimization design, and is proved an effective measure to achieve the integrated design and manufacture of heat exchangers.

Keywords: printed circuit heat exchanger (PCHE); multi-objective genetic algorithm (MDGA); heat transfer; manufacturing constraints; roll forming

Received: 2021-01-24; **Accepted**: 2021-05-28; **Published online**: 2021-06-15 10:22
URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210611.1431.002.html
Foundation item: Fund in the Field of Decoration and Development (61409230213)
* **Corresponding author**. E-mail: mengbao@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0050

多尺度特征融合的 Anchor-Free 轻量化舰船要害部位检测算法

李晨瑄[1], 顾佼佼[1,*], 王磊[1], 钱坤[1], 冯泽钦[2]

(1. 海军航空大学 岸防兵学院, 烟台 264001; 2. 中国人民解放军 91900 部队, 青岛 266041)

摘 要: 反舰导弹对舰船要害部位的精确打击能力是精确制导武器的关键技术之一。针对反舰导弹导引头对舰船要害部位检测精度低、特征提取能力不足,预测框的处理降低检测速度等问题,提出了一种多尺度特征融合的 Anchor-Free 轻量化舰船要害部位检测算法。由于舰船要害部位检测数据具有多尺度、多角度特性,引入多尺度特征融合模块,综合利用不同感受野的检测信息,优化特征提取;利用高效轻量化注意力机制改进 Hourglass 结构中的跨层连接,提升检测精度,降低算法总参数量;使用迁移学习有效提升算法收敛效果。在建立的舰船要害部位检测数据集和公开的 PASCAL VOC 数据集进行实验,检测准确率分别提升了 4.41% 和 5.57%,分析算法参数与运算量,设计了模块消融实验,论证了所提算法的有效性。

关 键 词: 目标检测; Anchor-Free 算法; 注意力机制; 特征融合; CenterNet; 反舰导弹
中图分类号: V243.5; TP751.1
文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2022)10-2006-14

随着高新技术的不断迭新,未来战争形式发生深刻变革。高精度、全方位的海战场态势感知能力与精确制导、快速突防能力等,是提升装备打击效能、建设海洋强国的重要保障。传统的飞航式导弹打击效果易受到目标姿态、命中点位置影响,无法发挥最大作战效能。如何以最小的弹药消耗实现对敌最大毁伤,具有重大研究意义。

已有的舰船目标打击方法多将舰船视为质点,导引头无法检测命中点。若命中点非要害部位,无法有效遏制敌舰作战能力。若命中敌舰雷达、驾驶舱、天线等要害部位,可瘫痪敌舰作战能力,较好地降低敌舰对我方火力威慑。为实现“发现即打击”的战略目标,亟须提升轻型反舰导弹或无人武器对舰船要害部位的精确检测能力。传统利用滑窗提取区域建议框的目标检测算法,如 SIFT、HOG[1]等,检测特征依靠人工设定,鲁棒性差,漏检、错检较多;深度卷积神经网络的出现,优化了复杂特征的检测算法,有效促进了诸如舰船目标检测[2]等任务的工程实现。基于卷积神经网络的目标检测算法按算法实现可划分为两阶段算法与单阶段算法。两阶段[3]的检测算法先生成目标区域建议框,再对区域建议框实现回归与分类,文献[4]基于 Faster-RCNN 实现了合成孔径雷达(synthetic aperture radar,SAR)图像的舰船目标检测,利用特征聚合与模型迁移提高了弱小目标检测性能;文献[5]引入编码-解码块及空洞卷积,改进了输入层结构,利用舰船自身与环境特性,实现了近岸复杂背景下舰船目标检测。单阶段[6-7]算法不生成区域建议框,利用神经网络直接回归目标的类别与位置。针对多分辨率成像条

收稿日期: 2021-01-26; **录用日期**: 2021-04-05; **网络出版时间**: 2021-04-26 10:07
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210425.1724.001.html
基金项目: 装备预研领域基金 (6140247030202)
* **通信作者**. E-mail: 542939566@qq.com

引用格式: *李晨瑄, 顾佼佼, 王磊, 等. 多尺度特征融合的 Anchor-Free 轻量化舰船要害部位检测算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 2006-2019. LI C X, GU J J, WANG L, et al. Warship's vital parts detection algorithm based on lightweight Anchor-Free network with multi-scale feature fusion[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 2006-2019(in Chinese).*

件下的舰船目标,文献[8]引入了特征金字塔与 Focal-Loss 提升网络对不同尺度目标检测的鲁棒性;文献[9]基于 SSD 网络,针对噪声影响下的小目标,融合高层与低层特征,有效利用特征图关联性提升检测精度。两阶段算法精度优于单阶段算法,但网络结构复杂,用于轻型反舰导弹快速突防过程中的检测任务,实时性有待改进。单阶段算法无需生成区域建议框,牺牲部分检测精度使得速度得到提升。上述两阶段与单阶段检测算法均为 Anchor-Based 算法。

Anchor-Based 算法计算网络生成的锚框与真实框之间的评价函数实现目标检测,但锚框不可避免地引入了冗余的超参数与不平衡的正负样本。为弱化重复堆叠的锚框对检测精度的影响,Anchor-Based 算法引入非极大抑制(non-maximum suppression, NMS)。NMS 虽提高了检测精度,但计算量与复杂性严重阻碍了检测速度的提升。Anchor-Free[10-11]算法直接利用关键点特征热力图进行目标检测,不依赖锚框,提升检测精度的同时,加快了检测速度,适用于反舰导弹突防过程中导引头对舰船要害部位的快速精确检测任务。

上述算法均可实现不同任务背景下的舰船目标识别,但仍存在以下不足:①将舰船视为整体目标,难以准确检测舰船要害部位,无法为反舰导弹提供准确的目标指示信息;②算法对不同尺度的目标特征利用率较低,对不同特征图通道间的关联性分析不足;③神经网络对数据集质量要求较高,军舰数据获取困难,仅训练少量的军舰数据,网络难以学习到有效的特征表达,可能导致无法收敛。基于舰船要害部位特征关键点的检测算法受舰船姿态影响较小,直接利用算法生成的特征热力图,回归要害部位的类别与位置,能够保证较高的检测精度与实时性。

综合考虑轻型反舰导弹对舰船要害部位的检测精度与实时性要求,以及弹载设备的运算能力,受 CenterNet[12]网络启发,本文提出了一种多尺度特征融合的 Anchor-Free 轻量化舰船要害部位检测算法 ECAs-Hourglass。利用感受野模块(receptive field block, RFB),即多尺度特征融合模块提取不同尺度感受野的特征信息,提升多尺度要害部位检测精度;引入轻量化的高效通道注意力机制(efficient channel attention, ECA)改进 Hourglass 网络,有效利用不同通道间的关联性,仅增添极少运算量,改善编码与解码过程造成的检测信息损失,并结合迁移学习提升网络收敛效果。使用无人机模拟轻型反舰导弹低空掠海飞行时,获取到的多尺度、多角度的可见光舰船数据,建立了舰船要害部位检测数据集。实验结果表明,ECAs-Hourglass 算法可在不依赖锚框的情况下,准确检测舰船要害部位,在小样本、多尺度数据条件下,满足导引头检测速度与精度要求,算法可扩展性较好。

1　数据集的构建

当前基于舰船目标检测的数据集多为 SAR 图像数据,数据集标注整体舰船目标,多用于实现舰船类型识别与位置检测任务。轻型反舰导弹或无人武器执行敌舰精确打击任务时,多为低空掠海飞行,导引头视角以正舷或侧舷为主。综合分析反舰导弹突防与精确打击任务需求,打击雷达能够遏制舰船对来袭目标探测能力;打击驾驶舱可实现较大毁伤效能,瘫痪敌舰指挥作战能力;打击舰船天线可阻碍信息传输,破坏敌方数据链;打击水线能够击沉舰船,使其失去作战能力,已有的公开标注数据集无法实现舰船要害部位检测。结合轻型反舰导弹作战任务需求,数据集定义舰船要害部位分别为雷达、驾驶舱、天线桅杆与水线。

使用无人机模拟轻型反舰导弹低空掠海飞行,拍摄不同视角、不同尺度的军舰、海警船可见光图像,并利用爬虫收集公开舰船图像,制作了舰船要害部位检测数据集,经翻转、平移实现数据增强,数据集信息如表 1 所示,舰船要害部位检测数据集如图 1所示。数据集为 PASCAL VOC 格式,使用开源工具 labelImg 人工标注,文献[13]指出对于具有狭长的带状结构或离散分布的待检测目标,利用卷积与池化操作提取特征时,不可避免会受到无关区域信息的干扰,检测难度较高。前期对检测框标注算法进行测试,实验结果表明,过于狭长的水线标注框不利于算法提取有效特征信息。当导引头视角为舰首或舰尾时,水线特征与侧舷视角时的舰船水线相似,但标注框长宽比差异大,导致检测精度难以提升。考虑到用于特征提取的卷积核与池化内核多为正矩形,导引头获取的舰船图像水线多与海天线平行,结合前期标注实验测试结果,改进水线这类要害部位的标注框。框定接近水平且环境噪声干扰较小的水线特

表 1　舰船要害部位检测数据集信息

Table 1　Dataset information of warships' vital parts

数据集参数	数值	要害部位	图像数量/张
数据总数	6 402	雷达	2 863
训练集	5 122	驾驶舱	5 348
测试集	640	天线桅杆	5 619
验证集	640	水线	6 282

征,避免使用过于狭长的矩形框标注水线,同时避免覆盖大面积舰船;雷达、驾驶舱、天线桅杆等舰船要害部位以框选目标边缘为基准进行标注,改进后的要害部位检测框标注示例如图 2 所示。数据集标注类别为雷达、驾驶舱、天线桅杆、水线,共包含 6 402 张图像。

图像像素为 512 × 384,按照 8∶1∶1 划分训练集、测试集、验证集,小尺度要害部位(像素小于 50)占数据集的 56%,中等尺度要害部位(50 ~ 130 像素)占 35%,大尺度要害部位(大于 130 像素)占 9%。训练集与验证集中,要害目标类别与要害部位数量关系如图 3 所示。

图 1 数据集部分样本

Fig. 1 Partial samples of dataset

图 2 舰船要害部位标注样例

Fig. 2 Labeled samples of warships' vital parts

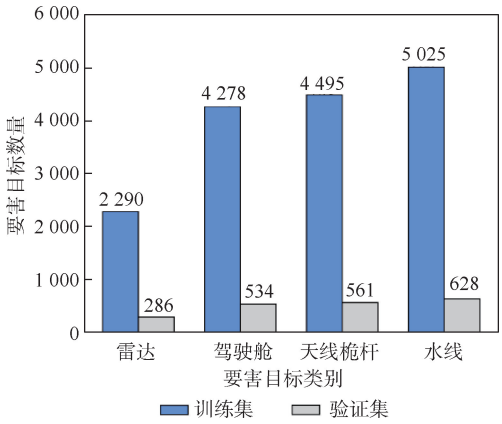


图 3　数据集要害目标类别与数量

Fig. 3　Categories and quantities of vital parts in dataset

2　算法实现与优化

2.1　算法框架与损失函数

CenterNet[12] 是一种端到端的 Anchor-Free 算法,兼具检测速度与精度优势。输入图像 $I \in \mathbf{R}^{W\times H\times 3}$,$W$ 和 H 分别为舰船要害部位的宽和高。经由检测网络运算生成关键点热力图(heatmap)如下:

$$\hat{Y} \in [0,1]^{\frac{W}{R}\times\frac{H}{R}\times c} \tag{1}$$

式中:R 为下采样率;c 为要害部位类别数。

算法借助式(2)所示高斯核函数将目标转换成关键点,通过热力图表征检测要害部位信息:

$$Y_{xyc} = \exp\{-[(x-\tilde{p}_x)^2 + (y-\tilde{p}_y)^2]/(2\sigma^2)\} \tag{2}$$

式中:Y_{xyc} 为图像真实标签值;$\tilde{p}_x$、$\tilde{p}_y$ 为要害部位坐标;σ 为方差。

CenterNet 算法对比了 3 种不同的编码-解码(encoder-decoder)结构,包括卷积残差网络(up-convolutional residual networks, ResNet)[14]、深层特征融合网络(deep layer aggregation, DLA)[15] 及沙漏网络(Hourglass network)。如图 4 所示,算法将卷积处理后生成的特征热力图输入检测模块,检测模块具有 3 个预测分支:目标中心点预测分支用于检测热力图目标中心点,目标尺度预测分支用于检测舰船要害部位的宽与高,基于中心点生成预测框,中心点偏移量预测分支用于回归目标中心点的偏移量。

卷积神经网络中的池化操作可实现图像下采样,降低网络参数,与不同尺度的卷积核共同作用,能够增大卷积核的局部感受野。卷积神经网络底层特征具有较高的空间分辨率,包含图像局部细节信息较多,低分辨率的特征图含有的细节信息较少,语义特征较丰富。对于小尺度的舰船要害部位检测而言,经过下采样后,要害部位目标可能会变成一个像素甚至消失,大量的空间特征损失易导致小目标的漏检。

针对轻型反舰导弹突防过程中,导引头对舰船要害部位检测任务需求,综合考虑弹载设备运算能力,要害部位检测算法需兼顾检测精度与检测速度,因此,设计了一种基于跨通道特征增强与多尺度感受野特征融合的 Anchor-Free 轻量化舰船要害部位检测算法 ECAs-Hourglass,算法结构如图 4 所示。算法主要由 3 部分构成:①在预处理模块引入 RFB 融合多尺度特征参数,使用多种尺度空洞率的空洞卷积提取高质量特征,融合不同尺度感受野下舰船要害部位的特征信息,在获取更多特征信息的同时,可用于提升算法对多尺度、多角度舰船要害部位的检测鲁棒性;②利用深度可分离卷积降低运算量与参数冗余,提升检测速度;特征提取主干网络(图 4 中 ECAs-Hourglass)中,ECAs-Hourglass 算法并行地使用高效轻量化注意力机制 ECA 改进 Hourglass 网络中简单的跨层连接,如图 4 中红色虚线所示;③ECA 能够增强有效特征,抑制无用特征,降低算法编码与解码过程造成的特征映射损失,在保证检测速度的同时,使 ECAs-Hourglass 获取到更高质量的特征热力图,提升多尺度舰船要害部位的检测精度;④检测模块将融合后的特征图输入预测分支,求解要害部位中心点坐标、检测框宽高及目标中心点偏移量,从而实现舰船要害部位的精确检测。

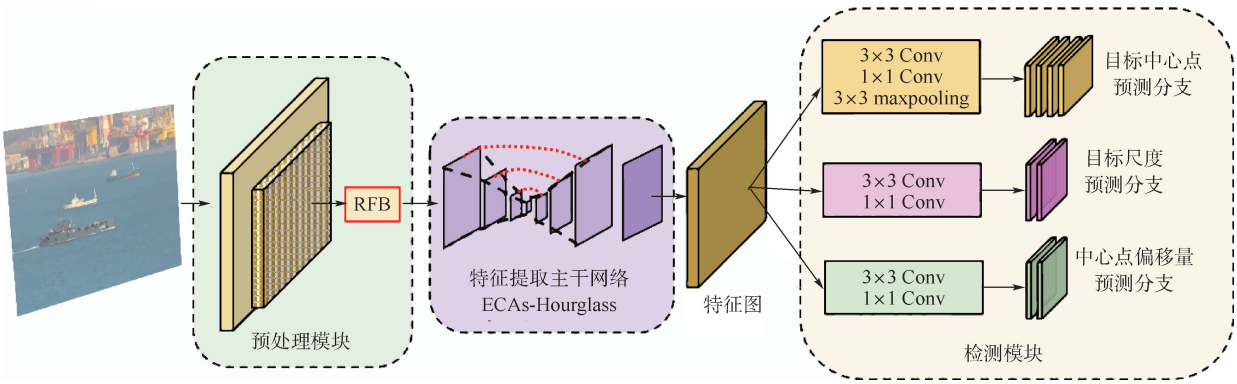


图 4　ECAs-Hourglass 算法结构

Fig. 4　Structure of ECAs-Hourglass algorithm

依据 ECAs-Hourglass 算法原理与舰船要害部位检测任务需求,定义损失函数。

1) 目标中心点预测分支。单个要害部位中心点唯一,非目标位置易产生较多中心点,训练过程存在正负样本分布不均衡等问题,故使用改进的 Focal-Loss 损失函数,改善正负样本分布不均。目标中心点预测损失函数如下:

$$L_{\mathrm{h}}=\begin{cases}\dfrac{-1}{N}\sum_{xyc}(1-\hat{Y}_{xyc})^{\alpha}\ln(\hat{Y}_{xyc}) & Y_{xyc}=1\\ \dfrac{-1}{N}\sum_{xyc}(1-Y_{xyc})^{\beta}(\hat{Y}_{xyc})^{\alpha}\ln(1-\hat{Y}_{xyc}) & Y_{xyc}\neq 1\end{cases} \tag{3}$$

式中:α、β 为损失函数惩罚系数;N 为图像目标中心点个数;Y_{xyc} 为图像真实标签值;$\hat{Y}_{xyc}$ 为预测值。

2) 目标尺度预测分支。通过回归热力图与特征图,求得每个要害部位的宽高。目标尺度预测损失函数如下:

$$L_{\mathrm{size}}=\frac{1}{N}\sum_{l}\left|\hat{S}_{l_q}-s_q\right| \tag{4}$$

式中:$\hat{S}_{l_q}$ 为利用算法回归得到的预测目标尺寸;s_q 为目标真实尺寸,q 为求和运算中的第 q 个目标。

3) 中心点偏移预测分支。特征提取模块处理 R 倍下采样后的特征图,将所得特征图与原图建立映射,映射期间会产生像素偏移误差,故定义目标中心点偏移损失函数如下:

$$L_{\mathrm{off}}=\frac{1}{N}\sum_{l}\left|\hat{O}_{\tilde{p}}-\left(\frac{p}{R}-\tilde{p}\right)\right| \tag{5}$$

式中:p/R 为 R 倍下采样后目标中心点实际坐标;$\tilde{p}$ 为回归得到中心点预测坐标;$p/R-\tilde{p}$ 为目标中心点真实坐标偏移量;$\hat{O}_{\tilde{p}}$ 为中心点预测坐标偏移量。

3 类损失函数分别与不同权重相乘,即得到 ECAs-Hourglass 算法的总体损失函数如下:

$$L_{\mathrm{det}}=L_{\mathrm{h}}+\lambda_{\mathrm{size}}L_{\mathrm{size}}+\lambda_{\mathrm{off}}L_{\mathrm{off}} \tag{6}$$

由于检测数据类型与检测框类型不影响预测分支惩罚系数,参照原 CenterNet 网络,分别设置目标中心点预测分支逻辑回归惩罚系数 $\alpha=2$,$\beta=4$,中心点偏移损失权重 $\lambda_{\mathrm{off}}=0.1$,目标尺度预测损失权重 $\lambda_{\mathrm{size}}=1$。

2.2 多尺度感受野特征融合

导引头不断接近舰船的过程中,待检测要害部位的图像分辨率随距离发生变化,舰船要害检测任务需适应不同尺度、不同类别的目标。为增强算法对不同尺度舰船要害部位的检测鲁棒性,进一步提升检测精度,引入 RFB 模块,分别利用空洞率为 1、3、5 的空洞卷积,提取不同尺度的特征信息,再利用通道叠加操作(Concat)与 1×1 的卷积实现特征融合,有效利用不同感受野的特征信息,在增加较少计算量的同时,增强对多尺度舰船要害部位的检测性能。RFB 多尺度特征融合模块如图 5 所示。

空洞卷积能够有效增加感受野。常规卷积求取图像相应位置像素的加权和,空洞卷积在相邻采样点间增加间隔,在扩大感受野的同时,保持与常规卷积相同的计算量,适用于提取不同尺度的特征信息。空洞卷积的卷积核计算如下:

$$K=(\mathrm{rate}-1)(k-1)+k \tag{7}$$

式中:K 为空洞率为 rate 时的空洞卷积核尺寸;rate 为空洞率;k 为原卷积核尺寸。

对于多尺度成像的舰船要害部位检测任务,距检测要害部位目标中心点越近的特征,具备的信息越重要,需要用小尺度的卷积核进行特征提取;对于尺度较大的要害部位或距离中心点较远的采样点,所需的卷积核空洞率也越大。RFB 卷积结构如图 6 所示。1×1 的卷积用于跨通道的信息融合;利用 2 个连续的 3×3 卷积替代 5×5 的卷积,能够在降低计算量的同时,有效提取舰船要害部位特征,增强小目标的特征表达;引入深度

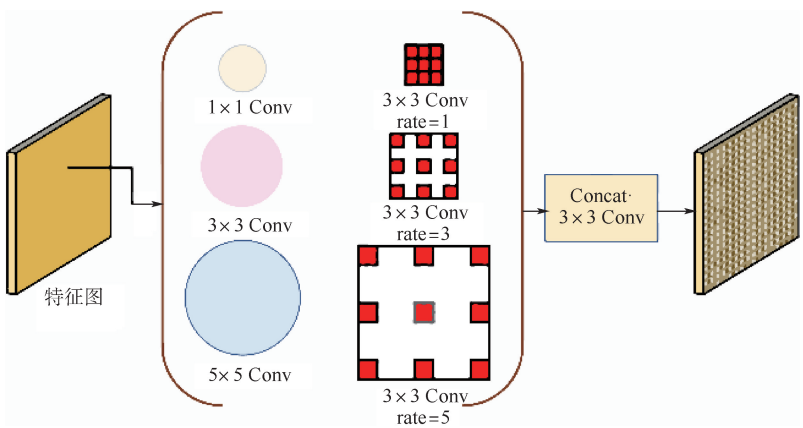


图 5 多尺度特征融合模块

Fig. 5 Multi-scale feature fusion module

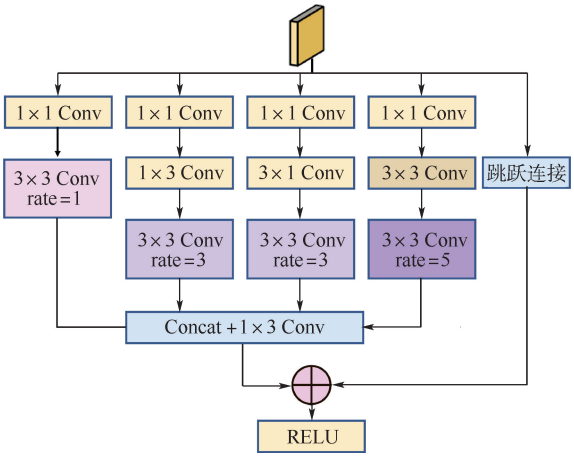


图 6　RFB 卷积结构

Fig. 6　Structure of RFB

可分离卷积能够减少网络参数,提升检测效率。输入图像经不同空洞率的卷积实现特征提取后,可得到不同尺度的特征图,再通过 Concat 与 1×1 的卷积实现多尺度特征融合,有效改善网络对小尺度要害部位空间位移的检测鲁棒性,对不同尺度要害部位的检测效果均有提升。

2.3　轻量化高效的注意力机制

Hourglass 网络生成多分辨率特征图的过程中,不可避免会损失部分特征信息,利用卷积处理不同感受野的特征图,会产生对最终检测结果有效的特征,同时也会产生大量干扰检测效果的特征。ECAs-Hourglass 采用了单级 Hourglass 作为主干网络以保证检测速度,网络先利用卷积核与池化操作逐层抽取有效特征,实现特征降维。在解码阶段利用学习到的特征参数获取高分辨率特征热力图,而特征提取与重建操作等不可避免会导致特征映射过程的精度损失。分析网络结构可知,Hourglass 具有较好的对称性,如图 7 所示,跨层连接的左侧与右侧特征图具有相同的分辨率。若引入注意力机制改进原 Hourglass 网络中简单的跨层连接,可使算法获取更高质量的检测特征图,能够增强特征映射过程中的有效特征权重,同时抑制无效特征,可用于改善特征提取与重建过程导致的检测信息损失。对比不同注意力模块在相同的主干网络(即 ResNet 网络)下的性能,如表 2 所示[16],TOP-1 准确率表示不同算法在 ImageNet 数据集测试时排名第一的类别与实际结果是否匹配的准确率。

如表 2 所示,相对于不添加注意力机制的原始网络,SE 模块、CBAM 模块、AA 模块分别使参数增加了 4.52×10^6、4.52×10^6、2.91×10^6,添加 ECA 模块后参数与运算量几乎不增加。结合 TOP-1 准确率测试结果可知,ECA 能够在引入极少运算负担的同时,实现较高的检测精度提升,具备轻量化特性,且运行高效。

SE 模块利用全局平均池化与加权因子,增强了通道维度上的特征表达,高质量的检测特征有利

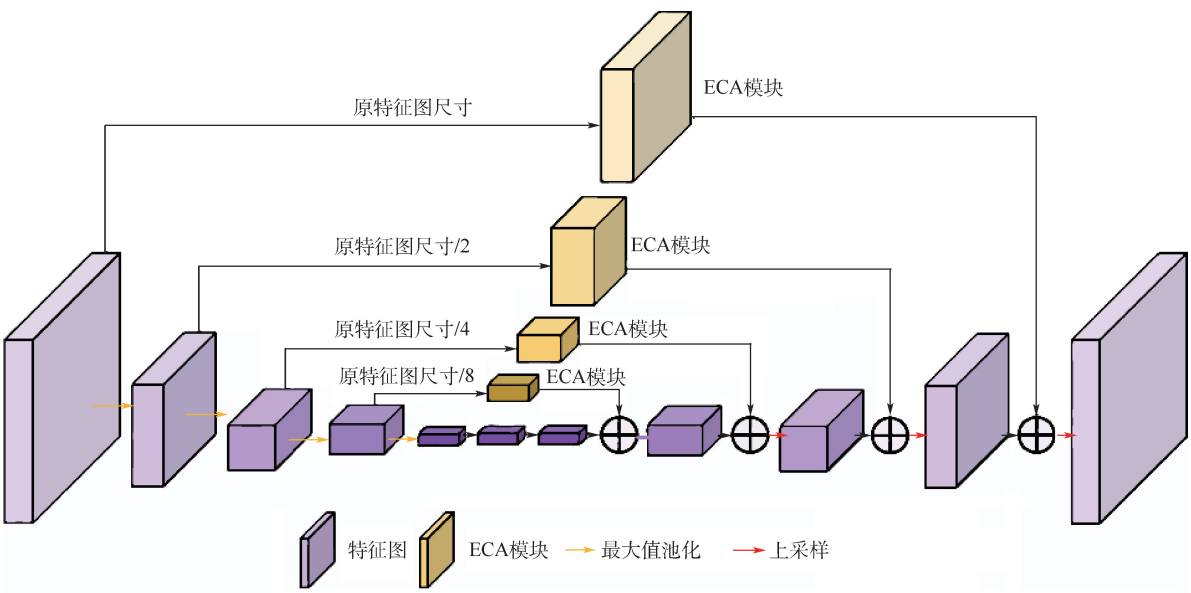


图 7　ECA 改进的 Hourglass

Fig. 7　Hourglass improved by ECA

表 2　不同注意力机制性能指标[16]

Table 2　Performance indicators of different attention mechanism[16]

算法	参数量/10^6	运算量/10^9	TOP-1 准确率/%
ResNet	42.49	7.34	76.83
ResNet + SE	47.01	7.35	77.62
ResNet + CBAM	47.01	7.35	78.49
ResNet + AA	45.40	8.05	78.70
ResNet + ECA	42.49	7.35	78.65

于提升目标检测精度。CBAM 利用全局最大池化与全局平均池化等,得到特征图中每个像素点与显著特征点的反馈,在空间与通道维度完成了特征增强。ECA 利用一维卷积增强有效特征权重,仅引入极少参数与运算量,相对于其他注意力模块,检测效果提升明显,具有更好的轻量级应用特性。

现有算法多将注意力模块串行使用,即在大部分卷积层后串行叠加注意力机制,此举会造成参数爆炸与庞大的计算开销[17],考虑到舰船要害部位检测模型需部署到弹载计算机移动端进行测试,ECAs-Hourglass 用 ECANet[16] 并行地改进 Hourglass 网络中简单的跨通道连接,如图 7 所示。ECA 能够降低编码与解码过程造成的检测信息损失,抑制无效特征,增强有效参数,同时避免了串行连接时导致过多的参数与运算开销,有效利用了不同分辨率的特征信息,使算法生成更高质量的特征图。ECAs-Hourglass 能够在引入极少运算参数的情况下,较好地提升检测精度,有助于实现舰船要害部位的精确检测。

数据集包含多尺度的舰船要害部位目标,传统注意力机制多使用特征降维,往往损失了用于小尺度目标检测的关键信息;而使用全连接层所需参数量与计算量较大,无法有效利用各通道间关联性。ECA 先进行特征整合,引入全局平均池化,获取每个特征图的重要检测信息,输出的特征维度为 $C\times1\times1$,C 为特征通道数。ECA 直接利用卷积核数为 k 的一维卷积获取特征信息,避免降维过程造成的信息损失,卷积核尺度 k 由通道参数自适应确定,如式(8)所示,无需交叉验证对 k 手动调优;再利用 Sigmoid 激活函数输出维度为 C 的新的权重参数,权重参数较好反映了不同通道的重要性与相互关联度;将新的权重参数与输入特征图进行乘积运算,重新分配不同通道特征权重,较好抑制无效特征,增强了有效特征的权重,与 SENet[18] 等注意力模块相比,ECA 模块更加轻量、高效。

$$k=\varphi(C)=\left|\frac{\log_2 C}{\gamma}+\frac{b}{\gamma}\right|_{\text{odd}} \tag{8}$$

式中:$|*|_{\text{odd}}$表示最邻近奇数;$\gamma=2$;$b=1$。

ECA 结构如图 8 所示。

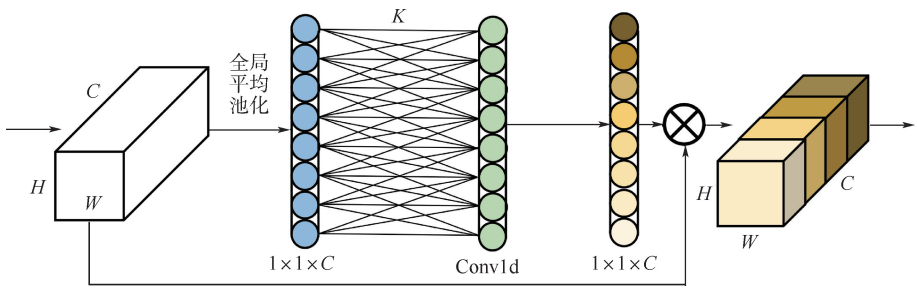


图 8 ECA 结构

Fig. 8 Structure of ECA

2.4 迁移学习

由于军舰数据获取困难,仅利用小样本数据集从头训练,算法无法学习到有效特征,网络收敛性较差。迁移学习[19] 包括实例迁移(instance-based transfer)与参数迁移(parameter-transfer)等多种迁移学习算法。实例迁移指将具有相似特征的数据作为正样本辅助训练,经参数微调后,可用于改善小样本数据集的特征学习效果。参数迁移指源域与目标域中存在有利于提升实验效果的、可共享的参数或先验知识,将这些参数作为初始值训练得到的目标模型,比使用随机初始化所得模型更有效[19]。文献[4,20]将迁移学习用于舰船目标检测,检测精度均得到了不同程度的改善。基于迁移学习数据分布理论,ECAs-Hourglass 利用与军舰具有较高相似度要害部位特征的海警船、民用船等作为辅助样本,与军舰一同作为正样本训练。数据集舰船样本数量较少,无法实现网络的重新训练。为进一步提升检测效果,利用参数迁移算法,先冻结检测器模块,加载 ImageNet 数据集上训练得到的模型参数,应用于 ECAs-Hourglass 算法;再利用公开的 Seaships 数据集训练特征提取模块与 ECA 改进后的 Hourglass 特征提取主干网络,迭代 500 次后保存模型参数;最后,整体网络解冻,利用所建立的舰船要害部位检测数据集训练,同时微调网络参数,从而达到更好的收敛效果。

3 实验结果

3.1 数据集与实验环境

为验证 ECAs-Hourglass 算法有效性,分别使用舰船要害部位检测数据集、公开的 PASCAL VOC 数据集进行实验。实验环境如表 3 所示。

初始输入图像的下采样率为 R。R 取值较小

表 3　实验环境

Table 3　Experimental environment

参数	配置信息
CPU	AMD Ryzen 9 3900X
CPU 显存	32 GB
GPU	GEFORCE RTX 2080Ti
GPU 显存	11 GB
IDE	Pycharm、gedit、vim
系统	Ubuntu 16.04 LTS
语言	Python
加速环境	CUDA10.0,CuDNN7.6
深度学习框架	Pytorch1.0

可以保留更多的细粒度特征信息,但会引入较大的运算负担;R 取值较大可降低计算量,但会造成一定检测精度损失。为较好地平衡检测效率与检测精度,实验设置 $R=4$。使用 Adam 优化器迭代训练,输入图像统一缩放为 512×512 分辨率。训练过程学习率逐步下降,初始学习率为 1.25×10^{-4},在训练第 50 次与第 75 次下降为先前的 1/10,设置初始迭代次数为 160,批训练规模(batch size)设置为 8。

3.2　评价指标

采用每秒处理帧数(frame per second,FPS)评价检测速度,采用平均准确率的均值(mean average precision,mAP)评价算法检测性能,mAP 能够更全面地衡量多召回率下的算法检测精度,计算如式(9)所示。FPS、mAP 值越大,表征算法检测性能越好。交并比(intersection over union, IoU)阈值设定为 0.5,即当 IoU 大于 0.5 时,认为检测成功。

$$\mathrm{mAP}=\int_0^1 P(r)\,\mathrm{d}R \tag{9}$$

式中:P 为准确率;r 为召回率。

3.3　实验分析

3.3.1　舰船要害部位检测数据集实验结果

用舰船要害部位检测数据集训练 ECAs-Hourglass 算法,待网络收敛后,即得到舰船要害部位检测模型。为验证算法检测性能,在相同实验平台、相同训练数据下,与不同检测网络性能对比测试,测试结果如表 4 所示。

表 4　舰船要害部位检测数据集测试结果

Table 4　Test results of warships' vital parts dataset

算法	图像分辨率	mAP/%	检测速度/FPS
SSD	500×500	72.34	29
Mask R-CNN	512×384	73.65	16
ResNet18	512×512	72.51	28
迁移原参数 CenterNet-Hourglass(simple)	512×512	71.95	28
CenterNet-Hourglass (simple)	512×512	73.27	27
CenterNet-Hourglass (double)	512×512	77.21	12
本文算法	512×512	77.68	28

注:simple 表示单级 Hourglass 网络结构,double 表示双级 Hourglass 网络结构。

与其他目标检测算法对比可知,ECAs-Hourglass 算法准确率为 77.68%,检测速度为 28 FPS,相较于 SSD、Mask R-CNN、ResNet18、CenterNet-Hourglass(simple),mAP 分别提升了 5.34%、4.03%、5.17%、4.41%。由于舰船要害部位检测数据集是关于舰船目标的小型数据集,与 ImageNet 等通用数据集差异较大。仅迁移原 CenterNet 网络参数时,mAP 为 71.95%,若使用 2.4 节改进后的迁移学习算法,mAP 提升了 1.32%,几乎不影响检测速度。从而验证了迁移学习有助于小样本数据检测效果的改善。

由于 ECAs-Hourglass 算法采用了多尺度特征融合与并行的高分辨率注意力机制,可实现多尺度的特征提取,扩大了特征图感受野,充分利用了不同分辨率特征图的有效信息,抑制了无效信息,适用于多尺度的舰船目标要害检测任务。ECAs-Hourglass 算法检测速度为 28 FPS,略低于 SSD 算法,这是由于 ECAs-Hourglass 引入不同空洞率的空洞卷积,有效融合了多尺度检测信息,实现了更有效的特征提取与特征融合,导致检测速度略有下降,但检测准确率明显提升,对不同尺度的舰船要害部位目标检测效果较好。

不同要害部位检测精度如图 9 所示。天线桅杆多为小尺度目标,分辨率低,不同舰船的天线存在差异,利用矩形框标注的天线桅杆包含大部分背景信息,部分舰船图像天线背景为近岸岛礁,背景噪声严重干扰算法提取有效特征,因此天线桅杆的检测精度低于其他类别要害部位的检测精度;结合图 1 与图 3 可知,不同舰船的雷达目标特征差异性较大,不同角度拍摄的雷达要害部位图像差异较大,且雷达图像数量较少,神经网络的特征学习效果与数据质量密切相关,故雷达这类要害部位的检测精度相对较低;水线类要害部位多为狭长条状,较为狭长的检测框不利于卷积核提取有效特征,检测难度较大。由于导引头获取的舰船图像水线多与海天线平行,结合前期数据集标注算法相关实验,对标注算法进行改进,改进算

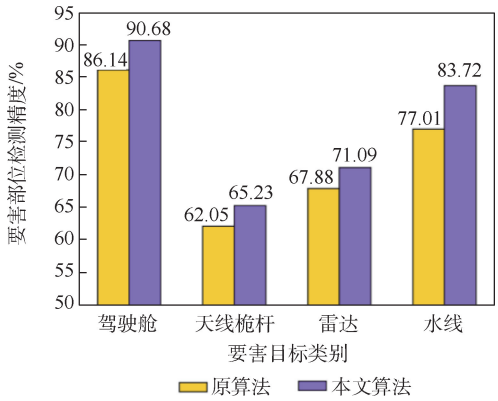


图 9 不同要害目标检测精度

Fig. 9 Detection accuracy of different vital targets

法参阅第 1 节所述,避免使用过于狭长的矩形框标注水线,框定接近水平且环境噪声干扰较小的水线特征(标注实例见图 2),在满足导引头对舰船水线这类要害部位检测任务要求的情况下,水线的检测效果得到改善;驾驶舱目标尺度大,特征较为清晰,不同角度成像差异较小,故在 4 类要害部位中检测精度最高。

由图 9 可知,ECAs-Hourglass 算法对 4 类要害部位检测精度均有提升,其中驾驶舱、水线、雷达、天线桅杆要害部位检测精度分别提升4.54%、6.71%、3.21%、3.18%,证明了 ECAs-Hourglass 算法改进的有效性。

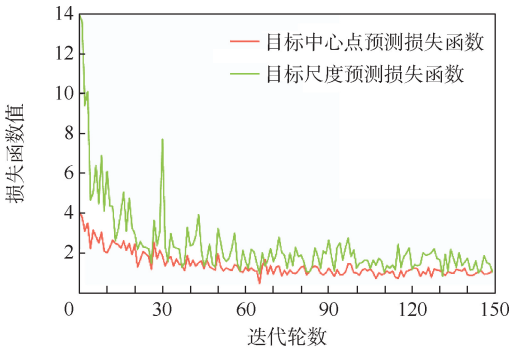
部分舰船数据检测结果及热力图如图 10 所示。由表 4 与图 10 可知,ECAs-Hourglass 算法对不同角度、不同尺度获取的舰船要害部位,均可较好地实现多尺度、多角度要害部位检测,无需传统的基于海陆分割与杂波建模等预处理,可实现端到端的检测,检测速度满足任务需求;且检测特征无需人工设计,鲁棒性较好,精度较高。

ECAs-Hourglass 算法训练损失函数变化曲线如图 11 所示。由于数据集包含多尺度舰船要害部位,训练初期,目标尺度预测损失较大,迭代 20 轮后,由 14 降低至 4。当迭代轮数大于 70 时,热力图目标中心点与目标尺度预测损失曲线均实现较好收敛;当迭代轮数大于 90 时,要害部位中心点偏移损失曲线由 0.28 降低至 0.22 左右,曲线趋于稳定,总体偏移损失取值较小,检测精度较高。由图 11 可知,随迭代轮数的增加,损失函数变化曲线逐渐降低,训练结果趋于稳定,算法可达到较好的收敛效果。

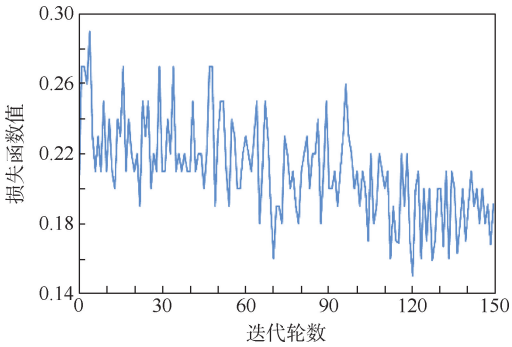
为进一步测试 ECAs-Hourglass 算法的鲁棒性,重新划分舰船要害部位检测数据中训练集与测试集比例,分别设置为 7:2、6:3,计算 mAP 如表 5所示。可知,3 种划分比例下的算法 mAP 均可达 75% 以上,说明 ECAs-Hourglass 算法适应性较好,检测结果较准确。

图 10 部分舰船要害部位检测结果及热力图

Fig. 10 Detection results and heat-map of warships' vital parts



(a) 目标中心点预测损失与目标尺度预测损失



(b) 目标中心点偏移损失

图 11　损失函数曲线

Fig. 11　Curves of loss function

表 5　不同比例训练集与测试集测试结果

Table 5　Test results with different ratio of training set and validation set

训练集与测试集比例	mAP/%
8∶1	77.68
7∶2	75.43
6∶3	77.26

3.3.2　参数与运算量对比分析

综合考虑弹载设备运算能力及其对舰船要害部位检测的实时性要求，算法需兼具检测速度与检测精度，对 ECAs-Hourglass 与不同网络的参数与运算量，即浮点运算次数（floating point of operations，FLOPs）进行对比分析，参数与运算量如表 6所示，表 6 所示为整体检测网络所需参数与总体运算量，包括数据输入、主干特征提取与检测器输出等。表中：“ * ”表示原 CenterNet 模型特征预处理算法，即利用核数为 7、步长为 2 的二维卷积，以及步长为 2 的残差块实现输入图像的预处理，由于舰船要害部位检测数据集中，不足 50 像素的小尺度要害部位目标较多，原特征处理方式易损失较多信息，不利于提升检测精度；“ ** ”表示利用核数为 5、步长为 1 的深度可分离卷积与步长为 2 的残差块对输入图像预处理，利用深度可分离卷积改进图像预处理模块，能够在降低算法参数的同时，较好地保留利于小尺度舰船要害部位检测的底层特征，有助于提升检测精度与检测速度。

由表 6 可知，双级 Hourglass 参数量显著高于单级 Hourglass 网络，无法满足弹载嵌入式设备硬件要求，因此，选取单级 Hourglass 作为主干特征提取网络。深度可分离卷积[21]改进了二维卷积，能够在保证检测精度的同时，大幅度降低网络计算参数。利用深度可分离卷积改进初始特征层中的核数为 7 的普通卷积，能够在不增加运算参数的同时，保留较多特征信息；空洞卷积利用不同空洞率的卷积核提取特征，在不增加额外运算量的同时，有效利用多尺度感受野，获取更多的检测信息，RFB 模块能够较好融合不同尺度的特征信息，适用于舰船要害部位等多尺度检测任务；ECA 模块添加在主干网络中，导致算法增加了较多的参数量，检测精度提升幅度较低；ECAs-Hourglass 算法利用 ECA 并行的改进原 Hourglass 结构中的

表 6　网络模型参数与运算量

Table 6　Parameters and operands of models

网络结构	RFB	ECA(main)	ECA + Hourglass	参数量/10^6	运算量/10^6
Simple-Hourglass *				95.43	143 501.03
Simple-Hourglass *	√			95.76	148 710.35
Simple-Hourglass *		√		96.75	142 829.95
Simple-Hourglass **			√	74.95	87 444.16
Simple-Hourglass **	√	√	√	76.26	103 653.97
Double-Hourglass *				191.57	297 420.71
Double-Hourglass *	√			191.56	296 816.73
Double-Hourglass **		√		191.56	292 211.39
Double-Hourglass *			√	150.26	181 305.61
Double-Hourglass **	√		√	150.27	186 514.94
Double-Hourglass **	√	√	√	150.27	18 6521.93
本文算法 **	√		√	75.09	91 653.48

注：main 表示将 ECA 模块添加在主干网络中，ECA + Hourglass 表示将 ECA 并行连接在 Hourglass 结构中。

跨层连接(见图 8),提升更多检测精度的同时引入的参数与运算量更少。改进后的 ECAs-Hourglass 算法能够充分利用不同通道间的关联性,降低了下采样造成的特征损失,在保证检测速度的同时,有助于提升检测精度,模型参数更少,硬件负担更低。

综上,利用深度可分离卷积替换原始二维卷积能够降低算法参数规模与运算量,利用 ECA 注意力机制并行改进原 Hourglass 结构中的跨层连接,与现有串行使用注意力机制的算法相比,算法总参数更低,同时利于改善算法编码-解码过程造成的特征损失;ECAs-Hourglass 算法在参数量、总体运算量上,具有较好的轻量化算法特性。利用舰船要害部位检测数据集测试,检测速度为 28 FPS,mAP 为 77.68%,满足轻型反舰导弹弹载嵌入式设备的检测效果与应用要求。

3.3.3 消融实验设计

设计消融实验,进一步评估不同模块对检测结果的影响,利用公开的 PASCAL VOC 数据集测试算法性能,实验参数同 3.1 节,对比测试与消融实验结果如表 7 所示。

由表 7 可知,在相同实验环境下,利用 VOC2007 + 2012 数据集测试,ECAs-Hourglass 算法 mAP 可达 66.63%,检测速度为 29 FPS。相较于 SPP-Net、YOLO 与单级 Hourglass 网络,mAP 分别提升了 7.13%、0.84%、5.57%。Mask R-CNN 网络检测精度较高,但检测速度仅为 15 FPS,无法满足检测速度要求。由于 ECAs-Hourglass 引入 RFB 融合了多尺度特征,添加了高效注意力机制 ECA,算法复杂度提升,检测速度略有下降,由 33 FPS降低至 29 FPS,但仍可满足实时性要求。

单级 Hourglass 网络引入 RFB 后,mAP 提升了 4.12%,检测速度由 33 FPS 下降至 25 FPS。RFB 提取并融合了不同尺度感受野的特征信息,提升了检测精度,对多尺度目标检测性能较好,但损耗了一定的检测速度;ECA 模块植入主干网络中,mAP 仅提升了 2.25%,检测速度下降为23 FPS,将 ECA 并行置于 Hourglass 不同特征图的跨层连接部位,mAP 由 61.06% 提升到63.99%,检测速度为 30 FPS,说明利用 ECA 并行的改进 Hourglass 网络跨层连接,相对于串行叠加注意力等方式,检测精度提升幅度更大,引入的运算量更少。进一步说明,并行添加 ECA 模块后,使得算法能够充分利用不同通道的关联性,在增强有用特征的同时,有效抑制无用特征,有助于检测准确率的提高。

表 7 对比测试与消融实验

Table 7 Comparison test and ablation experiment

网络结构	RFB	ECA (main)	ECA + Hourglass	mAP/%	检测速度/FPS
SPP-Net				59.5	10
YOLO				65.79	33
Mask R-CNN				68.82	15
Simple-Hourglass *				61.06	33
Simple-Hourglass **	√			65.18	25
Simple-Hourglass **		√		63.31	23
Simple-Hourglass **			√	63.99	30
Simple-Hourglass **	√	√	√	64.69	25
本文算法 **	√		√	66.63	29

对比 ECAs-Hourglass 算法与原始 SSD 算法检测效果,如图 12 所示。与原始 SSD 算法相比,ECAs-Hourglass 算法对不同舰船要害部位检测精度均有提升,由图 12 第 3 行 2 幅图可知,SSD 算法存在部分漏检现象,ECAs-Hourglass 算法可准确检测出远距离的舰船要害部位;ECAs-Hourglass 算法生成的检测框可准确框选出要害部位,比 SSD 算法生成预测框更准确。由表 4 与图 12 可知,ECAs-Hourglass 算法对舰船要害部位检测效果更好,更适用于轻型反舰导弹对舰船要害部位的精确检测任务。

消融实验中,tensorboardX 记录的不同模块改进后的算法损失函数变化曲线如图 13 所示。图中:原始 CenterNet 网络为单级 Hourglass 结构。

(a) ECAs-Hourglass算法 (b) 原始SSD算法

图 12 原始 SSD 算法与 ECAs-Hourglass 算法对比

Fig. 12 Comparison of original SSD and ECAs-Hourglass algorithms

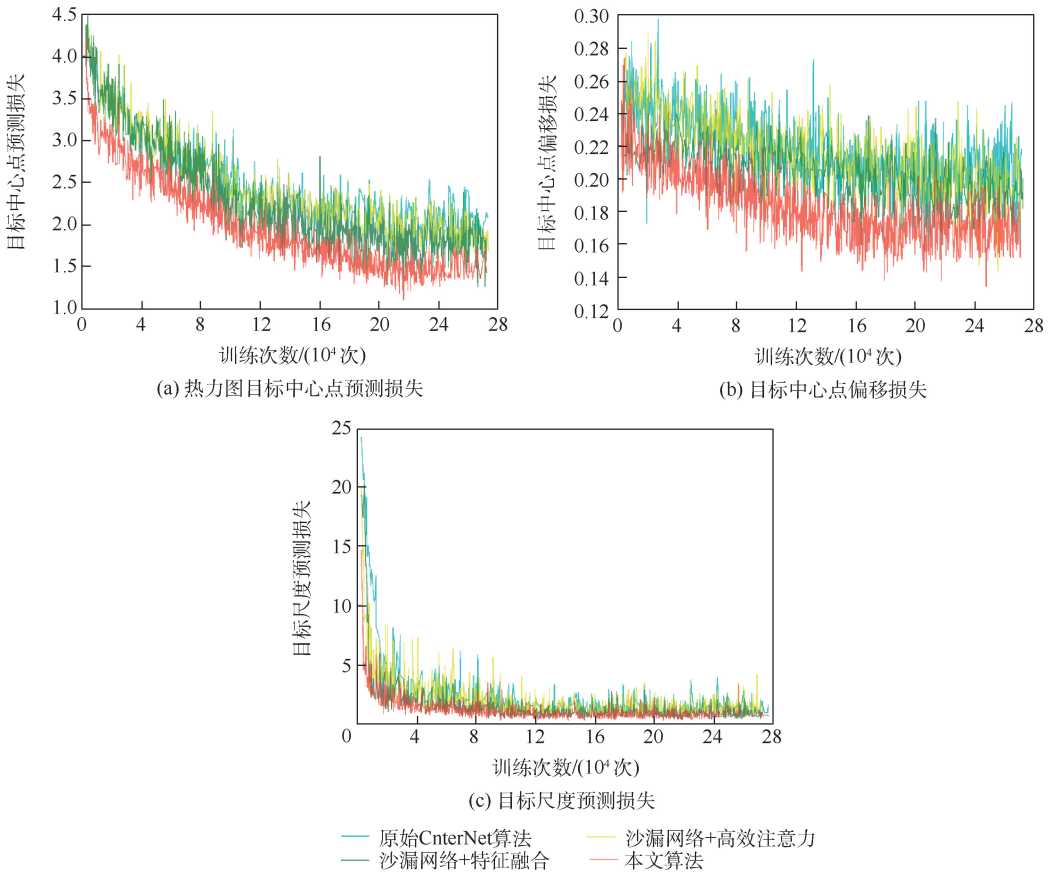


图 13　消融实验损失函数曲线

Fig. 13　Loss function curves of ablation experiment

综合以上策略,ECAs-Hourglass 算法将舰船要害部位检测 mAP 提升到 77.68%,提升了 4.41%,检测速度可达 28 FPS。与使用单级 Hourglass 结构的原 CenterNet 算法相比,在 PASCAL VOC 数据集上测试 ECAs-Hourglass 算法,mAP 提升了 5.57%,检测速度为 29 FPS。由表 6 与表 7 可知,ECAs-Hourglass 算法可在损耗较少检测速度的同时,有效提升检测精度,算法参数与运算量较低,满足弹载设备配置要求,可实现舰船要害部位的精确检测。

4　结　论

反舰导弹打击舰船要害部位能够以最少的弹药消耗,实现对敌最大毁伤。针对现有算法无法准确检测舰船要害部位、检测模型参数冗余等问题,构建了舰船要害部位检测数据集进行实验,提出了一种多尺度特征融合的 Anchor-Free 轻量化舰船要害部位检测算法。

1) 引入多尺度特征融合、高效轻量化注意力机制改进 Hourglass 网络,在舰船要害部位检测数据集上测试,mAP 为 77.68%,速度为 28 FPS,相比 SSD、Mask R-CNN、CenterNet-Res18,mAP 分别提升了 5.34%、4.03%、5.17%。

2) RFB 利用空洞卷积融合多尺度特征,仅增加较少运算量,有效增强了多尺度舰船要害部位检测精度,mAP 提升了 4.12%;特征降维易损失检测精度,利用 ECA 改进 Hourglass 中的跨层连接,mAP 提升了 2.93%,模型总参数量更少,满足弹载设备配置要求。

如何进一步提升算法在复杂海岸背景下的检测精度是后续工作的重点研究方向。

参考文献 (References)

[1] QI S, MA J, LIN J, et al. Unsupervised ship detection based on saliency and S-HOG descriptor from optical satellite images[J]. Geoscience and Remote Sensing Letters, 2015, 12(7): 1451-1455.

[2] 黄洁,姜志国,张浩鹏,等. 基于卷积神经网络的遥感图像舰船目标检测[J]. 北京航空航天大学学报,2017,43(9):1841-1848.
HUANG J, JIANG Z G, ZHANG H P, et al. Ship object detection in remote sensing images using convolutional neural networks[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(9): 1841-1848(in Chinese).

[3] REN S Q, HE K M, GIRSHICK R, et al. Faster R-CNN: Towards real-time object detection with region proposal networks [J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intel-

ligence,2017,39(6):1137-1149.

[4] 李健伟,曲长文,彭书娟,等.基于卷积神经网络的SAR图像舰船目标检测[J].系统工程与电子技术,2018,40(9):1953-1959.
LI J W,QU C W,PENG S J,et al. Ship detection in SAR images based on convolutional neural network[J]. Systems Engineering and Electronics,2018,40(9):1953-1959(in Chinese).

[5] 张旭.基于深度学习的双阶段舰船检测算法研究[D].南京:东南大学,2019:35-40.
ZHANG X. Research on two-state ship detection method based on deep learning[D]. Nanjing: Southeast University, 2019: 35-40(in Chinese).

[6] GAO L R,HE Y Q,SUN X,et al. Incorporating negative sample training for ship detection based on deep learning[J]. Sensors, 2019,19(3):684-704.

[7] 王玺坤,姜宏旭,林珂玉.基于改进型YOLO算法的遥感图像舰船检测[J].北京航空航天大学学报,2020,46(6):1184-1191.
WANG X K,JIANG H X,LIN K Y. Remote sensing image ship detection based on modified YOLO algorithm[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(6):1184-1191(in Chinese).

[8] WANG Y Y,WANG C,ZHANG H,et al. Automatic ship detection based on RetinaNet using multi-resolution Gaofen-3 imagery [J]. Remote Sensing,2019,11(5):531-545.

[9] 杨龙,苏娟,李响.基于深度卷积神经网络的SAR舰船目标检测[J].系统工程与电子技术,2019,41(9):1990-1997.
YANG L,SU J,LI X. Ship detection in SAR images based on deep convolutional neural network[J]. Systems Engineering and Electronics,2019,41(9):1990-1997(in Chinese).

[10] 郑婷婷,杨雪,戴阳.基于关键点的Anchor-Free目标检测模型综述[J].计算机系统应用,2020,29(8):1-8.
ZHENG T T,YANG X,DAI Y. Overview of Anchor-Free object detection model based on key points[J]. Computer Systems and Applications,2020,29(8):1-8(in Chinese).

[11] TIAN Z,SHEN C H,CHEN H,et al. FCOS:Fully convolutional one-stage object detection[C]// Proceedings of the Conference on International Conference on Computer Vision. Piscataway: IEEE Press,2019:1-13.

[12] ZHOU X Y,WANG D Q,PHILIPP K,et al. Objects as points [EB/OL]. (2019-04-25)[2021-01-20]. https://arxiv.org/abs/1904.07850.

[13] HOU Q B,ZHANG L,CHENG M M,et al. Strip pooling:Rethinking spatial pooling for scene parsing[C]// Proceedings of the Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway:IEEE Press,2020:4002-4011.

[14] XIAO B,WU H P,WEI Y C. Simple baselines for human pose estimation and tracking[C]// Proceedings of the Conference on European Conference on Computer Vision. Berlin: Springer, 2018:472-487.

[15] YU F,WANG D,SHELHAMER E,et al. Deep layer aggregation [C]// Proceedings of the Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway:IEEE Press,2018:2403-2412.

[16] WANG Q L,WU B G,ZHU P F,et al. Efficient channel attention for deep convolutional neural networks[C]// Proceedings of the Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway:IEEE Press,2019:1-12.

[17] 王新,李喆,张宏立.一种迭代聚合的高分辨率网络Anchor-free目标检测方法[J].北京航空航天大学学报,2021,47(12):2533-2541.
WANG X,LI Z,ZHANG H L. High resolution network Anchor-free object detection method based on iterative aggregation[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021,47(12):2533-2541(in Chinese).

[18] HU J,SHEN L,ALBANIE S,et al. Squeeze-and-excitation networks[J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence,2020,42(8):2011-2023.

[19] 张雪松,庄严,闫飞,等.基于迁移学习的类别级物体识别与检测研究与进展[J].自动化学报,2019,45(7):1224-1243.
ZHANG X S,ZHUANG Y,YAN F,et al. Status and development of transfer learning based category-level object recognition and detection[J]. Acta Automatica Sinica,2019,45(7):1224-1243(in Chinese).

[20] WANG Y Y,WANG C,ZHANG H. Combining a single shot multibox detector with transfer learning for ship detection using sentinel-1 SAR images[J]. Remote Sensing Letters, 2018, 9(8):780-788.

[21] BRIJRAJ S,DURGA T,KUMAR A S. Shunt connection:An intelligent skipping of contiguous blocks for optimizing MobileNet-V2[J]. Neural Networks,2019,118:192-203.

Warship's vital parts detection algorithm based on lightweight Anchor-Free network with multi-scale feature fusion

LI Chenxuan[1], GU Jiaojiao[1,*], WANG Lei[1], QIAN Kun[1], FENG Zeqin[2]

(1. Coast Guard Academy, Naval Aviation University, Yantai 264001, China;
2. The 91900th Unit of the PLA, Qingdao 266041, China)

Abstract: One of the key technologies of precision-guidance weapons is the anti-ship missile's ability to strike vital parts of a warship with pinpoint accuracy. Aiming at the problems of low detection accuracy, insufficient ability in feature extraction and the processing of the generated-anchors reduces the detection speed in anti-ship missile seekers, a warship's vital parts detection algorithm based on a lightweight Anchor-Free network with multi-scale feature fusion is proposed. Due to the multi-scale and multi-angle characteristics of the vital parts detection data, the multi-scale feature fusion module is introduced to optimize the feature extraction by comprehensively using the detection information of different receptive fields. To boost the detection accuracy and reduce the total parameters of the algorithm, the skip connections in Hourglass are enhanced by using the efficient and lightweight attention mechanism. The transfer-learning is used to improve the convergence of this algorithm effectively. Experiments were carried out on the dataset of the warship's vital parts and the PASCAL VOC. Experimental results show the mAP is increased by 4.41% and 5.57% respectively. The algorithm's parameters and the computation are analyzed. The module ablation experiments are designed to demonstrate the effectiveness of the algorithm.

Keywords: target detection; Anchor-Free algorithm; attention mechanism; feature fusion; CenterNet; anti-ship missile

Received: 2021-01-26; **Accepted**: 2021-04-05; **Published online**: 2021-04-26 10:07
URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210425.1724.001.html
Foundation item: Equipment Pre-research Fund (6140247030202)
* **Corresponding author**. E-mail: 542939566@qq.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0053

基于特征根有界摄动分析的高超声速飞行器双通道控制

杨雨宸[1], 张增辉[2], 闫佳宁[2], 张晶[1], 杨凌宇[1,*]

(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. 北京机电工程总体设计部, 北京 100854)

摘 要: 针对双通道控制高超声速飞行器横侧向欠驱动、强不确定性的特点,研究了适用于工程应用的控制策略,提出一种基于特征根有界摄动分析的反馈控制鲁棒性分析方法。基于线性化近似分析和工程约束需求,给出了双通道飞行器改善荷兰滚模态动态的2种控制策略,分别为极点配置方案和模态解耦方案。提出了特征根灵敏度矩阵和有界摄动矩阵的概念,用于评估闭环系统对参数不确定的鲁棒性。基于闭环六自由度模型在标称及参数拉偏情况下,对2种方案进行了综合分析和仿真验证。仿真结果表明,2种控制方案均可以解决双通道控制问题,所提特征根有界摄动分析方法可准确评估系统的鲁棒性。

关 键 词: 高超声速飞行器; 双通道控制; 欠驱动系统; 荷兰滚模态; 特征根灵敏度矩阵; 特征根有界摄动矩阵

中图分类号: V249.12

文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2022)10-2020-11

高超声速飞行器飞行状态变化剧烈,包线范围跨度极大,是近年来各国争相发展的前沿技术[1-2]。在多种气动控制方案中,以 HTV-2 为代表的高超声速飞行器采用了一种双通道控制方案[3],其仅用一对升降副翼完成了飞行器的姿态控制,优点是可以有效降低飞行器结构复杂度、减轻质量;但对飞行器本身的气动特性和控制方法提出了更高的要求,尤其对于具有强不确定性的高超声速飞行器,该问题更为复杂。

与传统飞控系统设计不同,高超声速飞行器的高马赫飞行速度使得其对各类参数变化非常敏感,也由此带来了强不确定性、强耦合等问题,给其控制系统的设计带来了巨大挑战。近年来,学者们进行了大量关于高超声速飞行器姿态控制的研究,包括自适应、鲁棒 H_∞、滑模、容错和智能等多种控制方法也都被运用在了其控制系统设计上[4-7]。而对于类 HTV-2 气动布局飞行器的双通道控制问题,相关研究相对较少且主要集中在理论研究层面。文献[8]研究了非最小相位欠驱动高超声速飞行器的二阶动态滑模控制问题,通过系统分解的方法设计了滑模控制器。文献[9]从工程应用的角度出发,针对气动控制舵面仅有体襟翼的情况提出了一种基于欠驱动构型飞行器耦合特性的横侧向控制策略。文献[10]针对只有2个舵的欠驱动再入飞行器,分别针对快回路和慢回路设计了超扭曲滑模控制器和分层滑模控制器,组成了具有抗饱和功能

收稿日期: 2021-01-31; **录用日期**: 2021-02-10; **网络出版时间**: 2021-02-24 14:39
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210224.1307.003.html
基金项目: 国家自然科学基金 (61273099,61304030)
* **通信作者**. E-mail: yanglingyu@buaa.edu.cn

引用格式: *杨雨宸, 张增辉, 闫佳宁, 等. 基于特征根有界摄动分析的高超声速飞行器双通道控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 2020-2030. YANG Y C, ZHANG Z H, YAN J N, et al. Dual-channel control of hypersonic flight vehicles based on bounded perturbation analysis of eigenvalues[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 2020-2030(in Chinese).*

的姿态跟踪控制器。文献[11]提出了基于输出重定义的非最小相位动态逆控制方法,利用根轨迹法确定控制输出组合系数,实现系统零动态的分配。

可以看出,先进控制方法在稳定性理论和仿真验证方面取得了重要的进展,但仍未在工程设计界广泛应用,如何将先进控制理论与工程需求相结合仍是一个重要的问题。

在飞行器控制工程设计中,基于极点和模态的概念仍然是工程上分析和设计的重要手段,将欠驱动问题与模态设计结合起来,并提供适用的鲁棒性分析方法,对改善现有飞行控制设计流程和推进现代控制理论的工程化有较强的研究意义。

针对上述问题,本文以双通道高超声速飞行器为对象,以系统的闭环极点为结合点,提出基于特征根有界摄动分析的鲁棒性评价手段,并以六自由度非线性对象为例进行了对比分析和验证。首先,建立了 NASA Winged-Cone 飞行器六自由度非线性模型;然后,给出了荷兰滚模态与气动系数之间的近似关系,并提出了 2 种可行的双通道控制方案;同时,提出了特征根灵敏度矩阵与特征根有界摄动系数的概念及鲁棒性分析方法;最后,基于非线性模型进行了对比分析与验证。

1　高超声速飞行器非线性建模

本文所建立的高超声速飞行器再入模型采用 NASA 兰利研究中心提供的公开高超声速飞行器 Winged-Cone 的气动数据及总体参数[12],其气动布局如图 1 所示。

Winged-Cone 采用三角机翼布局,尾部有左右独立工作的升降副翼和带有方向舵的垂直尾翼,前端还有可收缩的水平鸭翼。

在飞机的舵面使用上,由于本文主要针对无动力滑翔阶段,水平鸭翼收入机体不参与控制;另外,为开展双通道控制研究,将方向舵始终固定于平衡位置,飞机仅采用左右升降副翼完成姿态控制。

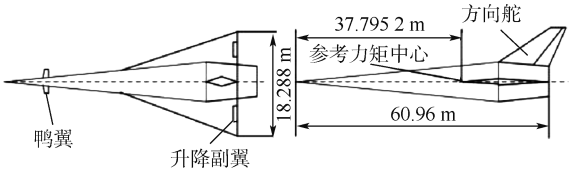


图 1　Winged-Cone 气动布局[12]

Fig. 1　Winged-Cone pneumatic layout[12]

建模中所用到的其他假设如下:

1)飞行器为理想刚体。

2)无动力滑翔过程中质量不变,且推进系统不工作,即推力为 0。

3)飞行器为面对称,故近似认为惯性积 I_{xy} 和 I_{yz} 为 0。

4)地球为平面大地。

基于上述假设给出被控对象质心运动学模型为[13]

$$\begin{cases} \dot{V} = \dfrac{1}{m}(-D + Y\sin\beta - mg\sin\gamma) \\ \dot{\chi} = \dfrac{1}{mV\cos\gamma}(L\sin\mu + Y\cos\mu\cos\beta) \\ \dot{\gamma} = \dfrac{1}{mV}(L\cos\mu - Y\sin\mu\cos\beta - mg\cos\gamma) \\ \dot{x} = V\cos\gamma\cos\chi \\ \dot{y} = V\cos\gamma\sin\chi \\ \dot{z} = -V\sin\gamma \end{cases} \tag{1}$$

式中:$[V \quad \chi \quad \gamma \quad x \quad y \quad z]^{\mathrm{T}}$ 分别为速度、航迹方位角、航迹倾角,以及质心在地球坐标系下的三轴位移分量;L、D、Y 分别为升力、阻力、侧力;m 为飞行器质量;g 为当地重力加速度。

姿态动力学模型为

$$\begin{cases} \dot{\alpha} = -p\cos\alpha\tan\beta + q - r\sin\alpha\tan\beta + \dfrac{g\cos\mu\cos\gamma}{V\cos\beta} - \dfrac{L}{mV\cos\beta} \\ \dot{\beta} = \dfrac{Y\cos\beta}{mV} + \dfrac{g\sin\mu\cos\gamma}{V} - r\cos\alpha + p\sin\alpha \\ \dot{\mu} = p\cos\alpha\dfrac{1}{\cos\beta} + r\sin\alpha\dfrac{1}{\cos\beta} + \dfrac{L\tan\beta}{mV} - \dfrac{g\tan\beta}{V}\cos\mu\cos\gamma + \dfrac{\tan\gamma}{mV}(Y\cos\mu + L\sin\mu) \\ \dot{p} = [I_{xz}(I_x - I_y + I_z)pq + (I_yI_z - I_z^2 - I_{xz}^2)qr + I_zL_{\mathrm{A}} + I_{xz}N_{\mathrm{A}}]/(I_xI_z - I_{xz}^2) \\ \dot{q} = \dfrac{-(I_x - I_z)pr - I_{xz}(p^2 - r^2) + M_{\mathrm{A}}}{I_y} \\ \dot{r} = [I_{xz}(-I_x + I_y - I_z)qr + (I_x^2 - I_yI_x + I_{xz}^2)pq + I_xN_{\mathrm{A}} + I_{xz}L_{\mathrm{A}}]/(I_xI_z - I_{xz}^2) \end{cases} \tag{2}$$

式中:$[\alpha \quad \beta \quad \mu \quad p \quad q \quad r]^{\mathrm{T}}$ 分别为迎角、侧滑角、倾侧角、滚转角速率、俯仰角速率和偏航角速率;I_x、I_y、I_z 为转动惯量;I_{xz} 为惯性积;L_{A}、M_{A}、N_{A} 分别为飞行器总的滚转力矩、俯仰力矩、偏航力矩。

非线性的气动力和气动力矩计算分别如下：

$$\begin{bmatrix} L \\ D \\ Y \end{bmatrix} = QS \begin{bmatrix} C_Z \\ -C_X \\ C_Y \end{bmatrix} \tag{3}$$

$$\begin{bmatrix} L_{\mathrm{A}} \\ M_{\mathrm{A}} \\ N_{\mathrm{A}} \end{bmatrix} = QS \begin{bmatrix} bC_l \\ cC_m \\ bC_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ X_{\mathrm{cg}}\cos\alpha & X_{\mathrm{cg}}\sin\alpha & 0 \\ 0 & 0 & X_{\mathrm{cg}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L \\ D \\ Y \end{bmatrix} \tag{4}$$

式中：C_X、C_Y 和 C_Z 为气流系三轴力系数；C_l、C_m 和 C_n 为三轴力矩系数，具体数值详见文献[12]；Q 为动压；S 为机翼参考面积；b 为翼展；c 为气动弦长；X_{cg}为重心与取矩中心距离。

各参数具体数值如表 1 所示。

方程(1)～(4)共同组成了所用的高超声速飞行器再入段的六自由度非线性模型。

表 1 Winged-Cone 主要参数

Table 1 Key parameters of Winged-Cone

参数	数值
S/m^2	334.73
c/m	24.384
b/m	18.288
m/kg	136 080
I_x/(kg·m^2)	915 300
I_y/(kg·m^2)	9 036 000
I_z/(kg·m^2)	9 036 000
X_{cg}/m	-3.5

2 荷兰滚模态分析及反馈控制方案

双通道控制的一个重要问题在于飞机的横侧向处于欠驱动状态，无法独立完成横向和航向的解耦控制，因此，如何利用单个控制量抑制荷兰滚模态的影响，并完成对横滚运动的跟踪控制，成为双通道控制的一个重要问题。

本节先从 Jacobi 线性化得到的横侧向运动模型出发，推导荷兰滚模态的极点与气动参数关系；再结合工程要求，确定合理的反馈量与反馈形式，进而给出改善横侧向闭环特性的可行方案。

2.1 横侧向模态特性分析

选取横侧向状态对模型进行 Jacobi 线性化，可以得到如下线性模型：

$$\dot{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{L}} = \boldsymbol{A}_{\mathrm{L}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{L}} + \boldsymbol{b}\delta_{\mathrm{a}} \tag{5}$$

式中：

$$\boldsymbol{x}_{\mathrm{L}} = [\beta, r, \mu, p]^{\mathrm{T}}$$

$$\boldsymbol{b} = [0, N'_{\delta_{\mathrm{a}}}, 0, L'_{\delta_{\mathrm{a}}}]^{\mathrm{T}}$$

$$\boldsymbol{A}_{\mathrm{L}} = \begin{bmatrix} Y'_\beta & -\cos\alpha_0 & \dfrac{g\cos\gamma_0}{v_0} & \sin\alpha_0 \\ N'_\beta & N'_r & 0 & N'_p \\ 0 & \sin\alpha_0 & 0 & \cos\alpha_0 \\ L'_\beta & L'_r & 0 & L'_p \end{bmatrix}$$

其中：Y'_*、N'_* 和 L'_* 分别为侧力、偏航力矩、滚转力矩对下角标变量的偏导数；γ_0 和 α_0 分别为当前配平工作点的航迹倾角和迎角；δ_{a} 为等效副翼。

矩阵 $\boldsymbol{A}_{\mathrm{L}}$ 中各元素为

$$\boldsymbol{A}_{\mathrm{L}} = \begin{bmatrix} \dfrac{QSC_{Y\beta}}{mv_0} & -\cos\alpha_0 & \dfrac{g\cos\gamma}{v_0} & \sin\alpha_0 \\ \dfrac{QbSC_{n\beta} + QcSC_{Y\beta}X_{\mathrm{cg}}}{I_z} & \dfrac{Qb^2SC_{nr}}{2v_0I_z} & 0 & \dfrac{Qb^2SC_{np}}{2v_0I_z} \\ 0 & \sin\alpha_0 & 0 & \cos\alpha_0 \\ \dfrac{Qb^2SC_{l\beta}}{2v_0I_x} & \dfrac{Qb^2SC_{lr}}{2v_0I_x} & 0 & \dfrac{Qb^2SC_{lp}}{2v_0I_x} \end{bmatrix} \tag{6}$$

式中：v_0、α_0 分别为线性化工作点处的空速、迎角；$C_{n\beta}$为偏航力矩系数关于侧滑角偏导数；$C_{Y\beta}$为侧力关于侧滑角偏导数；$C_{l\beta}$为滚转力矩系数对侧滑角偏导数；C_{nr}、C_{lp}分别为偏航、滚转力矩系数的偏导数；C_{np}、C_{lr}为交叉力矩系数的偏导数。

对于面对称飞行器，矩阵 $\boldsymbol{A}_{\mathrm{L}}$ 特征方程一般为

$$\Delta(s) = |s\boldsymbol{I}_n - \boldsymbol{A}_{\mathrm{L}}| = (s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2)(s + \lambda_{\mathrm{r}})(s + \lambda_{\mathrm{s}}) \tag{7}$$

式中：ξ 和 ω 分别为荷兰滚模态阻尼比和固有频率；$-\lambda_{\mathrm{r}}$ 为滚转阻尼模态极点；$-\lambda_{\mathrm{s}}$ 为对应螺旋模态极点；$\boldsymbol{I}_n$ 为 $n \times n$ 单位矩阵。

考虑到高超声速飞行器在整个飞行包线内气动特性变化显著，因此，选取滑翔段设计包线为 $\alpha \in [-2°, 14°]$，马赫数 $Ma \in [4, 12]$，对模型的横侧向特性进行分析，结果如图 2～图 4 所示。

图 2 为迎角 12°时螺旋模态和滚转阻尼模态极点随 Ma 变化的曲线。可以看出，Winged-Cone 飞机与传统飞机类似，其螺旋模态对应非常小的

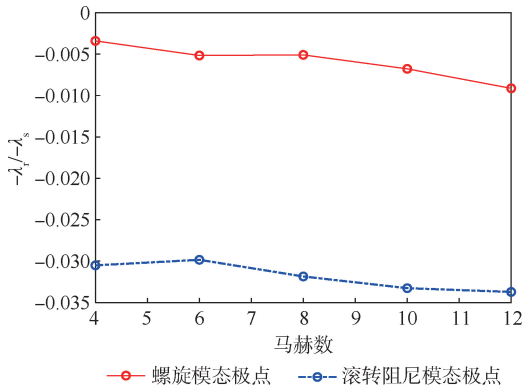


图 2　螺旋与滚转阻尼模态极点

Fig. 2　Spiral mode and roll-damping mode poles

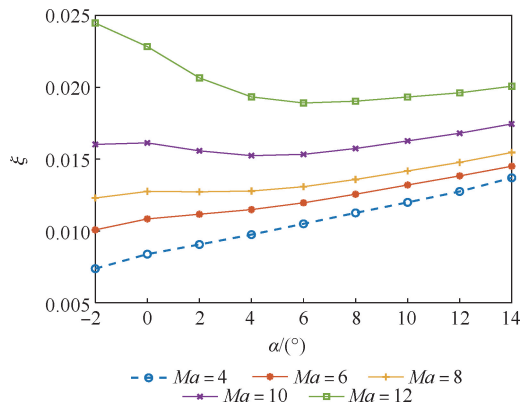


图 3　荷兰滚阻尼比随迎角和马赫数变化曲线

Fig. 3　Dutch roll damping ratio with angle of attack and Mach number

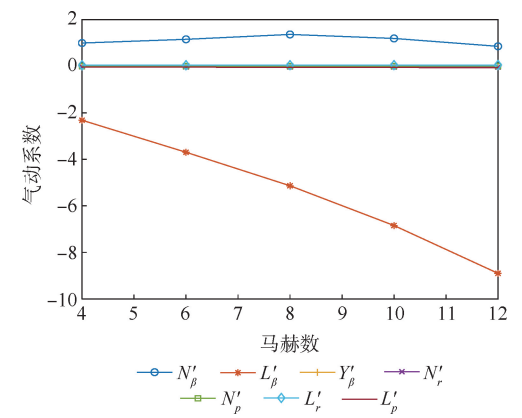


图 4　气动系数随马赫数变化曲线

Fig. 4　Aerodynamic coefficients with Mach number

实根，滚转阻尼模态对应较大的负实根，极点值在[−0.03，−0.035]之间，大约为螺旋模态极点模值的 5 ~ 10 倍。

图 3 为荷兰滚阻尼比随迎角与马赫数变化曲线。可以看出，在整个包线内荷兰滚模态阻尼很小，约在[0.005，0.025]之间，必须采用控制方法加以改善。

另外，为了分析矩阵 $\boldsymbol{A}_{\mathrm{L}}$ 中各元素对闭环特性的影响，给出了矩阵 $\boldsymbol{A}_{\mathrm{L}}$ 主要气动参数随马赫数变化的曲线，如图 4 所示。可以看出，在所有气动系数中，N'_β 与 L'_β 比其他元素大 1 ~ 2 个数量级。

根据上述分析，可以发现此类飞行器具有以下特点：

1）滚转阻尼模态极点数值远远大于螺旋模态极点，即 $\lambda_s \ll \lambda_r$。

2）荷兰滚阻尼比 $\xi \ll 1$，需要改善。

3）N'_β 与 L'_β 比其他气动参数大 1 ~ 2 个数量级。

4）副翼对航向控制效率近似为 0，即 $N'_{\delta_a} \cong 0$。

2.2　荷兰滚模态近似特性计算方法

传统飞行控制中对荷兰滚模态的近似分析方法基于克莱姆法则，在简化过程中忽略了交叉倒数项，如 L'_β、N'_p 等[14]，对包含方向舵的飞行器可得到简单可行的控制方案；但对双通道控制飞机，由于缺乏方向舵改善荷兰滚阻尼，必须找到通过副翼改善荷兰滚阻尼的手段，本节采用多项式分解的方式，对多项式的每一系数分别讨论。

横侧向特征方程(7)可展开表示为

$$\Delta(s) = s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0 \tag{8}$$

式中：

$$\begin{cases} a_3 = -(Y'_\beta + N'_r + L'_p) \\ a_2 = N'_\beta \cos\alpha_0 - L'_\beta \sin\alpha_0 + Y'_\beta L'_p + Y'_\beta N'_r + L'_p N'_r - N'_p L'_r \\ a_1 = Y'_\beta (N'_p L'_r - L'_p N'_r) + \sin\alpha_0 (L'_\beta N'_r - N'_\beta L'_r) - \cos\alpha_0 (N'_\beta L'_p - L'_\beta N'_p) - \dfrac{g\cos\gamma}{v_0}(L'_\beta + N'_\beta \sin\alpha_0) \\ a_0 = \dfrac{g\cos\gamma}{v_0}[(L'_\beta N'_r - N'_\beta L'_r) + \sin\alpha_0 (N'_\beta L'_p - L'_\beta N'_p)] \end{cases} \tag{9}$$

与式(5) ~ 式(7)对比可得

$$\begin{cases} a_3 = \lambda_r + \lambda_s + 2\xi\omega \\ a_2 = \omega^2 + 2\xi\omega(\lambda_r + \lambda_s) + \lambda_r\lambda_s \\ a_1 = 2\xi\omega\lambda_r\lambda_s + (\lambda_r + \lambda_s)\omega^2 \\ a_0 = \lambda_r\lambda_s\omega^2 \end{cases} \tag{10}$$

由 2.1 节特性可得 $\lambda_s \cong a_0/a_1$，则式(8)可进一步化简为

$$\Delta(s) \cong (s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2)(s + \lambda_r)\left(s + \frac{a_0}{a_1}\right) = (s^3 + a'_3 s^2 + a'_2 s + a'_1)\left(s + \frac{a'_0}{a'_1}\right) \tag{11}$$

式中：

$$\begin{cases} a_3 \cong a'_3 = \lambda_r + 2\xi\omega \\ a_2 \cong a'_2 = \omega^2 + 2\xi\omega\lambda_r \\ a_1 \cong a'_1 = \lambda_r\omega^2 \end{cases} \tag{12}$$

求解式(12)可得

$$a_3'^2-(a_2'^2/a_1')\lambda_r=(1-4\xi^2)(a_3'\lambda_r-a_2') \tag{13}$$

由性质可假设$(1-4\xi^2)\cong 1$,得到

$$\lambda_r=\frac{a_3'^2+a_2'}{a_3'+a_2'^2/a_1'} \tag{14}$$

$$2\xi\omega=a_3'-\lambda_r\cong\frac{a_2'(a_3'a_2'-a_1')}{a_2'^2+a_3'a_1'} \tag{15}$$

$$\omega^2=\frac{a_1'}{\lambda_r}\cong\frac{a_2'^2+a_3'a_1'}{a_3'^2+a_2'} \tag{16}$$

将式(13)代入式(14)~式(16)并结合性质可得

$$2\xi\omega\cong\frac{a_2'(a_3'a_2'-a_1')}{a_2'^2}=\frac{a_3'a_2'-a_1'}{a_2'} \tag{17}$$

$$\omega^2\cong\frac{a_2'^2}{a_2'}=a_2' \tag{18}$$

又因为$\xi^2-1\cong-1$,荷兰滚模态的极点可以表示为

$$-\xi\omega\pm\sqrt{\omega^2(\xi^2-1)}\cong-\frac{a_3'a_2'-a_1'}{2a_2'}\pm\sqrt{-a_2'} \tag{19}$$

利用性质对式(19)进行简化,代入式(9)计算后可得荷兰滚的一对共轭极点为

$$-\lambda_d\cong\frac{1}{2}\{Y_\beta'+N_r'+L_p'+[\sin\alpha_0(L_\beta'N_r'-N_\beta'L_r')-\cos\alpha_0(N_\beta'L_p'-L_\beta'N_p')]/(N_\beta'\cos\alpha_0-L_\beta'\sin\alpha_0)\}\pm \mathrm{i}\sqrt{N_\beta'\cos\alpha_0-L_\beta'\sin\alpha_0} \tag{20}$$

相对计算误差定义如式(21)所示。为了验证式(21)的准确性,引入文献[14]中的传统方法进行对比,对设计包线内的荷兰滚模态的ξ和ω进行了计算,比较结果如图5和图6所示。

$$\begin{cases}\xi_e=\dfrac{|\xi-\hat{\xi}|}{\hat{\xi}}\times 100\%\\ \omega_e=\dfrac{|\omega-\hat{\omega}|}{\hat{\omega}}\times 100\%\end{cases} \tag{21}$$

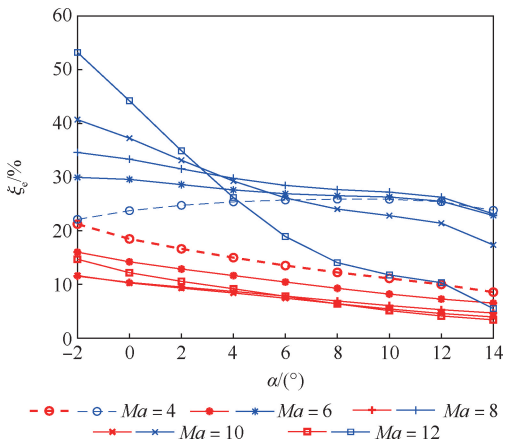


图5 飞行包线内ξ相对估计误差

Fig. 5 Relative estimation error of ξ in flight envelope

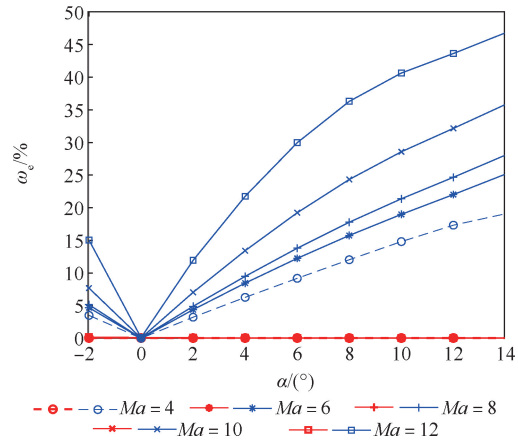


图6 飞行包线内ω相对估计误差

Fig. 6 Relative estimation error of ω in flight envelope

式中:$\hat{\xi}$和$\hat{\omega}$分别为ξ和ω的真值。

图5和图6中,红线为各马赫数下本文方法得到的相对误差,蓝线为传统方法计算得到的相对误差[14]。从图中误差结果来看,在整个设计包线内,所推导的荷兰滚阻尼比相对误差都在21%以下,固有频率相对误差小于1%,估计精度明显优于文献[14]中的荷兰滚预测方法,这表明推导的荷兰滚模态关系足以满足研究的需要。

2.3 横侧向反馈控制方案分析

双通道控制的难点在于缺少产生航向力矩的舵面,因此其荷兰滚模态的改善不能采用常规方式。本节根据荷兰滚模态与气动系数之间的关系来研究可行的反馈控制方案。

由式(20),并注意Y_β'、N_r'和L_β'均为负,可得出以下结论:

1)减小Y_β'、N_r'和N_β'均能改善荷兰滚阻尼,这也是常规飞行器改善荷兰滚特性的主要手段,但对于双通道控制飞行器,其副翼对偏航和侧力的操纵效率极低,需要较大增益才能对这3项产生明显影响,考虑到舵偏限制,该方式在工程上不具备可行性。

2)观察式(20)实部中L_p'相关项,当α_0很小时,2项近似相消,因此增大L_p'对荷兰滚模态的改善效率很低,但增大L_p'对改善滚转阻尼模态具有较强的效益[14]。

3)增大L_β'绝对值能改善荷兰滚阻尼,且由于副翼对滚转操纵效率较高,不存在舵偏过限的问题,因此工程上是可以实现的。

综合上述结论,较为合理的反馈状态量选取应为侧滑角与滚转角速率,给出“极点配置方案”,该方案的主要思路为:通过合适的增益反馈改变L_β'与L_p'的值,进而改善闭环系统和荷兰滚特

性。按照前述反馈策略,配置反馈增益:

$$\boldsymbol{K}=[k_\beta \quad 0 \quad 0 \quad k_p]$$

式中:k_β 和 k_p 分别为 β 和 p 通道的反馈系数。

经过反馈后的闭环系统可写作

$$\dot{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{L}}=(\boldsymbol{A}_{\mathrm{L}}-\boldsymbol{b}\boldsymbol{K})\boldsymbol{x}_{\mathrm{L}}+\boldsymbol{b}\delta_{\mathrm{a}} \tag{22}$$

$$\begin{bmatrix}\dot{\beta}\\ \dot{r}\\ \dot{\mu}\\ \dot{p}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix} Y'_\beta & -\cos\alpha_0 & \dfrac{g\cos\gamma_0}{v_0} & \sin\alpha_0\\ N'_\beta-k_\beta N'_{\delta_{\mathrm{a}}} & N'_r & 0 & N'_p-k_pN'_{\delta_{\mathrm{a}}}\\ 0 & \sin\alpha_0 & 0 & \cos\alpha_0\\ L'_\beta-k_\beta L'_{\delta_{\mathrm{a}}} & L'_r & 0 & L'_p-k_pL'_{\delta_{\mathrm{a}}}\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\beta\\ r\\ \mu\\ p\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ N'_{\delta_{\mathrm{a}}}\\ 0\\ L'_{\delta_{\mathrm{a}}}\end{bmatrix}\delta_{\mathrm{a}} \tag{23}$$

除了上述“极点配置方案”,工程上经常采用一种通道隔离的解耦设计方法,即将被控状态与动态性能差的状态解耦,以降低影响。对于滑翔段,其主要控制量为航迹倾角,若将其与荷兰滚模态解耦,也可以达到设计要求,因此本文提出了“解耦控制方案”,其基本思想为:偏航通道利用对象本身静稳定性实现镇定,不再追求荷兰滚模态快速收敛;反馈目的变为消除偏航通道对滚转通道的影响,也就是通过反馈来降低 L'_β;对滚转通道实现合理增稳。

解耦控制方案的控制结构与极点配置方案相同,但 $\boldsymbol{K}$ 的设计过程需要满足:

$$L'_\beta-k_\beta L'_{\delta_{\mathrm{a}}}=0 \tag{24}$$

3　特征根有界摄动分析方法

对于高超声速飞行器,其强不确定性会直接影响系统闭环极点,进而导致系统动态性能偏离预期,定量分析闭环极点随系统参数变化的程度和趋势对评价系统鲁棒性具有较强的指导意义。

在对一般矩阵特征根求导理论[15]基础上,本节提出一种特征根有界摄动分析方法,通过求取闭环系统的横侧向模态极点关于各参数的灵敏度,来定量分析闭环系统对参数摄动的鲁棒性,以判定工程实际中控制方法可行性。

定义 1　设系统矩阵 $\boldsymbol{A}\in\mathbf{R}^{n\times n}$ 有 n 个互异特征根 $\lambda_k(k=1,2,\cdots,n)$,则称 $\boldsymbol{\Lambda}_k=\partial\lambda_k/\partial\boldsymbol{A}$ 为第 k 个特征根 λ_k 所对应的特征根灵敏度矩阵,表示为

$$\boldsymbol{\Lambda}_k=\begin{bmatrix}\dfrac{\partial\lambda_k}{\partial a_{11}} & \dfrac{\partial\lambda_k}{\partial a_{12}} & \cdots & \dfrac{\partial\lambda_k}{\partial a_{1n}}\\ \dfrac{\partial\lambda_k}{\partial a_{21}} & \dfrac{\partial\lambda_k}{\partial a_{22}} & \cdots & \dfrac{\partial\lambda_k}{\partial a_{2n}}\\ \vdots & \vdots & & \vdots\\ \dfrac{\partial\lambda_k}{\partial a_{n1}} & \dfrac{\partial\lambda_k}{\partial a_{n2}} & \cdots & \dfrac{\partial\lambda_k}{\partial a_{nn}}\end{bmatrix}=\frac{\boldsymbol{V}_k\boldsymbol{U}_k^{\mathrm{T}}}{\boldsymbol{V}_k^{\mathrm{T}}\boldsymbol{U}_k} \tag{25}$$

式中:a_{ij} 为 $\boldsymbol{A}$ 中第 i 行 j 列的元素;$\boldsymbol{V}_k$ 和 $\boldsymbol{U}_k$ 分别为 λ_k 所对应的右特征向量和左特征向量。

可见,特征根灵敏度矩阵表示的是矩阵中某元素对给定特征根的影响程度,该值越大,说明系统特征根对该参数越敏感。

式(25)推导过程如下:首先,根据特征向量定义,$\boldsymbol{V}_k$ 和 $\boldsymbol{U}_k$ 分别满足:

$$(\boldsymbol{A}-\lambda_k\boldsymbol{I}_n)\boldsymbol{U}_k=0 \tag{26}$$

$$\boldsymbol{V}_k^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{A}-\lambda_k\boldsymbol{I}_n)=0 \tag{27}$$

将式(26)两端同时对任一 a_{ij} 求导可得

$$\left(\frac{\partial\boldsymbol{A}}{\partial a_{ij}}-\frac{\partial\lambda_k}{\partial a_{ij}}\boldsymbol{I}_n-\lambda_k\frac{\partial\boldsymbol{I}_n}{\partial a_{ij}}\right)\boldsymbol{U}_k+(\boldsymbol{A}-\lambda_k\boldsymbol{I}_n)\frac{\partial\boldsymbol{U}_k}{\partial a_{ij}}=0 \tag{28}$$

进一步,对式(28)两端同时左乘 $\boldsymbol{V}_k^{\mathrm{T}}$,有

$$\boldsymbol{V}_k^{\mathrm{T}}\left(\frac{\partial\boldsymbol{A}}{\partial a_{ij}}-\frac{\partial\lambda_k}{\partial a_{ij}}\boldsymbol{I}_n\right)\boldsymbol{U}_k+\boldsymbol{V}_k^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{A}-\lambda_k\boldsymbol{I}_n)\frac{\partial\boldsymbol{U}_k}{\partial a_{ij}}=0 \tag{29}$$

代入式(27)可得

$$\boldsymbol{V}_k^{\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{E}_{ij}-\frac{\partial\lambda_k}{\partial a_{ij}}\boldsymbol{I}_n\right)\boldsymbol{U}_k=0 \tag{30}$$

式中:$\boldsymbol{E}_{ij}$ 为仅在第 i 行第 j 列为 1,其他元素均为 0 的 n 维方阵。

进一步可得

$$\frac{\partial\lambda_k}{\partial a_{ij}}=\frac{U_{k_j}V_{k_i}}{\boldsymbol{V}_k^{\mathrm{T}}\boldsymbol{U}_k} \tag{31}$$

则式(31)为式(25)的分量表示。

特征根灵敏度矩阵 $\boldsymbol{\Lambda}_k$ 体现了系统对各参数单位变化时的敏感程度,但其并不与各参数的摄动程度直接关联,为了定量体现不确定性对特征根的影响,本文提出了特征根有界摄动矩阵的概念。

定义 2　设系统阵为 $\boldsymbol{A}\in\mathbf{R}^{n\times n}$ 的参数摄动量化矩阵为 $\boldsymbol{R}$,满足:

$$R_{ij}\triangleq\left\{\max\left|\frac{\Delta a_{ij}}{a_{ij}}\right|\right\} \tag{32}$$

式中:Δa_{ij} 为 a_{ij} 对应的不确定性。

称如下矩阵的 Hadamard 积为系统 $\boldsymbol{A}$ 第 k 个特征根对应的特征根有界摄动矩阵:

$$\boldsymbol{\Gamma}_k=|\boldsymbol{A}|\circ\boldsymbol{R}\circ\boldsymbol{\Lambda}_k \tag{33}$$

特征根有界摄动系数为

$$\eta_k = \|\boldsymbol{\Gamma}_k\|_{L_1} \tag{34}$$

定义2引入了参数摄动修正项 $\boldsymbol{R}$,可以看出 $\boldsymbol{\Gamma}_k$ 中的每一个元素代表对应参数在摄动范围内对极点的最大影响,而 η_k 则表征所有参数最大影响的叠加,η_k 越大,说明系统特征根的鲁棒性越差,反之则鲁棒性越好。

通过引入上述概念,考虑了工程应用中的实际参数摄动情况,进一步提升了其适用性,也能更准确地帮助判断所设计的闭环系统对于参数摄动的鲁棒性。

基于前述分析与方法,下文将结合对象模型在具体工作点给出2种不同的控制方案,并用所提特征根有界摄动矩阵来判定2种控制方案的鲁棒性。

4 仿真结果与分析

为验证本文方法,选取工作点为马赫数10、高度36 km、迎角4°为例进行2种方案的设计与分析。首先,给出此工作点的线性化模型为

$$\begin{bmatrix}\dot{\beta}\\ \dot{r}\\ \dot{\mu}\\ \dot{p}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-0.011\,3 & -1 & 0.003\,2 & 0.069\,8\\ 1.176\,3 & -0.033\,5 & 0 & 0.003\,3\\ -0.002\,2 & 0.069\,8 & 0 & 1\\ -5.662\,2 & 0.042\,9 & 0 & -0.034\,7\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\beta\\ r\\ \mu\\ p\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ -0.034\,2\\ 0\\ -3.995\,5\end{bmatrix}\delta_{\mathrm{a}} \tag{35}$$

相应的参数摄动量化矩阵根据工程经验选取为

$$\boldsymbol{R}=\begin{bmatrix}20\% & 0 & 0 & 0\\ 50\% & 50\% & 0 & 100\%\\ 15\% & 1\% & 0 & 1\%\\ 25\% & 20\% & 0 & 25\%\end{bmatrix} \tag{36}$$

设舵偏限幅为±35°,舵机模型选择为

$$G_{\mathrm{a}}(s)=\frac{50^2}{s^2+2\times0.8\times50s+50^2}$$

由式(35)可得原始模型横侧向极点为

$$\lambda_{d_1}=-0.024\,1+1.252\,1\mathrm{i}$$

$$\lambda_{d_2}=-0.024\,1-1.252\,1\mathrm{i}$$

$$\lambda_{\mathrm{s}}=-0.004\,3$$

$$\lambda_{\mathrm{r}}=-0.015\,7$$

可知,原系统荷兰滚模态与滚转阻尼特性都需要改善。

基于上述设定,基于六自由度非线性模型作为被控对象,本节将对所提出的2种控制器设计方案及特征根有界摄动矩阵的计算过程进行比较和分析。

4.1 极点配置反馈控制方案

经2.3节分析,已经确定为侧滑角与滚转角速率,那么主要问题在于确定反馈增益。设期望荷兰滚阻尼比和滚转阻尼极点要求为

$$\begin{cases}\xi^* \in [0.6,0.8]\\ \lambda_{\mathrm{r}}^* \in [-4,-6]\end{cases} \tag{37}$$

经计算可确定增益为

$$\begin{cases}k_\beta=-40\\ k_p=-1.8\end{cases} \tag{38}$$

则闭环系统矩阵 $\boldsymbol{A}_{\mathrm{L}}'$ 为

$$\boldsymbol{A}_{\mathrm{L}}'=\begin{bmatrix}-0.011\,3 & -1 & 0.003\,2 & 0.069\,8\\ -0.190\,7 & -0.033\,5 & 0 & -0.058\,2\\ -0.002\,2 & 0.069\,8 & 0 & 1\\ -165.483\,1 & 0.042\,9 & 0 & -7.226\,7\end{bmatrix}$$

可得闭环横侧向模态极点为

$$\begin{cases}\lambda_{d_1}=-0.919\,5+0.913\,5\mathrm{i}\\ \lambda_{d_2}=-0.919\,5-0.913\,5\mathrm{i}\\ \lambda_{\mathrm{s}}=-0.001\,7\\ \lambda_{\mathrm{r}}=-5.430\,6\end{cases} \tag{39}$$

从系统极点来看,经过对侧滑角的大增益反馈,显著提升了荷兰滚阻尼,并且加大了滚转阻尼,标称状态下满足预期设计要求。采用特征根有界摄动分析方法判断方案1的鲁棒性,按式(33)分别求 λ_{d_1}、λ_{r} 所对应的特征根有界摄动矩阵分别为

$$\boldsymbol{\Gamma}_{\mathrm{r}}=\begin{bmatrix}0.001\,0 & 0 & 0 & 0\\ -0.008\,1 & 0.001\,4 & 0 & 0.453\,0\\ 0 & 0 & 0 & -0.000\,2\\ 0.616\,0 & 0.000\,1 & 0 & -2.479\,0\end{bmatrix} \tag{40}$$

$$\boldsymbol{\Gamma}_{d_1}=\begin{bmatrix}-0.001\,6-0.001\,4\mathrm{i} & 0 & 0 & 0\\ 0.004\,0+0.072\,0\mathrm{i} & 0.007\,2-0.011\,0\mathrm{i} & 0 & -0.225\,5-1.121\,0\mathrm{i}\\ 0 & 0 & 0 & 0.000\,1+0.000\,6\mathrm{i}\\ -0.308\,0+0.058\,8\mathrm{i} & -0.000\,1 & 0 & 0.336\,2-0.116\,0\mathrm{i}\end{bmatrix} \tag{41}$$

特征根有界摄动系数分别为

$$\begin{cases}\eta_{r} = 3.558\ 8\\ \eta_{d_1} = 1.900\ 8\end{cases}$$

从特征根有界摄动矩阵来看,闭环系统极点在 $\boldsymbol{R}$ 所描述的摄动情况下,对 L'_p、N'_p、L'_β项的摄动比较敏感,在实际复杂环境下飞行时,可能会严重影响闭环极点,进而导致该控制方案鲁棒性较差。

为了验证上述结论的正确性,参照参数摄动量化矩阵(36)对 L'_p项加入 ±25% 的参数摄动,即在区间[-9.033 4, -5.420 0]变化,绘制闭环系统极点随 L'_p变化的情况,如图 7 所示,其中线条越粗大代表 L'_p越大。

从图 7 中可以看出,荷兰滚模态在加入参数扰动后依旧在左半平面变化,但滚转阻尼极点变化非常剧烈,在有限的参数摄动下甚至会导致系统的主导极点改变,严重影响闭环系统性能。这样的结果与上文计算的 $\boldsymbol{\Gamma}_{r}$、$\boldsymbol{\Gamma}_{d_1}$保持了一致。

为了进一步说明本文方法的有效性,进行了闭环六自由度非线性仿真,分别为标称状态和拉偏状态仿真,参数拉偏包含气动系数误差、大气密度误差、总体参数误差及风干扰,均取工程极端偏差值,总扰动与式(36)相匹配。倾侧角跟踪曲线及侧滑角和舵偏的响应曲线如图 8 ~ 图 10 所示。

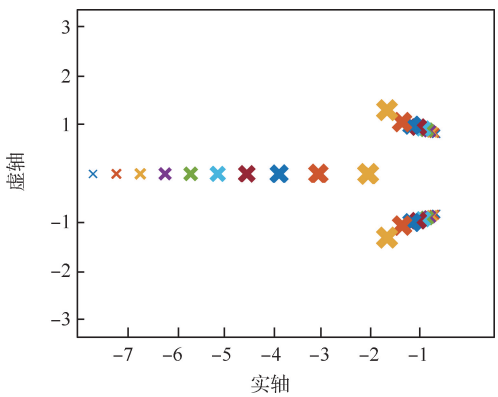


图 7　方案 1 极点受 L'_p扰动的影响

Fig. 7　Poles of method 1 vary with L'_p

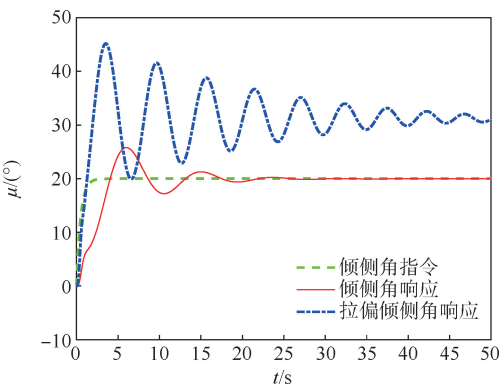


图 8　方案 1 倾侧角响应

Fig. 8　Bank angle response of method 1

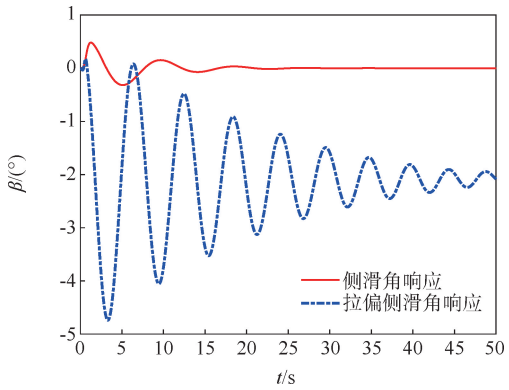


图 9　方案 1 侧滑角响应

Fig. 9　Sideslip angle response of method 1

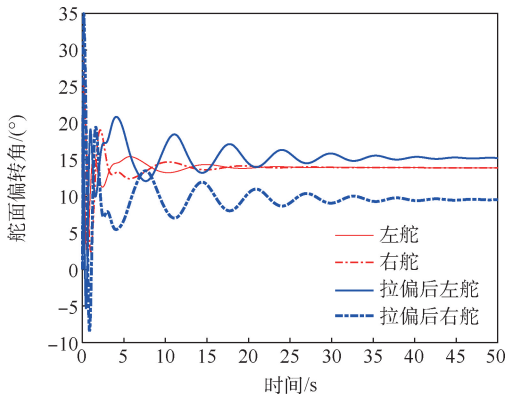


图 10　方案 1 舵面响应

Fig. 10　Aileron response of method

从仿真结果中可以看出,基于极点配置的方案在标称状态下,倾侧角能够稳定跟踪期望指令,侧滑角振荡收敛较快,系统舵偏响应调整迅速,除瞬态阶段无明显波动;但在参数拉偏后,控制器虽然稳定,但倾侧角出现较大的波动和静差,侧滑角和舵面的波动加剧且收敛变慢,系统性能鲁棒性较差,与特征根有界摄动分析结果吻合。

4.2　反馈解耦控制方案

工作点与前文保持一致,根据式(24)反馈增益为

$$k'_\beta = -5.662\ 2/-3.995\ 5$$

$$k'_p = -1.5$$

则方案 2 反馈后的闭环系统阵为

$$\boldsymbol{A}'_{L} = \begin{bmatrix} -0.011\ 3 & -1 & 0.003\ 2 & 0.069\ 8\\ 1.224\ 7 & -0.033\ 5 & 0 & -0.047\ 9\\ -0.002\ 2 & 0.069\ 8 & 0 & 1\\ 0 & 0.042\ 9 & 0 & -6.028\ 0\end{bmatrix}$$

对应得闭环极点为

$$\begin{cases}\lambda'_{d_1} = -0.022\ 7 + 1.105\ 0\mathrm{i}\\ \lambda'_{d_2} = -0.022\ 7 - 1.105\ 0\mathrm{i}\\ \lambda'_{s} = 0.000\ 2\\ \lambda'_{r} = -6.027\ 6\end{cases} \tag{42}$$

沿用方案 1 所用 $\boldsymbol{R}$ 阵并按式(32)、式(33)分别求 λ'_{d_1}、λ'_{r}所对应的特征根有界摄动矩阵分别为

$$\begin{cases} \boldsymbol{\Gamma}'_{\mathrm{r}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.000\,3 \\ 0 & 0 & 0 & -0.000\,0 \\ 0 & 0.000\,1 & 0 & -1.507\,1 \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{\Gamma}'_{d_1} = \begin{bmatrix} -0.001\,1\mathrm{i} & 0 & 0 & 0 \\ 0.276\,3\mathrm{i} & 0.008\,4 - 0.000\,1\mathrm{i} & 0 & 0.000\,2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.000\,1 & 0 & 0.000\,1 \end{bmatrix} \end{cases} \tag{43}$$

其对应特征根有界摄动系数为

$$\begin{cases} \eta_{\mathrm{r}} = 1.507\,6 \\ \eta_{d_1} = 0.286\,1 \end{cases}$$

与方案 1 有显著不同，方案 2 系统极点总的来看对参数摄动不敏感，这说明参数扰动对系统极点的影响很小，系统鲁棒性较强。其特征根有界摄动系数要显著小于方案 1 的矩阵范数，这一结果同样印证其对参数摄动不敏感。

同样在方案中对 L'_p 项加入 ±25% 的摄动，即在区间[-7.535 0, -4.521 0]变化，系统极点随 L'_p 变化的情况如图 11 所示，其中线条越粗大代表 L'_p 越大。

从图 11 中可以看出，采用方案 2 闭环后的系统，在加入 ±25% 的 L'_p 参数摄动后，系统荷兰滚极点几乎不受影响，滚转阻尼极点受的影响有限，鲁棒性更强，这也与计算得到的 $\boldsymbol{\Gamma}'_{\mathrm{r}}$、$\boldsymbol{\Gamma}'_{d_1}$ 结果一致。在与方案 1 相同条件下进行闭环六自由度仿真，得到响应如图 12 ~ 图 14 所示。

从仿真结果来看，由于偏航通道利用其本身静稳定性实现稳定，侧滑角呈现缓慢收敛的特点。但倾侧角的控制效果良好，调节时间在 2 ~ 3 s内，且在极端干扰情况下仍能对飞行器实现有效控制，相比方案 1 有更强的鲁棒性。

综合来看，对极点配置方案虽然实现了荷兰滚模态的快速镇定，但由于其高增益特性，导致鲁棒性下降，适用于模型精确情况。而模态解耦方案的滚转与俯仰通道控制效果更好，其优势在于鲁棒性强，工程应用的潜力更大。

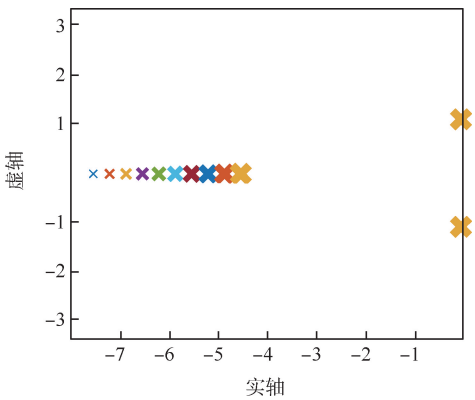


图 11 方案 2 极点受扰动的影响

Fig. 11 Poles of method 2 vary with uncertainties

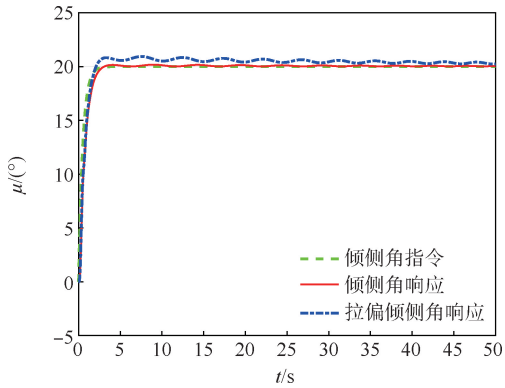


图 12 方案 2 倾侧角响应

Fig. 12 Bank angle response of method 2

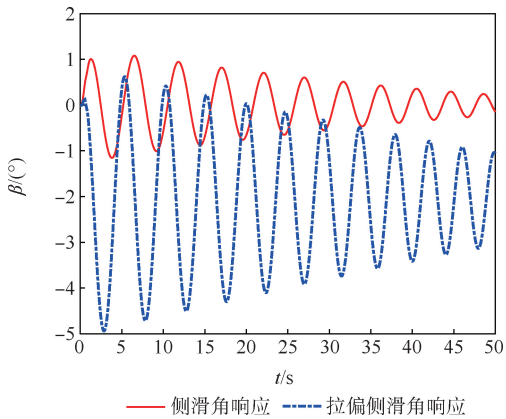


图 13 方案 2 侧滑角响应

Fig. 13 Sideslip angle response of method 2

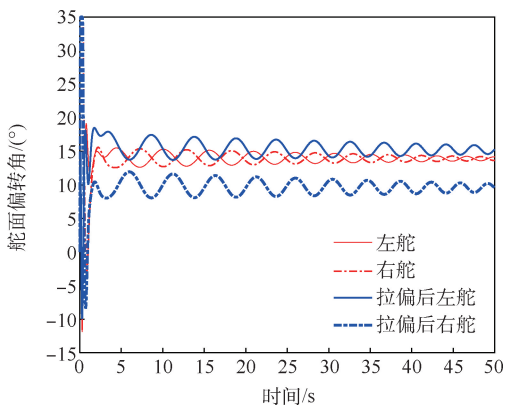


图 14 方案 2 舵面响应

Fig. 14 Aileron response of method 2

5　结　论

针对高超声速飞行器的双通道控制问题,本文提出了一种基于特征根有界摄动的鲁棒性分析方法,并给出了 2 种实现双通道反馈控制的方案。

1) 给出了一种更为详细的荷兰滚阻尼预测式,特别是给出了交叉阻尼系数对荷兰滚阻尼的影响,进而引出了 2 种双通道控制方案。另外在精度上也得到了提升,全包线荷兰滚阻尼预测精度平均提升了 15%,荷兰滚频率预测精度平均提升了 25%。

2) 所提的反馈控制鲁棒性分析方法易于工程应用,引入的特征根灵敏度矩阵与特征根有界摄动矩阵计算简单,概念本身从矩阵特征根出发也便于使用经典控制理论研究系统规律。

3) 仿真表明,所提 2 种控制方案可以利用副翼有效改善横侧向控制特性,实现双通道控制,参数拉偏的鲁棒性验证结果与特征根有界摄动分析结果吻合。

参考文献 (References)

[1] 任章,白辰. 高超声速飞行器飞行控制技术研究综述[J]. 导航定位与授时,2015,2(6):1-6.
REN Z,BAI C. The overview of difficulties and methods of hypersonic vehicle flight control[J]. Navigation Positioning and Timing,2015,2(6):1-6(in Chinese).

[2] XU B,SHI Z K. An overview on flight dynamics and control approaches for hypersonic vehicles[J]. Science China:Information Sciences,2015,58:1-19.

[3] WALKER S,SHERK J,SHELL D,et al. The DARPA/AF falcon program:The hypersonic technology vehicle #2 (HTV-2) flight demonstration phase: AIAA 2008-2539 [R]. Reston: AIAA,2008:104526.

[4] SACHAN K,PADHI R. Nonlinear robust neuro-adaptive flight control for hypersonic vehicles with state constraints[J]. Control Engineering Practice,2020,102:104526.

[5] ZHU S P,XU T,WEI C S,et al. Learning-based adaptive fault tolerant control for hypersonic flight vehicles with abrupt actuator faults and finite time prescribed tracking performance[J]. European Journal of Control,2021,58:17-26.

[6] ZHOU L L,LIU L,CHENG Z T,et al. Adaptive dynamic surface control using neural networks for hypersonic flight vehicle with input nonlinearities[J]. Optimal Control Applications and Methods,2020,41(6):1904-1927.

[7] YANG Y H,SHAO X L,SHI Y. Back-stepping robust control for flexible air-breathing hypersonic vehicle via α-filter-based uncertainty and disturbance estimator[J]. International Journal of Control Automation and Systems,2021,19(1):1-14.

[8] WANG Z,BAO W,LI H. Second-order dynamic sliding-mode control for nonminimum phase underactuated hypersonic vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2017,64(4):3105-3112.

[9] 史丽楠,李惠峰,张冉. 滑翔再入飞行器横侧向耦合姿态控制策略[J]. 北京航空航天大学学报,2016,42(1):120-129.
SHI L N,LI H F,ZHANG R. Gliding reentry vehicle lateral/directional coupling attitude control strategy[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2016,42(1):120-129(in Chinese).

[10] LI X Q,ZHOU J. Attitude tracking of the under-actuated reentry vehicle with actuator saturation[J]. Fire Control and Command Control,2016,41(12):15-19.

[11] YE L Q,ZONG Q,CRASSIDIS J L,et al. Output-redefinition-based dynamic inversion control for a nonminimum phase hypersonic vehicle[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2018,65(4):3447-3457.

[12] KESHMIRI S,COLGREN R,MIRMIRANI M. Six DoF nonlinear equations of motion for a heneric hypersonic vehicle: AIAA 2007-6626[R]. Reston:AIAA,2007.

[13] SNELL S A,ENNS D F,GARRARD W L. Nonlinear inversion flight control for a supermaneuverable aircraft[J]. Journal of Guidance,Control,and Dynamics,1992,15(4):976-984.

[14] 吴森堂. 飞行控制系统[M]. 2 版. 北京:北京航空航天大学出版社,2013:99-101.
WU S T. Flight control system[M]. 2nd ed. Beijing:Beihang University Press,2013:99-101(in Chinese).

[15] RUDISILL C S. Derivatives of eigenvalues and eigenvectors for a general matrix[J]. AIAA Journal,1974,12(5):721-722.

Dual-channel control of hypersonic flight vehicles based on bounded perturbation analysis of eigenvalues

YANG Yuchen[1], ZHANG Zenghui[2], YAN Jianing[2], ZHANG Jing[1], YANG Lingyu[1,*]

(1. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China;
2. Beijing System Design Institute of the Electro-mechanic Engineering, Beijing 100854, China)

Abstract: Considering the underactuated hypersonic flight vehicles with strong uncertainty of the dual channel attitude control strategy, practical feedback-based dual-channel control schemes are given and the robustness analysis method based on the bounded perturbation analysis of eigenvalues is proposed. Firstly, two control schemes, namely the pole-assignment schemes and modes-decoupling scheme, are given to improve Dutch roll dynamics based on the approximate linearization approach and engineering constraints. Then, to evaluate the robustness of the closed-loop system for the uncertain parameters, the eigenvalue sensitivity matrix, the eigenvalue bounded-perturbation-matrix and eigenvalue bounded-perturbation index are proposed. Finally, simulations and analysis of the proposed schemes and methods are given based on the closed-loop six degree-of-freedom model with nominal parameters and perturbed parameters, respectively. Simulation results demonstrate that both schemes could solve the dual-channel control issue. The results also show that the perturbation analysis of eigenvalues could precisely evaluate the system robustness.

Keywords: hypersonic flight vehicles; dual-channel control; underactuated system; Dutch roll mode; eigenvalue sensitivity matrix; eigenvalue bounded-perturbation-matrix

Received: 2021-01-31; **Accepted**: 2021-02-10; **Published online**: 2021-02-24 14:39

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210224.1307.003.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61273099, 61304030)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0056

基于 BABFA 的 XNOR/OR 电路面积优化

周宇豪[1], 何振学[1,*], 梁新艺[2], 范新超[2], 霍志胜[3,4], 肖利民[5]

(1. 河北农业大学 河北省农业大数据重点实验室, 保定 071001; 2. 泰安市妇幼保健院 信息管理科, 泰安 271000;
3. 北京航空航天大学 高性能计算平台, 北京 100083; 4. 北京航空航天大学 软件学院, 北京 100083;
5. 北京航空航天大学 计算机学院, 北京 100083)

摘 要: 基于 XNOR/OR 的固定极性 Reed-Muller(FPRM)电路面积优化是当前集成电路设计领域的研究热点之一。由于基于 XNOR/OR 的 FPRM 电路面积优化属于组合优化问题,提出了一种二进制自适应细菌觅食算法(BFA)。该算法在复制操作中加入概率模式,提高种群多样性,采用模糊规则对复制概率和迁移概率进行修正,提高算法的收敛速度。使细菌在邻域内进行搜索,替代细菌群体感应机制中的斥力操作,细菌无需感应其他个体位置对其的影响。提出一种基于 XNOR/OR 的 FPRM 电路面积优化方法,利用提出的二进制自适应细菌觅食算法搜索电路面积最小的 FPRM 电路。基于 MCNC Benchmark 电路的实验结果表明:面积最大优化率为 18%,时间最大节省率为 46%。

关 键 词: 面积优化; 细菌觅食算法(BFA); 复制概率; 模糊规则; 固定极性 Reed-Muller (FPRM)

中图分类号: V443; TP391.72

文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2022)10-2031-09

逻辑电路展开式越精练,电路实现就越简单,所需要的门电路就越少,电路的面积、功耗也就具有显著优势。数字逻辑电路既可以由基于 AND/OR/NOT 的 Boolean 逻辑实现,也可以由基于 XNOR/OR 或 XOR/AND 的 Reed-Muller(RM)逻辑实现。对部分电路来说,与 Boolean 逻辑相比,RM 逻辑实现的电路形式具有更简洁的结构、更小的面积和功耗,以及更好的可靠性。此外,与基于 XOR/AND 的表达式相比,基于 XNOR/OR 的部分电路表达式更加简洁。因此,基于 XNOR/OR 的 RM 电路的综合优化正引起越来越多研究者的参与。

极性优化是 RM 电路综合性能优化的重要技术手段。任意一个 n 变量的逻辑函数都具有 2^n 个固定极性,对应2^n个繁简程度不同的固定极性 RM(FPRM)展开式。基于 XNOR/OR 的 FPRM 电路极性优化即是在所属极性空间中搜索一个最优极性,使其电路目标函数值最优。小规模电路一般采用穷尽搜索策略,通过对电路全部极性的评估和比较获得最佳极性。中大规模电路的极性优化通常采用智能优化算法,以便在可接受时间范围内获得问题的最优解。

2002 年,细菌觅食算法(bacterial foraging algorithm,BFA)首先由 Passino 教授[1]通过模拟人体肠道中大肠杆菌的觅食行为提出。BFA 实现简单,具有较好的全局寻优性能,一经提出,就受到国内外研究者的广泛关注。到目前为止,研究者们已经提出了一系列的 BFA 的改进方案,这些

收稿日期: 2021-02-02; **录用日期**: 2021-03-12; **网络出版时间**: 2021-03-30 15:52
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210330.0953.001.html
基金项目: 国家自然科学基金(61232009,61772053,81571142,62102130); 河北省自然科学基金(F2020204003); 河北省高等学校科学技术研究项目(BJ2019008); 河北农业大学引进人才科研专项(YJ201829); 中央引导地方科技发展资金项目(226Z0201G)
* **通信作者**. E-mail: hezhenxue@buaa.edu.cn

引用格式: *周宇豪, 何振学, 梁新艺, 等. 基于 BABFA 的 XNOR/OR 电路面积优化[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 2031-2039. ZHOU Y H, HE Z X, LIANG X Y, et al. Optimization of XNOR/OR circuit area based on BABFA[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 2031-2039(in Chinese).*

改进的BFA有效解决了现实世界中的一系列优化问题。在对BFA的改进中,主要涉及复制和迁徙操作,自适应步长机制、群体感应机制,以及与其他启发式算法融合等。Supriyono和Tokhi[2]提出了基于各类数学函数的3个不同的自适应步长BFA模型。Majhi等[3]用BFO和ABFO通过最小化均方差对基于模型的自适应线性组合的连接权重进行优化。Treaty和Mishap[4]根据各类问题,改进适应度函数,设计出了基于改进适应度函数的BFA。Amaresh[5]利用BFA结合数据处理分组法估计了保护农场的最低能耗消耗指数。Liu等[6]把BFA改进为一个基于五阶段的启发式算法用在生产计划中。Cai等[7]采用了启发式混合BFA来搜索最优位姿。Ye等[8]将粒子群算法引入到改进的BFA中,处理数据分类问题。Zhang等[9]提出了一种具有自适应消除和分散概率的BFA,以提高参数的收敛速度。Liu等[10]将混合策略引入到BFA中,避免了冗余的本地搜索。李珺[11]在BFA中改变了算法的复制和迁徙规则,在复制操作中,对个体优秀程度的评价可以仅依据细菌个体当前的适应度值来进行,在迁徙操作中,迁徙操作的作用范围不再是整个群体,而是排在后面的适应度值较差的那部分个体。Hu等[12]提出了一种改进的多模态BFA。在现有的研究中,对BFA的改进大多是针对趋化步长,在游动、复制迁徙操作方面改进较少。

本文提出了一种基于XNOR/OR的FPRM电路面积优化方法,利用提出的二进制自适应BFA(BABFA)搜索对应电路面积最小的最佳极性,验证了该方法的有效性。

1 基于XNOR/OR的FPRM电路面积优化理论基础

1.1 XNOR/OR电路表达式

任意n变量的逻辑函数都可以由基于XNOR/OR的FPRM展开式表示,即

$$f_i(x_1,x_2,\cdots,x_n) = \odot\prod_{j=0}^{2^n-1} d_j + s_j \tag{1}$$

式中:下标j的二进制形式可表示为$j_1,j_2,\cdots,j_n$;"$\odot\prod$"表示同或操作;s_j表示OR项,可表示为

$$\begin{cases} s_j = (\dot{x}_1 + \dot{x}_2 + \cdots + \dot{x}_n) \\ \dot{x}_k = \begin{cases} \dot{x}_k & j_k = 0 \\ 0 & j_k = 1 \end{cases} \end{cases} \tag{2}$$

式中:$k \in \{0,1,\cdots,n-1\}$;$d_j \in \{0,1\}$,$d_j=0$表示s_j项在表达式中出现,$d_j=1$表示该项不在表达式中出现。在固定极性XNOR/OR展开式中,每个变量只能以原变量或反变量2种形式中的一种出现,不能同时以原变量和反变量的形式出现。极性表示变量出现的形式,即极性0表示变量以原变量形式出现,极性1表示变量以反变量形式出现。因此,任意n个变量的逻辑函数都有2^n个固定极性,对应2^n个复杂度不同的FPRM展开式。

1.2 电路面积优化数学模型

由式(1)可知,基于XNOR/OR的FPRM电路展开式由多输入XNOR操作和多输入OR操作组成,因此,电路面积大小可以用XNOR和OR两操作的项数之和来表示。由于逻辑运算的输入输出关系复杂,在面积计算前需要将多输入逻辑运算分解成二输入运算,此时,电路的面积则为二输入XNOR门及二输入OR门的和。

由式(1)和式(2)可得,多输入OR门s_i分解为m_i个二输入OR操作,则有

$$m_i = \sum_{k=0}^{n-1} \bar{i}_k - 1 \tag{3}$$

式中:$\bar{i}_k$表示对i_k值取反操作。

将式(1)分解为二输入OR操作和二输入XNOR操作,其项数可以按照式(4)和式(5)计算:

$$\text{sum_or} = \sum_{j=0}^{2^n-1}\left[\bar{d}_j \cdot \left(\sum_{k=1}^{n} \bar{j}_k - 1\right)\right] \tag{4}$$

$$\text{sum_xnor} = \sum_{j=0}^{2^n-1} \bar{d}_j - 1 \tag{5}$$

因此,XNOR/OR电路面积c_i可表示为

$$c_i = \sum_{j=0}^{2^n-1} \bar{d}_j \cdot \sum_{k=0}^{n-1} \bar{i}_k - 1 \tag{6}$$

例如,1个四变量固定极性XNOR/OR表达式为$f=\odot\prod(0,1,3,7,8,12,15)$,假设4个输入变量分别为$x_3$、$x_2$、$x_1$、$x_0$,极性的二进制形式为0110,即变量$x_1$和$x_2$在表达式中以反变量的形式来表示,而变量$x_0$和$x_3$在表达式中以原变量的形式表示。该函数可表示为

$$(x_3+\bar{x}_2+\bar{x}_1+x_0)\odot(x_3+\bar{x}_2+\bar{x}_1)\odot(x_3+\bar{x}_2)\odot x_3\odot(\bar{x}_2+\bar{x}_1+x_0)\odot(\bar{x}_1+x_0)\odot 0 \tag{7}$$

式中:$\bar{x}_2$表示反变量;"$\odot$"表示XNOR(同或)。

根据上述电路面积数学模型,可得XNOR项和OR项的总数为15,即电路面积为15。

2 二进制自适应细菌觅食算法

2.1 细菌觅食算法

BFA主要通过趋向性操作、复制操作和迁徙操作的迭代计算来搜索问题的最优解。算法流程如图1所示。

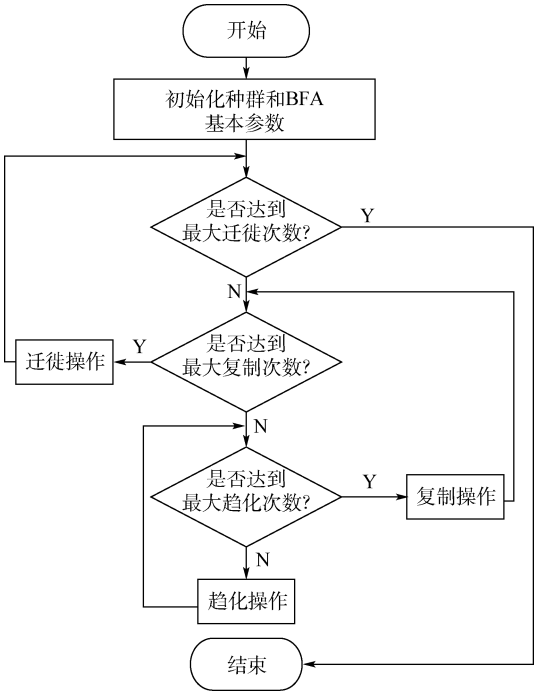


图 1　细菌觅食算法流程

Fig. 1　Flow chart of bacterial foraging algorithm

BFA 主要通过趋化操作更新细菌个体的位置进行寻优,通过复制操作加速算法的收敛速度,并利用迁徙操作防止算法陷入局部最优。在趋化操作中,其主要步骤为游动和旋转。在进行趋化操作时,细菌会随机产生一个方向,再进行移动,如果该方向上的适应度更好,则细菌发生游动,否则,细菌继续停留在原地。此外,从图 1 还可以看出,细菌群体每进行一次复制操作,就会进行最大次数的趋化操作,这就等价于种群的不断迭代过程,而细菌的趋化操作就是不停地寻找最优解的过程。因此,BFA 往往迭代一次就能够快速找到最优解。当达到最大复制次数时,根据迁移概率进行迁移操作,每进行一次迁移操作,细菌就要再次进行复制操作和趋化操作,直到达到最大迁移次数,跳出循环。

2.2　细菌觅食算法的分析及改进

传统 BFA 在整个进化过程中对复制环节采用的是将个体在上一次趋向性操作循环中取得的所有适应度值求和,得到个体当前的健康度。按照细菌个体的健康度,对整个菌群进行排序,健康度越高的个体,排序后位置越靠前。根据优胜劣汰法则,将排序后健康度较差的一半细菌个体淘汰,剩余的一半健康度较好的细菌个体进行自我复制,这会大大降低种群的多样性。因此,结合遗传算法的交叉概率的思想,对复制操作添加一个复制概率 P_c,以增加下一代种群的多样性。同迁移率一起用模糊控制规则来确定。

传统 BFA 采取固定的迁徙概率,限制了算法的寻优能力和效率。但是,怎样在算法进化过程中对迁徙概率 P_m 采取自适应的变化是一个相对复杂的问题,用数学公式形式化描述相对困难,而基于模糊规则的参数选择法是解决此类问题的一种有效方法。不同于传统的求解自适应概率,基于模糊规则的二进制自适应采用查询表的方式,在实际应用中,大大缩短了求解传统自适应概率所需参数所浪费的时间,具有更快的收敛速度。

自从 Zandeh 在 1965 年提出模糊集合的理念后,基于模糊集合理论的模糊控制开始迅速发展,研究者们把模糊控制思想引入到遗传算法、粒子群算法等众多智能优化算法中,如提出模糊遗传算法(FGA)以改善算法的优化效果,并提高算法的收敛速度。邓莉和鲁瑞华[13]所提的模糊遗传算法中,将具有不确定性概念的交易时间采用模糊集理论来描述。李擎等[14]将输入变量 P_c 和 P_m 做了归一化处理,改进了算法的适用范围,但在迭代过程中,该方法需要对交叉和待变异个体分别计算交叉概率和变异概率,增加了程序的运行时间。张会红等[15]克服了上述缺陷,简化了归一化处理,但是还需要分别计算清晰化后的交叉概率和变异概率。

本文提出 BABFA,P_c 和 P_m 的值能随着迭代的进行而自适应地变化,并采用查询表的方式进行选择。这种有自组织性能的 BFA 将具有更高的鲁棒性、全局最优性和更快的收敛速度。

2.2.1　P_c 和 P_m 自适应变化

P_c 和 P_m 的确定频率设定为每代 1 次,设 F_{max} 和 F_{ave} 分别表示当代群体的最大适应度值和平均适应度值,F_{ng} 表示最大适应度值未进化代数,即当前的最佳适应度值经历了多少次迭代依旧未找到比当前更优秀的适应度值。对 P_c 和 P_m 确定的基本控制思想如下:

1)若 $F_{max} - F_{ave}$ 较小,说明算法在当前适应度极值附近迭代趋于成熟,应减小 P_c,增大 P_m;若 $F_{max} - F_{ave}$ 较大,说明算法处于正常进化趋势,P_c 和 P_m 可取正常值。

2)若 F_{ng} 较小,说明算法处于正常进化趋势,P_c 和 P_m 可取正常值;反之,说明算法有局部收敛趋势,应减小 P_c,增大 P_m。

为此,需要有模糊控制器的输入量,并将两输入量做如下归一化处理:

$$F_c = \frac{F_{max} - F_{ave}}{F_{max} - F_{min}} \tag{8}$$

$$F_m = F_{ng} \tag{9}$$

式中:F_{min}为当代群体的最小适应度值。经过归一化处理后,F_c和F_m的基本论域均变为(0,1)。其模糊量以A_c和A_m表示,根据算法进化实际情况,将两输入的语言值均取为3个:大(B)、中(C)、小(S)。将两输出的变量对应的模糊量为P_c和P_m,其模糊量以DC和DM表示,定义其词集为$T(DC)=T(DM)=\{VS,S,C,P,VP\}$,本文对DC和DM的清晰化的值均为{0.1,0.3,0.5,0.7,0.9},其中,VS为非常小,S为小,C为中等,P为大,VP为非常大。

根据上文所述模糊理论的基本控制思想,对P_c和P_m分别建立了9条模糊控制规则,具体如表1和表2所示。

表1 P_c模糊控制表

Table 1 P_c Fuzzy control table

A_m	A_c		
	B	C	S
B	C	P	VP
C	S	C	P
S	VS	S	C

表2 P_m模糊控制表

Table 2 P_m Fuzzy control table

A_m	A_c		
	B	C	S
B	C	S	VS
C	P	C	S
S	VP	P	C

将DC和DM、A_c和A_m清晰化后再利用查询表的方式得到P_c和P_m的值。本文对A_c和A_m清晰化具体值如下:

$$A_c=\begin{cases}B & \text{大于}0.5\\ C & 0.5\\ S & \text{小于}0.5\end{cases} \tag{10}$$

$$A_m=\begin{cases}B & \text{大于}6\\ C & 6\\ S & \text{小于}6\end{cases} \tag{11}$$

例如,从式(8)和式(9)得出F_c和F_m分别为0.4和8。根据式(10)和式(11),其对应的语言值分别为S和B,再根据表1和表2,查询对应的两输出的变量P_c和P_m分别为VP和VS,设定的VP和VS清晰化的值分别为0.9和0.1,得出复制概率为0.9,迁徙概率为0.1。

2.2.2 趋化操作改进

BFA模拟了大肠杆菌的觅食操作,大肠杆菌全身长满了鞭毛,它们在觅食过程中通过鞭毛的转动来搜索富含营养物质的区域,并向之翻转和游动,把翻转和游动统称为趋向性操作。趋向性操作是BFA的核心操作。如图2所示,BABFA在趋向性操作中使细菌在邻域搜索,即使细菌在自己的最大半径范围内搜索,最大半径看作是细菌游动最大次数,其中,箭头表示翻转和前进方向。无需再计算其他细菌对自己的影响,增强了细菌的局部搜索能力,提高了BFA的寻优能力。

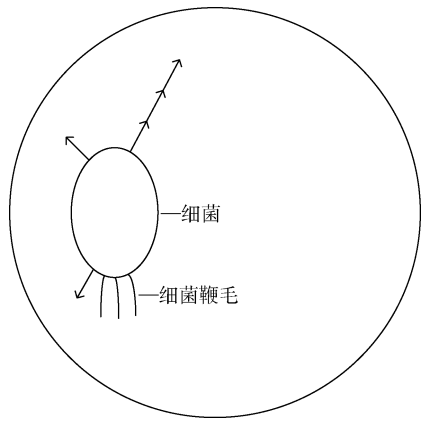


图2 细菌趋化半径

Fig. 2 Bacterial chemotactic radius

2.2.3 算法描述

BABFA的伪代码如下:

参数初始化:种群规模population[ ],变量N_c、N_{ed}、N_{re}。

```
for (int N_ed = 0; N_ed < 10; N_ed + + )
//迁移最大次数
  for (int N_re = 0; N_re < 10; N_re + + )
  //复制最大次数
    for (int N_c = 0; N_c < 5; N_c + + )
    //细菌最多翻转的方向
      overturn( );//细菌开始翻转方向
      go forward( );//细菌在当前方向前进
      evaluation population( );//种群评估
      store_the_best( );//储存最佳适应度值
      go back( );
      //细菌返回初始位置,继续翻转方向,进行半径内搜索
      max. fitness; minfitness;
      averagefitness;
      //同时得到模糊理论所需要的各种参数,为改变复制和迁徙概率做准备
    End for
    change P_c_P_m( );
    //开始改变复制和迁徙概率
      iteration population( );
      //根据概率生成下一代种群,过程如下面2个操作
```

copy( );//复制操作

End for

migration( );//迁徙操作

End for

输出最优解。

首先,初始化种群和各项参数,N_c 为细菌最多翻转的方向次数,N_{re} 为细菌种群最大复制次数,N_{ed} 为细菌种群最大迁徙次数。其次,细菌开始进行趋化操作。然后,在当前方向进行设定的最大前进次数的搜索,得到每一次搜索的适应度值,同时保存最大适应度值和最小适应度值,直到达到最大翻转方向的次数。当所有细菌个体进行完翻转操作之后,计算出平均适应度值和最大适应度值未进化代数,为复制操作提供参数,得到种群的复制概率。最后,选择性地把适应度好的个体复制给适应度差的个体,在进行完复制操作之后,重复之前的趋化操作,直至重复到最大复制次数之后,进行一次迁徙操作,直到满足最大迁徙次数。

3　基于 XNOR/OR 的 FPRM 电路面积优化

固定极性 XNOR/OR 电路面积优化是典型的组合优化问题。小规模电路面积优化可采取穷举策略实现。当电路输入变量增大时,采用穷举搜索策略将难以在较短时间内获得问题的满意解。因此,本文提出一种基于 XNOR/OR 的 FPRM 电路面积优化方法,该方法利用提出的 BABFA 来搜索对应电路面积最小的最佳极性,从而实现电路面积优化。如图 3 所示,在 BABFA 中,对极性进行二进制编码,算法在进化搜索中基于个体的适应度和电路面积数学模型来进行搜索,其面积优化步骤描述如下:

步骤 1　读入电路,初始化细菌种群规模、趋向性翻转操作次数、游动次数、复制操作次数、迁徙操作次数等进化参数,并根据适应度函数,计算出初始种群的适应度值。

步骤 2　细菌开始趋化操作,即进行翻转和前进。

步骤 3　细菌进行完最大翻转次数后,得出最大、最小及平均适应度值,以及当前最大适应度值未进化代数,即当前的最佳适应度值经历了多少次迭代依旧未找到比当前值更高的适应度值。

步骤 4　得到各类模糊规则所需要的参数,并采用查询表的方式为复制操作和迁徙操作提供概率值。

步骤 5　对细菌的适应度值进行评价并按照升序排列。将前面 $N/2$ 个细菌个体的位置按照概率复制给排列在后面的 $N/2$ 个细菌个体。

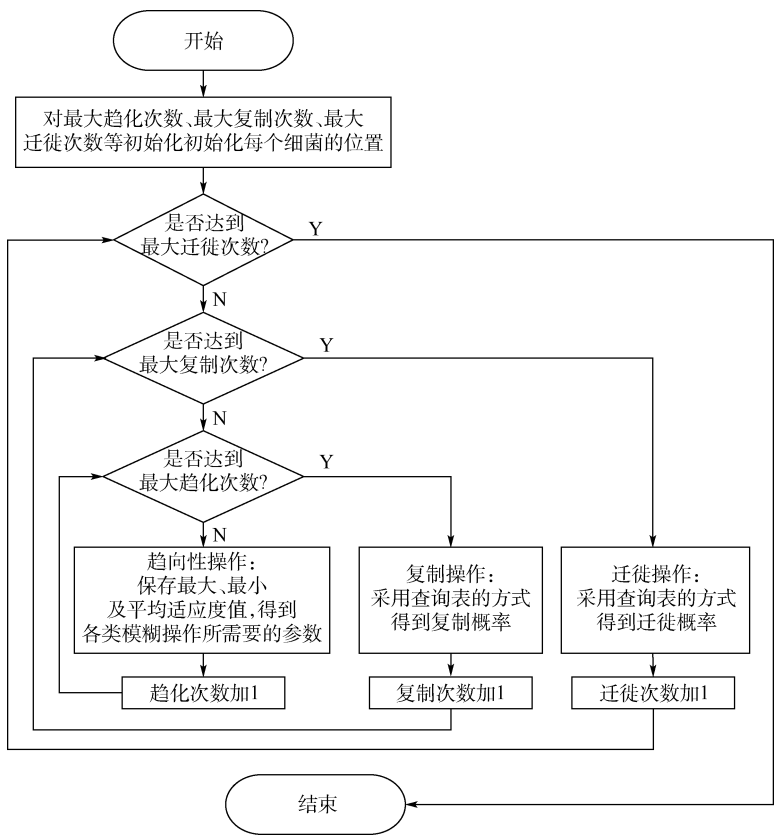


图 3　FPRM 电路面积优化流程

Fig. 3　Flow chart of FPRM circuits area optimization

步骤6 复制之后返回步骤2继续执行趋化操作,直到达到最大复制次数。

步骤7 复制操作达到最大次数后,进行种群的迁徙操作,按照迁徙概率对种群进行迁徙操作,即对细菌个体的长度,随机产生一个迁徙位置,将0变为1,或者1变为0。

步骤8 迁徙之后返回步骤2继续执行趋化操作,即每进行一次复制操作细菌就要再次进行趋化操作,每进行一次迁徙操作细菌就要再次进行复制和趋化操作,直到达到最大迁徙次数。

4 实验结果与分析

本文算法均用C语言实现,在Windows 10操作系统下,通过VS 2019编译,程序的硬件环境为Intel(R) Core(TM) i7-8750 CPU(2.20 GHZ)8 GB RAM。测试电路均采用PLA格式MCNC基准电路。

为了验证BABFA的性能及其在固定极性XNOR/OR电路面积优化上的优越性,实验将BABFA与传统遗传算法(TGA)、传统细菌觅食算法(TBFA)、文献[11]所提改进的细菌觅食算法(IBFA)进行比较。4种算法的迭代次数均设定为100,复制和迁徙次数均设定为10,种群规模设为8。从MCNC基准电路测试集中随机选取12个电路作为实验电路。由于4种算法都具有随机性,实验将每个算法在每个测试电路上运行10次,并将实验结果的最优值和平均值作为实验数据。

4.1 电路面积对比

4种算法的电路面积优化对比数据如表3所示。其中,best表示10次运行中求得的电路最小面积;average表示10次运行中求得的电路最小面积的平均值;save_best中的save1表示BABFA与TGA比较所节省的面积百分比,save2表示BABFA与TBFA比较所节省的面积百分比,save3表示BABFA与IBFA比较所节省的面积百分比;save_average中的save1表示BABFA与TGA比较所节省的最小面积平均值百分比,save2表示BABFA与TBFA比较所节省的最小面积平均值百分比,save3表示BABFA与IBFA比较所节省的最小面积平均值百分比。

由表3可知,对于输入变量数较小的电路来说,4种算法获得的最优解相同,但BABFA得到的最小面积的平均值要略优于其他3种算法。对于输入变量数较大的电路来说,BABFA得到的最小面积优于其他3种算法,且平均值明显优于其他3种算法。分析可得,BABFA比TGA在面积上平均节省了11%;BABFA比TBFA在面积上平均节省了18%;BABFA比IBFA在面积上平均节省了15%。

表3 四种算法在面积优化上的实验结果

Table 3 Experimental results of four algorithms on area optimization

算法	统计指标	rd53	Con1	rd84	clip	alu3	br1	br2	amd	alu4	table5	bcc	bcd
测试电路输入变量个数		5	7	8	9	10	11	12	14	14	17	26	26
TGA	best	19	25	55	441	4	266	142	469	619	267	127	383
	average	25	25	56.6	441.7	4.5	266	201.3	469.5	619.3	267	153.3	388.3
TBFA	best	19	25	55	441	4	266	142	469	619	267	207	599
	average	23	25	56.5	453.7	4.5	308.5	185.3	469.3	684.3	276	295	660.2
IBFA	best	19	25	55	466	4	266	134	459	619	279	207	599
	average	19	25	55	466.6	4.5	294.3	158.3	465	619	291.3	393.6	599
BABFA	best	19	25	55	441	4	266	134	447	596	255	107	311
	average	19	25	55	441	4	266	134	451	596	255.6	112.4	311.6
save_best	save1	0	0	0	0	0	0	6	5	4	4	16	19
	save2	0	0	0	0	0	0	6	5	4	4	48	48
	save3	0	0	0	5	0	0	0	3	4	9	48	48
save_average	save1	24	0	3	0	11	0	33	4	4	4	27	20
	save2	17	0	3	3	11	14	28	4	13	7	62	53
	save3	0	0	0	5	11	10	15	3	4	12	71	48

4.2 优化时间对比

将每个算法在每个测试电路上运行10次,并将实验结果的平均值作为实验数据。4种算法的电路运行时间对比数据如表4所示。其中,save1_TGA表示BABFA与TGA比较CPU运行时间所节省的百分比,save2_TBFA表示BABFA与TBFA比较CPU运行时间所节省的百分比,save3_IBFA表示BABFA与IBFA比较CPU运行时间所节省的百分比。

由表4可知,在输入变量少的电路中,BABFA

表 4　四种算法在时间上的实验结果

Table 4　Experimental results of four algorithms on time

算法	统计指标	rd53	con1	rd84	clip	alu3	br1	br2	amd	alu4	table5	bcc	bcd
测试电路输入变量个数		5	7	8	9	10	11	12	14	14	17	26	26
TGA	CPU 运行时间/s	0.139	1.328	1.495	1.295	0.89	1.17	1.821	1.93	1.832	2.703	3.81	2.4
TBFA	CPU 运行时间/s	0.174	0.879	0.88	1.589	1.2	1.14	1.423	1.081	1.456	1.053	3.423	1.83
IBFA	CPU 运行时间/s	0.13	0.8	0.97	1.35	0.84	1.12	2.341	0.89	2.13	1.12	2.512	1.01
BABFA	CPU 运行时间/s	0.11	0.724	0.85	1.22	0.72	0.723	1.021	0.55	1.001	0.81	1.01	0.52
save1_TGA		21	45	43	6	19	38	44	72	45	70	73	78
Save2_TBFA		37	18	3	23	40	37	28	49	31	23	70	72
Save3_IBFA		15	10	12	10	14	35	56	38	53	28	60	49

节省时间的百分比较小,但在输入变量大的电路中,BABFA 节省时间的百分比非常明显。分析可得,BABFA 比 TGA 在时间上平均节省了 46%,BABFA 比 TBFA 在时间上平均节省了 36%,BABFA 比 IBFA 在时间上平均节省了 32%。

4.3　收敛性对比

为了更好地观察 BABFA 的搜索性能,将其中 4 个测试电路在迭代过程中面积最优解分别进行累加求平均,绘出面积性能优化曲线,纵坐标为运行 10 次测试电路面积的平均值,如图 4 ~ 图 7 所示。可以看出,相比于其他 3 种算法,BABFA 能够在迭代次数最小的情况下,寻优速度最快且找寻的面积最优。

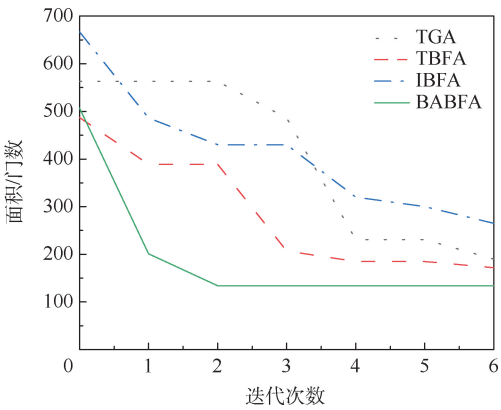


图 4　br2 电路最小面积优化曲线

Fig. 4　Optimization curves of minimum area of br2 circuit

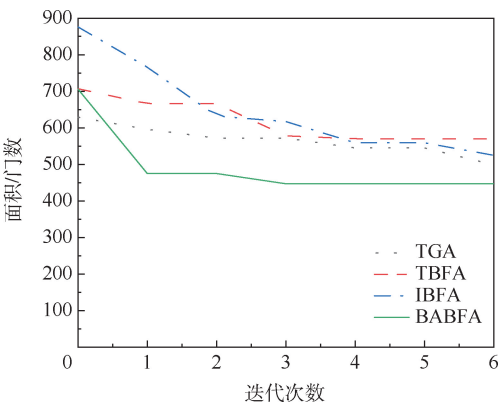


图 5　amd 电路最小面积优化曲线

Fig. 5　Optimization curve of minimum area of amd circuit

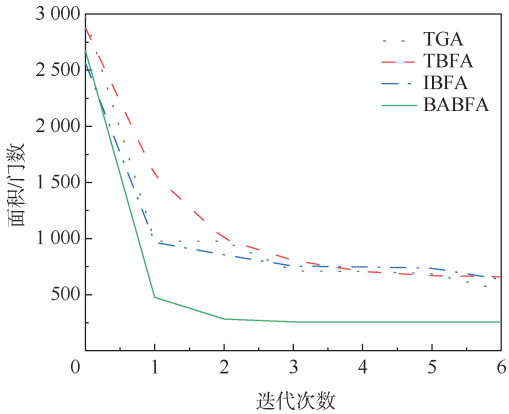


图 6　table5 电路最小面积优化曲线

Fig. 6　Optimization curve of minimum area of table5 circuit

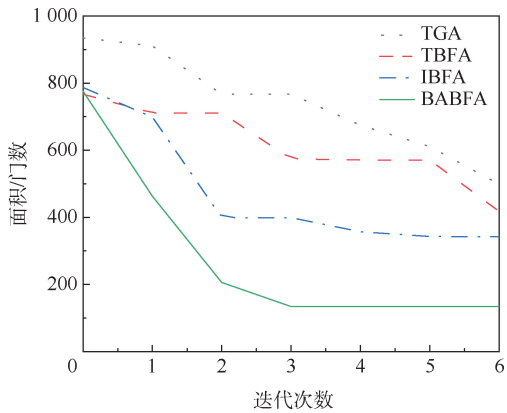


图 7　bcc 电路最小面积优化曲线

Fig. 7　Optimization curve of minimum area of bcc circuit

5　结　论

本文提出了一种二进制自适应细菌觅食算法(BABFA)用于求解基于 XNOR/OR 的 FPRM 电路面积优化问题。主要结论如下:

1) BABFA 用于求解二值变量的组合优化问题。BABFA 在复制操作中添加了复制概率,提高种群的多样性,采用二进制自适应规则对复制率和迁移率进行修正,并且使细菌在半径范围内进行搜索,替代细菌的群体感应机制中的斥力操作。

2) 提出基于 XNOR/OR 的 FPRM 电路面积优化方法,使用 BABFA 来搜索电路面积最小的

FPRM电路。这是有效的将BFA应用于RM逻辑电路极性优化。

3）基于MCNC测试电路的实验结果表明，在电路逻辑优化中，BABFA相比较于其他3种优化算法，平均面积优化率为15%，平均时间节省率为38%。

参考文献（References）

[1] PASSINO K M. Biomimicry of bacterial foraging for distributed optimization and control[J]. IEEE Control Systems Magazine, 2002,22(3):52-67.

[2] SUPRIYONO H,TOKHI M O. Bacterial foraging algrithm with adaptable chemotactic step size[C]// International Conference on Computational Intelligence, Communication Systems and Networks. Piscataway:IEEE Press,2010:72-77.

[3] MAJHI B, MAJHI R, PANDA G, et al. Efficient prediction of stock market indices using adaptive bacterial foraging optimization (ABFO) and BFO based techniques[J]. Expert Systems with Application,2009,36(6):10097-10104.

[4] TREATY M, MISHAP S. Bacteria foraging-based solution to optimize both real power loss and voltage stability limit[J]. IEEE Transactions on Power Systems,2007,22(1):240-248.

[5] AMARESH S. Estimation of minimum energy consumption index in a protected farm using bacteria foraging optimization algorithm: Estimation of minimum energy consumption index in protected farms[J]. International Journal of Energy Optimization and Engineering,2019,8(3):1-19.

[6] LIU C F, WANG J F, JOSEPH Y. Integrated bacteria foraging algorithm for cellular manufacturing in supply chain considering facility transfer and production planning[J]. Applied Soft Computing,2018,62:602-618.

[7] CAI H Y, RAN L Q, ZOU L D, et al. Heuristic hybrid bacterial foraging algorithm for the pose detection of backlight units[J]. Automatic Control and Computer Sciences, 2020, 54(3): 229-237.

[8] YE F L, LEE C Y, LEE Z J, et al. Incorporating particles warm optimization into improved bacterial foraging optimization algorithm applied to classify imbalanced data[J]. Symmetry,2020, 12(2):229.

[9] ZHANG C, YU Y, WANG Y, et al. Takagisugeno fuzzy neural network hysteresis modeling for magnetic shape memory alloy actuator based on modified bacteria foraging algorithm[J]. International Journal of Fuzzy Systems,2020,22(4):1314-1329.

[10] LIU Y, TIAN L, FAN L. The hybrid bacterial foraging algorithm based on many-objective optimizer[J]. Saudi Journal of Biological Sciences,2020,27(12):3743-3752.

[11] 李珺. 细菌觅食优化算法的研究与改进[D]. 兰州：兰州交通大学，2018：21-31.
LI J. Research and improvement of optimization algorithm for bacterial foraging[D]. Lanzhou: Lanzhou Jiao Tong University, 2018:21-31(in Chinese).

[12] HU J J, JIN N F, LI P, et al. An improved bacterial foraging algorithm for multi-modal problems[J]. Journal of Physics,2020, 1631(1):012069.

[13] 邓莉，鲁瑞华. 一种改进的抑制早熟收敛的模糊遗传算法[J]. 计算机科学，2007，34(11)：150-153.
DENG L, LU R H. An improved fuzzy inheritance to inhibit precocious convergence algorithm[J]. Computer Science, 2007, 34(11):150-153(in Chinese).

[14] 李擎，郑德玲，唐勇，等. 一种新的模糊遗传算法[J]. 北京科技大学学报，2001，23(1)：85-89.
LI Q, ZHENG D L, TANG Y, et al. A new fuzzy genetic algorithm[J]. Journal of University of Science and Technology Beijing,2001,23(1):85-89(in Chinese).

[15] 张会红，汪迪生，戴静. 基于模糊遗传算法的XNOR/OR展开式最小化研究[J]. 宁波大学学报，2013，26(3)：35-39.
ZHANG H H, WANG D S, DAI J. XNOR/OR expansion minimization based on fuzzy genetic algorithm[J]. Journal of Ningbo University,2013,26(3):35-39(in Chinese).

Optimization of XNOR/OR circuit area based on BABFA

ZHOU Yuhao[1], HE Zhenxue[1,*], LIANG Xinyi[2], FAN Xinchao[2], HUO Zhisheng[3,4], XIAO Limin[5]

(1. Key Laboratory of Agricultural Big Data of Hebei Province, Hebei Agricultural University, Baoding 071001, China;
2. Information Management Division, Tai'an Maternity and Child Health Hospital, Tai'an 271000, China;
3. High Performance Computing Platform, Beihang University, Beijing 100083, China;
4. College of Software, Beihang University, Beijing 100083, China;
5. School of Computer Science and Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: XNOR/OR-based fixed polarity Reed-Muller (FPRM) circuit area optimization is one of the current research hotspots in the field of integrated circuit design. However, the existing XNOR/OR-based FPRM circuit area optimization method has problems such as poor optimization effect and low optimization efficiency. Since XNOR/OR-based FPRM circuit area optimization is a combinatorial optimization problem, a binary adaptive bacterial foraging algorithm (BFA) is first proposed. The algorithm adds a probability model to the replication operation to improve the diversity of the population, and uses fuzzy rules to modify the replication probability and migration rate to improve the convergence speed of the algorithm. This algorithm allows bacteria to search in the neighborhood, replacing the repulsion operation in the quorum sensing mechanism of bacteria, and bacteria no longer need to sense the influence of other individual positions on it. In addition, an XNOR/OR-based FPRM circuit area optimization method is proposed. This method uses the proposed binary adaptive bacterial foraging algorithm to search for the FPRM circuit with the smallest circuit area. The experimental results based on the MCNC Benchmark circuit show that the maximum area optimization rate reaches 18%, and the maximum time saving rate reaches 46%.

Keywords: area optimization; bacterial foraging algorithm (BFA); replication probability; fuzzy rules; fixed polarity Reed-Muller (FPRM)

Received: 2021-02-02; **Accepted**: 2021-03-12; **Published online**: 2021-03-30 15:52

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210330.0953.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61232009,61772053,81571142,62102130); Natural Science Foundation of Hebei Province (F2020204003); Science and Technology Project of Hebei Education Department (BJ2019008); Introducing Talent Research Project of Hebei Agricultural University (YJ201829); Central Government Guides Local Science and Technology Development Fund Project (226Z0201G)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0073

不同温控模式下直升机惰化系统性能对比

白文涛[1], 刘国田[1], 邹博[2], 王晨臣[3], 陈广豪[3], 冯诗愚[1,*]

(1. 南京航空航天大学 航空学院 飞行器环境控制与生命保障工业和信息化部重点实验室, 南京 210016;
2. 陆军航空兵研究所, 北京 101121;
3. 中国航空工业集团有限公司 南京机电液压工程研究中心 航空机电系统综合航空科技重点实验室, 南京 211106)

摘 要: 以某直升机机载中空纤维膜惰化系统为研究对象,设计了电控阀控温和变频风扇控温2种系统。基于AMESim平台以分离膜数学模型计算数据为基础,搭建机载惰化系统,在飞行包线下,研究了2种温控模式的控温效果、不同飞行阶段的惰化系统性能变化及关键参数对其影响。计算结果表明:电控阀控温系统在整个飞行过程均能将引气温度维持在目标温度90℃,在起飞之后富氮气体(NEA)氮体积分数全程维持在91.5%~96.4%之间,所需引气流量为40~243 kg/h,空载燃油箱气相空间氧体积分数可在180 s内降至9%,且保持全程低于9%;变频风扇控温系统在满足爬升、加速、俯冲高温阶段控温惰化要求的选型前提下,在低速、高速巡航阶段,引气被过度冷却至0℃左右,虽然所需引气流量低至26 kg/h,但NEA氮体积分数大幅下降至81%,燃油箱气相空间氧体积分数高达18%,在巡航阶段,飞行速度越大,引气温降越大,且巡航高度越低,为满足控温效果所需的最低巡航速度越低。

关 键 词: 中空纤维膜惰化; 燃油箱; 飞行包线; 温度控制; 富氮气体(NEA)氮体积分数; 氧体积分数

中图分类号: V37; V219

文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2022)10-2040-08

燃油箱惰化即通过技术手段,使燃油箱气相氧体积分数低于燃油蒸汽燃烧所需的浓度水平[1-4],燃油箱惰化系统主要由引气及处理、惰化气体分离和燃油箱气相氧体积分数控制3部分组成。随着膜制备技术的成熟,中空纤维膜惰化系统已成为燃油箱惰化的首选方案[5-6]。

机载中空纤维膜惰化系统操作工况较复杂,入口温度压力和流量等会有很大变化,同时环境背压也会随飞机爬升和俯冲发生很大变化。单纯实验研究代价大、周期长,因此有必要建立机载中空纤维膜惰化系统模型,进行全流程惰化的数学模拟仿真。目前,国内外常见的系统仿真方法分为2种:①不考虑膜性能,用固定组分的惰气冲洗或洗涤燃油箱[7-11];②入口温度压力恒定,但是考虑膜部分性能的惰化仿真[12-13]。

通过应用背景分析,现存研究具有诸多不足:①不考虑分离膜组件,即使考虑膜也是根据实验数据拟合得到分离性能;②虽然考虑飞行包线中高度变化,但仅作用在燃油箱上,而基本不考虑对膜的影响;③不考虑引气温度和压力的变化,飞行包线中的引气温度基本无用,认为膜入口可以达到所需的温度。

收稿日期: 2021-02-08; **录用日期**: 2021-05-04; **网络出版时间**: 2021-05-18 11:47
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210517.1752.006.html
基金项目: 国家自然科学基金(U1933121); 南京航空航天大学研究生创新基地(实验室)开放基金(kfjj20200110); 中央高校基本科研业务费专项资金; 江苏高校优势学科建设工程
* **通信作者**. E-mail: shiyuf@nuaa.edu.cn

引用格式: 白文涛, 刘国田, 邹博, 等. 不同温控模式下直升机惰化系统性能对比[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 2040-2047. BAI W T, LIU G T, ZOU B, et al. Performance comparison of helicopter inerting system under different temperature control modes[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 2040-2047(in Chinese).

直升机惰化系统需直接从发动机引气,其温度、压力波动范围较大。与座舱引气系统相比,其引气温控难度更大,可能出现温度失调。因此对于发动机引气惰化系统,上述因素都对系统性能有极大影响,应先考虑更完善和普适化的分离膜模型,借鉴冯诗愚和蔡琰等[14-15]的模型,获得更加详细的分离膜性能数据;然后,发现控制方案的好坏对入口温度有很大的影响,而温度对分离膜有影响,进而影响惰化效果。

本文基于 AMESim 平台,搭建了直升机机载惰化系统全流程模型,在考虑飞行包线的基础上综合了引气温度、压力、流量及环境压力对分离膜性能的影响,对中空纤维膜惰化系统进行瞬态仿真。对比分析 2 种控温模式的温控效果,研究 2 种控制策略下中空纤维膜分离性能及燃油箱气相空间氧体积分数的变化规律。

1　电控阀控温和变频风扇控温

本文设计了电控阀控温和变频风扇控温 2 种方式,如图 1 所示。图 1(a)所示的电控阀控温模式采用控制热边引气旁路流量的方法,在引气进入换热器之前设置旁通管路,通过 PID 控制器改变电控阀门的开度,进而调节 2 条支路的流量分配来控制阀出口温度,该方法可在保证热边总流量不变的前提下,调整进入换热器热边的气体流量,从而使冷热流掺混达到控温目的。图 1(b)所示变频风扇控温模式则通过 PID 控制器调节变频风扇转速来改变换热器冷边空气流量,从而控制换热器热边出口温度,相比图 1(a)所示方法,该方法结构简单,尺寸、质量有优势。

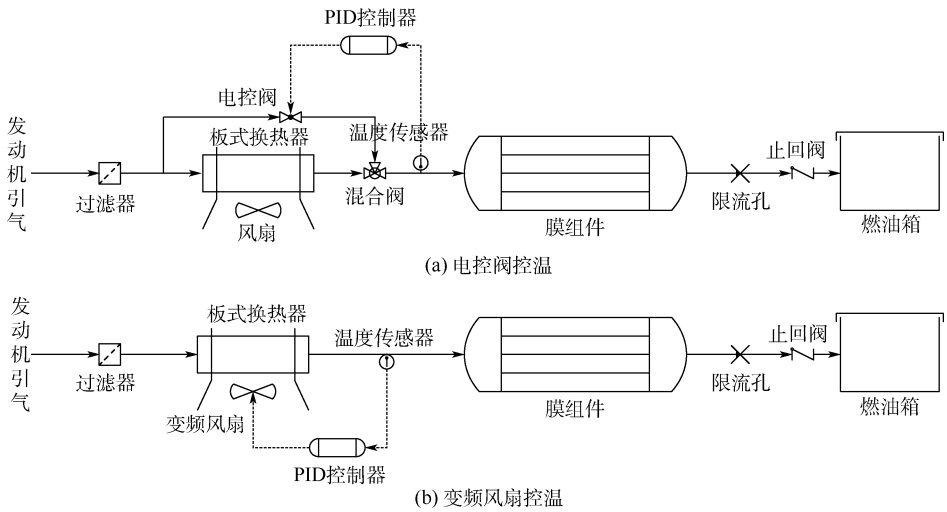


图 1　控温系统示意图

Fig. 1　Schematic diagram of temperature control system

2　中空纤维膜惰化系统数学模型

为了简化模型,作出如下假设:

1) 空气看作理想气体,仅由氧氮组成。

2) 电控阀流量系数与开度无关,为恒定值。

3) 忽略换热器、电控阀出口和腔体内的温度差及其壁面的热容及热损失。

4) 不考虑中空纤维膜组件压降和温降。

5) 空载燃油箱冲洗惰化难度最高,所需引气量最大,以空载燃油箱为研究对象,不考虑飞行姿态变化。

2.1　中空纤维膜入口温度控制系统、部件模型

控温系统主要组件为冷却风扇、流量阀和板式换热器。下面分别对 3 种组件进行数学描述。

1) 冷却风扇

根据相似理论得到冷却风扇的压降及风量计算公式为

$$\Delta P_{\mathrm{ref}} = \Delta P \frac{\rho_{\mathrm{ref}} \omega_{\mathrm{ref}}^2 r_{\mathrm{ref}}^2}{\rho \omega^2 r^2} \tag{1}$$

$$q_{\mathrm{v}} = q_{\mathrm{ref}} \frac{\omega r^3}{\omega_{\mathrm{ref}} r_{\mathrm{ref}}^3} \tag{2}$$

式中:ΔP_{ref}、ρ_{ref}、ω_{ref}、r_{ref}、q_{ref}分别为参考风机的压降、气体密度、转速、叶轮半径、体积流量;与之对应的 ΔP、ρ、ω、r、q_{v}为实际风机的结构性能参数。

2) 换热器热边入口分流电控阀

通过阀门的流动可以近似简化为流体经过具有固定流量系数的孔板流动,流量计算如下:

$$G_{\mathrm{v}} = AC_{\mathrm{q}} \frac{p_{\mathrm{hi}}}{\sqrt{T_{\mathrm{hi}}}} \sqrt{\frac{2\gamma}{R(\gamma - 1)}} \cdot$$

$$\sqrt{\left(\frac{p_{ho}}{p_{hi}}\right)^{\frac{2}{\gamma}}-\left(\frac{p_{ho}}{p_{hi}}\right)^{\frac{\gamma+1}{\gamma}}} \qquad \frac{p_{hi}}{p_{ho}}>p_{cr} \tag{3a}$$

$$G_v = AC_q\frac{p_{hi}}{\sqrt{T_{hi}}}\sqrt{\frac{2\gamma}{R(\gamma-1)}}\cdot$$

$$\sqrt{\frac{2\gamma}{R(\gamma+1)}}\left(\frac{2}{\gamma+1}\right)^{\frac{1}{\gamma-1}} \qquad \frac{p_{hi}}{p_{ho}}\leqslant p_{cr} \tag{3b}$$

$$p_{cr}=\left(\frac{2}{\gamma+1}\right)^{\frac{\gamma}{\gamma-1}} \tag{4}$$

式中：A 为流量阀流通面积；C_q 为流量系数；p_{hi} 和 T_{hi} 分别为阀门入口的压力和温度；γ 为绝热指数；p_{cr} 为临界压比；R 为理想气体常数；p_{ho} 为阀门出口压力。

3）换热器

取换热器冷热边进出口温度及流量的相对变化量形式为：$\theta_{ho}=\frac{\Delta T_{ho}}{T_{ho}^0},\theta_{hi}=\frac{\Delta T_{hi}}{T_{ho}^0},\theta_{ci}=\frac{\Delta T_{ci}}{T_{ho}^0},\theta_{co}=\frac{\Delta T_{co}}{T_{ho}^0},g_h=\frac{\Delta G_h}{G_h^0},g_c=\frac{\Delta G_c}{G_c^0}$，得到换热器热边动态平衡方程为

$$M_h\frac{\mathrm{d}\theta_{ho}}{\mathrm{d}t}+G_h^0\theta_{ho}=G_h^0\left(\frac{T_{hi}^0}{T_{ho}^0}-1\right)g_h+G_h^0\theta_{hi}+G_c^0\left(\frac{T_{ci}^0}{T_{ho}^0}-\frac{T_{co}^0}{T_{ho}^0}\right)g_c+G_c^0\theta_{ci}-G_c^0\theta_{co} \tag{5}$$

式中：M_h 为热边腔体内的空气质量；“0”代表稳定状态值；G_c、G_h 分别为换热器冷、热边流量；T_{ci}、T_{co}、T_{hi}、T_{ho} 分别为冷、热边进、出口温度。

4）电控阀

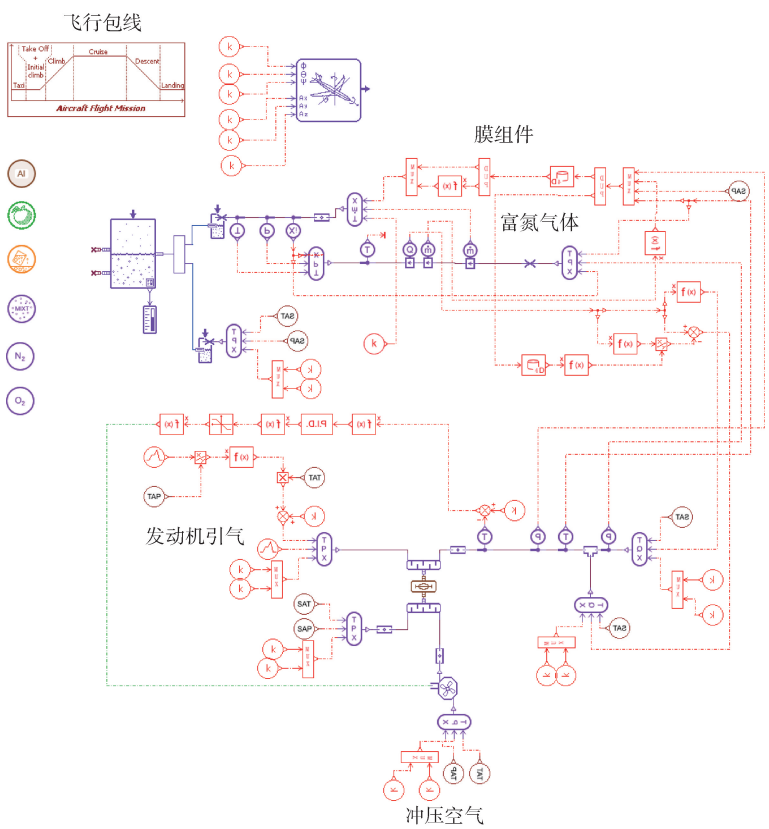
电控阀数学模型与换热器热边腔体类似，同样取相对变化量形式为：$\theta_v=\frac{\Delta T_v}{T_{ho}^0},g_v=\frac{\Delta G_v}{G_v^0}$，可以得到电控阀内气体的动态平衡方程为

$$M_v\frac{\mathrm{d}\theta_v}{\mathrm{d}t}+G_h^0\theta_v=G_v^0\left(\frac{T_{hi}^0}{T_{ho}^0}-1\right)g_v+G_v^0\theta_{hi}+G_h^0\left(1-\frac{T_{co}^0}{T_{ho}^0}\right)g_h+(G_h^0-G_v^0)\theta_{ho} \tag{6}$$

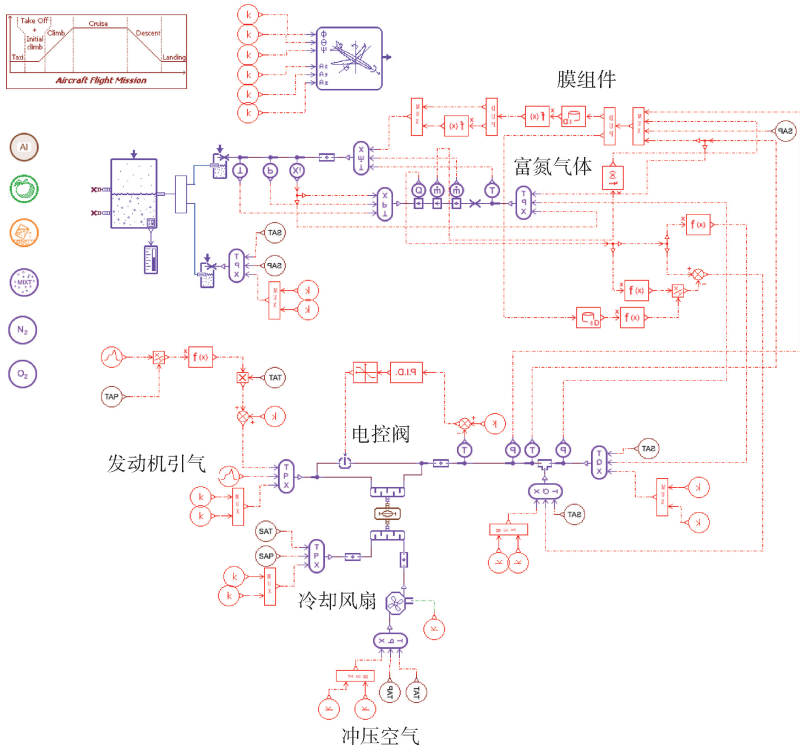
式中：M_v 为电控阀内气体质量；G_v 为通过流量控制阀的气体流量。

2.2 中空纤维膜惰化系统模型

除去引气温控子系统，中空纤维膜惰化系统还包括中空纤维膜气体分离系统和燃油箱气相空间氧体积分数控制系统 2 部分。本文通过 AMESim 已有元件分别搭建温度、燃油箱气相氧体积分数控制系统，并自行封装中空纤维膜气体分离元件，将3 个子系统在 AMESim 中进行耦合。图 2 为基于 AMESim 的 2 种温控模式下的惰化系统模型。



(a) 变频风扇控温系统



(b) 电控阀控温系统

图 2　两种控温系统的 AMESim 模型

Fig. 2　Two temperature control system models based on AMESim

3　仿真结果及分析

3.1　输入参数

采用试凑法进行 PID 参数整定,先以纯比例模式进行控制,将比例系数由小到大修改,观察系统响应,直至响应速度加快且有一定范围超调,再加入积分作用,适当调小比例系数,逐渐增大积分系数,观察静差逐渐减小,根据动态响应曲线变化趋势反复调整比例系数和积分系数,最后加入微分作用将微分系数由小至大直到系统动态稳定。经整定,电控阀、变频风扇控温系统 PID 控制器参数分别设为:$K_p = 50$,$K_i = 0.02$,$K_d = 1$;$K_p = 500$,$K_i = 0.01$,$K_d = 1$。膜组件出口限流孔面积为 16 mm^2,管道直径为 45 mm,风扇叶轮半径为 168 mm,燃油箱尺寸为 1 m×1 m×1 m,2 套控温系统均选用板式换热器,尺寸选型如表 1 所示。

计算时选用的飞行包线包含垂直起降、爬升、平飞和加速飞行 4 种模式,其飞行高度、发动机引气温度、引气压力变化如图 3 所示。

表 1　换热器尺寸

Table 1　Size of heat exchanger

参数	电控阀控温系统	变频风扇控温系统
冷边流道当量直径/mm	1.12	1.083
热边流道当量直径/mm	0.583	0.56
冷边空气流通面积/mm^2	11 773.1	5 616
热边空气流通面积/mm^2	756	1 500.8
冷边对流换热面积/mm^2	2 451 710	2 830 850
热边对流换热面积/mm^2	1 703 810	2 126 850

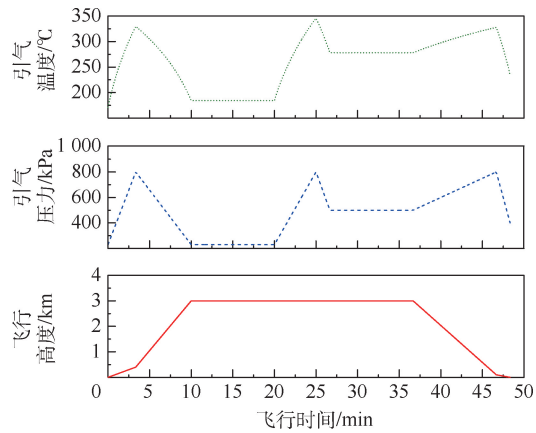


图 3　飞行高度、引气压力及引气温度随时间变化关系

Fig. 3　Flight altitude, pressure and temperature of bleed air with time

3.2　中空纤维膜流量特性

进行中空纤维膜模型验证,根据天津大学陈思禄[16]的中空纤维膜装置参数:壳侧逆流,装置内 10 根膜丝,丝长 1.07 m,丝外径取 450 μm;在标准温度压力下,氧气渗透系数为 2.1×10^{-5} cm^3/(cm^2·s·cmHg);在标准温度压力下,氮气渗透系数为 3.6×10^{-5} cm^3/(cm^2·s·cmHg);渗透侧气体出口连通大气,压力为 101.325 kPa;环境温度取 293.5 K。实验仿真对比结果如图 4 所示,实验数据与仿真结果误差在 20% 以内。图中:NEA 为富氮气体;1 psig = 6 894.76 Pa。

根据中空纤维膜数学模型得到其性能数据,对其进行多项式拟合,图 5 给出了膜组件在不同

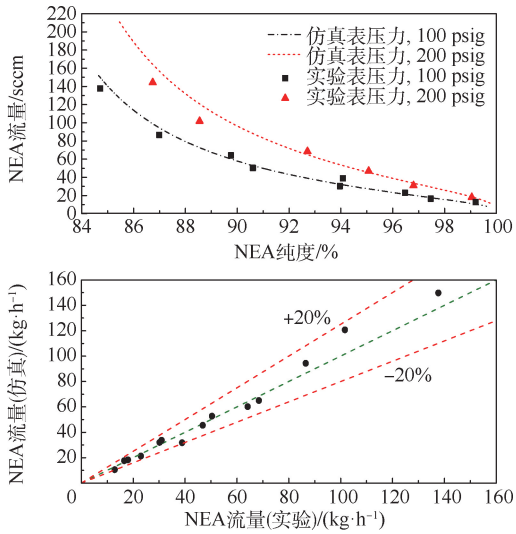
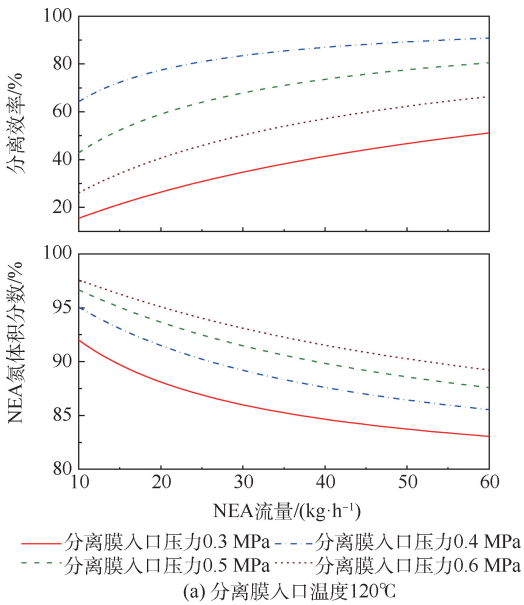
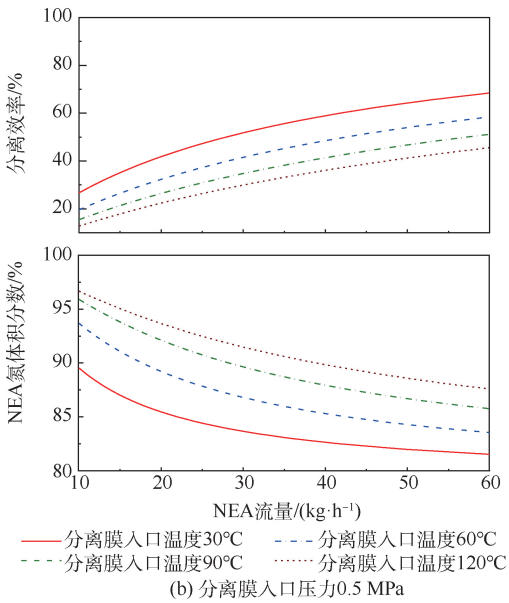


图 4 中空纤维膜模型准确性验证

Fig. 4 Verification of accuracy of hollow fiber membrane



(a) 分离膜入口温度120℃



(b) 分离膜入口压力0.5 MPa

图 5 不同温度、压力下的分离特性

Fig. 5 Separation characteristics at different temperatures and pressures

压力、温度下的分离性能。根据性能曲线得到分离效率对于中空纤维膜制氮系统的温度控制存在间接影响,即如果温度偏离目标温度,分离效率发生改变,导致所需引气流量发生改变,从而进一步影响控温效果。

3.3 控温效果及飞行包线下惰化系统性能分析

如图 6 所示,飞行过程中电控阀控温系统的引气温度一直稳定在 90℃ 附近;而变频风扇控温系统在巡航时温度大幅度下降至 0℃ 左右,在起飞下降及加速的过程中控温效果稍好。

图 7 和图 8 给出了 2 种温控模式下 NEA 氮体积分数、所需引气流量、NEA 流量、分离效率的变化。在同一 NEA 需求量下,在起降、加速状态时,2 种系统控温效果无较大差异,在同样引气压力、NEA 流量的变化规律下均获得大流量高纯度的富氮气体,体积分数最高达到 97%,所需引气流量波动范围大致相同。在巡航阶段,变频风扇控温系统所需引气流量分别低至26 kg/h、60 kg/h,NEA 氮体积分数只有 81%、84.2%,无法起到惰化作用;电控阀控温系统所需引气量较大,分别为56 kg/h、143 kg/h,NEA 氮体积分数稳定在 91.2%、95.5%。

图 9 显示,电控阀控温系统在起飞 180 s 后燃油箱气相空间经过富氮气体冲洗氧体积分数低

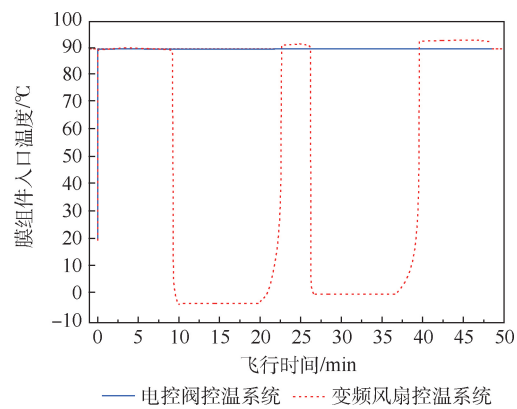


图 6 两种系统控温效果对比

Fig. 6 Comparison of temperature control effect of two systems

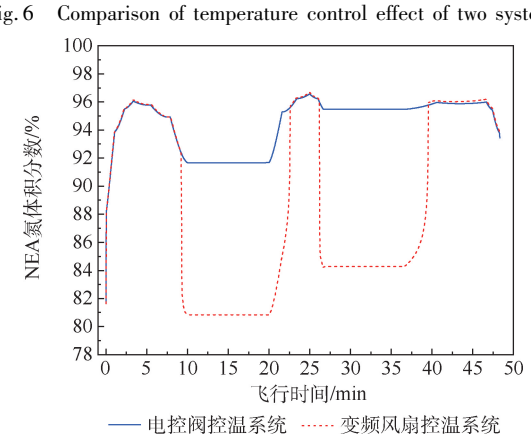


图 7 NEA 氮体积分数随时间变化

Fig. 7 Variation of N_2 volume fraction in NEA with time

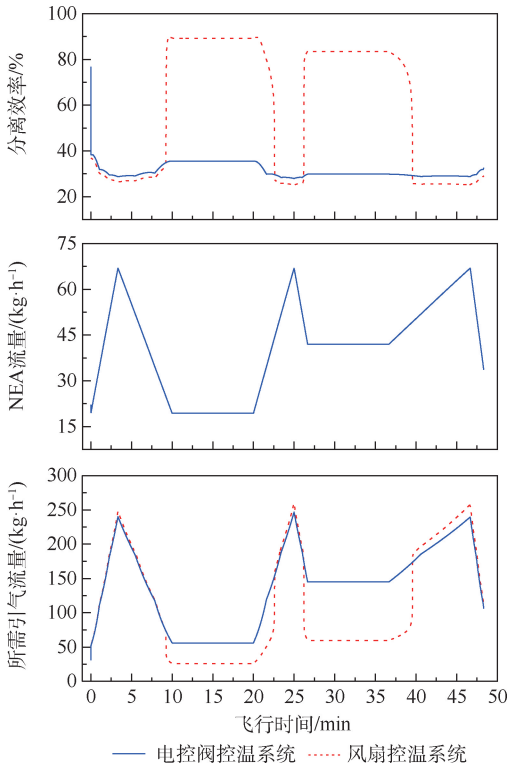


图 8　NEA 流量、引气流量、分离效率随时间变化

Fig. 8　Variation of NEA, bleed air flowrate and separation efficiency with time

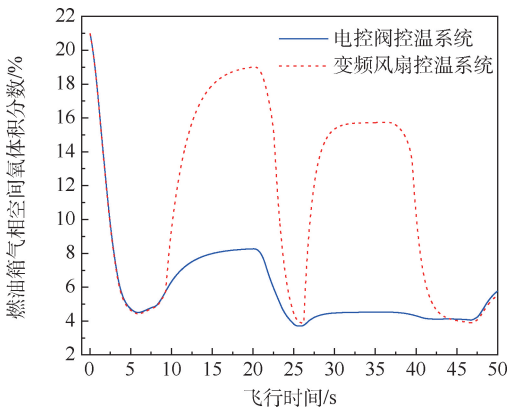


图 9　气相空间氧体积分数随时间变化

Fig. 9　Variation of O_2 volume fraction on ullage with flight time

于 9%,加速爬升阶段氧体积分数维持在 4% 左右,在巡航阶段氧体积分数略有上升达到 8%;变频风扇控温系统由于巡航阶段的温度骤降,NEA 含氮量低,导致燃油箱气相空间氧体积分数过高。

针对巡航低引气流量、温度工况下变频风扇控温系统所产生的温度大幅下降现象,根据图 10 变频风扇控温系统风扇转速、马赫数、冲压空气流量随时间变化规律,低温阶段风扇已经停转,仅依靠冲压空气便使引气过度冷却,故排除 PID 控制参数的影响。

图 11 为变频风扇控温系统在不同巡航高度、飞行速度下巡航阶段的控温效果(目标温度为 90℃)。可知,在同一高度下飞行速度越高过度冷

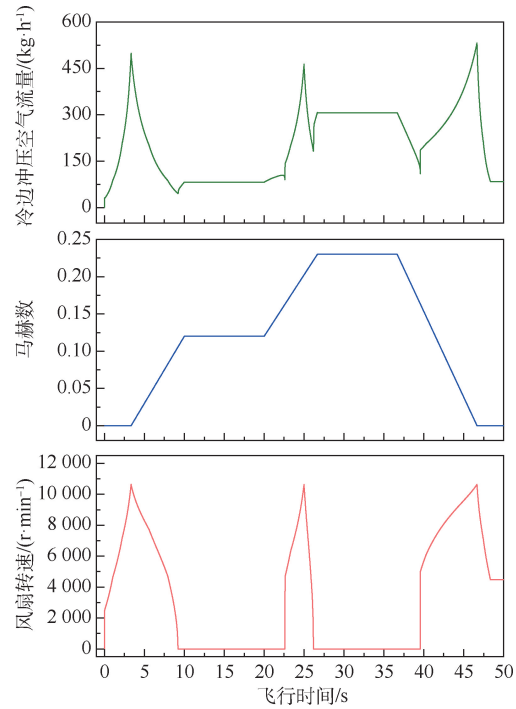


图 10　风扇转速、马赫数、冲压空气流量随时间变化

Fig. 10　Variation of rotational speed, Mach number and flow rate of bleed air with flight tim

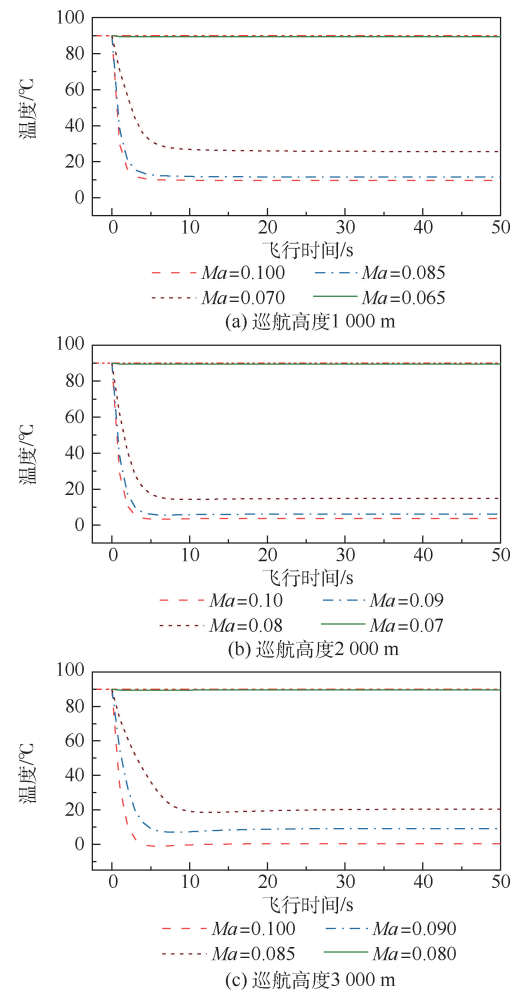
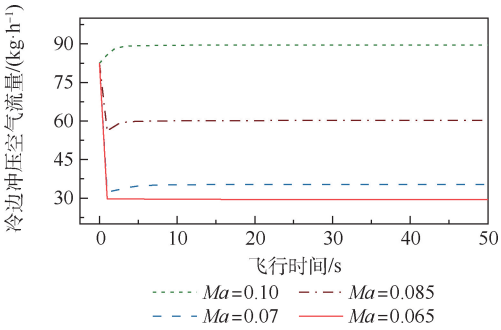


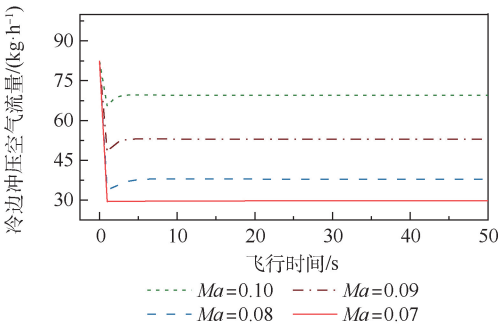
图 11　不同巡航高度、马赫数下的控温效果

Fig. 11　Temperature control ability at different cruise altitude and Mach number

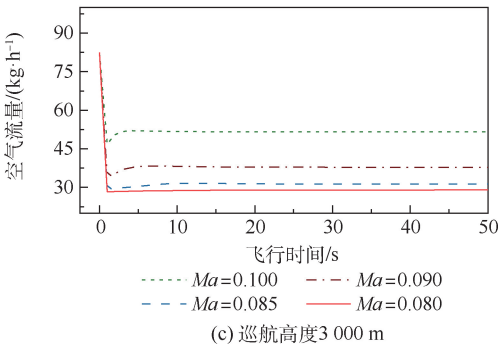
却现象越明显,在1 000 m、2 000 m、3 000 m 巡航时马赫数分别要低于 0.065、0.07、0.08 才能满足控温要求。这是由于巡航高度越低空气密度越大,同样速度下冲压空气流量越大,如图 12 所示,因此巡航高度越低想要保证控温效果的飞行速度越低。



(a) 巡航高度1 000 m



(b) 巡航高度2 000 m



(c) 巡航高度3 000 m

图 12 不同巡航高度、马赫数下的冲压空气流量

Fig. 12 Impressed flow rate of bleed air at different cruise altitude and Mach number

4 结 论

1) 电控阀控温系统在整个飞行过程均可将引气温度控制在目标值 90℃,在爬升、加速、俯冲阶段提供 NEA 氮体积分数最高可达 97%;在低速、高速巡航阶段,NEA 氮体积分数分别为 91.2%、95.5%,所需引气流量为 56 kg/h、143 kg/h。空载燃油箱气相空间氧体积分数可在 180 s 内降至 9%,且保持起飞后全程低于 9%。

2) 变频风扇控温系统在高引气温度工况(爬升、加速、俯冲阶段)满足控温惰化要求的前提下,在巡航阶段引气被过度冷却至 0℃左右,虽然所需引气流量低至 26 kg/h,但 NEA 氮体积分数大幅下降至 81% 左右,燃油箱气相空间氧体积分数高达 18%。

3) 变频风扇控温系统在巡航阶段,随着飞行速度的提升将产生过度冷却现象,速度越高引气温降幅度越大;为保证控温效果所需的最低巡航速度随着巡航高度的降低而减小。

4) 电控阀控温系统因其控温效果更加稳定,更适合实际应用;对于变频风扇控温系统,后续可尝试在风扇入口增加风门,用以在巡航速度过快时切断冲压空气流入换热器,避免过冷现象,但仍需要实验验证其是否可行。

参考文献 (References)

[1] ANDERSON C, GRENICH A, TOLLE F, et al. Performance tests of two inert gas generator concepts for airplane fuel tank inerting [C] // 19th Joint Propulsion Conference. Reston: AIAA, 1983: 1140.

[2] KNIGHT T, RITTER J. The AH-64A nitrogen inerting system [C] // Aircraft Design Systems and Operations Meeting. Reston: AIAA, 1984: 2480.

[3] 刘小芳,刘卫华. 飞机供氧和燃油箱惰化技术概况[J]. 北华航天工业学院学报,2008,18(3):4-7.
LIU X F, LIU W H. Outline of airborne oxygen supplied and its fuel tanks inerted[J]. Journal of North China Institute of Aerospace Engineering, 2008, 18(3): 4-7(in Chinese).

[4] 肖再华. 飞机燃油箱惰化[J]. 航空科学技术,2005,16(1):31-33.
XIAO Z H. Inerting aircraft fuel tanks[J]. Aeronautical Science and Technology, 2005, 16(1): 31-33(in Chinese).

[5] 卢吉. 机载空分装置及惰化系统的理论研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2012.
LU J. Theoretical study of onboard air separation unit and inerting system[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2012(in Chinese).

[6] 邵垒,刘卫华,孙兵,等. 中空纤维膜分离性能实验与预测[J]. 航空动力学报,2015,30(4):800-806.
SHAO L, LIU W H, SUN B, et al. Experiment and prediction of separation performance of hollow fiber membrane[J]. Journal of Aerospace Power, 2015, 30(4): 800-806(in Chinese).

[7] 闫红敏,江平,高永庭. 军用飞机机载制氮系统研究[J]. 沈阳航空工业学院学报,2005,22(5):12-14.
YAN H M, JIANG P, GAO Y T. Study on the on-board inert gas generator system of military aircraft[J]. Journal of Shenyang Institute of Aeronautcal Engineering, 2005, 22(5): 12-14(in Chinese).

[8] 高秀峰,刘卫华,熊斌,等. 飞机燃油箱冲洗惰化过程的理论研究[J]. 西安交通大学学报,2010,44(9):16-20.
GAO X F, LIU W H, XIONG B, et al. Theoretical study of washing inerting process in aircraft fuel tank[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2010, 44(9): 16-20(in Chinese).

[9] BURNS M, CAVAGE W M. Inerting of a vented aircraft fuel tank test article with nitrogen-enriched air: DOT/FAA/AR-01/6 [R]. Washington, D. C.: Office of Aviation Research, 2001.

[10] CAVAGE W, BOWMAN T. Modeling in-flight inert gas distri-

bution in a 747 center wing fuel tank[C]//35th AIAA Fluid Dynamics Conference and Exhibit. Reston:AIAA,2005:4906.

[11] CAVAGE W M. Modeling of in-flight fuel tank inerting for FAA OBIGGS research[R]. [S. l.]:[s. n.],2007.

[12] LI C Y,FENG S Y,CHEN C,et al. Performance analysis of aircraft fuel tank inerting system with turbocharger[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers,Part G:Journal of Aerospace Engineering,2019,233(14):5217-5226.

[13] 黄雪飞,刘文怡,冯诗愚,等. 单流和双流模式对燃油箱冲洗惰化过程影响[J]. 南京航空航天大学学报,2018,50(4):435-441.
HUANG X F,LIU W Y,FENG S Y,et al. Influence of single-flow and dual-flow patterns on inerting process of fuel tank washing[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics,2018,50(4):435-441(in Chinese).

[14] 冯诗愚,卢吉,刘卫华,等. 机载制氮系统中空纤维膜分离特性[J]. 航空动力学报,2012,27(6):1332-1339.
FENG S Y,LU J,LIU W H,et al. Separation performance of hollow fiber membrane for on-board inerting gas generating system[J]. Journal of Aerospace Power,2012,27(6):1332-1339(in Chinese).

[15] 蔡琰,林贵平,曾宇,等. 中空纤维膜机载制氮装置的数学建模分析[J]. 航空动力学报,2015,30(9):2100-2107.
CAI Y,LIN G P,ZENG Y,et al. Mathematical modeling analysis of hollow fiber membrane onboard inert gas generation system[J]. Journal of Aerospace Power,2015,30(9):2100-2107(in Chinese).

[16] 陈思禄. 用于气体分离的膜材料制备与中空纤维膜过程评价[D]. 天津:天津大学,2018.
CHEN S L. Fabrication of membranes and process evaluation of hollow fiber membranes for gas separation[D]. Tianjin:Tianjin University,2018(in Chinese).

Performance comparison of helicopter inerting system under different temperature control modes

BAI Wentao[1], LIU Guotian[1], ZOU Bo[2], WANG Chenchen[3], CHEN Guanghao[3], FENG Shiyu[1,*]

(1. Key Laboratory of Aircraft Environmental Control and Life Support Industry and Information Technology, College of Aerospace Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China; 2. Army Aviation Research Institute, Beijing 101121, China; 3. Aviation Key Laboratory of Science and Technology on Aero Electromechanical System Integration, Nanjing Engineering Institute of Aircraft Systems, Aviation Industry Corporation of China, Nanjing 211106, China)

Abstract: The airborne hollow fiber membrane inerting system of a helicopter is taken as the research subject. in this paper. Two temperature control systems using an electric valve and a frequency conversion fan have been designed. Based on the AMESim platform and the calculated data of the separation membrane mathematical model, an airborne inerting system was built. Under the flight mission, the temperature control effect of the two systems, the variation of the performance of the inerting system at different flight stages, and the influence of key parameters were all studied. The results show that: the system with an electronic valve can maintain the bleed air temperature at the desired level of 90℃ throughout the flight. After take-off, the nitrogen concentration of nitrogen enriched air (NEA) is maintained between 91.5% -96.4%, the required bleed air flow rate is maintained between 40 kg/h - 243 kg/h, and the oxygen volume fraction on ullage can be reduced to 9% within 180 s and kept below 9% throughout the flight. Under the premise of the heat exchanger selection that meets the temperature control and inerting requirements during the high temperature stages such as climb, acceleration, and descent, the bleed air is overcooled to about 0℃ during the cruise stage of the system with the variable frequency fan, although the required bleed air flow rate dropped to 26 kg/h, the concentration of NEA is greatly reduced to 81%, and the oxygen volume fraction on ullage rose to 18%. The larger the flying speed, the greater the temperature drop of bleed air and the lower the cruising altitude, the lower the minimum cruising speed required to meet the temperature control effect are all valid during the cruise phase of the system with the variable frequency fan.

Keywords: hollow fiber membrane inerting; fuel tank; flight mission; temperature control; nitrogen molar concentration of nitrogen enriched air (NEA); oxygen volume fraction

Received: 2021-02-08; **Accepted**: 2021-05-04; **Published online**: 2021-05-18 11:47

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210517.1752.006.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (U1933121); Nanjing University of Aeronautics and Astronautics Postgraduate Innovation Base (Laboratory) Open Fund (kfjj20200110); The Fundamental Research Funds for the Central Universities; Priority Academic Program Development of Jiangsu Higher Education Institutions

* **Corresponding author**. E-mail: shiyuf@nuaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0066

基于交通状态的离场航班动态协同排序方法

江灏[1,2], 刘继新[1,2,*], 董欣放[1,2]

(1. 南京航空航天大学 民航学院, 南京 211106; 2. 国家空管飞行流量管理技术重点实验室, 南京 211106)

摘 要: 为适应协同决策(CDM)需要,考虑空管、航司和机场三方的诉求,对拥挤和非拥挤场景下的离场航班动态协同排序问题进行了系统研究。通过分析离场航班运行特性,利用离场航班的计划撤轮档时间(SOBT)和预计撤轮档时间(EOBT)数据设计了一种离场航班动态排序方法;针对各方构建了离场航班排序的多个优化目标,且为保证排序公平性,提出了航空公司延误公平性评价指标,将非受控离场航班优先级分为3类,对各类非受控离场航班设置其可接受的最大延误时间和最大位置偏移量,创建了基于交通状态的离场航班协同排序模型;采用带精英策略的快速非支配排序遗传算法(NSGA-Ⅱ)寻求离场航班动态协同排序的最优解。仿真结果表明:较先到先服务(FCFS)方法,所提方法在2种场景下各排序时段均增加多种排序方案,离场航班总延误均减少50%以上,且在非拥挤场景下提高了航空公司延误公平性。所提方法可对离场航班进行优化排序,显著减少航班延误,有效提升公平性,契合协同决策理念,可实现三方协同排序。

关 键 词: 空中交通管理; 离场排序; 协同决策; 航空公司延误公平性; 遗传算法

中图分类号: V355.2

文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2022)10-2048-13

空中交通需求的持续增长与可用空域和机场资源的长期受限,给空中交通管理带来了新的机遇与挑战。目前,民航部门投入了大量的人力与物力在繁忙机场新建跑道、更新管制运行设备。但单纯依靠该方法来提高机场和终端区运行容量会受到多种因素(如时间、资金)的制约,已不能作为当前提高交通流量的有效措施。因此,如何有效地优化和调度时空资源,最大化地发挥现有机场基础设施的潜能,成为空中交通管理领域的研究热点,而在跑道系统中对航班进行进离场排序优化是该领域的典型问题。

离场航班排序和进场航班排序在性质上相似,其区别于进场航班排序之处在于目标函数、间隔要求及求解算法方面[1]。在目标函数方面,由于离场航班起飞前的整个离场运行过程发生在机场范围内,相较于进场航班排序,需要更多考虑机场方的诉求。在间隔要求方面,最为不同的是离场航班会受到航路放行间隔的约束,这使得对于进场航班排序问题很容易满足的三角不等式(对于航班序列中的任意3个航班 l、m 和 k,以 S_{lm}、S_{mk} 和 S_{lk} 分别代表航班对 lm、mk 和 lk 之间须满足的间隔要求,则三角不等式可表示为 $S_{lm}+S_{mk}\geqslant S_{lk}$),对离场航班排序问题并不总是能够成立。因为在进场着陆的航班对中,后机仅受到与其相邻前机的尾流间隔、水平间隔和进近-塔台移交的协议间隔[2],而离场航班的航路放行间隔并不仅与其相邻前机相关,还须检查所有先前离场的航班。求解算法方面,动态规划算法能够求解航班排序问题必须满足的先决条件是:航班对之间的间隔满足三角不等式约束,且若离场排序问题中

收稿日期: 2021-02-05; **录用日期**: 2021-03-29; **网络出版时间**: 2021-04-16 11:22
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210416.1057.001.html
基金项目: 南京航空航天大学研究生创新基地(实验室)开放基金(kfjj20200717)
* **通信作者**. E-mail: Larryljx@163.com

引用格式: *江灏, 刘继新, 董欣放. 基于交通状态的离场航班动态协同排序方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 2048-2060. JIANG H, LIU J X, DONG X F. Dynamic collaborative sequencing for departure flights based on traffic state[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 2048-2060(in Chinese).*

航班之间的间隔不满足三角不等式,问题的复杂度会大幅增加[3-4]。因此,被广泛应用于求解进场航班排序问题的动态规划算法,在用于求解离场航班排序问题时必须假定离场航班对之间的间隔满足三角不等式[5-8]。Gupta[9]、Su[10]和 Liu[11]等建立了离场航班排序问题的混合整数线性规划模型;分支定界法[12-13]、元启发式算法[3-4]等也被用于解决离场航班排序问题。

近年来,航空运输业呈现多方协同决策的发展趋势,离场航班本身作为空管、航司和机场等多方单位基于各自利益的决策载体,各方秉持不同的诉求。空管立足运行安全和降低管制负荷,航司着眼运行效率和公平性,机场注重容量提高和放行正常,离场排序的研究重点也由单目标优化逐步转向多目标优化。Montoya 等[8]、尹嘉男等[14]、Zhang 和 Hu[15]、Zhong 等[16]同时考虑多个目标,对离场航班排序问题进行多目标优化。上述多目标优化相关研究丰富了离场航班排序问题的内涵,但仍存在 2 方面问题亟待解决:①如何充分考虑空管、航司和机场的诉求,在对离场航班排序时兼顾各方利益并满足公平性的要求;②如何根据不同时段机场交通状态的差别调整资源,选择合理的优化目标与排序方案。

本文立足于民航运输业多方协同决策的发展趋势,以拥有单条起飞跑道的机场为对象,重点研究机场拥挤与非拥挤场景下离场航班动态协同排序问题。研究工作着眼于离场航班排序的动态性、协同性和定制化。在满足离场航班排序的动态性方面,基于离场航班的计划撤轮档时间(scheduled off-block time, SOBT)和预计撤轮档时间(estimated off-block time, EOBT)数据,设计一种离场航班动态排序方法;协同性是指在对离场航班排序时,充分考虑空管、航司和机场的诉求;通过分析拥挤场景与非拥挤场景下各方诉求的差异,定制化地选择目标函数和约束,建立离场航班排序模型。

1　离场航班动态排序方法

在离场航班的 SOBT 前 150 min,航空公司或航务代理单位会通过领航计划报提交该航班的 EOBT。本文利用 EOBT 数据自身具有的动态特性,设计一种离场航班动态排序方法,以满足离场航班排序的动态性要求。参考滚动时域控制[17](receding horizon control, RHC)中时间窗参数的设置,确定排序时段时长为 15 min。

图 1 为离场航班动态排序方法流程,各步骤的详细描述如下。

步骤 1　选定离场航班动态排序的时间区间 $[T_s, T_e]$,初始化 SOBT 在 $[T_s, T_e]$ 之内的原始航班列表 L_0(按照 SOBT 从小到大排序),初始化离场航班排序时段索引 $i=1$,初始化待排序航班列表 L_1 为空。

步骤 2　实时接收 EOBT 数据,将其所对应的离场航班按照 EOBT 由小到大的顺序插入 L_1 相应位置。

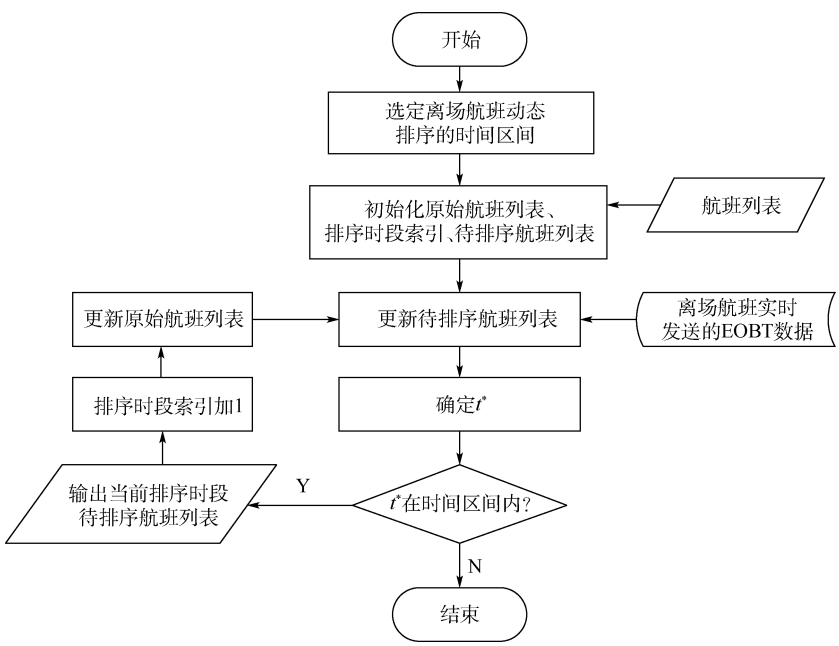


图 1　离场航班动态排序方法流程

Fig. 1　Flowchart of departure flight dynamic sequencing method

步骤 3 取 L_0 中第 1 个位置离场航班的 SOBT 记为 t_0，取 L_1 中第 1 个位置离场航班的 EOBT 记为 t_1，令 $t^* = \min\{t_0, t_1\}$。若 $t^* \in [T_s, T_e]$，则继续步骤 4，否则结束流程。

步骤 4 t^* 前 150 min 开始计时，计时时长 15 min。计时结束时初始化排序时段 i 待排序航班列表 L^i，将 L_1 中 EOBT 处于 $[t^*, t^*+15]$ 的离场航班加入 L^i 中，并将其从 L_0 和 L_1 中剔除。触发排序，输出 L^i 作为对当前时段 i 离场航班排序的初始输入信息。

步骤 5 排序时段索引 i 加 1，返回步骤 3。

2 模型建立

在协同决策理念下对离场航班排序时，希望同时考虑到空管、航司和机场的诉求，因此针对各方构建了离场航班排序的多个优化目标，并且为保证排序公平性，提出了航空公司延误公平性评价指标。通过分析机场交通状态拥挤与非拥挤场景下运行特性和各方诉求的差异，确定 2 种场景下不同的目标函数和约束，提出一种基于交通状态的离场航班协同排序模型，从而实现各方利益的协同和不同场景下的定制化排序。

本节阐述对第 1 节离场航班动态排序方法输出的时段 i 待排序航班列表 L^i，进行优化排序的模型建立过程。

2.1 航空公司延误公平性

在一组参与者之间分享有限资源或利益的系统背景下，公平得到了广泛的研究[18]。航班排序问题中，参与者为各待排序航班，有限资源为跑道时隙资源。航班次序约束位置交换[19]的应用使得跑道系统在提升运行效率的同时，航班间的相对公平得到保障。近年来，针对航班排序问题中航班延误公平性的研究已取得了一定的成果[2,15,20]。

而对于单机场航班排序问题而言，空管、航司和机场三方中的航司方也存在多个决策主体，即多个不同航司。文献[16]通过最小化各航班流方向航班平均延误的差别，实现保证各航班流方向之间延误公平性的目标，借鉴此思路，本文基于各航空公司航班平均延误的差别建立航空公司延误公平性评价指标。

在计算离场航班延误时将离场航班按照是否受到流控影响分为非受控离场航班和受控离场航班。为实现准点保障的目标，在计算航班延误时将航班提前起飞也当作延误处理。因此在计算非受控离场航班延误时，其等于优化起飞时间与计划关舱门时间和机场地面滑行时间之和的差值的绝对值。

$$D_{j,a}^i = \left| T_{j,a}^{i,\mathrm{opt}} - O_{j,a}^{i,\mathrm{sch}} - X^{\mathrm{std}} \right| \quad \forall j \in A^i, \forall a \in F_j^{i,\mathrm{N}} \tag{1}$$

式中：D^i 为时段 i 离场航班涉及的航班流向集合；$D_{j,a}^i$、$T_{j,a}^{i,\mathrm{opt}}$、$O_{j,a}^{i,\mathrm{sch}}$ 分别为排序时段 i 航空公司 j 非受控离场航班 a 的延误时间、优化起飞时间、计划关舱门时间；X^{std} 为规定的机场地面滑行时间；A^i 为时段 i 离场航班涉及的航司集合；$F_j^{i,\mathrm{N}}$ 为时段 i 航司 j 的非受控离场航班集合；$F^{i,\mathrm{N}}$ 为时段 i 非受控离场航班集合；F_j^i 为时段 i 航司 j 的离场航班集合；F 为某时间区间离场航班集合；F^i 为时段 i 离场航班集合。

而对于受控航班，全国流量管理系统会以航班计划为基础，依据流量管理措施并按照相关规则发布其计算起飞时间(calculated take off time, CTOT)。受控航班须在其 CTOT 前后一定容差范围内起飞，CTOT 时隙容差分为一类容差和二类容差。根据《中国民航空管流量管理运行程序》，基于容量管理的流量管理措施为一类容差，容差范围为(-5, +10) min；基于间隔管理的流量管理措施为二类容差，容差范围为(-3, +3) min。为尽可能保障受控航班按照其 CTOT 准点起飞，在计算受控离场航班延误时，令其等于优化起飞时间与 CTOT 差值的绝对值。

$$D_{j,b}^i = \left| T_{j,b}^{i,\mathrm{opt}} - T_{j,b}^{i,\mathrm{cal}} \right| \quad \forall j \in A^i, \forall b \in F_j^{i,\mathrm{C}} \tag{2}$$

式中：$D_{j,b}^i$、$T_{j,b}^{i,\mathrm{opt}}$、$T_{j,b}^{i,\mathrm{cal}}$ 分别为排序时段 i 航空公司 j 受控离场航班 b 的延误时间、优化起飞时间、CTOT；$F_j^{i,\mathrm{C}}$ 为时段 i 航司 j 的受控离场航班集合，$F^{i,\mathrm{C}}$ 为时段 i 受控离场航班集合。

在计算某航司离场航班总延误时，考虑到受控航班相比于非受控航班具有更高的重要度和优先级，可通过对受控离场航班的延误赋予较大权重，实现重点保障受控离场航班 CTOT 的目标。某时段某航司离场航班总延误为

$$D_j^i = \sum_{a \in F_j^{i,\mathrm{N}}} D_{j,a}^i + \alpha \sum_{b \in F_j^{i,\mathrm{C}}} D_{j,b}^i \quad \forall j \in A^i \tag{3}$$

式中：D_j^i 为排序时段 i 航空公司 j 所有离场航班的总延误时间；α 为受控离场航班延误权重，其值大于 1 即能体现受控航班相较非受控航班具有更高的优先级，取值越大则受控航班重要度越高。

各航司离场航班平均延误的差别越小，航空公司间的延误公平性越高。因此，在计算航空公司延误公平性评价指标时，对各航司离场航班平均延误的差别进行“取倒数”的处理，从而使各航

司离场航班平均延误的差别与航空公司间延误公平性的内涵表征保持一致性。另外,由于各航司离场航班平均延误的差别存在取值为零的可能,为保证分母的有效性和将航空公司延误公平性评价指标限定在(0,1]范围之内,需以各航司离场航班平均延误的差别取值加上常数 1 作为分母。

基于以上分析,本文将航空公司延误公平性评价指标定义为

$$\theta^i = \frac{1}{(\max\{\overline{D}_j^i\} - \min\{\overline{D}_j^i\}) + 1} \qquad \forall j \in A^i \tag{4}$$

$$\overline{D}_j^i = \frac{D_j^i}{|F_j^i|} \qquad \forall j \in A^i \tag{5}$$

式中:θ^i 为排序时段 i 航空公司延误公平性评价指标,其值越大,说明排序时段 i 航空公司延误公平性越高;$\overline{D}_j^i$ 为排序时段 i 航空公司 j 所有离场航班的平均延误时间。

2.2　目标函数

本文根据空管、航司和机场三方的诉求,建立了三方共同关注的 2 个目标函数,并针对各方诉求分别设计了一个目标函数。其中,最小化离场航班总延误和最大化航空公司延误公平性 2 个目标函数同时涉及非受控航班和受控航班。一般情况下,若某排序时段存在受控航班,该排序时段最后一个离场航班通常为受控航班,其起飞次序较计划起飞次序也会相应地存在较大偏差,并且其优化空间有限,因此对于最小化离场航班次序调整和最大化跑道容量 2 个目标,仅考虑非受控航班。根据《民航航班正常统计办法》中放行正常航班判定标准,受控航班基本不会被判定为放行正常,故对于最大化机场放行正常率目标,亦不将受控航班纳入统计。

1) 综合指标:最小化离场航班总延误

航班延误时间是反映航班延误程度的指标,航班延误对空管社会形象、机场运行效率和航空公司成本效益等均造成了严重影响。某排序时段离场航班总延误最小,即

$$\min \sum_{j \in A^i} D_j^i \tag{6}$$

2) 综合指标:最小化离场航班次序调整

离场航班优化起飞次序若与计划起飞次序存在偏差,机组会和管制员进行额外的通话,这将增加管制负荷;机场和航司会根据离场航班的离场顺序安排航班保障的先后次序,为保证机场和航司对于离场航班保障服务的平稳、有序和高效运行,优化起飞次序较计划起飞次序的偏离程度应当越小越好。某排序时段内的离场航班次序调整最少,即

$$\min \sum_{n \in F^{i,\mathrm{N}}} |L_n^{i,\mathrm{fcfs}} - L_n^{i,\mathrm{opt}}| \tag{7}$$

式中:$L_n^{i,\mathrm{fcfs}}$、$L_n^{i,\mathrm{opt}}$ 分别为排序时段 i 非受控离场航班 n 的计划起飞次序、优化起飞次序。

3) 空管:最大化跑道容量

某排序时段跑道容量最大,即

$$\min(\max\{T_n^{i,\mathrm{opt}}\} - \min\{T_n^{i,\mathrm{opt}}\}) \qquad \forall n \in F^{i,\mathrm{N}} \tag{8}$$

式中:$T_n^{i,\mathrm{opt}}$ 为排序时段 i 非受控离场航班 n 的优化起飞时间。

4) 航司:最大化航空公司延误公平性

由 2.1 节可知,航空公司延误公平性评价指标值的大小可直接反映航空公司间的公平性高低。某排序时段内的航空公司延误公平性最高,即

$$\max\ \theta^i \tag{9}$$

5) 机场:最大化机场放行正常率

某排序时段机场放行正常率最高,即

$$\max \frac{\sum_{n \in F^{i,\mathrm{N}}} \delta_n^i}{|F^{i,\mathrm{N}}|} \times 100\% \tag{10}$$

$$\delta_n^i = \begin{cases} 0 & T_n^{i,\mathrm{opt}} > O_n^{i,\mathrm{sch}} + X^{\mathrm{std}} + d_{n_0}^i \\ 1 & T_n^{i,\mathrm{opt}} \leqslant O_n^{i,\mathrm{sch}} + X^{\mathrm{std}} + d_{n_0}^i \end{cases} \qquad \forall n \in F^{i,\mathrm{N}}, n_0 \in F^{i,\mathrm{S}} \tag{11}$$

$$d_{n_0}^i = \begin{cases} 0 & \forall n_0 \in F^{i,\mathrm{P}} \\ \dfrac{(I_{n_0}^{i,\mathrm{act}} - I_{n_0}^{i,\mathrm{sch}}) + |I_{n_0}^{i,\mathrm{act}} - I_{n_0}^{i,\mathrm{sch}}|}{2} & \forall n_0 \in F^{i,\mathrm{Q}} \end{cases} \tag{12}$$

式中:δ_n^i 为 0-1 离散变量,当排序时段 i 非受控离场航班 n 为放行正常航班时,$\delta_n^i = 1$,否则为 0;$F^{i,\mathrm{S}}$ 为时段 i 非受控始发航班集合;$F^{i,\mathrm{P}}$ 为时段 i 非受控始发航班前序航班集合;$F^{i,\mathrm{Q}}$ 为时段 i 非受控非始发航班前序航班集合;$O_n^{i,\mathrm{sch}}$ 为排序时段 i 非受控离场航班 n 的计划关舱门时间;$d_{n_0}^i$、$I_{n_0}^{i,\mathrm{act}}$、$I_{n_0}^{i,\mathrm{sch}}$ 分别为排序时段 i 非受控离场航班 n 的前序航班 n_0 到达机位的延误时间、实际开舱门时间、计划开舱门时间。

2.3　约束条件

离场航班受到的约束主要有管制间隔要求、时间窗约束和最大约束位置转换(maximum position shift, MPS)约束。

2.3.1　管制间隔要求

空管的安全运行目标通过满足管制间隔要求实现。离场航班起飞受到的水平间隔约束有非雷达间隔的尾流间隔、跑道运行间隔和放行间隔。

1）非雷达间隔的尾流间隔

同一跑道前后起飞离场的航班应能满足非雷达间隔的尾流间隔要求，即

$$T_m^{i,\mathrm{opt}} \geqslant \eta_{lm}^i (T_l^{i,\mathrm{opt}} + S_{lm}^{i,\mathrm{non}}) \qquad \forall l,m \in F^i \tag{13}$$

式中：$T_l^{i,\mathrm{opt}}$ 和 $T_m^{i,\mathrm{opt}}$ 分别为排序时段 i 离场航班 l 和离场航班 m 的优化起飞时间；$S_{lm}^{i,\mathrm{non}}$ 为排序时段 i 前后离场的航班 l 和航班 m 之间应满足的非雷达间隔的尾流间隔要求；η_{lm}^i 为0-1离散变量，1表示排序时段 i 离场航班 l 的优化起飞时间早于离场航班 m 的优化起飞时间，反之为0。

2）跑道运行间隔

同一跑道前后起飞离场的航班应能满足跑道运行间隔要求，即

$$T_m^{i,\mathrm{opt}} \geqslant \eta_{lm}^i (T_l^{i,\mathrm{opt}} + S_{lm}^{i,\mathrm{rwy}}) \qquad \forall l,m \in F^i \tag{14}$$

式中：$S_{lm}^{i,\mathrm{rwy}}$ 为排序时段 i 前后离场的航班 l 和航班 m 之间应满足的跑道运行间隔要求。

3）放行间隔

同一机场同一航班流向连续放行的航班应能满足放行间隔要求，即

$$T_{f,y}^{i,\mathrm{opt}} \geqslant \eta_{f,xy}^i (T_{f,x}^{i,\mathrm{opt}} + S_f^{i,\mathrm{del}}) \qquad \forall f \in D^i, \forall x,y \in F_f^i \tag{15}$$

式中：$T_{f,x}^{i,\mathrm{opt}}$ 和 $T_{f,y}^{i,\mathrm{opt}}$ 分别为排序时段 i 航班流向 f 的离场航班 x 和航班 y 的优化起飞时间；$S_f^{i,\mathrm{del}}$ 为排序时段 i 航班流向 f 连续放行的航空器应满足的放行间隔要求；$\eta_{f,xy}^i$ 为0-1离散变量，1表示排序时段 i 航班流向 f 的离场航班 x 的优化起飞时间早于离场航班 y 的优化起飞时间，反之为0；F_f^i 为时段 i 航班起飞后的流向为 f 的离场航班集合。

2.3.2 时间窗约束

由于非受控离场航班和受控离场航班时间窗上下界的确定方式存在差异，本文将时间窗约束分为非受控离场航班时间窗约束和受控离场航班时间窗约束。

1）非受控离场航班时间窗约束

管制运行过程中，管制员会根据不同类型离场航班的重要度，在离场排序时考虑其优先级。在文献[2,16]的基础上，本文将非受控离场航班优先级分为最高等级、次高等级和最低等级3类，并建立具有各类优先级的非受控离场航班和其可接受的最大延误时间之间的关系。最高等级的航班重要度最高，常为专机或需要立即起飞离场的航班；次高等级的航班常为国际航班和国内重要航班；最低等级的航班为一般国内普通航班。

因此，非受控离场航班优化起飞时间应当不早于航司提交的该航班EOBT与其滑行到达离场跑道的最短滑行时间之和，不晚于计划起飞时间与其可接受的最大延误时间之和，即

$$O_n^{i,\mathrm{est}} + X_n^{i,\mathrm{min}} \leqslant T_n^{i,\mathrm{opt}} \leqslant O_n^{i,\mathrm{sch}} + X^{\mathrm{std}} + \gamma(c_n^i) \qquad \forall n \in F^{i,\mathrm{N}} \tag{16}$$

式中：$O_n^{i,\mathrm{est}}$ 为排序时段 i 非受控离场航班 n 的EOBT；$X_n^{i,\mathrm{min}}$ 为排序时段 i 非受控离场航班 n 滑行到达离场跑道的最短滑行时间，该时间一般小于规定的机场地面滑行时间；γ 为非受控离场航班可接受的最大延误时间集合；c_n^i 为排序时段 i 非受控离场航班 n 的优先级类型，最高等级、次高等级和最低等级分别对应为1、2和3。

2）受控离场航班时间窗约束

受控离场航班的优化起飞时间与其CTOT的差值应在时隙容差范围内，即

$$T_c^{i,\mathrm{cal}} - \nabla(v_c^i) \leqslant T_c^{i,\mathrm{opt}} \leqslant T_c^{i,\mathrm{cal}} + \Delta(v_c^i) \qquad \forall c \in F^{i,\mathrm{C}} \tag{17}$$

式中：$T_c^{i,\mathrm{opt}}$、$T_c^{i,\mathrm{cal}}$ 分别为排序时段 i 受控离场航班 c 的优化起飞时间、CTOT；∇和 Δ 分别为受控离场航班的CTOT时隙容差下界集合和上界集合；v_c^i 为排序时段 i 受控离场航班 c 的CTOT时隙容差类别，一类容差和二类容差分别对应为1和2。

2.3.3 MPS约束

若离场航班优化起飞次序与计划起飞次序偏差较大，将会增加管制负荷，引起航司和机场的不满，还无法保证离场航班间的公平性，同时降低旅客满意度。MPS规定了优化序列中各离场航班次序相对于计划起飞次序的最大偏移量。对受流控影响较大的离场航班，其起飞次序较计划起飞次序也会相应地存在较大偏差，故仅对非受控离场航班设置MPS约束。本文在传统MPS约束的基础上，对具有各类优先级的非受控离场航班设置不同的最大位置偏移量。

$$L_n^{i,\mathrm{fcfs}} - \varepsilon(c_n^i) \leqslant L_n^{i,\mathrm{opt}} \leqslant L_n^{i,\mathrm{fcfs}} + \varepsilon(c_n^i) \qquad \forall n \in F^{i,\mathrm{N}} \tag{18}$$

式中：ε 为最大位置偏移量集合。

2.3.4 其他变量/参数约束/集合间关系

非受控离场航班可接受的最大延误时间集合和最大位置偏移量集合均只包含3个非负整数，即：$\gamma,\varepsilon \in \mathbf{N}^3$。

排序时段索引、非受控离场航班计划起飞次序和优化起飞次序均为正整数，即 $i, L_n^{i,\mathrm{fcfs}}, L_n^{i,\mathrm{opt}} \in \mathbf{N}_+$。

非受控离场航班计划起飞次序和优化起飞次序均不大于离场航班总数，即 $L_n^{i,\mathrm{fcfs}}, L_n^{i,\mathrm{opt}} \leqslant |F^i|$。

放行正常航班判定辅助变量和航班起飞先后关系判定辅助变量均为0-1离散变量，即 $\delta_n^i, \eta_{lm}^i, \eta_{f,xy}^i \in \{0,1\}$。

受控离场航班CTOT时隙容差上/下界的取

值集合、非受控离场航班优先级类型和受控离场航班 CTOT 时隙容差类别的取值集合为 $\nabla=\{5,3\}$,$\Delta=\{10,3\}$,$c_n^i\in\{1,2,3\}$,$v_c^i\in\{1,2\}$。

受控离场航班延误权重、管制间隔、EOBT、计划开/关舱门时间和滑行时间均为非负值,即 α,$S_{lm}^{i,\mathrm{non}}$,$S_{lm}^{i,\mathrm{rwy}}$,$S_f^{i,\mathrm{del}}$,$O_n^{i,\mathrm{sch}}$,$O_{j,a}^{i,\mathrm{sch}}$,$O_n^{i,\mathrm{est}}$,$I_{n_0}^{i,\mathrm{act}}$,$I_{n_0}^{i,\mathrm{sch}}$,$X_n^{i,\min}$,$X^{\mathrm{std}}\geqslant 0$。

计划/优化起飞时间为非负值,即 $T_n^{i,\mathrm{opt}}$,$T_c^{i,\mathrm{opt}}$,$T_c^{i,\mathrm{cal}}$,$T_{j,a}^{i,\mathrm{opt}}$,$T_{j,b}^{i,\mathrm{opt}}$,$T_{j,b}^{i,\mathrm{cal}}$,$T_l^{i,\mathrm{opt}}$,$T_m^{i,\mathrm{opt}}$,$T_{f,x}^{i,\mathrm{opt}}$,$T_{f,y}^{i,\mathrm{opt}}\geqslant 0$。

航班集合之间的关系为 $F^i\subset F$,$\bigcup\limits_{f\in D^i}F_f^i=F^i$,$\bigcup\limits_{j\in D^i}F_j^i=F^i$,$\bigcup\limits_{j\in A^i}F_j^{i,\mathrm{N}}=F^{i,\mathrm{N}}$,$F^{i,\mathrm{C}}\cup F^{i,\mathrm{N}}=F^i$,$F_j^{i,\mathrm{C}}\cup F_j^{i,\mathrm{N}}=F_j^i$,$\bigcup\limits_{j\in A^i}F_j^{i,\mathrm{C}}=F^{i,\mathrm{C}}$,$F^{i,\mathrm{S}}\cup F^{i,\mathrm{O}}=F^{i,\mathrm{N}}$,$F^{i,\mathrm{P}}\cup F^{i,\mathrm{Q}}=F^{i,\mathrm{R}}$,$|F^{i,\mathrm{N}}|=|F^{i,\mathrm{R}}|$,$|F^{i,\mathrm{O}}|=|F^{i,\mathrm{Q}}|$,$|F^{i,\mathrm{S}}|=|F^{i,\mathrm{P}}|$。其中:$F^{i,\mathrm{O}}$为时段 i 非受控非始发航班集合;$F^{i,\mathrm{R}}$为时段 i 非受控离场航班前序航班集合。

2.4　基于交通状态的离场航班协同排序模型

根据待排序时段机场交通拥挤程度的不同,选择相应的目标函数和约束对离场航班进行优化排序。由于本文离场航班排序中的空中交通拥挤识别问题发生于起飞前 2 ~ 3 h,属于短期实时交通管理问题,根据文献[21],宜采用基于短期数据的阈值判别方法。基于阈值判别的拥挤识别方法,是将交通容量 C(即 MAP 值)作为阈值,再将交通需求与该阈值进行比较,如果需求大于容量,则判定交通状态为拥挤,否则判定交通状态为非拥挤。

通过以上分析,建立基于交通状态的离场航班协同排序模型如下:

1) 拥挤时段($|F^{i,\mathrm{N}}|\geqslant C$)。在拥挤时段,空管方关注高效利用跑道容量,航司则希望航班延误较少,而对于机场而言,机场放行正常率作为考核机场运行效率的指标,其得到机场方的重点关注。因此,同时考虑空管、航司和机场的利益,以尽可能满足各方的诉求。即目标函数为式(6)、式(8)和式(10),约束条件为式(13) ~式(17)。

2) 非拥挤时段($|F^{i,\mathrm{N}}|<C$)。在非拥挤时段,空管方的运行压力相对较小,空管方的安全运行目标通过管制间隔约束实现。此时,更多地考虑航司、机场的诉求,同时为满足离场航班排序公平性的要求,引入航空公司延误公平性目标和 MPS 约束。即目标函数为式(6)、式(7)和式(9),约束条件为式(13) ~式(18)。

3　算法设计

航班排序问题属于典型的 NP-hard[22],而遗传算法作为一种经典的元启发式算法,其并不需要事先描述问题的全部特点及确定算法应采取的措施,特别适合处理此类问题。因此,采用 NSGA-Ⅱ[23] 求解 2.4 节建立的非线性多目标优化模型。

3.1　算法流程

对第 1 节离场航班动态排序方法输出的时段 i 待排序航班列表 L^i 进行排序计算的算法流程如图 2 所示。

步骤 1　确定模型相关输入参数:机场容量 C

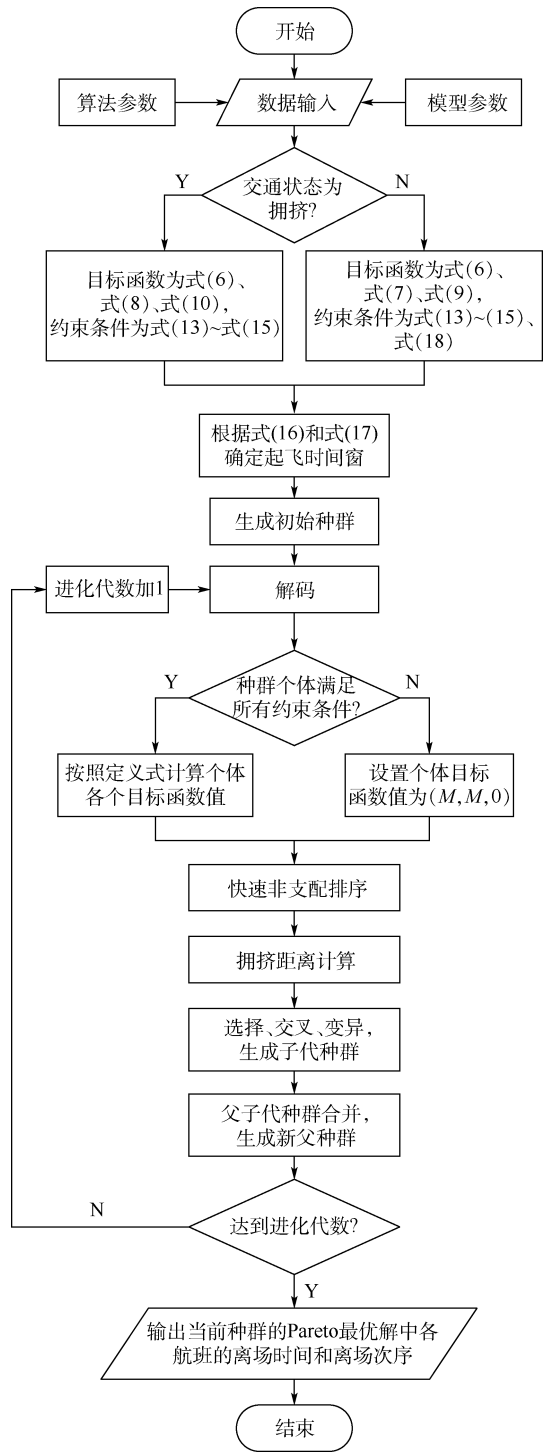


图 2　算法流程

Fig. 2　Flowchart of algorithm

和标准滑行时间 X^{std},非雷达间隔的尾流间隔要求 $S_{lm}^{i,\mathrm{non}}$、跑道运行间隔 $S_{lm}^{i,\mathrm{rwy}}$ 和放行间隔 $S_f^{i,\mathrm{del}}$,航班流向集合 D^i,非受控离场航班的优先级类型 c_n^i、最短滑行时间 $X_n^{i,\min}$、计划关舱门时间 $O_n^{i,\mathrm{sch}}$、前序航班的实际开舱门时间 $I_{n_0}^{i,\mathrm{act}}$ 与计划开舱门时间 $I_{n_0}^{i,\mathrm{sch}}$,受控离场航班的延误权重 α、CTOT 时间 $T_c^{i,\mathrm{cal}}$、CTOT 时隙容差类别 v_c^i、CTOT 时隙容差下界集合 ∇和上界集合 Δ,设定可接受的最大延误时间集合 γ、最大位置偏移量集合 ε;确定算法相关输入参数:最大进化代数、种群个体数、种群个体染色体长度、交叉概率、变异概率、分布指数。

步骤 2 根据 2.4 节的判别方法判定当前排序时段的交通状态,确定当前排序时段对离场航班排序的目标函数;根据式(16)和式(17)确定所有离场航班的起飞时间窗,以起飞时间窗作为决策变量的上下界,随机生成初始种群。

步骤 3 解码,得到各航班的离场时间和离场次序。

步骤 4 约束符合性检验。根据式(13)~式(15)判断种群各个体初始离场时间是否满足间隔要求(若当前排序时段的交通状态为非拥挤,还须根据式(18)判断初始离场次序是否满足 MPS 约束),若满足,根据步骤 2 确定的目标函数计算个体的各个目标函数值;若不满足,设置个体的目标函数值为$(M,M,0)$,其中 M 为一任意大的正数。

步骤 5 执行快速非支配排序并计算拥挤距离,基于此进行各种遗传算子操作,得到子代种群;父/子代种群合并,执行快速非支配排序,将处于临界层之前的个体直接保留到下一代,对处于临界层的个体根据拥挤距离从大到小的顺序选择若干个个体保留到下一代,直至新一代种群的个体数目等于父代种群的个体数目。

步骤 6 若达到最大进化代数,则当前时段算法运行结束,输出算法运行结果:当前种群的 Pareto 最优解中各航班的离场时间和离场次序;若否,进化代数加 1,转至步骤 3。

3.2 算法实现

1) 非受控航班时间窗约束与 MPS 约束处理

考虑到机场和航司双方的诉求,将机场基地航空公司的非受控离场航班优先级设置为次高等级。

2.3.2 节中确定非受控离场航班时间窗约束时,将离场航班优先级与可接受的最大延误时间联系起来。根据文献[14,16],将最低等级离场航班可接受的最大延误时间设定为 40 min;将次高等级离场航班可接受的最大延误时间设定为最低等级的一半,即 20 min;由于优先级为最高等级的离场航班重要度很高,参照同样具有高重要度的受控航班,将其可接受的最大延误时间设定为受控航班一类容差的上界 10 min;因此,非受控离场航班可接受的最大延误时间集合。

2.3.3 节中确定非受控离场航班 MPS 约束时,建立了离场航班优先级与最大位置偏移量之间的联系。设置非受控航班最大位置偏移量集合为 $\varepsilon=\{1,2,3\}$。

2) 编码与解码

在进行模型求解时将以时分形式表示的时间均转换成用秒表示,即将 a h b min 转换成 s 的转换公式为:$a\times3\,600+b\times60$。根据 2.3.2 节确定的离场航班时间窗,采用整数编码的方式对离场航班的优化起飞时间进行编码。

3) 遗传算子

算法中存在 2 个阶段的选择:①采用二元锦标赛选择;②采用基于非支配分层及拥挤距离度量的选择方法,详见文献[23]。交叉算子为模拟二进制交叉;变异算子为多项式变异。由于采用整数编码,在使用多项式变异时先按实数值进行突变,再四舍五入进行取整。

3.3 算法性能评价指标

从算法运行过程中各代 Pareto 最优解的收敛性和多样性 2 个角度出发,选取 2 个多目标优化常用的算法性能指标[24]评价多目标离场排序优化解集的优劣。

1) 世代距离

世代距离(generational distance, GD)是用于评价多目标算法收敛性的指标,其值越小说明算法的收敛性越好。GD 的计算式为

$$\mathrm{GD}=\frac{\left[\sum_{u=1}^{w}(d_u)^p\right]^{1/p}}{w} \tag{19}$$

式中:w 为算法计算得到的 Pareto 前沿中解的个数;p 为目标维数;d_u 为算法计算得到的 Pareto 前沿中每个解距离真实 Pareto 前沿的最近欧氏距离。

2) 反转世代距离

反转世代距离(inverted generational distance, IGD)值不仅能反映多目标算法收敛性,还能反映解的多样性,其值越小则算法的性能越好。IGD 的计算式为

$$\mathrm{IGD}=\frac{\sum_{r=1}^{q}|d_r|}{q} \tag{20}$$

式中:q 为真实 Pareto 前沿中解的个数;d_r 为真实 Pareto 前沿中每个解距离算法计算得到的 Pareto

前沿的最近欧氏距离。

4　实例验证

4.1　实验设计

以南京禄口国际机场隔离平行运行模式下的离场运行为例,对离场航班进行动态协同排序。机场的基地航空公司有 5 家,分别为:东方航空、深圳航空、吉祥航空、首都航空和邮政航空。机场的离场点共4 个,分别为:OF、HFE、TESIG 和 ESBAG。研究时段内离场航班机型共 2 种,分别为重型机和中型机,无 A380-800 型机和轻型机。

数学模型中涉及的参数有:受控离场航班延误权重 α 取值为 10;尾流间隔 $S_{lm}^{i,\mathrm{non}}$ 为 120 s;跑道运行间隔 $S_{lm}^{i,\mathrm{rwy}}$ 为 120 s;放行间隔 $S_{f}^{i,\mathrm{del}}$ 为 180 s;规定的机场地面滑行时间 X^{std} 为 1 800 s;最短滑行时间 $X_{n}^{i,\mathrm{min}}$ 为 600 s;交通容量 C 为 38 架次/h,即约 10 架次/(15 min)。

综合考虑算法运行时间和收敛效果,多次调整参数取值并进行仿真实验,获得对于所建立的离场航班协同排序模型有效的 NSGA-Ⅱ控制参数如下:算法最大进化代数为 200;种群个体数为 100;种群个体染色体长度为 $|F^i|$;交叉概率为 1,变异概率为 $1/|F^i|$,分布指数均为 20。

3.3 节 GD 和 IGD 的计算需要以真实 Pareto 前沿作为参考,而对于实际问题,很难获得真实 Pareto 前沿。通过进行多次独立实验,将各次独立实验获得的 Pareto 解集合并为一个集合,在此集合中寻找非支配解,近似替代真实 Pareto 前沿。进行独立实验的次数为 50 次,独立实验时设置算法的种群规模为 200,最大进化代数为 300。

4.2　结果分析

将基于先到先服务(FCFS)策略的排序方法(以下简称先到先服务方法)与本文所提的基于交通状态的离场航班动态协同排序方法(以下简称动态协同方法)进行对比,以评估本文方法的优化效果。选择某典型日 7:00—11:00(区间 1)和 14:00—18:00(区间 2)2 个时间区间,共对 162 架次(区间 1(2):83(79)架次)离场航班进行排序。

在区间 1(区间 2)内,动态协同方法共包括 12 个(12 个)排序时段:拥挤时段 3 个(2 个),非拥挤时段 9 个(10 个)。仿真结果表明,拥挤场景和非拥挤场景下各时段算法运行时间均小于5 s,且随着遗传算法进化代数的增加,2 种场景下种群中的个体均朝着最优化方向进化,故其能快速获得最优解。较先到先服务方法,对区间 1(区间 2)而言:拥挤场景下,各排序时段平均增加 4 种(4 种)排序方案,离场航班总延误平均减少 73%(71%);非拥挤场景下,各排序时段平均增加6 种(7 种)排序方案,离场航班总延误平均减少 51%(53%),离场航班总次序调整平均减少 4 次(5 次),航空公司公平性平均提高 3 倍(3 倍)。

以下在拥挤场景和非拥挤场景下各选择 1 个时段,对使用先到先服务方法和基于交通状态的离场航班协同排序模型(以下简称优化模型)的排序结果作详细的对比讨论。

1) 拥挤场景

图 3 为区间 1 第 4 个排序时段(11 架次离场航班)的离场航班总延误时间、起飞时间间隔和机场放行正常率在种群进化完成时所得的 26 个 Pareto 最优解。

图 4 为区间 1 第 4 个排序时段在不同进化代数对应的 Pareto 最优解集的 GD 和 IGD 数值变化趋势。可以看出,随着种群的不断进化,GD 和 IGD 数值变化趋势一致,均朝着优化的方向变化,100 代后 GD 和 IGD 数值趋于稳定。

拥挤场景下的第 3 个目标函数为最大化机场放行正常率,该目标取值为离散值,可能取值的数目等于当前时段待排序离场航班中的非受控航班数加 1。为便于三目标 Pareto 最优解的直观展示和对比分析,对拥挤场景下求得的 Pareto 最优解按照机场放行正常率取值的不同,绘制各正常率取值下的其他 2 个目标函数取值情况图,并将基于先到先服务方法结果的目标函数表现一并展示,如图 5 所示。

由图 5 所示,基于先到先服务方法的结果不被基于优化模型的 Pareto 最优解所支配,同时也不支配基于优化模型的 Pareto 最优解。其在起飞时间间隔与机场放行正常率上的表现较好;但其在离场航班总延误时间上的表现极差:基于优化

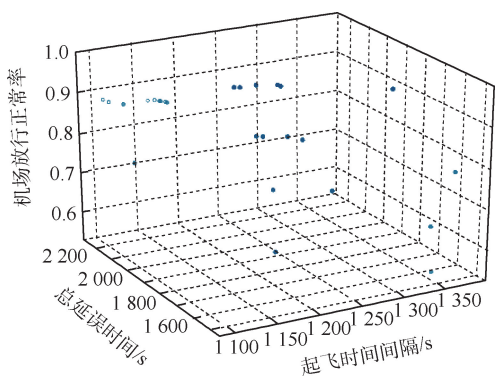


图 3　Pareto 最优解(时段 1-4)

Fig. 3　Pareto optimal solution (time interval 1-4)

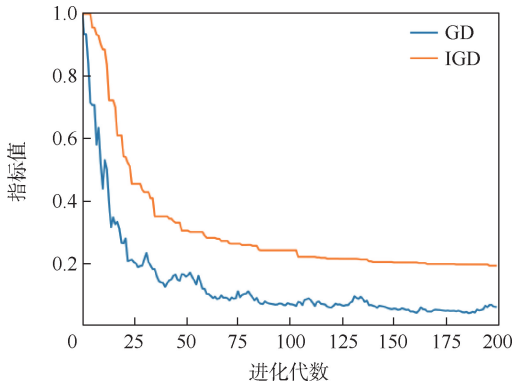


图 4 种群进化过程中 GD 和 IGD 值变化趋势(时段 1-4)

Fig. 4 Trend of GD and IGD value in process of population evolution (time interval 1-4)

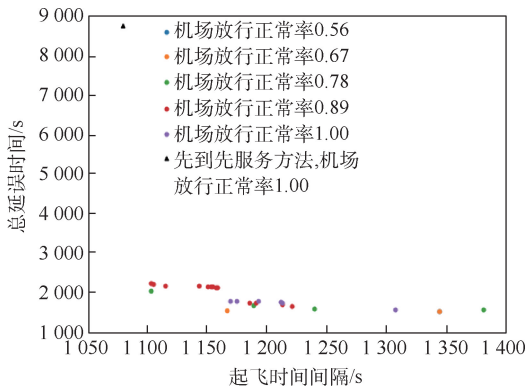


图 5 Pareto 最优解与先到先服务方法结果(时段 1-4)

Fig. 5 Pareto optimal and FCFS solution (time interval 1-4)

模型的 Pareto 最优解中最大离场航班总延误时间 2 222 s,基于先到先服务方法的离场航班总延误时间为 8 760 s,约为 2 222 s 的 4 倍。因此,基于先到先服务方法的结果因过多的延误难以被接受。

图 6 为区间 1 第 4 个排序时段基于优化模型的结果与基于先到先服务方法的结果中非受控航班起飞次序情况。此时段中的 2 个受控航班 DKH1697 和 CRK221 的 CTOT 均较晚,且基于优化模型的结果和基于先到先服务方法的结果中这 2 个航班均按照 CTOT 准点保障,二者的起飞次序位于此时段的最后 2 个次序(10 和 11)。由图 6可见,基于优化模型的结果提供了 4 种离场排序方案,此 4 种排序方案与基于先到先服务方法的起飞次序中,CES2893、CES2739 和 CSN3578 的起飞次序均为 7、8 和 9。因此,基于优化模型结果的起飞次序与基于先到先服务方法的起飞次序不同之处主要在于前 6 个航班:CES2945、HDA863、CES579、CSZ9571、CES2795 和 CBJ5279,其中 HDA863 和 CBJ5279 的次序差异较大,即优化模型较先到先服务方法的优化主要体现在对此 6 个航班起飞次序的优化。

空中交通管理人员可根据 Pareto 最优解的性能特点,在离场航班总延误、跑道容量和机场放行正常率之间进行综合权衡。例如,对区间 1 第 4 个排序时段,希望所选的排序策略航班总延误时间在 1 800 s 以下,起飞时间间隔在 1 200 s 以下,机场放行正常率在 0.8 以上,则从 26 个 Pareto 最优解中筛选出 5 个解,如图 7 所示。此 5 个解在各个目标上的差异很小,离场航班总延误最大差异为 56 s,起飞时间间隔最大差异为 23 s,机场放行正常率最大差异为 0.11;此 5 个解对应 2 种离场排序方案,分别为图 6 中的优化模型结果 1 和优化模型结果 3,注意到此 2 种排序方案离场航班次序差异很小,仅为 CES2945 与 CBJ5279 的次序互换。经过筛选,Pareto 最优解数目减少至个位数,排序方案减少一半,更有利于管制运行中的选择。

2) 非拥挤场景

图 8 为区间 2 第 2 个排序时段(8 架次离场航班)的离场航班总延误时间、离场航班总次序调

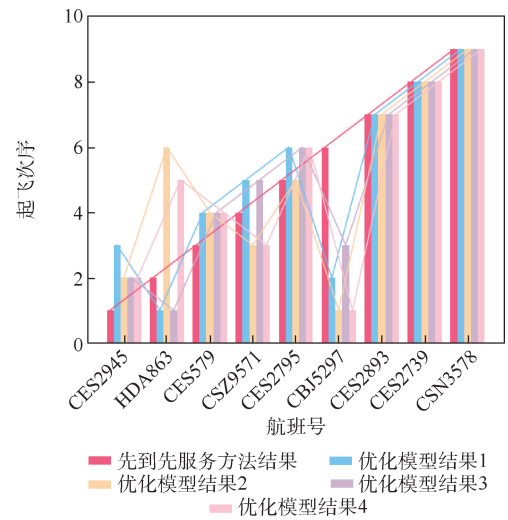


图 6 不同策略下离场航班起飞次序(时段 1-4)

Fig. 6 Sequences of departure flights using different strategies (time interval 1-4)

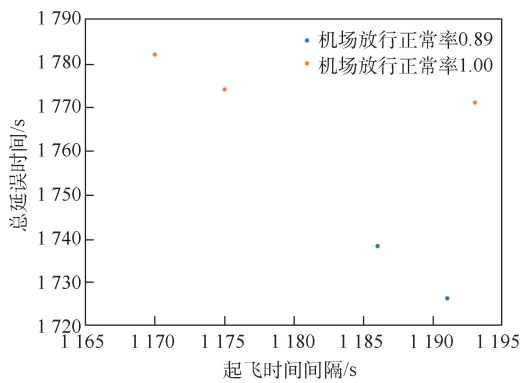


图 7 筛选后的 Pareto 最优解(时段 1-4)

Fig. 7 Selected Pareto optimal solution (time interval 1-4)

整和航空公司延误公平性在种群进化完成时所得的 95 个 Pareto 最优解。

图 9 为区间 2 第 2 个排序时段在不同进化代数对应的 Pareto 最优解集的 GD 和 IGD 数值变化趋势。可以看出,随着种群的不断进化,GD 和 IGD 数值变化趋势一致,均朝着优化的方向变化,50 代后 GD 和 IGD 数值趋于稳定。

与拥挤场景下机场放行正常率取值为离散值相同,非拥挤场景下的第 2 个目标函数离场航班总次序调整同样为离散取值。因此,在非拥挤场景下,仿照拥挤场景对于基于优化模型的 Pareto 最优解和基于先到先服务方法结果的三目标函数值展现方式,如图 10 所示。

由图 10 所示,基于先到先服务方法的结果被基于优化模型的 Pareto 最优解所支配。相对于基于优化模型的 Pareto 最优解,基于先到先服务方法的结果虽在各个目标上的表现均较差:基于优化模型的 Pareto 最优解中最大的离场航班总次序调整最大为 2,而基于先到先服务方法结果的离场航班总次序调整为 9,为 2 的 4.5 倍;基于优化模型的 Pareto 最优解的离场航班总延误时间最大为 3 309 s,而基于先到先服务方法结果的离场航班总延误时间为 6 900 s,为 3 309 s 的 2 倍多;较

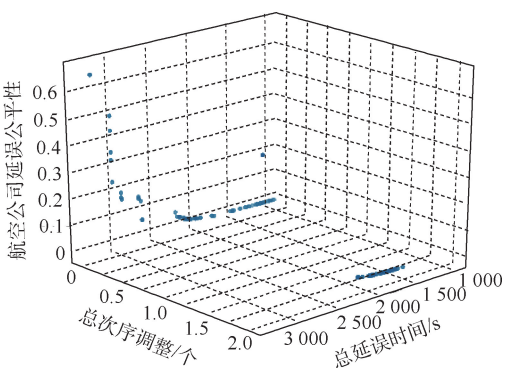


图 8　Pareto 最优解(时段 2-2)

Fig. 8　Pareto optimal solution (time interval 1-4)

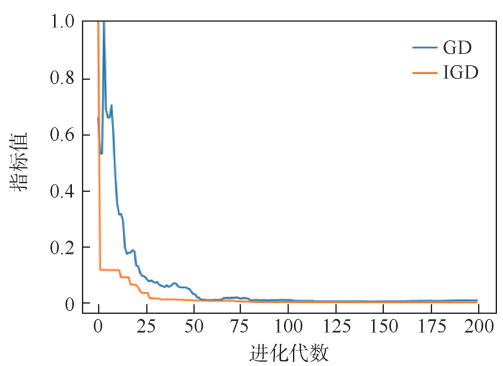


图 9　种群进化过程中 GD 和 IGD 值变化趋势(时段 2-2)

Fig. 9　Trend of GD and IGD value in process of population evolution (time interval 2-2)

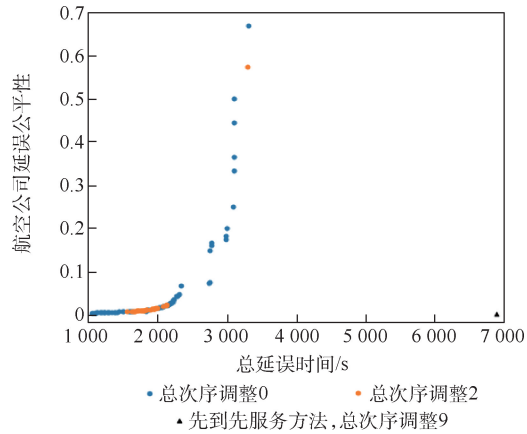


图 10　Pareto 最优解与先到先服务方法结果(时段 2-2)

Fig. 10　Pareto optimal and FCFS solution (time interval 2-2)

基于优化模型的 Pareto 最优解中最小的航空公司延误公平性 0.004 5,基于先到先服务方法结果的航空公司公平性为 0.001 2 s,约为 0.004 5 s 的 1/4。因此,基于先到先服务方法的结果因过多的次序调整、过多的延误和过低的公平性难以被接受。

基于优化模型的 Pareto 最优解共提供了 7 种离场排序方案,基于先到先到先服务方法结果中非受控航班起飞次序情况、此 7 种排序方案中的非受控航班起飞次序及其出现的频次如图 11 所示。

此时段中的受控航班 CSZ9864 的 CTOT 较晚,基于优化模型的结果和基于先到先服务方法的结果中此航班均按照 CTOT 准点保障,其起飞次序位于此时段的最后次序(次序 8)。此时段中,HDA811 的计划起飞时间最早,但其预计起飞时间最晚,由图 11 所示,基于优化模型结果的 HDA811

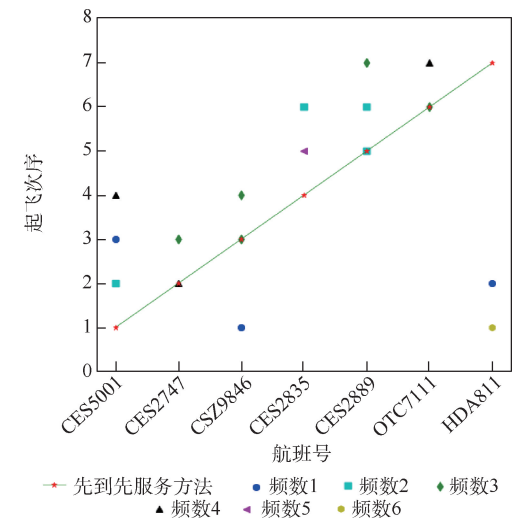


图 11　不同策略下离场航班起飞次序频数(时段 2-2)

Fig. 11　Sequence frequency of departure flights using different strategies (time interval 2-2)

起飞次序均满足 MPS 约束,但基于先到先服务方法结果与计划起飞次序偏差过大。CES5001、CES2747 和 CSZ9846 的计划起飞时间相同,因此对于此 3 个航班,其计划起飞次序相等,即 3 个航班的起飞次序为 2、3 和 4 中的任一次序,均为按照计划起飞次序起飞。CES2835 的计划起飞次序为 5;同样对于 CES2889 和 OTC7111 拥有相同的计划起飞时间,二者的计划起飞次序为 6 和 7。结合以上分析和图 11 的结果,基于优化模型的结果各航班最大起飞次序调整量为 1,基于先到先服务方法的结果各航班最大起飞次序调整量为 6,优化模型在控制离场航班起飞次序偏移方面的效果显著。

空中交通管理人员可根据 Pareto 最优解的性能特点,在离场航班总延误时间、离场航班总次序调整和航空公司延误公平性之间进行综合权衡。例如,对区间 2 第 2 个排序时段,希望所选的排序策略航班总延误时间在 2 000 s 以下,航空公司平均延误时间偏差在 120 s 以下(即航空公司延误公平性在 0.008 3 以上),则从 95 个 Pareto 最优解中筛选出 28 个解,如图 12 所示。此 28 个解对应 2 种离场排序方案,分别为 2-3-4-5-7-6-1 和4-2-3-6-5-7-1,经过筛选,排序方案减少至 2 个,更有利于管制运行中的选择。

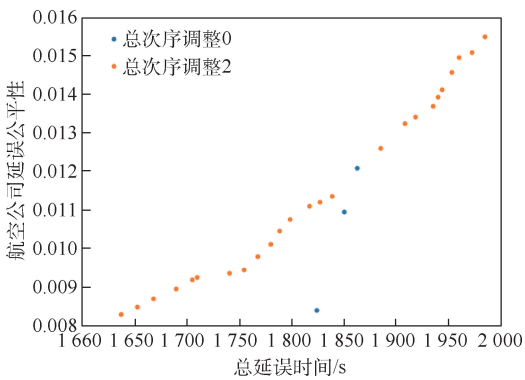


图 12 筛选后的 Pareto 最优解(时段 2-2)

Fig. 12 Selected Pareto optimal solution (time interval 2-2)

5 结 论

1) 利用离场航班 EOBT 数据自身具有的动态特性,结合离场航班 SOBT 数据,设计了一种离场航班动态排序方法,将某一时间区间划分为多个排序时段,缩小了问题的求解规模,满足了离场航班排序的动态性要求。

2) 从保障航空公司间的延误公平性考虑,对各航空公司离场航班平均延误的差别进行转化,提出了航空公司延误公平性评价指标,用于航空公司延误公平性的定量计算。

3) 根据不同类型离场航班的重要度,在离场排序时考虑其优先级。将非受控离场航班优先级分为 3 类,建立具有各类优先级的非受控离场航班和其可接受的最大延误时间、MPS 约束中最大位置偏移量之间的关系;考虑机场和航空公司双方的诉求,将机场基地航空公司的非受控离场航班优先级设置为次高等级。

4) 针对机场交通拥挤和非拥挤场景,分析空管、航司和机场在 2 种场景下的不同利益需求,确定相应的目标函数及约束,建立了基于交通状态的离场航班协同排序模型,设计了相应的求解算法,所提方法可为空中交通管理人员制定航班排序方案提供理论支撑。

参考文献(References)

[1] ATKIN J A D, BURKE E K, GREENWOOD J S, et al. Hybrid metaheuristics to aid runway scheduling at London heathrow airport[J]. Transportation Science, 2007, 41(1): 90-106.

[2] 刘继新, 江灏, 董欣放, 等. 基于空中交通密度的进场航班动态协同排序方法[J]. 航空学报, 2020, 41(7): 323717.
LIU J X, JIANG H, DONG X F, et al. Dynamic collaborative sequencing method for arrival flights based on air traffic density [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2020, 41(7): 323717(in Chinese).

[3] ATKIN J A D, BURKE E K, GREENWOOD J S, et al. A metaheuristic approach to aircraft departure scheduling at London Heathrow airport [C] // HICKMAN M, MIRCHANDANI P, VOB S. Computer-aided systems in public transport. Berlin: Springer, 2008, 600: 235-252.

[4] ATKIN J A D, BURKE E K, GREENWOOD J S, et al. On-line decision support for take-off runway scheduling with uncertain taxi times at London Heathrow airport[J]. Journal of Scheduling, 2008, 11(5): 323-346.

[5] BALAKRISHNAN H, CHANDRAN B G. Efficient and equitable departure scheduling in real-time: New approaches to old problems[C] // Proceedings of 7th USA/Europe Air Traffic Management Research and Development Seminar, 2007: 243-252.

[6] BALAKRISHNAN H, CHANDRAN B G. Algorithms for scheduling runway operations under constrained position shifting [J]. Operations Research, 2010, 58(6): 1650-1665.

[7] RATHINAM S, WOOD Z, SRIDHAR B, et al. A generalized dynamic programming approach for a departure scheduling problem[C] // AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference. Reston: AIAA, 2009: 6306-6317.

[8] MONTOYA J, RATHINAM S, WOOD Z. Multiobjective departure runway scheduling using dynamic programming[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2014, 15(1): 399-413.

[9] GUPTA G, MALIK W, JUNG Y. A mixed integer linear program for airport departure scheduling[C] // 9th AIAA Aviation Technology, Integration, and Operations Conference (ATIO). Reston:

AIAA,2009:6933.

[10] SU W B,PARK J,CLARKE J P. Modified mixed integer linear program for airport departure scheduling[C]// AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference. Reston: AIAA, 2013:4885.

[11] LIU M,SUN Z H,ZHANG X N,et al. A two-stage no-wait hybrid flow-shop model for the flight departure scheduling in a multi-airport system[C]// 2017 IEEE 14th International Conference on Networking, Sensing and Control. Piscataway: IEEE Press,2017:495-500.

[12] SÖLVELING G, CLARKE J P. Scheduling of airport runway operations using stochastic branch and bound methods[J]. Transportation Research Part C: Emerging Technologies, 2014, 45:119-137.

[13] 王菲,张军峰,葛腾腾,等. 基于分支定界的离场航空器动态排序[J]. 南京航空航天大学学报,2015,47(4):547-552.
WANG F,ZHANG J F,GE T T,et al. Dynamic departure sequencing based on branch and bound algorithm[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics,2015,47(4):547-552(in Chinese).

[14] 尹嘉男,胡明华,张洪海,等. 独立离场模式下多跑道时空资源优化调度方法[J]. 航空学报,2015,36(5):1574-1584.
YIN J N,HU M H,ZHANG H H,et al. Optimized method for multi-runway spatio-temporal resource scheduling in the mode of independent departures[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2015,36(5):1574-1584(in Chinese).

[15] ZHANG H F,HU M H. Optimization method for departure flight scheduling problem based on genetic algorithm[J]. Transactions of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2015,32(4):477-484.

[16] ZHONG H,GUAN W,ZHANG W Y,et al. A bi-objective integer programming model for partly-restricted flight departure scheduling[J]. PLoS One,2018,13(5):e0196146.

[17] HU X B,CHEN W H. Receding horizon control for aircraft arrival sequencing and scheduling[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems,2005,6(2):189-197.

[18] FAIRBROTHER J,ZOGRAFOS K G,GLAZEBROOK K D. A slot-scheduling mechanism at congested airports that incorporates efficiency,fairness,and airline preferences[J]. Transportation Science,2020,54(1):115-138.

[19] DEAR R G,SHERIF Y S. An algorithm for computer assisted sequencing and scheduling of terminal area operations[J]. Transportation Research Part A: General, 1991, 25(2-3): 129-139.

[20] 马园园,胡明华,张洪海,等. 多机场终端区进场航班协同排序方法[J]. 航空学报,2015,36(7):2279-2290.
MA Y Y,HU M H,ZHANG H H,et al. Optimized method for collaborative arrival sequencing and scheduling in metroplex terminal area[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2015,36(7):2279-2290(in Chinese).

[21] 徐肖豪,李善梅. 空中交通拥挤的识别与预测方法研究[J]. 航空学报,2015,36(8):2753-2763.
XU X H,LI S M. Identification and prediction of air traffic congestion[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2015, 36(8):2753-2763(in Chinese).

[22] MALIK W,JUNG Y C. Exact and heuristic algorithms for runway scheduling[C]//16th AIAA Aviation Technology,Integration, and Operations Conference (ATIO). Reston: AIAA, 2016:4072.

[23] DEB K,PRATAP A,AGARWAL S,et al. A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: NSGA-II[J]. IEEE Transactions on Evolutionary Computation,2002,6(2):182-197.

[24] 郑金华,邹娟. 多目标进化优化[M]. 北京:科学出版社, 2017:164-165,176.
ZHENG J H,ZOU J. Multi-objective evolutionary optimization[M]. Beijing:Science Press,2017:164-165,176(in Chinese).

Dynamic collaborative sequencing for departure flights based on traffic state

JIANG Hao[1,2], LIU Jixin[1,2,*], DONG Xinfang[1,2]

(1. College of Civil Aviation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China;
2. National Key Laboratory of Air Traffic Flow Management, Nanjing 211106, China)

Abstract: To meet the needs for collaborative decision making (CDM), the dynamic collaborative sequencing of departure flights in both crowded and uncrowded scenarios was systematically studied with the demands of air traffic control units, airlines and airports being taken into consideration. With a deep analysis of the operation characteristics of departure flights, a dynamic sequencing method was designed based on scheduled off-block time (SOBT) and estimated off-block time (EOBT) data of the departure flights. Several optimization objectives of departure flight sequencing were set for each of the parties. Meanwhile, an evaluating indicator of airline delay fairness was proposed to ensure the sequencing fairness, the priority of uncontrolled departure flights was divided into three categories, the maximum acceptable delay time and maximum position offset were set for all categories of uncontrolled departure flights, and thus the collaborative sequencing model for departure flights based on traffic state was established. Further, a fast non-dominant sorting genetic algorithm with elite strategy (NSGA-Ⅱ) was designed to find the optimal solution to dynamic collaborative sequencing for departure flights. Simulation results show that, compared with first come first served (FCFS) method, the proposed method adds a variety of sequencing schemes in each sequencing stage in both scenarios, the total delay of departure flights is reduced by more than 50%, and the airline delay fairness is improved in uncrowded scenarios. The proposed method can optimize the sequencing of departure flights, significantly reduce flight delays, effectively improve fairness, and fit in with the concept of collaborative decision making, thus realizing tripartite collaborative sequencing.

Keywords: air traffic management; departure sequencing; collaborative decision making; airline delay fairness; genetic algorithm

Received: 2021-02-05; **Accepted**: 2021-03-29; **Published online**: 2021-04-16 11:22

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210416.1057.001.html

Foundation item: NUAA Graduate Innovation Base (Laboratory) Open Fund (kfjj20200717)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0071

磁悬浮控制敏感陀螺角动量包络分析

杨洋[1], 王卫杰[2,*], 汪洲[2], 樊亚洪[3], 薛乐[4]

(1. 航天工程大学 研究生院, 北京 101416; 2. 航天工程大学 宇航与科学技术系, 北京 101416;
3. 北京控制工程研究所, 北京 100190; 4. 63931 部队, 北京 100094)

摘 要: 针对磁悬浮控制敏感陀螺(MSCSG)空间应用问题,研究其多自由度角动量包络模型。依据 MSCSG 的机械结构,分析磁悬浮转子径向万向偏转特性,明晰 MSCSG 轴向一个自由度转子转速变化飞轮力矩和径向两自由度转子万向偏转陀螺力矩输出机理。基于洛伦兹力磁轴承(LFMB)原理,分析径向偏转力矩与控制电流的线性关系,揭示 MSCSG 陀螺力矩高精度高带宽的优势。考虑转子径向偏角和轴向转速饱和问题,基于重构偏角和旋转矩阵构建 MSCSG 角动量包络模型。仿真分析了 MSCSG 径向偏转力矩高精度高带宽、轴向飞轮力矩高精度的特性。开展 MSCSG 偏转力矩高带宽性能测试,实验验证 MSCSG 能够输出大于 100 Hz的径向偏转力矩。研究结果表明,MSCSG 具有航天器高动态微振动抑制和高精度姿态控制的空间应用前景。

关 键 词: 磁悬浮控制敏感陀螺(MSCSG); 洛伦兹力磁轴承(LFMB); 角动量包络; 力矩包络; 高精度高带宽

中图分类号: V448.22

文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2022)10-2061-09

磁悬浮控制敏感陀螺(magnetically suspended control and sensing gyroscope, MSCSG)是一种新型的磁悬浮惯性执行机构[1-2],其融合了控制力矩陀螺的力矩输出功能及转子式陀螺仪的姿态测量功能[3],可同时作为航天器姿态控制系统中的执行机构及敏感器,能显著降低姿态控制系统的体积、质量、功耗。由于转子使用轴向磁轴承支承[4],具有无摩擦、高精度、寿命长的优点。通过改变转子转速,MSCSG 在轴向可以输出较大包络的飞轮力矩,实现航天器姿态控制。利用磁悬浮转子微框架效应[5-6],MSCSG 在径向可以输出高精度、高带宽的陀螺力矩,提高航天器姿态稳定度及超静性能[7]。MSCSG 的力矩输出能力直接决定了其空间应用场景。因此,分析单个 MSCSG 角动量包络、力矩包络及径向偏转力矩高精度、高带宽的特性,是分析 MSCSG 力矩输出能力的重要一环,为推动 MSCSG 的应用打下基础。

国内外学者对角动量包络的分析方法进行了研究[8-12]。Margulies 和 Auburn[8] 利用奇异可视化的方法对单框架控制力矩陀螺(single-gimbal control moment gyro, SGCMG)群角动量包络进行了分析。Bong[9] 进一步对 SGCMG[13] 陀螺群的角动量包络进行了分析,并明确了其奇点分布。汤亮和徐世杰[10] 对 SGCMG 的奇异问题进行了研究,给出了奇异角动量值的切片图,为角动量体内的奇异提供了认识方法。王磊和赵育善[11] 对双框架控制力矩陀螺(double-gimbaled control moment gyro, DGCMG)[14-15] 的奇异问题进行了系统的分析,仿真得出了奇异条件下 DGCMG 的角动量包络,并给出了三正交构型[16] 下 DGCMG 角动

收稿日期: 2021-02-07; **录用日期**: 2021-06-06; **网络出版时间**: 2021-06-21 16:32
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210621.1325.003.html
基金项目: 国家自然科学基金 (52075545)
* **通信作者**. E-mail: wangwjie@126.com

引用格式: 杨洋, 王卫杰, 汪洲, 等. 磁悬浮控制敏感陀螺角动量包络分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 2061-2069.
YANG Y, WANG W J, WANG Z, et al. Momentum envelope analysis of magnetically suspended control sensitive gyroscope[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 2061-2069(in Chinese).

量奇点分布。刘锋[12]结合金字塔构型[17]在飞轮调速约束下对变速控制力矩陀螺(variable speed control moment gyroscope, VSCMG)[18]角动量包络特性进行了分析,推导了飞轮调速约束下 VSCMG 角动量表达式,详细描述了其角动量包络。而 MSCSG 机械结构与传统控制力矩陀螺存在较大差异。MSCSG 通过转子转速变化及径向万向偏转可以实现单陀螺三自由度角动量交换。MSCSG 不是通过实体框架旋转强制转子改变角动量的方向输出陀螺力矩,而是转子在两径向绕虚拟框架旋转输出陀螺力矩。相较于 DGCMG 外框架的旋转会导致内框架轴方向发生改变[19],MSCSG 转子径向偏转时,2 个虚拟框架轴固定不动。由于采用洛伦兹力磁轴承(lorentz force magnetic bearing, LFMB)控制转子径向偏转,MSCSG 径向输出力矩具有高精度高带宽的特性,但使径向偏转角存在耦合。因此,文献[8-19]所用方法并不能直接用于 MSCSG 的角动量包络的分析中。

本文在介绍 MSCSG 结构设计方案的基础上,明确 MSCSG 转子径向万向偏转特性,建立了 MSCSG 径向旋转虚拟框架,揭示了径向偏转力矩与控制电流的线性关系。构建了单个 MSCSG 的角动量包络数学模型。基于径向偏角重构,在转子径向偏转角度和转速饱和的条件下添加限制函数[20],推导了 MSCSG 转速饱和限制下力矩包络表达式,仿真得到了单个 MSCSG 的角动量包络和力矩包络。开展 MSCSG 偏转力矩高带宽性能测试,验证了径向力矩具有高精度、高带宽的特点。说明 MSCSG 在以高分侦察为代表的对航天器甚稳超静性能要求极高的空间任务中拥有广泛的应用场景。

1 MSCSG 三自由度角动量交换机理分析

如图 1 所示,MSCSG 主要由转子组件及定子组件组成。定子组件包括上陀螺房、中陀螺房及下陀螺房。上陀螺房安装有轴向磁轴承上定子、轴向位移传感器、电机定子组件;中陀螺房安装有径向磁轴承定子组件、径向位移传感器;下陀螺房安装有轴向磁轴承下定子和 LFMB 定子组件。在实际应用过程中,陀螺需要经历起浮、旋转及偏转 3 个阶段。

MSCSG 径向磁轴承和轴向磁轴承结构如图 2 所示。径向磁轴承控制转子径向两自由度(x、y 方向)平动,轴向磁轴承控制转子轴向(z 方向)平动。x、y 方向平动由径向磁轴承力相互垂直的 2 对磁极进行控制,2 个通道不存在耦合。轴向磁

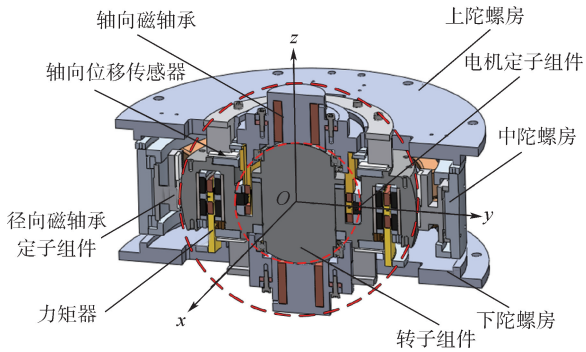


图 1 MSCSG 机械结构示意图

Fig. 1 Mechanical structure diagram of MSCSG

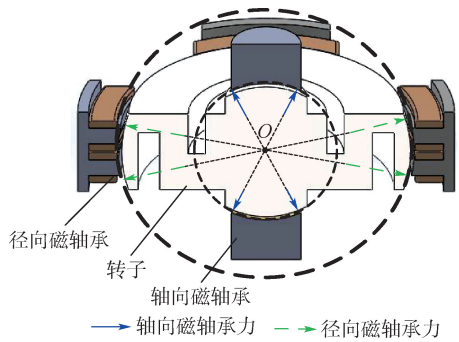


图 2 MSCSG 径向磁轴承和轴向磁轴承结构

Fig. 2 MSCSG radial magnetic bearing and axial magnetic bearing structure

轴承与径向磁轴承相互配合,共同控制转子三自由度平动,实现转子稳定悬浮。

转子稳定悬浮后,电机驱动转子高速旋转。在轴向方向,MSCSG 采用偏置动量轮工作模式,通过改变轴向(z 方向)角动量大小,输出轴向飞轮力矩。

在径向方向,MSCSG 采用微框架工作模式。转子偏转由 LFMB 控制。LFMB 结构如图 3 所示。LFMB 主要由内磁钢、外磁钢、导磁环、线圈及定子骨架组成。4 组线圈位于定子骨架上,成对串联使用。磁场方向垂直于线圈方向,以产生轴向安培力。当 4 个线圈绕组匝数相同时,产生的安培力大小相等,方向相反形成力矩,控制转子径向(x、y 方向)两自由度的偏转,输出两自由度径向陀螺力矩。

转子力矩输出方式如图 4 所示。转子通过升高或降低自身转速改变轴向角动量大小,输出轴向飞轮力矩。转子偏转改变角动量方向,输出径向陀螺力矩。

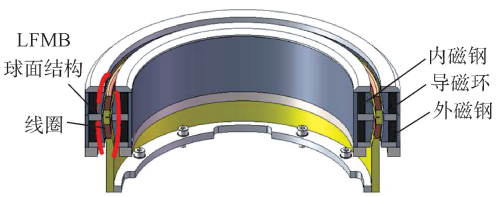


图 3 LFMB 结构示意图

Fig. 3 Structure diagram of LFMB

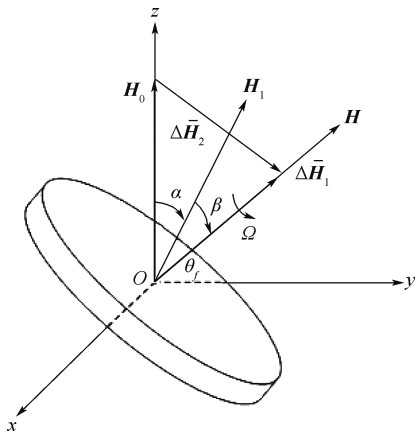


图 4　MSCSG 角动量变化生成力矩示意图

Fig. 4　Schematic diagram of torque generated by MSCSG angular momentum change

2　MSCSG 转子径向偏转特性分析及角动量包络建模

2.1　MSCSG 转子径向偏转特性分析

MSCSG 转子的径向偏转由 LFMB 产生的安培力实现。LFMB 由内外磁钢、导磁环、线圈、定子骨架构成。由于 MSCSG 通过 LFMB 直接驱动转子偏转，转子偏转具有无摩擦、无延时的特点，MSCSG 径向陀螺力矩具有高带宽特性。线圈受到的安培力 F 为

$$F = NBIL \tag{1}$$

式中：B 为磁场的磁感应强度；I 为通过电流；N 为线圈匝数；L 为线圈长度。

由于内外磁钢充磁方向相反，内外磁钢之间产生闭合磁场。同时，定子骨架上有 4 组匝数相同的线圈均匀分布。不相邻的 2 组线圈构成一对，共同控制一个自由度的径向偏转。

当成对的线圈中通入方向相反的电流时，LFMB 产生的安培力大小为

$$F = 2NBIL \tag{2}$$

LFMB 产生的径向偏转力矩表达式为

$$\begin{cases} p_x = l_m \cdot 2NBL(i_{y+} + i_{y-}) \\ p_y = l_m \cdot 2NBL(i_{x-} + i_{x+}) \end{cases} \tag{3}$$

式中：i_{x+}、i_{x-} 分别为 x 轴正、负方向上的线圈驱动电流；i_{y+}、i_{y-} 分别为 y 轴正、负方向的线圈驱动电流；l_m 为磁悬浮转子中心到径向磁轴承中心的距离。

当成对的 2 个线圈通入方向相同、大小相等的电流时，将产生 2 个方向相反、大小相等的安培力，形成力矩实现转子的径向偏转。令 $i_{x-} = i_\beta$，$i_{y+} = i_\alpha$，则径向偏转力矩的表达式为

$$\begin{cases} p_x = 4NBLl_m i_\alpha \\ p_y = 4NBLl_m i_\beta \end{cases} \tag{4}$$

式中：线圈匝数 N、线圈长度 L、磁悬浮转子中心到径向磁轴承中心的距离 l_m 均为定值。MSCSG 机械结构方案中，磁感应强度 B 为定值。由于加工装配存在误差，实际磁感应强度 B 与设计值存在一定的误差。笔者课题组通过 LFMB 球面结构设计，大大提高了气隙磁密均匀性，可近似认为磁感应强度 B 为定值，鉴于这部分内容不属于本文研究范畴，故不再赘述。实际工程中各参数取值如表 1 所示。综上所述，转子径向输出力矩和线圈中通过的电流呈线性关系。

定义电流刚度 k_α、k_β 为

$$\begin{cases} k_\alpha = 4NBLl_m \\ k_\beta = 4NBLl_m \end{cases} \tag{5}$$

结合式(5)和表 1 可以计算得出偏转力矩的电流刚度 k_α、k_β 约为 5.09 N · m/A，线圈电流的分辨率能达到 10^{-4} A 量级，经过计算，MSCSG 径向输出力矩的精度可以达到 mN · m 级别，具有高精度的特点。

如图 5 所示，径向偏转角 α 和 β 通过位移传感器测量。

表 1　LFMB 部分参数

Table 1　LFMB part parameter

参数	N	L/m	l_m/m	B/T
数值	200	0.154	0.059	0.7

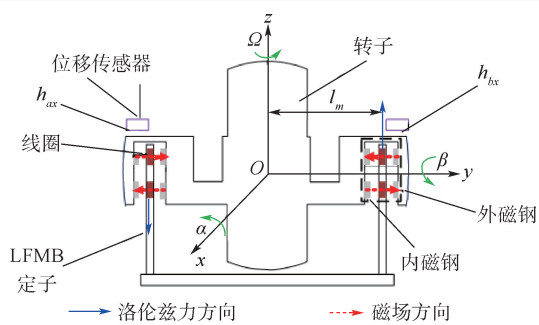


图 5　LFMB 工作原理

Fig. 5　Working principle diagram of LFMB

以径向偏转角 α 及其对应的位移 $h_{ax}(t)$ 和 $h_{bx}(t)$ 为例。由于 $h_{axmax} = 0.5$ mm，$l_m = 154$ mm，依据三角函数公式，转子径向偏转角 α 和位移传感器测量值 $h_{ax}(t)$、$h_{bx}(t)$ 关系可以表示为

$$\alpha = \arctan[h_{ax}(t)/l_m] \tag{6}$$

由于转子为刚体，偏转时 $h_{ax}(t) = -h_{bx}(t)$，对式(6)变形得

$$\arctan\alpha = \arctan[(h_{ax}(t) + h_{ax}(t))/(2l_m)] = \arctan[(h_{ax}(t) - h_{bx}(t))/(2l_m)] \tag{7}$$

同理，可知径向偏转角 β 也有相同的关系。由式(6)可以看出，位移传感器测量值与径向偏

转角为正比关系,可通过位移传感器测量信息反映径向偏转角及角动量变化信息。式(6)通过变形,综合两侧位移传感器的信息,提高了测量精度。

2.2 MSCSG 三自由度角动量包络建模

如图6所示,定义定子坐标系 $O_f x_f y_f z_f$:与陀螺房固连,定子坐标系原点与陀螺房质心重合,$O_f x_f$ 指向虚拟框架旋转方向,$O_f z_f$ 为虚拟框架处在零位置时转子旋转方向,$O_f y_f$ 符合右手螺旋定则。定义转子坐标系 $O_r x_r y_r z_r$:与磁悬浮转子固连,但不随转子绕 $O_r z_r$ 高速旋转。转子初始静浮未偏转时,转子坐标系与定子坐标系重合。

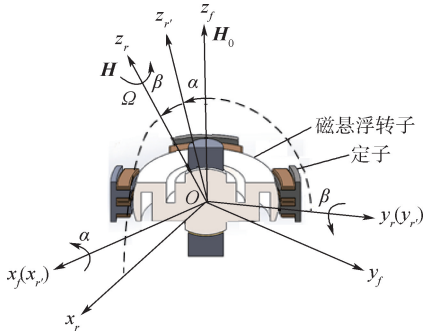


图6 MSCSG 角动量交换坐标系相对运动关系示意图

Fig. 6 Schematic diagram of relative motion relationship of MSCSG angular momentum exchange coordinate system

在转速为常值时,磁悬浮转子角动量可以表示为

$$\boldsymbol{H} = \boldsymbol{C}_f^r \boldsymbol{H}_0 \tag{8}$$

式中:$\boldsymbol{C}_f^r$ 为磁轴承安装坐标系到转子坐标系的转换矩阵,可以表示为

$$\boldsymbol{C}_f^r = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\alpha & \sin\alpha \\ 0 & -\sin\alpha & \cos\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\beta & 0 & -\sin\beta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin\beta & 0 & \cos\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\beta & 0 & -\sin\beta \\ -\sin\alpha\sin\beta & \cos\alpha & \sin\alpha\cos\beta \\ -\cos\alpha\sin\beta & -\sin\alpha & \cos\alpha\cos\beta \end{bmatrix} \tag{9}$$

磁悬浮转子初始角动量 $\boldsymbol{H}_0$ 可以表示为

$$\boldsymbol{H}_0 = [0 \quad 0 \quad J_z\Omega_0]^{\mathrm{T}} \tag{10}$$

式中:J_z 为转子轴向转动惯量;Ω_0 为转子初始转速。将式(9)和式(10)代入式(8)可得转子转速不变的情况下转子角动量表达式为

$$\boldsymbol{H}_{\mathrm{d}} = J_z\Omega_0 \begin{bmatrix} -\sin\beta \\ \sin\alpha\cos\beta \\ \cos\alpha\cos\beta \end{bmatrix} \tag{11}$$

求取 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{d}}$ 的模值,可以得到

$$[(-J_z\Omega_0\sin\beta)^2 + (J_z\Omega_0\sin\alpha\cos\beta)^2 + (J_z\Omega_0\cos\alpha\cos\beta)^2]^{\frac{1}{2}} = J_z\Omega_0\{[(-\sin\beta)^2 + \sin^2\alpha\cos^2\beta + \cos^2\alpha\cos^2\beta]^{\frac{1}{2}}\} = J_z\Omega_0\sqrt{\sin^2\beta + \cos^2\beta} = J_z\Omega_0 \tag{12}$$

由式(12)可得,无论径向偏转角 α 和 β 如何改变,方向向量 $[-\sin\beta \quad \sin\alpha\cos\beta \quad \cos\alpha\cos\beta]^{\mathrm{T}}$ 的模都不会改变,如果 $\alpha\in[-\pi,+\pi]$,$\beta\in[-\pi,+\pi]$ 时,其包络面为一个球体。因此,转子径向偏转角度的改变并不会影响角动量的大小,只会改变角动量的方向。$\boldsymbol{H}_{\mathrm{d}}$ 方向向量不包含转速 Ω_0,即转速不能对转子偏转方向产生影响。在考虑转速变化时,MSCSG 转子角动量可以写为

$$\boldsymbol{H} = J_z\Omega \begin{bmatrix} -\sin\beta \\ \sin\alpha\cos\beta \\ \cos\alpha\cos\beta \end{bmatrix} \tag{13}$$

式中:Ω 为转子转速。转子角动量的方向由2转子径向偏转角度共同决定。转子在万向偏转瞬间,只能有一个偏转角。转子径向偏角 α 和 β 为转子分别沿 x_f、y_f 轴的偏转角,并不能直接表征转子瞬时空间指向。同时,由于 MSCSG 机械结构限制,转子角动量偏转角存在最大值,且2径向偏转角 α 和 β 共同影响转子角动量偏转角。虽然2径向偏转角 α 和 β 理论偏转最大值与转子角动量偏转角最大值一致,但转子偏转角不能大于角动量最大偏转角,导致出现耦合现象。为消除耦合现象对角动量包络分析的影响,提出基于转子偏转角的遍历经纬度的求解思路。

转子角动量指向偏转角 δ 表达式为

$$\delta = \arccos\left(\frac{\boldsymbol{H}\cdot\boldsymbol{H}_0}{|\boldsymbol{H}||\boldsymbol{H}_0|}\right) \tag{14}$$

将式(10)和式(13)代入式(14),可得

$$\delta = \arccos(\cos\alpha\cos\beta) \tag{15}$$

对两侧同时取余弦值可以得到

$$\cos\delta = \cos\alpha\cos\beta \tag{16}$$

在此基础上,定义

$$\cos\theta = -\frac{\sin\beta}{\sin\delta} \tag{17}$$

式中:θ 为角动量在平面 $x_f O_f y_f$ 的投影与 x_f 轴的夹角,代表遍历经度转子径向偏角。

α、β 和遍历经纬度 δ、θ 映射关系如图7所示。

将式(16)和式(17)代入式(13),可得 MSCSG 转子角动量表达式为

$$\boldsymbol{H} = J_z\Omega \begin{bmatrix} \cos\theta\sin\delta \\ \sin\theta\sin\delta \\ \cos\delta \end{bmatrix} \tag{18}$$

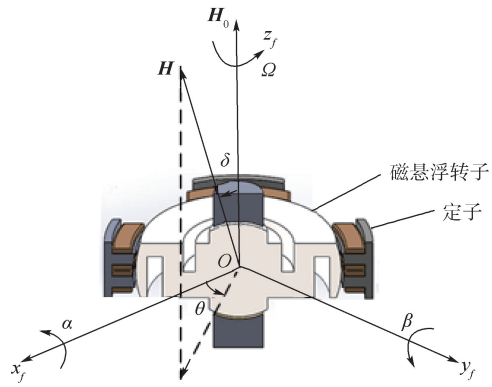


图 7　MSCSG 转子偏转角映射至偏转经纬度示意图

Fig. 7　Schematic diagram of MSCSG rotor deflection angle mapped to deflection latitude and longitude

显然,经过遍历经纬度 δ 和 θ 重构后,遍历经纬度 δ 和 θ 及转子转速 Ω 并不存在耦合现象。

当同时改变转子径向偏转角及转子转速时,转子角动量大小及方向都会发生改变,同时输出轴向飞轮力矩及径向陀螺力矩。此时,转子输出力矩为

$$\boldsymbol{T} = \frac{\partial \boldsymbol{H}}{\partial \dot{\zeta}}\dot{\zeta} + \frac{\partial \boldsymbol{H}}{\partial \Omega}\dot{\Omega} \tag{19}$$

式中:$\dot{\zeta} = [\dot{\delta} \quad \dot{\theta}]^{\mathrm{T}}$,$\dot{\delta}$ 为角动量偏转的角加速度;$\dot{\theta}$ 为角动量绕 z_f 旋转的角加速度;$\dot{\Omega}$ 为转子转速的单位时间内的变化量。将式(18)代入式(19)可得

$$\boldsymbol{T} = J_z\Omega\begin{bmatrix}\cos\theta\cos\delta & -\sin\theta\sin\delta\\ \sin\theta\cos\delta & \cos\theta\sin\delta\\ -\sin\delta & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dot{\delta}\\ \dot{\theta}\end{bmatrix} + J_z\begin{bmatrix}\cos\theta\sin\delta\\ \sin\theta\sin\delta\\ \cos\delta\end{bmatrix}\dot{\Omega} \tag{20}$$

在实际工程运用中,由于 δ 较小,通常认为 $\cos\delta = 1$,$\sin\delta = 0$,可以得到输出力矩简化表达式为

$$\boldsymbol{T} = J_z\Omega\dot{\delta}\begin{bmatrix}\cos\theta\\ \sin\theta\\ 0\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}0\\ 0\\ J_z\dot{\Omega}\end{bmatrix} \tag{21}$$

对于式(21),由于 Ω 和 $\dot{\Omega}$ 并不是独立的 2 个量,考虑在转子转速的饱和现象,即当转子转速接近最大值时,转子转速的单位时间变化量应当减小;转子转速减小接近最小值时,转子转速的单位时间变化量应当减小。因此,对转子转速的变化量加入限制函数。在转速未接近饱和时,限制函数对单位时间转速变化量的改变应尽量小,即 $f(\Omega)$ 应趋向于 1;转速不断变化,接近饱和时,限制函数应使单位时间转速变化量逐渐趋于 0,即 $f(\Omega)$ 应趋向于 0。Sigmoid 函数具有连续、光滑、严格单调的特点,是一个非常良好的阈值函数。将 Sigmoid 函数变形,得到限制函数表达式为

$$f(\Omega) = \begin{cases}\dfrac{1}{1+\mathrm{e}^{k(\Omega-5\,800)}} & \dot{\Omega} \geqslant 0\\ \dfrac{1}{1+\mathrm{e}^{k(\Omega-4\,200)}} & \dot{\Omega} < 0\end{cases} \tag{22}$$

式中:k 为一常值参数,k 的改变会影响比例系数变化的快慢,且 k 越大,变化范围越小。

基于 Sigmoid 函数变形的限制函数在中间转速时函数值趋近于 1,而转速趋于饱和时函数值将趋近于 0。$f(\Omega)$ 曲线如图 8 所示。

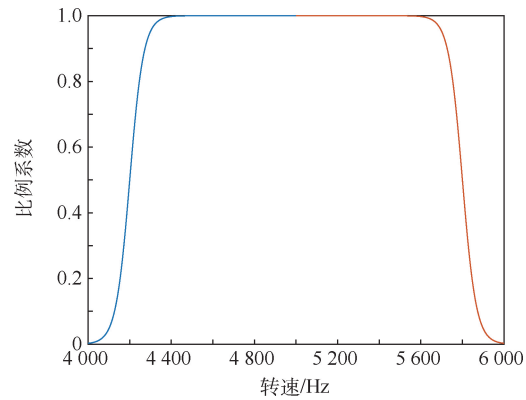


图 8　$f(\Omega)$ 曲线

Fig. 8　Functional graph of $f(\Omega)$

通过使用针对转子转速的变化量的限制函数 $f(\Omega)$,避免了 MSCSG 转子转速的饱和现象。

将式(22)加入式(21)可得力矩包络表达式为

$$\boldsymbol{T} = \begin{cases} J_z\Omega\dot{\delta}\begin{bmatrix}\cos\theta\\ \sin\theta\\ 0\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}0\\ 0\\ \dfrac{J_z\Omega}{1+\mathrm{e}^{k_1(\Omega-5\,800)}}\end{bmatrix} & \Omega \geqslant 0\\ J_z\Omega\dot{\delta}\begin{bmatrix}\cos\theta\\ \sin\theta\\ 0\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}0\\ 0\\ \dfrac{J_z\Omega}{1+\mathrm{e}^{k_2(\Omega-4\,200)}}\end{bmatrix} & \Omega < 0\end{cases} \tag{23}$$

$\dot{\delta}$ 也存在饱和现象,但是 $\dot{\delta}$ 在式(23)中并不存在耦合项。同时,转子处于未偏转状态时,角动量偏转加速度 $\dot{\delta}$ 都能达到最大值,因此并不需要特意考虑 $\dot{\delta}$ 的饱和现象。

3　仿真校验

3.1　MSCSG 角动量及力矩包络的仿真

由于角动量最大偏转角度 $\delta_{\max} = 2°$,极限偏

转角度为 2.1°,取遍历经纬度 $\delta \in [0, 0.011\pi]$,$\theta \in [-\pi, +\pi)$。在固定转速及角动量偏转角度后,遍历经度 θ 在 $[-\pi, +\pi)$ 变化使角动量方向绕 $O_f z_f$ 旋转一周且平行于平面 $x_f O_f y_f$,轨迹为一周。遍历纬度 δ 作为第 2 层循环,遍历角动量偏转角度的大小。随着角动量偏转角度的变大,遍历角 θ 变化形成的圆半径更大,距离平面 $x_f O_f y_f$ 更近。取遍历角 δ 和 θ 的范围,完成了角动量方向的遍历,构成一个球冠。归一化处理后,转子转速不变的情况下,单 MSCSG 角动量包络如图 9 所示。

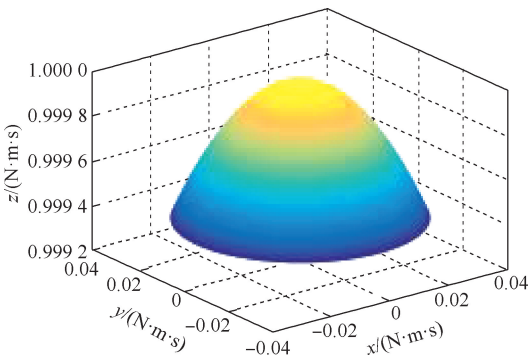


图 9 转子转速不变情况下单 MSCSG 角动量包络

Fig. 9 Single MSCSG angular momentum envelope under the condition of constant rotor speed on curve

由于转速没有改变,包络上每一点到原点的距离都是相等的,即转子转速不变的情况下单 MSCSG 角动量包络是一个由平面 $z = \cos\delta$ 切割后留下的球冠。

在考虑转速变化时,设置转子最小转速为最大转速的 2/3。归一化处理后,在遍历偏转角度基础上,遍历转速得到单 MSCSG 角动量包络。

虽然机械结构限制了转子径向偏转角的最大偏转角度,但是在不同转速下,转子偏转角度的限制不会改变。不同角度下,转速的不同只能导致角动量大小发生变化。通过对比转子转速不变的情况下单 MSCSG 角动量包络,可以理解 MSCSG 的角动量包络是由一个个大小不同但形状相同球冠的叠加。由于偏转角度很小,导致径向角动量的变化很小。最终单 MSCSG 角动量包络呈现为一个上下底面略微凸起的圆台。

图 10 所示角动量包络中,只要转子的径向偏转角及转速没有到达临界值,转子的角动量 $\boldsymbol{H}$ 可以沿着任意方向变化,输出三自由度力矩。图 10 包络的最上方所在球半径为 1 的球冠代表转子转速达到最大值时转子的角动量包络,最下方所在球半径为 2/3 的球冠代表转子转速达到最小值时转子的角动量包络,而单 MSCSG 角动量包络的侧面则至少有一个径向偏转角达到最大值。

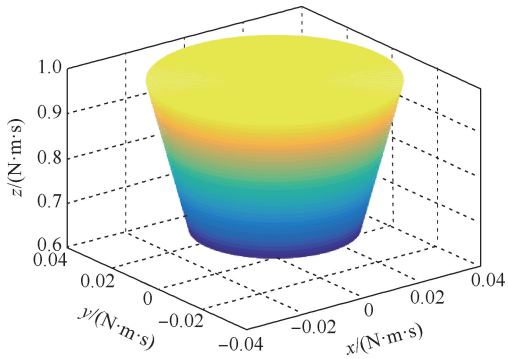


图 10 单 MSCSG 角动量包络

Fig. 10 Single MSCSG angular momentum envelop

由于转子的径向偏转角度很小,同时径向角动量的主要来源为转子偏转导致的转子轴向角动量的径向分量,径向角动量分量相对于轴向的角动量来讲在数值上小很多。设置最大转速 Ω_{max} 为 6 000 r/min,最小转速 Ω_{min} 为 4 000 r/min,转子转动惯量 J_z 为 0.001 67 kg/m^2,转子角动量偏转最大角速度 $\dot{\delta}_{max}$ 为 0.067 8 rad/s,转子转速单位时间最大变化量 $\dot{\Omega}_{max}$ 为 40 rad/s,$\theta \in [-\pi, +\pi)$,$k_1 = k_2 = 0.03$。角度 θ 的遍历画出了一个圆形,转子转动惯量 J_z、转子角动量偏转最大角速度 $\dot{\delta}_{max}$ 和转子转速单位时间变化量 $\dot{\Omega}$ 的乘积决定圆的半径。将 $\dot{\delta}$ 作为最内层循环,$\dot{\Omega}$ 作为中层循环,在 $\dot{\Omega}$ 为 0 时,得到转子转速不变条件下力矩包络。将 $\dot{\Omega}$ 作为最外层循环,完成 3 层遍历得到 MSCSG 力矩包络如图 11 所示。

由图 11 可以看出,在转子径向偏转速度达到最大,转速不断提高且即将达到最大时,由于转子饱和现象的存在,使得转子轴向旋转的单位时间转速变化量越来越小。转速减小时,虽然在转速接近最小值时也会存在饱和现象,在输出径向力矩时,径向力矩的输出可以通过增大转子转速减低转子偏转角速度实现,避免转子转速的饱和现象。因此,出现了 z 轴正向力矩包络边界比 z 轴负向力矩包络边界小的现象。经过计算,陀螺轴

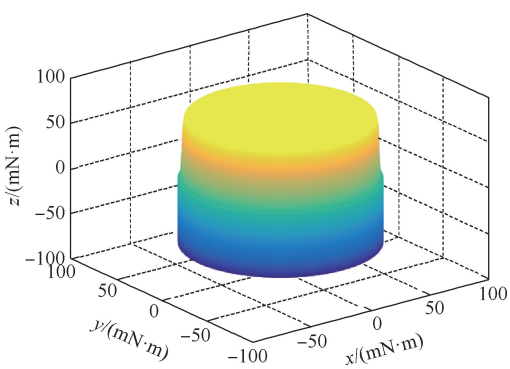


图 11 单 MSCSG 力矩包络

Fig. 11 Single MSCSG torque envelope

向飞轮力矩最大值约为 66.8 N·m,而径向陀螺力矩约为 71.1 N·m。

3.2　MSCSG 径向万向偏转带宽实验

航天器姿态高精度控制既要实现快速姿态控制,也需对航天姿态机动过程中产生的振动进行抑制。为了验证 MSCSG 转子径向偏转力矩高带宽的特性,对 MSCSG 原理样机进行了偏转力矩带宽测试实验。

实验系统如图 12 所示,主要包括 MSCSG 原理样机、控制器、示波器、电源、调试计算机等。实验条件设置为:当转子稳定悬浮在平衡位置时,通过对转子施加径向两自由度不同频率的正弦激励信号使其偏转,持续输出时变的控制力矩。

实验中,调整电机转速达到 5 000 r/min。对转子在径向施加控制力矩。控制信号设置为幅值固定的正弦信号,不断增加正弦信号的频率,观察转子偏转角所对应的频谱曲线。部分实验结果如图 13 和图 14 所示。

实验过程中,偏转力矩频率与控制信号的频率基本保持一致,且幅值并未出现明显的下降。观察图 13 和图 14 时域波形图,图 14 中径向偏转角的波形明显更密集。观察频谱图,频谱图频率

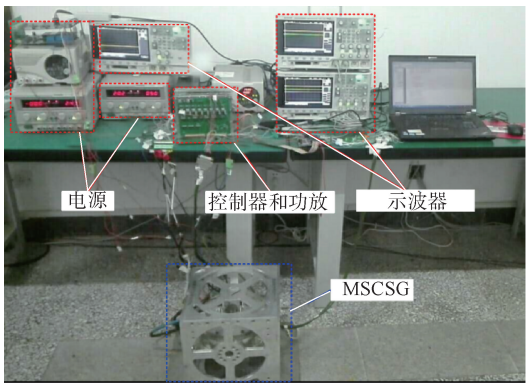


图 12　MSCSG 带宽测试实验装置

Fig. 12　MSCSG bandwidth test experimental device

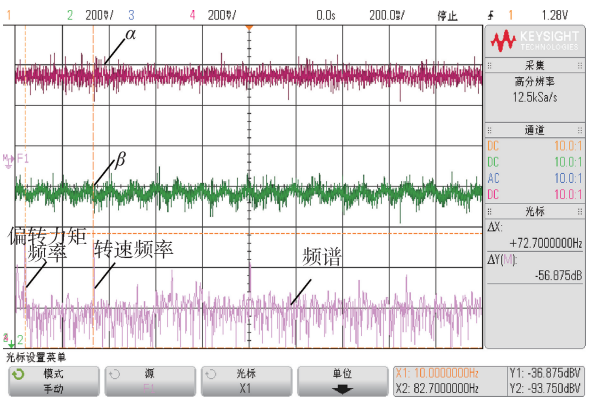


图 13　控制信号为 10 Hz 时 MSCSG 带宽性能测试结果

Fig. 13　MSCSG bandwidth performance test results when control signal frequency is 10 Hz

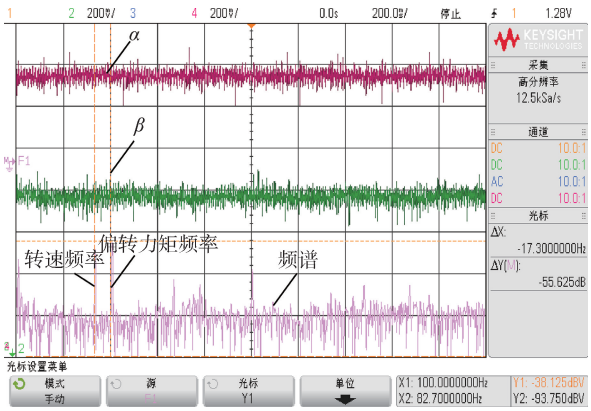


图 14　控制信号频率为 104.7 Hz 时 MSCSG 带宽性能测试结果

Fig. 14　MSCSG bandwidth performance test results when control signal frequency is 104.7 Hz

点包括频率为 82.7 Hz 的转速同频分量以及指令力矩同频分量。在不断增加控制信号频率的过程中,转速同频分量不随控制信号频率的增加变化,而偏转力矩频率随着控制信号的不断增大相应增大,图像中对应的频率点不断右移。且在控制频率不断增大的过程中,偏转力矩频率幅值稳定在 −56 dB 附近,说明偏转力矩控制信号频率的增加并未影响偏转频率控制精度。以上分析表明转子输出力矩的频率大于 100 Hz,具备高带宽例力矩输出功能。

MSCSG 通过改变飞轮转速输出轴向飞轮力矩,与传统动量轮一样,在轴向可以持续输出力矩,可以用于姿态机动。航天器振动具有小幅值、高频率往复运动的特点,传统控制力矩陀螺带宽小,无法进行高频振动抑制,MSCSG 转子径向陀螺力矩恰好能具有高带宽的特性,在航天器姿态稳定和微振动抑制中具有广泛应用前景。同时在高轨卫星小角度姿态机动中也有一定的应用价值。

4　结　论

1)介绍了 MSCSG 机械结构,阐明了 MSCSG 三自由度角动量交换机机理。基于 LFMB 结构及工作原理,分析 MSCSG 径向陀螺力矩高精度高带宽特性。通过计算 MSCSG 径向偏转力矩控制精度能够达到 mN·m 级别,具有高精度的特点。

2)考虑转子转速以及偏转饱和,对 Sigmiod 变形,基于偏角重构建立了 MSCSG 角动量包络模型。基于设计参数,MSCSG 轴向飞轮力矩最大值约为 66.8 N·m,而径向陀螺力矩约为 71.1 N·m,能够实现三自由度力矩输出。

3)根据仿真结果分析,MSCSG 轴向飞轮力

矩精度高,可用于姿态机动。径向陀螺力矩精度高、带宽大,在小角度姿态机动、姿态稳定及振动抑制中具有良好的应用前景。

参考文献(References)

[1] REN Y,CHEN X C,CAI Y W,et al. Attitude-rate measurement and control integration using magnetically suspended control and sensitive gyroscopes[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2018,65(6):4921-4932.

[2] 王卫杰,任元,刘强,等. 球面磁悬浮万向飞轮转子轮盘优化设计[J]. 航空学报,2016,37(9):2874-2883.
WANG W J,REN Y,LIU Q,et al. Optimal design of rotary table for spherical rotor of magnetically suspending gambling flywheel[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2016,37(9):2874-2883(in Chinese).

[3] YU C M,WANG Z,REN Y,et al. MSCSG two degree of freedom attitude measurement method[J]. Journal of Physics:Conference Series,2019,1176(4):042054.

[4] YIN Z Y,CAI Y,LIU B,et al. Application of spherical magnetic bearing in magnetically suspended control and sensitive gyro[J]. Mathematical Problems in Engineering,2020,2020:7698794.

[5] 杨倩. 动基座下双框架 MSCMG 磁轴承系统稳定性研究[D]. 北京:北京航空航天大学,2011:17-21.
YANG Q. Research on stability of magnetic bearing system for double gimbal magnetically suspended control moment gyroscope on moving base[D]. Beijing:Beihang University,2011:17-21(in Chinese).

[6] 任元,王卫杰,刘强,等. 一种磁悬浮控制敏感陀螺:CN104613950B[P]. 2017-06-27.
REN Y,WANG W J,LIU Q,et al. A kind of magnetically suspended control and sensing gyroscopic:CN104613950B[P]. 2017-06-27(in Chinese).

[7] 王鹏宇. 大挠性航天器振动抑制及姿态控制研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2017:1-2.
WANG P Y. Vibration suppression and attitude control for flexible spacecraft[D]. Harbin:Harbin Institute of Technology,2017:1-2(in Chinese).

[8] MARGULIES G AUBURN J N. Geometric theory of single-gimbal control moment gyro systems[J]. Journal of the Astronautical Sciences,1978,26(2):159-191.

[9] BONG W. Singularity analysis and visualization for single-gimbal control moment gyro systems[J]. Journal of Guidance,Control,and Dynamics,2004,27(2):271-282.

[10] TANG L,XU S J. Geometric analysis of singularity for single-gimbal control moment gyro systems[J]. Chinese Journal of Aeronautics,2005,18(4):9-17.

[11] 王磊,赵育善. 双框架控制力矩陀螺奇异分析及可视化[J]. 宇航学报,2009,30(2):613-619.
WANG L,ZHAO Y S. Singularity analysis and visualization of double-gimbaled control moment gyro systems[J]. Journal of Astronautics,2009,30(2):613-619(in Chinese).

[12] 刘锋. 金字塔构型变速控制力矩陀螺操纵律和参数优化设计[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2018:18-20.
LIU F. Optimization design of steering law and parameters for variable-speed control moment gyroscopes with pyramid configuration[D]. Harbin:Harbin Institute of Technology,2018:18-20(in Chinese).

[13] 李传江,郭延宁,马广富. 单框架控制力矩陀螺的奇异分析及操纵律设计[J]. 宇航学报,2010,31(10):2346-2353.
LI C J,GUO Y N,MA G F. Singularity analysis and steering law design for single-gimbal control moment gyroscopes[J]. Journal of Astronautics,2010,31(10):2346-2353(in Chinese).

[14] 侯二永. 磁悬浮控制力矩陀螺结构设计与动力学分析[D]. 长沙:国防科学技术大学,2013:27-28.
HOU E Y. Structure design and dynamics analysis of magnetically suspended control moment gyroscope[D]. Changsha:National University of Defense Technology,2013:27-28(in Chinese).

[15] 宁欣,韩邦成,房建成. 基于干扰观测器的双框架变速率控制力矩陀螺解耦控制[J]. 机械工程学报,2017,53(10):52-59.
NING X,HAN B C,FANG J C. Disturbance observer based decoupling method of double-gimbaled variable speed control moment gyroscope[J]. Journal of Mechanical Engineering,2017,53(10):52-59(in Chinese).

[16] 魏孔明,吴忠,刘涛. 单框架控制力矩陀螺构型分析与奇异可视化[J]. 中国空间科学技术,2013,33(1):21-29.
WEI K M,WU Z,LIU T. Configuration analysis and singularity visualization of single gimbal control moment gyroscopes[J]. Chinese Space Science and Technology,2013,33(1):21-29(in Chinese).

[17] 焉宁. 敏捷机动小卫星姿态控制方法的仿真与实验研究[D]. 北京:北京航空航天大学,2011:27-28.
YAN N. Research on the simulation and experiment of attitude control method for agile small satellite[D]. Beijing:Beihang University,2011:27-28(in Chinese).

[18] 徐春雷. 飞轮调速系统驱动及控制实现[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2012:3-4.
XU C L. The implementation of the drive and control of variable speed flywheel system[D]. Harbin:Harbin Institute of Technology,2012:3-4(in Chinese).

[19] 鲍国亮. 陀螺飞轮实现航天器姿态测量与控制的机理分析[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2013:18-21.
BAO G L. Research on the measurement and control of the attitude of the spacecraft by gyrowheel[D]. Harbin:Harbin Institute of Technology,2013:18-21(in Chinese).

[20] XIA C F,CAI Y W,REN Y. Steering law design for a magnetically suspended control and sensitive gyro cluster considering rotor tilt saturation[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers,Part G:Journal of Aerospace Engineering,2019,233(11):4066-4076.

Momentum envelope analysis of magnetically suspended control sensitive gyroscope

YANG Yang[1], WANG Weijie[2,*], WANG Zhou[2], FAN Yahong[3], XUE Le[4]

(1. Graduate School, Space Engineering University, Beijing 101416, China;
2. Department of Aerospace Science and Technology, Space Engineering University, Beijing 101416, China;
3. Beijing Institute of Control Engineering, Beijing 100190, China; 4. The Army 63931, Beijing 100094, China)

Abstract: Aiming at engineering application problems, the multi-degree-of-freedom angular momentum envelope model of magnetically suspended control and sensing gyroscope (MSCSG) is studied. Based on the mechanical structure of MSCSG, the characteristics of radial universal deflection of magnetic suspension rotor are analyzed. Axial 1-DOF Flywheel torque and radial 2-DOF gyroscope torque output mechanism of MSCSG are clarified. Based on the Lorentz force magnetic bearing (LFMB) principle, the linear relationship between the radial deflection torque and the control current is analyzed, which reveals the advantages of the MSCSG torque with high precision, high bandwidth and small amplitude. Considering rotor speed saturation, the MSCSG angular momentum envelope model is constructed based on deflection reconstruction and rotation matrix. The simulation shows that although radial deflection torque has a high bandwidth, small amplitude, and axial flywheel torque has a high precision and large magnitude. High bandwidth performance test of the MSCSG deflection torque is carried out, showing that MSCSG can output radial deflection torque whose frequency is greater than 100 Hz. It is shown that MSCSG has the prospect of strong micro-vibration suppression under high dynamic conditions and high precision attitude control.

Keywords: magnetically suspended control and sensing gyroscope (MSCSG); Lorentz force magnetic bearing (LFMB); momentum envelope; moment envelope; high precision and high bandwidth

Received: 2021-02-07; **Accepted**: 2021-06-06; **Published online**: 2021-06-21 16:32
URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210621.1325.003.html
Foundation item: National Natural Science Foundation of China (52075545)
* **Corresponding author**. E-mail: wangwjie@126.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0075

基于双谱分析的高原灌木回波信号分类

李立元, 栗苹*, 李国林, 张广为
(北京理工大学 机电动态控制重点实验室, 北京 100081)

摘 要: 目标的回波信号是无线电引信获得目标信息的最重要方式,为了太赫兹频段的引信前端未来能够投入高原战场,适应高原不同的地貌环境,利用双谱对高原在灌木地形下不同高度的太赫兹波回波特性进行了分析。为减少分类时间,对双谱数据进行积分,得到实采信号双谱切片的特征,进而利用最邻近算法对此进行分类。利用经验模态分解(EMD)提取原始数据内在模态函数的特征,再次分类并与前一组分类结果进行对比。通过一系列数据的分类,结果表明:利用一维的积分双谱信息可以有效提取出距离地面分别为 2 m、3 m、4 m、5 m 时的特征并进行分类,经验模态分解也可以有效提高分类的成功率,成功率最高可达 90% 以上。

关 键 词: 太赫兹; 回波信号; 双谱分析; 高原; 分类; Hilbert-Huang 变换(HHT)
中图分类号: TN98; TJ43+4.3
文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2022)10-2070-09

近年来,在各代干扰机、微波武器、大功率信号等一系列的干扰下,无线电引信极有可能因此出现早炸或失效的情况。太赫兹波的工作频率避开了高功率微波武器、雷达、干扰机等常用的工作频段,再加上太赫兹波在大气中的衰减较大[1-2],主要适用于近程探测,因此太赫兹波应用于引信之上具有天然的优势[3]。

对地的无线电引信获得的回波能量取决于地面散射系数,而地面散射系数又取决于地面类型、落角等一系列因素[4-5]。面对不同类型的地面,回波能量具有极大的差异。而在很长一部分中国边境线的高原上,由于空气的稀薄,同样对回波能量的大小造成了影响。综上所述,获取太赫兹信号在高原不同地貌下的回波特性,并实现对回波数据快速分类从而确定炸高,对于保证引信的毁伤效能显得尤为重要。

因此,实地采集了高原各种地貌下的回波数据,本文仅仅对灌木地形下的回波双谱用 4 种积分双谱进行降维与分类,从而在占用很少资源的情况下实现对引信炸高的识别。

1 双谱的基本理论

1.1 双谱的定义

高阶谱是通过累积量函数(cum)来定义的,因此也被称作累积量谱。假如是一个零均值的 k 阶平稳过程,则将该过程的 k 阶累积量定义为

$$C_{kx}(\tau_1,\tau_2,\cdots,\tau_{k-1}) = \operatorname{cum}\{x(n),x(n+\tau_1),\cdots,x(n+\tau_{k-1})\} \quad (1)$$

式中:$x(n),x(n+\tau_1),\cdots,x(n+\tau_{k-1})$ 为在不同时延下的值。

如果 k 阶累积量是绝对可和的,则 k 阶累积量谱定义为 k 阶累积量的 $k-1$ 阶傅里叶变换:

$$S_{kx}(\omega_1,\omega_2,\cdots,\omega_{k-1}) = \sum_{\tau_1=-\infty}^{+\infty}\cdots\sum_{\tau_{k-1}=-\infty}^{+\infty}C_{kx}(\tau_1,\tau_2,\cdots,\tau_{k-1})\exp\left(-\mathrm{j}\sum_{i=1}^{k-1}\omega_i\tau_i\right) \quad (2)$$

收稿日期: 2021-02-08; **录用日期**: 2021-03-23; **网络出版时间**: 2021-03-30 14:33
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210329.1703.002.html
基金项目: 国家自然科学基金(61871414); 基础加强项目(2019-JCJQ-ZD-324)
* **通信作者**. E-mail: liping85@bit.edu.cn

引用格式: 李立元, 栗苹, 李国林, 等. 基于双谱分析的高原灌木回波信号分类[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 2070-2078. LI L Y, LI P, LI G L, et al. Classification of plateau shrub echo signal based on bispectrum analysis[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 2070-2078(in Chinese).

式中:ω 为傅里叶变换到频域得到的频率分量;功率谱、双谱(三阶谱)、三谱(四阶谱)分别为 $k=2,3,4$ 时的特殊情况。

本文所用双谱(三阶累积量谱)为

$$S_{3x}(\omega_1,\omega_2)=\sum_{\tau_1=-\infty}^{+\infty}\sum_{\tau_2=-\infty}^{-\infty}C_{3x}(\tau_1,\tau_2)\exp[-\mathrm{j}(\omega_1\tau_1+\omega_2\tau_2)] \tag{3}$$

1.2　积分双谱

双谱是二维函数,可以直接通过卷积神经网络(CNN)等方式直接进行分类,但由于数据计算量过于庞大,严重限制了双谱在引信上的应用。因此,可以按照一定的规则对双谱值进行积分,将二维函数转化为一维函数[6],从而大大减少分类时的难度及计算量,通过双谱的对称性,计算量则会进一步减少。根据选定的积分路径,将积分双谱分为以下 4 种[7]。

1.2.1　径向积分双谱

如图 1 所示,在双谱平面上,积分路径取过原点的直线,得到的积分值即为径向积分双谱(radially integrated bispectrum, RIB)。

RIB 具有一个明显的缺陷:如果斜率的步长选择过大,那即使积分路径上的所有 ω_2 均取整,仍然会有点被遗漏,而这些点可能包含重要的信息。如果斜率的步长选择过小,路径上取整后的 ω_2 必然还会有所重复,从而造成一些双谱值被重复积分,从而导致双谱积分值特征不明显。

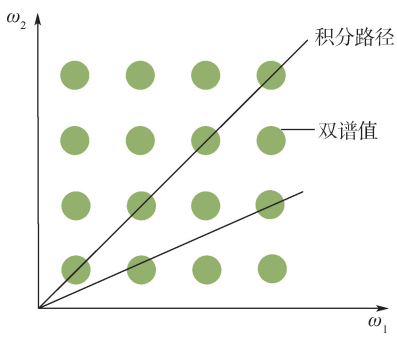


图 1　径向积分双谱

Fig. 1　Radially integrated bispectrum

1.2.2　轴向积分双谱

如图 2 所示,在双谱平面上,积分路径取平行于 ω_1 轴或平行于 ω_2 轴的直线,得到的积分值即为轴向积分双谱(axially integrated bispectrum, AIB)。

AIB 使用了每一个双谱值并确保双谱值不会被重复使用,但其丢失了绝大部分相位信息。

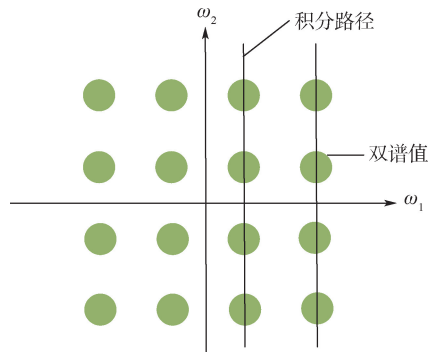


图 2　轴向积分双谱

Fig. 2　Axially integrated bispectrum

1.2.3　圆周积分双谱

如图 3 所示,在双谱平面上,积分路径取以原点为圆心的圆周,得到的积分值即为圆周积分双谱(circularly integrated bispectrum, CIB)。

同样的,由于步长的原因,CIB 在积分时必定会遗漏一部分双谱值。

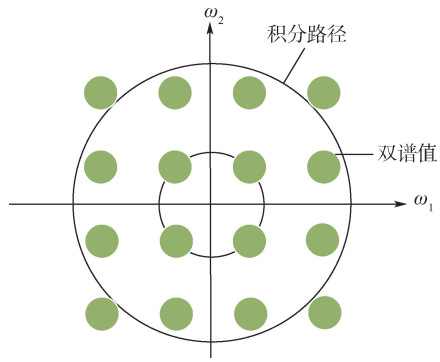


图 3　圆周积分双谱

Fig. 3　Circularly integrated bispectrum

1.2.4　围线积分双谱

如图 4 所示,在双谱平面上,积分路径取以原点为中心的正方形,得到的积分值即为围线积分双谱(surrounding-line integral bispectrum, SIB)。

SIB 同样使用了每一个双谱值并确保双谱值不会被重复使用,同时保留了信号的尺度信息及部分相位信息[8-9]。

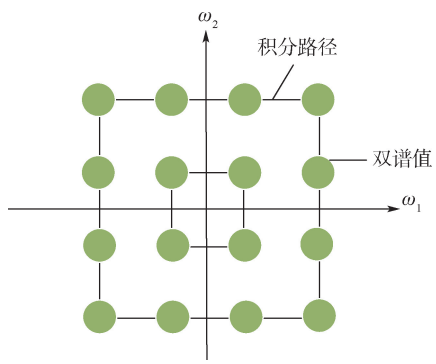


图 4　围线积分双谱

Fig. 4　Surrounding-line integral bispectrum

2 实验数据处理

2.1 信号模型

2.1.1 目标亮点模型

如图 5(a)所示,以地面为目标时,高原上地面粗糙,检测出的回波信号必然是多个目标回波信号的叠加,因此可能导致无法识别出正确的炸高。图 5(b)为实采数据频谱,通过图像可以明显看出,频率值具有多个峰值,说明检测到了不同距离目标的回波信号。

大部分无线电引信以地面分布的对象作为目标,为了准确地探测地面目标,必须建立一个有效的回波信号模型。

目标回波是目标对于信号源发射的信号做出的一种响应,目标的固有散射特性和发射电磁波都会对回波信号造成影响[10]。回波特性与入射的初始时间无关,因此可以将目标看做一个线性时不变系统,回波就是对入射波的响应。可以将单个目标的传递函数 $H_n(\omega)$ 定义为

$$H_n(\omega) = A_n(\omega)\exp(\mathrm{i}\omega\tau + \mathrm{i}\phi) \tag{4}$$

式中:$A_n(\omega)$ 为幅度反射系数,是关于频率的函数;τ 为时延,是关于目标反射距离的函数,$\tau = 2R/c$,R 为参考点到信号源的波程,c 为光速;ϕ 为回波产生的相位差。

因此,函数可以视为一个多亮点叠加的模型,

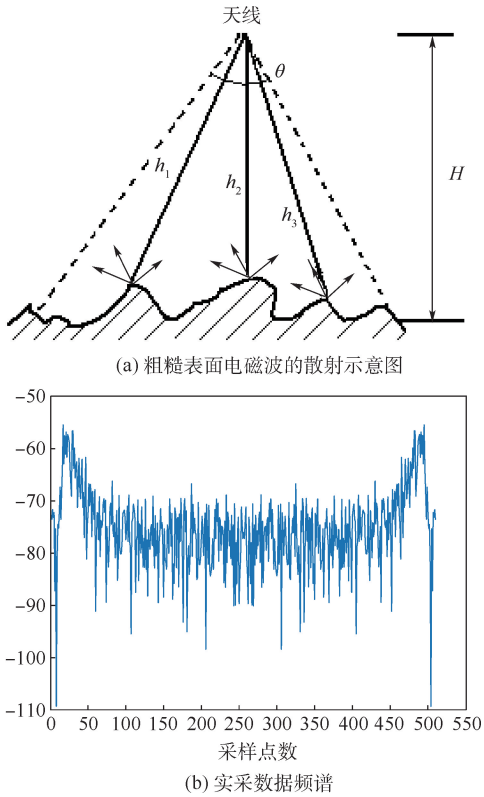


图 5 多目标回波示意图

Fig. 5 Schematic diagram of multi-target echo

总的传递函数表示为

$$H(\omega) = \sum_{n=1}^{N} A_n(\omega)\exp(\mathrm{i}\omega\tau_n + \mathrm{i}\phi_n) \tag{5}$$

2.1.2 信号仿真

如图 6 所示,通过在 Simulink 模型中添加 2 个

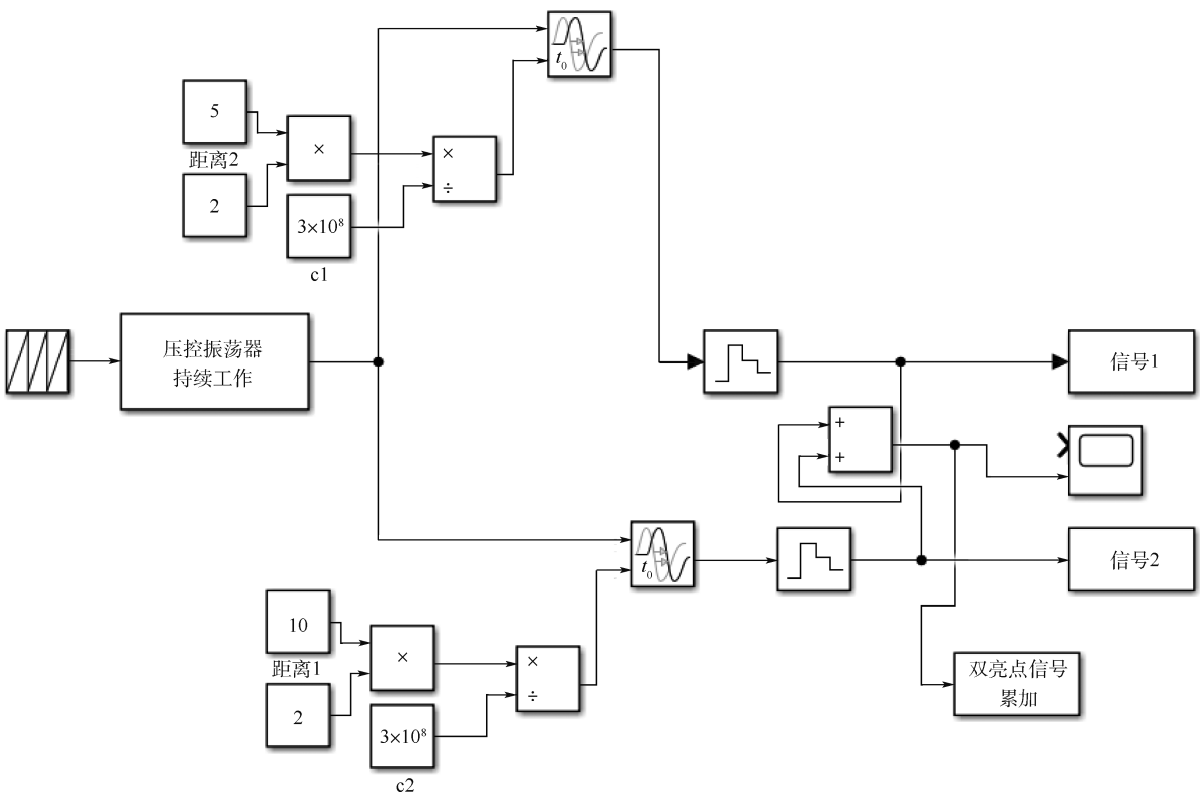


图 6 双亮点回波 Simulink 模型

Fig. 6 Simulink model of double bright spot echo

不同的距离,从而得到双亮点接收信号的数字特征。模型中默认幅度反射系数为相同值。

如图 7 所示,能很明显看出目标亮点模型的仿真结果与图 5(b)中的实采信号包络具有极高的相似度,一定程度上模拟出了地面目标的信号特征,之后还可以通过添加地杂波进行进一步研究。

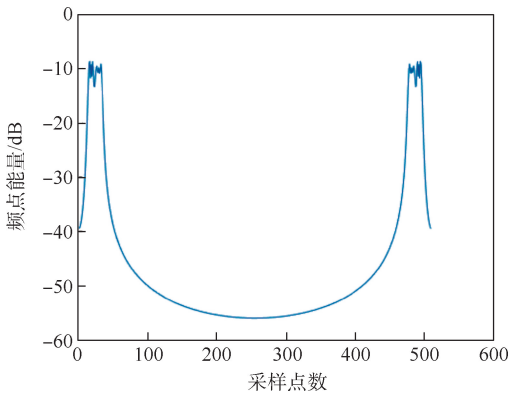


图 7　双目标亮点模型仿真结果

Fig. 7　Simulation results of double-target highlight model

2.2　数据采集平台

如图 8 所示,将前端通过云台绑定在标志杆上,通过改变标志杆的高度 h 及发射信号与地面的夹角,从而获取不同的回波信号。在本次实验中,高度 h 分别取 2 m、3 m、4 m、5 m,发射信号与地面的夹角 θ 分别取 20°、45°、65°、85°。

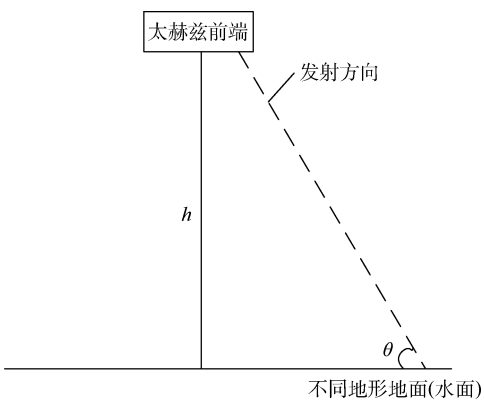


图 8　数据采集平台

Fig. 8　Data collection platform

2.3　基于 Hilbert-Huang 变换的优化信号双谱

2.3.1　经验模态分解

经验模态分解(empirical mode decomposition, EMD)是 Hilbert-Huang 变换(HHT)最重要的步骤,HHT 利用 EMD,得到信号各阶的本征模态函数(intrinsic mode function,IMF)。

EMD 过程:首先,对原始信号进行处理,求出各个局部极大值点。然后,用插值法连接这些点组成上包络线,同样找到极小值点连接这些点组成下包络线,用原始信号减去包络线均值就得到了第一个 residue,如果其不满足 IMF 定义(极值点和过零点数目至多相差一个,且包络线均值为 0),就以该 residue 作为原始信号继续重复上面的操作,直到得到第一阶 IMF。最后,用原始信号减去该 IMF,得到新的信号,作为初始信号再重复上面的筛选过程,直到所得到的剩余部分为单一信号或其值小于设定值时,分解完成。

2.3.2　数据分解

将回波数据通过 EMD 得到数据的各阶 IMF 及残余分量,对各阶本征模态函数进一步提取各种双谱特征用于验证分类的准确性。

图 9 和图 10 为初始信号及各阶 IMF 示意图,其中采样频率为 1 MHz,即采样时间间隔为 1 μs。图 10 中纵坐标无实际意义,仅为将各阶本征模态函数直观地表示在同一张图中的相对参考位置。

为了更直观地看出 IMF 信号瞬时频率的变化,每两阶提取一个 IMF 信号的瞬时频率。从图 11可以明显看出,各阶 IMF 分量的瞬时频率随着阶数的增加而降低,因此提取不同距离回波信

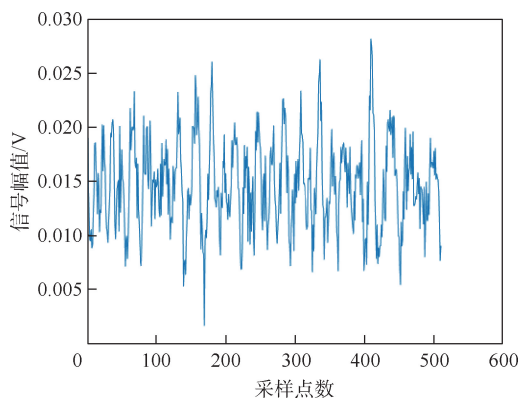


图 9　初始信号

Fig. 9　Initial signal

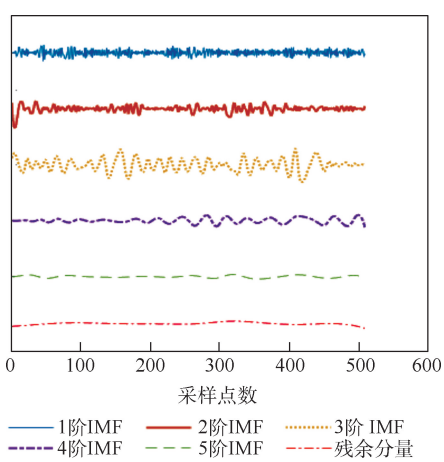


图 10　各阶 IMF 示意图

Fig. 10　Schematic diagram of IMF in each stage

号的同阶 IMF 分量双谱特征,再次进行分类。半数以上的当多次分类结果为同一结果时,结束对下一阶 IMF 分量进行分类,否则持续此步骤,此时得到的信号为最终分类结果。回波信号分类流程如图 12所示。

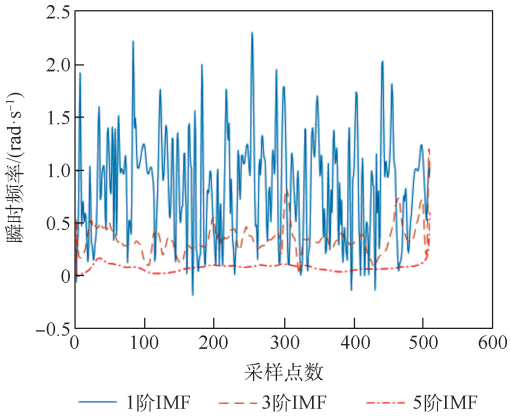


图 11 典型 IMF 信号瞬时频率对比

Fig. 11 Comparison of instantaneous frequency of typical IMF signal

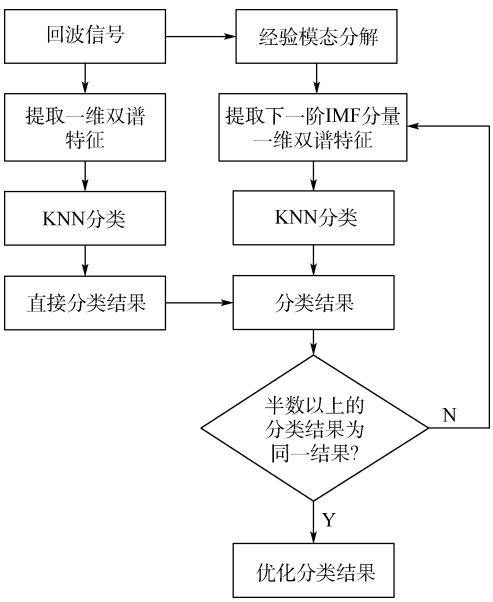


图 12 回波信号分类流程

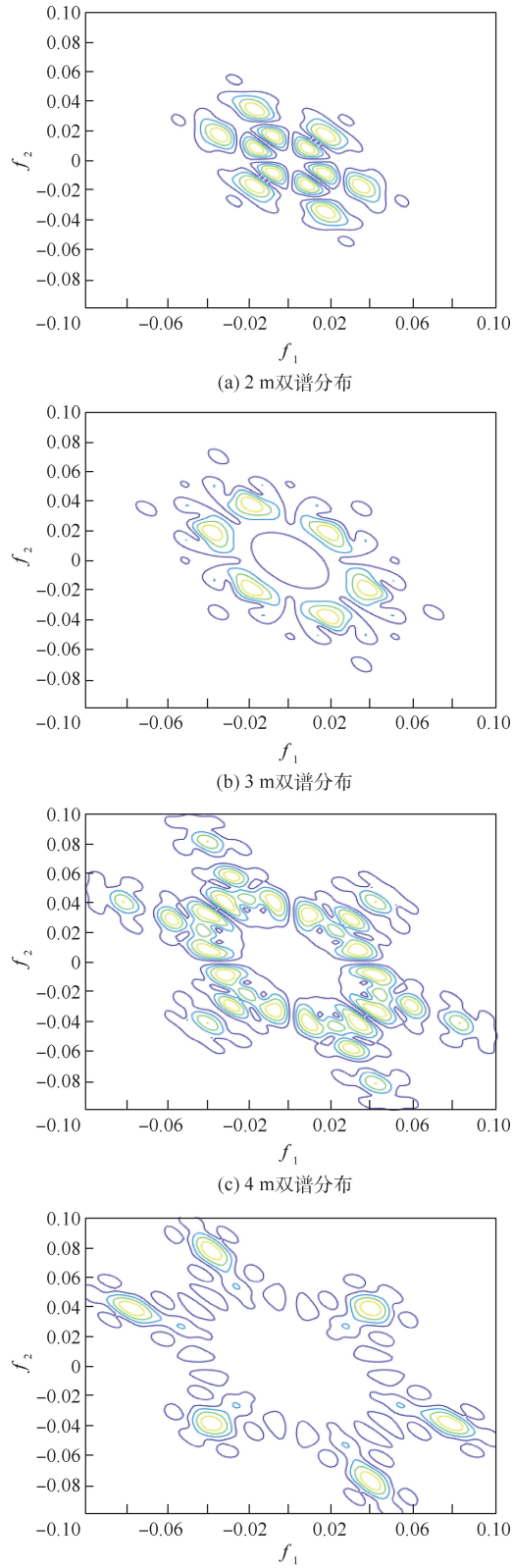
Fig. 12 Flow chart of echo signal classification

2.4 数据分析结果

2.4.1 灌木数据对比

在不同的高度上,回波信号具有不同的双谱特征,如图 13 所示,分别为在 $\theta=45°$时距地面 2,3,4,5 m 处的双谱分布。

如图 13 所示,以 f_1、f_2 这 2 个频率作为坐标轴来表示信号的偏斜程度在频域上的分解,分别得到在 $\theta=45°$时距地面,2,3,4,5 m 处的双谱分布。可以明显地看出,2,3,4,5 m 处的双谱分布在幅值上具有明显的区别,但对于工作平台很小的引信来说,实时性是一个非常重要的指标,将二维数据转换为一维数据能够将数据量直接从 x^2(x 为 fft 次数)降为 x,因此,科学有效地提取出一维双谱切片特征对于降低运算速度具有极大的帮助。



(a) 2 m双谱分布

(b) 3 m双谱分布

(c) 4 m双谱分布

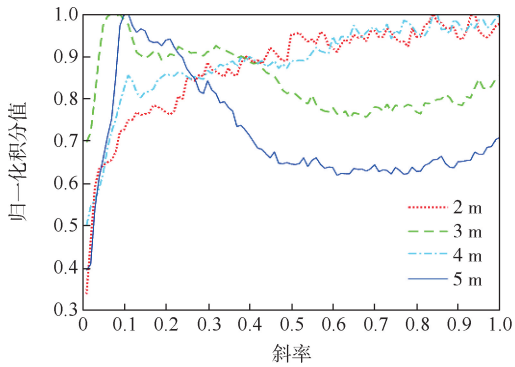
(d) 5 m双谱分布

图 13 $\theta=45°$时不同高度双谱分布

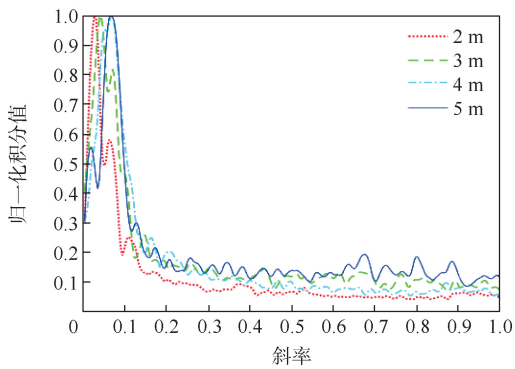
Fig. 13 Bispectrum distribution at different heights at $\theta=45°$

2.4.2 四种积分双谱特征

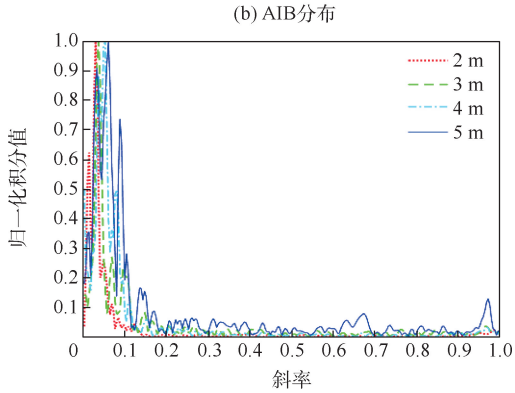
以 $\theta=45°$时 4 个不同高度的 4 种积分双谱为例,得到的结果如图 14 所示。



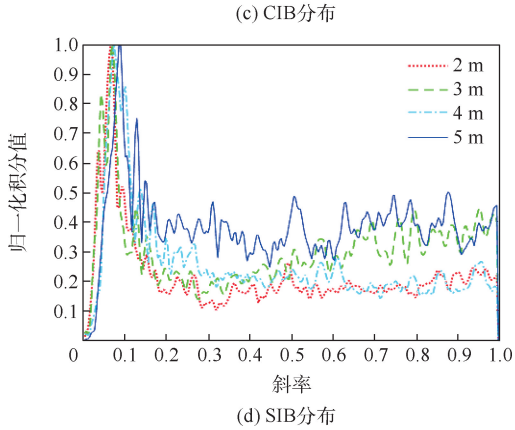
(a) RIB分布



(b) AIB分布



(c) CIB分布



(d) SIB分布

图 14　$\theta=45°$时不同积分双谱分布

Fig. 14　Bispectrum distribution by different integral bispectrum at $\theta=45°$

从图 14 中可以看出,将二维的双谱特征按照 4 种方式进行积分并归一化之后,仍然具有显著的差异,保证了一维数据的分类处理仍具有很高的可行性。

3　数据分类

目前,主要采用的分类方法有概率神经网络(PNN)[11]、支持向量机(SVM)[12-13]、卷积神经网络(CNN)[14-15],由于最邻近节点算法(KNN)计算简便、计算速度快[16],符合引信实时性的要求,因此本文采用 KNN 算法。

3.1　最邻近节点算法

最邻近节点算法也称为 k 最近邻算法,该方法简单且直观,如图 15 所示。每一个样本 x 通过计算到其他样本的距离,用与其最邻近的 k 个样本来进行分类,将样本 x 分为 k 个样本中数量最多的类别。由于同样情况下回波信号的样本集重叠很多,用在本文非常合适。该方法无需训练,适合应用于引信上。

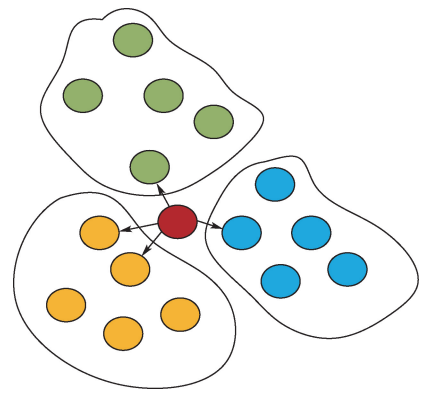


图 15　最邻近节点算法

Fig. 15　KNN algorithm

3.1.1　欧氏距离计算方法

欧氏距离计算方法由数据间对应元素差值平方和的平方根表示,如有 2 组 n 维数据 $x_a=(a_1,a_2,\cdots,a_n)$ 和 $x_b=(b_1,b_2,\cdots,b_n)$ 数据,可以将这 2 组数据之间的欧氏距离表示为

$$d(a,b)=\sqrt{\sum_{i=1}^{n}(a_i-b_i)^2} \tag{6}$$

3.1.2　曼哈坦距离计算方法

曼哈坦距离计算方法由数据间对应元素差值绝对值的和表示,如有 2 组 n 维数据 $x_a=(a_1,a_2,\cdots,a_n)$ 和 $x_b=(b_1,b_2,\cdots,b_n)$ 数据,可以将这 2 组数据之间的曼哈坦距离表示为

$$d(a,b)=\sum_{i=1}^{n}|a_i-b_i| \tag{7}$$

3.2　实验数据分类

将 4 种积分双谱得到的 4 个高度、4 个角度的数据各取 30 组,利用 KNN 对其进行分类,得到结果如图 16 ~ 图 19 所示,黑色方框中的数据分别表示在对应数据下的分类正确的数量及所占分

类数据总量的比例。

3.2.1 RIB 分类结果分析

对 20°、45°、65°、85°这 4 个角度 120 组分类数据 RIB 积分数据进行分类,最终可以得到 4 次分类的准确率分别为 61.7%、61.7%、69.2%、66.7%,利用 RIB 对 480 组数据分类的总准确率为 64.8%。

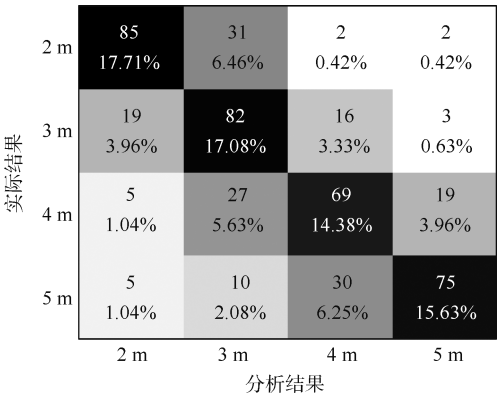


图 16 RIB 分类结果

Fig. 16 RIB classification results

3.2.2 AIB 分类结果分析

对 20°、45°、65°、85°这 4 个角度 120 组分类数据 AIB 积分数据进行分类,最终可以得到 4 次分类的准确率分别为 89.2%、91.7%、80.0%、82.5%,利用 AIB 对 480 组数据分类的总准确率为 85.8%。

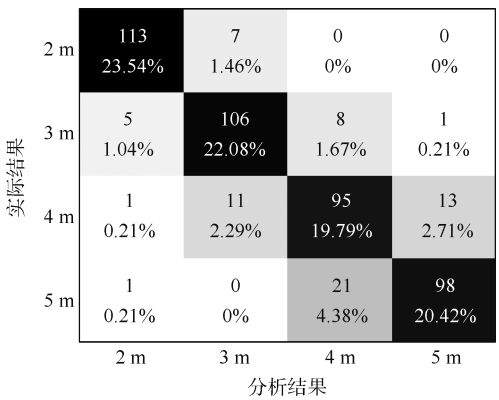


图 17 AIB 分类结果

Fig. 17 AIB classification results

3.2.3 CIB 分类结果分析

对 20°、45°、65°、85°这 4 个角度 120 组分类数据 CIB 积分数据进行分类,最终可以得到 4 次分类的准确率分别为 84.2%、80.8%、80.0%、80.0%,利用 CIB 对 480 组数据分类的总准确率为 81.3%。

3.2.4 SIB 分类结果分析

对 20°、45°、65°、85°这 4 个角度 120 组分类数据 SIB 积分数据进行分类,最终可以得到 4 次分类的准确率分别为 81.7%、64.2%、60.0%、53.3%,利用 SIB 对 480 组数据分类的总准确率为 64.8%。

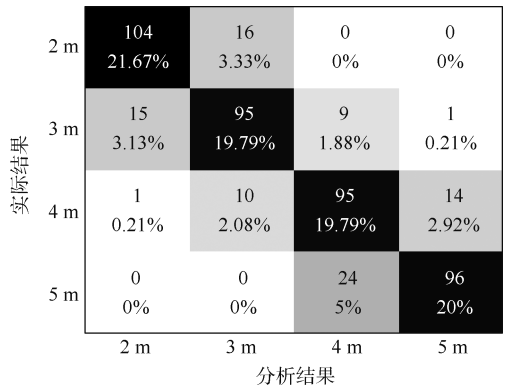


图 18 CIB 分类结果

Fig. 18 CIB classification results

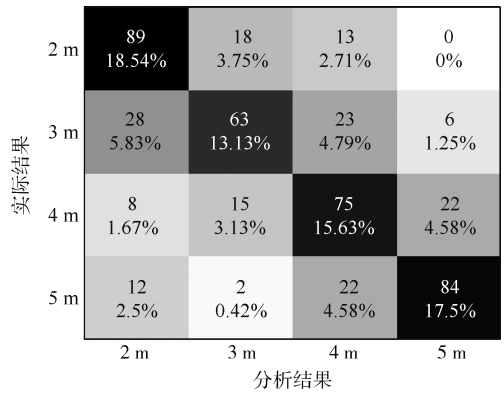


图 19 SIB 分类结果

Fig. 19 SIB classification results

3.3 分类结果比较

显然,利用 KNN 对 AIB 和 CIB 得到的一维数据分类结果更为准确,准确率可以达到 80% 以上,而对 RIB 和 SIB 得到的一维数据分类结果并不理想,分类的准确率只有 65% 左右。

通过表 1、表 2 可以看出,利用经 EMD 对不同频率的数据进行特征提取后,分类结果有了明显的改进,成功率最多可提升约 8.3%,分类总成功率提升 3.7%。

表 1 分类结果汇总

Table 1 Summary of classification results

分类方法	准确率/%				平均/%
	$\theta=20°$	$\theta=45°$	$\theta=65°$	$\theta=85°$	
RIB	61.7	61.7	69.2	66.7	64.8
AIB	89.2	91.7	80.0	82.5	85.8
CIB	84.2	80.8	80.0	80.0	81.3
SIB	81.7	64.2	60.0	53.3	64.8
平均/%	79.2	74.6	72.3	70.6	74.2

表 2 优化双谱分类结果

Table 2 Optimization of bispectral classification results

分类方法	准确率/%				平均/%
	$\theta=20°$	$\theta=45°$	$\theta=65°$	$\theta=85°$	
RIB	68.3	65.8	75.0	70.8	69.9
AIB	90.8	92.5	81.7	84.2	87.3
CIB	86.7	84.2	83.3	82.5	84.1
SIB	83.3	69.2	66.7	61.7	70.2
平均/%	82.2	77.9	76.6	74.7	77.8

4　结　论

本文主要围绕双谱分析在信号处理中的应用,对实测高原地区灌木的回波进行了分析,通过 4 种不同的积分双谱方式对双谱特征进行了降维,进而对一维特征进行了分类,分类结果表明:

1) 利用 KNN 算法,得到了对 2 m、3 m、4 m、5 m 这 4 个高度的分类成功率,最高可以达到 74.1%。

2) 虽然在理论上 SIB 算法利用了所有的点数和相位信息,但在实际数据分类中效果并不好。而 AIB 与 CIB 两种算法准确率较高,分别可以达到 85.4% ~85.8% 和 81.5% ~81.3%,其中对于 45°的数据,AIB 分类效果更为卓越,可以达到 91.7%。

3) 利用 EMD 对数据进行分解后,优化分类结果有了明显的提高,其中 AIB 成功率最高可达 92.5%。

4) 说明太赫兹波段的引信完全可以通过 AIB 和 CIB 两种算法实现快速准确的分类,利用 HHT 优化的双谱数据对于提升分类识别结果的准确度具有一定的作用。

参考文献 (References)

[1] 王玉文,董志伟. 太赫兹波沿倾斜路径在云层中的衰减[J]. 微波学报,2016,32(S2):421-425.
WANG Y W,DONG Z W. Cloud attenuation for terahertz wave along slant path[J]. Journal of Microwaves,2016,32(S2):421-425(in Chinese).

[2] 邓琥,尚丽平,张泽林,等. 不同行程下水蒸汽太赫兹传输特性[J]. 红外与激光工程,2015,44(3):979-984.
DENG H,SHANG L P,ZHANG Z L,et al. Transmission characteristics of water vapor based on different transmission distance[J]. Infrared and Laser Engineering,2015,44(3):979-984(in Chinese).

[3] 王海彬,黄峥,文瑞虎. 太赫兹技术在引信中应用的探讨[J]. 探测与控制学报,2016,38(6):1-6.
WANG H B,HUANG Z,WEN R H. Discussion on terahertz techniques application in radar fuze[J]. Journal of Detection & Control,2016,38(6):1-6(in Chinese).

[4] 段锐,张海,陈祝明,等. 垂直入射区雷达地面散射系数测量与特性研究[J]. 电子科技大学学报,2012,41(3):373-377.
DUAN R,ZHANG H,CHEN Z M,et al. Radar terrain scattering return measurement and characteristics research in vertical incidence region[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China,2012,41(3):373-377(in Chinese).

[5] CALLA O P N,HARIT K C,VYAS R,et al. Comparison of measured scattering coefficient of dry soil at X-band with the scattering coefficient estimated using the dielectric constant[C]// 2007 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium. Piscataway:IEEE Press,2007:3135-3137.

[6] JUNG G,OPPIZZI F,RAVENNI A,et al. The integrated angular bispectrum[J]. Journal of Cosmology and Astroparticle Physics,2020,2020:35.

[7] 于凤楠. 双谱分析方法在水下目标特征提取中的应用[D]. 哈尔滨:哈尔滨工程大学,2010:13-16.
YU F N. Bispectrum analysis method applied to extraction of features of underwater target[D]. Harbin:Harbin Engineering University,2010:13-16(in Chinese).

[8] 韩国川,张金艺,李科,等. 矩形积分双谱和半监督鉴别分析下的通信辐射源识别[J]. 上海大学学报(自然科学版),2019,25(5):722-732.
HAN G C,ZHANG J Y,LI K,et al. Communication emitter identification under square integral bispectra and semi-supervised discriminant analysis[J]. Journal of Shanghai University (Natural Science Edition),2019,25(5):722-732(in Chinese).

[9] 陈涛,姚文杨,林金秋,等. 雷达辐射源个体特征的提取与识别[J]. 应用科学学报,2013,31(4):368-374.
CHEN T,YAO W Y,LIN J Q,et al. Extraction and identification of radar emitter individual characteristics[J]. Journal of Applied Sciences,2013,31(4):368-374(in Chinese).

[10] 李昌志,田杰,张扬帆,等. 基于亮点模型的典型水下目标回波信号仿真[J]. 应用声学,2010,29(3):196-201.
LI C Z,TIAN J,ZHANG Y F,et al. Simulation of echoes from underwater target based on highlight model[J]. Applied Acoustics,2010,29(3):196-201(in Chinese).

[11] 杜英举. 脑电双谱分析与特征分类识别[D]. 西安:西安电子科技大学,2014:35-40.
DU Y J. The analysis and classification of EEG bispectrum slice[D]. Xi'an:Xidian University,2014:35-40(in Chinese).

[12] WU W T,LI D N,DU J Y,et al. An intelligent diagnosis method of brain MRI tumor segmentation using deep convolutional neural network and SVM algorithm[J]. Computational and Mathematical Methods in Medicine,2020,2020:6789306.

[13] ZHAO J L,FANG Y,CHU G M,et al. Identification of leaf-scale wheat powdery mildew (blumeria graminis f. sp. tritici) combining hyperspectral imaging and an SVM classifier[J]. Plants(Basel,Switzerland),2020,9(8):936.

[14] GUÉRIN J,THIERY S,NYIRI E,et al. Combining pretrained CNN feature extractors to enhance clustering of complex natural images[J]. Neurocomputing,2021,423:551-571.

[15] GUO Y M,ZHOU Y F,ZHANG Z S. Fault diagnosis of multi-channel data by the CNN with the multilinear principal component analysis[J]. Measurement,2021,171:108513.

[16] 白杨,姚桂林. 一种基于 KNN 后处理的鲁棒性抠图方法[J]. 计算机应用与软件,2020,37(9):170-175.
BAI Y,YAO G L. A robust matting method based on KNN post processing[J]. Computer Applications and Software,2020,37(9):170-175(in Chinese).

Classification of plateau shrub echo signal based on bispectrum analysis

LI Liyuan, LI Ping*, LI Guolin, ZHANG Guangwei

(Science and Technology on Electromechanical Dynamic Control Laboratory, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: The echo signal of the target is the most important way for radio fuze to obtain target information. This research employs bispectral analysis to examine the echo properties of terahertz wave at different heights of plateau in shrub terrain in order that the front-end of terahertz band fuze can be implemented into the plateau battle field in the future and adapt to the different landform environments of the plateau. In order to reduce the classification time, the bispectral data is integrated to obtain the bispectral slice features of the actual signal, and then the k-nearest neighbor algorithm is used for classification. Empirical mode decomposition (EMD) is used to extract the intrinsic mode function features of the original data, and the classification results are compared with the previous group. Through a series of data classification, the results show that using one-dimensional integrated bispectral information can effectively extract the features of 2 m, 3 m, 4 m, 5 m from the ground and classify them, empirical mode decomposition can also effectively improve the success rate of classification, the success rate can reach more than 90%.

Keywords: terahertz; echo signal; bispectrum analysis; plateau; classification; Hilbert-Huang transform (HHT)

Received: 2021-02-08; **Accepted**: 2021-03-23; **Published online**: 2021-03-30 14:33

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210329.1703.002.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61871414); Foundation Strengthening Project (2019-JCJQ-ZD-324)

* **Corresponding author**. E-mail: liping85@bit.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0191

电动汽车双边 LCC 无线充电系统传导电磁干扰

吕梦圆, 翟丽*, 胡桂兴
(北京理工大学 机械与车辆学院, 北京 100081)

摘 要: 对电动汽车双边 LCC 拓扑结构无线充电系统传导电磁干扰进行研究,依据标准 SAE J2954 构建了 3.7 kW 的无线充电系统传导电磁干扰高频电路模型,采用测量和理论计算结合的方法,提取耦合线圈、线缆和补偿电路元件的高频寄生参数。利用软件 ANSYS Maxwell 和 Simplorer 进行系统传导干扰建模仿真分析,通过仿真结果可以看出,在 150 kHz ~ 30 MHz 频段共模干扰比差模干扰显著。通过系统传导发射试验验证了仿真模型的准确性。

关 键 词: 电动汽车; 无线充电; LCC 拓扑结构; 传导干扰; 电磁兼容
中图分类号: V221+.3; TB553
文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2022)10-2079-08

无线充电是未来电动汽车充电技术的发展趋势[1],利用初级线圈将高频交流电以高频交变电磁场的形式向空间传输,并以电磁场耦合的方式在接收端产生感应电动势,进而为动力电池充电[2]。目前,电磁场安全问题和电磁兼容问题是无线充电系统需要重点关注的 2 个方面[3]。标准 SAE J2954[4] 和 IEC TS 61980-2[5] 等国内外电动汽车无线充电技术标准和法规都定义了泄漏电磁场和电磁骚扰的限值[4-5]。国内外学者对电动汽车无线充电系统的传输功率、耦合器效率和电磁场分布研究较多[6-9]。无线充电系统初级侧逆变器工作时,功率开关产生瞬变电流和电压,通过系统寄生参数,形成电磁骚扰传导发射和辐射发射。Kim 等[10] 只对无线充电系统的电流低次谐波进行了理论和实验研究。目前,干扰预测与评估是无线充电系统传导电磁干扰的研究重点[11-12]。其中,建立有效、准确的系统高频电路模型是传导电磁干扰预测的难点。在前期研究中,很多学者采用简化模型、理想估计模型、"黑盒子" 端口网络方法,建立传导电磁干扰预测模型[13-14]。Qi 等[15] 对串联式补偿结构的无线充电系统进行了建模仿真,预测共模电磁干扰,只考虑了逆变器功率开关寄生参数的影响。然而,没有考虑耦合线圈、线缆和补偿电路元件的寄生参数对高频电磁干扰的影响,致使传导电磁干扰仿真结果与测量结果有偏差。本文依据标准 SAE J2954 构建 3.7 kW 的无线充电系统,对系统中各模块进行选型设计。采用测量和理论计算结合的方法,对耦合线圈、线缆和补偿电路元件进行了寄生参数提取,并考虑了功率开关寄生参数的影响,建立了无线充电系统传导电磁干扰高频电路模型。通过建模仿真和试验,研究无线充电系统电源线传导电磁干扰。

1 系统结构与建模

依据 SAE J2954[4] 标准,构建最大输出功率为 3.7 kW 的无线充电系统,如图 1 所示,主要由初级功率模块、无线耦合器、次级功率模块组成,主要设计指标如表 1 所示。圆形耦合线圈在各个方向上具有相同的抗偏移性能、结构简单可靠,目前广泛应用于静态无线充电系统。因此,无线耦合器选取圆形耦合线圈结构。

收稿日期: 2021-04-13; **录用日期**: 2021-09-24; **网络出版时间**: 2021-11-02 14:17
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20211101.1642.011.html
基金项目: 国家重点研发计划 (2017YFB0102400)
* **通信作者**. E-mail: zhaili26@bit.edu.cn

引用格式: 吕梦圆, 翟丽, 胡桂兴. 电动汽车双边 LCC 无线充电系统传导电磁干扰[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(10): 2079-2086. LYU M Y, ZHAI L, HU G X. Conducted electromagnetic interference of wireless charging system with bilateral LCC of electric vehicle[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(10): 2079-2086(in Chinese).

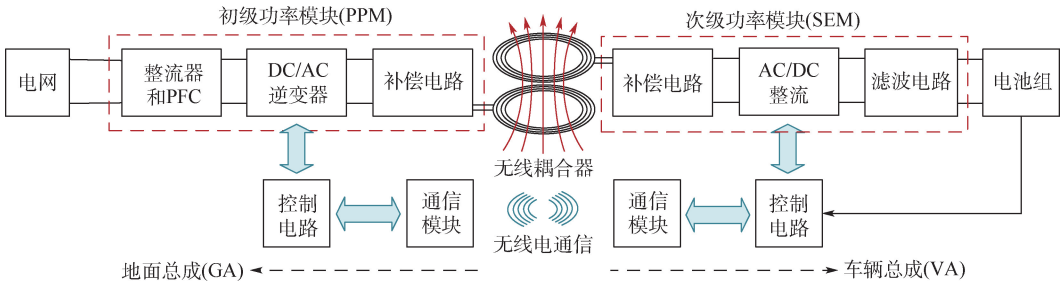


图 1 典型无线充电系统原理

Fig. 1 Schematic diagram of typical wireless charging system

表 1 无线充电系统的设计指标

Table 1 Design specifications of wireless charger

指标	数值
输入电网电压 U_{ac}/V	220
输入电网电压频率 f_1/Hz	50
PFC 输出直流电压 U_{in}/V	260 ~ 425
输出充电电压 U_b/V	300 ~ 400
工作频率 f/kHz	81.38 ~ 90
最大功率 P/kW	3.7

1.1 系统电路模型

根据图 1 和表 1,利用仿真软件 ANSYS Simplorer 对无线充电系统的主功率电路进行建模,如图 2 所示。其中:①电网输入,220 V 交流电;②整流模块,全桥整流结构和 boost 升压功率因数校准(PFC)电路;③逆变模块,全桥逆变结构,功率器件为 MOSFET;④初级 LCC 复合补偿拓扑结构;⑤耦合器,圆形耦合线圈和铁氧体轮辐式布置;⑥次级 LCC 补偿拓扑结构;⑦次级全桥整流结构;⑧次级 LC 滤波结构。

经过系统参数匹配计算,对系统各模块电路元件进行选型,参数如表 2 所示。根据图 1 和表 2,在 ANSYS Maxwell 中建立耦合线圈模型,如图 3 所示,线圈参数如表 3 所示。考虑到耦合线圈的形状,本文选择如图 3(b)所示的铁氧体轮辐式结构,长短铁氧体交错布置,可以有效提高圆形线圈的磁场耦合能力,铁氧体设计参数如表 4 所示。根据图 2所示的无线充电系统模块方案建立仿真模型,对整个电路模型的电气特性进行仿真分析。

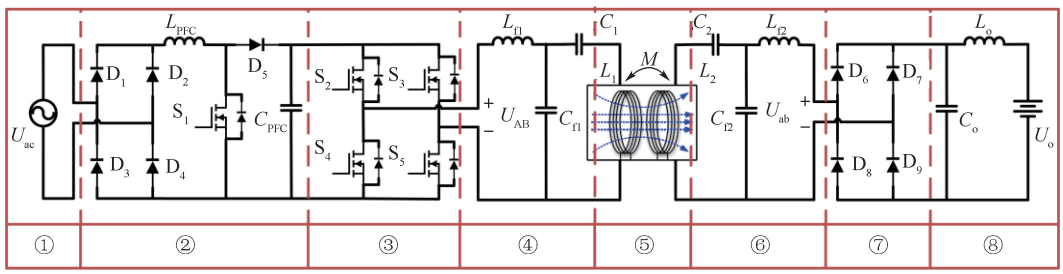


图 2 无线充电系统各模块方案

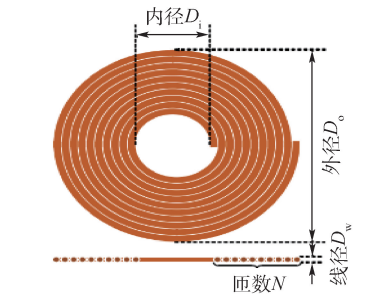
Fig. 2 Solution to each module of wireless charging system

表 2 电路元件参数

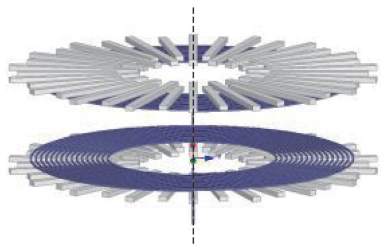
Table 2 Circuit element parameters

元件名称	元件参数或选型
整流二极管	VS-80APS12-M3
PFC 升压电感 L_{PFC}	500 μH
PFC 电容 C_{PFC}	1 500 μF/600 V
PFC 二极管	IDW40G65C5SKSA1
逆变功率开关 MOSFET	IPW65R048CFDA
逆变续流二极管	IDW10G120C5BFKSA7
次级侧滤波电容 C_o	66 μF/650 V
次级侧滤波电感 L_o	158 μH

从图 4 仿真结果可知,系统在 4 ms 后系统输出直流电流和电压达到稳定值,输出功率为 3.7 kW,满足系统设计要求,验证了系统电气功能的正确性。



(a) 圆形耦合线圈



(b) 无线耦合器结构

图 3 耦合装置

Fig. 3 Coupling device

表 3　耦合线圈参数

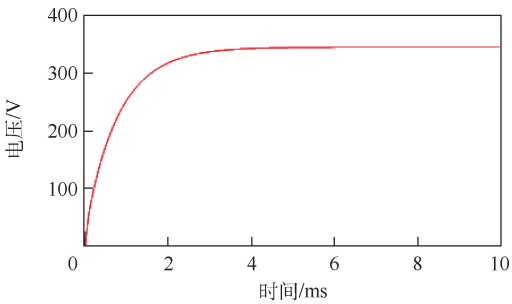
Table 3　Coupling coil parameters

参数	选型式数值
绕线选型	800 股利兹线
绕线材料	II(16AWG4 * 5X24/36)
绕线直径/mm	3.9
线圈外半径/mm	300
线圈内半径/mm	150
匝数	16
线圈耦合系数	0.352 5

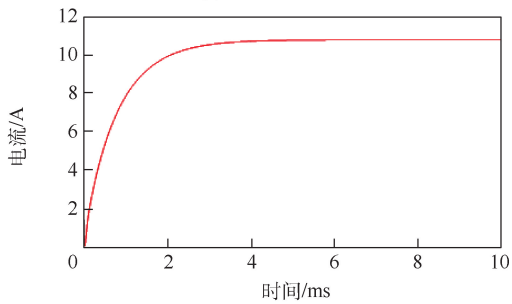
表 4　铁氧体设计参数

Table 4　Design parameters of ferrite

参数	数值
单位铁氧体尺寸/(mm × mm × mm)	60 × 15 × 9
长条铁氧体尺寸/(mm × mm × mm)	240 × 15 × 9
短条铁氧体尺寸/(mm × mm × mm)	180 × 15 × 9
长条铁氧体数量	18
短条铁氧体数量	18
铁氧体排列夹角/(°)	10



(a) 直流输出电压曲线



(b) 直流输出电流曲线

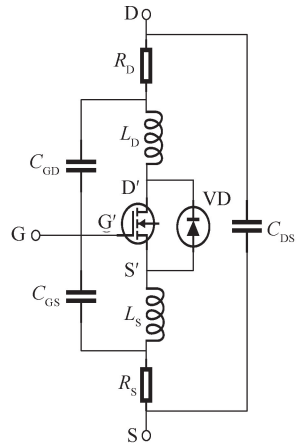
图 4　电气特性联合仿真结果

Fig. 4　Co-simulation of electrical characteristics

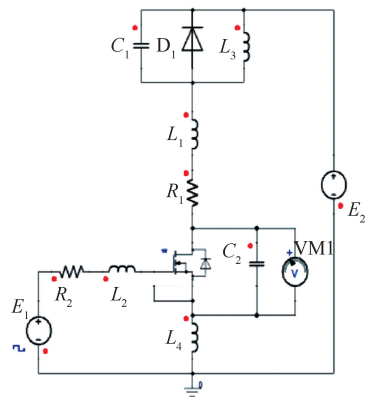
1.2　无线充电系统高频电路模型

1.2.1　干扰源模型

MOSFET 快速通断产生的瞬变电流和电压是无线充电系统产生电磁干扰(EMI)的根源。MOSFET 的高频等效电路如图 5(a)所示,参考数据手册,得到表 5 所示的基本特性参数。利用 ANSYS Simplorer,建立 MOSFET 动态模型如图 5(b)所示,其中 VM 为电压表。



(a) 等效电路



(b) ANSYS Simplorer平台

图 5　MOSFET 模型

Fig. 5　MOSFET model

表 5　MOSFET 基本特性参数

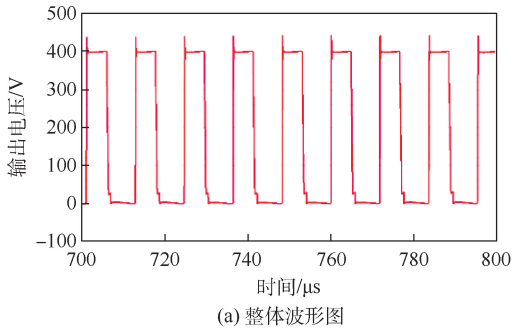
Table 5　Basic characteristic parameters of MOSFET

参数	数值
漏源电压/V	700
漏源导通电阻/Ω	0.099
栅极电荷/nC	127
连续漏极电流/A	115
输出能量/μJ	10
体二极管的电流变化率/(A · μs^{-1})	300

将 MOSFET 动态模型加入系统中,仿真得到 MOSFET 源漏极电压,如图 6 所示。可以看到,由于 MOSFET 存在极间寄生电容和引线电感,在电压波形上升和下降处出现振铃现象,振铃峰值电压达到 440 V,超出额定工作电压 60 V。

1.2.2　系统模型

在 150 kHz ~ 30 MHz 频段,电磁干扰的传播路径主要与无线充电系统电路的高频参数有关,包括 MOSFET 寄生参数、线缆寄生参数、LCC 拓扑电路和耦合线圈高频参数,如表 6 所示。根据系统结构和高频参数,建立了无线充电系统高频电路模型,如图 7 所示。



(a) 整体波形图

(b) 升压振铃波形放大图

图 6 MOSFET 输出电压波形

Fig. 6 Output voltage waveform of MOSFET

表 6 各元件电气参数和寄生参数

Table 6 Electrical parameters and parasitic parameters of each component

参数	数值
补偿电感 L_1、L_2/μH	68.96
补偿电感寄生电容 C_{L_1}、C_{L_2}/pH	61.20
补偿电感寄生电阻 R_{L_1}、R_{L_2}/mΩ	463.11
补偿电容 C_1、C_2/nF	52.28
补偿电容寄生电感 L_{C_1}、L_{C_2}/nH	364.06
补偿电容寄生电阻 R_{C_1}、R_{C_2}/mΩ	647.05
补偿电容 C_p、C_s/nF	19.97
补偿电容寄生电感 L_{C_p}、L_{C_s}/nH	378.18
补偿电容寄生电阻 R_{C_p}、R_{C_s}/mΩ	420.61
正极线缆寄生电感 $L_{cable1/3}$/μH	1.96
正极线缆寄生电阻 $R_{cable1/3}$/mΩ	45.33
正极线缆寄生电容 $C_{cable1/3}$/pF	69.44
负极线缆寄生电感 $L_{cable2/4}$/μH	1.88
负极线缆寄生电阻 $R_{cable2/4}$/mΩ	31.64
负极线缆寄生电容 $C_{cable2/4}$/pF	70.46
线圈电感 L_p、L_s/μH	218.81
线圈电感寄生电阻 R_{L_p}、R_{L_s}/mΩ	205.72
线圈对地寄生电容 C_{L_p}、C_{L_s}/nF	3.63
线圈间寄生电容 C_{p_s}/nF	21.42

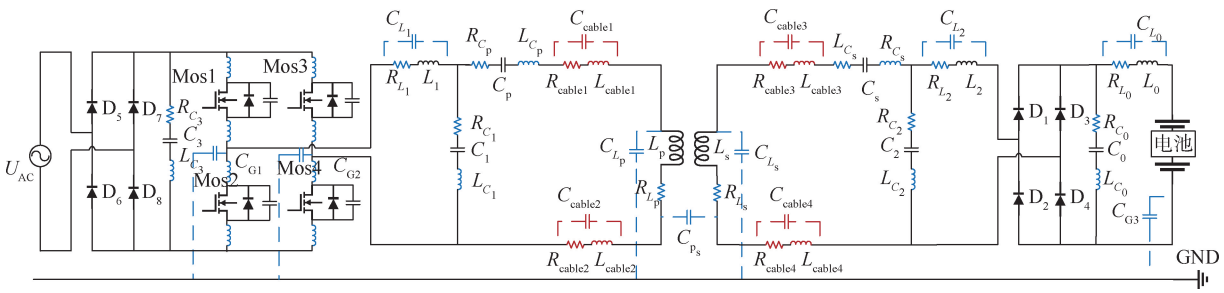


图 7 无线充电系统高频电路模型

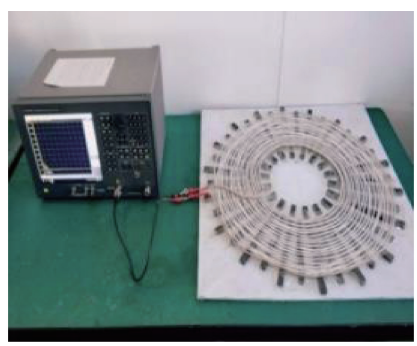
Fig. 7 High-frequency circuit model of wireless charging system

1.2.3 寄生参数提取

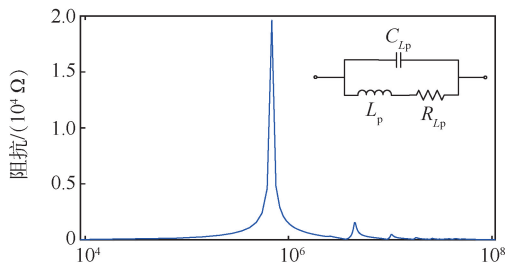
无线充电系统高频模型的关键参数是耦合线圈、LCC 拓扑电路和线缆的高频寄生参数。采用矢量网络分析仪(VNA)测量和理论分析结合的方法获取高频寄生参数。

1) 耦合线圈。由多匝利兹线缆绕制而成的耦合线圈可看做电感,并等效为电感模型进行测量,对线圈的寄生参数进行提取,图 8 为单个耦合线圈的测量布置、等效电路及阻抗测量结果。谐振频率为 700 kHz,计算得到初级线圈电阻 R_{L_p} 为 205.720 2 mΩ,初级线圈电容 C_{L_p} 为 3 627 pF,初级线圈电感 L_p 为218.811 9 μH。除了单个耦合线圈自身的寄生参数,还需要考虑其对其他元件之间的寄生参数,如线圈对地电容及两线圈之间的寄生电容。

2) 线缆寄生参数。在 LCC 补偿拓扑与耦合线圈之间采用 2 根长度为 800 mm、截面为 16 mm^2 的铜芯屏蔽线缆。图 9 为正极线缆的等效电路及阻抗测量结果。根据谐振频率 20 MHz 处的阻抗



(a) 单个耦合线圈测量布置



(b) 单个耦合线圈阻抗曲线

图 8 耦合线圈参数提取

Fig. 8 Parameter extraction of coupling coil

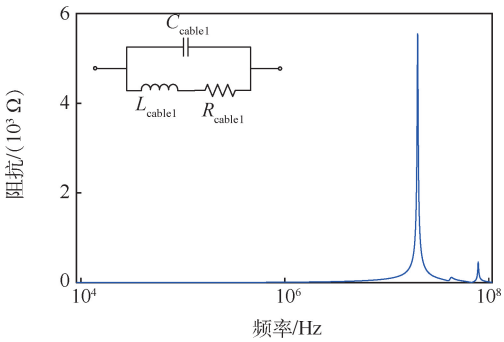
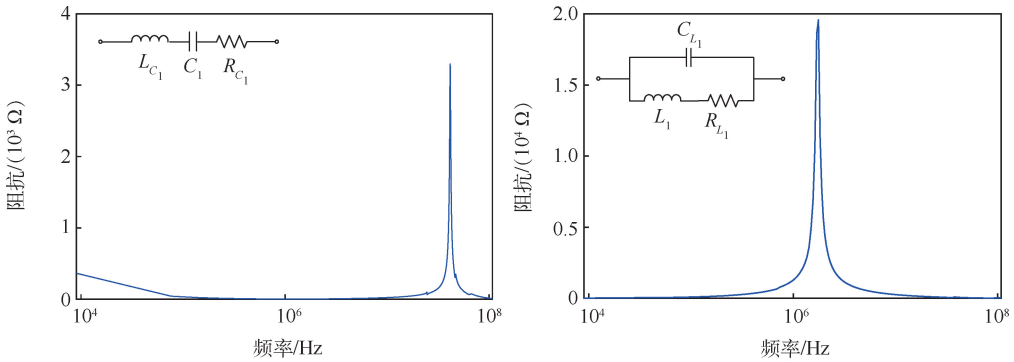


图 9　正极线缆的等效电路及阻抗测量结果

Fig. 9　Equivalent circuit and impedance measurement of positive cable

值，计算得到线圈电阻 R_{cable1} 为 463.106 mΩ，线圈电容 C_{cable1} 为 61.204 pF，线圈电感 L_{cable1} 为 137.682 μH。用同样的方法计算负极线缆阻抗曲线。

3）LCC 拓补电路。采用同样的方法，测量 LCC 拓扑的电容和电感的高频参数，C_1 和 L_1 的等效电路和阻抗如图 10 所示。采用同样的方法测量 LCC 拓扑其他电容、电感及系统其他寄生参数，如各功率模块对地电容及功率器件的寄生电容等。最终获得系统元件寄生参数的测量结果如表 6所示。



(a) C_1电容阻抗曲线　　(b) L_1电感阻抗曲线

图 10　LCC 拓扑的电容和电感的阻抗

Fig. 10　Impedances of capacitance and inductance of LCC topology

2　传导干扰耦合路径

2.1　差模干扰路径

全桥逆变结构中 4 个 MOSFET 功率开关为交替通断，选择逆变模块中 MOS1 和 MOS4 关断、MOS2 和 MOS3 导通时的工作模式，对初级侧直流母线的差模干扰路径进行分析。

假设 MOS1 工作时，在正负电源线之间形成差模干扰电流源，根据差模电流的流向可以得到 2 条主要的差模路径，如图 11 所示。第 1 条为电流回流流经 LISN，第 2 条为电流流向耦合线圈。差模干扰路径等效电路，如图 12（a）所示。从图 11可以看出，差模干扰路径在不考虑次级侧电路的情况较为简单。

2.2　共模干扰路径

MOS1 工作时，桥臂中点与地之间形成共模干扰电流源，根据系统各部分对地电容的分布，可以得到 4 条主要的共模路径，如图 13 所示。第 1 条为电流流经 LISN 后流向大地，第 2 条为电流流经初级线圈后流向大地，第 3 条为电流流经次级线圈后流向大地，最后 1 条为电流流经桥臂中点后流向大地。实际情况共模路径应远多于此。共模干扰路径等效电路如图 12（b）所示。

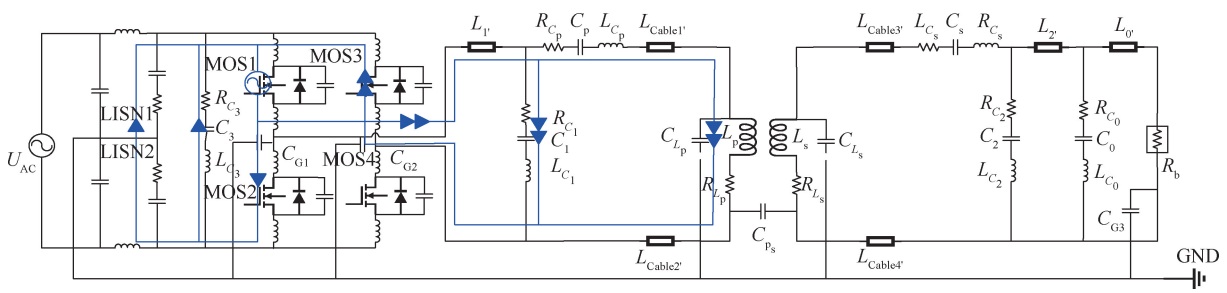
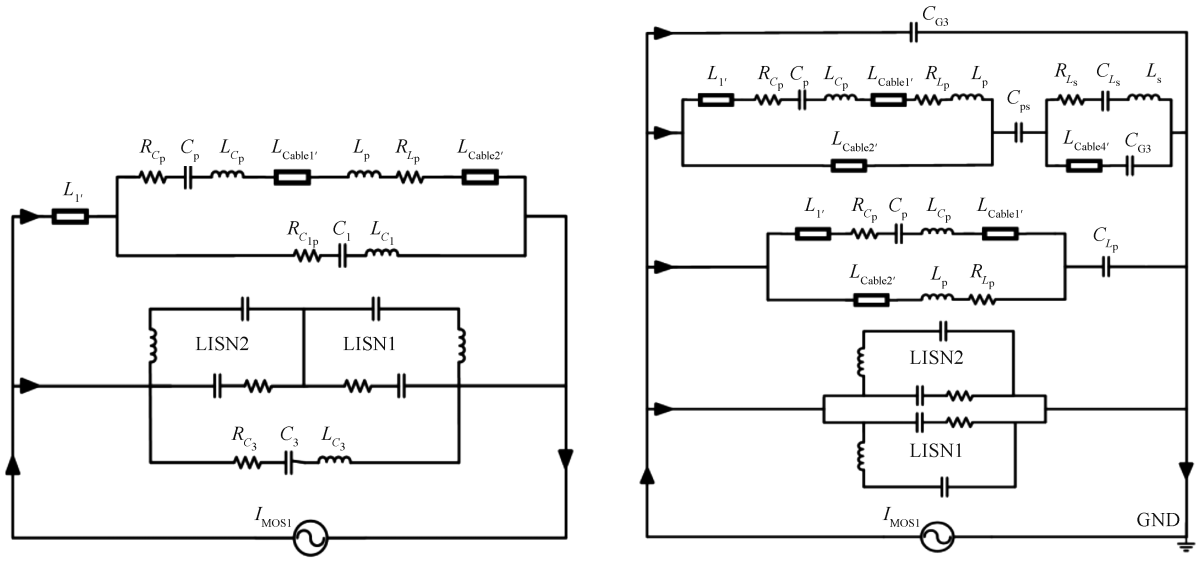


图 11　差模干扰路径

Fig. 11　Differential mode interference path



(a) 差模干扰路径等效电路　　(b) 共模干扰路径等效电路

图 12　差模干扰和共模干扰路径等效电路

Fig. 12　Equivalent circuits of different mode interference and common mode interference

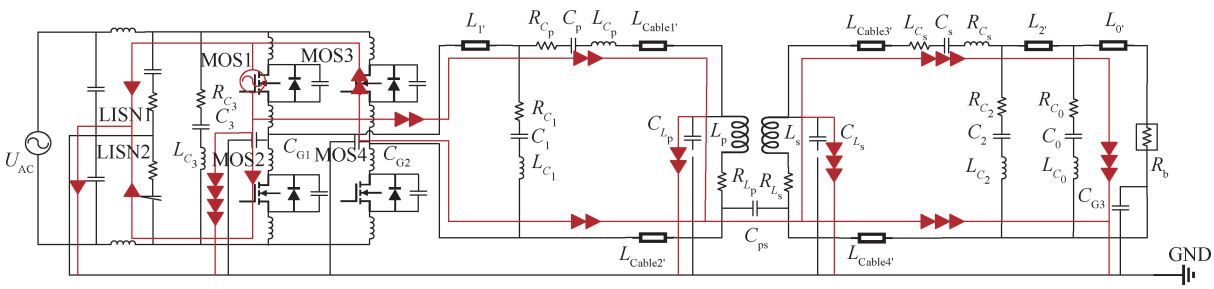


图 13　共模干扰路径

Fig. 13　Common mode interference path

3　仿真与试验结果分析

3.1　传导发射仿真

基于 SAE J2954[4] 标准规定的无线充电系统传导干扰的测量方法，根据图 7 所示的系统高频电路模型在 ANSYS Simplorer 平台上搭建模型进行传导干扰仿真。

分别给定差模干扰源和共模干扰源激励信号，得到差模、共模干扰电压及 150 kHz ~ 30 MHz 的频域特性，如图 14 和图 15 所示。可以看出，共模干扰电压谐振频率为 MOSFET 开关频率的偶次倍，差模干扰电压谐振频率为开关频率的奇次倍。共模干扰电压幅值比差模干扰电压大，特别是在高频段，与理论分析一致。共模电压在 170 kHz时的幅值达到最大值 81.60 dBμV，不仅超出了标准规定传导电压限值，还可能会引起辐射发射问题。差模电压幅值虽然比共模电压小，但在 1.78 MHz 达到 66.40 dBμV，超出了标准规定传导电压限值。

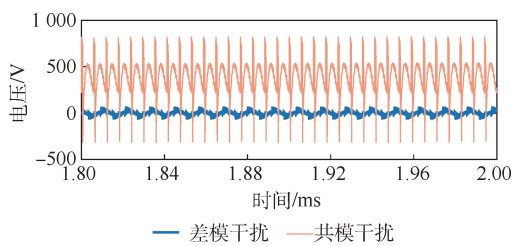


图 14　共模干扰电压和差模干扰电压

Fig. 14　Voltage of common mode interference and different mode interference

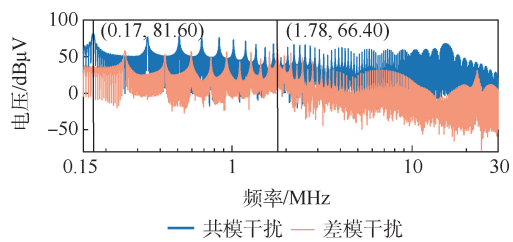


图 15　传导电压频谱

Fig. 15　Conducted voltage spectrum

3.2　传导发射试验

根据标准 SAE J2954[4] 搭建了无线充电系统传导发射试验平台，整个试验布置在屏蔽暗室中，

降低外界环境对试验的影响,布置严格遵循标准要求的连接关系,保证控制箱与 LISN 等设备良好接地。完成设定之后,系统处于正常工作工况,对电源线上的传导电压进行测试,如图 16 所示。传导电压在 150 kHz ~ 30 MHz 频段的测试结果如图 17所示。在 150 kHz ~ 3 MHz 之间,传导电压大于 60 dBμV;在 10 kHz ~ 1.5 MHz 误差不超过 20 dBμV,且在 15 MHz 频点处存在一个谐振尖峰,为超标风险频点,测试结果曲线与仿真得到的传导骚扰电压结果在 4 ~ 30 MHz 频段一致,验证了仿真模型的准确性。

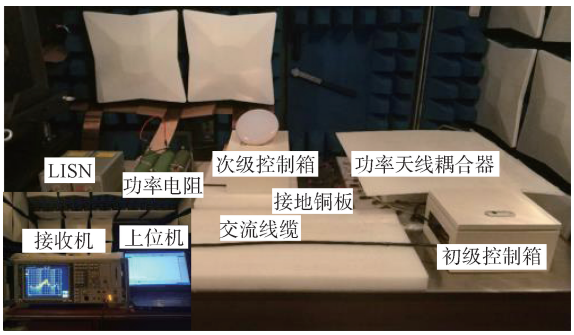


图 16　无线充电系统传导发射试验布置

Fig. 16　Experimental setup of conducted emission of wireless charging system

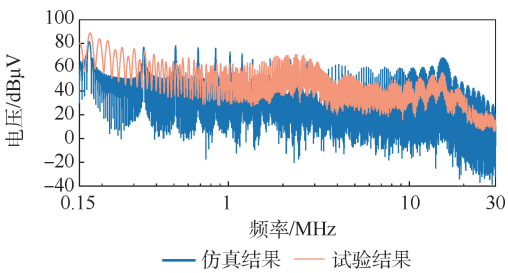


图 17　传导电压试验结果

Fig. 17　Experimental results of conducted voltage

4　结　论

本文构建了电动汽车双边 LCC 拓扑结构无线充电系统传导电磁干扰高频电路模型,采用矢量网络分析仪测量和理论计算结合的方法,重点对耦合线圈、高压直流线缆和 LCC 拓扑电路进行了高频参数提取,系统模型具有较高的精度。

1)根据标准 SAE J2954,利用 ANSYS Simplorer 进行了系统传导电磁干扰建模仿真,从传导骚扰电压仿真结果可以看出,在 150 kHz ~ 30 MHz频段共模干扰比差模干扰显著,并且都存在超标点。

2)试验与仿真的传导电压结果一致,验证了仿真模型的准确性和有效性。因此,可以利用建立的系统高频电路模型,进行系统 EMI 预测和抑制,以满足标准限值要求。

参考文献(References)

[1] SUH I S,CHO D H,FRANKE J,et al. Wireless charging technology and the future of electric transportation[M]. Warrendale:SAE Intemational,2015:1-13.

[2] ZHAI L,CAO Y,LIN L W,et al. Mitigation conducted emission strategy based on transfer function from a DC-fed wireless charging system for electric vehicles[J]. Energies,2018,11(3):477-493.

[3] LU X,WANG P,NIYATO D,et al. Wireless charging technologies:Fundamentals,standards,and network applications[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials,2016,18(2):1413-1452.

[4] SAE International. Wireless power transfer for light-duty plug-in/electric vehicles and alignment methodology:T-pull test:SAE J2954[S]. Warrendale:SAE International,2017.

[5] IEC. Electric vehicle wireless power transfer (WPT) systems-Part 2:Specific requirements for communication between electric road vehicle (EV) and infrastructure:IEC TS 61980-2[S]. Geneva:IEC,2019.

[6] WANG Q D,LI W L,KANG J W,et al. Electromagnetic safety evaluation and protection methods for a wireless charging system in an electric vehicle[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility,2019,61(6):1913-1925.

[7] CHEN W T,LIU C H,LEE C,et al. Cost-effectiveness comparison of coupler designs of wireless power transfer for electric vehicle dynamic charging[J]. Energies,2016,9(11):906-918.

[8] CHO Y,LEE S,KIM D H,et al. Thin hybrid metamaterial slab with negative and zero permeability for high efficiency and low electromagnetic field in wireless power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility,2018,60(4):1001-1009.

[9] ESTEBAN B,SID-AHMED M,KAR N C. A comparative study of power supply architectures in wireless EV charging systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2015,30(11):6408-6422.

[10] KIM H,SONG C,KIM D H,et al. Coil design and measurements of automotive magnetic resonant wireless charging system for high-efficiency and low magnetic field leakage[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,2016,64(2):383-400.

[11] YIM S W. Development and demonstration of kW wireless power transmission method electric vehicle charging system[J]. KEPCO Journal on Electric Power and Energy,2021,7(2):215-220.

[12] 靳志芳. 磁耦合谐振式无线电能传输系统线圈的电磁分析与优化设计[D]. 北京:北京交通大学,2017:9-12.
JIN Z F. Electromagnetic analysis and optimum design of coil for magnetic resonance coupling wireless power transmission system[D]. Beijing:Beijing Jiaotong University,2017:9-12(in Chinese).

[13] MILLER J M,ONAR O C,CHINTHAVALI M. Primary-side power flow control of wireless power transfer for electric vehicle

charging[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,2015,3(1):147-162.

[14] CHOI S Y, HUH J, LEE W Y, et al. Asymmetric coil sets for wireless stationary EV chargers with large lateral tolerance by dominant field analysis[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2014,29(12):6406-6420.

[15] QI H Y, CHEN W J, SHA Y L, et al. High frequency conducted EMI modeling of a series-series resonant WPT system[C]// 2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia. Piscataway: IEEE Press,2017:2279-2282.

Conducted electromagnetic interference of wireless charging system with bilateral LCC of electric vehicle

LYU Mengyuan, ZHAI Li*, HU Guixing

(School of Mechanical Engineering, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: The conducted electromagnetic interference of the wireless charging system with the bilateral LCC structure of electric vehicles is studied. According to the standard SAE J2954, a high-frequency circuit model of the conducted electromagnetic interference of the wireless charging system with a power of 3.7 kW is constructed. A method combining measurement and theoretical calculation is used to extract the high-frequency parasitic parameters of the coupling coil, cable and compensation circuit components. The modeling and simulation analysis of the conducted interference of the system are carried out by using the software ANSYS Maxwell and Simplorer. Simulation results show that the common mode interference is more significant than the differential mode interference in the frequency band of 150 kHz – 30 MHz. The accuracy of the simulation model is verified by the conducted emission experiment of the wireless charging system.

Keywords: electric vehicle; wireless charging; LCC topology; conducted interference; electromagnetic compatibility

Received: 2021-04-13; **Accepted**: 2021-09-24; **Published online**: 2021-11-02 14:17

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20211101.1642.011.html

Foundation item: National Key R & D Program of China (2017YFB0102400)

* **Corresponding author**. E-mail: zhaili26@bit.edu.cn

《北京航空航天大学学报》征稿简则

《北京航空航天大学学报》是北京航空航天大学主办的以航空航天科学技术为特色的综合性自然科学学术期刊(月刊)。本刊以反映航空航天领域研究成果与动态、促进学术交流、培养科技人才和推动科技成果向社会生产力转化为办刊宗旨。本刊为中国自然科学技术核心期刊,并被 Ei Compendex 等国内外权威文献检索系统收录。本刊向国内外公开发行,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,公式符号标准规范,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,作者有权改投其他刊。在此之前,请勿一稿多投,否则一切后果自负。

3.3 来稿一经作者签字并在本刊刊出,即表明所有作者都已经认可其版权转至本刊编辑部。本刊在与国内外文献数据库或检索系统进行交流及合作时,不再征询作者意见。

邮寄地址:100083 北京市海淀区学院路 37 号 《北京航空航天大学学报》编辑部

办公地点:北京航空航天大学办公楼 405,407 房间

电　　话:(010)82316698,82316981,82315499,82317448

E-mail: jbuaa@ buaa. edu. cn

http://bhxb. buaa. edu. cn

http://www. buaa. edu. cn

《北京航空航天大学学报》
第五届编辑委员会

主　任（主　编）：赵沁平

（以下按姓氏笔画为序）

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48卷第10期　2022年10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　《北京航空航天大学学报》编辑部
发行范围　国内外发行
联系电话　(010) 82316698 82316981
82315499 82317448
电子信箱　jbuaa@ buaa.edu.cn

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS (JBUAA)

(Monthly, Started in 1956)

Vol.48 No.10　October 2022

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　Editorial Board of JBUAA
Telephone　(010) 82316698 82316981
82315499 82317448
E-mail　jbuaa@buaa.edu.cn
http://bhxb.buaa.edu.cn

中国标准连续出版物号：ISSN 1001-5965 / CN 11-2625/V　　国内定价：50.00元／期

ISSN 1001-5965

9 771001 596229 10