北航学报
赠 阅

ISSN 1001-5965
CODEN BHHDE8

北京航空航天大學学报

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS

2020-01
Vol.46 No.1

北航学报
赠阅

北京航空航天大学学报

第 46 卷　第 1 期　（总第 323 期）　2020 年 1 月

目　　次

同轴旋转倒置圆台环隙间流动特性分析 …… 鲍锋，卢愿，曾华轮，涂立（1）
环月降轨实现月面着陆的控制策略 …… 李革非，刘勇，马传令，郝大功（13）
长征运载火箭发射地火直接转移轨道研究 …… 耿光有，王珏，侯锡云，余梦伦，王建明，张志国（20）
基于方向和距离的双因子定权的地磁数据通化方法 …… 刘晓刚，徐婧林，管斌，马健，段渭超（29）
面向 InSAR 的空气扰动影响机翼挠曲变形建模 …… 朱庄生，张萌（38）
航天器多通道近场无线能量传输系统设计 …… 刘治钢，朱立颖，张晓峰，杨世春，刘卿君（51）
基于激光诊断技术的汽油直喷发动机喷雾机理 …… 尚勇，金伟（60）
热致混合式转子变结构与动力学特性 …… 潘健智，魏大盛，胡伟男（67）
基于气动导数的类 X-37B 飞行器纵向稳定性分析 …… 张庆，叶正寅（77）
航空用国产碳纤维/双马树脂复合材料湿热特性 …… 徐伟伟，文友谊，顾轶卓，李博，涂家祎，张佐光（86）
基于高效搜索方法的可靠性分析改进响应面法 …… 洪林雄，李华聪，彭凯，肖红亮，张煦（95）
故障样本量确定与分配一体化设计方案 …… 王康，史贤俊，韩旭，龙玉峰（103）
基于阈值的激光雷达 K 均值聚类算法 …… 夏显召，朱世贤，周意遥，叶茂，赵毅强（115）
频率分集阵列负型模糊函数特性仿真 …… 王博，谢军伟，张晶，孙渤森（122）
中国区域电离层异常数据野值检测 …… 刘禹彤，李锐，包俊杰，刘亚希（133）
涌浪及降雨影响下的 GNSS 海面反射信号建模 …… 吴迪，张波，李博闻（141）
基于逆系统解耦的 MSCSG 姿态测量方法 …… 于春森，汪洲，任元，王卫杰，樊亚洪（150）
基于脱靶量级数解的最优机动突防策略 …… 王亚帆，周韬，陈万春，赫泰龙（159）
芯片间时间触发通信综合规划方法及其优化 …… 汪晶晶，李峭，熊华钢，李二帅（170）
基于集成学习的遥测数据互相关结构知识发现 …… 石梦鑫，智佳，高翔，杨甲森（181）
深度学习机制与小波融合的超分辨率重建算法 …… 杨思晨，王华锋，王月海，李锦涛，王赟豪（189）
Boost 电路开关瞬间电压尖峰产生机理及抑制方法 …… 于兆龙，葛红娟，李尚，杨帆（198）
考虑壁板单向压紧制孔瞬时回弹的压紧力优化 …… 王威，王珉，陈文亮，徐庆贺，黄稳，蒋红宇（210）
毫米波调频引信的优化二维 FFT 信号处理算法 …… 郭晨曦，郝新红，栗苹，李国林，贾瑞丽（220）
CFRP 超声振动套磨钻孔高效排屑机理和实验 …… 李哲，王新，张毅，侯博，张德远（229）

期刊基本参数： CN 11-2625/V * 1956 * m * A4 * 240 * zh * P * ￥50.00 * 900 * 25 * 2020-01

（**编　辑**　张　嵘　张欣蔚　孙　芳　王艳梅　贺　伟）

北京航空航天大学学报

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS

Vol. 46 No. 1 (Sum 323) January 2020

北航学报 赠阅

CONTENTS

Interannular flow characteristics of coaxial rotational conical cylinder
…… BAO Feng, LU Yuan, ZENG Hualun, TU Li (1)
Control strategy of lunar orbit descent to achieve lunar landing
…… LI Gefei, LIU Yong, MA Chuanling, HAO Dagong (13)
Study on Earth-to-Mars direct transfer trajectory by the Long March launch vehicle
…… GENG Guangyou, WANG Jue, HOU Xiyun, YU Menglun, WANG Jianming, ZHANG Zhiguo (20)
Bifactor weight determination method based on direction and distance in geomagnetic data assimilation
…… LIU Xiaogang, XU Jinglin, GUAN Bin, MA Jian, DUAN Weichao (29)
Air disturbance affecting wing deflection deformation modeling for InSAR
…… ZHU Zhuangsheng, ZHANG Meng (38)
Design of spacecraft multi-channel near-field wireless energy transfer system
…… LIU Zhigang, ZHU Liying, ZHANG Xiaofeng, YANG Shichun, LIU Qingjun (51)
Mechanism of spray in gasoline direct injection engine based on laser diagnostics
…… SHANG Yong, JIN Wei (60)
Variable structure and dynamics properties of mixing rotor due to thermal expansion
…… PAN Jianzhi, WEI Dasheng, HU Weinan (67)
Longitudinal stability analysis for X-37B like trans-atmospheric orbital test vehicle based on aerodynamic derivatives
…… ZHANG Qing, YE Zhengyin (77)
Hygrothermal property of domestic carbon fiber/bismaleimide resin composites for aeronautic application
…… XU Weiwei, WEN Youyi, GU Yizhuo, LI Bo, TU Jiayi, ZHANG Zuoguang (86)
Improved response surface method of reliability analysis based on efficient search method
…… HONG Linxiong, LI Huacong, PENG Kai, XIAO Hongliang, ZHANG Xu (95)
Integrated design scheme for fault sample size determination and allocation
…… WANG Kang, SHI Xianjun, HAN Xu, LONG Yufeng (103)
LiDAR *K*-means clustering algorithm based on threshold
…… XIA Xianzhao, ZHU Shixian, ZHOU Yiyao, YE Mao, ZHAO Yiqiang (115)
Negative ambiguity function characteristics simulation of FDA
…… WANG Bo, XIE Junwei, ZHANG Jing, SUN Bosen (122)
Outlier detection of ionospheric anomaly data in China
…… LIU Yutong, LI Rui, BAO Junjie, LIU Yaxi (133)
Modeling of GNSS-R signal under effects of swell and rain
…… WU Di, ZHANG Bo, LI Bowen (141)
MSCSG attitude measurement method based on inverse system decoupling
…… YU Chunmiao, WANG Zhou, REN Yuan, WANG Weijie, FAN Yahong (150)
Optimal maneuver penetration strategy based on power series solution of miss distance
…… WANG Yafan, ZHOU Tao, CHEN Wanchun, HE Tailong (159)
Integrated planning method and optimization for off-chip time-triggered communication
…… WANG Jingjing, LI Qiao, XIONG Huagang, LI Ershuai (170)
Knowledge discovery of telemetry data cross-correlation structure based on ensemble learning
…… SHI Mengxin, ZHI Jia, GAO Xiang, YANG Jiasen (181)
Super-resolution reconstruction algorithm based on deep learning mechanism and wavelet fusion
…… YANG Sichen, WANG Huafeng, WANG Yuehai, LI Jintao, WANG Yunhao (189)
Mechanism of voltage spike production during switching transients and its suppression methods in Boost converter
…… YU Zhaolong, GE Hongjuan, LI Shang, YANG Fan (198)
Optimization of pressing force considering instantaneous springback in skin-side pressed drilling
…… WANG Wei, WANG Min, CHEN Wenliang, XU Qinghe, HUANG Wen, JIANG Hongyu (210)
Optimized two-dimensional FFT signal processing algorithm for millimeter-wave FM fuze
…… GUO Chenxi, HAO Xinhong, LI Ping, LI Guolin, JIA Ruili (220)
Mechanism and experiment on high-efficiency chip removal in ultrasonic vibration core drilling of CFRP
…… LI Zhe, WANG Xin, ZHANG Yi, HOU Bo, ZHANG Deyuan (229)

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0170

同轴旋转倒置圆台环隙间流动特性分析

全下文载

鲍锋*，卢愿，曾华轮，涂立
（厦门大学 航空航天学院，厦门 361102）

摘 要：针对同轴旋转倒置圆台环隙间流体复杂流动问题，对其环隙间流动特性进行了实验研究。重点进行染色液流动显示实验和PIV流场测速实验，对实验结果做定性及定量分析，研究内筒转速和环隙宽度对环隙间流动特性的影响。染色液流动显示实验和PIV流场测速实验分别定性和定量地展现了环隙间螺旋涡的产生及变化过程。对不同内筒转速和环隙宽度下的螺旋涡涡心运动周期进行分析，结果表明，内筒转速升高，周期减小；环隙宽度增大，周期增大。运用瞬时流动和时均流场解析了环隙间螺旋涡运动产生机制，探究内筒转速和环隙宽度对3种雷诺应力大小的影响与分布情况。内筒转速变化，雷诺径向正应力始终最大；环隙宽度变化，雷诺切应力始终最小。

关 键 词：环隙间流动；涡心周期运动；染色液；PIV；内筒转速
中图分类号：V211.76
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2020)01-0001-12

20世纪初，Taylor[1]在2个同轴旋转的圆筒环隙流动实验中观察到，当内外圆筒间间隙远小于圆筒半径且内外圆筒间相对速度达到一定临界值时，环隙中存在一种二次流动现象，该现象被称为泰勒涡（又称Taylor-Couette流动）。将圆筒改进为圆台后，同轴旋转圆台环隙间的流动被称为CC流。同轴旋转圆台环隙间的流动特性被运用到旋转液膜反应器的设计当中[2]，可对大颗粒物质进行研磨与混合，常用于肥料、造纸、塑料等化工生产过程中[3-4]。

自发现泰勒涡后的一百多年来，诸多学者对泰勒涡与CC流进行了多方面的研究。朱鹏等[5]在同心圆柱间隙壁面上设置沟槽，通过数值模拟和PIV实验证明沟槽深度影响泰勒涡的轴向尺度，沟槽深度在一定范围内对环隙间流体与壁面的对流传热有强化作用。李华鹏[6]对非平行间隙同轴旋转圆台间流体流动现象进行了数值仿真分析，通过改变外圆台与地面的夹角（即外倾角），发现当外倾角增大时环隙间流场更易产生泰勒涡。Jirkovsky和Bo-Ot[7]采用修正后的Navier-Stokes方程数值模拟计算了泰勒流场内速度变化曲线。在泰勒流与CC流的实验基础上，Wimmer[8]提出了同轴圆锥旋转装置、同轴圆盘旋转装置、同轴椭球旋转装置，并研究了旋转速度与夹缝宽度对泰勒涡的影响，通过实验指出当夹缝宽度与雷诺数不变时，改变加速度会影响泰勒涡涡对数量，在恒定加速度上产生5对泰勒涡，在此基础上增加加速度，泰勒涡对会从5对增加至6对甚至7对。对于改变同轴旋转圆筒的壁面结构、同轴旋转圆台间隙平行度及不同形状的旋转装置环隙间流场都有大量的研究，同时也有学者对同轴旋转倒置圆台环隙间流体流动进行探讨。

收稿日期：2019-04-18；**录用日期**：2019-07-12；**网络出版时间**：2019-07-31 13:51
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190731.1029.001.html
基金项目：国家自然科学基金（11072206）；福建省自然科学基金（2012J01023）
*通信作者. E-mail：fbao@xmu.edu.cn

引用格式：鲍锋，卢愿，曾华轮，等. 同轴旋转倒置圆台环隙间流动特性分析[J]. 北京航空航天大学学报，2020，46(1)：1-12.
BAO F，LU Y，ZENG H L，et al. Interannular flow characteristics of coaxial rotational conical cylinder[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2020，46(1)：1-12 (in Chinese).

北航学报 赠阅

Wimmer[9]对同轴旋转倒置圆台装置进行了实验研究,并探讨了加速度、间隙宽度等参数的影响,发现同轴旋转倒置圆台中层流与同轴旋转圆柱中的层流不同,呈三维状。文普[10]用数值模拟的方法研究了同轴旋转倒置圆台间流体从层流到泰勒涡的产生过程及过程中压力与速度的极值分布,当雷诺数大于 300 时产生第一对泰勒涡,随着雷诺数的增大,泰勒涡对增加,当雷诺数达到 800 时,圆台间存在 6 对泰勒涡对。压力与速度的极值存在于两涡的交界处或大涡的涡心位置,同时速度极小值点对应压力的极大值点。张晶晶等[11-12]采用数值模拟方法研究正置和倒置 2 种同轴旋转圆台装置的泰勒涡和压力分布的差异。然而,以上研究均未系统地定性定量分析内筒转速和环隙宽度对同轴旋转倒置圆台环隙间流体流动特性的影响。

本文通过染色液流动显示实验和 PIV 流场测速实验研究了同轴旋转倒置圆台环隙间流体流动特性。染色液流动显示实验定性分析了同轴旋转倒置圆台环隙间螺旋涡的产生及变化过程(本文以逆时针旋转的涡为正涡,顺时针旋转的涡为反涡)。PIV 流场测速实验定量分析了同轴旋转倒置圆台环隙间流体速度、涡量等的变化。通过定性定量分析同轴旋转倒置圆台环隙间流体流动特性,为该类型反应器装置的实际应用提供了参考数据。

1 实验设备与流程

实验设备主要有同轴旋转倒置圆台实验模型、步进电机控制系统、PIV 测试系统及放置实验模型等器材的铝制试验台。

同轴旋转倒置圆台实验模型如图 1 所示。内外圆台均倒置放置,上半径大于下半径。内外圆台轴线位于一条直线上,且倾斜角度均为 $\varphi = 16°$。内圆台上下半径固定不变,上半径为 $R_{1max} = 70.1$ mm,下半径为 $R_{1min} = 27.7$ mm;外圆台上下半径随环隙宽度改变,上半径为 R_{2max},下半径为 R_{2min}。该装置通过调整下底座的螺纹设置环隙宽度的大小,保持内外圆台倾斜角不变,故内外圆台环隙宽度为 $d = R_{2min} - R_{1min} = R_{2max} - R_{1max}$。环隙间上壁面为自由液面,下壁面为端盖,上下壁面之间高度固定为 $L = 140$ mm。为了尽可能防止内筒壁面对激光的反射作用,进而减小反射对环隙间流场的测量造成的影响,将同轴旋转倒置圆台

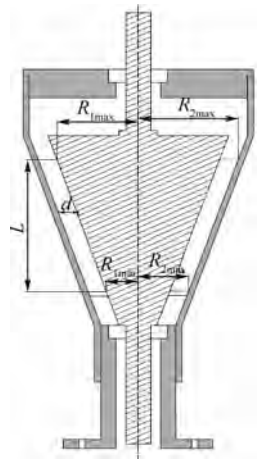


图 1 同轴旋转倒置圆台装置

Fig. 1 Coaxial rotational conical cylinder devices

内圆台壁面涂成黑色;外圆台则采用透明的亚克力板制成,便于激光照入及拍摄观察环隙间流场。实验时内筒旋转,外筒固定不动。

实验所用步进电机为三相步进电机,步进电机的控制器通过程序编码将速度和加速度等参数传送到驱动器,驱动器将速度参数以脉冲信号的形式传给步进电机。步进电机控制系统通过联轴器连接同轴旋转倒置圆台装置并控制其内筒转速。

PIV 测试系统全称为粒子成像测速技术,主要包括激光器、高速相机、同步器、示踪粒子等。激光器的最大输出功率为 15 W,波长为 532 nm,输出脉冲频率为 40 kHz。相机分辨率为 200 万像素,其满频触发频率为 1 kHz[13]。图像分析软件则采用 DynamicStudio 软件,进行图像数据采集和数据分析等。

采用上述设备进行染色液流动显示实验和 PIV 流场测速实验。实验设置环隙宽度和内筒转速 2 个变量,其中内筒转速有脉冲速度(pulses/s)和旋转速度(r/min)2 种,二者可根据步进电机一个脉冲信号带动内筒旋转角度进行换算,本文使用脉冲速度。环隙宽度设置 11.5、14、16.5、19、21.5 mm 共 5 个变量;脉冲速度设置 50、100、200、300、400、500、700、900、1 100、1 300、1 500 pulses/s 共 10 个变量。雷诺数定义为 $Re = \rho v d/\upsilon$,流体密度 $\rho = 1\,000$ kg/m^3,流体流速 $v = \omega R_{1max}$,内筒角速度 $\omega = \dfrac{2\pi n}{60}$ rad/s,内筒转速为 n,$R_{1max} = 70.1$ mm,实验水温维持在 18℃,其黏度 $\upsilon = 10.62 \times 10^{-7}$ m^2/s。可根据圆台内筒转速与环隙宽度计算出不同情况下流体的雷诺数。实验流程如图 2 所示。

北航学报 赠阅

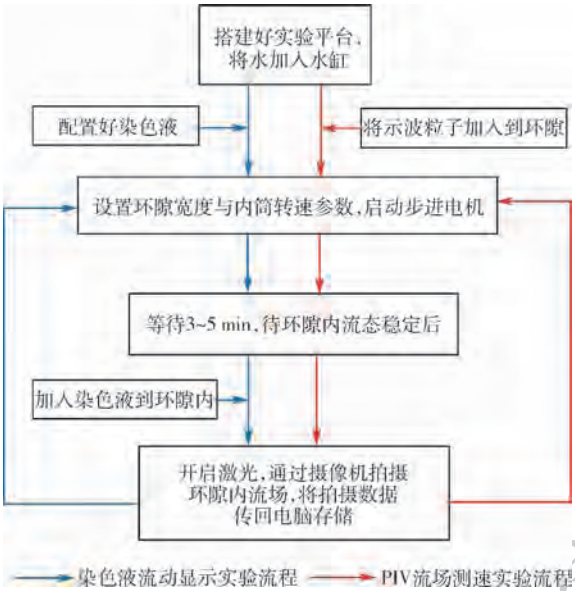


图 2　实验流程

Fig. 2　Flowchart of experiment

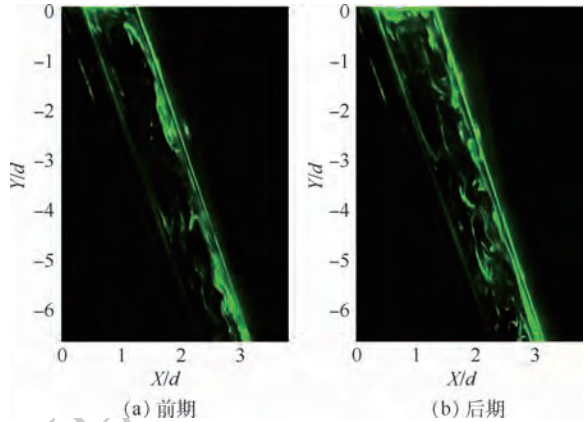


图 3　$d = 14$ mm，$n = 50$ pulses/s 时螺旋涡变化

Fig. 3　Variation of spiral vortex ($d = 14$ mm, $n = 50$ pulses/s)

2　环隙间螺旋涡周期性变化过程

2.1　染色液流动显示实验结果分析

透明流体的流动状态一般难以直接用肉眼观察，采用物理或化学手段显示测试区域流场变化的实验方法即为流动显示方法[14]。在同轴旋转倒置圆台环隙间倒入染色液，通过染色液流动显示实验，可以定性地观察到环隙间螺旋涡的产生过程。实验所用染色液为牛奶与酒精配比所得，该染色液具有黏度适中、密度和水一致、良好的跟随性等优点。进行实验时，环隙宽度 $d = 14$ mm 保持不变。

当雷诺数较小时，环隙间均为层流。内筒转速为 50 pulses/s 时，由于内筒转速太小，雷诺数未达到层流与湍流的转捩点，所以环隙间子午面上并无明显的螺旋涡出现，只能大致分辨出环隙间流体的流向，如图 3 所示。

由于同轴旋转倒置圆台最大半径位置在最上方，所以离心力在最上方达到最大值，因此随着雷诺数的增大流动失稳，在同轴旋转倒置圆台最上方处形成第一对螺旋涡，随后向半径较小的位置运动。内筒转速 n 增大到 100 pulses/s 时，环隙间产生螺旋涡，总周期时间 $T = 34.4$ s；内筒转速 n 为 200 pulses/s 时，总周期时间 $T = 13.4$ s；内筒转速 n 为 300 pulses/s 时，总周期时间 $T = 8.4$ s。3 组内筒转速螺旋涡周期性变化规律几乎相同，以内筒转速 $n = 300$ pulses/s 为例，依据图 4 分析螺旋涡周期性变化规律如下：

1）如图 4(a)所示，$t = 0T$(0 s)，将由上向下

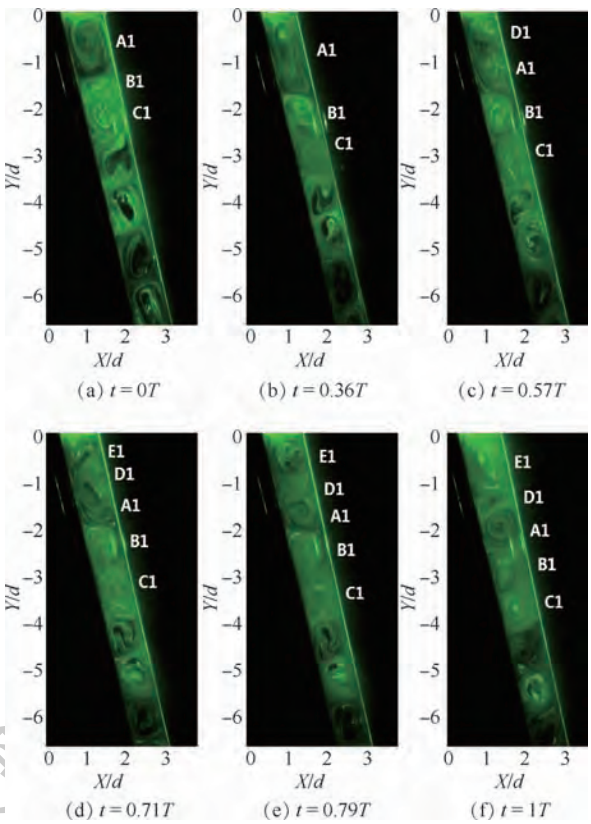


图 4　$d = 14$ mm，$n = 300$ pulses/s 时螺旋涡变化

Fig. 4　Variation of spiral vortex ($d = 14$ mm, $n = 300$ pulses/s)

依次命名子午面上的涡为涡 A1、B1 和 C1。正涡 A1 的长度大致为 1.3 d，反涡 B1 被挤压成长方形形状。

2）如图 4(b)所示，$t = 0.36T$(3.0 s)，正涡 A1 逐渐增大，长度达到 1.7 d 左右，其内部不稳定；涡 B1 和 C1 向下移动，形状被挤压变形。

3）如图 4(c)所示，$t = 0.57T$(4.8 s)，正涡 A1 上方产生新涡 D1，反涡 D1 靠近内圆台表面；涡 A1 长度减小，涡 B1 和 C1 进一步向下移动。

北航学报 赠阅

4）如图 4(d)所示，$t=0.71T$(6.0 s)，在涡 D1 上方产生新正涡 E1，涡 D1 和 E1 长度较小；涡 A1 被向下挤压，形状轻微扭曲变形。

5）如图 4(e)所示，$t=0.79T$(6.6 s)，涡 D1 和 E1 逐渐增大，涡心位于中轴线上。

6）如图 4(f)所示，$t=1T$(8.4 s)，涡 D1 和 E1 进一步增大，其中涡 E1 长度达到 1.3 d，涡 E1 和 D1 替代了图 4(a)中涡 A1 和 B1 的位置，周期结束，新的周期开始，不断循环。

2.2 PIV 流场测速实验结果分析

PIV 流场测速实验定量地分析了螺旋涡周期性变化过程。同样以同轴旋转倒置圆台环隙宽度 $d=14$ mm，内筒转速 $n=300$ pulses/s 为例，取15 ~ 25 s 一个周期时间为 10 s 来进行分析，如图 5 所示。

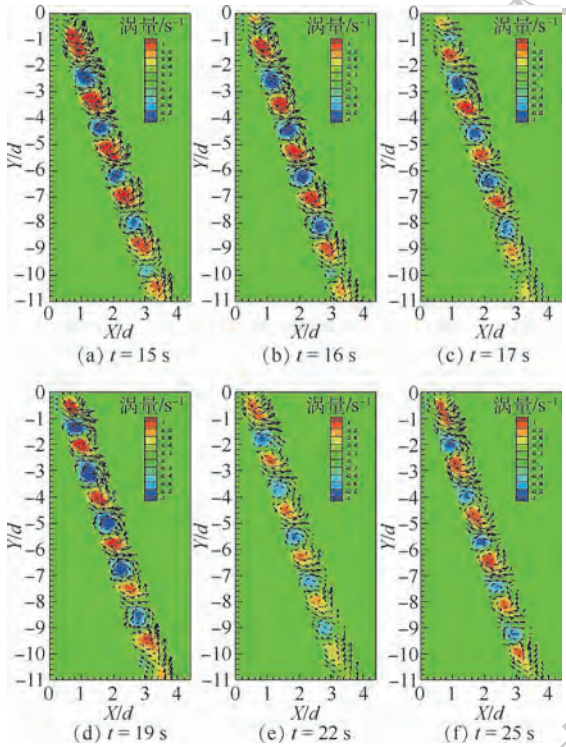


图 5 $d=14$ mm，$n=300$ pulses/s 时螺旋涡运动周期

Fig. 5 Period of motion of spiral vortex($d=14$ mm, $n=300$ pulses/s)

通过观察离液面高度为 $-1d$ 位置第 1 个正涡的变化，总结同轴旋转倒置圆台环隙中螺旋涡周期性变化规律。该正涡随着时间不断增大，而后破裂，在其上方产生一对新涡，新涡对不断增大，取代之前涡对的位置，重复周期性变化，在整个周期过程中环隙间螺旋涡会逐渐向下移动。$t=15$ s 时，环隙间涡个数为 11 个；$t=16$ s 时，首涡破裂产生新涡对，环隙间涡个数增加为 13 个；之后随着时间增长，新涡增大，螺旋涡不断下移，下方涡对逐渐消散，涡个数重新减小到 11 个。对任意时刻的螺旋涡状态进行分析发现，环隙间正涡占主导地位，所有涡对都会周期性地不断向下运动，与染色液流动显示实验结果相同。

3 螺旋涡涡心运动周期分析

子午面中轴线上径向速度为零或者涡量值为极值时，代表涡心所在位置。将 PIV 流场测速实验得到不同内筒转速与环隙宽度下同轴旋转倒置圆台环隙中的数据运用 MATLAB 软件分析，找出每个涡的涡心所在高度并且将其按照时间增长排列，得出涡心位置随时间的周期变化图。图中红色代表正涡涡心，蓝色代表反涡涡心。

3.1 内筒转速的影响

保持同轴旋转倒置圆台环隙宽度 14 mm 不变，研究内筒转速从 50 pulses/s 增大到 1 500 pulses/s时，环隙间涡心运动规律的变化。从图 6 可以看到，内筒转速变化，环隙间情况相同，都是正反涡交替，第一个涡为正涡，在周期中其上方会不断产生新涡并不断向下运动，而后在环隙下方逐渐消散。图 6 中：h 为水位高度。

内筒转速为 50 pulses/s 时，从图 6(a)可见，环隙间存在一些杂乱无章的小涡，无明显的运动规律。内筒转速为 100 pulses/s 时，从图 6(b)得出其第一个周期时间为 80 s。由于环隙下方旋转角速度较小，涡对在高度为 $-7d$ 以下区域内逐渐失稳消散，导致该区域的涡心运动图较为混乱。内筒转速为 500 pulses/s 时，从图 6(c)可得周期时间分别为 13、4、11、5 s，为快慢交替周期。在 15 ~ 25 s，高度 $-6d$ 的区域内存在扰动，使得该区域的涡心运动出现异常。因此以 36 s 时刻来计算环隙间涡数量变化规律，涡数量最大为 13 个，最小为 11 个。内筒转速为 900 pulses/s 时，从图 6(d)可得周期时间分别为 5、5、5、5 s，为单周期变化。环隙间涡数量变化规律为涡数量最大为 13 个，最小为 11 个。内筒转速为 1 300 pulses/s 时，从图 6(e)可得周期时间分别为 3、1、3、1 s，为快慢交替周期。图中涡运动依然有周期性规律可寻，但是混乱度明显变大，无法分辨出环隙间涡数量变化规律。内筒转速为 1 500 pulses/s 时，从图 6(f)可得周期时间分别为 1、1、1、1 s，为单周期。环隙间涡数量变化规律为涡数量最大为 13 个，最小为 11 个。

根据不同内筒转速的螺旋涡涡心运动周期图可知，除内筒转速为 900 pulses/s 和 1 500 pulses/s 时涡心运动周期为单周期，其余都是快慢交替周

北航学报 赠阅

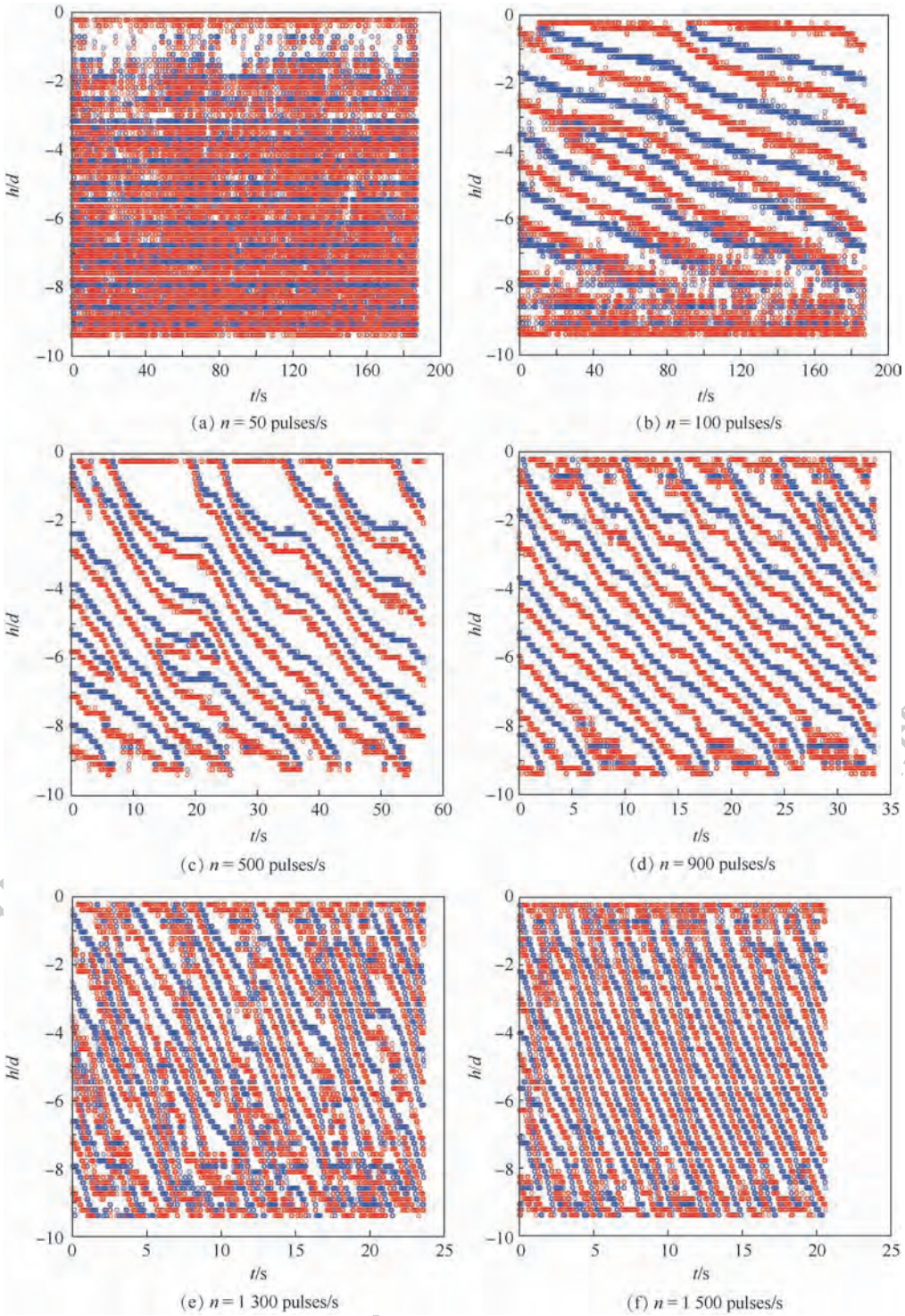


图 6　d = 14 mm，内筒转速不同时螺旋涡运动周期

Fig. 6　Period of motion of spiral vortices under different inner cylinder speed (d = 14 mm)

期，内筒转速和周期类型之间并无明显的关联；内筒转速和总周期时间存在关联，随着内筒转速的提高，总周期时间逐渐减小；环隙间涡数量与内筒转速无关。

3.2　环隙宽度的影响

图 7 以同轴旋转倒置圆台内筒转速为 300 pulses/s为例，研究环隙宽度从 11.5 mm 增大到 21.5 mm，环隙间螺旋涡涡心运动规律。

环隙宽度为 11.5 mm 时，其分裂周期时间分别为 10、10、9、10 s，为单周期。新涡对刚形成阶段，环隙间涡数量为 16 个；而后新涡对不断增大，最上方涡对逐渐消散，环隙间涡数量减小到 14 个。环隙宽度为 14 mm 时，从图中可得周期时间分别为 11、17、12、17 s，为快慢交替周期。环隙

北航学报 赠阅

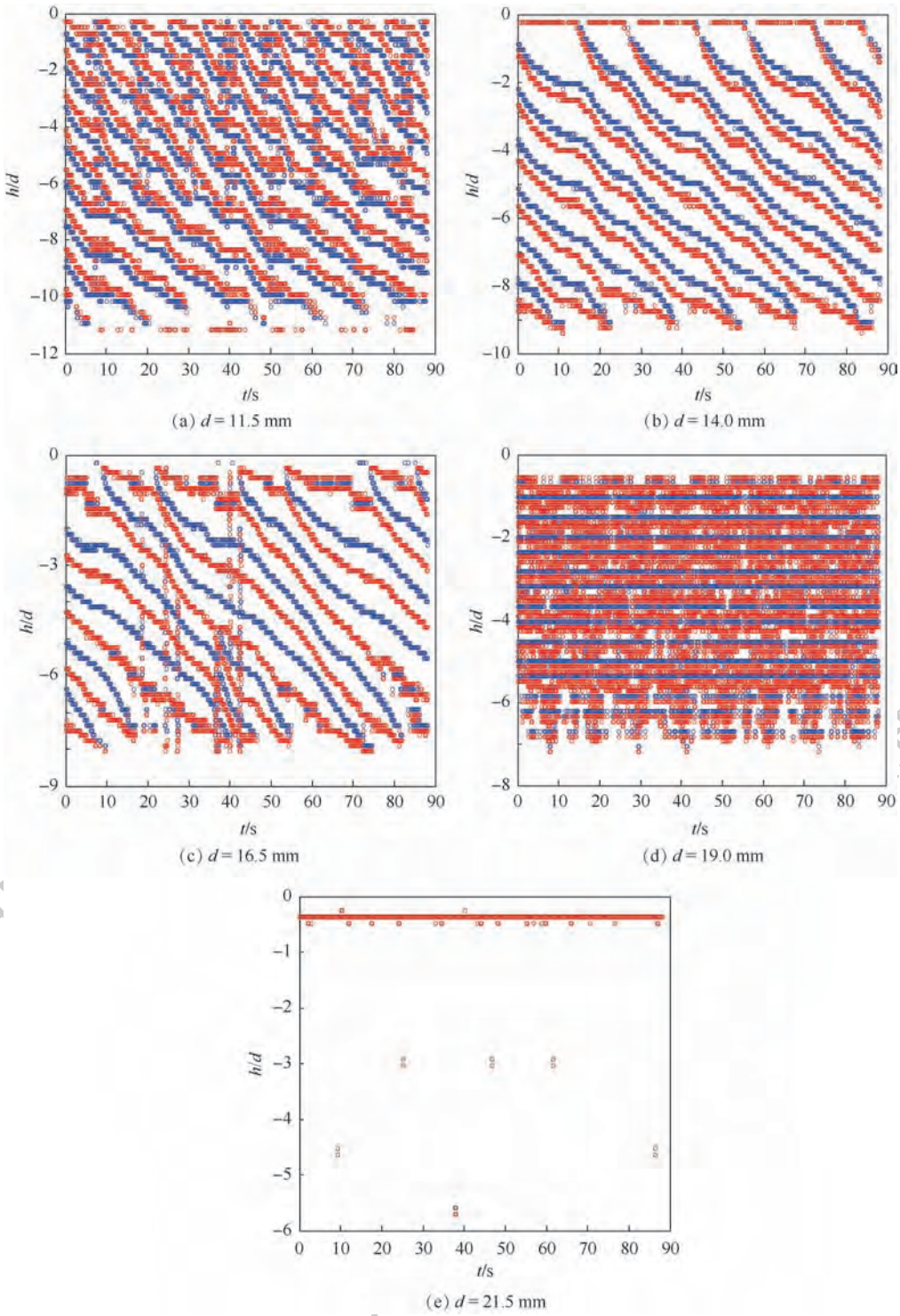


图7 $n=300$ pulses/s，环隙宽度不同时螺旋涡运动周期

Fig. 7 Period of motion of spiral vortices under different annular width ($n=300$ pulses/s)

间涡数量变化规律为：在新涡对刚形成之时，环隙间涡数量为13个，而后间隙上方第一个正涡不断增大，间隙下方的一个涡对逐渐消散，环隙间涡数量减少到11个；并且快周期和慢周期两者的环隙间涡数量变化规律相同。环隙宽度为16.5 mm时，从图中可得周期时间分别为13、20、12、20 s，周期的类型为快慢交替周期。环隙间涡数量变化规律为涡数量最大11个，涡数量最小9个。环隙宽度为19.0 mm时，图中涡心运动较为混乱，无明显周期性规律。环隙宽度为21.5 mm时，图中只有一个首涡清晰可见，当环隙宽度太大时，其环隙间较难产生正反涡对交替的螺旋涡。

根据不同环隙宽度的螺旋涡涡心运动周期图可知，环隙宽度从11.5 mm增大到16.5 mm，总周

北航学报 赠阅

期时间分别为 20、28、33 s，随着环隙宽度增大，总周期时间逐渐增大，环隙间涡数量相应减小。环隙宽度从 11.5 mm 增大到 16.5 mm，其环隙间涡数量依次为 16/14（最大涡数量/最小涡数量）、13/11、11/9。

4　螺旋涡产生的动力机制

将 PIV 流场测速实验分析得到的子午面流场速度矢量和涡量数据通过 MATLAB 软件，计算出子午面时均流场分布以研究螺旋涡产生的动力机制。

4.1　时均流场

由于环隙间螺旋涡运动呈现周期性变化，难以解释环隙间流场的整体流动趋势。因此，对环隙间流场进行时均化处理得到时均流场，从而分析环隙间流场的流动趋势。

4.1.1　内筒转速的影响

图 8 为同轴旋转倒置圆台环隙宽度 14 mm 时，不同内筒转速下环隙间时均流场的变化（V 为轴向速度）。可以看出，环隙宽度为 14 mm 时，内筒转速变化对螺旋涡形态无太大影响。流动趋势均为环隙间上方螺旋形流动，其中正涡靠近内侧，反涡靠近外侧，以正涡为主导；环隙下方为下凹型的由外向内流动，并且内筒转速越大，下凹型的弧度越大。在相同环隙宽度时，随着内筒转速增大，最大涡量值和最小涡量值的绝对值总体上随之增大。

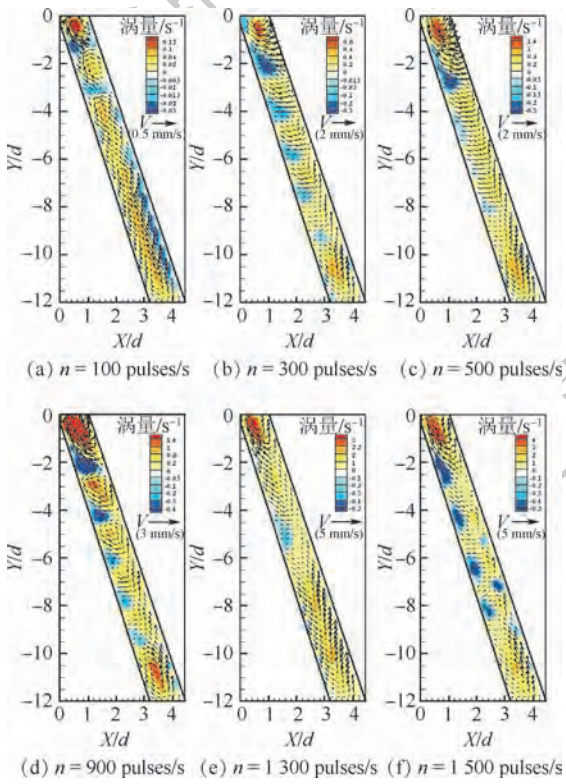


图 8　d = 14 mm，内筒转速不同时的时均流场

Fig. 8　Time-averaged flow field under different inner cylinder speeds (d = 14 mm)

4.1.2　环隙宽度的影响

图 9 为同轴旋转倒置圆台在内筒转速为 500 pulses/s时，不同环隙宽度下环隙间的时均流场。对于螺旋涡形态，从图 9 中可以看出，在环隙宽度为 11.5、14.0、16.5 mm 时，环隙间上半部分保持螺旋涡状态，环隙下半部分流动趋势则各不相同，分别为由外向内向上流动、下凹型由外向内流动、逆时针回旋式流动。环隙宽度为 19.0 mm 和 21.5 mm 时，环隙间已无螺旋涡，为下凹型由外向内流动，在环隙顶部接近液面处会由内向外流动，由此在顶部产生一个逆时针流动的正涡，且在相同内筒转速时，随着环隙宽度增大，最大涡量值和最小涡量值的绝对值总体上先增大后减小。

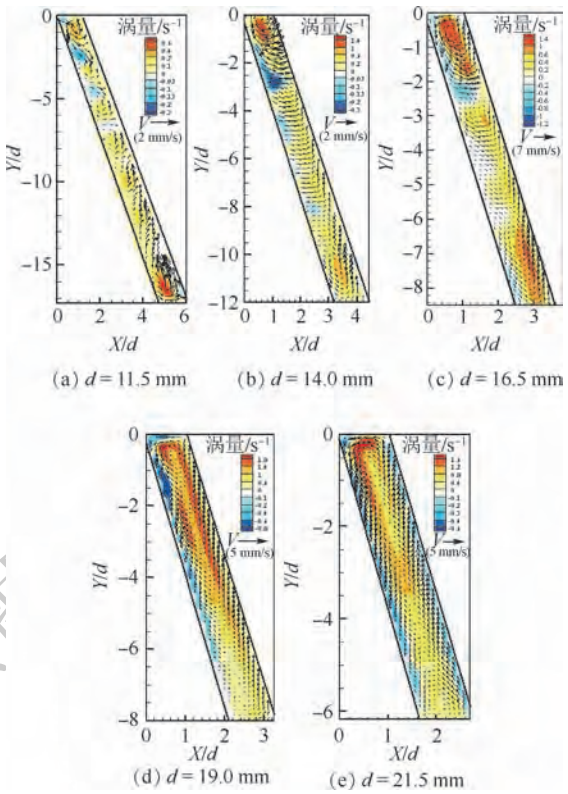


图 9　n = 500 pulses/s，环隙宽度不同时的时均流场

Fig. 9　Time-averaged flow field under different annular width (n = 500 pulses/s)

4.2　动力机制分析

在同轴旋转倒置圆台环隙中，离心力随着半径由上到下的减小呈线性分布。环隙中的流体由于离心力的失衡形成三维基态流动[8]，流动开始于最大半径处沿外部圆台以螺旋形式移动至最小半径处，后仍以螺旋形式沿内部圆台流回最大半

北航学报 赠阅

径处,如图 10 所示。

通过对时均流场的观察分析,改变内筒转速和环隙宽度后,同轴旋转倒置圆台中的流态有以下 3 种情况:下凹型的由外向内流动、由外向内向上流动、逆时针回旋式流动。由此可见,其总趋势均为由外向内的逆时针流动。环隙间流态主要由离心力与静压力双重作用。静压力是各向同性的,依据伯努利定律,当内筒转速提高时,内圆台旋转,贴近其壁面流体流速快而压强低,流体有从外向内压进来的趋势。且越靠近内壁周向流速越大,且越往上半径越大,故周向流速也越大,壁面附近的流体受到向内向上的静压差吸力,因此无论各工况下环隙外环均总体呈现逆时针流动趋势。

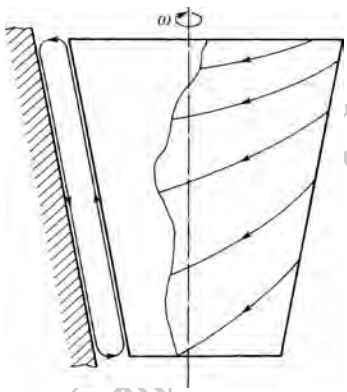


图 10 三维基态流[8]

Fig. 10 Three-dimensional ground state flow[8]

5 雷诺应力分析

雷诺应力又称湍流应力,是流动中脉动动量交换所引起的附加应力。可以通过雷诺应力数值观察各向异性的湍流流场。本文中$\overline{U'^2}$表示雷诺径向正应力,$\overline{V'^2}$表示雷诺轴向正应力,$\overline{U'V'}$表示雷诺切应力[15]。

5.1 内筒转速的影响

图 11 以同轴旋转倒置圆台下环隙宽度为 14 mm,选取内筒转速 100、300、500 pulses/s 为例,研究其环隙子午面上雷诺应力的分布情况。

由于同轴旋转倒置圆台为半径上大下小,其环隙上方的旋转角速度更大,所以雷诺应力随着高度的降低逐渐减小,同轴旋转倒置圆台的雷诺应力主要集中在环隙上半部分,即高度大致在 $-1d$ ~ $-7d$ 的范围内。内筒转速为 100 pulses/s 时,雷诺径向正应力主要集中在高度 $-1d$ ~ $-2.5d$之间;随着内筒转速增大,雷诺径向正应力的集中区域会扩大到高度 $-1d$ ~ $-6d$ 之间。雷诺径向正应力主要分布在环隙中央区域,雷诺轴向正应力则是主要分布于环隙中部靠近两边壁面位置。随着内筒转速的增大,3 种雷诺应力也随着增大;同时可以发现在同一条件下,3 种雷诺应力中雷诺径向正应力最大。

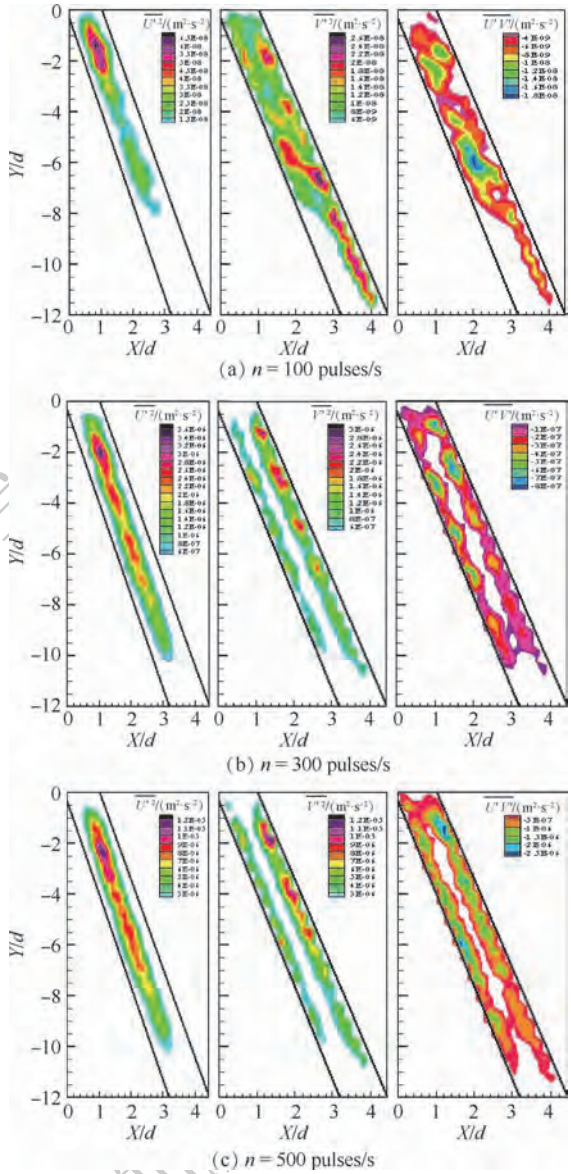


图 11 d = 14 mm,不同内筒转速时的雷诺应力分布

Fig. 11 Reynolds stress distribution under different inner cylinder speeds (d = 14 mm)

5.2 环隙宽度的影响

图 12 以同轴旋转倒置圆台下内筒转速 300 pulses/s,研究 5 种不同环隙宽度下环隙子午面上雷诺应力的分布情况。

随着环隙宽度增大,环隙间雷诺径向正应力分布差异较大,数值总体上先增后减;在环隙宽度为 11.5 mm 时,雷诺径向正应力以螺旋涡形态分布;环隙宽度为 14 和 16.5 mm 时,雷诺径向正应力以细长条形态分布;环隙宽度为 19 和 21.5 mm 时,环隙过宽导致环隙间为湍流涡状态,雷诺径向

北航学报 赠阅

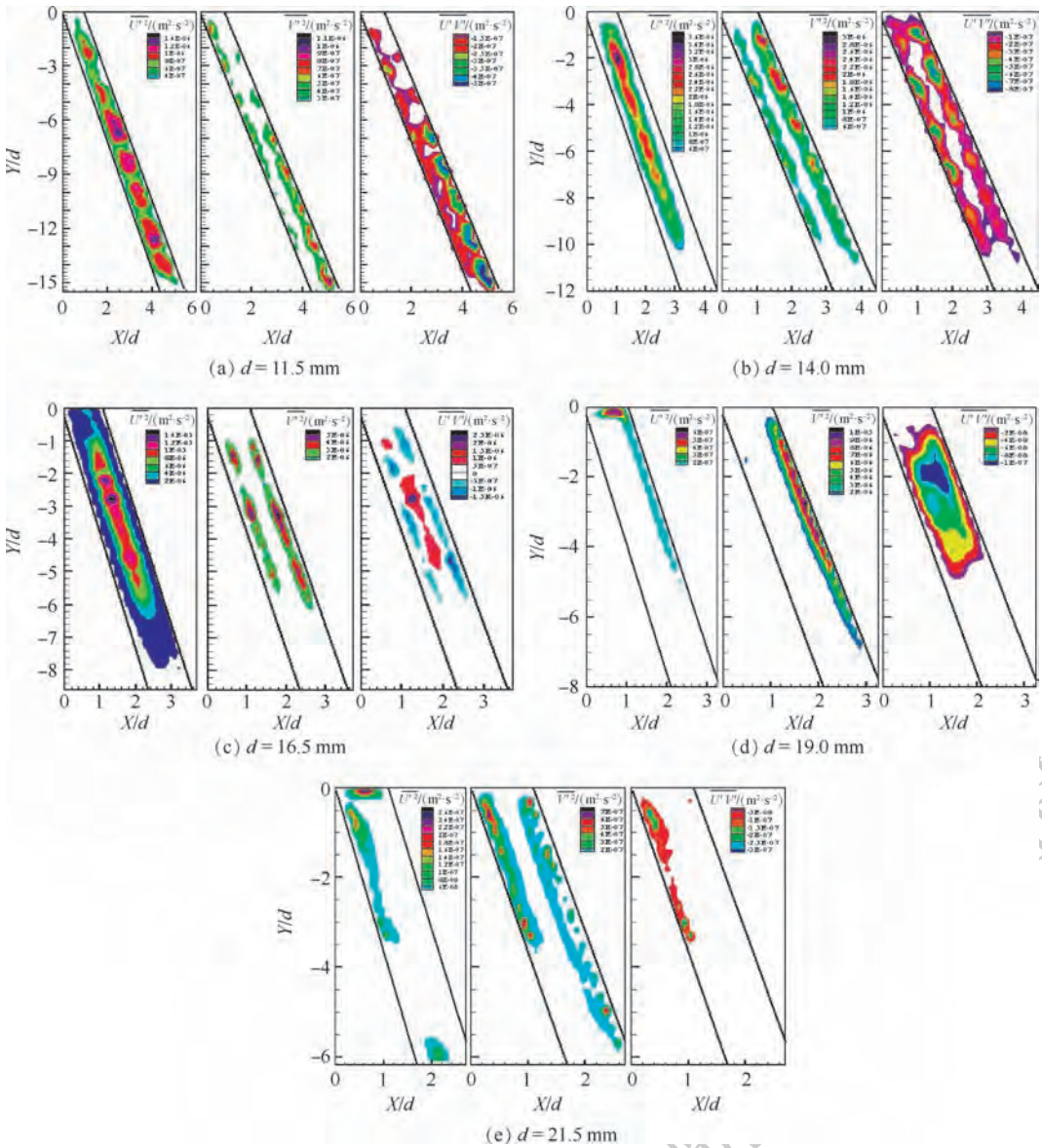


图 12　n = 300 pulses/s,不同环隙宽度时的雷诺应力分布

Fig. 12　Reynolds stress distribution under different annular width (n = 300 pulses/s)

正应力会突然减小,只集中在高度 0d ~ −1d 的范围内;随着环隙宽度增大,环隙间雷诺轴向正应力分布大致相同,均主要分布于环隙两侧靠近壁面区域;而雷诺切应力分布随着环隙宽度增大并无明显规律。

同一内筒转速下,雷诺切应力始终最小,且其数值量级远小于雷诺径向正应力和雷诺轴向正应力;环隙宽度为 11.5、14.0、16.5 mm 时,雷诺径向正应力大于雷诺轴向正应力;环隙宽度为 19.0 和 21.5 mm时,雷诺轴向正应力大于雷诺径向正应力。

5.3　雷诺应力的分布

以环隙宽度14.0 mm为例,定量对比不同内筒转速下环隙间中轴线上的雷诺应力分布。从图 13中可以看出,雷诺径向正应力相比雷诺轴向正应力折线起伏较小,并且在相同内筒转速下,雷诺径向正应力在数值上大于雷诺轴向正应力。雷诺径向正应力和雷诺轴向正应力主要集中在环隙中部区域,即高度在 −1d ~ −7d 之间。雷诺径向正应力与内筒转速存在正相关关系,随着内筒转速增大,雷诺径向正应力也随之增大。不同内筒转速下,雷诺轴向正应力虽相差较小,但随着内筒转速增大,雷诺轴向正应力总体趋势上也相应增大。雷诺切应力以正值为主,随着高度变化,折线起伏较大;与内筒转速无明显关系。

北航学报 赠阅

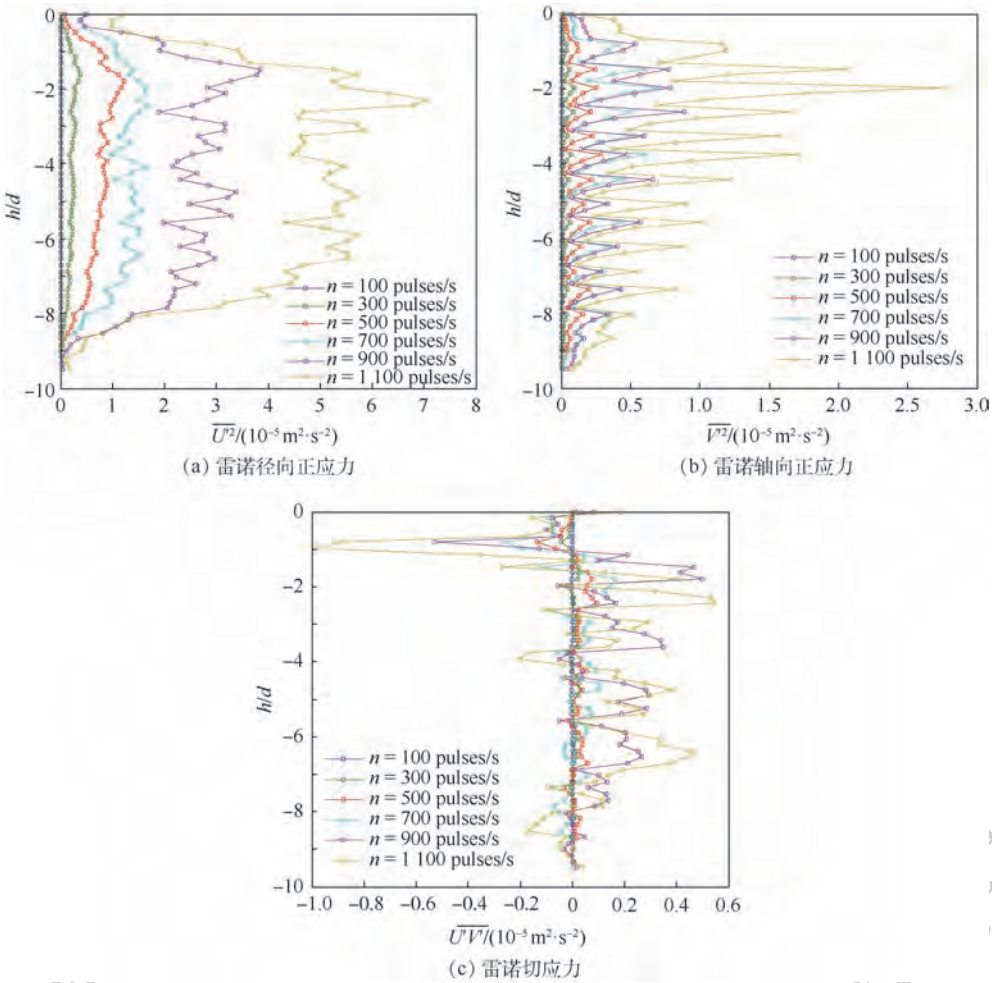


图 13 $d = 14$ mm，内筒转速不同时中轴线上雷诺应力分布

Fig. 13 Reynolds stress distribution on midline under different inner cylinder speeds ($d = 14$ mm)

6 结 论

本文通过染色液流动显示实验和 PIV 流场测速实验对同轴旋转倒置圆台环隙间流体流动特性进行探究，对实验结果进行定性及定量分析，探讨内筒转速和环隙宽度对同轴旋转倒置圆台环隙间流体流动特性的影响，得出以下结论：

1）染色液流动显示实验和 PIV 流场测速实验结果分别定性和定量得出同轴旋转倒置圆台环隙间流体螺旋涡的产生及发展过程：正涡占主导作用，所有涡对运动呈周期性变化。

2）螺旋涡涡心运动周期与内筒转速、环隙宽度的关系：内筒转速和总周期时间存在关联，随着内筒转速的提高，总周期时间逐渐减小；随着环隙宽度增大，总周期时间逐渐增大。

3）通过时均流场的分析，发现改变内筒转速和环隙宽度后，同轴旋转倒置圆台中的流态，在向内向上的静压差吸力和离心力的作用下，总趋势均为由外向内的逆时针流动。

4）雷诺径向正应力主要分布在环隙中央区域，雷诺轴向正应力则主要分布于环隙中部靠近两边壁面位置。内筒转速和环隙宽度与 3 种雷诺应力大小的关系：内筒转速变化，雷诺径向正应力始终最大；环隙宽度变化，雷诺切应力始终最小。

参考文献（References）

[1] TAYLOR G I. Stability of a viscous liquid contained between two rotating cylinders[J]. Philosophical Transactions of the Royal Society of London, 1923, 223(718): 289-343.

[2] DANIEL C, KUNIHIKO T. Two-dimensional compressible viscous flow around a circular cylinder[J]. Journal of Fluid Mechanics, 2015, 785: 349-371.

[3] 韩晓婷，常青，毛玉红，等. Taylor-Couette 流场数值模拟及絮凝效果研究[J]. 环境科学学报，2013，33(6)：1637-1641.
HAN X T, CHANG Q, MAO Y H, et al. Numerical simulation and flocculation efficiencies of Taylor-Couette flow[J]. Acta Scientiae Circumstantiae, 2013, 33(6): 1637-1641 (in Chinese).

[4] 毛玉红. 流场涡形态对混凝效果的影响研究[D]. 兰州：兰州交通大学，2017.
MAO Y H. A study of the influence of the vortices regime on

北航学报 赠阅

the coagulation effects[D]. Lanzhou:Lanzhou Jiaotong University,2017(in Chinese).

[5] 朱鹏,刘栋,汤承,等. 沟槽深宽比对泰勒涡流影响的研究[J]. 工程热物理学报,2016,37(6):1208-1211.
ZHU J,LIU D,TANG C,et al. Study of slit wall aspect ratio effect on the Taylor vortex flow[J]. Journal of Engineering Thermophysics,2016,37(6):1208-1211(in Chinese).

[6] 李华鹏. 非平行间隙同轴旋转圆台间流体流动的数值模拟和理论分析[D]. 北京:北京化工大学,2014.
LI H P. Numerical study and theoretical analysis of the flow between two rotating conical cylinders with non-parallel gap[D]. Beijing:Beijing University of Chemical Technology,2014(in Chinese).

[7] JIRKOVSKY L,BO-OT L M. Taylor-Couette flow and a molecule dependent transport equation[J]. Physica A-Statistical Mechanics and Its Applications,2014,415:205-209.

[8] WIMMER M. Taylor vortices at different geometries[M]// EGBERS C,PFISTER G. Physics of rotating fluids. Berlin:Springer, 1999:194-212.

[9] WIMMER M. An experimental investigation of Taylor vortex flow between conical cylinders[J]. Journal of Fluid Mechanics, 2006,292(1):205-227.

[10] 文普. 同轴旋转圆台间流体流动的理论研究和数值模拟[D]. 北京:北京化工大学,2010.
WEN P. Theoretical and numerical study of the flow between rotating conical cylinders[D]. Beijing: Beijing University of Chemical Technology,2010(in Chinese).

[11] 张晶晶. 旋转液膜反应器内流体流动的动力学研究[D]. 北京:北京化工大学,2013.
ZHANG J J. Dynamic study of the flow in the rotating liquid film rractor[D]. Beijing:Beijing University of Chemical Technology,2013(in Chinese).

[12] 张晶晶,张艺晓,许兰喜. 旋转液膜反应器内流动机理研究[J]. 北京化工大学学报(自然科学版),2013,40(2):117-120.
ZHANG J J,ZHANG Y X,XU L X. A study of the flow mechanism of rotating liquid film reactor[J]. Journal of Beijing University of Chemical Technology(Natural Science Edition),2013,40(2):117-120(in Chinese).

[13] 鲍锋,曾华轮,邹赫,等. 同轴旋转圆台环隙流动机制及实验研究[J]. 北京航空航天大学学报,2018,44(8):12-21.
BAO F,ZENG H L,ZOU H,et al. Mechanism and experimental research on fluid flow in annulus of coaxial rotating conical cylinders[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2018,44(8):12-21(in Chinese).

[14] 王强. 流动显示技术综述[J]. 电力环境保护,1992,8(4):32-35.
WANG Q. Summarize of flow display technology[J]. Environmental Protection of Electric Power,1992,8(4):32-35(in Chinese).

[15] 李聪洲,张新曙,胡晓峰,等. 高雷诺数下多柱绕流特性研究[J]. 力学学报,2018,50(2):233-243.
LI C Z,ZHANG X S,HU X F,et al. The study of flow past multiple cylinders at high Reynolds numbers[J]. Chinese Journal of Theoretical and Applied Mechanics,2018,50(2):233-243(in Chinese).

作者简介:

鲍锋　男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:流体力学。

卢愿　女,硕士研究生。主要研究方向:流体力学。

曾华轮　男,硕士研究生。主要研究方向:流体力学。

涂立　男,硕士研究生。主要研究方向:流体力学。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

Interannular flow characteristics of coaxial rotational conical cylinder

BAO Feng*, LU Yuan, ZENG Hualun, TU Li

(School of Aerospace Engineering, Xiamen University, Xiamen 361102, China)

Abstract: In order to solve the problem of complex flow between annulus of coaxial rotating conical cylinders, the flow characteristics of fluid between annular spaces were studied experimentally. Experimental studies were carried out for the complex flow characteristics of fluid between annulus of coaxial rotating conical cylinders. Emphasis was placed on staining fluid visualization experiment and PIV flow field measurements. The experimental results were analyzed qualitatively and quantitatively concerning the effects of rotating speed and annular width on interannular flow characteristics. Staining fluid visualization experiment and PIV flow field speed measurement experiment displayed the generation and variation of interannular spiral vortices qualitatively and quantitatively respectively. The period of motion of spiral vortex core under different inner cylinder speed and annulus width was analyzed. The results reveal that the period of motion decreases with the increase of inner cylinder speed, and the period of motion increases with the increase of annulus width. Instantaneous and time-averaged flow field were checked to analyze the mechanism of interannular spiral vortex motion and generation. The influence of inner cylinder speed and annulus width on three kinds of Reynolds stress and their distribution were studied. The radial normal Reynolds stress is always the largest when the inner cylinder speed is variable, and the Reynolds shear stress stays minimum when the annular width changes.

Keywords: interannular flow; periodic motion of vortex center; staining fluid; PIV; inner cylinder speed

北京航空航天大学学报

Received: 2019-04-18; **Accepted**: 2019-07-12; **Published online**: 2019-07-31 13:51

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190731.1029.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (11072206); Natural Science Foundation of Fujian Province of China (2012J01023)

* **Corresponding author**. E-mail: fbao@xmu.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0168

环月降轨实现月面着陆的控制策略

李革非[1,2,*], 刘勇[1,2], 马传令[2], 郝大功[2]
(1. 航天飞行动力学技术重点实验室, 北京 100094; 2. 北京航天飞行控制中心, 北京 100094)

摘 要: 针对探测器实现月面着陆的问题,对环月降轨轨道控制策略进行了研究。根据环月降轨的控制方程,将环月降轨单脉冲控制变量的不同组合与月面着陆目标参数建立了3种关系;建立了定时定点月面着陆、定点月面着陆和目标纬度区域月面着陆3种环月降轨控制策略,并给出了控制策略求解算法和步骤。针对定点月面着陆,单脉冲对半长轴和近月点高度进行组合控制,分析了环月降轨控制解空间。针对标称环月轨道/-偏差环月轨道/+偏差环月轨道,分别进行了定时定点/定点/目标纬度区域3种月面着陆的控制计算,验证了环月降轨控制策略。可应用于月球着陆、月球采样返回及载人登月等实施月面定时定点着陆任务的轨道控制。

关 键 词: 月面着陆; 环月降轨; 动力下降; 轨道控制策略; 定时定点着陆
中图分类号: V525; V529
文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2020)01-0013-07

“嫦娥四号”任务的圆满成功,实现了中国探月工程的“五战五捷”。纵观“嫦娥一号”“嫦娥二号”“嫦娥三号”“嫦娥四号”及“嫦娥五号”再入返回飞行试验器的5次飞行任务,有3次任务与月球落月和月面着陆相关。“嫦娥一号”探测器从100 km环月圆轨道进行降轨控制,受控落月于坐标为52.27°E1.64°N的丰富海中心[1]。“嫦娥三号”探测器在环月100 km圆轨道运行期间,实施轨道机动,进入100 km×15 km椭圆轨道,经过动力下降,以软着陆的方式降落在月球虹湾地区[2]。“嫦娥四号”探测器在地月转移、近月制动、环月飞行后,进入100 km×15 km椭圆轨道,择机动力下降,在月球背面冯·卡门撞击坑实现人类首次月球背面软着陆[3]。

相对于月球正面大面积平坦的月海区域,月球背面地形整体崎岖复杂,地形地貌的变化会对探测器的软着陆探测产生一定的影响。对照“嫦娥三号”和“嫦娥四号”的月面着陆区域,“嫦娥三号”着陆区经度范围约16.4°,纬度范围约3°,而“嫦娥四号”着陆区为南极-艾特肯盆地(South-Pole Aitken Basin,SPA),着陆区范围减小到经度范围约4°,纬度范围约2°[4]。由于“嫦娥四号”相比“嫦娥三号”的着陆区范围大幅减小,根据“嫦娥三号”实现月面软着陆的要求,“嫦娥四号”提出了定点着陆的要求,同时为保证地面测控条件和月面工作光照条件,对着陆时间也提出了约束,即实现定时定点月面软着陆的严格要求。

月面定点软着陆对进行月面勘测或载人登月都有着重要的意义[2]。“阿波罗”工程后期的飞行实践表明,探测器完全可以在月球表面预定位置准确降落,实现定点着陆[5]。众多文献对在地外天体探测中实现定点着陆的轨道设计问题进行了研究[6-11]。文献[5-6]考虑了调整地月转移时间、环月轨道倾角、月面下降圈次和调相轨道等月

收稿日期: 2019-04-18; **录用日期**: 2019-07-12; **网络出版时间**: 2019-07-26 17:32
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190726.1702.001.html
基金项目: 国家自然科学基金(11773004,61573049)
* **通信作者**. E-mail: sophiebacc@sina.com

引用格式: *李革非, 刘勇, 马传令, 等. 环月降轨实现月面着陆的控制策略[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(1): 13-19.*
LI G F, LIU Y, MA C L, et al. Control strategy of lunar orbit descent to achieve lunar landing[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(1): 13-19 (in Chinese).

北航学报 赠阅

面定点着陆方案。文献[7-8]的研究表明,除了变轨策略设计,动力下降过程中制导、导航与控制系统(GNC)精确调整纵向和横向航程的能力,也是成功实现地外天体定点着陆的关键因素。文献[9-10]重点对采用调相轨道和轨道面调整的定点着陆策略进行了初步比较分析。文献[11]提出了在近月制动期间通过轨道面修正调整着月点经度。文献[12]对月面定点着陆变轨策略进行了研究,推荐月面定点着陆可采用的变轨策略为包括降轨变轨策略和轨道平面调整策略。文献[13]设计了环月非对称降轨控制策略。文献[14]根据成像的约束条件和测定轨要求,给出了降轨轨道控制的计算方案。文献[15]介绍了试验器拓展试验中环月降轨至虚拟月面起飞入轨点椭圆轨道的控制策略。众多文献对月面定点着陆研究较多,但对含有定时约束的月面定点着陆关注较少。

根据月球着陆探测器飞行轨道,月面着陆前的环月降轨控制是实施探测器动力下降前的关键,保证动力下降开始点满足位置、速度等要求。当探测器实施环月降轨控制时,面临着通过一次轨道机动消除之前轨道控制的偏差,以尽量满足动力下降和月面着陆的要求,因此,环月降轨控制策略十分重要。本文基于环月降轨的轨道控制目标,建立了环月降轨控制方程,将环月降轨单脉冲控制变量的不同组合与月面着陆目标参数建立了3种关系,设计了定时定点月面着陆、定点月面着陆和目标纬度区域月面着陆3种环月降轨控制策略。

1 月面着陆飞行过程

中国月面软着陆探测器飞行过程分为发射段、地月转移段、环月段、动力下降段和月面工作段[2],如图1所示。

1)发射段。探测器由运载火箭提供进入地月转移轨道的速度,探测器直接进入倾角28.5°、近地点约200 km、远地点约380 000 km的大椭圆地月转移轨道。

2)地月转移段。地月转移时间约4~5 d,期间进行2~3次中途修正,最终到达高度约100 km的近月点。

3)环月段。近月制动后,探测器首先进入约100 km高的环月近极轨圆轨道;根据实际轨道与目标着陆区的匹配性,择机进行环月轨道修正,微调轨道周期和轨道倾角,以实现着陆于目标着陆区内;变轨进入100 km×15 km环月椭圆轨道,

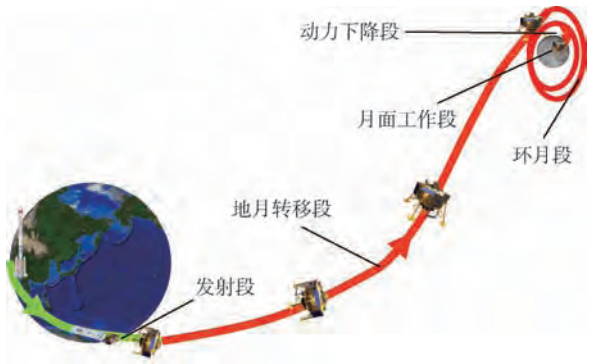


图1 探测器月面软着陆飞行过程示意图

Fig. 1 Schematic diagram of lunar probe's soft landing flight process

以满足精确测定轨和探测器下降着陆前的要求;随后从高度约15 km的近月点开始动力下降。

4)动力下降段。探测器动力下降过程经过着陆准备段、主减速段、快速调整段、接近段、悬停段、避障段、缓速下降段,最后软着陆于目标着陆区。

月球探测器定时定点着陆月面的飞行轨道控制要求为:对应确定的发射入轨时刻,探测器在预定的着陆时刻着陆于预定的月面着陆点。按照探测器着陆月面的飞行过程,通过中途修正、近月制动、环月修正、环月降轨和动力下降的五段轨道控制实现探测器在月面定时定点着陆。其中,中途修正、近月制动、环月修正、环月降轨均由地面飞行控制中心根据探测器实测轨道离线规划控制,动力下降是由探测器自主在线规划控制。

2 月面着陆的环月降轨控制

2.1 环月降轨控制目标

探测器定时定点到达标称动力下降点是保证定时在预定着陆点实现月面着陆的前提。

设探测器动力下降点标称时间为 $T_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}$,动力下降点标称月面经度、纬度分别为 $\lambda_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}$、$\varphi_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}$,动力下降点位于环月轨道的近月点 $f_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}=0°$,高度为 $h_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}$。轨道近月点可表示为真近点角 $f_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}=0°$或近月点幅角与纬度幅角相等 $\omega_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}=u_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}$。因此,探测器定时定点到达动力下降点的目标参数可表示为:$\boldsymbol{Y}=[T_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}},\lambda_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}},\varphi_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}},h_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}},\omega_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}]$。

2.2 环月降轨控制方程

根据高斯摄动方程,径向脉冲 Δv_r、横向脉冲 Δv_u、法向脉冲 Δv_n 产生的轨道要素变化如下:

$$\Delta a=\frac{2a^2}{\sqrt{\mu p}}[(e\sin f)\Delta v_r+(1+e\cos f)\Delta v_u] \quad (1)$$

北航学报 赠阅

$$\Delta e = \sqrt{\frac{p}{\mu}}\left\{\Delta v_r \sin f + \left[\left(1+\frac{r}{p}\right)\cos f + \frac{er}{p}\right]\Delta v_u\right\} \tag{2}$$

$$\Delta \omega = \sqrt{\frac{p}{\mu}}\left[-\frac{\cos f}{e}\Delta v_r + \left(1+\frac{r}{p}\right)\frac{\sin f}{e}\Delta v_u - \frac{r}{p}\sin(\omega+f)\frac{1}{\tan i}\Delta v_n\right] \tag{3}$$

$$\Delta i = \frac{1}{\sqrt{\mu p}} r\cos(\omega+f)\Delta v_n \tag{4}$$

$$\Delta \Omega = \frac{r}{\sqrt{\mu p}} \cdot \frac{\sin(\omega+f)}{\sin i}\Delta v_n \tag{5}$$

$$\Delta r_p = (1-e)\Delta a - a\Delta e \tag{6}$$

式中:μ 为引力常数;轨道参数 a、e、i、Ω、ω、f、r_p 分别为轨道半长轴、偏心率、倾角、升交点赤经、近月点幅角、真近点角、近月点月心距;$r = \frac{p}{1+e\cos f}$,$p = a(1-e^2)$。

轨道真近点角是飞行时间的函数,即

$$\frac{\mathrm{d}f}{\mathrm{d}t} = \sqrt{\frac{\mu}{p^3}}(1+e\cos f)^2 \tag{7}$$

从式(1)~式(6)可知:

1)控制变量为控制点时间和横向速度增量:t、Δv_u,可控目标参数为:r_p、ω。

2)控制变量为控制点时间、径向速度增量和横向速度增量:t、Δv_r、Δv_u,可控目标参数为:a、e、ω 或 a、r_p、ω。

3)控制变量为控制点时间、径向速度增量、横向速度增量和法向速度增量:t、Δv_r、Δv_u、Δv_n,可控目标参数为:a、e、ω、i、Ω 或 a、r_p、ω、i、Ω。

2.3　环月降轨的 3 种控制策略

环月降轨控制变量不同组合的控制策略可对动力下降点不同目标参数进行控制,实现不同方式的月面着陆。下面按照控制变量由少到多的组合顺序,依次阐述目标纬度区域月面着陆、定点月面着陆和定时定点月面着陆的控制策略。

2.3.1 控制策略 1:目标纬度区域月面着陆

环月降轨控制变量为控制点时间和横向速度增量:$\boldsymbol{X} = [t, \Delta v_u]$,控制目标为动力下降点的月面纬度、近月点高度和近月点幅角:$\boldsymbol{Y} = [\varphi_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}, h_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}, \omega_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}]$,实现目标纬度区域月面着陆。

求解步骤如下:

步骤 1　初始轨道外推至环月降轨控制圈,初始控制点选择在动力下降点的轨道对称位置点,设 u_{C} 为初始控制点纬度幅角,u_{PD} 为动力下降点纬度幅角,则有 $u_{\mathrm{C}} = u_{\mathrm{PD}} + \pi$,得到控制点时间初值 t;控制目标初值为 $h_p = h_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}$,得到控制变量初值 Δv_u。

步骤 2　控后轨道外推至动力下降圈,以 $\varphi_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}$ 为基准,计算动力下降点参数 t_{PD}、h_{PD}、ω_{PD}、λ_{PD}、a_{PD}、e_{PD}。

步骤 3　采用牛顿迭代法,通过对控制变量 t、Δv_u 微分建立雅可比矩阵进行求解,迭代修正直至 h_{PD}、ω_{PD} 达到目标参数收敛要求,即 $|h_{\mathrm{PD}} - h_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}| \leqslant \varepsilon_h$,$|\omega_{\mathrm{PD}} - \omega_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}| \leqslant \varepsilon_\omega$。

2.3.2　控制策略 2:定点月面着陆

环月降轨控制变量为控制点时间、径向和横向速度增量:$\boldsymbol{X} = [t, \Delta v_r, \Delta v_u]$,控制目标为动力下降点的月面经度、纬度、近月点高度和近月点幅角:$\boldsymbol{Y} = [\lambda_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}, \varphi_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}, h_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}, \omega_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}]$,实现定点月面着陆。

求解步骤如下:

步骤 1~步骤 2　同控制策略 1。

步骤 3　采用牛顿迭代法,通过对控制变量 t、Δv_r、Δv_u 微分建立雅可比矩阵进行求解,迭代修正直至 a_{PD}、h_{PD}、ω_{PD} 达到目标参数收敛要求,即 $|a_{\mathrm{PD}} - a_{\mathrm{PD}}^t| \leqslant \varepsilon_a$,$|h_{\mathrm{PD}} - h_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}| \leqslant \varepsilon_h$,$|\omega_{\mathrm{PD}} - \omega_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}| \leqslant \varepsilon_\omega$,其中,初始半长轴目标 a_{PD}^t 根据动力下降点近月点高度设定,迭代计算根据步骤 4 进行修正。

步骤 4　修正动力下降点经度偏差。将实际动力下降点经度与标称动力下降点经度的偏差 $\Delta\lambda_{\mathrm{PD}}$ 归算为从环月降轨到动力下降的轨道周期差:

$$\Delta P = \Delta\lambda_{\mathrm{PD}}/(\omega_{\mathrm{m}} Q_{\mathrm{HD\_PD}}) \tag{8}$$

式中:ω_{m} 为月球自转角速度;$Q_{\mathrm{HD\_PD}}$ 为环月降轨到动力下降的轨道飞行圈数。

目标轨道周期修正为:$P^t = 2\pi\sqrt{a^3/\mu_{\mathrm{m}}} + \Delta P$,目标轨道半长轴修正为:$a^t = [P^t\sqrt{\mu_{\mathrm{m}}}/(2\pi)]^{2/3}$,其中,$\mu_{\mathrm{m}}$ 为月球引力常数。

返回步骤 2,重新进行环月降轨控制计算,直到 ΔP 小于设定门限 ε_P,即 $|\Delta P| \leqslant \varepsilon_P$。

2.3.3　控制策略 3:定时定点月面着陆

环月降轨控制变量为控制点时间、径向、横向和法向速度增量:$\boldsymbol{X} = [t, \Delta v_r, \Delta v_u, \Delta v_n]$,控制目标为动力下降点的时刻、月面经度、纬度、近月点高度、近月点幅角:$\boldsymbol{Y} = [T_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}, \lambda_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}, \varphi_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}, h_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}, \omega_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}]$,实现定时定点月面着陆。

求解步骤如下:

步骤 1~步骤 4　同控制策略 2。

步骤 5　修正动力下降点时间偏差。环月降轨后,实际轨道与标称轨道的轨道平面偏差将影响探测器无法在标称动力下降点时刻到达标称动力下降点。为实现定时定点月面着陆,必须对轨

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

道平面偏差进行修正。

根据实际动力下降点相对标称动力下降点的时刻和位置的偏差,确定实际轨道与标称轨道的轨道平面偏差,如图 2 所示。

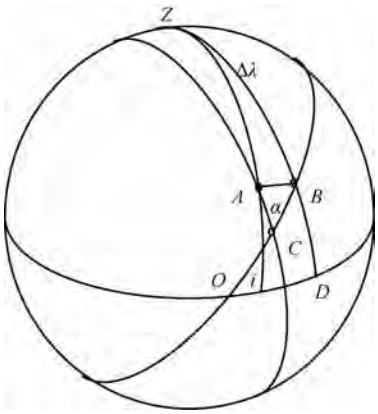


图 2 动力下降点的轨道平面偏差

Fig. 2 Orbit plane deviation of power descending point

以 $\varphi=\varphi_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}$ 为基准,计算实际动力下降点 B 的经度、纬度 λ_{PD}、φ_{PD},T_{PD} 为实际动力下降点时刻。设实际动力下降点 B 的位置矢量为:$\boldsymbol{R}_B=[x_B,y_B,z_B]$,$x_B=\cos\varphi_{\mathrm{PD}}\cos\lambda_{\mathrm{PD}}$,$y_B=\cos\varphi_{\mathrm{PD}}\sin\lambda_{\mathrm{PD}}$,$z_B=\sin\varphi_{\mathrm{PD}}$。

在实际动力下降点时刻 T_{PD} 建立瞬时惯性坐标系。标称动力下降点 A 的赤经可表示为

$$\lambda_{\mathrm{PDA}}=\lambda_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}+(T_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}-T_{\mathrm{PD}})/\omega_{\mathrm{m}} \tag{9}$$

式中:标称动力下降点在标称动力下降点时刻的赤经需考虑标称时刻与实际时刻的时间偏差 ΔT_{PD} 引起的动力下降点的经度变化。

标称动力下降点 A 的纬度为:$\varphi_{\mathrm{PDA}}=\varphi_{\mathrm{PD}}^{\mathrm{tar}}$,标称动力下降点 A 的位置矢量为:$\boldsymbol{R}_A=[x_A,y_A,z_A]$,$x_A=\cos\varphi_{\mathrm{PDA}}\cos\lambda_{\mathrm{PDA}}$,$y_A=\cos\varphi_{\mathrm{PDA}}\sin\lambda_{\mathrm{PDA}}$,$z_A=\sin\varphi_{\mathrm{PDA}}$。

由于实际动力下降点与标称动力下降点不在同一轨道面内,通过对轨道平面进行修正,可将实际动力下降点修正到标称动力下降点。

分别计算标称动力下降点和实际动力下降点的轨道平面法向矢量:$\boldsymbol{N}_{AC}=\boldsymbol{R}_A\times\boldsymbol{R}_C$,$\boldsymbol{N}_{BC}=\boldsymbol{R}_B\times\boldsymbol{R}_C$。实际动力下降点与标称动力下降点之间的平面夹角即为轨道平面偏差:$\alpha=\dfrac{\boldsymbol{N}_{AC}\cdot\boldsymbol{N}_{BC}}{|\boldsymbol{N}_{AC}|\cdot|\boldsymbol{N}_{BC}|}$。

在环月降轨控制中,引入法向脉冲消除轨道平面偏差,如图 3 所示。

设探测器控前速度矢量为 $\boldsymbol{v}$,控后速度矢量为 $\boldsymbol{v}'$,控制脉冲矢量为 $\Delta\boldsymbol{v}$,脉冲法向分量为 Δv_n,则有:$|\boldsymbol{v}|\sin\alpha=|\Delta\boldsymbol{v}|\sin\beta$,其中,$\beta=\arcsin\left(\dfrac{|\boldsymbol{v}|\sin\alpha}{|\Delta\boldsymbol{v}|}\right)$。已知 $\sin\psi=\dfrac{\Delta v_n}{|\Delta\boldsymbol{v}|}$,则 $\Delta v_n=|\Delta\boldsymbol{v}|\sin\psi$。当 $\Delta\boldsymbol{v}$ 为加速时,$\psi=\beta+\alpha$;$\Delta\boldsymbol{v}$ 为减速时,$\psi=\beta-\alpha$。

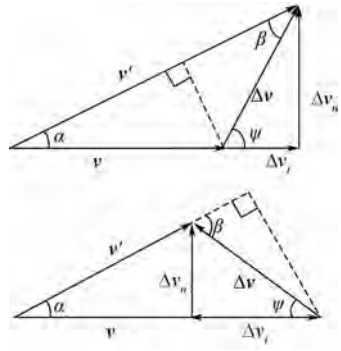


图 3 法向脉冲修正轨道平面偏差

Fig. 3 Normal impulse to correct orbit plane deviation

返回步骤 2,重新进行环月降轨控制计算,直到动力下降点时间偏差 ΔT_{PD} 小于设定门限 ε_T,即 $|\Delta T_{\mathrm{PD}}|\leqslant\varepsilon_T$。

2.4 环月降轨控制解分析

根据控制策略 2 和控制策略 3 实现定点月面着陆时,环月降轨必须对半长轴和近月点高度进行组合控制。由于环月降轨为单脉冲控制,半长轴和近月点高度具有耦合关系,因此半长轴和近月点高度组合控制存在有解和无解的情况。

以初始轨道是环月圆轨道为例说明。已知轨道极坐标方程为:$r=\dfrac{p}{1+e\cos f}$。从圆轨道 a_0 变为 r_p/r_a 椭圆轨道,控制点需满足:$r_0=r$,即 $\dfrac{p_0}{1+e_0\cos f_0}=\dfrac{p}{1+e\cos f}$。因为 $e_0=0$,$r_0=a_0$,则有 $\cos f=\dfrac{1}{e}\left(\dfrac{p}{a_0}-1\right)$,$f=\pm\arccos\left(\dfrac{1}{e}\left(\dfrac{p}{a_0}-1\right)\right)$。控制点分为 2 个解/1 个解/无解 3 种情况:① 当 $a(1+e)>a_0$ 并且 $a(1-e)<a_0$,有 2 个解;② 当 $a(1+e)=a_0$,有 1 个解,$f=\pi$;③ 当 $a(1+e)<a_0$ 或者 $a(1-e)>a_0$,无解。

如图 4 所示,当控前轨道与控后轨道相交时,存在 2 个控制点,可控制半长轴和近月点高度满足要求;当控前轨道与控后轨道相切时,存在 1 个控制点,可控制半长轴和近月点高度满足要求;当控前轨道与控后轨道不相交时,单脉冲无法同时控制半长轴和近月点高度满足要求;只能优先满足近月点高度要求,部分消除半长轴偏差。

因此,控制策略 2 和控制策略 3 适用于轨道相交和相切的情况;控制策略 1 适用于轨道不相交的情况。另外,当轨道不相交时,控制策略 2 和控制策略 3 可以通过部分消除半长轴偏差的影响,而减小着陆经度偏差,但无法实现定点着陆。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

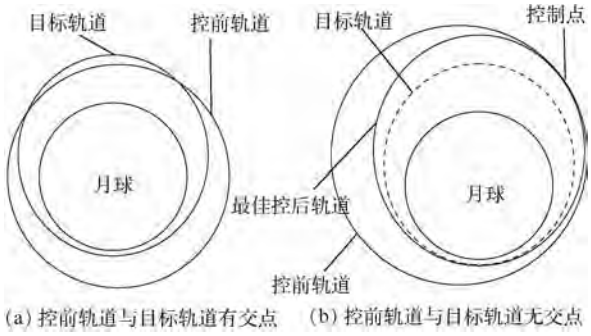


图 4　环月降轨控制解示意图

Fig. 4　Schematic diagram of lunar orbit descent control solution

3　仿真算例

以“嫦娥四号”月球探测器仿真数据为例。探测器着陆月面的任务要求为:环月降轨控制在 2018-12-30 实施,标称动力下降点时间为 2019-01-03T10:15:00,高度为 15 km,月面经度为 175.97°,月面纬度为 -30.67°。

针对标称环月轨道和 +、- 偏差环月轨道,分别进行定时定点月面着陆、定点月面着陆和目标纬度区域月面着陆 3 种控制策略的计算分析。

1）标称环月轨道

探测器标称环月轨道为(月心 J2000 惯性系):第 191 圈,2018-12-29T07:00:00,a = 1 840.068 km,e = 0.010,i = 97.453°,Ω = 57.603°,ω = 3.214°,f = 339.783°。

探测器轨道摄动考虑地球引力场 JGM-3 模型 32 × 32 阶次、月球引力场 GL0420A 模型 100 × 100 阶次、太阳质点引力和光压摄动。环月降轨控制为第 205 圈,动力下降控制为第 256 圈。

计算收敛门限为:动力学下降点时间偏差小于 0.1 s,月面经度偏差小于 0.01°。

表 1 给出了标称环月轨道条件下环月降轨控制实现月面着陆的状态参数和控制参数。表中:TP1 表示定时定点月面着陆的第 1 组解,TP2 表示定时定点月面着陆的第 2 组解,P 表示定点月面着陆,LAT 表示目标纬度区域月面着陆。每一组着陆方式给出了初值计算和精确迭代 2 组状态用于比较。ψ 表示控制脉冲的偏航角,θ 表示控制脉冲的俯仰角,A 表示修正的目标半长轴,ΔT 表示动力下降点时间差,λ 表示动力下降点实际经度,T 表示轨道控制时刻,Δv 表示速度脉冲大小。

表 1 表明:①标称环月轨道条件下,初始轨道与目标轨道存在交点,环月降轨控制可实现定时定点月面着陆。具有 2 组控制点,位于轨道拱点的两边;2 组控制点俯仰角绝对值约为 163°,正负号相反,2 组控制点偏航角基本一致,第 1 组略小;2 组控制点相距较近,时间相差约 4.5 min;第 1组控制量略小于第 2 组。动力下降点时间偏差小于 0.1 s,月面经度满足要求。②按照定点着陆方式控制时,取第 1 组控制点。俯仰角为 163.52°,偏航角为 0°,控制量为 23.187 m/s,略小于定时定点着陆的控制量。动力下降点时间偏差约0.15 s,月面经度满足要求。③按照目标纬度区域着陆方式控制时,取第 1 组控制点。俯仰角为 180°,偏航角为 0°,控制量为 22.535 m/s,为着陆方式中的最小控制量。动力下降点时间偏差约 0.27 s,月面经度满足要求。该方式的控制计算结果为定时定点月面着陆或定点月面着陆的初值计算结果。

2）-偏差环月轨道

给标称环月轨道根数要素 a、i、Ω、ω 施加偏差。-偏差环月轨道的偏差设置为:Da = -2 000 m,Di = -0.02°,DΩ = +0.02°,Dω = -0.02°。

表 2 给出了 -偏差环月轨道条件下环月降轨控制实现月面着陆的状态参数和控制参数。

表 2 表明:①-偏差环月轨道条件下,初始轨道与目标轨道存在交点,环月降轨控制仍可实现定时定点月面着陆。相比标称环月轨道,2 组控制点距离轨道拱点略远,时间相差约 13.5 min,俯

表 1　标称环月轨道的环月降轨控制参数

Table 1　Parameters of lunar orbit descent control for nominal orbit

着陆方式	ψ/(°)	θ/(°)	A/km	ΔT/s	λ/(°)	T	Δv(m·s^{-1})
TP1	0	180	1 791.000	0.27	175.97	2018-12-30T08:54:00	23.250
	-1.00	162.98	1 790.984	0.08	175.97		
TP2	0	180	1 791.000	-42.16	175.96	2018-12-30T08:59:27	23.590
	-2.12	-163.85	1 790.838	-0.06	175.97		
P	0	180	1 791.000	0.27	175.97	2018-12-30T08:54:06	23.187
	0	163.52	1 790.982	0.15	175.97		
LAT	0	180	1 791.000	0.27	175.97	2018-12-30T08:56:35	22.535

北航学报 赠阅

仰角绝对值变小,约 140°~145°;偏航角变大,分别为 -3.19°和 14.57°。-偏差环月轨道定时定点月面着陆的控制量大于标称环月轨道的控制量。②按照定点月面着陆方式控制,取第 2 组控制点。俯仰角为 136.17°,偏航角为 0°,控制量为 26.699 m/s,略小于定时定点月面着陆的控制量。动力下降点时间偏差约 -277.74 s,月面经度满足要求。③按照目标纬度区域着陆方式控制,取第 1 组控制点。俯仰角为 180°,偏航角为 0°,控制量为 22.101 m/s,为着陆方式中的最小控制量。动力下降点时间偏差约 535.61 s,月面经度偏差约 0.12°。

3)+偏差环月轨道

+偏差环月轨道的偏差设置为:Da = +2 000 m,Di = +0.02°,DΩ = -0.02°,Dω = +0.02°。

表 3 给出了+偏差环月轨道条件下环月降轨控制实现月面着陆的状态参数和控制参数。

表 3 表明:①+偏差环月轨道条件下,初始轨道与目标轨道无交点,因此,环月降轨控制无法实现定时定点月面着陆和定点月面着陆。②按照目标纬度区域月面着陆方式控制时。俯仰角为 180°,偏航角为 0°,控制量为 22.970 m/s。动力下降点时间偏差约 355.30 s,月面经度偏差约 0.08°。

表 2 -偏差环月轨道的环月降轨控制参数

Table 2 Parameters of lunar orbit descent control for negative deviation orbit

着陆方式	ψ/(°)	θ/(°)	A/km	ΔT/s	λ/(°)	T	Δv/(m·s^{-1})
TP1	0	180	1 791.000	149.17	176.03	2018-12-30T08:47:00	27.189
	-3.19	140.06	1 791.472	-0.01	175.97		
TP2	0	180	1 791.000	67.66	176.02	2018-12-30T09:00:30	27.584
	14.57	-145.72	1 791.173	0.17	175.97		
P	0	180	1 791.000	535.61	176.09	2018-12-30T09:02:34	26.699
	0	136.17	1 792.027	-277.74	175.97		
LAT	0	180	1 791.000	535.61	176.09	2018-12-30T08:54:01	22.101

表 3 +偏差环月轨道的环月降轨控制参数

Table 3 Parameters of lunar orbit descent control for positive deviation orbit

着陆方式	ψ/(°)	θ/(°)	A/km	ΔT/s	λ/(°)	T	Δv/(m·s^{-1})
LAT	0	180	1 791.000	-355.30	175.89	2018-12-30T08:59:07	22.970

4 结 论

本文针对环月降轨实现月面着陆的控制策略进行了研究。根据环月降轨单脉冲控制变量的 3 种组合,建立了环月降轨 3 种轨道控制策略,实现了定时定点/定点/目标纬度区域的 3 种月面着陆方式。通过标称环月轨道/-偏差环月轨道/+偏差环月轨道的计算分析,可得如下结论:

1)环月轨道与动力下降轨道具有交点时,在一定的轨道偏差范围内,通过环月降轨轨道控制,能够定时定点到达动力下降点,实现定时定点月面着陆,或者定点到达动力下降点,实现定点月面着陆。

2)环月轨道与动力下降轨道具有交点时,控制点具有双解,在不同轨道位置的法向脉冲修正轨道平面偏差的控制量不同,可根据控制量优化选择控制点。

3)环月轨道与动力下降轨道没有交点时,环月降轨控制只能实现目标纬度区域的月面着陆。

4)通常情况下,定时定点着陆、定点着陆、目标区域着陆的 3 种着陆方式,环月降轨的控制量依次减少。

5)若保证实现定时定点月面着陆,可考虑通过环月轨道修正进行偏置,使得环月轨道高度低于环月降轨控制点高度,保证环月轨道与动力下降轨道具有交点。

本文的环月降轨轨道控制策略可应用于月球着陆、月球采样返回及载人登月等实施月面着陆任务的轨道控制。

参考文献(References)

[1] 李金岭,郭丽,钱志翰,等. 嫦娥一号卫星受控撞月轨迹测量与落月点坐标分析[J]. 科学通报,2010,55(9):752-757.
LI J L,GUO L,QIAN Z H,et al. Determination of the controlled landing trajectory of CHANG'E-1 satellite and the coordinate analysis of the landing point on the Moon[J]. Chinese Science Bulletin,2010,55(9):752-757(in Chinese).

[2] 孙泽洲,张熇,吴学英,等. 月球着陆探测器任务分析研究[J]. 航天器工程,2010,9(5):12-16.
SUN Z Z,ZHANG H,WU X Y,et al. Mission analysis of a lunar soft lander[J]. Spacecraft Engineering,2010,9(5):12-16(in Chinese).

[3] 吴伟仁,王琼,唐玉华,等. "嫦娥 4 号"月球背面软着陆任务设计[J]. 深空探测学报,2017,4(2):111-117.

北航学报 赠阅

WU W R, WANG Q, TANG Y H, et al. Design of Chang'E-4 lunar farside soft-landing mission[J]. Journal of Deep Space Exploration, 2017, 4(2): 111-117(in Chinese).

[4] 李飞,张熇,吴学英,等.月球背面地形对软着陆探测的影响分析[J].深空探测学报,2017,4(2):143-149.
LI F, ZHANG H, WU X Y, et al. Influence analysis of terrain of the farside of the moon on soft-landing[J]. Journal of Deep Exploration, 2017, 4(2): 143-149(in Chinese).

[5] TINDALL H W. A lengthy status report on lunar point landing including some remarks about CSM DOI: NASA memo 69-PA-T-116A[R]. Washington, D. C.: NASA, 1969.

[6] LOUCKS M, CARRICO J. A comparison of lunar landing trajectory strategies using numerical simulations[C]// International Lunar Conference, 2005.

[7] SOSTARIC R R, REA J. Powered descent guidance methods for the moon and mars[C]// AIAA Guidance, Navigation and Control Conference. Reston: AIAA, 2005.

[8] DIERLAM T A. Entry vehicle performance analysis and atmospheric guidance algorithm for precision landing on mars[D]. Cambridge: Massachusetts Institute of Technology, 1990.

[9] WANG Z, GAMBAL M H. Trajectory design consideration for precision landing on mars[C]// AAS/AIAA Space Flight Mechanics Meeting. Reston: AIAA, 2013: 2511-2525.

[10] WANG Z, MENG Z. Orbit design considerations for precision lunar landing for a sample return mission[C]// AAS/AIAA Space Flight Mechanics Meeting. Reston: AIAA, 2014: 3605-3621.

[11] 孟占峰,周文艳,杨维廉,等.一种考虑工程约束的环月大椭圆轨道调整方法:ZL201010052760.9[P].2013-10-23.
MENG Z F, ZHOU W Y, YANG W L, et al. A method for lunar elliptical orbit adjustment consideration engineering constraints: ZL201010052760.9[P]. 2013-10-23(in Chinese).

[12] ZHOU J, LIU Y. Chang'E-2 satellite asymmetric-descent orbit control technology[J]. Science China Technological Sciences, 2011, 54(9): 2247-2253.

[13] 汪中生,孟占峰,高珊.月面定点着陆变轨策略研究[J].航天器工程,2017,26(2):29-37.
WANG Z S, MENG Z F, GAO S. Study of orbital maneuver strategies for precision lunar landing[J]. Spacecraft Engineering, 2017, 26(2): 29-37(in Chinese).

[14] 郑爱武,刘勇,周建平.虹湾地区高分辨率成像轨控方案[J].中国空间科学技术,2012,12(6):47-52.
ZHENG A W, LIU Y, ZHOU J P. Orbit control for high resolution imaging of Hong-Wan area[J]. Chinese Space Science and Technology, 2012, 12(6): 47-52(in Chinese).

[15] LI G F, XIE J F, ZHOU J L, et al. The lunar orbit phasing and rendezvous tests of Chang'E 5 reentry flight experiment vehicle[C]// Proceedings of 25th International Symposium on Space Flight Dynamics, 2015.

作者简介:

李革非　女,博士,研究员。主要研究方向:航天器动力学与控制。

Control strategy of lunar orbit descent to achieve lunar landing

LI Gefei[1,2,*], LIU Yong[1,2], MA Chuanling[2], HAO Dagong[2]

(1. Science and Technology on Aerospace Flight Dynamics Laboratory, Beijing 100094, China;
2. Beijing Aerospace Control Center, Beijing 100094, China)

Abstract: Aiming at the problem of the probe's lunar landing, the control strategy of lunar orbit descent is studied. According to the control equations of the lunar orbit descent, the three kinds of relationship between the different combinations of the single-pulse control variables of the lunar orbit descent and the parameters of the lunar landing target are established. Three control strategies for lunar orbit descent, which are the fixed-point landing at the fixed time, the fixed-point landing and the landing at the target latitude area, are established. The algorithms and the procedures for solving the lunar orbit descent control strategies are presented. For the fixed-point lunar landing, the solutions of the single-pulse combined control of the semi-major axis and the lunar perigee height are analyzed. The control calculations of three kinds of lunar landings with the fixed-point at fixed time, the fixed-point, and the target latitude area are carried out respectively for the nominal orbit, the negative deviation orbit, and the positive deviation orbit, and the control strategies of the lunar orbit descent are verified. The strategies can be applied to the orbit control of the lunar landing mission, such as lunar landing, lunar sampling return, and manned lunar landing.

Keywords: lunar landing; lunar orbit descent; power descending; orbit control strategy; fixed-point landing at the fixed time

Received: 2019-04-18; **Accepted**: 2019-07-12; **Published online**: 2019-07-26 17:32

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190726.1702.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (11773004, 61573049)

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

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0186

长征运载火箭发射地火直接转移轨道研究

耿光有[1,2,*]，王珏[1,2]，侯锡云[3]，余梦伦[2]，王建明[2]，张志国[2]

（1. 北京航空航天大学 宇航学院，北京 100083； 2. 北京宇航系统工程研究所，北京 100076；
3. 南京大学 天文与空间科学学院，南京 210023）

全下文载

摘 要：针对发射场射向范围和低温入轨级在停泊轨道上最长允许滑行时间严格受限下，工程设计火星探测任务发射轨道时，优化保障2~3周发射日期窗口的困难，以及精确设计拼接探测器分离点时刻轨道6根数耗时周期长等问题，提出了加入滑行时间限制再精确双向微分修正的设计算法（有别于传统B平面矢量法）。由地球影响球边界速度直接解出长征运载火箭入轨点轨道根数，将火箭飞行星下点弧段表示成滑行时间的分析式，快速找到满足诸多设计约束的初始发射轨道；并解决了考虑探测器小幅深空机动后火箭发射轨道的深入优化问题。精确力学模型下数值微分改进后，获得高精度计算结果，同等可比条件下运算精度不低于STK软件。实现了从地面起飞到抵达近火点的飞行轨道整体优化，确保了首次探火工程的顺利实施。

关 键 词：发射轨道；地火转移轨道；射向；滑行时间；双向微分修正
中图分类号：V412
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2020)01-0020-09

为充分发挥新一代长征运载火箭[1]氢氧入轨级动力系统的高比冲优势，中国首次探测火星工程（简称探火工程）[2]中，采用了长征运载火箭在近地停泊轨道滑行至预定位置后，二次点火工作将探测器直接送入地火转移轨道的发射方式，显著提高了探测器有效仪器设备的装载量，但同时也明显增加了运载火箭的发射难度，如需要大型低温长征运载火箭在发射日实现相应发射轨道的零窗口准时发射等。而由于液氢约 -253℃的严酷低温工作条件限制，使得其点火工作条件保障困难，主要包括地面起飞时预冷好的点火条件，以及在停泊轨道上较长时间滑行后满足二次点火工作的条件等[3-4]。国际上，虽然美国已经实现了低温入轨级具备近地滑行一圈后再点火的能力，但即便其成熟火箭 Delta IV（采用氢氧推进剂），在近年来也多有媒体报道其地面点火发射一再推迟。而为了满足低温氢氧入轨级的严酷二次点火工作要求，长征运载火箭在当前采用了较为保守的设计处理措施[3-4]，因此需要严格限制最长滑行时间不能超过设计门限。为了能够在每26个月才能有一组较合适奔火任务的发射机会中实现及时发射，国际上普遍采用了持续2~3周的发射日期窗口与每天至少30 min的发射窗口，以及相应的发射轨道设计以保证深空探测任务的顺利实施[5-6]。新研制的大型长征运载火箭在滑行时间严格受限下，再兼顾测控布站限制等，完成持续2~3周发射日期窗口的探火发射轨道设计尤为艰难，本文即研究如何解决这一问题。

不考虑滑行时间严格受限和发射场航落区严格约束下，地火转移轨道的设计已有较成熟的理论[7]，通常根据 Lambert 求解逃逸速度并采用圆锥曲线拼接法完成初值设计，再借助B平面矢量

收稿日期：2019-04-24；**录用日期**：2019-07-19；**网络出版时间**：2019-08-30 17:07
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190830.1524.003.html
* **通信作者**. E-mail：genggy@buaa.edu.cn

引用格式：耿光有，王珏，侯锡云，等. 长征运载火箭发射地火直接转移轨道研究[J]. 北京航空航天大学学报，2020，46(1)：20-28. GENG G Y，WANG J，HOU X Y，et al. Study on Earth-to-Mars direct transfer trajectory by the Long March launch vehicle [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2020，46(1)：20-28 (in Chinese).

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

法[8]与微分修正完成行星际转移轨道设计。B 平面矢量法由于能够使计算初值快速收敛而得以普遍应用。国内外此方面的文献较多,如文献[9]结合 B 平面矢量法给出了地球到火星转移轨道的近地发射段双曲线轨道的几何约束分析,但没有长征运载火箭需要关注的停泊轨道最长滑行时间等具体约束限制下的深入分析研究等。文献[10]分析了 2009—2024 年地球到火星间往返发射窗口机会及发射能量 C_3 与逃逸赤纬等参数的数值列表及扼要分析等,但同样不考虑运载火箭停泊轨道的滑行时间等约束的限制。文献[11]主要以运载火箭发射重量及 C_3 为约束,分析了探测器轨道设计,指出火星探测器全部的双曲线出发轨道近地点包络为一沿地球逃逸速度矢量 $\boldsymbol{V}_{E\infty}$ 为轴、以 $r_0\sin\beta$ 为半径的圆轨迹(r_0 为近地点高度,β 为近地点拱线与双曲渐近线夹角)。文献[12]根据探测器火星目标轨道高度、倾角及天顶距约束分析了地球出发轨道速度、近地点幅角与赤经等参数设计需求,然而发射场位置、射向及运载火箭滑行时间等约束对发射轨道的限制关系并未涉及。文献[13]将 B 平面矢量法推广至制导策略设计中。文献[14]分析了火星探测转移轨道的偏差传播,指出从近地点到近火点的位置误差放大约 100 万倍、速度误差放大约 10 万倍,实际飞行中途修正不可缺省。此外,一般的近地轨道卫星发射任务,只要求运载火箭的起飞时刻、星箭分离点的半长轴、偏心率、轨道倾角和近地点幅角等 5 个参数满足要求即可以完成发射轨道设计,而火星等深空探测发射任务的最终目标点是近火点目标轨道,因此除要求运载火箭以上参数严格满足要求外,还需要星箭分离点的升交点经度与真近点角等 2 个参数也必须满足探测器要求,而这 2 个参数与实际飞行路径直接关联,因此如果按照传统的轨道界面分工只能采用双方反复拼接的设计方法,计算效率与精度等显然难以满足当前设计需求。实际上,复杂、多约束的运载火箭发射轨道设计对探测任务能否顺利实施影响显著。例如,2003 年欧洲航天局采用联盟号及 Fregat 上面级火箭发射火星快车探测器时,即遭遇到上述问题[15]:起初仅有 10 天的预期发射窗口及 1 120 kg 的运载能力,发射风险较高,后来经过联盟号火箭优化停泊轨道倾角及二次点火条件,以及优化调整了整流罩与火箭三子级落区,最终将运载能力增加到 1 200 kg,发射日期窗口拓展到了 30 天,并且优化后简化了控制系统装订参数——采用 9 套飞行程序满足了持续 30 天的发射日期窗口,仅需要探测器在飞行第 10 天时深空机动 10 m/s,这些措施有力保障了探测工程的顺利实施。美国 Delta Ⅱ 7925 型火箭发射探测火星等深空任务时,通过固定 93°和 99°两个射向保障了航落区安全,简化了控制系统装订参数,优化确定了连续多日的发射日期窗口[5-6]。新一代长征运载火箭从海南发射火星探测器时,由于低温入轨级 2 次起动间最长滑行时间严格受限[3-4],使入轨点位置(即轨道近地点幅角)的调节范围明显减小,为满足相应发射年份下 2 ~ 3 周的有效发射日期窗口,分析发现不排除结合探测器深空速度脉冲机动以完成发射轨道总体优化[15-16],故当前文献资料中的设计算法难以直接满足长征运载火箭发射轨道深入优化的需要。依此背景,本文重点研究了长征运载火箭在当前滑行时间、发射场射向及落区等多约束限制下,发射探测器行星际转移轨道的优化设计算法。该算法直接采用探测器近火点目标轨道参数,并结合近地出发轨道诸多设计约束开展设计,在高精度力学计算模型基础上,提出双向微分修正算法,从而也一并解决了在转移轨道的深空对接点处增加速度脉冲机动,以进一步完成发射轨道优化的问题。

1　长征运载火箭海南发射场约束

工程中从飞行安全角度考虑,一般允许的射向 A_0 范围约为 90° ~ 115°。

注意到,地球自转(赤道上转速为 465.1 m/s)对实现长征运载火箭目标入轨速度的贡献 V_{launch} 为

$$V_{\text{launch}} = 465.1\cos\phi_{\text{L}}\cos(A_0 - \pi/2) \tag{1}$$

式中:ϕ_{L} 为发射场纬度。

依据齐奥尔科夫斯基公式[17],动力比冲 I_{sp},火箭起始质量 m_0,燃烧结束质量 m_k 产生的速度增量 ΔV 为

$$\Delta V = I_{sp}\ln(m_0/m_k) \tag{2}$$

对纬度约 20°的发射场,如果射向从 90°增加到 115°,按照氢氧发动机比冲约 4 300 m/s,结合探测器与火箭末级入轨质量的大致相对关系[18],易知发射火星探测器等深空任务的运载能力损失约 3%,故可能情况下需要优先选择东射向发射。

2　火星探测任务发射轨道设计

2.1　发射约束下初始轨道搜索

2.1.1　Lambert 问题求解

忽略地球和火星的引力及实际尺寸,认为转

北航学报 赠阅

移轨道直接从地球(在日心坐标系下的位置)出发,到达火星(在日心坐标系下的位置),如图1(a)所示,该问题为典型的日心 Lambert 问题:

$$\sqrt{\mu}(t_M - t_E) = F(a, r_E + r_M, c) \tag{3}$$

式中:t_M 和 t_E 分别为抵达和出发时刻;μ 为日心天体引力常数;r_M 和 r_E 分别为抵达和出发时刻地球与火星距日心距离;c 为地球与火星的直线距离;a 为转移轨道半长轴。

关于 Lambert 问题的求解已有非常成熟的算法,本文不再赘述,推荐采用 Izzo 的计算方法[19],如果轨道近似为抛物线,推荐采用 Gooding 的算法以避免 Izzo 算法中的奇点问题[20-21]。图1(a)中,$\boldsymbol{V}_d$ 和 $\boldsymbol{V}_a$ 分别为 Lambert 转移轨道影响球处出发和抵达速度矢量,$\boldsymbol{V}_E$ 和 $\boldsymbol{V}_M$ 分别为地球和火星的速度矢量,$\boldsymbol{V}_0$ 和 $\boldsymbol{V}_1$ 分别为 Lambert 转移轨道相对于地球与火星影响球的速度矢量。通过 $\boldsymbol{V}_0$ 和 $\boldsymbol{V}_1$ 可以进一步设计地球影响球(SOI)内的双曲线飞行轨迹及火星影响球内的双曲线飞行轨迹,从而将整个转移轨道由地球影响球内的双曲线弧段 + 日心 Lambert 弧段 + 火星影响球内双曲线弧段构成(见图1(b)),此即经典圆锥曲线拼接模型。

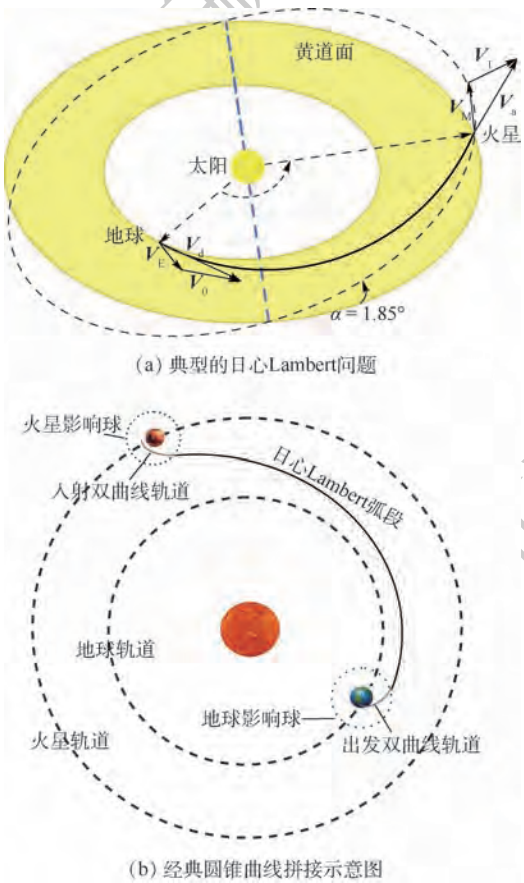


图1 从地球转移至火星的飞行轨道示意图

Fig. 1 Schematic diagram of Earth-to-Mars flight trajectory

2.1.2 出入影响球的双曲线轨道初值设计

本文着重介绍地球影响球内双曲线弧段设计方法,火星影响球内双曲线弧段设计方法类似。有别于传统的借助 B 平面矢量法,本文算法直接根据近地端发射场的约束及火星端目标轨道的约束设计双曲线弧段。通过日心 Lambert 问题求解,得探测器相对于地球影响球边界速度矢量 $\boldsymbol{V}_\infty$(地球与火星端分别对应图1中 $\boldsymbol{V}_0$ 和 $\boldsymbol{V}_1$),地球段采用下述计算单位:

$$\begin{cases} [L] = a_E \\ [M] = m_E \\ [T] = \sqrt{[L]^3/G[M]} \end{cases} \tag{4}$$

式中:a_E 为地球赤道半径;m_E 为地球质量;[ ]表示括号内变量在不同区域飞行段是不同参量,此即指无量纲化,如地球段、日心飞行段、火星飞行段等。

记地球影响球半径为 r_∞,$v_\infty = |\boldsymbol{V}_\infty|$,从式(5)得双曲线半长轴绝对值 a_∞:

$$\frac{1}{a_\infty} = v_\infty^2 - \frac{2}{r_\infty} \tag{5}$$

设定近地点高度 h_{pE},从式(6)得偏心率 e_∞:

$$a_\infty(e_\infty - 1) = h_{pE} + a_E \tag{6}$$

双曲线轨道倾角 i_∞ 与发射场射向 A_L 及发射场纬度 ϕ_L 关系为

$$\cos i_\infty = \cos\phi_L \sin A_L \tag{7}$$

从式(8)中,得双曲线轨道近地点幅角 ω_∞ 和升交点赤经 Ω_∞ 为

$$\begin{cases} p\sin\Omega_\infty - q\cos\Omega_\infty = r_\infty\dot{x}_\infty/\sqrt{\mu_E a_\infty} \\ -p\cos\Omega_\infty - q\sin\Omega_\infty = r_\infty\dot{y}_\infty/\sqrt{\mu_E a_\infty} \end{cases} \tag{8a}$$

$$\Gamma\cosh E_\infty \sin i_\infty \cos\omega_\infty - \sinh E_\infty \sin i_\infty \sin\omega_\infty = r_\infty\dot{z}_\infty/\sqrt{\mu_E a_\infty} \tag{8b}$$

式中:$p = \cos i_\infty \sin\omega_\infty \sinh E_\infty - \Gamma\cos i_\infty \cos\omega_\infty \cosh E_\infty$;$q = \Gamma\sin\omega_\infty \cosh E_\infty + \cos\omega_\infty \sinh E_\infty$;$\Gamma = \sqrt{e_\infty^2 - 1}$;$\mu_E$ 为地球引力常数;$\dot{x}_\infty$、$\dot{y}_\infty$、$\dot{z}_\infty$ 为速度矢量 $\boldsymbol{V}_\infty$ 的分量;E_∞ 为地球影响球半径 r_∞ 处偏近点角,即

$$\cosh E_\infty = (r_\infty/a_\infty + 1)/e_\infty \tag{9}$$

结合式(10)得对应的真近点角 f_∞:

$$\begin{cases} r_\infty\cos f_\infty = a_\infty(e_\infty - \cosh E_\infty) \\ r_\infty\sin f_\infty = a_\infty\sqrt{e_\infty^2 - 1}\sinh E_\infty \end{cases} \tag{10}$$

式(8b)一般同时求得2个近地点幅角 ω_∞,代入式(8a)分别得对应的升交点赤经 Ω_∞。根据式(11)计算双曲线轨道纬度幅角 u_∞:

$$u_\infty = \omega_\infty + f_\infty \tag{11}$$

为便于区别,工程上通常以 $u_\infty \in (-\pi/2, \pi/$

北航学报 赠阅

2)作为升交出发,以 $u_{\mathrm{o}} \in (\pi/2, 3\pi/2)$ 作为降交出发。

由式(5)~式(11)可以给出地球至火星转移轨道在脱离地球影响球处的 Kepler 轨道根数 a_{o}、e_{o}、i_{o}、Ω_{o}、ω_{o}、f_{o},而星箭分离点的地心轨道根数与该轨道只是真近点角 f_{I} 不同,f_{I} 由火箭发射段确定。研究表明,不同射向及滑行时间对应的 f_{I} 变化不大,可近似认为是常值。

综上,在地球影响球内,以地球和探测器组成二体问题动力学模型,根据日心 Lambert 弧段给出的地球影响球边界处的速度矢量 $\boldsymbol{V}_{\mathrm{o}}$,可得 J2000 系下双曲线出发轨道星箭分离点轨道根数 a_{o}、e_{o}、i_{o}、Ω_{o}、ω_{o}、f_{I},并由之得位置矢量 $\boldsymbol{r}_{\mathrm{J2000}}$ 和速度矢量 $\dot{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{J2000}}$,再通过式(12)坐标转换[22]得星箭分离时刻与地固 CGCS2000 系瞬时重合(之后保持惯性空间不动)的地心赤道惯性系(以下标 G 表示)下位置 $\boldsymbol{r}_{\mathrm{G}}$ 和速度 $\dot{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{G}}$:

$$\begin{pmatrix} \boldsymbol{r}_{\mathrm{G}} \\ \dot{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{G}} \end{pmatrix} = [\boldsymbol{Q}(t)\boldsymbol{R}(t)\boldsymbol{W}(t)]^{-1} \begin{pmatrix} \boldsymbol{r}_{\mathrm{J2000}} \\ \dot{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{J2000}} \end{pmatrix} \tag{12}$$

式中:$\boldsymbol{Q}(t)$ 为岁差章动矩阵;$\boldsymbol{R}(t)$ 为地球转角矩阵;$\boldsymbol{W}(t)$ 为极移矩阵。由 $\boldsymbol{r}_{\mathrm{G}}$、$\dot{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{G}}$ 再得相应的轨道根数需求:a_{o}、e_{o}、i_{oE}、Ω_{oE}、ω_{oE}、f_{I}。

抵达近火点双曲线轨道计算在火星 J2000 平赤道坐标系(用下标 ME 表示)下描述,该坐标系与 J2000 火心坐标系(用下标 MJ 表示)转换关系[22]见式(13),IAU 年度工作报告对火星北极指向 α_0、δ_0 的精确数据每三年互联网发布一次。

$$\begin{pmatrix} \boldsymbol{r}_{\mathrm{ME}} \\ \dot{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{ME}} \end{pmatrix} = \boldsymbol{M}_x(90^\circ - \delta_0) \cdot \boldsymbol{M}_z(90^\circ + \alpha_0) \begin{pmatrix} \boldsymbol{r}_{\mathrm{MJ}} \\ \dot{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{MJ}} \end{pmatrix} \tag{13}$$

式中:矩阵 $\boldsymbol{M}$ 下标 x,y,z 分别表示绕相应坐标轴的转换矩阵[17,22]。火星影响球内的双曲线弧段设计方法与地球影响球的双曲弧段设计方法类似但不是本文关注的重点,所以火星端的双曲线轨道设计这里不再赘述。

2.1.3　长征运载火箭滑行时间及发射场设计约束

长征运载火箭发射轨道星下点轨迹几何示意见图 2,采用圆停泊轨道,忽略各摄动因素,得

$$d = \begin{cases} \arcsin(\sin\phi_{\mathrm{L}}/\sin i_{\mathrm{oE}}) & A_{\mathrm{L}} < \pi/2 \\ \pi - \arcsin(\sin\phi_{\mathrm{L}}/\sin i_{\mathrm{oE}}) & A_{\mathrm{L}} \geqslant \pi/2 \end{cases} \tag{14}$$

设 θ_1 为从长征运载火箭起飞到进入停泊轨道前的工作弧段,θ_2 为停泊轨道滑行结束至探测器分离的弧段(分析表明 θ_1、θ_2 可以近似为常值),其他符号含义同前,据各参量物理含义,易得所需长征运载火箭入轨级 2 次起动间滑行时间 T_{h} 为

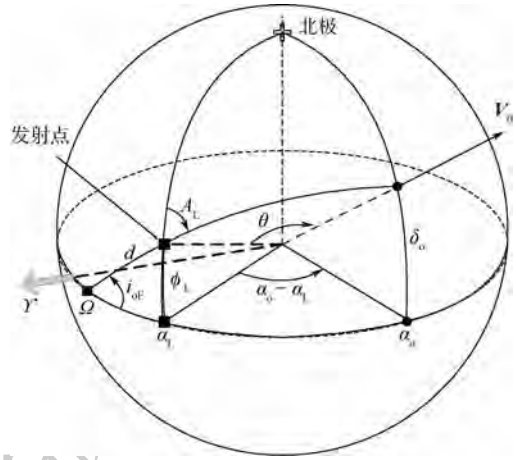


图 2　探测火星地球出发轨道的几何图示

Fig. 2　Earth-to-Mars launch trajectory geometry illustration

$$T_{\mathrm{h}} = \sqrt{\frac{(h_{\mathrm{pE}} + a_{\mathrm{E}})^3}{\mu_{\mathrm{E}}}}(\omega_{\mathrm{oE}} + f_{\mathrm{I}} - \theta_1 - \theta_2 - d) \tag{15}$$

图 2 中,Υ 表示春分点,α_{o} 和 δ_{o} 分别为地球至火星转移轨道在地球影响球处的逃逸赤经和赤纬,其他符号含义均在上下文中有明确说明。根据长征运载火箭发射探测器入轨时刻升交点赤经 Ω 及起飞时刻发射场恒星时角 α_{L} 定义,结合图 2 球面三角关系易得

$$\frac{\sin A_{\mathrm{L}} \sin\phi_{\mathrm{L}}}{\sin i_{\mathrm{oE}}} = \sin[\lambda_{\mathrm{L}} - \Omega_{\mathrm{e}} - \omega_{\mathrm{e}}(T_{\mathrm{h}} + t_{\mathrm{f0}})] \tag{16}$$

式中:λ_{L} 为发射场经度;Ω_{e} 为探测器分离点时刻发射轨道计算的升交点经度;ω_{e} 为地球自转角速度;t_{f0} 为火箭滑行时间 $T_{\mathrm{h}} = 0$ s 时从起飞到探测器分离的时间。对选定的射向 A_{L},预先选择很小的阈值 $\varepsilon_i > 0$ $(i = 1, 2)$,调整发射当日出发时刻 t_{E} 使:

$$\begin{cases} |\Omega_{\mathrm{e}} - \Omega_{\mathrm{oE}}| \leqslant \varepsilon_1 \\ T_{\mathrm{h}} \leqslant T_{\mathrm{hmax}} + \varepsilon_2 \end{cases} \tag{17}$$

易得满足长征运载火箭最长滑行时间限制的飞行轨道参数及起飞时刻初解。

2.1.4　射向对飞行轨道及航程角的影响

长征运载火箭关注的发射日出发轨道及航程角与射向的初步关系分析如下。结合图 2,得飞行航程角 θ($\theta = \omega_{\mathrm{oE}} + f_{\mathrm{o}} - d$)与地球影响球处逃逸赤纬 δ_{o}、射向 A_{L} 及发射场纬度 ϕ_{L} 关系:

$$\sin\delta_{\mathrm{o}} = \cos\theta\sin\phi_{\mathrm{L}} + \cos A_{\mathrm{L}}\sin\theta\cos\phi_{\mathrm{L}} \tag{18}$$

北航学报 赠阅

$$\delta_o = \arcsin(\dot{z}/v_o) \tag{19}$$

设 $\phi_L = 20°$，可得图 3。最长滑行时间限定了近地点幅角 ω_{oE} 与飞行航程角 θ 的变化范围，每一组航程角对应一个起飞时刻。

结合图 3，在射向范围 0° ~ 180°情况下，结合发射轨道基础理论，分析易知：

1）当 $|\delta_o| < \phi_L$（如 $\delta_o = 0°$）时，同一射向下有航程角 θ 相差约 180°的 2 组解，2 组解的滑行时间需求和起飞时刻差异较明显。

2）当 $\delta_o = \phi_L$，仅有一组射向随航程角 θ 减小而增大的解；当 $\delta_o = -\phi_L$，除了一组射向随航程角 θ 减小而增大的解外，还有航程角恰好为 180°、射向任意的另外一组解。

3）当 $|\delta_o| > \phi_L$，同一射向下有航程角 θ 比较接近的 2 组解，射向越大两航程角越接近，2 组解的滑行时间需求和起飞时刻较接近。

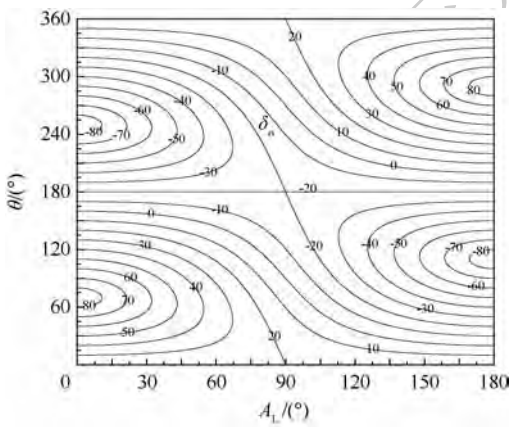


图 3 射向 A_L、飞行航程角 θ 与 δ_o 关系

Fig. 3 Contour map of δ_o with respect to launch azimuth A_L and flight range angle θ

2.1.5 结合 Pork-chop 图完成初始发射轨道优选

采用上述加入滑行时间限制再精确双向微分修正的设计算法可以较快速完成初步发射轨道搜索，通过对近地点与近火点速度增量辅以 Pork-chop 图[7]分析，即可以初步完成多设计约束下，长征运载火箭发射火星探测轨道的初步运载能力确定、连续发射日期窗口初选和初始发射轨道设计。限于篇幅，此部分内容从略。

2.2 精确设计发射轨道

2.2.1 精确动力学方程

在起飞时刻地心惯性系下，长征运载火箭飞行的质心动力学矢量方程[17,23]为

$$m\ddot{\boldsymbol{r}}_{C0} = \boldsymbol{P} + \boldsymbol{R}_f + m\boldsymbol{g} \tag{20a}$$

式中：m 为火箭质量；$\boldsymbol{r}_{C0}$ 为惯性系原点到火箭质心矢径；$\boldsymbol{P}$ 为火箭推力；$\boldsymbol{R}_f$ 为作用在火箭上的气动力；$\boldsymbol{g}$ 为作用在火箭上的地球引力加速度。通过式(20b)转换得入轨时刻地心惯性系下位置和速度：

$$\begin{pmatrix} \boldsymbol{r}_G \\ \dot{\boldsymbol{r}}_G \end{pmatrix} = \boldsymbol{M}_z(\omega_e t_f)\begin{pmatrix} \boldsymbol{r}_{G0} \\ \dot{\boldsymbol{r}}_{G0} \end{pmatrix} \tag{20b}$$

进而得相应的发射轨道根数：a_o、e_o、i_{oE}、Ω_e、ω_{oE}、f_I。

从探测器分离开始，设定整个地火转移轨道都是在日心 J2000 坐标系下完成积分，动力学方程为

$$\ddot{\boldsymbol{r}} = -\mu_S\frac{\boldsymbol{r}}{r^3} - \sum_{j\in\odot}\mu_j\left[\frac{(\boldsymbol{r}-\boldsymbol{r}_j)}{\|\boldsymbol{r}-\boldsymbol{r}_j\|^3} + \frac{\boldsymbol{r}_j}{r_j^3}\right] + \delta_E\boldsymbol{F}_{ns}^E + \delta_M\boldsymbol{F}_{ns}^M + \boldsymbol{F}_{SRP} + \boldsymbol{F}_{others} \tag{20c}$$

式中：μ_S 为太阳引力系数；$j \in \odot$ 表示太阳系八大行星及月球等；μ_j 为太阳系下扰动天体引力系数，对于地火转移轨道设计，需要考虑八大行星及月球的影响；$\boldsymbol{F}_{ns}^E$ 和 $\boldsymbol{F}_{ns}^M$ 分别为地球和火星的非球形摄动力[24-25]；δ_E、δ_M 为开关函数，当探测器在地球（火星）影响球界内取 1，其余取 0；$\boldsymbol{F}_{others}$ 指地球辐射压、高层空间大气、火星稀薄大气、小行星引力等；$\boldsymbol{F}_{SRP}$ 为太阳辐射压，设定探测器面质比为 S/m，S 为表面积，m_s 为质量，忽略行星阴影区影响，则

$$\boldsymbol{F}_{SRP} = (1+\kappa)\frac{\rho_\odot}{c_0}\left(\frac{r_\odot}{r}\right)^2\frac{S}{m_s}\cdot\frac{\boldsymbol{r}}{r} \tag{20d}$$

其中：κ 为探测器反射系数；c_0 为光速；$\rho_\odot$ 为距离 $r_\odot$ 处的太阳辐射流。

采用 RKF7(8)阶龙格库塔算法，分析计算表明，探测器在靠近地球或火星飞行段均采用 10 × 10 阶非球形引力项，比两者均采用 J_2 项时设计出的转移轨道在近地端的速度差异小于 0.1 m/s、位置差异小于 30 m，在近火端的速度差异约 0.3 m/s、位置差异约 140 m；光压对探测器的摄动影响量一般可能超过近地端高阶摄动影响而小于火星端高阶项影响；注意到光压影响与探测器具体形态关系较密切等因素，故综合后下面以考虑大行星及月球等中心天体引力、地球与火星飞行段均采用 10 × 10 阶次非球形引力项给出分析算例。

2.2.2 双向微分修正算法实现精确对接

记星箭分离点时刻（记为 t_0）实际飞行轨道与参考轨道的状态量（即位置和速度）偏差为 $\Delta\boldsymbol{X}(t_0)$，小偏差条件下，$t$ 时刻状态量偏差 $\Delta\boldsymbol{X}(t)$ 近似满足：

$$\Delta\boldsymbol{X}(t) = \boldsymbol{\Phi}(t,t_0)\Delta\boldsymbol{X}(t_0) \tag{21}$$

式中：$\boldsymbol{\Phi}(t,t_0)$ 为参考轨道 t_0 时刻至 t 时刻的状态

北航学报 赠阅

转移矩阵[7]。由于从近地点到近火点转移轨道的误差传递特性急剧放大,因此直接采用近火星目标轨道根数求解近地点出发轨道极其困难,一般需要转化处理。

若分别从近地点、近火点向地球至火星转移轨道中间的某个时间点 t_m 积分,记地球出发端的状态量偏差为 $\Delta \boldsymbol{X}(t_0)$,火星到达端的状态量偏差为 $\Delta \boldsymbol{X}(t_f)$,类似式(21),有

$$\begin{cases}\Delta \boldsymbol{X}_{\mathrm{E}}(t_m) = \boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{E}}(t_m,t_0)\Delta \boldsymbol{X}(t_0)\\ \Delta \boldsymbol{X}_{\mathrm{M}}(t_m) = \boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{M}}(t_m,t_f)\Delta \boldsymbol{X}(t_f)\end{cases} \tag{22}$$

式中:$\Delta \boldsymbol{X}_{\mathrm{E}}(t_m)$ 为从地球端正向积分至 t_m 时刻轨道的状态量偏差;$\Delta \boldsymbol{X}_{\mathrm{M}}(t_m)$ 为从火星端逆向积分至 t_m 时刻轨道的状态量偏差。对同一条转移轨道,要求这 2 个偏差相同,即

$$\Delta \boldsymbol{X}_{\mathrm{E}}(t_m) = \Delta \boldsymbol{X}_{\mathrm{M}}(t_m)$$

再将式(21)中的 t 取为 t_f,并结合式(22)易得

$$\boldsymbol{\Phi}(t_f,t_0) = \boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{M}}^{-1}(t_m,t_f)\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{E}}(t_m,t_0) \tag{23}$$

即时刻 $t_0 \sim t_f$ 的状态转移矩阵 $\boldsymbol{\Phi}(t_f,t_0)$ 可分解为 2 个分弧段的状态转移矩阵 $\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{E}}(t_m,t_0)$ 和 $\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{M}}(t_m,t_f)$;由于将状态转移矩阵 $\boldsymbol{\Phi}(t,t_0)$ 一分为二后,两积分段的误差传递特性急剧降低,即可以较顺利地实现问题求解。实际上 B 平面矢量法的本质原理亦是如此,只是固定为目标天体影响球边界处的 B 平面参数。分析表明,由于日心转移弧段的良好解析性,使中间积分结合点可以自由移动而不影响计算结果,所以就解决了后续在结合点处增加深空机动以进一步优化长征火箭发射轨道的问题。下面对算法进一步介绍。

以 $\boldsymbol{r}_{\mathrm{J2000}}$ 和 $\dot{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{J2000}}$ 代表在地心 J2000 坐标系下地球出发时探测器与长征运载火箭分离点的位置和速度,以 $\boldsymbol{r}_{\mathrm{MJ}}$ 和 $\dot{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{MJ}}$ 代表探测器火心 J2000 坐标系下抵达近火点的位置和速度,组成一个 12 维的状态矢量 $\boldsymbol{Y}$,即

$$\boldsymbol{Y} = (\boldsymbol{R}_{\mathrm{d}},\dot{\boldsymbol{R}}_{\mathrm{d}},\boldsymbol{R}_{\mathrm{a}},\dot{\boldsymbol{R}}_{\mathrm{a}}) \tag{24}$$

式中:符号 $\boldsymbol{R}$ 表示相对日心系的位置,下标 d 表示地球影响球界出发点,a 表示火星影响球界抵达点。记下标 E 表示探测器分离点时刻地球的日心系位置和速度,下标 M 表示抵达近火点时刻火星的日心位置和速度,则

$$\begin{cases}\boldsymbol{r}_{\mathrm{J2000}} = \boldsymbol{R}_{\mathrm{d}} - \boldsymbol{R}_{\mathrm{E}}\\ \dot{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{J2000}} = \dot{\boldsymbol{R}}_{\mathrm{d}} - \dot{\boldsymbol{R}}_{\mathrm{E}}\end{cases} \tag{25}$$

$$\begin{cases}\boldsymbol{r}_{\mathrm{MJ}} = \boldsymbol{R}_{\mathrm{a}} - \boldsymbol{R}_{\mathrm{M}}\\ \dot{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{MJ}} = \dot{\boldsymbol{R}}_{\mathrm{a}} - \dot{\boldsymbol{R}}_{\mathrm{M}}\end{cases} \tag{26}$$

在地球出发点,存在 3 个约束:

$$\begin{cases}g_1(\boldsymbol{r}_{\mathrm{G}},\dot{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{G}}) = h_{p\mathrm{E}}(\boldsymbol{r}_{\mathrm{G}},\dot{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{G}}) - \bar{h}_{p\mathrm{E}} = 0\\ g_2(\boldsymbol{r}_{\mathrm{G}},\dot{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{G}}) = i_{\mathrm{E}}(\boldsymbol{r}_{\mathrm{G}},\dot{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{G}}) - \bar{i}_{\mathrm{E}} = 0\\ g_3(\boldsymbol{r}_{\mathrm{G}},\dot{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{G}}) = f_{\mathrm{E}}(\boldsymbol{r}_{\mathrm{G}},\dot{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{G}}) - \bar{f}_{\mathrm{E}} = 0\end{cases} \tag{27}$$

式中:$\bar{h}_{p\mathrm{E}}$、$\bar{i}_{\mathrm{E}}$ 和 $\bar{f}_{\mathrm{E}}$ 分别为长征运载火箭发射探测火星轨道分离时近地点高度、倾角和真近点角约束,此 3 个约束结合式(25)和式(12)易得。

在近火双曲线轨道段,也存在 3 个类似约束:

$$\begin{cases}g_4(\boldsymbol{r}_{\mathrm{ME}},\dot{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{ME}}) = h_{p\mathrm{M}}(\boldsymbol{r}_{\mathrm{ME}},\dot{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{ME}}) - \bar{h}_{p\mathrm{M}} = 0\\ g_5(\boldsymbol{r}_{\mathrm{ME}},\dot{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{ME}}) = i_{\mathrm{M}}(\boldsymbol{r}_{\mathrm{ME}},\dot{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{ME}}) - \bar{i}_{\mathrm{M}} = 0\\ g_6(\boldsymbol{r}_{\mathrm{ME}},\dot{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{ME}}) = f_{\mathrm{M}}(\boldsymbol{r}_{\mathrm{ME}},\dot{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{ME}}) - \bar{f}_{\mathrm{M}} = 0\end{cases} \tag{28}$$

式中:$\bar{h}_{p\mathrm{M}}$、$\bar{i}_{\mathrm{M}}$ 和 $\bar{f}_{\mathrm{M}}$ 分别为探测火星目标轨道近火点高度、倾角和真近点角约束,此 3 个约束结合式(26)和式(13)易得。

当将 $\boldsymbol{R}_{\mathrm{d}}$、$\dot{\boldsymbol{R}}_{\mathrm{d}}$ 正向积分,并且反向积分 $\boldsymbol{R}_{\mathrm{a}}$、$\dot{\boldsymbol{R}}_{\mathrm{a}}$,使得 2 条积分轨道空间参数匹配,对应 6 个约束,记出发历元为 T_0,抵达历元为 T_f,正反双向积分的相遇历元时刻为 T_m,则

$$\begin{cases}g_{7\sim 9}(\boldsymbol{R}_{\mathrm{d}},\dot{\boldsymbol{R}}_{\mathrm{d}},\boldsymbol{R}_{\mathrm{a}},\dot{\boldsymbol{R}}_{\mathrm{a}}) = \boldsymbol{r}^{+}_{i=1\sim 3}(\boldsymbol{R}_{\mathrm{d}},\dot{\boldsymbol{R}}_{\mathrm{d}},T_0,T_m) - \\ \qquad \boldsymbol{r}^{-}_{i=1\sim 3}(\boldsymbol{R}_{\mathrm{a}},\dot{\boldsymbol{R}}_{\mathrm{a}},T_f,T_m) = 0\\ g_{10\sim 12}(\boldsymbol{R}_{\mathrm{d}},\dot{\boldsymbol{R}}_{\mathrm{d}},\boldsymbol{R}_{\mathrm{a}},\dot{\boldsymbol{R}}_{\mathrm{a}}) = \dot{\boldsymbol{r}}^{+}_{i=1\sim 3}(\boldsymbol{R}_{\mathrm{d}},\dot{\boldsymbol{R}}_{\mathrm{d}},T_0,T_m) - \\ \qquad \dot{\boldsymbol{r}}^{-}_{i=1\sim 3}(\boldsymbol{R}_{\mathrm{a}},\dot{\boldsymbol{R}}_{\mathrm{a}},T_f,T_m) = 0\end{cases} \tag{29}$$

式中:上标“+”表示正向积分轨道,上标“-”表示反向积分轨道。基于长征运载火箭发射轨道优化中,后续关注的深空速度脉冲机动优化问题,分析表明,T_m 可以从地球影响球边界至火星影响球边界之间自由选择,相应根据深空对接点处速度脉冲增量为 $g_{10\sim 12}$ 赋值[16];对于无需深空脉冲速度机动的情况,一般可取 $T_m = (T_1 + T_2)/2$。

将式(27)~式(29)统一记为

$$\boldsymbol{G}(\boldsymbol{Y}) = (g_1,g_2,\cdots,g_{12}) = 0$$

此时迭代方程为

$$\boldsymbol{Y}_{n+1} = \boldsymbol{Y}_n - \frac{1}{1+\varepsilon_G}\left(\frac{\partial \boldsymbol{G}}{\partial \boldsymbol{Y}}\right)^{-1}\boldsymbol{G}(\boldsymbol{Y}) \tag{30}$$

式中:

$$\varepsilon_G = \sqrt{\sum_{i=1}^{12} g_i^2}$$

可将雅可比矩阵分解为如下形式:

$$\frac{\partial \boldsymbol{G}}{\partial \boldsymbol{Y}} = \begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_{3\times 6} & \boldsymbol{0}_{3\times 6}\\ \boldsymbol{0}_{3\times 6} & \boldsymbol{D}_{3\times 6}\\ \boldsymbol{E}_{6\times 6} & \boldsymbol{F}_{6\times 6}\end{bmatrix} \tag{31}$$

式中:

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

$$\boldsymbol{A}_{3\times6}=\frac{\partial(g_1,g_2,g_3)}{\partial(\boldsymbol{r}_G,\dot{\boldsymbol{r}}_G)}[\boldsymbol{Q}(t)\boldsymbol{R}(t)\boldsymbol{W}(t)]^{-1}$$

$$\boldsymbol{D}_{3\times6}=\frac{\partial(g_4,g_5,g_6)}{\partial(\boldsymbol{r}_{ME},\dot{\boldsymbol{r}}_{ME})}[\boldsymbol{M}_x(90°-\delta_0)\cdot\boldsymbol{M}_z(90°+\alpha_0)]$$

$$\boldsymbol{E}_{6\times6}=\frac{\partial(g_7,g_8,g_9,g_{10},g_{11},g_{12})}{\partial(\boldsymbol{R}_d,\dot{\boldsymbol{R}}_d)}$$

$$\boldsymbol{F}_{6\times6}=\frac{\partial(g_7,g_8,g_9,g_{10},g_{11},g_{12})}{\partial(\boldsymbol{R}_a,\dot{\boldsymbol{R}}_a)}$$

12 项约束对应 12 个变量，通过迭代求解即完成火星目标轨道的地球出发轨道设计。

2.3 计算流程

考虑发射场约束，分析与精确设计长征运载火箭发射火星探测器转移轨道的设计流程见图 4。

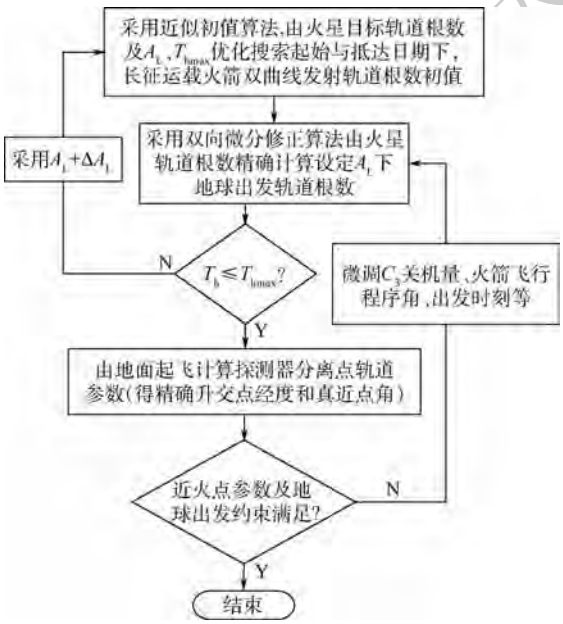


图 4 长征运载火箭设计探测火星轨道示意图

Fig. 4 Schematic diagram of Long March launch vehicle for Earth-to-Mars trajectory design

3 分析及算例

计算采用的火星探测器目标轨道约束为：近火点高度 500 km，倾角 93°；结合初步选定的射向，近地约束为：射向 $A_L=107°$，出发近地点高度 200 km，以 UTC 时间 2020-06-19 出发，转移时间 198 天，2021-01-02T23:59 升交抵达火星为算例，计算得地球影响球边界处逃逸赤纬约 24°，由图 3 知有滑行时间 T_h 相近的 2 组初解，采用双向微分修正得表 1、表 2 精确解，表中 EJ2000 表示地心 J2000 赤道系，ME 表示 J2000 火心 IAU 平赤道系[22]，SJ2000 代表距近火点时刻 $t_m=90$ 天时日心 J2000 系参数，ΔV 指对应地球或火星端各自圆停泊轨道的速度增量。

分析表明：①t_m 可以大幅移动而不影响优化设计结果；②在结合点处速度增量可以为 0 m/s 或增加到超过 500 m/s，都能找到良好求解。

若限定最长滑行时间不能超过 2 000 s[3-4]，则只有表 1 中解满足要求；而如果限定最长滑行时间不超过 1 100 s 或更短，则需要采用上述加入滑行时间限制再精确双向微分修正的设计算法，通过加大射向或结合探测器深空机动等完成发射轨道优化；具体的分析是繁琐复杂的工程问题，已不在本文讨论范围。

将表 1、表 2 中计算结果在同等条件下，与 STK 仿真分析软件积分对算表明，二者计算精度与所需时长相当，算例中从近地点到深空对接点、从深空对接点到近火点，位置差异约为 1 km。

表 1 发射轨道 $T_h=1\,849$ s，探测器 05：25 释放，地球升交出发

Table 1 Trajectory $T_h=1\,849$ s, probe released on 05：25, ascending from the Earth

轨道根数	EJ2000	SJ2000	ME
a	−21 424.437 km	1.321 527 5 AU	−3 816.831 km
e	1.307 039 0	0.241 839 5	2.020 742 1
i/(°)	25.405	23.424	93.000
Ω/(°)	316.214	356.094	156.275
ω/(°)	293.745	293.291	118.136
M/(°)	2.781	57.042	0
H_p	200.0 km	1.001 930 0 AU	500.0 km
ΔV/(m·s^{-1})	4 039.207	0	2 446.974

注：H_p 为轨道的近拱点高度（分别相对近地、椭圆近日、近火），M 为平近点角。

表 2 发射轨道 $T_h=2\,312$ s，探测器 03：15 释放，地球降交出发

Table 2 Trajectory $T_h=2\,312$ s, probe released on 03：15, descending from the Earth

轨道根数	EJ2000	SJ2000	ME
a	−21 373.589 km	1.321 389 5 AU	−3 815.267 km
e	1.307 769 4	0.241 822 3	2.021 160 4
i/(°)	25.372	23.420	93.000
Ω/(°)	281.242	356.067	156.217
ω/(°)	325.518	293.283	118.191
M/(°)	2.790	57.077	0
H_p	200.0 km	1.001 848 1 AU	500.0 km
ΔV/(m·s^{-1})	4 041.078	0	2 447.373

4 结 论

本文给出了长征运载火箭允许滑行时间受限和发射场可用射向范围约束下，长征运载火箭发

北航学报 赠阅

射火星探测任务从地面起飞至近火点轨道设计的完整模型算法。

1)解决了适用于工程运算所需精度的分析研究模型问题。

2)解决了火星探测任务的发射轨道优化设计问题,确定了运载能力、优选了发射日期窗口,完成了航落区优化选择等。

双向微分修正算法具有结合点可以大幅移动,以便于后续分析中探测器采用深空机动后,深入开展长征运载火箭发射轨道再优化分析的优势。工程应用表明此方法稳定、可靠好用。除了可以用于地火转移发射轨道设计外,本文算法还可用于长征运载火箭发射其他深空探测器的发射轨道设计。

致谢　衷心感谢国家航天局、国家留学基金管理委员会对本课题的资助与支持,以及中国科学院大学李明涛教授在 STK 软件验证中给予的帮助。

参考文献(References)

[1] 龙乐豪,李平岐,秦旭东,等. 我国航天运输系统 60 年发展回顾[J]. 宇航总体技术,2018,2(2):1-6.
LONG L H,LI P Q,QIN X D,et al. The review on China space transportation system of past 60 years[J]. Astronautical Systems Engineering Technology,2018,2(2):1-6(in Chinese).

[2] JIANG X Q,YANG B,LI S,et al. Overview of China's 2020 Mars mission design and navigation[J]. Astrodynamics,2018,2(1):1-11.

[3] 褚桂敏. 低温上面级滑行段的推进剂管理[J]. 导弹与航天运载技术,2007(1):27-31.
CHU G M. Propellant management of cryogenic upper stage during coast[J]. Missiles and Space Vehicles,2007(1):27-31(in Chinese).

[4] 褚桂敏. 低温上面级滑行段的推进剂管理续[J]. 导弹与航天运载技术,2007(2):24-29.
CHU G M. Propellant management of cryogenic upper stage during coast(continue)[J]. Missiles and Space Vehicles,2007(2):24-29(in Chinese).

[5] GENG G Y,WANG J,SONG Q,et al. Analysis of typical Earth-Mars launch trajectory on mission profiles and launch window extension[J]. Missiles and Space Vehicles,2018(1):18-23.

[6] FOLTA D,DEMCAK S,YOUNG B,et al. Transfer trajectory design for the Mars atmosphere and volatile evolution(MAVEN) mission[EB/OL]. (2016-12-19)[2019-04-08]. https://ntrs.nasa.gov/archive/nasa/casi.ntrs.nasa.gov/20160000802.pdf.

[7] BATTIN R H. An introduction to the mathematics and methods of astrodynamics[M]. Revised. Reston:AIAA,1999.

[8] KITZNER W. A method of describing miss distances for lunar and interplanetary trajectories[J]. Planetary and Space Science,1961,7:125-131.

[9] SERGEYEVSKY A B,SNYDER G C,CUNNIFF R A,et al. Interplanetary mission design handbook. Volume 1,Part 2:Earth to Mars ballistic mission opportunities[EB/OL]. (1983-09-15)[2019-04-08]. https://ntrs.nasa.gov/archive/nasa/casi.ntrs.nasa.gov/19840010158.pdf.

[10] GEORGE L E,KOS L D. Interplanetary mission design handbook:Earth-to-Mars mission opportunities and Mars-to-Earth return opportunities 2009 – 2024[R]. Washington,D.C.:NASA,1998.

[11] 李云飞. 行星际探测器轨道设计[D]. 南京:南京大学,2009.
LI Y F. Interplanetary trajectory design[D]. Nanjing:Nanjing University,2009(in Chinese).

[12] WANG Z S,MCVICKER J M,ANDERSON P V,et al. A new formulation of precision transfer trajectory design for Mars missions:AIAA-2010-8253[R]. Reston:AIAA,2010.

[13] 尚海滨,金婷,王帅,等. 基于 B 平面参数的行星际小推力轨道制导策略[J]. 北京理工大学学报,2013,33(11):1101-1106.
SHANG H B,JIN T,WANG S,et al. Guidance strategy for interplanetary low-thrust trajectory based on B-plane parameters[J]. Transactions of Beijing Institute of Technology,2013,33(11):1101-1106(in Chinese).

[14] 林扬皓,赵剡,吴发林. 火星探测器轨道偏差传播分析[J]. 空间电子技术,2017(5):41-46.
LIN Y H,ZHAO Y,WU F L. Analysis of orbit deviation propagation for Mars detector[J]. Space Electronic Technology,2017(5):41-46(in Chinese).

[15] HECHLER M,YANEZ A. Mars express orbit design[J]. Acta Astronautica,2003,53(4-10):497-507.

[16] 耿光有,王珏,张志国,等. 深空机动对运载火箭发射火星探测轨道研究[J]. 宇航学报,2019,40(5):117-125.
GENG G Y,WANG J,ZHANG Z G,et al. Research on deep space maneuver for Earth-to-Mars trajectory design of long march launch vehicle[J]. Journal of Astronautics,2019,40(5):117-125(in Chinese).

[17] 贾沛然,陈克俊,何力. 远程火箭弹道学[M]. 长沙:国防科技大学出版社,1993.
JIA P R,CHEN K J,HE L. Long-range launch vehicle flight mechanics[M]. Changsha:National University Defence Technology Press,1993(in Chinese).

[18] 龙乐豪. 总体设计(上)[M]. 北京:宇航出版社,1991.
LONG L H. Overall design(volume I)[M]. Beijing:China Astronautic Publishing House,1991(in Chinese).

[19] IZZO D. Revisiting Lambert's problem[J]. Celestial Mechanics and Dynamical Astronomy,2015,121(1):1-15.

[20] GOODING R H. A procedure for the solution of Lambert's orbital boundary-value problem[J]. Celestial Mechanics and Dynamical Astronomy,1990,48(2):145-165.

[21] WAGNER S A. Automated trajectory design for impulsive and low thrust interplanetary mission analysis[D]. Ames:Iowa State University,2014.

[22] 刘林,侯锡云. 深空探测器轨道力学[M]. 北京:电子工业出版社,2015.
LIU L,HOU X Y. Orbit dynamics of deep space spacecraft

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

[M]. Beijing: Publishing House of Electronics, 2015 (in Chinese).

[23] 耿光有,李东. 运载火箭一级飞行段底部力的机理分析[J]. 导弹与航天运载技术,2015(2):67-71.
GENG G Y, LI D. Base-force mechanism analysis of the launch vehicle's 1st stage flight phase[J]. Missiles and Space Vehicles, 2015(2): 67-71 (in Chinese)

[24] VALLADO D A. Fundamentals of astrodynamics and applications[M]. Hawthorne: Microcosm Press, 2015.

[25] HU W D. Fundamental spacecraft dynamics and control[M]. Hoboken: Wiley, 2015.

作者简介:

耿光有 男,博士,研究员。主要研究方向:长征运载火箭飞行力学与制导总体设计、深空探测轨道动力学等。

王珏 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:飞行器设计、长征运载火箭总体设计。

Study on Earth-to-Mars direct transfer trajectory by the Long March launch vehicle

GENG Guangyou[1,2,*], WANG Jue[1,2], HOU Xiyun[3], YU Menglun[2], WANG Jianming[2], ZHANG Zhiguo[2]

(1. School of Astronautics, Beihang University, Beijing 100083, China;
2. Beijing Institute of Astronautical Systems Engineering, Beijing 100076, China;
3. School of Astronomy and Space Science, Nanjing University, Nanjing 210023, China)

Abstract: In order to solve the problem of searching for optimized launch period lasting 2 – 3 weeks for an engineering-oriented Earth-to-Mars transfer trajectory, with constraints from the launch azimuth scope and the longest coast time on parking orbit of the cryogenic final stage, adding coast constraint into models firstly, a forward-backward bi-directional differential correction scheme which is different from the B plane vector method is proposed. It also greatly reduces the required time to accurately design and match all the six orbital elements at the separation point with probe. The hyperbolic orbital elements at the injection point of launch vehicle are directly solved from the boundary velocity at the sphere of influence of the Earth. Meanwhile the flight arc of the ground track is given analytically as a function of the coast time. Initial launch trajectory satisfying the constraints are quickly found. The problem of launch trajectory optimization is solved when considering a small deep space maneuver of Mars probe. High-precision results are obtained using this bi-directional differential correction scheme in the high-precision mechanical model. The analysis shows that the accuracy is matched with the commercial software STK under the same condition. The transfer trajectory starting from lift-off to the nominal periapsis of Mars probe is optimized as a whole, which ensures that our first Mars exploration mission implements successfully.

Keywords: launch trajectory; Earth-to-Mars transfer trajectory; launch azimuth; coast time; bi-directional differential correction

Received: 2019-04-24; **Accepted**: 2019-07-19; **Published online**: 2019-08-30 17:07
URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190830.1524.003.html

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

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0108

基于方向和距离的双因子定权的地磁数据通化方法

全下文载

刘晓刚[1,2,*]，徐婧林[1,3]，管斌[1,2]，马健[1,2]，段渭超[1,2]

（1. 地理信息工程国家重点实验室，西安 710054； 2. 西安测绘研究所，西安 710054；
3. 西北工业大学 自动化学院，西安 710072）

摘 要：针对地磁数据通化处理中传统使用的直接平均法、反距离加权平均法和纬度差加权平均法在定权时存在的缺陷，并根据地磁场强度与纬度变化关系密切这一特点，提出了基于方向和距离的双因子定权方法，即在定权时不仅考虑了地磁台站之间的距离在权值中的贡献，而且在权值分配中加入了地磁台站在纬度和经度方向的影响，从而改进了通化结果的精度，为卫星、航空和海洋磁力测量数据提供更加准确的日变改正值。采用 Intermagnet 网站提供的地磁台站测量数据对所提定权方法的有效性进行了测试。实验结果表明：所提定权方法计算结果精度优于传统定权方法，为实施地面磁力测量存在困难地区的地磁数据日变改正提供了一种更优的定权方法，具有较好的应用前景。

关 键 词：地磁场；地磁台站；日变改正；双因子定权；相关性系数
中图分类号：P228
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2020)01-0029-09

地磁场与地球重力场一样，都是地球的固有基本物理场[1-5]。地面观测的地磁场成分主要包含了主磁场、岩石圈磁场、变化磁场和感应磁场。地磁场日变改正的主要目的是尽量消除变化磁场和感应磁场，从而得到似稳态磁场用于地球科学研究[6-10]。

目前，地磁场日变改正最有效的技术途径是在试验区设置地磁日变站，实时测量地磁场的变化，通过对日变观测数据进行处理，计算日变改正，这种方法精度很高，结果可靠。但是，对于高山、冰川、原始森林、荒漠、沼泽、湖泊、陆海交界等人员和车辆难以到达的试验区，要在这些地方设置地磁日变站，其难度可想而知。因此，为了解决这一问题，就需要采用地磁数据通化处理技术，利用试验区周边已知地磁台站或架设的地磁日变站的测量数据，对试验区内某点的地磁日变值进行估计，获得地磁日变改正数据，即建立虚拟地磁日变站，从而实现对试验区磁力测量数据进行日变改正的目的。

传统中经常使用的地磁数据通化处理方法有直接平均法、线性内插法、多项式法、加权平均法和函数拟合法等。文献[6]研究了海洋磁力测量多站日变改正值的计算方法，采用多站同步实例分析了反距离加权平均法和函数拟合法在海洋磁力测量地磁日变改正中的应用，并提出采用纬距加权或纬度坐标拟合可改善加权平均法和函数拟

收稿日期：2019-03-18；**录用日期**：2019-08-05；**网络出版时间**：2019-08-08 15:36
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190808.1412.003.html
基金项目：国家重点研发计划（2018YFC1503806）；国家自然科学基金（41774018）；西北工业大学博士论文创新基金（CX201814）；地理信息工程国家重点实验室开放研究基金（SKLGIE2017-Z-3-2，SKLGIE2018-ZZ-4）
* **通信作者**. E-mail：liuxiaogang_1949@163.com

引用格式：*刘晓刚，徐婧林，管斌，等. 基于方向和距离的双因子定权的地磁数据通化方法[J]. 北京航空航天大学学报，2020，46(1)：29-37. LIU X G，XU J L，GUAN B，et al. Bifactor weight determination method based on direction and distance in geomagnetic data assimilation[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2020，46(1)：29-37 (in Chinese).*

北航学报 赠阅

合法的效果;文献[8]基于地磁日变数据的空间变化特点,采用纬度差加权法计算多站地磁日变改正值;文献[10]采用反距离加权平均法建立各地磁矢量测点位置的虚拟日变台并利用其进行通化,可有效提高日变通化精度;文献[11]采用函数拟合法和反距离加权平均法研究了多个地磁日变站测量数据的处理方法;文献[12]根据日变站观测数据,提出确定地磁日变改正基值的基时刻法和基时段法,并与直接平均法进行了比较;文献[13]研究了日变基值对多站地磁日变校正时给海洋磁测带来的影响,提出了多站地磁日变基值归算的线性内插法。

在上述地磁数据通化处理方法中,加权平均法精度最高,应用也最为广泛。直接平均法以搜索半径内所有已知地磁台站观测数据的平均值作为待求点的观测值,相当于各个地磁台站的观测值等权,原理简单,计算速度很快,在地磁台站之间的距离较短时,经常使用该方法进行地磁日变数据处理;反距离加权平均法以每个地磁台站与待求点之间距离倒数的 k 次方来定权,与空间变化密切相关,同时由于该方法计算量小,具有较好的精度,因此,在中远距离的地磁日变数据处理中的应用最为普遍;纬度差加权平均法是在定权中直接忽略经度方向的影响,仅以纬度方向的变化作为权值来获得待求点的计算值,在海洋磁力测量的日变改正中有较好的应用。

根据中国陆地各个区域实测的磁力数据可知,测点所处位置的纬度大小对磁场数据的量值影响较大,而经度变化产生的影响相对较小[5]。目前经常使用的加权平均法中,直接平均法以搜索半径内所有地磁台站测量数据的平均值作为待求点的观测值,并未考虑地磁台站位置对于磁力测量数据的影响,在中远距离的日变改正中精度较差;反距离加权平均法采用已知地磁台站和待求点之间距离倒数的 k 次方来定权,相当于将纬度方向和经度方向的影响综合考虑,一方面降低了纬度方向变化对于磁力测量数据的影响,另一方面又放大了经度方向的贡献,故直接采用距离倒数的 k 次方来定权是不合理的;纬度差加权平均法采用已知地磁台站和待求点之间纬度差倒数的 k 次方来定权,直接忽略了经度方向的贡献,故该方法考虑的因素也不够全面。因此,需要研究新的地磁数据通化处理的定权方法。

基于上述考虑,受杨元喜院士“双因子定权”思想[14]的启发,本文在地磁数据通化处理时提出了顾及方向和距离影响的双因子定权方法,即在定权过程中,不仅要考虑地磁台站之间的距离对于权值的影响,而且要分别顾及地磁台站的纬度与经度方向的变化在定权中的作用。为了验证本文提出的定权方法的有效性,以传统使用的直接平均法、反距离加权平均法和纬度差加权平均法作为对比进行了实验测试。

1 传统方法

1.1 直接平均法

直接平均法是以待求点为中心,以一定搜索半径内所有已知地磁台站观测数据的平均值作为待求点的计算值,计算公式为

$$M = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} T_i \tag{1}$$

式中:T_i 为已知地磁台站的观测数据(包括 7 个地磁要素,主要有地磁北向分量 X、地磁东向分量 Y、地磁垂直分量 Z、地磁总强度 F、地磁水平分量 H、磁偏角 D、磁倾角 I 等);n 为地磁台站个数;M 为待求点的计算值。

1.2 反距离加权平均法

反距离加权平均法是以待求点为中心,确定一定搜索半径内所有已知地磁台站的个数,计算每个地磁台站到待求点的距离,以该距离倒数的 k 次方为权值,计算待求点的值并作为其观测值,计算公式为

$$M = \frac{\sum_{i=1}^{n}\left[\left(\frac{1}{d_i^k}\right)T_i\right]}{\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{1}{d_i^k}\right)} \qquad k \geqslant 0 \tag{2}$$

式中:d_i 为已知地磁台站到待求点的距离;k 为权因子。

1.3 纬度差加权平均法

纬度差加权平均法的实质是以搜索半径内地磁台站之间纬度差倒数的 k 次方为权值,进而获得待求点的计算值,计算式为

$$M = \frac{\sum_{i=1}^{n}\left[\left(\frac{1}{|B_i|^k}\right)T_i\right]}{\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{1}{|B_i|^k}\right)} \qquad k \geqslant 0 \tag{3}$$

式中:B_i 为已知地磁台站和待求点之间的纬度差。

2 改进方法

本文提出的基于方向和距离的双因子定权方法,是在地磁数据通化处理时,考虑到地磁数据与所处位置的纬度大小密切相关,而与经度的大小

北航学报 赠阅

关系一般,因此,定权时不仅考虑了地磁台站之间的距离在权值中的贡献,而且在权值分配中,也加入了地磁台站在纬度和经度方向的变化所带来的影响,以便提高地磁数据通化处理的精度。根据纬度、经度和距离的组合关系,本文共提出 4 种模型,称之为 DD1 ~ DD4。

DD1 模型是以纬度差 k 倍的倒数、经度差的倒数之和再乘以距离 l 次方的倒数为权值。

$$M = \frac{\sum_{i=1}^{n}\left[\left(\frac{1}{k|B_i|}+\frac{1}{|L_i|}\right)\frac{1}{d_i^l}T_i\right]}{\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{1}{k|B_i|}+\frac{1}{|L_i|}\right)\frac{1}{d_i^l}} \quad k>0, l\geqslant 0 \tag{4}$$

式中:L_i 为已知地磁台站和待求点之间的经度差;l 为权因子。

DD2 模型是以纬度差 k 次方的倒数、经度差的倒数之和再乘以距离 l 次方的倒数为权值。

$$M = \frac{\sum_{i=1}^{n}\left[\left(\frac{1}{|B_i|^k}+\frac{1}{|L_i|}\right)\frac{1}{d_i^l}T_i\right]}{\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{1}{|B_i|^k}+\frac{1}{|L_i|}\right)\frac{1}{d_i^l}} \quad k\geqslant 0, l\geqslant 0 \tag{5}$$

DD3 模型是以纬度差 k 倍的倒数、经度差的倒数之积再乘以距离 l 次方的倒数为权值。

$$M = \frac{\sum_{i=1}^{n}\left[\left(\frac{1}{k|B_i|}\cdot\frac{1}{|L_i|}\right)\frac{1}{d_i^l}T_i\right]}{\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{1}{k|B_i|}\cdot\frac{1}{|L_i|}\right)\frac{1}{d_i^l}} \quad k>0, l\geqslant 0 \tag{6}$$

DD4 模型是以纬度差 k 次方的倒数、经度差的倒数之积再乘以距离 l 次方的倒数为权值。

$$M = \frac{\sum_{i=1}^{n}\left[\left(\frac{1}{|B_i|^k}\cdot\frac{1}{|L_i|}\right)\frac{1}{d_i^l}T_i\right]}{\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{1}{|B_i|^k}\cdot\frac{1}{|L_i|}\right)\frac{1}{d_i^l}} \quad k\geqslant 0, l\geqslant 0 \tag{7}$$

3　数值实验与结果分析

3.1　实验数据说明

在 Intermagnet 网站(www. intermagnet. net),全球有近 150 个地磁台站参与了数据交流,因此,可免费下载这些地磁台站的观测数据,主要包括 F、H、D、Z 或 X、Y、Z、F 等地磁要素。目前,参与 Intermagnet 网站数据交流的地磁台站主要集中分布在欧洲,因此,实验采用欧洲地区的部分地磁台站观测数据。以匈牙利 NCK 地磁台站为中心,在其半径10°以内的地磁台站的基本信息如表1所示(去掉观测数据存在问题的几个地磁台站)。以表 1 中 13 个地磁台站在 2018-05-01 的日变数据为研究对象,对本文提出的双因子定权方法的有效性进行实验验证分析。

表 1　地磁台站基本信息

Table 1　Basic information of geomagnetic observatories

台站代号	台站名	国家	纬度/(°)	经度/(°)
BDV	Budkov	捷克	49.08	14.02
BEL	Belsk	波兰	51.84	20.79
BFO	Black Forest	德国	48.331	8.325
FUR	Furstenfeldbruck	德国	48.17	11.28
HLP	Hel	波兰	54.61	18.82
HRB	Hurbanovo	斯洛伐克	47.86	18.19
LON	Lonjsko Polje	克罗地亚	45.408 1	16.659 2
NCK	Nagycenk	匈牙利	47.63	16.72
PAG	Panagjurishte	保加利亚	42.5	24.2
SUA	Surlari	罗马尼亚	44.68	26.25
THY	Tihany	匈牙利	46.9	17.89
WIC	Conrad Observatory	奥地利	47.930 5	15.865 7
WNG	Wingst	德国	53.74	9.07

3.2　精度评估方式

本文以标准差、均方根误差和相关性系数作为精度评估方式。

1) 标准差和均方根误差

通过 NCK 地磁台站的实测数据估计计算结果的标准差和均方根误差,标准差和均方根误差越小,说明计算结果的精度越高。计算公式为[15-16]

$$R = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{t}(u_i-\bar{u})^2}{t-1}} \tag{8}$$

$$S = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{t}u_i^2}{t}} \tag{9}$$

式中:u_i 为计算结果与实测数据之间的差值;$\bar{u}$ 为计算结果与实测数据之间差值和的平均值;t 为观测数据的个数;R 为计算结果的标准差;S 为计算结果的均方根误差。下文计算结果精度描述及方法对比时,均以均方根误差为例进行说明。

2) 相关性系数

通过 NCK 地磁台站的实测数据估计计算结果与实测数据之间的相关性系数,相关性系数越接近于 1,说明计算结果的精度越高。计算公式为[17-18]

$$\mathrm{cov}(x,y) = E[(x-E(x))(y-E(y))] \tag{10}$$

$$\mathrm{cof}(x,y) = \frac{\mathrm{cov}(x,y)}{\sigma(x)\sigma(y)} \tag{11}$$

式中:$E(x)$、$E(y)$分别为变量 x、y 的数学期望,也称为均值;$\mathrm{cov}(x,y)$为变量 x、y 的协方差;$\sigma(x)$、

北航学报 赠阅

$\sigma(y)$分别为变量x、y的标准差；$\mathrm{cof}(x,y)$为变量x、y的相关性系数。

$$E(x)=\frac{1}{t}\sum_{i=1}^{t}x_i \tag{12}$$

$$\sigma(x)=\sqrt{\frac{1}{t-1}\sum_{i=1}^{t}(x_i-E(x))^2} \tag{13}$$

3.3 实验结果分析

1）直接平均法

直接平均法计算结果精度统计如表2所示，计算结果与NCK地磁台站实测数据之间的相关性系数见表3。

从表2可以看出，直接平均法计算结果的精度中，地磁北向分量X和地磁水平分量H优于3.4 nT，地磁东向分量Y和地磁垂直分量Z优于1.0 nT，地磁总强度F优于1.3 nT，磁偏角D和磁倾角I优于0.23′。

表2 直接平均法计算结果精度统计

Table 2 Precision statistics of calculated results by direct average method

地磁要素	最大值	最小值	平均值	标准差	均方根误差
X/nT	2.61	−9.97	−1.18	3.14	3.35
Y/nT	2.43	−2.24	−0.35	0.93	1.00
Z/nT	2.30	−0.69	0.65	0.74	0.99
F/nT	2.89	−3.17	0.20	1.26	1.27
H/nT	2.37	−9.77	−1.21	3.05	3.28
D/(′)	0.49	−0.37	−0.03	0.19	0.19
I/(′)	0.68	−0.10	0.10	0.20	0.23

表3 直接平均法计算结果的相关性系数统计

Table 3 Correlation coefficient statistics of calculated results by direct average method

地磁要素	X	Y	Z	F	H	D	I
相关性系数	0.87969	0.99713	0.99547	0.98677	0.84831	0.99693	0.93753

2）反距离加权平均法

反距离加权平均法计算结果精度统计如表4所示，相关性系数如表5所示。

表4 反距离加权平均法计算结果精度统计

Table 4 Precision statistics of calculated results by reverse distance weighting average method

地磁要素	最大值	最小值	平均值	标准差	均方根误差
X/nT	3.53	−5.60	−0.40	2.17	2.21
Y/nT	2.41	−2.11	−0.43	0.92	1.01
Z/nT	0.80	−0.85	−0.11	0.29	0.31
F/nT	2.07	−1.77	−0.11	0.87	0.88
H/nT	3.39	−5.54	−0.43	2.13	2.17
D/(′)	0.39	−0.33	−0.05	0.16	0.17
I/(′)	0.36	−0.21	0.02	0.14	0.14

从表4可以看出，反距离加权平均法计算结果精度中，地磁北向分量X和地磁水平分量H优于2.3 nT，地磁东向分量Y优于1.1 nT，地磁总强度F优于0.9 nT，地磁垂直分量Z优于0.4 nT，磁偏角D和磁倾角I优于0.17′。

3）纬度差加权平均法

纬度差加权平均法计算结果精度统计如表6所示，相关性系数如表7所示。

从表6可以看出，纬度差加权平均法计算结果的精度中，地磁北向分量X和地磁水平分量H优于2.6 nT，地磁东向分量Y优于1.1 nT，地磁垂直分量Z优于0.5 nT，地磁总强度F优于1.3 nT，磁偏角D和磁倾角I优于0.17′。

表5 反距离加权平均法计算结果的相关性系数统计

Table 5 Correlation coefficient statistics of calculated results by reverse distance weighting average method

地磁要素	X	Y	Z	F	H	D	I
相关性系数	0.95675	0.99734	0.99869	0.99294	0.93728	0.99769	0.98544

表6 纬度差加权平均法计算结果精度统计

Table 6 Precision statistics of calculated results by latitude difference weighting average method

地磁要素	最大值	最小值	平均值	标准差	均方根误差
X/nT	3.70	−6.40	−0.48	2.44	2.49
Y/nT	0.73	−2.69	−0.73	0.70	1.01
Z/nT	0.99	−1.21	−0.17	0.40	0.44
F/nT	2.06	−3.73	−0.32	1.18	1.23
H/nT	3.60	−6.65	−0.59	2.48	2.54
D/(′)	0.11	−0.36	−0.10	0.10	0.14
I/(′)	0.41	−0.23	0.03	0.16	0.16

4）基于方向和距离的双因子定权方法

本文提出的4种基于方向和距离的双因子定权方法模型对应的各地磁要素计算结果的精度统计见表8～表11，计算结果与NCK地磁台站实测数据之间的相关性系数见表12，权因子统计如表13所示。

从表12可以看出，除DD3模型的相关性系数较小外，其余3种模型的相关性系数相近，其中DD2模型获得的计算结果与实测数据的相关性系数略大，这与表8～表11的统计结果相吻合。

北航学报 赠阅

表 7　纬度差加权平均法计算结果的相关性系数统计

Table 7　Correlation coefficient statistics of calculated results by latitude difference weighting average method

地磁要素	*X*	*Y*	*Z*	*F*	*H*	*D*	*I*
相关性系数	0.940 16	0.998 68	0.998 07	0.991 34	0.907 08	0.998 72	0.977 54

表 8　基于方向和距离的双因子定权方法计算结果精度统计(DD1)

Table 8　Precision statistics of calculated results by bifactor weight determination method based on direction and distance (DD1)

地磁要素	最大值	最小值	平均值	标准差	均方根误差
X/nT	4.55	−1.15	0.67	1.34	1.50
Y/nT	2.35	−1.88	−0.46	0.94	1.05
Z/nT	0.60	−0.86	−0.14	0.26	0.29
F/nT	2.34	−1.06	0.15	0.79	0.81
H/nT	4.49	−1.17	0.62	1.35	1.49
D/(′)	0.38	−0.33	−0.05	0.15	0.19
I/(′)	0.08	−0.29	−0.03	0.08	0.09

表 9　基于方向和距离的双因子定权方法计算结果精度统计(DD2)

Table 9　Precision statistics of calculated results by bifactor weight determination method based on direction and distance (DD2)

地磁要素	最大值	最小值	平均值	标准差	均方根误差
X/nT	4.54	−1.14	0.66	1.34	1.50
Y/nT	0.73	−2.69	−0.73	0.70	1.01
Z/nT	0.50	−0.86	−0.16	0.25	0.30
F/nT	2.34	−1.06	0.15	0.79	0.81
H/nT	4.47	−1.18	0.61	1.35	1.48
D/(′)	0.11	−0.36	−0.10	0.10	0.14
I/(′)	0.08	−0.29	−0.03	0.08	0.09

表 10　基于方向和距离的双因子定权法计算结果精度统计(DD3)

Table 10　Precision statistics of calculated results by bifactor weight determination method based on direction and distance (DD3)

地磁要素	最大值	最小值	平均值	标准差	均方根误差
X/nT	4.08	−2.86	0.21	1.59	1.61
Y/nT	2.71	−2.03	−0.57	1.08	1.23
Z/nT	0.87	−0.83	−0.10	0.31	0.33
F/nT	2.34	−1.06	0.16	0.79	0.81
H/nT	4.02	−2.76	0.17	1.56	1.57
D/(′)	0.42	−0.34	−0.06	0.17	0.19
I/(′)	0.19	−0.26	−0.01	0.10	0.10

表 11　基于方向和距离的双因子定权方法计算结果精度统计(DD4)

Table 11　Precision statistics of calculated results by bifactor weight determination method based on direction and distance (DD4)

地磁要素	最大值	最小值	平均值	标准差	均方根误差
X/nT	4.57	−1.11	0.69	1.34	1.51
Y/nT	0.72	−2.69	−0.73	0.70	1.01
Z/nT	0.50	−0.86	−0.16	0.25	0.30
F/nT	2.35	−1.06	0.16	0.79	0.81
H/nT	4.51	−1.14	0.64	1.35	1.49
D/(′)	0.11	−0.36	−0.10	0.10	0.14
I/(′)	0.07	−0.30	−0.03	0.08	0.09

表 12　基于方向和距离的双因子定权方法计算结果的相关性系数统计

Table 12　Correlation coefficient statistics of calculated results by bifactor weight determination method based on direction and distance

模型	*X*	*Y*	*Z*	*F*	*H*	*D*	*I*
DD1	0.985 24	0.997 61	0.998 76	0.992 92	0.979 06	0.997 72	0.988 66
DD2	0.985 32	0.998 68	0.998 79	0.992 93	0.979 30	0.998 73	0.988 75
DD3	0.982 45	0.997 12	0.998 55	0.992 93	0.973 96	0.997 39	0.991 33
DD4	0.985 08	0.998 68	0.998 79	0.992 95	0.978 86	0.998 73	0.988 46

表 13　不同方法权因子统计

Table 13　Statistics of weight factors for different methods

方法		*X*	*Y*	*Z*	*F*	*H*	*D*	*I*
反距离加权平均法		2.35	0.49	3.88	2.21	2.33	1.74	2.39
纬度差加权平均法		25.0	6.13	2.15	4.0	5.73	7.56	1.54
基于方向和距离的双因子定权法	DD1	0/50	$1.42/1\times10^{-4}$	$3.29/1\times10^{-4}$	2.17/1.07	0/50	$1.57/1\times10^{-4}$	0/50
	DD2	0/0	0/6.14	7.82/9.98	2.14/1.0	0/0.14	1.53/9.96	0/0
	DD3	$0/1\times10^{-4}$	$1.43/1\times10^{-4}$	$3.82/1\times10^{-4}$	$1.33/1\times10^{-4}$	$0/1\times10^{-4}$	$1.33/1\times10^{-4}$	$0/1\times10^{-4}$
	DD4	0/0	0/7.87	6.62/9.80	1.19/1.05	0/0	0.45/10.07	0/0

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

因此,本文以 DD2 模型的计算结果与传统方法的对应结果进行对比,从而对新建模型的有效性做出评价。

从表 9 可以看出,基于方向和距离的双因子定权方法中 DD2 模型精度,地磁北向分量 X 和地磁水平分量 H 优于 1.5 nT,地磁东向分量 Y 优于 1.1 nT,地磁总强度 F 优于 0.9 nT,地磁垂直分量 Z 优于 0.3 nT,磁偏角 D 优于 0.15′,磁倾角 I 优于 0.1′。

5)不同方法结果对比

将本文双因子定权方法与传统方法进行对比,计算结果如图 1 ~ 图 7 所示。

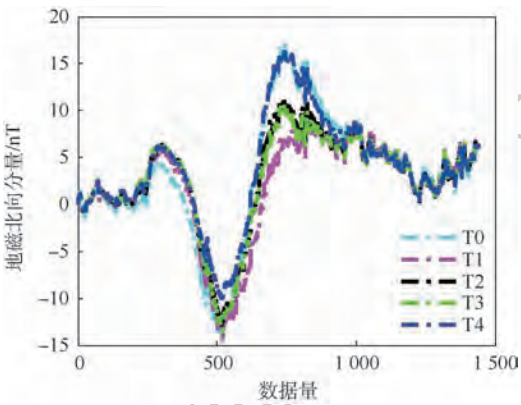


图 1 地磁北向分量 X 计算结果

Fig. 1 Calculated results of northern component X of geomagnetic field

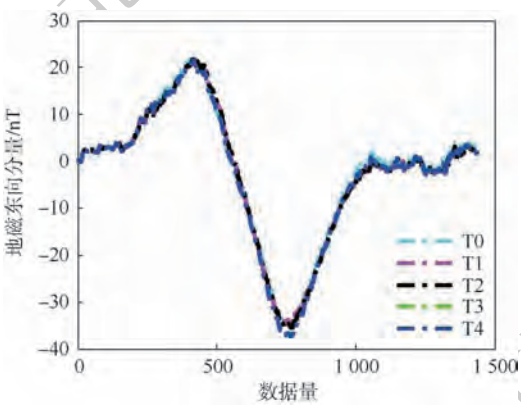


图 2 地磁东向分量 Y 计算结果

Fig. 2 Calculated results of eastern component Y of geomagnetic field

根据图 1 ~ 图 7 可以看出,相比较于传统使用的直接平均法、反距离加权平均法和纬度差加权平均法,本文提出的基于方向和距离的双因子定权方法,其计算结果与实测数据的变化更加一致,说明了其精度要优于传统方法。这是因为:根据地磁场变化的物理特性,同纬度的地磁强度基本一致,地磁日变主要是由于测站与太阳的位置

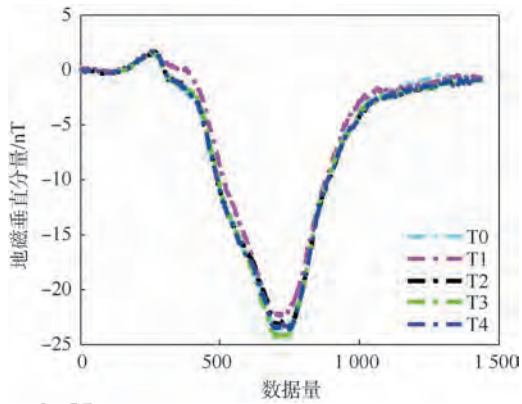


图 3 地磁垂直分量 Z 计算结果

Fig. 3 Calculated results of vertical component Z of geomagnetic field

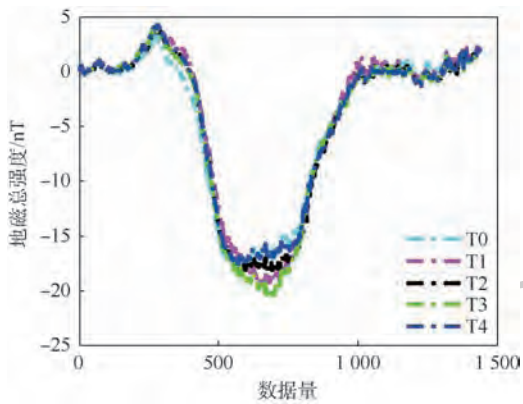


图 4 地磁总强度 F 计算结果

Fig. 4 Calculated results of total geomagnetic field strength F

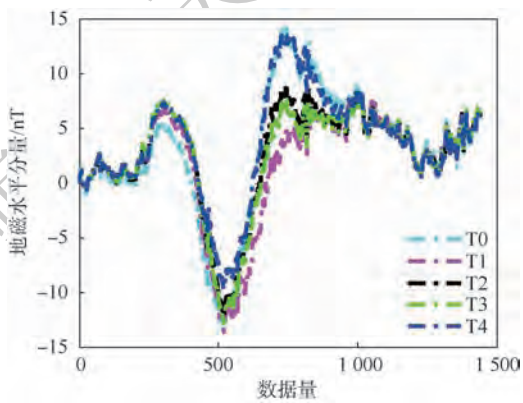


图 5 地磁水平分量 H 计算结果

Fig. 5 Calculated results of horizontal component H of geomagnetic field

导致的时间差引起的地磁场变化。因此,在定权时不仅考虑了地磁台站之间的距离在权值中的贡献,而且将地磁台站在纬度和经度方向的变化所带来的影响也考虑其中,赋以不同的权因子,增加纬度方向的权重。

不同方法对应计算结果与实测数据的相关性

北航学报 赠阅

系数如图 8 所示。

图 1 ~ 图 8 中,T0 表示 NCK 地磁台站实测数据,T1 表示直接平均法实测数据,T2 表示反距离加权平均法实测数据,T3 表示纬度差加权平均法实测数据,T4 表示顾及方向和距离影响的双因子定权方法(DD2 模型)实测数据。

图 8 的结果更加明显,本文提出的基于方向和距离的双因子定权方法与实测数据的相关性系数明显优于传统方法,充分证明了其正确性和有效性。

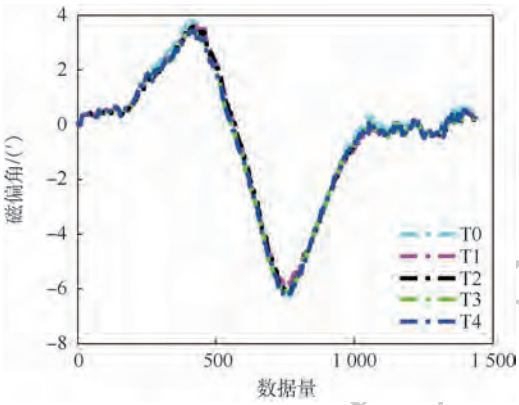


图 6　磁偏角 D 计算结果

Fig. 6　Calculated results of geomagnetic declination D

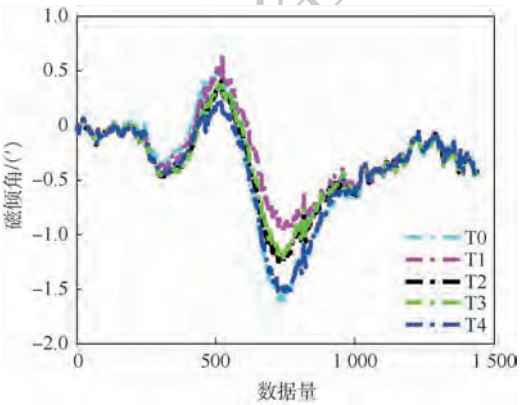


图 7　磁倾角 I 计算结果

Fig. 7　Calculated results of geomagnetic inclination I

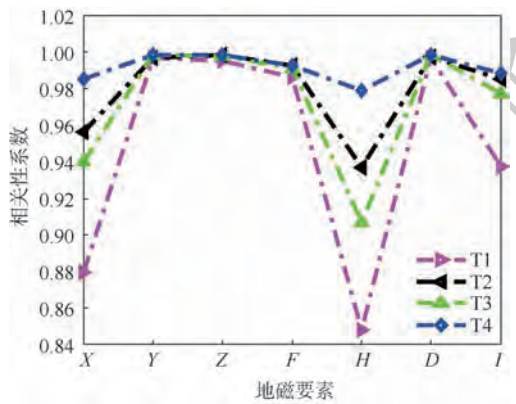


图 8　不同方法得到的计算结果的相关性系数

Fig. 8　Correlation coefficients of calculated results by different methods

4　结　论

1) 与直接平均法的计算结果相比较,本文方法的地磁北向分量 X 和地磁水平分量 H 提高了约 1.9 nT,地磁垂直分量 Z 提高了约 0.7 nT,地磁总强度 F 提高了约 0.5 nT,磁偏角 D 提高了约 0.05′,磁倾角 I 提高了约 0.14′。

2) 与反距离加权平均法的计算结果相比较,本文方法的地磁北向分量 X 和地磁水平分量 H 提高了约 0.7 nT,地磁总强度 F 提高了约 0.1 nT,磁偏角 D 提高了约 0.03′,磁倾角 I 提高了约 0.05′。

3) 与纬度差加权平均法的计算结果相比较,本文方法的地磁北向分量 X 和地磁水平分量 H 提高了约 1.1 nT,地磁垂直分量 Z 提高了约 0.1 nT,地磁总强度 F 提高了约 0.4 nT,磁倾角 I 提高了约 0.1′。

4) 本文提出的基于方向和距离的双因子定权方法,计算结果与待求点实际地磁测量数据的相关性很高(相关性系数基本都在 0.98 以上),反映了待求点实际地磁测量数据的基本物理属性。

致谢　感谢 Intermagnet 网站提供的地磁台站测量数据。

参考文献 (References)

[1] 徐文耀. 地磁学[M]. 北京:地震出版社,2003.
XU W Y. Geomagnetism[M]. Beijing: Seismological Press, 2003(in Chinese).

[2] 管志宁. 地磁场与磁力勘探[M]. 北京:地质出版社,2005.
GUAN Z N. Geomagnetic field and magnetic exploration[M]. Beijing:Geological Press,2005(in Chinese).

[3] 刘晓刚,李迎春,肖云,等. 重力与磁力测量数据向下延拓中最优正则化参数确定方法[J]. 测绘学报,2014,43(9):881-887.
LIU X G,LI Y C,XIAO Y,et al. Optimal regularization parameter determination method in downward continuation of gravimetric and geomagnetic data[J]. Acta Geodaetica et Cartographica Sinica,2014,43(9):881-887(in Chinese).

[4] LIU X G,LI Y C,XIAO Y,et al. Downward continuation of airborne magnetic data based on two iterative regularization methods in frequency domain[J]. Geodesy and Geodynamics,2015,6(1):34-40.

[5] 刘晓刚,吴娟,王凯,等. 地磁场空间变化及相关性分析[J]. 测绘科学与工程,2018,38(1):1-7.
LIU X G,WU J,WANG K,et al. Space changing and correla-

北航学报 赠阅

tion analysis of the geomagnetic field[J]. Geomatics Science and Engineering,2018,38(1):1-7(in Chinese).

[6] 边刚,刘雁春,卞光浪,等.海洋磁力测量中多站地磁日变改正值计算方法研究[J].地球物理学报,2009,52(10):1284-1289.
BIAN G,LIU Y C,BIAN G L,et al. Research on computation method of multi-station diurnal variation correction in marine magnetic surveys[J]. Chinese Journal of Geophysics,2009,52(10):1284-1289(in Chinese).

[7] 边刚,夏伟,金绍华,等.利用最小二乘拟合法进行多站地磁日变基值归算[J].地球物理学报,2015,58(4):2613-2618.
BIAN G,XIA W,JIN S H,et al. Datum reduction with the least squares fitting method in correction of multi-station geomagnetic diurnal variations[J]. Chinese Journal of Geophysics,2015,58(4):2613-2618(in Chinese).

[8] 卞光浪,翟国君,刘雁春,等.海洋磁力测量中地磁日变站有效控制范围确定[J].地球物理学进展,2010,25(3):817-822.
BIAN G L,ZHAI G J,LIU Y C,et al. Effective operating range of base stations in marine geomagnetic survey[J]. Progress in Geophysics,2010,25(3):817-822(in Chinese).

[9] 刘晓刚,李晓燕,吴娟,等.郑州嵩山地磁台站建站可行性分析[J].测绘科学与工程,2017,37(5):21-27.
LIU X G,LI X Y,WU J,et al. Feasibility analysis of the construction of Songshan mountain geomagnetic station in Zhengzhou[J]. Geomatics Science and Engineering,2017,37(5):21-27(in Chinese).

[10] 顾春雷,张毅,徐如刚,等.基于虚拟日变台进行地磁矢量数据日变通化方法[J].地球物理学报,2013,56(3):834-841.
GU C L,ZHANG Y,XU R G,et al. The method of geomagnetic diurnal correction to vector geomagnetic data by virtual diurnal variation station[J]. Chinese Journal of Geophysics,2013,56(3):834-841(in Chinese).

[11] 郭建华,薛典军.多台站磁日变校正方法研究及应用[J].地球学报,1999,20(增刊):932-937.
GUO J H,XUE D J. The application and method research of magnetic diurnal calibration based on multi-station[J]. Acta Geoscientia Sinica,1999,20(Sup.):932-937(in Chinese).

[12] 边刚,刘雁春,翟国君.一种确定地磁日变改正基值的方法[J].海洋测绘,2003,23(5):9-11.
BIAN G,LIU Y C,ZHAI G J. A method to determine the correction datum of the geomagnetic diurnal variation[J]. Hydrographic Surveying and Charting,2003,23(5):9-11(in Chinese).

[13] 卞光浪,刘雁春,翟国君,等.海洋磁力测量中多站地磁日变改正基值归算[J].海洋测绘,2009,29(6):5-8.
BIAN G L,LIU Y C,ZHAI G J,et al. Base value reduction methods with multi-station diurnal variation correction in marine magnetic survey[J]. Hydrographic Surveying and Charting,2009,29(6):5-8(in Chinese).

[14] YANG Y X,SONG L J,XU T H. Robust estimator for correlated observations based on bifactor equivalent weights[J]. Journal of Geodesy,2002,76(6-7):353-358.

[15] 黄维彬.近代平差理论及其应用[M].北京:解放军出版社,1992.
HUANG W B. Modern adjustment theory and its application[M]. Beijing:PLA Press,1992(in Chinese).

[16] 隋立芬,宋力杰.误差理论与测量平差基础[M].北京:解放军出版社,2004.
SUI L F,SONG L J. Basis of error theory and observation adjustment[M]. Beijing:PLA Press,2004(in Chinese).

[17] 盛骤,谢式千,潘承毅.概率论与数理统计[M].北京:高等教育出版社,1979.
SHENG Z,XIE S Q,PAN C Y. Probability and mathematical statistics[M]. Beijing:Higher Education Press,1979(in Chinese).

[18] 吴翊,李永乐,胡庆军.应用数理统计[M].长沙:国防科技大学出版社,1995.
WU Y,LI Y L,HU Q J. Application mathematical statistics[M]. Changsha:National University of Defense Technology Press,1995(in Chinese).

作者简介:

刘晓刚 男,博士,副研究员。主要研究方向:地球重磁场探测技术及数据处理。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

Bifactor weight determination method based on direction and distance in geomagnetic data assimilation

LIU Xiaogang[1,2,*], XU Jinglin[1,3], GUAN Bin[1,2], MA Jian[1,2], DUAN Weichao[1,2]

(1. State Key Laboratory of Geo-Information Engineering, Xi'an 710054, China;
2. Xi'an Research Institute of Surveying and Mapping, Xi'an 710054, China;
3. School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: In the geomagnetic data assimilation, we analyze the weight determination weakness of the direct average method, reverse distance weighting average method and latitude difference weighting average method which are widely used in the previous work. Considering the geomagnetic field strength has a close relationship with the changing of latitude, we propose a bifactor weight determination method based on the direction and distance. Concretely, it not only utilizes the distances among the geomagnetic observatories but also takes into account the changes from the latitude and longitude directions simultaneously, which assigns the different weights to the above three factors to improve the precision of geomagnetic data assimilation and obtain the more precise diurnal variation correction for the satellitic, airborne and seaborne geomagnetic measurement data. Furthermore, we use the geomagnetic observatory data supplied by Intermagnet website to validate the proposed method. The experimental results demonstrate that the proposed method is superior to the existing methods in the accuracy of calculation result. Thus, this paper proposes a novel and reliable weight determination method which has a potential application in the diurnal variation correction of geomagnetic measurement data in the regions where the ground survey is implemented difficultly.

Keywords: geomagnetic field; geomagnetic observatory; diurnal variation correction; bifactor weight determination; correlation coefficient

北京航空航天大学学报

Received: 2019-03-18; **Accepted**: 2019-08-05; **Published online**: 2019-08-08 15:36

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190808.1412.003.html

Foundation items: National Key R & D Program of China (2018YFC1503806); National Natural Science Foundation of China (41774018); Innovation Foundation for Doctor Dissertation of Northwestern Polytechnical University (CX201814); Open Research Foundation of State Key Laboratory of Geo-Information Engineering (SKLGIE2017-Z-3-2, SKLGIE2018-ZZ-4)

* **Corresponding author**. E-mail: liuxiaogang_1949@163.com

北航学报 赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0172

面向 InSAR 的空气扰动影响机翼挠曲变形建模

朱庄生[1,2,3,*]，张萌[1,2,3]

(1. 北京航空航天大学 仪器科学与光电工程学院，北京 100083； 2. 惯性技术重点实验室，北京 100083；
3. 新型惯性仪表与导航系统技术国防重点学科实验室，北京 100083)

全下文载

摘 要：针对多节点 InSAR 机翼挠曲变形误差问题，提出了一种基于机理模型综合参数辨识的方法对空气扰动影响机翼挠曲变形分层建模。首先，将大气湍流作为 InSAR 成像工作段的主要空气扰动，并基于 Dryden 模型分析得出了载机工作高度和速度是影响大气湍流的主要因素，将大气湍流影响机翼挠曲变形建模转换为载机在不同工作状态(高度变化、速度变化)的机翼挠曲变形分层建模。其次，基于空气动力学理论及悬臂梁变形理论建立机翼挠曲变形机理模型，借助计算流体力学与计算结构力学仿真分析获取实验数据辨识模型参数。最后，通过仿真实验验证，所提方法与模态叠加原理计算横向位移精度均优于 0.6 mm(相对误差 0.3%)，轴向位移精度均优于 0.015 mm(相对误差 0.2%)。对实验室搭建的分布式光纤光栅测量系统进行测试，利用模态叠加原理计算变形量来验证所提方法，横向位移精度优于 0.3 mm(相对误差 1%)，轴向位移精度优于 0.06 mm(相对误差 3%)。

关 键 词：InSAR；机翼挠曲变形；大气湍流；参数辨识；回归分析；模态叠加原理
中图分类号：V211.3；V212.11；TB125
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2020)01-0038-13

干涉合成孔径雷达(Interferometry Synthetic Aperture Radar，InSAR)是在合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar，SAR)二维成像基础上发展并逐渐成熟起来的三维遥感成像技术。InSAR 技术中的相位干涉基于相位连续性假设，即要求任意相邻像素之间的绝对相位差小于 π[1]，因此双节点(即单基线)InSAR 技术适用于地形平坦区域。为解决实际测绘中高度突变区域的相位干涉问题，多节点(即多基线)InSAR 技术应运而生[2]，垂直航向上基于多载荷节点构成的长短基线联合测量，可有效克服高度突变、噪声干扰等影响，现已成为航空遥感领域的主流发展方向。

受外部扰动的影响，InSAR 载机成非理想运动，机翼也会产生变形和振动，进而导致 InSAR 系统各节点载荷处形成复杂运动，即引起干涉基线长度的变化。从相位干涉技术可知，干涉基线长度测量误差直接决定了 InSAR 的高程分辨率[3]，目前主要借助传递对准技术并辅以机翼挠曲变形误差建模补偿技术[4-5]提高基线测量精度，机翼挠曲变形误差建模是其核心问题之一。

机翼挠曲变形误差建模方法主要有 3 类：

第 1 类是基于随机理论建模。该方法将机翼挠曲变形当作 Markov 模型[6]或 AR 模型[7]，并将其增广为卡尔曼滤波状态量[8]或噪声量[9]进行

收稿日期：2019-04-22；**录用日期**：2019-07-19；**网络出版时间**：2019-08-12 16:01
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190812.1507.003.html
基金项目：国家自然科学基金(61873019，61573040，61421063，61661136007，61703021，61722103，61571030，61473020)；航空科学基金(20170551004)
* **通信作者**. E-mail：zszhu@buaa.edu.cn

引用格式：朱庄生，张萌. 面向 InSAR 的空气扰动影响机翼挠曲变形建模[J]. 北京航空航天大学学报，2020，46(1)：38-50.
ZHU Z S，ZHANG M. Air disturbance affecting wing deflection deformation modeling for InSAR[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2020，46(1)：38-50 (in Chinese).

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

估计。如 Kain 和 Cloutier[8] 设计的 42 维卡尔曼滤波器中有 18 个挠曲运动状态量，公式复杂，计算效率低。该方法局限性在于模型参数设定无实际依据，也未考虑外界干扰变化对机翼变形的影响分析。

第 2 类是直接测量法。如摄影测量法，其要求摄影机对测点通视或直视，主要用于航天领域，如美国的 SRTM[10]（Shuttle Radar Topography Mission）。在航空领域，由于机翼变形过大或天气影响，摄影机对测点难以保证直视或通视。如基于光纤光栅（Fiber Bragg Grating，FBG）传感器的机翼变形测量，借助 FBG 感知应变信息，计算机翼变形，多应用在机翼健康监测[11]方面。

第 3 类是基于有限元仿真的变形建模。有限元仿真是基于计算流体力学（Computational Fluid Dynamics，CFD）及计算结构力学（Computational Structural Mechanics，CSM）的流固耦合理论发展起来的，其湍流模型成熟、可控性强，主要应用于计算飞机气弹性力和结构响应[12]及安全设计[13]。如陈志敏等[14]利用有限元仿真获得机翼受气动载荷作用的弯曲和扭转变形情况；张华等[15]利用 Nastran 软件分析大展弦比复合材料前掠机翼和后掠机翼在气动载荷作用下的静气弹变形情况。

机翼挠曲变形主要源于内部扰动（如发动机振动、机翼结构及材料等）和外部扰动（如空气扰动等）的影响，内部扰动随着飞行平台的确定可认为是一些已知量，而外部扰动是一个复杂的过程。本文利用有限元软件针对空气扰动对机翼结构的气动力影响与结构响应进行仿真求解，建立起空气扰动影响下的机翼挠曲变形模型，并借助应变估计位移的模态叠加原理对模型进行验证计算。

1　空气扰动类型及影响因素分析

1.1　空气扰动的复杂多源性

对于机载多基线 InSAR 系统，具体结构如图 1所示，DLR 研制的 E-SAR[16] 工作高度为 3 ~ 5 km，NASA 研制的 AIRSAR[17] 和 TOPSAR[18] 分别工作在 8 km 和 9 km 高度；中国科学院电子学研究所研制的机载三基线 InSAR[19] 工作在 3 km 航高上，该所研制的 MiNiSAR[20] 工作在 0.5 ~ 3 km高度。综上，本文考虑机载 InSAR 系统成像高度范围为 0.5 ~ 9 km，在此工作区域内的空气扰动主要为垂直风切变、阵风及大气湍流[21]。



图 1　机载分布式 InSAR 系统

Fig. 1　Airborne distributed InSAR system

1.1.1　垂直风切变

垂直风切变指的是垂直气层任意两观测点之间风向和风速的突然变化，计算公式为

$$\Delta \boldsymbol{S} = \boldsymbol{S}_2 - \boldsymbol{S}_1 \tag{1}$$

式中：$\boldsymbol{S}_2$、$\boldsymbol{S}_1$ 分别为空间 A、B 两点的风速值。

常利用风切变强度来计算风切变，定义风切变强度为：$|\delta \boldsymbol{S}| = |\Delta \boldsymbol{S}|/H$，$H$ 为 A、B 两点的距离。

根据 GJB 5601—2006[22] 给出的垂直风强度，计算 H = 30、50、70、100 m 工作高度突变所引起的风切变大小，如图 2 所示。

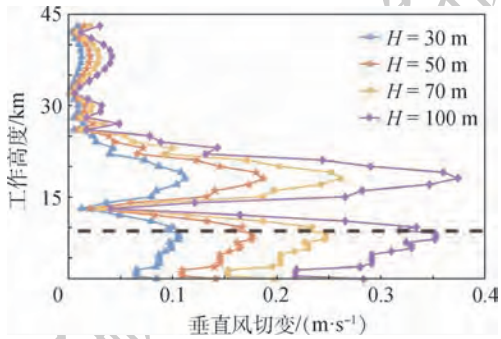


图 2　不同高度变化引起的垂直风切变

Fig. 2　Vertical wind shear caused by different height changes

由图 2 可知，在 10 km 的工作高度内，100 m 的高度变化最大可引起 0.35 m/s 的垂直风切变；航空中经常取 30 m 的高度变化判断其对飞行器的影响[23]，本文计算可得垂直风切变大小为 0.1 m/s；根据国际民航组织规定垂直风切变小于 1 m/s 的情况下与风切变强度小于 0.033/s 的风切变等级为微弱影响[23]。除此之外，由于垂直风切变影响载机升力最终改变载机工作高度，需控制载机产生相反的工作高度变化，如垂直风切变引起工作高度下降，则需提高当前工作速度以产生更大升力来提高载机的工作高度；而起飞和降落阶段的工作速度小，机动余量小，改变工作高度又不够，通常认为垂直风切变主要影响起飞和降落阶段[24]。

北航学报 赠阅

1.1.2 阵 风

阵风为风速在规定时间段内,其平均值持续时间不大于 2 min 的短暂正负,表现为确定性的风速变化。阵风出现的频率因地区、高度、季节和纬度的不同而异。现阶段阵风模型[25]主要使用的是 1-consine 模型,如图 3 所示。

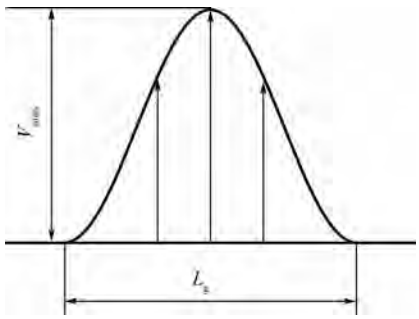


图 3 1-cosine 阵风模型

Fig. 3 1-cosine gust model

$$V=\begin{cases}\dfrac{V_{\max}}{2}\left(1-\cos\dfrac{2\pi h}{L_g}\right) & 0\leqslant h<L_g\\ 0 & h>2L_g\end{cases} \tag{2}$$

式中:V 为高度 h 处的阵风风速;V_{max} 为阵风速度的幅值;L_g 为阵风尺度,不同阵风尺度对飞机的阵风响应有一定影响,随着阵风尺度增加,阵风响应减小。陈楠[25]认为阵风经常出现在飞机的起飞降落阶段,不在航空遥感成像段起主要影响。

1.1.3 大气湍流

大气湍流是叠加在平均风上风速矢量的连续脉动,基本特征为湍流速度场沿时空分布的随机性[26]。大气湍流的形成与大气稳定性、空气温度压强的变化等相关,是一个十分复杂的物理现象。建立大气湍流模型的方法主要有基于湍流统计特性的工程模拟法、基于黏性流体运动 Navier-Stokes 方程和 Euler 方程的数值模拟法。

工程模拟法主要是基于蒙特卡罗方法建立的 Dryden 模型[27]和 Von Karman 模型[28],这 2 种模型均假设大气湍流为平稳、连续、各态历经的随机过程。赵震炎等[27]基于 Dryden 模型建立 x、y、z 三个方向上的成形滤波器以实现湍流速度场的建立:

$$\begin{cases}G_x(s)=\dfrac{K_x}{T_xs+1}\\ K_x=\sigma_x\sqrt{\dfrac{L_x}{\pi v}}\\ T_x=\dfrac{L_x}{v}\end{cases} \tag{3a}$$

$$\begin{cases}G_y(s)=\dfrac{K_y}{T_ys+1}\\ K_y=\sigma_y\sqrt{\dfrac{L_y}{\pi v}}\\ T_y=\dfrac{2L_y}{\sqrt{3}v}\end{cases} \tag{3b}$$

$$\begin{cases}G_z(s)=\dfrac{K_z}{T_zs+1}\\ K_z=\sigma_z\sqrt{\dfrac{L_z}{\pi v}}\\ T_z=\dfrac{2L_z}{\sqrt{3}v}\end{cases} \tag{3c}$$

式中:输入量为高斯白噪声,输出量为 3 个方向上的湍流速度;$L_i(i=x、y、z)$ 为湍流尺度;$\sigma_i(i=x、y、z)$ 为湍流强度;v 为载机工作速度。由于大气湍流出现在任意高度上,且湍流尺度、速度随着载机工作高度变化而变化[29-30],即载机的工作速度、高度可作为大气湍流变化的观测量。工程模拟法所建湍流模型主要应用在载机实时飞行环境仿真平台的搭建。如高振兴[30]建立飞行实时仿真平台分析飞机穿越大气湍流的位置动态响应,但是该方法并不涉及大气湍流对于机翼挠曲变形的仿真分析。

数值模拟法是基于 CFD 仿真实现对大气湍流及其影响下结构响应的模拟,常用 ANSYS、Fluent、Abaqus、Nastran 等有限元软件实现。如陈楠[25]借助 Fluent 软件仿真计算某大型客机受大气湍流载荷的结构响应,精度较高且计算方便。

上述 3 种空气扰动中,垂直风切变和阵风主要对载机的起飞、降落阶段影响较大,在航空遥感领域的应用过程中,往往在载机进入成像区域前进行“8”字机动飞行,其目的是对 InSAR 的高精度运动补偿设备 POS 进行在线标定,进一步消除上述 2 种外部扰动形式及设备等其他因素对于载机的影响。而大气湍流存在于任意高度上且为一种复杂多变的随机扰动,在航空遥感系统的成像工作段起主要影响。所以,本文基于工程模拟法建立的 Dryden 模型分析可得 InSAR 载机的 2 个重要的工作状态量(工作速度及高度)引起大气湍流变化,利用 CFD 与 CSM 技术对载机不同工作状态下的大气湍流影响机翼挠曲变形进行仿真分析并分层建模。

1.2 空气扰动影响因素仿真分析

1.1.3 节提到影响大气湍流的主要因素有载机工作速度及高度,所以本文将针对同一机翼结构主要分析载机的工作速度和高度变化所对应的大气湍流变化对于机翼挠曲变形的影响。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

1.2.1　仿真条件设置

建立如图 4 所示的机翼蒙皮骨架结构。蒙皮厚度为 2 mm，骨架结构由翼梁、翼肋和桁条组成，图 4 中从左端 0.1 m 处起每隔 0.2 m 分别为测点 1～测点 15；采用 BOEING103 翼型，翼弦为 0.6 m，总长为 3 m，材料为铝合金 7075，材料属性如表 1 所示。

基于有限元软件 ANSYS Workbench 分析载机工作速度、高度引起的大气湍流变化对机翼变形量的影响，主要利用 ICEM CFD 软件、Fluent 模块及 Static Structural 模块进行流固耦合求解。应用 ICEM CFD 软件建立如图 5 所示的机翼飞行流场网格区域，分为壁面区域、湍流入口区域、湍流出口区域及机翼结构。在 Fluent 模块中计算机翼不同工作状态下所受的气动载荷，湍流模型采用单方程 Spalart-Allmaras 模型；气体设置为 constant，不同工作高度上的气体密度根据表 2[22] 确定；边界条件采用速度入口、压力出口条件，压力、温度根据表 2[22] 确定。在 Static Structural 模块中

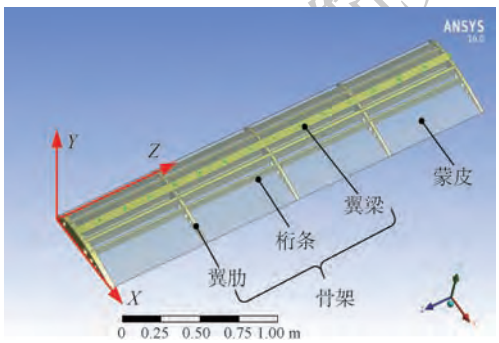


图 4　机翼模型

Fig. 4　Wing model

表 1　铝合金 7075 材料属性

Table 1　Aluminum alloy 7075 material properties

参数	数值
密度/(g·cm^{-3})	2.81
极限抗拉强度/MPa	524
极限屈服强度/MPa	455
弹性模量/GPa	71
泊松比	0.33

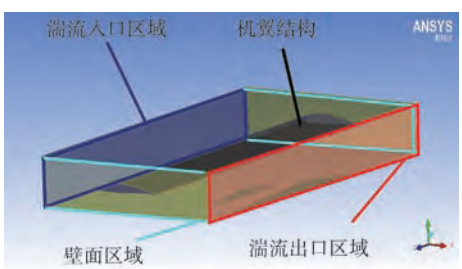


图 5　机翼飞行流场区域

Fig. 5　Wing flight flow field area

将 Fluent 计算载荷施加在机翼上，计算机翼结构应变及变形。

以载机工作高度 3 km、速度 200 m/s 为例，Fluent 计算蒙皮气动载荷及湍流速度变化，如图 6 所示，Static Structural 计算骨架结构 Y 向（横向）位移，如图 7 所示，图 7 中左端至右端的变化表示机翼变形量的增大。

表 2　不同工作高度上的大气物理参数[22]

Table 2　Atmospheric physical parameters at different working altitudes[22]

工作高度/km	压力/Pa	温度		密度/(g·cm^{-3})
		摄氏度	开尔文	
2.0	79 810	2.35	275.5	1.009
3.0	70 510	−3.25	269.9	0.908 7
3.5	66 100	−6.27	266.88	0.862 5
4.0	61 950	−9.29	263.86	0.818 1
4.5	58 070	−12.3	260.85	0.775 6
5.0	54 420	−15.32	257.83	0.734 8
5.5	51 000	−18.34	254.81	0.695 6
6.0	47 680	−21.62	251.53	0.658 9
6.5	44 520	−24.97	248.18	0.623 7
7.0	41 580	−28.32	244.83	0.59
7.5	38 770	−31.65	241.5	0.557 7
8.0	36 080	−35.07	238.08	0.526 8

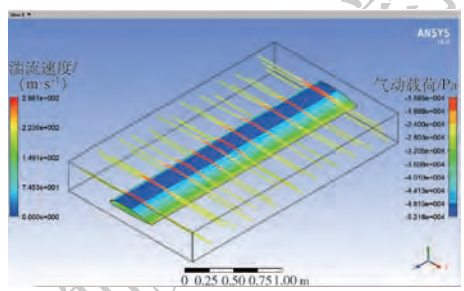


图 6　机翼所受气动载荷及湍流速度变化

Fig. 6　Changes in aerodynamic loads and turbulent velocity on wing

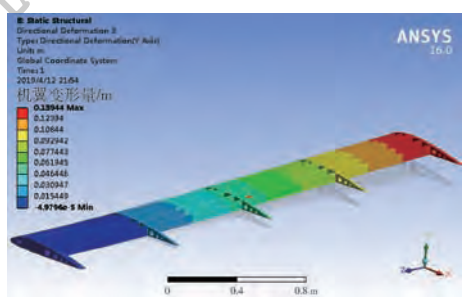


图 7　机翼结构 Y 向位移

Fig. 7　Y-direction displacement of wing structure

1.2.2　大气湍流影响机翼挠曲变形仿真分析

载机工作高度一定时，即大气密度、压力、温度均未变化时，仅仅是工作速度变化影响大气湍流，仿真 3 km 航高上 150 m/s 起每隔 5 m/s 直至 250 m/s 的工作速度下大气湍流对机翼挠曲变形

北航学报 赠阅

的影响,结果如图 8 所示。

为分析航空遥感系统工作高度对机翼变形量的影响,采用载机从 2.5 km 起每隔 0.5 km 到 6 km 的工作高度变化,以及从 125 m/s 起每隔 25 m/s到 300 m/s 的工作速度变化来获取仿真数据,具体的湍流参数按照表 2 设置。在此仅列出测点 15 的位移,如图 9 所示。

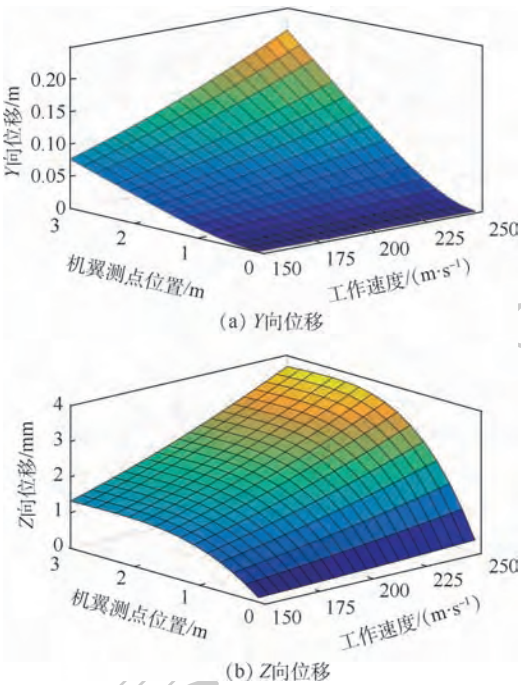


图 8 不同工作速度时的机翼挠曲变形

Fig. 8 Deflection of wing at different working speeds

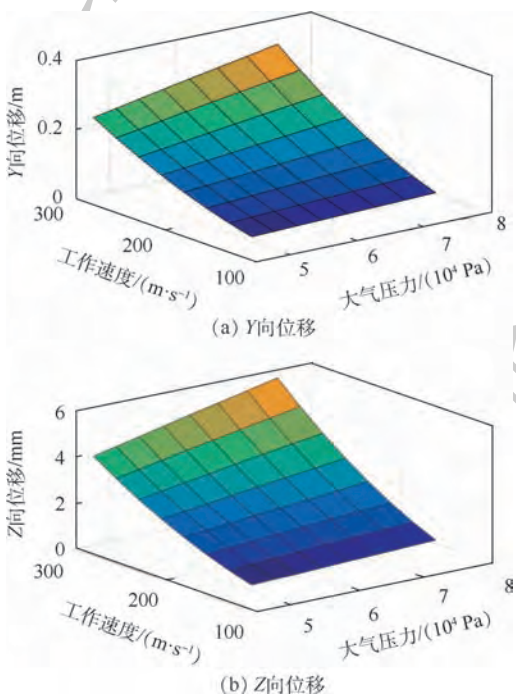


图 9 不同工况下测点 15 的机翼挠曲变形

Fig. 9 Wing deflection deformation at measuring point 15 under different conditions

可以看出,随着工作高度递增(压力减小),位移量逐渐减小且近似一阶线性关系;综合图 8 可看出,位移量随工作速度变化近似二阶关系。下文将借助机翼受力变形模型并结合实验数据来分析大气湍流对机翼挠曲变形的影响。

2 模型建立及参数辨识

2.1 大气湍流影响机翼挠曲变形模型建立

InSAR 载机的工作速度、高度变化将引起大气湍流变化,由于湍流在飞行中测量难度较大,所以本文将 InSAR 载机的工作速度、高度作为输入量,大气湍流作为未知中间量,机翼变形量作为输出量,建立起载机不同工作速度、高度影响下的机翼挠曲变形模型。

变形建模主要有机理建模法和测试分析法。机理建模法根据对象特性分析其因果关系寻找内部机理,所建模型具有物理数学意义。如詹斌[31]通过分析石墨烯纳米金属基复合材料的变形机理建立起其塑性变形模型。该方法一般基于大量简化及假设前提,难度较大,不具有普适性。测试分析法又称参数辨识法[32],是将研究对象特性视为“黑箱”,只能利用大量表征系统规律和状态的实验数据,运用统计方法建立与原始数据拟合度最好的模型,所建模型在线校正能力强;该方法无需了解系统机理,但需设计合理实验以获得系统最大信息量。所以,通常采用机理分析结合参数辨识法[33]建立模型。如关永亮[34]基于复合材料变形机理综合参数辨识法建立起复合材料机翼的非线性动力学变形模型。

对于本文建立机翼挠曲变形模型而言,首先需要明确大气湍流与其引起的机翼所受载荷之间的关系,其次需要明确机翼载荷与机翼挠曲变形之间的关系,从而初步建立起机翼挠曲变形机理模型,最后通过获取的仿真实验数据对模型进行参数辨识并建立模型。

对于图 4 所示的机翼结构,蒙皮感受如图 10 所示的沿翼展分布载荷q_S、翼弦分布载荷和q_C,

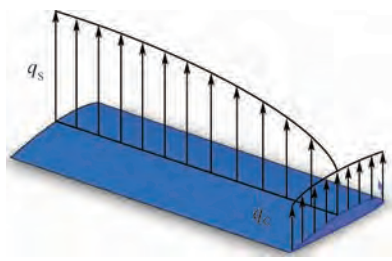


图 10 蒙皮表面气动载荷分布

Fig. 10 Aerodynamic load distribution on skin surface

北航学报 赠阅

为飞机提供升力并将外载荷传递给骨架，并不是主要的承力结构。对于骨架结构而言，桁条对蒙皮起支撑作用，并承受由蒙皮传递的气动载荷；翼肋保持机翼的气动外形并承受一定剪力；翼梁在根部与机身相连，主要承受机翼的弯矩和剪力[35]，并且多节点 InSAR 成像载荷主要分布在翼梁上。综上，考虑骨架整体结构承受机翼的弯矩和剪力，即 InSAR 基线长度误差将直接取决于机翼骨架结构的挠曲变形建模误差[3]。

实际情况下，翼梁结构与机身相连，形成一个悬臂梁的状态，本文对于骨架整体结构也是基于悬臂梁假设考虑的，受力变形情况如图 11 所示。

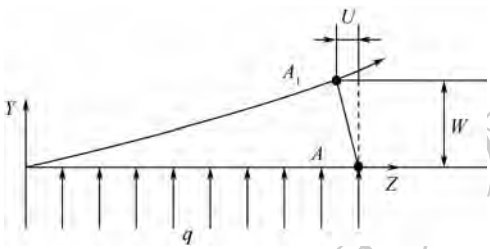


图 11　机翼骨架结构变形示意图

Fig. 11　Schematic diagram of wing skeleton structure deformation

文献[36]给出了悬臂梁在载荷 q 作用下与其产生的横向弯曲位移（挠度）W 之间的关系：

$$W(z) = p_w(z)q \tag{4}$$

式中：$p_w(z) = [(l-z)^4 + 4l^3z - l^4]/(24EI)$，$l$ 为悬臂梁长度；z 为距固定端距离；E 为弹性模量；I 为截面惯性矩。

根据梁的弯曲理论，距中性层距离 d 处的轴向位移 U 与该截面处挠度 W 的关系为：$U(z,h) = \frac{W}{z}d$，将式(4)代入计算可得：$U(z,d) = \frac{p_w}{z}qd$，设 $p_U = \frac{p_w}{z}d$，轴向位移为

$$U(z) = p_U(z)q \tag{5}$$

InSAR 载机飞行工作过程中，机翼感受升力载荷 $q_L = \rho_H V_r^2 s C_l/2$，阻力载荷 $q_D = \rho_H V_r^2 s C_d/2$，$\rho_H$ 为载机所在工作高度的空气密度，V_r 为载机工作速度与湍流速度的相对值，s 为机翼面积，C_l 和 C_d 分别为升力和阻力系数。

已知机翼蒙皮感受载荷 q_L、q_D，以及载荷作用下机翼变形量 W、U，并根据式(1)可确定载机工作速度影响湍流速度。综上，初步建立起载机工作速度引起大气湍流的变化所影响的机翼挠曲变形模型为

$$W(z) = A_Y(z)v^B \tag{6}$$

$$U(z) = A_Z(z)v^B \tag{7}$$

式中：A_Y、A_Z 项随机翼位置变化，与机翼材料、尺寸及气动性能有关；v^B 体现骨架感受气动载荷的大小，B 为一常值，不随机翼位置变化，表示载机工作速度、湍流速度对载荷的影响。由机翼受力变形机理建立模型式(6)、式(7)，借助实验数据辨识模型参数可建立起载机工作速度影响机翼挠曲变形模型；而工作高度影响湍流尺度、强度机理复杂，只能借助参数辨识法建立。

2.2　基于回归分析的参数辨识

基于参数辨识法建立机翼挠曲变形模型的方法主要有时序分析法和回归分析法。时序分析法是对实验数据基于 ARMA 模型、AR 模型、MA 模型等研究分析、识别参数。如解春明等[7]将机翼挠曲变形当作 AR 模型，并利用卡尔曼滤波对其进行在线补偿。该方法的局限性在于验证数据的平稳有序性，重点是模型阶次 n 的选择，即考虑前 n 时刻对当前时刻的影响。对本文建立载机工作高度与速度影响机翼挠曲变形的模型而言，并不适用。

回归分析法是建立自变量与因变量观测值之间的数学关系，从而由自变量的取值预测因变量。如史志伟等[37]基于回归分析借助风洞试验数据建立起三角翼模型非定常气动特性模型。该方法计算简单，可准确判断多个自变量对因变量的影响和各个自变量之间的相关程度。

本文建立载机工作速度与高度自变量与机翼挠曲变形因变量之间的数学关系，与利用回归分析辨识参数的理论思想相契合，所以基于回归分析法借助有限元仿真实验数据对机翼挠曲变形机理模型辨识参数。

回归分析中，常用线性回归模型：$\mathrm{LR}(x_m) = A_{m1}x_m + A_{m2}$；非线性回归模型：指数函数 $\mathrm{NR}(x_m) = A_{m1}e^{-A_{m2}/x_m}$、$\mathrm{NR}(x_m) = A_{m1}e^{A_{m2}x_m}$（$A_{m1} > 0$），对数函数 $\mathrm{NR}(x_m) = A_{m1}\lg(1+x_m)$，幂函数 $\mathrm{NR}(x_m) = A_{m1}x_m^{A_{m2}}$ 等。利用回归分析可对同一组数据拟合出多种不同模型，常用相关指数 R^2 及残差平方和 SSE 选择最优拟合模型，SSE 越小及 R^2 越接近 1，说明实际数据与预测值越相近，拟合程度就越好。

根据上述分析，对于载机工作速度影响下的机翼挠曲变形模型，直接利用非线性模型中的辨识参数建立模型；对于工作高度变化所引起的大气湍流影响下的机翼挠曲变形模型，利用上述回归模型进行拟合处理，选择与原始实验数据拟合程度最好的模型进行下一步的计算及预测。

北航学报 赠阅

2.3 大气湍流影响载机挠曲变形模型建立

对于 3 km 工作高度上载机工作速度变化的实验数据，借助幂函数 $u = Av^B$ 辨识参数建立起载机工作速度影响机翼挠曲变形模型，在此列出机翼骨架结构上测点 2、测点 7、测点 12、测点 15 的 Y 向位移数据依据 $u = Av^B$ 的参数辨识结果，如表 3所示。

对比表 3 中 3 个不同拟合模型，根据 SSE 越小和 R^2 越接近 1 的判断准则选择最优拟合模型，确定 InSAR 载机在 3 km 工作高度上工作速度从 150 m/s 变化至 250 m/s 的情况下，Y 向、Z 向机翼变形量满足：

$$W(z) = A_Y(z)v^{2.015} \tag{8}$$

$$U(z) = A_Z(z)v^{2.015} \tag{9}$$

式中：A_Y、A_Z 项与机翼测点位置、机翼结构的材料、尺寸及气动性能有关；$v^{2.015}$项体现载机工作速度和湍流速度与机翼承受载荷间的关系。

对于建立工作高度影响机翼挠曲变形模型而言，高度仅仅体现压力、温度和密度的变化，所以该模型转换为容易测量获取的不同工作高度上所对应的压力值与机翼变形量之间的关系。对同一工作高度 2.5 ~ 6 km 上载机工作速度变化引起的机翼变形数据进行处理，发现均满足式(8)和式(9)，仅系数 A_Y、A_Z 发生变化，变化趋势如图 12 所示。可以看出，A_Y、A_Z 随高度变化趋势保持一致且近似一阶关系，与距固定端距离 z 关系近似三阶关系。

选择测点 2、测点 7、测点 12、测点 15 的 Y 向位移进行参数辨识，统计结果如表 4 所示。

表 3 载机工作速度影响的参数辨识结果

Table 3 Parameter identification results of carrier speed

测点	$u = Av^2$	R^2	SSE
2	$u = 6.492 \times 10^{-7}v^2$	1.000	7.22×10^{-10}
7	$u = 1.001 \times 10^{-6}v^2$	1.000	1.57×10^{-7}
12	$u = 2.407 \times 10^{-6}v^2$	1.000	8.96×10^{-7}
15	$u = 3.424 \times 10^{-6}v^2$	1.000	1.82×10^{-6}
测点	$u = Av^{2.014}$	R^2	SSE
2	$u = 6.022 \times 10^{-8}v^{2.014}$	1.000	1.33×10^{-11}
7	$u = 9.284 \times 10^{-7}v^{2.014}$	1.000	1.52×10^{-9}
12	$u = 2.233 \times 10^{-6}v^{2.014}$	1.000	7.67×10^{-9}
15	$u = 3.176 \times 10^{-6}v^{2.014}$	1.000	1.52×10^{-8}
测点	$u = Av^{2.015}$	R^2	SSE
2	$u = 5.99 \times 10^{-8}v^{2.015}$	1.000	4.57×10^{-12}
7	$u = 9.234 \times 10^{-7}v^{2.015}$	1.000	3.34×10^{-11}
12	$u = 2.221 \times 10^{-6}v^{2.015}$	1.000	1.74×10^{-9}
15	$u = 3.159 \times 10^{-6}v^{2.015}$	1.000	2.98×10^{-9}

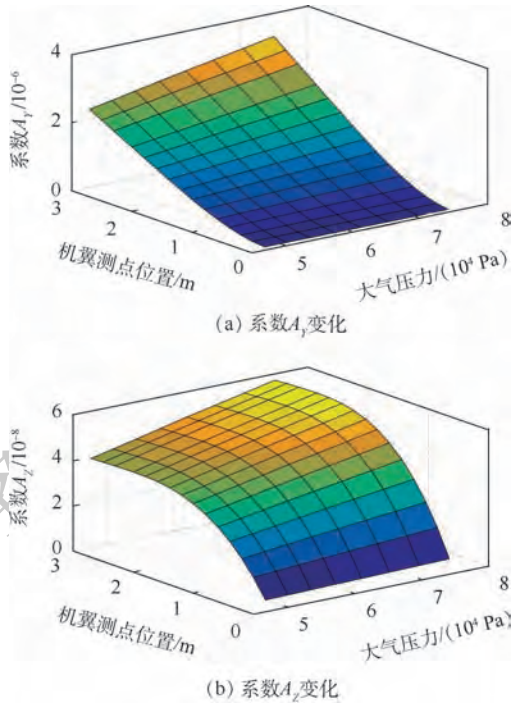


图 12 高度变化时的 A_Y、A_Z 系数

Fig. 12 A_Y and A_Z at different heights

表 4 载机工作高度影响的参数辨识结果

Table 4 Parameter identification results of carrier's working height

测点	指数函数 $u = ae^{bP}$	R^2	SSE
2	$u = 2.286 \times 10^{-8}e^{1.368 \times 10^{-5}P}$	0.996	1.42×10^{-18}
7	$u = 3.522 \times 10^{-7}e^{1.368 \times 10^{-5}P}$	0.996	3.52×10^{-16}
12	$u = 8.467 \times 10^{-7}e^{1.369 \times 10^{-5}P}$	0.996	2.05×10^{-15}
15	$u = 1.205 \times 10^{-6}e^{1.368 \times 10^{-5}P}$	0.996	4.16×10^{-15}
测点	线性模型 $u = aP + b$	R^2	SSE
2	$u = 7.27P \times 10^{-13} + 8.696 \times 10^{-9}$	1.000	5.08×10^{-20}
7	$u = 1.121P \times 10^{-11} + 1.339 \times 10^{-7}$	1.000	1.51×10^{-17}
12	$u = 2.696P \times 10^{-11} + 3.215 \times 10^{-7}$	1.000	9.16×10^{-17}
15	$u = 3.834P \times 10^{-11} + 4.585 \times 10^{-7}$	1.000	1.89×10^{-16}
测点	幂函数 $u = aP^{0.833}$	R^2	SSE
2	$u = 5.484 \times 10^{-12}P^{0.833}$	1.000	8.60×10^{-21}
7	$u = 8.454 \times 10^{-11}P^{0.833}$	1.000	2.82×10^{-18}
12	$u = 2.033 \times 10^{-10}P^{0.833}$	1.000	1.80×10^{-17}
15	$u = 2.892 \times 10^{-10}P^{0.833}$	1.000	3.74×10^{-17}

对比表 4 中模型，根据 SSE 越小及 R^2 越接近 1 的判断准则，确定工作高度变化时系数 A_Y、A_Z 满足：

$$A_Y = a_Y P^{0.833} \tag{10}$$

$$A_Z = a_Z P^{0.833} \tag{11}$$

$$a_Y(z) = -7.74z^3 \times 10^{-12} + 5.1z^2 \times 10^{-11} + 1.35z \times 10^{-11} - 2.50 \times 10^{-12} \tag{12}$$

$$a_Z(z) = 2.86z^3 \times 10^{-13} - 2.29z^2 \times 10^{-12} + 6.01z \times 10^{-12} - 1.186 \times 10^{-13} \tag{13}$$

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

式中：a_Y、a_Z 随机翼结构及测点位置 z 变化；P 表示不同工作高度上的压力。

综上，载机工作高度以及工作速度影响机翼挠曲变形模型可表示为

$$W(z) = a_Y(z)P^{0.833}v^{2.015} \tag{14}$$

$$U(z) = a_Z(z)P^{0.833}v^{2.015} \tag{15}$$

式中：P、v 项为与机翼载荷大小相关量。

3　仿真实验

3.1　基于建立模型的机翼挠曲变形误差仿真分析

利用式(14)、式(15)，对于不工作高度、不同工作速度下变形数据进行预测计算，表 5 和表 6 列出了测点 7、测点 12、测点 15 的变形数据。

表 5　本文模型预测 *Y* 向变形

Table 5　*Y*-direction deformation predicted by proposed model

工作速度/(m·s^{-1})	工作高度/km	ANSYS Workbench *Y* 向变形量/mm			本文模型 *Y* 向变形量/mm		
		测点 7	测点 12	测点 15	测点 7	测点 12	测点 15
250	1.5	3.85	4.38	4.30	3.85	4.37	4.31
200	1.5	2.45	2.79	2.74	2.46	2.79	2.75
	2.0	2.33	2.65	2.60	2.33	2.65	2.61
	6.5	1.44	1.63	1.61	1.43	1.63	1.61
	7.0	1.36	1.54	1.52	1.35	1.54	1.52
	7.5	1.28	1.46	1.44	1.28	1.45	1.43
	8.0	1.21	1.38	1.36	1.20	1.37	1.35
185	2.5	1.89	2.15	2.12	1.89	2.15	2.12
235	2.5	3.07	3.48	3.44	3.06	3.48	3.44
285	2.5	4.52	5.14	5.07	4.52	5.14	5.07

表 6　本文模型预测 *Z* 向变形

Table 6　*Z*-direction deformation predicted by proposed model

工作速度/(m·s^{-1})	工作高度/km	ANSYS Workbench *Z* 向变形量/mm			本文模型 *Z* 向变形量/mm		
		测点 7	测点 12	测点 15	测点 7	测点 12	测点 15
250	1.5	73.36	176.36	250.83	73.24	176.14	250.56
200	1.5	46.80	112.48	159.97	46.72	112.35	159.82
	2.0	44.44	106.81	151.91	44.37	106.69	151.77
	6.5	27.31	65.67	93.41	27.28	65.61	93.33
	7.0	25.81	62.08	88.31	25.77	61.98	88.17
	7.5	24.38	58.64	83.43	24.31	58.47	83.17
	8.0	23.01	55.35	78.75	22.90	55.07	78.34
185	2.5	36.04	86.66	123.28	36.01	86.60	123.19
235	2.5	58.36	140.34	199.63	58.32	140.24	199.49
285	2.5	86.05	206.92	294.36	86.02	206.86	294.26

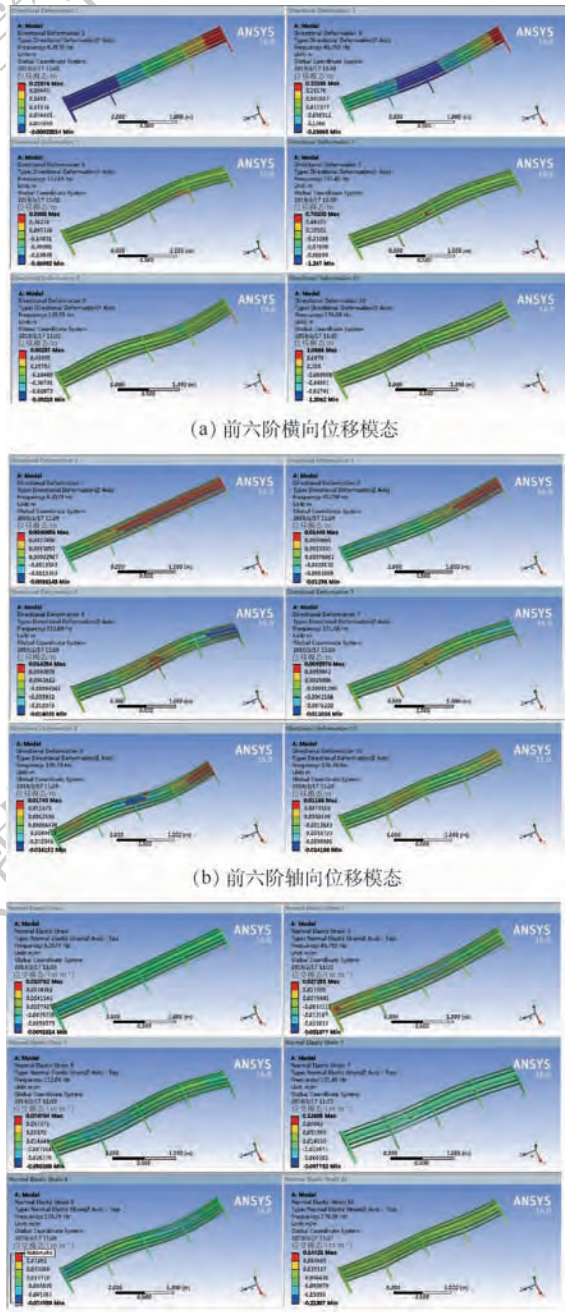
3.2　基于模态叠加原理的机翼挠曲变形误差仿真分析

对于本文所建模型，适用于已知 InSAR 载机工作速度、高度的机翼挠曲变形量的计算，本文借助模态叠加原理（又称模态法）对其适用性及精度进行验证。模态叠加原理[38]基于载荷作用下结构应变响应估计位移，存在：

$$\boldsymbol{D} = \boldsymbol{DST} \cdot \boldsymbol{S} \tag{16}$$

式中：$\boldsymbol{D}$ 为待估计位移值；$\boldsymbol{S}$ 为测点应变值；$\boldsymbol{DST}$ 为应变、位移转换矩阵，轴向位移矩阵 $\boldsymbol{DST}_u = [\boldsymbol{\phi}_u]([\boldsymbol{\psi}_u]^{\mathrm{T}}[\boldsymbol{\psi}_u])^{-1}[\boldsymbol{\psi}_u]^{\mathrm{T}}$，横向位移矩阵 $\boldsymbol{DST}_\omega = [\boldsymbol{\phi}_\omega]([\boldsymbol{\psi}_u]^{\mathrm{T}}[\boldsymbol{\psi}_u])^{-1}[\boldsymbol{\psi}_u]^{\mathrm{T}}$，$[\boldsymbol{\phi}_u]$、$[\boldsymbol{\psi}_u]$ 和 $[\boldsymbol{\phi}_\omega]$ 分别为轴向应变、位移和横向位移矩阵。

利用 ANSYS Workbench 模态分析可获得骨架结构的应变、位移模态，如图13所示。基于仿



(a) 前六阶横向位移模态

(b) 前六阶轴向位移模态

(c) 前六阶轴向应变模态

图 13　骨架结构的应变、位移模态

Fig. 13　Skeleton structure strain and displacement mode

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

真分析最终计算出 ***DST*** 矩阵。将仿真获取的应变值利用式(16)便可估计 Y 向、Z 向位移。表 7 和表 8列出了不同飞行条件下测点 7、测点 12、测点 15 利用模态叠加原理的计算结果。

表 7 Y 向变形模态叠加原理计算结果

Table 7 Y-direction deformation calculated by modal superposition principle

工作速度/(m·s^{-1})	工作高度/km	ANSYS Workbench Y 向变形量/mm			模态叠加原理 Y 向变形量/mm		
		测点 7	测点 12	测点 15	测点 7	测点 12	测点 15
250	1.5	3.85	4.38	4.30	3.85	4.37	4.30
200	1.5	2.45	2.79	2.74	2.45	2.79	2.74
	2.0	2.33	2.65	2.60	2.33	2.65	2.60
	6.5	1.44	1.63	1.61	1.44	1.63	1.61
	7.0	1.36	1.54	1.52	1.36	1.54	1.52
	7.5	1.28	1.46	1.44	1.28	1.46	1.44
	8.0	1.21	1.38	1.36	1.21	1.38	1.36
185	2.5	1.89	2.15	2.12	1.89	2.15	2.12
235	2.5	3.07	3.48	3.44	3.07	3.49	3.43
285	2.5	4.52	5.14	5.07	4.52	5.14	5.06

表 8 Z 向变形模态叠加原理计算结果

Table 8 Z-direction deformation calculated by modal superposition principle

工作速度/(m·s^{-1})	工作高度/km	ANSYS Workbench Z 向变形量/mm			模态叠加原理 Z 向变形量/mm		
		测点 7	测点 12	测点 15	测点 7	测点 12	测点 15
250	1.5	73.36	176.36	250.83	73.24	176.03	250.31
200	1.5	46.80	112.48	159.97	46.70	112.23	159.54
	2.0	44.44	106.81	151.91	44.35	106.58	151.52
	6.5	27.31	65.67	93.41	27.28	65.60	93.31
	7.0	25.81	62.08	88.31	25.80	62.02	88.24
	7.5	24.38	58.64	83.43	24.37	58.60	83.37
	8.0	23.01	55.35	78.75	23.01	55.32	78.72
185	2.5	36.04	86.66	123.28	36.00	86.56	123.13
235	2.5	58.36	140.34	199.63	58.31	140.18	199.40
285	2.5	86.05	206.92	294.36	85.97	206.70	294.02

3.3 仿真结果及分析

从表 5 ~ 表 8 可知,利用本文模型及模态叠加原理计算 Y 向、Z 向位移与 ANAYS 仿真有一定误差。表 9 列出了 2 种方法的计算误差。

从表 9 可以看出,利用模态叠加原理及参数辨识建立模型计算横向最大误差均在 0.6 mm 以内,轴向最大误差均在 0.015 mm 以内,即利用模态叠加原理与回归预测2种方法均能很好地估计出 Y 向、Z 向位移量,既验证了本文方法的可行性,又对比了 2 种方法的计算精度。

表 9 本文模型与模态叠加原理计算误差值对比

Table 9 Comparison of error values calculated by proposed model and modal superposition principle

工作速度/(m·s^{-1})	工作高度/km	Y 向			Z 向		
		ANSYS 仿真位移/mm	模态叠加原理误差/mm	本文模型误差/mm	ANSYS 仿真位移/mm	模态叠加原理误差/mm	本文模型误差/mm
250	1.5	4.30	0.004	0.011	250.83	0.520	0.303
200	1.5	2.74	0.004	0.013	159.97	0.426	0.182
	2.0	2.60	0.004	0.011	151.91	0.388	0.169
	6.5	1.61	0.002	0.002	93.41	0.101	0.084
	7.0	1.52	0.002	0.004	88.31	0.078	0.146
	7.5	1.44	0.002	0.007	83.43	0.054	0.251
	8.0	1.36	0.002	0.010	78.75	0.031	0.415
185	2.5	2.12	0.002	0.002	123.28	0.155	0.091
235	2.5	3.44	0.003	0.003	199.63	0.232	0.148
285	2.5	5.07	0.004	0.003	294.36	0.341	0.109

4 实测实验

4.1 实验系统及步骤

为验证本文方法,搭建起如图 14 所示的机翼结构分布式光纤光栅测量系统,将 InSAR 载机在不同大气湍流情况下所承受气动载荷转换为对机翼结构施加不同加载量。以 0.5 kg 每隔 0.5 ~ 5 kg的加载量代表 3 km 工作高度上 150 m/s 起每隔 10 m/s 直至 240 m/s 工作速度的机翼所受载荷;仿真实验中不同湍流扰动下的机翼变形量由 ANSYS 直接计算获取,本节实验利用光纤光栅传感器实时获取其变形量;由此建立起湍流扰动模拟加载量与机翼变形量之间的映射关系,从而进行预测计算。

在机翼结构上进行加载实验,如图15所示,



图 14 实验室机翼结构

Fig. 14 Wing structure in laboratory

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

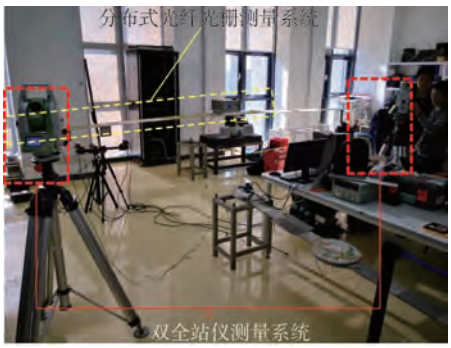


图 15　机翼加载实验

Fig. 15　Loading experiment in wing

在实验过程中从 0.5 kg 开始，每次以 0.5 kg 的重量递增直到 5 kg，每次加载保持静止状态5 min以上，利用光纤光栅测量加载过程中的应变变化及双全站仪测量系统测量 2 个靶标测点的位移量。

4.2　实验结果及分析

对悬臂梁进行 10 次加载，全站仪测量 2 个靶标点的位移量如表 10 所示。

利用光纤光栅测量应变量并借助模态叠加原理计算可得加载过程当中的位移变化，并利用前 7 次加载基于模态值进行非线性回归分析建立模型，拟合值如图 16 所示。预测计算在机翼上施加 39.2、44.1、49 N 的位移值，与全站仪测量值进行对比计算，结果如表 11 所示。

表 10　全站仪测量值

Table 10　Total station measurement values

加载/N	Y 向位移/mm		Z 向位移/mm	
	测点 1	测点 2	测点 1	测点 2
4.9	−0.18	−0.18	−2.97	−4.50
9.8	−0.34	−0.42	−5.70	−8.70
14.7	−0.56	−0.57	−8.51	−13.01
19.6	−0.79	−0.84	−11.45	−17.49
24.5	−0.96	−1.06	−14.17	−21.66
29.4	−1.14	−1.32	−16.95	−25.93
34.3	−1.36	−1.55	−19.66	−29.98
39.2	−1.57	−1.81	−22.45	−34.24
44.1	−1.77	−2.04	−25.13	−38.30
49	−2.06	−2.28	−27.88	−42.32

从表 11 可以看出，利用模态值与全站仪测量值对比，Y 向、Z 向误差均在 0.35 mm 以内，既验证了本文方法的可行性，又验证了光纤光栅测量机翼挠曲变形的精度。

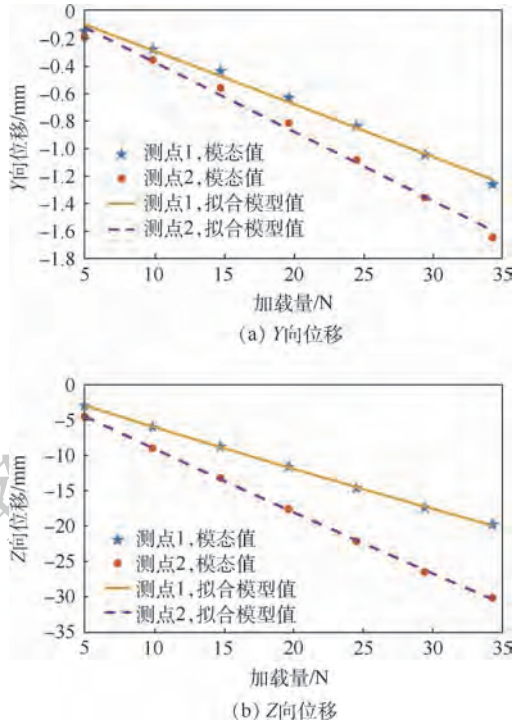


图 16　模态值与拟合模型值对比

Fig. 16　Comparison of modal and fitted values

表 11　预测值与全站仪测量值对比

Table 11　Comparison of predicted and total station measurement values

测点	加载/N	Y 向位移/mm			Z 向位移/mm		
		全站仪测量值	本文方法预测值	绝对误差	全站仪测量值	本文方法预测值	绝对误差
测点 1	39.2	−1.57	−1.51	0.06	−22.45	−22.52	0.07
	44.1	−1.77	−1.78	0.01	−25.13	−25.08	0.05
	49	−2.06	−2.06	0	−27.88	−27.57	0.31
测点 2	39.2	−1.81	−1.84	0.03	−34.24	−34.41	0.17
	44.1	−2.04	−2.09	0.05	−38.3	−38.39	0.09
	49	−2.28	−2.34	0.06	−42.32	−42.31	0.01

5　结　论

本文通过仿真分析了大气湍流对多节点 InSAR 系统的载机机翼挠曲变形的影响，提出了一种基于机理建模综合参数辨识方法建立湍流影响机翼挠曲变形模型的方法，利用基于模态叠加原理的结构变形估计方法对其进行验证计算，并在实验室搭建起机翼挠曲变形测量系统对本文方法进行实验验证。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

1）对不同工作高度、速度下的大气湍流仿真实验，构建了影响大气湍流因素与机翼结构挠曲变形之间的数学关系，从而实现将湍流对机翼挠曲变形的影响量化并建模分析以及预测。

2）与传统的大气湍流对于机翼挠曲变形影响的随机理论建模分析相比，本文方法借助大量仿真实验数据作为计算基础，提高了所建模型的可靠性。

本文的主要目的是基于工作高度、速度量测量来构建大气湍流与机翼挠曲变形量间的映射关系，其研究思路和研究方法对所有机翼结构具有普适性和推广性。但是，针对不同机翼结构，其升力、阻力等相关系数不同，以及在同等外力条件下，机翼变形量也不同；所以，针对不同的机翼结构本文所建模型系数应有所调整，这也是后续的重点研究工作。

参考文献（References）

[1] 潘舟浩，刘波，张清娟，等. 三基线毫米波 InSAR 的相位解缠及高程反演[J]. 红外与毫米波学报，2013，32(5)：474-480.
PAN Z H，LIU B，ZHANG Q J，et al. Millimeter-wave InSAR phase unwrapping and DEM reconstruction based on three-baseline[J]. Journal of Infrared and Millimeter Waves，2013，32(5)：474-480(in Chinese).

[2] XU W，CHANG E C，KWOH L K，et al. Phase-unwrapping of SAR interferogram with multi-frequency or multi-baseline [C]// IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium. Piscataway，NJ：IEEE Press，1994：4986460.

[3] ZHANG K，WU D，WANG S，et al. A new method for estimating unambiguous phase observations of re-identified coherent targets for multi-baseline InSAR techniques[J]. Remote Sensing Letters，2017，8(12)：1172-1179.

[4] WANG B，DENG Z H，LIU C，et al. Estimation of information sharing error by dynamic deformation between inertial navigation systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2014，61(4)：2015-2023.

[5] DAI H D，LUA J H，GUO W. IMU based deformation estimation about the deck of large ship[J]. Optik，2016，127(7)：3535-3540.

[6] MAJEED S，FANG J. Performance improvement of angular rate matching shipboard transfer alignment[C]// International Conference on Electronic Measurement & Instruments. Piscataway，NJ：IEEE Press，2009：10962531.

[7] 解春明，赵剡，杨传春. 传递对准滤波中机翼变形噪声的在线补偿算法[J]. 系统工程与电子技术，2011，33(2)：370-375.
XIE C M，ZHAO Y，YANG C C. Online compensation algorithm of wing flexure noise in transfer alignment filtering[J]. Systems Engineering and Electronics，2011，33(2)：370-375(in Chinese).

[8] KAIN J E，CLOUTIER J R. Rapid transfer alignment for tactical weapon applications：AIAA-89-3581[R]. Reston：AIAA，1989.

[9] WENDEL J，METZGER J，TROMMER G F. Rapid transfer alignment in the presence of time correlated measurement and system noise：AIAA-2004-4778[R]. Reston：AIAA，2004.

[10] DUREN R M，LIEBE C C. The SRTM sub-arcsecond metrology camera[C]// IEEE Aerospace Conference. Piscataway，NJ：IEEE Press，2001：2037-2046.

[11] RICHARDS L，PARKER A R，KO W L，et al. Fiber optic wing shape sensing on NASA's Ikhana UAV[R]：Washington，D. C.：NASA，2008：5-13.

[12] 孙东科，林家浩. 利用 CFD 计算技术进行机翼模型气动特性分析[J]. 航空计算技术，2010，40(1)：21-24.
SUN D K，LIN J H. Aerodynamic analysis of NACA0012 airfoil model using CFD[J]. Aeronautical Computing Technique，2010，40(1)：21-24(in Chinese).

[13] 王云，徐江锋. 基于预变形设计的柔性机翼气动性能分析[J]. 南昌航空大学学报(自然科学版)，2013，27(2)：47-51.
WANG Y，XU J F. Analysis of aerodynamics characteristic of flexible wing on pre-deformation[J]. Joumal of Nanchang Hangkong University(Natural Sciences)，2013，27(2)：47-51(in Chinese).

[14] 陈志敏，徐敏，陈士橹. 跨声速静气动弹性结构响应分析[J]. 空军工程大学学报(自然科学版)，2005，6(1)：1-4.
CHEN Z M，XU M，CHEN S L. An analysis of structure response for transonic static aeroelasticity[J]. Journal of Air Force Engineering University(Natrnal Science Edition)，2005，6(1)：1-4(in Chinese).

[15] 张华，马东立，马铁林. 弹性变形对柔性机翼气动特性影响分析[J]. 北京航空航天大学学报，2008，34(5)：487-490.
ZHANG H，MA D L，MA T L. Analysis of aerodynamics characteristic of flexible wing caused by deflection[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2008，34(5)：487-490(in Chinese).

[16] GONZALEZ J H，BACHMANN M，SCHEIBER R，et al. TanDEM-X DEM calibration and processing experiments with E-SAR[C]// IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium. Piscataway，NJ：IEEE Press，2008：10460434.

[17] LOU Y. Review of the NASA/JPL airborne synthetic aperture radar system[C]// IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium. Piscataway，NJ：IEEE Press，2002：1702-1704.

[18] SØREN N M，MARTIN J M，ZEBKER H A. Analysis and evaluation of the NASA/JPL TOPSAR across-track interferometric SAR system[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing，1995，33(2)：383-391.

[19] 李道京. 毫米波干涉合成孔径雷达[J]. 高科技与产业化，2013，9(11)：40-43.
LI D J. Millimeter wave interference synthetic aperture radar[J]. High-Technology & Industrialization，2013，9(11)：40-43(in Chinese).

[20] 黄刚，刘力荣，史雪静，等. 国产机载微型 InSAR 系统的 DEM 精度分析[J]. 测绘科学，2017，42(8)：128-133.
HUANG G，LIU L R，SHI X J，et al. Accuracy analysis of DEM based on domestic airborne mini-InSAR system[J]. Science of

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

Surveying and Mapping,2017,42(8):128-133(in Chinese).

[21] 朱庄生,郭韬.分布式 POS 传递对准对 InSAR 干涉测量影响的分析[J].中国惯性技术学报,2014,22(4):432-438.
ZHU Z S,GUO T. Effect of distributed POS transfer alignment on InSAR interferometic measurement[J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2014,22(4):432-438(in Chinese).

[22] 中国人民解放军总装备部.中国参考大气(地面~80 km):GJB 5601—2006[S].北京:总装备部军标出版发行部,2006.
PLA General Armament Department. China reference atmosphere(ground ~ 80 km):GJB 5601—2006[S]. Beijing:General Armament Department Military Standard Publishing Department,2006(in Chinese).

[23] 胡明宝,肖文建.风廓线雷达中风切变分析方法的初步研究[J].气象科学,2010,30(4):510-515.
HU M B,XIAO W J. The preliminary study on analysis method of wind shear using wind profiler[J]. Journal of the Meteorological Sciences, 2010,30(4):510-515(in Chinese).

[24] 张序,刘岷江.飞行中风切变的判断及处置[J].航空安全,2008(6):62-64.
ZHANG X,LIU M J. Judgement and handlig of windshear during flight[J]. Safety & Security,2008(6):62-64(in Chinese).

[25] 陈楠.某大型客机受突风载荷作用产生的非定常气动力计算[D].南京:南京航空航天大学,2013.
CHEN N. The calculation of unsteady aerodynamics effected by gusts upon an airliner[D]. Nanjing:Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,2013(in Chinese).

[26] ETKIN B. Turbulent wind and its effect on flight[J]. Journal of Aircraft,2012,18(5):327-345.

[27] 赵震炎,肖业伦,施毅坚.Dryden 大气紊流模型的数字仿真技术[J].航空学报,1986,7(5):433-443.
ZHAO Z Y,XIAO Y L,SHI Y J. A digital simulation for Dryden atmospheric turbulence model[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,1986,7(5):433-443(in Chinese).

[28] 高静,洪冠新,梁灶清.Von Karman 模型三维大气紊流仿真理论与方法[J].北京航空航天大学学报,2012,38(6):736-740.
GAO J,HONG G X,LIANG Z Q. Theory and method of numerical simulation for 3D atmospheric turbulence field based on Von Karman model[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2012,38(6):736-740(in Chinese).

[29] TATOM F B, SMITH S R, FICHTL G H. Simulation of atmospheric turbulent gusts and gust gradients[J]. Journal of Aircraft,1981,19(4):264-271.

[30] 高振兴.复杂大气扰动下大型飞机飞行实时仿真建模研究[D].南京:南京航空航天大学,2009.
GAO Z X. Research on real-time flight simulation of large aircraft in complex atmospheric disturbance[D]. Nanjing:Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,2009(in Chinese).

[31] 詹斌.石墨烯增强纳米复合材料变形机理与力学建模研究[D]:杭州:浙江大学,2018.
ZHAN B. On deformation mechanism and modeling of graphene-reinforced nanocomposites[D]. Hangzhou:Zhejiang University,2018(in Chinese).

[32] ANGERER B T, HINTZ C, SCHRODER D. Online identification of a nonlinear mechatronic system[J]. Control Engineering Practice,2004,12(11):1465-1478.

[33] SOL H,HUA H,VISSCHER J D,et al. A mixed numerical/experimental technique for the nondestructive identification of the stiffness properties of fibre reinforced composite materials[J]. NDT & E International,1997,30(2):85-91.

[34] 关永亮.复合材料无人机结构和飞行动力学关键技术研究[D].北京:中国科学院大学,2017.
GUAN Y L. Research on key tecnologies of structural and flight dynamics for a composite unmanned aerial vehicle[D]. Beijing:University of Chinese Academy of Sciences,2017(in Chinese).

[35] 张立.机翼结构的多约束拓扑优化方法及其应用研究[D].沈阳:沈阳航空航天大学,2017.
ZHANG L. Multi constrainst optimization method and application research of wing structure[D]. Shenyang:Shenyang Aerospace University,2017(in Chinese).

[36] 刘鸿文.材料力学[M].4 版.北京:高等教育出版社,2004:188-190.
LIU H W. Mechanics of materials[M]. 4th ed. Beijing:Higher Education Press,2004:188-190(in Chinese).

[37] 史志伟,倪芳原,陈永亮.基于两步线性回归的状态空间模型建立与验证[J].空气动力学学报,2013,31(6):699-703.
SHI Z W,NI F Y,CHEN Y L. The state-space models based on two-step linear regression method[J]. Acta Aerodynamica Sinica,2013,31(6):699-703(in Chinese).

[38] KIM H I,KANG L H,HAN J H. Shape estimation with distributed fiber Bragg grating sensors for rotating structures[J]. Smart Materials & Structures,2011,20(3):035011.

作者简介：

朱庄生　男，博士，副研究员。主要研究方向：惯性导航/组合导航、静动态变形 GNSS/光学/惯性精密测量技术。

张萌　女，硕士研究生。主要研究方向：静动态机翼变形测量、惯性导航/组合导航。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

Air disturbance affecting wing deflection deformation modeling for InSAR

ZHU Zhuangsheng[1,2,3,*], ZHANG Meng[1,2,3]

(1. School of Instrumentation and Optoelectronic Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China;
2. Science & Technology on Inertial Laboratory, Beijing 100083, China; 3. Key Laboratory of Fundamental Science for National Defense-Novel Inertial Instrument & Navigation System Technology, Beijing 100083, China)

Abstract: For the problem of multi-node InSAR wing deflection deformation error, a method based on mechanism modeling integrated parameter identification is proposed for the layered modeling of wing deflection deformation induced by air disturbance. First, this model takes atmospheric turbulence as the main air disturbance in the InSAR imaging working section, and based on Dryden model, it is analyzed that the working height and speed of the aircraft are the main factors affecting atmospheric turbulence. Therefore, the modeling of wing deformation affected by atmospheric turbulence is transformed to the layered modeling of wing deformation under different working conditions (height change, velocity change). Second, the wing deformation mechanism model is established based on the combination of the aerodynamic theory and the cantilever beam deformation theory. The parameters of the model are identified by the experimental data obtained from the simulation analysis of computational fluid dynamics and computational structural mechanics. Finally, the simulation experiments show that, calculated by both the proposed method and the mature modal superposition principle, the lateral displacement error is better than 0.6 mm (relative error 0.3%) and the axial displacement error is better than 0.015 mm (relative error 0.2%). In addition, based on the distributed fiber Bragg grating measurement system of wing structure built in the laboratory and the principle of modal superposition, the deformation is calculated to verify the proposed method, the lateral displacement error is better than 0.3 mm (relative error 1%) and the axial relative error is better than 0.06 mm (relative error 3%).

Keywords: InSAR; wing deflection deformation; atmospheric turbulence; parameter identification; regression analysis; modal superposition principle

北京航空航天大学学报

Received: 2019-04-22; **Accepted**: 2019-07-19; **Published online**: 2019-08-12 16:01

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190812.1507.003.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61873019, 61573040, 61421063, 61661136007, 61703021, 61722103, 61571030, 61473020); Aeronautical Science Foundation of China (20170551004)

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

北航学报 赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0174

航天器多通道近场无线能量传输系统设计

刘治钢[1], 朱立颖[1,*], 张晓峰[1], 杨世春[2], 刘卿君[2,3]
(1. 北京空间飞行器总体设计部, 北京 100094; 2. 北京航空航天大学 交通科学与工程学院, 北京 100083;
3. 北京林业大学 工学院, 北京 100083)

全下文载

摘 要: 针对航天领域空间交会对接、航天器配电、在轨服务与维护等领域对无缆化的需求,提出了多通道近场无线能量传输系统,建立了多通道磁耦合近场无线能量传输系统数学模型,分析了影响系统传输效率的重要参数,并对关键参数对系统效率的影响进行了仿真分析。通过线圈高效耦合设计,实现了多通道近场无线能量传输系统的效率最优。所提系统解决了能量的无线传输,并实现多负载接收的问题。通过一台 1 000 W 多通道近场无线能量传输样机进行了实验研究,结果表明,所提多通道近场无线能量传输装置具有传输效率高的特点,解决了航天器无线能量传输的多负载问题。

关 键 词: 大功率; 高效率; 升降压变换器; 控制; 过渡
中图分类号: V19; TM46
文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2020)01-0051-09

近场无线能量传输以其传输效率高、易轻小型化、传输距离适中、便于组网等特点满足了多领域电力的能源供应需求[1-3]。伴随着电子器件、功率转换及测控技术的发展,近场无线能量传输技术在传输距离、转换效率、安全性等方面逐渐取得进展,研究和应用发展迅猛,在工业机器人恶劣环境下作业、无线传感网络、电动汽车、家用电器、人体植入器件等领域都开展了广泛研究,具有广泛的应用前景。

在航天领域,近场无线能量传输技术属于前沿技术[4]。近场无线能量传输技术应用于航天领域可颠覆现有的能源模式,有望解决有线电缆在空间交会对接、空间机械臂关节供电、航天器配电、在轨服务与维护等应用中可靠性差、易打火等问题。

近场无线能量传输技术在航天器配电或在轨服务与维护中应用,单通道近场无线能量传输无法满足需求。航天器配电设计多为源端由太阳电池阵供电,副端为多个载荷供电,因此,需要采用多通道近场无线能量传输技术。

对于多通道磁耦合系统而言,不同的接收线圈能量与其通过的磁通量相关,也对其他接收线圈位置、尺寸、互感系数等存在耦合关系[5-8]。航天器设计对设备质量及功耗有严格要求,因此,如何提高多通道磁耦合无线传输系统的传输效率[9],是系统应用需要解决的重要问题之一。

针对上述问题,本文提出了多通道近场无线能量传输系统,建立了多通道磁耦合近场无线能量传输系统数学模型,仿真分析了多通道近场无线能量传输系统传输效率的关键参数。通过线圈高效耦合设计,实现多通道近场无线能量传输系统在传输过程中始终保持功率传输能力,保持传输效率最优,并通过样机加以验证。

1 系统设计

多通道近场无线能量传输系统组成如图 1 所示。原边部分包括高频逆变电路、谐振电容、控制

收稿日期: 2019-04-22; **录用日期**: 2019-07-05; **网络出版时间**: 2019-07-29 11:50
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190729.1050.001.html
* **通信作者**. E-mail: 350909269@qq.com

引用格式: 刘治钢, 朱立颖, 张晓峰, 等. 航天器多通道近场无线能量传输系统设计[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(1): 51-59. LIU Z G, ZHU L Y, ZHANG X F, et al. Design of spacecraft multi-channel near-field wireless energy transfer system [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(1): 51-59 (in Chinese).

北航学报 赠阅

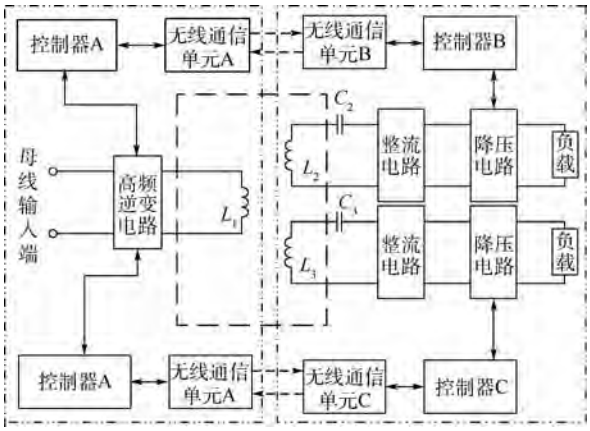


图 1 多通道近场无线能量传输系统

Fig. 1 Multi-channel near-field wireless energy transfer system

器、无线通信单元;副边部分包括电能接收装置、谐振电容、整流电路、降压电路、负载、无线通信单元及控制器。

工作过程为:航天器直流电压输入到高频逆变电路中,经过高频逆变电路的转化变换为高频的交流电能输入到电能发射线圈和谐振电容内,高频逆变电路的工作频率由控制器进行调节。其中,电能发射线圈和谐振电容为相互串联的连接方式,高频逆变电路的频率与电能发射线圈和谐振电容之间的固有频率是相同的,这样电能会在电能发射线圈和谐振电容发生谐振,产生同样频率的正弦电流,电能发射线圈将所输入的正弦电流转化为高频交变的磁场,向外界输出。

次级接收线圈接收到电能发射线圈发射出的高频交变磁场,高频交变磁场在电能接收线圈后转化为同样频率的交变电流,电路中,电能接收线圈与次级谐振电容相互串联,二者的固有频率与电能发射线圈所发出的交变磁场频率同样相同,使得电能发射线圈能够被最大程度地接收到;所接收到的电能经过全桥整流电路的整流,输入到降压电路进行 DC-DC 降压变换,转换为品质符合技术要求的、稳定的直流电能,无线电能传输过程结束。其中,DC-DC 变换器的控制由电能接收次级端的控制器经由 CAN 通信进行控制,电能发射初级端和电能接收次级端 2 泵个控制器之间的通信由2个无线通信单元实现,无线通信单元为Zig-Bee 无线通信模块。

在系统的电能发射端配置了一个原边线圈,接收端配置了 2 个相同尺寸和参数的小线圈。能量发射电路和接收电路的设计谐振频率相同。这种情况下,当两者靠近至适当的距离时,给发射端线圈提供与该谐振频率大小等同的驱动信号即能量,由于该频率也是接收端的谐振频率,那么发射端就会在该频率的作用下产生谐振。因此,能量可以从发射端线圈源源不断地传输至接收端线圈。在此过程中,发射端线圈消耗能量,而接收端线圈吸收能量,这样发射端和接收端之间便实现了能量的无线传输[10]。

2 模型分析

多通道近场无线能量传输系统的等效电路模型如图 2 所示。

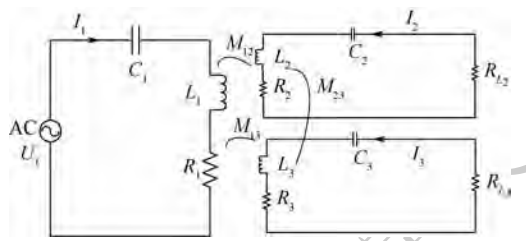


图 2 多通道近场无线能量传输系统等效电路模型

Fig. 2 Multi-channel near-field wireless energy transfer system equivalent circuit model

如图 2 所示,系统采用 SS[11](原边和副边均串联电容进行谐振补偿,该补偿方式具有在负载变化和互感变化情况下维持谐振点稳定的优点)的谐振补偿电路。其中,L_1 为发射线圈的自感,U_1 为逆变装置后端的等效交流电压源,其为整个系统输入能量,C_1 为原边的谐振补偿电容,R_1 为原边电路线缆和线圈的电阻值之和。相似地,L_2 和 L_3 分别为 2 个接收线圈的自感,C_2、C_3 分别为 2 个副边电路的谐振补偿电容,R_2、R_3 分别为2 个副边电路的线圈电阻与电路导线电阻值之和,R_{L_2} 和 R_{L_3}分别为 2 个接收电路的等效负载值。M_{12}、M_{13}分别为原边线圈 L_1 与 2 个副边线圈 L_2、L_3 之间的互感值,M_{23}为 2 个副边线圈之间耦合的互感值。根据 KVL 定律列出整个电路的电气行为方程为

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 + R_1 & j\omega M_{12} & j\omega M_{13} \\ j\omega M_{21} & \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2 + R_2 + R_{L_2} & j\omega M_{23} \\ j\omega M_{31} & j\omega M_{32} & \frac{1}{j\omega C_3} + j\omega L_3 + R_3 + R_{L_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \tag{1}$$

北航学报 赠阅

在一般的系统中,负载阻抗为纯电阻,即 $Z_{\mathrm{L}}=R_{\mathrm{L}}$。且当系统谐振时,系统的电抗为零,即 $\mathrm{Im}\{Z\}=\mathrm{j}\omega L+\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C}=0$。

代入矩阵可简化得

$$\begin{bmatrix}U_1\\0\\0\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}R_1 & \mathrm{j}\omega M_{12} & \mathrm{j}\omega M_{13}\\ \mathrm{j}\omega M_{21} & R_2+R_{L_2} & \mathrm{j}\omega M_{23}\\ \mathrm{j}\omega M_{31} & \mathrm{j}\omega M_{32} & R_3+R_{L_3}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_1\\I_2\\I_3\end{bmatrix} \tag{2}$$

求解式(2)可得

$$\begin{cases}I_2=-\dfrac{\omega^2M_{13}M_{23}+\mathrm{j}\omega M_{12}(R_3+R_{L_3})}{\omega^2M_{23}(R_2+R_{L_2})(R_3+R_{L_3})}I_1\\ I_3=-\dfrac{\omega^2M_{12}M_{23}+\mathrm{j}\omega M_{13}(R_2+R_{L_2})}{\omega^2M_{23}(R_2+R_{L_2})(R_3+R_{L_3})}I_1\end{cases} \tag{3}$$

此时,接收线圈接收到的功率为

$$P_i=|I_1^2|\frac{[\omega^4M_{1j}M_{ij}+\omega^2M_{1j}^2(R_{L_j}+R_j)^2]R_{L_i}}{[\omega^2M_{ij}^2+(R_{L_j}+R_j)]^2} \tag{4}$$

式中:$i=2$ 或 3,且 $i\neq j$。

传输效率为

$$\eta=\frac{|I_2|^2R_{L_2}+|I_3|^2R_{L_3}}{\mathrm{Re}\{U_1I_1^*\}} \tag{5}$$

由式(4)和式(5)可以看出,系统的功率和效率与两线圈之间的互感、线圈内阻、谐振频率等因素有关,而两线圈间的互感与线圈的尺寸、线径、距离、匝数等有关,线圈的内阻大小随着线圈自身的半径、匝数、频率的变化而改变[12-16]。因此,合适的参数对磁耦合谐振式无线充电系统的性能至关重要。

3　仿真分析

图 3 为多通道近场无线能量传输系统基于 MATLAB 软件中的 Simulink 仿真模块搭建的模型。可以看出,该模型主要由电源部分、逆变单元、松耦合变压器模型、谐振补偿单元、整流单元、负载部分等组成。

副边 2 个线圈分别经过整流和滤波后接入相同的负载电路。在选定好线圈参数与距离之后,分别测量出 2 个副边电路的电压和电流值,并计算每个电路的输出功率。两副边电路功率之和与原边电路功率做商,便可求得系统的传输效率。

其中一个副边电压逐渐上升直到 52 V 处趋于稳定。由于输入电压为 100 V,经过耦合线圈之后,平均分到 2 个负载电路中,因此,得到的电压在合理范围之内。副边电压曲线如图 4 所示。

副边电流逐渐升至 5.2 A 处趋于稳定,其同样在合理范围之内,仿真波形如图 5 所示。

将副边两线圈的功率加和之后,与原边线圈相比较,得到整个系统的传输效率。由波形图可以看出,系统的传输效率经短暂延时后,从 94% 降至 87.7% 左右,并最终趋于稳定,其效率符合要求,仿真波形如图 6 所示。

建立的多通道近场无线能量传输系统的磁场仿真模型如图 7 所示。其中,2 个接收端线圈为 9 匝,发射端线圈为 8 匝,两线圈之间的间距为 100 mm,且 2 个接收端位于同一平面。

图 8 为系统在工作状态下的耦合情况,图 9 为线圈的磁通密度分布情况。所得结果表明,初级线圈激励电流的激励作用下,接收端的 2 个线圈与原边线圈分别耦合,具有一定的功率输出能力,但是受相对位置影响,接收端不同线圈工作状态下耦合情况不同,影响其功率输出能力。通常情况,原边线圈匝数不同的情况下,次级线圈所能接收到的磁通密度明显不同,因为接收面积相同,所接收磁通密度大的次级线圈的磁通量更大,

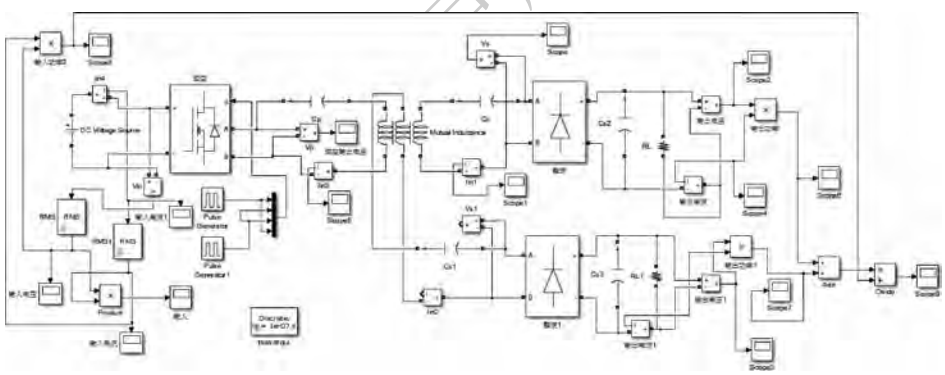


图 3　多通道近场无线能量传输系统的 MATLAB 电路仿真模型

Fig. 3　MATLAB circuit simulation model of multi-channel near-field wireless energy transfer system

北航学报 赠阅

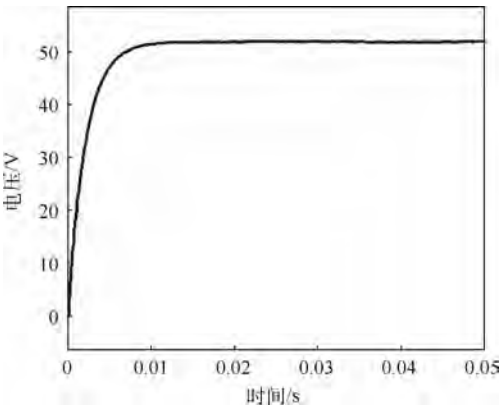


图 4 副边电压曲线

Fig. 4 Secondary voltage curve

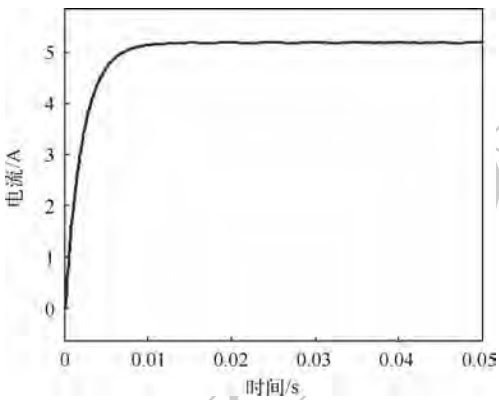


图 5 副边电流曲线

Fig. 5 Secondary current curve

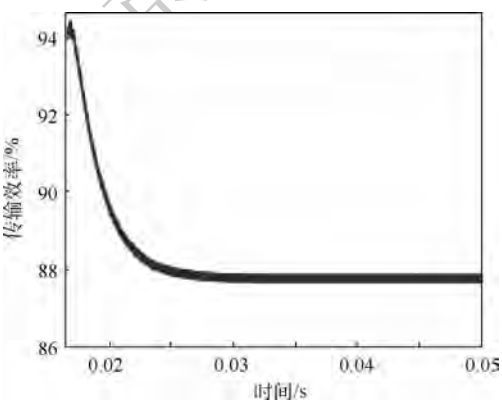


图 6 传输效率曲线

Fig. 6 Transmission efficiency curve

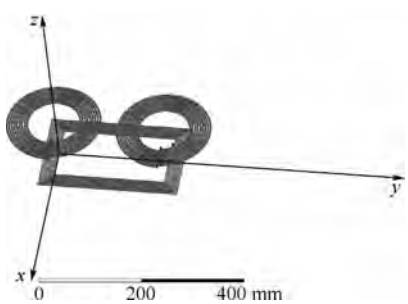


图 7 多通道近场无线能量传输系统磁场仿真模型

Fig. 7 Magnetic field simulation model of multi-channel near-field wireless energy transfer system

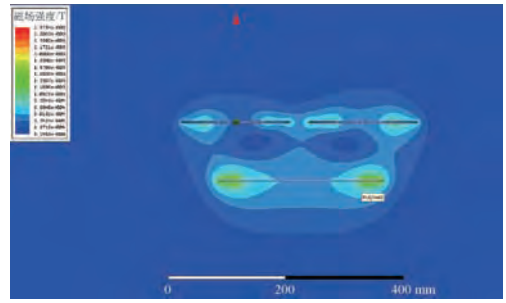


图 8 线圈磁通密度主视图

Fig. 8 Coil flux density main view

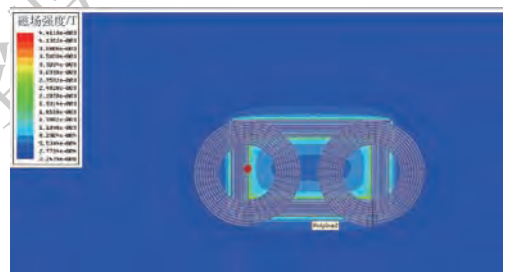


图 9 线圈磁通密度俯视图

Fig. 9 Coil flux density top view

线圈距离不同,互感值不同。线圈匝数越多,互感磁通量越大,线圈间的互感值越大。

4 实 验

本文研制了多通道近场无线能量传输系统原理样机一台,无线能量传输系统规格为:输出功率 50 ~ 300 W,输入电压范围(100 ± 10) V,根据系统原副边线圈及补偿电容值,得到系统的谐振频率为 50 kHz。系统参数如表 1 所示,实物如图 10 所示。

接收线圈采用圆盘形线圈,如图 11 所示,D_1 为线圈内径,D_0 为线圈外径,w 为绕制线圈的导线线径,s 为线间距。原边发射线圈采用图 12 所示的长方形跑道形线圈,a 为 2 倍线径,其尺寸示意图如图 12 所示,导线的缠绕分布与副边线圈相似。

在一对二的使用场景下,相比于DD型线圈

表 1 系统参数

Table 1 System parameters

参数	数值
工作频率/kHz	50
初级线圈 1 输入电压/V	100 ± 10
初级线圈 1 输入电流/A	0 ~ 10
次级线圈 2 输出功率/W	50 ~ 300
次级线圈 2 输出电压/V	28 ± 1
次级线圈 3 输出功率/W	300 ~ 500
次级线圈 3 输出电压/V	42 ± 1

北航学报 赠阅

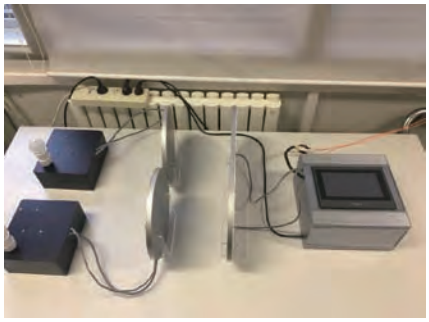


图 10　多通道近场无线能量传输系统实物图

Fig. 10　Photo of multi-channel near-field wireless energy transfer system

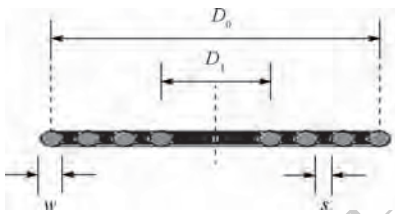


图 11　圆盘形线圈示意图

Fig. 11　Schematic diagram of a disc coil

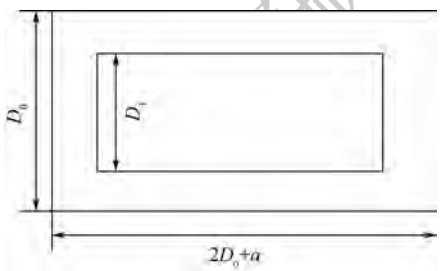


图 12　长方形跑道形线圈

Fig. 12　Rectangle-racetrack coil

自耦的磁通，采用椭圆形绕制的线圈在多接收端时平移特性更好。在传输距离和传输功率要求下，为了尽可能提高线圈互感，预估了线圈耦合系数范围为 0.25 ~ 0.1，进而根据单层圆形线圈互感公式计算得到线圈自感，在工作频率变化范围区间下，根据 $C=\dfrac{1}{(2\pi f)^2 L}$ 确定了谐振电容。

原边发射线圈与副边接收线圈均为 2 层，线径 $d=3.5$ mm，间隔 2 mm。原边线圈的外径 $D_{01}=238$ mm，内径 $D_{11}=167.4$ mm，单层线圈匝数为 8。副边线圈的外径 $D_{02}=D_{03}=238$ mm，内径 $D_{12}=D_{13}=105$ mm，单层线圈匝数为 15。初步计算时，考虑副边 2 个线圈紧挨着排列在同一个与原边线圈平行的水平面上，副边 2 个线圈的圆心与发射线圈左右侧的圆心对齐。则 3 个线圈之间的径向距离分别为：$h_{12}=h_{13}=100$ mm，$h_{23}=0$ mm，3 个线圈之间的横向距离分别为：$t_{12}=t_{13}=119$ mm，$t_{23}=238$ mm。其值分别在表 2 和表 3 中列出，排列方式如图 13 所示。

根据非同轴两平行线圈的互感计算公式：

$$M=\frac{\mu_0 N_1 N_2}{4\pi}\int_0^{2\pi}\int_0^{2\pi}\frac{r_1 r_2\cos(\theta-\phi)\,\mathrm{d}\theta\mathrm{d}\phi}{R_{QN}} \tag{6}$$

式中：

$$R_{QN}=\left[(r_1\cos\theta-r_2\cos\phi)^2+(r_1\sin\theta+t-r_2\sin\phi)^2+h^2\right]^{\frac{1}{2}} \tag{7}$$

其中：μ_0 为真空磁导率；r_1、r_2 分别为 2 个线圈的平均半径；N_1、N_2 分别为 2 个线圈的匝数；t 为 2 个线圈之间的横向距离；h 为 2 个线圈之间的径向距离。

线圈的自感值可以根据特斯拉线圈的算法进行粗略估计，由下列公式近似计算线圈的自感（长度单位为 in，1 in = 2.54 cm，自感值单位为 μH）：

$$L=\frac{N^2A^2}{30A-11D_1} \tag{8}$$

$$A=\frac{D_1+N(w+s)}{2} \tag{9}$$

谐振电容值为

$$C=\frac{1}{\omega^2 L}=\frac{1}{(2\pi f)^2 L} \tag{10}$$

表 2　线圈尺寸参数

Table 2　Coil size parameters

参数	线圈 1	线圈 2	线圈 3
外径 D_0/mm	238	238	238
内径 D_1/mm	167.4	105	105
线圈层数 c	2	2	2
线径 d/mm	3.5	3.5	3.5
单层线圈匝数 N	8	15	15

表 3　线圈距离参数

Table 3　Coil distance parameters

相对的线圈	横向距离 t/mm	径向距离 h/mm
1 和 2	119	100
1 和 3	119	100
2 和 3	238	0

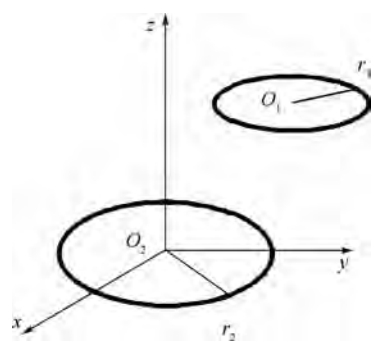


图 13　非同轴线圈模型

Fig. 13　Non-coaxial coil model

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

因原边跑道形线圈缺乏互感与自感计算的理论公式,因此在初步设计时将原边线圈看作为半径为 D_{01} 的圆形线圈进行初步计算,并在实际缠绕后测量线圈的互感与自感值。

由于原边线圈按照圆形线圈估算存在误差,同时线圈为手工缠绕,线间距不均匀,因而缠绕线圈之后需要进行实际测量。经实际测量,原副边线圈自感值为 160 μH,谐振电容值为 80 nF。实际缠绕的线圈如图 14 所示。

图 15、图 16 中,示波器显示的电压及电流值与负载有关,此时线圈距离与负载均较小,因此电流较大,此时的峰峰值在正常范围内,不影响副边最终输出值的稳定。

原边工作频率 $f=50$ kHz,原边电压 100 V,负载电阻 $R_L=10\ \Omega$,线圈 1 电阻 $R_1=10\ \Omega$,副边 1 距离都为 10 cm,单一改变原边线圈横向位置,DC-DC 变换器传输效率约为 94%,整机系统传输效率如表 4 所示。

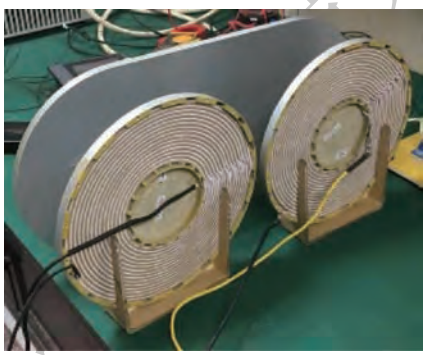


图 14 实际绕制的原副边线圈实物图

Fig. 14 Actually wound original secondary coil photo

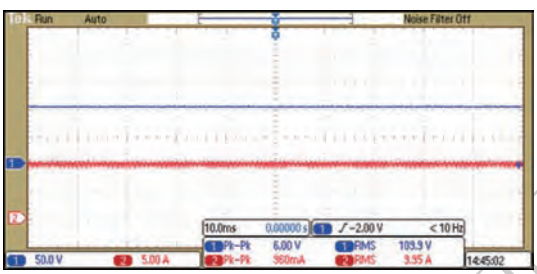


图 15 输入端电压电流波形

Fig. 15 Waveforms of input voltage and current

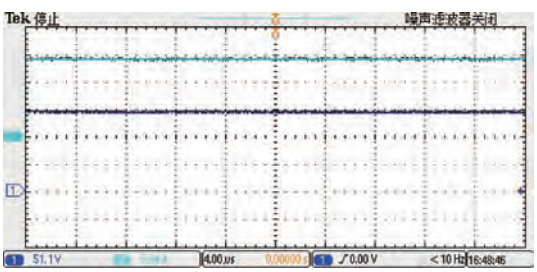


图 16 输出端电压电流波形

Fig. 16 Waveforms of output voltage and current

传输效率曲线如图 17 所示。

原边工作频率 $f=50$ kHz,原边电压 100 V,负载电阻 $R_L=10\ \Omega$,线圈 1 电阻 $R_1=10\ \Omega$,单一改变副边 1 与原边线圈的径向距离,DC-DC 变换器传输效率为 94% 时,实验结果如下:

1)第 1 组。改变横向距离,使副边线圈的圆心处位于原边线圈的边缘,实验结果如表 5 所示。

2)第 2 组。改变横向距离,使副边线圈的圆心处位于原边线圈的四分之一处,实验结果如表 6所示。

3)第 3 组。改变横向距离,使副边线圈的圆心处位于原边线圈的中间位置,实验结果如表 7 所示。

传输效率曲线如图 18 所示。

原边工作频率 $f=50$ kHz,原边电压 100 V,负载电阻 $R_L=10\ \Omega$,线圈 1、线圈 2 电阻 $R_1=R_2=$

表 4 单线圈水平移动实验结果

Table 4 Single coil horizontal movement experimental results

原边		横向位置	副边 1		传输效率/%	加入 DC-DC 变换器后的传输效率/%
电压/V	电流/A		电压/V	电流/A		
100	7.87	0	77.80	7.57	74.83	70.34
100	10.17	1/4	90.50	8.63	75.96	71.40
100	10.50	3/8	91.93	8.77	76.76	72.15
100	9.43	1/2	87.13	8.43	77.90	73.22
100	9.37	5/8	86.17	8.23	75.74	71.20
100	8.20	3/4	80.07	7.73	75.51	70.98
100	7.47	0	76.93	7.30	75.22	70.70

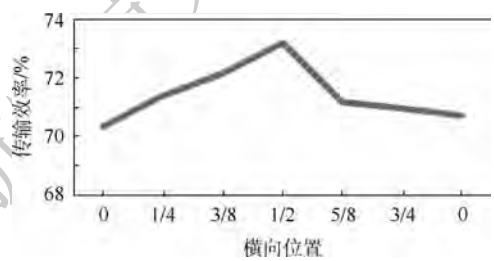


图 17 单线圈位置变化传输效率

Fig. 17 Single coil position change transmission efficiency

表 5 单线圈轴向移动实验结果 1

Table 5 Single coil axial movement experimental results 1

原边		横向距离/cm	副边 1		传输效率/%	加入 DC-DC 变换器后的传输效率/%
电压/V	电流/A		电压/V	电流/A		
100	8.03	5	84.03	8.03	84.03	78.99
100	7.83	10	77.50	7.40	73.21	68.82
100	4.27	15	48.70	4.60	52.50	49.35
100	3.47	20	30.07	2.80	24.28	22.83

北航学报 赠阅

表 6　单线圈轴向移动实验结果 2

Table 6　Single coil axial movement experimental results 2

原边		横向距离/cm	副边 1		传输效率/%	加入 DC-DC 变换器后的传输效率/%
电压/V	电流/A		电压/V	电流/A		
100	7.13	5	80.10	7.57	84.97	79.87
100	8.73	10	84.33	7.93	76.61	72.01
100	5.03	15	56.27	5.27	58.88	55.35
100	3.03	20	35.17	3.23	37.49	35.24

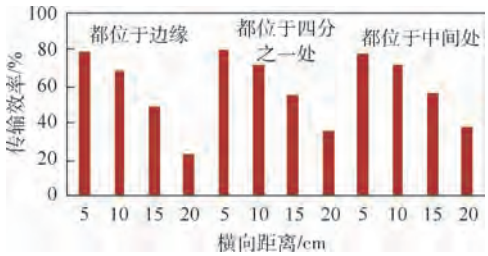


图 18　单线圈空间变化传输效率

Fig. 18　Transmission efficiency when single coil space change

表 7　单线圈轴向移动实验结果 3

Table 7　Single coil axial movement experimental results 3

原边		横向距离/cm	副边 1		传输效率/%	加入 DC-DC 变换器后的传输效率/%
电压/V	电流/A		电压/V	电流/A		
100	7.73	5	82.27	7.77	82.62	77.66
100	8.97	10	85.37	8.03	76.48	71.89
100	5.47	15	59.47	5.53	60.19	56.58
100	3.27	20	37.53	3.43	39.45	37.08

10 Ω,分别改变副边 1 与副边 2 对原边的径向距离,DC-DC 变换器传输效率为 94% 时,实验结果如表 8 所示。

原边工作频率 $f=50$ kHz,原边电压 100 V,负载电阻 $R_L=10\ \Omega$,副边 1 与副边 2 的径向距离保持 10 cm 不变,线圈 2 电阻 $R_2=10\ \Omega$,改变线圈 1 的电阻 R_1,DC-DC 变换器传输效率为 94% 时,实验结果如表 9所示。

表 8　双线圈轴向移动实验结果

Table 8　Double coils' axial movement experimental results

原边			副边 1			副边 2		传输效率/%	加入 DC-DC 变换器后的传输效率/%
电压/V	电流/A	横向距离/cm	电压/V	电流/A	横向距离/cm	电压/V	电流/A		
100	5.40	5	46.37	4.33	5	51.97	4.87	84.04	79.00
100	7.53	5	70.67	6.83	10	39.47	3.67	83.34	78.34
100	7.80	5	78.67	7.63	15	24.43	2.17	83.75	78.73
100	7.80	5	81.33	7.83	20	14.30	1.20	83.84	78.81
100	9.90	10	65.33	6.27	10	61.53	5.70	76.80	72.19
100	8.33	10	70.67	6.77	15	38.30	3.47	73.39	68.99
100	7.37	10	70.33	6.73	20	23.37	2.03	70.66	66.42
100	6.20	15	47.40	4.53	15	42.97	3.90	61.66	57.96
100	4.97	15	47.83	4.57	20	25.73	2.27	55.73	52.39
100	3.83	20	30.93	2.90	20	28.50	2.57	42.54	39.99

注:副边线圈加入 DC-DC 变换器调节电压后,使接收端电压分别为:(28 ±1) V 和(42 ±1) V。

表 9　双线圈负载变化实验结果

Table 9　Double coils' load change experimental results

原边		副边 1			副边 2			传输效率/%	加入 DC-DC 变换器后的传输效率/%
电压/V	电流/A	电压/V	电流/A	电阻/Ω	电压/V	电流/A	电阻/Ω		
100	9.10	49.20	9.37	5	52.70	4.90	10	79.02	74.28
100	9.90	65.33	6.27	10	61.53	5.70	10	76.80	72.19
100	10.10	71.00	4.50	15	70.97	6.73	10	78.94	74.20
100	10.73	75.40	4.17	20	74.53	7.03	10	78.11	73.42
100	9.83	76.33	3.13	25	75.60	6.90	10	77.37	72.73
100	9.73	77.67	2.47	30	76.67	7.37	10	77.71	73.05

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

传输效率曲线如图 19 所示。

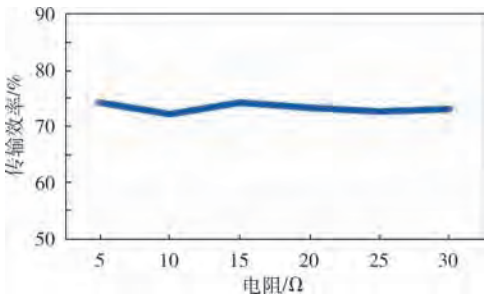


图 19 双线圈负载变化传输效率

Fig. 19 Transmission efficiency of double coil when load change

5 结 论

1）当单一改变一个线圈的横向位置，另一个线圈位置不动时，副边线圈处在原边线圈中间位置时比在其他位置的传输效率高。

2）移动其中一个线圈的横向距离，另一个线圈不动时，会对另一个线圈的功率产生影响，即移动的线圈远离原边线圈中间位置时，另一个线圈上的功率会升高。

3）副边线圈的径向距离与原边线圈越远，系统的传输功率越小。

4）系统为 SS 的补偿结构，系统负载改变时，不会影响系统的谐振点。当只改变其中一个副边负载的阻值，系统的总体效率大致不变。

此外，通过线圈高效耦合设计，本文实现了近场无线电能的传输，在传输过程中功率始终保持在需要的范围内并且系统的传输效率较高。

参考文献（References）

[1] KURS A, KARALIS A, MOFFATT R, et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances[J]. Science, 2007, 317(5834): 83-86.

[2] 杨庆新，陈海燕，徐桂芝，等. 无接触电能传输技术的研究进展[J]. 电工技术学报，2010，25(7)：6-13.
YANG Q X, CHEN H Y, XU G Z, et al. Research progress in contactless power transmission technology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(7): 6-13 (in Chinese).

[3] BASEM M B, ROBERT S G, KERRY R D, et al. Wireless power transfer for telemetric devices with variable orientation, for small rodent behavior monitoring[J]. IEEE Sensors Journal, 2015, 15(4): 2144-2156.

[4] 毛银花. 用于无线传感网络的磁共振式无线能量传输系统[D]. 哈尔滨：哈尔滨工业大学，2011：20.
MAO Y H. Magnetic resonance wireless energy transmission system for wireless sensor networks[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2011: 20 (in Chinese).

[5] YOUNGKUK C, BONGWOO K, MYUNGBOK K. 4 kW magnetic resonance wireless power transfer system[C]// 2016 IEEE International Conference on Power System Technology (POWERCON). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2016: 1-3.

[6] 杨平，张宏升. 无线电能传输技术的应用与研究现状[J]. 电子机械工程，2017，33(3)：1-4.
YANG P, ZHANG H S. Application and research status of radio energy transmission technology[J]. Electromechanical Engineering, 2017, 33(3): 1-4 (in Chinese).

[7] LIU Q W, WU J, XIA P F, et al. Charging unplugged: Will distributed laser charging for mobile wireless power transfer work [J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2016, 11(4): 36-45.

[8] MANDACHE L, MARINESCU A, IORDACHE M. On feasibility and optimization of WiTricity technology for implantable medical devices[C]// 2016 International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering (ISFEE). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2016: 1-6.

[9] 陈江. 磁感应式无线能量传输控制技术研究[D]. 哈尔滨：哈尔滨工程大学，2014：32.
CHEN J. Research on magnetic induction wireless energy transmission control technology[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2014: 32 (in Chinese).

[10] 赵洪峰，李睿. 磁感应耦合无线电能传输系统控制与效率研究[J]. 电器与能效管理技术，2017(20)：11-16.
ZHAO H F, LI R. Research on control and efficiency of magnetic inductively coupled radio energy transmission system[J]. Electrical Apparatus and Energy Efficiency Management Technology, 2017(20): 11-16 (in Chinese).

[11] YAO Y, LIU X, WANG Y, et al. LC/CL compensation topology and efficiency-based optimisation method for wireless power transfer[J]. IET Power Electronics, 2018, 11(6): 1029-1037.

[12] 王军强，吴晶. 无线电能传输过程中能效提高的控制方法研究[J]. 电子质量，2016(9)：56-59.
WANG J Q, WU J. Research on control method for energy efficiency improvement in radio energy transmission process[J]. Electronic Quality, 2016(9): 56-59 (in Chinese).

[13] SUN L, SUN M, MA D, et al. Detecting load resistance and mutual inductance in series-parallel compensated wireless power transfer system based on input-side measurement[J]. International Journal of Antennas and Propagation, 2018, 2018: 1-6.

[14] GAO P, TIAN Z, WANG X, et al. Effect of the ratio of radial gap to radius of the coils on the transmission efficiency of wireless power transfer via coupled magnetic resonances[J]. AIP Advances, 2018, 8(3): 035020.

[15] ZHONG W, HUI S Y. Reconfigurable wireless power transfer systems with high energy efficiency over wide load range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(7): 6379-6390.

[16] RUI F, CZARKOWSKI D, LEON F D, et al. Optimal design of resonant coupled multi-receiver wireless power transfer systems [C]// IEEE International Conference on Industrial Technology. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2017: 16854155.

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

作者简介:

刘治钢　男,博士,高级工程师。主要研究方向:航天器电源技术。

朱立颖　女,博士,高级工程师。主要研究方向:航天器电源技术。

Design of spacecraft multi-channel near-field wireless energy transfer system

LIU Zhigang[1], ZHU Liying[1,*], ZHANG Xiaofeng[1], YANG Shichun[2], LIU Qingjun[2,3]

(1. Beijing Institute of Spacecraft System Engineering, Beijing 100094, China;
2. School of Transportation Science and Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China;
3. School of Technology, Beijing Forestry University, Beijing 100083, China)

Abstract: For the non-cable requirement in space rendezvous and docking, spacecraft power distribution, and on-orbit service and maintenance, the multi-channel near-field wireless energy transmission system is proposed. The multi-channel magnetic coupling near-field wireless energy transmission mathematical model is established, the important parameters that affect the transmission efficiency of the system are analyzed, and the simulation analysis of the influence of key parameters on system efficiency is carried out. Through the efficient coupling design of the coil, the efficiency of the near-field wireless energy transmission system is optimized. The multi-channel near-field wireless energy transmission system proposed in this paper solves the problem of wireless transmission of energy and realization of multi-load reception. Finally, an experimental study was carried out on a 1 000 W multi-channel near-field wireless energy transmission prototype. The experimental results show that the proposed multi-channel near-field wireless transmission device has high transmission efficiency and solves the multi-load problem of spacecraft wireless energy transmission.

Keywords: high power; high efficiency; step-up/step-down converter; control; transition

北京航空航天大学学报

Received: 2019-04-22; **Accepted**: 2019-07-05; **Published online**: 2019-07-29 11:50

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190729.1050.001.html

* **Corresponding author**. E-mail: 350909269@qq.com

北航学报 赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0178

基于激光诊断技术的汽油直喷发动机喷雾机理

全下文载

尚勇，金伟*
（工业和信息化部装备工业发展中心，北京 100846）

摘 要：汽油直喷喷雾贯穿度、锥角等宏观喷雾特性，对研究汽油直喷发动机喷雾及燃烧的发生、发展具有重要意义。在设计并建立汽油直喷（GDI）系统的基础上，搭建定容燃烧弹系统和激光测试系统，基于 LSD 测试技术，研究了喷油压力和背景压力对汽油直喷宏观喷雾特性的影响。通过试验发现，随喷油压力增加，相同喷油时刻下的贯穿度逐渐增加。随背景压力增加，相同喷油时刻下的贯穿度逐渐减少。在不同喷油压力和背景压力下，随着喷射时间的发展，贯穿度均逐渐增加，喷雾锥角为 38°~50°。

关 键 词：激光诊断；喷雾；内燃机；直喷；图像处理
中图分类号：TK401
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2020)01-0060-07

中国在汽车发动机喷雾、燃烧领域的基础研究方面比较薄弱，与世界先进水平有较大差距，一是在喷雾、燃烧的基础理论对发动机性能影响的研究上尚未探明，二是在仿真标定与试验验证方面缺乏系统性研究，三是在试验测试设备的测试精度和可靠性方面存在较大不足。近年来，随着节能和环保的呼声越来越高，以及均质充量压缩点火（HCCI）、可控自燃（CAI）、汽油直喷（GDI）和均质混合气引燃燃烧（HCII）等新型燃烧方式在发动机上的应用越来越多，发动机在动力性、经济性和排放性改进方面面临着巨大挑战，对缸内喷雾、蒸发、混合、燃烧现象和污染物生成过程的理解和认识就显得尤为重要，因此必须进行深入的基础理论研究和创新性探索，加深对发动机缸内现象的理解和认识。

光学可视化技术具有不干扰被测对象、测试精度高、时间响应快、结果直观形象等特点，尤其近年来随着以激光和 CCD 技术为代表的现代光学的发展，可视化技术已经成为发动机测试技术中的重要手段。目前，欧洲、美国、日本等发达国家越来越系统地开展缸内可视化研究，从原来的单点探测，逐步发展为以激光测试技术为代表的二维激光片光诊断。中国近年来在缸内可视化技术方面取得了很大进展，但和国际水平还有较大的差距，主要表现为测试装置和激光测试技术的研发和应用[1]。

激光的前身 MASER 在 1955 年由 Townes 等[2]开发出来，1960 年 Maiman[3]用红宝石制成激光，仅仅通过短短 50 多年的时间，激光测试技术在喷雾燃烧领域的应用获得了巨大发展[4]。在研究领域上，对汽/柴油机喷雾特性的研究也由宏观领域向微观领域延伸——从开始的对喷雾几何形状的研究，到后来的喷雾场气液两相速度场分布、气液两相浓度场分布、喷雾粒径、温度场等的分析，都取得了极大发展。

自从激光被发明出来之后，由于其单色性好、方向性好、相干性好和亮度高的特点，被广泛运用于直喷系统内燃机的开发。日本广岛大学的 Hiroyasu、Arai 于 1982 年使用激光测试方法对在高压环境下高速射流的破碎过程进行研究，随后应用到对汽/柴油喷雾特性的研究[5]。此后在内燃机界，广大的科研人员开启了内燃机喷雾可视化测试新时代。美国密歇根大学的 Johnson 等于

收稿日期：2019-04-22；**录用日期**：2019-05-10；**网络出版时间**：2019-08-29 11:10
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190829.1040.002.html
* **通信作者**. E-mail: 18801136122@126.com

引用格式：*尚勇，金伟. 基于激光诊断技术的汽油直喷发动机喷雾机理[J]. 北京航空航天大学学报，2020，46(1)：60-66.*
SHANG Y，JIN W. Mechanism of spray in gasoline direct injection engine based on laser diagnostics[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2020，46(1)：60-66 (in Chinese).

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

2012 年利用 Mie 散射技术对高压柴油机多孔喷油器的喷雾特性的研究中,发现燃油雾注发展过程符合高斯曲线的分布规律[6]。LSD 测试技术即 LIF-Mie 散射法,其首先由 Kenneth[7] 提出,由 Gal 等[8]首先运用到喷雾的粒径测量中。

国内的天津大学史绍熙等于 1996 年率先提出并实现了 LIF-Mie 散射法测得喷雾场中的 SMD[9]。西安交通大学的黄佐华等在 2005 年使用光学手段,得到了甲烷煤油稳态喷雾中喷油压力、喷嘴径长比等参数对喷雾锥角、贯穿度和 SMD 的影响[10]。随后,王金华、黄佐华等利用高速摄影加纹影法,得到了乙醇、天然气在不同喷油压力和环境背景压力下,射流贯穿度离、射流锥角和射流体积随时间变化的规律[11]。北京理工大学的孙柏刚、李向荣等在 2004 年利用粒子图像测速(PIV),实现了电控高压共轨柴油机喷雾特性测试[12]。清华大学的马骁等在 2010 年利用激光诱导荧光法(LIF)对缸内直喷汽油机的稀燃分层与当量比分层策略进行了研究[13]。上海交通大学的张玉银、许敏等于 2009 年从试验中得到了多孔喷油器在不同喷油压力和环境背景压力下的喷雾贯穿度和喷雾锥角的变化规律[14]。2012 年,他们采用 Mie 散射和 LIF 技术对甲醇和乙醇在冷启动条件下的喷雾特性进行研究,利用 Nd:YAG 激光系统同时产生了波长为 532 nm 和 266 nm 的激光,照射到喷雾得到不同的荧光信号和 Mie 散射信号,并把测试结果与汽油喷雾特性进行了比较[15]。随后,曾纬在 LIF-Mie 的联合测试基础上进行改进,得到 LIEF-Mie 测试法,并利用其对直喷液体射流及闪急沸腾喷雾特性和机理开展相关研究,试验表明,改进后的 LIEF-Mie 可以大大提升喷雾特性的测试精度[16]。

为研究汽油直喷发动机的喷雾机理,本文通过搭建定容燃烧弹平台和激光测试平台,采用 LSD 测试方法,对不同背景压力和喷油压力下的喷雾特性进行了对比分析。

1　激光及试验测试系统

1.1　激光测试系统

激光测试系统由 Nd : YAG 激光器和图像采集系统组成。

Nd : YAG 激光器可以发出 4 种特定波长的激光,分别为基频(1 064 nm)、二倍频(532 nm)、三倍频(355 nm)和四倍频(266 nm)。不同波段的激光具有不同的性质和作用,根据具体试验的需要可以适当选择相适应的激光波长。图 1 为 Nd : YAG激光器。

图像采集系统是由德国 LaVision 公司提供的慢速瞬态图像信息采集系统,包括 CCD 相机、增强器及其控制器、紫外镜头、双像器、LIF 和 Mie 光学滤镜。图像采集系统如图 2 所示。



图 1　Nd : YAG 激光器

Fig. 1　Nd : YAG laser

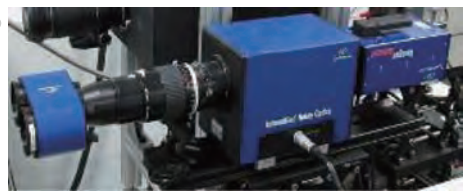


图 2　图像采集系统

Fig. 2　Image acquisition system

1.2　容　弹

按照容弹压力等级分类,压力为 1.6 ~ 10 MPa的中压容器属于第二类压力容器。加工制造容弹的单位需具有《中华人民共和国特种设备制造许可证》,并满足容弹压力等级对应的加工制造资质要求。

本文所涉及的容弹如图 3 所示,其是一款专门用于研究汽/柴油喷雾混合过程的容弹。该容弹主体为正方体,外形尺寸为 160 mm × 160 mm × 160 mm,厚度为 20 mm,设计压力为 2 MPa,设计温度为常温。

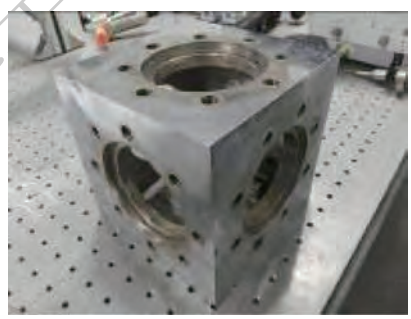


图 3　定容喷雾试验专用容弹

Fig. 3　Constant volume combustion bomb for spray test

1.3　汽油直喷系统

供气系统、蓄压系统、供油系统、控制系统、管路系统及台架系统可组建为汽油直喷系统,具体技术参数为:①汽油直喷系统可以实现不同转速、脉宽、压力、次数的燃油喷射,并提供三路同步触发控制信号,用于同步控制光学测试系统。②汽油直喷

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

系统可匹配容弹系统进行相关光学测试。③汽油直喷最高压力为 8 MPa。试验系统如图 4 所示。

需要说明的是,与汽油直喷发动机中由汽油泵建立高压喷射的方式不同,本文汽油直喷系统中汽油 GDI 喷油器的高压喷射状态由高压气瓶建立,但测试结果可与发动机真实喷射状态对标。

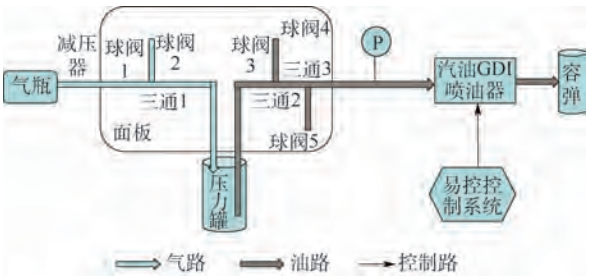


图 4 汽油直喷系统

Fig. 4 Gasoline direct injection system

1.4 试验系统搭建

基于 1.2 节所述容弹,搭建 LIF-Mie 散射测试系统,对汽油喷雾进行激光测试。通过对 2 种激光测试结果进行分析,可得到汽油喷雾形态和粒径 SMD 相关信息,试验系统如图 5 所示。

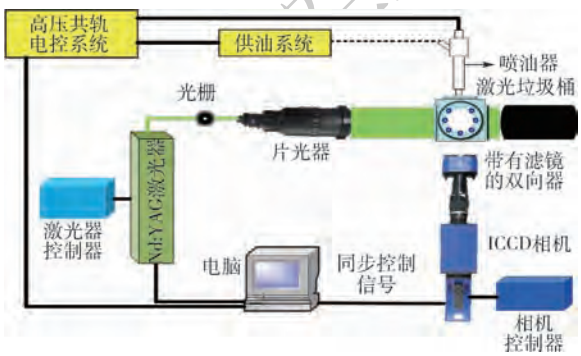


图 5 试验系统

Fig. 5 Experimental system

2 汽油直喷宏观喷雾特性

2.1 试验工况选择

试验采用北京 92#汽油,主要工况为:容弹保持常温状态不变,分别改变喷油压力和容弹背景压力。具体试验变量及喷油方案如表 1 所示。试验时保持喷油脉宽 1 000 μs 不变,喷油次数为 1 次。

LaVision 激光器的发射频率为 10 Hz。ICCD 增强相机的单帧像素为 344 × 520,曝光时间为 4 000 μs,光圈系数为 f/2.8。预试验中发现,喷油按照 10 Hz 频率喷射时,2 次喷油间的影响较大,最终优选为 1 Hz 喷射,ICCD 相机拍摄频率同为1 Hz,喷射 10 次取平均得到最终分析图像。由于喷油脉宽取 1 000 μs,因此 ICCD 相机的单次拍摄时刻取喷油喷出的 200、400、600、800、1 000 μs。

表 1 试验方案

Table 1 Test scheme

试验工况	喷油压力/MPa	背景压力/MPa
变喷油压力	1、3、5、7、9	0.1
变背景压力	5	0.1、0.5、1、1.5

2.2 试验结果分析

2.2.1 喷油压力对宏观喷雾特性的影响

图 6 为不同喷油压力下的 LIF 拍摄图片。可

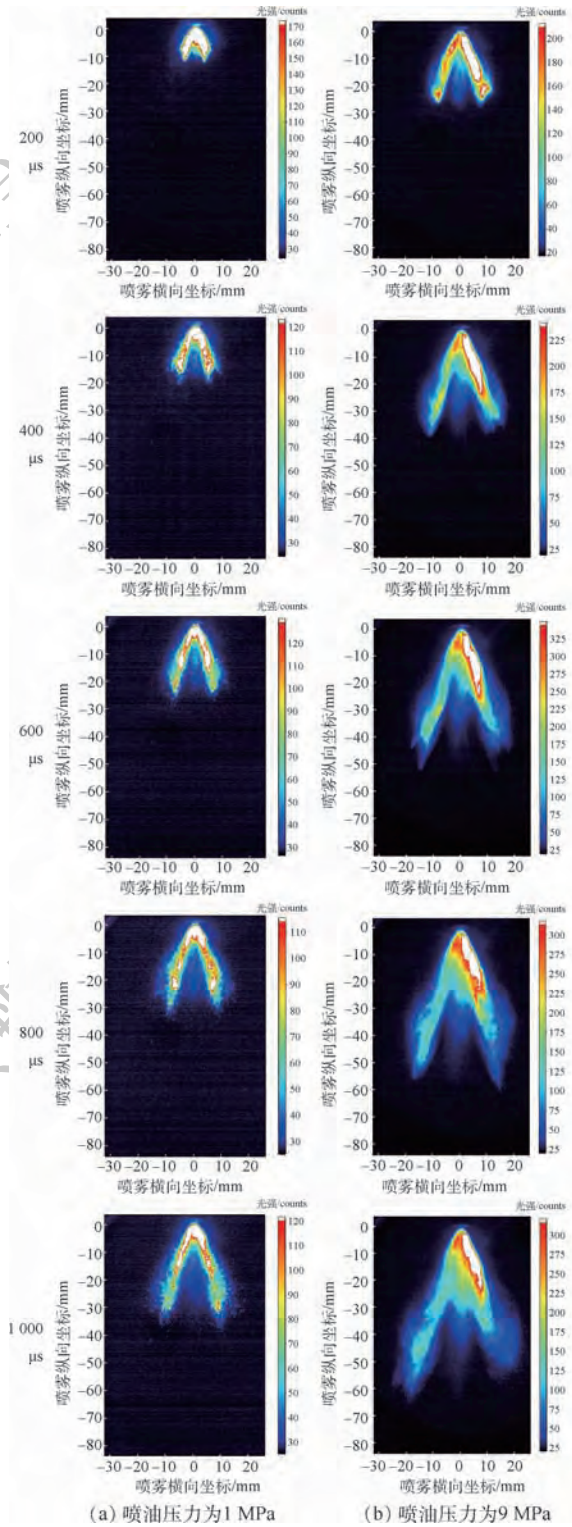


图 6 LIF 拍摄图片(变喷油压力)

Fig. 6 LIF picture (variable injection pressure)

北航学报 赠阅

知,在同一喷射时刻下,随着喷油压力增加,喷雾贯穿度增加,这主要是由于喷油压力越大,喷射能量越高,在同一背景压力下的喷射距离越远。

图 7 为不同喷油压力下的 Mie 散射拍摄图片。可知,Mie 散射图片的规律与 LIF 图片规律一致,即在同一喷射时刻下,随着喷油压力增加,喷雾贯穿度增加。

根据图6和图7,通过E-ruler v1.16量图软件进行图片分析得到喷雾贯穿度和锥角。由于 LIF 图片为黑色背景,对比度更大,因此下文所测得的数据均来自 LIF 图片。

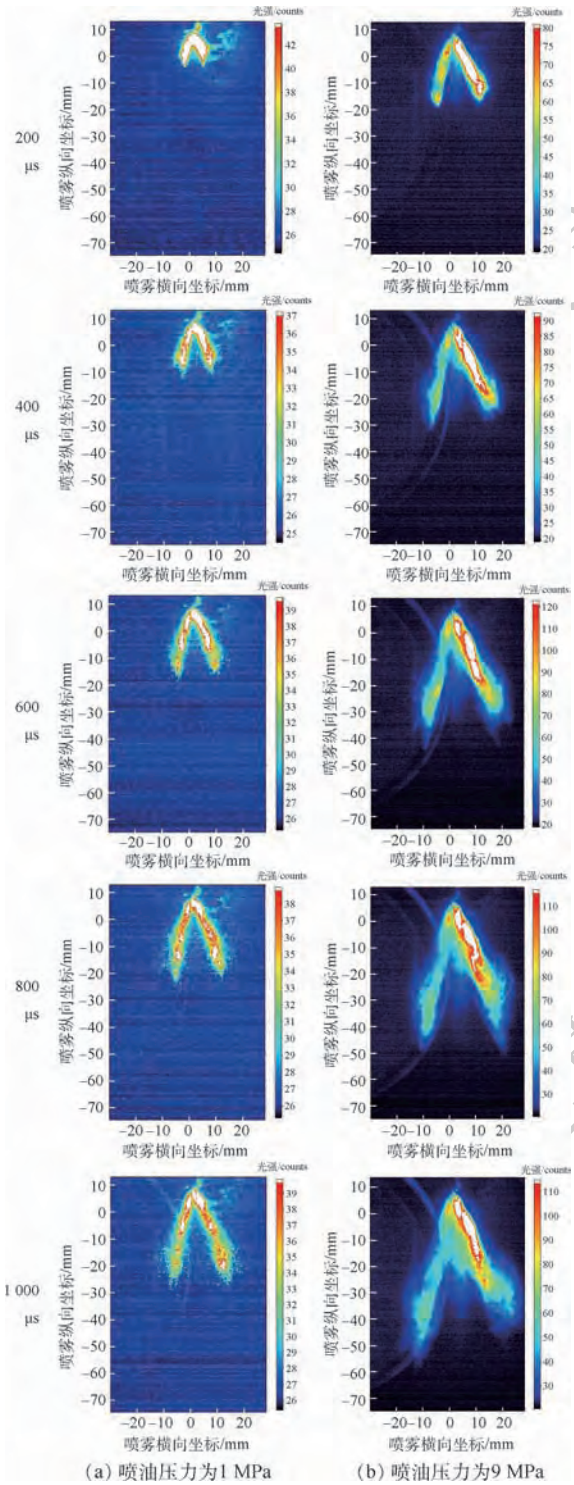


图 7　Mie 拍摄图片(变喷油压力)

Fig. 7　Mie picture (variable injection pressure)

图 8 为喷雾贯穿度随喷油压力的变化规律。可知,在不同喷油压力下,随着喷射时间的发展,喷雾贯穿度基本呈线性增加的趋势。在同一时刻下,随喷油压力的提高,喷雾贯穿度增加,但可以发现当喷油压力达到 7 MPa 以上时,喷雾贯穿度增加的幅度放缓。

图 9 为喷雾锥角随喷油压力的变化规律(定义两束油之间的夹角为喷雾锥角)。由图 9 可知,在不同喷油压力下,随着喷射时间的发展,喷雾锥角基本呈现先减少后增加的趋势,数值为 38° ~ 50°。在同一时刻下,随喷油压力的提高,喷雾锥角呈现逐渐降低的趋势,但当喷油压力达到 5 MPa 以上时,喷雾锥角几乎不再变化。

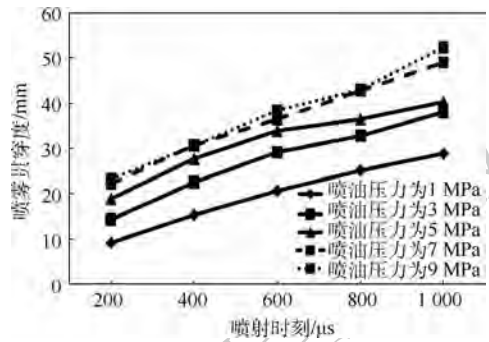


图 8　喷雾贯穿度随喷油压力的变化规律

Fig. 8　Variation rule of spray penetration with injection pressure

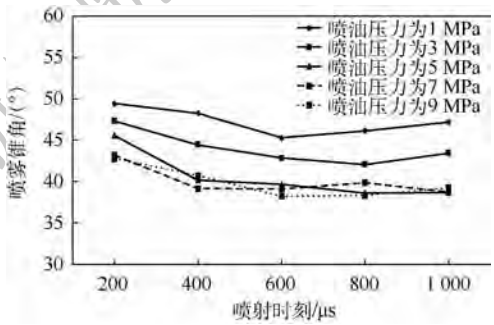


图 9　喷雾锥角随喷油压力的变化规律

Fig. 9　Variation rule of spray cone angle with injection pressure

2.2.2　背景压力对宏观喷雾特性的影响

图 10 为不同背景压力下的 LIF 拍摄图片。可知,在同一喷射时刻下,随着背景压力增加,喷雾贯穿度越短,这主要是由于背景压力越大,喷射的阻力越高,在同一喷油压力下的喷射距离越短。

北航学报 赠阅

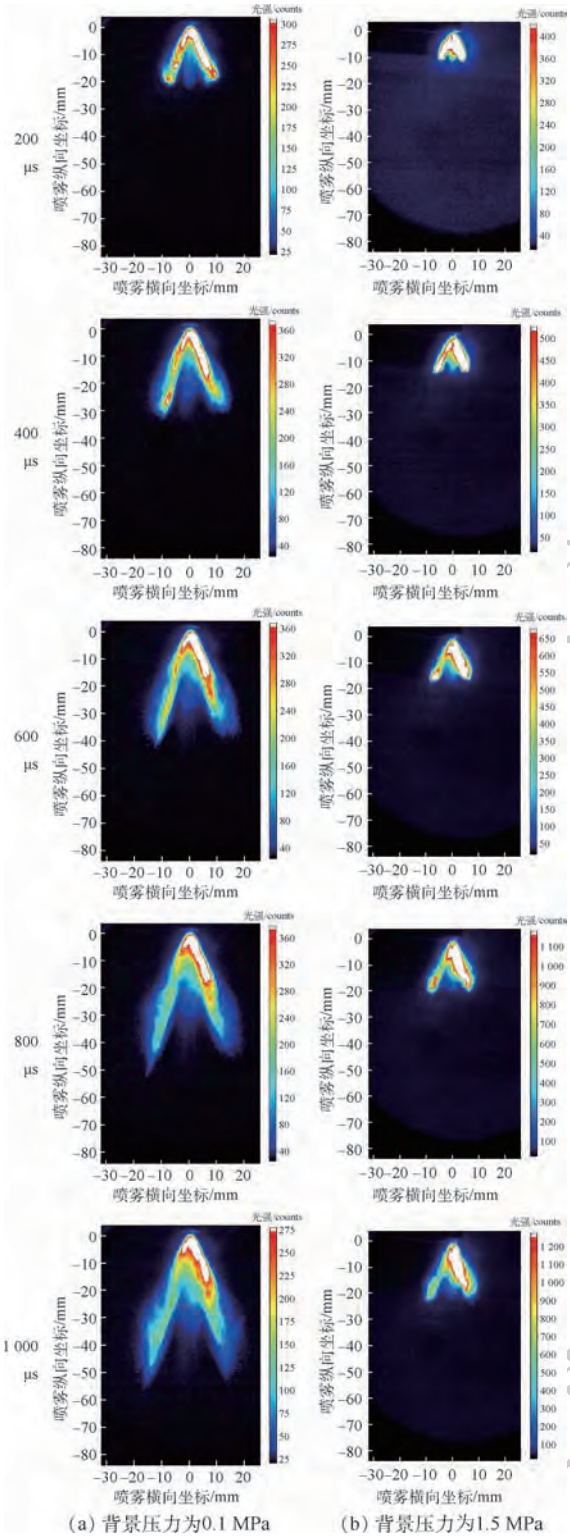


图 10 LIF 拍摄图片(变背景压力)

Fig. 10 LIF picture (variable back pressure)

图 11 为喷雾贯穿度随背景压力的变化规律。可知,在不同背景压力下,随着喷射时间的发展,喷雾贯穿度基本呈线性增加的趋势。在同一时刻下,随背景压力的提高,喷雾贯穿度减少。

图 12 为喷雾锥角随背景压力的变化规律。可知,在不同背景压力下,随着喷射时间的发展,

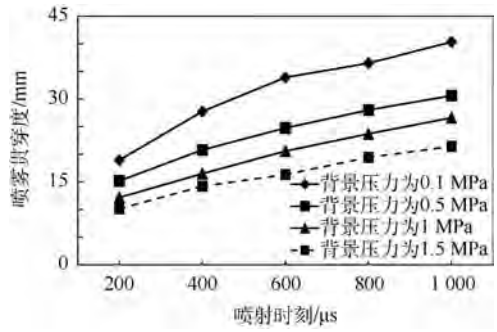


图 11 喷雾贯穿度随背景压力的变化规律

Fig. 11 Variation rule of spray penetration with back pressure

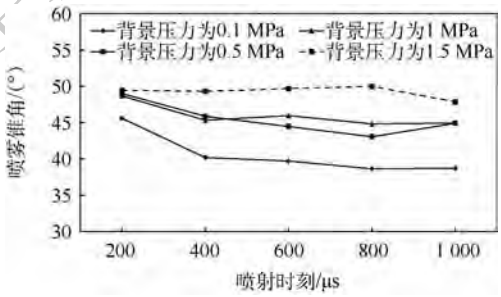


图 12 喷雾锥角随背景压力的变化规律

Fig. 12 Variation rule of spray cone angle with back pressure

喷雾锥角基本呈现不断减少的趋势,数值为 38° ~ 50°。在同一时刻下,随背景压力的提高,喷雾锥角呈现逐渐增加的趋势,这主要是由于背景压力的提高带来喷雾阻力的增加,喷雾向前受阻的情况下只能向外围扩展。

3 结 论

本文通过采用可视化的手段,研究喷油压力和背景压力对喷雾贯穿度和锥角等宏观参数的影响,得出如下结论:

1) 随喷油压力增加,相同喷油时刻下的喷雾贯穿度逐渐增加,但当喷油压力达到 7 MPa 以上时,喷雾贯穿度增加的幅度放缓。在同一时刻下,随喷油压力的提高,喷雾锥角呈现逐渐降低的趋势,但当喷油压力达到 5 MPa 以上时,喷雾锥角几乎不再变化。在不同喷油压力下,随着喷射时间的发展,喷雾贯穿度逐渐增加,喷雾锥角基本呈现先减少后增加的趋势,数值为 38° ~ 50°。

2) 随背景压力增加,相同喷油时刻下的喷雾贯穿度逐渐减少。在同一时刻下,随背景压力的提高,喷雾锥角呈现逐渐增加的趋势。在不同背景压力下,随着喷射时间的发展,喷雾贯穿度逐渐增加,喷雾锥角基本呈现不断减少的趋势,数值为

北航学报 赠阅

38° ~ 50°。

需要说明的是,本文得出的喷雾特性趋势性研究结论具有普适性,但限于试验系统的测试精度和试验环境的单一性,喷雾定量数据仅适用于本文试验测试。

参考文献(References)

[1] 尚勇. 基于激光诊断技术的汽油直喷发动机喷雾机理研究[R]. 北京:清华大学博士后研究报告,2016.
SHANG Y. Research on the mechanism of spray in gasoline direct injection engine based on laser diagnostics[D]. Beijing: Post-doctoral Research Report of Tsinghua University, 2016(in Chinese).

[2] GORDON J P, ZEIGER H J, TOWNES C H. The MASER—New type of microwave amplifier, frequency standard, and spectrometer[J]. Physical Review, 1955, 99(4): 1264-1274.

[3] MAIMAN T H. Maser behavior: Temperature and concentration effects[J]. Journal of Applied Physics, 1960, 31(1): 222.

[4] 张高明,许敏. 直喷汽油机燃烧系统开发中的喷雾激光诊断技术[J]. 汽车安全与节能学报,2011,2(4):294-307.
ZHANG G M, XU M. Laser diagnostics for spray of spark ignition direct injection (SIDI) combustion system[J]. Journal of Automotive Safety and Energy, 2011, 2(4): 294-307(in Chinese).

[5] HIROYASU H, ARAI M. Structures of fuels sprays in diesel engines[C]// SAE International Congress and Exposition. Detroit: SAE Digital Library, 1990: 1-10.

[6] JOHNSON J E, NABER J D, LEE S Y. Characterizing diesel fuel spray cone angle from back-scattered imaging by fitting Gaussian profiles to radial spray intensity distributions[J]. Journal of Engineering for Gas Turbines and Power, 2012, 134(6): 062802.

[7] KENNETH K K. Recent advanced spray combust: Spray atom drop burning phenom[M]. [S.1.]: AAIA, 1996.

[8] GAL P L, FARRUGIA N, GREENHALGH D A. Laser sheet drop sizing of dense sprays[J]. Optical Laser Technology, 1999, 31(1): 75-83.

[9] 史绍熙,苏万华,汪洋,等. 一种测量柴油喷雾 SMD 分布的新方法:荧光/散射光图象处理法[J]. 内燃机学报,1996,14(2):221-228.
SHI S X, SU W H, WANG Y, et al. A new method for measuring the SMD distribution of diesel spray: Fluorescence/scattering light image processing method[J]. Transactions of CSICE, 1996, 14(2): 221-228(in Chinese).

[10] 张俊强,小保方富夫,志贺圣一,等. 溶有甲烷煤油的稳态喷雾特性研究[J]. 西安交通大学学报,2005,39(1):31-35.
ZHANG J Q, OBOKATA T, SHIGA S, et al. Investigation of steady spray characteristics for kerosene containing dissolved methane[J]. Journal of Xi' an Jiaotong University, 2005, 39(1): 31-35(in Chinese).

[11] 王金华,方宇,黄佐华,等. 利用高速摄影纹影法研究天然气高压喷射射流特性[J]. 内燃机学报,2007,25(6):500-504.
WANG J H, FANG Y, HUANG Z H, et al. Experimental study of the jet characteristics of high-pressure injected natural gas using high speed photograph method[J]. Transactions of CSICE, 2007, 25(6): 500-504(in Chinese).

[12] 孙柏刚,冯旺聪,李向荣,等. PIV 在柴油喷雾测试中的应用[J]. 车用发动机,2004(1):45-50.
SUN B G, FENG W C, LI X R, et al. Application of PIV in diesel spray measurement[J]. Vehicle Engine, 2004(1): 45-50(in Chinese).

[13] 马骁,何旭,王建昕. 用 PLIF 法研究缸内直喷发动机稀燃分层与当量比分层策略[J]. 燃烧科学与技术,2010,16(4):328-334.
MA X, HE X, WANG J X. In-cylinder mixture distribution research of stratified lean burn strategy and stratified stoichiometric strategy in a GDI engine using laser induced fluorescence[J]. Journal of Combustion Science and Technology, 2010, 16(4): 328-334(in Chinese).

[14] ZHANG M, XU M, ZENG W, et al. Characterization of methanol and ethanol sprays using mie-scattering and laser induced fluorescence under engine cold-start conditions[C]// The 13th Annual Conference on Liquid Atomization and Spray Systems-Asia, 2009: 1-9.

[15] ZENG W, XU M, ZHANG Y Y, et al. Laser sheet dropsizing of evaporating sprays using simultaneous LIEF/MIE techniques[J]. Proceedings of the Combustion Institute, 2012, 34(1): 1677-1685.

[16] 曾纬. 直喷液体射流及闪急沸腾喷雾的特性及机理研究[D]. 上海:上海交通大学,2012:16-21.
ZENG W. Characteristics of mechanisms of direct-injection liquid jet and flash-boiling spray[D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2012: 16-21(in Chinese).

作者简介:

尚勇　男,博士,副研究员。主要研究方向:内燃机喷雾及燃烧基础理论、装备制造业发展及政策。

金伟　男,硕士,副研究员。主要研究方向:装备制造技术发展及政策。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

Mechanism of spray in gasoline direct injection engine based on laser diagnostics

SHANG Yong, JIN Wei*

(Ministry of Industry and Information Technology Equipment Industry Development Center, Beijing 100846, China)

Abstract: It is important to study the direct injection spray penetration and spray cone angle characteristics of gasoline for the occurrence and development of spray and combustion characteristics in gasoline direct injection engine. Based on the design and building of gasoline direct injection (GDI) system, the constant volume combustion bomb system and the optical testing system are established, and based on LSD measurement technique, the influence of injection pressure and back pressure on the spray characteristics of GDI engine is studied in this paper. The experiment shows that with the increase of injection pressure, the penetration at the same injection time gradually increases. With the increase of back pressure, the penetration at the same injection time decreases gradually. Under different injection pressure and back pressure, with the development of injection time, the penetration gradually increases, and the spray cone angle is between 38° and 50°.

Keywords: laser diagnostics; spray; internal combustion engine; direct injection; image processing

北京航空航天大学学报

Received: 2019-04-22; **Accepted**: 2019-05-10; **Published online**: 2019-08-29 11:10

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190829.1040.002.html

* **Corresponding author**. E-mail: 18801136122@126.com

北航学报 赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0150

热致混合式转子变结构与动力学特性

全下文载

潘健智[1,2,*], 魏大盛[2], 胡伟男[1]
南京理工大学 理学院, 南京 210094; 2. 北京航空航天大学 能源与动力工程学院, 北京 100083)

摘 要: 航空发动机、汽轮机等大型旋转机械多运行在复杂多变的高温环境中,机组主转子系统在工况下因热膨胀而产生结构变化,进而影响运行特性。首先,考虑盘鼓混合式旋转构件与转轴相比具有高刚度特点,将其结构简化并建立单厚盘转子动力学模型;其次,针对热膨胀引发的系统变结构特征,以曲线拟合结合 Hermite 插值法描绘出圆柱厚盘窜动到任意位置时的转轴弯曲情况,根据弯曲轴所储存的弹性势能运用数值方法折算出对转盘所提供的恢复力及转轴的弯曲恢复刚度;最后,通过数值分析热膨胀诱发的轴向窜动对厚盘转子系统进动频率、临界角速度和振动响应幅值等动力学特性的影响,验证了热膨胀诱发的转轴窜动因素是影响厚盘转子系统动力学特性的主要因素之一。

关 键 词: 混合式转子系统; 热膨胀; 厚转盘; 弯曲势能; 弯曲刚度
中图分类号: O327; TH113.1
文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2020)01-0067-10

大型旋转机械(如航空发动机、汽轮机等)多在高温和高压的环境中高速运转,并伴有负载较重,但其结构复杂且轻质化的发展趋势,使得对于运行时振动与抑制振动问题的研究越发成为发动机研发过程中的核心课题之一。根据现有的工作故障数据与相关实验验证对比结果显示,由机组主转子系统振动直接引发的故障占总故障的半数以上,是诱发机组异常振动的主要因素[1-2]。以航空发动机主转子结构为研究对象,文献[3-5]针对发动机整机振动问题展开了详细的研究,揭示了设计参数与转子振动特性的关系;Glasgow 和 Nelson[6]运用复模态综合法分析了航空发动机支承-转子-机匣整机系统的动力学特性;Hosseini 和 Khadem[7]研究了转子系统的自由振动,并考虑了转轴曲率和惯性;刘杨等[8-9]研究了故障转子振动的参数影响规律与抑制;文献[10]建立了具有复合材料轴-盘-轴承转子系统的数学模型,揭示了复合材料转轴对转子动力学特性的影响。针对航空发动机工况下的复杂结构变化和影响因素,以及诱发异常整机振动,文献[11]研究了考虑磨损引起的结构变化及产生的附加激励;文献[12-14]研究了复杂工况下热变形诱发的转子结构变化与运行时的故障振动的参数影响规律。

现有的研究工作多以集中质量方法予以建模及深入研究,对结构参数的影响或是复杂因素影响下结构变化引起的动态特性变化的研究较为少见。发动机作为飞行器的推进系统,其将燃料燃烧产生的化学能转变为有效的功率并以轴功率形式输出,最后传给推进系统。事实上发动机整机工作时,温度沿主轴方向呈现非均匀分布,涡轮要求的燃气温度随发动机推力需求的变化而变化,不同的性能需求对机组温升的要求也不尽相同。通常,最高温度限制在 850 ~ 1 700℃,具体由涡轮转子叶片和导向器的材料决定;压缩过程所做的

收稿日期: 2019-04-03; **录用日期**: 2019-08-03; **网络出版时间**: 2019-08-27 13:45
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190827.1324.005.html
基金项目: 江苏省自然科学基金(BK20160821)
* **通信作者**. E-mail: jzhpan@163.com

引用格式: *潘健智, 魏大盛, 胡伟男. 热致混合式转子变结构与动力学特性[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(1): 67-76.*
PAN J Z, WEI D S, HU W N. Variable structure and dynamics properties of mixing rotor due to thermal expansion[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(1): 67-76 (in Chinese).

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

功已经将空气加热到 200 ~ 550℃,使燃烧过程产生的温升达到 650 ~ 1 150℃。鉴于以上研究现状与研究背景,本文考虑复杂温度环境引起的热膨胀及变结构特征,以 Jeffcott 转子动力学模型为基础,以文献[15]的单厚盘转子系统模型为主要研究对象,进一步考虑文献[16]中转轴热膨胀特性的理论研究结果,对比数值计算与理论研究,分析厚盘基于热膨胀沿轴向窜动后转子系统的动力学属性与参数影响规律。

1 盘鼓混合式转子系统建模

针对航空发动机等旋转机械的旋转构件结构特点和复杂连接形式,虽然涡轮与压气机处转盘厚薄不同,但两者的旋转构件均以复杂的形式连接[17]。本文以盘鼓混合式连接为例,即各级转盘间以鼓筒连接。

考虑图 1 中的盘鼓混合旋转构件的结构特点:实心圆截面转轴较为细长,与转轴相比,鼓筒为相对粗短的薄壁柱壳且空心圆截面轴惯性矩较大,因此整体旋转构件中鼓筒的弯曲刚度远远大于细长的转轴。将盘鼓混合连接结构刚化为理想刚性圆柱体,并视其为考虑厚度的转盘(简称厚盘)。考虑各转盘存在偏心距且质心连线与转轴平行,鼓筒为薄壁圆柱壳,忽略其质量影响。

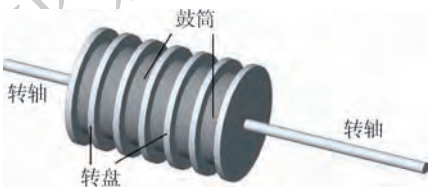


图 1 盘鼓混合旋转构件示意图

Fig. 1 Schematic diagram of mixing rotor set with turntable and drum

1.1 理想刚性圆柱体定义

如果圆柱体满足如下条件:

1)圆柱体的各向弯曲刚度、扭转刚度和剪切刚度无穷大,其各种形式的变形在理论研究中可忽略不计,即圆柱体为理想刚体。

2)圆柱体沿轴向质量分布绝对均匀,即圆柱体的每根轴向纤维为均匀的质量线。

3)圆柱体沿径向存在质量偏心量。

则称其为理想刚性圆柱体,如图 2 所示。

1.2 厚盘转子系统动力学模型

以理想刚性圆柱体为转盘,用以近似厚度不可忽略的盘鼓混合旋转构件,圆柱体两端分别与转轴刚性连接,且中心轴线和转轴中心线均与两

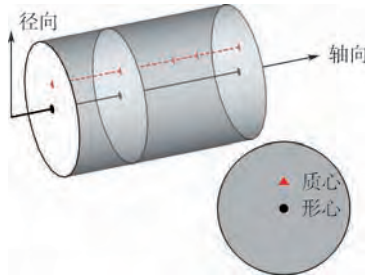


图 2 理想刚性圆柱示意图

Fig. 2 Schematic diagram of ideal rigid cylinder

支座连线共线;细长转轴为质量不计的实心圆截面弹性纯弯轴;忽略静置时重力引起的静变形量;转子两端支撑形式简化为光滑的固定铰支座和活动铰支座。基于理论研究,在微振幅范围内转盘偏转转角为微小角,即 $\theta \approx \tan\theta \approx \sin\theta$,且弧段长度近似等于弦段长,运行状态下转子上各点在 z 轴上投影在未发生热膨胀变形时近似不变。以 l 表示转轴总长度,d 表示转轴截面直径。

如图 3 所示,在直角坐标系 A-xyz 下,初始静置状态下转子总跨度为 $AB = L_0$,转盘厚度为 $2b$,左右轴段 AO_1 和 O_2B 长度分别为 l_{10} 和 l_{20},转轴总长 l_0,则存在如下关系:

$$\begin{cases} l_0 = l_{10} + l_{20} \\ L_0 = 2b + l_{10} + l_{20} \end{cases} \tag{1}$$

忽略厚盘热变形,转轴发生热致膨胀后左右段长度变为 l_1 和 l_2,则转轴总长度与转子总跨度变为

$$\begin{cases} l = l_1 + l_2 \\ L = 2b + l_1 + l_2 \end{cases} \tag{2}$$

转子以转速 Ω 运行时,厚盘的动量矩沿 x、y 方向的投影 L_x 和 L_y 为

$$\begin{cases} L_x = J_d \dot{\theta}_x + J_p \Omega \theta_y \\ L_y = J_d \dot{\theta}_y - J_p \Omega \theta_x \end{cases} \tag{3}$$

式中:θ_x、θ_y 为转盘偏角;J_d 和 J_p 分别为厚盘绕截面直径和中心轴转动惯量。

由动量矩定理,惯性力矩 M_x 和 M_y 为

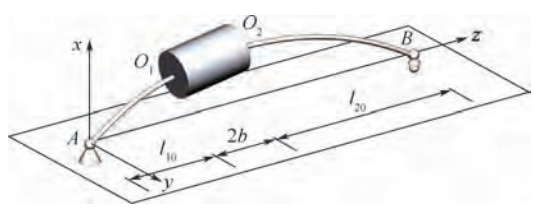


图 3 厚盘转子系统示意图

Fig. 3 Schematic diagram of rotor system with thick disk

北航学报 赠阅

$$\begin{cases} M_x = J_d \ddot{\theta}_x + J_p \Omega \dot{\theta}_y \\ M_y = J_d \ddot{\theta}_y - J_p \Omega \dot{\theta}_x \end{cases} \tag{4}$$

厚盘的质量为 m，且偏心量为 ε，则厚盘惯性力在 x 和 y 方向的投影分别为 $m\ddot{x}_r$ 和 $m\ddot{y}_r$；系统受到等效黏性比例阻尼的比例系数为 β_1 和 β_2。依转子在转盘处受力（力矩）和位移（转角）的关系及动力学普遍方程，可得厚盘转子系统的振动方程为

$$\boldsymbol{M}\ddot{\boldsymbol{X}} + (\boldsymbol{C} + \boldsymbol{H})\dot{\boldsymbol{X}} + \boldsymbol{K}\boldsymbol{X} = \boldsymbol{F} \tag{5}$$

式中：转盘坐标 $\boldsymbol{X} = (x_r \quad y_r \quad \theta_x \quad \theta_y)^{\mathrm{T}}$；质量矩阵 $\boldsymbol{M} = \mathrm{diag}(m\ m\ J_d\ J_d)$；刚度矩阵 $\boldsymbol{K} = \begin{pmatrix} k_{rr} & 0 & 0 & k_{r\theta} \\ 0 & k_{rr} & -k_{r\theta} & 0 \\ 0 & -k_{\theta r} & k_{\theta\theta} & 0 \\ k_{\theta r} & 0 & 0 & k_{\theta\theta} \end{pmatrix}$；陀螺力矩 $\boldsymbol{H} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J_p\Omega \\ 0 & 0 & -J_p\Omega & 0 \end{pmatrix}$；比例阻尼 $\boldsymbol{C} = \beta_1\boldsymbol{M} + \beta_2\boldsymbol{K}$；$\boldsymbol{F} = (m\Omega^2\varepsilon\cos(\Omega t) \quad m\Omega^2\varepsilon\sin(\Omega t) \quad 0 \quad 0)^{\mathrm{T}}$ 为偏心激励。

如忽略厚盘的偏心量，且引入复变量 $r = x + \mathrm{i}y$，$\theta = \theta_y - \mathrm{i}\theta_x$，则方程（5）变为

$$\begin{cases} m\ddot{r} + k_{rr}r + k_{r\theta}\theta = 0 \\ J_d\ddot{\theta} - J_p\Omega\mathrm{i}\dot{\theta} + k_{\theta r}r + k_{\theta\theta}\theta = 0 \end{cases} \tag{6}$$

令 $\omega_{rr}^2 = k_{rr}/m$，$\omega_{\theta\theta}^2 = k_{\theta\theta}/J_d$，$\omega_{r\theta}^2 = k_{r\theta}/m$，$\omega_{\theta r}^2 = k_{\theta r}/J_d$，设动力学方程（6）的解为

$$\begin{cases} r = r_0 \mathrm{e}^{\mathrm{i}\omega_n t} \\ \theta = \theta_0 \mathrm{e}^{\mathrm{i}\omega_n t} \end{cases} \tag{7}$$

代回方程（6）可得频率方程为

$$\omega_n^4 - (J_p/J_d)\Omega\omega_n^3 - (\omega_{rr}^2 + \omega_{\theta\theta}^2)\omega_n^2 + (J_p/J_d)\Omega\omega_{rr}^2\omega_n + \omega_{rr}^2\omega_{\theta\theta}^2 - \omega_{r\theta}^2\omega_{\theta r}^2 = 0 \tag{8}$$

依方程（8）求解出 4 个根，即转子系统存在 4 个进动频率[18-19]。

2　转轴弯曲刚度

转子系统运行温度的复杂多变及非均匀特性，使得高速运转中的主轴产生复杂多变的非均匀温度应力。考虑温度沿轴向的复杂分布规律，进而导致转盘产生轴向窜动。将转子材料的热膨胀系数近似为一常数 α，即忽略温度对材料热膨胀属性的影响，并展开热膨胀对转子系统影响的研究。

2.1　热膨胀影响下转轴轴向窜动规律

当厚盘两侧轴段的温度由初始温度 T_0 分别升至工作温度 T_1 和 T_2 时，厚盘转子模型的转轴发生热膨胀变形后，厚盘沿轴向窜动的示意图如图 4 所示。

热膨胀引起变形后各轴段长度为

$$\begin{cases} l_1 = \alpha l_{10}(T_1 - T_0) + l_{10} \\ l_2 = \alpha l_{20}(T_2 - T_0) + l_{20} \end{cases} \tag{9}$$

如图 5 所示，研究转轴截面变形，线弹性微小变形范围内，径向、轴向应变满足如下关系：

$$\frac{d_n - d_{n0}}{d_{n0}} = -\mu\frac{l_n - l_{n0}}{l_{n0}} \qquad n = 1,2 \tag{10}$$

式中：μ 为泊松比；截面直径 d 的角标意义与轴段 l 相一致。

将式（9）代入式（10）整理，可得变形后两轴段横截面直径为

$$\begin{cases} d_1 = d_{10} - \mu d_{10}\alpha(T_1 - T_0) \\ d_2 = d_{20} - \mu d_{20}\alpha(T_2 - T_0) \end{cases} \tag{11}$$

两轴段截面对其直径的轴惯性矩为

$$\begin{cases} I_1 = \dfrac{\pi d_1^4}{64} \\ I_2 = \dfrac{\pi d_2^4}{64} \end{cases} \tag{12}$$

进一步，即可求得两轴段热膨胀后的抗弯曲刚度 EI_1 和 EI_2（E 为材料弹性模量）。

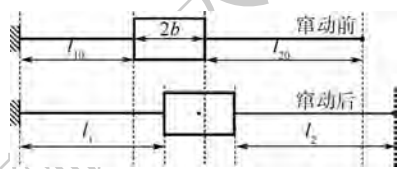


图 4　转轴轴向窜动

Fig. 4　Axial movement of shaft

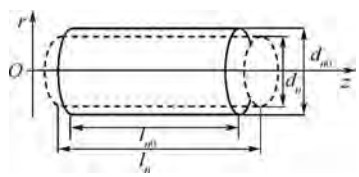


图 5　转轴轴向窜动变形示意图（$n = 1,2$）

Fig. 5　Deformable diagram of axial movement of shaft（$n = 1,2$）

2.2　热膨胀影响下转轴弯曲刚度

图 6 为膨胀后的转子系统。基于厚盘变形可忽略且两端都与转轴刚性连接，如图 7 所示，当将 $\overset{\frown}{O_2B}$ 沿向量 $\overrightarrow{O_2O_1}$ 平移至 $\overset{\frown}{O_1B_1}$，曲线 AO_1B 为一条处处光滑且连续的曲线。

对曲线 AO_1B 在坐标系 Arz 下进行数值拟合，

北航学报 赠阅

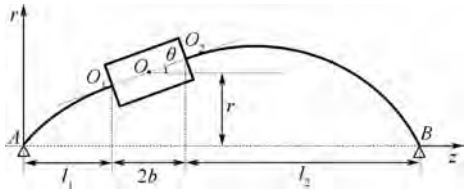


图 6 热膨胀转子弯曲示意图

Fig. 6 Bending diagram of rotor after thermal expansion

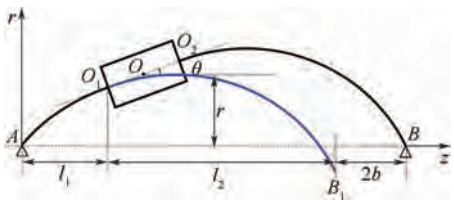


图 7 弯曲转轴的曲线拟合

Fig. 7 Curve fitting of bending shaft

转轴上任意一点处的径向位移 $r(z)$ 为位置 z 的三次多项式：

$$r(z) = a_1 + a_2 z + a_3 z^2 + a_4 z^3 \tag{13}$$

式中：a_1、a_2、a_3、a_4 为待定系数，可由如下插值条件确定，即多项式 $r(z)$ 满足：

$$\begin{cases} r(0) = 0 \\ r(l_1) = r - b\tan\theta \\ r(l) = -2b\tan\theta \\ \mathrm{d}r(l_1)/\mathrm{d}z = \theta \end{cases} \tag{14}$$

将插值条件式(14)代入多项式(13)得

$$\begin{cases} r(0) = a_1 + a_2 0 + a_3 0^2 + a_4 0^3 = 0 \\ r(l_1) = a_1 + a_2 l_1 + a_3 l_1^2 + a_4 l_1^3 = r - b\tan\theta \\ \dfrac{\mathrm{d}r(l_1)}{\mathrm{d}z} = a_2 + 2a_3 l_1 + 3a_4 l_1^2 = \theta \\ r(l) = a_1 + a_2 l + a_3 l^2 + a_4 l^3 = -2b\tan\theta \end{cases} \tag{15}$$

由式(15)可将多项式(13)记为

$$r(z) = \begin{pmatrix} 1 \\ z \\ z^2 \\ z^3 \end{pmatrix}^{\mathrm{T}} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & l_1 & l_1^2 & l_1^3 \\ 0 & 1 & 2l_1 & 3l_1^2 \\ 1 & l & l^2 & l^3 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} 0 \\ r - b\tan\theta \\ \theta \\ -2b\tan\theta \end{pmatrix} \tag{16}$$

计算式(16)中矩阵的逆并记为 $\boldsymbol{I}$，选取关于变量 z 三次 Hermite 多项式[20]：

$$\begin{cases} H_1 = I_{11} + I_{21} z + I_{31} z^2 + I_{41} z^3 \\ H_2 = I_{22} z + I_{32} z^2 + I_{42} z^3 \\ H_3 = I_{23} z + I_{33} z^2 + I_{43} z^3 \\ H_4 = I_{24} z + I_{34} z^2 + I_{44} z^3 \end{cases} \tag{17}$$

则式(16)的形式可记为

$$r(z) = H_2 r + H_3\theta - (H_2 + 2H_4) b\tan\theta \tag{18}$$

式中：$z \in [0, l]$。

当 θ 为微小角时，$\tan\theta \approx \theta$，则

$$r(z) = H_2 r + (H_3 - bH_2 - 2bH_4)\theta \qquad z \in [0, l] \tag{19}$$

两段转轴的总弯曲势能与拟合曲线 AO_1B 的曲率有关，与位置无关，厚盘转子系统转轴弯曲势能 $\mathcal{U}_r$ 为

$$\mathcal{U}_r = \frac{EI_1}{2}\int_0^{l_1}\left(\frac{\partial^2 r}{\partial z^2}\right)^2 \mathrm{d}z + \frac{EI_2}{2}\int_{l_1}^{l}\left[\frac{\partial^2 (r + 2b\tan\theta)}{\partial z^2}\right]^2 \mathrm{d}z \tag{20}$$

$\mathcal{U}_r$ 为一个关于 $r(z)$ 的二次泛函，式(20)可退化为线性化表达式：

$$\frac{\partial \mathcal{U}_r}{\partial (r \quad \theta)^{\mathrm{T}}} = \begin{pmatrix} \dfrac{\partial^2 \mathcal{U}_r}{\partial r^2} & \dfrac{\partial^2 \mathcal{U}_r}{\partial r \partial \theta} \\ \dfrac{\partial^2 \mathcal{U}_r}{\partial \theta \partial r} & \dfrac{\partial^2 \mathcal{U}_r}{\partial \theta^2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r \\ \theta \end{pmatrix} \equiv \boldsymbol{K}_r \begin{pmatrix} r \\ \theta \end{pmatrix} \tag{21}$$

泛函 $\mathcal{U}_r$ 也可以表示为

$$\mathcal{U}_r = \frac{1}{2}(r \quad \theta)\boldsymbol{K}_r \begin{pmatrix} r \\ \theta \end{pmatrix} \tag{22}$$

式中：$\boldsymbol{K}_r$ 为弹性转轴两端固定时弯曲恢复刚度矩阵，即

$$\boldsymbol{K}_r = \begin{pmatrix} k_{rr} & k_{r\theta} \\ k_{\theta r} & k_{\theta\theta} \end{pmatrix} \tag{23}$$

其中：$k_{rr} = \dfrac{\partial^2 \mathcal{U}_r}{\partial r^2}$；$k_{r\theta} = k_{\theta r} = \dfrac{\partial^2 \mathcal{U}_r}{\partial \theta \partial r}$；$k_{\theta\theta} = \dfrac{\partial^2 \mathcal{U}_r}{\partial \theta^2}$。

由于圆截面转轴截面各向同性，则转子在置盘处的弯曲恢复力(力矩)和位移(转角)的关系，即转子系统的弯曲刚度与恢复力满足：

$$\begin{pmatrix} F_x \\ F_y \\ M_x \\ M_y \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} k_{rr} & 0 & 0 & k_{r\theta} \\ 0 & k_{rr} & -k_{r\theta} & 0 \\ 0 & -k_{\theta r} & k_{\theta\theta} & 0 \\ k_{\theta r} & 0 & 0 & k_{\theta\theta} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_r \\ y_r \\ \theta_x \\ \theta_y \end{pmatrix} \tag{24}$$

3 算例与分析

为研究热膨胀对厚盘转子系统动力学属性的影响，针对厚盘转子系统选取计算参数，如表 1 所示。

为模拟出复杂温度环境及温升过程对厚盘转子系统的影响，参考大型复杂旋转机械实际工况特点。当转子自然温度 $T_0 = 68$ K 时，分别以速率 $v_{1T} = 0.8$ K/s 和 $v_{2T} = 6$ K/s 匀速升温至稳定的工作温度 $T_{1W} = 608$ K 和 $T_{2W} = 2\,192$ K；热膨胀系数 $\alpha = 4.8$ μm/mK。此时温升及轴段长度变化规律分别如图 8 和图 9 所示。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

表 1　厚盘转子系统参数

Table 1　Parameters of rotor system with thick disk

参数	数值
弹性模量 E/(N·m^{-2})	2.058×10^{11}
泊松比 μ	0.28
材料密度 ρ/(kg·m^{-3})	7 800
转盘质量 m/kg	100
转盘半径 R/m	0.12
转轴半径 R_t/m	0.03
偏心量 ε/m	0.3×10^{-4}
比例阻尼系数 β_1，β_2	0.2×10^{-3}
转轴总长 l_0/m	1.5
轴段长 l_{10}/m	0.6
轴段长 l_{20}/m	0.9

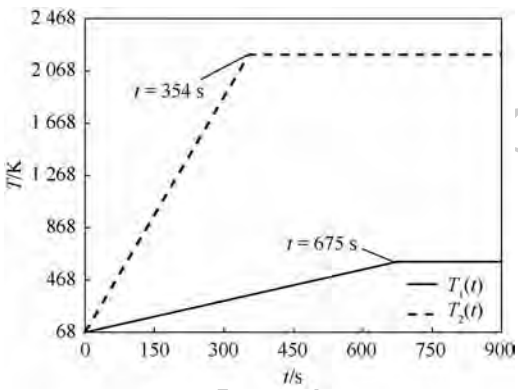


图 8　温升曲线

Fig. 8　Temperature rising curves

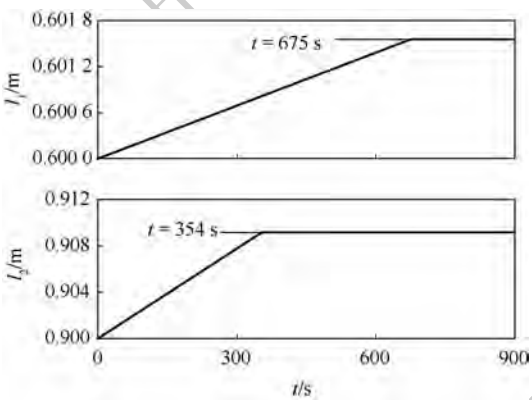


图 9　转轴长度变化

Fig. 9　Axial length variation

3.1　热膨胀影响下弯曲恢复刚度

转盘厚度 $2b=0.2$ m 时，计算对比厚盘转子系统在不同工作环境中的弯曲恢复刚度，列于表 2 和表 3 中。表 2 为工作温度 $T_{2W}=1\,652$ K 时，T_{1W} 对转子主刚度的影响；表 3 为工作温度 $T_{1W}=608$ K 时，T_{2W} 对转子主刚度的影响。数据显示了在不同温度状态下对厚盘转子系统弯曲恢复刚度的影响。

表 2 数据显示，仅考虑 T_{1W} 影响时，刚度 k_{rr}、$k_{\theta\theta}$ 均随 T_{1W} 增加而不同程度的减小，同时刚度 $k_{r\theta}$ 的绝对值也随之减小。表 3 数据显示，仅考虑 T_{2W} 影响时，刚度 k_{rr} 和刚度 $k_{r\theta}$ 的绝对值随 T_{2W} 增加而增加，而刚度 $k_{\theta\theta}$ 随 T_{2W} 增加而减小。

研究转盘厚度的影响时，令初始状态的自然温度为 $T_0=68$ K；针对稳定的工作温度 $T_{1W}=608$ K 和 $T_{2W}=2\,192$ K，计算对比转子的弯曲恢复刚度列于表 4 中。由表 4 数据可见，当转轴长度不变时，转盘厚度对弯曲恢复刚度的参数影响规律为：刚度 k_{rr} 不受转盘厚度参数的影响，而刚度 $k_{r\theta}$、$k_{\theta\theta}$ 的绝对值均随转盘加厚而增加。

表 2　弯曲恢复刚度受 T_{1W} 的影响

Table 2　Bending restoration stiffness affected by T_{1W}

T_{1W}/K	k_{rr}/(10^7 N·m^{-1})	$k_{\theta\theta}$/(10^6 N·m^{-1})	$k_{r\theta}$/(10^6 N·m^{-1})
248	3.770 6	5.869 3	−4.078 4
356	3.751 7	5.863 7	−4.058 2
428	3.739 2	5.860 0	−4.044 7
482	3.729 8	5.857 3	−4.034 7
536	3.720 5	5.854 5	−4.024 6
572	3.714 3	5.852 7	−4.018 0
608	3.701 8	5.850 9	−4.011 3

表 3　弯曲恢复刚度受 T_{2W} 的影响

Table 3　Bending restoration stiffness affected by T_{2W}

T_{2W}/K	k_{rr}/(10^7 N·m^{-1})	$k_{\theta\theta}$/(10^6 N·m^{-1})	$k_{r\theta}$/(10^6 N·m^{-1})
1 472	3.692 6	5.862 4	−3.985 6
1 652	3.701 8	5.850 9	−4.011 3
1 742	3.715 8	5.845 1	−4.024 2
1 796	3.720 5	5.841 7	−4.031 9
1 868	3.726 7	5.837 2	−4.042 2
2 012	3.739 2	5.828 1	−4.062 9
2 192	3.754 9	5.816 8	−4.088 8

表 4　弯曲恢复刚度受转盘厚度的影响

Table 4　Bending restoration stiffness affected by disk thickness

b/m	k_{rr}/(10^7 N·m^{-1})	$k_{\theta\theta}$/(10^6 N·m^{-1})	$k_{r\theta}$/(10^6 N·m^{-1})
0.05	3.754 9	5.070 7	−2.553 2
0.08	3.754 9	5.500 7	−3.474 5
0.1	3.754 9	5.816 8	−4.088 8
0.12	3.754 9	6.156 5	−4.703 0
0.15	3.754 9	6.710 4	−5.624 3
0.2	3.754 9	7.751 6	−7.159 9
0.22	3.754 9	8.209 3	−7.774 1

3.2　热膨胀影响下转子进动频率

由方程(8)求解计算转子在不同转速 Ω 时的 4 个进动频率角速度，记 ω_{f1} 和 ω_{f2} 为正进动频率，ω_{b1} 和 ω_{b2} 为反进动频率。绘制辅助线 $\omega_n=\Omega$ 和

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

$\omega_n = -\Omega$,由交点确定出厚盘转子系统在不同工况下的临界角速度。考虑稳定的工作温度 $T_{1W} = 608$ K 和 $T_{2W} = 2\,192$ K,热膨胀系数 $\alpha = 4.8\ \mu m/mK$。当 $b = 0.1$ m 时求得转子进动频率,如图 10(a)所示;当 $b = 0.2$ m 时求得转子进动频率,如图 10(b)所示。

表 5 为工作温度 $T_{2W} = 1\,652$ K 时,T_{1W} 对转子临界角速度进动频率的影响。表 6 为工作温度 $T_{1W} = 608$ K 时,T_{2W} 对转子临界角速度的影响。

由图 10 可见,厚盘转子系统在发生一定程度轴向热膨胀后有 3 个临界角速度。而 $\omega_n = \Omega$ 与 ω_{f2} 无交点,也可认为 $\omega_4 = \infty$。2 个正进动频率和 2 个负进动频率都随着转速 Ω 升高而升高。结合表 5 和表 6 数据,对于转盘厚度较大的厚盘转子系统,临界角速度 ω_1 和临界角速度 ω_2 较小,而临界角速度 ω_3 则随着转盘厚度增加而增加。

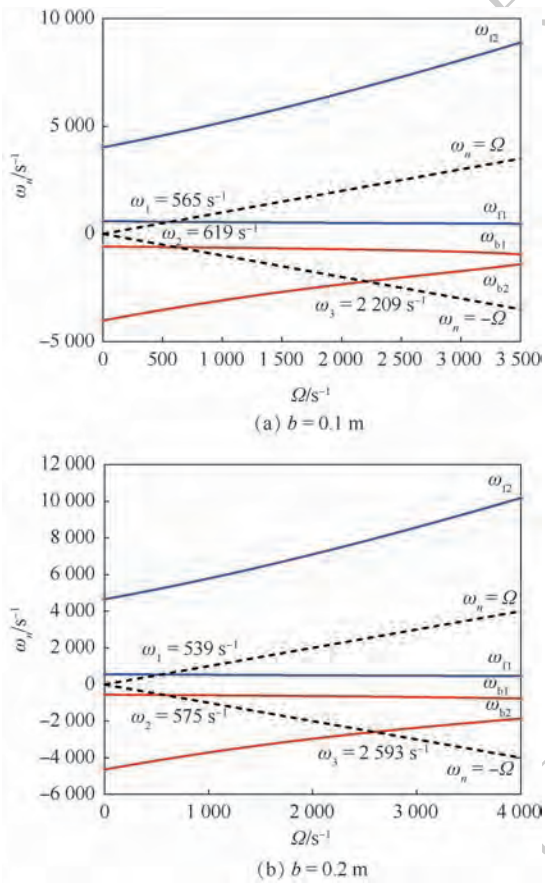


图 10 转子进动频率

Fig. 10 Precession frequency of rotor

表 5 临界角速度受 T_{1W} 的影响

Table 5 Cirtical angular velocity affected by T_{1W}

T_{1W}/K	ω_1/s^{-1}	ω_2/s^{-1}	ω_3/s^{-1}
248	566	620	2 219
392	564	618	2 218
482	563	617	2 218
608	562	615	2 217

特别当 $\Omega = 0$ 时,$\omega_{f1} = -\omega_{b1} = \omega_\alpha$ 且 $\omega_{f2} = -\omega_{b2} = \omega_\beta$,即为不考虑陀螺力矩时的临界角速度。依温升规律(见图 8)和转轴长度膨胀规律(见图 9)对转子进行计算,对比仿真温升过程中 ω_α、ω_β 的变化规律,如图 11 所示。

从图 11 中可以看出,在 0 ~ 354 s 时间段内,温度 T_1 和 T_2 均为升温状态下,ω_α 均随之增加而 ω_β 随之减小;在时间段 354 ~ 675 s 内,T_2 达到稳定的工作温度 T_{2W} 而 T_1 仍继续缓慢升温,在此时间段内 ω_α、ω_β 均以不同速率减小;在 675 s 后温升结束,系统进入稳定的工作温度,ω_α、ω_β 保持不变。

表 6 临界角速度受 T_{2W} 的影响

Table 6 Cirtical angular velocity affected by T_{2W}

T_{2W}/K	ω_1/s^{-1}	ω_2/s^{-1}	ω_3/s^{-1}
1 472	561	614	2 220
1 652	562	615	2 217
1 832	563	616	2 214
2 192	565	619	2 209

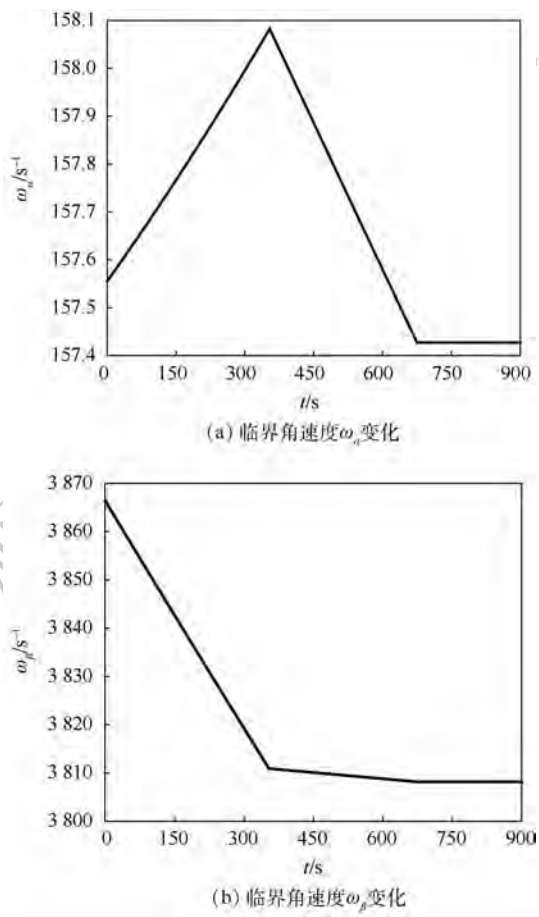


图 11 临界角速度 ω_α、ω_β 变化

Fig. 11 Changes of cirtical angular velocity ω_α and ω_β

3.3 转轴截面直径对幅频特性的影响

为研究转轴截面直径对厚盘转子系统的影

北航学报 赠阅

响，考虑工况温度 $T_{1W}=302$ K，$T_{2W}=1\,652$ K；转盘厚度 $2b=0.2$ m。以响应 x_r 为例绘制不同转轴截面直径情况下厚盘转子系统响应幅值 A_{xr} 随转速的变化曲线，如图 12 所示，相应峰值列于表 7。

如图 12 及表 7 所示，随着转轴截面直径 d_0 增加，幅频特性曲线的峰值减小，且峰值对应的转速值变大。当转速小于 383 s^{-1} 时，响应幅值随转轴直径在 0.04 ~ 0.06 m 范围内增加而减小；当转速大于 568 s^{-1} 时，响应幅值随转轴直径在 0.04 ~ 0.06 m 范围内增加而增加。

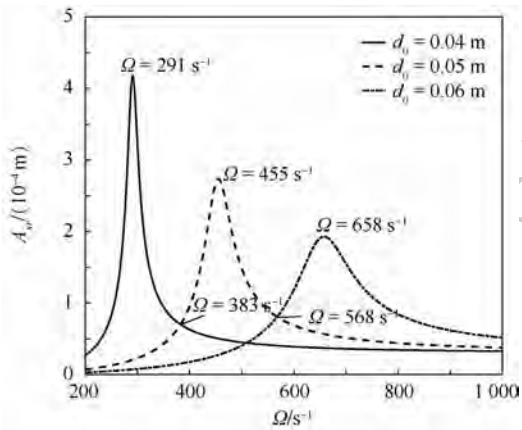


图 12　转轴截面直径影响下响应 x_r 的幅频曲线

Fig. 12　Amplitude-frequency curves of response x_r under influence of shaft diameter

表 7　图 12 中峰值及其对应转速

Table 7　Peak value and corresponding rotation speed of Fig. 12

d_0/m	$\Omega_{A\text{-max}}$/s^{-1}	A_{xr}/(10^{-4}m)
0.04	291	4.175 7
0.05	455	2.736 9
0.06	658	1.928 3

3.4　工况温度对幅频特性的影响

为研究工况温度对厚盘转子系统的影响，以响应 x_r 为例。首先考虑工况温度 $T_{2W}=1\,652$ K，转盘厚度 $2b=0.2$ m，转轴截面直径 $d_0=0.05$ m，绘制不同工况温度 T_{1W} 情况下厚盘转子系统响应幅值随转速的变化曲线，如图 13 所示（虚线和点划线的交点处 $\Omega=456.6$ s^{-1}，实线和虚线的交点处 $\Omega=459.8$ s^{-1}），相应峰值列于表 8；其次考虑工况温度 $T_{1W}=932$ K，转盘厚度 $2b=0.2$ m，转轴截面直径 $d_0=0.05$ m，绘制不同工况温度 T_{2W} 情况下厚盘转子系统响应幅值随转速的变化曲线，如图 14所示（虚线和点划线的交点处 $\Omega=457.0$ s^{-1}，实线和虚线的交点处 $\Omega=457.6$ s^{-1}），相应峰值列于表 9。

如图 13 及表 8 所示，随着工况温度 T_{1W} 增加，

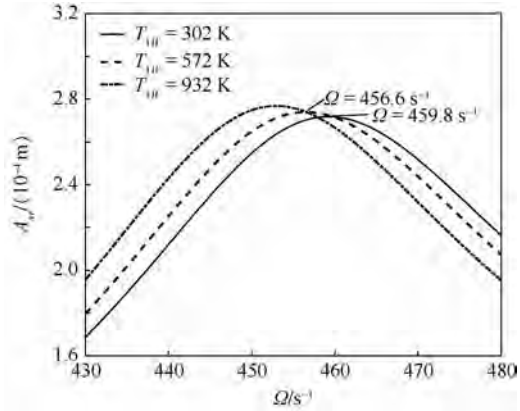


图 13　T_{1W} 影响下响应 x_r 的幅频曲线

Fig. 13　Amplitude-frequency curves of response x_r under influence of T_{1W}

表 8　图 13 中峰值及其对应转速

Table 8　Peak value and corresponding rotation speed of Fig. 13

T_{1W}/K	$\Omega_{A\text{-max}}$/s^{-1}	A_{xr}/(10^{-4}m)
302	459.2	2.717 9
572	456.5	2.739 4
932	452.9	2.768 2

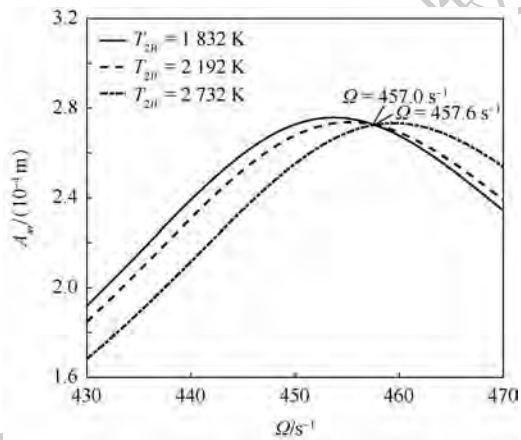


图 14　T_{2W} 影响下响应 x_r 的幅频曲线

Fig. 14　Amplitude-frequency curves of response x_r under influence of T_{2W}

表 9　图 14 中峰值及其对应转速

Table 9　Peak value and corresponding rotation speed of Fig. 14

T_{2W}/K	$\Omega_{A\text{-max}}$/s^{-1}	A_{xr}/(10^{-4}m)
1 832	453.7	2.758 0
2 192	455.2	2.737 0
2 732	459.8	2.733 0

幅频特性曲线的峰值增加，且峰值对应的转速值减小。当转速小于 456.6 s^{-1} 时，响应幅值随工况温度 T_{1W} 增加而增加；当转速大于 459.8 s^{-1} 时，响应幅值随工况温度 T_{1W} 增加而减小。

如图 14 及表 9 所示，随着工况温度 T_{2W} 增加，

北航学报 赠阅

幅频特性曲线的峰值减小,且峰值对应的转速值增加。当转速小于 457.0 s^{-1}时,响应幅值随工况温度 T_{2W}增加而减小;当转速大于 457.6 s^{-1}时,响应幅值随工况温度 T_{2W}增加而增加。

3.5 转盘厚度对幅频特性的影响

为研究转轴截面直径对厚盘转子系统的影响,以响应 x_r 为例。考虑工况温度 $T_{1W}=932$ K,$T_{2W}=1\,832$ K;转轴截面直径 $d_0=0.05$ m。绘制选取不同转盘厚度情况下厚盘转子系统响应幅值随转速的变化曲线,如图 15 所示,相应峰值列于表 10。

如图 15 及表 10 所示,随着转盘厚度的增加,幅频特性曲线的峰值减小,且峰值对应的转速值较小。当转速小于 414 s^{-1}时,响应幅值随转盘厚度的增加而增加;当转速大于 438 s^{-1}时,响应幅值随转盘厚度的增加而减小。

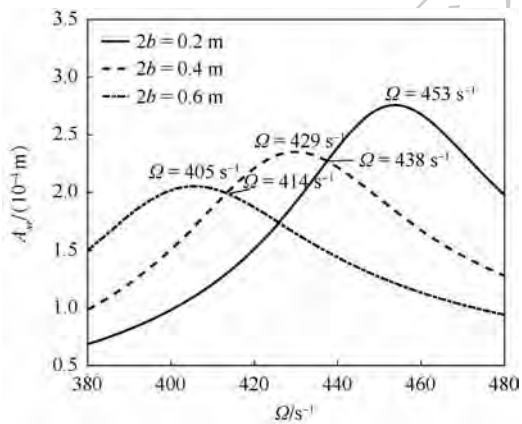


图 15 转盘厚度影响下响应 x_r 的幅频曲线

Fig. 15 Amplitude-frequency curves of response x_r under influence of disk thickness

表 10 图 15 中峰值及其对应转速

Table 10 Peak value and corresponding rotation speed of Fig. 15

$2b$/m	$\Omega_{A\text{-max}}$/s^{-1}	A_{xr}/(10^{-4}m)
0.2	453	2.757 5
0.4	429	2.351 1
0.6	405	2.052 8

4 结 论

复杂多变的温度环境会使转子系统结构变化,是影响转子动力学特性及旋转机械异常振动分析的主要因素之一。本文考虑了转盘厚度的影响,并开展了厚盘转子系统建模与热膨胀变形的研究,针对温升过程及高温运行环境,将其影响量化,研究了热膨胀量对厚盘转子系统结构与运行特性的影响。通过数值仿真及对比算例,展示了厚盘转子系统动力学特性受热膨胀因素的影响规律。

1)从转轴弯曲恢复刚度分析结果可见,在温升过程中,厚盘转子系统以热膨胀变形规律发生结构变化,其弯曲恢复刚度各项均随之以不同规律变化,因而热膨胀变形量引起的厚盘转子系统结构参数变化是影响弯曲恢复刚度估算的因素之一。

2)从转子进动频率和临界转速的分析结果可见,当转轴长度不变而转盘厚度变化,转子系统的各阶临界角速度均受影响;当考虑工作温度环境时,在一定的升温工作状态和稳定的高温工作状态,热膨胀变形是影响转子临界转速的主要因素之一。

3)对于产生轴向窜动的厚盘转子系统,不同的工况所产生的热膨胀窜动量有所不同,使得相同的厚盘转子系统在不同的工况下以不同的结构参数运转,特别在不同的转轴结构参数下具有不同的弯曲恢复刚度,使得系统的固有频率和幅频特性等动力学特性均受到影响。

4)厚盘转子系统的转盘厚度也是影响整个转系统动力学特性的主要因素,即便工况状态下厚盘转子系统的转轴结构参数相同,不同的转盘厚度使得整系统具有不同的结构特征,使得转子的弯曲恢复刚度具有差异而间接的影响整个厚盘转子系统的动力学特性。

参考文献(References)

[1] 洪杰,马艳红,张大义. 航空燃气轮机总体结构设计与动力学分析[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2014:1-20.
HONG J,MA Y H,ZHANG D Y. Structure design and dynamic analysis of aero gas turbine engines[M]. Beijing:Beihang University Press,2014:1-20(in Chinese).

[2] 廖明夫. 航空发动机转子动力学[M]. 西安:西北工业大学出版社,2015:108-161.
LIAO M F. Aero-engine rotor dynamics[M]. Xi'an:Northwestern University of Technology Press,2015:108-161(in Chinese).

[3] CHEN G. Vibration modeling and verification for whole aero-engine[J]. Journal of Sound and Vibration,2015,349(4):163-176.

[4] 廖明夫,谭大力,耿建明,等. 航空发动机高压转子的结构动力学设计方法[J]. 航空动力学报,2014,29(7):1505-1519.
LIAO M F,TAN D L,GENG J M,et al. Structure dynamics design method of aero-engine high pressure rotor[J]. Journal of Aerospace Power,2014,29(7):1505-1519(in Chinese).

[5] 李超,金福艺,张卫浩. 航空发动机转子结构布局优化设计方法[J]. 北京航空航天大学学报,2019,45(2):266-276.
LI C,JIN F Y,ZHANG W H. Optimized design method of aero-

北航学报 赠阅

engine rotor structure layout[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(2): 266-276 (in Chinese).

[6] GLASGOW D, NELSON H. Stability analysis of rotor-bearing systems using component mode synthesis[J]. Journal of Mechanical Design, 1980, 102(2): 352-359.

[7] HOSSEINI S A, KHADEM S E. Free vibrations analysis of a rotating shaft with nonlinearities in curvature and inertia[J]. Mechanism and Machine Theory, 2009, 44(1): 272-288.

[8] 刘杨，李炎臻，石拓，等. 转子-滑动轴承系统不对中-碰摩耦合故障分析[J]. 机械工程学报，2016，52(13)：79-85.
LIU Y, LI Y Z, SHI T, et al. Study on misalignment-rubbing coupling fault of rotor system supported by oil film force[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2016, 52(13): 79-85 (in Chinese).

[9] 刘杨，石拓，辛喜成，等. 转子挤压油膜阻尼器减振效率的理论研究[J]. 机械工程学报，2019，55(3)：90-98.
LIU Y, SHI T, XIN X C, et al. Theoretical study on the damping efficiency of squeeze film damper on rotor[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2019, 55(3): 90-98 (in Chinese).

[10] REN Y S, DAI Q Y, AN R J, et al. Modeling and dynamical behavior of rotating composite shafts with SMA wires[J]. Shock and Vibration, 2014(1): 131-136.

[11] 金海，刘继兴，张大义，等. 连接界面变形对转子动力特性影响的力学模型[J]. 北京航空航天大学学报，2018，44(6)：1294-1302.
JIN H, LIU J X, ZHANG D Y, et al. Mechanical models of influence of interface deformation on rotor dynamic characteristics[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2018, 44(6): 1294-1302 (in Chinese).

[12] 袁慧群，朱向哲，李东，等. 转子系统瞬态热启动过程动力学特性研究[J]. 振动与冲击，2009，28(7)：33-37.
YUAN H Q, ZHU X Z, LI D, et al. Dynamic characteristics of transient thermal starting up of a rotor system[J]. Journal of Vibration and Shock, 2009, 28(7): 33-37 (in Chinese).

[13] 朱向哲，贺威，袁慧群. 稳态温度场对转子系统振动特性的影[J]. 东北大学学报(自然科学版)，2008，29(1)：113-116.
ZHU X Z, HE W, YUAN H Q. Effects of steay temperature field on vibrational characteristics of a rotor system[J]. Journal of Northeastern University (Natural Science), 2008, 29(1): 113-116 (in Chinese).

[14] 马艳红，刘海舟，邓旺群，等. 具有初始热变形的转子系统振动响应分析[J]. 北京航空航天大学学报，2019，45(2)：227-233.
MA Y H, LIU H Z, DENG W Q, et al. Vibration response analysis of rotor system with initial thermal deformation[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(2): 227-233 (in Chinese).

[15] 潘健智，魏大盛，陆利蓬. 盘鼓混合式转子建模与动力学特性[J]. 吉林大学学报(理学版)，2019，57(2)：277-284.
PAN J Z, WEI D S, LU L P. Modeling of turntable-drum mixing rotor and dynamics characteristics[J]. Journal of Jilin University (Science Edition), 2019, 57(2): 277-284 (in Chinese).

[16] 潘健智，曹登庆，初世明，等. 热膨胀诱导的转子轴向窜动与摩擦振动[J]. 航空动力学报，2013，28(5)：989-999.
PAN J Z, CAO D Q, CHU S M, et al. Axial displacement and rubbing vibration of rotor system caused by thermal expansion[J]. Journal of Aerospace Power, 2013, 28(5): 989-999 (in Chinese).

[17] 陈光，洪杰，马艳红. 航空燃气涡轮发动机结构[M]. 北京：北京航空航天大学出版社，2006：32.
CHEN G, HONG J, MA Y H. Structure of aero gas turbine engine[M]. Beijing: Beihang University Press, 2006: 32 (in Chinese).

[18] 钟一谔，何衍宗，王正，等. 转子动力学[M]. 北京：清华大学出版社，1987：13-14.
ZHONG Y E, HE Y Z, WANG Z, et al. Rotor dynamics[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 1987: 13-14 (in Chinese).

[19] 闻邦椿，顾家柳，夏松波，等. 高等转子动力学-理论、技术与应用[M]. 北京：机械工业出版社，1999：75-85.
WEN B C, GU J L, XIA S B, et al. Advanced rotor dynamics-theory technology and application[M]. Beijing: China Machine Press, 1999: 75-85 (in Chinese).

[20] 王勖成，邵敏. 有限单元法基本原理与数值方法[M]. 北京：清华大学出版社，2003：275-290.
WANG X C, SHAO M. Basic principles and numerical methods of finite element method[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2003: 275-290 (in Chinese).

作者简介：

潘健智　女，博士，讲师。主要研究方向：复杂旋转机械建模与动力学。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

Variable structure and dynamics properties of mixing rotor due to thermal expansion

PAN Jianzhi[1,2,*], WEI Dasheng[2], HU Weinan[1]

(1. School of Science, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China;
2. School of Energy and Power Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: According to complex and changeable high-temperature environments of large rotating machinery, such as aero engines or steam turbines, the main rotor system of the unit has a variable structure due to thermal expansion under operating conditions, which could also affect the operation characteristics. First, considering high stiffness of turntable-drum mixing, compared with the rotating shaft, the structure is simplified and a single-thickness disk rotor dynamic model is established. Second, aimed at the variable structure characteristics of the system caused by thermal expansion, Hermite interpolation method and curve fitting method are used to depict the bending condition of rotating shaft when the thickness table is at any position, and then bending restoring force provided to disk and the bending restoration stiffness of the shaft are calculated by using numerical methods, basing on elastic potential energy stored in the bending. Finally, through numerical analysis of precession frequency, critical angular velocity and response amplitude of thick disk rotor system, it is verified that axial movement induced by thermal expansion is one of the main factors that affect the dynamics properties of thick disk rotor system.

Keywords: mixing rotor system; thermal expansion; thick disk; bending potential energy; bending stiffness

北京航空航天大学学报

Received: 2019-04-03; **Accepted**: 2019-08-03; **Published online**: 2019-08-27 13:45
URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190827.1324.005.html
Foundation item: Natural Science Foundation of Jiangsu Province (BK20160821)
* **Corresponding author**. E-mail: jzhpan@163.com

北航学报 赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0188

基于气动导数的类 X-37B 飞行器纵向稳定性分析

全下文载

张庆[1], 叶正寅[2,*]
(1. 西安航空学院 飞行器学院, 西安 710077; 2. 西北工业大学 航空学院, 西安 710072)

摘 要: 为了定量地研究跨大气层轨道飞行器在不同飞行条件下俯仰方向的动态特性,在 Etkin 气动力模型的基础上,详细研究了飞行马赫数、减缩频率、振动幅值、平均迎角等因素对此类飞行器纵向动态特性的影响规律。研究结果表明,平均迎角和飞行马赫数决定了流场的基本特性,所以对气动导数的影响很大;而减缩频率和振动幅值决定了非定常扰动的强弱,影响非定常气动力的大小,决定非定常迟滞效应的强弱。对类似 X-37B 的跨大气层轨道飞行器来说,平均迎角越大,机身后方背风区的涡流作用越强,纵向稳定性越强。在亚声速范围内,随着飞行马赫数增加,纵向稳定性增强,在超声速范围内,随着飞行马赫数增大,纵向稳定性减弱。振动幅值大小虽然影响了流场的形态,但对气动导数的数值大小没有明显影响。振动频率对动态特性的影响也不明显。希望研究结果可为中国未来类似飞行器的研究和发展提供相应的参考和技术储备。

关 键 词: 气动导数; 动态特性; 飞行包线; 不确定性; 跨大气层飞行器
中图分类号: V212.12
文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2020)01-0077-09

随着日益频繁的空间应用和太空探索活动,人类对廉价、快速和可靠性高的天地往返运输系统的应用需求日趋迫切[1-2]。比较而言,跨大气层轨道飞行器是可重复使用天地往返运输器中比较独特的一种布局形式,其具有较大的气动升阻比,强大的气动舵面操控能力和横向机动能力,较好的再入飞行热、力学环境条件和可重复使用能力,能够在火箭推力作用下跨越大气层后在地球卫星轨道上运行,并像飞机一样水平着陆在地面跑道上[3-5]。据公开资料显示,截至目前,X-37B 至少进行了 5 次太空飞行试验,最近的一次于 2017 年 9 月 9 日发射升空执行“轨道试验飞行器-5”任务,2019 年 10 月 27 日返回肯尼迪航天中心,总停留时间 780 天,打破了之前“轨道试验飞行器-4”任务创下的在轨停留 718 天的 X-37B 飞行时长纪录。该飞行器在轨运行 2 年多,还能像普通飞机一样在机场跑道着陆[1,5]。其设计活动可见范围也极大,可从地面一直到外太空轨道,这也是 X-37B 任务的关键所在[5]。与飞船等传统再入飞行器相比,这类新型再入飞行器在机动性能和可重复利用方面具有更大的优势,已成为各航天大国研究的热点和天地往返运输系统的主要发展趋势[1,6]。但是,由于这类再入飞行器气动布局形式复杂,操纵舵面多,飞行弹道也采用升力式模式,相对于传统的飞行器来说,出现了一系列新的气动设计难点问题,气动设计的复杂程度和难度都非常大[7-8]。

对于可重复使用的跨大气层轨道飞行器来说,其巨大的性能优势的背后是非同一般的技术复杂程度[9-12]。在空气动力学方面,跨大气层轨

收稿日期: 2019-04-28; **录用日期**: 2019-08-30; **网络出版时间**: 2019-09-04 08:57
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190903.1703.003.html
基金项目: 国家“863”计划(2014AA7060201); 国家自然科学基金(11732013); 陕西省自然科学基础研究计划(2019JM-290)
* **通信作者**. E-mail: yezy@nwpu.edu.cn

引用格式: 张庆, 叶正寅. 基于气动导数的类 X-37B 飞行器纵向稳定性分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(1): 77-85.
ZHANG Q, YE Z Y. Longitudinal stability analysis for X-37B like trans-atmospheric orbital test vehicle based on aerodynamic derivatives[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(1): 77-85 (in Chinese).

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

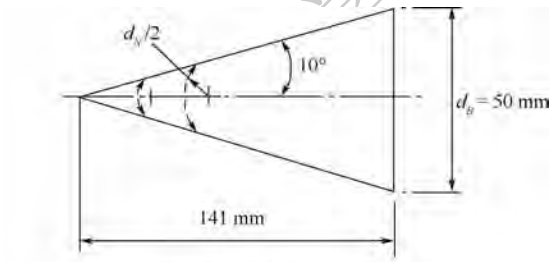
道飞行器的飞行速度范围涵盖亚、跨、超声速到高超声速，飞行高度从地面延伸到大气层外，在如此巨大的飞行速度和高度跨越中，马赫数效应、黏性效应、气动加热效应、稀薄气体效应和真实气体效应等复杂的因素彼此交错，给气动力评估和稳定性分析带来了很大的困难和挑战[1,8,12]。如何找到合理的气动布局和气动外形，使其既能够满足自主进场着陆、高超再入热防护和火箭发射整流罩尺寸限制，又可以在整个飞行包线内获得理想的气动力、有效的操纵和满足降落机场条件的起降性能是保障中国类似再入飞行器顺利研制成功的先决条件和关键任务之一[1-2]。在气动力性能预测方面，高超声速飞行器与传统飞行器的最大区别在于地面试验设施无法完全再现实际的飞行环境。因此，如何预测飞行器实际飞行环境中的气动性能参数是一项重要的工作[11-12]。目前，唯一的技术途径是：通过风洞试验获得有限条件下的气动性能参数，运用 CFD 计算模拟风洞环境和实际飞行器飞行环境下的气动参数，获得它们之间的差异，将风洞试验数据外推到实际飞行所需的气动参数[12]。

在气动参数外推的过程中，存在着很多不确定性因素，如何考虑这些不确定性因素的影响是一个一直困扰着气动工作者的难题，目前仍待攻克[10-12]。长期以来，一方面，人们努力提高风洞试验和 CFD 计算的精度，降低不确定性散布；另一方面，人们也在不断深入探索流动机理，努力摸清传统上没有认识到的影响因素，从而提高预测的精确程度。但是在实际飞行过程中，飞机的运动方式很复杂，会受到诸多因素（包括马赫数、运动频率和运动幅值等）的影响。为了考察此类飞行器随这些因素的变化规律，本文以类似 X-37B 的典型跨大气层轨道飞行器为例，对这些问题进行了探索性的研究，系统地分析了纵向气动导数随主要运动参数的变化规律，探讨了此类飞行器气动导数求解时的关键影响因素，希望能为中国未来类似轨道器的动力学分析、建模和控制律设计提供参考和指导。

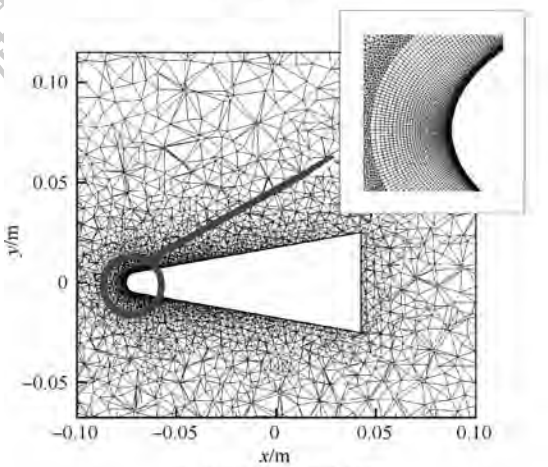
1 计算方法及算例验证

GMFlow 是笔者课题组开发的柔性体动力学问题求解程序，该程序包括网格模块、CFD 模块和应用模块，可以计算亚声速、跨声速、超声速及高超声速等大速域范围的流动，也可以求解从二维翼型、翼身组合体到带增升装置的三维全机模型等复杂外形的绕流问题，除此之外，还可以用来模拟六自由度多体分离、静气动弹性及动气动弹性等耦合问题[13]。本节主要验证程序对高超声速强迫运动钝锥（所选模型的头部钝度为 $d_N/d_B=0.20$，d_N 和 d_B 分别为钝锥头部和尾部的直径）的纵向动态稳定性参数的计算能力，其中非定常流场求解部分采用基于 Spalart-Allmaras 湍流模型的有限体积法，强迫运动的网格变形方法为弹簧网格变形方法。首先，用 GMFlow 计算了该钝锥在马赫数为 6.85 时，不同平均迎角下进行强迫俯仰运动的非定常气动力变化情况。然后，将纵向阻尼导数提取出来，计算方法详见第 2 节。最后，将计算结果与采用内伏牛顿流理论计算的结果及试验结果[14-16]进行对比。

图 1（a）为 10°钝锥的几何外形，本节所选模型的头部钝度为 $d_N/d_B=0.20$，重心与钝锥顶点距离为钝锥总长度的 70%。图 1（b）为钝锥初始时刻对称面的网格分布情况，重心在原点处，俯仰轴为 y 轴。流场网格是混合网格，其中附面层是四棱柱网格，第一层高度为 1.0×10^{-6} m，一共 31 层，其他区域是三棱锥网格。可知，附面层网格质量保持较好，正交性也保持较好。图 2 为 3 种方法（试验、内伏牛顿流理论及程序求解）在不同迎角时得到的俯仰阻尼的变化情况。图中：α 为



（a）钝锥几何外形



（b）计算采用的混合网格

图 1 钝锥的几何外形和计算采用的混合网格

Fig. 1 Blunted cone's geometric profile and hybrid mesh for computation

北航学报 赠阅

迎角,$C_{mq}+C_{m\dot{\alpha}}$为俯仰阻尼。可知,与试验值相比,在迎角小于 10°时,内伏牛顿流理论计算的数值偏大;而当迎角大于 10°时,内伏牛顿流理论计算的数值偏小。程序计算值与试验值在计算的迎角范围内都保持了较好的一致性,由此说明了本文计算方法对于高超声速三维构型强迫运动流场模拟的结果在一定程度上也是可靠的。

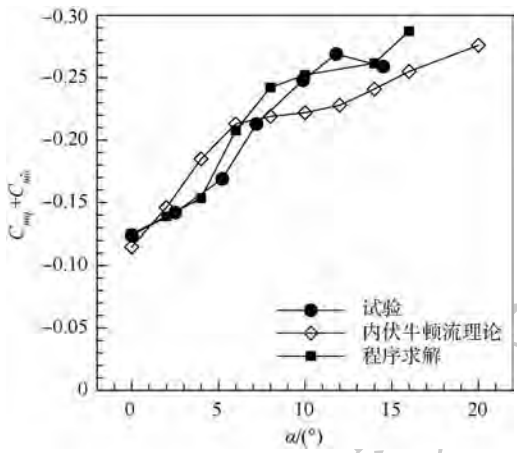


图 2　俯仰阻尼随迎角的变化曲线

Fig. 2　Variation curves of damping in pitching motion with angle of attack

2　纵向气动导数计算和分析

气动导数是表征飞行器气动性能的重要参数,也是高速再入飞行器动态特性分析及轨道和落点位置预测时的重要参数。准确而高效地获取飞行器的气动导数,特别是动态气动导数(动导数),是飞行器设计、飞行力学和空气动力学的重要研究内容之一[17]。为了深入认识跨大气层轨道飞行器的动态特性,同时也为了厘清气动导数求解时的计算参数选择问题,本节以类 X-37B 的跨大气层轨道飞行器为主要研究对象,详细探讨了平均迎角、振动幅值、飞行马赫数及减缩频率等运动参数对类 X-37B 飞行器动态性能的影响规律。

首先介绍强迫运动俯仰阻尼计算方法。与文献[18-19]一样,俯仰运动的运动规律可以表示为

$$\alpha(t)=\alpha_0+\alpha_m\sin(\omega t)=\alpha_0+\alpha_m\sin(2\pi f t) \tag{1}$$

式中:α_0 为平衡位置处的迎角;α_m 为迎角的振幅;ω 为简谐振动的圆频率;f 为简谐振动的频率。

定义减缩频率为

$$k=\frac{\omega C}{2V_\infty} \tag{2}$$

式中:C 为参考长度,在本文中取平均气动弦长;V_∞ 为来流速度。

根据 Etkin 气动力模型[20-22],俯仰运动任一位置相对于平衡位置的非定常气动力可以表示为

$$\Delta C_j=C_j-C_{j0}=C_{j\alpha}\Delta\alpha+C_{j\dot{\alpha}}\left(\frac{C}{2V_\infty}\right)\Delta\dot{\alpha}+C_{jq}\left(\frac{C}{2V_\infty}\right)\Delta q \tag{3}$$

式中:C_j 为任意位置的气动力系数;C_{j0} 为平衡位置的气动力系数;ΔC_j 为任意位置气动力系数和平衡位置气动力系数的差值;$C_{j\alpha}$ 为任意气动力系数相对于迎角的导数;$\Delta\alpha$ 和 Δq 分别为迎角和俯仰角速度相对于平衡位置的变化量;$C_{j\dot{\alpha}}$ 和 C_{jq} 的量纲相同,都为空气动力系数对角度随时间一阶变化率的导数。

根据强迫俯仰运动时运动规律可知

$$\dot{\alpha}(t)=q=\alpha_m\omega\cos(\omega t) \tag{4}$$

式中:q 为俯仰角速度。

俯仰运动任一位置相对于平衡位置的非定常气动力可以表示为

$$\Delta C_j=\alpha_m\sin(\omega t)\cdot C_{j\alpha}+k\alpha_m(\cos(\omega t)-1)(C_{j\dot{\alpha}}+C_{jq}) \tag{5}$$

所以

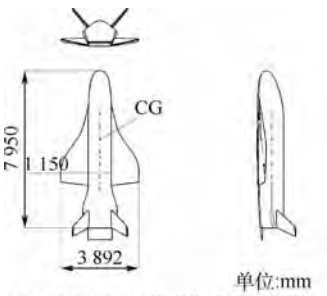
$$C_{j\dot{\alpha}}+C_{jq}=\left(\int_{T_n}^{T_{n+1}}\Delta C_j\cos(\omega t)\,\mathrm{d}t\right)\Big/\left(k\alpha_m\frac{\pi}{\omega}\right) \tag{6}$$

式中:T_n 代表任意的时间点,T_{n+1} 代表对应的下一个周期。

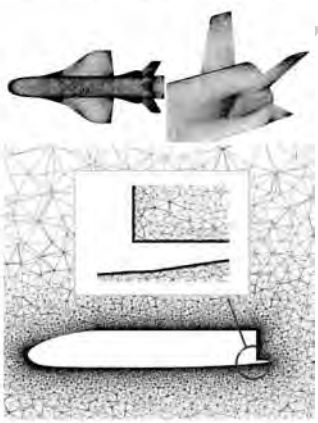
采用强迫简谐运动求解气动导数的优点是计算精度高,对于不同种类的气动导数辨识都有较好的适用性[23],缺点是存在减缩频率、振动幅值及振动初值的选择问题,如果这些值选取的不合适,求解结果误差会很大[24]。有时为了简化分析难度,传统意义上不考虑气动参数的数值随这些因素变化,但是,随着现代飞行器对机动性和操纵性要求的提高,不得不重新考虑这些因素对气动导数的影响规律。例如,振动幅值过小,数值仿真过程中气动参数的增量过小,增加了随机误差的比例,带来了精确预测动态气动参数的困难,振动幅值过大,明显增强的迟滞效应又可能造成气动参数的快速变化,从而偏离精确值。振动频率的选取也是如此,频率过低,气动增量太小,频率过高,气动增量过大,这些都会影响气动导数的精确求解。为了定量分析以上因素在气动导数,特别是动导数求解中的作用,本节以类 X-37B 飞行器的纵向气动导数为例,详细分析了飞行马赫数、平均迎角、振动幅值及振动频率对气动导数计算的影响效果,计算时网格变形方法采用弹簧网格方法。

北航学报 赠阅

图 3(a)为所用飞行器的三视图,该模型与美国的跨大气层轨道飞行器 X-37B 类似[3-5],主要结构由机身、机翼、斜置垂直尾翼及机身后部的体襟翼构成。全机长度为 7 950 mm,平均气动弦长为2 838 mm,机翼投影面积为 9.86×10^{6} mm^2,重心与机头的距离为 3 356 mm。图 3(b)为计算时全机不同位置的网格分布情况。可知,表面网格为三角形,空间网格为混合网格,包括附面层的三棱柱网格及其他区域的三棱锥网格。附面层第一层的高度为 9.0×10^{-5} m,增长率为 1.12,一共 31 层。



(a) 跨大气层轨道飞行器几何外形



(b) 计算采用的混合网格

图 3 跨大气层轨道飞行器的几何外形和计算采用的混合网格

Fig. 3 Tran-atmospheric orbiter's geometric profile and hybrid mesh for computation

2.1 平均迎角的影响

平均迎角决定了强迫运动时的平均流场形态,由于非定常气动特性受气流时间历程的影响较大,为了探讨平均迎角对气动导数的影响规律,本节针对俯仰振动平均迎角对气动导数的影响规律展开研究。

图 4 为强迫俯仰运动在不同平均迎角时对应的俯仰力矩系数 C_m 迟滞曲线,图 5 为对应的俯仰组合气动导数的变化曲线。计算条件为:飞行高度为 30 km,飞行马赫数为 5.0,俯仰运动振动幅值为 2°,振动频率 $f=10.0$ Hz,俯仰振动平均迎角 $\alpha_0=-1°\sim30°$。由图 4 和图 5 可知,对于不同平均迎角下的俯仰力矩迟滞曲线,所有的迟滞

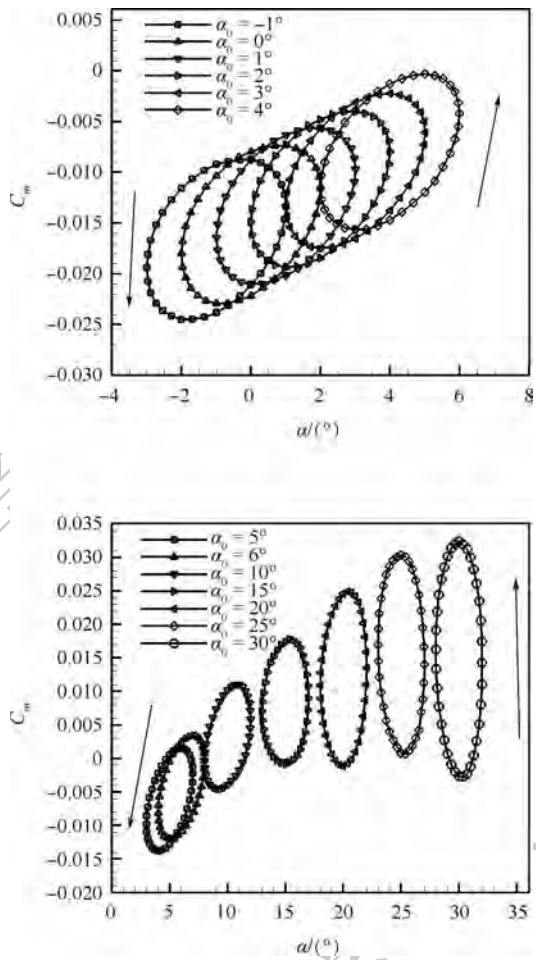


图 4 不同平均迎角时的俯仰力矩系数迟滞曲线

Fig. 4 Hysteresis curves of pitching moment coefficient at various average angle of attack

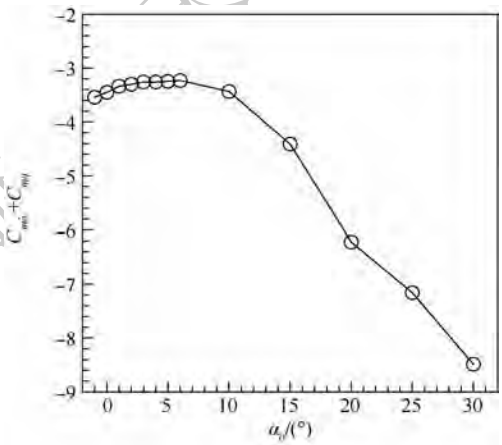


图 5 不同平均迎角时的俯仰组合气动导数变化曲线

Fig. 5 Combined pitching aerodynamic derivative variation curves at various average angle of attack

环都是逆时针的,说明该外形在纵向是动态稳定的。不同的是,小迎角下(-1°,0°,1°,2°,3°,4°,5°,6°)迟滞曲线的外形几乎不变,也就意味着组合气动导数值基本不变,当平均迎角不小于 10°(即 10°,15°,20°,25°,30°)后,迟滞曲线的外形

北航学报 赠阅

越来越尖,长轴逐渐沿着逆时针方向旋转,组合气动导数的数值逐渐增大(见图 5),数值越大,代表动态稳定性越强。由于平均迎角越大,背风区的脱体涡越明显,说明对类 X-37B 飞行器来说,脱体涡的形成增强了纵向动稳定性。实际上,其他许多飞行器也有类似情况,甚至有的飞行器在小迎角动不稳定、大迎角动稳定,从而会出现极限环运动的情况。

2.2　振动幅值的影响

就传统上的风洞试验来说,小振幅强迫运动是获取气动导数的常用手段。随着风洞动态试验装备和测量设施的提高,近十几年来,大振幅强迫运动试验已在国内外很多风洞展开[17,23]。因为非定常气动特性受气流时间历程的影响较大,所以小振幅气动导数试验的流动与大振幅运动达到同样位置时的流动有很大差别。能否从大振幅振动动态试验中获得更多有用的气动导数信息是最近一些研究者的研究方向,由于非定常气动特性受气流时间历程的影响,为了探讨强迫俯仰运动幅值对气动导数的影响规律,本节研究俯仰振动的振动幅值对气动导数的影响规律。

计算条件为:飞行高度为 30 km,飞行马赫数为 5.0,俯仰运动平均迎角 $\alpha_0 = 0°$,振动频率 $f = 10.0$ Hz,俯仰运动振动幅值 $\alpha_m = 0.5° \sim 30°$。

图 6 为不同振动幅值时的俯仰力矩系数迟滞曲线。可知,所有的迟滞环都是逆时针的,说明不论俯仰运动的振动幅度多大,该外形在纵向总是动态稳定的。不同的是,振动幅值较小时(0.5°,1.0°,1.5°,2.0°,2.5°,3°,5°),所有的迟滞环均为椭圆形,但是振幅不小于 10°(即 10°,20°,30°),在俯仰运动的最高和最低位置处有一个扭曲,使得迟滞曲线也同样有一个扭曲,不再是标准的椭圆形。结合图 5 可知,迎角较大时,动稳定性较强,所以,在大振幅振荡运动到大迎角附近时,其俯仰力矩系数在上下行过程中的差异就有被拉大的趋势,从而导致了该扭曲。结合图 7 可知,虽然不同振动幅值对应的迟滞曲线外形有些许变化,但是由于在最大位置和最小位置的扭曲刚好对称,所以所有的气动导数数值变化不大,保持在 −3.24左右,由此说明不同的振动幅值对类 X-37B 外形的纵向动态特性的影响不大。虽然大振幅运动的非定常效应更强,迟滞环也有明显的扭曲,但是大振幅运动包含小振幅运动的相关信息,所以可以准确预测出非定常气动特性。

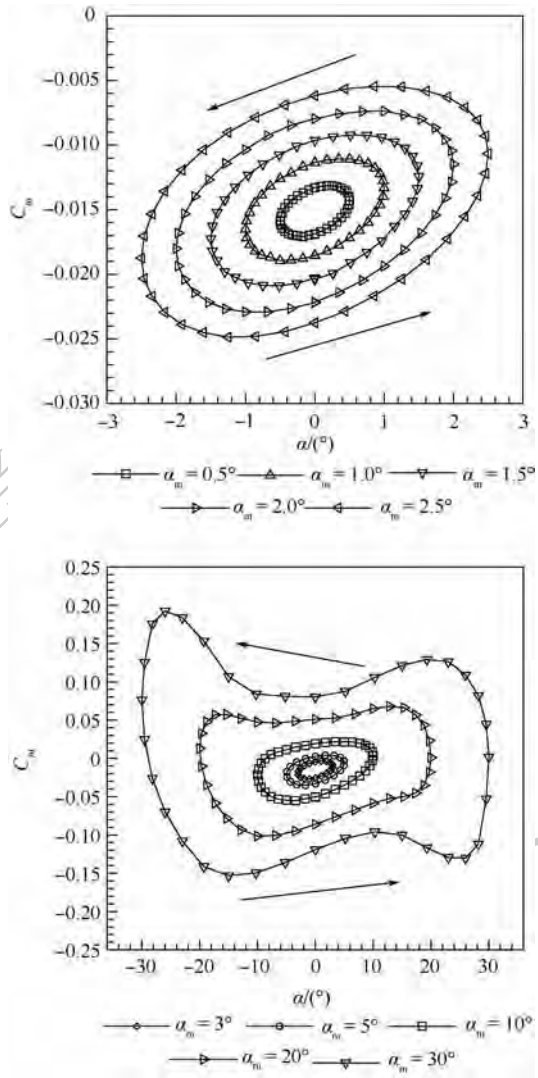


图 6　不同振动幅值时的俯仰力矩系数迟滞曲线

Fig. 6　Hysteresis curves of pitching moment coefficient at various oscillation amplitude

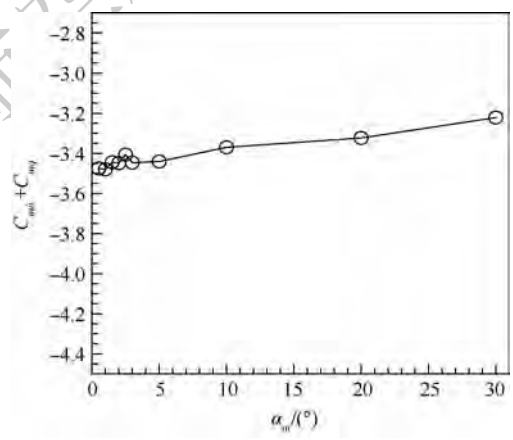


图 7　不同振动幅值时的俯仰组合气动导数变化曲线

Fig. 7　Combined pitching aerodynamic derivative variation curves at various oscillation amplitude

2.3　飞行马赫数的影响

飞行马赫数是气动导数的重要影响因素,飞行马赫数的变化带来了飞行速度的变化,从而直接影响飞行器表面的气动力和气动力矩,使短周

北航学报 赠阅

期频率增加。为了定量说明飞行马赫数对类 X-37B 飞行器气动导数的影响规律,本节计算了不同飞行马赫数下的气动导数。计算条件为:飞行高度为 30 km,俯仰运动平均迎角 $\alpha_0=0°$,俯仰运动振动幅值 $\alpha_m=2.0°$,振动频率 $f=10.0$ Hz,飞行马赫数变化范围为 0.2 ~ 15。

图 8 为不同飞行马赫数下的迟滞环。可知,不同曲线的外形虽然都是逆时针的椭圆,但是飞行马赫数越小,迟滞环包围的面积越大,这是因为飞行马赫数越小,俯仰运动相对于来流来说扰动越明显,迟滞效果也越显著。结合图 9 可知,在亚声速范围内,随着飞行马赫数增加,气动导数数值增加,在声速附近达到最大值,这就是跨声速附近强烈非线性流场造成的跨声速凹坑现象。超声速范围内,随着飞行马赫数增大,气动导数数值减小,飞行马赫数超过 10 以后,气动导数的数值基本保持不变,这也与高超声速飞行马赫数无关原理相符[1-2]。

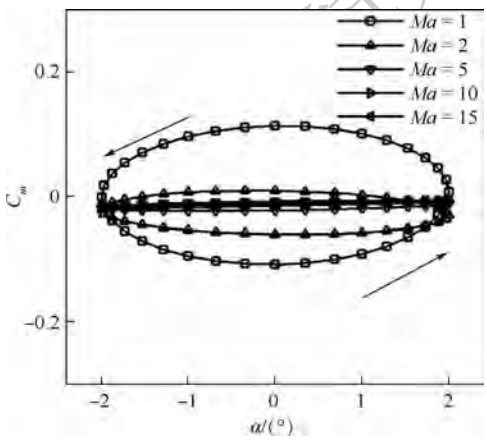


图 8 不同飞行马赫数时的俯仰力矩系数迟滞曲线

Fig. 8 Hysteresis curves of pitching moment coefficient at various Mach number in flight

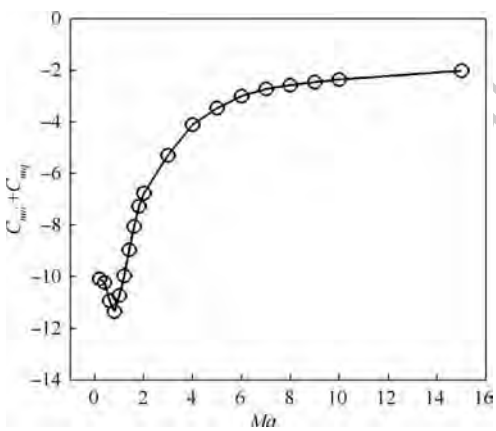


图 9 不同飞行马赫数时的俯仰组合气动导数变化曲线

Fig. 9 Combined pitching aerodynamic derivative variation curves at various Mach number in flight

2.4 振动频率的影响

在传统的稳定性分析和飞行仿真中,频率的选取往往由经验确定,很少会考虑减缩频率对气动导数的影响[18,24]。然而对真实飞行器的实际飞行过程而言,燃油的持续消耗和油箱的安置位置将会改变飞行器的转动惯量;飞行高度的变化则会改变大气的物理特性;在突风、舵偏等扰动的持续作用下,飞行器运动的固有短周期频率会发生部分改变等,这些因素都会导致实际飞行时飞行器的固有频率不断地发生变化,因而气动导数也可能发生较大的改变,这时就必须研究气动导数随频率的变化关系,从而为稳定性分析、飞行仿真或是控制律设计提供更为准确的原始数据。为此,本节计算了不同振动频率时的气动导数。计算条件为:飞行高度为 30 km,飞行马赫数为 5.0,俯仰运动平均迎角 $\alpha_0=0°$,俯仰运动振动幅值 $\alpha_m=2.0°$,振动频率 $f=0.1,1,10,50,100$ Hz,相应的基于平均气动弦长的减缩频率为 5.91×10^{-4},5.91×10^{-3},5.91×10^{-2},2.96×10^{-1},5.91×10^{-1}。特别要注意的是,飞行器在所有的轨道上真实飞行时的振动频率不可能到 100 Hz,这里只是为了模拟某些极限的情况,探索这些极限情况下的运动特性。减缩频率在非定常计算中是一个非常重要的参数,其实际上表征了强迫振动频率的快慢,对气动导数求解影响很大,减缩频率的大小会影响气动导数的量值乃至符号。

图 10 为不同振动频率下的迟滞曲线。可知,不同的迟滞环包围的面积不同,频率越高,迟滞环面积越大,但是处在俯仰运动的最低位置和最高位置处的力矩系数值保持不变。这是因为振动频率越高,相应的减缩频率就越大,俯仰运动非定常效应相对于来流来说扰动越明显,迟滞效果也越

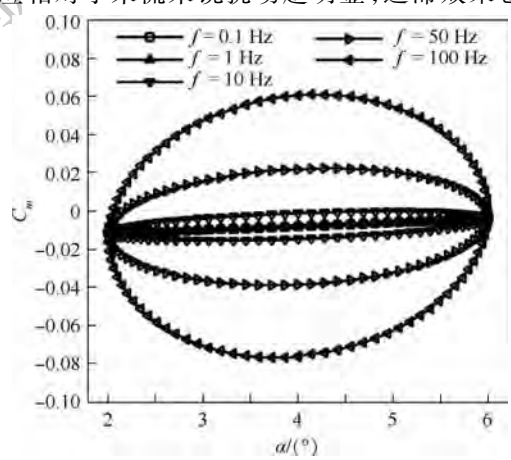


图 10 不同振动频率时俯仰力矩系数迟滞曲线

Fig. 10 Hysteresis curves of pitching moment coefficient at various oscillation frequency

北航学报 赠阅

显著。而在俯仰运动的最低和最高位置,由于不同频率运动对应的俯仰角速度均为 0,所以力矩系数的数值就相同。结合图 11 可知,频率变化时组合气动导数的数值变化不大。但考虑到类 X-37B飞行器短周期频率较低,约为 0.5 Hz,计算的较高频率的运动形式偏离了该外形的固有运动模式,预测结果可能会与真实情况不符。所以,在采用强迫运动方式分析飞行器的稳定性时,强迫运动的振荡频率不能随意给定,应该结合飞行器的典型飞行状态、典型速度分布范围、质量分布特性和静导数特性,估算给出典型振荡频率的范围,这样计算出的结果才有实际参考价值。

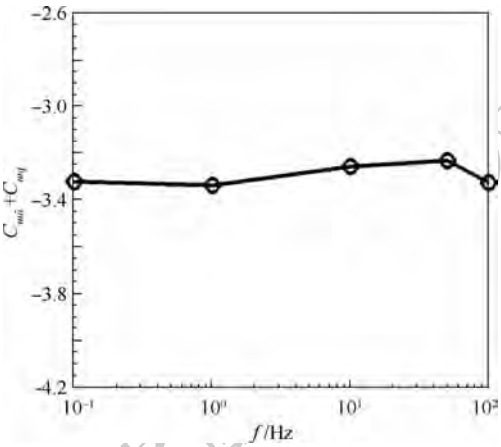


图 11　不同振动频率时的俯仰组合气动导数变化曲线

Fig. 11　Combined dynamic derivative variation curve at various oscillation frequency

3　结　论

作为一种新型天地往返输运系统,可重复使用的跨大气层轨道飞行器的动力学相关问题很复杂。为了定量地研究这类跨大气层轨道飞行器在不同飞行条件下的动力学响应问题,同时也为了厘清计算参数选择对气动导数提取结果的影响,在 Etkin 气动力模型的基础上,本文详细地研究了飞行马赫数、减缩频率、振动幅值、平均迎角等因素对飞行动态稳定特性的影响规律,结果表明:

1)对于可重复使用的类 X-37B 飞行器来说,在计算的平均迎角范围内(-1°~30°),其纵向都是稳定的。在平均迎角小于 10°时,稳定性随着迎角的增加基本保持不变,但是当平均迎角不小于 10°后,随着平均迎角的继续增大,稳定性迅速增强。

2)在计算的振动幅值范围内(0.5°~30°),其纵向也都是稳定的,并且稳定性随着振幅的增加有缓慢减弱的趋势。

3)飞行马赫数对纵向稳定性的影响比较显著,在计算的飞行马赫数范围内(0.2~15),其纵向也都是稳定的。当飞行马赫数小于 1 时,稳定性随着飞行马赫数的增加迅速增强,当飞行马赫数继续增大时,稳定性又开始减弱,当飞行马赫数超过 10 以后,稳定性基本保持不变。

4)强迫运动的振动频率也是影响飞行器气动导数求解的关键因素,因为振动频率与代表流动非定常程度的减缩频率是一一对应的。本文计算的振动频率范围为 0.1~100 Hz,对应的减缩频率范围为 5.91×10^{-4}~5.91×10^{-1}。计算结果表明,对类 X-37B 飞行器来说,稳定性参数与强迫运动频率的大小没有明显关系。但是,需要注意的是,在采用强迫运动方式分析飞行器的稳定性时,强迫运动的振荡频率不能随意给定,应该结合飞行器的运动状态、质量分布规律和静导数特性,估算出典型振荡频率的范围,这样计算出的结果才有实际参考价值。

参考文献(References)

[1] 张鲁民. 航天飞机空气动力学分析[M]. 北京:国防工业出版社,2009.
ZHANG L M. Aerodynamics analysis of space shuttle[M]. Beijing:National Defence Industry Press,2009(in Chinese).

[2] 蔡国飙,徐大军. 高超声速飞行器技术[M]. 北京:科学出版社,2012.
CAI G B,XU D J. Hypersonic vehicle technology[M]. Beijing:Science Press,2012(in Chinese).

[3] CHAUDHARY A,NGUYEN V,TRAN H,et al. Dynamics and stability and control characteristics of the X-37:AIAA-2001-4383[R]. Reston:AIAA,2001.

[4] GRANTZ A. X-37B orbital test vehicle and derivatives:AIAA-2011-7315[R]. Reston:AIAA,2011.

[5] 孙宗祥,唐志共,陈喜兰,等. X-37B 的发展现状及空气动力技术综述[J]. 试验流体力学,2015,29(1):1-14.
SUN Z X,TANG Z G,CHEN X L,et al. Review of the state-of-art and aerodynamic technology of X-37B[J]. Journal of Experiments in Fluid Mechanics,2015,29(1):1-14(in Chinese).

[6] 张庆. 高速再入飞行器动力学问题研究[D]. 西安:西北工业大学,2018.
ZHANG Q. Research on flight dynamics of high-velocity reentry vehicles[D]. Xi'an:Northwestern Polytechnical University,2018(in Chinese).

[7] 中国科学院. 新型飞行器中的关键力学问题[M]. 北京:科学出版社,2018.
Chinese Academy of Sciences. Key mechanical problems in new types of aircraft[M]. Beijing:Science Press,2018(in Chinese).

[8] 杨勇,张辉,郑宏涛. 有翼高超声速再入飞行器气动设计难点问题[J]. 航空学报,2015,36(1):49-57.
YANG Y,ZHANG H,ZHENG H T. Difficulties in aerodynamic

北航学报 赠阅

design problems of the winged hypersonic reentry vehicle[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2015, 36(1): 49-57 (in Chinese).

[9] 叶友达. 高超声速空气动力学研究进展与趋势[J]. 科学通报, 2015, 60(12): 1095-1103.
YE Y D. Advances and prospects in hypersonic aerodynamics [J]. Chinese Science Bulletin, 2015, 60(12): 1095-1103 (in Chinese).

[10] 叶友达. 高空高速飞行器气动特性研究[J]. 力学进展, 2009, 39(4): 387-397.
YE Y D. Studies on aerodynamic characteristics of high velocity vehicle flying at high altitude [J]. Advances in Mechanics, 2009, 39(4): 387-397 (in Chinese).

[11] 庄逢甘, 赵梦熊. 航天飞机的空气动力学问题[J]. 流体力学试验与测量, 1987, 1(4): 1-8.
ZHUANG F G, ZHAO M X. Aerodynamical problems of space shuttle[J]. Experiments and Measurements in Fluid Dynamics, 1987, 1(4): 1-8 (in Chinese).

[12] 蔡巧言, 杜涛, 朱广生. 新型高超声速飞行器的气动设计技术探讨[J]. 宇航学报, 2009, 30(6): 2086-2091.
CAI Q Y, DU T, ZHU G S. The aerodynamic design technology for new type hypersonic vehicle [J]. Journal of Astronautics, 2009, 30(6): 2086-2091 (in Chinese).

[13] 蒋跃文. 基于广义网格的 CFD 方法及其应用[D]. 西安: 西北工业大学, 2012.
JIANG Y W. Numerical solution of Navier-Stokes equations on generalized mesh and its applications[D]. Xi'an: Northwestern Polytechnical University, 2012 (in Chinese).

[14] EAST R A, HUTT G R. Comparison of predictions and experimental data for hypersonic pitching motion stability[J]. Journal of Spacecraft and Rockets, 1988, 25(3): 225-233.

[15] WELSH C J, WINCHENBACH G L, MADAGAN A N. Free-flight investigation of the aerodynamic characteristics of a cone at high mach numbers[J]. AIAA Journal, 1970, 8(2): 294-300.

[16] BERTIN J J. Hypersonic aerothermodynamics[M]. Reston: AIAA, 1994.

[17] 黄达, 李志强, 吴根兴. 大振幅非定常试验数据表达与数学模型研究[J]. 空气动力学学报, 1999, 17(1): 68-72.
HUANG D, LI Z Q, WU G X. Study of data expression and mathematical modelling for unsteady experiment of a model pitching in large amplitude [J]. Acta Aerodynamica Sinica, 1999, 17(1): 68-72 (in Chinese).

[18] 刘绪, 刘伟, 柴振霞, 等. 飞行器动态稳定性参数计算方法研究进展[J]. 航空学报, 2016, 37(8): 2348-2369.
LIU X, LIU W, CHAI Z X, et al. Research progress of numerical method of dynamic stability derivatives of aircraft [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2016, 37(8): 2348-2369 (in Chinese).

[19] LIU X, LIU W, ZHAO Y. Navier-Stokes predictions of dynamic stability derivatives for air-breathing hypersonic vehicle [J]. Acta Astronautica, 2016, 118: 262-285.

[20] BRYAN G H, WILLIAMS W E. The longitudinal stability of aerial gliders[J]. Proceedings of the Royal Society of London, 1904, 73: 100-116.

[21] ETKIN B, REID L D. Dynamics of flight: Stability and control [M]. New York: Wiley, 1996.

[22] 张婉鑫, 朱纪洪. 大迎角非定常气动参数辨识研究[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2017, 57(7): 673-679.
ZHANG W X, ZHU J H. Unsteady aerodynamic identification of aircraft at high angles of attack[J]. Journal of Tsinghua University (Science & Technology), 2017, 57(7): 673-679 (in Chinese).

[23] 黄达. 飞行器大振幅运动非定常空气动力特性研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2007.
HUANG D. Unsteady aerodynamic characteristics for the aircraft oscillation in large amplitude[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2007 (in Chinese).

[24] 袁先旭, 陈琦, 谢昱飞, 等. 动导数数值预测中的相关问题[J]. 航空学报, 2016, 37(8): 2385-2394.
YUAN X X, CHEN Q, XIE Y F, et al. Problem in numerical prediction of dynamic stability derivatives[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2016, 37(8): 2385-2394 (in Chinese).

作者简介:

张庆 男, 博士, 讲师。主要研究方向: 微型飞行器气动布局设计、超声速机翼优化设计。

叶正寅 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 飞行器气动弹性力学、非定常空气动力学。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

Longitudinal stability analysis for X-37B like trans-atmospheric orbital test vehicle based on aerodynamic derivatives

ZHANG Qing[1], YE Zhengyin[2,*]

(1. School of Aircraft, Xi'an Aeronautical University, Xi'an 710077, China;
2. School of Astronautics, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: In order to quantitatively examine the dynamic characteristics in pitching direction of the tans-atmospheric orbiter under different flight conditions, on the basis of the Etkin aerodynamic model, the effects of Mach number, reduced frequency, oscillation amplitude, and average angle of attack on longitudinal dynamic performance of the orbiter were studied in detail. The results show that the average angle of attack and the Mach number determine the basic characteristics of the flow filed, so they have a great effect on the aerodynamic derivatives. The reduced frequency and oscillation amplitude determine the strength of the unsteady disturbance and that of the unsteady hysteresis effect, so they have a great effect on the unsteady aerodynamic forces. For X-37B like trans-atmospheric orbiter, with the increase of the average angle of attack, the effect of the vortical structure at the leeward side of the afterbody is larger and the longitudinal stability is increased. In the subsonic range, as the Mach number increases, the stability increases, and in the supersonic range, as the Mach number increases, the stability decreases. Although the amplitude has some effects on the flow field, it has no significant effect on the value of the aerodynamic derivative. The influence of oscillation frequency on dynamic characteristics is also not obvious. And we hope that these conclusions would provide some technical guidelines and reference for the future research and development of similar vehicle in China.

Keywords: aerodynamic derivative; dynamic characteristics; flight envelope; uncertainty; trans-atmospheric orbiter

北京航空航天大学学报

Received: 2019-04-28; **Accepted**: 2019-08-30; **Published online**: 2019-09-04 08:57

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190903.1703.003.html

Foundation items: National High-tech Research and Development Program of China (2014AA7060201); National Natural Science Foundation of China (11732013); Shaanxi Provincial Research Foundation for Basic Research on Natural Science, China (2019JM-290)

* **Corresponding author**. E-mail: yezy@nwpu.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0155

航空用国产碳纤维/双马树脂复合材料湿热特性

徐伟伟[1], 文友谊[1], 顾轶卓[2,*], 李博[1], 涂家祎[2], 张佐光[2]
(1. 成都飞机工业(集团)有限责任公司, 成都 610092; 2. 北京航空航天大学 材料科学与工程学院, 北京 100083)

摘 要: 针对1种航空用国产T700级碳纤维和4种双马树脂(QY9611、5429、QY9512、QY8911-4),采用3种湿热条件(100℃水煮、70℃水浸、70℃/85%相对湿度)对其复合材料单向层板进行湿热处理,通过研究吸湿量、扩散系数、显微结构、化学成分、耐热温度及力学性能,分析了复合材料的湿热特性。结果表明,4种复合材料在3种湿热条件下的吸湿行为均符合Fick第二扩散定律,100℃水煮时平衡吸湿量和扩散系数最大,70℃/85%相对湿度时两者最小。4种复合材料吸湿速度有明显区别,这与其原材料形式和成型工艺不同有关。湿热处理未导致复合材料内部产生损伤和化学变化,主要引起增塑效应,导致玻璃化转变温度降低。复合材料的90°拉伸性能测试结果表明,高温和吸湿耦合作用下复合材料力学性能衰减更为明显,破坏模式由基体开裂转变为界面脱黏和开裂。

关 键 词: 复合材料; 碳纤维; 双马树脂; 湿热处理; 吸湿
中图分类号: V258^{+}.3; TB332
文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2020)01-0086-09

碳纤维增强树脂基复合材料作为一种性能优异的结构材料广泛应用于航空、航天、汽车等领域[1-2],在这些应用中必须考虑环境温度和湿度对复合材料性能的影响。碳纤维复合材料的基体及界面均有吸水特性,在湿热环境下更为明显,对复合材料的力学性能、耐热性等均会产生不良影响[3]。因此掌握复合材料的吸湿行为,揭示湿热环境下复合材料性能的蜕变规律,评估其耐环境性能,成为了碳纤维复合材料结构设计和应用的重要环节。

近几十年来,研究人员在湿热环境对碳纤维复合材料的影响方面做了大量工作[4-16],主要集中在:①吸湿特性;②湿热老化对复合材料性能的影响;③湿热老化机理;④模拟环境加速湿热老化方法。

在湿热环境下,水分首先通过复合材料表面进入材料内部,在树脂基体内进行扩散,通常聚合物基体与其复合材料在湿热老化下的吸湿行为可以用Fick第二扩散定律来描述,即在初始阶段,材料中的湿含量与吸湿时间的平方根成正比,最后吸湿量达到平衡,即饱和[4-6]。但也有一些研究表明[7-9],对于某些复合材料体系或湿热条件,吸湿行为不完全满足Fick第二扩散定律,需要对模型进行改进或采用新的模型。复合材料吸湿特性研究往往集中在水分的扩散系数、平衡吸湿量的测定及吸湿动力学模型的分析,这是因为复合材料在湿热条件下的性能与吸湿量密切相关[10-11]。随着国产碳纤维在航空结构的大量应用,国产碳纤维复合材料湿热敏感性较高、湿热性能偏低等问题凸显[10-13],尤其对于航空飞行器结构的服役环境,高温高湿条件下复合材料的性能对于结构设计许用值和服役安全至关重要,国产

收稿日期: 2019-04-08; **录用日期**: 2019-06-01; **网络出版时间**: 2019-06-05 08:52
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190604.1350.002.html
基金项目: 国家自然科学基金(U1664250)
* **通信作者**. E-mail: benniegu@buaa.edu.cn

引用格式: 徐伟伟, 文友谊, 顾轶卓, 等. 航空用国产碳纤维/双马树脂复合材料湿热特性[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(1): 86-94. XU W W, WEN Y Y, GU Y Z, et al. Hygrothermal property of domestic carbon fiber/ bismaleimide resin composites for aeronautic application[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(1): 86-94 (in Chinese).

北航学报 赠阅

碳纤维复合材料的湿热特性受到普遍关注,并成为评价国产碳纤维与树脂匹配性的重要工作。

本文针对 1 种航空结构用国产 T700 级碳纤维和 4 种国产双马树脂,研究了 3 种典型湿热条件下碳纤维/双马树脂复合材料单向层板的吸湿特性,并计算了吸湿动力学模型参数,研究了吸湿及吸湿条件对复合材料单向层板的内部结构、耐热性及静/动态力学性能的影响。研究结果可用于指导国产高性能碳纤维复合材料的设计和应用。

1　实验材料及方法

1.1　实验材料

4 种国产 T700 级碳纤维/双马树脂复合材料单向层板的基本信息如表 1 所示。

表 1　碳纤维/双马树脂复合材料单向层板基本信息

Table 1　Basic information of carbon fiber/bismaleimide resin composite unidirectional laminates

规格种类	成型工艺	材料形式	生产厂家
T700 级 JH 碳纤维/QY9611 树脂	热压罐	单向预浸料	中航复合材料有限责任公司
T700 级 JH 碳纤维/5429 树脂	热压罐	单向预浸料	
T700 级 JH 碳纤维/QY9512 树脂	RFI(树脂膜熔渗)	单向织物+树脂膜	
T700 级 JH 碳纤维/QY8911-4 树脂	RTM(树脂传递模塑)	单向织物+树脂	

1.2　实验方法及设备

1.2.1　吸湿实验

碳纤维/双马树脂复合材料单向层板的吸湿实验参照 HB 7401—96[17],试样尺寸为 50 mm × 50 mm × 2 mm。吸湿前样品经过烘干处理,烘干温度为 70℃,当时隔 24 h 后样品质量下降在 0.02% 以内时烘干停止,得到干态试样质量。湿热条件包括 3 种,分别为 100℃水煮、70℃水浸、70℃/85% 相对湿度恒温恒湿处理。吸湿量公式为

$$M_t = \frac{m_t - m_0}{m_0} \times 100\% \tag{1}$$

式中:M_t 为湿热一定时间 t 后的吸湿量,%;m_t 为湿热一定时间 t 后试样质量,g;m_0 为干态试样质量,g。水煮和水浸采用恒温水浴箱,恒温恒湿采用恒温恒湿箱,吸湿量采用电子天平测试。

1.2.2　吸湿动力学分析

采用 Fick 第二扩散定律描述复合材料的吸湿行为,其数学模型为

$$\frac{M_t - M_i}{M_m - M_i} = 4\sqrt{\frac{Dt}{\pi h^2}} \tag{2}$$

式中:M_i 为材料的初始吸湿量;M_m 为材料的平衡吸湿量;D 为扩散系数,表示水分扩散程度的物理量,即当浓度梯度为一个单位时,单位时间内通过单位面积的液体量;h 为试样厚度。

通过对试样的吸湿量-时间曲线的处理,得到扩散系数为

$$D = \pi\left(\frac{h}{4M_m}\right)^2\left(\frac{M_2 - M_1}{\sqrt{t_2} - \sqrt{t_1}}\right)^2 \tag{3}$$

式中:$\frac{M_2 - M_1}{\sqrt{t_2} - \sqrt{t_1}}$为 M_t-$t^{1/2}$吸湿曲线初始线性部分的斜率,可通过线性拟合得到[18]。数据处理方法依据 ASTM D5229/D5229M—14[19]。

1.2.3　动态力学性能测试

吸湿前后复合材料层板动态力学性能使用 TA Instrument 公司的 DMA Q800 型测试仪进行测试,用三点弯曲模式,频率为 1 Hz,升温速率为 5℃/min,升温范围为 25 ~ 300℃,试样尺寸为 38 mm × 7 mm × 2 mm,取损耗模量-温度(E''-T)曲线上的峰顶温度为玻璃化转变温度 T_g,分析耐热温度的变化。

1.2.4　红外光谱测试

使用 Nicolet 公司 Nicolet560 型红外光谱仪对双马树脂湿热前后的官能团进行测试分析,根据吸收峰位置、形状和强度进行定性分析,推测出湿热前后树脂是否发生化学变化。

1.2.5　层板内部结构分析

用 LEICA 公司 DM4000 型金相显微镜观察复合材料截面(垂直于纤维长度方向),获得 100、200、500 倍率的照片,观察纤维分布,并用二相分割法得到孔隙率和纤维体积分数等数据。

1.2.6　层板力学性能测试

使用 Instron 公司 3382 型电子万能材料试验机测试干态和吸湿复合材料(70℃水浸吸湿平衡)的 90° 拉伸性能,参照 ASTM D 3039—2008[20],试样尺寸为 175 mm × 25 mm × 2 mm,加载速率为 1 mm/min,得到 90°拉伸强度和模量,测试温度包括室温和高温(23、150℃),拉伸试样断面采用日本电子公司 JSM7500F 扫描电子显微镜观察。

2　结果与讨论

2.1　不同湿热环境下吸湿特性与吸湿动力学

2.1.1　复合材料吸湿曲线及不同材料的对比

测试了 3 种湿热条件下,4 种碳纤维/双马树脂复合材料单向层板的吸湿曲线,如图1所示。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

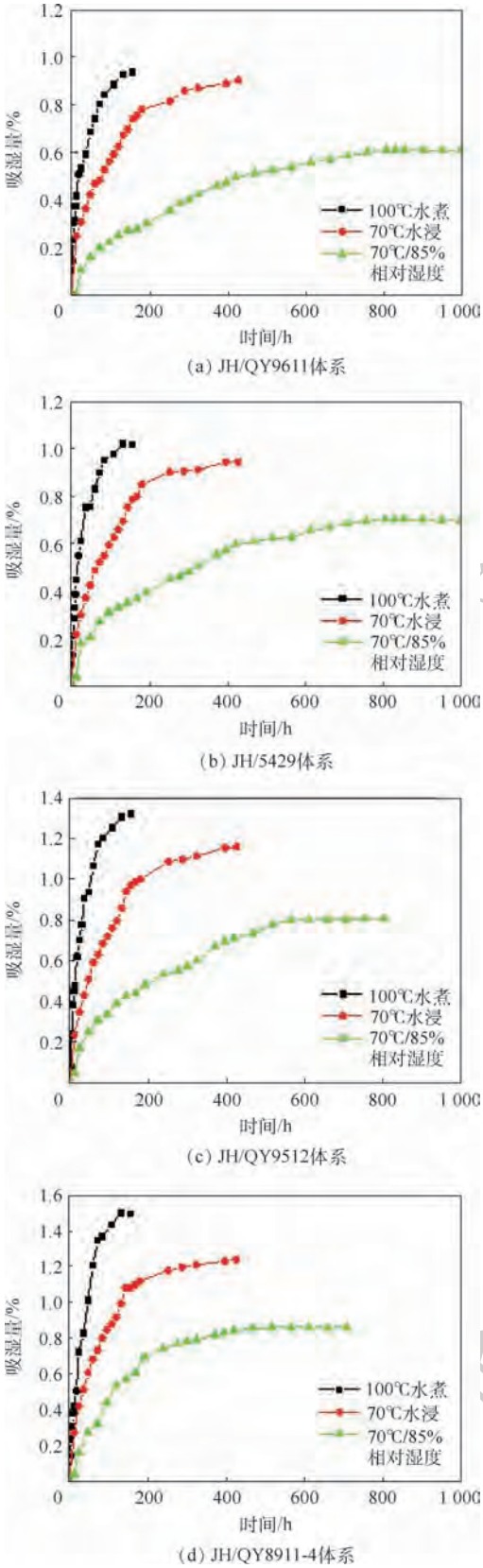


图 1 不同湿热条件下 4 种 T700 级 JH 碳纤维/双马树脂复合材料单向层板的吸湿曲线

Fig. 1 Moisture absorption curves of four kinds of T700-grade JH carbon fiber/bismaleimide resin composite unidirectional laminates under different hygrothermal conditions

可以看到,对于每一种材料,湿热条件对吸湿行为的影响规律相似,即 100℃ 水煮条件下吸湿速度最快、吸湿量达到平衡的时间最短、吸湿平衡时达到的吸湿量最大;70℃/85% 相对湿度条件下吸湿速度最慢、吸湿量达到平衡的时间最长、吸湿平衡时达到的吸湿量最小,说明水浓度和温度越高,吸湿程度越大,吸湿速度越快。

图 2 为相同湿热条件下 4 种复合材料体系的吸湿曲线对比。可以看到,4 种复合材料的吸湿

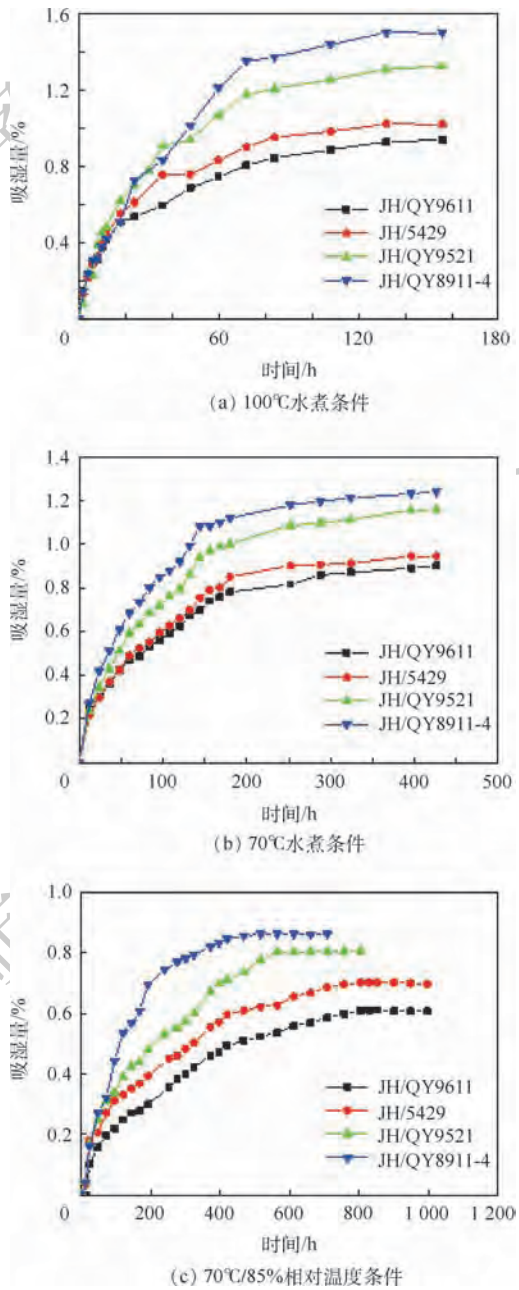


图 2 相同湿热条件下 4 种 T700 级 JH 碳纤维/双马树脂复合材料单向层板吸湿曲线

Fig. 2 Moisture absorption curves of four kinds of T700-grade JH carbon fiber/bismaleimide resin composite unidirectional laminates under the same hygrothermal condition

北航学报 赠阅

特性有明显差异,其规律在不同湿热条件下的表现相似:4 种复合材料的平衡吸湿量不同,按平衡吸湿量的大小由高到低排列,依次为:JH/QY8911-4、JH/QY9512、JH/5429、JH/QY9611。初始吸湿阶段,吸湿速度由大到小的顺序与平衡吸湿量相同;水中浸泡情况下,4 种复合材料的吸湿达到平衡时间相近,恒温恒湿条件下,平衡吸湿量大的材料,平衡吸湿时间较短。

从表 2 也可以看出,3 种湿热条件下,4 种复合材料的平衡吸湿量差异明显,尤其是水煮条件下不同体系的吸湿量差异最大,JH/QY8911-4 与 JH/QY9611 相差约 60%。

表 2　不同湿热条件下 4 种 T700 级 JH 碳纤维/双马树脂复合材料平衡吸湿量和平衡时间

Table 2　Equilibrium moisture absorption content and balance time of four kinds of T700-grade JH carbon fiber/bismaleimide resin composite under different hygrothermal conditions

处理方式	平衡吸湿量/%				平衡时间/h
	JH/QY8911-4	JH/QY9512	JH/5429	JH/QY9611	
100℃水煮	1.50	1.32	1.02	0.94	130
70℃水浸	1.24	1.16	0.95	0.90	390
70℃/85%相对湿度	0.86	0.81	0.70	0.61	≤850

2.1.2　复合材料吸湿动力学

基于式(2)和式(3)对吸湿曲线进行处理,得到 4 种复合材料在 3 种湿热条件下 M_t-$t^{1/2}$ 吸湿曲线初始线性部分的斜率及扩散系数 D_z,如表 3 所示。由于线性拟合度较好,可以认为所研究的材料在设定的湿热条件下吸湿行为满足 Fick 第二扩散定律。由于采用的试样长度和宽度为50 mm,厚度为 2 mm,可以认为水分主要沿厚度方向扩散,得到的扩散系数为复合材料厚度方向的扩散系数。将扩散系数代入式(2),则可以计算得到在相应湿热条件下,不同吸湿时间下的吸湿量。

表 3　不同湿热条件下 4 种 T700 级 JH 碳纤维/双马树脂复合材料扩散系数

Table 3　Diffusion coefficient of four kinds of T700-grade JH carbon fiber/bismaleimide resin composite under different hygrothermal conditions

材料体系	处理方式	D_z/(mm² · s⁻¹)
JH/QY9611	100℃水煮	1.68×10^{-6}
	70℃水浸	8.86×10^{-7}
	70℃/85%相对湿度	1.79×10^{-7}
JH/5429	100℃水煮	2.19×10^{-6}
	70℃水浸	1.01×10^{-6}
	70℃/85%相对湿度	3.15×10^{-7}
JH/QY9512	100℃水煮	2.23×10^{-6}
	70℃水浸	9.78×10^{-7}
	70℃/85%相对湿度	4.04×10^{-7}
JH/QY8911-4	100℃水煮	2.36×10^{-6}
	70℃水浸	1.19×10^{-6}
	70℃/85%相对湿度	2.03×10^{-7}

对同一材料体系,按扩散系数的大小顺序与平衡吸湿量一致,即 100℃水煮 > 70℃水浸 > 70℃/85% 相对湿度;比较不同材料体系的扩散系数,JH/QY8911-4 普遍较大而 JH/QY9611 普遍较小,说明在吸湿的初始阶段,不同材料体系的吸湿行为差异就已经显现。

2.2　复合材料结构对吸湿行为的影响

4 种复合材料吸湿特性有明显差异,这可能源于树脂和界面特性的不同,但同时必须注意到,由于 4 种复合材料所应用的航空结构形式和承载要求不同,其原材料形式及成型工艺也不同,这会引起复合材料内部结构的不同,进而影响吸湿路径,也会对吸湿量产生影响。通过吸湿前后 4 种复合材料的截面显微照片(见图 3 和图 4,垂直于纤维长度方向的横截面照片),发现吸湿后并未出现微裂纹、界面开裂等缺陷,说明吸湿引起的应力不足以破坏强度高的双马基体和黏结强度高的碳纤维/双马界面。

此外可以看到,虽然 4 种复合材料层板均为单向铺层,但是材料形式和成型工艺有明显差异,造成其纤维含量(见表 4)与纤维分布规律不同。JH/QY9611 与 JH/5429 体系采用的单向预浸料/热压罐工艺,因此其纤维含量较高且层内纤维密实,层间富树脂,由于纤维不吸湿并阻碍了水分沿层板厚度方向的扩散速度,其吸湿速度和吸湿量较小;JH/QY9512 和 JH/QY8911-4 采用单向纤维织物和液体成型工艺,其纤维含量较低,且受到

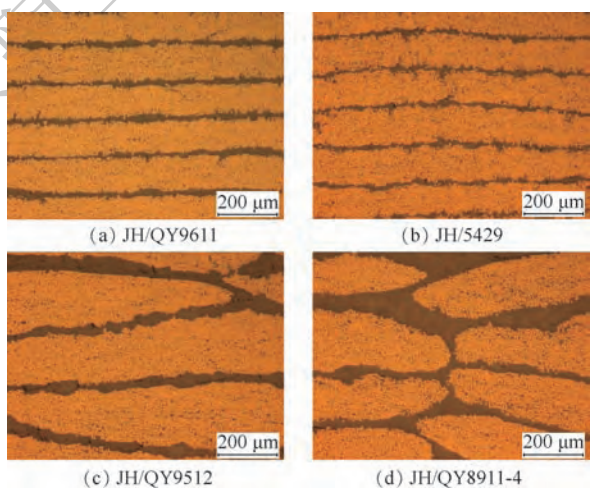


图 3　吸湿后复合材料单向层板 100 倍率金相照片

Fig. 3　Metallographic photos of 100 times magnification of composite unidirectional laminates after moisture absorption

北航学报 赠阅

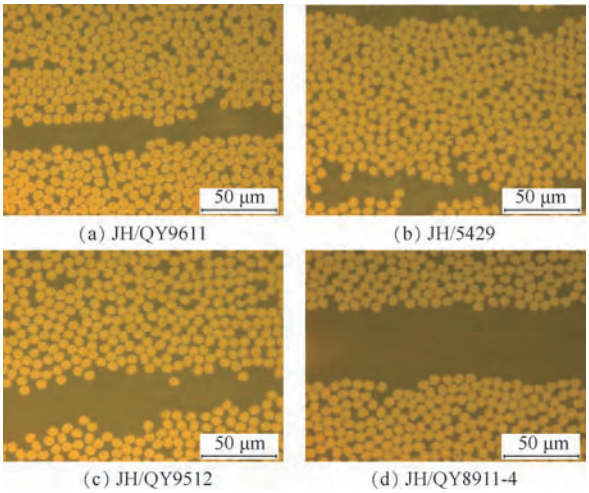


图 4 吸湿后复合材料单向层板 500 倍率金相照片

Fig. 4 Metallographic photos of 500 times magnification of composite unidirectional laminates after moisture absorption

表 4 复合材料层板纤维体积分数和孔隙率

Table 4 Fiber volume fraction and porosity of composite laminate

材料体系	纤维体积分数/%	孔隙率/%
JH/QY8911-4	60.49	0.11
JH/QY9512	60.54	0.12
JH/5429	64.93	0.11
JH/QY9611	64.27	0.12

织物纬向缝线的束缚,纤维束内较为密实而束间树脂区明显,造成吸湿速度高、吸湿量大,水分沿层板厚度方向扩散更为容易。

2.3 吸湿对复合材料结构及性能的影响

2.3.1 树脂基体化学特性

为了分析吸湿处理是否引起基体树脂的化学变化,测试了吸湿前后的树脂红外光谱(见图 5),吸湿处理条件为 70℃水浸,吸湿时间约 240 h。

可以看到,波数 3 472 cm^{-1}时为羟基伸缩振动吸收峰,波数 2 968 cm^{-1}为 CH_2 伸缩振动吸收峰,波数 1 712 cm^{-1}为亚胺环上 C═O 吸收峰,波数 1 639 cm^{-1}为 C═C 收缩振动吸收峰,波数 1 396 cm^{-1}为亚胺环 O═C—N 吸收峰,波数 1 145 cm^{-1}为亚胺环上的 C—N—C 吸收峰,这些是双马树脂的特征峰。吸湿前后,4 种双马树脂的谱峰均没有明显变化,只是羟基伸缩振动吸收峰有一定变化,吸湿后该峰强度增大,认为是吸湿水分引起的,说明树脂未发生化学反应,湿热环境主要引起了复合材料物理性质的变化。

2.3.2 玻璃化转变温度

测试了干态和湿态(70℃水浸 390 h)复合材料的玻璃化转变温度,以分析吸湿对耐热性的影响,结果如表 5 所示。

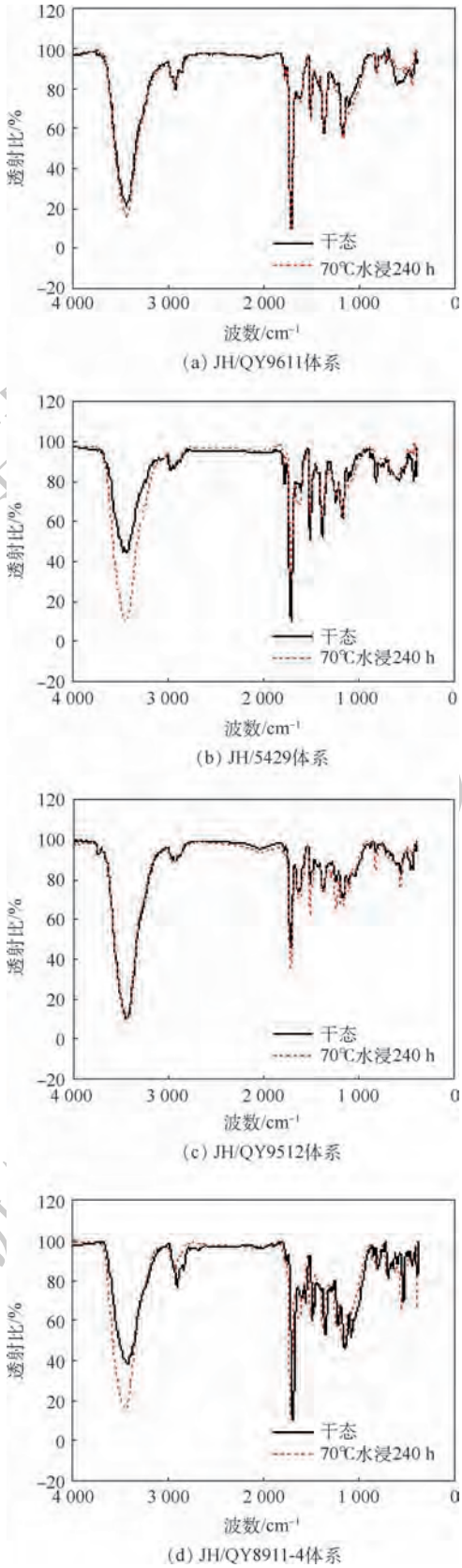


图 5 4 种 T700 级 JH 碳纤维/双马树脂复合材料湿热处理前后红外光谱图对比

Fig. 5 Comparison of infrared spectra of four kinds of T700-grade JH carbon fiber/bismaleimide resin composite before and after hygrothermal treatment

北航学报 赠阅

表 5　70℃水浸 390 h 前后 4 种 T700 级 JH 碳纤维/双马树脂复合材料玻璃化转变温度

Table 5　Glass transition temperature of four kinds of T700-grade JH carbon fiber/bismaleimide resin composite before and after 70℃ water immersion for 390 h

材料体系	玻璃化转变温度/℃		变化率/%
	干态	湿态	
JH/QY9611	236	184	28.3
JH/5429	234	182	28.6
JH/QY9512	235	202	16.3
JH/QY8911-4	258	218	18.3

可以看到,吸湿对 4 种复合材料的玻璃化转变温度均影响较大,吸湿后玻璃化转变温度降低 30 ~ 52℃,说明水分对基体和界面的增塑作用明显;虽然 JH/QY8911-4 和 JH/QY9512 的平衡吸湿量较大(见表 2),但是其湿态玻璃化转变温度较高,干态与湿态的玻璃化转变温度变化率较小,而 JH/QY9611 和 JH/QY5429 的平衡吸湿量较小,但是其湿态玻璃化转变温度较低,干态与湿态的玻璃化转变温度变化率较大。分析原因认为 JH/QY9611 和 JH/QY5429 属于高韧性双马树脂,增韧组分受到水分影响后高分子链段运动能力提升更为明显,导致吸湿后玻璃化转变温度降低较多,而液体成型工艺用 JH/QY8911-4 和 JH/QY9512 需有较高的流动性,故增韧组分的加入受到限制,玻璃化转变温度对水分的敏感性也降低。

2.3.3　复合材料力学性能

为了考察湿热对复合材料界面及树脂基体性能的影响,测试了 70℃水浸吸湿平衡前后单向复合材料在室温及 150℃下的 90°拉伸性能,即室温干态、高温干态、室温湿态、高温湿态 4 种条件。

图 6 给出了 4 种复合材料的 90°拉伸强度及模量。与室温干态相比,室温湿态下模量基本没有变化,JH/QY9611 和 JH/QY9512 体系的强度有小幅降低;高温干态下,模量和强度有小幅降低,不同材料体系降低幅度差异不大,这是因为 90°拉伸性能取决于界面和基体的性能,室温湿态和高温干态下,树脂的玻璃化温度均远高于测试温度(分别高出 159℃和 84℃以上,见表 5),界面和基体性能变化小,因此复合材料性能变化不明显;高温湿态下,拉伸性能降低非常明显(玻璃化转变温度高于测试温度 30 ~ 70℃),且强度的降低幅度大于模量,不同材料体系对比,JH/5429 体系的强度降低最大,JH/QY9512 体系的模量降低幅度最大,分别为 60%、52%。由此可见,吸湿和高温都对复合材料力学性能产生显著影响,两者同时作用时复合材料性能降低幅度大于两者分别作用时性能降低幅度的加和(强度和模量最大降低 35% 和 18%)。

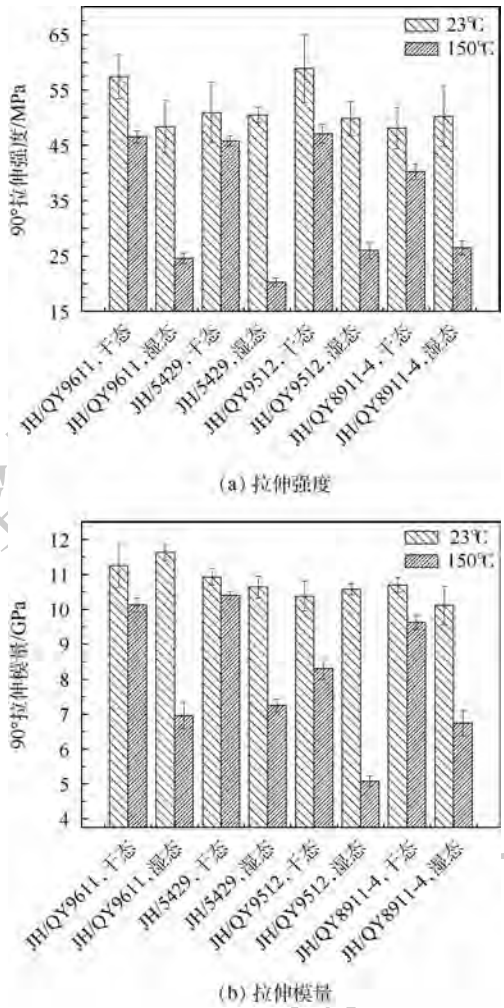


图 6　70℃水浸前后 23℃及 150℃下 4 种 T700 级 JH 碳纤维/双马树脂复合材料 90°拉伸性能

Fig. 6　90° tensile property of four kinds of T700-grade JH carbon fiber/bismaleimide resin composite at 23℃ and 150℃ before and after 70℃ water immersion

图 7 给出了 90°拉伸断面的扫描电子显微镜照片(平行于纤维长度方向的横截面照片)。可以看到,干态室温下不同材料体系的断裂形貌相似,都是以基体破坏为主,纤维表面包裹了大量树脂,没有明显的开裂现象,显示了较强的界面黏结性能;在高温湿态下,断面出现了沿纤维轴向的大裂纹,纤维表面包裹的树脂明显减少,说明界面弱化。此外对于 JH/5429 体系,树脂基体破碎更为严重,说明树脂的强度较低,并引起界面黏结性能的降低,这与 90°拉伸强度的结果一致。虽然 JH/5429 体系的吸湿量较小,但其界面耐湿热性能较低,这与水分对其增塑作用更明显有关。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

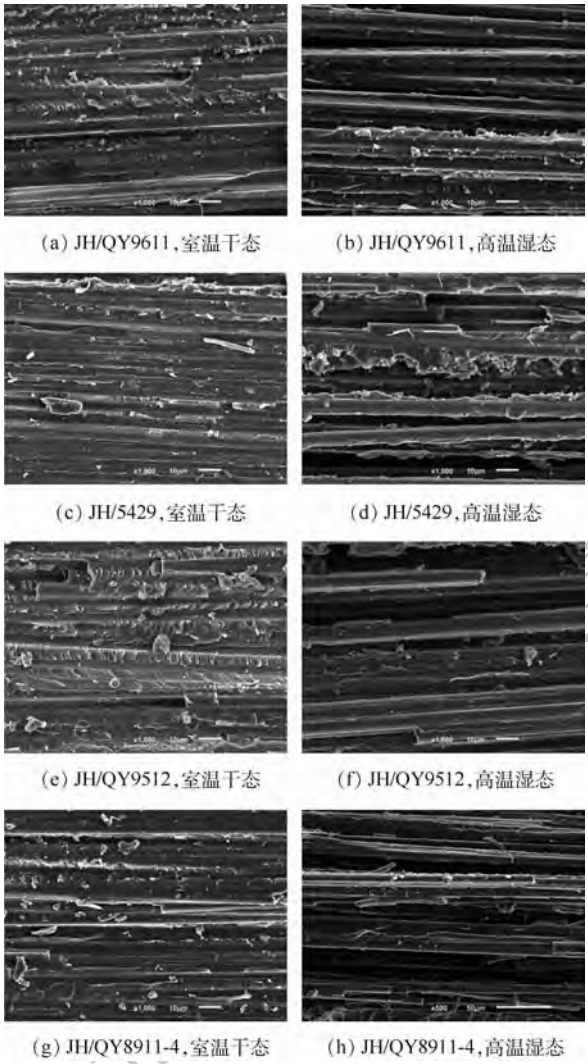


图 7 4 种 T700 级 JH 碳纤维/双马树脂复合材料 90°拉伸断面形貌

Fig. 7 Fracture morphology of four kinds of T700-grade JH carbon fiber/bismaleimide resin composite after 90° tensile testing

3 结 论

1) 100℃水煮、70℃水浸及 70℃/85% 相对湿度湿热条件下,4 种碳纤维/双马树脂复合材料单向层板吸湿行为遵循 Fick 第二扩散定律,平衡吸湿量和扩散系数由大到小顺序为:100℃水煮、70℃水浸、70℃/85% 相对湿度。

2) 4 种复合材料吸湿量和吸湿速度有明显差异,平衡吸湿量从大到小为:JH/QY8911-4、JH/QY9512、JH/5429、JH/QY9611。100℃水煮条件下,吸湿量差异最大,QY8911-4 与 QY9611 相差约 60%;预浸料/热压罐工艺制备的复合材料纤维含量和层内密实程度较高,水分扩散阻力更大,吸湿量较小,而纤维织物/液体成型工艺的情况相反。

3) 吸湿没有引起复合材料内部损伤和树脂化学变化;水分增塑作用使复合材料玻璃化转变温度降低 30 ~ 52℃,耐热性能降低;不同材料的韧性不同而引起的基体链段运动对水分敏感程度不同,导致玻璃化转变温度降低幅度与吸湿量高低不一致。

4) 湿热对复合材料 90°拉伸性能产生明显影响,高温和吸湿同时作用时拉伸强度及模量降低幅度大于两者分别作用时性能降低幅度的加和,湿态高温下强度和模量分别最大降低 60%、52%;室温干态下树脂基体开裂是主要破坏模式,而高温湿态下界面脱黏和开裂是典型的破坏特征。

参考文献 (References)

[1] 益小苏. 复合材料手册[M]. 北京:化学工业出版社,2009:424-430.
YI X S. Composite materials handbook[M]. Beijing: Chemical Industry Press,2009:424-430(in Chinese).

[2] 詹博文,孙凌玉,黄彬城,等. 车用复合材料螺旋弹簧的设计与优化[J]. 北京航空航天大学学报,2018,44(7):1520-1527.
ZHAN B W,SUN L Y,HUANG B C,et al. Design and optimization of automotive composite helical spring[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2018,44(7):1520-1527(in Chinese).

[3] PEI S,YAN Z,LUO Y,et al. Effect of temperature and cyclic hygrothermal aging on the interlaminar shear strength of carbon fiber/bismaleimide (BMI) composite[J]. Materials & Design,2011,32(8):4341-4347.

[4] JEDIDI J,JACQUEMIN F,VAUTRIN A. Design of accelerated hygrothermal cycles on polymer matrix composites in the case of a supersonic aircraft[J]. Composite Structures,2005,68(4):429-437.

[5] YUICHIRO A,KEN Y,TAKASHI I. Effect of hygrothermal condition on compression after impact strength of CFRP laminates[J]. Composites Science and Technology,2008,68(6):1376-1383.

[6] JOLIFF Y,BELEC L,HEMAN M B,et al. Experimental analytical and numerical study of water diffusion in unidirectional composite materials-Interphase impact[J]. Computational Materials Science,2012,64(4):141-145.

[7] BAO L R,YEE A F. Effect of temperature on moisture absorption in a bismaleimide resin and its carbon fiber composites[J]. Polymer,2002,43(14):3987-3997.

[8] BAO L R,YEE A F. Moisture diffusion and hygrothermal aging in bismaleimide matrix carbon fiber composites—Part Ⅰ:Uniweave composites[J]. Composites Science and Technology,2002,62(16):2099-2110.

[9] BAO L R,YEE A F. Moisture diffusion and hygrothermal aging in bismaleimide matrix carbon fiber composites—Part Ⅱ:Wov-

北航学报 赠阅

en and hybrid composites[J]. Composites Science and Technology,2002,62(16):2111-2119.

[10] 冯青,李敏,顾轶卓,等. 不同湿热条件下碳纤维/环氧复合材料湿热性能实验研究[J]. 复合材料学报,2010,27(6):16-20.
FENG Q,LI M,GU Y Z,et al. Experimental research on hygrothermal properties of carbon fiber/epoxy resin composite under different hygrothermal conditions[J]. Acta Materiae Compositae Sinica,2010,27(6):16-20(in Chinese).

[11] 齐磊,李敏,顾轶卓,等. 双马树脂复合材料湿热特性实验研究[J]. 航空学报,2009,30(12):2476-2480.
QI L,LI M,GU Y Z,et al. Experimental study on hygrothermal properties of several kinds of carbon fiber/BMI resin composites[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2009,30(12):2476-2480(in Chinese).

[12] 王迎芬,彭公秋,谢富原. 国产 T700 级碳纤维/BMI 复合材料湿热性能[J]. 材料科学与工艺,2018,26(3):16-22.
WANG Y F,PENG G Q,XIE F Y. Hygrothermal properties of domestic T700 carbon fiber/bismaleimide composites[J]. Materials Science and Technology,2018,26(3):16-22(in Chinese).

[13] 封彤波,肇研,罗云烽,等. 循环湿热环境下碳纤维复合材料的界面性能[J]. 北京航空航天大学学报,2010,36(12):1427-1431.
FENG T B,ZHAO Y,LUO Y F,et al. Effect of cyclic hygrothermal environment on interfacial property of CCF300/BMI composites[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2010,36(12):1427-1431(in Chinese).

[14] 齐忠新,燕瑛,刘玉佳,等. T300/QY8911 单向板湿热性能模拟与损伤分析[J]. 北京航空航天大学学报,2012,38(7):947-952.
QI Z X,YAN Y,LIU Y J,et al. Hygrothermal properties simulation and damage analysis of T300/QY8911 unidirectional laminates[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2012,38(7):947-952(in Chinese).

[15] ANA P B,ANA P P,ERICK S G,et al. Accelerated aging effects on carbon fiber/epoxy composites[J]. Composites Part B:Engineering,2017,110:298-306.

[16] CHOI H S,AHN K J,NAM J D,et al. Hygroscopic aspects of epoxy/carbon fiber composite laminates in aircraft environments[J]. Composites Part A:Applied Science and Manufacturing,2001,32(5):709-720.

[17] 中国航空工业总公司第六二三研究所. 树脂基复合材料层合板湿热环境吸湿试验方法:HB 7401—96[S]. 北京:中国航空工业总公司,1996:1-4.
Aviation Industry Corporation of China Ltd.623 Research Institute. Test method for moisture absorption property of resin matrix composite laminate in hygrothermal environment: HB 7401—96[S]. Beijing:Aviation Industry Corporation of China Ltd.,1996:1-4(in Chinese).

[18] ARNOLD J C,ALSTON S M,KORKEES F. An assessment of methods to determine the directional moisture diffusion coefficients of composite materials[J]. Composites Part A:Applied Science and Manufacturing,2013,55:120-128.

[19] ASTM Committee D30. Standard test method for moisture absorption properties and equilibrium conditioning of polymer matrix composite materials:ASTM D5229/D5229M—14[S].[S.l]:ASTM,2014:1-19.

[20] ASTM Committee D30. Standard test method for tensile properties of polymer matrix composite materials:ASTM D 3039—2008[S].[S.l]:ASTM,2008:1-13.

作者简介:

徐伟伟　男,硕士,工程师。主要研究方向:复合材料制造技术。

顾轶卓　男,博士,副教授。主要研究方向:树脂基复合材料。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

Hygrothermal property of domestic carbon fiber/bismaleimide resin composites for aeronautic application

XU Weiwei[1], WEN Youyi[1], GU Yizhuo[2,*], LI Bo[1], TU Jiayi[2], ZHANG Zuoguang[2]

(1. Chengdu Aircraft Industrial (Group) Co., Ltd., Chengdu 610092, China;
2. School of Materials Science and Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: For a kind of domestic T700-grade carbon fiber and four types of bismaleimide resin (QY9611, 5429, QY9512, QY8911-4) used in aeronautic field, three hydrothermal conditions, including 100℃ boiling water, 70℃ water immersion and 70℃/85% relative humidity, were adopted to treat these unidirectional composite laminates. Moisture absorption content, diffusion coefficient, microstructure, chemical groups, resistance to temperature and mechanical property were studied to evaluate hydrothermal property of composite. The results show that the moisture absorption of the four types of composites under the three conditions all follows Fick's second law. Moisture equilibrium content and diffusion coefficient are the largest under boiling water condition, while they are the least under the condition of 70℃/85% relative humidity. Obvious differences on the speeds of moisture absorption among the four bismaleimide composites have the relationship with material type and molding method. Hydrothermal treatment does not result in damage inside composite and chemical change, and the resulting plasticization effect results in decrease in glass transition temperature. The test results of 90° tensile properties of the composites show that the coupling of elevated temperature and moisture absorption causes more serious degradation in composite's mechanical property, and its failure mode transforms from matrix cracking to debonding and fracture at interface region.

Keywords: composite; carbon fiber; bismaleimide resin; hydrothermal treatment; moisture absorption

北京航空航天大学学报

Received: 2019-04-08; **Accepted**: 2019-06-01; **Published online**: 2019-06-05 08:52
URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190604.1350.002.html
Foundation item: National Natural Science Foundation of China (U1664250)
* **Corresponding author**. E-mail: benniegu@buaa.edu.cn

北航学报 赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0169

基于高效搜索方法的可靠性分析改进响应面法

全下文载

洪林雄，李华聪*，彭凯，肖红亮，张煦
（西北工业大学 动力与能源学院，西安 710072）

摘 要：针对结构可靠性计算中广泛应用的响应面法计算量大、迭代效率低等问题，提出了一种基于样本点混合加权和可靠性指标变向搜索的改进响应面法。首先，在传统响应面法的权数选取策略基础上，构建一种考虑样本点与设计点距离和样本点极限状态函数值大小的混合加权方法。然后，对每次响应面迭代求解过程中，由于传统一次二阶矩方法求解效率低等问题，基于变向搜索算法，实现对每一次响应面迭代过程中设计点的有效搜索。算例表明，在一定的计算精度下，所提方法具有很好的收敛性，且大幅减少迭代次数，可以获取高精度的最大失效点和可靠性指标。

关 键 词：结构可靠性；响应面法；混合加权；一次二阶矩；变向搜索
中图分类号：V221+.3；TB553
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2020)01-0095-08

结构可靠性分析的主要目的是评估结构的故障概率 P_f，该指标和极限状态函数（Limit State Function，LSF）$g(\boldsymbol{x})$ 相关，代表着系统响应情况，可根据下式中的 n 重积分计算得到：$P_f = P\{g(\boldsymbol{x}) \leqslant 0\} = \int_{g(\boldsymbol{x})\leqslant 0} f_{\boldsymbol{x}}(\boldsymbol{x})\mathrm{d}\boldsymbol{x}$。式中：$\boldsymbol{x} = [x_1, x_2, \cdots, x_n]^{\mathrm{T}}$ 为 n 个基本随机变量，$g(\boldsymbol{x}) = g(x_1, x_2, \cdots, x_n)$ 为结构的极限状态函数，$f_{\boldsymbol{x}}(\boldsymbol{x})$ 为基本变量 $\boldsymbol{x}$ 的联合概率密度函数，$g(\boldsymbol{x}) \leqslant 0$ 代表着系统的失效域[1]。

对于显示极限状态函数，已有 Hasofer 和 Lind[2] 提出的一次二阶矩（First-Order Second-Moment，FOSM）等方法，通过迭代计算得到满足误差要求的可靠性指标，然而 FOSM 方法仅适用于极限状态函数非线性程度不高的情况，当非线性程度较高时，该方法容易发生不收敛的问题。对于隐式极限状态函数，可采用蒙特卡罗法（Monte Carlo Sampling，MCS）进行大量模拟计算。然而在实际工程的复杂系统中，该方法计算成本巨大，根本不具有可操作性[3]。于是，在此基础上发展了各种各样的模拟计算方法，如重要抽样法、线抽样法和子集模拟抽样方法等。然而这些方法只能在一定程度上降低计算量，依然无法满足实际工程需求。

响应面法（Response Surface Method，RSM）在结构可靠性计算中，解决了高维基本随机变量、隐式极限状态函数等问题，其本质是利用一个多项式函数去逼近隐式极限状态函数，相对于复杂模型，评估更加简便。

Bucher 和 Bourgund[4] 第一次提出一种迭代求解响应面的方法用于可靠性分析，该响应面不含交叉项且有 $2n+1$ 个系数组成。第一次选取均值点为中心，沿 x_i 轴正负方向距离为 $f_i\sigma_i$ 选取 2 个样本点。其中，f_i 一般取 1～3，σ_i 为第 i 个变量的标准差。根据这些样本点及其极限状态函数值对极限状态函数进行拟合，并通过 FOSM 方法进行可靠性指标求解。由线性插值方法确定下一个样本中心，再次拟合响应面直至收敛。Rajas-

收稿日期：2019-04-18；**录用日期**：2019-05-18；**网络出版时间**：2019-06-05 09:19
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190604.1352.003.html
基金项目：国家自然科学基金（51506176）；航空科学基金（6141B090302）；中央高校基本科研业务费专项资金（G2017KY0003）
* **通信作者**. E-mail：lihuacong@nwpu.edu.cn

引用格式：洪林雄，李华聪，彭凯，等. 基于高效搜索方法的可靠性分析改进响应面法[J]. 北京航空航天大学学报，2020，46(1)：95-102. HONG L X，LI H C，PENG K，et al. Improved response surface method of reliability analysis based on efficient search method[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2020，46(1)：95-102 (in Chinese).

北航学报 赠阅

hekhar 和 Ellingwood[5] 提出在响应面中引入交叉项,但是随着基本变量个数的增加,响应面的项数会急剧增加,不利于计算。Das 和 Zheng[6] 提出一种累积响应面法,充分利用所有的实验点信息进行最小二乘拟合。Kaymaz 和 McMahon[7] 根据样本点的重要性程度进行赋权,提出改进加权响应面法。随后,Kim 和 Na[8] 针对实验点取点方法进行改进,提出一种向量投影法,通过将样本点向线性响应面上投影,使样本点更加靠近极限状态面,有利于迭代收敛。上述方法都是基于移动最小二乘法进行响应面拟合,Kang 和韦益夫等利用移动最小二乘拟合方法进行可靠性分析,提高传统响应面的计算精度[9-10]。其他学者针对响应面提出了不同的改进,如分层响应面法、稀疏响应面法和极值响应面法等[11-13]。

本文在上述文献的基础上,提出了一种同时考虑极限状态函数值大小和样本点与设计点距离的混合加权方法,以此来决定样本点的权重,充分提取样本点重要信息。同时,在可靠性指标的求解过程中,利用变向搜索算法来代替传统 FOSM 方法。数值计算结果表明,本文方法不仅简单易实现,而且可以在足够少的迭代次数下得到可靠性指标的精确解。

1 传统响应面法结构可靠性计算

传统响应面法一般选用不含交叉项的二次多项式形式:

$$\overline{g}(\boldsymbol{x}) = b_0 + \sum_{i=1}^{n} b_i x_i + \sum_{i=n+1}^{2n} b_i x_{i-n} \tag{1}$$

式中:$x_i(i=1,2,\cdots,n)$ 为组成极限状态函数的随机变量;$b_i(i=0,2,\cdots,2n)$ 为需要由实验点确定的响应面函数待定系数。

经典响应面法是一种嵌套迭代过程,包括更新失效中心点的外部循环过程和求解可靠性指标的内部迭代循环过程,其具体计算步骤如下:

步骤 1 选取均值点作为初始迭代点,即 $\boldsymbol{x}^{(1)}=(\mu_{x_1},\mu_{x_2},\cdots,\mu_{x_n})$。

步骤 2 用 Bucher 方法选取实验点,在第 k 次迭代中,以 $\boldsymbol{x}^{(k)}=(x_1^{(k)},x_2^{(k)},\cdots,x_n^{(k)})$ 为设计点,并围绕 $\boldsymbol{x}^{(k)}$ 沿不同变量方向选取新增实验点 $(x_1^{(k)},x_2^{(k)},\cdots,x_i^{(k)}\pm f^{(k)}\sigma_{x_i},\cdots,x_n^{(k)})(i=1,2,\cdots,n)$($f^{(k)}$ 为第 k 次迭代的插值系数,通常取 1 ~ 3,随着迭代过程的收敛,$f^{(k)}$ 可取越来越小的数值),加上 $\boldsymbol{x}^{(k)}$ 共 $2n+1$ 个新增实验点。

步骤 3 由这 $2n+1$ 个实验点通过最小二乘回归计算求出 $2n+1$ 个系数 $b_i(i=0,2,\cdots,2n)$。再用 FOSM 方法求出可靠性指标 $\beta^{(k)}$ 及相应的设计点 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{d}}^{(k)}$。若 $|(\beta^{(k)}-\beta^{(k-1)})/\beta^{(k-1)}|<\varepsilon$($\varepsilon$ 为预先给定的误差)满足,则迭代结束,$\beta^{(k)}$ 即为所求可靠性指标。否则,进入步骤 4。

步骤 4 使用线性插值计算新的展开点 $\boldsymbol{x}^{(k+1)}$,其计算公式为

$$\boldsymbol{x}^{(k+1)} = \boldsymbol{\mu}_x + (\boldsymbol{x}_{\mathrm{d}}^{(k)} - \boldsymbol{\mu}_x)\frac{g(\boldsymbol{\mu}_x)}{g(\boldsymbol{\mu}_x) - g(\boldsymbol{x}_{\mathrm{d}}^{(k)})} \tag{2}$$

式中:$\boldsymbol{\mu}_x$ 和 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{d}}^{(k)}$ 分别为基本变量的均值和第 k 次迭代的设计点;$g(\boldsymbol{\mu}_x)$ 和 $g(\boldsymbol{x}_{\mathrm{d}}^{(k)})$ 分别为 $\boldsymbol{\mu}_x$ 和 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{d}}^{(k)}$ 相应的实际功能函数值。

但是,上述方法在功能函数非线性较强时计算量很大,其中 FOSM 方法求解可靠性指标迭代次数多,且容易发生不收敛问题。

2 改进响应面法及其算法流程

2.1 基于混合加权的响应面权值选取方法

常规响应面法为了提高响应面对真实极限状态方程在设计点区域的拟合精度,给实验点赋予权数考虑,对于越重要的点给予越大的权。常见的权数构造方法都是考虑单方面因素,如根据各实验点处功能函数值的绝对值 $|g(\boldsymbol{x})|$ 大小来赋权,$|g(\boldsymbol{x})|$ 越小即 $\boldsymbol{x}$ 越接近 $g(\boldsymbol{x})=0$,给 $\boldsymbol{x}$ 赋的权就越大,反之则越小。常见的功能函数分式型权数如下:

$$\begin{cases} g_{\mathrm{best}} = \min\limits_{i=1,2,\cdots,n} |g(\boldsymbol{x}_i)| \\ \omega_i = \dfrac{g_{\mathrm{best}}}{|g(\boldsymbol{x}_i)|} \end{cases} \quad i=1,2,\cdots,n \tag{3}$$

在第 k 次迭代过程中,把前面 $k-1$ 次迭代中的 $(k-1)(2n-1)$ 个实验点同时考虑进去,充分利用之前的实验点信息。为了对相关实验点进行筛选,需要综合考虑实验点离极限状态响应面 $g(\boldsymbol{x})=0$ 的距离和实验点离设计点的距离两方面权值因素,因此提出了一种基于功能函数分式型权数 ω_a 和实验点样条权数 ω_b 的混合加权方法。其中,功能函数分式型权数 ω_a 和式(3)具有相同赋权形式,实验点样条权数 ω_b 是考虑各实验点与设计点距离而提出的基于样条函数的赋权方法,其实验点距离计算如下:

$$\begin{cases} r_i = \|\boldsymbol{x}_{\mathrm{d}} - \boldsymbol{x}_i\| \\ r_{\max} = \max(\boldsymbol{r}) \\ \boldsymbol{s} = \boldsymbol{r}/r_{\max} \end{cases} \quad i=1,2,\cdots,n \tag{4}$$

北航学报 赠阅

式中：$\boldsymbol{x}_d$ 为设计点。

权函数一般用样条函数的形式给出，具有很好的紧支性、非负性、光滑性和递减性。具体如下：

$$\omega_b(s_i) = \begin{cases} 1 - 6s_i^2 + 8s_i^3 - 3s_i^4 & 0 \leqslant s_i \leqslant 1 \\ 0 & s_i > 1 \end{cases} \tag{5}$$

取 2 种赋权的平均加权，如下：

$$\omega = \frac{\omega_a + \omega_b}{2} \tag{6}$$

所以，在响应面法迭代过程中，每个实验点的计算权值将不再仅仅依靠单权值来决定。在同一次选取的实验点由于与设计点距离相同，所以极限状态函数值越小，权值越大。而对于之前的相关实验点，如果距离当前设计点太远，或者距离响应面太远，则会大大降低其权重，提高响应面的拟合精度，具体如图 1 所示。

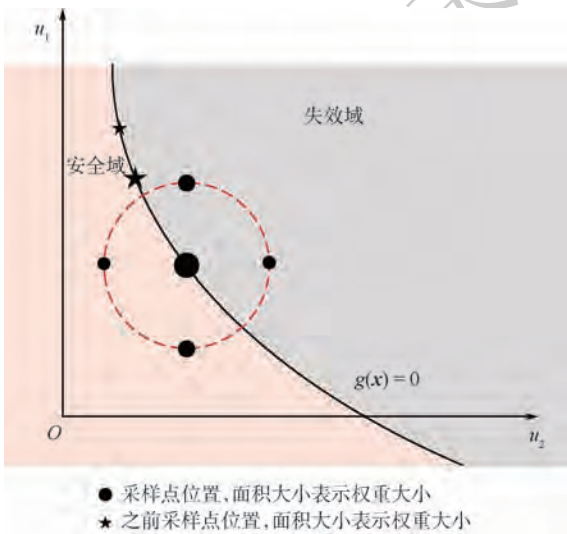


图 1　实验点权值计算示意图

Fig. 1　Schematic diagram of weight calculation of experimental point

2.2　基于变向搜索算法的可靠性指标高效求解策略

传统响应面法中，计算可靠性指标都是采用 FOSM 方法进行求解，在设计点处对功能函数进行泰勒展开，而后进行可靠性指标的计算。然而，在极限状态函数非线性程度较大的情况下，迭代算法受初始点的影响较大，可能会产生不收敛或是迭代次数过多的情况。因此，本文利用一种变向搜索算法，将整个搜索过程分成 2 个部分，按照实验点所处区域的不同，选取相应搜索方式进行迭代求解，整个求解过程都是基于标准正态空间 U，对于非标准正态变量，可采用 HL-RF 法进行变量标准正态化。

2.2.1　初始极限状态面搜索（第 1 部分）

由于在实际工程问题中，大多数都是小概率失效事件，所以可靠性指标 β 一般都大于 0，因此在标准正态空间（U 空间）内，原点一般位于安全域内。该部分搜索目标就是以一种快速可靠的方法找到设计点附近，即确定一个搜索方向和搜索步长，在迭代点第一次到达失效域的时候停止第 1 部分迭代。

当迭代点在安全域时，极限状态函数值 $g(\boldsymbol{x})>0$，当其向极限状态面（即安全域和失效域的分界面）接近时，可采用负梯度方向，因为负梯度方向是最陡下降方向，函数值下降最快，符合快速寻找到极限状态面的要求。所以，第 1 部分中第 k_i 次迭代方向如下：

$$\boldsymbol{d}_{k_i} = -\frac{\nabla g(\boldsymbol{u}^{(k_i)})}{\| \nabla g(\boldsymbol{u}^{(k_i)}) \|} \tag{7}$$

迭代步长需要有一个相对可靠的移动，即在迭代初始阶段有一个相对较大的步长，能够保证快速向极限状态面移动。而在靠近极限状态面时，需要步长相对较小，使最后一次迭代点离极限状态面相对较近，方便第 2 部分的工作。因此，综合考虑迭代次数和穿越极限状态面的次数提出一种降序变化步长。第 1 部分中第 k_i 次迭代步长为

$$\lambda_{k_i} = \left(\frac{1}{2}\right)^{\eta}\left(\frac{\alpha^{k_i}}{2}\right) \tag{8}$$

式中：η 为穿越极限状态响应面的次数，第 1 部分都是在安全域中进行迭代，因此 $\eta=0$；α 为一个正数，在迭代过程中表征着步长的缩减速率，若 α 过小，则第 1 部分迭代速率太慢，若 α 过大，则第 1 部分迭代速率很快，然而第 2 部分的初始迭代点极限状态面较远，因此权衡考虑取 $\alpha=0.95$。

2.2.2　极限状态面附近变向搜索（第 2 部分）

当第 1 部分迭代工作结束后，迭代点将第一次到达失效域。与第 1 部分不同的是，第 2 部分将会根据迭代所处位置的不同，有 2 个迭代方向，随着步长缩减的过程，迭代点将会在极限状态面附近左右振荡，直到符合精度要求为止。

第 2 部分迭代过程中，当迭代点处在失效域时，可选择迭代点指向原点的方向（可靠性指标的下降方向）为迭代方向；当迭代点到达安全域后，再次以第 1 部分中的负梯度方向作为迭代方向。因此，第 2 部分中的第 k_i 次迭代方向为

北航学报 赠阅

$$\boldsymbol{d}_{k_i}=\begin{cases}-\dfrac{\overrightarrow{OU_{k_i}}}{\|\overrightarrow{OU_{k_i}}\|} & g(U_{k_i})<0\\ -\dfrac{\nabla g(\boldsymbol{u}^{(k_i)})}{\|\nabla g(\boldsymbol{u}^{(k_i)})\|} & g(U_{k_i})>0\end{cases}\tag{9}$$

式中：$\overrightarrow{OU_k}$为 U 空间由原点 O 指向迭代点 U_k 的向量。

根据式(9)的方向选取方法，迭代点将会在极限状态面附近振荡。

第 2 部分的迭代步长依然延续第 1 部分中的步长求取策略，选取 $\alpha=0.95$，然而穿越极限状态面次数 η 将不再为 0。每一次穿越极限状态面后，η 都会随之加 1，导致步长骤降为原来的一半。

综上所述，可靠性指标的求解过程有 2 个部分：第 1 部分中，迭代点将从 U 空间原点沿着负梯度方向快速向极限状态面靠近；第 2 部分中，将根据迭代点所处区域(即 $g(\boldsymbol{x})>0$ 或 $g(\boldsymbol{x})<0$)的不同，分别选择负梯度方向和迭代点指向 U 空间原点方向进行迭代。2 个部分的步长计算形式一样，然而其中参数选取有所差异。具体搜索过程如图 2 所示。

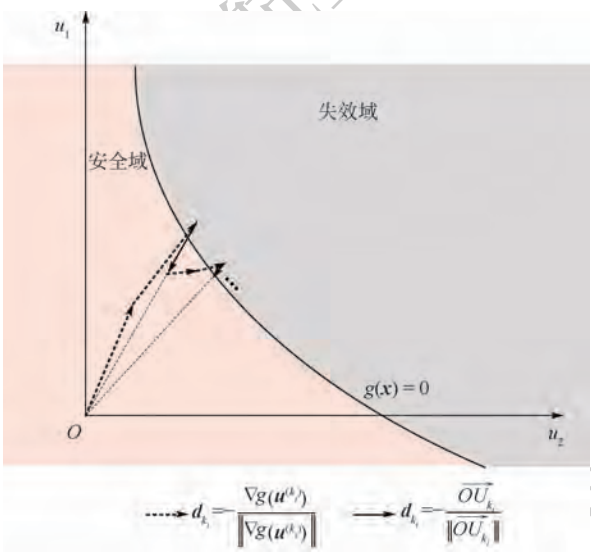


图 2 变向搜索过程示意图

Fig. 2 Schematic diagram of variable-direction search process

2.3 改进响应面法迭代算法流程

根据 2.2.1 节和 2.2.2 节的计算过程，基于传统响应面法求解过程，给出改进响应面法的结构可靠性算法计算步骤，其迭代流程如图 3 所示。

步骤 1 用不含交叉项的二次多项式响应函数逼近极限状态方程。初始迭代时，以基本变量均值点为中心样本点，即 $\boldsymbol{x}^{(1)}=(\mu_{x_1},\mu_{x_2},\cdots,\mu_{x_n})$。

步骤 2 用Bucher方法选取实验点，在第 k 次迭代中，以 $\boldsymbol{x}^{(k)}=(x_1^{(k)},x_2^{(k)},\cdots,x_n^{(k)})$ 为中心点，并围绕 $\boldsymbol{x}^{(k)}$ 沿坐标轴方向选取新增 $2n$ 个实验点 $(x_1^{(k)},x_2^{(k)},\cdots,x_i^{(k)}\pm f^{(k)}\sigma_{x_i},\cdots,x_n^{(k)})$ $(i=1,2,\cdots,n)$，加上 $\boldsymbol{x}^{(k)}$ 共 $2n+1$ 个新增实验点，并计算这 $2n+1$ 个实验点的极限状态函数值 $g(\boldsymbol{x})$。

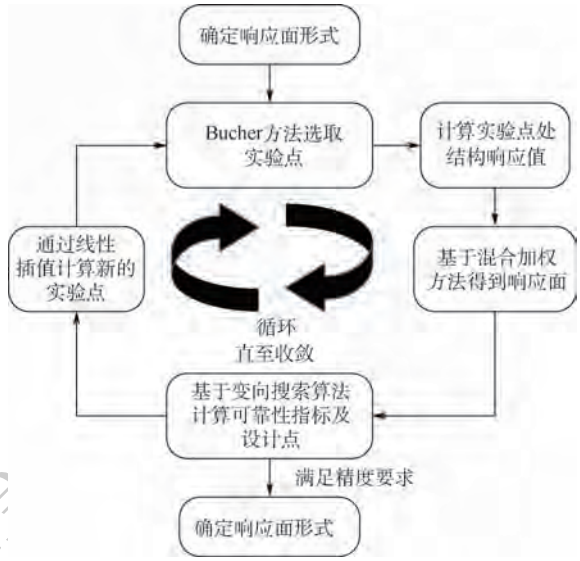


图 3 改进响应面法迭代流程

Fig. 3 Iterative process of improved response surface method

步骤 3 根据实验点的功能函数值及与设计点距离计算功能函数分式型权数 ω_a 和实验点样条权数 ω_b，根据式(6)的赋权策略计算最终实验点混合权数 ω。

步骤 4 由这 $2n+1$ 个实验点，通过加权最小二乘回归方法求出响应面函数的 $2n+1$ 个系数 b_i $(i=0,2,\cdots,2n)$。

步骤 5 将极限状态函数 $g(\boldsymbol{x})$ 中的非正态随机变量进行标准正态化，按照 2.2.1 节中第 1 部分的迭代策略，选取负梯度方向式(7)和变步长式(8)进行迭代，直到迭代点第一次进入失效域后，迭代终止。

步骤 6 进入第 2 部分迭代计算过程，根据迭代点所处区域的不同，按式(9)选取迭代方向，迭代步长与第 1 部分中的步长一致，然而需要考虑穿越极限状态面次数 η 对步长的影响。若 $|(\beta^{(k_i)}-\beta^{(k_i-1)})/\beta^{(k_i-1)}|<\varepsilon$ 满足，则迭代结束，$\beta^{(k_i)}$ 即为第 k 次响应面迭代的可靠性指标 $\beta^{(k)}$，最终迭代点 $\boldsymbol{x}^{(k_i)}$ 即为第 k 次响应面迭代的设计点 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{d}}^{(k)}$。

步骤 7 若 $|(\beta^{(k)}-\beta^{(k-1)})/\beta^{(k-1)}|<\varepsilon_1$ (ε_1 为预先给定的精度要求)满足，则迭代结束，$\beta^{(k)}$ 即为所求可靠性指标。否则，进入步骤 8。

步骤 8 使用式(2)线性插值计算新的展开

北航学报 赠阅

点 $\boldsymbol{x}^{(k+1)}$，并返回步骤 2 进行新一轮迭代。

3　实际算例计算验证

算例 1　选择一个不含交叉项的二次函数，其中基本变量 x_1 和 x_2 均为正态变量，具体极限状态函数为

$$g(\boldsymbol{x}) = x_1^2 + 2x_2^2 - 20 \tag{10}$$

算例 1 采用传统响应面法的迭代过程中，会在某一刻可靠性指标上下跳动，导致不收敛。图 4为采用改进响应面法求解可靠性指标的迭代过程。可以看出，本文方法在每一次可靠性指标求解过程中，都能在较少的步数内迭代收敛。对得到的响应面和实际极限状态函数进行蒙特卡罗仿真，并进行失效概率的求解，结果如图 5 所示。可以看到，本文方法的计算结果与实际结果几乎一致。

以实际极限状态函数的蒙特卡罗计算结果作为真实失效概率，表 1 给出了传统响应面法、直接蒙特卡罗法、单权值改进响应面法和本文方法的计算结果比较。因为极限状态函数为简单二次项，单权值和混合权值的差距微小。明显可以看出，相比较于传统响应面法，本文方法计算可靠性指标过程中，调用极限状态函数的次数少，运算精度高，且收敛速度快。

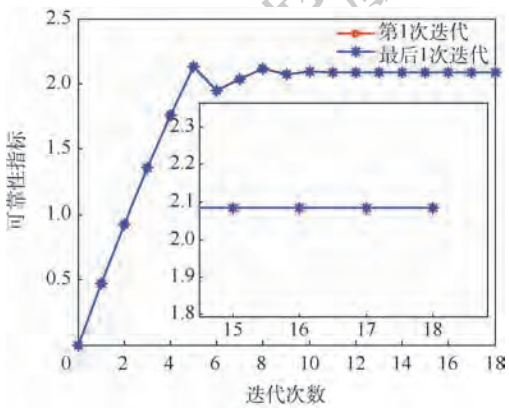


图 4　改进响应面法求解迭代过程（算例 1）

Fig. 4　Solving iterative process of improved response surface method in Example 1

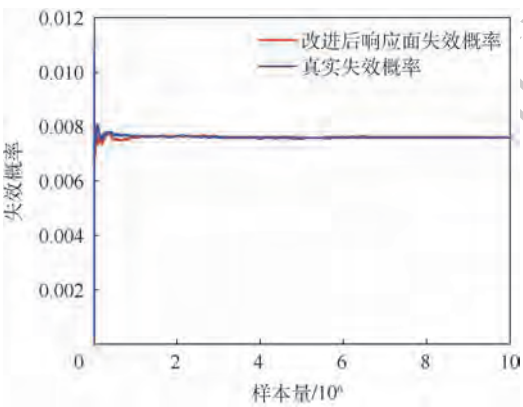


图 5　失效概率计算结果比较（算例 1）

Fig. 5　Comparison of failure probability calculation results in Example 1

算例 2　基本随机变量 $\boldsymbol{x}$ 的分布状况如表 2 所示，具体极限状态函数如式（11）所示[14-15]，为增加极限状态函数的非线性程度，取 $T=0.4$。

$$g(\boldsymbol{x}) = x_1 + 2x_2 + 2x_3 + x_4 - 5x_5 - 5x_6 + T\sum_{i=1}^{6}\sin(100x_i) \tag{11}$$

图 6 为采用本文方法进行求解的迭代过程。当取 $T=0.4$ 时，极限状态函数的非线性程度较大，导致本文方法迭代次数有所增多，然而在经过 22 次循环迭代后，算法收敛，这在工程实际上是可以接受的。图7给出了本文方法、实际极限状

表 1　算例 1 计算结果比较

Table 1　Comparison of calculation results in Example 1

方法	失效概率	误差/%	调用极限状态函数次数	计算时间/s
直接蒙特卡罗法	0.007 575 3	0		
传统响应面法	不收敛			
单权值改进响应面法	0.007 575 3	0	10	0.027
本文方法	0.007 575 3	0	10	0.026

表 2　算例 2 中随机变量统计信息

Table 2　Statistic information of random variables in Example 2

变量	分布形式	均值	标准差
x_1	对数正态	120	12
x_2	对数正态	120	12
x_3	对数正态	120	12
x_4	对数正态	120	12
x_5	对数正态	50	15
x_6	对数正态	40	12

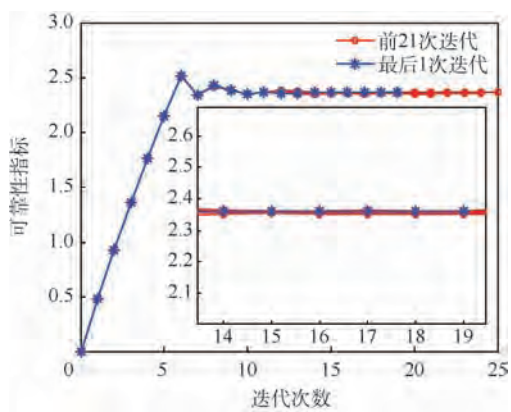


图 6　改进响应面法求解迭代过程（算例 2）

Fig. 6　Solving iterative process of improved response surface method in Example 2

北航学报 赠阅

态函数和传统响应面法蒙特卡罗仿真结果。可以看到,本文方法在非线性程度较大的情况下,依然具有很好的收敛性。

以实际极限状态函数的蒙特卡罗计算结果作为真实失效概率,表 3 给出直接蒙特卡罗法、传统响应面法、单权值改进响应面法和本文方法的计算结果比较。很明显,本文方法无论是迭代次数还是计算精度都较传统响应面法占据优势,同时可以看到当使用单权值时,本文方法计算精度急转直下,调用极限状态函数次数也有所上升。

算例 3 图 8 为十杆桁架结构[16],该结构在优化设计和可靠性计算领域得到广泛应用。由于桁架结构的水平杆、垂直杆及倾斜杆采用3 种不同的铝合金杆件,分别将 3 种杆件结构的横截面积 A_1、A_2和A_3(单位:in^2)考虑为基本随机变量,且基本变量 $A_1 \sim N(13,1.3)$,$A_2 \sim N(2,0.2)$,$A_3 \sim N(9,0.9)$。假设结构其他参数均为确定性变量,如弹性模量 $E = 10^7$ psi(1 psi = 6.895 kPa)、杆件长度 $L = 360$ in(1 in = 2.54 cm),载荷 $P = 100\,000$ lb(1 lb = 0.453 6 kg),顶点(2)的许用位移值为$d_{\text{allow}} = 3.5$ in。

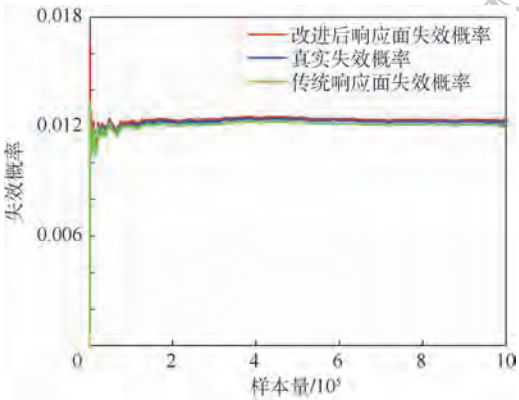


图 7 失效概率计算结果比较(算例 2)

Fig. 7 Comparison of failure probability calculation results in Example 2

表 3 算例 2 计算结果比较

Table 3 Comparison of calculation results in Example 2

方法	失效概率	误差/%	调用极限状态函数次数	计算时间/s
直接蒙特卡罗法	0.012 22	0		
传统响应面法	0.012 066	1.26	364	0.156
单权值改进响应面法	0.011 66	4.58	351	0.164
本文方法	0.012 325	0.86	286	0.119

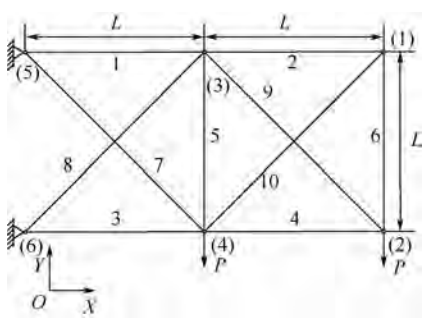


图 8 十杆桁架结构

Fig. 8 Ten-bar truss structure

结构的功能函数为

$$g(\boldsymbol{A}) = d_{\text{allow}} - d_{\text{real}} \tag{12}$$

式中:$\boldsymbol{A} = (A_1, A_2, A_3)$为不同杆的横截面积;$d_{\text{real}}$为顶点(2)的实际位移值。

图 9 为采用本文方法求解可靠性指标的迭代过程。可以看到,经过 7 次迭代后,算法收敛到一个较好的可靠性指标。图 10 给出了采用传统响应面、实际极限状态函数和本文方法失效概率的蒙特卡罗计算结果。可以看出,本文方法在实际工程应用中依然能很好地得到令人满意的计算结果。

以实际极限状态函数的蒙特卡罗计算结果作为真实失效概率,表4给出传统响应面法、直接

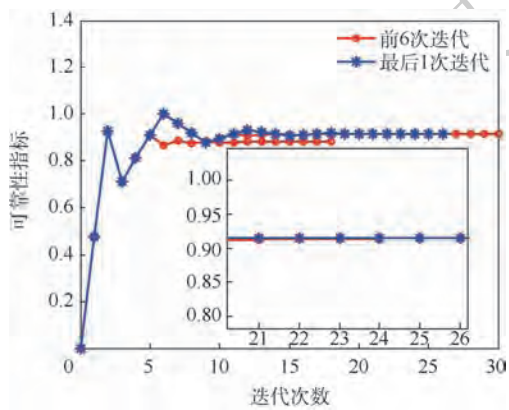


图 9 改进后响应面法求解迭代过程(算例 3)

Fig. 9 Solving iterative process of improved response surface method in Example 3

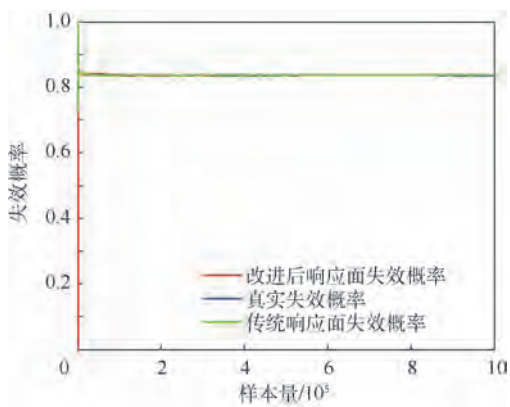


图 10 失效概率计算结果比较(算例 3)

Fig. 10 Comparison of failure probability calculation results in Example 3

北航学报 赠阅

蒙特卡罗法、单权值改进响应面法和本文方法的计算结果比较。很明显，本文方法相对于传统响应面法，不仅调用极限状态函数次数大大降低，还保持较高的精确度。同时，针对赋权方法的比较，单权值方法迭调用极限状态函数次数下降有限，计算误差却增大了 4 倍左右。所以，在实际工程应用中，本文方法依然具有较高的优势。

表 4　算例 3 计算结果比较

Table 4　Comparison of calculation results in Example 3

方法	失效概率	误差/%	调用极限状态函数次数	计算时间/s
直接蒙特卡罗法	0.836 27	0		
传统响应面法	0.836 41	0.016 74	196	0.052
单权值改进响应面法	0.838 17	0.022 72	28	0.036
本文方法	0.836 32	0.005 98	49	0.039

4　结　论

本文基于传统响应面法结构体系，对实验点赋权提出一种混合加权方法，并利用变向搜索算法代替传统 FOSM 方法，用来求解相关可靠性指标。

1）在传统响应面法单权值赋权的基础上，提出一种考虑实验点极限状态函数值及实验点与设计点距离的混合加权方法，直接结果是有效选取重要实验点，并对重要性较低的实验点进行弱化处理。数值计算结果表明，混合加权方法在设计点处可以更好地拟合极限状态函数，有效提高可靠性指标的计算。

2）采用一种变向搜索算法，针对一些非线性问题，大大改善 FOSM 方法迭代次数高、收敛性低等缺点。数值计算表明，基于混合加权和变向搜索算法的改进响应面法，结构简单且易实现。在一定精度前提下，针对相关非线性问题，本文方法较传统响应面方法容易收敛，计算精度高，符合工程实际应用条件。

参考文献（References）

[1] 吕震宙，宋淑芳，李洪双，等. 结构机构可靠性及可靠性灵敏度分析[M]北京：科学出版社，2009：1-6.
LV Z Z，SONG S F，LI H S，et al. Reliability and reliability sensitivity analysis of structural mechanism[M]. Beijing：Science Press，2009：1-6(in Chinese).

[2] HASOFER A M，LIND N C. Exact and invariant second-moment code format[J]. Journal of the Engineering Mechanics Division，1974，100(1)：111-121.

[3] 李洪双，马远卓. 结构可靠性分析与随机优化设计的统一方法[M]北京：国防工业出版社，2015：89-92.
LI H S，MA Y Z. Unified method for structural reliability analysis and stochastic optimization design[M]. Beijing：National Defense Industry Press，2015：89-92(in Chinese).

[4] BUCHER C G，BOURGUND U. A fast and efficient response surface approach for structural reliability problems[J]. Structural Safety，1990，7(1)：57-66.

[5] RAJASHEKHAR M R，ELLINGWOOD B R. A new look at the response approach for reliability analysis[J]. Structural Safety，1993，12(3)：205-220.

[6] DAS P K，ZHENG Y. Cumulative formation of response surface and its use in reliability analysis[J]. Probabilistic Engineering Mechanics，2000，15(4)：309-315.

[7] KAYMAZ I，MCMAHON C A. A response surface method based on weighted regression for structural reliability analysis[J]. Probabilistic Engineering Mechanics，2005，20(1)：11-17.

[8] KIM S H，NA S W. Response surface method using vector projected sampling points[J]. Structural Safety，1997，19(1)：3-19.

[9] KANG S，KOH H. An efficient response surface method using moving least squares approximation for structural reliability analysis[J]. Probabilistic Engineering Mechanics，2010，25(4)：365-371.

[10] 韦益夫，KAWAMURA YASUMI，王德禹. 改进移动最小二乘法及其在结构可靠性分析中的应用[J]. 上海交通大学学报，2018，52(4)：455-460.
WEI Y F，KAWAMURA Y，WANG D Y. An improved moving least square method and application in structural reliability analysis[J]. Journal of Shanghai Jiao Tong University，2018，52(4)：455-460(in Chinese).

[11] 王骞，张建国，彭文胜，等. 基于复合函数的复杂机械系统分层响应面建模与可靠性分析[J]. 兵工学报，2018，39(3)：590-597.
WANG Q，ZHANG J G，PENG W S，et al. Hierarchical response surface modeling and reliability analysis of complex mechanical system based on composite function[J]. Acta Armamentarii，2018，39(3)：590-597(in Chinese).

[12] 张春宜，宋鲁凯，费成巍，等. 柔性机构动态可靠性分析的先进极值响应面方法[J]. 机械工程学报，2017，53(7)：47-54.
ZHANG C Y，SONG L K，FEI C W，et al. Advanced extremum response surface method for dynamic reliability analysis on flexible mechanism[J]. Journal of Mechanical Engineering，2017，53(7)：47-54(in Chinese).

[13] GUIMARAES H，MATOS J C，HENRIQUES A A. An innovative adaptive sparse response surface method for structural reliability analysis[J]. Structural Safety，2018，73：12-28.

[14] SHANYANFAR M A，BARKNHORDARI M A，ROUDAK M A. A new effective approach for computation of reliability index in nonlinear problems of reliability analysis[J]. Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation，2018，60：184-202.

[15] YANG D X. Chaos control for numerical instability of first order reliability method[J]. Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation，2010，15(10)：3131-3141.

[16] CHOI S K，CANFIELD R A，GRANDHI R. Reliability-based structural design[M]. Berlin：Springer，2007：111-113.

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

作者简介：

洪林雄 男，博士研究生。主要研究方向：航空发动机燃油控制系统结构可靠性。

李华聪 男，博士，教授，博士生导师。主要研究方向：航空发动机控制系统。

Improved response surface method of reliability analysis based on efficient search method

HONG Linxiong, LI Huacong*, PENG Kai, XIAO Hongliang, ZHANG Xu

(School of Power and Energy, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: Aimed at the problems of large amount of calculation and low iteration efficiency of response surface method which is widely used in structural reliability calculation, an improved response surface method based on hybrid weighting of sample points and variable-direction search of reliability index is proposed. Firstly, based on the weight selection strategy of the traditional response surface function, a hybrid weighting method considering not only the distance between the sample point and the design point but also the limit-state-function value of the sample point is constructed. Secondly, due to the inefficiency problem of the traditional first-order second-moment method in each iteration of response surface, an effective search of design points based on the variable-direction search algorithm in each iteration process of response surface is realized. The numerical examples show that the method has good convergence and greatly reduces the number of iterations under certain calculation accuracy. And the maximum failure point and reliability index can be obtained accurately.

Keywords: structural reliability; response surface method; hybrid weighted; first-order second-moment; variable-direction search

北京航空航天大学学报

Received: 2019-04-18; **Accepted**: 2019-05-18; **Published online**: 2019-06-05 09:19

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190604.1352.003.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (51506176); Aeronautical Science Foundation of China (6141B090302); the Fundamental Research Funds for the Central Universities (G2017KY0003)

* **Corresponding author**. E-mail: lihuacong@nwpu.edu.cn

北航学报 赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0184

故障样本量确定与分配一体化设计方案

全下文载

王康，史贤俊*，韩旭，龙玉峰
（海军航空大学，烟台 264001）

摘 要：针对当前测试性验证领域未能考虑故障样本量确定和样本分配2个环节的相互联系，以及现有样本分配方案对影响因子的选择没有统一的框架，导致确定的故障样本量和样本分配不合理的问题，提出了一种故障样本量确定与分配一体化设计方案。首先，以层次Bayes网络模型为框架，融合各节点测试性指标先验信息得到顶层测试性指标的融合分布，并建立故障样本量确定流程；其次，引入结构重要度作为样本分配影响因子，同时结合故障模式影响及危害性分析（FMECA）信息确定节点和故障模式的样本分配影响因子，提出基于节点和故障模式的二次分配框架实施样本分配；最后，通过实际案例进行对比分析。结果表明：相比其他样本分配方案，所提方案能充分考虑系统结构及其先验信息，进而实现了故障样本量确定和分配一体化方案的设计，保证了所确定的故障样本量和分配的合理性，具备更好的工程适用性。

关 键 词：测试性验证；故障样本量；样本分配；层次Bayes网络；先验信息；故障模式

中图分类号：V240.2；TJ06

文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2020)01-0103-12

测试性验证试验是在装备研制、生产及使用阶段对装备测试性进行设计、增长及评价的一种重要手段，旨在检验装备的测试性设计水平是否达到装备的指标要求，并及时发现装备在测试性设计方面存在的不足，使测试性不断增长完善[1]。

国内外开展测试性验证试验普遍采用的方式为故障注入，即采用人工的方式有针对性地模拟故障并通过一定手段施加于验证对象，同时观察、收集及记录其检测/隔离情况，进而对验证对象的测试性指标进行评价[2]。实施故障注入的关键因素是确定故障样本量及样本分配，合理地确定故障样本量及对样本量进行分配直接影响着验证评估结论的置信度。因此，测试性领域研究人员针对样本量确定技术和样本分配技术均开展了一系列的研究[3-5]。

针对故障样本量确定技术，文献[6]在充分考虑研制阶段信息的前提下，基于证据理论和二项分布模型确定测试性验证所需故障样本量；文献[7]通过信息熵来度量不同研制阶段先验信息对测试性验证方案确定的作用，基于加权融合Bayes理论确定测试性验证方案；文献[8]将装备研制阶段的测试性增长试验信息等效折合为成败型信息，基于Beta分布和差异因子得到故障检测率（FDR）的置信概率密度函数，进而确定故障样本量。上述文献均运用了装备研制阶段的信息，通过采用不同的方法均能达到减少故障样本量的目的，说明先验信息对于降低故障样本量作用明显，但是先验信息均来源于装备整机系统，未能考虑系统结构划分及各结构中蕴含的各种先验信息。进一步，文献[9]基于信息熵方法将部件级的虚拟-实物试验数据折合为系统级的成败型数

收稿日期：2019-04-23；**录用日期**：2019-07-19；**网络出版时间**：2019-07-24 13:57
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190724.1315.001.html
* **通信作者**. E-mail：sxjaa@sina.com

引用格式：王康，史贤俊，韩旭，等. 故障样本量确定与分配一体化设计方案[J]. 北京航空航天大学学报，2020，46(1)：103-114.
WANG K，SHI X J，HAN X，et al. Integrated design scheme for fault sample size determination and allocation[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2020，46(1)：103-114(in Chinese).

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

据,并制定相应的验证方案,同时分析了虚拟数据可信度对验证方案的影响;文献[10]采用“由分到整”的思路,根据研制阶段分系统数据实现装备整机系统测试性验证方案的确定。上述文献对装备结构进行了初步考虑,同时为结构先验信息的运用提供了新的思路,但对于装备结构认知的不充分及结构先验信息的运用不完全会造成所确定的故障样本量不准确。基于此,文献[11]充分运用系统结构信息构建层次 Bayes 网络(Hierarchical Bayes Network, HBN)测试性模型,通过融合各层次测试性先验信息实现模型推理,并基于顶层后验分布确定故障样本量,但未研究样本量的分配方案。综上所述,通过考虑装备结构及各结构先验信息能使制定的测试性验证方案更加合理,但是均未在统一模型框架下研究样本分配技术。事实上,样本分配同样与先验信息及装备结构息息相关,而现有文献大多针对样本量确定和分配技术进行相对独立的研究,未能涉及交叉研究。

针对样本分配技术,文献[12]针对分层抽样算法中故障率数据不准确的问题,通过先验信息实现对故障率的确定,保证故障率的准确性,使分配方案更加合理;文献[13]以导弹飞控系统中的二次电源系统为研究对象,提出基于危害度相对比值的样本分配方案,增强了分配的合理性。但是上述文献考虑因素单一,不能充分利用故障模式影响及危害性分析(Failure Modes, Effect and Criticality Analysis, FMECA)相关信息,同时样本分配对于系统结构的考虑也不足。进一步,文献[14]在充分研究样本分配影响因子的基础上,通过构建可更换单元贡献度层次模型对样本实施分配;文献[15]提出以故障模式数、故障率、故障扩散强度及危害度为影响因子的样本分配方案,并应用于机电设备测试性验证试验;文献[16]通过分析样本分配影响因子与 FMECA 信息的关系,给出影响因子的选取规则和权值矩阵的确定方法,实现样本分配。上述文献对样本分配的各种影响因子进行了研究分析,充分利用 FMECA 信息,但是对于分配结构的考虑仍有不足。基于此,文献[17]在继承传统分层抽样思想的前提下,侧重考虑更多的影响因子,提出了一种多指标集成加权的分配方法,以增加故障样本结构的合理性,但未能给出样本确定方案。综上所述,通过考虑样本分配影响因子和装备结构能增加样本分配方案的合理性,进而保证验证评估结论的置信度,但同样未能建立样本量确定和分配之间的联系,且装备结构对于系统层的影响未能得到充分的研究。

因此,本文在上述研究的基础上,根据层次划分原则对装备进行相应的层次划分,结合 HBN 对于层次的表征能力及其良好的不确定性推理能力和 Bayes 方法融合多源先验信息的能力[18],基于 HBN 构建故障样本量确定与分配一体化模型(下文称一体化设计模型),并给出节点结构重要度的相关定义。基于 HBN 模型实现“自下而上、由分到整”的融合推理,并通过顶层节点测试性指标分布确定故障样本量。当故障样本量确定后,基于节点结构重要度及 FMECA 信息实施样本量“自上而下”的一次分配,然后将底层节点分配所得样本对故障模式进行二次分配,并通过分配结果对故障样本量进行重新校正,最终得到故障样本量及分配结果,保证样本确定和分配的科学合理性。

1 一体化设计模型建立

1.1 模型转化

装备系统层次划分有助于为测试性设计提供科学合理的依据,按照装备的测试性设计实施系统层次的划分,可分为 8 个可选的层次等级,分别为系统、子系统、外场可更换单元(Line Replaceable Unit, LRU)、内场可更换单元(Shop Replaceable Unit, SRU)、模块、子模块、元件及故障模式[19],实际验证评估中可根据测试性设计与分析需求选择合适的层次划分方式。

现假设系统选定层次划分数为 L,则图 1 左半部分为系统结构模型示意图,可以反映出系统的层次划分,通过将具体系统中的系统、子系统、LRU 及元件等逐层抽象为 HBN 中的节点,同时运用 Bayes 方法将各层次所包含的各类信息转化为对应节点的先验信息,得到图 1 右半部分一体化设计模型示意图。至此,完成了系统结构模型向一体化设计模型的转变。

1.2 模型基本参数确定

一体化设计模型是基于 HBN 建立的,根据 HBN 的定义,一个 HBN 通常用 $B=\langle G,P\rangle$ 进行描述,其中 $G=\langle V,E\rangle$ 表示构成 HBN 的有向无环图[20],进一步可以得到:

1)一体化设计模型的结构确定是基于系统结构模型的,如已知系统第 $l(l=1,2,\cdots,L)$ 层及该层第 m_l 个单元,则用 $N_{(l,m_l)}$ 对应一体化设计模型第 l 层第 m_l 个节点。因此,节点集合 V 可表示为

北航学报 赠阅

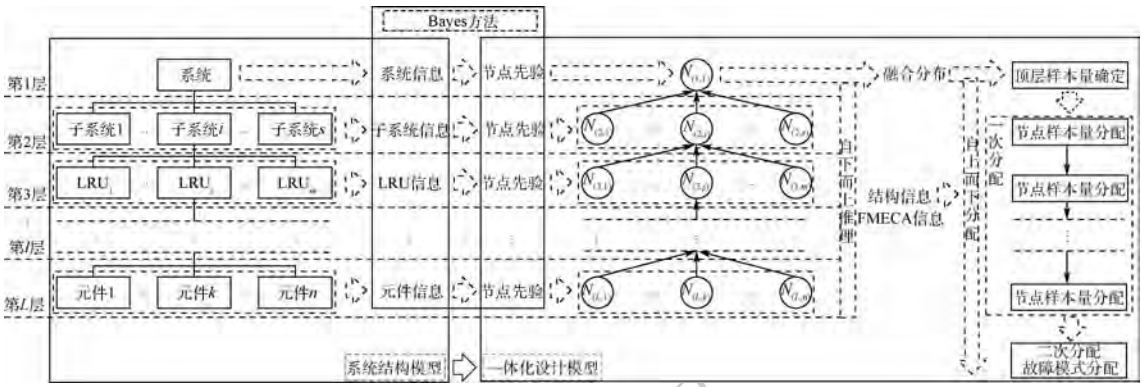


图 1　系统结构模型向一体化设计模型的转化示意图

Fig. 1　Schematic diagram of transformation from system structure model to integrated design model

$$V = \{N_{(l,m_l)} \mid l = 1,2,\cdots,L;m_l = 1,2,\cdots,M_l\} \tag{1}$$

式中:M_l 为系统第 l 层单元总数。

2)有向边集合 E 的确定也是通过系统结构模型间层次化特性所决定的,同时根据故障的传播特性,即故障一般由层次结构的最底层逐层向上传播,因此可以得出确定 E 的约束条件:①自底向上的单一方向性,即由下层节点向上层与之相关的节点传递影响。②逐层传递的限制性,即不允许存在跨层传递的情况。③条件概率分布 P。根据节点集合 V 及 HBN 的定义,可得其联合概率为

$$P(V) = \prod_{l=1}^{L} P(N_{(l,m_l)} \mid \mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})) \tag{2}$$

式中:$\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})$ 为节点 $N_{(l,m_l)}$ 的父节点,即与之有有向边连接的下层节点;$P(N_{(l,m_l)} \mid \mathrm{pa}(N_{(l,m_l)}))$ 为节点 $N_{(l,m_l)}$ 的条件概率。

所有节点的条件概率构成 HBN 的条件概率表(CPT),具体可结合工程实际、装备结构特性、故障传播特性、专家信息及相关理论进行确定。

考虑节点 $N_{(l,m_l)}$ 故障检测/隔离为二态情况,即节点取值 $N_{(l,m_l)} = \{0,1\}$,$N_{(l,m_l)} = 0$ 表示节点对应的系统单元故障不可检测/隔离,$N_{(l,m_l)} = 1$ 表示节点对应的系统单元故障可检测/隔离。因此,本文以 $N_{(l,m_l)} = 1$ 时测试性指标值 FDR/FIR $p_{(l,m_l)}$ 作为一体化设计模型的传递参数,实现对顶层测试性指标 $p_{(1,1)}$ 的推理和融合,进而完成样本确定和分配过程。

2　一体化设计模型信息处理

2.1　系统结构模型的信息转换

在装备研制、生产及使用过程中,不同结构单元会存在不同类型的试验数据,包括成败型数据、专家信息等,为了实现一体化设计模型的推理,需要将其转化为先验分布的形式。

1)成败型数据的处理

工程上通常以 Beta 分布作为测试性指标的先验分布,则节点 $N_{(l,m_l)}$ 具备如下分布形式[21]:

$$\pi(p_{(l,m_l)}) = \mathrm{Beta}(p_{(l,m_l)};a,b) = \frac{\Gamma(a+b)}{\Gamma(a)\Gamma(b)} p_{(l,m_l)}^{a-1}(1-p_{(l,m_l)})^{b-1} \tag{3}$$

设节点 $N_{(l,m_l)}$ 成败型数据为 (n,c),则根据 Bayes 理论可得融合成败型数据后的节点先验为

$$\pi(p_{(l,m_l)} \mid (n,c)) = \mathrm{Beta}(p_{(l,m_l)};a+n-c,b+c) \tag{4}$$

式中:a、b 为分布的超参数,如果融合前不存在先验分布,通常取 $a=0$,$b=1$。

2)专家信息的处理

根据节点是否存在历史设备继承先验分布的情况,对于专家信息的给出形式和处理方式会存在一定差异,具体如下:

①节点 $N_{(l,m_l)}$ 不存在继承先验分布。假设有 t 位专家,根据其信任程度赋予相应的权重 $w_i(i=1,2,\cdots,t)$。

a. 点估计型专家信息。给出节点 $N_{(l,m_l)}$ 测试性指标的点估计 $\hat{p}_i$,基于专家权重可得融合后的点估计为 $\hat{p} = \sum_{i=1}^{t} w_i \hat{p}_i$,据此可得

$$\int_0^1 p_{(l,m_l)} \cdot \pi(p_{(l,m_l)})\,\mathrm{d}p_{(l,m_l)} = \hat{p} \tag{5}$$

b. 区间型专家信息。给出置信度水平 γ 节点 $N_{(l,m_l)}$ 测试性指标的区间估计 $[p_{\mathrm{L}}^{(i)},p_{\mathrm{U}}^{(i)}]$,基于专家权重可以得到融合后 $p_{\mathrm{L}} = \sum_{i=1}^{t} w_i p_{\mathrm{L}}^{(i)}$,$p_{\mathrm{U}} = \sum_{i=1}^{t} w_i p_{\mathrm{U}}^{(i)}$,据此可得

$$\int_{p_{\mathrm{L}}}^{p_{\mathrm{U}}} p_{(l,m_l)} \cdot \pi(p_{(l,m_l)})\,\mathrm{d}p_{(l,m_l)} = \gamma \tag{6}$$

北航学报 赠阅

根据 $\pi(p_{(l,m_l)})$ 信息熵 $H(\pi(p_{(l,m_l)}))$ 的定义[21]：

$$H(\pi(p_{(l,m_l)})) = -\int_0^1 \pi(p_{(l,m_l)}) \cdot \ln(\pi(p_{(l,m_l)}))\mathrm{d}p_{(l,m_l)} \tag{7}$$

通过式(5)或式(6)的约束，可求使式(7)取得最大值对应的超参数(a',b')和(a'',b'')。

② 节点 $N_{(l,m_l)}$ 存在继承先验分布。设其具备先验分布为 $\pi(p_{(l,m_l)}) = \mathrm{Beta}(p_{(l,m_l)};a^*,b^*)$，同样拥有 t 位专家进行评定。

a. 单侧置信下限型专家信息。除了给出节点点估计 $\hat{p}_i$ 外，需给出置信度 η 下对应的下限值 $\hat{p}_{\mathrm{L},\eta,i}$，则 $\hat{p}_{\mathrm{L},\eta} = \sum_{i=1}^{t} w_i \hat{p}_{\mathrm{L},\eta,i}$，根据式(8)可以将专家信息折合为成败型数据：

$$\begin{cases} \hat{p} = \dfrac{n'-c'}{n'} \\ \displaystyle\sum_{f'=0}^{c'} \mathrm{C}_{n'}^{f'} \hat{p}_{\mathrm{L},\eta}^{(n'-f')}(1-\hat{p}_{\mathrm{L},\eta})^{f'} = 1-\eta \end{cases} \tag{8}$$

式中：(n',c')为折合后的成败型数据。

b. 区间型专家信息。给定置信度水平 λ，根据式(9)可以将专家信息折合为成败型数据[22]：

$$\begin{cases} \displaystyle\sum_{f''=0}^{c''} \mathrm{C}_{n''}^{f''} p_{\mathrm{L}}^{(n''-f'')}(1-p_{\mathrm{L}})^{f''} = 1-\dfrac{1+\lambda}{2} \\ \displaystyle\sum_{f'=0}^{c''-1} \mathrm{C}_{n''}^{f''} p_{\mathrm{U}}^{(n''-f'')}(1-p_{\mathrm{U}})^{f''} = \dfrac{1+\lambda}{2} \end{cases} \tag{9}$$

式中：(n'',c'')为折合后的成败型数据。

通过式(8)、式(9)确定的折合后的成败型数据结合式(4)即可确定融合后节点的先验分布。

通过上述数据处理方式即可实现不同类型专家信息及成败型数据的转换和融合，将系统结构模型所蕴含的先验信息转变为节点的先验分布形式。

2.2 一体化设计模型的推理

定义一体化设计模型节点 $N_{(l,m_l)}$ 的测试性指标融合分布为 $\pi_{\mathrm{f}}(p_{(l,m_l)})$，则其由节点 $N_{(l,m_l)}$ 从系统结构模型中获取的先验分布 $\pi(p_{(l,m_l)})$(称为自先验)和经由 HBN 推理得到的概率分布 $P(N_{(l,m_l)}=1)$(称为传递先验)融合而成，可通过式(10)进行描述：

$$\pi_{\mathrm{f}}(p_{(l,m_l)}) = \varepsilon_{(l,m_l)}^{(\mathrm{s})} \cdot \pi(p_{(l,m_l)}) + \varepsilon_{(l,m_l)}^{(\mathrm{d})} \cdot P(N_{(l,m_l)}=1) \tag{10}$$

式中：$\varepsilon_{(l,m_l)}^{(\mathrm{s})}$为节点 $N_{(l,m_l)}$ 的自先验权重系数，$\varepsilon_{(l,m_l)}^{(\mathrm{d})}$为传递先验权重系数，且满足 $\varepsilon_{(l,m_l)}^{(\mathrm{s})} + \varepsilon_{(l,m_l)}^{(\mathrm{d})} = 1$。

由于信息熵的大小反映了变量的不确定性，信息熵越大，则反映出先验信息的随机性越大。因此，权重系数可通过 $\pi(p_{(l,m_l)})$ 和 $P(N_{(1,1)}=1)$ 的信息熵进行确定，结合式(7)可得

$$\begin{cases} \varepsilon_{(l,m_l)}^{(\mathrm{s})} = \dfrac{H(\pi(p_{(l,m_l)}))}{H(\pi(p_{(l,m_l)})) + H(P(N_{(1,1)}=1))} \\ \varepsilon_{(l,m_l)}^{(\mathrm{d})} = \dfrac{H(P(N_{(1,1)}=1))}{H(\pi(p_{(l,m_l)})) + H(P(N_{(1,1)}=1))} \end{cases} \tag{11}$$

为了得到式(10)，需要确定概率分布 $P(N_{(l,m_l)}=1)$，而 $P(N_{(l,m_l)}=1)$ 可以通过式(12)联合概率进行确定：

$$P(N_{(l,m_l)}, \mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})) = P(N_{(l,m_l)} \mid \mathrm{pa}(N_{(l,m_l)}))P(\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})) \tag{12}$$

式中：$P(\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)}))$可逐层递归分解，直至最底层，然后根据一体化设计模型所确定的 CPT，即可获取节点 $N_{(l,m_l)}$ 的概率分布：

$$P(N_{(l,m_l)}=1) = \sum_{\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})} P(N_{(l,m_l)}=1, \mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})) \tag{13}$$

由于不易获取概率分布 $P(N_{(l,m_l)}=1)$ 的解析形式，采用 Monte Carlo 仿真抽样的方法，基于抽样样本将 $P(N_{(l,m_l)}=1)$ 拟合为 Beta 分布形式。

至此，可以通过式(10)获取顶层节点 $N_{(1,1)}$ 的融合分布 $\pi_{\mathrm{f}}(p_{(1,1)})$。

3 故障样本量确定与分配

3.1 故障样本量确定

给定实施测试性验证试验所需约束参数$(p_0, p_1, \alpha, \beta)$，$p_0$、$p_1$ 分别为承制方、使用方指标要求值，α、β 分别为承制方、使用方风险值。

结合融合分布 $\pi_{\mathrm{f}}(p_{(1,1)})$，可以根据后验风险准则得到实际的承制方风险 R_α 和使用方风险 R_β[11]：

$$\begin{cases} R_\alpha = \displaystyle\int_{p_0}^1 P(p_{(1,1)} \mid f > c)\mathrm{d}p_{(1,1)} = \dfrac{\displaystyle\int_{p_0}^1 (1-L(p_{(1,1)}))\pi(p_{(1,1)})\mathrm{d}p_{(1,1)}}{\displaystyle\int_0^1 (1-L(p_{(1,1)}))\pi(p_{(1,1)})\mathrm{d}p_{(1,1)}} \\ R_\beta = \displaystyle\int_0^{p_1} P(p_{(1,1)} \mid f \leqslant c)\mathrm{d}p_{(1,1)} = \dfrac{\displaystyle\int_0^{p_1} L(p_{(1,1)})\pi(p_{(1,1)})\mathrm{d}p_{(1,1)}}{\displaystyle\int_0^1 L(p_{(1,1)})\pi(p_{(1,1)})\mathrm{d}p_{(1,1)}} \end{cases} \tag{14}$$

式中：f 为观测到的检测/隔离失败次数；$L(p_{(1,1)})$为抽样特性函数，可由式(15)确定：

北航学报 赠阅

$$L(p_{(1,1)}) = \sum_{f=0}^{c} C_n^f p_{(1,1)}^{n-f}(1-p_{(1,1)})^f \tag{15}$$

根据不等式约束即可确定故障样本量$(n_{(1,1)},c_{(1,1)})$:

$$\begin{cases} R_\alpha \leqslant \alpha \\ R_\beta \leqslant \beta \end{cases} \tag{16}$$

3.2　样本分配

通过融合分布 $\pi_f(p_{(1,1)})$ 确定顶层节点样本量之后,考虑节点样本分配影响因子和故障模式样本分配影响因子的差异,采用二次分配框架实施对顶层节点样本的逐层分配,保证样本结构的合理性及样本集的代表性,具体示意图如图 1 所示。

1) 一次分配

基于样本结构的考虑,根据一体化设计模型的构建过程,相邻层次间节点具备结构化特性,为充分考虑节点在一体化设计模型中的结构特性(即节点对应单元在系统结构模型中的影响作用),可通过结构重要度 $I_j^{S(l+1\to l)}$ 进行描述。

定义 1　结构重要度。假设节点 $N_{(l,m_l)}$ 父节点 $\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})$ 的个数为 $r_{(l,m_l)}$,则用 $\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_j$ 表示节点 $N_{(l,m_l)}$ 的第 $j(j=1,2,\cdots,r_{(l,m_l)})$ 个父节点,在不考虑父节点自身 FDR/FIR 的情况下,仅从层次结构上分析 $\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_j$ 相对 $N_{(l,m_l)}$ 的结构重要度,具体可通过式(17)确定:

$$\begin{aligned} I_j^{S(l+1\to l)} &= P(N_{(l,m_l)}=1\,|\,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_j=1) - \\ &\quad P(N_{(l,m_l)}=1\,|\,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_j=0) \\ &\quad P(\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_k=1) = \\ &\quad P(\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_k=0)=0.5, k\neq j \end{aligned} \tag{17}$$

证明　在可靠性领域,结构重要度定义为[23]

$$\begin{aligned} I_\Phi(i) &= \frac{1}{2^{n-1}}\sum_{2^{n-1}}[\Phi(\boldsymbol{X}\,|\,X_i=1) - \\ &\quad \Phi(\boldsymbol{X}\,|\,X_i=0)] \end{aligned} \tag{18}$$

式中:$\boldsymbol{X}=\{X_1,X_2,\cdots,X_n\}$ 表示元件,每个元件 X_i 取值为 0 或 1;2^{n-1} 表示除元件 X_i 之外其余 $n-1$ 个元件的取值组合数;$\Phi(\boldsymbol{X})=\Phi(X_1,X_2,\cdots,X_n)$ 表示元件的结构函数,反映出系统的状态,取值为 0 或 1,$\Phi(\boldsymbol{X}\,|\,X_i=1)$ 表示第 i 个元件取值为 1 时的系统状态,$\Phi(\boldsymbol{X}\,|\,X_i=0)$ 表示第 i 个元件取值为 0 时的系统状态。

参照定义式(18),依据系统结构模型及对应的一体化设计模型,得到父节点 $\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})$ 相对于节点 $N_{(l,m_l)}$ 的结构重要度可以表示为

$$\begin{aligned} I_j^{S(l+1\to l)} &= \frac{1}{2^{r_{(l,m_l)}-1}}\cdot \\ &\quad \sum_{2^{r_{(l,m_l)}-1}}[\Phi(\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})\,|\,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_j=1) - \\ &\quad \Phi(\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})\,|\,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_j=0)] \end{aligned} \tag{19}$$

式中:

$$\begin{cases} \Phi(\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})\,|\,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_j=1) = \\ \quad \Phi(\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_j=1,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_1,\cdots, \\ \quad \mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{j-1},\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{j+1},\cdots, \\ \quad \mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{r_{(l,m_l)}}) \\ \Phi(\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})\,|\,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_j=0) = \\ \quad \Phi(\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_j=0,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_1,\cdots, \\ \quad \mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{j-1},\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{j+1},\cdots, \\ \quad \mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{r_{(l,m_l)}}) \end{cases} \tag{20}$$

系统结构模型中定义的 $\Phi(\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})$,在基于 HBN 的一体化设计模型中表示父节点 $\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})$ FDR/FIR 变化而引起的节点 $N_{(l,m_l)}$ FDR/FIR 的变化情况,故有

$$P(N_{(l,m_l)}=1\,|\,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})) = \Phi(\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})) \tag{21}$$

将式(20)和式(21)代入式(19)中,得到

$$\begin{aligned} I_j^{S(l+1\to l)} &= \frac{1}{2^{r_{(l,m_l)}-1}}\cdot \\ &\quad \sum_{2^{r_{(l,m_l)}-1}}[P(N_{(l,m_l)}=1\,|\,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_j=1, \\ &\quad \mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_1,\cdots,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{j-1}, \\ &\quad \mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{j+1},\cdots,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{r_{(l,m_l)}}) - \\ &\quad P(N_{(l,m_l)}=1\,|\,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_j=0,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_1,\cdots, \\ &\quad \mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{j-1},\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{j+1},\cdots, \\ &\quad \mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{r_{(l,m_l)}})] \end{aligned} \tag{22}$$

因结构重要度与具体节点的 FDR/FIR 取值无关,不妨设各节点 $P(\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_k=0)=1/2$,$P(\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_k=1)=1/2$,则进一步得

$$\begin{aligned} &P(N_{(l,m_l)}=1\,|\,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_j=1,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_1,\cdots, \\ &\quad \mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{j-1},\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{j+1},\cdots, \\ &\quad \mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{r_{(l,m_l)}}) = P(N_{(l,m_l)}=1, \\ &\quad \mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_j=1,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_1,\cdots, \\ &\quad \mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{j-1},\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{j+1},\cdots, \\ &\quad \mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{r_{(l,m_l)}})/P(\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{j=1}=1, \\ &\quad \mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_1,\cdots,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{j-1}, \\ &\quad \mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{j+1},\cdots,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{r_{(l,m_l)}}) = \\ &\quad P(N_{(l,m_l)}=1,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{j=1}=1, \\ &\quad \mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_1,\cdots,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{j-1}, \\ &\quad \mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{j+1},\cdots,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{r_{(l,m_l)}})/ \\ &\quad \left[P(\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{j=1}=1)\cdot\frac{1}{2^{r_{(l,m_l)}-1}}\right] \end{aligned} \tag{23}$$

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

将式(23)代入式(22)得到式(22)等号右面第1项为

$$\begin{aligned}&\frac{1}{2^{r(l,m_l)-1}}\cdot\sum_{2^{r(l,m_l)-1}}P(N_{(l,m_l)}=1\,|\,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_j=1,\\&\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_1,\cdots,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{j-1},\\&\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{j+1},\cdots,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{r(l,m_l)})=\\&\sum_{2^{r(l,m_l)-1}}[P(N_{(l,m_l)}=1,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_j=1,\\&\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_1,\cdots,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{j-1},\\&\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{j+1},\cdots,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{r(l,m_l)})/\\&P(\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_j=1)]=\\&P(N_{(l,m_l)}=1,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_j=1)/\\&P(\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_j=1)=\\&P(N_{(l,m_l)}=1\,|\,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_j=1)\end{aligned}\tag{24}$$

同理,可得

$$\begin{aligned}&\frac{1}{2^{r(l,m_l)-1}}\cdot\sum_{2^{r(l,m_l)-1}}P(N_{(l,m_l)}=1\,|\,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_j=0,\\&\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_1,\cdots,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{j-1},\\&\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{j+1},\cdots,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_{r(l,m_l)})=\\&P(N_{(l,m_l)}=1\,|\,\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_j=0)\end{aligned}\tag{25}$$

据此可得式(17)的结构重要度计算公式。

证毕

为了充分考虑系统的结构特性,将基于式(17)得到的结构重要度作为样本分配影响因子之一。事实上,由于节点 FDR/FIR 并不是具体的实值,而是具备先验分布形式,所以在求取结构重要度时需要对其进行实值化。通过一体化设计模型可以得到节点重要度的分布,本文取分布所具有的均值 $\bar{I}_j^{S(l+1\to l)}$ 实现节点重要度的实值化。

现有的测试性样本分配方法的研究中,选择的样本分配影响因子多为故障率、故障严酷度、故障危害度、故障扩散强度等,这些影响因子均可通过 FMECA 信息直接或间接得到,影响因子的选择根据实际装备所处的具体阶段的不同进行动态确定(根据 FMECA 信息选择影响因子的指导原则参见文献[16])。假设根据装备不同验证阶段的 FMECA 信息选定 $\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_j$ 样本分配影响因子为 $W_{ji}(i=1,2,\cdots,w,w$ 为选定样本分配影响因子的数量),则依据分层抽样理论,结合多因子综合分配方法[18],基于节点重要度和 FMECA 信息进行节点样本的分配。

$$\begin{cases}n_{(l,m_l,j)}=n_{(l,m_l)}\cdot\zeta_{(l,m_l,j)}\\\zeta_{(l,m_l,j)}=\dfrac{T_{(l,m_l,j)}\cdot\bar{I}_j^{S(l+1\to l)}\cdot\prod\limits_{i=1}^{w}W_{ji}}{\sum\limits_{j=1}^{r(l,m_l)}T_{(l,m_l,j)}\cdot\bar{I}_j^{S(l+1\to l)}\cdot\prod\limits_{i=1}^{w}W_{ji}}\end{cases}\tag{26}$$

式中:$n_{(l,m_l)}$ 为节点 $N_{(l,m_l)}$ 的样本量;$n_{(l,m_l,j)}$、$\zeta_{(l,m_l,j)}$ 和 $T_{(l,m_l,j)}$ 分别为 $\mathrm{pa}(N_{(l,m_l)})_j$ 的分配样本量、相对权重和工作时间系数。

根据式(26)可自上而下逐层实现基于节点重要度权重系数的样本量,直至一体化设计模型的底层节点,至此实现样本的一次分配过程。

2)二次分配

完成样本的一次分配后,需要将底层节点的样本分配到节点的故障模式中。假设根据 FMECA 信息选择实施故障模式分配的影响因子个数为 w',则构建第 $j(j=1,2,\cdots,r_{(L,m_L)})$ 个故障模式相对于节点 $N_{(L,m_L)}$ 的影响因子系数 C_j 可以表示为

$$C_j=\frac{\prod\limits_{i=1}^{w'}l_{ji}}{\sum\limits_{j=1}^{r(L,m_L)}\prod\limits_{i=1}^{w'}l_{ji}}\tag{27}$$

式中:l_{ji} 为第 j 个故障模式的第 i 个影响因子的值。

根据分层抽样理论,可通过式(28)进行选定底层节点向其故障模式的二次分配:

$$n_{(L,m_L,j)}=n_{(L,m_L)}\cdot C_j\tag{28}$$

3.3 故障样本量校正

基于样本集的充分性和代表性的考虑,由于故障模式频数比的相对差异,在实施二次分配时会存在故障模式频数比较低的故障模式分配样本量为0,为了保证故障模式的覆盖性,对分配样本量进行如下处理:

$$\begin{cases}n'_{(L,m_L,j)}=1 & n_{(L,m_L,j)}<1\\n'_{(L,m_L,j)}=[n_{(L,m_L,j)}] & n_{(L,m_L,j)}\geqslant 1\end{cases}\tag{29}$$

式中:[ ]表示四舍五入取整运算。

进一步可得校正后的故障样本量为 $n'_{(1,1)}=\sum\limits_{j=1}^{r(L,m_L)}n'_{(L,m_L,j)}$。

4 案例应用及分析

以某型导弹装备的二次电源为分析对象,其主要组成单元为滤波器、电阻器、电源模块及电连接器等。

1)一体化设计模型建立

基于图1实现二次电源系统结构模型到一体化设计模型的转变,则一体化设计模型具备如图2所示的结构特性。

Bayes 网络条件概率的确定是实现 Bayes 网络模型推理的一个难点问题,通常由大量统计试

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

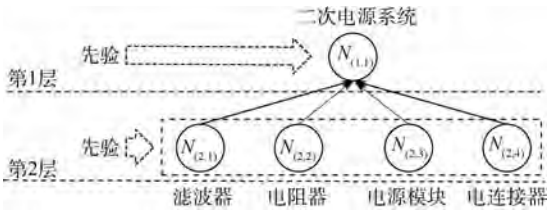


图 2　二次电源系统一体化设计模型

Fig. 2　Integrated design model of secondary power system

验及专家经验进行确定。考虑到导弹装备的特殊性,必然测试性验证提供的数据是小样本的,故无法通过大量统计试验确定条件概率。同时考虑到专家经验的不确定性,本文采用文献[24]提出的多专家决策融合方法进行确定,一体化设计模型有如表 1 所示的 CPT。

限于篇幅,以表 1 中虚线矩形框的条件概率 $P(N_{(1,1)}\mid N_{(2,1)}=1,N_{(2,2)}=1,N_{(2,3)}=1,N_{(2,4)})$ 为例,3 个领域专家以知识矩阵的形式给出其知识表示,分别为 $\boldsymbol{A}_1=\begin{bmatrix}0.17 & 0.05\\ 0.83 & 0.95\end{bmatrix}$,$\boldsymbol{A}_2=\begin{bmatrix}0.13 & 0\\ 0.87 & 1\end{bmatrix}$,$\boldsymbol{A}_3=\begin{bmatrix}0.18 & 0.07\\ 0.82 & 0.93\end{bmatrix}$。

根据各专家权重系数(0.35,0.45,0.2)进行融合,得到融合后的知识矩阵为

$$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}0.154 & 0.032\\ 0.846 & 0.968\end{bmatrix}$$

不同取值组合下的知识矩阵类似可以确定,即可完全确定 CPT,完成一体化设计模型的建立。

2) 先验信息处理

在研制、生产和使用阶段,二次电源系统具备一定的可用的先验信息,可通过式(3)~式(9)对成败型数据和专家信息进行处理。

以节点 $N_{(2,3)}$ 为例,继承先验超参数来源于历史装备试验信息。在历史装备电源模块测试性验证试验中,共注入 58 次故障,正确检测故障 52 次,未能成功检测故障 6 次,根据 Hart 采用的经验 Bayes 方法,现有装备相当于进行了历史装备 60% 的试验次数[25],即继承先验超参数为 $a^*=52\times0.6=31.2$,$b^*=6\times0.6=3.6$。由于继承先验存在,则专家信息转化方式为成败型数据形式,现有 3 位测试性领域专家以区间估计形式给出了电源模块在置信度测试性指标估计,分别为[0.85,0.93]、[0.87,0.93]及[0.86,0.94],对应专家的权重为(0.35,0.45,0.2),根据式(9)得到融合专家信息的等效成败型数据为(211,21),基于式(4)结合当前装备电源模块的成败型数据则得到 $N_{(2,3)}$ 自先验 $\pi(p_{(2,3)})=\mathrm{Beta}(p_{(2,3)};246.2,27.6)$。

其他各节点自先验分布可类似确定,具体结果如表 2 所示。

表 1　一体化设计模型的 CPT

Table 1　CPT of integrated design model

$N_{(2,1)}$	0								1							
$N_{(2,2)}$	0				1				0				1			
$N_{(2,3)}$	0		1		0		1		0		1		0		1	
$N_{(2,4)}$	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
$N_{(1,1)}$ 0																
$N_{(1,1)}$ 1																

表 2　节点先验信息

Table 2　Prior information of each node

节点	继承先验超参数		专家信息融合		成败型数据	自先验超参数	
	a^*	b^*	估计类型	转化形式		a	b
$N_{(1,1)}$			点估计型 $\hat{p}=0.921$	Beta 分布 $a_t=11.009$ $b_t=0.945$	(10,1)	20.009	1.945
$N_{(2,1)}$			点估计型 $\hat{p}=0.913$	Beta 分布 $a_t=9.910$ $b_t=0.944$	(20,2)	27.910	2.944
$N_{(2,2)}$			点估计型 $\hat{p}=0.927$	Beta 分布 $a_t=12.030$ $b_t=0.947$	(24,0)	36.030	0.947
$N_{(2,3)}$	31.2	3.6	区间估计型 [0.861,0.932]	成败型数据 (211,21)	(28,3)	246.2	27.6
$N_{(2,4)}$			点估计型 $\hat{p}=0.932$	Beta 分布 $a_t=13.037$ $b_t=0.951$	(30,2)	41.037	2.951

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

3）顶层节点融合分布确定

根据式(12)和式(13)结合 Monto Carlo 抽样拟合方法，可得到节点 $N_{(1,1)}$ 的传递先验为 $P(N_{(1,1)}=1)=\mathrm{Beta}(p_{(1,1)};326.155,34.247)$，根据式(7)计算其信息熵 $H(P(N_{(1,1)}=1))=-2.146$。

从表 1 中能得到所确定的节点 $N_{(1,1)}$ 的自先验 $\pi(p_{(1,1)})=\mathrm{Beta}(p_{(1,1)};20.009,1.945)$，其信息熵 $H(\pi(p_{(1,m_l)}))=-1.494$，通过式(11)进一步得到融合权重系数 $\varepsilon_{(1,1)}^{(s)}=0.41$，$\varepsilon_{(1,1)}^{(d)}=0.59$，结合式(10)最终得到节点 $N_{(1,1)}$ 的融合分布为 $\pi_f(p_{(1,1)})=\mathrm{Beta}(p_{(1,1)};200.635,21.003)$。3 种先验分布的概率密度曲线如图 3 所示。

4）样本量确定

设承制方和使用方给出的测试性设计指标要求值分别为 $p_0=0.95$，$p_1=0.90$ 及双方风险要求 $\alpha=\beta=0.1$。则根据式(14)～式(16)，以及图2所给出的样本确定流程即可得到 $(n_{(1,1)},c_{(1,1)})=(47,0)$，即顶层节点 $N_{(1,1)}$ 样本量为 47。同时得到实际承制方风险 $\alpha_r=0.00286$，实际使用方风险 $\beta_r=0.0970$，满足指标要求。

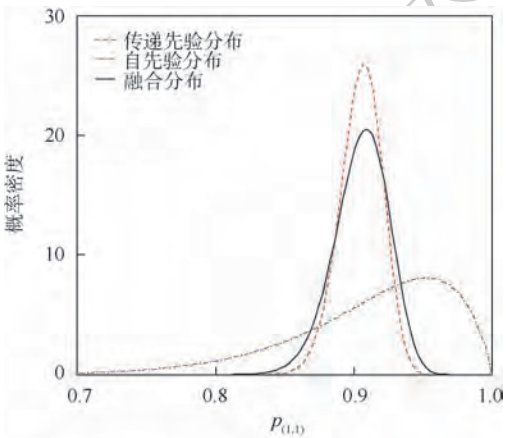


图 3 节点 $N_{(1,1)}$ 不同先验分布概率密度曲线

Fig. 3 Probability density curves of different prior distribution at node $N_{(1,1)}$

以经典测试性验证方案对样本进行确定，得到的验证方案为(187,13)，以传统 Bayes 测试性验证方案确定的样本为(114,8)[26]。可见，通过本文一体化设计模型得到的样本量有效降低，这正是由于考虑了各层次结构的先验信息，增加了对顶层节点的认知程度，增加了顶层节点融合分布的可信度，进一步保证样本确定的合理性。

5）样本分配

根据式(17)确定节点 $N_{(2,1)}$、$N_{(2,2)}$、$N_{(2,3)}$ 和 $N_{(2,4)}$ 相对于节点 $N_{(1,1)}$ 的结构重要度，并进行实值化，则得到：$\bar{I}_1^{S(2\to1)}=0.328$，$\bar{I}_2^{S(2\to1)}=0.278$，$\bar{I}_3^{S(2\to1)}=0.364$，$\bar{I}_4^{S(2\to1)}=0.297$。

根据使用阶段 FMECA 信息、节点及各节点故障模式相关信息，具体如表 3 所示。针对节点而言，节点样本分配与故障率 λ_p 和节点危害度 D_j（由节点故障模式危害度 D_{ji} 构成）相关，而由危害度计算公式 $D_j=\alpha_j\beta_jS_j\lambda_pt$ 可得故障率 λ_p 因素包含于 D_j 中，故无需重复考虑 λ_p 作为节点分配影响因子，故考虑节点危害度 D_j 及结构重要度 $\bar{I}_j^{S(2\to1)}$ 作为节点分配的影响因子。因此，可以基于式(26)实现对节点样本量的一次分配，节点分配结果如表 4所示。

在实现节点样本量的一次分配之后，需要将底层节点样本量分配给其故障模式。根据 FMECA 信息，故障模式可以通过故障模式危害度 D_{ji}、故障影响 I_j 及故障模式被检测难度评分等级 E_j 进行表征，因此选择 D_{ji}、I_j 和 E_j 作为故障模式分

表 3 二次电源系统 FMECA 信息

Table 3 FMECA information of secondary power system

节点	故障率 λ_p/($10^{-6}h^{-1}$)	故障模式 M 标识码	故障模式 M 模式名称	故障模式频数比 α_j/%	故障模式影响概率 β_j	故障模式危害度 D_{ji}①	故障影响（扩散度）I_j②	被检测难度评分等级 E_j②
$N_{(2,1)}$	3.042	$M_1^{N(2,1)}$	短路	20	1	4.259	4	2
		$M_2^{N(2,1)}$	退化	80	0.1	1.460	4	5
$N_{(2,2)}$	0.139	$M_1^{N(2,2)}$	开路	92	1	0.384	3	2
		$M_2^{N(2,2)}$	参漂	8	0.5	0.017	3	4
$N_{(2,3)}$	10.516	$M_1^{N(2,3)}$	退化	35	0.1	2.576	5	5
		$M_2^{N(2,3)}$	低温不启动	10	0.1	0.736	5	1
		$M_3^{N(2,3)}$	漏气	15	0.1	0.946	5	3
		$M_4^{N(2,3)}$	开路	15	1	11.042	5	2
		$M_5^{N(2,3)}$	短路	25	1	18.403	5	1
$N_{(2,4)}$	0.366	$M_1^{N(2,4)}$	接触不良	80	0.8	1.640	1	2
		$M_2^{N(2,4)}$	开路	20	1	0.512	1	2

注：①指故障模式危害度，通过文献[13]求解；②指本文以扩散度表征故障影响，可通过文献[27]求解。

北航学报 赠阅

表 4　不同样本分配方式结果对比

Table 4　Result comparison of different sample allocation methods

节点	故障模式 M	基于故障率的样本分配[12]		基于危害度的样本分配[13]		基于故障属性的样本分配[27]		基于多因子的样本分配[15]		一体化设计方案	
		节点	故障模式	节点	故障模式	节点	故障模式	节点	故障模式	节点	故障模式
$N_{(2,1)}$	$M_1^{N(2,1)}$	10	2	6	4	8	4	1(2)	0(1)	6	3
	$M_2^{N(2,1)}$		8		2		4		1		3
$N_{(2,2)}$	$M_1^{N(2,2)}$	1(2)	1	0(2)	0(1)	1(2)	1	0(2)	0(1)	0(2)	0(1)
	$M_2^{N(2,2)}$		0(1)		0(1)		0(1)		0(1)		0(1)
$N_{(2,3)}$	$M_1^{N(2,3)}$	35	12	38	3	37	8	46	16	39	9
	$M_2^{N(2,3)}$		4		1		1		5		1
	$M_3^{N(2,3)}$		5		1		2		7		2
	$M_4^{N(2,3)}$		5		12		14		7		15
	$M_5^{N(2,3)}$		9		21		12		11		12
$N_{(2,4)}$	$M_1^{N(2,4)}$	1(2)	1	3	2	1(2)	1	0(2)	0(1)	2(3)	2
	$M_2^{N(2,4)}$		0(1)		1		0(1)		0(1)		0(1)

注:(·)内数字为基于式(29)校正后的样本量。

配的影响因素,然后基于式(27)和式(28)实现底层节点样本量向故障模式的二次分配,具体分配结果见表 4,同时给出了不同分配方案的分配结果,进行对比分析(表 4 中最初分配样本均基于本文得到的样本量 47)。

6) 结果分析

① 基于故障率的样本分配方案由于考虑因素过于单一,一旦存在故障率数据不准确的问题,将会导致分配结果不合理。

② 基于危害度的样本分配方案考虑了故障模式危害度因素,本节已分析故障模式危害度因素包含了故障率因素,很好地解决了单元故障率低但危害度较大时样本分配的均衡问题,避免样本分配失衡造成测试性验证评估结论的置信度降低。由表 4 可以得到,基于危害度的分配方案较之基于故障率的分配方案而言样本分配更为均衡。

③ 事实上,基于危害度的样本分配方案已将危害度和严酷度纳入样本分配影响因子中,基于故障属性的样本分配方案可认为是在基于危害度的样本分配方案基础上进一步将故障扩散强度和故障模式发生时的被检测难度纳入分配因子的范畴,使得样本集具备更强的代表性,这一点可通过对比分析表 4 基于故障属性的样本分配方案和基于危害度的样本分配方案分配结果的构成中看出。

④ 基于多因子的样本分配方案同时将故障率、故障模式数、故障模式危害度及故障扩散强度考虑在内,但是由于危害度的确定已经包含故障率因素,而同时又将故障率作为单独的影响因子,导致故障率高的单元会分配大量的样本,故障率小的单元会分配更小的样本,严重造成样本结构的失衡,这一点亦可通过表 4 基于多因子的样本分配结果进行印证。故障率高的 $N_{(2,3)}$ 节点具备几乎所有的样本,分配样本量为 46,造成样本代表性不足,但是多因子分配的思想是值得借鉴的,对于多因子的选择应当避免因子间的重复或者冲突,以免造成分配结果的不合理。事实上,基于故障属性的样本分配方案可以看成是一种基于多因子的分配方案,因子即为组成故障属性的危害度、故障扩散强度及故障被检测难度。

⑤ 本文提出的故障样本量确定与分配一体化设计模型,首先,能充分体现系统的结构,并能充分运用系统结构模型中各单元蕴含的先验信息,能够实现样本量的确定,保证样本量确定的准确性,同时达到减少样本量的目的,这一点是其他样本分配方案所不具备的。其次,分配方案能充分体现系统级结构特征,能够表征下层父节点(下层单元)相对于上层节点(上层单元)的结构重要度,本文采用二次分配法,对节点样本量的分配因素和故障模式样本量的分配因素进行了区分:a. 从 FMECA 信息中能得到节点层次的样本分配有关的因素为故障率和节点危害度,考虑节点危害度包含故障率信息,所以基于多因子分配的思想选用节点危害度和节点结构重要度作为节点样本分配因子,实施一次分配,如此即充分体现了样本的结构特性。b. 同样,基于样本集的代表性考虑,根据 FMECA 信息分析影响故障模式分配的因子,将故障模式危害度、故障扩散强度和故障被检测难度纳入故障模式分配因子,在此基于多因子分配思想实现节点样本量向故障模式样本量的二次分配。最后,考虑故障模式的相对影响

北航学报 赠阅

差异造成的分配样本量为 0 的情形，基于样本集的充分性考虑，给出了样本修正方案，实现样本的最终确定及分配。

⑥ 一次分配基于节点危害度和节点重要度进行分配，由于节点 $N_{(2,3)}$ 的结构重要度高于其他节点，从表 4 中可以看出其分配的样本量略多于单独基于危害度的分配方式，同时也多于其他样本分配方案（由于多因子分配方案存在分配因子冲突，下文对比均不含此方案），说明节点 $N_{(2,3)}$ 结构重要度的引入，需要更多的样本量对其进行测试性验证试验，这和实际情形完全相符，危害度和重要度更高的单元所对应的节点，必然需要更充分的样本对其实施验证，保证分配的合理性；二次分配基于故障模式危害度、故障扩散强度和故障被检测难度的样本分配因子实施多因子分配，由于考虑了故障模式的各项表征，使得故障模式的分配相较于其他分配方式而言更为均衡，保证了故障模式集的代表性，进一步通过给出的分配校正方案，对由于分配因子相对差异造成的故障模式分配样本为 0 的情形，对其进行校正，保证了故障模式集的覆盖性。如此通过二次分配方案，首先能保证分配到节点样本量的合理性，其次能保证分配到故障模式集的样本具备代表性和覆盖性，减少了主观的判断和干预，例如对节点 $N_{(2,2)}$ 而言，节点分配样本量为 0，这是由于其危害度和结构重要度的综合相对差异较其他节点差距过大，进而导致分配故障模式均为 0，在进行测试性验证时无法覆盖，通过本文方法后即可实现其覆盖性。

因此，由于考虑因素的充分性及分配结构的进一步完善，使得样本分配结果更具代表性，能更好地指导和帮助测试性验证试验的实施，进而为增加评估结论置信度奠定基础。

5 结 论

本文针对测试性验证中样本确定和分配 2 个环节未能建立联系，以及现有分配方式对影响因子选择未能有统一框架的问题，提出了一种基于 HBN 的故障样本量与分配一体化设计方案。

1）该方案基于系统结构模型将样本量确定和分配纳入统一的模型框架中，充分考虑了系统的结构层次特性，工程适用性更强。

2）充分运用系统各单元的先验信息，通过逐层融合推理确定顶层融合分布，基于给定样本量确定流程实施样本量的确定，一定程度上能达到降低故障样本量的目的。

3）通过定义一体化设计模型中的结构重要度，将其纳入样本分配的影响因子之中，构建样本确定和样本分配的联系，使得样本分配结构更加合理；充分考虑 FMECA 信息，考虑到分配层次的不一，节点（单元）样本分配影响因子和故障模式样本分配影响因子选择不同，节点层次更加侧重于节点自身的影响，包括节点重要度及节点危害度影响，故障模式层次则更加注重故障模式的表征，通常有故障模式危害度、故障扩散度及故障被检测难度等影响因素，因此选用节点样本分配和故障模式样本分配的二次分配框架，保证了样本结构的合理性和分配样本集的代表性以及覆盖性。

4）根据分配结果对样本量进行校正，确定最终验证试验样本量，能保证故障模式的覆盖性，为测试性指标评估奠定基础。

参考文献（References）

[1] 吴建军，周红，朱玉岭，等. 工程装备测试性分析与应用[M]. 北京：国防工业出版社，2017.
WU J J，ZHOU H，ZHU Y L，et al. Testability analysis and application of engineering equipment[M]. Beijing：National Defense Industry Press，2017(in Chinese).

[2] 李华康. 测试性试验中等效故障注入技术及应用[D]. 长沙：国防科学技术大学，2015.
LI H K. Study on the equivalent fault injection technique and its application in testability test[D]. Chagnsha：National University of Defense Technology，2015(in Chinese).

[3] 张西山，黄考利，敖贤野，等. 测试性验证试验中的故障样本综合加权分配方法[J]. 计算机测量与控制，2015，23(1)：139-142.
ZHANG X S，HUANG K L，AO X Y，et al. Synthetic weighted method of failure samples allocation in testability[J]. Computer Measurement & Control，2015，23(1)：139-142(in Chinese).

[4] 张艺琼，刘萌萌，李璠，等. 测试性验证试验方案的工程修正方法研究[J]. 测控技术，2013，32(2)：126-127.
ZHANG Y Q，LIU M M，LI F，et al. Study on engineering correction method of testability validation test plan[J]. Measurement & Control Technology，2013，32(2)：126-127(in Chinese).

[5] 张勇. 装备测试性虚拟验证试验关键技术研究[D]. 长沙：国防科学技术大学，2012.
ZHANG Y. Research on key technologies of virtual testability verification test for equipments[D]. Chagnsha：National University of Defense Technology，2012(in Chinese).

[6] 常春贺，杨江平，曹鹏举. 基于研制信息的测试性验证试验方案研究[J]. 航空学报，2012，33(11)：2057-2064.
CHANG C H，YANG J P，CAO P J. Study on the scheme of testability demonstration test based on development information[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica，2012，33(11)：2057-2064(in Chinese).

[7] 吴忠德，邓露. 基于验前试验信息熵的测试性验证试验方案

北航学报 赠阅

[J]. 计算机测量与控制,2016,24(6):286-288.
WU Z D,DENG L. Method for testability demonstration test design based on entropy of prior test information[J]. Computer Measurement & Control,2016,24(6):286-288(in Chinese).

[8] 李天梅,邱静,刘冠军. 利用研制阶段试验数据制定测试性验证试验方案新方法[J]. 机械工程学报,2009,45(8):52-57.
LI T M,QIU J,LIU G J. New methodology for determining testability integrated test scheme with test data in the development stages[J]. Journal of Mechanical Engineering,2009,45(8):52-57(in Chinese).

[9] WANG C,QIU J,LIU G,et al. Testability demonstration with component level data from virtual and physical tests[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science,2014,229(2):265-272.

[10] 王敏,杨江平,卢雷,等. 利用分系统数据制定整机测试性验证试验方案[J]. 现代防御技术,2015,43(5):213-217.
WANG M,YANG J P,LU L,et al. Determining testability demonstration test scheme with subsystem data[J]. Modern Defence Technology,2015,43(5):213-217(in Chinese).

[11] 史贤俊,王康,韩旭,等. 基于层次 Bayesian 网络及后验风险准则的故障样本量确定方法[J]. 兵工学报,2019,40(1):171-181.
SHI X J,WANG K,HAN X,et al. Method for determining fault sample size based on hierarchical Bayesian network and posterior risk criteria[J]. Acta Armamentarii,2019,40(1):171-181(in Chinese).

[12] 李天梅,邱静,刘冠军. 基于故障率的测试性验证试验故障样本分配方案[J]. 航空学报,2009,30(9):1661-1665.
LI T M,QIU J,LIU G J. Allocation plan of failure samples based on failure rate in testability[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinca,2009,30(9):1661-1665(in Chinese).

[13] 赵建扬,李小珉,雷琴. 基于危害度相对比值的故障样本分配方案[J]. 探测与控制学报,2011,33(2):55-59.
ZHAO J Y,LI X M,LEI Q. Relative criticality ratio based on failure samples allocation[J]. Journal of Detection & Control,2011,33(2):55-59(in Chinese).

[14] 余思奇,景博,黄以锋. 基于贡献度的测试性验证试验样本分配方案研究[J]. 中国测试,2015,41(2):91-95.
YU S Q,JING B,HUANG Y F. Study on allocation scheme of failure sample in testability validation tests based on contribution[J]. China Measurment & Test,2015,41(2):91-95(in Chinese).

[15] 何洋,李洪涛,王志新. 基于多因子的机电设备测试性验证样本分配方案[J]. 电光与控制,2015,22(1):97-100.
HE Y,LI H T,WANG Z X. A multi-factor based sample allocation scheme for testability verification of electromechanical equipment[J]. Electronics Optics & Control,2015,22(1):97-100(in Chinese).

[16] 陈然,连光耀,黄考利,等. 基于 FMECA 信息的测试性验证试验样本分配方法[J]. 北京航空航天大学学报,2017,43(3):627-635.
CHEN R,LIAN G Y,HUANG K L,et al. Sample allocation method based on FMECA information for testability verification test[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2017,43(3):627-635(in Chinese).

[17] 刘磊. 装备智能故障诊断及测试性验证与评价方法研究[D]. 郑州:郑州大学,2017.
LIU L. Research on intelligent fault diagnosis and testability verification and evaluation methods of equipment[D]. Zhengzhou:Zhengzhou University,2017(in Chinese).

[18] DURA-BERNAL S,WENNEKERS T,DENHAM S L. Modelling object perception in cortex:Hierarchical Bayesian networks and belief propagation[C]// 2011 45th Annual Conference on Information Sciences and Systems. Piscataway,NJ:IEEE Press,2011:11990313.

[19] 郑应荣. 系统级层次化测试性建模与分析[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2014.
ZHENG Y R. Testability modeling and analysis of hierarchical system[D]. Harbin:Harbin Institute of Technology,2014(in Chinese).

[20] WERHLI A V. Bayesian network structure inference with an hierarchical Bayesian model[C]// Advances in Artificial Intelligence-SBIA 2010. Berlin:Springer,2010:92-101.

[21] 张西山,黄考利,闫鹏程,等. 基于不确定性测度与支持度的测试性验前信息融合方法[J]. 航空动力学报,2015,30(11):2779-2786.
ZHANG X S,HUANG K L,YAN P C,et al. Testability prior information fusion method based on uncertainty measure and supporting degree[J]. Journal of Aerospace Power,2015,30(11):2779-2786(in Chinese).

[22] 王京,李天梅,何华锋,等. 多源测试性综合评估数据等效折合模型与方法研究[J]. 兵工学报,2017,38(1):151-159.
WANG J,LI T M,HE H F,et al. Research on multi-source data equivalent methods for testablity integrated evaluation[J]. Acta Armamentarii,2017,38(1):151-159(in Chinese).

[23] 邓琼. 安全系统工程[M]. 西安:西北工业大学出版社,2009.
DENG Q. Safety system engineering[M]. Xi'an:Northwestern Polytechnical University Press,2009(in Chinese).

[24] LITTLESTON N,WARMUTH M K. The weighted majority algorithm[J]. Information and Computation,1994,108(2):212-261.

[25] HART L. Reliability of modified designs:A Bayes analysis of an accelerated test of electronic assemblies[J]. IEEE Transactions on Reliability,1990,39(2):140-144.

[26] 张西山,黄考利,闫鹏程,等. 基于验前信息的测试性验证试验方案确定方法[J]. 北京航空航天大学学报,2015,41(8):1505-1512.
ZHANG X S,HUANG K L,YAN P C,et al. Method of confirming testability verification test scheme based on prior information[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronantics,2015,41(8):1505-1512(in Chinese).

[27] 邓露,许爱强,赵秀丽. 基于故障属性的测试性验证试验样本分配方案[J]. 测试技术学报,2014,28(2):103-107.
DENG L,XU A Q,ZHAO X L. Allocation plan for samples based on failure attribute in testability demonstration test[J]. Journal of Test and Measurement Technology,2014,28(2):103-107(in Chinese).

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

作者简介：

王康 男，博士研究生。主要研究方向：装备测试性设计、验证与评估。

史贤俊 男，博士，教授，博士生导师。主要研究方向：导弹自动测试技术，装备测试性设计、验证与评估。

Integrated design scheme for fault sample size determination and allocation

WANG Kang, SHI Xianjun*, HAN Xu, LONG Yufeng

(Naval Aviation University, Yantai 264001, China)

Abstract: For the current testability verification field, the relationship between the fault sample size determination and the sample allocation is not taken into consideration, and the existing sample allocation schemes have no uniform framework for the selection of the impact factor, which lead to the problem that the determined sample size and sample allocation are unreasonable, so an integrated design scheme for fault sample size determination and allocation is proposed. Firstly, the prior information of each node's testability indicators was integrated to obtain the fusion distribution of top-level testability indicators, which could be used to establish a fault sample size determination process based on the hierarchical Bayes network model. Secondly, the structural importance was introduced as the sample allocation influence factor. At the same time, the failure modes, effect and criticality analysis (FMECA) information was used to determine the sample allocation influence factor of the nodes and the failure modes. Then the secondary allocation framework based on the nodes and failure modes was proposed to implement the sample allocation. Finally, a comparative analysis was carried out through actual cases. The results show that, compared with other sample allocation schemes, the proposed scheme can fully consider the system structure and its prior information, and realize the integrated design for fault sample size determination and allocation, which ensures the reasonable sample size and allocation with better engineering applicability.

Keywords: testability verification; fault sample size; sample allocation; hierarchical Bayes network; prior information; failure mode

北京航空航天大学学报

Received: 2019-04-23; **Accepted**: 2019-07-19; **Published online**: 2019-07-24 13:57

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190724.1315.001.html

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

北航学报 赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0113

基于阈值的激光雷达 *K* 均值聚类算法

全下文载

夏显召，朱世贤，周意遥，叶茂，赵毅强*
（天津大学 微电子学院，天津 300072）

摘 要：针对同一距离不同目标的激光雷达全波形回波数据聚类准确率低的问题，在分析 *K* 均值聚类算法原理的基础上，提出了一种基于阈值的 *K* 均值聚类算法。首先，利用强度信息对距离信息进行标定，使用强度信息作为特征进行聚类以区分同距离的不同目标。然后，利用阈值限定聚类中心间的最小距离，提高聚类准确率。最后，搭建了扫描验证平台进行平移和旋转成像，对算法有效性进行验证。通过不同颜色目标和模拟道路回波数据聚类实验表明，在不同阈值的情况下，提出的基于阈值的 *K* 均值聚类算法的聚类准确率均在 90% 以上，相比于无阈值的 *K* 均值聚类算法准确率提升 10% 以上，能够有效进行目标聚类和模拟道路提取。

关 键 词：激光雷达；全波形；阈值；*K* 均值算法；聚类准确率
中图分类号：TN958.98；TN911.74
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2020)01-0115-07

脉冲式激光雷达是一种主动式探测技术，基于飞行时间(Time of Flight，TOF)算法，利用发射和接收激光脉冲之间的时间差来进行目标距离的计算[1]，被广泛用于自动驾驶、地形测绘和导航制导等领域。全波形激光雷达可以获取探测目标脉冲回波的全波形信息，不仅能够利用回波信息计算距离，还能获得回波信号的强度信息和功率积分信息[2]。激光雷达的回波强度信息能够反映目标的反射特性，主要包括目标的表面粗糙度、纹理以及面积大小等。因此，激光回波强度信息对于目标的探测和识别具有重要的研究价值[3]。

利用 *K* 均值聚类算法对激光雷达 3D 点云数据进行聚类是一种常见的激光雷达点云数据处理方法。2007 年，Miliaresis 和 Kokkas[4] 提出过基于数字高程差(DSM)的 *K* 均值聚类算法对建筑物进行聚类。2010 年，Sandeep 等[5] 提出了一种改进的利用 *K* 均值算法对树冠进行聚类的方法，但是由于缺乏实地库存数据，没有进行有效的定量验证。2010 年，Sampath 和 Shan[6] 提出了一种基于模糊 *K* 均值算法来通过空中激光雷达点云数据对多面体建筑物屋顶进行聚类。2011 年，龚亮等[7] 使用 *K* 均值聚类算法利用机载激光雷达点云数据的强度信息对道路进行提取，能够分离出道路轮廓。2014 年，Kong 等[8] 在提出了一种 *K* 平面聚类算法来对建筑屋顶进行了划分，优化了模糊 *K* 均值算法。2015 年，Díaz-Vilariño 等[9] 基于路面粗糙度的信息对沥青和石头 2 种不同的路段使用 *K* 均值聚类算法进行聚类，其聚类结果能够较好地分辨出 2 种不同的路段，但是仅限于沥青和石头 2 种特定的材料。2015 年，Kashani 和 Graettinger[10] 使用 *K* 均值聚类算法来对房屋受损信息进行聚类，测试成功率达到了 80%。Chen 等[11] 利用 3D 点云数据使用 *K* 均值聚类算法对岩体表面不连续方向进行了自动提取。2018 年，

收稿日期：2019-03-19；**录用日期**：2019-07-05；**网络出版时间**：2019-07-18 14:01
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190718.0919.002.html
基金项目：天津市科技计划（18ZXZNGX00230）
* **通信作者**. E-mail：yq_zhao@tju.edu.cn

引用格式：*夏显召，朱世贤，周意遥，等. 基于阈值的激光雷达 K 均值聚类算法[J]. 北京航空航天大学学报，2020，46(1)：115-121. XIA X Z，ZHU S X，ZHOU Y Y，et al. LiDAR K-means clustering algorithm based on threshold[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2020，46(1)：115-121 (in Chinese).*

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

Chuyen 等[12]利用 K 均值聚类算法对沼泽的 3D 数据进行了聚类，其成功聚类点数能够达到 88%。2018 年，Renato 等[13]利用 K 均值算法与主成分分析(PCA)算法结合来对房屋的边缘与非边缘进行聚类，其非边缘类的聚类准确率能够达到 92%，边缘类的准确率在62% ~ 98%。2018 年，Nima 等[14]采用机载激光雷达的高程信息和回波强度信息对土地覆盖进行聚类提取。

大多 K 均值聚类算法都是利用激光雷达点云数据的三维空间坐标信息。由于 K 均值聚类算法受到初始聚类的数量、初始聚类中心的选择和样本排列顺序等相关因素的影响，其聚类准确率还有待提高。为了提高 K 均值聚类算法的聚类准确率，本文提出了一种基于回波强度阈值的 K 均值聚类算法，并通过仿真数据和实测数据进行验证。

1 基于阈值的 K 均值聚类算法模型

1.1 算法基本原理

K 均值聚类算法是在无样本类别和其他先验知识的情况下利用样本特征来把具有相同和相似特征的样本进行聚类的方法。给定样本集 $X^s = \{\boldsymbol{X}_1^s, \boldsymbol{X}_2^s, \cdots, \boldsymbol{X}_n^s\}$，其中 n 为样本总数，$\boldsymbol{X}_1^s = (x_1, x_2, \cdots, x_m)$ 为每个样本的 m 个特征。分类之后每一个类会存在一个虚拟的聚类中心 $\boldsymbol{u}_i$，$\boldsymbol{u}_i$ 为第 i 类的样本均值。K 均值聚类算法进行相似性的欧氏距离计算来对样本进行分类，其目标是使最小化平方误差最小，最小化平方误差计算式为

$$E = \sum_{i=1}^{k} \sum_{X^s \in C_i} \| \boldsymbol{X}^s - \boldsymbol{u}_i \|_2^2 \tag{1}$$

式中：C_i 为第 i 个分类的集合；k 为需要分类的类别数。E 在一定程度上代表了样本围绕各聚类中心的紧密度，E 越小分类样本相似度越高。初始聚类数目、聚类中心和样本的遍历顺序等因素都会影响 K 均值聚类算法的准确率。

为了使用高斯回波信号的强度信息来对目标进行分类，需要将回波强度归一化后映射到同一参考系中，使得回波强度能更准确地反映目标的反射特性。大多数物体遵循朗伯反射定律，并且发射光源为点光源，目标被视为扩展目标，所以这里使用朗伯反射定律对角度进行归一化[15]。

根据式(2)对激光雷达回波强度值进行归一化：

$$V = \eta \frac{V_c L^2 G_0}{L_0^2 G} \tag{2}$$

式中：V 为归一化后的强度值；L 为目标的距离；G 为实际探测器电路的增益；η 为矫正系数；V_c 为实测电压值；G_0 为标准增益；L_0 为标准距离；标准角度是 0°。

归一化后的强度值与目标的距离和角度没有关系，仅与目标类型有关，并且同一目标的回波强度在较小范围内波动，不同目标的回波强度相差较大，所以可以对归一化后的强度值进行聚类，将同一目标的回波强度值划分为一种类型。

1.2 算法流程

基于阈值的 K 均值聚类算法实现流程如图 1 所示。

步骤 1 将所有的样本输入，并事先设定好需要聚类的类别数量和聚类中心之间的距离阈值，并设定好最大迭代次数。

步骤 2 随机挑选 k 个样本作为初始的聚类中心。

步骤 3 遍历各个样本到每个聚类中心的欧氏距离，并将样本分为最小欧氏距离所对应的类。

步骤 4 重新计算各个类中所有样本的平均值作为新的聚类中心。

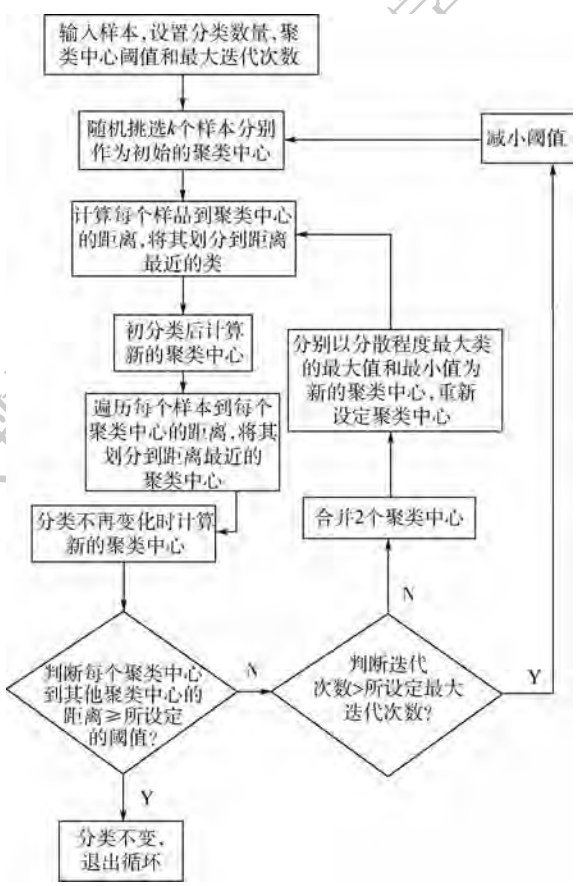


图 1 基于阈值的 K 均值聚类算法流程图

Fig. 1 Flowchart of threshold-based K-means clustering algorithm

北航学报 赠阅

步骤 5　计算各个类别中的各个样本到所有聚类中心的距离并将其划分到距离最小的类中,将原类中的样本删除。

步骤 6　循环计算每个聚类中心与其他聚类中心间的距离,判断其与阈值关系,如果大于等于阈值则退出循环;如果小于则将 2 个聚类合并,将分散程度最大的类别的最大值和最小值分别作为新的聚类中心重新迭代,直到符合条件为止。

步骤 7　若迭代次数大于最大迭代次数则减小阈值回到步骤 2 重新运算。

关于阈值的设定,为了保证能够顺利聚类输出,各聚类中心之间的距离总和需要小于等于样本数据的最大值与最小值之差 D,所以设定的阈值 d 与分类数 n 的乘积不能大于 D。在聚类数目一定的情况下,阈值设定在符合上述条件的情况下越小越容易聚类输出,阈值越大,聚类的条件更加严格,算法迭代的次数也会增加,准确率会提高。所以将初始阈值设定为 $d = D/n$。为了防止不能聚类时的死循环,设定一个最大迭代次数 NUM,当仿真迭代次数等于 NUM 以后还未进行聚类输出则聚类终止,减小阈值重新仿真,直到找到能够顺利进行聚类。

2　算法仿真

利用 MATLAB 软件仿真分析所提出的基于阈值的 K 均值聚类算法结果与无阈值的 K 均值聚类算法结果。

2.1　聚类仿真结果

用 MTALAB 随机产生 500 个范围在 100 ~ 200 之间的随机数,假定各类范围无重叠,将所有随机数标记为 4 类:大小在 100 ~ 125 之间的为第 1 类,大小在 126 ~ 150 之间的为第 2 类,大小在 151 ~ 175 之间的为第 3 类,大小在 176 ~ 200 之间的为第 4 类。利用无阈值的 K 均值聚类算法与基于阈值的 K 均值聚类算法进行聚类,设定 2 种算法初始随机选择的聚类中心相同,并且第一次迭代中样本的计算顺序相同。由于样本是随机产生的,在样本数量比较大时,根据随机理论,第 1 类样本的聚类中心在样本均值附近,也就是 112.5 附近,第 4 类样本的聚类中心在 187.5 附近,此时要求阈值的最大值不能大于 25,否则将无法进行聚类输出。此实验的初始阈值设定为 25,最终最优阈值为 22,这符合对阈值的约束条件和预期,样本能够顺利进行聚类。

聚类仿真结果如图 2 所示。

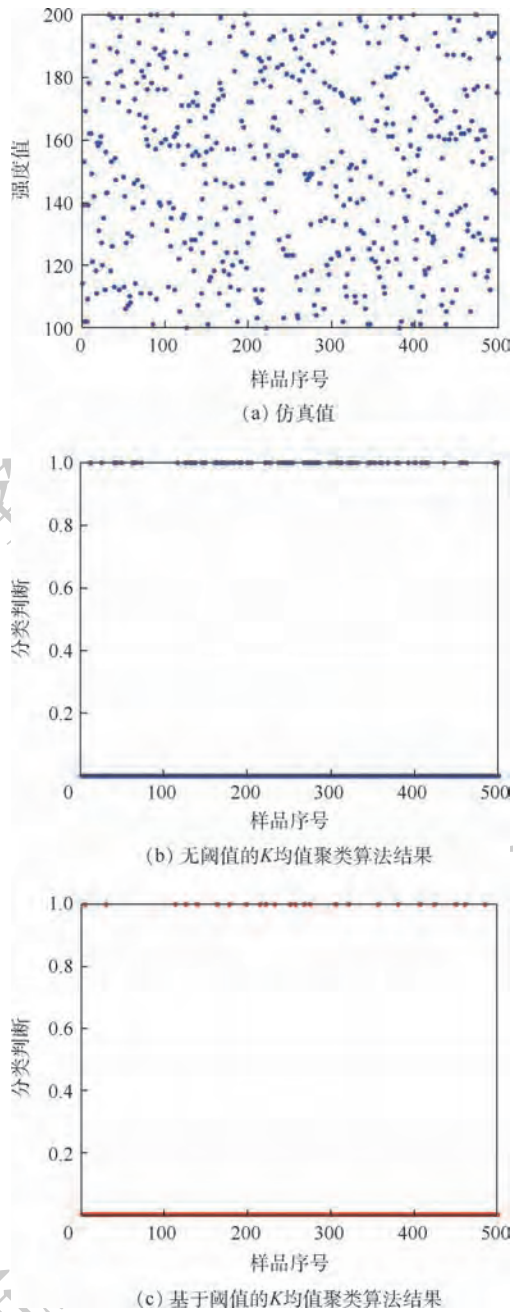


图 2　聚类仿真结果

Fig. 2　Clustering simulation results

图 2 中,值为 1.0 的点代表聚类结果与原始类别不一致,0 代表聚类结果与原始类别一致。无阈值的 K 均值聚类算法的迭代次数为 8,单次聚类准确率为 83.6%;基于阈值的 K 均值聚类算法的迭代次数为 18,单次聚类准确率为 95.2%,与无阈值的 K 均值聚类算法所得准确率相比提升了 11.6%。从仿真结果可以看出,基于阈值的 K 均值聚类算法的准确率与无阈值的 K 均值聚类算法的准确率相比有了较大提升。

2.2　算法准确率随阈值变化的关系

由于 K 均值聚类算法初始聚类中心的选择会对聚类的准确性产生影响,利用 MATLAB 软件对于每一个阈值仿真 500 次计算平均聚类准确

北航学报 赠阅

率,阈值从 2 开始,以 2 为步进,到 22 结束,每次仿真随机选择不同的初始聚类中心,对 4 种类别的情况进行仿真,结果如图 3 所示。

从图 3 中可以看出,提出的基于阈值的 K 均值聚类算法的平均聚类准确率均在 90% 左右,并且随着阈值的增大,聚类准确率逐渐提升,当阈值为 22 时,聚类准确率达到了 94.5%。当阈值等于 0 时,平均聚类准确率为无阈值的 K 均值聚类算法所得结果,约为 80%,由此可见,提出的基于阈值的 K 均值聚类算法能够很好地提升 K 均值聚类算法的聚类准确率,相比无阈值的 K 均值聚类算法可以提升 10% 以上。

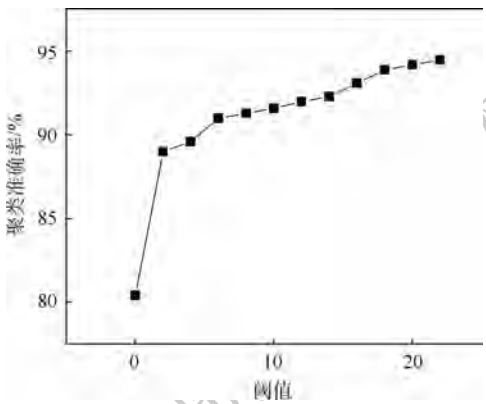


图 3 聚类准确率与阈值的关系

Fig. 3 Relationship between clustering accuracy and threshold

3 实测实验验证

为了实测提出算法的有效性,搭建了脉冲激光雷达点扫描成像平台,如图 4 所示,所使用的激光波长为 905 nm,模数转换器(ADC)采样频率为 2 GHz,图 5 为脉冲激光雷达扫描方式示意图。

点扫描成像平台由移动平台和旋转支架构成,并由信号采集平台对回波信号进行采集。通过移动平台可以使激光雷达探测模块在水平和竖直方向上移动,利用旋转支架可以使激光雷达探测模块进行旋转扫描。

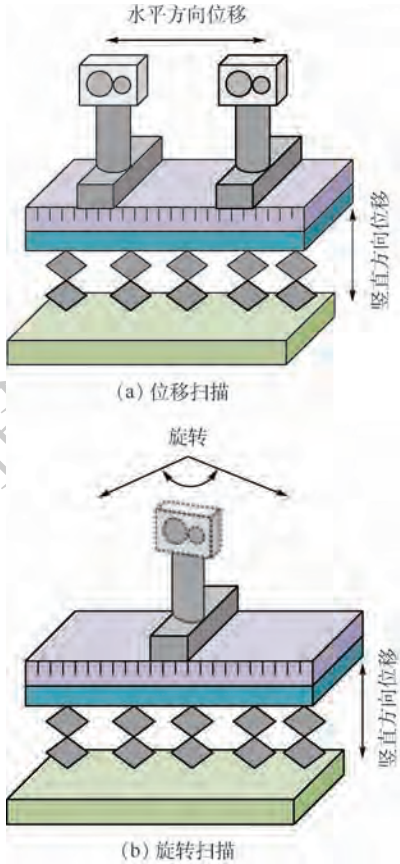


图 5 扫描平台的扫描方式

Fig. 5 Scanning method of scanning platform

3.1 不同颜色目标聚类实验

在激光雷达点云数据聚类的很多实际应用场景中,例如道路线识别和交通标识牌识别,颜色差异是比较大的。但是考虑到实际使用中标记线的磨损,标识牌的老化等因素对出现颜色对比不明显的情况。在这种情况下,无阈值的 K 均值聚类算法缺少对聚类中心之间的距离约束就会产生比较明显的误差,相近数值被错误聚类的概率会明显提高。为了验证这个想法,本文设计了多色板回波数据聚类实验。

采用点扫描激光雷达成像平台进行回波强度聚类实验,图 6 为目标的实物图,目标为 8 种不同

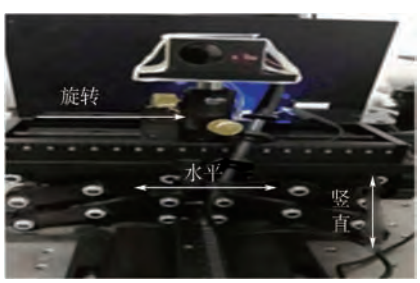


图 4 扫描平台

Fig. 4 Scanning platform

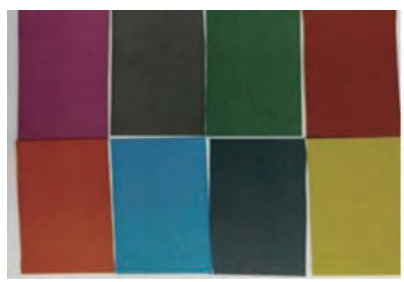


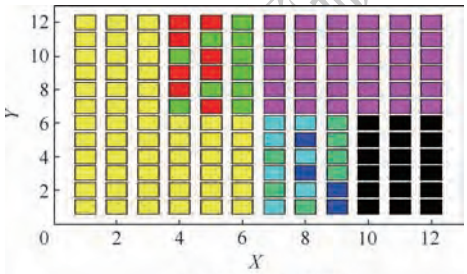
图 6 目标实物图

Fig. 6 Photo of actual target

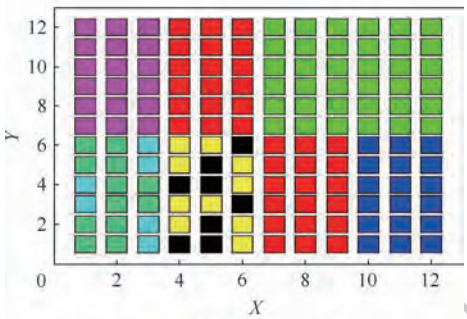
北航学报 赠阅

颜色的色板,尺寸为 3 cm × 6 cm。在水平和竖直位置均匀移动平台支架来进行平移扫描,其中水平位移步进为 1 cm,水平采样点共 12 个,竖直位移步进为 1 cm,竖直采样点共 12 个,这样回波强度值可以构成一个 12 × 12 的矩阵,每块色板对应一个 6 × 3 的回波阵列,利用信号采集平台采集全波形数据,对收集到的回波强度进行 K 均值聚类算法分析。图 7 和图 8 为无阈值的 K 均值聚类算法和基于阈值的 K 均值聚类算法的聚类结果。因为无阈值的聚类算法对于聚类中心之间距离没有约束,所以为了更突出两者之间的差异,选取了一个错误非常严重的无阈值聚类结果与本文提出的基于阈值的 K 均值聚类算法的结果相对比。实际每次聚类结果中错误都是不相同的,3 次仿真实验的错误结果如图 7 所示。

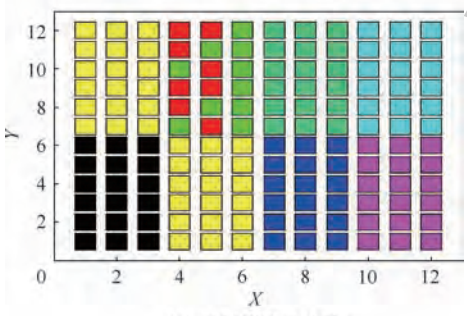
K 均值聚类算法的效果受聚类的数量,初始聚类中心以及样本排序等因素的影响。当样本数值之间没有明显界限时,很容易出现聚类错误。因为每次的初始聚类中心的选择是随机的,因此每次聚类的结果都是有差异的,只有当各个色板对应的回波区域的聚类结果为同一种颜色并且不同色板之间的颜色不相同时才算正确聚类输出。



(a) 无阈值聚类结果A



(b) 无阈值聚类结果B



(c) 无阈值聚类结果C

图 7　无阈值的 K 均值聚类算法结果

Fig. 7　Threshold-free K-means clustering algorithm results

图 8 是基于阈值的 K 均值聚类算法的聚类结果,由于图 6 中 2 块颜色接近黑色的板块的回波数据相近,经过仿真发现,阈值设定为 5 是能够顺利将聚类进行输出,大于 5 时将会超过最大迭代次数无法聚类输出。利用基于阈值的 K 均值聚类算法的所有仿真结果均如图 8 所示,各个颜色板能够成功聚类输出。从实验结果可以看出,利用基于阈值的 K 均值聚类算法能够有效进行激光雷达回波聚类。

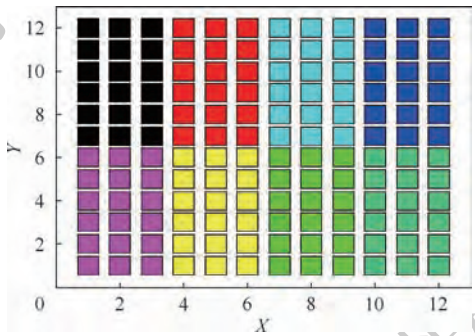


图 8　基于阈值的 K 均值聚类算法结果

Fig. 8　Threshold-based K-means clustering algorithm result

3.2　模拟道路提取实验

搭建模拟道路目标平台,图 9 是模拟道路路线,激光雷达竖直方向位移每次步进 2 cm,纸板的实际竖直长度为 18 cm,因此纸板上每一列扫描可以得到 9 个激光扫描点,水平位置扫描角度以 5° 为步进从 − 35° 到 + 35° 来进行回波强度采集,所以水平一行可以得到 15 个数据扫描点,总共得到 12 行 15 列的激光扫描阵列,其中每一条道路线由 2 列扫描点组成,每条道路线距离边缘各有一列扫描点,道路线之间有 9 列扫描点,分别利用改进的 K 均值聚类算法对未归一化和归一化后的强度值提取路线信息。

图 10 分别为未归一化的回波强度以及归一化后的回波强度的道路提取结果,绿色部分为聚类后的道路线,黑色部分为聚类后的非道路线。从聚类结果中可以看出,未归一化的回波强度值受到反射角度和目标颜色的影响,将靠近目标中间的 5 列回波强度值误认为是道路目标的回波强度值使得聚类结果出现错误,而归一化后的强度值不受反射角度的影响,能够对不同颜色的回波数据进行有效聚类,利用基于阈值的 K 均值聚类算法可以有效提取左右各 2 列的路线信息。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

未归一化聚类结果出现错误的原因在于受到目标反射角度的影响,回波强度随着反射角度变大而逐渐减小,目标中间的回波强度值会大于两侧的回波强度,并且扫描点越靠向两侧,回波强度值越小;由于目标反射率的影响,白色目标的反射率比灰色目标的反射率更大,因此模拟的白色道路目标的回波强度值会大于目标其他部分的回波强度值。未归一化的回波强度值受到反射角度和目标颜色的影响,将靠近目标中间的回波强度值误认为是道路目标的回波强度值使得聚类结果出现错误,而归一化后的强度值不受反射角度的影响,仅受到目标反射率的影响,能够对不同颜色的回波数据进行有效聚类,实验结果表明利用基于阈值的 K 均值聚类算法可以有效提取路线信息。

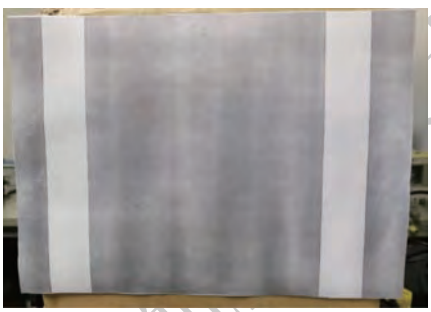


图 9 道路路线模拟

Fig. 9 Road route simulation

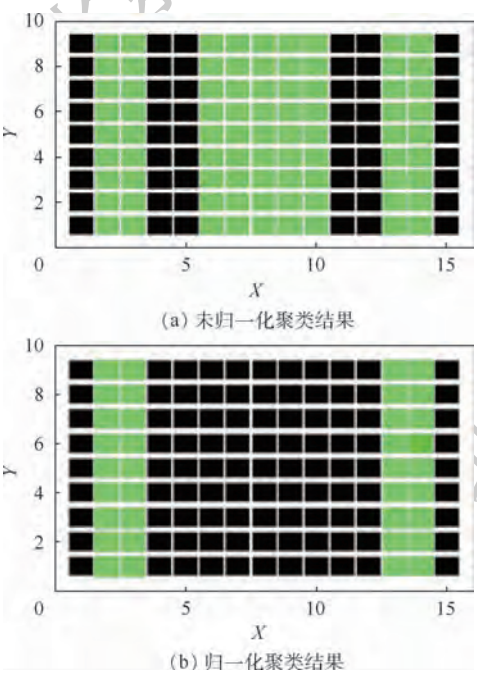


图 10 模拟道路线实验结果

Fig. 10 Simulated road line experiment results

4 结 论

本文主要基于激光雷达获取的全波形信息,对激光雷达强度值的特征提取算法进行研究,将无阈值的 K 均值聚类算法用于激光雷达回波聚类识别,并在此基础上提出了基于阈值的 K 均值聚类算法,并利用 MATLAB 软件平台进行了仿真,搭建了点扫描测试平台,进行平移和旋转成像,来对 2 种算法进行验证,以及对成像结果进行分析。结果表明:

1) 对于 500 个样本的 4 聚类仿真,基于阈值的 K 均值聚类算法聚类准确率为 95.2%,相比于无阈值的 K 均值聚类算法提升了 11.6%。

2) 对 500 个样本进行 500 次仿真,基于阈值的 K 均值聚类算法的聚类准确率在 90% 左右,并且随着阈值的增加,聚类准确率有所提升,而无阈值的 K 均值聚类算法的聚类准确率为 80% 左右,提出的基于阈值的 K 均值聚类算法的聚类准确率明显提升。

3) 基于阈值的 K 均值聚类算法对 8 种不同颜色的归一化实测回波强度的聚类准确度明显好于无阈值的 K 均值聚类算法。

4) 基于阈值的 K 均值聚类算法能够很好地从归一化回波强度中分辨出道路线,而对未归一化的回波强度无法进行有效的道路线识别。

参考文献 (References)

[1] XU W, CHEN Q, GU G H. Research on laser ranging system based on time delay estimation[C]// Symposium on Photonics & Optoelectronics. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2011: 1-3.

[2] 王金虎,李传荣,周梅. 机载全波形激光雷达数据处理及其应用[J]. 国外电子测量技术,2012,31(6):71-75.
WANG J H, LI C R, ZHOU M. Data processing and application of airborne full waveform LiDAR[J]. Journal of Foreign Electronic Measurement Technology, 2012, 31(6): 71-75 (in Chinese).

[3] WARD G J. Measuring and modeling anisotropic reflection[J]. ACM SIGGRAPH Computer Graphics, 1992, 26(2): 265-272.

[4] MILIARESIS G, KOKKAS N. Segmentation and object-based classification for the extraction of the building class from LIDAR DEMs[J]. Computers & Geosciences, 2007, 33: 1076-1087.

[5] SANDEEP G, HOLGER W, BARBARA K. Comparative analysis of clustering-based approaches for 3-D single tree detection using airborne fullwave LiDAR data[J]. Remote Sensing, 2010, 2(4): 968-989.

[6] SAMPATH A, SHAN J. Segmentation and reconstruction of polyhedral building roofs from aerial LiDAR point clouds[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2010, 48(3): 1554-1567.

[7] 龚亮,张永生,李正国,等. 基于强度信息聚类的机载 LiDAR 点云道路提取[J]. 测绘通报,2011(9):15-17.
GONG L, ZHANG Y S, LI Z G, et al. Airborne LiDAR point

北航学报 赠阅

cloud road extraction based on intensity information clustering [J]. Journal of Bulletin of Surveying and Mapping, 2011(9): 15-17(in Chinese).

[8] KONG D, XU L J, LI X L, et al. K-plane-based classification of airborne LiDAR data for accurate building roof measurement [J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2014, 63(5): 1200-1214.

[9] DÍAZ-VILARIÑO L, GONZÁLEZ-JORGE H, BUENO M, et al. Automatic classification of urban pavements using mobile LiDAR data and roughness descriptors [J]. Construction and Building Materials, 2015, 102(1): 208-215.

[10] KASHANI A G, GRAETTINGER A J. Cluster-based roof covering damage detection in ground-based LiDAR data[J]. Automation in Construction, 2015, 58: 19-27.

[11] CHEN J, ZHU H, LI X. Automatic extraction of discontinuity orientation from rock mass surface 3D point cloud[J]. Computers & Geosciences, 2016, 95: 18-31.

[12] CHUYEN N, MICHAEL S, PHILIPPE T, et al. Unsupervised clustering method for complexity reduction of terrestrial LiDAR data in marshes[J]. Remote Sensing, 2018, 10(1): 133-154.

[13] RENATO C D S, MAURICIO G, VILMA M T. Classification of LiDAR data over building roofs using k means and principal component analysis [J]. Boletim de Ciênccas Geodésicas, 2018, 24(1): 69-84.

[14] NIMA E, CRAIG G, CARLOS F D J. Classification of airborne multispectral LiDAR point clouds for land cover mapping[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2018, 11(6): 2068-2078.

[15] LI X, LIANG Y, XU L. Bidirectional reflectance distribution function based surface modeling of non-Lambertian using intensity data of light detection and ranging[J]. Journal of the Optical Society of America A, 2014, 31(9): 2055.

作者简介:

夏显召　男,博士研究生。主要研究方向:多传感器信号处理和融合算法。

朱世贤　男,硕士研究生。主要研究方向:激光雷达数据采集和处理。

周意遥　男,硕士研究生。主要研究方向:激光雷达点云数据处理。

叶茂　男,博士,讲师。主要研究方向:混合信号集成电路和传感器接口电路。

赵毅强　男,博士,教授。主要研究方向:混合信号集成电路、安全芯片、光电成像系统和传感器系统。

LiDAR *K*-means clustering algorithm based on threshold

XIA Xianzhao, ZHU Shixian, ZHOU Yiyao, YE Mao, ZHAO Yiqiang*

(School of Microelectronics, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: For this question of low clustering accuracy problem in LiDAR full-waveform echo data with different targets at the same distance, a threshold-based *K*-means clustering algorithm was proposed based on the analysis of *K*-means clustering algorithm. Firstly, The distance information was calibrated using the intensity information, and the intensity information was used as a feature to distinguish different targets at the same distance by clustering. Secondly, the threshold was used to define the minimum distance between clustering centers to improve the clustering accuracy. Finally, the scanning verification platform was built for translation and rotation imaging to verify the effectiveness of the algorithm. The clustering experiments of different color targets and simulated road echo data show that the clustering accuracy rate of threshold-based *K*-means clustering algorithm is above 90% under different thresholds, and increases more than 10% compared with the threshold-free *K*-means clustering algorithm, which can effectively perform target clustering and simulation road extraction.

Keywords: LiDAR; full waveform; threshold; *K*-means algorithm; classification accuracy

Received: 2019-03-19; **Accepted**: 2019-07-05; **Published online**: 2019-07-18 14:01

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190718.0919.002.html

Foundation item: Science and Technology Project of Tianjin (18ZXZNGX00230)

* **Corresponding author**. E-mail: yq_zhao@tju.edu.cn

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0133

频率分集阵列负型模糊函数特性仿真

全下文载

王博[1], 谢军伟[1,*], 张晶[2], 孙渤森[3]

(1. 空军工程大学 防空反导学院, 西安 710051; 2. 陕西交通职业技术学院, 西安 710018;
3. 西安财经大学 信息学院, 西安 710100)

摘 要: 现有研究主要是关于频率分集阵列(FDA)基于阵元发射窄带条件下单载频信号的假设而展开的,缺乏对线性调频(LFM)信号是否适用于FDA问题的研究。考虑到基于模糊函数的优化是雷达波形设计的重要手段,在建立FDA数据模型的基础上,建立线阵发射、单天线接收模型下的FDA负型模糊函数,系统分析其主要特性。在此基础上,仿真分析了基于矩形脉冲、线性调频信号以及采用不同非线性频控函数的FDA负型模糊函数特性,对比了采用不同非线性频控函数的FDA的目标距离-角度二维联合估计性能。仿真结果在验证FDA模糊函数建立正确性的同时,得出采用正弦频控函数的FDA性能最优的结论。从而为基于模糊函数的复杂信号FDA波形设计以及基于FDA方向图解耦技术的发射波形设计奠定了重要基础。

关 键 词: 频率分集阵列(FDA); 模糊函数; 非线性频偏; 矩形脉冲信号; 线性调频信号
中图分类号: TN973.21
文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2020)01-0122-11

与频率扫描雷达不同,相控阵(Phased Array, PA)雷达可通过插入移相器在阵元间引入固定相位差,从而实现主波束指向可控的电扫描。但PA雷达的波束指向只具有角度相关性而不具有距离相关性,这使其在距离相关干扰抑制中存在性能上的不足。2006年,频率分集阵列(Frequency Diverse Array, FDA)作为一种距离-角度二维相关波束形成技术,由Antonik等[1]在雷达会议上首次提出。通过在阵元间引入一个固定的频偏增量Δf,FDA在无需移相器的同时可以实现具有更高自由度的时间-距离-角度三维相关波束指向。文献[2-4]系统综述了目前FDA领域研究的主要进展以及亟待解决的关键技术问题。近年来,关于FDA的研究,大多是基于阵元发射窄带条件下简单脉冲假设而展开的,缺乏对于FDA波形设计的相关研究[5-10],而基于模糊函数的优化是雷达波形设计的重要手段[11-15]。因此,本文重点对FDA的负型模糊函数特性展开分析,为后续基于模糊函数的雷达发射波形设计及参数选择等一系列研究奠定基础。

1 数据模型

一维均匀线性FDA(Uniform Linear Array FDA, ULA-FDA)的基本结构如图1所示[1]。

设载波频率为f_0,则阵元n的辐射信号频率为

$$f_n = f_0 + \Delta f_n = f_0 + n\Delta f \qquad n = 0,1,\cdots,N-1 \tag{1}$$

设阵元n的发射信号为

$$s_t(t) = \sqrt{N} w_n^* u(t) \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_n t} \qquad n = 0,1,\cdots,N-1 \tag{2}$$

收稿日期: 2019-03-27; **录用日期**: 2019-08-12; **网络出版时间**: 2019-08-20 13:15
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190820.1109.002.html
基金项目: 国家自然科学基金(61503408)
* **通信作者**. E-mail: xjw_xjw_123@163.com

引用格式: 王博, 谢军伟, 张晶, 等. 频率分集阵列负型模糊函数特性仿真[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(1): 122-132.
WANG B, XIE J W, ZHANG J, et al. Negative ambiguity function characteristics simulation of FDA [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(1): 122-132 (in Chinese).

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

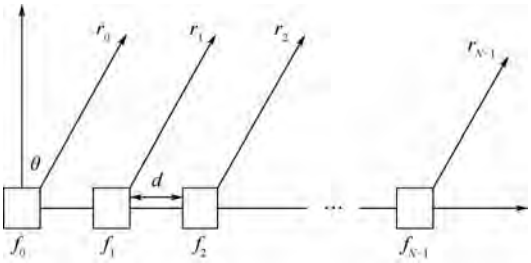


图 1　ULA-FDA 阵列基本结构

Fig. 1　Basic configuration of ULA-FDA

式中:N 为阵元总数;w_n^* 为发射端信号加权的共轭;$u(t)$为发射端雷达波形。则阵元 n 发射的信号到达远场观测点(R,θ)的信号表达式 $s_t(t)$为

$$s_t(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s_t\left(t-\frac{r_n}{c}\right) = \sqrt{N}\sum_{n=0}^{N-1} w_n^* u\left(t-\frac{r_n}{c}\right)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_n\left(t-\frac{r_n}{c}\right)} \approx \sqrt{N}\sum_{n=0}^{N-1} w_n^* u\left(t-\frac{R}{c}\right)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_n\left(t-\frac{R}{c}+\frac{nd\sin\theta}{c}\right)} \tag{3}$$

其中:$r_n = R - nd\sin\theta$ 为第 n 个阵元到目标点的距离,R 为参考阵元到目标点的距离,d 为阵元间距;c 为光速。

窄带条件下,式(2)可简化为

$$s_t(t) = \exp(\mathrm{j}2\pi f_n t) \quad n = 0,1,\cdots,N-1 \tag{4}$$

因而,式(3)可改写为

$$s_t(t) = \exp\left[\mathrm{j}2\pi f_n\left(t-\frac{r_n}{c}\right)\right] \tag{5}$$

一般地,阵元 n 与阵元 $n-1$ 发射的信号传播到远场点观测点(R,θ)时所形成的相位差为

$$\Delta\psi = 2\pi f_n\left(t-\frac{r_n}{c}\right) - 2\pi f_{n-1}\left(t-\frac{r_{n-1}}{c}\right) = \frac{2\pi f_0 d\sin\theta}{c} + 2\pi\Delta f t - \frac{2\pi\Delta f R}{c} + \frac{2\pi(2n-1)\Delta f d\sin\theta}{c} \tag{6}$$

当 $\Delta f = 0$ 时,$\Delta\psi = (2\pi f_0 d\sin\theta)/c$,FDA 退化为 PA。式(6)中的第 1 项表示阵元信号在观测点处的相位差,这是由阵元间传播距离差引起的;第 2 项表明 $\Delta\psi$ 是时间的函数,针对 FDA 方向图特性研究的文献中多取 $t = 0$ s,以研究静止状态下的阵列特性;第 3 项表明 $\Delta\psi$ 与距离 R 及频偏 Δf 相关,这一项是 FDA 辐射方向图具有距离相关性的基础;由于 $f_0 \gg N \cdot \Delta f$,第 4 项在运算中经常可以忽略。综上所述,式(6)可简化为

$$\Delta\psi \approx 2\pi\Delta f t + \frac{2\pi f_0 d\sin\theta}{c} - \frac{2\pi\Delta f R}{c} = \Delta\psi_1 + \Delta\psi_2 \tag{7}$$

式中:$\Delta\psi_1 = 2\pi\Delta f t$ 为两相邻阵元初始信号因脉宽产生的时变相位差,$\Delta\psi_2 = 2\pi(f_0 d\sin\theta - \Delta f R)/c$ 为电磁波传播过程中由于频差及波程差造成的相位差,该相位差与距离、角度呈线性关系。图 2 为目标位于(50 km,30°),$t = 0$ s 时 PA 和 FDA 的发射方向图。由图可知,在某一固定时刻,与 PA 波束指向只与角度相关不同,FDA 波束图是距离-角度的函数。这一特性在雷达目标的距离-角度联合估计、射频隐身以及干扰抗干扰等领域都有广阔的应用前景。但 FDA 的波束图存在多值性问题,这是由于 FDA 阵元间的均匀线性频偏增量 Δf 与阵元间距 d 的线性递增同步导致的距离-角度耦合所引起的。

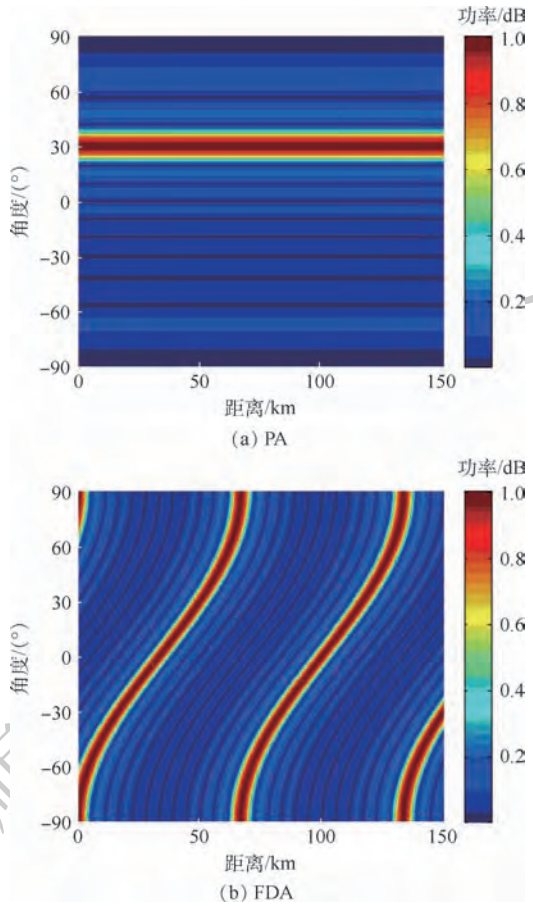


图 2　PA 和 FDA 发射方向图

Fig. 2　Transmit beampattern of PA and FDA

2　FDA 负型模糊函数分析

模糊函数在分析 FDA 雷达距离和多普勒分辨力、旁瓣性能、方向图距离-角度耦合特性以及噪声抑制性能等方面有着重要作用,鉴于现有文献中较少有针对 FDA 模糊函数的系统分析,本文基于 FDA 线阵发射、单天线接收模型假设对 FDA 的负型模糊函数展开分析。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

2.1 FDA 负型模糊函数推导

模糊函数是一个与时延和多普勒频移相关的二维函数,根据定义的不同可分为直观模糊函数与负型模糊函数。基于差平方积分原则,从分辨 2 个延迟差为 τ、频差为 ξ 的目标的距离-速度二维分辨力出发可得直观模糊函数[16]:

$$\chi(\tau,\xi) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)u^*(t+\tau)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\xi t}\mathrm{d}t \tag{8}$$

式中:"$*$"表示共轭转置。

其频域表示为

$$\chi(\tau,\xi) = \int_{-\infty}^{\infty} U(f)U^*(f-\xi)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f\tau}\mathrm{d}f \tag{9}$$

式中:$U(f)$为信号频谱。当信号具有多普勒频移时,其复包络为 $u(t)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\xi t}$,此时信号经匹配滤波器输出的时域卷积即为负型模糊函数[16]:

$$\chi(\tau,\xi) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)u^*(t-\tau)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\xi t}\mathrm{d}t \tag{10}$$

其频域表示为

$$\chi(\tau,\xi) = \int_{-\infty}^{\infty} U(f)U^*(f-\xi)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f\tau}\mathrm{d}f \tag{11}$$

本文假设发射端为 N 阵元的 ULA-FDA,接收端为单天线,研究 FDA 负型模糊函数的相关特性。式(3)所示的发射信号经远场目标点(R,θ)二次反射后到达接收天线的信号形式为

$$y(t,\xi) = s_{\mathrm{t}}\left(t-\frac{r_n}{c}\right)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\xi\left(t-\frac{r_n}{c}\right)} \tag{12}$$

式中:ξ 为回波信号与发射信号间的多普勒频差。由单天线接收模型假设可知 $r_n \approx R$,接收端的信号可表示为

$$y(t,\xi,R,\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} y_n(t,\xi,R,\theta) = \sqrt{N}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\frac{\xi R}{c}}\sum_{n=0}^{N-1} w_n^* u\left(t-\frac{2R}{c}\right)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_n\left(t-\frac{2R}{c}+\frac{nd\sin\theta}{c}\right)}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\xi t} \tag{13}$$

式中:阵元 n 的接收信号 $y_n(t,\xi,R,\theta)$ 经乘子 $\exp(-\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{n}}t)$ 解调后可得

$$y_n(t,\xi,R,\theta) = \sqrt{N}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\frac{\xi R+2f_0R}{c}}w_n^* u\left(t-\frac{2R}{c}\right)\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_n\left(t-\frac{2R}{c}+\frac{nd\sin\theta}{c}\right)}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\xi t} \approx \sqrt{N}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\frac{\xi R+2f_0R}{c}}w_n^*\cdot u\left(t-\frac{2R}{c}\right)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\Delta f_n}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_0\frac{nd\sin\theta}{c}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\xi t} \tag{14}$$

类似地,将 N 个接收信号经解调后分别输入匹配滤波器,再将其匹配滤波的输出叠加可得

$$\sum_{n=0}^{N-1}\int_{-\infty}^{\infty} y_n(t,\xi,R,\theta)y_n^*(t',\xi',R',\theta')\mathrm{d}t = N\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\frac{\xi R+2f_0R}{c}}\sum_{n=0}^{N-1}|w_n^*|^2\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\Delta f_n\frac{2(R-R')}{c}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_0\frac{nd(\sin\theta-\sin\theta')}{c}}\cdot \int_{-\infty}^{\infty} u\left(t-\frac{2R}{c}\right)u^*\left(t-\frac{2R'}{c}\right)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(\xi-\xi')t}\mathrm{d}t \tag{15}$$

取权矢量 w_n^* 为全 1 矢量,定义 FDA 的负型模糊函数为

$$\chi(\xi,R,\theta,\xi',R',\theta') = \sum_{n=0}^{N-1}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\Delta f_n\frac{2(R-R')}{c}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_0\frac{nd(\sin\theta-\sin\theta')}{c}}\chi_{uu} \tag{16}$$

式中:χ_{uu}为 FDA 阵元发射波形的模糊函数,即

$$\chi_{uu} = \int_{-\infty}^{\infty} u\left(t-\frac{2R}{c}\right)u^*\left(t-\frac{2R'}{c}\right)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(\xi-\xi')t}\mathrm{d}t \tag{17}$$

令 $t'=t-2R/c$, $\Delta\xi=\xi-\xi'$, $\Delta R=R-R'$, $\Delta\theta=\sin\theta-\sin\theta'$,式(16)改写为

$$\chi(\Delta\xi,\Delta R,\Delta\theta) = \sum_{n=0}^{N-1}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\Delta f_n\frac{2\Delta R}{c}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_0\frac{nd\Delta\theta}{c}}\cdot \int_{-\infty}^{\infty} u(t')u^*\left(t'+\frac{2\Delta R}{c}\right)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\Delta\xi\left(t'+\frac{2R}{c}\right)}\mathrm{d}t' \tag{18}$$

定义 $\Delta\tau=2\Delta R/c$,将式(18)改写为

$$\chi(\Delta\xi,\Delta\tau,\Delta\theta) = \sum_{n=0}^{N-1}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\Delta f_n\Delta\tau}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_0\frac{nd\Delta\theta}{c}}\cdot \int_{-\infty}^{\infty} u(t')u^*(t'+\Delta\tau)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\Delta\xi t'}\mathrm{d}t' \tag{19}$$

式(19)即为 FDA 负型模糊函数。

2.2 FDA 模糊函数性质

对式(19)表示的 FDA 负型模糊函数性质展开分析,假设 $\Delta f_n\neq 0$ 且波形能量为单位 1[16]。

性质 1 原点有极大值。

$$\chi_{\mathrm{FDA}}(0,0,0) = N \tag{20}$$

证明 由式(19)可知:

$$\chi_{\mathrm{FDA}}(0,0,0) = \sum_{n=0}^{N-1}1\cdot\int_{-\infty}^{\infty}u(t)u^*(t)\mathrm{d}t = N \tag{21}$$

证毕

性质 2 模糊函数有上下界。

当 d/λ 取值不为整数时有:

$$\frac{\lfloor d/\lambda\rfloor}{d/\lambda}N \leqslant \iiint|\chi_{\mathrm{FDA}}(\Delta\tau,\Delta\xi,\Delta\theta)|^2\mathrm{d}\Delta\tau\mathrm{d}\Delta\xi\mathrm{d}\Delta\theta \leqslant \frac{\lceil d/\lambda\rceil}{d/\lambda}N \tag{22}$$

特别地,当 d/λ 取值为整数,则有

$$\iiint|\chi_{\mathrm{FDA}}(\Delta\tau,\Delta\xi,\Delta\theta)|^2\mathrm{d}\Delta\tau\mathrm{d}\Delta\xi\mathrm{d}\Delta\theta = N \tag{23}$$

证明

$$\iiint|\chi_{\mathrm{FDA}}(\Delta\tau,\Delta\xi,\Delta\theta)|^2\mathrm{d}\Delta\tau\mathrm{d}\Delta\xi\mathrm{d}\Delta\theta = \iiint\chi_{\mathrm{FDA}}(\Delta\tau,\Delta\xi,\Delta\theta)\chi_{\mathrm{FDA}}^*(\Delta\tau,\Delta\xi,\Delta\theta)\mathrm{d}\Delta\tau\mathrm{d}\Delta\xi\mathrm{d}\Delta\theta = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_0^1\left\{\left[\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{n=0}^{N-1}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\Delta f_n\Delta\tau}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_0\frac{(n+m)d\Delta\theta}{c}}\cdot \int_{-\infty}^{\infty}u(t)u^*(t+\Delta\tau)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\Delta\xi(t+\Delta\tau)}\mathrm{d}t\right]\cdot$$

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

$$\left[\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{k=0}^{N-1}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\Delta f_k\Delta\tau}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_0\frac{(k+m)\mathrm{d}\Delta\theta}{c}}\cdot\int_{-\infty}^{\infty}u(t')u^*(t'+\Delta\tau)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\Delta\xi(t'+\Delta\tau)}\mathrm{d}t'\right]^*\Bigg\}\mathrm{d}\Delta\tau\mathrm{d}\Delta\xi\mathrm{d}\Delta\theta=$$

$$\int_{-\infty}^{\infty}\left\{\sum_{k=0}^{M-1}\sum_{l=0}^{N-1}\left[\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{n=0}^{N-1}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(\Delta f_n-\Delta f_k)\Delta\tau}\int_0^1\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_0\frac{(n-k)\mathrm{d}\Delta\theta}{c}}\mathrm{d}\Delta\theta\right]\cdot\right.$$

$$\int_{-\infty}^{\infty}\left[\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}u(t)u^*(t+\Delta\tau)u(t')u^*(t'+\Delta\tau)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\Delta\xi(t-t')}\mathrm{d}t\mathrm{d}t'\right]\mathrm{d}\Delta\xi\Bigg\}\mathrm{d}\Delta\tau=\frac{\lambda}{d}\int_{-\infty}^{\infty}\left\{\sum_{k=0}^{M-1}\sum_{l=0}^{N-1}\right.$$

$$\left[\sum_{k=0}^{N-1}\sum_{n=0}^{N-1}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(\Delta f_n-\Delta f_k)\Delta\tau}\int_0^{d/\lambda}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(n-k)\mathrm{d}\Delta\theta}\mathrm{d}\Delta\theta\right]\cdot$$

$$\int_{-\infty}^{\infty}\left[\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}u(t)u^*(t+\Delta\tau)u(t')u^*(t'+\Delta\tau)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\Delta v(t-t')}\mathrm{d}t\mathrm{d}t'\right]\mathrm{d}\Delta\xi\Bigg\}\mathrm{d}\Delta\tau=N\tag{24}$$

证毕

模糊函数的下界为

$$\frac{\lfloor d/\lambda\rfloor}{d/\lambda}N\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\left[u(t)u^*(t+\Delta\tau)u(t')\cdot u^*(t'+\Delta\tau)\int_{-\infty}^{\infty}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\Delta\xi(t-t')}\mathrm{d}\Delta\xi\right]\mathrm{d}t\mathrm{d}t'\mathrm{d}\Delta\tau=$$

$$\frac{\lfloor d/\lambda\rfloor}{d/\lambda}N\int_{-\infty}^{\infty}|u(t)|^2\int_{-\infty}^{\infty}|u(t+\Delta\tau)|^2\mathrm{d}t\mathrm{d}\Delta\tau=\frac{\lfloor d/\lambda\rfloor}{d/\lambda}N\tag{25}$$

模糊函数的上界为

$$\frac{\lceil d/\lambda\rceil}{d/\lambda}N^2\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\left[u(t)u^*(t+\Delta\tau)u(t')\cdot u^*(t'+\Delta\tau)\int_{-\infty}^{\infty}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\Delta\xi(t-t')}\mathrm{d}\Delta\xi\right]\mathrm{d}t\mathrm{d}t'\mathrm{d}\Delta\tau=$$

$$\frac{\lceil d/\lambda\rceil}{d/\lambda}N\int_{-\infty}^{\infty}|u(t)|^2\int_{-\infty}^{\infty}|u(t+\Delta\tau)|^2\mathrm{d}t\mathrm{d}\Delta\tau=\frac{\lceil d/\lambda\rceil}{d/\lambda}N\tag{26}$$

当 d/λ 为整数时,有

$$\frac{\lfloor d/\lambda\rfloor}{d/\lambda}N=\frac{\lceil d/\lambda\rceil}{d/\lambda}N=N\tag{27}$$

性质 3　原点对称性。

$$\chi(-\Delta\tau,-\Delta\xi,-\Delta\theta)=\chi^*(\Delta\tau,\Delta\xi,\Delta\theta)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\Delta\xi\Delta\tau}\tag{28}$$

证明过程如式(29)所示。

$$\chi_{\mathrm{FDA}}(-\Delta\tau,-\Delta\xi,-\Delta\theta)=\sum_{n=0}^{N-1}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\Delta f_n\Delta\tau}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_0\frac{(n+m)\mathrm{d}\Delta\theta}{c}}\cdot\int_{-\infty}^{\infty}u(t)u^*(t-\Delta\tau)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\Delta\xi t}\mathrm{d}t=$$

$$\sum_{n=0}^{N-1}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\Delta f_n\Delta\tau}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_0\frac{n\mathrm{d}\Delta\theta}{c}}\cdot\int_{-\infty}^{\infty}u(t'+\Delta\tau)u^*(t')\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\Delta\xi(t'+\Delta\tau)}\mathrm{d}t'=$$

$$\left(\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{n=0}^{N-1}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\Delta f_n\Delta\tau}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_0\frac{(n+m)\mathrm{d}\Delta\xi}{c}}\cdot\int_{-\infty}^{\infty}u(t')u^*(t'+\Delta\tau)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\Delta\xi t'}\mathrm{d}t'\right)^*\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\Delta\xi\Delta\tau}=$$

$$\chi_{\mathrm{FDA}}^*(\Delta\tau,\Delta\xi,\Delta f_s)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\Delta\xi\Delta\tau}\tag{29}$$

上述性质中,性质 1 表明模糊函数在{(0,0,0)}的区域是一个独立于发射波形及频偏的常数。性质 2 表明了 FDA 雷达模糊图函数取值的上下界与 d/λ 的关系。性质 3 给出了 FDA 模糊函数关于原点的对称性质。

3　目标距离-角度二维联合估计

基于非线性频偏及数字波束形成技术的方向图解耦是实现距离相关性干扰抑制以及目标距离-角度二维联合估计的前提。假设有 L 个目标,经匹配滤波得到的阵列接收信号可表示为

$$\boldsymbol{x}(\theta,r,\tau)=\sum_{l=1}^{L}\boldsymbol{\alpha}_l(\theta,r,\tau)\boldsymbol{w}_u^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\theta,r,\tau)+\boldsymbol{n}(\theta,r,\tau)\tag{30}$$

式中:$\boldsymbol{\alpha}_l$ 为目标反射系数;$\boldsymbol{n}$ 为高斯白噪声;$\boldsymbol{a}$ 为导向矢量;$\boldsymbol{w}_u=\boldsymbol{a}$ 为接收权矢量。当目标位置确定时,时延 τ 可通过目标角度 θ 及斜距 r 确定,式(30)可进一步表示为

$$\boldsymbol{x}(\theta,r)=\sum_{l=1}^{L}\boldsymbol{\alpha}_l(\theta,r)\boldsymbol{w}_u^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\theta,r)+\boldsymbol{n}(\theta,r)\tag{31}$$

式中:

$$\boldsymbol{a}(\theta,r)=[1\quad\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_1}\quad\cdots\quad\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_n}\quad\cdots\quad\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_{N-1}}]\tag{32}$$

$$\phi_n=2\pi\left(f_0\frac{nd\sin\theta}{c}-\frac{\Delta f_n r}{c}+\frac{n\Delta f_n d\sin\theta}{c}\right)\tag{33}$$

计算接收信号协方差矩阵:

$$\boldsymbol{R}_x=E\{\boldsymbol{x}(\theta,r)\boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}(\theta,r)\}=\boldsymbol{U}\boldsymbol{E}\{\boldsymbol{\alpha}\boldsymbol{\alpha}^{\mathrm{H}}\}\boldsymbol{U}^{\mathrm{H}}+\sigma_n^2\boldsymbol{I}\tag{34}$$

式中:σ_n^2 为噪声均方差;$\boldsymbol{I}$ 为单位阵。

$$\boldsymbol{U}[\boldsymbol{a}(\theta_1,r_1)\quad\boldsymbol{a}(\theta_2,r_2)\quad\cdots\quad\boldsymbol{a}(\theta_L,r_L)]\tag{35}$$

之后对协方差矩阵进行特征值分解并按照特征值大小的顺序排列,将与信号个数相等的 n 个特征值对应的特征向量视为信号子空间,其余特征向量看作噪声子空间,最后根据式(36)计算谱函数峰值[17-18]:

$$P(\theta,r)=\frac{1}{\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta,t)\boldsymbol{U}\boldsymbol{U}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\theta,t)}\tag{36}$$

4　仿真分析

为验证本文分析的正确性,对采用几种典型发射信号形式以及采用不同非线性频偏增量的

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

FDA 负型模糊函数展开仿真分析。考虑 ULA-FDA 发射,单天线接收模型,假设发射阵列为一个 16 阵元的 ULA-FDA,阵元间距 $d=c/(2f_0)$,载频为 $f_0=1$ GHz,阵元间频偏为 $\Delta f=4.5$ kHz,脉冲宽度为 $T_p=0.1$ ms。

仿真 1 矩形脉冲信号的 FDA 负型模糊函数。

对包络为矩形的固定载频信号,取脉冲幅度为 $1/\sqrt{T_p}$:

$$u_1(t)=\begin{cases}\dfrac{1}{\sqrt{T_p}} & t\in[0,T_p]\\ 0 & \text{其他}\end{cases} \tag{37}$$

令式(19)中 $\Delta\theta=0$,则矩形脉冲的负型模糊函数为

$$|\chi(\xi,\tau)|=\begin{cases}\displaystyle\sum_{n=0}^{N-1}e^{-j2\pi\Delta f_n\tau}\frac{\sin(\pi\xi(T_p-|\tau|))}{\pi\xi(T_p-|\tau|)}\cdot\frac{T_p-|\tau|}{T_p} & |\tau|\leqslant T_p\\ 0 & |\tau|>T_p\end{cases} \tag{38}$$

图 3 为矩形脉冲 FDA 的负型模糊图。当 $\xi=0$ 时,式(38)改写为 $\displaystyle\sum_{n=0}^{N-1}e^{-j2\pi\Delta f_n\tau}\frac{T_p-|\tau|}{T_p}$,如图 4 所示,相当于用 $\xi=0$ 且过原点与 ξ 轴正交的平面截模糊图所得的交迹。与 PA 的三角形曲线不同,图 5 所示为 sinc 函数形式。当 $\tau=0$ 时,式(38)改写为 $N\dfrac{\sin(\pi\xi T_p)}{\pi\xi T_p}$,如图 5 所示,相当于用 $\tau=0$ 且过原点与 τ 轴正交的平面截模糊图所得的交迹。图 6 为矩形脉冲 FDA 负型模糊函数的二维等高图,可以用于分析信号的分辨力、混淆情况以及抗干扰状态。图 6 近似为椭圆,其形状由脉冲宽度 T_p 决定:宽脉冲时,椭圆长轴和 τ 轴一致;窄脉冲时,椭圆长轴和 ξ 轴一致,原点附近不能沿 τ 轴和 ξ 轴缩短到任意程度。

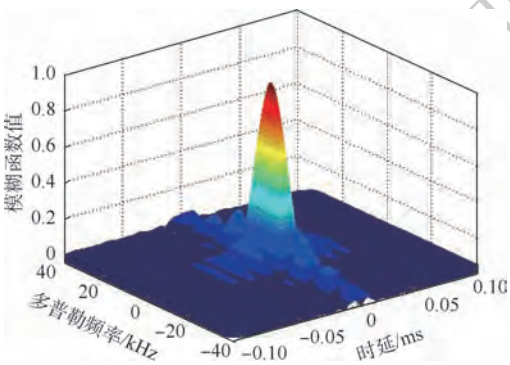


图 3 矩形脉冲 FDA 模糊图

Fig. 3 Rectangular pulse FDA ambiguity chart

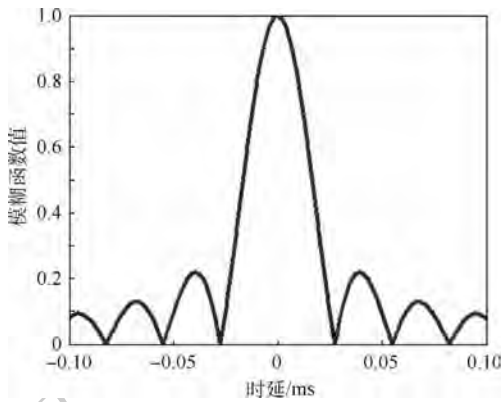


图 4 $\xi=0$ 的矩形脉冲 FDA 模糊图

Fig. 4 Rectangular pulse FDA ambiguity chart with $\xi=0$

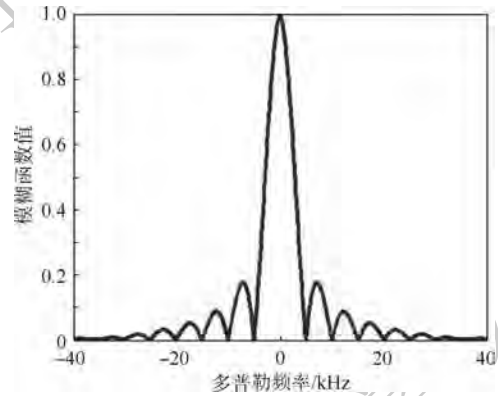


图 5 $\tau=0$ 的矩形脉冲 FDA 模糊图

Fig. 5 Rectangular pulse FDA ambiguity chart with $\tau=0$

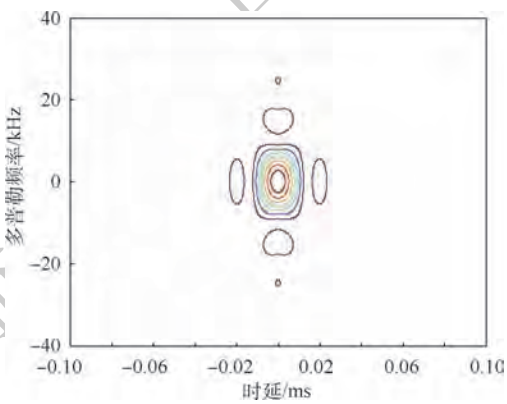


图 6 矩形脉冲 FDA 负型模糊函数等高图

Fig. 6 Contour map of rectangular pulse FDA negative ambiguity

仿真 2 正调频线性调频(Linear Frequency Modulation,LFM)信号的 FDA 负型模糊函数。

取正调频 LFM 信号表示为

$$u_2(t)=\begin{cases}\dfrac{1}{\sqrt{T_p}}e^{-j\mu t^2} & t\in[0,T_p]\\ 0 & \text{其他}\end{cases} \tag{39}$$

令式(19)中 $\Delta\theta=0$,则正调频 LFM 信号的负型模糊函数为

北航学报 赠阅

$$u_2(t)=\begin{cases}\sum_{n=0}^{N-1}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\Delta f_n\tau}\dfrac{\sin(\pi T_\mathrm{p}(\mu|\tau|+\xi))}{\pi T_\mathrm{p}(\mu|\tau|+\xi)}\cdot\dfrac{T_\mathrm{p}-|\tau|}{T_\mathrm{p}} & |\tau|\leqslant T_\mathrm{p}\\ 0 & |\tau|>T_\mathrm{p}\end{cases}\tag{40}$$

减小简单脉冲的脉宽 τ 可以显著提高雷达的距离分辨力,但同时不可避免地会降低平均发射功率。LFM 脉冲压缩波形能够实现能量和分辨力的解耦,得到大时宽带宽积。由于 FDA 频偏增量 Δf 千赫兹量级的取值对式(40)中乘子 $\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\Delta f_n\tau}$ 的影响,本例中选择扫描带宽 $B=10$ MHz,时宽 $\tau=1$ μs 的 LFM 信号。

图 7 为矩形脉冲 FDA 的负型模糊图。当 $\xi=0$ 时,式(37)改写为 $\sum_{n=0}^{N-1}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\Delta f_n\tau}\dfrac{\sin(\pi T_\mathrm{p}\mu|\tau|)}{\pi T_\mathrm{p}\mu|\tau|}\cdot\dfrac{T_\mathrm{p}-|\tau|}{T_\mathrm{p}}$,如图 8 所示,等效于用 $\xi=0$ 且过原点与 ξ 轴正交的平面截模糊图所得的交迹。当 $\tau=0$ 时,式(40)改写为 $N\dfrac{\sin(\pi T_\mathrm{p}\xi)}{\pi T_\mathrm{p}\xi}$,如图 9 所示,相当于用 $\tau=0$ 且过原点与 τ 轴正交的平面截模糊图所得的交迹。图 10 为线性调频 FDA 负型模糊函数的二维等高图,可以用于分析信号的分辨力及混淆情况。图 10 近似为一个倾斜的椭圆,其形状由带宽 $B=\dfrac{\mu T_\mathrm{p}}{2\pi}$ 和时宽 T_p 决定。波形的大瞬时带宽需要模数转换器具有较高的采样效率,实际应用中通过去斜处理实现。

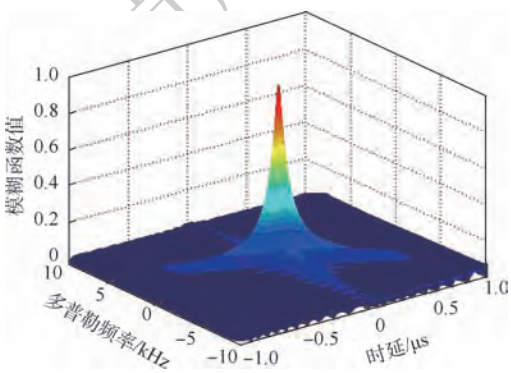


图 7　LFM 信号 FDA 模糊图

Fig. 7　LFM signal FDA ambiguity chart

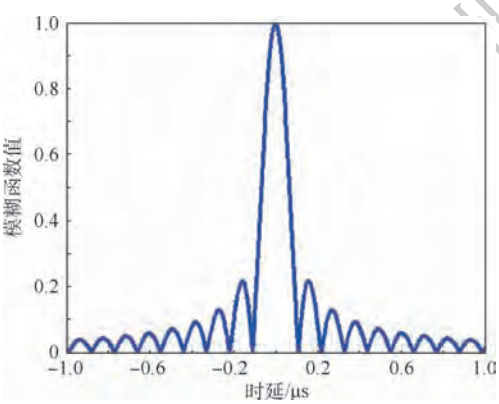


图 8　$\xi=0$ 的 LFM 信号 FDA 模糊图

Fig. 8　LFM signal FDA ambiguity chart with $\xi=0$

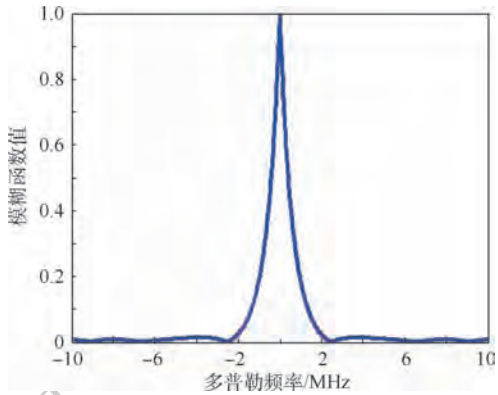


图 9　$\tau=0$ 的 LFM 信号 FDA 模糊图

Fig. 9　LFM signal FDA ambiguity chart with $\tau=0$

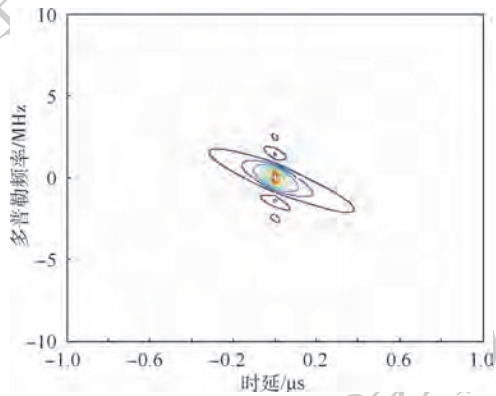


图 10　LFM 信号 FDA 负型模糊函数等高图

Fig. 10　Contour map of LFM signal FDA negative ambiguity

仿真 3　目标距离-角度二维联合估计。

本例仿真分析采用对数[19](log-FDA)、正弦函数(sin-FDA)、倒数 FDA 及立方函数(cubic-FDA)4 种不同的非线性频偏增量的 FDA 阵列的距离-角度二维联合估计效能,为后续进一步基于非线性频偏选择的相关研究奠定基础。假设信噪比(SNR)为 10 dB,阵元间距 $d=c/(4f_0)$,$f_0=5$ GHz,$\Delta f=2$ kHz,$t_0=0$ s。分别考虑($\theta_0=0°$,$r_0=5$ km)及($\theta_0=0°$,$r_0=500$ km)2 种目标位置的情况,根据式(36)计算谱函数,得到如图 11 和图 12 所示 4 种非线性频偏 FDA 的多重信号分类(MUSIC)谱。

基本 FDA 的 MUSIC 谱没有明显的峰值,无法实现对目标位置的精确定位。从图 11 和图 12 可以看出,当目标距离维数据较大时立方函数频偏方式实际上也存在角度维及距离维的周期性,存在多极值问题。图 11 和图 12 中 log-FDA 以及

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

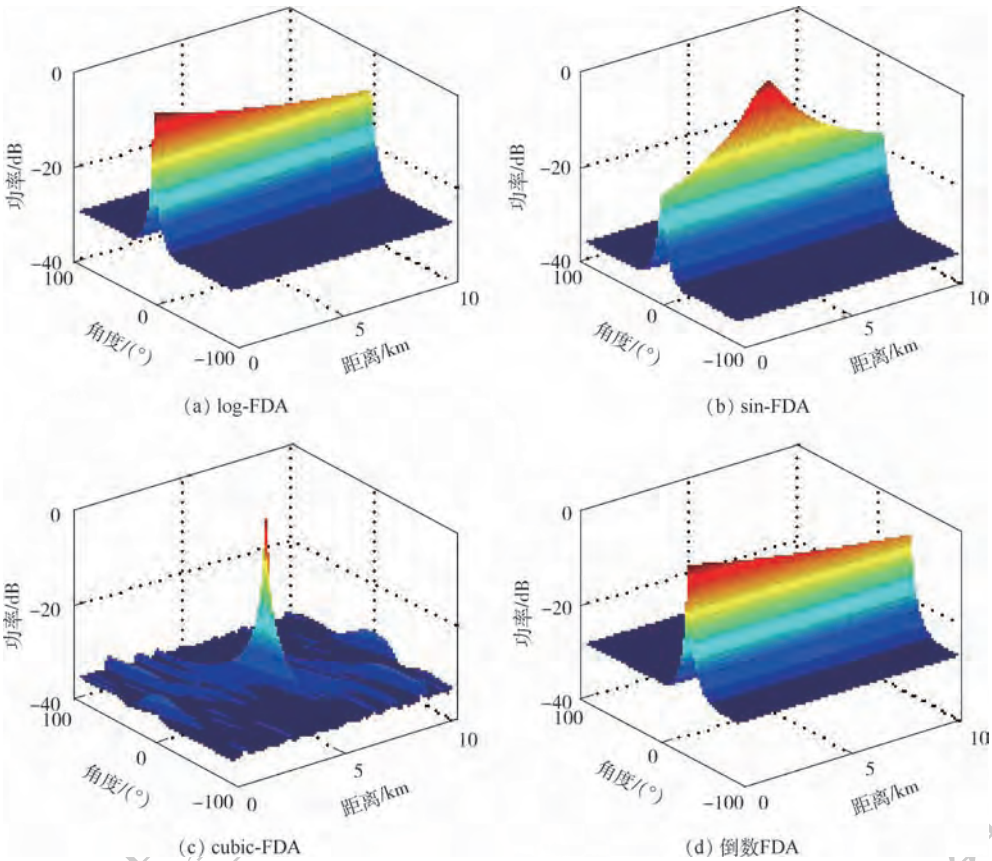


图 11 MUSIC 谱($\theta_0=0°, r_0=5$ km)

Fig. 11 MUSIC spectrum ($\theta_0=0°, r_0=5$ km)

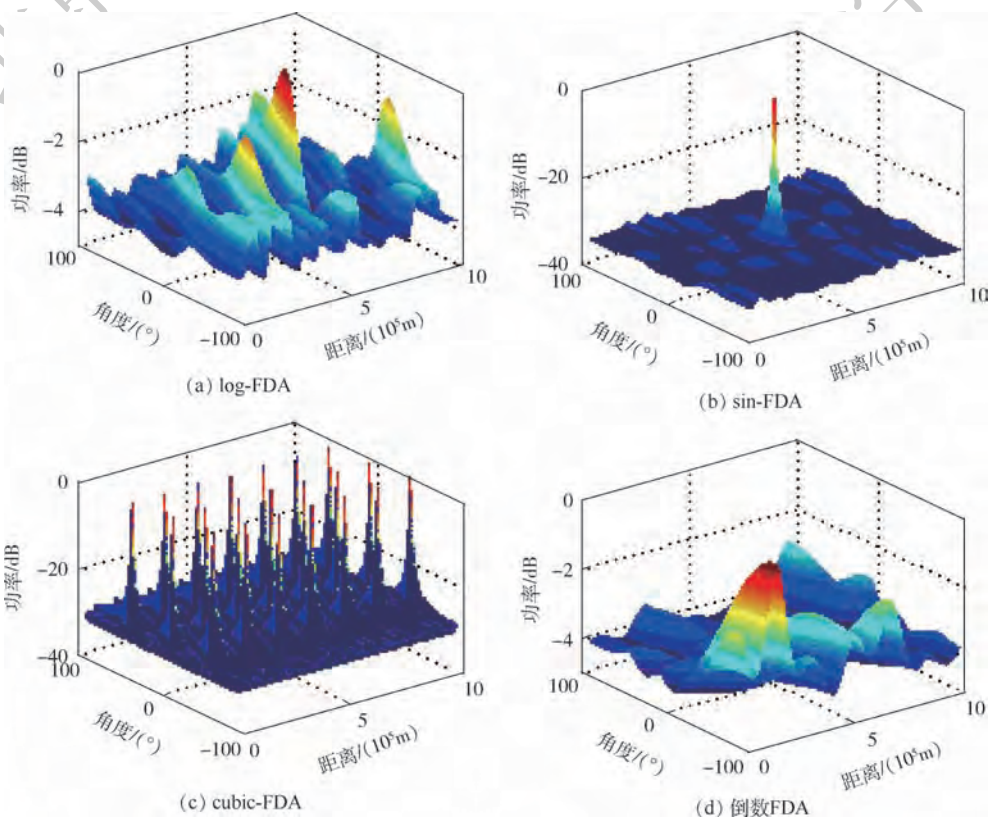


图 12 MUSIC 谱($\theta_0=0°, r_0=500$ km)

Fig. 12 MUSIC spectrum ($\theta_0=0°, r_0=500$ km)

北航学报 赠阅

倒数 FDA 的 MUSIC 谱函数未在期望位置处形成明显的极值,而 sin-FDA 的极值最为尖锐,且在 2 种数据情况下都能够满足目标定位的需求。

仿真 4　采用非线性频偏增量的 FDA 阵列模糊函数。

本例仿真分析采用对数、正弦函数、倒数、指数及立方函数 5 种非线性频控函数的 FDA 模糊图。图 13 ~ 图 17 分别为采用 5 种非线性频偏的模糊图,图 18 为 $\Delta f=0$ 时的传统 PA 模糊图。综合分析图 13 ~ 图 18 可知,采用立方及指数频控函数的 FDA 具有较好的模糊函数性能,其主瓣窄而尖锐,旁瓣幅度较小且较均匀的分布在主瓣以外的区域。而对数、倒数以及正弦函数频偏 FDA 的模糊图与传统 PA 模糊图差别不大,需要在后续的研究中结合适当的优化算法进一步优化。综合文献[20-21]与本例的结论可知,在有限数据维情况下,立方函数频偏增量 FDA 的性能最优。

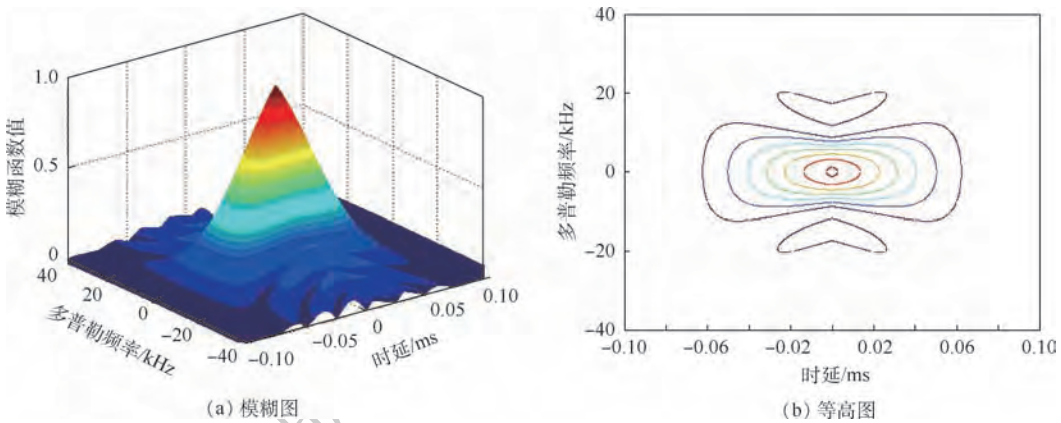


图 13　$\Delta f_n=\sin n\Delta f$ 的 FDA 矩形脉冲

Fig. 13　Rectangular pulse FDA under $\Delta f_n=\sin n\Delta f$

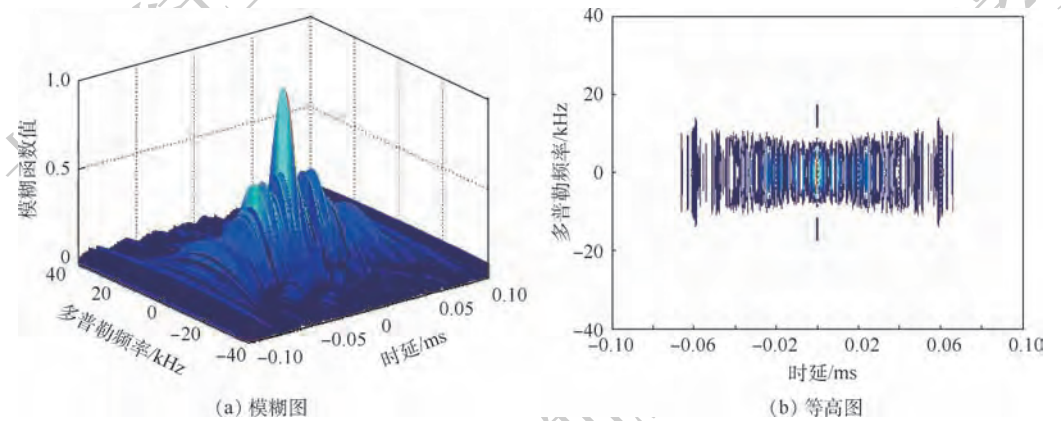


图 14　$\Delta f_n=n^3\Delta f$ 的 FDA 矩形脉冲

Fig14　Rectangular pulse FDA under $\Delta f_n=n^3\Delta f$

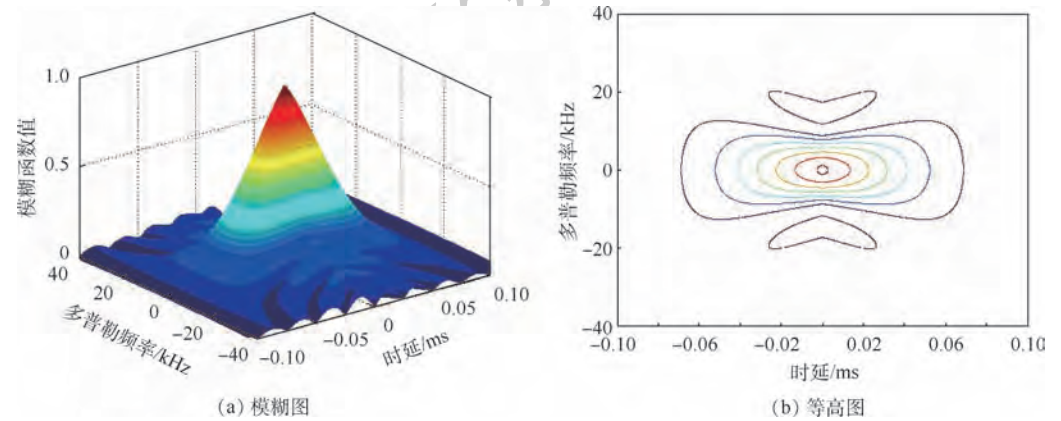


图 15　$\Delta f_n=\lg(n+1)\Delta f$ 的 FDA 矩形脉冲

Fig. 15　Rectangular pulse FDA under $\Delta f_n=\lg(n+1)\Delta f$

北航学报 赠阅

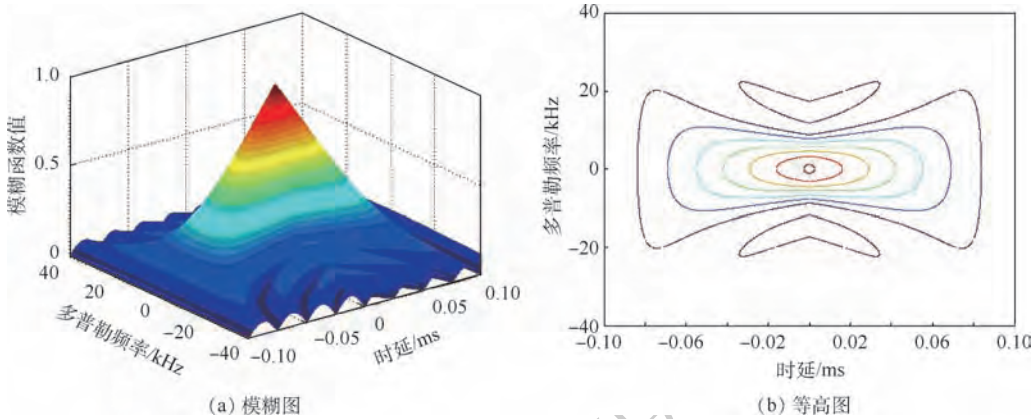


图 16 $\Delta f_n = \Delta f/(n+1)$ 的 FDA 矩形脉冲

Fig. 16 Rectangular pulse FDA under $\Delta f_n = \Delta f/(n+1)$

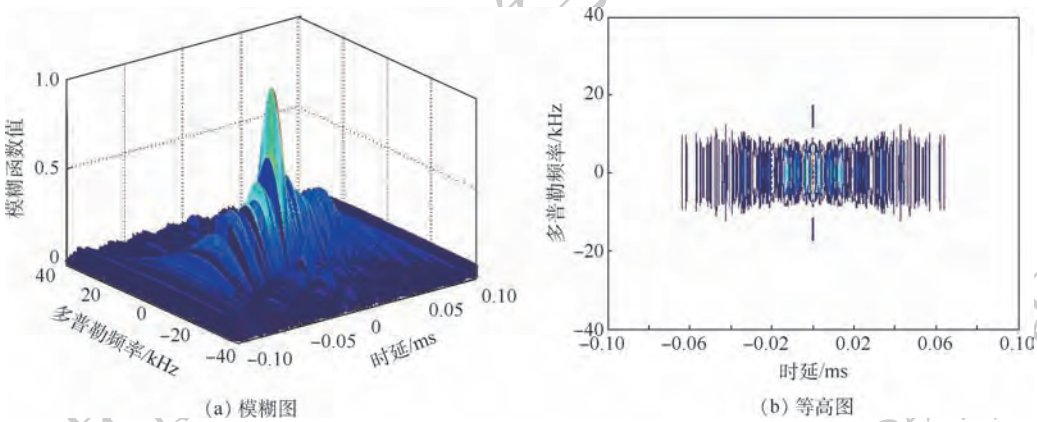


图 17 $\Delta f_n = e^n \Delta f$ 的 FDA 矩形脉冲

Fig. 17 Rectangular pulse FDA under $\Delta f_n = e^n \Delta f$

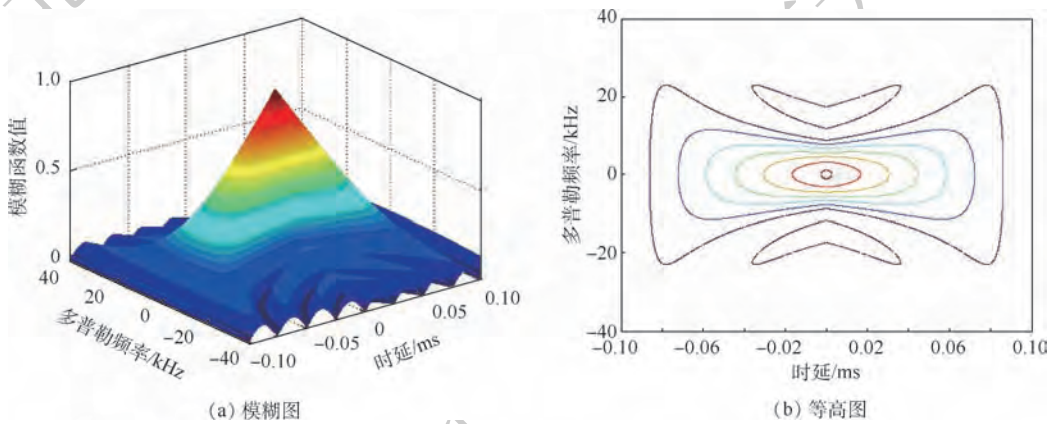


图 18 $\Delta f = 0$ 的 PA 矩形脉冲

Fig. 18 Rectangular pulse PA under $\Delta f = 0$

5 结 论

针对 FDA 负型模糊函数展开了系统分析：

1）基于 ULA-FDA 发射，单天线接收模型假设，系统推导了 FDA 负型模糊函数及主要特性。

2）仿真对比了采用不同非线性频控函数的 FDA 的目标距离-角度二维联合估计性能，得出采用正弦频控函数的 FDA 性能最优的结论。

3）仿真验证了矩形脉冲信号及正调频 LFM 信号的负型模糊函数特性，为基于模糊函数的复杂信号 FDA 波形设计奠定了基础。

4）仿真对比了采用不同非线性频频控函数 FDA 的模糊图特性，为基于 FDA 方向图解耦技术的发射波形设计奠定了基础。

北航学报 赠阅

参考文献(References)

[1] ANTONIK P,WICKS W C,GRIFFITHS H D,et al. Frequency diverse array radars[C]// Proceedings of the IEEE Radar Conference. Piscataway,NJ:IEEE Press,2006:470-475.

[2] 王文钦,陈慧,郑植,等. 频控阵雷达技术及其应用研究进展[J]. 雷达学报,2018,7(2):153-166.
WANG W Q,CHEN H,ZHENG Z,et al. Advances on frequency diverse array radar and its applications[J]. Journal of Radars,2018,7(2):153-166(in Chinese).

[3] 许京伟,朱圣棋,廖桂生,等. 频率分集阵雷达技术探讨[J]. 雷达学报,2018,7(2):167-182.
XU J W,ZHU S Q,LIAO G S,et al. An overview of frequency diverse array radar technology[J]. Journal of Radars,2018,7(2):167-182(in Chinese).

[4] 陈小龙,陈宝欣,黄勇,等. 频控阵雷达空距频聚焦信号处理方法[J]. 雷达学报,2018,7(2):183-193.
CHEN X L,CHEN B X,HUANG Y,et al. Frequency diverse array radar signal processing via space-range-doppler focus (SRDF) method[J]. Journal of Radars,2018,7(2):183-193(in Chinese).

[5] JONES A M. Frequency diverse array receiver architectures[D]. Dayton,OH:Wright State University,2011.

[6] 许京伟. 频率分集阵列雷达运动目标检测方法研究[D]. 西安:西安电子科技大学,2015.
XU J W. Study on moving target detection with frequency diverse array radar[D]. Xi'an:Xidian University,2015(in Chinese).

[7] 高宽栋. 频控阵雷达阵列优化设计及其目标参数估计方法研究[D]. 成都:电子科技大学,2018.
GAO K D. Research of optimal array design and parameter estimation on frequency diverse array[D]. Chengdu:University of Electronic Science and Technology of China,2018(in Chinese).

[8] 徐艳红. 新体制频率分集阵列天线距离/角度域波束研究[D]. 西安:西安电子科技大学,2017.
XU Y H. Research on the beam of new type frequency diverse array in range and angle domains[D]. Xi'an:Xidian University,2017(in Chinese).

[9] 王哲. 频控阵波束的距离角度依赖特性研究[D]. 成都:电子科技大学,2018.
WANG Z. Research on range-angle-dependent characteristics of frequency diverse array beampattern[D]. Chengdu:University of Electronic Science and Technology of China,2018(in Chinese).

[10] 熊杰. 频控阵发射波束形成及其应用方法研究[D]. 成都:电子科技大学,2018.
XIONG J. Research on transmiting beamforming technology and its applications of frequency diverse array[D]. Chengdu:University of Electronic Science and Technology of China,2018(in Chinese).

[11] WANG Y B,WANG W Q,CHEN H. Linear frequency diverse array manifold geometry and ambiguity analysis[J]. IEEE Sensors Journal,2015,15(2):984-993.

[12] DAI M M,WANGB W Q,SHAO H Z. FDA radar ambiguity function optimization with simulated annealing algorithm[C]// Proceeding of APSIPA Annual Summit and Conference. Piscataway,NJ:IEEE Press,2015:741-743.

[13] WANG W Q,DAI M M,ZHENG Z. FDA radar ambiguity function characteristics analysis and optimization[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,2018,54(3):1368-1380.

[14] 王博,谢军伟,张晶,等. 子阵结构 FDA 阵列模糊函数建模与研究[J]. 空军工程大学学报,2019,20(4):42-48.
WANG B,XIE J W,ZHANG J,et al. Modeling and research of ambiguity function based on subarray-based FDA[J]. Journal of Force Engineering University,2019,20(4):42-48(in Chinese).

[15] RICHARDS M. 雷达信号处理基础[M]. 2 版. 北京:电子工业出版社,2008.
RICHARDS M. Fundamentals of radar signal processing[M]. 2nd ed. Beijing:Publishing House of Electronics Industry,2008(in Chinese).

[16] 丁璐飞,耿富录,陈建春. 雷达原理[M]. 4 版. 北京:电子工业出版社,2010.
DING L F,GENG F L,CHEN J C. Radar principle[M]. 4th ed. Beijing:Publishing House of Electronics Industry,2010(in Chinese).

[17] BASIT A,QURESHI I M,KHAN W,et al. Beam pattern synthesis for a cognitive frequency diverse array radar to localize multiple targets with same direction but different ranges[C]// Proceeding of 2016 13th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology. Piscataway,NJ:IEEE Press,2016:682-688.

[18] 黄玲,贺知明,李想,等. 基于差分阵列的频控阵雷达距离-角度联合估计[J]. 系统仿真学报,2017,29(4):886-893.
HUANG L,HE Z M,LI X,et al. Frequency diverse array radar for range-angle estimation based on difference co-array[J]. Journal of System Simulation,2017,29(4):886-893(in Chinese).

[19] WASEEM K,IJAZ M Q,SARAH S. Frequency diverse array radar with logarithmically increasing frequency offset[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters,2015,14:499-502.

[20] GAO K D,WANG W Q,CAI J Y,et al. Decoupled frequency diverse array range-angle-dependent beampattern synthesis using non-linearly increasing frequency offsets[J]. IET Microwaves,Antennas & Propagation,2016,10(8):880-884.

[21] 王博,谢军伟,张晶,等. 基于非线性频偏的频控阵波束控制研究[J]. 北京理工大学学报,2019,39(3):311-319.
WANG B,XIE J W,ZHANG J,et al. Study of frequency diverse array beam control based on nonlinear frequency offset[J]. Transactions of Beijing Institute of Technology,2019,39(3):311-319(in Chinese).

作者简介:

王博　男,博士研究生。主要研究方向:频率分集阵列雷达信号处理及干扰抑制方法。

谢军伟　男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:隐身与

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

反隐身、雷达电子战。

张晶 女，硕士，讲师。主要研究方向：频率分集阵列雷达信号处理。

Negative ambiguity function characteristics simulation of FDA

WANG Bo[1], XIE Junwei[1,*], ZHANG Jing[2], SUN Bosen[3]

(1. Air and Missile Defense College, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China;
2. Shaanxi College of Communication Technology, Xi'an 710018, China;
3. School of Information, Xi'an University of Finance and Economics, Xi'an 710100, China)

Abstract: Considering that the existing extensive research on frequency diverse array (FDA) is mainly working on the assumption that single-carrier frequency signals are transmitted under narrow-band conditions. And there is a lack of relevant research on the issue whether linear frequency modulation signals are suitable for FDAs. Considering that ambiguity function based optimization is an important means of radar's waveform design, based on the establishment of FDA data model, this paper establishes FDA negative ambiguity function under linear array transmission and single-antenna reception model and analyzes its main characteristics systematically. On this basis, the characteristics of FDA negative ambiguity function based on rectangular pulse, linear frequency modulation (LFM) signal and different nonlinear frequency offset are simulated and compared. The performance of target range-angle two-dimensional joint estimation of FDA using different nonlinear frequency control functions is compared. The simulation results verify that the FDA ambiguity function is correct, and the performance of FDA with sinusoidal frequency offset is the best. This lays an important foundation for the complex signal FDA waveform design based on ambiguity function and the transmission waveform design based on FDA beampatten decoupling technology.

Keywords: frequency diverse array (FDA); ambiguity function; nonlinear frequency offset; rectangular pulse signal; linear frequency modulation signal

北京航空航天大学学报

Received: 2019-03-27; **Accepted**: 2019-08-12; **Published online**: 2019-08-20 13:15
URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190820.1109.002.html
Foundation item: National Natural Science Foundation of China (61503408)
* **Corresponding author**. E-mail: xjw_xjw_123@163.com

北航学报 赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0152

中国区域电离层异常数据野值检测

全下文载

刘禹彤[1], 李锐[1,2,*], 包俊杰[1], 刘亚希[1,2]
(1. 北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100083; 2. 北京航空航天大学 苏州创新研究院, 苏州 215200)

摘 要: 针对中国区域连续运行参考站接收机野值会干扰星基增强系统(SBAS)电离层异常事件提取的问题,提出了一种基于电离层垂直延迟时间梯度的野值检测方法。首先,介绍了电离层延迟数据的提取方法;然后,论述了依据野值和电离层异常的不同时空相关特性进行野值检测的方法,并用单双频定位误差结果验证了野值检测的正确性;最后,对检测结果进行了分析。结果表明:该方法可有效区分野值和电离层异常;在中国大陆构造环境监测网络200多个参考站中,野值检测所剔除的参考站数目在3~10个,对电离层穿透点空间分布的影响在可接受范围内。

关 键 词: 中国区域; 星基增强系统(SBAS); 电离层; 延迟值异常; 野值检测
中图分类号: P228.4
文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2020)01-0133-08

对于全球导航卫星系统(Global Navigation Satellite System, GNSS)的单频用户,电离层延迟是最大的定位误差源。为保证航空用户的安全,星基增强系统(Satellite Based Augmentation System, SBAS)为单频用户提供网格点电离层改正数和改正误差[1]。由于观测值不充分、电离层结构复杂、异常事件难以预测等原因,电离层异常是影响SBAS完好性的最大风险项[2]。电离层在不同区域具有不同的结构特点。其中,中国国土范围跨越中低纬地区,与全球平均电离层水平相比,中国电离层变化更为复杂。文献[3]研究了中国区域SBAS电离层网格校正技术,针对中国南部区域的异常特性,提出了南北分区的研究思路。文献[4-7]分析了中国电离层异常现象的产生原因与影响,其中包括赤道异常、电离层暴、电离层闪烁等典型电离层异常现象。为保证SBAS完好性,需要针对中国区域复杂的电离层分布特性,开展中国区域的电离层异常研究工作。

目前,美国利用广域增强系统(Wide Area Augmentation System, WAAS)分布在美国本土、阿拉斯加、夏威夷岛和墨西哥的多个参考站收集的高精度观测数据进行电离层异常事件的提取和分析,以建立适用于SBAS的电离层异常模型和处理方法[8-11]。由于WAAS同一站配备3套接收机,数据质量得到了保障,电离层延迟值提取较为准确。研究国内电离层特性,可使用可靠性较高的连续运行参考站(Continuously Operating Reference Stations, CORS)的实测数据,但其数据质量无法达到WAAS站的水平。袁运斌等[12-13]研究了中国区域电离层延迟精确建模方法,使用CORS数据拟合电离层延迟值时,由于模型的平滑作用,拟合延迟值对接收机野值并不敏感;但进行完好性研究时,由于接收机野值具备和电离层异常相似的"异常"特性,会严重干扰电离层异常事件的提取。因此,在电离层异常研究中,需要对各个参考站的数据进行筛查以排除非电离层因素(例如卫星故障或接收机故障等)导致的数据异常,以保证电离层异常建模准确有效。

收稿日期: 2019-04-04; **录用日期**: 2019-06-08; **网络出版时间**: 2019-07-05 16:30
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190705.1203.001.html
* **通信作者**. E-mail: lee_ruin@263.net

引用格式: 刘禹彤, 李锐, 包俊杰, 等. 中国区域电离层异常数据野值检测[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(1): 133-140.
LIU Y T, LI R, BAO J J, et al. Outlier detection of ionospheric anomaly data in China[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(1): 133-140 (in Chinese).

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

针对上述问题,本文定义由于非电离层因素导致的数据异常为“野值”,并提出一种基于电离层垂直延迟时间梯度的野值检测方法。

1 电离层延迟数据提取

电离层垂直延迟数据是电离层异常研究的基础。本文采用数据质量较为可靠的 GPS 卫星 L1 和 L2 频点的双频码和载波相位观测值进行电离层延迟值的解算。L1 和 L2 双频码伪距和载波相位伪距观测方程可表示为[14]

$$\begin{cases}\rho_1 = r + c(\delta t_u - \delta t^s) + I + T + d_1^r + d_1^s + \varepsilon_{\rho_1}\\ \phi_1 = r + c(\delta t_u - \delta t^s) - I + T + d_1^r + \\ \quad d_1^s + \lambda_1 N_1 + \varepsilon_{\phi_1}\\ \rho_2 = r + c(\delta t_u - \delta t^s) + \gamma I + T + d_2^r + d_2^s + \varepsilon_{\rho_2}\\ \phi_2 = r + c(\delta t_u - \delta t^s) - \gamma I + T + d_2^r + d_2^s + \\ \quad \lambda_2 N_2 + \varepsilon_{\phi_2}\\ \gamma = \dfrac{f_1^2}{f_2^2}\end{cases} \tag{1}$$

式中:r 为接收机到卫星的真实距离;c 为光速;δt_u 为接收机钟差;δt^s 为卫星钟差;T 为对流层延迟;I 为 L1 频率信号上的电离层延迟。由于电离层延迟与信号频率的平方成反比,因此可通过给 I 乘上一个比例因子得到 L2 频率信号上的电离层延迟 γI。下标 1 表示 L1 频率信号,下标 2 表示 L2 频率信号。f_1 和 f_2 为信号频率;λ_1 和 λ_2 为波长;d_1^r 和 d_2^r 为接收机硬件延迟;d_1^s 和 d_2^s 为卫星硬件延迟;ε_{ρ_1} 和 ε_{ρ_2} 为码噪声;N_1 和 N_2 为载波测量值的整周模糊度;ε_{ϕ_1} 和 ε_{ϕ_2} 为载波相位噪声;ρ_1 和 ρ_2 为码伪距观测值;ϕ_1 和 ϕ_2 为载波相位观测值。式(1)中双频码伪距值相减再除以常数项可得到 L1 的电离层延迟码观测值 I_{ρ_1};双频载波伪距值相减再除以常数项可得到 L1 的电离层延迟载波观测值 I_{ϕ_1}:

$$\begin{cases}I_{\rho_1} = \dfrac{\rho_2 - \rho_1}{\gamma - 1} = I + \dfrac{1}{\gamma - 1}(d_2^s - d_1^s + d_2^r - d_1^r) + \\ \quad \varepsilon_\rho = I + \dfrac{1}{\gamma - 1}(\mathrm{DCB}^s + \mathrm{DCB}^r) + \varepsilon_\rho\\ I_{\phi_1} = \dfrac{\phi_2 - \phi_1}{\gamma - 1} = -I + \dfrac{1}{\gamma - 1}(\mathrm{DCB}^s + \mathrm{DCB}^r) + \\ \quad \dfrac{N_2 - N_1}{\gamma - 1} + \varepsilon_\phi\end{cases} \tag{2}$$

其中:延迟观测值 I_{ρ_1} 和 I_{ϕ_1} 可作为延迟真实值 I 的估计,但其中还包含噪声以及码间偏差(Differential Code Biases,DCB)项的干扰,DCB 也称为内频偏差,是由于卫星和接收机的硬件电路对不同频率的信号产生的硬件延迟不同导致的[15]。双频码伪距计算得到的电离层延迟值噪声大;载波相位伪距噪声小,却有整周模糊度的问题。因此可利用载波相位平滑码伪距,得到低噪声的电离层延迟观测值,而平滑之前还需要进行周跳探测以确保载波相位观测值的连续性。参考 Bernese 软件的后处理方法进行周跳探测以及平滑[16],并建立区域垂直总电子含量(Vertical Total Electron Content,VTEC)球谐模型以估计卫星和接收机的 DCB 值,最后得到准确的电离层垂直延迟数据[17]。

欧洲定轨中心(Center for Orbit Determination in Europe,CODE)是国际上权威的 GNSS 分析机构,以其发布的全球电离层图(Global Ionosphere Maps,GIM)产品内插得到的延迟值作为参考,与处理得到的电离层垂直延迟值结果进行一致性比对,结果如图 1 所示。结果表明,相比于单频定位普遍采用的 Klobuchar 模型值,本文处理得到的双频观测值更接近 CODE 电离层产品,证明了该方法可用于中国区域电离层延迟数据的提取。

通过分析结果发现,电离层垂直延迟双频观测值有时会出现跳变、梯度增大、剧烈抖动等异常现象。由式(2)可看出,除电离层因素引起真实延迟值 I 异常会导致电离层延迟观测值异常外,卫星故障、接收机故障、接收机受到干扰引起噪声增大等非电离层因素也会导致延迟观测值出现异常,这种异常会干扰对电离层真实特性的研究和分析,因此视其为“野值”,需要剔除。

卫星端异常(例如星历故障、星钟故障等)会导致不同参考站的同一颗卫星的观测值发生异常变化;接收机端异常(例如接收机故障、受到电

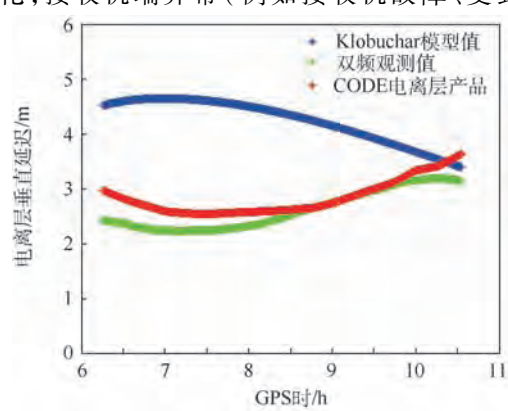


图 1 电离层垂直延迟值结果对比

Fig. 1 Comparison of ionospheric vertical delay values

北航学报 赠阅

磁干扰等)会导致单个参考站的观测值发生异常变化。由于卫星发生故障的概率非常小,且卫星端具备自主完好性监测能力,目前处理的数据还未出现卫星端异常的事件。因此实际数据中"野值"产生的原因主要是接收机异常,可通过剔除参考站数据的方法进行处理。

2　野值检测方法

以利用上述方法处理得到的电离层垂直延迟数据作为基础,进行野值检测,剔除由非电离层因素导致的异常数据,并筛选出由电离层因素导致的异常数据。根据电离层活动的物理特性,可对电离层延迟异常值进行初步的识别。电离层异常导致的数据异常一般具有空间相关性和时间相关性,即在一定范围内,多于一个站或一颗星的电离层垂直延迟值在相同时间段内发生趋势相近的异常变化。而非电离层因素引起的数据野值,往往表现为不同卫星在不同时间段的电离层延迟值的跳变。

本文选取每个站每颗卫星的电离层垂直延迟值序列进行差分处理,得到电离层垂直延迟时间梯度(单位:mm/s)。电离层异常或者接收机异常都会导致时间梯度增大。通过对中国大陆构造环境监测网络(简称中国陆态网)200 多个站的数据进行处理分析,计算得到每个站所有卫星的电离层垂直延迟时间梯度。以 2016 年 3 月 26 日(磁静期)为例,所有站的所有历元的时间梯度概率分布如图 2 所示(样本数为 4896618)。结果表明 90% 以上的时间梯度值都集中在(-0.5, 0.5) mm/s的区间内,仅存在少部分由于电离层异常或非电离层异常因素而增大的时间梯度值,最大异常梯度甚至超过 20 mm/s。

利用 CODE 电离层产品计算出的电离层垂直延迟时间梯度最大值为 1 ~ 2 mm/s,可认为实际电离层延迟正常梯度在其范围之内。由于接收机热噪声以及预处理时弧段划分等原因,CORS 数据解算出的双频延迟值时间梯度会产生 2 ~ 3 mm/s的干扰。因此可认为约 5 mm/s 以内的时间梯度都为正常值。根据对数据量的不同要求可调整检测门限以满足不同的场景。电离层异常研究中需采用尽可能密集的穿透点延迟数据以捕捉中国区域小时空尺度下的异常事件,因此不能剔除过多的数据。考虑到研究中国区域电离层异常特性的数据需求,以及野值对电离层异常检测的影响,本文选择了 10 mm/s 作为门限对数据进行筛选。根据电离层异常和非电离层异常的不同特性,以实际经验数据为基础,提出一种野值检测和剔除的方法,其流程如图 3 所示。首先,计算单站单星的电离层垂直延迟时间梯度序列并进行遍历,若时间梯度绝对值超过 10 mm/s,则判定其为异常值(野值或是电离层异常)。然后,根据该点附近 2 h 间隔内是否有其他历元的时间梯度绝对值超过 5 mm/s 来区分电离层异常或是野值。若单个站的野值个数小于2,则剔除该站该星的

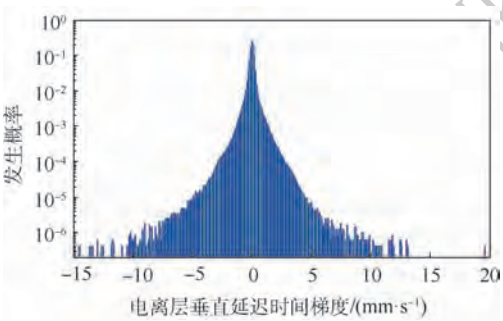


图 2　2016 年 3 月 26 日电离层垂直延迟时间梯度概率分布

Fig. 2　Ionosphere vertical delay time gradient probability distribution on March 26, 2016

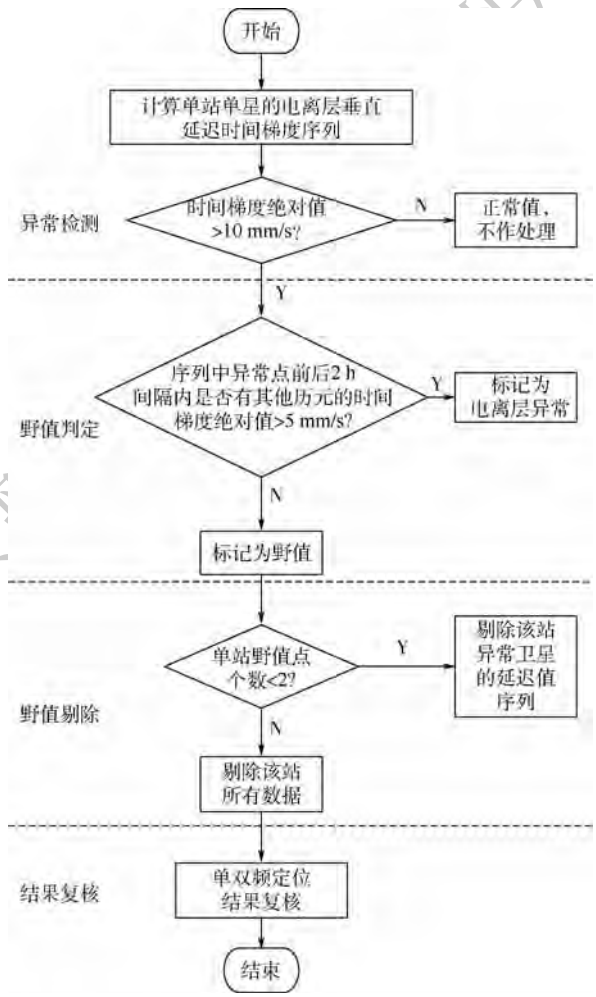


图 3　野值检测流程图

Fig. 3　Flowchart of outlier detection

北航学报 赠阅

异常数据,否则剔除该站所有数据。最后,利用剔除站的单双频定位结果进行复核,验证其为野值。

对不同检测结果的参考站数据进行具体分析,可发现由于不同异常因素而导致的不同时间梯度特性。图 4 ~ 图 7 分别是 4 个站所有卫星的电离层垂直延迟时间梯度值随时间变化。

图 4 是 2016 年 3 月 26 日(磁静期)位于中国北部的 HLAR 站的电离层垂直延迟时间梯度。该站所有数据在野值检测中都被判定为正常值。由于不受到电离层暴和赤道异常等因素的影响,HLAR 站所在区域电离层活动很平静,延迟值变化均匀且缓慢,因此时间梯度大部分都很小,个别不连续的点是由于观测值平滑时弧段划分引起的。

图 5 是 2016 年 3 月 26 日 QHTR 站的电离层垂直延迟时间梯度。该站在野值检测中数据出现多个野值,被判定为剔除站。由图 5 可见,该站时

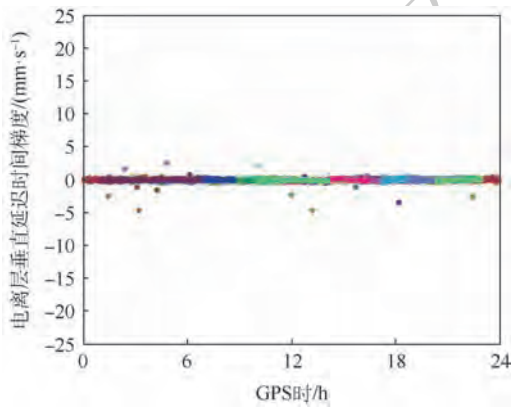


图 4 2016 年 3 月 26 日 HLAR 站电离层垂直延迟时间梯度

Fig. 4 Ionospheric vertical delay time gradient at HLAR station on March 26, 2016

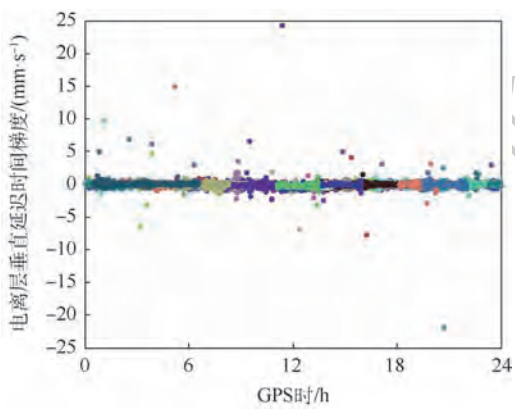


图 5 2016 年 3 月 26 日 QHTR 站电离层垂直延迟时间梯度

Fig. 5 Ionospheric vertical delay time gradient at QHTR station on March 26, 2016

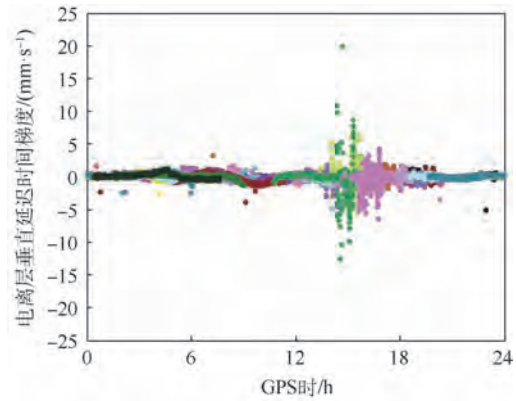


图 6 2016 年 3 月 26 日 QION 站电离层垂直延迟时间梯度

Fig. 6 Ionospheric vertical delay time gradient at QION station on March 26, 2016

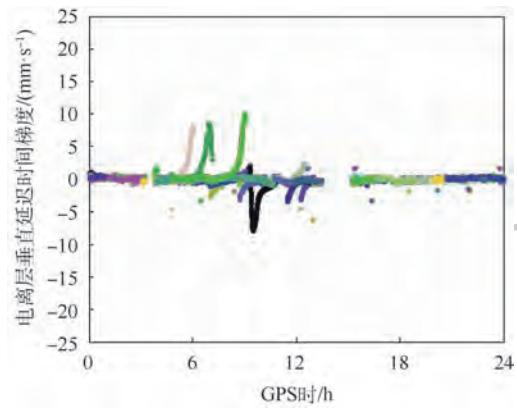


图 7 2015 年 3 月 17 日 HAQS 站电离层垂直延迟时间梯度

Fig. 7 Ionospheric vertical delay time gradient at HAQS station on March 17, 2015

间梯度的极端异常值可超过 ±20 mm/s,而且异常值不连续。通过对该站周边站的电离层延迟值进行一致性比对,证明该异常不具有空间相关性,因此判定其产生异常的原因是该站接收机故障或受到干扰。

图 6 是 2016 年 3 月 26 日位于海南的 QION 站的电离层垂直延迟时间梯度。野值检测中,该站出现了电离层异常。由图 6 可以看出,13 ~ 16 h有几颗卫星的延迟值发生了异常变化,时间梯度出现了连续异常值,且波动较大。对北纬 20°附近的多个站进行分析,都发现了相似的异常现象,其发生时间与区域都与电离层等离子体泡现象相吻合[18]。因此判断该站电离层异常的原因是电离层等离子体泡。

图 7 是 2015 年 3 月 17 日(磁暴期)HAQS 站的电离层垂直延迟时间梯度。野值检测中,该站也

北航学报 赠阅

出现了电离层异常。该天的地磁指数 Kp 最大值为 7,全球区域发生了强磁暴,因此中国区域有很大可能性发生了电离层暴。由图 7 可看出,在 GPS 时 5 ~ 10 h(当地时间 13 ~ 18 h,日间),电离层最活跃也是延迟值变化最快的时段,多颗卫星的电离层垂直延迟值时间梯度连续增大。对比附近站的数据,发现该异常具有空间相关性。与图 6 的电离层异常相比,图 7 所示时间梯度变化更为缓慢,延迟值变化具有单调性,判定其电离层异常原因为赤道异常引起的电子密度增强或电离层暴引起的风暴增强密度(Storm Enhanced Density,SED)。

无论是哪种原因引起的电离层异常,其时间梯度异常都具有连续性的特点。而由于非电离层原因导致的数据野值,则不具有连续性的特点。基于这一特点,提出了以上区分野值和电离层异常的检测方法。为证明检测结果的正确性,用单站的定位误差结果进行复核。

3　定位误差验证

野值检测的难点之一是判别异常值产生原因是否为电离层因素。一般认为,双频观测值可消除电离层异常对定位结果的影响。因此,可利用单双频定位误差结果来验证异常产生的原因。电离层异常会引起单频定位结果异常,而不影响双频定位结果;非电离层因素的"野值"则会引起单双频定位结果都出现异常。

RTKLIB 是 GNSS 标准/精密定位开源程序包,由日本东京海洋大学开发,可支持多种 GNSS 定位模式[19]。本文利用 RTKLIB 的后处理单点定位模式对观测数据进行单双频定位解算。单频定位采用广播模型进行电离层改正。

对单双频定位结果进行对比,可验证异常产生的原因。图 8 ~ 图 10 分别是 2016 年 3 月 26 日 YNMZ 站 GPS 时 1 ~ 1.25 h(以下未作说明均为 GPS 时),YNMZ 站 14 ~ 14.25 h,QHTR 站 1 ~ 1.25 h 3 个方向的单双频定位误差结果。野值检测结果表明,QHTR 站由于数据出现较多野值而被剔除;YNMZ 站在 13 ~ 16 h 发生了电离层异常。对比图 8 未发生异常时段的单双频定位结果,图 9的双频定位结果正常,而单频定位出现较大误差,证明了 YNMZ 站该时段由于电离层异常引起数据异常的结论。而图 10 的单双频定位结果都出现了较大误差,可说明 QHTR 站由于非电离层因素引发了异常。通过比较单双频定位误差结果,验证了野值检测结果的合理性。

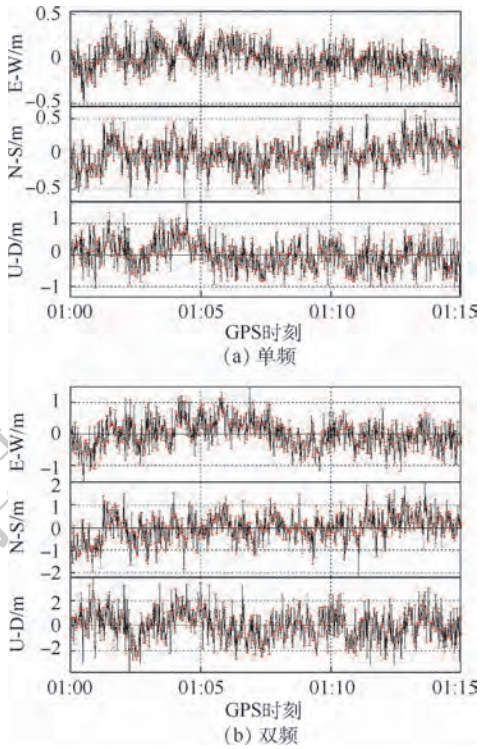


图 8　2016 年 3 月 26 日 YNMZ 站 1 ~ 1.25 h 单双频定位误差结果

Fig. 8　Results of single- and dual-frequency positioning error between 1 h and 1.25 h at YNMZ station on March 26, 2016

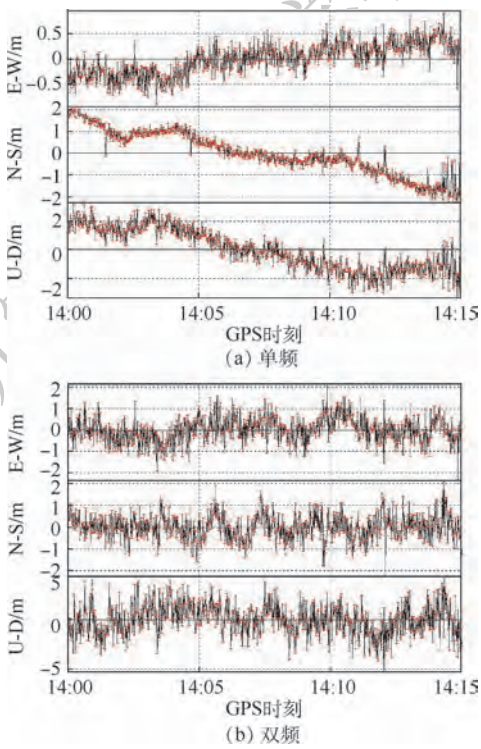


图 9　2016 年 3 月 26 日 YNMZ 站 14 ~ 14.25 h 单双频定位误差结果

Fig. 9　Results of single- and dual-frequency positioning error between 14 h and 14.25 h at YNMZ station on March 26, 2016

北航学报 赠阅

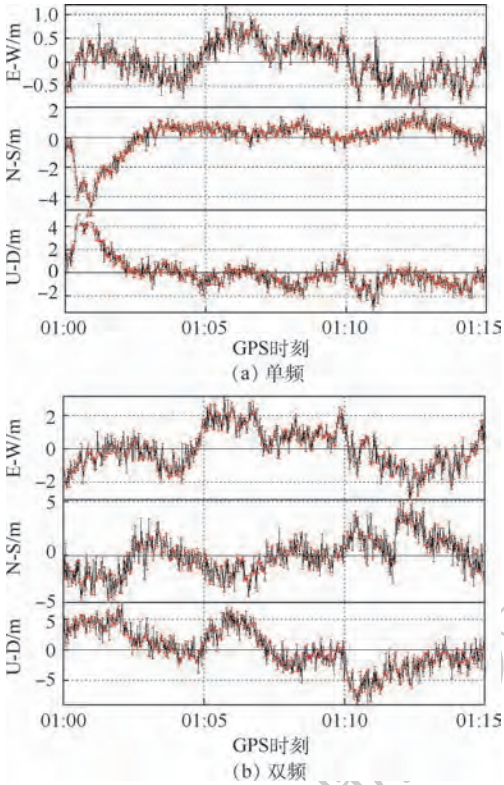


图 10 2016 年 3 月 26 日 QHTR 站 1 ~ 1.25 h 单双频定位误差结果

Fig. 10 Results of single- and dual-frequency positioning error between 1 h and 1.25 h at QHTR station on March 26, 2016

4 野值检测结果

采用上述方法对 2016 年不同月份的 12 天电离层垂直延迟数据进行野值检测，并统计剔除站数，如表 1 所示。结果显示，在中国陆态网 200 多个站中，野值检测所剔除的参考站数目在 3 ~ 10 个，对电离层延迟值数据分布的影响在可接受范围内。

表 1 野值剔除结果

Table 1 Outlier elimination results

日期	剔除站数
2016-01-08	8
2016-01-17	5
2016-02-22	3
2016-02-28	5
2016-03-06	9
2016-03-13	9
2016-03-26	9
2016-04-09	5
2016-06-18	10
2016-10-13	10
2016-12-16	6
2016-12-25	3

在 12 天中剔除次数超过 2 次的参考站如图 11所示。对于某些站，多天的野值检测结果呈现一致性。例如，GSTS 站在每天的野值检测中都被判别为剔除站，可能由于其接收机长期故障或者是受到干扰，在后续电离层异常建模研究中，将不采用此站的数据。

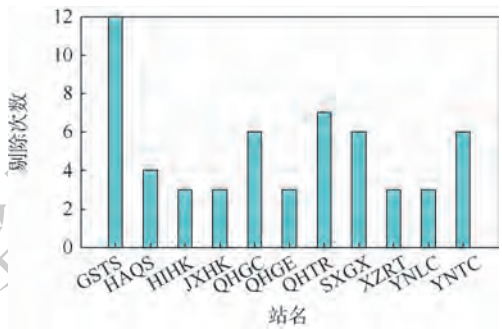


图 11 剔除次数较多的参考站

Fig. 11 Reference stations with more elimination times

5 结 论

1）野值检测方法可根据电离层异常和野值的不同时空相关特性有效检测出野值，并将其剔除，以保证电离层异常数据的可靠性。

2）利用电离层垂直延迟时间梯度不仅可以筛选野值，还可以区分不同类型的电离层异常现象（电离层等离子体泡或电子密度增强），后续研究电离层异常时可借鉴该方法。

3）利用单双频定位误差结果可判别异常值产生的原因是否是电离层因素，也可验证野值检测结果的正确性。

4）在中国陆态网 200 多个站中，野值检测所剔除的参考站数目在 3 ~ 10 个，对电离层延迟值数据分布的影响在可接受范围内。

本文野值检测方法将用于中国区域电离层异常研究数据预处理阶段，以保障电离层延迟值数据的真实可靠性。为适应不同接收机以及不同数据要求的场景，仍需适当调整野值检测门限参数。

致谢 感谢“中国大陆构造环境监测网络”（简称中国陆态网）提供的数据支持。

参考文献（References）

[1] 张其东. 基于 Kriging 法的电离层网格校正技术研究[D]. 北京：北京航空航天大学，2016：7-17.
ZHANG Q D. Research on the technology of grid ionospheric correction based on Kriging[D]. Beijing: Beihang University, 2016: 7-17 (in Chinese).

[2] ICAO APANPIRG/27. SBAS safety assessment guidance related to

北航学报 赠阅

anomalous ionospheric conditions, Edition 1.0[EB/OL]. (2016-07-27)[2019-04-02]. http://www.icao.int/APAC/Documents/edocs/SBAS%20safety%20assessment%20guidance.pdf.

[3] 李海鹏. 基于中国区域的电离层网格校正技术研究[D]. 北京:北京航空航天大学,2018:55-57.
LI H P. Research on ionospheric grid correction technology based on China area[D]. Beijing: Beihang University, 2018: 55-57(in Chinese).

[4] 孟范伟,郭英,刘振. 电离层异常原因分析与建模[J]. 测绘与空间地理信息,2014,37(1):215-218.
MENG F W, GUO Y, LIU Z. The cause analysis and modeling of ionosphere anomalies[J]. Geomatics & Spatial Information Technology, 2014, 37(1): 215-218(in Chinese).

[5] 李春斌. 中低纬电离层异常扰动统计分析[D]. 西安:西安电子科技大学,2012:9-17.
LI C B. Statistical study of ionosphere mid/low-latitude anomalous disturbances[D]. Xi'an: Xidian University, 2012: 9-17(in Chinese).

[6] 孙树计,陈春,奚迪龙. 中国西部及周边区域电离层暴的统计特性[J]. 装备环境工程,2008,5(1):36-39.
SUN S J, CHEN C, XI D L. Statistic characteristics of ionospheric storms in west China and the adjacency[J]. Equipment Environmental Engineering, 2008, 5(1): 36-39(in Chinese).

[7] 徐彬,刘钝. 电离层闪烁对 GNSS 的影响[J]. 全球定位系统,2011,36(3):5-8.
XU B, LIU D. Ionospheric scintillation effects on GNSS[J]. GNSS World of China, 2011, 36(3): 5-8(in Chinese).

[8] SPARKS L, BLANCH J, PANDYA N. Estimating ionospheric delay using kriging: 1. Methodology[J]. Radio Science, 2011, 46: RS0D21.

[9] SPARKS L, BLANCH J, PANDYA N. Estimating ionospheric delay using Kriging: 2. Impact on satellite-based augmentation system availability[J]. Radio Science, 2011, 46: RS0D22.

[10] SPARKS L, ALTSHULER E. Ionospheric storms of solar cycle 24 and their impact on the WAAS ionospheric threat model[C]// Proceedings of the 29th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS + 2016). Washington, D. C.: Inst Navigation, 2016: 682-690.

[11] SPARKS L, ALTSHULER E. Improving WAAS availability along the coast of California[C]// Proceedings of the 27th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS + 2014). Washington, D. C.: Inst Navigation, 2014: 3299-3311.

[12] 袁运斌,霍星亮,张宝成. 近年来我国 GNSS 电离层延迟精确建模及修正研究进展[J]. 测绘学报,2017,46(10):1364-1378.
YUAN Y B, HUO X L, ZHANG B C. Research progress of precise models and correction for GNSS ionospheric delay in China over recent years[J]. Acta Geodaetica et Cartographica Sinica, 2017, 46(10): 1364-1378(in Chinese).

[13] 袁运斌,李子申,王宁波,等. 基于拟合推估的中国区域电离层延迟精确建模方法[J]. 导航定位学报,2015,3(3):49-55.
YUAN Y B, LI Z S, WANG N B, et al. Precise modeling of ionospheric delay over China region based on collocation[J]. Journal of Navigation and Positioning, 2015, 3(3): 49-55 (in Chinese).

[14] 刘长建. GNSS 电离层建模方法与质量控制研究[D]. 郑州:中国人民解放军信息工程大学,2011:7-25.
LIU C J. Study on modeling method and model quality control of ionosphere based on GNSS[D]. Zhengzhou: PLA Information Engineering University, 2011: 7-25(in Chinese).

[15] WILSON B D, YINGER C H, FEESS W A, et al. New and improved the broadcast interfrequency biases[J]. GPS World, 1999, 10(9): 56-66.

[16] DACH R, HUGENTOBLER U, FRIDEZ P, et al. Bernese GPS Software Version 5.0[EB/OL]. (2011-05-20)[2019-04-02]. http://www.bernese.unibe.ch/docs50/DOCU50.pdf.

[17] JIN R, JIN S G, FENG G P. M_DCB: Matlab code for estimating GNSS satellite and receiver differential code biases[J]. GPS Solutions, 2012, 16(4): 541-548.

[18] TAKESHI F, TOSHIAKI T. Investigation and modeling of effects of ionospheric plasma bubbles on GBAS availability[C]// Proceedings of the 27th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS + 2014). Washington, D. C.: Inst Navigation, 2014: 835-840.

[19] 朱李忠,吴文会,王连仲,等. RTKLIB 后处理模块定位精度分析及可用性探讨[J]. 测绘与空间地理信息,2018,41(6):41-43.
ZHU L Z, WU W H, WANG L Z, et al. RTKLIB post-processing module positioning accuracy analysis and availability discussion[J]. Geomatics & Spatial Information Technology, 2018, 41(6): 41-43(in Chinese).

作者简介:

刘禹彤　女,硕士研究生。主要研究方向:星基增强系统电离层网格校正技术及电离层异常检测方法。

李锐　男,博士,高级工程师。主要研究方向:卫星导航完好性。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

Outlier detection of ionospheric anomaly data in China

LIU Yutong[1], LI Rui[1,2,*], BAO Junjie[1], LIU Yaxi[1,2]

(1. School of Electronic and Information Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China;
2. Suzhou Institude, Beihang University, Suzhou 215200, China)

Abstract: To solve the problem that continuously operating reference stations' receiver's outliers in China will interfere with ionospheric anomaly event extraction of satellite-based augmentation system (SBAS), an outlier detection method based on the ionospheric vertical delay time gradient is proposed. First, ionospheric delay data extraction method was introduced. Then, the ionospheric vertical delay time gradient outlier was detected based on the different spatio-temporal correlation characteristics of outlier and ionospheric anomaly. The correctness of outlier detection was verified by single-frequency and dual-frequency positioning error results. Finally, the detection results were analyzed. The results show that the method can effectively distinguish between outliers and ionospheric anomalies; among more than 200 reference stations of crustal movement observation network of China, the number of reference stations rejected by the outlier detection is about 3 to 10, and the effect on the spatial distribution of the ionospheric penetration points is within an acceptable range.

Keywords: China region; satellite-based augmentation system (SBAS); ionosphere; abnormal delay value; outlier detection

北京航空航天大学学报

Received: 2019-04-04; **Accepted**: 2019-06-08; **Published online**: 2019-07-05 16:30
URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190705.1203.001.html

* **Corresponding author**. E-mail: lee_ruin@263.net

北航学报 赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0125

涌浪及降雨影响下的 GNSS 海面反射信号建模

全下文载

吴迪，张波*，李博闻
（北京航空航天大学 电子信息工程学院，北京 100083）

摘 要：全球导航卫星系统（GNSS）海面反射信号的模拟仿真采用的海浪谱多为风驱模型，而忽略了真实复杂环境中涌浪、降雨的影响。为此，提出了一种涌浪、降雨影响下的GNSS海面反射信号模型。首先，对Elfouhaily海浪谱、涌浪谱、降雨谱分别进行仿真，从海浪谱的角度分析涌浪、降雨对GNSS反射信号的影响。然后，设计了引入涌浪、降雨影响因子后的GNSS反射信号建模的方法，并建立噪声模型。最后，对星载场景下仿真得到的二维时延-多普勒相关功率分布图像（DDM）、时延相关功率波形（DW）进行分析，并与英国技术演示卫星（UK TDS-1）实测数据的处理结果进行了对比验证。结果表明：涌浪主要形成对GNSS反射信号影响较大的大尺度粗糙海面，而降雨对GNSS反射信号影响较小；仿真的DDM与实测数据结果的波形有很好的一致性，DW对比的相关系数达到0.92，优于未修正模型的对比结果，模拟的反射信号更为真实，证明了提出的GNSS反射信号建模方法的可行性、有效性。对真实复杂环境下的GNSS反射信号建模及GNSS反射信号星载探测应用研究具有一定的参考意义和实用价值。

关 键 词：全球导航卫星系统（GNSS）；反射信号；涌浪；降雨；模拟仿真
中图分类号：TN967.1
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2020)01-0141-09

自20世纪90年代以来，利用全球导航卫星系统（Global Navigation Satellite System，GNSS）反射信号进行遥感探测的技术成为导航领域的研究热点之一[1]。该技术广泛应用于海面测风、海面测高、海冰探测、海盐探测、海面溢油、土壤湿度等诸多领域，具有重要的研究意义和广阔的应用前景[2-5]。

随着遥感技术的发展，关于GNSS反射信号模拟仿真的研究引起了越来越多的关注。2000年，Zavorotny和Voronovich[6]基于双基雷达方程和基尔霍夫几何光学（Kirchhoff Approximation-Geometric Optics，KA-GO）近似法，提出GNSS散射信号的时延-多普勒相关功率模型，即经典的Z-V模型，该模型描述了全球定位系统（Global Positioning System，GPS）的散射信号功率随几何及环境参数的变化。Schiavulli等[7]为改进基于该模型的仿真技术，提出了一种基于面元的散射模型，生成随机三维海面，利用基尔霍夫物理光学（Kirchhoff Approximation-Physical Optics，KA-PO）近似法计算GNSS散射信号相关功率和二维时延-多普勒相关功率分布图像（Delay-Doppler Maps，DDM），研究GNSS反射信号的极化特性。伊朗学者Ghavidel等基于Z-V模型模拟反射信号，利用数值模拟计算电磁偏离，分析了其与海浪谱、入射/散射角的关系[8]，同时引入降雨、涌浪和表面洋流对电磁偏离的影响[9]。为了更好地

收稿日期：2019-03-27；**录用日期**：2019-07-20；**网络出版时间**：2019-08-21 12:37
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190821.1132.001.html
基金项目：国家自然科学基金（41774028）
*通信作者. E-mail：bozhang@buaa.edu.cn

引用格式：吴迪，张波，李博闻. 涌浪及降雨影响下的GNSS海面反射信号建模[J]. 北京航空航天大学学报，2020，46(1)：141-149. WU D，ZHANG B，LI B W. Modeling of GNSS-R signal under effects of swell and rain[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2020，46(1)：141-149 (in Chinese).

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

描述 GNSS 散射信号相关功率的统计特性，Park 等[10]为欧洲 PAU/PARIS 端对端性能模拟器(PAU/PARIS End-to-end Performance Simulator，P²EPS)系统增加了大气误差和斑点噪声的影响，并考虑了地形地貌等地球物理参数对散射功率的影响，完善了其探测陆地参数的性能[11-12]。李博闻等[13]提出反向建模思路，将反射信号等效为 n 条具有不同时延、多普勒以及幅度的信号叠加。

现有仿真研究大多基于 Z-V 模型，采用风驱海浪谱分析风驱海面对 GNSS 反射信号的影响[14-15]，而未考虑涌浪、降雨等复杂环境的影响。其中，降雨可以改变大气边界层的结构，撞击海面产生毛细重力波环，导致表面粗糙度的改变，这种改变将导致电磁场偏离增大[16]。在测高应用中，降雨可以引入分米级的电磁场偏离误差[9]。涌浪的存在也会使海面粗糙度发生变化，造成后向散射截面增大，且在 L 波段以及入射角较小的情况下产生的影响更大[17]。这些复杂环境影响导致的海面粗糙度变化在反射信号风速反演等应用中都会引入误差，对真实的复杂环境下的 GNSS 反射信号模拟及遥感技术的研究至关重要。

本文针对涌浪、降雨 2 种海面影响因子，提出在复杂环境下的 GNSS 海面反射信号的建模方法。首先，对 Elfouhaliy 海浪谱、涌浪谱、降雨谱进行仿真，从海浪谱的角度分别论述了涌浪、降雨对海面统计特征及 GNSS 海面反射信号的影响。其次，利用该影响对风驱海浪谱进行修正，建立复杂环境下的 GNSS 海面反射信号模型，并基于该模型进行仿真得到 DDM。然后，将仿真的 DDM 与英国技术演示卫星(United Kingdom TechDemoSat-1，UK TDS-1)实测数据的处理结果进行比对验证。最后，对所建立的反射信号模型、处理的结果和不足之处进行了总结。

1 涌浪及降雨模型

1.1 海面统计特征

海面受海浪的影响，上下起伏，可视为随机过程，一般采用海浪谱描述其统计特征。其中 Elfouhaily 海浪谱[18]考虑了风区对能量的影响，广泛应用于海面风场反演。其可表示为[18]

$$S_{\mathrm{E}}(k,\varphi) = M_{\mathrm{E}}(k) f_{\mathrm{E}}(k,\varphi) \tag{1}$$

式中：$M_{\mathrm{E}}(k)$ 表示海浪谱各向同性部分；$f_{\mathrm{E}}(k,\varphi)$ 为对应的方位函数；k 为波数；φ 为波向。

在不同风速下，仿真得到的 Elfouhaily 海浪谱如图 1 所示。图中：K_{c} 为截止波数，其将波谱分为大小尺度粗糙度 2 个部分，小于 K_{c} 的部分为大尺度粗糙度，大于 K_{c} 的部分为小尺度粗糙度。Brown[19]提出大尺度粗糙度的截止波数可以表示为

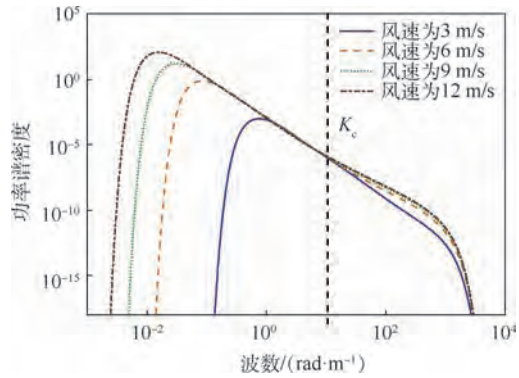


图 1 不同风速下的 Elfouhaily 海浪谱

Fig. 1 Elfouhaily wave spectrum at different wind speeds

$$K_{\mathrm{c}} = 2\pi\cos\theta_i/(3\lambda_{\mathrm{s}}) \tag{2}$$

式中：θ_i 为入射角；λ_{s} 为信号波长。

对于 GPS L1 信号，截止波长约为 0.6 m，可计算此时 K_{c} 约为 10 rad/m。由图 1 可知，随着风速增大，风浪的总能量增大，同时谱峰向低频、大尺度粗糙度方向推移，使得前向散射系数减小，漫反射增强。

1.2 涌浪模型

涌浪不同于风浪，是由其他风场传播而来的海浪，持续运动且不再受当地风影响。据海洋观测数据显示，仅风浪或仅涌浪出现的情况极少，大多数情况以混合浪形式出现[20]。因此，考虑涌浪的影响才能模拟更真实的 GNSS 反射信号。涌浪可被建模为一个窄带高斯过程，即[21]

$$S_{\mathrm{swell}}(k_x,k_y) = \frac{\langle h^2\rangle}{2\pi\sigma_{kx}\sigma_{ky}}\exp\left\{-\frac{1}{2}\left[\left(\frac{k_x-k_{\mathrm{xm}}}{\sigma_{kx}}\right)^2+\left(\frac{k_y-k_{\mathrm{ym}}}{\sigma_{ky}}\right)^2\right]\right\} \tag{3}$$

式中：$\langle h^2\rangle$ 为涌浪的高度变化；σ_{kx} 和 σ_{ky} 为谱的标准偏差；k_x、k_y 分别为波数 k 在 x、y 方向的分量；k_{xm}、k_{ym} 分别为涌浪在 x、y 方向的谱峰波数。为了突出涌浪的影响，一般取 $\langle h^2\rangle$ 为 4 m²，波长 Λ_m 为 400 m[9]，且满足：

$$\begin{cases} k = \sqrt{k_{\mathrm{xm}}^2+k_{\mathrm{ym}}^2} = \dfrac{2\pi}{\Lambda_m} \\ \sigma_{kx} = \sigma_{ky} = 0.0025\ \mathrm{m}^{-1} \end{cases} \tag{4}$$

对该涌浪谱进行仿真，结果如图 2 所示。从图 2 中可以看出，涌浪驱动的海浪谱位于截至波数 K_{c} 左侧，主要形成对 GNSS 海面反射信号影响较大的大尺度粗糙海面。且在低风速时，涌浪的

北航学报 赠阅

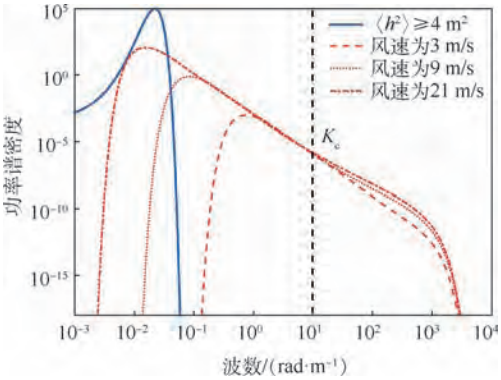


图 2　风驱、涌浪驱动的 Elfouhaily 海浪谱

Fig. 2　Wave spectrum driven by Elfouhaily wind and swell

影响更为显著，该情况下进行风速反演，涌浪的存在将带来巨大的反演误差，从而降低风速反演的精度。

1.3　降雨模型

降雨时，飞溅的雨滴进入海水产生涡旋使表面粗糙度发生变化，变化大小与降雨率、雨滴大小分布有关。Bliven 等[22]通过实验模拟降雨扰动水面的场景，并对散射计数据进行了分析，实验结果证明可将降雨谱建模为对数高斯环形波谱。其表示为

$$S_{\text{rain}}(k)=\frac{1}{2\pi}C_{\text{g}}(k)S_{\text{fp}}\cdot \exp\left\{-\pi\left[\frac{\ln\left(\sqrt{gk+\frac{\tau_{\text{w}}}{\rho}k^3}\Big/(2\pi f_{\text{p}})\right)}{\Delta f/f_{\text{p}}}\right]^2\right\} \tag{5}$$

式中：$C_{\text{g}}(k)$ 为群速度；S_{fp} 为幂律谱模型；g 为重力加速度；τ_{w} 为水面张力；ρ 为水的密度；Δf 为带宽；f_{p} 为峰值频率。

利用该降雨谱进行仿真，结果如图 3 所示。降雨驱动的海浪谱主要对小尺度粗糙海面产生影响，对 GNSS 反射信号的影响较小，且对风速不敏感。仅在低风速强降雨情况下，降雨才会对 GNSS 反射信号产生一定影响。

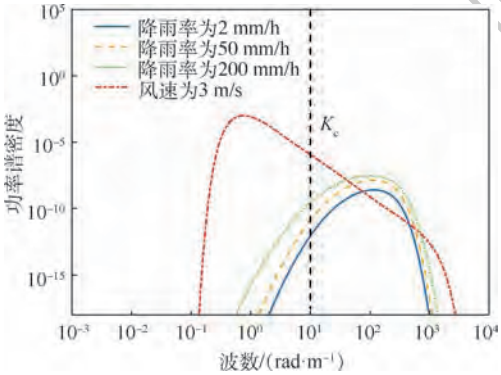


图 3　风驱、降雨驱动的海浪谱

Fig. 3　Wave spectrum driven by wind and rain

2　GNSS 反射信号模型修正

接收机端接收到的 GNSS 反射信号可以看作各个散射单元散射信号的加权和[23]。DDM 作为 GNSS 反射信号的基础观测量，可用基于双基雷达方程的 GNSS 反射信号时延-多普勒二维相关功率模型来表示[24]：

$$\langle |Y(\tau,f)|^2\rangle=\frac{\lambda^2P_{\text{t}}G_{\text{t}}T_{\text{c}}^2}{(4\pi)^3}\cdot \int\frac{G_{\text{r}\_x,y}\sigma_{p,q\_x,y}}{R_{\text{t}\_x,y}^2R_{\text{r}\_x,y}^2}\Lambda^2\left(\tau-\frac{R_{\text{r}\_x,y}+R_{\text{t}\_x,y}}{c}\right)S^2(f_{x,y}-f)\,\text{d}x\text{d}y+N(\tau,f) \tag{6}$$

式中：P_{t} 为发射机功率；G_{t} 为发射天线增益；λ 为 GNSS 信号波长；T_{c} 为相干积分时间；$G_{\text{r}\_x,y}$ 为散射单元 $S_{x,y}$ 方向上的接收天线增益；$\sigma_{p,q\_x,y}$ 为 p 极化入射波对应 q 极化反射波时散射单元 $S_{x,y}$ 的散射系数；$R_{\text{t}\_x,y}$、$R_{\text{r}\_x,y}$ 分别为 GNSS 卫星和接收天线到散射单元 $S_{x,y}$ 的距离；Λ 和 S 分别为伪随机码自相关函数和多普勒滤波函数；τ 和 f 分别为镜面反射点处的时延、多普勒；$f_{x,y}$ 为散射单元 $S_{x,y}$ 处的反射信号分量的多普勒；$N(\tau,f)$ 为噪声项。

当多普勒频率固定时，利用式(6)可推导 GNSS 反射信号一维时延相关功率波形(Delay Waveform，DW)的表达式：

$$\langle |Y(\tau)|^2\rangle=\langle |Y(\tau,f)|^2\rangle|_{f=\text{const}}=\frac{\lambda^2P_{\text{t}}G_{\text{t}}T_{\text{c}}^2}{(4\pi)^3}\int\frac{G_{\text{r}\_x,y}\sigma_{p,q\_x,y}}{R_{\text{t}\_x,y}^2R_{\text{r}\_x,y}^2}\Lambda^2\left(\tau-\frac{R_{\text{r}\_x,y}+R_{\text{t}\_x,y}}{c}\right)\text{d}x\text{d}y+N(\tau,f) \tag{7}$$

基于风驱、涌浪驱及降雨驱海浪谱，建立受涌浪、降雨扰动的双基电磁散射模型，从而计算 GNSS 反射信号的时延-多普勒二维相关功率，完成 GNSS 反射信号的建模。其研究框图如图 4 所示。具体建模步骤如下：

1）建立散射参考坐标系(Scattering Reference Frame，SRF)[25]，根据 GNSS 卫星和接收机状态(位置、速度)计算镜面反射点。

2）在 10000 平方公里的正方形区域内，将表面划分为 1 km × 1 km 的网格，基于 Elfouhaily 海浪谱仿真每个网格所对应的二维随机海面，如图 5所示(风速为 5 m/s，风向 $\varphi_{\text{w}}=45°$，色标为每个像素点的海面高度，单位为 m)。该尺寸足以囊括最高风速条件下与涌浪相关的长波[9]。然后进行空间域到时延-多普勒域的映射，计算每个网格的时延、多普勒等参数。

北航学报 赠阅

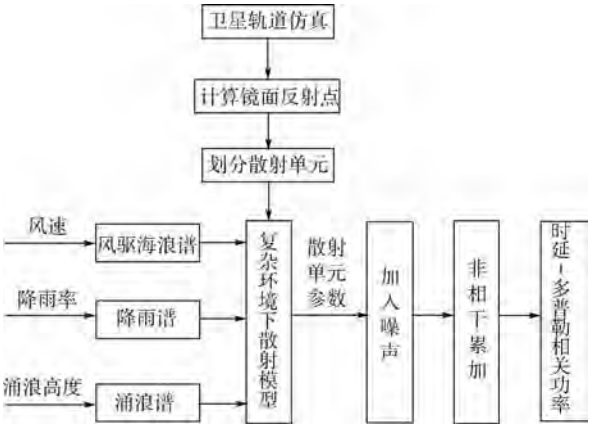


图 4 复杂环境下 GNSS 反射信号建模研究框图

Fig. 4 Block diagram of GNSS reflected signal modeling in complex environment

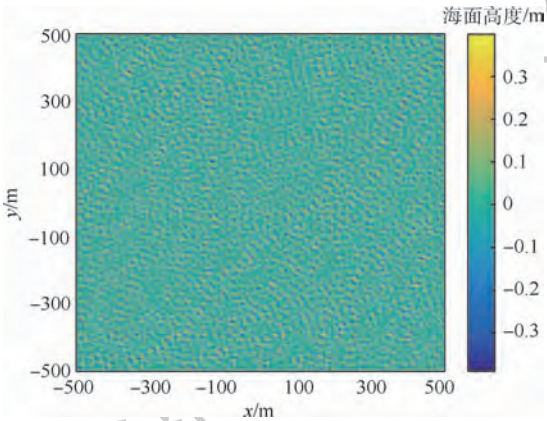


图 5 基于 Elfouhaily 海浪谱的二维随机海面

Fig. 5 Two-dimensional random sea surface based on Elfouhaily wave spectrum

3）结合风驱、涌浪驱、降雨驱海浪谱，基于双尺度模型建立受涌浪、降雨扰动的电磁散射模型，完成散射系数的计算。

4）加入噪声，利用式(6)计算 DDM。

5）进行非相干累加。

相比基于风驱海浪谱的建模，为得到适合于涌浪、降雨这些复杂环境因素影响下的反射信号模型，其中关键的步骤在于受扰动的双基电磁散射模型的建立。

2.1 受扰动的双基电磁散射

当 GNSS 信号入射到海洋表面时，发生散射。由于海表粗糙度较大，反射信号的相干分量减少，可被认为是漫反射。散射强度的大小通常用散射系数描述。目前，常用的电磁散射模型有基于 KA-GO 模型、微扰动法(Small Perturbation Method, SPM)模型、双尺度(Two Scale Model, TSM)模型、小斜率近似(Small Slope Approximation, SSA)模型[1]。

根据 1.2 节及 1.3 节的分析，涌浪与风速类似，主要影响海浪谱的低波数部分，即主要对大尺度粗糙海面产生影响。而降雨则主要影响小尺度粗糙海面，对 GNSS 信号的前向散射影响较小。因此可以采用双尺度模型，其中大尺度即风速和涌浪的散射系数用 KA-GO 近似法计算，小尺度即降雨的散射系数用 SPM 法计算。综上所述，引入涌浪、降雨影响后的散射系数为

$$\sigma_{\mathrm{TSM}} = \sigma_{\mathrm{KA\text{-}GO}} + \sigma_{\mathrm{SPM}} = \sigma_{\mathrm{KA\text{-}GO,wind}} + \sigma_{\mathrm{KA\text{-}GO,swell}} + \sigma_{\mathrm{SPM,rain}} \tag{8}$$

式中：$\sigma_{\mathrm{KA\text{-}GO,wind}}$、$\sigma_{\mathrm{KA\text{-}GO,swell}}$、$\sigma_{\mathrm{SPM,rain}}$ 分别为风速和涌浪影响的大尺度粗糙度海面的散射系数及降雨影响的小尺度粗糙度海面的散射系数。其中，$\sigma_{\mathrm{KA\text{-}GO,wind}}$、$\sigma_{\mathrm{KA\text{-}GO,swell}}$ 用 KA-GO 近似法计算：

$$\sigma_{\mathrm{KA\text{-}GO}} = \pi |\Re|^2 \frac{|\boldsymbol{q}|^4}{q_z^4} P_{\mathrm{pdf}}\left(-\frac{q_\perp}{q_z}\right) \tag{9}$$

式中：$\Re$ 为菲涅尔反射系数；$\boldsymbol{q}$ 为散射矢量；$q_\perp$、q_z 分别为散射矢量 $\boldsymbol{q}$ 在垂直、水平方向上的分量；P_{pdf} 为海面均方坡度 mss 的概率密度函数，假设为零均值的高斯分布，风速和涌浪对应的 mss 可分别通过对 Elfouhaily 海浪谱、涌浪驱海浪谱积分得到：

$$\mathrm{mss} = \int_0^{K_c} k^2 S(k)\,\mathrm{d}k \tag{10}$$

其中：积分上限 K_c 为截止波数，可由式(2)计算得到。

GNSS 直射信号经海面反射后，菲涅尔反射系数为

$$\Re = \Re_{\mathrm{rl}} = \frac{1}{2}(\Re_{\mathrm{vv}} - \Re_{\mathrm{hh}}) \tag{11}$$

$$\Re_{\mathrm{vv}} = \frac{\varepsilon\sin\theta - \sqrt{\varepsilon - \cos^2\theta}}{\varepsilon\sin\theta + \sqrt{\varepsilon - \cos^2\theta}} \tag{12}$$

$$\Re_{\mathrm{hh}} = \frac{\sin\theta - \sqrt{\varepsilon - \cos^2\theta}}{\sin\theta + \sqrt{\varepsilon - \cos^2\theta}} \tag{13}$$

式中：下标 r、l、v、h 分别表示右旋圆极化、左旋圆极化、垂直线极化、水平线极化；ε 为海面复介电常数；θ 为卫星高度角。

$\sigma_{\mathrm{SPM,rain}}$ 用 SPM 法计算，

$$\sigma_{\mathrm{SPM,rain}} = 8\left|k^2\cos\theta_i\cos\theta_s\,\Re\right|^2 S_{\mathrm{rain}}(2k\sin\theta_i, 0) \tag{14}$$

式中：θ_s 为散射角；$S_{\mathrm{rain}}(k_x, k_y)$ 为降雨驱海浪谱。

利用上述双尺度模型计算受涌浪、降雨影响下的散射系数的流程如图 6 所示。图中坐标系将由 SRF 转换为地心地固坐标系(Earth-Centered, Earth-Fixed, ECEF)。

2.2 噪 声

GNSS 反射信号主要被 2 种噪声干扰：热噪声

北航学报 赠阅

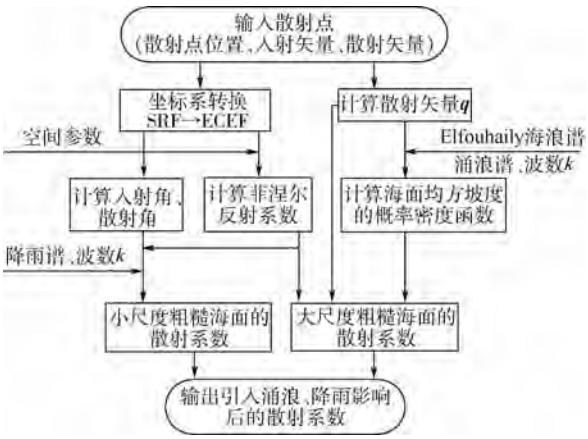


图 6　散射系数的计算流程图

Fig. 6　Flowchart of scattering coefficient calculation

和斑点噪声[24]。加噪后的二维时延-多普勒相关功率可被建模为

$$\langle |Y_n(\tau,f)|^2 \rangle = \langle |Y(\tau,f)|_0^2 \rangle N_{sk}(\tau,f) + N_t(\tau,f) \tag{15}$$

式中：$N_{sk}(\tau,f)$ 为乘性斑点噪声；$N_t(\tau,f)$ 为加性热噪声，服从 $(0,\sigma_t^2)$ 的高斯分布；σ_t^2 为噪声功率[26]。

根据概率理论，2 个标准高斯分布的平方和服从自由度为 2 的中心卡方分布。因此，热噪声可建模为

$$N_t(\tau,f) = N_{t\_I}^2 + N_{t\_Q}^2 \sim \sigma_t^2 \chi^2(2) \tag{16}$$

式中：N_{t_I}、N_{t_Q} 分别为同相、正交支路的热噪声；$\chi^2(2)$ 为自由度为 2 的中心卡方分布。

斑点噪声是乘性噪声，一般假设其服从均值为 1，方差为 σ_{sk}^2 的指数分布。

$$\sigma_{sk} = \frac{\sqrt{D(\langle |Y_n(\tau,f)|^2 \rangle)}}{E(\langle |Y_n(\tau,f)|^2 \rangle)} \tag{17}$$

式中：$D(\langle |Y_n(\tau,f)|^2 \rangle)$、$E(\langle |Y_n(\tau,f)|^2 \rangle)$ 分别对应加入斑点噪声后的相关功率的方差及均值。

根据式(15)对二维时延-多普勒相关功率进行计算，并对得到的 DDM 进行非相干累加，以降低热噪声和斑点噪声，从而改善波形。

3　GNSS 反射信号仿真及模型验证

3.1　GNSS 反射信号仿真

利用已知的空间几何、散射场景、接收场景等参数，根据式(6)计算 GNSS 反射信号的二维时延-多普勒相关功率。

设置仿真场景为星载条件下，GNSS 卫星的位置和速度分别为[-11 178 791.991 294, -13 160 191.204 988, 20 341 528.127 540] m、[2523.258 023, -361.592 839, 1 163.748 104] m/s，低轨卫星的位置和速度分别为[-4 069 896.703 386 033 0, -3 583 236.963 735 084 0, 4 527 639.271 758 164 0] m、[-4 738.074 234 206 3, -1 796.252 568 996 4, -5 654.995 201 365 7] m/s，海面风速为 5 m/s，波长为 400 m，接收天线增益为 12 dB，天线 3 dB 波束宽度为 20°，当降雨率超过 200 mm/d 时为特大暴雨[27]，因此为突出降雨的影响，将降雨率设为 100 mm/h，同样为突出涌浪的影响，将涌浪高度方差设为 4 m^2[9]。

仿真得到复杂环境下的 DDM、DW 分别如图 7 和图 8 所示。从图 7 中可以看出，仿真得到的 DDM 整体均呈现典型的“马蹄形”分布，但在不同的影响因素下，DDM 的峰值功率发生显著变化，如在涌浪影响下，峰值功率由图 7(a)中的 1.2×10^{-27} 下降至图 7(b)中的 8×10^{-28}。比较图 7(a)、(b)及图 8 可知，加入涌浪影响后，海面粗糙度发生较大变化，海面 GNSS 信号的漫反射增强，而镜面反射的 GNSS 信号减弱，导致 DDM 峰值功率明显减小，DW 拖尾延长，幅度明显下降。比较图 7(a)、(c)及图 8 可以发现，相比于涌浪，降雨情况下 DDM 和 DW 的形状、峰值功率均无明显变化，虽然降雨也会改变海面粗糙度，但其对 GNSS 信号的前向散射功率影响非常小，与理论预期相符，这也是可以利用 GNSS 反射信号透过台风墙对内部风速进行探测的原因。

3.2　GNSS 反射信号模型验证

为了验证建立的复杂环境影响下的 GNSS 反射信号模型的准确性，利用 UK TDS-1 于 2014-09-01 20:24:00 采集的真实海面 GNSS 反射信号数据进行处理。该组数据的海况如下：海面风速为 5 m/s，涌浪高度方差为 4 m^2，降雨率为 0 mm/h。其他数据参数及仿真参数如表 1 所示。

按照上述参数对 GNSS 反射信号进行仿真，计算引入涌浪后的 DDM、DW，并与 UK TDS-1 数据处理得到的 DDM、DW 进行对比，结果分别如图9 和图 10 所示。其中，GNSS 卫星的位置和速度分别为[-21 842 415.002 320 271, -15 180 714.434 890 306, -970 098.630 074 457 15] m、[258.935 068 132 560 9, -174.180 198 672 833 97, -3 155.347 262 329 083 2] m/s，低轨卫星的位置和速度分别为[-6 806 318.464 608 931, -1 262 592.594 652 038 3, -1 103 923.093 804 532 4] m、[847.567 995 738 401 81, 1 803.738 038 472 327 8, -7 368.059 680 401 838] m/s。

图 9 显示，引入涌浪影响后的模型仿真得到的 DDM 与 UK TDS-1 数据处理的 DDM 波形的

北航学报 赠阅

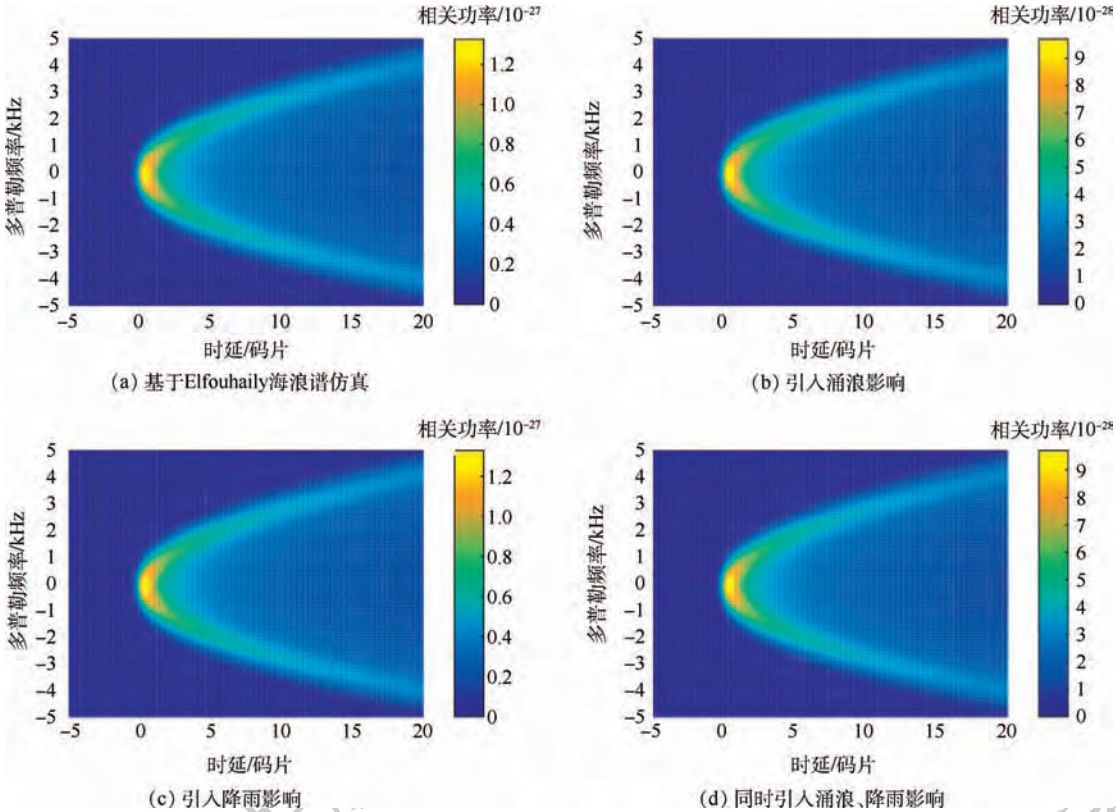


图 7 仿真的复杂环境下的 GNSS 反射信号二维时延-多普勒相关功率分布图像

Fig. 7 Simulated two-dimensional DDM of GNSS reflected signal in complex environment

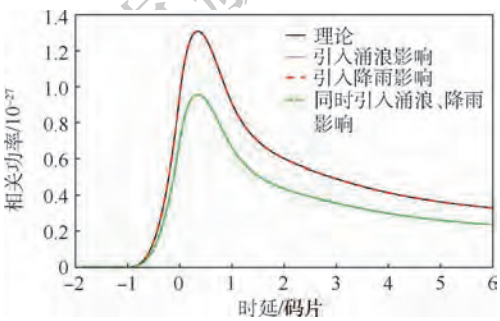


图 8 仿真的复杂环境下的 GNSS 反射信号一维时延相关功率波形

Fig. 8 Simulated one-dimensional DW of GNSS reflected signal in complex environment

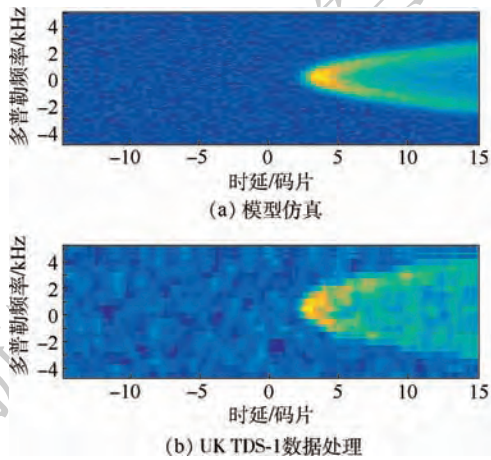


图 9 模型仿真及 UK TDS-1 数据处理所得二维时延-多普勒相关功率分布图像

Fig. 9 Two-dimensional DDM obtained from model simulation and UK TDS-1 data processing

表 1 UK TDS-1 真实数据参数

Table 1 UK TDS-1 real data parameters

数据 ID	时刻	风速/(m·s⁻¹)	仰角/(°)	天线增益/dB
RD000002/TD000008	2014-09-01 20:24:00	5	63.8	12

形状及峰值功率之间有很好的一致性。从图 10 可以看出,在延迟为(-1~15)C/A 码片范围内,引入涌浪影响因子后的 DW 与 UK TDS-1 数据处理的 DW 波形更为接近,二者的相关系数达到 0.92。而在相同场景下,未修正模型的DW与UK TDS-1 数据处理结果的相关系数为 0.88,明显低于修正后的模型。因此,引入涌浪影响因子后的 GNSS 反射信号模型不仅在物理层面上更接近真实情况,并且模型的精度有一定提高,优于未修正模型。所以引入涌浪影响后的 GNSS 海洋反射信号模型能够更真实的模拟 GNSS 反射信号。证明该复杂环境下的 GNSS 反射信号模型具有一定的可行性,可以有效的用于 GNSS 海面反射信号的仿真。

北航学报 赠阅

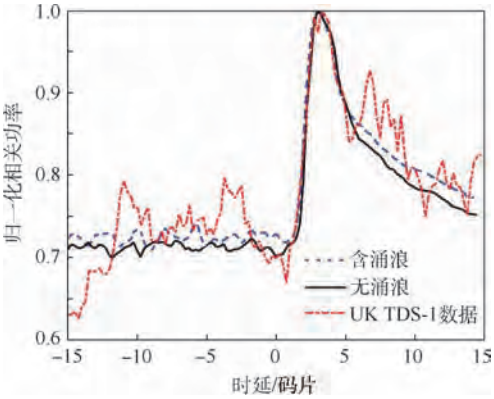


图 10　模型仿真及 UK TDS-1 数据处理所得一维时延相关功率波形

Fig. 10　One-dimensional DW obtained from model simulation and UK TDS-1 data processing

4　结　论

本文在风驱海面下 GNSS 反射信号模型的基础之上，从海浪谱角度分析涌浪、降雨对 GNSS 反射信号的影响，提出利用双尺度模型计算引入涌浪、降雨影响因子后散射系数的方法，建立涌浪、降雨影响下的 GNSS 海面反射信号模型。并根据该建模流程进行仿真，将得到的 DDM 和 DW 与 UK TDS-1 实测数据进行比对，结果表明：

1）提出的涌浪、降雨影响下的 GNSS 反射信号模型简单，算法清晰，易于程序实现，并加入噪声影响，提高仿真精度。

2）涌浪的存在使得海面粗糙度发生变化，形成对 GNSS 反射信号影响较大的大尺度粗糙海面。而降雨对反射信号的影响较小，与理论分析结果相符。因此在风速反演中加入涌浪的影响将会有效提高反演精度。

3）引入涌浪影响因子后仿真得到的 DDM、DW 与实测数据结果相关系数达到 0.92，优于未修正模型与实测数据的对比结果。验证了该建模方法的可行性和有效性，为模拟真实复杂环境下的反射信号和 GNSS 反射信号星载探测应用的研究奠定基础。

此外，为使本文提出的模型能用于模拟更为真实的反射信号，后续考虑引入泡沫、洋流等对 GNSS 反射信号的影响以及相应软件模拟器的实现。

参考文献（References）

[1] 杨东凯，张其善. GNSS 反射信号处理基础与实践[M]. 北京：电子工业出版社，2012：7-13.
YANG D K, ZHANG Q S. GNSS reflected signal processing: Fundamentals and applications[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2012: 7-13 (in Chinese).

[2] LI W Q, RIUS A, FABRA F, et al. Revisiting the GNSS-R waveform statistics and its impact on altimetric retrievals[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2018, 56(5): 1-18.

[3] WANG F, YANG D K, ZHANG B, et al. Waveform-based spaceborne GNSS-R wind speed observation: Demonstration and analysis using UK TechDemoSat-1 data[J]. Advances in Space Research, 2018, 61(6): 1573-1587.

[4] 金双根，张勤耘，钱晓东. 全球导航卫星系统反射测量（GNSS + R）最新进展与应用前景[J]. 测绘学报，2017，46(10)：1389-1398.
JIN S G, ZHANG Q Y, QIAN X D. New progress and application prospects of global navigation satellite system reflectometry (GNSS + R)[J]. Acta Geodaetica et Cartographica Sinica, 2017, 46(10): 1389-1398 (in Chinese).

[5] ISOGUCHI O, IZUMIYAMA T, ICHIKAWA K, et al. Detection of sea surface height and wave height using global navigation satellite system reflectometry (GNSS-R): ATT32-03[R]. Tokyo: Japan Geoscience Union, 2018.

[6] ZAVOROTNY V, VORONOVICH A. Scattering of GPS signals from the ocean with wind remote sensing application[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2000, 38(2): 951-964.

[7] SCHIAVULLI D, GHAVIDEL A, CAMPS A, et al. A simulator for GNSS-R polarimetric observation over the ocean[C]// 2004 IEEE Geoscience and Remote Sensing Symposium. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2014: 3802-3805.

[8] GHAVIDEL A, SCHIAVULLI D, CAMPS A. Numerical computation of the electromagnetic bias in GNSS-R altimetry[J]. IEEE Transcations on Geoscience and Remote Sensing, 2016, 54(1): 489-498.

[9] GHAVIDEL A, CAMPS A. Impact of rain, swell, and surface currents on the electromagnetic bias in GNSS-Reflectometry[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2016, 9(10): 4643-4649.

[10] PARK H, MARCHAN-HERNANDEZ J F, RODRIGUEZ-ALVAREZ N, et al. End-to-end simulator for global navigation satellite system reflectometry space mission[C]// 2010 IEEE Geoscience and Remote Sensing Symposium. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2010: 4294-4297.

[11] PARK H, CAMPS A, PASCUA D, et al. Improvement of the PAU/PARIS end-to-end performance simulator (P^2EPS) in prepapation for upcoming GNSS-R missions[C]// 2013 IEEE Geoscience and Remote Sensing Symposium. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2013: 362-365.

[12] PARK H, CAMPS A, PASCUA D, et al. Evolution of PAU/PARIS end-to-end performance simulator (P^2EPS) towards GNSS reflectometry, radio occulation and scatterometry simulator (GEROS-SIM)[C]// 2015 IEEE Geoscience and Remote Sensing Symposium. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2015: 4757-4760.

[13] LI B W, ZHANG B, YANG D K, et al. An improved model and simulator design of GNSS ocean reflected signals[C]// 2017

北航学报 赠阅

Forum on Cooperative Positioning and Service. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2017: 157-161.

[14] YAN Q Y, HUANG W M. GNSS-R delay-Doppler map simulation based on the 2004 Sumatra-Andaman tsunami event[J]. Journal of Sensors, 2016(14): 1-14.

[15] BAI W H, XIA J M, ZHAO D Y, et al. GREEPS: An GNSS-R end-to-end performance simulator[C]// 2016 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2016: 4831-4834.

[16] ASGARIMEHR M, WICKERT J, REICH S. TDS-1 GNSS reflectometry: Development and validation of forward scattering winds [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2018, 11(11): 4534-4541.

[17] HWANG P A, PLANT W J. Swell influence on ocean surface roughness and radar scattering from the ocean surface[C]// 2009 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2009: 37-40.

[18] ELFOUHAILY T, CHAPRON B, KATSAROS K, et al. A unified directional spectrum for long and short wind-driven waves [J]. Journal of Geophysical Research, 1997, 102(C7): 15.

[19] BROWN G S. Backscattering from a Gaussian-distributed perfectly conducting rough surface[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1978, 26(3): 472-482.

[20] 李水清,赵栋梁. 风浪和涌浪分离方法的比较[J]. 海洋学报, 2012, 34(2): 23-29.
LI S Q, ZHAO D L. Comparisons on partitioning techniques to identify wind-wave and swell[J]. Acta Oceanologica Sinica, 2012, 34(2): 23-29(in Chinese).

[21] DURDEN S L, VESECKY J F. A physical radar cross-section model for a wind-driven sea with swell[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 1985, 10(4): 445-451.

[22] BLIVEN L F, SOBIESKI P W, CRAEYE C. Rain generated ring-waves: Measurements and modelling for remote sensing [J]. International Journal of Remote Sensing, 1997, 18(1): 221-228.

[23] 祁永强,张波,杨东凯,等. GNSS海面反射信号的三维建模方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2018, 44(1): 125-131.
QI Y Q, ZHANG B, YANG D K, et al. Three dimensional modeling method of GNSS sea surface reflection signal[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2018, 44(1): 125-131(in Chinese).

[24] PARK H, CAMPS A, PASCUAL D. A generic level 1 simulator for spaceborne GNSS-R missions and application to GEROS-ISS ocean reflectometry[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2017, 10(10): 4645-4659.

[25] PARK H, CAMPS A, VALENCIA E, et al. Retracking considerations in spaceborne GNSS-R altimetry[J]. GPS Solutions, 2012, 16(4): 507-518.

[26] GLEASON S. Space-based GNSS scatterometry: Ocean wind sensing using an empirically calibrated model[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2013, 51(9): 4853-4863.

[27] 陈冬冬,戴永久. 近五十年我国西北地区降水强度变化特征[J]. 大气科学, 2009, 33(5): 923-935.
CHEN D D, DAI Y J. Characteristics of Northwest China rainfall intensity in recent 50 years[J]. Chinese Journal of Atmospheric Sciences, 2009, 33(5): 923-935(in Chinese).

作者简介:

吴迪 女,硕士研究生。主要研究方向:GNSS-R理论与应用、GNSS信号仿真。

张波 男,博士,讲师,硕士生导师。主要研究方向:扩频通信、卫星导航及其应用等。

李博闻 男,博士研究生。主要研究方向:GNSS-R理论与应用、GNSS信号仿真。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

Modeling of GNSS-R signal under effects of swell and rain

WU Di, ZHANG Bo*, LI Bowen

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

Abstract: The simulation of global navigation satellite system (GNSS) signal reflected from the ocean surface mostly uses wind-driven wave spectrum, which ignores the effect of swell and rain in real complex environment. For this reason, a model of GNSS signal reflected from the ocean surface under the effect of swell and rain is proposed. First, Elfouhaily spectrum, swell spectrum and rain spectrum are simulated respectively. The effects of swell and rain on GNSS-R signal are analyzed form the perspective of wave spectrum. Then, the method of modeling the GNSS-R signal after introducing the factors of swell and rain is designed. The noise model is established. Finally, the delay-Doppler maps(DDM) and dely waveform(DW) simulated in the spaceborne scenario are analyzed and compared with the results of the UK TDS-1 measured data. The validation results show that the swell mainly forms the large-scale rough sea surface which has great influence on the GNSS-R signal, while the rain has little influence on the GNSS-R signal. The simulated DDM has good consistency with the measured data, and the correlation coefficient between simulated DW and measured data is 0.92, which is better than the comparison result of the uncorrected model. The simulated reflected signal is more real, which proves the feasibility and effectiveness of the proposed GNSS-R signal modeling method. It has certain reference significance and practical value for the modeling of GNSS-R signal in real complex environment and the application of GNSS-R spaceborne detection.

Keywords: global navigation satellite system (GNSS); reflected signal; swell; rain; analog simulation

北京航空航天大学学报

Received: 2019-03-27; **Accepted**: 2019-07-20; **Published online**: 2019-08-21 12:37

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190821.1132.001.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (41774028)

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

北航学报 赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0132

基于逆系统解耦的 MSCSG 姿态测量方法

于春淼[1], 汪洲[2], 任元[2,*], 王卫杰[2], 樊亚洪[3]

(1. 航天工程大学 研究生院, 北京 101416; 2. 航天工程大学 宇航科学与技术系, 北京 101416;
3. 北京控制工程研究所, 北京 100190)

全下文载

摘 要: 磁悬浮控制敏感陀螺(MSCSG)是一种将姿态控制和姿态测量功能合二为一的新型陀螺,采用洛伦兹力磁轴承(LFMB)控制转子径向偏转。针对 MSCSG 2 个测量轴之间存在耦合的问题,提出了一种基于逆系统解耦的测量方法。首先,分析了 MSCSG 的结构组成,在此基础上建立了 LFMB-转子系统动力学模型,推导了 MSCSG 陀螺进行两自由度姿态测量的工作原理;然后,分析了 2 个测量轴之间的耦合关系,进而提出采用逆系统对 2 个测量轴进行解耦。最后,对所提方法的有效性进行了仿真验证。仿真结果表明:在所提解耦方法作用下,2 个测量轴之间的耦合效果得到了很好的抑制,测量精度得到了一定的提高。

关 键 词: 磁悬浮控制敏感陀螺(MSCSG); 洛伦兹力磁轴承(LFMB); 姿态测量; 逆系统解耦; 径向偏转

中图分类号: V448.2

文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2020)01-0150-09

随着空间航天器事业不断发展,卫星快速发射需求越来越高,体积越来越趋近于小型化[1-2],而姿态测量与控制一体化是航天器实现小型化的有效手段之一[3-4]。本文研究对象磁悬浮控制敏感陀螺(Magnetically Suspended Control and Sense Gyroscope, MSCSG)[5-6]是将姿态控制与姿态测量功能合二为一[7]的新概念陀螺,其具有低噪声[8]、微振动[9]、非接触[10]等突出优点,也是有效解决高分侦察技术所面临甚稳超静[11]姿态控制难题的理想选择。MSCSG 检控一体的特点可以有效减小航天器体积、重量和功耗[12]。

在基于磁悬浮惯性器件的航天器姿态测量研究上,国内外开展了一系列研究。刘彬等[13]基于磁悬浮陀螺飞轮,提出一种将输出控制力矩和敏感姿态角速度于一身的方案,采用洛伦兹力磁轴承(Lorentz Force Magnetic Bearing, LFMB)进行五自由度支承,其产生的磁力与电流成线性特性,从而达到测量姿态的目的,但该方案未得到实验验证;文献[14]中加拿大 Bristol 宇航有限公司研制了一种挠性陀螺飞轮,该装置可以在输出三自由度的控制力矩的同时敏感航天器两自由度的角速度,但该陀螺测量精度有待提升;房建成和任元[15]提出一种新型磁悬浮陀螺飞轮,可以对航天器同时输出三自由度控制力矩和敏感两自由度姿态角速度,可减小航天器姿态控制系统的体积。但是磁悬浮陀螺飞轮的转子转动与平动之间存在耦合,从而也导致了该陀螺测量角速度精度有限;房建成等[16]提出利用双框架 MSCMG 进行姿态测量,针对测量得到的两轴姿态角速度间存在耦合的问题,提出了动态解耦补偿方法,进一步提高了陀螺的测量精度,但是该动态解耦方案在解算化简过程中采用了高阶近似,精度还有提升的空间。

此外,模糊解耦[17]、神经网络解耦[18]、滑模

收稿日期: 2019-03-27; **录用日期**: 2019-07-12; **网络出版时间**: 2019-08-05 17:35
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190805.1357.002.html
基金项目: 国家自然科学基金(51475472,51605489); 北京市"高创计划"青年拔尖人才项目(2017000026833ZK23)
* **通信作者**. E-mail: renyuan_823@aliyun.cn

引用格式: 于春淼, 汪洲, 任元, 等. 基于逆系统解耦的 MSCSG 姿态测量方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(1): 150-158.
YU C M, WANG Z, REN Y, et al. MSCSG attitude measurement method based on inverse system decoupling[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(1): 150-158 (in Chinese).

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

解耦[19]等方法也被用于抑制两自由度姿态控制耦合。但这些方法都需要大量的计算机资源分配，需要大量的数据进行学习，因此在航天器姿态测量系统中通常受到限制。逆系统[20]方案简单、直观，执行起来相对简单，物理概念清晰，且易于理解和分析，同时对于 MSCSG 来说，数学模型建立较为方便，更适合采用逆系统。目前逆系统通常应用于控制，测量方面的应用还未见报道。

MSCSG 是由航天工程大学 2015 年首次提出的一种新概念陀螺仪，并于 2018 年研制成功国际首台原理样机[5,7]。本文将在原理样机研制的基础上，结合控制 MSCSG 径向偏转的 LFMB 的工作原理建立动力学模型，推导基于 MSCSG 的姿态角速度测量方法，并分析 MSCSG 2 个测量轴之间的耦合关系，为提高航天器姿态角速度的测量精度，本文采用逆系统对其进行了解耦，在抑制 2 个测量轴之间耦合的同时提高 MSCSG 的测量精度。

1　MSCSG 工作原理及动力学建模

1.1　工作原理

如图 1 所示，MSCSG 由上、中和下陀螺房、转子、电机、位移传感器、力矩器、轴向磁轴承与径向磁轴承等部分组成。其中：转子是 MSCSG 结构中的核心部件，也是 MSCSG 质量分布最集中的部分。电机、轴向磁轴承、径向磁轴承与力矩器共同来控制转子的六自由度，电机用来控制转子转速，即转子轴向旋转自由度；轴向磁轴承控制转子稳定悬浮，即转子的轴向平动自由度；径向磁轴承控制转子的径向两平动自由度。力矩器采用 LFMB 结构控制转子径向偏转两自由度。径向磁轴承与轴向磁轴承均采用了球面结构，可保证转子发生偏转后的磁极面依然均匀，不至于因偏转而产生径向干扰力矩，从结构上消除了轴向和径向 3 个平动方向对径向 2 个偏转方向的耦合。位移传感器用于检测转子的位置变化信息；此外上、中、下陀螺房用于支承定子构件，同时还具有密封防护的作用。

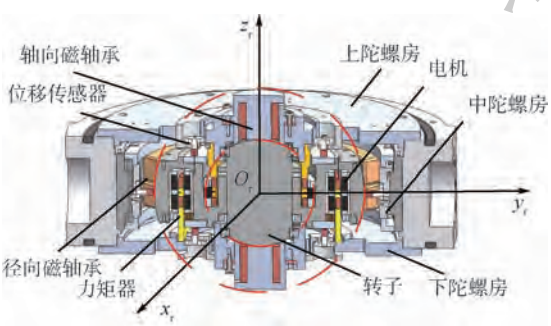


图 1　MSCSG 陀螺房结构示意图

Fig. 1　Schematic diagram of MSCSG gyro room structure

1.2　动力学建模

MSCSG 安装在航天器上，其定子相对惯性系具有 3 个转动自由度，其转子具有 3 个转动自由度和 3 个平动自由度。为了便于建立 MSCSG 动力学模型，定义陀螺初态为计时零时时刻，高速稳定旋转的转子悬浮于定子腔体中心，转子、定子球形包络面的球心重合，定子相对于惯性空间角速度为零的状态，同时定义坐标系如下：

惯性坐标系 O_i-$x_iy_iz_i$：将地心赤道坐标系作为惯性坐标系，地心 O_i 为坐标原点，x_i 轴指向春分点，z_i 轴指向地球北极，与 y_i 轴构成右手坐标系。

定子坐标系 O_s-$x_sy_sz_s$：定子坐标系与陀螺定子固连，原点 O_s 位于定子球形包络面几何中心，取径向磁轴承的垂直平分线作为 z_s 轴。

转子坐标系 O_r-$x_ry_rz_r$：与转子固连，但不随转子转动，原点 O_r 位于转子几何中心，z_r 轴为转子旋转轴，当转子位于平衡位置时，O_r-$x_ry_rz_r$ 与 O_s-$x_sy_sz_s$ 重合。

依据安培力定律，LFMB 产生的电磁力表达式为

$$\boldsymbol{f} = \boldsymbol{BIL} \tag{1}$$

式中：$\boldsymbol{f}$ 为产生的电磁力；B 为磁感应强度；L 为与磁场垂直方向的线圈长度；$\boldsymbol{I}$ 为线圈中的偏置电流。

LFMB 结构如图 2 所示，α 和 β 分别是转子绕 x_r 轴、y_r 轴偏转的角位移，LFMB 骨架中心与转子中心重合。其与下陀螺房固连，上面安装有上、下两层磁钢，为保证能够形成闭合磁场，内、外磁钢的充磁方向相反。同时 LFMB 骨架上缠绕了4 组相同匝数的线圈，4 组线圈保持均匀分布，每相对的 2 组线圈分别控制一个径向偏转自由度。

α 和 β 分别为转子绕 x_s、y_s 轴偏转角的大小，l_m 为 LFMB 定子半径，l_s 为 4 个位移传感器所在圆的半径。

当图 2 中的线圈通入电流时，将产生垂直于线圈与磁场方向的安培力，上、下 2 个线圈的合力大小为

$$\boldsymbol{f} = 2\boldsymbol{NBIL} \tag{2}$$

式中：N 为 LFMB 中线圈匝数。

将式(2)改写为

$$\boldsymbol{f} = \begin{bmatrix} f_x \\ f_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2NBL(I_2 + I_4) \\ -2NBL(I_1 + I_3) \end{bmatrix} \tag{3}$$

式中：I_1、I_3 分别为 x_s 轴正、负线圈上等大、反向的

北航学报 赠阅

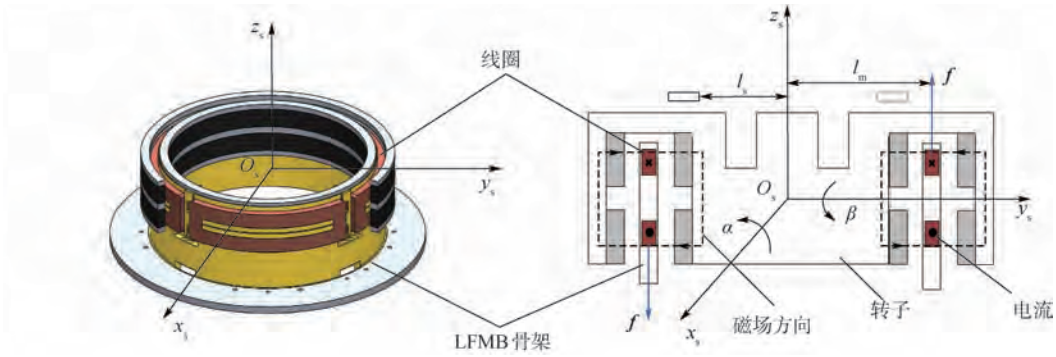


图 2 LFMB 结构原理

Fig. 2 LFMB structure principle

电流；I_2、I_4 分别为 y_s 轴正、负线圈上等大、反向的电流。则有 $I_2 = I_4 = I_\alpha$，$I_1 = I_3 = I_\beta$，其中：I_α、I_β 分别表示 x_s 轴、y_s 轴的偏置电流，此时相对的线圈将产生等大、反向安培力。从而有

$$\boldsymbol{f} = 4NBL\begin{bmatrix} I_\alpha \\ -I_\beta \end{bmatrix} = K_I \boldsymbol{I} \tag{4}$$

其中：$K_I = 4NBL$ 为电流刚度。

由此可得 LFMB 提供的 x_s、y_s 方向偏转力矩为

$$\boldsymbol{M}_g = \begin{bmatrix} M_{gx} \\ M_{gy} \end{bmatrix} = l_m K_I \boldsymbol{I} = \begin{bmatrix} 4NBLl_m I_\alpha \\ -4NBLl_m I_\beta \end{bmatrix} \tag{5}$$

为了获得足够大的角动量以增加输出转矩和姿态灵敏度，MSCSG 设计成扁平状。当转子高速运行时，陀螺效应十分显著，因此陀螺容易产生失稳。如果控制方法中没有考虑到这一点，会导致高速转子的失稳。控制器相位滞后，会对高速转子稳定性产生影响。为保证 MSCSG 转子控制系统的稳定性，本文采用了一种交叉反馈补偿的 PID 控制器来解决上述问题，$\boldsymbol{G}_{PID}$用于分散 PID 控制，$\boldsymbol{G}_{cr}(s)$用于交叉反馈补偿，控制器设计为

$$\boldsymbol{G}_c(s) = \boldsymbol{G}_{PID}(s) + \boldsymbol{G}_{cr}(s) = \left(k_P + \frac{k_I}{s} + k_D\right)\boldsymbol{E}_2 + \boldsymbol{\Omega}\left(\frac{k_L}{\tau_L s + 1} - \frac{k_H s}{\tau_H s + 1}\right)\boldsymbol{C}_r \tag{6}$$

式中：k_P 为比例增益；k_I 为积分增益；k_D 为微分增益；k_L 和 k_H 分别为低通滤波器和高通滤波器的系数；τ_L 和 τ_H 分别为 2 个滤波器的时间常数；$\boldsymbol{E}_2$ 为 2×2 的单位矩阵；s 为拉普拉斯算子；$\boldsymbol{\Omega}$ 为转子绕 z_r 轴旋转的速度；$\boldsymbol{C}_r$ 为交叉反馈矩阵，其表达式为

$$\boldsymbol{C}_r = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

为实现电流比例反馈控制而获得更宽的带宽，功放系统可用一阶环节建模，表示为

$$\boldsymbol{G}_w(s) = \frac{k_w \omega_w}{s + \omega_w}\boldsymbol{E}_2 \tag{7}$$

式中：k_w 为功放增益；ω_w 为截止频率。

传感器信号的反馈回路上，通过调理电路和抗混叠滤波器传至数字控制器，表示为

$$\boldsymbol{K}_s(s) = \frac{k_s \omega_s}{s + \omega_s}\boldsymbol{E}_2 \tag{8}$$

式中：k_s 传感器增益；ω_s 为抗混叠滤波器的截止频率。

2 两自由度姿态测量方法

MSCSG 转子控制系统由控制器、信号调理电路、电磁铁转子和传感器组成，见图 3。当转子沿轴向高速转动时，靠轴向磁轴承产生的磁场悬浮；当发生转动时，转子将沿 x_r 或 y_r 方向产生偏转角，高精度传感器将检测到转子位置的变化，位移信号经由信号调理系统传递至控制器，控制器将会在 x_r 或 y_r 方向的线圈上施加相应控制电流，改变磁场内作用导线的电流大小并生成作用于转子的恢复力，使转子重新回到起始位置；最后通过测量观察线圈上的控制电流即可推导出MSCSG的

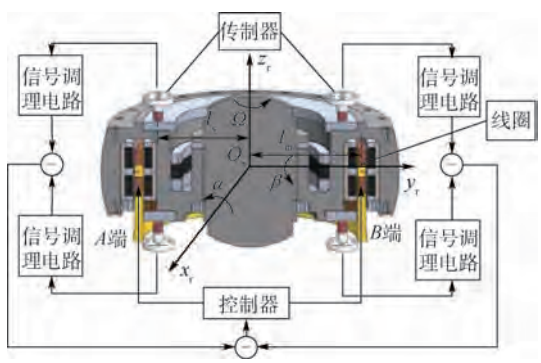


图 3 MSCSG 转子结构示意图

Fig. 3 Schematic diagram of MSCSG rotor structure

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

角速度。MSCSG 的角速度测量主要与径向转动自由度有关,所以下文将通过分析转子径向 x_r 和 y_r 方向的偏转自由度来建立动力学模型。

根据刚体运动的动量矩定理,有

$$\boldsymbol{M}_u = \dot{\boldsymbol{H}}_r + \boldsymbol{\omega}_r^i \times \boldsymbol{H}_r \tag{9}$$

式中:$\boldsymbol{M}_u$ 为转子输出的控制力矩;$\boldsymbol{\omega}_r^i$ 为转子的牵连角速度;$\boldsymbol{H}_r$ 为转子系下转子的角动量,可以表示为

$$\boldsymbol{H}_r = \begin{bmatrix} J_r & 0 & 0 \\ 0 & J_r & 0 \\ 0 & 0 & J_z \end{bmatrix} \boldsymbol{\Omega}^i \tag{10}$$

其中:J_r 为转子的径向转动惯量;J_z 为转子的极转动惯量。$\boldsymbol{\Omega}^i$ 为转子绝对角速度,可表示为

$$\boldsymbol{\Omega}^i = \boldsymbol{\Omega} + \boldsymbol{\omega}_r^i = [0 \quad 0 \quad \Omega]^T + \boldsymbol{\omega}_r^i \tag{11}$$

其中:$\boldsymbol{\Omega} = [0 \quad 0 \quad \Omega]^T$ 为转子相对于转子坐标系的角速度。

牵连角速度 $\boldsymbol{\omega}_r^i$ 由转子系相对于定子系的角速度 $\boldsymbol{\omega}_r^s$ 以及定子系相对于惯性空间的角速度 $\boldsymbol{\omega}_s^i$ 组成,则有

$$\boldsymbol{\omega}_r^i = \boldsymbol{\omega}_r^s + \boldsymbol{\omega}_s^i = [\dot{\alpha} \quad \dot{\beta} \quad 0]^T + [\dot{\varphi}_x \quad \dot{\varphi}_y \quad \dot{\varphi}_z]^T \tag{12}$$

式中:$\dot{\alpha}$ 和 $\dot{\beta}$ 分别为转子绕 x 轴和 y 轴的姿态角速度;$\dot{\varphi}_x$、$\dot{\varphi}_y$、$\dot{\varphi}_z$ 分别为定子坐标系相对于惯性坐标系的角速度在 x_i、y_i、z_i 坐标轴上的角速度分量,也就是航天器的姿态角速度在 3 个坐标轴上的分量,故

$$\boldsymbol{\omega}_r^i = [\dot{\alpha} + \dot{\varphi}_x \quad \dot{\beta} + \dot{\varphi}_y \quad \dot{\varphi}_z]^T \tag{13}$$

从而有

$$\boldsymbol{\Omega}^i = [\dot{\alpha} + \dot{\varphi}_x \quad \dot{\beta} + \dot{\varphi}_y \quad \Omega + \dot{\varphi}_z]^T \tag{14}$$

代入式(10)得

$$\boldsymbol{H}_r = \begin{bmatrix} J_r(\dot{\alpha} + \dot{\varphi}_x) \\ J_r(\dot{\beta} + \dot{\varphi}_y) \\ J_z(\Omega + \dot{\varphi}_z) \end{bmatrix} \tag{15}$$

对式(15)求导得

$$\dot{\boldsymbol{H}}_r = \begin{bmatrix} J_r(\ddot{\alpha} + \ddot{\varphi}_x) \\ J_r(\ddot{\beta} + \ddot{\varphi}_y) \\ J_z(\dot{\Omega} + \ddot{\varphi}_z) \end{bmatrix} \tag{16}$$

又

$$\boldsymbol{\omega}_r^i \times \boldsymbol{H}_r = \begin{bmatrix} J_z(\Omega + \dot{\varphi}_z)(\dot{\beta} + \dot{\varphi}_y) - J_r(\dot{\beta} + \dot{\varphi}_y)\dot{\varphi}_z \\ J_r(\dot{\alpha} + \dot{\varphi}_x)\dot{\varphi}_z - J_z(\Omega + \dot{\varphi}_z)(\dot{\alpha} + \dot{\varphi}_x) \\ 0 \end{bmatrix} \tag{17}$$

将式(16)、式(17)代入式(9)中得

$$\boldsymbol{M}_u = \begin{bmatrix} -J_r(\dot{\beta} + \dot{\varphi}_y)\dot{\varphi}_z + J_z(\Omega + \dot{\varphi}_z)(\dot{\beta} + \dot{\varphi}_y) + J_r(\ddot{\alpha} + \ddot{\varphi}_x) \\ J_r(\dot{\alpha} + \dot{\varphi}_x)\dot{\varphi}_z - J_z(\Omega + \dot{\varphi}_z)(\dot{\alpha} + \dot{\varphi}_x) + J_r(\ddot{\beta} + \ddot{\varphi}_y) \\ J_z(\dot{\Omega} + \ddot{\varphi}_z) \end{bmatrix} \tag{18}$$

为求磁悬浮转子所受的合外力矩,令式(18)中的 $\dot{\varphi}_x, \dot{\varphi}_y, \dot{\varphi}_z, \dot{\Omega} = 0$。可得

$$\boldsymbol{M}_e(0) = \begin{bmatrix} J_z\Omega\dot{\beta} + J_r\ddot{\alpha} \\ -J_z\Omega\dot{\alpha} + J_r\ddot{\beta} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{19}$$

从式(18)中减去 $\boldsymbol{M}_e(0)$,同时假设航天器在 z_s 轴上转速为零,即可得陀螺转子径向两轴方向上的输出力矩为

$$\begin{cases} M_{gx} = H\dot{\varphi}_y + J_r\ddot{\varphi}_x \\ M_{gy} = -H\dot{\varphi}_x + J_r\ddot{\varphi}_y \end{cases} \tag{20}$$

式中:$H\dot{\varphi}_y$、$H\dot{\varphi}_x$ 分别为 x_s 轴和 y_s 轴方向上的陀螺进动力矩项,$J_r\ddot{\varphi}_x$、$J_r\ddot{\varphi}_y$ 分别为 x_s 轴和 y_s 轴方向上的惯性力矩项。由于转子通常运行在很高的转速下,具有很大的角动量,而航天器的姿态角加速度很小,这样,作为微小量,可忽略惯性力矩项,则有

$$\boldsymbol{M}_g = \begin{bmatrix} M_{gx} \\ M_{gy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H\dot{\varphi}_y \\ -H\dot{\varphi}_x \end{bmatrix} \tag{21}$$

对式(21)进行拉普拉斯变换得

$$\boldsymbol{M}_g = \boldsymbol{T}_M\boldsymbol{\varphi}(s) \tag{22}$$

式中:$\boldsymbol{M}_g = \begin{bmatrix} M_{gx}(s) \\ M_{gy}(s) \end{bmatrix}$,$\boldsymbol{T}_M = \begin{bmatrix} 0 & H \\ -H & 0 \end{bmatrix}$,$\boldsymbol{\varphi}(s) = \begin{bmatrix} \varphi_x(s) \\ \varphi_y(s) \end{bmatrix}$;$\varphi_x(s)$ 和 $\varphi_y(s)$ 分别为 $\dot{\varphi}_x$ 和 $\dot{\varphi}_y$ 拉普拉斯变换。则姿态角速度的估计可表示为

$$\hat{\boldsymbol{\varphi}}(s) = \boldsymbol{T}_M^{-1}\boldsymbol{M}_g \tag{23}$$

根据牛顿第二定律和陀螺技术方程,广义坐标系中转子动力学方程描述为

$$\boldsymbol{M}\ddot{\boldsymbol{q}} + \boldsymbol{G}\dot{\boldsymbol{q}} = \boldsymbol{f}_u \tag{24}$$

式中:$\boldsymbol{M} = \begin{bmatrix} J_r & 0 \\ 0 & J_r \end{bmatrix}$、$\boldsymbol{G} = \begin{bmatrix} 0 & H \\ -H & 0 \end{bmatrix}$、$\boldsymbol{f}_u = \begin{bmatrix} M_x \\ M_y \end{bmatrix}$ 和 $\boldsymbol{q} = \begin{bmatrix} \varphi_x \\ \varphi_y \end{bmatrix}$ 分别为广义质量阵、陀螺阵、广义力和航天器位置的广义坐标。

对式(24)进行拉普拉斯变换,可得

$$\boldsymbol{G}_g = (\boldsymbol{M}s^2 + \boldsymbol{G}s)^{-1} \tag{25}$$

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

通过前面的一系列设计,结合每个环节的逻辑利用框图将姿态测量原理展示出来,结果如图 4所示。

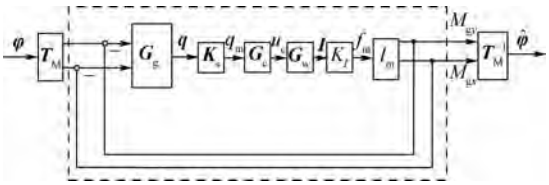


图 4 姿态测量系统原理框图

Fig. 4 Principle block diagram of attitude measurement system

图 4 为包含以上各个环节的姿态测量系统原理框图,利用式(6)所设计的控制器,磁轴承控制器可很好地补偿外界施加力矩,姿态角速度计算式为

$$\hat{\boldsymbol{\varphi}}(s) = \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_x(s) \\ \hat{\varphi}_y(s) \end{bmatrix} = \boldsymbol{T}_{\mathrm{M}}^{-1} \begin{bmatrix} M_{gx} \\ M_{gy} \end{bmatrix} \tag{26}$$

由图 4 可得,从 $\boldsymbol{\varphi}(s)$ 到 $\hat{\boldsymbol{\varphi}}(s)$ 的角速度测量传递函数为

$$\boldsymbol{G}(s) = \boldsymbol{C}_{\varphi} \frac{\boldsymbol{F}}{\boldsymbol{E}_2 + \boldsymbol{F}} \boldsymbol{C}_{\varphi}^{\mathrm{T}} \tag{27}$$

式中:$\boldsymbol{F} = \boldsymbol{K}_{\mathrm{s}} \boldsymbol{G}_{\mathrm{c}} \boldsymbol{G}_{\mathrm{w}} K_I l_{\mathrm{m}} \boldsymbol{G}_{\mathrm{g}}$;$\boldsymbol{C}_{\varphi}$ 为一个常数变换矩阵,其表达式为

$$\boldsymbol{C}_{\varphi} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

结合式(19)、式(26)和式(27)得

$$\hat{\boldsymbol{\varphi}}(s) = \boldsymbol{T}_{\mathrm{M}}^{-1} \boldsymbol{K}_{\mathrm{s}} \boldsymbol{G}_{\mathrm{w}} \boldsymbol{G}_{\mathrm{c}} l_{\mathrm{m}} K_I \boldsymbol{I} \tag{28}$$

式中:$\boldsymbol{I} = (I_\alpha, I_\beta)$ 为检测得到的电流结果。代入式(28),可以由测得的电流计算得出 MSCSG 的两自由度姿态信息。

3 两自由度姿态测量解耦方法

3.1 耦合分析

联立式(4)、式(5)和式(20)得

$$\begin{cases} J_{\mathrm{r}} \ddot{\varphi}_x = f_y l_{\mathrm{m}} - J_z \Omega \dot{\varphi}_y \\ J_{\mathrm{r}} \ddot{\varphi}_y = f_x l_{\mathrm{m}} + J_z \Omega \dot{\varphi}_x \end{cases} \tag{29}$$

式(4)改写为

$$\begin{cases} f_x = K_I I_\alpha \\ f_y = -K_I I_\beta \end{cases} \tag{30}$$

同时还有如下关系:

$$\begin{cases} \dot{\varphi}_x = \dfrac{h_{y+} - h_{y-}}{2l_{\mathrm{s}}} \\ \dot{\varphi}_y = -\dfrac{h_{x+} - h_{x-}}{2l_{\mathrm{s}}} \end{cases} \tag{31}$$

式中:h_{x+}、h_{x-}、h_{y+}、h_{y-} 分别为 x_{r} 轴和 y_{r} 轴正、负方向位移传感器的测量值,并且满足 $h_{x+} = -h_{x-} = h_x$ 与 $h_{y+} = -h_{y-} = h_y$ 的关系,所以有

$$\begin{cases} \dot{\varphi}_x = \dfrac{\dot{h}_y}{l_{\mathrm{s}}} \\ \dot{\varphi}_y = -\dfrac{\dot{h}_x}{l_{\mathrm{s}}} \end{cases} \tag{32}$$

将式(32)代入式(29)得

$$\begin{cases} f_y l_{\mathrm{m}} + J_z \Omega \dfrac{\dot{h}_x}{l_{\mathrm{s}}} = J_r \dfrac{\dot{h}_y}{l_{\mathrm{s}}} \\ -f_x l_{\mathrm{m}} - J_z \Omega \dfrac{\dot{h}_y}{l_{\mathrm{s}}} = J_{\mathrm{r}} \dfrac{\ddot{h}_x}{l_{\mathrm{s}}} \end{cases} \tag{33}$$

即

$$\begin{cases} f_y = J_{\mathrm{r}} \dfrac{\ddot{h}_y}{l_{\mathrm{m}} l_{\mathrm{s}}} - J_z \Omega \dfrac{\dot{h}_x}{l_{\mathrm{m}} l_{\mathrm{s}}} \\ f_x = -J_{\mathrm{r}} \dfrac{\ddot{h}_x}{l_{\mathrm{m}} l_{\mathrm{s}}} - J_z \Omega \dfrac{\dot{h}_y}{l_{\mathrm{m}} l_{\mathrm{s}}} \end{cases} \tag{34}$$

以 x_{s} 轴方向为例,当 $\Omega = 0$ 时,f_x 是 h_x 变量的函数,即 x_{s} 轴与 y_{s} 轴不存在耦合;当 $\Omega \neq 0$ 时,f_x 是 h_x、h_y 这 2 个变量的函数,x_{s} 轴与 y_{s} 轴存在耦合。

3.2 利用逆系统对两自由度姿态测量解耦

由于解耦的目的是弱化径向两偏转自由度间的耦合,因此以 φ_x、φ_y 为输出变量,即 $\boldsymbol{Y} = [y_1 \quad y_2]^{\mathrm{T}} = [\varphi_x \quad \varphi_y]^{\mathrm{T}}$;同时,把 I_α、I_β 当作控制变量,也就是 $\boldsymbol{U} = [u_1 \quad u_2]^{\mathrm{T}} = [I_\alpha \quad I_\beta]^{\mathrm{T}}$;然后把在径向 x_{s} 轴与 y_{s} 轴方向上的测量值 h_x、h_y 及他们的一阶导数作为状态变量,即 $\boldsymbol{X} = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4]^{\mathrm{T}} = [h_x \quad h_y \quad \dot{h}_x \quad \dot{h}_y]^{\mathrm{T}}$。故原系统 $\boldsymbol{\Sigma}$ 可写成

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{X}} = f(\boldsymbol{X}, \boldsymbol{U}) \\ \boldsymbol{Y} = \boldsymbol{C}\boldsymbol{X} \end{cases} \tag{35}$$

式中:$f(\boldsymbol{X}, \boldsymbol{U})$ 和矩阵 $\boldsymbol{C}$ 可以表示为

$$f(\boldsymbol{X}, \boldsymbol{U}) = \begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \\ -\dfrac{1}{J_{\mathrm{r}}}(K_I l_{\mathrm{m}} l_{\mathrm{s}} u_1 + J_z \Omega x_4) \\ \dfrac{1}{J_{\mathrm{r}}}(-K_I l_{\mathrm{m}} l_{\mathrm{s}} u_2 + J_z \Omega x_3) \end{bmatrix} \tag{36}$$

$$\boldsymbol{C} = \frac{1}{l_{\mathrm{s}}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{37}$$

根据逆系统理论,系统输出变量 $\boldsymbol{Y} = [y_1 \quad y_2]^{\mathrm{T}} = [\varphi_x \quad \varphi_y]^{\mathrm{T}}$ 对时间进行微分,直到导

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

数中包含控制变量 $\boldsymbol{U}=[u_1 \quad u_2]^{\mathrm{T}}=[I_\alpha \quad I_\beta]^{\mathrm{T}}$ 为止,得

$$\boldsymbol{J}_u=[\ddot{y}_1 \quad \ddot{y}_2]^{\mathrm{T}}=\begin{bmatrix}\dfrac{1}{l_s J_r}(-K_I l_m l_s u_2+J_z\Omega x_3)\\ \dfrac{1}{l_s J_r}(K_I l_m l_s u_1+J_z\Omega x_4)\end{bmatrix} \tag{38}$$

因此,雅可比矩阵 $\boldsymbol{D}$ 为

$$\boldsymbol{D}=\frac{\delta \boldsymbol{J}_u}{\delta \boldsymbol{U}}=\begin{bmatrix}\dfrac{\delta \ddot{y}_1}{\delta u_1} & \dfrac{\delta \ddot{y}_1}{\delta u_2}\\ \dfrac{\delta \ddot{y}_2}{\delta u_1} & \dfrac{\delta \ddot{y}_2}{\delta u_2}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0 & -\dfrac{K_I l_m}{J_r}\\ -\dfrac{K_I l_m}{J_r} & 0\end{bmatrix} \tag{39}$$

从而,通过计算可以得到

$$\det(\boldsymbol{D})=\left(\frac{l_m K_I}{J_r}\right)^2 \tag{40}$$

令 $\det(\boldsymbol{D})=0$,由于电流刚度 $K_I\neq 0$,所以得 $l_m=0$,但 l_m 值恒为正数,所以 $\det(\boldsymbol{D})\neq 0$ 在系统中始终满足。因此系统的相对顺序是 $\boldsymbol{\alpha}=[\alpha_1 \quad \alpha_2]^{\mathrm{T}}=[2 \quad 2]^{\mathrm{T}}$,满足 $\alpha_1+\alpha_2=4\leqslant n$ (n 为状态变量的数量)。因此,根据逆系统理论,可以得出原始系统的逆存在的结论,逆系统可以写为

$$\boldsymbol{U}=[u_1 \quad u_2]^{\mathrm{T}}=\xi(\boldsymbol{X},y_1,\dot{y}_1\ddot{y}_1,y_2,\dot{y}_2\ddot{y}_2) \tag{41}$$

令 $\boldsymbol{\chi}=\ddot{\boldsymbol{Y}}$,则有 $\ddot{\boldsymbol{Y}}=s\boldsymbol{\chi}$,$\boldsymbol{Y}=s^{-1}\boldsymbol{\chi}$,其中 $s=\dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}$,从而得出逆系统 $\hat{\boldsymbol{\Sigma}}$ 为

$$\begin{cases}u_1=\dfrac{l_s J_r \boldsymbol{\chi}_2 s-J_z\Omega x_4}{K_I l_m l_s}\\ u_2=\dfrac{-l_s J_r \boldsymbol{\chi}_1 s+J_z\Omega x_3}{K_I l_m l_s}\end{cases} \tag{42}$$

将原系统与求得的逆系统相连接,可以得到一个伪线性系统,如图 5 所示。从而达到了降低径向两自由度偏转之间的耦合,在一定程度上提高了航天器姿态测量的精度。

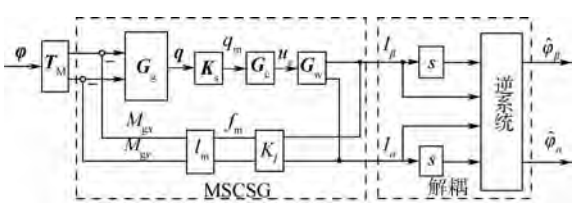


图 5　采用逆系统解耦的 MSCSG 原理示意图

Fig. 5　Schematic diagram of MSCSG principle with inverse system decoupling

4　逆系统解耦测量仿真验证

为了验证本文方法在实际中的有效性和可行性,通过 MATLAB 中的 Simulink 模块对 MSCSG 样机进行建模并进行敏感解耦仿真验证。

MSCSG 样机模型的部分仿真参数如表 1 所示。图 6 所示是给卫星的 y 轴输入振幅为 1、频率为 10 Hz、20 Hz 的正弦角速度信号后的仿真结果。经过仿真得知,当输入频率为10 Hz时,传

表 1　MSCSG 系统仿真参数

Table 1　MSCSG system simulation parameters

参数	数值
N/匝	100
L/mm	80
J_z/(kg·m^2)	0.017 8
J_r/(kg·m^2)	0.006 2
Ω/Hz	83.3
I/A	0.5
l_m/mm	59
l_s/mm	78.7

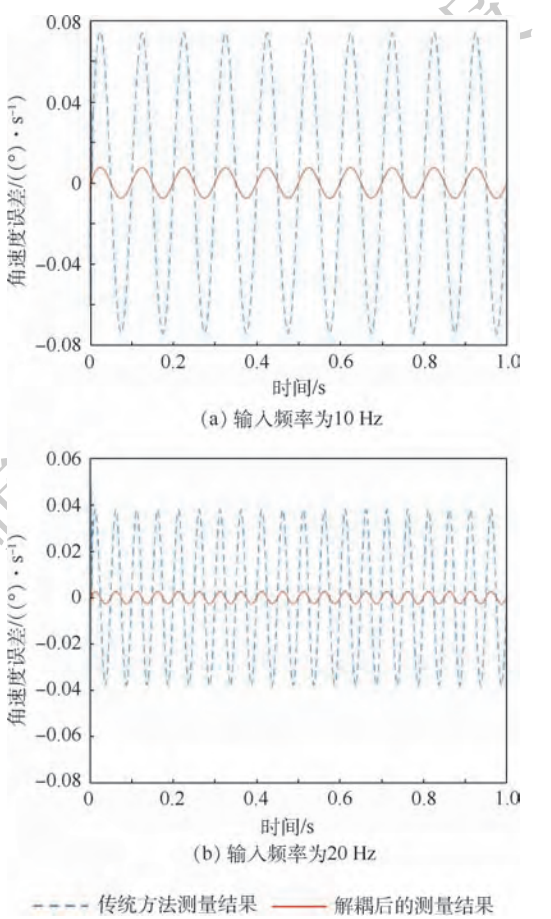


图 6　两种方法在输入频率为 10 Hz 和 20 Hz 时的测量误差比较曲线

Fig. 6　Comparison curves of measurement errors between two methods at input frequency of 10 Hz and 20 Hz

北航学报 赠阅

统方法的测量误差为 5.01%，采用逆系统解耦后的测量误差为 0.74%；当输入频率为 20 Hz 时，传统方法的测量误差为 7.09%，采用逆系统解耦后的测量误差为 0.63%。

通过比较可知，相比于传统方法而言，采用逆系统解耦后的测量结果更为精确，测量误差可提升 1 个数量级，随着输入频率的增加，本文提出的方法对提升测量精度的效果越加明显。

为了验证本文提出解耦方法的有效性，同样给卫星的 y 轴输入振幅为 1、频率分别为 10 Hz、20 Hz 的正弦角速度信号，结果如图 7 所示。经过仿真得知，当输入频率为 10 Hz 时，传统方法的耦合可达 4.10%，而采用逆系统解耦后的耦合可减小至 0.37%；当输入频率为 20 Hz 时，两种方法的耦合分别为 9.71% 和 0.43%。由此可见，本文提出的解耦方法相对于传统方法具有很明显的解耦功能，同时随着输入频率的增加，解耦效果也越加明显。

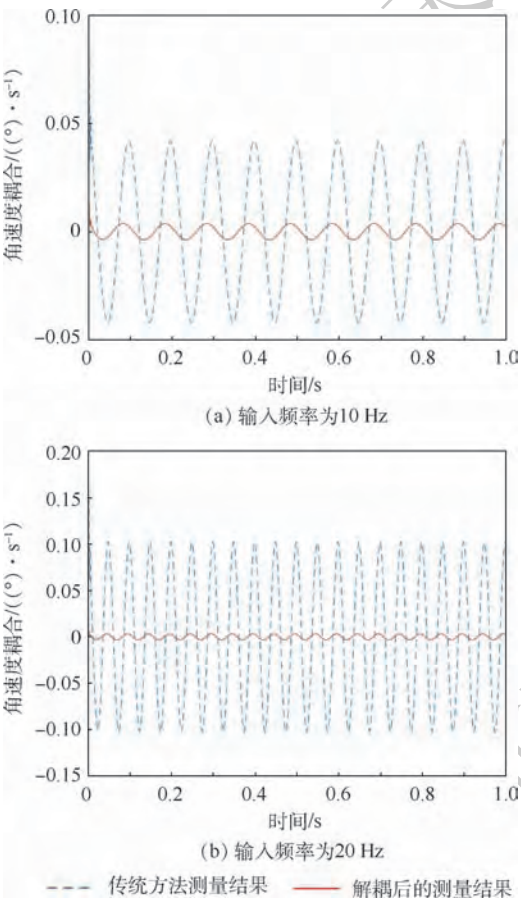


图 7 两种方法在输入频率为 10 Hz 和 20 Hz 时的测量耦合比较曲线

Fig. 7 Comparison curves of measurement coupling between two methods at input frequency of 10 Hz and 20 Hz

5 结 论

1）传统测量方法未采取解耦措施，直接通过忽略惯性力矩项求得航天器两自由度姿态信息，使得 MSCSG 测量精度低。在给航天器输入频率为 10 Hz 和 20 Hz 的姿态角速度时，经过逆系统解耦测量精度可提高一个数量级。且随着输入频率的增加，MSCSG 测量精度越来越高。

2）采用逆系统解耦，可以很好地降低 MSCSG 2 个测量轴之间的耦合，在航天器 y 轴输入频率为 10 Hz 和 20 Hz 的姿态角速度时，航天器 x 轴的耦合可分别降低 3.73% 和 9.28%。且输入频率越大，解耦效果越明显。

参考文献（References）

[1] YU Y J, FANG J C, YANG Z H. Torque distribution of the integrated magnetically suspended inertia actuator for attitude maneuvers[J]. Acta Astronautica, 2016, 119: 71-78.

[2] 刘强，赵勇，代峰燕，等. 磁悬浮陀螺飞轮用隐式洛伦兹力磁轴承[J]. 光学精密工程，2018，26(2)：399-409.
LIU Q, ZHAO Y, DAI F Y, et al. Implicit lorentz force magnetic bearing for magnetically suspended gyro flywheel[J]. Optics and Precision Engineering, 2018, 26(2): 399-409 (in Chinese).

[3] CHEN X C, CAI Y W, REN Y, et al. Spacecraft angular rates and angular acceleration estimation using single-gimbal magnetically suspended control moment gyros[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(1): 440-450.

[4] 夏长峰，蔡远文，任元，等. 磁悬浮控制敏感陀螺转子前馈解耦内模控制[J]. 北京航空航天大学学报，2018，44(3)：480-488.
XIA C F, CAI Y W, REN Y, et al. Feedforward decoupling and internal model control for rotor of magnetically suspended control and sensing gyroscope[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2018, 44(3): 480-488 (in Chinese).

[5] 任元，王卫杰，刘强，等. 一种磁悬浮控制敏感陀螺：201510006597.5[P]. 2017-04-28.
REN Y, WANG W J, LIU Q, et al. A kind of magnetically suspended control and sensing gyroscopic: 201510006597.5[P]. 2017-04-28 (in Chinese).

[6] 夏长峰，蔡远文，任元，等. MSCSG 转子不平衡振动原理分析与建模[J]. 北京航空航天大学学报，2018，44(11)：78-85.
XIA C F, CAI Y W, REN Y, et al. Principle analysis and modeling of rotor imbalance vibration in magnetically suspended control and sensing gyroscope[J]. Journal of Aeronautics and Astronautics, 2018, 44(11): 78-85 (in Chinese).

[7] REN Y, CHEN X C, CAI Y W, et al. Attitude-rate measurement and control integration using magnetically suspended control & sensitive gyroscopes[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(6): 4921-4932.

[8] 夏长峰，蔡远文，任元，等. MSCSG 转子系统的扩展双频 Bode 图稳定性分析方法[J]. 宇航学报，2018，39(2)：168-176.

北航学报 赠阅

XIA C F, CAI Y W, REN Y, et al. Extended dual-frequency Bode diagram stability analysis method for mscsg rotor system [J]. Journal of Astronautics, 2018, 39(2): 168-176 (in Chinese).

[9] 崔培玲,盖玉欢,房建成,等. 主被动磁悬浮转子的不平衡振动自适应控制[J]. 光学精密工程,2015,23(1):122-131.
CUI P L, GAI Y H, FANG J C, et al. Unbalanced vibration adaptive control of active and passive magnetically suspended rotor[J]. Optics and Precision Engineering, 2015, 23(1): 122-131 (in Chinese).

[10] CUI P L, LI S, ZHAO G Z, et al. Suppression of harmonic current in active-passive magnetically suspended CMG using improved repetitive controller[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2016, 21(4): 2132-2141.

[11] 边志强,蔡陈生,吕旺,等. 遥感卫星高精度高稳定度控制技术[J]. 上海航天,2014,31(3):24-33.
BIAN Z Q, CAI C S, LV W, et al. High precision and high stability control technology for remote sensing satellites[J]. Aerospace Shanghai, 2014, 31(3): 24-33 (in Chinese).

[12] CHEN X C, CAI Y W, REN Y, et al. Spacecraft angular acceleration estimation using single-gimbal magnetically suspended control moment gyros [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(1): 440-450.

[13] 刘彬,房建成,刘刚. 一种磁悬浮陀螺飞轮方案设计与关键技术分析[J]. 航空学报,2011,32(8):1478-1487.
LIU B, FANG J C, LIU G. A kind of scheme design and key technologies analysis of a magnetically suspended gyro flywheel [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2011, 32(8): 1478-1487 (in Chinese).

[14] GEORGE T, WILLIAM W, SATYA P, et al. GyroWheel™—An innovative new actuator/sensor for 3-axis spacecraft attitude control[C]// Proceedings of the 13th Annual AIAA/USU Conference on Small Satellites. Reston: AIAA, 1999: 1-13.

[15] 房建成,任元. 磁悬浮控制力矩陀螺技术[M]. 北京:国防工业出版社,2014.
FANG J C, REN Y. Magnetically suspended control momentum gyroscope technology [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2014 (in Chinese).

[16] FANG J C, ZHENG S Q, HAN B C. Attitude sensing and dynamic decoupling based on active magnetic bearing of MSDGC-MG[J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2012, 61(2): 338-348.

[17] 李明辉,云卫涛,张孝杰. 基于双模糊解耦控制的小型汽轮机负荷控制[J]. 热力发电,2018,47(1):112-118.
LI M H, YUN W T, ZHANG X J. Load control of small steam turbine based on double fuzzy decoupling control[J]. Thermal Power Generation, 2018, 47(1): 112-118 (in Chinese).

[18] 张国宁,黄湘远. 神经网络在复杂系统建模中的应用[J]. 科技导报,2018,36(12):66-70.
ZHANG G N, HUANG X Y. Application of neural network in modeling of complex systems[J]. Science & Technology Review, 2018, 36(12): 66-70 (in Chinese).

[19] 郭艳玲,许李尚,奚文龙,等. 基于滑模解耦的 EPS 用 PMSM 鲁棒预测电流控制[J]. 微特电机,2018,46(2):42-47.
GUO Y L, XU L S, XI W L, et al. PMSM robust predictive current control for EPS based on sliding mode decoupling[J]. Small & Special Electrical Machines, 2018, 46(2): 42-47 (in Chinese).

[20] FANG J C, REN Y. Decoupling control of magnetically suspended rotor system in control moment gyros based on an inverse system method[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2012, 17(6): 1133-1144.

作者简介:

于春淼　男,硕士研究生。主要研究方向:磁悬浮控制敏感陀螺的测量与控制。

汪洲　男,博士,副教授。主要研究方向:航天装备仿真与效能评估。

任元　男,博士,副教授。主要研究方向:导航、制导与控制。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

MSCSG attitude measurement method based on inverse system decoupling

YU Chunmiao[1], WANG Zhou[2], REN Yuan[2,*], WANG Weijie[2], FAN Yahong[3]

(1. Company of Postgraduate Management, Space Engineering University, Beijing 101416, China;
2. Department of Space Science and Technology, Space Engineering University, Beijing 101416, China;
3. Beijing Institute of Control Engineering, Beijing 100190, China)

Abstract: Magnetically suspended control and sense gyroscope (MSCSG) is a new type of gyroscope which combines attitude control and attitude measurement functions and uses Lorentz force magnetic bearings (LFMBs) to drive the rotor to tilt. To solve the problem of coupling between two measuring axes of MSCSG, a measurement method based on inverse system decoupling is presented. First, the basic structure of MSCSG composition was analyzed. Then, the LFMB-rotor system dynamics model was established based on the basic structure of MSCSG composition. The principle of MSCSG for two-degree-of-freedom attitude measurement was deduced and the coupling between two measuring axes of MSCSG was analyzed. The inverse system is used to decouple two measuring axes of MSCSG. Finally, the effectiveness of the proposed method is verified by simulation. The simulation results show that the coupling effect between the two measuring axes of MSCSG is restrained well and the measurement accuracy is improved.

Keywords: magnetically suspended control and sense gyroscope (MSCSG); Lorentz force magnetic bearing (LFMB); attitude measurement; inverse system decoupling; radial deflection

北京航空航天大学学报

Received: 2019-03-27; **Accepted**: 2019-07-12; **Published online**: 2019-08-05 17:35

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190805.1357.002.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (51475472, 51605489); Beijing Youth Top-Notch Talent Support Program (2017000026833ZK23)

* **Corresponding author**. E-mail: renyuan_823@aliyun.com

北航学报 赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0135

基于脱靶量级数解的最优机动突防策略

全下文载

王亚帆，周韬，陈万春*，赫泰龙

（北京航空航天大学 宇航学院，北京 100083）

摘 要：针对比例导引控制的拦截弹，建立高阶制导系统状态空间模型，基于脱靶量级数解公式，对目标最优机动突防策略及其影响因素进行了研究。首先，针对拦截弹的制导系统为线性一阶、线性高阶时，目标最优机动突防效果进行了仿真分析，结果表明拦截弹弹体模型的准确性对突防效果存在影响，高阶系统对应脱靶量更大且效果更真实；将结果与一次阶跃机动和蛇形机动对比，发现最优机动突防效果最佳。然后，建立弹目运动的二维非线性模型，仿真得出目标最优机动产生的脱靶量曲线与线性系统吻合度较高，线性模型选取合适。最后，研究了有效导引比和剩余飞行时间估计误差对最优机动突防效果产生的影响，结果表明有效导引比估计误差对最优机动突防效果影响不大，剩余飞行时间估计误差则会使目标最优机动突防性能大幅下降，甚至部分情况比蛇形机动突防效果差。

关 键 词：突防；最优机动；脱靶量级数解；估计误差；伴随法；仿真分析
中图分类号：V221+.3；TB553
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2020)01-0159-11

伴随法是一种计算机仿真分析与设计工具，在传统上的解释基于线性系统的脉冲响应[1]，主要运用于线性时变系统的性能分析[2-3]，能够对任意时刻的性能输出进行估计，提取显示所有输入对总性能输出的贡献信息，被广泛应用于导弹制导系统分析和设计中。比例导引是一种经典的制导律，对于追踪、截获机动目标十分有效，常应用于雷达、红外制导的导弹中[4-5]。

近年来，世界范围内，各主要国家积极推进导弹防御系统装备与技术的发展，加速拦截武器研制与部署[6]。同时，面对逐渐趋于精确化、全程化、网络化发展的拦截系统，导弹突防技术也在稳步跟进，不断注入新的内涵与方法。如何有效突破寻的导弹的拦截布防，逐渐成为研究的热点问题。针对目标的机动突防策略，相关学者做着不同方面的研究，基本的突防措施可以概括为战术突防措施、技术性措施，以提高导弹的射击精度和杀伤力[7]。在技术性突防策略上，较为常见的目标机动方式有阶跃机动[2]、蛇形机动[8]、方波机动[9]和滚筒机动[10]等，它们都是通过控制目标机动变轨，最终逃脱导弹拦截。但这些机动方式存在局限性和不稳定性，并不能保持最佳的突防效果。

Shinar 和 Steinberg[11]基于二维线性化模型和最优控制理论，分析了目标最优逃逸机动的控制形式是 bang-bang 控制且控制切换时刻与脱靶量的导数有关；对比分析了系统阶数和制导时间常数对最优机动效果的影响，同时推导得出了一阶线性系统下目标阶跃机动产生脱靶量的解析解。随后，迟泽晨等[12]以临近空间的攻防态势需求为背景，在二维平面内基于极小值原理、高斯伪谱法对高阶制导系统、攻防双方时间常数比值等因素进行研究，最终提出了一种对抗比例导引拦截器的最优机动突防控制策略。考虑到目标对拦截弹

收稿日期：2019-04-01；**录用日期**：2019-08-30；**网络出版时间**：2019-09-12 15:51
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190912.1514.001.html
*通信作者. E-mail：wanchun_chen@buaa.edu.cn

引用格式：王亚帆，周韬，陈万春，等. 基于脱靶量级数解的最优机动突防策略[J]. 北京航空航天大学学报，2020，46(1)：159-169. WANG Y F，ZHOU T，CHEN W C，et al. Optimal maneuver penetration strategy based on power series solution of miss distance[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2020，46(1)：159-169 (in Chinese).

北航学报 赠阅

信息估计存在误差时,会对机动突防效果产生影响,Dhananjay[13]和 Zhuang[14]等分别建立弹目交战的二维、三维模型,推导得出了剩余飞行时间的估计公式,探讨其对目标突破比例导引制导导弹拦截效果的影响;Nesline 和 Zarchan[5]则分析对比了剩余飞行时间估计误差存在时,经典制导律和现代制导律的鲁棒性、易用性等性能。但这些研究较难实现针对拦截弹为线性高阶制导系统时,目标最优机动突防的快速分析和求解。

本文针对高阶线性化的比例导引拦截弹制导系统,结合脱靶量级数解公式,研究了目标的最优机动突防策略问题。首先,建立拦截弹制导系统状态空间模型,基于伴随法和最优控制理论,求解目标最优机动突防策略和最大脱靶量公式;进而,考虑到最优机动突防策略的实用性,分析了拦截弹的阶数、系统是否线性和有效导引比估计误差、剩余飞行时间估计误差对策略效果的影响,并将突防效果与目标做阶跃机动、蛇形机动对比。通过上述研究,为实际攻防作战中,目标有效快速地实现最佳突防提供有价值的参考。

1 目标最优机动突防策略

1.1 比例导引制导的拦截弹一般高阶系统线性化模型状态空间描述

考虑平面内导弹-目标迎头交战模型,导弹采用比例导引制导律,即指令加速度 $n_c = NV_c\dot{\lambda}$(N 为有效导引比;V_c 为弹目接近速度;$\dot{\lambda}$ 为视线角变化率)。以一般的高阶线性制导系统为例,传递函数可表示为

$$G(s) = \frac{1}{\prod_{i=1}^{Q_1}(1+\alpha_i Ts)\prod_{j=1}^{Q_2}(1+2\xi_j\beta_j Ts+\beta_j^2T^2s^2)} \tag{1}$$

式中:α_i、ξ_j 和 β_j 为各个环节特征参数系数;T 为制导系统时间常数。传递函数 $G(s)$ 包含 Q_1 个一阶环节和 Q_2 个二阶环节。将 $G(s)$ 的分母展开为关于 s 的多项式可得

$$G(s) = 1\Big/\sum_{q=0}^{Q}\lambda_q T^q s^q \tag{2}$$

其中:$Q = Q_1 + 2Q_2$;$\lambda_0, \lambda_1, \cdots, \lambda_Q$ 为多项式系数,由 α_i、ξ_j 和 β_j 唯一确定。

则该制导系统的线性化模型可以表示为如下状态空间形式:

$$\dot{\boldsymbol{x}}(t) = \boldsymbol{A}(t)\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{B}(t)u(t) \qquad t \in [0, t_f] \tag{3}$$

$$r(t) = \boldsymbol{C}(t)\boldsymbol{x}(t) \qquad t \in [0, t_f] \tag{4}$$

$$\boldsymbol{x}(0) = \boldsymbol{O} \qquad t \in [0, t_f] \tag{5}$$

式中:t 为当前时间;$\boldsymbol{x}(t)$ 为状态向量;$u(t)$ 为控制输入变量;$r(t)$ 为输出变量;$\boldsymbol{O}$ 表示相应维数的零矩阵;t_f 为总飞行时间;$\boldsymbol{A}(t)$、$\boldsymbol{B}(t)$ 和 $\boldsymbol{C}(t)$ 为线性系统的系数矩阵,具体为

$$\boldsymbol{x}(t) = [y \quad \dot{y} \quad n_L \quad \dot{n}_L \quad \cdots \quad n_L^{(Q-1)}]^T_{1\times(Q+2)} \tag{6}$$

$$u(t) = u_s(t) \tag{7}$$

$$\boldsymbol{A}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & -1 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ \dfrac{N/(t_f-t)^2}{\lambda_Q T^Q} & \dfrac{N/(t_f-t)}{\lambda_Q T^Q} & \dfrac{-\lambda_0 T^0}{\lambda_Q T^Q} & \cdots & \dfrac{-\lambda_{Q-1}T^{Q-1}}{\lambda_Q T^Q} \end{bmatrix} \tag{8}$$

$$\boldsymbol{B}(t) = [0 \quad n_T \quad \cdots \quad 0]^T \tag{9}$$

$$\boldsymbol{C}(t) = [1 \quad 0 \quad \cdots \quad 0] \tag{10}$$

$$r(t) = y(t) \tag{11}$$

式中:$y(t)$ 为弹目相对距离在参考线垂直方向上的分量;$n_L(t)$ 为导弹实际获得加速度;$\dot{n}_L(t)$,$\ddot{n}_L(t)$,$\cdots$,$n_L^{(Q-1)}(t)$ 为 $n_L(t)$ 的一阶至 $(Q-1)$ 阶导数;$u_s(t)$ 为单位阶跃函数;n_T 为目标阶跃机动加速度幅值;$y(t_f)$ 为脱靶量;N 和 t_f 均为常数。

为了讨论方便,将阶跃输入转化为脉冲输入函数 $\delta(t)$,引入新的状态变量 $x_u(t) = u_s(t)$,利用单位阶跃函数与 $\delta(t)$ 之间关系可得

$$\dot{x}_u(t) = \dot{u}_s(t) = \delta(t) \tag{12}$$

系统(3)和系统(4)可分别等价扩展为

$$\begin{bmatrix}\dot{\boldsymbol{x}}(t)\\ \dot{x}_u(t)\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\boldsymbol{A}(t) & \boldsymbol{B}(t)\\ \boldsymbol{O} & \boldsymbol{O}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{x}(t)\\ x_u(t)\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\boldsymbol{O}\\ 1\end{bmatrix}\delta_u(t) \tag{13}$$

$$r(t) = [\boldsymbol{C}(t) \quad \boldsymbol{O}]\begin{bmatrix}\boldsymbol{x}(t)\\ x_u(t)\end{bmatrix} \tag{14}$$

式中:$\delta_u(t)$ 为脉冲输入函数。

1.2 伴随法推导目标阶跃机动产生的脱靶量级数解

利用伴随系统构造原则[2],可以得到线性系统(13)和系统(14)的伴随系统状态空间描述为

$$\begin{bmatrix}\dot{\boldsymbol{z}}(t)\\ \dot{z}_u(t)\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\boldsymbol{A}^T(t_f-t) & \boldsymbol{O}\\ \boldsymbol{B}^T(t_f-t) & \boldsymbol{O}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{z}(t)\\ z_u(t)\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\boldsymbol{C}^T(t_f-t)\\ \boldsymbol{O}\end{bmatrix}v(t) \tag{15}$$

$$w(t) = [\boldsymbol{O} \quad 1]\begin{bmatrix}\boldsymbol{z}(t)\\ z_u(t)\end{bmatrix} = z_u(t) \tag{16}$$

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

式中：$z(t)$ 和 $z_u(t)$ 为伴随系统的状态向量；$v(t)$ 为伴随系统的控制输入；$w(t)$ 为伴随系统的输出变量。选取该伴随系统初始状态为零，输入 $v(t)=\delta(t)$，进行伴随仿真，此时伴随系统展开等价于如下线性系统：

$$\begin{cases}\dot{z}(t) = \boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}(t_f - t)z(t)\\ z(0) = \boldsymbol{C}^{\mathrm{T}}(t_f)\end{cases} \tag{17}$$

$$\begin{cases}\dot{z}_u(t) = \boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}(t_f - t)z(t)\\ z_u(0) = 0\end{cases} \tag{18}$$

$$w(t) = z_u(t) \tag{19}$$

将式(17)～式(19)代入相应的系数矩阵，可得到如下微分方程：

$$\begin{cases}\dot{z}_1(t) = \dfrac{N/t^2}{\lambda_Q T^Q} z_3^{(Q-1)}(t)\\ z_1(0) = 1\end{cases} \tag{20}$$

$$\begin{cases}\dot{z}_2(t) = z_1(t) + \dfrac{N/t}{\lambda_Q T^Q} z_3^{(Q-1)}(t)\\ z_2(0) = 0\end{cases} \tag{21}$$

$$\begin{cases}\dot{z}_3(t) = -z_2(t) - \dfrac{\lambda_0 T^0}{\lambda_Q T^Q} z_3^{(Q-1)}(t)\\ z_3(0) = 0\end{cases} \tag{22}$$

$$\begin{cases}\dot{z}_{Q+2}(t) = z_3^{(Q)}(t) = z_3^{(Q-2)}(t) - \dfrac{\lambda_{Q-1} T^{Q-1}}{\lambda_Q T^Q} z_3^{(Q-1)}(t)\\ z_3^{(Q-1)}(0) = 0\end{cases} \tag{23}$$

$$\begin{cases}\dot{z}_u(t) = n_T z_2(t)\\ z_u(0) = 0\end{cases} \tag{24}$$

同时，伴随系统与原线性系统输出之间存在如下关系[2,15]：

$$y(t_f) = w(t_{go}) \tag{25}$$

式中：t_{go} 为导弹的剩余飞行时间，即 $t_{go}=t_f-t$。

则通过对伴随系统状态变量 $z_u(t)$ 的求解，即可得到原系统对应脱靶量。

当导弹制导系统的传递函数为一般高阶系统，即 $G(s) = 1\Big/\sum_{q=0}^{Q}\lambda_q s^q$ 时，参照文献[16]，可将由目标阶跃机动引起的脱靶量解析表达式写为如下幂级数形式：

$$w(t) = n_T t^2 \mathrm{e}^{-kt/T}\sum_{n=0}^{\infty} d_n (t/T)^n \tag{26}$$

式中：k 为指数项衰减常数；n 为需计算的项数；d_n 为各级数的待定系数。

式(26)的导数式为

$$\dot{w}(t) = n_T t \mathrm{e}^{-kt/T}\sum_{n=0}^{\infty}\left[(n+2)d_n(t/T)^n - kd_n(t/T)^{n+1}\right] \tag{27}$$

式中：各级数的待定系数 d_n 存在以下递推关系：

$$\begin{cases}a_0 = 1\\ b_0 = -\dfrac{a_0}{\lambda_Q Q!}\\ c_0 = a_0\\ d_0 = \dfrac{c_0}{2}\end{cases} \tag{28}$$

当 $n\geqslant 1$ 时，有

$$\begin{cases}a_n = \begin{cases}\dfrac{ka_{n-1}}{n} & n<Q\\ \dfrac{ka_{n-1}+Nb_{n-Q}}{n} & n\geqslant Q\end{cases}\\ b_n = \dfrac{-a_n - B_n}{\lambda_Q \mathrm{A}_{n+Q}^{Q}}\\ c_n = \dfrac{kc_{n-1}+a_n}{n+1}\\ d_n = \dfrac{kd_{n-1}+c_n}{n+2}\end{cases} \tag{29}$$

其中：

$$B_n = \sum_{p=1}^{P_n}\sum_{q=Q-p}^{Q}\lambda_q \mathrm{A}_{n+Q-p}^{Q-p}\mathrm{C}_q^{Q-p}(-k)^{q-Q+p}b_{n-p}$$

$$P_n = \begin{cases}n & n<Q\\ Q & n\geqslant Q\end{cases}$$

式中：a_n、b_n、c_n、B_n 和 P_n 均为各级数系数计算的中间变量；A 和 C 及其上下标分别表示排列数和组合数。

观察幂级数公式(26)可知，指数项衰减常数 k 和计算项数 n 影响公式的收敛速度和计算精度。由文献[16]可知，参数 k 的选取方案为：一阶制导系统选取 $k=1$，Q 阶二项式系统选取 $k=Q$，对一般的高阶系统选取

$$k = \max\left\{\frac{1}{\alpha_1},\frac{1}{\alpha_2},\cdots,\frac{1}{\alpha_{Q_1}},\frac{\xi_1}{\beta_1},\frac{\xi_2}{\beta_2},\cdots,\frac{\xi_{Q_2}}{\beta_{Q_2}}\right\} \tag{30}$$

但考虑到公式的收敛速度，k 取值一般不超过 10。参数 k 选取后，计算项数 n 由级数收敛速度指标变量 n_{cr} 确定，即

$$n_{cr} = \min\{n\,|\,|S_{1000}(t) - S_n(t)|\leqslant\varepsilon\} \tag{31}$$

式中：$S_{1000}(t)$ 为前 1 001 项的部分和，其为计算的精确解；$S_n(t)$ 为前 $(n+1)$ 项的部分和；ε 为指定的计算精度。由式(31)可以看出，n_{cr} 取值越小越好，意味着级数解公式的收敛速度越快。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

同时,脱靶量级数解公式的收敛半径为无穷大[16],故在仿真时间区间$[0,t_f]$内,可以用部分和S_n一致逼近脱靶量的真实解,且只要n足够大,理论上可以以任意精度逼近。

1.3 最优机动突防策略

现在考虑目标最优机动突防问题,这里最优指的是从目标的角度出发,使脱靶量达到最大的目标机动即为最优机动。

将最优机动突防问题抽象为最优控制问题[17]:终端时间固定(t_f已知),存在控制边界约束($|u(t)|\leqslant 1$),性能泛函为

$$\min J = -|y(t_f)| = -|\boldsymbol{C}(t_f)\boldsymbol{x}(t_f)| \tag{32}$$

即期望导弹的脱靶量达到最大。

由 Shinar 和 Steinberg[11]的推导过程可知,最优机动突防控制问题中的协态变量等于目标阶跃机动脱靶量伴随分析中伴随状态变量在时间推进上反向变换,且控制形式为 bang-bang 控制。

则目标机动突防时,其最优控制可以表示为

$$u(t) = -\operatorname{sign}(\dot{w}(t_{go})) \tag{33}$$

或者表示为关于剩余飞行时间的函数:

$$u(t_{go}) = -\operatorname{sign}(\dot{w}(t)) \tag{34}$$

由式(33)和式(34)可知,最优突防机动控制切换函数的解析表达式正是目标阶跃机动的脱靶量导数,利用 1.2 节推导得出的脱靶量级数解公式计算导数$\dot{w}(t)$的符号,就可以直接确定当前最优机动加速度的控制符号,进而求得最优控制切换时刻。再者,最优机动突防的解$u(t)$可以表示为多个阶跃输入的线性组合,由线性系统输入输出的叠加原理,最优机动产生的脱靶量可由各个阶跃机动单独作用引起的脱靶量线性叠加得到。

2 弹体模型准确度对目标最优机动突防策略效果的影响

基于 1.2 节的脱靶量级数公式和目标最优机动突防控制表达式,考虑到拦截弹弹体模型选取的不同,会对目标突防效果产生影响,故针对不同的导弹制导系统模型进行仿真对比。

为更加直观地对比目标机动产生的突防效果,这里提出“突防成功百分比”的概念,即选定仿真的总飞行时间t_f的变化范围为$[t_{f0},t_{fn}]$,如若在某一总飞行时间t_{fi}下,目标机动产生脱靶量的数值超过了突防成功标准线数值,则认为突防成功。突防成功百分比为$\sum_{\substack{t_{fi},t_{fj}\in[t_{f0},t_{fn}]\\ t_{fi}>t_{fj}}}(t_{fi}-t_{fj})/(t_{fn}-t_{f0})$。突防成功百分比越大,则认为目标在选定的仿真时间段内,机动突防的效果越佳。

2.1 假设拦截弹制导系统为一阶模型时最优机动突防策略的突防效果

针对一阶系统的仿真,选取目标阶跃机动加速度$n_T = 29.4\ \mathrm{m/s^2}$,有效导引比$N=4$,$T=1$ s,$t_{fmax}=10$ s,指数衰减常数为$k=1$。由脱靶量级数解的系数公式(29)可知,一阶系统下,当所取的计算项数$n\geqslant N-2$,即$n\geqslant 2$时,$d_n\equiv 0$,级数解公式求得结果与伴随仿真所得结果是完全一致的。

利用级数解公式仿真得到导弹脱靶量$w(t)$及其导数$\dot{w}(t)$关于剩余飞行时间t_{go}的曲线;注意到 bang-bang 控制规律是依据$\dot{w}(t)$的符号来确定的,从而得到最优控制$u(t)$与飞行时间t的关系,如图 1 所示。

结合图 1,最优突防机动的解$u(t)$可表示为

$$u(t) = -u_s(t) + 2u_s[t-(t_f-t_{go2})] - 2u_s[t-(t_f-t_{go1})] \tag{35}$$

最大脱靶量可表示为

$$M_{max} = -w(t_f) + 2w(t_{go2}) - 2w(t_{go1}) \tag{36}$$

进而,分别取有效导引比N为 3、4 和 5,得到最优机动切换时刻t_{go},对应脱靶量输出$w(t)$以及终点时刻($t_f=10$ s)脱靶量M_{max},如表 1 所示。

从表 1 可以看出,目标最优机动突防 bang-bang 控制切换次数与有效导引比N有关。实际

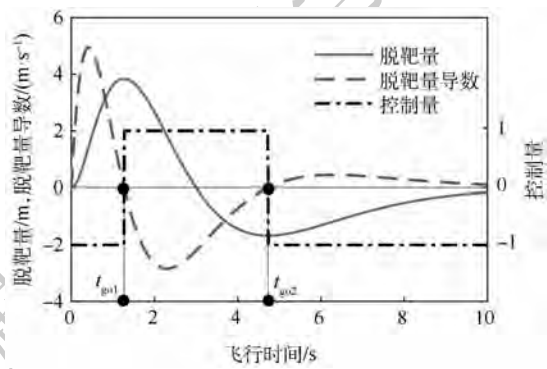


图 1 一阶系统目标最优机动突防($N=4$)

Fig. 1 Target optimal maneuver penetration of first-order system ($N=4$)

表 1 一阶系统最优控制切换时刻及最大脱靶量

Table 1 Optimal control switching time and maximum miss distance of first-order system

N	t_{go}/s	$w(t_{go})$/m	M_{max}/m
3	2.00	7.96	15.85
4	1.27 4.73	3.84 -1.67	10.87
5	0.94 3.31 7.76	2.27 -1.73 0.32	8.45

北航学报 赠阅

上当总飞行时间足够长时,bang-bang 切换次数等于脱靶量导数 $\dot{w}(t)$ 中多项式部分的实正零点个数,对于 N 为正整数情形,切换次数(实正零点个数)为 $N-2$,且最大脱靶量的计算表达式与控制的正负值相关。

选择目标做阶跃机动的加速度表达式为

$$n_T(t) = a_T \cdot u_s(t) \tag{37}$$

式中:a_T 为加速度幅值,取 29.4 m/s^2。

目标做蛇形机动时[8],机动是周期性进行的,大大增加了目标突防成功的几率;当机动频率和制导系统时间常数的乘积在 1 附近时,产生的脱靶量最大。故选择蛇形机动的频率 ω_T 为 1 rad/s,表达式为

$$n_T(t) = a_T[\sin \omega_T(t - t_0)] \tag{38}$$

式中:t_0 为机动开始时刻,取 0。

由式(35)的最优控制表达式和式(36)的最大脱靶量表达式,仿真得到目标最优机动产生的脱靶量随飞行时间的变化关系,并将其与目标做一次阶跃机动(式(37))和蛇形机动(式(38))产生的脱靶量作对比,如图 2 所示。

当飞行总时间在[0,10] s 内变化时,假设以脱靶量 10 m 作为突防成功的评判标准,可以看到,阶跃机动和蛇形机动在整个时间段内突防成功百分比为零;拦截弹为一阶系统时,目标做最优机动突防成功百分比仅有 38%,且所需的总飞行时间较长,整体来看突防效果不佳,但仍优于阶跃机动、蛇形机动情况。由此,考虑拦截弹模型的准确性会对目标机动突防效果产生影响,选取拦截弹制导系统为高阶时进行仿真研究。

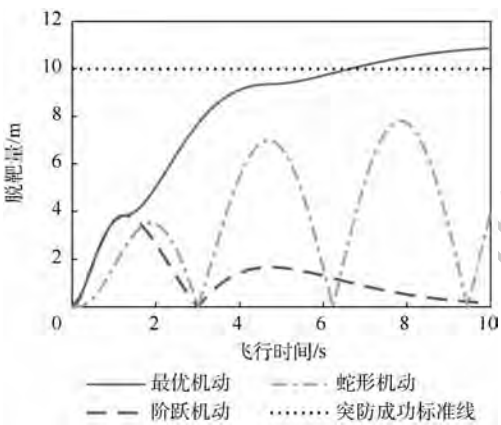


图 2　一阶系统目标机动产生脱靶量对比曲线($N=4$)

Fig. 2　Miss distance contrast curves of first-order system for target maneuver ($N=4$)

2.2　假设拦截弹制导系统为高阶模型时最优机动突防策略的突防效果

基于一阶系统的仿真过程,取相同的仿真参数,针对系统传递函数为五阶二项式,即 $G_1(s) = 1/(1+0.2s)^5$ 的情况。由式(30)、式(31)取指数项衰减常数为 $k=5$,计算导弹脱靶量级数公式的前 80 项和,仍以 $N=4$ 为例,得到级数解与伴随仿真结果的对比曲线如图 3 所示。

由图 3 可得,级数解结果与伴随仿真结果完全重合,按式(30)、式(31)所选取的参数合适,且计算精度高。

进而将目标做最优机动的突防效果,与其做阶跃机动、蛇形机动进行对比,如图 4 所示。

对于导弹的制导系统为五阶二项式时,可得到同式(35)的目标最优控制表达式,按此控制做最优机动产生的突防效果最佳。以脱靶量 10 m 作为突防成功标准时,最优机动突防成功百分比为 91.4%,阶跃机动和蛇形机动的突防成功百分比分别为 47.7% 和 75.8%;以脱靶量 30 m 作为突防成功标准时,3 种机动方式的突防成功百分比分别为 76%、0% 和 42.2%;最优机动突防效果明显。极限来看,当总飞行时间为 2 s 甚至更小时,阶跃机动产生的脱靶量几乎和最优机动一致;

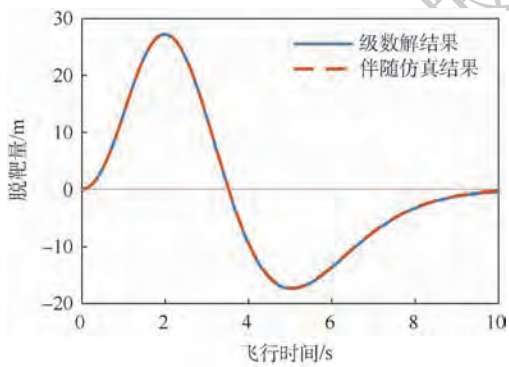


图 3　五阶二项式系统目标阶跃机动产生脱靶量级数解与伴随仿真结果对比曲线

Fig. 3　Contrast curves between miss distance power series solutions of fifth-order binomial system due to target step maneuver and adjoint simulation results

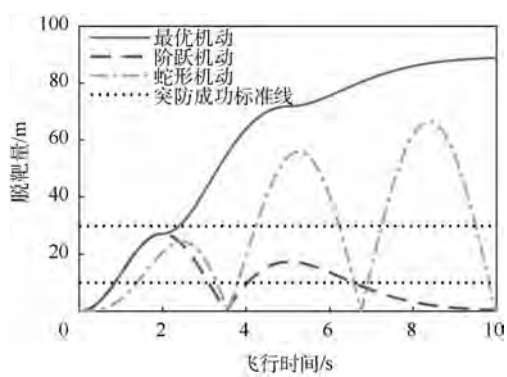


图 4　五阶二项式系统目标机动产生脱靶量对比曲线

Fig. 4　Miss distance contrast curves of fifth-order binomial system for target maneuver

北航学报 赠阅

在总飞行时间较大时(≥4 s),蛇形机动的脱靶量明显大于阶跃机动,且与最优机动相对差别较小,但其性能不稳定。

对比图 2 和图 4 可知,设定目标的机动幅值相同,面对导弹制导系统阶数不同时,产生的突防效果有明显差异,高阶系统的脱靶量要远大于低阶系统,且目标突防成功百分比较大。

为使问题研究更加准确,对弹体模型仿真更为精确,选择导弹的制导系统为各环节时间常数不同和带有一个二次多项式环节(其表达式分别为式(39)、式(40),系数取值如表 2 所示)的情况[2],分别进行仿真。针对导弹制导系统的传递函数为 $G_2(s)$、$G_3(s)$ 时,选取级数解的指数项衰减常数为 $k=9$,计算项数为 $n=80$。所得导弹脱靶量级数解结果与伴随仿真结果对比曲线如图 5 所示。发现级数解与伴随仿真结果完全吻合,计算精度高。

将导弹的制导系统为上述 3 种高阶模型下,目标做最优机动时,所产生的脱靶量进行对比,如图 6 所示。

$$G_2(s)=\frac{1}{(1+\alpha_1 s)(1+\alpha_2 s)(1+\alpha_3 s)(1+\alpha_4 s)(1+\alpha_5 s)} \tag{39}$$

$$G_3(s)=\frac{1}{(1+\alpha_1 s)(1+\alpha_2 s)(1+\alpha_3 s)(1+2\xi\beta s+\beta^2 s^2)} \tag{40}$$

表 2 传递函数系数

Table 2 Transfer function coefficient

传递函数	系数取值
$G_2(s)$	$\alpha_1=0.0667,\alpha_2=0.133,\alpha_3=0.2,$ $\alpha_4=0.267,\alpha_5=0.333$
$G_3(s)$	$\alpha_1=0.1,\alpha_2=0.2,\alpha_3=0.56,\beta=0.1,\xi=0.7$

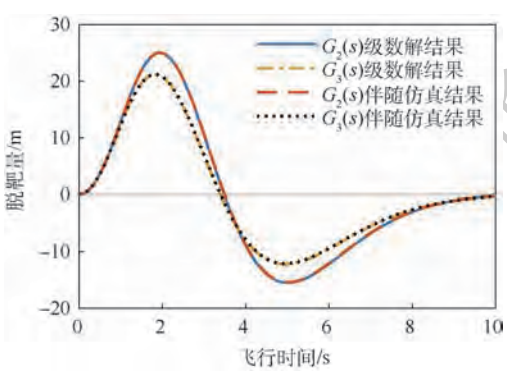


图 5 高阶系统目标阶跃机动产生脱靶量级数解与伴随仿真结果对比曲线

Fig. 5 Contrast curves between miss distance power series solutions of high-order system due to target step maneuver and adjoint simulation results

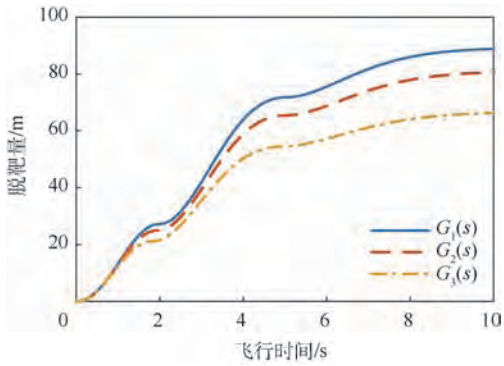


图 6 高阶系统目标最优机动脱靶量对比曲线

Fig. 6 Miss distance contrast curves of high-order systems for target optimal maneuver

导弹的制导系统分别为上述 3 种形式时,目标最优机动产生的脱靶量与飞行时间的关系变化趋势类似,这是由于各情况下总的时间常数相同,均为 $T=1$ s。但同一时刻下,各曲线对应脱靶量值不同,以总飞行时间 $t_f=10$ s 为例,3 种制导系统对应的脱靶量分别为 88.84、80.58、66.33 m。可以看出,若导弹制导系统为五阶二项式形式,仿真所得结果较为乐观,目标更易突防成功,随着导弹模型复杂程度提高,目标最优机动突防效果逐渐变差,说明真实的导弹模型对目标威胁性更大。极限来看,当总飞行时间为 2 s 以内时,3 种制导系统下,目标最优机动产生的脱靶量相差微小。

2.3 拦截弹制导系统为线性与非线性时最优机动突防策略的效果

本文的理论推导和实例仿真都是将系统简化为线性系统进行的,而实际的导弹制导系统是一个十分复杂的非线性系统,在应用中需要考虑一些微小状态量的变化对目标突防性能的影响。

由此,建立导弹、目标运动的二维非线性模型[2]。R_{T1}、R_{M1} 分别为目标、导弹的运动距离在水平轴上的分量,R_{T2}、R_{M2} 分别为目标、导弹的运动距离在垂直轴上的分量,V_{T1}、V_{M1} 分别为目标、导弹的速度在水平轴上的分量,V_{T2}、V_{M2} 分别为目标、导弹的速度在垂直轴上的分量,其导数式为

$$\begin{cases}\dot{R}_{T1}=V_{T1}=-V_T\cos\sigma\\ \dot{R}_{T2}=V_{T2}=V_T\sin\sigma\\ \dot{R}_{M1}=V_{M1}\\ \dot{R}_{M2}=V_{M2}\\ \dot{V}_{M1}=-n_c\sin\lambda\\ \dot{V}_{M2}=n_c\cos\lambda\\ \dot{\sigma}=\dfrac{n_T}{V_T}\end{cases} \tag{41}$$

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

式中：σ 为目标速度与坐标系 x 轴负方向的夹角；λ 为视线角；n_c 为导弹的指令加速度。

进而，弹目的相对距离 R_{TM}，接近速度 V_c，视线变化率$\dot{\lambda}$，剩余飞行时间 t_{go}，导弹的指令加速度 n_c 的表达式为

$$\begin{cases} R_{TM} = (R_{TM1}^2 + R_{TM2}^2)^{1/2} \\ V_c = -\dot{R}_{TM} = -\dfrac{R_{TM1}V_{TM1} + R_{TM2}V_{TM2}}{R_{TM}} \\ \dot{\lambda} = \dfrac{R_{TM1}V_{TM2} - R_{TM2}V_{TM1}}{R_{TM}^2} \\ t_{go} = \dfrac{R_{TM}}{V_c} \\ n_c = NV_c\dot{\lambda} \end{cases} \tag{42}$$

式中：下标 TM 表示目标的相应变量减去导弹的相应变量；下标 1、2 分别表示变量在 x 轴、y 轴的投影。

则最终导弹的脱靶量为

$$w(t_f) = R_{TM}(t_f) \tag{43}$$

仍以导弹的有效导引比 $N=4$ 为例，五阶非线性系统（传递函数为 $G_3(s)$）基于上述弹目间的几何运动关系以及文献[1]中的非线性碰撞三角形进行仿真。选取弹目的仿真参数如表 3 所示。得到线性系统与非线性系统目标最优机动产生的脱靶量与总飞行时间的关系曲线如图 7 所示。

导弹的制导系统为非线性，选取目标机动控制切换时刻与线性系统相同时，产生的脱靶量随飞行时间的变化趋势同线性系统基本一致，且数值接近，误差较小，说明线性模型在目标最优机动问题的研究上有较高精确度，模型选取合适。

观察到在最大的总飞行时间范围内（$t_f = 9 \sim 10$ s），线性、非线性系统的脱靶量存在相对较大的偏差，这是因为利用 R_{TM}/V_c 来估算剩余飞行时间 t_{go} 会存在舍入误差，切换时刻发生时可能不是真实最优。再者，仿真运行至该时刻，目标已完成两次机动，脱靶量为最终的线性叠加结果，误差也随之发生了叠加。但这些偏差不影响曲线的整体变化趋势。

表 3　弹目仿真参数

Table 3　Simulation parameter of missile and target

弹目	初始速度/(m·s^{-1})	初始高度/m	初始水平位置/m	控制切换时刻
导弹	915	3 050	0	
目标	305	3 050	(0,122 00]	$t_{go1}=1.82$ s, $t_{go2}=4.94$ s

注：总飞行时间为[0,10]s。

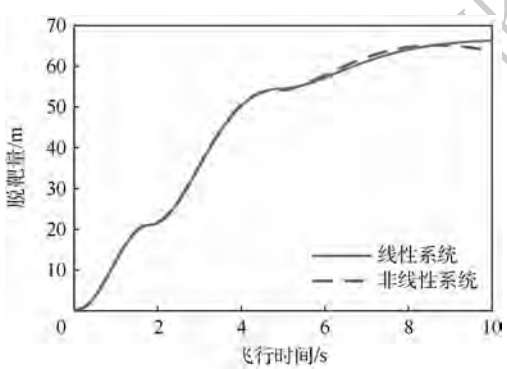


图 7　线性最优机动和非线性最优机动脱靶量对比

Fig. 7　Miss distance comparison between linear and nonlinear optimal maneuver

3　拦截弹信息估计不准确对目标最优机动突防策略效果的影响

在实际的弹目作战中，目标需要利用导引头或告警装置较为准确地探测到来袭导弹的距离、速度等参数信息，如此才能使突防达到更好的效果，顺利逃脱导弹的打击。而雷达或红外探测装置往往易受到外界环境的影响，使得到的探测信息不准确，响应不及时，最优的切换时刻较难把握。

3.1　估计拦截弹的有效导引比存在误差

针对比例导引制导的导弹，制导指令中的有效导引比 N 是一个常值系数，其取值大小直接影响系统稳定性[18]；同时结合 2.1 节的分析，其影响最优控制切换点的个数和时刻的选取。因此，对拦截弹的有效导引比估计准确性直接影响目标最优机动突防的效果。

基于 2.2 节的仿真，假设目标通过告警系统探测，认为拦截弹的有效导引比 $N=4$，从而计算出最优的机动切换时刻 $t_{go1}=1.82$ s，$t_{go2}=4.94$ s，实现最佳突防。而实际上目标对来袭导弹信息的估计存在偏差，研究有效导引比估计误差存在时，对目标最优机动性能的影响，如图 8 所示。

图 8 中，横坐标为拦截弹真实的有效导引比，纵坐标为目标按照拦截弹 $N=4$ 计算所得机动突防策略所产生的对应末端时刻脱靶量。观察发现，有效导引比估计误差存在时，当总飞行时间较小，目标最优机动产生的脱靶量与有效导引比呈线性负相关；当总飞行时间较大时，二者关系呈抛物线变化。若误差大致控制在 ±0.3 左右时，对目标最优机动突防的效果影响不大；若超出这个范围，则突防性能不稳定，脱靶量会有小范围上升趋势，但整体呈下降分布，原因是目标最优机动切换次数和切换时刻的选择与拦截弹的有效导引比有关，当存在较大的估计误差时，此时的最优切换

北航学报 赠阅

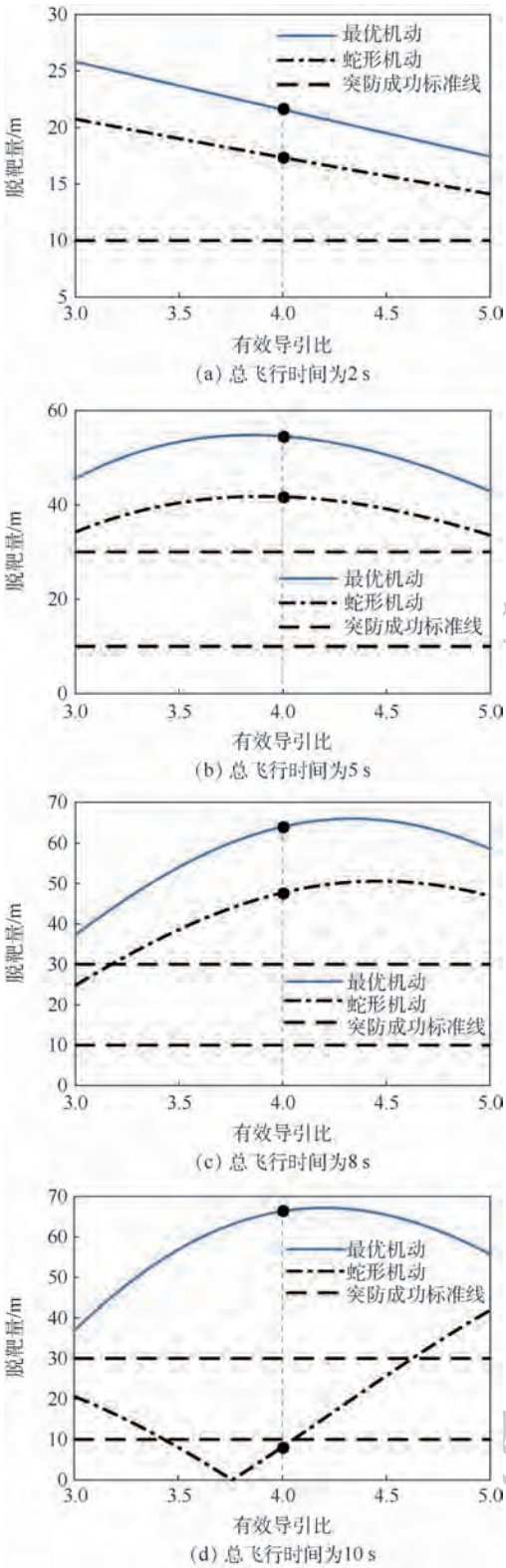


图 8 有效导引比存在估计误差时目标机动产生脱靶量

Fig. 8 Target maneuver miss distance when effective navigation ratio estimation error exists

时刻并不是真实最优的,通过线性叠加,脱靶量值较最优机动存在上下波动。

而蛇形机动的突防效果仍差于即使最优机动有效导引比存在估计误差的情况,且突防效果不稳定。相对来说,有效导引比估计误差存在时,对目标最优机动突防性能影响不大,在 2 种突防成功标准线限定下,最优机动能实现 100% 的突防成功百分比。

3.2 估计剩余飞行时间存在误差

注意到目标最优突防机动式(33)中需要知道导弹制导系统时间常数 T(或带宽)和当前的剩余飞行时间 t_{go},二者共同影响最优机动控制切换时刻的选取。时间常数 T 的存在是由于制导系统各个环节在实际中会存在时间延迟,较难做到立即响应,该值会直接影响脱靶量的大小。而目标通常不能准确得到这两者的信息。

本节考虑 T 和 t_{go} 存在估计误差时,目标依然使用式(33)进行机动,来研究这些误差对机动突防性能(脱靶量)的影响。实际上,这些估计误差将会导致 bang-bang 控制切换时间发生变化,是 t_{go}/T 整体在起作用。本节算例中取制导系统时间常数为 $T=1$ s,只考虑 t_{go} 对估计误差的影响,有效导引比取 $N=4$,目标阶跃机动加速度幅值仍取 $n_T=29.4\ \mathrm{m/s^2}$。

考虑如下形式估计剩余飞行时间:

$$\hat{t}_{go}=e_{sf}t_{go}+e_b \tag{44}$$

式中:$\hat{t}_{go}$ 为估计剩余飞行时间;t_{go} 为实际剩余飞行时间;e_{sf} 为标度系数误差;e_b 为零偏误差。这里主要研究 e_{sf} 和 e_b 对机动突防性能的影响,且只考虑 2 个参数的变化不同时发生的情况。此时目标仍采用最优突防机动的表达式,只是估计的剩余飞行时间,即目标的机动规律变为

$$u(t)=-\mathrm{sign}(\dot{w}(\hat{t}_{go})) \tag{45}$$

针对 2.2 节中制导系统传递函数为 $G_3(s)$ 进行分析。基于伴随系统,仿真得到脱靶量输出 $w(t)$,导数 $\dot{w}(t)$ 以及最优机动的 bang-bang 控制规律 $u(t)$ 如图 9 所示。图中 $\dot{w}(t)$ 的曲线穿过“0 轴”2 次,故多项式存在 2 个零点,结合式(34)可知,目标最优控制要经过 2 次切换,切换时刻分别

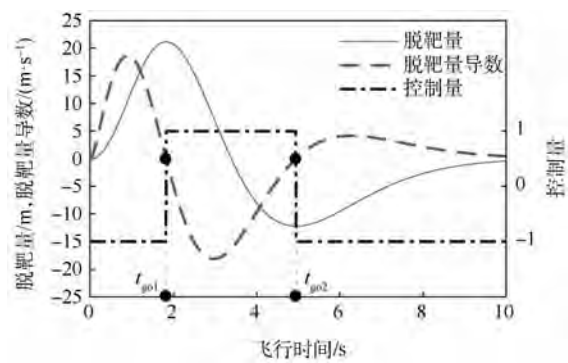


图 9 高阶系统目标最优机动突防($G_3(s)$,$N=4$)

Fig 9 Target optimal maneuver penetration of high-order system ($G_3(s)$, $N=4$)

北航学报 赠阅

为第 1.82 s 和第 4.95 s。

当估计剩余飞行时间存在标度系数误差时,适当选取 e_{sf} 的变化范围为[0.6,1.6],飞行总时间 $t_f=10$ s,得到目标做最优机动时,各误差系数对应的导弹脱靶量,如图 10 所示。进而,选取样本点 e_{sf} 为 0.8,1.3,设定仿真总飞行时间在[0,10] s 变化,得到脱靶量结果如图 11 所示;最优控制切换时刻取值及 $t_f=10$ s 时的脱靶量如表 4 所示。

当估计剩余飞行时间存在零偏误差时,选择 e_b 的变化范围为[-0.6,0.8],飞行总时间为 $t_f=10$ s,得到目标做最优机动时,各误差系数对应的导弹脱靶量,如图 12 所示。选取 e_b 为 -0.3,0.7,仿真总飞行时间在[0,10] s 变化,得到目标最优机动产生的脱靶量如图 13 所示;最优控制切换时刻取值和 $t_f=10$ s 时对应脱靶量如表 5 所示。

图 10 和图 12,分别给出了总飞行时间一定,目标采用最优机动突防策略产生的脱靶量关于标度系数误差 e_{sf} 和零偏误差 e_b 的曲线。可以看出,估计剩余飞行时间中,这 2 个误差的存在都会使目标机动突防性能下降,当 t_{go} 准确时,最优机动突防产生脱靶量达到 66.33 m,而当 $e_{sf}=1.4$ 或 $e_b=0.8$ 时,脱靶量都接近于 40 m;当误差系数在 $e_{sf}=1$ 或 $e_b=0$(即不存在误差的情况)附近小

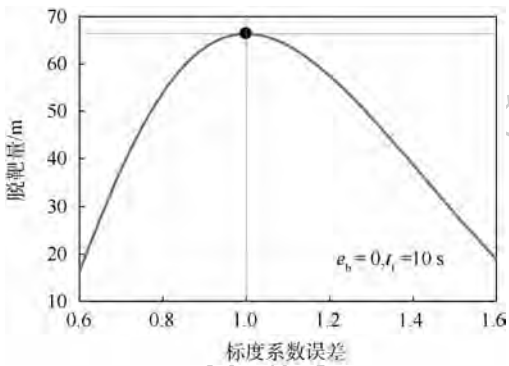


图 10　目标最优机动脱靶量关于剩余飞行时间标度系数误差的曲线

Fig. 10　Curves of target optimal maneuver miss distance relative to scale factor error of time to go

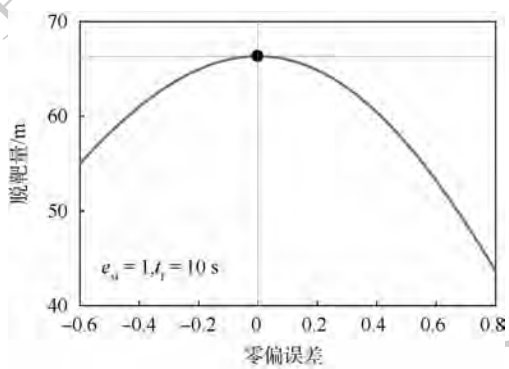


图 12　目标最优机动脱靶量关于剩余飞行时间零偏误差的曲线

Fig. 12　Curve of target optimal maneuver miss distance relative to bias error of time to go

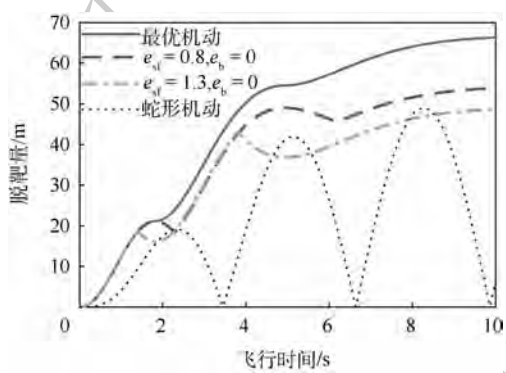


图 11　标度系数误差存在时目标最优机动产生脱靶量

Fig. 11　Target optimal maneuver miss distance when scale factor error exists

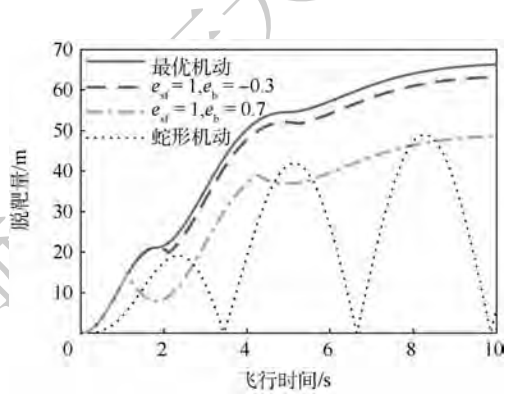


图 13　零偏误差存在时目标最优机动产生脱靶量

Fig. 13　Target optimal maneuver miss distance when bias error exists

表 4　标度系数误差变化时目标最优机动产生脱靶量($t_f=10$ s)

Table 4　Target optimal maneuver miss distance when scale factor error changes ($t_f=10$ s)

e_{sf}	t_{go}/s	M_{max}/m
0.8	$t_{go1}=2.28, t_{go2}=6.19$	53.87
1.0	$t_{go1}=1.82, t_{go2}=4.94$	66.33
1.3	$t_{go1}=1.40, t_{go2}=3.81$	48.64

表 5　零偏误差变化时目标最优机动产生脱靶量($t_f=10$ s)

Table 5　Target optimal maneuver miss distance when bias error changes ($t_f=10$ s)

e_b	t_{go}/s	M_{max}/m
-0.3	$t_{go1}=2.12, t_{go2}=5.24$	63.26
0	$t_{go1}=1.82, t_{go2}=4.94$	66.33
0.7	$t_{go1}=1.12, t_{go2}=4.24$	48.70

北航学报 赠阅

范围变化时,对最终脱靶量的结果影响较小,误差尚可接受。

图 11、图 13 以及表 4、表 5,给出了存在不同剩余飞行时间估计误差下,目标最优机动突防引起的脱靶量关于总飞行时间的曲线。当估计剩余飞行时间的标度系数误差 e_{sf} 和零偏误差 e_b 存在时,得到的脱靶量都要小于最优机动情形(无估计剩余飞行时间误差)。原因在于这些估计误差将会导致 bang-bang 控制切换时间发生变化,得到的 bang-bang 机动并不是最优的。将剩余飞行时间存在估计误差与目标做蛇形机动的情况对比,发现一般误差存在下,最优机动的脱靶量还总是大于蛇形机动的;但误差较大时(例如 $e_{sf}=1.3$ 或 $e_b=0.7$),蛇形机动在某些总飞行时间下(例如 2、5、8 s 附近)的突防效果反而更佳。故针对误差存在时,削弱最优机动突防效果情况的出现,一方面,目标需要提高其上如导引头等探测装置的探测精度;另一方面,如存在无法克服的探测误差且数值较大时,可适当选择不需要剩余飞行时间信息的蛇形机动作为机动突防形式。

4 结 论

本文研究了拦截弹为比例导引制导时,目标最优机动突防策略及其影响因素的问题:

1)拦截弹的制导系统为一般线性高阶时,基于脱靶量级数解公式进行仿真分析,提高了计算效率,且实用性、通用性更强。

2)目标最优机动突防效果受导弹模型准确性影响。导弹制导系统为高阶时,目标最优机动产生脱靶量较大,突防成功百分比高;当制导系统传递函数形式更复杂时,脱靶量反而较小,说明真实拦截弹模型对目标的威胁性更大。导弹模型选为线性时,仿真较非线性结果吻合度较高,模型选取合适。

3)目标最优机动控制切换次数和切换时刻受拦截弹有效导引比 N 影响,且主要取决于剩余飞行时间 t_{go}。目标最优机动突防效果对有效导引比估计误差不十分敏感,对剩余飞行时间估计误差较为敏感且随着误差增大目标突防性能大幅下降。

4)目标最优机动突防效果优于同等仿真条件下的一次阶跃机动、蛇形机动。但在总飞行时间较小时,阶跃机动突防性能与最优机动基本无差;在存在剩余飞行时间估计误差时,蛇形机动要优于某些最优机动。因此,目标可根据实际作战情况选择合适的机动策略,实现最佳突防。

参考文献(References)

[1] WEISS M. Adjoint method for missile performance analysison state-space models[J]. Journal of Guidance, Control and Dynamics, 2005, 28(2): 236-248.

[2] ZARCHAN P. Tactical and strategic missile guidance[M]. 6th ed. Reston: AIAA, 2012: 35-105.

[3] LANING J H, BATTIN R H. Random processes in autmatic control[M]. New York: McGraw-Hill Book Company, Inc., 1956: 225-253.

[4] BENASHER J Z. Application to missile guidance: Proportional navigation[M]. Reston: AIAA, 2010: 231-239.

[5] NESLINE F W, ZARCHAN P. A new look at classical vs modern homing missile guidance[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2012, 4(1): 78-85.

[6] 高雁翎,张保庆. 2017 年世界弹道导弹防御发展分析[J]. 战术导弹技术, 2018(1): 42-46.
GAO Y L, ZHANG B Q. 2017 world ballistic missile defense development analysis[J]. Tactical Missile Technology, 2018(1): 42-46(in Chinese).

[7] 郑玉航,于海燕,孙鹏. 导弹突防策略与措施研究[J]. 国防技术基础, 2002(5): 46-48.
ZHENG Y H, YU H Y, SUN P. Study on missile penetration strategies and measures[J]. Technology Foundation of National Defence, 2002(5): 46-48(in Chinese).

[8] ZARCHAN P. Proportional navigation and weaving targets[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 1995, 18(5): 969-974.

[9] 雍恩米,唐国金,罗亚中. 弹道导弹中段机动突防制导问题的仿真研究[J]. 导弹与航天运载技术, 2005(4): 13-18.
YONG E M, TANG G J, LUO Y Z. Research on maneuvering penetration guidance law of ballistic missile in middle-course flight by simulation method[J]. Missiles and Space Vehicles, 2005(4): 13-18(in Chinese).

[10] SAILARANTA T, SILTAVUORI A, PANKKONEN A. Simple missile models against high-g barrel roll maneuver: AIAA-2011-6570[R]. Reston: AIAA, 2011.

[11] SHINAR J, STEINBERG D. Analysis of optimal evasive maneuvers based on a linearized two-dimensional kinematic model[J]. Journal of Aircraft, 1977, 14(8): 795-802.

[12] 迟泽晨,李长文,王健. 临近空间导弹最优机动突防控制策略研究[C]// 中国空天安全会议, 2017.
CHI Z C, LI C W, WANG J. Analysis of optimal evasive maneuvers control in near-space[C]// China Space Security Conference, 2017(in Chinese).

[13] DHANANJAY N, GHOSE D. Accurate time-to-go estimation for proportional navigation guidance[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2014, 37(4): 1378-1383.

[14] 庄志洪,涂建平,王宏波. 导弹目标遭遇过程中的剩余飞行时间估计[J]. 宇航学报, 2002, 23(5): 32-38.
ZHUANG Z H, TU J P, WANG H B. Prediction of time to go during missile-target encounter[J]. Journal of Astronautics, 2002, 23(5): 32-38(in Chinese).

[15] HE T L, CHEN W C. A new interpretation of adjoint method in

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

linear time-varying system analysis[C]// IEEE International Conference on CIS & RAM. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2017: 58-63.

[16] 赫泰龙,陈万春,周浩. 高阶线性比例制导系统脱靶量幂级数解[J]. 航空学报,2018,39(11):322241.
HE T L, CHEN W C, ZHOU H. Power series solution for miss distance of higher-order linear proportional navigation guidance systems. [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2018, 39(11): 322241(in Chinese).

[17] SPEYER J L, JACOBSON D H. Primer on optimal control theory[M]. Philadelphia: Society for Industrial and Applied Mathematics, 2010: 79-83.

[18] MURTAUGH S A, CRIEL H E. Fundamentals of proportional navigation[J]. Spectrum IEEE, 1966, 3(12): 75-85.

作者简介:

王亚帆　女,硕士研究生。主要研究方向:导弹制导与控制。

周韬　男,硕士,副教授,硕士生导师。主要研究方向:导弹总体设计与仿真、导弹制导与控制。

陈万春　男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:飞行力学、导弹制导与控制。

Optimal maneuver penetration strategy based on power series solution of miss distance

WANG Yafan, ZHOU Tao, CHEN Wanchun*, HE Tailong

(School of Astronautics, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: Aimed at the proportional guidance missile, the state space model of high-order guidance system was established, and the optimal maneuver penetration strategy and influencing factors were studied based on power series solution of miss distance. First, when the missile guidance system was linear first-order and high-order, the simulations of optimal target maneuver penetration were carried out. The results show that the accuracy of the missile guidance model has an impact on the penetration effect, and the high order has larger miss distance and is more realistic. Then, the results were compared with step maneuver and weaving maneuver, the optimal maneuver penetration effect is the best. Furthermore, a two-dimensional nonlinear missile-target engagement model was established, and the simulation shows that the miss distance curve of optimal maneuver is highly identical with the linear system, and the linear system is selected appropriately. Finally, the impacts of effective navigation ratio and time-to-go estimation error on the optimal maneuver penetration effect were studied. The effective navigation ratio estimation error has little effect on the optimal maneuver penetration effect, the time-to-go estimation error makes the target optimal maneuver penetration performance decline greatly, and in some cases it is even worse than the weaving maneuver penetration effect.

Keywords: penetration; optimal maneuver; power series solution of miss distance; estimation error; adjoint method; simulation analysis

Received: 2019-04-01; **Accepted**: 2019-08-30; **Published online**: 2019-09-12 15:51

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190912.1514.001.html

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

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0136

芯片间时间触发通信综合规划方法及其优化

全下文载

汪晶晶，李峭*，熊华钢，李二帅
（北京航空航天大学 电子信息工程学院，北京 100083）

摘 要：随着片上系统（SoC）的处理能力逐渐接近传统的综合核心处理模块，航空电子系统向着微小型综合化的芯片间系统发展；时间触发交换式互连可以保证芯片间消息传递的严格时间确定性。考虑芯片间互连交换结构轻量化和收发端口有限的特点，在拓扑、路由和调度时刻等网络资源相互制约的条件下，提出了芯片间时间触发通信综合规划方法，即根据时间触发消息集合和芯片端口配置，同时求解得到芯片间网络拓扑结构、消息路由和调度时刻表的规划结果。其中，采用免疫算法整体优化了各条消息在网络资源分配过程中的求解次序。仿真实验表明，与不考虑整体优化的综合规划方法相比，优化后的规划结果在减少拓扑结构中多余路径开销的同时，避免消息传输路径拥堵，降低消息端到端延迟，保证了消息集的可调度性。

关 键 词：芯片间互连；时间触发通信；元启发式算法；免疫算法；拓扑规划；路由；调度

中图分类号：V247；TP393

文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2020)01-0170-11

航空电子系统经历了分立式、联合式、综合式到高度综合的发展过程[1]。随着分布式综合模块化航空电子系统（Distributed Integrated Modular Avionics，DIMA）[2]的发展和片上系统（System-on-Chip，SoC）处理能力的提升，由芯片实现的微小型智能化组件成为新一代航空电子系统发展的方向之一，在欧盟的预先研究项目中这样的组件及其之间的互连技术初露端倪[3]。例如，欧洲 e2v 公司推出了重量不到 300 g 的航电多核处理机[4]，欧盟 ASHLEY 工程研发了所谓“微纳 AFDX”（nano Avionics Full Duplex switched Ethernet）端系统和“微 AFDX”（μAFDX）交换结构芯片[5]。可见，未来芯片虽然在物理尺度上很小，但将具备完善的传感器数据融合和信息综合能力，可以以独立功能构件的形式参与航空电子系统重要功能的实现。通过将航空电子时间确定性对象向芯片转变，航空电子系统互连和综合深度将跨越传统计算机体系结构的束缚，彻底解决军民用飞行器机载电子设备的体积、重量和功耗（Size Weight and Power，SWaP）问题。

对于芯片间互连系统的构建，Abuteir 等[6]提出了分层的片间/片上互连架构，在芯片层（chip level）连接 IP 核（Intellectual Property core）组成片上（on-chip）网络，在集群层（cluster level）连接不同芯片组成片间（off-chip）互连网络，通过片间/片上网关连接 2 个层级，实现混合关键性通信。Oliver 和 Craciunas[7]在分层架构的基础上，提出了基于静态调度表和基于优先级的 2 种调度方法，并实现了解空间和运行时间的折中和优化。这 2 种架构对芯片间互连系统的整体设计提供了

收稿日期：2019-04-01；**录用日期**：2019-09-03；**网络出版时间**：2019-09-06 10:23
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190905.1558.001.html
基金项目：装备预研基金（61403120404）；中国民航大学天津市民用航空器适航与维修重点实验室开放基金（2017SW02）；载人航天预先研究项目（060301）

* **通信作者**. E-mail：avionics@buaa.edu.cn

引用格式：汪晶晶，李峭，熊华钢，等. 芯片间时间触发通信综合规划方法及其优化[J]. 北京航空航天大学学报，2020，46(1)：170-180. WANG J J，LI Q，XIONG H G，et al. Integrated planning method and optimization for off-chip time-triggered communication [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2020，46(1)：170-180 (in Chinese).

北航学报 赠阅

可参考的思路,但均未详细说明芯片网络拓扑的通用设计方案。

在芯片间互连系统中,时间触发通信机制的引入保证了通信任务的严格时间确定性。时间触发以太网(Time-Triggered Ethernet,TTE)以时间触发代替事件触发,在全局时钟精确同步的条件下,使网络任务通信具有完全的实时性[8]。在事件触发通信优化方面,杨飞生等[9-10]提出了容忍网络攻击的弹性事件触发机制。在时间触发以太网调度方面,Steiner[11]提出基于可满足性模理论(Satisfiability Modulo Theoies,SMT)的综合调度方法,通过对时间触发流量进行无冲突约束、路径依赖约束等,生成离线调度表。但随着流量规模的扩大,SMT 求解器的搜索效率显著降低,继而出现了基于优化方法的调度算法。宋梓旭[12]和徐晓飞[13]等采用优化消息求解次序的方法减小了 SMT 的搜索空间。Tamas-Selicean 等[14]在 SS(Straightforward Solution)调度方法的基础上,分别考虑路由、分包/合包以及调度对整个调度表设计的影响,采用禁忌搜索的智能优化算法生成离线调度表,并减少速率约束(Rate-Constrained,RC)流量的端到端延迟。Smirnov 等[15]采用 0-1 整数线性规划(0-1 Integer Linear Program,0-1 ILP)的优化方法来生成路由和调度的解决方案,但该解决方法只适用于总线型半双工网络。Pop 等[16]对时间触发流量和以太网音视频桥接(Audio Video Bridging,AVB)流量分别进行了整数线性规划和贪心随机自适应搜索(Greedy Randomized Adaptive Search Procedure,GRASP),但对于时间触发流量始终采用最短路径路由,并未进行任何优化。由于消息传输的实时性与网络的拓扑结构、消息的传输路径以及调度方式有关,Gavrilut[17]和 Atallah[18]等综合考虑以上 3 个因素,给出了拓扑、路由以及调度的综合解决方案,并增加了网络的容错性。但这些方案只适用于交换式网络,而芯片间互连网络有其特殊的限制,不能采用这些方案。孔韵雯等[19]提出了适用于芯片间互连网络的调度表生成方法,但并未给出拓扑的生成方案。

本文的贡献为:建立了芯片间时间触发通信模型,提出了一种带有优化设计并综合考虑拓扑(Topology)、路由(Routing)和调度(Scheduling)的规划方法(简称为 TRS 综合规划方法)。通过给定芯片间网络中芯片数目以及时间触发通信需求,建立芯片间互连拓扑结构,给出网络中消息的路径规划方法,并生成时间触发消息的调度表,使得消息的传输满足时间触发以太网的基本要求,并尽量减少拓扑结构中的链路开销。

1　系统模型

1.1　芯片间互连拓扑结构

芯片间互连网络由芯片和连接芯片的链路组成,芯片之间采用全双工通信。芯片的数量和布局根据数据传输的需求确定,通常情况下是不对称的。本文将芯片看作节点 V,芯片间相连的链路看作边 E,则芯片间互连拓扑结构可由无向图 $G=(V,E)$ 表示。芯片间互连拓扑结构的一个示例如图 1 所示,其中相邻节点组成的数对 (v_j,v_k) $(v_j,v_k\in V)$ 表示 v_j 与 v_k 相连的链路 link_i。消息在任意两节点 v_j、v_k 之间的传输路径可以表示为向量 $\boldsymbol{p}=\{v_j,v_m,\cdots,v_n,v_k\}$。

芯片间互连的具体拓扑结构可以用赋权的邻接矩阵 $\boldsymbol{A}$ 来描述,即

$$\boldsymbol{A}=[a_{ij}]\qquad a_{ij}=\begin{cases}w_{ij} & v_i\text{ 与 }v_j\text{ 相连}\\ 0 & v_i\text{ 与 }v_j\text{ 不相连}\end{cases}\tag{1}$$

式中:a_{ij} 为邻接矩阵 $\boldsymbol{A}$ 中的元素;w_{ij} 为该边的权值。本文权值表示该边连接的 2 个节点之间的距离,即权值越大,2 个节点相距越远。值得说明的是,边的权值只在更新拓扑结构时使用,不作为衡量路由跳数的标准,无论边的权值为多少,该边连接的两相邻节点的跳数仍为 1。图 1 的赋权邻接矩阵可以表示为

$$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}0&1&1&0&2\\1&0&2&1&0\\1&2&0&4&1\\0&1&4&0&5\\2&0&1&5&0\end{bmatrix}\tag{2}$$

赋权邻接矩阵为对称矩阵,且主对角线元素都为 0。赋权邻接矩阵中每行不为零的元素个数等于节点的度数。由于片上资源的限制,每个芯

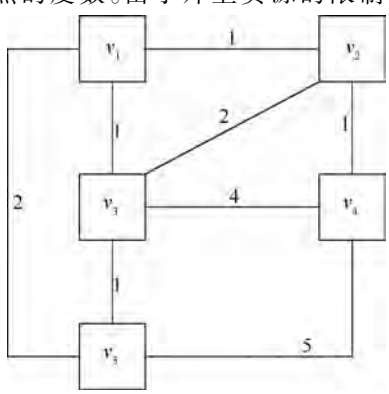


图 1　芯片间互连拓扑结构示意图

Fig. 1　Schematic diagram of off-chip interconnection topology structure

北航学报 赠阅

片对外的互连端口数目有限。若每个芯片的端口数为 d,则各节点度数皆不大于 d。

1.2 时间触发消息模型

设时间触发消息集合 $M=\{m_1,m_2,\cdots,m_n\}$,则 $m_i(i=1,2,\cdots,n)$ 的属性可由式(3)的四元组表示:

$$m_i=[T_i,o_i,p_i,l_i] \tag{3}$$

式中:T_i 为消息的发送周期;o_i 为发送起始时间偏移量;l_i 为消息长度;p_i 为帧的传输路径,包括消息的源节点、目的节点以及二者之间的通信节点。本文已知 T_i、l_i 以及 p_i 中的源节点和目的节点,为每个消息计算 o_i 和 p_i 中的中间通信节点。

2 TRS 综合规划方法及其优化

在时间触发互连架构中,消息的发送根据离线生成的调度表进行。然而对于一个网络,消息的实时性保障不仅依赖于调度表,也和网络的拓扑结构以及消息的传输路径有关。TRS 综合规划方法考虑这 3 种因素的相互制约关系,同时求解网络拓扑,消息传输路径和调度时刻表;而优化的 TRS 综合规划方法通过免疫操作优化消息的求解次序,进一步提高了消息的可调度性。本节首先介绍免疫优化算法的相关名词和计算方法,然后详细描述 TRS 综合规划方法及其优化。

2.1 激励度计算方法

在免疫优化算法中,激励度是对抗体质量的最终评价结果,需要综合考虑抗体亲和度和抗体浓度。抗体激励度计算式为

$$\mathrm{stim}(\mathrm{ab}_i)=a\cdot\mathrm{aff}(\mathrm{ab}_i)+b\cdot\mathrm{den}(\mathrm{ab}_i) \tag{4}$$

式中:$\mathrm{stim}(\mathrm{ab}_i)$ 为抗体 ab_i 的激励度;a、b 为计算参数;$\mathrm{aff}(\mathrm{ab}_i)$ 为抗体亲和度;$\mathrm{den}(\mathrm{ab}_i)$ 为抗体浓度。抗体亲和度和抗体浓度的具体计算方法如下。

2.1.1 抗体亲和度计算方法

为了评价网络的整体性能,综合考虑芯片间互连架构的开销,消息传输路径的长度以及消息集的可调度性,对于每一组消息的解决方案,根据式(5)计算带有权重的开销函数作为抗体亲和度,即

$$\mathrm{aff}(\mathrm{ab}_i)=\mathrm{Cost}(T,R,S)=\alpha C_{\mathrm{topology}}(T)+\beta C_{\mathrm{path}}(R)+\gamma C_{\mathrm{schedule}}(S) \tag{5}$$

式中:T 为芯片间互联拓扑;R 为消息传输路径;S 为消息调度表。

式(5)中的 $C_{\mathrm{topology}}(T)$ 为芯片间互连拓扑结构的开销,其计算式为

$$C_{\mathrm{topology}}(T)=\sum_{\mathrm{node}_i\in T}C_{\mathrm{node}_i}+\sum_{\mathrm{link}_i\in T}C_{\mathrm{link}_i} \tag{6}$$

式中:node_i 表示第 i 个芯片节点;link_i 表示第 i 条链路。式(6)包括芯片节点的开销和节点之间连接链路的开销 2 个部分,以保证拓扑规划过程中尽量减少节点和链路的消耗。

式(5)中的 $C_{\mathrm{path}}(R)$ 为整个网络中所有消息传输路径的开销,可以用路径中的总跳数来表示,以缩短传输路径,即

$$C_{\mathrm{path}}(R)=\sum_{\mathrm{hop}_i\in R}C_{\mathrm{hop}_i} \tag{7}$$

式中:hop_i 表示传输路径上的第 i 跳。

式(5)中的 $C_{\mathrm{schedule}}(S)$ 为衡量网络中消息的可调度性,可以通过消息的传输时间是否超过截止期限来表示,即

$$C_{\mathrm{schedule}}(S)=\sum_i\max(0,R_{m_i}-\mathrm{deadline}_{m_i}) \tag{8}$$

式中:R_{m_i} 为消息 m_i 的响应时间;$\mathrm{deadline}_{m_i}$ 为消息 m_i 的截止期限。截止期限在本文中认为等于消息的周期 T_i。当消息的响应时间超过截止期限,即不可调度时,调度开销为一个正数;反之开销为 0,以确保调度开销能够恰当反映消息的可调度性。

开销函数中 α、β 和 γ 为非负系数,用来控制 $C_{\mathrm{topology}}(T)$、$C_{\mathrm{path}}(R)$ 和 $C_{\mathrm{schedule}}(S)$ 之间的权重,对网络性能进行加权评估。在时间触发网络中,应当首先保证消息的可调度性,因此,可以认为 $\alpha\ll\gamma$ 且 $\beta\ll\gamma$。算法的目的是使开销函数的值尽可能小。

2.1.2 抗体浓度计算方法

抗体浓度表征抗体种群的多样性的好坏,计算式为[20]

$$\mathrm{den}(\mathrm{ab}_i)=\frac{1}{N}\sum_{j=1}^{N}\mathrm{Similar}(\mathrm{ab}_i,\mathrm{ab}_j) \tag{9}$$

式中:N 为种群规模;$\mathrm{Similar}(\mathrm{ab}_i,\mathrm{ab}_j)$ 为抗体间相似度,计算式为

$$\mathrm{Similar}(\mathrm{ab}_i,\mathrm{ab}_j)=\begin{cases}1 & \mathrm{aff}(\mathrm{ab}_i,\mathrm{ab}_j)<\delta\\ 0 & \mathrm{aff}(\mathrm{ab}_i,\mathrm{ab}_j)\geqslant\delta\end{cases} \tag{10}$$

式中:$\mathrm{aff}(\mathrm{ab}_i,\mathrm{ab}_j)$ 为抗体 i 与抗体 j 的亲和度;δ 为相似度阈值。本文采用基于欧氏距离的抗体间亲和度计算方法。

2.2 TRS 综合规划方法

TRS 综合规划方法如算法 1 所示。算法的输入为已排序的时间触发消息集合 M_s 和网络中的芯片数 NodeNum。假定每个芯片的端口数不超过 d 个。在每次的迭代过程中,按照消息的排序,

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

依次尝试在 k 最短路径(k Shortest Paths,kSP)中按照尽快执行(As Soon As Possible,ASAP)原则找出最适合传输消息的时隙,并在每次迭代后检查每个芯片节点的度,以保证生成的拓扑满足约束条件。

算法 1　TRS 综合规划。

输入:已排序的 TT 消息集合 M_s,芯片数 NodeNum。

输出:开销值 Cost,优化标志 op,芯片拓扑 T,传输路径 R,调度表 S。

```
1:function SYNTHESIS
2:   R←∅,S←∅,op←0
3:   T←CreateFullTopology(NodeNum)
4:   while M_s≠∅ do
5:      flag←0,k←0,op←0
6:      path_m←kShortestPath(T,m)
7:      while flag = =0 do
8:      k←k+1
9:      route_m←path_m(k)
10:      [S,flag]←Asap(S,m,route_m)
11:   end while
12:   if flag = =0 then
13:      op←1
14:   end if
15:      R←R∪route_m
16:      remove m from M_s
17:      T←UpdateGraph(T,R)
18:   end while
19:   T←ReducePorts(T,R)
20:   Cost←CalculateCost(T,R,S)
21:   return Cost,op,T,R,S
22:end function
```

输入消息集合的排序方法如下:消息周期越短,优先级越高;对周期相同的消息,帧长度越长,优先级越高。优先级高的消息先被处理。这是基于经验产生的初始排序,因为一般情况下,产生频率低且长度短的消息更容易找到可调度的时间隙。

在算法 1 中,首先得到包含 NodeNum 个节点的全连通无向图。但此时图中的各个边处于未激活状态,当传输路径经过一个边时,才将该边激活。

对于已排序的 M_s 中的每个消息,使用 kSP 算法找到消息 m 在当前拓扑结构 T 下的 k 条最短路径[21-22],并对路径按长度排序,得到路径集合 path_m。在第一次循环中,图中各边的权重都为 1,因此路径长度即为跳数;在后续循环中,拓扑图中各边的权值将被更新,路径长度将变成消息传输路径上的权值之和。

Asap 函数在消息集合的超周期(Hyperperiod)内,基于 ASAP 原则在路径 route_m 上为消息 m 寻找能够调度的时间隙。一旦找到这样的时间隙,将 flag 设为 1,并更新调度表,保存当前的路径 route_m 并将 m 从 M_s 集合中删除。被保存的路径全部被激活,并将一直保持激活状态。如果遍历所有源节点到目的节点之间的路径,仍不能找到可以调度的间隙,则将状态设为需要优化。

根据当前的路径 R,更新当前拓扑结构 T。具体过程为:首先计算当前拓扑 T 中的每个节点的度,即与该节点相连的已激活的链路个数。若该节点的度等于 d,则删除与该节点相连的其余所有未激活链路,以保证每个芯片的互连端口不超过 d 个。未激活链路被删除后,则不可再被激活。然后更新各边权值,即将各链路的利用率映射为各链路的权重,利用率越高,权重越高,则相当于该链路路径越长,在下一轮循环中该链路被使用的可能性越小。

假设芯片端口数 $d=4$,图 2 举例说明 UpdateGraph 函数的执行过程。在初始状态下,所有链路都处于未激活状态,如图 2(a)所示。当算法 1 循环若干次执行到 15 行时,已找到若干条满足条件的路径 route_m,它们都被激活,如图 2(b)所示,此时 v_1 节点的度正好为 4。由于每个芯片的端口数不得超过 4 个,v_1 节点上不能再有新的链路被激活。因此,删除与 v_1 连接的所有未激活的边

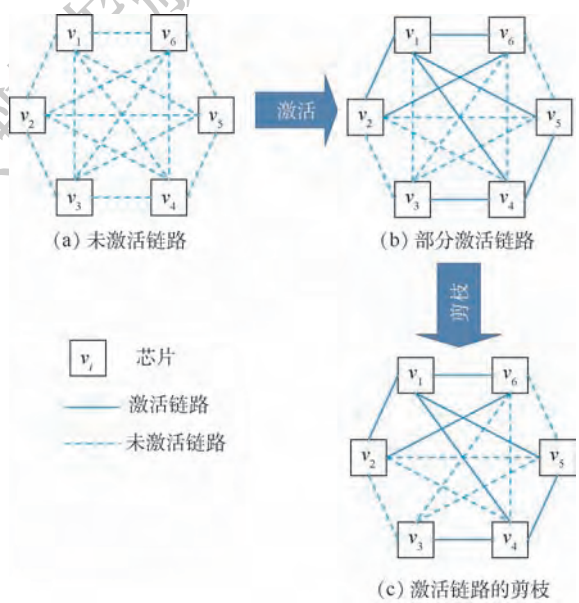


图 2　拓扑更新过程示意图

Fig. 2　Schematic diagram of topology update process

北航学报 赠阅

(即“剪枝”),如图 2(c)所示。在下一次循环中,被“剪枝”边不能被再次激活,以保证与每个芯片相连的链路数不超过 4 个。

当所有消息都被处理后,再调用 ReducePorts 函数将当前拓扑中没有激活的链路删除,以节省链路资源。最后,根据式(5)计算开销函数,评价解决方案的性能。

没有考虑整体优化的 TRS 综合规划方法能够在没有使用优化工具的条件下,同时得到芯片互连网络的拓扑,消息传输路径以及消息调度表,为解决芯片间时间触发通信问题提供了可行的解决方案。

2.3 TRS 综合规划方法优化

未优化的 TRS 综合规划方法对消息进行基于经验的排序,排序在前的消息能够优先被分配时间隙。但这种排序方式只考虑到当前状态下的最优解,而未考虑消息分配顺序变化时对系统的影响。优化的 TRS 综合规划方法采用免疫算法对消息排序集合 M_s 进行调整,进一步减小开销函数的值,见算法 2。

免疫算法是一种元启发式(meta-heuristic)智能优化算法[23]。免疫操作采用群体搜索策略,基于免疫系统对优秀抗体进行克隆复制的记忆机制,产生新一代子种群,并保留优秀个体,以保证算法的强局部搜索能力和群体收敛性;同时通过控制抗体浓度,促进新个体的出现,抑制相似个体的过多产生,从而能够实现抗体的多样性。通过迭代计算,免疫优化的 TRS 综合规划方法能以较大的概率得到最优的消息分配顺序,从而能够解决优化前无法实现严格周期调度的情况。

算法 2 优化的 TRS 综合规划。

输入:TT 消息集合 M,芯片数 NodeNum。

输出:开销值 Cost,芯片拓扑 T,传输路径 R,调度表 S。

function OPTSYNTHESIS
  $M_A \leftarrow \varnothing$
  $M_s \leftarrow$ SortMsg(M)
  [Cost, op, T, R, S] $\leftarrow$ Synthesis(M_s, NodeNum)
  if op = = 1 **then**
    randomly generate initial population M_{NP}
    $\text{Stim}_N \leftarrow$ stimulation of M_{NP}
    while termination condition not reached **do**
      // immunization operation
      for each M_{np} in M_{NP} with the least 1/2 stimulation **do**
        $M_a \leftarrow$ Immune(M_{np})
        $M_A \leftarrow M_A \cup M_a$
      end for
      $\text{Stim}_A \leftarrow$ stimulation of M_A
      // population refresh
      randomly generate new population M_B
      $\text{Stim}_B \leftarrow$ stimulation of M_B
      // combine immunized population with new population
      $M_{NP} \leftarrow$ Merge(M_A, M_B)
      $\text{Stim}_N \leftarrow$ Merge(Stim_A, Stim_B)
    end while
    $M_{best} \leftarrow$ element in M_{NP} with the least Cost
    [Cost, op, T, R, S] $\leftarrow$ Synthesis(M_{best}, NodeNum)
  end if
  return Cost, T, R, S
end function

算法 2 首先采用 2.2 节中的方法对消息排序,得到 M_s,并产生初始解。若优化标志表示需要优化,则随机生成消息集合 M 的 NP 个排序(即 M_{NP}),并将 M_s 包含在 M_{NP} 中。根据式(4),计算这 NP 个排序对应的激励度。选取激励度最小的若干个个体,对每个个体 M_{np} 进行克隆、变异和克隆抑制等免疫操作,从而得到免疫后的群体 M_A(如图 3 所示)。为了防止搜索陷入局部最优,随机生成新种群 M_B,将免疫种群和新种群合并,再次进行免疫操作的循环,直到满足终止条件。

与消息分配次序固定的算法 1 相比,算法 2 优化了消息在网络资源中的求解次序,解决了算法 1 中无法找到调度间隙的系统状态,并进一步减小不必要的拓扑开销。

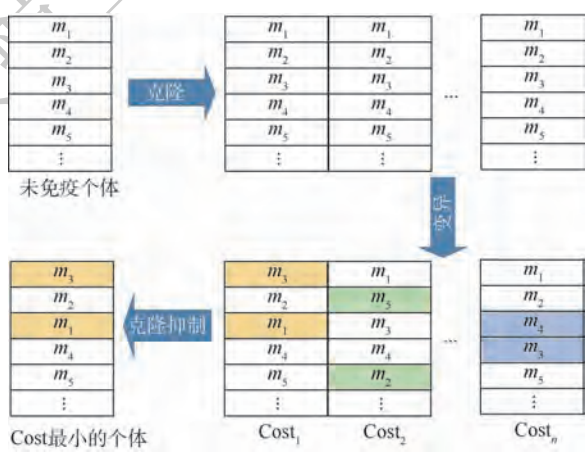


图 3 免疫操作示意图

Fig. 3 Schematic diagram of immune operation

2.4 算法分析

对于网络中的一组消息,其每一个解决方案

北航学报 赠阅

都对应一个开销函数的值,而消息集合的排序又决定了解决方案的生成,因此消息集合的每一种排序都对应着一个开销函数的值。假设消息集合中包含 n 个消息,则存在 A_n^n 种排序方式。若对消息从 1 到 n 编号,用 $a_1,a_2,\cdots,a_n$ 表示消息的全排列。将 $a_1,a_2,\cdots,a_n$ 看作一个($n+1$)进制数,所有这些($n+1$)进制数按从小到大排列,依次编码为 1, 2,…, A_n^n,将它们作为自变量,其对应的开销函数的值作为因变量,可以得到开销函数在消息全排列空间的定义。该问题是一个 NP-hard 问题(Non-deterministic Polynomial hard)[24],很难用解析的方法求出开销函数的表达式。若使用穷举的方法进行尝试,其时间复杂度为 $O(n!)$,当 n 较大时,穷举的方法不可接受。但是通过大量实验,可以大致描绘出 n 较小时开销函数的图像。

以表 1 所示的消息集合为例。该消息集合中包含 10 条时间触发消息,在 6 个芯片节点之间进行传输。消息的排列方式共有 $A_{10}^{10}=3\,628\,800$ 种。计算一次开销大约需要 0.06 s,遍历搜索空间大概需要 $0.06\times A_{10}^{10}=217\,728$ s = 60.48 h,此时时间复杂度 $O(n!)$ 中 n 的值为 10,穷举的方法不可接受。

该消息集合中消息的排列方式有 12345678910, 12345678109, 12345679810, …, 10987654321;其对应的十一进制数分别为 123456789A, 12345678A9, 123456798A, …, A987654321,从小到大排列。将第 1 种排列编码为 1,该排列对应的开销为 Cost(1);第 2 种排列编码为 2,该排列对应的开销为 Cost(2);以此类推,可以得到开销函数的曲线图。但由于搜索空间较大,每隔90 种排列计算一次开销,得到开销函数的近似图形如图 4 所示。

开销函数很明显地分为底部聚集区和上部稀疏区,这是由于 $C_{\text{schedule}}(S)$ 的权重较高,一旦消息不可调度,开销函数的值迅速增大。图像的上半部分对应不可调度的消息集合的排序,下半部分对应可调度的消息集合的排序。本文的目标是找到开销处于底部的消息排序,即减小抗体亲和度。

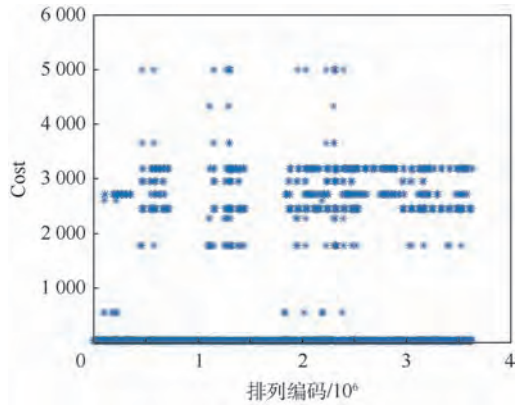


图 4　开销函数示意图

Fig. 4　Schematic diagram of cost function

3　实验与讨论

3.1　实验参数设置

设消息在芯片间互连网络中的传输速率为 100 Mbit/s,消息长度范围为 10 ~ 1 483 Byte,芯片对外的互连端口数不超过 4。为了在仿真中使各流量的周期存在一定的公约数关系且具有多样性,令消息周期 $T_i=2^x\times5^y$ μs,其中 x 和 y 为整数,且 $0\leqslant x\leqslant4$, $1\leqslant y\leqslant2$, $T_i\in[50,400]$ μs。每条消息的源节点和目的节点随机选取。消息集合的具体参数如表 2 所示。

对于以上消息集合,分别使用优化前和优化后的 TRS 综合规划方法生成芯片网络拓扑、消息传输路径和调度表,并分析每个消息组别在使用不同方法时的开销函数值、可调度比例、端到端延迟以及免疫迭代次数。

表 1　消息集合示例

Table 1　Example of message set

消息编号	周期/μs	长度/Byte	源节点	目的节点
1	400	23	1	4
2	400	683	2	4
3	100	433	3	4
4	400	1 429	1	2
5	100	183	2	4
6	400	233	1	5
7	200	483	2	6
8	50	43	2	1
9	100	124	5	3
10	400	345	6	2

表 2　实验组别参数

Table 2　Parameters of experimental groups

消息组别	芯片个数	消息个数	消息长度范围/Byte	周期范围/μs
1	6	10 ~ 40	23 ~ 1 483	50 ~ 400
2	8	10 ~ 40	14 ~ 1 468	50 ~ 400
3	10	10 ~ 40	13 ~ 1 454	50 ~ 400
4	12	10 ~ 40	11 ~ 1 465	50 ~ 400
5	14	10 ~ 40	35 ~ 1 457	50 ~ 400

3.2　开销函数值与可调度比例分析

分别使用优化前和优化后的 TRS 综合规划方法时,不同消息组别的开销函数值和可调度比例如图 5 所示。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

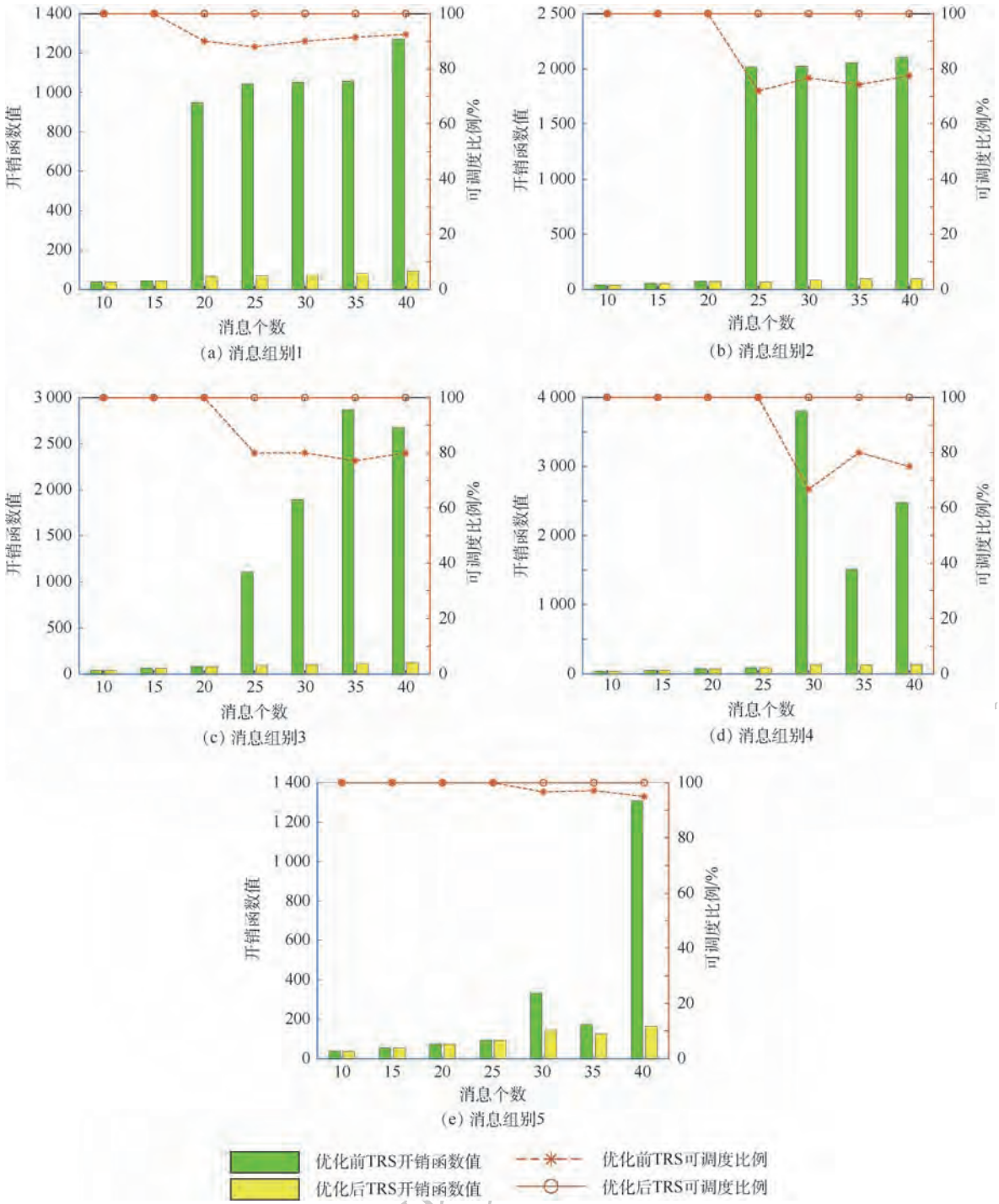


图5 不同芯片个数下开销函数值和可调度比例随消息个数变化

Fig. 5 Cost function values and schedulability rates at different message numbers under various chip numbers

由图5可以看出,优化前的TRS综合规划方法的一大弊端在于开销函数过大。对于同一组消息,随着消息个数的增加,网络中的负载增加,开销函数不断增大。当消息个数超过一定阈值时,优化前的方法不能找到有效的解决方案,其开销函数显著增加,而优化后的方法开销函数值增量不大,表明TRS综合规划方法在优化后生成的拓扑、消息传输路径以及调度表在总体上由于优化前方法所得到的解决方案。

在可调度性方面,对于不同组别的消息,随着网络规模的增加,优化前方法可调度的消息规模不断增大;但在另一方面,当消息数目不断增大时,其可调度比例会下降。而优化后的方法在提供较小开销的拓扑的同时,保证了消息的可调度性。

3.3 端到端延迟分析

在本实验中,消息的端到端延迟与消息的路

北航学报 赠阅

由跳数成正比,可以得到各个组别消息的总端到端延迟如图 6 所示。

对于优化前 TRS 综合规划方法生成的解决方案,当消息个数较多时,所有消息的总端到端延迟呈显著增加趋势。而优化后的 TRS 综合规划方法通过免疫操作,选择较短路径传输,明显减小了消息的总端到端延迟,保证了消息传输的实时性。

3.4　免疫迭代次数分析

对于优化后的 TRS 综合规划方法,选取开销函数的值作为亲和度评价算子,选取消息组别 1、3、5 中消息个数为 35 的消息集合,分别画出其免疫个数为 10,克隆个数为 10 时的亲和度进化曲线如图 7 所示。

随着芯片网络规模的增大,需要的免疫迭代次数逐渐增加,时间开销增大。与此同时,3 组消息的亲和度进化曲线均保持较大的下降梯度,收敛速度较快,表明该方法能够在有限的时间内找到可行的解决方案。

3.5　优化 TRS 综合规划方法与增量化 SMT 方法的对比

将优化的TRS综合规划方法与现有调度方

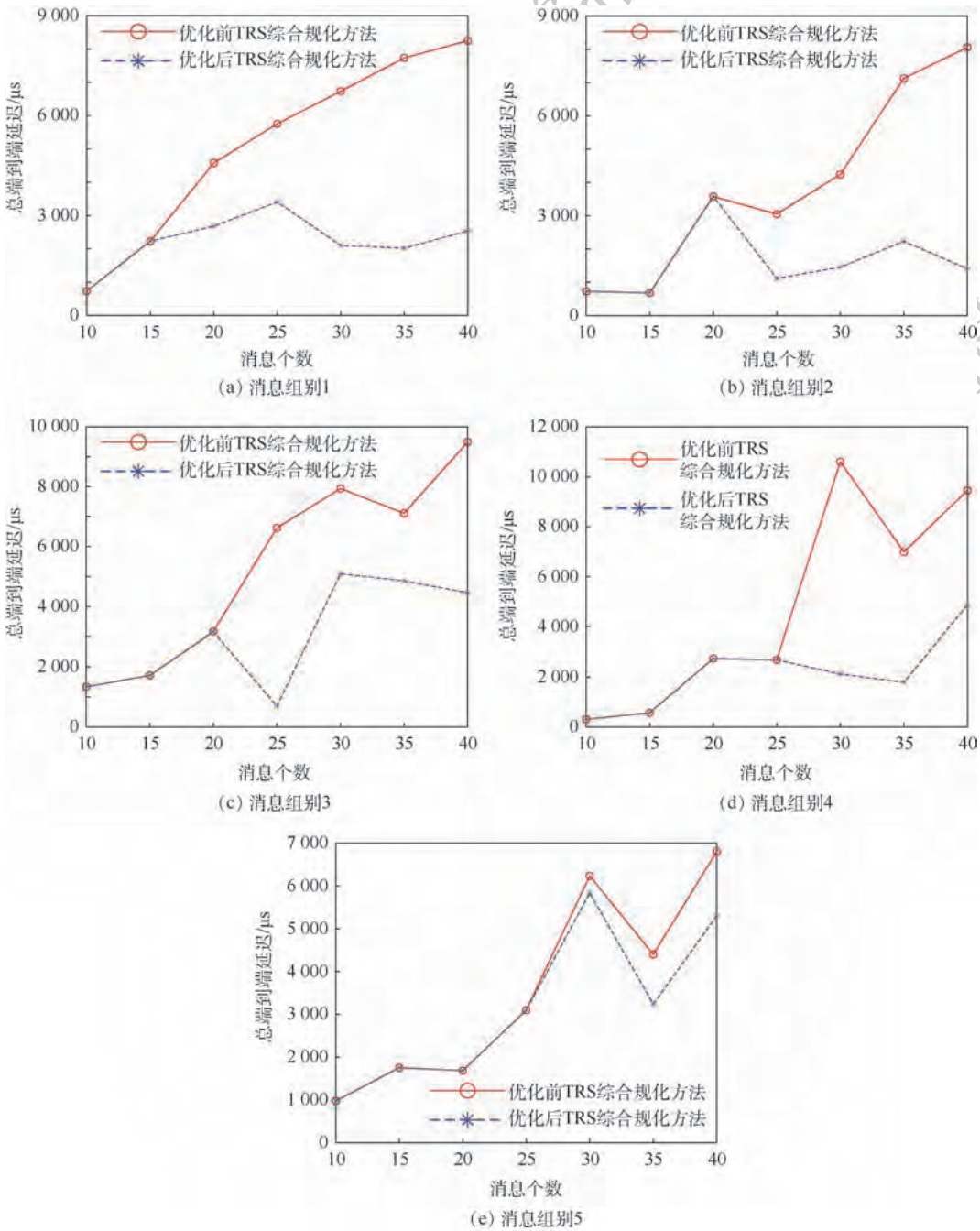


图 6　不同芯片个数下端到端延迟随消息个数变化

Fig. 6　End-to-end delay at different message numbers under various chip numbers

北航学报 赠阅

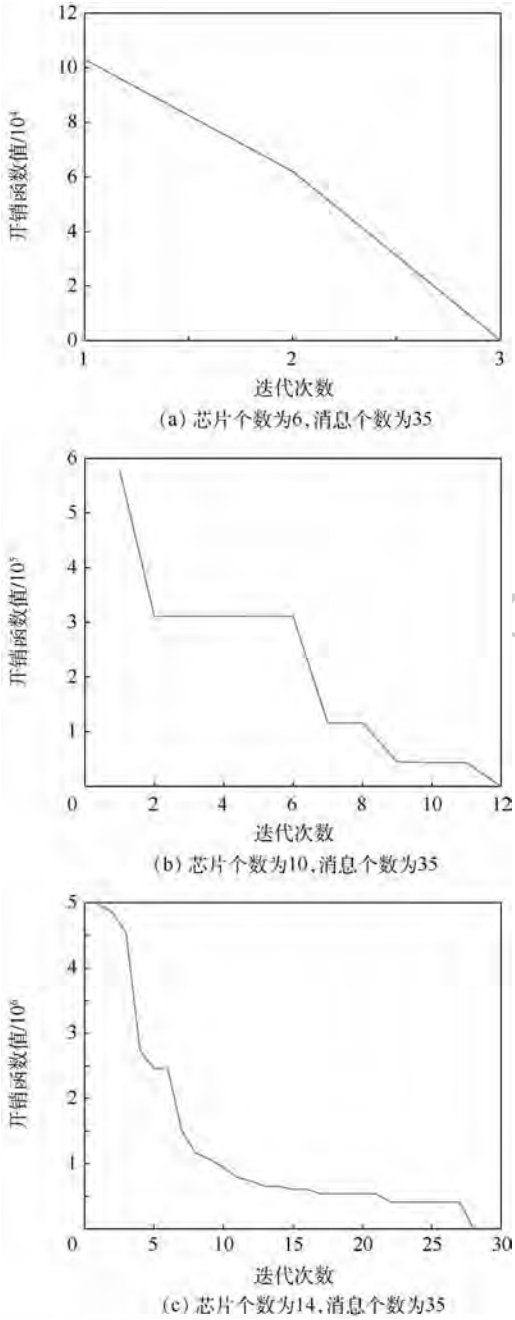


图 7 不同芯片个数下亲和度进化曲线

Fig. 7 Affinity evolution curves under various chip numbers

法进行对比实验,所选取的对照组采用增量化 SMT 方法求解调度表[12]。

优化的 TRS 综合规划方法与增量化 SMT 方法的实验对比设定为:①前者包含拓扑结构的优化,后者无法从整体角度规划消息传输路径,只得选定具有最小网络半径的星形拓扑结构;②前者的数据处理模块与交换结构都封装在芯片中,因此将收发数据源与后者的端系统等效,将芯片内部的交换结构与交换机等效[19]。实验中仍采用3.1 节的设置,对比结果如表 3 所示,其中"√"表示可以求解得到满足严格周期调度的调度表,"×"表示不能求解得到满足严格周期调度的调度表。

表 3 优化 TRS 综合规划方法和增量化 SMT 方法可调度性对比

Table 3 Schedulability comparison between optimized TRS and incremental SMT

消息组别	增量化 SMT 方法消息个数				优化 TRS 综合规划方法消息个数			
	10	20	30	40	10	20	30	40
消息组别 1(6 芯片个数)	√	×	×	×	√	√	√	√
消息组别 2(8 芯片个数)	√	√	√	×	√	√	√	√
消息组别 3(10 芯片个数)	√	√	√	×	√	√	√	√
消息组别 4(12 芯片个数)	√	√	×	×	√	√	√	√
消息组别 5(14 芯片个数)	√	√	×	×	√	√	√	√

优化 TRS 综合规划方法对于所有的实验设置均可得到可行的调度方案,而增量化 SMT 方法出现了不可调度的情况,这是由于增量化 SMT 方法对于不同的流量配置均采用某种固定的网络拓扑结构,不同消息的路径出现重叠后不采用任何调整机制,容易导致不可调度情况。反之,优化的 TRS 综合规划方法在求解调度表的同时,同步调整网络拓扑和消息传输路径,使消息绕开拥堵区域,并在网络中搭建分流链路,实现网络资源均衡,更易找到可调度的解决方案,体现出综合规划的整体性能优势。

4 结 论

1) 本文建立了芯片间互连网络的时间触发通信模型,提出了 TRS 综合规划方法,并使用免疫算法对其进行优化,通过仿真实验验证算法的有效性。

2) 通过依次为消息在 k 最短路径上分配传输时间间隙,并保留已使用路径的链路,能够在每个芯片端口数不超过一定数目的约束下,同时规划芯片网络拓扑结构,规划消息的传输路径和调度表。

3) 实验结果表明,与优化前的 TRS 综合规划方法相比,优化后的方法通过免疫操作优化各条消息在网络资源分配过程中的求解次序,在减小拓扑开销的同时,避免消息传输路径拥堵,降低消息端到端延迟,保证了消息集的可调度性;与增量化 SMT 方法相比,对于相同的消息集合,优化的 TRS 综合规划方法更易找到能够调度的解决方案。

参考文献 (References)

[1] 熊华钢,王中华. 先进航空电子综合技术[M]. 北京:国防工业出版社,2009:2-13.

XIONG H G, WANG Z H. Advanced avionics integration tech-

北航学报 赠阅

niques[M]. Beijing:National Defense Industry Press,2009:2-13(in Chinese).

[2] WOLFIG R,JAKOVLJEVIC M. Distributed IMA and DO-297:Architectural,communication and certification attributes[C]// Proceedings Digital Avionics Systems Conference. Piscataway,NJ:IEEE Press,2008:1. E. 4-1-1. E. 4-10.

[3] 蒲小勃. 现代航空电子系统与综合[M]. 北京:航空工业出版社,2013:70-86.
PU X B. Modern avionics system and integration[M]. Beijing:Aviation Industry Press,2013:70-86(in Chinese).

[4] YEOMANS J,TROTTET A. E2v and Adeneo partner to create the world's smallest,multicore computer for aerospace applications[EB/OL]. (2016-07-18)[2019-03-27]. https://www.e2v.com/news/e2v-and-adeneo-partner-to-create-the-worlds-smallest-multicore-computer-for-aerospace-applications/.

[5] ASHLEY. Avionics systems hosted on a distributed modular electronics large scale demonstrator for multiple types of aircraft[EB/OL]. (2015-11-05)[2019-03-27]. http://www.ashley-project.eu/ashley-event-2015/ebook/index.php.

[6] ABUTEIR M,OBERMAISSER R,OWDA Z,et al. Off-chip/on-chip gateway architecture for mixed-criticality systems based on networked multi-core chips[C]// International Conference on Computational Science and Engineering. Piscataway,NJ:IEEE Press,2015:120-128.

[7] OLIVER R S,CRACIUNAS S S. Hierarchical scheduling over off-and on-chip deterministic networks[J]. ACM SIGBED Review,2016,13(4):14-19.

[8] 何锋. 机载网络技术基础[M]. 北京:国防工业出版社,2018:192-210.
HE F. Fundamentals of airborne network[M]. Beijing:National Defense Industry Press,2018:192-210(in Chinese).

[9] 杨飞生,汪璟,潘泉. 基于事件触发机制的网络控制研究综述[J]. 控制与决策,2018,33(6):969-977.
YANG F S,WANG J,PAN Q. A survey of networked event-triggered control[J]. Control and Decision,2018,33(6):969-977(in Chinese).

[10] 杨飞生,汪璟,潘泉,等. 网络攻击下信息物理融合电力系统的弹性事件触发控制[J]. 自动化学报,2019,45(1):110-119.
YANG F S,WANG J,PAN Q,et al. Resilient event-triggered control of grid cyber-physical systems against cyber attack[J]. Acta Automatica Sinica,2019,45(1):110-119(in Chinese).

[11] STEINER W. An evaluation of SMT-based schedule synthesis for time-triggered multi-hop networks[C]// Real-Time Systems Symposium. Piscataway,NJ:IEEE Press,2010:375-384.

[12] 宋梓旭,李峭,汪晶晶,等. 基于可调度性排序的时间触发调度表生成方法[J]. 北京航空航天大学学报,2018,44(11):2388-2395.
SONG Z X,LI Q,WANG J J,et al. Time-triggered scheduling table generation method based on schedulability ranking[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2018,44(11):2388-2395(in Chinese).

[13] 徐晓飞,曹晨,郭骏,等. TT-RMS:时间触发网络通信表生成算法[J]. 北京航空航天大学学报,2015,41(8):1403-1408.
XU X F,CAO C,GUO J,et al. TT-RMS:Communication table generation algorithm of time-triggered network[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2015,41(8):1403-1408(in Chinese).

[14] TAMAS-SELICEAN D,POP P,STEINER W. Design optimization of TTEthernet-based distributed real-time systems[J]. Real-Time Systems,2015,51(1):1-35.

[15] SMIRNOV F,GLAB M,REIMANN F,et al. Optimizing message routing and scheduling in automotive mixed-criticality time-triggered networks[C]// Design Automation Conference. Piscataway,NJ:IEEE Press,2017:1-6.

[16] POP P,RAAGAARD M L,CRACUINAS S S,et al. Design optimization of cyber-physical distributed systems using IEEE time-sensitive networks[J]. IET Cyber-Physical Systems:Theory & Applications,2016,1(1):86-94.

[17] GAVRILUT V,ZARRIN B,POP P,et al. Fault-tolerant topology and routing synthesis for IEEE time-sensitive networking[C]// Proceedings of the 25th International Conference on Real-Time Networks and Systems. New York:ACM,2017:267-276.

[18] ATALLAH A A,HAMAD G B,MOHAMED O A. Fault-resilient topology planning and traffic configuration for IEEE 802.1Qbv TSN networks[C]// International Symposium on On-Line Testing and Robust System Design. Piscataway,NJ:IEEE Press,2018:151-156.

[19] 孔韵雯,李峭,熊华钢,等. 片间综合化互连时间触发通信调度方法[J]. 航空学报,2018,39(2):321590.
KONG Y W,LI Q,XIONG H G,et al. Time-triggered communication scheduling method for off-chip integrated interconnection[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2018,39(2):321590(in Chinese).

[20] 包子阳,余继周,杨杉. 智能优化算法及其 MATLAB 实例[M]. 2 版. 北京:电子工业出版社,2018:60-85.
BAO Z Y,YU J Z,YANG S. Intelligent optimization algorithm and its MATLAB example[M]. 2nd ed. Beijing:Publishing House of Electronics Industry,2018:60-85(in Chinese).

[21] YEN J Y. An algorithm for finding shortest routes from all source nodes to a given destination in general networks[J]. Quarterly of Applied Mathematics,1970,27(4):526-530.

[22] YEN J Y. Finding the *K* shortest loopless paths in a network[J]. Management Science,1971,17(11):712-716.

[23] JERNE N K. Towards a network theory of the immune system[J]. Annual Immunology,1974,125:373-389.

[24] EVEN S,GOLDREICH O,MORAN S,et al. On the NP-completeness of certain network testing problems[J]. Networks,1984,14(1):1-24.

作者简介:

汪晶晶　女,硕士研究生。主要研究方向:航空电子系统综合化互连。

李峭　男,博士,讲师,硕士生导师。主要研究方向:航空电子网络、分布式实时系统。

熊华钢　男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:航空电子综合、高速数据总线。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

Integrated planning method and optimization for off-chip time-triggered communication

WANG Jingjing, LI Qiao*, XIONG Huagang, LI Ershuai

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

Abstract: As the processing capacity of system-on-chip (SoC) is getting close to the traditional integrated core processing module, the avionics system is developing towards the miniature, integrated off-chip system. Time-triggered switched interconnection can guarantee the strictly time deterministic property of off-chip message transmission. Considering the off-chip interconnection characteristics of lightweight switch structure and limited port number on a chip, an integrated planning method for off-chip time-triggered communication was proposed under the condition of interaction among topology planning, routing and scheduling. Given time-triggered message sets and port configuration, the off-chip interconnection network topology, message routing and scheduling table were obtained at the same time. Then the message allocation order is optimized using immune algorithm to further improve the performance of the algorithm. The simulation results show that, compared with the integrated planning method without consideration of overall optimization, the optimized method reduced the congestion on message transmission paths, reduced the message end-to-end delay and increased the schedulability of message sets while generating the off-chip interconnection topology with low costs.

Keywords: off-chip interconnection; time-triggered communication; meta-heuristic algorithm; immune algorithm; topology planning; routing; scheduling

北京航空航天大学学报

Received: 2019-04-01; **Accepted**: 2019-09-03; **Published online**: 2019-09-06 10:23

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190905.1558.001.html

Foundation items: Equipment Pre-research Fund (61403120404); Civil Aircraft Airworthiness and Maintenance Key Laboratory Fund of Civil Aviation University of China (2017SW02); Manned Space Pre-research Project (060301)

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

北航学报 赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0137

基于集成学习的遥测数据互相关结构知识发现

全下文载

石梦鑫[1,2], 智佳[1], 高翔[1,2], 杨甲森[1,*]
(1. 中国科学院国家空间科学中心, 北京 100190; 2. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘 要: 针对传统遥测数据相关性分析方法仅能发现相关程度知识,无法提供相关结构丰富信息的问题,提出一种神经网络与极限梯度提升(XGBoost)集成的遥测数据互相关结构知识发现方法。在对遥测时间序列进行线性、单调性、序对一致性、散点图形状4个维度相关结构信息标注的基础上,将混合采样、代价矩阵、神经网络、XGBoost算法相结合,直接对遥测数据进行分类得到其相关结构类别或相关关系有无的知识。采用量子卫星任务数据进行实验的结果表明:较之于原始XGBoost模型、融合混合采样与代价矩阵的XGBoost模型,所提方法在受试者工作特征(ROC)曲线、F1-score等性能指标方面具有更高的分类精度,且对类别不平衡数据不敏感,是一种适用于遥测数据互相关结构知识发现的有效方法。

关 键 词: 遥测数据; 相关性; 混合采样; 代价矩阵; 神经网络; 极限梯度提升(XGBoost)
中图分类号: V557+.3
文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2020)01-0181-08

卫星遥测数据相关性知识发现,是研究一个遥测变量在不同时段的取值、或者2个及2个以上遥测变量的取值之间是否存在有效的、新颖的、潜在有用的、最终可理解的相关关系[1],并对具有相关关系的遥测变量探讨其相关方向、相关程度、相关结构、相关知识表示的一项工作。

围绕遥测数据相关性的研究,国内外学者提出了多种有效的相关性分析方法,包括基于误差比例削减原理[2]、互信息[3]、最大信息系数(Maximum Information Coefficient, MIC)[4]方法等。文献[5]以基于误差比例削减原理的Pearson相关系数为评价参量,从统计的角度对载人航天器地面综合测试数据进行分析,为快速判断卫星当前状态是否满足发射及飞行任务要求提供依据;文献[6]基于Pearson相关系数对飞参数据进行了相关性分析,结果表明该方法能够快速检测对目标参数有重要影响的主要因素,减少分析的盲目性;文献[7]基于互信息方法对同步卫星的遥测数据进行了相关性分析,发现了影响太阳帆板状态和性能的重要因素以及因素之间的关联;文献[8]针对无法有效检测卫星遥测2组时延数据间相关关系的问题,提出了以MIC为基础的平移搜索方法,并将其应用于航天器载荷表面温度之间的相关性分析。

上述文献针对遥测数据相关性的研究,多是围绕相关关系紧密程度的度量方法展开,仅能发现遥测数据中的相关程度知识,无法提供相关结构的丰富信息。鉴于此,本文提出一种神经网络与极限梯度提升(eXtreme Gradient Boosting, XGBoost)集成的遥测数据互相关结构知识发现方法。在对遥测时间序列进行线性、单调性、序对一致性、散点图形状4个维度相关结构信息标注的基础上,将混合采样、代价矩阵、神经网络、XGBoost算法相结合,对遥测数据进行学习,得到其

收稿日期: 2019-04-01; **录用日期**: 2019-07-12; **网络出版时间**: 2019-08-08 15:33
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190808.1409.002.html
基金项目: 中国科学院空间科学战略性先导专项(XDA04080201)
* **通信作者**. E-mail: jsy@nssc.ac.cn

引用格式: 石梦鑫, 智佳, 高翔, 等. 基于集成学习的遥测数据互相关结构知识发现[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(1): 181-188. SHI M X, ZHI J, GAO X, et al. Knowledge discovery of telemetry data cross-correlation structure based on ensemble learning [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(1): 181-188 (in Chinese).

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

内部相关结构信息并对其进行分类。以量子卫星遥测数据进行仿真实验,验证了所提方法在遥测数据互相关结构知识发现方面的有效性。

1 问题模型

1.1 遥测数据张量表示

定义 1 遥测数据向量 $\boldsymbol{W}$:某分系统或某台设备在某一卫星时刻采集的遥测数据。

$$\boldsymbol{W} = (t, d_1, \cdots, d_j, \cdots, d_s) \tag{1}$$

式中:s 为遥测参数维数;t 为数据采集的时间;d_j 为第 j 维遥测参数的取值。

定义 2 遥测数据矩阵 $\boldsymbol{E}$:某分系统或者某台设备在$[t_1, t_c]$时间段内采集的遥测数据。

$$\boldsymbol{E} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{W}_1 \\ \vdots \\ \boldsymbol{W}_k \\ \vdots \\ \boldsymbol{W}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_1 & d_{11} & \cdots & d_{1j} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ t_k & d_{k1} & \cdots & d_{kj} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ t_c & d_{c1} & \cdots & d_{cj} \end{bmatrix} \tag{2}$$

式中:c 为采集次数;$\boldsymbol{W}_k$为第 k 次采集的遥测数据向量;t_k为第 k 次采集时的时间;d_{kj}为第 k 次采集的第 j 维遥测参数的取值。

定义 3 遥测变量 V_j:如果将每一次数据采集看作一次实验,则遥测数据矩阵 $\boldsymbol{E}$ 中每一列(除时间列)都对应一个遥测变量,定义 V_j表示第 $j(j \geqslant 1)$维遥测变量。

1.2 相关结构分类

为了将遥测数据互相关结构知识发现问题转换为多类分类问题,本文首先从线性、单调性、序对一致性、散点图形状 4 个维度,对遥测数据相关结构进行标注。4 个维度的分类准则分别依赖 2 个遥测变量间 Pearson、Spearman、Kendall、MIC 相关系数的取值。在散点图形状维度,首先对 MIC 测度得分超过设定阈值 0.8 的遥测序列进行筛选,进而通过绘制所筛选出的遥测序列的图形(如表 1 中所示的正弦波相关、距离聚类、密度聚类)进行类别信息标注。

1.3 相关性知识发现问题模型

以输出表 1 的相关结构类别为目标,多类分类问题的输出为列向量 $\boldsymbol{Y} = [y^1, y^2, \cdots, y^m]^{\mathrm{T}}$,其中:$m$ 为相关结构类别数量,y^i为输入数据具有第 i 类相关关系的概率。$\boldsymbol{Y}_{ij} = [y_{ij}^1, y_{ij}^2, \cdots, y_{ij}^m]^{\mathrm{T}}$ 为任意 2 个遥测变量 V_i、$V_j(i \neq j)$的真实相关结构类别列向量。

依据 1.1 节中的定义以及 1.2 节中相关结构的分类,可将基于机器学习的遥测数据相关性知识发现问题描述为三元组:

$$I = \langle V_i, V_j, \boldsymbol{Y}_{ij} \rangle \tag{3}$$

若存在一个映射 $f: \langle V_i, V_j \rangle \rightarrow \hat{\boldsymbol{Y}}_{ij}$($\hat{\boldsymbol{Y}}_{ij}$为预测相关结构类别列向量),使其满足遥测数据矩阵 $\boldsymbol{E}$ 中的 C_n^2 组遥测数据相关性分析的交叉熵损失之和(见式(4))最小,则 f 即为问题的解。

$$L(\boldsymbol{Y}_{ij}, \hat{\boldsymbol{Y}}_{ij}) = -\sum_{i=1}^{\mathrm{C}_n^2} \left(\sum_{j=1}^{m} y_{ij} \ln \hat{y}_{ij} \right) \tag{4}$$

表 1 分类准则

Table 1 Classification criteria

相关维度	相关系数阈值区间	相关结构类别
线性维度 Pearson	[0.7,0.9)	线性正相关
	[0.9,1]	线性完全正相关
	(−0.9,−0.7]	线性负相关
	[−1,−0.9]	线性完全负相关
	(−0.7,0.7)	无线性相关
单调性维度 Spearman	[0.7,0.9)	单调增相关
	(−0.9,−0.7]	单调减相关
	[−1,−0.9]	完全单调减相关
	[0.9,1]	完全单调增相关
	(−0.7,0.7)	无单调相关
序对一致性维度 Kendall	[0.9,1]	序对一致负相关
	(−0.9,−0.7]	序对一致正相关
	[0.7,0.9)	序对一致完全负相关
	[−1,−0.9]	序对一致完全正相关
	(−0.7,0.7)	无序对一致性
散点图形状维度 MIC	≥0.8	正弦波相关
		距离聚类
		密度聚类
	[0,0.8)	无散点图形状相关

1.4 遥测数据的类别不平衡特点

类别不平衡,是指数据集中某类样本的数量远大于其他种类样本的数量,在遥测数据相关性分析领域,类别不平衡现象十分普遍,为了充分利用稀缺的空间链路资源,尽量减少卫星工程遥测参数的冗余度[9],航天器遥测数据中具有相关关系的样本占比较低[10]。采用机器学习方法训练模型时,为使总体样本的损失达到最小,一般假设数据类别均匀分布且错分代价相同[11],因此在训练不平衡数据时,分类结果会倾向于占比较高的无相关性数据的分类性能。然而,在遥测数据相关性分析领域,更关注有相关关系(即少数类)样本分类的正确性,错分这些样本的代价通常也大于其他样本。

2 互相关结构知识发现

目前类别不平衡问题的解决方法[12]有:数据采样技术、代价矩阵、集成学习、主动学习等。本文主要集中于 2 种方法:在数据层面采用混合采

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

样技术改善数据分布,在模型结构层面将集成模型与代价矩阵进行融合。

如图 1 所示,本文方法包括以下步骤:①依据表 1 提出的遥测数据相关结构的分类准则对实验数据进行人工标注,添加相关结构类别信息,形成标注后三元组数据 $<V_i, V_j, \boldsymbol{Y}_{ij}>$;②对标注后的数据进行混合采样,并将其划分为训练集、验证集、测试集,以训练集数据对集成模型进行训练,验证集数据对训练出的模型进行调参择优,获取映射 f;③以测试集数据验证 f 映射的泛化能力。

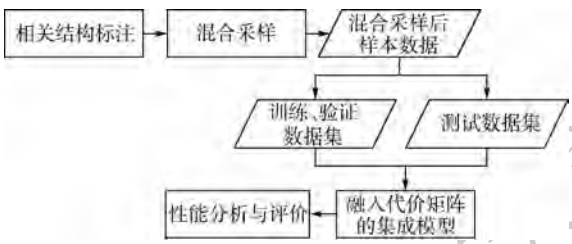


图 1　本文方法框架

Fig. 1　Framework of proposed method

2.1　混合采样

本文通过过采样和欠采样相结合的方法进行数据混合采样处理。其中过采样采用 SMOTE(Synthetic Minority Over-sampling Technique)与 ENN(Edited Nearest Neighbor)结合的方法,流程分为 2 个步骤:

1)采用 SMOTE 算法对少数类样本进行线性插值合成新样本。首先,设置向上采样的倍率为 N,即对每个少数类样本都需要产生对应的 N 个少数类新样本。其次,对少数类中的每一个样本 X,采用 k 近邻(K Nearest Neighbor,KNN)算法搜索得到其 k 个少数类近邻样本,并从中随机选择 N 个样本,记为 $Y_1, Y_2, \cdots, Y_N$。最后,构造新的少数类样本 $\mathrm{NEW}_X = X + \mathrm{rand}(0,1) \cdot (Y_i - X)$。

2)对每一个样本根据其 k 个近邻样本的类别,通过多数表决的方式进行预测,若预测结果和实际类别标签不符则剔除该样本。该算法在保持少数类样本个数扩充的同时删除了冗余样本和噪声样本[11]。

欠采样采用 NearMiss 方法,在多数类样本中选择与最远的 3 个少数类样本的平均距离最小的一部分样本。此种欠采样方法能在保证全局分布状态不变且数据信息不丢失的情况下尽可能地将处于边界的多类样本删除[13]。

2.2　代价矩阵

代价矩阵基于权重缩放法[14],通过提高少数类样本的权重来增加其被错误分类的代价。表2 中第 1 行为真实分类标签,第 1 列为模型预测的分类标签,$c(i,j)$ 为根据具体问题设置的权重值。设第 i 类样本的数量为 $\mathrm{count}(i)$,则代价权重为

$$c(i,j) = \mathrm{count}(i)/\mathrm{count}(j) \tag{5}$$

表 2　代价矩阵

Table 2　Cost sensitive matrix

类别	1	…	m
1	1	…	$c(1,m)$
⋮	⋮		⋮
m	$c(m,1)$	…	1

2.3　集成模型

不同的分类器之间存在一定的互补性[15],集成学习可以克服单一分类器的性能限制,达到更好的过滤效果。实验表明[16] XGBoost 算法相比经典分类算法在不平衡数据上有更加优秀的表现。神经网络模型针高维数据不需预先对样本空间进行参数化统计分布假设[17],且其可以无限逼近非线性映射关系,在遥感领域得到了广泛的应用[18]。因此本文采用 XGBoost 与神经网络模型加权集成的方法进行建模。

2.3.1　XGBoost 模型算法

XGBoost[19]是一个基于分类与回归树(Classification And Regression Tree,CART)的监督模型,由多棵采用基尼值(Gini)纯度分裂的 CART 树将预测结果相加一起作为最终的预测值。通过贪心算法枚举不同的树结构,求取增益值确定是否对叶子节点进行切分,以获得最终树结构。

2.3.2　神经网络模型

根据 Kolmogorov 定理:任一连续函数可以精确地用一个三层神经网络实现。本文即构建三层神经网络作为基分类器训练数据,其输入层、输出层神经元的个数分别由输入、输出数据的维度决定,隐层神经元的个数 num 计算式为[13]

$$\mathrm{num} = \sqrt{n_i + n_0} + \alpha \tag{6}$$

式中:n_i 为输入层神经元数;n_0 为输出层神经元数;α 为可调节因子,取值为[1,10]内的常数。

2.3.3　决策集成模型

决策集成模型的整体框架如图 2 所示,从混合采样后的所有遥测样本中随机选取 Z 个子集,形成样本集 $T = \{(x_1, y_1), (x_2, y_2), \cdots, (x_Z, y_Z)\}$,决策集成模型采用以式(7)和式(8)动态计算更新基分类器分类错误率 ε_t 与分类器权重 α_t,以调节不同模型输出间的重要程度[20]。

$$\varepsilon_t = \sum_{i=1}^{Z} [h_t(x_i) \neq y_i] \tag{7}$$

北航学报 赠阅

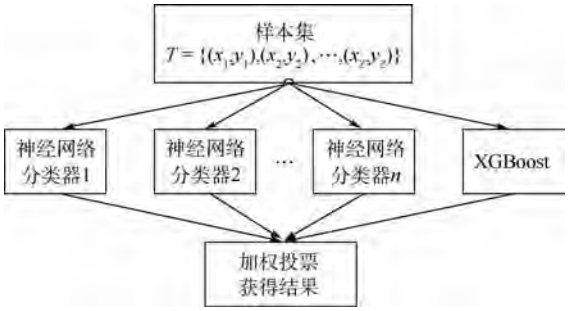


图 2 决策集成模型框架

Fig. 2 Decision ensemble model framework

$$\alpha_t = \frac{1}{2}\ln\left(\frac{1-\varepsilon_t}{\varepsilon_t}\right) \tag{8}$$

式中：ε_t 为分类器 $h(x)$ 对 Z 个样本第 t 次迭代的分类错误率；α_t 为 $h(x)$ 在最终分类器中的重要性。以此构建 n 个基本分类器的线性组合：

$$f(x) = \sum_{i=1}^{n} \alpha_i h_i(x) \tag{9}$$

3 评估指标

3.1 F1-score

定义有相关关系样本为正类，无相关关系样本为负类，则样本数据分类结果有 4 种情况，真阳性(TP)预测为正，真实标签为正；假阳性(FP)预测为正，真实标签为负；假阴性(FN)预测为负，真实标签为正；真阴性(TN)预测为负，真实标签为负。

准确率(precision)为

$$P = \mathrm{TP}/(\mathrm{TP}+\mathrm{FP}) \tag{10}$$

召回率(recall)为

$$R = \mathrm{TP}/(\mathrm{TP}+\mathrm{FN}) \tag{11}$$

F1-score 为

$$\mathrm{F1} = 2PR/(P+R) \tag{12}$$

度量指标 F1-score 综合考虑分类结果的准确率和召回率的值，如果 P 和 R 都比较高，则 F1-score 的值才比较高，此时分类器对少数类和多数类的识别精度都较高[21]。

3.2 受试者工作特征曲线及曲线下面积

针对不平衡数据，常采用受试者工作特征(ROC)曲线对不平衡学习问题进行综合评估，以真阳率 TPR = TP/(TP + FN)为纵轴、以假阳率 FPR = 1 − TN/(FP + TN)为横轴来生成曲线。ROC 曲线评估指标对样本的类分布不敏感，且其具有很好的鲁棒性[22]。通过计算 ROC 曲线下面积(Area Under the Curve，AUC)量化 ROC 曲线为 AUC 准则，以直观的测评分类器性能。

4 实验分析与结果

实验从 3 个方面进行：

1）将原始数据集划分为训练集、验证集和测试集，对训练集和验证集进行混合采样。由训练集和验证集进行模型的调参，对比不同参数组合下模型实验性能选择最优参数。

2）使用验证集数据对 4 种维度均进行对比实验，分别计算原始 XGBoost 模型 1、结合混合采样与代价矩阵 XGBoost 模型 2、结合混合采样与代价矩阵 XGBoost 与神经网络集成模型 3 所得 F1-score，验证所提模型 3 较之于其他模型的优势。

3）因验证集含有混合采样后的数据集，不能完全代表模型分类性能，故用训练好的模型对只含有原始数据样本的测试集进行实验，验证所提模型的泛化能力。

4.1 数据准备

本文选用先导专项地面支撑系统量子卫星遥测数据进行实验验证，其数据维度为 21 560；混合采样中上采样设置采样倍率 N 依样本的数量进行选择，以距离聚类为例，其原始样本数量为 15，设置采样倍率为 59 得到采样后样本数量为 900；k 近邻在 2.1 节步骤 1）中设置 k 为 5，步骤 2）中设置 k 为 3 进行样本扩充。混合采样前无相关性的数据占比较高，经混合采样后的数据分布相对均匀，如图 3 所示，图中纵轴为遥测数据相关结构类别，横轴为对应类别遥测数据的数量。

4.2 模型参数设计

XGBoost 模型通过对比分析不同参数设置下的分类性能，得到最优参数组合为：树深设置为 14、采样比率设置为 0.7、学习率设置为 0.001。神经网络模型输入层神经元的个数为输入数据维度 21 560，输出层神经元的个数在线性、单调性、序对一致性维度为 5，在散点图形状维度为 4。实验中通过对比不同隐藏层神经元个数的分类性能，确定 $\alpha = 10$。

4.3 仿真实验对比分析

仿真对比结果如表 3 所示，F1、F2、F3 分别为模型 1、模型 2 和模型 3 分类所得 F1-score，由结果可见：

1）模型 1 更关注多数类样本的分类性能，少数类样本分类性能偏弱。以线性维度为例，其无线性相关类别(多数类)F1-score 为 0.97，而线性负相关类别(少数类)F1-score 为 0.44。

2）模型2、模型3保持了模型1在多数类样

北航学报 赠阅

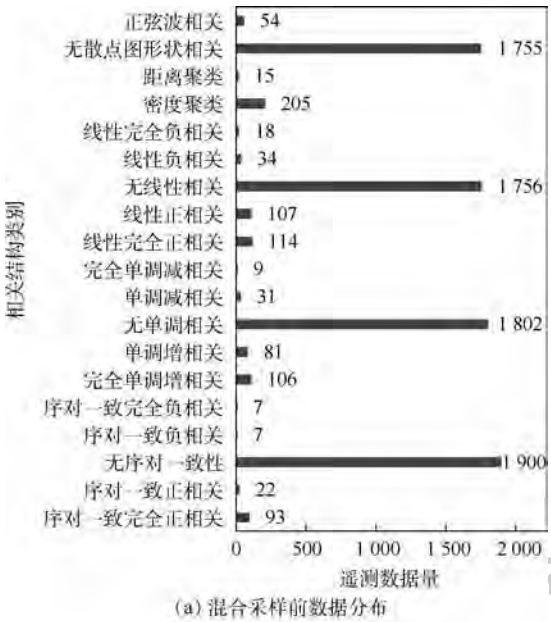


图 3　混合采样前后数据分布

Fig. 3　Data distribution before and after mixed sampling

本上较好的分类性能,且模型 3 优于模型 2。仍以线性维度为例,2 个模型无线性相关类别(多数类)F1-score 分别从模型 1 的 0.97 变化至 0.97、1.00。

3) 模型 3 对少数类样本的分类性能较之模型 1 与模型 2 有明显提升。例如线性完全负相关类别,模型 1 的 F1-score 为 0,模型 2 的 F1-score 为 0.84,模型 3 的 F1-score 大幅提升到 1.00。

仿真结果表明,所提算法由于综合考虑了数据层面不平衡的问题,且在模型结构层面采用集成学习取长补短,因此有效地提高了分类性能,解决了不平衡状态下的分类问题。通过数据混合采样并加入代价矩阵,针对少数类样本的分类性能显著提高,且能平衡把握每一类样本的分类正确性,并且集成多种分类器的模型比单一分类器的模型分类效果更好。

根据训练集与验证集损失图(见图 4)可以看出,训练集中错误率较低,且验证集的错误率同训练集相比误差不大,显示了所提模型具有较低的方差与偏差。

由分类结果画出 ROC 曲线,并计算 AUC 面积,更直观地体现分类器分类性能。以散点图形状为例,从图 5 可以看出,ROC 曲线上的点都比较靠近坐标系左上角,对应 ROC 曲线下的面积即 AUC 值显示了分类的性能,针对多数类和少数类均达到了 0.99 以上,表明了分类器分类性能较好。

表 3　3 种模型对比实验所得 F1-score

Table 3　F1-score obtained from contrast test of three models

相关结构类别	F1	F2	F3
无线性相关	0.97	0.97	1.00
线性正相关	0.83	0.93	0.99
线性完全正相关	0.74	0.97	0.99
线性负相关	0.44	0.92	1.00
线性完全负相关	0	0.84	1.00
无单调相关	0.98	0.91	0.97
单调增相关	0.71	0.86	0.95
完全单调增相关	0.81	0.95	0.95
单调减相关	0.50	1.00	0.99
完全单调减相关	0	1.00	1.00
无序对一致性	0.98	0.89	0.99
序对一致正相关	0	1.00	0.99
序对一致完全正相关	0.85	0.97	0.99
序对一致负相关	0	0.33	1.00
序对一致完全负相关	0.67	0.88	0.99
无散点图形状相关	0.97	0.93	0.98
密度聚类	0.73	0.94	0.98
正弦波相关	0.95	0.98	1.00
距离聚类	0.62	0.97	0.99

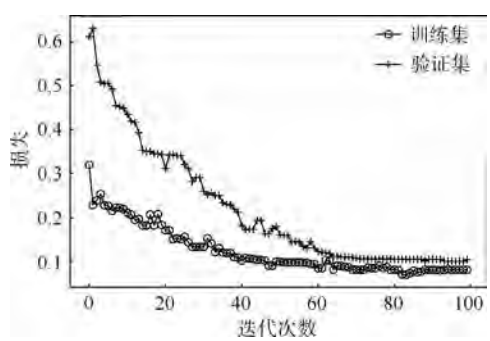
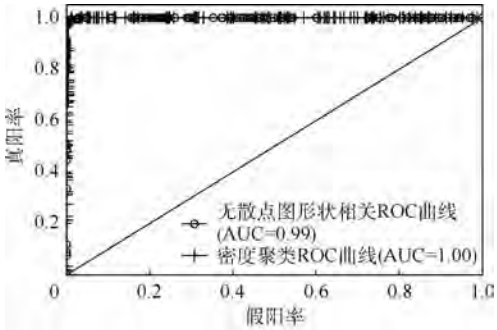


图 4　训练集与验证集损失

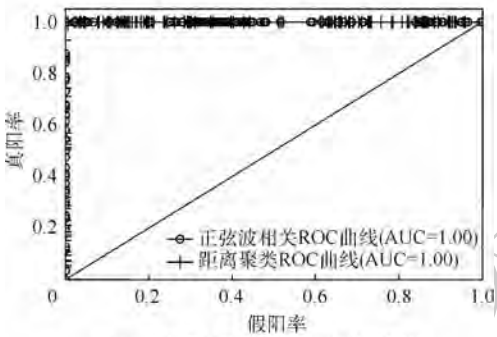
Fig. 4　Loss map of training set and validation set

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅



(a) 无散点图形状相关和密度聚类ROC曲线



(b) 正弦波相关和距离聚类ROC曲线

图 5 分类所得 ROC 曲线及 AUC 面积

Fig. 5 Classification of ROC curve and AUC area

4.4 混合采样代价矩阵集成模型测试集结果

采用原始数据测试集对模型进行测试，表 4 中 P、R、F1 分别为测试结果所得准确率、召回率和 F1-score。从表中可以看出，模型在原始数据集上表现良好，能正确分类多数类和少数类，说明分类算法具有很好的泛化能力与鲁棒性。

表 4 原始数据测试集分类性能

Table 4 Raw data test set classification performance

相关结构类别	P	R	F1
无线性相关	1.00	0.50	0.67
线性正相关	0.67	1.00	0.80
线性完全正相关	1.00	0.50	0.67
线性负相关	0.67	1.00	0.80
线性完全负相关	1.00	1.00	1.00
无序对一致性	1.00	1.00	1.00
序对一致正相关	1.00	1.00	1.00
序对一致完全正相关	1.00	1.00	1.00
序对一致负相关	0.67	1.00	0.80
序对一致完全负相关	1.00	0.50	0.67
无单调相关	1.00	0.50	0.67
单调增相关	1.00	0.50	0.67
完全单调增相关	1.00	1.00	1.00
单调减相关	1.00	1.00	1.00
完全单调减相关	1.00	1.00	1.00
无散点图形状相关	1.00	0.50	0.67
密度聚类	1.00	1.00	1.00
正弦波相关	1.00	1.00	1.00
距离聚类	0.67	1.00	0.80

5 结 论

相关性知识发现在航天器遥测数据分析、故障诊断过程中具有关键的导航作用。本文所提遥测数据互相关结构知识发现方法主要有 2 个方面的意义：

1）在工程研究中，本文从相关结构多类分类的全新视角，提出的神经网络与 XGBoost 结合的集成模型遥测数据相关性知识发现方法，解决了传统方法仅能发现相关程度知识，无法提供相关结构丰富信息的问题。以量子卫星遥测数据进行了实验，验证了本文方法识别相关结构类别的有效性。

2）在工程应用中，本文采用的线性、单调性、序对一致性、散点图形状维度的相关性结构类别未必能够与用户的需求相匹配，在进行遥测数据相关性结构分析时，用户可依据自身需求，针对目标问题进行维度选择和类别划分，而本文提出的遥测数据相关性结构知识发现的方法对用户所选择维度仍将有其适用性。

参考文献（References）

[1] FAYYAD U, PIAETSKYSHAPIRO G, SMYTH P. The KDD process for extracting useful knowledge from volumes of data [J]. Communications of the ACM, 1996, 39(11): 27-34.

[2] 钱宇华，成红红，梁新彦，等. 大数据关联关系度量研究综述[J]. 数据采集与处理，2015，30(6)：1147-1159.
QIAN Y H, CHENG H H, LIANG X Y, et al. Review for variable association measuring big data[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2015, 30(6): 1147-1159(in Chinese).

[3] MOON Y I, RAJAGOPALAN B, LALL U. Estimation of mutual information using kernel density estimators[J]. Physical Review E, 1995, 52(3): 2318-2321.

[4] RESHEF D N, RESHEF Y A, FINUCANE H K, et al. Detecting novel associations in large data sets[J]. Science, 2011, 334(6062): 1518-1524.

[5] 魏邦友. 载人航天器综合测试数据评估方法的研究[J]. 电子质量，2017(7)：28-30.
WEI B Y. Research on evaluation method of comprehensive test data for manned spacecraft[J]. Electronics Quality, 2017(7): 28-30(in Chinese).

[6] 陆兵焱，陈友龙，李映颖. 基于 SPSS 对试飞数据进行的相关性分析[J]. 科技信息，2009(15)：95.
LU B Y, CHEN Y L, LI Y Y. Correlation analysis of flight test data based on SPSS[J]. Science & Technology Information, 2009(15): 95(in Chinese).

[7] 任国恒. 同步卫星遥测数据相关性分析与研究[D]. 西安：西安工业大学，2011.
REN G H. Correlation analysis and research on the telemetry data of synchronous satellite[D]. Xi'an: Xi'an Technological

北航学报 赠阅

University,2011(in Chinese).

[8] 王鹏,张善从. 基于最大信息系数的时延数据相关性分析方法[J]. 电子测量技术,2015,38(9):112-115.
WANG P,ZHANG S C. Method for the correlation analysis of data with time delay based on maximum information coefficient [J]. Electronic Measurement Technology,2015,38(9):112-115(in Chinese).

[9] XIN D,DE C P. An effective method for mining quantitative association rules with clustering partition in satellite telemetry data[C]//Proceedings of the 2014 2nd International Conference on Advanced Cloud and Big Data (CBD'14). Piscataway,NJ: IEEE Press,2014:26-33.

[10] FOSLIEN W,GURALNIK V,HAIGH K Z. Data mining for space applications[C]//8th International Conference on Space Operations. Reston:AIAA,2004.

[11] 唐明珠. 类别不平衡和误分类代价不等的数据集分类方法及应用[D]. 长沙:中南大学,2012.
TANG M Z. Classification methods for class-imbalanced datasets of unequal misclassification costs and their applications [D]. Changsha:Central South University,2012(in Chinese).

[12] 李军. 不平衡数据学习的研究[D]. 长春:吉林大学,2011.
LI J. Research on the imbalanced data learning[D]. Changchun:Jilin University,2011(in Chinese).

[13] 李朋丽,田伟平,李家春. 基于 BP 神经网络的滑坡稳定性分析[J]. 广西大学学报(自然科学版),2013,38(4):905-911.
LI P L,TIAN W P,LI J C. Analysis of landslide stability based on BP neural network[J]. Journal of Guangxi University(Natural Science Edition),2013,38(4):905-911(in Chinese).

[14] 王嘉强,范延滨. 基于 LSTM 模型的人体情景多标签识别研究[J]. 青岛大学学报(工程技术版),2018,33(4):44-48.
WANG J Q,FAN Y B. Research on multi-label recognition of human scene based on LSTM model[J]. Journal of Qingdao University(E&T),2018,33(4):44-48(in Chinese).

[15] 陈志仁,顾红. 基于注水原理的雷达目标多分类器集成算法[J]. 南京理工大学学报,2018,42(3):380-384.
CHEN Z R,GU H. Radar target multi-classifier integration algorithm based on water-filling theory[J]. Journal of Nanjing University of Science and Technology,2018,42(3):380-384(in Chinese).

[16] 乐明明. 数据挖掘分类算法的研究和应用[D]. 西安:电子科技大学,2017.
LE M M. Research and application of data mining classification algorithm[D]. Xi'an:University of Electronic Science and Technology,2017(in Chinese).

[17] 毛文斌. 基于人工神经网络的高维遥感数据分类研究[D]. 杭州:杭州电子科技大学,2013.
MAO W B. A study on high-dimensional remote sensing data classification based on artificial neural networks[D]. Hangzhou:Hangzhou Dianzi University,2013(in Chinese).

[18] 李廷伟,梁甸农,黄海风,等. 一种基于 BP 神经网络的极化干涉 SAR 植被高度反演方法[J]. 国防科技大学学报,2010,32(3):60-64.
LI T W,LIANG D N,HUANG H F,et al. A BP neural-network based method for vegetation height inversion of the polarimetric interferometric SAR[J]. Journal of National University of Defense Technology,2010,32(3):60-64(in Chinese).

[19] 王桂兰,赵洪山,米增强. XGBoost 算法在风机主轴承故障预测中的应用[J]. 电力自动化设备,2019,39(1):73-77.
WANG G L,ZHAO H S,MI Z Q. Application of XGBoost algorithm in fault prediction of main bearing of wind turbine[J]. Electric Power Automation Equipment,2019,39(1):73-77(in Chinese).

[20] 王思晨,丁家满. 一种不平衡数据集成分类方法[J]. 软件导刊,2018,17(8):76-80.
WANG S C,DING J M. An integrated classification method for imbalanced data[J]. Software Guide,2018,17(8):76-80(in Chinese).

[21] 张明,胡晓辉,吴嘉昕. 基于混合采样的不平衡数据集算法研究[J]. 计算机工程与应用,2019,55(17):68-75.
ZHANG M,HU X H,WU J X. Imbalanced data processing algorithm based on mixed sampling[J]. Computer Engineering and Applications,2019,55(17):68-75(in Chinese).

[22] 王璐林. 面向不平衡样本的 Boosting 分类算法研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2013.
WANG L L. Research of Boosting classification algorithm for imbalanced data[D]. Harbin:Harbin Institute of Technology,2013(in Chinese).

作者简介:

石梦鑫　女,硕士研究生。主要研究方向:航天器集成系统健康管理。

智佳　男,硕士,工程师。主要研究方向:卫星数据处理。

高翔　男,副研究员,博士研究生。主要研究方向:卫星组网通信。

杨甲森　男,博士,研究员,硕士生导师。主要研究方向:卫星数据处理、有效载荷自动化测试。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

Knowledge discovery of telemetry data cross-correlation structure based on ensemble learning

SHI Mengxin[1,2], ZHI Jia[1], GAO Xiang[1,2], YANG Jiasen[1,*]

(1. National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;
2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Aimed at the problem that traditional telemetry data correlation analysis methods can only discover relevant degree knowledge and cannot provide relevant structural information, an extreme gradient boosting (XGBoost) and neural network ensemble learning method is proposed to discover the cross-correlation structural knowledge of telemetry data. Based on the dimension related structural information annotated by linearity, monotony, order pair consistency and scatter diagram shape, an algorithm combining hybrid sampling, cost sensitive matrix, neural network and XGBoost is developed to directly measure the telemetry data. The data is classified to obtain knowledge of relevant structural categories or related relationships. The results of experiments using quantum satellite mission data indicate that compared with the original XGBoost model, and the fusion-mixed sampling and cost-sensitive XGBoost model, the XGBoost model with neural network ensemble has higher classification accuracy on the performance indicators such as receiver operating characteristic (ROC) curve and F1-score. The proposed method is not sensitive to categorially imbalanced data, making it an effective method for the discovery of cross-correlation structural knowledge of telemetry data.

Keywords: telemetry data; correlation; mixed sampling; cost sensitive matrix; neural network; extreme gradient boosting (XGBoost)

北京航空航天大学学报

Received: 2019-04-01; **Accepted**: 2019-07-12; **Published online**: 2019-08-08 15:33
URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190808.1409.002.html
Foundation item: Special Projects of CAS Strategic Priority Program on Space Science (XDA04080201)
* **Corresponding author**. E-mail: jsy@nssc.ac.cn

北航学报 赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0146

深度学习机制与小波融合的超分辨率重建算法

全下文载

杨思晨[1], 王华锋[2,*], 王月海[1], 李锦涛[2], 王赟豪[2]
(1. 北方工业大学 信息学院, 北京 100144; 2. 北京航空航天大学 软件学院, 北京 100083)

摘 要: 深度学习技术在超分辨率重建领域中发展迅速。为了进一步提升重建图像的质量和视觉效果,针对基于生成对抗网络(GAN)的超分辨率重建算法重建图像的纹理放大后不自然的问题,提出了一种结合小波变换和生成对抗网络的超分辨率重建算法。所提算法在生成对抗网络中将小波分解的每个分量在各自独立的子网中进行训练,实现网络对小波系数的预测,有效地重建出具有丰富的全局信息和局部纹理细节信息的高分辨率图像。实验结果表明,对比基于生成对抗网络的算法,所提算法重建图像的客观评价指标峰值信噪比(PSNR)和结构相似性分别能提高至少 0.99 dB 和 0.031。

关 键 词: 小波变换; 生成对抗网络 (GAN); 超分辨率重建; 深度学习; 多分辨分析
中图分类号: TP183; TP751
文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2020)01-0189-09

随着数字图像处理技术的不断发展,人们对于图像质量的要求越来越高。在实际应用中,高分辨率图像中具有更多的细节信息,更有利于处理和分析。但是,受成像设备质量的制约,生成的图像通常都不能满足人们的需求。提升图像的清晰度并得到高分辨率图像的一种直接有效的方法是增强图像成像系统的硬件质量,但这种方法不仅复杂度高,而且成本昂贵[1]。因此,作为一种通过计算机对低分辨率图像进行处理从而重建出高分辨率图像的图像处理技术,超分辨率重建技术成为了图像处理领域的研究热点。

超分辨率重建技术广泛应用于医学成像、卫星影像、航空遥感、刑事侦查等多种领域。在医学成像[2]中,运用超分辨率重建技术可以帮助医生进行更准确的医疗诊断;在卫星影像[3]和航空遥感[4]检测时,运用超分辨率重建技术可以获取更多复杂的地理环境细节;在刑事侦查领域[5],超分辨率重建技术可以帮助提供更准确的嫌疑人信息,为侦查过程提供便利。

超分辨率重建算法可大致归结成 3 类:基于插值、基于重建模型和基于学习[6]。基于插值的算法[7-9]是通过低分辨率图像已知像素进而估计放大后高分辨率图像的未知像素。基于重建模型的算法[10-12]是将低分辨率图像作为约束的前提下,结合图像的先验知识进行图像重建。基于学习的算法[13-17]则是通过学习高分辨率图像和低分辨率图像的特征之间的映射关系实现图像的重建。相比于基于插值、基于重建模型这 2 类算法,基于学习算法重建的图像无论在准确性还是在视觉效果方面都存在优势。其中,基于深度学习的超分辨率重建算法的效果尤其突出。

基于深度学习的超分辨率重建算法是近几年迅速发展起来的,并获得了相比于传统方法准确度和清晰度更高的重建结果。但是,部分基于深度学习的超分辨率重建算法将最小化均方误差作为优化目标[14-16]。这种算法虽然可以提升重建

收稿日期: 2019-04-03; **录用日期**: 2019-07-19; **网络出版时间**: 2019-08-12 16:29
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190812.1620.006.html
* **通信作者**. E-mail: wanghuafeng@buaa.edu.cn

引用格式: 杨思晨, 王华锋, 王月海, 等. 深度学习机制与小波融合的超分辨率重建算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(1): 189-197. YANG S C, WANG H F, WANG Y H, et al. Super-resolution reconstruction algorithm based on deep learning mechanism and wavelet fusion[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(1): 189-197 (in Chinese).

北航学报 赠阅

图像的客观评价指标,但却不能有效重建出图像的细节纹理。2017 年,Ledig 等[18]提出基于生成对抗网路的超分辨率重建算法(Super-Resolution using a Generative Adversarial Network,SRGAN),将生成对抗网络应用到超分辨率重建领域,并重建出边缘纹理较为清晰的高分辨率图像。

为了重建出更真实的图像细节信息,本文从提升低分辨率图像中缺少图像的高频细节信息角度出发,提出一种融合了小波变换技术和生成对抗网络技术的超分辨率重建算法。首先,将小波分解与重构过程变换到由生成网络结构中的卷积层和反卷积层来完成,使分解的小波系数在并行的独立子网中进行训练;然后,通过反卷积的方式再将子网的输出合并为重建图像;最后,利用判别网络来鉴别生成网络输出的图像是否为高分辨率图像。这种算法发挥了小波变换和生成对抗网络在超分辨率领域的优势,使重建图像具有较好的纹理信息,在视觉上更加清晰。本文的主要贡献如下:①将小波变换技术与生成对抗网络模型融合,设计新的网络模型。小波主要在生成模型中通过卷积层将前一层卷积输出的特征图像进行小波分解,分解的图像在独立的子网中再进行特征的提取。这样做有利于网络全面地了解到图像不同频率的信息,使重建图像更加清晰。②提出一种融合小波系数损失的感知损失函数。感知损失函数考虑到人的视觉感知,可以得到视觉上清晰的超分辨率重建结果。③为了可以更准确地评价重建图像的质量,提出利用局部二值模式(Local Binary Patterns,LBP)提取重建图像特征,根据与原始图像特征分布的比较评判图像的纹理复原度。

1 相关工作

1.1 基于深度学习的图像超分辨率重建

近几年,基于深度学习的超分辨率重建算法发展迅速,并获得了相比于传统方法准确度和清晰度更高的重建结果[14-17]。基于深度学习的算法主要是通过学习高分辨率图像和低分辨率图像特征之间的非线性映射实现图像的重建。2014 年,Dong 等[14]提出一种基于卷积神经网络的超分辨率重建算法,这种算法虽然仅具有 3 个卷积层,却得到了比传统方法精确度更高的结果。受 Dong 等[14]影响,Kim 等[15]提出一种网络深度和精度都进一步提升的递归网络结构,并同时解决了在网络深度增加导致的网络中不同参数的数量增加的问题。文献[16]引入一种亚像素卷积结构并采用直接在低分辨率图像尺寸上提取特征计算得到高分辨率图像方法,有效提升网络的运行效率。文献[17]引入了 Desent Block 结构,这种结构将前一层网络训练出的特征值传递到下一层网络,这样可以减轻梯度消失问题、减少参数数量。2017 年,Lai 等[19]提出一种级联的网络结构,每一级都只对原图放大 2 倍,之后通过一个残差网络得到每级的结果。

为了重建出图像的纹理细节,使重建图像在视觉上更加清晰,Ledig 等[18]通过改进生成对抗网络模型的结构并利用感知损失函数重建出边缘纹理较为清晰的结果。然而经实验验证,这种仅依赖于传统的生成对抗网络模型重建的图像虽然视觉上清晰,但测试出的客观评价指标相对较低,而且重建图像经过局部放大后,边缘纹理与原始图像并不相近。为了使生成对抗网络可以有效地重建出更自然的纹理信息,本文提出通过在生成对抗网络中应用小波变换技术实现对小波系数进行训练的一种融合小波变换以及生成对抗网络的超分辨率重建算法。实验证明,本文算法可以重建出细节更加清晰的图像。

1.2 基于小波变换的图像超分辨率重建

图像的小波变换是对图像在频率空间做分解。根据小波变换的原理,图像在经过二维离散小波分解后可以得到近似系数以及水平、垂直、对角 3 个方向的细节系数共 4 个小波分量。在超分辨重建中,将小波变换应用到神经网络里,可以使网络既能了解到图像的整体,又可以分析图像的局部细节,达到对图像有多方面、更深入的认识的作用,从而可以获得精确率更高、细节上更加接近于原始高分辨率图像的重建结果。

目前,小波变换已经成功应用到超分辨率重建领域。2008 年,电子科技大学的 Guo 和 He[20]将小波变换技术应用到凸集投影法(Projection onto Convex Sets, POCS)中,小波变换在做图像重建时不仅抑制了噪声又保留图像中原有的低频信息,重建结果比 POCS 算法的准确度更高。Akbarzadeh 等[21]指出使用双三次插值和平稳小波变换实现图像的重建的图像比其他传统算法更加清晰。Kumar 等[22]提出将低分辨率图像视为小波分解后的近似系数,用来估计图像中的细节系数。Huang 等[23]提出一种结合小波变换与卷积神经网络的网络结构,在该算法中,网络模型通过学习图像小波分解系数的映射关系实现高分辨率图像的重建,并重建出较好的图像边缘细节。

受 Huang 等[23]的影响,本文将小波变换技术

北航学报 赠阅

与生成对抗网络相融合,这样有利于使重建图像具有更加真实的细节纹理。

2　算　法

超分辨率重建的目标是通过一定的算法将低分辨率图像转换为高分辨率图像。而一般低分辨率图像中缺少细节信息,才导致其在视觉上有模糊感的,根据这一信息,本文提出一种可以有效重建图像局部细节信息的超分辨率重建算法。

本文提出的超分辨率重建算法结合了小波变换技术和生成对抗网络,利用生成对抗网络可以重建出纹理细节更加真实的图像的优势,并在网络中通过小波多分辨分析训练小波分解系数来提高网络在训练过程中对于图像局部细节的理解,最终可以重建出在图像高频细节和清晰度都更优的高分辨率图像。本节将详细介绍这种图像超分辨率重建算法的具体操作。

2.1　小波变换

在本文提出的算法中,网络训练时通过对图像小波分解系数的训练完成图像的超分辨率重建。在网络中,利用卷积层通道间的变化实现对特征图像的小波分解,分解的 4 个系数分别作为 4 个独立的子网的输入,最后通过一个反卷积层再将训练完的小波系数合并。子网间相互独立,互不影响。这种算法可以实现在生成对抗网络中对图像进行多分辨分析,可以使网络既能了解到图像的整体,又可以分析图像的图像细节,使网络对图像有多方面的认识和更加深入的理解,从而有效地重建出图像细节更加精确、更加接近于原始图像的训练结果。

在对图像进行小波变换时,将图像视为具有索引[m,n]的二维信号,则有 $\boldsymbol{I}^{\mathrm{HR}}[m,n]$ 表示位于第 n 列和第 m 行的像素值。二维信号 $\boldsymbol{I}^{\mathrm{HR}}[m,n]$ 可以被视为在给定的第 n 行 $\boldsymbol{I}^{\mathrm{HR}}[m,:]$ 之间以及给定的第 m 列 $\boldsymbol{I}^{\mathrm{HR}}[:,n]$ 中的一维信号。若输入的低分辨率图像为 $\boldsymbol{I}^{\mathrm{HR}}[m,n]$,设定小波变换中高通和低通滤波器分别为 $\boldsymbol{h}[k]$ 和 $\boldsymbol{l}[k]$,k 表示小波的位置,K 表示小波变换中平移操作所经过的距离。在二维离散小波变换过程中,首先对 n 方向做高通和低通滤波以及降频处理,得到

$$\boldsymbol{I}_{\mathrm{H}}^{\mathrm{HR}}=\sum_{k=0}^{K-1}\boldsymbol{I}^{\mathrm{HR}}[m,2n-k]\boldsymbol{h}[k] \tag{1}$$

$$\boldsymbol{I}_{\mathrm{L}}^{\mathrm{HR}}=\sum_{k=0}^{K-1}\boldsymbol{I}^{\mathrm{HR}}[m,2n-k]\boldsymbol{l}[k] \tag{2}$$

接着再沿 m 方向做高通和低通滤波以及降频处理:

$$\boldsymbol{I}_{\mathrm{LL}}^{\mathrm{HR}}=\sum_{k=0}^{K-1}\boldsymbol{I}_{\mathrm{L}}^{\mathrm{HR}}[2m-k,n]\boldsymbol{l}[k] \tag{3}$$

$$\boldsymbol{I}_{\mathrm{HL}}^{\mathrm{HR}}=\sum_{k=0}^{K-1}\boldsymbol{I}_{\mathrm{L}}^{\mathrm{HR}}[2m-k,n]\boldsymbol{h}[k] \tag{4}$$

$$\boldsymbol{I}_{\mathrm{LH}}^{\mathrm{HR}}=\sum_{k=0}^{K-1}\boldsymbol{I}_{\mathrm{H}}^{\mathrm{HR}}[2m-k,n]\boldsymbol{l}[k] \tag{5}$$

$$\boldsymbol{I}_{\mathrm{HH}}^{\mathrm{HR}}=\sum_{k=0}^{K-1}\boldsymbol{I}_{\mathrm{H}}^{\mathrm{HR}}[2m-k,n]\boldsymbol{h}[k] \tag{6}$$

式中:$\boldsymbol{I}_{\mathrm{LL}}^{\mathrm{HR}}$ 为原图像的近似系数,即图像的低频分量;$\boldsymbol{I}_{\mathrm{HL}}^{\mathrm{HR}}$、$\boldsymbol{I}_{\mathrm{LH}}^{\mathrm{HR}}$ 和 $\boldsymbol{I}_{\mathrm{HH}}^{\mathrm{HR}}$ 分别为原图像的水平、垂直、对角方向的细节系数,即图像的高频分量。

另外,在进行二维图像的离散小波分解与重构时,常采用 Haar 小波函数作为小波基函数。Haar 小波函数是最早的具有紧支撑的正交小波基函数,其函数简单、应用也最为广泛,尤其是其具有较好的对称性,在训练过程中应用 Haar 小波函数可以有效避免图像分解时产生相位失真。

2.2　生成对抗网络

在生成对抗网络中,需要定义一个生成网络 G 和一个判别网络 D。生成对抗网络训练的过程就是生成网络和判别网络的不断交替优化的过程,优化过程可以定义为

$$\min_{g}\max_{d}E[\ln D(\boldsymbol{I}^{\mathrm{HR}})]+E[\ln(1-D(G(\boldsymbol{I}^{\mathrm{LR}})))] \tag{7}$$

式中:g 和 d 分别为生成网络和判别网络中的网络参数;E 表示求均值。

通过这种算法,生成网络可以不断优化并得到与原始图像极为相似的输出结果。因此,基于生成对抗网络的图像超分辨率重建可以得到视觉效果好的重建图像。

在改进的生成对抗网络中,生成网络主要分为 2 个过程(见图 1):第 1 个过程主要是将低分辨率图像通过卷积表示为特征图;第 2 个过程是将特征图分解为小波系数来估计高分辨率图像的小波系数,并在最后利用反卷积层将估计的小波系数合并为重建图像。而在生成网络中最重要的部分是具有相同结构的残差块,残差块的作用主要是有效处理网络深度较深的网络,可以降低生成对抗网络的训练难度。原始残差网络[24]结构中包含 2 个卷积层和 2 个批量标准化层以及激活函数 Relu,如图 2(a)所示。受 Lim 等[25]的启发,本文采用其提出的残差块结构,如图 2(b)所示。具体来说,本文去除了结构中的标准化层,因为残差块中的标准化层在网络训练时会占用较大的内存,若将其从残差结构中去除,可以有效提升网络训练效率和性能[25],并将激活函数用 PRelu

北航学报 赠阅

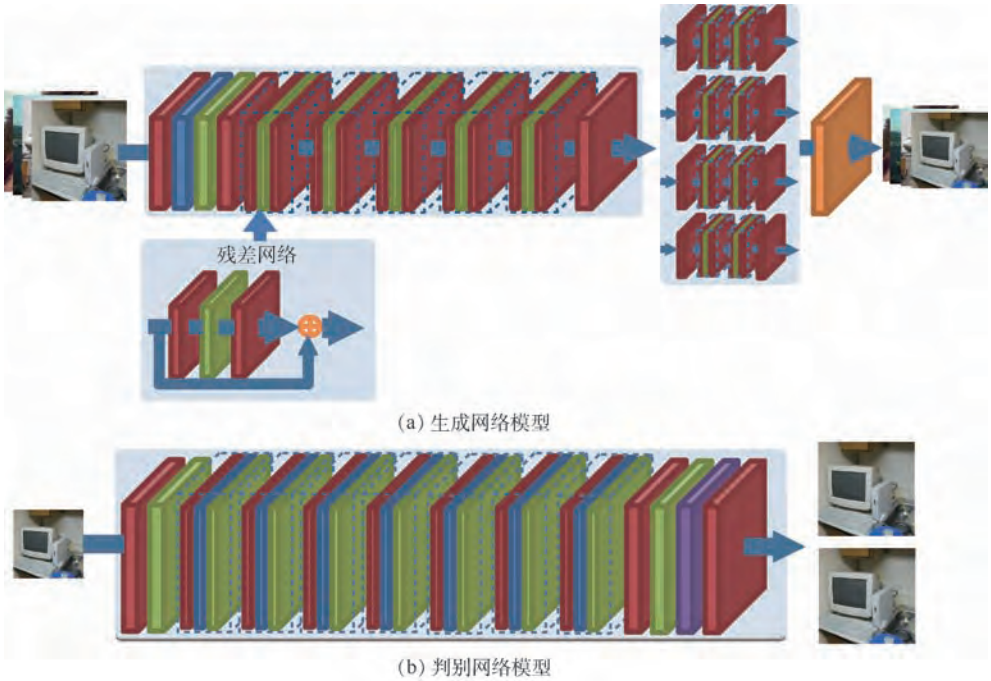


图 1 生成对抗网络模型

Fig. 1 Generative adversarial network model

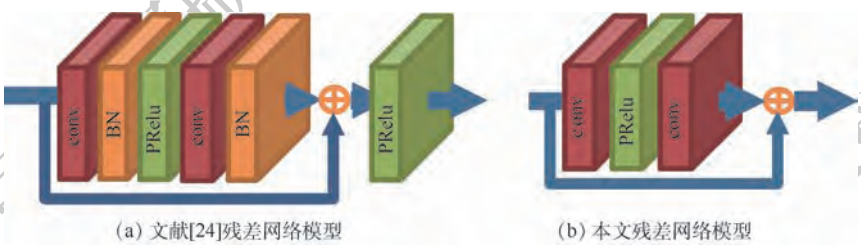


图 2 残差网络模型

Fig. 2 Residual network model

代替原来的 Relu。

判别网络的作用是判断生成网络的输出是否为高分辨率图像,在网络结构上不做过多的修改,将采用 Ledig 等[18]提出的用于超分辨率重建的生成对抗网络结果中的判别网络模型,如图 1 中判别网络模型所示。

2.3 损失函数

在神经网络中,训练过程是一个通过迭代不断降低损失值并得到最优解的过程。在超分辨率重建领域常用最小均方误差(Mean-Square Error, MSE)作为训练过程的损失函数,因为图像质量评估标准中峰值信噪比(Peak Signal-to-Noise Ratio, PSNR)值与最小均方误差相关,所以均方误差作为损失函数时可以获得较高的 PSNR 值。但是,利用这种方法重建出的图像的边缘有明显的锯齿,视觉上觉得图像较为模糊。Ledig 等[18]认为损失函数不仅要考虑评估标准更要考虑人的感知,其提出一种感知损失函数定义为内容损失 l_{C} 和对抗损失 l_{A} 的加权和,损失函数 l 可以表示为

$$l = l_{\mathrm{C}} + l_{\mathrm{A}} \tag{8}$$

式中:内容损失 l_{C} 表示特征空间的最小均方误差,是图像通过 19 层的 VGG19 网络提取出的高层特征间的均方误差。利用图像高层特征间的误差函数作为网络的损失函数,可以有效提高重建图像中的纹理信息,使图像看起来更加清晰。

$$l_{\mathrm{C}} = \frac{1}{W_{i,j}H_{i,j}} \sum_{x=1}^{W_{i,j}} \sum_{y=1}^{H_{i,j}} \left(\varphi_{i,j}(\boldsymbol{Y})_{x,y} - \varphi_{i,j}(G(\boldsymbol{X}))_{x,y}\right)^2 \tag{9}$$

式中:$\varphi_{i,j}$ 为 VGG19 网络中第 i 层 maxpooling 后第 j 层卷积得到的特征图;$W_{i,j}$ 和 $H_{i,j}$ 为 VGG19 网络中对应特征图的维数;$\boldsymbol{X}$ 表示输入的低分辨率图像;$\boldsymbol{Y}$ 表示原始高分辨率图像。

对抗损失 l_{A} 是基于鉴别网络的输出的概率得出的,一般表示为

$$l_{\mathrm{A}} = \sum_{n=1}^{N} -\ln D(G(\boldsymbol{X})) \tag{10}$$

北航学报 赠阅

由于 SRGAN[18] 重建图像的纹理放大后过于不自然,为了处理这个问题,在生成对抗网络中增加小波变换的处理过程,让网络可以训练图像的小波分解系数,从而提高重建图像中的高频细节信息,使图像的纹理更加真实。因此,本文的损失函数 l' 是在 SRGAN 感知损失函数的基础上加入了小波系数的损失,l' 可以表示为

$$l' = l + l_{\mathrm{W}} \tag{11}$$

式中:l_{W} 为小波分解系数的最小均方误差,可以表示为

$$l_{\mathrm{W}} = a_1(\boldsymbol{I}_{\mathrm{LL}}^{\mathrm{HR}} - \boldsymbol{I}_{\mathrm{LL}}^{\mathrm{SR}})^2 + a_2(\boldsymbol{I}_{\mathrm{LH}}^{\mathrm{HR}} - \boldsymbol{I}_{\mathrm{LH}}^{\mathrm{SR}})^2 + a_3(\boldsymbol{I}_{\mathrm{HL}}^{\mathrm{HR}} - \boldsymbol{I}_{\mathrm{HL}}^{\mathrm{SR}})^2 + a_4(\boldsymbol{I}_{\mathrm{HH}}^{\mathrm{HR}} - \boldsymbol{I}_{\mathrm{HH}}^{\mathrm{SR}})^2 \tag{12}$$

其中:$a_1 \sim a_4$ 为权重系数;$\boldsymbol{I}_{\mathrm{LL}}^{\mathrm{SR}}$、$\boldsymbol{I}_{\mathrm{LH}}^{\mathrm{SR}}$、$\boldsymbol{I}_{\mathrm{HL}}^{\mathrm{SR}}$、$\boldsymbol{I}_{\mathrm{HH}}^{\mathrm{SR}}$ 为生成网络重建出的图像的小波分解系数。

3　实　验

3.1　数据准备

本文使用 VOC2012 数据集[26] 作为改进的网络的训练集。同时,为了可以进行公平的比较,也用此数据集训练了 SRGAN 网络[19]。VOC2012 数据集是一组用于图像重建的高质量的图像数据集,其中包括 16 700 张训练图像和 425 张测试图像。VOC2012 数据集中具有 20 类图像,种类丰富,利于图像的超分辨率重建。但是又不像 ImageNet 数据集[27] 拥有大量的图像数据,增加生成对抗网络的训练难度。测试时,使用标准数据集 Set5 数据集[28]、Set14 数据集[29] 和 BSD100 数据集[30] 对训练的网络进行测试。

3.2　评价标准

现在超分辨率重建领域最为常用的评价重建图像质量的指标为 PSNR 和结构相似性(Structural Similarity index,SSIM)[31]。不过许多研究都表明均方误差和 PSNR 并不能准确反映图像的视觉质量,所以还引用了特征相似度(Feature Similarity,FSIM)[32]、通用图像质量(Universal Image Quality,UIQ)[33] 和 LBP[34] 来评价重建图像质量。

根据人类视觉系统(Human Visual System,HVS)主要通过图像的低级特征来理解图像,Zhang 等[32] 提出了 FSIM。相位一致性可以提取高度图像信息特征,但不能响应图像对比度的变化,因此引入梯度特征来提取对比度信息。相位一致性用作 FSIM 的主要特征,梯度用作次要特征。FSIM 值越大,就表示图像之间的 FSIM 越高,重建图像的质量越好。若有 p 表示图像像素点,则 FSIM 的表达式为

$$\mathrm{FSIM} = \frac{\sum_{p\in\Omega} S_{\mathrm{L}}(p)\cdot \mathrm{PC}_{\mathrm{m}}(p)}{\sum_{p\in\Omega} \mathrm{PC}_{\mathrm{m}}(p)} \tag{13}$$

式中:Ω 为整个图像的像素域;$S_{\mathrm{L}}(p)$ 和 $\mathrm{PC}_{\mathrm{m}}(p)$ 的表达式分别为

$$S_{\mathrm{L}}(p) = (S_{\mathrm{PC}}(p))^{\alpha}\cdot(S_{\mathrm{G}}(p))^{\beta} \tag{14}$$

$$\mathrm{PC}_{\mathrm{m}}(p) = \max(\mathrm{PC}_1(p),\mathrm{PC}_2(p)) \tag{15}$$

其中:$S_{\mathrm{PC}}(p)$ 和 $S_{\mathrm{G}}(p)$ 分别为图像的相位一致性和梯度幅度;α 和 β 为用于调整相位一致性和梯度幅度重要性的参数,取值均为 1。

UIQ 是一种结合了线性相关损耗、亮度失真和对比度失真 3 个因素的图像质量评估指标。UIQ 值越大,表示重建图像与原始图像在线性、亮度和对比度 3 个方面的相关度越高,重建图像质量越好。根据 Wang 和 Bovik[33],定义 w 为重建图像,y 为原始高分辨率图像,则 UIQ 的表达式为

$$\mathrm{UIQ} = \frac{\sigma_{wy}}{\sigma_w\sigma_y}\cdot\frac{2\bar{w}\bar{y}}{\bar{w}^2+\bar{y}^2}\cdot\frac{2\sigma_w\sigma_y}{\sigma_w^2+\sigma_y^2} \tag{16}$$

式中:第 1 项表示 w 和 y 之间的线性相关系数,当值为 1 时表示 w 和 y 线性相关;第 2 项表示图像亮度的相关性;第 3 项表示图像对比度的相关性;w 和 y 分别表示输出结果与原始图像;σ_w、σ_y 分别为 w 和 y 的标准差;σ_{wy} 为 w、y 的协方差。

LBP 是一种提取图像纹理特征的算法。以一个 3×3 的图像局部窗口为例,若这个窗口的中心坐标为 (x,y),且像素值为 I,则根据其周围的8 个坐标的像素值大小定义 LBP 码,如果周围坐标的像素值大于中心坐标则记为 1,否则记为 0。这样就可以得到 8 位二进制码,将其转化为十进制则为 LBP 值。具体计算过程如下:

$$\mathrm{LBP}(x,y) = \sum_{m=1}^{8} S(I_m - I)\cdot 2^m \tag{17}$$

式中:I_m 为中心坐标周围 8 个坐标的像素值。若有 i 表示坐标像素值的差,S 函数式为

$$S(i) = \begin{cases} 1 & i > 0 \\ 0 & i \leqslant 0 \end{cases} \tag{18}$$

LBP 方法是一种高效的特征分析方法,该方法运算速度快,具有灰度不变性和对光照变换不敏感的特点。

3.3　训练过程

本文使用 VOC2012 数据集[24] 中 16 700 张训练样本在 NVIDIA Titan X GPU 上利用 TensorFlow 平台对本文提出的网络进行了训练。训练时间大约需要 5 天。

低分辨率图像是对 16 700 张高分辨率图像进行降采样因子为 4 的双三次插值处理得到的。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

训练时,将高分辨率图像随机剪成大小 88×88 的子图像,网络通过学习低分辨率图像与高分辨率图像的小波分解系数之间的映射关系实现图像重建。将网络中批尺寸的大小设置为 16,网络以 0.000 2学习率进行训练,总共进行 313 200 次迭代。使用感知损失函数训练网络,这样可以得到视觉效果更好的结果。

3.4 定量评估

为了显示本文算法的性能,将本文算法与 SRGAN 算法进行定量的比较,利用 Set5 和 Set14 数据集对 2 种方法进行测试,得到的放大倍数为 4 的重建图像的 PSNR 和 SSIM 结果如表 1 所示。本文利用 VOC2012 训练集重新对 SRGAN 进行训练,因此得到的 SRGAN 的测试结果与原文中的测试结果略有差异。从表 1 中可以发现,本文算法的图像质量评估标准 PSNR 和 SSIM 相比于 SRGAN 有明显的提升,最少分别提高了 0.99 dB 和 0.031。为了可以更加准确地评价重建图像质量,使用了 FSIM 和 UIQ 进一步分析实验结果。从表 2 可以看出,本文算法在 FSIM 和 UIQ 评估指标中都取得了良好的效果。

图 3 ~ 图 5 分别为 Set5 数据集中的图像“bird”、Set14 数据集中的图像“barbara”和图像的测试结果。其中图 3(b)、图 4(b)和图 5(b)为传统的双三次插值算法(Bicubic)的重建结果,仅仅是对图像进行了 4 倍的上采样,图像边缘模糊感明显。图3(c)、图4(c)和图5(c)为SRGAN算法

表 1 PSNR 和 SSIM 的测试结果

Table 1 Test results of PSNR and SSIM

数据集	PSNR/dB,SSIM	
	SRGAN	本文算法
Set5	29.50,0.841	30.63,0.897
Set14	25.95,0.740	26.94,0.771
BSD100	25.16,0.669	26.91,0.728

表 2 FSIM 和 UIQ 的测试结果

Table 2 Test results of FSIM and UIQ

数据集	FSIM,UIQ	
	SRGAN	本文算法
Set5	0.907,0.925	0.929,0.935
Set14	0.891,0.973	0.900,0.978
BSD100	0.828,0.981	0.832,0.984

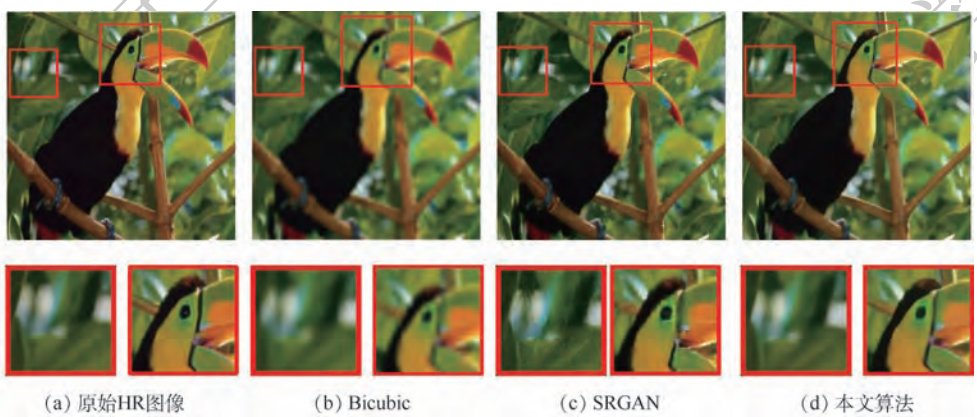


图 3 Set5 数据集中图像“bird”测试结果

Fig. 3 Test results of “bird” image in Set5 dataset

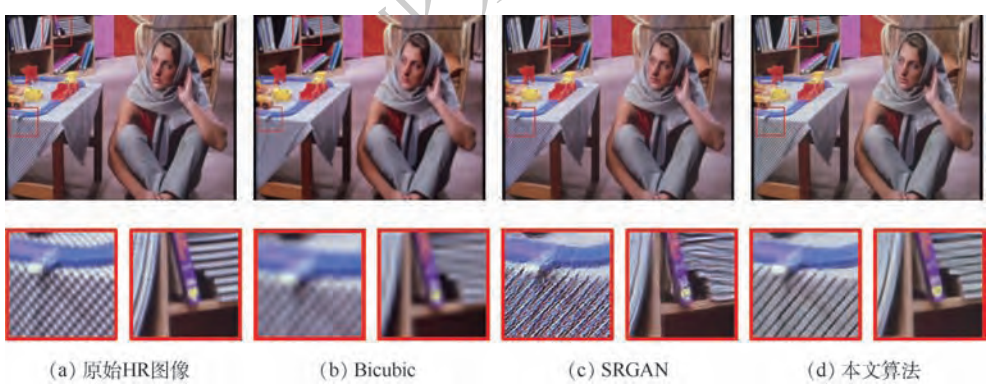


图 4 Set14 数据集中图像“barbara”测试结果

Fig. 4 Test results of “barbara” image in Set14 dataset

北航学报 赠阅

的重建结果,图像复原出边缘细节信息且看起来比较清晰,但局部放大后“伪纹理”相对明显。图 3(d)、图 4(d)和图 5(d)为本文算法的重建结果,相比于 SRGAN 算法放大后的“伪纹理”没有了,看起来边缘的纹理细节比较平滑,更加清晰。从结果中可以发现,本文算法不仅在一定程度上提升了客观评价指标,而且改善了 SRGAN 中图像纹理不自然的问题。本文的重建结果边缘细节更加清晰,纹理更加真实,视觉质量上也更优,充分展示了小波变换与生成对抗网络的优势。

应用 LBP 测试图像是为了更好地观测重建图像纹理特征复原度。LBP 是一种可以有效提取和描述图像的纹理细节和特征结构的算子。本文利用 LBP 对重建图像的纹理特征进行提取,并获取相关描述图像特征的分布图。

图 6 为图 3 ~ 图 5 中 SRGAN 算法及本文算法的重建图像的 LBP 提取的特征分布。其中,图 6(a)、(b)和(c)为 SRGAN 算法重建图像的 LBP 特征分布图,图 6 (d)、(e)和(f)为本文算法重建图像的 LBP 提取的特征分布图。从图中可以发现,相比于 SRGAN 算法,本文算法的 LBP 直方图曲线跟原始高分辨率图像 LBP 直方图曲线重合率更高,也就表示本文算法的重建图像在图像的纹理特征层面要比 SRGAN 算法相对较好。为了更好地展现本文算法重建图像的纹理特征与原始图像更相近,计算了重建图像与原始高分辨率图像 LBP 提取的特征图之间的方差,如表 3 所示。显然,本文算法的方差要比 SRGAN 算法低,进一步说明融合小波变换的生成对抗网络模型超分辨率重建算法存在优势。

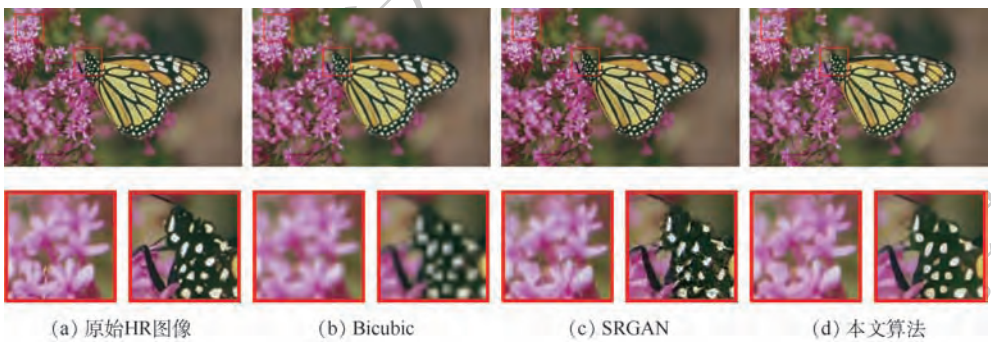


图 5　Set14 数据集中图像“monarch”测试结果

Fig. 5　Test results of “monarch” image in Set14 dataset

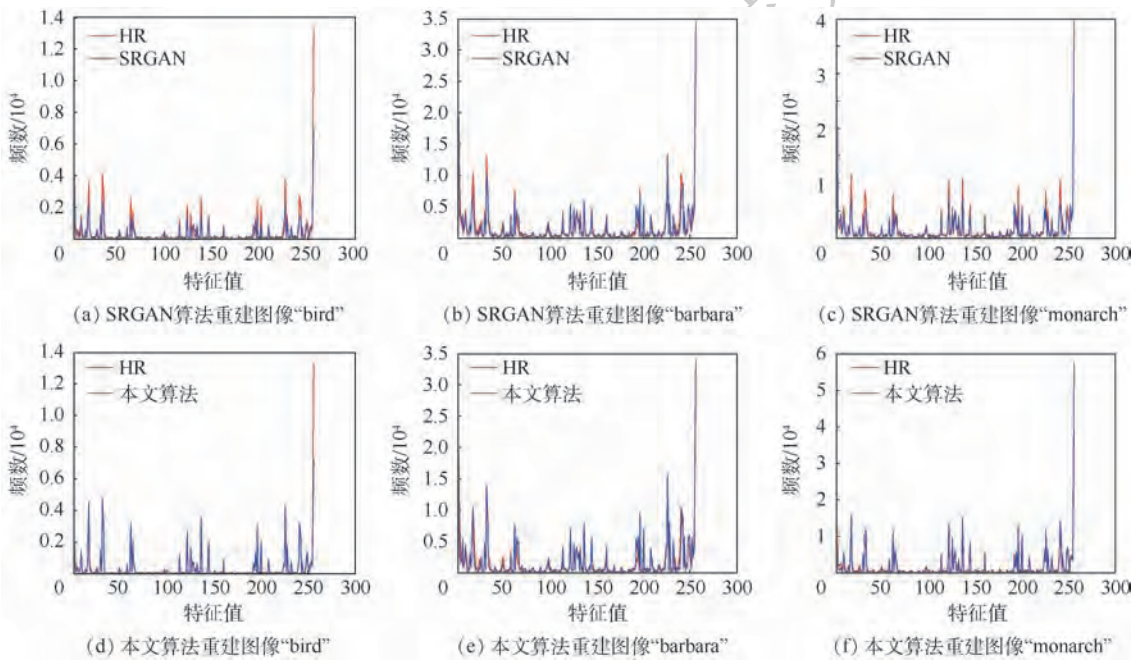


图 6　重建图像的 LBP 特征分布

Fig. 6　LBP feature distribution of reconstructed image

北航学报 赠阅

表 3 重建图像 LBP 特征图与原始图像 LBP 特征图之间方差

Table 3 Variance between LBP feature map of reconstructed image and LBP feature map of original image

图像	方差	
	SRGAN	本文算法
bird	0.124	0.061
barbara	0.261	0.216
monarch	0.187	0.121

4 结 论

1）为了进一步提升重建图像质量，本文提出将小波变换融合到生成对抗网络结构中。将小波分解与重构过程变换到由生成网络结构中的卷积层和反卷积层来完成，实现网络对图像的小波分解系数的训练，并在单独的子网中进行互不影响的训练。通过一系列的实验验证，本文提出的超分辨率重建算法可以有效提升 PSNR、SSIM、FSIM 和 UIQ 的值，同时又生成了纹理细节较为真实的重建图像。体现了本文算法在超分辨率重建领域的优势。

2）提出一种加入了小波分解系数损失的感知损失函数。因为感知损失函数考虑了人的视觉感知，可以重建出纹理较清晰的图像。因此，本文在 SRGAN 算法中提出的感知损失函数的基础上增加了小波系数的损失。

3）在利用本文算法进行超分辨率重建的图像中存在一些在处理过程中引入的噪点，并且有少量结果的噪点较多，直接影响了图像的视觉质量。可能致使这些噪点产生的原因是：对于尺寸较小的图像，网络训练小波系数过于强调图像的边缘细节而产生了图像噪声。之后可以考虑进一步的改进，去除重建图像中的噪点，提升算法的重建结果的精确度。

参考文献（References）

[1] 曹杨. 基于学习的超分辨率复原技术研究[D]. 北京：北京工业大学，2009：3.
CAO Y. Research on learning-based super-resolution restoration technology[D]. Beijing: Beijing University of Technology, 2009:3(in Chinese).

[2] TRINH D H, LUONG M, DIBOS F, et al. Novel example-based method for super-resolution and denoising of medical images [J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2014, 23(4): 1882-1895.

[3] LEI Z, YANG J, XUE B, et al. Super-resolution reconstruction of Chang'e-1 satellite CCD stereo camera images[J]. Infrared and Laser Engineering, 2012, 41(2): 404-408.

[4] SHEN H, NG M K, LI P, et al. Super-resolution reconstruction algorithm to MODIS remote sensing images[J]. Computer Journal, 2009, 52(1): 90-100.

[5] 石晓勃，高树辉. 基于警用图像处理系统对超分辨率图像重建分析[J]. 中国人民公安大学学报，2016，22(4)：14-17.
SHI X B, GAO B. Analysis of super-resolution image reconstruction based on police image processing system[J]. Journal of Chinese People's Public Security University, 2016, 22(4): 14-17(in Chinese).

[6] 杨宇翔. 图像超分辨率算法研究[D]. 北京：中国科学技术大学，2013：14-28.
YANG Y X. Image super resolution algorithm research[D]. Beijing: University of Science and Technology of China, 2013: 14-28(in Chinese).

[7] PARKER J A, KENYON R V, TROXEL D E. Comparison of interpolating methods for image resampling[J]. IEEE Transactions on Medical Imaging, 1983, 2(1): 31-39.

[8] HOU H S, ANDREWS H. Cubic splines for image interpolation and digital filtering [J]. IEEE Transactions on Acoustics Speech & Signal Processing, 1978, 26(6): 508-517.

[9] LI X, ORCHARD M T. New edge-directed interpolation[J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2001, 10(10): 1521-1527.

[10] OZKAN M K, TEKALP A M, SEZAN M I. POCS-based restoration of space-varying blurred images[J]. IEEE Transactions on Image Processing, 1994, 3(4): 450-454.

[11] IRANI M, PELEG S. Improving resolution by image registration [J]. CVGIP Graphical Models & Image Processing, 1991, 53(3): 231-239.

[12] SCHULTZ R R, STEVENSON R L. A Bayesian approach to image expansion for improved definition[J]. IEEE Transactions on Image Processing, 1994, 3(3): 233-242.

[13] YANG J, WANG Z, LIN Z, et al. Coupled dictionary training for image super-resolution[J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2012, 21(8): 3467-3478.

[14] DONG C, LO C C, HE K, et al. Learning a deep convolutional network for image super-resolution[C]// European Conference on Computer Vision. Berlin: Springer, 2014: 184-199.

[15] KIM J, LEE J K, LEE K M. Deeply-recursive convolutional network for image super-resolution[C]// Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2016: 1637-1645.

[16] SHI W, CABALLERO J, HUSZAR F, et al. Real-time single image and video super-resolution using an efficient sub-pixel convolutional neural network[C]// Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2016: 1874-1883.

[17] TONG T, LI G, LIU X, et al. Image super-resolution using dense skip connections[C]// Proceedings of the IEEE International Conference on Computer Vision. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2017: 4809-4817.

[18] LEDIG C, WANG Z, SHI W, et al. Photo-realistic single image super-resolution using a generative adversarial network[C]// Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2017: 4681-4690.

[19] LAI W S, HUANG J B, AHUJA N, et al. Deep Laplacian pyramid networks for fast and accurate super-resolution[J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 2017, 1: 5835-5843.

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

[20] GUO L, HE Z M. A projection on convex sets super-resolution algorithm using wavelet transform[C]//2008 9th International Conference on Signal Processing. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2008:1039-1041.

[21] AKBARZADEH S, HASSAN G, FAEZE V. An efficient single image super resolution algorithm based on wavelet transforms[C]//2015 9th Iranian Conference on Machine Vision and Image Processing (MVIP). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2015: 111-114.

[22] KUMAR N, VERMA R, SETHI A. Convolutional neural networks for wavelet domain super resolution[J]. Pattern Recognition Letters, 2017, 90:65-71.

[23] HUANG H, HE R, SUN Z, et al. Wavelet-SRNet: A wavelet-based CNN for multi-scale face super resolution[C]//Proceedings of the IEEE International Conference on Computer Vision. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2017:1689-1697.

[24] HE K, ZHANG X, REN S, et al. Deep residual learning for image recognition[C]//Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2016:770-778.

[25] LIM B, SON S, KIM H, et al. Enhanced deep residual networks for single image super-resolution[C]//2011 IEEE Computer Vision and Pattern Recognition Workshops. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2017:1132-1140.

[26] TIMOFTE R, DE SMET V, VAN GOOL L. Anchored neighborhood regression for fast example-based super-resolution[C]//Proceedings of the IEEE International Conference on Computer Vision. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2013:1920-1927.

[27] RUSSAKOVSKY O, DENG J, SU H, et al. ImageNet large scale visual recognition challenge[J]. International Journal of Computer Vision, 2014, 115(3):211-252.

[28] BEVILACQUA M, ROUMY A, GUILLEMOT C, et al. Neighbor embedding based single-image super-resolution using semi-nonnegative matrix factorization[C]//2012 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2012:1289-1292.

[29] ZEYDE R, ELAD M, PROTTER M. On single image scale-up using sparse-representations[C]//International Conference on Curves and Surfaces. Berlin: Springer, 2010:711-730.

[30] MARTIN D, FOWLKES C, TAL D, et al. A database of human segmented natural images and its application to evaluating segmentation algorithms and measuring ecological statistics[C]//IEEE Conference on Computer Vision. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2001:416-423.

[31] WANG Z, BOVIK A C, SHEIKH H R, et al. Image quality assessment: From error visibility to structural similarity[J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2004, 13(4):600-612.

[32] ZHANG L, ZHANG L, MOU X, et al. FSIM: A feature similarity index for image quality assessment[J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2011, 20(8):2378-2386.

[33] WANG Z, BOVIK A C. A universal image quality index[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2002, 9(3):81-84.

[34] OJALA T, PIETILAINEN M, HARWOOD D. Performance evaluation of texture measures with classification based on Kullback discrimination of distributions[C]//Proceedings of 12th International Conference on Pattern Recognition. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1994, 1:582-585.

作者简介:

杨思晨　女,硕士研究生。主要研究方向:图像处理。

王华锋　男,博士,副教授,硕士生导师。主要研究方向:计算机视觉。

Super-resolution reconstruction algorithm based on deep learning mechanism and wavelet fusion

YANG Sichen[1], WANG Huafeng[2,*], WANG Yuehai[1], LI Jintao[2], WANG Yunhao[2]

(1. School of Information, North China University of Technology, Beijing 100144, China;
2. School of Software, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: Deep learning technology has developed rapidly in the field of super-resolution reconstruction. In order to further improve the quality and visual effect of reconstructed images, this paper proposes a super-resolution reconstruction based on wavelet transform and generative adversarial networks (GAN) for the unnatural problem of texture reconstruction based on the super-resolution reconstruction algorithm of GAN. In this paper, each component of the wavelet decomposition in the GAN is trained in separate subnets to realize the prediction of wavelet coefficients by the network. Effectively reconstruct high-resolution images with rich global information and local texture details. The experimental results show that the peak signal-to-noise ratio (PSNR) and structural similarity of the objective evaluation index of the reconstructed image can be improved by at least 0.99 dB and 0.031, respectively, based on the algorithm of GAN.

Keywords: wavelet transform; generative adversarial network (GAN); super-resolution reconstruction; deep learning; mult-iresolution analysis

Received: 2019-04-03; **Accepted**: 2019-07-19; **Published online**: 2019-08-12 16:29

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190812.1620.006.html

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

北京航空航天大学学报

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0154

Boost 电路开关瞬间电压尖峰产生机理及抑制方法

于兆龙，葛红娟*，李尚，杨帆
（南京航空航天大学 自动化学院，南京 211106）

摘 要：Boost 变换器常用作两级式逆变器的前级升压电路，由于电路中寄生参数的存在，开关瞬间输出电压叠加有瞬态尖峰，降低了波形质量，甚至影响逆变器的正常工作。为了抑制直流环节电压尖峰，研究了 Boost 电路开关瞬态过程，针对瞬态电路开关特性和开关器件工作状态，建立了基于金属氧化物半导体场效应晶体管（MOSFET）和肖特基二极管（SBD）的换流单元的解析模型，进一步分析了不同寄生参数对开关瞬态电流特性的影响，以及导致电压尖峰的机理等。仿真分析了寄生参数与输出电压尖峰大小的关系，提出了“减缓开关速度”和“降低输出端寄生电感”2 种从源头抑制输出电压尖峰的方法。仿真和实验表明，这 2 种抑制方法能够有效减小电压尖峰，提高 Boost 电路的输出电压性能。

关 键 词：Boost 电路；开关特性；电压尖峰；瞬态模型；寄生参数
中图分类号：TM131.2
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2020)01-0198-12

Boost 变换器常用作两级式光伏逆变的前级电路，为后级逆变电路提供较高的直流母线电压[1-3]，故其输出波形的质量直接影响两级式逆变器的输出波形。由于构成换流单元的金属氧化物半导体场效应晶体管（MOSFET）和肖特基二极管（SBD）寄生参数的存在，输出电压在开关瞬间难免会出现或大或小的瞬态尖峰[4-6]。

为了研究这一电压尖峰，一般可以从变换器的开关特性[7-12]分析入手。文献[7]采用对开关过程时间分段的方法，比较详细地分析了各寄生参数在 MOSFET 不同工作区对开关性能的影响；文献[8-10]建立了开通和关断瞬间换流单元的解析模型，但其所使用的双脉冲测试电路模型并未考虑直流母线端的寄生电感，而这一电感对应本文 Boost 变换器输出端寄生电感，其对开关瞬间产生的电压尖峰有着至关重要的影响；文献[13]考虑了直流母线端的寄生电感，其利用开关系统大信号模型等效出脉冲开关系统小信号模型，并依此分析了吸收电容对功率 MOSFET 关断瞬间漏-源两端过电压的影响，但对开通瞬间影响过电流的大小的因素没有详细讨论；文献[14]重点分析了驱动回路、功率回路以及共源极三处集总寄生电感对开关瞬间漏-源两端过电压和过电流的影响，但其是以实验的方式进行讨论，一方面缺乏理论依据，另一方面其结论的准确性也受到测试条件等因素的限制；文献[15]则从寄生电容角度，讨论了功率 MOSFET 以及功率二极管的各寄生电容对开关瞬态特性的影响，但其忽略了漏-源电压 u_{ds} 与二极管反向电压 u_D 快速变化时栅-源电容 C_{gs}、栅-漏电容 C_{gd}、漏-源电容 C_{ds} 以及二极管

收稿日期：2019-04-04；**录用日期**：2019-06-22；**网络出版时间**：2019-07-15 13:41
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190711.1045.002.html
基金项目：国家自然科学基金（51737006）
*通信作者. E-mail：allenge@nuaa.edu.cn

引用格式：于兆龙，葛红娟，李尚，等. Boost 电路开关瞬间电压尖峰产生机理及抑制方法[J]. 北京航空航天大学学报，2020，46(1)：198-209. YU Z L，GE H J，LI S，et al. Mechanism of voltage spike production during switching transients and its suppression methods in Boost converter[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2020，46(1)：198-209 (in Chinese).

北航学报 赠阅

结电容 C_j 的非线性特性。

本文在前述分析的基础上，从分析换流单元的开关特性入手，揭示了 Boost 电路输出电压尖峰产生的本质原因，进一步提出“减缓开关速度”和“降低输出端寄生电感”2 种抑制电压尖峰的方法。首先，将功率 MOSFET 各寄生电容 C_{gs}、C_{gd}、C_{ds}和二极管结电容 C_j 分段线性化，建立了考虑输出端寄生电感的 Boost 变换器等效电路。然后，推导了 MOSFET 开通和关断瞬态过程的数学模型，揭示了输出电压尖峰产生的本质原因——开关瞬间变化的电流在输出寄生电感上感应生成瞬态电压尖峰；并通过对开关瞬态过程相关阶段解析式的分析讨论，总结出对电流 i_d 变化特性有较大影响的寄生参数。最后，在 saber 仿真环境中利用控制变量法探究了各寄生参数取值变化时，输出电压尖峰的变化趋势，进而提出 2 种抑制该电压尖峰的措施，并通过实验对所提抑制方法的有效性进行了验证。

1　寄生参数分析

考虑了寄生参数的 Boost 变换器等效电路模型如图 1 所示，其中 u_{drive} 和 u_o 分别为功率 MOSFET 的驱动电压和变换电路负载 R_L 上的输出电压。在一个开关周期内，流过升压电感的电流几乎不变，故可将其视为恒流源，用 i_L 表示。功率 MOSFET 的寄生参数主要有栅极封装电阻 $R_{g\text{-}int}$、栅极电感 L_g、漏极电感 L_d、源极电感 L_s、栅-源电容 C_{gs}、栅-漏电容 C_{gd}和漏-源电容 C_{ds}。其中栅极封装电阻 $R_{g\text{-}int}$与外接驱动电阻 $R_{g\text{-}ext}$串联，共同组成驱动回路电阻 R_g。栅极电感 L_g、漏极电感 L_d 和源极电感 L_s 都由 2 部分组成，分别是封装内部寄生电感 $L_{g\text{-}int}$、$L_{d\text{-}int}$、$L_{s\text{-}int}$和各自的线路杂散电感 $L_{g\text{-}ext}$、$L_{d\text{-}ext}$、$L_{s\text{-}ext}$。

功率二极管的寄生参数主要包括寄生电感和结电容 C_j，其中寄生电感与 L_d 类似，可归入 L_d 一同考虑，结电容 C_j 的大小随着二极管所承受反向电压 u_D 的改变呈非线性变化。输出部分可等效为变换器滤波电容 C_b、电容内阻 r_b 以及电容寄生电感 L_b 串联，然后再与负载并联。由于 C_b 值较大，一般为数百微法，在高频时呈现的阻抗很小，故其两端电压基本不变，记作 $u_{o\text{-}dc}$，开关瞬间输出电压尖峰主要由 r_b 和 L_b 产生，记作 $u_{o\text{-}ac}$。

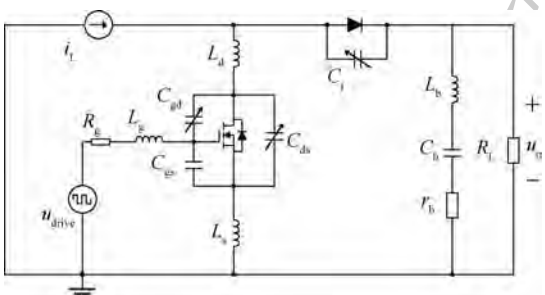


图 1　考虑寄生参数的 Boost 变换器等效电路

Fig. 1　Equivalent circuit of Boost converter with parasitic parameters

由于功率 MOSFET 栅-漏电容 C_{gd}、漏-源电容 C_{ds}和二极管结电容 C_j 都是非线性电容，它们在各个工作区表现出的电容大小各不相同，为了方便分析，可将其分段线性化[16]。C_{gd} 和 C_{ds} 大小主要与漏-源电压 u_{ds} 有关，C_j 大小则主要受二极管两端电压 u_D 影响。查阅各器件数据手册中电容特性曲线可知，当 u_{ds} 或 u_D 较大时，C_{gd}、C_{ds}、C_j 较小，分别将记作 C_{gd0}、C_{ds0}、C_{j0}；当 u_{ds} 或 u_D 在较大范围内变化时，C_{gd}、C_{ds}、C_j 也在大范围内变化，此时电容将分别记作 C_{gd1}、C_{ds1}、C_{j1}；当 u_{ds} 或 u_D 较小时，C_{gd}、C_{ds}、C_j 较大，将分别记作 C_{gd2}、C_{ds2}、C_{j2}，具体如图 2 所示。不难发现，各电容满足关系式：$C_{gd0} < C_{gd1} < C_{gd2}$，$C_{ds0} < C_{ds1} < C_{ds2}$，$C_{j0} < C_{j1} < C_{j2}$。

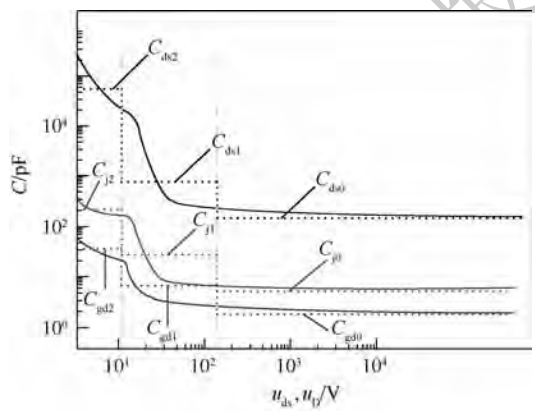


图 2　典型电容曲线分段线性化处理

Fig. 2　Piecewise linearization of typical capacitance curves

2　MOSFET 瞬态过程的数学模型

2.1　开通瞬态过程

MOSFET 开通瞬态过程可以分为 5 个阶段，其波形可定性地表示成图 3 所示。

阶段 Ⅰ　截止区（$t_0 \sim t_1$）：当驱动电压由 U_{EE} 变化至 U_{CC}时，由于 R_g 和输入电容 C_{iss}的存在，u_{gs} 并不能立即升至开启电压 U_{th}，故这一阶段为开通延迟时间，MOSFET 处于截止状态。为了保证驱动信号不失真，驱动回路通常设计地较短，寄生电感 L_g 很小，加之栅极电流变化率 di_g/dt 较小，因此 L_g 对开关特性的影响并不明显，可以忽略不计。此阶段 MOSFET 的栅-源电压可以表示为

北航学报 赠阅

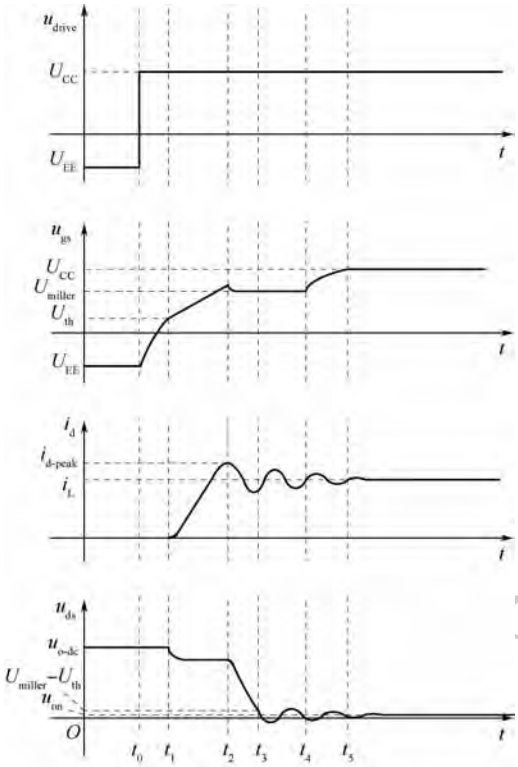


图 3 MOSFET 开通瞬间典型波形

Fig. 3 Typical turn-on transient waveforms of MOSFET

$$u_{gs}(t) = U_{CC} + (U_{EE} - U_{CC})e^{-(t-t_0)/\tau_{iss}} \tag{1}$$

式中：$\tau_{iss} = R_g(C_{gd0} + C_{gs})$。

阶段Ⅱ 饱和区（$t_1 \sim t_2$）：u_{gs}上升至 U_{th}后，MOSFET 开始导通，同时漏极电流 i_d 从零开始以一定斜率上升至 $i_{d\text{-}peak}$。在此阶段满足 $u_{gs} - U_{th} < u_{ds} < u_{o\text{-}dc}$，即 MOSFET 工作于饱和区，也叫恒流区。漏极电流上升至 $i_{d\text{-}peak}$之前，功率二极管一直处于导通状态，由于电流变化引起的一小部分电压降落在 L_d 和 L_s 上，漏-源电压 u_{ds}略低于输出电压 $u_{o\text{-}dc}$，其表达式为

$$u_{ds}(t) = u_{o\text{-}dc} - (L_d + L_s + L_b)\frac{di_d(t)}{dt} \tag{2}$$

此阶段内电路还满足式(3)～式(6)：

$$i_d(t) \approx i_{ch}(t) = g_{fs}(u_{gs}(t) - U_{th}) \tag{3}$$

$$U_{CC} = R_g i_g(t) + L_s\frac{di_d(t)}{dt} + u_{gs}(t) \tag{4}$$

$$i_g(t) = C_{gd0}\frac{du_{gd}(t)}{dt} + C_{gs}\frac{du_{gs}(t)}{dt} \tag{5}$$

$$u_{gs}(t) = u_{gd}(t) + u_{ds}(t) \tag{6}$$

式中：g_{fs}为 MOSFET 的跨导参数，具体大小可参考数据手册。

将式(2)～式(6)进行拉普拉斯变换、合并并化简，可得

$$u_{gs}(s) = \frac{U_{CC}/s + (\tau_p^2 + \tau_q)U_{th}}{\tau_p^2 s^2 + \tau_q s + 1} \tag{7}$$

式中：$\tau_p^2 = R_g C_{gd0} g_{fs}(L_s + L_d + L_b)$；$\tau_q = R_g(C_{gd0} + C_{gs}) + g_{fs}L_s$。

然后进行反拉普拉斯变换，得到

$$u_{gs}(t) = U_{CC} + (U_{th} - U_{CC})\left[\frac{1}{\tau_m\tau_n}\sinh(\tau_m(t - t_1)) + \cosh(\tau_m(t - t_1))\right]e^{-\frac{t-t_1}{\tau_n}} \tag{8}$$

式中：$\tau_m = \sqrt{\tau_q^2 - 4\tau_p^2}/2\tau_p^2$；$\tau_n = 2\tau_p^2/\tau_q$。根据式(3)，可知：

$$i_d(t) = g_{fs}(U_{CC} - U_{th}) \cdot \left\{1 - e^{-\frac{t-t_1}{\tau_n}}\left[\frac{1}{\tau_m\tau_n}\sinh(\tau_m(t - t_1)) + \cosh(\tau_m(t - t_1))\right]\right\} \tag{9}$$

阶段Ⅲ 饱和区（$t_2 \sim t_3$）：如果功率二极管选用 SiC 器件，其反向恢复电流将会很小，但由于其结电容的存在，i_d 上升至 i_L 后仍会继续上升引起开通电流超调现象。t_2 时刻，i_d 上升至其峰值 $i_{d\text{-}peak}$后二极管截止，u_{ds}开始下降，直到 t_3 时刻，u_{ds}下降至 $U_{millier} - U_{th}$，MOSFET 工作在饱和区和可变电阻区的临界处。在这一阶段，$u_{gs} \ll u_{ds}$，这意味着漏-源电压变化率和栅-漏电压变化率近似相等，即满足：

$$\frac{du_{ds}(t)}{dt} \approx -\frac{du_{gd}(t)}{dt} = \frac{U_{miller} - U_{CC}}{R_g C_{gd1}} \tag{10}$$

阶段Ⅳ 可变电阻区（$t_3 \sim t_4$）：此阶段内，漏极电流 i_d 几乎稳定在电感电流 i_L 附近，栅-源电压 u_{gs}也保持在米勒平台不变，u_{ds}继续下降，其速率仍然可以用式(10)表示。但与上一阶段不同的是，此时 u_{ds}很小，受其影响的栅-漏电容 C_{gd}较大，为 C_{gd2}，故 u_{ds}的下降波形相对较平缓且在 t_4 时刻降至最小值 $u_{ds} = R_{on}i_d$，R_{on}为 MOSFET 漏-源之间的通导电阻。

阶段Ⅴ 可变电阻区（$t_4 \sim t_5$）：u_{ds}降至 $u_{ds} = R_{on}i_d$ 后便不再下降，米勒平台结束，驱动电流 i_g 将只对栅-源电容 C_{gs}充电，因此 u_{gs}继续上升直至 t_5 时刻这一阶段结束，届时 u_{gs}等于驱动电压 U_{CC}。

2.2 关断瞬态过程

与开通瞬态过程相似，功率 MOSFET 关断瞬态过程也可以分为 5 个阶段，典型波形如图 4 所示。

阶段Ⅰ 可变电阻区（$t_0 \sim t_1$）：这一阶段与开通瞬态阶段Ⅴ互为反过程。随着驱动电压由 U_{CC}跳变成 U_{EE}，输入电容 C_{iss}开始放电，栅-源电压 u_{gs}随之下降且在 t_1 时刻下降至米勒平台电压 U_{miller}，如式(11)所示。此阶段 u_{ds}保持不变，其值等于最小导通电压 u_{on}。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

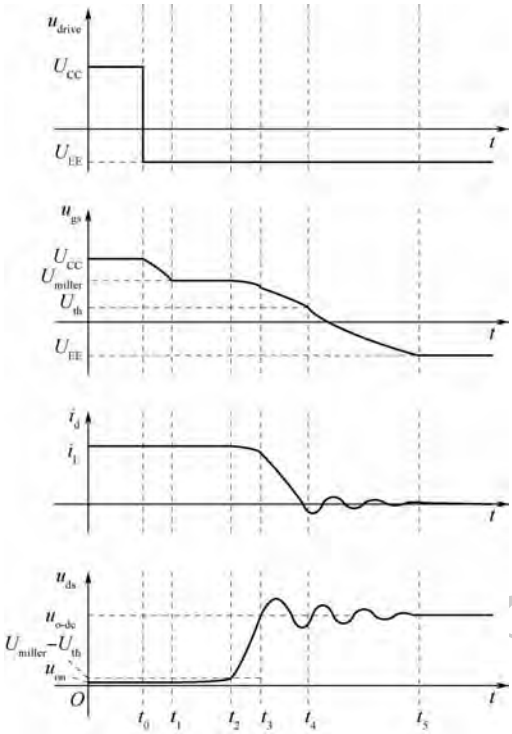


图 4　MOSFET 关断瞬间典型波形

Fig. 4　Typical turn-off transient waveforms of MOSFET

$$u_{gs}(t) = U_{EE} + (U_{CC} - U_{EE})e^{-(t-t_0)/\tau'_{iss}} \tag{11}$$

式中：$\tau'_{iss} = R_g(C_{gd2} + C_{gs})$。

阶段Ⅱ　可变电阻区（$t_1 \sim t_2$）：这一阶段与开通瞬态阶段Ⅳ互为反过程。u_{ds}缓慢上升并在t_2时刻到达$U_{miller} - U_{th}$，此时 MOSFET 开始工作在可变电阻区与饱和区的边界点。此阶段内，栅-源电压u_{gs}几乎保持不变，约等于米勒平台电压U_{miller}，因此漏-源电压的变化率$\mathrm{d}u_{ds}/\mathrm{d}t$近似等于栅-漏电压的变化率$-\mathrm{d}u_{gd}/\mathrm{d}t$，其表达式如(12)所示。驱动回路电流$i_g$与漏-源电压增量$\Delta u_{ds}$表达式如式(13)、式(14)所示。

$$\frac{\mathrm{d}u_{ds}(t)}{\mathrm{d}t} = -\frac{\mathrm{d}u_{gd}(t)}{\mathrm{d}t} = -\frac{i_g(t)}{C_{gd2}} \tag{12}$$

$$i_g(t) = \frac{U_{EE} - U_{miller}}{R_g} \tag{13}$$

$$\Delta u_{ds}(t) \approx -(t - t_1)\frac{i_g(t)}{C_{gd2}} \tag{14}$$

$$u_{ds}(t) = R_{on}i_L + \Delta u_{ds}(t) \tag{15}$$

将式(13)代入式(14)，求得结果后代入式(15)，可得u_{ds}在这一阶段的表达式为

$$u_{ds}(t) = \frac{R_gR_{on}C_{gd2}i_L + (U_{miller} - U_{EE})(t - t_1)}{R_gC_{gd2}} \tag{16}$$

阶段Ⅲ　饱和区（$t_2 \sim t_3$）：这一阶段与开通瞬态阶段Ⅲ互为反过程。与上一阶段相比，u_{ds}上升速率变大，如表达式(17)所示。根据基尔霍夫电压定律（KVL），二极管两端电压变化率$\mathrm{d}u_D/\mathrm{d}t$近似等于漏-源电压变化率$\mathrm{d}u_{ds}/\mathrm{d}t$。由于二极管结电容的存在以及$\mathrm{d}u_D/\mathrm{d}t$很大，流经二极管的电流将不能忽略。同理，流过漏-源电容C_{ds}和栅-漏电容C_{gd}的电流也必须考虑在内，各电流关系表达式如式(18)～式(20)所示。

$$\frac{\mathrm{d}u_{ds}(t)}{\mathrm{d}t} = \frac{U_{miller} - U_{EE}}{R_gC_{gd1}} \tag{17}$$

$$i_d(t) = i_L - C_{j1}\frac{\mathrm{d}u_D(t)}{\mathrm{d}t} \tag{18}$$

$$i'_c(t) = (C_{gd1} + C_{ds})\frac{\mathrm{d}u_{ds}(t)}{\mathrm{d}t} \tag{19}$$

$$i_{ch}(t) = i_d(t) - i'_c(t) \tag{20}$$

联立式(18)～式(20)和式(3)，可得此阶段栅-源电压表达式为

$$u_{gs}(t) = \frac{i_{ch}(t)}{g_{fs}} + U_{th} = \frac{i_L + g_{fs}U_{th}}{g_{fs}} - \frac{(C_{j1} + C_{oss})(U_{miller} - U_{EE})}{g_{fs}R_gC_{gd1}} \tag{21}$$

式中：$C_{oss} = C_{gd1} + C_{ds}$。

阶段Ⅳ　饱和区（$t_3 \sim t_4$）：这一阶段与开通瞬态阶段Ⅱ互为反过程。在t_3时刻，u_{ds}上升至$u_{o\text{-}dc}$，二极管承受正压导通，漏极电流i_d迅速下降。较大的$\mathrm{d}i_d/\mathrm{d}t$将在漏极寄生电感$L_d$上产生明显的电压降，使得$u_{ds}$上升至$u_{o\text{-}dc}$后继续升高，直至到达尖峰电压$u_{ds\text{-}peak}$。

$$U_{ds\text{-}peak} = u_{o\text{-}dc} + L_d\frac{\mathrm{d}i_d(t)}{\mathrm{d}t} \tag{22}$$

阶段Ⅴ　截止区（$t_4 \sim t_5$）：这一阶段与开通瞬态阶段Ⅰ互为反过程。t_4时刻，u_{gs}下降至U_{th}，MOSFET 开始进入截止区。此阶段内，i_d衰减至 0，u_{ds}也逐渐稳定在$u_{o\text{-}dc}$附近，u_{gs}按表达式(23)继续放电至U_{EE}，t_5时刻对应着关断瞬态过程结束。

$$u_{gs}(t) = U_{EE} + (U_{th} - U_{EE})e^{-(t-t_4)/\tau_{iss}} \tag{23}$$

2.3　瞬态电压尖峰的机理分析

输出滤波电容一般容值较大，在高频下呈现的阻抗很小，故其提供输出电压直流分量$u_{o\text{-}dc}$；而电压尖峰属于交流分量$u_{o\text{-}ac}$，由变化的电流在电容内阻r_b和寄生电感L_b上作用生成；又考虑到电容内阻远小于开关瞬态电流振荡频率下寄生电感表现出的阻抗，故输出电压尖峰本质上是由开关瞬间变化的电流在寄生电感L_b上感应产生，因此应着重考虑开通和关断瞬间流过二极管的电流振荡峰值及其振荡频率，对应开通瞬态阶段Ⅱ～Ⅲ和关断瞬态阶段Ⅳ～Ⅴ。

北航学报 赠阅

在开通瞬态阶段Ⅱ~Ⅲ,MOSFET 工作在恒流区,沟道近似为一个受控电流源,如图 5(a)所示。开通瞬态阶段Ⅱ为漏极电流 i_d 的上升阶段,其大小满足式(9),查询器件手册各参数可知 τ_p^2 与 τ_q 约处于同一数量级且远小于 1,不难推出 $\tau_q^2-4\tau_p^2<0$,因此 i_d 工作于欠阻尼振荡状态,表达式如式(24)所示,对其求导可得此阶段电流的上升速度如式(25)所示,继而可求得在寄生电感 L_b 上产生的输出电压交流分量 $u_{o\text{-}ac}$,其表达式如式(26)所示;开通瞬态阶段Ⅲ是 i_d 到达尖峰后产生振荡的主要阶段,应着重研究电路的谐振特性。此阶段驱动回路由 R_g、C_{gs}、L_s 构成串联谐振,功率回路由 L_d、L_s、L_b、C_j 与 MOSFET 导通沟道构成串联谐振,由于 MOSFET 仍工作于饱和区,沟道相当于受控源,因此两谐振回路通过沟道相互影响,共同决定着电流的谐振特性。

$$i_d(t)\approx i_{ch}(t)=g_{fs}(U_{CC}-U_{th})\cdot\{1-e^{-A\omega(t-t_1)}[A\sin(\omega(t-t_1))+\cos(\omega(t-t_1))]\} \tag{24}$$

式中:$A=\tau_q/\sqrt{4\tau_p^2-\tau_q^2}$;$\omega=\sqrt{4\tau_p^2-\tau_q^2}/2\tau_p^2$。

$$\frac{di_d(t)}{dt}=g_{fs}(U_{CC}-U_{th})(A^2\omega+\omega)e^{-A\omega(t-t_1)}\sin(\omega(t-t_1)) \tag{25}$$

$$u_{o\text{-}ac}(t)\approx -L_b\frac{di_d(t)}{dt}=-g_{fs}(U_{CC}-U_{th})(A^2\omega+\omega)e^{-A\omega(t-t_1)}\sin(\omega(t-t_1)) \tag{26}$$

在关断瞬态阶段Ⅳ~Ⅴ,MOSFET 分别工作于恒流区和截止区,如图 5(b)所示。关断瞬态阶段Ⅳ与开通瞬态阶段Ⅱ类似,仅仅是驱动电压由 U_{CC} 变成了 U_{EE},可推导漏极电流 i_d 表达式如式(27)所示,对其求导可得此阶段电流的下降速度如式(28)所示,同样可求得输出电压交流分量 $u_{o\text{-}ac}$ 表达式如式(29)所示。在关断瞬态阶段Ⅴ内,MOSFET 处于截止状态,驱动回路和功率回路的谐振特性可以单独分析:由于二极管处于完全导通状态,故功率回路由 C_{oss}、L_d、L_s 和 L_b 构成串联谐振;驱动回路则由 C_{iss}、R_g 和 L_s 构成串联谐振。

$$i_d(t)=g_{fs}(U_{EE}-U_{th})-g_{fs}(U_{EE}-U_{miller})\cdot[A\sin(\omega(t-t_3))+\cos(\omega(t-t_3))]e^{-A\omega(t-t_3)} \tag{27}$$

$$\frac{di_d(t)}{dt}=g_{fs}(U_{EE}-U_{miller})(A^2\omega+\omega)e^{-A\omega(t-t_3)}\sin(\omega(t-t_3)) \tag{28}$$

$$u_{o\text{-}ac}(t)\approx -L_b\frac{di_d(t)}{dt}=-g_{fs}(U_{EE}-U_{miller})(A^2\omega+\omega)e^{-A\omega(t-t_3)}\sin(\omega(t-t_3)) \tag{29}$$

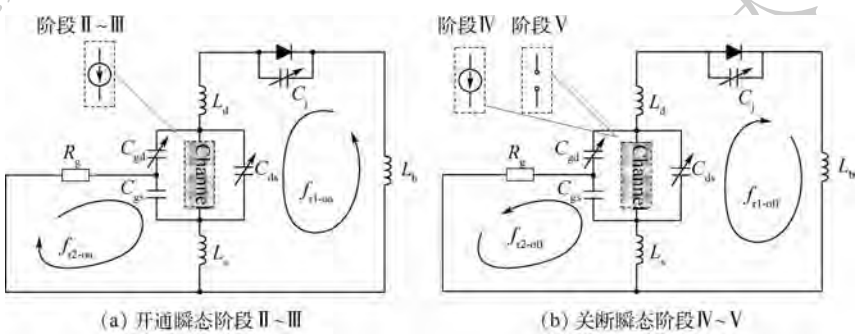


图 5 Boost 变换器在开通瞬态阶段Ⅱ~Ⅲ和关断瞬态阶段Ⅳ~Ⅴ等效电路

Fig. 5 Equivalent circuits of Boost converter in transient phase Ⅱ - Ⅲ of turn-on and phase Ⅳ - Ⅴ of turn-off

3 仿真分析

影响输出电压尖峰的因素主要有 2 个:开通和关断瞬间电流振荡情况以及输出端寄生电感 L_b。由于不同频率下 L_b 表现出的阻抗并不相同,故电流振荡情况不仅需要考虑振荡峰值,还应考虑振荡频率。

在 saber 仿真环境下搭建考虑寄生参数的 Boost 变换器仿真电路,原理如图 1 所示。其中 MOSFET 选用英飞凌公司的 SPW47N60CFD,二极管选用的是意法半导体公司的 STPSC2006CW,利用 saber 软件的 Model architect 功能,将数据手册中各特性曲线拟合,从而完成对功率器件的建模。电路中各参数设置如表 1 所示,D 和 f_s 分别为 MSOFET 驱动信号(方波)的占空比和频率。

3.1 寄生电感与输出电压尖峰的关系

通过在 MOSFET 漏极串电感 $L_{d\text{-}ext}$ 来改变漏极电感 L_d 的大小,$L_{d\text{-}ext}$ 的值为 5、10、17、25 nH 时,开通和关断时刻的漏-极电流 i_d、漏-源电压 u_{ds} 和输出电压 u_o 的仿真波形如图 6 所示。

北航学报 赠阅

表 1　测试电路参数

Table 1　Parameters of test circuit

模块	参数	数值
功率回路	$u_{\text{o-dc}}$/V	120
	L/μH	420
	C_{buffer}/μF	680
	R_{L}/Ω	20
驱动回路	U_{CC}/V	15
	U_{EE}/V	−9
	D/%	50
	f_{s}/kHz	50

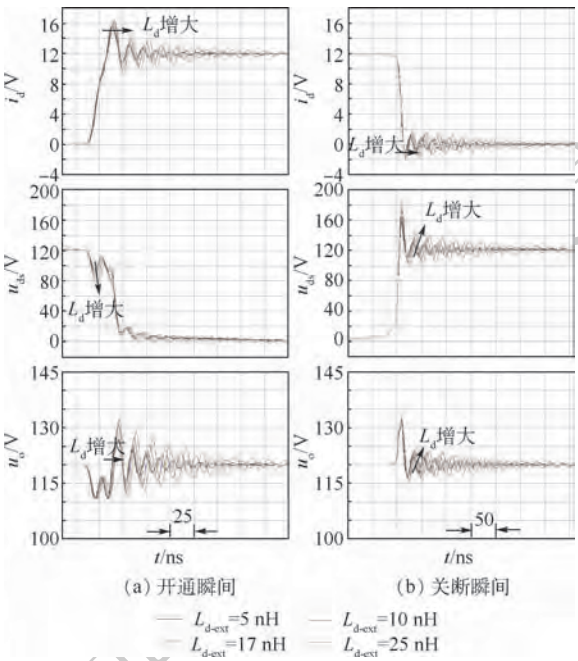


图 6　不同 L_{d} 下的开关瞬间关键波形

Fig. 6　Key switching transient waveforms with different L_{d}

根据式(2)和式(22)，随着 L_{d} 的增大，在开通瞬态过程的阶段Ⅱ和关断瞬态过程的阶段Ⅳ，即漏极电流 i_{d} 急剧变化时，感应在 L_{d} 两端的电压有所增加，表现在图 6 中为开通过程 u_{ds} 电压跌落变大，关断过程 u_{ds} 电压尖峰升高，但整体上对输出电压尖峰的影响不大。为了在关断时 u_{ds} 不超出 MOSFET 的耐压值，应尽量减小 L_{d}。

类似地，在 MOSFET 源极串联电感 $L_{\text{s-ext}}$ 来改变源极电感 L_{s} 的大小，$L_{\text{s-ext}}$ 的值为 2、5、7 和12 nH 时，开通和关断时刻漏极电流 i_{d}、漏源电压 u_{ds} 和输出电压 u_{o} 的仿真波形如图 7 所示。由图可知，L_{s} 的增大可以明显减小开关时刻的电流尖峰从而降低开关时刻输出电压尖峰。这是因为 L_{s} 既处于功率回路，也处在驱动回路，当功率回路电流变化较快时，L_{s} 产生压降影响驱动回路进而降低开关速度，起到负反馈的作用。

在开通和关断瞬间，输出端寄生电感 L_{b} 对漏极电流 i_{d}、漏-源电压 u_{ds} 的影响不大，然而由式(26)、式(29)可知，其对输出端电压尖峰的产生起着至关重要的作用，具体如图 8 所示。

为了更加直观地阐明寄生电感对输出电压尖峰的影响，现对开关瞬间产生的电压过冲定义如式(30)所示。各寄生电感开关瞬间对输出电压过冲 σ 影响如图 9 所示。

$$\sigma = \frac{u_{\text{o-max}} - u_{\text{o-dc}}}{u_{\text{o-dc}}} \times 100\% \tag{30}$$

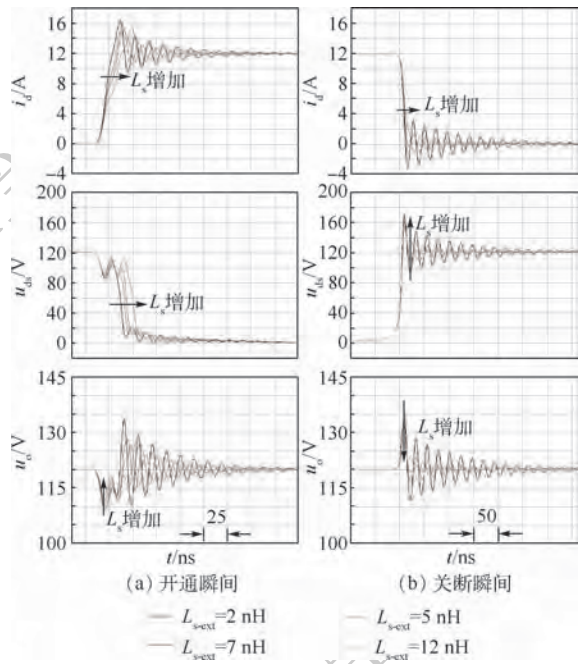


图 7　不同 L_{s} 下的开关瞬间关键波形

Fig. 7　Key switching transient waveforms with different L_{s}

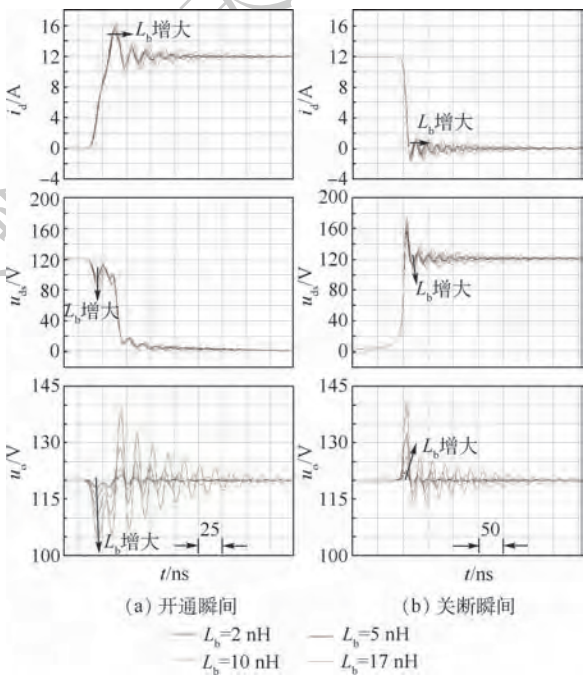


图 8　不同 L_{b} 下的开关瞬间关键波形

Fig. 8　Key switching transient waveforms with different L_{b}

北航学报 赠阅

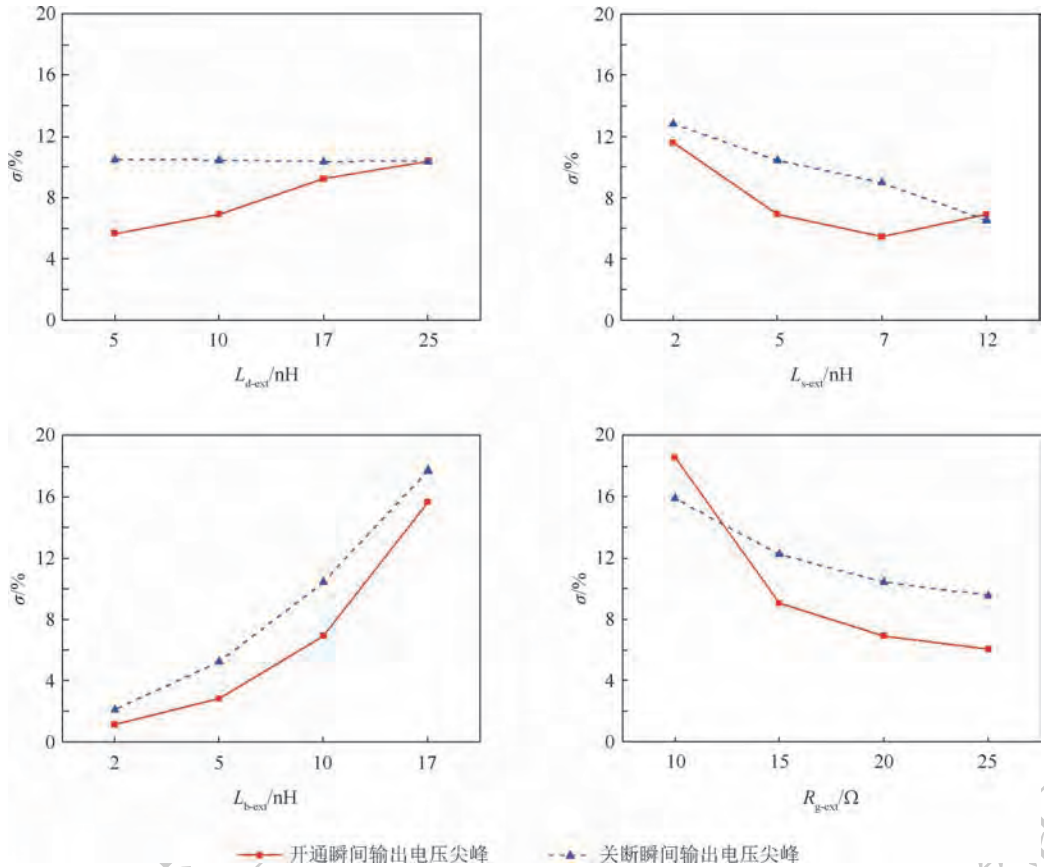


图 9 不同寄生电感及驱动电阻下的开关瞬间电压过冲

Fig. 9 Switching transient voltage overshoots with different parasitic inductance and driving resistance

3.2 寄生电容与输出电压尖峰的关系

通过在功率 MOSFET 栅源极两端并联电容来改变栅-源电容 C_{gs} 的大小。栅源极并联大小为 100、330、680 和 1 000 pF 的电容时开关时刻 i_d、u_{ds} 和 u_o 的瞬态波形如图 10 所示。可以看出，随着 C_{gs} 的增大，开通和关断瞬间 i_d 的上升和下降时刻均有所延迟，这是因为 C_{gs} 的增大增加了栅-源电压 u_{gs} 的充放电时间常数，延长了其处在开关瞬间阶段 Ⅰ 的时间，如式(1)、式(11)所示。同时，C_{gs} 的增大还加剧了开通时刻 i_d 的振荡幅度，进而影响到输出电压尖峰。因此，在一定范围内增大 C_{gs}，虽然会减缓开关速度，但其对开通瞬间输出电压振荡的促进作用不能忽视。

在栅漏极两端并联 10、50、100 和 150 pF 电容时开通和关断时刻 i_d、u_{ds} 和 u_o 的瞬态波形如图 11所示。可以看出，随着 C_{gd} 的增大，i_d 的上升和下降时间稍微有所增加，同时 u_{ds} 的变化速度明显减缓，这是因为 C_{gd} 主要决定着米勒平台的持续时间，而米勒平台持续时间即是 u_{ds} 的变化时间，如式(10)、式(17)所示。

在漏源极两端并联 68、100、160 和 220 pF 电容时开通和关断时刻 i_d、u_{ds} 和 u_o 的瞬态波形如

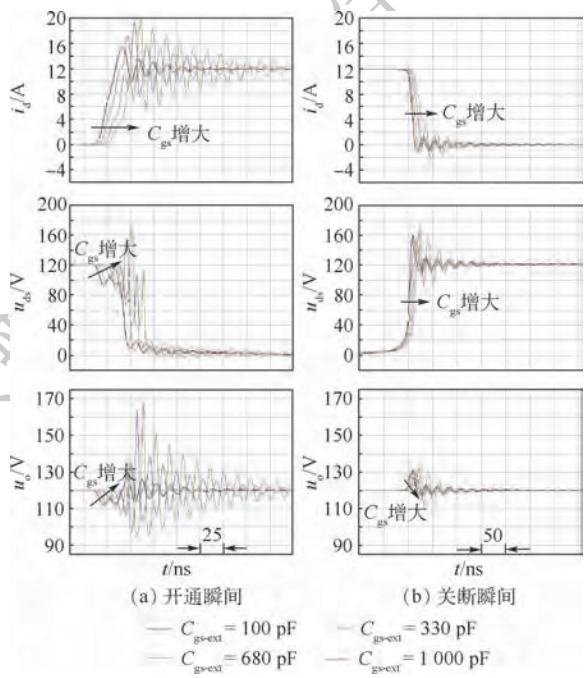


图 10 不同 C_{gs} 下的开关瞬间关键波形

Fig. 10 Key switching transient waveforms with different C_{gs}

图 12所示。根据图 5 中的等效模型，开通时刻 C_{ds} 几乎不影响电路谐振，但流过其上的电流会增加 i_d 的峰值；关断时刻 C_{ds} 则成为谐振回路的主

北航学报 赠阅

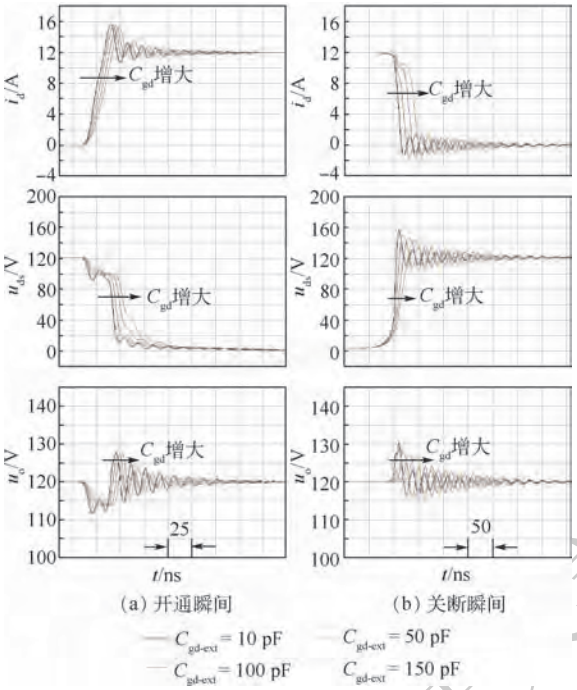


图 11　不同 C_{gd} 下的开关瞬间关键波形

Fig. 11　Key switching transient waveforms with different C_{gd}

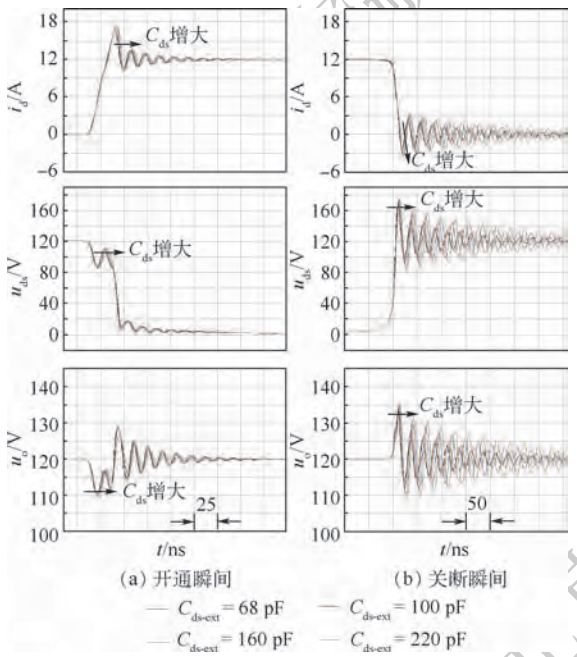


图 12　不同 C_{ds} 下的开关瞬间关键波形

Fig. 12　Key switching transient waveforms with different C_{ds}

导因素，随着 C_{ds} 的增大，谐振频率降低，电流谐振峰值有所增大。

在二极管两端并联 68、100、160 和 220 pF 电容时开通和关断时刻 i_d、u_{ds} 和 u_o 的瞬态波形如图 13所示。可以看出，随着 C_j 的增大，开通时刻 i_d 的峰值有所增加，同时振荡频率降低，输出电压 u_o 峰值变化不大；而关断时刻 i_d 峰值无明显变化，仅仅在开始下降的时刻稍有不同。这是因为

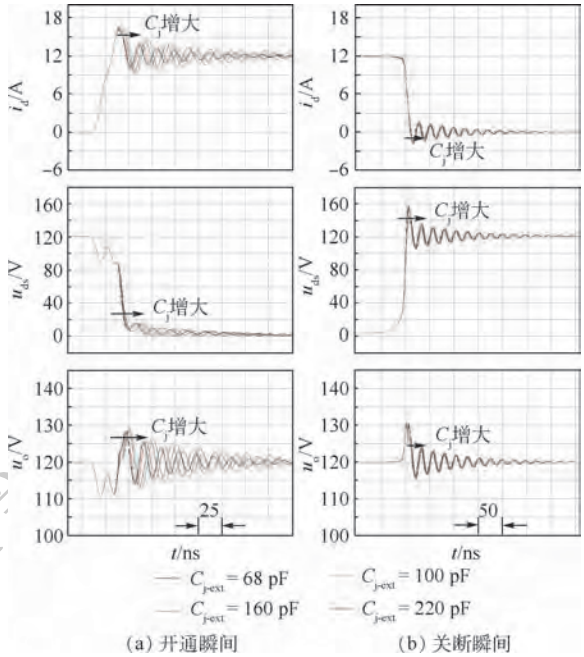


图 13　不同 C_j 下的开关瞬间关键波形

Fig. 13　Key switching transient waveforms with different C_j

在开通和关断时刻的阶段Ⅲ，二极管两端电压变化较大，电容值的不同导致充放电电流大小也会有所差异。

各寄生电容在开关瞬间对输出电压过冲的影响如图 14 所示。

3.3　驱动电阻与输出电压尖峰的关系

功率 MOSFET 栅极除了自带的封装电阻 $R_{g\text{-}int}$ 外，还应在栅极引出端串联合适大小的驱动电阻 $R_{g\text{-}ext}$。由图 5 可知，驱动电阻的大小直接决定驱动回路的阻尼，在开通瞬态阶段Ⅱ ~ Ⅲ、关断瞬态阶段Ⅲ ~ Ⅳ，即功率管工作于饱和区时，进一步通过耦合影响到功率回路。图 15 给出了串联 10、15、20 和 25 Ω 驱动电阻 $R_{g\text{-}ext}$ 时开通和关断时刻 u_{gs}、i_d、u_{ds} 和 u_o 的瞬态波形。

3.4　分析讨论

由上述分析，C_{gs}、L_s、L_b 以及 R_g 几个参数对开关瞬间输出电压尖峰影响较大。结合图 9 与图 14可知，随着 R_g 和 L_s 的增大，开通和关断瞬间输出电压过冲逐渐降低；随着 L_b 的增大，开通和关断瞬间电压过冲会逐渐升高；而 C_{gs} 在一定范围内增大时，会导致开通瞬间电压过冲急剧上升，但对关断瞬间影响不大。若同时考虑开通和关断瞬间输出电压尖峰，可从如下 2 个方面对其进行抑制：

1）减缓开关速度：通过增大 R_g 或 L_s 来降低开关速度，可以减小开关瞬间 i_d 的振荡峰值或振荡频率，进而对输出电压尖峰起到抑制作用。

北航学报 赠阅

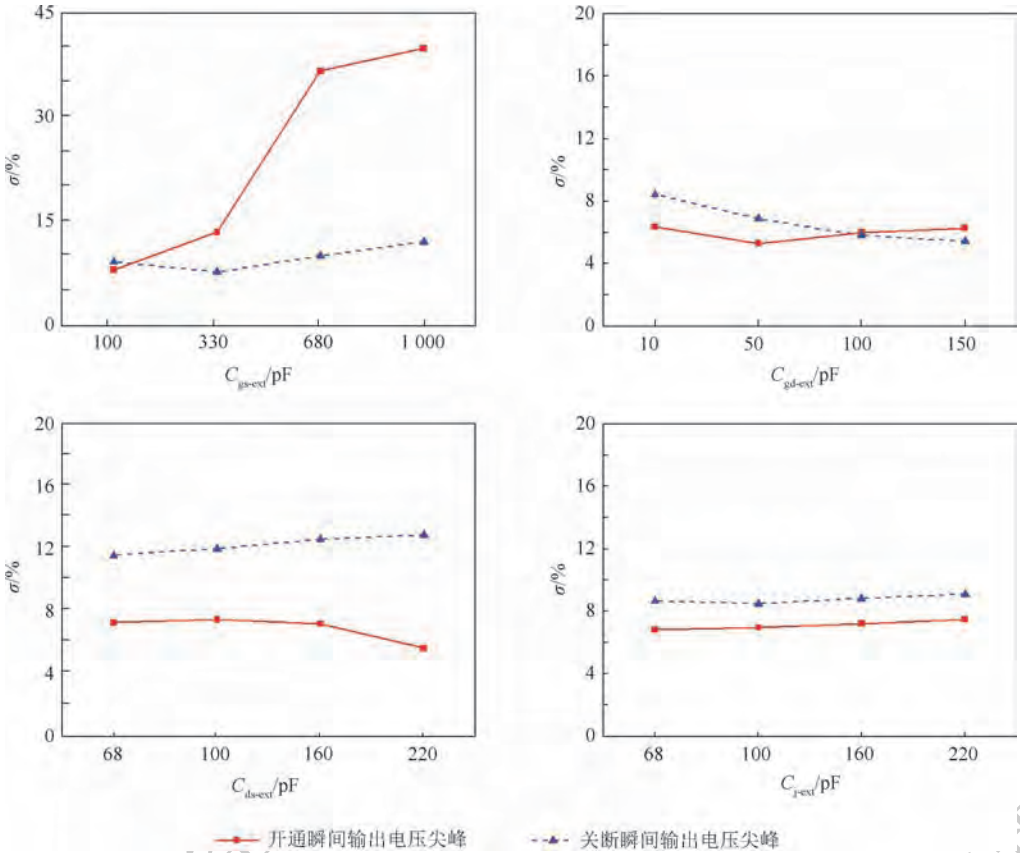


图 14 不同寄生电容下的开关瞬间电压过冲

Fig. 14 Switching transient voltage overshoots with different parasitic capacitance

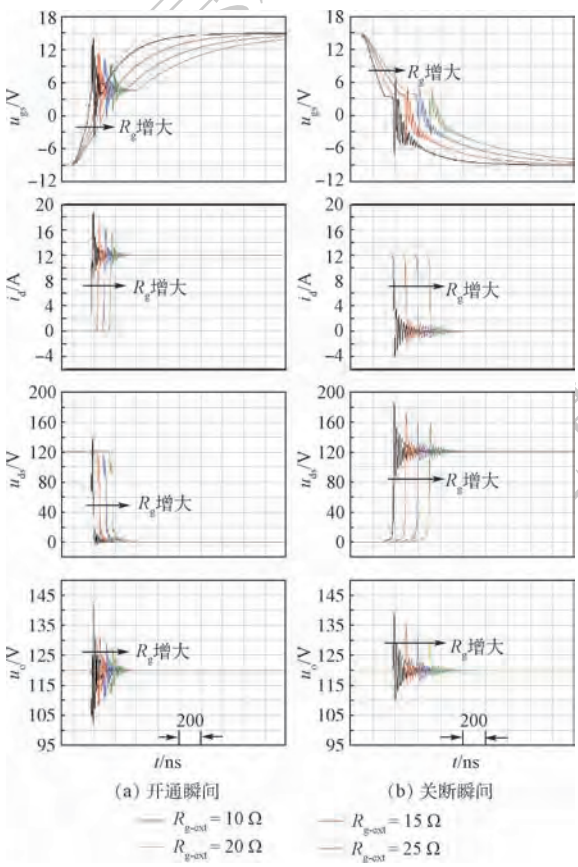


图 15 不同 R_g 下的开关瞬间关键波形

Fig. 15 Key switching transient waveforms with different R_g

2）降低输出端寄生电感 L_b：由于 L_b 是输出电压尖峰的载体，是其产生的根本原因所在。因此可以通过减小 L_b 来降低生成电压尖峰的阻抗，从而对输出电压尖峰进行直接抑制。

值得一提的是，采用第 1 种方法抑制输出电压尖峰时，将会增加开关损耗、降低变换器的效率，这需要在效率与性能之间作出取舍。

4 实 验

为了进一步验证抑制输出电压尖峰的 2 种方法的有效性，设计制作了输出功率为 720 W 的 Boost 变换器实验电路平台，原理如图 1 所示。Boost 变换器的额定输出电压为 120 V，开关频率定为 50 kHz，功率器件的选用与仿真电路保持一致。

变换器输出滤波电容采用 680 μF 电解电容与 4.7 μF 聚丙烯薄膜电容并联的形式，除驱动电阻为 10 Ω 外，其余参数设置如表 1 所示。由于输出电压尖峰属于交流分量，为方便观察，可将示波器对应通道调至交流耦合档，此时测得波形如图 16所示。

通过增大 R_g 至 20 Ω 以减缓开关速度，即采用第 1 种抑制方法时，开关瞬间输出电压交流分

北航学报 赠阅

量如图 17 所示。可以看出，增大 R_g 即采用第 1 种抑制方法前后，开通瞬间输出电压尖峰由原来的 4.64 V 降低至 2.56 V，电压过冲减小了 44.8%；关断瞬间输出电压尖峰由原来的 6.88 V 降低至 5.6 V，电压过冲减小了 18.6%。

此外，根据式(26)、式(29)，输出电压尖峰的大小与 L_b 成正相关，可以通过选择输出寄生电感较小的输出滤波电容或将多组电容并联以减小 L_b，即采用第 2 种抑制方法来进一步降低输出电压尖峰。图 18 所示为在合理增大 R_g 的基础上，并联多组输出电容后得到的输出电压交流分量的波形，此时开通瞬间输出电压尖峰减小至 1.36 V，较图 17 降低了 46.9%，较图 16 降低了 70.7%；而关断瞬间输出电压尖峰减小至 1.04 V，较图 17 降低了 81.4%，较图 16 降低了 84.9%

图 19(a)所示为通过改变驱动电阻 R_g 减缓开关速度，即使用第1种抑制方法时，不同驱动电阻下 MOSFET 在单个开关周期中开通和关断瞬间所耗散的能量 E_{S_W} 对比。可以看出，随着 R_g 的增大，MOSFET 开关损耗也会不断升高，在高频工作时对效率的影响将会变得尤为突出。本文测

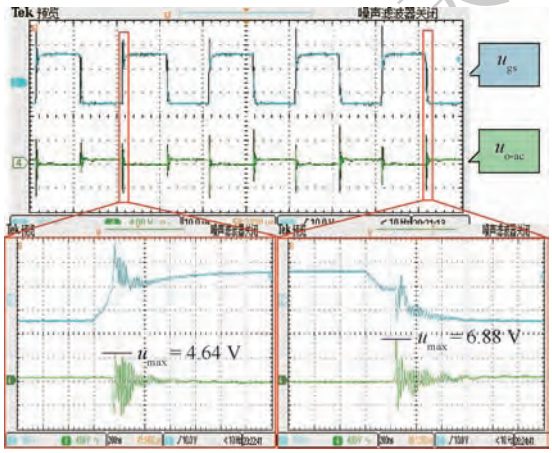


图 16　优化前开关瞬间输出电压交流分量波形

Fig. 16　Ac-component waveform of output voltage of switching transient before optimization

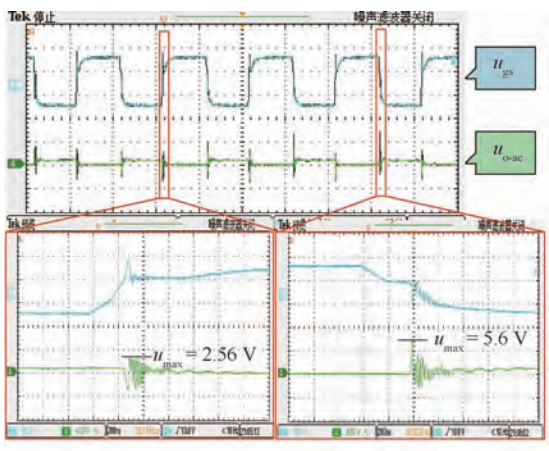


图 17　减缓开关速度后开关瞬间输出电压交流分量波形

Fig. 17　Ac-component waveform of output voltage of switching transient after slowing down switching speed

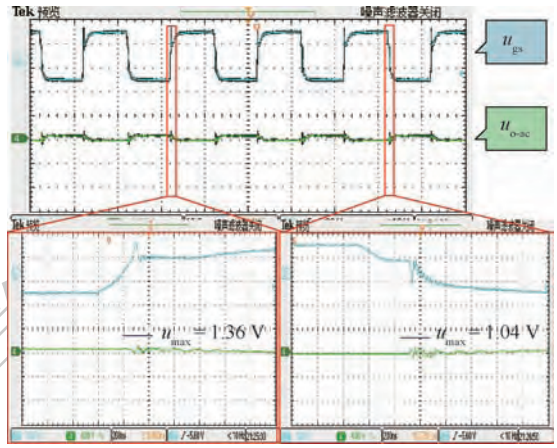


图 18　减小输出端寄生电感后开关瞬间输出电压交流分量波形

Fig. 18　Ac-component waveform of output voltage of switching transient after reducing parasitic inductance of output end

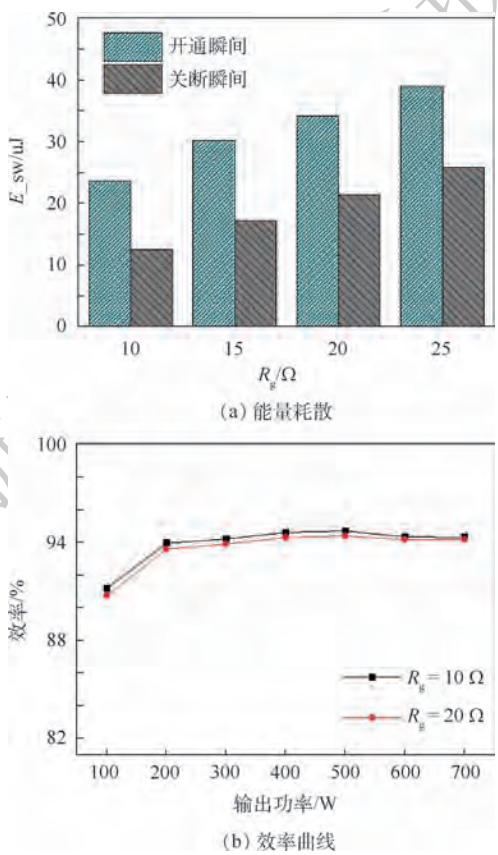


图 19　不同驱动电阻下 MOSFET 在开关瞬间的能量耗散图和 Boost 变换器的效率曲线

Fig. 19　Energy dissipation diagram of MOSFET at switching moment and efficiency curve of Boost converter with different driving resistors

北航学报 赠阅

得工作频率为 50 kHz 时不同驱动电阻下变换器的效率曲线如图 19(b)所示,当 R_g 由 10 Ω 变为 20 Ω时,效率下降约 0.3%。因此在电路散热良好、对效率要求不高的场合,可通过适当增大驱动电阻减缓开关速度的方法来减小开关瞬间电压尖峰,提高波形质量。

5 结 论

1)通过分段研究 MOSFET 开通和关断瞬态过程,建立了其各阶段的数学模型,揭示了 Boost 电路输出电压在开关瞬间产生电压尖峰的本质原因:变化的电流在输出寄生电感上感应生成。

2)仿真分析了各寄生参数对开关性能的影响,探究了各寄生参数变化时,Boost 电路输出电压尖峰的变化趋势。

3)基于理论模型与仿真结果,提出“减缓开关速度”和“降低输出端寄生电感”2 种对 Boost 电路输出电压尖峰的抑制方法,并通过实验验证了其有效性。

参考文献(References)

[1] WANG J, JI B, LU X, et al. Steady-state and dynamic input current low-frequency ripple evaluation and reduction in two-stage single-phase inverters with back current gain model[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8): 4247-4260.

[2] 杜青,崔波,夏宁,等. 一种新型大功率升降压变换器及控制方法[J]. 北京航空航天大学学报,2017,43(3):472-480.
DU Q, CUI B, XIA N, et al. A novel high-power step-up /step-down converter and control methods[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(3): 472-480 (in Chinese).

[3] 张厚升,赵艳雷. 单相双级式光伏并网逆变器[J]. 电力自动化设备,2010,30(8):95-99.
ZHANG H S, ZHAO Y L. Single-phase double-stage photovoltaic grid-connected inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(8): 95-99 (in Chinese).

[4] TIAN Y, YANG X, XIE R, et al. A passive component based gate drive scheme for negative gate voltage spike mitigation in a sic-based dual-active bridge[C]// 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2018: 1841-1845.

[5] WU Q, WANG Q, XIAO L, et al. One adaptive turn-off method for PFC converter with voltage spike limitation[C]// 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2016: 1657-1662.

[6] PATEL H K. Voltage transient spikes suppression in flyback converter using dissipative voltage snubbers[C]// 2008 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2008: 897-901.

[7] WANG J, CHUNG S H, LI T H. Characterization and experimental assessment of the effects of parasitic elements on the MOSFET switching performance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 28(1): 573-590.

[8] CASTRO I, ROIG J, GELAGAEV R, et al. Analytical switching loss model for superjunction MOSFET with capacitive nonlinearities and displacement currents for DC-DC power converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3): 2485-2495.

[9] CHEN Z, BOROYEVICH D, BURGOS R. Experimental parametric study of the parasitic inductance influence on MOSFET switching characteristics[C]// 2010 International Power Electronics Conference (ECCE). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2010: 164-169.

[10] 朱义诚,赵争鸣,王旭东,等. SiC MOSFET 与 SiC SBD 换流单元瞬态模型[J]. 电工技术学报,2017,32(12):58-69.
ZHU Y C, ZHAO Z M, WANG X D, et al. Analytical transient model of commutation units with SiC MOSFET and SiC SBD pair[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(12): 58-69 (in Chinese).

[11] CUI T, MA Q, XU P, et al. Analysis and optimization of power MOSFETs shaped switching transients for reduced EMI generation[J]. IEEE Access, 2017, 5(1): 20440-20448.

[12] ENGELMANN G, SENONER T, DONCKER R W D. Experimental investigation on the transient switching behavior of SiC MOSFETs using a stage-wise gate driver[J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2018, 3(1): 77-87.

[13] 罗剑波,范伟,彭凯. SiC MOSFET 模块高频吸收电路研究[J]. 大功率变流技术,2016,5(1):23-30.
LUO J B, FAN W, PENG K. High frequency snubber circuit for SiC MOSFET module[J]. High Power Converter Technology, 2016, 5(1): 23-30 (in Chinese).

[14] 柯俊吉,赵志斌,魏昌俊,等. 寄生电感对碳化硅 MOSFET 开关特性的影响[J]. 半导体技术,2017,42(3):194-199.
KE J J, ZHAO Z B, WEI C J, et al. Effect of the parasitic inductance on SiC MOSFET switching characteristics[J]. Semiconductor Devices, 2017, 42(3): 194-199 (in Chinese).

[15] 秦海鸿,张英,朱梓悦,等. 寄生电容对 SiC MOSFET 开关特性的影响[J]. 中国科技论文,2017,12(23):2708-2714.
QIN H H, ZHANG Y, ZHU Z Y, et al. Influence of parasitic capacitance on switching characteristics of SIC MOSFET[J]. China Sciencepaper, 2017, 12(23): 2708-2714 (in Chinese).

[16] CHEN K, ZHAO Z, YUAN L, et al. The impact of nonlinear junction capacitance on switching transient and its modeling for SiC MOSFET[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2015, 62(2): 333-338.

作者简介:

于兆龙 男,硕士研究生。主要研究方向:半导体器件建模、高效率逆变技术。

葛红娟 女,博士,博士生导师,教授。主要研究方向:矩阵变换器的建模与控制、电机驱动、适航技术等。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

Mechanism of voltage spike production during switching transients and its suppression methods in Boost converter

YU Zhaolong, GE Hongjuan*, LI Shang, YANG Fan

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China)

Abstract: Boost converter is often used as the pre-stage circuit in double-stage inverter. Because of the existence of parasitic parameters in the circuit, the output voltage will be superimposed with transient spikes, which reduces the waveform quality and even affects the operation of inverter. In order to suppress the voltage spikes, the switching transient of Boost converter is studied. Aimed at the switching characteristics of transient circuit and the operation status of switching devices, an analytical model of commutation unit based on metal-oxide-semiconductor field-effect transistor (MOSFET) and Schottky barrier diode (SBD) is established, and the influence of parasitic parameters on the current characteristics during switching transient, as well as the mechanism of causing voltage spikes, is analyzed. The relationships between the parasitic parameters and the output voltage spikes are analyzed and compared by simulation, and two methods are proposed to suppress the output voltage spikes, which are "slowing down the switching speed" and "reducing the output terminal parasitic inductance". The validity of these two methods to reduce voltage spikes and improve output voltage performance of Boost converters has been verified by simulation and experiments.

Keywords: Boost converter; switching characteristics; voltage spikes; transient model; parasitic parameters

北京航空航天大学学报

Received: 2019-04-04; **Accepted**: 2019-06-22; **Published online**: 2019-07-15 13:41

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190711.1045.002.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (51737006)

* **Corresponding author**. E-mail: allenge@nuaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0156

考虑壁板单向压紧制孔瞬时回弹的压紧力优化

王威[1], 王珉[1,*], 陈文亮[1], 徐庆贺[1], 黄稳[2], 蒋红宇[2]
(1. 南京航空航天大学 机电学院, 南京 210016; 2. 上海飞机制造有限公司 航空制造技术研究所, 上海 200436)

摘 要: 飞机大部件对接自动化制孔采用蒙皮侧单向压紧制孔技术,而由于在常见的自动化制孔系统中叠层材料被钻透的瞬间产生瞬时回弹,对制孔设备和加工质量等方面造成严重的影响,针对该问题进行机身蒙皮侧制孔压紧力优化分析。通过有限元分析方法进行制孔过程的模拟仿真,根据不同环境下的回弹现象,确定压紧力优化分析方案,综合考虑接触间隙、瞬时回弹和制孔刚性的影响,进行多目标优化分析,从而得到最优的压紧力工艺参数。计算结果表明,在飞机常见框间对接段自动化钻孔中,采用轴向力为 150 N 的麻花钻时压紧力的最优解为 314.54 N,采用轴向力为 100 N 的自动化一体钻时压紧力的最优解为 362.73 N。通过现场试验,压紧力最优解满足生产要求,实际最优压紧力低于最优解不超过 20 N,因此考虑不同加工环境等因素构建合理的工艺参数选定范围。

关 键 词: 飞机装配; 自动化制孔; 单向压紧; 回弹; 参数优化
中图分类号: V262.4
文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2020)01-0210-10

采用飞机自动化装配技术能够保证飞机装配的质量,在提高机体疲劳寿命的同时,提高了飞机生产效率[1]。飞机轻型自动化装配系统作为自动化装配系统一种重要的发展方向,在国内外已经得到业界的普遍重视[2]。而飞机轻型自动化装配系统普遍采用的蒙皮侧单向压紧制孔技术[3],作为该类系统应用的关键技术,受到国内外学者的重点关注。蒙皮侧单向压紧制孔技术的研究主要包含以下 3 个方面。

1) 制孔(钻削)工艺参数对制孔质量的影响,包括刀具、转速和进给量等工艺参数对孔壁质量、孔径和出口毛刺等制孔质量的影响。特别是对自动钻铆影响较大的出口毛刺研究,期望在飞机大部件对接自动化制孔中要达到无毛刺制孔的要求,无毛刺制孔工艺[3]是指毛刺高度满足工艺要求,阈值在 0.1 ~ 0.15 mm,采用湿胶装配方法,以真正实现自动化制孔工艺。很多国内外学者从改变制孔刀具的切削参数和毛刺的形成机理等方面进行详细分析,并提出了有效的控制和消除办法,初步开始将有限元数值仿真分析应用到研究当中,为进一步研究更加复杂的自动化装配技术提供了很好的技术支持。典型的研究包括: Gillespie 和 Blotter[4]研究发现合理地改变切削参数可以控制切削产生的毛刺大小;国内的王贵成等[5-6]针对国内外金属切削毛刺生成机理的研究现状进行了系统的分析,阐述了提高毛刺测量技术和制定毛刺标准等方面的必要性;谢俊锋[7]对钻削加工毛刺的形成机理、影响因素、控制方法以及消除办法进行了详细分析;同年江苏大学的王磊等[8]将有限元仿真应用到钻削加工中,指出了其中存在的问题及发展趋势。

2) 通过压紧力和预装配紧固件的布置来对层间毛刺和切屑进行控制。飞机轻型自动化装配系统普遍采用蒙皮侧压紧的方式来消除层间接触

收稿日期: 2019-04-08; **录用日期**: 2019-06-01; **网络出版时间**: 2019-06-11 14:15
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190610.0933.004.html
* **通信作者**. E-mail: wangm@nuaa.edu.cn

引用格式: 王威, 王珉, 陈文亮, 等. 考虑壁板单向压紧制孔瞬时回弹的压紧力优化[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(1): 210-219. WANG W, WANG M, CHEN W L, et al. Optimization of pressing force considering instantaneous springback in skin-side pressed drilling[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(1): 210-219 (in Chinese).

北航学报 赠阅

间隙引起的毛刺[9]和切屑。例如 Melkote 等[10]对蒙皮和框之间的装配制孔做了部分试验研究,并对刀具等参数做了一定的分析。国内南京航空航天大学的王珉等[11-12]较早开展单向压紧力对毛刺的影响研究,应用有限元方法分析了贴合面间隙随压紧力变化情况,给出合理的压紧力以及最优的预装配紧固件安装位置布局,并设计出用于飞机装配自动化制孔的八足并联自主移动调姿机构。上海交通大学的李源[13]、南京航空航天大学的洪华舟[14]等对铝合金材料的叠层薄板进行钻削试验,分析试验结果得到,随着压紧力的增大,预紧力对层间毛刺高度的抑制效果会减弱,预紧力对毛刺高度及毛刺根厚度的影响并不显著。浙江大学的陈威[15]、李聪[16]等综合考虑了壁板初始间隙和钻削轴向力的作用,提出了一种基于弹性力学原理的制孔压紧力预测方法。南京航空航天大学的曾长[17]、刘姿[18]分别对单向压紧制孔中的控制技术、压紧力、轴向力以及预紧力工艺参数等方面进行了深入研究并给出了相应的优化方法。

3)通过压紧力提高设备特别是工业机械臂的制孔刚度。浙江大学的李夏等[19-20]基于飞机壁板机器人自动化螺旋铣制孔系统提出了提高制孔精度的压脚压紧力参数优化方法,优化机器人螺旋铣制孔过程中末端执行器的压脚压紧力取值,提高了末端执行器与工件的接触刚度;刘雪锋[21]分析压脚装置的气动关系,建立机器人位移和气缸压强的关系,研究表明压紧力可以有效地增大机器人制孔系统的动刚度并提升系统的刚度。

综上所述,目前科研人员在以上 3 个方面开展了较为深入的研究,取得相当丰富的研究成果。在实际的机身对接段自动化制孔试验平台上,根据相关研究分析所获取的工艺参数,发现制孔过程中由于钻头钻透底层零件时,制孔轴向力瞬间突变,底层蒙皮会发生回弹现象,特别是常见的自动化制孔系统(如美国 Electroimpact 公司柔性轨制自动孔系统等)中压紧力和制孔轴向力耦合的情况下,这种回弹带来了较大的振动和噪声,甚至会造成设备停止运转或损伤。

这个问题应该在制孔工艺,特别是压紧力参数的分析和优化中得到关注,以便保证装配连接的高效高质量完成。因此,针对这一技术问题进行研究。首先,通过对制孔过程和仿真过程的分析,获取分析侧重点和注意点,并建立分析步骤。然后,构建实例仿真模型,通过仿真分析筛选出侧重分析对象;对具体对象创建分析方案进行详细分析,获取各个响应值随着压紧力变化的趋势,建立数学模型,综合考虑瞬时回弹、接触间隙和制孔刚性,进行多目标优化分析,得到最优的压紧力参数值。最后,通过试验验证结果值。

1　制孔与仿真过程分析

1.1　蒙皮侧单向压紧制孔过程

飞机框间对接段蒙皮侧单向压紧制孔过程示意图如图 1 所示。

在整个制孔过程开始阶段,通过预装配紧固件对零件进行固定,驱动压紧装置上的压力脚对工件施加压紧力从而实现蒙皮侧单向压紧,驱动制孔装置上的制孔刀具主轴高速运转并完成进给,刀具对工件的作用力主要表现为轴向力,如图 1(a)所示;压紧装置和钻孔设备在施力的状态下,作用于蒙皮和带板,使其发生弹性变形,从而叠层之间产生层间间隙,即接触间隙,由于接触间隙的存在,刀具对蒙皮和带板进行钻孔时使其产生出口毛刺和进口毛刺,如图 1(b)所示;在制孔过程后期阶段,由于钻孔设备钻透带板的瞬间,轴向力不再作用于带板,蒙皮和带板发生瞬时回弹,从而引起飞机自动化装配制孔工艺中的回弹现象,如图 1(c)所示。

需要说明的是,目前主流自动化制孔设备的压紧力设置范围在 0 ~ 1 000 N,末端执行器的驱动分为电驱动和气压驱动。主流的末端执行器制孔系统有美国 Electroimpact 公司的柔性轨道自动制孔系统和国内的环形轨道制孔系统,采取气压驱动压紧,制孔主轴安装于压紧装置之上,因此制孔的轴向力和压紧力耦合作用,总和等于总驱动力。

但是,在壁板制孔过程中,电驱动和气压驱动

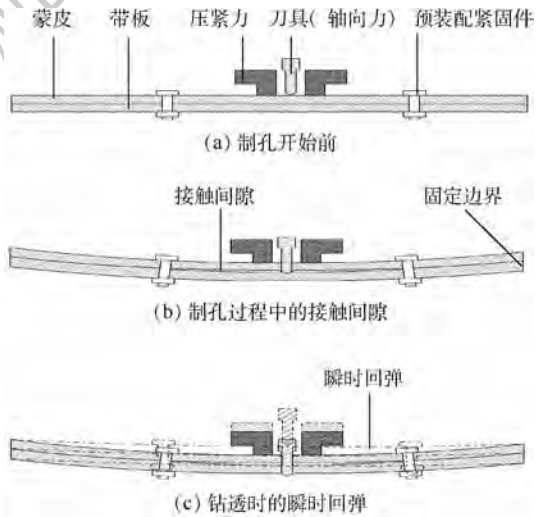


图 1　制孔过程示意图

Fig. 1　Schematic diagram of drilling process

北航学报 赠阅

两者的不同主要体现在制孔轴向力和压紧力的耦合响应速度不同。尤其是在壁板被钻透瞬间,总驱动力保持不变,但是制孔轴向力会突变为 0 N,对于电驱动而言,压紧装置施加在工件上的压紧力会瞬间增大到总驱动力,而对于气压驱动而言,由于气体的可压缩性和气动系统的响应速度较慢,使得压紧装置施加在工件上的压紧力缓慢增加到总驱动力。

另外,用于机身段蒙皮侧单向压紧的制孔刀具主要分为麻花钻和自动化一体钻,两者的主要区别在于一体钻先锪窝再钻孔,针对该方面的相关分析和实验结果,将麻花钻的轴向力设定为 150 N,而自动化一体钻的轴向力设定为 100 N。

1.2 构建制孔仿真过程

基于 1.1 节蒙皮侧单向压紧制孔过程的分析,确定大体的制孔过程,以及相关设备的作用方式和工艺参数的选定,为能够获取制孔过程内部的作用情况,采用有限元分析方法对制孔过程进行仿真分析。

由于分析过程是有关非线性力学的接触问题,故采用基于非线性力学理论和计算固体力学而发展,并在科学研究和工程分析领域得到了广泛应用的商业有限元分析软件 ABAQUS 来进行分析。

需要说明的是,本文采用 ABAQUS/standard 求解器,建立通用分析步,将整个制孔过程的分析历程进一步细分为多个分析步,对每个分析步建立不同的力学模型,从而通过分析步更好地模拟制孔过程中每个阶段的不同状态。另外,前一个分析步的结束状态是后一个分析步的初始状态,由于分析结果与历程有关,与时间没有关系,故每个通用分析步的时间默认设置为 1 s。共建立如下 7 个分析步。

分析步 1 给预装配紧固件施加预紧力。预紧力的作用是模拟实际预装配紧固件对壁板的固定和支撑作用。预紧力的取值源于实际测量,目前采用的穿心夹等预紧件所能达到的力都能保证在 900 N 以上。

分析步 2 对压紧装置的作用位置施加 10 N 的压紧力,使蒙皮和带板之间的接触状态建立起来,主要作用是使分析易于收敛。

分析步 3 模拟制孔过程中压紧装置和钻孔设备的施载过程,根据分析方案设定不同压紧力和轴向力的大小,使其作用于施载位置。

分析步 4 模拟完全施载状态下的钻孔过程,即分析步 3 的结束状态,通过该分析步提取不同压紧力和轴向力作用下的相关参数响应值,如叠层间的接触间隙值等。

分析步 5 模拟制孔过程的后期阶段,即钻孔设备钻透带板的瞬时状态。设定轴向力在极短的时间内卸载为 0 N,为模拟电驱动和气压驱动两者的响应快慢,对于电驱动而言,设定压紧力在极短的时间内增加至总驱动力,并且轴向力和压紧力同时变化,以下简称为“电驱动”过程;对于气压驱动而言,轴向力卸载为 0 N 后,设定压紧力缓慢增加至总驱动力,以下简称为“气压驱动”过程。

分析步 6 模拟设备脱离壁板的过程,即实现所有作用力的卸载。由于在分析步 5 结束后,作用力只有施加在工件上的总驱动力,将该作用力逐渐卸载至 0 N 即可。

分析步 7 观察制孔过程结束后的结果模型,即分析步 6 的结束状态。

通过对整个制孔过程的仿真模拟,首先分析电驱动和气压驱动两者之间的相互区别;然后针对具体对象进行详细分析,获取不同压紧力和轴向力作用下的响应值,并对结果进行分析;最后综合考虑接触间隙、瞬时回弹和制孔刚性对压紧力参数值进行优化。

下面以一个实际大型飞机制孔应用实例进行仿真模型的建立和分析。

2 制孔仿真

2.1 制孔仿真实例模型

为满足飞机对接段大批量自动化制孔要求,选取飞机框间对接段的局部模型必须具有普适性,装配实例模型如图 2 所示。该模型是国产某大型商用飞机 48 框对接段的局部模型,该局部模型在整个飞机框间对接段上具有通用的结构形式,由蒙皮、长桁、带板、框和接头等零件组成,制孔位置选择带板和蒙皮上的敏感位置,位于边缘不对称区域,能够保证整个框间其他位置孔达

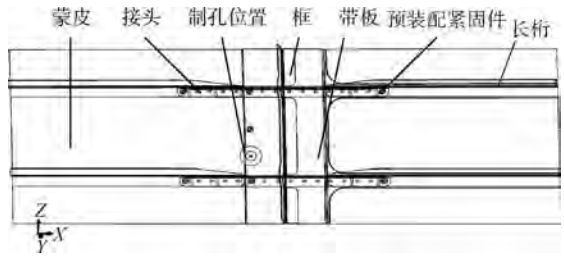


图 2 机身对接段制孔分析实例模型

Fig. 2 An instance model of drilling analysis of fuselage docking belt

北航学报 赠阅

到制孔质量要求。

各个零件的材料属性如表 1 所示。

模拟实际工况下装配件受支撑型架及自身结构的约束关系。定义边界条件,固定长桁和蒙皮轴向端面自由度,以及框和带板两端面的自由度;设置接触属性摩擦力系数为 0.05;定义相互作用的接触对,主要是对各个零件相互接触的区域进行设置,使得相互之间的接触属性建立起来。

在制孔位置处划分出压紧装置施载的区域,用于对其施加压紧力,并在带板上划分出钻孔设备施载的区域,用于施载轴向力。在开始钻孔时,蒙皮和带板同时受到轴向力的影响,而在蒙皮被钻透后,带板单独受到轴向力的影响,后者产生的变形远远大于前者,所以此处将轴向力的施载区域直接划分在带板上。

最后根据上述的 7 个分析步对模型进行设置,每次分析分别设定压紧力和轴向力的大小,以及不同的电驱动和气压驱动作用方式。

表 1　零件材料属性

Table 1　Parts' material properties

零件	弹性模量 E/MPa	泊松比 μ
长桁	78 620	0.31
带板	72 400	0.33
预装配紧固件	210 000	0.33
接头	71 030	0.33
框	71 820	0.33
蒙皮	72 400	0.33

2.2　电驱动和气压驱动仿真

设定压紧力为 300 N,轴向力为 150 N,分析电驱动和气压驱动响应的差别,以轴向力施载区域的周围节点为研究对象,获取整个分析历程中的接触间隙变化,以及轴向力突变前后的接触间隙、应力和位移的对比折线图,设定横坐标为分析步,由于采用默认设置时间,故每个分析步的步长为 1 s,纵坐标为各个响应值,结果如图 3 所示。

整个的分析仿真中,节点上接触间隙的变化符合理论值,没有在变化区间内产生数值异常,如

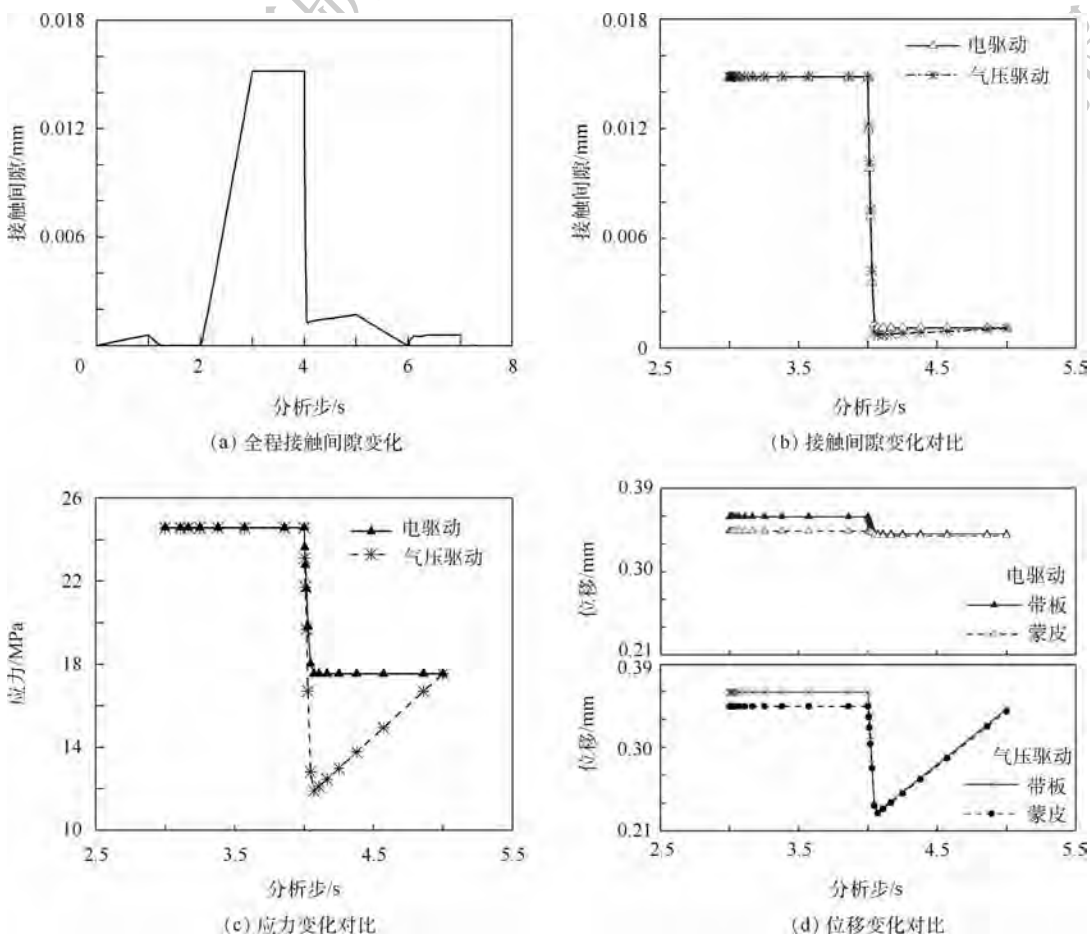


图 3　电驱动和气压驱动仿真数据分析

Fig. 3　Simulation data analysis of electric drive and pneumatic drive

北航学报 赠阅

图 3(a)所示。初始时,在预装配紧固件施加预紧力的作用下,接触间隙值有较小的增大,不超过 0.001 mm;在 10 N 压紧力的作用下,接触间隙值减小至 0 mm;随着压紧力和轴向力的施载,接触间隙逐渐增加到最大值 0.015 mm;带板未被钻透之前,接触间隙维持在最大值;带板被钻透瞬间,轴向力瞬间减小至 0 N,接触间隙值也在瞬间减少,然后逐渐趋于稳定,对于电驱动和气压驱动而言,尽管两者响应快慢不同,但是接触间隙值变化趋势一致,如图 3(b)所示;最后对压紧力进行卸载,接触间隙值逐渐减少至 0 mm,但是由于预装配紧固件的预紧力依旧存在,所以仍有较小的接触间隙。

电驱动和气压驱动响应的差别主要体现在图 3中的应力和位移变化。轴向力在瞬间减小至 0 N 之前,两者在应力和位移上的变化趋势一致,而当轴向力瞬间减小至 0 N 时,变化趋势有较大的差异。对于电驱动而言,带板上节点的应力变化在 7 MPa 以内,并趋于稳定,蒙皮和带板上节点的相对位移在 0.03 mm 以内;对于气压驱动而言,带板上节点的应力变化在 14 MPa 左右,蒙皮和带板上节点的相对位移大于 0.13 mm,并且节点的应力和位移都经历瞬间的减小和增大。

通过上述结果描述,可以总结出:首先,电驱动和气压驱动响应快慢并不影响叠层间的接触间隙变化,而接触间隙的突变主要是由于施加在钻孔设备上的轴向力引起的;其次,轴向力卸载之前和压紧力增大到总驱动力之后,不管是电驱动还是气压驱动,两者的响应值都归于同一状态,而在轴向力和压紧力的变化区间内,由于两者的响应快慢不同,对模型节点的应力和位移产生较大的影响;最后,尽管气压驱动的响应速度远小于电驱动,但是实际施工状态下,也是在极短的时间内完成压紧力到总驱动力的转变,由于每个分析步默认设置为 1 s,反映的是该分析的变化历程,而不是真正所消耗的时间,所以当采用气压驱动时,节点上的应力和位移将产生骤然的突变,导致蒙皮和带板产生瞬时回弹现象。

3 压紧力优化

3.1 分析方案

通过第 2 节电驱动和气压驱动仿真分析,获知使用气压驱动时,会产生较大的回弹现象,而目前主流的设备仍采用的是气压驱动,也必然存在着其使用优点,为保证在机身对接段进行壁板制孔的稳定性,解决使用气压驱动时产生的回弹现象,对工艺参数进行优化分析。

主要的工艺参数包括压紧力和轴向力,轴向力根据刀具的不同,主要设置为 150 N 和 100 N,分别代表麻花钻和自动化一体钻,而压紧力的设置范围在 0 ~ 1 000 N,考虑到叠层材料制孔间隙基本要求以及制孔刚度等要求,将总驱动力分析范围设定在 250 ~ 900 N。

构建具体的仿真分析方案,分别设定轴向力 150 N 和 100 N 两种情况,随着压紧力不断增大,获取两种情况下压紧力对响应值产生的影响,对响应值进行结果分析,综合考虑制孔过程中的接触间隙、瞬时回弹和制孔刚性对压紧力进行多目标优化分析。

分析方案的具体分析数据如表 2 所示。总驱动力从 250 N 增大到 900 N,轴向力为 150 N 时,压紧力从 100 N 增大到 750 N,轴向力为 100 N 时,压紧力从 150 N 增大到 800 N,始终保持轴向力与压紧力之和等于总驱动力。

表 2 分析方案的具体数据

Table 2 Specific data for analysis scheme

总驱动力/N	制孔压紧力/N	
	轴向力为 150 N	轴向力为 100 N
250	100	150
350	200	250
450	300	350
550	400	450
600	450	500
750	600	650
900	750	800

3.2 响应值结果

对所有设定的工艺参数进行分析,取制孔周围节点中的最大响应值作为研究对象,获取每次分析中的最大响应值,分别以轴向力 150 N 和 100 N作为导向,随着压紧力的不断增大,创建出不同响应值的变化折线图,如图 4 所示。

叠层间的最大接触间隙直接影响着无毛刺制孔要求,是极为重要的制约因素,最大接触间隙的变化趋势如图 4(a)所示,具体数据如表 3 所示。可以看出,当轴向力一定时,最大接触间隙随着总驱动力的增大而逐渐减小,并且逐渐趋于稳定值;轴向力不同时,最大接触间隙值也不同,当轴向力较小时所产生的最大接触间隙也偏小;另外,当轴向力为 150 N 时,最大接触间隙值约从 0.035 mm 减小到 0.011 mm,当轴向力 100 N时,则约从 0.012 mm 减小到 0.007 mm,后者减小的幅度小于前者。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

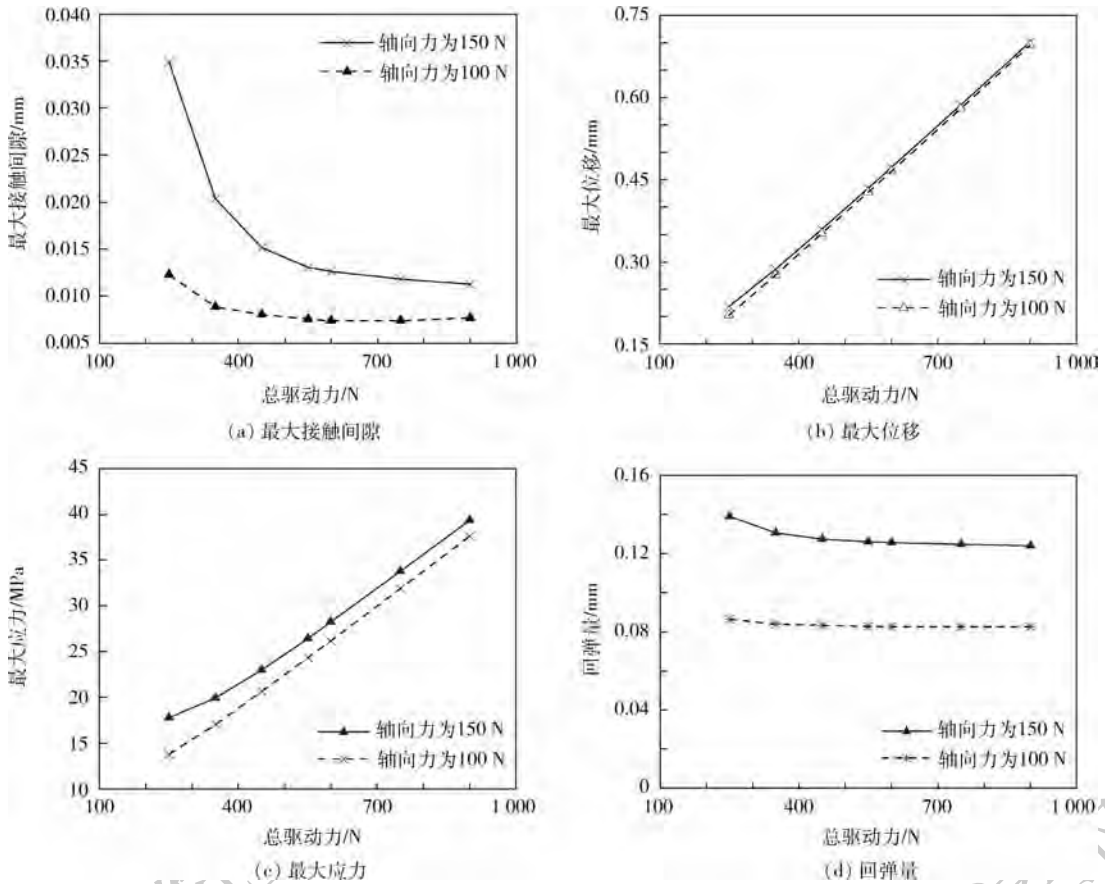


图 4　分析结果的响应值变化对比

Fig. 4　Comparison of response values of analysis results

表 3　分析结果的响应值数据

Table 3　Response value data of analysis results

轴向力/N	变量	不同总驱动力下的响应值						
		250 N	350 N	450 N	550 N	600 N	750 N	900 N
100	最大接触间隙/mm	0.012 29	0.008 88	0.008 06	0.007 57	0.007 13	0.006 88	0.006 66
	最大位移/mm	0.202 76	0.276 15	0.351 30	0.426 89	0.464 90	0.576 89	0.698 24
	最大应力/MPa	13.760 11	17.020 30	20.644 38	24.315 68	26.359 10	32.546 80	37.852 30
	回弹量/mm	0.086 29	0.083 88	0.083 24	0.082 71	0.082 62	0.082 57	0.082 52
	弹性变形能/mJ	15.077 72	22.186 64	29.345 37	36.536 90	40.145 80	50.972 51	62.066 76
150	最大接触间隙/mm	0.034 89	0.020 36	0.015 19	0.013 06	0.012 63	0.011 85	0.011 28
	最大位移/mm	0.218 89	0.286 68	0.359 30	0.433 93	0.471 76	0.585 87	0.700 86
	最大应力/MPa	17.765 17	19.922 66	22.961 21	26.400 89	28.237 01	33.755 51	39.355 15
	回弹量/mm	0.139 06	0.130 58	0.127 39	0.125 99	0.125 53	0.124 64	0.123 99
	弹性变形能/mJ	20.966 45	31.261 66	41.890 20	52.640 29	58.032 72	74.226 01	90.571 33

最大应力和最大位移直接影响着制孔刚性,尤其是对结构复杂、弱刚性材料的机身而言,需要保证材料的弹性变形在合理范围以内,最大位移和应力的整体变化趋势如图 4(b)和(c)所示。可以看出,不管轴向力为 150 N 时还是 100 N 时,最大位移随着总驱动力的增大呈线性增大,并且两者之间的差异很小,在 0.01 mm 以内;同理最大应力也随着总驱动力的增大近似呈线性增大,两者之间的差异在 2.5 MPa 以内。

在进行电驱动和气压驱动仿真分析中,获知采用气压驱动时,会产生较大的回弹现象,主要是因为节点上的应力和位移产生骤然的变化,为了能够获取每次分析中的变化量,绘制回弹量的变化趋势图,如图 4(d)所示。轴向力 150 N 相比于 100 N,所产生的回弹量更大,差距在 0.04 mm 左右。另外,从图 4(d)可以看出,尽管总驱动力在不断增大,但是回弹量的变化并没有较大改变,主要原因在于轴向力是影响回弹量的主要因素,带板承受压紧力和轴向力的综合作用,而每次卸载的轴向力是一定的,因此带板上节点的回弹量基

北航学报 赠阅

本保持一致。

通过上述对各个响应值的分析,可以得出以下几个方面的结论:①压紧力的增大并不能一直减小接触间隙,当压紧力增大到 450 N 以上时,对叠层间的接触间隙影响甚微;②随着压紧力的增大,制孔周围节点上的应力和位移都保持线性增长,对于制孔质量和刚性而言,都是不利的影响,所以必须控制压紧力的上限;③当轴向力一定时,压紧力的增大对回弹量的改变影响甚微,回弹量直接取决于轴向力的大小,所以就回弹量这一因素而言,采用自动化一体钻要优于麻花钻,也可以推断出,当采用轴向力更小的刀具时,所产生的回弹量将会更小。

为进一步研究压紧力对瞬时回弹产生的影响,从能量角度考虑,由于外部载荷的增大促使物体内部的应力应变增大,势能以应变和应力的形式贮存在物体中,故应力应变是研究回弹能量的基础,当外力减小时,固体会释放能量而做功,这部分能量为弹性变形能,随着压紧力的增大,弹性变形能的变化趋势如图 5 所示,数据如表 3 所示。

从图 5 中可以看出,当轴向力一定时,弹性变形能随着压紧力增大而逐渐增大;当总驱动力一定时,轴向力越大则弹性变形能越大,且随着总驱动力的增大,不同轴向力之间的弹性变形能差距逐渐增大。

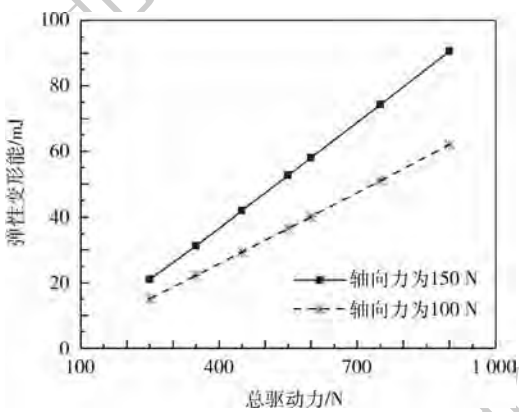


图 5 弹性变形能对比

Fig. 5 Comparison of elastic deformation energy

3.3 压紧力多目标优化

根据 3.2 节响应值结果分析,可知压紧力的增大,会使得叠层间接触间隙的减小,但是也会导致弹性变形能增大,并且对制孔刚性产生不利影响。从图 6 中可以直观地看到,压紧力对接触间隙和回弹的影响,为得到较小的接触间隙值和弹性变形能,并提高制孔刚性,需要对压紧力进行优化,由于轴向力分为 150 N 和 100 N 两种,设定轴向力一定时,分别对其进行压紧力优化。

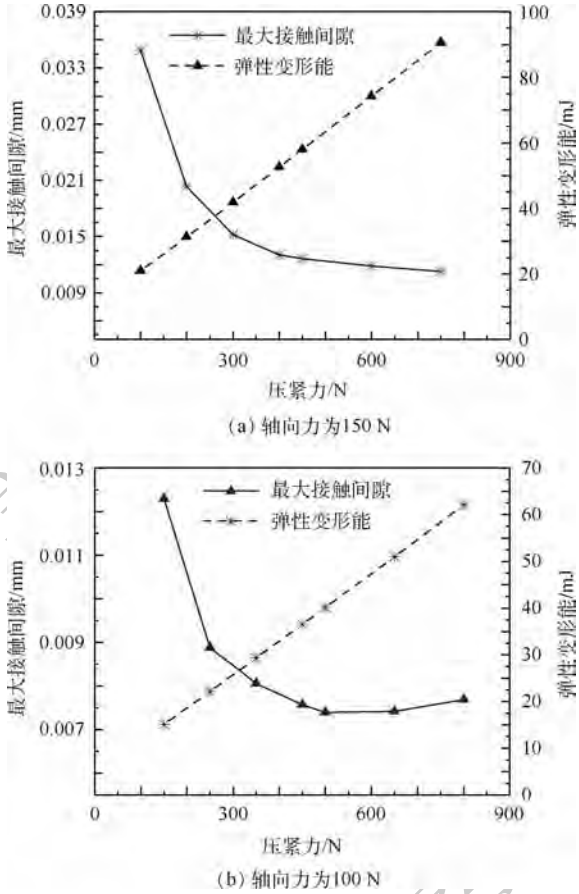


图 6 接触间隙与瞬时回弹影响对比

Fig. 6 Comparison of contact gap and instantaneous springback effect

设定决策变量为压紧力,目标为最小的接触间隙、弹性变形能以及最小应力和位移值,即进行多目标优化分析。当轴向力设定为 150 N 时,建立数学模型如下:

$$\min \boldsymbol{F}(\boldsymbol{X}) = [f_1(x), f_2(x), f_3(x), f_4(x)]^{\mathrm{T}} \quad (1)$$

$$\begin{cases} f_1(x) = 1.01 \times 10^{-7}x^2 - 1.1523 \times 10^{-4}x + 0.0427 \\ f_2(x) = 0.1073x + 9.8928 \\ f_3(x) = -7.45 \times 10^{-4}x - 0.1389 \\ f_4(x) = 0.0339x + 13.37 \end{cases} \quad (2)$$

$$\text{s.t.} \quad 250 \leqslant x + 150 \leqslant 900 \quad (3)$$

式中:x 为压紧力;$\boldsymbol{F}(\boldsymbol{X})$ 为目标向量;$f_1(x)$、$f_2(x)$、$f_3(x)$、$f_4(x)$ 分别对应接触间隙、弹性变形能、位移和应力随着压紧力变化的目标函数,根据分析设定的压紧力变化范围,建立约束条件。

主要控制目标为接触间隙和弹性变形能,从而提高无毛刺制孔质量和抑制瞬时回弹的影响,次要控制目标为应力和位移,制孔件较小的应力和位移能够提高制孔刚性,故设置各个目标权重系数分别为 0.4、0.4、0.1 和 0.1,对目标函数进行加权求和。但是,由于每个目标函数值的变化

北航学报 赠阅

区间不同,进行加权求和时可能出现严重的倾向性,故通过获取每个目标函数的极大值和极小值,使得每个目标函数值都按照一定的区间变化,构建求和公式为

$$\min f(x) = \sum_{l=1}^{4} \frac{w_l f_l(x)}{\max f_l(x) - \min f_l(x)} \tag{4}$$

式中:w_l 为权重系数;$f_l(x)$ 为各个目标函数;$l = 1,2,3,4$。

当轴向力设定为 100 N 时,设定 $\boldsymbol{G}(\boldsymbol{X})$ 为目标向量,$g(x)$ 为各个目标函数,建立响应的约束条件,具体数学模型如下:

$$\min \boldsymbol{G}(\boldsymbol{X}) = [g_1(x), g_2(x), g_3(x), g_4(x)]^{\mathrm{T}} \tag{5}$$

$$\begin{cases} g_1(x) = 2.1 \times 10^{-8} x^2 - 2.677\,3 \times 10^{-5} x + 0.015\,2 \\ g_2(x) = 0.072\,2x + 4.115\,6 \\ g_3(x) = -7.6 \times 10^{-4} x - 0.086\,1 \\ g_4(x) = 0.037\,6x + 7.706\,3 \end{cases} \tag{6}$$

$$\text{s.t.} \quad 250 \leqslant x + 100 \leqslant 900 \tag{7}$$

同理,基于式(4)对多目标函数进行重构。通过计算得知,当轴向力为 150 N 时,求和函数达到最小值时的压紧力为 314.54 N,当轴向力为 100 N 时,压紧力为 362.73 N。

4　试验验证与结果讨论

4.1　试验验证

在国产某大型商用飞机 48 框对接段上,采用美国 Electroimpact 公司的柔性轨道自动制孔系统进行制孔验证,如图 7 所示。整个制孔设备,主要由真空吸盘将可拼接的柔性钢板吸附在对接缝两侧的飞机蒙皮上,末端执行器制孔系统运行在柔性轨道上;末端执行器制孔系统通过在柔性轨道上的移动达到指定加工区域,通过基准检测,确定实际基准孔的位置信息,然后利用法向调姿装置使制孔刀具主轴与加工表面的法向保持一致,再通过压紧装置上的压力脚实现对飞机蒙皮的单向压紧,最后利用机械主轴带动刀具完成制孔操作。



图 7　试验平台

Fig. 7　Test platform

按照本例分析数据,先在试验平台上对试片进行测试。当安装的刀具为自动化一体钻时,轴向力设定为 100 N,压力脚分别按照分析方案设定的压紧力从 200 N 增大到 900 N 进行单向压紧,随着压紧力的增大,能够明显观察到试片的变形逐渐增大,制孔的过程中,当压紧力增大到 600 N 以上时,在单个制孔完成瞬间由于试片的瞬时回弹而碰撞制孔刀具,导致末端执行器系统无法继续进行制孔工作;而刀具为麻花钻时,轴向力设定为 150 N,当压紧力增大到 500 N 以上,末端执行器由于瞬时回弹而导致的机器停转现象更为严重。

在试验现场通过不断地调试并进行试验验证,采用麻花钻时,压紧力设定为理论最优值 314.54 N,试验结果没有出现由于瞬时回弹导致的设备故障,在半环向自动化制孔中设备稳定,制孔质量满足生产要求,而压紧力设定为 300 N 左右时,试验所达到的加工效果更好;采用自动化一体钻时,压紧力设定为理论最优值 362.73 N,同样满足生产要求,而压紧力设定为 350 N 左右时,试验所达到的加工效果更好。

4.2　结果讨论

通过压紧力优化分析,得到最优的压紧力参数值,但是可以发现对各个目标函数进行重构求和时,所选用的权重系数也存在一定的主观性,当改变权重系数时,相应的最优值也会有所变化;另外在实际试验中,由于其他因素的影响,例如设备本身振动、制孔刚性和部件挠度变形等因素,理论分析所得到的最优值在实际试验中不一定是最优值,尤其是对于不同施工设备和环境,所以工艺参数值的设定可在一个范围内选取。

在试验验证时,通过压紧力优化所得到的理论最优值都能够达到制孔质量要求,故以求解得到的最优值作为基准;考虑到当压紧力超过一定值时,由于较强的瞬时回弹对设备和制孔件带来不利影响,所以为保证制孔的稳定性,最大值设定小于一定值 100 N;由于压紧力的施载,对于钻孔时的稳定性起到一定的作用,所以压紧力最小值设定为 300 N。

通过上述分析,建议采用麻花钻刀具时,轴向力设定为 150 N,压紧力的合理设置范围为 300 ~ 400 N;采用自动化一体钻时,轴向力设定为 100 N,压紧力的合理设置范围为 300 ~ 500 N。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

5 结 论

考虑瞬时回弹影响,对蒙皮侧单向压紧制孔工艺中的压紧力进行优化。通过制孔过程分析,基于有限元分析方法建立仿真分析,以国产某大型商用飞机具有代表性的 48 框对接段局部模型作为分析实例,对各个响应值分析压紧力的作用影响,建立多目标优化数学模型,求得最优解并进行试验验证。研究结果表明:

1)采用气压驱动相比于电驱动,当钻孔设备钻透底层零件时,由于蒙皮和带板制孔区域节点上的应力和位移将产生骤然的突变,导致蒙皮和带板产生瞬时回弹现象。

2)蒙皮和带板之间的接触间隙随着压紧力的增大而逐渐减小并趋于稳定;回弹能量、弹性变形量和应力随着压紧力的增大而呈线性增大;压紧力的增大对回弹量的改变影响甚微,回弹量直接取决于轴向力的大小。

3)综合考虑接触间隙、回弹影响和制孔刚性,通过多目标优化分析,求得工艺参数最优解,当轴向力为 150 N 时,压紧力最优解为 314.54 N,当轴向力为 100 N 时,压紧力最优解为 362.73 N。

4)针对具体的加工环境和自动化设备,可在合理的工艺参数范围内进行选定,当轴向力为 150 N 时,压紧力设定的合理范围为 300 ~ 400 N;当轴向力为 100 N 时,压紧力设定的合理范围为 300 ~ 500 N。

参考文献(References)

[1] 许国康. 大型飞机自动化装配技术[J]. 航空学报,2008,29(3):734-740.
XU G K. Automatic assembly technology for large aircraft[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2008,29(3):734-740(in Chinese).

[2] 王珉,陈文亮,张得礼,等. 飞机轻型自动化制孔系统及关键技术[J]. 航空制造技术,2012(19):40-43.
WANG M,CHEN W L,ZHANG D L,et al. Light-weight automatic drilling system and key technology for aircraft[J]. Aeronantical Manufacturing Technology,2012(19):40-43(in Chinese).

[3] 王珉,薛少丁,陈文亮,等. 面向飞机自动化装配的单向压紧制孔毛刺控制技术[J]. 航空制造技术,2011(9):26-29.
WANG M,XUE S D,CHEN W L,et al. One-side pressed burrless drilling technology for aircraft automatic assembly[J]. Aeronantical Manufacturing Technology,2011(9):26-29(in Chinese).

[4] GILLESPIE L K,BLOTTER P T. The formation and properties of machining burrs[J]. Journal of Manufacturing Science and Engineering,1976,98(1):66-74.

[5] 王贵成. 金属切削毛刺生成机理的研究及其发展[J]. 中国机械工程,1994,5(6):7-8.
WANG G C. Studying and development of burr formation mechanism in metal cutting[J]. China Mechanical Engineering,1994,5(6):7-8(in Chinese).

[6] 陈镇宇,王贵成. 毛刺的研究现状及去除技术[J]. 现代制造工程,2004(2):126-128.
CHEN Z Y,WANG G C. Studying status of burr and deburring technology[J]. Machinery Manufacturing Engineer,2004(2):126-128(in Chinese).

[7] 谢俊锋. 钻削加工毛刺的形成及解决方法[J]. 轻工机械,2007,25(1):85-87.
XIE J F. Formation and solution of burr in drilling[J]. Light Industry Machinery,2007,25(1):85-87(in Chinese).

[8] 王磊,王贵成,马利杰. 钻削加工有限元仿真的研究进展[J]. 工具技术,2007,41(8):8-13.
WANG L,WANG G C,MA L J. Overview of finite element modeling of drilling process[J]. Tool Engineering,2007,41(8):8-13(in Chinese).

[9] OLSSON T,HAAGE M,KIHLMAN H,et al. Cost-efficient drilling using industrial robots with high-bandwidth force feedback[J]. Robotics and Computer Integrated Manufacturing,2010,26(1):24-38.

[10] MELKOTE S N,NEWTON T R,HELLSTERN C,et al. Interfacial burr formation in drilling of stacked aerospace materials[C]// Proceedings of the CIRP International Conference on Burrs. Berlin:Springer,2010:89-98.

[11] 王珉,薛少丁,蒋红宇,等. 飞机大部件对接自动化制孔单向压紧力分析[J]. 南京航空航天大学学报,2012,44(4):553-558.
WANG M,XUE S D,JIANG H Y,et al. One-side pressure-force analysis of automatic drilling of aircraft fuselage section-Joint assembly[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics,2012,44(4):553-558(in Chinese).

[12] 姜丽萍,陈文亮,王珉,等. 单向压紧制孔工艺的自适应响应面优化方法[J]. 中国机械工程,2015,26(23):3156-3161.
JIANG L P,CHEN W L,WANG M,et al. An approach to adaptive response surface optimization of one-side process[J]. China Mechanical Engineering,2015,26(23):3156-3161(in Chinese).

[13] 李源,胡永祥,姚振强. 预压紧力下叠层铝合金钻孔层间毛刺试验研究[J]. 组合机床与自动化加工技术,2014(2):110-113.
LI Y,HU Y X,YAO Z Q. Experimental investigation of the effect of clamping force on the inter-layer drilling burr of stacked aluminum alloy sheets[J]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique,2014(2):110-113(in Chinese).

[14] 洪华舟,韦红余,陈文亮,等. 航空薄壁件制孔毛刺生长控制工艺研究[J]. 中国机械工程,2012,23(19):2312-2316.
HONG H Z,WEI H Y,CHEN W L,et al. Control process for drilling burr growth of aerospace thin-walled workpiece[J]. China Mechanical Engineering,2012,23(19):2312-2316(in Chinese).

[15] 陈威,朱伟东,章明,等. 叠层结构机器人制孔压紧力预测

北航学报 赠阅

[J]. 浙江大学学报(工学版),2015,49(12):2282-2289.
CHEN W,ZHU W D,ZHANG M,et al. Clamping force prediction for robotic drilling of stacked structure[J]. Journal of Zhejiang University(Engineering Science),2015,49(12):2282-2289(in Chinese).

[16] 李聪. 面向机器人自动化叠层制孔过程的压紧力优化[D]. 杭州:浙江大学,2016:28-35.
LI C. Clamping force optimization of stacks for robotic automatic drilling system[D]. Hangzhou:Zhejiang University,2016:28-35(in Chinese).

[17] 曾长. 飞机装配自主移动机构研制[D]. 南京:南京航空航天大学,2013:52-63.
ZENG Z. Research of autonomous mobile mechanism for aircraft assembly[D]. Nanjing:Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,2013:52-63(in Chinese).

[18] 刘姿. 飞机壁板叠层材料精密制孔工艺研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2015:28-59.
LIU Z. Research on precision hole making process for laminated materials of aircraft panel[D]. Nanjing:Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,2015:28-59(in Chinese).

[19] 李夏. 机器人自动化螺旋铣制孔过程压脚压紧力优化[D]. 杭州:浙江大学,2015:13-37.
LI X. Pressure-force optimization in the process of robotic automatic orbital drilling[D]. Hangzhou:Zhejiang University,2015:13-37(in Chinese).

[20] 毕运波,李夏,严伟苗,等. 面向螺旋铣制孔过程的压脚压紧力优化[J]. 浙江大学学报(工学版),2016,50(1):102-110.
BI Y B,LI X,YAN W M,et al. Pressure-force optimization of press-foot device for orbital drilling process[J]. Journal of Zhejiang University(Engineering Science),2016,50(1):102-110(in Chinese).

[21] 刘雪锋. 机器人制孔压紧力研究[D]. 杭州:浙江大学,2017:24-34.
LIU X F. Clamping force research on robot drilling[D]. Hangzhou:Zhejiang University,2017:24-34(in Chinese).

作者简介:

王威　男,硕士研究生。主要研究方向:飞机自动化装配技术、数值分析与自动化仿真技术等。

王珉　男,博士,硕士生导师。主要研究方向:飞机自动化装配技术。

Optimization of pressing force considering instantaneous springback in skin-side pressed drilling

WANG Wei[1], WANG Min[1,*], CHEN Wenliang[1], XU Qinghe[1], HUANG Wen[2], JIANG Hongyu[2]

(1. College of Mechanical and Electronical Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China;
2. Institute of Aeronautical Manufacturing Technology, Shanghai Aircraft Manufacturing Co., Ltd., Shanghai 200436, China)

Abstract: The automatic drilling for the docking of large parts of aircraft adopts the skin-side pressed drilling technology, and the instantaneous springback of the lamination material in the common automatic drilling system has serious influence on the drilling equipment and hole quality. The optimization analysis of the pressing force of the skin-side pressed drilling was carried out for this problem. The finite element simulation analysis method was used for the simulation of hole making process. According to the springback phenomenon in different environments, the optimal analysis scheme of pressing force was determined. Considering the influence of contact gap, instantaneous springback and drilling rigidity, multi-objective optimization analysis was carried out to obtain the optimal pressing force process parameters. The calculation results show that, in the automatic drilling of the docking area between the common frames of the aircraft, the optimal solution of the pressing force is 314.54 N when using twist drill with an axial force of 150 N, and 362.73 N when using automated integrated drill with an axial force of 100 N. Through on-site test, it was verified that the pressing force optimization analysis results meet the production requirements, and the actual optimal pressing force is less than 20 N lower than the pressing force optimization analysis results. Therefore, the different processing environments and other factors were considered to construct a reasonable range of process parameters.

Keywords: aircraft assembly; automatic drilling; skin-side pressed; springback; parameter optimization

Received: 2019-04-08; **Accepted**: 2019-06-01; **Published online**: 2019-06-11 14:15
URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190610.0933.004.html

* **Corresponding author**. E-mail: wangm@nuaa.edu.cn

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2019.0185

毫米波调频引信的优化二维 FFT 信号处理算法

全下文载

郭晨曦，郝新红*，栗苹，李国林，贾瑞丽
（北京理工大学 机电工程与国家控制重点实验室，北京 100081）

摘 要：针对毫米波调频引信对目标距离速度信息联合估计的问题，提出一种基于相对距离评价函数优化的二维快速傅里叶变换（FFT）信号处理算法。首先，通过分析二维 FFT 算法实际测距测速精度与 FFT 点数的关系，建立了优化数学模型，利用相对距离评价函数对数学模型求解，得到 FFT 点数最优解；然后，采样将差频信号数据转换成二维数据矩阵，分别对矩阵的行列进行相应 FFT 变换；最后，通过提取峰值点的坐标估计目标的距离速度信息。结果表明：该算法有效提高了传统二维 FFT 算法的测距测速精度，并且满足实时性要求，能够同时提取毫米波调频引信的目标距离速度信息。

关 键 词：毫米波调频引信；相对距离评价函数；二维 FFT；距离速度联合估计；信号处理算法
中图分类号：TJ43+4.1
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2020)01-0220-09

毫米波调频引信相较于传统微波调频引信而言，具有体积小、功耗低、质量轻、频带宽且分辨率高、抗干扰能力强等优点，且与激光、红外引信相比具有全天候作战的能力，在各国都备受重视[1]。

毫米波调频引信的差频信号包含了目标的距离和速度信息，目前主要有连续测距[2-3]、谐波定距[4-5]以及多普勒包络提取[6] 3 类方法。连续测距类的方法主要集中在瞬时频率估计算法研究，但是算法实时性往往无法满足实际工程需求，工程实现有一定的难度；谐波定距与多普勒包络提取方法需要对差频信号进行二次混频与滤波处理，二次混频的参考信号频率与调制频率必须是严格的倍数关系，对数字芯片中的直接数字频率合成器（Direct Digital Synthesizer，DDS）要求较高，而且滤波器的设计往往占用较多的系统资源，其性能的优劣将影响目标信息的提取效果。

通过分析调频引信的差频信号可以得到，差频信号含有高次谐波分量且其各次谐波频率、幅度均受到多普勒信号的调制，且还有噪声等干扰[7]。当引信工作在毫米波段时，目标尺寸大于引信工作波长，此时调频引信产生的差频信号可近似看作目标多个散射点回波差频信号的叠加，频谱分量增多，距离信息的提取更加复杂[8-11]；实际作战环境中，干扰机与引信为非合作目标，无法准确测量弹目相对运动速度信息，因而速度信息的提取有助于提高引信抗干扰性能。

针对毫米波调频引信差频信号中的距离速度信息联合估计的问题，本文提出一种基于相对距离评价函数优化的二维快速傅里叶变换（Fast Fourier Transform，FFT）信号处理算法。首先通过分析二维 FFT 算法实际测距测速精度与 FFT 点数的关系，将选取合适点数提高精度问题等效优化问题，采用相对距离评价函数优化方法进行求解，得到 FFT 点数的最优解；然后对差频信号进行采样，将采样得到的数据整理为二维数据矩阵

收稿日期：2019-04-23；**录用日期**：2019-07-28；**网络出版时间**：2019-08-16 10:52
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190816.1023.002.html
基金项目：国家自然科学基金（61871414）；装备预研领域基金（61406190101）
* **通信作者**. E-mail：haoxinhong@bit.edu.cn

引用格式：郭晨曦，郝新红，栗苹，等. 毫米波调频引信的优化二维 FFT 信号处理算法[J]. 北京航空航天大学学报，2020，46(1)：220-228. GUO C X，HAO X H，LI P，et al. Optimized two-dimensional FFT signal processing algorithm for millimeter-wave FM fuze[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2020，46(1)：220-228 (in Chinese).

北航学报 赠阅

形式,利用优化后的二维 FFT 算法对数据矩阵进行分析计算,最终提取相应的距离和速度信息;最后验证了本文提出的算法能够同时提高实际测距测速精度,而且优化后算法的实时性满足毫米波调频引信的工程需求。

1　毫米波调频引信差频信号模型

毫米波调频引信的原理框图如图 1 所示。

假设引信采用三角波调制信号,此时发射信号、回波信号以及差频信号的时频特性如图 2 所示。图中:$\tau=\dfrac{2(R-vt)}{c}$为目标回波产生的时延,R 为弹目距离,v 为径向相对速度,f 为频率,t 为时间,f_c 为载频,F_m 为单边频偏,T_m 为调制周期,$f_{b,down}$为下扫频段对应的差频频率,$f_{b,up}$为上扫频段对应的差频频率,c 为光速。

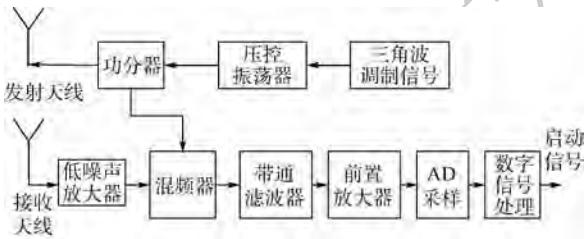


图 1　毫米波调频引信原理框图

Fig. 1　Block diagram of principle of millimeter-wave frequency modulated fuze

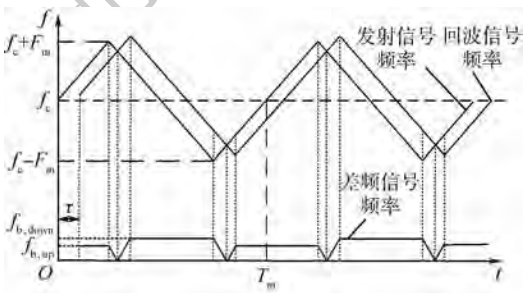


图 2　发射信号、回波信号及差频信号时频特性

Fig. 2　Time-frequency characteristics of emission signal, echo signal and beat signal

差频信号表达式为

$$s_b(t_n)=\begin{cases}A_x\cos(2\pi\beta t_n^2-2\pi\beta\tau t_n-2\pi(f_c+F_m)\tau+\pi\beta\tau^2) & 0\leqslant t_n\leqslant\tau\\ A_x\cos(2\pi\beta\tau t_n-2\pi(f_c+F_m)\tau-\pi\beta\tau^2) & \tau\leqslant t_n\leqslant T_m/2\\ A_x\cos(2\pi\beta t_n^2-2\pi\beta\tau t_n-8\pi t_n+2\pi(f_c+F_m)\tau+\pi\beta\tau^2) & T_m/2\leqslant t_n\leqslant T_m/2+\tau\\ A_x\cos(2\pi\beta\tau t_n+2\pi(f_c-3F_m)\tau-\pi\beta\tau^2) & T_m/2+\tau\leqslant t_n\leqslant T_m\end{cases}\tag{1}$$

式中:A_x 为差频信号幅度;$\beta=\dfrac{4F_m}{T_m}$为调制斜率;t_n 为观测时刻。

由式(1)可知,一个周期内差频信号由 2 个单频信号和 2 个调频信号组成,针对式(1)做傅里叶变换,可得一个调制周期内差频信号频谱为[12]

$$F_b(f,\tau)=A_x\sum_m(k(m,\tau)+a(m,\tau))\delta(2\pi f-2\pi mf_m\pm2\pi f_d)\tag{2}$$

式中:$k(m,\tau)$表示 2 个单频信号的傅里叶系数;$a(m,\tau)$表示 2 个调频信号的傅里叶系数;m 为谐波次数;f_m 为调制频率;f_d 为多普勒频率。在引信应用中,由于每个周期内 2 个调频信号的持续时间很短($\tau\ll T$),它们产生的频谱成分对后续信号处理的贡献可忽略不计,因此,毫米波调频引信的差频频谱主要考虑 2 个单频信号的频谱成分。$k(m,\tau)$的表达式为

$$k(m,\tau)=\begin{cases}A_x\left(1-\dfrac{2\tau}{T_m}\right)\left|\left\{\sin c\left[(2\pi\beta\tau-2\pi mf_m)\left(\dfrac{T_m}{4}-\dfrac{\tau}{2}\right)\right]+\sin c\left[(2\pi\beta\tau+2\pi mf_m)\left(\dfrac{T_m}{4}-\dfrac{\tau}{2}\right)\right]\right\}\cos(2\pi f_c\tau)\right| & m\text{ 为偶数}\\ A_x\left(1-\dfrac{2\tau}{T_m}\right)\left|\left\{\sin c\left[(2\pi\beta\tau-2\pi mf_m)\left(\dfrac{T_m}{4}-\dfrac{\tau}{2}\right)\right]-\sin c\left[(2\pi\beta\tau+2\pi mf_m)\left(\dfrac{T_m}{4}-\dfrac{\tau}{2}\right)\right]\right\}\sin(2\pi f_c\tau)\right| & m\text{ 为奇数}\end{cases}\tag{3}$$

式中:f_c 为电磁波载频。

由式(3)可知,m 次谐波出现峰值时满足$m=\dfrac{8F_mR}{c}$。

2　基于相对距离评价函数优化的二维 FFT 算法

2.1　二维 FFT 算法原理

二维 FFT 是一维 FFT 在二维的推广形式,现广泛用于图像领域的处理,处理的数据为像素矩阵[13],其表达式为

$$F(u,v)=\sum_{x=0}^{J-1}\sum_{y=0}^{K-1}f(x,y)\,e^{-j2\pi\left(\frac{ux}{J}+\frac{vy}{K}\right)}\tag{4}$$

北航学报 赠阅

式中:$f(x,y)$表示要处理的二维数据矩阵,矩阵维度为 $J\times K$,$x=0,1,\cdots,J-1$,$y=0,1\cdots,K-1$;$F(u,v)$表示二维 FFT 的结果。

从式(4)中可以看出,它可以分解为 2 个一维 FFT,即

$$F(u,v)=\sum_{x=0}^{J-1}\left(\sum_{y=0}^{K-1}f(x,y)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\frac{vy}{K}}\right)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\frac{ux}{J}} \tag{5}$$

设

$$f_1(v)=\sum_{y=0}^{K-1}f(x,y)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\frac{vy}{K}} \tag{6}$$

则

$$F(u,v)=\sum_{x=0}^{J-1}f_1(v)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi\frac{ux}{J}} \tag{7}$$

基于二维 FFT 算法的距离速度信息提取方法原理示意图如图 3 所示。图 3 中:Amp 为幅度,N 为距离维 FFT 点数。

差频信号首先经 ADC 采样,采样频率为 f_s,将采样后的离散信号做一次 N 点 FFT,得到 $N\times 1$ 的频谱向量;积累 M 次 N 点 FFT 后,得到 $M\times N$ 的二维频谱矩阵,再对二维矩阵按列做 M 点 FFT,此时的采样频率为 $\frac{f_s}{N}$。经过二维 FFT 处理后,通过峰值点检测找到相应的频率测量值 $\hat{f}_m$ 和多普勒频率测量值 $\hat{f}_d$,则目标的距离与速度为

$$R=\frac{cT_m(\hat{f}_m\pm\hat{f}_d)}{8F_m} \tag{8}$$

$$v=\frac{\lambda\hat{f}_d}{2} \tag{9}$$

式中:λ 为电磁波波长。由于所采用的三角波调制信号分上下扫频周期,因此当找到 $\hat{f}_m$ 时,应当读取相应的采样点数 N_m,计算此时的采样时刻 $\frac{N_m}{f_s}$,如果 $0\leqslant\frac{N_m}{f_s}\leqslant\frac{T_m}{2}$,则式(8)取“+”号;如果 $\frac{T_m}{2}\leqslant\frac{N_m}{f_s}\leqslant T_m$,则式(8)取“-”号。

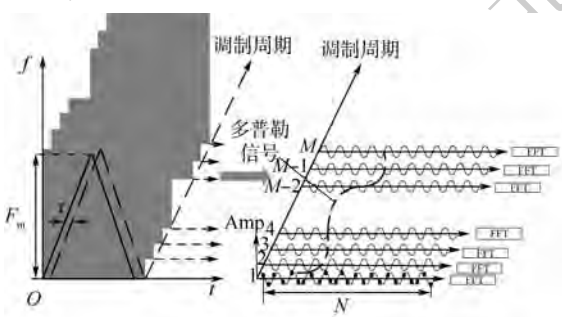


图 3 二维 FFT 算法提取信息方法原理示意图

Fig. 3 Schematic diagram of two-dimensional FFT algorithm principle for extracting information

2.2 测距精度

由差频信号的频谱可知,出现峰值处的 m 次谐波对应的主瓣宽度为 $\frac{1}{4F_m}$,理论测距精度为 $\Delta R_T=\frac{c}{8F_m}$,与调制频偏成反比,如图 4 所示。

由图 4 可知,理论测距精度随着调制频偏的增大而提高。然而对于调频引信而言,由于体积和成本的限制,通过增大调制频偏来提高理论测距精度的方法在工程上难以实现,因此当调制频偏一定时,引信的理论测距精度为固定值,与其他因素无关。

实际测量中,测距精度与距离维 FFT 算法中的频率分辨率有关,即频率分辨率 $\Delta f_m=\frac{f_s}{N}$,当 $\frac{f_s}{N}\geqslant f_d$ 时,多普勒频率对测距精度影响可以忽略,此时实际测距精度 $\Delta R=\frac{cT_mf_s}{8F_mN}$。假设 $f_s=5$ MHz,$T_m=10$ μs,则实际测距精度与距离维 FFT 点数 N 关系如图 5 所示。

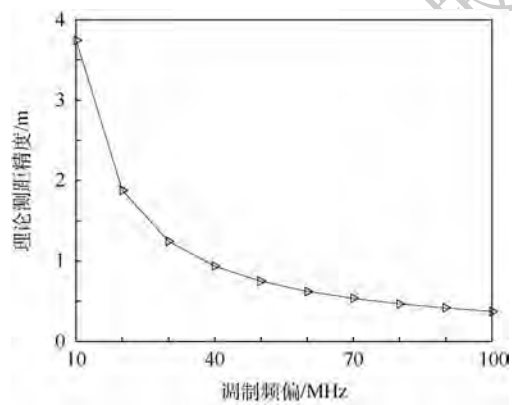


图 4 理论测距精度与调制频偏的关系

Fig. 4 Relationship between theoretical ranging accuracy and modulation frequency offset

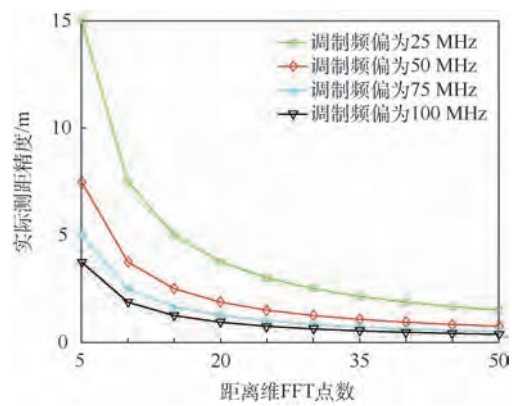


图 5 实际测距精度与距离维 FFT 点数的关系

Fig. 5 Relationship between practical ranging accuracy and distance-dimensional FFT point number

北航学报 赠阅

从图 5 中可看出,当调制频偏一定时,实际测距精度与距离维 FFT 点数成反比,当 FFT 点数较少时,实际测距精度较低;随着 FFT 点数增加,实际测距精度提高,但是当 FFT 点数继续增加时,实际测距精度变化不大,这是因为当 FFT 点数无限增加时,实际测距精度 ΔR 逐渐逼近理论测距精度 ΔR_{T},而 ΔR_{T} 与 FFT 点数无关,只与调制频偏有关,因此选取合适的距离维 FFT 点数 N 对提高实际测距精度十分重要。

2.3　测速精度

由三角波线性调频信号的模糊函数可知,信号的多普勒分辨力为 $\frac{1}{LT_{\mathrm{m}}}$,则理论测速精度 $\Delta v_{\mathrm{T}}=\frac{\lambda}{2LT_{\mathrm{m}}}$,其中 L 为采样时长内调制周期的个数,如图 6 所示,可以看出,随着调制周期数 L 越大,理论测速精度越高。

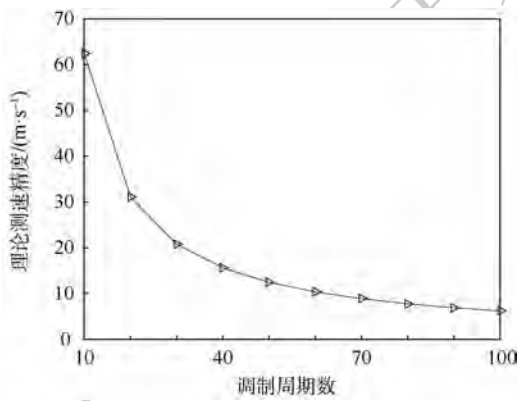


图 6　理论测速精度与调制周期数的关系

Fig. 6　Relationship between theoretical velocity measurement accuracy and number of modulation periods

实际测量中,由二维 FFT 算法对速度的提取主要是二维矩阵中的列向量 FFT 变换,这一过程可看作以 $\frac{f_{\mathrm{s}}}{N}$ 为采样频率,对距离维 FFT 的结果进行采样,然后做 M 点 FFT,根据奈奎斯特采样定理,为保证准确提取速度信息,$\frac{f_{\mathrm{s}}}{N}\geqslant 2f_{\mathrm{d}}$,此时的频率分辨率 $\Delta f_{\mathrm{d}}=\frac{f_{\mathrm{s}}}{NM}$,实际测速精度为 $\Delta v=\frac{\lambda\Delta f_{\mathrm{d}}}{2}=\frac{\lambda f_{\mathrm{s}}}{2NM}$。假设 $\lambda=0.0125\ \mathrm{m}$,$f_{\mathrm{s}}=5\ \mathrm{MHz}$,目标径向相对运动速度 $v=300\ \mathrm{m/s}$,则实际测速精度与距离维 FFT 点数 N、速度维 FFT 点数 M 的关系分别如图 7、图 8 所示。

由图 7 和图 8 可以看出,实际测速精度与距离维 FFT 点数 N、速度维 FFT 点数 M 均成反比关系,当某一维点数一定时,随着另一维点数的增加,实际测速精度逐渐提高,但是当点数继续增加时,实际测速精度变化不大,且过多的点数会增加二维矩阵的维度,直接影响数据的存储空间和计算量。实际测速精度与 N、M 的联合关系如图 9 所示。

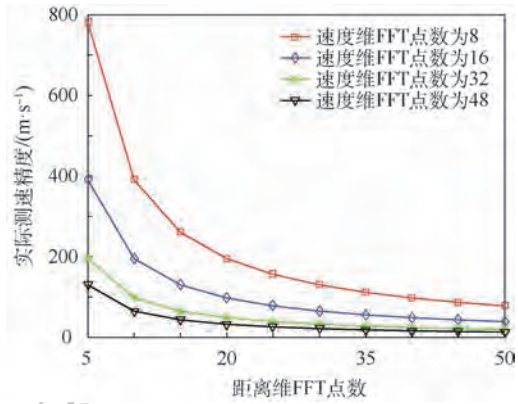


图 7　实际测速精度与距离维 FFT 点数的关系

Fig. 7　Relationship between practical velocity measurement accuracy and distance-dimensional FFT point number

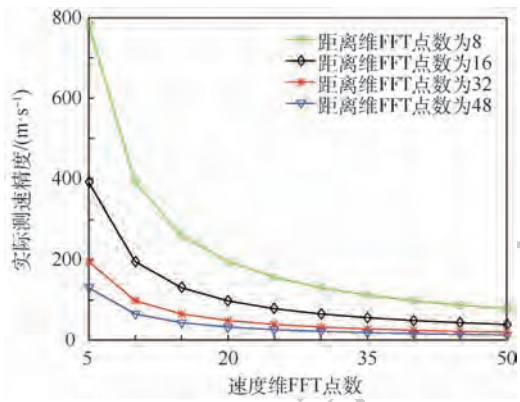


图 8　实际测速精度与速度维 FFT 点数的关系

Fig. 8　Relationship between practical velocity measurement accuracy and velocity-dimensional FFT point number

由上述分析可知,对差频信号进行二维 FFT 处理时,距离维 FFT 点数 N 与速度维 FFT 点数 M 的选择直接影响实际测距精度 ΔR 与实际测速精度 Δv,如何选取 N、M 使得 ΔR、Δv 同时达到最优成为算法实现的关键问题。由 ΔR、Δv 表达式可知,定义 $k_1=\frac{cT_{\mathrm{m}}f_{\mathrm{s}}}{8F_{\mathrm{m}}}$,$x_1=N$,$k_2=\frac{\lambda f_{\mathrm{s}}}{2}$,$x_2=M$,则 $\Delta R=k_1\frac{1}{x_1}$,$\Delta v=k_2\frac{1}{x_1x_2}$,由于 k_1、k_2 与 x_1、x_2 无关,因此优化问题中的目标函数可定义为 $f_1(x_1,x_2)=\frac{1}{x_1}+0\cdot\frac{1}{x_2}$,$f_2(x_1,x_2)=\frac{1}{x_1x_2}$。考虑如下的优化问题:

北航学报 赠阅

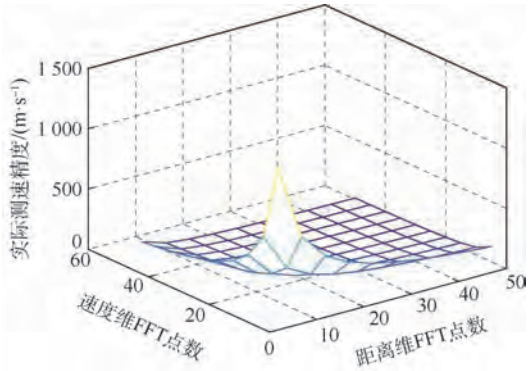


图 9 实际测速精度与距离维和速度维 FFT 点数的联合关系

Fig. 9 Joint relationship between practical velocity measurement accuracy and distance-dimensional and velocity-dimensional FFT point number

$$\begin{cases}\min & f_1(x_1,x_2)\\ \min & f_2(x_1,x_2)\end{cases} \tag{10}$$

$$\text{s.t}\quad \begin{cases} f_1(x_1,x_2) > \dfrac{b_1}{k_1}\\ f_2(x_1,x_2) > \max\left(\dfrac{1}{L},\dfrac{b_2}{k_2}\right)\\ x_1 \geqslant 1\\ x_2 \geqslant 1\end{cases} \tag{11}$$

式中：$b_1=\Delta R_{\mathrm{T}}=\dfrac{c}{8F_{\mathrm{m}}}$；$b_2=\Delta v_{\mathrm{T}}=\dfrac{\lambda}{2LT_{\mathrm{m}}}$。

2.4 基于相对距离评价函数的优化算法

针对 2.3 节的优化问题，本文提出一种基于相对距离评价函数的优化算法。首先判断约束条件(11)中$\dfrac{1}{L}$与$\dfrac{b_2}{k_2}$的大小，然后选择两者中的最大值作为第 2 个目标函数的约束条件；其次在约束条件下求解 2 个单目标优化问题，即 $\min f_i(x_1,x_2)$，$i=1,2$，得到 2 个值域最优解 f_i^*，$i=1,2$，则 $f^*=(f_1^*,f_2^*)$ 为整个优化问题值域中的一个理想点，一般很难达到，于是可以构造一个基于相对距离的评价函数来寻找距离 f^* 最近的 f 作为近似值，评价函数为

$$\varphi(f(x_1,x_2))=\frac{\sqrt{(f_1(x_1,x_2)-f_1^*)^2+(f_2(x_1,x_2)-f_2^*)^2}}{\left|\left(f_1^*-\dfrac{k_1}{b_1}\right)\left(f_2^*-\min\left(L,\dfrac{k_2}{b_2}\right)\right)\right|} \tag{12}$$

然后在约束条件下求 $\varphi(f(x_1,x_2))$ 的极小值，即

$$\min\ \varphi(f(x_1,x_2)) \tag{13}$$

然后将该极小值对应的定义域 $x^*=(x_1^*,x_2^*)$ 为整个优化问题的最优解。当求出最优解后，经过优化的实际测距精度为 $\Delta R^*=k_1\dfrac{1}{x_1^*}$，实际测速精度为 $\Delta v^*=k_2\dfrac{1}{x_1^*x_2^*}$。算法流程图如图 10所示。

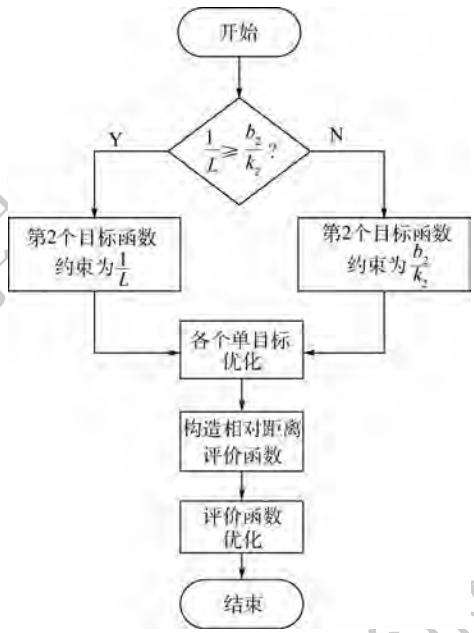


图 10 基于相对距离评价函数的优化算法流程图

Fig. 10 Flowchart of optimization algorithm based on relative distance evaluation function

3 仿真与讨论

3.1 优化算法的仿真讨论

为验证基于相对距离评价函数的优化算法在优化求解二维 FFT 点数、提高二维 FFT 测距测速精度方面的可行性，本文进行了蒙特卡罗实验，实验次数 $K'=100$，以实验结果的均方根误差(RMSE)作为评价算法的性能，表达式为

$$\mathrm{RMSE}=\sqrt{\frac{1}{K'}\left\{\left(x_1^*-\frac{k_1}{b_1}\right)^2+\left[x_2^*-\min\left(L,\frac{k_2}{b_2}\right)\right]^2\right\}} \tag{14}$$

具体参数为：工作载频 $f_{\mathrm{c}}=24$ GHz，相应的波长 $\lambda=0.012\,5$ m，三角波调制周期 $T_{\mathrm{m}}=10$ μs，调制频偏 $F_{\mathrm{m}}=\pm100$ MHz，径向相对运动速度为 $v=300$ m/s，理论测距精度 $b_1=\Delta R_{\mathrm{T}}=\dfrac{c}{8F_{\mathrm{m}}}=0.375$ m，调制周期数 $L=\dfrac{b_1}{vT_{\mathrm{m}}}=125$，理论测速精度为 $b_2=\Delta v_{\mathrm{T}}=\dfrac{\lambda}{2LT_{\mathrm{m}}}=5$ m/s。ADC 采样频率 $f_{\mathrm{s}}=5$ MHz，系数 $k_1=\dfrac{cT_{\mathrm{m}}f_{\mathrm{s}}}{8F_{\mathrm{m}}}=18.75$ m，$k_2=\dfrac{\lambda f_{\mathrm{s}}}{2}=3.125\times10^4$ m/s。

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

从图 11 中可以看出,本文算法在给定参数条件下得到一个最优解,考虑到实际二维 FFT 点数均为正整数,最优解为 $N=49$,$M=123$,其对应的实际测距精度为 $\Delta R=\dfrac{cT_{\mathrm{m}}f_{\mathrm{s}}}{8F_{\mathrm{m}}N}=0.383\ \mathrm{m}$,实际测速精度为 $\Delta v=\dfrac{\lambda f_{\mathrm{s}}}{2NM}=5.18\ \mathrm{m/s}$。

图 12 比较了传统理想点法[14]与本文算法之间的优化性能,可以看出,随着采样时长内调制周期数 L 的增加,本文算法优化性能更好,RMSE 值更接近于 0,即通过最优解求出的实际测距测速精度更接近理论值。

差频信号经过每一次 N 点 FFT 处理,信噪比的增益为 $10\lg N$(单位:dB),因此二维 FFT 处理对差频信号产生的信噪比增益为 $10\lg(MN)$(单位:dB),关系如图 13 所示。由图中可看出,随着点数 N、M 的增加,信噪比增益逐渐增大,二维 FFT 能有效提高差频信号的信噪比增益。

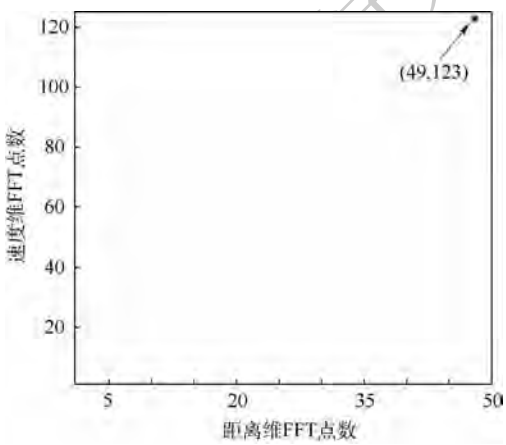


图 11　基于相对距离评价函数的最优解

Fig. 11　Optimal solution based on relative distance evaluation function

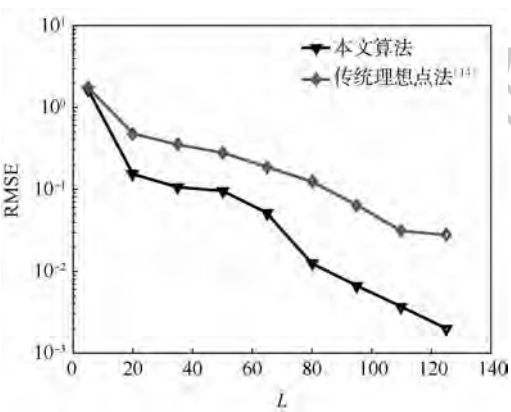


图 12　传统理想点法与本文算法的优化性能比较

Fig. 12　Comparison of optimal performance between traditional ideal point method and proposed algorithm

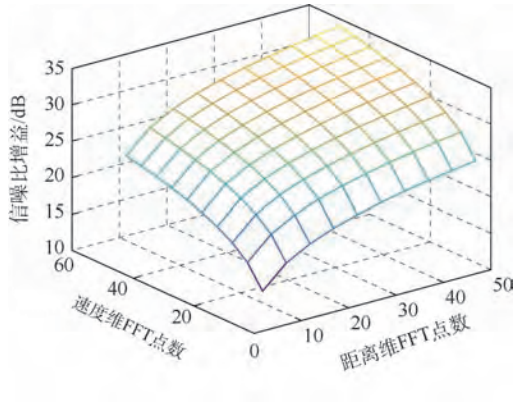


图 13　信噪比增益与距离维和速度维 FFT 点数的联合关系

Fig. 13　Joint relationship between signal-to-noise ratio gain and distance-dimensional and velocity-dimensional FFT point number

3.2　优化后二维 FFT 算法仿真讨论

为验证经过优化处理后二维 FFT 算法估计毫米波调频引信距离速度信息的正确性与可行性,本文将联合采用 MATLAB 软件与 FPGA 硬件平台对调频引信的差频信号进行建模仿真。首先,使用 MATLAB 中的 Simulink 建立点目标下毫米波调频引信差频信号模型,如图 14 所示。

具体参数与 3.1 节仿真参数一致,经过优化后的距离维 FFT 点数 $N=49$,速度维 FFT 点数 $M=123$,实际测距精度 $\Delta R=\dfrac{cT_{\mathrm{m}}f_{\mathrm{s}}}{8F_{\mathrm{m}}N}=0.383\ \mathrm{m}$,实际测速精度为 $\Delta v=\dfrac{\lambda f_{\mathrm{s}}}{2NM}=5.18\ \mathrm{m/s}$。在信噪比为 10 dB 的输入下,差频信号的时域波形如图 15 所示。

将 Simulink 仿真产生的差频信号送入 MATLAB 工作空间,对其进行二维 FFT 算法处理,分别得到距离维 FFT 频谱图、速度维 FFT 频谱图,如图 16、图 17 所示。

图 16 中的峰值出现在 8 次谐波位置处(800 kHz),对应的距离为3 m,符合参数设定值;

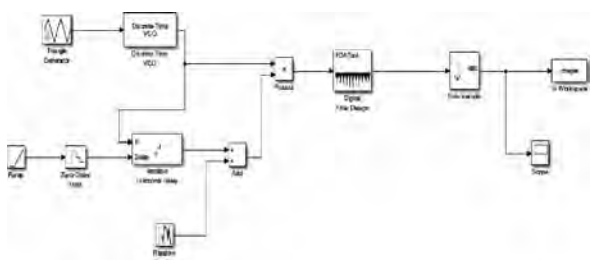


图 14　点目标下毫米波调频引信差频信号 Simulink 模型

Fig. 14　Simulink model of beat signal of millimeter-wave frequency modulated fuze under condition of point target

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

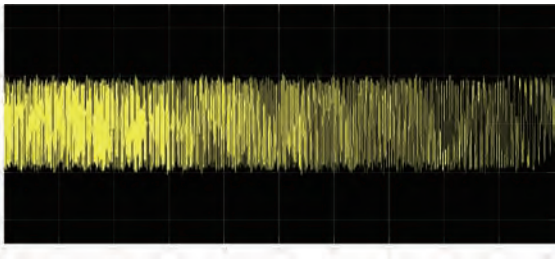


图 15 差频信号的时域仿真波形

Fig. 15 Time domain simulation waveform of beat signal

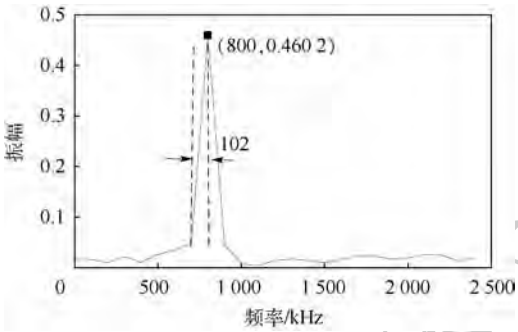


图 16 距离维 FFT 频谱图

Fig. 16 Range-dimensional FFT spectrogram

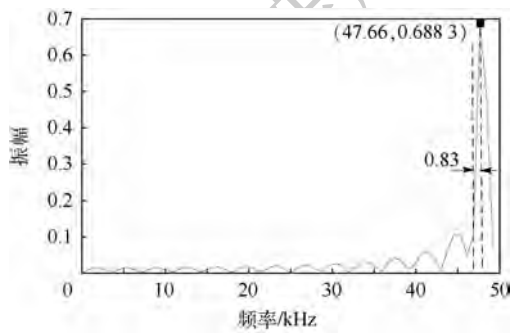


图 17 速度维 FFT 频谱图

Fig. 17 Velocity-dimensional FFT spectrogram

谱线间隔为 102 kHz，与最优解 $N=49$ 对应的距离差频频率分辨率 $\frac{f_s}{N}=\frac{5\ \text{MHz}}{49}=102\ \text{kHz}$ 结果一致。

图 17 中的峰值出现在位置 47.66 kHz 处，对应的速度为 $v=297.8$ m/s，考虑到实际测速精度为 5.18 m/s，在误差范围内符合参数设定值；谱线间隔为 0.83 kHz，与最优解 $N=49$，$M=123$ 对应的多普勒频率分辨率 $\frac{f_s}{MN}=\frac{5\ \text{MHz}}{123\times 49}=0.83\ \text{kHz}$ 结果一致。

由以上仿真分析可看出，毫米波调频引信的目标距离速度信息可以利用优化后的二维 FFT 算法直接提取，不用经过二次混频和多普勒滤波即可获得相应信息。

3.3 算法复杂度分析

优化处理算法由于在引信参数设定后可离线处理，因此不占用实时硬件处理资源；优化后的二维 FFT 算法复杂度主要来自于二维数据的存储与 2 次 FFT 的计算[15]。假设二维数据存储位数为 16 位，计算过程中需要存储 M 组距离维 N 点 FFT 的结果和 N 组速度维 M 点 FFT 的结果，则存储空间的大小为 $2\times 16\times M\times N$；距离维 FFT 的复杂度为 $O(MN\log_2 N)$，速度维 FFT 的复杂度为 $O(NM\log_2 M)$，总复杂度为 $O(MN\log_2 N+NM\log_2 M)$。

表 1 从采样点数、算法复杂度、测距精度和测速精度 4 个方面对比了优化前后二维 FFT 信号处理算法仿真测试结果。

从表 1 中可以看出，在距离分辨率和速度分辨率一定的情况下，本文提出的优化二维 FFT 算法能够减少采样点数，降低算法复杂度，适合硬件实时计算；换言之，相同采样点数的前提下本文算法可以同时提高测距测速精度。

为了进一步验证本文算法的实时性，采用 FPGA 硬件平台进行检验。本文采用的 FPGA 芯片为 Spartan 6 系列中的 XC6SLX16，其时钟频率为 50 MHz[16]。本文采用 Verilog HDL 硬件描述语言编写二维 FFT 算法，整个过程中占用的资源量如图 18 所示，功能仿真后的时序图如图 19 所示。

由图 18 可以看出，本次计算使用了 13 个 DSP48A1s 单元，其中每个单元包含一个乘法器，一个加法器和一个累加器，占总量的 40%；使用了一个 Block RAM 存储单元，占总存储空间的

表 1 优化前后仿真测试结果对比

Table 1 Comparison of simulation test results before and after optimization

参数	优化前	优化后
采样点数	$N=64, M=256$	$N=49, M=123$
算法复杂度	2.2×10^5	7.6×10^4
测距精度/m	0.383	0.383
测速精度/(m·s^{-1})	5.18	5.18

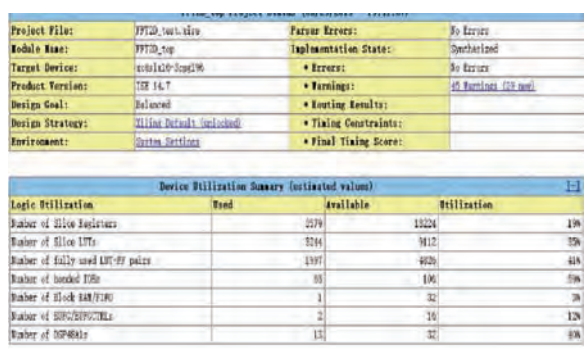


图 18 算法实现所用 FPGA 资源

Fig. 18 FPGA resource used for algorithm implementation

北航学报 赠阅

3%,满足实际需求。

由图 19 中可以看出,二维 FFT 算法可以在 FPGA芯片上实现,其中距离维 FFT 频谱峰值处对应的频率值分别为 805、903 kHz,速度维 FFT 频谱峰值处对应的频率值为 49 kHz,与 MATLAB 仿真结果有所差异,这主要是由于数据处理过程中需要对定点数进行截位操作,从而引入一定的误差。且每次计算时长为 tatency + MNT_{clk},其中 T_{clk} 为时钟周期,tatency 为距离维 FFT IP 核的延时,其延时与距离维 FFT 点数关系如表 2 所示。

由于采用基-2 FFT,因此距离维 FFT 处理时进行了补零,将 49 点采样数据补零至 64 点数据后再做距离维 FFT 处理,延时 latency1 = $269T_{clk}$。因此二维 FFT 算法执行一次的总时长为 162.82 μs,对应引信的移动距离约为 0.049 m,再加上采样引起的距离延迟为 $\frac{v}{f_s}$ = 60 μm,则一次二维 FFT 处理引起的距离延迟为 0.049 06 m,与实际测距精度 0.383 m 相比很小,可忽略其对信息提取精度的影响,满足引信实时性需求。



图 19　算法功能仿真时序图

Fig. 19　Sequence chart of algorithm function simulation

表 2　距离维 FFT IP 核延时与 FFT 点数的关系

Table 2　Relationship between distance-dimensional FFT IP core delay and number of FFT points

距离维 IP 核延时	距离维 FFT 点数
$56T_{clk}$	8
$269T_{clk}$	64
$860T_{clk}$	256

4　结　论

1)本文通过理论分析与仿真实验,验证了基于相对距离评价函数优化的二维 FFT 算法可以用于同时提取毫米波调频引信的距离速度信息,在实际提取过程中,需要考虑测量精度与实时性这 2 个因素,根据本文算法进行优化,然后再对差频信号进行二维 FFT 处理,可以在测距精度与测速精度同时达到最优的条件下提取信息。

2)本文算法同时提高了实际测距测速精度,由于采用离线处理,不占用硬件资源,降低了信号处理单元中数字系统处理的复杂度。

3)本文算法的实时性满足实际引信的工程需求,因此选用合适的 FPGA 芯片和外围配置电路可以实现毫米波调频引信的信号处理要求,能够在复杂的环境下提取目标信息。

参考文献(References)

[1] 岛新煜,高敏. 毫米波近炸引信发展现状及关键技术[J]. 飞航导弹,2018(5):86-90.
DAO X Y,GAO M. Development status and key technologies of millimeter wave proximity fuze[J]. Aerodynamic Missile Journal,2018(5):86-90(in Chinese).

[2] ANGHEL A,VASILE G,CACOVEANU R,et al. Short-range wideband FMCW radar for millimetric displacement measurements[J]. IEEE Transactions on Geoscience & Remote Sensing,2014,52(9):5633-5642.

[3] 袁汉钦,张向龙. 基于 WVD 的调频引信瞬时频率估计算法[J]. 海军航空工程学院学报,2011,26(3):301-304.
YUAN H Q,ZHANG X L. Instantaneous frequency estimation of frequency modulated fuze based on WVD[J]. Journal of Naval Aeronautical and Astronautical University,2011,26(3):301-304(in Chinese).

[4] CHOI J H,JANG J H,LEE J H,et al. Implementation of signal processing algorithms for an FMCW radar altimeter[J]. The Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science,2015,26(6):555-563.

[5] 梁远,刘芒龙,周祖国. 基于脉内调频的无线电引信信号处理方法[J]. 探测与控制学报,2014,36(2):27-30.
LIANG Y,LIU M L,ZHOU Z G. Signal processing method of radio fuze based on intra-pulse frequency modulation[J]. Journal of Detection & Control,2014,36(2):27-30(in Chinese).

[6] 李鑫. 谐波比较式调频多普勒引信信号处理技术[D]. 南京:南京理工大学,2009:7-9.
LI X. Signal processing technology of harmonic comparing frequency modulated doppler fuze[D]. Nanjing:Nanjing University of Technology,2009:7-9(in Chinese).

[7] 赵惠昌. 无线电引信设计原理与方法[M]. 北京:国防工业出版社,2012:56-57.
ZHAO H C. Fundamentals and methodology of radio fuze[M]. Beijing:National Defense Industry Press,2012:56-57(in Chinese).

[8] RALPH D K. A note on the theory of scattering from an irregular surface[J]. IEEE Transactions on Antenna and Propagation,1966,14(1):77-82.

[9] DONALD E B. Rough surface scattering based on the specular point theory[J]. IEEE Transactions on Antenna and Propagation,1968,16(4):449-454.

[10] EDISON A R,MOORE R K,WARNER B D. Radar terrain return measured at near-vertical incidence[J]. IEEE Transactions on Antenna and Propagation,1960,8(3):246-254.

[11] MOORE R K. Specular reflection and scatter for a satellite al-

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

timeter[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,1977,13(5):544-546.

[12] 孔志杰,郝新红,栗苹,等. 调频引信谐波时序检测抗干扰方法及实现[J]. 北京航空航天大学学报,2018,44(3):549-555.
KONG Z J,HAO X H,LI P,et al. Harmonic timing sequence detection anti-jamming method and its implementation for FM fuze[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2018,44(3):549-555(in Chinese).

[13] 李硕,王茜倩. 基于 FPGA 的二维 FFT 实现[J]. 信号处理,2012,28(12A):73-77.
LI S,WANG X Q. Implementation of two-dimensional FFT based on FPGA[J]. Signal Processing,2012,28(12A):73-77(in Chinese).

[14] 杨伍梅,刘陶文. 基于 MATLAB 的多目标规划问题的理想点法求解[J]. 湖南城市学院学报,2017,26(4):60-63.
YANG W M,LIU T W. Signal processing method of radio fuze based on intra-pulse frequency modulation[J]. Journal of Hunan City University,2017,26(4):60-63(in Chinese).

[15] 王月鹏,赵国庆. 二维 FFT 算法在 LFMCW 雷达信号处理中的应用及其性能分析[J]. 电子科技,2005(5):25-28.
WANG Y P,ZHAO G Q. Application and performance analysis of two-dimensional FFT algorithms in LFMCW radar signal processing[J]. Electronic Science and Technology,2005(5):25-28(in Chinese).

[16] Xilinx. Spartan-6. Family overview[EB/OL]. (2011-10-26)[2019-05-01]. https://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds160.pdf.

作者简介:

郭晨曦 男,硕士研究生。主要研究方向:引信信号处理技术。

郝新红 女,博士,副教授,博士生导师。主要研究方向:中近程探测及控制技术、引信抗干扰技术。

栗苹 女,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:信息感知与对抗、智能探测与控制技术。

李国林 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:信息感知与对抗。

贾瑞丽 女,高级工程师。主要研究方向:信息感知与对抗。

Optimized two-dimensional FFT signal processing algorithm for millimeter-wave FM fuze

GUO Chenxi, HAO Xinhong*, LI Ping, LI Guolin, JIA Ruili

(Science and Technology on Electromechanical Dynamic Control Laboratory, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: In this paper, a two-dimensional fast Fourier transform (FFT) signal processing algorithm based on relative distance evaluation function optimization is proposed for the joint estimation of target range and velocity information of millimeter-wave frequency modulated fuze. The relationship between the accuracy of the actual ranging and velocity measurement and the number of FFT points is analyzed first. Then an optimization mathematical model is established. The mathematical model is solved by utilizing relative distance evaluation function. After obtaining the optimal solution of the number of FFT points, the beat frequency signal is sampled into two-dimensional data matrix. The corresponding FFT transformation on the rows and columns of the matrix is performed respectively. Finally, the target range and velocity information is estimated by extracting the coordinates of the peak points. The simulation and discussion analysis demonstrate that the proposed algorithm can effectively improve the accuracy of the actual ranging and velocity measurement of the traditional two-dimensional FFT algorithm and meet the real-time requirements. The algorithm can extract the target range and velocity information of millimeter-wave frequency modulated fuze simultaneously.

Keywords: millimeter-wave frequency modulated fuze; relative distance evaluation function; two-dimensional FFT; range and velocity joint estimation; signal processing algorithm

Received: 2019-04-23; **Accepted**: 2019-07-28; **Published online**: 2019-08-16 10:52

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190816.1023.002.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61871414); Equipment Pre-research Foundation of China (61406190101)

* **Corresponding author**. E-mail: haoxinhong@bit.edu.cn

北航学报 赠阅

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2018.0620

CFRP 超声振动套磨钻孔高效排屑机理和实验

全下文载

李哲[1], 王新[1], 张毅[1], 侯博[1], 张德远[2,*]
(1. 航天材料及工艺研究所, 北京 100076; 2. 北京航空航天大学 机械工程及自动化学院, 北京 100083)

摘 要: 针对碳纤维增强复合材料(CFRP)在普通套磨钻孔(CCD)过程中,切屑粉尘粘刀和料芯堵刀导致的排屑效果较差而影响套磨加工效率和加工质量的问题,采用超声振动套磨钻孔(UVCD)新技术进行了 CFRP 高效套磨钻孔的基础理论和实验研究。从理论上分析了 CFRP 超声振动套磨钻孔原理和高效排屑机理,同时结合所设计的超声振动气钻和车床平台实验验证了 CFRP 超声振动套磨钻孔的高效排屑钻孔效果。结果表明:相比于 CFRP 普通套磨钻孔,超声振动套磨钻孔极大提高了切屑粉尘和料芯的排屑效果,有效防止了切屑粉尘粘刀和料芯堵刀现象,明显降低了 12% ~20% 的钻削力、16% ~24% 的切削温度和 33% ~39% 的孔表面粗糙度,明显改善了 CFRP 孔加工质量并且延长了套磨刀具使用寿命。

关 键 词: 碳纤维增强复合材料(CFRP); 金刚石套磨刀具; 超声振动套磨钻孔(UVCD); 高效排屑; 加工质量
中图分类号: V19
文献标志码: A **文章编号**: 1001-5965(2020)01-0229-12

碳纤维增强复合材料(Carbon Fiber Reinforced Plastics, CFRP)由于具有比重轻、比强度高、比模量大以及良好的抗疲劳性能等优点而被广泛应用于航空航天领域,如波音 787 客机的 CFRP 使用量达到 50%、F-22 和 F-35 战斗机的 CFRP 使用量分别达到 25% 和 35%[1-5]。在航空航天领域,在 CFRP 零部件的使用过程,需先加工出大量的 CFRP 装配孔以便于采用铆钉或螺栓进行装配连接[6]。然而,CFRP 的脆性大、强度高、弹性模量大、碳纤维硬度高、层间结合强度低、力学性能各向异性、导热性能差等特点,导致其加工条件较为苛刻,是一种典型的难加工材料[7-9]。传统的钻头加工 CFRP 孔时,由于轴向钻削力较大而容易产生 CFRP 孔分层、撕裂、毛刺等加工缺陷,并且随着钻头直径的增大而加剧 CFRP 钻孔缺陷,加工质量难以保证、大径 CFRP 孔加工效率较低,影响 CFRP 孔结构件装配的连接强度、抗疲劳性能和生产效率,同时由于钻孔的粉尘切屑较多而极大影响加工环境[8-12]。因此,CFRP 孔高质量、高效率、低成本的加工,一直是国内外学者研究的热点和难点之一。

近年来,国内外一些学者采用金刚石套磨刀具(以下简称为套刀)进行了 CFRP 普通套磨钻孔(Common Core Drilling, CCD)(以下简称为普通套磨)工艺研究,研究表明,相比 CFRP 传统钻头钻孔,套刀钻孔能够明显降低轴向钻削力、降低 CFRP 孔加工缺陷、减少粉尘切屑的产生、提升 CFRP 孔加工效率[13-15]。然而,CFRP 普通套磨过程,存在切屑粉尘和料芯的排屑效果较差问题,容易出现套刀的粘屑与堵屑问题,极大地影响套磨钻孔质量、套刀切削性能和使用寿命[16-18]。

为有效改善套刀套磨 CFRP 孔加工过程的排屑问题,国内外一些学者结合超声振动加工技术,在超声加工机床和气液冷却辅助系统下进行了

收稿日期: 2018-10-29; **录用日期**: 2019-02-16; **网络出版时间**: 2019-02-22 13:50
网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190221.1707.006.html
* **通信作者**. E-mail: zhangdy@buaa.edu.cn

引用格式: *李哲, 王新, 张毅, 等. CFRP 超声振动套磨钻孔高效排屑机理和实验[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(1): 229-240. LI Z, WANG X, ZHANG Y, et al. Mechanism and experiment on high-efficiency chip removal in ultrasonic vibration core drilling of CFRP[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(1): 229-240 (in Chinese).*

北航学报 赠阅

CFRP 超声振动套磨钻孔(Ultrasonic Vibration Core Drilling,UVCD)(以下简称为超声振动套磨)研究,切削粉尘较少,获得了较好的料芯排屑效果、也明显提高了 CFRP 孔加工质量[19-21]。但是,在无冷却干切条件下的 CFRP 超声振动套磨研究较少,而且超声振动套磨的排屑机理仍然不清楚。

本文,针对无冷却干切条件下的 CFRP 超声振动套磨高效排屑钻孔工艺,进行了基础理论和实验方面的研究,并且分析了超声振动套磨的高效排屑机理,为无冷却下 CFRP 孔高质高效低成本加工提供了技术方法和指导依据。

1 超声振动套磨原理、运动及特性

1.1 原理及运动

图 1 是 CFRP 超声振动套磨原理示意图,可以看出,套刀由端面磨粒构成的主切削刃和内外壁磨粒构成的副切削刃组成,超声振动套磨过程套刀切削刃上选取点的运动轨迹由套刀自转、套刀沿着轴向或纵向(z 向)相对于工件的进给运动和高频小振幅的超声波振动复合而成,并且为周期性接触-分离的脉冲式动态切削;超声振动套磨过程套刀侧面副切削刃为垂直方向,套刀的副切削刃将加工出最终孔径且为垂直圆孔,超声振动套磨过程轴向(x 向)进给为动态切削、径向(y 向)为稳定切削。图中:A 为超声振幅,μm;F 为超声振动频率,Hz;t 为时间,s。

图 2 是 CFRP 超声振动套磨过程单颗磨粒切削刃任一选取点(即刀齿)的运动轨迹示意图。图中:n 为转速,r/min;θ 为旋转角度,rad;f 为每转进给量,mm/r;V_f 为套刀相对于工件的轴向进给速度,mm/s;V_F 为超声振动激励产生的轴向进给速度,mm/s,且 $V_F = \mathrm{d}[A\sin(2\pi Ft)]/\mathrm{d}t = 2\pi AF\cos(2\pi Ft)$;$V_c$ 为周向或切向的切削速度,mm/s;V_e 为每个刀齿的合速度,mm/s。

根据图 1 和图 2 可知,超声振动套磨的单颗磨粒切削刃上任一选取点相对于工件的运动轨

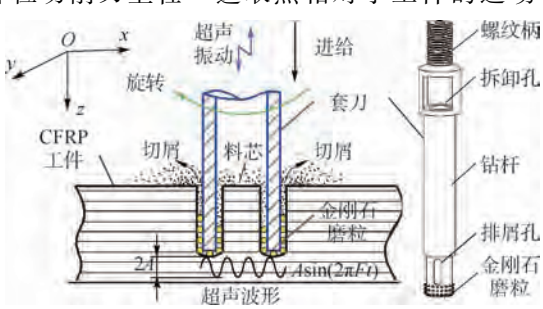


图 1 CFRP 超声振动套磨原理示意图

Fig. 1 Schematic of UVCD principle of CFRP

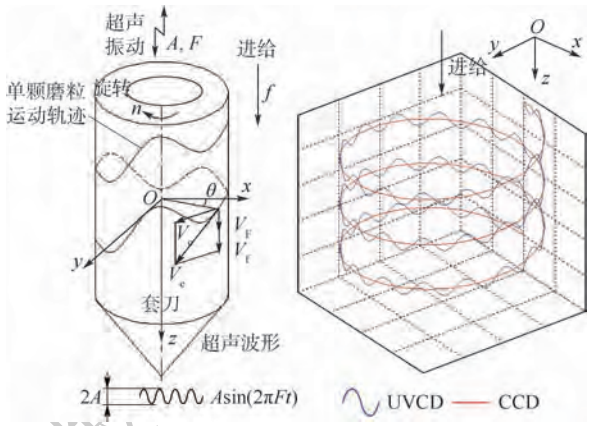


图 2 UVCD 过程套刀单颗磨粒运动轨迹示意图

Fig. 2 Schematic of motion trajectory of single grain on diamond core drill in UVCD process

迹为一条带有正弦波振动的三维螺旋曲线,运动轨迹方程可表达为

$$\begin{cases} X(t) = R\cos(\omega t) = R\cos\left(\dfrac{n\pi}{30}t\right) \\ Y(t) = R\sin(\omega t) = R\sin\left(\dfrac{n\pi}{30}t\right) \\ Z(t) = V_f t + A\sin(2\pi Ft) = \\ \quad f\dfrac{n}{60}t + A\sin(2\pi Ft) \end{cases} \tag{1}$$

式中:R 为套刀单颗磨粒切削刃选取点到刀具轴线的距离,mm;ω 为旋转角速度,rad/s,且 $\omega t = \theta$,即 $\omega = 2\pi\dfrac{n}{60} = \dfrac{n\pi}{30}$。

同时,根据图 1 和图 2 可知,普通套磨的单颗磨粒切削刃上任一选取点相对于工件的运动轨迹仅为一条普通三维螺旋曲线,其运动轨迹方程可表达为

$$\begin{cases} X_0(t) = R\cos(\omega t) = R\cos\left(\dfrac{n\pi}{30}t\right) \\ Y_0(t) = R\sin(\omega t) = R\sin\left(\dfrac{n\pi}{30}t\right) \\ Z_0(t) = V_f t = f\dfrac{n}{60}t \end{cases} \tag{2}$$

1.2 变速与冲击切削特性

在超声振动套磨工艺中,套刀切削刃的速度和加速度也产生了周期性改变,对式(1)关于时间 t 进行求导,可得实时速度方程为

$$\begin{cases} V_X(t) = -R\dfrac{n\pi}{30}\sin\left(\dfrac{n\pi}{30}t\right) \\ V_Y(t) = R\dfrac{n\pi}{30}\cos\left(\dfrac{n\pi}{30}t\right) \\ V_Z(t) = f\dfrac{n}{60} + 2\pi AF\cos(2\pi Ft) \end{cases} \tag{3}$$

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

即

$$\begin{cases} V_c = \sqrt{(V_X(t))^2 + (V_Y(t))^2} = \dfrac{\pi R n}{30} \\ V_Z(t) = V_f + V_F = f\dfrac{n}{60} + 2\pi AF\cos(2\pi Ft) \end{cases} \tag{4}$$

因此，根据方程式（3）和式（4），可得出超声振动套磨中套刀切削刃任一选取点的实时合速度 V_e，可表示为

$$V_e = \sqrt{V_X^2 + V_Y^2 + V_Z^2} = \sqrt{V_c^2 + V_Z^2} = \sqrt{\left(\frac{\pi R n}{30}\right)^2 + \left[f\frac{n}{60} + 2\pi AF\cos(2\pi Ft)\right]^2} \tag{5}$$

同理，可得出普通套磨中套刀切削刃任一选取点的实时合速度 V_{0e}，可表示为

$$V_{0e} = \sqrt{\left(\frac{\pi R n}{30}\right)^2 + \left(f\frac{n}{60}\right)^2} \tag{6}$$

对实时速度方程式（3）求导，可得出实时加速度方程为

$$\begin{cases} a_X(t) = -R\left(\dfrac{n\pi}{30}\right)^2\cos\left(\dfrac{n\pi}{30}t\right) \\ a_Y(t) = -R\left(\dfrac{n\pi}{30}\right)^2\sin\left(\dfrac{n\pi}{30}t\right) \\ a_Z(t) = -A(2\pi F)^2\sin(2\pi Ft) \end{cases} \tag{7}$$

根据方程式（7），可得出超声振动套磨中套刀切削刃任一选取点的实时合加速度 a_e，可表示为

$$a_e = \sqrt{a_X^2 + a_Y^2 + a_Z^2} = \sqrt{R^2\left(\frac{n\pi}{30}\right)^4 + A^2(2\pi F)^4[\sin(2\pi Ft)]^2} \tag{8}$$

同理，可得出普通套磨中套刀切削刃任一选取点的实时合加速度 a_{0e}，可表示为

$$a_{0e} = \sqrt{R^2\left(\frac{n\pi}{30}\right)^4} = R\left(\frac{n\pi}{30}\right)^2 \tag{9}$$

根据方程式（5）~式（9），对超声振动套磨工艺中的切削刃变速与冲击切削特性进行分析。选取本文超声振动套磨工艺实验中参数：套刀直径 $2R = 7.5$ mm、转速 $n = 6000$ r/min、每转进给量 $f = 0.005$ mm/r、振动频率 $F = 21\,500$ Hz、振幅 $A = 7.5$ μm，采用 MATLAB 数值分析软件对普通套磨和超声振动套磨工艺中磨粒（即刀刃）实时合速度 V_e、V_{0e} 和合加速度 a_e、a_{0e} 进行仿真，仿真结果如图 3 所示。

从图 3（a）可见，超声振动套磨时磨粒实时合速度 V_e 大小随切削时间做周期性变化，而普通套磨时 V_{0e} 为恒定值，且超声振动套磨的最大合速度和平均合速度分别比普通套磨时约大 200 mm/s

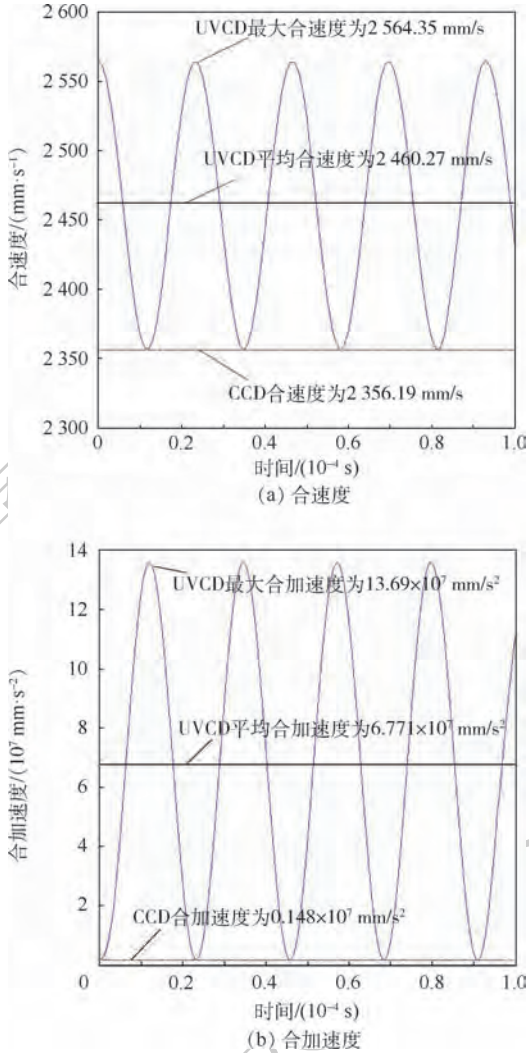


图 3　CCD 和 UVCD 的合速度与合加速度对比

Fig. 3　Comparison of synthetic cutting velocity and acceleration in CCD and UVCD

和 100 mm/s；同时，超声振动套磨的实时合速度方向也是随切削时间做周期性变化且与它的运动轨迹相切，而普通套磨的实时合速度方向始终沿着刀具切向，这表明超声振动套磨时刀具切削刃具有变速切削特性。

从图 3（b）可见，与图 3（a）的合速度相似，超声振动套磨时磨粒实时合加速度 a_e 大小和方向都随切削时间做周期性变化且与它的运动轨迹相切，而普通套磨时 a_{0e} 为恒定值且始终沿着刀具切向；尤其从图 3（b）中可见，超声振动套磨的最大合加速度（13.69×10^7 mm/s^2）是普通套磨时恒定合加速度（0.148×10^7 mm/s^2）的 92.5 倍，且为周期性动态变化，所以，这也形成了超声振动套磨的超声冲击切削效应。

因此，综上分析可知，超声振动套磨时刀具磨粒切削刃在切削区局部能够产生较大动能的变速效应、变向效应和加速度冲击效应，改变切削区状

北航学报 赠阅

况，极大增强刀刃切削性能和刀具整体刚性，改善工件材料的切削性能，能够在工件待去除材料表面上产生更多的微裂纹以加快切屑形成和切除，降低切削所需能量，提高材料去除率。对于CFRP套磨而言，超声振动套磨能够更容易切断碳纤维增强体和树脂基质黏结剂，获得更加平整的断口形貌和孔表面质量。

2 CFRP超声振动套磨高效排屑机理

2.1 几何模型建立与机理

在CFRP超声振动套磨过程，套刀受到超声波高频振动激励，以及套刀刀体材料、套刀刃部金刚石磨粒材料和CFRP切屑材料三者之间材料本身声阻参数的较大差异性，使得套刀刃部磨粒与切削材料之间形成周期性接触-分离的脉冲式动态切削模式、套刀表面传递的超声波能量动态反射形成超声弹射效应（即套刀表面存在反射的超声能量而产生较大的瞬态分离力），这使得套刀表面与切屑之间分离开并且套刀表面的切屑被弹射排开和排出；同时，正如1.2节的示例分析，超声振动套磨产生的动态合加速度最大值为普通套磨恒定合加速度最大值的92.5倍之高，形成超声冲击切削效应，使得套刀刀体表面、刃部磨粒表面和套刀表面切屑三者材料之间接触的界面内应力发生较大改变和相互排斥，从而对套刀表面切屑进行动态冲击、相互排斥、甩动，进而使得切屑与套刀表面之间分离开、防止切屑与套刀表面之间粘附。同理，超声振动套磨对套刀内部切屑料芯也具有超声弹射效应、超声冲击效应，使得套刀内部切屑料芯表面也受到动态冲击、相互排斥、甩动、弹射的作用，从而提高切屑料芯的排出、防止料芯堵塞套刀内孔。因此，在CFRP超声振动套磨过程，极大改善了切屑粉尘和料芯的排屑效果，有效防止了套刀表面的切屑黏附和套刀内部料芯的堵塞，提高了套刀使用寿命和CFRP套磨钻孔质量。以上超声振动套磨良好工艺效果的具体分析，如图4～图9中所建立的模型所示。

图4～图7中，F'_f和F'_{op}分别为普通套磨过程中单颗金刚石磨粒与切屑之间的摩擦力和切屑受到孔中的挤压力，单位均为N；F_f、F_{op}和F_{us}分别为超声振动套磨过程中单颗金刚石磨粒与切屑之间的摩擦力、切屑受到孔中的挤压力和超声瞬态分离力，单位均为N。根据超声振动套磨的周期性接触-分离的脉冲式高频动态切削特性[22-23]，可知

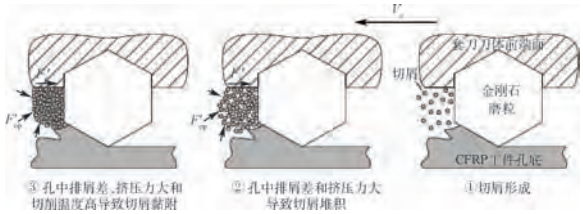


图4 CCD连续切削过程套刀前端面单颗磨粒切削及切屑黏附过程模型

Fig. 4 Model of single grain cutting and chip adhesion of core drill end face in CCD with continuous cutting process

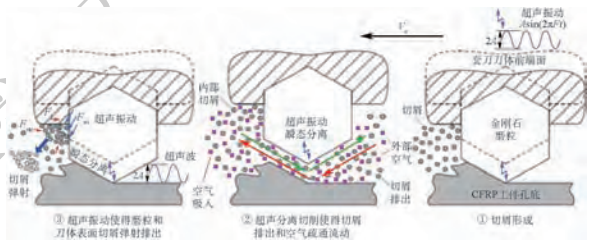


图5 UVCD分离切削过程套刀前端面单颗磨粒切削及高效排屑过程模型

Fig. 5 Model of single grain cutting and high-efficiency chip removal of core drill end face in UVCD with separated cutting process

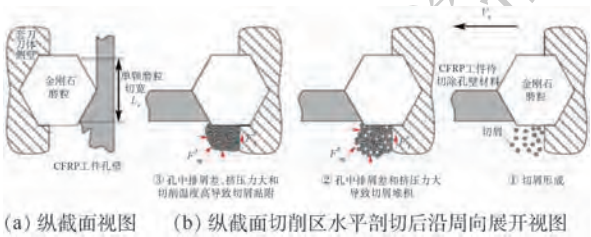


图6 CCD连续切削过程套刀侧壁单颗磨粒切削及切屑黏附过程模型

Fig. 6 Model of single grain cutting and chip adhesion of core drill lateral face in CCD with continuous cutting process

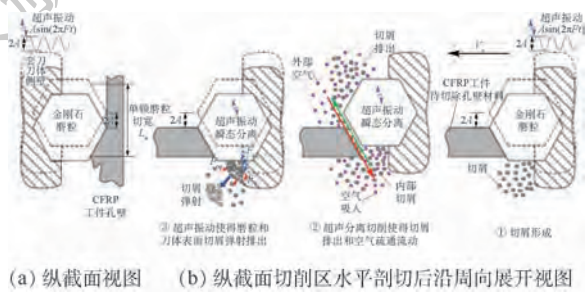


图7 UVCD分离切削过程套刀侧壁单颗磨粒切削及高效排屑过程模型

Fig. 7 Model of single grain cutting and high-efficiency chip removal of core drill lateral face in UVCD with separated cutting process

北航学报 赠阅

超声振动套磨的摩擦力 $F_f=\mu F_{op}$ 小于普通的摩擦力 $F'_f=\mu F'_{op}$、挤压力 F_{op} 也小于普通的挤压力 F'_{op}，瞬态分离力 F_{us} 远大于摩擦力 F_f 和挤压力 F_{op}，μ 为摩擦系数。因此可知，在 CFRP 超声振动套磨过程，超声振动切削特性可及时将套刀表面和刃部金刚石磨粒表面的切屑弹射排开和排出。

图 4 和图 5 分析了普通套磨连续切削过程套刀前端面单磨粒切削及切屑黏附过程和超声振动套磨分离切削过程套刀前端面主刃单颗磨粒切削及排屑过程。图 6 和图 7 分析了普通套磨连续切削过程套刀侧壁单颗磨粒切削及切屑黏附过程和超声振动套磨分离切削过程套刀侧壁单颗磨粒切削及排屑过程。从图中可见，普通套磨切削过程套刀刃部磨粒受到孔中作用力和孔中近似封闭空间排屑不畅的影响，导致切屑堆积（如图 4 中②和图 6 中②所示），并且随着孔中切削温度升高引起切屑中树脂软化而导致套刀刃部磨粒表面出现切屑黏附（如图 4 中③和图 6 中③所示），从而堵塞了套刀刃部磨粒的容屑空间、包覆了套刀刃部磨粒表面，这将极大降低套刀刃部磨粒的切削性能，同时随着套磨钻孔的继续将出现套刀刃部磨粒表面的严重切屑黏附与堵屑、以及刃部切削性能极大降低的恶性循环问题。

然而，在超声振动套磨切削过程，由于套刀刃部金刚石磨粒与工件和切屑之间有规律的周期性接触-分离的动态脉冲式冲击和切削，使得切削区界面周期性打开和闭合而形成动态切削区界面，并且超声波高频动态冲击效应极大改变了切削区的压强变化而产生高声压，高声压作用能够使得切削区的切屑粉尘和空气实现快速疏通流动，如图 5 中②和图 7 中②所示，在超声振动分离过程切削区界面打开、打开切屑堆积的死角，使得切削区界面内部的空气和产生的切屑粉尘在超声波高频动态冲击形成的高声压作用下快速向外部喷射排出、内外实现疏通流动，并且随着界面内部压力低于外部压力而快速吸入外部空气，从而实现了切削区界面内部切屑粉尘和空气与外部空间的快速疏通流动，也形成了动态切削界面，这有效提高了切屑粉尘的排出、降低了切削温度、降低了切屑的堆积和黏附；同时，超声振动套磨过程高冲击和高声压作用的流动空气与流动切屑粉尘也将对套刀刃部磨粒表面的切屑粉尘产生超声冲击和超声冲刷减小切屑黏附与增加切屑排出的效果，再伴随着超声弹射效应能够及时将套刀刃部磨粒表面的切屑粉尘弹射排开的效果（如图 5 中③和图 7 中③所示），因此，超声振动套磨能够有效提高切屑的排屑效果、防止切屑粉尘黏附套刀刃部磨粒表面的现象。

此外，将普通套磨的黏附有切屑粉尘和堵塞有料芯的套刀施加超声振动激励后，由于超声振动产生瞬态较大的超声加速度动态冲击与甩动（或抖动），使得黏附切屑与套刀表面之间的界面内应力发生较大变化和排斥效应，可明显观察到，套刀表面黏附的切屑粉尘和内部堵塞的料芯瞬间就被超声高频振动而振掉、弹飞（或甩掉）、弹射排出，这也更加证明了超声振动套磨具有良好的切屑粉尘和料芯的排屑效果、防止切屑黏附和料芯堵塞的效果。

从图 6 和图 7 中仍然可见，超声振动套磨过程单颗磨粒切削宽度 L_u 大于普通套磨的单颗磨粒切削宽度 L_c，即 $L_u=L_c+2A$。同时，由于超声振动套磨过程套刀超声纵向（即轴向）振动，套刀内外侧壁表面金刚石磨粒沿孔壁表面进行纵向超声周期性接触-分离的动态往复切削和修磨被加工料芯表面与孔壁表面，从而使得超声振动套磨形成对孔壁加工表面的超声修磨光滑切削效果，这种超声修磨光滑效果使得孔壁的加工表面变得更加平整、光滑、均匀一致，获得较好的加工表面形貌和表面质量，也使得套刀内部柱状料芯表面变得更加平整、光滑、均匀一致而有利于提高料芯的排出效果。

超声振动套磨能够实现以上图 5 和图 7 中良好的切屑粉尘排出效果和切屑减粘防粘效果，其切削区内部空气流动过程，如图 8 所示。从图 8 中可见，超声振动套磨前端面主刃磨粒进行周期性接触切削-分离空切的脉冲式动态切削，这有效改善了切削区内部的空气与切屑粉尘的疏通流动和排出效果。在超声振动下压的接触切削过程，内部空气受到超声冲击挤压作用，增大了切削区内部的气压和声压、促使内部空气带动切屑粉尘

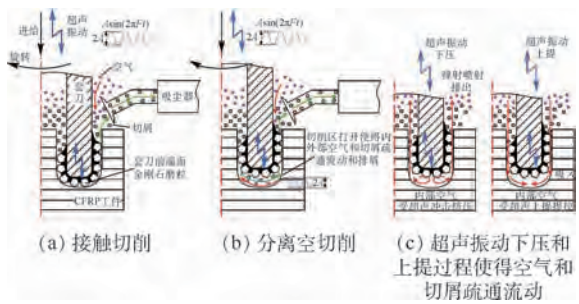


图 8　周期性接触-分离的 UVCD 切削过程的空气流动和切屑排出模型

Fig. 8　Model of air and chip dredged to flow and eject in UVCD with periodic contact and separation cutting process

北航学报 赠阅

快速向外部疏通流动和排出;在超声振动上提的分离空切过程,内部空气受到超声上提拉力和切削区内部负压的作用,能快速吸入外部空气到内部、加快切削区内外部的空气疏通流动和循环流动,从而也提高了切屑粉尘的排出效果、降低了内部切削温度。因此,超声振动套磨能够有效提高切屑粉尘的排出效果、防止切屑粉尘的黏附和堵塞、降低内部切削温度。

图 9 为 CFRP 超声振动套磨提高料芯排出和防止料芯堵塞套磨刀具模型。相比于普通套磨,由于超声振动套磨过程良好的切屑粉尘排屑效果和超声修磨光滑效果,使得料芯在套刀内部受到的挤压和变形明显降低、料芯表面变得更加光滑平整、料芯与超声振动的套刀内壁之间始终保持松动状态,因此,有效防止了料芯堵塞套刀内孔现象、降低了料芯挤压变形而碎裂现象,极大改善了料芯的排出效果。

因此,综合以上分析也可明显得知,由于普通套磨过程排屑效果较差,随着进给量和切削速度的增加而使得切削温度快速升高,进而容易导致普通套磨过程树脂黏结剂出现软化而使得排屑不畅堆积的切屑更容易黏附在套刀刃部磨粒表面,当套刀刃部磨粒表面被黏附切屑完全包覆时,套刀刃部磨粒的切削性能几乎完全丧失而导致套刀因严重黏附切屑而失效;然而,相比于普通套磨过程较差的排屑效果与较低的进给量和切削速度而言,基于超声振动套磨过程良好的切屑排屑效果、防止切屑黏附和料芯堵塞的效果,超声振动套磨能够进一步增加进给量和切削速度,从而进一步提高套磨钻孔效率,同时仍然能够保证套磨过程良好的排屑效果和防粘防堵效果。

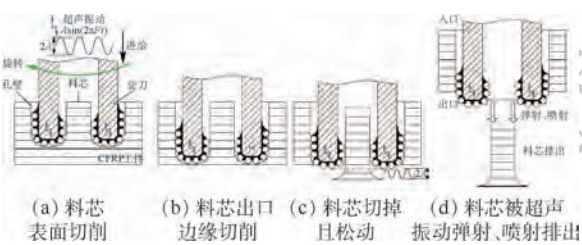


图 9 UVCD 提高料芯排出和防止料芯堵塞套磨刀具模型

Fig. 9 Model of improved rod removal and prevention of rod jammed into core drill in UVCD

2.2 数学模型建立与机理

根据图 4 ~ 图 9 所分析的超声振动套磨过程高声压作用和高频超声冲击作用产生良好排屑效果、有效防止切屑黏附套刀和料芯堵塞套刀效果,本文建立了以下数学模型,并加以详细分析。

首先,假设普通套磨过程切削区内部空气与切屑粉尘组成混合介质空间的某一选取点在某一时刻的压强为 P_0 且为静态压强(单位为 Pa),当受到高频振动周期性变化的超声波扰动后,该选取点处的压强变为 P_1 且有 $P_1 > P_0$,由于该切削区内前后压强的变化,所产生的逾量压强即为声压[24-25],即声压 $P = P_1 - P_0$。因此,相比于普通套磨,超声振动套磨过程切削区内将产生较高的声压,通过超声波近场悬浮理论[24-25],可得出声压 P 的计算公式为

$$P = \frac{1+\gamma}{2}\left[1 + \frac{\sin(2kh)}{2kh}\right]\langle E\rangle \tag{10}$$

$$\langle E\rangle = \frac{A^2}{4}\cdot\frac{\rho_0\omega_F^2}{\sin^2(kh)} \tag{11}$$

式中:γ 为空气介质的比热系数;k 为超声波的波数,$k = \omega_F/c$,ω_F 为超声波的角频率,$\omega_F = 2\pi/T = 2\pi F$,$c$ 为超声波在空气介质中的传播速度,$c = \lambda F$,T 为超声波的振动周期,λ 为超声波波长;$\langle E\rangle$ 为时间平均声场能量密度(即超声波形成的声场能量密度或声波能量密度对时间的平均值);ρ_0 为切削区内空气介质的密度;h 为悬浮高度(即切屑粉尘颗粒悬浮在套刀表面一定高度位置上)。

同时,在超声波近场悬浮理论中,由于悬浮高度 h 远小于超声波波长 λ(即 $h \ll \lambda$),所以有 $kh = \frac{\omega_F}{c}h = \frac{2\pi F}{\lambda F}h = \frac{2\pi h}{\lambda} \ll 1$,$\sin(kh) \approx kh$,将式(11)代入式(10)整理简化后可得到

$$P = \frac{1+\gamma}{4}\cdot\rho_0 c^2\cdot\frac{A^2}{h^2} \tag{12}$$

其次,假设超声振动套磨过程切削区内任一圆形截面的面积元 $\mathrm{d}s$ 上的声压为 P,则该面积元上的总压力为 $F_{tp} = P\mathrm{d}s$;以 $\mathrm{d}x$ 代表超声波在 $\mathrm{d}t$ 时间内传播的距离(并且有 $\mathrm{d}x = c\mathrm{d}t$),假设该截面上质点此时刻的速度为 v_t,该截面移动 $\mathrm{d}x$ 后的体积元质量为 $m = \rho_0\mathrm{d}s\mathrm{d}x$。根据动量定理,则有

$$F_{tp}\Delta t = m\Delta v \tag{13}$$

对式(13)取微分形式,且设定初速度为 0(即质点从静止开始运动),则有

$$P\mathrm{d}s\cdot\mathrm{d}t = \rho_0\mathrm{d}s\cdot\mathrm{d}x\cdot v_t \tag{14}$$

对式(14)进行整理可得

$$P = \rho_0 v_t\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t} = \rho_0 v_t c \tag{15}$$

对式(15)进行整理,可得声场中质点速度与声压之间的关系式为

北航学报 赠阅

$$v_t = \frac{P}{\rho_0 c} \tag{16}$$

根据式(12)和式(16)可知,声压 P 的大小与悬浮高度的平方(即 h^2)成反比、与超声振幅的平方(即 A^2)成正比、与质点的运动速度 v_t 也成正比,并且声压越大使得声场中的质点运动速度或流动速度越快。

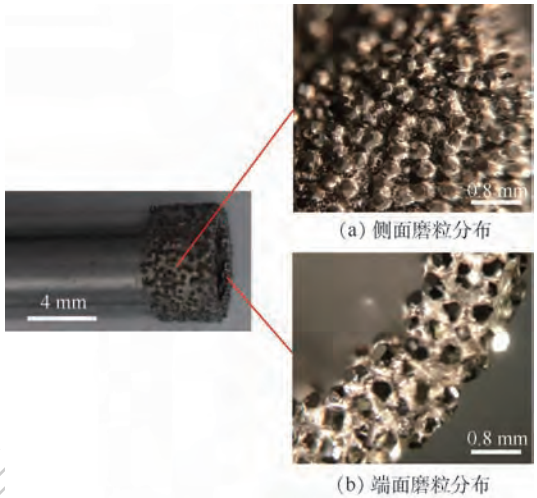
因此,由以上分析可知,相比于普通套磨的静态切削过程,在超声振动套磨的周期性接触-分离的动态脉冲式切削过程中,产生了高声压作用,当超声振幅较大时形成的声压也较大、超声振动套磨过程切削区内外部的压强差值较大、超声场中的切屑运动速度或流动速度也较快,同时随着超声振动套磨切削区界面周期性打开,实现了切削区内外部空气介质的快速疏通流动、切削区界面内部的空气和产生的切屑粉尘在高声压作用下快速向外部喷射排出,并且当切削区界面内部压力低于外部压力时而快速吸入外部空气介质,从而实现了切削区界面内部切屑粉尘和空气介质与外部空间的快速疏通流动,形成了超声振动套磨的声压流动排屑效果和冷却降温效果,进而有效提高了切削区切屑粉尘的排出效果、降低了切削温度、降低套刀表面的切屑粉尘堆积和黏附。

3　CFRP 超声振动套磨高效排屑钻孔实验

3.1　实验平台与条件

实验中,所用工件材料为 65 mm × 45 mm × 5 mm的 CFRP 板;所用刀具为钎焊金刚石磨粒的套磨刀具(即套刀),它由金刚石磨粒和钻杆(即刀体)组成,并通过真空钎焊技术利用金属黏结剂将金刚石磨粒焊接到钻杆前端和内外壁上,该套刀外部直径为 7.5 mm、内部直径为 4.9 mm、总长度为 100 mm,图 10 展示了该套刀表面金刚石磨粒的分布情况(约为 4 颗/mm^2)。

实验中,采用自主研发的超声振动气钻固定到 CA6140 车床上作为 CFRP 普通套磨与超声振动套磨的实验平台,同时采用 KISTLER 9272A 测力仪和英福泰克 InfraTec VH 红外热像仪分别测量套磨钻削过程的钻削力、出口切削温度,实验平台如图 11 所示。具体实验条件和参数见表 1。

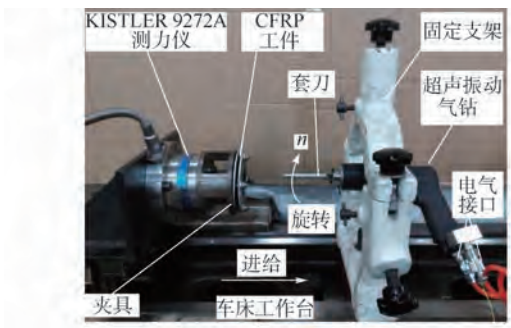


(a) 侧面磨粒分布

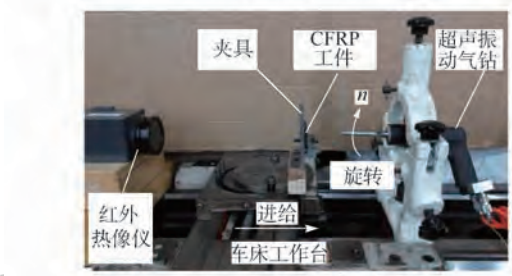
(b) 端面磨粒分布

图 10　实验中套刀及其磨粒分布

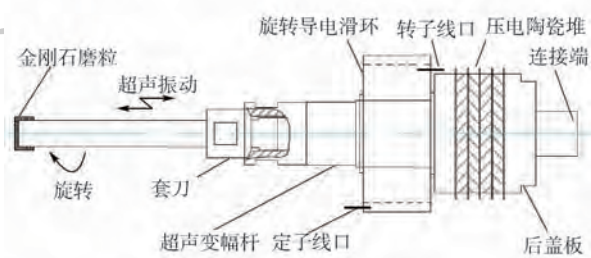
Fig. 10　Diamond core drill in experiment and associated grain distribution



(a) 钻削力测量



(b) 孔出口切削温度测量



(c) 旋转超声振动气钻内部换能器示意图

图 11　CFRP 超声振动套磨实验平台

Fig. 11　Experimental platform of UVCD of CFRP

北航学报 赠阅

表 1 CFRP 普通套磨和超声振动套磨实验条件

Table 1 Experimental conditions in CCD and UVCD of CFRP

参数	CCD	UVCD
钻孔直径/mm	7.5	7.5
钻孔深度/mm	5	5
磨粒粒径/mm	0.25	0.25
转速/(r·min^{-1})	6000	6000
进给/(mm·s^{-1})	0.5	0.5
超声振动频率/kHz	0	21.5
振幅/μm	0	7.5

注:CCD 与 UVCD 刀具类型均为套刀,均不冷却。

3.2 实验测量方法与条件

日本基恩士 KEYENCE LK-G5000 非接触激光测量系统,被用于测量套磨刀具前端振幅。

瑞士奇石乐 KISTLER 9272A 压电测力系统,被用于测量 CFRP 普通套磨和超声振动套磨钻削过程的钻削力。其测量方法如下,首先测力仪产生的电荷信号通过 KISTLER 5070A 电荷放大器转换成电压信号,然后传递给 KISTLER 5697A 数据采集系统并通过 A/D 转换器转换成数字信号,之后传递给 PC 机终端,最后靠 KISTLER DYNOWARE 软件进行观察和数据处理。KISTLER 9272 A 测力仪在安装条件下 x 和 y 方向的固有频率为 3.1 kHz、z 方向的固有频率为 6.3 kHz,x 和 y 方向的测量力可达到 5 kN、z 方向的测量力可达到 20 kN,同时实际测量结果的精度在 x 和 y 方向能达到 0.01 N、在 z 方向能达到 0.02 N。此外,KISTLER 5697 A 数据采集系统有非常高的采样频率,达到 125 kHz。

德国英福泰克 InfraTec VH 红外测温系统,被用来测量钻削 CFRP 孔出口切削温度。

英国泰勒表面轮廓仪 Form Talysurf 50,被用来测量 CFRP 孔表面粗糙度,且每个 CFRP 孔间隔 90°进行 4 次测量,取 4 次测量的平均值并标注 4 次测量的数据分布误差条。轮廓仪采样长度设置为 0.8 mm、评定长度为 5 倍采样长度(即 4 mm)。

日本奥林巴斯 OLYMPUS SZX16 光学显微镜、尼康 Nikon E950 数码相机被用来观察 CFRP 孔的表面质量,同时观察套磨刀具表面的金刚石磨粒分布、使用后套磨刀具的表面磨粒磨损情况。

3.3 实验结果与分析

3.3.1 超声振动套磨对切屑粉尘和料芯的排出效果影响

观察和对比了普通套磨和超声振动套磨 CFRP 孔的切屑粉尘和料芯的排屑效果,如图 12 所示,分别对比了第 1、5 和 8 个孔后的效果。

从图 12(a)中可见,第 1 个孔后,普通套磨的套刀表面黏附了一些切屑并且套刀内部料芯堵塞,堵塞的料芯被卡在套刀内部不容易排出,当拆卸套刀采用顶杆从套刀后端将料芯顶出后,料芯出现了碎裂和分瓣;然而,超声振动套磨后的套刀表面没有切屑黏附和料芯堵塞而保持干净,并且当套刀钻出孔边后套刀内部料芯能够自动轻松排出且保持完整、表面光滑平整。

从图 12(b)和(c)中可见,第 5 和 8 个孔后,普通套磨的套刀表面严重黏附了较多切屑并且套刀内部料芯严重堵塞,堵塞的料芯被严重卡在套刀内部很难排出,当拆卸套刀采用顶杆从套刀后端将料芯顶出后,料芯出现了严重碎裂和分瓣;然而,超声振动套磨后的套刀表面仍然没有切屑黏附和料芯堵塞而保持干净,并且当套刀钻出孔边后套刀内部料芯仍然能够自动轻松排出且保持完整、表面依然光滑平整。

因此,以上实验结果证实,超声振动套磨 CFRP 的周期性接触-分离的套磨工艺具有很好的排屑效果,极大降低了套磨钻孔过程的切屑粉尘粘刀堵屑和料芯堵塞套刀问题、以及内部挤压力,具有超声自洁效果和超声振动修磨光滑的切削效果,有助于改善被加工孔表面质量,极大延长了套刀使用寿命;同时表明,普通套孔的套刀失效形式主要以切屑粉尘和料芯严重黏附和堵屑为主。

此外,以上实验结果也证实,在 CFRP 普通套磨过程,由于套刀排屑效果较差导致容易出现粘刀与堵屑问题而必须停下来进行人工清理,人工清理的辅助时间较长且大于套孔加工时间,这极大降低了套磨加工效率;然而,在 CFRP 超声振动套磨过程,较好的超声排屑效果有效抑制了套刀的粘刀与堵屑问题,使得超声振动套磨能够连续加工且套磨加工效果较好。因此可知,超声振动

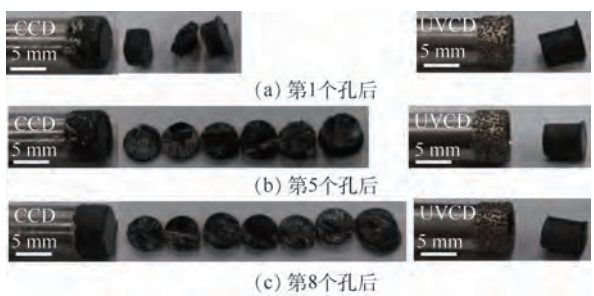


图 12 CFRP 普通套磨和超声振动套磨在第 1、5 和 8 个孔后的排屑效果对比

Fig. 12 Comparison of removal effects of chip and rod after the first, fifth and eighth drilled hole in CCD and UVCD of CFRP

北航学报 赠阅

套磨加工效率远高于普通套磨,实现了 CFRP 超声振动套磨的高效排屑加工。

3.3.2　超声振动套磨对钻削力和切削温度的影响

CFRP 普通套磨和超声振动套磨的钻削力、孔出口切削温度对比分别如图 13(a)和(b)所示。此外,图 13(a)中每个数据点为每个孔稳定套磨钻削阶段的钻削力平均值,图 13(b)中每个数据点为每个孔出口测量的最高切削温度。

从图 13(a)中可见,超声振动套磨的钻削力都明显低于普通套磨(降低 12% ~20%),并随着钻孔数量的增加,普通套磨的钻削力变化明显出现上升趋势,其原因在于普通套磨的套刀表面金刚石磨粒受到切屑黏附和套刀内部料芯堵塞而降低了套刀的切削能力、以及普通套磨过程排屑效果较差所导致;然而,超声振动套磨的钻削力变化都比较稳定,这归功于超声振动套磨的良好的排屑效果、以及周期性接触-分离的脉冲式超声动态切削特性,它们使得套刀的切削能力增强、防止了套刀表面切屑黏附和内部料芯堵塞、降低了套磨钻削过程的摩擦力。此外,轴向钻削力的降低可以降低 CFRP 轴向套磨钻孔过程的分层缺陷风险。

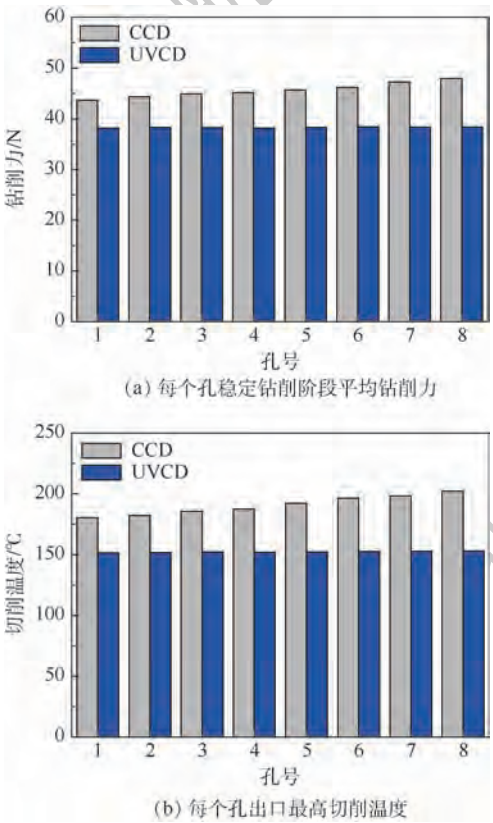


图 13　CFRP 普通套磨和超声振动套磨的钻削力与切削温度对比

Fig. 13　Comparison of thrust force and cutting temperature in CCD and UVCD of CFRP

从图 13(b)中可见,超声振动套磨的切削温度也都明显低于普通套磨(降低 16% ~24%),并随着钻孔数量的增加,普通套磨的温度变化明显出现上升趋势,其原因仍然在于普通套磨的套刀表面金刚石磨粒受到切屑黏附和套刀内部堵塞料芯而降低了刀具的切削能力、以及普通套磨过程排屑效果较差所导致;然而,超声振动套磨的温度变化都比较稳定,这也归功于超声振动套磨的良好的排屑效果、周期性接触-分离的脉冲式超声动态切削特性、以及超声振动套磨过程较低的钻削力。此外,切削温度的降低,可以降低 CFRP 切削过程中由于较高温度导致树脂软化而降低 CFRP 的层间粘结强度、增加切屑黏附、增加轴向套磨钻孔过程 CFRP 分层的风险。

3.3.3　超声振动套磨对刀具磨损和使用性能的影响

图 14(a)和(b)分别为普通套磨和超声振动套磨在第 8 个钻孔后的套磨刀具前端面和侧面刃部磨粒情况的观察。从图中可见,普通套磨的套刀前端面和侧面的刃部磨粒几乎完全被切屑黏附和包覆,从而几乎丧失了套刀的切削能力,然而超声振动套磨的套刀前端面和侧面的刃部磨粒表面干净、没有切屑黏附;同时,普通和超声振动套磨的套刀前端面和侧面的刃部磨粒都没有脱落现象、也没有磨损迹象,都依然锋利。

图 14(a)和(b)的实验结果,进一步证明了前

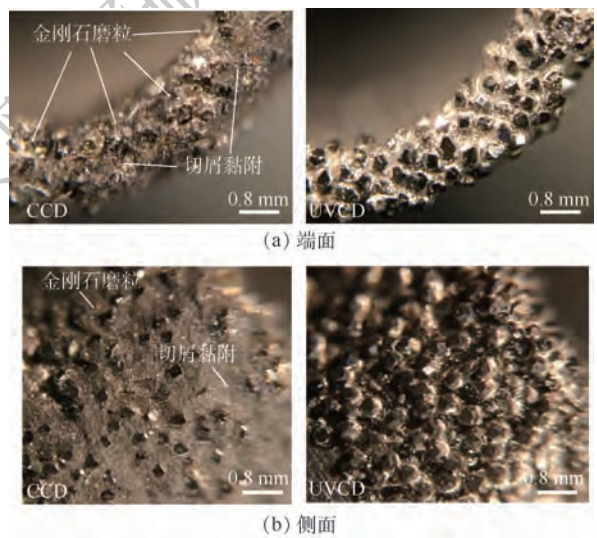


图 14　CFRP 普通套磨和超声振动套磨在第 8 个孔后刀具磨粒微观观察

Fig. 14　Microscopic observation of tool grain after the eighth drilled hole in CCD and UVCD of CFRP

北航学报 赠阅

面关于套磨刀具排屑效果和失效形式的分析，即相比于普通套磨，超声振动套磨具有很好的切屑粉尘和料芯的排屑效果；普通套磨的套刀失效形式主要以切屑粉尘和料芯严重黏附和堵屑为主，而超声振动套磨的套刀失效形式主要以套刀表面金刚石磨粒的磨损失效为主。

3.3.4 超声振动套磨对 CFRP 孔表面质量的影响

CFRP 普通套磨和超声振动套磨的孔表面粗糙度对比如图 15 所示。在图 15 中，每个数据点为每个孔圆周间隔 90°的 4 次测量的平均值，误差条代表每个孔 4 次测量的数据分布。

从图 15 中可见，超声振动套磨的孔表面粗糙度值 R_a 都明显低于普通套磨（降低 33% ~ 39%），并随着套磨钻孔数量的增加，普通套磨的孔表面粗糙度 R_a 变化明显出现上升趋势，其原因在于普通套磨的套刀表面金刚石磨粒受到切屑黏附和套刀内部堵塞料芯而降低了套刀的切削能力、以及普通套磨过程排屑效果较差所导致；然而，超声振动套磨的孔表面粗糙度 R_a 变化都比较稳定，这归功于超声振动套磨的孔壁超声修磨光滑切削效果、良好的排屑效果、周期性接触-分离的脉冲式超声动态切削特性、以及超声振动套磨过程较低的钻削力和切削温度。因此，超声振动套磨的 CFRP 孔表面形貌和表面质量都会明显好于普通套磨。

图 16 为普通套磨和超声振动套磨在分别第 1、5 和 8 个孔后的 CFRP 孔表面质量观察。从图中可见，在普通套磨加工后的 CFRP 孔表面，能够明显观察到基质损坏、分层和粗糙表面的加工缺陷和不足，同时，随着从第 1 个孔到第 8 个孔钻孔数量的增加，这些加工缺陷和不足变得更加严重；然而，在超声振动套磨加工后的 CFRP 孔表面，都

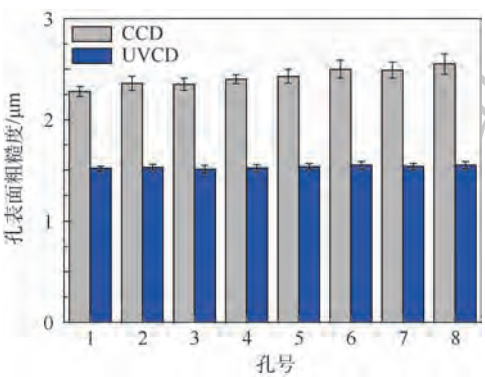


图 15 CFRP 普通套磨和超声振动套磨的孔表面粗糙度对比

Fig. 15 Comparison of surface roughness in CCD and UVCD of CFRP

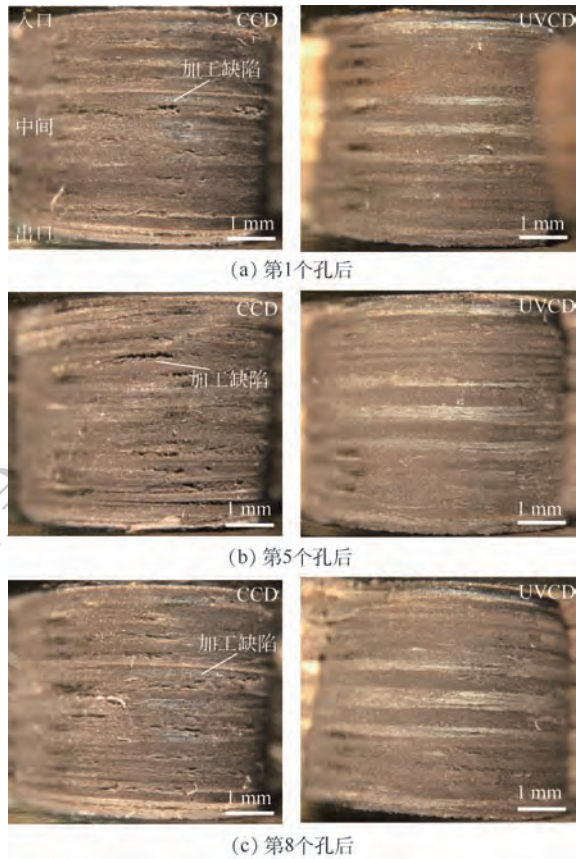


图 16 CFRP 普通套磨和超声振动套磨在第 1、5 和 8 个孔后表面质量微观观察

Fig. 16 Microscopic observation of surface quality after the first, fifth and eighth drilled hole in CCD and UVCD of CFRP

是平整、完整且光滑的加工表面，而且没有出现像普通套磨那样的加工缺陷，超声振动套磨获得了较好的 CFRP 孔的表面质量。

此外，图 16 的实验结果也进一步证实了，CFRP 套磨钻孔的切屑粉尘和料芯的排屑效果将直接影响 CFRP 钻孔后的孔表面加工质量。

4 结 论

1）在 CFRP 套磨钻孔过程，切屑粉尘和料芯的排屑效果极大影响套磨刀具切削性能和使用寿命、以及套磨钻孔效率和孔加工质量。

2）相比于普通套磨，通过超声振动套磨原理和声压流动理论，分析了超声振动套磨 CFRP 的高效排屑机理和加工效果改善机理，并建立了高效排屑分析的几何模型和数学模型。

3）超声振动套磨 CFRP 的实验研究表明，相比于普通套磨，超声振动套磨极大改善了套磨钻孔的切屑粉尘和料芯的排屑效果，有效防止了切

北航学报 赠阅

屑粉尘粘刀和料芯堵塞套刀现象，明显降低了套磨钻孔的钻削力 12% ~20%、切削温度 16% ~24% 和孔表面粗糙度 33% ~39%，极大改善了加工后的 CFRP 孔表面质量、套磨刀具的切削性能并且延长了套磨刀具的使用寿命。

参考文献（References）

[1] 杜善义，关志东. 我国大型客机先进复合材料技术应对策略思考[J]. 复合材料学报，2008，25(1)：1-10.
DU S Y，GUAN Z D. Strategic considerations for development of advanced composite technology for large commercial aircraft in China[J]. Acta Materiae Compositae Sinica，2008，25(1)：1-10(in Chinese).

[2] 沈军，谢怀勤. 先进复合材料在航空航天领域的研发与应用[J]. 材料科学与工艺，2008，16(5)：737-740.
SHEN J，XIE H Q. Development of research and application of the advanced composite materials in the aerospace engineering[J]. Materials Science and Technology，2008，16(5)：737-740(in Chinese).

[3] 杜善义. 先进复合材料与航空航天[J]. 复合材料学报，2007，24(1)：1-12.
DU S Y. Advanced composite materials and aerospace engineering[J]. Acta Materiae Compositae Sinica，2007，24(1)：1-12(in Chinese).

[4] 陈亚莉. F-35 战斗机复合材料蒙皮的切削加工技术[J]. 航空制造技术，2010(15)：34-36.
CHEN Y L. Cutting technology for F-35 composites skin[J]. Aeronautical Manufacturing Technology，2010(15)：34-36(in Chinese).

[5] 廖勋鸿，廖名华，王鑫秀，等. C/C 复合材料在火箭发动机和飞机上的应用[J]. 炭素，2002(3)：11-13.
LIAO X H，LIAO M H，WANG X X，et al. Application of C/C composite materials for rocket engine and airplane[J]. Carbon，2002(3)：11-13(in Chinese).

[6] 蔡闻峰，薛小平. 先进复合材料结构飞机机械连接技术现状及发展方向[J]. 航空精密制造技术，2010(2)：22-24.
CAI W F，XUE X P. State-of-art and development direction of mechanical connection technology for advanced composite structure aircraft[J]. Aviation Precision Manufacturing Technology，2010(2)：22-24(in Chinese).

[7] 谢海龙，董志刚，康仁科，等. C/E 复合材料螺旋铣孔切屑形状与出口温度研究[J]. 北京航空航天大学学报，2017，43(2)：328-334.
XIE H L，DONG Z G，KANG R K，et al. Chips and cutting temperature of helical milling of C/E composites[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2017，43(2)：328-334(in Chinese).

[8] WANG B，GAO H，WEN Q，et al. Influence of cutting heat on quality of drilling of carbon/epoxy composites[J]. Materials and Manufacturing Processes，2012，27(9)：968-972.

[9] 张厚江. 碳纤维复合材料(CFRP)钻削加工技术的研究[D]. 北京：北京航空航天大学，1998.
ZHANG H J. Study on the drilling technology of CFRP[D]. Beijing：Beihang University，1998(in Chinese).

[10] WEI J C，JIAO G Q，JIA P R，et al. The effect of interference fit size on the fatigue life of bolted joints in composite laminates[J]. Composites Part B：Engineering，2013，53：62-68.

[11] SALEEM M，TOUBAL L，ZITOUNE R，et al. Investigating the effect of machining processes on the mechanical behavior of composite plates with circular holes[J]. Composites Part A：Applied Science and Manufacturing，2013，55：169-177.

[12] KARIMI N Z，HEIDARY H，AHMADI M. Residual tensile strength monitoring of drilled composite materials by acoustic emission[J]. Materials and Design，2012，40：229-236.

[13] HE C H，TSAO C C. Effects of special drill bits on drilling-induced delamination of composite materials[J]. International Journal of Machine Tools and Manufacture，2006，46(12-13)：1403-1416.

[14] TSAO C C，HE C H. Parametric study on thrust force of diamond core drill[J]. Journal of Materials Processing Technology，2007，192：37-40.

[15] HE C H，TSAO C C. Effects of peripheral drilling moment on delamination using special drill bits[J]. Journal of Materials Processing Technology，2008，201(1)：471-476.

[16] LIU J，ZHANG D Y，QIN L G，et al. Feasibility study of the rotary ultrasonic elliptical machining of carbon fiber reinforced plastics (CFRP)[J]. International Journal of Machine Tools and Manufacture，2012，53(1)：141-150.

[17] GENG D X，ZHANG D Y，XU Y G，et al. Comparison of drill wear mechanism between rotary ultrasonic elliptical machining and conventional drilling of CFRP[J]. Journal of Reinforced Plastics and Composites，2014，33(9)：797-809.

[18] 张瑞风. 复合材料数控钻铣实验台研制及功能实验研究[D]. 大连：大连理工大学，2010.
ZHANG R F. Development of CNC machine tool for drilling & milling composite materials and experimental studies on its functions[D]. Dalian：Dalian University of Technology，2010(in Chinese).

[19] CONG W L，FENG Q，PEI Z J，et al. Rotary ultrasonic machining of carbon fiber-reinforced plastic composites：Using cutting fluid vs. cold air as coolant[J]. Journal of Composite Materials，2012，46，14(2)：1745-1753.

[20] CONG W L，PEI Z J，DEINES T W，et al. Rotary ultrasonic machining of CFRP using cold air as coolant：Feasible regions[J]. Journal of Reinforced Plastics and Composites，2011，30(10)：899-906.

[21] CONG W L，PEI Z J，FENG Q，et al. Rotary ultrasonic machining of CFRP：A comparison with twist drilling[J]. Journal of Reinforced Plastics and Composites，2012，31(5)：313-321.

[22] ZHANG L B，WANG L J，LIU X Y，et al. Mechanical model for predicting thrust and torque in vibration drilling fibre-reinforced composite materials[J]. International Journal of Machine Tools and Manufacture，2001，41(5)：641-657.

[23] 隈部淳一郎. 精密加工振动切削(基础与应用)[M]. 韩一昆，薛万夫，孙祥根，译. 北京：机械工业出版社，1985：19-96.
KUMABE J. Precision machining and vibration cutting-foundation and application[M]. HAN Y K，XUE W F，SUN X G，

北京航空航天大学学报

北航学报 赠阅

translated. Beijing: China Machine Press, 1985: 19-96 (in Chinese).

[24] 梁延德,魏剑宇,何福本,等. 超声波近场悬浮稳定性提高方法与实验研究[J]. 机械设计与制造,2015(11):46-49.
LIANG Y D, WEI J Y, HE F B, et al. The improvement method and experiment study of levitated stability in near field acoustic levitation[J]. Machinery Design and Manufacture, 2015(11): 46-49 (in Chinese).

[25] CHU B T, APFEL R E. Acoustic radiation pressure produced by a beam of sound[J]. Journal of the Acoustical Society of America, 1982, 72(6): 1673-1687.

作者简介:

李哲 男,博士,工程师。主要研究方向:复合材料等难加工材料及其构件先进制造及高效精密加工装配与装备技术、数字智能化设计制造与装配技术、振动切削与功率超声技术。

张德远 男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向:复合材料等难加工材料及其构件高效精密加工与装配技术、振动切削与功率超声技术。

Mechanism and experiment on high-efficiency chip removal in ultrasonic vibration core drilling of CFRP

LI Zhe[1], WANG Xin[1], ZHANG Yi[1], HOU Bo[1], ZHANG Deyuan[2,*]

(1. Aerospace Research Institute of Materials & Processing Technology, Beijing 100076, China;
2. School of Mechanical Engineering and Automation, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: To solve the problems of poor chip removal effects like the chip adhesion and rod jamming of core drill tool that would have a significantly negative influence on machining efficiency and machining quality during common core drilling (CCD) process of carbon fiber reinforced plastics (CFRP) using a core drill, the novel ultrasonic vibration core drilling (UVCD) technology was employed so as to carry out the basic theory and experiment study of high-efficiency core drilling CFRP. The core drilling principle and high-efficiency chip removal mechanism of UVCD were analyzed by theoretical method, meanwhile the machining effects of high-efficiency chip removal in UVCD of CFRP was verified by experimental method with a designed ultrasonic vibration air drill and lathe platform. The results indicate that compared with the CCD of CFRP, in the UVCD process, the chip removal effects of chip and rod are greatly improved, the problems of chip adhesion and rod jamming of core drill tool are effectively prevented, the thrust force, cutting temperature and hole surface roughness decrease by 12% – 20%, 16% – 24% and 33% – 39% respectively, the machining quality of CFRP hole is obviously improved, and the tool life of core drill will be evidently prolonged.

Keywords: carbon fiber reinforced plastics (CFRP); diamond core drill; ultrasonic vibration core drilling (UVCD); high-efficiency chip removal; machining quality

Received: 2018-10-29; **Accepted**: 2019-02-16; **Published online**: 2019-02-22 13:50

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20190221.1707.006.html

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

北京航空航天大学学报

《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,标点符号正确。

2.4 文稿撰写顺序:中文题名(一般不超过 20 个汉字),作者中文姓名、单位、所在城市、邮政编码,中文摘要(包括目的、方法、结果及结论),中文关键词(5 ~ 8 个),中图分类号,英文题名,作者英文姓名、单位、所在城市、邮政编码、国别,英文摘要,英文关键词,引言,正文,参考文献。首页下角注明基金项目名称及编号,作者信息。

2.5 作者请登录本刊网页进行在线投稿。

3 稿件的审核、录用与版权

3.1 来稿须经专家两审和主编、编委讨论后决定刊用与否。

3.2 若来稿经审查后认定不宜在本刊发表,将及时告知作者。如果在投稿满 3 个月后仍未收到本刊任何通知,作者有权改投它刊。在此之前,请勿一稿多投,否则一切后果自负。

3.3 来稿一经刊登,即赠送单行本。

3.4 来稿一经作者签字并在本刊刊出,即表明所有作者都已经认可其版权转至本刊编辑部。本刊在与国内外文献数据库或检索系统进行交流及合作时,不再征询作者意见。

邮寄地址:100191 北京市海淀区学院路 37 号 北京航空航天大学学报编辑部

办公地点:北京航空航天大学办公楼 405,407,409 房间

电 话:(010)82315594,82338922,82314839,82315426

E-mail:jbuaa@ buaa. edu. cn

http://bhxb. buaa. edu. cn

http://www. buaa. edu. cn

北京航空航天大学学报

ISSN 1001-5965
CODEN BHHDE8

北京航空航天大學学报

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS

2020-01
Vol.46 No.1