



北航学报
赠阅

ISSN 1001-5965
CODEN BHHDE8

北京航空航天大学 学报

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF
AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS



2021-09

Vol.47 No.9

目 次

厚胶层复合材料黏接结构中超声反射/透射特性的有限元仿真..... 何存富, 李永坤, 吕炎, 宋国荣 (1721)

..... 冯霞, 王尧 (1729)

基于链路预测的未来新增航线发现..... 石旭东, 张和茂, 赵宏旭, 李瑞蒲, 王雪飞 (1739)

复杂线束在双 BCI 耦合下的终端响应机理..... 陆小科, 张志国, 孙进平, 孙伟 (1748)

基于杂波量测集约束的改进 MS-MeMBeR 滤波器..... 乔晓利, 李林, 刘贡平, 高洁, 程佳敏, 田春林 (1756)

基于谓词逻辑的飞机线束工装图版设计..... 龙海斌, 吴裕平 (1765)

无人直升机系留气动载荷 CFD 计算分析..... 李泳峰, 吴新跃, 李道平, 张国栋, 肖士利 (1774)

运载火箭气液组合连接器动态自动对接技术..... 丛戎飞, 叶友达, 赵忠良 (1780)

吸气式高超声速飞行器耦合运动数值模拟..... 罗凯, 汪球, 栗继伟, 李进平, 赵伟 (1790)

传感器安装对平板气动热测量精度的影响..... 杨洁, 王新龙, 陈鼎 (1799)

一种适用于高轨空间的 GNSS 矢量跟踪方案设计..... 程琦, 孙蕊, 王均晖 (1807)

多路径效应对 GPS 多普勒测速的影响..... 孙新月, 田威, 胡俊山, 廖文和 (1814)

基于遗传算法的插值 Coons 曲面孔位修正方法..... 石嘉, 裴忠才, 唐志勇, 胡达达 (1823)

改进型自抗扰四旋翼无人机控制系统设计与实现..... 王璟贤, 师鹏, 陈致钧, 赵勇, 白玉铸 (1832)

非合作目标安全走廊设计及飞越逼近轨迹优化..... 周长霖, 王春阳, 宫健, 谭铭, 李欣, 包磊 (1841)

..... 杨劲赫, 李峭, 左沅君, 熊华钢 (1849)

基于干扰重构和盲源分离的混合极化抗 SMSP 干扰..... 张卿, 王兴坚, 苗忆南, 王少萍, Alexander I. GAVRILOV (1857)

..... 侯煦, 邢玉明, 郝兆龙, 王仕淞, 侯天睿 (1866)

基于优先级赤字轮询调度的 WAIC 网络延迟分析..... 牛得清, 伍友利, 徐洋, 吴鑫, 张丹旭, 杨鹏飞 (1874)

基于眼动、位姿及场景视频的人体运动方向预测方法..... 徐统民, 姚敏立, 张峰干, 王旭健 (1884)

..... 李永强, 吕卫民 (1892)

高碳醇/膨胀石墨复合相变热沉多目标优化..... 林珂玉, 姜宏旭, 张永华, 丛容子 (1900)

红外空空导弹抗干扰效能评估建模..... 喻健, 何宇廷, 冯宇, 马斌麟, 张腾, 杨飞 (1908)

非均匀间距的低副瓣宽带微带阵列天线设计..... 马啸宇, 张金生, 李婷 (1918)

PBGA 封装芯片热环境适应性仿真分析..... 李文华, 汪立新, 沈强, 李成 (1927)

基于 3D-Winograd 的快速卷积算法设计及 FPGA 实现.....

环氧树脂基复合材料加筋板结构吸湿行为研究.....

一种基于卷积神经网络的地磁基准图构建方法.....

基于 EMD 的 MEMS 陀螺仪随机漂移分析方法.....

期刊基本参数: CN 11-2625/V * 1956 * m * A4 * 212 * zh * P * ¥50.00 * 900 * 25 * 2021-09

(编辑 张 嵘 李艳霞 孙 芳 李贵黎 卞欢欢 贺 伟)

CONTENTS

Finite element simulation of ultrasonic reflection/transmission characteristics for composite bonded joints with thick adhesive layers HE Cunfu, LI Yongkun, LYU Yan, SONG Guorong (1721)

Future air routes discovery based on link prediction FENG Xia, WANG Yao (1729)

Terminal response mechanism of complex wire harness under double BCI coupling SHI Xudong, ZHANG Hemao, ZHAO Hongxu, LI Ruipu, WANG Xuefei (1739)

An improved multi-sensor MeMber filter based on clutter measurement set constraint LU Xiaoke, ZHANG Zhiguo, SUN Jinping, SUN Wei (1748)

Predicate logic based tooling drawing design of aircraft harness QIAO Xiaoli, LI Lin, LIU Gongping, GAO Jie, CHENG Jiamin, TIAN Chunlin (1756)

CFD calculation and analysis of unmanned helicopter tie-down aerodynamic load LONG Haibin, WU Yuping (1765)

Dynamic automatic docking technology of gas-liquid composite umbilical connector for launch vehicle LI Yongyi, WU Xinyue, LI Daoping, ZHANG Guodong, XIAO Shili (1774)

Numerical simulation of coupling motion of an air-breathing hypersonic vehicle CONG Rongfei, YE Youda, ZHAO Zhongliang (1780)

Influence of sensor installation on accuracy of aerodynamic heating measurement on flat plate LUO Kai, WANG Qiu, LI Jiwei, LI Jinping, ZHAO Wei (1790)

Design of a GNSS vector tracking scheme for high-orbit space YANG Jie, WANG Xinlong, CHEN Ding (1799)

Multipath effects on velocity measurement from GPS Doppler observations CHENG Qi, SUN Rui, WANG Junhui (1807)

A hole position correction method of interpolation Coons surface based on genetic algorithm SUN Xinyue, TIAN Wei, HU Junshan, LIAO Wenhe (1814)

Design and realization of an improved active disturbance rejection quadrotor UAV control system SHI Jia, PEI Zhongcai, TANG Zhiyong, HU Dada (1823)

Design of non-cooperative target's safe corridor and optimization of fly-by approach trajectory WANG Jingxian, SHI Peng, CHEN Zhijun, ZHAO Yong, BAI Yuzhu (1832)

Hybrid polarization anti-SMSP jamming based on jamming reconstruction and blind source separation ZHOU Changlin, WANG Chunyang, GONG Jian, TAN Ming, LI Xin, BAO Lei (1841)

Delay analysis of WAIC network based on priority-deficit round robin scheduling YANG Jinhe, LI Qiao, ZUO Yuanjun, XIONG Huagang (1849)

Human motion direction prediction method based on eye tracking, pose and scene video ZHANG Qing, WANG Xingjian, MIAO Yanan, WANG Shaoping, Alexander I. GAVRILOV (1857)

Multi-objective optimization of a high alcohol/expanded graphite composite PCM based heat sink HOU Xu, XING Yuming, HAO Zhaolong, WANG Shisong, HOU Tianrui (1866)

Modeling of anti-jamming effectiveness evaluation of infrared air-to-air missile NIU Deqing, WU Youli, XU Yang, WU Xin, ZHANG Danxu, YANG Pengfei (1874)

Design of low sidelobe broadband microstrip array antenna with non-uniform spacing XU Tongmin, YAO Minli, ZHANG Fenggan, WANG Xujian (1884)

Simulation analysis of PBGA packaged chips' thermal environment adaptability LI Yongqiang, LYU Weimin (1892)

Design and FPGA implementation of fast convolution algorithm based on 3D-Winograd LIN Keyu, JIANG Hongxu, ZHANG Yonghua, CONG Rongzi (1900)

Moisture absorption behavior of epoxy resin matrix composite stiffened panel YU Jian, HE Yuting, FENG Yu, MA Binlin, ZHANG Teng, YANG Fei (1908)

A geomagnetic reference map construction method based on convolutional neural network MA Xiaoyu, ZHANG Jinsheng, LI Ting (1918)

Random drift analysis method of MEMS gyroscope based on EMD LI Wenhua, WANG Lixin, SHEN Qiang, LI Cheng (1927)

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0305

厚胶层复合材料黏接结构中超声反射/透射特性的有限元仿真



何存富, 李永坤, 吕炎*, 宋国荣

(北京工业大学 材料与制造学部, 北京 100124)

摘 要: 针对厚胶层复合材料黏接结构, 采用有限元法对其中发生黏接界面弱化、胶层内聚弱化时的超声反射/透射系数进行了仿真计算。在仿真模型中, 利用弹性薄层物理场边界模拟了常规理论推导中的弹簧模型边界条件, 通过改变胶层材料的弹性常数实现了对胶层内聚状态变化的模拟。仿真计算结果表明: 随着黏接界面弱化程度的加剧, 超声反射/透射系数频谱曲线将向低频方向偏移, 而超声反射/透射系数角谱曲线将向大角度方向偏移; 随着黏接结构中胶层内聚弱化程度的加剧, 对应超声反射/透射系数频谱、角谱曲线的偏移趋势与发生黏接界面弱化时的情况一致。研究成果解决了利用有限元法对厚胶层复合材料黏接结构中黏接界面、结构胶内聚层进行模拟处理的问题, 且仿真结果和理论计算结果吻合良好。

关键词: 黏接结构; 复合材料; 厚胶层; 超声反射/透射; 有限元

中图分类号: TB559

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2021)09-1721-08

在航空航天、新型汽车、大型风机叶片等应用领域中, 具有厚胶层(数毫米厚)特点的复合材料黏接结构屡见不鲜^[1-2]。例如, 在大型风机叶片中, 由玻璃纤维增强复合材料(GFRP)或碳纤维增强复合材料(CFRP)组成的厚胶层黏接结构几乎遍布叶片全身。针对厚胶层复合材料黏接结构, 基于声学性能参数(如超声反射/透射系数)求解与分析的无损检测与评价方法在其黏接质量的定性及定量表征方面呈现出了明显的技术优势和发展潜力^[3]。但是, 由于复合材料力学性能的各向异性及胶层力学性能的各向同性, 使得关于厚胶层复合材料黏接结构中声波传播特性的理论求解、有限元仿真及实验检测等内容比各向同性材料黏接结构时的情况更复杂。此外, 厚胶层的存在将使黏接结构中出现黏接界面弱化、结构胶

内聚弱化等复杂黏接问题, 这势必增加黏接质量评价的难度^[4-5]。

目前, 在利用声波的反射/透射特性来评价复合材料黏接结构的黏接质量方面, 相应的研究大多是针对胶层较薄时的情形。例如, Vijaya Kumar等^[6]利用超声波斜入射检测技术, 对胶层厚度为0.7 mm的CFRP单搭接接头进行了扫查, 通过提取反射系数频谱并与理论计算结果对比, 揭示了频谱曲线中极值点的偏移量与胶层弱化程度之间的潜在联系, 其中, 在理论上模拟黏接界面的弱黏接时, 引入了具有零厚度的弹簧模型来代替中间的薄胶层。类似地, Leiderman等^[7]为了获取用于黏接界面刚度检测的最佳实验条件(声波激励频率和入射角), 通过在黏接界面处引入弹簧模型, 发展了适用于各向同性材料黏接结构及各向异性

收稿日期: 2020-07-01; 录用日期: 2020-08-28; 网络出版时间: 2020-10-09 14:51

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20201009.1120.003.html

基金项目: 国家自然科学基金(11972052, 51875010); 北京市教委科技一般项目(KM201710005012)

* 通信作者: E-mail: lvyan@bjut.edu.cn

引用格式: 何存富, 李永坤, 吕炎, 等. 厚胶层复合材料黏接结构中超声反射/透射特性的有限元仿真[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(9): 1721-1728. HE C F, LI Y K, LYU Y, et al. Finite element simulation of ultrasonic reflection/transmission characteristics for composite bonded joints with thick adhesive layers [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(9): 1721-1728 (in Chinese).

材料黏接结构的超声反射/透射特性理论计算方法。需要说明的是,基于弹簧模型的非完好界面等效处理方法最早由 Baik 和 Thompson^[8] 提出,并由 Rokhlin 等^[9-10] 将其应用于各向同性介质间界面及各向异性介质间界面的数学建模上,且该等效模型的成立条件为:界面层的厚度远小于其中的声波波长。对于黏接结构中的薄胶层,大多数的研究都是将其作为单一的黏接界面层来处理,进而可利用等效弹簧模型来对其力学特性进行分析。然而,对于厚胶层黏接结构而言,整个胶层与被黏基体材料之间存在 2 个黏接界面,且黏接界面之间还存在着结构胶的内聚层,故相应的力学等效模型较为复杂。Siryabe 等^[11] 针对铝-环氧胶-铝黏接结构,考虑将胶层的上、下界面处理为具有非零厚度的薄层,建立了包括该薄层、结构胶内聚层及基体层在内的理论分析模型,并利用水浸超声纵波透射系数频谱分别对结构胶内聚层和薄界面层的弹性模量进行了预测,进而分析了其中的黏接界面弱化和胶层内聚弱化程度。与 Siryabe 处理胶层与基体层之间黏接界面的方式不同,Mori 等^[12] 通过在厚胶层边界处引入弹簧模型,建立了包含该弹簧界面层、结构胶内聚层及基体层在内的理论分析模型,并通过数值计算与仿真分析,研究了各向同性材料黏接结构中发生单黏接界面弱化及双黏接界面弱化时相应超声反射/透射系数频谱曲线的变化规律,但并未对胶层的内聚弱化进行分析。

目前,上述处理厚胶层与基体层之间黏接界面的方式多见于理论推导方面,很少有将该方法应用于有限元仿真的研究报道。此外,考虑到复合材料的各向异性,当前研究中也很少有将有限元法应用于厚胶层各向异性材料黏接结构中超声反射/透射特性仿真计算的内容。为此,本文参考文献^[11-12] 提到的厚胶层各向同性材料黏接结构中黏接界面的等效处理方法,开发出应用于厚胶层复合材料黏接结构中超声反射/透射特性求解的有限元仿真模型,为复杂黏接界面条件、不同内聚弱化状态及多种材料组成类型时黏接结构中的声学仿真分析奠定基础。

1 有限元模型建立

1.1 2.5 维模型

在利用有限元法计算黏接结构中的声波传播特性时,要先考虑仿真模型的建立问题。由于基体层复合材料为各向异性材料,故利用二维平面模型无法对材料属性的方向依赖性进行全面的考

虑。相比而言,三维空间模型则考虑了整体结构在各个方向上的物理性能。但是,为了获得足够的计算精度,在三维建模时通常要进行大量的单元划分,这将带来仿真计算运行时间较长、占用内存较大的问题。为了平衡二维平面模型和三维空间模型之间的矛盾,选择采用 2.5 维有限元法对厚胶层复合材料黏接结构进行建模分析^[13]。以图 1 中液体负载下的厚胶层复合材料黏接结构为例,对 2.5 维仿真模型的建立过程进行阐述。在图 1 中,具有 0° 纤维方向的 T300/914-0 板与具有 45° 纤维方向的 T300/914-45 板由环氧胶黏接在一起。T300/914 是一种单轴向 CFRP,由型号为 T300 的碳纤维与型号为 914 的环氧基树脂结合、固化而成,属于横观各向同性材料。

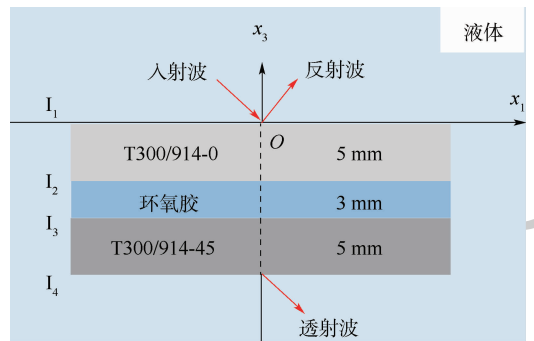


图 1 厚胶层复合材料黏接结构及声波传播示意图
Fig. 1 Schematic of composite bonded joint with thick adhesive layer and acoustic wave travelling

需要说明的是,此处复合材料板的纤维方向角度是相对于 x_1 轴方向的偏转角,T300/914-0 板沿 x_3 轴在 x_1-x_3 平面内旋转 45° 之后即为 T300/914-45 板。显然,这一操作在二维平面仿真模型中是无法实现的。但是,根据坐标系旋转算法^[14-15],T300/914-45 在图 1 中坐标系下的弹性常数可由三维坐标系下的矩阵运算获得。因此,将三维坐标系下获得的 T300/914-45 板的弹性常数代入图 1 中的二维分析模型中,即可得到对应的 2.5 维仿真模型。

基于此,本文利用 COMSOL 仿真软件建立了水浸环境下图 1 中厚胶层复合材料黏接结构的仿真求解模型,如图 2 所示。图中: \mathbf{k} 为入射波矢量, θ 为声波入射角。另外,水的密度为 1 000 kg/m³,纵波波速 c_w 为 1 490 m/s;T300/914-0 及环氧胶的密度、弹性常数 C_{ij} 等如表 1 所示(T300/914-45 的弹性常数可由坐标系变换求得,这里不再详细说明)。整个仿真过程选择在频域条件下进行,所应用的计算接口为固体力学接口和声学模块下的压力声学接口。

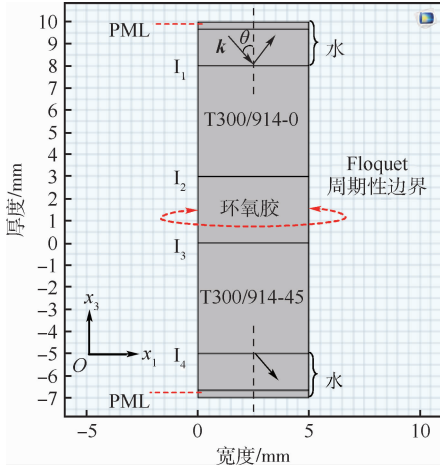


图2 厚胶层复合材料黏接结构的仿真模型
Fig.2 Simulation model of composite bonded joint with thick adhesive layer

表1 T300/914-0与环氧树脂的材料参数

Table 1 Material properties of T300/914-0 and epoxy adhesive

材料	密度/($\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$)	C_{11} /GPa	C_{12} /GPa	C_{23} /GPa	C_{44} /GPa	C_{22} /GPa	C_{55} /GPa
T300/914-0	1 560	143.8	6.2	6.5	3.6	13.3	5.7
环氧树脂	1 170	7.97	5.14	5.14	1.42	7.97	1.42

x_1 方向上是无限延伸的。因此,在建立有限元仿真模型时,也需要对其左、右边界进行适当的处理。为此,这里引入了 Floquet 周期性边界。由图2可知,虽然该仿真计算单元的宽度为 5 mm,但由于在其左、右两侧边界处引入了 Floquet 周期性边界,使得其在 x_1 方向上是无界的。这样,在不失计算精确度的前提下,也可大大降低仿真计算量。

文献[11-12]中提到,在处理厚胶层黏接结构中的黏接界面时,可将其处理为具有非零厚度的等效薄层或具有零厚度的弹簧界面层。其中,当利用有限元法将黏接界面处理为非零厚度的等效薄层时,由于等效薄层的厚度大都在几微米,使得在对其进行网格划分时将面临局部网格密度倍增及运算效率下降的问题。为此,考虑将理论推导中经常采用的弹簧模型边界条件引入到厚胶层与基体层之间的黏接界面处,建立了用于模拟厚胶层黏接界面的分析模型,如图3所示。

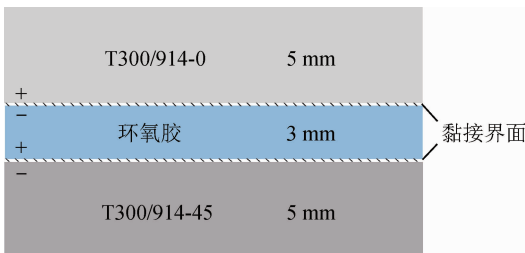


图3 厚胶层黏接界面分析模型

Fig.3 Analytical model of bonding interfaces in thick adhesive layer

1.2 边界设置

如图2所示,实体部分为一个仿真计算单元。其中,界面 I_1 、 I_4 为液/固界面,界面 I_2 、 I_3 为黏接界面。仿真模型中,黏接结构的各层厚度即为图1中所示的厚度;水层的厚度设置为 2 mm;仿真计算单元的宽度设置为 5 mm。

为模拟无限大液体区域,在图2中仿真计算单元的上、下表面处均设置了 PML(完美匹配层),用于对模型上、下边界处的声波进行全吸收。其中,PML的厚度设置为水中波长 λ_w ($\lambda_w = c_w/f$, f 为频率)的三分之一。另外,在求解厚胶层复合材料黏接结构中超声波的反射/透射特性时,为了消除声波在黏接结构左、右边界处的多次反射和折射对计算结果的影响,常设定计算模型在

当黏接界面处于完好黏接状态时,该界面处的位移、应力分量均连续;当黏接界面处于弱黏接状态时,该界面处的应力分量仍保持连续,而位移分量则不再连续,且界面两侧的位移差与对应的应力分量之间满足胡克定律。因此,通过引入具有零厚度的弹簧界面层来模拟黏接界面,建立了黏接界面处的边界条件:

$$\begin{cases} +\sigma_{13} = -\sigma_{13} = \sigma_{13} \\ +\sigma_{33} = -\sigma_{33} = \sigma_{33} \\ +u_1 - u_1 = -\frac{\sigma_{13}}{K_{13}} \\ +u_3 - u_3 = -\frac{\sigma_{33}}{K_{33}} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $+\sigma_{13}$ 、 $-\sigma_{13}$ 、 σ_{13} 为切向应力分量; $+\sigma_{33}$ 、 $-\sigma_{33}$ 、 σ_{33} 为法向应力分量; $+u_1$ 、 $-u_1$ 为切向位移分量; $+u_3$ 、 $-u_3$ 为法向位移分量; K_{13} 、 K_{33} 分别为黏接界面处的切向、法向弹簧刚度, N/m^3 ; +、- 分别对应界面处的上、下侧。

在利用有限元法对厚胶层复合材料黏接结构进行建模时,无法直接将式(1)中的弹簧边界条件施加到黏接界面处。为了解决这一问题,选择利用弹性薄层物理场边界来对厚胶层复合材料黏接结构中的黏接界面进行模拟。需要说明的是,这里的弹性薄层不同于文献[11]中提到的黏接界面等效薄层。前者在几何上也是没有厚度的,这与理论推导中引入的弹簧模型(见式(1))相吻合。利用弹性薄层,黏接界面两侧固体层中的质

点振动位移可以被耦合起来,并和相应的应力分量建立数学关系。基于此,在图2所示的仿真模型中,将弹性薄层引入到了黏接界面 I_2 、 I_3 处。通过定义弹性薄层的弹簧类型及弹簧常数(即弹簧刚度),可对不同黏接状态下的黏接界面进行模拟。需要说明的是,为了与式(1)中引入的线性弹簧模型条件保持一致,在设置弹性薄层的属性时不考虑阻尼及黏滞效应。

1.3 网格划分

对于图2所示的厚胶层复合材料黏接结构仿真模型,在进行有限元网格单元划分时,需要根据不同位置选择合适的细化准则。例如,在界面 $I_1 \sim I_4$ 处,对应的网格应足够细化。同时,由于引入了Floquet周期性边界,在仿真计算单元的左、右边界处,网格的设置条件应保持一致。此外,在有限元仿真时,网格单元尺寸的选择原则是在保证计算精度的条件下尽可能获得较高的计算效率。通常情况下,为了保证计算结果的准确性,网格单元的尺寸应不超过计算域中最小波长的十分之一。对于图2中的仿真模型,在计算频率一定的情况下,水中的波长 λ_w 最短。因此,将根据水中波长 λ_w ,对网格单元的尺寸进行定义。具体设置如下:

1) 选择自由三角形网格对整个黏接结构及两端水层进行分割,并设置其中的最大单元大小为 $\lambda_w/15$ 。

2) 对于界面 $I_1 \sim I_4$,设置界面处自由三角形网格的最大单元大小为 $\lambda_w/40$ 。

3) 对于模型的左、右边界,同时设置边界处自由三角形网格的最大单元大小为 $\lambda_w/15$ 。

4) 对于模型中所有界面或边界的端点,设置端点处自由三角形网格的最大单元大小为 $\lambda_w/40$ 。

5) 对于PML,设置其厚度范围内网格单元的层数为20,即每层厚度为 $\lambda_w/60$ 。

6) 在2)的基础上,再次定义界面 $I_1 \sim I_4$ 处的边界层属性,设置边界层的厚度为 $\lambda_w/400$ 。

1.4 超声反射/透射系数

如图2所示,设入射平面波波矢为 \mathbf{k} ,并沿入射角 θ 传播到黏接结构的上表面。波矢 \mathbf{k} 的定义为

$$\mathbf{k} = (\omega/c_w)(\sin \theta, -\cos \theta) \quad (2)$$

式中: $\omega = 2\pi f$ 为角频率。

所定义的入射平面波为

$$P_{in}(\mathbf{x}) = 1\text{Pa} \cdot \exp(-i(\mathbf{k} \cdot \mathbf{x})) \quad (3)$$

式中: $\mathbf{x} = (x_1, x_3)$ 。

根据平面波入射的条件,定义了反射系数的表达式为

$$R = P_{sc}/P_{in} \quad (4)$$

式中: P_{sc} 为界面 I_1 上侧水中的散射压力场; P_{in} 为界面 I_1 上侧水中的入射压力场。

透射系数表达式为

$$T = P_t/P_{in} \quad (5)$$

式中: P_t 为界面 I_4 下侧水中的透射压力场。

因此,针对不同声波激励频率 f 和入射角 θ 的组合,可通过提取水层中的散射压力场、透射压力场和入射压力场,并根据式(4)和式(5),计算出相应的超声反射/透射系数频谱或角谱。

2 仿真计算结果分析

利用图2中建立的有限元仿真模型,分别对厚胶层复合材料黏接结构中发生黏接界面弱化和胶层内聚弱化时的超声反射/透射特性进行计算和分析。需要说明的是,本节中的局部放大图展示了仿真计算结果与理论计算结果的吻合程度,而整体图则展示了在较宽的频带或角度范围内反射/透射系数曲线随黏接界面弱化或胶层内聚弱化而发生偏移的趋势。

2.1 黏接界面弱化

以图2所示黏接结构中的界面 I_2 处发生弱黏接为例,仿真研究界面弱化程度对其超声波反射/透射特性的影响。为此,此处设置界面 I_2 处的切向弹簧刚度 K_{13} 分别为 ∞ 、 5×10^{13} 、 2×10^{13} 、 1×10^{13} 、 5×10^{12} N/m³,法向弹簧刚度 K_{33} 默认为 ∞ 。其中,界面 I_2 处的 K_{13} 为 ∞ 对应了完好黏接时的情况。另外,默认界面 I_3 为完好黏接界面,故该位置处的 K_{13} 和 K_{33} 均设置为 ∞ 。为了验证有限元计算结果的正确性,将基于有限元法的仿真计算结果和基于理论推导的数值计算结果进行了对比。

首先,在入射角 θ 为 35° (任意角度)时,仿真计算了相应的超声反射/透射系数频谱,结果如图4所示。可以看出,基于有限元仿真的计算结果与基于理论推导的计算结果吻合良好。提取仿真和理论计算结果中1.6 MHz附近的极小值点所对应的频率值,发现二者偏差约为0.001 MHz。

从计算结果可以看出,随着界面处弹簧刚度的下降(即黏接界面弱化程度的加剧),反射及透射系数频谱曲线均向左(低频方向)偏移;同完好黏接状态相比,弹簧刚度下降的越多,计算结果中极值点的偏移量就越大。在不同的频率点处,弹簧刚度下降所引起的极值点偏移量也不相同。

在此基础上,采用与图4中同样的弹性薄层设置条件,对相应的反射/透射系数角谱进行了仿真计算。其中,声波的激励频率 f 设置为0.5 MHz

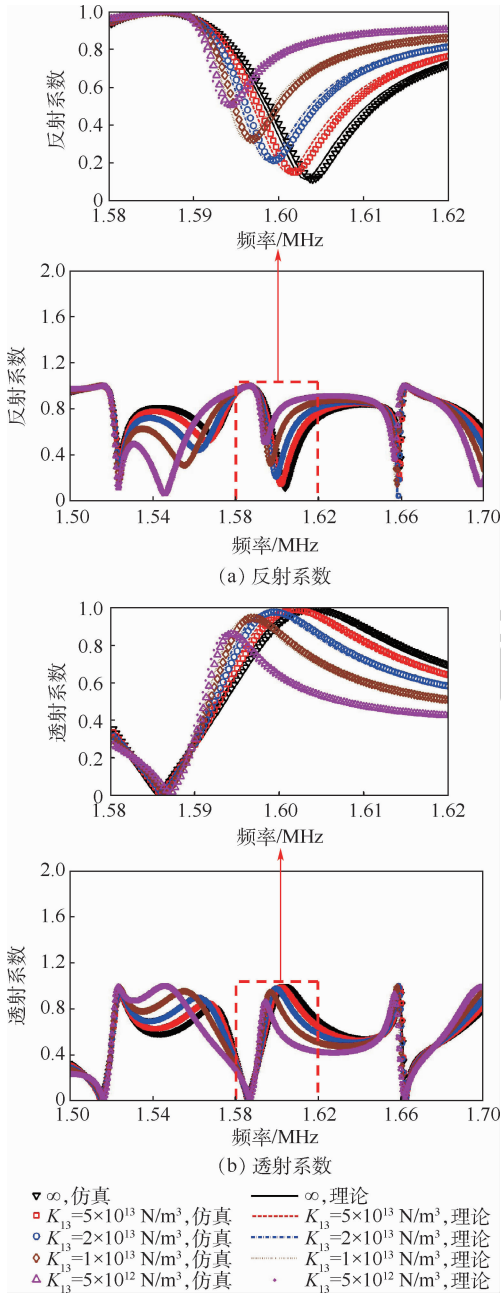


图4 黏接界面弱化时的仿真与理论计算结果(频谱)
Fig.4 Finite element modeling and theoretical calculation results with degradation on bonding interface (frequency spectrum)

(任意频率),具体结果如图5所示。可以看出,基于有限元仿真的计算结果与基于理论推导的计算结果吻合较好。提取仿真和理论计算结果中 13° 附近的极小值点所对应的角度值,发现二者偏差约为 0.02° 。同时,随着弹簧刚度的下降,对应的超声反射/透射系数角谱有向右(大角度方向)偏移的趋势,这与反射/透射系数频谱中的现象截然相反。同完好黏接状态相比,弹簧刚度下降的越多,对应的极值点偏移量就越大。同时,在不同的角度值附近,弹簧刚度下降所引起的极值点偏移量也不相同。

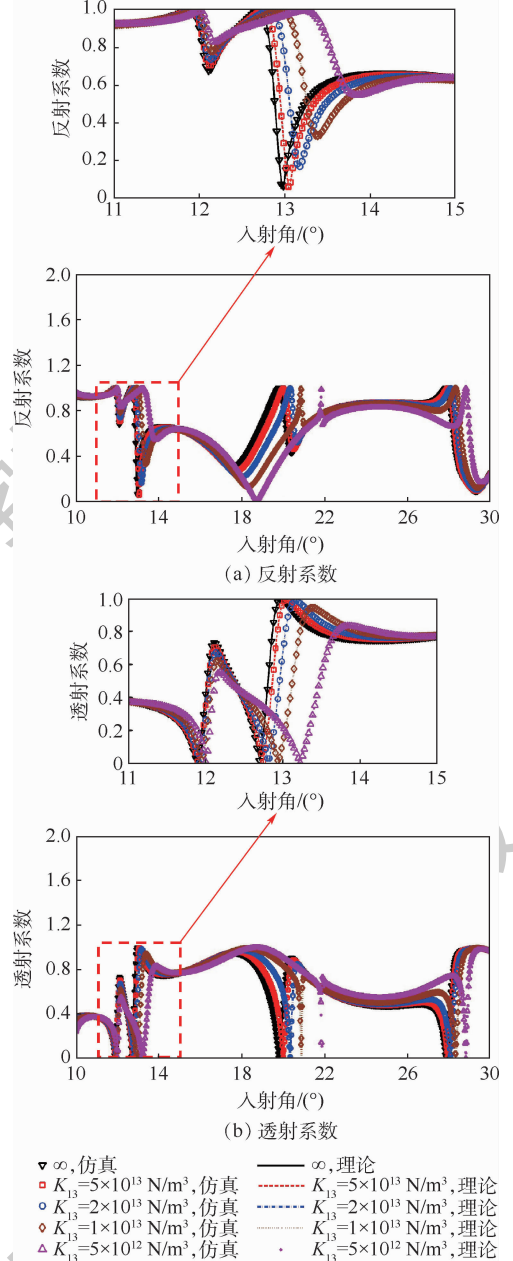


图5 黏接界面弱化时的仿真与理论计算结果(角谱)
Fig.5 Finite element modeling and theoretical calculation results with degradation on bonding interface (incident angle spectrum)

2.2 胶层内聚弱化

在黏接结构中,胶层固化不良或弱化程度加剧将导致其弹性常数的减小^[16-18]。因此,为了在仿真计算时模拟厚胶层复合材料黏接结构中胶层的内聚弱化,本文选择以其弹性常数 C_{66} 的下降来表示该弱化状态。需要说明的是,选择分析弹性常数 C_{66} 的原因为:对于胶层材料而言, C_{66} 对应了其剪切模量 G ,且同时影响着弹性模量 E 的大小。为便于比较,设置环氧胶层的弹性常数 C_{66} 减小到初始值的95%、90%、85%和80%,并根据图2中的仿真计算模型对相应的超声反射/透射系数频谱和角谱进行了计算。需要说明的是,在分析胶

层的内聚弱化时,均默认厚胶层复合材料黏接结构中的黏接界面处于完好黏接状态。

首先,在声波入射角 θ 为 35° (任意角度) 时,仿真计算了相应的超声反射/透射系数频谱,结果如图 6 所示。可以看出,基于有限元仿真的计算结果与基于理论推导的计算结果吻合较好。提取仿真和理论计算结果中 0.66 MHz 附近的极小值点所对应的频率值,发现二者偏差约为 0.0001 MHz 。同时,随着 C_{66} 的减小(即内聚弱化程度的加剧),相应的超声反射/透射系数频谱有向左(低频方向)偏移的趋势。同完好黏接状态相比, C_{66} 下降的越多,对应的极值点偏移量就

越大;而在不同的频率值附近, C_{66} 的下降所引起的极值点偏移量也不相同。

其次,采用与图 6 中相同的参数设置,对黏接结构中发生胶层内聚弱化时的超声反射/透射系数角谱进行了仿真计算,结果如图 7 所示。其中,声波的激励频率 f 设置为 0.8 MHz (任意频率)。可以看出,基于有限元仿真的计算结果与基于理论推导的计算结果吻合较好。提取仿真和理论计算结果中 13° 附近的极小值点所对应的角度值,发现二者偏差约为 0.02° 。同时,随着 C_{66} 的减小,相应的超声反射/透射系数角谱有向右(大角度方向)偏移的趋势。同完好黏接状态相比, C_{66}

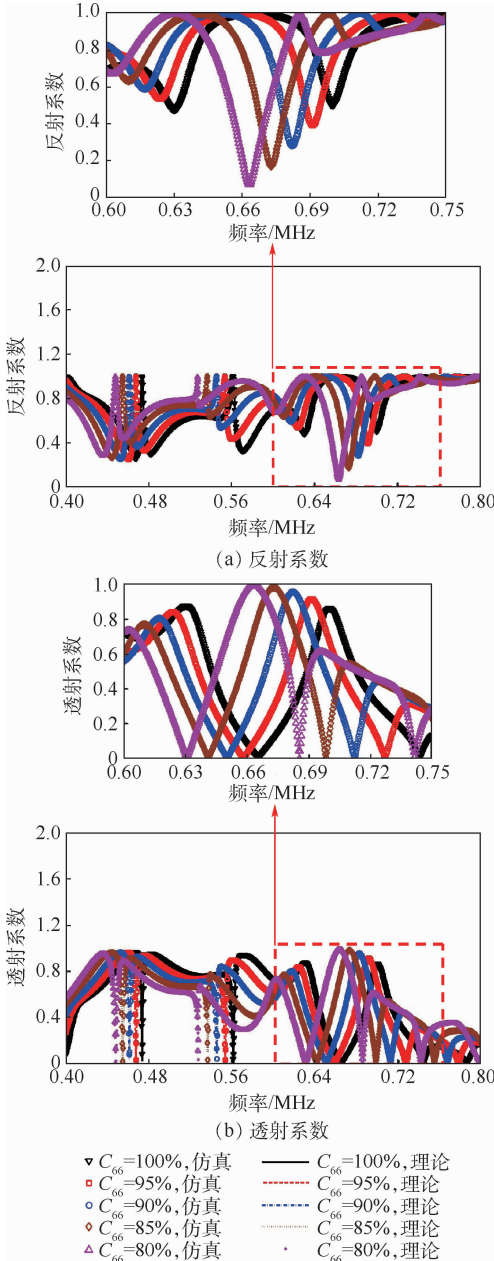


图 6 胶层内聚弱化时的仿真与理论计算结果(频谱)
Fig. 6 Finite element modeling and theoretical calculation results with degradation of cohesion in adhesive layer (frequency spectrum)

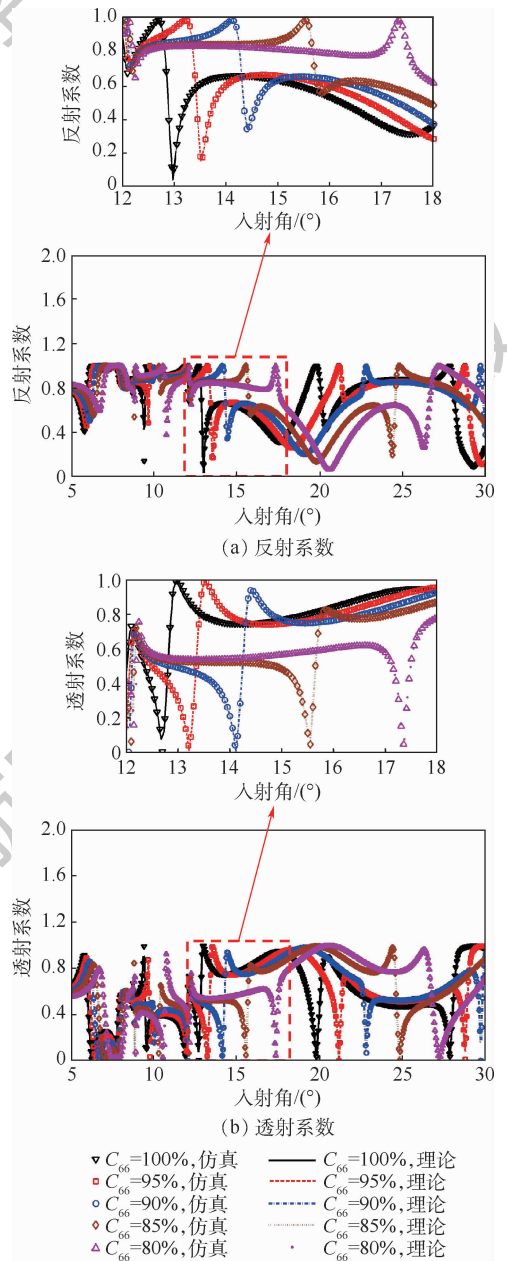


图 7 胶层内聚弱化时的仿真与理论计算结果(角谱)
Fig. 7 Finite element modeling and theoretical calculation results with degradation of cohesion in adhesive layer (incident angle spectrum)

下降的越多,对应的极值点偏移量就越大;而在不同的角度值附近, C_{66} 的下降所引起的极值点偏移量也不相同。

由图4~图7可知,对于厚胶层复合材料黏接结构而言,无论其中发生黏接界面弱化还是胶层内聚弱化,对应的超声反射/透射系数频谱或角谱曲线中极值点的偏移量均与弱化的程度直接相关。因此,针对具体的被检测黏接试件,可根据有限元仿真的计算及分析结果,选择其超声反射/透射特性因界面黏接强度或胶层内聚强度改变而发生剧烈变化时的声波激励频率或入射角度范围,以提高实验检测结果的精确度。

3 结论

根据弹簧模型的适用条件,将弹性薄层物理场边界应用到了厚胶层复合材料黏接结构的黏接界面有限元模拟之中。在平面波激励条件下,提取了仿真模型中超声反射/透射系数频谱及角谱的计算结果,并分别对其中发生黏接界面弱化、胶层内聚弱化时的超声反射/透射特性进行了分析,得到以下主要结论:

1) 无论是发生黏接界面弱化还是胶层内聚弱化,厚胶层复合材料黏接结构的超声反射/透射系数频谱曲线均有向低频方向偏移的趋势,而超声反射/透射系数角谱曲线则均有向大角度方向偏移的趋势。

2) 基于有限元仿真的超声反射/透射系数解均和基于理论推导的数值计算结果进行了相互验证。但是,相关的研究结果仍需要根据具体实验做进一步的检验。同时,为了更贴近于工程实际,厚胶层的黏弹性及声波在复合材料中的衰减行为也是后期研究要考虑的环节。

3) 建立的用于模拟厚胶层复合材料黏接结构中黏接界面和结构胶内聚层的有限元仿真模型也为解决具有其他基体材料类型的厚胶层黏接结构中超声反射/透射特性的求解提供了参考,如各向同性材料之间的黏接及各向同性、各向异性材料之间的黏接等。同时,该方法也可推广到层数更多、材料类型更多样的复杂黏接结构中超声反射/透射特性的仿真求解。

参考文献 (References)

[1] 罗书舟,陈超,伍乾坤,等. 复合材料单搭接胶接接头低速冲击数值模拟[J]. 振动与冲击,2019,38(1):142-148.
LUO S Z, CHEN C, WU Q K, et al. Numerical simulation for low velocity impact performances of composite laminates single-

lap adhesively bonded joints [J]. Journal of Vibration and Shock, 2019, 38(1): 142-148 (in Chinese).

[2] BARNES R H, MOROZOV E V. Structural optimization of composite wind turbine blade structures with variations of internal geometry configuration [J]. Composite Structures, 2016, 152: 158-167.

[3] 王小民,李明轩,毛捷,等. 单层与衬底胶接结构超声反射波谱的低频特征[J]. 声学学报,2005,30(4):337-342.
WANG X M, LI M X, MAO J, et al. Low-frequency features of the ultrasound echo from an adhesively bonded layer-substrate structure [J]. Acta Acustica, 2005, 30(4): 337-342 (in Chinese).

[4] 梁祖典,燕瑛,张涛涛,等. 复合材料单搭接胶接接头试验研究与数值模拟[J]. 北京航空航天大学学报,2014,40(12):1786-1792.
LIANG Z D, YAN Y, ZHANG T T, et al. Experimental investigation and numerical simulation of composite laminate adhesively bonded single-lap joints [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2014, 40(12): 1786-1792 (in Chinese).

[5] 许昶,刘志明. CFRP平-折-平连接接头试验研究与数值模拟[J]. 北京航空航天大学学报,2019,45(11):2207-2216.
XU C, LIU Z M. Experimental study and numerical simulation on CFRP flat-joggle-flat joints [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(11): 2207-2216 (in Chinese).

[6] VIJAYA KUMAR R L, BHAT M R, MURTHY C R. Some studies on evaluation of degradation in composite adhesive joints using ultrasonic techniques [J]. Ultrasonics, 2013, 53(6): 1150-1162.

[7] LEIDERMAN R, JUNQUEIRA B F, CASTELLO D A, et al. Identifying the ultrasonic inspecting fields that most strongly interact with adhesive bonding defects [J]. Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering, 2018, 40(4): 1-13.

[8] BAIK J M, THOMPSON R B. Ultrasonic scattering from imperfect interfaces: A quasi-static model [J]. Journal of Nondestructive Evaluation, 1984, 4(3-4): 177-196.

[9] ROKHLIN S I, WANG Y J. Analysis of boundary conditions for elastic wave interaction with an interface between two solids [J]. Journal of the Acoustical Society of America, 1991, 89(2): 503-515.

[10] ROKHLIN S I, HUANG W. Ultrasonic wave interaction with a thin anisotropic layer between two anisotropic solids: Exact and asymptotic-boundary-condition methods [J]. Journal of the Acoustical Society of America, 1992, 92(3): 1729-1742.

[11] SIRYABE E, RÉNIER M, MEZIANE A, et al. Apparent anisotropy of adhesive bonds with weak adhesion and non-destructive evaluation of interfacial properties [J]. Ultrasonics, 2017, 79: 34-51.

[12] MORI N, MATSUDA N, KUSAKA T. Effect of interfacial adhesion on the ultrasonic interaction with adhesive joints: A theoretical study using spring-type interfaces [J]. Journal of the Acoustical Society of America, 2019, 145(6): 3541.

[13] WU C Y, WANG H, ZHAO J N, et al. Prediction of viscoelastic

- pavement responses under moving load and nonuniform tire contact stresses using 2.5-D finite element method[J]. *Mathematical Problems in Engineering*, 2020, 2020:1-16.
- [14] NAYFEH A H, CHIMENTI D E. Ultrasonic wave reflection from liquid-coupled orthotropic plates with application to fibrous composites[J]. *Journal of Applied Mechanics*, 1988, 55(4): 863-870.
- [15] 宋国荣, 刘明坤, 吕炎, 等. 正交各向异性板液/固界面的声反射与声透射[J]. *声学学报*, 2020, 45(1): 77-86.
SONG G R, LIU M K, LU Y, et al. Acoustic reflection and transmission at the interface between orthotropic plate and liquid media[J]. *Acta Acustica*, 2020, 45(1): 77-86 (in Chinese).
- [16] GAUTHIER C, GALY J, ECH-CHERIF-KETTANI M, et al. Evaluation of epoxy crosslinking using ultrasonic Lamb waves [J]. *International Journal of Adhesion and Adhesives*, 2018, 80:1-6.
- [17] BROTHERHOOD C J, DRINKWATER B W, DIXON S. The detectability of kissing bonds in adhesive joints using ultrasonic techniques[J]. *Ultrasonics*, 2003, 41(7): 521-529.
- [18] STEWART I, CHAMBERS A, GORDON T. The cohesive mechanical properties of a toughened epoxy adhesive as a function of cure level[J]. *International Journal of Adhesion and Adhesives*, 2007, 27(4): 277-287.

Finite element simulation of ultrasonic reflection/transmission characteristics for composite bonded joints with thick adhesive layers

HE Cunfu, LI Yongkun, LYU Yan*, SONG Guorong

(Faculty of Materials and Manufacturing, Beijing University of Technology, Beijing 100124, China)

Abstract: For composite bonded joints with thick adhesive layers, finite element method is applied to calculate the ultrasonic reflection/transmission coefficients when bonding interfaces and cohesion of adhesive layers are degraded. In the simulation model, the boundary conditions of the spring model used in conventional theoretical derivations are modeled by using the physical field boundary namely elastic thin layer, and the cohesive state of the adhesive layer is simulated by changing the elastic constants of it. The simulation results show that the frequency spectrum curve of reflection/transmission coefficients will shift to the low frequency side and the angular spectrum curve of reflection/transmission coefficients will shift to the large angle side with the increase of degradation degree of bonding interfaces. In addition, when the degradation of the cohesion of adhesive layers is getting worse, the shift tendency of the corresponding frequency and angular spectrum curve of reflection/transmission coefficients is consistent with that when degradation on bonding interfaces occurs. The problem of simulating bonding interfaces and structural adhesive's cohesion layers in composite bonded joints with thick adhesive layers by finite element method is solved, and the simulation results are in good agreement with theoretically calculated results.

Keywords: bonded joint; composite; thick adhesive layer; ultrasonic reflection/transmission; finite element

Received: 2020-07-01; **Accepted:** 2020-08-28; **Published online:** 2020-10-09 14:51

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20201009.1120.003.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (11972052, 51875010); General Program of Science and Technology Development Project of Beijing Municipal Education Commission (KM201710005012)

* **Corresponding author.** E-mail: lvyuan@bjut.edu.cn

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0335



基于链路预测的未来新增航线发现

冯霞^{1,2,*}, 王尧^{1,2}

(1. 中国民航信息技术科研基地, 天津 300300; 2. 中国民航大学 计算机科学与技术学院, 天津 300300)

摘 要: 针对新增航线发现研究中存在的航线选择主观化、网络信息挖掘不充分等问题, 考虑航空运输网络的拓扑结构特征和节点(通航城市)层次属性, 提出了一种基于链路预测的未来新增航线发现(NARP)模型。NARP模型提取局部封闭子图构建子图邻接矩阵, 基于距离标记子图节点结构重要性, 采用因子分析和层次聚类提取节点层次属性。在此基础上, 融合子图结构和节点属性2类特征, 采用深度图卷积神经网络(DGCNN)进行链路预测, 实现新增航线发现。在中国航空运输网络实际运行数据上的实验结果表明: 较之基准方法, NARP模型的预测准确率最高提升9.28%; 在网络极度不完整时, 预测准确率可以保持在80%左右; 预测结果符合航空运输网络的实际演变情况。

关键词: 航空运输网络; 链路预测; 未来新增航线发现(NARP); 节点层次属性; 深度图卷积神经网络(DGCNN)

中图分类号: V11; TP399

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2021)09-1729-10

分析航空运输网络结构演变态势, 预测未来新增航线, 是航空公司及早进行资源布局、占据竞争优势的迫切需求, 也是机场适时调整发展战略、地方政府抢占政策先机的重要依据。基于新增航线预测研判航空运输网络发展模式, 对确保整个网络持续良性发展、增强网络结构鲁棒性乃至重建下一代航空运输网络都有着重要的意义。

新增航线预测与航线网络结构优化一直是航空运输业关注的研究热点。Kasturi等^[1]运用最优化思想, 从航空公司角度出发, 以航线盈利能力最大或运营成本最小为优化目标, 构建航线网络优化模型, 为新增航线提供参考依据。葛伟等^[2]立足于整个航空运输网络, 强调网络演变应尽可能靠近某种“好”的结构, 如蛛网结构, 并由此推断未来新增航线将与蛛网的形成相关。

复杂网络是近年来国内外学者的研究热点,

其中尤以网络结构分析特别是链路预测技术发展迅速。所谓链路预测, 是指基于已知的网络节点和网络结构等信息预测网络中尚未连接的2个节点之间未来产生链接的可能性^[3], 目前在社交网络^[4]、合著网络^[5]、生物医学网络^[6]等领域已取得成功应用。近年来, 逐渐有学者开始探索将复杂网络特别是链路预测技术应用于航空运输网络。Takahashi等^[7]采用基于相似性的链路预测方法, 考虑网络结构特征, 识别航空运输网络中未来可能的新增航线。Najari等^[8]改进基于相似性的链路预测方法, 将航空运输网络按航空公司分层, 考虑层内及层间的结构相似性, 进行新增航线预测。刘宏鲲等^[9]采用链路预测技术分析航空运输网络的演变及其影响因素, 指出通航城市属性在预测中的重要性。Zheng等^[10]考虑网络结构和航班频率, 构建加权局部贝叶斯模型预测未

收稿日期: 2020-07-13; 录用日期: 2020-09-27; 网络出版时间: 2020-10-09 14:28

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20201009.1143.004.html

基金项目: 国家自然科学基金(61502499); 中央高校基本科研业务费专项资金(3122018C024); 天津市自然科学基金(18JCYBJC85100)

*通信作者。E-mail: caucfx@126.com

引用格式: 冯霞, 王尧. 基于链路预测的未来新增航线发现[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(9): 1729-1738.

FENG X, WANG Y. Future air routes discovery based on link prediction[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(9): 1729-1738 (in Chinese).

来新增航线。

总体来讲,采用链路预测技术预测未来新增航线的相关研究仍处于探索阶段,且目前主要采用基于相似性的预测方法,存在网络信息挖掘不充分、相似性指标选取主观化等问题。基于此,本文结合航空运输网络特性,提出了一种新增航线发现(New Air Routes Prediction, NARP)模型,主要贡献如下:①通过提取节点对的局部封闭子图捕获网络局部拓扑结构上的非线性模式;②考虑通航城市的社会、经济、环境等属性,提出一种融合网络结构特征和节点属性特征的 NARP 模型;③采用深度图卷积神经网络(Deep Graph Convolution Neural Network, DGCNN)进行图特征学习,解决对人为指定相似性指标的依赖。

1 航空运输网络与新增航线发现

航空运输网络是以通航城市为节点、城市间直飞航线为边形成的网络,是航空客运网和航空

货运网的叠加,其网络节点(通航城市)具有天然的社会、经济、环境等属性。新增航线是指当前网络中不存在、但一段时间之后将会出现在网络中的直飞航线,是航线网络结构动态演变的重要组成部分,同时也受通航城市社会、经济、环境等因素影响。作为一种复杂网络,航空运输网络的拓扑结构和节点属性中都蕴含着预示网络结构未来演变模式的潜在信息,本文试图通过捕捉网络演变模式,挖掘航线新增的原因和驱动力,实现对未来新增航线的预测。

2 基于链路预测的 NARP 模型

本文提出一种基于链路预测的 NARP 模型,综合考虑航空运输网络局部拓扑结构特征和节点层次属性特征,采用 DGCNN 对特征相似性进行学习,通过将链路预测问题转换为二分类问题实现未来新增航线的发现。图 1 给出了 NARP 模型的主要框架,详述如下:

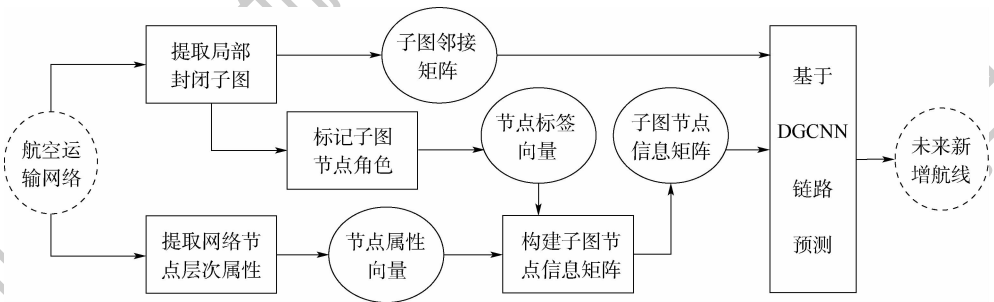


图 1 NARP 模型的主要框架

Fig. 1 Major framework of NARP model

1) 考虑网络局部拓扑结构特征,提取局部封闭子图,构建子图邻接矩阵。

2) 考虑节点在局部封闭子图中的结构重要性,根据距离标记子图中节点,构建子图节点标签向量。

3) 考虑节点社会、经济、环境等因素对新增航线的影响,采用因子分析和层次聚类法,提取节点层次属性,构建节点属性向量。

4) 融合 2) 生成的节点标签向量和 3) 生成的节点属性向量,构建节点信息矩阵。

5) 以 1) 生成的子图邻接矩阵和 4) 生成的子图节点信息矩阵为输入,采用基于 DGCNN 的链路预测方法学习特征相似性,并预测新增航线。

2.1 提取局部封闭子图

将航空运输网络描述为 $G = (V, E)$, V 为通航城市集合, E 为直飞航线集合。设 $x, y \in V$ 为网络 G 中任意 2 个没有连边的节点,则节点对 $(x,$

$y)$ 的 h 跳局部封闭子图指的是从图 G 中提取节点 x, y 及其所有 h 跳邻居节点 i 所组成的子图,记为 $G_{x,y}^h$ 。图 2 为节点对 (x, y) 的 1 跳局部封闭子图 $G_{x,y}^1$ 。可以看出, $G_{x,y}^1$ 中包含了节点对 (x, y) 及其全部 1 跳邻居,能够描述节点对 (x, y) 周围 1 跳拓扑结构。

从网络 $G = (V, E)$ 中提取节点对 (x, y) 的 h 跳局部封闭子图 $G_{x,y}^h$ 的算法如下。

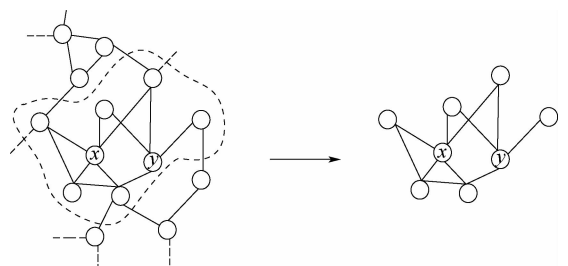


图 2 节点对 (x, y) 的 1 跳局部封闭子图

Fig. 2 The 1-hop local enclosing subgraph for node pairs (x, y)

算法1 局部封闭子图提取算法。

输入: x, y, G, h 。

输出: $G_{x,y}^h$ 。

```

1:  $V_{x,y}^0 = \{x, y\}$ 
2:  $M = \{x, y\}$ 
3: for  $i=0, 1, \dots, h-1$  do
4:   if  $|M| = 0$  then
5:     break
6:   end if
7:    $M = (\bigcup_{v \in M} N_1(v)) \setminus V_{x,y}^i$ 
8:    $V_{x,y}^{i+1} = V_{x,y}^i \cup M$ 
9: end for
10:  $G_{x,y}^h = G(V_{x,y}^h)$ 
11: return  $G_{x,y}^h$ 

```

算法1中, M 表示节点对 (x, y) 的所有邻居集合, $N_1(v)$ 表示节点 v 的所有1跳邻居集合, $V_{x,y}^i$ 表示 $G_{x,y}^i$ 中所有节点的集合, $G(\cdot)$ 表示从节点集合中生成局部封闭子图。

将提取到的局部封闭子图 $G_{x,y}^h$ 构造成邻接矩阵, 记为 $A_{K \times K}$, K 为 $G_{x,y}^h$ 中节点总个数。 $a_{i,j}$ 为 A 中的元素, $a_{i,j} = 1$ 表示子图中节点 i 和 j 间存在连边, $a_{i,j} = 0$ 表示子图中节点 i 和 j 间不存在连边。邻接矩阵的构造算法如下。

算法2 局部封闭子图邻接矩阵构造算法。

输入: $G_{x,y}^h, V_{x,y}^h$ 。

输出: $A = [a_{i,j}]$ 。

```

1: Initialize  $A \leftarrow 0_{K \times K}$ 
2: nodes[ $K$ ]  $\leftarrow V_{x,y}^h$ 
3: for  $i=1, 2, \dots, K$  do
4:   for  $j=1, 2, \dots, K$  do
5:     if (nodes[ $i$ ], nodes[ $j$ ]) in  $G_{x,y}^h$ .edges() then
6:        $a_{i,j} = 1$ 
7:     else
8:        $a_{i,j} = 0$ 

```

```

9:   end if
10:  end for
11: end for
12: return  $A$ 

```

算法2中, $V_{x,y}^h$ 表示 $G_{x,y}^h$ 中所有节点的集合, $G_{x,y}^h$.edges() 表示获取 $G_{x,y}^h$ 中所有连边集合。

2.2 标记子图节点角色

对局部封闭子图 $G_{x,y}^h$ 中 x, y 之外的任一节点 i 而言, 与节点对 (x, y) 的距离越小, 其在结构上的角色就越重要, 对未来链路形成的影响也就越大^[11]。这里的“距离”指的是最短路径距离, 即2个节点间最短路径上边的数目。本文分别计算节点 i 与节点 x 和节点 y 的距离, 并以此为依据标记节点 i , 以识别其结构重要性。

节点 i 的标签 l_i 的标记规则如下:

$$l_i = 1 + \min(d_x, d_y) + (d/2)(d/2 + d\%2 - 1) \quad (1)$$

式中: $d_x = d(i, x)$ 为节点 i 与节点 x 的距离, $d_y = d(i, y)$ 为节点 i 与节点 y 的距离, $d = d_x + d_y$ 。

式(1)给出的节点标签 l_i 具有以下特征:

- 1) 节点 x 和节点 y 的标签为1, 即 $l_x = 1, l_y = 1$ 。
- 2) 其他任意节点 i 和 j , 若 $d(i, x) = d(j, x)$ 且 $d(i, y) = d(j, y)$, 则 $l_i = l_j$ 。
- 3) 若 $d(i, x) + d(i, y) \neq d(j, x) + d(j, y)$ 且 $d(i, x) + d(i, y) < d(j, x) + d(j, y)$, 则 $l_i < l_j$ 。
- 4) 若 $d(i, x) + d(i, y) = d(j, x) + d(j, y)$ 且 $d(i, x) * d(i, y) < d(j, x) * d(j, y)$, 则 $l_i < l_j$ 。
- 5) 若 $d(i, x) = \infty$ 或 $d(i, y) = \infty$, 则 $l_i = 0$ 。

设 $G_{x,y}^h$ 中共有 K 个节点, 则该局部封闭子图的节点标签向量 **label** 有 K 维, 记为 $\mathbf{label} = (l_x, l_y, l_{i_1}, l_{i_2}, \dots, l_{i_{K-2}})^T$ 。图3为图2所示的 $G_{x,y}^1$ 中每个节点对应的标签和子图节点标签向量。可以看出, 距离节点对 (x, y) 较远的节点, 其标签值也相对较大。

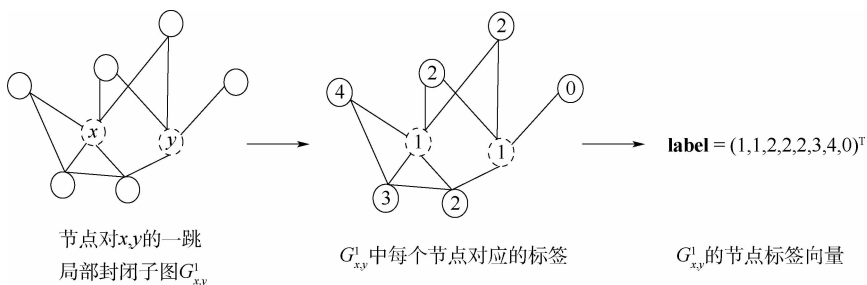


图3 节点标记示意图

Fig.3 Schematic diagram of node labeling

2.3 提取节点层次属性

航空业既服务于又受制于区域发展。一般来讲,经济发达的城市通常拥有较多航线,地面运输不便的城市拥有较密集航空运输网络,运营高效发展态势良好的机场能吸引更多航空公司将其作为新航线目的地。亦即节点(通航城市)的社会、经济等属性对航空运输网络的演变有重要影响,预测未来新增航线需要融合考虑此类属性。

节点属性可划分为城市属性和机场属性两大类。城市属性相关指标主要考量城市的经济、人口、地面交通、对外开放和旅游发展等方面,能够反映城市发展航空运输的需求与动力;机场属性相关指标主要考量机场的吞吐量、基建程度、成长速度等方面,能够反映机场运营的能力与潜力。

本文围绕城市和机场共采集 15 个指标对节点属性进行全方位衡量,如图 4 中“基础指标”所示。考虑到指标间可能存在的相关性,采用“因

子分析法”进行降维,结合主成分分析与因子最大方差旋转,得到 4 个主成分因子,如图 4 中“主成分因子”所示。在此基础上对各节点进行层次聚类,形成类内相似、类间显著差异的 9 个类别。典型类别如:包括北京在内的第一类通航城市节点,是国家政治经济中心,机场客货吞吐量很大;包括成都在内的第三类通航城市节点,多为人口众多的旅游城市或区域中心城市,是地区级的航空运输中心。

为了从多个层面提取节点属性并避免信息冗余,本文将节点属性向量确定为 29 维,记为 $attr_t = (a_1, \dots, a_9, b_1, \dots, b_4, c_1, \dots, c_4, d_1, \dots, d_4, e_1, \dots, e_4, f_1, \dots, f_4) \in \{0, 1\}^{1 \times 29}$, t 表示图中第 t 个节点, a_1, \dots, a_9 描述通航城市类别, b_1, \dots, b_4 描述机场运营级别, c_1, \dots, c_4 描述城市社会经济级别, d_1, \dots, d_4 描述城市地面交通级别, e_1, \dots, e_4 描述机场成长级别, f_1, \dots, f_4 描述城市综合能力级别,如图 4 所示。

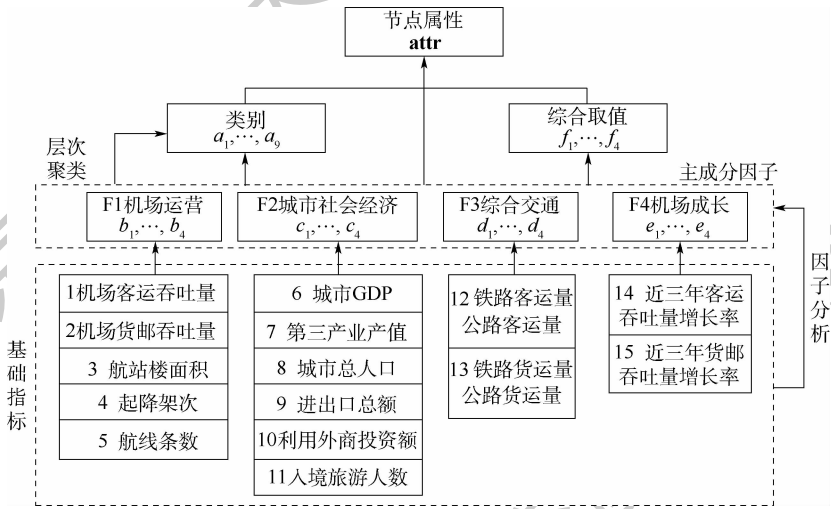


图 4 节点属性示意图

Fig. 4 Schematic diagram of node attributes

2.4 构建子图节点信息矩阵

子图节点信息矩阵由子图节点标签向量 label 和子图中每个节点的属性向量 attr 两部分融合而成,记为 $X_{K \times D}$, K 为子图中节点的总个数, D 为节点融合特征的维数。为了实现 2 种不同类型信息的有效融合,先采用 label 的独热编码向量构造初始矩阵,再将相应节点的属性向量映射到矩阵中相应行,使矩阵每一行对应一个节点的融合特征,如图 5 所示。

2.5 基于 DGCNN 的链路预测

DGCNN 是一种面向图结构的新型神经网络^[12]。如图 6 所示,在卷积神经网络 (Convolutional Neural Network, CNN) 的基础上,先加入图卷积层进行图特征提取,再加入池化排序层进行

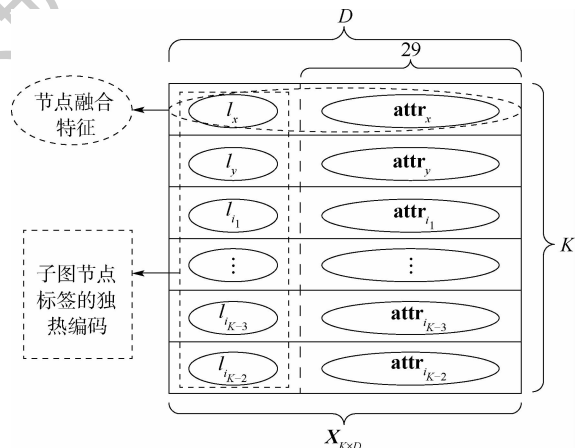


图 5 子图节点信息矩阵示意图

Fig. 5 Schematic diagram of subgraph node information matrix

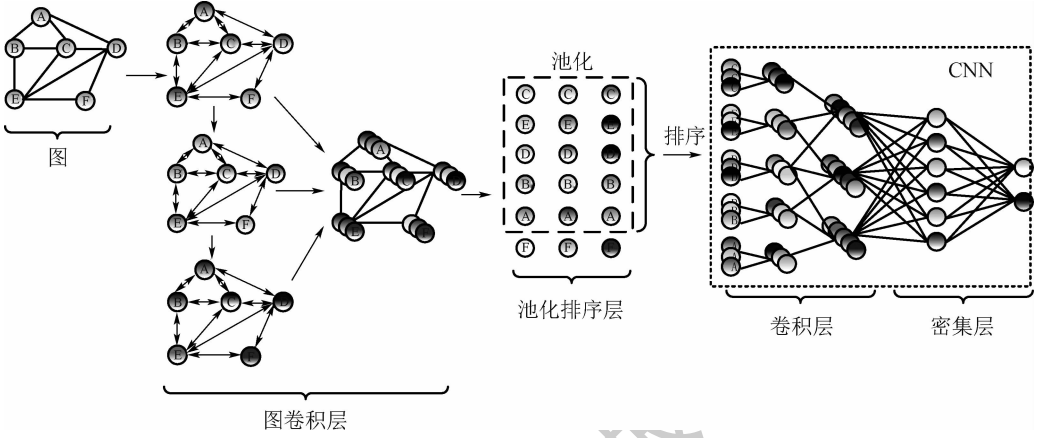


图6 DGCNN结构示意图

Fig. 6 Schematic diagram of DGCNN structure

特征排序,最终使用 CNN 读取排序图表示,从而实现神经网络对图数据的表示与学习。

NARP 模型借助 DGCNN 在图结构数据上的建模优势,从航空运输网络中同时学习拓扑结构和节点属性 2 类特征,通过特征相关性推断节点对未来连接的可能性。具体做法如下:

1) 将 2.1 节局部封闭子图邻接矩阵 $A_{K \times K}$ 和 2.4 节局部封闭子图节点信息矩阵 $X_{K \times D}$ 输入到 DGCNN 中。

2) 图卷积过程可表述为

$$T^{(t)} = \delta(\tilde{D}^{-1} \tilde{A} T^{(t-1)} W^{(t)}) \quad (2)$$

式中: $T^{(t)}$ 为第 t 个图卷积层的输出,大小为 $K \times C^{(t)}$, $C^{(t)}$ 为该层输出通道数; $\tilde{A} = A + I$ 为添加了自环的子图邻接矩阵; \tilde{D} 为节点度对角矩阵, $\tilde{D}_{i,i} = \sum_j \tilde{A}_{i,j}$; $W^{(t)}$ 为该层参数矩阵,大小为 $C^{(t-1)} \times C^{(t)}$; $\delta(\cdot)$ 为非线性激活函数 ReLU。当 $t=1$ 时,有 $T^{(t-1)} = X$,即 $T^{(1)} = \delta(\tilde{D}^{-1} \tilde{A} X W^{(1)})$ 。

第 1 个图卷积层将节点信息矩阵 X 与参数矩阵 $W^{(1)}$ 相乘进行线性特征变换;通过 $\tilde{A} X W^{(1)}$ 向相邻节点及节点本身传播节点信息;为在图卷积后保持固定的特征尺度,通过 $\tilde{D}^{-1} \tilde{A} X W^{(1)}$ 进行标准化;运用非线性激活函数 $\delta(\cdot)$ 输出该层图卷积结果,作为下一图卷积层输入。模型中, DGCNN 堆叠 s 个图卷积层重复提取多尺度图特征,并连接每层卷积结果 $T^{(1)}, \dots, T^{(s)}$ 作为图卷积的最终结果 $T_{K \times \sum_{i=1}^s C^{(i)}}^{(1):(s)} := [T^{(1)}, \dots, T^{(s)}]$, 每一行可看作一个节点的“特征描述符”。

3) 池化排序层根据节点标签对 $T_{K \times \sum_{i=1}^s C^{(i)}}^{(1):(s)}$ 逐行排序;将张量中 K 的大小统一为 Z ,要求在一批子图中有 $p\%$ 的子图能够满足:子图中节点个数

大于或等于 Z ,则对于节点个数 $K < Z$ 的子图,需要添加 $Z - K$ 行的 0 来扩展,对于节点个数 $K > Z$ 的子图,需要截断后面的 $K - Z$ 行;输出大小为 $Z \times \sum_{i=1}^s C^{(i)}$ 的张量,作为 CNN 的输入。

4) 根据池化排序层的结果,使用分类效果较好的 CNN 实现链路预测(二分类)任务,输出分类结果。

3 实验

3.1 实验数据

实验数据:①中国航空运输网络相关数据(2016年),源自《中国民航统计年鉴 2016》^[13],不包括港澳台地区,共整理出 137 个通航城市节点和 3 926 条航线(部分偏远支线机场数据不完全,但不影响实验结果);②节点属性相关数据(2016年),其中机场属性数据来源于《从统计看民航 2017》^[14],城市属性数据整理自各省市的统计年鉴和社会发展统计公报。

实验数据 E 按不同的比例划分为训练集 E_T 和测试集 E_P 两部分,满足 $E_T \cup E_P = E, E_T \cap E_P = \emptyset$ 。

3.2 实验基准方法

NARP 模型融合了网络结构特征和节点属性特征,并采用 DGCNN 进行链路预测。考虑到目前链路预测采用的方法主要是基于相似性的方法^[15]及基于矩阵分解、随机游走、神经网络等图表示学习的方法^[16],且这些方法大都只考虑了网络拓扑结构^[17]。本文选择了 2 类基准方法:第一类是目前文献中具有代表性的主流方法,第二类是本文模型的简化版,即只考虑网络拓扑结构的 NARP-s 模型。图 7 给出了本文的基准方法及其类型划分。

各基准方法概述如下:

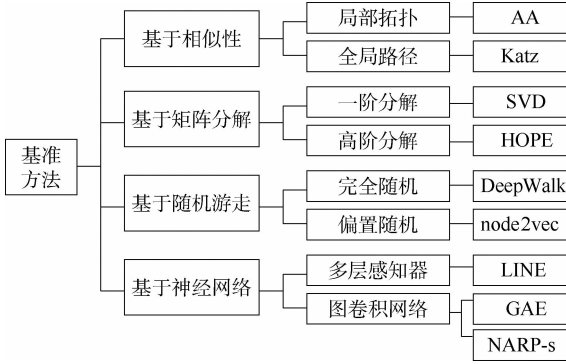


图7 不同基准方法的类型划分

Fig.7 Type division of each benchmark method

1) AA^[18]。其工作原理是:度小的共同邻居节点贡献大于度大的共同邻居节点,如下:

$$\text{sim}_{AA} = \sum_{v \in \Gamma(x) \cap \Gamma(y)} \frac{1}{|\Gamma(v)|} \quad (3)$$

式中: $\Gamma(v)$ 为节点 v 的邻居集合。

2) Katz^[4]。其工作原理是:网络中短路径的贡献大于长路径,如下:

$$\text{sim}_{Katz} = \sum_{l=1}^{\infty} \beta^l |\text{paths}_{x,y}^l| \quad (4)$$

式中: $|\text{paths}_{x,y}^l|$ 为节点 x 到节点 y 长度为 l 的路径数量; β 为权重衰减因子。

3) SVD^[19]。其工作原理是:将图的邻接矩阵分解为低维矩阵,通过逼近节点一阶相似性来捕获隐藏在原始邻接矩阵中的局部拓扑性质。

4) HOPE^[20]。其工作原理是:分解图的相似性矩阵,通过逼近节点的高阶相似性来保持非对称传递性。

5) DeepWalk^[21]。其工作原理是:通过随机游走获取节点的局部上下文信息,在不同距离上连接节点,捕获图的拓扑结构特征。

6) node2vec^[22]。其工作原理是:通过灵活的偏置随机游走,结合深度优先遍历和广度优先遍历获得节点序列,将拓扑结构信息保存成嵌入特征。

7) LINE^[23]。其工作原理是:通过逼近节点的一阶相似性和二阶相似性直接建模节点嵌入向量,类似于一个多层感知器模型。

8) GAE^[24]。其工作原理是:使用图卷积网络编码器得到节点的低维向量表示,再使用内积解码器得到图节点相似度。

9) NARP-s。NARP-s 单考虑网络结构特性进行链路预测,不考虑节点属性因素,是本文 NARP 模型的简化。

3.3 实验评价指标

实验评价指标选用 AUC。AUC 是指随机地从测试集 E_p 中选择一条边的分数值比随机地从不存在边的集合 \bar{E} 中选择一条边的分数值高的概率。

每次从 E_p 中随机选取一条边,再随机从 \bar{E} 中选取一条边,对两者的分数值进行比较。若 E_p 中的边分数高,则记 1 分,若两者相等,则记 0.5 分。假设一共进行了 n 次独立比较,其中有 n_1 次选择 E_p 中边的得分高于选择 \bar{E} 中边的得分,有 n_2 次两者得分相等,则 AUC 计算方法如式(5)所示。AUC 值介于 0.5 ~ 1 之间,值越大,表示方法的准确度越高。

$$\text{AUC} = \frac{n_1 + 0.5n_2}{n} \quad (5)$$

3.4 实验参数设置

1) 子图提取中的 h 值设定:一般设定 $h \in \{1, 2, 3\}$, 本文实验中 $h = 2$ 取得较好的效果,因此设置 h 取值为 2。

2) NARP 模型中所使用的 DGCNN 的主要参数:4 个图卷积层(32, 32, 32, 1)、1 个池化排序层和 1 个 CNN。其中, CNN 包含 2 个一维卷积层(分别为 16 和 32 个输出通道)、1 个全连接层(128 个神经元)和 1 个输出层。

其余参数设置详见表 1。

表 1 DGCNN 的主要参数设置

Table 1 Main parameter setting in DGCNN

参数	数值
迭代数 num_epochs	30
批大小 batch_size	30
学习率 learning_rate	0.000 4
子图数占比 p	0.6
优化器 optimizer	RMS prop
丢弃函数 dropout	Yes

3) 基准模型中的主要参数:SVD 中权重衰减设置设置为 5×10^{-4} ; DeepWalk 中游走次数设置为 32, 步长设置为 64; node2vec 中超参数 $n2v_p$ 、 $n2v_q$ 均设置为 1, $windsize$ 设置为 10, 边特征向量由节点表示向量的哈达玛积(Hadamard product)计算; LINE 中超参数 epochs 设置为 5, 建模节点嵌入向量时设置为逼近节点的二阶相似度; GAE 中隐藏层单元数设置为 128。

3.5 实验结果与分析

本文共进行了如下 3 组实验。

1) 模型性能评价:固定数据集划分、不同模型预测性能的对比实验。

按 7:3 将实验数据集划分为 E_T 和 E_p 两部

分,分别采用本文 NARP 模型和 3.2 节所述各基准模型进行链路预测。重复独立实验 30 次,取 AUC 的平均值。各模型的预测准确度(AUC 值)如表 2 所示。

表 2 数据集 7:3 划分下各模型的 AUC 值
Table 2 AUC value of each model under dataset 7:3 partition

模型	AUC/%
AA	82.37 ± 0.62
Katz	85.78 ± 0.93
SVD	89.88 ± 0.70
HOPE	90.59 ± 0.79
DeepWalk	89.04 ± 2.03
node2vec	89.83 ± 1.28
LINE	88.42 ± 3.14
GAE	86.84 ± 1.12
NARP-s	91.65 ± 0.95
NARP	92.47 ± 0.67

从表 2 可以看出:①本文模型的简化版本 NARP-s 模型的 AUC 值较其他模型均有提升,较 AA、Katz 最高提升 9.28%,较 SVD、HOPE 最高提升 1.77%,较 DeepWalk、node2vec 最高提升 2.61%,较 LINE、GAE 最高提升 4.81%。这表明提取局部封闭子图及区分标记节点角色,能够改善预测准确度。采用 DGCNN 进行特征学习而不依赖预先定义的链接规则,可使预测精度得到较大提升。②较之只考虑结构的 NARP-s 模型,综合考虑结构和属性的 NARP 模型的 AUC 值有了进一步提升。这表明本文所选取的节点层次属性在提升链路预测准确度方面起到了积极作用,融合网络结构和节点属性 2 类特征进行链路预测比单纯考虑结构特征能获得更好的预测性能。

2) 模型鲁棒性考察:不同比例数据集划分、不同模型鲁棒性的对比实验。

训练集中数据占比越大,网络就越完整,可用于链路预测的信息也就越多。本文依次按照 9:1、7:3、5:5、3:7、1:9 的比例将数据集划分为 E_t 和 E_p ,逐步减少网络中的可用信息,分别采用不同模型进行链路预测。在不同数据集划分下,均独立重复实验 30 次,取 AUC 的平均值。不同模型在不同数据集划分下的预测准确度(AUC 值)如图 8 所示。

从图 8 可以看出:①随着训练集占比的减少,各模型的预测准确度逐渐下降。这表明网络的状态会对各模型预测效果产生影响,网络残缺会导致预测性能下降。②NARP 模型在不同网络状态下一直保持相对较高的预测准确度,尤其是在网络极度不完整的情况下仍能保持在 80% 左右。

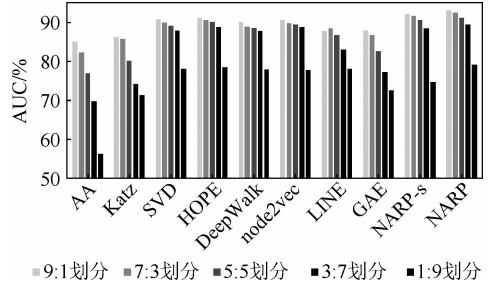


图 8 不同数据集划分下各模型的 AUC 值

Fig. 8 AUC values of each model under different dataset partition

这表明 NARP 模型性能稳定,在网络极度残缺的情况下仍能够充分利用并有效分析网络中的已知信息,能够较好解决基于残缺网络的预测问题,模型鲁棒性较好。

将本文模型与各基准方法的 AUC 值变化情况进行对比,如图 9 所示。

从图 9(a)可以看出,AA、Katz 这一类基于相似性的方法对网络状态依赖度很高,随着网络逐渐残缺,预测性能大幅下降;而 NARP 模型在残缺的网络上仍能保持相对较高的预测准确度。这表明基于人为设定的相似性前提对不同的网络状态不具有普适性,NARP 模型基于图神经网络自学习网络特征,使得模型拥有良好的鲁棒性。

从图 9(b)、(c)可以看出,本文模型与 SVD、HOPE 这一类基于矩阵分解的方法及 DeepWalk、node2vec 这一类基于随机游走的方法相比鲁棒性优势不明显。分析其原因,主要是因为航空运输网络现有数据规模不是很大,在一定程度上未能充分发挥 NARP 模型的鲁棒性优势。NARP 模型从局部封闭子图中学习与网络演变有关的特征信息,而对比方法均是基于整个网络进行计算,随着数据规模的扩大,NARP 模型的鲁棒优势将会逐渐显现。

从图 9(d)可以看出,与同类型的基准方法相比,NARP 模型有着更好的鲁棒性能,随着网络的逐渐残缺,预测准确度的下降幅度不大。这表明 NARP 模型除了借助图神经网络进行结构特征学习外,还区分了不同节点在结构上的重要性,使得模型的鲁棒性比一般基于神经网络的方法好。

另外,从图 9 也可以看出,除 AA、Katz 这一类基于相似性的基准方法之外,其余基准方法在网络极度不完整的情况下($E_t:E_p = 1:9$),预测准确度均超越 NARP-s 模型。这也表明在网络极度残缺的情况下,只利用网络结构信息进行预测是欠缺的,网络结构特征和节点属性特征相互补充,使得 NARP 模型具有更好的鲁棒性。

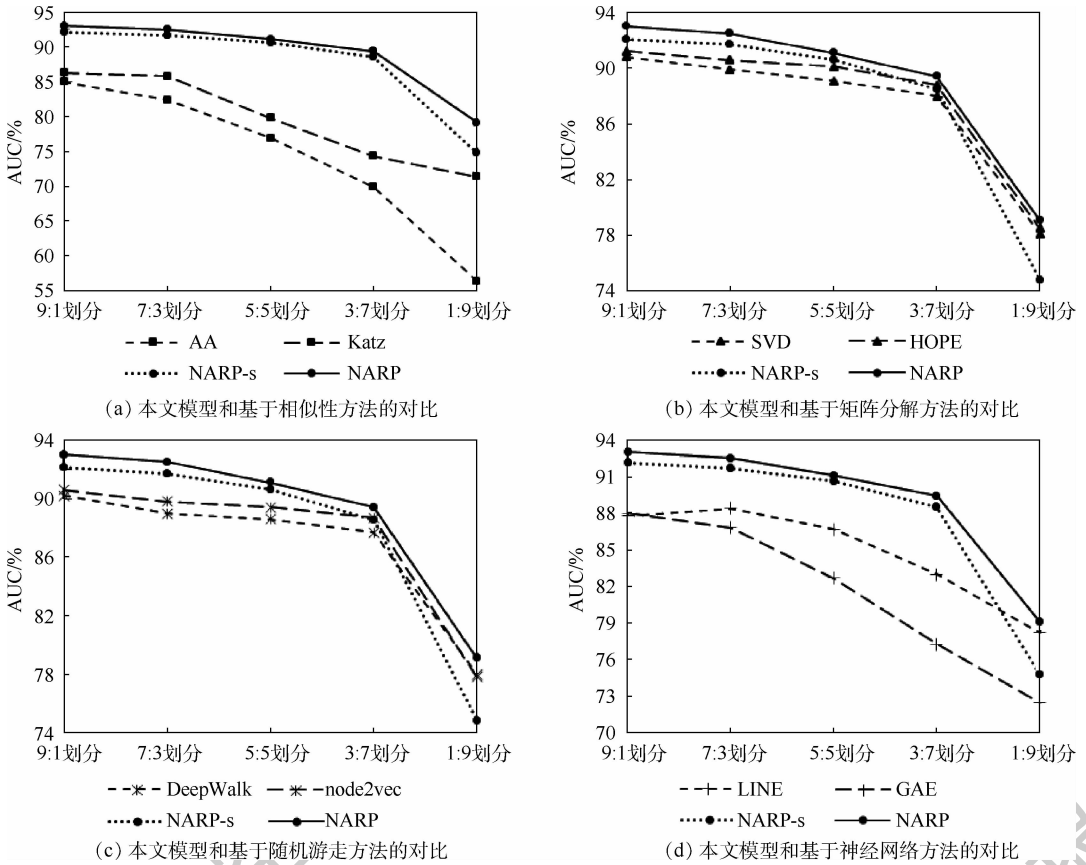


图9 不同数据集划分下各模型的 AUC 值变化情况对比

Fig. 9 Comparison of AUC changes of each model under different dataset partition

3) 模型应用:使用 NARP 模型预测中国航空运输网络中未来新增航线。

基于 2016 年中国航空运输网络实际数据,考虑通航城市间最小距离(500 km),使用 NARP 模型预测中国航空运输网络中未来最有可能新增的航线。预测结果 TOP-15 新增航线及其所对应的通航城市(以机场三字码表示)如表 3 所示。

表 3 NARP 预测的 TOP-15 新增航线

Table 3 Top-15 new air routes predicted by NARP

序号	新增航线
1	TAO-SYX
2	WUH-SJW
3	TAO-URC
4	HET-WNZ
5	KWL-CGQ
6	HAK-LJG
7	TAO-ZUH
8	HGH-DSN
9	CTU-YNZ
10	HAK-YNZ
11	TNA-HFE
12	SHA-LXA
13	HAK-CZX
14	CKG-ACX
15	INC-NGB

以 2016 年的中国航空运输网络为基准,表 3 中所列的 TOP-15 预测航线(直飞航线,不包含经停航线)几乎有一半实际地出现在 2016 年之后的现实航空网络中,如 TAO-SYX(青岛-三亚)、HGH-DSN(杭州-鄂尔多斯)、CKG-ACX(重庆-兴义)等。这说明 NARP 模型能够较好地拟合现实航空运输网络的实际演变过程,对民航相关部门的决策制定具有较高的指导意义和实用价值。

从预测结果中也可以看出:①大多数预计新增连接的通航城市是省会城市、区域中心城市和旅游业发达的城市。这类通航城市发展潜力较大,机场凭借经济、政策等优势发展势头较足,未来确有新增航线的能力和需求。②大多数预计新增的航线位于中国东部及沿海地区。由于人口、经济和地理等方面的优势,在一定程度上决定了航空客货运的需求量,为了满足城市发展的需求,未来航空运输网络演化将会呈现出这些地区航线进一步加密的态势。③未来新增航线有东、西部相连的趋势。这是因为中西部地区因经济欠发达而航线较少,航空网络在这些区域结构相对孱弱。未来,随着国家政策的支持,中西部地区发展态势将不断向好,新增“东部-西部”航线不仅有助于带动中西部地区发展,而且有助于航空运输网络

的结构优化和良性发展。

4 结 论

本文以航空运输网络为研究对象,从网络的整体出发,将基于 DGCNN 的链路预测方法应用于航空运输网络的新增航线预测问题之上。结论如下:

1) 借助 DGCNN 在图结构数据上的建模优势,NARP 模型能够从网络中自学习拓扑结构特征,克服基于相似性的链路预测方法高度依赖于人为指定相似度指标这一弊端,使模型更适合当前网络预测。在仅利用网络结构信息的情况下,NARP-s 模型的预测准确率较 AA、Katz 最高提升 9.28%。

2) NARP 模型提取网络的局部封闭子图进行链路预测,弥补了矩阵分解、随机游走等方法不能捕捉到网络局部拓扑结构上非线性模式的不足;又通过标记节点在结构上的角色,弥补了一般神经网络模型未对节点贡献度加以区分的不足。在仅利用网络结构信息的情况下,NARP-s 模型的预测准确率较 SVD、HOPE 最高提升 1.77%,较 DeepWalk、node2vec 最高提升 2.61%,较 LINE、GAE 最高提升 4.81%。

3) 从网络节点(通航城市)的社会、经济背景中提取多层属性,并在预测时充分考虑节点属性信息对链路生成的影响,使得 NARP 模型的预测结果更加贴合航空运输网络的实际演变模式。所预测的 TOP-15 新增航线中几乎有 50% 实际地出现在之后的现实航空网络中,说明模型具有较高的实用性。

4) 融合网络结构特征和节点属性特征进行链路预测,不仅进一步提高了 NARP 模型的预测准确度,而且在网络极度不完整的情况下,2 类特征相互补充,使得模型具有良好的鲁棒性。

参考文献 (References)

- [1] KASTURI E, DEVI S P, KIRAN S V, et al. Airline route profitability analysis and optimization using BIG DATA analytics on aviation data sets under heuristic techniques[J]. *Procedia Computer Science*, 2016, 87: 86-92.
- [2] 葛伟,朱金福,吴薇薇. 蛛网式航线网络模型设计[J]. *交通运输系统工程与信息*, 2012, 12(4): 172-177.
GE W, ZHU J F, WU W W. Design of cobweb air route network model[J]. *Journal of Transportation Systems Engineering and Information Technology*, 2012, 12(4): 172-177 (in Chinese).
- [3] MARTINEZ V, BERZAL F, CUBERO J C. A survey of link prediction in complex networks[J]. *ACM Computing Surveys*, 2017, 49(4): 1-33.
- [4] LIBEN-NOWELL D, KLEINBERG J. The link-prediction problem for social networks[J]. *Journal of the Association for Information Science and Technology*, 2007, 58(7): 1019-1031.
- [5] LEI C, RUAN J. A novel link prediction algorithm for reconstructing protein-protein interaction networks by topological similarity[J]. *Bioinformatics*, 2013, 29(3): 355-364.
- [6] YUE X, WANG Z, HUANG J, et al. Graph embedding on biomedical networks: Methods, applications and evaluations[J]. *Bioinformatics*, 2020, 36(4): 1241-1251.
- [7] TAKAHASHI Y, OSAWA R, SHIRAYAMA S. A basic study of the forecast of air transportation networks using different forecasting methods[J]. *Journal of Data Analysis and Information Processing*, 2017, 5(2): 49-66.
- [8] NAJARI S, SALEHI M, RANJBAR V, et al. Link prediction in multiplex networks based on interlayer similarity[J]. *Physica A-Statistical Mechanics and Its Applications*, 2019, 536: 120-978.
- [9] 刘宏鲲,吕琳媛,周涛. 利用链路预测推断网络演化机制[J]. *中国科学:物理学 力学 天文学*, 2011, 41(7): 816-823.
LIU H K, LV L Y, ZHOU T. Uncovering the network evolution mechanism by link prediction[J]. *Scientia Sinica Physica, Mechanica & Astronomica*, 2011, 41(7): 816-823 (in Chinese).
- [10] ZHENG Y, LI W, CAO X, et al. Optimization of air transportation network using link prediction methods[C]// *Proceedings of the 17th COTA International Conference of Transportation Professionals*, 2018: 991-1000.
- [11] ZHANG M, CHEN Y. Link prediction based on graph neural networks[C]// *Advances in Neural Information Processing Systems*. Cambridge: MIT Press, 2018, 31: 5171-5181.
- [12] ZHANG M, CUI Z, NEUMANN M, et al. An end-to-end deep learning architecture for graph classification[C]// *Proceedings of 32nd AAAI Conference on Artificial Intelligence*. Palo Alto: AAAI Press, 2018: 4438-4445.
- [13] 中国民用航空局发展计划司. 中国民航统计年鉴 2016[M]. 北京:中国民航出版社, 2016: 52-140.
PL CAAC. *China civil aviation statistical yearbook 2016*[M]. Beijing: China Civil Aviation Publishing House, 2016: 52-140 (in Chinese).
- [14] 中国民用航空局发展计划司. 从统计看民航 2017[M]. 北京:中国民航出版社, 2017: 53-137.
PL CAAC. *Statistical data on civil aviation of China*[M]. Beijing: China Civil Aviation Publishing House, 2017: 53-137 (in Chinese).
- [15] ZHOU T, LV L Y, ZHANG Y C. Predicting missing links via local information[J]. *The European Physical Journal B*, 2009, 71(4): 623-630.
- [16] GOYAL P, FERRARA E. Graph embedding techniques, applications, and performance: A survey[J]. *Knowledge-Based Systems*, 2018, 151: 78-94.
- [17] MUTLU E C, OGHASZ T A. Review on graph feature learning and feature extraction techniques for link prediction[EB/OL]. (2019-01-10) [2020-06-27]. <https://arxiv.org/abs/1901.03425>.

- [18] ADAMIC L A, ADAR E. Friends and neighbors on the Web [J]. *Social Networks*, 2003, 25(3):211-230.
- [19] DAI W, LIU X, CAO Y B, et al. Matrix factorization-based prediction of novel drug indications by integrating genomic space [J]. *Computational and Mathematical Methods in Medicine*, 2015, 2015:1-9.
- [20] OU M D, CUI P, PEI J, et al. Asymmetric transitivity preserving graph embedding [C] // Proceedings of the 22nd ACM SIGKDD International Conference on Knowledge Discovery and Data Mining. New York: ACM Press, 2016:1105-1114.
- [21] PEROZZI B, AI-RFOU R, SKIENA S. DeepWalk: Online learning of social representations [C] // Proceedings of the 20th ACM SIGKDD International Conference on Knowledge Discovery and Data Mining. New York: ACM Press, 2014:701-710.
- [22] GROVER A, LESKOVEC J. node2vec: Scalable feature learning for networks [C] // Proceedings of the 22nd ACM SIGKDD International Conference on Knowledge Discovery and Data Mining. New York: ACM Press, 2016:855-864.
- [23] TANG J, QU M, WANG M, et al. LINE: Large-scale information network embedding [C] // Proceedings of the 24th International Conference on World Wide Web, 2015:1067-1077.
- [24] KIPF T N, MAX W. Variational graph auto-encoders [EB/OL]. (2016-11-21) [2020-07-01]. <https://arxiv.org/abs/1611.07308>.

Future air routes discovery based on link prediction

FENG Xia^{1,2,*}, WANG Yao^{1,2}

(1. Information Technology Research Base of Civil Aviation Administration of China, Tianjin 300300, China;

2. School of Computer Science and Technology, Civil Aviation University of China, Tianjin 300300, China)

Abstract: In view of the problems of subjective route selection and insufficient network information mining in the research of new air routes discovery, and considering the topological structure characteristics and nodes (navigable cities) hierarchical attributes of air transport network, a New Air Routes Prediction (NARP) model based on link prediction is proposed. The NARP model extracted local enclosing subgraphs to construct subgraph adjacency matrices, marked the structural importance of nodes based on distance, and obtained nodes hierarchical attributes through factor analysis and hierarchical clustering. Then the two types of features of subgraph structure and nodes attributes were fused, and the Deep Graph Convolutional Neural Network (DGCNN) was used to perform link prediction to discover the future new air routes. The experimental results on the actual operation data of Chinese air transport network show that, compared with the benchmark algorithm, the prediction accuracy rate of NARP model is improved by 9.28% at most. When the network is extremely incomplete, the prediction accuracy rate can remain around 80%. The predicted results are in line with the actual evolution of air transport network.

Keywords: air transport network; link prediction; New Air Routes Prediction (NARP); nodes hierarchical attributes; Deep Graph Convolutional Neural Network (DGCNN)

Received: 2020-07-13; **Accepted:** 2020-09-27; **Published online:** 2020-10-09 14:28

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20201009.1143.004.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61502499); the Fundamental Research Funds for the Central Universities (3122018C024); Tianjin Municipal Natural Science Foundation (18JCYBJC85100)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0336

复杂线束在双 BCI 耦合下的终端响应机理

石旭东, 张和茂, 赵宏旭*, 李瑞蒲, 王雪飞

(中国民航大学 电子信息与自动化学院, 天津 300300)



摘 要: 高强度辐射场实验室环境下构建困难,应用双大电流注入(BCI)法替代辐照法进行抗扰度研究具有广阔的前景。针对当前双电流钳与线束耦合机理不清晰的问题,建立了双电流钳与线束耦合的精确解析模型。采用先分段后级联的方法对线束进行研究,首先在电流钳与线束的耦合区间建立 π 型等效电路模型,然后在电流钳与线束的非耦合区间基于传输线理论构建链路参数矩阵,最后将各区间级联为线束终端响应预测模型。基于有限积分法建立数值电磁仿真模型,比较解析模型与数值仿真模型对线束终端响应的预测结果,结果显示:二者对线束终端响应电压的求解结果有较好的一致性,MAPE为17%,进而验证了模型的有效性。应用模型分析电流钳与线束的相对位置对终端响应电压的影响,结果表明:低频段几乎无影响,超过100 MHz,线束终端响应电压的幅值与谐振点发生改变。

关键词: 大电流注入(BCI); 传输线理论; 链路参数; 抗扰度; 级联

中图分类号: V240.3; V241.9; TM151

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2021)09-1739-09

复合材料由于其强度大、质量轻的特点被广泛应用于飞机结构中,但复合材料飞机相比金属飞机对高强度辐射场的防护能力显著降低,使机内电磁环境日趋恶劣,甚至会对飞机的持续适航产生影响。为了使机载设备有足够安全裕度应对复杂的电磁环境,设备的抗扰度越来越受到重视^[1-3]。故而 RTCA DO-160G^[4]中对机载设备在2~6 GHz频段所耐受的场强已经普遍提高到了200 V/m,采用脉冲调制时,峰值场强的要求高达7 000 V/m,这些指标对实验室的硬件要求极为苛刻,使实验成本高昂,因而必须寻找一种合理的方案来替代电磁场辐照。RTCA DO-160G^[4]、GJB 151B—2013^[5]、MIL-STD-461G^[6]等主流标准明确将大电流注入(Bulk Current Injection, BCI)法作为检测机载设备抗扰度的一种手段,用来评估由线束互联的设备与系统的抗扰度。BCI法是一种将共模

干扰电流耦合到线缆上的试验方法,作为一种非侵入式的检测方法,其具有简单、高效、实验环境要求相对较低的特点^[7]。但传统BCI法代替辐照法使用单个注入钳难以保证进入线缆两端受试设备的响应电流都与辐射时相等,据此提出的应用双电流钳注入法替代辐照法进行抗扰度研究具有很高的可行性。明确双电流钳与线束的耦合机理是其研究的关键,而双电流钳与复杂线束耦合的建模精度将直接影响能否准确预测终端响应。同时,精确建立的耦合模型还可协助相关设计人员,在设计阶段进行电磁兼容预实验来减少设计缺陷,简化设计流程且提高生产效率。

由于双BCI法具有诸多优点,应用其替代辐照法的研究引起了国内外学者的广泛关注。目前,部分学者发现若可以保证在2种干扰注入方式下线缆终端的响应相等,则可认为应用电流钳

收稿日期: 2020-07-13; 录用日期: 2020-10-16; 网络出版时间: 2020-11-09 14:56

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20201106.1748.001.html

基金项目: 国家自然科学基金(51377161); 航空科学基金(20182667010); 中央高校基本科研业务费专项资金(3122018D003); 天津市高等学校创新团队培养计划(TD13-5071)

*通信作者. E-mail: zhx2581@163.com

引用格式: 石旭东, 张和茂, 赵宏旭, 等. 复杂线束在双BCI耦合下的终端响应机理[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(9): 1739-1747. SHI X D, ZHANG H M, ZHAO H X, et al. Terminal response mechanism of complex wire harness under double BCI coupling[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(9): 1739-1747 (in Chinese).

进行注入的方法与辐照法是等效的,但其研究方法多采用实验法,未对双电流钳与线束的耦合模型进行深入研究^[8]。杨茂松等^[9-10]分别对双绞线和平行双线采用BCI法和辐照法的等效性进行了实验研究,研究主要集中在应用BLT方程分析电磁场与线缆的耦合关系并提出相应的实验方案,对于注入钳和线缆的耦合机理未进行研究,且线缆类型比较单一。近年来,国外学者开始尝试建立精确的电流钳模型,但其研究主要集中在传统BCI建模上,对于双电流钳的研究较少。Grassi等^[11]以单注入钳为研究对象,得到了其电路模型与基于S参数的黑盒模型,黑盒模型在使用时需要借助矢量网络分析仪多次测量当前注入钳与线缆的关系,不具有普遍意义。DeRoy和Piper^[12]借助CST构建BCI三维仿真模型,可通过数值仿真得到线缆上的耦合电压,但三维仿真模型需要实物构型的精确参数,这些参数通常难以获得。文献[13]提出了一种注入钳与线缆的等效电路模型,但模型中的参数需反复迭代优化,且未给出线缆终端电压的解析模型。综上所述,国内外相关学者对于双电流钳与复杂线束的耦合机理研究还不够完善,在其精确建模上还有很大的发展空间。

针对以上问题,本文以双电流钳与复杂线束耦合为研究对象,通过分段级联的方法得到电流钳与复杂线束的耦合解析模型,进而基于解析模型对线缆的终端响应电压值进行预测。借助CST电磁仿真软件,构建电流钳与线束的三维电磁仿真模型,通过电流钳与线缆的仿真模型得到线缆的耦合注入电压,将其与解析模型的预测结果进行比较,进而验证解析模型的准确性。应用模型分析了电流钳与线束的相对位置对线束终端响应的影响。

1 解析模型

由于电流钳近场耦合的影响,线束不同区间内分布参数差异巨大,且等效电源的位置难以确定。因而对复杂线束进行研究时,需要将整条电缆束划分为5个部分进行分析,如图1所示。

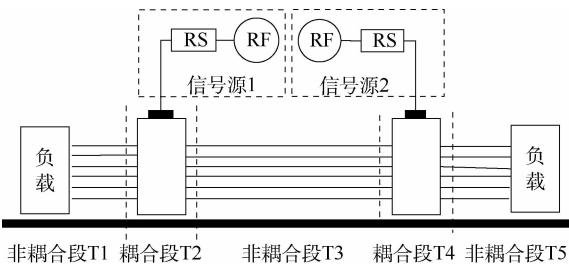


图1 线束分段示意图

Fig. 1 Schematic diagram of wire harness segmentation

1.1 电流钳感性耦合的理论模型

电流钳与线束的耦合主要是感性耦合,主要通过电流钳的自感及其与线束的互感进行表征。为了得到自感与互感的解析表达式,要先确定电流钳的相对磁导率 μ_r 。电流钳的磁芯为铁氧体,理想条件下 μ_r 为铁氧体的相对磁导率。但由于铁氧体的磁饱和、磁滞效应,相对磁导率无法随频率线性增大,同时铁氧体磁芯还会与整个电流钳发生空间谐振等问题,导致实际的相对磁导率 μ_r 非常复杂,不完全等于铁氧体的材料特性。因而本文使用Lorentz模型对 μ_r 的值进行拟合^[14]。

$$\mu_r(\omega) = 1 + \frac{A\omega_0^2}{(j\omega)^2 + j\omega\Delta\omega + \omega_0^2} \quad (1)$$

式中: A 为磁芯磁导率的初始值; ω_0 为共振频率; $\Delta\omega$ 为阻尼系数。

确定了铁氧体的相对磁导率后,为了进一步精确描述电流钳的频率特性,需要考虑铁氧体磁芯尺寸对电流钳的影响。因而引入中间变量 $K(f)$ 来描述铁氧体的材料及尺寸对电流钳频率特性的影响。

$$K(f) = \frac{\mu_r \mu_0 w}{2\pi} \ln\left(\frac{r_{out}}{r_{in}}\right) \quad (2)$$

式中:真空中的磁导率常量 $\mu_0 = 4 \times 10^{-7} \text{ H/m}$; w 为铁氧体磁环的宽度; r_{out} 为铁氧体磁环的外径; r_{in} 为铁氧体磁环的内径。

得到中间变量 $K(f)$ 后,便可精确描述电流钳的自感 L_{pp} 及其与线束的互感 M_{ip} ,互感 M_{ip} 表示电流钳与第 i 根线缆的互感。解析表达式如式(3)和式(4)所示, N_1 为缠绕在铁氧体上绕组的匝数。

$$L_{pp} = N_1^2 K(f) \quad (3)$$

$$M_{ip} = N_1 K(f) \quad (4)$$

1.2 电流钳与线束耦合区间的等效电路模型

电流钳的宽度通常只有几十毫米,适用频率的上限在400 MHz左右,则耦合区间内的线束满足电短条件,因而可应用集总参数电路进行建模。电流钳与 N 条线束耦合的集总参数电路如图2所示。

图2中: V_{RF} 和 R_s 分别为信号源及其内阻, L_N 和 C_N 分别为电流钳N型连接器的电感和电容。电流钳内部的导体为扁铜线,扁铜线环绕铁氧体磁芯构成一次绕组^[15-16]。其主磁通产生的自感 L_{pp} 和互感 M_{ip} 在1.1节已经求得。漏磁的影响主要有两方面:①漏磁引起的绕组与导线的互感,这部分相比主磁通非常小因而可以忽略;②绕组以电流钳金属壳体为参考平面的自感与自容,图2中用 L_w 与 C_w 表示。同时电流钳的工作频率较

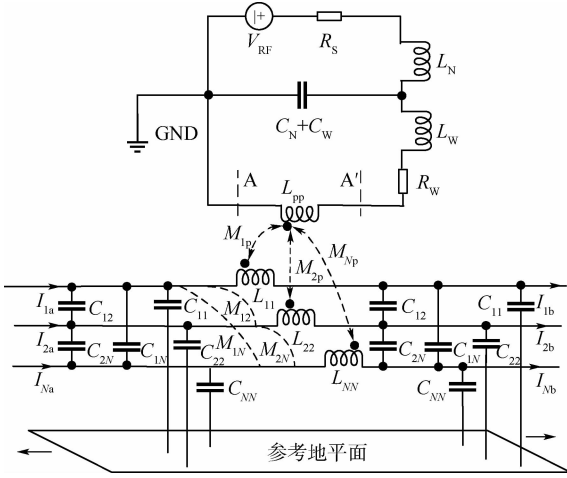


图2 多线束耦合集总参数电路

Fig.2 Multi-wire-harness coupling lumped parameter circuit

高,为了建立精确的耦合模型,则需考虑集肤效应的影响,选用 R_w 来代表扁铜线的交流阻抗,如下:

$$R_w = \frac{\rho l_c \sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}}{2(w_c + t_c)} \quad (5)$$

式中: ρ 为铜的电阻率; l_c 为铜线的长度; w_c 为铜线的宽度; t_c 为铜线的厚度; σ 为铜的电导率。

上述参数属于电流钳的固有属性,与电流钳是否与线束耦合无关,则由AA'端口得到的戴维宁等效电压和电阻为

$$V_{EQ} = \frac{V_{RF}}{1 + j\omega(R_s + j\omega L_N)(C_N + C_W)} \quad (6)$$

$$Z_{EQ} = \frac{R_s + j\omega L_N}{1 + j\omega(R_s + j\omega L_N)(C_N + C_W)} + j\omega L_W + R_W \quad (7)$$

对图2中 N 条线束的集总参数电路列写电压方程:

$$\begin{cases} V_{1b} = V_{1a} - Z_{11}(I_{1a} - Y_1 V_a) - Z_{12}(I_{2a} - Y_2 V_a) - \dots - Z_{1N}(I_{Na} - Y_N V_a) - D_1 V_{EQ} \\ V_{2b} = V_{2a} - Z_{21}(I_{1a} - Y_1 V_a) - Z_{22}(I_{2a} - Y_2 V_a) - \dots - Z_{2N}(I_{Na} - Y_N V_a) - D_2 V_{EQ} \\ \vdots \\ V_{Nb} = V_{Na} - Z_{N1}(I_{1a} - Y_1 V_a) - Z_{N2}(I_{2a} - Y_2 V_a) - \dots - Z_{NN}(I_{Na} - Y_N V_a) - D_N V_{EQ} \end{cases} \quad (8)$$

再列写电流方程:

$$\begin{cases} I_{1b} = I_{1a} - Y_1 V_a - Y_1 V_b \\ I_{2b} = I_{2a} - Y_2 V_a - Y_2 V_b \\ \vdots \\ I_{Nb} = I_{Na} - Y_N V_a - Y_N V_b \end{cases} \quad (9)$$

式中:

$$D_i = (Z_{EQ} + j\omega L_{pp})^{-1}(j\omega M_{ip}) \quad (10)$$

$$Z_{ii} = j\omega(L_{ii} - D_i M_{ip}) \quad (11)$$

$$Z_{ij} = j\omega(M_{ij} - D_i M_{ip}) \quad (12)$$

$$Y_i = [C_{i1} \ C_{i2} \ \dots \ C_{iN}] \quad (13)$$

$$V_a = [V_{1a} \ V_{2a} \ \dots \ V_{Na}]^T \quad (14)$$

$$V_b = [V_{1b} \ V_{2b} \ \dots \ V_{Nb}]^T \quad (15)$$

式中: L_{ii} 为第 i 条线束的自电感; M_{ij} 为第 i 条线束与第 j 条线束间的互感; M_{ip} 为第 i 条线束与电流钳之间的互感; C_{ij} 为第 i 条线束与第 j 条线束之间的互容。

将式(8)代入式(9)并联立,将其改写为链路参数方程形式:

$$\begin{bmatrix} V_b \\ I_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_N + ZY & -Z \\ -Y(2E_N + ZY) & E_N + YZ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ I_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -V_s \\ YV_s \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中: E_N 为 N 阶单位矩阵。

$$I_a = [I_{1a} \ I_{2a} \ \dots \ I_{Na}]^T \quad (17)$$

$$I_b = [I_{1b} \ I_{2b} \ \dots \ I_{Nb}]^T \quad (18)$$

$$V_s = [D_1 V_{EQ} \ D_2 V_{EQ} \ \dots \ D_N V_{EQ}]^T \quad (19)$$

$$Y = [Y_1 \ Y_2 \ \dots \ Y_N]^T \quad (20)$$

此时只需要得到 Z 矩阵中线束的自感、互感和 Y 矩阵中线束的自容、互容,即可唯一确定耦合段的链路参数矩阵,根据图1中的区间划分,耦合区间T2和耦合区间T4分别记为链路参数矩阵 Φ_{T2} 和 Φ_{T4} 。

Z 矩阵、 Y 矩阵与线束的特性相关。线束穿过电流钳时,每一根线束可近似为一个绕组为1的线圈,且由于线束与电流钳磁芯间有较大的间距导致的漏磁现象无法忽略,则线束的自感及线束间互感需通过式(21)和式(22)进行计算:

$$L_{ii} = \frac{\mu_0 W}{2\pi} \ln\left(\frac{r_{in}^2 - r_i^2}{r_{in} r_{wi}}\right) + K(f) \quad (21)$$

$$M_{ij} = \frac{\mu_0 W}{2\pi} \ln\left(\frac{r_j}{r_{in} \sqrt{\frac{r_i^2 r_j^2 + r_{in}^4 - 2r_i r_j r_{in}^2 \cos \theta_{ij}}{r_i^2 r_j^2 + r_{ij}^4 - 2r_i r_j^3 \cos \theta_{ij}}}}\right) + K(f) \quad (22)$$

式中: L_{ii} 和 M_{ij} 为在将磁芯的环形内表面视为参考地,不考虑电流钳外壳的影响的情况下,求得的总自感与互感; W 为电流注入钳的宽度; r_{wi} 为第 i 根线束的半径; r_i 为第 i 根线束到几何中心的距离; $\cos \theta_{ij}$ 为第 i 根线束与第 j 根线束的夹角。

耦合区间截面如图3所示。

Y 矩阵表示电流钳金属壳体与线束间的容性耦合,求取方法与求电感过程类似,这里不再赘述。需要强调的是,求取电容时将电流钳的外壳内表面视为参考地平面,且由于应用了 π

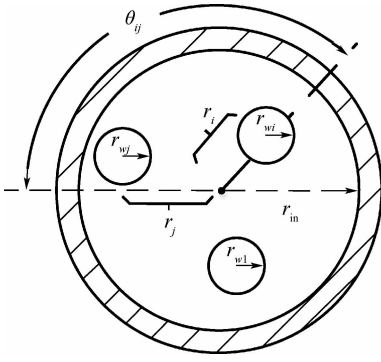


图3 耦合区间截面

Fig.3 Cross-section of coupling zone

型等效电路,则线缆自容的一半为图2中线缆电容的值。

1.3 电流钳与线束非耦合区间的链路参数模型

非耦合区间内线缆与电流钳为弱耦合关系,因而求解 Z_w 参数与 Y_w 参数时忽略电流钳对线缆的影响,且非耦合区间内线缆的长度较长,不满足电短条件,应用传输线模型进行分析^[17]。对传输线列写微分方程为

$$\frac{d}{dx}V(x) = Z_w I(x) \tag{23}$$

$$\frac{d}{dx}I(x) = Y_w V(x) \tag{24}$$

式中:

$$V(x) = [V_1(x) \quad V_2(x) \quad \dots \quad V_N(x)]^T \tag{25}$$

$$I(x) = [I_1(x) \quad I_2(x) \quad \dots \quad I_N(x)]^T \tag{26}$$

$$Z_w = \begin{bmatrix} Z_{w11} & Z_{w12} & \dots & Z_{w1N} \\ Z_{w21} & Z_{w22} & \dots & Z_{w2N} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ Z_{wN1} & Z_{wN2} & \dots & Z_{wNN} \end{bmatrix} \tag{27}$$

$$Y_w = \begin{bmatrix} Y_{w11} & Y_{w12} & \dots & Y_{w1N} \\ Y_{w21} & Y_{w22} & \dots & Y_{w2N} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ Y_{wN1} & Y_{wN2} & \dots & Y_{wNN} \end{bmatrix} \tag{28}$$

结合上述参数,则非耦合区间传输线对应的链路参数矩阵为

$$\Phi = \begin{bmatrix} Y^{-1} \cosh(\sqrt{Y_w Z_w} l) Y & -Z_c \sinh(\sqrt{Y_w Z_w} l) \\ -\sinh(\sqrt{Y_w Z_w} l) Z_c^{-1} & \cosh(\sqrt{Y_w Z_w} l) \end{bmatrix} \tag{29}$$

$$Z_c = Y_w^{-1} \sqrt{Y_w Z_w} \tag{30}$$

式中: l 为相应区间内线缆的长度。利用该链路参数矩阵可表示任意非耦合区间内线缆首末端电压电流的关系。结合图1中的线束分段关系,非耦合区间 T1、T3 和 T5 分别记为链路参数矩阵 Φ_{T1} 、 Φ_{T3} 和 Φ_{T5} 。

1.4 线缆终端响应预测

求得非耦合段与耦合段的链路参数矩阵后,联立耦合段的链路参数矩阵即可得到整条线束的链路参数方程。

$$\Phi_T = \Phi_{T5} \Phi_{T4} \Phi_{T3} \Phi_{T2} \Phi_{T1} \tag{31}$$

式中:

$$\Phi_{T2} = \Phi_{T4} = \begin{bmatrix} E_N + ZY & -Z \\ -Y(2E_N + ZY) & E_N + YZ \end{bmatrix} \tag{32}$$

$$\Phi_{T1} = \begin{bmatrix} Y^{-1} \cosh(\sqrt{Y_w Z_w} l_{T1}) Y & -Z_c \sinh(\sqrt{Y_w Z_w} l_{T1}) \\ -\sinh(\sqrt{Y_w Z_w} l_{T1}) Z_c^{-1} & \cosh(\sqrt{Y_w Z_w} l_{T1}) \end{bmatrix} \tag{33}$$

$$\Phi_{T3} = \begin{bmatrix} Y^{-1} \cosh(\sqrt{Y_w Z_w} l_{T3}) Y & -Z_c \sinh(\sqrt{Y_w Z_w} l_{T3}) \\ -\sinh(\sqrt{Y_w Z_w} l_{T3}) Z_c^{-1} & \cosh(\sqrt{Y_w Z_w} l_{T3}) \end{bmatrix} \tag{34}$$

$$\Phi_{T5} = \begin{bmatrix} Y^{-1} \cosh(\sqrt{Y_w Z_w} l_{T5}) Y & -Z_c \sinh(\sqrt{Y_w Z_w} l_{T5}) \\ -\sinh(\sqrt{Y_w Z_w} l_{T5}) Z_c^{-1} & \cosh(\sqrt{Y_w Z_w} l_{T5}) \end{bmatrix} \tag{35}$$

式中: l_{T1} 、 l_{T3} 和 l_{T5} 分别为区间 T1、T3 和 T5 内线缆的长度。对应的整条线束的链路参数方程为

$$\begin{bmatrix} V(L) \\ I(L) \end{bmatrix} = \Phi_T \begin{bmatrix} V(0) \\ I(0) \end{bmatrix} + \Phi_{T5} \Phi_{T4} \Phi_{T3} \begin{bmatrix} -V_s \\ YV_s \end{bmatrix} + \Phi_{T5} \begin{bmatrix} -V_s \\ YV_s \end{bmatrix} \tag{36}$$

通常关注的是负载端的响应,即线缆首端和末端的终端响应电压,因此,还需要结合线束的端接方程(37)和(38),即可求出线缆两端的电压与电流值。

$$V(0) = -Z_0 I(0) \tag{37}$$

$$V(L) = Z_L I(L) \tag{38}$$

$$Z_0 = \begin{bmatrix} Z_{01} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Z_{02} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & Z_{0N} \end{bmatrix} \tag{39}$$

$$Z_L = \begin{bmatrix} Z_{L1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Z_{L2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & Z_{LN} \end{bmatrix} \tag{40}$$

式中: Z_0 和 Z_L 为线缆两端所连接的负载构成的对角矩阵。

2 仿真模型与验证

2.1 数值电磁仿真模型

基于 CST Microwave 实验室构建电流钳的电磁仿真模型。仿真模型的结构主要参照 FCC 电流钳的实物构型进行设置,精确复现实物具有的电磁特性。

如图4所示,电流钳模型外壳的几何构型参照实物进行构建,材料设置为 PEC,同时金属外壳的内表面有一条圆环状细缝,细缝为电磁耦合的主要通道。外壳与 N 型连接器的外表面相连接, N 型连接器的内芯连接矩形微带线,矩形微带线通过单匝缠绕的方式缠绕在铁氧体磁芯上,末端连接在电流钳的外壳体上。电流钳铁氧体磁芯的电磁特性同样通过相对磁导率 μ_r 表征。文献[18]中经过实验证明 CST 内置的一阶 Debye 模型可以准确表示电流钳的相对磁导率 μ_r , CST 一阶 Debye 模型的参数设置如表 1 所示。

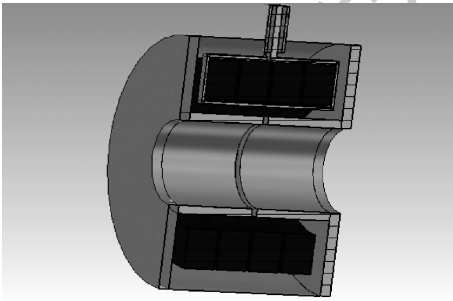


图4 CST模型剖面

Fig.4 Sectional view of CST model

表1 一阶 Debye 模型参数

Table 1 First-order Debye model parameters

参数	数值
电导率 $\sigma/(S \cdot m^{-1})$	1.3
稳态常数	1
静态常数	375
驰豫时间/ns	0.5

2.2 模型验证

本节以 CST 电磁仿真模型中的仿真结果作为参考,与 MATLAB 解析模型作对比,评价 MATLAB 解析模型的精度。模型验证时以 FCC-F130A 电流钳为例进行验证,表征磁芯材料的 Lorentz 模型参数为: $A = 350$, $\omega_0 = 2.8 \times 10^8 \text{ rad/s}$, $\Delta\omega = 4.4 \times 10^8 \text{ rad/s}$ 。解析模型中各参量取值为: $C_N = 4 \text{ pF}$, $L_N = 3 \text{ nH}$, $C_w = 1.7 \text{ pF}$, $L_w = 32.5 \text{ nH}$, $R_s = 50 \Omega$, 激励信号为 1 V。结构参数如表 2 所示。表中: r_{pin} 为电流钳内径。

为了使验证的结果更具有普遍性,选用标准航空线缆 M22758/32/22,导线半径为 0.32 mm,且分别验证线缆数为 1、4、7 三种情况下的预测精

度。图 5 为线束构型示意图。

线缆的对地高度设为 50 mm,长度为 1 000 mm,线缆的两端连接 N 型连接器。N 型连接器电磁仿真模型中的尺寸和实物不同,但保证 50 Ω 的特性阻抗,同时 N 型连接器固定在与结构地相连接的 PEC 板上以模拟连接器固定在金属板上的状态。图 6 为以单根线缆为例的仿真模型。

线缆两端都选择 50 Ω 电阻作为负载并接地,图 7~图 9 分别为线缆根数为 1、4、7 根的情况。实线表示解析模型的预测结果,虚线表示 CST 电磁模型的仿真结果。图 7~图 9 中曲线一致性较高,其中图 7 的 MAPE 为 17%,进而证明了模型的有效性。

表2 电流钳结构参数

Table 2 Structural parameters of current injection probe

参数	数值
r_{in}/mm	24
r_{out}/mm	39
r_{pin}/mm	16
l_c/mm	130
t_c/mm	1
w_c/mm	6
w/mm	50
W/mm	63
N_1	1

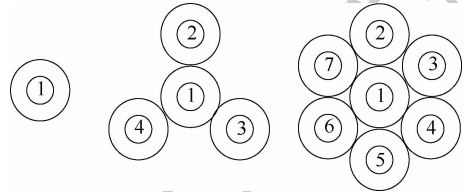


图5 线束构型示意图

Fig.5 Schematic diagram of wire harness configuration

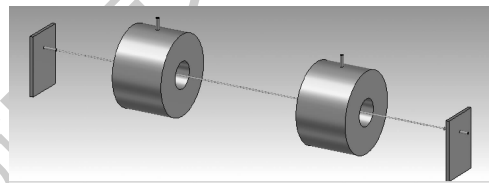


图6 CST电磁仿真模型

Fig.6 CST electromagnetic simulation model

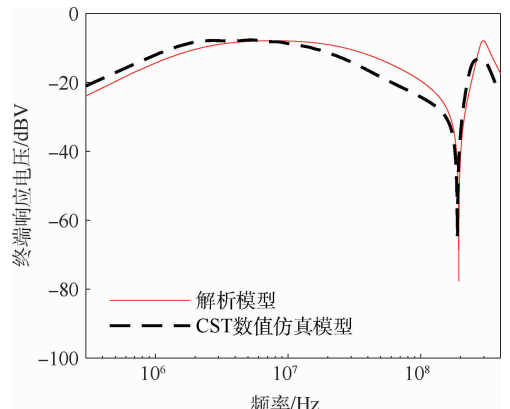


图7 线缆数为1的结果对比

Fig.7 Comparison of results with cable count of 1

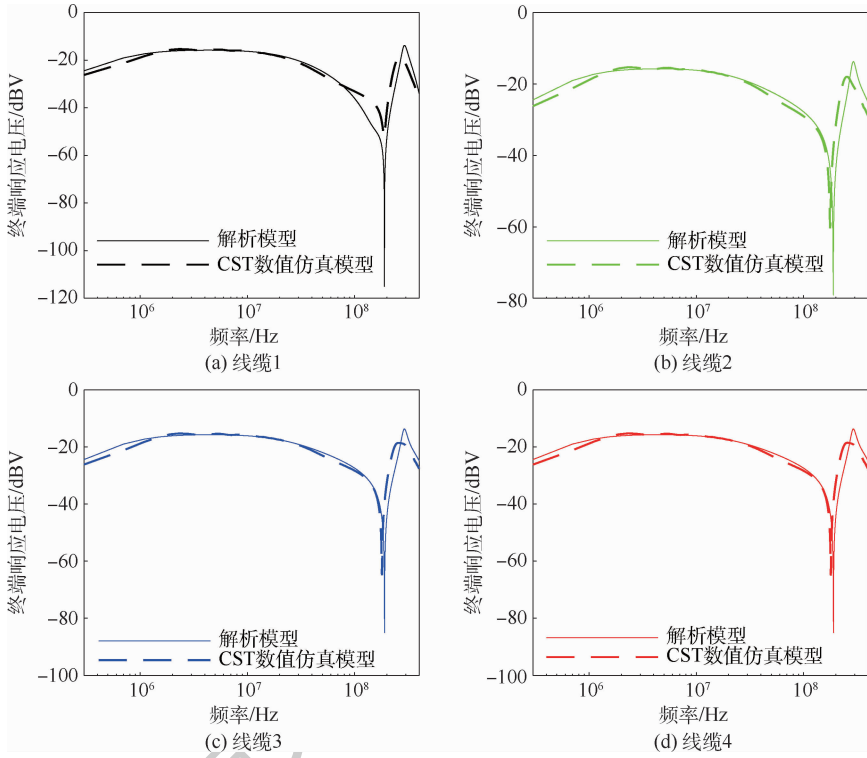


图8 线缆数为4的结果对比

Fig. 8 Comparison of results with cable count of 4

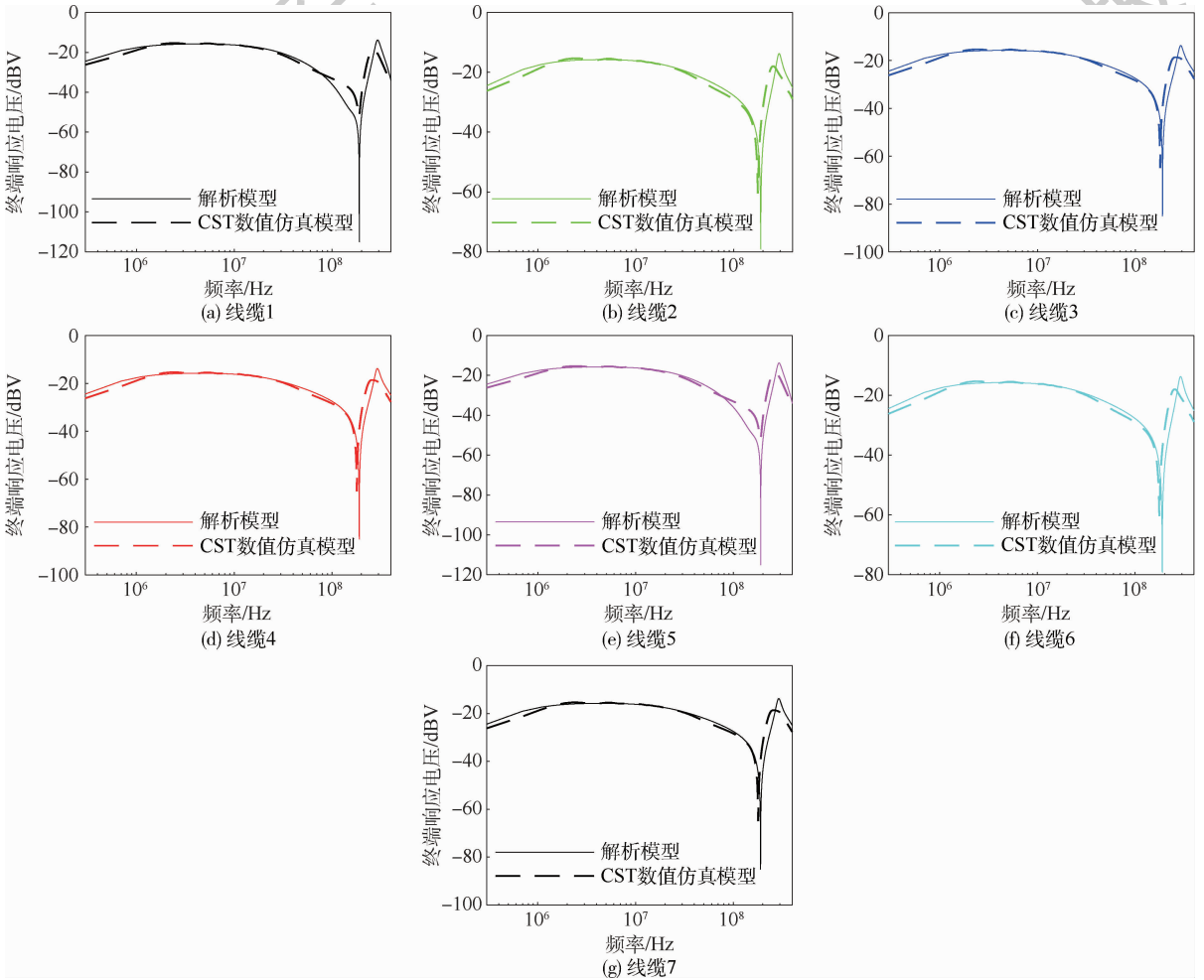


图9 线缆数为7的结果对比

Fig. 9 Comparison of results with cable count of 7

3 模型应用与分析

线束与大电流钳的相对位置在测试时难以保持恒定,这一问题常会对测试的结果产生影响。为了提升双电流钳注入测试的稳定性和可靠性,需对上述问题进行研究。本文中构建的模型可以对线束构型的影响进行预测分析。

3.1 线束位置的影响

为了分析线束与电流钳的相对位置的影响,设置7根线缆组成线束,线缆间相互平行且紧贴。考虑线束3种空间位置,分别为线束穿过电流钳内径空间圆心处及线束位于距探头内侧面5 mm处2个典型空间位置处。3种空间位置下,中心线缆1的终端响应电压如图10所示。结果表明,低于100 MHz时线束的相对位置对终端响应无明显影响;高于100 MHz时线束上移与右移2种情况下终端电压曲线基本重合,而线束位于电流钳几何中心情况下的线束终端电压小于另外2种情况。高于100 MHz时线束上移与右移2种情况下终端电压曲线基本重合,100~200 MHz时线束位于电流钳几何中心情况下的线束终端电压小于另外2种情况,但200 MHz后由于谐振的影响会出现线束中心线缆的终端电压高于另外2种情况。其原因是超出100 MHz时整条线束的已经不能满足电短条件,线束终端响应出现谐振现象,当线束移动后,线束与电流钳的内表面的相对距离缩小,进而导致线缆的分布电感减小,分布电容增大,使得阻抗失配的问题进一步加剧,线束的谐振点发生了移动。

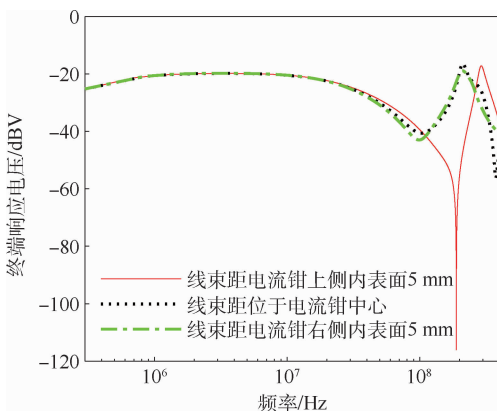


图10 电流钳与线束的相对位置对中心线缆1的影响

Fig. 10 Influence of the relative position of current probe and wire harness on central cable number 1

3.2 电流钳与线束终端距离的影响

为了分析电流钳与线束终端的距离对线束终端响应电压的影响,同样设置7根线缆组成典型

被测线束,将电流钳与线束终端的距离分别设置为50 mm、100 mm和200 mm三种情况。3种情况下线束中心线缆1的注入电压如图11所示。

图11表明,在低于100 MHz时,电流钳与线束的终端距离对线束终端响应电压的影响可以忽略,但100 MHz后,随着电流钳与线束终端的距离变大,谐振点也在向更高的频点移动。这一现象主要是由于传输线效应引起的,电流钳与终端负载的间距越大,有效线长越短,对应的谐振频率越高。谐振点为响应电压突变处,易对负载的正常工作产生影响,若注入信号频率较高时,应严格固定电流钳与线束终端的距离。

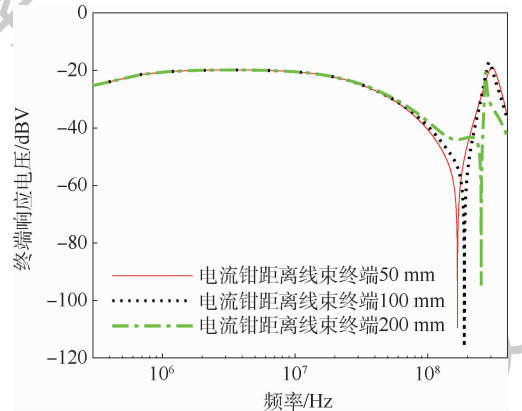


图11 电流钳与线束终端距离对中心线缆1的影响

Fig. 11 Influence of the distance between current probe and cable terminal on central cable number 1

4 结论

1) 本文构建了双BCI与线束耦合的解析模型。主要思路是:将整段线束划分为耦合区间与非耦合区间进行分段建模,再级联各区间的链路参数实现对线束的终端响应预测。

2) 在CST中构建了相应的电磁仿真模型。解析模型的求解结果与CST中的求解结果有很好的 consistency,以线缆数为1的情况为例,MAPE为17%。

3) 分析了线束与电流钳的相对位置对线束终端响应的影响,通过分析得到线束与电流钳的相对位置在低频段对注入电压影响较小;超出100 MHz后,电流钳与线束的相对间距越大,线束终端的响应电压越小;线束终端响应电压的谐振点则随电流钳与线束终端距离的增大而向更高的频点移动。因而若注入信号频率较高时,应严格固定电流钳与线束终端的距离。

参考文献 (References)

[1] 魏光辉,卢新福,潘晓东.强场电磁辐射效应测试方法研究

- 进展与发展趋势[J]. 高电压技术, 2016, 42(5): 1347-1355.
- WEI G H, LU X F, PAN X D. Recent progress and development in test methods for high intensity electromagnetic field radiation effect[J]. High Voltage Engineering, 2016, 42(5): 1347-1355 (in Chinese).
- [2] 杨茂松, 孙永卫, 潘晓东, 等. 低频线缆 BCI 等效替代强场连续波电磁辐射理论研究[J]. 河北师范大学学报(自然科学版), 2018, 42(5): 396-402.
- YANG M S, SUN Y W, PAN X D, et al. Research on the theory of BCI equivalent alternative radiation for low-frequency cable coupling channel[J]. Journal of Hebei Normal University (Natural Science Edition), 2018, 42(5): 396-402 (in Chinese).
- [3] 肖春燕, 高帅. 多电飞机电气负载引起的电磁干扰[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(5): 793-801.
- XIAO C Y, GAO S. Electromagnetic interference caused by electric load of more electric aircraft[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(5): 793-801 (in Chinese).
- [4] RTCA Inc. Environmental conditions and test procedures for airborne equipment: RTCA DO-160G[S]. Washington, D. C.: RTCA Inc., 2010.
- [5] 中国人民解放军总装备部. 军用设备和分系统电磁发射和敏感度要求与测量: GJB 151B—2013[S]. 北京: 中国人民解放军总装备部, 2013.
- PLA General Equipment Department. Electromagnetic emission and susceptibility requirements and measurements for military equipment and subsystems: GJB 151B—2013[S]. Beijing: PLA General Equipment Department, 2013 (in Chinese).
- [6] U. S. Department of Defense. Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment: MIL-STD-461G[S]. Washington, D. C.: U. S. Department of Defense, 2015.
- [7] 卢新福, 魏光辉, 潘晓东, 等. 差模电流注入等效电磁脉冲辐射技术仿真研究[J]. 中国舰船研究, 2015, 10(2): 99-103.
- LU X F, WEI G H, PAN X D, et al. Simulation study on the differential-mode current injection equivalent to electromagnetic pulse radiation[J]. Chinese Journal of Ship Research, 2015, 10(2): 99-103 (in Chinese).
- [8] 魏光辉, 潘晓东, 卢新福. 注入与辐照相结合的电磁辐射安全裕度试验方法[J]. 高电压技术, 2012, 38(9): 2213-2220.
- WEI G H, PAN X D, LU X F. Test method for electromagnetic radiation safety margin combined injection with radiation[J]. High Voltage Engineering, 2012, 38(9): 2213-2220 (in Chinese).
- [9] 杨茂松, 孙永卫, 潘晓东, 等. 平行双线 BCI 等效替代强场连续波电磁辐射实验研究[J]. 强激光与粒子束, 2018, 30(9): 093201.
- YANG M S, SUN Y W, PAN X D, et al. Testing technology of using bulk current injection with parallel double line as substitute for high field continuous wave electromagnetic radiation[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2018, 30(9): 093201 (in Chinese).
- [10] 杨茂松, 孙永卫, 潘晓东, 等. 双绞线 BCI 等效替代强场电磁辐射实验研究[J]. 微波学报, 2018, 34(6): 72-77.
- YANG M S, SUN Y W, PAN X D, et al. Testing technology of using twisted pair cable BCI as substitution for high field continuous wave EM radiation[J]. Journal of Microwaves, 2018, 34(6): 72-77 (in Chinese).
- [11] GRASSI F, MARLIANI F, PIGNARI S A. Circuit modeling of injection probes for bulk current injection[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2007, 49(3): 563-576.
- [12] DERROY P, PIPER S. Full-wave modeling of bulk current injection probe coupling to multi-conductor cable bundles[C]// 2016 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC). Piscataway: IEEE Press, 2016: 770-774.
- [13] NAYAK B P, DAS A, VEDICHERLA S R, et al. Circuit models for bulk current injection (BCI) clamps with multiple cables[C]// 2018 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and 2018 IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC/APEMC). Piscataway: IEEE Press, 2018: 1160-1163.
- [14] GRASSI F. Accurate modeling of ferrite-core effects in probes for bulk current injection[C]// IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems. Piscataway: IEEE Press, 2009: 1-6.
- [15] OGANEZOVA I, BUNLON X, GHEONJIAN A, et al. A new and easy approach to create BCI models[C]// 2014 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Piscataway: IEEE Press, 2014: 91-96.
- [16] ZHU L L, JING S H. MATLAB-based multi-parameter optimization of bulk current injection probe[C]// 2019 IEEE International Conference on Computation, Communication and Engineering (ICCCCE). Piscataway: IEEE Press, 2019: 170-173.
- [17] PAUL C R. Analysis of multiconductor transmission lines[M]. 2nd ed. Hoboken: Wiley, 2008.
- [18] TOSCANI N, GRASSI F, SPADACINI G, et al. Circuit and electromagnetic modeling of bulk current injection test setups involving complex wiring harnesses[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2018, 60(6): 1752-1760.

Terminal response mechanism of complex wire harness under double BCI coupling

SHI Xudong, ZHANG Hemaο, ZHAO Hongxu*, LI Ruipu, WANG Xuefei

(College of Electronic Information and Automation, Civil Aviation University of China, Tianjin 300300, China)

Abstract: It is difficult to construct in a high-intensity radiation field laboratory environment, and the application of dual Bulk Current Injection (BCI) probe instead of irradiation methods for interference immunity research has broad prospects. Aimed at the current unclear coupling mechanism between dual bulk current injection probe and wire harnesses, accurate model of dual bulk current injection probe coupled with wire harness is established. Using the method of segmentation and then cascading, wire harness is studied. First, the equivalent circuit model is established in the coupling zone between the probe and the harness, and then the link parameter matrix is constructed based on the transmission line theory in the uncoupling zone. Finally, it could be cascaded into a wire harness terminal response prediction model. A numerical electromagnetic simulation model is established based on finite integration method, and the prediction results of the prediction model and the numerical simulation model for the wire harness terminal response are compared. The results show that the two have good agreement on the results of the wire harness terminal voltage, and MAPE is 17%, which further verifies the effectiveness of the model. Using the model to analyze the influence of the relative position of the harness and probe on the response voltage of the terminal, the results show that the relative position has no effect in the low frequency band, exceeding 100 MHz, and the amplitude and resonance point of the terminal voltage will change.

Keywords: Bulk Current Injection (BCI); transmission line theory; link parameter; interference immunity; cascade

Received: 2020-07-13; **Accepted:** 2020-10-16; **Published online:** 2020-11-09 14:56

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20201106.1748.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (51377161); Aeronautical Science Foundation of China (20182667010); the Fundamental Research Funds for the Central Universities (3122018D003); Training Plan for Innovation Teams in Tianjin Colleges and Universities (TD13-5071)

* **Corresponding author.** E-mail: zhx2581@163.com

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0317

基于杂波量测集约束的改进 MS-MeMber 滤波器

陆小科¹, 张志国², 孙进平^{2,*}, 孙伟¹

(1. 南京电子技术研究所, 南京 210039; 2. 北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100083)



摘 要: 针对高杂波密度场景下, 传统多传感器多目标多伯努利 (MS-MeMber) 滤波器存在的量测划分假设质量下降、势估计结果出现偏差等问题, 提出了一种基于杂波量测集约束的改进 MS-MeMber 滤波器。首先, 通过将杂波量测集的影响引入到更新过程中, 优化了目标量测集的权重, 并给出了杂波场景下的单目标多传感器似然函数。然后, 通过两步贪婪划分机制, 得到了改进的多传感器量测划分假设。通过仿真将所提方法与传统 MS-MeMber 滤波器进行了比较, 实验结果表明: 在高杂波密度场景下, 改进 MS-MeMber 滤波器具有更优的多目标跟踪性能。

关键词: 多目标跟踪; 多传感器多目标多伯努利 (MS-MeMber) 滤波器; 杂波量测集; 量测划分假设; 高杂波密度

中图分类号: TN953

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965 (2021) 09-1748-08

传统多目标跟踪方法通过数据关联过程^[1-2]将多目标跟踪问题分解成单目标跟踪问题。当观测场景中目标数目较多或杂波密度较大时, 数据关联算法极易出现组合爆炸的问题, 会消耗大量的计算资源。近年来, 一种基于随机有限集 (Random Finite Set, RFS) 的滤波器有效避免了复杂的数据关联过程^[3], 在目标跟踪领域受到了广泛关注。该类方法以自顶而下的方式, 将多目标运动状态和多目标观测建模为 RFS, 通过贝叶斯框架对多目标运动状态的后验密度进行近似估计。其中, 基于矩近似的概率假设密度 (Probability Hypothesis Density, PHD) 滤波器^[4]、势概率假设密度 (Cardinalized PHD, CPHD) 滤波器^[5]和基于多伯努利密度近似的多目标多伯努利 (Multi-target Multi-Bernoulli, MeMber) 滤波器^[6]、势均衡多目标多伯努利 (Cardinality Balanced MeMber, CBMeMber) 滤波器^[7]已成功应用于许多跟踪

场景^[8-10]。

随着目标机动性能的提升、观测场景的日益复杂, 使用单个传感器的观测数据已经不能满足逐渐提高的目标跟踪要求。在这种情况下, 国内外学者将单传感器 RFS 滤波器推广到多传感器领域。目前, 典型的多传感器 RFS 跟踪方法有迭代校正式概率假设密度 (Iterated-Corrector PHD, IC-PHD) 滤波器^[11]、平行组合近似多传感器 (Parallel-Combination Approximate Multisensory, PCAM) CPHD/PHD 滤波器^[12]、多传感器 CPHD (Multi-Sensor CPHD, MS-CPHD) 滤波器^[13]和多传感器多目标多伯努利 (Multi-sensor Multi-target Multi-Bernoulli, MS-MeMber) 滤波器^[14]。

IC-PHD 滤波器以迭代的方式对每个传感器上的观测数据执行单传感器 PHD 滤波过程, 该方法虽然易于实现, 但滤波性能会受到传感器顺序的影响。PCAM-CPHD/PHD 滤波器是多传感器

收稿日期: 2020-07-03; 录用日期: 2020-11-06; 网络出版时间: 2020-12-08 14:17

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20201207.1316.001.html

基金项目: 国家自然科学基金 (61471019)

* 通信作者. E-mail: sunjinping@buaa.edu.cn

引用格式: 陆小科, 张志国, 孙进平, 等. 基于杂波量测集约束的改进 MS-MeMber 滤波器[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(9): 1748-1755. LU X K, ZHANG Z G, SUN J P, et al. An improved multi-sensor MeMber filter based on clutter measurement set constraint [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(9): 1748-1755 (in Chinese).

CPHD/PHD 滤波器的一种顺序无关且易于计算的原则化理论近似,其滤波结果虽然不受传感器顺序的影响,但鲁棒性会随传感器数量的增加而降低。MS-CPHD 滤波器是一种多传感器矩近似滤波器,在更新过程中需要得到所有多传感器量测划分结果,因此其精确解难以实现。为了克服这一局限,文献[13]提出了一种两步贪婪划分机制,只求得有限个权重较高的量测划分假设,并通过高斯混合模型得到了其近似解。之后,文献[14]提出一种精确的 MS-MeMber 滤波器,并利用两步贪婪划分机制得到其近似解。不同于 MS-CPHD 滤波器,MS-MeMber 滤波器直接用多伯努利分布来近似多目标后验密度,具有更高的滤波精度。

虽然 MS-MeMber 滤波器通过两步贪婪划分机制对多传感器量测进行了高效的分割,但其在量测划分过程中忽略了杂波量测集的约束,当观测场景中杂波密度较高时,往往不能得到较优的量测划分假设,进而滤波性能严重下降。为此,本文提出了一种基于杂波量测集约束的改进 MS-MeMber 滤波器,将杂波量测集的影响加入到量测划分过程中,并重新推导了杂波场景下单目标多传感器量测集权重的计算公式和单目标多传感器量测似然函数。该滤波器在多传感器量测划分过程中不需要改变原来的两步贪婪划分机制,且能得到更优的量测划分结果。仿真结果表明,在杂波密度较高的场景下,改进 MS-MeMber 滤波器的滤波性能明显优于原始 MS-MeMber 滤波器。

1 MS-MeMber 滤波器

1.1 预测过程

MS-MeMber 滤波器的预测过程和单传感器 MeMber 滤波器^[6]的预测过程相同。对于 $k-1$ 时刻的多伯努利后验密度:

$$\pi_{k-1|k-1} = \{ (r_{k-1|k-1}^{(i)}, p_{k-1|k-1}^{(i)}) \}_{i=1}^{M_{k-1|k-1}} \quad (1)$$

若在下一时刻,每个伯努利成分继续存活概率为 $\rho_{s,k}(\cdot)$,每一个新生目标出现的概率为 $r_{B,k}$,且其空间分布为 $p_{B,k}$,则经预测后的概率密度仍为多伯努利形式:

$$\{ (r_{klk-1}^{(i)}, p_{klk-1}^{(i)}) \}_{i=1}^{M_{klk-1}} = \{ (r_{B,k}^{(i)}, p_{B,k}^{(i)}) \}_{i=1}^{M_{B,k}} \cup \{ (r_{s,klk-1}^{(i)}, p_{s,klk-1}^{(i)}) \}_{i=1}^{M_{k-1|k-1}} \quad (2)$$

式中: $(r_{klk-1}^{(i)}, p_{klk-1}^{(i)})$ 代表相互独立的伯努利随机集,其存在概率为 $r_{klk-1}^{(i)}$,概率密度函数为 $p_{klk-1}^{(i)}$ 。

存活的多伯努利随机集满足:

$$r_{s,klk-1}^{(i)} = r_{k-1|k-1}^{(i)} \langle p_{k-1|k-1}^{(i)}, \rho_{s,k} \rangle \quad (3)$$

$$p_{s,klk-1}^{(i)}(\mathbf{x}) = \frac{\langle f_{klk-1}(\mathbf{x} | \cdot), \rho_{s,k} p_{k-1|k-1}^{(i)} \rangle}{\langle p_{k-1|k-1}^{(i)}, \rho_{s,k} \rangle} \quad (4)$$

式中: $\langle \cdot, \cdot \rangle$ 为内积函数; $f_{klk-1}(\mathbf{x} | \cdot)$ 为状态转移函数。

1.2 多传感器量测分割

MS-MeMber 滤波器在更新过程中,需要求得所有多传感器量测的分割形式。多传感器量测分割的定义如下:

假设在更新过程中, k 时刻产生的量测为 $Z_{1:S,k} = \{ Z_{1,k}, \dots, Z_{S,k} \}$, S 为传感器个数, $Z_{i,k}$ 表示传感器 i 产生的量测集。将量测 $Z_{1:S,k}$ 按照预测后的 $M_{k|k-1}$ 个多伯努利项重新分割表示为 $P = Z_{1:S,k} = (W_{1:S}^0, W_{1:S}^1, \dots, W_{1:S}^{M_{k|k-1}-1})$, $W_{1:S}^0 = W_1^0 \cup \dots \cup W_S^0$ 表示 S 个传感器产生的杂波量测集, $W_{1:S}^j = W_1^j \cup \dots \cup W_S^j (j > 0)$ 表示第 j 个伯努利随机有限集 $(r_{k|k-1}^{(j)}, p_{k|k-1}^{(j)})$ 在 S 个传感器上生成的单目标多传感器量测集。定义 \mathcal{P} 为所有可能的量测分割假设 P 所组成的集合。定义映射函数 $T_{W_{1:S}^j} = \{ (i, l) | z_i^l \in W_{1:S}^j \}$, i 为传感器标号, l 指向传感器 i 产生的量测集 $Z_{i,k}$ 中的第 l 个量测 z_i^l 。

由于求得所有的量测分割假设具有组合上的复杂性, MS-MeMber 滤波器的精确解难以实现。文献[14]通过两步贪婪划分机制求取了有限个权重较高的量测分割假设,得到了 MS-MeMber 滤波器的近似解。

两步贪婪划分机制将多传感器量测分割问题分解成独立的子问题进行求解。首先,针对每个伯努利 RFS 求取其可能对应的目标量测集;然后,将每个伯努利 RFS 的局部较优解进行组合,得到若干个全局较优的多传感器量测分割假设。

图 1 和图 2 为两步贪婪划分机制的原理。假设接收到 4 个传感器的数据,且共有 3 个预测的伯努利成分。如图 1 所示,先对每个伯努利项分

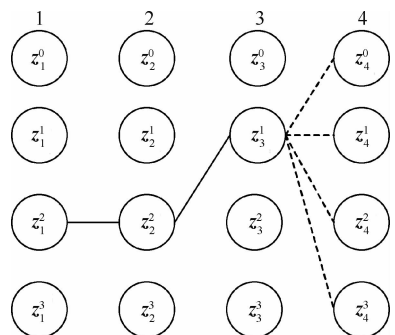


图 1 第 1 步划分

Fig. 1 The first partitioning step

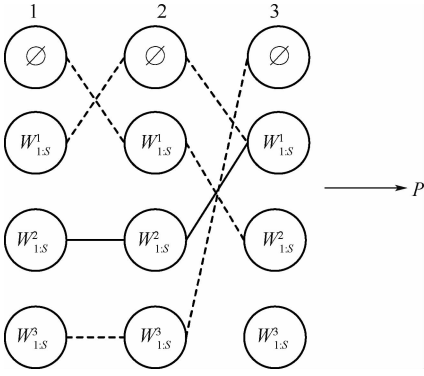


图2 第二步划分

Fig. 2 The second partitioning step

别求得其局部较优解,也就是求得部分权重较高的目标量测集。求解过程按照传感器顺序依次进行,且 z_i^0 表示未关联到传感器 i 中的量测。图2为第二步划分的流程,将每个伯努利成分的局部最优解组合得到最终量测划分结果。求解过程按照伯努利成分顺序依次进行,空集 \emptyset 表示考虑每个伯努利项未关联到量测情况。

1.3 更新过程

若预测后的多目标概率密度具有如式(2)所示的形式,则更新后的多目标概率密度可近似表示为

$$\{(\hat{r}_{klk}^{(j)}, \hat{p}_{klk}^{(j)}(\cdot))\}_{j=1}^{M_{klk-1}} = \bigcup_{P \in \mathcal{P}} \bigcup_{j=1}^{M_{klk-1}} \{(r_{klk}^{(P,j)}, p_{klk}^{(P,j)}(\cdot))\} \quad (5)$$

式中: $r_{klk}^{(P,j)}$ 、 $p_{klk}^{(P,j)}(\cdot)$ 分别为

$$r_{klk}^{(P,j)} = \begin{cases} \alpha_p \frac{r_{klk-1}^{(j)} \langle p_{klk-1}^{(j)}, \gamma \rangle}{1 - r_{klk-1}^{(j)} + r_{klk-1}^{(j)} \langle p_{klk-1}^{(j)}, \gamma \rangle} & W_{1:S}^j = \emptyset \\ \alpha_p & W_{1:S}^j \neq \emptyset \end{cases} \quad (6)$$

$$p_{klk}^{(P,j)}(\mathbf{x}) = \begin{cases} \frac{p_{klk-1}^{(j)}(\mathbf{x}) \gamma(\mathbf{x})}{\langle p_{klk-1}^{(j)}, \gamma \rangle} & W_{1:S}^j = \emptyset \\ \frac{p_{klk-1}^{(j)}(\mathbf{x}) f(W_{1:S}^j | \mathbf{x})}{\int p_{klk-1}^{(j)}(\mathbf{x}) f(W_{1:S}^j | \mathbf{x}) d\mathbf{x}} & W_{1:S}^j \neq \emptyset \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\gamma(\mathbf{x}) = \prod_{i=1}^S (1 - p_{i,D}(\mathbf{x}))$ 为单目标多传感器漏检概率, $p_{i,D}(\cdot)$ 为传感器 i 的检测概率。

单目标多传感器似然函数为

$$f(W_{1:S}^j | \mathbf{x}) \triangleq \frac{\prod_{(i,l) \in T_{W_{1:S}^j}} p_{i,D}(\mathbf{x}) g_i(z_i^l | \mathbf{x})}{c_i(z_i^l)} \prod_{(i,*) \notin T_{W_{1:S}^j}} (1 - p_{i,D}(\mathbf{x})) \quad (8)$$

并且

$$\alpha_p = \frac{K_p \prod_{j=1}^{M_{klk-1}} \varphi_{W_{1:S}^j}^j[1]}{\sum_{M \in \mathcal{P}} K_M \prod_{j=1}^{M_{klk-1}} \varphi_{W_{1:S}^j}^j[1]} \quad (9)$$

$$\varphi_{W_{1:S}^j}^j[u] = \begin{cases} 1 - r_{klk-1}^{(j)} + r_{klk-1}^{(j)} \langle p_{klk-1}^{(j)}, u\gamma \rangle & W_{1:S}^j = \emptyset \\ r_{klk-1}^{(j)} \int u(\mathbf{x}) p_{klk-1}^{(j)}(\mathbf{x}) f(W_{1:S}^j | \mathbf{x}) d\mathbf{x} & W_{1:S}^j \neq \emptyset \end{cases} \quad (10)$$

$$K_p = \prod_{i=1}^S C_i^{(1|w_i^0)}(0) \quad (11)$$

式中: $g_i(\cdot | \mathbf{x})$ 为传感器的量测似然函数; $c_i(z)$ 为传感器 i 的杂波密度函数; $\varphi_{W_{1:S}^j}^j[1]$ 用来衡量量测集 $W_{1:S}^j$ 是由第 j 个伯努利项产生的假设比重; K_p 用来表示杂波量测集 $W_{1:S}^0$ 所带来的影响; α_p 代表量测分割假设 P 在 \mathcal{P} 中的权重,且满足 $\sum_{P \in \mathcal{P}} \alpha_p = 1$; $C_i^{(n)}(\cdot)$ 表示量测噪声概率生成泛函 $C_i(\cdot)$ 的 n 阶导数。

2 改进的 MS-MeMber 滤波器

改进 MS-MeMber 滤波器的预测过程和原始 MS-MeMber 滤波器的预测过程一致,但在更新过程中添加了杂波量测集划分的约束,重新推导了杂波环境下单目标多传感器量测集权重的计算公式和单目标多传感器似然函数。

2.1 公式推导

由式(9)可以看出,1.2节中的两步贪婪划分机制忽略了杂波量测集 $W_{1:S}^0$ 的约束。考虑杂波量测集的影响 K_p ,式(9)经变形可得

$$\alpha_p = \frac{K_p \prod_{j=1}^{M_{klk-1}} \varphi_{W_{1:S}^j}^j[1]}{\sum_{M \in \mathcal{P}} \frac{K_M}{\prod_{i=1}^S C_i^{(1|Z_{i,k})}}(0) \prod_{j=1}^{M_{klk-1}} \varphi_{W_{1:S}^j}^j[1]} = \frac{\prod_{j=1}^{M_{klk-1}} \left(\varphi_{W_{1:S}^j}^j[1] \frac{1}{\prod_{i=1}^S C_i^{(1|W_{1:S}^j)}(0)} \right)}{\sum_{M \in \mathcal{P}} \prod_{j=1}^{M_{klk-1}} \left(\varphi_{W_{1:S}^j}^j[1] \frac{1}{\prod_{i=1}^S C_i^{(1|W_{1:S}^j)}(0)} \right)} \quad (12)$$

由文献[13]可得, $C_i^{(n)}(0) = \lambda_i^n e^{-\lambda_i}$, λ_i 为传感器 i 上的杂波强度。

则式(12)可简化为

$$\alpha_p = \frac{\prod_{j=1}^{M_{klk-1}} \tilde{\varphi}_{W_{1:S}^j}^j[1]}{\sum_{M \in \mathcal{P}} \prod_{j=1}^{M_{klk-1}} \tilde{\varphi}_{W_{1:S}^j}^j[1]} \quad (13)$$

式中:杂波环境下的单目标多传感器量测集权重为

$$\tilde{\varphi}_{W_{1:S}^j}^j[1] = \frac{\varphi_{W_{1:S}^j}^j[1]}{S} = \prod_{i=1}^j \lambda_i^{(1|W_{1:S}^j)} \quad (14)$$

将式(10)代入式(14)可得

$$\tilde{\varphi}_{W_{1:S}^j}^j[1] = \begin{cases} 1 - r_{klk-1}^{(j)} + r_{klk-1}^{(j)} \langle p_{klk-1}^{(j)}, \boldsymbol{\gamma} \rangle & W_{1:S}^j = \emptyset \\ r_{klk-1}^{(j)} \int p_{klk-1}^{(j)}(\mathbf{x}) \tilde{f}(W_{1:S}^j | \mathbf{x}) d\mathbf{x} & W_{1:S}^j \neq \emptyset \end{cases} \quad (15)$$

式中:杂波环境下的单目标多传感器似然函数为

$$\tilde{f}(W_{1:S}^j | \mathbf{x}) = \frac{f(W_{1:S}^j | \mathbf{x})}{S} = \prod_{i=1}^j \lambda_i^{(1|W_{1:S}^j)} \prod_{(i,l) \in T_{W_{1:S}^j}} \frac{p_{i,D}(\mathbf{x}) g_i(\mathbf{z}_i^l | \mathbf{x})}{\lambda_i c_i(\mathbf{z}_i^l)} \prod_{(i,*) \notin T_{W_{1:S}^j}} (1 - p_{i,D}(\mathbf{x})) \quad (16)$$

2.2 高斯混合实现

在高斯混合模型下,目标的状态转移函数和量测似然函数均满足高斯分布:

$$f_{klk-1}(\cdot | \mathbf{x}) = N(\cdot; \mathbf{F}_{k-1} \mathbf{x}, \mathbf{Q}_{k-1}) \quad (17)$$

$$g_i(\mathbf{z} | \mathbf{x}) = N(\mathbf{z}; \mathbf{H}_{i,k} \mathbf{x}, \mathbf{R}_{i,k}) \quad (18)$$

式中: \mathbf{F}_{k-1} 为目标状态转移矩阵; \mathbf{Q}_{k-1} 为过程噪声协方差矩阵; $\mathbf{H}_{i,k}$ 为量测矩阵; $\mathbf{R}_{i,k}$ 为量测噪声协方差矩阵。

假设 $k-1$ 时刻每个多伯努利项概率密度具有高斯混合的形式:

$$p_{s,klk-1}^{(i)}(\mathbf{x}) = \sum_{n=1}^{J_{klk-1}^{(i)}} w_{n,klk-1}^{(i)} N(\mathbf{x}; \mathbf{m}_{n,klk-1}^{(i)}, \boldsymbol{\Sigma}_{n,klk-1}^{(i)}) \quad (19)$$

式中: $N(\cdot; \mathbf{m}, \boldsymbol{\Sigma})$ 代表均值为 \mathbf{m} 、方差为 $\boldsymbol{\Sigma}$ 的高斯分布; $J_{klk-1}^{(i)}$ 为高斯成分的数量; $w_{n,klk-1}^{(i)}$ 代表相应的权重。

若给定目标存活概率 $\rho_{s,k}(\mathbf{x})$ 和新生目标的概率密度 $p_{B,k}^{(i)}(\mathbf{x})$:

$$\rho_{s,k}(\mathbf{x}) = \rho_{s,k} \quad (20)$$

$$p_{B,k}^{(i)}(\mathbf{x}) = \sum_{n=1}^{J_{B,k}^{(i)}} w_{B,n,k}^{(i)} N(\mathbf{x}; \mathbf{m}_{B,n,k}^{(i)}, \boldsymbol{\Sigma}_{B,n,k}^{(i)}) \quad (21)$$

则每个预测的多伯努利项概率密度 $p_{klk-1}^{(i)}(\mathbf{x})$ 同样为高斯混合的形式,且满足:

$$r_{s,klk-1}^{(i)} = r_{k-1l k-1}^{(i)} \rho_{s,k} \quad (22)$$

$$p_{s,klk-1}^{(i)}(\mathbf{x}) = \sum_{n=1}^{J_{klk-1}^{(i)}} w_{n,klk-1}^{(i)} N(\mathbf{x}; \mathbf{m}_{n,klk-1}^{(i)}, \boldsymbol{\Sigma}_{n,klk-1}^{(i)}) \quad (23)$$

式中:

$$\mathbf{m}_{n,klk-1}^{(i)} = \mathbf{F}_{k-1} \mathbf{m}_{n,k-1}^{(i)} \quad (24)$$

$$\boldsymbol{\Sigma}_{n,klk-1}^{(i)} = \mathbf{F}_{k-1} \boldsymbol{\Sigma}_{n,k-1}^{(i)} \mathbf{F}_{k-1}^T + \mathbf{Q}_{k-1} \quad (25)$$

对于式(7),如果经预测的每个伯努利项概率密度为高斯混合形式:

$$p_{klk-1}^{(i)}(\mathbf{x}) = \sum_{n=1}^{J_{klk-1}^{(i)}} w_{n,klk-1}^{(i)} N(\mathbf{x}; \mathbf{m}_{n,klk-1}^{(i)}, \boldsymbol{\Sigma}_{n,klk-1}^{(i)}) \quad (26)$$

则更新后的每个多伯努利项同样为高斯混合的形式:

$$p_{klk}^{(P,i)}(\mathbf{x}) = \sum_{n=1}^{J_{klk-1}^{(i)}} w_{n,k}^{(P,i)} N(\mathbf{x}; \mathbf{m}_{n,k}^{(P,i)}, \boldsymbol{\Sigma}_{n,k}^{(P,i)}) \quad (27)$$

式(28)、式(29)分别为更新后的权重和对应高斯项。

$$w_{n,k}^{(P,i)} = \begin{cases} \frac{\gamma(\mathbf{x}) w_{n,klk-1}^{(i)}}{\sum_{m=1}^{J_{klk-1}^{(i)}} \gamma(\mathbf{x}) w_{m,klk-1}^{(i)}} & W_{1:S}^i = \emptyset \\ w_{n,klk-1}^{(i)} \prod_{(j,l) \in T_{W_{1:S}^i}} \frac{p_{j,D}(\mathbf{x}) q_{j,z}(\mathbf{z}_j^l)}{\lambda_j c_j(\mathbf{z}_j^l)} \prod_{(j,*) \notin T_{W_{1:S}^i}} (1 - p_{j,D}(\mathbf{x})) & W_{1:S}^i \neq \emptyset \\ \sum_{m=1}^{J_{klk-1}^{(i)}} w_{m,klk-1}^{(i)} \prod_{(j,l) \in T_{W_{1:S}^i}} \frac{p_{j,D}(\mathbf{x}) q_{j,z}(\mathbf{z}_j^l)}{\lambda_j c_j(\mathbf{z}_j^l)} \prod_{(j,*) \notin T_{W_{1:S}^i}} (1 - p_{j,D}(\mathbf{x})) & \end{cases} \quad (28)$$

$$N(\mathbf{x}; \mathbf{m}_{n,k}^{(P,i)}, \boldsymbol{\Sigma}_{n,k}^{(P,i)}) \propto \begin{cases} N(\mathbf{x}; \mathbf{m}_{n,klk-1}^{(i)}, \boldsymbol{\Sigma}_{n,klk-1}^{(i)}) & W_{1:S}^i = \emptyset \\ N(\mathbf{x}; \mathbf{m}_{n,klk-1}^{(i)}, \boldsymbol{\Sigma}_{n,klk-1}^{(i)}) \prod_{(j,l) \in T_{W_{1:S}^i}} g_{j,k}(\mathbf{z}_j^l | \mathbf{x}) & W_{1:S}^i \neq \emptyset \end{cases} \quad (29)$$

式中:

$$q_{j,z}(\mathbf{z}) = N(\mathbf{z}; \mathbf{m}_{klk-1}, \mathbf{R}_{j,k} + \mathbf{H}_{j,k} \boldsymbol{\Sigma}_{klk-1} \mathbf{H}_{j,k}^T) \quad (30)$$

3 仿真实验与分析

如图3所示,研究二维观测区域 $[-1\ 000\ \text{m}, 1\ 000\ \text{m}] \times [0\ \text{m}, 2\ 000\ \text{m}]$ 内4个相继出现消失的目标。

目标的状态变量 $\mathbf{x}_k = [x_k, \dot{x}_k, y_k, \dot{y}_k]$ 包含位置和速度信息,目标的真实运动情况如表1所示。

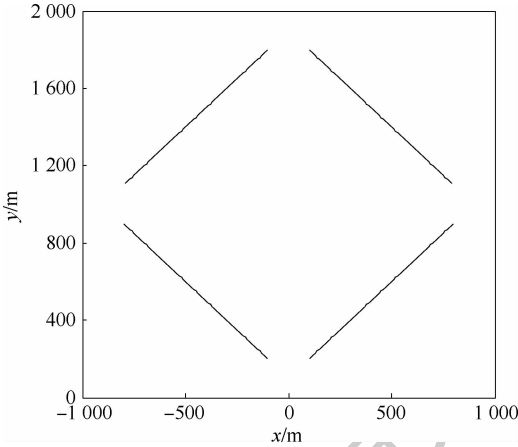


图3 目标真实运动轨迹

Fig. 3 True movement trajectories of target

表1 目标真实运动情况

Table 1 True movement of targets

初始状态	存活时间/s
$[-100\ \text{m}, -10\ \text{m/s}, 1\ 800\ \text{m}, -10\ \text{m/s}]$	1~70
$[100\ \text{m}, 10\ \text{m/s}, 1\ 800\ \text{m}, -10\ \text{m/s}]$	1~70
$[-100\ \text{m}, -10\ \text{m/s}, 200\ \text{m}, 10\ \text{m/s}]$	30~100
$[100\ \text{m}, 10\ \text{m/s}, 200\ \text{m}, 10\ \text{m/s}]$	30~100

观测过程共持续100帧,采样间隔为 $\Delta t = 1\ \text{s}$ 。共有3个传感器进行观测,检测概率均为 $p_{i,d} = 0.85$ 。根据目标初始状态设置新生目标模型,目标存活概率为 $p_{sv} = 0.99$ 。目标状态转移矩阵 \mathbf{F}_k 、过程噪声协方差矩阵 \mathbf{Q}_k 、量测矩阵 \mathbf{H}_k 、量测噪声协方差矩阵 \mathbf{R}_k 分别为

$$\mathbf{F}_k = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \Delta t \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{Q}_k = \begin{bmatrix} \Delta t^3/3 & \Delta t^2/2 & 0 & 0 \\ \Delta t^2/2 & \Delta t & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \Delta t^3/3 & \Delta t^2/2 \\ 0 & 0 & \Delta t^2/2 & \Delta t \end{bmatrix} \sigma_v^2$$

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R}_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \sigma_e^2$$

式中:过程噪声标准差 $\sigma_v = 3\ \text{m/s}$;量测噪声标准

差 $\sigma_e = 8\ \text{m}$ 。

在仿真中,为了防止假设的伯努利项数目无限增长,设置每个目标混合分量的上限为 $J_{\max} = 100$,多伯努利项的上限为 $M_{\max} = 100$,剪枝门限 $T_{\max} = 10^{-3}$,量测分割假设集 \mathcal{P} 中最多有 $P_{\max} = 4$ 个量测分割假设 P ,每个伯努利项对应的量测集上限为 $W_{\max} = 4$ 。本节进行50次蒙特卡罗实验取平均结果,且滤波性能使用OSPA距离^[15-16]作为衡量标准。

$$d_p^{(c)}(\mathbf{X}, \mathbf{Y}) = \left(\min_{\pi \in \Pi} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \bar{d}^{(c)}(\mathbf{X}^{(i)}, \mathbf{Y}^{(\pi(i))})^p + \frac{c^p}{n}(n-m) \right)^{1/p} \quad (31)$$

式中: $\bar{d}^{(c)}$ 为两向量之间的距离;阶数 $p = 1$;截断门限 $c = 100$ 。

图4为杂波强度 $\lambda_k = 10$ 场景下传统MS-MeMBe r滤波器和改进MS-MeMBe r滤波器的OSPA距离比较。图5为2种方法的势估计对比结果。可以看出,在杂波密度较小时,2种方法具有相似的OSPA距离和势估计结果。

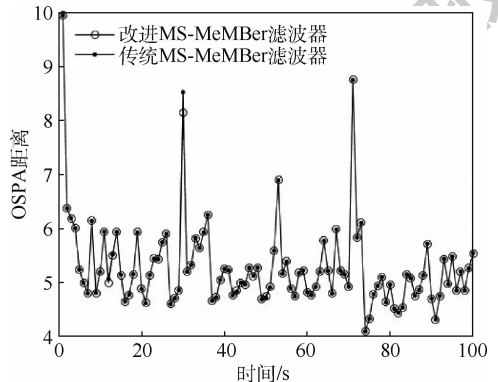
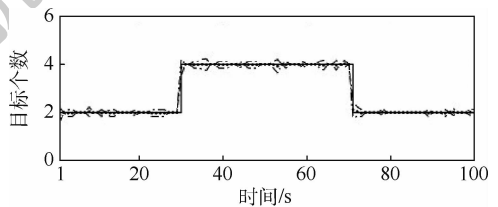
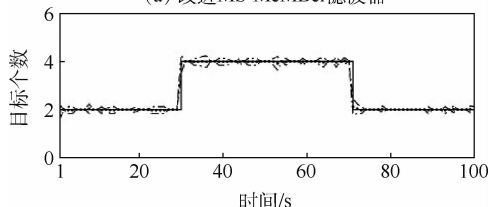


图4 OSPA距离比较($\lambda_k = 10$)

Fig. 4 OSPA distance comparison($\lambda_k = 10$)



(a) 改进MS-MeMBe r滤波器



(b) 传统MS-MeMBe r滤波器

— 真实值 · 估计值 - - - 标准差

图5 势估计结果($\lambda_k = 10$)

Fig. 5 Estimated cardinality($\lambda_k = 10$)

图6和图7分别为杂波强度 $\lambda_k = 50$ 和 $\lambda_k = 100$ 场景下2种方法的OSPA距离对比结果。可以看出,随着杂波密度的升高,传统MS-MeMBeR滤波器的性能严重下降,而改进MS-MeMBeR滤波器具有更高的鲁棒性和更小的OSPA距离误差。

图8和图9分别为杂波强度 $\lambda_k = 50$ 和 $\lambda_k = 100$ 场景下2种方法的势估计对比结果。经分析可得,在杂波密度较大时,原始MS-MeMBeR滤波器出现了势估计偏差,而改进MS-MeMBeR滤波器仍能得到较为准确的势估计结果。

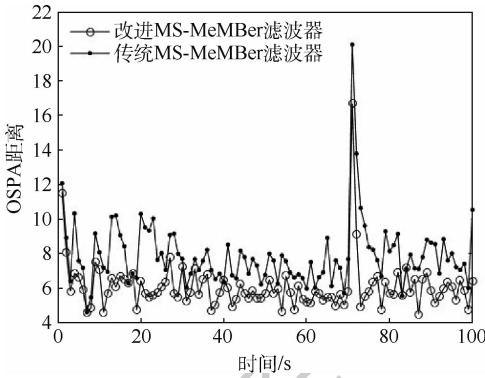


图6 OSPA距离比较($\lambda_k = 50$)

Fig. 6 OSPA distance comparison($\lambda_k = 50$)

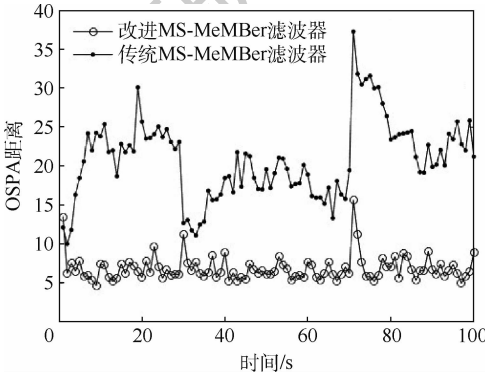


图7 OSPA距离比较($\lambda_k = 100$)

Fig. 7 OSPA distance comparison($\lambda_k = 100$)

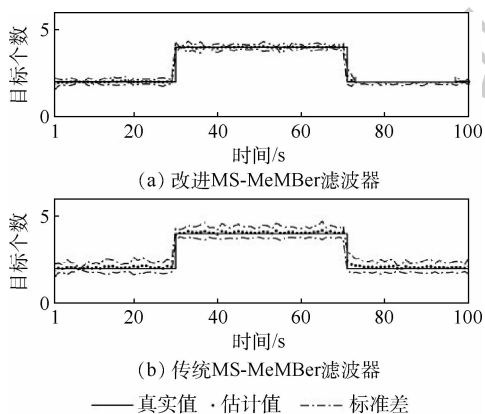


图8 势估计结果($\lambda_k = 50$)

Fig. 8 Estimated cardinality($\lambda_k = 50$)

表2给出了不同杂波密度场景下2种方法的平均单步运行时间。通过对比分析可以看出,2种方法具有相同的时间复杂度。

图10为2种方法在不同检测概率场景下的性能比较,此时设置杂波强度 $\lambda_k = 50$ 。2种方法的平均单步OSPA距离用折线图表示。可以看出,随着观测场景中检测概率的提高,2种方法的滤波性能均得到改善,但改进MS-MeMBeR滤波器始终具有更高的滤波精度。

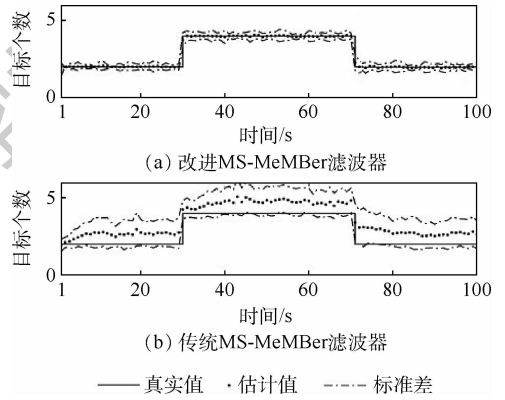


图9 势估计结果($\lambda_k = 100$)

Fig. 9 Estimated cardinality($\lambda_k = 100$)

表2 平均单步运行时间

Table 2 Average single-step running time

杂波密度 λ_k	平均单步运行时间/ms	
	改进 MS-MeMBeR 滤波器	传统 MS-MeMBeR 滤波器
10	23.54	23.22
50	28.85	28.09
100	32.46	33.10

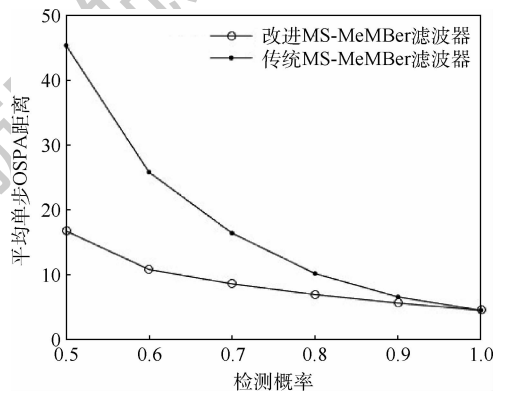


图10 平均单步OSPA距离

Fig. 10 Average single-step OSPA distance

4 结论

在传统MS-MeMBeR滤波器的基础上,本文提出了一种改进的MS-MeMBeR滤波器。

1) 改进滤波器将杂波量测集的影响加入到量测划分过程中,给出了杂波条件下单目标多传

传感器量测似然函数,并重新计算了单目标多传感器量测集的权重。

2) 改进滤波器通过两步贪婪划分机制,提升了多传感器量测划分假设的质量。

3) 仿真结果表明,改进滤波器与传统 MS-MeM-Ber 滤波器具有相同的时间复杂度。且在杂波密度较高场景下,改进滤波器具有更高的鲁棒性,对多目标的滤波精度明显优于原始 MS-MeM-Ber 滤波器。

改进滤波器只能对多目标的状态进行估计,而不能输出航迹。如何通过航迹维持手段得到航迹估计结果则是下一步研究的重点内容。

参考文献 (References)

- [1] REID D. An algorithm for tracking multiple targets [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1979, 24 (6) : 843-854.
- [2] KIRUBARAJAN T, BAR-SHALOM Y. Probabilistic data association techniques for target tracking in clutter [J]. Proceedings of the IEEE, 2004, 92 (3) : 536-557.
- [3] MAHLER R. Statistical multisource-multitarget information fusion [M]. Norwood: Artech House Press, 2007.
- [4] 王颖. 一种鲁棒的多目标概率假设密度算法 [J]. 火力与指挥控制, 2018, 43 (8) : 143-146.
WANG Y. A robust multi-target probability hypothesis density algorithm [J]. Fire Control & Command Control, 2018, 43 (8) : 143-146 (in Chinese).
- [5] VO B T, VOB N, CANTONI A. Analytic implementations of the cardinalized probability hypothesis density filter [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55 (7) : 3553-3567.
- [6] VO B T, VO B N, CANTONI A. On multi-Bernoulli approximations to the Bayes multi-target filter [C] // Proceeding of the International Conference on Information Fusion, 2007: 1-10.
- [7] 陈树新, 洪磊, 吴昊, 等. 学生 t 混合势均衡多目标多伯努利滤波器 [J]. 电子与信息学报, 2019, 41 (10) : 2457-2463.
CHEN S X, HONG L, WU H, et al. Student's t mixture cardinality balanced multi-target multi-Bernoulli filter [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2019, 41 (10) : 2457-2463 (in Chinese).
- [8] 王佰录, 易伟, 李溯琪, 等. 分布式多目标伯努利滤波器的网络共识技术 [J]. 信号处理, 2018, 34 (1) : 1-12.
WANG B L, YI W, LI S Q, et al. Consensus for distributed multi-Bernoulli filter [J]. Journal of Signal Processing, 2018, 34 (1) : 1-12 (in Chinese).
- [9] 彭华甫, 黄高明, 田威. 随机有限集理论及其在多目标跟踪中的应用和实现 [J]. 控制与决策, 2019, 34 (2) : 225-232.
PENG H F, HUANG G M, TIAN W. Random finite set: Theory, application and implementation for multi-target tracking [J]. Control and Decision, 2019, 34 (2) : 225-232 (in Chinese).
- [10] 冯新喜, 迟珞珈, 王泉, 等. 基于箱粒子滤波的混合标签多伯努利跟踪算法 [J]. 控制与决策, 2020, 35 (2) : 507-512.
FENG X X, CHI L J, WANG Q, et al. A hybrid labeled multi-Bernoulli tracking algorithm based on box particle filter [J]. Control and Decision, 2020, 35 (2) : 507-512 (in Chinese).
- [11] MAHLER R. The multisensor PHD filter: I. General solution via multitarget calculus [J]. Proceedings of SPIE-The International Society for Optical Engineering, 2009, 7336: 73360E-1-73360E-12.
- [12] MAHLER R. Approximate multisensor CPHD and PHD filters [C] // Proceedings of the International Conference on Information Fusion, 2010: 1-8.
- [13] NANNURU S, BLOUIN S, COATES M, et al. Multisensor CPHD filter [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, 2016, 52 (4) : 1834-1854.
- [14] SAUCAN A A, COATES M, RABBAT M. A multi-sensor multi-Bernoulli filter [EB/OL]. (2016-09-16) [2020-07-01]. <https://arxiv.org/abs/1609.05108>.
- [15] SCHUHMACHER D, VO B T, VO B N. A consistent metric for performance evaluation of multi-object filters [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56 (8) : 3447-3457.
- [16] RISTIC B, VO B N, CLARK D. Performance evaluation of multi-target tracking using the OSPA metric [C] // Proceedings of the International Conference on Information Fusion, 2010: 1-7.

An improved multi-sensor MeMBeR filter based on clutter measurement set constraint

LU Xiaoke¹, ZHANG Zhiguo², SUN Jinping^{2,*}, SUN Wei¹

(1. Nanjing Research Institute of Electronics Technology, Nanjing 210039, China;

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

Abstract: To solve the problems existing in the traditional Multi-Sensor Multi-Target Multi-Bernoulli (MS-MeMBeR) filter in the high clutter density scene, such as poor quality of measurement partitioning hypothesis and biases of cardinality estimation, an improved MS-MeMBeR filter based on clutter measurement set constraint is proposed. By introducing the influence of the clutter measurement set into the update step, the weight of the target measurement set is optimized and the single target multi-sensor likelihood function in the clutter scene is given. After that, the improved multi-sensor measurement partitioning hypothesis is obtained by two-step greedy partition mechanism. The proposed method is compared with the traditional MS-MeMBeR filter by simulation. The experimental results show that the proposed method has better multi-target tracking performance in high clutter density scene.

Keywords: multi-target tracking; Multi-Sensor Multi-Target Multi-Bernoulli (MS-MeMBeR) filter; clutter measurement set; measurement partitioning hypothesis; high clutter density

Received: 2020-07-03; **Accepted:** 2020-11-06; **Published online:** 2020-12-08 14:17

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20201207.1316.001.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (61471019)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0343

基于谓词逻辑的飞机线束工装图版设计

乔晓利^{1,2}, 李林¹, 刘贡平³, 高洁³, 程佳敏³, 田春林^{1,2,*}

(1. 长春理工大学 机电工程学院, 长春 130022; 2. 长春理工大学重庆研究院, 重庆 401135;

3. 中航西安飞机工业集团股份有限公司, 西安 710089)



摘 要: 针对飞机线束工装图版设计效率低、出错率高的问题,研究了各设计阶段的核心内容和谓词逻辑,提出了具备无向图和多叉树双重特征的干枝树(TBT)模型,取代了传统的无向无环图建模方法。基于模拟布线的统计结果,利用大体积优先(LVF)策略实现了1阶主干的辅助决策。基于谓词逻辑,设计了高阶主干推理、基本构型推理和最优空间推理方法,实现了高阶主干的自动决策、线束构型的自动设计和布局空间的自动优化。搭建了线束智能工艺辅助设计系统,并开展了12组实物实验,对于边数大于200的超大型图纸,能够在30 s内完成自动设计过程,设计总时长不超过30 min,未出现1阶主干选择不合理和边长度错误的问题。实验结果表明,所提方法大幅度提高了设计效率和可靠性。

关键词: 飞机线束; 工装图版设计; 干枝树(TBT); 谓词逻辑; 大体积优先(LVF)策略
中图分类号: TP391.7

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2021)09-1756-09

飞机线束是为机载电气设备提供动力输送、信号控制的总体^[1-3],其工装图版的设计是工艺设计阶段的一项重要内容。工装图版设计的目标是将线束拓扑图转化为1:1工程图并应用于生产实际,具有布局空间有限、制约因素多、设计过程复杂等特点,再加上飞机本身拥有的线束数量众多,机载设备更新换代频繁^[4],因此一直是效率低、易出错、设计强度大、变更响应速度慢的一个环节。

工装图版必须满足4个基本要求:①布线轨迹禁止交叉;②主干尽量减少弯折;③分枝与主干之间控制在一定角度范围内;④图版长度不受限制,但宽度要求必须展臂可达,一般规定在0.8~1.2 m范围内。对于长度可达十几米甚至几十米,与几十个连接器相连,内部包含几百根电线的飞机线束而言,同时满足以上要求的难度很大。

一旦构型设计不合理,容易导致装配困难,残留大量应力,甚至会与其他部件发生于干涉、磨损进而引发故障。美国通用电器公司曾对飞机发动机各类空中停车故障进行汇总分析发现,外部电缆、管路等引发故障占比高达50%^[5]。因此,线束的可靠性不容忽视。

为有效解决以上问题,很多学者开展了大量的研究工作。Conru^[6]提出了利用遗传算法在三维环境中自动设计布线轨迹的方法,将线束布线问题转化为一个较大空间中的轨迹探索问题,能够自适应地寻找接近全局最优的路径,可有效提高设计的精度和可靠性。Heriot Watt大学提出了沉浸式虚拟现实设计方法,利用虚拟电缆设计系统开展的相关实验结果表明,可以有效提高设计效率^[7]。刘晓平等^[8]总结了线束工艺图的几何与拓扑结构特性,提出了使用虚框、虚点来描述电

收稿日期: 2020-07-14; 录用日期: 2020-10-30; 网络出版时间: 2020-11-10 10:42

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20201109.1644.002.html

基金项目: 国家重点研发计划(2019YFB1707505); 吉林省科技发展计划(20190802006ZG,20200401128GX)

* 通信作者。E-mail: tlc@cust.edu.cn

引用格式: 乔晓利, 李林, 刘贡平, 等. 基于谓词逻辑的飞机线束工装图版设计[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(9): 1756-1764. QIAO X L, LI L, LIU G P, et al. Predicate logic based tooling drawing design of aircraft harness[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(9): 1756-1764 (in Chinese).

器件与电线信息的方法,有效提升了模型的抽象层次,降低了工装图版设计的复杂程度。刘检华等^[9-10]将虚拟现实技术应用到工艺规划和装配过程仿真等领域,提出的建模与仿真方法在航天产品设计过程中得到了局部应用。崔伟和王勐^[11]提出了基于 Pro/E 电缆模块的变速器线束设计方法,在寻找最优设计方案的基础上,可以将线束的三维模型自动生成二维工程图纸,对于结构简单的线束具有良好的应用效果。

综上,目前主要研究思路大致可以分为2类:第1种是在拓扑设计阶段进行装配仿真,通过提高线束设计精度达到最优装配的目的^[12],但是由于工装设计环节薄弱,又介于拓扑设计和实际生产之间,难以取得预期效果;第2种是简化设计要素,分层次、分阶段完成工作任务,对于简单结构线束而言,该方法行之有效,但是对于复杂的飞机线束很难发挥作用。鉴于此,本文提出了基于谓词逻辑的飞机线束工装图版设计方法。采用本文提出的干枝树(TBT)模型取代了传统的无向无环图建模方法,并设计了高阶主干推理、基本构型推理和最优空间推理方法,快速完成图版自动设计工作。与现有方法相比,本文方法在布局合理性、效率和自动化程度上具有明显优势。

1 问题分析

飞机线束拓扑图是一种非比例图纸,结点间轨迹的测量距离不具备比例关系,依靠标注值进行长度定义。当图纸展开成为1:1工装图版时,往往存在轨迹干涉的情况,并且常伴随有轨迹大量超出图版边框的问题出现,如图1所示。基于此,工装图版设计的主要目标可以总结为3点:绘制1:1工装图版;消除轨迹之间的干涉;压缩布线轨迹,摆放到容许的图版宽度范围内。不仅如此,图版设计还必须满足4个约束条件:①主干平直约束,即线束中较为粗大的主干,应尽量平直摆放以减少捆扎带来的内部应力;②角度约束,即分枝与主干之间的角度应保持在一定范围内,有利于

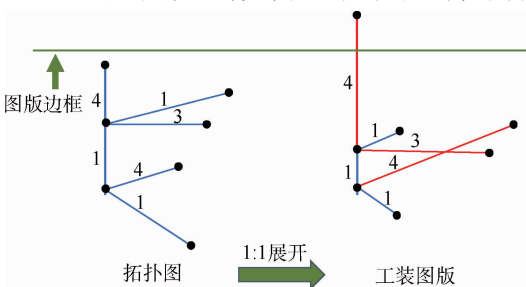


图1 拓扑图1:1展开示意图

装配过程的顺利进行;③干涉约束,即轨迹之间不允许出现交叉或重叠,否则无法开展布线工作;④空间约束,即调整超出图版边框的轨迹的方向或者进行弯折操作,使之压缩到图框范围内。

为了能够在满足约束条件的情况下实现工装图版的设计目标,必须解决主干快速选择、干涉消除和布局空间优化3个难点问题,因此本文提出了基于谓词逻辑的飞机线束工装图版设计方法。

首先,在理论层面上,提出了新型的干枝树模型。相较于传统无向无环图模型,干枝树模型采用了递归定义的方式,将图纸描述为一条主干与一簇分枝的组合,设计与优化方法可以首先施加在结构更加简单的高阶干枝树上,并逐步向低阶干枝树扩展,将全局寻优转化为局部寻优,大幅降低了设计与优化的难度。

其次,基于谓词逻辑的飞机线束工装图版设计方法将设计过程分解为主干设计、构型设计和空间优化3个自动布局过程,如图2所示。在主干设计阶段,通过模拟布线与大体积优先(LVF)策略,辅助设计者实现1阶主干的选择,且能够自动决策高阶主干;在构型设计阶段,仅考虑角度约束和干涉约束,利用基本构型推理方法,探试寻找各阶分枝的最优位置角,快速构建工装图版的基础样式;在空间优化阶段,仅考虑空间约束和干涉约束,通过最优空间推理方法压缩各阶分枝占用的空间,实现在有限图版宽度内进行合理布局的目标。以上方法相结合有效解决了主干选择、干涉消除和空间优化的难题。

最后,以本文方法为基础构建了应用系统,设计了手工优化工具集合,帮助用户快速调整工装图版布局,突出了设计过程中人的智慧和决定性作用。

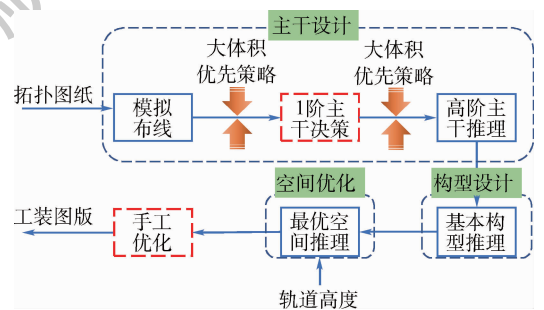


图2 工装图版设计流程

Fig. 2 Flowchart of tooling drawing design

2 干枝树

2.1 基本定义

干枝树是一种继承了无向图和多叉树的基本

Fig. 1 Schematic diagram of topology 1:1 expansion

特征^[13],重点强调主干与分枝之间主从关系的一种新型非线性数据结构^[14]。

定义 1 采用“根-主干-分枝”描述的树型结构,称为干枝树。干枝树由表示结点的集合 N 和表示结点连通关系的边集 E 构成,记作 $T = \langle N, E \rangle$, E 是以 N 中元素构成的有穷无序二元组。

定义 2 空的干枝树结点集和边集均为空;最小非空干枝树由 2 个结点和 1 条边构成。

定义 3 结点连接边的数量称为结点的度。度为 1 的结点称为外结点,度大于 1 的结点称为内结点,树中不包含度为 0 的结点。

定义 4 干枝树中有且仅有一个外结点被定义为树的根结点,其他外结点称为叶子结点。

定义 5 从结点 a 出发达到结点 b 存在唯一不包含重复边的边集称为 a 到 b 的路径,记作 $R(a, b)$ 。

定义 6 对于任意一个叶子结点 f ,从根结点 r 到 f 的路径 $R(r, f)$ 可以定义为树的主干。主干中有唯二个度等于 1 的结点,为根与叶子结点。

定义 7 任何可以被定义为主干的路径称为候选主干,由全部候选主干构成的集合称为候选主干集,候选主干集中有且仅有一个元素最终被确定为主干。

定义 8 干枝树 T 中移除主干 M 后的余图构成 n 个最大连通分枝,每一个连通边集及连接的结点定义为干枝树 T 的一个分枝。分枝 S 的结点集与父树主干 M 的结点集的交集包含唯一元素,该元素是分枝 S 的根结点。

定义 9 干枝树的分枝之间互为兄弟分枝。

定义 10 主干和分枝都符合干枝树的基本特征,都是干枝树的子树。

定义 11 分枝可以继续分解为主干与分枝的组合,相对于父树而言,分枝的主干称为枝干。

图 3 为一棵典型的干枝树。其中,结点 r 为树的根;结点集 $FS = \{j, k, e, o, p, m, n, h, i\}$

中的元素为叶子结点;由结点集 $M = \{r, b, f, m\}$ 及连接的边集构成的子树为主干;结点集 $N_1 = \{b, a, d, e, j, k\}$ 、 $N_2 = \{f, l, o, p\}$ 和 $N_3 = \{b, c, g, h, i, n\}$,及相连的边集构成的 3 棵子树 S_1 、 S_2 和 S_3 为分枝,其中 S_1 的根为 b , S_2 的根为 f , S_3 的根为 b 。

2.2 扩展定义

定义 12 包含全部结点和边的干枝树为 1 阶干枝树。 n 阶干枝树的子树称为 $n + 1$ 阶干枝树。 n 阶干枝树的主干称为 n 阶主干,分枝称为 n 阶分枝。干枝树阶的定义如图 4 所示。

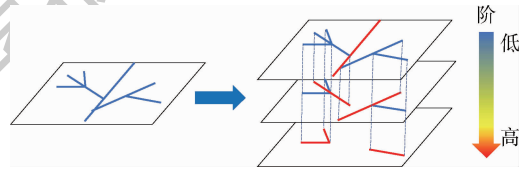


图 4 干枝树阶的定义示意图

Fig. 4 Schematic diagram of TBT order definition

定义 13 沿主干的深度方向,为结点划分不同深度级别,根结点为 0 级结点,与根结点相连的主干结点为 1 级结点,依次类推。与 i 级主干结点相连的分枝称为 i 级分枝。连接第 i 与 $i + 1$ 级主干结点的边称为第 i 级主干边,由第 i 与 $i + 1$ 级主干结点构成的向量称为第 i 级主干的方向向量。

定义 14 设分枝 S 是父树 T 的 i 级分枝,若 S 的 0 级主干方向向量顺时针旋转 α ($180^\circ > \alpha \geq 0^\circ$) 与 T 的 i 级主干方向重合, S 称为顺旋分枝;相应的,如果 S 的 0 级主干方向向量逆时针旋转 α ($180^\circ \geq \alpha > 0^\circ$) 与 T 的 i 级主干方向重合, S 称为逆旋分枝, α 角称为位置角。

定义 15 将一条边拆分为若干子线段的点称为拐点,边中包含的所有拐点构成的集合称为拐点集,被拆分得到的子边称为段。如果一条边中存在 n 个拐点,连同边的起点和终点,边被分割为 $n + 1$ 个段。边的长度等于各个段的长度之和。

3 工装图版设计

3.1 主干设计

3.1.1 大体积优先策略

干枝树发挥其功能的必要条件是根结点和主干的确定。将干枝树应用于工装图版设计时,主干应具有直径大、长度长的特点,但是很明显某些情况下,这 2 个条件不能同时满足,成为主干决策的难题。为解决此问题,提出大体积优先策略,公

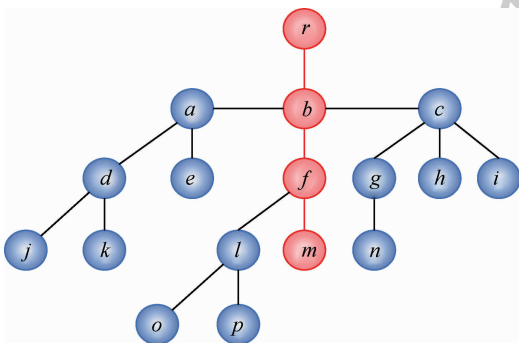


图 3 干枝树结构示意图

Fig. 3 Schematic diagram of TBT structure

式为

$$V(i) = \sum_{j=1}^m \sum_{k=1}^n S_k l_j^\delta \quad (1)$$

式中: $V(i)$ 为第*i*条候选主干的体积; S_k 为经过路径第*j*条边的第*k*条电线的端面积; l_j 为构成路径的第*j*条边的长度; $0 < \delta \leq 1$ 为抑制因子。

大体积优先策略是长度与直径综合考虑的评价机制,电线端面积参与计算,突出了直径在主干选择中的主导地位;长度被设置了抑制因子,表示以次要地位参与评价。经过后台模拟布线过程,计算出每条边的体积,进而获得全体候选主干的体积,令体积最大者决策概率为1, $P(V_{\max}) = 1$,其他为 $P(V) = V/V_{\max}$ 。

主干选择时,必须包含的边称为必要边。1阶主干必要边是直径最大的边;子树的必要边是与根结点相连的边。1阶主干对产品质量影响较大,且只需要决策一次,用户可以参考决策概率和实际图形做出判断;高阶主干数量多且影响小,具备自动决策的先决条件,因此设计了基于谓词逻辑的高阶主干推理方法。

3.1.2 高阶主干推理设计

谓词设计^[15-18]如表1所示。核心推理逻辑^[19-21]如下:

1) 分枝根结点推理

$$TB(t, b) \cap TTN(t, ttns) \cap TN(b, ns) \cap$$

$$NC(ns, n) \cap NC(ttns, n) \rightarrow TR(b, n)$$

释义:如果分枝*b*为树*t*的分枝,ttns为树*t*主干结点集合,ns为分枝*b*的结点集,结点*n*包含在ns中,同时结点*n*也包含在ttns中,则结点*n*为分枝*b*的根。

2) 候选主干推理

$$TR(t, r) \cap TL(t, f) \cap TRT(rt, r, f) \rightarrow TTC(t, rt)$$

释义:如果*r*为树*t*的根结点,*f*为树的叶子结点,rt为由*r*到*f*的路径,则rt为候选主干。

3) 主干推理

$$TTC(b, R) \cap TTCS(b, RS) \cap MP(r, RS) \rightarrow$$

$$TT(b, R)$$

释义:如果*R*为树*b*的候选主干,RS为树*b*的候选主干集合,当*R*为候选集合RS中决策概率最高者,则*R*为树*b*的主干。

表1 高阶主干推理逻辑谓词

Table1 Logic predicates of higher-order trunk reasoning

逻辑谓词	符号	释义	参数
NodeContains(<i>ns, v</i>)	NC	结点包含在结点集中	<i>ns</i> 为结点集合, <i>n</i> 为结点
TreeNodes(<i>t, ns</i>)	TN	结点集合属于树	<i>t</i> 为树, <i>ns</i> 为结点集合
TreeTrunk(<i>t, es</i>)	TT	边集是树的主干	<i>t</i> 为树, <i>es</i> 为边集
TreeBranch(<i>t, b</i>)	TB	分枝属于干枝树	<i>t</i> 为干枝树, <i>b</i> 为分枝
TreeRoot(<i>t, n</i>)	TR	结点是树的根	<i>t</i> 为树, <i>n</i> 为结点
TreeLeaf(<i>t, f</i>)	TL	结点是树的叶子	<i>t</i> 为树, <i>f</i> 为叶子结点
TreeRoute(<i>rt, r, f</i>)	TRT	路径是由两结点确定的	<i>rt</i> 为路径, <i>r</i> 为根结点, <i>f</i> 为叶子结点
TreeTrunkNodes(<i>t, ns</i>)	TTN	结点集合是树的主干结点集	<i>t</i> 为树, <i>ns</i> 为结点集合
TreeTrunkCandidate(<i>t, R</i>)	TTC	路径是候选主干	<i>t</i> 为树, <i>R</i> 为路径
TreeTrunkCandidateSet(<i>t, RS</i>)	TTCS	属于候选主干集合	<i>t</i> 为树,RS为候选主干集合
MaxProbability(<i>rt, RS</i>)	MP	决策概率最高	<i>rt</i> 为候选主干,RS为候选主干集合

3.2 构型设计

构型设计是保证分枝与主干、分枝与兄弟无干涉,且满足角度要求情况下,寻找最小位置角的过程,此时对应的位置角称为最优位置角。构型设计是一个从高阶树到低阶树迭代的过程,需要不断提出假设,并验证假设。

3.2.1 基本规则和方法

构型设计必须满足的约束包括:各阶主干包含所有的边处于同一直线;禁止出现分枝的边与主干或兄弟交叉或重叠;最优位置角必须在规定的角度范围内;角度范围内不存在最优位置角时,容许的角度最大值作为最优位置角。

构型设计中包含的各种状态:

1) 交叠态。两子树的边集存在交叉或者重

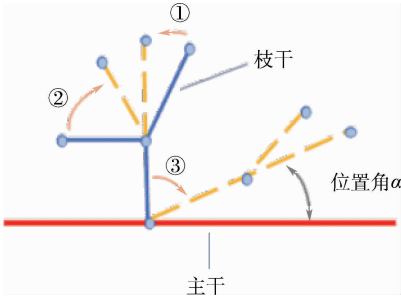
叠,称为交叠态。

2) 事实态。分枝按照最优位置角锁定与主干相对位置关系,称分枝处于事实态。这是从父树角度出发对子树状态的一种描述。

3) 定形态。主干旋至同一直线,并且分枝全部处于事实态,称干枝树处于定形态。该状态是干枝树对自身状态的一种描述。对于零个分枝的干枝树而言,主干旋转至同一直线即为定形态。

构型设计的过程如下:首先,旋转各阶主干到同一直线上,并牵引树内其他边一同旋转;若第*i*阶干枝树的所有分枝都处于定形态,为干枝树构建2个分枝栈——数据栈和事实栈,且按照分枝级别从小到大压入数据栈。然后,弹出数据栈顶分枝,提出假设位置角,与主干和事实栈中的元素

进行交叠验证,验证通过设置为事实态并压入事实栈,如果失败则提出新的假设,重新验证;若位置角寻优失败,以最大容许角度作为最优位置角,设置分枝为事实态压入事实栈;直到数据栈中元素全部转入事实栈,则第*i*阶干枝树分枝布局完成,设置该树为定形态。最后,当所有*i*阶干枝树均处于定形态,则启动*i*-1阶干枝树布局,直到1阶干枝树布局完成。线束构型设计过程如图5所示。



①—*i*阶主干旋直;②—*i*+1阶干枝树位置角寻优;
③—*i*阶干枝树位置角寻优。

图5 构型设计原理

Fig.5 Schematic diagram of structure design

3.2.2 基本构型推理设计

谓词设计如表2所示。核心推理逻辑如下:

表2 基本构型推理逻辑谓词

Table 2 Logic predicates of basic structure reasoning

逻辑谓词	符号	释义	参数
Own(<i>t</i> , <i>x</i>)	<i>O</i>	归属于	<i>t</i> 为树, <i>x</i> 可以是段、边、主干或子树
Cross(<i>x</i> , <i>y</i>)	<i>C</i>	处于交叠状态	<i>x</i> 和 <i>y</i> 可以是段、边、主干或树
FixedShapeState(<i>t</i>)	FSS	定形态	<i>t</i> 为树
FactState(<i>t</i>)	FS	事实态	<i>t</i> 为树
LocationAngle(<i>t</i> , α)	LA	是树的位置角	<i>t</i> 为树, α 为位置角
Between(α , min, max)	<i>B</i>	位置角范围	α 为位置角, min 为最小容许角度, max 为最大容许角度
LeggLA(<i>t</i> , α)	LLA	位置角合法	<i>t</i> 为树, α 为位置角

3.3 空间优化

构型设计后通常会有部分边超出图版边框,需要进行空间优化。空间优化的方式是在边中插入拐点,将拐点之后的线段保持与主干平行方向摆放,降低空间占用。理论上,一条边可插入的拐点数量是无穷的,这将导致优化过程无法停止,为解决这一问题引入轨道的概念。将主干附近空间划分为若干等高虚拟轨道,边与轨道的交点是拐点的容许位置。插入拐点后旋转与拐点相连的段,使之与轨道重合的过程称为并轨。并轨后,通过合法性校验的最低轨道称为最优轨道,空间优化就是寻找各阶干枝树最优轨道的过程。优化过程如图6所示,结果如图7所示。

3.3.1 基本规则和方法

空间优化必须满足的约束包括:只有主干的0级边可以插入拐点;并轨后禁止出现交叠状态;

1) 交叠状态推理

$$(\exists x)(\exists y)(O(dt, x) \cap O(ft, y) \cap C(x, y)) \rightarrow C(dt, ft)$$

释义: *x* 为树 *dt* 的边, *y* 为树 *ft* 的边, 如果存在一个 *x* 和 *y* 处于交叠状态, 则树 *dt* 和 *ft* 处于交叠状态。

2) 定形态推理

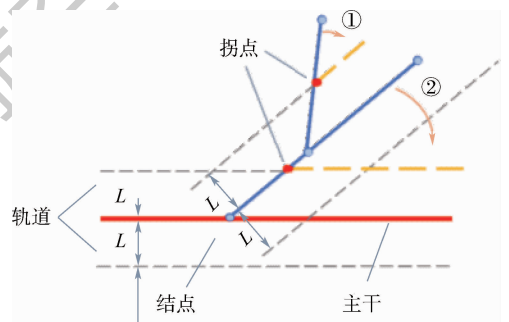
$$(\forall st)(O(t, m) \cap O(t, st) \cap FS(m) \cap FS(st)) \rightarrow FSS(t)$$

释义: 如果主干 *m* 属于树 *t*, 子树 *st* 属于树 *t*, *m* 处于事实态, 任意 *st* 均处于事实态, 则树 *t* 属于定形态。

3) 位置角合法性推理

$$(\forall ft)(O(t, dt) \cap O(t, m) \cap O(t, ft) \cap FSS(dt) \cap LA(dt, \alpha) \cap B(\alpha, \min, \max) \cap FS(ft) \cap FS(m) \cap \sim C(dt, ft) \cap \sim C(dt, m)) \rightarrow LLA(dt, \alpha)$$

释义: 如果子树 *dt*、主干 *m* 和子树 *ft* 属于干枝树 *t*, *dt* 处于定形态, α 为 *dt* 的位置角, α 介于最小和最大容许位置角范围内, 主干 *m* 处于事实态, *dt* 与 *m* 不相交, 且与任何处于事实态的子树 *ft* 均不相交, 则当前位置角合法。



①—*i*+1阶干枝树并轨过程;②—*i*阶干枝树并轨过程。

图6 空间优化过程示意图

Fig.6 Schematic diagram of space optimization process

若可选的轨道列表内不存在最优轨道,容许的最高轨道作为最优轨道。

空间优化过程中新增状态:

1) 在轨态。干枝树分枝按照最优轨道完成并轨操作且锁定构型,称分枝处于在轨态。

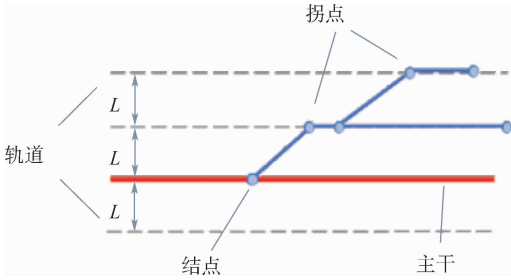


图7 空间优化结果示意图

Fig.7 Schematic diagram of space optimization result

2) 压缩态。干枝树所有分枝全部处于在轨态,称干枝树处于压缩态,无分枝干枝树初始即为压缩态。

空间优化的过程如下:首先,若第*i*阶干枝树的所有分枝都处于在轨态,为干枝树构建数据栈和事实栈,并按照分枝级别从小到大压入数据栈。然后,弹出数据栈顶分枝,逐级对并轨进行交叠验证,如果验证通过,则实际插入拐点,旋转段及后续边,设置在轨状态,并压入事实栈,如果验证失败,则尝试下一级轨道;若最终轨道寻优失败,以最高的轨道作为最优轨道,设置分枝为在轨状态压入事实栈;如果此时数据栈中元素全部转入事实栈,则第*i*阶干枝树分枝布局完成,设置该树为压缩态。最后,当所有*i*阶干枝树均处于压缩态,则启动*i*-1阶干枝树布局,直到1阶干枝树布局完成。

3.3.2 最优空间推理设计

谓词设计如表3所示。核心推理逻辑如下:

表3 最优空间推理逻辑谓词

Table 3 Logic predicates of the best space reasoning

逻辑谓词	符号	释义	参数
OnTrackState(<i>t</i>)	OTS	是在轨态	<i>t</i> 为树
CompressState(<i>t</i>)	CS	是压缩态	<i>t</i> 为树
KneePoint(<i>t</i> , <i>p</i>)	KP	是拐点	<i>t</i> 为树, <i>p</i> 为拐点
LegalKP(<i>t</i> , <i>p</i>)	LKP	拐点合法	<i>t</i> 为树, <i>p</i> 为拐点

1) 压缩态推理

$$(\forall st)(O(t, st) \cap OTS(st)) \rightarrow CS(t)$$

释义:如果子树 *st* 属于树 *t*,任意 *st* 处于在轨态,那么树 *t* 属于压缩态。

2) 拐点合法性推理

$$(\forall ft)(O(t, dt) \cap O(t, m) \cap O(t, ft) \cap CS(dt) \cap KP(dt, p) \cap OTS(ft) \cap \sim C(dt, ft) \cap \sim C(dt, m)) \rightarrow LKP(dt, p)$$

释义:如果子树 *dt*、主干 *m* 和子树 *ft* 属于干枝树 *t*,*dt* 处于压缩态,*p* 是 *dt* 的拐点,*dt* 与 *m* 不相交,且与任何处于在轨态的子树 *ft* 均不相交,则当前拐点合法。

4 实验

在理论研究基础之上,搭建了线束智能工艺辅助设计系统,实现了图版数据管理、拓扑数据解析、主干辅助识别、图版构型设计和布局优化等核心功能,并开发了4大类共37个手工优化工具,如镜像、旋转、弯折和测量等。利用该系统进行工装图版的实物实验,得到如图8所示的设计结果。其中,图8(b)图框宽度为1 200 mm。

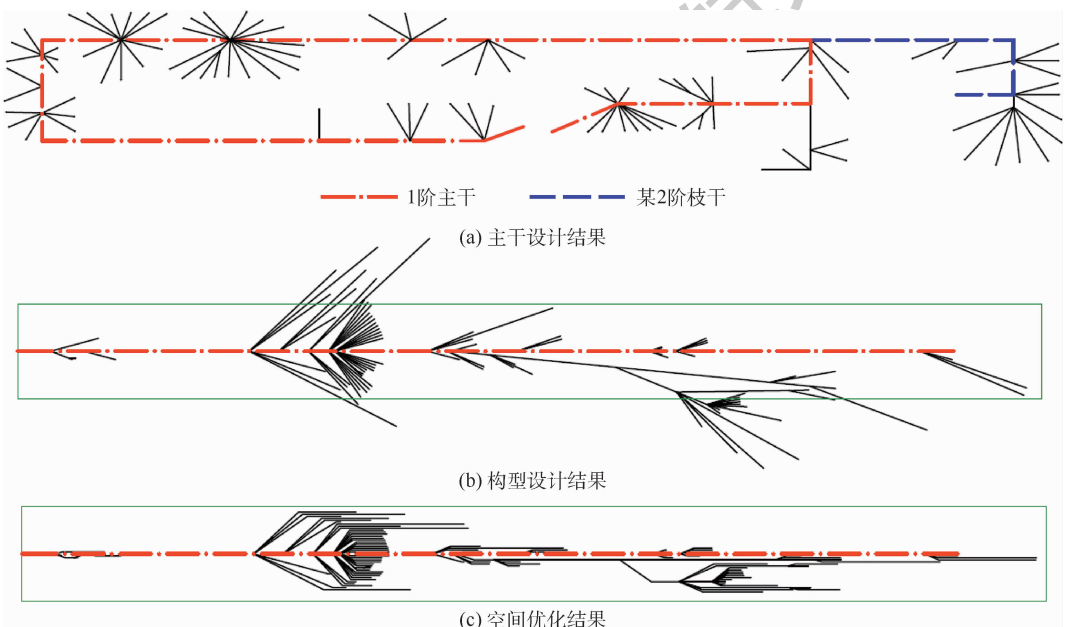


图8 工装图版设计过程与结果

Fig.8 Design process and results of harness tooling drawings

实际工作中,通常将边数作为衡量图纸复杂程度的标准,一般边数小于 50 的为小型图纸;边数大于或等于 50 且小于 100 的为中型图纸;大于或等于 100 且小于 200 的为大型图纸;边数大于或等于 200 的,为超大型图纸。将系统部署在

64 位 Windows 操作系统上,硬件环境为:4 核心 i7-7700HQ 的 CPU,8GBDDR3 内存,NVIDIA GeForce GTX 1050 显卡,针对不同规模的图纸,各开展 3 组(合计 12 组)实物实验,统计各阶段时间消耗和出现交叠失效的次数,得到如表 4 所示的实验结果。

表 4 实验结果

Table 4 Experimental results

实验 编号	设计图纸		主干设计		构型设计		空间优化		自动过程 总时长/s	累计交叠 失效次数	手工优化 时间/min	总时 长/s
	图纸 规模	边数	模拟布线 耗时/s	高阶主干 耗时/s	耗时/s	交叠失 效次数	耗时/s	交叠失 效次数				
1		19	2.062	0.722	0.989	0	1.069	0	4.842	0	4	245
2	小型	33	2.494	1.371	2.353	0	2.668	0	8.886	0	2	129
3		42	2.757	1.269	2.675	0	2.545	0	9.246	0	5	309
4		67	3.192	1.583	2.698	1	2.984	1	10.457	2	11	670
5	中型	80	3.217	1.663	2.825	1	3.204	2	10.909	3	12	731
6		83	3.173	1.934	2.833	0	3.197	1	11.137	1	18	1 091
7		114	3.334	1.964	2.986	1	3.277	4	11.561	5	25	1 512
8	大型	121	3.940	1.895	3.673	0	3.384	4	12.892	4	17	1 033
9		123	3.698	2.053	2.748	0	2.976	2	11.475	2	12	731
10		203	4.378	3.629	3.474	0	5.107	0	16.588	0	19	1 157
11	超大型	204	4.407	2.983	4.996	0	6.854	3	19.240	3	24	1 459
12		242	6.260	3.112	6.026	1	7.341	4	22.739	5	21	1 283

表 4 中,模拟布线耗时指计算各候选主干耗时体积所消耗的时间;高阶主干耗时指用户选定 1 阶主干后系统根据大体积优先策略自动设计其他各阶主干所消耗的时间;构型设计的耗时和交叠失效次数指系统寻找全体分枝最优位置角所消耗的时间和出现交叠失效的次数;同样的,空间优化的耗时和交叠失效次数指空间优化过程消耗的时间和失效次数;自动过程总时长为模拟布线时间、高阶主干自动决策时间、构型设计时间和空间优化时间总和,表征了基于谓词逻辑的飞机线束工装图版设计方法的总体执行效率;累计交叠失效次数等于构型设计与空间优化过程中出现的交叠失效次数之和,表征了方法的可靠性;手工优化时间指设计者处理交叠失效和人工改变布局所消耗的时间,与设计者的经验和图纸具体要求有关,该数据反映了系统辅助设计工具的便捷性;总时长为自动过程总时长与手工优化时间之和,是利用系统进行一次完整设计所消耗的总时间,反映了系统的总体效率。

从表 4 的数据中可以看出,随着设计图纸复杂度不断提高,主干设计、构型设计和空间优化 3 个自动过程所消耗的时间和交叠失效出现的次数也在不断增加,但是不同复杂度的图纸始终能够在 30 s 时间内完成全部自动设计过程,失效次数一般不超过 5 次。同样,手工优化时间也会随着图版复

杂度的提高而延长,但即便是边数超过 200 的超大型图纸,仍能够在 20 多分钟的时间内完成优化工作,图版设计的整体时间始终低于 30 min。

表 5 为某企业不同规模工装图版使用 Auto CAD 进行设计的设计标准工时。对比表 4 和表 5 中的数据可以看出,利用线束智能工艺辅助设计系统进行设计时,图纸复杂度越高,设计效率提升的幅度越大,尤其对于超大型规模图纸,可将原来 16~30 h 的工作,压缩至 0.5 h 内完成,大幅度提高了图版设计效率,减轻了工程师的劳动强度。

表 5 使用 Auto CAD 设计的工时统计

Table 5 Hours statistics of tooling drawing design by Auto CAD software

图纸规模	消耗工时/h
小型	1~3
中型	3~8
大型	8~16
超大型	16~30

除了效率因素外,工装图版设计的可靠性是评价设计方法优劣的更为重要的标准。通常图版首次设计完成交付生产前,必须进行严格的审查和产品试制,用试制品检验设计的正确性,重点检查项目包括:1 阶主干选择是否合理和边长度是否正确。表 6 中记录了前文 12 组实验手工设计和使用系统设计的试制品检验结果。

表6 设计可靠性对比分析

Table 6 Comparative analysis of design reliability

实验 编号	图纸 规模	1阶主干选择		边的长度错误/次	
		手工	系统	手工	系统
1		√	√	0	0
2	小型	√	√	0	0
3		√	√	0	0
4		√	√	0	0
5	中型	×	√	0	0
6		√	√	0	0
7		×	√	1	0
8	大型	√	√	0	0
9		×	√	0	0
10		√	√	3	0
11	超大型	×	√	0	0
12		×	√	2	0

从表6中的数据可以看出,手工设计状态下由于模拟布线过程是非常困难的,传统方法中频繁出现1阶主干选择不正确的情况。随着图版复杂度的不断提高,保证每一条边的长度也变得更加困难,在超大型图版中甚至出现了一次设计中多条边长度错误的情况。而本文提出的设计方法,采用模拟布线和大体积优先策略作为1阶主干选择的主要依据,有效降低了选择的主观性;并且利用系统,设计者可以改变边的方向,但无法修改边的长度,因此杜绝了边长错误的问题。最终,12组实验全部一次性通过试制检验,均未出现1阶主干选择错误和边长度错误的问题。

上述实验结果和数据表明,基于谓词逻辑的飞机线束工装图版设计方法与传统手工设计方法相比,具有明显的效率优势和良好的可靠性。

5 结论

1) 提出了干枝树模型取代了传统的无向无环图建模方法,能够更加充分地描述飞机线束结构特点。

2) 基于模拟布线结果,利用大体积优先策略辅助设计者快速实现对1阶主干的确定,避免了依靠经验选择的弊端,对降低装配过程中的应力,保证装配过程顺利进行起到一定的促进作用。

3) 开展了高阶主干推理、基本构型推理和最优空间推理的研究。借助这些方法能够实现工装图版的自动设计,大幅度降低了设计的复杂度。

4) 基于以上研究,搭建了线束智能工艺辅助设计系统并开展实物实验,结果与传统设计方法对比可以看出,整体设计效率和可靠性得到了显著提高。

综上所述,本文提出的新型设计方法能够有效降低飞机线束工装图版设计的复杂度,提高设计效率,对保证线束产品的装配质量具有一定促进作用。

参考文献 (References)

- [1] NG F M, RITCHIE J M, SIMMONS J. Cable harness design and planning using immersive virtual reality-A novel concurrent engineering approach[J]. Journal of Computing in Civil Engineering, 1999, 9(1): 91-92.
- [2] 章文. 基于CHS的航空线束工艺设计系统[J]. 航空精密制造技术, 2018, 54(6): 55-58.
ZHANG W. Harness process design system based on CHS[J]. Aviation Precision Manufacturing Technology, 2018, 54(6): 55-58 (in Chinese).
- [3] 刘睿, 范秀敏, 尹旭悦, 等. 面向手工装配的线缆目标图像分割方法[J]. 计算机辅助设计与图形学学报, 2018, 30(4): 666-672.
LIU R, FAN X M, YIN X Y, et al. Cable target image segmentation method for manual cable laying process[J]. Journal of Computer-Aided Design & Computer Graphics, 2018, 30(4): 666-672 (in Chinese).
- [4] GAO P, WEN J Q. Process optimization for wiring technology of aircraft harness based on ECRS principle[C]// Proceedings of the 21st International Conference on Industrial Engineering and Engineering Management 2014. Paris: Atlantis Press, 2015: 349-353.
- [5] 孔瑞莲. 航空发动机可靠性工程[M]. 北京: 航空工业出版社, 1996: 493-496.
KONG R L. Aeroengine reliability engineering[M]. Beijing: Aviation Industry Press, 1996: 493-496 (in Chinese).
- [6] CONRU A B. A genetic approach to the cable harness routing problem[C]// IEEE Conference on Evolutionary Computation. Piscataway: IEEE Press, 1994: 200-205.
- [7] NG F M, RITCHIE J M, SIMMONS J, et al. Designing cable harness assemblies in virtual environments[J]. Journal of Materials Processing Technology, 2000, 107(1): 37-43.
- [8] 刘晓平, 吴黄, 何士双, 等. 线束工艺图的建模研究[J]. 工程图学学报, 2009, 30(2): 155-161.
LIU X P, WU H, HE S S, et al. The research on wire harness technological graph modeling[J]. Journal of Engineering Graphics, 2009, 30(2): 155-161 (in Chinese).
- [9] 刘检华, 万毕乐, 孙刚, 等. 线缆虚拟布线与敷设过程仿真技术[J]. 计算机集成制造系统, 2012, 18(4): 787-795.
LIU J H, WAN B L, SUN G, et al. Cable harness virtual wiring and assembly process simulation technology[J]. Computer Integrated Manufacturing Systems, 2012, 18(4): 787-795 (in Chinese).
- [10] 刘检华, 赵涛, 王春生, 等. 虚拟环境下的活动线缆物理特性建模与运动仿真技术[J]. 机械工程学报, 2011, 47(9): 117-124.
LIU J H, ZHAO T, WANG C S, et al. Motion cable harness physical characteristic oriented modeling and kinetic simulation technology in virtual environment[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2011, 47(9): 117-124 (in Chinese).

- [11] 崔伟,王勳.基于Pro/E电缆模块的变速器线束设计[J].农业技术与装备,2015(7):32-34.
CUI W, WANG M. Design of the transmission harness based on Pro/E cable module [J]. Agricultural Technology & Equipment, 2015(7):32-34 (in Chinese).
- [12] 吴保胜,郭宇,王发麟,等.基于改进蚁群算法的线缆路径规划技术研究[J].计算机工程与应用,2018,54(10):236-241.
WU B S, GUO Y, WANG F L, et al. Research on path planning of cable harness based on improved ant colony optimization [J]. Computer Engineering and Applications, 2018, 54(10):236-241 (in Chinese).
- [13] WANG H, FU X D, WANG G Q. Multi-tree coding method (MCM) for drainage networks supporting high-efficient search [J]. Computers & Geosciences, 2013, 52:300-306.
- [14] 严蔚敏,李冬梅,吴伟民.数据结构(C语言版)[M].北京:清华大学出版社,1997:118-121.
YAN W M, LI D M, WU W M. Data structure (C language version) [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 1997:118-121 (in Chinese).
- [15] 汪亚文,李未.开放逻辑及其实现技术[J].北京航空航天大学学报,1992,18(3):122-129.
WANG Y W, LI W. An open logic system and its implementation [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 1992, 18(3):122-129 (in Chinese).
- [16] 何自强.离散数学中与量词有关的推理规则[J].北京航空航天大学学报,2000,26(4):432-434.
HE Z Q. Rules of inference for quantifiers in discrete mathematics [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2000, 26(4):432-434 (in Chinese).
- [17] YING M S. A logic for approximate reasoning [J]. Journal of Symbolic Logic, 1994, 59(3):830-837.
- [18] MAGDALINOS P, KOUSARIDAS A, SPAPIS P, et al. Enhancing a fuzzy logic inference engine through machine learning for a self-managed network [J]. Mobile Networks and Applications, 2011, 16(4):475-489.
- [19] BARTOLI A, DE LORENZO A, MEDVET E, et al. Predicting the effectiveness of pattern-based entity extractor inference [J]. Applied Soft Computing, 2016, 46:398-406.
- [20] PARNAS D L. Predicate logic for software engineering [J]. IEEE Transactions on Software Engineering, 1993, 19(9):856-862.
- [21] PETR H, PETR C. On theories and models in fuzzy predicate logics [J]. Journal of Symbolic Logic, 2006, 71(3):863-880.

Predicate logic based tooling drawing design of aircraft harness

QIAO Xiaoli^{1,2}, LI Lin¹, LIU Gongping³, GAO Jie³, CHENG Jiamin³, TIAN Chunlin^{1,2,*}

(1. School of Mechanical and Electrical Engineering, Changchun University of Science and Technology, Changchun 130022, China;

2. Changchun University of Science and Technology Chongqing Research Institute, Chongqing 401135, China;

3. AVIC Xi'an Aircraft Industry Group Company Ltd., Xi'an 710089, China)

Abstract: Aimed at the problems of low efficiency and high error rate of aircraft harness tooling drawing design, the core content and predicate logic of each design phase were studied. The Trunk-Branch Tree (TBT) model, which has the characteristics of undirected graph and multi-way tree, was proposed to replace the traditional undirected acyclic graph modeling method. Based on the simulative wiring statistical results, the Large Volume First (LVF) policy was used to realize the auxiliary decision making of the 1-order trunk. The higher-order trunk reasoning, the basic structure reasoning and the best space reasoning based on predicate logic were used to realize the automatic higher-order trunks' decision making, the automatic harness structure design and the automatic space optimization. The harness intelligent process aided design system was developed and used successfully in 12 actual experiments. The tooling drawings can always be designed automatically in 30 seconds, and total design time is no more than 30 minutes for the super-large design drawings with more than 200 edges, excluding the problems of the incorrect 1-order trunk selection and the incorrect edge length. The experimental results show that the design efficiency and reliability are improved significantly by the proposed method.

Keywords: aircraft harness; tooling drawing design; Trunk-Branch Tree (TBT); predicate logic; Large Volume First (LVF) policy

Received: 2020-07-14; **Accepted:** 2020-10-30; **Published online:** 2020-11-10 10:42

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20201109.1644.002.html

Foundation items: National Key R & D Program of China (2019YFB1707505); Jilin Scientific and Technological Development Program (20190802006ZG, 20200401128GX)

* **Corresponding author.** E-mail: tel@cust.edu.cn

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0308

无人直升机系留气动载荷 CFD 计算分析



龙海斌, 吴裕平*

(中国直升机设计研究所 总体气动部, 景德镇 333001)

摘 要: 系留气动载荷作为无人直升机系留装置的设计输入, 通常以机身大风侧向角气动特性风洞试验数据为基础进行计算。采用 CFD 计算方法对某无人直升机算例样机的机身大风侧向角气动特性进行了计算, 包括自由来流、停放在开阔地面和舰艇甲板 3 个状态, 以机身气动特性 CFD 计算结果为基础计算了其系留气动载荷。结果表明: 无人直升机在开阔地面停放时的系留气动载荷与自由来流时基本一致。而受船体上层建筑的影响, 停放在舰艇甲板时的系留气动载荷与自由来流时有较大的差别, 除部分风侧向角状态的偏航力矩之外, 力和部分力矩的绝对值相对较小, 部分风侧向角状态的力和力矩方向相反。研究结果可为选取无人直升机系留气动载荷计算方法和不同停放环境下的机身气动特性的 CFD 计算及风洞试验状态提供一定的参考。

关键词: 无人直升机; 系留; 气动载荷; 开阔地面; 舰艇甲板; CFD

中图分类号: V275⁺.1; TB126

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2021)09-1765-09

无人直升机停放在地面和舰船甲板等环境中有可能被风吹动或倾覆, 因此在地面或舰船甲板等停放时需要进行系留。在选取系留点和设计系留绳索时需先得到大风条件下无人直升机的系留载荷^[1-5]。系留载荷的计算需要考虑无人直升机的自身重力、轮胎与地面的摩擦力、系留绳索的预紧力和直升机受到的气动载荷等。其中, 系留气动载荷是一个比较重要的部分, 系留气动载荷通常选用 0°~360°风侧向角范围内的机身气动力和力矩系数。以往通常采用工程计算方法^[6]或风洞试验方法来获得无人直升机系留状态的机身气动力和力矩。工程计算方法比较简单快速, 但是难以根据风侧向角的变化来计算气动力和力矩, 因此造成在部分风侧向角状态的设计余量很大, 导致系留装置的重量效率下降。风洞试验方法的准确度和可靠性都非常高。无人直升机研制过程中通常会进行风洞试验^[7-10]。

近年来随着计算机技术和数值计算方法的发展, CFD 技术在航空等领域获得了比较多的应用^[11-13]。在无人直升机机身气动特性计算方面, CFD 方法应用也比较广泛, 但是目前大多数直升机机身气动特性计算过程中的风侧向角比较小^[14-15]。大部分机身气动特性 CFD 计算结果与风洞试验结果变化趋势一致, 数值上相差也比较小^[16-18]。针对大风侧向角来流下的气动特性 CFD 计算问题, 国内外也开展了部分研究。文献[19]对两型直升机的平尾和垂尾大风向角下的气动特性进行了计算与分析, 采用了全尺寸和缩比 2 种尺寸的计算模型, 结果表明, 大风向角下平垂尾的 CFD 计算值与风洞试验结果比较接近。文献[20]针对某武装型直升机机身(无主桨毂)计算域, 划分了非结构混合网格, 采用 Fluent 软件计算得到了 -180°~180°风侧向角范围内的力系数和 -45°~45°风侧向角范围内的力矩系数, 与

收稿日期: 2020-07-01; 录用日期: 2020-07-19; 网络出版时间: 2020-09-11 16:57

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200911.1427.004.html

* 通信作者。E-mail: 24556384@qq.com

引用格式: 龙海斌, 吴裕平. 无人直升机系留气动载荷 CFD 计算分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(9): 1765-1773.

LONG H B, WU Y P. CFD calculation and analysis of unmanned helicopter tie-down aerodynamic load[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(9): 1765-1773 (in Chinese).

风洞试验结果对比分析发现,在 -90° 和 90° 风侧向角时,CFD计算得到的侧向力系数偏小,未能准确地计算得到侧向力的最大值,在小风侧向角范围内,力和力矩系数的CFD计算结果与风洞试验值相差很小,在OpenFOAM软件中进行了气动特性计算,比较了2种软件计算结果的差别。在完成大风侧向角下的机身气动特性计算后,即可开展相应的系留气动载荷计算。针对飞行器系留气动载荷CFD计算,文献[21]对某飞艇出库过程中的横向风载进行了计算,来流风向角范围为 $0^\circ \sim 90^\circ$ 。在FASTRAN软件中应用Eluer方程进行求解,得到了飞艇出库30%、60%和90%时的气动载荷。文献[22]采用部件组拆法对飞机停放地面状态进行了风洞试验,发现飞机垂尾的干扰使得平尾产生了一个抬头力矩,采用CFD方法进行计算,得到了垂尾附件的流动情况,分析了产生干扰的原因。文献[23]针对民用运输飞机地面系留状态的地面风洞试验状态进行了CFD计算,网格划分为非结构网格,计算域的边界为风洞试验段的内表面,为了模拟地面效应,风洞试验和CFD计算过程中均在模型下方加了地板,在Fluent软件中应用SST $k-\omega$ 湍流模型计算了 $-180^\circ \sim 0^\circ$ 风侧向角范围内的气动载荷,分析了体轴系俯仰力矩、滚转力矩和偏航力矩系数的CFD计算结果与风洞试验结果的差别。

综上所述,目前国内外已经开展了部分大风侧向角状态机身气动特性CFD计算、地面停放状态的飞行器气动载荷计算等方面的研究,但是关于无人直升机停放在地面和舰船甲板上的系留气动载荷计算方面的研究很少。本文针对某型无人直升机算例样机,首先,采用CFD计算方法对风洞试验模型大风侧向角($0^\circ \sim 360^\circ$)状态的气动特性进行了计算,计算了系留气动载荷,并与风洞试验结果进行了对比分析,验证了CFD计算方法的准确性和可靠性。然后,分别对某型无人直升机算例样机在自由来流、停放在开阔地面和船艙甲板时的大风侧向角气动特性进行了计算,分别计算了3种状态的系留气动载荷,并进行了对比分析。

1 系留气动载荷计算方法

无人直升机系留气动载荷需要计算体轴坐标系下3个方向上的力和力矩,包括纵向力、侧向力、升力、滚转力矩、俯仰力矩和偏航力矩。早期通常采用工程计算方法来计算直升机的系留气动

力^[24],计算方法如下:

$$Q = 1.676A(\nu/100)^2 \quad (1)$$

式中: Q 为作用于面积“ A ”的形心并平行于风向的风载合力,N; A 为直升机投影在垂直于风向的平面上的面积, m^2 ; ν 为风速,kn(节)。

随着无人直升机机身风洞试验和CFD计算的开展,可以先得到体轴坐标系纵向力等力和力矩系数,再采用下列方法计算得到系留状态的气动力和力矩,其中纵向力等各方向力的计算方法如下:

$$F_n = \frac{\rho v^2 C_n S}{2} \quad (2)$$

滚转力矩等各方向力矩的计算方法如下:

$$M_n = \frac{\rho v^2 C_n SL}{2} \quad (3)$$

式中: F_n 为体轴坐标系力; M_n 为体轴坐标系力矩; ρ 为空气密度; v 为来流速度; C_n 为体轴坐标系力和力矩系数; S 为参考面积; L 为参考长度。

2 CFD计算方法与计算状态

在CFD计算之前先要对机身计算域进行网格划分,目前常用的网格有结构网格、非结构网格和混合网格等网格类型。由于本次计算的机身包含桨毂、起落架和尾桨毂等部件,气动外形比较复杂,而非结构网格对复杂外形的适应能力比较强,对计算域进行非结构网格划分。采用八叉树方法进行网格划分,该方法的基本思想是:先用一个大的方体覆盖包含物体的整个计算域,再按照网格尺度的要求不断细分方体,即将1个方体分为8个子方体,最终将方体划分为四面体。通常,通过设置物体表面网格和背景网格尺寸的方法来进行网格数量和质量的控制。首先,对机身计算域进行非结构四面体网格划分,然后,在求解器中将四面体网格转化为多面体网格,这样可以减少网格数量,加快计算速度。划分四面体网格时对机身表面附近和流动比较复杂的尾流区域进行了加密处理。

采用求解Navier-Stokes方程的方法对无人直升机算例样机的气动特性进行计算,该方程的积分守恒形式为

$$\frac{\partial}{\partial t} \int_{\Omega} W d\Omega + \oint_{\partial\Omega} (F_c - F_v) dS = 0 \quad (4)$$

式中: W 为守恒变量; F_c 和 F_v 分别为对流通量和黏性通量; Ω 为空间体积。

流体控制方程Navier-Stokes方程的主要方法有雷诺平均方法、大涡模拟、直接数值模拟等。其

中,大涡模拟和直接数值模拟方法需要很精细的网格划分,计算过程耗费的内存等计算机资源巨大,在工程计算领域应用比较少,因此在无人直升机研制过程中通常采用雷诺平均方法进行流场计算。而通常经过雷诺平均之后的 Navier-Stokes 方程并不封闭,需要对方程中的雷诺应力项提出一定的湍流模式,从而使方程封闭。在本次 CFD 计算过程中采用 S-A 湍流模型,该模型在低雷诺流动模拟中比较准确。该模型增加了一个附加的输运方程:

$$\frac{\partial}{\partial t}(\rho \bar{v}) + \frac{\partial}{\partial x_i}(\rho \bar{v} v_i) = G_v + \frac{1}{\sigma_v} \left\{ \frac{\partial}{\partial x_j} \left[(\mu + \rho \bar{v}) \frac{\partial v}{\partial x_j} \right] + C_{b2} \rho \left(\frac{\partial v}{\partial x_j} \right)^2 \right\} - Y_v \quad (5)$$

式中:平均速度 \bar{v} 在近壁面以外的区域都等于湍流黏性 μ_t ; G_v 为湍流黏性产生项; Y_v 为湍流黏性耗散项; σ_v 、 C_{b2} 为常数; μ 为分子黏性。

对流项通过 Roe-FDS 格式来求解,并通过解的线性重构获得二阶精度,黏性项通过二阶中心型格式离散。采用隐式时间推进方法进行时间离散。

针对计算无人直升机系留气动载荷的需求,确定的计算状态如表 1 所示。计算域的边界设置为压力远场条件,来流速度设置为 40 m/s,与风洞试验来流条件一致。

表 1 计算状态

Table 1 Calculation status

参数	范围
迎角	0°
风侧向角	0° ~ 345° (间隔 15°)

3 CFD 计算方法验证

某型无人直升机算例样机的大风侧向角测力风洞试验在某低速回流式风洞中进行,风洞试验模型如图 1 所示。试验段的截面为扁八角形。在试验过程中,采用腹部支撑方式安装试验模型。为了减少风洞试验过程中模型的抖动,在大风侧向角状态试验过程中的来流风速设置为 40 m/s。通过塔式六分量机械-应变式天平测量无人直升机模型的力和力矩。该天平的量程比较大,稳定性比较好,受外界干扰比较小。在数据采集过程中有数据稳定性监测,每次待测量数据稳定之后再行数据采集。得到的风洞试验数据都进行了支架干扰修正和洞壁干扰修正,支架干扰修正采用镜象两步法,洞壁干扰修正包括分离流和阻塞

效应修正。

某无人直升机算例样机的风洞试验模型包含机身、光电吊舱、起落架、尾梁、主桨毂和尾桨毂等部件。在风洞试验和 CFD 计算过程中,主桨毂和尾桨毂保持静止状态,风洞试验模型如图 1 所示。

为了对 CFD 计算方法进行验证,对上述风洞试验模型的流场进行模拟。采用第 2 节所述的八叉树网格划分方法,对机身模型计算域进行四面体非结构网格,之后在求解器中转化为多面体网格。其中,四面体和多面体的网格数量分别为 76 万和 23.9 万,四面体和多面体网格如图 2 所示。

先从 0° 风侧向角开始计算,不断增大风侧向角。计算得到机身的气动特性数据,再计算 23 m/s 状态的系留气动载荷。CFD 计算方法和风洞试验得到的某型无人直升机去平垂尾状态的系留气动载荷如图 3 所示,图中力和力矩均为体轴坐标系数据。可以看出,系留气动载荷 CFD 计

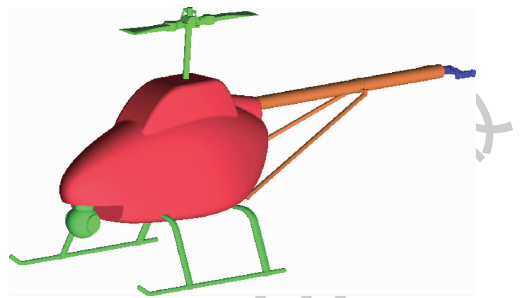
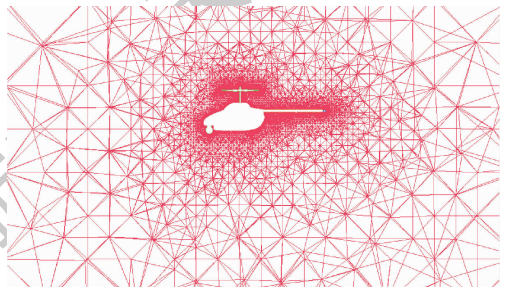
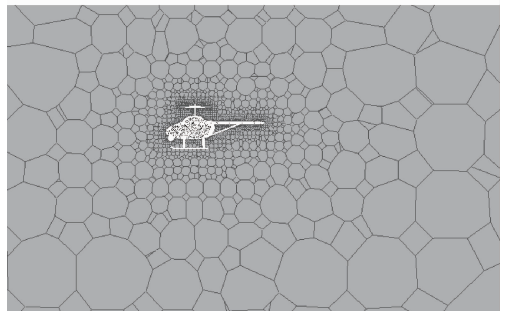


图 1 风洞试验模型

Fig. 1 Wind tunnel test model



(a) 四面体网格



(b) 多面体网格

图 2 不同类型网格划分示意图

Fig. 2 Schematic diagram of the generation of different types of grid

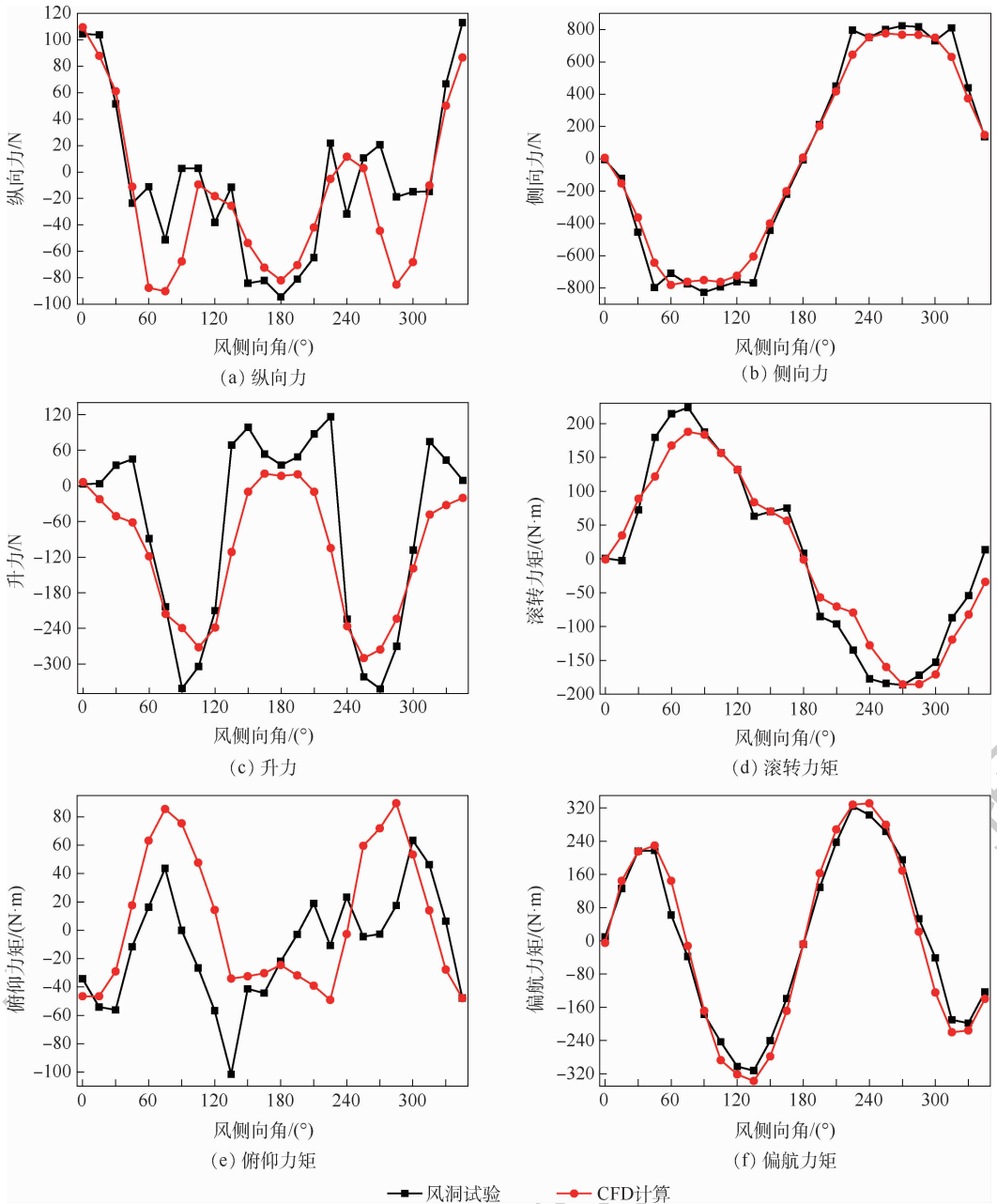


图3 系留气动载荷 CFD 计算值与风洞试验结果对比

Fig. 3 Comparison of CFD calculated value of tie-down aerodynamic load and wind tunnel test result

算值与风洞试验结果的变化趋势基本一致。其中,纵向力、升力和俯仰力矩的差别相对比较大,而侧向力、滚转力矩和偏航力矩的差别比较小。这是由于在大风侧向角状态,无人直升机纵向力、升力和俯仰力矩的数值比较小,CFD 计算过程中的小扰动等都可能引起比较大的偏离,误差相对比较大。

4 计算结果分析

4.1 计算模型与网格划分

在实际型号研制过程中,某无人直升机机身除包含风洞试验模型的部件之外,还包含平尾和垂尾。其中,平垂尾的构型为“T”型尾翼,平尾布置为垂尾顶端两侧,同时在机身腹部还布置了鱼

叉结构,腹部靠后位置还有液冷散热装置和发动机散热风扇,同时机头的雷达进行了改装。自由来流表示无人直升机在空中自由飞行时的状态。目前,大多数无人直升机型号研制过程中会在风洞进行机身大风侧向角测力试验,得到的是自由来流时的气动特性结果。开阔地面表示某无人直升机在开阔的平地或舰船甲板上停放时的状态,其机身周围的流场只受水平地面的影响。船艙甲板表示某无人直升机算例样机停放在船艙甲板中间位置,机身周围的流场不仅受有限尺寸甲板的影响,而且在 0° 左右的部分风侧向角范围内受到前方的舰船上层建筑的影响。自由来流、停放在开阔地面和船艙甲板状态的计算模型如图4所示。

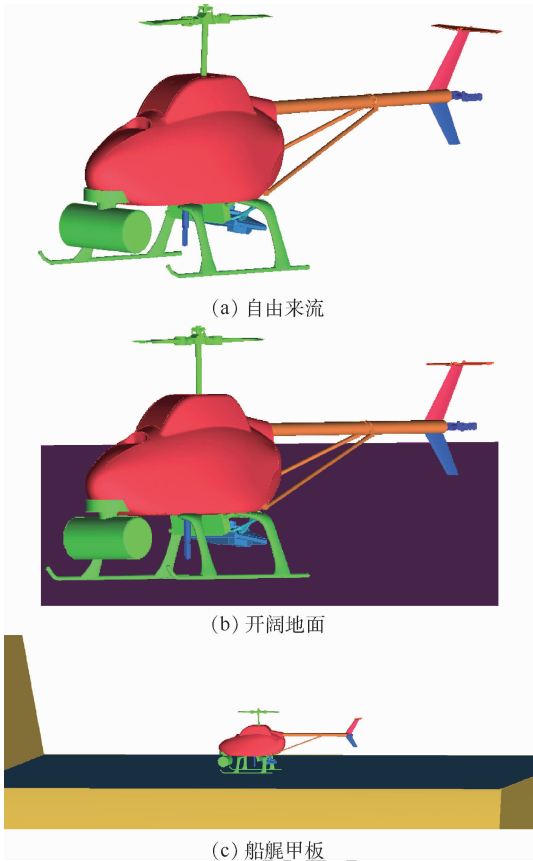


图4 计算模型示意图

Fig. 4 Schematic diagram of calculation model

采用第2节所述的八叉树方法对机身计算域进行网格划分,自由来流时计算域的来流方向上的长度为机身的10倍,尾流方向上的长度为机身的15倍,上下和左右方向上的长度为机身高度和宽度的5倍,计算域的边界设置为压力远场条件。开阔地面状态是将地面设置在起落架下缘,地面设置为无滑移物面条件,计算域其他部分没有变化。船舰甲板状态则根据舰船的尺寸来确定计算域的边界,舰船表面和水面设置为无滑移物面条件,其他计算域边界仍然设置为压力远场条件。对机身表面附件和尾流区进行了加密处理,得到四面体网格之后导入求解器转化为多面体网格。各状态的四面体和多面体网格的数量如表2所示。可以看出,转化为多面体网格之后,网格数量可减少60%以上,有利于加快计算速度。自由来流状态的四面体和船舰甲板状态的多面体网格如图5所示。

表2 不同计算模型网格数量

Table 2 Number of grids in each calculation model

类型	四面体网格	多面体网格
自由来流	105.1×10^4	34.5×10^4
开阔地面	101.4×10^4	35.2×10^4
船舰甲板	178.9×10^4	50.4×10^4

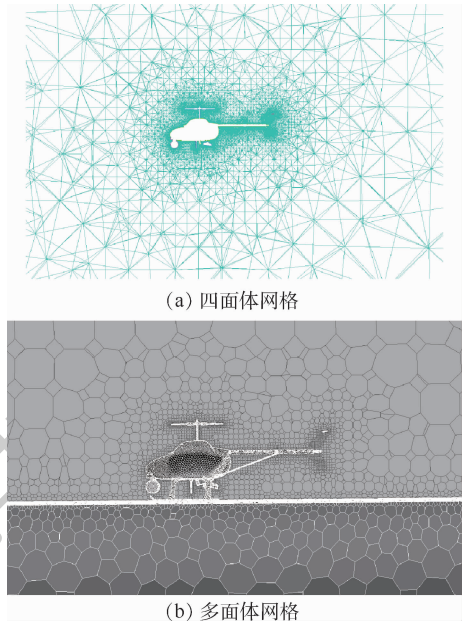


图5 计算网格划分示意图

Fig. 5 Schematic diagram of computational grid generation

4.2 气动载荷与流场分析

针对某无人直升机自由来流、开阔地面和船舰甲板3种状态的系留气动载荷计算需求,首先采用CFD计算方法计算得到了 $0^\circ \sim 360^\circ$ 风侧向角范围内的机身气动特性数据。然后对来流速度为23 m/s时的系留气动载荷进行计算。由于基于机身气动特性数据进行计算,没有考虑旋翼桨叶和尾桨叶的影响,最终的系留气动载荷进行了一定的修正。计算得到的系留气动载荷均为体轴坐标系数据。某无人直升机的纵向力如图6(a)所示,可以看出,自由来流与开阔地面状态的纵向力比较接近。而风侧向角变化时,船舰甲板状态的纵向力变化比较小,这是由于舰船前方的上层建筑对气流有阻拦作用,某无人直升机在船舰甲板上时的纵向力比较小。在 180° 风侧向角时,由于舰船的阻拦导致气流反向,船舰甲板状态的纵向力比较大。侧向力如图6(b)所示,分析图中曲线变化可以发现,在大部分风侧向角范围内,自由来流与开阔地面状态的侧向力比较接近。在 $-90^\circ \sim 90^\circ$ 风侧向角范围内,船舰甲板状态的侧向力与自由来流时的方向相反,且船舰甲板状态的侧向力最大值也比较小,其侧向力最大值约为自由来流时侧向力最大值的45%。图6(c)表示了升力的变化趋势,由图中的曲线变化趋势可以看出,由于机身周围没有障碍物阻拦气流,自由来流时的升力最大,开阔地面状态的升力次之,船舰甲板状态的升力最小。

由图7(a)中的某无人直升机机身滚转力矩

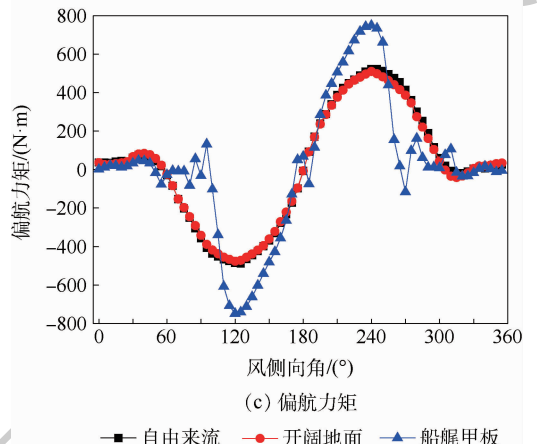
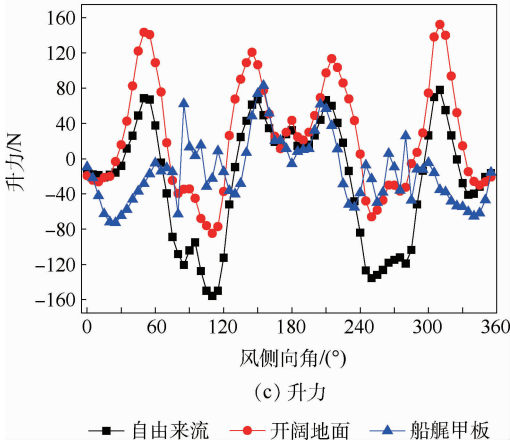
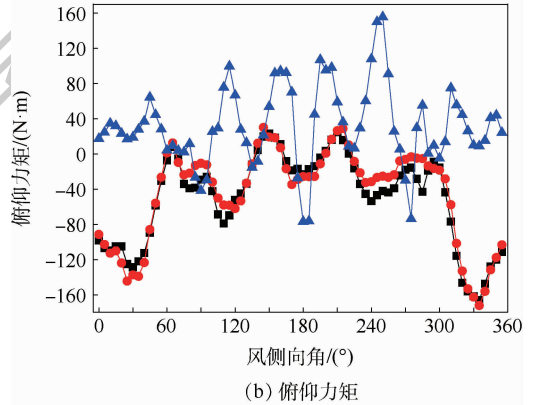
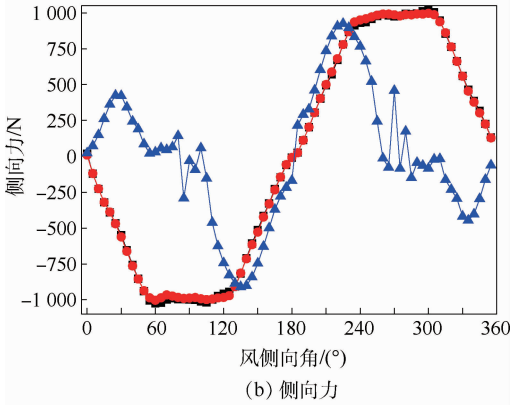
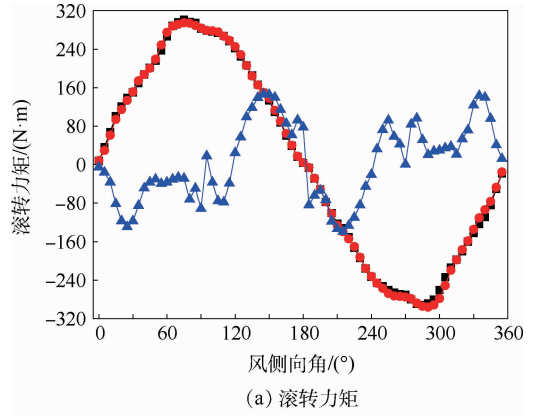
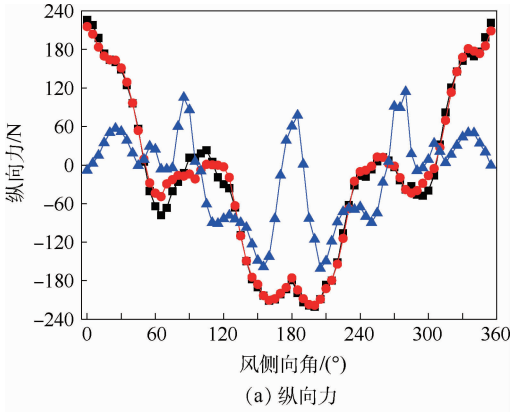


图6 各方向力的对比

图7 各方向力矩的对比

Fig. 6 Comparison of forces in various directions

Fig. 7 Comparison of moments of force in various directions

变化趋势可以看出,自由来流、开阔地面状态的滚转力矩基本上一致。而船舰甲板状态的滚转力矩值比较小,其最大值为自由来流时滚转力矩最大值的50%左右。图7(b)表示了俯仰力矩随风侧向角的变化趋势,可以看出,开阔地面状态与自由来流时的俯仰力矩大小和变化趋势基本一致,而船舰甲板状态俯仰力矩随风侧向角的变化趋势与上述2种状态的变化趋势差别比较大,船舰甲板状态的俯仰力矩随风侧向角变化比较剧烈。在后续系留装置设计时需要注意俯仰力矩大小和方向的变化,以免造成停放时直升机抬头。分析图7(c)中的偏航力矩CFD计算结果可以看出,自由来流、开阔地面和船舰甲板3种状态的偏航

力矩变化趋势基本一致,最大值对应的风侧向角也基本相等。但是受船舰甲板前壁板和机身对气流产生的挤压效应影响,船舰甲板状态的偏航力矩的最大值约为前面2种状态的1.5倍,而且 $-90^{\circ} \sim 90^{\circ}$ 风侧向角范围内,船舰甲板状态的偏航力矩绝对值很小。

自由来流、开阔地面和船舰甲板3种状态在 0° 风侧向角时的流线如图8所示。从图中自由来流时的流线可以看出,某无人直升机机头雷达和尾部的流动比较紊乱,开阔地面状态时的流线与自由来流时类似。而由于舰船来流方向的上层建筑的影响,船舰甲板的前壁面附近有一个漩涡,无人直升机机身前缘的流动很复杂。船舰甲板状态

180°风侧向角时的流线如图9所示,由于船艏甲板前壁板对气流的阻拦作用,气流在前壁板处反向流动,在机身附近形成一个涡流区。

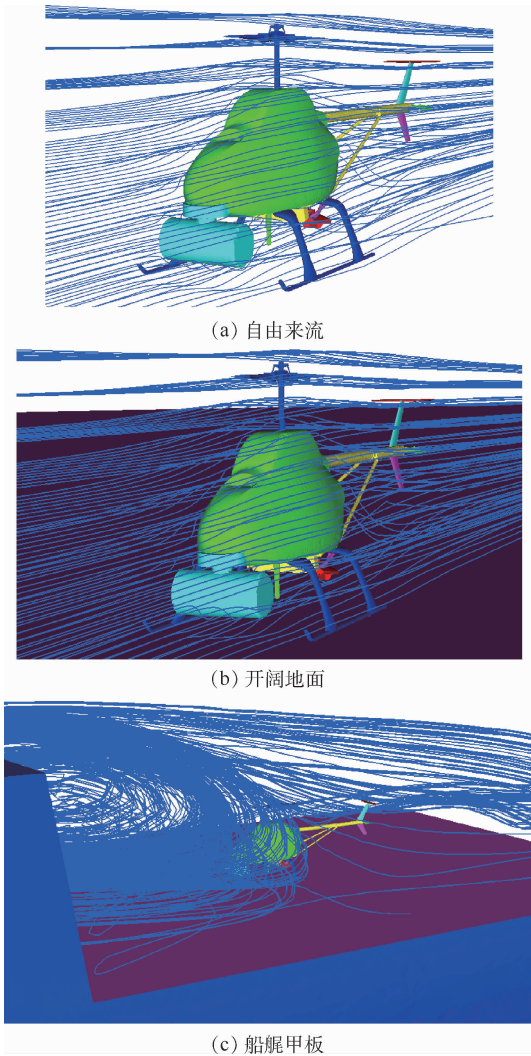


图8 0°风侧向角时的流线分布图

Fig.8 Streamline distribution when wind side angle is 0°

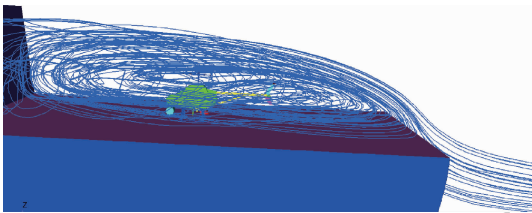


图9 180°风侧向角时的流线分布图

Fig.9 Streamline distribution when wind side angle is 180°

5 结论

通过对某型无人直升机算例样机在2种状态下的系留气动载荷进行CFD计算,包括开阔地面和船艏甲板状态,并与自由来流时的气动载荷进行对比分析,可得出如下结论:

1) 无人直升机在开阔地面停放时受到的系

留气动载荷的变化趋势与自由来流时的气动载荷变化趋势基本上一致,但是停放在船艏甲板时的系留气动载荷变化趋势与上述2种情况差别较大,3个方向的力和滚转力矩的最大值相对比较小,同时部分风侧向角时力和力矩的方向相反。

2) 开阔地面系留时受到力和力矩的最大值与自由来流时的力和力矩基本一致。因此在实际工程设计时,可以采用目前常用的机身气动特性风洞试验或CFD计算结果为基础进行系留气动载荷计算。

3) 针对需要在复杂环境中停放的无人直升机型号,需要在工程设计阶段的风洞试验过程中考虑周围建筑等障碍物的影响,以得到更准确的系留状态机身气动特性结果。这样既有利于后续直升机系留装置的设计,同时也可以为系留气动载荷CFD计算方法的验证提供充分的技术支撑。

参考文献 (References)

- [1] 孙淑菩,田石麟,黄蓝.舰载直升机系留载荷及全机应力计算方法研究[J].航空学报,1989,10(10):489-494.
SUN S P, TIAN S L, HUANG L. Analysis methods of tie-down loads and airframes stress for shipboard-helicopters [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 1989, 10(10): 489-494 (in Chinese).
- [2] 李进军,刘土光,夏鸿飞.舰载直升机系留计算分析[J].华中理工大学学报,1996,24(8):94-96.
LI J J, LIU T G, XIA H F. Mooring computation of the ship-based helicopter [J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology, 1996, 24(8): 94-96 (in Chinese).
- [3] 金仲林.舰载直升机系留座分布及系留载荷的仿真研究[D].南京:南京航空航天大学,2006.
JIN Z L. Research on design of mooring bed distribution and simulation of mooring loads for ship-based helicopter [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2006 (in Chinese).
- [4] 王丹.舰载直升机系留载荷分析及优化设计研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2008:14-20.
WANG D. Research on analysis of mooring loads and optimization design for ship-based helicopter [D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2008: 14-20 (in Chinese).
- [5] 郑亚雄.基于能量原理的直升机系留载荷计算[J].直升机技术,2011(1):6-9.
ZHENG Y X. Mooring load computation of helicopter based on energy principle [J]. Helicopter Technique, 2011(1): 6-9 (in Chinese).
- [6] 李书,何忠桓,徐丽娜.舰载直升机系留座的布置优化[J].航空学报,2005,26(6):715-719.
LI S, HE Z H, XU L N. Optimization design of the mooring base of the ship-based helicopter [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2005, 26(6): 715-719 (in Chinese).
- [7] BOWLES P O, THOMAS M, GEIGER D, et al. Experimental

- investigation of passive and active flow control for X2 technology? Hub and fuselage drag reduction [C] // Proceedings of American Helicopter Society 72th Annual Forum, 2016; 1-15.
- [8] LORBER P F, O' NEILL J J, MATALANIS C, et al. Overview of S-97 RAIDERTM scale model tests [C] // Proceedings of American Helicopter Society 72th Annual Forum, 2016; 1-17.
- [9] LORBER P F, BOWLES P, FOX E, et al. Wind tunnel testing for the SB > 1 DEFIANT? Joint multi-role technology demonstrator [C] // Proceedings of American Helicopter Society 73th Annual Forum, 2017; 1-18.
- [10] STEPANOV R, ZHEREKOV V, PAKHOV V, et al. Experimental study of helicopter fuselage drag [J]. Journal of Aircraft, 2016, 53(5): 1343-1360.
- [11] 杜思亮, 冯衬, 唐正飞. 带前缘小翼的扇翼翼型气动特性数值模拟分析 [J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(5): 870-882.
- DU S L, FENG C, TANG Z F. Numerical simulation and analysis of aerodynamic characteristics of fan-wing airfoil with leading edge winglet [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(5): 870-882 (in Chinese).
- [12] 赵芸可, 屈秋林, 刘沛清. 水上飞机水面降落全过程力学特性数值研究 [J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(4): 830-838.
- ZHAO Y K, QU Q L, LIU P Q. Numerical study on mechanical properties of seaplane in whole water surface landing process [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(4): 830-838 (in Chinese).
- [13] 赵炜, 黄江流, 周洲, 等. 菱形翼布局太阳能无人机螺旋桨滑流影响研究 [J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(7): 1296-1306.
- ZHAO W, HUANG J L, ZHOU Z, et al. Effects of propeller slipstream on diamond joined-wing configuration solar-powered UAV [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(7): 1296-1306 (in Chinese).
- [14] 李杰. 长航时无人直升机气动外形设计研究 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2014; 52-55.
- LI J. Design research on aerodynamic shape of long-endurance unmanned helicopter [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2014; 52-55 (in Chinese).
- [15] KHIER W. Computational investigation of advanced hub fairing configurations to reduce helicopter drag [C] // 40th European Rotorcraft Forum, 2014; 1-10.
- [16] LEHMANN R, REDDY R, ARMFIELD S. Numerical and experimental investigation of helicopter fuselage aerodynamics [C] // 17th Australasian Fluid Mechanics Conference, 2010; 27-30.
- [17] SCHNEIDER S, MORES S, EDELMANN M, et al. Drag analysis for an economic helicopter [C] // 37th European Rotorcraft Forum, 2011; 1-14.
- [18] BOWLES P O, MATALANIS C, BATTISTI M, et al. Full-configuration CFD analysis of the S-97 RAIDER? [C] // VFS 75th Annual Forum & Technology Display, 2019; 1-12.
- [19] 龙海斌, 吴裕平. 平垂尾大角度气动特性计算与试验结果相关性分析 [J]. 直升机技术, 2020, 204(2): 6-10.
- LONG H B, WU Y P. Correlation analysis between calculation and wind tunnel test results of large-angle aerodynamic characteristics of horizontal tail and vertical tail [J]. Helicopter Technique, 2020, 204(2): 6-10 (in Chinese).
- [20] BRUNELLO D, CLARKE G, REDDY R. Numerical and experimental analysis of a representative adf helicopter fuselage [C] // 28th International Congress of the Aeronautical Sciences, 2012; 1-10.
- [21] 王改娟. 飞艇出库过程中的风载数值模拟及结构有限元分析 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2014; 31-40.
- WANG G J. Wind-induced numerical simulation and structural finite element analysis of an airship in its outbound Process [D]. Xi'an: Xidian University, 2014; 31-40 (in Chinese).
- [22] 陈功, 刘亦菲. 基于风洞试验的飞机侧风环境停放稳定性研究 [J]. 民用飞机设计与研究, 2015(4): 26-30.
- CHEN G, LIU Y F. Analysis of aircraft parking stability in the situation of crosswind by wind tunnel test [J]. Civil Aircraft Design and Research, 2015(4): 26-30 (in Chinese).
- [23] 刘亦鹏, 陈功, 郭传亮, 等. 基于数值风洞技术的民用飞机系留气动载荷计算研究 [J]. 民用飞机设计与研究, 2016(2): 10-13.
- LIU Y P, CHEN G, GUO C L, et al. Calculation research on tie-down aerodynamic load for civil aircraft based on numerical wind tunnel technique [J]. Civil Aircraft Design and Research, 2016(2): 10-13 (in Chinese).
- [24] 航空航天工业部科学技术研究院. 直升机载荷手册 [M]. 北京: 航空工业出版社, 1991; 223.
- Institute of Science and Technology of the Ministry of Aerospace Industry. Helicopter load manual [M]. Beijing: Aviation Industry Press, 1991; 223 (in Chinese).

CFD calculation and analysis of unmanned helicopter tie-down aerodynamic load

LONG Haibin, WU Yuping*

(General Configuration and Aerodynamic Design Department, China Helicopter Research and Development Institute, Jingdezhen 333001, China)

Abstract: The tie-down aerodynamic load is used as the design input for the mooring device of the helicopter. In the past, it was usually calculated based on the wind tunnel test data of the large wind side angle aerodynamic characteristics of the fuselage. First, the CFD method was used to calculate the aerodynamic characteristics of the large wind side angle of an unmanned helicopter fuselage, including free flow, parking on the open ground and ship bow deck. Based on the CFD calculation results of the aerodynamic characteristics of the fuselage, the tie-down aerodynamic load was calculated. The results show that when the unmanned helicopter is parked on the open ground, the tie-down aerodynamic load is basically the same as that of the free flow. However, due to the influence of the ship's superstructure, the difference between the tie-down aerodynamic load when parked on ship bow deck and that of the free flow is large. The absolute values of force and part of the moment of force are relatively small, and the direction of the force and the moment of force are opposite in the case of some wind side angles. The research results can provide a certain reference for selecting the calculation method of helicopter tie-down aerodynamic load, the CFD calculation and the wind tunnel test status of the aerodynamic characteristics of the fuselage in different parking environments.

Keywords: unmanned helicopter; tie-down; aerodynamic load; open ground; ship bow deck; CFD

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0304

运载火箭气液组合连接器动态自动对接技术



李泳峰^{1,*}, 吴新跃¹, 李道平¹, 张国栋¹, 肖士利²

(1. 北京航天发射技术研究所, 北京 100076; 2. 北京宇航系统工程研究所, 北京 100076)

摘 要:为实现未来重型运载火箭地面组合连接器与箭上接口的自动对接,提高发射准备流程安全性、可靠性,降低人员保障要求,开展了组合连接器自动对接的技术研究及总体策略分析,提出了由检测、智能控制、位姿调整系统组成的技术方案及非接触式检测+主动位姿调整+被动随动的自动对接策略,并开展了组合连接器自动对接试验系统研制,进行了组合连接器自动对接、低温加注、自动分离等全流程试验验证工作。结果表明:自动对接装置检测、智能控制、位姿调整等各项功能正常,自动对接策略准确、可行,解决了大载荷组合连接器在箭上接口大范围、高速运动条件下的自动对接难题,综合跟踪范围达 ± 600 mm,综合跟踪速度达500 mm/s,各综合工况下完成自动对接时间约为3~5 min。

关键词: 自动对接; 组合连接器; 对接策略; 动态跟踪; 运载火箭

中图分类号: V553⁺.1; V554⁺.4

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2021)09-1774-06

在运载火箭发射支持系统中,地面推进剂、供配气的管路与运载火箭间需通过连接器进行对接,实现气/液态介质进入或者流出火箭的功能。目前,连接器对接工作普遍以人工方式完成为主,易受外界风载等因素影响,对操作人员及地面保障条件要求高,在紧急情况需中止发射时,易引发火箭上推进剂贮箱爆炸、发射设施损毁及人员伤亡等事故^[1-2]。实现连接器与箭上接口的自动对接,对提高发射支持系统、人员、星箭安全性,降低地面保障要求,实现射前无人值守等方面具有重要意义。

展望航天发展,研制重型运载火箭已成为各国共识,运载能力的提升带来了箭体规模及推进剂加注量增加及供配气项目增多,对气液连接器进行组合已成为主要解决途径,但组合连接器的规模、质量相对现役连接器明显增大,且火箭、摆杆受风载影响大,已不可能通过传统人工

方式完成对接任务。因此,开展重型运载火箭组合连接器的自动对接技术研究就显得尤为重要和迫切。

俄罗斯从20世纪60年代发生火箭爆炸事故后开始对连接器自动对接技术开展研究,旋风号、天顶号运载火箭采用锥杆-伞导向式自动对接机构完成了连接器与火箭间的自动对接与分离,该型火箭加注对接接口均位于箭体一级尾部,与连接器二者位置相对静止,对接难度较小^[3-10]。

美国在连接器方面偏向于采用零秒脱落技术,仅部分连接器具备自动对接或自动化改造能力。前期在土星V、宇宙神5、X-33等型号运载火箭/飞行器中开展了多种形式自动对接装置的研究^[3];2004年,肯尼迪航天中心、Rohwedder公司开发了远程智能脐带对接系统,可减少人为参与推进剂加注工作过程中潜在的危险,但目前尚无火箭发射的工程应用^[4];2007年,NASA提出“自

收稿日期: 2020-06-30; 录用日期: 2020-11-01; 网络出版时间: 2020-11-12 14:41

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20201112.1006.001.html

* 通信作者。E-mail: lgslyy@126.com

引用格式: 李泳峰, 吴新跃, 李道平, 等. 运载火箭气液组合连接器动态自动对接技术[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(9): 1774-1779. LI Y Y, WU X Y, LI D P, et al. Dynamic automatic docking technology of gas-liquid composite umbilical connector for launch vehicle[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(9): 1774-1779 (in Chinese).

动对接地面脐带连接器系统”研究计划,用于保持可靠性,并减少地面脐带连接的操作时间和投入人力^[5];2012年,肯尼迪航天中心针对战神 I 研制了由内板、外板等组成的线性脐带对接锁紧机构^[6]。

欧洲航天局的阿里安 5 在连接器操作方面的自动化程度较高,可实现组合连接器在总装厂房的对接及射前零秒脱落^[7]。

国内,北京航天发射技术研究所长期从事运载火箭连接器对接技术的研究,在目标检测、对接锁紧机构、低温密封、自动分离等方面积累了宝贵的经验,研究了采用并联机构式自动对接系统的控制流程,对连接器自动对接技术特征进行了分类,并结合国内现役火箭总体技术特点提供了相关建议^[7-8]。2019年起,以某型号火箭低温连接器为对象,开展了基于柔性直角坐标机器人的自动对接过程研究,进行了对接装置的动态特性仿真分析,并完成了自动对接、分离等试验验证^[9-10]。此外,上海宇航系统工程研究所、南京理工大学、上海交通大学等单位对连接器自动对接技术中的机构运动学及动力学特性、SCARA 机构、液压系统响应特性开展了研究^[11-13]。

为解决未来重型运载火箭组合连接器的自动对接为目标,本文通过总体技术研究、自动对接策略分析,确定自动对接技术方案,并开展试验系统研制及验证等工作,为组合连接器自动对接技术未来型号应用提供了技术支撑。

1 自动对接技术

1.1 需求边界及技术难点

未来重型运载火箭气液组合连接器自动对接需求包括 2 类:①助推、芯一级等位于箭体尾部的自动对接,该类组合连接器与箭上接口相对静止,对接工况好,技术难度小;②芯二级等位于高空的自动对接,该类组合连接器与箭上接口受外界风载影响相对晃动,技术难度明显增加。因此,主要以高空类组合连接器自动对接技术开展研究,实现对其他部位、不同规格的连接器的自动对接技术需求包络。

组合连接器自动对接技术应用部位参考图 1,火箭推进剂加注管、气管等经脐带塔铺设至火箭不同芯级对应的摆杆末端,通过组合连接器与箭上接口进行对接,实现推进剂加注或泄出火箭及箭上供气等功能。

通过对重型运载火箭自动对接技术的边界分析,归纳其难点主要有

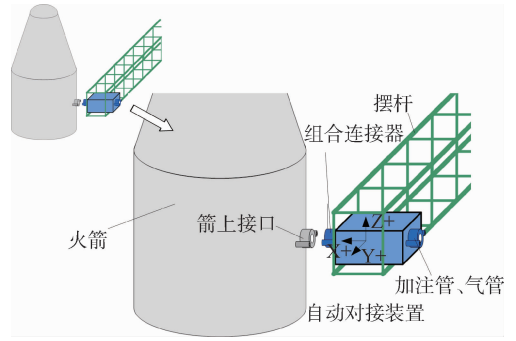


图 1 组合连接器自动对接技术应用部位

Fig. 1 Application site of composite umbilical connector's automatic docking technology

1) 火箭、摆杆等大型结构规模明显增大,在外界风载作用下持续晃动范围、速度相对现役火箭大幅度增加,计算数据表明,高空箭上接口最大晃动范围、速度约为现役火箭的 5~10 倍,摆杆最大晃动范围、速度约为现役火箭的 3 倍。

2) 组合连接器对推进剂、供气连接器等进行了组合,规模、质量为现役常规连接器的 5 倍以上,质量预计达 150~200 kg。

3) 推进剂加注过程中,火箭自身质量增加,箭上接口随火箭下沉。

4) 低温推进剂温度低,导致箭上接口局部结构变形及位置变化。

上述因素综合作用,明显增加了组合连接器自动对接技术的实施难度。

1.2 技术路线

参照某型号火箭人工完成连接器对接的步骤,分析制定了组合连接器自动对接技术路线,如图 2 所示,通过高速检测、智能控制、大范围快速响应位姿调整技术代替人工对接过程中眼睛、大脑、手臂的作用,完成组合连接器与箭上接口的自动对接流程,并形成了由检测系统、智能控制系统、位姿调整系统等组成的组合连接器自动对接装置技术方案,其工作流程如下:

1) 检测系统实时获取连接器与箭上接口相对位姿偏差,并反馈至智能控制系统。

2) 智能控制系统根据反馈的相对位姿偏差信息,解算出位姿调整系统执行机构的控制量。

3) 位姿调整系统执行机构动作,对组合连接器的位姿进行实时调整,在实现与箭上接口的位姿一致后,插入完成对接。

4) 组合连接器与箭上接口锁紧,推进剂加注、供气。

5) 加注结束,组合连接器与箭上接口解锁、分离,准备发射。

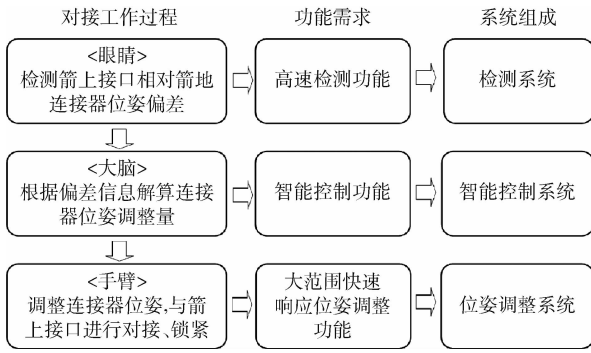


图2 组合连接器自动对接技术路线

Fig.2 Automatic docking technical route of composite umbilical connector

1.3 关键技术

通过对1.2节技术方案及工作流程分析,应解决的关键技术包括:

1) 总体方案、策略、流程设计。自动对接装置涉及的边界包括火箭、摆杆、组合连接器等对象,使用工况包括一次对接与分离、异常情况推进剂需紧急泄出时的二次对接与分离等,边界、工况复杂,可靠性要求高,对总体方案、策略、流程的优化设计至关重要。

2) 大范围、高速晃动箭上接口位姿检测技术。对接过程火箭、摆杆、对接装置等均在相对持续高速运动,且存在低温、水汽、雾气等外界影响因素,对检测系统的性能、环境适应性等要求较高。

3) 动态目标跟随控制技术。智能控制系统在接收到各自由度位姿偏差后,如何快速解算输出位姿调整系统执行机构的控制量,对控制算法、硬件性能等方面提出了苛刻的要求。

4) 大范围快速响应位姿调整技术。位姿调整系统需将智能控制系统解算的控制量转化为组合连接器位姿的实时调整量,保持组合连接器与箭上接口位姿一致,是实现自动对接的重要环节,与传统的小载荷、多自由度静态位姿调整相比难度明显加大。

2 自动对接策略分析

从总体技术方案及工作流程出发,依次对检测、位姿调整、随动控制等环节进行策略分析、比较,如表1所示。

综上分析对比,从任务可靠性、优化流程等方面考虑,确定了一种组合连接器自动对接策略:非接触式检测+主动位姿调整(3平动自由度主动调整+3转动自由度自适应调整)+被动随动。

表1 自动对接策略分析

Table 1 Automatic docking strategy analysis

项目	策略	分析
检测环节	①非接触式检测:采用光学、激光等传感器	应用普遍、技术成熟、对箭体无附加载荷;但受外界雨、雪等环境影响
	②接触式检测:对接装置、箭上接口设计机械定位结构	结构简单;但机械定位对箭体产生附加载荷
位姿调整环节	①主动调整:同时调整3平动、3转动自由度	调整精度高;但动作多、过程复杂,控制难度大
	②主动调整:同时调整3平动自由度,3转动自由度自适应调整	平动自由度调整精度较高,控制简单;但需设计转动自由度偏差自适应调整结构
	③被动调整:由对接装置、箭上接口机械定位	结构简单,无复杂控制,可靠性高;但对箭体产生附加载荷
随动控制环节	①主动随动:连接器与箭上接口对接锁紧后,对接装置与连接器不分离,加注过程同步随动	实时控制、流程简单;但检测、控制系统长时间工作,可靠性要求高
	②被动随动:连接器与箭上接口对接锁紧后,与对接装置分离,加注过程同步随动	降低检测、控制系统长时间工作可靠性要求;但需设计对接装置与连接器的解脱机构,自动分离时需进行二次对接

3 自动对接系统研制

为验证由检测系统、智能控制系统、位姿调整系统等组成的组合连接器自动对接装置技术方案及策略,研制并搭建了组合连接器自动对接试验系统,包括自动对接装置、组合连接器等。同时研制了模拟火箭及箭上接口在风载等外界条件作用下的随机晃动的运动台,如图3所示。



1—自动对接装置;2—组合连接器;3—箭上接口;4—箭体模拟运动台。

图3 组合连接器自动对接试验系统实物

Fig.3 Practical experimental automatic docking system of composite umbilical connector

3.1 自动对接装置

自动对接装置主要检测系统、控制系统、位姿调整系统等组成。

1) 检测系统

检测系统由高速数码相机、图像采集与数据

处理控制器、靶标、照明光源等组成,其中,高速数字相机、靶标分别安装在自动对接装置及模拟箭体上,代表了组合连接器及箭上接口的位置基准。主要工作原理如下:

① 采用基于模板匹配算法,相机对靶标上的目标点进行成像,根据其在像面中的像坐标确定三维空间中其相对于相机所定义坐标系的位置。

② 对靶标的多个特征点进行成像,即计算出该靶标在相机所确定坐标系的位置。

③ 对测量数据通信采用优先发送策略及多线程异步工作模式,高速输出至智能控制系统。

2) 智能控制系统

智能控制系统由上位机、下位机、交流伺服驱动器、交流伺服电机、限位开关、电磁阀等组成,系统原理如图4所示,其中下位机采用了基于xPC内核的SpeedGoat快速原型机,控制周期可达1 ms,以满足自动对接装置快速响应位置调整实时控制的要求。上位机接收用户发送的对接指令并发送给下位机,由下位机接收指令后,根据检测系统反馈的位置偏差信息控制各轴伺服驱动器驱动交流伺服电机动作,实现自动对接装置各向的位置调整。

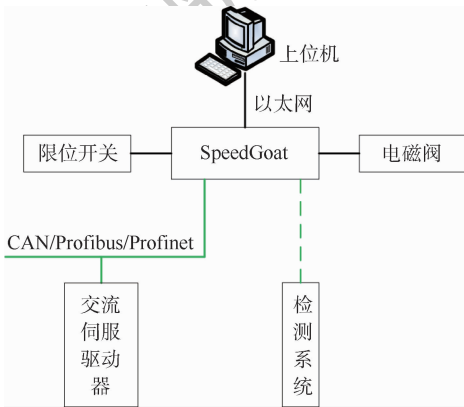


图4 智能控制系统原理框图

Fig.4 Schematic diagram of smart control system

自动对接装置位置调整控制采用各轴交流伺服电机的速度环PID闭环控制模式,如式(1)所示:

$$V(n) = K_p e(n) + K_i \sum_{j=1}^n e(j) + K_d (e(n) - e(n-1)) \quad (1)$$

式中: $V(n)$ 为第 n 时刻电机转速, r/min ; $e(n)$ 、 $e(n-1)$ 分别为第 n 、 $n-1$ 时刻实时位置偏差, mm ; K_p 、 K_i 、 K_d 分别为PID控制器比例、积分、微分系数^[14-15]。

同时,结合箭上接口大范围、高速运动的特点,对组合连接器的跟踪运动控制策略进行设计:

① 对接前,逐步、稳定减少组合连接器与箭上接口间的位置偏差,逼近对接精度要求范围。

② 对接过程中,持续进行组合连接器的高响应、稳定的位置跟踪调整,保持与箭上接口的位置偏差满足对接精度要求。

③ 对接后,对接装置应快速复位,避免对组合连接器与箭上接口被动随动过程的影响。

因此,设计了分段式PID控制策略,根据对接过程不同阶段、不同位置偏差自动调整控制器中比例、积分、微分参数,以获得不同的跟踪响应特性。

3) 位姿调整系统

根据自动对接策略要求,位姿调整系统设计为位置调整机构及夹持机构2部分。位置调整机构用于对组合连接器进行三平动自由度调整,由底座、升降座、横移座、进退座等组成,各向均采用滚珠丝杠副传动及滚动直线导轨导向形式。夹持机构用于实现对组合连接器初始定位及对接过程中三转动自由度自适应调整,主要由多组三向布置的气缸组成。

自动对接装置主要设计技术指标如表2所示。

表2 自动对接装置主要设计技术指标

Table 2 Main technical parameters of automatic docking equipment

指标	数值
检测距离/mm	400 ~ 2 000
检测精度/mm	0.5 ~ 3
检测频率/Hz	200
综合跟踪范围/mm	± 600
综合跟踪速度/(mm · s ⁻¹)	± 725
综合跟踪误差/mm	不大于 ± 30
承载能力/kg	150
整机质量/kg	750

3.2 组合连接器

组合连接器包括组合板、低温连接器、供气插头、导向杆、锁紧缸、框架等。其中,导向杆用于与箭上接口的锥形导向伞配合,实现小范围偏差自适应导向功能,锁紧缸用于完成组合连接器与箭上接口间的锁紧,外框与夹持机构配合,实现组合连接器初始位置定位及对接过程中位姿偏差自适应调整功能。主要技术参数为:1路低温连接器+8路供气气路,质量约150 kg,对接面规格800 mm × 800 mm,偏差适应能力 ± 30 mm。

4 试验过程及结果分析

4.1 试验过程

完成第3节组合连接器自动对接试验系统调

试工作后,通过改变箭体模拟运动规律(幅值、频率),开展了一系列边界测试试验及自动对接、低温加注、自动分离全流程验证工作。试验过程如图5所示。

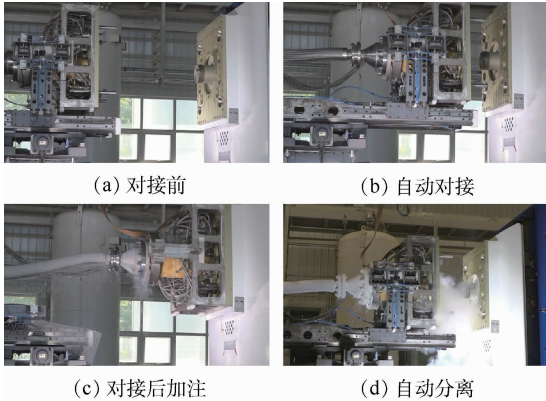


图5 自动对接试验过程

Fig. 5 Experimental automatic docking process

4.2 结果分析

自动对接装置在自动对接过程中各项功能正常,自动对接策略准确、可行,检测系统实时获取组合连接器相对箭上接口的三向位置偏差,经智能控制系统解算将控制量输出至位姿调整系统的执行电机,实现组合连接器对箭上接口的跟踪随动;夹持机构正常实现了对组合连接器初始位姿的定位功能,并在组合连接器插入箭上接口过程中,实现了二者小范围位姿偏差下的自适应调整;组合连接器锁紧、解锁等功能正常;自动对接、低温加注、自动分离等全流程试验成功。

通过边界测试,该自动对接装置对箭上目标的综合跟踪范围达 ± 600 mm,综合跟踪速度达 500 mm/s,各种综合工况下完成自动对接时间约为 $3 \sim 5$ min。

此外,分析了箭体运动的范围、频率对自动对接流程、策略的影响规律,结果表明,自动对接精度随运动速度(范围、频率综合作用)的增加而降低,箭体运动速度为 150 mm/s、 300 mm/s、 450 mm/s时,对应的对接精度分别约为 ± 5.5 mm、 ± 11.2 mm、 ± 16.7 mm,基本呈现线性增加的特点,也与本文中采取的分段PID控制策略相一致。

5 结论

1) 组合连接器自动对接技术能为未来重型运载火箭提高发射准备流程安全性、实现发射场发射前无人值守等需求提供解决方案。

2) 通过对自动对接技术研究、策略分析,形成了组合连接器自动对接技术路线,以及由检测、

智能控制及位姿调整系统组成的技术方案,并确定了非接触式检测+主动位姿调整+被动随动的自动对接策略。

3) 开展了组合连接器自动对接试验系统研制及验证工作,结果表明,自动对接装置检测、智能控制、位姿调整等各项功能正常,自动对接策略准确、可行,自动对接装置综合跟踪范围达 ± 600 mm,综合跟踪速度达 500 mm/s,各种综合工况下完成自动对接时间约 $3 \sim 5$ min,成功完成了自动对接、低温加注、自动分离全流程试验验证,为未来重型运载火箭组合连接器自动对接应用提供了技术支撑。

参考文献 (References)

- [1] 何家声. 航天发射地面支持技术[M]. 北京:北京理工大学出版社,2015.
HE J S. Space launch ground support technology[M]. Beijing: Beijing Institute of Technology Press,2015 (in Chinese).
- [2] 符锡理. 运载火箭箭带自动脱落连接器[J]. 导弹与航天运载技术,1988(9):62-69.
FU X L. Umbilical automatic dis-connector of launch vehicles [J]. Missiles and Space Vehicles,1988(9):62-69 (in Chinese).
- [3] DANDAGE S R, HERMAN N A, GODFREY S E, et al. Design and development of the space shuttle tail service masts; NASA-1979-21357 [R]. Washington, D. C.: NASA, 1979.
- [4] NASA. The perfect mate for safe fueling [EB/OL]. (2004-01-01) [2016-03-20]. <https://spinoff.nasa.gov>.
- [5] GOSELIN A M. Automated ground umbilical systems (AGUS) project; NASA-20130011368 [R]. Washington, D. C.: NASA, 2007.
- [6] MANLEY W C, TAMASY G J, MALONEY P. Ares I linear mate umbilical plate and collet; NASA-N20130008828 [R]. Washington, D. C.: NASA, 2012.
- [7] 郑国昆, 王小军, 李道平. 基于运载火箭加泄连接器自动对接系统的控制流程研究[J]. 导弹与航天运载技术, 2015(1):25-28.
ZHENG G K, WANG X J, LI D P. Study on control flow based on auto-docking system of launch vehicle fuel connector [J]. Missiles and Space Vehicles, 2015(1):25-28 (in Chinese).
- [8] 白文龙, 李泳峰, 翟旺, 等. 运载火箭连接器自动对接技术应用分析[J]. 导弹与航天运载技术, 2017(6):65-71.
BAI W L, LI Y Y, ZHAI W, et al. Application analysis of automated mating technique used on launch vehicle filling connectors [J]. Missiles and Space Vehicles, 2017(6):65-71 (in Chinese).
- [9] 李泳峰, 吴新跃, 翟旺, 等. 基于柔性直角坐标机器人的火箭连接器自动对接过程分析及试验[J]. 导弹与航天运载技术, 2019(1):116-121.
LI Y Y, WU X Y, ZHAI W, et al. Analysis and experiment on the launch vehicle's umbilical connector autonomous mating process based on flexible rectangular robot [J]. Missiles and

- Space Vehicles,2019(1):116-121(in Chinese).
- [10] 李泳峰,翟旺,张国栋,等. 火箭推进剂输送连接器自动对接装置及其动态特性研究[J]. 机床与液压,2020,48(4):13-18.
LI Y Y,ZHAI W,ZHANG G D, et al. Research on dynamic characteristics of the autonomous mating equipment of launch vehicle's umbilical connector[J]. Machine Tool & Hydraulics, 2020,48(4):13-18(in Chinese).
- [11] 黄小妮,顿向明,张育林,等. 运载火箭推进剂加注自动对接与脱离机器人本体设计[J]. 机器人,2010,32(2):145-149.
HUANG X N,DUN X M,ZHANG Y L, et al. The auto-docking and auto-separating mechanism designed for the rocket fuel loading[J]. Robot,2010,32(2):145-149(in Chinese).
- [12] 游嘉伟,顿向明,山磊,等. 运载火箭推进剂加注机器人机构设计[J]. 机电一体化,2016,22(4):41-44.
YOU J W,DUN X M,SHAN L, et al. Mechanism design of carrier rocket propellant filling robot[J]. Mechatronics,2016,22(4):41-44(in Chinese).
- [13] 张鑫,李志刚,徐华,等. 运载火箭自动对接连接器液压系统研究[J]. 兵器装备工程学报,2016,37(3):146-150.
ZHANG X,LI Z G,XU H, et al. Research of hydraulic system of automatic butt-joint connector for carrier booster[J]. Journal of Ordnance Equipment Engineering,2016,37(3):146-150(in Chinese).
- [14] 董霞,陈康宁,李天石. 机械控制理论基础[M]. 西安:西安交通大学出版社,2005.
DONG X,CHEN K N,LI T S. Fundamentals of mechanical control theory[M]. Xi'an:Xi'an Jiaotong University Press,2005(in Chinese).
- [15] 刘金琨. 先进PID控制MATLAB仿真[M]4版. 北京:电子工业出版社,2016.
LIU J K. Advanced PID control and MATLAB simulation[M]. 4th ed. Beijing:Publishing House of Electronics Industry,2016(in Chinese).

Dynamic automatic docking technology of gas-liquid composite umbilical connector for launch vehicle

LI Yongyi^{1,*}, WU Xinyue¹, LI Daoping¹, ZHANG Guodong¹, XIAO Shili²

(1. Beijing Institute of Space Launch Technology, Beijing 100076, China;

2. Beijing Institute of Astronautical System Engineering, Beijing 100076, China)

Abstract: In order to realize the automatic docking of ground composite umbilical connector for heavy launch vehicle with rocket interface, enhance the safety and reliability, and reduce safeguards of launch preparation process, first, the technology and overall strategy of automatic docking of composite umbilical connector were analyzed in this paper, the technical scheme which is composed of detection, control and pose adjustment system was proposed, and the strategy of non-contact detecting, active tracking and passive servo was designed. Then, the experimental automatic docking system of composite umbilical connector was developed. Finally, a series of experimental verification work were carried out including automatic docking, low temperature filling and automatic separating. The results show that the detection, control and pose adjustment function of the automatic docking equipment are normal, the automatic docking strategy is accurate and feasible, the automatic docking problem of heavy-load composite umbilical connector under large scale and high speed condition is solved, the comprehensive tracking range reaches ± 600 mm, the comprehensive tracking speed reaches 500 mm/s, and the time for automatic docking under various operation conditions is about 3 – 5 min.

Keywords: automatic docking; composite umbilical connector; docking strategy; dynamic tracking; launch vehicle

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0313

吸气式高超声速飞行器耦合运动数值模拟



丛戎飞¹, 叶友达^{2,*}, 赵忠良³

(1. 中国空气动力研究与发展中心 空天技术研究所, 绵阳 621000;

2. 国家计算流体力学实验室, 北京 100083;

3. 中国空气动力研究与发展中心 高速空气动力研究所, 绵阳 621000)

摘 要: 为了研究吸气式高超声速飞行器在俯仰/滚转两自由度耦合运动下的动稳定性问题, 基于气动/运动耦合数值模拟方法并结合理论分析, 针对一种类似 SR-72 构型的吸气式高超声速飞行器开展了进气道通流状态下强迫俯仰/自由滚转耦合运动数值模拟研究。结果表明: 强迫俯仰/自由滚转耦合运动下, 滚转通道的动力学方程可以简化为有阻尼的 Mathieu 方程形式, 并且可以求得稳定性边界。理论分析表明: 滚转通道的动稳定性与俯仰振荡角频率相关, 在飞行器滚转振荡固有角频率附近存在 2 个临界角频率, 当俯仰振荡角频率位于 2 个临界角频率之间时, 滚转通道是动不稳定的。在俯仰振荡振幅较小时, 数值模拟结果与理论符合较好, 但实际的临界角频率与理论分析求解的值有一定偏差; 数值模拟结果表明随着俯仰振荡振幅增大, 导致滚转发散的角频率范围变得更宽, 且向更高频率偏移。

关键词: 吸气式高超声速飞行器; 数值模拟; 耦合运动; 动稳定性; Mathieu 方程

中图分类号: V212.1; V221.1⁺5; V221.3

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2021)09-1780-10

随着 X-43A 及 X-51A 飞行器的成功试飞^[1-4], 吸气式高超声速飞行器技术已经逐渐发展, 工程应用的需求也随之提升, 与之相关的运动稳定性问题的重要性也逐渐突显。

吸气式高超声速飞行器的飞行环境及机体构型与传统的航空飞行器有较大区别: 其高空高速的飞行环境使得气动阻尼较小; 高来流马赫数下存在激波-边界层干扰等复杂的气动现象, 使得其气动特性更为复杂; 相对细长的机体构型导致绕体轴的转动惯量通常较小。这使得飞行器在受到扰动或进行快速机动时, 在耦合运动的作用下易发生非指令性滚转^[5]。因此, 吸气式高超声速飞行器的动稳定性及多自由度耦合运动特性是亟须开展研究的课题。

早期, 国内外研究人员主要针对传统的航空

飞行器开展动稳定性研究, 通常基于线性小扰动模型进行分析, 使用动导数来判定飞行器的单自由度动稳定性。但飞行器在进行快速机动或大迎角飞行时, 其气动特性常常是非定常、非线性的, 且存在多自由度耦合效应, 此时仅凭借动导数不能准确地评估其动稳定性, 需要引入其他判据或采用新的动稳定性分析方法。例如, Phillips^[6] 研究飞机快速滚转机动引起的惯性耦合作用时提出了 Phillips 判据。Mehra 和 Carroll^[7] 将分叉分析方法应用于飞行器在大迎角下的动稳定性研究。Kandil^[8] 和刘伟^[9] 等针对机翼滚转的非线性动力学进行了研究。杨小亮等^[10] 针对机翼强迫俯仰/自由滚转耦合运动特性进行了研究。陈坚强、陈琦等^[11-12] 研究了方截面导弹强迫俯仰自由滚转耦合运动特性, 指出俯仰通道的运动会滚转动

收稿日期: 2020-07-03; 录用日期: 2020-09-09; 网络出版时间: 2020-09-16 12:05

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200916.1053.002.html

* 通信作者. E-mail: youdaye@sina.com

引用格式: 丛戎飞, 叶友达, 赵忠良. 吸气式高超声速飞行器耦合运动数值模拟[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(9): 1780-1789. CONG R F, YE Y D, ZHAO Z L. Numerical simulation of coupling motion of an air-breathing hypersonic vehicle[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(9): 1780-1789 (in Chinese).

稳定性造成影响。

高超声速飞行器由于特殊的构型和飞行环境,其动稳定性问题与传统的航空飞行器有较大差别。20世纪90年代,Tarpley、Lewis、Rudd^[13-15]等利用线性活塞理论等工程预估方法计算了一系列乘波体构型的纵/横向稳定性导数,并指出当质心位于型心时,乘波体是静不稳定的。2008年,Baumann等^[16]针对X-43A进行了六自由度蒙特卡罗飞行仿真,并与飞行试验的飞行轨迹对比,发现基于静态试验建立的气动数据库并不能准确预测实际飞行过程中的动态响应。Kennell等^[17]通过高速风洞模型自由飞技术测量了HEXAFLY-INT飞行器稳定性导数。叶友达、田浩^[18-19]及赵忠良、李乾^[20-21]等针对类HTV-2高超飞行器在强迫俯仰/自由滚转工况下动态特性进行了数值模拟及高速风洞动态试验研究,发现飞行器在进行俯仰机动时,滚转通道会在气动力矩及惯性耦合力矩共同作用下发生失稳运动。何垒、姚跃民等^[22]基于高超声速飞行器耦合动力学模型,推导了适用于飞行器全通道耦合的偏离稳定判据,并指出高机动状态下飞行器三通道间的耦合对稳定性影响较大。刘绪、刘伟^[23-24]等通过数值模拟研究了类X-51A飞行器在进气道堵塞和通流状态下的动导数,研究发现进气道通流状态比堵塞状态下的俯仰及偏航动稳定性更强。陈琦等^[25]针对通过数值模拟计算了内外流一体化飞行器通流模型和带整流罩模型的俯仰动导数。赵忠良等^[26-27]针对类X-51A外形的带进气道通流模型进行了动导数试验。

综上所述,高超声速飞行器的多自由度耦合运动对动稳定性的影响不容忽视,但目前针对吸气式高超声速飞行器开展的相关研究较少。本文针对一种类似SR-72^[28]构型的吸气式高超声速飞行器,在已有的研究基础上^[29],基于Mathieu方程对强迫俯仰/自由滚转耦合运动进行了稳定性分析,并通过气动/运动耦合数值模拟验证了滚转通道的动稳定性与俯仰振荡角频率的相关性,研究了俯仰振荡角频率及振幅对滚转通道稳定性的影响。

1 数值模拟方法和计算模型

数值模拟研究基于笔者课题组开发的虚拟飞行数值模拟软件VFNS^[30]。软件采用高阶Adams预估校正法实现了非定常Navier-Stokes方程与刚体六自由度动力学方程的紧耦合计算,具体方法详见文献[30]。

本文研究的吸气式高超声速飞行器模型与SR-72概念飞行器外形类似,图1为模型几何外形和计算网格。数值模拟工况选取高度为27 km的标准大气参数,飞行马赫数 $Ma = 6$,雷诺数 $Re = 7.1 \times 10^7$ 。模型内流道如图2所示,模拟进气道通流状态,不考虑发动机燃烧。

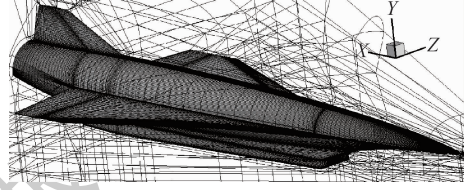


图1 模型几何外形及计算网格

Fig. 1 Geometric configuration and computational grid of model

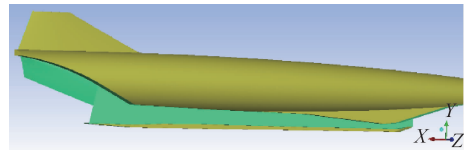


图2 模型内流道

Fig. 2 Internal flow path of model

2 数值模拟方法验证

采用钝锥高超声速风洞自由飞算例^[31-32]对采用的数值方法及计算软件进行校核。钝锥的外形网格拓扑如图3所示。钝锥的半锥角为 10° ,头部半径为3.23 mm,弹长为76.22 mm,底部直径为32.3 mm,质心位于全弹长60%的位置。绕体轴 x, y, z 的转动惯量 $I_x = 25.217 \text{ g} \cdot \text{cm}^2$, $I_y = I_z = 55.083 \text{ g} \cdot \text{cm}^2$ 。计算马赫数 $Ma = 6$,来流动压 $q = 33 \text{ 101 Pa}$,以底部直径为参考长度的雷诺数 $Re = 0.58 \times 10^6$ 。选取的计算工况与参考文献[31]中的模型Ⅲ相对应,计算模拟了钝锥在初始扰动作用下的俯仰/滚转/偏航三自由度耦合运动,由于试验工况中滚转初速度可以忽略不计,数值模拟结果中不再展示滚转通道。数值模拟结果与文献[32]中自由飞试验拟合得到的气流角位移曲线对比如图4所示, α 为迎角, β 为侧滑角。可

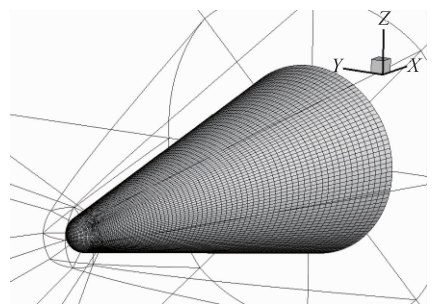


图3 钝锥外形及网格拓扑

Fig. 3 Blunt cone model configuration and topology of computational grid

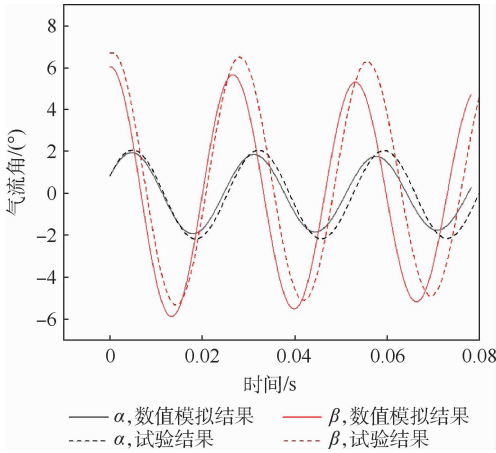


图4 气流角位移曲线

Fig. 4 Airflow angle displacement curves

以看到,数值模拟得到的气流角的大小及变化趋势与试验结果基本一致,说明数值模拟方法有效。

3 单自由度滚转稳定性

在研究飞行器俯仰/滚转两自由度耦合运动之前,先通过数值模拟研究模型的单自由度滚转静稳定性和动稳定性,及其随俯仰角的变化规律。定义飞行器抬头时俯仰角 θ 为正,顺时针滚转(从尾部向头部看)时滚转角 γ 为正。飞行器在不同俯仰角下滚转力矩系数 C_l 随滚转角的变化如图5所示。在平衡点,即滚转角为 0° 处求解 C_l 对 γ 的导数得到滚转静导数 C_l' 。 C_l' 随俯仰角的变化曲线如图6所示,当 $C_l' < 0$ 时是滚转静稳定的。飞行器在 $\theta = 0^\circ$ 时处于滚转中立静稳定状态,滚转静稳定性随着俯仰角绝对值的增大而增大,且 $\theta < 0^\circ$ 时的滚转稳定性比 $\theta > 0^\circ$ 时更差。

$\theta = \pm 10^\circ, \gamma = 40^\circ$ 时上下翼面压力云图及物面流线如图7所示, $\theta = 10^\circ$ 工况主要由下翼面非对称高压区产生滚转力矩, $\theta = -10^\circ$ 工况主要由

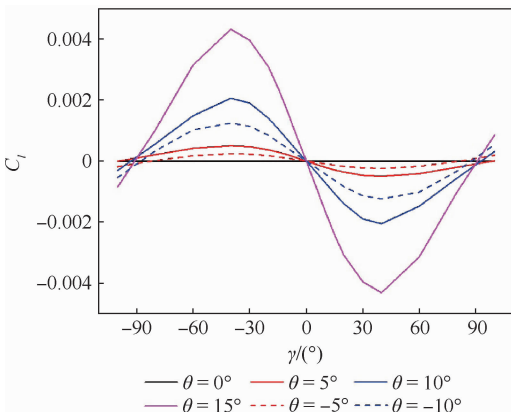


图5 滚转力矩系数随滚转角变化曲线

Fig. 5 Variation of rolling moment coefficients with rolling angles

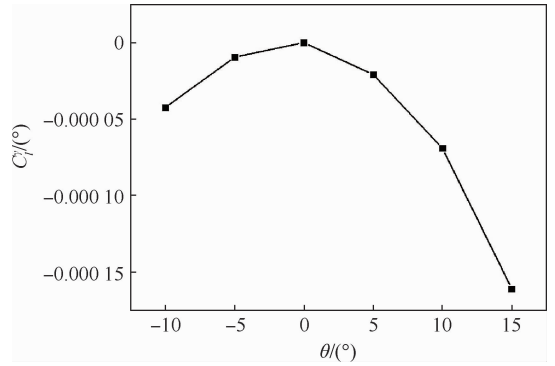


图6 滚转静导数随俯仰角变化曲线

Fig. 6 Variation of rolling static derivatives with pitch angles

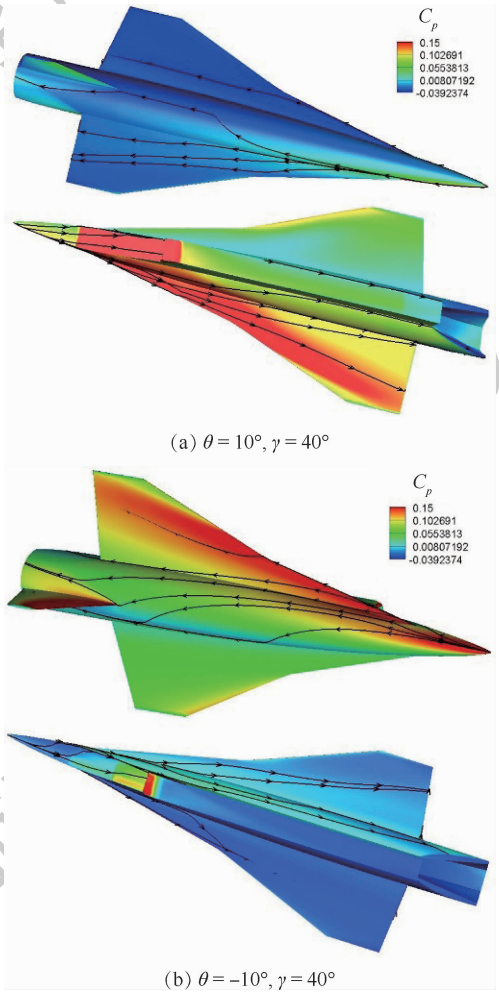


图7 $\theta = \pm 10^\circ, \gamma = 40^\circ$ 时上下翼面压力云图及物面流线

Fig. 7 $\theta = \pm 10^\circ, \gamma = 40^\circ$ upper and lower wing surface pressure contours and streamlines

上翼面非对称高压区产生滚转力矩。图中: C_p 为压力系数。需要注意的是,在 $\theta = -10^\circ$ 工况下,飞行器垂尾迎风面的高压区产生的滚转力矩与主翼面产生的滚转力矩方向相反,从而抵消了一部分滚转回复力矩。因而可以推论,飞行器 $\theta < 0^\circ$ 时的滚转稳定性比 $\theta > 0^\circ$ 时更差的现象与垂尾迎风面高压区有关。

通过数值强迫滚转获得不同俯仰角下飞行器的滚转动导数 $C_{lp} + C_{l\beta} \sin \alpha$, 如图8所示。在 $-10^\circ \sim 15^\circ$ 俯仰角下, 滚转动导数均小于零, 说明飞行器具备滚转动稳定性, 而俯仰角为 5° 时滚转动稳定性最差。

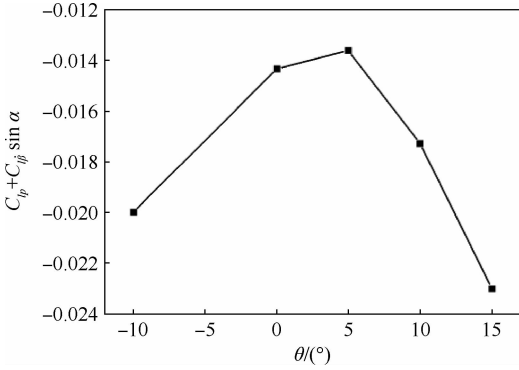


图8 滚转动导数随俯仰角变化曲线

Fig.8 Variation of rolling dynamic derivatives with pitch angles

4 强迫俯仰/自由滚转耦合运动特性

4.1 耦合运动稳定性

在进行数值模拟研究之前, 从飞行动力学方程出发, 对强迫俯仰/自由滚转耦合运动的稳定性进行理论分析, 推导出运动的稳定性边界及失稳条件。

首先定义地面坐标系 $Ox_g y_g z_g$ 及机体坐标系 $Oxyz$, 如图9所示。图中: ψ 、 θ 、 γ 分别为偏航角、俯仰角、滚转角; p 、 q 、 r 分别为飞行器绕 x 、 y 、 z 轴的滚转速度分量; L 、 M 、 N 分别为气动力矩的3个分量, 即滚转力矩、俯仰力矩、偏航力矩; 设 I_x 、 I_y 、 I_z 分别为飞行器绕 x 、 y 、 z 轴的转动惯量, 并忽略惯性积, 则绕质心转动的动力学方程为^[33]

$$\begin{cases} I_x \dot{p} + (I_z - I_y)qr = L \\ I_y \dot{q} + (I_x - I_z)pr = M \\ I_z \dot{r} + (I_y - I_x)pq = N \end{cases} \quad (1)$$

旋转角速度在机体轴上的投影为

$$\begin{cases} p = \dot{\gamma} - \dot{\psi} \sin \theta \\ q = \dot{\theta} \cos \gamma + \dot{\psi} \sin \gamma \cos \theta \\ r = -\dot{\theta} \sin \gamma + \dot{\psi} \cos \gamma \cos \theta \end{cases} \quad (2)$$

将式(2)代入式(1), 并考虑在强迫俯仰/自由滚转工况下, 飞行器的偏航运动受限, $\dot{\psi} = 0$, 则滚转通道的动力学方程形式为

$$I_x \dot{p} = L + \frac{I_z - I_y}{2} \sin(2\gamma) \cdot \dot{\theta}^2 \quad (3)$$

式(3)右端的两项分别为气动滚转力矩项和惯性耦合力矩项。其中, 气动滚转力矩 L 通过线

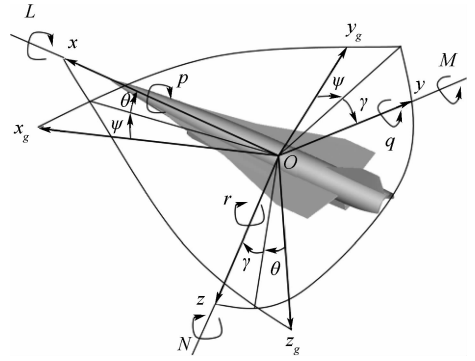


图9 坐标系定义

Fig.9 Reference frame definition

性化可以近似地表达为如下形式:

$$L = L^y \gamma + L^{\dot{y}} \dot{\gamma} \quad (4)$$

式中: L^y 为静态滚转力矩导数; $L^{\dot{y}}$ 为动态滚转力矩导数。

在俯仰角变化范围较大时, L^y 会随着俯仰角而变化, 可以近似采用线性化模型将其表示为俯仰角 θ 的函数。当俯仰通道进行正弦振荡时, 则有

$$\theta(t) = \theta_0 + A \sin(\omega t) \quad (5)$$

$$L^y(t) = L_{\theta_0}^y + \frac{\partial L^y}{\partial \theta} A \sin(\omega t) \quad (6)$$

式中: θ_0 为平均俯仰角; A 为振幅; ω 为俯仰振荡角频率。

将式(4)和式(6)代入式(3)可得

$$I_x \ddot{\gamma} - L^{\dot{y}} \dot{\gamma} - \left(L_{\theta_0}^y + \frac{\partial L^y}{\partial \theta} A \sin(\omega t) \right) \gamma - \frac{I_z - I_y}{2} \sin(2\gamma) \cdot \dot{\theta}^2 = 0 \quad (7)$$

在本文研究的飞行器运动工况中, 俯仰运动频率相对较低, 式(7)中的惯性耦合力矩项 $\frac{I_z - I_y}{2} \sin(2\gamma) \cdot \dot{\theta}^2$ 的影响可以忽略。此时滚转通道的动力学方程是一个二阶变系数常微分方程, 传统的线性系统稳定性分析方法已不再适用。

令 $\tau = \frac{\omega t}{2} - \frac{\pi}{4}$, $\hat{\mu} = -\frac{L^{\dot{y}}}{\omega I_x}$, $\lambda = -\frac{4L_{\theta_0}^y}{\omega^2 I_x}$, $\varepsilon = -\frac{2A}{\omega^2 I_x} \cdot \frac{\partial L^y}{\partial \theta}$, τ 为等效时间, $\hat{\mu}$ 为阻尼系数, λ 和 ε 为常量参数, 则可将忽略惯性耦合力矩项的式(7)转换为

$$\ddot{\gamma} + 2\hat{\mu}\dot{\gamma} + (\lambda + 2\varepsilon \cos(2\tau))\gamma = 0 \quad (8)$$

式(8)的数学形式为有阻尼的 Mathieu 方程^[34-35]形式, 可以参考 Mathieu 方程的求解方法, 通过摄动法得到式(8)的稳定界限, 从而对滚转运动的动稳定性进行分析。下面对式(8)的解进行简要说明, 详细求解过程参见文献[35]。

首先将阻尼系数 $\hat{\mu}$ 表示为 $\hat{\mu} = \mu \varepsilon^2$, μ 为变换后的阻尼系数。如允许 ε 不是小量, 定义参数 $\alpha = \frac{\omega_1 \varepsilon}{1 + \omega_1 \varepsilon}$, 使得 $|\alpha| < 1$ 总成立。再将 λ 表示为 α 的幂级数, 形式如下:

$$\lambda = \lambda_0 + \frac{\omega_1 - 2}{\omega_1} \alpha + \omega_2 \alpha^2 + \dots \quad (9)$$

式中: $\lambda_0, \omega_1, \omega_2$ 为任意常数。

飞行器在 θ_0 处的滚转振荡固有角频率 ω_0 为

$$\omega_0 = \sqrt{-\frac{L_{\theta_0}^y}{I_x}} \quad (10)$$

当俯仰振荡角频率 ω 接近 ω_0 时, λ 接近 4。

可令 $\lambda_0 = 4$, 通过摄动法可以解得方程的周期性解为

$$\gamma(\tau) = a \cos(2\tau) + b \sin(2\tau) + \alpha \left(-\frac{a}{8} + \frac{a}{24} \cos(4\tau) + \frac{b}{24} \sin(4\tau) \right) \quad (11)$$

式中: a, b 为任意常数。

稳定界限为

$$\begin{cases} \lambda^+ = 4 + \omega_2^+ \alpha^2 + O(\alpha^3) \\ \lambda^- = 4 + \omega_2^- \alpha^2 + O(\alpha^3) \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} \omega_2^+ = \frac{1}{24} + \frac{\sqrt{1 - 256\mu^2}}{16} \\ \omega_2^- = \frac{1}{24} - \frac{\sqrt{1 - 256\mu^2}}{16} \end{cases} \quad (13)$$

由于 ω_2 有 2 个值, 故稳定界限 λ 有 2 条, 即式(12)中的 λ^+ 和 λ^- 。当 $\mu < 1/16$ 时, 方程的解会出现不稳定区域。在稳定界限上, Mathieu 方程具有周期解, 对应于飞行器的极限环振荡状态; 在 2 条稳定界限外侧为稳定区域, 对应于滚转收敛状态; 在 2 条稳定界限之间为非稳定区域, 对应于滚转发散状态。

前文已经通过数值模拟获得了飞行器在不同俯仰角下的滚转静导数和动导数, 假设在强迫俯仰/自由滚转耦合运动过程中, 飞行器在各俯仰角下的滚转静导数和动导数与单自由度滚转工况保持一致, 可求得 $L_{\theta_0}^y, L^y$, 在平衡点 ($\theta = \theta_0, \gamma = 0^\circ$) 附近通过数值差分可以近似获得 $\partial L^y / \partial \theta$ 。设模型的转动惯量 $I_x = 1 \times 10^5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, I_y = 1.3 \times 10^6 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, I_z = 1.4 \times 10^6 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 选取 $\theta_0 = 5^\circ$, 俯仰振荡的振幅 $A = 5^\circ$, 保留俯仰振荡角频率 ω 作为未知变量, 则式(8)中的 $\lambda, \varepsilon, \mu$ 及 λ^+, λ^- 均可表示为仅包含自变量 ω 的函数。

在 ω_0 附近绘制 ω - λ 平面图, 如图 10 所示。可以分析, 飞行器在不同俯仰振荡角频率 ω 下滚

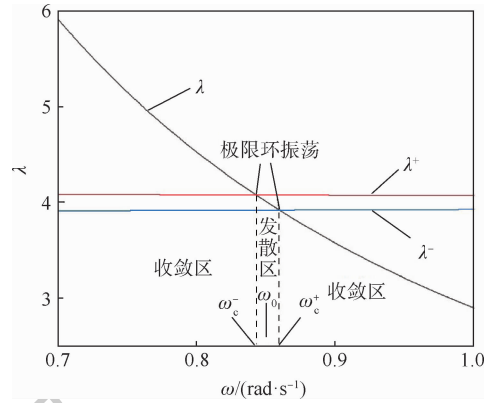


图 10 ω - λ 平面图

Fig. 10 ω - λ plane graph

转运动的稳定性。由于 ω 接近 $\omega_0, \mu \approx 5.1633 \times 10^{-3} \ll 1/16$, 故存在滚转发散区。令 λ 等于 λ^+, λ^- 时对应的 ω 值为临界角频率 ω_c^-, ω_c^+ , 可求得 $\omega_c^- \approx 0.8428 \text{ rad/s}, \omega_c^+ \approx 0.8592 \text{ rad/s}$ 。当 $\omega_c^- < \omega < \omega_c^+$ 时处于滚转发散区, 简称发散区; 当 $\omega = \omega_c^-, \omega_c^+$ 时对应于滚转极限环振荡状态; 当 $\omega < \omega_c^-, \omega > \omega_c^+$ 时处于滚转收敛区, 简称收敛区。

由上述理论分析可知, 飞行器在强迫俯仰/自由滚转耦合运动状态下, 其滚转通道的动稳定性与俯仰振荡角频率相关。在飞行器滚转振荡固有角频率附近存在 2 个临界角频率, 当俯仰振荡角频率低于或高于 2 个临界角频率时, 滚转通道是动稳定的; 当俯仰振荡角频率与临界角频率相等时, 滚转通道是临界稳定的; 当俯仰振荡角频率位于 2 个临界角频率之间时, 滚转通道是动不稳定的。

由于理论分析中已经忽略了惯性耦合作用影响, 且假设在强迫俯仰/自由滚转耦合运动过程中, 飞行器在各俯仰角下的滚转静导数和动导数与单自由度滚转工况保持一致, 即飞行器的滚转静导数和动导数都为负, 则可以排除飞行器静不稳定及动导数易号的情况。那么, 在强迫俯仰/自由滚转耦合运动中导致飞行器出现滚转动不稳定的主要原因为: 强迫俯仰振荡运动引起的气动耦合现象导致滚转力矩系数周期性变化, 在数学形式上体现为式(7)中 $\frac{\partial L^y}{\partial \theta} A \sin(\omega t)$ 这一项。

4.2 俯仰振荡频率对耦合运动的影响

为了更为直观地描述俯仰振荡, 定义俯仰振荡频率 $f = \omega / (2\pi)$ 。选取如表 1 所示的工况, 通过数值模拟研究不同俯仰振荡频率下的强迫俯仰/自由滚转耦合运动, 对基于 Mathieu 方程的稳

表1 数值模拟工况 ($A = 5^\circ$)

Table 1 Numerical simulation conditions ($A = 5^\circ$)

编号	f/Hz	$\omega/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$	$\theta_0/(\text{^\circ})$
1	0.1	0.628 32	5
2	0.135	0.848 23	5
3	0.15	0.942 48	5
4	0.2	1.256 64	5

定性分析结论进行验证。各工况下模型的转动惯量为: $I_x = 1 \times 10^5 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 、 $I_y = 1.3 \times 10^6 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 、 $I_z = 1.4 \times 10^6 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 保持不变,设置初始滚转角 $\gamma_0 = 5^\circ$ 作为滚转通道的初始扰动。

数值模拟获得的不同俯仰振荡频率下俯仰角和滚转角随时间的变化如图11所示。可以看到,在各工况下,由于滚转通道存在初始扰动,模型在滚转回复力矩的作用下产生滚转振荡,并在不同频率的俯仰振荡下产生了不同的响应。 $f = 0.1 \text{ Hz}$ 和 $f = 0.2 \text{ Hz}$ 工况下,滚转振荡的幅度随时间逐渐减小,可以认为模型的初始扰动能够在滚转动导数的阻尼作用下逐渐耗散,因而在这2个工况下滚转通道是动稳定的。 $f = 0.135 \text{ Hz}$ 工况下,滚转振荡的幅度在俯仰通道引起的气动耦合作用下随时间逐渐增大直至达到 180° ,即出现了滚转发散,因而在该工况下滚转通道是动不稳定的。 $f = 0.15 \text{ Hz}$ 工况下,滚转振荡的幅度随时间的变化而维持在一定范围内,既没有在阻尼的作用下耗散,也没有继续增长直至发散,因而在该工况下滚转通道是临界稳定的。

由上述工况的数值模拟结果可知, $f = 0.135 \text{ Hz}$ 即 $\omega = 0.848 23 \text{ rad/s}$ 的工况是动不稳定的,此时 $\omega^- < \omega < \omega^+$,与理论分析的结论相符。 $f = 0.1 \text{ Hz}$ 和 $f = 0.2 \text{ Hz}$ 工况下,即 $\omega = 0.628 32 \text{ rad/s}$ 和 $\omega = 1.256 64 \text{ rad/s}$ 的工况是动稳定的,此时为 $\omega < \omega^-$ 、 $\omega > \omega^+$,因而同样与理论分析的结论相符。在 $f = 0.15 \text{ Hz}$ 工况下,即 $\omega = 0.942 48 \text{ rad/s}$ 时是临界稳定的,但此时 ω 已经偏离了理论分析时求解的临界角频率 ω^+ 的值。此处需要说明的是,本文在求解临界角频率的过程中忽略式(12)中的 $O(\alpha^3)$ 。而 $f = 0.15 \text{ Hz}$ 工况下的数值模拟结果说明,忽略 $O(\alpha^3)$ 会引入较大的误差。但目前缺乏有效的数学方法直接通过公式求得准确的稳定界限和临界角频率。

4.3 俯仰振荡振幅对耦合运动的影响

为了进一步研究俯仰运动参数对强迫俯仰/自由滚转耦合运动的影响,在4.2节研究的基础上,将俯仰振荡的振幅从 5° 增大为 10° ,继续开展

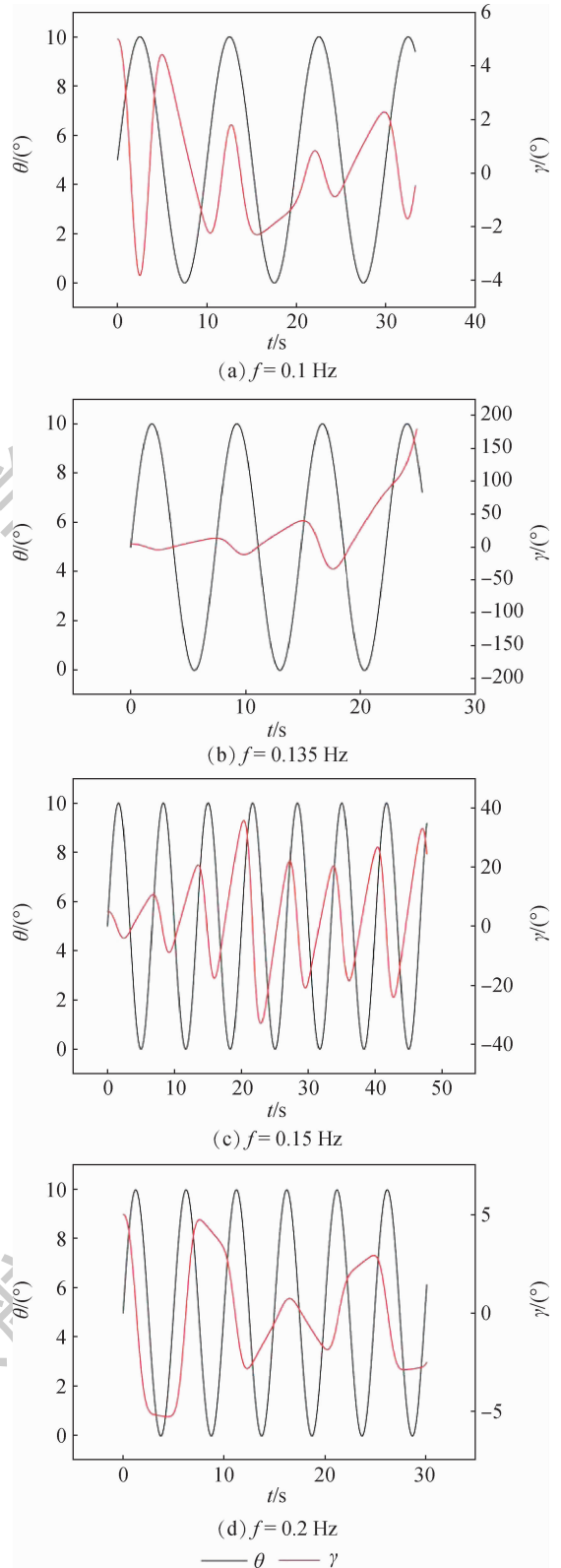


图11 不同俯仰振荡频率下俯仰角和滚转角随时间的变化 ($A = 5^\circ$)

Fig. 11 Time history of pitch angles and rolling angles at different pitch oscillation frequencies ($A = 5^\circ$)

不同俯仰振荡频率下的耦合运动数值模拟研究。选取如表2所示的数值模拟工况,各工况下模型的转动惯量及初始滚转角与4.2节保持一致。

表2 数值模拟工况 ($A = 10^\circ$)

Table 2 Numerical simulation conditions ($A = 10^\circ$)

编号	f/Hz	$\omega/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$	$\theta_0/(\text{^\circ})$
1	0.1	0.628 32	5
2	0.15	0.942 48	5
3	0.175	1.099 56	5
4	0.2	1.256 64	5
5	0.25	1.570 8	5

$A = 10^\circ$ 时不同俯仰振荡频率下俯仰角和滚转角随时间的变化如图12所示。 $f = 0.1 \text{ Hz}$ 和 $f = 0.25 \text{ Hz}$ 工况下,滚转振荡的幅度随时间逐渐减小,可以认为在这2个工况下滚转通道是动稳定的。在 $f = 0.15 \text{ Hz}$ 、 0.175 Hz 、 0.2 Hz 三个工况下,滚转振荡的幅度都随时间逐渐增大,即出现了滚转发散,其中 $f = 0.175 \text{ Hz}$ 工况的发散速度最快。这3个工况下滚转通道都是动不稳定的。

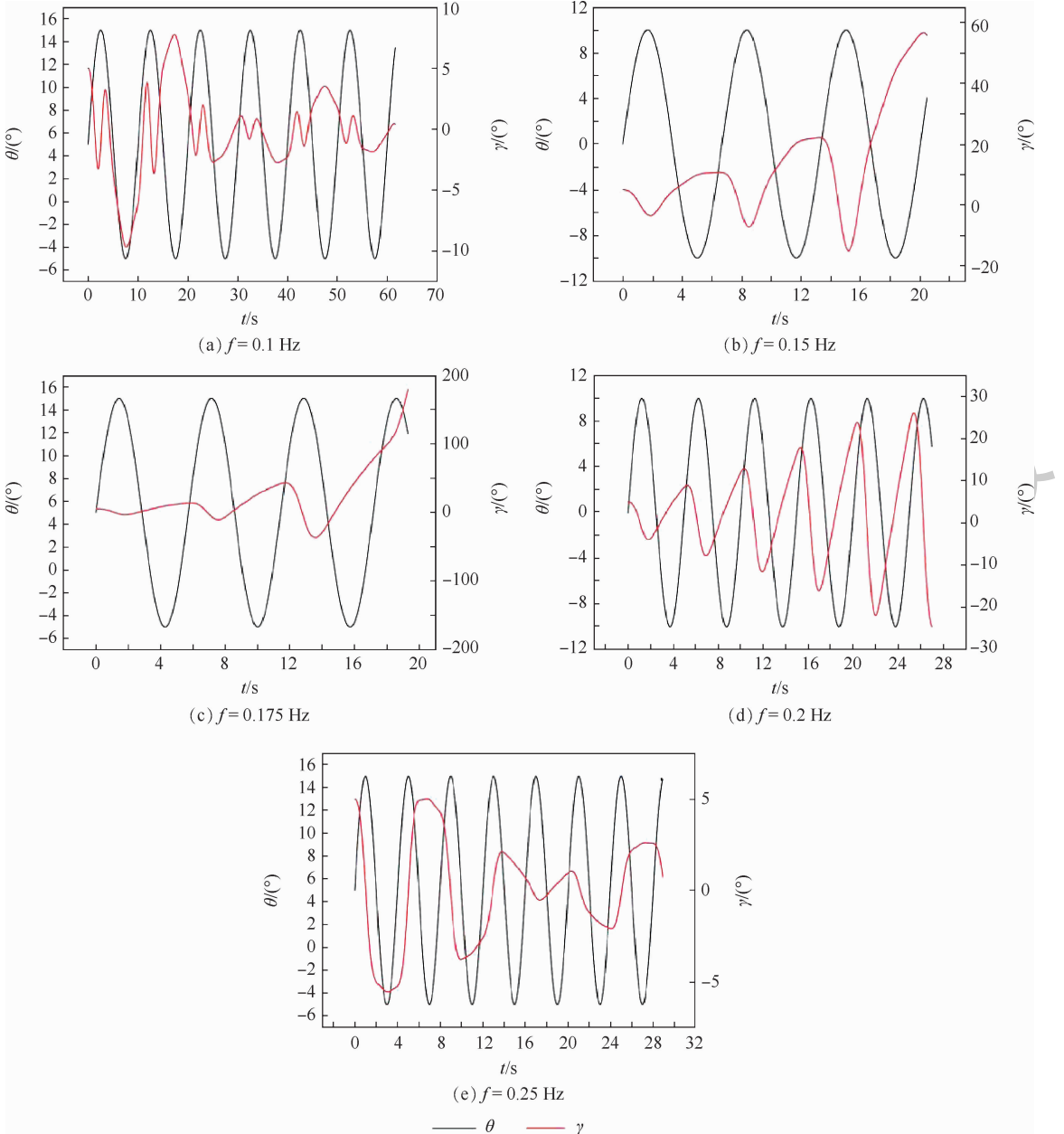


图12 不同俯仰振荡频率下俯仰角和滚转角随时间的变化 ($A = 10^\circ$)

Fig. 12 Time history of pitch angles and rolling angles at different pitch oscillation frequencies ($A = 10^\circ$)

为了便于对所有工况下的数值模拟结果进行对比分析,绘制滚转角速度随滚转角的变化曲线,即滚转相图如图13所示。 $A = 5^\circ$ 时在 $f = 0.135 \text{ Hz}$ 工况下,滚转相图的轨迹呈螺旋状向外扩展, $f = 0.15 \text{ Hz}$ 工况下,滚转相图的轨迹呈现为类似极限环的环带式结构。 $A = 10^\circ$ 时在 $f = 0.15 \text{ Hz}$ 、

0.175 Hz 、 0.2 Hz 三个工况下,滚转相图的轨迹均呈螺旋状向外扩展,其他2个工况的轨迹始终局限在原点附近。

现将各工况结果汇总并绘制稳定性平面图,如图14所示,图中每一个点代表一个数值模拟工况,黑色实心圆点代表该工况下滚转振荡逐渐收

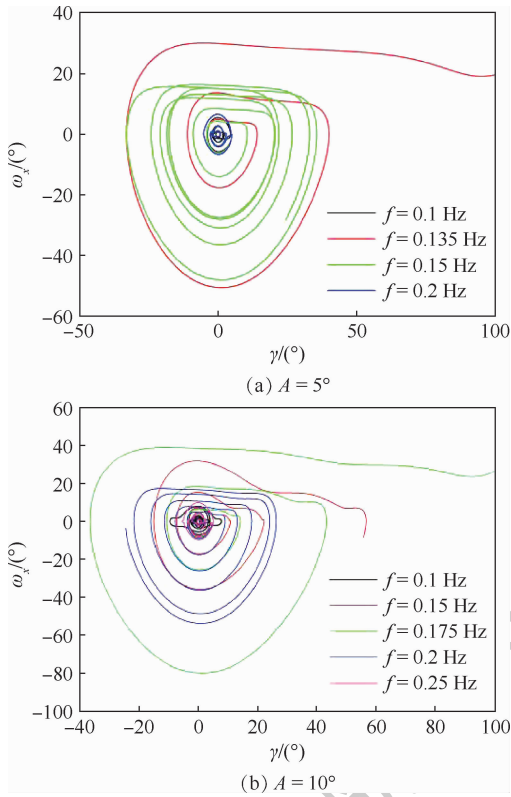


图 13 不同俯仰振荡频率下的滚转相图

Fig. 13 Phase diagram of rolling angular velocity to rolling angle at different pitch oscillation frequencies

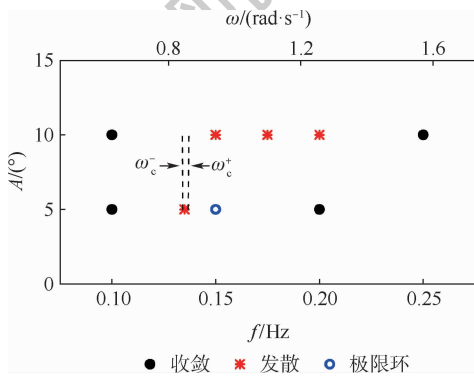


图 14 稳定性平面图

Fig. 14 Stability plane graph

敛,红色星号代表该工况下滚转振荡逐渐发散,蓝色空心圆点代表该工况下滚转通道出现了极限环运动。图中2条虚线的位置代表基于 Mathieu 方程求解的临界角频率 ω_c^- 、 ω_c^+ 。

可以看到,在 $A = 10^\circ$ 工况下,随着俯仰频率的增加,滚转运动呈现为收敛—发散—收敛的变化规律,与理论预测的滚转通道的动稳定性与俯仰振荡角频率的相关性基本一致。同 $A = 5^\circ$ 工况相比,由于俯仰振幅增大,导致滚转发散的角频率范围变得更宽,且向更高频率偏移。 $A = 10^\circ$ 工况下,导致滚转发散的角频率范围与基于 Mathieu 方程求解的临界角频率偏差较大,数值模拟结果表明在俯仰角频率 $0.942\ 48 \sim 1.256\ 64\ \text{rad/s}$ 范

围内滚转运动都会发散,但是基于 Mathieu 方程求解的临界角频率仍局限在 $0.841\ 6 \sim 0.861\ 4\ \text{rad/s}$ 。造成这种偏差的原因可能是 Mathieu 方程中的 $\partial L^Y / \partial \theta$ 取值为 θ_0 处的值,但实际物理过程中, $\partial L^Y / \partial \theta$ 的值会随着俯仰角而发生变化,当俯仰振幅较大时,直接用 θ_0 处的值会引入较大的误差。这表明本文所提出的理论方法有待进一步的改进。

5 结 论

通过数值模拟分析了吸气式高超声速飞行器模型滚转通道的单自由度静稳定性和动稳定性,并基于 Mathieu 方程对飞行器强迫俯仰/自由滚转耦合运动的稳定性进行了分析,求解了临界角频率,通过数值模拟研究不同俯仰振荡频率及振幅下的强迫俯仰/自由滚转耦合运动,对理论分析的结论进行了验证,并研究了俯仰振荡频率及振幅对滚转通道稳定性的影响,得到以下结论:

1) 强迫俯仰/自由滚转耦合运动下滚转通道的动力学方程可以简化为一个二阶变系数常微分方程,此时传统的线性系统稳定性分析方法已不再适用,可以将其转换为有阻尼的 Mathieu 方程形式,参考 Mathieu 方程的求解方法求得稳定性边界。

2) 理论分析表明,对于具备滚转静稳定性及单自由度动稳定性的飞行器,在强迫俯仰/自由滚转耦合运动状态下,其滚转通道的动稳定性与俯仰振荡角频率相关。在飞行器滚转振荡固有角频率附近存在2个临界角频率,当俯仰振荡角频率低于或高于临界角频率时,滚转通道是动稳定的;当俯仰振荡角频率与临界角频率相等时,滚转通道是临界稳定的;当俯仰振荡角频率位于2个临界角频率之间时,滚转通道是动不稳定的。

3) 俯仰振幅 $A = 5^\circ$ 工况下的数值模拟结果与理论符合较好,基本验证了滚转通道的动稳定性与俯仰振荡角频率的相关性,但实际的临界角频率与理论分析求解的值有一定偏差。

4) 数值模拟结果表明,随着俯仰振荡振幅增大,导致滚转发散的角频率范围变得更宽,且向更高频率偏移。基于 Mathieu 方程求解的临界角频率在俯仰振荡振幅较大时与实际结果偏差较大,说明理论方法有待进一步改进。

参考文献 (References)

[1] 占云. 超燃冲压发动机的第一个40年[J]. 飞航导弹, 2002(9): 32-40.
ZHAN Y. Scramjet's first 40 years[J]. Winged Missiles Journal, 2002(9): 32-40 (in Chinese).

- [2] 王巍巍,郭琦. 美国典型的高超声速技术研究计划(上)[J]. 燃气涡轮试验与研究, 2013, 26(3): 53-58.
WANG W W, GUO Q. Typical hypersonic technology research programs in America (Part I) [J]. Gas Turbine Experiment and Research, 2013, 26(3): 53-58 (in Chinese).
- [3] PEEBLES C. Road to Mach 10; Lessons learn from the X-43A flight research program[M]. Reston: AIAA, 2008: 36-78.
- [4] SHELLY F, CHARLES M, KENNETH R, et al. Hyper-X Mach 7 scramjet design, ground test and flight result: AIAA-2005-3322[R]. Reston: AIAA, 2005.
- [5] 甄华萍,蒋崇文. 高超声速技术验证飞行器 HTV-2 综述[J]. 飞航导弹, 2013(6): 7-13.
ZHEN H P, JIANG C W. Overview of hypersonic technology verification vehicle HTV-2[J]. Winged Missiles Journal, 2013(6): 7-13 (in Chinese).
- [6] PHILLIPS W H. Effect of rolling on longitudinal and directional stability: NASA TN-1627[R]. Washington, D. C.: NASA, 1948.
- [7] MEHRA R K, CARROLL J V. Bifurcation analysis of aircraft high angle-of-attack flight dynamics: AIAA-1980-1599[R]. Reston: AIAA, 1980.
- [8] KANDIL O A, MENZIES M A. Effective control of simulated wing rock in subsonic flow: AIAA-1997-0831[R]. Reston: AIAA, 1997.
- [9] LIU W, ZHANG H X, ZHAO H Y. Numerical simulation and physical characteristics analysis for slender wing rock[J]. Journal of Aircraft, 2006, 43(3): 858-861.
- [10] 杨小亮,刘伟,赵云飞,等. 80°后掠三角翼强迫俯仰、自由滚转双自由度耦合运动特性数值研究[J]. 空气动力学学报, 2011, 29(4): 421-426.
YANG X L, LIU W, ZHAO Y F, et al. Numerical investigation of the characteristics of double degree-of-freedom motion of an 80° delta wing in force-pitch and free-roll[J]. Acta Aerodynamica Sinica, 2011, 29(4): 421-426 (in Chinese).
- [11] 陈坚强,陈琦,袁先旭,等. 方形截面飞行器上仰机动对滚转特性影响的数值模拟[J]. 航空学报, 2016, 37(8): 2565-2573.
CHEN J Q, CHEN Q, YUAN X X, et al. Numerical simulation of rolling characteristics in nose-up process of square cross section vehicle [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2016, 37(8): 2565-2573 (in Chinese).
- [12] 陈琦,陈坚强,袁先旭,等. 方形截面弹俯仰振荡对滚转特性的影响[J]. 力学学报, 2016, 48(6): 1281-1289.
CHEN Q, CHEN J Q, YUAN X X, et al. Numerical study of the effect of forced pitching oscillation on rolling characteristics of vehicle[J]. Chinese Journal of Theoretical and Applied Mechanics, 2016, 48(6): 1281-1289 (in Chinese).
- [13] TARPLEY C, LEWIS M. Stability derivatives for engine integrated waveriders with viscous and pitch effects [C] // 32nd AIAA Aerospace Sciences Meeting and Exhibit. Reston: AIAA, 1994: 1-13.
- [14] TARPLEY C, LEWIS M J. Stability derivatives for a hypersonic caret-wing waverider [J]. Journal of Aircraft, 1995, 32(4): 795-803.
- [15] RUDD L, PINES D, TARPLEY C. Dynamic stability of mission-oriented hypersonic waveriders [C] // 37th AIAA Aerospace Sciences Meeting and Exhibit. Reston: AIAA, 1999: 1-12.
- [16] BAUMANN E, BAHM C, STROVERS B, et al. The X-43A six degree of freedom Monte Carlo analysis [C] // 46th AIAA Aerospace Sciences Meeting and Exhibit. Reston: AIAA, 2008: 1-38.
- [17] KENNEL C, NEELY A, O'BYRNE S, et al. Measurement of vehicle stability coefficients in hypersonic wind tunnels [C] // 20th AIAA International Space Planes and Hypersonic Systems and Technologies Conference. Reston: AIAA, 2015: 1-12.
- [18] YE Y D, ZHAO Z L, TIAN H, et al. The stability analysis of rolling motion of hypersonic vehicles and its validations [J]. Science China Physics, Mechanics & Astronomy, 2014, 57(12): 2194-2204.
- [19] YE Y D, TIAN H, ZHANG X F. The stability of rolling motion of hypersonic vehicles with slender configuration under pitching maneuvering [J]. Science China Physics, Mechanics & Astronomy, 2015, 58(6): 1-9.
- [20] 李乾,赵忠良,叶友达,等. 一种临近空间飞行器静/动态气动特性研究[J]. 空气动力学学报, 2017, 35(4): 504-509.
LI Q, ZHAO Z L, YE Y D, et al. Numerical and experimental investigation on aerodynamic characteristics for one typical near space vehicle [J]. Acta Aerodynamica Sinica, 2017, 35(4): 504-509 (in Chinese).
- [21] 李乾,赵忠良,王晓冰,等. 一种近空间高超声速飞行器滚转稳定性研究[J]. 航空学报, 2018, 39(3): 1-8.
LI Q, ZHAO Z L, WANG X B, et al. Rolling stability research of a near space hypersonic vehicle [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2018, 39(3): 1-8 (in Chinese).
- [22] 何垒,姚跃民,檀望春,等. 高超声速飞行器偏离稳定判据研究[J]. 火箭与制导学报, 2018, 38(4): 69-72.
HE L, YAO Y M, TAN W C, et al. The research on departure stability criteria for hypersonic vehicle [J]. Journal of Projectiles, Rockets, Missiles and Guidance, 2018, 38(4): 69-72 (in Chinese).
- [23] 刘绪. 高超声速内外流一体化飞行器动态特性研究[D]. 长沙:国防科学技术大学, 2011: 71-78.
LIU X. Investigation of dynamic characteristics of hypersonic airframe/propulsion integrative vehicle [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2011: 71-78 (in Chinese).
- [24] 刘绪,刘伟,周云龙,等. 吸气式内外流一体化飞行器动导数数值模拟[J]. 空气动力学学报, 2015, 33(2): 147-155.
LIU X, LIU W, ZHOU Y L, et al. Numerical simulation of dynamic derivatives for air-breathing hypersonic vehicle [J]. Acta Aerodynamica Sinica, 2015, 33(2): 147-155 (in Chinese).
- [25] 陈琦,谢昱飞,袁先旭,等. 内外流一体化飞行器动导数数值预测[J]. 计算物理, 2018, 35(5): 563-570.
CHEN Q, XIE Y F, YUAN X X, et al. Numerical investigation of dynamic derivative for airframe / propulsion integrative vehicles [J]. Chinese Journal of Computational Physics, 2018, 35(5): 563-570 (in Chinese).
- [26] 赵忠良,杨晓娟,蒋卫民,等. 高超声速飞行器通流模拟方法与风洞验证技术[J]. 航空学报, 2014, 35(11): 2932-2938.
ZHAO Z L, YANG X J, JIANG W M, et al. Through-flow simulation method and wind tunnel validation technique for hypersonic vehicle [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2014, 35(11): 2932-2938 (in Chinese).
- [27] CHEN J Z, ZHAO Z L, WANG X B, et al. Research on dynamic derivatives test technique for integrative hypersonic vehicle with internal and external flow in wind tunnel [C] // 21st AIAA In-

ternational Space Planes and Hypersonics Technologies Conference. Reston: AIAA, 2017: 1-7.

- [28] 姚源, 陈莹. 美国发 SR-72 高超声速飞机概念[J]. 中国航天, 2013(12): 39-41.
YAO Y, CHEN X. America released the SR-72 hypersonic aircraft concept[J]. Aerospace China, 2013(12): 39-41 (in Chinese).
- [29] 丛戎飞, 叶友达, 赵忠良. 吸气式高超声速飞行器俯仰/滚转耦合运动特性[J]. 航空学报, 2020, 41(4): 123588.
CONG R F, YE Y D, ZHAO Z L. Characteristics of air-breathing hypersonic vehicle in force-pitch and free-roll coupling motion[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2020, 41(4): 123588 (in Chinese).
- [30] 达兴亚, 陶洋, 赵忠良. 基于预估校正和嵌套网格的虚拟飞行数值模拟[J]. 航空学报, 2012, 33(6): 977-983.
DA X Y, TAO Y, ZHAO Z L. Numerical simulation of virtual flight based on prediction correction coupling method and chimera grid[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2012, 33(6): 977-983 (in Chinese).
- [31] 蒋增辉, 宋威, 陈农. 非旋转钝锥高超声速双平面拍摄风洞自由飞试验[J]. 力学学报, 2015, 47(3): 406-413.
JIANG Z H, SONG W, CHEN N. Hypersonic wind tunnel free-flight test with biplanar optical system on the non-spinning blunt cone[J]. Chinese Journal of Theoretical and Applied Mechanics, 2015, 47(3): 406-413 (in Chinese).
- [32] 宋威, 赵小见, 鲁伟, 等. 高超声速边界层转捩对旋转钝锥自由飞运动的影响[J]. 航空学报, 2017, 38(11): 121295.
SONG W, ZHAO X J, LU W, et al. Effect of boundary layer transition on free flight motion of hypersonic spinning blunt cone[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2017, 38(11): 121295 (in Chinese).
- [33] 方振平, 陈万春, 张曙光. 航空飞行器飞行动力学[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2005: 16-32.
FANG Z P, CHEN W C, ZHANG S G. Aircraft flight dynamics [M]. Beijing: Beihang University Press, 2005: 16-32 (in Chinese).
- [34] 陶明德. 有阻尼 Mathieu 方程的渐近解[J]. 应用数学和力学, 1992, 13(2): 187-191.
TAO M D. Asymptotic solutions of mathieu equation with damping[J]. Applied Mathematics and Mechanics, 1992, 13(2): 187-191 (in Chinese).
- [35] 戎海武, 王向东, 徐伟, 等. Mathieu 方程的周期解与稳定性[J]. 佛山科学技术学院学报(自然科学版), 2002, 20(3): 1-4.
RONG H W, WANG X D, XU W, et al. Periodic solution and transition curve of Mathieu equation[J]. Journal of Foshan University (Natural Science Edition), 2002, 20(3): 1-4 (in Chinese).

Numerical simulation of coupling motion of an air-breathing hypersonic vehicle

CONG Rongfei¹, YE Youda^{2,*}, ZHAO Zhongliang³

(1. Aerospace Technology Institute, China Aerodynamics Research and Development Center, Mianyang 621000, China;

2. National Laboratory for Computational Fluid Dynamics, Beijing 100083, China;

3. High Speed Aerodynamics Institute, China Aerodynamics Research and Development Center, Mianyang 621000, China)

Abstract: In order to study the dynamic stability of an air-breathing hypersonic vehicle under coupling motion of pitch/roll, based on the aerodynamic/kinematic coupling numerical simulation method and theoretical analysis, the numerical simulation of forced pitch/free roll coupling motion of an air-breathing hypersonic vehicle with an inlet similar to the SR-72 configuration was carried out. The results show that the dynamic equation of the roll channel under the coupled motion of forced pitch/free roll motion can be simplified to the damped Mathieu equation, and the stability boundary can be obtained. Theoretical analysis shows that the dynamic stability of the roll channel is related to the angular frequency of pitch oscillation. There are two critical angular frequencies around the natural angular frequency of the aircraft roll oscillation. When the angular frequency of pitch oscillation is between the two critical angular frequencies, the roll channel is dynamically unstable. When the pitch amplitude is small, the numerical simulation results are in good agreement with the theory, but there is a certain deviation between the actual critical angle frequency and the theoretical value. The numerical simulation results show that with the increase of pitch amplitude, the angular frequency range resulting in rolling divergence becomes wider and shifts to higher frequencies.

Keywords: air-breathing hypersonic vehicle; numerical simulation; coupling motion; dynamic stability; Mathieu equation

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0315

传感器安装对平板气动热测量精度的影响



罗凯^{1,2}, 汪球^{1,2,*}, 栗继伟¹, 李进平¹, 赵伟^{1,2}

(1. 中国科学院力学研究所 高温气体动力学国家重点实验室, 北京 100190;

2. 中国科学院大学 工程科学学院, 北京 100049)

摘 要: 对高超声速飞行器来说, 气动热的准确预测是其合理选择防热材料及热结构设计的重要依据, 但目前在激波风洞试验中气动热的高精度测量仍较为困难, 热流的测量精度受到诸多非理想因素的影响, 但传感器安装对热流测量精度的影响却鲜见研究。选取平板模型来研究传感器非理想安装对气动热测量精度的影响, 针对不同的传感器安装偏差(凸出或凹入模型表面 0.1 ~ 0.5 mm), 分析不同雷诺数下传感器安装对气动热测量精度的影响规律及机理。研究结果表明: 传感器安装对气动热测量精度有较大影响, 凸出安装会导致热流测量结果偏大, 而凹入安装则会导致测量结果偏小, 热流偏差会随着安装偏差的增大而增大, 且高来流雷诺数下传感器非理想安装所引起的热流误差更大; 以边界层当地厚度对凹凸程度无量纲化, 非理想安装带来的测量偏差只与该无量纲参数相关。研究结果能够为气动热测量的实验方案设计及测量误差分析提供一定的理论指导。

关键词: 平板; 气动热; 安装精度; 雷诺数; 边界层

中图分类号: V411.3

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2021)09-1790-09

高超声速飞行器在大气层中高速飞行时, 飞行器前方的空气会受到强烈的压缩而产生弓形激波, 被压缩后的气体会与飞行器的表面产生巨大的摩擦力, 由摩擦力作用而产生的动能损失大部分会转化为热能, 热能的作用致使飞行器周围空气温度急剧上升, 部分热能通过边界层传递至飞行器表面, 从而使壁面产生高温, 这种现象被称为“气动加热”^[1]。气动加热会使飞行器的结构发生变化, 产生热应力、热应变、腐蚀等现象, 严重威胁了高超声速飞行器的飞行安全。因此, 准确预测飞行环境中的气动热对高超声速飞行器具有十分重要的意义, 其是合理选择防热材料及热结构设计的重要依据^[2]。

地面风洞试验是研究和预测高超声速飞行器

气动热环境的重要手段, 风洞试验能够减少飞行试验的风险, 还能够大幅度地节约试验成本。高超声速风洞中的热环境测量试验始于 20 世纪 60 年代, 经过几十年的发展, 热环境测量技术已经较为丰富, 其中在高超声速地面试验中最常用的热环境测量技术是热传感器技术(常用的热传感器包括薄膜电阻温度计、同轴热电偶传感器等), 这些技术的测量原理大多是先通过传感器获得表面温度时间历程, 然后基于一维半无限体假设的热传导方程求出表面的热流率。国内外的研究学者从数值模拟、试验、理论推导方面对该技术做出了大量的研究^[2-6], 但由于测量方法及试验环境的局限, 试验测量得到的热流与理论、数值模拟仍然有一定的偏差, 而影响其偏差的因素需进一步研

收稿日期: 2020-07-03; 录用日期: 2020-10-23; 网络出版时间: 2020-11-04 10:02

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20201103.1111.001.html

基金项目: 国家自然科学基金(11972331, 11672308)

* 通信作者. E-mail: wangqiu@imech.ac.cn

引用格式: 罗凯, 汪球, 栗继伟, 等. 传感器安装对平板气动热测量精度的影响[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(9): 1790-1798. LUO K, WANG Q, LI J W, et al. Influence of sensor installation on accuracy of aerodynamic heating measurement on flat plate [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(9): 1790-1798 (in Chinese).

究与总结。彭治雨等^[7]认为飞行器材料或传感器材料对高温边界层内的催化作用不同和因烧蚀作用而形成的表面粗糙度会造成测量热流出现偏差。Guelham 和 Esser^[8]分析了各种热传感器的测量技术,这些传感器受其本身材料、技术等限制,对热流测量精度都会造成一定影响。曾磊等^[9]提到,在风洞试验中,由于风洞重复性误差、传感器误差、标定误差、测试系统误差等因素的影响,国内测热试验数据的误差一般都在15%~20%左右。结合以上对热传感器技术的分析和总结,大部分学者的研究关注在测量方法、试验条件或传感器材料本身对热流测量结果的影响,传感器测量过程中其自身的非理想安装带来的热流偏差却鲜见研究,因此有必要对传感器非理想安装带来的热流偏差进行进一步的评估,实现提高测量热流精度的目标。

目前,利用热传感器技术对高超声速飞行器进行热流测量可以简单概括为对2种区域的热流测量:①气动加热较为严重的驻点区域(即飞行器表面曲率变化相对较大的区域);②大面积平板区域(即飞行器表面曲率变化较小的区域)。汪球等^[2]对驻点区域热流测量的研究中指出,在进行气动热测量试验时,传感器安装后希望能够和模型表面光滑过渡,且不影响模型当地表面曲率,但实际安装存在非理想情况,传感器存在少量凸出或凹入模型表面,且安装误差越大,则热流测量偏差越大。不同于驻点区域,大面积平板区域的传感器安装凸起或凹入则会带来前后台阶及其所导致的分离涡等复杂流场结构,其流场和驻点区域的轴对称流动显著不同,有必要研究其对气动热测量的影响规律及机理。

本文利用数值模拟进一步分析飞行器表面曲率变化较小的工况下(选取平板模型),传感器安装凸出或者凹入平板表面(0.1~0.5 mm)对其表面的热流测量精度的影响规律及机理,并为气动热试验方案设计及测量误差分析提供理论指导。

1 数值模拟

1.1 计算模型

CFD 热流计算受到诸多因素的影响,阎超等^[10]指出不同的计算格式和网格尺度对热流计算的结果有较大的影响,数值模拟过程中热流值的准确计算是较为困难的,在满足网格及计算格式的要求下,考虑三维模拟计算的收敛周

期会非常长。Kandula 等^[11]在进行平板模型计算时表明,三维计算中凸起区域的热流变化与二维计算结果的规律基本一致。因此,当前工作主要集中在二维数值模拟方面,以此来说明传感器安装凸起或凹入时对表面热流的影响规律,进而指导风洞气动热试验设计及数据误差分析。

计算模型为平板,迎角为 0° ,如图1所示,平板总长为 $L=400$ mm,选取边界层发展起点作为原点以便于研究,边界层厚度 δ 指从壁面开始,总焓达到自由来流总焓的99%位置的垂直于壁面的高度。在距离平板前缘为 $X=300$ mm处安装直径为 D 的测热传感器,考虑到笔者实验室风洞模型试验中所用的大多是直径为1.4 mm的同轴热电偶^[12],因此计算中主要考虑 $D=1.4$ mm的工况。 h 为安装热电偶传感器时非理想安装而导致的凸出或凹入模型平面的程度,且非理想安装而导致的凸出高度或凹入深度要小于热电偶传感器的直径,每种工况下分别考虑凸出或凹入程度 $h=0,0.1,0.2,0.3,0.5$ mm的情况,其中 $h=0$ mm表示传感器安装和模型表面齐平,即传感器理想安装。

选取5种来流工况来进行数值模拟计算,由于实验室风洞内试验状态大部分为层流状态,计算过程中仅考虑层流状态下的数值模拟,具体参数如表1所示。表中: p_∞ 和 T_∞ 分别为来流气体的静压和静温。对于平板热流分析来说,雷诺数是一个非常重要的影响参数,因此来流状态选取来流单位雷诺数 Re 作为主要的控制参数,研究不同雷诺数下,传感器凸出或者凹入安装对热流测量的影响。其中Case 3工况下,选取了不同直径($D=1,1.4,1.7,2$ mm)的传感器来研究不同直径下非理想安装对热流测量的影响规律,表1中Case 1和Case 2主要参照JF12激波风洞的运行状态。数值模拟中的热流计算取传感器中心 $1/2$ 直径内的平均热流值作为测量热流^[13]。

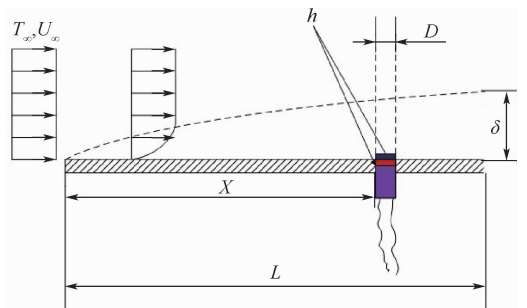


图1 计算模型示意图

Fig. 1 Schematic diagram of computing model

表1 不同工况下的来流参数

Table 1 Incoming flow parameters under different working conditions

工况	p_∞ / Pa	T_∞ / K	$Re / (10^6 \text{ m}^{-1})$	h / mm	D / mm
Case 1	390	324	0.5		1.4
Case 2	394	221	0.9		1.4
Case 3	575	236.5	1.2	0, 0.1, 0.2, 0.3, 0.5	1, 1.4, 1.7, 2
Case 4	3 833.3	236.5	8		1.4
Case 5	5 750	236.5	12		1.4

1.2 控制方程及边界条件

本文基于 Navier-Stokes 方程对可压缩的黏性流动进行数值模拟,直角坐标系下二维控制方程如下:

$$\frac{\partial \mathbf{U}}{\partial t} + \frac{\partial \mathbf{F}}{\partial x} + \frac{\partial \mathbf{G}}{\partial y} = \frac{\partial \mathbf{F}_v}{\partial x} + \frac{\partial \mathbf{G}_v}{\partial y} \quad (1)$$

式中: \mathbf{U} 为守恒矢量; \mathbf{F} 和 \mathbf{G} 分别为沿 x 和 y 方向的对流通量矢量; \mathbf{F}_v 和 \mathbf{G}_v 分别为沿 x 和 y 方向的黏性通量矢量。具体的表达式如下:

$$\mathbf{U} = [\rho, \rho u, \rho v, E] \quad (2)$$

$$\mathbf{F} = [\rho u, \rho u^2 + p, \rho uv, u(E + p)] \quad (3)$$

$$\mathbf{G} = [\rho v, \rho uv, \rho v^2 + p, v(E + p)] \quad (4)$$

$$\mathbf{F}_v = \left[0, \tau_{xx}, \tau_{xy}, u\tau_{xx} + v\tau_{xy} + k \frac{\partial T}{\partial x} \right] \quad (5)$$

$$\mathbf{G}_v = \left[0, \tau_{xy}, \tau_{yy}, u\tau_{xy} + v\tau_{yy} + k \frac{\partial T}{\partial y} \right] \quad (6)$$

式中: ρ 为气体密度; p 为气体压强; u 和 v 分别为 x 和 y 方向的速度分量; E 为单位质量总能;剪切应力、气体状态方程、总能关系如下:

$$\begin{cases} \tau_{xx} = \frac{2}{3}\mu \left(2 \frac{\partial u}{\partial x} - \frac{\partial v}{\partial y} \right) \\ \tau_{yy} = \frac{2}{3}\mu \left(2 \frac{\partial v}{\partial y} - \frac{\partial u}{\partial x} \right) \\ \tau_{xy} = \mu \left(\frac{\partial u}{\partial y} + \frac{\partial v}{\partial x} \right) \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} p = \rho RT \\ E = \frac{p}{\gamma - 1} + \rho \frac{u^2 + v^2}{2} \end{cases} \quad (8)$$

式中: R 为气体常数。式(5)~式(6)中的热传导系数 k 通过普朗特数得到,式(7)中黏性系数 μ 通过 Sutherland 公式计算得到^[1],式(8)中 γ 为气体的比热比。

壁面为无滑移等温壁,即 $T_w = 290 \text{ K}$, $u = 0$, $v = 0$ 。

1.3 计算方法

笛卡尔坐标系下二维的控制方程采用有限差分方法求解^[14],其中对流项采用 AUSMPW + 格式^[15],黏性项采用中心差分格式,时间项采用 LU-SGS 格式迭代求解^[16]。

图2为传感器安装凹入平板表面0.2 mm时的网格分布,壁面附近进行加密和正交处理。数

值模拟采用 MPI 并行计算,分别采用 600×150 、 600×250 、 620×300 这3种网格量进行网格无关性验证,壁面附近网格尺寸分别为 5.25×10^{-6} 、 2.05×10^{-6} 、 $1.50 \times 10^{-6} \text{ m}$,热流计算结果如图3所示,选取 600×250 网格量进行后续计算。

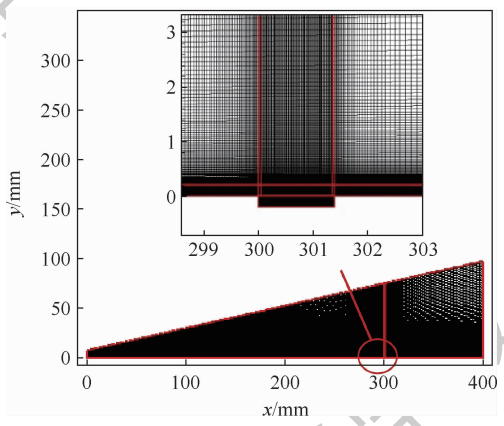


图2 计算网格

Fig. 2 Computing grids

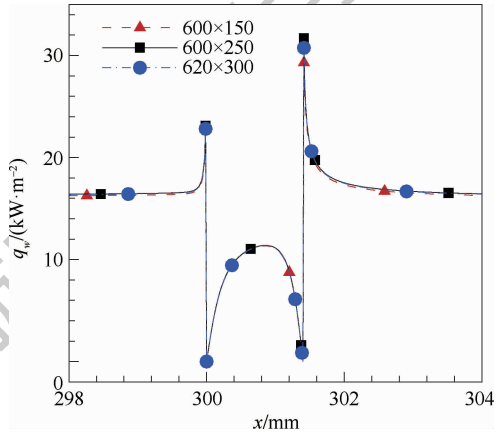


图3 不同网格分辨率下的壁面热流分布

Fig. 3 Heat flux distribution on wall surface with different grid resolutions

2 结果分析

首先对全文数值方法进行验证,对比平板(即传感器理想安装)的 CFD 结果与理论热流结果。理论热流值利用高马赫数下的平板边界层自相似解方法求解^[17],根据打靶法可求得传感器位置处的热流理论值,壁面按照等温壁处理,具体公式不再赘述。按照表1中所给出的工况条件,可

计算出各工况下传感器理想安装时的理论值,其与数值模拟结果进行相比,误差不超过6%,如表2所示,可说明所采用的数值模拟方法所得到的结果是可信的。

表2 平板热流自相似解与CFD的对比

Table 2 Comparison of theoretical and simulated plate heat flux values

工况	$q_0/(10^4 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2})$		偏差/%
	CFD	理论值	
Case 1	2.36	2.45	3.67
Case 2	1.59	1.65	3.64
Case 3	2.04	2.09	2.39
Case 4	5.02	5.23	4.02
Case 5	6.04	6.40	5.63

2.1 传感器非理想安装对壁面热流的影响

探讨非理想安装对平板模型气动热测量的影响,热流值无量纲化的方法是将传感器理想安装($h = 0 \text{ mm}$)时的热流值 q_0 作为特征值来度量其他条件下的热流值,即 $\bar{q} = q_w/q_0$, q_w 为数值模拟计算得到的壁面热流值。热流测量偏差是指传感器非理想安装时其表面平均热流相较于理想安装时的增大或减小比例。图4为Case 2工况下($Re = 0.9 \times 10^6/\text{m}$)传感器安装凸出或凹入对热流的影响规律。可以看出,当传感器安装凸出平板表面时,随着凸出高度 h 的增大,其无量纲热流 \bar{q} 也会随之增大;相反的,当传感器安装凹入平板表面时,随着凹入深度 h 的增大,无量纲热流 \bar{q} 是随之减小的,即非理想安装凸出或凹入程度越大,所导致的测量偏差越大。利用Case 2工况下($Re = 0.9 \times 10^6/\text{m}$)的数值模拟结果来分析传感器非理想安装对测量精度的影响,当非理想安装凸出平板表面时, $h = 0.1 \text{ mm}$ 偏离理想安装的热流误差约为14%, $h = 0.5 \text{ mm}$ 时的误差达到了43%;当非理想安装凹入平板表面时, $h = 0.1 \text{ mm}$ 的误差

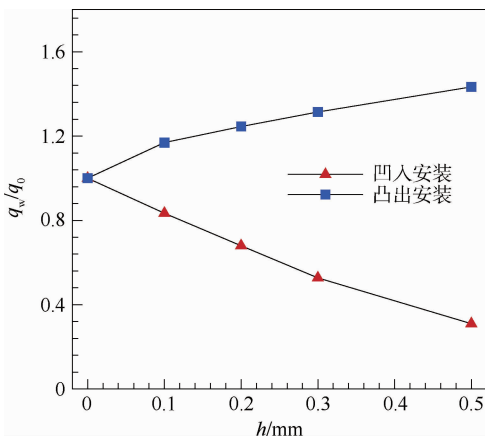


图4 Case 2 工况下 q_w/q_0 随凸凹距离的变化规律

Fig. 4 Relationship between q_w/q_0 and recessed or protruding distance in Case 2

约为17%, $h = 0.5 \text{ mm}$ 的误差约为69%。可以看出,传感器测量热流的偏差与其安装精度有关,凹凸程度的增大会导致其热流偏差增大,且凹入安装对热流测量精度的影响比凸出安装时更大。

相比于传感器理想安装(和模型表面齐平),非理想安装会导致其附近产生更为复杂的流动结构。图5为Case 2工况下传感器理想安装($h =$

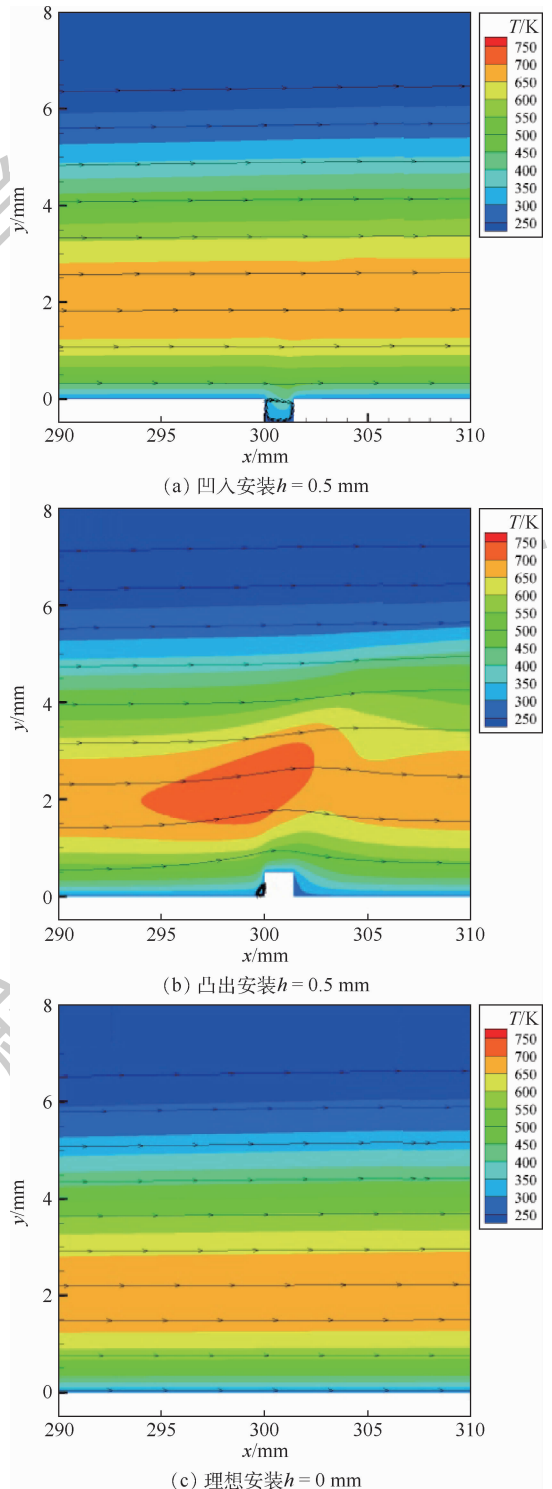


图5 Case 2 工况下传感器附近的温度分布与流线图

Fig. 5 Streamline and temperature distribution around sensor in Case 2

0 mm)与非理想安装时($h = 0.5 \text{ mm}$)的温度分布云图及其流线图,与理想安装($h = 0 \text{ mm}$)相比,传感器凸出平板平面会在传感器左侧(来流方向)产生分离涡,由于传感器左右流场结构的不同,会导致其热流出现较大差异。图6为传感器附近的热流分布曲线。可以看出,左侧涡的产生会使靠近传感器左侧的平板热流值明显小于理想安装时的热流值,同时涡结构会影响传感器凸出区域的侧壁面温度梯度,造成传感器左侧的热流值明显偏高。当传感器凹入平板表面时,流动的气体会在凹腔内形成回流区域,且随着下凹深度 h 的增大,涡也会不断增大,凹腔内涡的产生会使传感器中间区域的温度梯度较两侧明显偏大,从而造成热流曲线在传感器表面呈中间高、两侧低的结果,且其热流测量值较理想安装时明显偏低。传感器的非理想安装会影响传感器附近的边界层厚度,如图7所示,控制边界层外缘总焓无量纲量(H/H_0)在同一高度处,可以看到,传感器凸出或

凹入所引起的边界层厚度变化程度与传感器凸出高度或者凹入深度量级一致,即 $\Delta\delta \approx h$,其热流的差异主要是由此产生。凸出安装会使边界层厚度 δ 变小,而凹入安装时又会使其增大,对于传感器来说,热流正比于 T_e/δ , T_e 为边界层外缘温度,故边界层厚度的变化会影响其表面热流的变化,在相同的工作条件下边界层厚度的减小会导致边界层内温度梯度的增大,根据热传导方程 $q_w = k(\partial T/\partial y)_w$,温度梯度的增大则会引起热流的增大,分析结果与热流分布状况一致。

2.2 传感器非理想安装在不同雷诺数下的变化规律

来流雷诺数 Re 是影响平板热流变化的关键参数。选取5种来流状态分析不同传感器安装精度下,其热流随来流雷诺数的变化规律(Case 1: $Re = 0.5 \times 10^6/\text{m}$, Case 2: $Re = 0.9 \times 10^6/\text{m}$, Case 3: $Re = 1.2 \times 10^6/\text{m}$, Case 4: $Re = 8 \times 10^6/\text{m}$, Case 5: $Re = 12 \times 10^6/\text{m}$)。如图8所示,以凸出安装为例,在相同的传感器凸出高度下,来流雷诺数越大,其热流偏差越大。在传感器凸出平板表面 $h = 0.5 \text{ mm}$,来流雷诺数 $Re = 0.5 \times 10^6/\text{m}$ 时,热流偏差约为40%;来流雷诺数 $Re = 12 \times 10^6/\text{m}$ 时,偏差约为104%。结合图9和图10中展示的5种不同工况下凸出安装时的总焓曲线分布与温度云图对上述热流偏差进行分析,边界层分布是影响热流变化的重要参数,边界层厚度与来流雷诺数的关系为 $\delta \propto \sqrt{1/Re_x}$,即随着来流雷诺数的增大,边界层厚度逐渐减小。图10中传感器附近温度边界层分布规律与理论分析吻合,在雷诺数较小时,边界层厚度较大,由传感器凸凹安装造成的边界层厚度变化相对边界层厚度是小量,此时由边界层厚度变化而引起的热流偏差相对较小。

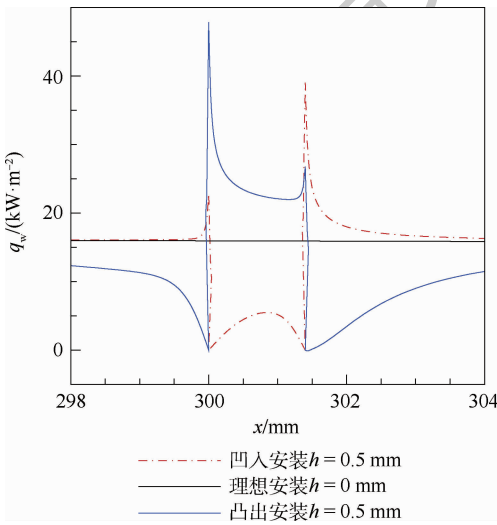


图6 Case 2 工况下传感器安装时表面热流分布
Fig. 6 Surface heat flux distribution during sensor installation in Case 2

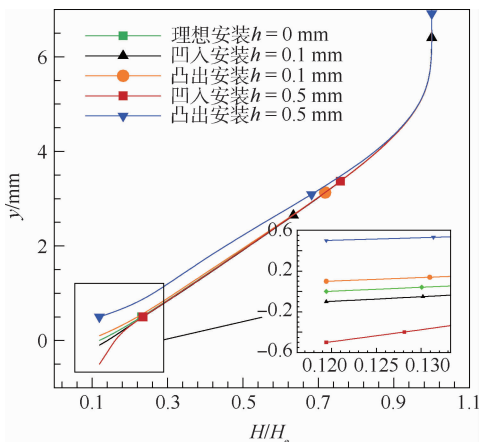


图7 Case 2 工况下传感器中心线处焓值分布
Fig. 7 Enthalpy distribution on sensor's center line in Case 2

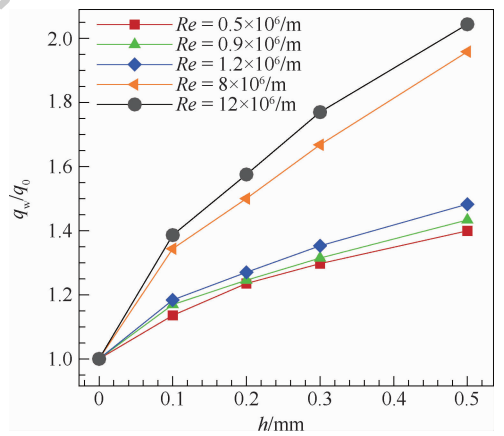


图8 凸出安装时传感器在各工况下的无量纲热流
Fig. 8 Dimensionless heat flow of sensor under different working conditions during protruding installation

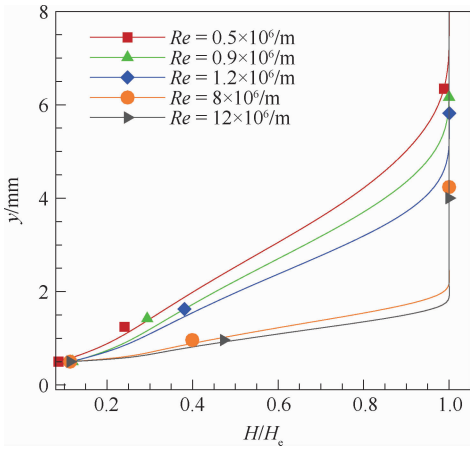


图9 凸出安装 $h = 0.5 \text{ mm}$ 时传感器中心线焓值分布
Fig.9 Enthalpy distribution on center line of sensor at $h = 0.5 \text{ mm}$

但随着来流雷诺数的增大,边界层厚度逐渐减小,由传感器非理想安装而导致的边界层变化对传感器热流测量精度的影响愈发明显(此时凸出高度或凹入深度引起的边界层厚度变化相对于边界层厚度不再是小量),从而热流偏差较低来流雷诺数状态明显增大。

来流雷诺数的增大会导致传感器附近流场结构发生显著变化。从流线图中可以看出,由于传感器的凸出安装,会使边界层内流场出现绕流现象,且在传感器的来流方向形成分离涡,涡的大小会随着雷诺数的增大而增大,随着雷诺数的增大,随着雷诺数的增大,激波与边界层主导的复杂流动也越来越显著^[18],这些都是影响热流测量精度的重要原因。

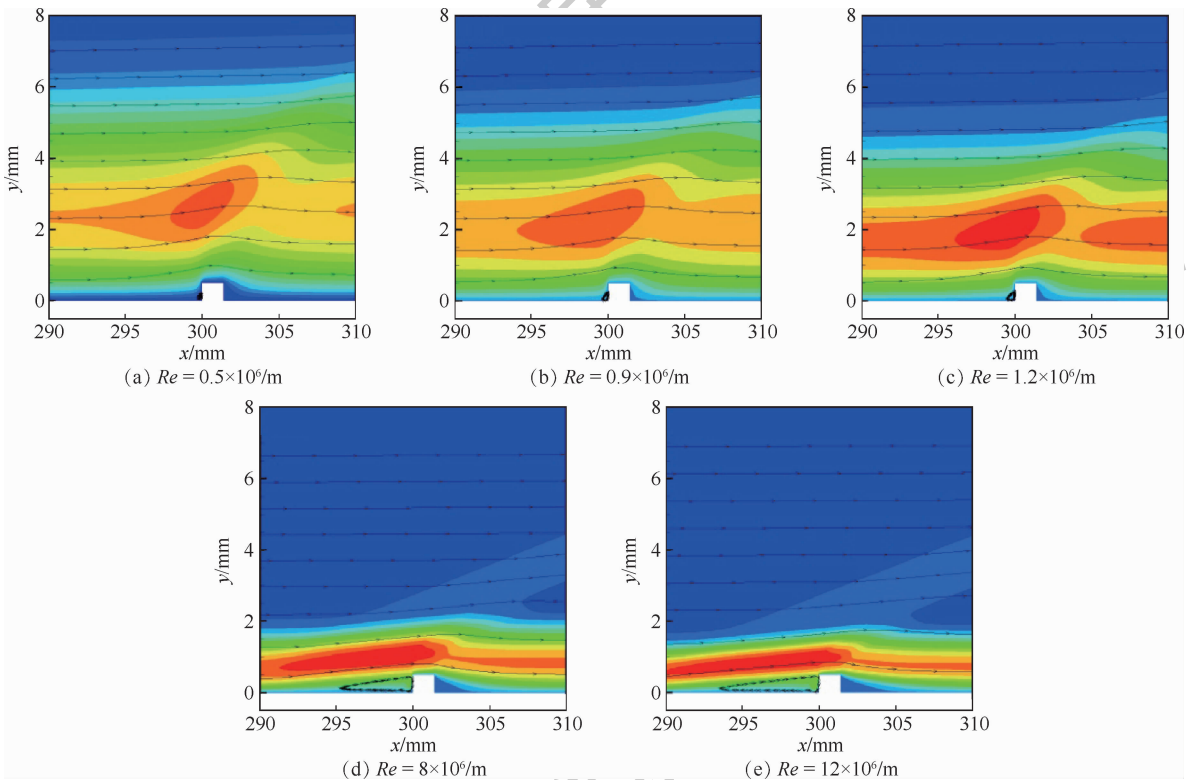


图10 凸出安装 $h = 0.5 \text{ mm}$ 时传感器附近的温度分布与流线图

Fig.10 Streamline and temperature distribution around sensor with protruding installation at $h = 0.5 \text{ mm}$

2.3 传感器非理想安装对热流影响的拟合关系

在上述研究结果的基础上,对传感器非理想安装时的凸凹程度进行无量纲化处理(用传感器附近的边界层厚度作为特征量度量凸凹程度,即 $\bar{h} = h/\delta$),可获得无量纲距离与无量纲热流的关系。图11为5种工况下无量纲热流与无量纲距离的关系。从图中关系可以看出,同一直径下,传感器凸出或凹入平板表面安装时,不同雷诺数下的无量纲热流都落在了同一条拟合曲线上,凸出安装时的拟合曲线为: $q_w/q_0 = 2.171 - 1.135 \times 0.01046^{h/\delta}$,凹入安装时的拟合曲线为: $q_w/q_0 =$

$0.062 - 0.953 \times (2.70356 \times 10^{-6})^{h/\delta}$ (h 和 δ 分别指安装凸凹程度和传感器表面的边界层厚度)。这说明同一直径下的传感器凸出或者凹入安装时,其热流的无量纲量只和凸出高度或凹入深度的无量纲量有关。这对于气动热试验有非常重要的指导意义,在实际的试验过程中可以通过由传感器的安装误差与估算的边界层厚度直接判断该条件下的热流测量精度。需要注意的是,本文主要集中在二维气体传热,实际传感器的测热往往会更加复杂^[19-22],以上所得到的结论是近似对传感器非理想安装所造成的热流偏差作一归纳。当

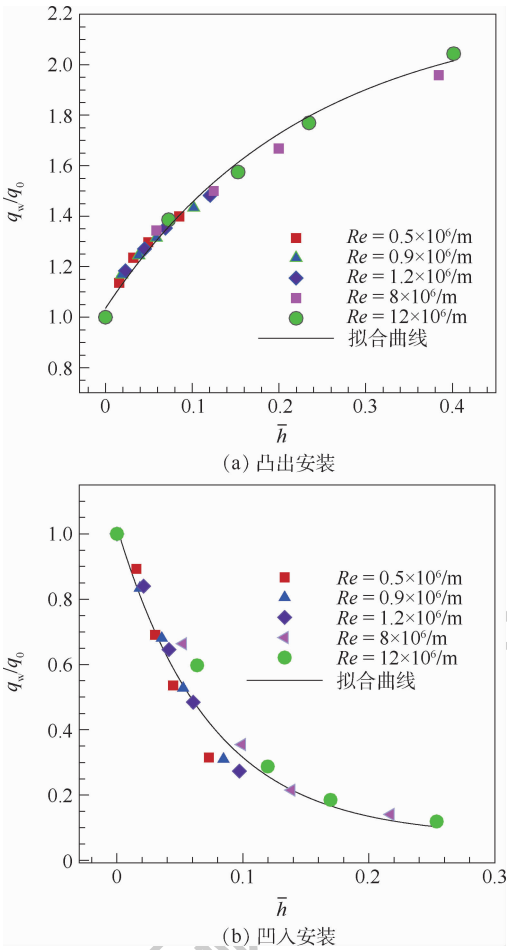


图 11 雷诺数对 q_w/q_0 的影响 (传感器直径为 1.4 mm)
Fig. 11 Influence of Reynolds number on q_w/q_0 with (sensor diameter 1.4 mm)

传感器凸凹程度越大,影响热流变化的因素也就越多,但在实际试验中,非理想安装的凸出或凹入高度一般不会超过 $h = 0.5 \text{ mm}$,因此本文结论对于试验测量仍具有一定的指导意义。

2.4 传感器直径对热流测量的影响

针对传感器直径为 1.4 mm 的非理想安装,2.1 节和 2.2 节给出了不同条件下其对热流测量精度的影响规律;对于不同直径的传感器,其在非理想安装情况下热流变化也有所差异。以 Case 3 工况为例,仍选取传感器中心 1/2 直径内的热流平均值作为测量热流,图 12 为该工况下凸出和凹入模型表面 $h = 0.5, 0.2 \text{ mm}$ 时的不同传感器直径对热流结果的影响。结果发现,不同的凸凹高度下,热流变化规律基本保持一致,凸出安装时传感器直径 D 越大,则其无量纲热流越小,即其热流偏差越小。同样的,凹入安装时,传感器直径越大,其无量纲热流越趋近于 1,即热流的测量偏差越小。若传感器尺度越小,则非理想安装带来的热流偏差就越大。当然,在常用传感器直径范围内(1 ~ 2 mm),直径影响范围有限,当凸出距离为

$h = 0.2 \text{ mm}$ 时,与理想安装相比,热流测量偏差从传感器直径 1 mm 的 32% 下降到 2 mm 的 23%,在凹入时从 1 mm 的 44% 下降至 2 mm 的 29%。因此,在使用小直径传感器测量表面热流时,传感器的安装更值得关注。

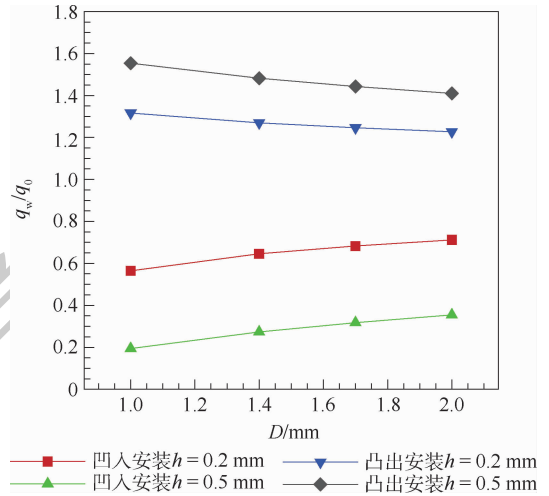


图 12 Case 3 工况下传感器直径对热流测量的影响
Fig. 12 Effect of sensor diameter on heat flux measurement in Case 3

3 结论

本文采用数值方法研究了平板模型中传感器的非理想安装对热流测量精度的影响规律及机理。主要结论如下:

- 1) 非理想的传感器安装会对热流测量精度产生影响,凸出安装会使测量得到的热流值偏大,凹入安装会使热流值偏小,这种趋势会随着凸出或凹入程度的增大而增大。同等条件下,凹入安装对热流测量精度的影响更大,Case 2 工况下即使凹入 0.1 mm 也会导致热流测量结果偏小 17%,凹入 0.5 mm 时则偏小 69%,而凸出 0.1 mm 和 0.5 mm 时则分别导致测量结果偏大 14% 和 43%。
- 2) 雷诺数对热流测量偏差有较大影响,高雷诺数情况下传感器非理想安装所引起的热流偏差更大;以边界层厚度对凹凸深度无量纲化,非理想安装带来的测量偏差则只和该无量纲距离相关。
- 3) 相同的工况条件下,非理想安装时的传感器直径越小,其造成的热流偏差则会越大。因此,在使用小直径传感器测热时,传感器的安装更值得关注。

参考文献 (References)

[1] ANDERSON J D. Hypersonic and high-temperature gas dynamics[M]. 2nd ed. Reston: AIAA, 2006.
[2] WANG Q, LI J P, ZHAO W, et al. Influence of thermal sensor

- installation on measuring accuracy at stagnation points [J]. *Journal of Thermophysics & Heat Transfer*, 2016, 31(2): 1-6.
- [3] COBLISH J, COULTER S, NORRIS J. Aerothermal measurement improvements using coaxial thermocouples at AEDC hypervelocity wind tunnel No. 9 [C] // *AIAA Aerospace Sciences Meeting & Exhibit*. Reston: AIAA, 2013: 1467.
- [4] CHADWICK K. Stagnation heat transfer measurement techniques in hypersonic shock tunnel flows over spherical segments [C] // *AIAA Thermophysics Conference*. Reston: AIAA, 2008: 2493.
- [5] VAN DRIEST E R. Investigation of laminar boundary layer in compressible fluids using the Crocco method [J]. *Technical Report Archive & Image Library*, 1952, 10(1): 15-31.
- [6] FAY J A, RIDDELL F R. Theory of stagnation point heat transfer in dissociated air [J]. *Journal of the Aeronautical Sciences*, 2012, 25(2): 73-85.
- [7] 彭治雨, 石义雷, 龚红明, 等. 高超声速气动热预测技术及发展趋势 [J]. *航空学报*, 2015, 36(1): 325-345.
PENG Z Y, SHI Y L, GONG H M, et al. Hypersonic aeroheating prediction technique and its trend of development [J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2015, 36(1): 325-345 (in Chinese).
- [8] GUELHAM A, ESSER B. A study on heat flux measurements in high enthalpy flows [C] // *AIAA Thermophysics Conference*. Reston: AIAA, 2013: 3011.
- [9] 曾磊, 桂业伟, 王安龄, 等. 激波风洞驻点热流测量误差机理及其不确定度研究 [J]. *实验流体力学*, 2015, 29(5): 15-25.
ZENG L, GUI Y W, WANG A L, et al. Study on error mechanism and uncertainty assessment of heat flux measurement in shock tunnel [J]. *Journal of Experiments in Fluid Mechanics*, 2015, 29(5): 15-25 (in Chinese).
- [10] 阎超, 禹建军, 李君哲. 热流 CFD 计算中格式和网格效应若干问题研究 [J]. *空气动力学学报*, 2006, 24(1): 125-130.
YAN C, YU J J, LI J Z. Scheme effect and grid dependency in CFD computations of heat transfer [J]. *Acta Aerodynamica Sinica*, 2006, 24(1): 125-130 (in Chinese).
- [11] KANDULA M, HADDAD G F, CHEN R H. Three-dimensional thermal boundary layer corrections for circular heat flux gauges mounted in a flat plate with a surface temperature discontinuity [J]. *International Journal of Heat & Mass Transfer*, 2007, 50(3): 713-722.
- [12] WANG Q, LI J P, ZHAO W, et al. Comparative study on aerodynamic heating under perfect and nonequilibrium hypersonic flows [J]. *Science China Physics, Mechanics & Astronomy*, 2016, 59(2): 77-83.
- [13] 秦峰, 何川, 曾磊, 等. 驻点热流测量试验技术研究 [J]. *西南交通大学学报*, 2013, 48(6): 1072-1077.
QIN F, HE C, ZENG L, et al. Experimental research of heat-transfer measurements on stagnation points [J]. *Journal of Southwest Jiaotong University*, 2013, 48(6): 1072-1077 (in Chinese).
- [14] 傅德薰. 计算空气动力学 [M]. 北京: 宇航出版社, 2006.
FU D X. *Computational aerodynamics* [M]. Beijing: China Astronautical Publishing House, 2006 (in Chinese).
- [15] KIM K H, KIM C, RHO O H. Methods for the accurate computations of hypersonic flows: I. AUSMPW + scheme [J]. *Journal of Computational Physics*, 2001, 174(1): 38-80.
- [16] JAMESON A, YOON S. Lower-upper implicit schemes with multiple grids for the Euler equations [J]. *AIAA Journal*, 1987, 25(7): 929-935.
- [17] 郭永怀. 边界层理论讲义 [M]. 北京: 中国科学技术大学出版社, 2008.
GUO Y H. *Lecture notes on boundary layer theory* [M]. Beijing: University of Science and Technology of China Press, 2008 (in Chinese).
- [18] 李素循. 激波与边界层主导的复杂流动 [M]. 北京: 科学出版社, 2007.
LI S X. *Complex flow dominated by shock wave and boundary layer* [M]. Beijing: Science Press, 2007 (in Chinese).
- [19] LI X D, HU Z M, JIANG Z L. Numerical investigation on the thermal protection mechanism for blunt body with forward-facing cavity [J]. *Science China Technological Sciences*, 2016, 59(7): 1120-1129.
- [20] KUMAR C S, REDDY K P J. Experimental investigation of aerodynamic interference heat transfer around a protuberance on a flat plate subjected to hypersonic flow [C] // *International Symposium on Shock Waves*, 2012: 471-476.
- [21] 吴云鹏. 壁面温度控制对平板边界层影响的数值研究 [J]. *空气动力学学报*, 2016, 34(5): 674-679.
WU Y P. Numerical simulation of wall temperature control influence on flat plate boundary layer [J]. *Acta Aerodynamica Sinica*, 2016, 34(5): 674-679 (in Chinese).
- [22] 李俊红, 张亮, 俞继军, 等. 高超声速可压缩流中粗糙壁热流研究 [J]. *计算物理*, 2017, 34(2): 165-174.
LI J H, ZHANG L, YU J J, et al. Study of rough wall heat flux in hypersonic turbulent flow [J]. *Chinese Journal of Computational Physics*, 2017, 34(2): 165-174 (in Chinese).

Influence of sensor installation on accuracy of aerodynamic heating measurement on flat plate

LUO Kai^{1,2}, WANG Qiu^{1,2,*}, LI Jiwei¹, LI Jinping¹, ZHAO Wei^{1,2}

(1. State Key Laboratory of High-Temperature Gas Dynamics, Institute of Mechanics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. School of Engineering Science, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Accurate measurement of aerodynamic heating is an important issue for hypersonic vehicles to choose reasonable heat resistant materials and thermal structure design. However, it is still difficult to measure the heat flux accurately in shock tunnel experiments, and any slight deviation from ideal conditions may lead to inaccuracy. In-depth investigations are needed to carry out. In this study, the flat plate model is selected to study the influence of the non-ideal sensor installation on the accuracy of heat flux measurement. The sensors examined are protruding or recessed from the model surface in the order of 0.1 mm to 0.5 mm and different Reynolds numbers are considered. Related rules and mechanism of the influence of sensor installation on the accuracy of aerodynamic heating measurement are analyzed in detail. The results show that the sensor installation has great influence on the accuracy of the heat flux measurement. Protruding sensor installation results in larger deviation from actual heat transfer and recessed sensor installation results in smaller deviation compared to the results obtained with a smoothly installed sensor. The larger the protruding/recessed depth, the more severe the deviation, and this deviation will be larger under higher Reynolds number conditions. Using the non-dimensional form of protruding/recessed depth to the thickness of boundary layer, the level of deviation is only related to the non-dimensional value regardless of Reynolds number. In all, the results can provide theoretical guidance for the design and error analysis of aerodynamic heating measurement experiments.

Keywords: flat plate; aerodynamic heating; installation precision; Reynolds number; boundary layer

Received: 2020-07-03; **Accepted:** 2020-10-23; **Published online:** 2020-11-04 10:02

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20201103.1111.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (11972331,11672308)

* **Corresponding author.** E-mail: wangqiu@imech.ac.cn

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0300

一种适用于高轨空间的 GNSS 矢量跟踪方案设计



杨洁¹, 王新龙^{1,*}, 陈鼎²

1. 北京航空航天大学 宇航学院, 北京 100083; 2. 天地一体化信息技术国家重点实验室, 北京 100086)

摘 要: 高轨空间中全球卫星导航系统(GNSS)信号可用性严重变差,对GNSS接收机的跟踪性能提出更高要求。利用GNSS信号传播链路模型分析了高轨空间GNSS信号特点,对比了标量跟踪和矢量跟踪这2类典型跟踪环路在高轨空间的适用性,进而设计了一种适用于高轨空间的GNSS矢量跟踪方案。该方案通过估计载噪比确定量测噪声方差阵,以对各通道量测信息进行加权处理来获得高精度的导航参数;并根据高轨航天器的动态性能确定过程噪声方差阵,利用轨道动力学模型对导航参数进行一步预测,从而实现了对各通道信号跟踪参数的准确预测及联合跟踪。仿真验证表明:所设计的跟踪方案可实现高轨空间中强信号对弱信号的辅助跟踪,从而提高了高轨空间中弱信号的跟踪性能及可用性,并对中断信号具有一定的桥接能力。

关键词: 高轨空间; 全球卫星导航系统(GNSS); 矢量跟踪; 弱信号; 信号中断

中图分类号: V249.32⁺8

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2021)09-1799-08

基于全球卫星导航系统(GNSS)的高轨航天器自主导航技术具有重要的应用价值^[1]。然而,不同于地面及中、低轨用户,高轨航天器的轨道高度要高于GNSS星座,因此高轨空间GNSS信号传播不仅会受到地球遮挡影响,而且信号传播距离及相应的传播损耗还会显著增加,使得信号可见性和信号品质变差^[2-3]。因此,高轨航天器所处的特殊应用环境将会造成GNSS信号可用性严重恶化,并对GNSS接收机的跟踪性能提出更高要求^[4-5]。

为验证高轨空间GNSS信号跟踪等关键技术的可行性,各国研究机构开展了多例飞行试验,其中包括美国的AMSAT OSCAR-40卫星和磁多层探测卫星编队以及中国的嫦娥5-T月球探测器和实践17号卫星等^[5-8]。在轨飞行试验结果表明,经过特殊设计的高灵敏度GNSS接收机可在6 ×

10⁴ km以上的轨道高度跟踪到GNSS主瓣和旁瓣信号^[6-7]。GNSS接收机主要通过增加相干积分时间来提高跟踪灵敏度,但是相干积分时间的加长容易造成动态应力误差增大,因此需要引入辅助信息来降低环路的动态应力误差。高轨空间采用的辅助方式主要包括:载波频率锁定环辅助延迟锁定环和载波相位锁定环^[8];轨道滤波器提供速度辅助^[9],以及惯性导航系统提供速度辅助等^[10]。

目前,高轨空间GNSS信号跟踪主要围绕标量跟踪环路开展研究。由于标量跟踪环路忽略了各通道信号通过载体的位置、速度等导航参数关联在一起的固有特性,信息融合程度较低,信号跟踪性能有待进一步提升^[11-12]。而矢量跟踪环路由于充分挖掘了各卫星通道间的共享信息,可以在不增加任何外部辅助设备的情况下,提高环路

收稿日期: 2020-06-30; 录用日期: 2020-12-21; 网络出版时间: 2020-12-30 11:10

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20201229.1847.007.html

基金项目: 国家自然科学基金(61673040,61074157); 航空科学基金(2015ZC51038,20170151002); 试验技术项目(1700050405); 天地一体化信息技术国家重点实验室基金(2015-SGIT-KFJJ-DH-01); 重点基础研究项目(2020-JCJQ-ZD-136-12)

* 通信作者: E-mail: xlwon@163.com

引用格式: 杨洁, 王新龙, 陈鼎. 一种适用于高轨空间的GNSS矢量跟踪方案设计[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(9): 1799-1806. YANG J, WANG X L, CHEN D. Design of a GNSS vector tracking scheme for high-orbit space[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(9): 1799-1806 (in Chinese).

在高动态、弱信号及强干扰环境下的跟踪性能^[11-12]。基于此,本文在分析高轨空间 GNSS 信号接收功率特点及典型跟踪环路在高轨空间适用性的基础上,设计了一种适用于高轨空间的 GNSS 矢量跟踪方案。

1 问题分析

1.1 高轨空间 GNSS 信号接收功率特点

GNSS 信号发射源产生的 GNSS 信号经发射天线朝向地球传播,当信号传播路径未被地球遮挡时,GNSS 信号便可到达高轨航天器所在位置,并经接收天线接收后进入 GNSS 接收机。图 1 为高轨空间 GNSS 信号传播链路示意图。

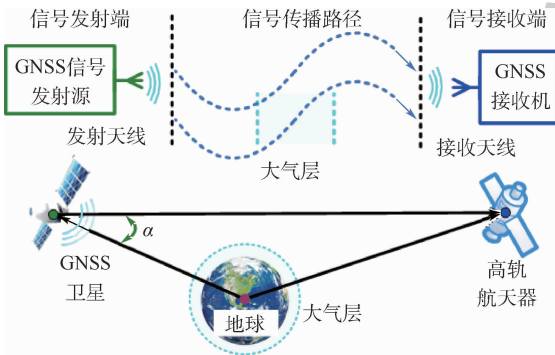


图 1 高轨空间 GNSS 信号传播链路示意图

Fig. 1 Schematic of GNSS signal transmission link in high-orbit space

综合信号发射端、传播路径和接收端 3 方面影响,GNSS 信号接收功率 P_R 可表示为

$$P_R = P_T + G_T + L_d + G_R = P_T + G_T + 20\lg\left(\frac{\lambda_{\text{carrier}}}{4\pi d}\right) + G_R \quad (1)$$

式中: P_T 为信号发射功率; G_T 为发射天线增益; L_d 和 d 分别为传播损耗和传播距离; λ_{carrier} 为载波波长; G_R 为接收天线增益。

发射天线增益在不同类型的 GNSS 卫星及 L 波段信号的不同频点间略有差异,故以 Block IIR-M 型 GPS 卫星的 L1 波段信号为代表进行分析。根据官方公布数据^[13],空间飞行器编号 50 的 GPS 卫星发射天线增益 G_T 随波束角 α 和方位角的变化曲线如图 2 所示。

图 2 表明,主瓣波束范围 ($|\alpha| < 21.3^\circ$)^[14] 内发射天线增益 G_T 在 5 dB 以上;而旁瓣波束范围 ($|\alpha| > 21.3^\circ$) 内, G_T 随波束角绝对值增加而迅速衰减,大部分在 0 dB 以下,最差甚至达到 -50 dB。此外,主瓣波束范围内发射天线增益 G_T 在不同方位处具有较好的一致性;而旁瓣波

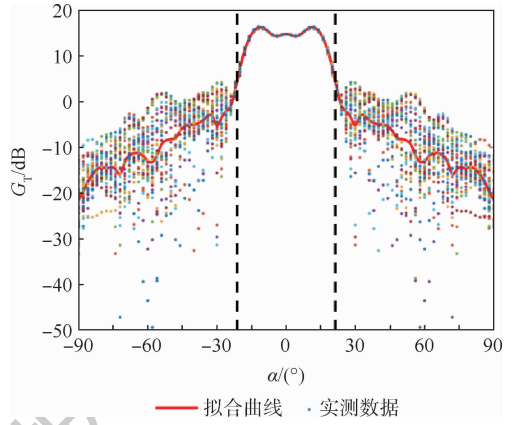


图 2 发射天线增益曲线

Fig. 2 Curves of transmitting antenna gain

束范围内 G_T 会随方位角变化呈现出较强的波动性。

以位于地球静止轨道的高分 4 号 (GF-4) 为应用对象,对 GPS 信号接收功率进行仿真分析。主要考虑波束角 α 对发射天线增益 G_T 的影响,将实测数据关于方位角求均值,并用 3 次样条插值法拟合得到发射天线增益 G_T 随波束角 α 变化的函数关系,拟合结果如图 2 中实线所示。设置信号发射功率 $P_T = 14.28 \text{ dBW}$ ^[14],接收天线为 0 dB 全向增益天线,仿真时长为 GF-4 的一个轨道周期 (23 h 56 min),仿真间隔为 1 s。图 3 为信号接收功率在各区间的占比统计结果,其中伪随机噪声码编号为 1 的 GPS 卫星的信号接收功率和仰角随时间变化曲线如图 4 所示。

由图 3 和图 4 可知,GF-4 接收到的 GPS 信号主要集中在 -190 ~ -180 dBW 之间,占全部接收信号的 82%,表明高轨空间 GNSS 信号接收功率普遍较低;其中主瓣信号集中在 -175 ~ -163 dBW 之间,而旁瓣信号集中在 -194 ~ -180 dBW 之间,表明主、旁瓣信号接收功率差异较大;对于同一颗导航卫星,信号接收功率随导航卫星升降而

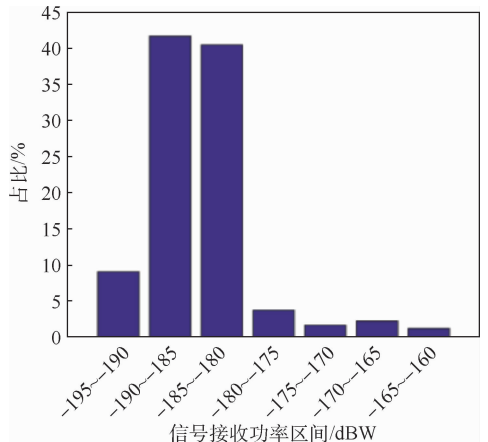


图 3 信号接收功率统计结果

Fig. 3 Statistical results of signal received power

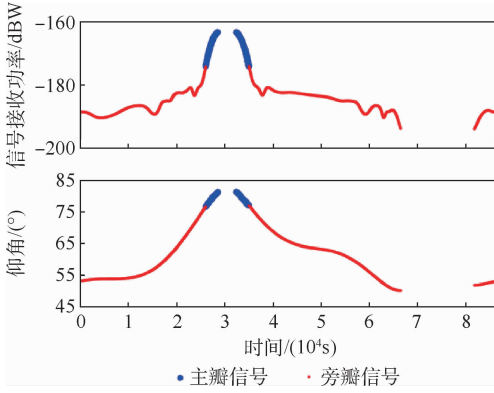


图4 信号接收功率和仰角随时间变化曲线

Fig.4 Signal received power and elevation over time

显著变化。此外,旁瓣波束范围内发射天线增益随方位角变化呈现出较强的波动性,因此旁瓣信号接收功率具有较强的瞬时波动性。

由于高轨空间 GNSS 主瓣信号数量较少,高轨航天器需要利用旁瓣信号才能完成基于 GNSS 的自主导航。然而,旁瓣信号接收功率低且瞬时波动性强,对 GNSS 接收机内跟踪环路性能提出了更高要求。

1.2 典型跟踪环路在高轨空间的适用性分析

1.2.1 标量跟踪环路

标量跟踪环路是一个基于跟踪误差负反馈的闭环控制系统,其结构如图5所示。

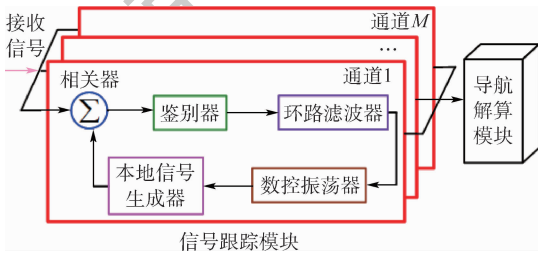


图5 标量跟踪环路结构框图

Fig.5 Block diagram of scalar tracking loop

由图5可知,标量跟踪环路中所有通道彼此独立,故各通道跟踪性能只与该通道的信号质量有关。GNSS 信号质量通常用载噪比 C/N_0 描述: $C/N_0 = P_R - 10\lg(N_0) = P_R - 10\lg(kT)$ (2) 式中: C 为载波功率; N_0 为噪声功率谱密度; k 为玻尔兹曼常数; T 为等效噪声温度。典型的等效噪声温度 $T=290\text{ K}$ 对应的 $N_0 = -203.98\text{ dBW/Hz}$,因此 GF-4 所接收 GPS 信号的载噪比范围为 $10 \sim 40\text{ dB} \cdot \text{Hz}$,其中旁瓣信号集中在 $10 \sim 24\text{ dB} \cdot \text{Hz}$ 之间,可见旁瓣信号通常为弱信号。

以标量延迟锁定环(SDLL)为例,热噪声引起的码相位跟踪误差可表示为

$$\sigma_{\text{ISDLL}} = \sqrt{\frac{B_L D}{2C/N_0} \left(1 + \frac{1}{T_{\text{coh}} \cdot C/N_0}\right)} \quad (3)$$

式中: B_L 为环路噪声带宽; T_{coh} 为相干积分时间; D 为前后相关器间距。

由式(3)可知,标量跟踪环路中信号跟踪误差随载噪比下降而增大。高轨空间 GNSS 旁瓣信号通常为弱信号,这将导致信号跟踪误差增大,环路稳定性降低,严重时甚至会发生失锁。

1.2.2 矢量跟踪环路

矢量跟踪环路中所有通道通过卡尔曼滤波器(KF)进行信息融合,其结构如图6所示。

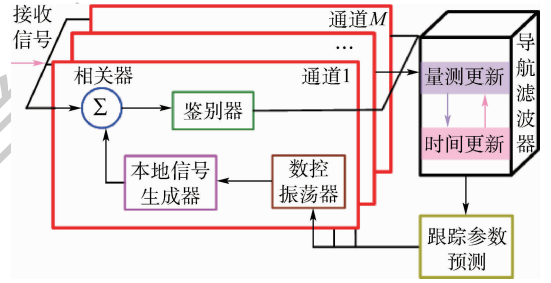


图6 矢量跟踪环路结构框图

Fig.6 Block diagram of vector tracking loop

由图6可知,矢量跟踪环路中各通道的噪声带宽随 KF 的滤波性能而变化。以矢量延迟锁定环(VDLL)为例,其噪声带宽 B_{code} 可表示为^[15]

$$B_{\text{code}} = \frac{\text{diag}(\mathbf{L}\mathbf{K}_{\text{pos}})}{4\lambda_{\text{code}}} \quad (4)$$

式中: λ_{code} 为码波长; \mathbf{L} 为各可见星相对载体的单位视线(LOS)矢量构成的几何矩阵; \mathbf{K}_{pos} 为位置状态量的增益矩阵,可表示为

$$\begin{cases} \mathbf{K}_{\text{pos}} = \mathbf{P}_{\text{pos}}^- \mathbf{L}^T (\mathbf{L}\mathbf{P}_{\text{pos}}^- \mathbf{L}^T + \mathbf{R}_{\text{code}})^{-1} \\ \mathbf{P}_{\text{pos}}^- = \Phi_{\text{pos}} \mathbf{P}_{\text{pos}}^+ \Phi_{\text{pos}}^T + \Gamma_{\text{pos}} \mathbf{Q}_{\text{pos}} \Gamma_{\text{pos}}^T \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\mathbf{P}_{\text{pos}}^-$ 、 $\mathbf{P}_{\text{pos}}^+$ 、 Φ_{pos} 、 Γ_{pos} 和 \mathbf{Q}_{pos} 分别为位置状态量的一步预测误差方差阵、状态估计误差方差阵、一步转移矩阵、过程噪声驱动阵和过程噪声方差阵; \mathbf{R}_{code} 为码相位量测噪声方差阵。

由式(4)和式(5)可知,矢量延迟锁定环中各通道的噪声带宽与各自的信号质量(由 \mathbf{R}_{code} 反映)有关,并且所有通道的噪声带宽都会随着载体动态性能(由 \mathbf{Q}_{pos} 反映)变化而调整。高轨空间 GNSS 信号接收功率随导航卫星升降而显著变化,因此噪声带宽的自适应调整有助于跟踪性能的改变。

此外,矢量跟踪环路根据 KF 中导航参数的一步预测结果调整各通道的信号参数,因此码相位跟踪误差矢量 $\Delta\boldsymbol{\tau}$ 可表示为

$$\Delta\boldsymbol{\tau} = \frac{f_{\text{code}}}{c} \mathbf{L} \Delta\mathbf{X}_{\text{pos}}^- \quad (6)$$

式中: $\Delta\mathbf{X}_{\text{pos}}^-$ 为位置状态量的一步预测误差; f_{code} 为

码频率; c 为光速。

由式(6)可知,各通道的码相位跟踪误差等于 KF 中载体位置预测误差在该卫星 LOS 矢量方向的投影,而载体位置预测误差与环路中所有通道的信号质量有关。可见,矢量跟踪环路具有通道间信息共享的特点,不仅有助于高轨空间强信号对弱信号跟踪的辅助,而且还可对瞬时波动性较强的旁瓣信号进行桥接。因此,相比于标量跟踪,矢量跟踪环路更适用于高轨空间。

2 高轨空间 GNSS 矢量跟踪方案及建模

2.1 总体方案

针对高轨空间 GNSS 信号接收功率特点,设计了一种矢量跟踪方案,其结构如图 7 所示。

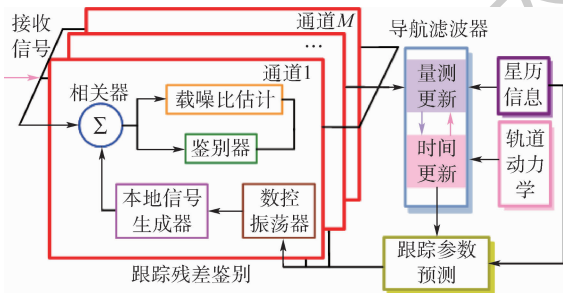


图 7 高轨空间 GNSS 矢量跟踪方案结构框图

Fig. 7 Block diagram of GNSS vector tracking scheme for high-orbit space

该方案主要工作过程如下:

1) 跟踪残差鉴别。各通道内码相位和载波频率鉴别器分别根据本地生成信号和接收信号的相关结果,计算得到码相位残差和载波频率残差;同时对各通道的载噪比进行估计。

2) 量测更新。根据鉴别器输出的码相位和载波频率残差计算得到伪距和伪距率误差。将伪距和伪距率误差作为 KF 的新息,并由载噪比估计结果确定量测噪声方差阵,进而完成 KF 量测更新,得到高轨航天器的位置、速度等导航参数。

3) 时间更新。根据高轨航天器的动态性能和所搭载 GNSS 接收机时钟的阿兰方差确定过程噪声方差阵,进而利用航天器轨道动力学模型完成 KF 时间更新,得到导航参数的一步预测值。

4) 跟踪参数预测。利用导航参数的一步预测值,结合 GNSS 星历对下一历元的码相位和载波频率等信号参数进行预测,进而根据预测结果驱动各通道内的本地信号生成器使跟踪环路闭合。

2.2 导航滤波器建模

选择高轨航天器在历元 J2000.0 地心赤道惯

性坐标系下的位置、速度及接收机的钟差和钟漂作为状态矢量 $\mathbf{X} = [x, y, z, v_x, v_y, v_z, \delta t, \delta \dot{t}]^T$, 根据其轨道动力学模型,建立非线性状态方程:

$$\begin{cases} \dot{x} = v_x \\ \dot{y} = v_y \\ \dot{z} = v_z \\ \dot{v}_x = -\frac{\mu}{r^3}x \left[1 - J_2 \frac{R_e}{r} \left(7.5 \frac{z^2}{r^2} - 1.5 \right) \right] + w_x \\ \dot{v}_y = -\frac{\mu}{r^3}y \left[1 - J_2 \frac{R_e}{r} \left(7.5 \frac{z^2}{r^2} - 1.5 \right) \right] + w_y \\ \dot{v}_z = -\frac{\mu}{r^3}z \left[1 - J_2 \frac{R_e}{r} \left(7.5 \frac{z^2}{r^2} - 4.5 \right) \right] + w_z \\ \delta \dot{t} = \delta \dot{t} \\ \delta \ddot{t} = w_t \end{cases} \quad (7)$$

式中: $r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$ 为高轨航天器到地心的距离; R_e 为地球半径; μ 为地球引力常数; J_2 为二阶带谐项系数; $[w_x, w_y, w_z]^T$ 为高阶摄动项引起的过程噪声; w_t 为钟漂率引起的过程噪声。

选择 M 颗可见星的伪距、伪距率作为量测矢量 $\mathbf{Z} = [\rho^{(1)}, \dots, \rho^{(M)}, \dot{\rho}^{(1)}, \dots, \dot{\rho}^{(M)}]^T$, 以卫星 i 为例,建立非线性量测方程:

$$\begin{cases} \rho^{(i)} = \sqrt{(x_s^{(i)} - x)^2 + (y_s^{(i)} - y)^2 + (z_s^{(i)} - z)^2} + \delta t + v_r^{(i)} \\ \dot{\rho}^{(i)} = (v_{s,x}^{(i)} - v_x) l_x^{(i)} + (v_{s,y}^{(i)} - v_y) l_y^{(i)} + (v_{s,z}^{(i)} - v_z) l_z^{(i)} + \delta \dot{t} + v_f^{(i)} \end{cases} \quad (8)$$

式中: $(x_s^{(i)}, y_s^{(i)}, z_s^{(i)})$ 和 $(v_{s,x}^{(i)}, v_{s,y}^{(i)}, v_{s,z}^{(i)})$ 分别为 GNSS 卫星 i 在地心赤道惯性坐标系下的位置和速度,可由星历信息得到; $v_r^{(i)}$ 和 $v_f^{(i)}$ 与鉴别器的测量误差有关; $(l_x^{(i)}, l_y^{(i)}, l_z^{(i)})$ 为卫星 i 的 LOS 矢量的 3 个分量。

将状态方程(7)和量测方程(8)简记为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{X}, t) + \mathbf{\Gamma}(t) \mathbf{w}(t) \\ \mathbf{Z}(t) = \mathbf{h}(\mathbf{X}, t) + \mathbf{v}(t) \end{cases} \quad (9)$$

式中: $\mathbf{w} = [w_x, w_y, w_z, w_t]^T$ 和 $\mathbf{v} = [v_r^{(1)}, \dots, v_r^{(M)}, v_f^{(1)}, \dots, v_f^{(M)}]^T$ 分别为过程噪声矢量和量测噪声矢量; $\mathbf{\Gamma}$ 为过程噪声驱动矩阵; \mathbf{f} 和 \mathbf{h} 分别为状态函数和量测函数; \mathbf{X} 表示状态。

式(9)经离散化、线性化处理,得到扩展卡尔曼滤波的时间更新和量测更新方程分别为

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{X}}_k^- = \hat{\mathbf{X}}_{k-1}^+ + \mathbf{f}(\hat{\mathbf{X}}_{k-1}^+, t_{k-1}) T_u + \mathbf{A}_{k-1} \mathbf{f}(\hat{\mathbf{X}}_{k-1}^+, t_{k-1}) \frac{T_u^2}{2} \\ \mathbf{P}_k^- = \mathbf{\Phi}_{k,k-1} \mathbf{P}_{k-1}^+ \mathbf{\Phi}_{k,k-1}^T + \mathbf{\Gamma}_{k-1} \mathbf{Q}_{k-1} \mathbf{\Gamma}_{k-1}^T \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} \mathbf{K}_k = \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T (\mathbf{H}_k \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k)^{-1} \\ \hat{\mathbf{X}}_k^+ = \hat{\mathbf{X}}_k^- + \mathbf{K}_k [\mathbf{Z}_k - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{X}}_k^-, t_k)] = \hat{\mathbf{X}}_k^- + \mathbf{K}_k \tilde{\mathbf{Z}}_k \\ \mathbf{P}_k^+ = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_k^- (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k)^T \end{cases} \quad (11)$$

式中: T_u 为时间更新周期; $\mathbf{Q}_k = E[\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^T]$ 为过程

噪声方差阵; $\mathbf{R}_k = E[\mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^T]$ 为量测噪声方差阵,由各通道的载噪比估计值确定; \mathbf{A}_{k-1} 为 $f(\mathbf{X}, t)$ 对 $\hat{\mathbf{X}}_{k-1}^+$ 的雅各比矩阵; \mathbf{H}_k 为 $\mathbf{h}(\mathbf{X}, t)$ 对 $\hat{\mathbf{X}}_k^-$ 的雅各比矩阵,忽略式(7)中 J_2 项及式(8)中伪距率对位置的偏导项的影响,可以得到 \mathbf{A}_{k-1} 和 \mathbf{H}_k 的具体形式分别为

$$\mathbf{A}_{k-1} = \left. \frac{\partial f(\mathbf{X}, t)}{\partial \mathbf{X}} \right|_{\mathbf{X}=\hat{\mathbf{X}}_{k-1}^+} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{\mu(3x^2 - r^2)}{r^5} & \frac{3\mu xy}{r^5} & \frac{3\mu xz}{r^5} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3\mu xy}{r^5} & \frac{\mu(3y^2 - r^2)}{r^5} & \frac{3\mu yz}{r^5} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3\mu xz}{r^5} & \frac{3\mu yz}{r^5} & \frac{\mu(3z^2 - r^2)}{r^5} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H}_k = \left. \frac{\partial \mathbf{h}(\mathbf{X}, t)}{\partial \mathbf{X}} \right|_{\mathbf{X}=\hat{\mathbf{X}}_k^-} = \begin{bmatrix} l_x^{(1)} & l_y^{(1)} & l_z^{(1)} & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ l_x^{(M)} & l_y^{(M)} & l_z^{(M)} & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_x^{(1)} & l_y^{(1)} & l_z^{(1)} & 0 & -1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & l_x^{(M)} & l_y^{(M)} & l_z^{(M)} & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

$\tilde{\mathbf{Z}}_k = [\delta\rho^{(1)}, \dots, \delta\rho^{(M)}, \delta\rho^{(1)}, \dots, \delta\rho^{(M)}]^T$ 为新息,由鉴别器输出码相位残差 $\delta\tau$ 和载波多普勒频移残差 δf 得到,以跟踪卫星 i 的通道为例,计算公式为

$$\begin{cases} \delta\rho^{(i)} = \frac{c}{f_{\text{code}}} \delta\tau^{(i)} \\ \delta\rho^{(i)} = -\frac{c}{f_{\text{carrier}}} \delta f^{(i)} \end{cases} \quad (12)$$

式中: f_{carrier} 为载波频率。

联合式(10)和式(11)可得导航滤波器的递推方程。

3 仿真验证

3.1 仿真条件

以 GF-4 为应用对象,将标量跟踪环路作为对照,对所设计方案进行性能验证。标量跟踪环路阶数在很大程度上决定了环路对 GNSS 信号的动态跟踪性能,因此需要根据载体的动态性能选取标量跟踪环路阶数。在 1.1 节的仿真条件下,分析 GF-4 在 1 个轨道周期所接收的伪随机噪声码编号为 1 的 GPS 信号,该卫星信号的多普勒频移变化率随时间变化曲线如图 8 所示。

由图 8 可知,当高轨航天器稳定在轨时,接收信号的载波多普勒效应近似地呈频率斜坡上升趋势,因此所接收信号可视作频率斜开信号。利用锁频环测得的载波多普勒频移来辅助码环是一项常用技术,此时,跟踪环路中的动态应力主要由锁频环来承受。由跟踪环路的稳态响应理论可知,采用二阶锁频环便可准确无误地跟踪频率斜升信号^[16]。因此,采用二阶延迟锁定环和二阶载波频率锁定环构成的标量跟踪环路与所设计的矢量跟踪方案进行对比。

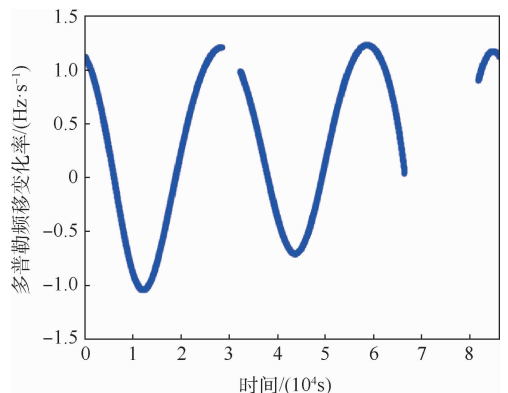


图 8 多普勒频移变化率随时间变化曲线

Fig. 8 Doppler shift variation rate over time

2种方案采用的鉴别器类型和参数设置一致。以前减后幅值法鉴别码相位,前后相关器间距 $D = 1$ chip,相干积分时间为 20 ms;以四象限反正切法鉴别载波频率,相干积分时间为 10 ms。2种方案均采用窄带与宽带功率比值法^[16]估计载噪比。标量跟踪环路中延迟锁定环和载波频率锁定环的噪声带宽分别为 1 Hz 和 10 Hz。矢量跟踪方案中 3 个方向的初始位置误差均设置为 100 m、3 个方向的速度误差均设置为 1 m/s,导航滤波器中的量测更新和时间更新周期均等于矢量延迟锁定环的相干积分时间,即为 20 ms。

模拟生成总时长为 10 s 的 GPS 中频信号,中频为 9.548 MHz,采样频率为 38.192 MHz,共包含 16 颗卫星信号,各通道载噪比分别为 10, 12, ..., 40 dB·Hz,设置通道 10(载噪比为 28 dB·Hz)在 4~6 s 时信号中断以模拟旁瓣信号的瞬时波动。

3.2 结果及分析

将信号中断通道的跟踪性能进行对比,图 9 为鉴别器输出的码相位残差和载波频率残差,图 10 为即时支路相关功率。

由图 9~图 10 可知,当中断信号重新恢复后,矢量跟踪环路中鉴别器输出结果可快速降低至跟踪门限范围内,且即时支路相关功率也恢复

至正常跟踪时的水平。表明矢量跟踪环路可在信号中断期间借助载体的导航参数对该信号的跟踪参数进行有效预测,因而可在中断结束后对该信号进行快速锁定。可见,本文方案可对瞬时波动性较强的旁瓣信号进行桥接。而标量跟踪环路在信号中断期间无法得到有效的跟踪参数信息,因此信号重新恢复一段时间后仍然处于失锁状态。

对比各通道在正常跟踪时的性能,图 11 为码相位和载波频率的误差标准差。

由图 11 可知,标量跟踪环路中各通道跟踪误差随该通道载噪比下降而增大,延迟锁定环和载波频率锁定环分别在 24 dB·Hz 和 26 dB·Hz 时超出跟踪门限,因此标量跟踪环路只能跟踪到数量有限的强信号。而矢量跟踪环路中各通道的跟踪误差等于载体位置、速度等导航参数预测误差在该卫星 LOS 矢量方向的投影,因此各通道跟踪误差并没有随该通道载噪比下降而超出跟踪门限。可见,所设计方案可实现高轨空间中强信号对弱信号跟踪的辅助。

将定轨和测速性能进行对比,根据标量跟踪得到的伪距和载波多普勒频移并利用加权最小二乘法得到的位置和速度误差如图 12 所示。

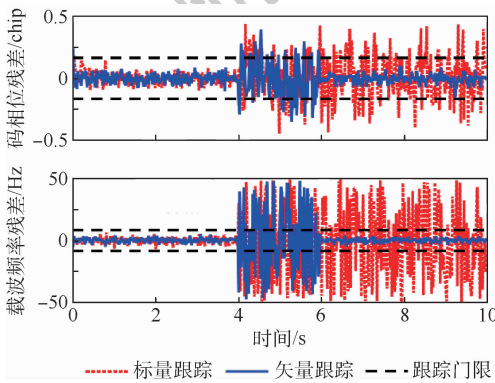


图 9 信号中断通道的码相位残差和载波频率残差
Fig. 9 Code phase residual and carrier frequency residual of signal outage channel

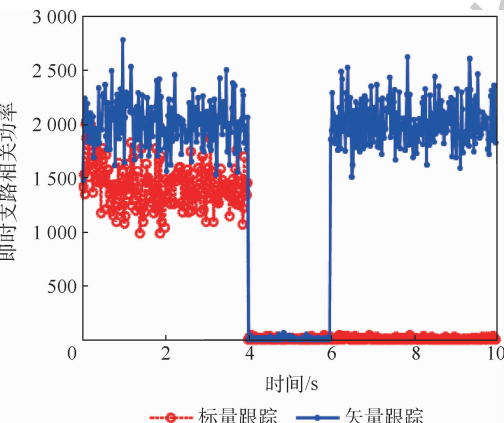


图 10 信号中断通道的相关功率
Fig. 10 Correlation power of signal outage channel

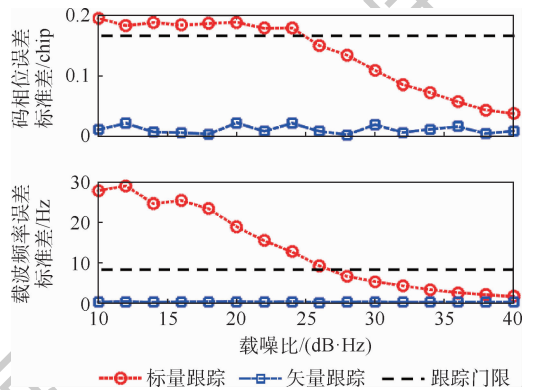


图 11 码相位和载波频率误差标准差统计结果
Fig. 11 Statistical results of code phase and carrier frequency error standard deviation

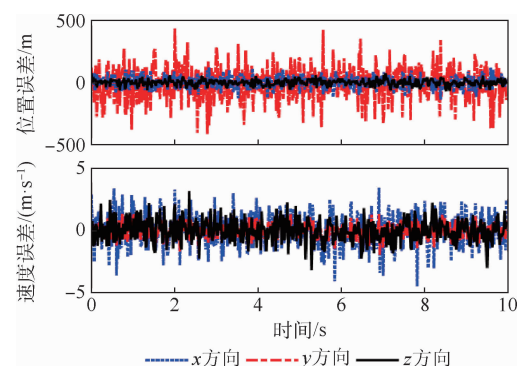


图 12 位置误差和速度误差曲线(标量跟踪)
Fig. 12 Curves of position error and velocity error (scalar tracking)

对图12中结果进行统计,得到3个方向的位置误差标准差分别为47.4 m、141.7 m和25.0 m;3个方向的速度误差标准差分别为1.36 m/s、0.56 m/s和0.93 m/s。GNSS接收机在进入矢量跟踪之前,首先会经过标量跟踪进行初始化。因此,将矢量跟踪方案中3个方向的初始位置误差标准差均设置为100 m,3个方向的速度误差标准差均设置为1 m/s,进行100次蒙特卡罗仿真对矢量跟踪方案中导航滤波器收敛后的位置和速度误差进行统计,结果如图13所示。

由图13可知,经过10 s的滤波处理后,矢量跟踪环路中导航滤波器得到的位置和速度总误差可分别达到 (65.4 ± 6.8) m和 (0.07 ± 0.14) m/s。虽然受矢量延迟锁定环在跟踪稳定后出现的码跟踪偏差影响^[17],位置误差中包含一定的系统偏差,但与图12中标量跟踪方案所得结果相比,矢量跟踪方案的定轨、测速精度有了明显提升。可见,所设计方案不仅可以改善高轨空间中弱信号的跟踪性能,而且通过充分挖掘并有效利用各通道跟踪信息进一步提升了高轨航天器的定轨、测速精度。

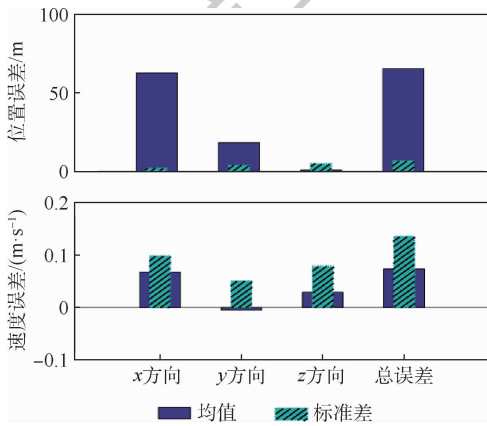


图13 位置误差和速度误差统计结果(矢量跟踪)

Fig. 13 Statistical results of position error and velocity error (vector tracking)

4 结论

1) 高轨空间GNSS主瓣信号数量较少,高轨航天器需要利用旁瓣信号才能完成基于GNSS的自主导航;旁瓣信号接收功率低且瞬时波动性强;主、旁瓣信号接收功率差异较大,且信号接收功率随导航卫星升降而发生显著变化。

2) 由于矢量跟踪环路中各通道的噪声带宽与各自的信号质量有关,并且所有通道的噪声带宽都会随着载体动态性能变化而实时调整。因此,相比于标量跟踪环路,矢量跟踪环路更适用于

高轨空间GNSS信号接收功率变化显著的特点。

3) 本文跟踪方案通过信号跟踪和导航解算之间的相互辅助以及各通道之间的数据融合和信息共享,可对瞬时波动性较强的旁瓣信号进行桥接,实现高轨空间中强信号对弱信号跟踪的辅助,并可提升高轨航天器的定轨、测速精度。

参考文献 (References)

- [1] ASHMAN B W, BAUER F H, PARKER J J K, et al. GPS operations in high earth orbit: Recent experiences and future opportunities [C] // AIAA SpaceOps Conferences. Reston: AIAA, 2018: 1-15.
- [2] United Nations Office for Outer Space Affairs. The interoperable global navigation satellite systems space service [R]. Vienna: United Nations Office for Outer Space Affairs, 2018: 1-5.
- [3] 柴嘉薪, 王新龙, 俞能杰, 等. 高轨航天器GNSS信号链路建模与强度分析 [J]. 北京航空航天大学学报, 2018, 44(7): 1496-1503.
CHAI J X, WANG X L, YU N J, et al. Modeling and intensity analysis of GNSS signal link for high-orbit spacecraft [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2018, 44(7): 1496-1503 (in Chinese).
- [4] MOREUA M C. GPS receiver architecture for autonomous navigation in high earth orbits [D]. Boulder: University of Colorado, 2001: 157-166.
- [5] SU X, GENG T, LI W W, et al. Chang'E-5T orbit determination using onboard GPS observations [J]. Sensors, 2017, 17(6): 1260.
- [6] MOREAU M C, DAVIS E P, RUSSELL J. Results from the GPS flight experiment on the high earth orbit AMSAT OSCAR-40 spacecraft [C] // Proceedings of International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2002: 122-133.
- [7] WINFERNITZ L B, BAMFORD W A, PRICE S R, et al. Global positioning system navigation above 76 000 km for NASA's magnetospheric multiscale mission [J]. Journal of the Institute of Navigation, 2017, 64(2): 289-300.
- [8] 高阳, 王猛, 刘蕾, 等. 基于高轨航天器的GNSS接收机技术 [J]. 中国空间科学技术, 2017, 37(3): 101-109.
GAO Y, WANG M, LIU L, et al. GNSS receiver techniques based on high earth orbit spacecraft [J]. Chinese Space Science and Technology, 2017, 37(3): 101-109 (in Chinese).
- [9] CAPUANO V, BOTTERON C, LECLERE J, et al. Feasibility study of GNSS as navigation system to reach the Moon [J]. Acta Astronautica, 2015, 116: 186-201.
- [10] JIN S, ZHAN X Q, LIU B Y, et al. Weak and dynamic GNSS signal tracking strategies for flight missions in the space service volume [J]. Sensors, 2016, 16: 1412.
- [11] LASHLEY M, BEVLY D M, HUNG J Y. Performance analysis of vector tracking algorithms for weak GPS signals in high dynamics [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2009, 3(4): 661-673.
- [12] 程俊仁, 刘光斌, 姚志成. GNSS接收机矢量跟踪算法研究

- 综述[J]. 宇航学报, 2014, 35(4): 380-387.
- CHENG J R, LIU G B, YAO Z C. Review on vector tracking algorithm for GNSS receiver[J]. Journal of Astronautics, 2014, 35(4): 380-387 (in Chinese).
- [13] MARQUIS W A, REIGH D L. The GPS block IIR and IIR-M broadcast L-band antenna panel: Its pattern and performance[J]. Journal of the Institute of Navigation, 2015, 62(4): 329-347.
- [14] ICD-GPS-240C. 2019 [EB/OL]. [2020-06-24]. <https://www.gps.gov/technical/icwg/>.
- [15] SUN Z Y, WANG X L, FENG S J, et al. Design of an adaptive GPS vector tracking loop with the detection and isolation of contaminated channels[J]. GPS Solutions, 2017, 21(2): 701-713.
- [16] PARKINSON B W, SPILKER J J, AXELRAD P, et al. Global positioning system: Theory and applications, volume 1[M]. Reston: AIAA, 1996: 390-392.
- [17] 肖志斌, 唐小妹, 庞晶, 等. 矢量延迟锁定环码跟踪偏差产生机理研究[J]. 中国科学: 物理学 力学 天文学, 2010, 40(5): 568-574.
- XIAO Z B, TANG X M, PANG J, et al. The study of code tracking bias in vector delay lock loop[J]. Scientific Sinica Physica, Mechanica & Astronomica, 2010, 40(5): 568-574 (in Chinese).

Design of a GNSS vector tracking scheme for high-orbit space

YANG Jie¹, WANG Xinlong^{1*}, CHEN Ding²

(1. School of Astronautics, Beihang University, Beijing 100083, China;

2. State Key Laboratory of Space-Ground Information Technology, Beijing 100086, China)

Abstract: The availability of Global Navigation Satellite System (GNSS) signal in high-orbit space deteriorates, which puts forward higher requirements for the signal tracking performance of GNSS receiver. The received power characteristics of GNSS signal in high-orbit space are analyzed by using the GNSS signal transmission link model. The applicability of two typical tracking loops, scalar-tracking and vector-tracking, in high-orbit space is compared. A GNSS vector tracking scheme for high-orbit space is designed. In this scheme, the measurement noise covariance is determined by estimating the carrier-to-noise ratio, and then the measurement information of each channel is weighted to obtain high-precision navigation parameters. The process noise covariance is determined according to the dynamic performance of the high-orbit spacecraft, and the orbit dynamic model is used to make a one-step prediction of the navigation parameters, thereby predicting the signal tracking parameters of each channel to achieve joint tracking of all channels. Simulation results show that the designed scheme can realize the assistance of strong signals to weak signals tracking in high-orbit space, so as to improve the tracking performance and availability of weak signals in high orbit space. In addition, the designed scheme also has a certain bridging ability to signal outage.

Keywords: high-orbit space; Global Navigation Satellite System (GNSS); vector tracking; weak signal; signal outage

Received: 2020-06-30; **Accepted:** 2020-12-21; **Published online:** 2020-12-30 11:10

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20201229.1847.007.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61673040, 61074157); Aeronautical Science Foundation of China (2015ZC51038, 20170151002); Project of the Experimentation and Technology (1700050405); Open Research Fund of State Key Laboratory of Space-Ground Information Technology (2015-SGII-KFJJ-DH-01); Key Basic Research Projects (2020-JCJQ-ZD-136-12)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0311

多路径效应对 GPS 多普勒测速的影响

程琦, 孙蕊*, 王均晖

(南京航空航天大学 民航学院, 南京 211106)



摘 要: 针对全球定位系统(GPS)多普勒观测值在城市环境中受多路径效应影响, 从而导致测速误差大的问题, 从多普勒频移产生的原理入手, 通过运动学理论分析, 构建了接收机、反射点与卫星整体运动与多普勒频移误差关系模型。模型分析结果表明: 多普勒频移误差与卫星观测向量、反射点切线法向量、接收机运动速度及反射点运动速度有关。最后通过 5 种不同场景的 GPS 数据验证了所提模型的正确性。在多路径情况下, 当接收机或反射点运动时, 可能会导致巨大的测速误差, 使得结果不具备可靠性。

关键词: 全球定位系统(GPS); 多路径效应; 多普勒频移; 测速; 误差模型

中图分类号: P228; V249.3

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2021)09-1807-07

城市中交通是整个城市有序运行的基础^[1-2], 包括无人驾驶、无人机快递等各种新型用途。其中, 载体准确的速度信息对于交通的安全至关重要。由于全球定位系统(GPS)的多普勒观测值仅需要单频接收机便可实时获取, 可利用其测速具有时效性强、成本低廉且精度较高等优点^[3]。然而, 为了最大程度地获得 GPS 测速的潜在精度, 不仅需要考虑多普勒观测值测速的详细数学模型, 还要顾及各种误差的影响。充分了解这些误差的来源及其特征, 对于误差建模及提高速度估计精度至关重要^[4]。特别是在城市峡谷中, 由于建筑物等对 GPS 信号的遮挡及玻璃幕墙与汽车表面等对信号的反射, 造成多路径效应。其中, 多路径效应包括多路径干扰和非视距(Non-Line-of-Sight, NLOS)接收 2 种情况。多路径干扰指接收机同时接收到 GPS 信号的直射信号与反射信号, 非视距接收指接收机只能接收反射信号而没有直射信号^[5]。这些信号都会对多普勒观测值造成一定的影响, 进而影响速度的准

确计算。

关于 GPS 测量速度, 国内外已作了一些试验或模拟试验^[6-9]。这些研究表明, 利用 GPS 多普勒观测值, 在理想情况下, 速度测量精度最高可达 mm/s 级别。不过, 这些文献没有讨论各种误差对速度测量的影响。关于多普勒测速误差分析, 国内外相关文献也对其进行分类与讨论^[10-14], 但是几乎都是简单地将多路径误差当成随机噪声, 这一简单粗糙的划分已不满足目前各应用对 GPS 多普勒测速的精度需求。因此, 对多路径导致的多普勒频移误差进行系统有效的分析迫在眉睫。

本文首先从多普勒频移产生的原因入手, 通过运动学理论分析, 构建了接收机、反射点与卫星整体运动与多普勒频移误差关系模型。然后分别进行讨论分析, 结果表明, 多普勒频移误差与卫星观测向量、反射点切线法向量、接收机运动速度及反射点运动速度有关。最后通过不同场景的数据对分析结果进行验证。实验结果验证了理论分析

收稿日期: 2020-07-03; 录用日期: 2020-08-14; 网络出版时间: 2020-09-08 07:03

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200904.1621.002.html

基金项目: 国家自然科学基金(41704022, 41974033); 江苏省自然科学基金(BK20170780); 南京航空航天大学研究生创新基地(实验室)开放基金(KFJJ20190727)

* 通信作者. E-mail: rui.sun@nuaa.edu.cn

引用格式: 程琦, 孙蕊, 王均晖. 多路径效应对 GPS 多普勒测速的影响[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(9): 1807-1813.
CHENG Q, SUN R, WANG J H. Multipath effects on velocity measurement from GPS Doppler observations[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(9): 1807-1813 (in Chinese).

的正确性。为将来进一步消除或者抑制多路径效应导致的速度误差提供了思路与理论支撑。

1 多路径效应对多普勒频移的影响

1.1 多普勒频移及速度计算原理

根据多普勒效应,当 GPS 接收机载体和卫星之间存在相对运动时,接收机接收到的 GPS 载波信号频率,与卫星发射的载波信号的频率是不同的,其间的频率差值称为多普勒频移^[15]。计算公式为

$$f_d = f_r - f^s \quad (1)$$

式中: f^s 为卫星的信号发射频率; f_r 为接收机接收到的卫星信号频率; f_d 为多普勒频移。多普勒频移的大小与接收机和卫星之间距离的变化率有关。若假设 $\dot{\rho}$ 为接收机与卫星之间的距离变化率, c 为光速,理论上,则有式(2)成立^[15]:

$$\dot{\rho} = -\frac{c}{f^s} f_d \quad (2)$$

多普勒频移 f_d 可以由 GPS 接收机直接获得,由接收机产生的原始多普勒频移得出的速度是瞬时速度。实验将直接采用 GPS 接收机输出的原始多普勒观测值进行单点测速。

在地心地固坐标系中,根据 GPS 单点定位的数学模型,对站星伪距进行微分,可得到如下微分方程^[11]:

$$\dot{\rho}_j = \frac{\mathbf{r}_r - \mathbf{r}^s}{\rho_j} \cdot (\dot{\mathbf{r}}_r - \dot{\mathbf{r}}^s) + c(\dot{d}_{ur} - \dot{d}_{vj}) + \dot{d}_{trop}^j + \dot{d}_{ion}^j + \dot{d}_{mp}^j + \dot{\varepsilon}^j \quad (3)$$

式中:“ \cdot ”为向量内积; ρ_j 为站星伪距; $\dot{\rho}_j$ 为第 j 颗卫星到接收机的伪距变化率; \dot{d}_{ion}^j 和 \dot{d}_{trop}^j 分别为该卫星对应电离层和对流层时间延迟的变化率; \dot{d}_{mp}^j 为多路径效应对该卫星信号导致的误差; \mathbf{r}_r 和 $\dot{\mathbf{r}}_r$ 分别为载体的位置和速度向量; \mathbf{r}^s 和 $\dot{\mathbf{r}}^s$ 分别为 GPS 卫星的位置和速度向量; d_{ur} 和 d_{vj} 分别为接收机和第 j 颗卫星的钟速; $\dot{\varepsilon}^j$ 为观测引入的噪声变化率。其中卫星的速度、卫星钟速都可以由导航电文直接得出。由于实际计算时测速时间间隔较短,电离层和对流层时间延迟的变化率、观测噪声的数值非常微小,可以忽略不计。如果多路径效应带来的影响也可以忽略,则式(3)实际只有4个未知数,即载体的三维速度和接收机钟速。因此,理论上如果可以观测到4颗或4颗以上的 GPS 卫星,利用最小二乘法原理,就可以解出上述的4个未知数,从而得到载体的三维速度和接收机钟漂。

1.2 非视距接收对多普勒频移的影响

由1.1节可知,想得到准确的载体速度,关键是得到不包含各种误差的准确伪距变化率,而伪距变化率是由观测到的多普勒频移计算而来,因此分析多普勒频移的误差有着重要的意义。根据物理多普勒效应定义:波在波源与观察者接收时频率变高,而在波源与观察者远离时接收频率变低^[16]。因此,多普勒频移直接反映出波源与观察者之间的相对速度,也就是波源速度与观察者的速度分别在波源与观察者之间连线(波的传播方向)上投影的矢量和,如图1所示。因此,要测得准确的多普勒频移的前提是波的传播方向不发生变化。当 GPS 信号载波传播方向不改变时,可以认为接收机测得的多普勒频移较为准确。在不考虑其他误差影响时,多普勒频移如下^[17]:

$$f_d = \frac{\dot{\mathbf{r}}_r - \dot{\mathbf{r}}^s}{\lambda} \cdot \mathbf{I} \quad (4)$$

式中: λ 为载波波长; \mathbf{I} 为卫星在接收机处的单位观测向量。

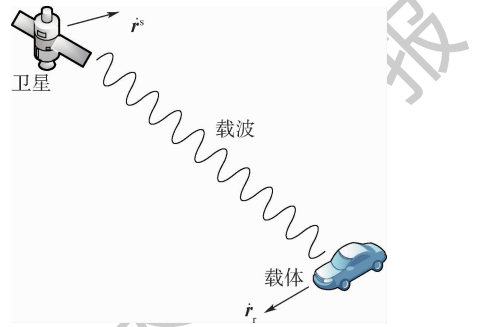


图1 多普勒频移示意图

Fig. 1. Schematic of Doppler frequency shift

当载体运行在城市峡谷等恶劣环境时,由于周围复杂环境的影响, GPS 接收机可能只接收到反射信号而没有直射信号,形成了非视距接收情况。当非视距接收情况发生时, GPS 载波信号已经经过1次以上的反射而改变了其传播方向,从而可能会对接收机接收到的多普勒频移产生误差。假设卫星信号只经过1次反射便到达接收机。如图2所示,假设反射点的速度为 \mathbf{v} ,反射点处切面的单位法向量为 \mathbf{F}_n ,卫星速度为 $\dot{\mathbf{r}}^s$,载体速度为 $\dot{\mathbf{r}}_r$,所有矢量均为地心地固坐标。该问题等价于反射点不动,将反射点的速度反方向分别矢量加到卫星与接收机速度矢量上。即卫星与接收机等价速度为

$$\dot{\mathbf{r}}_1^s = \dot{\mathbf{r}}^s - \mathbf{v} \quad (5)$$

$$\dot{\mathbf{r}}_{r1} = \dot{\mathbf{r}}_r - \mathbf{v} \quad (6)$$

式中: $\dot{\mathbf{r}}_1^s$ 和 $\dot{\mathbf{r}}_{r1}$ 分别为卫星和接收机的等价速度。

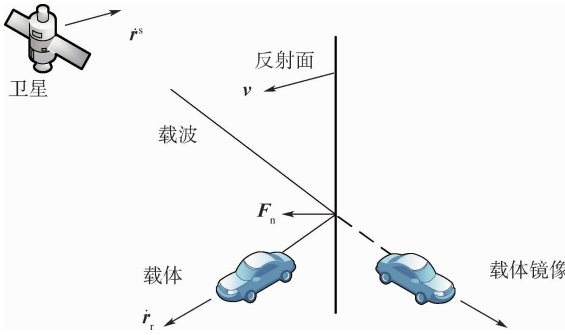


图 2 非视距接收多普勒效应

Fig. 2 NLOS received doppler effect

进一步,接收机接收到信号的多普勒效应等价于以反射点切面对称面中的镜像接收机接收到的多普勒频移。设接收机的镜像等价速度为 \dot{r}_{r2} , 从而接收机接收到的多普勒频移为

$$f'_d = \frac{\dot{r}_{r2} - \dot{r}_1^s}{\lambda} \cdot I \quad (7)$$

式中: f'_d 为接收机接收到的反射信号的多普勒频移。因为镜像位置与载体真实位置距离一般很小,所以可以近似 2 个地方卫星的单位观测向量相等,由式(4)~式(7)可得

$$f'_d - f_d = \frac{\dot{r}_{r2} - \dot{r}_{r1}}{\lambda} \cdot I = -\frac{2[(\dot{r}_r - v) \cdot F_n] F_n}{\lambda} \cdot I \quad (8)$$

可以看出,反射信号的多普勒频移与直射信号的多普勒频移具有一定的差值。考虑到一般无线电的入射向量即 I 与反射点切面法向量不垂直,可以得到如下推论:

1) 当反射点静止时,接收机也静止时,非视距接收信号的多普勒频移与直射信号保持一致,因此不产生误差。

2) 当反射点静止时,接收机运动,当且仅当接收机速度与反射点切面法向量垂直时,误差为 0。接收机以其他方向运动时都会导致一个与接收机速度相关的误差。

3) 当反射点运动时,接收机静止,当且仅当反射点速度与反射点切面法向量垂直时,误差为 0。反射点以其他方向运动时会导致一个与反射点速度相关的误差。

4) 当反射点运动时,接收机也运动,当且仅当接收机与反射点速度的矢量差与反射点切面法向量垂直时,误差为 0。其他情况下误差不为 0,其大小与接收机与反射点速度的矢量差在反射点切面法向量上的投影有关。

1.3 多路径接收对多普勒频移的影响

当接收机同时接收到卫星的直射信号与一个

以上的反射信号时,称为多路径效应。多路径情况比非视距接收更为复杂。文献[18-20]对此进行了详细的推导论证,最后得到结论是锁频环会倾向于锁定更强的信号,也就是说,其多普勒频移会倾向于信号更强的路径。从而有如下推论:

1) 当接收机与反射点均静止时,不管接收机锁定的是直射信号还是反射信号,其多普勒频移都是准确的。

2) 当接收机或反射点运动时,其多普勒频移存在不确定性,即可能是准确的也可能不准确。

1.4 多普勒频移误差对速度的影响

当接收机具有 4 颗以上卫星时,根据式(3),可以得到如下方程组:

$$G \begin{bmatrix} v_x + \delta v_x \\ v_y + \delta v_y \\ v_z + \delta v_z \\ cd_{tr} + \delta cd_{tr} \end{bmatrix} = \dot{b} + \epsilon_p \quad (9)$$

式中: G 为卫星几何矩阵; v_x, v_y, v_z 为接收机真实速度; cd_{tr} 表示由接收机钟漂导致的距离变化率,其大小等于光速乘以接收机钟速; $\delta v_x, \delta v_y, \delta v_z$ 和 δcd_{tr} 分别为接收机在不同方向的速度和钟速误差;残余向量 \dot{b} 为接收机真实伪距率减去卫星运动速度的投影; ϵ_p 为多普勒频移误差与随机误差。

解得接收机误差与多普勒误差之间的关系为

$$\begin{bmatrix} \delta v_x \\ \delta v_y \\ \delta v_z \\ \delta cd_{tr} \end{bmatrix} = \delta v = (G^T G)^{-1} G^T \epsilon_p \quad (10)$$

可以看出,接收机的解算误差不仅与测量的多普勒误差有关,还与卫星的几何分布有关。当卫星的几何分布较差时,即使较小的多普勒频移误差也会产生较大的速度误差。考虑到接收机的钟的稳定度问题,接收机中所需要的各种频率都是由同一个基准频率振荡器提供。因此,由接收机频率漂移产生的各误差在所有信号通道中是一致的^[17]。因此,在接收机的速度解算中,该项误差会被接收机钟漂所吸收(即解算的第 4 个未知量),并不会对接收机速度产生影响,但是过大的基准振荡漂移可能会影响卫星信号的跟踪与捕获。

2 算例分析

为了验证第 1 节分析的正确性,采集了多个不同场景的 GPS 数据来进行分析。具体场景设置如表 1 所示。实验 1 选择了一处开阔并且周围

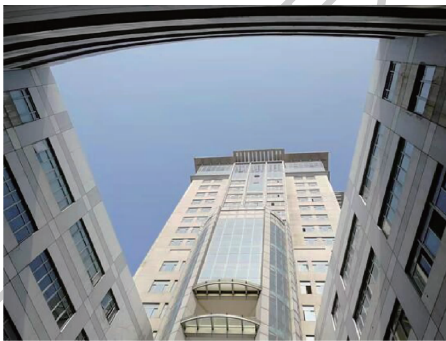
无移动人物或车辆地点,处于南京航空航天大学校园内。实验2位于南京航空航天大学一号楼天井处,周围也没有人员或车辆移动,如图3(a)所示。由于天空视角极其狭窄,只有极少历元满足4颗以上卫星。实验3位于香港街道,周围可能存在车辆经过,如图3(b)所示。实验4为了保证数据开阔且无多路径,选用了远离地面的无人机数据,如图3(c)所示。实验5选择了C地区峡谷

车载实验数据,如图3(d)所示。摒弃卫星数不足的历元之后在不同场景采集的GPS数据利用多普勒频移进行速度的求解。静止状态下的参考速度为0,运动状态下的参考速度是使用高精度惯导与GNSS组合导航并且前向和后向平滑后的结果。所得到的各场景的速度误差如图4所示。各个实验的均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE)结果如表2所示。

表1 不同场景实验情况

Table 1 Tests under different scenarios

实验	载体运动状态	载体周围环境	接收机类型	有效历元数
实验1	静态	开阔地带(A地区校园)	NovAtel	36 180
实验2	静态	城市峡谷(A地区天井)	NovAtel	390
实验3	静态	城市峡谷(B地区街道)	NovAtel	38 798
实验4	动态	开阔地带(空中无人机)	Trimble	12 371
实验5	动态	城市峡谷(C地区街道)	NovAtel	3 712



(a) 城市峡谷(A地区天井)



(b) 城市峡谷(B地区街道)



(c) 开阔地带(空中无人机轨迹)



(d) 城市峡谷(C地区街道)

图3 部分场景实验

Fig. 3 Test photos of some scenarios

1) 对比实验1与实验2可以看出,当接收机处于静止并且周围没有移动的反射面时,开阔地带与城市峡谷中多普勒测速都能达到 cm/s 的精度。由于开阔地带具有更多的卫星数量与更好的几何精度因子,其精度略高于城市峡谷中结果。但是依然可以看出多路径效应并没有对实验2中的多普勒频移产生误差。

2) 对比实验2与实验3可知,实验2与实验3接收机都处于城市峡谷中,实验2的南京航空

航天大学主楼天井天空视角更为恶劣。但是实验3中接收机处于B地区街头,来往的车辆产生了较为严重的多路径效应,导致了巨大的实验误差,甚至大于实验5在B地区城市峡谷中的动态实验的误差。

3) 对比实验1与实验4可得,在开阔地带周围无干扰情况下,动态实验误差(dm/s)比静态实验误差(cm/s)大了一个数量级。可以看出,动态情况下,接收机的振动导致了更大的热噪声,使得

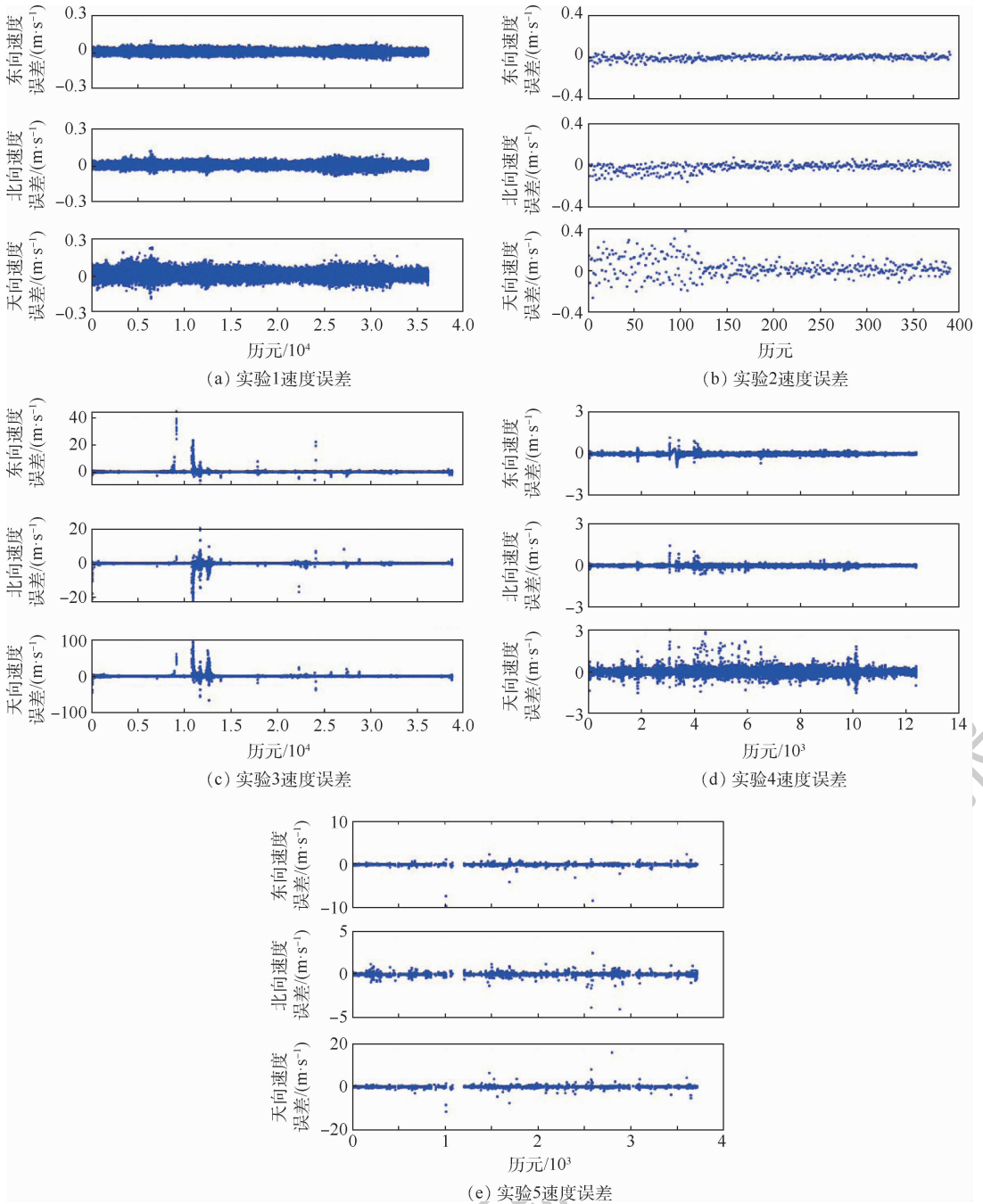


图4 实验速度误差

Fig. 4 Velocity errors of tests

表2 不同实验的 RMSE

Table 2 RMSE under different tests

实验	RMSE/(m · s ⁻¹)			
	东向	北向	天向	总向
实验 1	0.014	0.017	0.031	0.038
实验 2	0.021	0.040	0.088	0.099
实验 3	0.888	0.667	2.811	3.023
实验 4	0.071	0.058	0.221	0.239
实验 5	0.547	0.259	1.407	1.532

多普勒频移误差增大。

4) 对比实验 4 与实验 5 可得,在城市峡谷中

GPS 信号发生了更多的多路径效应。因此,在城市峡谷中的实验误差(m/s)比开阔地带的实验误差(dm/s)大了一个数量级。此外,在城市峡谷中仅靠 GPS 多普勒效应测速具有非常大的不可靠性,必须借助其他传感器的组合导航来减小误差。

3 结论

本文从多普勒频移形成原因入手,理论上分析了当接收机与反射点处于不同运动状态下的多普勒频移误差,并采集了多个场景下的 GPS 数据对分析进行了数据验证,所得结论如下:

1) 当接收机与反射点均处于静止时,无论是非视距接收信号还是多路径信号都不会对多普勒频移造成误差,因此在该条件下,利用多普勒可以测得一个相对比较高的精度结果(cm/s)。但是在开阔环境下,由于卫星的数量及几何构型更好,所得的结果会优于城市峡谷中结果。

2) 当接收机运动且没有多路径效应时,接收机也会因为载体振动导致的热噪声使得多普勒频移测得速度的误差变大(dm/s)。

3) 当多路径存在且反射点运动时,无论接收机运动或静止,多路径和非视距接收都有可能带来巨大的多普勒频移误差进而导致巨大的速度误差(m/s),从而使得求解出的速度不具备可靠性。因此在城市峡谷中,仅靠 GPS 测速是不可行的,必须依靠和其他类型传感器组合导航输出结果。

参考文献 (References)

- [1] GU C L. Urbanization: Positive and negative effects [J]. Science Bulletin, 2019, 64(5): 281-283.
- [2] 顾朝林, 曹根榕. 基于城镇化发展趋势的中国交通网战略布局 [J]. 地理科学, 2019, 39(6): 865-873.
GU C L, CAO G R. Strategic layout of China's future transportation network based on urbanization trends [J]. Scientia Geographica Sinica, 2019, 39(6): 865-873 (in Chinese).
- [3] 肖云, 孙中苗, 程广义. 利用 GPS 多普勒观测值精确确定运动载体的速度 [J]. 武汉测绘科技大学学报, 2000, 25(2): 113-118.
XIAO Y, SUN Z M, CHENG G Y. Precise determination of velocity for airborne gravimetry using the GPS Doppler observations [J]. Journal of Wuhan Technical University of Surveying and Mapping, 2000, 25(2): 113-118 (in Chinese).
- [4] 何海波, 杨元喜, 孙中苗. 几种 GPS 测速方法的比较分析 [J]. 测绘学报, 2002, 31(3): 32-36.
HE H B, YANG Y X, SUN Z M. A comparison of several approaches for velocity determination with GPS [J]. Acta Geodaetica et Cartographica Sinica, 2002, 31(3): 32-36 (in Chinese).
- [5] SUN R, HSU L T, XUE D, et al. GPS signal reception classification using adaptive neuro-fuzzy inference system [J]. The Journal of Navigation, 2019, 72(3): 685-701.
- [6] SUN W, DUAN S, KONG Y, et al. Velocity and acceleration of Doppler calculation for carrier based on GPS broadcast ephemeris [J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2017, 30(11): 1630-1635.
- [7] 张明, 王宏涛, 王强. 利用 GPS 多普勒观测值精确确定运动载体的速度 [J]. 电光与控制, 2006, 13(3): 97-101.
ZHANG M, WANG H T, WANG Q. Accurate determination of moving vehicle speed with GPS Doppler observed values [J]. Electronics Optics & Control, 2006, 13(3): 97-101 (in Chinese).
- [8] GRAAS F V, SOLOVIEV A. Precise velocity estimation using a stand-alone GPS receiver [J]. Navigation, 2004, 51(4): 283-292.
- [9] WANG Q X, XU T H. Combining GPS carrier phase and Doppler observations for precise velocity determination [J]. Science China Physics, Mechanics and Astronomy, 2011, 54(6): 1022-1028.
- [10] 王甫红, 张小红, 黄劲松. GPS 单点测速的误差分析及精度评估 [J]. 武汉大学学报 (信息科学版), 2007, 32(6): 515-519.
WANG F H, ZHANG X H, HUANG J S. Error analysis and accuracy assessment of GPS absolute velocity determination with SA off [J]. Geomatics and Information Science of Wuhan University, 2007, 32(6): 515-519 (in Chinese).
- [11] 何海波, 杨元喜, 孙中苗, 等. GPS 多普勒频移测量速度模型与误差分析 [J]. 测绘学院学报, 2003, 20(2): 79-82.
HE H B, YANG Y X, SUN Z M, et al. Mathematic model and error analyses for velocity determination using GPS Doppler measurements [J]. Journal of Institute of Surveying and Mapping, 2003, 20(2): 79-82 (in Chinese).
- [12] 李乐乐, 贺凯飞, 王振杰, 等. GPS 实时单站测速和相对测速的误差比较与精度分析 [J]. 大地测量与地球动力学, 2019, 39(10): 1063-1069.
LI L L, HE K F, WANG Z J, et al. Error comparison and accuracy analysis between stand-alone and relative velocity determination using GPS [J]. Journal of Geodesy and Geodynamic, 2019, 39(10): 1063-1069 (in Chinese).
- [13] 孙伟, 段顺利, 丁伟, 等. GPS 单点测速方法的比较分析 [J]. 导航定位学报, 2017, 5(1): 81-85.
SUN W, DUAN S L, DING W, et al. Comparative analysis on velocity determination by GPS single point [J]. Journal of Navigation and Position, 2017, 5(1): 81-85 (in Chinese).
- [14] 单瑞, 赵铁虎, 于得水, 等. 单点 GPS 多普勒测速模型比较与精度分析 [J]. 测绘通报, 2013(3): 7-9.
SHAN R, ZHAO T H, YU D S, et al. Model comparison and accuracy analysis of single-stationed GPS velocity estimation using GPS Doppler measurements [J]. Bulletin of Surveying and Mapping, 2013(3): 7-9 (in Chinese).
- [15] TRAJKOVSKI K K, STERLE O, STOPAR B. Robust statistics, Doppler observations and multipath effect in GNSS in adverse conditions [J]. Geodetski Vestnik, 2016, 60(1): 42-52.
- [16] SOBOLEV V S, UTKIN E N, KASHCHEEVA G A, et al. Doppler shift of the modulation frequency of laser radiation scattered by a moving object [J]. Optics and Spectroscopy, 2019, 119(2): 291-294.
- [17] 谢钢. GPS 原理与接收机设计 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2009: 74-75.
XIE G. Principles of GPS and receiver design [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2009: 74-75 (in Chinese).
- [18] XU L, RIFE J H. Doppler-aided line-of-sight identification and localization in future cellular networks [C] // Proceedings of the 31st International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS + 2018). Hoboken: Wiley, 2018: 3018-3027.
- [19] XU L, RIFE J. NLOS and multipath detection using Doppler

shift measurements[C] // Proceedings of the 32nd International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS + 2019). Hoboken: Wiley, 2019: 4064-4075.

[20] XU L, RIFE J. Modeling multipath effects on frequency locked loops[C] // Proceedings of the 2020 International Technical Meeting of the Institute of Navigation. Hoboken: Wiley, 2020: 698-712.

Multipath effects on velocity measurement from GPS Doppler observations

CHENG Qi, SUN Rui*, WANG Junhui

(College of Civil Aviation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China)

Abstract: Global Positioning System (GPS) Doppler observation is affected by multipath, which leads to a huge error in velocity calculation. In response to this problem, starting from the causes of Doppler observations, through kinematic analysis, a model of the relationship between the overall motion of receiver, reflection point and the satellite, and the error of Doppler observations is constructed. The results show that: the error of Doppler observations is related to the satellite observation vector, the tangent normal vector of the reflection point, the speed of the receiver and the reflection point. The effectiveness of the proposed model is verified by the results in 5 different scenarios. When receiver and reflection point are moving, multipath may cause a huge error in velocity, which makes the velocity unreliable.

Keywords: Global Positioning System (GPS); multipath effects; Doppler frequency shift; velocity measurement; error model

Received: 2020-07-03; **Accepted:** 2020-08-14; **Published online:** 2020-09-08 07:03

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200904.1621.002.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (41704022, 41974033); Natural Science Foundation of Jiangsu Province (BK20170780); the Fundamental Research Funds for the Central Universities (KFJJ20190727)

* **Corresponding author.** E-mail: rui.sun@nuaa.edu.cn

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0324

基于遗传算法的插值 Coons 曲面孔位修正方法



孙新月, 田威*, 胡俊山, 廖文和

(南京航空航天大学 机电学院, 南京 210016)

摘 要: 在机器人自动制孔过程中, 制孔点位信息通常从待制孔工件工艺数模上获取, 而待制孔工件安装过程中会出现位置偏移和变形, 由工艺数模得到的点位信息无法直接满足孔位精度要求。为了保证自动制孔的孔位精度, 提出了一种基于遗传算法的插值 Coons 曲面孔位修正方法。利用制孔区域边角基准孔建立双线性 Coons 误差曲面模型, 通过模型计算出待制孔的误差补偿向量, 并补偿至理论制孔位置。针对误差曲面切矢模长无法确定的情况, 利用制孔区域内的基准孔构建遗传算法模型, 计算出切矢模长最优值, 使拟合的误差曲面更符合实际制孔区域曲面。通过试验对算法的有效性和精度进行验证, 结果表明: 采用基于遗传算法的插值 Coons 曲面孔位修正方法, 可以使孔位误差得到有效的补偿。补偿后的平均孔位误差仅为 0.195 6 mm, 与传统的插值曲面方法相比, 孔位误差降低了 5% ~ 10%。

关键词: 自动制孔; 位置精度; Coons 曲面; 遗传算法; 孔位修正

中图分类号: V262.4

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2021)09-1814-09

随着飞机柔性装配技术的发展, 工业机器人因其具有加工质量稳定、加工效率高、可达性好等优点, 正逐步取代人工作业, 被广泛应用于飞机零部件的装配过程中^[1-2]。由于飞机蒙皮等曲面零部件气动外形复杂且刚度较低, 装配过程中极易产生较大位置偏移和变形, 导致在机器人制孔过程中, 依据理论数模上理论孔位制出的孔与实际应制孔位之间会出现较大孔位偏差^[3-4]。由于工件装配误差的存在, 机器人制孔误差通常无法满足在 0.5 mm 以内的要求^[5], 为了保证孔位精度及孔间距的准确性, 须通过孔位修正对偏差进行补偿。

在孔位修正过程中, 通过基准孔孔位偏差推断待制孔孔位偏差的补偿算法是孔位修正的关键技术, 国内外学者对此进行了深入的研究。Zhu 等^[6]根据基准孔的偏差向量构造双线性误差平面, 实现了待制孔理论位置的线性插值补偿, 在小

曲率工件制孔时该方法可以提高孔位精度。毕运波等^[7]引入了法矢信息, 提出了一种插值 Coons 曲面误差补偿法, 采用直线和曲线拟合误差曲面, 提高了飞机机身段对接部位的制孔精度。王青等^[8]提出了一种基于孔边距约束和 Shepard 插值的孔位修正方法, 该方法使用孔边距偏差修正约束孔位, 使用 Shepard 插值方法修正其余孔位, 保证了制孔边距。严秋白^[9]针对双基准孔, 提出通过基准孔获得待制孔理论位置 and 实际位置之间转换的方法, 保证了机翼壁板较高的孔位精度。石循磊等^[10]忽略飞机外形, 提出一种基于 Kriging 模型插值的孔位修正策略, 建立 Kriging 模型, 通过基准孔位偏差推算出待制孔偏差进行误差补偿, 该方法能够预测待制孔标准误差进而指导增添新的基准孔。综上所述, 现有孔位修正方法主要分为 3 类: ①曲线或曲面拟合插值方法, 仅适用于飞机壁板、机身等小曲率部件孔位修

收稿日期: 2020-07-07; 录用日期: 2020-08-07; 网络出版时间: 2020-08-18 09:51

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200818.0848.001.html

基金项目: 国家科技重大专项 (2018ZX04006001)

* 通信作者. E-mail: tw_nj@nuaa.edu.cn

引用格式: 孙新月, 田威, 胡俊山, 等. 基于遗传算法的插值 Coons 曲面孔位修正方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(9): 1814-1822. SUN X Y, TIAN W, HU J S, et al. A hole position correction method of interpolation Coons surface based on genetic algorithm[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(9): 1814-1822 (in Chinese).

正,对于大曲率和复杂曲率部件,该方法难以满足孔位精度要求,并且会出现制孔位置精度不均匀的问题;②转换矩阵方法,对孔位排布和基准孔数目有严格要求,适用范围小;③数学模型插值方法,能够适应多种类型部件,但为了保证较高的孔位精度,需增加基准孔数量,严重影响制孔效率。

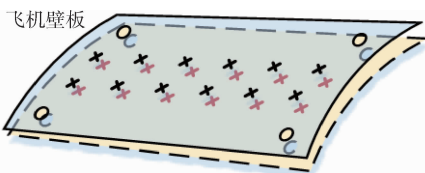
针对上述问题,本文提出了一种基于遗传算法的插值 Coons 曲面孔位修正方法。与传统插值曲面法不同的是,该方法首先从飞机曲面构造角度出发,利用制孔区域边角4个基准孔构造双线性 Coons 误差曲面孔位补偿模型;其次,通过制孔区域内的基准孔对误差曲面形状进行约束,使拟合的双线性 Coons 误差曲面与实际制孔区域偏差最小,以提高待制孔误差补偿向量计算精度;最后,利用误差曲面模型计算所有待制孔的误差补偿向量,将其补偿到理论位置,满足了飞机装配的制孔位置精度要求。

1 误差曲面模型的构建

1.1 问题描述

在实际制孔中,即使是在机器人精确定位的情况下,由于零部件制造误差和安装误差的客观存在,误差会随着尺寸链的积累最终反映在孔位上,表现为实际孔位和理论孔位的偏差,如图1所示。若直接采用离线编程系统输出的理论孔位进行制孔操作,会存在与实际应制孔位置的偏差,无法满足飞机装配的孔位精度要求^[11]。利用基准孔位置偏差,推算待制孔的位置偏差,是目前常用的孔位补偿方法。在飞机零部件预装配过程中,采用人工方式制出预连孔并连接,为了不增加人工工作量、提高装配效率,可将预连孔定义为基准孔。因此在孔位补偿时,选择制孔区域边界附近的预连孔为边角基准孔,通过基准孔的偏差向量计算待制孔偏差,实现对待制孔的理论位置的补偿。

从图1可以明显地看出,待制孔的孔位偏差和待制孔与基准孔之间的位置有关,与基准孔距



○ 基准孔 ✕ 理论表面上的孔位 ★ 实际表面上的孔位

图1 理论曲面和实际曲面偏差

Fig. 1 Deviation of theoretical surface and actual surface

离越近,受其影响越大。因此,采用合理的方法定义待制孔与边角基准孔的位置关系是提高孔位精度的关键。基于平面的双线性插值补偿方法是比较传统的孔位修正方法,而实际上,飞机外形曲面主要由二次曲面、三次曲面等构成,待制孔偏差随着基准孔偏差的变换呈现非线性变换,采用平面构造误差模型函数会限制算法的应用范围。本文将从曲面构造的角度建立误差模型,采用双线性 Coons 曲面拟合制孔区域误差曲面,实现基准孔和待制孔位置关系的精确定义,从而计算出理论孔位和实际孔位的偏差。

1.2 误差曲面模型建立

1.2.1 Ferguson 参数三次曲线拟合

曲线拟合是曲面拟合的基础,飞机零部件曲面本质上是由无数条曲线所构成,因此选择合理的曲线拟合方式对制孔区域曲面的精确拟合至关重要。考虑到 Ferguson 参数三次曲线既可生成带有拐点的平面曲线,又能生成空间中次数最低的参数多项式曲线,保证了制孔区域曲线的多样性,进而将其应用于制孔区域曲线^[12-13]。

美国波音公司的 Ferguson(1963)首先引入参数三次方程,在飞机设计中用于曲线和曲面的定义。参数三次曲线段用幂基表示为

$$P(v) = a_3v^3 + a_2v^2 + a_1v + a_0 \quad (1)$$

切矢为

$$P'(v) = 3a_3v^2 + 2a_2v + a_1 \quad (2)$$

式中: $v \in [0, 1]$; a_0, a_1, a_2, a_3 为待定矢量。给定曲线的首末端点 P_1, P_2 和切矢 P'_1, P'_2 , Ferguson 参数三次曲线可以表示为

$$P(v) = WMF \quad (3)$$

$$\text{式中: } M = \begin{bmatrix} 2 & -2 & 1 & 1 \\ -3 & 3 & -2 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; W = [v^3, v^2, v, 1]; F = [P_1, P_2, P'_1, P'_2]^T$$

1]; $F = [P_1, P_2, P'_1, P'_2]^T$ 。

1.2.2 双线性 Coons 曲面拟合

Coons 曲面是在飞机曲面构造中被广泛应用的曲面,Coons 曲面采用插值2个参数方向2组边界曲线的构造方法,并且曲线可以是任意类型参数曲线,因而采用 Coons 曲面构造方法可以构造出各种类型的制孔区域曲面片^[14]。曲面拟合过程如图2所示,首先在一对 v 边界之间由线性插值构造 u 向直纹面,类似地,在一对 u 边界之间构造另一 v 向直纹面。图中: $Q(u, v), R(u, v)$ 和 $S(u, v)$ 表示拟合过程的空间曲面。为了拟合出要求的曲面,把两直纹面进行迭加,而迭加导致多

出了连接边角点的插值平面。最后,将平面减去,得到所要求得的双线性 Coons 曲面:

$$P(u,v) = - \begin{bmatrix} -1 \\ 1-u \\ u \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & P(u,0) & P(u,1) \\ P(0,v) & P_1 & P_2 \\ P(1,v) & P_4 & P_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -1 \\ 1-v \\ v \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: $u, v \in [0, 1]$ 为区域内任意一点相对于边角点的空间坐标; P_1, P_2, P_3 和 P_4 为边界控制点

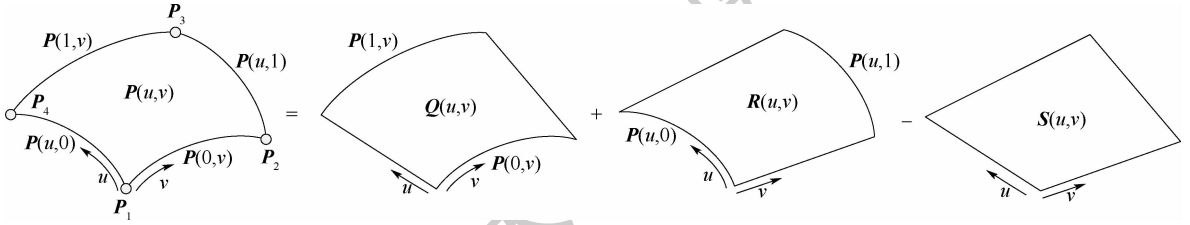


图2 双线性 Coons 曲面拟合过程

Fig. 2 Process diagram of bilinear Coons surface fitting

基于 Ferguson 参数三次曲线和双线性 Coons 曲面可精准地拟合出飞机零部件制孔区域的曲线和曲面,采其拟合方式进行制孔区域曲面的构造。假定理论数模的制孔区域边界为三次曲线,即

$$y_1 = A_3x^3 + A_2x^2 + A_1x + A_0 \quad (5)$$

实际工件制孔区域边界为

$$y_2 = B_3x^3 + B_2x^2 + B_1x + B_0 \quad (6)$$

则误差曲线可以表示为

$$\Delta y = y_2 - y_1 = (B_3 - A_3)x^3 + (B_2 - A_2)x^2 + (B_1 - A_1)x + B_0 - A_0 \quad (7)$$

式中: $A_0, A_1, A_2, A_3, B_3, B_2, B_1, B_0$ 为参数曲线的系数。

由于制孔区域 4 条边界曲线均为 Ferguson 参数三次曲线,因此误差曲面函数仍可以采用双线性 Coons 曲面进行构造。由式(1)~式(4)可得,制孔区域误差曲面模型函数:

$$\Delta P(u,v) = - \begin{bmatrix} -1 \\ 1-u \\ u \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & \Delta P(u,0) & \Delta P(u,1) \\ \Delta P(0,v) & \Delta P_1 & \Delta P_2 \\ \Delta P(1,v) & \Delta P_4 & \Delta P_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -1 \\ 1-v \\ v \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: u, v 为待制孔相对于边角基准孔的空间坐标,将待制孔理论坐标投影到式(4),可得该待制孔在 u, v 方向的坐标。根据上述误差曲面模型定义方式可明显地看出,4 个边角基准孔应覆盖制孔区域,从预选孔中选取基准孔时应注意。

坐标。

1.2.3 误差曲面拟合

由上述分析可知,补偿理论坐标的关键在于基于基准孔误差推算待制孔误差补偿向量,即准确地定义出基准孔与待制孔之间的位置关系。显然,基准孔与待制孔之间的位置关系是基于其所处的飞机零部件曲面确定的,若能拟合出符合飞机零部件曲面的模型即可实现基准孔与待制孔之间的位置关系的精确定义,进而准确计算出待制孔理论孔位与实际孔位偏差。

2 误差曲面模型的求解

在实际应用过程中,利用 Ferguson 参数三次曲线和双线性 Coons 曲面构造出来的误差曲面模型服从实际制孔曲面,因而将通过误差曲面模型计算出的误差补偿向量补偿到理论制孔坐标可实现孔位精度的提高。在式(8)构建的误差曲面模型中,边界误差曲线可表示为

$$\begin{cases} \Delta P(0,v) = WM\Delta F_0 \\ \Delta F_0 = [\Delta P_1, \Delta P_2, P'_1, P'_2]^T \end{cases} \quad (9)$$

类似地,可得到其余 3 条误差曲线 $\Delta P(1,v), \Delta P(u,0), \Delta P(u,1)$ 。其中,边角基准孔的误差向量 $\Delta P_1, \Delta P_2, \Delta P_3, \Delta P_4$ 可通过实际检测的坐标和理论坐标对比得到,而边角基准点切矢 P'_1, P'_2, P'_3, P'_4 则需要进一步求解。端点切矢可表示为

$$\begin{cases} P'_1 = x_1\tau_1 \\ P'_2 = x_2\tau_2 \\ P'_3 = x_3\tau_3 \\ P'_4 = x_4\tau_4 \end{cases} \quad (10)$$

式中: $\tau_1, \tau_2, \tau_3, \tau_4$ 为单位切矢(即切矢方向); x_1, x_2, x_3, x_4 为切矢模长。因此,切矢将分为方向和模长 2 部分进行求解。

2.1 切矢方向求解

在 Ferguson 参数三次曲线拟合时,需要端点切矢信息,仅靠制孔区域边角 4 个基准点坐标无法定义切矢,因此将边角基准点法矢信息引入曲线拟合中。已知基准点坐标 P_1, P_2, P_3, P_4 和法矢

n_1, n_2, n_3, n_4 , 图3为切矢计算示意图。设向量 AB 和 n_1 构造的平面为 α , n_p 为平面 α 的法向量, 则 A 点的单位切矢为

$$\begin{cases} \tau_1 = \frac{n_p \times n_1}{|n_p \times n_1|} \\ n_p = n_1 \times AB \end{cases} \quad (11)$$

同理,可以得到 B, C, D 三点的单位切矢 τ_2, τ_3, τ_4 。

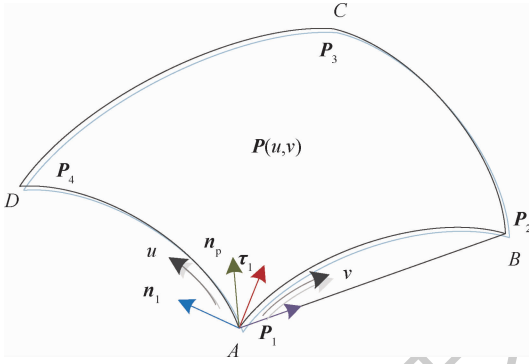


图3 单位切矢计算示意图

Fig. 3 Schematic diagram of unit tangent vector calculation

2.2 切矢模长求解

2.2.1 切矢模长对误差曲面的影响

由计算机辅助几何设计学可知,在拟合参数曲线时,不仅要考虑矢量的方向,还要考虑矢量的模长^[15]。如图4所示,分别为首末端点坐标和切矢方向相同、切矢模长分别为0.1~10的7条曲线。由图可知,当切矢模长为0.1时,曲线平缓,中间段趋于直线;随着切矢模长逐渐增加,曲线渐丰;当切矢模长增长为5时,曲线丰满程度进一步增加,且曲线具有较大曲率;当切矢模长增长为10时,曲线由钝变锐,若进一步增大,可能会出现尖点现象。因此,当端点和切矢方向确定时,切矢模长是影响曲线及曲面几何形状的关键因素,即随着切矢模长的增大,曲线由扁平变得丰满直至

尖锐,进而使曲面由平坦变得凸起。

2.2.2 基于遗传优化算法的切矢模长求解

由2.2.1节分析可知,切矢模长对误差曲面形状有重要影响,确定合理的切矢模长是保证孔位精度的关键。在误差曲面模型中,4个切矢模长最优解随机分布在约束范围内,无法准确将其搜索到。而遗传算法在求解问题时,不需要目标函数梯度等信息来确定搜索方向,可以遍历切矢模长约束范围求解出最优值,并且遗传算法可以实现带有复杂约束的单目标或多目标函数问题的求解^[16-17]。因此,遗传算法适用于误差曲面切矢模长的求解,其流程如图5所示,算法主要步骤如下:

步骤1 产生初始种群。设计变量是设计过程中用来调整和优化的独立变量,可以表达出目标函数,根据上述分析选取切矢模长为设计变量。在常见的遗传算法工具箱中,初始种群的产生都需要变量上下界约束,根据经验值取 $[0, 1.0]$ 为变量范围。再初始化种群,即算法中给出随机问题的一组解,按照给出的适应度函数选择出适应度高的个体组成初始种群 $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ 。

步骤2 适应度函数。根据曲面构造原理可知,拟合的误差曲面与制孔区域曲面越接近,修正后的孔位精度越高,且误差曲面随着切矢模长的变化而变化。由于4个边角基准孔信息无法确定理想的切矢模长,因而以制孔区域内基准孔的孔位误差为优化目标。已知基准孔理论与实际误差向量 ΔP_{i+4} , 根据误差曲面模型函数式(8)可得此误差曲面模型下的误差补偿向量 $\Delta P_{i+4}(x_1, x_2, x_3, x_4)$, 且 ΔP_{i+4} 与 $\Delta P_{i+4}(x_1, x_2, x_3, x_4)$ 相差越小,误差曲面越接近制孔区域曲面。根据上述分析,目标函数定义为

$$\begin{cases} f_1(x) = \left(\min |\Delta P_5(x) - \Delta P_5| \right) \\ \vdots \\ f_m(x) = \left(\min |\Delta P_{m+4}(x) - \Delta P_{m+4}| \right) \end{cases} \quad \text{s.t. } x = (x_1, x_2, x_3, x_4) \mid x_1, x_2, x_3, x_4 \in [0, 1] \quad (12)$$

步骤3 终止条件。由于存在产品制造误差、机器人定位误差等无法避免的随机系统误差,因此即使是最优的解,孔位误差值也无法完全消除,即无法预测目标函数收敛值。并且运算结果可能会短时间稳定在局部最优解。因此,本文选择完成一定数量的计算代数 N_i 作为终止条件,并进行多次运算寻找较合适的计算代数。

由式(12)可知,目标函数与制孔区域内基准

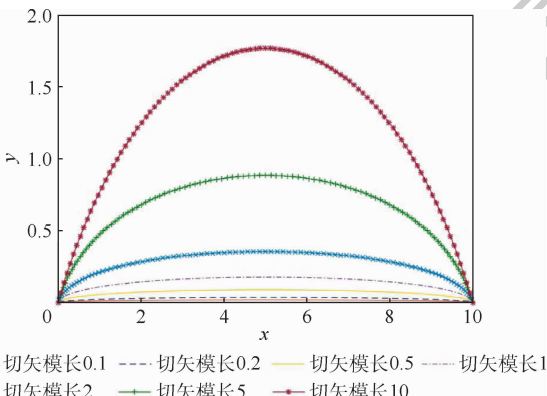


图4 切矢模长对曲线丰满程度的影响

Fig. 4 Influence of tangent vector length on the fullness of curves

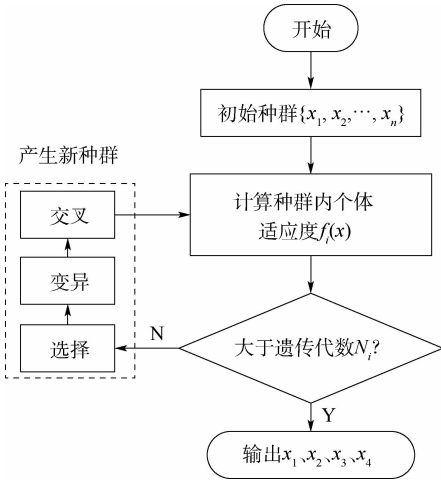


图5 遗传算法求解切矢模长流程

Fig.5 Genetic algorithm for computing the tangent vector modulus length

孔紧密相关,且目标函数数量由基准孔数量决定,因而制孔区域内基准孔的排布将影响切矢模长的求解。在紧固件孔位排布设计过程中,孔间距和孔排距有严格的要求,为了避免对孔位排布的破坏,基准孔将从待制孔中选取。由上述分析可知,基准孔位置和基准孔数量影响切矢模长的求解,而制孔区域内待制孔数量较多,无法确定最优基准孔方案。因此,将通过试验对影响规律进行研究,依据大量试验结果,确定最优的基准孔排布方案,即在此方案基础上可实现最高孔位精度。

通过遗传算法对切矢模长优化求解后,可确定误差曲面函数 $\Delta P(u, v)$,利用 $\Delta P(u, v)$ 实现对待制孔误差补偿向量的计算,完成对理论制孔坐标的补偿。在误差曲面模型建立过程中,采用双线性 Coons 曲面既可拟合出简单曲面又可拟合出双曲度复杂曲面,使方法通用性增加。且本文方法通过遗传优化模型调节双线性 Coons 曲面的切矢模长,使方法适用于多种曲率曲面,保证了误差补偿向量计算精度,进一步提高孔位精度。

3 试验验证与结果讨论

为了验证孔位修正算法的有效性,搭建了机器人孔位检测试验平台,如图6所示,平台由Rapidscan(双目视觉检测系统)、激光跟踪仪、库卡 KR-500 机器人和试验工件组成。筒状零部件作为航空航天零部件的典型结构,其上2个基准孔之间的连线在表面的投影有直线、二次曲线及三次曲线,将大曲率筒状工件用作试验件能够保证试验结果的可靠性。为了消除机器人制孔误差的影响,大曲率筒状工件的基准孔与待制孔采用3D打印技术进行加工,并将工件安装在指定位置。

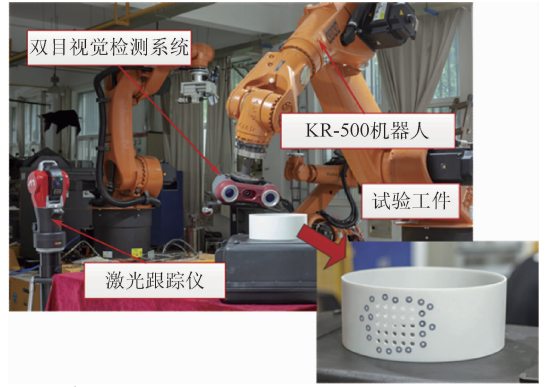


图6 试验平台

Fig.6 Experimental platform

3.1 孔位修正试验验证

3.1.1 理论制孔坐标获取

试验工件三维数模如图7所示,其中 A_1 、 B_1 、 C_1 、 D_1 为该制孔区域的边角基准孔,待制孔1~15均匀分布在制孔区域内。数模上的理论坐标和法矢作为机器人制孔依据,通过离线编程系统将其提取并输出。本文试验件制孔区域基准孔理论坐标和法矢如表1所示。

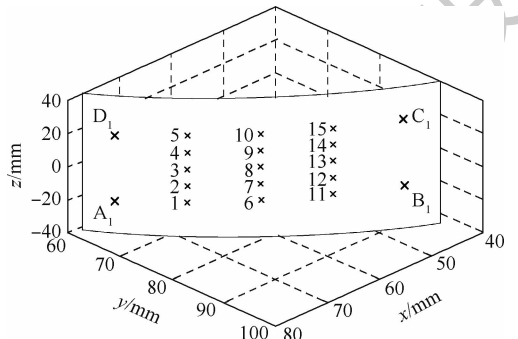


图7 试验工件孔位分布

Fig.7 Distribution map of hole positions of test pieces

表1 边角基准孔理论坐标及法矢

Table 1 Theoretical coordinate and normal vector of corner reference holes

基准孔	(x, y, z)/mm	法矢
A_1	(44.721, 89.443, 20)	(0.447 2, 0.894 4, 0)
B_1	(76.022, 64.967, 20)	(0.760 2, 0.649 7, 0)
C_1	(76.022, 64.967, -20)	(0.760 2, 0.649 7, 0)
D_1	(44.721, 89.443, -20)	(0.447 2, 0.894 4, 0)

3.1.2 实际制孔坐标获取

为了验证本文所提出的基于遗传算法的插值 Coons 曲面方法的补偿效果,需要知道实际制孔坐标,将补偿后的坐标与实际制孔坐标进行对比,可实现对算法补偿效果的验证。

首先,双目视觉检测系统对试验工件进行扫描,借助激光跟踪仪得到试验工件的点云数据;采用 SA (Spatial Analyzer) 软件进行点云数据处理,

该软件具有自动特征提取、多种坐标系拟合以及与激光跟踪连接等功能。其次,将点云数据导入 SA 软件中,通过对已加工孔边缘进行特征提取,拟合出圆心位置,得到实际制孔坐标;最后,建立工件坐标系,输出工件坐标系下的实际制孔坐标。对比理论坐标和实际坐标,得到孔位偏差分别如表 2、表 3 所示,基于第 1、2 节所提出的孔位修正方法,构建误差曲面模型、计算误差补偿向量,补偿理论制孔坐标。

表 2 边角基准孔位偏差

Table 2 Position deviation of corner reference holes

基准孔	$\Delta x/mm$	$\Delta y/mm$	$\Delta z/mm$
A ₁	-1.702	0.517	-0.049
B ₁	-0.691	0.858	-0.203
C ₁	-0.624	0.809	-0.402
D ₁	-1.82	0.712	-0.161

表 3 待制孔孔位偏差

Table 3 Position deviation of hole to be drilled

孔号	$\Delta x/mm$	$\Delta y/mm$	$\Delta z/mm$
1	-1.518	0.702	-0.098
2	-1.509	0.694	-0.148
3	-1.65	0.832	-0.259
4	-1.528	0.796	-0.233
5	-1.318	0.754	-0.133
6	-1.207	0.716	-0.134
7	-1.235	0.941	-0.056
8	-1.365	1.021	-0.488
9	-1.276	0.806	-0.282
10	-1.151	0.948	-0.201
11	-0.732	0.674	0.064
12	-0.874	0.793	-0.152
13	-0.87	0.757	-0.08
14	-0.935	0.877	-0.303
15	-0.833	0.871	-0.274

3.1.3 实际制孔坐标仿真

在机器人自动制孔过程中,基准孔作为孔位修正的基础需提前制出,而制孔区域内的基准孔要依据试验结果进行规划,因此在实际制孔前需要先进行试验确定最优的基准孔排布方案,导致了工作量的增加。本文尝试通过仿真获取实际制孔坐标,同样采用第 1、2 节所述方法进行孔位修正,将仿真数据和实际检测数据孔位修正结果进行对比,若两者结论相同,则说明仿真数据设置合理,即可以通过仿真数据来确定合理的基准孔排布。

在工件安装时,会因变形和位置偏移而产生孔位误差;在基准孔检测过程中,也会产生孔位检测误差,且该误差服从正态分布。根据上述分析对理论孔位添加安装误差和检测误差,使理论孔位产生偏移,偏移后的坐标为实际制孔坐标,如图 8 所示。

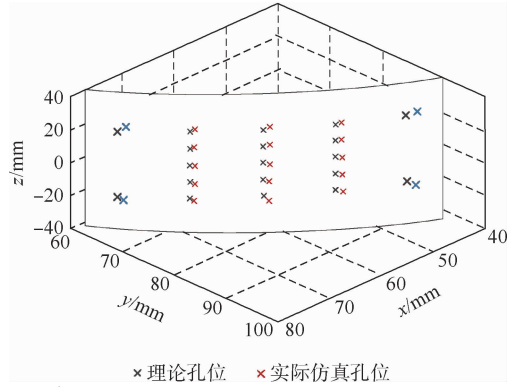
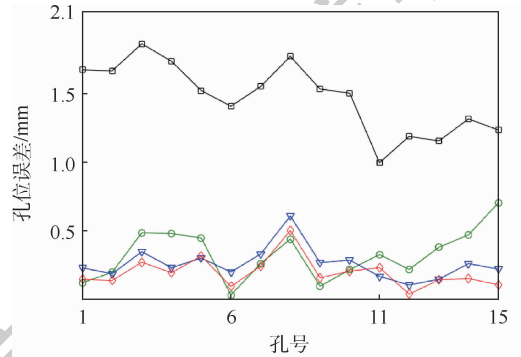


图 8 孔位仿真

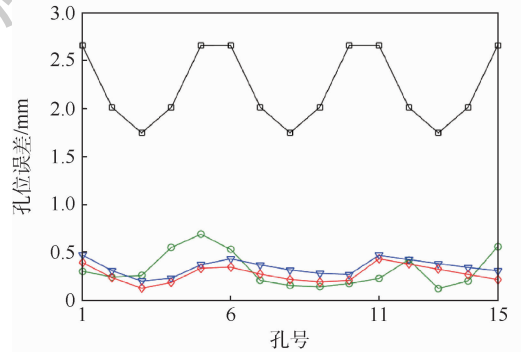
Fig. 8 Hole position simulation

3.2 结果分析

分别采用双线性插值法、插值 Coons 曲面法和基于遗传算法的插值 Coons 曲面法,对待制孔的理论坐标进行修正,修正后的孔位误差如图 9 和表 4 所示。由图 9 可知,相比于孔位修正前,3 种方法皆大幅降低孔位误差;采用基于遗传算法的插值 Coons 曲面法修正后每个孔位误差都小于插值 Coons 曲面法;双线性插值法虽产生最小孔位误差,但孔位误差极不均匀。由表 4、表 5 可知,采用基于遗传算法的插值 Coons 曲面法修正后平均孔位误差为 0.195 6 mm,而采用双线性插



(a) 检测数据修正后孔位误差曲线



(b) 仿真数据修正后孔位误差曲线



图 9 3 种孔位修正方法孔位精度对比图

Fig. 9 Comparison of hole position accuracy of three hole position correction methods

表4 孔位修正后的孔位误差对比

Table 4 Comparison of hole position errors after hole position correction

类型	孔位误差范围/mm	平均值/mm
孔位修正前	[0.997,1.866]	1.476 2
双线性插值法	[0.0314,0.703]	0.325
插值 Coons 曲面法	[0.105,0.608]	0.259 2
基于遗传算法的插值	[0.058 2,0.487]	0.195 6
Coons 曲面法		

表5 仿真数据孔位修正后结果对比

Table 5 Comparison of results after hole position correction of simulation data

类型	孔位误差范围/mm	平均值/mm
孔位修正前	[1.745,2.655]	2.215
双线性插值法	[0.129,0.693]	0.324
插值 Coons 曲面法	[0.205,0.477]	0.35
基于遗传算法的插值	[0.132,0.437]	0.281
Coons 曲面法		

值法和插值 Coons 曲面法平均孔位误差分别为 0.325, 0.259 2 mm; 从仿真数据孔位修正结果来看, 3 种方法修正后平均孔位误差分别为 0.281, 0.324, 0.35 mm。因此, 基于遗传算法的插值 Coons 曲面法具有更高的孔位精度。由上述分析可明显地得出, 相比于双线性插值法和插值 Coons 曲面法, 基于遗传算法的插值 Coons 曲面法计算更为复杂, 所需计算时间增加。在本试验中, 3 种方法计算 15 组数据所用时间分别为 1.57, 1.78, 2.15 s, 可见计算效率并未发生大幅度下降, 为了提高制孔位置精度而导致计算效率小范围的下降是可接受的。

由于基准孔的位置和数量对孔位精度有重要影响, 需对其位置和数量进行研究。采用 5 个基准孔, 且边角基准孔保持不变, 分别将 15 个待制孔作为调节误差曲面切矢模长的约束基准孔, 进行基准孔位置对孔位精度影响的试验, 试验结果如图 10 所示。从图中 2 条误差曲线可以清晰地看出, 制孔区域内不同位置基准孔的孔位精度相差较大。在 1~5 号、6~10 号、10~15 号待制孔中, 3 号、8 号、13 号居中, 具有更高的孔位精度, 而 1 号、5 号、11 号等靠近边界, 孔位精度较低; 在 3 号、8 号、13 号中, 位于中心的 8 号孔具有最高的孔位精度; 并且 2 条误差曲线都具有较大的极差, 证实了基准孔位置对孔位精度的重要影响。由图 10 可知, 孔位精度几乎都是随着区域内基准孔靠近中心位置而增大的。当基准孔靠近中心时, 基准孔之间分布更为均匀, 使拟合的误差曲面更加符合制孔区域曲面, 进而提高了孔位精度, 因

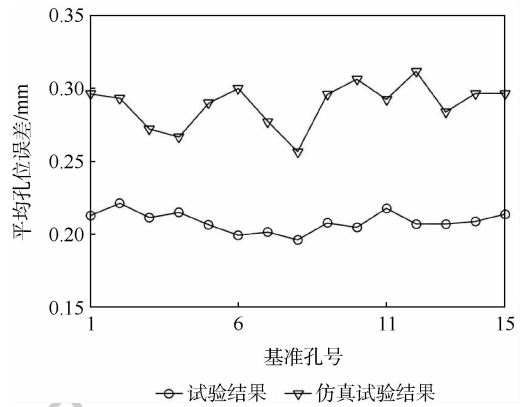


图10 基准孔位置对孔位误差的影响

Fig. 10 Effect of reference hole position on hole position error

此在规划基准孔时, 基准孔之间应均匀分散。

为了说明基准孔数量对孔位精度的影响, 取相同边角基准孔, 增加基准孔数量进行试验, 试验结果如图 11 所示。由图中 2 条曲线可知, 基准孔从较小数量开始增加时孔位误差下降比较快, 此后下降较平缓, 而基准孔增加至 7 个后, 甚至有孔位误差增大的情况, 且继续增加基准孔也难以实现孔位误差的大幅下降。制孔区域内基准孔为误差曲面约束点, 适当增加约束点数量, 可使误差曲面更符合实际制孔曲面, 从而提高孔位精度; 当基准孔过多时, 可能会产生过约束, 约束点之间相互限制难以实现将每个孔的误差最小化, 无法进一步降低孔位误差。另外, 增加基准孔的数量会增加预装配工作量和基准检测时间, 进而影响制孔效率, 因此, 确定最优的基准孔数量是实现制孔精度和制孔效率平衡的关键。由上述分析可知, 对于本文, 4 个边角基准孔和 3 个区域内基准孔为最优方案。

从图 10、图 11 中可以明显的看出, 检测数据和仿真数据在进行孔位修正后具有相同的试验结果, 由此说明通过仿真得出的实际孔位数据是合

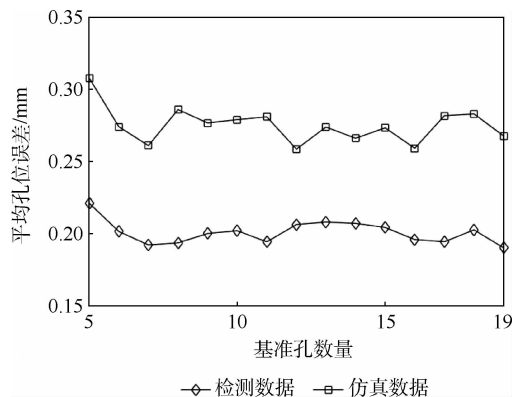


图11 基准孔数量对孔位误差的影响

Fig. 11 Effect of the number of reference holes on hole position error

理的。综上所述,在自动化制孔前,可以采用仿真数据来确定最优的基准孔排布。

4 结 论

1) 针对飞机零部件自动装配过程中理论制孔孔位和实际制孔孔位存在偏差的问题。提出了一种新的孔位修正方法,即基于遗传算法的插值 Coons 曲面法。该方法利用基准孔的误差向量和切矢拟合误差曲面函数,通过误差曲面函数推算待制孔误差补偿向量,对理论孔位进行修正。在拟合误差曲面时,采用双线性 Coons 曲面拟合方式,并且引入遗传算法求解误差曲面的最优切矢模长,使误差曲面更符合制孔区域曲面,提高了实际制孔孔位精度,解决了现有孔位修正方法应用在大曲率零部件制孔时所导致的孔位精度较低的问题。

2) 试验结果表明,基于遗传算法的插值 Coons 曲面法可显著提高孔位精度。与孔位修正前相比,基于遗传算法的插值 Coons 曲面法将孔位误差降低了 86.75%;与双线性插值法和插值 Coons 曲面法相比,孔位误差分别降低了 3.5%~10%。

3) 研究了基准孔位置和基准孔数量对孔位精度的影响。试验结果表明,当边角基准孔确定后,通过基准孔之间均匀分散的排布和增加基准孔皆能提高孔位精度,最优基准孔排布方案可通过仿真数据的孔位修正结果得到。

参考文献 (References)

- [1] 范玉青. 飞机数字化装配技术综述[J]. 航空制造技术, 2006(10):44-48.
FAN Y Q. Overview of digital assembly technology for aircraft [J]. Aeronautical Manufacturing Technology, 2006(10):44-48 (in Chinese).
- [2] LIN C T, WANG M J. Human-robot interaction in an aircraft wing drilling system[J]. International Journal of Industrial Ergonomics, 1999, 23(1-2):83-94.
- [3] ZHU W D, MEI B, YAN G R, et al. Measurement error analysis and accuracy enhancement of 2D vision system for robotic drilling[J]. Robotics and Computer-Integrated Manufacturing, 2014, 30(2):160-171.
- [4] 袁红璇. 飞机结构件连接孔制造技术[J]. 航空制造技术, 2007(1):96-99.
YUAN H X. Manufacturing technology of connecting hole in aircraft structures [J]. Aeronautical Manufacturing Technology, 2007(1):96-99 (in Chinese).
- [5] 何胜强. 大型飞机数字化装配技术与装备[M]. 北京:航空工业出版社, 2013:264-272.
HE S Q. Digital assembly technologies and equipments of the jumbo aircraft [M]. Beijing: Aviation Industry Press, 2013:264-272 (in Chinese).
- [6] ZHU W D, QU W W, CAO L H, et al. An off-line programming system for robotic drilling in aerospace manufacturing [J]. The International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2013, 68(9-12):2535-2545.
- [7] 毕运波, 涂国娇, 方伟, 等. 环形轨自动化制孔系统孔位修正方法[J]. 浙江大学学报(工学版), 2015, 49(10):1863-1869.
BI Y B, TU G J, FANG W, et al. Correcting method of hole position for flexible track automatic drilling system [J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Science), 2015, 49(10):1863-1869 (in Chinese).
- [8] 王青, 郑守国, 李江雄, 等. 基于孔边距约束和 Shepard 插值的孔位修正方法[J]. 航空学报, 2015, 36(12):4025-4034.
WANG Q, ZHENG S G, LI J X, et al. A correction method for hole positions based on hole margin constraints and Shepard interpolation [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2015, 36(12):4025-4034 (in Chinese).
- [9] 严秋白. 基于爬行机器人的精准制孔技术研究[D]. 南京:南京航空航天大学, 2016:15-20.
YAN Q B. Research on precision drilling technology based on crawling robot [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2016:15-20 (in Chinese).
- [10] 石循磊, 张继文, 刘顺涛, 等. 基于 Kriging 模型插值的孔位修正策略[J]. 航空学报, 2019, 41(9):423499.
SHI X L, ZHANG J W, LIU S T, et al. Correction strategy for hole positions based on Kriging interpolation [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2019, 41(9):423499 (in Chinese).
- [11] ZOU C, LIU J H. An off-line programming system for flexible drilling of aircraft wing structures [J]. Assembly Automation, 2011, 31(2):161-168.
- [12] 朱心雄. 自由曲线曲面造型技术[M]. 北京:科学出版社, 2000:57-65.
ZHU X X. Modeling technology for free curves and surfaces [M]. Beijing: Science Press, 2000:57-65 (in Chinese).
- [13] FERGUSON J. Multivariable curve interpolation [J]. Journal of the ACM, 1964, 11(2):221-228.
- [14] FAUX I D, PRAT M J. Computational geometry for design and manufacture [M]. New York: Ellis Horwood Ltd, 1979:243.
- [15] CHENG C H, YANG H S. Optimization of geometrical parameters for Stirling engines based on theoretical analysis [J]. Applied Energy, 2012, 92:395-405.
- [16] 郑谐, 王婷, 徐云天. 基于遗传算法的飞机脉动式装配线平衡[J]. 计算机集成制造系统, 2018, 24(6):1367-1373.
ZHENG X, WANG T, XU Y T. Automatic drilling and riveting technology and its application in digital assembly [J]. Computer Integrated Manufacturing System, 2018, 24(6):1367-1373 (in Chinese).
- [17] 陶杨, 韩维. 基于改进多目标遗传算法的舰尾紊流模拟方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(3):443-448.
TAO Y, HAN W. Carrier airwake simulation methods based on improved multi-objective genetic algorithm [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(3):443-448 (in Chinese).

A hole position correction method of interpolation Coons surface based on genetic algorithm

SUN Xinyue, TIAN Wei*, HU Junshan, LIAO Wenhe

(College of Mechanical and Electrical Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: In the automatic drilling process of the robot, the position of drilling is usually obtained from the process digital model of the workpiece to be drilled, and the position deviation and deformation will occur during the installation process of the workpiece to be drilled. Hence, the hole position accuracy requirement cannot be met if drilling according to the point position obtained from the process digital model directly. This paper proposes an interpolation Coons surface hole position correction method based on genetic algorithm to ensure the hole position accuracy of automatic drilling. The bilinear Coons error surface model is established using the corner reference holes in the drilling area, the error compensation vector of the hole to be drilled is calculated by the model, and the theoretical drilling position is compensated using the error compensation vector. At the same time, the reference holes in the drilling area are used to construct a genetic algorithm model to calculate the optimal value of the tangent vector modulus length to solve the problem that the tangent vector modulus length of the bilinear Coons error surface cannot be determined. The effectiveness and accuracy of the algorithm are verified through experiments. The results show that the use of interpolation Coons surface hole position correction method based on genetic algorithm can effectively compensate the hole position error, and the average hole position error is only 0.195 6 mm after compensation. Compared with the traditional interpolation surface methods, the hole position error is reduced by 5% - 10% using interpolation Coons surface hole position correction method based on genetic algorithm.

Keywords: automatic drilling; position accuracy; Coons surface; genetic algorithm; hole position correction

Received: 2020-07-07; **Accepted:** 2020-08-07; **Published online:** 2020-08-18 09:51

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200818.0848.001.html

Foundation item: National Science and Technology Major Project of China (2018ZX04006001)

* **Corresponding author.** E-mail: tw_nj@nuaa.edu.cn

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0333

改进型自抗扰四旋翼无人机控制系统设计与实现

石嘉, 裴忠才, 唐志勇*, 胡达达

(北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100083)



摘 要: 针对提高四旋翼无人机姿态控制抗干扰能力的目标,设计了一种内外环嵌套结构的改进型自抗扰控制(ADRC)器。根据所搭建四旋翼无人机的实际参数,构建了四旋翼无人机姿态控制系统的数值仿真模型。通过与传统双闭环PID控制器进行对比,证明所设计的自抗扰控制系统在快速响应、无超调的前提下,具有很强的抗干扰能力以及较高的控制效率。将所设计的控制系统,应用于四旋翼无人机之上,在具有大偏载以及方向不确定的强干扰的飞行试验中,取得了良好的控制效果。

关键词: 四旋翼无人机; 自抗扰控制(ADRC); 干扰补偿; 滑动平均低通滤波; 内外环嵌套结构

中图分类号: V249.1

文献标志码: A 文章编号: 1001-5965(2021)09-1823-09

四旋翼无人机是目前发展最为迅速的一种小型飞行器,具有结构简单、便于悬停及垂直起降的特点,同时具有较为良好的可控性,既在近地监视与侦察等军事任务中有着广泛的应用^[1],又在环境监测、森林防火、农业植保等民用方面具有广阔的研究和应用前景^[2-3]。由于四旋翼无人机是一个非线性、欠驱动、强耦合且存在多个变量的控制对象^[4-5],故需要一个性能良好的底层飞行控制系统,实现对四旋翼无人机的位姿控制。可通过改变四旋翼无人机的滚转角、俯仰角及总拉力控制其位置,通过改变其偏航角控制其朝向,故针对姿态角的控制是构建四旋翼无人机控制系统所要解决的一个最基本的问题。

目前四旋翼无人机的姿态控制方案种类繁多,常用方法有串级PID控制、线性二次型调节器(LQR)控制、鲁棒 H_∞ 控制、神经网络控制等。文献[6]提出了一种将自适应神经模糊推理系统(ANFIS)与PID控制相结合的姿态控制方案。文献[7-8]使用模糊PID实现姿态控制。文献[9]

将PID和一个非线性的惯性力矩补偿器组合作为控制器。神经网络控制也是目前四旋翼无人机姿态控制常见的研究方向之一,由于四旋翼无人机控制系统对于实时性的要求较高,实现在线控制所选用的神经网络往往规模较小、结构相对简单,如使用模糊单神经元PID的控制方法^[10]、采用性能指标函数及其改变量实现变学习率的3层BP神经网络控制方法^[11]、以及采用RBF神经网络进行系统辨识的PID控制方法^[12]。

韩京清研究员提出的自抗扰控制(ADRC)算法^[13],使用非线性的误差反馈及跟踪微分器,解决了传统PID控制器难以兼顾超调量与调节时间性能指标的问题,采用扩张状态观测器将系统内部的未知状态以及外部的未知干扰归纳为“总和扰动”,不依赖对象以及干扰的具体模型便可对之进行估计,并给予控制量的补偿,从而使得自抗扰控制器具有良好的抗干扰能力。由于四旋翼无人机质量小,在如峡谷、近海地区以及城市高楼间飞行时常常会受到气流干扰^[14-15],且在执行任务

收稿日期: 2020-07-13; 录用日期: 2020-07-31; 网络出版时间: 2020-08-06 14:31

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200806.0932.001.html

*通信作者: E-mail: zyt_76@buaa.edu.cn

引用格式: 石嘉, 裴忠才, 唐志勇, 等. 改进型自抗扰四旋翼无人机控制系统设计与实现[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(9): 1823-1831. SHI J, PEI Z C, TANG Z Y, et al. Design and realization of an improved active disturbance rejection quadrotor UAV control system [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(9): 1823-1831 (in Chinese).

的过程中可能面临重心偏置、外加负载等需求,因而抗干扰能力是四旋翼无人机控制系统设计中的一个非常重要的指标。目前很多四旋翼无人机控制方法,都是基于自抗扰控制算法提出的。文献[16]在四旋翼无人机的位置回路采用PD控制,而在姿态回路采用线性自抗扰控制。文献[17]在自抗扰控制器中,设计了一种由误差的正切函数与误差多项式相组合的非线性误差反馈律。文献[18]使用模糊规则调整扩张状态观测器的系数,并加入时延控制,在四旋翼无人机出现执行器增益型故障时估计故障信息。文献[19]在自抗扰控制器的非线性误差反馈环节加入了积分器,并在偏航通道使用了变速积分的方法。文献[20]使用了粒子群算法对自抗扰控制器的参数进行优化,从而提高了设计的效率。使用自抗扰控制算法进行控制的四旋翼无人机,在仿真和实物试验中都表现出了良好的抗干扰能力。

本文基于所搭建的四旋翼无人机,采用内外环嵌套结构,设计了一个具有快响应速度、强抗干扰能力的自抗扰姿态角控制器,并在干扰补偿通道上加入滑动平均低通滤波,以增强控制的稳定性,基于四旋翼无人机的实际参数进行数值仿真,最后将调整好参数的自抗扰控制器应用于四旋翼无人机之上,使其在存在强干扰作用的飞行试验中仍能实现对姿态角的稳定控制。

1 四旋翼无人机建模

1.1 坐标系及姿态角定义

如图1所示建立四旋翼无人机机体坐标系,坐标系的原点 O_b 选在四旋翼无人机的重心上,并与之固连, x_b 向量指向四旋翼无人机正前方, y_b 向量指向四旋翼无人机正左方, z_b 向量按照右手定则垂直于平面 $x_b O_b y_b$ 。图中: ω_1 、 ω_2 、 ω_3 、 ω_4 为四旋翼无人机4个螺旋桨的转速。

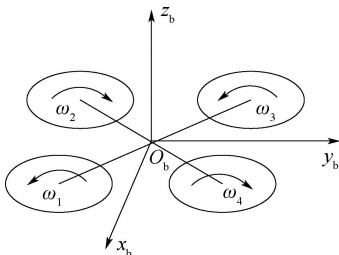


图1 机体坐标系

Fig.1 Fuselage coordinate system

如图2所示建立大地坐标系,原点 O_e 与地面固连, x_e 向量指向正东方, y_e 向量指向正北方, z_e 向量垂直于地平面。定义 z_b 与经过 x_b 的铅垂面

之间的夹角 ϕ 为滚转角, x_b 与平面 $x_e O_e y_e$ 之间的夹角 θ 为俯仰角, x_b 在平面 $x_e O_e y_e$ 上的投影与 x_e 之间的夹角 ψ 为偏航角。

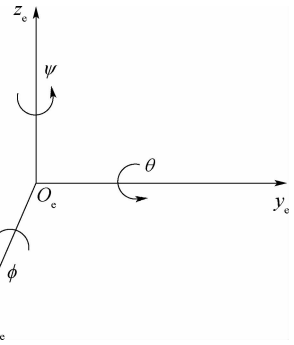


图2 大地坐标系

Fig.2 Ground coordinate system

1.2 四旋翼无人机动力学建模

该模型建立在如下假设的基础上:

- 1) 四旋翼无人机可看作理想刚体,在运动过程中不存在任何形式的形变。
- 2) 四旋翼无人机的质量关于平面 $x_b O_b z_b$ 、平面 $y_b O_b z_b$ 均呈对称分布,且其重心位于机体的几何中心。
- 3) 忽略四旋翼无人机内部存在的各种形式的摩擦和能量损耗。
- 4) 仅考虑四旋翼无人机的低空飞行过程,故认为重力加速度不变,且不考虑地球自转带来的影响。

根据牛顿第二定律,对四旋翼无人机列出运动学方程组如下:

$$\begin{cases} \ddot{x} = \frac{f(\cos \phi \sin \theta \cos \psi + \sin \phi \sin \psi) - C_d \dot{x}^2}{m} \\ \ddot{y} = \frac{f(\cos \phi \sin \theta \sin \psi - \sin \phi \cos \psi) - C_d \dot{y}^2}{m} \\ \ddot{z} = \frac{f \cos \phi \cos \theta - C_d \dot{z}^2}{m} - g \\ \ddot{\phi} = \frac{\theta \dot{\psi} (I_y - I_z) + M_x + M_{dx}}{I_x} \\ \ddot{\theta} = \frac{\phi \dot{\psi} (I_z - I_x) + M_y + M_{dy}}{I_y} \\ \ddot{\psi} = \frac{\phi \dot{\theta} (I_x - I_y) + M_z + M_{dz}}{I_z} \end{cases} \quad (1)$$

式中: m 为四旋翼无人机的总质量; I_x 、 I_y 、 I_z 分别为四旋翼无人机沿 x_b 轴、 y_b 轴、 z_b 轴的转动惯量; f 为四旋翼无人机产生的总拉力; M_x 、 M_y 、 M_z 分别为四旋翼无人机产生的沿 x_b 轴、 y_b 轴、 z_b 轴的驱动力矩; M_{dx} 、 M_{dy} 、 M_{dz} 分别为外界对四旋翼无人机产生

的沿 x_b 轴、 y_b 轴、 z_b 轴的干扰力矩; g 为重力加速度; C_d 为四旋翼无人机平动时的空气阻尼系数,可近似认为其在各个方向上的空气阻尼系数相等。

四旋翼无人机所受的总拉力 f 、驱动力矩 M_x 、 M_y 、 M_z 与 4 个电机的转速 ω_1 、 ω_2 、 ω_3 、 ω_4 之间的关系为

$$\begin{cases} M_x = \frac{\sqrt{2}}{2} C_T d (-\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2 + \omega_4^2) \\ M_y = \frac{\sqrt{2}}{2} C_T d (-\omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2 - \omega_4^2) \\ M_z = C_M (-\omega_1^2 + \omega_2^2 - \omega_3^2 + \omega_4^2) \\ f = C_T (\omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2 + \omega_4^2) \end{cases} \quad (2)$$

式中: C_T 为升力系数; C_M 为反扭矩系数; d 为 4 个电机的安装中心到机体坐标系原点 O_b 之间的距离。

由电子调速器驱动的直流无刷电机的传递函

数可以近似等效为一阶惯性环节:

$$\omega = \frac{1}{T_m s + 1} U \quad (3)$$

式中: U 为电子调速器输出的控制量; ω 为电机转速; T_m 为电机的时间常数; s 为拉普拉斯域的微分算子。

2 改进型自抗扰控制器

针对所搭建的四旋翼无人机,于标准的自抗扰控制算法之上进行了一定程度的结构变动,设计了一种改进型自抗扰控制器,增强了控制算法在具有一定外力矩干扰时,对飞行姿态角控制的平稳性。

设姿态角向量 $\varphi = (\phi, \theta, \psi)$, 分别取姿态角度和姿态角速度作为外、内环的反馈。改进型自抗扰控制器的结构如图 3 所示。

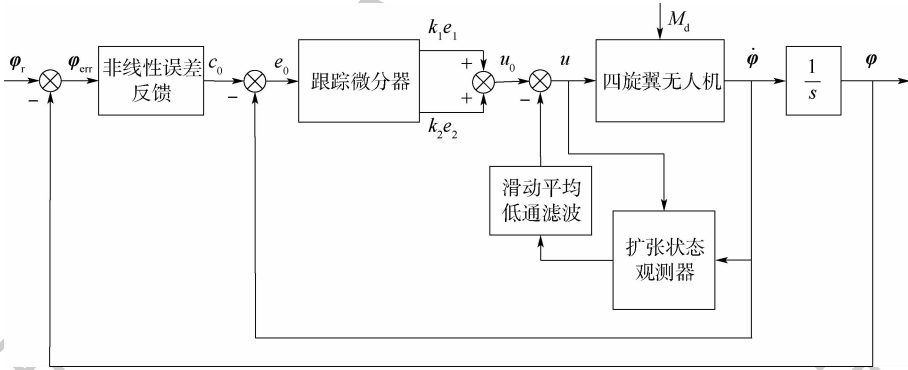


图 3 控制系统框图

Fig. 3 Block diagram of control system

由外环控制器输出角速度控制信号,内环控制器输出力矩控制信号,补偿通道输出对外力矩干扰的补偿信号。与标准的自抗扰控制器相比,本文的改进在于:由于四旋翼无人机控制系统对调节时间的要求,以及经过调参可在四旋翼无人机姿态角控制中实现几乎无超调的效果,而安排过渡过程在一定程度上是以损失控制系统的快速性为代价的,故本文并未使用跟踪微分器安排过渡过程,而是将跟踪微分器用于提取角速度误差的微分,以实现角速度内环的非线性 PD 控制;同时采用的姿态角度及角速度反馈的双闭环结构与传统双闭环 PID 控制器一致,是内外环嵌套的结构,而标准自抗扰控制器是将期望角度及其微分分别与实际姿态角度及角速度分别做差,而后加权求和作为控制信号;由于所选用的传感器可对四旋翼无人机的姿态角速度实现高精度测量,故采用姿态角速度作为扩张状态观测器的输入,而非直接使用被控角度作为输入;对扩张状态观测器输出的干扰观测值,用滑动平均低通滤波的方法,避免了数字计算中产生的高频振颤,增强了控

制的稳定性。经过数值仿真实验,认为改进后的自抗扰控制器结构,更适于四旋翼无人机控制系统。

2.1 非线性误差反馈

出于避免系统进入饱和状态,同时又期望系统对误差敏感的需求,依据“小误差大增益,大误差小增益”的设计思路,在外环使用非线性幂次函数 fal 作为控制器:

$$c_0 = k_0 \cdot \text{fal}(\varphi_{\text{err}}, \alpha_{\text{nl}}, \delta_{\text{nl}}) \quad (4)$$

式中: c_0 为非线性反馈的输出信号; k_0 为非线性、误差反馈的增益系数; $\varphi_{\text{err}} = \varphi_r - \varphi$, 即期望姿态角与实际姿态角之间的差值; α_{nl} 和 δ_{nl} 为非线性误差反馈环节的参数。fal 函数的定义为

$$\text{fal}(x, \alpha, \delta) = \begin{cases} \frac{x}{\delta^{1-\alpha}} & |x| \leq \delta \\ |x|^\alpha \text{sign}(x) & |x| > \delta \end{cases} \quad (5)$$

式中: x 为自变量; α 和 δ 为常值。在本文控制器中,令 $\alpha = 0.5$ 。当误差小于 δ 时, fal 的函数形式为线性函数,外环的误差增益恒为 $1/\delta^{1-\alpha}$, 呈线性;当误差大于 δ 时, fal 的函数形式为幂次函数,

外环的误差增益为 $\alpha|x|^{\alpha-1}$, 随着 x 的增大而逐渐减小。在 0 附近使用线性函数代替幂次函数, 避免了当误差趋近于 0 时, 幂次函数导数趋于无穷的问题。

将外环控制器的输出与传感器测得的姿态角速度做差, 作为内环控制器的误差输入:

$$e_0 = c_0 - \dot{\varphi} \quad (6)$$

式中: e_0 为跟踪微分器的输入信号。

2.2 跟踪微分器

内环使用跟踪微分器作为控制器。微分跟踪器可以认为是一个具有滤波效果的 PD 控制器, 通过使用离散系统快速最优控制综合函数 fhan, 避免了数字计算中的高频振荡出现, 可以获得较好的微分信号。在数值仿真以及实物试验的过程中, 发现通过 PD 控制器得到的微分信号具有明显的高频抖振, 且在阶跃信号作为输入的情况下, 得到的微分信号会有超调的现象出现, 故认为在此处使用跟踪微分器作为控制器, 是优于传统 PD 控制器的。微分跟踪器的算法如下:

$$\begin{cases} fh = fhan(e_1(k-1) - e_0(k), e_2(k-1), r_0, h_0) \\ e_1(k) = e_1(k-1) + he_2(k-1) \\ e_2(k) = e_2(k-1) + hfh \end{cases} \quad (7)$$

式中: e_1 为跟踪微分器输出的对 e_0 的跟踪信号; e_2 为跟踪微分器输出的对 e_0 的微分信号; r_0 为决定跟踪速度的速度因子; h_0 为滤波因子; h 为数字控制器计算的积分步长。记 $fsg(x, d_0) = (\text{sign}(x + d_0) - \text{sign}(x - d_0))/2$, 则 fhan 的定义为对 $fh = fhan(x_1, x_2, r, h)$, 有

$$\begin{cases} d_0 = rh^2 \\ a_0 = hx_2 \\ y = x_1 + a_0 \\ a_1 = \sqrt{d_0(d_0 + 8|y|)} \\ a_2 = a_0 + \text{sign}(y)(a_1 - d_0)/2 \\ a = (a_0 + y)fsg(y, d_0) + a_2(1 - fsg(y, d_0)) \\ fh = -r(a/d_0)fsg(a, d_0) - r \cdot \text{sign}(a)(1 - fsg(a, d_0)) \end{cases} \quad (8)$$

式中: r 为函数 fhan 的入口参数。

2.3 扩张状态观测器

扩张状态观测器是整个自抗扰控制器的核心算法部分, 其原理为将能够影响系统被控输出的各种干扰作用, 扩张成一个新的状态变量, 通过控制量和被控输出动态估计系统受到的干扰, 并对控制量进行相应的补偿, 即所谓的动态估计补偿总和扰动技术。该算法不依靠生成干扰的具体

数学模型, 也不需要使用传感器直接去测量干扰的大小。由于在飞行过程中, 四旋翼无人机的姿态控制容易受到各种气流产生的力矩影响, 且难以对这些干扰进行有效的实时测量或先验建模, 故使用扩张状态观测器对力矩干扰进行观测与补偿是一种合适的方案。

由于四旋翼无人机所使用的传感器中, 由陀螺仪测得的姿态角速度精度最高, 故在姿态角控制通道的扩张状态观测器中, 直接使用 $\dot{\varphi}$ 作为观测器的输入, 其观测值设为 z_1 , 则 z_1 对应了姿态角加速度, 力矩干扰亦是对系统角加速度的影响, 将其观测值设为 z_2 , 由此可建立如下扩张状态观测器:

$$\begin{cases} e(k) = z_1(k-1) - \dot{\varphi}(k) \\ fe = fal(e(k), \alpha_{eso}, \delta_{eso}) \\ z_1(k) = z_1(k-1) + h(z_2(k-1) - \beta_1 e + b_0 u) \\ z_2(k) = z_2(k-1) + h(-\beta_2 fe) \end{cases} \quad (9)$$

式中: $\dot{\varphi}(k)$ 为三维姿态角中的任一维; b_0 为对控制量增益系数 b 的估计; β_1 和 β_2 为需要自行调节的观测器参数; fe 为扩张状态观测器在计算时出现的中间变量; α_{eso} 和 δ_{eso} 为扩张状态观测器环节的参数; u 为控制器最终输出的控制量; e 为四旋翼无人机角速度观测值与真实值之间的误差。而后可使用力矩干扰观测值 z_2 生成控制量的补偿量。

2.4 滑动平均低通滤波

通过仿真和试验均可观察到, 由扩张状态观测器生成的力矩干扰观测值 z_2 具有高频抖振现象, 且难以通过改变控制参数来消除该现象, 若直接使用 z_2 作为干扰补偿量会引起控制量产生不必要的抖振, 从而降低控制的稳定性并浪费能量, 故采用滑动平均低通滤波的方式对 z_2 进行处理, 生成干扰补偿量 u_b :

$$u_b(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} z_2(k-i) \quad (10)$$

式中: N 为采样深度; i 为求和计算过程中起索引作用的变量, 不同的 $k-i$ 的值, 代表了不同的离散时间。试验表明, 对于本控制系统, 选取 10 ~ 20 之间的整数值, 都可实现良好的滤波效果。

控制器生成控制量 u 的公式为

$$u = k_1 e_1 + k_2 e_2 - \frac{1}{b_0} u_b \quad (11)$$

式中: k_1 和 k_2 为生成控制量时 e_1 和 e_2 的加权系数。

3 控制系统仿真

依据 1.2 节所建立的四旋翼无人机数学模型,

以及所设计的控制器算法,于 Simulink 环境中搭建仿真模型。四旋翼无人机模型参数如表 1 所示。

表 1 四旋翼无人机模型参数

Table 1 Parameters of quadrotor UAV model

参数	数值
总质量 m/kg	1.311
臂长 d/m	0.24
沿 x 轴转动惯量 $I_x/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	1.762×10^{-2}
沿 y 轴转动惯量 $I_y/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	1.796×10^{-2}
沿 z 轴转动惯量 $I_z/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	2.805×10^{-2}
升力系数 $C_T/(\text{N} \cdot \text{s}^2 \cdot \text{rad}^{-2})$	9.138×10^{-6}
反扭矩系数 $C_M/(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}^2 \cdot \text{rad}^{-2})$	1.368×10^{-7}
电机时间常数 T_m/s	0.015 7

表中的参数全部为所搭建的四旋翼无人机的实际参数。本节通过将所设计的改进型自抗扰控制算法,与传统的双闭环 PID 控制算法相对比的方式,来说明本文提出的控制算法的优越性。

在表 1 模型参数的限定条件下,通过计算可以得到,四旋翼无人机理论上能产生的最大滚转/俯仰驱动力矩为 $1.008 \text{ N} \cdot \text{m}$,能产生的最大偏航驱动力矩为 $0.099 9 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。下文将分别给出改进型自抗扰控制系统实现平稳控制时的仿真曲线,以及在干扰幅值接近理论最大驱动力矩时的仿真曲线。

3.1 滚转角/俯仰角控制仿真

对于四旋翼无人机而言,对滚转角与俯仰角的控制方法完全相同,这是由于四旋翼无人机沿平面 $x_b O_b z_b$ 及平面 $y_b O_b z_b$ 对称所致。滚转角/俯仰角控制器参数如表 2 所示。

以对滚转角的控制为例,搭建基于双闭环 PID 控制器的四旋翼无人机控制系统仿真模型,调整双闭环 PID 控制器参数,至该 PID 控制系统

表 2 滚转角/俯仰角控制器参数

Table 2 Parameters of roll/pitch angle controller

参数	数值
α	0.5
δ_{rd}	0.2
k_0	8
h	0.001
r_0	600
h_0	0.004
b_0	58.37
k_1	0.5
k_2	0.05
δ_{eso}	0.005
β_1	1 000
β_2	60 000

在受到与改进型自抗扰控制系统相同的阶跃响应输入时,都无超调产生,且调节时间与改进型自抗扰控制系统相同。图 4 为期望滚转角为 30° 时,改进型自抗扰控制系统与双闭环 PID 控制系统各自的滚转角响应。

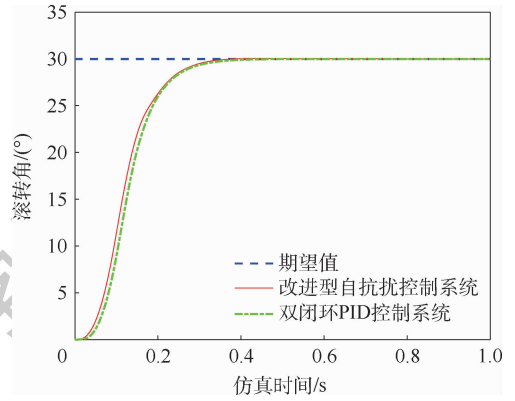


图 4 滚转通道无干扰时的阶跃响应对比
Fig. 4 Comparison of step response of roll angle path under no disturbance

可以看到,通过参数匹配,可以使得 2 个控制系统对给定滚转角指令的响应几乎完全相同。在此条件下,考察 2 个控制系统的抗干扰能力。向 2 个控制系统中加入 x_b 轴方向的力矩干扰,当干扰形式为幅值为 $1 \text{ N} \cdot \text{m}$ 、频率为 1 Hz 的正弦波时,2 个控制系统做出的响应如图 5 所示。

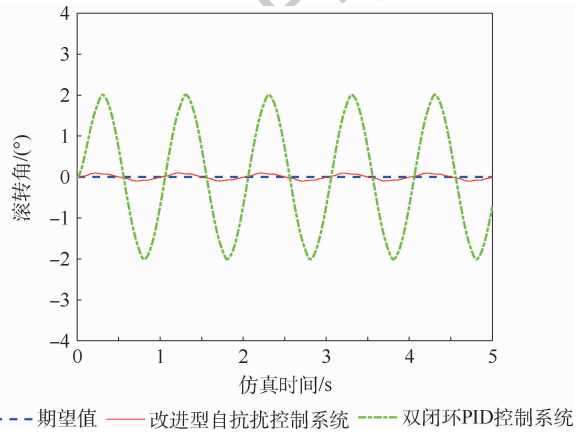


图 5 滚转通道正弦波干扰下的响应对比
Fig. 5 Comparison of response of roll angle path under sine wave disturbance

将干扰形式改换成幅值为 $0.5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 、频率为 1 Hz 的方波时,2 个控制系统做出的响应如图 6 所示。

将干扰幅值增至 $1 \text{ N} \cdot \text{m}$,在频率为 1 Hz 的方波作用下,2 个控制系统做出的响应如图 7 所示。

从图 5 ~ 图 7 的仿真结果中可以看到,当双闭环 PID 控制系统因干扰出现明显振荡时,改进型自抗扰控制系统仍能保持良好的控制效果。

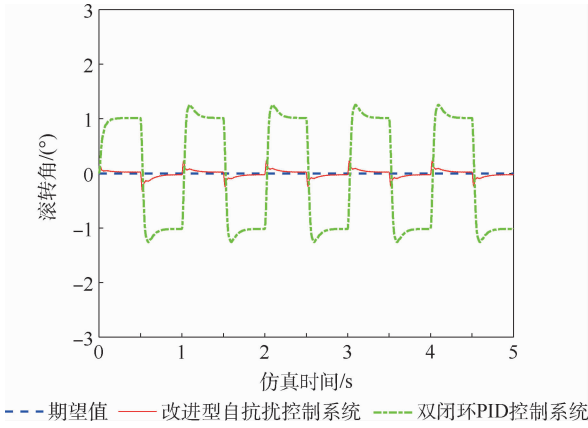


图6 滚转通道方波干扰下的响应对比

Fig. 6 Comparison of response of roll angle path under square wave disturbance

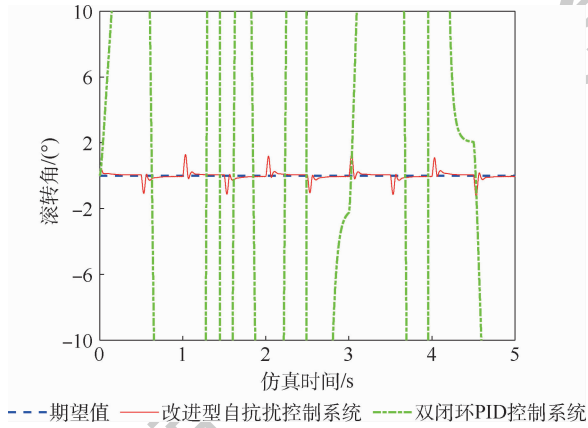


图7 滚转通道极限幅值方波干扰下的响应对比

Fig. 7 Comparison of response of roll angle path under square wave disturbance of maximum amplitude

3.2 偏航角控制仿真

由于四旋翼无人机所能产生的沿 z 轴方向的驱动力矩较小,故需要对偏航角控制通道采用单独的控制参数,如表 3 所示。

表 3 偏航角控制器参数

Table 3 Parameters of yaw angle controller

参数	数值
α	0.5
δ_{td}	0.2
k_0	3
h	0.001
r_0	600
h_0	0.002
b_0	3.6
k_1	5
k_2	0.35
δ_{eso}	0.005
β_1	1 000
β_2	60 000

同样以双闭环 PID 控制器与自抗扰控制器进行控制效果对比。将双闭环 PID 控制系统的控制参数调至与自抗扰控制系统具有相同调节时间的无超调阶跃响应,如图 8 所示。

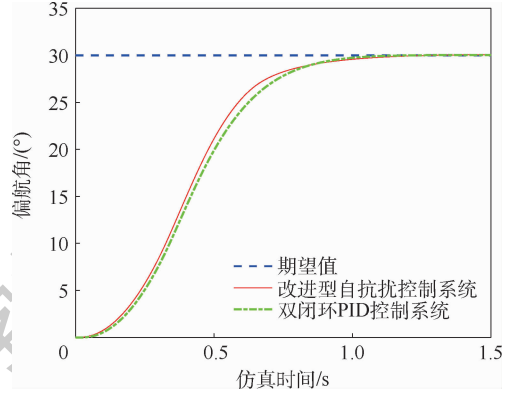


图8 偏航通道无干扰时的阶跃响应对比

Fig. 8 Comparison of step response of yaw angle path under no disturbance

向 2 个控制系统中加入 z_b 轴方向的力矩干扰,当干扰形式为幅值为 $0.015 \text{ N} \cdot \text{m}$ 、频率为 1 Hz 的正弦波时,2 个控制系统做出的响应如图 9 所示。

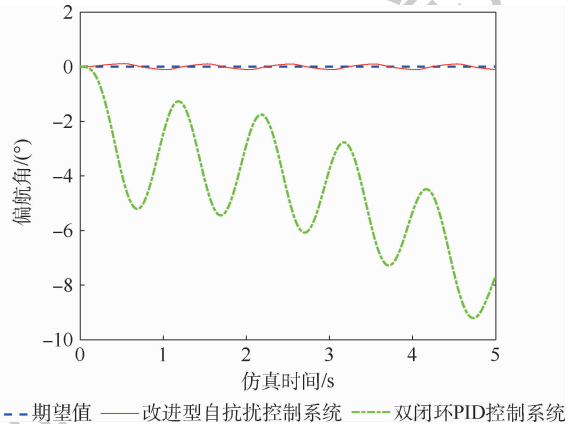


图9 偏航通道正弦波干扰下的响应对比

Fig. 9 Comparison of response of yaw angle path under sine wave disturbance

将干扰形式改换成幅值为 $0.015 \text{ N} \cdot \text{m}$ 、频率为 1 Hz 的方波时,2 个控制系统做出的响应如图 10 所示。

将干扰幅值加到 $0.09 \text{ N} \cdot \text{m}$,在频率为 1 Hz 的方波作用下,2 个控制系统做出的响应如图 11 所示。

从图 9 和图 10 的仿真结果中可以看到,当双闭环 PID 控制系统因受到干扰而无法收敛时,自抗扰控制系统仍能保持良好的控制效果。图 11 的结果显示,当干扰幅值接近最大偏航驱动力矩时,自抗扰控制系统输出姿态角的振荡幅度虽有增加,但并不剧烈,且仍然保持着可控的状态。

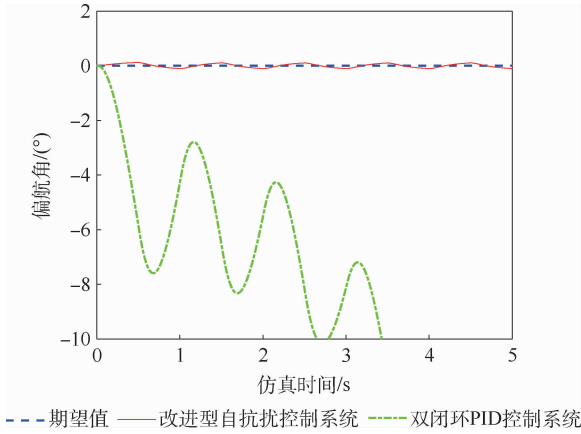


图10 偏航通道方波干扰下的响应对比

Fig. 10 Comparison of response of yaw angle path under square wave disturbance

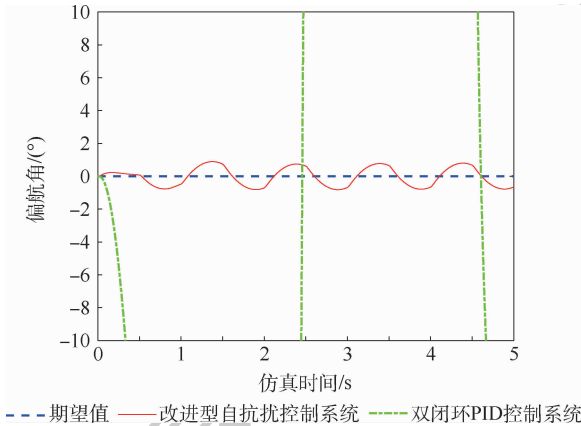


图11 偏航通道极限幅值方波干扰下的响应对比

Fig. 11 Comparison of response of yaw angle path under square wave disturbance of maximum amplitude

3.3 仿真结果分析

本文目的主要在于突出自抗扰控制算法的抗干扰能力。在无干扰的情况下,通过调参使得双闭环PID控制系统的阶跃响应与改进型自抗扰控制系统尽可能的逼近,如图4和图8所示。而后通过施加方波干扰,考察2个控制系统在干扰突然变换方向的情况下,系统对姿态角的控制效果;以及通过施加正弦波干扰,考察2个控制系统在扰动值连续振荡变化的情况下,系统的姿态角控制效果。由图5、图6、图9、图10可以看出,在干扰已经对双闭环PID控制系统产生严重影响的情况下,自抗扰控制系统仍然可保持姿态角的平稳。由于四旋翼无人机所能产生的沿 z_b 轴方向的驱动力矩,明显小于其沿 x_b 轴、 y_b 轴方向所能产生的驱动力矩,故对比图4与图8、图5与图9、图6与图10可以看出,四旋翼无人机偏航角的阶跃响应会慢于滚转角与俯仰角,且其沿 z_b 轴方向所能承受的干扰力矩明显小于 x_b 轴、 y_b 轴方向。以上仿真结果可以说明,所设计的改进型自抗扰控制

系统,具有很强的鲁棒性和抗干扰能力,在存在干扰的飞行环境中,使用改进型自抗扰控制器的四旋翼无人机,对姿态角的控制效果要远强于使用双闭环PID控制器的四旋翼无人机。

图7和图11分别表示在受到幅值接近100%理论最大驱动力矩的干扰时,改进型自抗扰控制系统维持姿态角稳定的能力。选用方波作为干扰形式的原因在于,在最大幅值一定时,方波是幅值变化最为剧烈的干扰形式,在突变处的导数为无穷大,是控制系统最难应对的干扰形式之一。如图7所示,对于滚转角控制通道,在干扰幅值达到理论最大驱动力矩的99.2%时,除了在干扰幅值发生突变的位置,实际滚转角相对期望值有微小偏离之外,控制器基本实现了对滚转角的平稳控制。如图11所示,对于偏航角控制通道,在干扰幅值达到理论最大驱动力矩的90.1%时,偏航角仍然处于完全可控的状态。说明本文所设计的控制系统,充分利用了被控对象所能产生的驱动力以抵抗干扰,在幅值接近理论最大驱动力矩的变干扰作用下,仍能使四旋翼无人机姿态角保持可控,故认为本文所设计的改进型自抗扰控制器具有很强的抗干扰能力及较高的控制效率。

4 飞行试验

自行搭建的四旋翼无人机集成了陀螺仪、加速度计、地磁场传感器且自带的卡尔曼动态滤波算法的JY-901芯片,其中陀螺仪测量精度可达到 $0.05(^{\circ})/s$,电子调速器选用30A的好盈天行者调速器,动力机构选用AIR GEAR 350无刷直流电机,电池容量为5300mAh。将改进型自抗扰控制算法写入Raspberry Pi中,使用手持遥控器向四旋翼无人机发送姿态角期望值。

为模拟四旋翼无人机在受到未知干扰时的状态,在起落架上绑了一根长为0.63m的横杆,在杆的一端使用长为0.5m的绳子系了一个容量为550mL、装有300mL水的瓶子(见图12)。由于系了瓶子的绳子本身会摆动,加入瓶中的水会晃动,再考虑到飞行环境的气流影响,可认为四旋翼无人机具有大偏载,实际受到的干扰强烈且具有高度不确定性。在试验过程中,令四旋翼无人机的滚转角在 $\pm 15^{\circ}$ 之间来回摆动,可观察到水瓶以及瓶中的水均出现明显晃动,在此种幅值、频率、方向均不固定的外界干扰作用下,图13、图14分别展示了四旋翼无人机滚转角即时跟踪输入指令的能力,以及偏航角保持稳定的能力。试验结果表明,在强干扰作用下,仍能对四旋翼无人机的姿

态角进行平稳的即时控制,这进一步证明了所设计的控制系统具有良好的控制性能以及抗干扰能力。



图 12 强干扰作用下的姿态控制飞行试验

Fig. 12 Attitude control flight test under strong disturbance

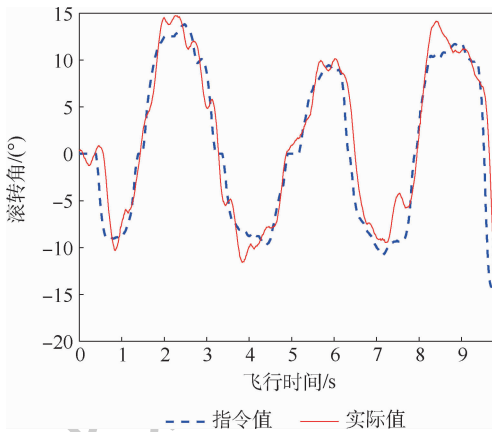


图 13 滚转角跟踪效果

Fig. 13 Tracking performance of roll angle

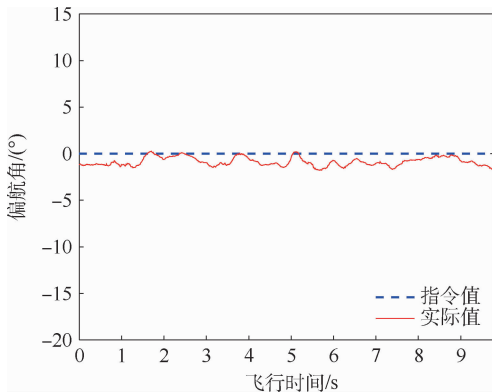


图 14 偏航角跟踪效果

Fig. 14 Tracking performance of yaw angle

能力远强于双闭环 PID 控制器,且在干扰幅值接近理论最大驱动力矩时,仍对各个姿态角具有较强的控制能力。

4) 将所设计的控制算法应用于四旋翼无人机,在实际飞行试验中,验证了该算法具有很强的指令跟踪能力以及抗干扰能力。

参考文献 (References)

- [1] 陈志明,牛康,李磊,等. 基于 BSP-ANN 的四旋翼无人机轨迹跟踪方法[J]. 航空学报,2018,39(6):177-184.
CHEN Z M, NIU K, LI L, et al. Trajectory tracking method for quadrotor UAV based on BSP-ANN[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2018,39(6):177-184 (in Chinese).
- [2] 吕品,赖际舟,杨天雨,等. 基于气动模型辅助的四旋翼飞行器室内自主导航方法[J]. 航空学报,2015,36(4):1275-1284.
LYU P, LAI J Z, YANG T Y, et al. Autonomous navigation method aided by aerodynamics model for an indoor quadrotor[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica,2015,36(4):1275-1284 (in Chinese).
- [3] 郑东琦,王培臻,尹昱昊,等. 农业植保四旋翼飞行器的模糊 PID 控制[J]. 中国科技信息,2018(21):29-31.
ZHENG D Q, WANG P Z, YIN Y H, et al. Fuzzy PID control of agricultural plant protection quadrotor[J]. China Science and Technology Information,2018(21):29-31 (in Chinese).
- [4] DJAMEL K, ABDELLAH M, BENALLEGUE A. Attitude optimal backstepping controller-based quaternion for a UAV[J]. Mathematical Problems in Engineering,2016(4):1-11.
- [5] 李家豪. 自抗扰控制的改进及其在四旋翼无人机上的应用[D]. 厦门:厦门大学,2018:8-22.
LI J H. Improvement of ADRC with applications to quadrotor UAVs[D]. Xiamen: Xiamen University, 2018: 8-22 (in Chinese).
- [6] 朱超,张红欣,陈磊. 基于 ANFIS_PID 的四旋翼姿态控制系统设计与仿真[J]. 机床与液压,2019,47(11):163-167.
ZHU C, ZHANG H X, CHEN L. Design and simulation of quadrotor attitude control system based on ANFIS-PID[J]. Machine Tool & Hydraulics,2019,47(11):163-167 (in Chinese).
- [7] 高洁. 四旋翼无人机模糊 PID 控制算法研究和电路设计[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2017:19-46.
GAO J. Research on fuzzy PID control algorithm of quadrotor and circuit design[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2017:19-46 (in Chinese).
- [8] 付岩果. 四旋翼无人机模糊 PID 姿态控制研究[D]. 舟山:浙江海洋大学,2019:27-36.
FU Y G. Research on fuzzy PID attitude control of quadrotor UAV[D]. Zhoushan: Zhejiang Ocean University, 2019:27-36 (in Chinese).
- [9] 宿敬亚,樊鹏辉,蔡开元. 四旋翼飞行器的非线性 PID 姿态控制[J]. 北京航空航天大学学报,2011,37(9):1054-1058.
SU J Y, FAN P H, CAI K Y. Attitude control of quadrotor aircraft via nonlinear PID[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2011,37(9):1054-1058 (in Chinese).

5 结论

1) 设计了一种内外环嵌套结构的改进型自抗扰控制器。

2) 搭建了四旋翼无人机试验平台。

3) 基于四旋翼无人机的实际参数,搭建数值仿真模型,证明了改进型自抗扰控制器的抗干扰

- nese).
- [10] 蒋林,冷雪峰,罗小华,等.基于模糊单神经元PID的四旋翼控制研究[J].计算机仿真,2019,36(10):39-43.
JIANG L, LENG X F, LUO X H, et al. Quadrotor control based on fuzzy-single neuron PID controller[J]. Computer Simulation, 2019, 36(10):39-43 (in Chinese).
- [11] 余后明,刘彦臣,郑士振,等.基于改进型BP神经网络的四旋翼控制系统[J].甘肃科学学报,2019,31(2):87-91.
YU H M, LIU Y C, ZHENG S Z, et al. Four-rotor control system based on improved BP neural network[J]. Journal of Gansu Sciences, 2019, 31(2):87-91 (in Chinese).
- [12] 张莹,刘子龙.基于RBF神经网络的X型四旋翼飞行器优化控制[J].软件导刊,2019,18(12):51-55.
ZHANG Y, LIU Z L. X-type quadrotor aircraft control based on RBF neural network PID[J]. Software Guide, 2019, 18(12):51-55 (in Chinese).
- [13] 韩京清.自抗扰控制技术:估计补偿不确定因素的控制技术[M].北京:国防工业出版社,2008:243-288.
HAN J Q. Active disturbance rejection control technique-The technique for estimating and compensating the uncertainties [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008:243-288 (in Chinese).
- [14] 吕家启.四旋翼无人机抗风控制技术研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2019:1-16.
LV J Q. Research on wind resistance control technology of quadrotor unmanned aerial vehicle[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2019:1-16 (in Chinese).
- [15] YANG H J, CHENG L, XIA Y Q, et al. Active disturbance rejection attitude control for a dual closed-loop quadrotor under gust wind[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2018, 26(4):1400-1405.
- [16] 张勇,陈增强,张兴会,等.四旋翼无人机系统PD-ADRC串级控制[J].系统工程与电子技术,2018,40(9):2055-2061.
ZHANG Y, CHEN Z Q, ZHANG X H, et al. PD-ADRC cascade control for quadrotor system[J]. Systems Engineering and Electronics, 2018, 40(9):2055-2061 (in Chinese).
- [17] 闫桂林,李彦.基于改进自抗扰的四旋翼飞行器姿态控制[J].电子测量技术,2019,42(16):71-77.
YAN G L, LI Y. Attitude control of quadrotor based on improved auto disturbance rejection [J]. Electronic Measurement Technology, 2019, 42(16):71-77 (in Chinese).
- [18] 刘栩焱,郭玉英.四旋翼无人机时延模糊自抗扰容错控制[J].测控技术,2020,39(1):55-60.
LIU X L, GUO Y Y. Fault-tolerant control of quadrotor UAV based on fuzzy active disturbance rejection control and time delay control [J]. Measurement & Control Technology, 2020, 39(1):55-60 (in Chinese).
- [19] 章志诚.基于ADRC的四旋翼飞行器自主避障控制系统研究[D].杭州:浙江大学,2017.
ZHANG Z C. Research on autonomous obstacle avoidance of quadrotor system based on ADRC [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2017 (in Chinese).
- [20] WONG T L, KHAN R R, LEE D. Model linearization and H_∞ controller design for a quadrotor unmanned air vehicle: Simulation study [C] // 2013 13th International Conference on Control, Automation, Robotics & Vision. Piscataway: IEEE Press, 2014:1490-1495.

Design and realization of an improved active disturbance rejection quadrotor UAV control system

SHI Jia, PEI Zhongcai, TANG Zhiyong*, HU Dada

(School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: In order to improve the ability of disturbance rejection of quadrotor UAV attitude control, this paper presents an improved Active Disturbance Rejection Controller (ADRC) with nested structure of inner and outer loops. The numerical simulation model of quadrotor UAV attitude control system is constructed with parameters measured from an actual prototype. By comparing to traditional double closed-loop PID controller, it is shown that the improved ADRC has very strong ability of disturbance rejection and high control efficiency, with quick response and no overshoot. The quadrotor UAV has excellent control effect during flight test with big partial load and strong disturbance from unknown directions, using the same control algorithm as in simulation.

Keywords: quadrotor UAV; Active Disturbance Rejection Control (ADRC); disturbance compensation; moving average low pass filter; nested structure of inner and outer loops

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0301

非合作目标安全走廊设计及飞越逼近轨迹优化

王璟贤¹, 师鹏^{2,*}, 陈致钧¹, 赵勇¹, 白玉铸¹

(1. 国防科技大学 空天科学学院, 长沙 410073; 2. 北京航空航天大学 宇航学院, 北京 100083)



摘 要: 为提高空间非合作目标近距离逼近轨迹的安全性,同时对接近时间及所消耗燃料进行优化,针对空间失效自旋非合作目标近距离接近问题,给出了失效卫星动态安全走廊,并以飞越逼近方式抵达走廊入口,进一步提出了飞越逼近轨迹优化方法。首先,在建立失效卫星自旋模型的基础上,规划了安全区与禁飞区,提出了2种安全走廊的选择依据。其次,采用飞越逼近作为近距离接近方式,以节约燃料和缩短逼近时间为目标对两脉冲机动模型进行优化,选择3种优化算法得到接近轨迹。仿真结果表明:安全走廊的选择与卫星失效自旋的形式、外形以及接口位置有关;在飞越逼近两脉冲机动模型的优化问题中,采用Fgoalattain算法进行优化处理更具优越性。

关键词: 非合作目标; 飞越逼近; 安全走廊; 轨迹优化; 安全接近

中图分类号: V412.4⁺1

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2021)09-1832-09

随着人类对宇宙探索的不断深入,航天器的功能变得多样,数量不断增加。针对在轨运行航天器的在轨组装、在轨加注、在轨维修等任务也随着航天领域投入的增多而日趋得到发展,在轨服务技术孕育而生。在轨服务技术^[1]是针对空间碎片、失效航天器等各类型航天器,通过主动控制服务航天器,以改进目标航天器有效载荷模块、延长在轨运行时间以及清理空间碎片为目标的空间服务操作技术。

其中针对非合作目标的在轨服务难度最大,但具有很大研究价值,很多场景如太空垃圾清理、非合作方卫星维修升级、敌方卫星捕获,都是针对非合作目标。近期MEV-1^[2]卫星实现了全球第一次商业在轨服务,成功与非合作目标实现对接,接管目标的姿控系统,但该项目对接的非合作目标还未完全失效,因此,对失效自旋的非合作目标进行对接,仍然处于实验阶段。

在对非合作目标进行近距离抓捕时需要充分考虑到接近过程的安全性,应当建立合适的禁飞区来描述目标星的运动。目前主要有2种方式进行安全区与危险区的划分,即区域判定法和碰撞概率法。区域判定法是以几何形状来划分禁飞区,对于三轴姿态稳定卫星,解永春和陈长青^[3]建立了一个长方形禁区,对于失效自旋卫星,则需考虑目标星的复杂外形及运动。李学辉和宋申民^[4]根据慢旋非合作目标带有大附件的外形特点,建立了一个椭球空间将其包络。以椭球包络为基础,石昊^[5]考虑卫星的自旋和空间章动,构建一个旋转体禁飞区,并在内部构建安全走廊。Xu等^[6]将自旋、章动、进动都考虑到,缺点是只构建了一个锥形安全走廊。王道等^[7]在锥形安全走廊的基础上利用追踪星位置误差椭球与走廊的关系进行轨迹规划。碰撞概率法则是通过构建目标星与追踪星运动的概率模型来判断和划分危险

收稿日期: 2020-06-30; 录用日期: 2020-08-07; 网络出版时间: 2020-08-24 16:47

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200824.1528.003.html

基金项目: 国家自然科学基金(61690210,61690213,11572019)

*通信作者. E-mail: shipeng@buaa.edu.cn

引用格式: 王璟贤, 师鹏, 陈致钧, 等. 非合作目标安全走廊设计及飞越逼近轨迹优化[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(9): 1832-1840. WANG J X, SHI P, CHEN Z J, et al. Design of non-cooperative target's safe corridor and optimization of fly-by approach trajectory[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(9): 1832-1840 (in Chinese).

区域。建立相对可达域典型方法^[8-9]。Wen 和 Ma^[10]在相对可达域基础上建立组合相对可达域进行了两星的碰撞分析。Zagaris 和 Romano^[11]则先建立一个多面体区域,再以此建立后向可达域。

在定义禁飞区的基础上再进行 C-W 两脉冲规划,可以使得抓捕星抵达安全走廊的过程更加安全。选择飞越逼近的方式抵达安全走廊入口,建立两脉冲机动模型进行相对运动的轨迹规划。Wen 等^[12]指出两脉冲机动模型的奇异现象,在近距离逼近时不考虑奇异解,以转移时间短、消耗燃料少为目标进行轨迹优化。对燃料消耗最优问题,姚玮等^[13]利用梯度下降法进行轨迹优化。Breger 和 How^[14]也以燃料消耗最优为目标利用凸优化进行轨迹规划。而梁立波^[15]以及武冠群^[16]都针对燃料最少、时间最短 2 个目标进行优化,前者针对多脉冲问题,采取序列二次规划算法和遗传算法结合的方法进行求解,后者则针对两脉冲以及三脉冲问题,采用基于 Pareto 排序的多目标遗传算法进行优化。

综上,本文针对失效的鑫诺 2 号,考虑其太阳帆板较长、自旋缓慢,使用区域判定法在文献[5]提出的飞行禁区基础上,构建与动量矩矢量方向垂直的非锥形安全走廊,并于原锥形走廊进行对比。采用飞越逼近抵达该走廊入口,以总时间和总冲量作为优化目标,选择 3 种优化方法,针对算例分别进行轨迹优化,比较 3 种优化方法的优缺点。

1 失效自旋卫星禁飞区建立

1.1 失效自旋卫星运动模型

在对非合作目标进行近距离抓捕时需要充分考虑到接近过程的安全性。以带有 2 副太阳帆的卫星为例进行危险区与安全区的鉴定,所模拟的鑫诺 2 号卫星如图 1 所示,其太阳能帆板共 2 副,每副 6 m 长,将该卫星简化后得到如图 2 所示模型。

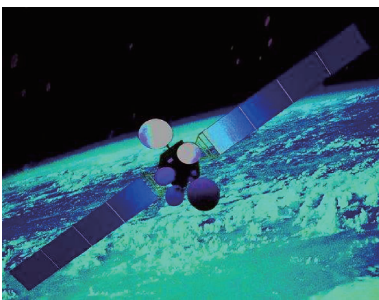


图 1 鑫诺 2 号卫星
Fig.1 Sinosat-2 satellite

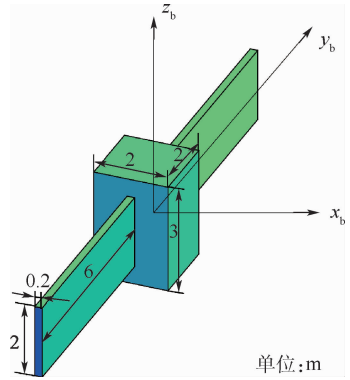


图 2 卫星三维模型

Fig.2 3D satellite model

研究图 2 卫星模型对应的飞行禁区时,可以先将包围整个卫星的椭球空间近似看作飞行禁区,如图 3 所示。

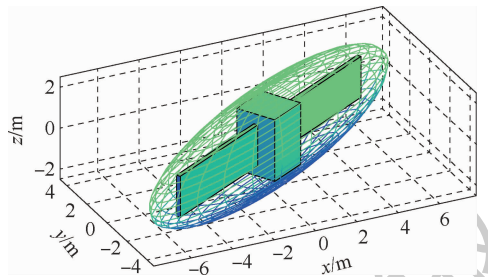


图 3 卫星包围椭球

Fig.3 Satellite envelope ellipsoid

包围曲面的数学表达式为

$$\frac{x_b^2}{a^2} + \frac{y_b^2}{b^2} + \frac{z_b^2}{c^2} = 1 \quad (1)$$

其中,椭球的集合尺寸为 $a = 1.5 \text{ m}$, $b = 9 \text{ m}$, $c = 2.5 \text{ m}$ 。由 Poinsot^[17]的几何表达结论可得,失效自由翻滚的航天器为能量耗散系统,会绕最大惯量主轴转动,设其最大惯量主轴方向垂直于太阳帆板,即 x_b 轴。刚体转动除了自旋的自转角,还有章动角 θ (x_b 和动量矩 \mathbf{H} 的夹角),如图 4 所示。当椭球禁区在空间中章动时会产生一个复杂的包围空间,在 x_b 轴和 y_b 轴所在的平面内建立一个计算坐标系 S_H ,如图 4 所示。

建立一般刚体的动力学方程如下:

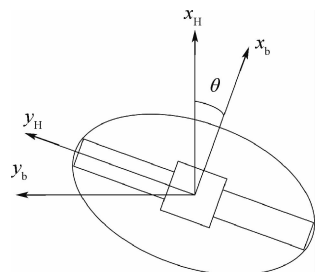


图 4 本体坐标系与计算坐标系关系图

Fig.4 Relationship between ontology coordinate system and computational coordinate system

$$\begin{cases} J_x \dot{\omega}_x - (J_y - J_z) \omega_y \omega_z = 0 \\ J_y \dot{\omega}_y - (J_z - J_x) \omega_z \omega_x = 0 \\ J_z \dot{\omega}_z - (J_x - J_y) \omega_x \omega_y = 0 \end{cases} \quad (2)$$

式中: J_x, J_y, J_z 为航天器 3 个主轴的转动惯量; $\omega_x, \omega_y, \omega_z$ 为航天器自转角速度在 3 个主轴的分量。

1.2 章动角变化规律

在本体坐标系下可以求得章动角表达式为

$$\theta = \arccos\left(\frac{\mathbf{x}_b \cdot \mathbf{H}}{|\mathbf{x}_b| |\mathbf{H}|}\right) = \arccos\left(\frac{[1 \ 0 \ 0][J_x \omega_x \ J_y \omega_y \ J_z \omega_z]^T}{\sqrt{J_x^2 \omega_x^2 + J_y^2 \omega_y^2 + J_z^2 \omega_z^2}}\right) = \arccos\left(\frac{J_x \omega_x}{\sqrt{J_x^2 \omega_x^2 + J_y^2 \omega_y^2 + J_z^2 \omega_z^2}}\right) \quad (3)$$

从式(3)可知,角速度是瞬时变化的,因此章动角是时变的,飞行禁区也是变化的。以动量矩 \mathbf{H} 的方向代表飞行禁区的方向, \mathbf{H} 在轨道坐标系下是变化的。由惯性坐标系到轨道坐标系的坐标变换矩阵的变化规律可得轨道坐标系下的 \mathbf{H} 变化情况。任意时刻 t 的真近点角 Φ 可以由式(4)、式(5)解出:

$$t - t_p = \sqrt{\frac{a^3}{\mu}} (E - e \sin E) \quad (4)$$

$$\tan\left(\frac{\Phi}{2}\right) = \sqrt{\frac{1+e}{1-e}} \tan\left(\frac{E}{2}\right) \quad (5)$$

式中: t_p 为航天器经过近心点的时刻; E 为偏近点角; μ 为天体引力常数。设初始时刻 $t_p = 0$, 升交点赤经 $\Omega = 30^\circ$, 轨道倾角 $i = 30^\circ$, 近地点幅角 $\omega = 100^\circ$, 轨道半长轴 $r = 42\ 241$ km, 偏心率 $e = 0.008$, \mathbf{H} 在惯性坐标系单位向量为 $\mathbf{H} = [0.5 \ 0 \ 0.866]$, 则 \mathbf{H} 在轨道坐标系的变化情况如图 5 所示。

可以看出 \mathbf{H} 在垂直于轨道面的分量不变, 即 \mathbf{H} 绕 $-y$ 轴方向旋转, 特殊情况下, 轨道倾角为 0° 的地球同步轨道上 \mathbf{H} 始终在 $-y$ 轴方向。

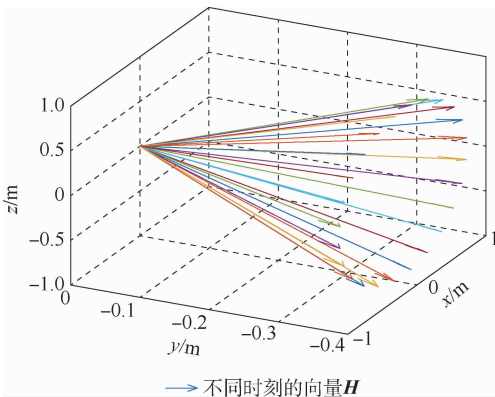


图 5 动量矩矢量在轨道坐标系随时间的变化

Fig. 5 Change of momentum moment vector in orbit coordinate system with time

1.3 禁飞区建立

在存在空间章动的情况下,将椭球形禁飞区转为椭圆,并在本体坐标系 S_b 下表示投影椭圆的方程:

$$\frac{x_b^2}{a^2} + \frac{y_b^2}{b^2} = 1 \quad (6)$$

根据图 4,将式(6)进行坐标变换,在计算坐标系下进行描述:

$$\begin{bmatrix} x_H \\ y_H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_b \\ y_b \end{bmatrix} \quad (7)$$

将式(7)代入式(6),得到椭圆在计算坐标系下的表达式:

$$\frac{(x_H \cos \theta - y_H \sin \theta)^2}{a^2} + \frac{(x_H \sin \theta + y_H \cos \theta)^2}{b^2} = 1 \quad (8)$$

该曲线绕 x_H 轴旋转。

当 $y_H \geq 0$ 时,表达式为

$$\frac{x_H \cos \theta - \sin \theta \sqrt{y_H^2 + z_H^2}}{a^2} + \frac{x_H \sin \theta + \cos \theta \sqrt{y_H^2 + z_H^2}}{b^2} = 1 \quad (9)$$

当 $y_H < 0$ 时,表达式为

$$\frac{x_H \cos \theta + \sin \theta \sqrt{y_H^2 + z_H^2}}{a^2} + \frac{x_H \sin \theta - \cos \theta \sqrt{y_H^2 + z_H^2}}{b^2} = 1 \quad (10)$$

引入参数 α, φ ,将式(9)、式(10)写为由 θ, α, φ 表示的参数方程:

$$\begin{cases} x_H = a \cos \alpha \cos \theta + b \sin \alpha \sin \theta \\ y_H = \cos \varphi (b \sin \alpha \cos \theta - a \cos \alpha \sin \theta) \\ z_H = \sin \varphi (b \sin \alpha \cos \theta - a \cos \alpha \sin \theta) \end{cases} \quad (11)$$

$$0 < \alpha \leq 2\pi, 0 < \varphi \leq 2\pi$$

在 MATLAB 中绘制这个曲面,结果如图 6 所示。

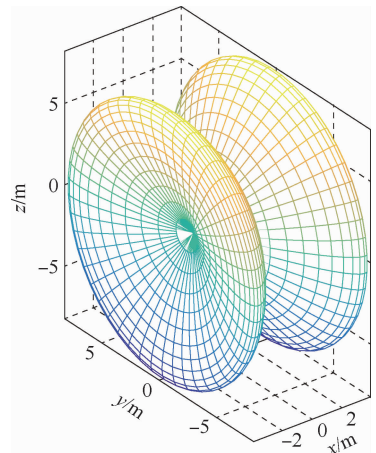


图 6 在计算坐标系下的飞行禁区

Fig. 6 Flight restricted area in calculated coordinate system

2 两种安全走廊定义

从三维飞行禁区图 6 发现,太阳帆板绕动量矩 H 旋转产生了一个近似锥形的区域,同时,在 H 垂直的方向 (L 向) 也形成一圈安全区域,如图 7 所示。将目标卫星用球包络,则安全区域在球内为安全走廊,抓捕星沿着走廊可以向目标靠近。根据描述,安全走廊有 2 个定义方式,区别在于走廊的方向。

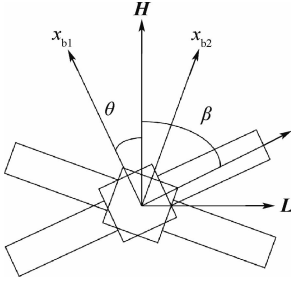


图 7 两种走廊方向示意图

Fig. 7 Schematic of two corridor directions

2.1 H 向安全走廊

太阳帆板绕动量矩 H 旋转产生近似锥形的区域,令安全走廊为该锥形空间^[11]。要分析安全走廊,可以令其半锥角为 β ,如图 7 所示。

$$\beta = \frac{\pi}{2} - \theta \quad (12)$$

考虑到章动角是时变的,为了走廊的安全性,取章动角的最大值来进行走廊半锥角计算,即

$$\beta = \frac{\pi}{2} - \theta_{\max} \quad (13)$$

由于动量矩 H 是时变的,需要在抓捕星进入走廊的整个时间段上重新定义安全走廊,设进入时刻为 t_1 ,结束时刻为 t_2 ,2 个时刻涵盖的走廊如图 8 所示,将禁飞球和安全走廊放在一起,绘制仿真图如图 9 所示。

走廊的轴线是动量矩 H 的方向,由于 H 在空间中时变,在不同时刻走廊所处位置是不一样的,多个时刻变化的仿真如图 10 所示。

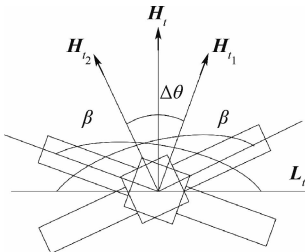


图 8 两个时刻走廊的公共部分示意图

Fig. 8 Schematic of the common part of corridor at two moments

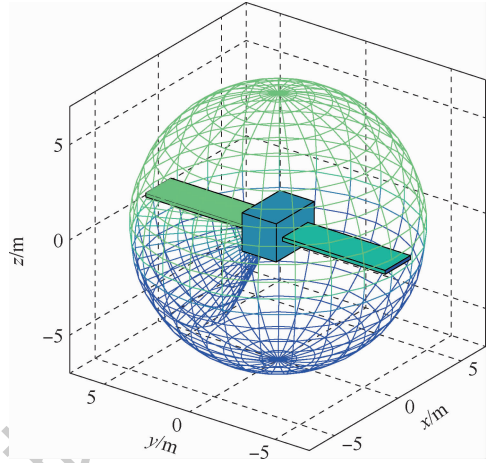


图 9 H 向走廊示意图

Fig. 9 Schematic of H-direction corridor

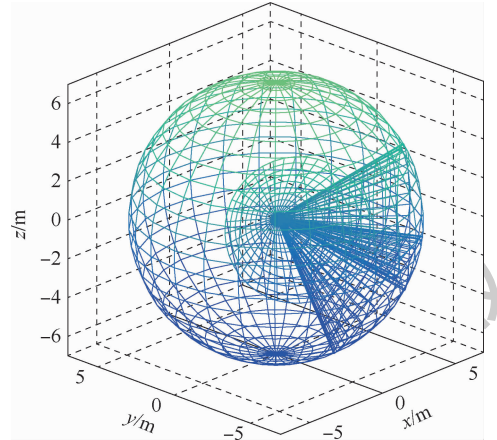


图 10 当 H 方向变化时不同的走廊示意图

Fig. 10 Schematic of different corridors when H direction changes

2.2 L 向安全走廊

取与 H 垂直的 L 向作为走廊的新方向,走廊为除了 2 副太阳帆旋转产生的双锥形区域以外的区域,如图 11 所示。

2 种走廊定的选择取决于 H 与 $-y$ 轴的夹角,及失效卫星自身的运动,理论原因分析如下:

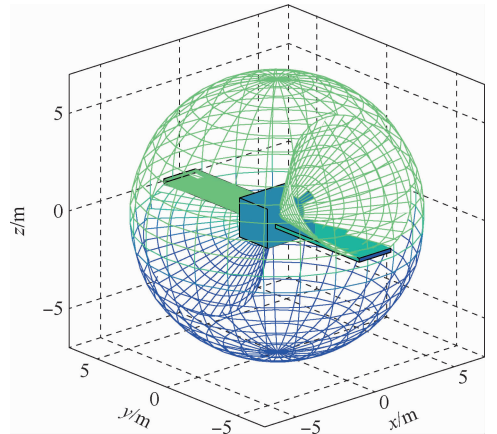


图 11 L 向走廊示意图

Fig. 11 Schematic of L-direction corridor

从 C-W 方程形式上看,当只在 y 轴有位移和速度 ($x_0, \dot{x}_0, z_0, \dot{z}_0$ 都为 0) 时,运动方程为

$$y(t) = y_0 \cos(n\tau) + \frac{\dot{y}_0}{n} \sin(n\tau) \quad (14)$$

式中: n 为目标航天器轨道角速度; τ 为运动时间,此时卫星在 y 轴做简谐运动,容易发生碰撞。图 12 模拟了在同一失效点(距目标星 10 m 处),不同失效速度对应的失效位置随时间的变化。可见,面外运动不具备面内运动的被动安全性,要尽量避免面外运动,减少 y 向的分量。

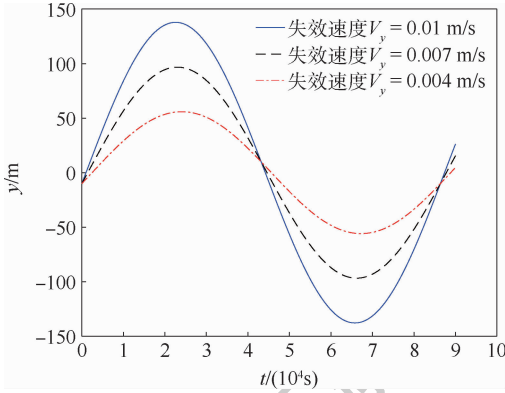


图 12 失效后 y 向坐标随时间变化关系

Fig. 12 Change of y -coordinate with time after failure

因此,当 H 与 $-y$ 轴的夹角小于 45° ,采用 L 向走廊定义;当 H 与 $-y$ 轴的夹角大于 45° ,采用 H 向走廊定义,就可以尽量减少 y 向的分量,既保证了足够的安全性,又能达到节省燃料的目的。

3 飞越逼近的两脉冲机动模型

在定义了失效自旋的非合作目标安全走廊后,出于安全考虑,采用飞越逼近首先抵达安全走廊入口。

如图 13 所示,卫星在轨道面内,利用飞越逼近,使其抵达安全走廊入口。根据 C-W 状态转移方程,相同末状态、不同的转移时间,可以得到初始位置曲线。轨道面内飞越逼近的初始位置曲线如图 14 所示。轨道面外的三维逼近情况,当章动角存在时,走廊入口的运动在禁飞球上的投影曲线如图 15 所示,初始位置曲线如图 16 所示。

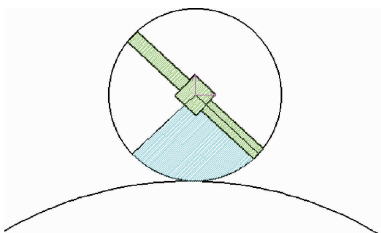
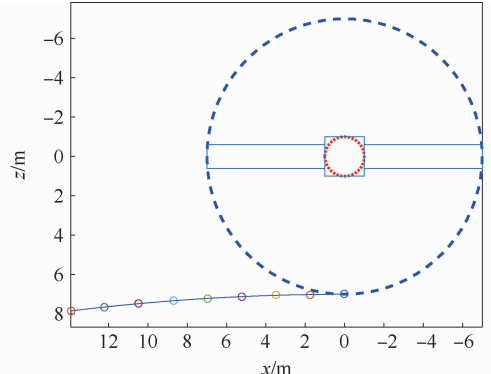


图 13 飞越逼近原理图

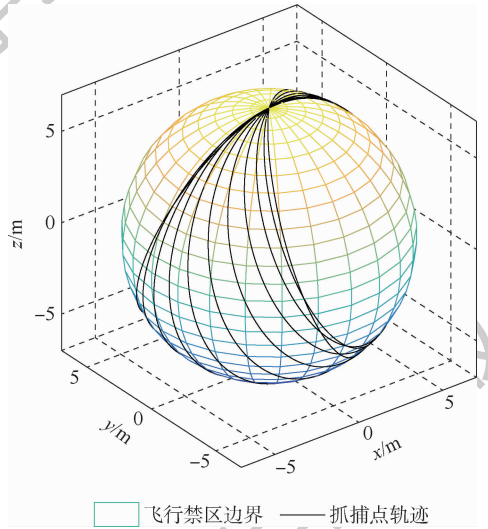
Fig. 13 Schematic of fly-by approach



— 飞行禁区边界 — 抓捕点轨迹 — 不同初始位置 — 初始位置曲线

图 14 二维飞越逼近初始位置曲线

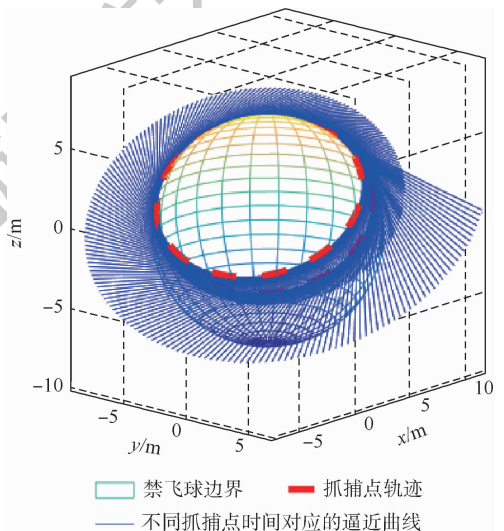
Fig. 14 Initial position curve of 2D fly-by approach



— 飞行禁区边界 — 抓捕点轨迹

图 15 章动存在时入口在禁飞球上的投影

Fig. 15 Projection of entrance to no-fly ball when nutation exists



— 禁飞球边界 — 抓捕点轨迹
— 不同抓捕点时间对应的逼近曲线

图 16 三维飞越逼近(有章动)初始位置曲线

Fig. 16 Initial position curve of 3D fly-by approach (when nutation exists)

初始位置不在初始位置曲线上时,需要先机动到这条曲线上,引入两脉冲机动模型,将轨迹分为转移段和飞越段。

4 两脉冲机动的相对运动轨迹规划

脉冲机动模型是一种理想模型,认为在脉冲机动时,推力作用时间趋近于0,作用前后航天器位置不变,仅速度发生改变。假设第1次脉冲时刻为 t_1 ,第2次脉冲时刻为 t_2 ,第1次脉冲在的位置为 ρ_1 ,脉冲施加前的状态为 $\dot{\rho}_1^-$,施加后为 $\dot{\rho}_1^+$,第2次脉冲在的位置为 ρ_2 ,脉冲施加前的状态为 $\dot{\rho}_2^-$,施加后为 $\dot{\rho}_2^+$ 。以飞越逼近为例,第1次脉冲施加在初始位置处,该点的相对速度为0,第2次脉冲施加在飞越逼近的初始位置处,其位置及施加后的速度可以由飞越逼近最终目标点的状态以及逼近转移时间来确定,因此已知量为 t_1 、 t_2 、 ρ_1 、 $\dot{\rho}_1^-$ 、 ρ_2 、 $\dot{\rho}_2^+$ 。根据C-W状态转移方程,可以对 $\dot{\rho}_1^+$ 和 $\dot{\rho}_2^-$ 进行求解:

$$\begin{bmatrix} \rho_2 \\ \dot{\rho}_2^- \end{bmatrix} = \Phi(\tau) \begin{bmatrix} \rho_1 \\ \dot{\rho}_1^+ \end{bmatrix} \quad (15)$$

$\Phi(\tau)$ 为转移矩阵,将其进行拆解:

$$\begin{bmatrix} \rho_2 \\ \dot{\rho}_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{11}(\tau) & \Phi_{12}(\tau) \\ \Phi_{21}(\tau) & \Phi_{22}(\tau) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \rho_1 \\ \dot{\rho}_1^+ \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\begin{cases} \dot{\rho}_1^+ = \Phi_{12}^{-1}(\tau)(\rho_2 - \Phi_{11}(\tau)\rho_1) \\ \dot{\rho}_2^- = \Phi_{21}(\tau)\rho_1 + \Phi_{22}(\tau)\dot{\rho}_1^+ \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} \Delta v_1 = \dot{\rho}_1^+ - \dot{\rho}_1^- \\ \Delta v_2 = \dot{\rho}_2^+ - \dot{\rho}_2^- \end{cases} \quad (18)$$

设优化目标为总时间及总冲量,变量为转移段和飞越段的转移时间 t_1 、 t_2 ,约束条件为飞越段的最终状态(抓捕点的位置和速度)、转移段的初始状态、整体转移时间。仿真情景设禁飞球半径为7 m,走廊入口所在位置距离卫星质心1 m,抓捕星所在初始位置为[100 0 0] m,初始相对速度为0 m/s(相对静止),总转移时间不超过2 000 s为了转移的安全性,单次转移时间应在180 s以上。2段轨迹的运动时间 t_1 、 t_2 与冲量和 Δv ($\Delta v = \|\Delta v_1\| + \|\Delta v_2\|$)的关系如图17所示。

此优化属于多目标优化问题,选择3种优化方法,针对上面的算例分别进行优化,比较3种优化方法。优化目标函数见式(19),其中优化目标 Q 为转移时间和燃料,优化变量为2次转移时间 t_1 、 t_2 , Δv 为总冲量, T 为总时间。

$$\begin{aligned} \text{Min } Q &= f[\Delta v(t_1, t_2), T(t_1, t_2)] \\ \text{s. t. } &\begin{cases} t_1 > 180 \\ t_2 > 180 \\ t_1 + t_2 < 2\,000 \end{cases} \end{aligned} \quad (19)$$

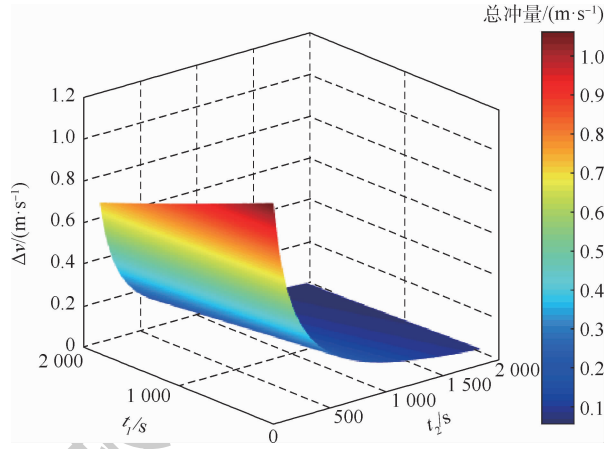


图17 总冲量与2段转移时间的关系

Fig. 17 Relationship between total impulse and two transition time

4.1 基于 Pareto 排序的多目标遗传算法

引入 Pareto 解^[18]方法,寻找 Pareto 前沿面,找到不同的最优目标下对应的解集,将决策解集的权限交由人工,选择前沿面的不同目标函数值以及其对应的解集。

选择基于 Pareto 排序的多目标遗传算法(Gamultiobj)加快解算。使用 MATLAB 中自带的 gamultiobj 函数对式(19)进行优化,其原理采用了上述算法分支下的一种受控精英遗传算法(NSGA-II的变体)。以二维飞越逼近为例得到的 Pareto 前沿面如图18所示。

一方面,选择总冲量较小的解;另一方面,选择 t_2 占整个时间段比重较大的解集,这样可以在减少接近时间的基础上,增大抓捕时间的占比,解集如表1所示。根据式(18),2次脉冲具体为:二维逼近脉冲 $\Delta v_1 = [-0.150\ 2\ 0\ -0.009]$ m/s, $\Delta v_2 = [0.131\ 7\ 0\ -0.020\ 2]$ m/s。三维逼近脉冲 $\Delta v_1 = [-0.087\ 4\ 0.003\ 1\ -0.013\ 3]$ m/s, $\Delta v_2 = [0.089\ 2\ 0.007\ 8\ 0.012\ 5]$ m/s。

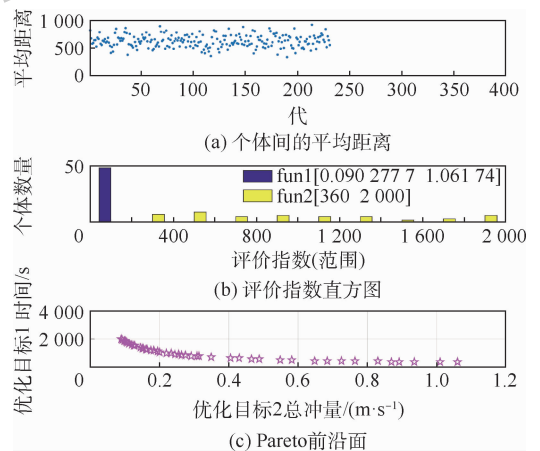


图18 Pareto 前沿面

Fig. 18 Pareto front

表1 Pareto 所选解集

Table 1 Pareto selected solution set

维数	$\Delta v / (\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$	T/s	t_1/s	t_2/s
二维	0.154 745	1 312.043	1 131.516	180.526 7
三维	0.188	1 273.956	1 092.404	181.552

该方法虽然得到的解很全面,但是其只有在目标数量更多的情况下才能体现出优越性,在二目标优化中无突出优势,得到的解交由人工选择影响决断。

4.2 Fmincon 算法

Fmincon 是 MATLAB 自带的优化算法之一,可以优化多元函数,利用加权的方法化为单目标函数。Fmincon 采用的默认算法是内点法,一般约束问题的内点法是混合算法^[19],对于等式约束,采用外罚函数思想;对于不等式约束,采用内罚函数思想(障碍函数法)。优化结果如表 2 所示,根据式(18),2 次脉冲具体为:二维逼近脉冲 $\Delta v_1 = [-0.293\ 2\ 0\ -0.009\ 39] \text{ m/s}$, $\Delta v_2 = [0.274\ 8\ 0\ -0.025\ 3] \text{ m/s}$ 。三维逼近脉冲 $\Delta v_1 = [-0.11\ 0.001\ 9\ -0.000\ 9] \text{ m/s}$, $\Delta v_2 = [0.107\ 2\ -0.018\ 9\ -0.018\ 9] \text{ m/s}$ 。

表2 Fmincon 算法优化结果

Table 2 Optimization results of Fmincon algorithm

维数	$v / (\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$	T/s	t_1/s	t_2/s
二维	0.286	852	672	180
三维	0.438 6	1 091.5	911.433 2	180.066 8

内点法在单目标情况下是 1 种经典算法,但是这里人为将二目标转为单目标,所用的加权法会产生漏解的情况,无法保证为全局最优解。

4.3 Fgoalattain 算法

Fgoalattain 采用的是目标规划法,设满足目标的参数 x 形成的参数空间为 K ,引入目标函数 F_i^* 、松弛度 $\varepsilon_i\gamma$,即目标函数要尽量接近目标,写为不等式形式:

$$F_i(x) - \varepsilon_i\gamma \leq F_i^* \quad (20)$$

优化结果如表 3 所示,根据式(18),2 次脉冲具体为:二维逼近脉冲 $\Delta v_1 = [-0.149\ 5\ 0\ -0.009] \text{ m/s}$, $\Delta v_2 = [0.131\ 1\ 0\ -0.020\ 1] \text{ m/s}$ 。三维逼近脉冲 $\Delta v_1 = [-0.076\ 5\ -0.003\ 2\ -0.002\ 5] \text{ m/s}$, $\Delta v_2 = [0.075\ -0.005\ 9\ -0.027] \text{ m/s}$ 。

表3 Fgoalattain 算法优化结果

Table 3 Optimization results of Fgoalattain algorithm

维数	$\Delta v / (\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$	T/s	t_1/s	t_2/s
二维	0.130 6	1 497.5	1 317.5	180
三维	0.156 5	1 497.5	1 317.5	180

这一算法中引入的松弛度解决了加权法可能出现漏解的问题,权重的分配体现了人工决策,减少了后期筛选工作,运行时间在二维和三维情况下都极短,更具优越性。

4.4 优化方法的对比与选择

3 种算法在二维和三维逼近情境下,优化结果对应的逼近轨迹及 3 种算法的对比如图 19、图 20 所示。

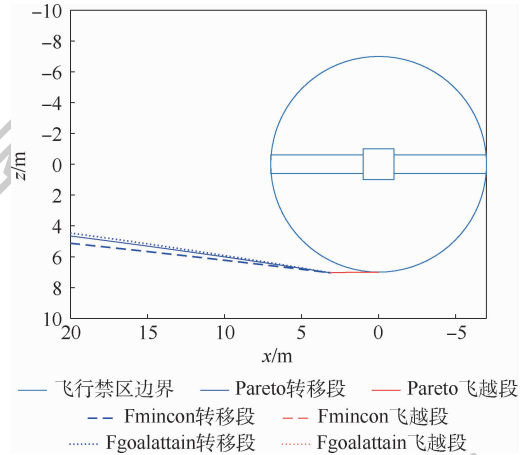


图 19 二维逼近结果图局部放大

Fig. 19 Local zoom of 2D approach results

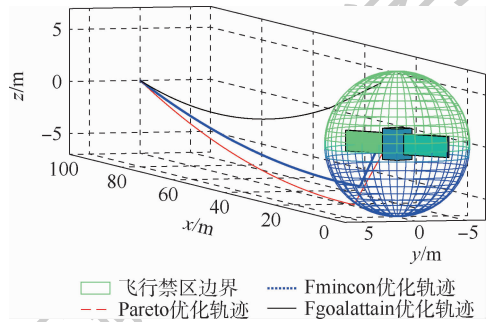


图 20 三种不同优化算法在三维逼近下的结果

Fig. 20 Results of three different optimization algorithms under 3D approach

从图 19 可以发现,二维情景下 3 种优化方法的差异主要在于第 1 转移阶段,从图 20 可以看出,三维情境下由于卫星空间章动的存在,其走廊入口随逼近时间的变化较大。

根据表 4 比较 3 种算法可以发现,基于 Pareto

表 4 优化性能对比

Table 4 Optimized performance comparison

性能指标	Gamultiobj	Fmincon	Fgoalattain
二维仿真时间/s	14	1	1
三维仿真时间/s	1 390	19	3
二维燃料消耗/($\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$)	0.154 745	0.286	0.130 6
三维燃料消耗/($\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$)	0.188	0.438 6	0.156 5
二维逼近时间/s	1 312.043	852	1 497.5
三维逼近时间/s	1 273.956	1 091.5	1 497.5

排序的多目标遗传算法在双目标情况下没有太大优势;Fmincon 算法的加权法强烈依赖权重,会出现漏解的情况。综合对比发现,Fgoalattain 算法在二维和三维优化情况下的运行效率具有优越性,优化结果具有稳定性。

5 结束语

本文针对失效自旋的非合作目标,在 H 向走廊基础上提出 L 向走廊,并建立飞越逼近两脉冲机动模型抵达走廊入口。经理论分析, H 向走廊针对太阳帆根部进行抓捕,抓捕点通用; L 向走廊入口大于 H 向,具有更多选择空间。理想情况下,当 H 与 $-y$ 轴的夹角小于 45° 时,采用 L 向走廊定义所用脉冲更少。

对两脉冲机动模型进行优化,以 2 次轨迹转移时间和逼近所消耗燃料为优化目标,分析了基于 Pareto 排序的多目标遗传算法、Fmincon 算法以及 Fgoalattain 算法的优化性能,为非合作目标安全走廊的建立及逼近轨迹的多目标优化提供了有效合理的方案。

参考文献 (References)

- [1] 陈小前,袁建平,赵勇,等. 航天器在轨服务技术[M]. 北京:中国宇航出版社,2009:24-28.
CHEN X Q, YUAN J P, ZHAO Y, et al. On-orbit service technology of spacecraft [M]. Beijing: China Aerospace Press, 2009:24-28 (in Chinese).
- [2] 李佩. 全球首个商业在轨服务航天器任务拓展飞行器-1 [J]. 国际太空,2019(11):4-7.
LI K. The world's first commercial on orbit service spacecraft MEV-1 [J]. Space International, 2019(11):4-7 (in Chinese).
- [3] 解永春,陈长青. 一类禁飞区后方安全撤离轨迹的设计方法研究[J]. 空间控制技术与应用,2009(3):1-5.
XIE Y C, CHEN C Q. Safe retreat trajectory design for rendezvous behind a keep-out-zone [J]. Aerospace Control and Application, 2009(3):1-5 (in Chinese).
- [4] 李学辉,宋申民. 慢旋非合作目标快速绕飞避碰控制 [J]. 控制与决策,2018(9):1612-1618.
LI X H, SONG S M. Slowly rotating non-cooperative target fast fly-around collision avoidance control [J]. Control and Design, 2018(9):1612-1618 (in Chinese).
- [5] 石昊. 非合作目标接近轨迹设计与安全评估方法研究 [D]. 北京:北京航空航天大学,2017:11-15.
SHI H. Research on approach trajectory design and safety assessment method of non cooperative target [D]. Beijing: Beihang University, 2017:11-15 (in Chinese).
- [6] XU W F, YAN L, HU Z H, et al. Area-oriented coordinated trajectory planning of dual-arm space robot for capturing a tumbling target [J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2019, 32(9):2151-2163.
- [7] 王道,温昶焯,赵育善,等. 翻滚目标安全走廊内的碰撞可能性判断方法 [J]. 哈尔滨工业大学学报,2018, 50(4):94-101.
WANG X, WEN C X, ZHAO Y S, et al. Collision possibility detection in the safe corridor of a tumbling target [J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2018, 50(4):94-101 (in Chinese).
- [8] 石昊,赵育善,师鹏. 航天器近距离相对运动的轨迹偏差分析 [J]. 北京航空航天大学学报,2017, 43(3):636-644.
SHI H, ZHAO Y S, SHI P. Analysis of trajectory deviation for spacecraft relative motion in close-range [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(3):636-644 (in Chinese).
- [9] WEN C X, GURFIL P. Relative reachable domain for spacecraft with initial state uncertainties [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2016, 39(3):462-473.
- [10] WEN C X, MA J. Reachable domain for satellite relative motion along elliptic orbit with uncertainty and process noise [J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers. Part G. Journal of Aerospace Engineering, 2020, 234(7):095441001990072.
- [11] ZAGARIS C, ROMANO M. Reachability analysis of planar spacecraft docking with rotating body in close proximity [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2018, 41(6):1416-1422.
- [12] WEN C X, ZHAO Y S, LI B J, et al. Solving the relative Lambert's problem and accounting for its singularities [J]. Acta Astronautica, 2014, 97:122-129.
- [13] 姚玮,罗建军,谢剑锋,等. 连续推力机动轨道优化设计的贝塞尔曲线法 [J]. 宇航学报,2019, 40(11):28-39.
YAO W, LUO J J, XIE J F, et al. A novel Bezier method for continuous thrust maneuver orbit optimal design [J]. Journal of Astronautics, 2019, 40(11):28-39 (in Chinese).
- [14] BREGER L S, HOW J P. Safe trajectories for autonomous rendezvous of spacecraft [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2008, 31(5):1478-1489.
- [15] 梁立波. 近距离导引段交会轨迹安全性的定量评价和设计优化方法 [D]. 长沙:国防科学技术大学,2011:60.
LIANG L B. Quantitative performance and design optimization approach of close-range rendezvous trajectory safety [D]. Changsha: National University of Defense Science and Technology, 2011:60 (in Chinese).
- [16] 武冠群. 在轨服务航天器交会轨迹优化与近距离安全接近控制研究 [D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2019:30-33.
WU G Q. Research on rendezvous trajectory optimization and close-range safe approach control of spacecraft for on-orbit servicing [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2019:30-33 (in Chinese).
- [17] 赵育善,师鹏. 航天器飞行动力学建模理论与方法 [M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2012:52-53.
ZHAO Y S, SHI P. Modeling theory and method of spacecraft flight dynamics [M]. Beijing: Beihang University Press, 2012:52-53 (in Chinese).
- [18] 王石,祝开建,戴金海,等. 用 EA 求解非固定时间轨道转移和拦截问题 [J]. 国防科技大学学报,2001, 23(5):1-4.
WANG S, ZHU K J, DAI J H, et al. Solving orbital transformation and interception problems based on EA [J]. Journal of Na-

tional University of Defense Technology, 2001, 23(5):1-4 (in Chinese).

[19] 马昌凤, 柯艺芬, 谢亚君. 最优化计算方法及其 MATLAB 程序实现[M]. 北京: 国防工业出版社, 2015: 51-57.

MA C F, KE Y F, XIE Y J. Optimization calculation method and MATLAB program realization [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2015: 51-57 (in Chinese).

Design of non-cooperative target's safe corridor and optimization of fly-by approach trajectory

WANG Jingxian¹, SHI Peng^{2,*}, CHEN Zhijun¹, ZHAO Yong¹, BAI Yuzhu¹

(1. College of Aerospace Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China;

2. School of Astronautics, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: In order to improve the safety of non-cooperative target's close-range approach trajectory, and optimize the approach time and fuel consumption at the same time, this paper designs the dynamic safety corridors of uncontrolled rotating satellite for the proximity to rotating non-cooperative target. The fly-by approach is chosen to reach the corridor entrance and the fly-by approach trajectory optimization method is proposed. First, based on the establishment of an uncontrolled rotating satellite spin model, the safety zone and the keep-out-zone are planned, and the basis for selecting two safety corridors is analyzed. Second, the fly-by approach is used as a close-range approach method, and with the goal of saving fuel and shortening the approach time, the two-pulse maneuver model is optimized and three optimization algorithms are selected to obtain the approach trajectory. The simulation results show that the choice of the safe corridor is related to the form, shape and interface position of the uncontrolled satellite spin. In the optimization problem of fly-by approaching two-pulse maneuver model, it is more advantageous to use the fgoalattain algorithm for optimization.

Keywords: non-cooperative target; fly-by approach; safe corridor; trajectory optimization; close-range approach

Received: 2020-06-30; **Accepted:** 2020-08-07; **Published online:** 2020-08-24 16:47

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200824.1528.003.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61690210, 61690213, 11572019)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0326

基于干扰重构和盲源分离的混合极化抗 SMSP 干扰

周长霖¹, 王春阳^{1,*}, 官健¹, 谭铭¹, 李欣², 包磊³

(1. 空军工程大学 防空反导学院, 西安 710051; 2. 中国人民解放军 75832 部队, 广州 510515;

3. 国防科技大学 信息通信学院, 武汉 430019)

摘 要: 线性调频(LFM)信号是现代雷达常用的发射信号,可以有效提高雷达距离分辨率和探测距离,然而频谱弥散(SMSP)干扰应用于主瓣自卫式干扰时,干扰信号与目标在时域、频域和空域高度重合,是一种能够有效对抗 LFM 信号的干扰样式。利用干扰信号与目标回波信号极化信息的差异,引入了混合极化雷达系统信号接收模型,提出了基于干扰重构和盲源分离的抗 SMSP 干扰算法,实现了对干扰的抑制。仿真结果表明:所提算法不仅降低了计算量而且在干信比(JSR)为 25 dB 的情况下,能够有效实现干扰抑制。

关键词: 混合极化雷达; 干扰重构; 盲源分离; 频谱弥散(SMSP)干扰; 主瓣干扰

中图分类号: TN974

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2021)09-1841-08

线性调频(LFM)信号广泛地应用于大多数雷达系统,可以有效提高距离分辨率和速度分辨率^[1]。2006年,Sparrow和Cakilo^[2]提出频谱弥散干扰,能够实现对 LFM 信号的有效干扰。频谱弥散(SMSP)干扰由多个相同的干扰子脉冲构成,干扰信号经过脉冲压缩后会产生密集假目标,遮盖真实目标回波。因此当飞机在雷达主瓣内释放 SMSP 干扰时,将会对雷达造成严重威胁,干扰信号与目标回波信号在时域、频域和空域内高度重合,使常规的时域、频域和空域抗干扰措施失效,给雷达抗干扰带来了极大的困难。

SMSP 干扰信号与雷达发射的 LFM 信号调频斜率存在明显不同,传统的抗干扰方法依据这一本质特征,可以利用一些改进的时频分析方法比如分数阶傅里叶变换来达到识别干扰的目的^[3-4]。文献[5]利用 FrFT 的稀疏性提出了基于分数域滤波后压缩感知重构的方法,降低了

目标回波能量的损失。文献[6-7]分别提出了一种基于盲源分离算法的欺骗干扰对抗方法,但是这2种方法都要求雷达具有多通道的特性且对各个通道的信噪比要求也较高,工程上实现难度大。

极化域信息是继时域、频域和空域外的又一有效信息,利用极化信息可以有效提高雷达的抗干扰性能^[8]。干扰机为了适应雷达接收机的极化特性,通常采用圆极化或者 45°线极化,干扰的极化状态一般不同于目标回波的极化状态。雷达通过正交极化接收通道可以有效的抑制有源干扰。本文首先引入混合极化雷达接收系统,然后依据 SMSP 干扰子脉冲具有周期性,对接收到的信号进行干扰重构,运用重构的干扰信号替代盲源分离算法中的滑动平均,减小了计算量,实现了目标信号与干扰信号的分离,达到了干扰抑制的目的。

收稿日期: 2020-07-07; 录用日期: 2020-09-30; 网络出版时间: 2020-10-21 13:28

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20201021.1124.002.html

基金项目: 中国博士后科学基金(2019M662257); 航空科学基金(201901096002)

* 通信作者. E-mail: wangcy_kgd@163.com

引用格式: 周长霖, 王春阳, 官健, 等. 基于干扰重构和盲源分离的混合极化抗 SMSP 干扰[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(9): 1841-1848. ZHOU C L, WANG C Y, GONG J, et al. Hybrid polarization anti-SMSP jamming based on jamming reconstruction and blind source separation[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(9): 1841-1848 (in Chinese).

1 混合极化雷达系统及信号模型

1.1 混合极化雷达系统

目标回波与雷达发射信号的极化特性之间存在着特定的关系,雷达通过采用全极化系统,即发射和接收2种正交极化电磁波,通过调整发射信号的极化特性,从而使目标回波极化特性与干扰极化特性的差异增大,最终达到二者极化特性正交。但是与单极化系统相比,全极化系统需要更多的发射组件,从而限制了全极化系统的运用。因此接收2种正交极化的电磁波且只发射一种极化电磁波的混合极化体制雷达达到了初步应用^[9]。本文中混合极化雷达采用发射水平极化的信号,同时接收垂直极化和水平极化的信号。

1.2 信号模型

设目标回波信号为 $s(t)$, 干扰信号为 $j(t)$, 则在雷达接收天线端口处, 水平极化和垂直极化接收天线的接收信号可分别表示为

$$\mathbf{S}_H(t) = \mathbf{h}_H^T \mathbf{S}_p \mathbf{h}_i g_H A s(t) + \mathbf{h}_H^T \mathbf{h}_j g_H A \alpha j(t) + \mathbf{n}_H(t) \quad (1)$$

$$\mathbf{S}_V(t) = \mathbf{h}_V^T \mathbf{S}_p \mathbf{h}_i g_V A s(t) + \mathbf{h}_V^T \mathbf{h}_j g_V A \alpha j(t) + \mathbf{n}_V(t) \quad (2)$$

式中: \mathbf{h}_i 为雷达发射天线对应的 Jones 矢量; \mathbf{S}_p 为目标的极化散射矩阵; g_H 为雷达水平接收极化天线电压增益; g_V 为雷达垂直接收极化天线电压增益; A 为回波信号的幅度; \mathbf{h}_j 为干扰机天线对应的 Jones 矢量; α 为干信比对应的幅度比; \mathbf{h}_V 为雷达垂直接收极化天线对应的 Jones 矢量; \mathbf{h}_H 为雷达水平接收极化天线对应的 Jones 矢量; $\mathbf{n}_H(t) \sim N(0, \sigma_m^2)$ 和 $\mathbf{n}_V(t) \sim N(0, \sigma_a^2)$ 分别为水平极化和垂直极化天线接收通道内的背景噪声, 服从零均值高斯分布。

1.3 信号可分离性分析

对盲源分离算法而言, 一般需要满足3个条件: 信源统计独立、混合矩阵列满秩和源信号中最多只有一个高斯分布的信号。

从统计的意义上讲, 目标和干扰机是2个相互独立的系统, 因此目标回波和干扰机释放的干扰信号是相互统计独立的; 干扰机为了适应雷达的极化接收通道, 减小极化失配的损失, 通常采用45°线极化或者是圆极化, 而目标的极化散射矩阵随着目标状态的变化不断变化, 即目标信号与干扰信号极化状态不同, 并且雷达采用的正交极化通道, 所以混合矩阵是列满秩矩阵; 对接收信号进行盲源分离是为了分离出期望目标的回波信号,

而目标回波信号不是高斯分布, 因此可以将目标回波与其他干扰和噪声分离。

因此利用干扰和目标的极化信息的差异, 通过混合极化雷达系统接收信号, 满足了对信号进行盲源分离所需的条件, 因此可以运用盲源分离算法进行目标回波与干扰的分离, 从而达到抑制干扰的目的。

2 干扰重构算法

2.1 子脉冲周期估计

依据干扰产生的基本原理, 确定干扰子脉冲的数目就可以确定干扰的调频斜率, 因此, 可以通过先估计出子脉冲的周期, 然后计算 SMSP 干扰信号子脉冲的调频斜率。

本文采用自相关法来估计 SMSP 干扰子脉冲的周期, 其原理表示如下^[10]:

$$T = \arg \max_{T_{\min} \leq \tau \leq T_{\max}} \int s(t) s^*(t + \tau) dt \quad (3)$$

式中: T 为估计的干扰子脉冲周期; T_{\min} 和 T_{\max} 分别为依据先验信息确定的子脉冲周期的下限和上限; τ 为延迟时间。

雷达接收的干扰与目标信号表示为:

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{s}(t) + \alpha \mathbf{j}(t) \quad (4)$$

因为 SMSP 干扰子脉冲与 LFM 信号的调频斜率不一致, 所以会产生信号的失配。因此 SMSP 干扰要达到对目标的遮盖效果, 必须有高的干信比 (Jamming-to-Signal Ratio, JSR), 即 $\alpha \gg 1$ 。因此, 雷达自相关函数简化为

$$\mathbf{C} = \int \mathbf{r}(t) \mathbf{r}^*(t + \tau) dt \approx \alpha^2 \int \mathbf{j}(t) \mathbf{j}^*(t + \tau) dt \quad (5)$$

式中: \mathbf{C} 为雷达接收信号的自相关。根据式(5), 雷达接收信号的自相关函数峰值对应的时间即为对应干扰信号自相关函数的峰值对应的时间。由此可以得到 SMSP 干扰信号子脉冲的周期。

根据式(3), 在对雷达接收信号进行自相关处理前, 需要确定 T_{\min} 和 T_{\max} 的取值。实际运用中, 雷达无法获取 SMSP 干扰信号的先验信息。本文依据文献[2]的讨论, 为了达到理想的干扰效果, 子脉冲个数一般为2~7个, 因此估计子脉冲周期的上限为 $T/2$, 下限为 $T/7$ 。但是由此会导致自相关函数出现2个峰值, 对于重复出现的峰值可以将第1个峰值时间认为是干扰周期。

LFM 信号的脉冲宽度为 T_1 , 估计 SMSP 干扰子脉冲个数为

$$n = \text{ceil}\left(\frac{T_1}{T}\right) \quad (6)$$

式中:ceil为朝正无穷大方向取整。

在估计得到子脉冲数目后,干扰的调频斜率 $u' = nu$, u 为 LFM 信号的调频斜率。因此第 k 个重构干扰子脉冲的表达式^[2]为

$$j_{r,k}(t) = \text{rect}\left[\frac{t - (2i - 1)T/2n - \Delta t_2}{T/n}\right] \cdot \exp\left\{i2\pi f_0\left[t - (i - 1)\frac{T}{n} - \Delta t_2\right] + i\pi nu\left[t - (i - 1)\frac{T}{n} - \Delta t_2\right]^2 + i\Phi_{r,k}\right\} \quad (7)$$

式中: Δt_2 为 SMSP 干扰信号的脉冲前沿时刻; $\Phi_{r,k}$ 为第 k 个重构子脉冲的相位; f_0 为信号载频; i 为虚数。此时重构的幅度归一化 SMSP 干扰信号可表示为

$$j_r(t) = \sum_{i=1}^n j_{r,k}(t) \quad (8)$$

2.2 干扰信号的相位估计

通过对雷达接收信号取自相关并不能获得原信号的相位,直接进行对消不一定能够抑制干扰,在某些情况下,甚至会增强干扰,因此必须对干扰信号的初始相位进行估计。依据文献[11],首先设定具有不同相位的干扰子脉冲,然后与接收信号共轭相乘并且分段取平均,分段平均最大值所对应的相位即为估计的干扰相位。

将雷达的接收信号与重构的 SMSP 干扰信号共轭相乘,可得

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{r}(t)\mathbf{j}_r^*(t) = \mathbf{s}(t)\mathbf{j}_r^*(t) + \alpha \sum_{i=1}^n \text{rect}\left[\frac{t - (2i - 1)T/2n - \Delta t_2}{T/n}\right] \exp(i\Phi_k) \quad (9)$$

根据式(9)可以看出各个分段 $\mathbf{x}(t)$ 的大小取决于重构的干扰子脉冲和真实干扰子脉冲的相位差。对其取实部再取均值可得

$$E\{\text{real}[\mathbf{x}(t)]\} = \alpha \sum_{i=1}^n \text{rect}\left[\frac{t - (2i - 1)T/2n - \Delta t_2}{T/n}\right] \cos(\Phi_k) \quad (10)$$

式中: Φ_k 表示重构的干扰子脉冲与真实干扰子脉冲的相位差。根据式(10)可以明显看出,可以用各个分段取均值结果的大小来确定干扰子脉冲的相位。相位估计步骤如下:

步骤 1 设第 k 个重构子脉冲的相位为 $(k - 1)\pi/n$,取共轭相乘和分段平均后最大值对应相位为估计相位。

步骤 2 以第 1 步得到的估计相位为中心,以 $\pi/2n$ 为相位间隔,构成新的重构干扰信号,重复计算,得到更加精准的估计相位。要达到估计

相位精度与估计相位计算量之间的平衡,本文采用 2 步搜索,以较少的计算量,达到估计相位误差的相对准确性。得到估计相位后代入式(8),便得到与真实干扰信号接近的重构干扰信号。

2.3 对目标信号的提取

依据重构的干扰信号,可以用接收到的目标回波减去重构的干扰信号,就可以从回波中提取出目标信号。但是该算法对于信比要求高,而 SMSP 干扰必然是较大功率的,因此干扰重构的算法对回波信号提取的准确性是不足的,单独作为抗干扰算法具有局限性,因此不能直接作为抗干扰的算法。但是可以作为盲源分离算法中对于源信号的估计,运用 2 步的相位估计代替滑动平均,可以减少运算量,并且使分离信号的相关系数更小。

3 盲源分离算法

3.1 信号的预处理

预处理包含零均值化和白化处理。零均值处理的目的是去除观测信号中的直流分量。零均值处理通常通过减去观测矢量的均值实现^[12]。

白化处理的目的是消除各个观测分量之间的相关性,并且使得白化后的观测矢量协方差矩阵为单位矩阵。白化处理就是求白化矩阵 \mathbf{Q} ,使得白化后的观测序列 $\mathbf{S}_2 = \mathbf{Q}\mathbf{S}_1$ 的自相关矩阵是一个单位矩阵,即

$$\mathbf{R}_{\mathbf{S}_2} = E[\mathbf{Q}\mathbf{S}_1\mathbf{S}_1^*\mathbf{Q}^*] = \mathbf{I} \quad (11)$$

式中: \mathbf{I} 为与 $\mathbf{R}_{\mathbf{S}_2}$ 同阶的单位矩阵; \mathbf{S}_1 为白化前的观测序列;依据文献[13],白化矩阵 $\mathbf{Q} = \sqrt{\mathbf{D}^{-1}}\mathbf{U}^H$, \mathbf{H} 表示共轭转置, \mathbf{D} 为由特征值构成的对角矩阵, \mathbf{U} 为对应的特征向量矩阵。

3.2 基于干扰重构的最大信噪比盲源分离算法

最大信噪比盲源分离算法的目标函数为^[14]

$$M_{\text{SNR}} = \frac{\mathbf{S}\mathbf{S}^H}{(\mathbf{S} - \mathbf{X})(\mathbf{S} - \mathbf{X})^H} \quad (12)$$

式中: \mathbf{S} 为源信号; \mathbf{X} 为估计信号,用源信号与估计信号的差值作为噪声,建立源信噪比模型。由于源信号是未知的,所以用估计信号的滑动平均 $\bar{\mathbf{S}}$ 替代 \mathbf{S} ,则目标函数变为

$$M_{\text{SNR}} = \frac{\bar{\mathbf{S}}\bar{\mathbf{S}}^H}{(\bar{\mathbf{S}} - \mathbf{X})(\bar{\mathbf{S}} - \mathbf{X})^H} \quad (13)$$

式中: $\bar{S}_k(n) = \frac{1}{p} \sum_{m=1}^p S_i(n - m)$, \bar{S}_k 为 $\bar{\mathbf{S}}$ 的第 k 个元素, S_k 为 \mathbf{S} 的第 k 个元素, p 为滑动平均的阶数。其相当于一个低通滤波器并不能很好的估计源信号。

为了减小计算量并且更好的估计源信号,可

以依据第2节中基于干扰重构对源信号估计 S_r 代替滑动平均对源信号的估计 \bar{S} 。

依据盲源分离的原理,可知估计信号与观测信号满足 $X = WV$ 和 $S_r = WV_r$, W 为分离矩阵,其中, $X = \begin{bmatrix} s(t) \\ j(t) \end{bmatrix}$, $V = \begin{bmatrix} S_H(t) \\ S_V(t) \end{bmatrix}$, $S_r = \begin{bmatrix} s(t) \\ j_r(t) \end{bmatrix}$ 。将其代入式(13),可得

$$M_{SNR} = \frac{WV_rV_r^H W^H}{W(V_r - V)(V_r - V)^H W^H} \quad (14)$$

令 $Z = V_rV_r^H$, $\hat{Z} = (V_r - V)(V_r - V)^H$, 则式(14)可简化为

$$M_{SNR} = \frac{WZ W^H}{W\hat{Z} W^H} \quad (15)$$

式(15)对 W 求导可得

$$\frac{\partial M_{SNR}}{\partial W} = \frac{2WZ}{W\hat{Z} W^H} - \frac{2WZ W^H W\hat{Z}}{(W\hat{Z} W^H)^2} \quad (16)$$

式(16)的零点即为信噪比函数的极值点,由此可得求分离矩阵的方程为

$$WZ = \frac{WZ W^H}{W\hat{Z} W^H} W\hat{Z} \quad (17)$$

求解式(17),即可得到分离矩阵的估计 W 。依据文献[15]可知矩阵 $\hat{Z}Z^{-1}$ 的特征向量是式(17)中 W 的解。得到分离矩阵后,就可以实现干扰信号与目标信号的分离,从而达到抗干扰的目的。

为了检验分离效果,信号 N 点采样后,可以进一步求分离后的目标信号 $x(n)$ 与干扰信号 $j(n)$ 的相关系数,相关系数越小,分离效果越好。

$$r_{xj}(\tau) = \sum_{n=0}^N x(n)j(n - \tau) \quad (18)$$

式中: $r_{xj}(\tau)$ 为各个时刻的相关系数; N 为信号总的采样点数。

4 仿真分析

4.1 干扰重构的仿真

设雷达发射脉冲宽度为 $T_1 = 50 \mu s$, 带宽为 $B = 5 \text{ MHz}$, 运用去斜处理等效代替脉冲压缩, 去斜处理参考窗口宽度为 $T_{ref} = 100 \mu s$, SMSP 干扰子脉冲为 5 个, 干信比 25 dB, 信噪比 10 dB。雷达接收到的 SMSP 干扰信号与回波信号的混合信号经过脉冲压缩后的结果如图 1 所示。

设延迟时间的范围为 $\tau \in [T/7, T/2]$, 对接收信号做延迟自相关, 自相关函数如图 2 所示。

依据自相关函数的峰值时间, 能够得出干扰信号周期为 $10 \mu s$, 子脉冲数为 5 个。设 SMSP 干

扰信号初始相位为 $\Phi_j = \pi/3$, 重构的干扰子脉冲信号相位以 $\pi/5$ 为相位间隔, 分别为 $[0, \pi/5, 2\pi/5, 3\pi/5, 4\pi/5]$, 通过共轭相乘和分段取平均值后, 得到的结果如图 3 所示。

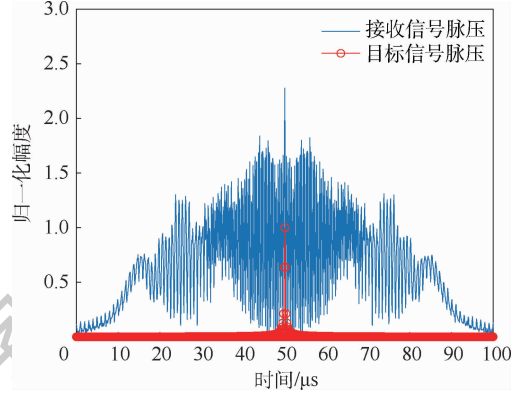


图 1 接收信号与目标信号脉冲压缩

Fig. 1 Pulse compression of received signal and target signal

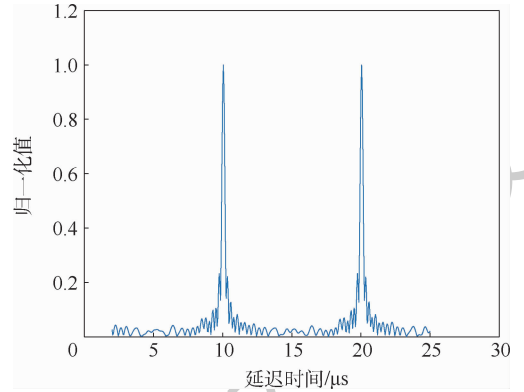


图 2 接收信号自相关

Fig. 2 Autocorrelation of received signal

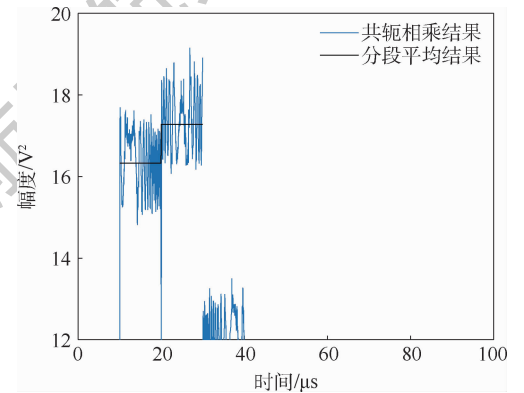


图 3 第 1 次共轭相乘和分段平均

Fig. 3 The first conjugate multiplication and piecewise averaging

从图 3 能够看出干扰信号相位靠近 $2\pi/5$, 所以再次以 $2\pi/5$ 为中心, $\pi/10$ 为相位间隔, 设重构的 SMSP 干扰信号相位为 $[\pi/5, 3\pi/10, 2\pi/5, 5\pi/10, 3\pi/5]$, 通过共轭相乘和分段取平均值后, 得到的结果如图 4 所示。

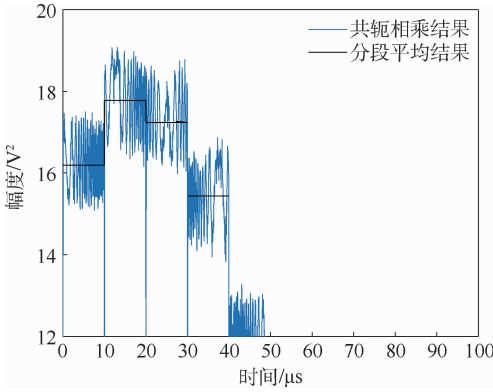


图4 第2次共轭相乘和分段平均

Fig.4 The second conjugate multiplication and piecewise averaging

从图中可以得到估计相位为 $3\pi/10$, 接近给定干扰信号相位 $\pi/3$, 可以重构出干扰信号。直接用接收信号减去干扰重构信号后进行脉冲压缩结果如图5所示。

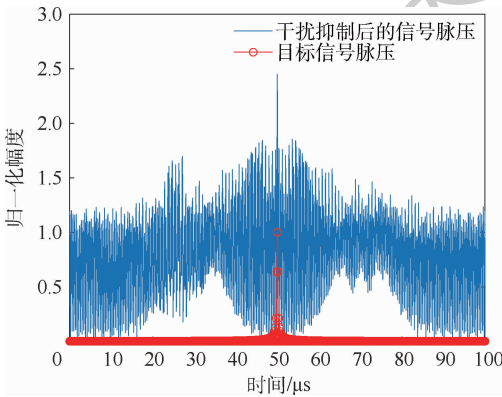


图5 减去重构干扰后脉冲压缩

Fig.5 Pulse compression after subtracting reconstruction interference

由此可知,抑制干扰后,经过脉冲压缩仍可以在目标前后方形成密集假目标干扰,因此单独用此种干扰重构的方法来抗 SMSP 干扰并不能取得好的抗干扰效果。但是作为从接收信号中估计源信号的一种方法,对源信号的估计精度优于滑动平均,并且相比于滑动平均对每一时刻值的估计值都要求和再求均值,干扰重构只取1次自相关和2次共轭相乘分段取平均就可以实现对源信号的估计,减小了计算量。

4.2 干扰重构结合盲源分离算法

对接收的信号先进行干扰重构,而后利用重构信号估计出源信号。代替盲源分离中采用滑动滤波对源信号的估计。

对混合极化雷达进行参数设置,雷达发射天线极化矢量为 $\mathbf{h}_t = [1, 0]^T$, 水平极化接收天线的极化矢量为 $\mathbf{h}_H = [1, 0]^T$, 垂直极化接收天线的极

化矢量为 $\mathbf{h}_V = [0, 1]^T$, 不失一般性,设目标的极化散射矩阵为 $\mathbf{S}_p = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & -1 \end{bmatrix}$, 干扰机采用 45° 线极化,其极化矢量为 $\mathbf{h}_j = \frac{1}{\sqrt{2}} [1, j]^T$, 水平极化接收天线电压增益为 $g_H = 70$, 垂直极化接收天线电压增益为 $g_V = 50$, 干扰信号参数与4.1节相同。

不结合干扰重构情况下,采用传统滑动平均估计源信号的分离结果如图6所示,分离信号脉冲压缩结果如图7所示。

分离结果1代表目标信号,分离结果2代表干扰信号,从图6和图7可以得到,输出的信号尽管也能够将干扰和信号区分开,但是分离后干扰与目标信号相关性大。根据式(18)计算的相关系数为0.88。

结合干扰重构估计源信号,进行盲源分离后的结果如图8所示,分离信号脉冲压缩结果如图9所示。

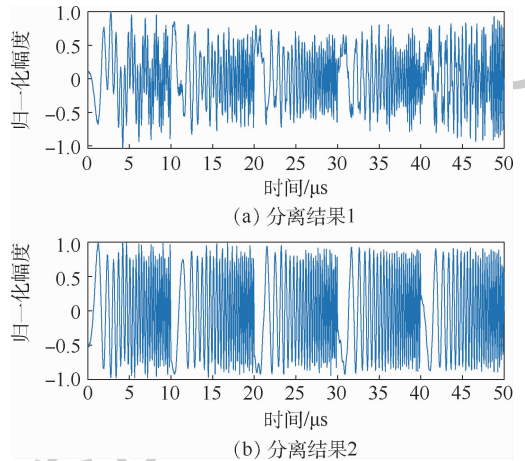


图6 滑动平均的信号分离结果

Fig.6 Signal separation results of sliding mean

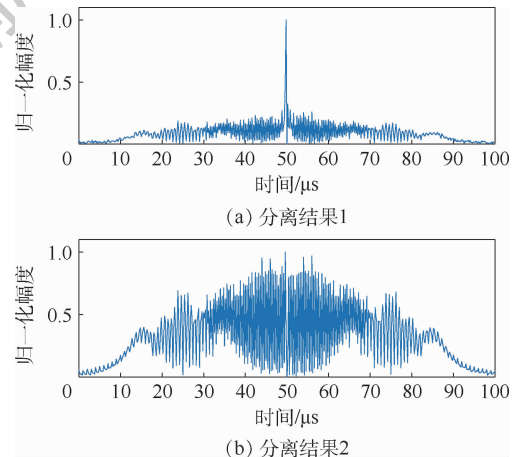


图7 滑动平均信号分离后脉冲压缩

Fig.7 Pulse compression after moving average signal separation

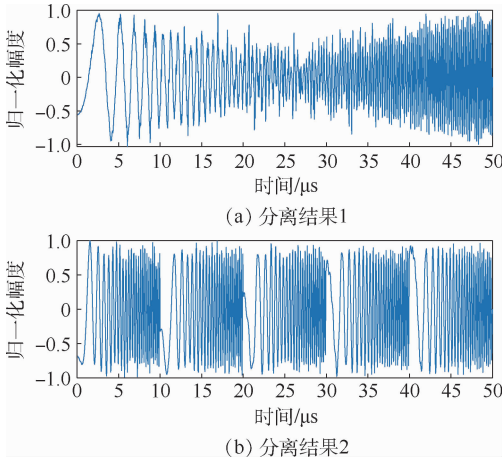


图8 干扰重构的信号分离结果

Fig.8 Signal separation results of interference reconstruction

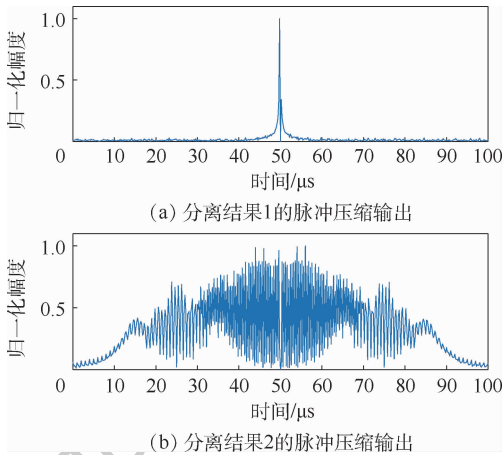


图9 干扰重构信号分离后脉冲压缩

Fig.9 Pulse compression after interference reconstruction signal separation

分离结果1代表目标信号,分离结果2代表干扰信号,由图8和图9可以得到,结合干扰重构进行盲源分离后,输出的信号能够将干扰和信号区明显区分开,干扰与目标信号的相关性明显较差,达到了分离效果,根据式(18)计算的相关系数为0.04。分离出的目标信号进行脉冲压缩后达到了明显抑制干扰的目的。

采用本文所提出的运用干扰重构估计源信号和运用估计信号的滑动平均估计源信号进行盲源分离后,分离信号1和2的相关系数如表1所示。

表1 两种方法相关系数对比

Table 1 Correlation coefficient comparison between two methods

方法	相关系数
干扰重构	0.04
滑动平均	0.88

通过对比表1可知,本文算法不仅能达到干扰抑制的效果而且使分离后的信号相关度更低,分离的效果更好。

为了评价抗干扰的效果,本文采用基于 Amari 性能指数的方法评价信号分离的性能,信号分离性越好,提取的目标回波信号中干扰成分越少,也就是抗干扰效果越好。Amari 性能指数定义为^[16]

$$I_A = \frac{n}{n(n-1)} \sum_{i=1}^n \left\{ \left(\sum_{k=1}^n \frac{|g_{ik}|}{\max_j |g_{ij}|} - 1 \right) + \left(\sum_{k=1}^n \frac{|g_{ki}|}{\max_j |g_{ji}|} - 1 \right) \right\} \quad (19)$$

式中: g_{ij} 为全局矩阵 $G = WQM$ 中的元素, M 为混合矩阵。根据文献[16],当 $10\lg I_A \leq -20$ 达到较好分离效果,当 $10\lg I_A > -10$ 分离效果较差。干信比为 25 dB 时,干扰重构和滑动平均 2 种算法 Amari 性能指数随信噪比 (Signal-to-Noise Ratio, SNR) 变化如图 10 所示。

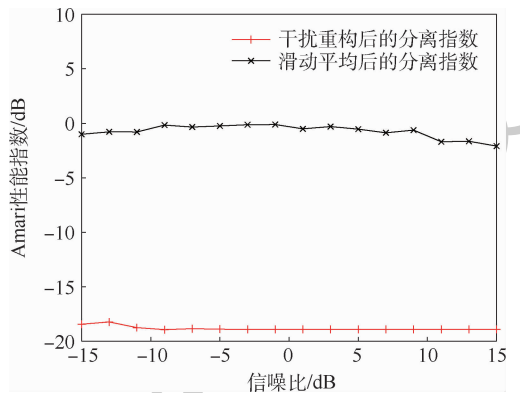


图10 两种算法的分离性能

Fig.10 Separation performance of two algorithms

由图10可知,本文算法比采用滑动平均的最大信噪比盲源分离算法的分离指数好 16 dB 左右,分离性能更优。假设接收信号采样后为 N 点,则滑动平均估计源信号需要的计算量为 N^2P ,干扰重构估计源信号需要的计算量为 $3N^2 + 2N$, P 为滑动平均阶数,远远大于 3,可知本文算法在时间复杂度上更具优势。

从本文算法原理可知,其效果主要受干信比、信噪比和相位估计精度的影响。利用 Amari 性能指数评价不同干信比下该算法性能,进行 100 次蒙特卡罗实验后随信噪比变化曲线如图 11 所示。

令干信比为 25 dB,信噪比为 10 dB,进行 100 次蒙特卡罗实验后,相位估计误差对分离性能影响如图 12 所示。

根据图 11 的仿真结果,存在干信比越大,分离效果越好,这主要是因为干信比越大,噪声在输入信号中所占能量越少,减小了噪声对分离出的

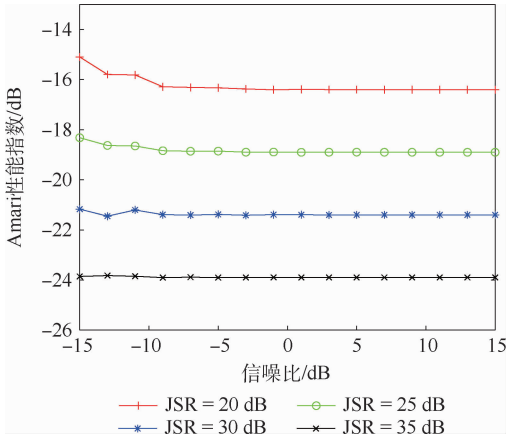


图 11 不同 JSR 下的分离性能

Fig. 11 Separation performance under different JSR

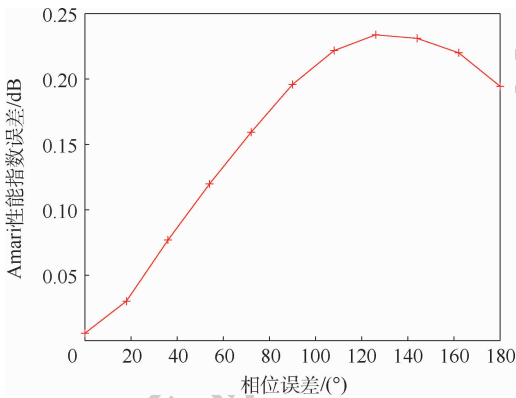


图 12 相位误差对分离性能影响

Fig. 12 Effect of phase error on separation performance

目标信号和干扰间的影响。根据图 12, 总体趋势为相位误差越小, Amari 性能指数误差越小。

5 结论

针对 SMSP 干扰能够对发射 LFM 信号的雷达产生有效影响, 本文提出了一种基于干扰重构和盲源分离的混合极化雷达抗 SMSP 干扰的算法, 主要结论如下:

- 1) 通过引入混合极化雷达信号接收模型, 利用极化域信息抗 SMSP 干扰。
- 2) 研究了基于自相关法的干扰重构算法, 并依据重构的干扰信号替代盲源分离中的滑动平均, 与传统的最大信噪比盲源分离算法相比, 降低了计算量, 完成了干扰信号与目标信号的分离, 达到了抑制干扰的目的。
- 3) 依据仿真结果验证, 本文算法具备良好的抗干扰性能, 在干信比为 25 dB 时, 依然能够实现对抗的抑制。

本文提出的基于极化域信息的抗 SMSP 干扰算法对进一步研究抗 SMSP 干扰的方法有着参考

意义。但是在真正的战场环境中, 对目标的极化状态的估计总是滞后于目标极化状态的变化, 因此还存在着未知的影响, 还需要进一步研究。

参考文献 (References)

- [1] SCHLEHER D C. Electronic warfare in the information age [M]. Boston: Artech House, 2000: 198-199.
- [2] SPARROW J, CAKILO J. ECM techniques to counter pulse compression radar; U. S. 7081846 [P]. 2006-07-25.
- [3] 杨小鹏, 韩博文, 吴旭晨, 等. 基于短时分数阶傅里叶变换的同频采样转发干扰辨识方法 [J]. 信号处理, 2019, 35 (6): 1002-1010.
YANG X P, HAN B W, WU X C, et al. Interrupted sampling repeater jamming identification method based on short-time fractional Fourier transform [J]. Journal of Signal Processing, 2019, 35 (6): 1002-1010 (in Chinese).
- [4] 赵杨, 尚朝轩, 韩壮志, 等. 分数阶傅里叶和压缩感知自适应抗频谱弥散干扰 [J]. 电子与信息学报, 2019, 41 (5): 1047-1054.
ZHAO Y, SHNAG C X, HAN Z Z, et al. Fractional Fourier transform and compressed sensing adaptive countering smeared spectrum jamming [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2019, 41 (5): 1047-1054 (in Chinese).
- [5] 卢云龙, 李明, 曹润清, 等. 联合时频分布和压缩感知对抗频谱弥散干扰 [J]. 电子与信息学报, 2016, 38 (12): 3275-3281.
LU Y L, LI M, CAO R Q, et al. Jointing time-frequency distribution and compressed sensing for countering smeared spectrum jamming [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2016, 38 (12): 3275-3281 (in Chinese).
- [6] 尹洪伟, 李国林, 路翠华. 一种基于复值盲源分离的欺骗干扰抑制算法 [J]. 上海交通大学学报, 2015, 49 (10): 1564-1569.
YI H W, LI G L, LU C H. An algorithm of deception jamming suppression based on complex-value blind source separation [J]. Journal of Shanghai Jiaotong University, 2015, 49 (10): 1564-1569 (in Chinese).
- [7] 李飞, 李国林, 粘朋雷. 基于盲源分离的雷达信号欺骗干扰抑制 [J]. 海军航空工程学院学报, 2015, 30 (5): 424-428.
LI F, LI G L, ZHAN P L. Radar signal deception jamming suppressing based on blind source separation [J]. Journal of Naval Aeronautical and Astronautical University, 2015, 30 (5): 424-428 (in Chinese).
- [8] 施龙飞, 任博, 马佳智, 等. 雷达极化抗干扰技术进展 [J]. 现代雷达, 2016, 38 (4): 1-7.
SHI L F, REN B, MA J Z, et al. Recent developments of radar anti-interference techniques with polarimetry [J]. Modern Radar, 2016, 38 (4): 1-7 (in Chinese).
- [9] 李永祯, 肖顺平, 王雪松, 等. 雷达极化抗干扰技术 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2011: 18-19.
LI Y Z, XIAO S P, WANG X S, et al. Radar polarization anti-jamming technology [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2011: 18-19 (in Chinese).
- [10] 贺思三, 赵会宁, 张永顺. 基于时频域联合滤波的中段群目

- 标信号分离[J]. 雷达学报, 2015, 4(5): 545-551.
- HE S S, ZHAO H N, ZHANG Y S. Signal separation for target group in midcourse based on time-frequency filtering[J]. Journal of Radars, 2015, 4(5): 545-551 (in Chinese).
- [11] 李欣, 王春阳, 原慧, 等. 基于干扰重构和峭度最大化的SMSP干扰抑制方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2018, 44(6): 1176-1184.
- LI X, WANG C Y, YUAN H, et al. SMSP jamming suppression method based on jamming reconstruction and kurtosis maximum[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2018, 44(6): 1176-1184 (in Chinese).
- [12] 李欣, 王春阳, 付孝龙, 等. 极化通道扩展和盲源分离联合抗移频干扰技术[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(4): 731-737.
- LI X, WANG C Y, FU X L, et al. Shift-frequency jamming suppression technique based on polarized channel expanding and blind source separation union[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(4): 731-737 (in Chinese).
- [13] 王小静, 罗双才. 一种基于慢时域盲分离的欺骗干扰抑制方法[J]. 电子信息对抗技术, 2013, 28(2): 42-46.
- WANG X J, LUO S C. An approach to the deception jamming suppression based on blind signal separation in slow-time domain[J]. Electronic Information Warfare Technology, 2013, 28(2): 42-46 (in Chinese).
- [14] 董玮, 李小波, 徐旭宇, 等. 基于最大信噪比的盲源分离雷达抗主瓣干扰方法[J]. 火力与指挥控制, 2016, 41(12): 113-116.
- DONG W, LI X B, XU X Y, et al. A radar mainlobe jamming suppression method of BSS based on maximum signal noise ratio[J]. Fire Control & Command Control, 2016, 41(12): 113-116 (in Chinese).
- [15] BORGA M. Learning multidimensional signal processing[M]. Linköping: Linköping University, 1998: 60-61.
- [16] NOVEY M, ADALI T. Complex ICA by negentropy maximization[J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 2008, 19(4): 310-316.

Hybrid polarization anti-SMSP jamming based on jamming reconstruction and blind source separation

ZHOU Changlin¹, WANG Chunyang^{1,*}, GONG Jian¹, TAN Ming¹, LI Xin², BAO Lei³

(1. Air and Missile Defense College, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China;

2. Unit 75832 of PLA, Guangzhou 510515, China;

3. College of Information and Communication, National University of Defense Technology, Wuhan 430019, China)

Abstract: Linear Frequency Modulation (LFM) signal is a commonly used transmission signal of modern radar, which can effectively improve the range resolution and speed resolution. However, when Smear Spectrum (SMSP) jamming is applied to the main lobe self-defense jamming, the jamming signal and the target height overlap in time domain, frequency domain and the airspace, which is a jamming pattern that can effectively combat LFM signals. In this paper, the difference of polarization information between the jamming signal and the target echo signal was used to construct a signal reception model of the hybrid polarization radar system. An anti-SMSP jamming algorithm based on jamming reconstruction and blind source separation was proposed to achieve jamming suppression. The simulation results show that the method proposed in this paper not only reduces the amount of calculation but also can effectively achieve jamming suppression when the jamming signal ratio is 25 dB.

Keywords: hybrid polarization radar; jamming reconstruction; blind source separation; Smear Spectrum (SMSP) jamming; main lobe jamming

Received: 2020-07-07; Accepted: 2020-09-30; Published online: 2020-10-21 13:28

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20201021.1124.002.html

Foundation items: China Postdoctoral Science Foundation (2019M662257); Aeronautical Science Foundation of China (201901096002)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0303

基于优先级赤字轮询调度的 WAIC 网络延迟分析



杨劲赫, 李峭*, 左沅君, 熊华钢

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100083)

摘 要: 航空电子机内无线通信(WAIC)在降低飞机重量和节省成本等方面的优势让其在航空电子系统的应用上具有可观的前景。为了研究基于 802.11 的 WAIC 网络的传输延迟并保证其可靠性,提出了一种优先级赤字轮询调度(PDRR)的介质访问控制(MAC)协议。首先,通过确定性网络演算方法为 MAC 层协议的活动建立了到达曲线和服务曲线模型。其次,充分考虑无线通信物理层的特点和所结合信道反转方法,给出了 WAIC 网络流量调度最坏情况下的端到端延迟的评价方法,可以发现信道反转后稳定的信道容量提供了较为保守的延迟界限。最后,通过案例分析对比了高优先级的 WAIC 节点与普通优先级节点的延迟界限以及信道反转的影响。结果表明:高优先级节点比普通优先级节点具有更好的实时性,并且可以通过增加平均信噪比来改善传输的延迟界限。

关键词: 赤字轮询(DRR); 航空电子机内无线通信(WAIC); 航空电子; 网络演算; 信道反转

中图分类号: V221+.3; TB553

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2021)09-1849-08

随着航空技术的发展和成熟,先进飞机机载的电子设备和功能组件通过综合化互连构成的航空电子系统日益复杂。航空电子机内无线通信(Wireless Avionics Intra-Communication, WAIC)可以替代部分有线互连,减轻机载电缆的重量和体积,并且更容易覆盖难以通过电缆到达的位置。无线网络信道容易受到衰减和干扰的影响,因此对机舱内无线局域网的可靠性进行定量分析,关系到无线技术能否很好的应用在有高安全、高可靠、强实时通信需求的机载领域。

国际电信联盟没有明确定义 WAIC 框架中骨干网的特定类型,仅推荐使用基于 Internet 协议(IP)网络的较高数据速率的航空电子总线,如航空电子全双工交换式以太网(Avionics Full Duplex switched ethernet, AFDX)。WAIC 的网络元素分为现场设备和基础设施设备 2 类。基础设施设备

包括网关节点,提供桥接功能,即一方面与现场设备进行无线连接,另一方面与骨干网进行有线连接^[1]。文献[2]将 AFDX 作为骨干网络,通过无线异步传输接入点与各个应用节点进行无线连接,构建无线航空电子网络,对于机舱环境中 WAIC 网络的媒体访问控制(Media Access Control, MAC)层协议的设计以及最坏情况下性能分析。Dang 和 Mifdoui^[3]提出了一种利用超宽带无线技术的航空电子通信架构,通过确定性网络演算对端系统中各种服务策略以及传输错误的影响进行了分析。文献[4]结合确定性网络演算给出了无线节点根据 TDMA 访问仲裁方式接入到有线交换机的端到端延迟计算方法。Sambou 等^[5-7]学者通过无线接入点将航电骨干网与无线网络相连,在 802.11e 定义的无线网络中传输 AFDX 流量,保证服务质量的同时提高了调度的性能。

收稿日期: 2020-06-30; 录用日期: 2020-10-09; 网络出版时间: 2020-10-21 10:18

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20201020.1948.004.html

* 通信作者. E-mail: avionics@buaa.edu.cn

引用格式: 杨劲赫, 李峭, 左沅君, 等. 基于优先级赤字轮询调度的 WAIC 网络延迟分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(9): 1849-1856. YANG J H, LI Q, ZUO Y J, et al. Delay analysis of WAIC network based on priority-deficit round robin scheduling [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(9): 1849-1856 (in Chinese).

与严格时间确定性的 TDMA 调度相比,轮询调度不会因为空闲等待而造成 AFDX 等事件触发网络的时间资源浪费。文献[8]中指出了无线航空电子网络的 MAC 层要求无竞争的接入方式,因此,采用轮询调度的 802.11 点协调功能(Point Coordination Function, PCF)更满足机舱内无线航空电子网络的技术要求。与加权公平排队类似,赤字轮询(Deficit Round Robin, DRR)算法是理想的通用处理器共享方法策略基于数据包的实现。作为加权轮询(Weighted Round Robin, WRR)算法的扩展,DRR 允许数据包长度不固定的流量分享信道带宽,为航空电子通信网络提供了更好的公平性和鲁棒性。DRR 算法在有线航电网络方面的使用已经取得了一些成果。Soni 等^[9-11]学者提出了通过使用 DRR 算法来提高网络利用率,以解决 AFDX 网络在最坏情况下端到端延迟上界过于悲观的问题。为了保证高实时性要求的流量不会被抢占物理链路,在使用 DRR 算法时需要考虑不同航电应用的优先级差异。国外对于解决这一问题已有一定的经验,思科公司的 Cisco 12000 路由器采用了单个高优先级队列与多个普通优先级队列的 DRR 调度算法^[12],以保证语音数据的实时性。

实际上,由于无线信道衰落的影响,WAIC 网络 MAC 层需要与物理层进行跨层分析以实现传输性能的优化。文献[13]从物理层角度出发,研究了以 AFDX 作为骨干网的 WAIC 系统抵抗无线干扰的能力。文献[14]对 MAC-PHY 跨层设计进行了探索。信道容量同样是无线网络传输性能的重要研究内容。对于机舱环境中的无线通信的信道模型,WirelessCabin 等预先研究项目^[16]中建议使用 Nakagami 分布描述多径分量数目,采用双对数正态的 Nakagami 振幅分布、延迟扩展与距离特征。

本文综合了 MAC 层和物理层特点,采取信道

反转的方法,将信道转换为平稳的加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信道,结合确定性网络演算,分析了基于优先级赤字轮询调度(Priority-Deficit Round Robin, PDRR)的 WAIC 网络传输最坏情况下的端到端延迟范围。

1 基于 PDRR 的 MAC 层协议

本文所研究的 WAIC 网络 MAC 层协议建立在如图 1 所示 WAIC 网络系统结构的基础上。根据轮询调度算法,航空电子系统的应用节点将数据上传到所属的网络接入点,再与 AFDX 骨干网络进行连接。接入点(Access Point, AP)充当中心协调(Point Coordinator, PC)控制器的角色。首先各个节点会进行时间同步,然后 AP 根据其内部的轮询表依次轮询在其区域内的节点,检测节点是否有数据需要传输。在经过同步后,WAIC 网络进入数据传输阶段,如图 2 所示,每个时隙(slot)代表一个节点处于被轮询状态。AP 第 j 次轮询所有节点的时间长度记为 $T_i^{(j)}$, t_i 为节点 i 传输时间的长度。

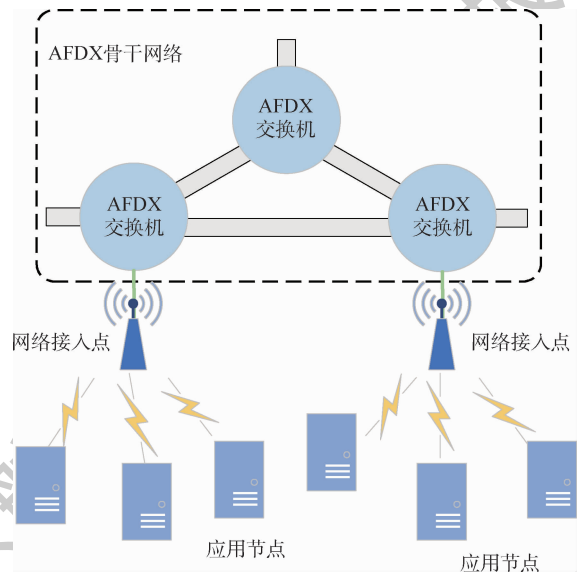


图 1 WAIC 网络系统结构

Fig. 1 System architecture of WAIC network

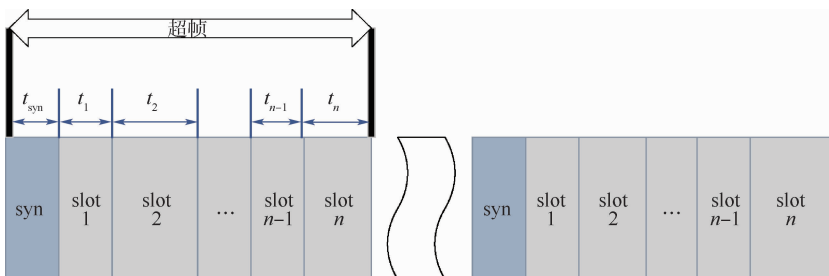


图 2 基于 PDRR 的 MAC 层协议

Fig. 2 MAC layer protocol based on PDRR

1.1 基于优先级的赤字轮询算法

1.1.1 DRR 算法

在每一轮调度开始时,应用节点 i 会被赋予一个信用量补充常数 Q_i 。每个节点各自维护的当前信用量总额称为赤字 Δ_i ,代表此节点能发送数据包的最大长度。每当 AP 轮询非空节点 i 时,如果队列头部数据包的长度 l_i 不大于 Δ_i ,则发送该数据包并将 Δ_i 减去 l_i ,直至 Δ_i 小于 l_i 。

AP 根据赤字轮询算法依次连接所有的节点,但在 2 种情况下会跳过当前节点:①当前节点队列为空。此时 Δ_i 被重置为 0;②当前节点的赤字 Δ_i 太小,不足以发送队列头部的数据包。此时赤字将被保存至下一次轮询继续利用,即 Δ_i 更新为 $\Delta_i + Q_i$ 。具体流程如图 3 所示。

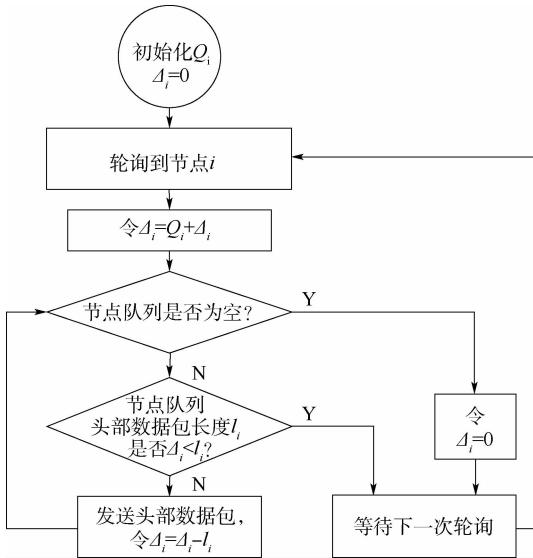


图 3 DRR 调度算法流程图

Fig. 3 Flowchart of DRR scheduling algorithm

为保证数据包的顺利传输, Q_i 必须不小于节点 i 队列中的最大数据包长 L_i^{\max} [17]。节点在结束一次轮询后的赤字不大于 L_i^{\max} :

$$0 \leq \Delta_i \leq L_i^{\max} \quad (1)$$

为了保证混合关键航空电子系统的实时性,为不同关键的流量赋予了严格优先级。根据 ITU-R 提出的 WAIC 网络拓扑结构,飞机的同一舱段可以有多个 AP 分别连接各自区域内的节点,而在簇内节点数量不多的情况下,过多的高优先级节点会使普通优先级任务的最坏延迟界限过于保守,因此采用了单个 AP 负责 1 个高优先级节点与多个普通优先级节点的配置,利用 PDRR 算法进行调度。

1.1.2 PDRR 算法

PDRR 算法中,普通优先级节点的调度方式相与 DRR 算法中相同。而对于高优先级节点,当

队列非空时,每当普通优先级队列完成一次传输,高优先级节点都会得到轮询的机会。因此如果有 n 个普通优先级节点 $(1, 2, \dots, n)$ 和 1 个高优先级节点 H ,假设其一直处于非空的状态,那么 AP 轮询的次序将为: $H, 1, H, 2, H, \dots, H, n$ 。

算法 1 优先级赤字轮询调度算法。

输入: Flow quantum: Q_H, Q_1, \dots, Q_n (Integer)

Data: Per flow deficit: $\Delta_H, \Delta_1 \dots \Delta_n$ (Integer)

Data: Counter: i (Integer), H (Integer)

```

1  def schedule(par):
2      if notempty(par) then
3          Δpar ← Δpar + Qpar;
4          while (notempty(par)) and (size(head
5              (par)) ≤ Δpar) do
6              send(head(par));
7              Δpar ← Δpar - size(head(par));
8              removeHead(head(par));
9          end
10         if empty(par) then
11             Δpar ← 0
12         end
13         for i = 1 to n do
14             Δi ← 0;
15         end
16         ΔH ← 0;
17         while true do
18             for i = 1 to n do
19                 schedule(H);
20                 schedule(i);
21             end
22         end
    
```

2 确定性网络演算模型

2.1 确定性网络演算基础

基于最小加代数理论的确定性网络演算作为分组数据网络服务质量分析的一种理论,已被开发为用于分析最坏情况端到端延迟和积压的确定性框架,是分析网络延迟、延迟抖动等 QoS 性能标准的有力工具。网络演算的主要概念包括到达曲线、服务曲线与最小加代数下的卷积和解卷积。Boudec 和 Thiran[18] 在其著作中对确定性网络演算进行了完整的论述。

到达曲线:给定广义增函数 $\alpha(t), t > 0$ 。如果对于任意的 $s < t$,系统的流量累积函数 $R(t)$ 满足 $R(t) - R(s) \leq \alpha(t - s)$,则称 $\alpha(t)$ 为 $R(t)$ 流量的到达曲线。

最小加卷积:给定 $x(t)$ 和 $y(t)$ 两个广义增函数, $x(t)$ 的最小加卷积定义为

$$x(t) \otimes y(t) = \inf_{0 \leq s \leq t} \{x(s) + y(t-s)\} \quad (2)$$

并且

$$R(t) \leq R(t) \otimes \alpha(t) \quad (3)$$

服务曲线:一条流量以输入 $R(t)$ 和输出 $R^*(t)$ 通过系统 G , 当且仅当满足:

$$\begin{cases} \beta(0) = 0 \\ R^*(t) \geq R(t) \otimes \beta(t) \end{cases} \quad (4)$$

时,称系统 G 提供给该流量的服务曲线为 $\beta(t)$ 。

2.2 PDRR 的网络演算模型

首先建立如图 4 所示的 WAIC 网络模型,每个应用节点产生的流量 $R(t)$ 由到达曲线 $\alpha(t)$ 约束。每个节点被网络接入点服务的流量 $R_i^*(t)$ 由到达曲线与服务曲线的解卷积 $\alpha(t) \odot \beta(t)$ 约束。因此,每个节点的传输延迟界限可以根据其到达曲线和服务曲线,利用数值解法求得。

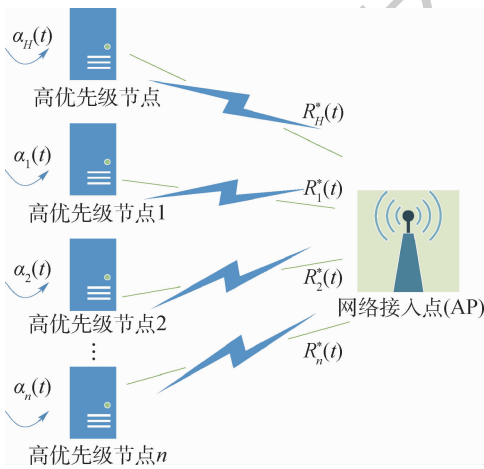


图 4 轮询调度的 WAIC 网络模型

Fig.4 WAIC network model based on round robin scheduling

1) 到达曲线

选择了文献[19]中使用的漏桶模型作为到达曲线,如图 5 所示,即任意节点的到达曲线可表示为 $\alpha(t) = rt + b$, b 为流量的突发值, r 为流量到达速率。

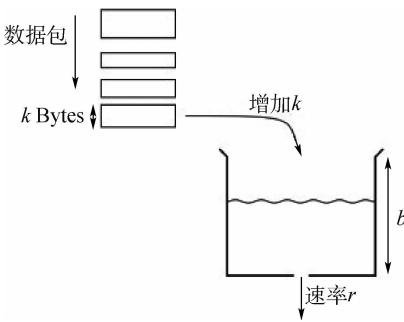


图 5 漏桶模型

Fig.5 Leaky bucket model

2) 服务曲线

令 B 为传输带宽, T 为传输延迟,速率延迟曲线模型 $\beta(t) = B(t - T)$ 可以很好地涵盖航空电子系统中节点的操作特性^[20],即数据传输时间和等待传输时间。然而,在 PDRR 调度,如图 6 所示的时分复用场景中,在短时间内每个节点都处于数据传输状态,简单的速率延迟曲线模型不能反映真实的系统输出。 $R^{(1)}$ 和 $R^{(2)}$ 为不同时隙的服务速率。

引理 1 对于单个 PDRR 系统,在时间 T_s 内,节点 i 以速率 R_i 传输数据。在这之前,该节点需要等待的时间为 T_w 。那么其服务曲线为倾斜的阶梯型,记为 $\beta^{stair}(t)$ 。

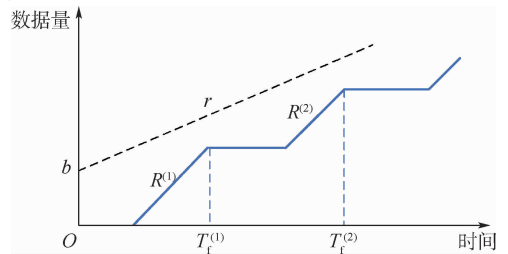


图 6 PDRR 系统中的节点行为

Fig.6 Behavior of a node in PDRR system

证明 考虑节点队列持续非空,在时间长度 s 内传输的比特数为 Bs , B 为传输带宽。令 R 与 R^* 分别为系统的输入和输出函数。那么给定时间 t , 令 t_0 为节点最近一次开始传输数据的时刻,有

$$R^*(t) - R^*(t_0) \geq B(t - t_0) \quad (5)$$

整理得

$$R^*(t) \geq R^*(t_0) + B(t - t_0) \quad (6)$$

由于 t_0 为传输开始的时刻,该时刻系统积压为 0,因此有 $R^*(t_0) - R(t_0) = 0$, 则

$$R^*(t) \geq R(t_0) + B(t - t_0) \quad (7)$$

满足 $R^*(t) \geq \inf_{0 \leq t_0 \leq t} [R(t_0) + B(t - t_0)]$, 故 $\beta(t) = Bt$ 为该节点的服务曲线。 **证毕**

而 PDRR 系统关注的是节点被提供的最小服务曲线,当数据包到达节点时,节点恰好结束当前轮询,即最坏情况,此时数据包必须等到下一次轮询才可进行发送。可以得到

$$R^*(t) \geq R(t_0) + B^{stair}(t - t_0) \quad (8)$$

式中: B^{stair} 为阶梯服务曲线的服务速率。满足 $R^*(t) \geq \inf_{0 \leq t_0 \leq t} [R(t_0) + B^{stair}(t - t_0)]$ 。因此倾斜阶梯模型 $\beta^{stair}(t)$ 满足服务曲线的定义。

定义 $[x]^+$ 为

$$[x]^+ = \begin{cases} x & x \geq 0 \\ 0 & x < 0 \end{cases} \quad (9)$$

节点所得到的服务速率由赤字 Δ 的比例确定。高优先级节点 H 和普通优先级节点 i 所得到的服务速率分别为

$$\begin{cases} R_H^{(j)} = B \frac{n\Delta_H^{(j)}}{n\Delta_H^{(j)} + \sum_{i=1}^n \Delta_i^{(j)}} \\ R_i^{(j)} = B \frac{\Delta_i^{(j)}}{n\Delta_H^{(j)} + \sum_{i=1}^n \Delta_i^{(j)}} \end{cases} \quad (10)$$

在第 1 次轮询中,高优先级节点的服务曲线为

$$\beta^{(1)}(t) = \left[R_H^{(1)} \left(t - \frac{S_{i,\max}^{(1)}}{R_i^{(1)}} \right) \right]^+ \quad 0 \leq t < T_f^{(1)} \quad (11)$$

在第 2 次轮询中,高优先级节点的服务曲线为

$$\beta^{(2)}(t) = \left[R_H^{(2)} \left(t - \frac{S_{i,\max}^{(2)}}{R_i^{(2)}} \right) \right]^+ + \beta^{(1)}(T_f^{(1)}) \quad T_f^{(1)} \leq t < T_f^{(2)} \quad (12)$$

因此在第 j 次轮询中,高优先级节点的服务曲线为

$$\beta^{(j)}(t) = \left[R_H^{(j)} \left(t - \frac{S_{i,\max}^{(j)}}{R_i^{(j)}} \right) \right]^+ + \sum_{m=1}^{j-1} \beta^{(m)}(T_f^{(m)}) \quad T_f^{(j-1)} \leq t < T_f^{(j)} \quad (13)$$

同理,对于普通优先级节点,在第 1 次轮询中,服务曲线为

$$\beta_i^{(1)}(t) = \left[R_i^{(1)} \left(t - n \frac{S_{H,\max}^{(1)}}{R_H^{(1)}} - \sum_{u=1, u \neq i}^n \frac{S_{u,\max}^{(1)}}{R_u^{(1)}} \right) \right]^+ \quad 0 \leq t < T_f^{(1)} \quad (14)$$

第 j 次轮询中,普通优先级节点的服务曲线为

$$\beta_i^{(j)}(t) = \left[R_i^{(j)} \left(t - n \frac{S_{H,\max}^{(j)}}{R_H^{(j)}} - \sum_{u=1, u \neq i}^n \frac{S_{u,\max}^{(j)}}{R_u^{(j)}} \right) \right]^+ + \sum_{m=1}^{j-1} \beta_i^{(m)}(T_f^{(m)}) \quad T_f^{(j-1)} \leq t < T_f^{(j)} \quad (15)$$

式中: $T_f^{(j)} = n \frac{S_H^{(j)}}{R_H^{(j)}} + \sum_{i=1}^n \frac{S_i^{(j)}}{R_i^{(j)}}$, $S_i^{(j)}$ 为节点 i 在第 j 次轮询中传递的比特数, n 为普通优先级节点的个数, $S_H^{(j)}$ 为高优先级节点在第 j 次轮询中传递的比特数。

2.3 信道反转后的容量

当信号经由无线信道传播时,如果发射端、接收端或是环境中的物体在移动、多径反射和衰减的变化将使信号产生随机波动,导致无线信道的特性是不确定且随机变化的,这使得确定性网络演算中的服务速率难以确定。因此,

分析 WAIC 网络的最坏情况时需要考虑信道容量的变化。

在接收端已知信道状态信息 (Channel State Information, CSI) 时,为了使接收端收到的码字能够遍历衰落信道的所有状态,达到香农容量,编码必须足够甚至无限长,无法满足 WAIC 网络的实际使用需求。因此,对无线信道采用信道反转的方法,将信道衰落进行反转,使信道呈现为时不变的 AWGN 信道,从而不考虑信道状态,以固定的速率不间断地进行传输。此时的信道容量即零中断容量,相较于香农容量存在一定程度的下降,因此实际的服务速率会相对保守^[21],可以视为 WAIC 网络最坏情况的特征之一。

信道反转方法由 $P(\gamma)/\bar{P} = \sigma/\gamma$ 确定, γ 为瞬时信噪比, $P(\gamma)$ 为瞬时发送功率, \bar{P} 为平均发送功率。在满足发送功率约束 $\int_0^\infty P(\gamma)p(\gamma)d\gamma \leq \bar{P}$ 的前提下 ($p(\gamma)$ 为衰落分布),可以维持的恒定接收信噪比 σ 满足 $\int (\sigma/\gamma)p(\gamma)d\gamma = 1$, 即 $\sigma = 1/E(1/\gamma)$ 。

因此对于带宽 B 的无线信道,使用信道反转时,信道容量为

$$C = B \log_2 [1 + 1/E(1/\gamma)] \quad (16)$$

3 实验结果与分析

3.1 最坏情况下的端到端延迟

考虑到无线网络传输中信道容量的时变特性,根据提出的到达与服务曲线模型,利用数值计算的方法来确定流量调度最坏情况下的端到端延迟。

构建网络仿真模型,节点信息如表 1 所示,网络拓扑如图 7 所示。每个节点初始的信用额度以及每次轮询补充的信用量均设置为 1 000 Byte,传输速率设置为 1 000 Byte/ms^[22]。由式 (10) 可知,该仿真模型中所有节点具有相同的传输速率。

表 1 仿真节点信息

Table 1 Information of nodes in simulation

节点名称	节点类型	包最大长度/Byte
FrontCamera	高优先级节点	500
HeadUnit	普通优先级节点	750
RightCamera	普通优先级节点	700
LeftCamera	普通优先级节点	500
Access Point	网络接入点	

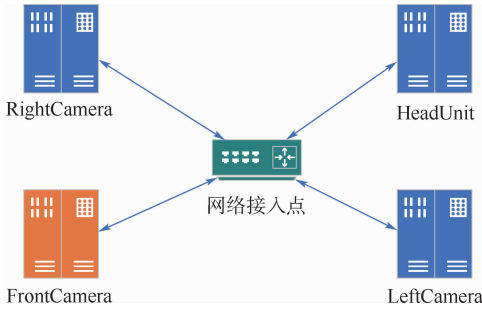


图7 WAIC网络仿真

Fig. 7 Simulation of WAIC network

3.1.1 不同的突发下各节点性能对比

如图8所示,当突发增大至一定程度时,高优先级节点在最坏情况下表现出了更好的实时性能。例如,节点 FrontCamera 和节点 LeftCamera 虽然有同样的最大包长度,但普通优先级的 LeftCamera 节点由于没有足够的传输机会,无法保证充足的赤字,在应对大量突发时无法保证较好的实时性和鲁棒性。同时,对比普通优先级的节点,可以发现,由于每次轮询消耗的赤字越大,包的最大长度越大,越容易引起最坏延迟界限的增大。

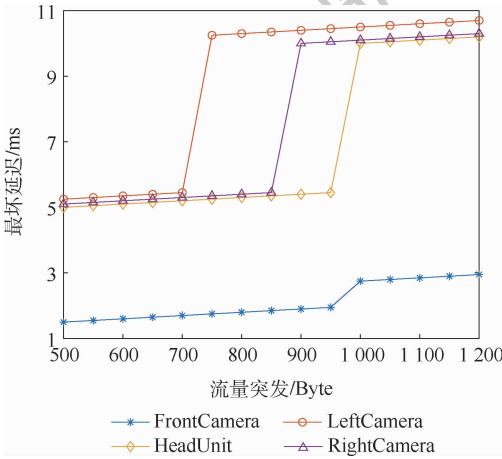


图8 流量突发对节点最坏延迟时间的影响

Fig. 8 Worst delay at nodes for different traffic bursts

3.1.2 不同的流量到达速率下各节点性能对比

流量到达速率对于最坏延迟时间的影响如图9所示。可以看出,由于能保持足够的赤字进

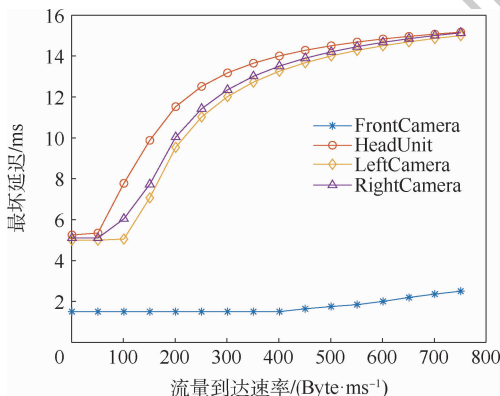


图9 流量到达速率对节点最坏延迟时间的影响

Fig. 9 Worst delay at nodes for different arrival rate

行传输,流量到达速率对高优先级的节点影响较小。而当流量到达速率增大至一定程度时,普通优先级节点在当前轮询期间已无法完成传输,数据包必须等待赤字累积至足够大才可以进行传输。此后,随着轮询次数的增加,赤字累积较为充足,普通优先级节点的最坏延迟趋于平稳,不再产生较大的变化。

3.2 信道容量仿真与对比

无线通信系统实测实验已经证实 Nakagami 信道模型对实测数据具有很好的拟合性,因此其在理论上已经成为一类具有广泛代表意义的无线信道模型,并且具有重要的应用价值^[23]。利用 Nakagami-2 分布^[24]来描述机舱内无线信道的衰落 $p(\gamma)$, 利用式(16)计算信道容量。根据 802.11 的带宽需求^[25]与国际电信联盟提出的标准^[26],将带宽设置为 20 MHz, WAIC 系统传输功率为 10 ~ 50 mW。对信道容量和最大延迟进行仿真分析,结果如图10和图11所示。

Nakagami 衰落下 AWGN 信道容量、仅接收端知 CSI 的信道容量和零中断容量的对比如图10所示。可以看出,零中断容量明显小于另外2种信道容量,随着平均信噪比的增加,信道容量的差

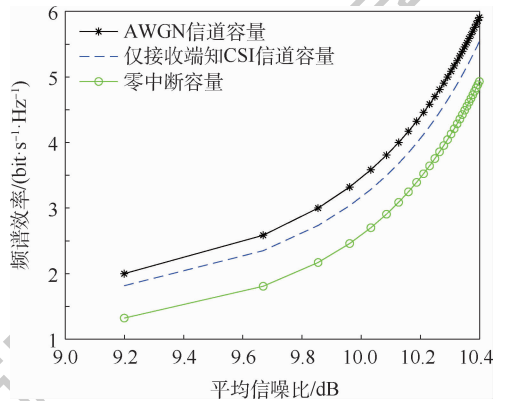


图10 不同信道容量模型的频谱效率

Fig. 10 Spectrum efficiency for different channel capacity model

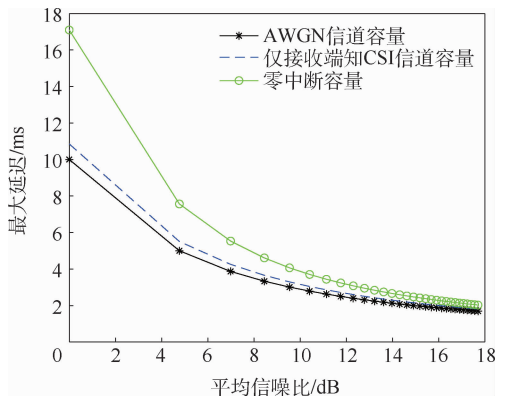


图11 不同信道容量模型的最大延迟

Fig. 11 Maximum delay for different channel capacity model

距逐渐缩小,零中断容量带来的最大延迟界限也逐渐改善,如图11所示。因此一定程度上可以通过增大信噪比来解决零中断容量相较于理想的AWGN信道容量有较大损失的问题。

4 结 论

1) 本文使用确定性网络演算方法,为WAIC网络提出了一种基于DPRR的媒介访问控制协议,对含有高/普通优先级节点的WAIC网络进行建模,并提出了相应的到达和服务曲线。考虑到节点依次传输数据的行为模式,使用了阶梯型的服务曲线模型。所提的服务和到达曲线适用于计算具有不同优先级节点流量的延迟范围。

2) 考虑到无线信道衰落的影响,使用信道反转的方法使信道容量保持稳定并给出了较为保守的延迟界限。对于最坏情况的分析,综合考虑了物理层的信道容量和MAC层的堵塞,给出的数值结果证明了本文方法的重要性和可行性。

3) 对于采用信道反转方法的无线网络,可以增大平均信噪比来改善过于保守的延迟界限。

本文提出的模型与方法可用于确定WAIC网络流量调度过程中最坏情况的端到端延迟范围,为选择基于802.11及轮询调度算法的WAIC网络的实际需求(对于应用需求和网络所需的QoS支持)提供了理论依据和实验参考。

参考文献 (References)

- [1] PARK P, DI MARCO P, NAH J, et al. Wireless avionics intra-communications: A survey of benefits, challenges, and solutions [EB/OL]. [2020-05-22]. <https://arxiv.org/abs/2006.12060>.
- [2] ZHANG C, XIAO J, ZHAO L. Wireless asynchronous transfer mode based fly-by-wireless avionics network[C]//2013 IEEE/AIAA 32nd Digital Avionics Systems Conference (DASC). Piscataway: IEEE Press, 2013: 1-9.
- [3] DANG D, MIFDOUI A, GAYRAUD T. Design and analysis of UWB-based network for reliable and timely communications in safety-critical avionics[C]//2014 10th IEEE Workshop on Factory Communication Systems. Piscataway: IEEE Press, 2014: 1-10.
- [4] DANG D, MIFDOUI A. Performance optimization of a UWB-based network for safety-critical avionics[C]//Proceedings of the 2014 IEEE Emerging Technology and Factory Automation (ETFA). Piscataway: IEEE Press, 2014: 1-9.
- [5] SAMBOU B C, PEYRARD F, FRABOUL C. AFDX wireless scheduler and free bandwidth managing in 802.11e(HCCA)/AFDX network[C]//2011 7th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference, 2011: 2109-2114.
- [6] SAMBOU B C, PEYRARD F, FRABOUL C. Scheduling avionics flows on an IEEE 802.11e HCCA and AFDX hybrid network[C]//2011 IEEE Symposium on Computers and Communications (ISCC). Piscataway: IEEE Press, 2011: 205-212.
- [7] SAMBOU B C. Systèmes communicants sans fil pour les réseaux avioniques embarqués[D]. Toulouse: University of Toulouse, 2012: 66-68.
- [8] SAMBOU B C. Wireless communicating systems for on-board avionics[D]. Toulouse: University of Toulouse (in French).
- [9] SÁMAMO-ROBLES R, TOVAR E, CINTRA J, et al. Wireless avionics intra-communications: Current trends and design issues [C]//2016 Eleventh International Conference on Digital Information Management (ICDIM). Piscataway: IEEE Press, 2016: 266-273.
- [10] SONI A, LI X, SCHARBARG J, et al. Integrating offset in worst case delay analysis of switched ethernet network with deficit round robin[C]//2018 IEEE 23rd International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA). Piscataway: IEEE Press, 2018: 353-359.
- [11] SONI A, LI X, SCHARBARG J, et al. Optimizing network calculus for switched ethernet network with deficit round robin[C]//2018 IEEE Real-Time Systems Symposium (RTSS). Piscataway: IEEE Press, 2018: 300-311.
- [12] SONI A, SCHARBARG J L, ERMONT J. Quantum assignment for QoS-aware AFDX network with deficit round robin[C]//Proceedings of the 27th International Conference on Real-Time Networks and Systems. New York: ACM, 2019: 70-79.
- [13] LENZINI L, MINGOZZI E, STEA G. Bandwidth and latency analysis of modified deficit round robin scheduling algorithms [C]//Proceedings of the 1st International Conference on Performance Evaluation Methodologies and Tools. New York: ACM, 2006: 41-52.
- [14] MERSCH S, MEYERHOFF T, KRÜGER L, et al. Coexistence of wireless avionics intra-communication networks[C]//2018 6th IEEE International Conference on Wireless for Space and Extreme Environments (WiSEE). Piscataway: IEEE Press, 2018: 18-23.
- [15] SÁMAMO-ROBLES R. MAC-PRY cross-layer design for secure wireless avionics intra-communications[C]//2019 Eighth International Conference on Emerging Security Technologies (EST). Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-7.
- [16] ZHENG L, FENGYU L, ZHANG Y, et al. Capacity and spatial correlation measurements for wideband distributed MIMO channel in aircraft cabin environment[C]//2012 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). Piscataway: IEEE Press, 2012: 1175-1179.
- [17] WirelessCabin, FP4 EU project [EB/OL]. [2020-05-22]. <http://wirelesscabin.triagnosys.com/>.
- [18] BOYER M, STEA G, SOFACK W M. Deficit round robin with network calculus[C]//6th International ICST Conference on Performance Evaluation Methodologies and Tools. Piscataway: IEEE Press, 2012: 138-147.
- [19] BOUDEC J Y L, THIRAN P. Network calculus: A theory of deterministic queuing systems for the internet[M]. Berlin: Springer, 2001: 33-34.
- [20] WU J S, KUO F. Bounds on waiting time for multiplexing leaky bucket enforced sources in ATM networks[J]. IEEE Proceed-

- ings-Communications,1997,144(1):17-23.
- [20] CRUZ R L. A calculus for network delay, Part I: Network elements in isolation[J]. IEEE Transactions on Information Theory,1991,37(1):114-131.
- [21] GOLDSMITH A. Wireless communications[M]. Beijing: Posts & Telecom Press,2007:88-93.
- [22] ERAMO V, LAVACCA F G, LISTANTI M, et al. Performance evaluation of TTEthernet-based architectures for the VEGA launcher[C] // 2018 IEEE Aerospace Conference, Big Sky, MT. Piscataway: IEEE Press,2018:1-6.
- [23] LEIPOLD F, TASSETTO D, BOVELLI S. Wireless in-cabin communication for aircraft infrastructure[J]. Journal of Telecommunication Systems,2013,52(2):1211-1232.
- [24] ZHU X, YUAN D. Cross-layer design for MIMO correlated Nakagami fading channels[C] // 2007 International Workshop on Cross Layer Design. Piscataway: IEEE Press,2007:50-54.
- [25] IEEE 802.11 Working Group. IEEE Std 802.11ac Part 11: Wireless LAN medium access control(MAC) and physical layer(PHY) specifications; Amendment 4: Enhancements for very high throughput for operation in bands below 6 GHz; IEEE 802.11[S]. Piscataway: IEEE Press,2013:1-425.
- [26] International Telecommunication Union-Radiocommunication Sector. Technical characteristics and spectrum requirements of wireless avionics intra-communications systems to support their safe operation[S]. Geneva: ITU,2013:55-70.

Delay analysis of WAIC network based on priority-deficit round robin scheduling

YANG Jinhe, LI Qiao*, ZUO Yuanjun, XIONG Huagang

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

Abstract: The advantages of Wireless Avionics Intra-Communication (WAIC) in reducing aircraft weight and saving cost make it have considerable prospects in the application of avionics systems. In this paper, a Media Access Control (MAC) protocol based on Priority-Deficit Round Robin (PDRR) scheduling is proposed to study the transmission delay of WAIC network based on 802.11 and guarantee its reliability. First, the arrival curve and service curve model for the MAC layer protocol were established by deterministic network calculus where the characteristics of the wireless communication physical layer and the combined channel inversion method were fully considered. Then, based on the worst-case end-to-end delay evaluation method for WAIC network traffic scheduling, it could be found that the stable channel capacity after channel inversion provides a more conservative delay bound. Finally, the delay bound of high-priority WAIC nodes and normal-priority nodes and the influence of channel inversion were compared through case analysis. The results show that high-priority nodes have better real-time performance than normal-priority nodes and the transmission delay bound can be improved by increasing the average signal-to-noise ratio.

Keywords: Deficit Round Robin (DRR); Wireless Avionics Intra-Communication (WAIC); avionics; network calculus; channel inversion

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0316



基于眼动、位姿及场景视频的人体运动方向预测方法

张卿¹, 王兴坚^{1,2,*}, 苗忆南¹, 王少萍^{1,2}, Alexander I. GAVRILOV³

(1. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100083;

2. 北京航空航天大学 大数据精准医疗高精尖创新中心, 北京 100083;

3. 莫斯科国立鲍曼技术大学 自动控制系统系, 莫斯科 105005)

摘 要: 外骨骼机器人作为新提出的改善、提高人类生活能力的智能设备, 同样需要高效智能的人机交互系统, 而人机交互的第一步, 则是精准预测人的行为意图。从外骨骼机器人的顶层控制角度出发, 介绍了人体运动意图识别和外骨骼机器人智能交互能力的研究现状, 并对人体运动方向识别进行了研究。提出了一种结合眼动信息、位姿信息及场景视频信息的多信息融合的人体运动意图识别网络架构, 并进行了采集设备的穿戴实验。利用实验数据, 对提出的网络方法进行了实验验证。结果表明: 所提出的人体运动方向的识别系统, 可以预测出人体运动过程中的运动方向。

关键词: 眼睛追踪; 预测方法; 运动方向; 人体行为; 人机交互

中图分类号: TP391.4

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2021)09-1857-09

随着科学技术的不断进步, 机器参与人类生活的比例日益增多。外骨骼机器人作为一种新兴的、直接和人进行交互的穿戴式机械装置, 可以用于医疗、康复训练、军事辅助等。要想实现外骨骼机器人与穿戴者之间高效的人机协同工作, 依赖于优秀的人机交互能力和智能控制方法。而精确感知人的运动意图是实现智能人机交互的第一步。预测人体的运动意图对于提高外骨骼机器人的控制精度和穿戴体验, 具有重要的意义。

近年来, 外骨骼机器人的研究屡见不鲜。美国国防部资助开发的外骨骼机器人 XOS 是一套全身的外骨骼^[1], 能够支撑手臂和腿, 以增强使用者的力量。外骨骼通过连接到栓系电源的旋转液压执行器为其关节提供动力。由于原型的高电

能需求, 其不是完全便携的。XOS 由安装在用户和外骨骼上的力传感器控制, 以尽量减少用户和外骨骼之间的接触力。日本 Cybernics 实验室研制出的混合辅助肢体 (Hybrid Assistive Limb, HAL) 外骨骼机器人^[2], 利用外骨骼的关节角传感器和足底压力传感器, 判断穿戴者的姿态和运动模式, 使外骨骼与穿戴者的行动能够保持同步和协调, 同时利用肌电信号传感器分析出穿戴者完成目标运动所需的力, 外骨骼进而提供助力, 肌电信号可以超前感应到肌肉被激活, 利用这样的时间差来减少外骨骼机器人和人体的接触力。浙江大学的王昕^[3] 利用足底压力、关节角和下肢位姿传感器, 针对运动模态和步态辨识问题, 提出一种组合特征选择算法, 实现对静坐、站立、行走 3 种运动模态和步行期间 4 个步

收稿日期: 2020-07-03; 录用日期: 2020-12-11; 网络出版时间: 2021-01-12 13:12

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210108.1527.001.html

基金项目: 国家自然科学基金 (51675019, 51620105010)

* 通信作者. E-mail: wangxj@buaa.edu.cn

引用格式: 张卿, 王兴坚, 苗忆南, 等. 基于眼动、位姿及场景视频的人体运动方向预测方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(9): 1857-1865. ZHANG Q, WANG X J, MIAO Y N, et al. Human motion direction prediction method based on eye tracking, pose and scene video[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(9): 1857-1865 (in Chinese).

态的准确分类。

上述研究中,外骨骼机器人的人机交互研究主要面向人体下肢部分关节的运动,而对于更顶层的人体运动方向没有进行详细研究。目前的外骨骼机器人对于正常直行时产生的接触力进行了一定程度的消除,但却无法很好地解决人体转向运动时所带来的多余的接触力。准确预测穿戴者想要的运动方向,可以提高外骨骼和人体的交互能力,减少多余的接触力可以减少外骨骼穿戴者在运动过程中的不适感,提高外骨骼机器人和穿戴者的同步率。

除了在外骨骼自身的领域,如何精确预测人的运动轨迹也成为在自动驾驶领域中的一个关键环节,国内外学者也开展了相关的研究。斯坦福大学早期提出一种社会长短时记忆网络(Social Long Short-Term Memory, Social LSTM)^[4],其目标是为自动驾驶时根据采集的视频信息,预测行人的运动轨迹,以使得车辆可以规避行人的运动,并且与传统的人工建模不同,将深度学习引入了人的运动意图识别之中。随着计算机技术和深度学习理论的发展,德国萨尔大学的 Bhattacharyya 等提出一种两流贝叶斯 LSTM 网络结构,实现了通过车载观测对行人进行长期预测^[5]。美国马里兰大学的 Chandra 等提出一种两流图卷积 LSTM 网络,进行城市交通的车辆轨迹预测^[6]。该实验室还提出了一种长短时记忆网络-卷积神经网络(Long Short-Term Memory-Convolutional Neural Networks, LSTM-CNN),以实现对于密集交通情况下的道路智能体(包括各类车辆和行人)的运动预测^[7]。谷歌为研究视频中的人类行为以预测

其未来路径,提出一种名为 Next 的端对端网络^[2],可预测学习未来路径和未来活动。上海科技大学的 Xu 等建立一种人群交互深度神经网络^[8],模型考虑了不同行人对目标行人位移预测的不同重要性,并验证了方法的有效性。

但在上述研究中,使用的是基于视频/图像处理的方法,研究一个第三人称视角视频场景中的各个行人的运动状态,并且对该行人进行预测。而对于外骨骼而言,穿戴者是运动的主体,和上述研究不同的是,需要采集穿戴者自身的相关信息,并与外骨骼机器人之间进行交互。

除了传统的力、角度、加速度等运动学物理量的传感器及新型的表面肌电信号、脑电信号等生物电信息传感器,人眼的注视点也具有一定的研究意义。视觉是人获得环境信息的重要途径,人体有约 80% 的外部信息是通过视觉获取的^[9]。运动心理学提出,人眼注视点和人体运动有一定的相关性。针对这一特点,本文提出了一种结合人眼关注点的人体运动方向的预测方法。首先,利用视觉惯性里程计,实现对人体在空间中的位姿估计。其次,利用眼动仪设备采取人眼二维注视点数据,采用 50 层的残差网络(Residual Network, ResNet)对于人眼观测到的场景视频提取特征。最后,将数据插值处理后,输入至循环神经网络中,对未来运动的方向进行预测。

1 人体运动方向预测方法架构设计

人体运动方向预测方法的基本结构如图 1 所示。

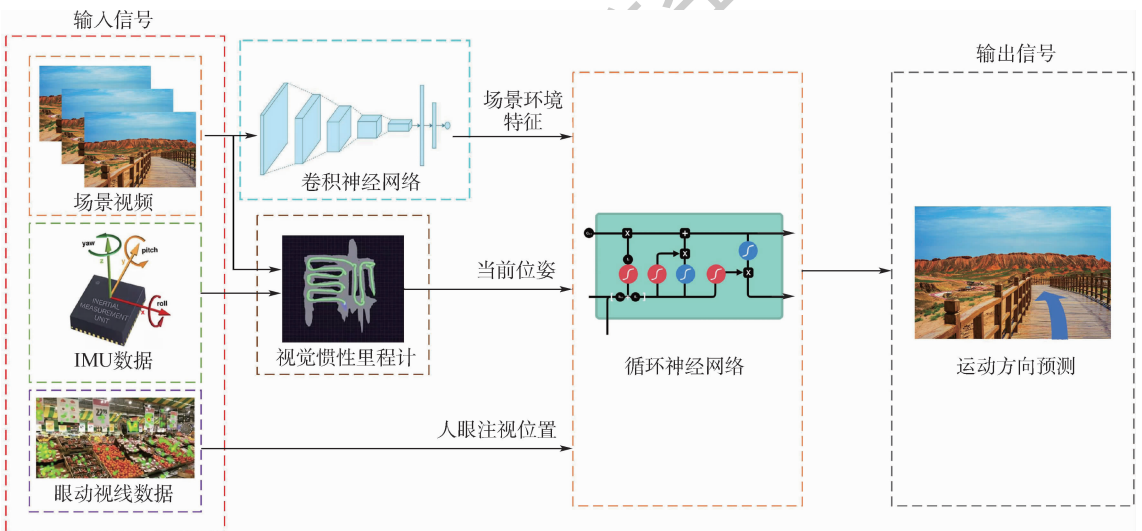


图 1 人体运动方向预测方法的整体结构

Fig. 1 Overall structure of human motion direction prediction method

人体运动方向预测方法由特征提取的卷积神经网络、视觉惯性里程计、信息融合的循环神经网络组成。通过3部分模块,将高维复杂的原始数据进行降维、数据融合。场景视频和惯性测量单元(Inertial Measurement Unit, IMU)数据通过视觉惯性里程计,实现对人体空间的定位,得到人体运动的位姿信息。眼动仪可以直接获得人眼运动中眼睛的注视点信息。场景视频被分解成单帧图片,经过卷积神经网络提取得到特征向量,将网络输出的特征向量与人体位姿数据和人眼注视点数据,按时间同步后拼接成新的特征向量,形成特征向量的时间序列,输入循环神经网络,循环神经网络结构为LSTM的Encoder-Decoder网络结构,网络输出标签为下一时刻相对于当前时刻的转向角,由视觉惯性里程计定位解算得出。循环神经网络经过训练后,实现对人体运动转向角的预测。

1.1 人体空间位姿估计

为了识别并预测人体运动过程中的轨迹和位置,首先要实现人体运动过程中的定位。采用摄像头结合惯性传感器实现里程计定位的方法,称为视觉惯性里程计(Visual-Inertial Odometry, VIO或者 Visual-Inertial Navigation System, VINS)。视觉惯性里程计结合了视觉里程计和惯性导航中各自存在的优缺点。其中,视觉里程计是通过相机获取图像,利用图像间的关系来估计相机的运动。其通过从图像中提取特征点——角点,这些角点即使在相机运动、光照变化时,也能保持自身具有的特性,通过对于各关键帧之间角点的匹配,建立相机的运动学模型,可以得到相机运动过程的估计结果。但是视觉里程计存在一定缺陷:单目视觉没有准确的尺度信息,单目无法估计旋转运动,相机快速运动时位置易丢失,当图像受到遮挡或者光亮不够时也无法定位^[10]。而单纯采用IMU实现定位也存在一定缺陷:传感器零偏导致数据漂移,IMU数据积分的位姿发散。采用IMU和视觉结合可以解决以上部分问题,用视觉弥补IMU的零偏,减少IMU积分的发散和累计误差,而IMU可为视觉提供快速响应的定位^[11]。已有很多学者在这方面进行了详细的研究,取得了重要的成果。

基于上述原因,采用VINS-Mono方法^[12],该方法是由香港科技大学沈劭劭团队提出,其具有以下4个显著的优点:

- 1) 一个紧耦合、基于优化的单目视觉惯性里程计,具有相机-IMU外部校准和IMU偏置估计。
- 2) 基于有界滑动窗口迭代进行估计。

- 3) 基于滑动窗口里的关键帧维持视觉结构,基于关键帧之间的IMU进行预积分维持惯性测量。

- 4) 鲁棒性。未知状态的初始化,相机和IMU外参数的在线标定,球面不统一重投影误差,回环检测,四自由度位姿图优化。

通过将已经硬件同步好的视觉和IMU传感器通过背带穿戴在人体上肢,如图2所示。在机器人操作系统(Robot Operating System, ROS)下利用VINS-Mono方法,可以实现以初始帧为坐标原点的人体三维空间定位。



图2 惯性视觉传感器的穿戴图

Fig. 2 Human body wear of inertial vision sensor

1.2 眼动数据和场景视频的特征提取

人体运动过程中,视觉是获取环境信息的重要来源。人体除了通过视觉从环境中获取信息外,眼睛的视线也反映了人对于环境中信息的筛选结果。利用眼动仪获取得到人体运动过程中眼睛的注视点,可以知晓在运动过程中,人主要关注环境特征和方位。

实验中采用Tobii Pro Glasses 2眼动仪,其是一款具备实时观察能力的可穿戴式眼动仪。设备如图3所示。



图3 Tobii Pro Glasses 2设备图

Fig. 3 Tobii Pro Glasses 2 equipment

该眼动仪包括穿戴数据采集单元和数据记录单元。采集单元外形类似眼镜,通过其镜框一周的红外摄像头获得瞳孔不同角度的图片,并通过缆线传至记录单元;记录单元通过对图片的分析解算得到眼睛的注视点,并通过无线传输到计算机。此外,该采集单元还可获得人眼视角的场景视频流。

在ROS系统下,利用眼动仪提供的HTTP协议开发上位机,可以实时采集人眼注视点信息,以及场景视频流。

眼动仪数据采集软件的流程如图4所示。

对于场景视频流,采用预训练的深度残差卷积神经网络ResNet50作为特征提取网络进行特征提取。相比于普通的神经网络,残差网络通过

引入跨层连接的方式,将前面网络层提取到的特征直接跨层传递给后面的网络层,可减少网络传递过程中的信息损失^[13]。

ResNet50 的网络结构如表 1^[14]所示。

ResNet50 网络输入为:指定尺寸为 224 × 224 × 3 的图片,将原始场景视频每一帧变换成指定尺寸,

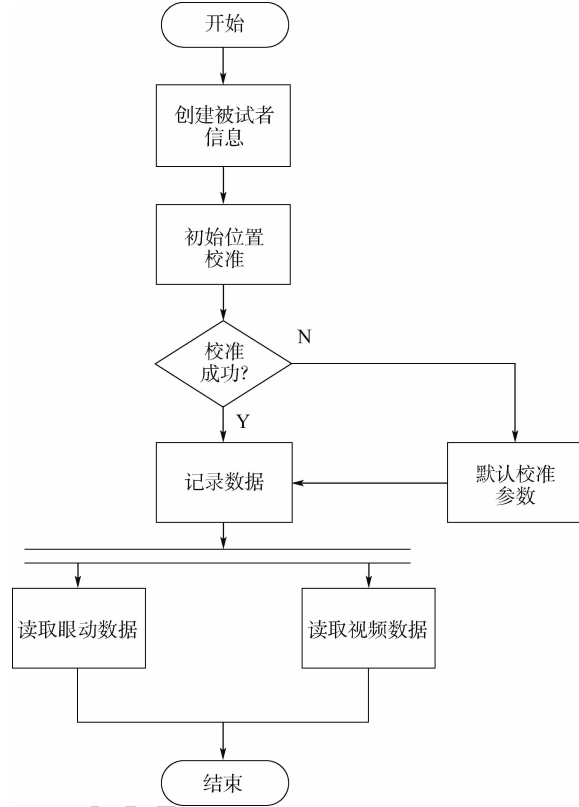


图 4 眼动仪数据采集流程

Fig. 4 Flowchart of data acquisition for eye tracker

表 1 ResNet50 网络各部分的详细结构^[14]

Table 1 Detailed structure of each part of ResNet50 network^[14]

层名	输出大小	各卷积层结构
conv1	112 × 112	7 × 7, 64, 步长 2
maxpool	56 × 56	3 × 3, 最大池化, 步长 2
conv2_x	56 × 56	$\begin{bmatrix} 1 \times 1, 64 \\ 3 \times 3, 64 \\ 1 \times 1, 256 \end{bmatrix} \times 3$
conv3_x	28 × 28	$\begin{bmatrix} 1 \times 1, 128 \\ 3 \times 3, 128 \\ 1 \times 1, 512 \end{bmatrix} \times 4$
conv4_x	14 × 14	$\begin{bmatrix} 1 \times 1, 256 \\ 3 \times 3, 256 \\ 1 \times 1, 1024 \end{bmatrix} \times 6$
conv5_x	7 × 7	$\begin{bmatrix} 1 \times 1, 512 \\ 3 \times 3, 512 \\ 1 \times 1, 2048 \end{bmatrix} \times 3$
avgpool	1 × 1	平均池化, 1 000 维全连接层, softmax 层

输入网络。预训练网络权重为 ImageNet 图像识别比赛任务训练得到的。将 ResNet50 网络的最后一层全连接层删去,仅使用前面的卷积和池化层,在最后一层输出为 2 048 × 1 的特征向量。将该特征向量作为对于场景视频帧提取出来的特征。

1.3 多信息的时间同步

由于使用的是孤立的 2 个设备,设备之间没有固定脉冲作为时间同步机制。通过 ROS 系统,在采集到数据时,加上当前时间的戳,实现对 2 个设备时间尺度上的匹配。但是由于各信号的采样频率不统一,有的信号频率不固定,导致数据无法直接以时间序列输入至 LSTM 网络中,需要进行时间同步。

数据同步前后的关系如图 5 所示。

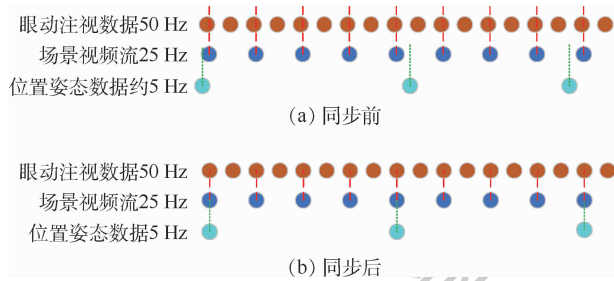


图 5 数据同步前后对比

Fig. 5 Comparison before and after data synchronization

场景视频和眼动坐标都来自眼动仪设备,两信号之间频率不同但固定,虽存在一定相位差,但在误差允许范围内,可以直接进行同步。同步过程中,利用场景视频时间为 0 时刻的时间点,对应最近的眼动信号时间点作为起始同步时间,按照时间顺序对眼动数据和视频进行同步,以距离场景视频时间戳最近的眼动数据作为当前场景视频所对应的眼动数据。

场景视频和人体的位姿数据来自 2 个不同的传感器,解算得到的位姿数据频率不固定且相位与场景视频不同步,为了使得位姿坐标同步至场景视频时间上,采用插值的方法。对于位置坐标,XYZ 三维数据,可以直接采用线性插值。而对于使用单位四元数表示的姿态数据进行插值时,选择球面线性插值^[15],公式如下:

$$\text{Slerp}(\mathbf{p}, \mathbf{q}, t) = \frac{\sin((1-t)\theta)\mathbf{p} + \sin(t\theta)\mathbf{q}}{\sin \theta} \quad (1)$$

式中: \mathbf{p} 和 \mathbf{q} 为待插值两端点的单位四元数; θ 为两四元数的夹角; t 为插值点在这两点之间的相对位置比例,范围在 (0, 1) 之间。利用球面线性插值,将每一场景视频帧对应的 ROS 时间戳作为插值时间,最靠近该时间戳的两四元数姿态作为

插值公式中的两向量,可以将姿态四元数坐标同步至每一场景视频帧上。由此完成了3种数据在时间上的同步。

2 方向预测网络设计与训练

2.1 基于编码-解码模型的方向预测网络

采用一种编码-解码模型的网络结构。如图6所示, X_t 为输入编码器的时间序列,其物理含义代表各时间点上的特征向量, Y_t 为网络预测得到的时间序列,其物理含义为被预测的转角方向坐标。编码器、解码器都为 LSTM 网络。

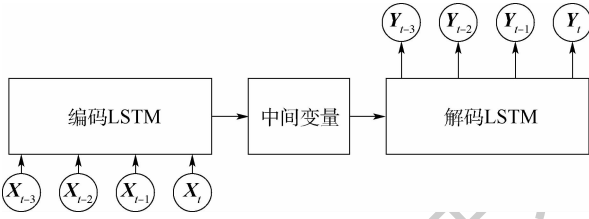


图6 循环神经网络模型结构

Fig.6 Recurrent neural network model structure

LSTM 网络的基本公式如下^[16]:

$$\begin{cases} f_t = \sigma(W_f \cdot [h_{t-1}, x_t] + b_f) \\ i_t = \sigma(W_i \cdot [h_{t-1}, x_t] + b_i) \\ \tilde{C}_t = \tanh(W_c \cdot [h_{t-1}, x_t] + b_c) \\ C_t = f_t \times C_{t-1} + i_t \times \tilde{C}_t \\ o_t = \sigma(W_o \cdot [h_{t-1}, x_t] + b_o) \\ h_t = o_t \times \tanh(C_t) \end{cases} \quad (2)$$

式中: C_t 为 t 时刻单元状态; \tilde{C}_t 为仅用当前输入信息计算的暂时状态; f_t 为遗忘门,决定上一时刻的状态 C_{t-1} 的信息传递到状态 C_t ; W_f 和 b_f 分别为求解遗忘门的权重和偏置; W_i 和 b_i 分别为求解输入门的权重和偏置; W_c 和 b_c 分别为历史输出 h_{t-1} 和当前输入 x_t 对当前状态 C_t 的影响权重和偏置; W_o 和 b_o 分别为求解输出门的权重和偏置; h_t 为 t 状态的输出; σ 为 sigmoid 函数。

编码器网络采用 LSTM 网络,其输入维度为卷积神经网络提取出来的特征向量维度、一段历史时间内眼动注视坐标的长度及当前时刻位姿的坐标向量之和。实际使用时,编码器输入的维度为 2 064 维,经过编码器网络中输出的编码长度为 1 000 维。

解码器网络采用 LSTM 网络并串联一个全连接层,其中 LSTM 网络的输入维度为 1 000 维,是

编码器网络的输出维度。解码器中的 LSTM 网络输出也为 1 000 维,并且输入至解码器中的全连接层(输入 1 000 维,输出 1 维),输出的信息为下一时刻的运动方向,用偏航角角度变化量进行描述。

2.2 神经网络的训练

实验中使用 Pytorch 1.4 作为神经网络训练框架,所使用的语言环境为 python 3.7.1。程序在一台 i5-8400 和 GTX1060 6 GB 的电脑上进行训练和测试。

训练过程中,采用回归模型中使用最广泛的均方误差(Mean Squared Error, MSE)损失函数,其定义如下:

$$MSE(Y, \hat{Y}) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\hat{y}_i - y_i)^2 \quad (3)$$

式中: \hat{y}_i 为网络预测值; y_i 为真实值。

训练初始学习率 $L_r = 0.0001$,优化算法选择适应性矩估计(Adaptive Moment Estimation, Adam)。Adam 是一种常见的一阶优化算法,能基于训练数据更新神经网络权重,利用梯度的一阶矩估计和二阶矩估计动态调整学习率^[17]。

3 实验及其分析

本文通过实验验证了系统的可行性及有效性。实验中,选择志愿者穿戴眼动仪和惯性视觉传感器进行实验,实验场景中有人为放置椅子等障碍物增加环境复杂程度。被试者穿戴传感器设备在实验室按照自己的意愿完成对障碍物的绕行,以及在环境中左转或右转行为等。

3.1 人眼注视点和运动方向的关系

人眼注视点与运动方向之间的相关性可以通过实验数据得到。人在行走过程中对正前方的障碍物、选择的道路会存在较长时间的注视。对于视野两侧的物体视线关注较少。当被试者进行左转、右转的动作时,与直行相比,人眼注视点的分布也有所不同。一次实验中人眼注视点统计如图7所示。

图7中颜色越靠近黄色,表示该处的数据点分布越多,越靠近蓝色则表示分布越少。当左转时,注视点 x 坐标主要分布在(0.2, 0.4)内,这正是视野场景画面中偏左侧的部分;同理,当右转时,注视点 x 坐标主要分布在(0.5, 0.8)内,是视野场景画面中偏右侧的部分;而当正常直行时,注视点 x 坐标主要分布在(0.4, 0.6)范围内,是视野场景画面的中部。说明眼动信号的分布和人体运动方向有一定的相关性,眼动信号可以作为人体运动方向预测过程中的一个特征量。

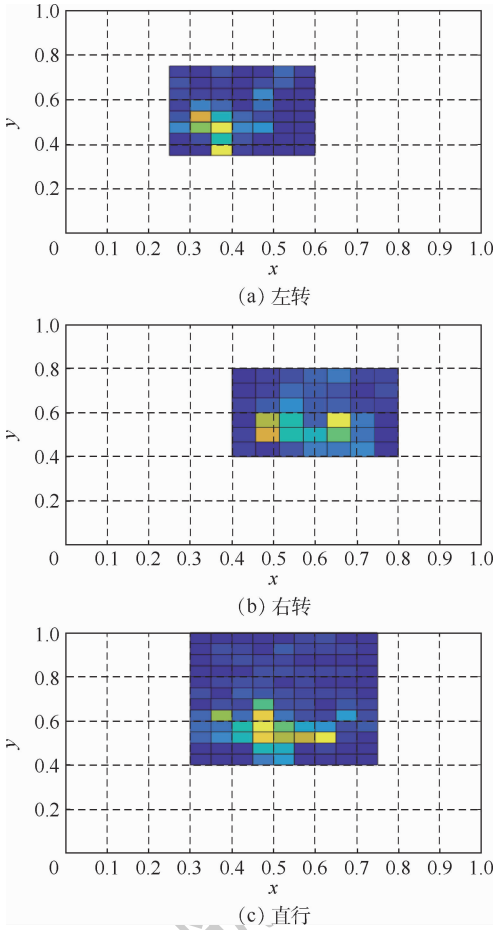


图7 不同运动状态时人眼注视点分布块状直方图
Fig.7 Tiled Histogram of the distribution of fixation points of human eyes under different motion states

3.2 训练集的构建

通过实验可以构建神经网络的训练集。由于实验中被试者在平地上步行,滚转角和俯仰角2个轴的欧拉角变化不大,只受到步行过程中重心的波动和身体的摆动影响,偏航角受到人体运动过程中身体朝向的影响,反映了人在平面运动中的姿态方向。

将同步后的四元数转换成欧拉角,欧拉角3个轴的数据如图8所示。由于偏航角范围处于 $0^\circ \sim 360^\circ$,首先将其整理成连续变化的角度,之后对相邻角度做差,得到偏航角角度变化量,即是下一时刻相对当前时刻的旋转角度,将此值作为当前时刻下网络训练的标签值,只要网络能准确预测偏航角度的变化量,即预测了人体运动的方向。

如图9所示,偏航角变化量中的尖峰表示了此时被试者发生了左转或右转,峰值持续时间和高度表示了转角的大小。

训练集为2名测试者在实验室环境中穿戴设备行走所采集的数据,每名被试者行走的时间约为5 min。处理后的数据结构如表2所示。

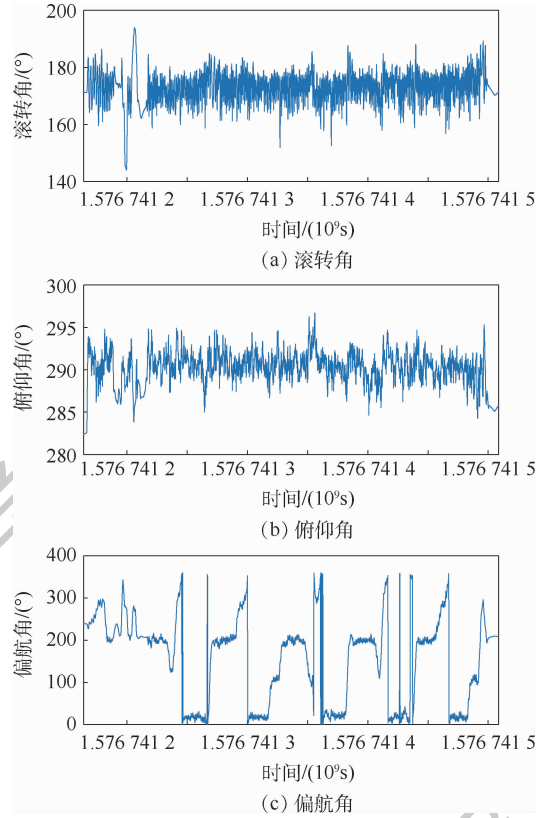


图8 欧拉角三维数据曲线
Fig.8 Euler angle 3D data curves

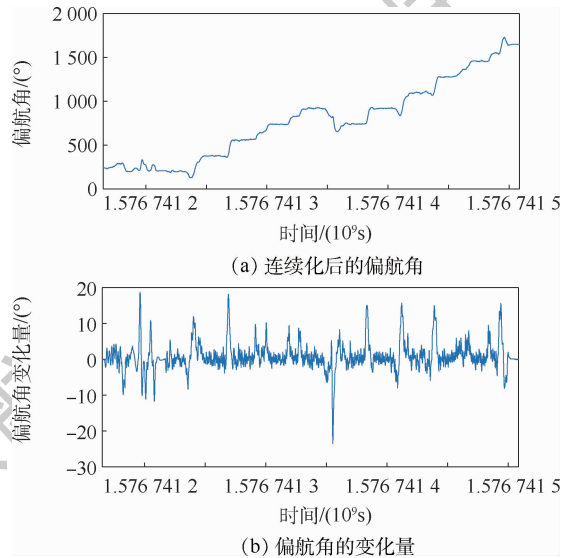


图9 经过数据处理后的偏航角数据
Fig.9 Yaw angle data after data processing

表2 用于构建训练集的数据类型
Table2 Data type used to build training set

数据名称	数据大小	采样频率/Hz
位置坐标	3×1	5
姿态坐标	3×1	5
场景特征向量	$2\ 048 \times 1$	25
眼动注视数据	2×1	25
相对转角(标签)	1×1	5

每 0.2 s 的数据构成一个状态变量,包含此时刻被试者的位置坐标、欧拉角姿态坐标、场景视频经过 ResNet50 提取出的 2 048 维的特征,以及 0.2 s 内的眼动坐标,共 5 个二维坐标,最后形成的特征向量的维度为 2 064。以 t 时刻为例,用 t 时刻往前 1 s 的状态变量,预测 t 时刻后 0.2 s 处即 $t + 1$ 时刻相对 t 时刻的偏航角变化量。

3.3 人体运动方向预测结果

通过实验数据,可以训练并验证系统对于人体运动方向的预测精度。将上述位置数据差分得到速度数据,速度方向可以直接换算为人体运动方向,并且同样可作为训练数据中的一部分。对比 4 种不同的训练数据,分别为:①加入眼动数据且加入速度数据;②加入眼动数据不加入速度数据;③加入速度数据不加入眼动数据;④不加入速

度数据也不加入眼动数据。

实验利用 3 种常见的指标对回归效果进行评估,分别为平均绝对误差 (Mean Absolute Error, MAE)、均方误差 (MSE)、及 R^2 值,这 3 种对于评价回归模型的结果是相似的,MAE、MSE 越趋近于 0,表示预测效果越好, R^2 越趋近于 1,表示预测效果越好。实验结果如表 3 所示,相应的真实值和预测值的曲线对比如图 10 所示。

表 3 4 种训练数据的结果

Table 3 Results of four training experiment

训练数据	MAE	MSE	R^2
①	1.383	4.863	0.676
②	1.337	4.413	0.705
③	1.415	4.681	0.688
④	1.484	5.873	0.608

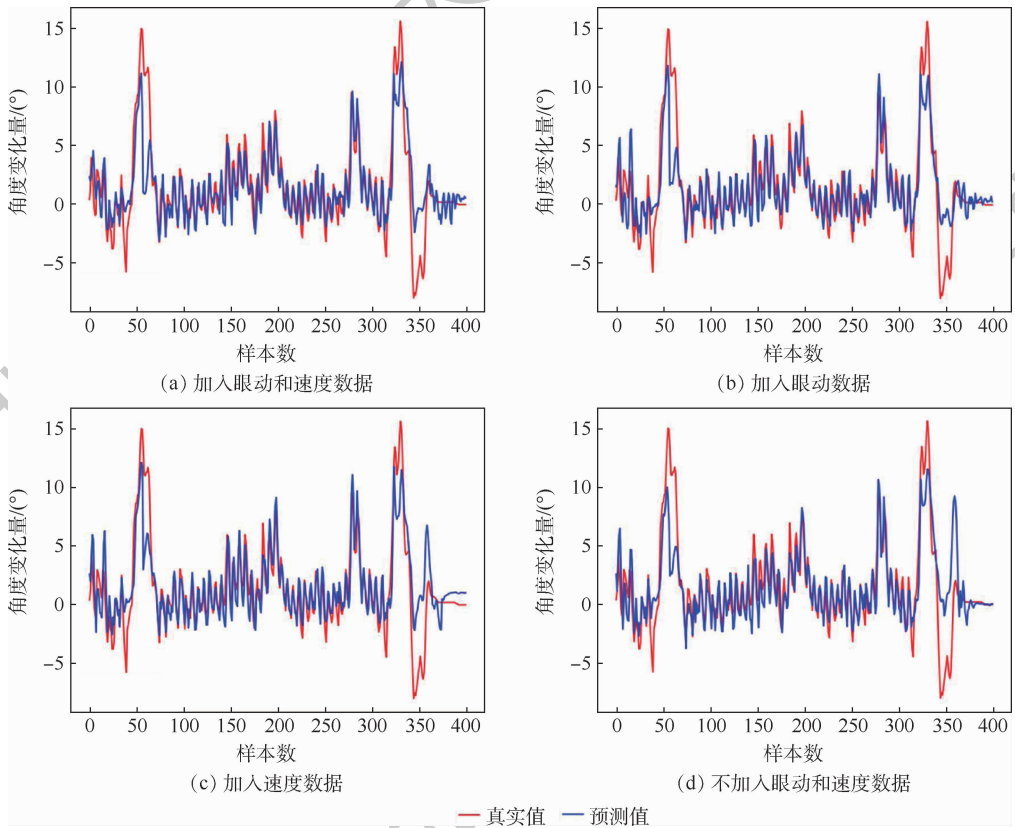


图 10 真实值和预测值的对比曲线

Fig. 10 Comparison of real and predicted values

由实验结果可以看出,不加入速度信息和眼动信息的图 10(d) 识别误差的平均方差比考虑所有数据的图 10(a) 识别误差的均方误差大 20.77%, 并且 R^2 的值相对小 10.1%。与此同时,在曲线末端存在错误的峰值。

当识别的样本数据中加入眼动数据后,如图 10(b) 所示,识别的错误峰值减少了,说明加入眼动数据后对网络的识别结果有一定的提升。对

比图 10(a) 和图 10(b),在结合眼动数据的实验样本中,结合速度对于提高识别结果的效果提高并不多。对比图 10(b) 和图 10(c),虽然图 10(c) 的 R^2 值比图 10(b) 的小,但是实际上,采用 R^2 评估时,仅仅依靠其大小评估结果也是不完备的。这是因为目标曲线并不是均匀分布的,可能存在一些较大的离群点,导致 MAE 和 MSE 的值过大, R^2 的值偏小。对于整个识别结果的评估,同样需要

结合整条曲线的需求。综合来看,同时融合了眼动数据、速度数据的人体运动方向预测具有更高的精度。

4 结束语

针对人体运动的意图识别,提出了一种结合眼动和位姿信号的方法框架,建立了实验系统,通过实验验证了本文所提出的人体运动方向预测方法架构的可行性。

本文所提出方法的优点和创新点:采用了多传感器融合的预测架构,采用的设备对穿戴者的干扰较少。方法结合了人眼注视信号和实际的位姿信号,这些信息的融合使得方法的预测精度有所提高。在未来的工作中,如果可以进一步优化深度神经网络的结构,也许可以继续提高预测方法的准确性,减少预测误差。与此同时,研究运动方向预测对于外骨骼机器人控制算法具有积极的意义。

参考文献 (References)

- [1] JACOBSEN S C, OLIVIER M, SMITH F M, et al. Research robots for applications in artificial intelligence, teleoperation and entertainment [J]. The International Journal of Robotics Research, 2004, 23 (4-5) : 319-330.
- [2] LIANG J W, JIANG L, NIEBLES J C, et al. Peeking into the future: Predicting future person activities and locations in videos [C] // 2019 IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition Workshops (CVPRW). Piscataway: IEEE Press, 2019: 2960-2963.
- [3] 王昕. 面向下肢康复机器人的运动意图识别技术研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2019: 97-98.
WANG X. Research on motion intention recognition technology for lower limb rehabilitation robot [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2019: 97-98 (in Chinese).
- [4] ALAHI A, GOEL K, RAMANATHAN V, et al. Social LSTM: Human trajectory prediction in crowded spaces [C] // 2016 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). Piscataway: IEEE Press, 2016: 961-971.
- [5] BHATTACHARYYA A, FRITZ M, SCHIELE B. Long-term on-board prediction of people in traffic scenes under uncertainty [C] // 2018 IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition Workshops (CVPRW). Piscataway: IEEE Press, 2018: 4194-4202.
- [6] CHANDRA R, GUAN T R, PANUGANTI S, et al. Forecasting trajectory and behavior of road-agents using spectral clustering in graph-LSTMs [J]. IEEE Robotics and Automation Letters, 2020, 5 (3) : 4882-4890.
- [7] CHANDRA R, BHATTACHARYYA U, BERA A, et al. TraPHic: Trajectory prediction in dense and heterogeneous traffic using weighted interactions [C] // 2019 IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). Piscataway: IEEE Press, 2019: 8475-8484.
- [8] XU Y Y, PIAO Z X, GAO S H. Encoding crowd interaction with deep neural network for pedestrian trajectory prediction [C] // 2018 IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). Piscataway: IEEE Press, 2018: 5275-5284.
- [9] HAYASHI T, KAWAMOTO H, SANKAI Y. Control method of robot suit HAL working as operator's muscle using biological and dynamical information [C] // 2005 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. Piscataway: IEEE Press, 2005: 3063-3068.
- [10] 张富平. 图像去噪增强算法的研究 [D]. 重庆: 重庆大学, 2014: 1-2.
ZHANG F P. Research of image enhancement and image denoising [D]. Chongqing: Chongqing University, 2014: 1-2 (in Chinese).
- [11] 苏法. 基于IMU预积分的视觉惯性里程计系统 [D]. 广州: 华南理工大学, 2018: 5-7.
SU X. Visual-inertial odometry based on IMU pre-integration [D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2018: 5-7 (in Chinese).
- [12] QIN T, LI P L, SHEN S J. VINS-Mono: A robust and versatile monocular visual-inertial state estimator [J]. IEEE Transactions on Robotics, 2018, 34 (4) : 1004-1020.
- [13] 张裕天. 基于视觉感知的多模态多任务端到端自动驾驶方法研究 [D]. 广州: 华南理工大学, 2019: 43-45.
ZHANG Y T. Research on multi-modal multi-task end-to-end autonomous driving method based on visual perception [D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2019: 43-45 (in Chinese).
- [14] HE K M, ZHANG X Y, REN S Q, et al. Deep residual learning for image recognition [C] // 2016 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). Piscataway: IEEE Press, 2016: 770-778.
- [15] FLETCHER D, IAN P. 3D 数学基础: 图形与游戏开发 [M]. 史银雪, 陈洪, 王荣静, 译. 北京: 清华大学出版社, 2005: 154-157.
FLETCHER D, IAN P. 3D math primer for graphics and game development [M]. SHI Y X, CHEN H, WANG R J, translated. Beijing: Tsinghua University Press, 2005: 154-157 (in Chinese).
- [16] FU R, ZHANG Z, LI L. Using LSTM and GRU neural network methods for traffic flow prediction [C] // 2016 31st Youth Academic Annual Conference of Chinese Association of Automation (YAC). Piscataway: IEEE Press, 2016: 324-328.
- [17] KINGMA D P, BA J. Adam: A method for stochastic optimization [EB/OL]. (2015-07-23) [2020-06-23]. https://arxiv.org/abs/1412.6980.

Human motion direction prediction method based on eye tracking, pose and scene video

ZHANG Qing¹, WANG Xingjian^{1,2,*}, MIAO Yinan¹, WANG Shaoping^{1,2}, Alexander I. GAVRILOV³

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

2. Advanced Innovation Center for Big Data-Based Precision Medicine, Beihang University, Beijing 100083, China;

3. Department of Automatic Control Systems, Bauman Moscow State Technical University, Moscow 105005, Russia)

Abstract: Exoskeleton robots, as newly proposed smart devices to improve and enhance human life ability, require efficient and intelligent human-computer interaction systems, and the first step of human-computer interaction is to accurately predict human behavior intention. From the perspective of top-level control of exoskeleton robots, the current states and progress of human motion intention recognition and the intelligent interaction capabilities of exoskeleton robots are reported. Then, the recognition of human motion direction is studied. A network framework of human motion intention recognition combining eye tracking information, position and posture information, and scene video information is proposed, and wearable experiments of acquisition devices are carried out. The predictive capability of the network has been proved by experiments. The results show that the proposed recognition system can predict the movement direction during human movement.

Keywords: eye tracking; prediction method; direction of movement; human behavior; human computer interaction

Received: 2020-07-03; **Accepted:** 2020-12-11; **Published online:** 2021-01-12 13:12

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210108.1527.001.html

Foundation items: Defense Industrial Technology Development Program (JCKY2018601C107); National Natural Science Foundation of China (51675019, 51620105010)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0341

高碳醇/膨胀石墨复合相变热沉多目标优化

侯煦, 邢玉明, 郝兆龙*, 王仕淞, 侯天睿

(北京航空航天大学 航空科学与工程学院, 北京 100083)



摘 要: 为解决高温工作环境下电子芯片的发热问题,设计采用相变材料(PCM)的控温模块,建立相变材料的控温模块模型。相变材料选择高碳醇/膨胀石墨复合材料。借助 FLUENT 软件进行数值模拟,探究在相同加热功率下,加热面积对控温时间的影响。对控温模块的几何尺寸进行参数分析,将数值模拟结果用于训练人工神经网络,实现对控温时间的预测。根据芯片发热功耗、芯片尺寸,通过 NGS- II 多目标优化算法优化控温模块几何尺寸,延长控温时间,降低模块质量。最终得到一系列非支配解集,可根据控温时间需求选择合适的模块尺寸设计。针对长宽为 35.4 mm、发热功率为 15 W 的芯片进行控温模块优化设计。环境温度为 80℃,温控目标小于 90℃,控温时间 180 s,优化后模块减重 13.0%,模块内温度与液相分布也更均匀。

关键词: 相变材料(PCM); 膨胀石墨; 控温; 多目标优化; 高碳醇

中图分类号: TQ051.5; TK124

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2021)09-1866-08

随着电子芯片和集成电路的高速发展,在性能不断提升的同时带来发热量增大的问题。为保证芯片的正常工作,必须设计合适的散热装置,控制芯片在合理的温度范围内工作。传统的风冷、液冷等主动或被动式芯片散热器均需要冷边提供冷量,通常采用冷空气作为冷边介质。对于一些特殊工况,如封闭空间或高温环境,传统散热器无法满足散热要求。基于固液相变储能技术的相变热沉具有体积小、质量轻的优点,利用相变材料的高潜热储存芯片热量,达到控温的目的,可以用于对极端环境工作、具有间歇高低循环功率或脉冲工作特性的电子芯片进行散热^[1]。

由于相变材料(PCM)通常导热系数较低,对材料吸热、放热过程产生不利影响。增大相变材料的导热系数主要有3种方法。第1种方法是在相变模块内添加高导热金属结构。Arshad等^[2]采用二十烷作为相变材料,添加铝制柱状翅片增

强导热,实验法对翅片设计进行了优化设计,结果发现翅片长宽为 2 mm 时性能最优。Srikanth等^[3]采用带有柱状翅片的相变散热器,探究不均匀加热时的性能表现,利用多目标优化算法对发热源进行合理排布。第2种方法是将相变材料与高导热载体材料进行复合,最常用的载体材料为膨胀石墨(EG),其具有孔隙率大、导热系数高的优点。Wang等^[4]将葵二酸与膨胀石墨进行复合,解决了相变材料的泄漏问题,可采用干压成型工艺对复合相变材料进行塑形。Qu等^[5]探究了2种碳纳米材料混合后作为载体的协同作用,提出修正后的 Maxwell-Garnett 等效导热系数模型。第3种方法是添加纳米颗粒。车海山^[6]在赤藓糖醇(E)/硫脲(TU)和赤藓糖醇(E)/木糖醇(X)2种共晶相变材料中添加多种纳米颗粒,添加纳米颗粒后导热系数显著增大,其中纳米炭黑的效果最好。

收稿日期: 2020-07-14; 录用日期: 2020-09-04; 网络出版时间: 2020-09-28 11:38

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200928.0923.001.html

基金项目: 航空科学基金(20172851018)

* 通信作者. E-mail: haozhaolong@buaa.edu.cn

引用格式: 侯煦, 邢玉明, 郝兆龙, 等. 高碳醇/膨胀石墨复合相变热沉多目标优化[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(9): 1866-1873. HOU X, XING Y M, HAO Z L, et al. Multi-objective optimization of a high alcohol/expanded graphite composite PCM based heat sink [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(9): 1866-1873 (in Chinese).

相变热沉的结构设计同样会对散热性能有较大影响。Gharbi 等^[7]对相变热沉中的板式翅片进行了优化设计。Arshad 等^[8]对相变热沉中的圆柱式翅片进行优化设计。周慧琳和邱燕^[9]针对矩形相变材料蓄热单元进行结构优化,通过无量纲数分析得到经验公式指导设计。Liu 等^[10]提出了一种新型模仿叶脉的翅片设计,可有效解决过热问题,控温时间可延长 400%。

本文针对 80℃ 高温环境下运行的电子芯片设计相变储能散热模块,相变材料采用高碳醇/膨胀石墨复合材料,铝制外壳封装。采用 FLUENT 软件包进行数值模拟计算,以 90℃ 为控温目标,讨论芯片几何尺寸、芯片发热功率和相变模块几何尺寸对控温时间的影响。将芯片几何尺寸、芯片发热功率和相变模块几何尺寸作为输入量,控温时间作为输出量,利用人工神经网络建立输入与输出的关系。使用 NSGA-II 多目标优化算法,得到 Pareto 前沿,以 180 s 的控温时间为目标,得到质量最小时的模块尺寸设计。

1 物理及数学模型

1.1 物理模型

散热器的几何外形为长方体,采用铝制外壳封装,外壳厚度为 2 mm。模块几何外形如图 1 和图 2 所示,模块长与宽的尺寸相等。模块内填充高碳醇/膨胀石墨复合相变材料,膨胀石墨的孔隙率为 0.75。通过数值模拟研究模块热控性能。

为探究不同尺寸控温模块的性能差异,选取 3 个边长值和 5 个厚度值,模块边长 l 分别取 50、35.4、28.9 mm,厚度 b 取 9~13 mm。对几何尺寸进行排列组合,共得到 15 种不同尺寸的控温模

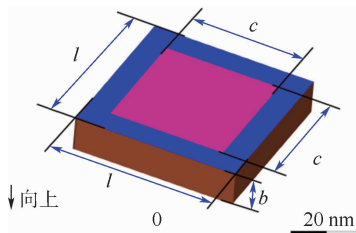


图 1 控温模块的几何模型

Fig. 1 Geometric model of heat sink module

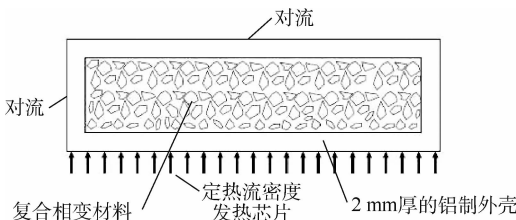


图 2 控温模块剖面结构

Fig. 2 Sectional structure of PCM based heat sink module

块。为探求电子芯片尺寸对控温性能的影响,选取了 3 种芯片尺寸,芯片边长值 c 分别取 50、35.4、28.9 mm。芯片与控温模块匹配时保证模块边长大于或等于芯片边长。最终一共得到 25 种芯片-控温模块组合,具体取值如表 1 所示。

芯片发热的热流密度分别选择 0.3、0.6、0.9、1.2 W/cm²。最终共得到 100 个算例。

表 1 数值模拟芯片-控温模块组合的几何尺寸

Table 1 Geometric dimension for chip-heat sink configuration for numerical simulation

芯片边长 c /mm	模块边长 l /mm	厚度 H /mm
50	50	9~13
35.4	50	9~13
35.4	35.4	9~13
28.9	50	9~13
28.9	28.9	9~13

1.2 数学模型

高碳醇相变问题求解采用 FLUENT 软件中的焓-多孔模型。相变过程划分为 3 个区域:固相区、糊相区和液相区。该模型将糊相区视为多孔介质,其中孔隙率为液相占比。将热焓与温度共同作为待求函数,建立统一的控制方程,通过不断更新计算域内各个单元的液相体积占比来跟踪固液相界面的变化^[11]。为简化计算,做以下假设:①复合相变材料各向同性;②液态高碳醇为不可压牛顿流体,流动为层流;③相变材料密度满足 Boussinesq 假设;④相变材料热物性不随温度改变而变化。

能量控制方程:

$$\frac{\partial}{\partial t}(\rho H) + \nabla \cdot (\rho \mathbf{v} H) = \nabla \cdot (k \nabla T) \quad (1)$$

式中:

$$h = h_{ref} + \int_{T_{ref}}^T c_p dT + \Delta H \quad (2)$$

$$\Delta H = \beta L \quad (3)$$

液相体积分数 β 定义为

$$\beta = \begin{cases} 0 & T < T_{solidus} \\ \frac{T - T_{solidus}}{T_{liquidus} - T_{solidus}} & T_{solidus} < T < T_{liquidus} \\ 1 & T > T_{liquidus} \end{cases} \quad (4)$$

式中: c_p 为定压比热; H 为总热焓; S 为源项; ΔH 为潜热; h_{ref} 为参考焓; T_{ref} 为参考温度。

动量控制方程中融化凝固模型带来的源项为

$$S = \frac{(1 - \beta)^2}{\beta^3 - \varepsilon} A_{mush} \mathbf{v} \quad (5)$$

式中: ε 为小量,一般取 0.001,为防止分母为零;

A_{mush} 为糊相区常数; v_p 为凝固产生的牵引速度。

膨胀石墨作为固体骨架视为多孔介质。多孔介质的基本传热形式主要包括: 固体骨架的导热、填充相的导热及两者间的导热; 骨架和填充相之间的对流换热; 多相体系间的辐射换热; 发生相变时的相变换热。

多孔介质动量控制方程在标准流体方程中加入了动量源项, 该动量源项由 2 部分组成: 黏性损失项和内部损失项。对于各向同性的多孔介质, 控制方程简化为

$$S_i = - \left(\frac{\mu}{\alpha} v_i + C_2 \frac{1}{2} \rho |v| v_i \right) \quad (6)$$

式中: α 为渗透性; C_2 为内部阻力因子。

$$\frac{\partial}{\partial t} (\gamma \rho_f E_f + (1 - \gamma) \rho_s E_s) + \nabla \cdot (v (\rho_f E_f + p)) = S_f^h + \nabla \cdot (k_{eff} \nabla T) \quad (7)$$

式中: E_f 为流体总能量; E_s 为固体多孔介质总能量; ρ_f 为流体密度; ρ_s 为固体多孔介质密度; γ 为孔隙率; k_{eff} 为等效导热系数; S_f^h 为流体熵的源项。
 $k_{eff} = \gamma k_f + (1 - \gamma) k_s \quad (8)$

式中: k_f 为流体导热系数; k_s 为多孔介质导热系数。

为验证等效导热系数模型的准确性, 将模型的计算结果与文献中实验结果进行对比验证。Sari 等^[12] 将半乳糖六硬脂酸酯 (GHP)、半乳糖六棕榈酸酯 (GHS) 分别与膨胀石墨 (EG) 进行复合, 添加质量分数为 5% 膨胀石墨后导热系数分别为 0.24 W/(m·K) 与 0.23 W/(m·K)。通过等效导热系数模型计算的结果分别为 0.39 W/(m·K) 与 0.36 W/(m·K)。两者相差数值较小, 认为模型可靠。

1.3 关键参数设置

铝制外壳、膨胀石墨和高碳醇的物性参数具体数值如表 2 所示。所有参数均不随温度变化而改变。

求解器设置为压力基非稳态仿真。求解算法选择 SIMPLE 方法; 梯度插值选择 Least Squares Cell Based 方案; 压力离散格式选择 PRESTO 方法,

表 2 物性参数

Table 2 Parameters of physical properties

材料	高碳醇	膨胀石墨	铝
密度/(kg·m ⁻³)	920		
比热/(J·(kg·K) ⁻¹)	3 000	620	2 719
导热系数/(W·(m·K) ⁻¹)	0.3	698	871
潜热/(kJ·kg ⁻¹)	200	229.52	202.4
相变温度/K	358		

适用于压力梯度突变(本文研究的多孔介质); 动量离散格式与能量离散格式均选择二阶迎风格式; 瞬态格式选择一阶隐式格式。通过残差判断收敛性, 要求连续性、速度残差小于 1×10^{-4} , 能量残差小于 1×10^{-8} 。时间步长均设置为 0.5 s。

初始状态假设温度均匀, 复合相变材料与铝制外壳的温度均为 80℃。芯片面为第二类边界条件, 定热流密度; 模块其他面为第三类边界条件, 外界环境温度 $T_\infty = 80^\circ\text{C}$, 表面对流换热系数为 5 W/(m²·K)。

2 模型验证

2.1 实验对比验证

为验证数值模拟结果的可靠性, 搭建相变温控实验系统。利用温度实验箱模拟外部环境, 环境温度分别设为 20℃ 和 80℃, 对应室温环境和高温环境; 模拟热源采用尺寸为 50 mm × 50 mm 的薄膜电加热片, 发热功率分别设为 12、15、25、30 W; 采用 NI MAX 与 NI Signalexpress 数据采集系统, 分别对薄膜电加热片上的温度测点进行实时温度采集, 温度测量采用铠装热电偶, 记录模拟芯片表面温度变化及控温时长, 每秒采集一次温度数据。系统组成如图 3 和图 4 所示。

选择与实验相同的条件进行数值模拟, 监测芯片的平均温度, 绘制温度-时间 (T-t) 曲线, 与实

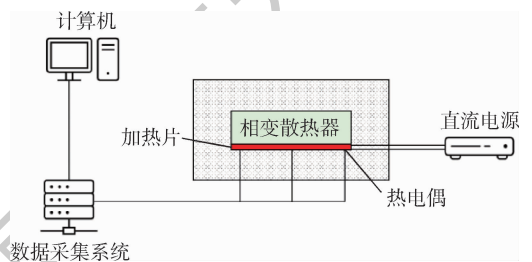


图 3 相变温控实验系统

Fig. 3 Experimental system of phase change temperature control



图 4 实验系统照片

Fig. 4 Photo of experimental system

验结果进行对比,结果如图5所示。以90℃为控温目标,计算数值模拟与实验得到的控温时长的

相对误差,均小于4%。数值模拟与实验得到的温度曲线符合度较高,认为模型可靠。

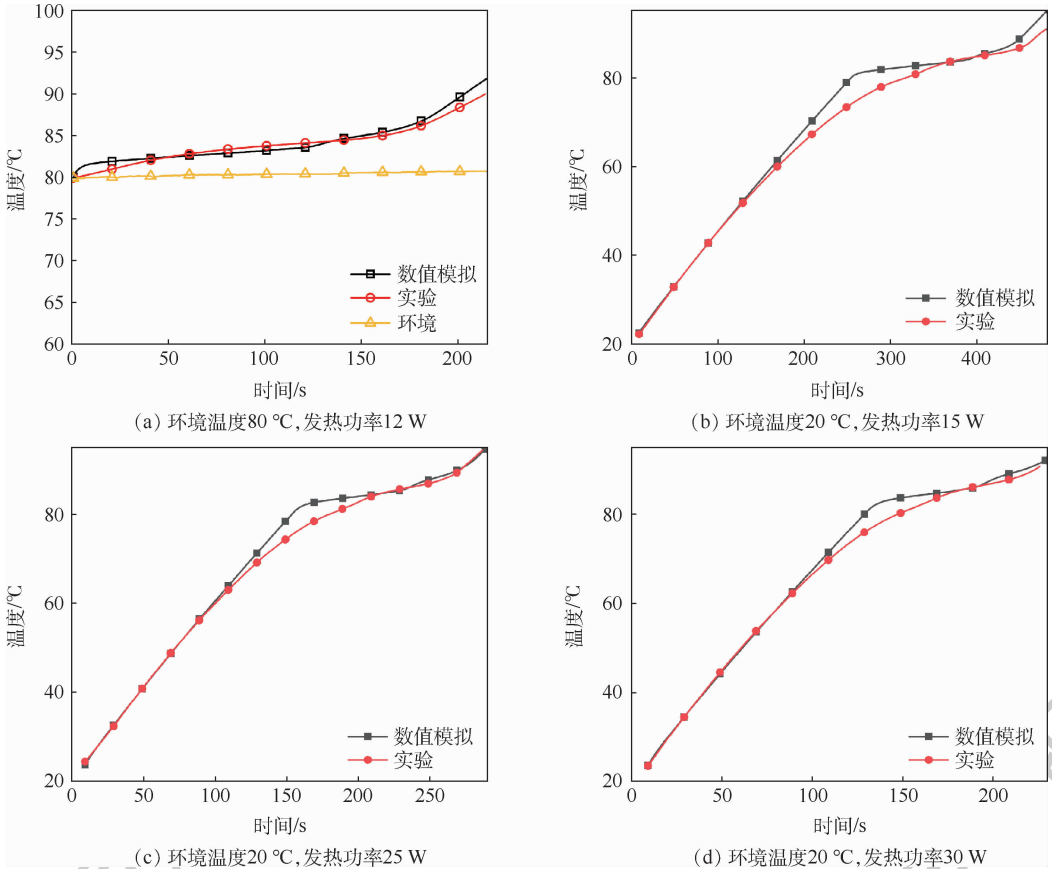


图5 实验与数值模拟的温度-时间曲线对比

Fig. 5 Temperature versus time curves of comparative experiment and numerical simulation

2.2 网格无关性验证

数值模拟中采用结构网格的网格划分方法。为确定合适的网格量,使用三套网格进行网格无关性验证,计算域网格划分情况如图6所示,结果如图7所示。可以看到,网格最大尺寸为0.5 mm和1 mm时温度-时间曲线几乎无差异,而网格最大尺寸为2.0 mm时出现了偏差。因此,网格最大尺寸选取1.0 mm,之后的数值模拟均采用该网格密度。

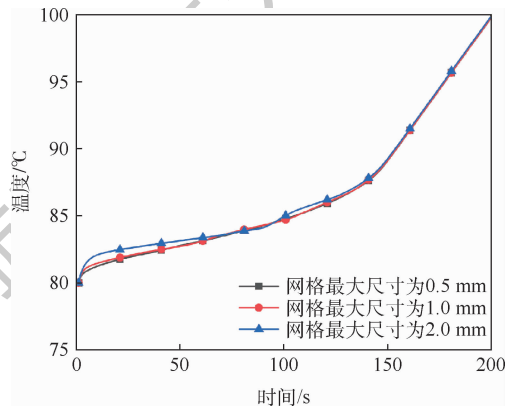


图7 不同网格密度对应的芯片平均温度

Fig. 7 Average temperature of chip for different mesh density

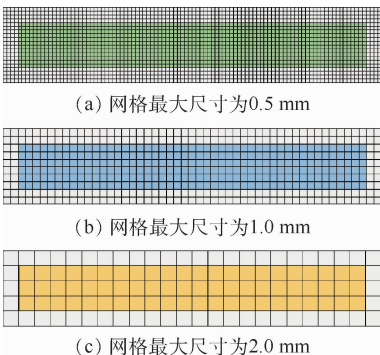


图6 计算域网格划分

Fig. 6 Computational domain mesh partition

3 优化

采用人工神经网络(ANN)和NSGA-II多目标优化算法进行优化设计,优化目标为延长控温时间、减小控温模块质量。

优化过程采取以下方法:

1) 选取控温模块尺寸、发热芯片尺寸与功率。

2) 进行数值模拟,得到各个工况的控温时间。

3) 将结果用于训练人工神经网络,得到输入-输出的函数关系。

4) 采用 NSGA-II 多目标优化算法得到可行域与 Pareto 前沿,根据控温时间需要选取优化方案。

对优化问题的数学描述为

$$\min(f_1(x), f_2(x)) \quad (9)$$

$$g_i(x) \leq 0 (i = 1, 2) \quad (10)$$

式中:决策变量 x 、目标函数 f 分别为

$$x = (l^*, H^*) \quad (11)$$

$$f_1(x) = \text{ANN}(x, c^*, P^*) \quad (12)$$

$$f_2(x) = -(V_{\text{Al}}\rho_{\text{Al}} + V_{\text{PCM/CF}}\rho_{\text{PCM/CF}}) \quad (13)$$

其中: c^* 、 l^* 、 H^* 和 P^* 分别为芯片边长、控温模块边长、控温模块厚度和芯片发热功率的无量纲量。

$$c^* = \frac{c}{c_{\text{max}}} \quad (14)$$

$$l^* = \frac{l}{l_{\text{max}}} \quad (15)$$

$$H^* = \frac{H}{H_{\text{max}}} \quad (16)$$

$$P^* = \frac{P}{P_{\text{max}}} \quad (17)$$

在优化问题中,对于决策变量 x_1 和 x_2 ,若有

$$f_i(x_1) \leq f_i(x_2) \quad \forall i \in (1, 2, \dots, k) \quad (18)$$

$$f_i(x_1) < f_i(x_2) \quad \exists i \in (1, 2, \dots, k) \quad (19)$$

则称 x_1 支配 x_2 。由于本文所讨论的 2 个目标函数处于冲突状态,不存在可同时满足 2 个目标的最优解,即不存在最优支配解。因此,改为寻找非支配解,非支配解不会被可行域内的任何其他解支配,所有非支配解组成 Pareto 最优解集。Pareto 最优解集对应目标函数形成的边界称为 Pareto 前沿,最终对目标进行权衡,根据 Pareto 前沿选取合适的设计方案。Yang 等^[13]针对可折叠电池设计新型相变材料热沉,采用神经网络和遗传算法对热沉设计进行优化,极大提高了热沉的散热性能。

3.1 人工神经网络

人工神经网络是一种模仿生物神经网络的非线性回归数学模型,其包括输入层、隐藏层和输出层。隐藏层包括一系列神经元,或称节点。通过样本对神经网络进行训练,为各个节点分配权重与偏置,这个过程被称为自动学习过程。本文采用的神经网络结构如图 8 所示。

神经网络的输入量为:控温模块边长(l)、控温模块厚度(H)、芯片边长(c)、芯片发热功率

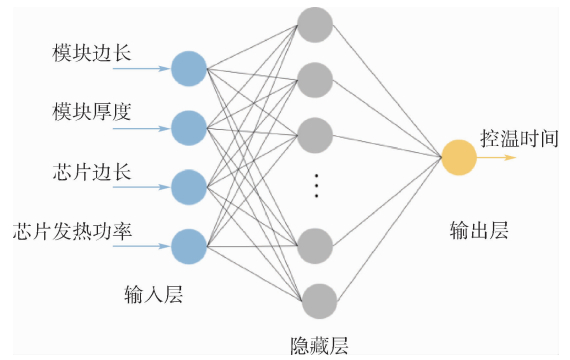


图 8 本文采用的神经网络结构

Fig. 8 Architecture of neural network employed in present study

(P); 输出量为:控温至 90°C 的时间 (T_{set})。各个输入量的约束条件如下:

$$28.9 \text{ mm} \leq c \leq 50 \text{ mm} \quad (20)$$

$$c \leq l \leq 50 \text{ mm} \quad (21)$$

$$9 \text{ mm} \leq H \leq 15 \text{ mm} \quad (22)$$

$$2.5 \text{ W} \leq P \leq 30 \text{ W} \quad (23)$$

无量纲化后约束条件如下:

$$0.578 \leq c^* \leq 1 \quad (24)$$

$$c^* \leq l^* \leq 1 \quad (25)$$

$$0.6 \leq H^* \leq 1 \quad (26)$$

$$0.083 \leq P^* \leq 1 \quad (27)$$

使用 MATLAB 软件中的 BP 神经网络对数据进行训练,选择 Levenberg Marquadt 算法进行回归。100 个数据点中,随机选择 80% 的数据用于训练神经网络,10% 用于验证。隐藏层节点数设置为 8。

通过均方根差 (RMS) 和平均相对误差 (MRE) 来判断预测的准确性。2 个参数的定义如下:

$$\text{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N [(t_{\text{ANN},i} - t_{\text{num},i})/t_{\text{num},i}]^2}{N}} \quad (28)$$

$$\text{MRE} = \frac{\sum_{i=1}^N |t_{\text{ANN},i} - t_{\text{num},i}|}{t_{\text{num},i}N} \quad (29)$$

式中: t_{ANN} 为人工神经网络预测得到的控温时间; t_{num} 为数值模拟得到的控温时间。RMS 与 MRE 的值越小,预测的准确度越高。

3.2 NSGA-II 多目标优化算法

NSGA-II 是由 Deb 等^[14]提出的一种多目标优化算法。相比于其他多目标进化算法 (MOEAs),该算法具有计算复杂度更低、不需要额外指定 sharing parameter 参数的优点,得到优化问题的 Pareto 前沿和可行域。算法的流程如图 9 所示。针对本文的优化问题,选取种群数量 N 为 100,遗传世代数 Gen 设置为 500。

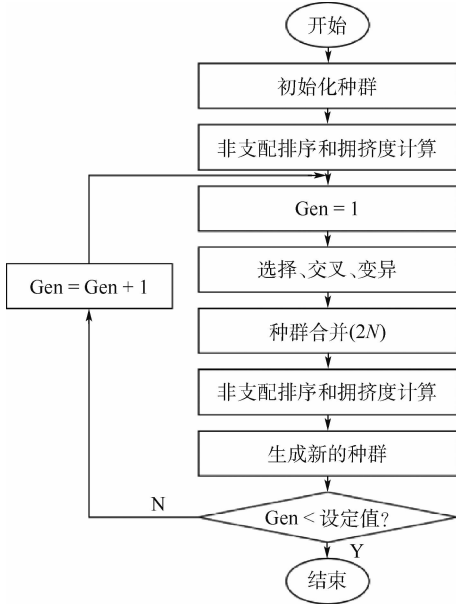


图9 NSGA-II多目标优化算法流程

Fig.9 Steps involved in NSGA-II multi-objective optimization algorithm

为保证能够求得全局最优解,需要解具有足够的多样性,具有较好的分散性^[15]。通过两解间的平均距离 $i_{distance}$ 来表征。

4 结果与讨论

确定芯片尺寸与发热量后,通过优化算法即可求得 Pareto 前沿,按照控温时间需求确定最优模块设计。现针对一块长宽为 35.4 mm、发热功率为 15 W 的芯片进行控温模块优化设计。神经网络预测后得到 RMS 为 0.010 1, MRE 为 0.006 9, 准确性满足要求。采用 NSGA-II 多目标优化算法优化后得到 Pareto 前沿,如图 10 所示。解的平均距离 $i_{distance}$ 为 0.033 3,认为有较好的分散性。可以看出控温时间相同时,优化后的模块相比优化前的模块质量显著降低。设定目标控温时间为 180 s,得到最优的控温模块尺寸设计,具体数值如表 3 所示。

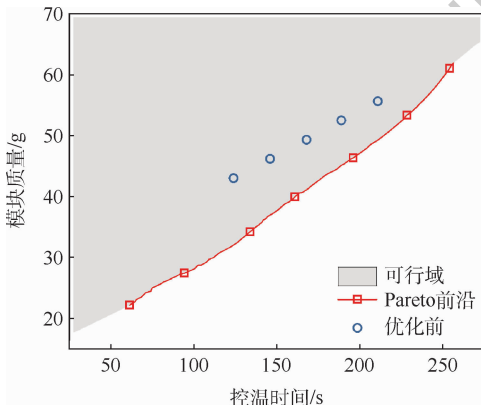


图10 优化后的 Pareto 前沿与优化前的结果对比

Fig.10 Comparison of Pareto front before and after optimization

表3 优化前后的模块几何尺寸对比

Table 3 Comparison of heat sink dimension before and after optimization

参数	优化后	优化前
c/mm	35.4	35.4
P/W	15	15
l/mm	42.5	50
H/mm	15	12
m/g	45.64	52.47

对 NSGA-II 多目标优化算法得到的最优模块设计进行验证,使用 FLUENT 数值模拟方法计算得到控温时间为 189 s,与优化算法得到的结果进行对比,两者结果相符。与原模块设计相比,模块减重 13.0%。

对比优化前后控温模块的温度分布与熔化情况,图 11 展示出加热 100 s 后模块内部温度分布云图与相变材料的液相占比。可以看出,优化后的模块由于长细比更大,铝制外壳起到了增强导热的作用,温度分布与液相分布更均匀,而优化前的控温模块在中心处出现积热。

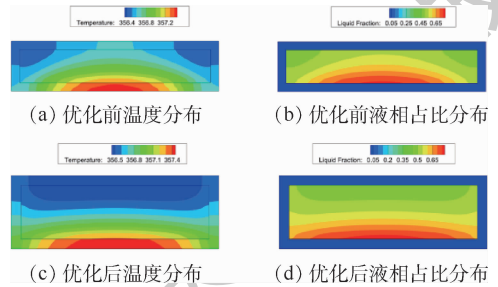


图11 控温 100 s 后控温模块内部温度和液相分布
Fig.11 Temperature and liquid phase fraction distribution in the heat sink at 100 s

5 结束语

本文通过数值模拟的方法对一种相变储热控温模块性能进行评价。采用神经网络与 NSGA-II 多目标优化算法优化模块几何尺寸,降低模块质量、延长控温时间,针对不同尺寸、发热功率的芯片进行匹配优化设计。通过该方法可获得一系列非支配解集,根据不同控温时间需求选择合适的模块尺寸。以 80℃ 环境温度下 90℃ 为控温目标,控温时间 180 s,讨论发热芯片尺寸与功率对控温性能的影响。针对长宽为 35.4 mm、发热功率为 15 W 的芯片进行匹配设计,优化后的模块减重 13.0%。此外优化后的控温模块温度分布与相变材料熔化前沿分布更加均匀,铝制外壳可增强相变材料的导热性。

参考文献 (References)

- [1] 胡锦炎. 固液相变储能热沉的理论与实验研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2017.
HU J Y. Theoretical and experimental research on thermal storage heat sink based on solid-liquid phasechange [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2017 (in Chinese).
- [2] ARSHAD A, ALI H M, YAN W M, et al. An experimental study of enhanced heat sinks for thermal management using n-eicosane as phase change material [J]. Applied Thermal Engineering, 2018, 132: 52-66.
- [3] SRIKANTH R, NEMANI P, BALAJI C. Multi-objective geometric optimization of a PCM based matrix type composite heat sink [J]. Applied Energy, 2015, 156: 703-714.
- [4] WANG S P, QIN P, FANG X M, et al. A novel sebacic acid/expanded graphite composite phase change material for solar thermal medium-temperature applications [J]. Solar Energy, 2014, 99: 283-290.
- [5] QU Y, WANG S, ZHOU D, et al. Experimental study on thermal conductivity of paraffin-based shape-stabilized phase change material with hybrid carbon nano-additives [J]. Renewable Energy, 2020, 146: 2637-2645.
- [6] 车海山. 赤藓糖醇基相变储热材料的制备及性能研究 [D]. 南京: 南京理工大学, 2018.
CHE H S. Preparation and performance study of erythritol-based phase change energy storage composites [D]. Nanjing: Nanjing University of Science and Technology, 2018 (in Chinese).
- [7] GHARBI S, HARMAND S, JABRALLAH S B. Experimental comparison between different configurations of PCM based heat sinks for cooling electronic components [J]. Applied Thermal Engineering, 2015, 87: 454-462.
- [8] ARSHAD A, ALI H M, KHUSHNOOD S, et al. Experimental investigation of PCM based round pin-fin heat sinks for thermal management of electronics; Effect of pin-fin diameter [J]. International Journal of Heat and Mass Transfer, 2018, 117: 861-872.
- [9] 周慧琳, 邱燕. 矩形单元蓄热特性及结构优化 [J]. 储能科学与技术, 2020, 9(4): 1082-1090.
ZHOU H L, QIU Y. Heat storage characteristic and structure optimum in rectangular unit [J]. Energy Storage Science and Technology, 2020, 9(4): 1082-1090 (in Chinese).
- [10] LIU H L, LI B T, ZHANG L K, et al. Optimizing heat-absorption efficiency of phase change materials by mimicking leaf vein morphology [J]. Applied Energy, 2020, 269: 114982.
- [11] VOLLER V R. Implicit finite-Difference solutions of the enthalpy formulation of Stefan problems [J]. IMA Journal of Numerical Analysis, 1985, 5(2): 201-214.
- [12] SARI A, BICER A, LAFCIO O, et al. Galactitol hexa stearate and galactitol hexa palmitate as novel solid-liquid phase change materials for thermal energy storage [J]. Solar Energy, 2011, 85(9): 2061-2071.
- [13] YANG M Z, WANG H, SHUAI W Q, et al. Thermal optimization of a kirigami-patterned wearable lithium-ion battery based on a novel design of composite phase change material [J]. Applied Thermal Engineering, 2019, 161: 114141.
- [14] DEB K, PRATAP A, AGARWAL S, et al. A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: NSGA-II [J]. IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 2002, 6(2): 182-197.
- [15] SRIKANTH R, BALAJI C. Experimental investigation on the heat transfer performance of a PCM based pin fin heat sink with discrete heating [J]. International Journal of Thermal Sciences, 2017, 111: 188-203.

Multi-objective optimization of a high alcohol/expanded graphite composite PCM based heat sink

HOU Xu, XING Yuming, HAO Zhaolong*, WANG Shisong, HOU Tianrui

(School of Aeronautic Science and Engineering, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: A novel composite Phase Change Material (PCM) based heat sink is proposed to cool chips under high ambient temperature. Physical and numerical model is proposed for the heat sink. High alcohol/expanded graphite composite material is chosen as PCM in the heat sink. Numerical model is obtained with the help of FLUENT software for three-dimensional simulation. The effect of heated area on the chip's operation time under same thermal output is investigated. Parameter analysis is performed on the geometric dimensions of the heat sink. Artificial neural network is trained with numerical results to predict the operation time of a given heat sink / chip configuration. NSGA-II multi-objective optimization algorithm is employed to optimize the geometric shape of heat sink based on chip size and power output. The main objective is to stretch operation time while reducing the total weight of the heat sink. A series of non-dominate solution is obtained so that optimal geometric design can be chosen based on operation time needs. The optimization process is carried out to obtain the optimal heat sink design to cool a chip, whose side length is 35.4 mm with constant power output of 15 W. The ambient temperature is 80°C while the chip needs to be kept under 90°C for a sustained operation time of at least 180 s. After optimization, the weight of heat sink is reduced by 13.0%. The temperature and the liquid fraction distribution are more uniform.

Keywords: Phase Change Material (PCM); expanded graphite; thermal management; multi-objective optimization; high alcohol

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0334



红外空空导弹抗干扰效能评估建模

牛得清¹, 伍友利^{1,*}, 徐洋², 吴鑫¹, 张丹旭³, 杨鹏飞⁴

(1. 空军工程大学 航空工程学院, 西安 710038; 2. 中国空气动力研究与发展中心 超高速空气动力学研究所, 绵阳 621000;
3. 空军西安飞行学院, 西安 710300; 4. 军事科学院 评估论证研究中心, 北京 100091)

摘 要: 为了摸清红外空空导弹性能、提高导弹作战效能, 需要全面有效地对导弹抗干扰能力进行评估。但是受限于无穷多的对抗情况, 目前多数基于典型对抗场景进行研究分析, 不够全面。为此使用改进的拉丁超立方采样法在全范围内设计采样点。首先, 对红外对抗原理和仿真系统进行说明和构建, 确定输入参数范围和类型; 其次, 对拉丁超立方采样进行改进优化, 并将其生成的采样结果按需离散化, 满足诱饵离散型参数设置需求; 最后, 运用上述生成的初始参数组合运行仿真系统, 将获取的数据作为样本集交给随机森林模型学习, 通过调优参数及调整损失矩阵后, 得到预测精度为 90.4% 的红外空空导弹抗干扰效能评估模型。通过仿真, 验证了所提模型在不同红外对抗态势和不同提取误差下的有效性。

关键词: 红外对抗; 抗干扰效能; 试验设计优化; 拉丁超立方采样; 随机森林

中图分类号: TN976; TJ762.23

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2021)09-1874-10

红外空空导弹是近距离空战格斗中最有效的杀伤武器^[1]。正是基于其高效杀伤力的特点, 极大地催生了各种干扰手段来减弱其杀伤力。伴随着点源、面源, 甚至是拖拽式诱饵弹的相继开发与使用, 导弹命中目标的难度大大增加^[2]。为了摸清红外空空导弹性能、提高导弹打击能力, 迫切需要全面有效地对导弹抗干扰效能进行评估。

目前, 受限于无穷多的仿真情形, 大多数学者都是基于典型的对抗场景对红外空空导弹抗干扰效能评估进行研究。李慎波等^[3]从几种选定的弹幕距离、导弹进入角度详细分析导弹战术参数对面源红外诱饵干扰效能的影响情况; 徐洋等^[4]探究红外空空导弹在红外诱饵干扰下制导信息跳变缘由, 建立基于跳变视线角速度的脉冲叠加模型, 并通过典型对抗态势进行仿真验证; 唐善军等^[5]对红外导弹抗干扰能力设计和评估方法进行研究, 提出一套描述红外制导导弹抗干扰能力

的指标体系, 并利用某定型红外导弹的系统虚拟样机在选定的弹道情况下进行仿真验证; 牛得清等^[2]从导引识别系统和制导控制系统两方面综合分析红外导弹在典型干扰条件下的干扰效能。然而上述关于红外空空导弹抗干扰的研究, 都是基于典型的对抗场景, 无法全面反映导弹整体的抗干扰效能。因此, 需要通过合理的实验设计方法设置更多的对抗场景, 使红外对抗数据更加充分和全面。常用的实验设计方法包括析因式全组合、蒙特卡罗式随机、拉丁超立方采样等。析因式全组合覆盖范围最全面, 但是其组合数是巨大的, 将其全部组合进行仿真是不现实的。蒙特卡罗式随机获得的实验方案具备很大的随机性, 并且其对数据的利用率不高。拉丁超立方采样既能减少采样方案的随机性, 又能大大减少采样组合数, 能够极大地提高数据利用率。

本文首先对红外对抗原理和仿真系统进行说

收稿日期: 2020-07-13; 录用日期: 2020-09-18; 网络出版时间: 2020-09-29 14:48

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200929.1153.002.html

* 通信作者。E-mail: wadebae@163.com

引用格式: 牛得清, 伍友利, 徐洋, 等. 红外空空导弹抗干扰效能评估建模[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(9): 1874-1883.
NIU D Q, WU Y L, XU Y, et al. Modeling of anti-jamming effectiveness evaluation of infrared air-to-air missile [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(9): 1874-1883 (in Chinese).

明和构建,然后采用改进后的拉丁超立方采样(LHS)法从全范围内设计对抗条件。将对抗条件导入仿真系统运行,得到仿真数据;运用随机森林模型对仿真数据进行学习,得到红外空空导弹抗干扰效能评估模型。最后依据评估模型结合仿真展开分析验证。

1 红外对抗原理及仿真系统搭建

红外对抗是指红外导弹在打击目标过程中,目标通过机动、投掷诱饵弹等方式摆脱来袭导弹从而达到逃逸目的,而导弹则通过各种抗干扰手段来提高自身在此情况下命中率的过程,如图1所示。这是一种典型的双方博弈过程,在该过程中,导弹的来袭方位、目标采取的机动时机和形式、目标投掷诱饵的策略、弹目距离、相对速度等都直接影响着对抗结果^[2]。

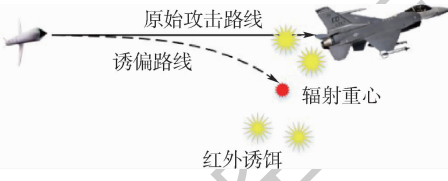


图1 红外诱饵干扰过程

Fig.1 Infrared decoy jamming process

1.1 红外对抗原理

成像式红外导引头通过识别目标红外图像的方式确定目标的方位信息,继而将信息传递给导弹制导控制系统,指引导弹飞向目标。目标发现导弹来袭时,会采取一定的逃逸方式进行逃逸。单纯靠机动来摆脱导弹是不现实的,便逐渐产生了各种红外干扰手段(如红外诱饵、定向红外辐射器等)。诱饵通过剧烈燃烧的方式在红外导引头中产生干扰图像,期望通过这种“隐真示假”的方法迷惑导引头,使导弹无法识别目标甚至脱靶。为了提高导弹在干扰情况下的打击能力,除了在硬件上提高导弹机动性能和红外成像导引头性能外,提高导引头在干扰情况下的识别算法也尤为重要。目前,导引头识别算法中主要使用的图像特征包括能量特征、形状特征、运动特征及更加复杂的合成特征等。下面介绍仿真系统中部分主要功能的实现方法。

1.2 仿真系统搭建

1.2.1 导弹、目标运动模型

目标、导弹均为六自由度模型,其动力学模型如下:

$$\begin{cases} dV_x/dt = F_x/m + \omega_z V_y - \omega_y V_z + g_x \\ dV_y/dt = F_y/m + \omega_x V_z - \omega_z V_x + g_y \\ dV_z/dt = F_z/m + \omega_y V_x - \omega_x V_y + g_z \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} d\omega_x/dt = M_x/J_x + (J_y - J_z)\omega_y\omega_z/J_x \\ d\omega_y/dt = M_y/J_y + (J_z - J_x)\omega_z\omega_x/J_y \\ d\omega_z/dt = M_z/J_z + (J_x - J_y)\omega_x\omega_y/J_z \end{cases} \quad (2)$$

式中: m 为目标或导弹质量; J_x, J_y, J_z 为转动惯量; F_x, F_y, F_z 为所受合力; g_x, g_y, g_z 为加速度; V_x, V_y, V_z 为速度; $\omega_x, \omega_y, \omega_z$ 为角速度; M_x, M_y, M_z 为所受合力矩。

其运动学模型如下:

$$\begin{cases} dX/dt = V_x \\ dY/dt = V_y \\ dZ/dt = V_z \end{cases} \quad (3)$$

式中: X, Y, Z 为目标或导弹位置。

相对运动模型如下:

$$\begin{cases} \Delta X = X_t - X_m \\ \Delta Y = Y_t - Y_m \\ \Delta Z = Z_t - Z_m \end{cases} \quad (4)$$

1.2.2 导弹制导模块

导弹采用比例导引法制导,满足:

$$\dot{\sigma} = N \cdot \dot{q} \quad (5)$$

式中: N 为比例导引系数; q 为弹目连线与参考线的夹角,具体计算见式(6); σ 为导弹速度方向与参考线的夹角,二维关系如图2所示。

$$q = \begin{bmatrix} q_h \\ q_v \end{bmatrix} = c \begin{bmatrix} e_x \\ e_y \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: e_x 和 e_y 分别为目标中心在导引头视场中距离视场中心的水平像素偏差和垂直像素偏差; c 为固定参数,其由导引头视场角和导引头像素数共同决定。

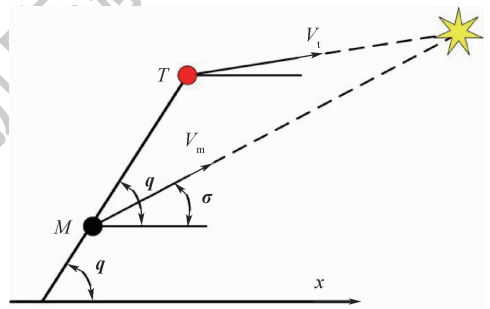


图2 比例导引法

Fig.2 Proportional navigation guidance

1.2.3 诱饵模块

诱饵为三自由度模型,除无动力外与上述六自由度类似,在此不再赘述。诱饵投掷模型如下:

$$t_k = t_f + t_i(l_k - 1) + (m_k - 1)[(l - 1)t_i + t_g] \quad (7)$$

式中: t_k 为第 k 次诱饵弹投掷时刻; t_f 为首发诱饵弹发射时间; t_i 为发射诱饵弹组内间隔; t_g 为发射

诱饵弹组间间隔; m_k 为当前发射组数; l_k 为当前第 m_k 组组内发射次数; l 为每组内发射总次数。

设诱饵弹总数为 D_t , 其与每组诱饵弹投掷数 D_g 和单次诱饵弹投掷数 D_o 满足下述关系:

$$\begin{cases} D_t = D_g m \\ D_g = D_o l \end{cases} \quad (8)$$

式中: 通常情况下 $D_o = 1, 2$; m_g 为发射总组数。

虽然目前实际诱饵弹投掷角度和投掷速度是固定的几种情况, 但是考虑到探究性地分析各个因素对红外空空导弹的干扰效能, 因此诱饵水平和垂直投掷角度 θ_h 和 θ_v , 以及投掷速度 V_s 分别满足:

$$\begin{cases} -180^\circ \leq \theta_h \leq 180^\circ \\ -90^\circ \leq \theta_v \leq 90^\circ \\ 10 \text{ m/s} \leq V_s \leq 40 \text{ m/s} \end{cases} \quad (9)$$

1.2.4 导引头识别模块

导引头主要通过图像特征来识别定位目标^[6], 通过对比当前帧中候选目标与前面数帧中真实目标的相似程度, 选择最相似的区域作为目标所在区域。仿真系统选取的图像特征如表 1

所示。

表 1 图像特征定义

Table 1 Image feature definition

特征编号	特征	定义
c_1	能量	$c_1 = \sum_{j=1}^{m_1} \sum_{i=1}^{n_1} E_{i,j}$
c_2	能量变化率	$c_2 = \left \frac{c_{1,t} - c_{1,t-1}}{c_{1,t-1}} \right $
c_3	平均灰度	$c_3 = c_1/s$
c_4	长宽比	$c_4 = l/w$

注: $m_1 \times n_1$ 为导引头图像像素数; $E_{i,j}$ 为像素点能量; s 为目标图像区域像素点个数; l 和 w 分别为目标图像区域外接矩形的长和宽。

识别相似度计算式如下:

$$S_t = 1 - \sum_{i=1}^4 \frac{|c_{i,t} - c_{i,t-1}|}{c_{i,t} + c_{i,t-1}} \quad (10)$$

式中: S_t 为 t 时刻导引头图像中各区域与目标的相似程度; $c_{i,t}$ 为 t 时刻候选区域特征值; $c_{i,t-1}$ 为 $t-1$ 时刻真实目标特征值。

上述功能主要在 MATLAB 中实现, 图像渲染功能在 Visual Studio 2010 中实现, 联合两者共同开发出图 3 所示红外对抗仿真系统。

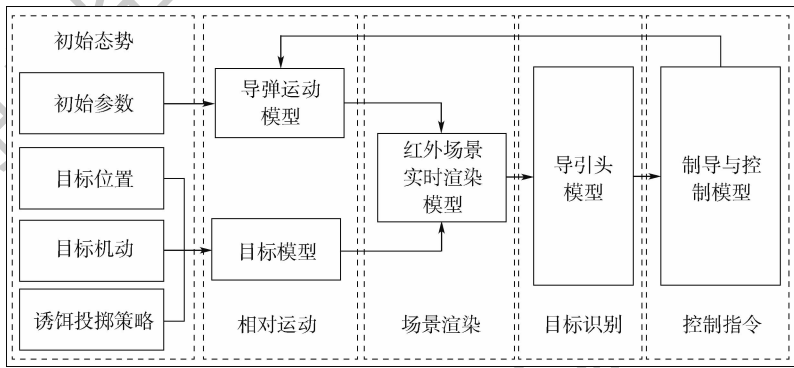


图 3 仿真系统框架

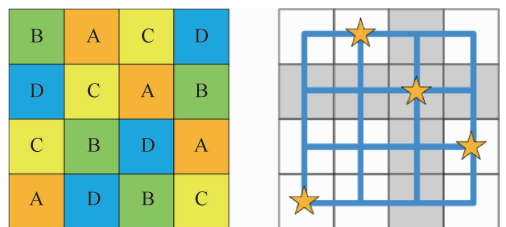
Fig. 3 Simulation system framework

该仿真系统共需初始参数 20 个, 其中包括 16 个连续类型和 4 个离散类型参数(具体见 3.1 节), 且一条弹道仿真下来要 30 s 左右的时间。若不对系统输入参数进行设计, 会导致同等仿真次数下获取信息量少或同等信息量下所需时间太长的问题。因此, 必须找一种能够合理地由无数种参数组合中选取更具代表性的一部分的方法, 以期获取更多信息。拉丁超立方采样就是专门解决该类工程问题的方法, 下文对该方法进行阐述分析。

2 拉丁超立方采样

“拉丁方”类似于一种数独游戏方阵, 在 m_a 阶方阵中填充 m 个不同的元素(数字、符号、字母

等), 且在同一行同一列中, 相同的元素只能出现一次, 如图 4(a) 所示拉丁方阵。该拉丁方阵中任取一个元素, 其所在的位置就组成一个 $m=4, n=2$ 的拉丁方采样, 其中 m 为采样数, n 为因素数。当选取 A 元素时, 结果如图 4(b) 所示, 其最本质的特征就是每行每列都必须且只能有一个元素填



(a) 拉丁方阵

(b) 拉丁方采样

图 4 拉丁方阵及采样

Fig. 4 Latin square and sampling

充^[7]。拉丁方是一个二维平面阵($n=2$),拉丁立方是一个三维立体阵($n=3$),拉丁超立方是一个维度大于3的超立方阵,由于近来学者所研究的问题越来越复杂,要分析的因素通常都大于3,便逐渐形成了拉丁超立方采样。

2.1 拉丁超立方采样原理

拉丁超立方采样是一种分层采样过程,其基于变量累积分布函数进行等概率采样,能够弥补蒙特卡罗采样的不足,以较小的采样规模实现较高的采样精度,在近代计算机仿真和工程应用中很受欢迎^[8]。拉丁超立方采样的主要步骤包括2部分:分层采样和打乱排序。首先,根据 x_1, x_2 的累积分布函数进行 m 等分得到 $\{[0 \sim 1/m], [1/m \sim 2/m], \dots, [(m-1)/m \sim 1]\}$,然后在每个区间段内采样。为保证采样点间的独立性,对得到的 x_1, x_2 的采样值以随机的方式或者基于某种规则进行打乱排序,便得到了质量更佳的采样方案。但是上述不同的打乱排序会得到不同的结果,以 $m=5, n=2$ 为例,结果如图5所示。

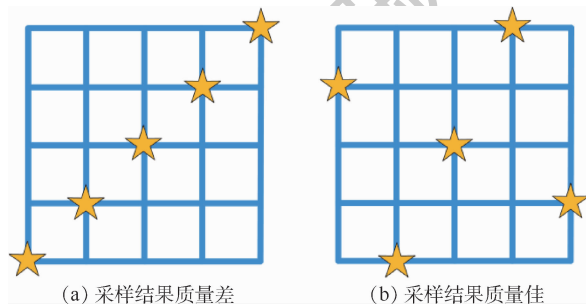


图5 拉丁超立方采样结果

Fig. 5 Latin hypercube sampling results

图5中2种对比情况可以看出,图5(a)为不理想的结果,其采样点在对角线上,左上部分和右下部分空间并没有采样点,“充满空间”效果差;图5(b)为较理想的结果,其中采样点基本充满整个采样空间,“充满空间”效果好。该问题催生了

各种打乱排序规则及评价标准,期望得到填充性能更好的采样方案,后来便出现了“优化拉丁超立方采样”。

2.2 拉丁超立方采样优化

基于2.1节中提出的问题,要获得一个较好的拉丁超立方采样方案,首先需要有一个衡量标准来评判。基于衡量标准,可以尝试从各种组合中选取最佳方案。常见的评估拉丁超立方采样均匀性的准则有极大极小(M_{aximin})距离准则^[9]、 Φ_p 准则^[10]、 C_{12} 准则^[11]、最低势能(E_λ)准则^[12]等。本文中采用 Φ_p 准则和极大极小(M_{aximin})距离准则来衡量采样方案的优劣。 Φ_p 准则的表达式如下:

$$\Phi_p = \left(\sum_{1 \leq i < j \leq n} (d_{ij})^{-p} \right)^{1/p} \quad (11)$$

式中: p 为系数,通常取20; n 为采样维度; d_{ij} 为采样点 x_i 和 x_j 之间的距离,其表达式如下:

$$d_{ij} = \left(\sum_{k=1}^n |x_{ik} - x_{jk}|^{c_5} \right)^{1/c_5} \quad (12)$$

式中: $c_5=1$ 或2,当 $c_5=1$ 时 d_{ij} 为曼哈顿距离,当 $c_5=2$ 时 d_{ij} 为欧几里得距离,本文中采用欧几里得距离。

极大极小(M_{aximin})距离准则表达式如下:

$$M_{\text{aximin}} = \max \left(\min_{1 \leq i < j \leq n} d_{ij} \right) \quad (13)$$

式中: d_{ij} 同式(12)定义相同。

优化途径通常有两大类:一类是将上述准则作为目标函数,运用遗传算法、退火算法、粒子群算法等一系列寻优算法来进行优化,该方法对规模较小的采样可行;当采样规模较大时,就会出现采样结果并未全局最优或者耗时很长的问题。另一类方法是基于某种特定规则进行排序(如对称化^[13]、子采样^[14]、局部枚举法^[15]等),本文中采用的是改进后的平移传播快速拉丁超立方(TPL-HD)采样^[16],其过程如图6所示。

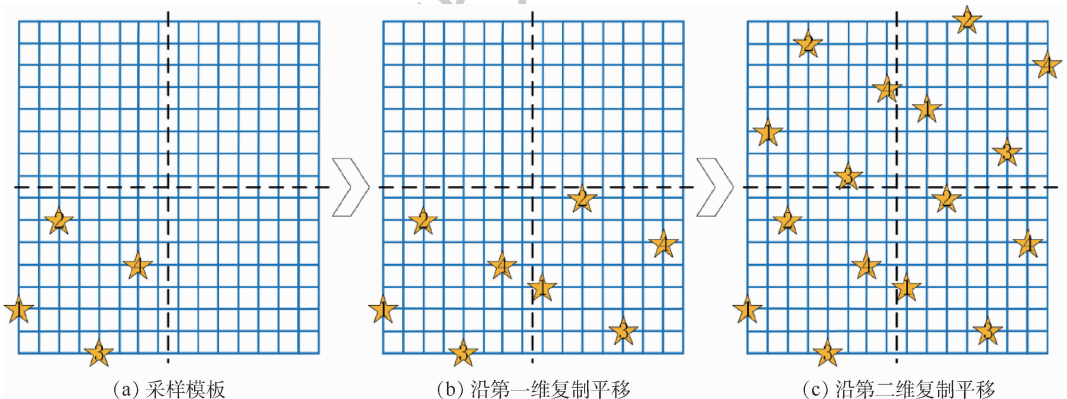


图6 示例采样过程

Fig. 6 Sample sampling procedure

上述示例中,步骤如下:

1) 确认采样规模 X_{mn} , 以 $m_d = 16, n = 2$ 为例, 即采样规模为 16×2 矩阵 $X_{16,2}$ 。

2) 将采样空间每个维度都一分为二, 则整个采样空间被划成数量为 $b = 2^n$ 的样块, 本例中 $b = 4$ 。

3) 选择尺寸为 $m_b \times n$ 基础样块, 其中 $m_b = \lceil m/b \rceil$, 本例中 $m_b = 4$ 。

4) 将上述基础样块依次在每一维度进行平移复制, 得到初始采样方案。

5) 将采样方案中多余的采样点按照距离采样中心由远到近的顺序删除, 达到采样尺寸要求, 完成采样。

可以发现, 该方法采样过程中并不涉及寻优迭代。该方法生成采样方案速度比其他方法快很多, 并且其采样质量也能够得到保证。将 MATLAB 自带 lhs 函数和 TPLHD 采样进行简单对比分析, 每组分别运行 100 次取平均值, 结果如表 2 所示。

通过表 2 结果可以发现, TPLHD 采样方法在质量上比 lhs 函数有较大的提升 (M_{aximin} 越大、 Φ_p 越小, 质量越好), 时间上基本一致。

表 2 性能对比结果

Table 2 Performance comparison results

方法	规模 $m \times n$	平均值 M_{aximin}	平均值 Φ_p	计算时间/s
lhs	50 000 × 12	0.189	6.328	44.28
TPLHD	50 000 × 12	0.323	5.559	46.32

2.3 适应离散化采样区间

上述采样方案中, 每个变量的取值区间都是连续的, 但是对于红外对抗仿真系统, 有部分变量是离散的。如何将上述连续的采样方案适用于离散的采样设计是必须要解决的问题。为此, 提出采样方案离散化方法, 具体如下:

1) 将采样方案中 $x_{i,j}$ (取值区间 $[1, m]$) 进行归一化, 公式如下:

$$x_{i,j} = \frac{x_{i,j} - 1}{m - 1} \quad 1 \leq i \leq m, 1 \leq j \leq n \quad (14)$$

2) 将所有离散类型变量固定顺序, 默认其取值区间为 $[0, 1]$ 。

3) 按照上述优化后采样方法进行采样, 将归一化后的采样结果 $x_{i,j}$ 返还其真实值 $X_{i,j}$, 其中第 j 维度取值区间为 $[a_j, b_j]$, 公式如下:

$$X_{i,j} = x_{i,j}(b_j - a_j) + a_j \quad (15)$$

若 $X_{i,j}$ 所对应第 j 维度变量为离散类型, 其取值总个数为 h 个。那么 $X_{i,j}$ 取第 l_1 个值, 满足关系式 $(l_1 - 1)/h \leq X_{i,j} \leq l_1/h$, 其中 $1 \leq l_1 \leq h$ 。

4) 得到最终采样方案 X_{mn} 。

经验证, 改进后的 TPLHD 采样方法能够在同等时间内生成填充质量更高的采样方案。通过离散化步骤, 能够很好地将连续采样方案转化为离散化采样方案, 满足了红外对抗仿真系统的使用需求。

3 数据获取及随机森林模型构建

3.1 红外对抗仿真数据获取

3.1.1 目标机动设置

考虑到目标实际机动过程中, 速度会伴随着不同的机动不断变化, 并非单独可控。因此, 设置目标机动初始速度 $0.8 Ma$, 初始高度为 $5\ 000\text{ m}$, 机动结束后速度逐渐趋于 $0.8 Ma$ 。机动类型包括 90° 左转弯、 90° 右转弯、俯冲、跃升和无机动 5 种。

3.1.2 导弹初始参数设置

导弹初始参数包括弹目距离、导弹初始速度、水平进入角、垂直进入角、水平框架角、垂直框架角。其中, 框架角主要影响导弹发射时刻能否搜索定位到目标, 设置其均为 0° 以保证导弹发射时刻能够搜索并且定位目标。进入角决定弹目初始态势, 其中垂直进入角决定导弹是向下攻击目标, 目标还是向上攻击目标。无论向上还是向下攻击目标均不利于实际打击, 向上打击目标, 导弹需要克服自身重力耗费额外的燃料, 极大地减弱导弹的作战性能; 向下打击目标, 则会面临严重的地面杂波, 对导引头识别目标造成明显的影响。实际情况下, 通常当弹目尽量处于同一水平面时发射导弹, 因此垂直进入角设置为 0° 。水平进入角决定导弹是从尾后 (0°)、迎头 (180°) 或其他方向 ($0^\circ \sim 180^\circ$) 打击目标, 其为连续变量, 考虑到实际测量并不能达到很精确, 因此将其取值划分为 $0^\circ \sim 180^\circ$ (间隔 10°) 共 19 种情况。导弹初始速度由载机速度决定, 设置为 $1.0 Ma$ 。弹目距离受弹目初始态势影响, 为保证无干扰下全态势均能打上目标, 将其设置为 $2 \sim 6\text{ km}$, 考虑到高速原因, 及时准确地获取精确弹目距离较为困难且意义不大, 将其等 500 m 间隔设置, 共 9 种情况。

3.1.3 目标诱饵投掷参数设置

诱饵总数 (12、24、36、48) 4 种、诱饵弹齐投数 (1、2) 2 种、投掷组数 (4、6、12) 3 种、投掷时刻 ($0.5 \sim 5\text{ s}$, 间隔 0.1 s) 46 种、组内时间间隔 ($0.1 \sim 0.5\text{ s}$, 间隔 0.1 s) 5 种、组间时间间隔 ($0.2 \sim 1\text{ s}$, 间隔 0.2 s) 5 种、投掷初速度 (10、20、30、40 m/s) 4 种、水平投掷角度 ($-180^\circ \sim 180^\circ$, 间隔 10°) 37 种、垂直投掷角度 ($-90^\circ \sim 90^\circ$, 间隔 10°) 19 种, 共计 9 个参数。

3.1.4 仿真输入参数及结果处理

汇总上述需设置参数共12个,全部组合多达 6.636×10^{10} 种,依据第2节拉丁超立法采样方法设计50 000种仿真初始参数组合(既采样方案 $m = 50\ 000, n = 12$),分别运行仿真并记录每种情况下脱靶量。依据脱靶量和脱靶可能性大小将脱靶量分为3个等级,依次为第一级(0~6 m,高命中率),第二级(6~8 m,中命中率),第三级(>8 m,低命中率),至此得到全部后续所需数据。

3.2 随机森林模型构建

3.2.1 随机森林原理

随机森林是机器学习中集成学习的一种常用方法,其将众多弱学习器组合成一种预测精度和抗扰能力更强的强学习器,被广泛运用于分类、回归和异常检测等方面^[17-19]。本文中弱学习器采用决策树,将众多决策树按照一定规则集合到一起便形成“森林”。之所以随机森林性能要优于决策树,就是因为“随机”的加入,其中包括随机有放回抽取样本和随机选择样本中的特征。随机有放回抽取样本保证每个弱学习器所学习的样本都是随机的且相互之间有一定的重复,以保证同一问题能够被多个弱学习器学习;随机选择样本特征保证弱学习器能够从不同的角度学习问题,从而减少它们之间的相关性,避免对同一测试样本得出同一错误结果。森林中任意2棵决策树相关性越高,则集成的随机森林抗扰性越差,分类错误率越高;每棵树的分类能力越强,则集成的随机森林分类能力越强,分类精度越高。

3.2.2 算法步骤

步骤1 随机有放回的从总数据集 D 中抽取 $2/3$ 的数据作为决策树 $f_1(x)$ 的训练集 D_1 。

步骤2 随机从样本总特征 M 中选择 m ($m < M$) 个特征作为该决策树的学习特征,通过计算 m 个特征的“基尼系数”(Gini index),选择最优特征分裂该节点。假设当前含有特征 m 中第 i ($1 \leq$

$i \leq m$) 个特征 m_i 的样本一共包括 c_6 个类别,则特征 m_i 的 G_{ini} 值为

$$G_{ini}(m_i) = 1 - \sum_{j=1}^{c_6} p_j^2 \quad (16)$$

式中: p_j 为 c_6 个类别中类别 j 出现的概率。遍历所有特征 m ,选择 G_{ini} 值最小的特征 m_i 作为当前节点的分裂特征。从剩余特征 $\{m_1, m_2, \dots, m_{i-1}, m_{i+1}, \dots, m_m\}$ 继续重复上述 G_{ini} 值计算、分裂特征选取步骤,得到下层节点分裂特征,不断重复该过程直到结果不可再分为止。至此得到决策树 $f_1(x)$ 。

步骤3 重复步骤1、步骤2,得到 k 棵决策树 $\{f_1(x), f_2(x), \dots, f_k(x)\}$,综合 k 棵决策树,将不同的分类结果投票计数,将票数最多的作为最终结果。

3.2.3 模型参数优化

通常,随机森林中有2个参数需要根据问题调节:决策树个数 k 和每个决策树所抽取的特征数 m 。随机森林中,决策树个数太少,则抗扰性能较差且易于过拟合;决策树个数太多,一方面训练时间大大增加,另一方面错误的决策树增加使得少数优质决策树的结果被淹没,使得随机森林整体精度较差。每个决策树随机选择的样本特征数量越多,则相对来说决策树的分类能力越强,但是决策树之间的相关性会随之增加,导致对同一样本预测为同一个错误类别的可能性随之增加;当特征数较少时,由于信息量太少导致单棵决策树的分类能力较低,使得总体效果较差。总之,决策树个数和特征数的多少与随机森林抗扰能力和分类精度有密切联系。对上述2个参数采用第2节采样方法生成 ($m = 50, n = 2$) 采样方案,遍历得到最佳参数。需要说明的是,除了上述2个参数外,还需要根据实际问题来调节其损失矩阵,使其结果更加符合实际需求。

3.2.4 模型生成

通过上述方法生成的随机森林模型各类预测结果如表3所示。

表3 随机森林模型结果

Table 3 Random forest model results

预测模型	模型1			模型2		
	P_1	P_2	P_3	P_1	P_2	P_3
T_1	35 505	114	110	32 336	604	2 789
T_2	953	4 364	130	403	4 533	511
T_3	1 915	375	6 534	324	164	8 336
Accuracy/%	92.8	92.8	90.4	90.4	90.4	90.4
PPV or FDR of T_1 /%	93	2	2	98	11	24
PPV or FDR of T_2 /%	2	90	2	1	86	4
PPV or FDR of T_3 /%	5	8	96	1	3	72
PPV/%	93	90	96	98	86	72
FDR/%	7	10	4	2	1	28

注:PPV or FDR of T_1 为实际情况第一级的 PPV 或者 FDR。

表3中:模型1、模型2为随机森林模型, P_1 、 P_2 和 P_3 分别为模型预测结果第一级、第二级和第三级; T_1 、 T_2 和 T_3 分别为实际情况第一级、第二级和第三级;准确度 $A_{accuracy}$ 表征模型整体预测性能;阳性预测值(Positive Predict Value, PPV)表征预测结果的可信程度;伪发现率(False Discovery Rate, FDR)表征预测结果中被错误预测为其他类别的程度;黑色加粗数据表示该结果实际被高估。准确度计算公式为

$$A_{accuracy} = \frac{\sum_{i=1}^3 n_{T_i P_i}}{\sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 n_{T_i P_j}} \quad (17)$$

式中: $n_{T_i P_j}$ 为所有真实*i*级样本被预测为*j*级的数量。

*i*级样本的阳性预测值计算公式为

$$PPV_i = \frac{n_{T_i P_i}}{\sum_{j=1}^3 n_{T_i P_j}} \quad (18)$$

*i*级样本的伪发现率计算公式为

$$FDR_i = \frac{\sum_{j=1, j \neq i}^3 n_{T_i P_j}}{\sum_{j=1}^3 n_{T_i P_j}} \quad (19)$$

通过优化,最终确定参数 $k=100, m=4$ 。在损失矩阵权值一样的情况下,可得最优模型为模型1,其预测整体准确度为92.8%。但是模型1预测一级分类 FDR_1 为7%,该值表示模型预测导弹高命中率结果中,有7%的结果并不可信,其中2%为中命中率,5%为低命中率。这种情况会使得预测结果中存在7%达不到高命中率的情况被高估为高命中率(8%达不到中命中率被高估为中命中率),这样的高估被应用于实际将会带来巨大的损失,应尽量降低此类情况发生。因此,希望在预测结果为高命中率下尽可能减少真实情况为中或低命中率的情况;在预测结果为中命中率下尽可能减少真实情况为低命中率的情况,来保证预测结果更符合实际需求。通过调节损失矩阵,得到模型2,该模型预测一级分类 FDR_1 为2%,相对于模型1有了很大的提高。预测二级分类 FDR_2 为14%,虽然整体上较模型1有所增加,但是其中预测结果被高估的比例由8%变为3%。虽然模型2预测整体准确度为90.4%低于模型1,但是前者相对于后者,高估武器性能的可能性由15%降低为5%。相对于低估武器性能,高估其性能带来的结果危害更大,因此模型2比模型1更合适。

4 仿真试验验证

上述红外空空导弹抗干扰效能评估模型构建过程中所用数据都是没有误差的,但是在实际参数提取过程中或多或少都会存在部分误差。因此,本节从参数无提取误差和存在提取误差2方面分别对上述模型2进行简单仿真验证。

4.1 无提取误差时模型评估效果

从上述50000样本库外随机选择上述3种类别各一种,分别仿真100次,计算其命中率与预测结果进行比较。参数设置及结果如表4所示。

表4 对抗场景设置

Table 4 Countermeasure scenario setting

参数	场景 a	场景 b	场景 c
目标机动类型	I	II	III
首枚诱饵发射时间/s	1	1	1.5
诱饵总数	12	24	48
每组数量	12	4	6
组间间隔/s	0.6	0.8	1
组内间隔/s	0.1	0.1	0.2
每次投掷数量	2	1	2
水平投掷角/(°)	60	60	30
垂直投掷角/(°)	60	-60	-30
诱饵投掷速度/(m·s ⁻¹)	10	30	40
导弹水平进入角/(°)	85	10	160
初始弹目距离/m	2 500	3 500	4 500
预测结果	Level 3	Level 2	Level 1
仿真命中率/%	29	64	96

表4中:机动类型I、II、III分别代表无机动、90°左转弯机动、俯冲机动。其他参数均保持一致,导弹初速度为1.0Ma,弹目距离为2.5 km,目标初始速度0.8Ma。3种场景导引头视场部分图像序列如图7所示。

图7(a)目标无机动,诱饵往左前斜上方连续急投,随着诱饵在*x*方向上速度下降,刚好形成一道屏障完全遮住目标;导弹开始跟踪可疑目标能量重心,目标则借助屏障逐渐逃离导引头视场,导弹很容易脱靶。该想定中目标机动和诱饵使用搭配完美,若诱饵投掷组内间隔变大或诱饵垂直投掷方向向下,则无法形成图中后期诱饵遮蔽屏障,势必会大大减弱诱饵的干扰效果。

图7(b)目标90°左转弯机动,单枚投掷诱饵,该情况下诱饵干扰效果较差,前期并未对导弹造成有效干扰;后期有一枚诱饵对目标部分尾焰短暂遮挡,对导弹造成一定扰动且该时刻弹目距离已经很近,目标又在机动,若导弹此时被诱饵干扰,则容易造成脱靶。该想定中目标机动和诱饵使用搭配一般,诱饵投掷垂直方向为机身下侧,导

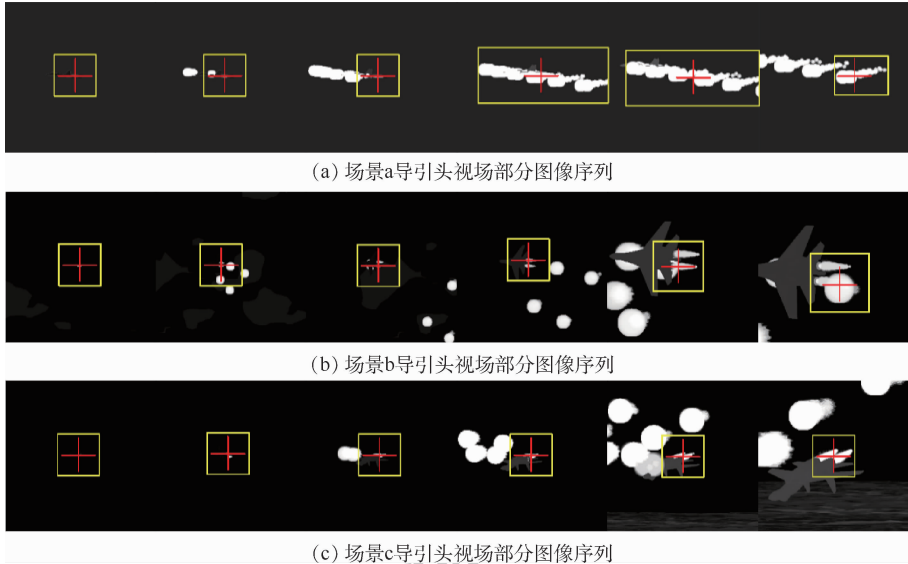


图7 导引头视场图

Fig. 7 Seeker view image

弹尾后打击,诱饵投掷刚好处于弹目连线外侧,无法对导弹形成大强度诱偏;若将诱饵投掷方向改为垂直机身上侧,则诱饵位于弹目连线之间,能够达到最佳的干扰效果。

图7(c)目标俯冲机动,该机动将所投掷的诱饵迅速甩开,未对目标尾焰形成遮挡,导致诱饵的干扰效果极差。该想定中目标机动和诱饵使用搭配很差,虽然该想定同时存在导引头视场中诱饵个数较多,但是整个过程都未能对目标尾焰形成遮挡,也没有对导弹形成有效干扰。其原因为目标俯冲角度过大,诱饵下降速度远小于飞机俯冲速度,若飞机能够减小俯冲角度到合适范围,则诱饵对目标形成遮挡,能够增强其干扰效果。

总结上述结果可以得到,只有目标机动类型和诱饵使用方式两者合理搭配才能对导弹形成有效干扰,任意一者错误使用都将极大降低目标成

功逃逸几率。

4.2 存在提取误差时模型评估效果

本文模型中共需要参数12个,全部提取自红外对抗仿真系统。考虑到实际情况中,部分参数提取比较困难,存在提取误差,因此有必要从12个参数中选取部分提取较困难的参数,分析其存在提取误差时,本文模型评估效果。本节选取提取困难较大的参数包括首枚诱饵发射时间、诱饵投掷速度、诱饵水平投掷角、诱饵垂直投掷角、导弹水平进入角和目标机动类型。下面分析其存在误差时模型预测误差变化情况。

将提取误差分为5个等级,即分别与真值存在10%、20%、30%、40%和50%的偏差。依次对每个参数分别加入上述提取误差时(目标机动类型提取误差为对应概率被提取为其他机动类型),得到评估模型相对误差变化,如图8所示。

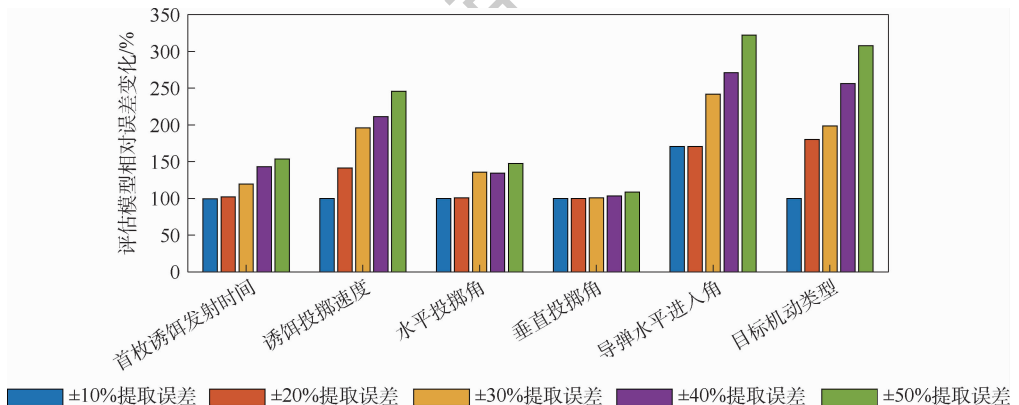


图8 存在提取误差情况下评估模型相对误差变化

Fig. 8 Relative error graph of evaluation model with extraction error

图8中,横坐标包含6个参数,每个参数中5条长柱依次表示提取误差为10%、20%、30%、40%和50%的情况。纵坐标为评估模型误差的相对变化(R_e)情况,其表达式如下:

$$R_e = \frac{1 - A_{\text{accuracy}_{e=i}}}{1 - A_{\text{accuracy}_{e=0}}} \quad i = 0.1, 0.2, \dots, 0.5 \quad (20)$$

式中: $A_{\text{accuracy}_{e=i}}$ 为当某参数存在提取误差*i*时,模型预测准确度; $A_{\text{accuracy}_{e=0}}$ 为无提取误差时,模型预测准确度。

从图8中可以看出,各参数随着提取误差的增加,评估模型相对误差也不断增加。当导弹进入角和目标机动类型提取误差为50%时,模型预测误差变为原来的3.2倍左右,此时模型预测精度最低,由90.4%变为69.28%。总体来看,当提取误差低于20%时,模型预测误差总体变化不大;超过20%时,模型预测误差将会发生较大变化。除此之外,评估模型对诱饵投掷角和首枚诱饵投掷时间误差不敏感;对诱饵投掷速度误差次之;对导弹进入角和目标机动类型误差最敏感。评估模型对不同参数误差的敏感与否,在一定程度上从侧面间接反映出各因素对空空导弹抗干扰效能的影响程度。

5 结 论

红外空空导弹效能评估不仅能够帮助设计人员对其改进迭代,更有助于作战使用人员熟悉导弹性能提高作战效能。主要结论如下:

1) 平移传播快速拉丁超立方(TPLHD)采样相比于MATLAB自带lhs采样函数在质量上有明显提高,同时生成时间几乎保持不变。通过离散化环节,能够完美地适应离散采样。

2) 随机森林模型能够很好地学习导弹打击数据,默认情况下能够很好地预测导弹打击结果,但是其会高估导弹抗干扰能力。通过合理调节损失矩阵,大大降低了这种高估预测的可能。

3) 合理使用点源诱饵并搭配合适的机动能够对导弹产生强烈的干扰,该情况下目标更容易成功逃逸。

4) 从单个因素方面来看,评估模型对导弹进入角和目标机动类型两者最为敏感;从整体来看,当参数提取误差小于20%时,模型预测精度不会发生明显变化。

参考文献 (References)

[1] 黄鹤松,童中翔,李建勋,等.基于空战评估的红外空空导弹功能仿真[J].红外与激光工程,2015,44(3):803-809.

HUANG H S, TONG Z X, LI J X, et al. Functional simulation of infrared air-to-air missiles based on combat assessment[J]. Infrared and Laser Engineering, 2015, 44(3):803-809 (in Chinese).

[2] 牛得清,伍友利,徐洋,等.点源红外诱饵干扰下环境复杂度量建模[J].红外与激光工程,2020,49(2):211-219.

NIU D Q, WU Y L, XU Y, et al. Quantification modeling for environmental complexity under point source infrared decoy interference[J]. Infrared and Laser Engineering, 2020, 49(2):211-219 (in Chinese).

[3] 李慎波,李韬锐,童中翔,等.导弹战术参数对面源红外诱饵干扰效能影响[J].红外与激光工程,2018,47(7):133-142.

LI S B, LI T R, TONG Z X, et al. Influence of tactical parameters of missile on jamming effectiveness of surface source infrared decoy[J]. Infrared and Laser Engineering, 2018, 47(7):133-142 (in Chinese).

[4] 徐洋,方洋旺,伍友利,等.红外诱饵干扰下导引头视角速度跳变特征建模[J].红外与激光工程,2019,48(5):110-120.

XU Y, FANG Y W, WU Y L, et al. Los-rate of seeker jump characteristic modelling under IR flare countermeasure[J]. Infrared and Laser Engineering, 2019, 48(5):110-120 (in Chinese).

[5] 唐善军,王枫,陈晓东.红外导弹抗干扰能力指标体系和评估研究[J].上海航天,2017,34(4):144-149.

TANG S J, WANG F, CHEN X D. Anti-jamming performance index system and evaluation of infrared missile[J]. Aerospace Shanghai, 2017, 34(4):144-149 (in Chinese).

[6] DE JONG W, DAM F A M, KUNZ G J, et al. IR seeker simulator and IR scene generation to evaluate IR decoy effectiveness [C]// European Symposium on Optics and Photonics for Defence and Security, 2004, 5615:100-111.

[7] SHEIKHOLESAMI R, RAZAVI S. Progressive Latin hypercube sampling: An efficient approach for robust sampling-based analysis of environmental models[J]. Environmental Modelling & Software, 2017, 93:109-126.

[8] MINASNY B, MCBRATNEY A B. A conditioned Latin hypercube method for sampling in the presence of ancillary information[J]. Computers & Geosciences, 2006, 32(9):1378-1388.

[9] VAN DAM E R, RENNEN G, HUSSLAG B. Bounds for maxim Latin hypercube designs[J]. Operations Research, 2009, 57(3):595-608.

[10] ZHANG J, XU J, JIA K, et al. Optimal sliced Latin hypercube designs with slices of arbitrary run sizes [J]. Mathematics, 2019, 7(9):854.

[11] YUAN R, GUO B, LIU M Q. Flexible sliced Latin hypercube designs with slices of different sizes [J]. Statistical Papers, 2021, 62:1117-1134.

[12] WESSING S, LÓPEZ-IBÁÑEZ M. Latin hypercube designs with branching and nested factors for initialization of automatic algorithm configuration [J]. Evolutionary Computation, 2019, 27(1):129-145.

[13] ZHAO Z W, YANG J M, HU Z Y, et al. A differential evolution algorithm with self-adaptive strategy and control parameters based on symmetric Latin hypercube design for unconstrained

- optimization problems[J]. *European Journal of Operational Research*, 2016, 250(1):30-45.
- [14] ZHOU X J, LIN D K J, HU X L, et al. Sequential Latin hypercube design with both space-filling and projective properties [J]. *Quality and Reliability Engineering International*, 2019, 35(6):1941-1951.
- [15] LONG T, WU D, CHEN X, et al. A deterministic sequential maximin Latin hypercube design method using successive local enumeration for metamodel-based optimization[J]. *Engineering Optimization*, 2016, 48(6):1019-1036.
- [16] 叶鹏程, 潘光, 高山. 一种快速优化拉丁超立方试验设计方法[J]. *西北工业大学学报*, 2019, 37(4):714-723.
- YE P C, PAN G, GAO S. Sampling design method of fast optimal Latin hypercube[J]. *Journal of Northwestern Polytechnical University*, 2019, 37(4):714-723 (in Chinese).
- [17] 张鑫, 吴海涛, 曹雪虹. Hadoop 环境下基于随机森林的特征选择算法[J]. *计算机技术与发展*, 2018, 28(7):88-92.
- ZHANG X, WU H T, CAO X H. A feature selection algorithm based on random forest in Hadoop platform[J]. *Computer Technology and Development*, 2018, 28(7):88-92 (in Chinese).
- [18] 李扬, 祁乐, 聂佩芸. 大规模数据的随机森林算法[J]. *统计与信息论坛*, 2020, 35(6):24-33.
- LI Y, QI L, NIE P Y. A distributed random forest algorithm for massive data[J]. *Statistics & Information Forum*, 2020, 35(6):24-33 (in Chinese).
- [19] 兰巍, 贾素玲, 宋世民, 等. 基于随机森林的航天器电信号多分类识别方法[J]. *北京航空航天大学学报*, 2017, 43(9):1773-1778.
- LAN W, JIA S L, SONG S M, et al. Multi-classification spacecraft electrical signal identification method based on random forest[J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2017, 43(9):1773-1778 (in Chinese).

Modeling of anti-jamming effectiveness evaluation of infrared air-to-air missile

NIU Deqing¹, WU Youli^{1,*}, XU Yang², WU Xin¹, ZHANG Danxu³, YANG Pengfei⁴

(1. School of Aeronautics Engineering, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China;

2. Institute of Ultra-High Speed Aerodynamics, China Aerodynamics Research and Development Center, Mianyang 621000, China;

3. Air Force Xi'an Flight College, Xi'an 710300, China;

4. Research Center for Assessment and Argumentation, Academy of Military Science, Beijing 100091, China)

Abstract: In order to estimate the performance of infrared air-to-air missiles and improve its combat effectiveness, an overall valid evaluation of missiles' anti-jamming capability is required. However, due to the infinite number of countermeasure situations, most scholars currently study and analyze them based on typical countermeasure scenarios, which is inadequate. For this reason, the improved Latin hypercube sampling method was used to design sampling points in the whole range. Firstly, the infrared countermeasure principle and simulation system were explained and constructed, and the range and the type of input parameters were determined. Secondly, the Latin hypercube sampling method was improved and optimized, and the generated sampling results were discretized as needed to meet the needs of the decoy discrete parameter setting. Finally, the initial parameter combinations generated above were used to run the simulation system, and the obtained data were given to the random forest model as learning sample sets. After tuning the parameters and adjusting the loss matrix, the anti-jamming effectiveness evaluation model of the infrared air-to-air missiles was obtained and the prediction accuracy was 90.4%. Through simulation, the effectiveness of the model was verified under different IR countermeasures and different measurement errors.

Keywords: infrared countermeasures; anti-jamming effectiveness; experiment design optimization; latin hypercube sampling; random forests

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0299

非均匀间距的低副瓣宽带微带阵列天线设计

徐统民, 姚敏立*, 张峰干, 王旭健

(火箭军工程大学 作战保障学院, 西安 710025)



摘 要: 为降低天线副瓣电平(SLL)和展宽带宽,设计了一款谐振频率为 14.25 GHz 的 16 阵元非均匀间距的耦合馈电微带阵列天线。天线采用多层设计,通过在接地板开矩形槽进行耦合馈电,并引入空气层,降低天线 Q 值,增大带宽。区别于均匀间距阵列天线的激励幅值加权,从阵元间距角度入手,利用差分进化算法降低副瓣电平,构建非均匀间距并联线阵天线。用槽面辐射的能量近似代替阵元接收的能量,观察阵元功率分配情况,并建立馈电网络所有馈线段的数学关系,保证非均匀间距条件下所有阵元为等幅同相激励。测试结果显示,天线在 14~14.5 GHz 范围内电压驻波比小于 2,满足了卫星动中通的带宽要求;工作带宽内增益大于 16 dB,副瓣电平低于 -16 dB,性能优于均匀间距阵列天线。

关键词: 微带阵列天线; 非均匀间距; 副瓣电平(SLL); 高频结构仿真(HFSS); 差分进化算法; 天线方向图

中图分类号: TN823+.24; V221+.3; TN822+.4

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2021)09-1884-08

现代通信追求稳定性和大容量,对天线副瓣电平(SLL)和带宽提出了更高的要求。卫星动中通发射天线的中心频率为 14.25 GHz,工作带宽为 500 MHz,而传统单层均匀微带阵列天线的副瓣电平一般为 -13.2 dB^[1],相对带宽一般只有 1%~2%^[2],无法满足实际需要。

针对降低天线副瓣电平,国内外学者提出了许多天线方向图综合方法。一类是以幅度加权法为代表的解析法,主要包括道尔夫-切比雪夫(Dolph-Chebyshev)综合法^[3]、泰勒(Taylor)综合法^[4]等。这类方法适用于等间距阵列天线,通过改变馈电网络馈线宽度实现阵元激励幅值加权,达到降低副瓣电平的目的^[5-6]。但是天线方向图是关于激励幅值、相位和阵元位置的复指数函数,具有非线性和非凸性。解析法并不是最优的解决方法。随着计算机运算性能的大幅提升和优化理论的发展,天线方向图综合出现了一系列以现代

智能理论为基础的随机优化非解析方法,主要包括遗传算法(Genetic Algorithm, GA)^[7]、差分进化(Differential Evolution, DE)算法^[8]等。这类方法将影响天线副瓣电平的因素作为优化变量,不依靠先验信息,也不局限于等间距阵元,实现了设计的多自由度。在非均匀间距阵列天线中,由于阵元间隔不等,天线引入新的变量,天线方向图有了更多的变化。阵元间距变大,使得阵列天线的口径增大,主波瓣宽度减小,方向性增强,且阵元间的互耦效应得以减弱;阵元间距减小,利于天线小型化。间距随着设计要求灵活变化,更能满足实际需求。对于微带阵列天线,随着频率的升高,激励幅值的锥削分布所对应的馈线宽度不断变窄,对加工精度要求变高,难以实现阻抗的精确变换;当阵元数目增大时,激励控制更加困难,阻抗变换更加复杂,且各阵元对应的微带线宽差别不大,在加工时很难将细小差别体现,以至于无法实现降

收稿日期: 2020-06-28; 录用日期: 2020-09-19; 网络出版时间: 2020-09-21 17:00

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200921.1538.002.html

基金项目: 国家自然科学基金(61601474)

* 通信作者。E-mail: yaominli66@163.com

引用格式: 徐统民, 姚敏立, 张峰干, 等. 非均匀间距的低副瓣宽带微带阵列天线设计[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(9): 1884-1891. XU T M, YAO M L, ZHANG F G, et al. Design of low sidelobe broadband microstrip array antenna with non-uniform spacing[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(9): 1884-1891 (in Chinese).

低副瓣的目的。非均匀间距阵列天线不依靠改变馈线宽度来改变激励幅值,保持了馈线宽度的一致性。文献[9-10]对非均匀间距阵列天线进行初步研究,并未设计馈电网络构成完整天线,也未考虑天线互耦对于天线方向图的影响。

针对增大天线带宽,最重要的是降低天线 Q 值,主要有附加阻抗匹配网络、增大基板厚度^[11]、耦合馈电^[12],加载技术^[13-14]等方式。

本文采用差分进化算法改变阵元间距,利用接地板开矩形槽的耦合馈电方式,设计了非均匀间距低副瓣宽带微带阵列天线。2 种方法有效融合,降低了副瓣电平,增加了工作带宽。

1 天线设计指标

根据项目要求,天线设计指标如表 1 所示。

表 1 天线设计指标

Table 1 Antenna design index

天线参数	指标要求
工作频段	Ku 波段
中心频率/GHz	14.25
带宽/MHz	500
极化方式	线极化
阵列形式	线阵
辐射方向	边射阵
天线增益/dB	≥16
副瓣电平/dB	≤-16

2 天线单元设计

天线单元的辐射特性直接影响阵列天线的性能,是阵列天线设计的“地基”。诸多设计元素都需要在天线单元设计时被明确,如基板材质、层数,馈电方式,缝隙形状,贴片尺寸等。

微带贴片单元有多种形状可以选择,其中矩形贴片理论成熟,分析简单;同时形式规则、设计简便,利于后期组合成阵列。

天线采用 3 层设计,如图 1 所示。最底层采用厚度为 h_1 、介电常数 ϵ_r 为 2.2、 $\tan \delta$ 为 0.000 9 的 Rogers RT5800 基板,基板的底面为微带馈线,顶面为开矩形槽的接地板;中间层为厚度 h_2 的空气层;最顶层采用厚度为 h_3 的 Rogers RT5800 基板,底面放置贴片单元,这样顶层基板还可以充当天线盖,起到保护天线的作。

参量 l 为微带馈线穿过矩形槽的长度值,主要用来调节阻抗匹配。

多层天线虽然成本增加,牺牲了部分剖面性能,但是引入参数增多,对于天线方向图的控制更加出色,不仅增大了等效介质厚度,降低了等效介

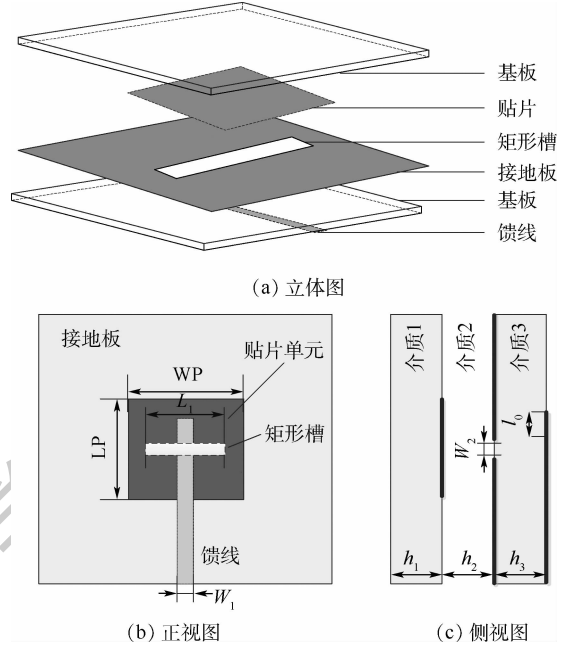


图 1 天线单元示意图

Fig. 1 Schematic diagram of antenna element

电常数,扩大了天线带宽,并且辐射贴片和馈电网络位于不同介质板,可以分开设计,互不干扰,降低了馈电网络对于辐射方向图的影响。

为了减少过多的可变参数,提升优化效率,采用方形贴片代替矩形贴片,即 $WP = LP$,贴片长度的初始尺寸仍由矩形贴片的计算公式^[15]求得。将矩形槽放置在贴片中心位置,微带馈线从槽中心馈入,且垂直于矩形槽。仿真模型如图 2 所示。

天线单元电压驻波比和方向图仿真结果如图 3、图 4 所示。

由图 3 可以看出,天线单元的回波损耗在谐振频点 14.25 GHz 时最低,在 13.41 ~ 15.75 GHz 范围内天线电压驻波比小于 2,相对带宽为 16.4%,极大地拓宽了天线带宽。

从图 4 可以看出,单元增益只有 8 dB,且副瓣电平过高,无法应用到工程中,必须通过组阵形式来提高增益和降低副瓣电平。

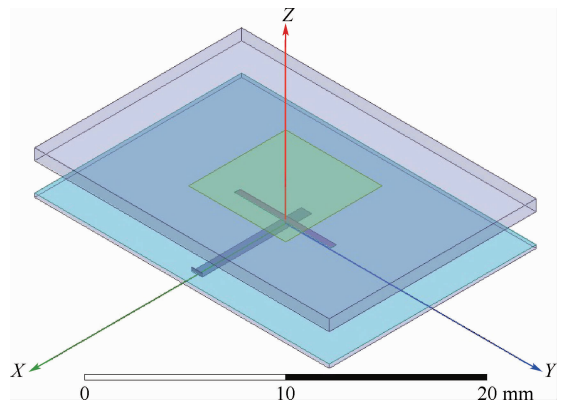


图 2 仿真模型

Fig. 2 Simulation model

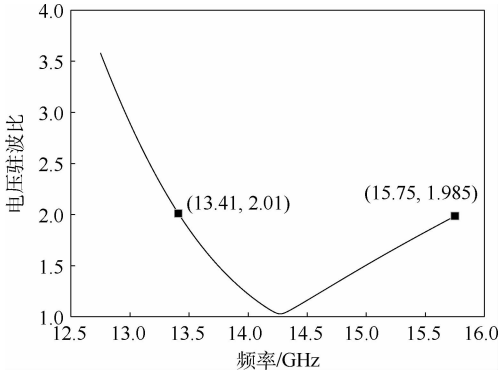


图3 天线单元电压驻波比

Fig. 3 Antenna element voltage standing wave ratio

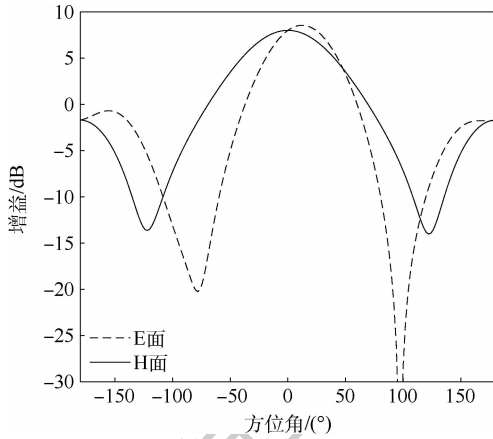


图4 天线单元方向图

Fig. 4 Antenna element pattern

式中： $k = 2\pi/\lambda$ 为自由空间的波数， λ 为波长； θ 为俯仰角； φ 为方位角； x_n, y_n, z_n 为阵元位置坐标； I_n 为阵元激励。

本天线为线阵，且阵元激励幅值相等，相位相同，因此方向图函数可以简化为

$$AF(u) = \sum_{n=-N}^N e^{ikx_n u} = 2 \sum_{n=1}^N \cos(kx_n u) \quad (2)$$

式中： $u = \sin \theta \cos \varphi$ ，当只考虑 XOZ 面时，可简化为 $u = \sin \theta$ ； x_n 为线阵中第 n 个阵元的位置。

峰值副瓣电平 (Peak Side Lobe Level, PSLL) 的计算公式为

$$f(\mathbf{x}) = \max_{u_s \in \text{Sidelobe}} \left\{ \left| \frac{AF(u_s)}{AF_{\max}} \right| \right\} \quad (3)$$

式中： u_s 为除主瓣峰值以外的副瓣范围， $AF(u_s)$ 为任意副瓣电平； AF_{\max} 为主瓣电平； $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_N]$ 为阵元位置。

考虑到天线尺寸、阵元位置和最小间距等约束条件，将最左侧阵元位置设为 0，最终目标函数为

$$\min \{f(x_1, x_2, \dots, x_N)\} \quad \text{s. t.} \begin{cases} x_i - x_j \geq d_c > 0 \\ i, j \in \mathbf{Z}, 1 \leq j < i \leq N \\ x_1 = 0 \end{cases} \quad (4)$$

式中： d_c 为阵元最小间距。

优化阵元位置如表 2 所示。

表 2 阵元位置

Table 2 Array element position

序号	位置
1	0
2	0.810 4λ
3	1.593 3λ
4	2.245 7λ
5	2.750 2λ
6	3.302 3λ
7	3.754 2λ
8	4.235 9λ
9	4.685 9λ
10	5.167 5λ
11	5.619 4λ
12	6.171 5λ
13	6.676 1λ
14	7.328 4λ
15	8.111 3λ
16	8.921 7λ

3 16 阵元天线设计

3.1 阵元间距优化算法

随着计算机性能的提升，随机优化算法得到广泛的应用。将差分进化算法^[16]应用于天线领域，以天线副瓣电平作为优化目标，以阵元间距为优化变量，构造低副瓣阵列天线。

对于 $2N$ 个阵元，非均匀间距阵列天线形式如图 5 所示。 Δx_n 表示第 N 个阵元与前一个阵元的间距。

当天线单元为全向天线时，阵列天线方向图函数通常由阵因子 (Array Factor, AF) 决定，如下：

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_{n=-N}^N I_n e^{jk(x_n \sin \theta \cos \varphi + y_n \sin \theta \sin \varphi + z_n \cos \theta)} \quad (1)$$

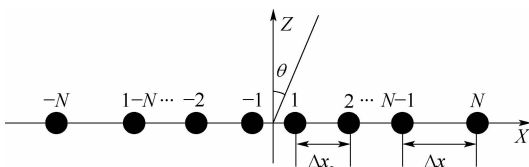


图5 非均匀间距阵列天线示意图

Fig. 5 Schematic diagram of non-uniform spacing array antenna

在上述位置下，计算得到的最低副瓣电平理论值为 $-21.295 4$ dB，如图 6 所示。

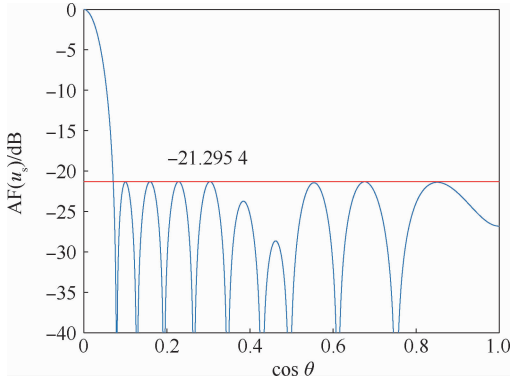


图6 副瓣电平理论值

Fig.6 Sidelobe theoretical value

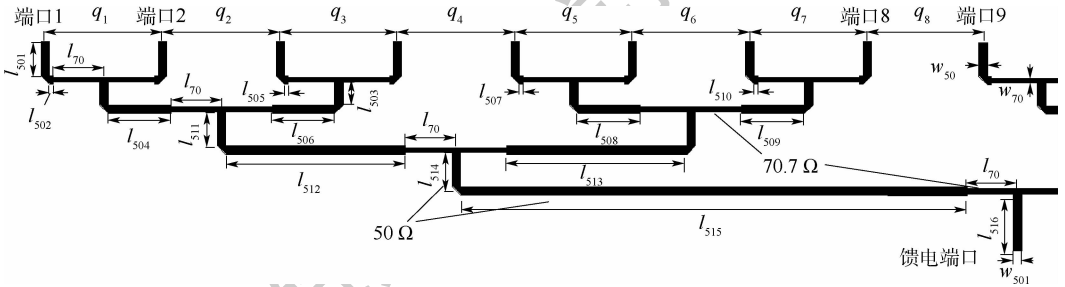


图7 并联馈电网络支路结构关系

Fig.7 Structure relationship of parallel feed network branch

各馈线段的数学关系如式(5)所示:

$$\begin{cases}
 l_{502} = (q_1 - w_{50})/2 - l_{70} \\
 l_{505} = (q_3 - w_{50})/2 - l_{70} \\
 l_{507} = (q_5 - w_{50})/2 - l_{70} \\
 l_{510} = (q_7 - w_{50})/2 - l_{70} \\
 l_{504} = (q_2 + q_3 - w_{50})/2 - l_{70} \\
 l_{506} = (q_1 + q_2 - w_{50})/2 - l_{70} \\
 l_{508} = (q_6 + q_7 - w_{50})/2 - l_{70} \\
 l_{509} = (q_5 + q_6 - w_{50})/2 - l_{70} \\
 l_{512} = (q_4 + q_5 + q_6 + q_7 - w_{50})/2 - l_{70} \\
 l_{513} = (q_1 + q_2 + q_3 + q_4 - w_{50})/2 - l_{70} \\
 l_{515} = (q_1 + q_2 + q_3 + q_4 + q_5 + q_6 + \\
 q_7 + q_8 - w_{50})/2 - l_{70}
 \end{cases} \quad (5)$$

l_{501} 、 l_{503} 、 l_{511} 、 l_{514} 和 l_{516} 为 $50\ \Omega$ 阻抗连接线,长度不影响各阵元的相位差,可以根据天线尺寸和互耦效应灵活配置。

构建一分十六的并联型馈电网络,如图8所示。

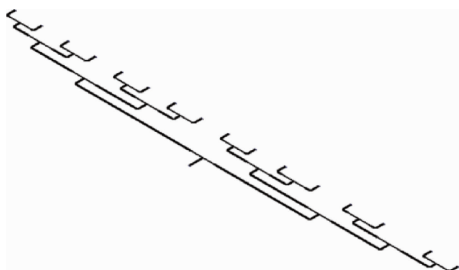


图8 天线馈电网络

Fig.8 Antenna feed network

3.2 馈电网络设计

天线整体采用左右对称结构,馈电网络通过多个T型功分器连接而成。

对于并联天线,阵元的激励幅值是通过每个T型功分器的功率配比改变的,保持每个T型功分器的输出端馈线宽度一致即可保证阵元激励幅值相等。天线单元的相位是由从馈电端到天线单元的馈线长度决定的。为保证相位一致,每条支路的馈线长度要相等。基于天线单元位置,将各支路馈线每一小段设为变量,确定各段的数学关系。由于馈电网络是对称结构,只构造天线一侧的馈线关系,如图7所示。

阵元的位置及各端口的功率分配比和相位值如表3所示。

表3 馈电网络端口功率分配和相位值
Table 3 Power distribution and phase value of feed network port

端口	功率值/dB	相位值/(°)
1	-12.08	86.84
2	-12.29	87.33
3	-12.15	87.24
4	-12.47	87.38
5	-12.60	87.77
6	-12.34	87.04
7	-12.25	87.06
8	-12.30	89.58
9	-12.43	89.67
10	-12.22	91.40
11	-12.11	91.39
12	-12.41	88.84
13	-12.50	88.90
14	-12.25	90.11
15	-12.16	89.86
16	-11.99	86.91

从表3可以看出,各输出端口的功率值在-12 dB左右,极差不超过0.7 dB,功率分配基本一致;同时相位值基本相同,极差不超过5°,馈电网络实现了等幅同相激励。

3.3 天线仿真及测试

接地板开槽且多层基板层叠,会对阵元功率分配产生影响。在整体仿真模型中,通过坡印廷

矢量 S 进一步探究各阵元获得能量的大小。能量 W 与坡印廷矢量 S 的关系为

$$W = - \oint_A \mathbf{S} \cdot d\mathbf{A} \tag{6}$$

式中: A 为闭合曲面。

贴片和矩形槽的坡印廷矢量如图 9 所示。

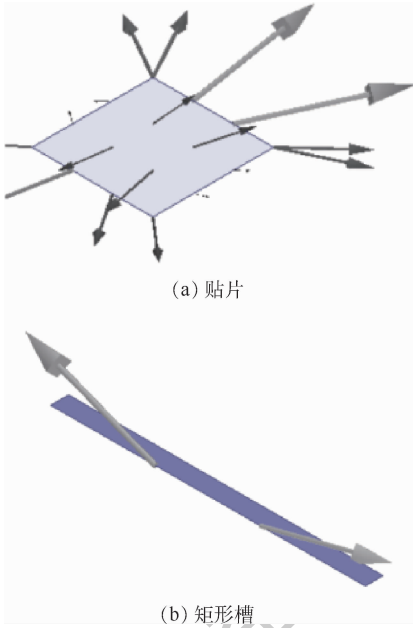


图 9 坡印廷矢量

Fig. 9 Poynting vector

贴片的坡印廷矢量在贴片平面内从贴片中心指向两侧。若要计算贴片获得的能量,理论上需要构建无数个垂直于坡印廷矢量的贴片切面,计算切面上的坡印廷矢量积分。但设计模型复杂,操作困难。矩形槽的坡印廷矢量由中心指向两侧,矢量方向近似垂直于矩形槽。由于贴片获得的能量是微带馈线通过矩形槽向外辐射出去的,本文用流过矩形槽的能量近似代替贴片获得的能量。

在高频结构仿真(HFSS)中,通过场计算器 Fields Calculator 可以利用坡印廷矢量计算流过矩形槽的能量。当输入功率为 1 W 时,各贴片对应矩形槽的功率如表 4 所示。

从表 4 可以看出,从矩形槽辐射出的能量几乎相等,可以认为各贴片激励幅值相等。

为了获得优化的天线尺寸,对 l_0 、 h_2 、 l_2 等对于天线谐振频率和带宽有较大的影响的参数进行讨论分析。

1) l_0 变化。 l_0 越大,天线激发的 2 个谐振频点越接近,带宽越小,如图 10 所示。

2) l_2 变化。 l_2 越大,天线激发的 2 个谐振频点越远离,且耦合量变大,天线增益增加,如图 11 所示。

3) h_2 变化。 h_2 越大,天线激发的 2 个谐振频点越接近,带宽越小,如图 12 所示。

表 4 流过矩形槽的功率

Table 4 Power passing through rectangular slots

序号	功率/W
1	0.042
2	0.041
3	0.039
4	0.048
5	0.049
6	0.048
7	0.040
8	0.040
9	0.044
10	0.048
11	0.046
12	0.039
13	0.040
14	0.041
15	0.043
16	0.039

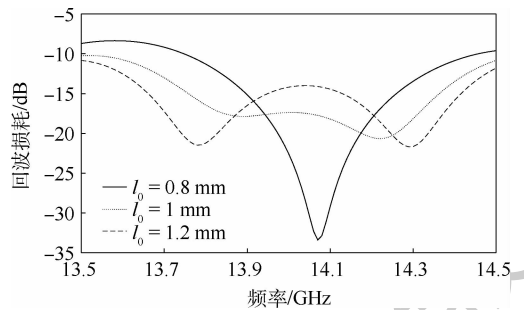


图 10 不同 l_0 下回波损耗随频率的变化

Fig. 10 Frequency dependence of return loss under different l_0 conditions

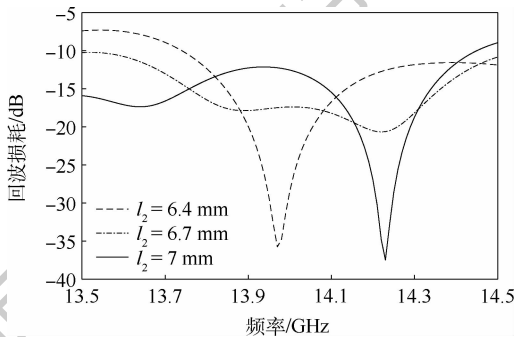


图 11 不同 l_2 下回波损耗随频率的变化

Fig. 11 Frequency dependence of return loss under different l_2 conditions

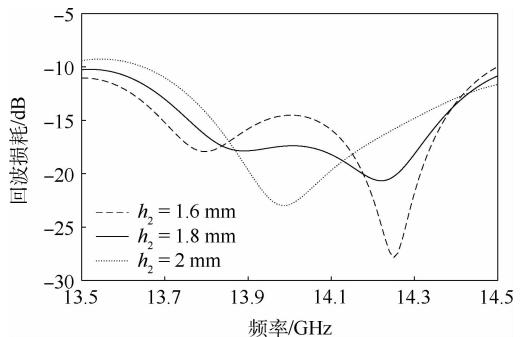


图 12 不同 h_2 下回波损耗随频率的变化

Fig. 12 Frequency dependence of return loss under different h_2 conditions

不同于单层天线,多层天线对于阵元长度的变化并不敏感。源于带宽增加后,阵元长度引起谐振频率的左右平移不足以与带宽的扩展相比,但对阵元的互耦合天线增益仍有影响。

最终天线参数如表 5 所示,天线实物如图 13 所示。

天线电压驻波比和增益值仿真和测试结果如图 14 所示。仿真结果显示,天线电压驻波比在 13.5 ~ 14.75 GHz 范围内小于 1.5,带宽明显增大。测试结果表明,天线在 14.12 ~ 14.36 GHz 范围内电压驻波比小于 1.5,其中 14 ~ 14.5 GHz 范围内电压驻波比均小于 2,满足了动中通发射天线的带宽要求,但与仿真结果存在差距。天线增益的测试结果较仿真结果略有下降,但变化趋势相同,随着频率升高,天线的增益略有降低。

表 5 天线参数

Table 5 Antenna parameters

参数	数值/mm	参数	数值/mm
LP	7	l_{s10}	0.21
W_1	2.43	l_{s12}	16.81
l_{s01}	7	l_{s14}	5
l_{s03}	5	l_{s16}	5
l_{s05}	2.09	w_{s01}	1.90
l_{s07}	0.99	h_2	2
l_{s09}	5.96	q_1	17.83
l_{s11}	5	q_2	35.05
l_{s13}	25.17	q_3	49.41
l_{s15}	46.46	q_4	60.50
w_{s0}	2.43	q_5	72.65
h_1	0.787	q_6	82.59
l_0	1.4	q_7	93.19
W_2	0.4	q_8	103.1
l_{s02}	3.83	w_{70}	1.37
l_{s04}	10.70	l_{70}	3.87
l_{s06}	12.44	l_2	6.80
l_{s08}	5.19	h_3	0.254

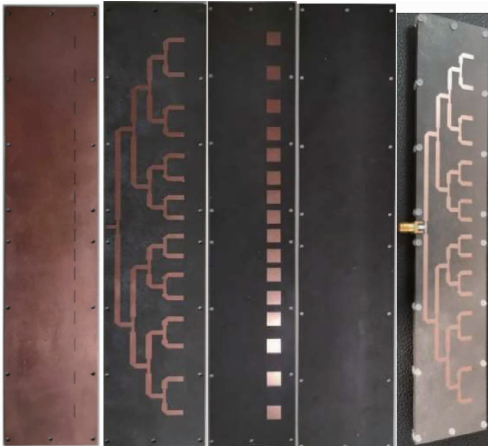


图 13 天线实物图

Fig. 13 Photograph of antenna

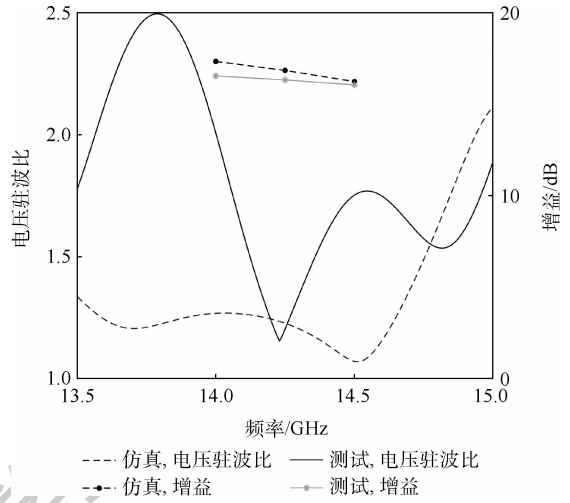


图 14 天线电压驻波比和增益

Fig. 14 Antenna voltage standing wave ratio and gain

天线方向图如图 15 所示,3 个频点的增益、副瓣电平和主瓣宽度的对比如表 6 所示。

3 个频点的副瓣电平仿真值均低于 -18 dB,测试值略高于仿真值,其中在 14.25 GHz 时,仿真值与测试值差异 2.42 dB,副瓣恶化严重。测试的主瓣宽度较仿真值均有展宽,增益也略有下降。在相同阵元数量的条件下,高增益、低副瓣和宽频带本就是相互矛盾的。总体来说,天线在满足带宽要求下,有效降低了副瓣,增强了通信的抗干扰性。

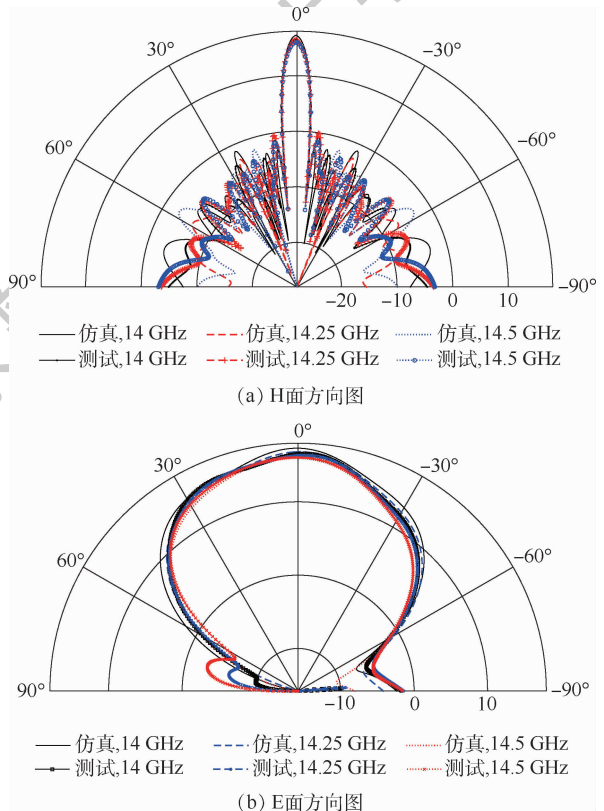


图 15 天线方向图

Fig. 15 Antenna pattern

表6 不同频点性能对比

Table 6 Performance comparison at different frequencies

频率/GHz	增益/dB		副瓣电平/dB		主瓣宽度/(°)	
	仿真值	测试值	仿真值	测试值	仿真值	测试值
14	17.32	16.53	-18.55	-17.9	5.18	5.58
14.25	16.83	16.31	-19.17	-16.75	4.99	5.38
14.5	16.22	16.04	-18.32	-17.82	5.05	5.36

测试结果与理论计算的 -21.2954 dB 存在差异,原因有以下几点:①理论计算未考虑天线单元之间的互耦效应,且认为天线单元为全向天线;②微带线具有不连续性,电磁波在微带线内传播时,存在能量泄漏,无法保证分配到每个天线单元的功率一致;③微带传输线向外辐射能量,对天线方向图存在影响,并且天线采用耦合馈电方式,牺牲了副瓣和增益性能来换取带宽;④天线制作存在误差,测试设备不够精确。

4 结论

1) 不同于激励幅值加权,从改变阵元间距的角度降低天线副瓣电平,构建非均匀间距阵列天线。

2) 非均匀间距阵列天线不依靠改变馈线宽度来改变激励幅值,保持了馈线宽度的一致性,降低了对加工工艺的要求。

3) 馈电网络能够实现任意改变阵元位置,自动调整馈线长度,始终保证各支路总馈线长度相等。

4) 利用坡印廷矢量定量分析天线单元接收能量的大小,保证阵元激励幅值相等。

5) 天线副瓣电平低于 -16 dB,在动中通工作频段内实现了低副瓣,满足了工程需求。

参考文献 (References)

[1] 尹文禄. 微带天线设计与天线测量系统构建[D]. 长沙:国防科学技术大学, 2004.

YIN W L. The design of microstrip antenna and construction of antenna-measuring system [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2004 (in Chinese).

[2] BAHL J, GARG R, BHARTIA P, et al. Microstrip antenna design handbook [M]. Boston: Artech House, 2001.

[3] LOGHMANNIA P, KAMYAB M, RANJBAR NIKKHAH M, et al. Analysis and design of a lowsidelobe level and wide-band aperture coupled microstrip antenna array using FDTD [C] // 2013 21st Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE). Piscataway: IEEE Press, 2013: 1-4.

[4] 段雷. 77 GHz 微带阵列天线的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2016.

DUAN L. Research on 77 GHz microstrip array antenna [D].

Harbin: Harbin Institute of Technology, 2016 (in Chinese).

[5] ABREU D, FREITAS G T. A modified Dolph-Chebyshev approach for the synthesis of low sidelobe beampatterns with adjustable beamwidth [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2003, 51(10): 3014-3017.

[6] CHEN K D, ZHONG S S, TANG X R, et al. Low-sidelobe circularly-polarized microstrip array for RFID reader applications [C] // 2007 IET Conference on Wireless, Mobile and Sensor Networks (CCWMSN07), 2007: 482-484.

[7] HA B V, MUSSETTA M, PIRINOLI P, et al. Modified compact genetic algorithm for thinned array synthesis [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2016, 15: 1105-1108.

[8] GOUDOS S. Antenna design using binary differential evolution: Application to discrete-valued design problems [J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2017, 59(1): 74-93.

[9] CHENG Y F, SHAO W, ZHANG R, et al. Thinning and weighting of planar/conformal arrays considering mutual coupling effects [J]. International Journal of Antennas and Propagation, 2016: 1-10.

[10] ZAINAL N A, KAMARUDIN M R, YAMADA Y, et al. Sidelobe reduction of unequally spaced arrays for 5G applications [C] // 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). Piscataway: IEEE Press, 2016: 1-4.

[11] WIN M Z, SCHOLTZ R A. On the energy capture of ultrawide bandwidth signals in dense multipath environments [J]. IEEE Communications Letters, 1998, 2(9): 245-247.

[12] RATHI V, KUMAR G, RAY K P. Improved coupling for aperture coupled microstrip antennas [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1996, 44(8): 1196-1198.

[13] 李勋. X 波段宽带微带阵列天线设计 [J]. 无线通信技术, 2016, 25(1): 41-45.

LI X. Design of broadband microstrip array antenna for X-band [J]. Wireless Communication Technology, 2016, 25(1): 41-45 (in Chinese).

[14] DESHMUKH A, RAY K P. Analysis of broadband variations of U-slot cut rectangular microstrip antennas [J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2015, 57(2): 181-193.

[15] 钟顺时. 天线理论与技术 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2011: 290-296.

ZHONG S S. Antenna theory and techniques [M]. Beijing: Publishing House of Electronics industry, 2011: 290-296 (in Chinese).

[16] WANG X J, YAO M L, DAI D C, et al. Synthesis of linear sparse arrays based on dynamic parameters differential evolution algorithm [J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2019, 13(9): 1491-1497.

Design of low sidelobe broadband microstrip array antenna with non-uniform spacing

XU Tongmin, YAO Minli*, ZHANG Fenggan, WANG Xujian

(Combat Support Academy, Rocket Force University of Engineering, Xi'an 710025, China)

Abstract: To reduce the Sidelobe Level (SLL) of the antenna and widen the bandwidth, a 16-element coupled-feed microstrip array antenna with non-uniform spacing at 14.25 GHz frequency was designed. The antenna adopts a multi-layer design, and a rectangular groove is formed in the ground layer to perform coupling feeding. And the air layer is introduced to reduce the antenna Q value and increase the bandwidth. Different from the excitation amplitude weighting of uniformly spaced antennas, this paper starts from the perspective of array element spacing, differential evolution algorithm is used to reduce the SLL, and a non-uniform spacing parallel linear array antenna is constructed. The energy received by the array element is approximately replaced with the energy passing through the rectangular slot, and the power distribution of the array element is observed. And the mathematical relationship of all feeder sections of the feed network is established to ensure that all array elements are excited with equal amplitude and in phase under the condition of unequal spacing. The measurement results show that the antenna has a voltage standing wave ratio of less than 2 in the range of 14 GHz to 15.2 GHz, which satisfies the bandwidth requirements of satcom on the move. The gain is more than 16 dB and the SLL is less than -17 dB within the operating bandwidth, which shows that the performance is better than that of the array antenna with uniform spacing.

Keywords: microstrip array antenna; non-uniform spacing; Sidelobe Level (SLL); High Frequency Structure Simulator (HFSS); differential evolution algorithm; antenna pattern

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0339

PBGA 封装芯片热环境适应性仿真分析

李永强, 吕卫民*

(海军航空大学 岸防兵学院, 烟台 264001)



摘 要: 针对多数塑料焊球阵列(PBGA)封装芯片仅依据美军 MIL 标准进行高低温交变测试致使预测服役寿命偏差较大的情况,将微控制芯片任务状态时间谱转化为环境温度载荷谱,在综合考虑热传导、热对流的情形下,利用 icepak 完成芯片热电耦合仿真分析,并借助于 Transient Thermal 及 Transient Structural 完成芯片结温的获取及焊点应力、应变的计算求解。同时,依据 Arrhenius 模型及修正 Coffin-Manson 热疲劳模型分别预测芯片本身及焊点的寿命,从而实现对其热环境适应能力的定量分析。仿真结果表明:芯片的预测寿命约为 6.26 年,寿命预测偏差约为 13.4%,符合 GJB 4239—2001 中单个关键环境因素预测寿命偏差标准,能够较为精确地反映其热环境适应性。

关键词: 塑料焊球阵列(PBGA)封装; 芯片焊点; 任务时间谱; 热疲劳; 环境适应性

中图分类号: TJ760.6

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2021)09-1892-08

随着生产工艺及计算机技术的发展,集成电路日趋复杂精密,单位体积内产热功率持续上升,致使其进一步加强了对于环境的要求。与此同时,作战环境日趋复杂多变,时空交替日益频繁,如何提高芯片的热环境适应性,并精确地预测其工作寿命以保证作战任务的顺利完成,成为亟待解决的问题。在多种芯片封装形式中,塑料焊球阵列(Plastic Ball Grid Array, PBGA)封装芯片由于其与印制电路板(Printed Circuit Boards, PCB)良好的热匹配性、回流焊中精确的自对准作用,以及较低成本下良好的电性能,逐渐成为多种武器装备控制芯片的主流封装形式。依据美军对电子设备故障的统计结果,在多种环境因素中,有一半以上故障的主要诱因为环境温度。因此,文献[1]通过优化多种环境温度循环条件下焊点热疲劳寿命模型,预测电子器件在不同温度循环载荷下的寿命数据;文献[2]完成热循环载荷下焊点损伤评

估,并借助于 Coffin-Manson 模型实现对焊点低周疲劳的预测;文献[3]采用有限元方法完成对芯片焊点的数值模拟运算,并借助于 Shine and Fox 模型完成焊点应力与应变的交互作用计算,从而实现焊点寿命的评估。

但是,以上试验方案只是完成焊点在规定的热循环条件下的疲劳寿命预测,且往往忽略芯片本身的热失效,致使预测寿命较真实数据偏差较大,只能作为寿命参考数据^[4]。因此,本文针对武器装备上固定功用的 PBGA 封装芯片,将任务状态时间谱转化为环境温度时间谱,并依据芯片环境设置热对流参数及产热功率,实现热电耦合下芯片各组成部分温度数据的获取。同时,将温度数据导入 ANSYS 功能模块,求取不同环境温度下芯片结温及焊点应力、应变数据,并借助于 Arrhenius 模型、修正 Coffin-Manson 热疲劳模型完成对芯片热失效及焊点热疲劳寿命的预测,从而进

收稿日期: 2020-07-13; 录用日期: 2020-10-30; 网络出版时间: 2020-11-03 13:31

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20201102.1510.008.html

基金项目: 国家自然科学基金(51975580)

*通信作者: E-mail: lyq281214@foxmail.com

引用格式: 李永强, 吕卫民. PBGA 封装芯片热环境适应性仿真分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(9): 1892-1899.

LI Y Q, LYU W M. Simulation analysis of PBGA packaged chips' thermal environment adaptability [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(9): 1892-1899 (in Chinese).

一步精准评估芯片热环境适应性。

1 CAD模型及参数设置

由于弹上控制芯片的热失效主要包括2个方面,一是随着时间的推移致使芯片在环境温度作用下退化失效^[5],即芯片本身的失效,二是芯片与PCB板间焊点的热疲劳失效,即连接性失效^[6]。因此,建立的计算机辅助设计(CAD)模型包括芯片本身、连接焊点及PCB板。

1.1 芯片及焊点模型

微控制芯片为交错型塑封芯片,共包括217个焊点模块,其基板主材料为BT树脂,硅晶片利用环氧树脂黏接到基板上,借助于引线键合技术连接到引脚框架,并注塑成型实现整体封装。焊点材料为共晶焊锡63Sn37Pb,形状近似为橡木桶状,上下两端通过焊盘分别与芯片基板和PCB板连接,从而实现信号的传输和交互。芯片及焊点CAD模型如图1、图2所示,其中焊点直径、高度、间距分别为1.0,0.8,1.27 mm,芯片组成部分尺度参数如表1所示。

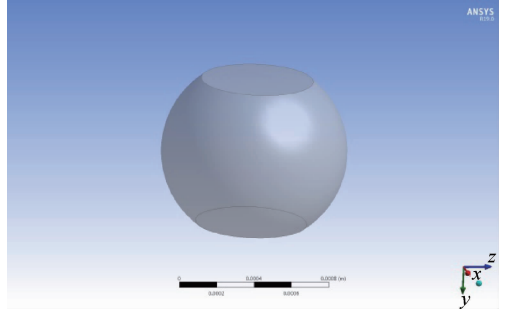


图2 焊点有限元模型

Fig. 2 Finite element model of solder joint

表1 芯片组成部分结构尺寸

Table 1 Chip component structure size

芯片结构	长度 l /mm	宽度 b /mm	厚度 δ /mm
硅晶片	14	14	0.3
BT基板	27	27	0.15
黏结层	14	14	0.10
PCB板	30	30	1.0

采用 Mesher-HD 网格划分格式,对焊点进行细密划分,对其余部分稀疏划分,并确保网格质量接近于1.0,以确保后续计算的可靠。模型整体共划分网格数1 113 687,节点数1 095 393。

1.2 材料属性

芯片CAD模型借助于solidworks采用Top-down的方式装配组成,共涉及7个零部件,且各零部件材料各不相同。在7种材料中,除焊点、黏结剂及塑封材料热特性参数与温度相关外,其余各部件材料参数受温度影响较小^[7],故视为固定值且各向同性。相关材料参数如表2、表3所示。

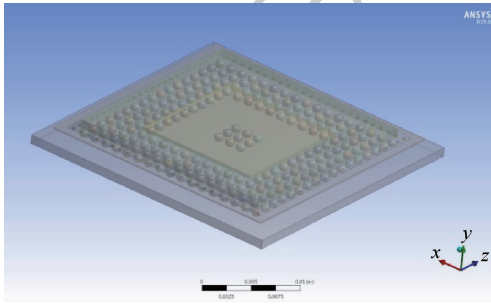


图1 芯片有限元模型

Fig. 1 Chip finite element model

表2 材料热特性参数

Table 2 Thermal property parameters of material

零部件	材料	密度/ ($\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$)	比热容/ ($\text{J} \cdot (\text{kg} \cdot \text{K})^{-1}$)	热导率/ ($\text{W} \cdot (\text{m} \cdot \text{K})^{-1}$)	弹性模量/ MPa	泊松比	热膨胀系数/ K^{-1}
裸芯片	Si	2 330	$26 + 1.99T$	180	162 716	0.28	1.3×10^{-5}
黏结层	环氧树脂	3 500	700	1.5	$17\,944 - 37.5T$	0.35	*
基板	聚酰亚胺	1 700	880	0.33	24 132	0.30	1.6×10^{-5}
镀通孔	Cu	8 933	$142 + 0.68T$	387.6	128 932	0.34	1.7×10^{-5}
PCB板	FR-4	1 900	750	0.2	22 000	0.28	1.9×10^{-5}
塑封	模塑树脂	1 900	800	0.7	$68\,220 - 150T$	0.25	*
焊点	63Sn37Pb	8 470	150	51	$75\,842 - 152T$	0.35	2.45×10^{-5}

注:“*”表示此处数值见表3。

表3 非线性热膨胀系数

Table 3 Nonlinear thermal expansion coefficient

温度/K	233	298	403	418	423	428
塑封热膨胀系数/ K^{-1}	9.0×10^{-6}	0	10^{-5}	1.7×10^{-5}	2.2×10^{-5}	2.7×10^{-5}
温度/K	233	298	353	363	368	373
黏结层热膨胀系数/ K^{-1}	4.4×10^{-5}	0	4.5×10^{-5}	7.9×10^{-5}	8.9×10^{-5}	9.9×10^{-5}

弹上微控制芯片在全寿命周期内经历不断的温度循环加载,使得其与 PCB 板连接的焊点出现非弹性行为,即塑性变形与蠕变形变。从连续介质热力学考虑,2 种形变均产生于位错理论,且共晶焊料与温度和其加载速率有较大的相关性,故在 ANSYS 的仿真中引入统一型黏塑性本构模型^[8]。在多种本构方程中,由于 Anand 本构方程能够更加准确地描述塑性和蠕变形变^[9],且在 ANSYS 中有相应的集成模块,故选用 Anand 本构模型来分析共晶焊料因热膨胀系数不同所导致的力学行为^[10],其表述如下:

$$\dot{\epsilon}_p = A \exp\left(-\frac{Q}{RT}\right) \left[\sinh\left(\xi \frac{\sigma}{s}\right)\right]^{1/m} \quad (1)$$

式中: $\dot{\epsilon}_p$ 为非弹性应变速率; ξ 为应力因子; A 为指数前系数因子; Q 为激活能; R 为气体常数; T 为绝对温度; m 为应变率敏感指数; s 为内变量(形变阻抗); h 为应变硬化参数; σ 为有效应力。

应变硬化参数 h 的演化方程为

$$h = h_0 \left|1 - \frac{s}{s^*}\right|^a \text{sign}\left(1 - \frac{s}{s^*}\right) \quad (2)$$

式中: h_0 为应变硬化常数; s^* 为形变抗力饱和值; a 为硬化的应变率敏感系数; sign 为符号函数。

$$s^* = \hat{s} \left[\frac{\dot{\epsilon}_p}{A} \exp\left(\frac{Q}{RT}\right)\right]^n \quad (3)$$

式中: \hat{s} 为形变阻力饱和值的系数; n 为应变率的敏感度。

内变量 s 的演化方程为

$$\dot{s} = \left\{h_0 \left|1 - \frac{s}{s^*}\right|^a \text{sign}\left(1 - \frac{s}{s^*}\right)\right\} \dot{\epsilon}_p \quad (4)$$

$$s = s_0 + \int \dot{s} dt \quad (5)$$

式中: t 为时间。

以上述参数为基础,在 ANSYS 的 Anand 本构模型的集成模块中,共晶焊锡 63Sn37Pb 的相关参数如表 4 所示。

表 4 本构模型相关参数

Table 4 Relevant parameters of constitutive model

参数	数值
初始形变阻抗 s_0 /MPa	56.33
激活能 Q /(J·mol ⁻¹)	10 830
指数前系数因子 A	1.49×10^7
应力因子 ξ	11
应变硬化常数 h_0 /MPa	2 640.75
应变率敏感指数 m	0.303
形变阻抗饱和值系数 \hat{s} /MPa	80.415
应变率敏感度 n	0.023 1
应变硬化指数 α	1.34

1.3 温度载荷

整合多个武器装备内置温度传感器长期反馈数据,可得微控制芯片周围环境温度随大气温度作 24 h 周期循环,且略高于大气温度。由于电子器件焊点在固有的温度循环载荷下,其应力应变往往在第三周期趋于稳定^[11]。因此,设定相关温度数据如图 3 所示,并对 PCB 板施加固定约束。

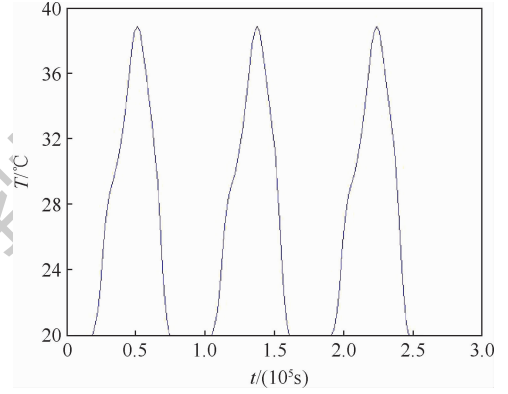


图 3 温度载荷

Fig. 3 Temperature load

2 仿真分析

由于在热电耦合状态下,分别借助于 Arrhenius 模型和修正 Coffin-Manson 方程完成对于芯片热失效及焊点热疲劳寿命的预测,且模型输入量分别为温度和应变,故在仿真分析中借助于 icepak 和 Transient Structural 完成参量数据的获取。此外,由于芯片功耗主要受到其工作状态的影响,与温度的关联性相对较低,故设置芯片功耗为固定值 500 mW。

2.1 温度求解

依据部队任务安排及训练计划,微控制芯片从 8:00 开始工作,至 18:00 结束工作,工作期内裸芯片上产生相应的热功耗,促使芯片各部件温度在周边环境温度的基础上进一步提升。因此,在芯片热循环过程中,为保证仿真分析的真实性,以 500 mW 的热功耗模拟其通电工作状态,并借助于 icepak 完成热电耦合状况下芯片各部件温度数据的仿真求解^[12]。图 4 为芯片在 50 400 s 时整体及剖面的温度分布示意图。

2.2 芯片热应变

由于芯片各部分温度及热膨胀系数的不同,致使热应力应变产生^[13],促使其无论在贮存还是使用过程中不可避免地产生形变,如图 5 所示。此外,由于模拟芯片通电状况下,裸芯片本身的温度要高于其他部分的温度,且塑封和基板的热性能不同致使芯片四周热流密度有所差异^[14],导致芯片基板翘曲但芯片整体向上凸起。

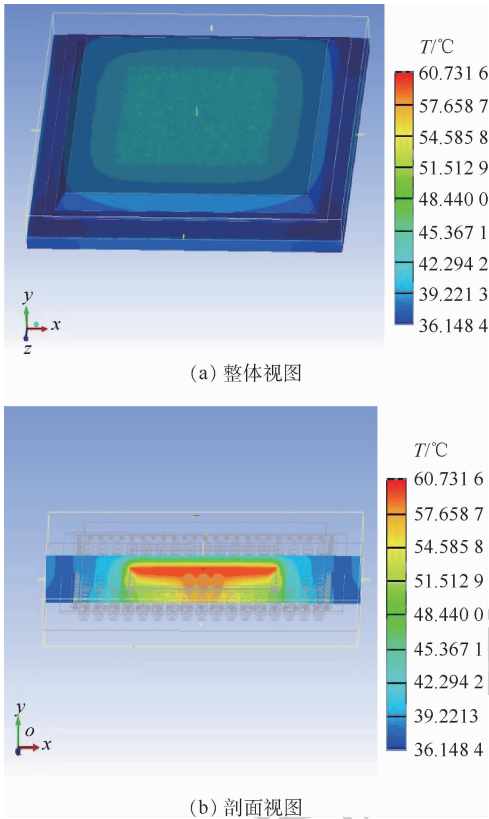


图4 芯片温度分布

Fig. 4 Chip temperature distribution

在不考虑芯片自身产热的情况下,距离裸芯片越远的焊点其往往为危险焊点,且其应力应变常常最大^[15]。但是,在热电耦合情况下,裸芯片处温度最高,使得芯片整体向上凸起,一定程度上抵消了芯片四周焊点的应力应变累积,使得处于芯片最下方的焊点应力应变数值更大,危险程度更高^[16]。芯片焊点应变分布云如图6所示。

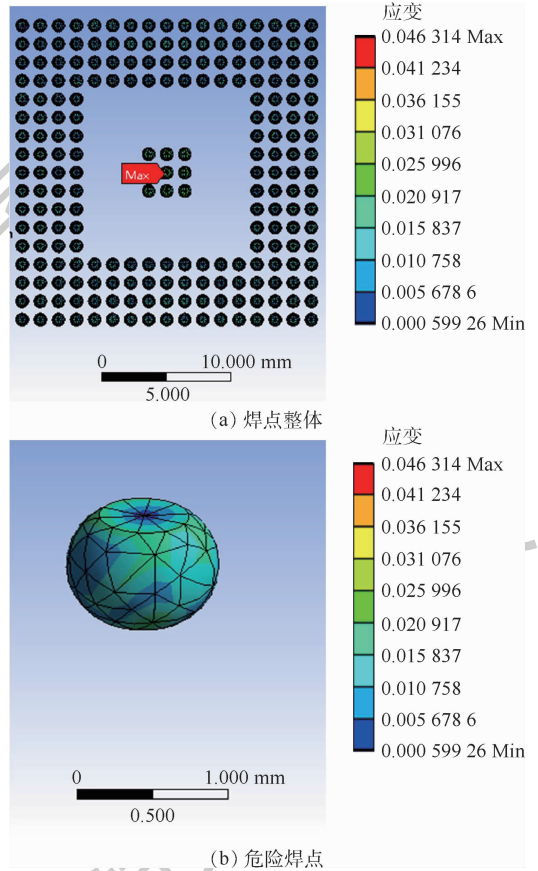


图6 焊点等效塑性应变示意图

Fig. 6 Schematic diagram of equivalent plastic strain of solder joint

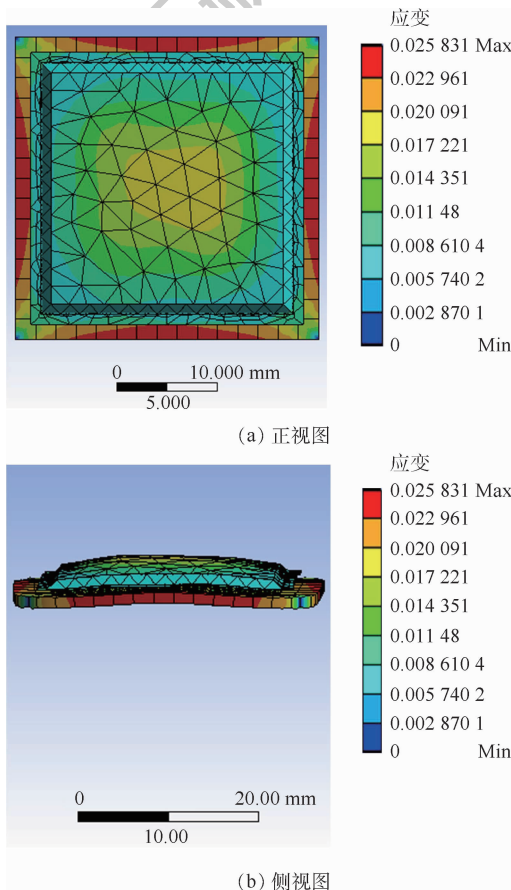


图5 芯片应变示意图

Fig. 5 Schematic diagram of chip deformation

3 寿命预测

武器装备上芯片的使用寿命由芯片本身及焊点两部分共同决定,由于不断的温度循环,致使芯片本身产生参数漂移或热电子迁移等退化现象,导致芯片的控制处理能力被不断削弱,直至到达临界值,芯片失效;与此同时,由于芯片各部分材料的热特性有所偏差,促使热应力应变产生,而作为芯片与PCB板连接处的焊点在不断的温度循环下更易产生热疲劳现象,导致裂纹等情况发生^[17],致使芯片失效。

3.1 芯片热失效

针对微控制芯片,以逆高斯加速退化模型为基础,以输出电压信号波形变化幅值相对于

初始电压波形百分比变化作为微控制芯片的退化参量且其失效阈值为 20%，依据加速退化试验^[18]，可得其在热电耦合下芯片结温为 80℃ 时预测寿命约为 7 000 h。相关试验数据如表 5 所示。

表 5 加速退化试验样本数据

Table 5 Sample data of accelerated degradation test

样品序号	加速退化试验时间/h	退化量/%	预测寿命/h
1#	200	0.55	7 270.7
2#	200	0.58	6 896.6
3#	200	0.60	6 666.7
4#	300	0.83	7 228.9
5#	300	0.87	6 896.6
6#	300	0.80	7 500.0
7#	400	1.10	7 272.7
8#	400	1.09	7 339.4
9#	400	1.16	6 896.6
10#	500	1.40	7 142.9
11#	500	1.46	6 849.3
12#	500	1.48	6 756.8
13#	600	1.70	7 058.9
14#	600	1.73	6 936.4
15#	600	1.71	7 017.5

针对电子元器件的热失效，以加速退化试验所得的固定温度下芯片预测寿命为基础，结合 Arrhenius 模型，等效求解在真实温度载荷下微控制器芯片的预测寿命^[19]。Arrhenius 模型表达如下：

$$\frac{\partial M}{\partial t} = A_0 \exp\left(-\frac{E_a}{kT}\right) \quad (6)$$

式中： M 为产品某特性值的退化量； E_a 为失效反应活化能； k 为 Boltzmann 常数，取 8.62×10^{-5} eV/K； T 为绝对温度； A_0 为常数。

由式(6)可得其由温度导致的加速倍率计算如下：

$$N = \frac{L_n}{L_s} = \exp\left[\frac{E_a}{k}\left(\frac{1}{T_n} - \frac{1}{T_s}\right)\right] \quad (7)$$

式中： L_n 为正常温度下的寿命； L_s 为高温下的寿命； T_n 为芯片在正常环境下温度； T_s 为芯片在高温状态下的温度。由于温度往往导致电子元器件电参数漂移以致使其本身失效，故活化能取 0.6 eV。由 icepak 仿真可得芯片结温在 3 个温度循环周期内数值变化如图 7 所示，芯片结温为 80℃ 时退化量相对于其他温度下芯片退化量的加速倍率如图 8 所示。

根据以上数据计算可得，芯片器件本身热寿命为 2 580 个循环周期，即 7.07 年左右。

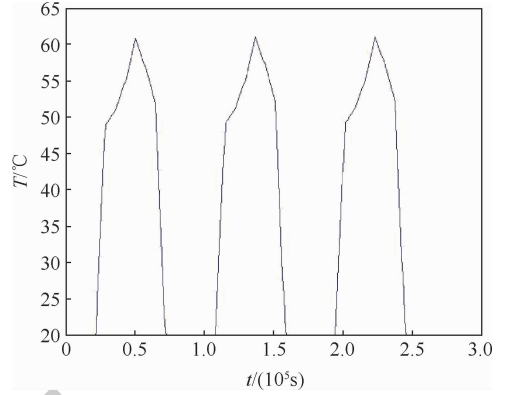


图 7 芯片温度曲线

Fig. 7 Chip junction temperature curve

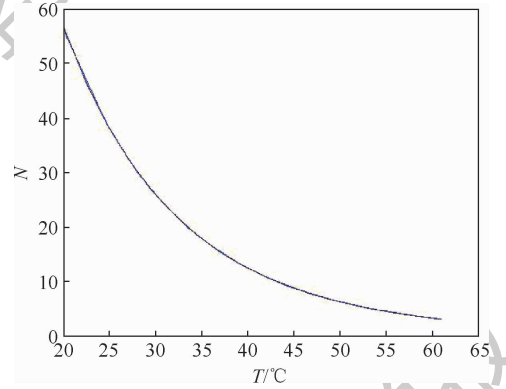


图 8 温度加速倍率曲线

Fig. 8 Temperature acceleration rate curve

3.2 焊点热疲劳

共晶焊锡在温度循环载荷下的失效属于低周疲劳失效^[20]，因而借助于塑性应变范围预测焊点寿命常采用 Coffin-Manson 方程。又因为环境温度和循环频率在焊点的失效过程中难以忽略，故借助于 Engelmaier 修正的 Coffin-Manson 方程预测焊点寿命，其表达如下：

$$N_f = \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta\gamma_p}{2\varepsilon_f} \right)^{1/c} \quad (8)$$

式中： $\Delta\gamma_p$ 为剪切塑性应变范围； ε_f 为疲劳韧性系数取值为 0.325； c 为疲劳韧性指数，与热循环的温度和频率相关，其计算式如下：

$$c = -0.442 - 6 \times 10^{-4} T_m + 1.74 \times 10^{-2} \ln(1 + f) \quad (9)$$

其中： T_m 为热循环平均温度，依据图 7 可得 $T_m = 37.055^\circ\text{C}$ ； f 为循环频率。

提取焊点等效塑性应变及等效应力分别如图 9、图 10 所示，等效塑性应变范围趋于稳定，则可求得等效剪切塑性应变范围 $\Delta\gamma_p = 0.01438$ ，且芯片焊点等效应力变化幅值与温度变化幅值相关，应力松弛现象显著^[21]。依据式(9)求得 c 约为 -0.4522，故可得焊点疲劳寿命循环周期数约为 2 286.7，即 6.26 年左右。

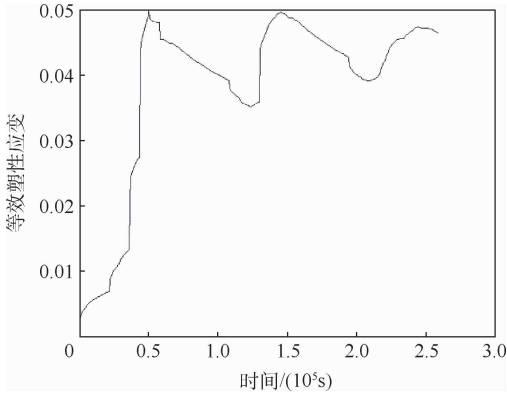


图9 焊点等效塑性应变曲线

Fig. 9 Solder joint equivalent plastic strain curve

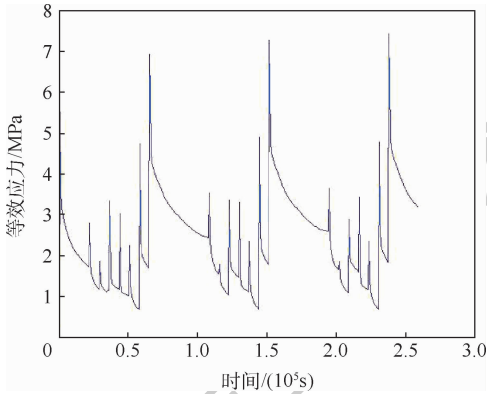


图10 焊点等效应力曲线

Fig. 10 Solder joint equivalent stress curve

3.3 分析验证

无论是芯片的热失效,还是焊点的热疲劳,都能导致微控制芯片功能丧失,且2种失效模式互不影响,故结合竞争失效模型,可得芯片最终仿真预测寿命为6.26年。统计近年来部队实际使用微控制芯片失效数据,如图11所示。

为精确计算微控制芯片实际使用寿命,并缩小其寿命波动范围,对偏离主体分布的4个寿命数据不予考虑。由计算可得,剩余16个样品数据算术平均值为5.52,标准差为0.55,寿命预测偏

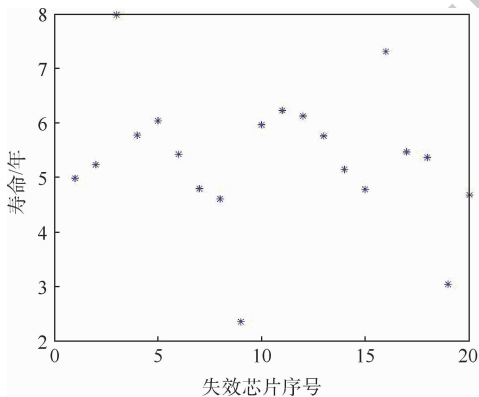


图11 实际使用寿命数据

Fig. 11 Actual service life data

差约为13.4%,符合GJB 4239—2001^[22]中单个关键环境因素对于装备寿命预测偏差在20%以内的标准。此外,由于环境湿度和腐蚀等因素会加速芯片热失效,而振动和冲击等因素则会加剧焊点热疲劳,在多种因素耦合作用下,使得实际使用寿命较预测寿命偏小,但数据偏差在标准范围以内,表明了有限元仿真分析能够较为精确地预测微控制芯片的寿命^[23],实现对于芯片热环境适应能力的定量化表征。

4 结论

1) 真实环境温度及裸芯片热功耗加载条件下,芯片结温随大气环境温度呈现周期性变化,且芯片整体向上凸起,一定程度上抵消了芯片四周焊点的应力应变累积,危险焊点由芯片四周转移到芯片下方。

2) PBGA封装芯片本身的热失效时间较焊点的热疲劳失效时间更长,使得连接处焊点成为其热环境适应性的主要影响因素。

3) 对比芯片真实失效数据和仿真数据,表明有限元仿真分析能够较为精确地实现微控制芯片的寿命预测,完成对于其热环境适应性的定量化表达,并为相关器件的热环境适应性分析提供参考和借鉴。

参考文献 (References)

- [1] JAYESH S, ELIAS J. Experimental and finite element analysis on determining the fatigue life of Pb-free solder joint (Sn-0.5Cu-3Bi-1Ag) used in electronic packages under harmonic loads[J]. International Journal of Modeling, Simulation, and Scientific Computing, 2020, 11(3): 2050020.
- [2] FAHIM A, HASAN K, AHMED S, et al. Mechanical behavior evolution of SAC305 lead free solder joints under thermal cycling[C]//2019 18th IEEE Intersociety Conference on Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems (ITherm). Piscataway: IEEE Press, 2019, 5: 734-744.
- [3] 李志强, 马世辉, 飞尚才, 等. 热冲击条件下倒装焊点失效的有限元模拟[J]. 热加工工艺, 2018, 47(19): 233-236.
LI Z Q, MA S H, FEI S C, et al. Finite element simulation of failure of flip chip solder joint under thermal shock[J]. Hot Working Technology, 2018, 47(19): 233-236 (in Chinese).
- [4] U. S. Department of Defense. Reliability prediction of electronic equipment; MIL-HDBK-217F[S]. Washington, D. C.: U. S. Department of Defense, 2015: 48-53.
- [5] 陈镜波, 何小琦, 章晓文. 厚膜DC/DC电源VDMOS器件失效机理及研究现状[J]. 半导体技术, 2010, 35(2): 176-180.
CHEN J B, HE X Q, ZHANG X W. Progress and failure mechanism of VDMOS device in DC/DC power supply[J]. Semiconductor Technology, 2010, 35(2): 176-180 (in Chinese).

- [6] KARVAN P, VARVANI-FARAHANI A. Viscoplastic ratcheting response of materials under step-loading conditions at various cyclic stress levels [J]. *Journal of Materials Engineering and Performance*, 2020, 29(2) : 1124-1134.
- [7] 焦鸿浩. 多物理场载荷下电子封装板级焊点仿真研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2019: 25-32.
JIAO H H. Simulation research on electronic package board level solder joint under multiphysics load [D]. Harbin: Harbin University of Science and Technology, 2019: 25-32 (in Chinese).
- [8] TSAI S T, LIN C Y, WU S M, et al. Analyses and statistics of the electrical fail for flip chip packaging by using ANSYS simulation software and really underfill materials [J]. *Microsystem Technologies*, 2018, 24(10) : 4017-4024.
- [9] LONG X, CHEN Z B, WANG W J, et al. Parameterized Anand constitutive model under a wide range of temperature and strain rate: Experimental and theoretical studies [J]. *Journal of Materials Science*, 2020, 55(24) : 10811-10823.
- [10] 田野. 热冲击条件下倒装组装微焊点的可靠性—应力应变 [J]. *焊接学报*, 2016, 37(8) : 67-70.
TIAN Y. Micro-joint reliability of flip chip assembly under thermal shock-strain and stress [J]. *Transactions of the China Welding Institution*, 2016, 37(8) : 67-70 (in Chinese).
- [11] ENJU J, TRUNG N H, FADZLI S K, et al. Design and fabrication of on-chip micro-thermoelectric cooler based on electro-deposition process [J]. *IEEE Transactions on Sensors and Micro-machines*, 2020, 140(1) : 18-23.
- [12] 应保胜, 刘冬冬, 吴华伟, 等. 基于 Icepak 的多种间隙下 IGBT 散热器仿真与研究 [J]. *重庆交通大学学报 (自然科学版)*, 2020, 39(2) : 132-137.
YING B S, LIU D D, WU H W, et al. Simulation and research of IGBT radiator under multiple gaps based on Icepak [J]. *Journal of Chongqing Jiaotong University (Natural Science)*, 2020, 39(2) : 132-137 (in Chinese).
- [13] 连兴峰, 苏继龙. 封装热效应及粘结层对微芯片应力和应变的影响 [J]. *机电技术*, 2012, 35(6) : 33-36.
LIAN X F, SU J L. The influence of package thermal effect and adhesive layer on microchip stress and strain [J]. *Mechanical & Electrical Technology*, 2012, 35(6) : 33-36 (in Chinese).
- [14] 朱楠. 功率半导体模块电、热特性分析及应用 [D]. 杭州: 浙江大学, 2018: 32-35.
ZHU N. Electrical and thermal analysis and applications of power semiconductor modules [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2018: 32-35 (in Chinese).
- [15] SOMAN V, VENKATADRI V, POLIKS M D. Understanding the effects of process parameters to compensate for substrate warpage in chip on flex (CoF) assembly using conventional reflow [J]. *International Symposium on Microelectronics*, 2019, 2019(1) : 428-433.
- [16] TAN S H, HAN J, WANG Y, et al. A method to determine the slip systems in BGA lead-free solder joints during thermal fatigue [J]. *Journal of Materials Science: Materials in Electronics*, 2018, 29(9) : 7501-7509.
- [17] 田野, 任宁. 热冲击条件下倒装组装微焊点的可靠性—寿命预测 [J]. *焊接学报*, 2016, 37(2) : 51-54.
TIAN Y, REN N. Prediction of reliability of solder joint for fine pitch flip chip assemblies under thermal shock [J]. *Transactions of the China Welding Institution*, 2016, 37(2) : 51-54 (in Chinese).
- [18] 吕卫民, 李永强. 电子功能部件环境适应性试验优化设计 [J]. *系统工程与电子技术*, 2020, 42(7) : 1630-1636.
LYU W M, LI Y Q. Electronic functional equipment environmental adaptability test optimal design [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2020, 42(7) : 1630-1636 (in Chinese).
- [19] LI J L, TIAN Y B, WANG D P. Change-point detection of failure mechanism for electronic devices based on Arrhenius model [J]. *Applied Mathematical Modelling*, 2020, 83 : 46-58.
- [20] 郭小辉. 无铅钎料在 PCB 再流焊中翘曲的模拟仿真 [D]. 天津: 天津大学, 2007: 15-18.
GUO X H. Simulation for lead-free solder in the reflow welding of PCB warpage deformation [D]. Tianjin: Tianjin University, 2007: 15-18 (in Chinese).
- [21] LIBOT J B, ALEXIS J, DALVERNY O, et al. Experimental SAC305 shear stress-strain hysteresis loop construction using Hall's one-dimensional model based on strain gages measurements [J]. *Journal of Electronic Packaging*, 2019, 141(2) : 136-142.
- [22] 中国人民解放军总装备部. 装备环境工程通用要求: GJB 4239—2001 [S]. 北京: 中国人民解放军总装备部, 2001: 10-13.
Chinese People's Liberation Army General Armament Department. General requirements for equipment environmental engineering: GJB 4239—2001 [S]. Beijing: Chinese People's Liberation Army General Armament Department, 2001: 10-13 (in Chinese).
- [23] 张卫. 考虑多失效机理耦合的电子产品寿命预测方法研究 [D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2014: 26-35.
ZHANG W. Research on life prediction method of electronic product combined multiple-failure mechanism [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2014: 26-35 (in Chinese).

Simulation analysis of PBGA packaged chips' thermal environment adaptability

LI Yongqiang, LYU Weimin*

(Coast Guard College, Naval Aeronautical University, Yantai 264001, China)

Abstract: In view of the fact that most Plastic Ball Grid Array (PBGA) packaged chips are only subjected to high and low temperature alternating tests in accordance with the US military MIL standard, resulting in a large deviation in predicted service life, this paper converts the microcomputer control chip mission time spectrum into ambient temperature parameters, and comprehensively considers the heat conduction and heat convection, so as to use icepak to complete the chip thermoelectric coupling simulation analysis, and use Transient Thermal and Transient Structural to complete the chip junction temperature acquisition and solder joint stress and strain calculation and solution. At the same time, the life of chip itself and the solder joint are predicted based on the Arrhenius model and the modified Coffin-Manson thermal fatigue model, so as to realize the quantitative analysis of its thermal environment adaptability. The simulation results show that the predicted life of the chip is about 6.26 years, and the life prediction deviation is about 13.4%, which complies with GJB 4239's single key environmental factor predicted life deviation standard and accurately reflects its thermal environment adaptability.

Keywords: Plastic Ball Grid Array (PBGA) package; chip solder joints; task time spectrum; thermal fatigue; environmental adaptability

Received: 2020-07-13; **Accepted:** 2020-10-30; **Published online:** 2020-11-03 13:31

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20201102.1510.008.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (51975580)

* **Corresponding author.** E-mail: lyq281214@foxmail.com

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0310

基于 3D-Winograd 的快速卷积算法 设计及 FPGA 实现



林珂玉, 姜宏旭*, 张永华, 丛容子

(北京航空航天大学 数字媒体北京市重点实验室, 北京 100083)

摘 要: 近年来,卷积神经网络(CNN)已被计算机视觉任务广泛采用。由于FPGA的高性能、能效和可重新配置性,已被认为是最有前途的CNN硬件加速器,但是受FPGA计算能力、存储资源的限制,基于传统Winograd算法计算三维卷积的FPGA解决方案性能还有提升的空间。首先,研究了适用于三维运算的Winograd算法一维展开过程;然后,通过增加一次性输入特征图和卷积块的维度大小、低比特量化权重和输入数据等方法改善CNN在FPGA上的运行性能。优化思路包括使用移位代替部分除法的方法、分tile方案、二维到三维扩展及低比特量化等4个部分。相对传统的二维Winograd算法,优化算法每个卷积层的时钟周期数减少了7倍左右,相较传统滑窗卷积算法平均每个卷积层减少7倍左右。通过研究,证明了基于一维展开的3D-Winograd算法可以大大减少运算复杂度,并改善在FPGA运行CNN的性能。

关键词: 卷积神经网络(CNN); FPGA; Winograd; 卷积算法; 快速算法

中图分类号: TP391

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2021)09-1900-08

近年来,卷积神经网络(CNN)已经在视频监控、图像识别等计算机视觉任务中取得了出色的应用和研究成果,而随着计算机视觉任务中CNN的网络层数和卷积核深度的加深,通过优化三维卷积运算过程,能够更加有效加速CNN在FPGA的运算性能。为了实现遥感目标检测等任务中嵌入式设备性价比的最大化,近年来的研究重点是将多维卷积运算部分部署到FPGA,这是因为FPGA相对于传统的CPU平台和目前主要在使用的GPU平台包含了大量的计算单元,具有较低的功耗和较低的价格,所以研究CNN在FPGA的部署和计算方法拥有很大的研究价值。

目前,卷积运算方法在FPGA部署的方法主要有以下3种。①传统滑窗卷积算法在FPGA的

应用。由于实现比较简单,应用比较广泛。例如,Zhang^[1]和Guan^[2]等使用传统滑窗卷积算法实现了基于FPGA的深度学习加速器设计。②FFT算法在FPGA的应用。2017年,George等^[3]使用FFT和卷积定理减少了卷积层的算术复杂性,Ordóñez等^[4]完善了这部分的算法,Suita等^[5]于2015年在NVIDIA cuDNN库中实现了FFT算法,Zhang和Prasanna^[6]于2017年也在CPU-FPGA异构平台上实现了这个算法。2014年,Cong和Xiao^[7]使用Strassen算法进行了快速矩阵乘法,以减少卷积层中卷积的数量,从而降低其总算术复杂度。③基于通用矩阵乘法(GEMM)的方法应用于FPGA卷积算法的加速。Suda^[8]和Zhang^[9]等基于GEMM和重排图像块为矩阵列(Image to Column,

收稿日期: 2020-07-03; 录用日期: 2020-11-08; 网络出版时间: 2020-12-02 16:50

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20201202.1428.002.html

基金项目: 航天科学技术基金(190109); 国家自然科学基金(61872017)

*通信作者. E-mail: jianghx@buaa.edu.cn

引用格式: 林珂玉, 姜宏旭, 张永华, 等. 基于3D-Winograd的快速卷积算法设计及FPGA实现[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(9): 1900-1907. LIN K Y, JIANG H X, ZHANG Y H, et al. Design and FPGA implementation of fast convolution algorithm based on 3D-Winograd[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(9): 1900-1907 (in Chinese).

im2col)的思想进一步完善了快速卷积算法。Lavin和Gray^[10]提出的Winograd算法,由于其良好的硬件适用性,被广泛应用于嵌入式智能硬件设备的AI任务中,对Winograd算法的优化研究工作非常重要。

本文基于Zynq设备(硬件环境),Vivado HLS 2018.2及Vivado 2018.2(软件环境),应用改进后的Winograd算法对CNN在FPGA的运行效率、资源性能进行测试和对比,并在实验中将CNN在GPU平台上的吞吐率和功耗等方面性能与CNN在FPGA平台上运行的性能进行测试和对比。

1 相关工作

1.1 CNN及常用卷积计算方法

CNN是一类包含卷积计算且具有深度结构的前馈神经网络,在近年来的视频监控、图像识别等计算机视觉任务中广泛应用并取得了出色的成果,是深度学习的代表算法之一。通常,CNN由一系列图层组成,每个图层又由输入特征图、滤波器和输出特征图组成。在这些图层中,卷积层占主要的计算量。由于CNN是离线训练的,FPGA主要用于加速推理阶段。2015年,Zhang等^[11]设计了一款基于FPGA平台开发的深层CNN加速器,解决了计算吞吐量无法很好地匹配FPGA平台提供的内存带宽问题。2016年,Qiu等^[12]使用动态精度数据量化方法,提出一个对CNN中所有层有效的通用卷积器,提高了各个网络层的算力。2018年,Yu等^[13]通过内存访问优化等方法在实时低功耗系统FPGA上更加高效地部署了检测算法。2019年,Ahmad和Pasha^[14]设计了流水线和并行卷积计算引擎,提高了卷积计算的吞吐量,同时降低了整个系统的计算复杂性和功耗。

目前,滑窗卷积是典型的卷积运算使用的算法^[15]。使用常规的滑窗卷积算法,可以通过使用滤波器乘以滑动窗口区域的输入特征数据,并对不同通道的特征结果进行累加来分别计算输出特征图中的每个元素,但实际应用中效率不高。FFT算法可以把待卷积的2个数组进行快速傅里叶变换,再在频域做乘法,最终进行一次傅里叶反变换即可得到卷积结果,但由于计算复杂度过高,不适合在嵌入式设备上部署。Strassen算法也可以用来优化矩阵乘法的过程并降低复杂度,但Strassen算法只有在对维数比较大的矩阵(维数>300)相乘时性能才有提高,因此在小维度矩阵相乘时的应用不佳。

1.2 Winograd及其优化方法

由于CNN正在朝着带有小型过滤器的更深刻拓朴结构的趋势发展,而传统滑窗卷积算法虽然是通用的,但是效率较低,在卷积层数逐渐加深的CNN中表现不佳,作为传统滑窗卷积算法在FPGA应用的替代方案,可以使用Winograd快速卷积算法来更有效地实现卷积。

Winograd能够通过减少乘法次数来降低算法的复杂度,对于一维卷积过程 $F(m,r)$ (其中, m 为输出矩阵尺寸, r 为滤波器尺寸),每次调用Winograd算法时,都会同时生成大小为 $m \times 1$ 的图块,此时计算输出矩阵 Y 的公式为

$$Y = A^T [[Gg] \cdot [B^T d]] \quad (1)$$

式中: G 为卷积核变换矩阵; A 和 B 为输入变换矩阵; g 为卷积核; d 为输入向量; Y 为输出变换矩阵。

对于二维卷积过程 $F(m \times m, r \times r)$ 来说,每次调用Winograd算法时,都会同时生成大小为 $m \times m$ 的图块,此时计算输出矩阵 Y 的公式为

$$Y = A^T [[GgG^T] \cdot [B^T dB]] A \quad (2)$$

在二维卷积过程中,为了计算输出特征图中的 $m \times m$ 切片,Winograd算法需要 n^2 乘法,而传统滑窗卷积算法需要 $m^2 \times r^2$ 乘法。因此,Winograd算法需要更少的乘法运算,可以降低计算复杂度,这对片上资源有限的FPGA等嵌入式设备非常友好。

2017年,Lu等^[16]在FPGA平台上面应用了Winograd算法,可以大幅降低算法复杂度,改善FPGA上的CNN性能。2018年,Lu和Liang^[17]提出了Winograd算法的稀疏化训练方法,通过将ReLU激活函数移至Winograd域,以及对Winograd变换之后的权重进行剪枝,来减少乘法操作数。2019年,Zhao等^[18]提出了一种基于Strassen和Winograd融合的算法,能够有效降低卷积过程的功耗,进一步优化了Winograd算法在FPGA部署的能力。

但其实在实际应用到三维卷积中时,如果直接采用传统的Winograd算法,可能会增加多余的乘法运算,因此需要对这方面进行改进。本文提出的一维展开方法将减少Winograd算法所需的乘法运算次数,降低算法复杂度,提高算法并行度。

2 改进方法

本文提出了一种基于一维展开方法和tile扩展的3D-Winograd算法,能够对传统Winograd算法进行改进,同时结合硬件资源特性,采用低比特量化、使用移位代替部分除法等方法提高CNN在

FPGA 的卷积运算速度,相对传统的二维 Winograd 算法能有效提高 CNN 效率。

2.1 3D-Winograd

2.1.1 一维展开方法

如图 1 所示,使用传统的 2D-Winograd 算法

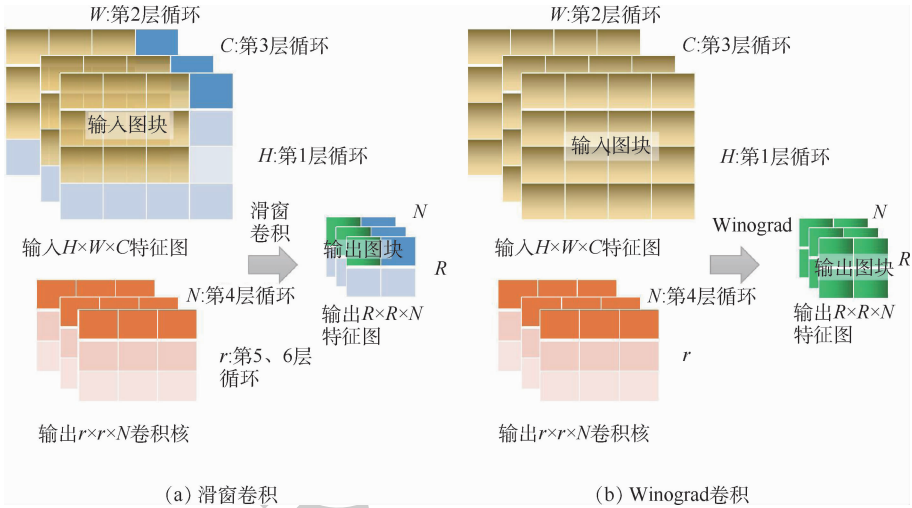


图 1 传统滑窗卷积算法与 2D-Winograd 算法

Fig. 1 Conventional sliding window convolution algorithm and 2D-WINOGRA algorithm

从计算复杂度上来看,滑窗卷积算法的乘法运算次数为 $H \times W \times M \times N \times r \times r$,而 2D-Winograd 算法的乘法次数为 $(H/2) \times (W/2) \times M \times N \times (2 \times n \times n \times n + r \times r \times n + r \times n \times n + n \times n + 2 \times m \times n \times n)$,给计算复杂度带来了一定程度上的增加,而计算复杂度的增加又会带来占用更多片上计算资源的问题,同时还会带来计算时延增加的问题,因此需要通过一些方法减少乘法次数,从而降低计算复杂度。

本文提出了一种将二维平面的 Winograd 卷积过程扩展到三维上来的一维展开方法,通过一维展开过程能够有效减少二维卷积过程中多余的乘法次数。

当输入特征矩阵为 4×1 向量 $[d_0, d_1, d_2, d_3]^T$ 、卷积核尺寸为 3×1 向量 $[g_0, g_1, g_2]^T$ 、输出矩阵为 2×1 向量 $[a, b]^T$ 时,Winograd 一维卷积时计算原理如图 2 所示。

此时,矩阵尺寸大小为 2×1 向量的输出矩阵 $[a, b]$ 可以利用式(3)和式(4)进行计算:

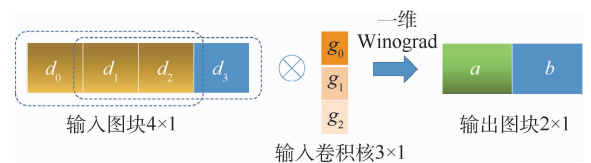


图 2 基于 Winograd 原理的一维卷积过程

Fig. 2 One-dimensional convolution process based on Winograd principle

进行三维卷积时,会使 CNN 的运行速度大大提高,但这主要得益于循环层数的减少,滑窗卷积算法需要使用 6 层循环,而二维的 Winograd 算法可以降低到 4 层循环,大大减少了算法运算次数,从而提高了算法的并行度。

$$\begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_0 & d_1 & d_2 \\ d_1 & d_2 & d_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_0 \\ g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_1 + m_2 + m_3 \\ m_1 - m_3 - m_4 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{cases} m_1 = (d_0 - d_2)g_0 \\ m_2 = (d_1 + d_2) \frac{g_0 + g_1 + g_2}{2} \\ m_3 = (d_2 - d_1) \frac{g_0 - g_1 + g_2}{2} \\ m_4 = (d_1 - d_3)g_2 \end{cases} \quad (4)$$

可见,通过 Winograd 算法计算这次卷积只需要 4 次乘法,而通过传统滑窗卷积算法则需要 6 次乘法。因此,Winograd 算法需要更少的乘法运算,而在嵌入式环境中,乘法运算的计算复杂度要高于加法运算,Winograd 算法更加适合 CNN 的部署。考虑到所有三维和二维的卷积过程都可以拆分成上述一维卷积过程,当输入特征为 $4 \times 4 \times c$ (c 为通道数)、卷积核尺寸为 $3 \times 3 \times n$ (n 为卷积核数量)、输出特征为 $2 \times 2 \times n$ 时,将上述一维卷积过程应用到 Winograd 三维卷积时的计算方法如图 3 所示。

以图 3 的输出图块为例,输出图块的每个元素都可以根据一维展开的公式原理,表示为输入图块前 n (n 为卷积核数量)行某相邻 m 列的元素和权重之间的代数,通过这种方法能够将复杂

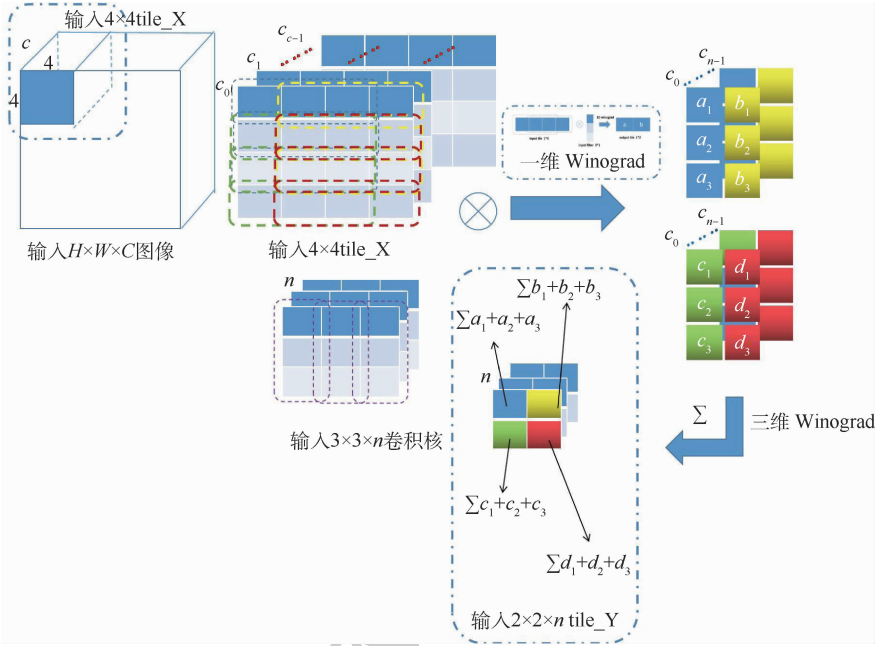


图 3 基于一维扩展的 Winograd 三维卷积过程

Fig. 3 Three-dimensional convolution process of Winograd based on one-dimensional expansion

的矩阵乘法计算转换为简单的代数计算,更好地降低计算复杂度。

这个过程可以用一个伪代码来表示,当输入特征为 $H \times H \times M$ (H 为输入特征图尺寸、 M 为通道数)、卷积核尺寸为 $r \times r \times N$ (r 为卷积核尺寸、 N 为卷积核数量)、输出特征为 $(H+1-r) \times (H+1-r) \times N$ ($H+1-r$) 时,基于 1D-Winograd、2D-Winograd 和 3D-Winograd 卷积过程的伪代码如图 4 所示。

通过伪代码可以发现,基于 3D-Winograd 算法的乘法运算次数为 $(H/2) \times (W/2) \times M \times N \times (m \times m \times r \times (r-1))$,而 2D-Winograd 算法的乘法次数为 $(H/2) \times (W/2) \times M \times N \times (2 \times n \times n \times$

$n + r \times r \times n + r \times n \times n + n \times n + 2 \times m \times n \times n)$,可见 3D-Winograd 算法能够更好地降低卷积时的乘法次数,从而降低计算复杂度。

2.1.2 tile 扩展

Winograd 算法在实际应用中比传统滑窗卷积算法效率高,主要是通过增加窗口滑动步长的方式来减少卷积运算时所需的循环层数,从而提高算法效率。在计算单个卷积层时,Winograd 算法相较滑窗卷积算法,循环层数有所降低,同时时间复杂度也由 $H \times W \times M \times N \times R \times R$ 降低到 $H \times W \times M \times N/S/S$ (H 为输入特征图尺寸、 M 为通道数、 r 为卷积核尺寸、 N 为卷积核数量、 S 为步长)。

输入特征图为input,输出特征图为output,滤波器为filter时的一维Winograd、二维Winograd、三维Winograd过程		
<p>1D Winograd;</p> <pre>Winograd_1D(input,filter,output) { input->Dnn; input,filter->mnn; Σmnn=output; }</pre>	<p>2D Winograd;</p> <pre>Winograd_2D(input,filter,output){ for(row=0;row<H;row+=S) for(row=0;row<H;row+=S) for(ti=0;ti<M;++ti) for(to=0;to<N;++to) for(i=0;i<r;++i) for(j=0;j<r;++j){ output[row][col][to]+= filter[ti][to][i][j]* input[row+i][col+j][ti]; } } }</pre>	<p>3D Winograd;</p> <pre>Winograd_3D(input,filter,output){ for(row=0;row<H;row+=S) for(row=0;row<H;row+=S) for(ti=0;ti<M;++ti) for(to=0;to<N;++to){ load:tile_Z(row,col,ti); load:filter[ti][to]; Winograd_1D(tile_Z,filter,tile_Y); output(row,col,to)+= tile_Y(row,col,to); } }</pre> <p>Winograd_1D(tile_Z,filter,tile_Y){ tile_Z->Dnn; tile_Z,filter->mnn; Σmnn=tile_Y; }</p>

(a) 1D-Winograd卷积过程伪代码

(b) 2D-Winograd卷积过程伪代码

(c) 3D-Winograd卷积过程伪代码

图 4 3 种 Winograd 卷积过程伪代码

Fig. 4 Three kinds pseudo code of Winograd convolution process

从上述卷积算法时间复杂度的计算方法可以看出,若要进一步降低时间复杂度和循环次数,可以通过进一步增大步长 stride 的方式来改进。如果需要增大步长 S ,则一定要增加输入 tile 的尺寸 H ,这个过程中会增加单个时钟周期内计算的复杂度,因此需要更多的硬件上计算资源。在实际应用中,考虑到硬件资源的情况,对于 CNN 内输入 tile 尺寸较大的卷积层应该采用尺寸较小的分 tile 方案,对于 CNN 内输入 tile 尺寸较小的卷积层应该采用尺寸较大的分 tile 方案。

2.2 量化和移位

2.2.1 量化

通过 3D-Winograd 来加速 CNN 在 FPGA 的运算过程,会增加存储资源的利用率。为进一步提高存储资源利用率,常见方法为:对权重数据、输入数据进行低比特量化,不但能提高 CNN 在 FPGA 运算效率,同时能够抵消 tile 扩展时带来计算资源占用率过高的问题。因此,在本实验中采用 int8 代替 fp32 的量化方法,可以在精度损失较小的情况下,大幅减少计算时延。

2.2.2 移位

通过 3D-Winograd 来加速 CNN 在 FPGA 的运算过程时,考虑到卷积计算时有许多增加计算复杂度的乘法和除法操作,为降低计算复杂度,在设计运算时,将与 2 的 n 次幂有关的乘法和除法操作都转换为计算复杂度更低的移位操作,通过这种方法来进一步加速卷积运算过程。

3 实验结果评估

本文先在单个卷积层上验证 3D-Winograd 算法的实验结果,并与滑窗卷积算法和 2D-Winograd 算法的实验结果进行比较,来验证方案的可行性。再以 yolov2 为主干网络测试 3D-Winograd 的优化效果。实验的硬件环境为:Zynq UltraScale + XC-ZU9EG-2FFVB1156 MPSoC,软件环境为:Vivado HLS 2018.2 及 Vivado 2018.2。

在与 GPU 的性能对比实验中,CNN 在 GPU 平台上实验的硬件环境为 NVIDIA Jetson TX2,操作系统环境为 Ubuntu 16.04。

3.1 在单个卷积层上性能测试

在输入 tile 尺寸为 $26 \times 26 \times 5$ 、卷积核尺寸为 $3 \times 3 \times 5 \times 10$ 、且输出 tile 尺寸为 $24 \times 24 \times 10$ 的卷积层上分别对 3D-Winograd 算法和分 tile 尺寸扩展的方法进行性能测试。

3D-Winograd 算法性能测试结果如表 1 所示,可以看到,通过对 2D-Winograd 进行一维展开,使得计算时延降低 7% 左右,同时在计算资源占用上,DSP 资源减少 17% 左右,触发器 (Flip Flop, FF)、查找表 (Look-Up-Table, LUT) 等计算资源占用率降低了 2 倍左右。

表 1 3D-Winograd 和 2D-Winograd 性能对比

Table 1 Performance comparison of 3D-Winograd and 2D-Winograd

性能指标		2D-Winograd ^[16]	3D-Winograd	结果
时钟周期	Latency	561 635	518 435	提高 7%
资源占用	DSP/个	36	30	计算复杂度降低;计算资源减少
	FF/个	10 264	5 670	
	LUT/个	11 399	6 275	
	乘法器/个	947	1 060	基本不变

注:2D-Winograd 和 3D-Winograd 的 tile 尺寸为 4×4 ,Fp32。

对分 tile 尺寸进行扩展的性能测试结果如表 2 所示。可以发现,通过对一维展开的 Winograd 的输入 tile 尺寸大小进行适当的扩展得到的 3D-Winograd,计算时延能够进一步降低 2 倍左右,但 DSP、LUT 计算资源会有 3~4 倍左右的增加。因此为了保证足够的硬件资源,一方面通过采用低比特量化的方法来降低计算资源占用率,另一方面对输入特征图尺寸较大的卷积层采用较小尺寸 tile 的划分方案、而对输入特征图尺寸较大的卷积层采用较大尺寸 tile 的划分方案效果会更好。

通过低比特量化和运算过程优化的方法来优化 3D-Winograd 的效果,量化前后性能对比的实验结果如表 3 所示。可以看到,通过将输入特征图数据和权重数据进行 int8 量化,使得计算时延降低 7 倍左右,同时 DSP 等计算资源占用率也降低了 2 倍左右,能够抵消 tile 扩展时带来计算资源占用率过高的问题,同时进行将与 2 的 n 次幂

表 2 tile 扩展前后性能对比

Table 2 Performance comparison before and after tile expansion

性能指标		3D-Winograd	3D-Winograd	结果
时钟周期	Latency	518 435	235 871	提高 2.198 倍
资源占用	DSP/个	30	77	计算资源增加
	FF/个	5 670	21 492	
	LUT/个	6 275	20 965	
	乘法器/个	1 060	1 633	增加 54%

注:3D-Winograd 的 tile 尺寸分别为 4×4 ,Fp32; 6×6 ,Fp32。

有关的乘除法操作都转换为移位操作的优化后,时钟周期数有一定程度的下降,乘法器资源也有 2 倍左右的减少。

表 3 量化前后性能对比

Table 3 Performance comparison before and after quantization

性能指标		3D-Winograd	3D-Winograd	结果
时钟周期	Latency	235 871	32 747,30 633	提高 7.20, 7.70 倍
	DSP/个	77	59,47	DSP 资源
资源占用	FF/个	21 492	4 087,2 785	降低 1.31, 1.64 倍
	LUT/个	20 965	27 007,10 412	
	乘法器/个	1 633	728,657	减少 2.24, 2.49 倍

注:3D-Winograd 的 tile 尺寸为 6×6 ,Fp32; 6×6 ,8 位定点/移位。

表 4 传统滑动窗卷积、2D-Winograd 和 3D-Winograd 算法性能对比

Table 4 Performance comparison of traditional sliding window learning, 2D-Winograd and 3D-Winograd algorithms

图层	输出特征图尺寸	卷积核尺寸	分块尺寸	吞吐量/BFLOPS		
				传统滑动窗卷积算法 ^[19]	2D-Winograd ^[16]	3D-Winograd
Conv0	416 × 416 × 32	32/2	4 × 4	0.299	0.901	1.080
Conv1	208 × 208 × 64	64/2	4 × 4	1.595	5.168	6.201
Conv2	104 × 104 × 128	128/2	4 × 4	1.595	5.168	6.201
Conv3	104 × 104 × 64	64/2	4 × 4	0.177	0.521	0.637
Conv4	104 × 104 × 128	128/2	4 × 4	1.595	5.168	6.201
Conv5	52 × 52 × 256	256/4	6 × 6	1.595	11.361	13.623
Conv6	52 × 52 × 128	512/4	6 × 6	1.595	11.361	13.623
Conv7	52 × 52 × 256	256/4	6 × 6	0.177	1.167	1.399
Conv8	26 × 26 × 512	512/4	6 × 6	1.595	11.361	13.623
Conv9	26 × 26 × 256	256/4	6 × 6	0.177	1.167	1.399
Conv10	26 × 26 × 512	512/4	6 × 6	1.595	11.361	13.623
Conv11	26 × 26 × 256	256/4	6 × 6	0.177	1.167	1.399
Conv12	26 × 26 × 512	512/4	6 × 6	1.595	11.361	13.623
Conv13	26 × 26 × 1 024	1 024/4	6 × 6	3.190	21.022	25.230
Conv14	26 × 26 × 1 024	1 024/4	6 × 6	3.190	21.022	25.230
Conv15	26 × 26 × 1 024	1024/4	6 × 6	3.987	26.286	31.534
总时间/ms				1.052	160.963	123.799

3.3 CNN 在 FPGA 和 GPU 的性能功耗比测试

将 3.2 节中 yolov2 为主干网络的 CNN 在 GPU 平台进行测试,在功耗计算方面,FPGA 平台可以通过 Xilinx Vivado 的综合报告,得到 FPGA 平台的功耗为 5.263 J,从而得到平均每个 Conv 层的功耗为 0.328 94 J,而在 GPU 平台,一直在 TX2 平台的 GPU + 4CPU 工作模式下,工作电流 0.54 A、工作电压 19 V,以及测得卷积时延 0.049 3 s,从而得到 GPU 平台平均每个 Conv 层的功耗为 8.1 J。

实验结果如表 5 所示。通过实验可以看到,采用将 CNN 部署在 FPGA 平台相较于部署在 GPU 平台,有较低的功耗和更高的性能功耗比,非常适合在功耗要求较低的智能处理任务中应用。

3.2 在 CNN 上进行性能测试

将 3D-Winograd 算法应用到以 yolov2 为主干网络的 CNN 上进行测试,对于 yolov2 内输入卷积核尺寸大于 100 的卷积层采用划分为小 tile 的方案,输入卷积核尺寸大于 100 的卷积层采用划分为大 tile 的方案,实验结果如表 4 所示。通过实验可以看到,采用 3D-Winograd 方案后每个 conv 层的计算时延相较传统卷积算法降低 7 倍左右,相较 2D-Winograd 算法计算时延也有 20% 的提高,使得在嵌入式设备上加速 CNN 的卷积计算过程成为可能。实验中通过计算卷积运算需要多少次 BFLOPS (Billion Float Operations) 来衡量 3D-Winograd 算法的性能。

表 5 CNN 在 FPGA 和 GPU 的性能功耗比对比

Table 5 Comparison of CNN's performance/power ratio on FPGA and GPU

平台	平均每个 Conv 层 吞吐量/BFLOPS	平均每个 Conv 层 功耗/J	性能 功耗比
FPGA	10.913 75	0.328 94	33.178
GPU	21.590 37	8.1	2.665

4 结束语

本文证明了一种基于一维展开的 3D-Winograd 算法 FPGA 解决方案,能够有效加速 CNN 在 FPGA 的运行效率。相较传统滑动窗卷积算法和传统的 Winograd 算法,基于 3D-Winograd 算法的

FPGA 解决方案有更少的计算时延、更少的计算资源,以及更高的存储资源利用率。同时如果根据 CNN 每层的特性和硬件平台的特性选择不同的分 tile 方案和低比特量化方法,能够进一步有效改善在 FPGA 运行 CNN 的性能。与在 GPU 运行 CNN 的性能对比实验中,证明 FPGA 方案拥有较低的功耗,非常适合在功耗要求较低的智能处理任务中应用。但本文方法主要致力于算法本身的改善,对算法在硬件平台实际部署时,如何改善硬件架构设计等问题的研究还不足,后续会继续朝着这个方向进行研究和优化。

参考文献 (References)

- [1] ZHANG X F, WANG J S, ZHU C, et al. AccDNN: An IP-based DNN generator for FPGAs [C] // 2018 IEEE 26th Annual International Symposium on Field-Programmable Custom Computing Machines (FCCM). Piscataway: IEEE Press, 2018: 210.
- [2] GUAN Y J, LIANG H, XU N Y, et al. FP-DNN: An automated framework for mapping deep neural networks onto FPGAs with RTL-HLS hybrid templates [C] // 2017 IEEE 25th Annual International Symposium on Field-Programmable Custom Computing Machines (FCCM). Piscataway: IEEE Press, 2017: 152-159.
- [3] GEORGE J K, NEJADRIAH H, SORGER V J. Towards on-chip optical FFTs for convolutional neural networks [C] // 2017 IEEE International Conference on Rebooting Computing (ICRC). Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-4.
- [4] ORDÓÑEZ Á, ARGÜELLO F, HERAS D B. GPU accelerated FFT-based registration of hyperspectral scenes [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2017, 10(11): 4869-4878.
- [5] SUITA S, NISHIMURA T, TOKURA H, et al. Efficient cuDNN-compatible convolution-pooling on the GPU [C] // International Conference on Parallel Processing and Applied Mathematics. Berlin: Springer, 2019: 46-58.
- [6] ZHANG C, PRASANNA V. Frequency domain acceleration of convolutional neural networks on CPU-FPGA shared memory system [C] // FPGA ' 17: Proceedings of the 2017 ACM/SIGDA International Symposium on Field-Programmable Gate Arrays, 2017: 35-44.
- [7] CONG J, XIAO B J. Minimizing computation in convolutional neural networks [M] // Artificial Neural Networks and Machine Learning-ICANN 2014. Berlin: Springer, 2014: 281-290.
- [8] SUDA N, CHANDRA V, DASIKA G, et al. Throughput-optimized OpenCL-based FPGA accelerator for large-scale convolutional neural networks [C] // FPGA ' 16: Proceedings of the 2016 ACM/SIGDA International Symposium on Field-Programmable Gate Arrays, 2016: 16-25.
- [9] ZHANG C, SUN G Y, FANG Z M, et al. Caffeine: Toward uniformed representation and acceleration for deep convolutional neural networks [J]. IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, 2019, 38(11): 2072-2085.
- [10] LAVIN A, GRAY S. Fast algorithms for convolutional neural networks [C] // 2016 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). Piscataway: IEEE Press, 2016: 4013-4021.
- [11] ZHANG C, LI P, SUN G Y, et al. Optimizing FPGA-based accelerator design for deep convolutional neural networks [C] // FPGA ' 15: Proceedings of the 2015 ACM/SIGDA International Symposium on Field-Programmable Gate Arrays, 2015: 161-170.
- [12] QIU J T, WANG J, YAO S, et al. Going deeper with embedded FPGA platform for convolutional neural network [C] // FPGA ' 16: Proceedings of the 2016 ACM/SIGDA International Symposium on Field-Programmable Gate Arrays, 2016: 26-35.
- [13] YU J C, GE G J, HU Y M, et al. Instruction driven cross-layer CNN accelerator for fast detection on FPGA [J]. ACM Transactions on Reconfigurable Technology and Systems, 2018, 11(3): 1-23.
- [14] AHMAD A, PASHA M A. Towards design space exploration and optimization of fast algorithms for convolutional neural networks (CNNs) on FPGAs [C] // 2019 Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition (DATE). Piscataway: IEEE Press, 2019: 1106-1111.
- [15] LECUN Y, BOTTOU L, BENGIO Y, et al. Gradient-based learning applied to document recognition [J]. Proceedings of the IEEE, 1998, 86(11): 2278-2324.
- [16] LIANG Y, LU L Q, XIAO Q C, et al. Evaluating fast algorithms for convolutional neural networks on FPGAs [J]. IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, 2020, 39(4): 857-870.
- [17] LU L Q, LIANG Y. SpWA: An efficient sparse Winograd convolutional neural networks accelerator on FPGAs [C] // 2018 55th ACM/ESDA/IEEE Design Automation Conference (DAC). Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-6.
- [18] ZHAO Y L, WANG D H, WANG L O. Convolution accelerator designs using fast algorithms [J]. Algorithms, 2019, 12(5): 112.
- [19] REDMON J, FARHADI A. YOLO9000: Better, faster, stronger [C] // 2017 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). Piscataway: IEEE Press, 2017: 6517-6525.

Design and FPGA implementation of fast convolution algorithm based on 3D-Winograd

LIN Keyu, JIANG Hongxu^{*}, ZHANG Yonghua, CONG Rongzi

(Beijing Key Laboratory of Digital Media, Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract: In recent years, Convolutional Neural Networks (CNNs) have been widely adopted by computer vision tasks. Due to the high performance, energy efficiency, and reconfigurability of FPGA, it has been considered as the most promising CNN hardware accelerator. However, the existing FPGA solutions based on the traditional Winograd method are usually limited by FPGA computing power and storage resources, and there is room for improvement in performance of 3D convolution operations. This paper first studied the one-dimensional expansion process of the Winograd algorithm suitable for three-dimensional operations; then, improved the performance of CNN on FPGA by increasing the one-time input feature map and the dimensional size of the convolution block, low-bit quantization weight and input data. The optimization ideas include four parts: the method of using shift instead of partial division, the division of tiles, the expansion of two-dimensional to three-dimensional, and low-bit quantization. Compared with the traditional two-dimensional Winograd algorithm, the number of clock cycles of each convolutional layer of the optimized algorithm is reduced by about 7 times, which is about 7 times less for each convolutional layer than the traditional sliding window convolution algorithm. Through the research, it is proved that the 3D-Winograd algorithm based on one-dimensional expansion can greatly reduce the computational complexity and improve the performance of running CNN on FPGA.

Keywords: Convolutional Neural Network(CNN); FPGA; Winograd; convolution algorithm; fast algorithm

Received: 2020-07-03; **Accepted:** 2020-11-08; **Published online:** 2020-12-02 16:50

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20201202.1428.002.html

Foundation items: Aerospace Science and Technology Fund (190109); National Natural Science Foundation of China (61872017)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0532

环氧树脂基复合材料加筋板结构吸湿行为研究



喻健^{1,2}, 何宇廷^{1,3}, 冯宇^{1,3,*}, 马斌麟¹, 张腾¹, 杨飞^{1,4}

(1. 空军工程大学 航空航天工程学院, 西安 710038; 2. 中国人民解放军 94795 部队, 南通 226500;

3. 西北工业大学 航空学院, 西安 710072; 4. 贵州航天天马机电科技有限公司, 遵义 563000)

摘 要: 环氧树脂基复合材料的性能对湿热环境敏感, 掌握该材料所组成结构的吸湿行为对其实际应用具有重要意义。通过以碳纤维环氧树脂基复合材料层合板的 non-Fickian 吸湿模型为基础, 建立环氧树脂基复合材料加筋板结构的 non-Fickian 吸湿模型, 在 70℃/85% RH 湿热条件下开展加筋板结构的吸湿实验, 对所建立模型进行验证, 并与已有的加筋板吸湿模型进行对比, 通过所建立模型给出了加筋板沿厚度方向的吸湿量分布规律。结果表明: 所建立加筋板 non-Fickian 吸湿模型的计算结果与实验结果吻合良好, 在整个吸湿阶段相对误差小于 5%, 模型的预测精度高于传统 Fick 模型。所建立的加筋板 non-Fickian 吸湿模型可用于环氧树脂基复合材料加筋板层合结构吸湿量的准确预测。

关键词: 复合材料; 加筋板结构; 吸湿行为; non-Fickian 行为; 有限元仿真

中图分类号: V258⁺.3; TB332

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2021)09-1908-10

纤维增强聚合物基复合材料具有比强度高、比模量高、质量轻、耐腐蚀性强及一体化成型等特点, 被广泛应用到现代飞机结构部件上^[1-2]。尽管相比金属材料, 复合材料具有良好的耐腐蚀性, 但研究发现, 在总体或局部环境中由于温度、湿度等影响作用, 聚合物基复合材料会发生湿热老化效应导致力学性能退化, 进而甚至威胁到飞机的飞行安全^[3]。湿热条件下, 水分子自由扩散进入复合材料, 基体由于亲水性发生溶胀、水解, 温度引起相应的热效应, 综合作用导致界面脱黏, 材料的承力性能降低^[4]。因此, 研究聚合物基复合材料的吸湿特性具有重要意义。

目前, 对于航空行业中常用的纤维增强树脂基复合材料的湿热吸湿特性研究, 国内外学者在湿热环境影响、湿热损伤机理和吸湿行为描述等方面有了很多研究成果。在湿热环境的影响研究

中, 徐伟伟等^[3]发现改变湿热条件会影响材料的吸湿速率和平衡吸湿量; 吕小军等^[4]模拟南海地域环境, 将复合材料层合板试样放在不同温度条件下的 3.5% 质量分数 NaCl 溶液和去离子水中, 发现复合材料在相同温度条件下在去离子水中吸湿率更高; 冯青等^[5]研究了复合材料层合板在 3 种不同加速湿热条件下的吸湿行为和其对层间剪切性能影响, 得出材料的层剪性能主要由吸湿率决定, 在不同湿热条件相同吸湿率下材料性能下降的幅度基本相同。在研究复合材料的湿热损伤机理方面, 李静^[6]分析了影响复合材料吸湿的主要因素, 结果表明, 碳纤维的吸湿率极低, 水是通过基体和基体-纤维界面渗透扩散, 破坏界面处的范德华作用和氢键, 导致界面溶胀甚至脱黏; 张利军等^[7]开展了循环吸湿-脱湿实验, 发现湿热损伤包括基体溶胀、塑化等可逆破坏和基体-界面孔

收稿日期: 2020-09-21; 录用日期: 2020-11-20; 网络出版时间: 2020-12-01 11:32

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20201201.1030.001.html

基金项目: 国家自然科学基金(51805538); 陕西省高校科协青年人才托举计划(20190410); 陕西省自然科学基金基础研究计划(2020JQ-476)

* 通信作者. E-mail: fynuaa@126.com

引用格式: 喻健, 何宇廷, 冯宇, 等. 环氧树脂基复合材料加筋板结构吸湿行为研究[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(9): 1908-1917. YU J, HE Y T, FENG Y, et al. Moisture absorption behavior of epoxy resin matrix composite stiffened panel[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(9): 1908-1917 (in Chinese).

隙、裂纹扩展等不可逆破坏,进行脱湿处理可以消除吸湿造成的可逆破坏;张晖等^[8]将复合材料基体材料-环氧树脂置于 80℃/90% RH 加速湿热老化环境中,发现由于水分子的扩散和湿热塑化作用,材料的力学性能下降趋势与吸湿率增加趋势相对应。在复合材料的吸湿行为描述中,应用最为广泛的是 Fick 定律^[9],但也有部分学者在实验研究中发现,吸湿后期 Fick 模型计算得到的结果与实验数据存在一定偏差,呈现出 non-Fickian 现象^[10-13]。Jacobs 和 Jones^[14]根据复合材料具有两相结构的特点,对两相结构进行区分研究计算,建立模型;Wong 等^[15]提出了阶段吸湿模型,更好地拟合了复合材料层合板的吸湿特性;La Saponara^[16]将复合材料试样置于 3 种飞机工作液体环境中进行吸湿实验,与实验数据验证对比 Fick 模型和 Langmuir 模型的适用性。上述关于复合材料吸湿特性的研究主要集中在层合板结构。

在航空结构设计中,相比层合板结构,使用更为广泛的是复合材料加筋板结构。加筋板结构由加强筋条和蒙皮壁板组成,其相比层合板结构具有更好的承载能力和可靠性,因此被广泛使用到飞机翼面、隔框、梁腹板、机身壁板等诸多部位^[17]。加筋板结构形式复杂,从而造成描述其吸湿行为更为困难。针对现有文献中对环氧树脂基复合材料加筋板结构吸湿特性的研究相对较少,本文以碳纤维环氧树脂基复合材料层合板的 non-Fickian 吸湿模型^[15]为基础,建立环氧树脂基复合材料加筋板结构的 non-Fickian 吸湿模型,并采用典型加筋板的吸湿实验进行验证。将所建立加筋板 non-Fickian 模型与已有吸湿模型和有限元仿真方法进行对比,进一步检验模型的精度。利用所建立模型计算得到典型加筋板实验件吸湿量沿厚度方向的分布规律,并使用有限元质量扩散计算对分布规律进行验证。

1 加筋板 non-Fickian 吸湿模型

目前,对环氧树脂基复合材料的吸湿行为研究,通常基于 Fick 定律建立模型进行描述。虽然 Fick 定律可以较好地描述水通过复合材料内部的空隙裂纹等自由进入材料内部基体的吸湿行为,但是在吸湿达到平衡吸湿率的 60% 左右时,实验吸湿曲线开始明显高于 Fick 定律分析结果,呈现出 non-Fickian 现象^[15]。这是由于在吸湿后期环氧树脂中的高分子发生化学变化产生大量亲水基,从而能进一步吸湿,同时由于水分子和基体内的高分子网络聚合,阻碍了水分子在基体中的运动,导致吸湿速率明显下降^[18]。基于 non-Fick-

ian 理论来描述加筋板的吸湿行为,吸湿模型的建立以典型的带“工”字形筋条的加筋板结构为研究对象,尺寸如图 1 所示。

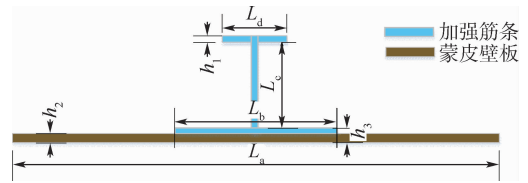


图 1 典型复合材料加筋板结构

Fig. 1 Typical composite stiffened panel structure

1.1 层合板 non-Fickian 模型

Wong^[19]针对碳纤维环氧树脂基复合材料层合板的吸湿行为提出了 non-Fickian 吸湿模型,后来该模型进一步被应用于描述环氧模塑料的吸湿行为^[15]。对于初始含水量为零的层合板,水分扩散情况可以使用一维 non-Fickian 模型进行表达^[15]:

$$M(t) = M_I(t) + M_{II}(t) = \phi M_m G(t) + (1 - \phi) M_m W(t) = \phi M_m \left\{ 1 - \exp \left[-7.3 \left(\frac{D_z t}{h_F^2} \right)^{0.75} \right] \right\} + (1 - \phi) M_m \left[1 - \exp - [(\alpha(t - t_0))^{0.75}] \right] \quad (1)$$

式中: $M_I(t)$ 和 $M_{II}(t)$ 分别为 Fick 和 non-Fickian 吸湿函数; $G(t)$ 和 $W(t)$ 分别为 Fick 和 non-Fickian 吸湿随时间变化函数关系; M_m 为试样的最大平衡吸湿率; ϕ 为虚拟 Fick 吸湿阶段的最大吸湿率与最大平衡吸湿率的比值($\phi = M_{m,F}/M_m$); D_z 为水分扩散系数; h_F 和 t 分别为试样厚度和吸湿时间; α 为 non-Fickian 吸湿阶段系数; t_0 为 non-Fickian 吸湿阶段开始的时刻, $t \leq t_0$ 时仅发生 Fick 扩散, $M_{II}(t) = 0$, $t > t_0$ 时,试样进入 non-Fickian 吸湿阶段。

根据文献[15]给出的 non-Fickian 吸湿模型中各参数随厚度变化规律,总结得到以下表达式:

$$\begin{cases} D_z = \pi \left(\frac{h_F}{4M_{m,F}} \right)^2 \left(\frac{M(t_2) - M(t_1)}{\sqrt{t_2} - \sqrt{t_1}} \right)^2 \\ k = \frac{M(t_2) - M(t_1)}{\sqrt{t_2} - \sqrt{t_1}} \\ \phi' = 1.59h'^{-0.67} \\ t'_0 = 0.29e^{0.63h'} \\ \alpha' = 3.67h'^{-1.96} \end{cases} \quad (2)$$

式中: h_F 假设为呈现 Fick 吸湿行为的层合板厚度的一半; k 需要根据实验得到的 $M(t)\sqrt{t}$ 曲线直线段斜率来确定; h' 为板的无量纲厚度(板的实际厚度 h 与 h_F 的比值); ϕ' 、 t'_0 、 α' 分别为 h' 条件下相应的 ϕ 、 t_0 、 α 的数值。

1.2 加筋板 non-Fickian 模型

上述层合板的 non-Fickian 模型是和层合板厚度相关的,而实际中复合材料加筋板结构并不是等厚度的。因此,在基于上述 non-Fickian 模型建立加筋板吸湿模型时,首先需要将所研究的典型加筋板结构按照厚度划分为 3 个区域,如图 2 所示。此外,还需做出以下假设:①水在复合材料中的扩散是自由的,不受结构和铺层界面影响,每个区域发生的吸湿行为互相独立;②通过各个区域吸湿量叠加可以得到整个结构的吸湿量;③各区域吸湿量占整个结构的比重,可近似等于区域



图 2 加筋板结构按厚度划分区域示意图

Fig.2 Schematic diagram of stiffened panel divided into areas by thickness

所占体积比;④加筋板结构的初始状态为完全干燥状态,初始吸湿率可忽略不计。

基于上述假设,建立加筋板 non-Fickian 模型如下:

$$\begin{aligned}
 M_0(t) &= M_1(t)m + M_2(t)n + M_3(t)(1 - m - n) = \\
 &\underbrace{\left\{ \phi_1 M_{m1} \left[1 - \exp \left[-7.3 \left(\frac{D_z t}{h_f^2} \right)^{0.75} \right] \right] \right\}}_{M_{1I}(t)} + \underbrace{\left\{ (1 - \phi_1) M_{m1} \left[1 - \left\{ \exp \left[-(\alpha_1 \langle t - t_1 \rangle)^{0.75} \right] \right\} \right] \right\}}_{M_{1II}(t)} \right\} m + \\
 &\underbrace{\left\{ \phi_2 M_{m2} \left[1 - \exp \left[-7.3 \left(\frac{D_z t}{h_f^2} \right)^{0.75} \right] \right] \right\}}_{M_{2I}(t)} + \underbrace{\left\{ (1 - \phi_2) M_{m2} \left[1 - \left\{ \exp \left[-(\alpha_2 \langle t - t_2 \rangle)^{0.75} \right] \right\} \right] \right\}}_{M_{2II}(t)} \right\} n + \\
 &\underbrace{\left\{ \phi_3 M_{m3} \left[1 - \exp \left[-7.3 \left(\frac{D_z t}{h_f^2} \right)^{0.75} \right] \right] \right\}}_{M_{3I}(t)} + \underbrace{\left\{ (1 - \phi_3) M_{m3} \left[1 - \left\{ \exp \left[-(\alpha_3 \langle t - t_3 \rangle)^{0.75} \right] \right\} \right] \right\}}_{M_{3II}(t)} \right\} (1 - m - n)
 \end{aligned} \tag{3}$$

式中: $M_0(t)$ 、 $M_1(t)$ 、 $M_2(t)$ 和 $M_3(t)$ 分别为加筋板结构(整个区域)、区域 1、区域 2 和区域 3 的吸湿量; M_{mi} 、 ϕ_i 、 D_z 、 α_i 、 t_i 和 h_f 为区域 i ($i=1,2,3$) 的吸湿参数,含义与 1.1 节中层合板结构 non-Fickian 吸湿模型中对应的参数相同,此处不再赘述。 m 和 n 分别为区域 1 和区域 2 占加筋板结构整体体积的体积分数,可近似为各区域占加筋壁板截面的比值, m 和 n 的表达式如下:

$$m = \frac{(L_c + L_d)h_1}{(L_c + L_d)h_1 + (L_a - L_b)h_2 + L_b h_3} \tag{4}$$

$$n = \frac{(L_a - L_b)h_2}{(L_c + L_d)h_1 + (L_a - L_b)h_2 + L_b h_3} \tag{5}$$

2 吸湿实验

2.1 实验描述

为了验证加筋板 non-Fickian 模型的适用性和预测精度,选取碳纤维/环氧树脂预浸料制造的典型加筋复合板结构作为吸湿实验件方法进行吸湿实验。实验件由平板和“工”字形加强筋共固化而成,其尺寸如图 3 所示。

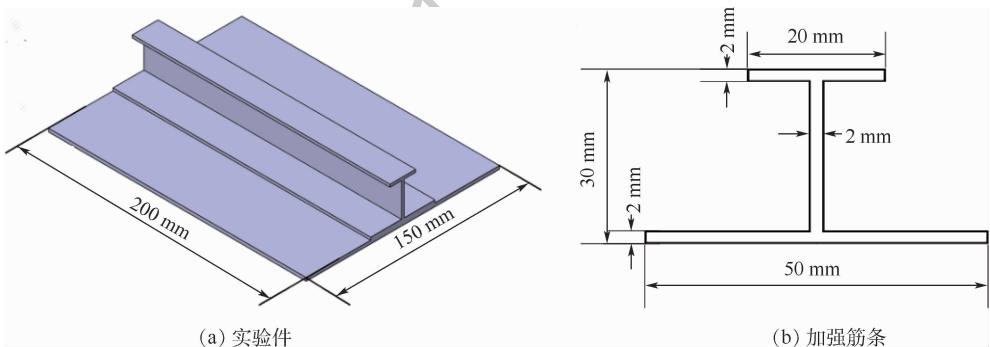


图 3 实验件和加强筋条示意图

Fig.3 Schematic diagram of specimen and stiffener

吸湿实验所使用的典型加筋板实验件通过热压罐工艺制造,使用的预浸料为碳纤维环氧树脂单向带 BA9916-II/HF10A-3K 和斜纹织物 BA9916-II/HFW220TA。上述预浸料的标准层厚度分别为 0.125 mm 和 0.23 mm,铺层顺序如表 1 所示,其中 45 * 是织物 BA9916-II/HFW220TA,而其他铺层均为单向带 BA9916-II/HF10A-3K。

实验件共 3 件,编号 1#、2# 和 3#。具体实验方法是:根据 ASTM D5229/D5229M 实验标准^[20],将工程干燥状态下的试样置于 70℃/85% RH 湿热条件下进行吸湿实验,每隔 24 h 取出称重,当连续 3 次称重质量增大小于 0.01% 时,可认为达到吸湿饱和,停止实验。

表 1 各区域铺层定义

Table 1 Lay-up definition at each zone

部位	铺层顺序
蒙皮壁板	[45*/45/0 ₃ /-45/90/0/90]s
加强筋条	[0/45/-45/90/45/0 ₂ /-45]s

2.2 吸湿实验结果与分析

根据吸湿实验得到的数据,可根据式(6)计算吸湿率:

$$M_t = \frac{m_t - m_0}{m_0} \times 100\% \quad (6)$$

式中: M_t 为实验件吸湿率; m_t 和 m_0 分别为 t 时刻和初始时刻实验件的称重质量。

根据实验数据,计算不同时刻内的实验件吸湿率,3 件吸湿实验件的吸湿率随时间的变化规律如图 4 所示。根据 2.1 节中的判断依据,吸湿实验件在约 130 d 达到有效的吸湿平衡。1#、2# 和 3# 实验件的最终平衡吸湿率依次为 0.702%、0.696% 和 0.687%。

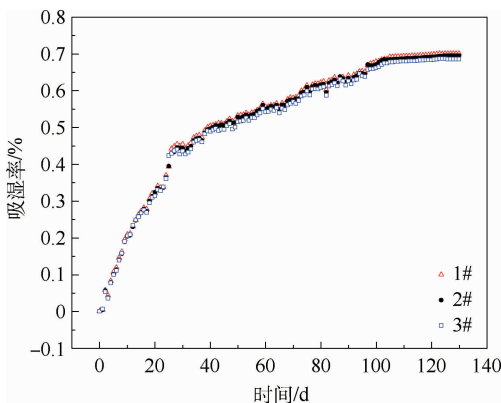


图 4 加筋板实验件吸湿实验数据

Fig. 4 Experimental results for moisture absorption of stiffened panel specimens

从图 4 中可以看出,实验件的吸湿过程可分为 2 个阶段:第 1 阶段,随着时间增加,吸湿率与时间呈明显的线性关系;第 2 阶段,吸湿到达一定程度后,随时间增长吸湿速率发生明显下降,逐渐趋于平衡吸湿状态。

2.3 模型参数计算

以 1# 实验件的吸湿实验数据为例,对加筋板 non-Fickian 模型的计算结果进行验证,其平衡吸湿率为 0.702%。将实验件尺寸数据代入模型计算,其中由截面积占比可计算得到 m 和 n 的值分别为 0.16 和 0.44。模型参数 ϕ_1 、 α_1 、 t_1 、 ϕ_2 、 α_2 、 t_2 、 ϕ_3 、 α_3 和 t_3 的确定方法为:首先根据文献[15]中的方法确定加筋板结构最薄区域对应厚度层合板的参数 ϕ_1 、 α_1 和 t_1 ,其次根据式(2)确定其他厚度区域的吸湿参数 ϕ_2 、 α_2 、 t_2 、 ϕ_3 、 α_3 和 t_3 。

2 mm 环氧树脂基碳纤维复合材料层合板的吸湿实验数据如图 5 所示,根据实验数据初始线段的斜率进行拟合得到 $k = 0.8$ 。另外观察可得,在实验吸湿率达到 0.33% 左右开始发生 non-Fickian 吸湿扩散。根据文献[15]中的方法,得到 2 mm 层合板的 non-Fickian 吸湿模型参数如表 2 所示。依次令式(2)中 h' 为 2, 2.46, 4.46 mm,将得到的数值和表 2 中对应的层合板参数相乘,最终得到加筋板 non-Fickian 模型的所有参数,如表 3 所示。

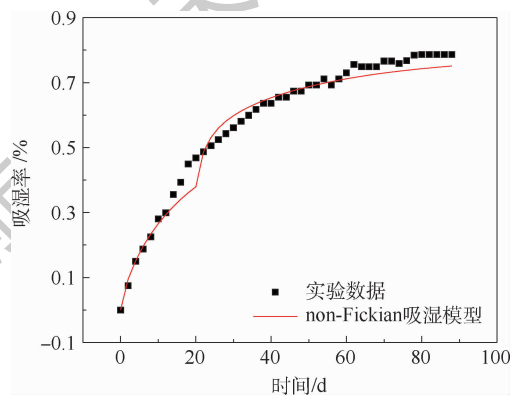


图 5 2 mm 层合板吸湿实验结果和模型预测结果

Fig. 5 Moisture absorption experimental result and model predictive result of laminate with 2 mm thickness

表 2 2 mm 层合板 non-Fickian 吸湿模型参数

Table 2 Parameters of non-Fickian moisture absorption model of laminate with 2 mm thickness

参数	$M_m/\%$	ϕ	h_F/mm	$D_z/(\text{mm}^2 \cdot \text{d}^{-1})$	α	t_0/d
数值	0.79	0.8	1	0.003 1	0.4	15

表3 加筋板 non-Fickian 吸湿模型参数
Table 3 Parameters of non-Fickian moisture absorption model of stiffened panel

参数	区域1	区域2	区域3
$M_{mi}/\%$	0.702	0.702	0.702
ϕ_i	0.8	0.696	0.467
h_i/mm	2	2.46	4.46
$D_{z_i}/(\text{mm}^2 \cdot \text{d}^{-1})$	0.004	0.004	0.004
α_i	0.4	0.251 5	0.078 4
t_i/d	15	20	71

3 模型对比

关于复合材料加筋板结构的吸湿行为研究,已有学者基于 Fick 或 non-Fickian 理论提出了各自的模型。Zhang 等^[21]所提模型(“模型1”)认为吸湿曲线呈现出的两阶段可看作结构的2个不同厚度区域依次进行吸湿的现象,并且各区域的吸湿行为都使用 Fick 定律描述。文献[18]中的模型(“模型2”)基于 non-Fickian 理论提出将整个加筋板结构吸湿过程分为 Fick 吸湿阶段和 non-Fickian 吸湿阶段。

3.1 模型1和模型2

模型1中提出将加筋板结构按厚度分为薄板区与厚板区2个区域,假定吸湿过程中薄板区先吸湿并达到饱和,紧接着厚板区开始吸湿并逐渐趋于平衡吸湿状态,过程中使用 Fick 定律计算吸湿量。建立的模型1相比传统 Fick 模型,考虑了厚度对吸湿速率的影响,能较好描述吸湿后期速率变慢的现象。

文献[18]认为加筋板结构在吸湿后期发生物理吸湿与化学反应耦合作用,吸湿行为呈现 non-Fickian 现象,因此模型2为两阶段吸湿模型,即初期 Fick 吸湿阶段和后期 non-Fickian 吸湿阶段。基于结构厚度划分区域,提出 Fick 吸湿阶段主要发生在薄板区域,而厚板区吸湿则呈现 non-Fickian 吸湿现象。

3.2 计算结果对比

本节使用 Fick 模型、模型1和模型2对吸湿实验结果进行预测,进而与加筋板 non-Fickian 吸湿模型的结果进行对比,比对模型的预测精度。由于模型1与模型2均基于平板与筋条厚度相同条件下建立,为确定参数和便于计算,将平板厚度等效为2 mm,计算得到模型1和模型2的参数,如表4所示。4种吸湿模型的预测结果与吸湿实验数据的对比如图6(a)所示。图6(b)为各模型预测结果与实验结果之间的绝对误差值,与 Fick 模型、模型1和模型2相比,加筋板 non-Fickian

吸湿模型在大多数时间段内绝对误差值更小且在吸湿全程均低于5%。此外,进一步计算得到加筋板 non-Fickian 吸湿模型、Fick 模型、模型1和模型2的计算结果与实验数据的误差平方和分别为0.063、0.125、0.127和0.11,由此可以判断加筋板 non-Fickian 吸湿模型预测精度最高,而 Fick 模型和模型1的预测精度最低。

为验证加筋板 non-Fickian 吸湿模型具有较好的通用性,进一步以文献[18]中的吸湿实验数据作为验证数据,使用上述4种模型对该吸湿实验进行预测。按3.1节中方法,得到加筋板 non-

表4 模型1和模型2参数

Table 4 Parameters of model 1 and model 2

模型1参数	数值	模型2参数	数值
$M_{n1}/\%$	0.56	$M_T/\%$	0.702
$M_{n2}/\%$	0.142	$D_{z2}/(\text{mm}^2 \cdot \text{d}^{-1})$	0.008 6
$D_{z1}/(\text{mm}^2 \cdot \text{d}^{-1})$	0.009 7	ϕ_T	0.6
$D_{z2}/(\text{mm}^2 \cdot \text{d}^{-1})$	0.014 4	α_T	0.001 24
b/mm	2	β_T	0.233
t_F/d	58	t_T/d	20

注: b 为板厚度; α_T 为吸湿系数; β_T 为吸湿系数; t_T 为进入 non-Fickian 时间。

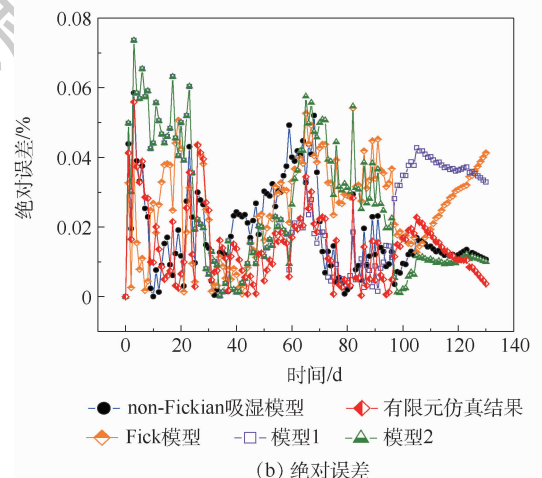
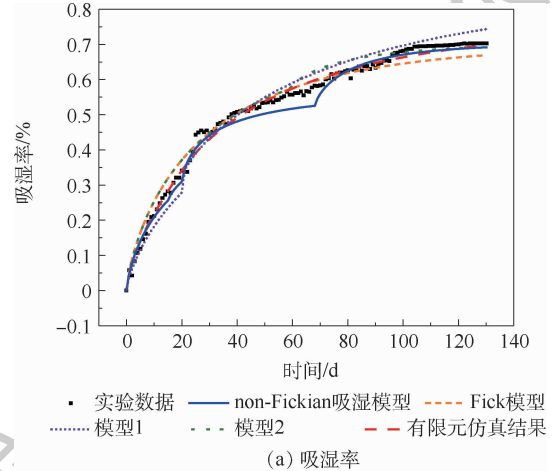


图6 各模型的预测结果及绝对误差对比

Fig. 6 Comparison of predictive results and errors among different models

Fickian 吸湿模型的参数,如表 5 所示,同时基于文献[18]实验数据得到模型 1 和模型 2 的参数如表 6 所示。

4 种模型的预测结果与实验结果的对比如图 7(a)所示,与实验结果的绝对误差值对比如图 7(b)所示。

表 5 文献[18]数据对应的 non-Fickian 吸湿模型参数
Table 5 Non-Fickian moisture absorption model parameters corresponding to experimental results in Ref. [18]

参数	区域 1	区域 2
$M_{mi}/\%$	0.581 3	0.581 3
ϕ_i	0.8	0.6
h_i/mm	2.73	5.46
$D_{z_i}/(\text{mm}^2 \cdot \text{d}^{-1})$	0.006 8	0.006 8
α_i	0.205	0.091 2
t_i/d	20	32

表 6 文献[18]数据对应的模型 1 和模型 2 参数
Table 6 Parameters of model 1 and model 2 corresponding to experimental results in Ref. [18]

模型 1 参数	数值	模型 2 参数	数值
$M_{n1}/\%$	0.37	$M_{T1}/\%$	0.581 3
$M_{n2}/\%$	0.211 3	$D_{z2}/(\text{mm}^2 \cdot \text{d}^{-1})$	9×10^{-4}
$D_{z1-1}/(\text{mm}^2 \cdot \text{d}^{-1})$	0.025	ϕ_T	0.796
$D_{z1-2}/(\text{mm}^2 \cdot \text{d}^{-1})$	0.018 9	α_T	5.16×10^{-5}
b/mm	2.73	β_T	0.233
t_F/d	20	t_T/d	20

图 7(b)所示。加筋板 non-Fickian 吸湿模型、Fick 模型、模型 1 和模型 2 的误差平方和分别为 0.019 8、0.132 1、0.035 5 和 0.012 9。不难发现,加筋板 non-Fickian 吸湿模型与模型 2 的预测精度接近,而 Fick 模型的预测精度最低。因此,加筋板 non-Fickian 吸湿模型能准确描述文献[18]中的加筋板吸湿行为,模型具有较好的通用性。

此外,从图 6 和 7 中可以发现,加筋板 non-Fickian 吸湿模型的计算结果在吸湿的中间阶段与实验值仍有较为明显的偏差。这是因为在 1.2 节的假设下,理想地认为加筋板不同厚度区域的吸湿是独立的,而实际上在吸湿过程中各区域之间是相互影响的。与实际相比,当假设各吸湿区域独立时,小厚度区域进入 non-Fickian 阶段的时间会提前,因此会导致计算结果小于实验值。针对此问题的改进,在后续研究中需要考虑各厚度区域之间的相互影响,在式(3)中进一步增加表示各厚度区域之间相互影响的交叉项。

3.3 模型讨论

通过 3.2 节可知,加筋板 non-Fickian 吸湿模型对复杂加筋板吸湿率的预测精度最高,而 Fick 模型和模型 1 的预测精度最低。模型 1 的阶段吸湿模型假定薄板区域先进行吸湿并达到饱和,增厚区域紧接着开始吸湿并逐渐达到饱和,与实际吸湿中水分子扩散行为并不相符,模型后阶段与实际误差较大。另外,模型 1 基于 Fick 定律建立,Fick 定律在材料厚度较大时并不适用。模型 2 是基于 non-Fickian 理论建立的阶段吸湿模型,实际上是将整个加筋板结构等效为一块呈现 non-Fickian 吸湿行为的层合板,因此更适用于简单加筋板结构(蒙皮与壁板的厚度相同)。而对于筋条厚度与壁板厚度不同的更为复杂的加筋板结构,模型 2 的预测精度并不高。加筋板 non-Fickian 吸湿模型一方面以 non-Fickian 理论为基础建立模型,另一方面考虑加筋板结构不同区域的厚度差别。因此,与其他 2 个模型相比,所建立的模型能够更好地描述加筋板结构的吸湿行为。

4 吸湿量分布

4.1 基于加筋板 non-Fickian 吸湿模型的计算

为进一步研究水分在材料内部的扩散行为,分别计算实验件 3 个不同厚度区域内沿厚度方向上节点在不同时刻下的吸湿率。对于厚度为 h 的区域,沿厚度方向上节点在不同时刻下的吸湿率

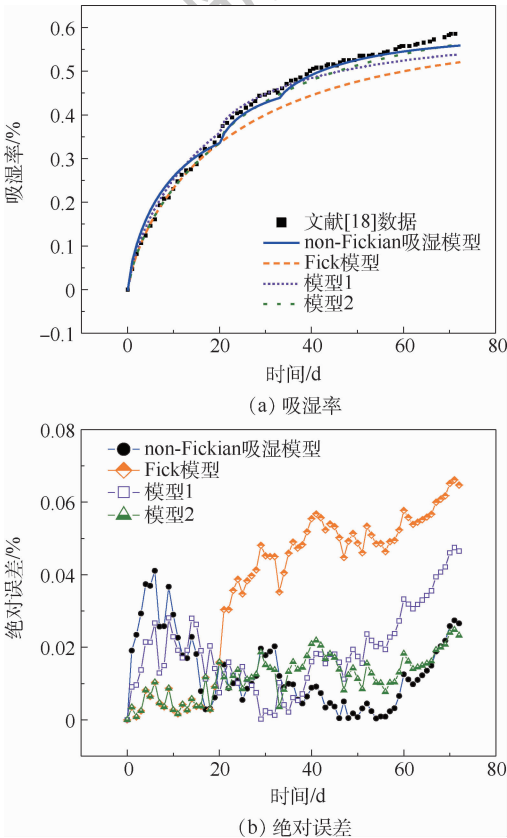


图 7 各模型的预测结果及绝对误差对比
(文献[18]实验数据)

Fig. 7 Comparison of predictive results and errors among different models (experimental data in Ref. [18])

可表示为^[15]

$$c = \begin{cases} c_0 & 0 < z < h, t \leq 0 \\ c_m H(t) & z = 0, z = h, t > 0 \end{cases} \quad (7)$$

式中： c 为节点吸湿率； c_0 为初始状态的吸湿率，可认为其为0； c_m 为最大平衡吸湿率； z 为节点沿厚度方向所处位置坐标。随着吸湿时间的递进，节点上的吸湿率与最大平衡吸湿率的比值呈现出沿厚度方向变化的函数关系，即 $H(t)$ 。根据文献[15]，单个区域在 Fick 吸湿阶段和 non-Fickian 吸湿阶段的 $H(t)$ 可以分别表示为

$$H_1(t) = \frac{c}{c_m} = 1 - \frac{4}{\pi} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{2j+1} \cdot \sin\left(\frac{(2j+1)\pi z}{h}\right) \exp\left[-\frac{(2j+1)^2 \pi^2 D_i t}{h^2}\right] \quad (8)$$

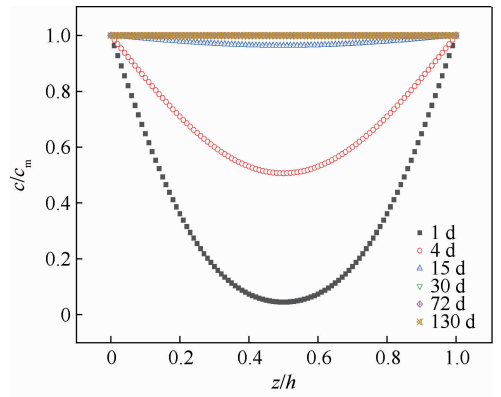
$$H_2(t) = \frac{c}{c_m} = \phi \left\{ 1 - \frac{4}{\pi} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{2j+1} \sin\left(\frac{(2j+1)\pi z}{h}\right) \cdot \exp\left[-\frac{(2j+1)^2 \pi^2 D_i t}{h^2}\right] \right\} + (1-\phi) \left\{ 1 - \frac{4}{\pi} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{2j+1} \cdot \sin\left(\frac{(2j+1)\pi z}{h}\right) \exp\left[-(2j+1)^2 \pi^2 \alpha (t-t_0)\right] \right\} \quad (9)$$

式中： $H_1(t)$ 和 $H_2(t)$ 分别为 Fick 吸湿阶段和 non-Fickian 吸湿阶段的节点吸湿率与最大平衡吸湿率的比值。将表4中各区域的模型参数代入式(8)和式(9)，可得到在2, 2.46, 4.46 mm 这3个不同厚度区域中，各节点吸湿率与平衡吸湿率比值 c/c_m 与节点所处位置与厚度比 z/h 的关系。

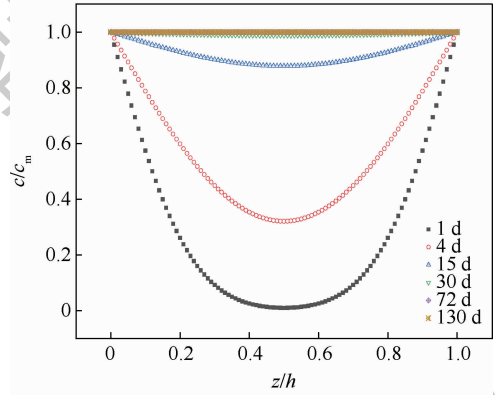
各区域吸湿浓度分布曲线如图8所示。发现最靠近表面的区域很快达到吸湿平衡状态，结构两侧沿吸湿方向厚度的节点吸湿率呈现对称关系，而且区域厚度越小，区域整体越先达到平衡吸湿状态。

4.2 有限元仿真

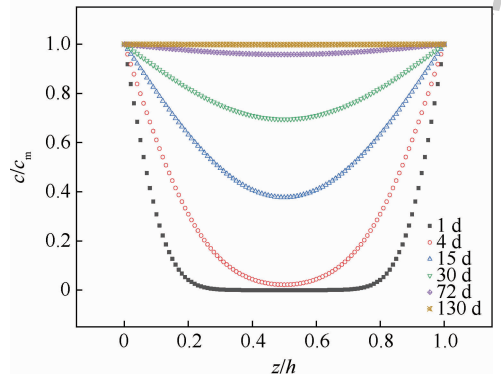
针对实验中的加筋板结构，为验证4.1节中计算得到的吸湿量分布规律，采用有限元质量扩散方法进行仿真计算。仿真计算使用Abaqus有限元软件，所建立的有限元模型如图9所示，模型采用的单元类型为DC3D20，单元总数为468 400；以实验件的平衡吸湿率设置边界条件，并设置扩散系数 D_i ，水通过模型的边缘向内部沿厚度方向垂直扩散。



(a) 2 mm区域



(b) 2.46 mm区域



(c) 4.46 mm区域

图8 不同时刻下实验件各厚度区域沿厚度方向的吸湿量

Fig. 8 Absorbed moisture content of specimen along thickness direction in area with different thickness at different time

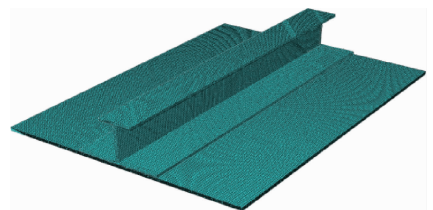


图9 有限元模型

Fig. 9 Finite element model

4.3 结果分析

通过有限元仿真分析，首先可以得到加筋壁板结构的吸湿曲线与实验数据的对比及绝对误差如图6所示。可以看出，有限元计算结果与实验

数据拟合较好,可以有效模拟吸湿的动态过程。

有限元仿真得到不同时刻下实验件的吸湿含湿量云图如图10所示。在水分扩散过程中,实验件表面由于直接与水接触在短时间内达到吸湿平衡状态,而材料内部则与表面在厚度方向存在较大的浓度梯度。随着吸湿时间推移,水分不断扩散至材料内部,当吸湿时间达到39 d时,区域1

基本达到吸湿平衡;达到52 d时,区域2基本达到吸湿平衡;吸湿130 d时,实验件整体基本达到吸湿平衡状态。不难看出,有限元计算得到的吸湿量沿厚度方向分布的规律与4.1节中加筋板 non-Fickian 吸湿模型计算得到的结果基本一致,因此可认为加筋板 non-Fickian 吸湿模型模拟的吸湿动态过程符合实际吸湿过程。

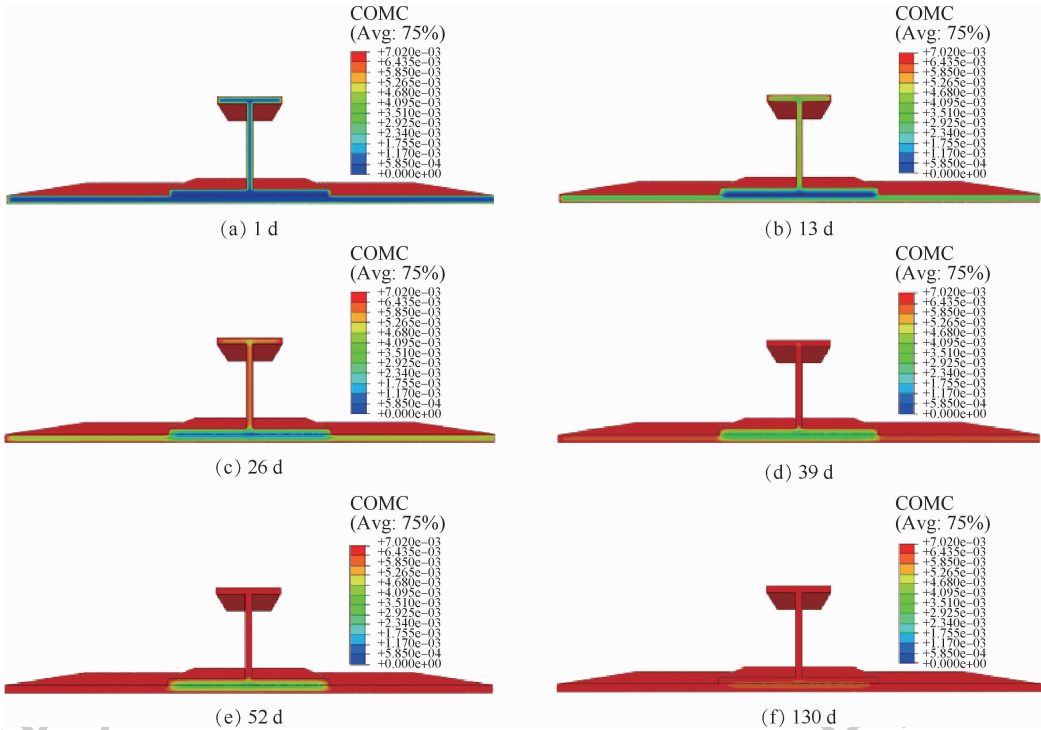


图10 不同时刻下复合材料加筋板吸湿量云图

Fig.10 Contours of absorbed moisture content of composite stiffened panel at different time

5 结论

1) 基于层合板 non-Fickian 吸湿模型建立加筋板 non-Fickian 吸湿模型能够对加筋板结构的吸湿行为进行准确预测。

2) 对于环氧树脂基复合材料典型加筋板实验件,吸湿过程可分为2个阶段。初始阶段吸湿率与时间呈明显的线性关系,随后吸湿速率发生明显下降。与传统 Fick 模型和文献[18]和文献[21]中的加筋板吸湿模型相比,所建立的加筋板 non-Fickian 吸湿模型预测精度更高。

3) 加筋板 non-Fickian 吸湿模型计算得到不同时刻下吸湿量沿厚度方向的分布规律与有限元质量扩散计算结果一致,模型计算结果准确。

参考文献 (References)

[1] 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 engineer-

ing[J]. *Aeta Materiae Compositae Sinica*, 2007, 24(1): 1-12 (in Chinese).

[2] 高禹, 李洋洋, 王柏臣, 等. 先进树脂基复合材料在航空发动机上的应用及研究进展[J]. 航空制造技术, 2016, 59(21): 16-21.

GAO Y, LI Y Y, WANG B C, et al. Application of advanced resin matrix composites in aeroengine and its research progress [J]. *Aeronautical Manufacturing Technology*, 2016, 59(21): 16-21 (in Chinese).

[3] 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).

[4] 吕小军, 张琦, 马兆庆, 等. 湿热老化对碳纤维/环氧树脂基复合材料力学性能影响研究[J]. 材料工程, 2005, 33(11): 50-53.

LU X J, ZHANG Q, MA Z Q, et al. Study of hydrothermal aging effect on mechanical properties of carbon fiber/epoxy resin composites [J]. *Journal of Materials Engineering*, 2005, 33

- (11):50-53(in Chinese).
- [5] 冯青,李敏,顾轶卓,等.不同湿热条件下碳纤维/环氧树脂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).
- [6] 李静.纤维增强树脂基复合材料的吸湿性和湿变形[J].航天返回与遥感,2010,31(2):69-74.
- LI J. Moisture absorption and soaking deformation of fiber reinforced resin composites [J]. Spacecraft Recovery & Remote Sensing,2010,31(2):69-74(in Chinese).
- [7] 张利军,肇研,罗云烽,等.湿热循环对 CCF300/QY8911 复合材料界面性能的影响[J].材料工程,2012,40(2):25-29.
- ZHANG L J,ZHAO Y,LUO Y F,et al. On the interfacial properties of CCF300/QY8911 composite with cyclical hygrothermal treatments[J]. Journal of Materials Engineering,2012,40(2):25-29(in Chinese).
- [8] 张晖,阳建红,李海斌,等.湿热老化环境对环氧树脂性能影响研究[J].兵器材料科学与工程,2010,33(3):41-43.
- ZHANG H,YANG J H,LI H B,et al. Effects of hydrothermal aging on properties of epoxy resin[J]. Ordnance Material Science and Engineering,2010,33(3):41-43(in Chinese).
- [9] 赵鹏.纤维增强树脂基复合材料湿热老化性能研究[D].南京:南京航空航天大学,2009:5-20.
- ZHAO P. Research on the hygrothermal aging performance of FRP composites [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,2009:5-20(in Chinese).
- [10] ZHOKH A,STRIZHAK P. Crossover between Fickian and non-Fickian diffusion in a system with hierarchy [J]. Microporous and Mesoporous Materials,2019,282:22-28.
- [11] PLACETTE M D,FAN X J,ZHAO J H,et al. Dual stage modeling of moisture absorption and desorption in epoxy mold compounds [J]. Microelectronics Reliability,2012,52(7):1401-1408.
- [12] CARTER H G,KIBLER K G. Langmuir-type model for anomalous moisture diffusion in composite resins [J]. Journal of Composite Materials,1978,12(2):118-131.
- [13] BARINK M,MAVINKURVE A,JANSSEN J. Predicting non-Fickian moisture diffusion in EMCs for application in micro-electronic devices [J]. Microelectronics Reliability,2016,62(7):45-49.
- [14] JACOBS P M,JONES E R. Diffusion of moisture into two-phase polymers [J]. Journal of Materials Science,1989,24(7):2343-2347.
- [15] WONG K J,LOW K O,ISRAR H A,et al. Thickness-dependent non-Fickian moisture absorption in epoxy molding compounds [J]. Microelectronics Reliability,2016,65(10):160-166.
- [16] LA SAPONARA V. Environmental and chemical degradation of carbon/epoxy and structural adhesive for aerospace applications: Fickian and anomalous diffusion, Arrhenius kinetics [J]. Composite Structures,2011,93(9):2180-2195.
- [17] 冯宇,何宇廷,安涛,等.湿热环境对航空复合材料加筋板压缩屈曲和后屈曲性能的影响 [J]. 材料工程,2015,43(5):81-88.
- FENG Y,HE Y T,AN T,et al. Influence of hygrothermal environment on compressive buckling and post-buckling performance of aero composite stiffened panel [J]. Journal of Materials Engineering,2015,43(5):81-88(in Chinese).
- [18] 谭翔飞,谭鹏达,何宇廷,等.航空碳纤维增强树脂基复合材料加筋壁板吸湿行为 [J]. 材料工程,2018,46(12):61-69.
- TAN X F,TAN P D,HE Y T,et al. Moisture behavior of aeronautic carbon fiber reinforced resin composite stiffened panel [J]. Journal of Materials Engineering,2018,46(12):61-69(in Chinese).
- [19] WONG K J. Moisture absorption characteristics and effects on mechanical behaviour of carbon/epoxy composite: Application to bonded patch repairs of composite structures [D]. Dijon: Université de Bourgogne,2013:31-42.
- [20] ASTM. Standard test method for polymer matrix composite materials; ASTM D5229/D5229M [S]. West Conshohocken: ASTM International,1992:1-15.
- [21] ZHANG T J,LI S L,CHANG F,et al. An experimental and numerical analysis for stiffened composite panel subjected to shear loading in hygrothermal environment [J]. Composite Structures,2016,138:107-115.

Moisture absorption behavior of epoxy resin matrix composite stiffened panel

YU Jian^{1,2}, HE Yuting^{1,3}, FENG Yu^{1,3,*}, MA Binlin¹, ZHANG Teng¹, YANG Fei^{1,4}

(1. Aeronautics and Astronautics Engineering College, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China;

2. 94795 Troops of the Chinese People's Liberation Army, Nantong 226500, China;

3. School of Aeronautics, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China;

4. Guizhou Aerospace Tianma Electromechanicals Co., Ltd., Zunyi 563000, China)

Abstract: The properties of epoxy resin matrix composites are sensitive to hygrothermal environment, and it is of great significance to investigate the moisture absorption behavior of epoxy resin matrix composite structures for its practical application. Based on the non-Fickian moisture absorption model of carbon fiber epoxy resin matrix laminates, the non-Fickian moisture absorption model for the epoxy resin matrix stiffened panel was established, the moisture absorption experiments of stiffened panel were conducted under the condition of 70°C/85% RH, and the established model was verified. The proposed model was compared with the existing moisture absorption model further. Finally, the moisture absorption distribution of the typical stiffened panel along the thickness direction was given through the established model. The results show that the calculated results of the established non-Fickian moisture absorption model of the stiffened panel are in good agreement with the experimental results. The relative error of the moisture absorption through the entire moisture absorption stage is less than 5%, and the predictive accuracy of the model is higher than that of the traditional Fick model. The established non-Fickian moisture absorption model of stiffened panel can be used to accurately predict the absorbed moisture content of epoxy resin matrix composite stiffened panels.

Keywords: composite; stiffened panel; moisture absorption behavior; non-Fickian behavior; finite element simulation

Received: 2020-09-21; **Accepted:** 2020-11-20; **Published online:** 2020-12-01 11:32

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20201201.1030.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (51805538); Yong Talents Fund of University Association for Science and Technology in Shaanxi, China (20190410); Natural Science Basic Research Program of Shaanxi (2020JQ-476)

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

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0268

一种基于卷积神经网络的地磁基准图构建方法



马啸宇, 张金生*, 李婷

(火箭军工程大学 导弹工程学院, 西安 710025)

摘 要: 地磁匹配导航技术是一种重要的辅助导航制导方法,地磁基准图的构建精度对地磁匹配制导的精准度起着决定性作用。针对现有地磁基准图构建精度难以满足实际地磁匹配导航需求的问题,提出了一种基于卷积神经网络的地磁基准图构建方法。首先,利用卷积层提取低分辨率基准图中的特征图像块;然后,利用基于学习的阈值收缩算法(LISTA)实现图像块的稀疏表示;最后,利用三通道的地磁信息得到重建后的高分辨率基准图。实验结果表明:所提方法对地磁基准图具有更高的构建精度,同时对噪声有更好的鲁棒性,各种客观评价指标均高于现有的超分辨率重建方法。

关键词: 地磁导航;地磁基准图;图像超分辨率重建;卷积神经网络;稀疏编码

中图分类号: V221+.3; TB553

文献标志码: A **文章编号:** 1001-5965(2021)09-1918-09

在过去几十年中,导航制导技术得到了巨大的发展,其中最主流的研究方向是惯性导航技术及卫星导航技术^[1-3]。由于惯性导航中使用的陀螺仪会产生随时间不断累积的漂移误差,同时卫星信号容易受到地形、气候等客观因素的干扰,导航定位的精度难以继续提升。考虑到地磁场相对而言十分稳定,基本不会随时间变化,同时受环境客观因素影响较小,地磁导航定位技术逐渐成为了有效的辅助导航定位方法^[4-6]。

地磁导航定位技术主要分为以下3部分:根据预先采集的目标区域地磁场信息建立高精度地磁基准图;飞行器实时对地磁信息进行采集;将实时采集的磁测数据与制备好的地磁基准图进行匹配,从而确定飞行器实时位置及轨迹。因此,地磁基准图的构建精度对地磁匹配导航定位的精度起着决定性作用。

当前,地磁基准图的构建方法主要分为2类:
①在现有的地磁场物理模型的基础上进行基准图的构建^[7];②根据实际测量的目标区域地磁场数

据建模生成网格化的基准图^[8]。常用的地磁场物理模型有国际地磁参考磁场(International Geomagnetic Reference Field, IGRF)和世界磁场模型(World Magnetic Model, WMM),其主要针对地球的主磁场模型进行分析^[9]。在实际情况下,局部地区的地磁场还主要受到地球内部异常场及日变等外部条件的影响。因此,在实测数据的基础上进行基准图的构建具有更高的精度^[10]。现有基于实测数据的基准图构建方法主要是插值法,包括双三次插值、Kriging插值、基于粒子群优化算法(Particle Swarm Optimization, PSO)的Kriging插值等^[11]。基于插值的方法虽然能够有效地提高基准图的分辨率,但只能在变化较为平缓的区域取得理想的效果,难以恢复相邻实测点之间的高频信息。

因此,本文借鉴了图像处理领域中的图像超分辨率重建技术,通过对低分辨率的地磁基准图进行超分辨率重建,以提高地磁基准图的精度。超分辨率重建方法主要分为3类:基于插值的方

收稿日期: 2020-06-16; 录用日期: 2020-08-07; 网络出版时间: 2020-08-28 17:06

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200828.1550.004.html

基金项目: 国家自然科学基金(61673017); 中国博士后科学基金(2019M3643)

* 通信作者. E-mail: 15309217656@163.com

引用格式: 马啸宇, 张金生, 李婷. 一种基于卷积神经网络的地磁基准图构建方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(9): 1918-1926. MA X Y, ZHANG J S, LI T. A geomagnetic reference map construction method based on convolutional neural network[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(9): 1918-1926 (in Chinese).

法、基于模型重建的方法和基于学习的方法。基于插值的方法是在低分辨率图像的基础上利用各种插值函数计算出高分辨率图像每个像素点的像素值^[12-15]。基于模型重建的方法是利用低分辨率图像作为先验信息构建出图像的特征结构从而进行重建^[16-18]。基于学习的方法主要利用神经网络学习低分辨率图像,以及其相对应的高分辨率图像之间的图像边缘和纹理等高频特征映射关系^[19-21],一般以最小化均方误差作为优化目标,恢复出低分辨率图像中所欠缺的细节信息,从而达到超分辨率重建的目标。随着计算机技术的飞速发展,基于学习的方法尤其是深度学习算法逐渐展现出了在构建精度上面的优势。

为有效提高地磁基准图的构建精度,本文提出了基于卷积神经网络(CNN)的高精度地磁基准图构建方法。主要贡献如下:

1) 利用 CNN 实现地磁基准图的超分辨率重建,并将网络中的非线性映射层替换为了稀疏编码,利用基于学习阈值收缩算法(LISTA)实现了每个图像块的稀疏表示,有效提高了地磁基准图的构建精度。

2) 建立了多通道的网络模型,充分利用了地磁三分量的有效信息,实验证明对构建出的基准图的鲁棒性有了很大的提升。

3) 本文方法在各项客观评价指标中都优于现有的地磁基准图重建方法,同时具有较强的噪声抗干扰能力。

1 理论基础

1.1 地磁场模型

图1为地磁参考场的特征图。地磁场模型主要包括7个分量,其中2个为角度分量,5个为幅值分量。若以地磁信号的观测点作为坐标原点建立三维坐标系,地磁场通常用地磁场三分量进行表示^[4]。地磁场三分量定义3个指定方向的地磁场分量,方向为地理北向、地磁东向与垂直向下,并分别记作 B_x 、 B_y 、 B_z 。水平分量 H 通过 B_x 与 B_y 的矢量合成得到,表示总地磁矢量在水平面上的投影。地磁场矢量的绝对值称为总场强度 B_f 。2个角度分量为磁偏角和磁倾角。分量 B_x 与 H 之间的夹角定义为磁偏角 D ; B_f 与 H 之间的夹角定义为磁倾角 I 。因此,地磁场的7个基本分量满足如下几何关系式:

$$B_f = \sqrt{B_x^2 + B_y^2 + B_z^2} \quad (1)$$

$$H = \sqrt{B_x^2 + B_y^2} \quad (2)$$

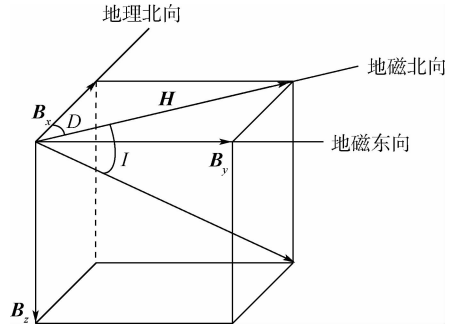


图1 地磁参考场特征

Fig. 1 Features of geomagnetic reference field

$$D = \arccos\left(\frac{B_x}{H}\right) \quad (3)$$

$$I = \arccos\left(\frac{H}{B_f}\right) \quad (4)$$

由式(1)~式(4)中的各分量关系可知,地磁场7个要素中只有3个是相互独立的。主要对 B_x 、 B_y 、 B_z 3个分量进行研究,最终利用计算得到的总场强度来评价本文方法的性能。

1.2 卷积神经网络

近年来,深度学习在图像超分辨率重建领域得到了巨大的发展,同时取得了相对于传统方法更好的实验结果。其中最具代表性的是 Dong 等^[20]在2014年提出的利用 CNN 实现图像的超分辨率重建,利用3个卷积层实现低分辨率图像和高分辨率图像之间的映射关系,同时取得了比传统方法更高的重建精度。

CNN 一般情况下由以下3个部分组成:输入层、隐藏层和输出层。输入层是将经过裁减、转换颜色空间等预处理步骤的图像输入网络。隐藏层包括卷积层、池化层和全连接层。其中,卷积层是通过卷积核对输入图像进行卷积运算得到多通道的特征图像,可以有效地增强输入图像的特征,降低噪声干扰。池化层可以减少网络参数,降低计算复杂度,同时保持图像的旋转不变性。全连接层采用 softmax 全连接,得到的激活值即网络提取的图像特征。输出层得到 CNN 输出的分类结果。在图像超分辨率重建中, CNN 通过提取低分辨率(Low-Resolution, LR)图像的特征信息重建出高分辨率(High-Resolution, HR)图像,计算输入图像与目标图像之间的误差,不断调整参数使得 HR 图像更接近目标图像。

1.3 基于稀疏编码的图像超分辨率重建

在图像超分辨率重建中,LR 图像一般由 HR 基准图经过模糊处理及下采样得到,如下:

$$Y = BSX \quad (5)$$

式中： B 为模糊矩阵； S 为下采样矩阵。

由式(5)可知，从 LR 图像中恢复 HR 图像是一个病态问题，即式(5)为一个欠定方程组，每一个图像 Y 都对应了无穷多个 HR 图像解。但在式(6)的约束条件下能够很好地解决这个问题。

首先，将 HR 图像 X 均匀分为多个图像块 x ，这些图像块可以通过字典 D_h 稀疏表示为

$$x \approx D_h \alpha \quad \alpha \in R^K; \|\alpha\|_0 \ll K \quad (6)$$

式中： α 为 HR 图像块 x 的稀疏系数； K 为常数。

由于 LR 图像和对应的 HR 图像在一定的稀疏字典下有着相同的特征，可以通过训练得到 LR 稀疏字典及对应的 HR 字典，使得 LR 图像与 HR 图像具有相同的稀疏系数^[19]。LR 图像能够被稀疏字典 D_l 表示为

$$\min \|\alpha\|_0 \quad \text{s. t.} \quad \|FD_l \alpha - Fy\|_2^2 \ll \varepsilon \quad (7)$$

式中： F 为 LR 图像的特征提取矩阵； ε 表示对稀疏字典重建误差的约束； y 为原始低分辨率图像； $\|\alpha\|_0$ 表示 l_0 范数。由于图像中的高频细节部分是关注的重点， F 的作用类似于一个高通滤波器，能够恢复出与原始图像足够相近的细节特征。由于式(7)中的问题是 NP 难问题，只要 α 足够稀疏，就能够使用 l_1 范数来代替 l_0 范数，方法如下：

$$\min \|\alpha\|_1 \quad \text{s. t.} \quad \|FD_l \alpha - Fy\|_2^2 \ll \varepsilon \quad (8)$$

对式(8)进行正则化，转换后的表达式为

$$\min_{\alpha} \frac{1}{2} \|FD_l \alpha - Fy\|_2^2 + \lambda \|\alpha\|_1 \quad (9)$$

式中： λ 的作用是控制结果的稀疏程度和与原始信号的接近程度之间的权重比。

式(9)的问题能够使用凸优化的方法得到解决。通过式(9)得到最优的结果 α^* ，则可生成 HR 图像块 $x = D_h \alpha^*$ 。假设初始 HR 图像为 X_0 ，则该最终优化问题能够表示为

$$X^* = \arg \min_X \|X - X_0\|_2^2 \quad \text{s. t.} \quad BSX = Y \quad (10)$$

1.4 稀疏编码的卷积神经网络实现

有很多学者发现稀疏编码和卷积神经网络存在着十分密切的关系，文献[22]中提出，在给定稀疏字典 D_l 的情况下，利用一种前馈神经网络能够高效地近似得到输入图像的稀疏系数 α ，网络结构如图 2 所示。图中： y 为原始输入图像，权重矩阵 W 、 T 及收缩阈值 θ 都从数据中学习得到。该方法能够在有限的循环次数内通过不断更新得到最终的稀疏系数，迭代方法如下：

$$z_{k+1} = h_{\theta}(W y + T z_k) \quad (11)$$

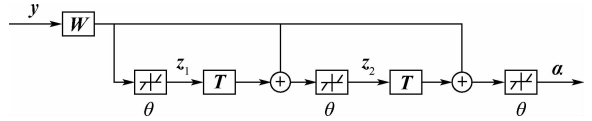


图 2 ISTA 网络结构

Fig. 2 Structure of ISTA network

式中： h_{θ} 为一个软阈值函数， $[h_{\theta}(a)]_i = \text{sign}(a_i) (|a_i| - \theta_i)$ 。

上述迭代阈值收缩算法 (ISTA) 的主要目标是找到网络参数与稀疏编码中的参数之间的解析关系，而文献[23]中利用反向传播方法直接从训练数据集中学习到所有的网络参数。通过这种方法能够在有限的循环次数内学习到足够近似的输入图像的稀疏系数，从而实现图像的超分辨率重建。

2 基于卷积神经网络的重建方法

受到 CNN 及稀疏编码在图像超分辨率重建中广泛应用的启发，提出了一种基于 CNN 的地磁基准图构建方法。首先，用矩谐分析理论对获取的地磁场信息进行建模及网格化，得到 HR 地磁基准图，同时下采样生成 LR 基准图，二者共同组成训练数据集和测试数据集；其次，用训练数据集对所提网络结构进行训练，以最小均方误差作为训练结束判据，从而得到最终 CNN 模型；最后，运用测试数据集进行超分辨率重建实验，验证该方法的有效性。

利用 CNN 实现稀疏编码的过程，既有效地训练了网络中各项参数，同时也充分利用了稀疏编码对信号的表示能力及抗噪能力，同时将地磁三分量看作图像的三原色，建立了多通道训练网络，有效提高了重建结果的鲁棒性。

2.1 数据集制备

由于现有地磁基准图构建方法是以插值法为主，并没有使用与卷积神经网络的现成地磁信息数据集。因此，利用矩谐分析法构建地磁数据集，用于后续网络模型的训练。由于实际测量得到的地磁信息较为分散且测量点之间的间距是不均匀的，需要先对测量区域的地磁场进行标准化建模，再将建立好的磁场模型进行网格化处理从而得到最终的地磁基准图。实际测量的地磁场信息可由式(12)进行分解：

$$B_R = B_0 - B_C \quad (12)$$

式中： B_R 为地磁剩余磁场值； B_0 为地磁场实测数据； B_C 为通过国际地磁参考场 (IGRF) 计算的理论值。通过式(12)可以获取目标区域的剩余磁场值。

在近年来的研究中，对地磁场的建模主要采用

球谐分析(Spherical Harmonic Analysis, SHA)和矩谐分析(Rectangular Harmonic Analysis, RHA)^[3];由于本文研究的地磁场区域相对较小,地球曲率对模型的影响几乎可以忽略不计,选择使用矩谐分析理论进行目标区域地磁剩余场 B_R 建模,具体步骤如下。

在一个没有磁场源的空间内,目标的具体位置可以利用拉普拉斯方程获取:

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = 0 \quad (13)$$

式(13)的解可写成

$$V(x, y, z) = Ax + By + Cz + \sum_{n=q-m+1}^{N_{\max}} \sum_{m=0}^q P_{mn}(x, y) e^{uz} \quad (14)$$

式中: $n = q - m + 1$; $v = 2\pi/L_x$; $w = 2\pi/L_y$; $u = \sqrt{(mv)^2 + (nw)^2}$; $P_{mn}(x, y) = D_{mn} \cos(mvx) \cos(nwy) + E_{mn} \cos(mvx) \sin(nwy) + F_{mn} \sin(mvx) \cos(nwy) + G_{mn} \sin(mvx) \sin(nwy)$; $V(x, y, z)$ 为最大截断阶数; x, y, z 为磁测位置的三维坐标; L_x 和 L_y 分别为目标矩形区域的长度和宽度。

将上述矩形区域的中心作为矩谐坐标系的坐标原点,则坐标范围为

$$\begin{cases} -\frac{L_x}{2} \leq x \leq \frac{L_x}{2} \\ -\frac{L_y}{2} \leq y \leq \frac{L_y}{2} \end{cases}$$

此时地磁三分量可以表示为

$$\begin{cases} B_x = -\frac{\partial V}{\partial x} = -A + \sum_{q=0}^{N_{\max}} \sum_{m=0}^q Q_{mn}(x, y) e^{uz} \\ B_y = -\frac{\partial V}{\partial y} = -B + \sum_{q=0}^{N_{\max}} \sum_{m=0}^q R_{mn}(x, y) e^{uz} \\ B_z = -\frac{\partial V}{\partial z} = -C + \sum_{q=0}^{N_{\max}} \sum_{m=0}^q S_{mn}(x, y) e^{uz} \end{cases} \quad (15)$$

式中:

$$\begin{aligned} Q_{mn}(x, y) &= mv(D_{mn} \sin(mvx) \cos(nwy) + \\ & E_{mn} \sin(mvx) \sin(nwy) - \\ & F_{mn} \cos(mvx) \cos(nwy) - \\ & G_{mn} \cos(mvx) \sin(nwy)) \\ R_{mn}(x, y) &= nw(D_{mn} \cos(mvx) \sin(nwy) - \\ & E_{mn} \cos(mvx) \cos(nwy) + \\ & F_{mn} \sin(mvx) \sin(nwy) - \\ & G_{mn} \sin(mvx) \cos(nwy)) \\ S_{mn}(x, y) &= -uP_{mn}(x, y) \end{aligned}$$

因此,总场强度可以表示为

$$B_f = \sqrt{B_x^2 + B_y^2 + B_z^2}$$

通过上述方法,可以建立地磁剩余场模型,同时获取精确的网格化数据,而后利用获取的网格化数据分解成大小为 256×256 的数据块,最终组成本文使用的数据集。

2.2 网络结构

由1.4节可知,通过LISTA网络能够有效地实现稀疏编码,因此可以通过直接建立一个多层的卷积神经网络来模拟稀疏编码图像超分辨率重建的过程。与大部分常用的方法类似,首先利用双三次插值对LR地磁基准图进行上采样得到网络的输入 I_x ,以保证与最终HR基准图大小相同。详细网络结构如图3所示,下面将对每部分的具体功能进行详细介绍。

第1层是图像特征提取层,通过一个卷积层从LR基准图中提取出每一个图像块的特征信息。此层可表示为

$$F_1(Y) = \max(0, W_1 * Y + B_1) \quad (16)$$

式中: W_1 、 Y 和 B_1 分别为权重矩阵、上采样后的输入基准图和偏置矩阵; F_1 为特征提取函数。

此处选择的激活函数为 $\text{ReLU}(\max(0, x))$ 。由于相对于自然图像地磁基准图有着更低的复杂度,选择大小为 3×3 的卷积核。相比于在文献[23](SRCNN)中使用的 9×9 卷积核,能够在充分提取基准图有效特征的同时减少网络参数的数量,并且能够保证卷积后图像的大小不发生变化,有利于后续的处理。

在第2层中,每一个处理后的LR图像块都将进行有限次数的LISTA网络训练,从而得到其稀疏系数 α 及稀疏字典 $D_i^j (i = X, Y, Z)$ 。

第3层可以看作一个线性映射层,将上一步获取的每个图像块与预先训练好的HR稀疏字典 $D_h^i (i = X, Y, Z)$ 相乘得到HR特征图像块。

最后是解卷积层,将训练好的HR图像块通过解卷积得到重建后的HR三分量地磁基准图,最终计算出总场基准图。

2.3 损失函数

训练本文网络的最终目的是使重建后的地磁基准图 $F(Y_i; \Theta)$ 与对应的HR基准图 X 之间的误差最小,选择在图像超分辨率重建中最为常用的最小均方误差(Mean-Square Error, MSE)作为损失函数,其定义为

$$L(\Theta) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \|F(Y_i; \Theta) - X_i\|^2 \quad (17)$$

式中: n 代表训练样本的数量。

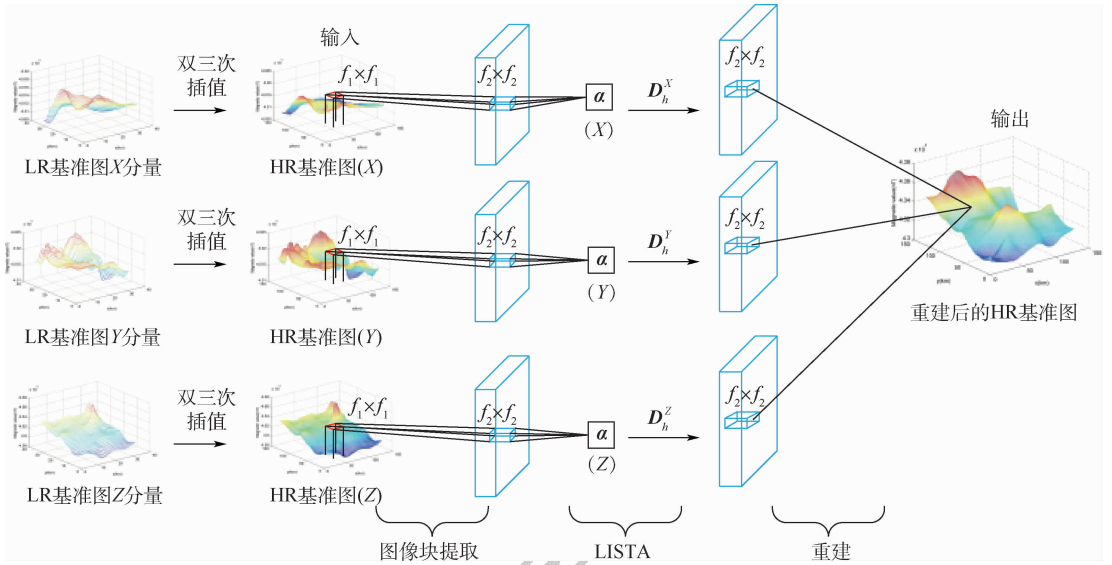


图3 本文网络模型整体结构

Fig. 3 Overall structure of the proposed network model

利用随机梯度下降法来最小化式(17)中的损失函数。

通过上文对于所提方法流程的具体阐述,构建出了完整的基于CNN和稀疏编码的地磁基准图构建方法,所提方法的整体流程图如图4所示。

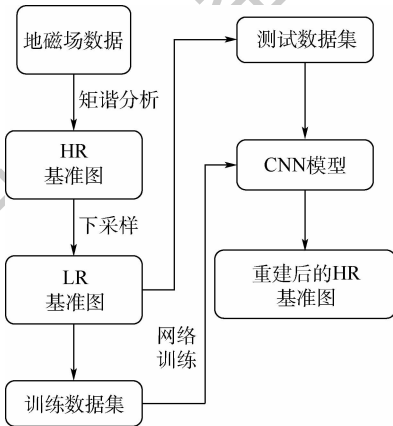


图4 本文方法流程

Fig. 4 Flowchart of the proposed method

3 仿真结果和性能分析

3.1 实验环境及设置

实验中所用计算机型号为 ThinkPad T460, CPU 为 Intel Core i5-6200U CPU @ 2.30 GHz, 8 GB内存,深度学习框架为 TensorFlow。

所使用实验数据集以美国地质调查局(United States Geological Survey, USGS)在2002年公布的北美地区地磁场异常数据作为基础,结合 IGRF 生成实验区域的地磁场模型,运用2.1节中的方法进行构建。同时采用了来自2009年东亚地区的地磁数据进行测试数据集的构建。在后续实验中比较了本文方法和多种得到广泛应用的地磁基

准图构建方法及图像超分辨率重建方法在地磁基准图构建中的实际效果,包括双三次插值、PSO-Kriging 插值,稀疏编码(SR)等。

首先,为方便后续处理,将所有地磁数据调整到 $[0, 255]$ 范围内,具体方法如下:

$$t_i = 255 \frac{t_i - t_{\min}}{t_{\max} - t_{\min}} \quad (18)$$

式中: t_i 为地磁基准图中的元素; t_{\max} 和 t_{\min} 分别为所有地磁数据的最大值和最小值。

实验表明,训练所用数据集的大小对于训练模型的效果有很大的影响。因此,对于数据集中的每个基准图进行以下操作:①按照系数0.6, 0.7, 0.8, 0.9进行缩放;②旋转 $90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$,再经过不重叠的裁剪最终得到12 000幅大小为 128×128 的训练基准图。网络权重采取高斯初始化的方式,在训练初期,将学习率设置为 10^{-4} ,随着训练的进行,不断动态微调学习率,其最低可达到 10^{-5} ,网络的权值衰减参数和动量分别为 10^{-4} 和0.9。

3.2 重建效果对比

为验证生成的HR地磁基准图的质量,利用结构相似度(SSIM)、峰值信噪比(PSNR)和均方根误差(RMSE)作为评价指标,对通过式(1)计算得到的总场强度进行评价。

PSNR能够反映出2幅基准图对应坐标点磁场值之间的误差大小,其指标越高说明重建后的基准图与原始基准图越相近,重建精度越高。RMSE为均方根误差,即本文网络中所使用的损失函数,能够直观地表现出2幅基准图的整体误差大小,其值越小说明重建精度越高。SSIM为

2幅基准图相似度的评价指标,主要用于表示图像中的结构信息,其值越接近于1,说明重建后的基准图与原图越相似,重建效果越好。

不同方法的基准图重建效果对比如图5所示。可以看出,利用本文方法构建的HR基准图与原始图最为相近,且细节部分重建效果最好。

从测试数据集中随机抽取了50张大小为 128×128 的地磁基准图,进行了2、3、4倍放大的超分辨率重建,最终结果取平均值,重建后基准图的PSNR、RMSE和SSIM指标如表1~表3所示。可以看出,各种指标及放大倍数下本文所提方法均优于其他方法,且放大倍数越大,优势越明显。

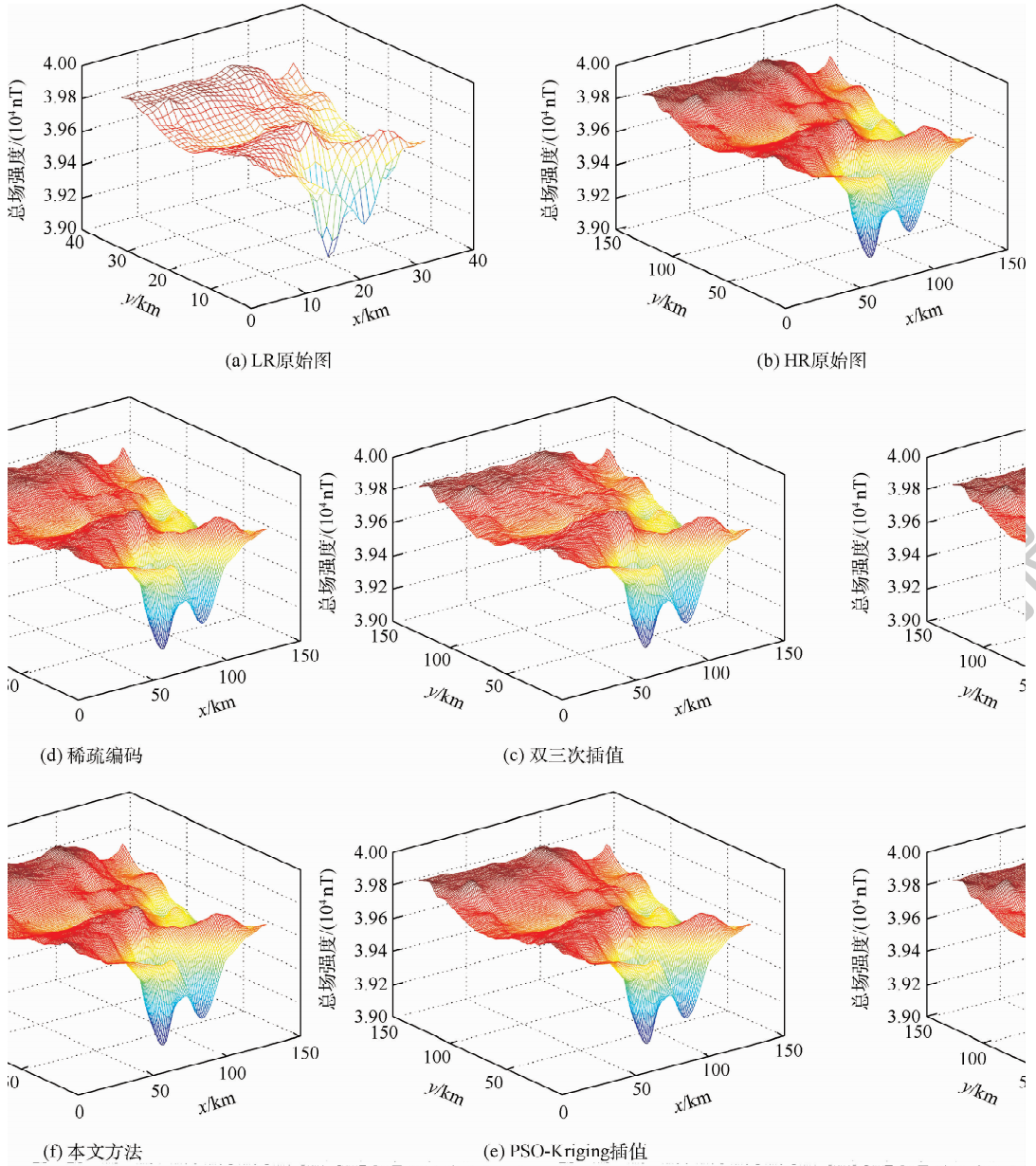


图5 4倍放大下地磁基准图重建效果对比

Fig. 5 Comparison of geomagnetic reference map reconstructed with magnification factor 4

表1 2倍放大下不同方法 PSNR、SSIM 和 RMSE 指标对比

Table 1 Comparison of PSNR, SSIM and RMSE of different methods with magnification factor 2

方法	PSNR/dB	SSIM	RMSE/nT
双三次插值	30.56	0.801	3.02
稀疏编码	31.51	0.835	3.82
PSO-Kriging	31.44	0.831	2.93
本文方法	31.67	0.847	2.77

表2 3倍放大下不同方法 PSNR、SSIM 和 RMSE 指标对比

Table 2 Comparison of PSNR, SSIM and RMSE of different methods with magnification factor 3

方法	PSNR/dB	SSIM	RMSE/nT
双三次插值	27.66	0.571	8.19
稀疏编码	28.39	0.634	7.62
PSO-Kriging	28.18	0.623	7.88
本文方法	28.64	0.664	7.31

表 3 4 倍放大倍数下不同方法 PSNR、SSIM 和 RMSE 指标对比

Table 3 Comparison of PSNR, SSIM and RMSE of different methods with magnification factor 4

方法	PSNR/dB	SSIM	RMSE/nT
双三次插值	25.13	0.446	15.47
稀疏编码	26.12	0.508	12.87
PSO-Kriging	25.99	0.501	13.45
本文方法	26.55	0.561	12.11

3.3 噪声鲁棒性分析

在上述实验过程中,一般都认为所使用的实验数据是没有噪声的,但在实际地磁场测量过程中,各种干扰会对测量结果产生很大的影响。因此,研究方法对于各种噪声的抗干扰能力具有重要意义。为验证本文基于 CNN 的基准图构建方法对噪声的鲁棒性,对测试数据集中的基准图在三分量方向分别加入不同等级的高斯白噪声,在 3 倍的基准图分辨率放大倍数下,噪声的标准差设置为 5 ~ 20 nT。同时也使用了文献[20]中的 SRCNN 网络结构进行对比实验。实验结果如表 4 ~ 表 6 所示。可以看出,本文方法对噪声的鲁棒性要优于其他方法。

表 4 不同噪声等级下各种方法 PSNR 值对比

Table 4 Comparison of PSNR of different methods under different noise levels

方法	PSNR/dB				
	$\sigma = 0$	$\sigma = 5$	$\sigma = 10$	$\sigma = 15$	$\sigma = 20$
稀疏编码	28.39	28.31	28.22	28.13	28.05
SRCNN	28.44	28.34	28.22	28.13	28.02
PSO-Kriging	28.18	28.09	28.01	27.94	27.85
本文方法	28.64	28.58	28.52	28.48	28.44

表 5 不同噪声等级下各种方法 SSIM 值对比

Table 5 Comparison of SSIM of different methods under different noise levels

方法	SSIM				
	$\sigma = 0$	$\sigma = 5$	$\sigma = 10$	$\sigma = 15$	$\sigma = 20$
稀疏编码	0.634	0.629	0.623	0.616	0.609
SRCNN	0.642	0.634	0.627	0.620	0.611
PSO-Kriging	0.623	0.614	0.606	0.599	0.589
本文方法	0.664	0.661	0.657	0.652	0.648

表 6 不同噪声等级下各种方法 RMSE 值对比

Table 6 Comparison of RMSE of different methods under different noise levels

方法	RMSE/nT				
	$\sigma = 0$	$\sigma = 5$	$\sigma = 10$	$\sigma = 15$	$\sigma = 20$
稀疏编码	7.62	7.69	7.77	7.84	7.92
SRCNN	7.45	7.58	7.69	7.78	7.89
PSO-Kriging	7.88	7.97	8.11	8.23	8.35
本文方法	7.31	7.37	7.42	7.47	7.55

4 结 论

1) 为提高地磁基准图的构建精度,提出了一种基于 CNN 的地磁基准图构建方法,将传统 CNN 中的非线性映射部分替换为 LISTA 网络,对每个特征图像进行稀疏编码。实验证明,相比于其他方法,基于 CNN 的基准图构建方法能有效提高重建的地磁基准图 PSNR、SSIM 等各项指标,体现出本文方法在地磁基准图构建中的优势。

2) 设计了三通道的 CNN 结构,分别对地磁场三分量信息进行训练,实验证明,当受到不同方向噪声攻击时,本文方法具有更好的鲁棒性,因此在实际地磁基准图构建中具有更好的效果。

在未来的研究中,将继续研究地磁场三分量之间的结构关系,从而进一步提高重建方法的鲁棒性,提高基准图构建精度,并将该方法应用到实际地磁基准图构建应用中。

参考文献 (References)

[1] HOLLAND R A, THORUP K, VONHOF M J, et al. Bat orientation using Earth's magnetic field [J]. Nature, 2006, 444 (7120): 702.

[2] ECKENHOFF K, GENEVA P, HUANG G Q. Direct visual-inertial navigation with analytical preintegration [C] // 2017 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA). Piscataway: IEEE Press, 2017: 1429-1435.

[3] CUNTZ M, KONOVALTSEV A, MEURER M. Concepts, development, and validation of multiantenna GNSS receivers for resilient navigation [J]. Proceedings of the IEEE, 2016, 104 (6): 1288-1301.

[4] LOHMANN K J, LOHMANN C M F, EHRHART L M, et al. Geomagnetic map used in sea-turtle navigation [J]. Nature, 2004, 428 (6986): 909-910.

[5] 岳建平,甄宗坤.基于粒子群算法的 Kriging 插值在区域地面沉降中的应用 [J].测绘通报, 2012 (3): 59-62.
YUE J P, ZHEN Z K. Application of particle swarm optimization based Kriging interpolation method in regional land subsidence [J]. Bulletin of Surveying and Mapping, 2012 (3): 59-62 (in Chinese).

[6] 李晨霖,王仕成,张金生,等.基于改进的 Kriging 插值方法构建地磁基准图 [J].计算机仿真, 2018, 35 (12): 262-266.
LI C L, WANG S C, ZHANG J S, et al. Construction of geomagnetic datum map based on improved Kriging interpolation method [J]. Computer Simulation, 2018, 35 (12): 262-266 (in Chinese).

[7] GOLDENBERG F. Geomagnetic navigation beyond the magnetic compass [C] // 2006 IEEE/ION Position, Location, and Navigation Symposium. Piscataway: IEEE Press, 2006: 684-694.

[8] 张涛,郑建华,高东.一种利用磁强计和星敏感器的自主导航方法 [J].宇航学报, 2017, 38 (2): 152-158.
ZHANG T, ZHENG J H, GAO D. A method of autonomous nav-

- igation using the magnetometer and star sensor [J]. *Journal of Astronautics*, 2017, 38(2):152-158 (in Chinese).
- [9] 华冰, 张志文, 王峰, 等. 基于地磁/光谱红移/太阳光信息的FAUKF自主定轨[J]. *系统工程与电子技术*, 2019, 41(1):154-161.
HUA B, ZHANG Z W, WANG F, et al. FAUKF autonomous orbit determination based on geomagnetic/spectral redshift/sunlight information [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2019, 41(1):154-161 (in Chinese).
- [10] CAI Q Z, YANG G L, SONG N F, et al. Analysis and calibration of the gyro bias caused by geomagnetic field in a dual-axis rotational inertial navigation system [J]. *Measurement Science and Technology*, 2016, 27(10):105001.
- [11] LIU M Y, LIU K, YANG P P, et al. Bio-inspired navigation based on geomagnetic [C] // 2013 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics (ROBIO). Piscataway: IEEE Press, 2013:2339-2344.
- [12] 杨宇翔. 图像超分辨率重建算法研究[D]. 合肥: 中国科学技术大学, 2013:14-28.
YANG Y X. Image super resolution reconstruction [D]. Hefei: University of Science and Technology of China, 2013:14-28 (in Chinese).
- [13] WANG Z Y, YANG Y Z, WANG Z W, et al. Learning super-resolution jointly from external and internal examples [J]. *IEEE Transactions on Image Processing*, 2015, 24(11):4359-4371.
- [14] DENG C, XU J, ZHANG K B, et al. Similarity constraints-based structured output regression machine: An approach to image super-resolution [J]. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2016, 27(12):2472-2485.
- [15] LI X, ORCHARD M T. New edge-directed interpolation [J]. *IEEE Transactions on Image Processing*, 2001, 10(10):1521-1527.
- [16] WEN B H, RAVISHANKAR S, BRESLER Y. Structured over-complete sparsifying transform learning with convergence guarantees and applications [J]. *International Journal of Computer Vision*, 2015, 114(2-3):137-167.
- [17] IRANI M, PELEG S. Improving resolution by image registration [J]. *CVGIP: Graphical Models and Image Processing*, 1991, 53(3):231-239.
- [18] YANG J C, LIN Z, COHEN S. Fast image super-resolution based on in-place example regression [C] // 2013 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2013:1059-1066.
- [19] YANG J C, WANG Z W, LIN Z, et al. Coupled dictionary training for image super-resolution [J]. *IEEE Transactions on Image Processing*, 2012, 21(8):3467-3478.
- [20] DONG C, LOY C C, HE K M, et al. Learning a deep convolutional network for image super-resolution [C] // European Conference on Computer Vision. Berlin: Springer, 2014:184-199.
- [21] KIM J, LEE J K, LEE K M. Deeply-recursive convolutional network for image super-resolution [C] // 2016 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2016:1637-1645.
- [22] MACKAY D J C. Good error-correcting codes based on very sparse matrices [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1999, 45(2):399-431.
- [23] LIU D, WANG Z W, WEN B H, et al. Robust single image super-resolution via deep networks with sparse prior [J]. *IEEE Transactions on Image Processing*, 2016, 25(7):3194-3207.

A geomagnetic reference map construction method based on convolutional neural network

MA Xiaoyu, ZHANG Jinsheng*, LI Ting

(Missile Engineering College, Rocket Force University, Xi'an 710025, China)

Abstract: Geomagnetic matching navigation technology is an important auxiliary navigation guidance method. The construction accuracy of geomagnetic reference map plays a decisive role in the accuracy of geomagnetic matching guidance. Aimed at the problem that the construction accuracy of the existing geomagnetic reference maps is difficult to meet the actual requirements of geomagnetic matching navigation, a construction method of geomagnetic reference maps based on convolutional neural network is proposed. First, the convolutional layer is used to extract the feature image patches in the low-resolution reference image. Then, the Learned Iterative Shrinkage and Thresholding Algorithm (LISTA) is used to realize the sparse representation of the low-resolution image patches. Finally, the three-channel geomagnetic information is used to obtain the final reconstructed high-resolution reference map. The experimental results show that the proposed method has a higher construction accuracy for geomagnetic reference map and better robustness to noise. Various objective evaluation indexes of the proposed method are higher than those of the existing super-resolution reconstruction algorithms.

Keywords: geomagnetic navigation; geomagnetic reference map; image super-resolution reconstruction; convolutional neural network; sparse coding

Received: 2020-06-16; **Accepted:** 2020-08-07; **Published online:** 2020-08-28 17:06

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20200828.1550.004.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61673017); China Postdoctoral Science Foundation (2019M3643)

* **Corresponding author.** E-mail: 15309217656@163.com

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

DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0681

基于 EMD 的 MEMS 陀螺仪随机漂移分析方法



李文华, 汪立新*, 沈强, 李成

(火箭军工程大学 导弹工程学院, 西安 710025)

摘 要: 为了抑制微机械电子系统(MEMS)陀螺仪的随机漂移,基于经验模态分解(EMD)和模态集合选择标准,结合时间序列建模滤波法,提出了一种改进的 MEMS 陀螺仪随机漂移分析方法。首先,通过 EMD 将 MEMS 陀螺仪原始数据分解为多个本征模态函数(IMF),利用模态集合选择标准将 IMF 分为噪声 IMF、噪声与信号混合 IMF 和信号 IMF 三类;然后,对混合 IMF 进行重构、时间序列建模及自适应卡尔曼滤波(AKF);最后,将 3 类信号重构,实现 MEMS 陀螺仪信号去噪。实验表明:所提方法有更好的去噪效果和实时性,提高了 MEMS 陀螺仪的使用精度。

关键词: 微机械电子系统(MEMS)陀螺仪;自适应卡尔曼滤波(AKF);时间序列模型;Allan 方差;经验模态分解(EMD)

中图分类号: V241.5

文献标志码: A

文章编号: 1001-5965(2021)09-1927-06

近年来,微机械电子系统(Micro-Electro-Mechanical System, MEMS)陀螺仪因其体积小、成本低、功耗低、可批量生产等优点发展迅速^[1],在导航、定位等领域得到了广泛的应用,但是 MEMS 陀螺仪相比于机械陀螺和光学陀螺,在精度上还有很大差距。随机漂移是影响其精度的重要因素,误差建模与补偿是提高其精度的一个重要手段。

针对 MEMS 陀螺仪随机漂移大的问题,国内外学者采用了许多方法进行处理。文献[2]采用了数字低通滤波器,以滤掉高频噪声,但该滤波器需要根据经验设计,不适用于噪声频谱和信号频谱混叠的情况,且导航算法本身就是个积分过程,具有较强的高频噪声抑制能力^[3],在导航算法前端抑制高频噪声意义不大;文献[4]采用了小波去噪方法,通过稀疏冗余表示方法对小波系数进行了优化,但小波滤波中选择合适的阈值和小波基函数十分困难;文献[5]采用了一种先进的神经架构搜索循环神经网络(NAS-RNN)方法,但 NAS 算法所

用的基本结构和模块依靠人工设计非常困难,计算量较大;采用时间序列模型结合卡尔曼滤波的方法^[6]对 MEMS 陀螺仪进行误差补偿是最常用的方法,但滤波精度较低;文献[7-8]采用经验模态分解(Empirical Mode Decomposition, EMD)算法结合传统时间序列建模滤波法对陀螺仪进行误差补偿,虽然达到很好的滤波效果,但滤波过程中采用了多次高阶卡尔曼滤波,实时性较差。

针对以上问题,本文采用改进的 EMD 算法,将本征模态函数(IMF)分为 3 类,对混合 IMF 重构后再进行建模,只需一次滤波即可,并采用自适应卡尔曼滤波(AKF)对 MEMS 陀螺仪进行误差补偿,以有效提升陀螺仪使用精度和方法的实时性。

1 基于 EMD 的随机漂移分析方法

1.1 经验模态分解

EMD 算法^[9]依据数据自身的时间尺度特征来进行信号分解,特别适用于非线性非平稳信号

收稿日期: 2020-12-07; 录用日期: 2021-02-02; 网络出版时间: 2021-02-19 17:20

网络出版地址: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210219.1658.004.html

基金项目: 陕西省自然科学基金基础研究计划(2020JQ491)

*通信作者. E-mail: wlxxian@sina.com

引用格式: 李文华, 汪立新, 沈强, 等. 基于 EMD 的 MEMS 陀螺仪随机漂移分析方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(9): 1927-1932. LI W H, WANG L X, SHEN Q, et al. Random drift analysis method of MEMS gyroscope based on EMD[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(9): 1927-1932 (in Chinese).

的分析处理,其通过对信号的筛选,将原始信号 $x(t)$ 分解成不同频率的IMF和一个余项之和,如式(1)所示,其中,各IMF分量反映原始信号不同时间尺度的局部特征,余项代表信号的变化趋势,也称趋势项。

$$x(t) = \sum_{i=1}^N f_{imf}^i + r \quad (1)$$

式中: f_{imf}^i 表示第 i 个IMF; r 为分解得到的余项; N 为IMF的总数。

1.2 模态集合选择标准

经过EMD分解后的有限个IMF依次从高频到低频分布,前 m 个作为噪声主导IMF,直接剔除;第 $m+1 \sim n$ 个为噪声与信号混合IMF,需要进一步进行建模滤波处理;第 n 个之后为信号主导IMF,不需要处理。

1) m 的确定

利用皮尔逊相关系数来确定 m 。皮尔逊相关系数可以用来衡量2个变量线性相关的程度,取值范围为 $[-1, 1]$,其表达式为

$$\rho_{XY_i} = \frac{\text{Cov}(X, Y_i)}{\sqrt{D(X)} \sqrt{D(Y_i)}} \quad (2)$$

式中: X 为MEMS陀螺仪原始信号; Y_i 为第 i 个IMF; ρ_{XY_i} 为 X 与 Y_i 的相关系数。

一般情况下,通过表1中取值范围判断变量间的相关程度。

表1 相关程度判断标准

Table 1 Judgment criteria of correlation degree

相关系数	相关程度
0.8 ~ 1.0	极强相关
0.6 ~ 0.8	强相关
0.4 ~ 0.6	中度相关
0.2 ~ 0.4	弱相关
0 ~ 0.2	极弱相关或无相关

经EMD分解后的IMF中所含噪声越多,IMF与原始信号的相关系数越大。计算每个IMF分量与原始信号的相关系数值,如果在 $[0.2, 1.0]$ 这一区间内,则认为模态函数为噪声主导的IMF,进而确定出 m 的值。

2) n 的确定

利用自相关函数确定 n 。自相关函数是描述随机信号在任意不同时刻 s, t 的取值之间的相关程度,其定义为

$$R_Y(s, t) = E(Y(s)Y(t)) \quad (3)$$

式中: Y 为IMF分量; R_Y 为自相关函数。

白噪声的自相关函数是冲激函数,在零点处最大。根据这一特性,当IMF中信号成分占主导时,其自相关函数不是冲激函数,呈现出强相关性。再结合自相关函数的方差,可以确定出 n 的值。

根据 m, n 的值将IMF分为3类,并对混合IMF进行重构,表达式如下:

$$f_{imf} = \sum_{i=m+1}^n f_{imf}^i \quad (4)$$

1.3 时间序列模型

时间序列模型最常用的是自回归滑动平均(ARMA)模型^[10-12],对惯性仪表一般采用低阶的自回归(AR)模型。采用AR(p)模型对MEMS陀螺仪进行建模,其表达式为

$$x(n) = \sum_{k=1}^p a_k x(n-k) + w(n) \quad (5)$$

式中: $x(n)$ 为时间序列; a_k 为自回归系数; $w(n)$ 为零均值白噪声,其方差为时间序列的方差。

采用最终预报误差(FPE)准则、赤池信息准则(AIC)准则等确定AR(p)模型的阶次。

1.4 自适应卡尔曼滤波

AKF^[13]在进行状态估计的同时还可以通过量测输出在线实时地估计系统的噪声参数^[3],从而提高滤波精度,抑制滤波发散。采用实际中最常用的也是比较有效的量测噪声方差阵自适应算法^[3],系统状态空间模型如下:

$$\begin{cases} \hat{X}_k = \Phi_{k/k-1} \hat{X}_{k-1} + \Gamma_{k-1} W_{k-1} \\ Z_k = H_k X_k + V_k \end{cases} \quad (6)$$

式中: X_k 为系统状态; Z_k 为量测量; $\Phi_{k/k-1}, \Gamma_{k-1}$ 和 H_k 为已知的系统结构参数; W_k 为系统噪声,均值为0,方差为 Q ; V_k 为量测噪声,均值为0,方差未知,用 R 表示。

对量测噪声进行自适应处理的AKF方程如下:

$$\begin{cases} \hat{X}_{k/k-1} = \Phi_{k/k-1} \hat{X}_{k-1} \\ P_{k/k-1} = \Phi_{k/k-1} P_{k-1} \Phi_{k/k-1}^T + \Gamma_{k-1} Q_{k-1} \Gamma_{k-1}^T \\ K_k = P_{k/k-1} H_k^T (H_k P_{k/k-1} H_k^T + R_k)^{-1} \\ P_k = (I - K_k H_k) P_{k/k-1} \\ \tilde{Z}_{k/k-1} = Z_k - H_k \hat{X}_{k/k-1} \\ \hat{X}_k = \hat{X}_{k/k-1} + K_k \tilde{Z}_{k/k-1} \\ \beta_k = \beta_{k-1} / (\beta_{k-1} + b) \\ R_k = (1 - \beta_k) R_{k-1} + \beta_k (\tilde{Z}_{k/k-1} \tilde{Z}_{k/k-1}^T - H_k P_{k/k-1} H_k^T) \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\hat{X}_{k/k-1}$ 为状态一步预测; \hat{X}_k 为状态估计; $P_{k/k-1}$ 为状态一步预测均方误差阵; P_k 为状态估计均方误差阵; K_k 为滤波增益; $\tilde{Z}_{k/k-1}$ 为新息; β_k 为动态加权系数; b 为渐消因子。

将滤波后的重构混合IMF、信号主导IMF和余项 r 再重构一次,得到最终的去噪信号,其表达式如下:

$$x'(t) = f'_{imf} + \sum_{i=n+1}^N f'_{imf} + r \quad (8)$$

式中: $x'(t)$ 为去噪信号; f'_{imf} 为滤波后的重构混合IMF。

2 实验与分析

实验采用BDST-MGI760-V1,内置MEMS陀螺仪(GRG20),带宽80 Hz,量程300(°)/s,采样频率为100 Hz。

2.1 静态实验

将微型惯性测量单元放置在位于隔离地基上双轴转台恒温(25°C)箱内,取MEMS陀螺仪 x 轴作为测试对象,采集1.5 h,截取中间10万个数据作为静态测试数据。

对静态原始数据进行EMD分解,得到10个IMF信号和1个余项信号,如图1所示,其中第1个为原始信号,最后1个为余项信号。

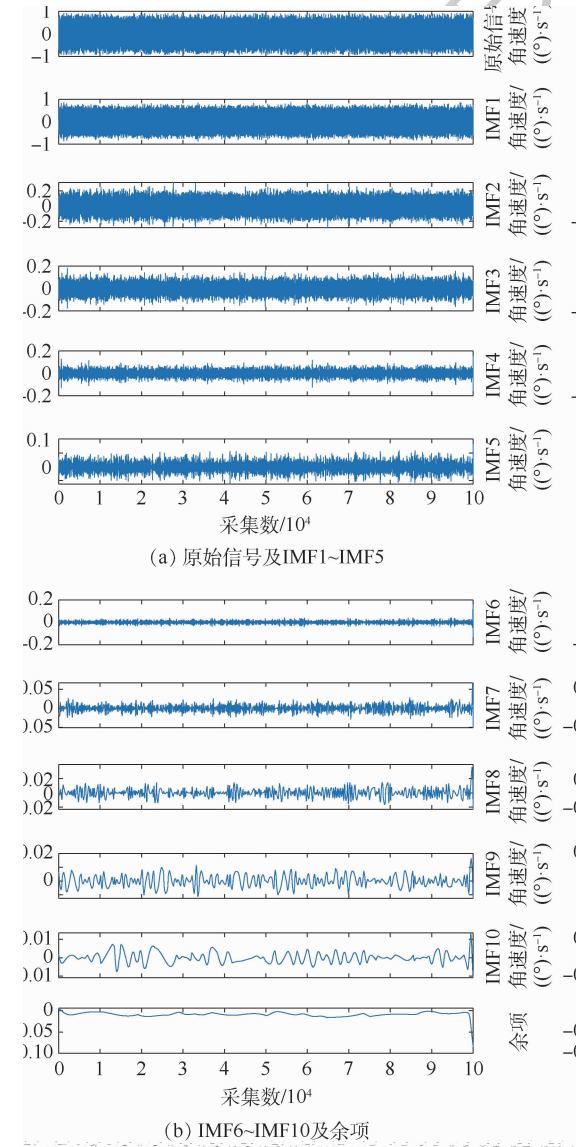


图1 EMD分解结果

Fig.1 Empirical mode decomposition results

确定 m 的值,计算各阶IMF的皮尔逊相关系数数值,如表2所示。从表2中可以看出,随着IMF阶数升高,皮尔逊相关系数数值越来越小,IMF1和IMF2的皮尔逊相关系数数值位于[0.2,1.0]这一区间内,则认为IMF1和IMF2为噪声主导的IMF分量,即 $m=2$ 。

确定 n 值,计算各阶IMF自相关函数,如图2所示,各阶IMF自相关函数方差如表3所示。从图2中可以看出,前7阶IMF自相关函数在零点处最大,然后迅速衰减到0,从第8阶IMF开始,自相关函数呈现出明显的变化。结合方差阈值法,从第8阶开始,自相关函数方差大于0.001,可判断IMF3~IMF7为噪声与信号混合IMF,即 $n=7$ 。

表2 各阶IMF分量的相关系数值

Table 2 Correlation coefficient of each order of IMF

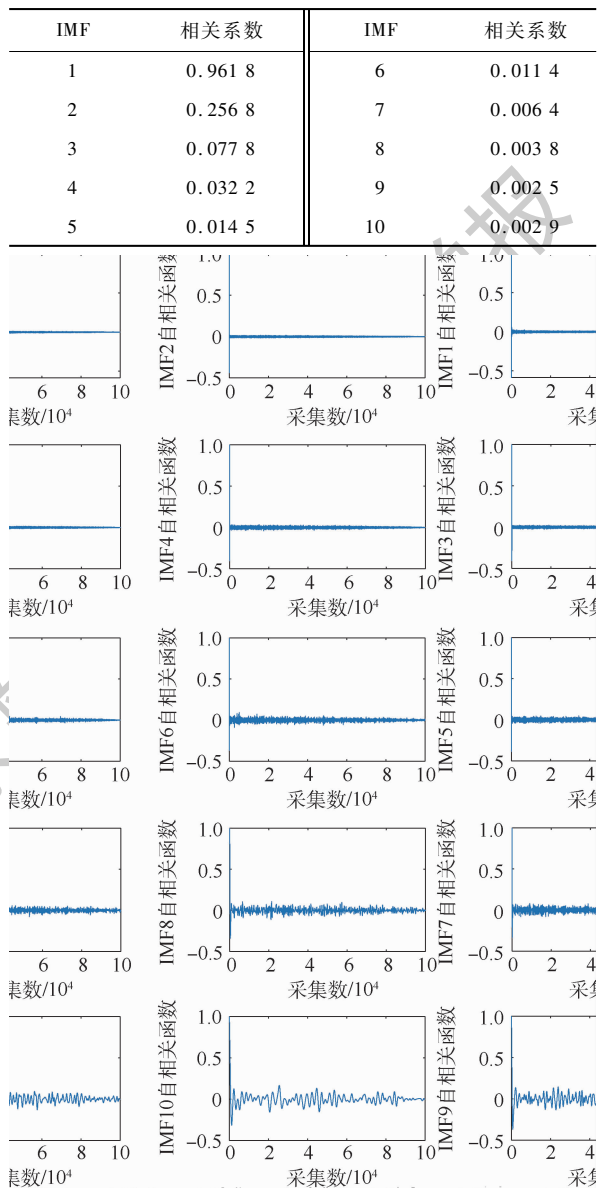


图2 各阶IMF自相关函数

Fig.2 Autocorrelation function of each order of IMF

根据式(4)对噪声与信号混合 IMF 进行重构,并进行 AR 建模,各阶 AR 模型系数、FPE 值、

表 3 各阶 IMF 自相关函数方差

Table 3 Variance of autocorrelation function of each order of IMF

IMF	方差	IMF	方差
1	3.13×10^{-5}	6	4.82×10^{-4}
2	2.72×10^{-5}	7	0.001 0
3	5.20×10^{-5}	8	0.001 9
4	1.09×10^{-4}	9	0.004 5
5	2.24×10^{-4}	10	0.006 1

AIC 值如表 4 所示。由表 4 可知,3 阶 AR 模型 AIC 值最小,但相较于 1 阶、2 阶 AR 模型相差不大,为减小计算量,增加实时性及工程实用性,仍然选择 AR(1)模型对重构的混合 IMF 进行建模。

根据建立的 AR(1)模型,构建状态空间方程,对重构的混合 IMF 进行自适应卡尔曼滤波,并根据式(8)进行信号重构,得到最终的去噪信号,如图 3 所示。去噪前后方差分别为 0.090 3 和 0.000 5,表明改进 EMD-AKF 方法有很好的去噪效果。

表 4 AR 模型系数

Table 4 Coefficient of AR model

模型	a_1	a_2	a_3	FPE	AIC
AR(1)	-0.935 1	0	0	$3.693 6 \times 10^{-4}$	$-5.065 9 \times 10^5$
AR(2)	-1.750 0	0.870 8	0	$8.927 3 \times 10^{-5}$	$-6.485 9 \times 10^5$
AR(3)	-2.353 0	2.083 3	-0.692 0	$4.644 4 \times 10^{-5}$	$-7.139 4 \times 10^5$

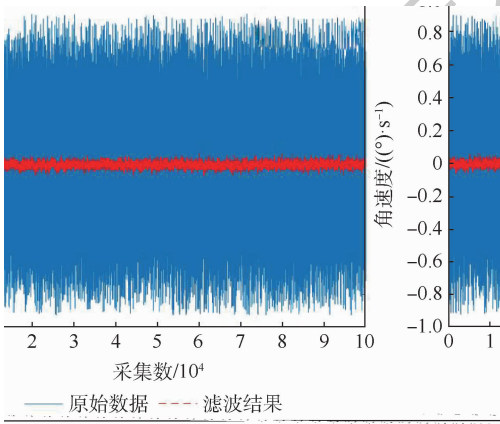


图 3 改进 EMD-AKF 方法去噪结果

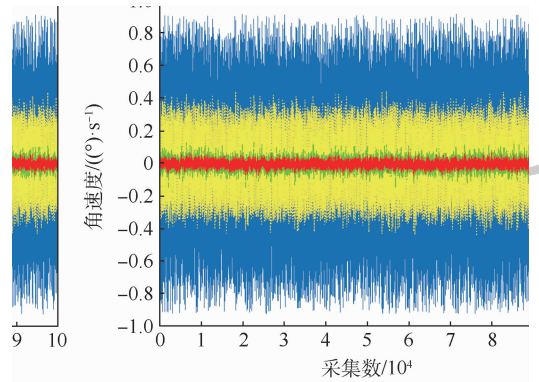
Fig. 3 Denoising result of improved EMD-AKF method

2.2 分析比较

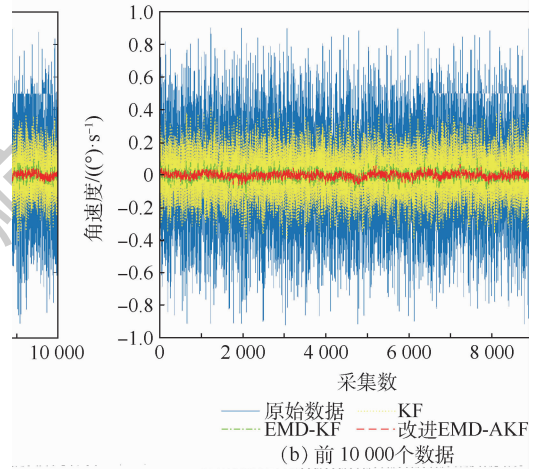
为验证本文方法的有效性,采用 3 种不同方法对静态原始数据进行处理,分别为:①ARMA 修正法,对原始数据无偏处理和异常值剔除后进行建模与卡尔曼滤波补偿(KF);②EMD 分解后,对混合 IMF 的每一个分量进行建模与卡尔曼滤波(EMD-KF);③改进方法(改进 EMD-AKF)。

3 种方法滤波结果如图 4 所示。可以看出,相比于 KF 方法,EMD-KF 方法和改进 EMD-KF 方法去噪效果有明显提升,表明经过 EMD 后进行建模比直接采用 ARMA 建模去噪效果更好;改进 EMD-KF 方法相比于 EMD-KF 方法去噪效果改善不是很明显,但 EMD-KF 方法需进行 5 次滤波,而改进 EMD-AKF 方法只需进行一次滤波就可达到去噪目的,极大提升了算法的实时性。

采用 Allan 方差分析法^[14-16]对 MEMS 陀螺仪原始数据和 3 种方法去噪结果进行对比分析。



(a) 所有数据



(b) 前 10 000 个数

图 4 不同方法去噪结果

Fig. 4 Denoising results of different methods

Allan 方差双对数曲线如图 5 所示,5 项误差源系数如表 5 所示。由表 5 可得,使用 3 种方法都可使各误差项系数有不同程度的减小,且相比于其他方法,使用改进 EMD-AKF 方法去噪后,各误差项系数均最小。

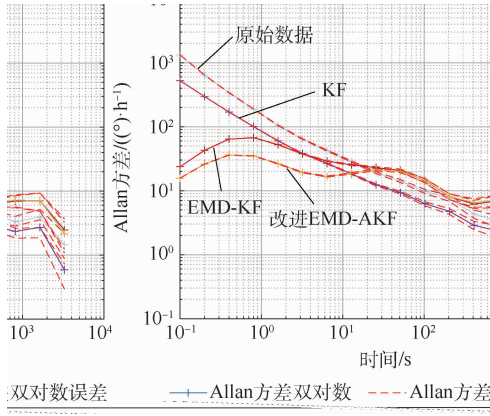


图 5 Allan 方差曲线

Fig. 5 Allan variance curves

表 5 Allan 方差误差项对比分析

Table 5 Comparison analysis on Allan variance error terms

原始数据和 方法	量化噪声/($^{\circ}$)	角度随机游走/ ($^{\circ}$) \cdot h $^{-\frac{1}{2}}$	零偏不稳定性/ ($^{\circ}$) \cdot h $^{-1}$	角速率游走/ ($^{\circ}$) \cdot h $^{-\frac{3}{2}}$	速率斜坡/ ($^{\circ}$) \cdot h $^{-2}$
原始数据	77.996 1	1.371 4	95.828 5	261.649 9	203.768 0
KF	26.262 5	1.394 9	36.813 8	100.523 7	78.284 4
EMD-KF	6.527 1	0.577 5	46.413 7	122.321 9	94.460 9
改进 EMD-AKF	3.422 5	0.302 7	29.132 0	71.074 3	53.691 5

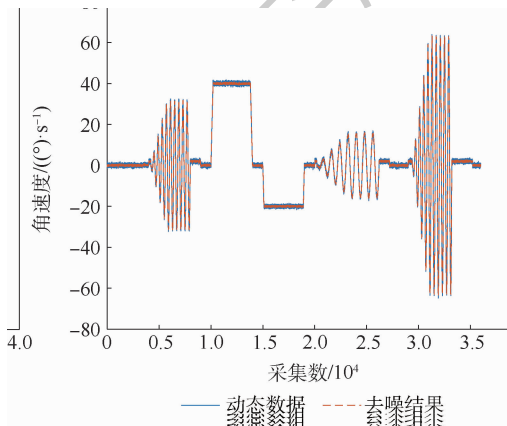


图 6 动态数据去噪结果

Fig. 6 Denoising results of dynamic data

从图 6 中可以看出,动态数据滤波后达到较好的去噪效果,保持了原始信号的波形,其均方根值从 $0.4924 (^{\circ})/s$ 下降到了 $0.2661 (^{\circ})/s$ 。

3 结束语

近年来,MEMS 陀螺仪的应用越来越广泛,但其随机误差较大,降噪处理可有效提升使用精度。将 EMD 算法分解得到的 IMF 分成噪声 IMF、混合 IMF 及信号 IMF 三类,对混合 IMF 重构后进行建模与自适应卡尔曼滤波,通过重构得到最终去噪信号,与原始信号相比,角度随机游走下降了 77.93%,零偏不稳定性下降了 69.60%。通过实验验证了改进 EMD-AKF 方法的去噪效果更好,

经改进 EMD-AKF 方法去噪后与原始信号相比,量化噪声下降了 95.61%,角度随机游走下降了 77.93%,零偏不稳定性下降了 69.60%,角速率游走下降了 72.84%,速率斜坡下降了 73.65%,表明了改进 EMD-AKF 方法的有效性。

2.3 动态实验

将微型惯性测量单元放置在位于隔离地基上双轴转台恒温 ($25^{\circ}C$) 箱内,采集转台分段匀速、变速下的 MEMS 陀螺仪 x 轴输出信号作为动态测试数据。动态原始数据、改进 EMD-AKF 方法去噪后的结果如图 6 所示。

且相比于 EMD-KF 只需进行一次滤波即可,极大提升了方法的实时性,对实际的工程应用具有重要意义。

参考文献 (References)

[1] 沈强,刘洁瑜,赵乾,等. MEMS 陀螺阵列的 RCC-OBE 估计融合方法 [J]. 北京航空航天大学学报, 2018, 44 (11): 2373-2379.
SHEN Q, LIU J Y, ZHAO Q, et al. RCC-OBE estimation fusion approach for MEMS gyro array [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2018, 44 (11): 2373-2379 (in Chinese).

[2] 田方澍. 基于多传感器的多旋翼无人机导航解算方法研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017: 38-55.
TIAN F S. Research on navigation solution of multi-rotor UAV based on multiple sensors [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2017: 38-55 (in Chinese).

[3] 严恭敏, 邓瑀. 传统组合导航中的实用 Kalman 滤波技术评述 [J]. 导航定位与授时, 2020, 7 (2): 50-64.
YAN G M, DENG Y. Review on practical Kalman filtering techniques in traditional integrated navigation system [J]. Navigation Positioning and Timing, 2020, 7 (2): 50-64 (in Chinese).

[4] SONG J L, SHI Z Y, DU B H, et al. MEMS gyroscope wavelet de-noising method based on redundancy and sparse representation [J]. Microelectronic Engineering, 2019, 217 (9): 111112. 1-111112. 11.

[5] ZHU Z S, BO Y M, JIANG C H, et al. A MEMS gyroscope noise suppressing method using neural architecture search neural network [J]. Mathematical Problems in Engineering, 2019 (1): 1-9.

[6] 刘孝博, 陈光武, 王迪, 等. MEMS 陀螺仪漂移和噪声的分析和补偿 [J]. 传感技术学报, 2018, 31 (3): 368-373.

- LIU X B, CHEN G W, WANG D, et al. Analysis and compensation of drift and noise in MEMS gyroscope[J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2018, 31(3): 368-373 (in Chinese).
- [7] 刘文涛, 刘洁瑜, 沈强. 光纤陀螺随机误差的集成建模及滤波处理[J]. 光电工程, 2018, 45(10): 53-61.
- LIU W T, LIU J Y, SHEN Q. Integrated modeling and filtering of fiber optic gyroscope's random errors[J]. Opto-Electronic Engineering, 2018, 45(10): 53-61 (in Chinese).
- [8] 杨菊花, 刘洋, 陈光武, 等. 基于改进 EMD 的微机械陀螺随机误差建模方法[J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(12): 196-204.
- YANG J H, LIU Y, CHEN G W, et al. A modeling method for random errors of micromechanical gyroscope based on the improved EMD[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019, 40(12): 196-204 (in Chinese).
- [9] 纪涛, 孙长库, 何晶晶, 等. MEMS 惯性陀螺仪随机误差自适应补偿方法[J]. 电光与控制, 2020, 27(11): 97-100.
- JI T, SUN C K, HE J J, et al. Adaptive compensation method for random errors of MEMS inertial gyroscope[J]. Electronics Optics and Control, 2020, 27(11): 97-100 (in Chinese).
- [10] 严恭敏, 李四海, 秦永元. 惯性仪器测试与数据分析[M]. 北京: 国防工业出版社, 2015: 92-94.
- YAN G M, LI S H, QIN Y Y. Inertial instrument test and data analysis[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2015: 92-94 (in Chinese).
- [11] 段志强, 刘洁瑜, 汪立新, 等. BPNN 辅助 KF 的 MEMS 陀螺仪数据处理方法[J]. 压电与声光, 2020, 42(2): 284-288.
- DUAN Z Q, LIU J Y, WANG L X, et al. Research on data processing method of MEMS gyroscope based on BPNN assisted Kalman filter[J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2020, 42(2): 284-288 (in Chinese).
- [12] 王可东, 武雨霞. 一种 MEMS 陀螺随机漂移的高精度建模方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2016, 42(8): 1584-1592.
- WANG K D, WU Y X. An accurate modeling method for random drift of MEMS gyro[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42(8): 1584-1592 (in Chinese).
- [13] BAI Y T, WANG X Y, JIN X B, et al. Adaptive filtering for MEMS gyroscope with dynamic noise model[J]. ISA transactions, 2020, 101: 430-441.
- [14] 耿梦梦, 任元, 樊亚洪, 等. MSCSG 随机误差测试及误差源分析[J/OL]. 北京航空航天大学学报, 2020(2020-07-28) [2020-12-01]. <https://doi.org/10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0269>.
- GENG M M, REN Y, FAN Y H, et al. Random error measurement and error source analysis of MSCSG[J/OL]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020(2020-07-28) [2020-12-01]. <https://doi.org/10.13700/j.bh.1001-5965.2020.0269> (in Chinese).
- [15] 李想, 汪立新, 沈强. 基于改进 GM(1,1) 模型的激光陀螺仪随机误差预测[J]. 光学学报, 2020, 40(12): 42-49.
- LI X, WANG L X, SHENG Q. Prediction of the random error of a laser gyroscope using the modified GM(1,1) model[J]. Acta Optica Sinica, 2020, 40(12): 42-49 (in Chinese).
- [16] 王新龙, 李娜. MEMS 陀螺随机误差的建模与分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2012, 38(2): 170-174.
- WANG X L, LI N. Error modeling and analysis for random drift of MEMS gyroscopes[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2012, 38(2): 170-174 (in Chinese).

Random drift analysis method of MEMS gyroscope based on EMD

LI Wenhua, WANG Lixin*, SHEN Qiang, LI Cheng

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

Abstract: In order to reduce the random drift of Micro-Electro-Mechanical System (MEMS) gyroscope, an improved random drift analysis method of MEMS gyroscope is proposed, based on an improved Empirical Mode Decomposition (EMD) and a mode set selection criterion, combined with the method of time series model and filter. The original data of MEMS gyroscope was decomposed into several Intrinsic Mode Functions (IMFs) by EMD, and IMFs were divided into noise IMFs, mixed IMFs and signal IMFs by using the mode set selection criterion. The mixed IMFs were reconstructed, the time series model of the mixed IMFs after reconstruction was formulated, and Adaptive Kalman Filter (AKF) after modeling was finished. The denoised signal is obtained by reconstruction of three types of signal. Experimental result shows that the proposed method has better denoising effect and real-time performance, which greatly improves the using precision of MEMS gyroscope.

Keywords: Micro-Electro-Mechanical System (MEMS) gyroscope; Adaptive Kalman Filter (AKF); time series model; Allan variance; Empirical Mode Decomposition (EMD)

Received: 2020-12-07; Accepted: 2021-02-02; Published online: 2021-02-19 17:20

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210219.1658.004.html

Foundation item: Natural Science Basic Research Program of Shaanxi (2020JQ491)

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

《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核心期刊,并被 Ei Compendex 等国内外权威文献检索系统收录。本刊向国内外公开发行人,为进一步提高办刊质量和所刊出文章的学术水平,特制定本简则。

1 论文作者及内容

1.1 本刊面向海内外所有学者。

1.2 主要刊载与航空航天科学技术有关材料科学及工程、飞行器设计与制造、宇航科学与工程、信息与电子技术、控制技术和自动化工程、流体力学和动力工程、计算机科学及应用技术、可靠性工程与失效分析等领域的研究文章。航空航天科学技术民用方面以及具有航空航天工程背景的应用数学、应用物理、应用力学和工程管理等方面的文章也在本刊优先考虑之列。

2 来稿要求

2.1 论文应具有创新性、科学性、学术性和可读性。

2.2 论文为原创作品,尚未公开发表过,并且不涉及泄密问题。若发生侵权或泄密问题,一切责任由作者承担。

2.3 主题明确,数据可靠,图表清晰,逻辑严谨,文字精练,标点符号正确。

2.4 文稿撰写顺序:中文题名(一般不超过 20 个汉字),作者中文姓名、单位、所在城市、邮政编码,中文摘要(包括目的、方法、结果及结论),中文关键词(5~8 个),中图分类号,英文题名,作者英文姓名、单位、所在城市、邮政编码、国别,英文摘要,英文关键词,引言,正文,参考文献。首页下角注明基金项目名称及编号,作者信息。

2.5 作者请登录本刊网页进行在线投稿。

3 稿件的审核、录用与版权

3.1 来稿须经专家两审和主编、编委讨论后决定刊用与否。

3.2 若来稿经审查后认定不宜在本刊发表,将及时告知作者。如果在投稿满 3 个月后仍未收到本刊任何通知,作者有权改投它刊。在此之前,请勿一稿多投,否则一切后果自负。

3.3 来稿一经刊登,即赠送单行本。

3.4 来稿一经作者签字并在本刊刊出,即表明所有作者都已经认可其版权转至本刊编辑部。本刊在与国内外文献数据库或检索系统进行交流及合作时,不再征询作者意见。

邮寄地址:100191 北京市海淀区学院路 37 号 北京航空航天大学学报编辑部

办公地点:北京航空航天大学办公楼 405,407,409 房间

电 话:(010)82315594,82338922,82314839,82315426

E-mail: jbuaa@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn

http://www.buaa.edu.cn

《北京航空航天大学学报》 第五届编辑委员会

主任(主编): 赵沁平

(以下按姓氏笔划为序)

副主任(副主编): 丁希仑 王少萍 孙志梅 李秋实 李焕喜 杨嘉陵
苗俊刚 相艳 徐立军 钱德沛 曹晋滨

编委: 马殿富 王琪 王聪 邓小燕 王青云 王荣明 刘宇
刘红 江洁 刘强 闫鹏 朱天乐 刘铁钢 齐铂金
陈万春 邹正平 苏东林 杨世春 沈成平 邱志平 宋知人
杨树斌 张晓林 杨晓奕 杨继萍 李惠峰 吴新开 张瑞丰
杨照华 宋凝芳 周锐 林宇震 林贵平 战强 姚仰平
胡庆雷 赵秋红 段海滨 赵巍胜 席平 郭宏 徐洁
徐世杰 郭洪波 康锐 翟锦 熊华钢

北京航空航天大学学报

Beijing Hangkong Hangtian Daxue Xuebao

(原《北京航空学院学报》)

(月刊 1956年创刊)

第47卷第9期 2021年9月

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS (JBUA)

(Monthly, Started in 1956)

Vol.47 No.9 September 2021

主管单位 中华人民共和国工业和信息化部

主办单位 北京航空航天大学

主编 赵沁平

编辑出版 《北京航空航天大学学报》

编辑部

邮编 100083

地址 北京市海淀区学院路37号

印刷 北京科信印刷有限公司

发行 北航文化传媒集团

发行范围 国内外发行

联系电话 (010) 82315594 82338922

82314839

电子信箱 jbuua@buaa.edu.cn

Administrated by Ministry of Industry and Information
Technology of the People's Republic of China

Sponsored by Beijing University of Aeronautics
and Astronautics (BUAA)
(Beijing 100083, P. R. China)

Chief Editor ZHAO Qinpings

Edited and Published by Editorial Board of JBUA

Printed by Beijing Kexin Printing Co., Ltd.

Distributed by BUAA Culture Media Group Limited

Telephone (010) 82315594 82338922
82314839

E-mail jbuua@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn

中国标准连续出版物号: $\frac{\text{ISSN } 1001-5965}{\text{CN } 11-2625/V}$

国内定价: 50.00元/期

ISSN 1001-5965

