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

ISSN 1001-5965
CN 11-2625/V

北京航空航天大學学报

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS



基于 AF-BiTCN 的弹道中段目标 HRRP 识别

王晓丹　王　鹏　宋亚飞　向　前　李京泰

2 | 2025
Vol.51

北 京 航 空 航 天 大 学 学 报

第 51 卷　第 2 期　（总第 384 期）　2025 年 2 月

目　　次

基于 AF-BiTCN 的弹道中段目标 HRRP 识别 …… 王晓丹，王鹏，宋亚飞，向前，李京泰（349）

基于全球星机会信号的多普勒定位技术 …… 秦红磊，张宇，师广婷，王丹瑶（360）

机器与 AGV 联合利用再生能源的混合流水车间调度问题 …… 朱光宇，贾唯鸿，李德彪（368）

低信噪比 S 模式基带信号到达时间估计联合算法 …… 宫峰勋，第五瑶光（380）

Buck-Boost 转换器总剂量辐射效应分析与抗辐射加固设计方法 …… 郭仲杰，卢沪，刘楠，吴龙胜（389）

空间混洗与链式残差增强的轻量级视频人群计数 …… 陈永，张娇娇，周方春（397）

Swarm 异构轨道卫星运动学绝对和相对定轨 …… 金彪，李申阳，刘宁宁，赵立谦（409）

单点吊挂集装箱动稳定性分析 …… 吕雨竹，万海明，徐玉貌（419）

基于策略蒸馏的四足机器人步态学习方法 … 朱晓庆，王涛，阮晓钢，陈江涛，南博睿，毕兰越（428）

基于均匀设计试验法的电磁线圈发射关键参数优化 …… 杨保成，韩俊峰（440）

终端区离场航空器自主路径规划 …… 王红勇，郭宇鹏（446）

一种面向非结构化道路的点云语义分割方法 …… 王章宇，陈阳，周彬，王杰，段星集，赵忠山（457）

基于综合评价的 BWB 无人机总体方案优化 …… 索欣诗，王宇，朱正（466）

考虑机轮形变的车辆-飞机牵引滑出系统运动学特性分析 …… 鲁鑫，孙宇宁，唐杰，张威（478）

无人机动态撞网回收制导控制方法与飞行试验 …… 王玉杰，陈清阳，高显忠，邓小龙，侯中喜（487）

引信目标与干扰信号稀疏分类识别方法 …… 刘冰，郝新红，秦高林，时明心，刘佳琪（498）

FSK 调制系统的干扰对抗效果 …… 马雅楠，王建，范广腾，曹璐（507）

CFRP 平-折-平胶接接头疲劳寿命预测 …… 许昶，肖勇，邓鹏程（518）

翼身融合布局平面参数对变弯度减阻特性分析 …… 王雨桐，刘悦，王浩，杨体浩，刘红阳，周铸（525）

UH 模型数值计算优化分析 …… 张奎，姚仰平（546）

Boltzmann-Rykov 模型方程气体动理论统一算法与喷管流动 …… 李凡，李志辉，陈爱国（553）

减速器滞回模型及其应用 …… 程慧明，石照耀（563）

飞机环控系统发动机动态引气地面试验设备总体设计方法 …… 吴豪，郑永贵，刘猛，王浚（573）

基于级联森林和多模态融合的脑力疲劳识别算法 ……
…… 邓浩伟，侯月皎，张朝月，徐慕华，朱玲玲，赵永岐（584）

基于多星联合被动微波成像的运动目标检测 …… 李睿，邓丽，段然（594）

一种在线训练的自决策主题爬虫算法 …… 熊观野，杨百龙（602）

预弯曲螺旋缠绕的气动软体夹持器的研究 …… 谭暾旭，滕燕，王春渊（616）
基于 CT 影像搏动性耳鸣识别及高致病区域 …… 田山，王治文，曹学鹏，苏磊，刘兆会（625）
基于 SVT 的广义斜投影三维极化滤波方法 …… 王粟沅，何华锋，何耀民，韩晓斐，李震（633）
一种面向非合作空间辐射源的自扩展识别方法 …… 陈仕凯，冀金金，荆有波（644）
基于动态尺度观测器的多无人机立体包含控制 …… 王昊，李新凯，张宏立，杨加秀，窦磊（655）
基于航位推算的车载组合导航系统 NHC 杆臂估计算法 …… 邓成剑，陈起金，张提升，牛小骥（668）
小视场角条件下地形跟随飞行适应角法的改进 …… 朱日楠，王彪，唐超颖（676）
基于嵌套连接的多尺度红外与可见光图像融合 …… 吴楠，穆成坡，贺杨，刘太晔（683）
多阶段退化数据融合的伺服驱动单元可靠性建模 …… 张忠文，彭翀，车众元，王基坤（692）

期刊基本参数：CN 11-2625/V * 1956 * m * A4 * 356 * zh * P * ¥ 50.00 * 400 * 35 * 2025-02

（**编　辑**　张　嵘　孙　芳　卞欢欢　王　茜　李亚泰）

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF
AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS

Vol. 51 No. 2 （Sum 384） February 2025

CONTENTS

HRRP recognition of midcourse ballistic targets based on AF-BiTCN
…… WANG Xiaodan，WANG Peng，SONG Yafei，XIANG Qian，LI Jingtai （349）

Doppler positioning technology based on Globalstar opportunity signals
…… QIN Honglei，ZHANG Yu，SHI Guangting，WANG Danyao （360）

Hybrid flow-shop scheduling problem considering joint of machine and AGV with renewable energy
…… ZHU Guangyu，JIA Weihong，LI Debiao （368）

Joint algorithm for time of arrival estimation of S-mode baseband signals with low SNR
…… GONG Fengxun，DIWU Yaoguang （380）

Total ionizing dose effect analysis and radiation hardening design method of Buck-Boost converter
…… GUO Zhongjie，LU Hu，LIU Nan，WU Longsheng （389）

Lightweight video crowd counting with spatial shuffling and chain residual enhancement
…… CHEN Yong，ZHANG Jiaojiao，ZHOU Fangchun （397）

Kinematic absolute and relative orbit determination of Swarm satellites with heterogeneous orbits
…… JIN Biao，LI Shenyang，LIU Ningning，ZHAO Liqian （409）

Dynamic stability analysis of a single-point hanging container
…… LYU Yuzhu，WAN Haiming，XU Yumao （419）

Gait learning method of quadruped robot based on policy distillation
…… ZHU Xiaoqing，WANG Tao，RUAN Xiaogang，CHEN Jiangtao，NAN Borui，BI Lanyue （428）

Optimization of key parameters of electromagnetic coil launching based on uniform design experimentation
…… YANG Baocheng，HAN Junfeng （440）

Autonomous path planning of departing aircraft in terminal area
…… WANG Hongyong，GUO Yupeng （446）

A point cloud semantic segmentation method for unstructured roads
…… WANG Zhangyu，CHEN Yang，ZHOU Bin，WANG Jie，DUAN Xingji，ZHAO Zhongshan （457）

Overall scheme optimization of BWB UAVs based on comprehensive evaluation
…… SUO Xinshi，WANG Yu，ZHU Zheng （466）

Kinematic characteristics analysis of vehicle-aircraft towing taxi system considering wheel deformation
…… LU Xin，SUN Yuning，TANG Jie，ZHANG Wei （478）

Guidance and control method for dynamic net-recovery of UAV and the flight test verification
…… WANG Yujie，CHEN Qingyang，GAO Xianzhong，DENG Xiaolong，HOU Zhongxi （487）

Sparse classification and recognition method of fuzed targets and jamming signals
…… LIU Bing，HAO Xinhong，QIN Gaolin，SHI Mingxin，LIU Jiaqi （498）

Countermeasure effect of jamming to FSK modulation system
…… MA Yanan，WANG Jian，FAN Guangteng，CAO Lu （507）

Fatigue life prediction of CFRP flat-joggle-flat bonded joint
…… XU Chang，XIAO Yong，DENG Pengcheng （518）

Drag reduction characteristics analysis of variable camber based on plane parameters of blended wing body configuration
…… WANG Yutong，LIU Yue，WANG Hao，YANG Tihao，LIU Hongyang，ZHOU Zhu （525）

Optimization analysis for numerical calculation of UH model
…… ZHANG Kui，YAO Yangping （546）

Boltzmann-Rykov model equation gas-kinetic unified algorithm and nozzle flow
…… LI Fan，LI Zhihui，CHEN Aiguo （553）

Hysteresis model of reducer and its application
…… CHENG Huiming，SHI Zhaoyao （563）

Overall design method of ground test equipment for engine dynamic air bleed of aircraft environmental control system
…… WU Hao，ZHENG Yonggui，LIU Meng，WANG Jun （573）

Mental fatigue recognition algorithm based on cascade forest and multi-modal fusion
…… DENG Haowei，HOU Yuejiao，ZHANG Chaoyue，XU Muhua，ZHU Lingling，ZHAO Yongqi （584）

Moving targets detection based on multi-satellite joint passive microwave imaging
…… LI Rui，DENG Li，DUAN Ran （594）

A self-decision topic crawler algorithm with online training
…… XIONG Guanye，YANG Bailong （602）

Research on pre-curved spiral wound pneumatic soft gripper
…… TAN Tunxu，TENG Yan，WANG Chunyuan （616）

Identification of pulsatile tinnitus and visualization of high pathogenic regions based on CT images
…… TIAN Shan，WANG Zhiwen，CAO Xuepeng，SU Lei，LIU Zhaohui （625）

Three-dimensional polarization filtering method of generalized oblique projection based on SVT
…… WANG Liyuan，HE Huafeng，HE Yaomin，HAN Xiaofei，LI Zhen （633）

A self-expanding identification method for non-cooperative space radiation sources
…… CHEN Shikai，JI Jinjin，JING Youbo （644）

Multi-UAV stereoscopic inclusion control based on dynamic scale observer
…… WANG Hao，LI Xinkai，ZHANG Hongli，YANG Jiaxiu，DOU Lei （655）

NHC lever arm estimation algorithm for vehicle-integrated navigation systems based on dead reckoning
…… DENG Chengjian，CHEN Qijin，ZHANG Tisheng，NIU Xiaoji （668）

Improvement of terrain following flight adaptive angle method under small field of view conditions
…… ZHU Rinan，WANG Biao，TANG Chaoying （676）

Multi-scale infrared and visible image fusion based on nest connection
…… WU Nan，MU Chengpo，HE Yang，LIU Taiye （683）

Servo drive unit reliability modeling with multi-stage degradation data fusion
…… ZHANG Zhongwen，PENG Chong，CHE Zhongyuan，WANG Jikun （692）

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0025

基于 AF-BiTCN 的弹道中段目标 HRRP 识别

王晓丹*，王鹏，宋亚飞，向前，李京泰
(空军工程大学 防空反导学院，西安 710051)

摘 要：针对弹道中段目标高分辨距离像 (HRRP) 的时序特征提取和识别问题，为充分利用弹道中段目标 HRRP 的双向时序信息，进一步提高识别性能，提出一种基于加性融合双向时间卷积神经网络 (AF-BiTCN) 的识别方法。对 HRRP 数据采用双向时序滑窗法处理为双向序列；构建 BiTCN 逐层提取 HRRP 的双向深层时序特征，并将双向时序特征采用加性策略融合；利用更加稳健的融合特征实现对弹道中段目标的识别，并使用 Adam 算法优化 AF-BiTCN 的收敛速度和稳定性。实验结果表明：所提的基于 AF-BiTCN 的弹道中段目标 HRRP 识别方法较堆叠选择长短期记忆网络 (SLSTM)、堆叠门控循环单元 (SGRU) 等 6 种时序方法具有更高的准确率和更快的识别速度，在测试集上达到了 96.60% 的准确率，并且在噪声数据集上表现出更好的鲁棒性。

关 键 词：双向时间卷积神经网络；弹道目标识别；特征融合；高分辨距离像；滑窗算法
中图分类号：TP183; TP391.4
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2025)02-0349-11

当前，弹道导弹拦截问题是国土防空领域的核心难题之一，其中，弹道目标识别技术是反导技术的核心，将直接影响导弹防御系统的成败。由于弹道中段相较助推段和再入段飞行时间长、轨迹相对稳定，各国导弹防御系统的研究和实验主要集中于中段。目前，国内外学者研究方向主要包括雷达反射截面积[1]、微动特征[2]、红外特征[3]、逆合成孔径雷达(inverse synthetic aperture radar, ISAR)图像[4]和高分辨距离像(high-resolution range profile, HRRP)[5]等。HRRP 是目标散射点的子回波在雷达方向上投影的矢量和，因其具有易于获取、便于处理、占用存储空间小和包含结构信息丰富等特点，成为当前反导研究的热点[6]。

弹道目标 HRRP 识别是一种特殊的时间序列分类问题，HRRP 的距离单元之间的时序信息能够有效表示目标的结构特征，同时，HRRP 包含目标区域和噪声冗余信息，实现有效的特征提取是当前面临的重要挑战之一。当前，基于 HRRP 识别的方法，如支持向量机[7]、BP 神经网络[8]、自编码器[9]和极限学习机[10]等，将 HRRP 数据样本作为整体进行特征提取，忽略了 HRRP 数据距离单元之间的时序相关性，损失了样本的时序信息[11]。针对 HRRP 数据内部距离单元的时空相关性，Pan 等[12]提出了一种截断隐马尔可夫模型，用概率描述 HRRP 距离单元的相关性，在识别方面有较好的表现；随着深度学习的发展，为进一步提取深层时序特征，Liu 等[13]提出了一种基于循环神经网络(recurrent neural network, RNN)的方法，利用堆叠的 RNN 提取更深层的时序特征；因为 HRRP 数据内部包含噪声会使得深层网络提取到产生混淆的特征，为增强对局部重要特征的关注，Chu 和 Guo[14]提出了一种基于注意力增强的卷积门控循环单元(attention enhanced convolutional gated recurrent unit, AC-GRU)方法，通过注意力机制和门控循环单元，提取对 HRRP 分类

收稿日期：2023-01-17；**录用日期**：2023-02-25；**网络出版时间**：2023-03-07 11:35
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230307.0941.001
基金项目：国家自然科学基金 (61876189,61703426,61273275)；陕西省高校科协青年人才托举计划 (20190108)；陕西省创新人才推进计划 (2020KJXX-065)
* **通信作者**. E-mail：afeu_wang@163.com

引用格式：*王晓丹，王鹏，宋亚飞，等. 基于 AF-BiTCN 的弹道中段目标 HRRP 识别 [J]. 北京航空航天大学学报，2025，51（2）：349-359.*
WANG X D，WANG P，SONG Y F，et al. HRRP recognition of midcourse ballistic targets based on AF-BiTCN[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51（2）：349-359（in Chinese）.

更加有效的关键时空信息，提高 HRRP 识别精度；由于雷达回波存在散射现象，相邻距离单元之间存在信息混叠，为考虑信息的双向相关性，刘家麒等[15]提出了一种基于注意力机制的双向门控循环单元识别方法，通过滑窗法将 HRRP 数据处理为双向序列，使用双向门控循环单元提取更加稳健的双向时序特征，弥补了单向特征的局限性，进一步提高了 HRRP 识别精度；为提高 HRRP 的局部和全局特征提取能力，沈梦启[16]提出了一种基于卷积神经网络（convolutional neural network, CNN）和 RNN 的识别方法，分别利用 CNN 提取局部特征，并利用 RNN 提取全局时序特征，局部和全局多层次特征有利于进一步提升识别性能；RNN 通过串行结构处理时间序列，随着序列长度的增加，在信息传递过程中会出现重要信息丢失的问题，且 HRRP 为特殊的时间序列数据，目标区域信息往往位于 HRRP 的中间部分，更加容易出现目标重要信息丢失问题。随着 CNN 在时间序列分类领域的发展，用于时间序列任务的时间卷积神经网络（temporal convolutional neural network, TCN）应运而生，其通过引入因果卷积和膨胀卷积，具备了提取局部和全局时序信息的能力，并在其他时间序列任务中取得了不错的进展，陶志勇等[17]提出将 TCN 引入信道编码闭集识别任务，识别准确率和鲁棒性均实现了优异的性能。

受双向 RNN 的启示，为利用 TCN 提取局部与全局多层次时序信息的优势，同时提取 HRRP 包含的双向信息，本文提出一种基于加性融合双向时间卷积神经网络（bidirectional temporal convolutional network with additive fusion, AF-BiTCN）的弹道中段目标 HRRP 识别方法，利用 BiTCN 提高对弹道中段目标 HRRP 的局部和全局时序特征提取能力，并挖掘 HRRP 的双向信息，利用可分辨性更高的加性融合特征进一步提高弹道中段目标 HRRP 的识别精度。本文方法的创新点如下：

1）为提取弹道中段目标 HRRP 数据的局部和全局时序特征，将 TCN 引入弹道中段目标 HRRP 识别任务，验证了 TCN 应用于该识别任务的有效性。

2）为充分利用 HRRP 双向信息，提出一种双向滑窗法将数据处理为双向序列，并提出一种 BiTCN 实现了双向特征的有效提取，且 AF-BiTCN 能通过堆叠的 TCN 残差块，更加有效地提取更深层和抽象的时序特征，对比实验表明，本文方法实现了更加优异的识别性能和鲁棒性。

3）针对双向时序特征的融合问题，使用加性融合策略对双向时序特征进行处理，实现了正向和反向的特征优势互补，得到了可分性及稳健性更好的融合特征，并通过双向特征融合对比实验验证了加性融合策略的有效性。

1 时间卷积神经网络

1.1 网络架构

TCN 是传统一维卷积的改进形式，广泛用于序列建模任务。Zhao 等[18]的工作表明，与 RNN 及其变体相比，TCN 不仅可以获得更好的性能，简化模型结构，且有效降低了计算成本。典型的 TCN 架构如图 1 所示。

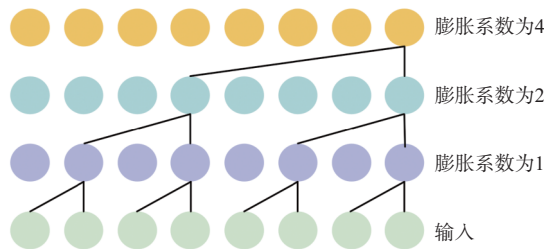


图 1 TCN 架构

Fig. 1 TCN architecture

TCN 主要由因果卷积、膨胀卷积和残差连接构成[19]。图 1 所示 TCN 架构共 4 层，为增强对长序列的建模能力，各层使用 TCN 残差块以保留原始数据中的重要信息，即 TCN 结构是由膨胀系数不同的残差块堆叠构成。

因果卷积是传统一维卷积的改进形式，用于时序数据处理，能够有效避免时序数据未来信息的泄露。TCN 中引入因果卷积，是该模型能够处理时序数据的关键，有效将未来数据进行分割，保证了时序数据的前后因果性。

对于一维数据 $[x_0, x_1, \cdots, x_t, x_{t+1}]$，经一维卷积核处理后，$t$时刻隐藏层输出 y_t 仅与前 t 个时刻的输入有关，如下：

$$o_t = f(x_0, x_1, x_2, \cdots, x_t) \tag{1}$$

式中：o_t 为因果卷积 t 时刻的输出；f 为一维卷积核。

膨胀卷积是存在间隔采样的一维卷积，通过膨胀系数实现感受野指数级增大，减少长序列每次卷积的次数。如图 1 所示，通过膨胀系数实现间隔采样，能够有效轻量化网络结构，减小计算量。TCN 中引入膨胀卷积，使得该模型能够利用其灵活的感受野，随着膨胀系数增大，有效提取从局部到全局的深层特征，从而在输出层输出更加全面的特征。

对于一维数据 $[x_0, x_1, \cdots, x_t, x_{t+1}]$，经过膨胀卷积处理后，$t$时刻隐藏层的输出如下：

$$h(t) = \sum_{i=0}^{\delta-1} f(\varepsilon) x_{t-mi} \tag{2}$$

式中: $h(t)$为膨胀卷积t时刻的输出; $f(\varepsilon)$为卷积核中位置为ε的元素; δ为卷积核尺寸; x_{t-mi}为间隔采样后对应序列的元素, m为膨胀系数。

残差连接是将模型提取的特征与原始特征相加, 进行短路连接, 避免信息提取过程中丢失重要的原始特征, 有利于提高模型的稳定性, 增加模型深度。TCN 引入残差连接, 能够在处理长序列过程中增加模型稳定性, 避免出现梯度消失问题, 保留提取深层特征时丢失的重要原始特征。残差连接如下:

$$\boldsymbol{y} = F(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{W}) + \boldsymbol{x} \tag{3}$$

式中: $\boldsymbol{y}$为残差连接的输出; $\boldsymbol{x}$为输入数据; $\boldsymbol{W}$为可训练参数矩阵; $F(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{W})$为经过模型提取特征。

1.2　残差块

图 2 为残差块示意图。参数设置为: 卷积核尺寸$\delta = 3$, 膨胀系数$m = 1$, 残差块通常由因果膨胀卷积、空间 Dropout 层[20]、残差连接、激活函数(使用整流线性单元 Relu)和权重归一化层[21]构成。设 TCN 由k个残差块堆叠构成, 故经过残差块后的输出结果为

$$\boldsymbol{y}^{(j,k)} = [\boldsymbol{y}_0^{(j,k)}, \cdots, \boldsymbol{y}_T^{(j,k)}] \tag{4}$$

$$\boldsymbol{y}_t^{(j,k)} = \sum_{i=0}^{\delta-1} (f(i)\boldsymbol{y}_{t-mi}^{(j-1,k)}) + \boldsymbol{y}_t^{(1,k)} \tag{5}$$

式中: $\boldsymbol{y}^{(j,k)}$为第k个残差块中第j层的输出, $j \in \{1,2\}$, k为残差块的序号; $f(i)$为卷积核中位置为i的元素; T为序列长度。

TCN 因使用因果卷积、膨胀卷积和残差连接, 可有效提取序列数据的深层特征; 而且灵活的感受野与膨胀卷积相结合, 具有提取局部特征和全局多层次特征的能力, 以及较好的鲁棒性。

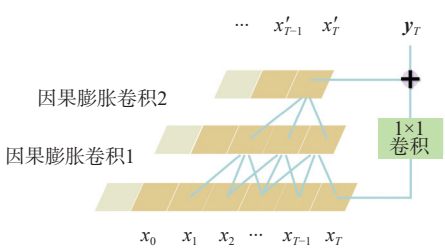


图 2　残差块示意图

Fig. 2　Residual block

2　基于 AF-BiTCN 的 HRRP 识别方法

2.1　数据预处理

弹道中段目标的 HRRP 数据是雷达视线方向上弹道目标散射点子回波的矢量和, 因其包含丰富的结构和尺寸等信息, 被广泛用于目标识别问题。针对弹道中段目标的 HRRP 数据具有幅度敏感性进行预处理。

目标的一维距离像与其对应的回波信号互为傅氏关系, 对雷达的宽带发射信号随频率变化的回波$\boldsymbol{\alpha} = [\alpha_1, \cdots, \alpha_d]$进行傅里叶变换并取模, 其中, d为 HRRP 的距离单元维度, 可得目标对应的高分辨距离像$\boldsymbol{\beta} = [\beta_1, \cdots, \beta_d]$, 计算方式如下:

$$\beta_i = |\mathrm{FFT}(\alpha_i)| \tag{6}$$

式中: FFT表示快速傅里叶变换; $|\cdot|$表示取模操作; i为距离单元位置。

为解决幅度敏感性问题, 使得各 HRRP 样本能量一致, 对 HRRP 数据进行能量归一化如下:

$$\begin{cases} \eta_i = \dfrac{\beta_i}{\|\boldsymbol{\beta}\|_2} \\ \boldsymbol{\eta} = [\eta_1, \cdots, \eta_d] \end{cases} \tag{7}$$

式中: η_i为能量归一化后的第i个距离单元的数据; $\|\boldsymbol{\beta}\|_2$为$\boldsymbol{\beta}$的二范数。

2.2　整体架构

HRRP 的顺序并非特定的[22], 由于雷达回波存在散射现象, 相邻距离单元之间存在信息混叠, HRRP 距离单元的时序特征具有双向性, 其距离单元同时具有前向相关性和后向相关性, 传统方法仅对 HRRP 提取正向特征, 不利于对 HRRP 的特征进行充分表达。为充分利用 HRRP 的双向时序信息, 提高 TCN 对双向时序特征的提取能力, 本文构建了 BiTCN 以实现对双向时序特征的有效提取。将 HRRP 数据使用双向滑窗法进行处理, 并行地输入 AF-BiTCN, 将提取的正向特征和反向特征进行融合得到双向融合时序特征, 使用 Softmax 对双向融合时序特征进行分类。针对 HRRP 数据的高维、双向时序相关性特点, 提出 AF-BiTCN 方法, 结构如图 3 所示。

AF-BiTCN 主要识别流程为双向滑窗处理、提取双向时序特征、双向时序特征融合和分类。

先将 HRRP 数据使用双向滑窗法处理为双向 HRRP 序列, 再将双向序列分别输入正向和反向 TCN 模块。TCN 模块由堆叠的 4 个残差块组成, 残差块之间使用全局 Dropout 层, 目的是通过 4 个膨胀系数递增的残差块有效提取 HRRP 序列的局部和全局多层次特征。每个残差块结构如图 3 右侧所示, 经过 2 次膨胀因果卷积和 Relu 激活函数操作后, 执行 1 次残差连接。AF-BiTCN 处理具体过程如下:

将预处理后的 HRRP 数据输入 AF-BiTCN 后, 为解决 HRRP 数据双向相关性问题, 对 HRRP 数据

进行双向滑窗处理为HRRP序列，设窗长为s_w，滑动步长为r，且$s_w > r$，使得HRRP序列之间存在部分重复数据，增强HRRP序列之间的相关性，有利于更加充分地提取距离单元的时序特征，通过双向滑窗法对原HRRP数据进行增强，有利于提高识别性能。具体滑窗处理过程如图4所示。

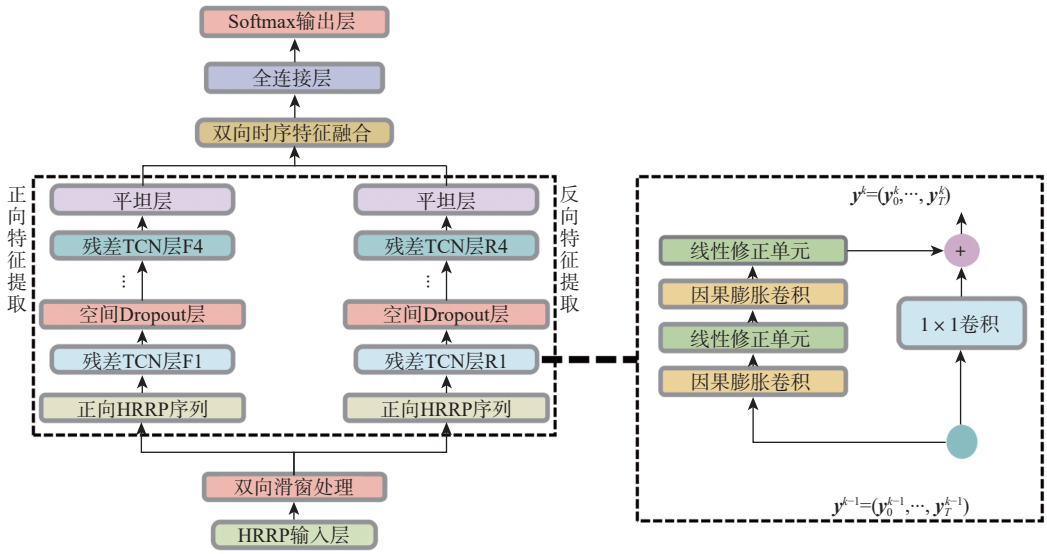


图3 AF-BiTCN结构

Fig. 3 AF-BiTCN structure

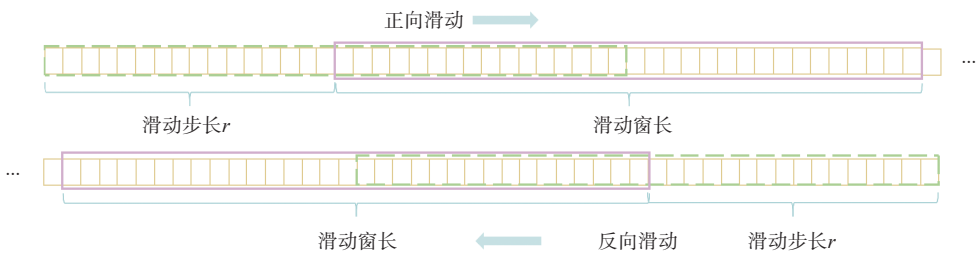


图4 双向滑窗法示意图

Fig. 4 Bidirectional sliding window method

对单个HRRP样本数据的滑窗操作的具体过程如下：

$$T = \frac{d-r}{s_w - r} \tag{8}$$

式中：T为HRRP序列的长度；d为HRRP样本的长度。

$$\boldsymbol{e}_t = \boldsymbol{\eta}[1 + r(t-1) : s_w + r(t-1)] \tag{9}$$

式中：$\boldsymbol{e}_t$为序列t时刻的数据；$\boldsymbol{\eta}[i:j]$表示取向量$\boldsymbol{\eta}$中位置从i到j的子向量。

经滑窗处理后，输出的HRRP正向序列$\boldsymbol{e}$和反向序列$\boldsymbol{e}^{\mathrm{r}}$如下：

$$\begin{cases} \boldsymbol{e} = [\boldsymbol{e}_1, \cdots, \boldsymbol{e}_T] \\ \boldsymbol{e}^{\mathrm{r}} = [\boldsymbol{e}_1^{\mathrm{r}}, \cdots, \boldsymbol{e}_T^{\mathrm{r}}] \end{cases} \tag{10}$$

将处理后的序列并行地输入正向和反向TCN模块，经过4层残差块提取HRRP序列深层时序特征，残差块计算如式(4)和式(5)所示。将提取的双向时序特征采取加性策略融合，再经过一次全连接操作后输出至分类层，具体处理过程如下：

$$\boldsymbol{z} = G(\boldsymbol{y}^4, \boldsymbol{y}^{(4,\mathrm{r})}) \tag{11}$$

式中：$\boldsymbol{z}$为正反向时序特征融合后输出的融合时序特征；G为加性融合策略函数；$\boldsymbol{y}^4$为正向第4层残差块的输出，即正向TCN的输出；$\boldsymbol{y}^{(4,\mathrm{r})}$为反向第4层残差块的输出，即反向TCN的输出。

深度模型含大量参数，可能导致过拟合问题，不利于提高模型泛化性能。为缓解模型过拟合问题，在残差块之间加入空间Dropout层，使得训练过程中随机失活一定比例的节点，缓解冗余特征对模型的影响，提高模型泛化性。

将融合时序特征输入全连接层，引入Softmax回归作为分类器，输出节点分别对应第c类样本的概率，处理过程如下：

$$P_i = \frac{\exp(\boldsymbol{\omega}_c^{\mathrm{T}} \boldsymbol{z})}{\sum_{c=1}^{N} \exp(\boldsymbol{\omega}_c^{\mathrm{T}} \boldsymbol{z})} \tag{12}$$

式中: P_i为分类层中第i维输出; z为融合层的输出; $\boldsymbol{\omega}=\{\boldsymbol{\omega}_1^{\mathrm{T}},\cdots,\boldsymbol{\omega}_N^{\mathrm{T}}\}^{\mathrm{T}}$为分类层可训练的参数; $c\in\{1,2,\cdots,N\}$为所属类别, N为总的类别数。

设模型对含有l个样本: $\{(\boldsymbol{x}^0,S^0),(\boldsymbol{x}^1,S^1),\cdots,(\boldsymbol{x}^l,S^l)\}$, AF-BiTCN 前向传播过程中使用交叉熵损失函数, 在训练中计算损失过程为

$$J_{\mathrm{loss}}=-\frac{1}{l}\left[\sum_{i=1}^{l}\sum_{c=1}^{N}g(S^i=P_{\mathrm{pred}})\lg\left(\frac{\exp(\boldsymbol{\lambda}_c^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x}^i)}{\sum_{c=1}^{N}\exp(\boldsymbol{\lambda}_c^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x}^i)}\right)\right] \tag{13}$$

式中: $g(a,b)=\begin{cases}0 & a\neq b\\ 1 & a=b\end{cases}$; $\boldsymbol{\lambda}=[\boldsymbol{\lambda}_1^{\mathrm{T}},\cdots,\boldsymbol{\lambda}_N^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$为模型可训练参数; S^i为第i个样本真实标签; P_{pred}为由输出概率得到的预测标签。

3　实验结果与分析

3.1　弹道中段目标 HRRP 数据集

通过弹道中段目标数据集验证本文方法的性能, 数据集中包括弹头、高仿诱饵、简单诱饵、母舱、球形诱饵 5 类弹道目标[23]。雷达对弹道中段目标进行采样, 采用的雷达中心频率为 10 GHz, 带宽为 1 GHz, 方位角范围为 0°～180°, 角度采样间隔为 0.05°, 使用水平极化方式。数据集中, 每类目标样本数量为 3 601(3 601 个不同方位角), 5 类共得到 18 005 个 HRRP 样本, 每个样本数据维数为 256(距离单元个数为 256)。从各类目标的 HRRP 样本中随机抽取其中的 2/3 作为训练集, 1/3 作为测试集。增加高斯噪声得到 6 个噪声数据集, 验证本文方法在不同信噪比环境下的鲁棒性, 信噪比分别设置为 −10, −5, 0, 5, 10, 20 dB, 定义为

$$R_{\mathrm{Noise}}=10\lg\left(\frac{\sum_{i=1}^{D}P_i}{E(\boldsymbol{P}_{\mathrm{Noise}})}\right) \tag{14}$$

式中: $D=256$为距离单元数量; $E(\cdot)$表示取均值; P_i为第i个距离单元的原始信号强度; $\boldsymbol{P}_{\mathrm{Noise}}$为噪声的信号强度。

本文的实验环境为 Tensorflow2.1, 计算机配置为 Intel(R) Core(TM) i5-11300H CPU 3.10 GHz, 16 GB RAM。

AF-BiTCN 结构对应的参数设置如表 1 所示。

表 1　AF-BiTCN 参数设置

Table 1　AF-BiTCN parameters setting

参数	数值
损失函数	交叉熵
优化器	Adam[24]
批量大小	256
学习率	0.000 3
一阶矩衰减率	0.9
二阶矩衰减率	0.999
滑窗窗长	32
滑窗间隔	16
迭代次数	400
卷积核	256,128,64,64
卷积核尺寸	1×3
膨胀系数	1,2,8,16
Dropout率	0.5

3.2　不同方法性能对比实验

为验证 AF-BiTCN 方法的识别性能, 对堆叠长短期记忆网络(stack long short-term memory, SLSTM)、堆叠门控循环单元(stack gate recurrent unit, SGRU)、双向长短期记忆网络(bidirectional long short-term memory, BiLSTM)[22]、双向门控循环单元(bidirectional gated recurrent unit, BiGRU)、基于注意力机制的双向门控循环单元(attention-based bidirectional gated recurrent unit, Attention-BiGRU)[15] 和卷积-双向门控循环单元(convolutional neural networks and bidirectional gated recurrent unit, CNN-BiGRU)[16] 共 6 种方法进行对比实验, 在相同的实验环境下进行, 使用弹道中段目标 HRRP 数据集。

对比方法参数设置为: SLSTM、SGRU、BiLSTM、BiGRU、Attention-BiGRU、本文模型均设置 4 个隐藏层, 网络结构设置为 256-128-64-64-5; CNN-BiGRU 包含 5 层卷积层、4 层 BiGRU, 卷积层结构为 256-128-64-128-256, GRU 层结构为 256-128-64-64-5, 卷积核大小为 1×3。对比实验的识别性能如图 5 所示。可知, 基于 AF-BiTCN 的 HRRP 识别方法明显优于其

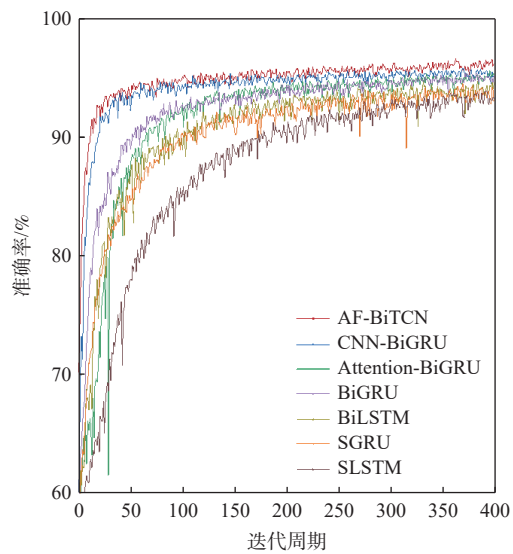


图 5　不同方法识别性能对比

Fig. 5　Recognition performance comparison of different methods

他方法，本文方法不仅收敛速度快、识别效果稳定，且准确率更高。AF-BiTCN相较堆叠了传统卷积的CNN-BiGRU方法提高了0.82%，相较Attention-BiGRU提高了1.03%，比BiGRU和BiLSTM提高了1.23%以上，说明AF-BiTCN对双向时序特征的提取和融合更加有效、稳健；相较堆叠的单向网络SGRU、SLSTM，提高了2.43%以上；在对比实验中，AF-BiTCN和CNN-BiGRU收敛速度明显优于其他方法，说明CNN对HRRP进行时序特征提取更加高效；但是，CNN-BiGRU因不能有效提取HRRP的全局时序信息，导致其识别性能受限；同时，使用LSTM和GRU处理HRRP高维数据容易出现长期记忆丢失问题，遗忘重要的目标特征信息，AF-BiTCN弥补了长期记忆丢失的问题，有效提取更加稳健的特征；AF-BiTCN不仅识别性能优越，且有效避免了LSTM和GRU因堆叠层数较深时可能存在的梯度消失和梯度爆炸问题。

对于弹道中段目标HRRP识别而言，模型参数量和识别速度同样是制约实际应用的重要因素，参数量和识别速度如表2所示。

通过堆叠RNN单元可以提取深层时序特征，但堆叠RNN受串行结构的限制，具有参数量大、识别速度慢的缺点；传统的一维卷积因受感受野的限制，提取时间序列的深层特征时也存在参数量大的问题。本文提出的AF-BiTCN，因果卷积与膨胀卷积相结合，能够有效提取局部与全局时序信息，相较CNN-BiGRU使用传统卷积的方法，有效减小了参数量，并提高了识别速度。如表2所示，单向网络参数量较小，AF-BiTCN的参数量小于BiLSTM，与轻量级的Attention-BiGRU和BiGRU参数量近似；LSTM和GRU的双向网络的准确率均高于单向网络，说明双向网络能够更加有效地提取HRRP的双向时序特征，在准确率方面更具有优势。但是，双向RNN识别性能相较AF-BiTCN识别性能较差，因为双向RNN受串行结构限制，在处理长序列数据时存在记忆衰退现象，容易丢失序列的重要信息，且识别速度较慢；本文方法通过因果膨胀卷积能够有效提取局部和全局多层次时序特征，达到更高的识别准确率，且识别速度相较其他方法也具有明显优势。

表2 不同方法性能对比

Table 2 Performance comparison of different methods

模型	准确率/%	参数量	识别速度/μs
AF-BiTCN	96.60	1.16×10^6	334
CNN-BiGRU	95.78	1.76×10^6	792
Attention-BiGRU	95.57	1.15×10^6	708
BiGRU	95.37	1.15×10^6	670
BiLSTM	94.70	1.52×10^6	884
SGRU	94.17	0.56×10^6	374
SLSTM	93.87	0.58×10^6	392

3.3 不同方法鲁棒性对比实验

为验证本文提出的AF-BiTCN在不同信噪比条件下的鲁棒性，使用噪声数据集验证该方法的识别性能，其中，信噪比的取值范围为−10，−5，0，5，10，20 dB。选择SLSTM、SGRU、BiLSTM、BiGRU、Attention-BiGRU和CNN-BiGRU共6种方法进行对比实验。在噪声数据集上的识别性能如表3所示。

由表3分析可得，随着信噪比增大，识别准确率逐渐增大。在6个含不同信噪比的噪声数据集上，AF-BiTCN的识别性能均优于其他方法，因为AF-BiTCN通过堆叠因果膨胀卷积残差块，相较RNN，能够提取局部和全局多层次时序特征，提取深层抽象时序特征的能力更强，更能反映数据本质，从而抑制噪声的不良影响，识别性能更加均衡。相较其他RNN方法，CNN-BiGRU和Attention-BiGRU的识别性能在抗噪性能上表现更佳，因为CNN-BiGRU利用一维卷积有效增强了对局部特征的提取能力，Attention-BiGRU利用注意力机制增强了BiGRU对全局特征的提取，也说明了提取局部时序特征和全局时序特征有利于提高该任务的抗噪声性能。RNN方法在识别性能方面表现较不稳定，也说明在HRRP识别任务中，其提取的时序特征不够稳健。综合分析对比实验的结果，表明AF-BiTCN在具有空间噪声的数据集上具有更好的鲁棒性。

表3 不同信噪比条件下鲁棒性对比实验的识别准确率

Table 3 Recognition accuracy of robustness comparison experiments under different signal-to-noise ratios %

信噪比/dB	SLSTM	SGRU	BiLSTM	BiGRU	Attention-BiGRU	CNN-BiGRU	AF-BiTCN
−10	56.69	56.08	54.00	56.11	56.22	55.58	56.88
−5	66.02	66.00	67.67	68.25	67.81	66.56	69.22
0	75.86	75.61	74.83	75.55	77.02	75.33	77.21
5	82.83	81.61	81.00	82.22	83.13	82.94	83.64
10	86.33	86.64	84.78	86.05	87.50	87.89	89.03
20	89.91	91.86	88.33	90.97	91.61	92.36	92.45

3.4　双向特征融合对比实验

为实现将正向 TCN 模块和反向 TCN 模块提取的双向时序特征有效融合, 本文分别使用加性融合、乘性融合和同维度连接 3 种方法进行对比实验, 验证时序特征融合的有效性。对比实验仅改变双向时序特征的融合方法, 其他实验条件保持一致。使用准确率、精确率、召回率和 F_1 分数作为评价指标, 衡量 3 种融合方式的实验结果。评价指标的定义方式如下:

1) 准确率。指正确分类的样本个数占总样本个数的比例, 计算如下:

$$A=\frac{N_{\mathrm{TP}}+N_{\mathrm{TN}}}{N_{\mathrm{TP}}+N_{\mathrm{FP}}+N_{\mathrm{TN}}+N_{\mathrm{FN}}}\times 100\% \tag{15}$$

2) 精确率。又称查准率, 即预测正确的正类数据占预测为正类数据的比例, 计算如下:

$$P=\frac{N_{\mathrm{TP}}}{N_{\mathrm{TP}}+N_{\mathrm{FP}}}\times 100\% \tag{16}$$

3) 召回率。又称查全率, 预测为正确的正类数据占实际为正类数据的比例, 计算如下:

$$R=\frac{N_{\mathrm{TP}}}{N_{\mathrm{TP}}+N_{\mathrm{FN}}}\times 100\% \tag{17}$$

4) F_1 分数。因精确率和召回率为一对矛盾的度量指标, 为平衡精确率和召回率而提出精确率和召回率的调和平均值, 计算如下:

$$F_1=\frac{2RP}{P+R}\times 100\% \tag{18}$$

式中: N_{TP}表示预测为正、判断正确的样本数量; N_{FP}表示预测为正、判断错误的样本数量; N_{TN}表示预测为负、判断正确的样本数量; N_{FN}表示预测为负、判断错误的样本数量。在多分类的应用中, 计算单类别的指标时, 将该类别视为正类样本, 其他类别视为负类样本。

3 种融合方法的准确率、精确率、召回率和 F_1 分数如表 4 所示。可知, 加性融合方法在准确率、精确率、召回率和 F_1 分数分别实现了 96.60%、96.62%、96.60% 和 96.60%, 同维度连接在准确率、精确率、召回率和 F_1 分数分别实现了 96.12%、96.11%、96.11% 和 96.10%, 乘性融合在准确率、精确率、召回率和 F_1 分数分别实现了 96.02%、96.08%、96.01% 和 95.98%。从 4 类评价指标的平均值分析可得, 加性融合策略均优于同维度连接和乘性融合方法, 在 5 类弹道目标的识别任务中, 球形诱饵的识别率均达到了 100%, 因为球形诱饵在结构和形状方面与其他弹道目标差别较大, 所以识别更加容易。加性融合策略在弹头识别任务中, 3 类评价指标实现了最佳性能, 在高仿诱饵识别任务中, 3 类评价指标实现了最佳性能, 在简单诱饵识别任务中, 2 类评价指标实现了最佳性能, 在母舱识别任务中, 2 类评价指标实现了最佳性能; 而乘性融合策略仅在简单诱饵和母舱识别任务中, 有 2 类评价指标实现了最佳性能, 同维度连接策略在各类目标的识别任务中, 表现并不突出。实验结果表明, 加性融合策略能够得到更具可分性的融合时序特征, 时序特征融合效果更好。经过堆叠 TCN 残差块提取的深层时序特征, 将同时刻的单向时序特征使用加性融合能够实现正向时序特征和反向时序特征互补, 从而有效提高识别性能; 而乘性融合会使得正反向时序特征交叉影响, 若某个单向时序特征提取能力较弱时, 会削弱另一个方向的时序特征; 同维度连接通过引入更多的时序特征增强识别效果, 同时会产生大量冗余时序特征, 增大模型参数量, 导致过拟合问题, 故时序特征融合效果相对较差。综合分析双向时序特征融合的实验结果, 加性融合策略更具优势, 且在识别任务中表现更加均衡, 故更适用于弹道中段目标 HRRP 识别任务。

表 4　不同融合方法的性能对比

Table 4　Performance comparison of different fusion methods　%

融合方法	弹道目标类别	准确率	精确率	召回率	F_1分数
加性融合	弹头	91.60	92.74	91.74	92.24
	高仿诱饵	95.92	93.04	95.91	94.46
	简单诱饵	97.33	98.40	97.25	97.82
	球形诱饵	100.00	100.00	100.00	100.00
	母舱	98.08	98.90	98.08	98.49
同维度连接	弹头	89.75	93.24	89.82	91.50
	高仿诱饵	94.33	93.16	94.33	93.74
	简单诱饵	98.58	94.94	98.50	96.68
	球形诱饵	100.00	100.00	100.00	100.00
	母舱	97.92	99.23	97.91	98.57
乘性融合	弹头	87.42	95.01	87.48	91.09
	高仿诱饵	95.75	92.28	95.75	93.98
	简单诱饵	99.33	93.27	99.25	96.16
	球形诱饵	100.00	100.00	100.00	100.00
	母舱	97.58	99.82	97.58	98.69

3.5　AF-BiTCN 参数配置实验

为验证参数配置对 AF-BiTCN 的影响, 选择 Dropout 正则化参数、学习率和优化器进行对比实验, 并对训练和测试的收敛性进行分析。参数配置对 AF-BiTCN 的识别准确率的变化影响如图 6 所示。

由图 6(a) 可知, Dropout 正则化参数对识别准确率影响的整体趋势为: 随着正则化参数增加先增加再降低, 当正则化参数为 0.3 和 0.5 时, 识别结果

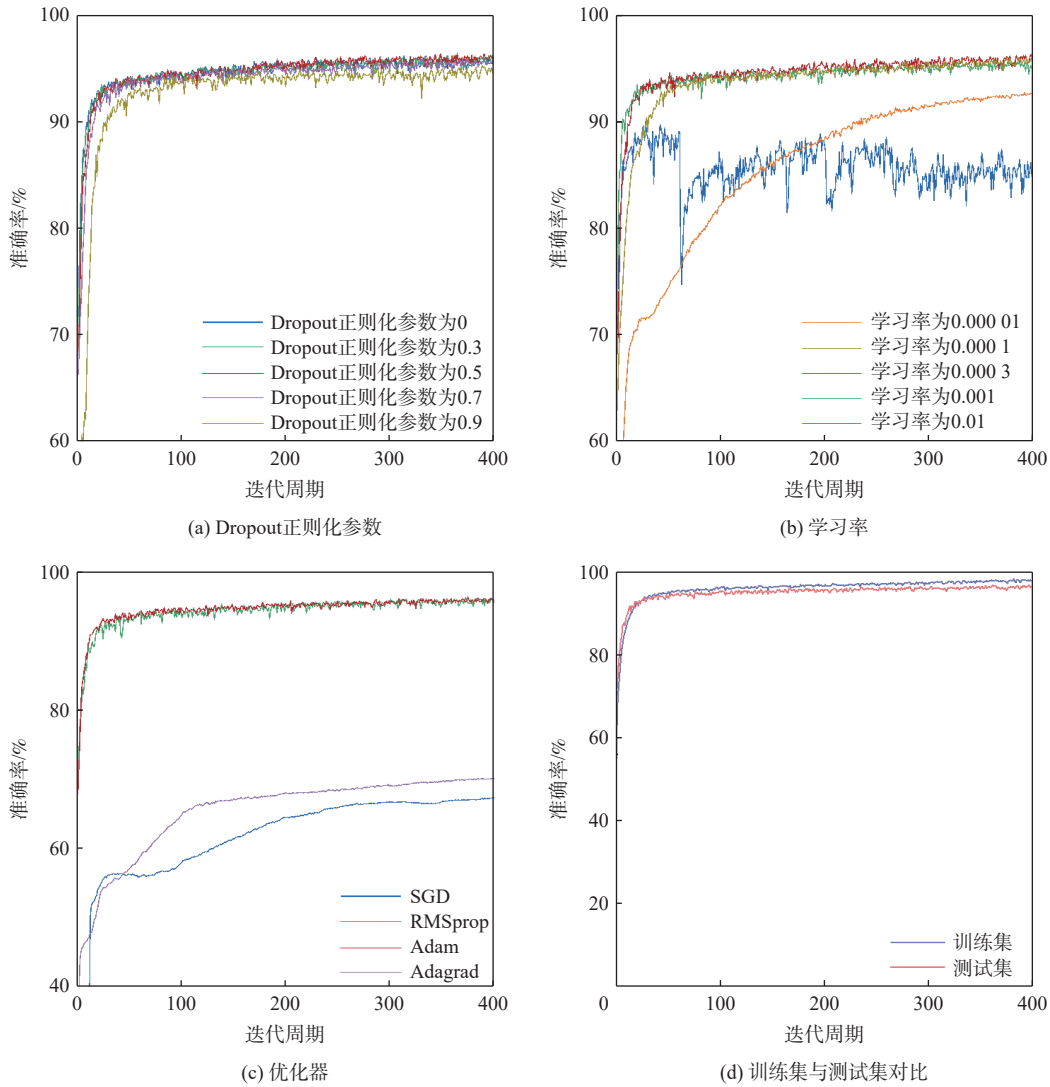


图 6 AF-BiTCN 参数配置实验结果

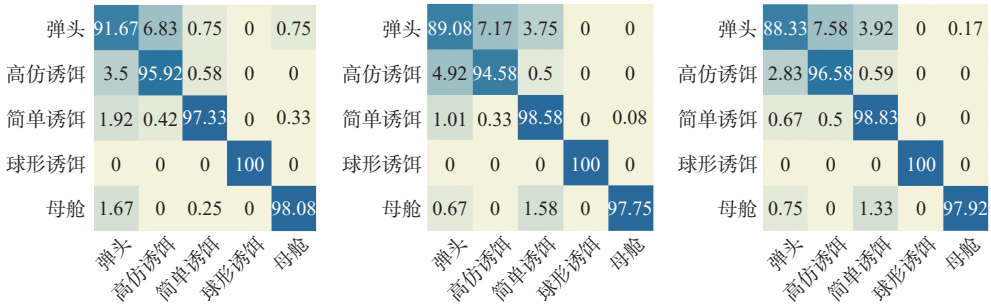
Fig. 6 Results of AF-BiTCN parameter configuration experiments

优于其他识别结果，其中，正则化参数为 0.5 时，识别准确率相较正则化参数为 0.3 时高 0.21%，因此，选择合适的正则化参数有利于缓解过拟合问题，提高目标的识别准确率。由图 6(b) 可知，当学习率偏大或偏小时，收敛效果和识别准确率均较差，当学习率为 0.000 3 时收敛更快，且识别准确率更高，故学习率对收敛效果和识别性能影响较为显著，需要确定适当的学习率，避免陷入局部最优解。由图 6(c) 可知，优化器对 AF-BiTCN 的识别性能影响较大，且 SGD 和 Adagrad 对学习率参数较为敏感，收敛效果较差，而 Adam 和 RMSprop 能够自适应地调整学习率，收敛更加平稳，且 Adam 的收敛速度和识别性能优于 RMSprop，可见自适应调整学习率的优化器有利于更好更快地收敛，在弹道中段目标 HRRP 识别任务中更加有效。图 6(d) 展示了 AF-BiTCN 训练集和测试集的收敛效果和识别性能。随着迭代周期增加，AF-BiTCN 网络收敛迅速，且快速趋于稳定，模型训练过程总体趋势较为平稳，准确率曲线波动范围较小，训练集准确率达到 97.53%，测试集准确率达到 96.60%，最终训练集和测试集的准确率差距较小。说明 AF-BiTCN 网络能够有效提取 HRRP 的可分性强且较为稳健的时序特征，使得模型识别效果较好且具有较好的泛化性能。

3.6 消融实验

通过对比实验可知，本文提出的 AF-BiTCN 具有准确率高和收敛速度快的优点，且在参数量和识别速度上均具有一定的优势。为验证 AF-BiTCN 相较于单向 TCN 的有效性，将 AF-BiTCN、正向 TCN 和反向 TCN 进行消融实验，结果如图 7 所示。

由图 7 中混淆矩阵所示，AF-BiTCN 相较于单向 TCN，弹头和母舱的识别准确率均有一定的提高，说明双向融合时序特征对此 2 类弹道目标的识别更加有效；AF-BiTCN 网络对高仿诱饵的识别准确率高于正向 TCN，说明时序特征融合后，能够实



(a) AF-BiTCN　　(b) 正向TCN　　(c) 反向TCN

图 7　消融实验结果

Fig. 7　Ablation experiments results

现对双向时序特征综合利用, 缓解单向时序特征对高仿诱饵识别的局限性; AF-BiTCN 网络对简单诱饵的识别准确率略低于单向网络, 说明模型拓宽对简单诱饵的识别不利; 因球形诱饵与其他弹道目标特征差异较大, 3 种网络对其的识别均可达到 100% 的准确率。

AF-BiTCN、正向 TCN 和反向 TCN 网络对 5 类弹道目标识别的平均识别准确率如表 5 所示。可知, 双向模型相较单向模型, 在 5 类弹道目标上的准确率、召回率、精确率和 F_1 分数均具有一定的优势, 相较正向 TCN 提高了 0.59% 以上, 相较反向 TCN 提高了 0.22% 以上; 说明双向网络相较单向网络能够提取更加全面和稳健的时序特征, 充分利用了距离单元之间的双向相关性, 使得时序特征性能更加均衡, 正反向时序特征融合具有优势互补的效果, 验证了 AF-BiTCN 对弹道中段目标 HRRP 识别的合理性和有效性, 有利于进一步提高识别效果。

表 5　AF-BiTCN 消融实验结果

Table 5　Ablation experiments results of AF-BiTCN

%

模型	准确率	召回率	精确率	F_1分数
AF-BiTCN	96.60	96.62	96.60	96.60
正向TCN	96.00	96.00	96.01	95.98
反向TCN	96.33	96.33	96.38	96.31

4　结　论

1) 提出了双向滑窗法, 将 HRRP 数据处理为双向序列, 有重复的滑窗增强了序列的相关性, 使得 AF-BiTCN 能够提取双向序列中更加稳健的双向时序特征。

2) 实验结果表明, 本文方法相较其他方法实现了更加显著的识别性能, 收敛速度更快, 识别准确率达到了 96.60%, 且参数量和识别速度也具有优势。

3) 通过对比实验验证了加性融合策略的有效性, 分别利用准确率、精确率、召回率和 F_1 分数衡量数据集中 5 类目标的识别性能, 加性融合方法在 4 类评价指标中, 分别在 4, 2, 4, 4 类目标上实现了最优性能, 说明了加性融合策略更加具有优势。

4) 在具有 −10, −5, 0, 5, 10, 20 dB 范围的空间噪声数据集上, 相较其他方法均实现了更高的识别准确率, 说明本文方法在不同程度的噪声环境下具有更好的鲁棒性和泛化性。

为进一步增强对弹道目标 HRRP 的识别性能和鲁棒性, 仍需缓解 TCN 的过参数化问题, 通过裁减冗余通道信息获得更佳模型结构和参数组合。下一步工作将针对神经网络架构搜索和模型剪枝算法开展研究。

参考文献（References）

[1] EZUMA M, ANJINAPPA C K, FUNDERBURK M, et al. Radar cross section based statistical recognition of UAVs at microwave frequencies[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2022, 58(1): 27-46.

[2] CHOI I O, PARK S H, KIM M, et al. Efficient discrimination of ballistic targets with micromotions[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2020, 56(2): 1243-1261.

[3] ZHANG H, RAO P, XIA H, et al. Modeling and analysis of infrared radiation dynamic characteristics for space micromotion target recognition[J]. Infrared Physics & Technology, 2021, 116: 103795.

[4] XUE B, YI W J, JING F, et al. Complex ISAR target recognition using deep adaptive learning[J]. Engineering Applications of Artificial Intelligence, 2021, 97: 104025.

[5] PERSICO A R, ILIOUDIS C V, CLEMENTE C, et al. Novel classification algorithm for ballistic target based on HRRP frame[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2019, 55(6): 3168-3189.

[6] 付哲泉, 李相平, 李尚生, 等. 深度学习在雷达目标高分辨距离像识别中的研究综述[J]. 航空兵器, 2020, 27(3): 37-43.
FU Z Q, LI X P, LI S S, et al. Review of radar HRRP target recognition based on deep learning[J]. Aero Weaponry, 2020, 27(3): 37-43 (in Chinese).

[7] 王彩云, 黄盼盼, 李晓飞, 等. 基于 AEPSO-SVM 算法的雷达 HRRP 目标识别[J]. 系统工程与电子技术, 2019, 41(9): 1984-1989.
WANG C Y, HUANG P P, LI X F, et al. Radar HRRP target recog-

nition based on AEPSO-SVM algorithm[J]. Systems Engineering and Electronics, 2019, 41(9): 1984-1989(in Chinese).

[8] ZHAO D B, HUI L. Radar target recognition based on central moment feature and GA-BP neural network[J]. Infrared and Laser Engineering, 2018, 47(8): 826005.

[9] LI C, DU L, DENG S, et al. Point-wise discriminative auto-encoder with application on robust radar automatic target recognition[J]. Signal Processing, 2020, 169: 107385.

[10] WANG X D, LI R, WANG J, et al. One-dimension hierarchical local receptive fields based extreme learning machine for radar target HRRP recognition[J]. Neurocomputing, 2020, 418: 314-325.

[11] TU J, HUANG T, LIU X S, et al. A novel HRRP target recognition method based on LSTM and HMM decision-making[C]//Proceedings of the 25th International Conference on Automation and Computing. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-6.

[12] PAN M, DU L, WANG P H, et al. Multi-task hidden Markov modeling of spectrogram feature from radar high-resolution range profiles[J]. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2012, 2012: 86.

[13] LIU J Q, CHEN B, CHEN W C, et al. Radar HRRP target recognition with target aware two-dimensional recurrent neural network [C]//Proceedings of the IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-6.

[14] CHU Y C, GUO Z H. Attention enhanced spatial temporal neural network for HRRP recognition[C]//Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Piscataway: IEEE Press, 2021: 3805-3809.

[15] 刘家麒, 陈渤, 介茜. 基于注意力机制和双向 GRU 模型的雷达 HRRP 目标识别[J]. 雷达学报, 2019, 8(5): 589-597.
LIU J Q, CHEN B, JIE X. Radar high-resolution range profile target recognition based on attention mechanism and bidirectional gated recurrent[J]. Journal of Radars, 2019, 8(5): 589-597(in Chinese).

[16] 沈梦启. 基于卷积-循环神经网络的雷达高分辨距离像目标识别方法研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2019: 37-48.
SHEN M Q. Research on target recognition method of radar high resolution range profile based on convolution-cyclic neural network[D]. Xi'an: Xidian University, 2019: 37-48(in Chinese).

[17] 陶志勇, 闫明豪, 刘影. 基于时序卷积网络的信道编码闭集识别[J]. 华中科技大学学报 (自然科学版), 2022, 50(3): 12-17.
TAO Z Y, YAN M H, LIU Y. Channel coding closed set recognition based on temporal convolutional network[J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2022, 50(3): 12-17(in Chinese).

[18] ZHAO W T, GAO Y Y, JI T X, et al. Deep temporal convolutional networks for short-term traffic flow forecasting[J]. IEEE Access, 2019, 7: 114496-114507.

[19] BAI S J, KOLTER J Z, KOLTUN V, et al. An empirical evaluation of generic convolutional and recurrent networks for sequence modeling[EB/OL]. (2018-04-19)[2023-01-12]. https://arxiv.org/abs/1803.01271v2.

[20] SRIVASTAVA N, HINTON G, KRIZHEVSKY A, et al. Dropout: A simple way to prevent neural networks from overfitting[J]. Journal of Machine Learning Research, 2014, 15: 1929-1958.

[21] SALIMANS T, KINGMA D P. Weight normalization: A simple reparameterization to accelerate training of deep neural networks[C]// Proceedings of the 30th Conference on Neural Information Processing Systems. La Jolla: NIPS, 2016, 29: 901-909.

[22] 徐彬, 陈渤, 刘家麒, 等. 采用双向 LSTM 模型的雷达 HRRP 目标识别[J]. 西安电子科技大学学报, 2019, 46(2): 29-34.
XU B, CHEN B, LIU J Q, et al. Radar HRRP target recognition by the bidirectional LSTM model[J]. Journal of Xidian University, 2019, 46(2): 29-34(in Chinese).

[23] 向前, 王晓丹, 李睿, 等. 基于 DCNN 的弹道中段目标 HRRP 图像识别[J]. 系统工程与电子技术, 2020, 42(11): 2426-2433.
XIANG Q, WANG X D, LI R, et al. HRRP image recognition of midcourse ballistic targets based on DCNN[J]. Systems Engineering and Electronics, 2020, 42(11): 2426-2433(in Chinese).

[24] KINGMA D P, BA J. Adam: A method for stochastic optimization [EB/OL].(2017-01-30)[2023-01-12].https://arxiv.org/abs/1412.6980.

HRRP recognition of midcourse ballistic targets based on AF-BiTCN

WANG Xiaodan*, WANG Peng, SONG Yafei, XIANG Qian, LI Jingtai

(Air and Missile Defense College, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China)

Abstract: To address the problem of temporal feature extraction and recognition of high-resolution range profiles (HRRP) of midcourse ballistic targets, a recognition method based on bidirectional temporal convolutional networks with additive fusion (AF-BiTCN) was proposed, which could make full use of the bidirectional temporal information of HRRP of midcourse ballistic targets and further improve the recognition performance. Firstly, the HRRP data was processed into a bidirectional sequence by the bidirectional sliding window algorithm. Then, the BiTCN was constructed to extract bidirectional deep temporal features of HRRP in each layer, and the bidirectional features were fused by an additive strategy. Finally, more robust fusion features were utilized to recognize ballistic targets, and the Adam algorithm was used to optimize the convergence speed and stability of AF-BiTCN. The experimental results show that the proposed HRRP recognition method of midcourse ballistic targets based on AF-BiTCN in this paper has higher accuracy and faster recognition speed compared with six methods such as stack long short-term memory (SLSTM), stack gate recurrent unit (SGRU) and so on, and it achieves an accuracy of 96.60% on the test set. Moreover, the proposed method indicates better robustness on noise datasets.

Keywords: bidirectional temporal convolutional neural network; recognition of ballistic target; feature fusion; high-resolution range profile; sliding window algorithm

Received: 2023-01-17; **Accepted**: 2023-02-25; **Published Online**: 2023-03-07 11:35

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230307.0941.001

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61876189,61703426,61273275); Young Talent Fund of University Association for Science and Technology in Shaanxi, China (20190108); Innovation Talent Supporting Project of Shaanxi, China (2020KJXX-065)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0013

基于全球星机会信号的多普勒定位技术

秦红磊*，张宇，师广婷，王丹瑶
(北京航空航天大学 电子信息工程学院，北京 100191)

摘 要：以数量庞大的低轨非导航卫星播发的信号作为导航源可不依赖全球导航卫星系统(GNSS)提供定位、导航、授时(PNT)服务能力。对于全球星低轨通信星座播发的机会信号，针对其信噪比低且使用多种扩频码进行复合正交扩频调制的特点导致难以提取多普勒的问题，开展基于全球星机会信号的多普勒定位技术研究。通过实测数据对全球星导频信号进行分析，针对性地提出利用平方交谐项实现全球星的导频扩频信号的解码方法，并利用解码结果通过并行码相位搜索捕获算法提取多普勒观测量，建立粗时多普勒定位数学模型并实现定位。实测验证结果表明：利用2颗全球星的实际信号能够达到精度优于100 m的水平定位性能。

关 键 词：定位；机会信号；低轨卫星；全球星；多普勒；扩频通信
中图分类号：P228.1; TN967.1
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2025)02-0360-08

不依赖全球导航卫星系统(global navigation satellite system, GNSS)独立实现定位、导航、授时(positioning, navigation, and timing, PNT)服务作为研究热点日益受到国内外众多学者的关注。利用低轨卫星提供PNT服务有其独特优势，如轨道高度低，运行速度快，且卫星数目多，容易形成良好的几何构型，从而实现良好的定位性能。全球星(Globalstar)作为通信星座，其商用接收机可提供精度约30 m的合作式定位服务[1]。出于商业秘密等考虑，低轨通信星座运营商尚未向未授权的第三方提供合作式服务，因此，需将其卫星信号视作非合作式的机会信号。目前，国内外相继有研究团队开展了基于低轨星座机会信号的非合作式定位技术研究。

国外研究方面，加利福尼亚大学相关研究团队于2019年实现了ORBCOMM卫星机会信号定位，使用2颗ORBCOMM卫星实现了360 m的定位精度[2]；于2021年实现了星链机会信号定位，使用6颗星链卫星实现了7.7 m的定位精度[3]；于2021年对全球星进行跟踪采样，发现其多普勒变化与理论计算不符，因此，未能实现基于全球星机会信号的定位[4]。

国内研究方面，笔者研究团队于2019年实现了铱星机会信号定位，使用6颗铱星实现了优于200 m的定位精度[5]；于2020年实现了ORBCOMM卫星机会信号定位，使用3颗ORBCOMM卫星实现了优于140 m的定位精度[6]；于2022年实现了星链机会信号定位，使用4颗星链卫星实现了优于15 m的定位精度[7]。

综上所述，目前国内外使用实测信号完成全球星机会信号定位的研究较少。本文利用全球星机会信号实现定位能力，将进一步扩充可用的天基机会信号源，具有重要意义。

全球星采用WCDMA体制，导频信号使用3种未知扩频码进行复合QPSK调制，造成信号处理及定位观测量提取困难。铱星和ORBCOMM卫星信号信噪比高，可直接通过非线性处理形成单载波信号，从而完成多普勒提取；而与之不同的是：全球星

收稿日期：2023-01-11；录用日期：2023-06-16；网络出版时间：2023-07-19 15:29
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230719.1336.001
*通信作者. E-mail：qhlmmm@sina.com

引用格式：秦红磊，张宇，师广婷，等. 基于全球星机会信号的多普勒定位技术[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：360-367.
QIN H L，ZHANG Y，SHI G T，et al. Doppler positioning technology based on Globalstar opportunity signals[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：360-367 (in Chinese).

信号信噪比低, 导致传统 4 次方无码解扩方法无法从中提取多普勒频率。本文通过开展全球星信号体制分析, 利用提出的交谐项解码配合并行码相位频率搜索成功实现了全球星导频信号的解扩, 利用全球星信号调制特点, 针对性地解决了复合扩频码调制的解码问题, 并在一定程度上克服了低信噪比的困难。同时, 根据实测结果发现, 北京地区接收到的全球星信号多普勒与理论计算相符, 未出现文献 [4] 提及的情况, 因此, 可利用解码结果得到的多普勒观测量实现多普勒定位。

本文利用全球星下行链路导频信号作为机会信号实现定位能力。首先, 开展全球星信号体制研究, 深入分析全球星下行链路导频信号结构, 为后续解码并获取定位观测量奠定基础; 其次, 开展全球星导频信号解码研究, 并进一步通过码相位搜索捕获算法实现多普勒观测量的获取, 进而构建粗时多普勒定位方程, 同时结合轨道预测模型计算全球星轨道, 实现多历元定位算法; 最后, 利用实际接收到的 2 颗全球星信号进行定位验证。

1　全球星系统及通信体制

1.1　全球星星座概况

全球星卫星采用透明转发器和多波束天线, 提供用户语音、通信服务[8]。第二代全球星星座自 2010 年开始建设, 系统空间段由 8 个轨道面上的 32 颗星组成, 轨道高度为 1 414 km。

全球星用户链路用于地面用户与卫星之间的通信, 链路采用 L 和 S 频段, 上行链路 L 频段为 1 610～1 625.5 MHz, 下行链路 S 频段为 2 483.5～2 500 MHz, 下行链路属于前向链路。

1.2　全球星前向链路导频信号调制过程

每颗卫星利用其搭载的 2 块相控阵天线共产生 16 个点波束, 实现空分复用。每个点波束内, 将 16.5 MHz 的总可用频带划分为 13 条带宽为 1.23 MHz 的 WCDMA 通道。

第二代全球星系统采用基于 IP 的 WCDMA 体制[9], WCDMA 空中接口与 CDMA2000 空中接口类似, 也采用 QPSK 的调制方式[10]。全球星前向链路的导频信号作为信标信号拥有更高的发射功率, 便于地面接收机捕获同步[11]。前向链路导频通道调制过程如图 1 所示。

调制过程使用 3 类 PN 码序列, 分别为导频短 PN 码序列、外 PN 码序列和内 PN 码序列。其中, 内 PN 码序列成对出现, 分别用于 QPSK 的 IQ 两路调制上, 每个内 PN 码周期与每个外 PN 码码片长度一致。3 类 PN 码序列参数如表 1 所示。

综上所述, 全球星下行链路导频信号可以描述为

$$s(t)=AP(t)O(t)I(t)\cos(2\pi(f_0+f_{\mathrm{d}})t+\varphi)+ AP(t)O(t)Q(t)\sin(2\pi(f_0+f_{\mathrm{d}})t+\varphi)+n(t) \quad (1)$$

式中: $s(t)$为下行链路导频信号; A为信号幅度; $P(t)$为导频短 PN 码序列; $O(t)$为外 PN 码序列; $I(t)$为 QPSK 调制同向路使用的内 PN 码序列; $Q(t)$为 QPSK 调制正交路使用的内 PN 码序列; f_0为调制载波基频; f_{d}为多普勒频率; φ为调制载波初始相位; $n(t)$为噪声。

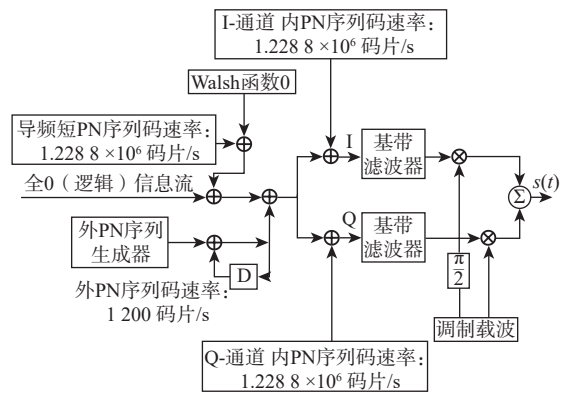


图 1　前向链路导频通道 QPSK 调制扩频

Fig. 1　Forward link pilot channel QPSK modulation and spread spectrum

表 1　导频信号扩频调制使用 PN 码参数

Table 1　Parameters of PN code for pilot signal spread spectrum modulation

PN码种类	码速率/(码片·s^{-1})	码片个数	码周期/s
导频短PN码	1.228 8×10^6	32 768	2/75
外PN码	1 200	288	0.24
内PN码(一对)	1.228 8×10^6	1 024	1/1 200

2　全球星导频信号捕获

2.1　全球星导频信号解码

全球星下行链路到达地面信号功率理论值为 −169.1 dB·W[11], 可用于计算抵地信号信噪比:

$$N=kTB_{\mathrm{n}}=4.053\times10^{-21}\times1.23\times10^{6}\ \mathrm{W}=-143\ \mathrm{dB\cdot W} \quad (2)$$

$$R_{\mathrm{SNR}}=(-169.1)-(-143)=-26.1\approx-26\ \mathrm{dB} \quad (3)$$

式中: k为玻尔兹曼常数, 其值等于 1.38×10^{-23} J/K; T=290 K 为温度; B_{n}为以赫兹为单位的噪声带宽; N为噪声功率; R_{SNR}为信噪比。

因此, 全球星下行链路抵达地面时的理论信噪比为−26 dB。扩频通信使用的宽带信号功率通常

较低，可通过解扩处理获得扩频增益，也即扩频带宽与数据带宽的比值，最终通过极大缩小噪声带宽的方式实现信噪比的提升。

对于非合作信号，由于使用未知的扩频序列，通常有2类方式实现扩频增益的获取：①无码解扩捕获；②解码后使用得到的扩频序列解扩捕获。

无码解扩捕获技术已经在传统GNSS信号处理领域广为应用，对于GNSS采用的BPSK调制信号，使用平方处理不仅可以避开卫星信号的伪码保密问题，也可以极大减小噪声带宽，获得解扩增益，使非合作导航信号的利用成为可能[12]。对于全球星采用的QPSK调制信号，可以使用4次方处理去除未知扩频序列，并获得解扩增益，结合全球星导频信号式(1)，对其进行4次方处理，结果如下：

$$\begin{cases} s^4(t)=-\dfrac{1}{2}A^4\cos(8\pi(f_0+f_{\mathrm{d}})t+4\varphi)+ \\ \quad 2A^4I(t)Q(t)\sin(4\pi(f_0+f_{\mathrm{d}})t+2\varphi)+n'(t) \\ n'(t)=6A^2n^2(t)+6A^2I(t)Q(t)n^2(t)\sin(4\pi(f_0+f_{\mathrm{d}})t+ \\ \quad 2\varphi)+2AP(t)n(t)[A^2+2n^2(t)+ \\ \quad 2A^2I(t)Q(t)\sin(4\pi(f_0+f_{\mathrm{d}})t+2\varphi)]\cdot \\ \quad [I(t)\cos(2\pi(f_0+f_{\mathrm{d}})t+\varphi)+ \\ \quad Q(t)\sin(2\pi(f_0+f_{\mathrm{d}})t+\varphi)] \end{cases} \tag{4}$$

虽然4次方法能够将去除扩频信号的扩频码变为单载波信号，从而实现非合作QPSK调制扩频信号的解扩，但对扩频信号的非线性处理将极大恶化信噪比，且信噪比恶化程度随着输入信噪比的减小而加深[13]，使得4次方处理无法直接用于全球星信号处理。实际情况下，需要提升全球星采样信号信噪比(如可使用定向天线采样)才能获得4次方后的单载波结果，因此，基于4次方处理的全球星信号捕获算法实用性不强。

使用本地扩频序列对接收信号进行解扩处理不会受信噪比恶化问题的影响，故开展全球星导频信号解码研究。

结合全球星导频扩频调制使用的3类扩频序列的参数可知，导频短PN码的存在导致全球星导频信号不能视为二级码进行周期叠加并配合滑动互相关从而解码[14]。根据扩频码参数，全球星复合调制的扩频码可视作一个长度为0.24 s、周期为294 912个码片的扩频码，受限于全球星高动态和低信噪比特性，对该扩频码进行码估计较为困难。综合考虑解码需求与实际困难，本文提出一种针对全球星非合作导频信号的解码方法。

对全球星导频信号进行平方处理，结果形式如下：

$$\begin{cases} s^2(t)=A^2+A^2I(t)Q(t)\sin(4\pi(f_0+f_{\mathrm{d}})t+2\varphi)+n''(t) \\ n''(t)=n^2(t)+A^2I(t)Q(t)n(t)\sin(4\pi(f_0+f_{\mathrm{d}})t+2\varphi) \end{cases} \tag{5}$$

平方交谐项本质是调制在2倍载频上的内PN码耦合序列，得益于正交、同向两路各自使用的PN码序列的严格正交性，二者耦合生成的新序列$I(t)Q(t)$仍然保持正交性，且与原内PN码序列具有相同的码周期和码速率。此时，平方交谐项的扩频码长度为1/1 200 s，周期为1 024个码片，便于进行残余频率去除与周期叠加，从而实现扩频码估计。

利用平方交谐项解码结果与采样平方结果进行码相关捕获，相比于4次方法(相当于2次平方)，由于减少了一次非线性操作，信噪比恶化将在一定程度上得到改善，也即提高实用性。

2.2 基于FFT的全球星导频信号并行捕获算法

按照图2进行如下操作：中频信号输入后先进行平方，形成式(5)所示交谐项，滤波后与本地载波混频，下变频到基频。本地伪码来自预先对该颗卫星平方交谐项的解码结果(使用定向天线采样)，将其与混频结果进行频域相关。通过对混频后的信号做FFT处理，与本地伪码FFT处理结果取复数共轭的结果相乘，相乘结果取模后的值将反映不同码相位、不同频率处的相关幅值。相关峰为频率的sinc函数[15]，对其进行判决则可实现捕获。

需要注意的是，由于预先对输入中频信号进行了平方处理，并行码相位搜索捕获得到的多普勒频率值为真实值的2倍。

综上所述，通过解码与码相位搜索捕获得到了多普勒频率和码相位2种观测量。结合实际定位效果，本文仅使用多普勒频率作为定位观测量。

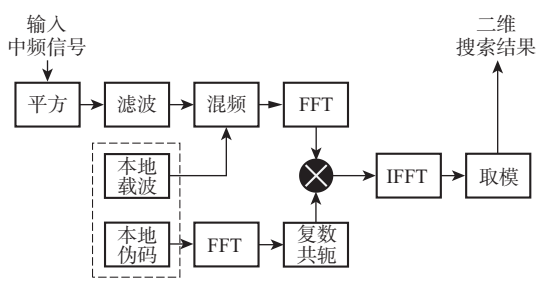


图2 导频信号并行码相位捕获

Fig. 2 Pilot signal parallel code phase acquisition

3 粗时多普勒定位方程构建

低轨卫星高速运动，其与地面接收机的相对运动导致地面用户接收到的信号中含有多普勒频

率。在不考虑误差的情况下, 多普勒频率表达式可以由伪距导航方程关于时间求导得到, 伪距导航方程如下:

$$\delta\boldsymbol{\rho} = -\boldsymbol{e}\cdot\delta\boldsymbol{X}_{xyz} \tag{6}$$

式中: $\delta\boldsymbol{\rho}=\boldsymbol{\rho}-\hat{\boldsymbol{\rho}}$为预测伪距与实测伪距残差向量, m/s; $\boldsymbol{e}$为先验位置到卫星方向的单位向量; $\delta\boldsymbol{X}_{xyz}=[\delta x \quad \delta y \quad \delta z]^{\mathrm{T}}$为接收机位置三维向量的状态更新量。

式(6)两边同时对时间微分, 结果如下:

$$\frac{\partial\delta\boldsymbol{\rho}}{\partial t}=\frac{\partial\boldsymbol{\rho}}{\partial t}-\frac{\partial\hat{\boldsymbol{\rho}}}{\partial t}=-\boldsymbol{e}\cdot\frac{\partial(\delta\boldsymbol{X}_{xyz})}{\partial t}+\frac{\partial(-\boldsymbol{e})}{\partial t}\cdot\delta\boldsymbol{X}_{xyz} \tag{7}$$

由于地面接收机处于静止状态, 式(7)可以化为[16]

$$\frac{\partial\boldsymbol{\rho}}{\partial t}-\frac{\partial\hat{\boldsymbol{\rho}}}{\partial t}=-\frac{\partial\boldsymbol{e}}{\partial t}\cdot\delta\boldsymbol{X}_{xyz} \tag{8}$$

$$\frac{\partial\boldsymbol{e}}{\partial t}=\left[\frac{\partial\boldsymbol{X}_{\mathrm{sat}}}{\partial t}-\boldsymbol{e}\cdot(\boldsymbol{e}\cdot\boldsymbol{v})\right]\cdot\frac{1}{r} \tag{9}$$

式中: $\boldsymbol{X}_{\mathrm{sat}}$为卫星位置向量; $\boldsymbol{v}$为卫星速度向量; r为卫星到地面接收机的距离。

低轨卫星相对于用户处于高速运动中, 若选用的多普勒频率和卫星位置、速度在时间上出现不匹配, 则将带来粗时误差[17]。对于合作信号, 由于可以通过求解电文中的时间戳信息获知卫星发射信号的准确时间及与该时刻匹配的卫星准确的位置与速度, 不存在粗时问题。而对于全球星非合作信号, 其时间信息包含在同步信道内, 该信道不仅进行了扩频调制, 还进行了卷积编码等诸多操作, 无法恢复时间信息, 因此, 存在粗时问题, 属于预测误差, 各卫星受影响需视为不同。另外, 虽然全球星信号中包含卫星空时信息, 但其非合作特性导致无法利用。因此, 实际计算全球星卫星的位置、速度需使用公开的两行轨道参数(two line elements, TLE)数据及轨道预测模型——简化通用扰动模型4(simplified general perturbations model 4, SGP4), 将分别引入 10^2 m 量级的位置误差和 10^0 m/s 量级的速度误差[18], 相当于卫星时空信息不匹配, 同样会带来粗时误差, 但这部分误差属于公共误差, 各卫星受影响可视作相同。

综合考虑以上 2 个方面的影响, 在定位方程中引入待解粗时项, 粗时项数目与卫星数目等同。粗时项的引入在一定程度上解决了发射时刻未知的问题, 也同时具备了一定的吸收卫星轨道误差的作用。

故在现有多普勒定位方程基础上, 加入粗时状态量, 其在定位方程中的系数为伪距速率$\boldsymbol{v}$的变化率$\partial\boldsymbol{v}/\partial t$, 也即多普勒(单位 m/s)的变化率:

$$\frac{\partial\boldsymbol{v}}{\partial t}=\frac{\partial(\boldsymbol{e}\cdot\boldsymbol{v})}{\partial t}=\frac{\partial\boldsymbol{e}}{\partial t}\cdot\boldsymbol{v}+\boldsymbol{e}\cdot\boldsymbol{a} \tag{10}$$

式中: $\boldsymbol{a}$为卫星运动加速度向量。

另外, 考虑到通信卫星星座星载原子钟性能劣于 GNSS 标准的星载原子钟, 全球星采用转发体制, 由卫星发射至地面接收机的信号由地面站产生, 以及地面接收机使用时钟存在误差等原因, 地面接收机接收到的信号载波频率常含有频偏和频漂, 需要通过定位方程建模解算, 否则其误差将耦合到定位结果中。

综上所述, 除最终定位需要解算的三维位置外, 每颗卫星将引入 3 个未知数。为使定位方程可解, 需要使用多个历元的多个观测量进行解算。对于第i颗卫星的第k个历元, 可以得到如下含有粗时项及频漂、频偏项的伪距速率(等价于多普勒)表达式:

$$\frac{\partial\delta\rho_i^{(k)}}{\partial t}=\boldsymbol{H}_t\cdot\delta\boldsymbol{X}=-\frac{\partial(\boldsymbol{e}^{(k)})_i}{\partial t}\cdot\delta\boldsymbol{X}_{xyz}+\frac{\partial\left(\boldsymbol{v}^{(k)}\right)_i}{\partial t}\delta(t_{\mathrm{c}})_i+T_i^{(k)}\delta(f_{\mathrm{drift}})_i+\delta(f_{\mathrm{delta}})_i \tag{11}$$

式中: $\partial\delta\rho_i^{(k)}/\partial t$为第$i$颗卫星的第$k$个历元的伪距残差向量对时间的微分; $\partial(\boldsymbol{e}^{(k)})_i/\partial t$为第$i$颗卫星的第$k$个历元的先验位置到卫星方向的单位向量对时间的微分; $\partial\left(\boldsymbol{v}^{(k)}\right)_i/\partial t$为第$i$颗卫星的第$k$个历元的伪距速率$\boldsymbol{v}$对时间的微分; $\boldsymbol{H}_t$为状态矩阵; $\delta\boldsymbol{X}=[\delta\boldsymbol{X}_{xyz},\delta(t_{\mathrm{c}})_i,\delta(f_{\mathrm{drift}})_i,\delta(f_{\mathrm{delta}})_i]^{\mathrm{T}}$为状态更新量形成的更新向量, $\delta(t_{\mathrm{c}})_i$为第i颗卫星的粗时更新量, $\delta(f_{\mathrm{drift}})_i$为第$i$颗卫星的频漂更新量, $\delta(f_{\mathrm{delta}})_i$为第$i$颗卫星的频偏更新量; $T_i^{(k)}$为第i颗卫星第k个历元对应的参考时间。

由于在考虑粗时项的同时引入频漂作为未知量, 伪距速率的变化率需要在原来的基础上添加频漂项$(f_{\mathrm{drift}})_i$:

$$\frac{\partial\left(\boldsymbol{v}^{(k)}\right)_i}{\partial t}=\frac{\partial\left(\boldsymbol{e}^{(k)}\right)_i}{\partial t}\cdot\left(\boldsymbol{v}^{(k)}\right)_i+\left(\boldsymbol{e}^{(k)}\right)_i\cdot\left(\boldsymbol{a}^{(k)}\right)_i+(f_{\mathrm{drift}})_i \tag{12}$$

相较于单星多历元定位, 使用多颗卫星的多历元观测量进行定位将获得更好的几何构型, 有助于提高定位精度。不同卫星应设置不同的粗时、频漂和频偏未知量。因此, 最终的定位方程应表示为如下形式(以使用 2 颗卫星为例, 第 1 颗卫星使用m个历元, 第 2 颗卫星使用n个历元, 定位方程共含有 9 个未知数):

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial \delta\rho_1^{(1)}}{\partial t} \\ \vdots \\ \frac{\partial \delta\rho_1^{(m)}}{\partial t} \\ \frac{\partial \delta\rho_2^{(1)}}{\partial t} \\ \vdots \\ \frac{\partial \delta\rho_2^{(n)}}{\partial t} \end{bmatrix} = \boldsymbol{H}_t \cdot \begin{bmatrix} \delta x \\ \delta y \\ \delta z \\ \delta(t_c)_1 \\ \delta(f_{\text{drift}})_1 \\ \delta(f_{\text{delta}})_1 \\ \delta(t_c)_2 \\ \delta(f_{\text{drift}})_2 \\ \delta(f_{\text{delta}})_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\partial (\boldsymbol{e}^{(1)})_1}{\partial t} & \frac{\partial (\boldsymbol{v}^{(1)})_1}{\partial t} & T_1^{(1)} & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -\frac{\partial (\boldsymbol{e}^{(m)})_1}{\partial t} & \frac{\partial (\boldsymbol{v}^{(m)})_1}{\partial t} & T_1^{(m)} & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\partial (\boldsymbol{e}^{(1)})_2}{\partial t} & 0 & 0 & 0 & \frac{\partial (\boldsymbol{v}^{(1)})_2}{\partial t} & T_2^{(1)} & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -\frac{\partial (\boldsymbol{e}^{(n)})_2}{\partial t} & 0 & 0 & 0 & \frac{\partial (\boldsymbol{v}^{(n)})_2}{\partial t} & T_2^{(n)} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta x \\ \delta y \\ \delta z \\ \delta(t_c)_1 \\ \delta(f_{\text{drift}})_1 \\ \delta(f_{\text{delta}})_1 \\ \delta(t_c)_2 \\ \delta(f_{\text{drift}})_2 \\ \delta(f_{\text{delta}})_2 \end{bmatrix} \tag{13}$$

$$\begin{bmatrix} \delta x \\ \delta y \\ \delta z \\ \delta(t_c)_1 \\ \delta(f_{\text{drift}})_1 \\ \delta(f_{\text{delta}})_1 \\ \delta(t_c)_2 \\ \delta(f_{\text{drift}})_2 \\ \delta(f_{\text{delta}})_2 \end{bmatrix} = \left(\boldsymbol{H}_t^{\mathrm{T}} \cdot \boldsymbol{H}_t\right)^{-1} \cdot \boldsymbol{H}_t \cdot \begin{bmatrix} \frac{\partial \delta\rho_1^{(1)}}{\partial t} \\ \vdots \\ \frac{\partial \delta\rho_1^{(m)}}{\partial t} \\ \frac{\partial \delta\rho_2^{(1)}}{\partial t} \\ \vdots \\ \frac{\partial \delta\rho_2^{(n)}}{\partial t} \end{bmatrix} \tag{14}$$

根据最小二乘算法，利用式(14)进行牛顿迭代，即可解算出接收机位置和各粗时、频漂和频偏量。

4 实验验证

4.1 全球星信号采样

图3为全球星机会信号接收与处理系统，包括天线、机会信号射频综合系统、采样设备和工作站4部分。

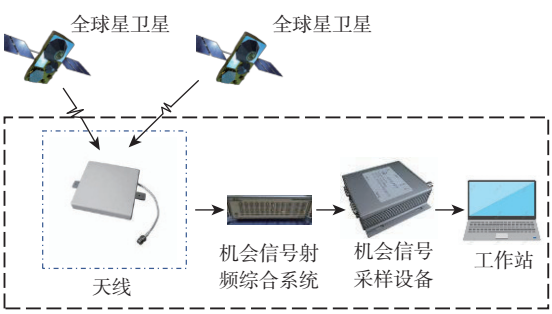


图3 全球星机会信号采集系统

Fig. 3 Globalstar opportunity signal collection system

图4给出了使用定向天线对全球星机会信号进行采样的实时功率谱，用于验证全球星导频信号频率特性。结合1.2节关于全球星导频信号FDM特点的分析，可以发现，实际采样的全球星卫星只播发第8子通道导频信号，该子通道载波中频为2 493.00 MHz。

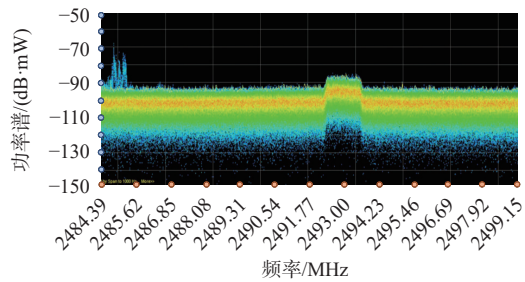


图4 全球星S频段导频信号功率谱

Fig. 4 Power spectrum of Globalstar S-band pilot signal

4.2 全球星导频信号解扩

本节对导频信号平方后交谐项形成的新PN序列进行解码，并验证其效果。平方交谐项形成的新PN码序列与原内PN码序列具有相同的码周期1/1 200 s和码速率1.228 8×10^{6}码片/s(即码周期为1 024个码片)，利用多个该码周期的导频信号进行叠加即可实现其解码。图5给出了解码序列与使用普通天线进行采样的全球星导频信号平方处理后进行滑动互相关的结果。图5中，相邻相关峰间隔对应时间长度恰好为1/1 200 s(交谐项形成的新PN码序列对应的码周期)，证明了解码的有效性。

进一步，利用解码序列对普通天线采样得到的导频信号进行并行码相位搜索捕获，得到多普勒频率和码相位二维搜索结果(每个码片包含5个采样

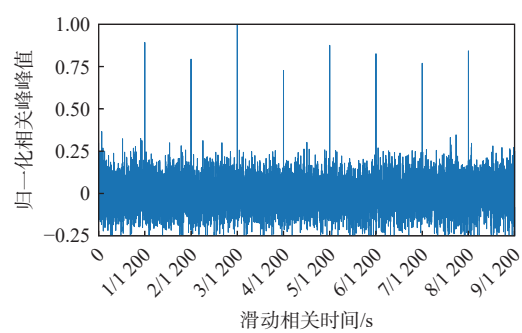


图5 解码序列与导频信号平方进行滑动互相关结果

Fig. 5 Result of sliding cross-correlation between decoding sequence and squared pilot signal

点), 如图 6 所示。

完成全球星导频信号解扩捕获后, 可以分别得到 2 颗全球星卫星(M090-38044、M092-38043)的估计多普勒观测量。利用接收机先验位置和 TLE 计算预测多普勒与得到的估计多普勒进行对比, 分别如图 7 和图 8 所示。从图 7 和图 8 中可以发现, 利用真实导频信号处理得到的估计多普勒与利用真实位置和 TLE 计算得到的预测多普勒呈现高度一致, 与文献 [4] 描述不符, 考虑原因是: 全球星在中国不提供语音通话服务, 地面站发送信号时并未进行多普勒补偿, 使得地面接收到的卫星转发信号多普勒与理论计算一致。

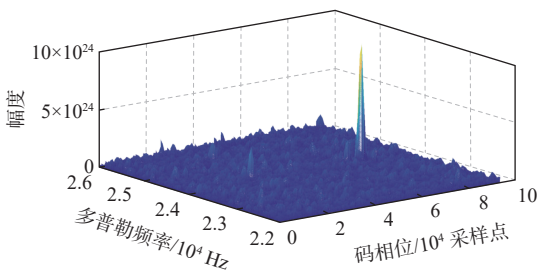


图 6　导频信号并行码相位搜索结果

Fig. 6　Result of pilot signal parallel code phase search

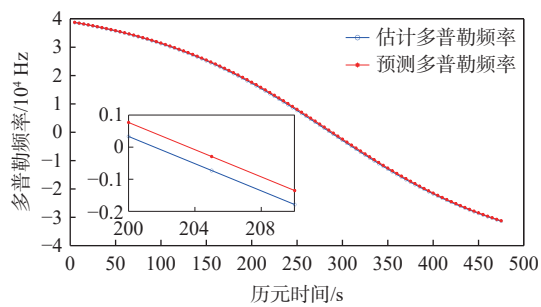


图 7　全球星 M090-38044 估计多普勒与预测多普勒

Fig. 7　Globalstar M090-38044 estimated Doppler and predicted Doppler

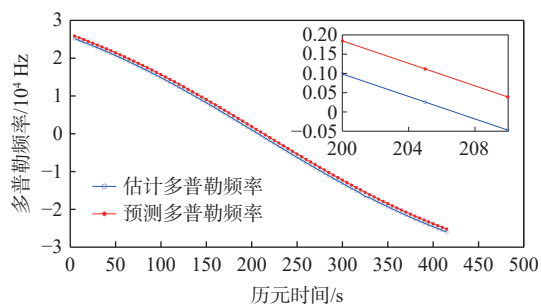


图 8　全球星 M092-38043 估计多普勒与预测多普勒

Fig. 8　Globalstar M092-38043 estimated Doppler and predicted Doppler

4.3　全球星导频信号多普勒定位

实验采样的 2 颗卫星星下点如图 9 所示。

本文利用各卫星的多个历元的多普勒观测量实现定位, 为减少全球星卫星位置、速度相关性, 这些历元从采样时间内均匀选取。真实接收天线位置采用 GNSS 记录仪进行标定(标定精度为 m 级)。定位误差分析利用不同观测历元的多普勒信息组合定位 10 000 次, 每 1 000 次组合方式定位结果进行定位误差均方根值统计。如图 10 所示, 水平定位精度优于 100 m。

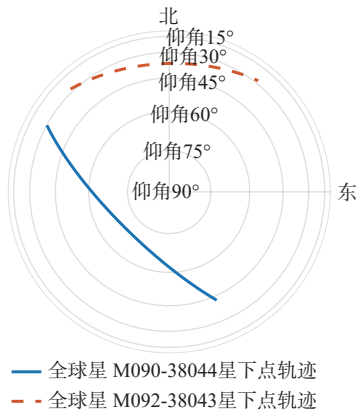


图 9　实验期间全球星飞行轨迹

Fig. 9　Flight trajectory of Globalstar during experiment

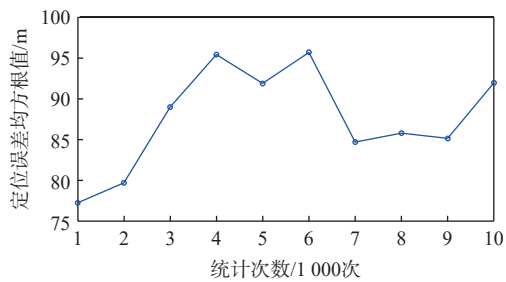


图 10　多普勒定位误差均方根值

Fig. 10　RMS value of Doppler positioning error

5　结　论

本文针对全球星信号信噪比低且使用复合扩频码进行 QPSK 调制导致一般机会信号处理方法无法从中提取导航观测量的问题, 开展全球星导频信号解码研究, 针对全球星信号调制特点, 利用平方交谐项解扩在一定程度上解决了低信噪比的问题, 完成了对全球星机会信号中调制的复合扩频码进行初步解码, 并实现定位, 最终利用实际信号验证了定位性能和本文方法的实用性。

1) 针对全球星导频信号使用 3 类扩频码进行复合扩频调制导致难以利用滑动相关解码的问题, 利用其平方交谐项进行解码, 利用并行码相位搜索解扩的方式避免了非线性处理导致的信噪比恶化问题, 并进一步提取多普勒, 进行了实验验证。

2) 无须利用高增益定向天线, 利用普通天线持续接收全球星信号并提取多普勒观测量信息, 同时

结合TLE和SGP4轨道预测模型计算的卫星轨道进行接收机定位,结果表明,水平定位精度优于100 m。

参考文献(References)

[1] HOLMES J K. GNSS与无线通信中的扩频系统[M]. 陈军, 刘义, 唐卓, 等, 译. 北京: 电子工业出版社, 2013: 1-2.
HOLMES J K. Spread spectrum systems for GNSS and wireless communications[M]. CHEN J, LIU Y, TANG Z, et al, translated. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2013: 1-2(in Chinese).

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

[3] KHALIFE J J, NEINAVAIE M, KASSAS Z M. The first carrier phase tracking and positioning results with starlink LEO satellite signals[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2021, 58(2): 1487-1491.

[4] NEINAVAIE M, KHALIFE J J, KASSAS Z M. Doppler stretch estimation with application to tracking Globalstar satellite signals[C]//Proceedings of the IEEE Military Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2021: 647-651.

[5] 秦红磊, 谭滋中, 丛丽, 等. 基于铱星机会信号的定位技术[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(9): 1691-1699.
QIN H L, TAN Z Z, CONG L, et al. Positioning technology based on IRIDIUM signals of opportunity[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(9): 1691-1699(in Chinese).

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

[7] 秦红磊, 张宇. 星链机会信号定位方法[J]. 导航定位学报, 2023, 11(1): 67-73.
QIN H L, ZHANG Y. Positioning technology based on starlink signal of opportunity[J]. Journal of Navigation and Positioning, 2023, 11(1): 67-73(in Chinese).

[8] 闵士权. 卫星通信系统工程设计与应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2015: 361.
MIN S Q. Engineering design and application of satellite communication system[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2015: 361 (in Chinese).

[9] Globalstar. Globalstar overview[EB/OL]. [2022-12-26]. https://www.globalstar.com/Globalstar/media/Globalstar/Downloads/Spectrum/GlobalstarOverviewPresentation.pdf.

[10] 孙宇彤. WCDMA空中接口技术[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2011: 56-68.
SUN Y T. WCDMA air interface technology[M]. Beijing: Posts & Telecom Press, 2011: 56-68(in Chinese).

[11] Globalstar. Description of the Globalstar system[EB/OL]. [2022-12-26]. https://fccid.io/TSEFAU200RA/User-Manual/User-Manual-743692.

[12] BORIO D. Squaring and cross-correlation codeless tracking: Analysis and generalisation[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2011, 5(9): 958.

[13] 陈凌, 汪远玲, 邓强, 等. 扩频信号通过非线性系统信噪比恶化分析[J]. 电讯技术, 2005, 45(6): 143-147.
CHEN L, WANG Y L, DENG Q, et al. Signal-to-noise deterioration analysis of spread spectrum signal in nonlinear systems[J]. Telecommunication Engineering, 2005, 45(6): 143-147(in Chinese).

[14] GAO G X X. Towards navigation based on 120 satellites: Analyzing the new signals[D]. Palo Alto: Stanford University, 2008: 38-46.

[15] 姚铮, 陆明泉. 新一代卫星导航系统信号设计原理与实现技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2016: 148.
YAO Z, LU M Q. Signal design principle and implementation technology of new generation satellite navigation system[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2016: 148(in Chinese).

[16] YOO W J, KIM L, LEE Y D, et al. A coarse-time positioning method for improved availability[J]. GPS Solutions, 2019, 24(1): 2.

[17] VAN DIGGELEN F S T. A-GPS: Assisted GPS, GNSS, and SBAS [M]. Boston: Artech House, 2009: 50.

[18] VALLADO D, CRAWFORD P. SGP4 orbit determination[C]//Proceedings of the AIAA/AAS Astrodynamics Specialist Conference and Exhibit. Reston: AIAA, 2008.

Doppler positioning technology based on Globalstar opportunity signals

QIN Honglei*，ZHANG Yu，SHI Guangting，WANG Danyao

(School of Electronic Information Engineering，Beihang University，Beijing 100191，China)

Abstract: Using signals broadcast by a large number of non-navigation low Earth orbit satellites as navigation sources can provide positioning, navigation, and timing (PNT) services independently of global navigation satellite system (GNSS). Due to the low signal-to-noise ratio and compound orthogonal spread spectrum modulation using multiple spread spectrum codes, it is difficult to extract Doppler from the opportunity signals broadcasted by the Globalstar low Earth orbit communication constellation. Therefore, the research on Doppler positioning technology based on Globalstar opportunity signals was carried out. By analyzing the Globalstar pilot signal through measured data, the decoding method of the Globalstar pilot spread spectrum signal using square cross-term was proposed, and the decoding results were further used to extract Doppler observation by parallel code phase search acquisition algorithm. Finally, a mathematical model of coarse-time Doppler positioning was established, and the positioning was realized. The results of the experiments show that horizontal positioning performance with an accuracy of better than 100 m can be achieved by using the actual signals of two Globalstars.

Keywords: positioning; opportunity signal; low Earth orbit satellites; Globalstar; Doppler; spread spectrum communication

Received：2023-01-11；**Accepted**：2023-06-16；**Published Online**：2023-07-19 15:29

URL：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230719.1336.001

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0021

机器与AGV联合利用再生能源的混合流水车间调度问题

朱光宇[1,2,*]，贾唯鸿[1]，李德彪[3]

(1. 福州大学 先进制造学院，泉州 362200；2. 福州大学 机械工程及自动化学院，福州 350108；
3. 福州大学 经济与管理学院，福州 350108)

摘 要：中国的制造业正经历着数字化和绿色低碳转型。为实现节能减排，提高设备利用率，针对考虑可再生能源的混合流水车间，建立机器与自动导引车(AGV)联合利用再生能源的混合流水车间调度问题(HFSP-MA-RE)数学模型。为求解该模型，提出基于提前调度的机器与AGV联合调度策略、能源分配策略，在考虑AGV路径优化和充电约束的情况下，实现对最大完工时间、碳排放量、总能耗和AGV利用率4个目标的优化。采用基于正向灰靶模型的多目标最佳觅食算法(PPGT_OFA)求解该问题。通过24个测试实例及1个工程应用，将所提算法与5个多目标优化算法进行实验，验证了HFSP-MA-RE模型及PPGT_OFA算法解决多目标优化问题的有效性。

关 键 词：混合流水车间调度；可再生能源；多目标优化；A*算法；联合调度
中图分类号：V221+.3; TB553
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2025)02-0368-12

混合流水车间调度问题(hybrid flow-shop scheduling problem, HFSP)为经典的车间调度问题，广泛应用于半导体、造纸等行业[1]，对其研究主要从2个方面进行：①在问题模型上，致力于提高模型的精确性，使其更加贴合实际生产。例如，Haouari等[2]建立了两阶段的混合流水车间模型，Moccellin等[3]解决了一种考虑机器阻塞和调整时间的混合流水车间问题，Lei等[4]研究了具有序列相关设置时间的分布式混合流水车间调度问题。②在求解问题的优化算法上，致力于提出新的算法或改进已有算法来提高解决问题的效率。例如，Qin等[5]提出一种基于交换策略的改进迭代贪心算法，解决了混合流水车间调度问题，Schulz等[6]提出多目标迭代局部搜索算法，解决了混合流水车间调度问题，周宁等[7]提出融合粗糙数据推理的离散麻雀搜索算法，求解了混合流水车间调度问题。2种不同视角都对该问题的深入研究起到了积极作用。

随着中国“双碳”战略的提出，全面构建绿色制造体系势在必行。一些研究者已着手考虑低碳车间调度问题。Wu和Sun[8]提出了最小化能耗和最大完工时间的柔性作业车间模型，任彩乐等[9]基于Wagner建模思想建立了一种以最小化能耗为目标的混合整数线性规划模型。统计指出，运输成本约占总生产成本的30%[10]，因此，实现低碳车间调度时，运输环节调度的考虑同样重要，自动化车间的运输工作一般由自动导引车(automated guided vehicle, AGV)来完成。含AGV的车间调度在机器选择和工件排序的基础上，还需加入AGV调度的子问题，具有更高的复杂度[11]。在含AGV的车间调度方面，Karimi等[12]设计了一种非支配的布谷鸟搜索算法优化AGV和加工机器的可靠性，Li等[13]使用遗传禁忌搜索算法解决了混合流水车间生产与运输集成调度问题，胡晓阳等[14]提出改进的局部搜索算

收稿日期：2023-01-13；**录用日期**：2023-02-24；**网络出版时间**：2023-04-11 14:32
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230411.1232.001
基金项目：工信部2016智能制造综合标准化与新模式应用项目(工信部联装(2016)213号)；福建省自然科学基金(2023J01256,2024J01349)
*通信作者. E-mail：zhugy@fzu.edu.cn

引用格式：朱光宇，贾唯鸿，李德彪. 机器与AGV联合利用再生能源的混合流水车间调度问题[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：368-379. ZHU G Y，JIA W H，LI D B. Hybrid flow-shop scheduling problem considering joint of machine and AGV with renewable energy[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：368-379 (in Chinese).

法, 解决了多 AGV 柔性作业车间调度问题。同时考虑含 AGV 的车间调度和低碳调度的文献较少。尽管学者开始重视并解决机器联合 AGV 的低碳调度问题, 但以往的研究存在以下不足: ①割裂机器调度和 AGV 调度。以往文献是将机器编码, 根据机器选择结果来选择 AGV, 而实际工件在加工之前需要先被空载的 AGV 运输, 工件在机器上的开工时间受到运输到达时间的影响。②AGV 的运输时间以运输时间矩阵的形式直接给出, 只适用于车间布局简单、设备间运输关系固定的场合。③考虑多目标优化较少, 除最大完工时间, 同时考虑低碳调度目标 (如能耗、碳排放等) 较少, 含 AGV 调度效果的更少。

随着光伏类发电站的推广, 越来越多的企业使用新能源电力为车间供电, 但由于光伏发电量具有周期性和不确定性, 通常采用微电网技术[15] 联合普通电网共同为车间供电, 微电网技术有与普通电网并网运行和独立运行 2 种运行模式, 采用微电网技术可实现对车间的稳定供电。为提高新能源利用率, 降低碳排放, 车间内机器、AGV 应优先使用光伏提供的新能源电力。针对上述情况的车间开展生产调度时, 本文提出基于提前调度的机器与 AGV 联合调度策略, 包含机器选择和 AGV 选择 2 部分, 引入改进 A*算法为 AGV 规划最短路径, 得到最短运输时间; 建立可再生能源供电模型及能源分配策略, 考虑 AGV 充电约束, 提高可再生能源利用率; 以最小化最大完工时间、最小化碳排放量、最小化总能耗和增加 AGV 利用率为优化目标, 提出机器与 AGV 联合利用再生能源的混合流水车间调度问题 (hybrid flow-shop scheduling problem considering the joint of machine and AGV with renewable energy, HFSP-MA-RE) 数学模型。

求解多目标优化问题的思路为[16]: ①利用 Pareto 支配关系使种群的搜索尽量靠近真实 Pareto 前沿; ②基于分解策略, 将多目标问题分解成多个单目标子问题, 对子问题进行协同求解, 最终输出 Pareto 最优解; ③基于性能评价指标, 通过引入决策者构建的性能评价指标, 将多目标或高维多目标优化问题转化成一个单目标优化问题进行求解。本文以基于正向灰靶模型的多目标处理策略来评价 Pareto 解的优劣, 利用基于正向灰靶模型的最佳觅食算法 (optimal foraging algorithm based on positive projection gray target, PPGT_OFA) 来实现 HFSP-MA-RE 问题的优化。

1　问题描述

HFSP-MA-RE 问题描述为: 在含有普通电网与新能源电力协同供电的自动化加工车间内, 有 n 个工件包含 p 道工序需在 m 台机器上加工, 且工件的每道工序有 $m_g(m_g>1, g\in[1,p])$台机器可供工件选择, 工件在机器上的加工时间由机器的性能决定, 其在机器、装载区与卸载区之间的搬运由 v 台 AGV 完成, 同时 AGV 还会受到电量的约束, 若电量不足, 需返回充电站充电。在考虑 AGV 路径优化、AGV 充电约束和可再生能源供能的情况下, 合理安排工件的加工顺序 $\boldsymbol{X}$, 为工件分配 AGV 和加工机器, 来实现最大完工时间、碳排放量、总能耗和 AGV 利用率 4 个目标的优化。

问题有如下约束: ①机器和 AGV 每次只能加工或运输一个工件; ②所有工件在 0 时刻都在装载区等待 AGV 运输, 最终都需要运输到卸载区; ③AGV 装卸货时间忽略不计; ④AGV 电量消耗与行驶路程成正比; ⑤AGV 充电速度固定; ⑥不考虑 AGV 之间的路径冲突及避障。

2　HFSP-MA-RE 数学模型

基于第 1 节的约束和定义, 提出 HFSP-MA-RE 的数学模型。目标函数如下:

$$f=\min(f_1,f_2,f_3,f_4) \tag{1}$$

式中:

$$f_1=\min\{\max(D_1,D_2,\cdots,D_v)\} \tag{2}$$

$$f_2=0.674\,7\left[\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{p}\sum_{k=1}^{m}(E_{ijk}P_{ijk}\eta_{ij}^{k}+U'_{ijk}P_{ijk}^{\mathrm{u}}\eta_{ij}^{k})+\sum_{v=1}^{V}\sum_{r=1}^{r_v}B_v\delta_r^v\right] \tag{3}$$

$$f_3=\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{p}\sum_{k=1}^{m}(E_{ijk}P_{ijk}+U'_{ijk}P_{ijk}^{\mathrm{u}})+\sum_{v=1}^{V}B_vr_v \tag{4}$$

$$f_4=-\frac{\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{p}(R_{ijv}+L_{ijv})\chi_{ij}^{v}}{\sum_{v=1}^{V}D_v} \tag{5}$$

其中: $i(i\in[1,2,\cdots,n])$为工件数; $j(j\in[1,2,\cdots,p])$为工序数; $k(k\in[1,2,\cdots,m])$为机器数; $v(v\in[1,2,\cdots,V])$为 AGV 数。式 (2) 为最大完工时间, 因为考虑了装载区和卸载区, 所以最后一个工件被运输到卸载区的时间为最大完工时间, D_v为第 v 台 AGV 完成最后一道运输任务的时间; 式 (3) 为碳排放量, 由每道工序中机器加工能耗、空转能耗和每台 AGV 充电能耗相加, 再乘以碳排放系数 0.674 7 得到, 0.674 7 的单位为 kg/(kW·h), 含义是每消耗 1 kW·h电产生 0.674 7 kg 碳排放[15], E_{ijk}为工序 O_{ij}在机器 k 上的加

工功率，P_{ijk}为工序O_{ij}在机器k上的加工时间，U'_{ijk}和P^{u}_{ijk}分别为工序O_{ij}在机器k加工时的空转功率和空转时间，B_v为AGV的满电量，δ^v_r、η^k_{ij}为决策变量，当第v台AGV的第r个充电任务使用普通电网供电时，δ^v_r为1，当O_{ij}在机器k上加工由普通电网供能时，η^k_{ij}为1，反之为0；式(4)为总能耗，包括机器加工能耗、空转能耗和AGV充电能耗，r_v为第v台AGV的充电次数；式(5)为AGV利用率，R_{ijv}和L_{ijv}分别为第v台AGV运输O_{ij}工件的空载时间和负载时间，当O_{ij}工件由第v台AGV运输时，χ^v_{ij}为1，反之为0。

由于光伏发电每个周期内产生的电力有一定上限，当工件加工安排越紧凑，最大完工时间会减小，AGV利用率会提高，但周期内的加工零件数量就越多，能耗越多，当超过周期内可用新能源电力总量时，需切换到普通电网供电，将会产生更多碳排放(用储能装置的新能源电力，认为不产生碳排放)，目标f_2与目标f_1、f_4明显冲突。

约束条件为

$$\sum_{k=1}^{m}\alpha^k_{ij}=1 \tag{6}$$

$$\sum_{v=1}^{V}\chi^v_{ij}=1 \tag{7}$$

$$P^{s}_{ijk}>P^{e}_{mnk}+(1-\beta^k_{ijmn})W \tag{8}$$

$$R^{s}_{ijv}>L^{e}_{mnv}+(1-\varepsilon^v_{ijmn})W \tag{9}$$

$$P^{s}_{ij}>P^{s}_{i(j-1)} \tag{10}$$

$$P^{e}_{ijk}=P^{s}_{ijk}+P_{ijk} \tag{11}$$

$$R^{s}_{ijv}=\max\{R^{e}_{mnv},P^{e}_{i(j-1)k}\} \tag{12}$$

$$R^{e}_{ijv}=R^{s}_{ijv}+R_{ijv} \tag{13}$$

$$L^{s}_{ijv}=\max\{R^{e}_{ijv},P^{e}_{i(j-1)k}\} \tag{14}$$

$$L^{e}_{ijv}=L^{s}_{ijv}+L_{ijv} \tag{15}$$

$$C_i=L^{e}_{ipv} \tag{16}$$

$$E^v_{ij}=(R_{ijv}+L_{ijv})R_{rv}\chi^v_{ij} \tag{17}$$

式(6)、式(7)表示工件一次只能被一台机器加工或AGV运输，当O_{ij}在机器k上加工时，α^k_{ij}为1，反之为0；式(8)表示紧前紧后工序之间的加工开始时间约束，P^{s}_{ijk}、P^{e}_{mnk}分别为O_{ij}在机器k上加工开始时间和O_{mn}在机器k上加工结束时间，当工序O_{ij}先一步于O_{mn}在机器k上加工时，β^k_{ijmn}为1，反之为0，W为任意大的数；式(9)表示AGV运输前后约束，R^{s}_{ijv}、R_{ijv}和R^{e}_{ijv}分别为第v台AGV空载到O_{ij}工件所在位置的开始时间、空载运行时间和到达时间，L^{s}_{ijv}、L_{ijv}和L^{e}_{ijv}分别为第v台AGV运输O_{ij}工件的开始时间、负载运行时间和到达时间，当O_{ij}先一步于O_{mn}由第v台AGV运输时，ε^v_{ijmn}为1，反之为0；式(10)表示工件的工序间加工前后约束；式(11)表示机器加工不允许中断；式(12)表示工序的空载运输开始时间受到所选AGV的上一道运输任务和工序的上一道工序的开工时间的共同影响；式(13)和式(15)表示AGV的空载和负载运输不可中断；式(14)表示工序的负载运输任务开始时间受到工序紧前工序加工结束时间和AGV到达时间的共同影响；式(16)表示工件最大完工时间为工件被运输到卸载区的时间，C_i为第i个工件所有工序完成时间；式(17)表示AGV的电量消耗与运输时间成线性关系，R_{rv}为用电速率。

3 HFSP-MA-RE策略

3.1 基于提前调度的机器与AGV联合调度策略

本文的机器与AGV联合调度策略基于提前调度方式进行AGV的选择，AGV的运输时间采用改进A*算法规划最短路径得到。

3.1.1 提前调度方式

AGV提前调度是指在工件上一道工序开始加工时就开始为工件寻找空闲AGV[17]，使AGV的空载运行尽量安排在工件加工时间内，避免不必要的等待时间。图1和图2为提前调度与顺序调度示例。图中：(2,3)中的2表示工件号，3表示工序号，带数字的框分别表示工序(2,3)和工序(2,4)的加工，t_v为工序(2,4)的运输任务寻找AGV的时刻。可

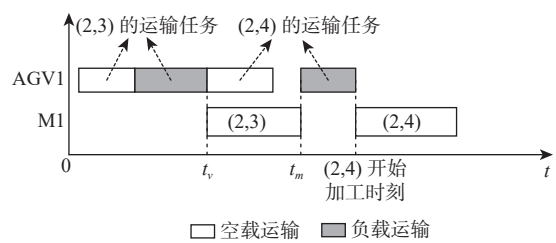


图1 提前调度

Fig. 1 Advance scheduling

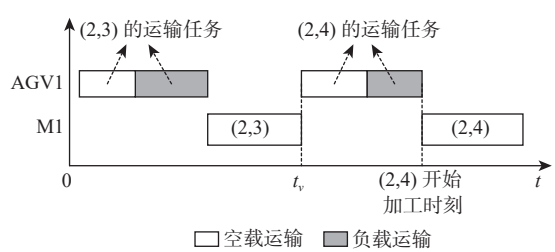


图2 顺序调度

Fig. 2 Sequential scheduling

以看出, 提前调度方式为工序 (2,4) 寻找 AGV 的时间比顺序调度方式早了一个工序 (2,4) 的加工时间。

3.1.2　面向 AGV 路径规划的改进 A*算法

除采用提前调度方式外, 与其他 AGV 调度不同之处还在于: 本文引入改进 A*算法为 AGV 计算最短路径, 使得在车间布局复杂、运输时间预估不准确的情况下, 所提调度策略仍然适用。

A*算法是在 Dijkstra 算法的广度搜索基础上, 加上一个评价函数来指导算法的搜索方向, 使算法不仅具有方向性, 同时还能保证全局最优[18]。算法包含 2 个集合和 1 个评价函数, 2 个集合分别存储待搜索的节点和已搜索过的节点, 评价函数为

$$f(w)=g(w)+d(w) \tag{18}$$

式中: w 为当前节点; $g(w)$ 为起点到节点 w 的实际距离; $d(w)$ 为节点 w 到目标点的预估距离。节点 w 的待搜索节点为与其相邻间隔 45°的 8 个节点, 选取节点中评价函数 $f(w)$ 最小的节点为下一个节点。改进 A*算法原理示意图如图 3 所示。改进 A*算法在每步搜索时将节点 w 作为坐标原点, 即 AGV 所在点, 建立坐标系, 判断目标点 (机器所在点) 在坐标系所处的象限, 只选取在此象限之内的节点及与此象限相关的坐标轴半轴上的节点, 缩小每一代要遍历的节点数, 提高 A*算法的搜索速度。图 3 为车间布局图, AGV 在斜网格线区域运行, AGV1 运行终点为机器 1 工作台, 此时其位于 AGV1 所建坐标系的第一象限, 搜索方向只需选图示 3 个方向, 比传统 A*算法少搜索 5 个方向。

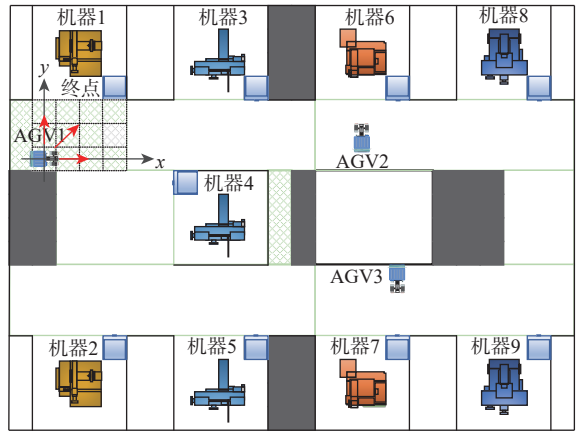


图 3　车间布局及改进 A*算法示意

Fig. 3　Illustration of shop layout and improved A* algorithm

3.1.3　机器与 AGV 联合调度策略

基于提前调度的机器与 AGV 联合调度策略包含机器选择和 AGV 选择。调度策略如图 4 所示。

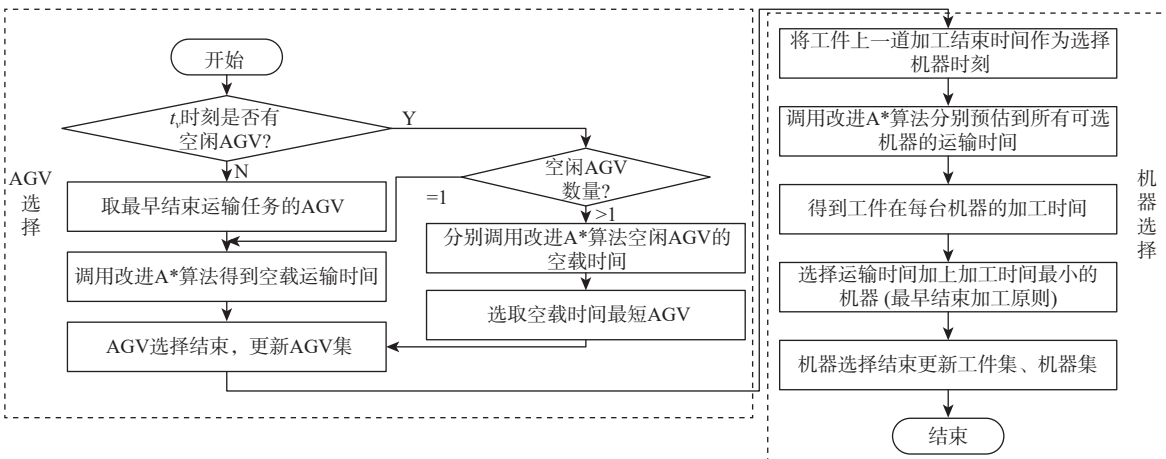


图 4　机器与 AGV 联合调度策略流程

Fig. 4　Flow of joint scheduling strategy of machine and AGV

当工件的某道工序需要选择加工机器和 AGV 时, 在工件的上一道工序开始加工时刻 (见图 1 的 t_v时刻) 提前为工序寻找空闲 AGV, 有 3 种情况: ①无空闲 AGV, 选取最早结束运输任务的 AGV, 用改进 A*算法计算这台 AGV 空载运输时间; ②有 1 台空闲 AGV, 选择这台 AGV, 用改进 A*算法计算这台 AGV 空载运输时间; ③有 1 台以上空闲 AGV, 用改进 A*算法计算所有 AGV 空载运输时间, 选择最快到达的 AGV。工件选择机器的时刻为工件的上一道工序加工完成的时刻, 即图 1 中的 t_m时刻, 此时调用改进 A*算法分别预估工件被运输到每台可选机器的时间, 再分别加上工件对应机器上的加工时间, 选择两者之和最小的机器。本文提出的调度策略与传统调度最大的不同在于: 机器选择中考虑了 AGV 运输的影响, 综合考虑 AGV 运输时间和机器加工时间来选择最早完工的机器。

3.2　可再生能源供电模型及能源分配策略

HFSP-MA-RE 问题中, 自动化车间由连接普通电网的光伏发电站供电, 相关研究提出, 无论天气阴晴, 光伏发电站每天的发电量近似服从正态分

布，由于光伏发电的周期性和不确定性，在发电时不能直接为车间稳定供电，设置储能装置存储光伏发电站每个周期的电能，再由储能装置向车间稳定供电。式 (19) 为 24 h 一个周期光伏发电量的计算式：

$$G(h)=\begin{cases}F_1\exp\left[-\dfrac{(h-12)^2}{8}\right] & \text{晴天}\\ F_2\exp\left[-\dfrac{(h-12)^2}{8}\right] & \text{阴天}\end{cases} \tag{19}$$

式中：F_1和F_2分别为晴天和阴天光伏发电的峰值。

HFSP-MA-RE 问题中的车间能耗包含机器加工能耗、AGV 的运输能耗，因此，需要考虑 AGV 的充电约束。每次进行 AGV 选择时，判断所选 AGV 电量是否足够下一道运输任务的需求，预估运输时间乘以 AGV 的运行功率，得到所需运输能耗。若所需运输能耗小于 AGV 剩余电量，可选择这台 AGV，反之，这台 AGV 向系统发出充电请求，暂时移出 AGV 集合。

能源分配策略描述为：将 24 h 作为一个周期，根据最大完工时间得到车间整个加工过程所经历的周期数 T，在每个周期内，按式 (19) 计算储能装置新能源电力总量G_t。确定周期内的所有机器加工任务、AGV 充电任务数，按任务时间先后计算能耗。当G_t足够所有任务能耗时，周期内全部使用新能源电力，不产生碳排放；当G_t不足够所有任务能耗时，需要切换供电模式，在新能源电力G_t耗尽时，车间切换成普通电网供电，周期内此后的所有任务由普通电网供电，按式 (3) 计算碳排放。

4 最佳觅食算法及多目标处理策略

最佳觅食算法 (optimal foraging algorithm, OFA) 具有控制参数少、仿射不变性等特点[19-20]。对于 HFSP-MA-RE 多目标问题模型，以 OFA 为基础算法，采用正向灰靶模型的多目标处理策略构建多目标 OFA 算法，计算 Pareto 解的正向灰靶靶心距作为 OFA 算法的适应度值引导其进化，通过 OFA 算法的迭代寻优实现 4 个目标的优化。

4.1 基于正向灰靶模型的多目标处理策略

对于多目标问题，将 Pareto 前沿通过标准化处理映射到灰靶空间，构造正负靶心来计算每个 Pareto 解的靶心距[21]。

4.1.1 标准化处理

正负靶心由进化算法对优化目标进行单目标优化构造。一个 M 维的目标函数 $F(\boldsymbol{X})=(f_1(\boldsymbol{X}),f_2(\boldsymbol{X}),\cdots,f_M(\boldsymbol{X}))$，对每个目标进行 s 次单目标优化，得到每个目标的最优解的平均值$F_s(\boldsymbol{X})=(f_1^s(\boldsymbol{X}),f_2^s(\boldsymbol{X}),\cdots,f_M^s(\boldsymbol{X}))$和最劣解的平均值$\widehat{F}_s(\boldsymbol{X})=(\widehat{f_1^s}(\boldsymbol{X}),\widehat{f_2^s}(\boldsymbol{X}),\cdots,\widehat{f_M^s}(\boldsymbol{X}))$。则正负靶心的计算式如下：

$$Z_s^+=\nu_1F_s(\boldsymbol{X})=\{z_1^+,z_2^+,\cdots,z_j^+,\cdots,z_M^+\} \tag{20}$$

$$Z_s^-=\nu_2\widehat{F}_s(\boldsymbol{X})=\{z_1^-,z_2^-,\cdots,z_j^-,\cdots,z_M^-\} \tag{21}$$

式中：$\nu_1=0.8$，$\nu_2=1.2$[21]。

用式 (22) 对 Pareto 前沿及正负靶心进行标准化处理：

$$\boldsymbol{U}=\begin{bmatrix}u_{11}&u_{12}&\cdots&u_{1i}&\cdots&u_{1M}\\u_{21}&u_{22}&\cdots&u_{2i}&\cdots&u_{2M}\\\vdots&\vdots&&\vdots&&\vdots\\u_{j1}&u_{j2}&\cdots&u_{ji}&\cdots&u_{jM}\\\vdots&\vdots&&\vdots&&\vdots\\u_{N1}&u_{N2}&\cdots&u_{Ni}&\cdots&u_{NM}\end{bmatrix} \tag{22}$$

式中：$u_{ji}=F(x_{ji})/Z_s^-,i=1,2,\cdots,M,F(x_{ji})$为第 j 个个体的第 i 个目标函数值，共有 N 个个体。

4.1.2 计算靶心距

灰靶空间内任意一个标准化解U_{ji}与正负靶心的位置关系如图 5 所示。图中：σ_j^+为解U_{ji}与正靶心的距离，σ_j^-为解 U_{ji} 与负靶心的距离，σ_j^0为正靶心与负靶心之间的距离，Z^+、Z^-分别为正、负靶心，σ_{ji}^+为所求的正靶心距。取指标权重向量$\boldsymbol{\omega}_j=(\omega_{j1},\omega_{j2},\cdots,\omega_{ji},\cdots,\omega_{jM})$。

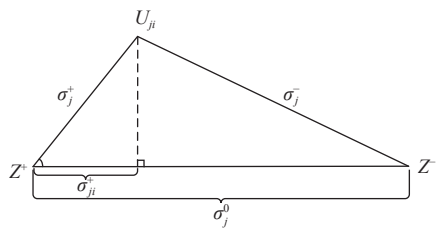


图 5 解与正负靶心位置关系

Fig. 5 Position relation of solution and positive and negative target centers

图 5 中，三角形的 3 条边长为

$$\sigma_j^+=\sqrt{\frac{1}{2}\left[\omega_{j1}(u_{j1}-z_1^+)^2+\cdots+\omega_{jM}(u_{jM}-z_M^+)^2\right]} \tag{23}$$

$$\sigma_j^-=\sqrt{\frac{1}{2}\left[\omega_{j1}(u_{j1}-z_1^-)^2+\cdots+\omega_{jM}(u_{jM}-z_M^-)^2\right]} \tag{24}$$

$$\sigma_j^0=\sqrt{\frac{1}{2}\left[\omega_{j1}(z_1^--z_1^+)^2+\cdots+\omega_{jM}(z_M^--z_M^+)^2\right]} \tag{25}$$

余弦定理计算正靶心距为

$$\sigma_{ji}^+=\frac{(\sigma_j^+)^2+(\sigma_j^0)^2-(\sigma_j^-)^2}{2\sigma_j^+\sigma_j^0}\sigma_j^+ \tag{26}$$

4.2 多目标 PPGT_OFA 算法

PPGT_OFA 算法数学模型描述为：算法需搜索满足$\sigma_{ji}^+(\boldsymbol{X}^*)=\min\limits_{\boldsymbol{X}\in\mathbf{R}}\sigma_{ji}^+(\boldsymbol{X})$的向量$\boldsymbol{X}=[x_1,\cdots,x_i,\cdots,x_n]^{\mathrm{T}}$为一个解，代表加工顺序；$\sigma_{ji}^+(\boldsymbol{X})$为目标函数，即解的正靶心距；$\sigma_{ji}^+(\boldsymbol{X}^*)$为最优解的目标函数值，$\boldsymbol{X}^*$为

对应的最优解; 算法运行过程利用 N 个个体 $\boldsymbol{X}$, 个体通过反复迭代进行位置更新和位置选择实现向量 $\boldsymbol{X}^*$ 的搜索[19]。

4.2.1　算法个体迭代、位置更新策略

第 t 代的任意个体 X_j^t, 其对应的目标函数值为 $\sigma_{ji}^+(X_j^t)$, 记为 $F(X_j^t)$, 第 t 代所有个体中, 获得的最优函数值记为 F_{best}, 将 $F(X_j^t)$ 与 F_{best} 相比较, 有 2 种更新策略:

1) 当 $F(X_j^t)=F_{\text{best}}$, 即 X_j^t 是最优个体时, 按式 (27) 更新个体 X_j^t 的所有元素, 得到 t+1 代 X_j^{t+1} 的个体。

$$x_{ji}^{t+1}=x_{ji}^t-k_{\text{r}}r_1(x_{Ni}^t-x_{ji}^t)+k_{\text{r}}r_2(x_{Ni}^t-x_{ji}^t) \tag{27}$$

2) 当 $F(X_j^t)\neq F_{\text{best}}$ 时, 按式 (28) 更新个体 X_j^t。

$$x_{ji}^{t+1}=x_{ji}^t-k_{\text{r}}r_1(x_{bi}^t-x_{ji}^t)+k_{\text{r}}r_2(x_{bi}^t-x_{ji}^t) \tag{28}$$

式中: r_1 和 r_2 为 rand(0,1); $k_{\text{r}}=t/t_{\max}$ 为范围因子; x_{Ni}^t 为第 t 代中最差个体 N 的第 i 维元素; x_{bi}^t 为第 t 代中最优个体 b 的第 i 维元素。

在个体位置更新之后, 若 $\dfrac{\lambda_j^{t+1}F(X_j^{t+1})}{1+\lambda_j^{t+1}(t+1)}<\dfrac{F(X_j^t)}{t}$, 则接受新个体位置, 按式 (28) 更新个体位置, 反之, 个体采用原位置不变。λ_j^{t+1} 为 (0,1) 之间的随机数。

$$\begin{cases} X_j^{t+1}=X_j^t \\ F(X_j^{t+1})=F(X_j^t) \end{cases} \tag{29}$$

4.2.2　编码方式

HFSP-MA-RE 问题中, $\boldsymbol{X}$ 采用工序段单段编码, 按照工序依次编码, 即先编码工序 1 的所有工件号, 再编码工序 2、工序 3 的所有工件号, 长度为工件数×工序数, 编码形式为离散整数编码。机器与 AGV 的选择利用前述 2 个调度策略在解码过程中实现。图 6 表示规模为 4×3 工序的编码示意图。多目标 PPGT_OFA 算法在寻优过程中的计算为实数编码, 利用最大序值 (largest order value, LOV) 规则[21] 将实数编码转化为整数编码。

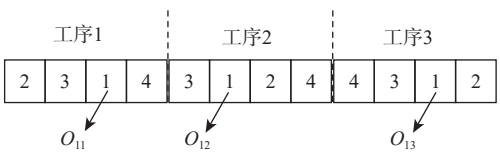


图 6　4×3 工序编码

Fig. 6　4×3 operation code

4.2.3　算法流程

图 7 为 PPGT_OFA 算法的流程, 步骤如下:

步骤 1　种群初始化, 设置当前迭代次数为 t=1。

步骤 2　结合机器与 AGV 联合调度策略、能源分配策略的解码操作, 计算目标函数值。

步骤 3　计算正负靶心、正靶心距, 作为 PPGT_OFA 算法的适应度值。

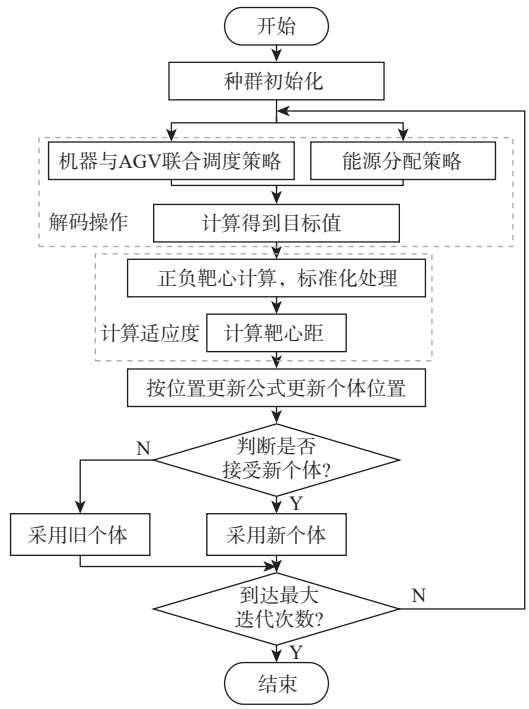


图 7　PPGT_OFA 算法流程

Fig. 7　Process of PPGT_OFA algorithm

步骤 4　根据算法的位置更新公式和更新策略更新种群。

步骤 5　对新种群解码, 计算目标函数值。

步骤 6　判断 t 是否达到最大迭代次数, 若是, 输出结果, 若不是, 则 t=t+1, 返回步骤 3。

5　实　验

为验证 HFSP-MA-RE 模型及测试 PPGT_OFA 算法解决多目标优化问题的有效性, 将 PPGT_OFA 算法与 5 个多目标优化算法进行对比: 基于分解的双准则多目标进化算法 (bi-criterion evolution-multi-objective evolutionary algorithm based on decomposition, BCE-MOEA/D)[22]、带强化支配关系的非支配排序遗传算法 (non-dominated sorting genetic algorithm-Ⅱ with strengthened dominance relation, NSGA-Ⅱ/SDR)[23]、新颖的多目标粒子群算法 (novel multiobjective particle swarm optimizer, NMPSO)[24]、基于距离更新策略的分解多目标进化算法 (multi-objective evolutionary algorithm based on decomposition with a distance-based updating strategy, MOEA/D-DU)[25]、非支配排序遗传算法 (non-dominated sorting genetic algorithm-Ⅱ, NSGA-Ⅱ)[26]。所有算法的共同参数为: 种群大小为 20, 外部档案大小为 20, 最大迭代次数为 100。算法各自参数参考相关文献设置如下: PPGT_OFA 算法的单目标优化次数为 20, NSGA-Ⅱ/SDR 和 NSGA-Ⅱ算法的交叉率为 0.9, 变异率为

0.1, MOEA/D-DU 和 BCE-MOEA/D 算法中, 邻域大小设置为 0.1 N, NMPSO 算法的学习因子在 [1.5,2.5] 之间, 惯性权重在 [0.1,0.5] 之间。为衡量各算法的性能, 用间隔距离SP来评价算法的分布均匀性[27], 当代距离GD来评价算法的收敛性更靠近最优解[27], 反转世代距离IGD来评价算法的综合性能[28]。

5.1 机器与 AGV 联合混合流水车间调度算例测试

本文采取与文献 [10] 类似的方式生成 HFSP-MA-RE 算例。问题规模用$i\times j\times v$表示, 其中, 工件数 i 取 5、10、30、50, 工序数 j 取 3、4、5, AGV 数目 v 为 3、4、5, 生成 24 个不同规模的算例, 测试结果如表 1 和表 2 所示。

在 24 个算例中, PPGT_OFA 算法的 SP 指标有 22 次为所有算法中最优, GD 指标有 21 次为最优, 说明在求解 HFSP-MA-RE 这类多目标问题时, 无论是算法的收敛性还是分布均匀性, PPGT_OFA 算法在 6 个算法中具有明显优势; 在算法的综合性能 IGD 方面, PPGT_OFA 算法与 NSGA-Ⅱ/SDR、NSGA-Ⅱ 2 个算法性能相当, 明显好于其他 3 个算法。综合来说, 利用 PPGT_OFA 算法来解决 HFSP-MA-RE 这类问题是有效的。

5.2 工程应用分析

某新能源企业在电池焊接车间进行批量生产, 主要工序包括电芯组装、端板侧板焊接、线束隔板激光焊接和模组测试 4 道工艺, 每道工艺有 2、3 台机器可供选择, 机器间的电池半成品、成品运输由 3 台 AGV 完成。有 10 批电池的加工数据如表 3 所示, 其生产调度可看成 10×4×3 的 HFSP-MA-RE 问题, 车间布局如图 3 所示, 建立数学模型并求解。

图 8 为 PPGT_OFA 算法与 5 个对比算法得到

表 1 算例测试结果 (小规模算例)

Table 1 Example test results (small scale examples)

规模	SP					
	PPGT_OFA	BCE-MOEA/D	NSGA-Ⅱ/SDR	NMPSO	MOEA/D-DU	NSGA-Ⅱ
5×3×3	0.08	0.15	0.23	0.19	0.16	0.13
5×4×3	0.10	0.14	0.14	0.16	0.21	0.14
5×5×4	0.10	0.14	0.11	0.15	0.16	0.12
10×3×3	0.11	0.16	0.13	0.15	0.16	0.14
10×3×4	0.09	0.14	0.17	0.10	0.16	0.14
10×3×5	0.07	0.15	0.08	0.13	0.15	0.11
10×4×5	0.09	0.13	0.12	0.18	0.14	0.13
10×5×3	0.09	0.15	0.14	0.15	0.17	0.14
10×5×4	0.08	0.10	0.12	0.15	0.10	0.11
10×5×5	0.12	0.19	0.12	0.10	0.18	0.10
规模	GD					
	PPGT_OFA	BCE-MOEA/D	NSGA-Ⅱ/SDR	NMPSO	MOEA/D-DU	NSGA-Ⅱ
5×3×3	0.02	0.11	0.02	0.10	0.09	0.03
5×4×3	0.01	0.11	0.02	0.08	0.09	0.04
5×5×4	0.02	0.11	0.04	0.09	0.10	0.03
10×3×3	0.02	0.12	0.02	0.06	0.11	0.03
10×3×4	0.01	0.13	0.03	0.08	0.12	0.03
10×3×5	0.01	0.11	0.02	0.07	0.09	0.04
10×4×5	0.02	0.10	0.03	0.07	0.09	0.03
10×5×3	0.04	0.14	0.04	0.09	0.12	0.06
10×5×4	0.02	0.10	0.03	0.07	0.09	0.04
10×5×5	0.03	0.10	0.02	0.07	0.08	0.04
规模	IGD					
	PPGT_OFA	BCE-MOEA/D	NSGA-Ⅱ/SDR	NMPSO	MOEA/D-DU	NSGA-Ⅱ
5×3×3	0.24	0.35	0.13	0.27	0.27	0.13
5×4×3	0.28	0.36	0.14	0.31	0.27	0.15
5×5×4	0.19	0.34	0.18	0.28	0.27	0.19
10×3×3	0.10	0.37	0.11	0.20	0.21	0.12
10×3×4	0.12	0.48	0.14	0.19	0.28	0.16
10×3×5	0.23	0.35	0.19	0.23	0.27	0.16
10×4×5	0.21	0.31	0.20	0.30	0.25	0.11
10×5×3	0.29	0.47	0.15	0.30	0.32	0.19
10×5×4	0.25	0.33	0.17	0.33	0.27	0.17
10×5×5	0.18	0.38	0.34	0.26	0.31	0.19

表 2　算例测试结果 (大规模算例)

Table 2　Example test results (large scale examples)

规模	SP					
	PPGT_OFA	BCE-MOEA/D	NSGA-Ⅱ/SDR	NMPSO	MOEA/D-DU	NSGA-Ⅱ
30×3×3	0.10	0.12	0.19	0.16	0.18	0.18
30×3×5	0.07	0.11	0.11	0.14	0.14	0.12
30×4×3	0.11	0.11	0.10	0.11	0.12	0.12
30×4×4	0.08	0.10	0.09	0.14	0.12	0.12
30×4×5	0.08	0.12	0.12	0.11	0.12	0.13
30×5×4	0.08	0.14	0.09	0.11	0.15	0.13
30×5×5	0.10	0.11	0.11	0.12	0.12	0.11
50×3×3	0.08	0.17	0.14	0.12	0.10	0.12
50×3×5	0.06	0.08	0.13	0.09	0.12	0.10
50×4×3	0.10	0.11	0.13	0.11	0.11	0.13
50×4×4	0.07	0.12	0.12	0.14	0.13	0.11
50×4×5	0.09	0.11	0.10	0.11	0.10	0.10
50×5×4	0.10	0.14	0.13	0.14	0.14	0.15
50×5×5	0.07	0.11	0.12	0.12	0.10	0.10
规模	GD					
	PPGT_OFA	BCE-MOEA/D	NSGA-Ⅱ/SDR	NMPSO	MOEA/D-DU	NSGA-Ⅱ
30×3×3	0.05	0.13	0.04	0.08	0.13	0.04
30×3×5	0.03	0.12	0.04	0.09	0.11	0.06
30×4×3	0.02	0.10	0.04	0.07	0.08	0.04
30×4×4	0.03	0.10	0.04	0.08	0.10	0.04
30×4×5	0.02	0.10	0.03	0.07	0.09	0.03
30×5×4	0.04	0.12	0.04	0.06	0.11	0.04
30×5×5	0.03	0.10	0.04	0.08	0.08	0.04
50×3×3	0.04	0.11	0.04	0.09	0.11	0.06
50×3×5	0.05	0.13	0.06	0.07	0.11	0.09
50×4×3	0.02	0.12	0.03	0.10	0.11	0.03
50×4×4	0.03	0.11	0.03	0.07	0.10	0.03
50×4×5	0.03	0.10	0.03	0.05	0.08	0.03
50×5×4	0.02	0.10	0.04	0.06	0.11	0.03
50×5×5	0.01	0.10	0.03	0.06	0.09	0.01
规模	IGD					
	PPGT_OFA	BCE-MOEA/D	NSGA-Ⅱ/SDR	NMPSO	MOEA/D-DU	NSGA-Ⅱ
30×3×3	0.14	0.38	0.20	0.28	0.29	0.16
30×3×5	0.33	0.46	0.15	0.27	0.29	0.15
30×4×3	0.14	0.31	0.17	0.35	0.19	0.14
30×4×4	0.22	0.36	0.15	0.38	0.29	0.14
30×4×5	0.25	0.38	0.13	0.32	0.29	0.14
30×5×4	0.30	0.50	0.22	0.31	0.31	0.13
30×5×5	0.15	0.30	0.16	0.38	0.26	0.20
50×3×3	0.14	0.05	0.12	0.37	0.27	0.19
50×3×5	0.22	0.42	0.18	0.51	0.32	0.20
50×4×3	0.18	0.30	0.17	0.44	0.24	0.12
50×4×4	0.31	0.42	0.21	0.34	0.32	0.12
50×4×5	0.25	0.39	0.21	0.41	0.32	0.12
50×5×4	0.16	0.38	0.24	0.31	0.28	0.18
50×5×5	0.19	0.39	0.20	0.29	0.35	0.11

的 Pareto 解集分布图。为便于观察，生成 6 张二维图，可见，PPGT_OFA 算法得到的解集整体上更小，更靠近零点，具有不错的收敛性，同时解分布均匀。图 9 为 PPGT_OFA 算法获得的各目标函数值归一化处理后的收敛曲线。可以看出，算法在 60 代之前达到收敛。

表 4 为各算法最优方案的目标函数值，车间方案为未使用可再生能源供电模型和机器与 AGV 联合调度策略的人工方案。可知，PPGT_OFA 算法在 4 个目标上都得到了最好值，所有算法得到方案都比初始方案有明显改进。图 10 为 PPGT_OFA 算法得到的最佳调度方案甘特图。图中，白色方块为空载运输，灰色方块为负载运输，充电方块为充电操作。从表 4 可知，PPGT_OFA 算法最佳方案的最大完工时间减小到 57.5 h，AGV 利用率提高到 0.647，计算得到的碳排放量也由初始方案的 2101.3 kg 降低到 723.8 kg，车间总能耗由 5 416.6 kW·h 降低到 4 061.7 kW·h。

5.3 机器与 AGV 联合调度策略比较

基于 5.2 节的实验，开展机器与 AGV 联合调度策略分析研究。将相同初始种群，在不使用机器与 AGV 联合调度策略情况下同样优化 100 代，得到最优方案甘特图，如图 11 所示。将图 10 与图 11 对比可见，使用机器与 AGV 联合调度策略明显使 AGV 的空闲时间大大减少，运输任务安排更加紧凑，机器的选择也更加均匀，调度过程更加合理。

表 3 各批电池在每道工艺不同机器上的加工时间

Table 3 Processing time of each batch of batteries on different machine for each process h

工序	机器	第1批电池	第2批电池	第3批电池	第4批电池	第5批电池	第6批电池	第7批电池	第8批电池	第9批电池	第10批电池
电芯组装	M1	3.9	3.6	4.2	4.8	3.4	4.1	3.6	4	2.7	3
	M2	2.5	4.5	3.3	3.4	2.6	2.5	3	4.8	2.2	4.4
端板侧板焊接	M3	3.1	3.8	3.3	2.7	2.3	4.9	3.6	2.5	4.3	4.4
	M4	2.5	3	2.4	4.3	4.5	3.6	3.2	4.8	4	4.6
	M5	4.3	2.9	2.1	4.6	2.5	4	3.1	4.4	4.1	3.5
线束隔板激光焊接	M6	4.6	3.4	2.9	4.2	2.5	2.1	2.5	3.7	3.9	3.9
	M7	3.1	3.3	3	3.9	4	4.4	2.8	3.3	3.3	4.9
模组测试	M8	4.1	3.1	4	2.3	4.7	4.2	2.1	2.8	3.2	3.3
	M9	2.9	3.7	4.9	4	3.5	2.4	4.8	4.3	4.4	2.2

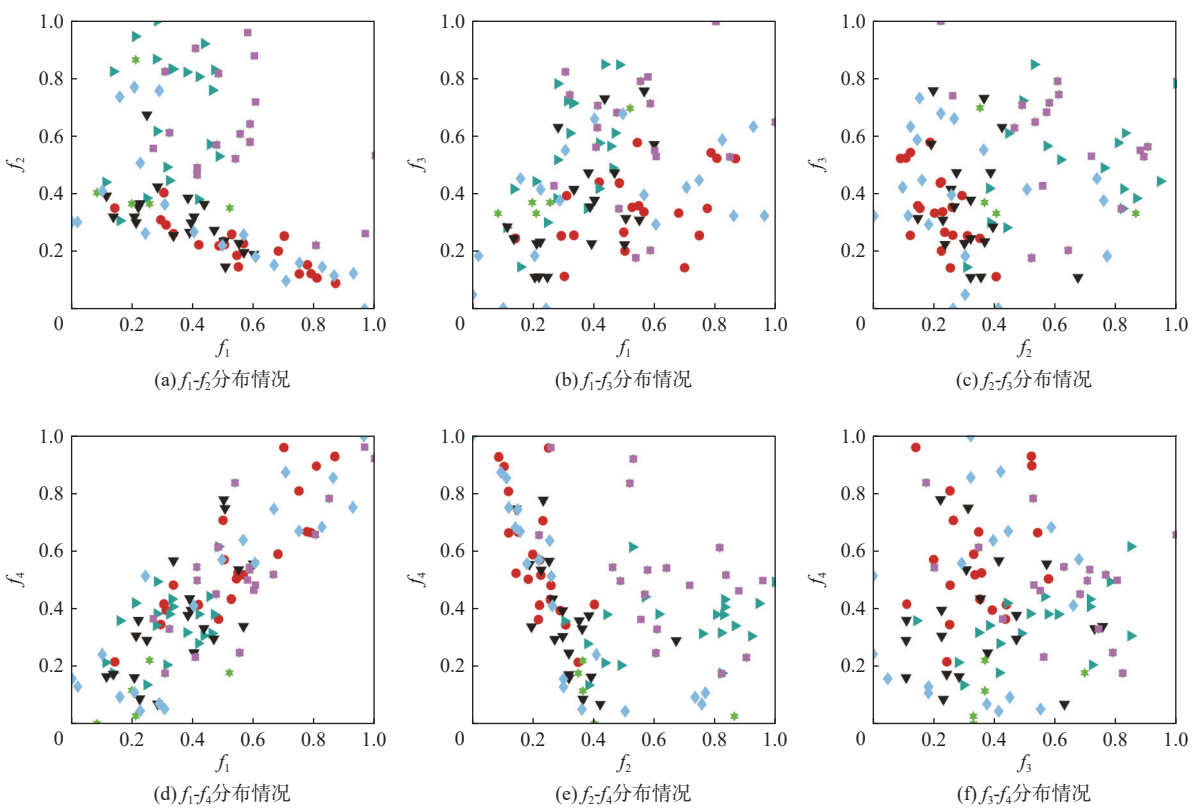


图 8 Pareto 解集分布

Fig. 8 Pareto solution set distribution

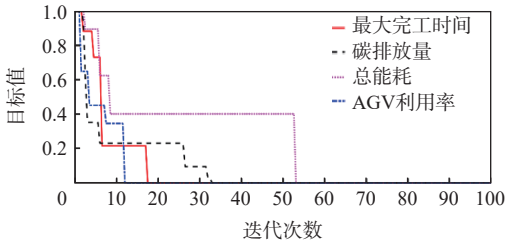


图 9　PPGT_OFA 算法收敛曲线

Fig. 9　Convergence curves of PPGT_OFA algorithm

表 4　实例优化结果

Table 4　Instance optimization results

算法	最大完工时间/h	碳排放量/kg	总能耗/(kW·h)	AGV利用率
PPGT_OFA	57.5	723.8	4 061.7	0.647
BCE-MOEA/D	66.3	1 135.8	4 394.9	0.606
NSGA-II/SDR	63.6	1 041.0	4 294.3	0.627
NMPSO	61.2	1 437.2	4 341.1	0.632
MOEA/D-DU	63.2	1 078.0	4 590.8	0.622
NSGA-II	62.6	850.2	4 507.4	0.639
车间方案	84.6	2 101.3	5 416.6	0.471

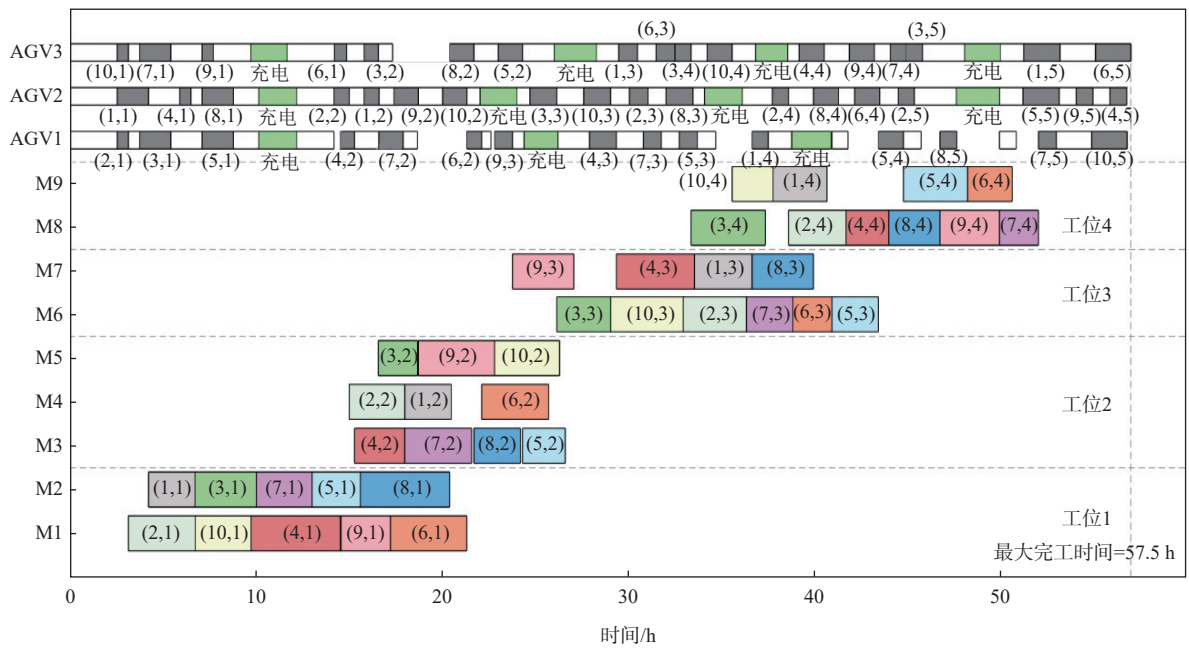


图 10　PPGT_OFA 算法最佳方案

Fig. 10　Optimal PPGT_OFA scheme

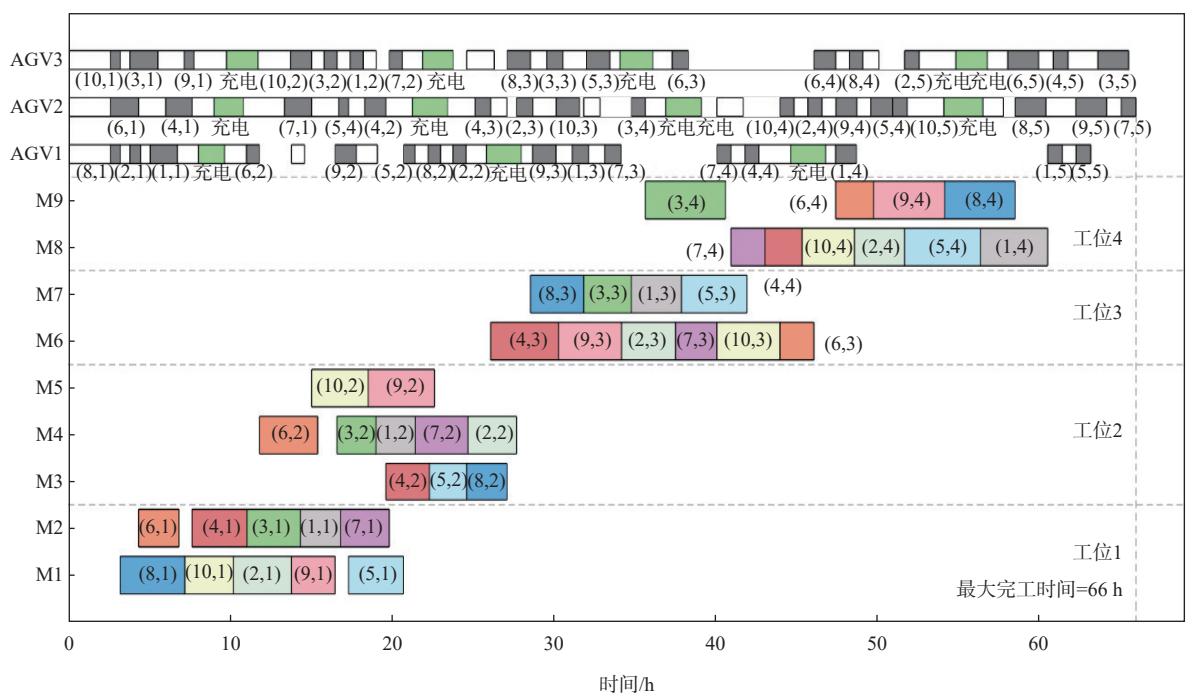


图 11　未使用联合调度策略优化方案

Fig. 11　Optimization scheme without using joint scheduling strategy

由上述分析可见，本文提出的HFSP-MA-RE模型是合理的，且PPGT_OFA算法解决这类问题也是有效的。

6 结 论

1）提出考虑可再生能源的机器与AGV联合的混合流水车间调度问题，并建立该问题的多目标优化模型。

2）提出基于正向灰靶模型的最佳觅食算法求解所提调度问题。

3）提出基于提前调度的机器与AGV联合调度策略实现机器与AGV的联合调度，引入了改进A*算法为AGV计算运输时间。基于光伏发电站为车间供能，建立可再生能源供电模型及能源分配策略。

未来的研究方向可以将机器与AGV的联合调度、可再生能源供能推广至柔性作业车间调度，并进一步考虑AGV的路径冲突和防撞措施，继续向现实约束靠拢。

参考文献（References）

[1] 李颖俐, 李新宇, 高亮. 混合流水车间调度问题研究综述[J]. 中国机械工程, 2020, 31(23): 2798-2813.
LI Y L, LI X Y, GAO L. Review on hybrid flow shop scheduling problems[J]. China Mechanical Engineering, 2020, 31(23): 2798-2813 (in Chinese).

[2] HAOUARI M, HIDRI L, GHARBI A. Optimal scheduling of a two-stage hybrid flow shop[J]. Mathematical Methods of Operations Research, 2006, 64(1): 107-124.

[3] MOCCELLIN J V, NAGANO M S, NETO A R P, et al. Heuristic algorithms for scheduling hybrid flow shops with machine blocking and setup times[J]. Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering, 2018, 40(2): 40.

[4] LEI D M, SU B. A multi-class teaching-learning-based optimization for multi-objective distributed hybrid flow shop scheduling[J]. Knowledge-Based Systems, 2023, 263: 110252.

[5] QIN H X, HAN Y Y, ZHANG B, et al. An improved iterated greedy algorithm for the energy-efficient blocking hybrid flow shop scheduling problem[J]. Swarm and Evolutionary Computation, 2022, 69: 100992.

[6] SCHULZ S, NEUFELD J S, BUSCHER U. A multi-objective iterated local search algorithm for comprehensive energy-aware hybrid flow shop scheduling[J]. Journal of Cleaner Production, 2019, 224: 421-434.

[7] 周宁, 张嵩霖, 张晨. 融合粗糙数据推理的离散麻雀搜索算法求解HFSP问题[J]. 北京航空航天大学学报, 2024, 50(2): 398-408.
ZHOU N, ZHANG S L, ZHANG C. Discrete sparrow search algorithm incorporating rough data-deduction for solving hybrid flow-shop scheduling problems[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2024, 50(2): 398-408(in Chinese).

[8] WU X L, SUN Y J. A green scheduling algorithm for flexible job shop with energy-saving measures[J]. Journal of Cleaner Production, 2018, 172: 3249-3264.

[9] 任彩乐, 张超勇, 孟磊磊, 等. 基于改进候鸟优化算法的混合流水车间调度问题[J]. 计算机集成制造系统, 2019, 25(3): 643-653.
REN C L, ZHANG C Y, MENG L L, et al. Hybrid flow-shop scheduling problems based on improved migrating birdsoptimization algorithm[J]. Computer Integrated Manufacturing Systems, 2019, 25(3): 643-653(in Chinese).

[10] 耿凯峰, 叶春明. 带工序跳跃的绿色混合流水车间机器与AGV联合调度[J]. 控制与决策, 2022, 37(10): 2723-2732.
GENG K F, YE C M. Joint scheduling of machines and AGVs in green hybrid flow shop with missing operations[J]. Control and Decision, 2022, 37(10): 2723-2732(in Chinese).

[11] SINGH N, DANG Q V, AKCAY A, et al. A matheuristic for AGV scheduling with battery constraints[J]. European Journal of Operational Research, 2022, 298(3): 855-873.

[12] KARIMI B, NIAKI S T A, NIKNAMFAR A H, et al. Multi-objective optimization of job shops with automated guided vehicles: A non-dominated sorting cuckoo search algorithm[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part O: Journal of Risk and Reliability, 2021, 235(2): 306-328.

[13] LI W M, HAN D, GAO L, et al. Integrated production and transportation scheduling method in hybrid flow shop[J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2022, 35(1): 12.

[14] 胡晓阳, 姚锡凡, 黄鹏, 等. 改进迭代局部搜索算法求解多AGV柔性作业车间调度问题[J]. 计算机集成制造系统, 2022, 28(7): 2198-2212.
HU X Y, YAO X F, HUANG P, et al. Improved iterative local search algorithm for solving multi-AGV flexible job shop scheduling problem[J]. Computer Integrated Manufacturing Systems, 2022, 28(7): 2198-2212(in Chinese).

[15] 吴秀丽, 崔琪. 考虑可再生能源的多目标柔性流水车间调度问题[J]. 计算机集成制造系统, 2018, 24(11): 2792-2807.
WU X L, CUI Q. Multi-objective flexible flow shop scheduling problem with renewable energy[J]. Computer Integrated Manufacturing Systems, 2018, 24(11): 2792-2807(in Chinese).

[16] 刘建昌, 李飞, 王洪海, 等. 进化高维多目标优化算法研究综述[J]. 控制与决策, 2018, 33(5): 879-887.
LIU J C, LI F, WANG H H, et al. Survey on evolutionary many-objective optimization algorithms[J]. Control and Decision, 2018, 33(5): 879-887(in Chinese).

[17] 蔡磊, 李文锋, 罗云. 个性化定制车间生产-物流协同调度框架与算法研究[J]. 机械工程学报, 2022, 58(7): 214-226.
CAI L, LI W F, LUO Y. Framework and algorithm of customized workshop production-logistics collaborative scheduling[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2022, 58(7): 214-226(in Chinese).

[18] FU B, CHEN L, ZHOU Y T, et al. An improved A* algorithm for the industrial robot path planning with high success rate and short length[J]. Robotics and Autonomous Systems, 2018, 106: 26-37.

[19] ZHU G Y, ZHANG W B. Optimal foraging algorithm for global optimization[J]. Applied Soft Computing, 2017, 51: 294-313.

[20] JIAN Z Q, ZHU G Y. Affine invariance of meta-heuristic algorithms[J]. Information Sciences, 2021, 576: 37-53.

[21] 朱光宇, 张峥. 基于正向投影灰靶模型的多目标流水车间调度优化[J]. 计算机集成制造系统, 2022, 28(4): 1087-1098.

ZHU G Y, ZHANG Z. Multi-objective flow-shop scheduling optimization based on positive projection grey target model[J]. Computer Integrated Manufacturing Systems, 2022, 28(4): 1087-1098(in Chinese).

[22] LI M Q, YANG S X, LIU X H. Pareto or non-Pareto: Bi-criterion evolution in multiobjective optimization[J]. IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 2016, 20(5): 645-665.

[23] TIAN Y, CHENG R, ZHANG X Y, et al. A strengthened dominance relation considering convergence and diversity for evolutionary many-objective optimization[J]. IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 2018, 23(2): 331-345.

[24] LIN Q Z, LIU S B, ZHU Q L, et al. Particle swarm optimization with a balanceable fitness estimation for many-objective optimization problems[J]. IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 2018, 22(1): 32-46.

[25] YUAN Y, XU H, WANG B, et al. Balancing convergence and diversity in decomposition-based many-objective optimizers[J]. IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 2016, 20(2): 180-198.

[26] 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.

[27] ZHU G Y, JU X W, ZHANG W B. Multi-objective sequence optimization of PCB component assembly with GA based on the discrete Fréchet distance[J]. International Journal of Production Research, 2018, 56(11): 4017-4034.

[28] COELLO C A C, CORTÉS N C. Solving multiobjective optimization problems using an artificial immune system[J]. Genetic Programming and Evolvable Machines, 2005, 6(2): 163-190.

Hybrid flow-shop scheduling problem considering joint of machine and AGV with renewable energy

ZHU Guangyu[1, 2, *], JIA Weihong[1], LI Debiao[3]

(1. School of Advanced Manufacturing, Fuzhou University, Quanzhou 362200, China;
2. School of Mechanical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China;
3. School of Economics and Management, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China)

Abstract: The manufacturing industry in China is undergoing a digital and green low-carbon transformation. To achieve energy saving and emission reduction and improve the equipment utilization rate, a mathematical model of the hybrid flow-shop scheduling problem considering the joint of machine and automated guided vehicle (AGV) with renewable energy (HFSP-MA-RE) was established.To resolve this model, a joint scheduling strategy and an energy distribution strategy of machines and AGVs based on advance scheduling were proposed. In the case of AGV path optimization and charging constraints, four objectives of the maximum completion time, carbon emissions, total energy consumption, and AGV utilization rate were optimized.The multi-objective optimal foraging algorithm based on a positive projection gray target (PPGT_OFA) was constructed to resolve this problem. Through twenty-four test cases and one engineering application, the proposed algorithm and five multi-objective optimization algorithms were tested to verify the effectiveness of the HFSP-MA-RE model and PPGT_OFA in solving this multi-objective optimization problem.

Keywords: hybrid flow-shop scheduling; renewable energy; multi-objective optimization; A* algorithm; joint scheduling

Received: 2023-01-13; **Accepted**: 2023-02-24; **Published Online**: 2023-04-11 14:32

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230411.1232.001

Foundation items: MIIT 2016 Intelligent Manufacturing Comprehensive Standardization and New Pattern Application Program, China ((2016)213); Natural Science Foundation of Fujian Province, China (2023J01256,2024J01349)

* **Corresponding author**. E-mail: zhugy@fzu.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0027

低信噪比S模式基带信号到达时间估计联合算法

宫峰勋*，第五瑶光
(中国民航大学 电子信息与自动化学院，天津 300300)

摘 要：为提高接收低信噪比(SNR) S模式基带信号时广域多点定位(WAM)精确度，提出基于非相干积累的到达时间(TOA)估计联合算法。依托二次监视雷达(SSR)波束扫描驻留时间内目标应答信号具有的相关特性，提出并建立前导四脉冲匹配滤波、非相干积累的低信噪比基带脉冲信号上升沿估计方法，有效提升−15～5 dB范围低信噪比S模式基带信号TOA估计精确度。蒙特卡罗仿真结果显示，在−15～5 dB范围内的低信噪比S模式基带信号通过联合算法估计TOA的均方根误差(RMSE)优于25 ns。对于非理想S模式基带脉冲信号，信噪比低至−15 dB时，经过5个脉冲非相干积累的联合算法的TOA估计精确度达到22.245 ns，远优于WAM要求。

关 键 词：到达时间估计；低信噪比；匹配滤波器；非相干积累；广域多点定位
中图分类号：TN911
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2025)02-0380-09

提高到达时间(time of arrival, TOA)估计精确度在无源定位等领域是国内外学者的研究热点。Torrieri[1-2]提出自适应门限法，可有效减小固定门限带来的误差，但低信噪比(signal-to-noise ratio, SNR)时TOA测时误差较大。Galati等[3-4]提出差分匹配滤波器输出过零点的TOA提取方法，仅采用单个前导脉冲，且需要较高信噪比。王洪等[5]提出解码S模式信号的多脉冲TOA估计算法，在中高信噪比时有较好效果。胡国兵等[6-7]提出倒序相关累加和Haar小波变换2种TOA估计算法，可实现信噪比大于0 dB的参数未知的矩形包络正弦信号TOA的高精确度估计。笔者研究团队提出多项式拟合TOA估计算法[8]，但仅讨论信噪比大于10 dB以上时的情况。李平等[9]提出信号自相关及滑窗频点能量估计TOA算法，精确度可达纳秒级，但适用信噪比最低仅到−2 dB。广域多点定位(wide area multilateration, WAM)监控范围内的飞机通常距离地面200 n mile以外，飞机发射的应答信号需经历远距离传输，最终到达地面接收机时，信号功率基本为接收机灵敏度下限值−90 dBm[10]，传播过程中，噪声、杂波、多径干扰等因素导致接收信号信噪比降低，当噪声功率与信号功率一样大时，信噪比为0 dB[11]。接收机在对信号进行处理时，会受内部元器件噪声系数影响损失一部分信噪比，因此，设定最终接收的基带信号信噪比为0 dB以下。此时，S模式信号的时序关系模糊，采用脉冲时延估计法等传统算法估计TOA难以对WAM的定位精确度进行提升。因此，0 dB及以下的低信噪比S模式应答信号TOA的研究非常重要。

针对WAM接收信号信噪比很低的问题，本文基于目标驻留在二次监视雷达(secondary surveillance radar, SSR)波束内所有应答信号近似相同的特性，提出一种前导四脉冲匹配滤波与非相干积累相结合的TOA估计联合算法，旨在将WAM中低信噪比信号的TOA估计误差降低至场面多点定位要求的25 ns。仿真实验结果表明，与传统匹配滤波TOA估计算法的均方根误差(root mean square error, RMSE)相比，TOA估计联合算法能够有效提

收稿日期：2023-01-17；**录用日期**：2023-07-28；**网络出版时间**：2023-09-04 08:45
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230901.1354.004
基金项目：国家重点研发计划(2018YFC0809500)
* **通信作者**. E-mail：fxgong@cauc.edu.cn

引用格式：*宫峰勋，第五瑶光. 低信噪比S模式基带信号到达时间估计联合算法[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：380-388.*
GONG F X，DIWU Y G. Joint algorithm for time of arrival estimation of S-mode baseband signals with low SNR[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：380-388 (in Chinese).

升基带信号信噪比低至−15 dB 时的 TOA 估计精确度。

1　联合算法原理

1.1　前导四脉冲匹配滤波

如图 1 所示, S 模式应答信号前 8 μs 的前导脉冲由位于 0,1,3.5,4.5 μs 的脉冲宽度为 0.5 μs 的 4 个子脉冲构成。

根据文献 [12], S 模式应答信号前导四脉冲匹配滤波后的 TOA 估计精确度和稳定性在中高信噪比时均优于单脉冲、双脉冲时的结果。

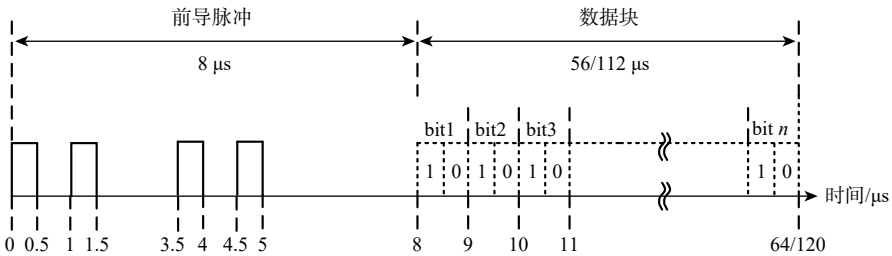


图 1　S 模式应答信号脉冲串

Fig. 1　S-mode reply signal pulse string

定义基带接收信号 $r(n)=s(n)+w(n)$ 的信号噪声功率比为 P^r_{SNR}, 其表达式为

$$P^r_{\mathrm{SNR}}=\frac{\sum_{n=1}^{N}|s(n)|^2/N}{\sum_{n=1}^{N}|w(n)|^2/N}=\frac{a/N}{p^2}=\frac{a}{Np^2} \tag{1}$$

式中: $s(n)$ 为离散理想 S 模式应答信号前导四脉冲; $w(n)$ 为零均值高斯白噪声, 其平均功率为 p^2; N 为 $s(n)$ 序列长度; a 表示在时间周期为 5 μs 的 $s(n)$ 中, 持续时间总计 2 μs 的高电平的采样点数, 因此, $a=\lfloor 2N/5 \rfloor$, $\lfloor\ \rfloor$ 表示向下取整。

接收信号的匹配滤波输出 $y(n)$ 为[13]

$$y(n)=r(n)*h(n)=R_s(N-n)+\sum_{i=0}^{a-1}w(n-i)=R_s(N-n)+x(n) \tag{2}$$

式中: $h(n)=s(N-n)$ 为匹配滤波器冲激响应; R_s 为 $s(n)$ 的自相关函数; $x(n)$ 为 $w(n)$ 经匹配滤波后的输出。在 N 采样点处, $y(n)$ 达到最大信噪比, 此处的信噪功率比 P^y_{SNR} 可以表示为

$$P^y_{\mathrm{SNR}}=\frac{|R_s(0)|^2}{P_x}=\frac{a^2}{\frac{aNp^2}{2N-1}}=(2N-1)P^r_{\mathrm{SNR}} \tag{3}$$

式中: P_x 为 $x(n)$ 的平均功率。

通过在该点处做时间戳标记, 即可测量出信号 TOA 的最大似然估计值。

1.2　时间戳标记法 TOA 估计精确度

时间戳标记采样点的偏差可直接计算出衡量 TOA 估计精确度的 RMSE 值, 其表达式为

$$E_{\mathrm{RMSE}}=\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{G}|(N_{ei}-N_0)T_s|^2}{G}}=\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{G}\sigma^2_{Ti}}{G}} \tag{4}$$

式中: G 为蒙特卡罗次数; T_s 为采样间隔; N_0 为实际 TOA 标记采样点; N_{ei} 和 σ_{Ti} 分别为第 i 次蒙特卡罗实验中的时间戳标记采样点和对应的时间误差。

采样频率 F_s 分别为 40 MHz 和 100 MHz 时, 理想 S 模式应答信号前导单脉冲、双脉冲、四脉冲匹配滤波后采用时间戳标记法获得的 TOA 估计 RMSE 如图 2 所示。基带信号信噪比为−15 dB 时, 前导四脉冲匹配滤波误差分别高达 796 ns、238 ns,

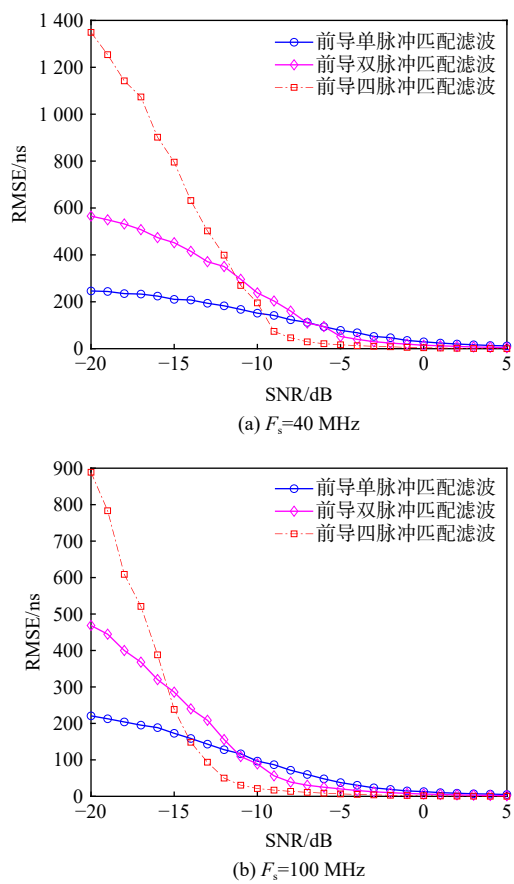


图 2　匹配滤波法 TOA 估计精确度

Fig. 2　TOA estimation accuracy of matched filter

并且当信噪比分别降至−10 dB、−15 dB及以下时，前导四脉冲匹配滤波不再是最优的，其RMSE开始急剧增加。由此可见，单独使用前导四脉冲匹配滤波算法不适用于低信噪比时的TOA估计。

因此，在前导四脉冲匹配滤波的基础上结合非相干积累的TOA估计算法，使接收信号信噪比低至−15 dB时仍能够满足场面多点定位的时间误差要求。

1.3 算法依据

现代空中交通管理广泛采用SSR对民航飞机进行监视，其最大询问作用距离为463 km(此距离约250 n mile)[14]。根据SSR工作原理，在SSR波束扫描过目标飞机的这段驻留时间内，会以特定的脉冲重复频率(pulse repetition frequency, PRF)对“点名”的目标飞机不断发射1 030 MHz询问信号脉冲，形成相干积累间隔(coherent processing interval, CPI)数据，在满足相关准则的条件下，对应的1 090 MHz应答信号群组会合成目标应答报告。

通常，工作在L(1 GHz)波段的SSR，其PRF在150～450 Hz之间可选，天线转速在5～15 r/min之间可调，3 dB波束宽度为2.45°±0.25°。为方便分析，设飞机与SSR的距离为450 km，巡航速度为828 km/h，SSR询问天线波束宽度为2.7°，天线转速为10 r/min，PRF为200 Hz，则飞机驻留在波束内的时间T_b为[15]：$T_b=(2.7°/360°)(60\times1\,000/10)=45$ ms。在驻留时间内，可以询问的次数N_i为：$N_i=45\times10^{-3}\times200=9$次。目标飞机在接收到询问信号后会依次相应地应答$N_i$次。在45 ms的驻留时间内，飞机移动10.35 m，SSR的角度变化$\Delta\omega'$为：$\Delta\omega'=828\times10^3/3\,600\times45/450\,000=0.023$ mrad。

实际中，由于巡航飞机高速移动，即使在很短的时间内，飞机与SSR的相对位置也会发生变化，适用于任意目标的角度去相关长度$\Delta\theta$为[16]

$$\Delta\theta=\frac{c}{2FL_w} \tag{5}$$

式中：c为电磁波传播速度；F为SSR工作波段；L_w为从SSR视线方向看去目标的宽度。

假设450 km外的飞机从SSR视线方向看去宽度为1 cm，由式(5)可计算$\Delta\theta$的值为：$\Delta\theta=\frac{3\times10^8}{2\times10^9\times10^{-2}}=15$ rad。

由于飞机的实际角度变化$\Delta\omega'$远小于角度去相关长度$\Delta\theta$，在同一CPI内，所有询问脉冲对应相同的雷达截面积，并且是高度相关的，满足相关准则，应答信号群组将合成一个目标报告。因此，驻留时间内对应的N_i次应答信号数据近似为同一随机变量，在信号处理中具有相同的信息和功率，即飞机在驻留时间内可视为静止状态。

因此，根据驻留时间内信号数据近似相同这一特点，本文对驻留时间内多点定位基站接收到的S模式应答信号群组的前导四脉冲进行匹配滤波和非相干积累，用于提升WAM中信号TOA估计的精确度。

1.4 非相干积累

低信噪比时，非相干积累相比相干积累具有更好的能量累积效果[17]。因此，本文采用功率累加的方式实现非相干积累，该过程分为幅度平方运算和累加2个步骤。

1.4.1 幅度平方运算

对前导四脉冲匹配滤波后的输出$y(n)$做绝对值的平方运算，得到信号$Q(n)$，其表达式为

$$Q(n)=|y(n)|^2=R_s^2(N-n)+Q_{\mathrm{np}}(n) \tag{6}$$

式中：$Q_{\mathrm{np}}(n)=x(n)^2+2R_s(N-n)x(n)$为噪声部分；信号部分$R_s^2(N-n)$在$N$采样点处的瞬时功率为$a^4$。

因此，可以将$Q(n)$在N采样点处的信噪功率比P_{SNR}^{Q}表示为

$$P_{\mathrm{SNR}}^{Q}=\frac{\left|R_s^2(0)\right|^2}{P_{Q_{\mathrm{np}}}}=\frac{a^4(2N-1)}{\sum_{n=1}^{2N-1}\left|Q_{\mathrm{np}}(n)\right|^2} \tag{7}$$

式中：$P_{Q_{\mathrm{np}}}$为噪声部分Q_{np}的平均功率。

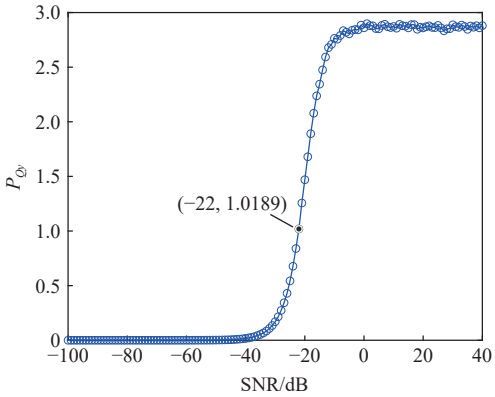
为比较P_{SNR}^{Q}与P_{SNR}^{y}的大小，将2个值相除得到P_{Qy}：

$$P_{Qy}=\frac{P_{\mathrm{SNR}}^{Q}}{P_{\mathrm{SNR}}^{y}}=\frac{a^3p^2N}{\sum_{n=1}^{2N-1}\left|Q_{\mathrm{np}}(n)\right|^2} \tag{8}$$

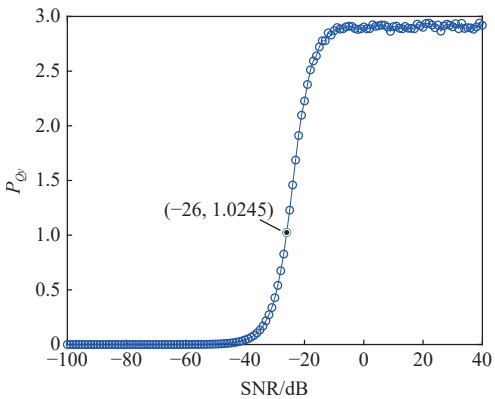
如图3所示，采样频率分别为40 MHz和100 MHz时，在−100～40 dB的基带接收信号信噪比范围内，经过5 000次蒙特卡罗实验后，P_{Qy}的值分布在0～3之间，整体呈增长趋势。如图3(a)所示，40 MHz采样频率，当接收基带信号信噪比低于−22 dB时，P_{Qy}的值开始小于1，幅度平方运算会降低匹配滤波后的信号的信噪功率比P_{SNR}^{y}。如图3(b)所示，采样频率增加到100 MHz，平方运算能够提高P_{SNR}^{y}的信噪比范围扩大到−26 dB及以上。信噪比在−15～5 dB时，P_{Qy}的值接近3。因此，在本文研究范围内，幅度平方运算能够将匹配滤波后信号最大值点处信噪功率比P_{SNR}^{y}提高将近3倍。

1.4.2 累 加

将N_{ncoh}个接收信号经过匹配滤波和幅度平方处理后的输出$Q_k(n)$进行累加，得到信号$J(n)$，其表达式为



(a) F_s=40 MHz



(b) F_s=100 MHz

图 3　P_{QY} 与基带信号信噪比的关系

Fig. 3　Relationship between P_{QY} and SNR of baseband signal

$$J(n)=\sum_{k=1}^{N_{\text{ncoh}}}Q_k(n)=N_{\text{ncoh}}R_s^2(N-n)+\sum_{k=1}^{N_{\text{ncoh}}}x_k^2(n)+2\sum_{k=1}^{N_{\text{ncoh}}}R_s(N-n)x_k(n)=N_{\text{ncoh}}R_s^2(N-n)+J_{\text{np}}(n) \tag{9}$$

式中: $x_k(n)$为第k个$x(n)$; $J_{\text{np}}(n)$为噪声部分。

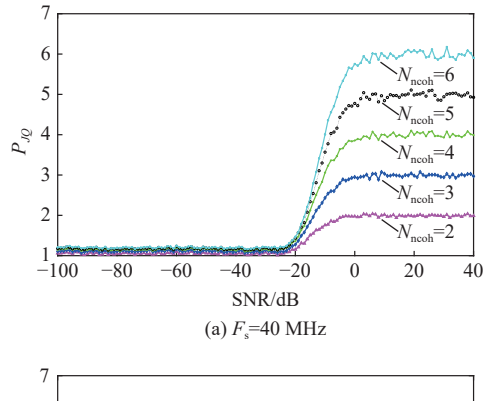
由式 (9) 可计算N采样点处$J(n)$的信噪功率比P_{SNR}^J为

$$P_{\text{SNR}}^J=\frac{\left|N_{\text{ncoh}}a^2\right|^2}{\dfrac{\sum_{n=1}^{2N-1}\left|J_{\text{np}}(n)\right|^2}{2N-1}}=\frac{N_{\text{ncoh}}^2a^4(2N-1)}{\sum_{n=1}^{2N-1}\left|J_{\text{np}}(n)\right|^2} \tag{10}$$

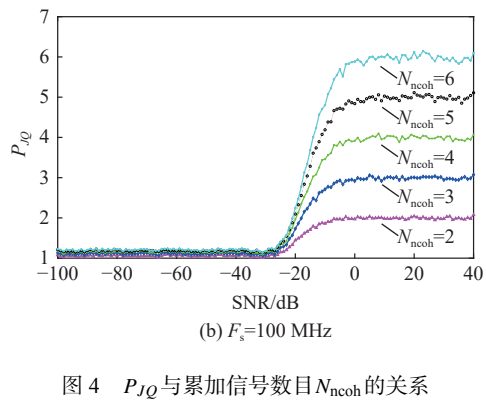
为比较P_{SNR}^J与P_{SNR}^Q的大小, 将 2 个值相除得到P_{JQ}:

$$P_{JQ}=\frac{P_{\text{SNR}}^J}{P_{\text{SNR}}^Q}=\frac{N_{\text{ncoh}}^2\left(\sum_{n=1}^{2N-1}\left|Q_{\text{np}}(n)\right|^2\right)}{\sum_{n=1}^{2N-1}\left|J_{\text{np}}(n)\right|^2} \tag{11}$$

如图 4 所示, 采样频率分别为 40 MHz 和 100 MHz, 信噪比在−100～40 dB 范围内时, 2、3、4、5、6 个前导四脉冲经过匹配滤波和幅度平方运算后的信号



(a) F_s=40 MHz



(b) F_s=100 MHz

图 4　P_{JQ} 与累加信号数目N_{ncoh}的关系

Fig. 4　Relationship between P_{JQ} and accumulated signal number N_{ncoh}

进行累加后的信噪功率比P_{SNR}^J与 1 个前导四脉冲信号经过匹配滤波和幅度平方运算后的信噪功率比P_{SNR}^Q的比值随基带接收信号信噪比的变化趋势。如图 4(a) 所示, 当采样频率为 40 MHz、信噪比大于 0 dB 时, $P_{JQ}\approx N_{\text{ncoh}}$, 即$N_{\text{ncoh}}$个信号累加后在$N$采样点处的信噪功率比约为累加前的$N_{\text{ncoh}}$倍。当信噪比低于−23 dB 时, $P_{JQ}\approx 1$, 即使增加累加信号数目也很难给信噪比带来大幅提升, 此时幅度平方运算后累加不是一个有效提升信噪比的方法。当信噪比在−23～0 dB 范围内时, $1<P_{JQ}<N_{\text{ncoh}}$, 尽管N_{ncoh}次累加后信噪功率比增长小于N_{ncoh}倍, 但能够通过增加累加信号数目将信噪比提升至同样大小。如图 4(b) 所示, 采样频率增加到 100 MHz 时, 累加的效果得到提升, 累加能够有效提高P_{SNR}^Q的信噪比范围扩大到−26 dB 以上, 并且缩短了$1<P_{JQ}<N_{\text{ncoh}}$对应的信噪比区间。因此, 在本文研究范围−15～5 dB 内, 累加能够有效提升幅度平方运算后的信噪比, 并且采样频率越高, 效果越好。

根据以上分析可知, 接收信号信噪比在−15～5 dB 之间时, 采用本文方法处理后的信号信噪比在匹配滤波、幅度平方运算和累加步骤中得到 3 次提高, 并且非相干积累仅改变了匹配滤波输出信号的幅值, 使得其峰值特征愈加突出, 这有助于更准确地将时间戳标记在N采样点处, 进而提高 TOA 估计精确度。

本文算法在实际应用中依托了 SSR 对飞机的

询问，因此，适用于SSR覆盖范围内对低信噪比信号进行TOA估计，此外，还需要收集飞机航线上SSR设定的PRF以实现非相干积累。

1.5 TOA估计流程

如图5所示，本文算法步骤如下：首先，提取出多点定位基站在飞机驻留时间内接收到的多个S模式应答信号报头的前导四脉冲信号$r_k(n)$，分别对其做匹配滤波；然后，对其中N_{ncoh}个信号的匹配滤波输出做非相干积累，标记时间戳后修正接收信号和信号处理造成的时延；最后，求解TOA。其中，非相干积累通过功率累加实现，即对每个参与非相干积累的匹配滤波输出$y_k(n)$的幅度平方求和。

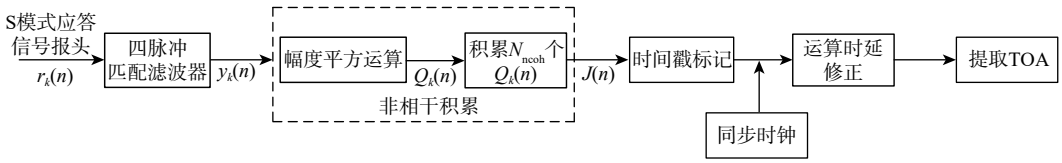


图5 TOA估计联合算法流程框图

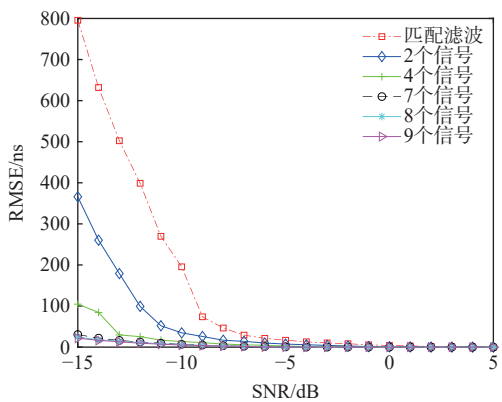
Fig. 5 Flow chart of TOA estimation joint algorithm

2 联合算法性能分析与讨论

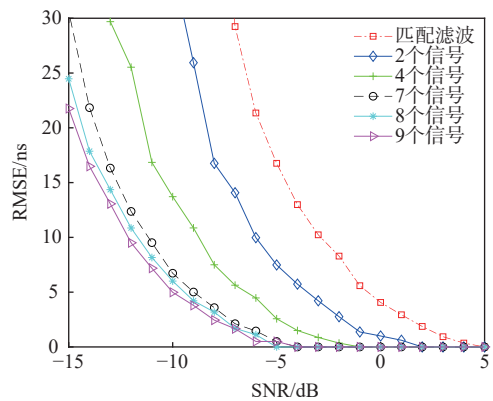
使用本文算法的TOA估计精确度与非相干积累数目N_{ncoh}、信噪比、采样频率F_s、边沿过渡时间4个影响因素相关。在一定的基带接收信号信噪比范围内，对理想信号和边沿带有过渡时间的非理想信号进行仿真，分析积累数目和采样频率对估计精确度的影响。同时，对比本文算法与前导单脉冲、双脉冲匹配滤波结合非相干积累的TOA估计结果，分析在相同情况下，前导脉冲数目对算法精确度的影响。

2.1 理想信号

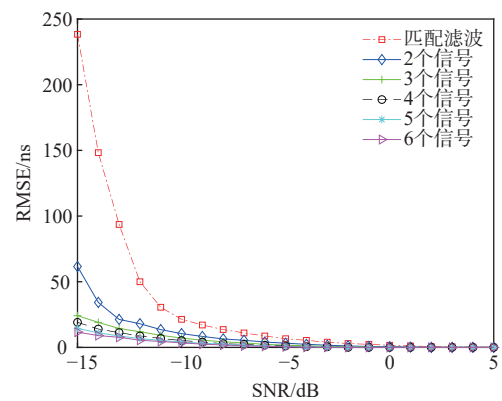
在信号处理中，理想信号经过采样后，其脉冲边沿的开始点与结束点也会相差一个采样间隔。仿真条件如下：采样频率为40 MHz和100 MHz时，信噪比在−15～5 dB范围内，蒙特卡罗5 000次，仿真结果如图6所示。其中，“匹配滤波”表示对理想信号做匹配滤波后的TOA估计精确度在信噪比影响下的变化趋势，“2个信号”等表示联合算法中多个信号经过匹配滤波与非相干积累后的TOA估计



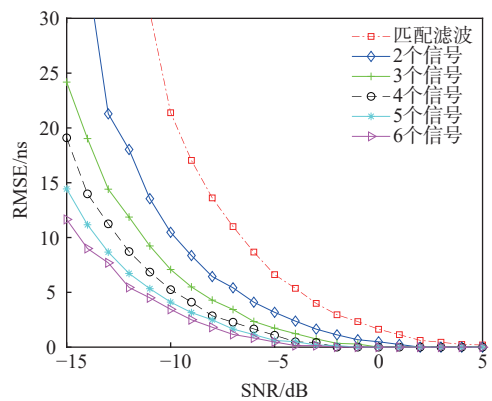
(a) F_s=40 MHz



(b) 图6(a) 左下角细节放大图



(c) F_s=100 MHz



(d) 图6(c) 左下角细节放大图

图6 多个理想前导四脉冲信号匹配滤波非相干积累后的TOA估计精确度

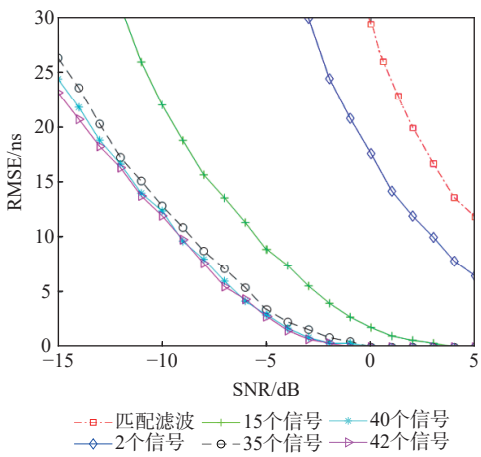
Fig. 6 TOA estimation accuracy of multiple ideal leading four-pulse signals after matched filter and non-coherent integration

精确度在信噪比影响下的变化趋势。

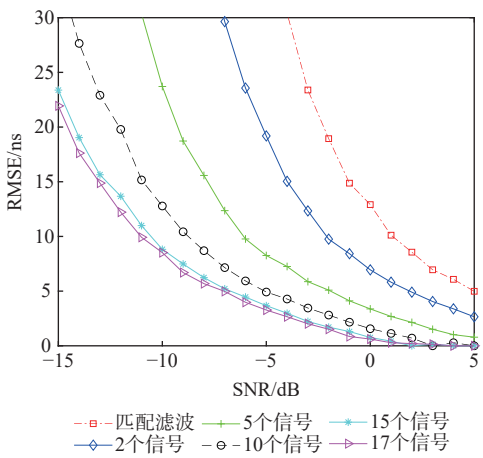
采样频率为 40 MHz 时, 2、4、7、8、9 个理想前导四脉冲信号经过匹配滤波和非相干积累后的 TOA 估计精确度如图 6(a) 所示。如图 6(b) 所示, 在 −15 dB 信噪比下, 8 个信号积累后的 TOA 估计精确度达到 24.475 ns。采样频率为 100 MHz 时, 对 2、3、4、5、6 个匹配滤波输出信号做非相干积累后得到的 TOA 估计精确度如图 6(c) 所示。由图 6(d) 所示, 积累信号数目为 3 时, −15 dB 信噪比下的 TOA 估计 RMSE 为 24.182 ns, 并且在 0 dB 时趋于 0。

由图 6 仿真结果可知, 联合算法的 TOA 估计 RMSE 随着积累信号数目的增加而减小。随着信噪比增加, TOA 估计精确度的提升幅度越来越小。在相同信噪比条件下, 增加采样频率不仅可以减小传统匹配滤波器法和在相同积累信号数目时联合算法的 RMSE, 还可以在相同精确度要求下减少联合算法中非相干积累的信号数目, 降低算法复杂度。

如图 7 和图 8 所示, 信噪比为−15 dB 时, 理想前导单脉冲、双脉冲匹配滤波非相干积累算法在



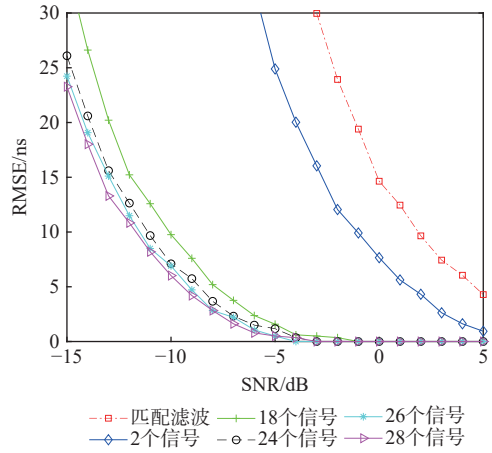
(a) F_s=40 MHz



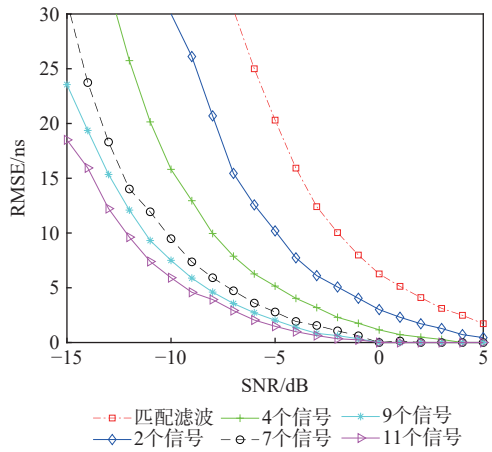
(b) F_s=100 MHz

图 7　多个理想前导单脉冲信号匹配滤波非相干积累后的 TOA 估计精确度

Fig. 7　TOA estimation accuracy of multiple ideal leading single-pulse signals after matched filter and non-coherent integration



(a) F_s=40 MHz



(b) F_s=100 MHz

图 8　多个理想前导双脉冲信号匹配滤波非相干积累后的 TOA 估计精确度

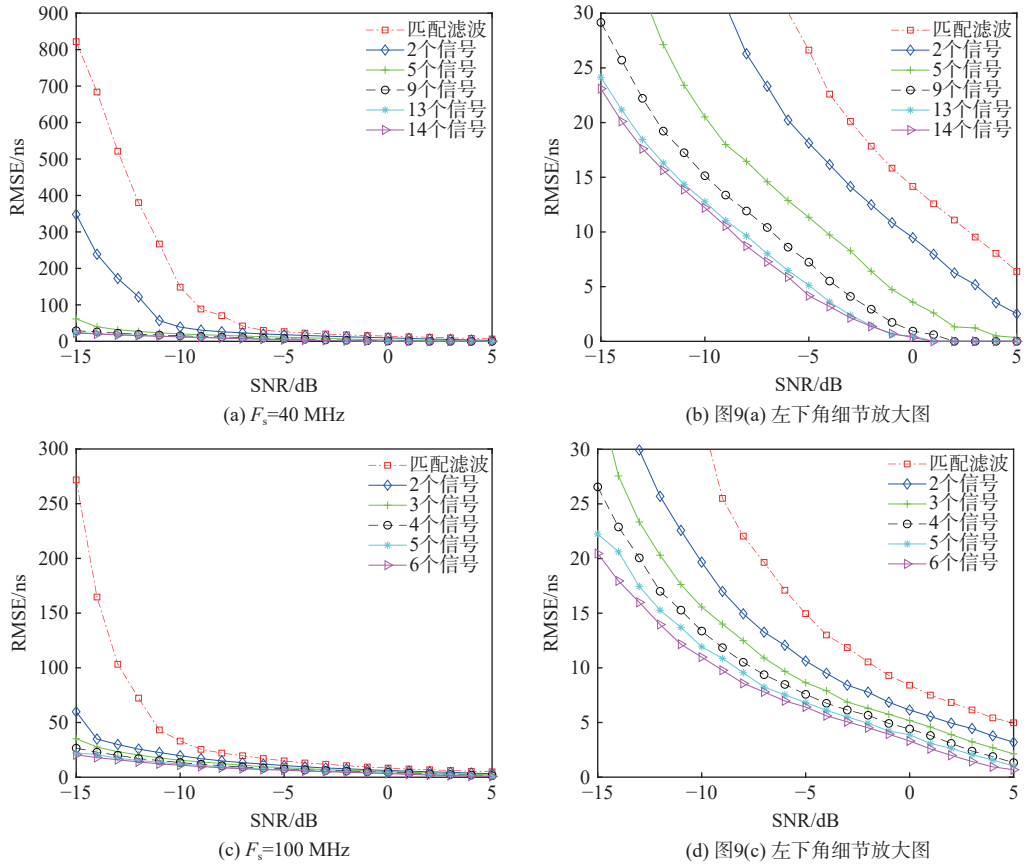
Fig. 8　TOA estimation accuracy of multiple ideal leading double-pulse signals aftermatched filter and non-coherent integration

40 MHz 采样频率时, 分别需要至少 40、26 个积累信号, 在 100 MHz 采样频率时, 分别需要至少 15、9 个积累信号, 才能使精确度达到场面多点定位时间精度要求, 即 25 ns 以下, 远多于上述前导四脉冲匹配滤波非相干积累算法的最少积累信号数目, 并且在相同信噪比和积累信号数目下, 前导单脉冲、双脉冲匹配滤波非相干积累后的 RMSE 值均高于四脉冲的结果。因此, 联合算法采用前导四脉冲信号时具有最优性能。

2.2　带有过渡时间的非理想信号

实际接收到的基带信号边沿会有一定过渡时间, 根据规定[5], S 模式应答信号的每个子脉冲上升沿变动范围为 0.05～0.1 μs, 下降沿变动范围为 0.05～0.2 μs。

仿真条件如下: 采样频率为 40 MHz 和 100 MHz, 设置上升沿过渡时间为 0.1 μs, 下降沿过渡时间为 0.2 μs, 信噪比范围为−15～5 dB, 蒙特卡罗 5 000 次, 仿真结果如图 9 所示。其中, “匹配滤波” 表示对非



(a) F_s=40 MHz (b) 图9(a) 左下角细节放大图

(c) F_s=100 MHz (d) 图9(c) 左下角细节放大图

图 9 多个非理想前导四脉冲信号匹配滤波非相干积累后的 TOA 估计精确度

Fig. 9 TOA estimation accuracy of multiple non-ideal leading four-pulse signals after matched filter and non-coherent integration

理想信号前导四脉冲做匹配滤波后的 TOA 估计精确度在信噪比影响下的变化趋势，“2 个信号”等表示对应多个非理想信号做匹配滤波非相干积累后的 TOA 估计精确度在信噪比影响下的变化趋势。

采样频率 40 MHz 时，对 2、5、9、13、14 个非理想信号做匹配滤波非相干积累后的 TOA 估计精确度如图 9(a)、图 9(b) 所示，可见，13 个信号积累后就能够达到 24.140 ns 的精确度，驻留时间内可询问次数 N_i 为 9 的实际条件。图 9(c)、图 9(d) 展示了以 100 MHz 采样频率对 2、3、4、5、6 个非理想信号做匹配滤波非相干积累后的 TOA 估计精确度，其中，在第 5 个信号参与非相干积累时，TOA 精确度为 22.245 ns。

对比图 6 与图 9 仿真结果，随着信噪比增加，带有过渡时间的非理想信号 TOA 估计误差减小至 0 的收敛速度比理想信号缓慢。非理想信号需要更多信号参与非相干积累，才能使其 TOA 的 RMSE 减小到 25 ns 以下。如图 6 和图 9 所示，在−15 dB 信噪比、40 MHz 和 100 MHz 采样频率时，第 2 个信号进行匹配滤波和非相干积累后分别能够减少传统匹配滤波器法约 55% 和 76% 的估计误差，提升 TOA 估计精确度的效果最好，但随着积累信号数目的增加，TOA 精确度的提升幅度会越来越小。

经仿真验证，信噪比为−15 dB 时，非理想前导单脉冲、双脉冲匹配滤波非相干积累算法在 40 MHz 采样频率时，最少积累信号数目分别为 154、48，在 100 MHz 采样频率时，分别需要至少 40、16 个积累信号，仍远多于前导四脉冲所需最少积累信号数目。由于前导四脉冲在非相干积累中的能量累积效果远优于前导单脉冲和双脉冲，非相干积累能够有效弥补前导四脉冲匹配滤波法在低信噪比时的不足。综上，联合算法采用前导四脉冲信号时的性能优于采用前导单脉冲、双脉冲信号。

图 10 为接收基带信号信噪比为−15 dB、采样频率为 40～100 MHz 时，非理想前导四脉冲信号通过联合算法估计 TOA，达到 25 ns 以下精确度所需最少积累信号数目。随采样频率的增加，最少积累信号数目呈阶梯式下降，当采样频率为 53 MHz 时，所需最少信号数目稳定在 9 个，即在实际情况下可满足的信号数目。

2.3 运行时间

根据理论推导与仿真结果，随着积累信号数目的增加，运算量增大，需要一定处理时间，在 TOA 的估计中需要考虑到运行时间造成的时延。表 1 为信噪比为−15 dB，采样频率分别为 40,53,80,100 MHz 时，理想和非理想 S 模式信号前导四脉冲通过联合算法估计 TOA，精确度达到 25 ns 以下时，

需要的最少积累信号数目、对应的 RMSE 值和 MATLAB 程序运行一次所需要的平均时间。可见, 在相同采样频率时, 非理想信号所需最少积累信号数目和运行时间均多于理想信号, 当采样频率为 53 MHz 时, 运行时间最长, 因此, 采样频率、积累信号数目、脉冲边沿过渡时间都是导致运行时间增长的因素。

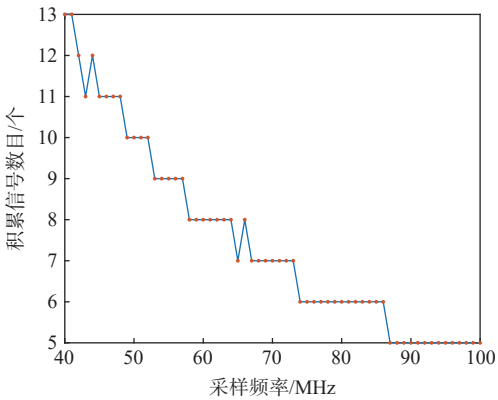


图 10　联合算法所需最少积累信号数目

Fig. 10　Minimum number of accumulated signals required for joint algorithm

如表 1 所示, 当采样频率为 40 MHz, 需要最少 13 个非理想信号参与非相干积累才能在−15 dB 时使 RMSE 降至 25 ns 以下, 实际条件无法满足。随着采样频率的增加, 所需最少积累信号数目逐渐减少, 因此, 联合算法需要至少 53 MHz 的采样频率, 此时所需最少积累信号数目才能符合实际条件。因此, 使用本文算法处理接收信号时, 应注意避免采样频率太低, 需要结合实际情况, 根据 SSR 设备参数和接收信号选取适当的采样频率。

表 1　−15 dB 时达到 25 ns 以下估计精度所需运行时间

Table 1　Required operating time to achieve estimation accuracy below 25 ns at −15 dB

采样频率/MHz	最少积累信号数目		RMSE/ns		运行时间/μs	
	理想前导四脉冲信号	非理想前导四脉冲信号	理想前导四脉冲信号	非理想前导四脉冲信号	理想前导四脉冲信号	非理想前导四脉冲信号
40	8	13	24.475	24.140	190.0	277.0
53	6	9	23.640	24.811	232.0	363.9
80	4	6	23.433	23.563	228.1	333.1
100	3	5	24.182	22.245	211.3	241.2

3　结　论

1) 联合算法通过对 S 模式应答信号群组的前导四脉冲进行匹配滤波和非相干积累处理, 可使低信噪比 S 模式信号的 TOA 估计达到 25 ns 以下精确度, 进而可将 WAM 的定位精确度提升至 7.5 m 以下。联合算法运算简单, 有效解决了信噪比过低时, 匹配滤波法难以实现高精确度估计的问题。在采样频率 100 MHz, 非理想前导四脉冲上升沿和下降沿为规定内的最大值 0.1 μs 和 0.2 μs, 信噪比低至 −15 dB 时, 对驻留时间内的 5 个应答信号应用联合算法便可使 TOA 估计精确度达到 25 ns 及以下。通过增加积累信号数目、提高信噪比、增加采样频率和缩短脉冲边沿过渡时间, 可以进一步减小联合算法的估计误差。

2) 联合算法受 SSR 及接收信号参数等因素约束, 采样频率需在 53 MHz 以上。为使算法能够适用于更广泛的场景和信号条件, 未来还需通过实际接收信号改进联合算法并验证算法对 WAM 定位精确度的提升效果。

参考文献 (References)

[1] TORRIERI D J. Adaptive thresholding systems[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1977, 13(3): 273-280.

[2] TORRIERI D J. Arrival time estimation by adaptive thresholding [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1974, 10(2): 178-184.

[3] GALATI G, GASBARRA M, LEONARDI M. Multilateration algorithms for time of arrival estimation and target location in airports[C]//Proceedings of the 1st European Radar Conference. Piscataway: IEEE Press, 2004: 293-296.

[4] GALATI G, STUDER F A. Maximum likelihood azimuth estimation applied to SSR/IFF systems[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1990, 26(1): 27-43.

[5] 王洪, 金尔文, 刘昌忠, 等. 多点定位 TOA 精确估计及同步误差校正算法[J]. 系统工程与电子技术, 2013, 35(4): 835-839.
WANG H, JIN E W, LIU C Z, et al. Accurate estimation of TOA and calibration of synchronization error for multilateration[J]. Systems Engineering and Electronics, 2013, 35(4): 835-839(in Chinese).

[6] 胡国兵, 刘渝. 基于倒序相关累加的信号到达时间盲估计[J]. 南京航空航天大学学报, 2009, 41(3): 391-396.
HU G B, LIU Y. Blind arrival time estimation of signals based on correlation and reversed accumulation[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2009, 41(3): 391-396(in Chinese).

[7] 胡国兵, 刘渝, 邓振淼. 基于 Haar 小波变换的信号到达时间估计[J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(7): 1615-1619.
HU G B, LIU Y, DENG Z M. Arrival time estimation of signals based on Haar wavelets transform[J]. Systems Engineering and

Electronics, 2009, 31(7): 1615-1619(in Chinese).

[8] 宫峰勋, 李孟然. 多点定位系统到达时间估计算法的性能分析[J]. 激光与光电子学进展, 2022, 59(13): 1304002.
GONG F X, LI M R. Performance analysis of arrival time estimation algorithm for multilateration system[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2022, 59(13): 1304002(in Chinese).

[9] 李平, 李建峰, 翟会, 等. 基于级联滑窗的脉冲到达时间估计方法[J]. 信号处理, 2021, 37(11): 2054-2060.
LI P, LI J F, ZHAI H, et al. A time of arrival estimation method for pulse based on cascaded sliding window[J]. Journal of Signal Processing, 2021, 37(11): 2054-2060(in Chinese).

[10] COSTA T M R. Analysis of aircraft accuracy location in aeronautical multilateration systems[D]. Lisbon: University of Lisbon, 2017: 78-79.

[11] YOO S H, OH J H, KOH Y M, et al. Performance analysis of MLAT system receiver for aircraft flight control system[J]. Journal of Positioning, Navigation, and Timing, 2016, 5(1): 29-36.

[12] 宫峰勋, 曹雅茹. S模式前导脉冲过零点提取与TOA时间戳精确度研究[J]. 南京航空航天大学学报, 2020, 52(5): 701-707.
GONG F X, CAO Y R. Zero-crossing extraction of S-mode preamble pulse and TOA timestamp accuracy[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2020, 52(5): 701-707(in Chinese).

[13] 苏志刚, 刘通, 郝敬堂, 等. 低信噪比1090ES报头的恒虚警检测方法[J]. 信号处理, 2020, 36(7): 1048-1054.
SU Z G, LIU T, HAO J T, et al. Constant false alarm rate detection method for 1090ES preamble with lower SNR[J]. Journal of Signal Processing, 2020, 36(7): 1048-1054(in Chinese).

[14] 王微. 西宁机场THALES二次雷达干扰及假目标的抑制实现[D]. 兰州: 兰州大学, 2018.
WANG W. THALES secondary radar interference and false target suppression in Xining Airport[D]. Lanzhou: Lanzhou University, 2018(in Chinese) .

[15] 王亚涛. 空管二次雷达S模式询问机目标捕获与监视实现方案[J]. 电讯技术, 2010, 50(7): 71-75.
WANG Y T. Target capture and surveillance method for mode S air traffic control SSR interrogator[J]. Telecommunication Engineering, 2010, 50(7): 71-75(in Chinese).

[16] RICHARDS M A. 雷达信号处理基础[M]. 邢孟道, 王彤, 李真芳, 译. 北京: 电子工业出版社, 2017: 53-56.
RICHARDS M A. Fundamentals of radar signal processing[M]. XING M D, WANG T, LI Z F, translated. Beijing: Electronics Industry Press, 2017: 53-56(in Chinese).

[17] REN P, WANG J X, YANG S S, et al. A prototype of high-sensitivity noncoherent receiver forADS-B signals[J]. International Journal of Satellite Communications and Networking, 2020, 38(4): 341-354.

Joint algorithm for time of arrival estimation of S-mode baseband signals with low SNR

GONG Fengxun*, DIWU Yaoguang

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

Abstract: To improve the wide area multilateration (WAM) accuracy when receiving S-mode baseband signals with low signal-to-noise ratio (SNR), a joint time of arrival (TOA) estimation algorithm based on non-coherent integration was proposed.According to the correlation characteristics of target reply signals during the beam scanning dwell time of the secondary surveillance radar (SSR), a low SNR baseband pulse signal rising edge estimation method with a four-pulse matched filter and amplitude squared operation and accumulation was proposed, which effectively improved the TOA estimation accuracy of S-mode baseband signals with a low SNR ranging from −15 dB to 5 dB. The Monte Carlo simulation results show that the root mean square error (RMSE) of TOA estimation by using the joint algorithm is less than 25 ns for S-mode signals with a low SNR ranging from −15 dB to 5 dB. For non-ideal S-mode baseband signals, when the SNR is as low as −15 dB, the TOA estimation accuracy of the joint algorithm after the non-coherent integration of five pulses can reach 22.245 ns, which is much better than the WAM requirement.

Keywords: time of arrival estimation; low signal-to-noise ratio; matched filter; non-coherent integration; wide area multilateration

Received: 2023-01-17; **Accepted**: 2023-07-28; **Published Online**: 2023-09-04 08:45

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230901.1354.004

Foundation item: National Key Research and Development Program of China (2018YFC0809500)

* **Corresponding author**. E-mail: fxgong@cauc.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0050

Buck-Boost转换器总剂量辐射效应分析与抗辐射加固设计方法

郭仲杰[1,*]，卢沪[1]，刘楠[1]，吴龙胜[2]

(1. 西安理工大学 自动化与信息工程学院，西安 710048；2. 西安电子科技大学 微电子学院，西安 710071)

摘　　要：DC-DC转换器在总剂量辐射环境下会带来输出电压漂移、线性调整率与负载调整率下降等影响，使得电路的输出稳定性能变差。针对传统基于工艺与版图的抗总剂量辐射效应加固方法会带来成本较高、版图面积过大及普适性较差等问题，提出一种实时监测与自适应加固并行的抗总剂量辐射效应加固设计方法，可脱离工艺实现在电路级层面的总剂量辐射效应加固，提升了Buck-Boost转换器的抗总剂量辐射能力。基于0.18 μm BCD工艺对所提方法进行具体电路设计与物理实现验证，结果表明：在剂量值为2 000 Gy (Si)的条件下，可将系统增益的下降率从19.26%补偿至6.65%，输出电压漂移率从0.066 3%改善至0.007 4%，负载调整率和线性调整率分别降低2.15%/A和0.038 9%/V，为电路与系统级的抗总剂量辐射效应加固设计提供了一种新方法。

关 键 词：总剂量辐射效应；加固设计；Buck-Boost转换器；误差放大器；实时监测
中图分类号：TN492
文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2025)02-0389-08

随着航天技术的飞速发展，航空航天设备向着高集成化、多功能、低功耗的方向发展。因此，集成小型化、高性能、高可靠性的集成电路成为当务之急。集成电路大多对辐射环境敏感，在宇宙空间中存在质子、中子、电子、重离子和高能射线等各种辐射源[1]。半导体器件的辐射效应会引起集成电路性能退化甚至损坏，进而导致整个设备系统的崩溃，造成灾难性的后果[2]，因此，应用在航天领域的电子设备，需考虑其在空间等辐射环境下的可靠性和运行寿命，需具有足够的抗辐射能力。

DC-DC转换器在航天电力系统中起着至关重要的作用。DC-DC转换器通常用于从直流输入源产生具有高功率效率的稳压直流输出电压，辐射引起输出电压的任何变化都可能影响由转换器供电的其他电路的运行，其是决定航天电子系统抗辐射能力的关键部分[3]。

总剂量辐射(total ionizing dose, TID)效应指质子、电子等带电粒子和γ、X射线等高能射线入射到半导体器件的氧化层中，与其作用后产生电子-空穴对，在电场作用下辐射诱生的电子、空穴进一步产生复合、输运、俘获等一系列物理过程，最终会在氧化层内产生固定陷阱电荷，并在Si-SiO_2界面形成界面态陷阱。当辐射能量积累到一定值后，就会对半导体器件的电学性能产生损伤，甚至导致其失效，如MOS器件的阈值电压漂移、载流子迁移率下降、泄漏电流增大、亚阈值摆幅的变化等一系列问题[3]。

在当前抗总剂量辐射效应的加固方案中，大多是从MOS器件的结构、工艺和版图布局布线的角度进行加固，如STI隔离加固、环形栅结构加固等

收稿日期：2023-02-14；**录用日期**：2023-04-12；**网络出版时间**：2023-04-21 11:10
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230420.1815.004
基金项目：国家自然科学基金(62171367)；陕西省重点研发计划(2021GY-060)；陕西省创新能力支撑计划(2022TD-39)；西安理工大学校企协同基金(252062109)
* **通信作者**. E-mail：zjguo@xaut.edu.cn

引用格式：*郭仲杰，卢沪，刘楠，等. Buck-Boost转换器总剂量辐射效应分析与抗辐射加固设计方法[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：389-396. GUO Z J，LU H，LIU N，et al. Total ionizing dose effect analysis and radiation hardening design method of Buck-Boost converter[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：389-396 (in Chinese).*

方法。文献 [4] 采用环形栅极布局的设计来提升抗总剂量辐射能力,使其可以达到抗总剂量 1 500 Gy(Si),但引入环形栅会增大器件的栅极寄生电容,降低电路的带宽和响应速度;文献 [5] 采用类环栅结构对 MOS 管进行相应加固,布线更加复杂,并且很难精确计算 MOS 器件的宽长比 W/L。传统的版图级或工艺级加固方案并不能在最初的电路级设计时提供良好的可靠性评估,其操作复杂且灵活性不大,目前,迫切需要从电路级引入加固方案来提升抗辐射能力。

辐射加固设计(radiation hardening by design, RHBD)方法是目前的研究热点,其完全基于电路级设计技术,以缓解电离辐射导致的性能退化[6]。文献 [7] 提出一种基于漏电流的总剂量辐射效应监测电路,可以根据后置数字电路来控制补偿电路进行补偿,但无法实现连续性监测,仅可对固定剂量值下的漏电进行补偿;文献 [8] 采用新型电路结构实现运算放大器和基准的抗总剂量辐射能力;文献 [9] 采用一种适度反转技术的电路设计来提高运算放大器的抗总剂量辐射能力,但普适性不佳,只能对单一电路进行相关的加固设计工作。

针对以上现有研究进展与未解决的问题,本文提出一种新型的抗总剂量辐射效应加固方法,可以实现自适应总剂量辐射监测与加固并行工作,对电路的总剂量辐射效应进行连续性实时监测与同步加固。

1 Buck-Boost 转换器的总剂量辐射效应

工作在辐射环境中的 MOS 器件,高能带电离子会在绝缘体氧化层中产生电子-空穴对,经历一系列复合、输运和俘获等物理过程,最终会在氧化层内产生固定陷阱电荷,并在 Si-SiO_2 界面形成界面态陷阱。

随着半导体工艺技术的提升,线宽越来越小,栅氧化层也越来越薄,辐射诱生的陷阱电荷在薄栅氧化层中积累的难度增加,因此,总剂量辐射造成的阈值电压漂移量会随线宽的缩小而降低。但在这些薄氧化层旁存在厚场氧化层,由于总剂量辐射效应产生的氧化物陷阱电荷主要积累在厚场氧化层的鸟嘴区或浅槽隔离区内[5]。这些氧化物陷阱电荷使小线宽薄栅氧结构的 MOS 管产生额外的漏电通道,使 MOS 管的漏电流增大。因此,在深亚微米工艺下,对于电路的总剂量辐射效应,主要考虑漏电流的影响[10]。

目前,总剂量辐射效应的模拟方法主要是在 MOS 管的源漏两端并联一个电阻来模拟存在的漏电流[11],如图 1 所示。

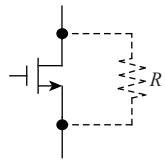


图 1 总剂量辐射效应模拟方法

Fig. 1 Total ionizing dose effect simulation method

图 2 为 Buck-Boost 系统峰值电流控制模式的环路结构。峰值电流控制模式的具体工作原理为:电流采样电路 V_1 将电感充电电流在主开关管 MN1 产生的压降转换为电流,经过电阻 R_3 形成采样电压,转换后的电压信号用于代替电压控制模式中的三角波信号,并与控制电压信号 V_C 相比较,输出 V_{PWM}, V_{PWM} 与振动器 OSC 信号输入逻辑控制模块 LOGIC 中,控制环路占空比,维持输出电压稳定。

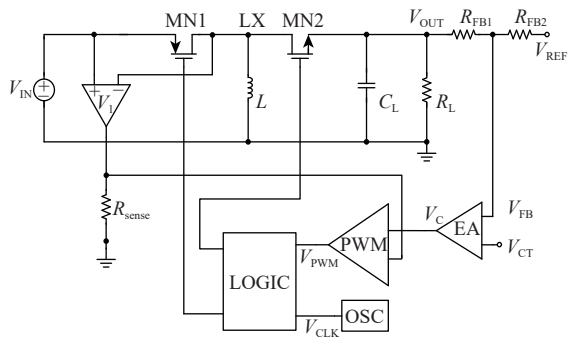


图 2 Buck-Boost 系统环路结构

Fig. 2 Loop structure of Buck-Boost system

当输入电压 V_{IN} 上升时,MN1 管上的压降增大,通过 V_1 电路,采样电流增大,采样电压也随之增大,V_{OUT} 保持上一稳定状态还未发生变化,故输出的 V_{PWM} 更快发生翻转,再通过脉冲宽度调制 (pulse width modulation, PWM) 与 LOGIC 关闭开关管 MN1,使占空比减小,重新稳定输出电压。

Buck-Boost 转换器在辐射环境下会发生输出电压漂移、转换效率下降、输出纹波增大等影响,同时负载调整率和线性调整率等相关参数也会变差,从而使得电路的输出稳定性能变差[12],影响后续电路的正常使用。

系统正常工作时,数字编程模块的 V_{CT} 信号接误差放大器 (error amplifier, EA) 的正输入端,不考虑失调电压的情况下,输出电压 V_{OUT} 和反馈电压 V_{FB} 的关系式为

$$V_{FB}=V_{REF}-\frac{V_{REF}-V_{OUT}}{R_1+R_2}R_2 \tag{1}$$

式中:V_{REF} 为基准电压。

受辐射后,随着剂量值的增大,误差放大器输

入端的失调电压 V_{OS} 会持续增大, 进而对 Buck-Boost 输出电压精度产生较大的影响, 使其精度下降, 此时二者的关系为

$$V_{FB}+V_{OS}=V_{REF}-\frac{V_{REF}-V_{OUT}}{R_1+R_2}R_2 \tag{2}$$

通过式(2)可以看出, 输入失调电压会成比例地反馈到输出电压 V_{OUT} 上。

误差放大器的增益是环路增益的重要组成部分, 其增益越高, 能识别输出电压变化量越小, 系统输出电压的精度越高, 增益的大小随剂量值的增大而下降, 进而影响输出电压 V_{OUT} 的精度值。

2　新型总剂量辐射监测与加固方法

基于第 1 节的分析, 本文提出了一种总剂量辐射实时监测与自适应加固同步的加固设计方法, 如图 3 所示。

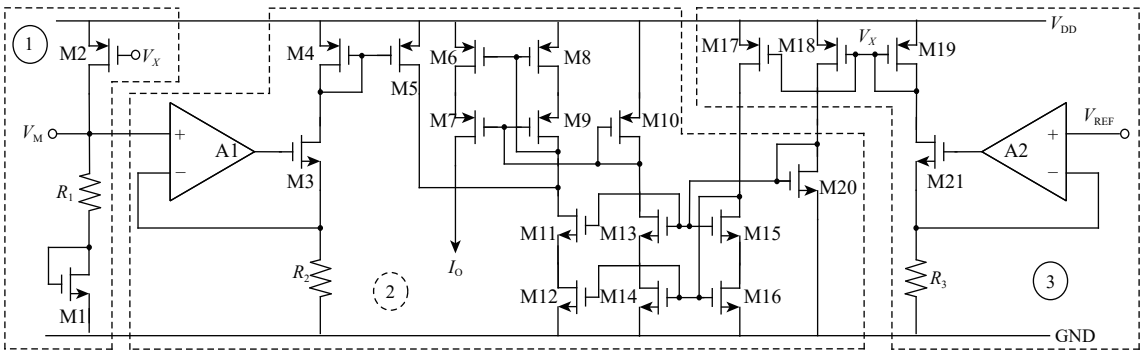


图 3　抗总剂量辐射效应加固电路

Fig. 3　Total ionizing dose effect hardening circuit

本文提出的抗总剂量辐射效应加固电路的总体结构由 3 部分组成: 模块①为总剂量辐射效应监测电路, 用于监测当前电路受辐射影响的程度; 模块②为补偿电流输出电路, 由一个电压转电流电路与一个电流减法器电路构成, 用于输出相应的补偿电流 I_O; 模块③为固定偏置电流源, 为模块①与模块②提供固定偏置电流源。

加固电路的工作原理为: 初始状态下, 电路未受总剂量辐射效应的影响, 不存在漏电现象, 此时, 监测电压 V_M 与 M2 管提供的固定偏置电流 I_{D2} 的值可用以下关系表示:

$$I_{D2}=\frac{1}{2}\mu_n C_{OX}\frac{W}{L}(V_{DD}-V_X-V_{TH})^2 \tag{3}$$

$$V_M=V_{GS1}+I_{D2}R_1 \tag{4}$$

式中: μ_n 为电子迁移率; C_{OX} 为单位面积栅氧化层电容; V_{TH} 为阈值电压。

于是, 模块②电压转电流电路的输出电流 I_{D5} 为

$$I_{D5}=\frac{V_M}{R_2} \tag{5}$$

M6～M16 构成了电流减法器电路, 流过 M5 管的电流为 I_{D5}, M11 管提供固定的电流 I_{D11}, 通过 M7 管输出的电流为补偿电流 I_O, 其电流之间的关系为

$$I_O=I_{D11}-I_{D5} \tag{6}$$

由于 M2 管为固定偏置电流源, 通过 M1 管的电流固定, 其栅源电压 V_{GS1} 不变, 通过设置 R_1 的阻值来改变 V_M 的电压值, 使电压转电流电路可以产生合适的电流值 I_{D5}, 固定电流 I_{D11} 与 I_{D5} 进行电流减法, 输出的补偿电流 I_O 为待补偿模块提供偏置电流。

当电路受总剂量辐射效应影响时, NMOS 管的源漏之间会产生漏电流 ΔI, 在总剂量辐射效应监测电路中, 因为 M1 管始终工作在饱和区, 所以通过的电流与栅源电压 V_{GS1} 始终保持饱和区电流公式。当 NMOS 管 M1 产生漏电流时, 随着剂量值的增大, 其漏电流相对应地逐渐增大, 栅源电压 V_{GS1} 开始减小, 此时, 监测电压 V_M 也会相应降低, 由 V_M 控制的电流 I_{D5} 相应减小。假设栅源电压 V_{GS1} 的变化量为 ΔV_{GS1}, 满足:

$$I_{D2}-\Delta I=\frac{1}{2}\mu_n C_{OX}\frac{W}{L}[(V_{GS1}-\Delta V_{GS1})-V_{TH}]^2 \tag{7}$$

式中: ΔI 为 MOS 管受总剂量辐射效应后漏电池的变化量。

此时, 监测电压 V_M 开始变化:

$$V'_M=(V_{GS1}-\Delta V_{GS1})+I_{D2}R_1 \tag{8}$$

$$\Delta V_M=V_M-V'_M \tag{9}$$

于是, I_{D5} 的电流大小也随着监测电压 V_M 开始变化, 其变化量 ΔI_{D5} 为

$$\Delta I_{D5}=\frac{\Delta V_M}{R_2} \tag{10}$$

又因为 I_{D11} 为固定电流, 此时的补偿电流 I_O 开始增大, 并对待补偿模块进行电流补偿, 实现了抗总剂量辐射效应的加固, 其补偿电流变化量 ΔI_O 的

大小为

$$\Delta I_{\mathrm{O}} = I_{\mathrm{D11}} - \Delta I_{\mathrm{D5}} \tag{11}$$

本文方法在片上实现了总剂量级别的实时监测，并自适应同步反馈到加固机制中，提高了总剂量加固技术的效率，普适性相比工艺与版图级的加固方法更加优良，根据不同模块所需的补偿电流不同这一要求，加固电路既可以通过改变电阻 R_2 的阻值来调整补偿电流的大小，也可以通过改变M6～M9构成电流镜的比例来实现补偿电流大小的改变。

3 核心误差放大器的加固设计

DC-DC转换器控制环路为负反馈控制，其中，误差放大器作为反馈回路中的重要组成部分，其增益直接决定了环路增益的大小，反馈环路增益越大，输出精度越高，系统抗干扰能力越强。误差放大器的开环差模增益随辐射剂量的增加而减小，输入失调电压随辐射剂量增加而增大，导致DC-DC开关电源中误差放大器的放大倍数不够而影响后续电路的工作，以及输出电压的稳定。因此，对误差放大器的加固设计是对整体环路进行加固时的重点。

图4为添加加固电路后的误差放大器电路。模块④是加固电路部分，其余部分为误差放大器电路，整体结构为折叠式共源共栅结构，V_{CT} 与 V_{FB} 为输入端，V_{C} 为误差放大器输出端。

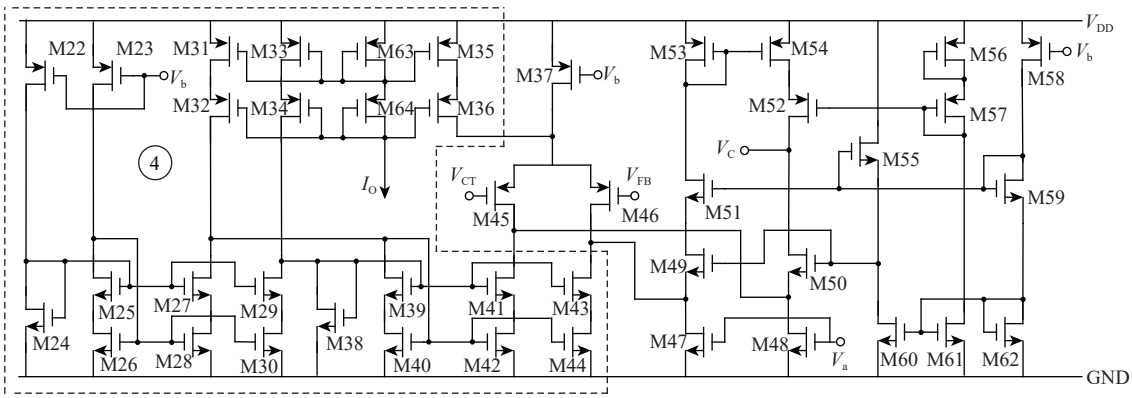


图4 误差放大器加固设计电路

Fig. 4 Error amplifier hardening design circuit

未考虑加固电路时，M37与M58的宽长比为1∶1，M58提供的偏置电流大小为 I'_{D}，此时的增益表达式为

$$|A_{\mathrm{V1}}| = g_{\mathrm{m45,46}}\left[g_{\mathrm{m50}}r_{\mathrm{o50}}(r_{\mathrm{o48}}\|r_{\mathrm{o45}})\right]\|(g_{\mathrm{m52}}r_{\mathrm{o52}}r_{\mathrm{o54}}) \tag{12}$$

式中：$g_{\mathrm{m45,46}}$ 为误差放大器的跨导；g 为跨导；r 为导通阻抗。

考虑加固电路后，图4中的M63管与M64管所在的支路即为补偿电流支路，其利用电流镜电路和电流减法电路将补偿电流添加至误差放大器的输入级，并对输入级的偏置进行了相应的修改。本文设计M22、M23、M37与M58管的宽长比为1∶1∶1∶2，通过调整补偿电流 I_{O} 的大小，使其为M58导通电流的一半，补偿电流 I_{O} 与M37管提供的偏置电流相加等于初始值M58的导通电流，保证误差放大器电路可以正常工作，同时，为使添加加固电路后电路仍能保持之前的工作状态，减小添加加固电路后对误差放大器增益的影响，采用共源共栅电流镜结构，此时的误差放大器增益为

$$|A_{\mathrm{V2}}| = g_{\mathrm{m45}}\left\{g_{\mathrm{m50}}r_{\mathrm{o50}}\left[r_{\mathrm{o48}}\|(r_{\mathrm{o45}}\|g_{\mathrm{m41}}r_{\mathrm{o41}}r_{\mathrm{o42}})\right]\|(g_{\mathrm{m52}}r_{\mathrm{o52}}r_{\mathrm{o54}})\right\} \tag{13}$$

加固原理为：未受辐射时，为电路提供偏置的电流大小为

$$I_{\mathrm{D}} = I_{\mathrm{D37}} + I_{\mathrm{O}} = I'_{\mathrm{D}} \tag{14}$$

此时，M41～M44的导通电流为0。

当电路受辐射产生总剂量辐射效应后，为使误差放大器和加固电路同时开始进行工作，加固电路可以实时地将误差放大器输入级的漏电流进行补偿，从而实现总剂量辐射效应的加固。此时，加固电路输出的补偿电流 I_{O} 开始增大，直至偏置电流 I_{D} 大于M47和M48提供的偏置电流后，误差放大器电路失效。于是，添加M41～M44两路电流，使加固电路提供的补偿电流只对差分输入级作用，跨导放大，提高增益大小，根据式(15)，电流增大，跨导增大。

$$g_{\mathrm{m45}} = \sqrt{2\mu_{\mathrm{p}}C_{\mathrm{OX}}\frac{W}{L}I_{\mathrm{D}}} \tag{15}$$

式中：μ_{p} 为PMOS管的空穴迁移率。

此时，M41通过的电流为

$$I_{\mathrm{D41}} = \frac{1}{2}\left(I_{\mathrm{O}} - \frac{1}{2}I'_{\mathrm{D}}\right) \tag{16}$$

随着总剂量辐射效应开始增大, 补偿电流随之增大, 从而实现了对误差放大器的加固。

4　仿真结果与数据分析

基于 0.18 μm BCD 工艺对本文提出电路进行物理版图设计与全面仿真验证, 图 5 为整体芯片的版图布局, 整体芯片的面积为 2 150 μm×1 150 μm。其中, 误差放大器的版图面积为 143 μm×163 μm, 抗总剂量辐射效应加固电路的面积为 430 μm×163 μm, 为验证本文方案的可行性与创新性, 进行了面向工程的全方位验证。

图 6 为 Buck-Boost 转换器的整体仿真输出波形。输出电压 V_{OUT} 平均值为−2.707 V, 负载 I_{LOAD} 为−600 mA, 电感电流 I_L 平均值为 1.12 A, V_G 为主开关管的栅极控制信号。

图 7 为 PVT 下误差放大器的增益、相位仿真输出波形。可以看出, 在未受总剂量辐射效应时, 增益保持在 85 dB 之上, 典型条件下, 即 TT 工艺角下, 电源电压为 3.7 V、温度为 27℃ 时, 误差放大器增益为 86.8 dB, 相位裕度为 65°。

图 8 为 Buck-Boost 转换器中误差放大器受总剂量辐射效应时的增益变化。以并联电阻的大小来模拟受到总剂量辐射效应的程度, 电阻越小, MOS 管源漏之间存在的漏电流越大, 受总剂量辐射效应影响的程度越大。在并联 1 MΩ 的电阻条件下, 误差放大器的增益从 86.8 dB 下降至 63.2 dB, 增益急剧下降。

为验证补偿电流的效果, 选用并联电阻大小为 2 MΩ, 通过文献 [10,13] 的实测结果, 该电阻大小可以模拟电路在总剂量辐射效应为 2 000 Gy(Si)下的漏电流的大小。图 9 为应用本文加固方法后, 误差放大器增益随补偿电流的变化。可以发现, 添加加固电路后, 随着补偿电流的增大, 误差放大器的增益随之增大, 在补偿电流为 26.59 μA 的情况下, 增益可以补偿至 83.41 dB。

图 10 为误差放大器的增益在 PVT 仿真下的结

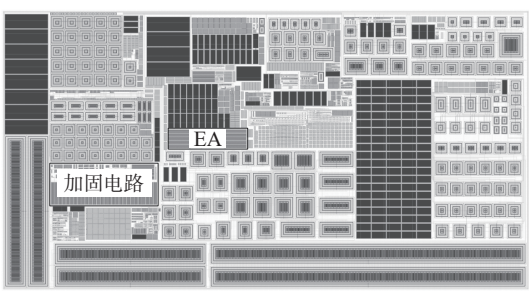


图 5　整体版图照片

Fig. 5　Overall layout photograph

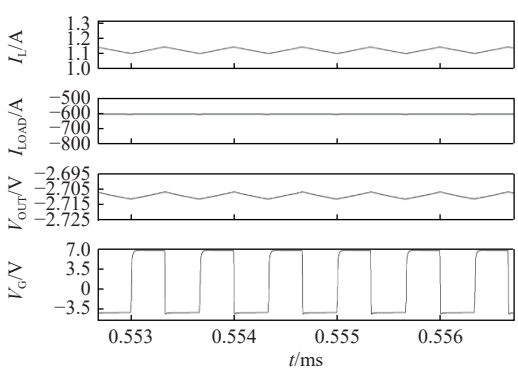


图 6　Buck-Boost 转换器仿真输出波形

Fig. 6　Simulation output waveform of Buck-Boost converter

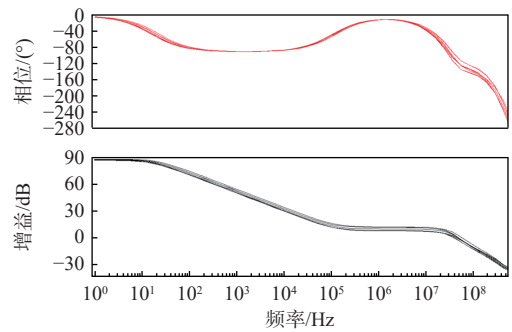


图 7　误差放大器增益、相位仿真输出波形

Fig. 7　Gain-phase simulation output waveform of error amplifier

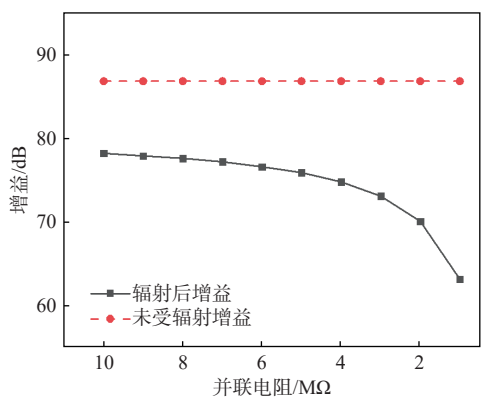


图 8　误差放大器增益随电阻的变化

Fig. 8　Variation of error amplifier gain with resistance

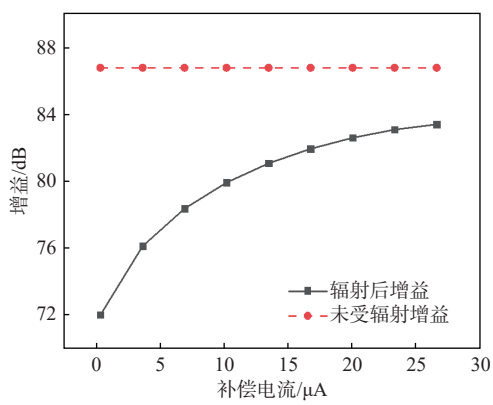
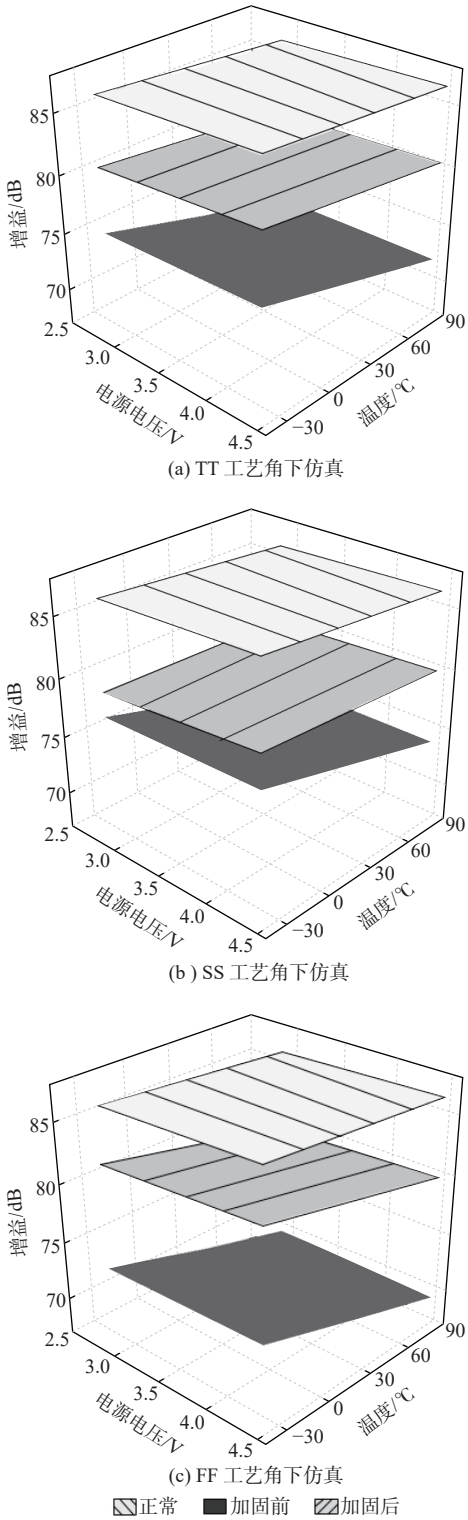


图 9　误差放大器增益随补偿电流的变化

Fig. 9　Variation of error amplifier gain with compensation current



(a) TT 工艺角下仿真

(b) SS 工艺角下仿真

(c) FF 工艺角下仿真

图 10 PVT 下仿真结果

Fig. 10 Simulation results under PVT

果，3 种曲面分别表示正常状态下、受总剂量辐射效应及采用加固补偿电路后误差放大器的增益仿真验证结果。结果显示，表现最差的 PVT 仿真结果也可以将增益补偿至 79 dB，可以看出，本文设计的加固方法在 PVT 下表现良好。

表 1 为加固前后 Buck-Boost 转换器的相关参数对比。可以看出，在受总剂量辐射效应时，Buck-Boost 转换器的输出电压会发生漂移，从−2.700 75 V 漂移至−2.702 54 V，同时环路增益从 86.82 dB 下降至 70.1 dB，负载调整率由 1%/A 增大至 3.27%/A，线性调整率由 0.004 6%/V 增大至 0.044%/V；使整体 Buck-Boost 转换器的性能下降。而采用本文设计的加固电路后，其相关参数相比于加固前均得到了有效提升，具体参数对比如表 1 所示。

表 2 为本文方法的仿真验证结果及与文献 [4,14-16] 的对比。表中，本文的剂量值为模拟实际环境的辐射剂量，是根据最新的 MOS 管总剂量辐射效应实测结果，通过理论分析和仿真后得到当前剂量下电路的漏电特性。本文的辐射条件为：MOS 管并联电阻大小为 2 MΩ，用于模拟电路在 2 000 Gy(Si)下的辐射，在版图中，对并联电阻的添加做到剂量与电阻一一对应，同时本文的电学仿真如图 11 所示，V_{IN} 为电源电压引脚，LX 为开关信号引脚，V_{OUT} 为输出电压引脚，EN 为使能信号引脚，GND 为地引脚，V2C 为电感电流采样电路。文献 [4] 采用改进的 NMOS 环形栅布局，同时使用传统的环形栅和 H 型栅来提高系统的抗总剂量辐射能力，本文方法与之相比，版图面积是其 14.8%，且输出电压漂移率降低了 0.193%；与文献 [14] 采用添加环形栅极和掺杂环以减小泄漏电流的方法来进行加固设计的方法相比，本文方法版图面积为其 10.7%，输出电压漂移率降低了 0.123%；文献 [15] 采用基于静电耦合结构的创新绝缘级来提高电路的抗辐射特性，本文方法的版图面积是其面积的 2.2%；文献 [16] 同样通过在版图设计时采用环栅设计提高器件的抗辐射能力，本文方法使得输出电压漂移率降低了 0.593%，并且版图面积为其 10%。可以看出，本文提出的电路级抗辐射加固方案，在保证结构简单的同时可以有效减小版图面积，并且在 2000 Gy(Si)

表 1 加固前后 Buck-Boost 转换器相关参数对比

Table 1 Comparison of Buck-Boost converter related parameters before and after hardening

状态	输出电压/V	环路增益/dB	负载调整率/(%·A^{-1})	线性调整率/(%·V^{-1})	监测电压/V	负载电流/mA
正常	−2.700 75	86.82	1	0.004 6	1.2	600.2
加固前	−2.702 54	70.1	3.27	0.044		600.566
加固后	−2.700 55	81.05	1.12	0.005 1	1.189 4	600.122

表 2　不同方法对比结果

Table 2　Comparison results of different methods

方法	工艺	版图面积/(mm×mm)	温度/℃	输出电压漂移率/%	剂量值/(Gy(Si))
本文	0.18 μm BCD	1.107×0.715	−40～85	0.007 4	2 000
文献[4]	0.6 μm BiCMOS	3.91×1.37	−55～125	0.20	1 500
文献[14]	0.35 μm BCD	2.39×3.09	−55～125	0.13	3 000
文献[15]	0.35 μm CMOS	6×6			430
文献[16]	0.35 μm BCD	3.34×2.3	−55～125	0.60	1 000

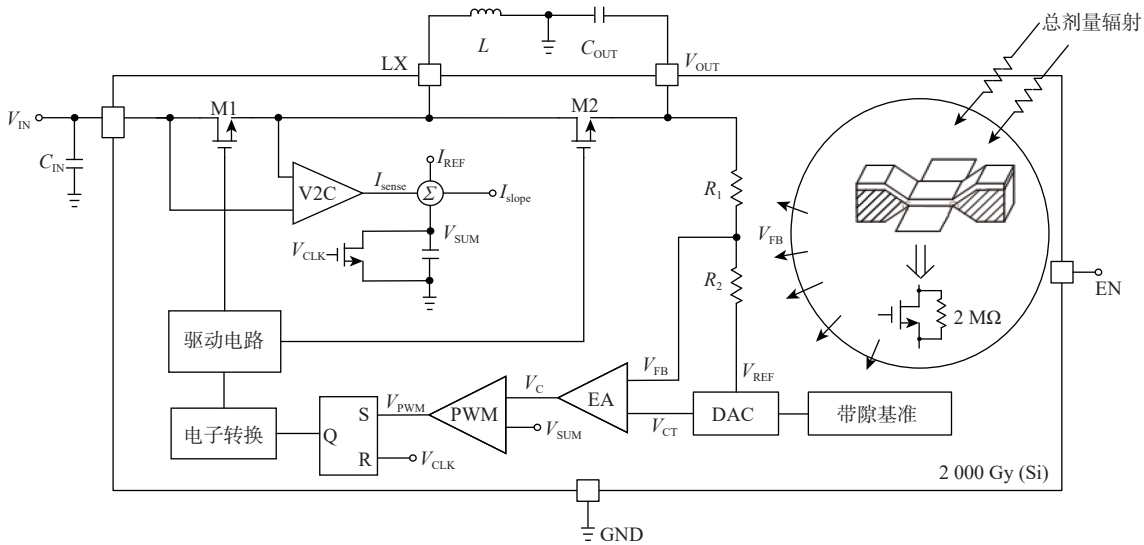


图 11　Buck-Boost 转换器验证方案

Fig. 11　Buck-Boost converter verification scheme

的高剂量下, PVT 验证良好, 系统输出电压的漂移率可以降低到极低的数值, 大小为 0.007 4%。

5　结　论

1) 本文提出一种监测与加固并行的抗总剂量辐射效应加固电路, 可以实现在电路级设计方法进行总剂量辐射效应的加固, 解决了工艺与版图级抗总剂量辐射效应加固方法带来的成本较高、版图面积过大及普适性较差等问题。

2) 本文提出的加固方法成功应用于一款 Buck-Boost 转换器的抗辐射加固设计中。

3) 理论与仿真结果表明, 在剂量值达到 2 000 Gy(Si)下, 本文提出的加固方法可以将增益的下降率从 19.26% 补偿至 6.65%, 输出电压漂移率从 0.066 3% 改善至 0.007 4%, 负载调整率和线性调整率分别降低了 2.15%/A 和 0.038 9%/V。

对比已有的研究成果, 本文设计的加固方法结构简单且普适性良好, 为抗辐射加固设计提供了全新的解决方案。

参考文献（References）

[1] 王利斌, 姚帅, 陆妩, 等. 双极电压比较器 LM311 电离总剂量与单粒子瞬态协同效应研究[J]. 电子学报, 2020, 48(8): 1635-1640.
WANG L B, YAO S, LU W, et al. Synergistic effect of ionization total dose and single particle transient in bipolar voltage comparator LM311[J]. Acta Electronica Sinica, 2020, 48(8): 1635-1640(in Chinese).

[2] 席善学, 陆妩, 郑齐文, 等. 体效应对超深亚微米 SOI 器件总剂量辐射效应的影响[J]. 电子学报, 2019, 47(5): 1065-1069.
XI S X, LU W, ZHENG Q W, et al. The impact of body effect on TID of ultra deep sub micron SOI devices[J]. Acta Electronica Sinica, 2019, 47(5): 1065-1069(in Chinese).

[3] CASSANI M V, SALOMONE L S, CARBONETTO S, et al. Experimental characterization and numerical modeling of total ionizing dose effects on field oxide MOS dosimeters[J]. Radiation Physics and Chemistry, 2021, 182: 109338.

[4] FAN H, FENG L, CEN Y J, et al. Fast-transient radiation-hardened low-dropout voltage regulator for space applications[J]. IEEE Transactions on Nuclear Science, 2021, 68(5): 1094-1102.

[5] LEE M, LEE N, KIM J, et al. Modeling and simulation-based layout optimization for tolerance to TID effect on n-MOSFET[J]. Electronics, 2021, 10(8): 887.

[6] TRIVEDI R, DEVASHRAYEE N M, MEHTA U S, et al. Development of radiation hardened by design (RHBD) primitive gates using 0.18 μm CMOS technology[C]//Proceedings of the 19th International Symposium on VLSI Design and Test. Piscataway: IEEE Press, 2015: 1-2.

[7] LUO P, LING R X, ZHOU X, et al. A total ionizing dose detecting circuit based on off-state leakage current of NLDMOS in power IC[C]//Proceedings of the 31st International Symposium on Power

Semiconductor Devices and ICs. Piscataway: IEEE Press, 2019: 119-122.

[8] DEVAL Y, LAPUYADE H, RIVET F. Design of CMOS integrated circuits for radiation hardening and its application to space electronics[C]//Proceedings of the IEEE 13th International Conference on ASIC. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-4.

[9] PAPADOPOULOU A, MAKRIS N, CHEVAS L, et al. Design of micropower operational transconductance amplifiers for high total ionizing dose effects[C]//Proceedings of the 8th International Conference on Modern Circuits and Systems Technologies. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-4.

[10] KUMAR M, UBHI J S, BASRA S, et al. Total ionizing dose hardness analysis of transistors in commercial 180 nm CMOS technology[J]. Microelectronics Journal, 2021, 115: 105182.

[11] LI T H, YANG Y T, LIU J, et al. Forward body bias for characterizing TID effect in CMOS integrated circuits[C]//Proceedings of the IEEE 24th International Symposium on the Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits. Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-5.

[12] LIU Z, YU H B, LIU Y B, et al. Design of a radiation hardened DC-DC boost converter[C]//Proceedings of the 2nd International Conference on Information Engineering and Computer Science. Piscataway: IEEE Press, 2010: 1-4.

[13] GREIG T, STEFANOV K, HOLLAND A, et al. Total ionizing dose effects on I-V and noise characteristics of MOS transistors in a 0.18 μm CMOS image sensor process[C]//Proceedings of the 14th European Conference on Radiation and Its Effects on Components and Systems. Piscataway: IEEE Press, 2013: 1-5.

[14] HUANG W, LIU H X, XU Q, et al. Design of 30 V high-voltage low-power radiation-tolerant analog switch IC[J]. IEEE Transactions on Nuclear Science, 2022, 69(4): 883-889.

[15] CIARPI G, SAPONARA S. Inductorless DC/DC converter for aerospace applications with insulation features[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2020, 67(9): 1659-1663.

[16] 刘凡. 宇航用抗辐射关键模拟单元电路的研究与应用[D]. 成都: 电子科技大学, 2017.
LIU F. Research and application of anti-radiation key analog unit circuit for aerospace[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2017(in Chinese).

Total ionizing dose effect analysis and radiation hardening design method of Buck-Boost converter

GUO Zhongjie[1,*], LU Hu[1], LIU Nan[1], WU Longsheng[2]

(1. School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China;
2. School of Microelectronics, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: DC-DC converter in the total dose radiation environment will mainly bring the output voltage drift, linear adjustment rate load adjustment rate decline and other effects so that the output stability performance of the circuit deteriorates. In order to address the issues with the conventional total ionizing dose effect hardening method that stem from process and layout, including high cost, large layout area, and poor universality, this paper suggests a total ionizing dose effect hardening design method with parallel monitoring and hardening. This method can accomplish total ionizing dose effect hardening at the circuit level without the need for a process. The anti-total dose capability of the Buck-Boost converter is improved. The circuit design and physical implementation of the proposed method are verified based on the 0.18 μm BCD process. According to the findings, with a dosage of 2 000 Gy (Si), it is possible to enhance the output voltage shift rate from 0.066 3% to 0.007 4% and compensate the system gain drop rate from 19.26% to 6.65%. The load adjustment rate and linear adjustment rate are reduced by 2.15%/A and 0.038 9%/V, respectively, which provides a new idea for the design of total ionizing dose effect hardening at the circuit and system level.

Keywords: total ionizing dose effect; hardening design; Buck-Boost converter; error amplifier; real-time monitoring

Received: 2023-02-14; **Accepted**: 2023-04-12; **Published Online**: 2023-04-21 11:10

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230420.1815.004

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (62171367); Key Research and Development Program of Shaanxi (2021GY-060); Innovation Capability Support Program of Shaanxi (2022TD-39); School-Enterprise Cooperative Fund of Xi'an University of Technology (252062109)

* **Corresponding author**. E-mail: zjguo@xaut.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0063

空间混洗与链式残差增强的轻量级视频人群计数

陈永[1,2,*]，张娇娇[1]，周方春[1]

(1. 兰州交通大学 电子与信息工程学院，兰州 730070；2. 甘肃省人工智能与图形图像处理工程研究中心，兰州 730070)

摘 要：针对现有视频人群计数方法网络模型复杂度高、精确度和实时性差的问题，提出了一种空间混洗与链式残差增强的轻量级视频人群计数方法。所提模型由多尺度深度可分离反向卷积编码器、尺度回归解码器和预测输出层构成。在编码器部分，设计多尺度深度可分离反向残差块，提取不同分辨率的人群特征及相邻帧之间的时域特征信息，提高模型的轻量化程度；提出空间混洗模块嵌入到编码骨干网络中，增强不同尺度人群特征提取能力。在解码器部分，改进多分辨率融合模块及链式残差模块，对编码器输出的不同分辨率特征逐层聚合，减少细节特征丢失。通过解码器预测输出，得到回归人群密度图，并通过对密度图逐像素求和输出计数结果。所提方法在Mall、UCSD、FDST、ShanghaiTech等人群视频数据集上进行对比实验，结果表明：所提方法检测帧率和参数量等评价指标均优于对比方法；在Mall数据集上，相较于ConvLSTM人群计数方法，所提方法的平均绝对误差(MAE)、均方误差(MSE)的误差值分别降低了43.75%、72.71%，对不同场景视频人群计数具有更高的准确率和实时性。

关 键 词：人群计数；空间混洗；深度可分离反向残差；多分辨率融合；轻量级网络
中图分类号：TP391.4
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2025)02-0397-12

随着城市人口数量的急剧增长，各种公共活动日益增多，人群高聚集的场景时常出现，存在巨大的安全隐患。例如，大型商场、车站等场所因人群聚集而引发的踩踏等事件时有发生，人群计数已成为智能视频监控领域的重要研究内容[1]。如何提高视频人群计数的准确性和实时性是目前研究的热点问题。

在视频人群计数方面，常用的方法可分为3类，即基于动态特征的人群检测、基于纹理特征的人群检测和基于深度学习的人群检测。其中，基于动态特征的人群检测[2]一般采用视频中相邻帧差或背景帧差的方法进行回归计数，但该方法适用于人群稀疏及人群背景差异大的场景；基于纹理特征的人群检测[3]主要利用视频中人群纹理、颜色、形状等特征进行人数计数，但该方法仅适用于人群稀疏的场景。

基于深度学习的人群检测是目前主流视频人群计数方法，其通过特征提取与训练的方式实现人群计数。Miao等[4]提出一种时空卷积神经网络学习视频人群的时空特征信息，以提取相邻帧之间的时间相关性，但三维卷积使得网络模型参数量增大，计数实时性较低。Wu等[5]提出一种基于时间感知的视频帧间关系的时间感知网络(temporal aware network, TAN)轻量化计数模型，但对于高密度分布及尺度差异较大的人群目标，易出现漏检问题。Bai等[6]提出运动引导的非局部时空计数网络，提取时空短期和长期上下文信息生成人群密度图，但该网络模型复杂度高，不利于实时性检测。Cai等[7]提出一种全局表示引导自适应融合的计数网络，使估计的密度图在时间上更加一致，但该网络对视频帧的空间信息提取不充分，导致计数误差较大。

收稿日期：2023-02-20；**录用日期**：2023-04-27；**网络出版时间**：2023-07-03 10:26
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230630.1934.013
基金项目：国家自然科学基金(62462043,61963023)；兰州交通大学重点研发项目(ZDYF2304)
*通信作者. E-mail：edukeylab@126.com

引用格式：陈永，张娇娇，周方春. 空间混洗与链式残差增强的轻量级视频人群计数[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：397-408.
CHEN Y，ZHANG J J，ZHOU F C. Lightweight video crowd counting with spatial shuffling and chain residual enhancement[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：397-408 (in Chinese).

综上所述，现有大多数视频人群计数方法存在网络模型复杂度高、精确度和实时性差的问题，针对上述问题，本文提出了一种“空间混洗与链式残差”增强的轻量级视频人群计数方法。网络由编码器和解码器构成。其中，编码子网络采用多尺度深度可分离反向残差块，实现轻量化提取不同分辨率的人群特征及相邻帧之间的时域特征信息，并将提出的空间混洗模块 (spatial shuffling module, SSM) 嵌入到编码骨干网络中，以解决人群分布不均造成的计数准确率低的问题；解码子网络通过改进的多分辨率融合模块及链式残差模块对编码子网络输出的不同分辨率特征逐层聚合，提高层间特征交互能力，减少细节特征丢失。通过解码器预测输出，得到回归人群密度图，并输出最终的计数结果。

1 本文方法

1.1 整体网络

针对现有视频人群计数领域存在的信息冗余、精确度和实时性差的问题，本文提出一种空间混洗与链式残差增强的轻量级视频人群计数模型。该模型由多尺度深度可分离反向卷积编码器、尺度回归解码器和预测输出层 3 部分组成，整体网络结构如图 1 所示。

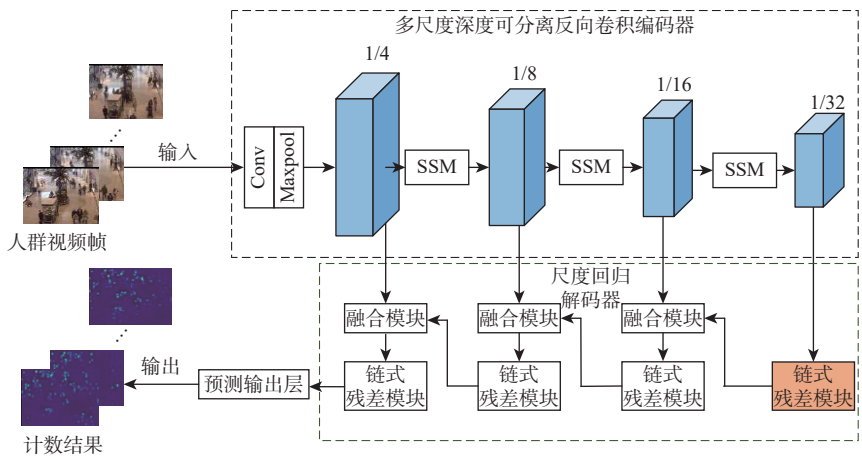


图 1 整体网络模型结构

Fig. 1 Structure of overall network model

模型工作时，首先，在编码过程中，将多尺度深度可分离反向残差块作为骨干提取不同尺度的人群特征及相邻帧之间的时域特征信息，将提出的空间混洗模块嵌入到骨干网络中，以缓解模型信息冗余，提取更精细的人群特征，并利用空间群归一化层克服人群分布不均造成的计数困难问题。其次，在解码过程中，为避免细节信息丢失，将不同分辨率特征图进行逐层聚合。然后，将编码器通过链式残差模块级联结构进行特征融合。最后，将生成的特征图预测输出，生成最终的密度图，并得到相应的人群计数结果。

1.2 多尺度深度可分离反向卷积编码器

图 1 中，本文提出的编码网络主要由多尺度深度可分离反向残差块和空间混洗模块组成。先将视频帧通过大小为 3×3、步长 s 为 2 的卷积层和 3×3 最大池化(Maxpool)操作来降低输入分辨率，获得局部下采样特征；再经过多尺度深度可分离反向残差块提取人群特征及相邻帧之间的时域特征信息，并在其中嵌入空间混洗模块以解决信息冗余问题，捕获更准确的人群空间分布特征。编码器结构如图 2 所示。图中：p 为填充数，H 和 W 分别为输入图像的高和宽。

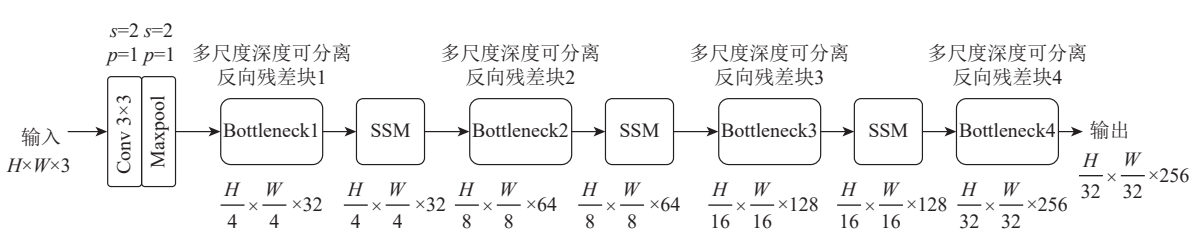


图 2 多尺度深度可分离反向卷积编码器结构

Fig. 2 Structure of multi-scale deep separable reverse convolutional encoder

1.2.1 多尺度深度可分离反向残差块

在编码子网络中，本文采用多尺度深度可分离反向残差块作为提取人群特征及视频帧之间的时域特征信息的骨干网络。深度可分离卷积相较于

普通卷积, 可实现轻量化提取人群特征信息, 其将普通卷积分解为逐点卷积与深度卷积运算, 但目前较多网络主体只使用 3×3 的卷积核。为提取人群的多尺度特征以提高计数精度与效率, 本文引用混合深度可分离卷积 (mixed depthwise separable convolution, M-Dwise) 进行特征提取, 其结构如图 3 所示。混合深度可分离卷积指在深度分离卷积中混合多种卷积核尺寸, 将输入特征图进行分组, 每组经过不同尺寸的卷积操作。该操作相较于普通深度可分离卷积明显降低了模型参数量[8], 并且可以学习到更多人群的高层次多输入通道特征, 增强网络的非线性映射能力。混合深度可分离卷积由多尺度深度卷积和逐点卷积构成, 其中, 多尺度深度卷积对输入特征图采用不同尺寸的卷积核进行卷积操作, 并通过 Concat 连接; 逐点卷积则组合多尺度深度卷积的输出。

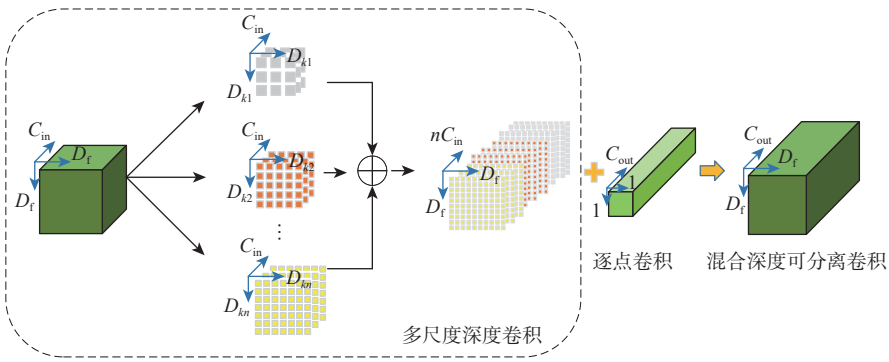


图 3　混合深度可分离卷积结构

Fig. 3　Structure of mixed depth separable convolution

对图 3 所示混合深度可分离卷积计算量进行分析, 假设输入为通道数为 C_{in} 的特征图, 卷积核尺寸为 $D_k \times D_k$, 输出通道数为 C_{out}, 特征图大小为 $D_f \times D_f$, 则普通卷积操作计算量 l_1 与混合深度可分离卷积操作计算量 l_2 分别为

$$l_1 = D_f \times D_f \times C_{in} \times C_{out} \times D_k \times D_k \tag{1}$$

$$l_2 = C_{in}\left(\sum_{t=1}^{n} D_f \times D_f \times D_{kt} \times D_{kt} + n \times D_f \times D_f \times C_{out}\right) \tag{2}$$

式中: t 为第 t 个多尺度深度卷积卷积核; n 为卷积核个数。

式 (1) 所示普通卷积与式 (2) 所示混合深度可分离卷积的计算量之比为

$$\frac{l_1}{l_2} = \frac{\sum_{t=1}^{n} D_{kt} D_{kt}}{C_{out} D_k D_k} + \frac{n}{D_k + D_k} \tag{3}$$

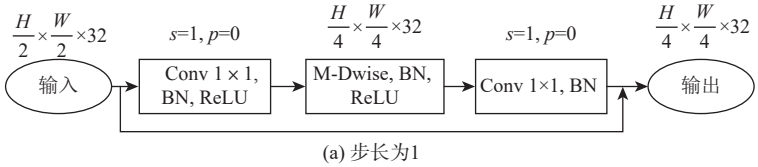
由式(3)可知, 当卷积核大小为 3×3 时, 如通道数为 64 的特征图, 混合深度可分离卷积的计算量是普通 3×3 卷积的 0.126 倍。

经上述计算分析可以发现, 采用混合深度可分离卷积能使参数量显著减少。因此, 本文利用深度可分离卷积这一特点, 来降低计数模型的信息冗余参数量, 以提高模型的轻量化程度; 设计反向残差结构, 经过 1×1 的逐点卷积将特征图的通道进行扩张, 丰富特征数量, 实现提高网络的计数准确率, 且使网络模型达到轻量化的目的。设计深度可分离反向残差结构可以学习到相邻帧特征信息, 其残差结构可以利用下一阶段帧特征细化上一阶段帧特征。本文在 4 个多尺度深度可分离反向残差块中使用到卷积核大小分别为 3×3、5×5、7×7 的混合深度可分离卷积, 第 1 个反向残差步长设置为 1, 其余步长为 2, p 都为 1。步长分别为 1、2 的结构如图 4 所示。

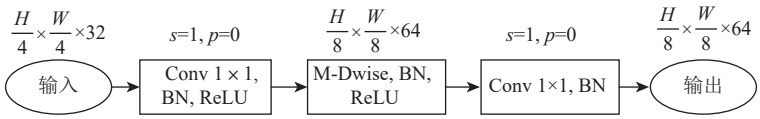
1.2.2　空间混洗模块

在多尺度深度可分离反向残差块的基础上, 为进一步提取更丰富的人群特征, 提高人群计数准确率, 设计了空间混洗模块, 将其嵌入到骨干网络中。图 5 为空间混洗模块的结构示意图。图中: G Conv 表示 Ghost 卷积。

空间混洗模块主要由通道分离、改进 Ghost 卷积模块和通道混洗 3 部分组成。首先, 通过通道分离设计特征双分支映射结构。然后, 将特征映射到其中一个分支上, 实现特征重用, 减少计算量。在另一个分支上, 利用本文设计的 Ghost 卷积模块及引用空间群归一化 (space group normalization, SGN) 有效提取人群特征。最后, 对融合后的双分支特征映射信道进行混洗, 即对特征映射通道进行重新排列, 可以使不同通道的信息相互交换, 输出更丰富的特征映射, 提高模型的性能。其中, 输入特征图在改进 Ghost 卷积的分支中, 先经过卷积核大小为 3×3、步长和 padding 都为 1 的卷积操作, 再输入到 Ghost 卷积模块, 采用卷积核大小 1×1、步长为 1、padding 为 0 的卷积降维, 通过群卷积 (*Conv) 生成



(a) 步长为1



(b) 步长为2

图 4 多尺度深度可分离反向残差块结构

Fig. 4 Structure of multi-scale depth separable reverse residual block

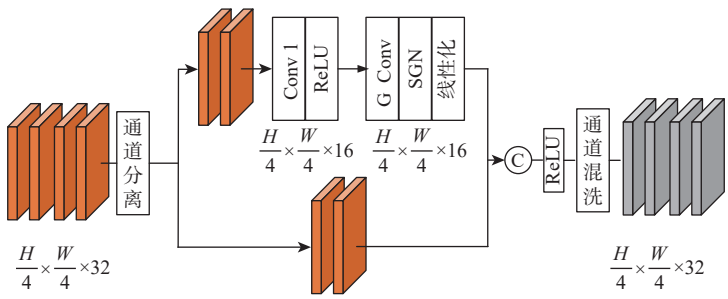


图 5 空间混洗模块

Fig. 5 Spatial shuffling module

Ghost 特征。Ghost 结构如图 6 所示。

Ghost 卷积模块结对输入特征映射 $\boldsymbol{X}\in\mathbf{R}^{h\times w\times c}$，其中，$h$、$w$、$c$ 分别表示输入特征映射的高、宽、通道数，进行卷积核大小为 1×1 的卷积操作，得到高为 h'、宽为 w'、通道数为 m 的特征映射 $\boldsymbol{X}'\in\mathbf{R}^{h'\times w'\times m}$，最终输出特征映射 $\boldsymbol{Y}\in\mathbf{R}^{h'\times w'\times n}$，$m\leqslant n$，$m=n/z$，其中，$n$ 为通道数。对映射后的特征图 $\boldsymbol{X}'$进行线性运算，生成 Ghost 特征，计算如下：

$$\boldsymbol{x}_{i,j}=\boldsymbol{\Phi}_{i,j}(\boldsymbol{x}'_i)\qquad\forall i=1,\cdots,m,j=1,\cdots,z \tag{4}$$

式中：$\boldsymbol{x}'_i$为原始特征映射 $\boldsymbol{X}'$中的第 i 层特征；$\boldsymbol{\Phi}_{i,j}$为第 i 层特征的第 j 次线性运算；$\boldsymbol{x}_{ij}$ 为生成的 Ghost 特征；z 为 Ghost 模块中特征图控制比例值。

将 Ghost 特征与 $\boldsymbol{X}'$叠加，得到输出特征映射 $\boldsymbol{Y}\in\mathbf{R}^{h'\times w'\times n}$。

在实际应用中，输入视频帧的同区域人群不同

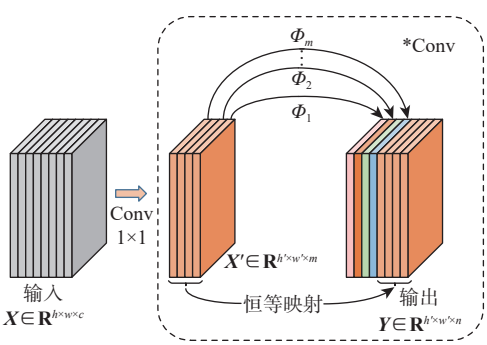


图 6 Ghost 卷积模块结构

Fig. 6 Structure of Ghost convolution module

区域尺度变化较大，为准确统计这些区域的人数，一般采用多尺度或多级堆叠的方式进行特征提取，但该方法存在参数计算量大的问题，不符合实现轻量级计数的目标[7]。为此，本文在改进后的 Ghost 卷积块的基础上，采用空间群归一化层的方法，空间群归一化模块仅通过将特征图划分的方式，在较少参数量的情况下增强不同区域人群特征提取能力。空间群归一化结构如图 7 所示。

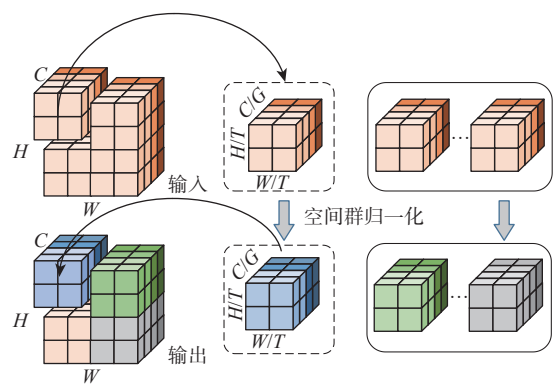


图 7 空间群归一化模块

Fig. 7 Space group normalization module

首先，空间群归一化模块将输入特征图划分为 2×2 的小块，不包含重叠区域，可以缓解同一图像中不同区域的人群密度图尺度变化较大的现象。然后，对每个特征图小块进行分组归一化，以减少由于人群分布不均造成的计数误差。最后，将每个特征图小块的归一化结果按照空间维数进行聚合。

对不同区域的人数进行归一化, 使网络能够充分利用空间信息, 进而得到更准确的人群空间分布和计数结果。空间群归一化算法伪代码如下:

输入: 改进 Ghost 卷积模块输出的特征图 $\boldsymbol{Y}$。

输出: 空间群归一化后特征图 $\boldsymbol{Y}^*$。

初始化: 分块组数为 G, 空间块数为 T, 可训练参数缩放 γ 和平移向量 β,索引 $i=\{i_N, i_C, i_H, i_W\}$, $k=\{k_N, k_C, k_H, k_W\}$, 像素集 S_i。

1) 将大小为 $H\times W\times C$ 的特征图 $\boldsymbol{Y}$ 划分为大小为 $H/T\times C/G\times W/T$ 的特征块 $\boldsymbol{S}$。

2) 通过 $\mu_i=\frac{1}{m}\sum_{k\in S_i}x_k, \sigma_i=\sqrt{\frac{1}{m}\sum_{k\in S_i}(x_k-\mu_i)^2+\varepsilon}$, $S_i=\left\{\left\lfloor\frac{k_H}{H/T}\right\rfloor=\left\lfloor\frac{i_H}{H/T}\right\rfloor, \left\lfloor\frac{k_W}{H/T}\right\rfloor=\left\lfloor\frac{i_W}{H/T}\right\rfloor, k_N=i_N, \left\lfloor\frac{k_C}{C/G}\right\rfloor=\left\lfloor\frac{i_C}{C/G}\right\rfloor\right\}$, 计算每一特征块 S_i 的标准值 μ_i 和均差 σ_i, ε为很小的数, 用于防止均差 σ_i 为 0。

3) 通过 $\hat{x}_i=\frac{1}{\sigma_i}(x_k-\mu_i)$对每一特征块进行分组归一化处理, 获得优化后的特征块 $\boldsymbol{S}^*$。

4) 将优化后的特征块根据空间维数进行聚合, 输出空间群归一化后特征图 $\boldsymbol{Y}^*$。

1.3　尺度引导解码器

在编码完成后, 将提取的特征图输入到尺度引导解码器中, 以聚合不同分辨率特征图中的局部和全局特征。首先, 通过链式残差模块 (chain residual module, CRM) 传播从编码器输出的特征图; 然后, 连同编码器输出的前一特征映射一起传输到多分辨率融合模块, 将不同分辨率特征进行逐层聚合, 以避免信息丢失; 最后, 将生成的特征图预测输出最终的密度图及计数结果。

1.3.1　链式残差模块

解码器中的链式残差模块主要作用是提取背景区域的上下文信息, 其多个池化操作可以获得人群的有效特征, 并可以将学习到的权重信息进行融合, 图 8 为链式残差模块结构。图中, 链式残差模块通过残差校正的方式来优化输入特征图的特征信息。该模块主要由残差结构、5×5 最大池化层和 3×3 卷积层组成。其中, 池化层与卷积层用于学习校正的残差, 将前一级的残差结果作为下一级的残差学习输入, 采用该链式结构可以使后面的模块在前面残差的基础上获得更好的残差校正结果。

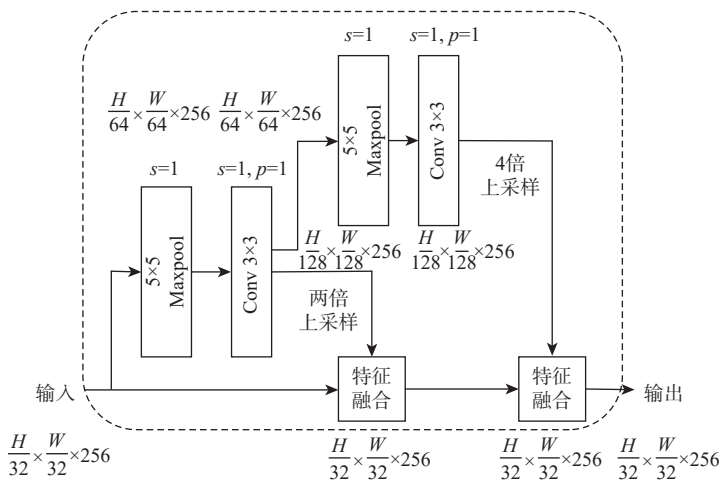


图 8　链式残差模块结构

Fig. 8　Structural of chain residual module

1.3.2　多分辨率融合模块

在解码器中, 为减少上采样过程中的棋盘效应和线性插值造成的错误细节, 设计了多分辨率融合模块引导特征逐层融合的结构。多分辨率融合模块结构如图 9 所示。

在多分辨率融合模块中, 为实现不同分辨率的特征融合, 在每条路径进行 1×1 卷积, 减少参数数量。低分辨率路径利用反卷积层 (DeConv) 和线性插值层进行上采样, 与只使用反卷积相比, 可以有效中和反卷积中插入的零值, 避免棋盘格效应, 提高生成人群计数密度图质量。将上采样后的特征图与高分辨率路径特征进行相加操作后输出融合特征图, 其计算公式如下:

$$\boldsymbol{F}'=\mathrm{Int}(\mathrm{Conv}(\boldsymbol{F}_{\mathrm{low}}))+\mathrm{DeC}(\mathrm{Conv}(\boldsymbol{F}_{\mathrm{low}}))+\mathrm{Conv}(\boldsymbol{F}_{\mathrm{high}}) \tag{5}$$

式中: Int 表示插值操作; DeC 表示反卷积操作; $\boldsymbol{F}_{\mathrm{low}}$ 和 $\boldsymbol{F}_{\mathrm{high}}$ 分别为低分辨率和高分辨率特征图, 为融合后输出特征图。

1.3.3　预测输出模块

基于回归的预测层采用 1×1 卷积, 对输入特征图的每个像素的 d 维特征向量得到相应密度值, 通

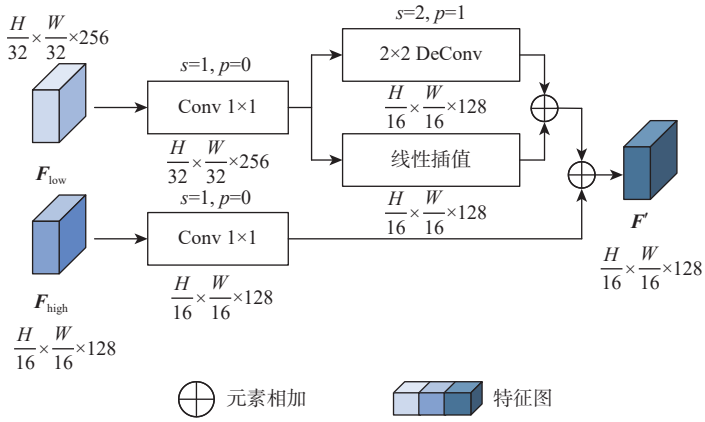


图9 多分辨率融合模块结构

Fig. 9 Structure of multi-resolution fusion module

过双线性插值将得到的密度图恢复到原始图像的大小，得到人群密度图，对输出的密度图进行积分计算，即对密度图中的所有人头标记位置逐像素求和，从而得到人群总数。

1.4 损失函数

在人群计数模型训练时，一般通过设计损失函数来训练输出高质量的预测人群密度图，再对密度图中的所有人头标记位置逐像素求和，得到人群计数结果。因此，损失函数的设计对于人群计数的准确性有较大影响。在人群计算方法中，为减少人群计数真值点与生成估计密度图之间的差异，通常采用欧几里得损失函数，该函数训练简单，但未考虑密度图的局部相关性，易出现密度模糊问题[9]。为克服上述欧几里得损失的不足，本文的损失函数由欧几里得损失与区域归一化互相关损失2部分组成。其中，欧几里得损失 L_2 用于测量像素级密度图与人群计数真值之间的差值，定义如下：

$$L_2=\frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}\|\boldsymbol{J}(\boldsymbol{X}_k,\theta)-\boldsymbol{B}(\boldsymbol{X}_k)\|_2^2 \tag{6}$$

式中：$\boldsymbol{X}_k$ 为第 k 个输入图像；N 为预测人群密度图中的像素个数；$\boldsymbol{J}(\boldsymbol{X}_k,\theta)$ 表示非线性参数为 θ 的预测人群密度图；$\boldsymbol{B}(\boldsymbol{X}_k)$ 为真值点。

在欧几里得损失的基础上，为进一步增强估计的密度图与人群计数真值点之间的局部和全局相似性，进一步采用区域归一化互相关损失 L_{RNCC}，通过不同区域的归一化互相关来判断密度图的相似度，从而达到联系局部的目的，并对密度图进行相关性分析，提高密度图质量。L_{RNCC} 计算方法如下：

$$L_{\mathrm{RNCC}}=\sum_{l=1}^{4^l}\left(1-\sum_{i=1}^{H}\sum_{j=1}^{W}\frac{E_{ij}^{l}B_{ij}^{l}}{\sqrt{F_{ij}^{l\,2}(G_{ij}^{l})^2}}\right) \tag{7}$$

式中：E_{ij}^{l} 为估计密度图的第 l 个区域的像素；B_{ij}^{l} 为真值点的第 l 个区域的像素；H 和 W 分别为第 l 个区域的高度和宽度；i 和 j 分别为密度图的行和列。

损失 L 由 L_2、L_{RNCC} 组成，具体计算公式如下：

$$L=L_2+L_{\mathrm{RNCC}} \tag{8}$$

式(8)通过结合 L_2、L_{RNCC} 损失函数，可以增强密度图与人群计算真值之间的局域和全局相关性，提高计数性能。

2 实 验

2.1 实验数据与实验环境

为验证本文方法的人群计数效果，采用UCSD[10]、Mall[11]和FDST[12]3个公开的人群视频数据集进行实验，该数据集由不同场景中捕获的视频帧图像组成。为进一步评估本文模型的计数效率，采用ShanghaiTech数据集[13]进行图像级人群计数效果分析。模型初始学习率为 1×10^{-4}，BATCHSIZE设置为6，使用Adam优化器。实验采用Pytorch深度学习框架进行环境配置，在NVIDIA GeForce RTX 2080Ti GPU上进行模型的训练及测试，并在相同环境下进行对比方法实验。在模型测试时，由于本文模型采用不同的视频帧序列图像完成训练，测试时与具体的视频压缩编码格式无关，可广泛应用于MPEG-4、H.264、HEVC等主流的多种视频压缩制式。

2.2 评价指标

为便于进行人群计数性能评价，本文使用平均绝对误差(mean absolute error, MAE)和均方误差(mean square error , MSE)来定量评价人群计数性能。

$$A_{\mathrm{MAE}}=\frac{1}{P}\sum_{i=1}^{P}|\hat{z}_i-z_i| \tag{9}$$

$$S_{\mathrm{MSE}}=\sqrt{\frac{1}{P}\sum_{i=1}^{P}(\hat{z}_i-z_i)^2} \tag{10}$$

式中：A_{MAE} 为平均绝对误差；S_{MSE} 为均方误差；P 为图像数量；$\hat{z}_i$ 和 z_i 分别为估计人群数量和真实人群数量。

平均绝对误差和均方误差越小, 说明网络模型计数的误差越小, 计数性能越好。此外, 还进行了检测帧率与模型参数量的定量实验对比。检测帧率越大, 模型计数实时性能越好, 模型参数量越小, 模型轻量程度越高。同时, 用浮点运算量(即模型的运算次数)来衡量模型计算复杂度, 该评价值越小, 模型计算复杂度越低。

2.3　Mall 数据集

在 Mall 数据集上进行对比实验。Mall 数据集为低像素与复杂背景人群计数数据集, 其在购物中心由公开监控摄像头拍摄形成, 包含 2 000 帧低分辨率视频帧序列。将本文方法与高斯回归[10]、岭回归[11]、累积回归[14]、卷积长短期记忆网络 (convolution long short-term memory, ConvLSTM)[15]、时空空洞卷积网络 (spatio temporal dilated network,STDNet)[16] 进行比较, 如表 1 所示。

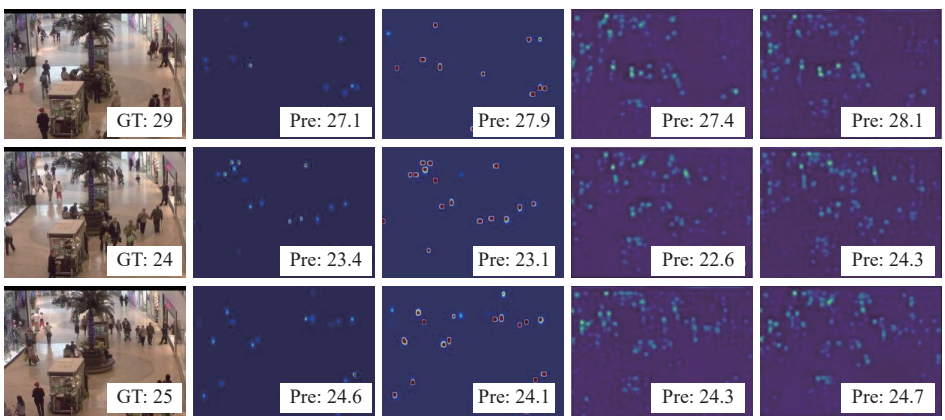
表 1 为 Mall 数据集的实验评价指标对比, 可以看出, 本文方法在平均绝对误差和均方误差 2 个指标上均优于其他对比方法, 相较于 ConvLSTM 人群计数方法, 本文方法的平均绝对误差和均方误差分别降低了 43.75% 和 72.71%, 说明本文方法在低分辨率和复杂背景场景下人群计数精度更高。

表 1　Mall 数据集评价指标对比

Table 1　Comparison of evaluation indicators of Mall dataset

方法	MAE	MSE
高斯回归[10]	3.72	20.1
岭回归[11]	3.59	19.0
累积回归[14]	3.43	17.7
ConvLSTM[15]	2.24	8.5
STDNet[16]	1.47	2.88
本文方法	1.26	2.32

将本文方法与人群流计数网络 (estimating people flows to count, EPF-C)[17]、时空图网络 (spatial-temporal graph network, STGN)[18]、移动计数 MobileCount[9] 预测的密度图及计数结果进行可视化对比, 如图 10 所示。可以看出, STGN 出现的漏检问题较为突出, 这是因为该方法设计的人群计数网络仅捕捉局部时空域中的逐像素关系, 难以对视频帧中的全局信息进行提取, 导致出现了漏检的问题。本文方法相较对比方法能够有效提取人群特征信息, 整体计数误差更小。



(a) 视频帧　(b) STGN[18]　(c) EPF-C[17]　(d) MobileCount[9]　(e) 本文方法

图 10　Mall 数据集实验结果

Fig. 10　Experiment results of Mall dataset

2.4　UCSD 数据集

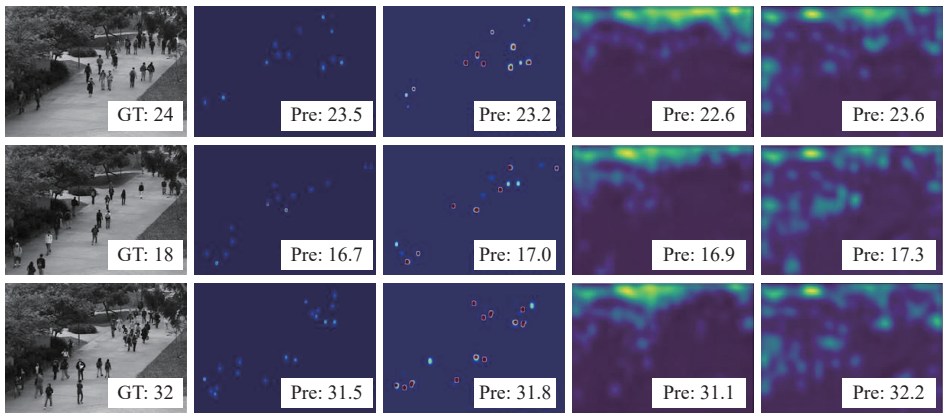
在 UCSD 数据集上进一步进行灰度像素场景下视频人群计数实验。该数据集包含校园监控摄像头捕捉到的 2 000 帧灰度视频序列, 分辨率为 238×158, 速率为 10 帧/s。将本文方法与对比方法在 UCSD 数据集上进行比较, 结果如表 2 所示。

从客观评价指标可以看出, 本文方法对灰度像素的视频帧具有较好的计数性能, 其平均绝对误差和均方误差都较低, 说明所提模型的计数误差更小。本文方法与其他对比实验的可视化及计数结果如图 11 所示。可以发现, 本文方法相较于 MobileCount 等其他方法可以更好地提取人群特征信息, 计数精度也更高, 说明对于灰度视频人群计数具有更高的精度。

表 2　UCSD 数据集评价指标对比

Table 2　Comparison of evaluation indicators of UCSD dataset

方法	MAE	MSE
高斯回归[10]	2.24	7.97
岭回归[11]	2.25	7.82
累积回归[14]	2.07	6.90
ConvLSTM[15]	1.30	1.79
STDNet[16]	1.13	1.43
本文方法	1.05	1.38



(a) 视频帧 (b) STGN[18] (c) EPF-C[17] (d) MobileCount[9] (e) 本文方法

图 11 UCSD 数据集实验结果

Fig. 11 Experimental results of UCSD dataset

2.5 FDST 数据集

进一步在 FDST 数据集上进行验证实验。FDST 数据集在较高位置摄像机获取了尺度变化较大的视频人群计数场景，该数据集包含了从 13 个不同场景中捕获的 100 个视频，共计 15 万帧和 394 081 个注释头。将本文方法与 ConvLSTM[15]、局部约束空间变换网络 (Locality-constrained spatial Transformer network, LST)[12]、时空注意力网络 (space-time attention network, STANet)[19]、EPF-C[17]、高斯近邻注意力网络 (Gaussian neighborhood attention network, GNANet)[20] 进行比较，如表 3 所示。通过客观指标对比可以发现，本文方法与其他对比方法的平均绝对误差和均方误差都较小，说明本文提出的空间混洗模块能够有效增强不同尺度人群特征提取能力，克服人群尺度分布不均造成的计数准确率低的问题。将本文方法与 EPF-C、STGN、MobileCount 预测的密度图及计数结果进行可视化对比，结果如图 12 所示。可以看出，本文方法人群预测输出值较其他方法更接近于真值，说明人群计数准确性更高。

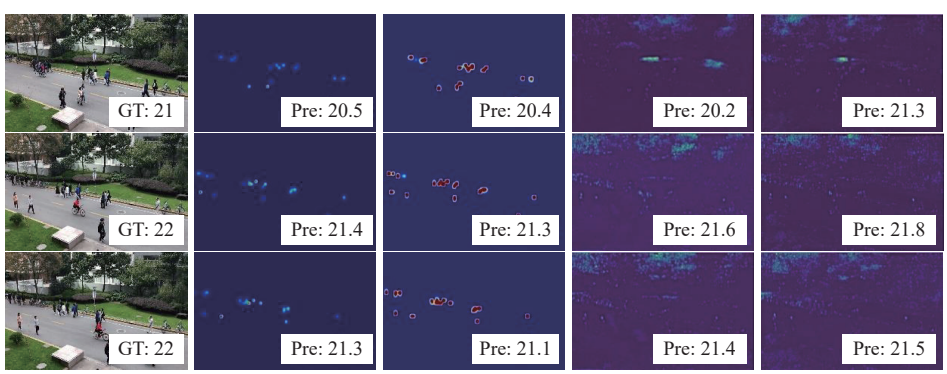
表 3 FDST 数据集评价指标对比

Table 3 Comparison of evaluation indicators of FDST dataset

方法	MAE	MSE
ConvLSTM[15]	4.5	5.8
LST[12]	3.4	4.5
STANet[19]	3.6	5.1
EPF-C[17]	2.2	2.6
GNANet[20]	2.1	2.9
本文方法	2.06	2.53

2.6 ShanghaiTech 数据集

在 ShanghaiTech 数据集上进行高度拥挤场景下人群计数实验。ShanghaiTech 数据集包含 1 198 张图像，共计 330 165 个注释头像，该数据集具有人群密度高且区域尺度差异大的特点，分为 PartA 和 PartB 这 2 个部分，其中，PartA 包括不同摄像机角度下不同密度人群场景，PartB 数据集中人群的分布密度不均匀且有遮挡。为验证本文方法的有效性，在已经完成 3 个人群视频数据集比较方法的基础上，进一步与其他轻量级人群计数网络模型多列卷积网络 (multi-column convolutional network MCNN)[13]、级联多任务学习 (cascaded multi-task learning, CMTL)[21]、拥塞场景识别网络 (congested scenes recognition network, CSRNet)[22]、尺度聚合网络 (scale aggregation network, SANet)[23]、轻量化多尺度



(a) 视频帧 (b) STGN[18] (c) EPF-C[17] (d) MobileCount[9] (e) 本文方法

图 12 FDST 数据集实验结果

Fig. 12 Experimental results of FDST dataset

自适应网络 (lightweight multi-scale adaptive network, LigMSANet)[24]、相似度感知特征增强计数 (similarity-aware feature enhancement count, SAFECount)[25] 等进行对比实验, 平均绝对误差和均方误差定量指标对比如表 4 所示。

从表 4 可以发现, MCNN 的平均绝对误差和均方误差在 5 种方法中最大, 这是因为该方法仅使用简单的多列卷积结构对人群进行计数, 所提取到的人群特征信息比较有限。本文方法相较其他轻量级方法的误差最低, 进一步验证了其对高度拥挤场景及人群分布不均场景下人群计数的有效性。在该数据集上使用本文方法与 EPF-C、STGN 进行可视化比较, 结果如图 13 和图 14 所示。

图 13 和图 14 展示了本文方法在 ShanghaiTech 2 个部分数据集上不同人群密度等级下可视化的结果, 显然, 本文方法相较于对比方法人群计数结构精度更高, 更接近于真实值。实验结果表明, 本文网络对于拥挤及尺度变化较大的人群场景计数性能更优。

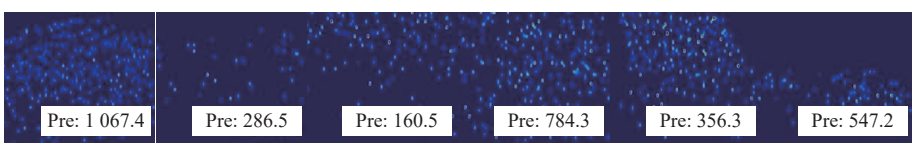
表 4　hanghaiTech 数据集评价指标对比

Table 4　Comparison of evaluation indicators of ShanghaiTech dataset

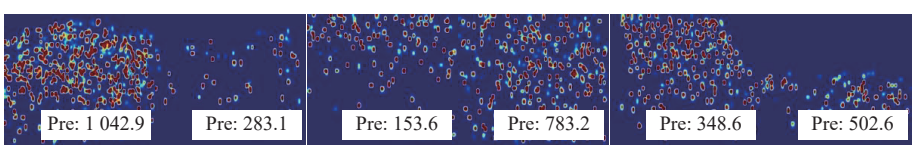
方法	MAE		MSE	
	PartA	PartB	PartA	PartB
MCNN[13]	110.2	26.4	173.2	41.4
CMTL[21]	101.3	20.0	152.4	31.1
CSRNet[22]	68.2	10.6	115.0	16.0
SANet[23]	67.0	8.4	104.5	13.6
LigMSANet[24]	76.6	11.0	121.4	19.0
SAFECount[25]	73.70	9.98	119.4	18.3
本文方法	65.4	8.2	102.0	12.4



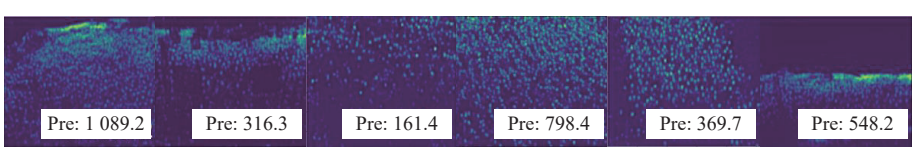
(a) 视频帧



(b) STGN[18]



(c) EPF-C[17]



(d) 本文方法

图 13　ShanghaiTech Part A 数据集实验结果

Fig. 13　Experimental results of ShanghaiTech Part A dataset

2.7　模型轻量化指标分析

为客观衡量各种轻量化方法的综合计数性能, 在 ShanghaiTech 数据集上进行帧率、模型参数量与浮点型运算的定量对比。其中, 帧率越大, 代表模型检测实时性能越好, 参数量与浮类型运算越小, 代表越有利于轻量检测。实验数据如表 5 所示。

对表 5 中数据进行分析发现, MCNN 方法较其他对比方法帧率较高, 约为 27.5 帧/s, 但其采用简单普通卷积操作存在特征提取不充分的问题, 导致计数精度较低。CSRNet 模型在后端通过空洞卷积层来提取显著性信息, 导致浮点运算量值最高, 且参数量过大, 不利于实时检测。本文方法结合轻量改进深度可分离残差网络及利用通道混洗和空间群归一化实现实时轻量计数, 每秒可以处理 32.5 帧, 实时性更好, 同时模型参数量也仅为 3.47×10^6, 轻量化程度最好。

2.8　消融实验

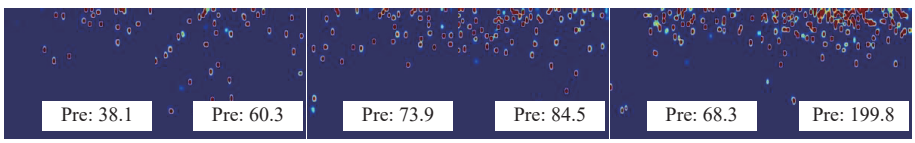
为进一步验证各网络结构的合理性和有效性, 在 ShanghaiTech PartA 数据集上进行消融实验, 将 MobileCount 作为基础网络, 分别逐步添加提出的核心模块, 本文模型的模块有多尺度深度可分离反向残差块 MS-DSR、空间混洗模块 SSM、改进后的



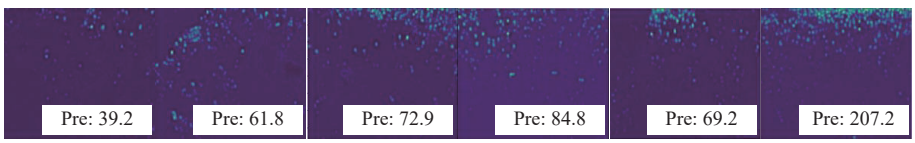
(a) 视频帧



(b) STGN[18]



(c) EPF-C[17]



(d) 本文方法

图 14 ShanghaiTech Part B 实验结果

Fig. 14 Experimental results of ShanghaiTech Part B

Ghost 卷积空间混洗模块 G-SSM、空间群归一化 SGN、改进的链式残差模块 CRP。实验结果如表 6 所示。

从表 6 中可以看出，采用多尺度深度可分离反向残差块可以在一定程度上对计数性能有所提升，说明该结构提取的多尺度信息更丰富。在该结构的基础上，嵌入空间混洗模块，增强各网络层的通道信息传递，提高模型的计数能力，通过混洗模块的平均绝对误差和均方误差都取得较好的结果。此外，加入改进后的 Ghost 卷积空间混洗模块，平均绝对误差和均方误差分别降为 75.9 和 119.9，表明改进的 Ghost 卷积结构对特征聚合具有良好的增强作用。在加入空间群归一化模块和改进的链式残差模块后，均有效降低了人群计数的误差，其平均绝对误差和均方误差均有一定程度的减少，充分证明了本文对网络的改进作用。

表 5 模型轻量化指标对比

Table 5 Comparison of model lightweight indicators

方法	帧率/(帧·s^{-1})	参数量	浮点型运算/GFLOPs
MCNN[13]	27.5	0.13×10^6	56.21
CMTL[21]	8.0	2.46×10^6	243.80
CSRNet[22]	5.2	16.26×10^6	857.84
SANet[23]	7.3	1.39×10^6	182.26
本文方法	32.5	3.47×10^6	19.42

表 6 消融实验指标对比

Table 6 Comparison of ablation experimental indicators

MS-DSR	SSM	G-SSM	SGN	CRP	MAE	MSE
					89.4	146.0
√					87.1	133.8
√	√				82.0	128.2
√	√	√			75.9	119.9
√	√	√	√		71.5	113.7
√	√	√	√	√	65.4	102.0

3 结 论

1）提出了一种空间混洗与链式残差增强的轻量级视频人群计数模型。通过多尺度深度可分离反向残差块，提取不同分辨率的人群特征及相邻帧之间的时域特征信息，降低了计数模型的信息冗余参数量；并通过提出的空间混洗模块解决人群分布不均造成的计数准确率低的问题，有效改善了视频人群计数模型参数量大、实时性差的问题。

2）经过对多个不同场景下人群公开数据集的计数效果评价表明，本文模型在计数精度、实时性及轻量化程度上较其他对比方法均有所提高，能够在保证高人群计数精度的前提下，提高人群计数的实时性。

虽然本文方法在多种人群计数数据集上取得了较好的结果，但在现实生活中，存在天气变化多样的问题，在特殊天气条件下，本文方法在上述场景下人群计数辨识度有待进一步提高，后期将进一步研究在特殊天气条件下人群计数问题，以提高人群计数方法的普适性。

参考文献（References）

[1] GAO H, ZHAO W J, ZHANG D X, et al. Application of improved

Transformer based on weakly supervised in crowd localization and crowd counting[J]. Scientific Reports, 2023, 13(1): 1144.

[2] 余鹰, 朱慧琳, 钱进, 等. 基于深度学习的人群计数研究综述[J]. 计算机研究与发展, 2021, 58(12): 2724-2747.
YU Y, ZHU H L, QIAN J, et al. Survey on deep learning based crowd counting[J]. Journal of Computer Research and Development, 2021, 58(12): 2724-2747(in Chinese).

[3] CHAN A B, VASCONCELOS N. Bayesian Poisson regression for crowd counting[C]//Proceedings of the IEEE 12th International Conference on Computer Vision. Piscataway: IEEE Press, 2009: 545-551.

[4] MIAO Y Q, HAN J G, GAO Y S, et al. ST-CNN: Spatial-temporal convolutional neural network for crowd counting in videos[J]. Pattern Recognition Letters, 2019, 125: 113-118.

[5] WU X J, XU B H, ZHENG Y B, et al. Fast video crowd counting with a temporal aware network[J]. Neurocomputing, 2020, 403: 13-20.

[6] BAI H Y, CHAN S H G. Motion-guided non-local spatial-temporal network for video crowd counting[EB/OL]. (2021-04-28)[2023-02-01]. https://arxiv.org/abs/2104.13946v1.

[7] CAI Y Q, MA Z W, LU C H, et al. Global representation guided adaptive fusion network for stable video crowd counting[J]. IEEE Transactions on Multimedia, 2022, 25: 5222-5233.

[8] TAN M X, LE Q V. MixConv: Mixed depthwise convolutional kernels[EB/OL]. (2019-12-01)[2023-02-01]. https://arxiv.org/abs/1907.09595v3.

[9] WANG P, GAO C Y, WANG Y, et al. MobileCount: An efficient encoder-decoder framework for real-time crowd counting[J]. Neurocomputing, 2020, 407: 292-299.

[10] CHAN A B, LIANG Z S J, VASCONCELOS N. Privacy preserving crowd monitoring: Counting people without people models or tracking[C]//Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2008: 1-7.

[11] CHEN K, LOY C C, GONG S G, et al. Feature mining for localised crowd counting[C]//Proceedings of the British Machine Vision Conference. Guildford: British Machine Vision Association, 2012.

[12] FANG Y Y, ZHAN B Y, CAI W D, et al. Locality-constrained spatial Transformer network for video crowd counting[C]//Proceedings of the IEEE International Conference on Multimedia and Expo. Piscataway: IEEE Press, 2019: 814-819.

[13] ZHANG Y Y, ZHOU D S, CHEN S Q, et al. Single-image crowd counting via multi-column convolutional neural network[C]//Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2016: 589-597.

[14] CHEN K, GONG S G, XIANG T, et al. Cumulative attribute space for age and crowd density estimation[C]//Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2013: 2467-2474.

[15] XIONG F, SHI X J, YEUNG D Y. Spatio temporal modeling for crowd counting in videos[C]//Proceedings of the IEEE International Conference on Computer Vision. Piscataway: IEEE Press, 2017: 5161-5169.

[16] MA Y J, SHUAI H H, CHENG W H. Spatio temporal dilated-convolution with uncertain matching for video-based crowd estimation[J]. IEEE Transactions on Multimedia, 2021, 24: 261-273.

[17] LIU WZ, SALZMANN M, FUA P. Estimating people flows to better count them in crowded scenes[C]//Proceedings of the European Conference on Computer Vision. Berlin: Springer, 2020: 723-740.

[18] WU Z, ZHANG X F, TIAN G, et al. Spatial-temporal graph network for video crowd counting[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, 2023, 33(1): 228-241.

[19] WEN L Y, DU D W, ZHU P F, et al. Drone-based joint density map estimation, localization and tracking with space-time multi-scale attention network[EB/OL]. (2019-12-04)[2023-02-01]. https://arxiv.org/abs/1912.01811.

[20] LI H P, LIU L B, YANG K L, et al. Video crowd localization with multifocus Gaussian neighborhood attention and a large-scale benchmark[J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2022, 31: 6032-6047.

[21] SINDAGI V A, PATEL V M. CNN-based cascaded multi-task learning of high-level prior and density estimation for crowd counting[C]//Proceedings of the 14th IEEE International Conference on Advanced Video and Signal Based Surveillance. Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-6.

[22] LI Y H, ZHANG X F, CHEN D M. CSRNet: Dilated convolutional neural networks for understanding the highly congested scenes [C]//Proceedings of the IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2018: 1091-1100.

[23] CAO X K, WANG Z, P ZHAOY Y, et al. Scale aggregation network for accurate and efficient crowd counting[C]//Proceedings of the European Conference on Computer Vision. Berlin: Springer, 2018: 757-773.

[24] JIANG G Q, WU R, HUO Z Q, et al. LigMSANet: Lightweight multi-scale adaptive convolutional neural network for dense crowd counting[J]. Expert Systems with Applications, 2022, 197: 116662.

[25] YOU Z Y, YANG K, LUO W H, et al. Few-shot object counting with similarity-aware feature enhancement[C]//Proceedings of the IEEE/CVF Winter Conference on Applications of Computer Vision. Piscataway: IEEE Press, 2023: 6304-6313.

Lightweight video crowd counting with spatial shuffling and chain residual enhancement

CHEN Yong[1, 2, *], ZHANG Jiaojiao[1], ZHOU Fangchun[1]

(1. School of Electronic and Information Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China;
2. Gansu Provincial Engineering Research Center for Artificial Intelligence and Graphics & Image Processing, Lanzhou 730070, China)

Abstract: The problems with the large complexity, low accuracy, and slow real-time performance of the current video crowd counting techniques in network models are addressed by a lightweight solution based on spatial shuffling and chain residual augmentation. The proposed model consists of an encoder, decoder, and prediction network. In the encoder section, firstly, a multi-scale deep separable reverse residual block is designed to extract crowd features of different resolutions and temporal feature information between adjacent frames, thereby improving the lightweight of the model. Then, a spatial shuffling module is proposed to be embedded in the coding backbone network to enhance the ability to extract features of people at different scales. Next, to reduce the loss of detail features in the decoder section, enhance the fusion module and chain residual module to combine the various resolution characteristics that the encoder produces layer by layer. Finally, by predicting the output through the decoder, a regression population density map is obtained, and the counting result is output by summing the density map pixel by pixel. The method proposed in this paper was compared on population datasets such as Mall, UCSD, FDST, and ShanghaiTech. The results showed that the model outperformed the comparison algorithm in terms of detection frame rate and parameter quantity. For example, on the Mall dataset, compared to the ConvLSTM population counting algorithm, the error values of mean absolute error (MAE) and mean square error (MSE) in this method were reduced by 43.75% and 72.71%, respectively, showing higher accuracy and real-time performance for crowd counting in different scene videos.

Keywords: crowd counting; spatial shuffling; deep separable reverse residual; multi-resolution fusion; lightweight network

Received: 2023-02-20; **Accepted**: 2023-04-27; **Published Online**: 2023-07-03 10:26

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230630.1934.013

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (62462043,61963023); Key Research and Development Project of Lanzhou Jiaotong University (ZDYF2304)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0039

Swarm 异构轨道卫星运动学绝对和相对定轨

金彪，李申阳*，刘宁宁，赵立谦
(航天恒星科技有限公司，北京 100095)

摘 要：精密位置信息是低轨卫星在轨任务成功实施的关键。载波相位模糊度的固定对GPS精密定位、定轨至关重要。利用观测值偏差产品对卫星端硬件偏差进行改正，采用星间单差消除接收机端偏差，实现单接收机模糊度固定。利用Swarm星载实测数据开展运动学绝对和相对精密定轨，分别固定单星模糊度和双差模糊度，研究模糊度固定对运动学定轨精度的影响。结果表明：固定模糊度可明显提升定轨精度。作为参考的简化动力学单星模糊度固定(SD-AR)解轨道卫星激光测距(SLR)残差标准差优于10 mm，相对于浮点解提升了20%。对于运动学绝对定轨，双差模糊度固定(DD-AR)解定轨精度相对浮点解提升26%，SD-AR解定轨精度提升46%。运动学相对定轨中，Swarm-AC编队SD-AR和DD-AR解基线精度相对浮点解提升40%；对于Swarm-AB和Swarm-BC异构轨道编队卫星，选取特定时段观测数据开展相对定轨，相对于浮点解结果，SD-AR解基线精度提升48%，DD-AR解基线精度提升54%。低轨卫星运动学定轨中固定载波相位模糊度可显著提升绝对和相对定轨的精度。

关 键 词：Swarm星座；模糊度固定；运动学方法；绝对定轨；相对定轨
中图分类号：P228
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2025)02-0409-10

编队卫星被广泛应用于分布式测量任务，如合成孔径雷达(synthetic aperture radar, SAR)探测和重力场测量等领域。精密的绝对和相对位置信息是编队卫星在轨任务成功实施的关键。例如，在TerraSAR-X和TanDEM-X双星编队SAR干涉成像任务中，两星间距为30～50 km，要达到2 m的成像精度，要求相对位置精度优于2 mm[1]。基于星载GPS数据的编队卫星相对定轨已成为获取高精度星间基线信息的主要手段。

固定载波相位模糊度可显著提升编队卫星的绝对和相对定轨精度[2-5]。Kroes等通过构建相对动力学模型并固定双差模糊度进行GRACE(gravity recovery and climate experiment)双星相对定轨，星间K波段测距(K-band ranging, KBR)检核精度优于1 mm[6]。Jäggi等研究了固定星间、星地双差模糊度对GRACE卫星定轨精度的影响，固定模糊度后双星相对定轨精度可到达1 mm[7]。Zhao等通过固定GRACE卫星双差模糊度实现了2 mm的相对定轨精度[8]。当编队卫星相距较远时，无法构建足够的双差观测值，此时，基于双差模糊度固定(double difference ambiguity resolution, DD-AR)解的编队卫星相对定轨成为挑战。为实现单星或单接收机模糊度固定，国内外学者先后提出了小数周偏差法[9]、整数相位钟法[10]和解耦钟差法[11]。Bertiger等利用美国喷气推进实验室(Jet Propulsion Laboratory, JPL)提供的载波相位偏差产品实现了GRACE单差(或单星)模糊度固定(single difference ambiguity resolution, SD-AR)，相对定轨精度由浮点解的6 mm提升至2 mm[12]。Montenbruck等[2]利用法国国家空间研究中心(Centre National d'Études Spatiales, CNES)

收稿日期：2023-02-08；**录用日期**：2023-04-21；**网络出版时间**：2023-05-12 11:05
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230511.1604.003
基金项目：国家自然科学基金(42304045)
*通信作者. E-mail：lishy@spacestar.com.cn

引用格式：金彪，李申阳，刘宁宁，等. Swarm异构轨道卫星运动学绝对和相对定轨[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：409-418.
JIN B，LI S Y，LIU N N，et al. Kinematic absolute and relative orbit determination of Swarm satellites with heterogeneous orbits[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：409-418 (in Chinese).

发布的宽巷改正数和钟差产品[13]对Sentinel-3A卫星的模糊度进行固定，固定解轨道卫星激光测距(satellite laser ranging, SLR)残差明显减小[2]。张小红等基于运动学方法实现了GRACE卫星精密单点定位(precise point positioning, PPP)模糊度固定[14]。Jin等对比了DD-AR和SD-AR对GRACE-FO卫星绝对和相对定轨精度的影响[5]。

Swarm星座计划由欧洲航天局(European Space Agency, ESA)于2004年提出，用于地磁变化特性研究[15]。Swarm星座由3颗卫星组成，称为Swarm-A、Swarm-B和Swarm-C卫星。3颗卫星结构相同，轨道倾角为87.4°，其中Swarm-A和Swarm-C卫星初始轨道高度为470 km，Swarm-B卫星初始轨道高度为520 km。Swarm-A和Swarm-C卫星虽然处于2个轨道面，但是差异很小，星间距离始终保持在50～200 km[16]。Swarm-B卫星轨道与其他2颗卫星差异较大，星间距离较远。Swarm卫星搭载了大量的科学仪器，包括磁强计、电子场探测仪、加速度计和星敏相机等[3]，同时搭载了瑞士RUAG公司开发的星载双频、高精度GPS接收机，用于精密绝对和相对定轨[17]。

荷兰代尔夫特理工大学定期向ESA提供Swarm卫星运动学和简化动力学精密轨道，SLR检核结果表明，简化动力学轨道精度优于2 cm[18]。Montenbruck等利用Swarm卫星宏模型进行更精细化的非保守力建模，基于SD-AR的轨道精度提升了30%，SLR残差优于10 mm[3]。Jäggi等对Swarm-AC双差模糊度进行固定，固定率优于97%[19]。Allende-Alba等对Swarm-AC星间基线进行解算，通过与其他机构的基线结果进行比较，基线一致性在1～2 mm[20]。Mao等选取了Swarm-B卫星与其他2颗卫星距离较近的时段进行星间基线确定，并与外部轨道进行对比，结果表明Swarm-AC基线精度达到1～3 mm、Swarm-AB和Swarm-BC基线精度达到3～5 mm[21]。张兵兵等分别研究了Swarm卫星运动学和简化动力学精密定轨，其中运动学模糊度浮点解轨道SLR检核精度为3～4 cm，简化动力学精度为2～3 cm[22-23]。

由于不依赖力学模型，运动学精密定轨信息可直接用于恢复地球重力场，具有重要的科学意义和研究价值。利用该方法反演的地球重力场质量很大程度上依赖于运动学轨道的精度[14]。结合上述分析，本文将重点研究模糊度固定对Swarm星座运动学绝对和相对定轨的影响。对于Swarm星座3颗卫星分别处于不同轨道面的特点，通过挑选特定时段的观测数据，构建Swarm-AB和Swarm-BC编队卫星双差观测值，研究不同基线长度下编队卫星的相对定轨精度。本文选取Swarm星座2016年第185～第365天的实测数据，分别开展基于SD-AR和DD-AR的运动学绝对和相对定轨，通过与简化动力学精密轨道对比、SLR检核、星间基线一致性分析等方法对不同策略定轨精度进行评估。

1 数学模型

1.1 模糊度固定

GPS伪距和载波相位观测值可表示为[24]

$$\begin{cases} P^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r},j}=\rho^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r}}+c(t_{\mathrm{r}}-t^{\mathrm{s}})+I^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r},j}+T^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r}}+b_{\mathrm{r},j}-b^{\mathrm{s}}_{j} \\ L^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r},j}=\rho^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r}}+c(t_{\mathrm{r}}-t^{\mathrm{s}})-I^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r},j}+T^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r}}+ \\ \qquad \lambda_j(N^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r},j}+B_{\mathrm{r},j}-B^{\mathrm{s}}_{j})+\lambda_j\omega^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r}} \end{cases} \tag{1}$$

式中：$P^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r},j}$和$L^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r},j}$分别为伪距和载波相位观测值，r和s分别表示星载接收机和卫星，j为信号频率；$\rho^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r}}$为接收机和卫星间的几何距离；$c$为光速；$t_{\mathrm{r}}$和$t^{\mathrm{s}}$为接收机和卫星钟误差；$I^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r},j}$为电离层延迟；$T^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r}}$为对流层延迟，对于低轨卫星星载GPS观测值，该项为0；$b_{\mathrm{r},j}$和b^{s}_{j}分别为接收机和卫星端伪距硬件偏差；$B_{\mathrm{r},j}$和B^{s}_{j}分别为接收机和卫星端载波相位硬件偏差，以周表示；λ_j为频率j对应的载波波长；$N^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r},j}$为载波相位模糊度；$\omega^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r}}$为载波相位缠绕误差，相位缠绕可利用模型进行改正[25]，后续推导中将忽略该项。

为消除电离层延迟一阶项，构建无电离层组合观测值。在国际GNSS服务(international GNSS service, IGS)等数据处理中，通常以伪距观测值为基准解算接收机和卫星钟差，此时伪距硬件偏差会被钟差吸收，式(1)可写为

$$\begin{cases} P^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,IF}}=\rho^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r}}+c(\bar{t}_{\mathrm{r}}-\bar{t}^{\mathrm{s}}) \\ L^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,IF}}=\rho^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r}}+c(\bar{t}_{\mathrm{r}}-\bar{t}^{\mathrm{s}})+\lambda_1\bar{N}^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,IF}} \\ \bar{N}^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,IF}}=N^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,IF}}+(B_{\mathrm{r,IF}}-b_{\mathrm{r,IF}}/\lambda_1)-(B^{\mathrm{s}}_{\mathrm{IF}}-b^{\mathrm{s}}_{\mathrm{IF}}/\lambda_1) \end{cases} \tag{2}$$

式中：$P^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,IF}}$和$L^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,IF}}$分别为无电离层组合伪距和载波相位观测值；$\bar{t}_{\mathrm{r}}$和$\bar{t}^{\mathrm{s}}$分别为吸收了伪距硬件偏差的接收机和卫星钟差；$\bar{N}^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,IF}}$为利用伪距和载波相位观测值定位定轨时解算得到的浮点模糊度；$N^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,IF}}$为无电离层组合模糊度；$b_{\mathrm{r,IF}}$和$b^{\mathrm{s}}_{\mathrm{IF}}$分别为接收机和卫星端无电离层组合伪距硬件偏差；$B_{\mathrm{r,IF}}$和$B^{\mathrm{s}}_{\mathrm{IF}}$分别为无电离层组合载波相位硬件偏差；$\lambda_1$为$L_1$载波波长。

无电离层组合模糊度$\bar{N}^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,IF}}$可分解为宽巷和窄巷模糊度[24]：

$$\begin{cases} \bar{N}^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,IF}}=\dfrac{f_1f_2}{f_1^2-f_2^2}N^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,WL}}+\dfrac{f_1}{f_1+f_2}\bar{N}^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,NL}} \\ N^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,WL}}=N^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r},1}-N^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r},2} \\ \bar{N}^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,NL}}=N^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,NL}}+d_{\mathrm{r,NL}}-d^{\mathrm{s}}_{\mathrm{NL}} \end{cases} \tag{3}$$

式中：f_1和f_2分别为载波L_1和L_2的频率；$N^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,WL}}$和$N^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,NL}}$分别为整数宽巷和窄巷模糊度；$\bar{N}^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,NL}}$为浮点窄巷模糊度；$N^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r},1}$和$N^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r},2}$分别为载波$L_1$和$L_2$的整数模糊

度; $d_{\mathrm{r,NL}}$和$d^{\mathrm{s}}_{\mathrm{NL}}$分别为接收机和卫星端伪距和载波硬件偏差的窄巷组合。利用 Melbourne-Wübbena 组合方法[26-27] 解算宽巷模糊度:

$$\bar{N}^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,WL}}=\left(\frac{f_1L^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r},1}-f_2L^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r},2}}{f_1-f_2}-\frac{f_1P^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r},1}+f_2P^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r},2}}{f_1+f_2}\right)\Big/\lambda_{\mathrm{WL}}=N^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,WL}}+d_{\mathrm{r,WL}}-d^{\mathrm{s}}_{\mathrm{WL}} \tag{4}$$

式中: $d_{\mathrm{r,WL}}$和$d^{\mathrm{s}}_{\mathrm{WL}}$分别为接收机和卫星端宽巷硬件偏差; λ_{WL}为宽巷波长。分别对接收机和卫星端宽巷偏差进行改正, 可实现宽巷模糊度固定。宽巷模糊度固定后, 代入式 (3) 中计算浮点窄巷模糊度:

$$\bar{N}^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,NL}}=\frac{f_2}{f_1-f_2}N^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,WL}}-\frac{f_1+f_2}{f_1}\bar{N}^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,IF}}=N^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,NL}}+d_{\mathrm{r,NL}}-d^{\mathrm{s}}_{\mathrm{NL}} \tag{5}$$

同样, 对接收机和卫星端窄巷偏差进行改正可以实现窄巷模糊度的固定。实际处理时, 卫星端宽巷和窄巷相位偏差可利用地面站网数据进行解算并向用户提供, 用户端宽巷和窄巷偏差则无法直接获取。本文采用星间单差的方式消除接收机端偏差, 根据式 (4) 和式 (5) 可得

$$\begin{cases}\Delta\bar{N}^{\mathrm{s}_1,\mathrm{s}_2}_{\mathrm{r,WL}}=\Delta N^{\mathrm{s}_1,\mathrm{s}_2}_{\mathrm{r,WL}}-\Delta d^{\mathrm{s}_1,\mathrm{s}_2}_{\mathrm{WL}}\\ \Delta\bar{N}^{\mathrm{s}_1,\mathrm{s}_2}_{\mathrm{r,NL}}=\Delta N^{\mathrm{s}_1,\mathrm{s}_2}_{\mathrm{r,NL}}-\Delta d^{\mathrm{s}_1,\mathrm{s}_2}_{\mathrm{NL}}\end{cases} \tag{6}$$

式中: $\Delta\bar{N}^{\mathrm{s}_1,\mathrm{s}_2}_{\mathrm{r,WL}}$和$\Delta\bar{N}^{\mathrm{s}_1,\mathrm{s}_2}_{\mathrm{r,NL}}$分别为卫星 s_1和s_2宽、窄巷浮点解模糊度的星间单差值; $\Delta N^{\mathrm{s}_1,\mathrm{s}_2}_{\mathrm{r,WL}}$和$\Delta N^{\mathrm{s}_1,\mathrm{s}_2}_{\mathrm{r,NL}}$分别为整数宽、窄巷模糊度星间单差值; $\Delta d^{\mathrm{s}_1,\mathrm{s}_2}_{\mathrm{WL}}$和$\Delta d^{\mathrm{s}_1,\mathrm{s}_2}_{\mathrm{NL}}$分别为宽、窄巷硬件偏差的星间单差值, 可利用改正数进行改正。固定星间单差宽巷和窄巷模糊度后, 恢复无电离层组合模糊度为

$$\Delta\bar{N}^{\mathrm{s}_1,\mathrm{s}_2}_{\mathrm{r,IF}}=\frac{f_1f_2}{f_1^2-f_2^2}\Delta N^{\mathrm{s}_1,\mathrm{s}_2}_{\mathrm{r,WL}}+\frac{f_1}{f_1+f_2}(\Delta N^{\mathrm{s}_1,\mathrm{s}_2}_{\mathrm{r,NL}}-\Delta d^{\mathrm{s}_1,\mathrm{s}_2}_{\mathrm{NL}}) \tag{7}$$

式中: $\Delta\bar{N}^{\mathrm{s}_1,\mathrm{s}_2}_{\mathrm{r,IF}}$为星间无电离层组合模糊度的差值。利用式 (7) 作为虚拟观测值对非差无电离层组合模糊度进行约束, 得到 SD-AR 解轨道。对于编队卫星, 构建双差观测值, 根据式 (4) 和式 (5) 可直接恢复双差宽巷和窄巷模糊度的整数特性。

1.2　运动学定轨

低轨卫星运动学绝对定轨观测方程可用式 (2) 表示, 同时将式 (7) 恢复的 GPS 星间单差无电离层组合模糊度$\Delta\bar{N}^{\mathrm{s}_1,\mathrm{s}_2}_{\mathrm{r,IF}}$作为虚拟观测值对非差浮点模糊度$\bar{N}^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,IF}}$进行约束, 此时, SD-AR 约束下的绝对定轨观测方程可表示为

$$\begin{cases}P^{\mathrm{s}_1}_{\mathrm{r,IF}}=\rho^{\mathrm{s}_1}_{\mathrm{r}}+c(\bar{t}_{\mathrm{r}}-\bar{t}^{\mathrm{s}_1})\\ L^{\mathrm{s}_1}_{\mathrm{r,IF}}=\rho^{\mathrm{s}_1}_{\mathrm{r}}+c(\bar{t}_{\mathrm{r}}-\bar{t}^{\mathrm{s}_1})+\lambda_1\bar{N}^{\mathrm{s}_1}_{\mathrm{r,IF}}\\ \Delta\bar{N}^{\mathrm{s}_1,\mathrm{s}_2}_{\mathrm{r,IF}}=\bar{N}^{\mathrm{s}_1}_{\mathrm{r,IF}}-\bar{N}^{\mathrm{s}_2}_{\mathrm{r,IF}}\end{cases} \tag{8}$$

与此类似, 恢复的双差无电离层组合模糊度$\Delta\nabla\bar{N}^{\mathrm{s}_1,\mathrm{s}_2}_{\mathrm{r}_1,\mathrm{r}_2,\mathrm{IF}}$同样可作为虚拟观测值对非差浮点模糊度$\bar{N}^{\mathrm{s}}_{\mathrm{r,IF}}$进行约束, 则 DD-AR 约束下的绝对定轨观测方程可表示为

$$\begin{cases}P^{\mathrm{s}_1}_{\mathrm{r,IF}}=\rho^{\mathrm{s}_1}_{\mathrm{r}}+c(\bar{t}_{\mathrm{r}}-\bar{t}^{\mathrm{s}_1})\\ L^{\mathrm{s}_1}_{\mathrm{r,IF}}=\rho^{\mathrm{s}_1}_{\mathrm{r}}+c(\bar{t}_{\mathrm{r}}-\bar{t}^{\mathrm{s}_1})+\lambda_1\bar{N}^{\mathrm{s}_1}_{\mathrm{r,IF}}\\ \Delta\nabla\bar{N}^{\mathrm{s}_1,\mathrm{s}_2}_{r_1,r_2,\mathrm{IF}}=\bar{N}^{\mathrm{s}_1}_{r_1,\mathrm{IF}}-\bar{N}^{\mathrm{s}_2}_{r_1,\mathrm{IF}}-\bar{N}^{\mathrm{s}_1}_{r_2,\mathrm{IF}}+\bar{N}^{\mathrm{s}_2}_{r_2,\mathrm{IF}}\end{cases} \tag{9}$$

构建双差观测值需要 2 颗低轨卫星的观测数据, 而 SD-AR 则只需 1 颗卫星, 拓展了应用场景。对于低轨卫星编队, 可基于 SD-AR 或 DD-AR 方法得到固定解绝对轨道, 通过对 2 颗卫星绝对轨道作差即可获取星间相对位置。Swarm 卫星绝对和相对定轨流程如图 1 所示。

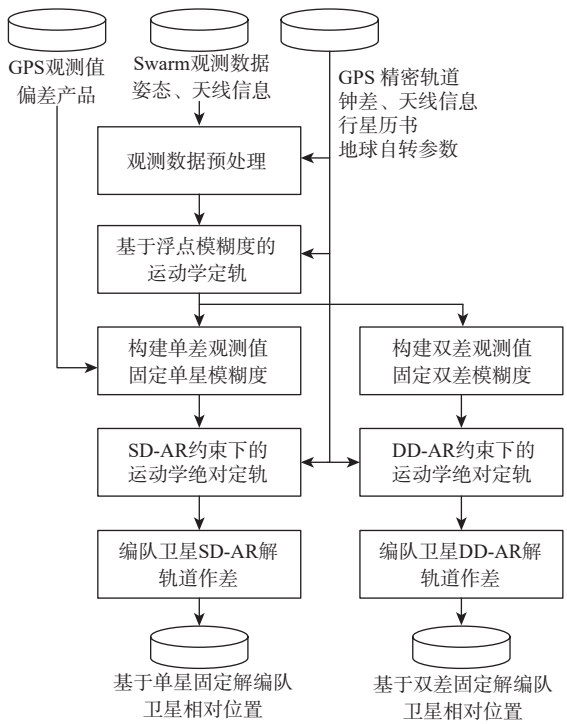


图 1　Swarm 卫星运动学绝对和相对定轨流程

Fig. 1　Kinematic absolute and relative orbit determination workflow of Swarm satellites

2　数据源和定轨策略

2.1　数据源

2016 年 4 月—2016 年 6 月, ESA 对 Swarm 星座 3 颗卫星的接收机配置进行了优化, 缩小伪距跟踪环路带宽, 扩大载波环路带宽, 降低了伪距观测噪声, 提升了电离层活跃状态下的信号跟踪性能[28]。同时, 2016 年之后, Swarm-B 卫星的轨道发生变化, 与其他 2 颗卫星轨道差异变大, 导致星间距离变长[16,21]。本文选择 2016 年第 185 天～第 365 天共半年的数据进行处理。Swarm 星载 GPS 数据从 ESA 提供的 Level 1b 产品得到, 其同时包含卫星姿态和卫星质心坐标[18]。表 1 列出了星载 GPS 天线、SLR 反射器及卫星质心在星体坐标系下的位置[29]。

表1 Swarm星载GPS天线、SLR反射器和质心坐标[29]

Table 1 Coordinate of Swarm satellite-borne GPS antennas, SLR retroreflectors, and center of mass[29]

卫星	设备	x/mm	y/mm	z/mm
Swarm-A	GPS天线	−1 650.26	0.96	−805.86
	SLR反射器	−2 419.56	520.75	−31.05
	卫星质心	−1 956.00	1.00	−334.00
Swarm-B	GPS天线	−1 651.00	1.76	−805.68
	SLR反射器	−2 419.56	521.73	−31.29
	卫星质心	−1 956.00	1.00	−334.00
Swarm-C	GPS天线	−1 650.18	1.03	−805.55
	SLR反射器	−2 420.10	521.12	−31.66
	卫星质心	−1 954.00	1.00	−334.00

2.2 定轨策略

利用武汉大学PANDA软件进行Swarm卫星精密定轨[30]。GPS精密轨道、钟差及卫星端相位偏差改正数采用欧洲定轨中心(Centre for Orbit Determination in Europe, CODE)发布的产品(详见ftp.aiub.unibe.ch/REPRO_2020/CODE)。为评估运动学定轨精度,本文先对Swarm卫星进行简化动力学定轨并固定单星模糊度,对于Swarm卫星编队,在简化动力学SD-AR解的基础上,再进行基于DD-AR的简化动力学相对定轨,为运动学绝对和相对轨道的评估提供精密基准。Swarm卫星简化动力学定轨策略如表2所示。利用卫星宏模型[3]进行非保守力建模,包括大气阻力、太阳辐射压。大气密度由DTM-2013模型[35]计算得到。为弥补大气阻力模型和宏模型误差,每个轨道周期估计一次大气阻力系数,每定轨弧段估计一个太阳光压系数。为吸收力模型误差,每个轨道周期同时估计一组切向和法向经验加速度。其他估计参数还包括接收机钟差、载波相位模糊度等。

表2 Swarm卫星简化动力学定轨策略

Table 2 Reduced dynamic orbit determination strategy for Swarm satellites

类型	参数	描述
力模型	地球重力场	EIGEN-6C(130×130)[31]
	地球固体潮和极潮	IERS 2010[32]
	海潮	FES2004(30×30)[33]
	海洋极潮	Desai(30×30)[34]
	N体摄动	JPL's DE405
	相对论效应	IERS 2010[32]
	太阳光压	宏模型[3]
	大气阻力	宏模型[3], DTM-2013[35]
数据和产品	定轨弧长/h	24
	GPS观测量	无电离层组合,采样间隔10 s
	截止高度角/(°)	0
	GPS轨道	CODE GPS最终轨道
	GPS钟差/相位偏差	CODE GPS钟差和OSB产品
	GPS天线改正	igs14.atx
	接收天线改正	PCO改正[29]
	相位缠绕	改正[25]
	引力弯曲和相对论改正	IERS 2010[32]
估计参数	初始状态量	卫星初始位置和速度
	大气阻力系数	每轨道周期估计一个
	太阳辐射压因子	每定轨弧段估计一个
	经验加速度	切向和法向加速度,每轨道周期估计一组
	接收机钟差	每历元估计
	载波模糊度	每跟踪弧段估计一个

3 结果分析

3.1 单星绝对定轨

简化动力学定轨方法由于综合使用了GPS观测数据和动力学信息,定轨精度较高。因此,本文以简化动力学轨道作为参考对运动学定轨结果进行评估。先对参考轨道的精度进行分析。Swarm卫星均搭载了SLR反射器[18],其SLR观测数据可从国际激光测距服务(International Laser Ranging Service, ILRS)[36]网站获取。使用9个SLR测站(Yarragadee, Greenbelt, Haleakala, Hartebeesthoek, Graz, Mount Stromlo, Zimmerwald, Herstmonceux和Potsdam)的数据进行轨道精度评估。图2为Swarm 3颗卫星简化动力学SD-AR解轨道的SLR残差,其标准差(standard deviation, STD)分别为8.8, 8.1, 9.4 mm。本文同时分析了简化动力学浮点解轨道的SLR残差,STD值分别为10.9, 9.9, 11.9 mm。相对于浮点解轨道,固定单星模糊度后,SLR残差STD值平均减小20%。同时从图2中可以看出Swarm-B卫星SLR观测值最多,主要是由于Swarm-A和Swarm-C卫星距离较近,SLR测站很难同时跟踪[18]。

为研究模糊度固定对运动学定轨结果的影响,开展3种模式的Swarm运动学定轨:①基于浮点模糊度的运动学定轨;②基于SD-AR的运动学定轨;③基于DD-AR的运动学定轨。以简化动力学SD-AR解轨道为参考,对运动学定轨结果进行评估。图3为Swarm-A卫星2016年185天不同模式运动学定轨结果与参考轨道的差异。图3(a)~图3(c)分别对应轨道切向、法向和径向差异,图中,圆形、正方形和菱形分别对应浮点解(Float)、DD-AR解和SD-AR解结果。可以看出,浮点解中轨道法向波动在固定模糊度后显著减小,定轨精度明显提升。SD-AR对定轨精度提升最为明显,其原因在于双差模糊度数为编队卫星共视GPS卫星数减1,而单星模糊度数即为可视卫星数,对定轨方程的约束更强。

图4为2016年第185天~第365天Swarm的3颗卫星运动学定轨SD-AR成功率,图中圆形和正方形分别表示宽巷和窄巷模糊度固定成功率。Swarm-A

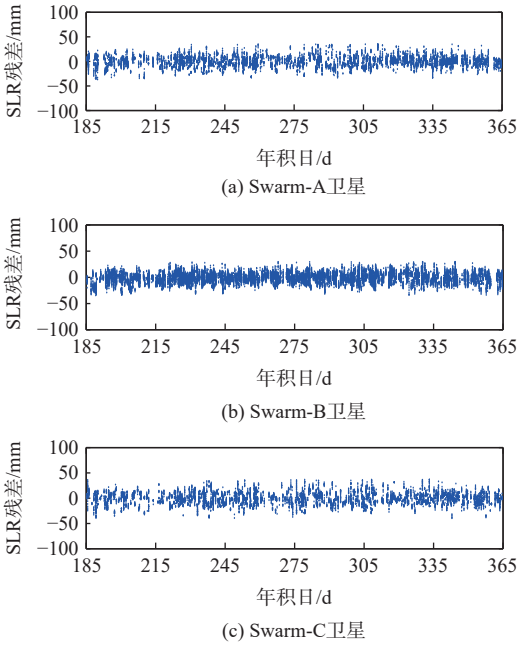


图 2　Swarm 星座简化动力学 SD-AR 解轨道 SLR 残差

Fig. 2　SLR residuals of reduced dynamic SD-AR orbit of Swarm constellation

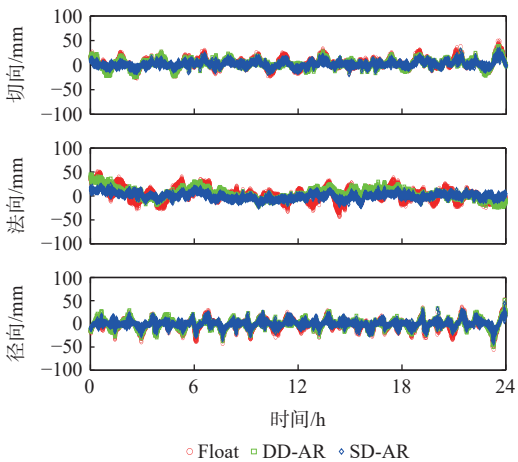


图 3　Swarm-A 卫星 2016 年第 185 天运动学轨道与参考轨道的差异

Fig. 3　Difference between kinematic orbit and reference orbit of Swarm-A satellite for day 185 in 2016

卫星宽巷模糊度固定成功率为 98.5%、窄巷固定成功率为 94.4%, Swarm-B 卫星宽巷和窄巷固定成功率分别为 99.0% 和 96.2%, Swarm-C 卫星的固定成功率为 98.5% 和 94.2%。Swarm-B 卫星固定成功率稍高, 可能原因是其轨道较高, 卫星运动速度相对较慢使得 GPS 卫星可视时间较长, 提升了模糊度固定成功率。

图 5 为 Swarm 的 3 颗卫星运动学 SD-AR 解轨道与参考轨道的差异, 图中圆形、正方形和菱形分别表示切向、法向和径向差异。固定单星模糊度后, 运动学轨道与参考轨道法向和切向一致性为 10 mm, 径向一致性为 13 mm。图 6 为不同模式运

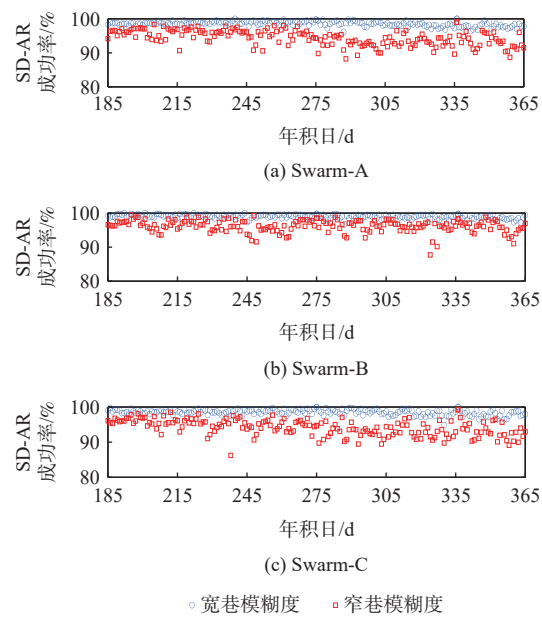


图 4　Swarm 单星模糊度固定成功率

Fig. 4　Swarm single-satellite ambiguity fixing success rate

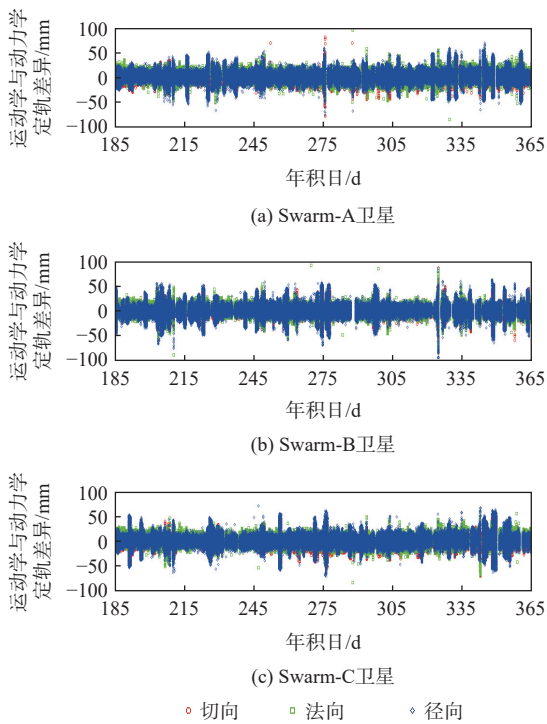


图 5　Swarm 星座运动学 SD-AR 解轨道与参考轨道的差异

Fig. 5　Difference between kinematic SD-AR orbits and reference orbit of Swarm constellation

动学轨道与参考轨道三维差异的均方根(root mean squared error,RMS)值。对于 DD-AR 解轨道, 由于 Swarm-B 距离其他 2 颗卫星较远, 只给出了 Swarm-AC 编队的结果。相对于浮点解轨道, 固定模糊度能够显著提升运动学定轨精度。DD-AR 解轨道精度平均提升 26%, SD-AR 解精度提升 46%。

3.2　异构轨道相对定轨

本节研究模糊度固定对编队卫星相对定轨精

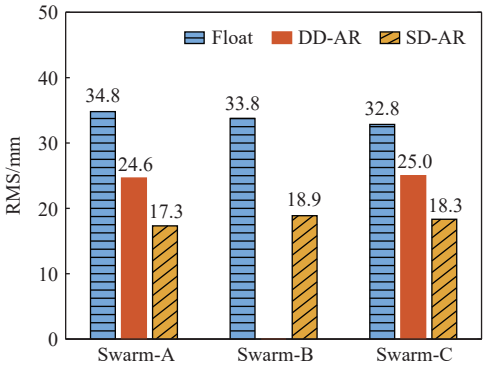


图 6 Swarm 星座运动学轨道与参考轨道三维差异的 RMS 值

Fig. 6 RMS of three dimensional difference between kinematic orbits and reference orbit of Swarm constellation

度的影响。为给运动学基线精度评估提供基准，先对简化动力学相对定轨结果的一致性进行分析。分别对简化动力学 SD-AR 解轨道和 DD-AR 解轨道作差计算星间基线，并对 2 种基线的一致性进行分析。图 7 绘制了 Swarm-AC 编队年积日第 185 天～第 365 天 2 种简化动力学基线的差异，切向、法向和径向一致性分别为 4.0, 2.7, 2.0 mm。Swarm-AC 双星距离为 100～200 km，在此距离下，简化动力学 SD-AR 解和 DD-AR 解基线确定精度相当[5,37]，因此，对于 Swarm-AC 基线，将误差按照 1∶1 的比例分配给 SD-AR 解和 DD-AR 解基线结果，由此可确定 Swarm-AC 基线切向、法向和径向精度分别为 2.9, 1.9, 1.4 mm，精度较高，可作为参考用于评估运动学基线的精度。考虑到简化动力学 SD-AR 解基线不受星间距离的限制，后续在评估运动学基线精度时以简化动力学 SD-AR 解基线为参考。

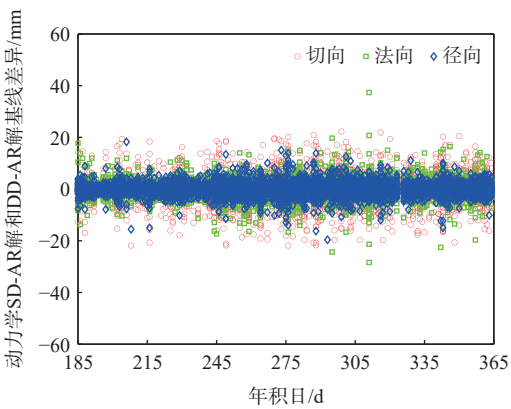


图 7 简化动力学 SD-AR 解和 DD-AR 解基线差异

Fig. 7 Baseline difference between reduced dynamic SD-AR solution and DD-AR solution

Swarm-A 和 Swarm-C 卫星由于距离较近，可直接构建双差观测值。Swarm-B 与其他 2 颗卫星距离较远，大多数时段无法组成双差观测值。为评估模糊度固定对 Swarm-AB 和 Swarm-BC 编队相对定轨精度的影响，选取平均基线长度小于 6 000 km 时段的数据进行处理。作为示例，图 8 给出了 2016 年年积日第 202 天 Swarm 星间基线长度的变化，其中 Swarm-AB 和 Swarm-BC 基线平均长度为 4 600 km，Swarm-AC 基线平均长度为 110 km。

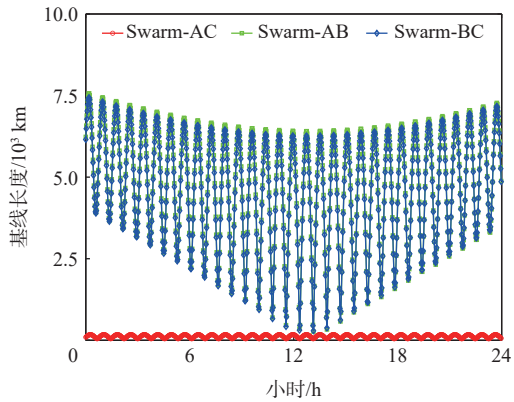


图 8 2016 年第 202 天 Swarm-AC、Swarm-AB 和 Swarm-BC 基线长度

Fig. 8 Baseline length of Swarm-AC, Swarm-AB, and Swarm-BC for day 202 in 2016

分析时段内 Swarm-AB 和 Swarm-BC 编队平均基线长度小于 6 000 km 的共 31 天。图 9(a)给出了选取时段内各基线的平均长度，图 9(b)给出了对应时段各编队卫星间固定的双差模糊度的数量。Swarm-AC 编队固定的双差模糊度最多，平均为 388 个，Swarm-AB 和 Swarm-BC 编队固定的双差模糊度均值为 228 个，随着基线长度的增加，可固定的模糊度数量减少。

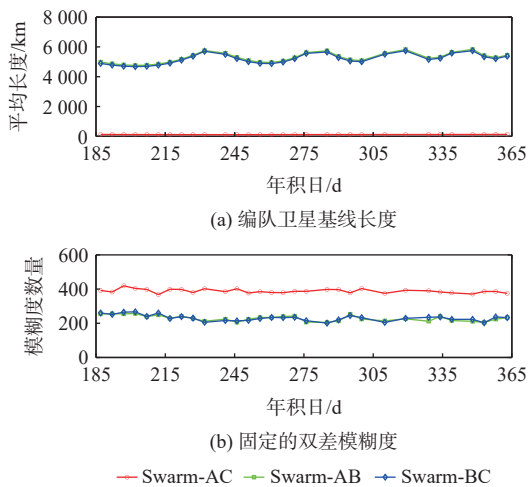


图 9 Swarm 卫星编队平均基线长度及固定的双差模糊度数量

Fig. 9 Average baseline length and number of fixed double-difference ambiguity of Swarm satellite formations

图 10 绘制了 Swarm 卫星编队 DD-AR 成功率，图 10(a) 和图 10(b) 分别对应双差宽巷和窄巷模糊

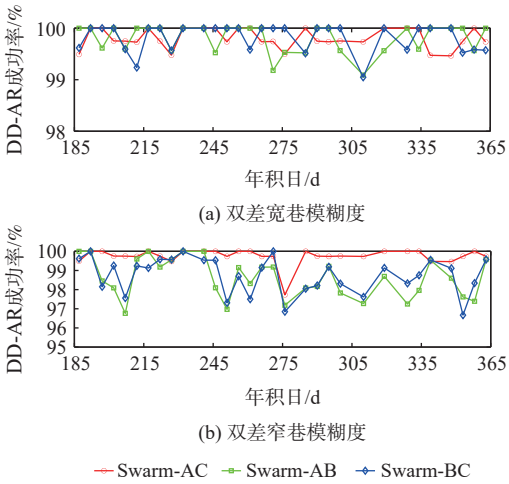


图 10　Swarm 卫星编队 DD-AR 成功率

Fig. 10　DD-AR success rates of Swarm satellite formations

度。双差宽巷模糊度固定成功率均优于 99%, 窄巷固定成功率优于 98%, 高于 SD-AR 成功率, 其原因是观测值双差可消除卫星端、接收机端硬件延迟以及其他公共误差, 更有利于模糊度的固定。

对简化动力学 SD-AR 解轨道作差得到星间基线并作为参考, 对运动学相对定轨精度进行评估。与运动学绝对定轨类似, 分别开展浮点解、SD-AR 解和 DD-AR 解的运动学相对定轨。图 11 为选定时间段内 Swarm-AC 编队不同模式运动学基线与参考基线的差异。浮点解基线单轴精度为 15 mm, 基线法向存在系统性偏差。固定模糊度后, 相对定轨精度明显提升, 各轴精度均优于 10 mm, 基线三维精度提升超 40%, SD-AR 解和 DD-AR 解基线精度相当。

图 12 和图 13 分别为 Swarm-AB 和 Swarm-BC 编队的基线差异。对于浮点解结果, 其基线精度相对于 Swarm-AC 编队均有明显下降, 由 15 mm 降低至 27 mm, 主要是由于 Swarm-B 卫星与其他 2 颗卫

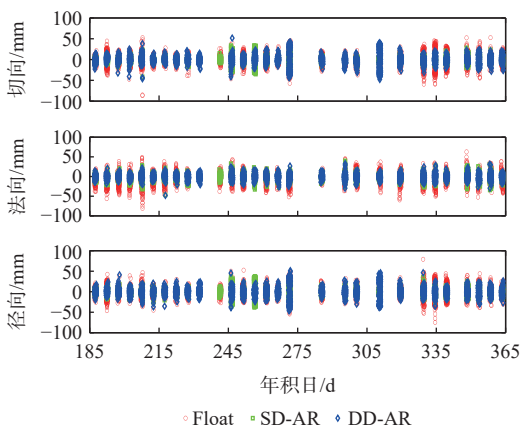


图 11　Swarm-AC 运动学基线与参考基线的差异

Fig. 11　Differences between kinematic baseline and reference baseline of Swarm-AC

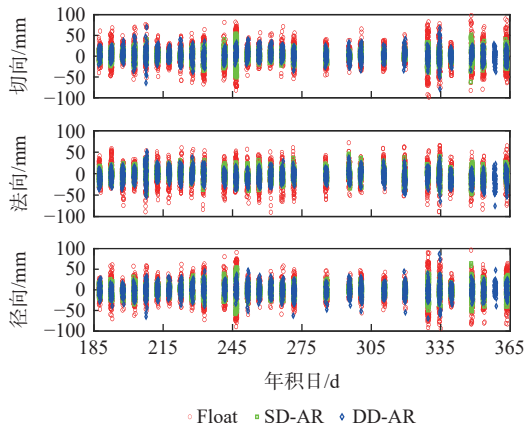


图 12　Swarm-AB 运动学基线与参考基线的差异

Fig. 12　Difference between kinematic baseline and reference baseline of Swarm-AB

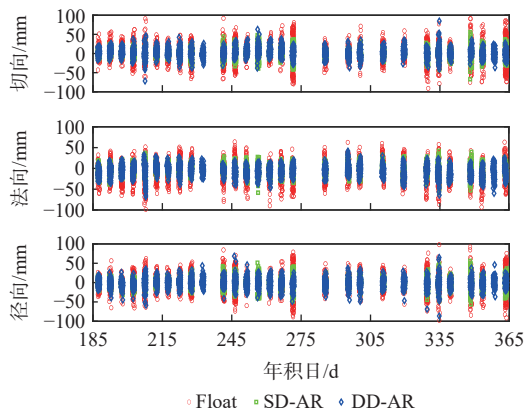


图 13　Swarm-BC 运动学基线与参考基线的差异

Fig. 13　Difference between kinematic baseline and reference baseline of Swarm-BC

星处于不同轨道面, 导致可视 GPS 卫星存在较大差异, 而对于 Swarm-A 和 Swarm-C 卫星, 由于距离较近, 其观测条件相近, 浮点解定轨结果类似, 导致基线精度较高。同样, 固定模糊度显著提升了 Swarm-AB 和 Swarm-BC 基线精度, SD-AR 解基线切向、法向和径向精度分别优于 14, 13, 15 mm, 相对于浮点解结果, 基线三维精度提升了 48%。DD-AR 解基线各轴精度则优于 12, 13, 12 mm, 基线三维精度提升了 54%。

4　结　论

1) 精密的绝对和相对位置信息对编队卫星在轨效能的发挥尤为关键。利用 Swarm 星座 2016 年年积日第 185 天～第 365 天在轨实测数据开展运动学定轨, 根据模糊度固定方法的不同分别得到浮点解轨道、SD-AR 解轨道和 DD-AR 解轨道, 以研究模糊度固定对运动学定轨精度的影响。

2) Swarm 星座 3 颗卫星处于不同的轨道面, 为研究不同星间基线长度下编队卫星运动学相对定

轨的性能提供了契机。对于运动学绝对定轨，DD-AR解定轨精度相对浮点解提升26%，SD-AR解精度提升46%。对于Swarm-AC编队运动学相对定轨，固定模糊度后，基线三维精度相对浮点解结果提升40%；对于Swarm-AB和Swarm-BC卫星编队，选取平均基线长度不超过6 000 km时段的观测数据进行相对定轨。相对于浮点解结果，SD-AR解基线精度提升48%，DD-AR解精度提升54%。

3）运动学定轨中固定模糊度，可显著提升低轨星座绝对和相对定轨精度，对地球重力场反演等科学应用具有明显意义。同时，相对于DD-AR，SD-AR只需单颗卫星即可实现，应用场景更为广泛。

参考文献（References）

[1] KROES R. Precise relative positioning of formation flying spacecraft using GPS[D]. Delft: Delft University of Technology, 2006.

[2] MONTENBRUCK O, HACKEL S, JÄGGI A. Precise orbit determination of the Sentinel-3A altimetry satellite using ambiguity-fixed GPS carrier phase observations[J]. Journal of Geodesy, 2018, 92(7): 711-726.

[3] MONTENBRUCK O, HACKEL S, VAN DEN IJSSEL J, et al. Reduced dynamic and kinematic precise orbit determination for the Swarm mission from 4 years of GPS tracking[J]. GPS Solutions, 2018, 22(3): 79.

[4] MONTENBRUCK O, HACKEL S, WERMUTH M, et al. Sentinel-6A precise orbit determination using a combined GPS/Galileo receiver[J]. Journal of Geodesy, 2021, 95(9): 109.

[5] JIN B, LI Y Q, JIANG K C, et al. GRACE-FO antenna phase center modeling and precise orbit determination with single receiver ambiguity resolution[J]. Remote Sensing, 2021, 13(21): 4204.

[6] KROES R, MONTENBRUCK O, BERTIGER W, et al. Precise GRACE baseline determination using GPS[J]. GPS Solutions, 2005, 9(1): 21-31.

[7] JÄGGI A, HUGENTOBLER U, BOCK H, et al. Precise orbit determination for GRACE using undifferenced or doubly differenced GPS data[J]. Advances in Space Research, 2007, 39(10): 1612-1619.

[8] ZHAO Q L, HU Z G, GUO J, et al. Precise relative orbit determination of twin GRACE satellites[J]. Geo-spatial Information Science, 2010, 13(3): 221-225.

[9] GE M, GENDT G, ROTHACHER M, et al. Resolution of GPS carrier-phase ambiguities in precise point positioning (PPP) with daily observations[J]. Journal of Geodesy, 2008, 82(7): 389-399.

[10] LAURICHESSE D, MERCIER F, BERTHIAS J P, et al. Integer ambiguity resolution on undifferenced GPS phase measurements and its application to PPP and satellite precise orbit determination [J]. Navigation, 2009, 56(2): 135-149.

[11] COLLINS P, BISNATH S, LAHAYE F, et al. Undifferenced GPS ambiguity resolution using the decoupled clock model and ambiguity datum fixing[J]. Navigation, 2010, 57(2): 123-135.

[12] BERTIGER W, DESAI S D, HAINES B, et al. Single receiver phase ambiguity resolution with GPS data[J]. Journal of Geodesy, 2010, 84(5): 327-337.

[13] LOYER S, PEROSANZ F, MERCIER F, et al. Zero-difference GPS ambiguity resolution at CNES–CLS IGS Analysis Center[J]. Journal of Geodesy, 2012, 86(11): 991-1003.

[14] 张小红, 李盼, 左翔. 固定模糊度的精密单点定位几何定轨方法及结果分析[J]. 武汉大学学报 (信息科学版), 2013, 38(9): 1009-1013.
ZHANG X H, LI P, ZUO X. Kinematic precise orbit determination based on ambiguity-fixed PPP[J]. Geomatics and Information Science of Wuhan University, 2013, 38(9): 1009-1013(in Chinese).

[15] FRIIS-CHRISTENSEN E, LÜHR H, KNUDSEN D, et al. Swarm an Earth observation mission investigating geospace[J]. Advances in Space Research, 2008, 41(1): 210-216.

[16] SIEG D, DIEKMANN F. Options for the further orbit evolution of the Swarm mission[C]//Proceedings of the Living Planet Symposium. The Netherlands: European Space Research and Technology Centre, 2016.

[17] ZANGERL F, GRIESAUER F, SUST M, et al. SWARM GPS precise orbit determination receiver initial in-orbit performance evaluation[C]//Proceedings of the 27th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation. Washington, D. C.: Institute of Navigation, 2014: 1459-1468.

[18] VAN DEN IJSSEL J, ENCARNACÃO J A, DOORNBOS E, et al. Precise science orbits for the Swarm satellite constellation[J]. Advances in Space Research, 2015, 56(6): 1042-1055.

[19] JÄGGI A, DAHLE C, ARNOLD D, et al. Swarm kinematic orbits and gravity fields from 18 months of GPS data[J]. Advances in Space Research, 2016, 57(1): 218-233.

[20] ALLENDE-ALBA G, MONTENBRUCK O, JÄGGI A, et al. Reduced-dynamic and kinematic baseline determination for the Swarm mission[J]. GPS Solutions, 2017, 21(3): 1275-1284.

[21] MAO X, VISSER P N A M, VAN DEN IJSSEL J. High-dynamic baseline determination for the Swarm constellation[J]. Aerospace Science and Technology, 2019, 88: 329-339.

[22] 张兵兵, 聂琳娟, 吴汤婷, 等. SWARM卫星简化动力学厘米级精密定轨[J]. 测绘学报, 2016, 45(11): 1278-1284.
ZHANG B B, NIE L J, WU T T, et al. Centimeter precise orbit determination for SWARM satellite via reduced-dynamic method[J]. Acta Geodaetica et Cartographica Sinica, 2016, 45(11): 1278-1284(in Chinese).

[23] 张兵兵, 牛继强, 王正涛, 等. Swarm系列卫星非差运动学厘米级精密定轨[J]. 测绘学报, 2021, 50(1): 27-36.
ZHANG B B, NIU J Q, WANG Z T, et al. Centimeter precise orbit determination for the Swarm satellites via undifferenced kinematic method[J]. Acta Geodaetica et Cartographica Sinica, 2021, 50(1): 27-36(in Chinese).

[24] BLEWITT G. Carrier phase ambiguity resolution for the global positioning system applied to geodetic baselines up to 2000 km[J]. Journal of Geophysical Research: Solid Earth, 1989, 94(B8): 10187-10203.

[25] WU J T, WU S C, HAJJ G A, et al. Effects of antenna orientation on GPS carrier phase[J]. Advances in the Astronautical Sciences, 1992, 76(2): 1647-1660.

[26] MELBOURNE W. The case for ranging in GPS based geodetic systems[C]//Proceedings of the 1st International Symposium on Pre-

cise Positioning with the Global Positioning System. Washington, D. C.: NOAA, 1985: 373-386.

[27] WÜBBENA G. Software developments for geodetic positioning with GPS using TI 4100 code and carrier measurements[C]//Proceedings of the 1st International Symposium on Precise Positioning with the Global Positioning System. Washington, D. C. : NOAA, 1985: 403-412.

[28] MAO X, VISSER P N A M, VAN DEN IJSSEL J. The impact of GPS receiver modifications and ionospheric activity on Swarm baseline determination[J]. Acta Astronautica, 2018, 146: 399-408.

[29] SIEMES C. Swarm instrument positions related to GPS receiver data processing: ESA-EOPSM-SWRM-TN-3559[R]. The Netherlands: European Space Research and Technology Centre, 2019.

[30] LIU J N, GE M R. PANDA software and its preliminary result of positioning and orbit determination[J]. Wuhan University Journal of Natural Sciences, 2003, 8(2): 603-609.

[31] SHAKO R, FÖRSTE C, ABRIKOSOV O, et al. EIGEN-6C: A high-resolution global gravity combination model including GOCE data[M]. Berlin: Springer, 2014: 155-161.

[32] PETIT G, LUZUM B. IERS conventions 2010, IERS technical note: No. 36[R]. Frankfurt: Federal Agency for Cartography and Geodesy, 2010.

[33] LYARD F, LEFEVRE F, LETELLIER T, et al. Modelling the global ocean tides: Modern insights from FES2004[J]. Ocean Dynamics, 2006, 56(5): 394-415.

[34] DESAI S D. Observing the pole tide with satellite altimetry[J]. Journal of Geophysical Research: Oceans, 2002, 107: 1-13.

[35] BRUINSMA S. The DTM-2013 thermosphere model[J]. Journal of Space Weather and Space Climate, 2015, 5: A1.

[36] PEARLMAN M R, DEGNAN J J, BOSWORTH J M. The international laser ranging service[J]. Advances in Space Research, 2002, 30(2): 135-143.

[37] GUO X, GENG J H, CHEN X Y, et al. Enhanced orbit determination for formation-flying satellites through integrated single-and double-difference GPS ambiguity resolution[J]. GPS Solutions, 2019, 24(1): 1-14.

Kinematic absolute and relative orbit determination of Swarm satellites with heterogeneous orbits

JIN Biao，LI Shenyang*，LIU Ningning，ZHAO Liqian

(Space Star Technology Co.，Ltd.，Beijing 100095，China)

Abstract：Precise position information is the key to guaranteeing the successful implementation of low-earth-orbit satellite missions. The fixing of carrier phase ambiguities is important for the precise positioning and precise orbit determination of the GPS. The satellite-end hardware bias was corrected by using the observation specific bias product, and the receiver-end bias was eliminated by using the inter-satellite single difference to fix the single receiver ambiguity. Swarm satellite-borne measured data was used to carry out kinematic absolute and relative orbit determination, and the single-satellite ambiguity and double-difference ambiguity were fixed respectively to research the influence of fixing ambiguities on kinematic orbit determination accuracy. The results show that fixing ambiguities can significantly improve orbit determination accuracy. The standard deviation of the satellite laser ranging (SLR) residuals for the reduced dynamic single difference ambiguity resolution (SD-AR) orbit as a reference is better than 10 mm, which is improved by 20% compared with that of the floating solution. For kinematic absolute orbit determination, the orbit determination accuracy of the double difference ambiguity resolution (DD-AR) is improved by 26% compared with that of the floating solution, and the accuracy of the SD-AR is improved by 46%. For kinematic relative orbit determination, the baseline accuracy of the SD-AR and DD-AR of the Swarm-AC formation is improved by 40% compared with that of the floating solution. For the Swarm-AB and Swarm-BC formation satellites on heterogeneous orbits, observation data of specific periods are selected for relative orbit determination. Compared with the floating solution results, the baseline accuracy of the SD-AR is improved by 48%, and the accuracy of the DD-AR is improved by 54%. Fixing the carrier phase ambiguity in the kinematic orbit determination of low-earth-orbit satellites can significantly improve the accuracy of absolute and relative orbit determination.

Keywords：Swarm constellation；ambiguity fixing；kinematic method；absolute orbit determination；relative orbit determination

Received：2023-02-08；**Accepted**：2023-04-21；**Published Online**：2023-05-12 11：05

URL：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230511.1604.003

Foundation item：National Natural Science Foundation of China (42304045)

* **Corresponding author**. E-mail：lishy@spacestar.com.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0036

单点吊挂集装箱动稳定性分析

吕雨竹*，万海明，徐玉貌
(中国直升机设计研究所，景德镇 333001)

摘　　要：为研究单点吊挂集装箱的动稳定性，利用风洞试验捕捉吊挂集装箱的发散运动规律，进而解耦单点吊挂系统运动方程进行动力学分析，发现集装箱运动发散的原因为侧向气动力对摆动运动产生了激励作用。稳定性判据表明：单点吊挂系统稳定的必要条件为吊挂体的偏航力矩和侧向力对其偏摆运动产生阻尼作用，但偏航回复力矩过大也可能会降低吊挂系统的动稳定性。保持吊挂体的侧向阻尼力和偏航回复力矩适当，减小阻力，增大吊挂体质量和转动惯量均有利于吊挂系统稳定。直升机吊挂飞行过程中如遇到吊挂系统不稳定状态可通过适当减速进行控制，减小吊索长度可增加外吊挂稳定前飞的飞行速度，存在最优吊索长度使巡航速度下吊挂系统稳定性最佳。

关 键 词：单点吊挂；集装箱；动稳定性；气动特性；吊索长度
中图分类号：V212.4
文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2025)02-0419-09

随着军、民用领域大量使用直升机进行吊挂运输，直升机吊挂飞行性能得到了更多的重视。以集装箱为代表的许多吊挂体是钝体外形，容易受到气动上的不稳定扰动，尤其是在大速度前飞时易发生偏航振荡或旋转，同时伴随着横向的摆动振荡[1-2]。从目前国内设计的多种型号直升机吊挂试飞情况看，均存在前飞吊挂体摆动问题，严重降低直升机吊挂飞行的飞行品质，增加飞行员的操纵负荷，影响直升机的任务效能和飞行安全。直升机超过10%的飞行事故与吊挂飞行相关[3]。为保证飞行安全，飞行员在执行吊挂飞行科目时前飞速度非常低，远未达到可用功率限制。例如，UH-60黑鹰直升机吊挂飞行的速度限制为31 m/s，不足最大前飞速度的30%[4]。

吊挂的稳定性研究对于扩展直升机吊挂飞行的速度包线及保证直升机吊挂飞行的飞行安全有着重要意义。早期对吊挂稳定性的研究未考虑直升机与吊挂系统的耦合[5-7]。Huffman和Genin[5]通过对吊索进行建模指出吊挂前飞时不稳定模态主要表现为吊索的摆动运动；Poli[6]和Feaster[7]等通过对外吊挂动稳定性的判别发现吊挂稳定性与吊索长度、吊挂体阻力与重力之比密切相关。Lucassen和Sterk[8]建立了直升机与外吊挂的简化耦合模型，认为吊挂摆动对直升机动稳定性有着不利影响。随着直升机与吊挂系统耦合飞行动力学模型的成熟和完善，很多研究细致分析了吊挂体对直升机稳定性影响[9-13]。Oktay和Sultan[9]通过建立直升机与吊挂系统耦合模型研究了吊索长度、吊挂质量、吊挂等效阻力面积等参数对直升机动稳定性的影响。Guglieri[10]和陈元[11]等发现直升机和吊挂系统的耦合对直升机滚转模态、荷兰滚模态及吊挂系统的运动模态的动稳定性影响较大。

直升机与吊挂系统耦合的运动方程虽然能够对直升机吊挂飞行的飞行品质进行更准确的评估，但是难以从原理上直观地为吊挂系统气动增稳提供指导，对孤立的吊挂系统的研究更有利于分析外吊挂摆动原因与抑制措施[14-18]。Raz等[14]通过对孤立吊挂系统的风洞试验筛选了加装垂直翼面的布

收稿日期：2023-02-07；录用日期：2023-04-07；网络出版时间：2023-04-24 11:02
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230423.1818.001
*通信作者. E-mail：lvyzhu@buaa.edu.cn

引用格式：吕雨竹，万海明，徐玉貌. 单点吊挂集装箱动稳定性分析[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：419-427.
LYU Y Z，WAN H M，XU Y M. Dynamic stability analysis of a single-point hanging container[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：419-427 (in Chinese).

局方案来对集装箱进行气动特性重构，以增强单点吊挂的稳定性。Nyren等[15]设计了9种外吊挂增稳布局方案，通过对吊挂系统的试验发现在集装箱上表面后缘加装柔制风兜的增稳效果最好。Cyr等[1]基于计算分析和风洞试验验证了在集装箱后缘加装翼面后对集装箱偏航和摆动具有明显的抑制效果。上述结果表明，重构吊挂体的气动特性能够提升吊挂体的稳定性，但多出于增加吊挂体偏航回复力矩的角度。如何更有效的重构气动特性以增强吊挂体的动稳定性还需要进一步研究。

为从原理上分析外吊挂系统不稳定运动原因，并且正向探索外吊挂系统的增稳措施，本文以集装箱为研究对象，通过风洞试验捕捉单点吊挂集装箱的发散运动规律以解耦单点吊挂系统运动方程，利用简化的运动方程直观地研究集装箱摆动发散原因及增稳方式，从优化吊挂系统的角度为改善直升机吊挂飞行的动稳定性提供指导。

1 单点吊挂集装箱运动测量

1.1 对象及方法

捕捉吊挂集装箱发散运动对于运动模态分析及判断运动方程能否解耦有重要意义。本文利用高速相机对单点吊挂集装箱进行运动捕捉，试验对象为6.1 m×2.4 m×2.4 m集装箱，按1∶5进行缩比，缩比后尺寸为1.22 m×0.48 m×0.48 m，质量为40 kg。试验在大型低速风洞闭口试验段(8 m×6 m)开展，场景如图1所示，其中吊索长为4 m。

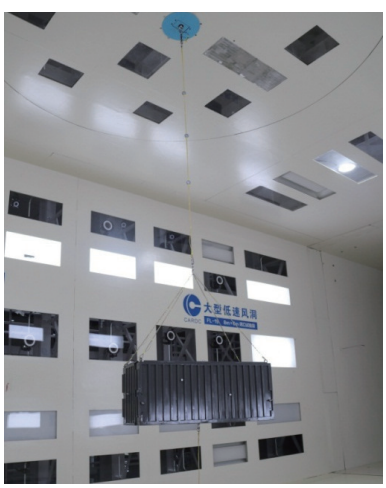


图1 风洞试验

Fig. 1 Wind tunnel test

试验初始状态集装箱保持小阻力面朝前，在风速缓慢增加至预定风速附近时开启高速相机测量系统，通过信号发生器实现同步拍摄，采样频率为100帧/s。

为得到吊索摆角和集装箱姿态角数据，需要对风洞中吊索和集装箱的运动进行三维重建。首先，需要在吊索和集装箱上布置多个标记点，利用高速相机对带有标记点的吊索和集装箱进行运动捕获；然后，通过立体视觉原理确定吊索和集装箱上的标记点与高速相机拍摄图像平面中标记点投影的坐标关系，实现图像坐标系与空间坐标系之间的转换；最后，从高速相机拍摄得到的二维图像中获取标记点的深度信息，实现对吊索和集装箱的三维重建。

1.2 测量结果及耦合分析

试验测量的吊索摆角和吊挂体姿态变量示意如图2所示。图中建立了2个笛卡尔坐标系：一个是以吊索挂点为原点建立的绝对坐标系(x_0, y_0, z_0)，其中，x_0轴指向前方，与风洞来流方向相反，y_0轴指向右侧，z_0轴垂直向下；另一个是以吊挂集装箱重心为原点的随体坐标系(x, y, z)，x轴指向吊挂体前方，y轴指向吊挂体右侧，z轴按右手坐标系指向吊挂体下方。吊索在绝对坐标系下的后摆角(向后为正)和侧摆角(向右为正)分别用γ_{long}和γ_{lat}表示。吊挂集装箱的姿态用偏航角ψ、俯仰角θ、滚转角ϕ来确定。

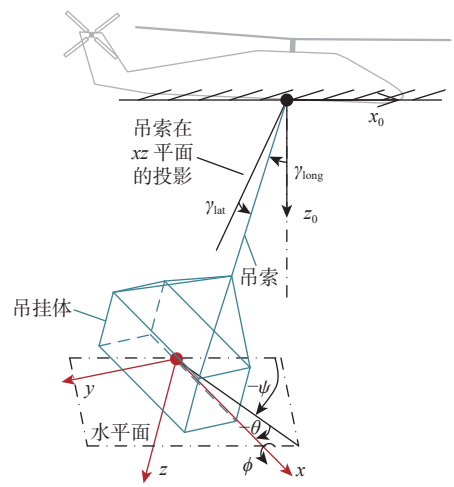


图2 参考坐标系及参数定义

Fig. 2 Definition of reference coordinate system and parameters

在试验过程中，随着风速增加，集装箱转动至大阻力面迎风，并以大阻力面迎风为平衡位置左右转动加摆动，当风速分别从0加至8.7, 11.2, 13.7 m/s并稳定一段时间后，集装箱均左右摆动发散，运动规律相似，但随速度的增加发散倍幅时间变短。

图3为风速为11.2 m/s的试验结果，其中，U为来流速度，阴影区域表示发散时间段。可以看出集装箱在加速过程中以大阻力面迎风($\psi=-90°$)为平衡位置左右转动，当风速上升至11.2 m/s稳定后，集装箱偏航角ψ振荡幅度减小，吊索侧摆角γ_{lat}和集装箱俯仰角θ振荡幅度增加(因集装箱转至大阻力面迎风，由侧摆引起的姿态变化表现为俯仰角振荡，

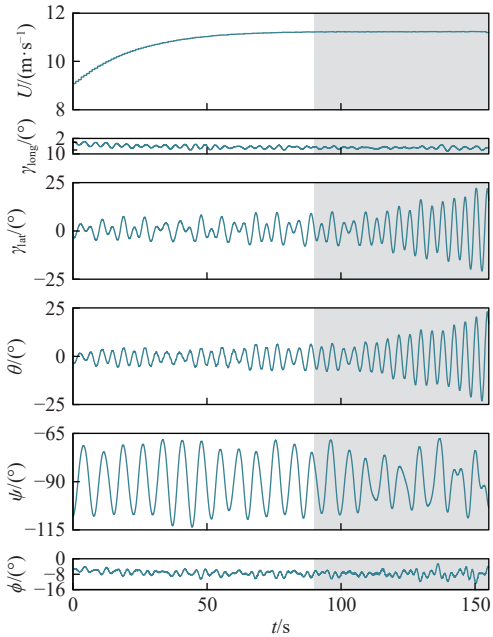
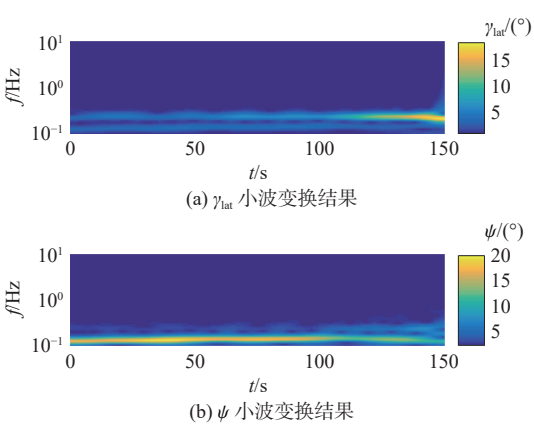


图 3　试验结果

Fig. 3　Experimental results

但仍为横向运动), 呈现出发散状态。发散过程中, 吊索后摆角 γ_{long} 和集装箱滚转角 ϕ 振荡幅度均相对较小, 分别约为±1°和±2°, 且相较于发散前变化不大, 说明发散主要表现为横航向运动, 与纵向耦合较小。

将图 3 中的 γ_{lat} 和 ψ 时域曲线进行小波变换, 得到的结果如图 4 所示, 其中, f 为频率。可以发现吊索侧摆角 γ_{lat} 中频率为 0.24 Hz 的振荡幅值随时间逐渐增加, 集装箱偏航角 ψ 在摆动发散时频率为 0.24 Hz 的振荡幅值也开始增加, 同时频率为 0.14 Hz 的振荡幅值逐渐减弱。频率为 0.24 Hz 近似为试验中吊挂集装箱的单摆频率, 这一频率比集装箱脱落涡频率、风洞基频小一个量级, 可以排除非定常气动干扰耦合激励的影响, 摆动发散应为吊挂系统本身的不稳定模态。



(a) γ_{lat} 小波变换结果

(b) ψ 小波变换结果

图 4　小波变换结果

Fig. 4　Results of wavelet transformation

2　系统建模及动稳定性计算方法

2.1　单点吊挂系统平衡方程构建

由风洞试验结果可知, 吊挂系统摆动发散主要表现为横航向运动, 且对于吊挂系统, 纵向和横航向可以解耦, 因此, 可仅对横航向平衡方程进行线性化分析, 以便于分析吊挂集装箱发散原因。吊挂系统横航向平衡方程如下:

$$\begin{cases} F_y + mg\cos\theta\sin\phi + T_y = m(\dot{V} + rU - pW) \\ L + M_{Tx} = I_x p \\ N + M_{Tz} = I_z r \\ \dot{y} = U\cos\theta\sin\phi + V(\sin\phi\sin\theta\sin\psi + \cos\phi\cos\psi) + \\ \qquad W(\cos\phi\sin\theta\sin\psi - \sin\phi\cos\psi) \\ p = \dot{\phi} - \dot{\psi}\sin\theta \\ r = \dot{\psi}\cos\theta\cos\phi - \dot{\theta}\sin\phi \end{cases} \tag{1}$$

式中: m 为吊挂体质量; F_y 为吊挂体随体坐标系下 y 轴方向的力; L 和 N 分别为 x 轴和 z 轴方向的力矩; T_y 为吊索拉力在 y 轴方向的分量; M_{Tx}、M_{Tz} 分别为吊索拉力对吊挂体产生的力矩在 x、z 轴方向的分量; U、V 和 W 分别为速度在 x、y 和 z 轴方向的 3 个分量; p、q、r 为角速度在 x, y, z 轴的 3 个分量; I_x 和 I_z 分别为吊挂体对 x 轴和 z 轴的转动惯量, 因为本文研究对象为集装箱, 若假设集装箱质量关于 3 个主轴平面对称分布, 则吊挂体惯性积为 0。

针对式(1)的平衡方程, 可以进行如下简化: 假设平衡状态姿态角变化不大, 则 ψ、θ、ϕ 近似为 0; 假设吊索拉力通过吊挂体质心, 则 M_{Tx}、M_{Tz} 等于 0。再经对状态量的小扰动线化假设, 得到线化的吊挂系统运动方程, 如下:

$$\begin{bmatrix} \delta\dot{v} \\ \delta\dot{p} \\ \delta\dot{r} \\ \delta\dot{y} \\ \delta\dot{\phi} \\ \delta\dot{\psi} \end{bmatrix} = \boldsymbol{A} \begin{bmatrix} \delta v \\ \delta p \\ \delta r \\ \delta y \\ \delta\phi \\ \delta\psi \end{bmatrix} \tag{2}$$

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} \dfrac{Y_V}{m} & 0 & -U & -\dfrac{D}{am} & 0 & -\dfrac{D}{m} \\ \dfrac{L_V}{I_x} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dfrac{N_V}{I_z} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & U \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{3}$$

式中: $\boldsymbol{A}$ 为系统矩阵; δ 为小扰动量; 上标“·”表示变量的时间变化率; Y_V、N_V 为气动导数, 分别表示

侧向力和偏航力矩对侧向速度的偏导数($Y_V=\partial F_y/\partial V$, $N_V=\partial N/\partial V$, N为z轴方向的力矩); D为平衡状态下的阻力; a为吊挂体在后摆时相对于x轴的位移。

2.2 计算与试验动稳定性结果对比

吊挂系统的动稳定性可由系统矩阵的特征根表示, 系统矩阵$\boldsymbol{A}$的特征方程如下:

$$\begin{vmatrix} \frac{Y_V}{m}-\lambda & 0 & -U & -\frac{D}{am} & 0 & -\frac{D}{m} \\ \frac{L_V}{I_x} & -\lambda & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{N_V}{I_z} & 0 & -\lambda & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -\lambda & 0 & U \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -\lambda & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -\lambda \end{vmatrix}=0 \tag{4}$$

式中: λ为特征根。观察第5列、第2列可发现式(4)可降为4阶, 展开为一元四次方程如下:

$$I_z m\lambda^4-I_z Y_V\lambda^3+(N_V Um+DI_z/a)\lambda^2+N_V D\lambda+N_V DU/a=0 \tag{5}$$

式中:

$$a=l\sin(\arctan(D/mg))\approx lD/mg \tag{6}$$

$$D=0.5\rho U^2 S C_D \tag{7}$$

$$Y_V\approx\frac{Y_\beta}{U}=0.5\rho US C_{Y\beta} \tag{8}$$

$$N_V\approx\frac{N_\beta}{U}=0.5\rho UbS C_{N\beta} \tag{9}$$

其中: l为吊索长度; ρ为大气密度; S为参考面积; b为参考长度; C_D为阻力系数; $C_{Y\beta}$、$C_{N\beta}$为无量纲气动导数; β为吊挂体侧滑角。以前飞速度U为参考速度。将式(6)~式(9)代入式(5), 求解式(5)即可得到表征吊挂系统动稳定性的特征根。

试验使用的集装箱I_z = 14.2 kg·m^2, m = 40 kg, S = 0.230 4 m^2, b = 0.48 m。集装箱的气动数据由计算流体力学(computational fluid dynamics, CFD)计算得到, 当集装箱以大阻力面迎风为平衡位置(此时, 图1中x轴向前指向集装箱大阻力面, z轴指向下方, y轴按右手坐标系定义得到), 且姿态角为0时, C_D = 3.09, $C_{Y\beta}$ = 0.894, $C_{N\beta}$ = 0.730。考虑到集装箱尺寸的影响, 计算时使用的等效吊索长度l = 4.24 m。将以上参数代入式(5)~式(9), 计算结果如表1所示。

表1中λ_1和λ_2为吊挂系统不稳定模态的特征根, $\lambda_1,\lambda_2=-\xi\omega_n\pm\omega_n\sqrt{1-\xi^2}\mathrm{i}$, ξ为阻尼比, ω_n为角频率。表1中的试验结果通过试验测得的吊索侧摆角γ_{lat}得到, 方法如下: 将γ_{lat}的发散振荡等效为二阶系统的脉冲响应, 通过拉氏变换可得到二阶系统的脉冲响应表达式, 即

$$\gamma_{lat}(t)=\frac{\omega_n}{\sqrt{1-\xi^2}}\mathrm{e}^{-\xi\omega_n t}\sin(\sqrt{1-\xi^2}\omega_n t) \tag{10}$$

通过曲线拟合可得到发散振荡模态的ξ和ω_n, 进而得到这一模态的特征根λ_1和λ_2。通过对比试验和计算结果可以看出, 本文对吊挂系统建立的简化运动方程能够较为准确地预测吊挂系统发散模态的阻尼比和频率, 可以用来分析吊挂系统横航向动稳定性, 解释吊挂系统摆动发散原因。

表1 计算与试验动稳定性结果

Table 1 Dynamic stability results of calculation and experiment

风速/(m·s^{-1})	λ_1,λ_2		ξ		ω_n/(rad·s^{-1})	
	计算	试验	计算	试验	计算	试验
8.7	0.023 2±1.52i	0.022 7±1.53i	−0.015 2	−0.014 9	1.53	1.52
11.2	0.038 8±1.53i	0.031 3±1.52i	−0.025 4	−0.020 4	1.53	1.53
13.7	0.063 6±1.54i	0.064 3±1.50i	−0.041 3	−0.042 8	1.53	1.50

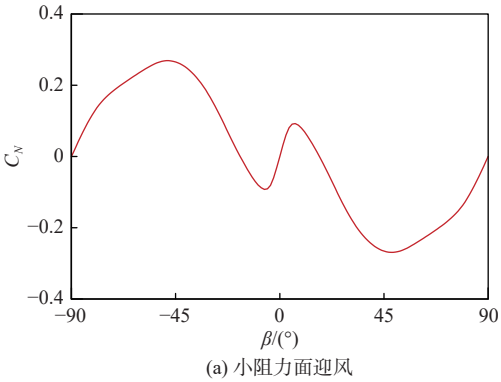
3 单点吊挂系统动稳定性分析

3.1 集装箱摆动发散原因

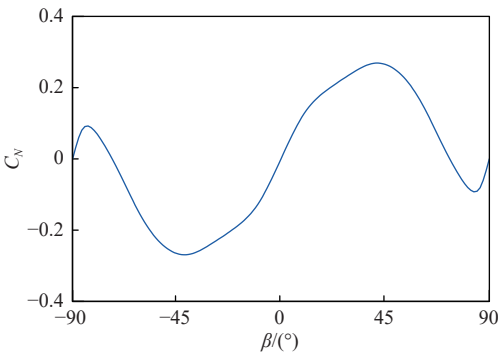
四阶系统特征方程一般形式为$a_0\lambda^4+a_1\lambda^3+a_2\lambda^2+a_3\lambda^1+a_4=0$。由林纳德-奇帕特判据可知, 系统稳定的充分必要条件为: ①系统特征方程各项系数大于0, 即$a_i>0(i=0,1,\cdots,4)$; ②$a_1a_2a_3-a_0a_3^2-a_1^2a_4>0$。

观察式(5)~式(9)可知, $a_i>0$可转化为$C_{Y\beta}$小于0, $C_{N\beta}$大于0。集装箱绕流为大钝体分离流, 需借助CFD方法计算气动力。图5和图6为第2节所用的集装箱在相应雷诺数范围内的CFD计算结果。由图5和图6可知, 在β接近0时, 集装箱无论是小阻力面迎风还是大阻力面迎风平衡, $C_{N\beta}$均大于0; 但是此时$C_{Y\beta}$在小阻力面迎风时小于0, 在大阻力面迎风时大于0。因此, 当集装箱以大阻力面迎风为平衡位置时, 不满足系统稳定的判别条件, 运动必然发散。这也是1.2节中集装箱摆动发散的原因。

$C_{Y\beta}$大于0时吊挂系统摆动发散是比较容易理解的, 当吊挂体受到侧向速度扰动时, 气动力未起



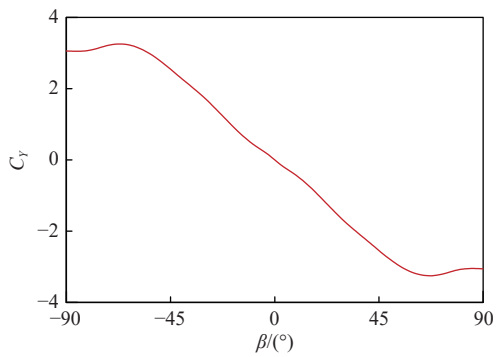
(a) 小阻力面迎风



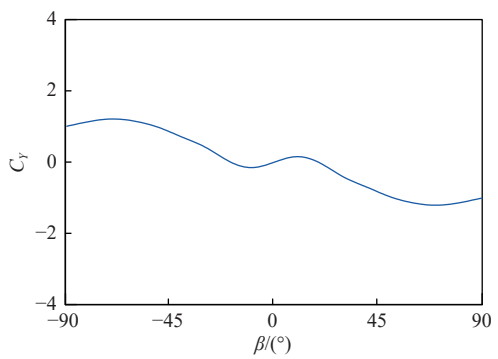
(b) 大阻力面迎风

图 5　无量纲偏航力矩 C_N 结果

Fig. 5　Results of non-dimensional yawing moment C_N



(a) 小阻力面迎风



(b) 大阻力面迎风

图 6　无量纲侧向力 C_Y 结果

Fig. 6　Results of non-dimensional lateral force C_Y

到阻尼左右, 反而激励该运动, 导致运动发散。当然满足 $C_{Y\beta}$ 小于 0, $C_{N\beta}$ 大于 0 不足以支撑系统稳定, 将式 (5)～式 (9) 代入林纳德-奇帕特判据中可得

$$\left(C_{N\beta}+\frac{C_{Y\beta}I_z^*g^*}{C_Dl^*}\right)(C_D+C_{Y\beta})<0 \tag{11}$$

式中: $I_z^*=I_z/0.5\rho Sb^3$, $g^*=gb/U^2$, $l^*=l/b$。由式 (11) 可知, 判别单点吊挂系统是否稳定的主要参数有吊挂体气动导数 $C_{Y\beta}$ 和 $C_{N\beta}$, 吊挂体阻力系数 C_D, 转动惯量 I_z, 吊索长度 l 和前飞速度 U(影响无量纲重力加速度 g^*)。对比式 (11) 和式 (5) 可知, 吊挂体质量 m 不影响吊挂系统稳定性的判别, 但是会影响运动模态。本文后续将使用真实集装箱(尺寸 6.1 m×2.4 m×2.4 m)作为分析模型, 令参考面积 $S=5.76$ m^2, 参考长度 $b=2.4$ m, 分析上述参数对吊挂系统动稳定性的影响, 进而从优化吊挂系统的角度为改善直升机吊挂飞行动稳定性的提出建议。

3.2　吊挂体气动导数对系统动稳定性的影响

为研究吊挂体气动导数 $C_{Y\beta}$ 和 $C_{N\beta}$ 对吊挂系统动稳定性的影响, 固定来流速度 $U=30$ m/s, 吊索长度 $l=20$ m, 大阻力面迎风阻力系数 $C_D=3.09$, 集装箱质量 $m=5\,000$ kg, 假设集装箱质量均匀分布, 则 $I_z=17\,768$ kg·m^2。图 7 显示了吊挂体气动导数 $C_{Y\beta}$ 和 $C_{N\beta}$ 对吊挂系统摆动运动阻尼比 ξ 的影响, 其中, 曲线上的数值即为 ξ, $\xi>0$ 表示运动模态存在正阻尼, 是稳定的, 反之存在负阻尼, 是不稳定的。

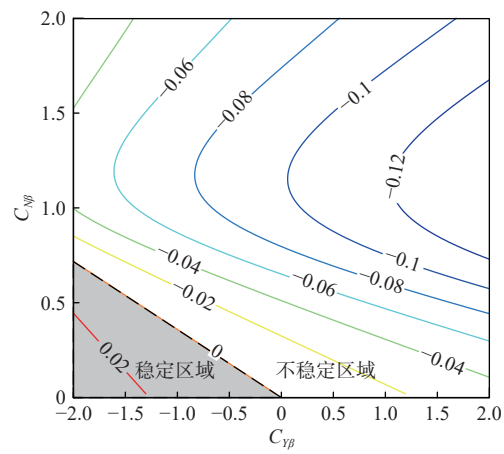


图 7　$C_{Y\beta}$ 和 $C_{N\beta}$ 对吊挂系统摆动运动阻尼比 ξ 的影响

Fig. 7　Influence of $C_{Y\beta}$ and $C_{N\beta}$ on damping ratio ξ of swing motion of hanging system

由 3.1 节分析可知, 当 $C_{Y\beta}$ 大于 0 时, 系统必然是不稳定的, 图 7 中的结果也表明这一点。并且由图 7 可知, 当 $C_{Y\beta}$ 小于 0, $C_{N\beta}$ 过大时也会导致摆动运动发散。如式 (11) 所示, 由于大阻力面迎风 C_D 较大, 不等式左端第 2 项大于 0, 若要系统稳定则第 1 项需小于 0, 若 $C_{N\beta}$ 过大则不满足式 (11), 导致系统不稳定。

为便于理解 $C_{N\beta}$ 过大时吊挂体摆动运动发散原因, 图 8 描述了发散模态下的吊挂体摆动运动。当有瞬时侧向速度扰动时, 吊挂体产生一侧向速度

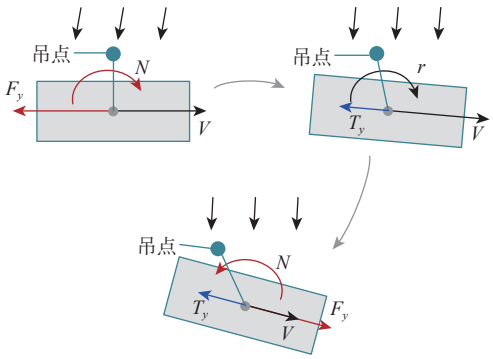


图 8 $C_{N\beta}$ 过大时吊挂体摆动运动示意图(俯视图)

Fig. 8 Schematic diagram of swing motion of hanging body with excessive $C_{N\beta}$ (top view)

V, 即吊挂体相对来流有一正侧滑角; 若吊挂体偏航回复力矩非常大, 吊挂体具有向右的角加速度, 在摆动过程中快速转至与等效来流夹角为0°的状态, 即侧滑角为0°, 此时吊挂体没有气动阻尼, 但具有偏航角速度 r; 随后, 吊挂体继续沿当前角速度方向转动, 产生了负侧滑角, 侧向力方向也随之改变, 此时气动力侧向力 F_y 与吊索拉力 T_y 方向相反, 即气动力对于摆动运动是激励力, 会造成摆动运动发散。

但若 $C_{N\beta}$ 过小, 偏航回复力矩小, 吊挂体偏航方向静稳定裕度不足, 容易导致吊挂体旋转, 且由式(5)求解得到的另一横航向模态(偏航运动占主导的运动模态)阻尼比 ξ 会减小, 曲线上的数值即为 ξ, 由稳定模态接近中性模态, 如图9所示。

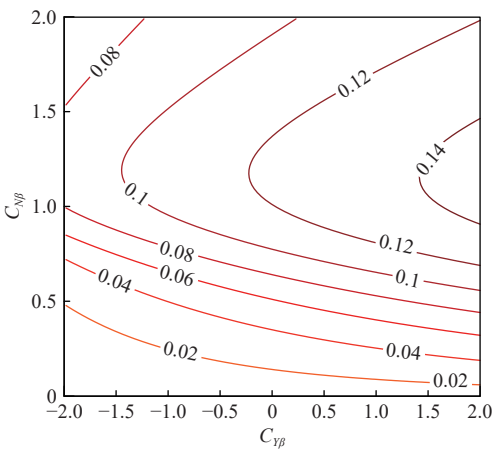


图 9 $C_{Y\beta}$ 和 $C_{N\beta}$ 对吊挂系统偏航运动阻尼比 ξ 的影响

Fig. 9 Influence of $C_{Y\beta}$ and $C_{N\beta}$ on damping ratio ξ of yawing motion of hanging system

并且由式(11)可知, 若吊挂体阻力系数较小, 使不等式左端第2项小于0, $C_{N\beta}$ 过小也将导致系统不稳定。若采用试验中的集装箱, 保持小阻力面迎风为平衡位置, 则 $C_D+C_{Y\beta}<0$, 需要增加 $C_{N\beta}$ 或适当降低 $C_{Y\beta}$ 才能保持吊挂系统稳定, 即需要提高集装箱偏航回复力矩或降低集装箱侧向阻尼力。因此, 当直升机吊挂集装箱时, 在集装箱上挂风标、加翼面等增加偏航回复力矩, 同时保持小阻力面迎风, 对吊挂系统的动稳定性是有好处的, 通过整流降低侧向阻尼力也有助于吊挂系统稳定。

综上, 吊挂系统的动稳定性与吊挂体的气动导数 $C_{Y\beta}$ 和 $C_{N\beta}$ 密切相关, 吊挂系统稳定需吊挂体的侧向力对其偏摆运动需产生阻尼作用, 即 $C_{Y\beta}<0$, 且偏航回复力矩保持适当。当阻力大于侧向阻尼力时, 过分增加或降低吊挂体偏航回复力矩均会降低吊挂系统的动稳定性; 当阻力小于侧向阻尼力时, 增加吊挂体偏航回复力矩或降低吊挂体侧向阻尼力均有利于系统稳定。

3.3 吊挂体阻力系数对动稳定性的影响

由式(11)可知, 若 $C_D+C_{Y\beta}>0$, 则阻力系数越小吊挂系统越容易稳定; 但若阻力系数过小, 使 $C_D+C_{Y\beta}<0$, 则需增加偏航回复力矩以保持系统稳定。图10为保持3.2节中前飞速度 U, 吊索长度 l, 集装箱质量 m 和转动惯量 I_z 不变后得到的不同阻力系数下的稳定域。图中灰色背景区域代表相应阻力系数的稳定区域。

由图10可知, 在 $C_{N\beta}$ 较小且 $C_{Y\beta}$ 接近0时, 减小吊挂体阻力系数有利于吊挂系统的稳定, 但若 $C_{Y\beta}$ 绝对值较大, 适当增加阻力系数有利于稳定。同时, 当 $C_{Y\beta}$ 的绝对值大于 C_D 时, 需要增加 $C_{N\beta}$ 以保持系统稳定。因此, 在重构吊挂体气动特性时, 应综合考虑吊挂体的阻力、侧向阻尼力和偏航回复力矩以保持吊挂系统稳定。

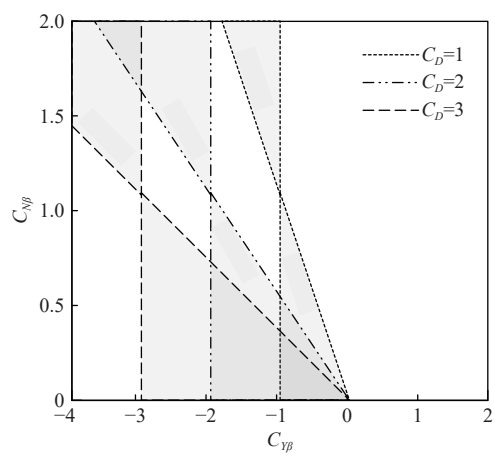


图 10 阻力系数对吊挂系统动稳定性的影响

Fig. 10 Influence of drag coefficient on dynamic stability of hanging system

3.4 吊挂体惯性对动稳定性的影响

由式(11)可知, 若保持 $C_{Y\beta}$ 的绝对值小于 C_D, 吊挂体的转动惯量越大越有利于吊挂系统的进入稳定区域。图11为保持3.2节中前飞速度 U, 吊索长度 l, 集装箱质量 m 和阻力系数 C_D 不变后得到的

吊挂体转动惯量对吊挂系统动稳定性的影响。由图可知, 吊挂体转动惯量越大, 稳定区域越大。当 $C_{N\beta}$ 较大时, 相同气动导数下转动惯量越大可能会导致系统负阻尼变大, 即更加不稳定; 但当 $C_{N\beta}$ 较小时, 相同气动导数下转动惯量越大越趋于稳定。其中, 虚线、实线、点划线表示吊挂体的转动惯量分别为 $0.5I_z$、I_z、$2I_z$, 图中曲线上的数值为 ξ。

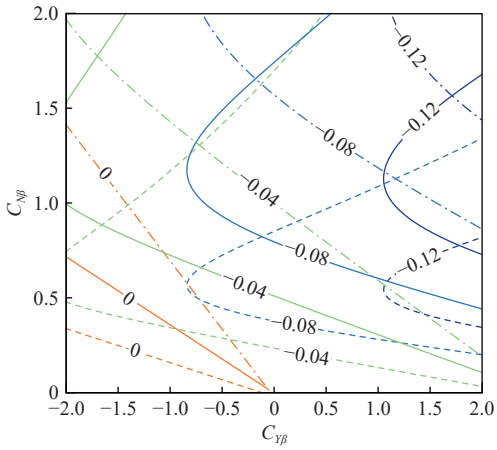


图 11　吊挂体转动惯量对系统摆动运动阻尼比 ξ 的影响

Fig. 11　Influence of moment of inertia of hanging body on damping ratio ξ of swing motion of hanging system

图 12 为保持 3.2 节中前飞速度 U, 吊索长度 l, 集装箱转动惯量 I_z 和阻力系数 C_D 不变后得到的吊挂体质量对吊挂系统动稳定性的影响。如 3.1 节所述, 吊挂体质量 m 不影响吊挂系统稳定性的判别, 图中不同质量的吊挂体 $\xi=0$ 的位置没有变化, 但 $\xi=0$ 之外的不同质量的吊挂体在相同气动导数下的阻尼比不同, 其影响规律与转动惯量相似。图中, 实线、点划线、虚线表示吊挂体 m 分别为 5 000, 10 000, 15 000 kg, 曲线上的数值为 ξ。

综上, 保持吊挂体阻力大于侧向阻尼力, 当 $C_{N\beta}$ 较小时, 吊挂体惯性越大负阻尼越小, 发散速度越慢, 吊挂系统趋于稳定, 但若 $C_{N\beta}$ 过大, 规律会反向。

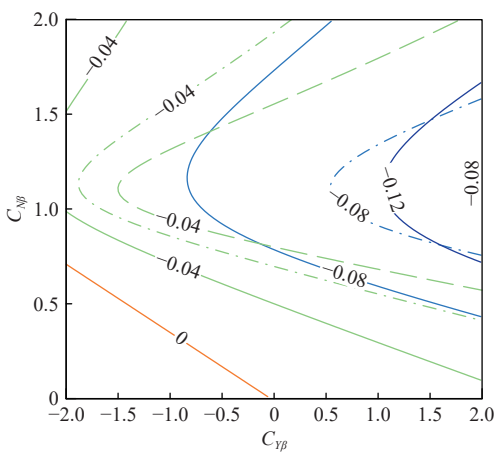


图 12　吊挂体质量对吊挂系统摆动运动阻尼比 ξ 的影响

Fig. 12　Influence of mass of hanging body on damping ratio ξ of swing motion of hanging system

3.5　吊索长度和来流速度对动稳定性的影响

吊索长度在吊挂飞行时可根据不同吊挂体进行相应调整, 最大前飞速度也会因不同吊挂体的差异有所区别, 调整吊索长度和前飞速度不同于对吊挂体本身的气动特性重构和惯性调整, 是吊挂飞行过程中较易调整的参数。

由式(11)可知, 若 $C_D+C_{Y\beta}>0$, 绳长越长、速度越快, 越不利于吊挂系统的进入稳定区域。保持 3.2 节中集装箱阻力系数 C_D, 质量 m 和转动惯量 I_z 不变, 设 $C_{Y\beta}$ = -1.8, $C_{N\beta}$ = 0.3(属于图 7 中稳定区域), 可得到吊索长度和来流速度对吊挂系统摆动运动阻尼比 ξ 的影响, 如图 13 所示, 图中曲线上的数值为 ξ。

由图 13 可知, 当保持相同来流速度或保持相同吊索长度时, 在稳定的振荡收敛区域($\xi>0$)和不稳定的振荡发散区域($\xi<0$), 正、负阻尼比的大小均存在先增加后减小的趋势。因此, 虽然缩短吊索长度、降低飞行速度有利于吊挂系统进入稳定区域, 但是吊索过短、速度较低时吊挂体的摆动将难以收敛, 吊挂系统呈现接近中性稳定的状态。如果吊挂飞行的巡航速度已知, 由图 13 可知, 存在最优吊索长度使巡航速度下吊挂系统稳定性最佳。

并且, 由图 13 可知, 若在直升机吊挂飞行过程中遇到吊挂系统不稳定状态, 可通过适当减速进行控制。如果稳定性限制了吊挂飞行的飞行速度, 可通过适当减小吊索长度增加前飞速度。

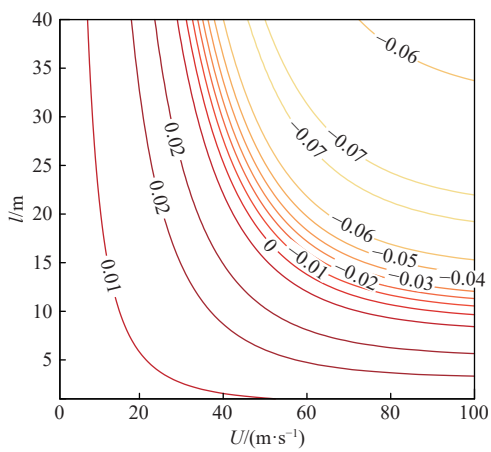


图 13　吊索长度和前飞速度对吊挂系统摆动运动阻尼比 ξ 的影响

Fig. 13　Influence of sling length and foward flight speed on damping ratio ξ of swing motion of hanging system

4　结　论

1) 单点吊挂集装箱前飞时横航向运动易发散,

在风洞试验中表现为集装箱大阻力面迎风，小幅偏航振荡，同时侧摆幅度逐渐增加，其原因为集装箱的侧向气动力对侧摆运动起到了激励作用而非阻尼。

2）单点吊挂系统的动稳定性与吊挂体的侧向力导数 $C_{Y\beta}$ 和偏航力矩导数 $C_{N\beta}$ 密切相关，系统稳定的必要条件为 $C_{Y\beta}<0$，$C_{N\beta}>0$。

3）当阻力大于侧向阻尼力时，过分增加或降低吊挂体偏航回复力矩均会降低吊挂系统的动稳定性；当阻力小于侧向阻尼力时，增加吊挂体偏航回复力矩或降低吊挂体侧向阻尼力均有利于系统稳定；在重构吊挂体气动特性时，应综合考虑吊挂体的阻力、侧向阻尼力和偏航回复力矩以保持吊挂系统稳定。

4）保持吊挂体阻力大于侧向阻尼力，若偏航回复力矩适当，吊挂体惯性越大越有利于吊挂系统稳定，但若偏航回复力矩过大，吊挂体惯性增加规律会反向。

5）直升机吊挂飞行过程中如遇到吊挂系统不稳定状态可通过适当减速进行控制，减小吊索长度可增加外吊挂稳定前飞的飞行速度，存在最优吊索长度使巡航速度下吊挂系统稳定性最佳。

本文正向探索了吊挂系统的增稳方式，可用于指导直升机吊挂前飞时吊挂体的气动特性重构、质量分布以及吊索吊具设计。下一步工作将按照本文提供的吊挂系统优化思路设计增稳装置，根据任务剖面选取最佳吊索长度，同时结合直升机结构设计和控制律设计，确保吊挂系统的稳定，改善直升机吊挂飞行的飞行品质。

参考文献（References）

[1] CYR D, GUARINO P, HITCHEN J, et al. Stabilization of helicopter sling loads with passive and active control surfaces[C]//Proceedings of the 54th AIAA Aerospace Sciences Meeting. Reston: AIAA, 2016.

[2] ASSEO S J, WHITBECK R F. Control requirements for sling-load stabilization in heavy lift helicopters[J]. Journal of the American Helicopter Society, 1973, 18(3): 23-31.

[3] MANWARING J C, CONWAY G A, GARRETT L C. Epidemiology and prevention of helicopter external load accidents[J]. Journal of Safety Research, 1998, 29(2): 107-121.

[4] CICOLANI L S, CONE A, THERON J N, et al. Flight test and simulation of a cargo container slung load in forward flight[J]. Journal of the American Helicopter Society, 2009, 54(3): 032006.

[5] HUFFMAN R R, GENIN J. The dynamical behaviour of a flexible cable in a uniform flow field[J]. Aeronautical Quarterly, 1971, 22(2): 183-195.

[6] POLL C, CROMACK D. Dynamics of slung bodies using a single-point suspension system[J]. Journal of Aircraft, 1973, 10(2): 80-86.

[7] FEASTER L, POLI C, KIRCHHOFF R. Dynamics of a slung load[J]. Journal of Aircraft, 1977, 14(2): 115-121.

[8] LUCASSEN L R, STERK F J. Dynamic stability analysis of a hovering helicopter with a sling load[J]. Journal of the American Helicopter Society, 1965, 10(2): 6-12.

[9] OKTAY T, SULTAN C. Modeling and control of a helicopter slung-load system[J]. Aerospace Science and Technology, 2013, 29(1): 206-222.

[10] GUGLIERI G, MARGUERETTAZ P. Dynamic stability of a helicopter with an external suspended load[J]. Journal of the American Helicopter Society, 2014, 59(4): 1-12.

[11] 陈元, 陈仁良. 直升机吊挂飞行耦合分析[J]. 南京航空航天大学学报, 2017, 49(2): 165-172.
CHEN Y, CHEN R L. Coupling analysis of helicopter flying with slung load[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2017, 49(2): 165-172(in Chinese).

[12] KRISHNAMURTHI J, HORN J F. Helicopter slung load control using lagged cable angle feedback[J]. Journal of the American Helicopter Society, 2015, 60(2): 022011.

[13] 曹龙, 曹义华, 李春华. 直升机-吊挂耦合系统平衡特性和稳定性分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2014, 40(9): 1219-1224.
CAO L, CAO Y H, LI C H. Equilibrium characteristics and stability analysis of helicopter-slung-load coupling system[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2014, 40(9): 1219-1224(in Chinese).

[14] RAZ R, ROSEN A, CARMELI A, et al. Wind tunnel and flight evaluation of passive stabilization of a cargo container slung load[J]. Journal of the American Helicopter Society, 2010, 55(3): 32001-3200118.

[15] NYREN D J, TARDIFF M, DESABRAIS K. Passive stabilization and stability quantification of helicopter sling load payloads [C]//Proceedings of the American Helicopter Society 71st Annual Forum. Virginia Beach: Curran Associates, Inc., 2015: 2122-2132.

[16] RAZ R, ROSEN A, CICOLANI L S, et al. Using wind tunnel tests for slung-load clearance. Part 1: The conex cargo container[J]. Journal of American Helicopter Society, 2014, 59: 042003.

[17] RAZ R, ROSEN A, CICOLANI L S, et al. Using wind tunnel tests for slung-load clearance. Part 2: Other loads[J]. Journal of American Helicopter Society, 2014, 59: 042004.

[18] CICOLANI L, IVLER C, OTT C, et al. Rotational stabilization of cargo container slung loads[J]. Journal of the American Helicopter Society, 2015, 60(4): 1-13.

Dynamic stability analysis of a single-point hanging container

LYU Yuzhu*, WAN Haiming, XU Yumao

(China Helicopter Research and Development Institute, Jingdezhen 333001, China)

Abstract: To study the dynamic stability of a single-point hanging container, the divergent motion of the hanging container was captured by a wind tunnel test, and the motion equation of the single-point hanging system was decoupled for dynamics analysis. It was found that the reason for the divergent motion of the container was that the lateral aerodynamic force had a motivating effect on the swing motion. The stability criterion showed that the necessary condition for the stability of the single-point hanging system was the damping action of the yawing moment and lateral force of the hanging body on its yawing motion, but an excessive yawing recovery force may reduce the dynamic stability of the hanging system. Keeping the lateral damping force and yawing recovery moment appropriate, reducing the resistance, and increasing the mass and moment of inertia of the hanging body were beneficial to the stability of the hanging system. In the process of hanging flight, if the hanging system becomes unstable, the helicopter can be controlled by decelerating properly, and the sling length can be reduced to increase the flight speed of the stable forward flight of the helicopter with an external hanging body. Besides, there is an optimal sling length to ensure the optimal stability of the single-point hanging system at cruising speed.

Keywords: single-point hanging; container; dynamic stability; aerodynamic characteristics; sling length

Received: 2023-02-07; **Accepted**: 2023-04-07; **Published Online**: 2023-04-24 11:02

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230423.1818.001

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0069

基于策略蒸馏的四足机器人步态学习方法

朱晓庆[1,2,*]，王涛[1,2]，阮晓钢[1,2]，陈江涛[1,2]，南博睿[1,2]，毕兰越[1,2]

(1. 北京工业大学 信息学部，北京 100124；2. 北京工业大学 计算智能与智能系统北京市重点实验室，北京 100124)

摘 要：以柔性动作评价 (SAC) 为代表的强化学习算法在机器人复现高等动物的运动技能中已取得成功，该框架将策略搜索和状态动作价值函数相结合。但智能体使用策略探索是贪婪的，评价网络估算的 Q 值函数却使用低估值。为使智能体采取更好的策略，将策略蒸馏 (PD) 与 SAC 算法相融合，提出一种 PD 柔性动作评价 (PDSAC) 算法，该算法让智能体使用混合策略进行探索，使强化学习得到的奖励函数收敛速度加快。为验证 PDSAC 算法的有效性，理论证明该算法能提升策略的探索效率，并在四足机器人步态学习任务中进行了验证。仿真实验结果表明：相比 SAC 算法，PDSAC 算法在步态学习任务中可以使奖励函数值提高 26.7%，同时收敛速度提升 40%。

关 键 词：强化学习；策略蒸馏；混合策略；好奇心探索策略；步态学习

中图分类号：TP18

文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2025)02-0428-12

如何使四足机器人又快又稳定的运动是近年来的研究热点。强化学习通过智能体与环境交互的状态信息生成策略，并采取相应的行为动作，使期望奖励收敛。强化学习模型被广泛应用于各个领域，如机器人步态控制[1]。四足机器人通过强化学习算法可以在没有任何先验知识的情况下学习步态控制[2]。通过步态信息数据，不断更新、优化腿部控制器奖励函数[3]。其中，腿部控制器将获取的输入数据映射到低维向量，所以机器人在步态学习中，不需要准确的动力学模型，用较少的操作算法就能学习完整的运动技能[4-5]。

近年来，随着强化学习模型趋于繁琐，策略网络框架也逐渐趋于复杂。将知识蒸馏 (knowledge distillation, KD) 应用于深度强化学习，提出了一种简单而实用的方法称为策略蒸馏 (policy distillation, PD)。通过辅助智能体策略的生成提升智能体的训练效果，达到深度模型的轻量化[6-8]。在 PD 模型中，Rusu 等提出教师-学生模型，由教师模型学习智能体的状态信息并存储到经验池，通过知识重播将经验池信息向学生模型传递[9]。但教师模型预训练会增加探索成本，并且学生模型获取的信息被教师模型限制。Lai 等提出将经验池信息向学生模型传递的双策略蒸馏 (dual policy distillation, DPD) 思想，取消教师模型预训练，使 2 个学生模型在相同环境中以不同参数进行探索，并通过 KD 提高策略探索效率，弥补教师模型的不足[10]。Zhao 和 Hospedales 通过正则化多个策略分布，实现了多个学生策略互相的知识迁移，增强了策略的泛化能力[11]。文献 [12-13] 提出相似度约束的概念，提升学生策略之间的探索能力及算法稳定性。Burda 等提出随机网络蒸馏模型，使智能体更好的实现局部探索，将内部奖励和外部奖励结合，避免环境中密集奖励不足时，PD 失效[14]。KD 和深度强化学习的结合解决了大型强化学习算法中策略网络复杂路径搜索问题，起到了稳定和加速智能体学习策略的效果[15]。

本文基于 DPD 框架，将策略分别表示为原策略和好奇心探索 (curiosity exploration, CE) 策略，其

收稿日期：2023-02-21；**录用日期**：2023-04-14；**网络出版时间**：2023-06-02 17:06
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230601.1456.001
基金项目：国家自然科学基金 (62103009)；北京市自然科学基金 (4202005)
* **通信作者**. E-mail：alex.zhuxq@bjut.edu.cn

引用格式：朱晓庆，王涛，阮晓钢，等. 基于策略蒸馏的四足机器人步态学习方法 [J]. 北京航空航天大学学报，2025，51（2）：428-439.
ZHU X Q，WANG T，RUAN X G，et al. Gait learning method of quadruped robot based on policy distillation [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51（2）：428-439（in Chinese）.

中, CE 策略由算法网络中动作值函数和状态值函数共同决定。2 个策略之间用 KL 散度 (Kullback-Leibler divergence, KLD)(又称相对熵)进行限制[3, 16], 保证策略在可信的阈值范围, 使算法不仅加快智能体的探索速度并且确保奖励值稳步提升直至收敛。

强化学习算法中, 动作评价 (actor-critic) 框架的采样效率低, 面对复杂控制经常需要上百万次环境交互[17-20], 在仿真时增加了不可控性。在无模型强化学习算法中, 柔性动作评价 (soft actor critic, SAC) 算法[21-22] 通过添加最大信息熵, 让探索策略有更高的随机性。双延迟深度确定性策略梯度[23] 算法 (简称 TD3) 通过使用较小的状态动作值函数 Q 进行目标网络更新, 提高算法的稳定性。但策略探索使用的 Q 值与真实 Q 值偏差过大时, 探索效率会变差。

随着深度强化学习所需处理的目标函数维度逐渐增大, 在消耗大量的计算存储和时间后才能使智能体得到较高水平的性能。智能体采用何种策略迭代将影响最终的奖励收敛速度[24]。其中, 普通 DPD 通过 2 个策略互相提取对智能体探索有利的知识从而优化智能体产生的动作。但 2 个策略产生的行动差距较大时, 较差的策略需从较好的策略学习知识, 环境中得到的状态信息使较好的策略不断更新, 而较差策略不再更新。此时, DPD 会退化为单 PD, 造成算力的浪费。针对上述问题, 本文提出策略蒸馏柔性动作评价 (policy distillation soft actor-critic, PDSAC) 算法, 首先, 评价网络通过智能体的动作计算 Q 值, 形成原策略和 CE 策略, 两者组成混合策略; 然后, 引入 PD 思想, 使两者互相蒸馏以更新优化自身策略, 从而保持混合策略先进性, 加快智能体奖励函数的收敛速度。

本文介绍强化学习算法和 PD 的理论和方法, 证明混合策略的知识迁移就是原策略和 CE 策略的 KD, 表明策略的提升可以提高算法的奖励收敛速度。本文对 SAC 算法进行改进, 提出 PDSAC 算法, 并使用 PDSAC 算法进行四足机器人运动控制。本文通过实验证明 PDSAC 算法在奖励函数收敛和稳定性方面都具有优势。

1　强化学习算法和策略蒸馏

1.1　强化学习算法

强化学习算法基于马尔可夫决策过程 (Markov decision process, MDP)。MDP 由<S, A, $\boldsymbol{P}$, $\boldsymbol{R}$>四元组构成。其中, S 表示状态空间, 包含智能体内部一系列有限状态 $\boldsymbol{s}$; A 表示动作空间, 包含智能体与环境交互产生的动作 $\boldsymbol{a}$; $\boldsymbol{P}$ 表示每次状态转移的概率矩阵; $\boldsymbol{R}$ 代表奖励组成的矩阵空间。策略 $\boldsymbol{\pi}$ 表示从 S 空间映射到 A 空间的分布向量, 包含了智能体在每个状态可能采取的动作。智能体与环境交互时, 每一个状态都包含环境的全部信息, 通过策略产生动作从而进入下一状态[25]。在某一时刻 t, 采取动作 $\boldsymbol{a}_t \sim \boldsymbol{\pi}(\boldsymbol{s}_t)$, 使环境进入新状态 $\boldsymbol{s}_{t+1} \sim (\boldsymbol{s}_t, \boldsymbol{a}_t)$, 并产生奖励 $r \sim (r_t, \boldsymbol{a}_t)$。

智能体与环境不断进行信息交互, 并通过奖励函数调整策略, 形成最优策略 $\boldsymbol{\pi}^* = \max\limits_{\boldsymbol{\pi}} \left(E_{\boldsymbol{\pi}} \left(\sum\limits_{t=1}^{\tau} \gamma^{t-1} r^t \right) \right)$, $\gamma \in [0, 1]$, 其中, γ 为折扣因子, $\tau \in \{\boldsymbol{s}_1, \boldsymbol{a}_1, r_1, \cdots, \boldsymbol{s}_t, \boldsymbol{a}_t, r_t\}$ 表示一系列状态动作轨迹。策略 $\boldsymbol{\pi}$ 直接影响智能体的动作输出, 从而影响环境中状态信息。可以看出, 算法选择合适的策略不仅能加快奖励收敛速度, 提高智能体探索效率, 还可以使智能体得到更高奖励值。

通过强化学习算法优化策略网络为四足机器人步态学习提供了新的研究方向。策略网络通过当前状态和历史动作预测下一步的环境反馈, 实现对不同环境状态的快速适应[26]。

四足机器人的动作控制由一个可训练的神经网络和一个开环控制器组成。开环控制器用于周期信号的生成, 四足机器人腿部运动由输出摆动曲线和输出延伸信号组成。通过开环控制器的周期信号估计地形坡度和步态运动的倾斜程度。可训练的策略神经网络通过开环控制器的结果决定下一步动作的输出。如图 1 所示, 四足机器人步态控制由 2 个信号的矢量和组成。其中, 开环控制器为策略学习提供了参考轨迹和运动先验, 神经网络通过强化学习算法生成的策略决定输出的动作, 使得机器人获得更快的动作探索效率和更高的环境奖励值。

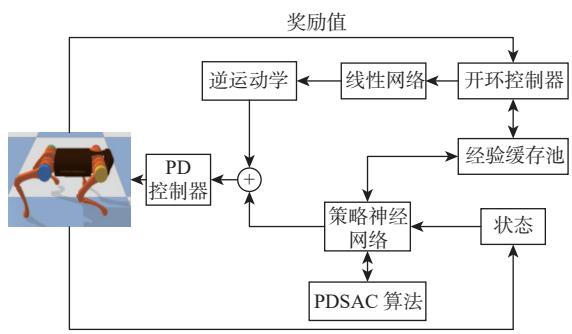


图 1　四足机器人步态控制器

Fig. 1　Quadruped robotic gait controller

1.2　柔性动作评价算法

在强化学习算法中, 学习目标就是得到一条轨迹 τ, 使策略累计奖励值最大。而 SAC 算法中, 不仅要求策略累计的奖励值最大, 还要求策略的熵值最大[27-28]。智能体在累计奖励中加入正则化项, 避

免策略落入局部最优解。智能体充分的探索状态空间 S, 其中最优策略满足

$$\boldsymbol{\pi}^{*}=\underset{\pi}{\operatorname{argmax}}\left(E_{\pi}\left(\sum_{t=1}^{\tau}\gamma^{t-1}r^{t}+\alpha H(\boldsymbol{\pi}(\cdot|\boldsymbol{s}_{t}))\right)\right)\quad\gamma\in[0,1] \tag{1}$$

式中: α为策略网络熵的系数, 表示熵项在算法中的重要程度, 熵项表达式为

$$H(\boldsymbol{\pi}(\cdot|\boldsymbol{s}_{t}))=-\sum_{t}^{\infty}p(\boldsymbol{\pi}(\cdot|\boldsymbol{s}_{t}))\lg\rho(\boldsymbol{\pi}(\cdot|\boldsymbol{s}_{t})) \tag{2}$$

式中: 熵项表示智能体在每一个状态都计算当前策略$\boldsymbol{\pi}(\cdot|\boldsymbol{s}_{t})$的熵值, 熵越高, 系统的不确定性越强, 动作的不确定也越大; $\rho(\boldsymbol{\pi}(\cdot|\boldsymbol{s}_{t}))$表示状态 $\boldsymbol{s}_{t}$ 处策略概率分布随机程度, 策略越随机, 熵值越高。

SAC 算法使用最大熵强化学习, 使四足机器人步态优化时比传统的动作评价算法探索能力更强, 策略输出的动作更高效, 在更短的探索步长使奖励收敛。由式 (1) 可知, SAC 算法的目标是找到最优策略, 使奖励最大。尽管此算法已经取得很好的效果, 但仍有以下不足。

1) 当智能体执行策略时, 根据高斯采样随机采取探索动作。如图 2 所示, 横坐标表示智能体在状态 $\boldsymbol{s}$ 的动作范围, 纵坐标为动作值函数 (Q 值), 表示在状态 $\boldsymbol{s}$, 策略采取某个动作的价值和采取动作后所有新状态价值与其状态转移概率乘积的和。Q 值越大, 智能体所需的样本需求量越多。图中, 智能体(虚线)右边探索时所获 Q 值大, 动作范围大, 表示虚线右侧的样本需求多, 有利于得到更好的策略; 在虚线左边探索时样本需求少, 不利于策略的更新。为避免高估, 算法会使用 Q 值置信下限 $Q^{i}_{\mathrm{LB}}(\boldsymbol{s},\boldsymbol{a})(i\in\{1,2\})$评估策略, 使样本的采样率降低。

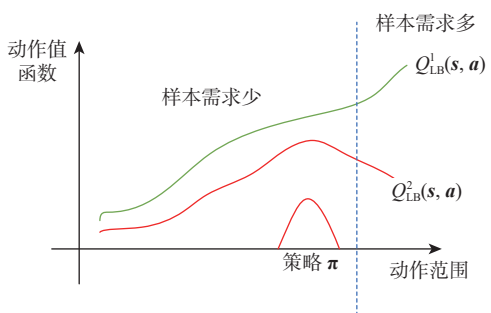


图 2 策略对采样效率的影响

Fig. 2 Impact of policy on sampling efficiency

2) 虽然 SAC 算法增加熵项鼓励智能体探索, 但如果 Q 值得到的策略是次优解, 智能体无法选择更好策略, 只能执行该策略的采样动作。

四足机器人通过策略选择动作从而完成步态学习。当奖励函数收敛时, 步长和奖励数值可以反映算法使用策略的优劣程度。通过不断的策略更新, 四足机器人生成柔顺协调的运动步态。奖励值收敛速度间接表示步态优化程度。当算法选择了最优策略, 奖励函数收敛, 四足机器人步态稳定。由于策略的效率直接影响奖励收敛和行走步长。选择合适的强化学习算法可以使策略神经网络得到更优秀的策略, 从而加速步态规划。

1.3 策略蒸馏

KD 由 Hinton 等提出, 属于迁移学习的分支[29]。该方法利用大模型训练小模型将大模型的信息传递到小模型中, 通过学生模型模仿教师模型输出进行知识迁移的学习方法[29-30]。

PD 由 Czarnecki 等提出, 将 KD 应用于强化学习过程[6]。该方法将预训练的评价网络模型作为教师模型, 并将智能体学习到的状态、动作分布概率和奖励作为知识存储到经验池中, 在训练学生模型时经验池中的“知识”将作为指导学生的依据。师生策略的知识迁移可以用于提升网络性能, 加快奖励收敛, 训练复杂任务网络。Rusu 等使用了监督回归训练学生模型, 使其与教师模型有相同的分布[9]; Lai 等构建了 DPD 框架, 通过在相同环境中探索不同的策略并通过 2 个学生策略互相进行知识迁移, 从而摆脱了教师模型的限制[10]。如图 3(a) 所示。

本文在 DPD 框架的基础上, 引入 CE 策略, 使策略在提升过程中更快的搜集环境反馈信息, 加速智能体训练。如图 3(b) 所示。

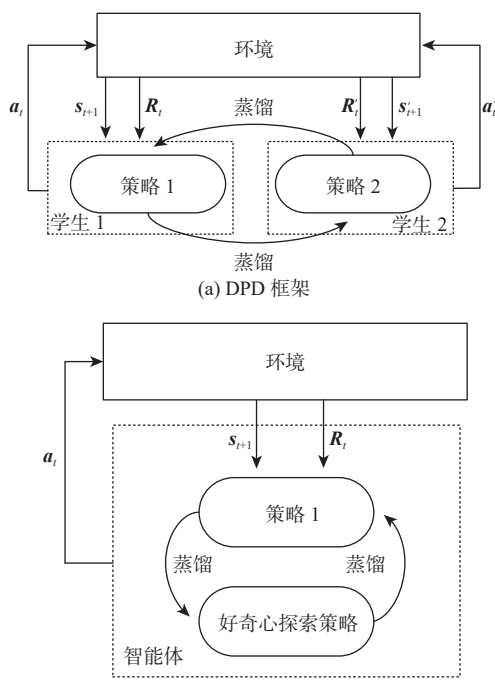


图 3 PD 框架

Fig. 3 PD framework

相互蒸馏训练深度神经网络提高性能由 Zhang 等提出[31]。其思想是让一组未经训练的学生模型同时进行知识的学习, 通过相互蒸馏补充多样化信息使原始组合变为性能更好的新组合。

本文采用的蒸馏方法为相互蒸馏中的深度互学习 (deep mutual learning, DML)。如图 4(a) 所示, DML 使用 2 个网络, 智能体与环境交互产生的环境信息表示为 $X=\{\boldsymbol{X}_i\}_{i=1}^{N}$, N 表示经验池中的状态数量。$\boldsymbol{X}_i$ 表示每个状态 $\boldsymbol{s}$ 包含的全部策略动作信息。$\boldsymbol{X}_i$ 进入神经网络 Θ 产生的策略概率计算式为

$$\boldsymbol{P}_1(\boldsymbol{X}_i)=\frac{\exp(\boldsymbol{z}_1)}{\sum\exp(\boldsymbol{z}_1)} \tag{3}$$

式中: $\boldsymbol{z}_1$ 为神经网络 softmax 层的输出, 通过使用 KLD 使 2 个网络的策略能互相蒸馏, 组合策略融合了策略信息, 智能体可以根据组合策略选择动作。$\boldsymbol{P}_1$ 和 $\boldsymbol{P}_2$ 为数据的概率分布矩阵。$\boldsymbol{P}_1$ 到 $\boldsymbol{P}_2$ 的 KLD 为

$$D_{\mathrm{KL}}(\boldsymbol{P}_2\|\boldsymbol{P}_1)=\sum_{i=1}^{N}\boldsymbol{P}_2(\boldsymbol{X}_i)\lg\frac{\boldsymbol{P}_2(\boldsymbol{X}_i)}{\boldsymbol{P}_1(\boldsymbol{X}_i)} \tag{4}$$

在 $D_{\mathrm{KL}}(\boldsymbol{P}_2\|\boldsymbol{P}_1)$中, $\boldsymbol{P}_1$ 把 $\boldsymbol{P}_2$ 视为数据的真实概率分布, 使用 DKL 使 $\boldsymbol{P}_1$ 的分布近似 $\boldsymbol{P}_2$ 的分布。$\boldsymbol{P}_2$ 到 $\boldsymbol{P}_1$ 的 DKL 同理。DML 以相互学习的方式训练各个状态信息, 通过互相补充多样化的策略信息生成更强的算法模型。

在 MDP 特征序列任务中, 上一步状态的策略知识传递给后续状态进行学习, 减少了新旧网络在经验池中信息差异。本文提出的 PDSAC 算法, 如图 4(b) 所示, 环境无需同时给 2 个学生模型状态信息, 只需通过一个学生模型产生的策略状态信息, CE 策略通过组合策略相对距离 Δ 产生, 两者构成混合策略。在四足机器人的策略优化中, 策略的输出是期望的四条腿关节向量。通过引入 DML, CE 策略和原策略交替优化策略神经网络最终找到每个状态的最优策略。原策略与智能体期望策略的损失函数表示为

$$L_{\mathrm{C1}}=-\sum_{i=1}^{N}I(\boldsymbol{\pi},\boldsymbol{\pi}^*)\rho(\boldsymbol{\pi}(\cdot|\boldsymbol{s}_t))\lg(p_i(\boldsymbol{\pi}(\cdot|\boldsymbol{s}_t))) \tag{5}$$

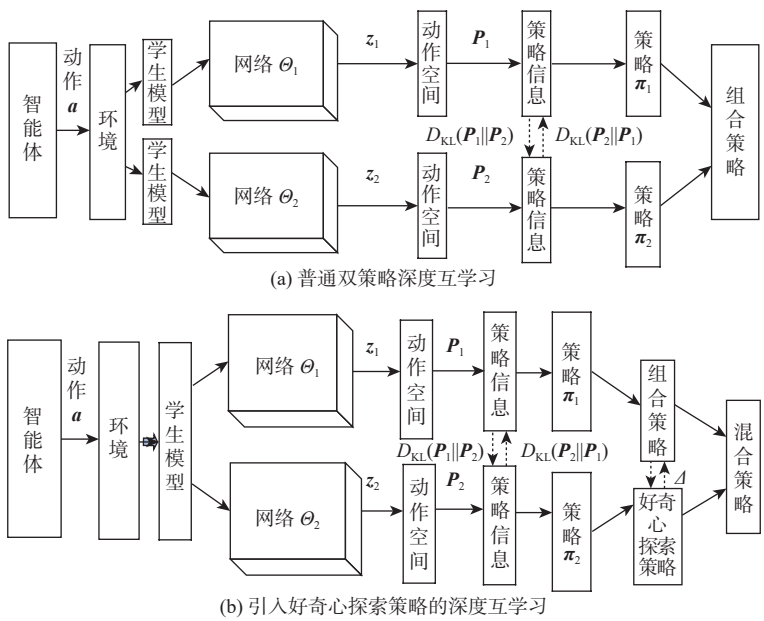
式中: $I(\boldsymbol{\pi},\boldsymbol{\pi}^*)=\begin{cases}0 & \boldsymbol{\pi}=\boldsymbol{\pi}^*\\ 1 & \boldsymbol{\pi}\neq\boldsymbol{\pi}^*\end{cases}$, 其值为 0 时, 表明如果此刻状态 $\boldsymbol{s}$ 为最优策略, 误差为 0, 否则将一直探索; $p_i(\boldsymbol{\pi}(\cdot|\boldsymbol{s}_t))$为 $\boldsymbol{s}_t$ 处某一策略的概率。同理, 好奇心策略的交叉熵误差为 L_{C2}。网络 Θ_1 和 Θ_2 的损失函数分别定义为

$$\begin{cases}L_{\Theta_1}=L_{\mathrm{C1}}+D_{\mathrm{KL}}(\boldsymbol{P}_2\|\boldsymbol{P}_1)\\ L_{\Theta_2}=L_{\mathrm{C2}}+D_{\mathrm{KL}}(\boldsymbol{P}_1\|\boldsymbol{P}_2)\end{cases} \tag{6}$$

网络参数梯度更新式为

$$\begin{cases}\Theta_1\leftarrow\Theta_1+\gamma_{1,t}\dfrac{\partial L_{\Theta_1}}{\partial\Theta_1}\\ \Theta_2\leftarrow\Theta_2+\gamma_{2,t}\dfrac{\partial L_{\Theta_2}}{\partial\Theta_2}\end{cases} \tag{7}$$

γ_t 包含了当前状态的所有信息, 每次有新环境信息进入经验池中后, 根据式 (3) 更新策略概率, 式 (7) 更新网络参数。由于智能体采取优秀动作是提升策略的关键, 引入好奇心探索策略后, 扩展了策略的输入和熵值较大的动作输出。经验缓冲池可以提高策略的采样效率。使四足机器人步态运动技能的学习加快, 奖励收敛速度提前。



(a) 普通双策略深度互学习

(b) 引入好奇心探索策略的深度互学习

图 4　深度学习相互蒸馏示意图

Fig. 4　Schematic diagram of deep learning mutual distillation

2 PDSAC 算法理论分析

PDSAC 算法使用 Q 值评估的原策略和 CE 策略构成混合策略，通过 PD 的方式推进策略的更新。

2.1 CE 策略

原策略$\boldsymbol{\pi}$和 CE 策略$\boldsymbol{\pi}_{\text{ce}}$之间的相对距离定义为 $\Delta = D(\boldsymbol{\pi}(\cdot|\boldsymbol{s}),\boldsymbol{\pi}_{\text{ce}}(\cdot|\boldsymbol{s}))$，表示$\boldsymbol{\pi}$在状态 $\boldsymbol{s}$ 处动作分布范围的偏移。在四足机器人步态策略的形成中，使用 KL 散度 $D_{\text{KL}}(\boldsymbol{P}_1\|\boldsymbol{P}_2), D_{\text{KL}}(\boldsymbol{P}_2\|\boldsymbol{P}_1) \leqslant \Delta$约束 2 个策略之间的相对距离，避免策略偏移过大使$\boldsymbol{\pi}_{\text{ce}}$和$\boldsymbol{\pi}$之间的相互蒸馏收集无用的动作经验，对策略的学习没有实质性帮助。

如图 5 所示，采用原策略$\boldsymbol{\pi}$，收集的样本信息较少。但采用$\boldsymbol{\pi}_{\text{ce}}$采样，当相对距离$\Delta$为正值时，智能体收集的样本使下一个状态的动作价值函数变大，采样效率加快；如果Δ为负值，继续使用原策略，不会降低采样效率。两者通过式 (4) 完成策略信息共享。

$\boldsymbol{\pi}_{\text{ce}}$服从正态分布 $N(\mu_{\text{ce}},\sigma_{\text{ce}})$，其中，均值定义为

$$\mu_{\text{ce}} = \underset{\substack{p(\boldsymbol{\pi}(\cdot|\boldsymbol{s}_t)):\\ D_{\text{KL}}(\boldsymbol{P}_1\|\boldsymbol{P}_2), D_{\text{KL}}(\boldsymbol{P}_2\|\boldsymbol{P}_1)\leqslant\Delta}}{\operatorname{argmax}} E_{\boldsymbol{a}\sim N(\mu,\delta)}\left[\frac{1}{2}(Q^1_{\text{LB}}(\boldsymbol{s},\boldsymbol{a}) + Q^2_{\text{LB}}(\boldsymbol{s},\boldsymbol{a}))\right] \tag{8}$$

式中：Q^1_{LB}和Q^2_{LB}为评价神经网络计算的 2 个置信下限，$Q^{\{1,2\}}_{\text{LB}}(\boldsymbol{s}_t,\boldsymbol{a}_t)$表示智能体在 2 个评价网络置信下限中使用较小值，满足：

$$Q^{\{1,2\}}_{\text{LB}}(\boldsymbol{s}_t,\boldsymbol{a}_t) \leftarrow R(\boldsymbol{s}_t,\boldsymbol{a}_t) + \gamma\min\left(Q^1_{\text{LB}}(\boldsymbol{s}_{t+1},\boldsymbol{a}), Q^2_{\text{LB}}(\boldsymbol{s}_{t+1},\boldsymbol{a})\right) \tag{9}$$

2.2 策略混合

将$\boldsymbol{\pi}_{\text{ce}}$和原策略混合，如图 4(b) 所示，二者之间用相对距离进行限制。在 PDSAC 算法中，2 个策略通过知识蒸馏完成信息交互。混合策略表示为

$$\tilde{\boldsymbol{\pi}}(\cdot|\boldsymbol{s}) = \begin{cases} \boldsymbol{\pi}(\cdot|\boldsymbol{s}) & \xi^{\pi}(\boldsymbol{s}) \leqslant 0 \\ \boldsymbol{\pi}_{\text{ce}}(\cdot|\boldsymbol{s}) & \xi^{\pi}(\boldsymbol{s}) > 0 \end{cases} \tag{10}$$

式中：$\xi^{\pi}(\boldsymbol{s})$为混合策略选择$\boldsymbol{\pi}_{\text{ce}}$或$\boldsymbol{\pi}$的条件，表示在状态 $\boldsymbol{s}$ 处，$\boldsymbol{\pi}_{\text{ce}}$相对于$\boldsymbol{\pi}$动作值优势，其表达式为 $\xi^{\pi}(\boldsymbol{s}) = V^{\pi_{\text{ce}}}(\boldsymbol{s}) - V^{\pi}(\boldsymbol{s})$。在 MDP 中，$V(\boldsymbol{s})$ 表示在状态 $\boldsymbol{s}$ 处所有动作值函数在策略下的期望[32-33]，$V^{\pi}(\boldsymbol{s})$和 $V^{\pi_{\text{ce}}}(\boldsymbol{s})$表示$\boldsymbol{\pi}$和$\boldsymbol{\pi}_{\text{ce}}$在状态 $\boldsymbol{s}$ 处的动作值函数。由于相对距离Δ方向是随机的，所以混合策略选取策略的标准是在状态 $\boldsymbol{s}$ 处，选择 $V(\boldsymbol{s})$ 较大的策略。定理 1 证明混合策略的价值函数是稳步提升的。

定理 1 对于任意状态$\boldsymbol{s}\in S$，式 (10) 定义的混合策略会稳步提升，即当$n\geqslant 0$时，满足 $V_{n+1}\geqslant V_n$。n 表示状态价值函数在当前状态处的迭代次数。

证明

由于优势函数$\xi^{\pi}(\boldsymbol{s})$表示为$\boldsymbol{\pi}_{\text{ce}}$和$\boldsymbol{\pi}$在环境状态 $\boldsymbol{s}$ 处智能体采取动作的价值期望差值。混合策略 $\tilde{\boldsymbol{\pi}}(\boldsymbol{s}_i)$的动作值函数 $V^{\tilde{\pi}}$满足：

$$\begin{cases} V^{\tilde{\pi}} = V^{\pi} & \xi^{\pi}(\boldsymbol{s}) \leqslant 0 \\ V^{\tilde{\pi}} = V^{\pi_{\text{ce}}} & \xi^{\pi}(\boldsymbol{s}) > 0 \end{cases} \tag{11}$$

由于 $V^{\tilde{\pi}}$基于$\boldsymbol{\pi}$和$\boldsymbol{\pi}_{\text{ce}}$中状态价值较大的策略。通过式 (11)，在状态 $\boldsymbol{s}$ 处，混合策略的价值函数最大，$\tilde{\boldsymbol{\pi}}(\boldsymbol{s}_i)$为此状态的最优策略。

当四足机器人处于特定状态 $\boldsymbol{s}$，定义此状态 $\boldsymbol{s}_t\in S$，则下一状态为$\boldsymbol{s}_{t+1}$。此时，该状态的价值函数定义为

$$V_n(\boldsymbol{s}_i) = \begin{cases} V^{\tilde{\pi}(\boldsymbol{s}_i)}(\boldsymbol{s}_i) & n = 0 \\ E_{(\boldsymbol{s}_{i+1},\boldsymbol{a})\sim\tilde{\pi}}(r_i + \gamma V_{n-1}(\boldsymbol{s}_{i+1})) & n \geqslant 1 \end{cases} \tag{12}$$

当 n=0 时，$V_n(\boldsymbol{s}_i) = V^{\tilde{\pi}(\boldsymbol{s}_i)}(\boldsymbol{s}_i)$。先证明，对于任意状态$\boldsymbol{s}_t\in S, V_1(\boldsymbol{s}_i)\geqslant V_0(\boldsymbol{s}_i)$：

$$\begin{aligned} V_1(\boldsymbol{s}_i) &= E_{(\boldsymbol{s}_{i+1},\boldsymbol{a}_{i+1})\sim\tilde{\pi}(\boldsymbol{s}_i)}(r_i + \gamma V_0(\boldsymbol{s}_{i+1})) = \\ &\sum_{\boldsymbol{s}_{i+1},r_i} \boldsymbol{P}^{\tilde{\pi}}(\boldsymbol{s}_{i+1},r_i|\boldsymbol{s}_t)(r_i + \gamma V_0(\boldsymbol{s}_{i+1})) = \\ &\sum_{\boldsymbol{s}_{i+1},r_i} \boldsymbol{P}^{\tilde{\pi}}(\boldsymbol{s}_{i+1},r_i|\boldsymbol{s}_t)\left(r_i + \gamma V_0^{\tilde{\pi}(\boldsymbol{s}_{i+1})}(\boldsymbol{s}_{i+1})\right) \geqslant \\ &\sum_{\boldsymbol{s}_{i+1},r_i} \boldsymbol{P}^{\tilde{\pi}}(\boldsymbol{s}_{i+1},r_i|\boldsymbol{s}_t)\left(r_i + \gamma V_0^{\tilde{\pi}(\boldsymbol{s}_i)}(\boldsymbol{s}_{i+1})\right) = \\ &\sum_{\boldsymbol{s}_{i+1},r_i} \boldsymbol{P}^{\tilde{\pi}(\boldsymbol{s}_i)}(\boldsymbol{s}_{i+1},r_i|\boldsymbol{s}_t)\left(r_i + \gamma V_0^{\tilde{\pi}(\boldsymbol{s}_i)}(\boldsymbol{s}_{i+1})\right) = \\ &V^{\tilde{\pi}(\boldsymbol{s}_i)}(\boldsymbol{s}_i) = V_0(\boldsymbol{s}_i) \end{aligned} \tag{13}$$

式中：$\boldsymbol{P}$ 为状态转移概率矩阵。

当 $n\geqslant 1$ 时，对于任意的状态$\boldsymbol{s}_t\in S$，证明 $V_n(\boldsymbol{s}_i)\geqslant V_{n-1}(\boldsymbol{s}_i)$：

$$\begin{aligned} V_{n+1}(\boldsymbol{s}_i) &= E_{(\boldsymbol{s}_{i+1},r_i)\sim\tilde{\pi}(\boldsymbol{s}_i)}(r_i + \gamma V_n(\boldsymbol{s}_{i+1})) = \\ &\sum_{\boldsymbol{s}_{i+1},r_i} \boldsymbol{P}^{\tilde{\pi}}(\boldsymbol{s}_{i+1},r_i|\boldsymbol{s}_i)(r_i + \gamma V_n^{\tilde{\pi}(\boldsymbol{s}_{i+1})}(\boldsymbol{s}_{i+1})) \geqslant \\ &\sum_{\boldsymbol{s}_{i+1},r_i} \boldsymbol{P}^{\tilde{\pi}}(\boldsymbol{s}_{i+1},r_i|\boldsymbol{s}_i)(r_i + \gamma V_{n-1}^{\tilde{\pi}(\boldsymbol{s}_{i+1})}(\boldsymbol{s}_{i+1})) = \\ &\sum_{\boldsymbol{s}_{i+1},r_i} \boldsymbol{P}^{\tilde{\pi}(\boldsymbol{s}_i)}(\boldsymbol{s}_{i+1},r_i|\boldsymbol{s}_i)(r_i + \gamma V_{n-1}(\boldsymbol{s}_{i+1})) = V_n(\boldsymbol{s}_i) \end{aligned} \tag{14}$$

通过归纳法，可以得出在连续的状态空间，对于任意的 n 和对于所有的状态 $\boldsymbol{s}$，满足 $V_{n+1}(\boldsymbol{s})\geqslant$

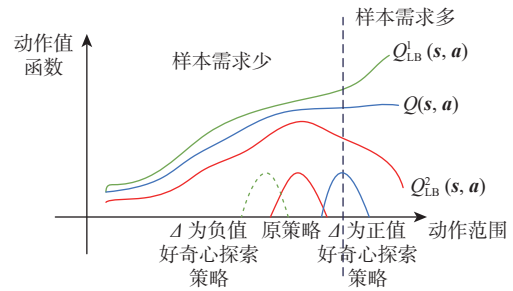


图 5 PDSAC 算法的应用

Fig. 5 Application of PDSAC algorithm

$V_n(\boldsymbol{s})$。

证毕

混合策略的优势为策略迭代过程中, 智能体不再以单一的策略完成迭代, 而是从$\boldsymbol{\pi}$和$\boldsymbol{\pi}_{ce}$选取较为优秀的策略作为智能体下一个状态采取的策略。式(14)从理论证明 PDSAC 算法在更新后的混合策略优于当前策略, 即策略是不断提升的。通过比较 2 个策略的动作值函数决定智能体采用何种策略。如果使用$\boldsymbol{\pi}_{ce}$, 将$\boldsymbol{\pi}$蒸馏为$\boldsymbol{\pi}_{ce}$进入下一状态。如果使用$\boldsymbol{\pi}$, 则将$\boldsymbol{\pi}_{ce}$舍弃进入下一状态。

2.3　优势策略蒸馏

SAC 算法的数据训练是从经验池中选择环境状态信息批量的输入给神经网络, 并计算输出损失函数, 通过反向网络传播进行梯度更新。而 PDSAC 算法通过引入$\boldsymbol{\pi}_{ce}$和$\boldsymbol{\pi}$的知识迁移, 使神经网络加速获得策略最优解。

证明混合策略$\tilde{\boldsymbol{\pi}}$将知识迁移到原策略$\boldsymbol{\pi}$, 等价于$\boldsymbol{\pi}_{ce}$向$\boldsymbol{\pi}$的 PD。

定理 2　从混合策略$\tilde{\boldsymbol{\pi}}$中进行知识迁移到原策略$\boldsymbol{\pi}$, 等价于最小化如下目标函数:

$$J_\pi = E_{s:\pi_{ce}}(D(\boldsymbol{\pi}(\cdot|\boldsymbol{s}),\boldsymbol{\pi}_{ce}(\cdot|\boldsymbol{s}))\tau(\xi^{\pi_{ce}}(\boldsymbol{s})>0)) \tag{15}$$

其中: $D(\boldsymbol{\pi}(\cdot|\boldsymbol{s}),\boldsymbol{\pi}_{ce}(\cdot|\boldsymbol{s}))$表示原策略和好奇心探索策略之间的相对距离$\Delta$; $\tau(\xi^{\pi})$为一个函数, 当函数内的优势函数$\xi^{\pi}(\boldsymbol{s})=V^{\pi_{ce}}(\boldsymbol{s})-V^{\pi}(\boldsymbol{s})$大于 0 设定为 1, 优势函数小于 0 设定为 0, 优势函数$\xi^{\pi}(\boldsymbol{s})$大于 0 也说明在当前状态, $\boldsymbol{\pi}_{ce}$所能收获的期望奖励要大于$\boldsymbol{\pi}$, 好奇心探索策略对下一时刻的状态有利。

证明

由于$\boldsymbol{\pi}_{ce}$和$\boldsymbol{\pi}$都是由 Q 值所得, 所以在 PD 中忽略环境的影响。从混合策略$\tilde{\boldsymbol{\pi}}$开始的 PD 过程表示为

$$\begin{aligned}J_\pi &= E_{s\sim\tilde{\pi}}(D(\boldsymbol{\pi}(\cdot|\boldsymbol{s}),\tilde{\boldsymbol{\pi}}(\cdot|\boldsymbol{s}))) = \\ &\sum_{s\sim P_{\tilde{\pi}}(\cdot)} D(\boldsymbol{\pi}(\cdot|\boldsymbol{s}),\tilde{\boldsymbol{\pi}}(\cdot|\boldsymbol{s})) = \\ &\sum_{s\sim P_{\tilde{\pi}}(\cdot);\ \xi^{\pi}(\boldsymbol{s})>0} D(\boldsymbol{\pi}(\cdot|\boldsymbol{s}),\boldsymbol{\pi}_{ce}(\cdot|\boldsymbol{s}))+ \\ &\sum_{s\sim P_{\tilde{\pi}}(\cdot);\ \xi^{\pi}(\boldsymbol{s})\leqslant 0} D(\boldsymbol{\pi}_{ce}(\cdot|\boldsymbol{s}),\boldsymbol{\pi}(\cdot|\boldsymbol{s})) = \\ &E_{s\sim\pi_{ce}}\left(D(\boldsymbol{\pi}(\cdot|\boldsymbol{s}),\boldsymbol{\pi}_{ce}(\cdot|\boldsymbol{s}))\tau\left(\xi^{\pi_{ce}}(\boldsymbol{s})>0\right)\right)\end{aligned} \tag{16}$$

证毕

在 PD 后, 智能体根据混合策略采样动作。根据本节证明, 当$\boldsymbol{\pi}_{ce}$有优势时, $\boldsymbol{\pi}$被蒸馏, 使 2 个策略保持相同概率分布。当$\boldsymbol{\pi}_{ce}$没有优势时, 函数将自动屏蔽策略蒸馏过程, 加快策略更新速率。

2.4　混合策略更新

PDSAC 算法通过不断的策略蒸馏, 使到达步态稳定及奖励收敛的步长变短, 提高智能体探索效率。$\boldsymbol{\pi}_{ce}$使智能体选择行动时, 不再局限于原策略, 而通过优势函数选择更好的策略。$\boldsymbol{\pi}_{ce}$通过深度互学习将策略概率信息传递给$\boldsymbol{\pi}$, 使策略在不断提升的过程中探索出最优策略。其中, 下一个状态的动作价值函数由当前状态使用混合策略进行高斯采样的动作形成。状态价值的迭代方式为

$$V_{i+1}(\boldsymbol{s}_t) \leftarrow \max_{\boldsymbol{a}\sim\boldsymbol{\pi}(\cdot|\boldsymbol{s})} \sum_{\boldsymbol{s}_{t+1}} \boldsymbol{P}_\tau(\boldsymbol{s}_{t+1}|\boldsymbol{s}_t,\boldsymbol{a})(R(\boldsymbol{s}_t,\boldsymbol{a},\boldsymbol{s}_{t+1})+V_i(\boldsymbol{s}_{t+1})) \tag{17}$$

式中: $V_i(\cdot)$和$V_{i+1}(\cdot)$分别为当前状态和下一个状态的价值函数; $\boldsymbol{P}_\tau(\boldsymbol{s}_{t+1}|\boldsymbol{s}_t,\boldsymbol{a})$为策略的状态转移概率矩阵。

在状态 $\boldsymbol{s}$ 的最优策略价值函数V^{π^*}和混合策略价值函数$V^{\tilde{\pi}}$, 满足$V^{\pi^*}\geqslant V^{\tilde{\pi}}$, 而混合策略的选择基于$\boldsymbol{\pi}_{ce}$和$\boldsymbol{\pi}$的优势函数, 在任何时刻, 都会采取使$V^{\tilde{\pi}(\boldsymbol{s})}$最大的值。所以在每个状态, 混合策略都会选择更优的策略传给智能体的动作网络, 并通过策略蒸馏使策略在提升中不断逼近最优策略, 最终使奖励函数最大且收敛。

3　PDSAC 算法网络框架

3.1　网络结构

深度学习中神经网络主要功能是进行卷积、池化、激活。神经元个数过多, 会造成算法的过拟合, 导致探索能力下降; 神经元个数过少, 浅层的学习能力下降, 探索的效率降低[34-35]。如图 6 所示, PDSAC 算法中, 中间神经元个数设置为 256 个。动作网络包含动作平均支路和动作标准支路, 并使用了$f(x)=\lg(1+e^x)$的激活函数使标准支路的输出恒为正值。在 PDSAC 算法中混合策略做为输出, 使四足机器人根据混合策略进行动作高斯采样并收集经验元组<$\boldsymbol{s}_i$, $\boldsymbol{a}_i$, r_i, $\boldsymbol{s}_{i+1}$>, 然后继续进行策略的更新, 重复采样动作, 直到输出的策略是最优解。

3.2　混合策略与四足机器人交互

混合策略通过式 (17) 完成更新和经验池数据收集并进入下一个状态, 直到价值函数 $V(\boldsymbol{s})$ 收敛。在算法训练过程中, 前期需要大量的探索使智能体获得更多的策略进行学习, 尽可能的保证不遗漏每一个状态; 后期进行相对少的探索使策略逐渐趋于稳定。

如图 7 所示, 动作网络进行策略更新和动作的输出。评价网络通过动作价值网络及对应的目标网络计算 Q 值, 使用混合策略提高采样效率。引入最大熵和动作重参数化, 提高智能体的空间探索能力[13]。其中策略参数更新用ϕ表示, 评价网络参数更新用θ表示。

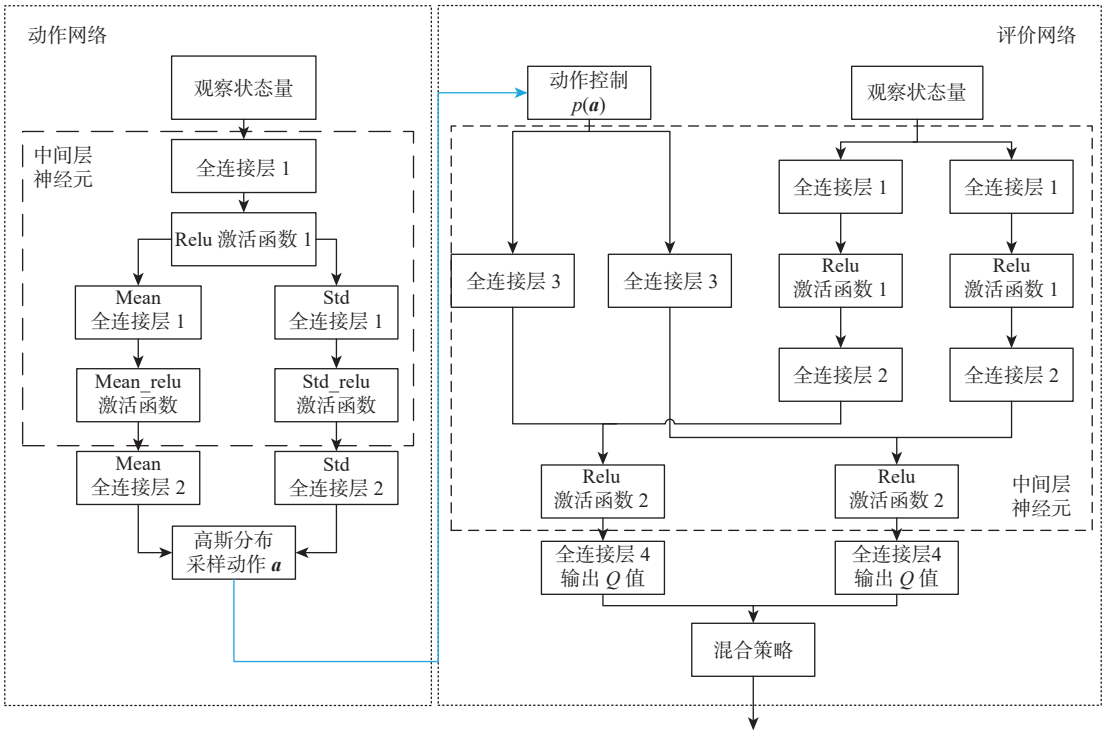


图 6 PDSAC 算法策略神经网络

Fig. 6 PDSAC algorithm policy neural network

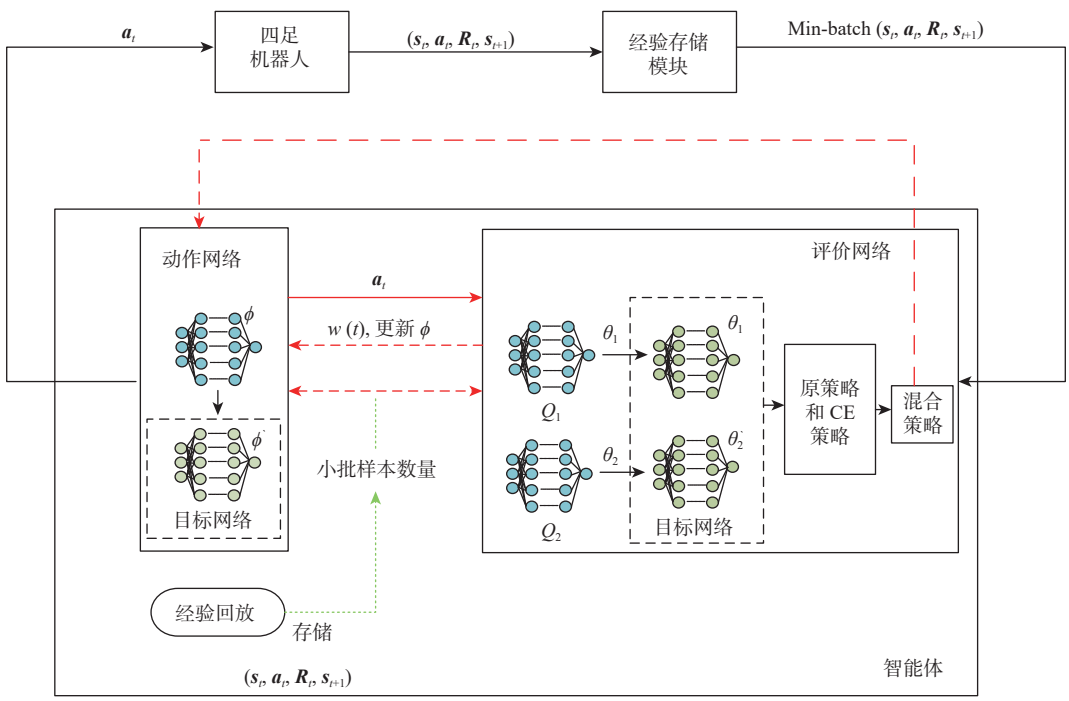


图 7 PDSAC 算法与环境交互

Fig. 7 PDSAC algorithms interact with the environment

3.3 PDSAC 算法代码实现

PDSAC 算法代码为：

输入：动作网络参数 ϕ, ϕ'，评价网络参数 θ_1, θ_2, 初始状态信息 $\boldsymbol{s}$。

输出：目标网络参数 θ_1' 和 θ_2'。

for 每一个时间步长。

步骤 1 在状态 $\boldsymbol{s}_t$ 处，从混合策略 $\tilde{\boldsymbol{\pi}}$ 选择 $\boldsymbol{a} \sim \tilde{\boldsymbol{\pi}}(\boldsymbol{a}_t|\boldsymbol{s}_t)$，智能体执行动作 $\boldsymbol{a}_t$，并获得奖励 $\boldsymbol{R}_t$，进入下一个状态 $\boldsymbol{s}_{t+1}$。

步骤 2 在经验池中存储样本 $(\boldsymbol{s}_t, \boldsymbol{a}_t, \boldsymbol{R}_t, \boldsymbol{s}_{t+1})$，经验池满足 $\boldsymbol{B}_k \leftarrow \boldsymbol{B}_k \cup \{\boldsymbol{s}_t, \boldsymbol{a}_t, \boldsymbol{R}_t, \boldsymbol{s}_{t+1}\}$。

步骤 3 从经验池随机抽取 40 个样本数量 $40\times(\boldsymbol{s}_t, \boldsymbol{a}_t, \boldsymbol{R}_t, \boldsymbol{s}_{t+1})$，用式 (4) 进行策略蒸馏，式 (17) 进行混合策略更新。

for 对于每一次策略更新, 都将更新以下参数。

步骤 3.1　更新 Q 网络参数 $\theta_i \leftarrow \theta_i - \lambda_Q \hat{\nabla}_{\theta_i} J_Q(\theta_i)$, $i \in \{1,2\}$。

步骤 3.2　$\boldsymbol{\pi}$ 与 $\boldsymbol{\pi}_{ce}$ 组成混合策略 $\tilde{\boldsymbol{\pi}}$。

步骤 3.3　用混合策略更新动作网络参数 $\phi \leftarrow \phi - \lambda_{\tilde{\pi}} \hat{\nabla}_{\phi} J_{\tilde{\pi}}(\phi)$。

步骤 3.4　更新策略网络熵系数 $\alpha \leftarrow \alpha - \lambda \hat{\nabla}_{\alpha} J(\alpha)$。

步骤 3.5　更新评价网络的参数 $\theta_i' \leftarrow \tau\theta_i + (1-\tau)\theta_i'$, $i \in \{1,2\}$。

end

end

动作网络和评价网络进行初始化, 使智能体得到初始环境信息。第 1 个 for 循环中, 智能体首次进行环境交互, 由于没有 Q 值函数的更新, $\boldsymbol{\pi}_{ce}$ 和 $\boldsymbol{\pi}$ 是相同的。智能体采取动作进入下一个状态后, 评价网络根据新的状态信息计算 Q 值, 此时 $\boldsymbol{\pi}_{ce}$ 和 $\boldsymbol{\pi}$ 有相对位移 Δ, 两者由式 (10) 构成混合策略。并通过式 (17) 使混合策略拥有最优价值信息。智能体采取行动后, 将得到的状态信息和反馈奖励都存储在经验池中, 并在达到设定步长后进行更新迭代。第 2 个 for 循环是进行网络参数的迭代, 与 SAC 算法的区别是 PDSAC 算法是使用混合策略进行动作网络的更新, 这将促进智能体的探索, 从而得到更好的样本值, 使收敛速度加快。

4　实验验证

为验证本文 PDSAC 算法有效性, 在机器人物理模拟环境 Pybullet 中进行四足机器人步态学习任务的训练, 并绘制图表观察奖励函数的收敛速率。

4.1　实验环境

Pybullet 可用于机器人的仿真模拟。为有效地评估 PDSAC 算法性能, 49 维的向量空间中包含四足机器人的全部状态信息。如图 8 所示, 28 维表示 4 条腿的维度信息, 每条腿有 7 个自由度。其中髋关节由水平旋转和俯仰 2 个自由度, 膝关节使腿有灵活度和整体稳定控制, 腕部实现俯仰的一个自由度, 大腿和小腿包含电机控制信息。这些信息通过策略产生的动作互相配合, 使四足机器人实现行走步态。向量空间中也包含惯性测量单元 (inertial measurement unit, IMU) 获得的翻滚、俯仰、偏航的三维向量空间和关节角速度向量空间。

PDSAC 算法策略的优劣通过四足机器人步态学习程度体现。PDSAC 算法的奖励函数为

$$r_t = (\boldsymbol{P}_{t-1} - \boldsymbol{P}_t) * \boldsymbol{D}_t * (1-\lambda) \tag{18}$$

式中: $\boldsymbol{D}_t$ 表示期望的方向; $\boldsymbol{P}_t$ 表示当前机器人的位置, $\boldsymbol{P}_{t-1}$ 表示上一时刻的位置; 权重 $\lambda \sim (0,1)$ 决定了能量消耗在奖励函数中的重要性。通过激励四足机器人沿着策略期望方向运动, 使奖励值增加。奖励函数也表明, 训练步长的大小可以反应策略的优劣程度。训练步长越小, 表明算法选择的策略越好。

策略输出的动作 $<\boldsymbol{a}_1, \boldsymbol{a}_2, \cdots, \boldsymbol{a}_{12}>$ 是维度为 12 维向量空间。每一维对应腿部关节所需角度信息。PDSAC 算法训练的目标就是找到最优策略, 根据当前环境状态信息, 输出动作后, 智能体保持稳定的运动步态。



图 8　四足机器人单腿示意图

Fig. 8　Schematic diagram of a quadruped robot with one leg

4.2　对比实验

SAC 算法和 PDSAC 算法的所有超参数保持一致, 并且每种算法与环境交互 100 万次时间步。由于 $\boldsymbol{\pi}$ 与 $\boldsymbol{\pi}_{ce}$ 的相对位移 Δ 会影响奖励值的收敛程度。Δ 较小时, 两者距离过近, Q 值会陷入局部次优解, 策略迭代需要的价值函数偏低甚至不如原策略; Δ 偏大时, 混合策略与评价网络计算的 Q 值相关性降低, 使机器人运动不平稳, 探索的时间加长。根据经验, 将相对位移设置为 0.5。

四组机器人使用高斯分布进行动作采样, 输入是环境的状态, 输出是多维高斯分布动作向量。图 9 为 PDSAC 算法、PPO 算法[36] 和 SAC 算法的奖励值对比。PDSAC 算法在 30 万步时就可以使奖励收敛, 并且获得高奖励值 (3 800); SAC 算法需要 50 万步才会进入收敛区, 奖励值较低 (3 000) 且变化幅度大。而 PDSAC 算法会一直保持高奖励值。数据显示, PDSAC 算法在收敛速度上比 SAC 算法提升了

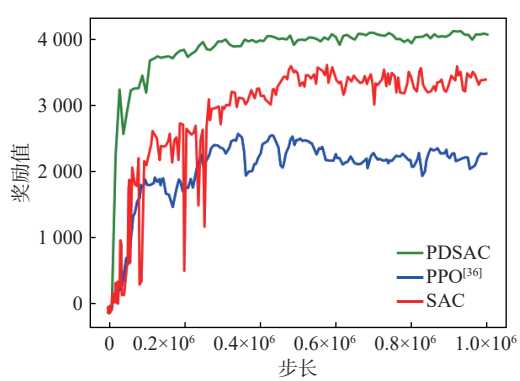


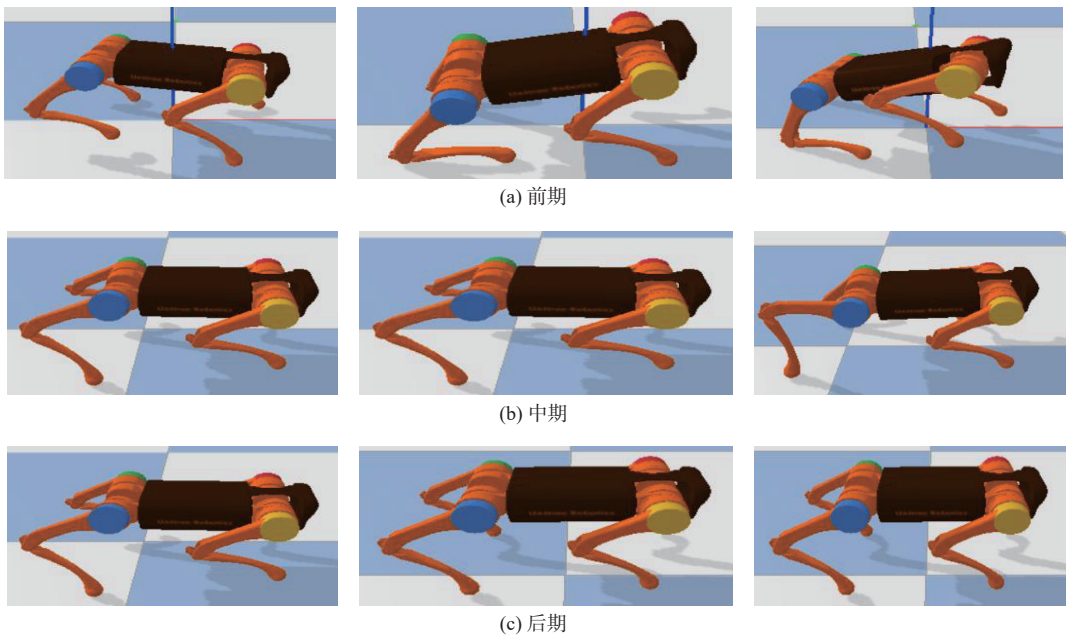
图 9　不同算法的奖励值对比

Fig. 9　Comparison of reward values for different algorithms

40%，奖励函数提高26.7%。

PDSAC算法的π_{ce}与环境的交互对数据有积极影响，尤其在经验池的数据较少时，在训练前期表现为奖励的快速提升；在15万步之后，随着经验池的状态信息增多，策略的分布逐渐趋于稳定，探索性下降，但当一个策略受到劣势数据影响时，可以快速的进行知识蒸馏。

图10为四足机器人在PDSAC算法下的步态学习过程截图。如图10(a)所示，机器人在训练前期的5万步，四条腿摆动幅度大，质心高度一直在无规则变化；如图10(b)所示，在训练中期的20万步时，机器人腿部不再大范围摆动，四条腿实现规律向前运动，质心趋于稳定；如图10(c)所示，在训练后期的30万步时，机器人四条腿呈现节律运动，机器人整体保持匀速前进且保持姿态平稳，成功完成步态学习任务。验证了PD的引入，可以让四足机器人比原有算法更快的完成策略的探索，加强了算法在训练后期的稳定性。



(a) 前期

(b) 中期

(c) 后期

图10 机器人在前期、中期、后期的运动步态

Fig. 10 Gait of the robot in the early, middle and late stages of its movement

4.3 步态研究

引入π_{ce}后，为防止评价网络Q值幅度相差过大，导致智能体进入到无用的状态空间，通过添加2个策略分布的距离作为约束条件，限制策略网络的更新幅度。

如式(19)所示，其表示π_{ce}在π的重要性采样率，θ为评价网络参数，式(20)为相对熵计算式，其中，ε为重要性参数，通过clip函数限制重要性采样率的范围。通过DKL和重要性采样率限制相对熵的Q值，从而降低PD之间的计算复杂度，使混合策略选择动作值更大的策略，增加算法的可扩展性与稳定性。智能体在每一个状态都有确定的动作对，作为训练样本存入经验池中，利用高斯采样选取动作进入下个状态，并更新网络参数θ，直至奖励收敛。

$$A_t(\theta)=\frac{\pi_{ce}(\boldsymbol{a}_t|\boldsymbol{s}_t)}{\pi(\boldsymbol{a}_t|\boldsymbol{s}_t)} \tag{19}$$

$$Q_{LE}(\boldsymbol{s})=\min E_t\left(\sum_{i=1}^{n}D_{KL}(\pi,\pi_{ce}),\mathrm{clip}(1-\varepsilon,1+\varepsilon)A_t(\theta_i)\right) \tag{20}$$

π_{ce}通过式(20)的相对熵限制状态价值函数过估计。如图11所示，为PDSAC算法在仿真实验的表现:图11(a)为四足机器人身体姿态的变化。在训练前期，不论是俯仰角度，左右和上下摆动，浮动范围都较大，在训练后期，逐渐稳定，最终稳步向前。图11 (b)为四足机器人在运动过程中足端轨迹变化，在训练前期，轨迹在不规则的上下摆动；训练中期，可以在一定的范围实现稳定的运动，说明机器人已经有更多的采样数据实现策略的更新；训练后期，摆动范围更小，机器人学习基本完成，可以快速的完成每次训练，更新采样动作。图11 (c)为动作价值函数值，为说明相对熵的作用，与SAC算法网络的Q值进行对比，PDSAC算法只是将SAC算法的动作价值函数的最大值和最小值小幅度提高，不会造成Q值过估计。并且在收敛后，两者的Q值高度重合，证明PDSAC算法只是在前期通过小幅度提高Q值加快探索效率，不会影响系统最终的稳定性。图11 (d)为单腿质心运动轨迹，反映四足机器人动态稳定性。在前期，评价网络和智能体都在进

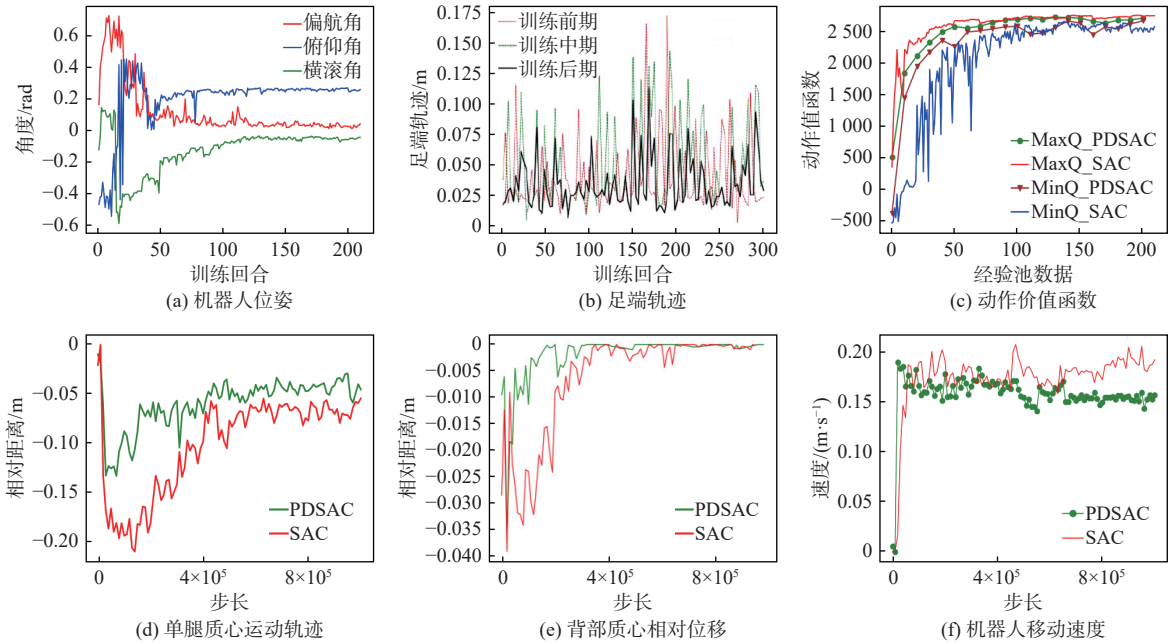


图 11　机器人在 PDSAC 算法的步态分析

Fig. 11　Robot gait analysis in the PDSAC algorithm

行无规则探索, PDSAC 和 SAC 算法都不能达到平稳步态。但由于π_{ce}的加入, 使智能体更快的完成探索, 到达平稳步态。图 11 (e) 是背部质心的相对位移, 表示机器人在行走中躯体的摆动程度。横坐标为训练步长, 纵坐标为质心相对背部的距离。算法在前期有更多的动作样本数据, 所以浮动程度小, 并更快的平稳运动。图 11 (f) 展示了机器人移动速度, 横轴为训练步数, 纵轴为每秒相对 x 轴前进速度, SAC 算法在平稳后速度还会有较大摆动, 而 PDSAC 算法的速度则持续保持稳定, 以牺牲速度换取步态的平稳。

4.4　消融实验

为验证本文提出的 CE 策略的优越性, 本节设计对比试验。将普通 DPD 框架结合 SAC 算法与 PDSAC 算法进行比较。普通 DPD 使用同一环境中 2 个网络产生的策略相互策略形成组合策略, 而 PDSAC 算法通过相对位移引入π_{ce}与π相互蒸馏形成混合策略。SAC 算法的相关参数如表 1 所示。

如图 12 所示, 图 12 (a) 为普通蒸馏和 PDSAC 算法的奖励函数对比, PDSAC 算法中π_{ce}使奖励在前期增长较快, 说明智能体在前期探索更多有利动作, 策略更新加快, 使奖励函数加速收敛。图 12(b) 为 actor 网络和 critic 网络参数更新过程中损失函数大小, 随着步长的增加, 损失函数都趋于 0。由于 PDSAC 算法中π_{ce}使经验池的数据有更好的状态信息, 评价网络的损失相比普通蒸馏更小, 使智能体有更好的动作探索效率, 动作网络更新加快, 智能体更快的到达奖励收敛值。图 12 (c) 为智能体在进行动作采样时策略的范围, 可以看出, 由于π_{ce}的作用, 智能体的探索范围比普通蒸馏大, 智能体可以更快的搜集环境状态信息使评价网络策略的更新

表 1　SAC 算法参数

Table 1　SAC algorithm parameters

动作网络学习率	评价网络学习率	SAC熵值正则化系数α	奖励折扣因子γ	每回合Q值衰减系数ε
0.000 3	0.000 3	0.2	0.99	0.99

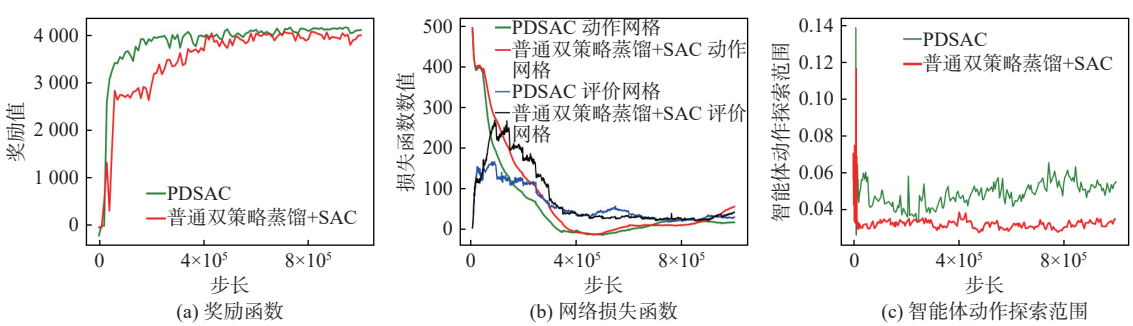


图 12　不同 PD 框架对比

Fig. 12　Comparison of different PD frameworks

加快，机器人更快的学习到稳定步态。在10万步时，两者出现明显差异，混合策略通过式(12)选择价值函数较大值，采样范围增加，采样动作更多，策略更新也越快。

5 结 论

1）本文PDSAC算法利用原策略Q值生成CE策略结合原策略形成混合策略，通过状态值函数选择混合策略中更适合智能体探索的策略，通过PD的方法，使混合策略归一化并传输给动作评价网络框架。

2）理论证明添加CE策略可以提高探索效率；通过DML使CE策略和原策略相互蒸馏，通过KLD限制相对距离使混合策略既有探索能力也有鲁棒性，并给出PDSAC算法的网络框架图。

3）本文进行了仿真对比试验和消融实验，证明本文PDSAC算法在奖励函数收敛和稳定性方面较SAC算法和普通蒸馏结合SAC算法都具有优势。

未来，可以考虑使用此算法完成更多更复杂的四足机器人步态学习实验，也可以讨论是否可以将策略蒸馏思想应于除了SAC之外的其他强化学习算法。

参考文献（References）

[1] LEVINE S, FINN C, DARRELL T, et al. End-to-end training of deep visuomotor policies[EB/OL]. (2015-04-02)[2023-02-02]. http://arxiv.org/abs/1504.00702.

[2] KOHL N, STONE P. Policy gradient reinforcement learning for fast quadrupedal locomotion[C]//Proceeding of the IEEE International Conference on Robotics and Automation. Piscataway: IEEE Press, 2004: 2619-2624.

[3] LEE J, HWANGBO J, WELLHAUSEN L, et al. Learning quadrupedal locomotion over challenging terrain[J]. Science Robotics, 2020, 5(47): eabc5986.

[4] HWANGBO J, LEE J, DOSOVITSKIY A, et al. Learning agile and dynamic motor skills for legged robots[J]. Science Robotics, 2019, 4(26): eaau5872.

[5] HAARNOJA T, HA S, ZHOU A, et al. Learning to walk via deep reinforcement learning[EB/OL]. (2018-12-26)[2023-02-02]. http://arxiv.org/abs/1812.11103.

[6] CZARNECKI W M, PASCANU R, OSINDERO S, et al. Distilling policy distillation[C]//Proceedings of the 22nd International Conference on Artificial Intelligence and Statistics. Okinawa: PMLR, 2019: 1331-1340.

[7] HONG Z W, NAGARAJAN P, MAEDA G. Periodic intra-ensemble knowledge distillation for reinforcement learning[C]//Proceedings of the Lecture Notes in Computer Science. Berlin: Springer, 2021: 87-103.

[8] AMIK F R, TASIN A I, AHMED S, et al. Dynamic rectification knowledge distillation[EB/OL]. (2022-01-27)[2023-02-04]. http://arxiv.org/abs/2201.11319.

[9] RUSU A A, COLMENAREJO S G, GULCEHRE C, et al. Policy distillation[EB/OL]. (2015-11-19)[2023-02-04]. http://arxiv.org/abs/1511.06295.

[10] LAI K H, ZHA D C, LI Y N, et al. Dual policy distillation[EB/OL]. (2020-06-07)[2023-02-04]. http://arxiv.org/abs/2006.04061.

[11] ZHAO C Y, HOSPEDALES T. Robust domain randomised reinforcement learning through peer-to-peer distillation[EB/OL]. (2020-12-09)[2023-02-04]. http://arxiv.org/abs/2012.04839.

[12] 徐平安, 刘全. 基于相似度约束的双策略蒸馏深度强化学习方法[J] 计算机科学, 2022, 11(12): 1-13.
XU P A, LIU Q. A dual-policy distillation deep reinforcement learning method based on similarity constraint[J]. Computer Science , 2022, 11(12): 1-13(in Chinese).

[13] LEE Y H, LEE Y H, LEE H, et al. Development of a quadruped robot system with torque-controllable modular actuator unit[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(8): 7263-7273.

[14] BURDA Y, EDWARDS H, STORKEY A, et al. Exploration by random network distillation[EB/OL]. (2018-10-30)[2023-02-04]. http://arxiv.org/abs/1810.12894.

[15] LIU I J, PENG J, SCHWING A G. Knowledge flow: Improve upon your teachers[EB/OL]. (2019-04-11)[2023-02-05]. http://arxiv.org/abs/1904.05878.

[16] LIU D, HAN H Z, SHEN F Y. Dialogue policy optimization based on KL-GAN-A2C model[C]//Proceedings of the 16th International Computer Conference on Wavelet Active Media Technology and Information Processing. Piscataway: IEEE Press, 2019: 417-420.

[17] LILLICRAP T P, HUNT J J, PRITZEL A, et al. Continuous control with deep reinforcement learning[EB/OL]. (2019-07-15)[2023-02-05]. http://arxiv.org/abs/1509.02971.

[18] YANG C Y, YUAN K, ZHU Q G, et al. Multi-expert learning of adaptive legged locomotion[J]. Science Robotics, 2020, 5(49): eabb2174.

[19] WILLIAMS R J. Simple statistical gradient-following algorithms for connectionist reinforcement learning[J]. Machine Learning, 1992, 8(3): 229-256.

[20] HAARNOJA T, ZHOU A, ABBEEL P, et al. Soft actor-critic: Off-policy maximum entropy deep reinforcement learning with a stochastic actor[EB/OL]. (2018-08-08)[2023-02-05]. http://arxiv.org/abs/1801.01290.

[21] HAARNOJA T, TANG H R, ABBEEL P, et al. Reinforcement learning with deep energy-based policies[EB/OL]. (2017-07-21)[2023-02-05]. http://arxiv.org/abs/1702.08165.

[22] HAARNOJA T, ZHOU A, HARTIKAINEN K, et al. Soft actor-critic algorithms and applications[EB/OL]. (2019-01-29)[2023-02-05]. http://arxiv.org/abs/1812.05905.

[23] FUJIMOTO S, VAN HOOF H, MEGER D. Addressing function approximation error in actor-critic methods[EB/OL]. (2018-10-22)[2023-02-05]. http://arxiv.org/abs/1802.09477.

[24] 王君逸, 王志, 李华雄, 等. 基于自适应噪声的最大熵进化强化学习方法[J]. 自动化学报, 2023, 49(1): 54-66.
WANG J Y, WANG Z, LI H X, et al. Adaptive noise-based evolutionary reinforcement learning with maximum entropy[J]. Acta Automatica Sinica, 2023, 49(1): 54-66(in Chinese).

[25] MNIH V, BADIA A P, MIRZA M, et al. Asynchronous methods for deep reinforcement learning[EB/OL]. (2016-06-16)[2023-02-

05]. http://arxiv.org/abs/1602.01783.

[26] SHI H J, ZHOU B, ZENG H S, et al. Reinforcement learning with evolutionary trajectory generator: A general approach for quadrupedal locomotion[J]. IEEE Robotics and Automation Letters, 2022, 7(2): 3085-3092.

[27] AGARWAL R, LIANG C, SCHUURMANS D, et al. Learning to generalize from sparse and underspecified rewards[EB/OL]. (2019-03-31)[2023-02-06]. http://arxiv.org/abs/1902.07198.

[28] LI X S, ZHANG X H, NIU J K, et al. A stable walking strategy of quadruped robot based on ZMP in trotting gait[C]//Proceedings of the IEEE International Conference on Mechatronics and Automation. Piscataway: IEEE Press, 2022: 858-863.

[29] HINTON G, VINYALS O, DEAN J. Distilling the knowledge in a neural network[EB/OL]. (2015-03-09)[2023-02-06]. http://arxiv.org/abs/1503.02531.

[30] CUI J, KINGSBURY B, RAMABHADRAN B, et al. Knowledge distillation across ensembles of multilingual models for low-resource languages[C]//Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Piscataway: IEEE Press, 2017: 4825-4829.

[31] ZHANG Y, XIANG T, HOSPEDALES T M, et al. Deep mutual learning[C]//Proceedings of the IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2018: 4320-4328.

[32] WANG J Y, HU C X, ZHU Y. CPG-based hierarchical locomotion control for modular quadrupedal robots using deep reinforcement learning[J]. IEEE Robotics and Automation Letters, 2021, 6(4): 7193-7200.

[33] JOHNSON R W. An introduction to the bootstrap[J]. Teaching Statistics, 2001, 23(2): 49-54.

[34] GIRI R, RAO B D. Bootstrapped sparse Bayesian learning for sparse signal recovery[C]//Proceedings of the 48th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Piscataway: IEEE Press, 2014: 1657-1661.

[35] ZHANG Z, YAN J Q, KONG X, et al. Efficient motion planning based on kinodynamic model for quadruped robots following persons in confined spaces[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2021, 26(4): 1997-2006.

[36] SCHULMAN J, WOLSKI F, DHARIWAL P, et al. Proximal policy optimization algorithms[C]//Proceedings of the 34th International Conference on Machine Learning. Sydney: PLMR, 2017: 3379-3387.

Gait learning method of quadruped robot based on policy distillation

ZHU Xiaoqing[1, 2, *], WANG Tao[1, 2], RUAN Xiaogang[1, 2], CHEN Jiangtao[1, 2], NAN Borui[1, 2], BI Lanyue[1, 2]

(1. Faulty of Information Technology, Beijing University of Technology, Beijing 100124, China;
2. Beijing Key Laboratory of Computational Intelligence and Intelligent System, Beijing University of Technology, Beijing 100124, China)

Abstract: Reinforcement learning algorithm represented by flexible action evaluation (SAC) has been successful in reproducing the motor skills of higher animals. This framework combines strategy search and state action value function. However, the agent use strategy exploration is greedy, and the Q value function of evaluation network estimation uses low valuation. This paper proposes a policy distillation (PD) soft actor-critic (PDSAC) algorithm that integrates PD and SAC algorithms to enable agents to adopt better policies. This algorithm allows the agent to explore using hybrid policies and speeds up the convergence of the reward function from reinforcement learning. To validate the proposed algorithm, Theoretical proof that the PDSAC algorithm improves the efficiency of policy exploration and validation in quadruped robot gait learning tasks. According to simulation results, the PDSAC outperforms the SAC in the gait learning task, achieving a 40% increase in convergence speed and a 26.7% improvement in the reward value function.

Keywords: reinforcement learning; policy distillation; hybrid policy; curiosity exploration policy; gait learning

Received: 2023-02-21; **Accepted**: 2023-04-14; **Published Online**: 2023-06-02 17:06

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230601.1456.001

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (62103009); Natural Science Foundation of Beijing (4202005)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0040

基于均匀设计试验法的电磁线圈发射关键参数优化

杨保成*，韩俊峰
(四川工程技术大学，德阳 618000)

摘　　要：电磁线圈发射的出口速度及发射效率会受到发射系统结构参数和电路参数等关键参数的影响。为获得更高的出口速度和发射效率，根据电路原理和动力学原理建立电磁线圈垂直发射模型，并利用有限元仿真软件 Ansoft Maxwell 进行动态仿真。利用均匀设计试验法安排数次试验，研究了5级线圈发射系统的触发位置等关键参数对发射效率的影响。对仿真结果进行逐步回归分析，提出利用模拟退火算法对触发位置进行优化的方法，得到最佳触发控制策略。对所得触发位置进行仿真，发射效率达到56.27%，验证了所提优化方法的有效性，为大质量发射技术的优化提供参考。

关　键　词：电磁感应线圈发射；Maxwell 仿真；参数优化；均匀设计试验法；模拟退火算法
中图分类号：TJ339
文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2025)02-0440-06

电磁发射技术是继传统火炮发射之后出现的一种新概念发射技术，具有隐蔽性好等优点[1]。线圈式电磁发射装置是电磁发射的早期形式[2]，可广泛应用于防空反导、远程压制、近程主动防护等，也可用于弹射火箭类负载[3]。

目前，已有许多文献采用人工智能算法对电磁线圈发射系统进行优化，文献 [4-5] 采用蚁群算法对同步感应线圈炮的结构参数进行了优化设计，提高了系统能量转换效率，文献 [6] 采用遗传算法对单级感应线圈发射装置的结构参数进行优化，系统性能得到了显著改善，文献 [7] 利用多目标粒子群算法和第2代非支配排序遗传算法对模型进行优化，在实现弹丸平稳加速的同时实现了能量传递效率最大化，文献 [8] 采用鸡群优化算法优化5级线圈炮的结构参数，出口速度得到了显著提升。

对于多级同步感应线圈炮，提高发射性能需要各参数间进行合理配合。文献 [9] 对多级同步感应线圈炮提出了感应线圈炮的最优发射控制策略，并给出了多级感应线圈炮的触发表达式。文献 [10] 对不同弹丸初始速度下的驱动线圈最佳触发位置进行了仿真，但随着级数的增多，工作将变得非常繁琐。文献 [11] 研究了触发位置与初速对发射性能的影响，这2个因素对性能影响较大，且二者之间具有一定的相关性。

但随着发射级数的增加，所需要优化的参数骤增，仍对发射系统采取单因素分析的方法，不仅计算过程耗时耗力，而且无法全面考虑各参数间的影响。为将繁琐的工作简单化，文献 [12] 提出了试验设计方法，可以通过对部分试验结果进行分析来掌握几乎全部试验的情况。为提高发射初速及效率，本文首先对电磁线圈发射系统进行建模，并考虑了垂直发射中的重力影响，使用有限元分析软件 Ansoft Maxwell 对电磁线圈发射过程进行仿真；然后，基于均匀试验设计法对5级同步感应线圈发射装置进行优化分析，选择了5级发射系统的5个驱动线圈触发位置建立起均匀设计表，并分别仿真得到了各次试验的发射结果；最后，基于试验数据利用逐步回归分析法和模拟退火算法研究了各触发

收稿日期：2023-02-08；录用日期：2023-07-07；网络出版时间：2023-07-24 17:25
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230724.1628.001
*通信作者. E-mail：bch@scetc.edu.cn

引用格式：杨保成，韩俊峰. 基于均匀设计试验法的电磁线圈发射关键参数优化 [J]. 北京航空航天大学学报，2025，51（2）：440-445.
YANG B C，HAN J F. Optimization of key parameters of electromagnetic coil launching based on uniform design experimentation [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51（2）：440-445 （in Chinese）.

位置对发射性能的影响, 得到了最佳的触发位置。

1　电磁线圈发射模型

电磁线圈发射系统结构如图 1 所示, 固定若干驱动线圈, 弹丸放置于第 1 级驱动线圈中心偏出口方向处, 接着导通第 1 级驱动电路使线圈通电, 产生一个变化磁场并在弹丸内部感应出电流, 这 2 种电流方向相反使得 2 个线圈之间产生一个推斥力, 驱动线圈受到的推力向尾端, 弹丸受到的推力向出口端, 但由于驱动线圈被固定而保持静止, 弹丸被加速而向出口运动。同理弹丸依次受到向出口的推斥力而被继续加速, 直至弹丸被多级驱动线圈不断加速直至飞离出口。

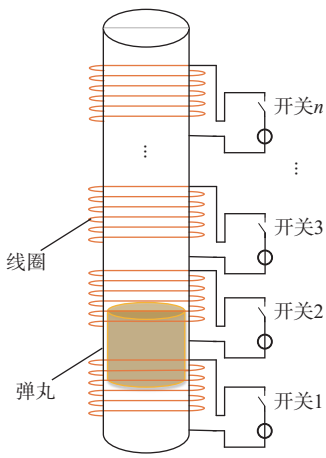


图 1　线圈发射系统结构示意图

Fig. 1　Structure diagram of coil transmitting system

本文利用 Ansoft Maxwell 软件的瞬时分析模块对同步感应线圈发生器进行计算, 得到发射过程中各参数随时间的变化特性曲线及电磁场分布规律[13]。本文针对 5 级线圈发射系统的触发位置进行优化, 驱动线圈设计成细长形状[14], 发射系统结构参数如表 1 所示[15-16], 长 1 m 的电磁线圈发射器在 100 ms 内将 350 kg 的组件垂直发射速度可达 21.5 m/s。本文线圈均采用相同导线进行绕制, 并采用固定尺寸的铝筒作为弹丸, 从静止开始加速。

表 1　发射系统结构参数[15-16]

Table 1　Launch system structure parameters[15-16]

参数	数值	参数	数值
驱动线圈内径/mm	830	电容值/mF	8
驱动线圈长度/mm	180	充电电压/kV	4.7
驱动线圈匝数	230	电容器电阻/mΩ	0.5
驱动线圈厚度/mm	100	电容器电感/μH	0.2
级间距/mm	20	回路电阻/mΩ	5
弹丸外径/mm	810	回路电感/μH	0.4
弹丸长度/mm	180	续流二极管电阻/mΩ	1
弹丸厚度/mm	80	续流二极管电感/μH	1
弹丸质量/kg	350		

利用 Ansoft Maxwell 软件瞬态求解器对基于表 1 参数的发射系统采用柱坐标建模, 模型如图 2 所示。每一级线圈驱动电路的脉冲电容器都采用相同的电压和容量, 单级线圈驱动电路如图 3 所示。考虑到重力因素, 在 Ansoft Maxwell 中勾选 Consider Mechanical Translation, 设定弹丸的负载力为−3 500 N 作为垂直发射过程中弹丸所受重力作用。

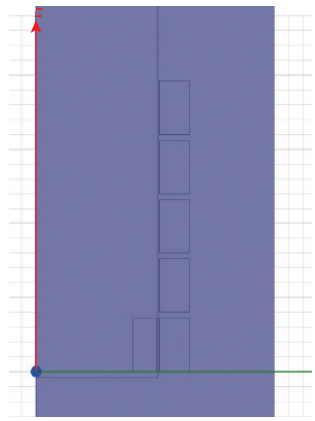


图 2　Ansoft Maxwell 模型示意图

Fig. 2　Schematic diagram of Ansoft Maxwell model

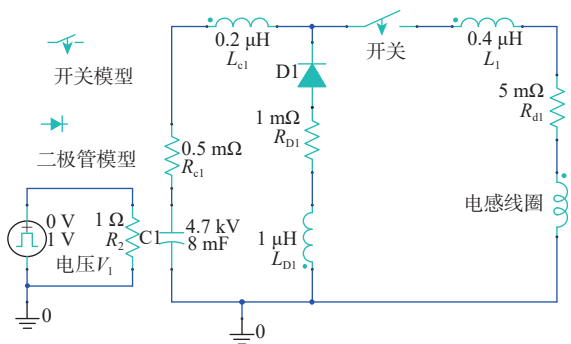


图 3　单级线圈驱动电路图

Fig. 3　Drive circuit diagram of single-stage coil

2　均匀设计试验法

均匀设计试验法在多因素、多水平试验设计中具有显著优点, 并被广泛应用[12]。均匀设计表不用将因素的所有组合进行试验, 通过找到具有最佳试验结果的水平组合, 分析试验结果对整体试验进行掌握, 能够很好地简化试验分析过程[17]。其设计步骤为: ①确定试验指标, 根据实际需求选择试验设计过程中可调整的变量(即因素数), 和各试验因素所处的具体状态(水平数); ②根据因素数和水平数来选择均匀设计表, 并进行重新排布; ③完成试验操作, 对试验结果进行分析处理。本文中因素指线圈发射系统的各设计参数, 水平指各设计参数所选定的几种数值。

2.1 因素数与水平数的选择

本文设计的5级同步感应线圈垂直发射系统具有5个独立电源，每一级驱动线圈都有一个最佳的触发位置。本文将第1级驱动线圈触发位置记为x_1，第2级～第5级驱动线圈延后于第1级的位置量记为x_2～x_5。这5个因素用于均匀试验研究。本文所述的触发位置均指弹丸线圈的中心位置。

针对本文研究的5级发射系统，考虑到3.2节所选回归方程含有11个系数，当水平数不小于11时的各5因素均匀设计表的偏差如表2所示[18]。本文选择偏差较小的17个水平数的设计。

表2 5因素各水平数下均匀设计表的偏差[18]

Table 2 Deviation of uniform design table under each level of five factors[18]

水平数	偏差	水平数	偏差
11	0.428 6	15	0.007 2
12	0.227 2	16	0.207 0
13	0.381 4	17	0
14	0		

考虑到偏差最小，且水平数越多结果分析越精确，故本文选择17水平数下5因素的均匀设计表。在发射过程中，弹丸线圈的各级触发位置理论上应在弹丸到达各级驱动线圈中心线之后，因此，x_1的范围为95～290 mm，x_2的范围为0～90 mm；x_3的范围为0～200 mm；同理，x_4的范围为0～200 mm，x_5的范围为0～200 mm。根据各因素水平数的取值范围，进行17等分得到各因素的水平数表如表3所示。

表3 均匀设计试验因素水平

Table 3 Factor level table for uniform design experimentation

水平数	x_1/mm	x_2/mm	x_3/mm	x_4/mm	x_5/mm
1	95	0	0	0	0
2	102.5	5.5	12.5	12.5	12.5
3	115	11.25	25	25	25
4	127.5	16.75	37.35	37.5	37.5
5	140	22.5	50	50	50
6	152.5	28	62.5	62.5	62.5
7	165	33.75	75	75	75
8	177.5	39.25	87.5	87.5	87.5
9	190	45	100	100	100
10	202.5	50.5	112.5	112.5	112.5
11	215	56.25	125	125	125
12	227.5	61.75	137.5	137.5	137.5
13	240	67.5	150	150	150
14	252.5	73	162.5	162.5	162.5
15	265	78.75	175	175	175
16	277.5	84.25	187.5	187.5	187.5
17	290	90	200	200	200

2.2 均匀设计试验表的确定

根据使用17水平数5因素的均匀设计表[18]，结合表3中各因素水平数，进行因素水平数据排布，得到均匀设计试验安排表如表4所示。

表4 均匀设计试验安排

Table 4 Uniform design experiment schedule

试验编号	x_1/mm	x_2/mm	x_3/mm	x_4/mm	x_5/mm
1	95	16.5	112.5	162.5	175
2	102.5	39.25	25	125	150
3	115	61.75	150	87.5	125
4	127.5	84.25	62.5	50	100
5	140	11.25	187.5	12.5	75
6	152.5	33.75	100	187.5	50
7	165	56.25	12.5	150	25
8	177.5	78.75	137.5	112.5	0
9	190	5.5	50	75	187.5
10	202.5	28	175	37.5	162.5
11	215	50.5	87.5	0	137.5
12	227.5	73	0	175	112.5
13	240	0	125	137.5	87.5
14	252.5	22.5	37.5	100	62.5
15	265	45	162.5	62.5	37.5
16	277.5	67.5	75	25	12.5
17	290	90	200	200	200

为研究各因素对发射性能的影响情况，以弹丸线圈最大发射速度作为试验指标，利用Ansoft Maxwell软件分别对表4中的17组试验进行仿真计算，并基于仿真数据对结果进行分析。

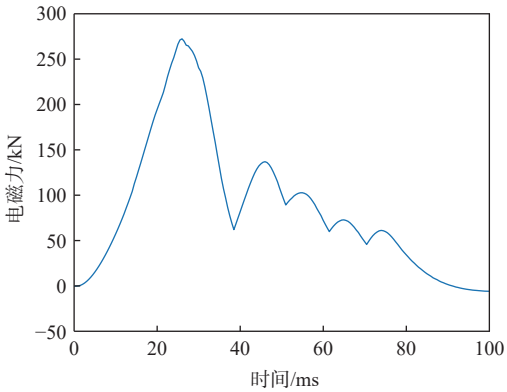
3 试验仿真及结果分析

3.1 试验仿真

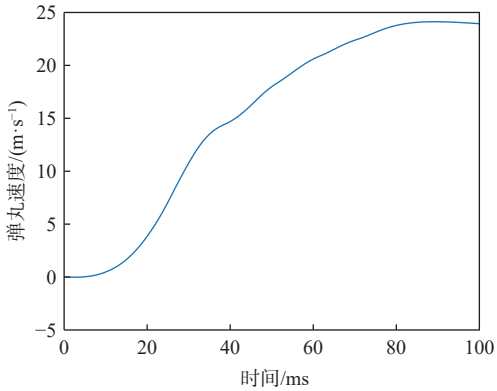
依据第2节中的仿真模型，设置充电电压为4.7kV，弹丸质量为350 kg，负载设置为弹丸所受重力为-3.5 kN，仿真步长设置为0.5 ms[19]。任意选择5级线圈触发位置分别为110，220，420，620，820 mm，仿真得到电磁力和速度随时间变化曲线如图4所示。

由图4可知，弹丸线圈的最大发射速度达到24.10 m/s，发射效率为23.01%。进一步根据表4的均匀设计表来安排试验并进行仿真计算，得到各次试验最大发射速度结果如表5所示。

为研究各因素与发射速度之间的相关关系，选择回归方程进行相关性分析。



(a) 电磁力曲线



(b) 速度曲线

图 4　电磁力和速度曲线

Fig. 4　Curves of electromagnetic force and velocity

表 5　均匀设计试验结果

Table 5　Uniform design experiment results

试验编号	最大发射速度/(m·s^{-1})	试验编号	最大发射速度/(m·s^{-1})	试验编号	最大发射速度/(m·s^{-1})
1	3.52	7	36.51	13	34.61
2	9.94	8	33.82	14	36.20
3	36.6	9	36.33	15	31.86
4	36.3	10	34.86	16	31.93
5	36.63	11	34.97	17	22.10
6	37.19	12	35.66		

3.2　回归分析

回归分析可直接基于大量的试验数据进行数学处理[20]。为研究 x_1～x_5对发射性能的影响, 本文采用逐步回归算法对仿真结果进行分析。考虑到因素之间的互相影响, 因此, 回归方程选择为

$$y = b_0 + b_1x_1 + b_2x_2 + b_3x_3 + b_4x_4 + b_5x_5 + b_6x_1^2 + b_7x_2^2 + b_8x_3^2 + b_9x_4^2 + b_{10}x_5^2 \quad (1)$$

式中: y为最大发射速度; b_0～b_{10}为回归系数。基于表 4 和表 5 的仿真数据编写回归分析程序, 得到回归方程中各回归系数如表 6 所示。

由此可得回归方程为

$$y = -46.602\,8 + 0.800\,1x_1 - 0.084\,5x_2 + 0.016\,3x_3 + 0.010\,7x_4 + 0.139\,2x_5 + 0.002\,0x_1^2 + 0.001\,9x_2^2 + 0.000\,1x_3^2 - 0.000\,2x_4^2 + 0.000\,9x_5^2 \quad (2)$$

3.3　参数优化

为使发射速度达到最大, 针对回归方程难以直接求解得到最佳触发位置。模拟退火算法通过跟踪当前迭代搜寻到的最优值来寻找全局最优, 具有较强的鲁棒性、隐含并行性及渐进收敛性, 在工程中得到了广泛应用[21-22]。模拟退火算法的核心算法为: 以一定的概率接受新状态所产生的最优解, 以此来避免模型中的局部极值点, 从而继续计算得到全局最优解。

对于回归方程(2)中 5 个触发位置 x_1、x_2、x_3、x_4、x_5的范围, 通过模拟退火原理进行迭代计算获得最优解, 得到优化后的参数为 x_1 = 155 mm, x_2 = 30 mm, x_3 = 62 mm, x_4 = 65 mm, x_5 = 67 mm, 将最优参数代入有限元模型中, 由此对应的各级驱动线圈触发位置如表 7 所示。

基于所得触发位置进行仿真, 可得仿真结果如图 5 所示。

由图 5 可知, 弹丸加速较为平稳, 没有较大波动。弹丸线圈最大发射速度达到 37.69 m/s, 发射效率为 56.27%, 远大于优化前 24.10 m/s 的发射速度, 达到了优化目的。

表 6　回归系数值

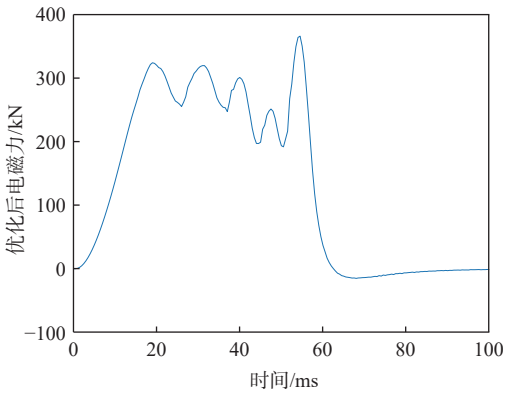
Table 6　Value of regression coefficients

b_0	b_1	b_2	b_3	b_4	b_5	b_6	b_7	b_8	b_9	b_{10}
−46.602 8	0.800 1	−0.084 5	0.016 3	0.010 7	0.139 2	0.000 2	0.001 9	0.000 1	−0.002 0	0.000 9

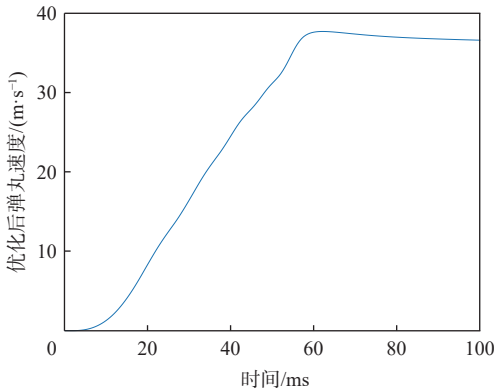
表 7　优化后的触发位置

Table 7　Optimized trigger positions　　mm

x_1	x_2	x_3	x_4	x_5
155	185	247	312	379



(a) 电磁力随时间变化曲线



(b) 优化后弹丸速度曲线

图5 优化后的曲线

Fig. 5 Curves after optimization

4 结 论

1）本文对5级发射器的触发位置进行优化，提高了多级电磁线圈发射的出口速度和发射效率。对文中参数其弹丸最大发射速度可达37.69 m/s，发射效率可达56.27%，优化效果显著。

2）本文考虑了重力因素，利用Ansoft Maxwell模拟了5级同步感应线圈垂直发射过程，为线圈炮的垂直发射器设计提供了理论指导。

3）本文基于均匀设计试验方法，使用较少的试验次数分析研究了5级线圈垂直发射系统的线圈触发位置对发射性能的影响，并利用模拟退火算法对其进行了优化，为将来大质量发射技术的优化提供了参考。

参考文献（References）

[1] 王莹, 肖峰. 电炮原理[M]. 北京: 国防工业出版社, 1992: 96-97.
WANG Y, XIAO F. Principle of electric gun[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 1992: 96-97(in Chinese).

[2] 马伟明, 肖飞, 聂世雄. 电磁发射系统中电力电子技术的应用与发展[J]. 电工技术学报, 2016, 31(19): 1-10.
MA W M, XIAO F, NIE S X. Applications and development of power electronics in electromagnetic launch system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(19): 1-10(in Chinese).

[3] 张涛, 国伟, 苏子舟, 等. 基于磁场方向变化的同步感应线圈发射器效率提升分析[J]. 电工技术学报, 2021, 36(3): 517-524.
ZHANG T, GUO W, SU Z Z, et al. Efficiency improvement analysis of synchronous induction coil transmitter based on the change of magnetic field direction[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(3): 517-524(in Chinese).

[4] 刘文彪, 曹延杰, 张媛, 等. 基于蚁群算法的同步感应线圈炮结构参数优化[J]. 兵工学报, 2011, 32(11): 1416-1422.
LIU W B, CAO Y J, ZHANG Y, et al. Structural parameter optimization of synchronous induction coil gun based on ant colony algorithm[J]. Acta Armamentarii, 2011, 32(11): 1416-1422(in Chinese).

[5] LIU W B, CAO Y J, ZHANG Y, et al. Parameters optimization of synchronous induction coilgun based on ant colony algorithm[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2011, 39(1): 100-104.

[6] 郭赟, 鲁军勇, 关晓存, 等. 基于遗传算法的同步感应线圈发射装置参数优化[J]. 强激光与粒子束, 2014, 26(11): 115008.
GUO Y, LU J Y, GUAN X C, et al. Design optimization of synchronous induction coil electromagnetic launcher based on genetic algorithm[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2014, 26(11): 115008(in Chinese).

[7] NIU X B, LIU K P, ZHANG Y D, et al. Multiobjective optimization of multistage synchronous induction coilgun based on NSGA-II [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2017, 45(7): 1622-1628.

[8] NIU X B, LI W Q, FENG J Y. Nonparametric modeling and parameter optimization of multistage synchronous induction coilgun[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2019, 47(7): 3246-3255.

[9] 关晓存, 鲁军勇. 多级感应线圈炮最优发射控制策略[J]. 强激光与粒子束, 2014, 26(5): 055002.
GUAN X C, LU J Y. Optimum launch control strategy of multi-level induction coilgun[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2014, 26(5): 055002(in Chinese).

[10] 向红军, 李治源, 袁建生. 考虑电枢速度的多级感应线圈炮最佳触发位置[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(1): 7-11.
XIANG H J, LI Z Y, YUAN J S. Optimal trigger position of multi-stage inductive coilgun with armature velocity[J]. Electric Machines and Control, 2012, 16(1): 7-11(in Chinese).

[11] 李三群, 张朝伟, 邓启斌, 等. 多级同步感应线圈炮的动态特性仿真[J]. 高电压技术, 2009, 35(12): 3065-3070.
LI S Q, ZHANG C W, DENG Q B, et al. Simulation of dynamic characteristic of multi-stage synchronous induction coilgun[J]. High Voltage Engineering, 2009, 35(12): 3065-3070(in Chinese).

[12] 徐琅, 李卫东, 王秀凤, 等. 预载荷下板料激光弯曲成形的工艺参数分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(6): 1149-1154.
XU L, LI W D, WANG X F, et al. Analysis on process parameters of laser bending of preloaded metal plate[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(6): 1149-1154(in Chinese).

[13] 王钊, 曹延杰, 王旻, 等. 三级电磁线圈垂直发射器工作过程仿真[J]. 高压电器, 2014, 50(1): 14-19.
WANG Z, CAO Y J, WANG M, et al. Simulation of working process of three-stage electromagnetic coil vertical launcher[J]. High Voltage Apparatus, 2014, 50(1): 14-19(in Chinese).

[14] 王振春, 谭懿, 刘福才. 电磁线圈发射器研究现状和发展 [C]//中

国自动化大会论文集. 上海: 中国自动化协会, 2020: 828- 833.
WANG Z C, TAN Y, LIU F C. Research status and development of electromagnetic coil transmitter [C]//Proceedings of the China Automation Conference. Shanghai: China Association of Automation, 2020: 828- 833(in Chinese).

[15] 王钊, 金洪波, 邹本贵, 等. 电磁线圈发射器垂直发射过程建模与仿真[J]. 海军航空工程学院学报, 2013, 28(3): 272-276.
WANG Z, JIN H B, ZOU B G, et al. Modeling and simulation of electromagnetic coil launcher for vertical launching process[J]. Journal of Naval Aeronautical and Astronautical University, 2013, 28(3): 272-276(in Chinese).

[16] JIN Y S, KIM Y B, KIM J S, et al. A 4.8-MJ pulsed-power system for electromagnetic launcher experiment[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2015, 43(10): 3369-3373.

[17] 蔡智超, 李毅博. 基于 Halbach 阵列电磁超声纵波换能器优化设计[J]. 电工技术学报, 2021, 36(21): 4408-4417.
CAI Z C, LI Y B. Optimum design of electromagnetic acoustic longitudinal wave transducer based on halbach array[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(21): 4408-4417(in Chinese).

[18] 方开泰. 均匀设计与均匀设计表[M]. 北京: 科学出版社, 1994: 35-46.
FANG K T. Uniform design and uniform design table[M]. Beijing: Science Press, 1994 : 35-46(in Chinese).

[19] YANG D, LIU Z X, SHU T, et al. An improved genetic algorithm for multiobjective optimization of helical coil electromagnetic launchers[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2018, 46(1): 127-133.

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

[21] 张长勇, 刘佳瑜. 基于混合遗传算法的多箱型集装箱装载问题分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(5): 747-755.
ZHANG C Y, LIU J Y. Multi-box container loading problem based on hybrid genetic algorithm[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(5): 747-755(in Chinese).

[22] 郭庆, 惠晓滨, 张贾奎, 等. 多模函数优化的改进花朵授粉算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2018, 44(4): 828-840.
GUO Q, HUI X B, ZHANG J K, et al. Improved flower pollination algorithm for multimodal function optimization[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2018, 44(4): 828-840(in Chinese).

Optimization of key parameters of electromagnetic coil launching based on uniform design experimentation

YANG Baocheng*, HAN Junfeng

(Sichuan Polytechnic University, Deyang 618000, China)

Abstract: An electromagnetic coil launcher's muzzle velocity and launch efficiency are determined by critical system characteristics like circuit and structural design. To obtain higher muzzle velocity and launch efficiency, this article establishes an electromagnetic coil vertical launch model according to the circuit principle and dynamics principle and uses the finite element simulation software Ansoft Maxwell for dynamic simulation of the proposed model. Several experiments are conducted using the uniform experimental design method to examine the influence of key parameters, such as the trigger positions of the five-stage coil launcher system, on the launch efficiency. The simulated annealing algorithm is used to propose a method of optimizing the trigger sites and produce the ideal trigger sequence after the simulation results are assessed using the stepwise regression approach. Finally, the simulation is carried out based on the trigger positions obtained by the simulated annealing, and the launch efficiency of 56.27% is achieved. This result verifies the effectiveness of the proposed optimization method and provides a valuable reference for the optimization of high-mass launch technology in the future.

Keywords: electromagnetic induction coil launcher; Maxwell simulation; parameters optimization; uniform design experimentation; simulated annealing algorithm

Received: 2023-02-08; **Accepted**: 2023-07-07; **Published Online**: 2023-07-24 17:25
URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230724.1628.001

* **Corresponding author**. E-mail: bch@scetc.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0065

终端区离场航空器自主路径规划

王红勇[1,*]，郭宇鹏[2]

(1. 中国民航大学 空中交通管理学院，天津 300300；2. 北京市交通委员会，北京 101160)

摘 要：随着航空器自主保持间隔运行概念的逐渐发展，基于连续爬升运行(CCO)模式，可有效解决当前终端区内航空器离场路径固定单一所造成空域运行效率低问题。为此，提出一种基于人工势场-粒子群优化(APF-PSO)联合算法的终端区离场航空器自主路径规划方法。构建面向航空器自主运行模式的空域环境模型，对空域环境进行栅格化处理并计算各栅格的空域复杂度，限制离场航空器进入高复杂度栅格以保障运行安全；构建基于BADA数据库和减退力爬升模式的航空器爬升性能约束模型；应用APF-PSO联合算法进行路径规划，通过粒子群优化(PSO)算法广域搜索思想解决人工势场法（APF）固有的局部极值-目标不可达问题；使用贝塞尔曲线法优化该路径，引入滑动时间窗口理念优化航空器离场时刻；使用上海终端空域的实际结构和运行数据，应用所提方法进行仿真模拟。仿真结果表明：APF-PSO联合算法可有效生成航空器无冲突离场路径并规避繁忙空域，优化处理后的路径满足航空器爬升性能约束，且优于实际运行路径(路径长度减少23.78%，最大转弯率降低55.73%，最大爬升率降低9.94%)；离场航空器自主运行模式下的空中交通复杂性较当前运行模式更为均衡(栅格复杂度峰值降低3.92%)，可有效提升空域利用率。

关 键 词：航空运输；航空器自主运行；连续爬升运行；路径规划；人工势场-粒子群优化算法；空中交通管理

中图分类号：V355; U8

文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2025)02-0446-11

当前空中交通管理(air traffic management, ATM)系统有限的服务能力成为限制航空运输发展的关键因素，而终端空域(terminal area, TMA)又因其复杂的空域结构和繁忙的运行态势使得问题尤为严重。以基于航迹运行(trajectory based operation, TBO)[1]和自由航路空域(free route airspace, FRA)[2]等为背景的离场航空器自主运行模式为克服上述问题提供了新思路。

随着TBO和航空器自主运行模式不断发展，当前ATM系统的运行模式和责任分配将发生显著变化，由集中式控制(地面管制中心)向分布式控制(具备自由飞行能力的航空器)发展，管制员、飞行员和自主管理系统等将逐渐作为整体，进行航空器冲突探测解脱[3-5]。TBO模式和分布式ATM系统推动终端区交通流的精细化管理进一步发展[6]。

连续爬升运行(continuous climbing operation, CCO)是TBO模式在终端管制区域的具象体现，也是提高TMA运行效率的关键因素[7]，在航空系统组块升级计划(aviation system block upgrades plan, ASBU)中亦有所体现。Alligier和Gianazza在传统路径预测模型中引入了航空器质量变化和速度变化参数，以此改善离场爬升阶段的预测精度[8]；张军峰等提出考虑推力意图的航空器连续爬升垂直剖面预测方法[9]。上述学者已对相关内容进行深入探讨，但

收稿日期：2023-02-20；录用日期：2023-04-10；网络出版时间：2023-04-26 15:41
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230425.1821.002
基金项目：天津市自然科学基金(21JCZDJC00840)
*通信作者. E-mail：hy_wang@cauc.edu.cn

引用格式：王红勇，郭宇鹏. 终端区离场航空器自主路径规划[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：446-456.
WANG H Y，GUO Y P. Autonomous path planning of departing aircraft in terminal area[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：446-456 (in Chinese).

是其研究内容多基于传统的地基导航和管制模式。在星基导航和机载分布式 ATM 系统支持下，各航空器可充分感知空域和其他航空器的运行态势并对此做出反应，因此，自主运行模式下 CCO 的架构和相关技术将得到进一步发展。

在终端区范围内，航空器间运行性能差异较大，混合程度高，以空域运行态势为基础进行自主路径规划，将成为离场航空器自主运行模式的重要组成部分。部分学者基于历史航迹数据，运用机器学习[10]、最优控制理论[11-12]等方法对航空器的路径进行预测与调整。但是此类方法对于数据规模的要求较高，难以适应未来高灵活性的自主运行模式。另一类方法则通过考量实时环境信息、前序路径点设置和航空器性能等因素，直接完成路径规划，使用的算法包括图形搜索算法[13-14]、虚拟势场法[15-19]、智能仿生算法[20]等，其中，虚拟势场法中的人工势场法 (artificial potential field, APF) 在计算速度和规划效果等方面表现优异，尤其可以融合并准确体现各障碍物对航空器产生的阻碍影响，常用于复杂环境下的路径规划问题。但是传统的 APF 存在固有缺陷，包括因局部极值导致目标不可达等，多位学者从不同角度对该算法进行了改进[16-19]。本文将综合考虑离场航空器在终端区内运行的动力学与运动学特性，将 APF 与粒子群优化 (particle swarm optimization, PSO) 算法联合使用，通过 PSO 算法广域搜索思想克服 APF 固有的局部极值-目标不可达问题。

综上，当 TBO 和 FRA 的理念及技术逐步推行，并与 CCO 模式相互融合后，离场航空器将逐渐实现自主运行，机载分布式 ATM 系统将辅助管制员及飞行员进行路径规划作业，选择合适的离场路径并规避繁忙空域。本文针对该问题，设计了 APF-PSO 联合算法规划航空器离场路径，并通过路径优化和离场时刻优化过程改善路径曲线性能、均衡空域运行态势，最后使用上海终端空域 (简称 ZSSSAP) 终端区实际运行数据进行仿真模拟。

1　空域环境建模

终端区内同时存在大量进离场航空器，使得空域整体运行态势较为复杂。为量化各航空器的位置和路径信息，可将 TMA 离散化为若干大小一致、相互连接的基本空域体单元[21]。为与 ATM 规则中的雷达管制间隔标准[22]相符，本文使用水平间隔 10 km、垂直间隔 300 m 的长方体栅格划分空域。在本文中，将终端区内的高标高障碍物 (山或丘陵等)、存在危险天气/限制区/禁区的空域及运行态势繁忙的空域设定为“障碍空域”。

若终端区中存在部分受危险天气影响的空域和管制部门发布的限制区/禁区空域，则根据危险天气区域信息和限制区/禁区信息识别并标记相关空域的边界坐标，将其覆盖的空域栅格设定为硬性障碍空域栅格，在信息有效期内严格禁止航空器进入该栅格。

本文中的空域运行态势指标通过空中交通复杂性标示并度量，以此识别运行繁忙的空域栅格。

1.1　空中交通复杂度计算

空中交通复杂度可量化某时刻空域中各航空器对某一栅格的复杂性影响程度[23]。受航空器性能限制，其路径应保持延续性和可预测性，因此，路径规划前需对空域未来的运行态势进行预测和度量。本文假设时间片的间隔为 t_0，分别计算各航空器在各时间片的四维航迹信息，由此计算终端区任意栅格在各时间片的复杂度，计算方法参见文献 [23]。根据航空器离场时刻及其在终端区内的运行时长，将该时段内各时间片的复杂度进行叠加，生成空域运行态势图并以此确定高复杂度栅格。航空器在路径规划中应避免进入其中。

1.2　航空器安全间隔

复杂度可反映空域中各栅格的运行态势和繁忙程度。若航空器分布较为稀疏，某栅格受到由多架航空器产生的复杂度叠加的影响较小，因此，某架航空器的邻近栅格可能未被设定为高复杂度栅格，需单独考虑航空器间的安全间隔以避免冲突。本文中航空器间隔指标的设定值参考民用航空空中交通管理规则中的雷达管制间隔标准[22]，并以此判定冲突规避栅格。冲突规避栅格的时空位置与空域中航空器的数量和位置分布相关。若某时刻某航空器恰处于空域某栅格中，则当前时刻该栅格、与该栅格处于同一水平高度且直接相邻的 4 个栅格、该栅格正上和正下方栅格均被设置为冲突规避栅格，即共 7 个冲突规避栅格，如图 1 所示。

本文中，硬性障碍空域栅格、高复杂度栅格和冲突规避栅格被设定为终端区空域中的“障碍

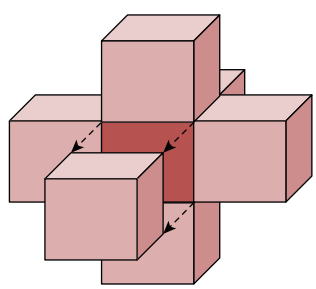


图 1　冲突规避栅格位置关系示意图

Fig. 1　Schematic diagram of position relation of conflict avoidance grid

空域”。

2 航空器爬升性能约束

执行 CCO 模式的航空器，其离场路径不必严格依据当前规定的标准离场程序 (standard instrument departure, SID)，而需遵从其性能约束，并参照空域运行态势运行。本节所述内容是规划所得路径的可行性判定标准。若该路径满足航空器性能约束，则其可作为该航空器的离场航迹；若不满足性能约束，则需对航迹进行部分调整。CCO 模式示意如图 2 所示。

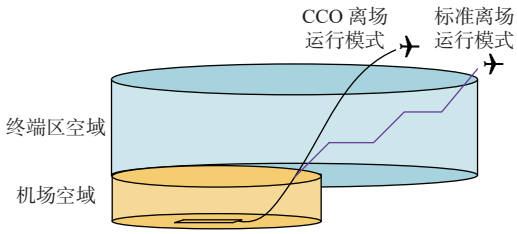


图 2 CCO 模式示意图

Fig. 2 Schematic diagram of CCO mode

2.1 升阻力系数

航空器所受升力大小与航空器速度、机翼面积、空气密度和升力系数有关，航空器阻力系数可由升力系数计算，如下：

$$\begin{cases} C_L = \dfrac{2L}{\rho V_{\mathrm{TAS}}^2 S} \\ C_D = C_{D0,\mathrm{CR}} + C_{D2,\mathrm{CR}}(C_L)^2 \\ D = \dfrac{1}{2}\rho V_{\mathrm{TAS}}^2 S C_D \end{cases} \tag{1}$$

式中：C_L为航空器在当前状态的升力系数；L为航空器所受升力，可对航空器进行受力分析求得；ρ为当前环境的空气密度；V_{TAS}为航空器真空速；C_D为航空器在当前状态的阻力系数；$C_{D0,\mathrm{CR}}$和$C_{D2,\mathrm{CR}}$为该型航空器的性能参数，取值参考 BADA 数据库；D为航空器在当前状态所受的阻力。

2.2 最大推力

航空器离场运行阶段常用推力模式为最大起飞/复飞推力 (take off / go around thrust, TOGA) 模式和最大爬升工作推力 (maximum climb thrust, MCL) 模式。TOGA 模式用于滑跑加速阶段，不可长时间使用。MCL 模式可保持该模式完成爬升过程。航空器推力大小与引擎数量、引擎型号、工作环境相关，受高度和环境温度影响，推力计算式为

$$\begin{cases} (F_{\mathrm{max\,cl}})_{\mathrm{ISA}} = C_{\mathrm{Tc},1}\left(1 - \dfrac{h}{C_{\mathrm{Tc},2}} + C_{\mathrm{Tc},3}h^2\right) \\ F_{\mathrm{max\,cl}} = (F_{\mathrm{max\,cl}})_{\mathrm{ISA}}(1 - C_{\mathrm{Tc},5}\Delta T_{\mathrm{ISA}}) \end{cases} \tag{2}$$

式中：$(F_{\mathrm{max\,cl}})_{\mathrm{ISA}}$为该型航空器在国际标准大气 (international standard atmosphere, ISA) 温度下处于高度h时的最大爬升推力；$F_{\mathrm{max\,cl}}$为该型航空器在当前实际环境下的最大爬升推力；ΔT_{ISA}为当前温度与国际标准大气温度的偏差；$C_{\mathrm{Tc},1}$、$C_{\mathrm{Tc},2}$、$C_{\mathrm{Tc},3}$、$C_{\mathrm{Tc},5}$为该型航空器的性能参数，取值参考 BADA 数据库。

考虑燃油消耗、噪音等因素影响，航空器可在性能允许范围内使用减推力模式爬升。本文选择减额定起飞功率 (derated take-off thrust, DTOT) 方式，额定功率的可削减比例与航空器当前质量相关，如下：

$$C_{\mathrm{pow,red}} = 1 - C_{\mathrm{red}}\frac{m_{\max} - m_{\mathrm{act}}}{m_{\max} - m_{\min}} \tag{3}$$

式中：$C_{\mathrm{pow,red}}$为航空器推力削减系数；$m_{\max}$为航空器最大质量；m_{act}为航空器实际质量；$m_{\min}$为航空器结构质量；减推力参数C_{red}与航空器引擎类型相关，以涡扇引擎为动力的航空器，该参数最大值为 0.15。

2.3 最大爬升率约束

若航空器保持 MCL，以参考速度进行爬升运行，光洁构型且不进行其他机动动作，此状态的爬升率即为该型航空器在此环境的爬升率上限。根据 BADA 数据库提供的全能量模型计算所得航空器爬升率为

$$\begin{cases} (F - D)V_{\mathrm{TAS}} = mg\dfrac{\mathrm{d}h}{\mathrm{d}t} + mV_{\mathrm{TAS}}\dfrac{\mathrm{d}V_{\mathrm{TAS}}}{\mathrm{d}h}\cdot\dfrac{\mathrm{d}h}{\mathrm{d}t} \\ \dfrac{\mathrm{d}h}{\mathrm{d}t} = \dfrac{(F - D)V_{\mathrm{TAS}}}{mg}\left(1 + \dfrac{V_{\mathrm{TAS}}}{g}\cdot\dfrac{\mathrm{d}V_{\mathrm{TAS}}}{\mathrm{d}h}\right)^{-1} \\ f_{\mathrm{M}} = \left(1 + \dfrac{V_{\mathrm{TAS}}}{g}\cdot\dfrac{\mathrm{d}V_{\mathrm{TAS}}}{\mathrm{d}h}\right)^{-1} \end{cases} \tag{4}$$

式中：F为航空器所受推力；$\dfrac{\mathrm{d}h}{\mathrm{d}t}$为航空器爬升率。

减推力模式下航空器爬升率最大值如下：

$$\frac{\mathrm{d}h}{\mathrm{d}t} = \left[\frac{(F_{\mathrm{max\,cl}} - D)V_{\mathrm{TAS}}C_{\mathrm{pow,red}}}{mg}\right] f_{\mathrm{M}} \tag{5}$$

2.4 最小转弯半径约束

航空器协调转弯过程需由机体上多个操纵面联动完成。先通过压操纵杆、蹬方向舵，使得航空器单侧机翼下降、对侧机翼上升并产生坡度角β，升力的水平分量产生航空器转弯所需的向心力；此时升力的竖直分量较直线飞行状态降低，梯度角φ减小，爬升率下降甚至为负值；为保证航空器在安全高度运行，飞行员应适度拉杆并加推力，增大航空器迎角并抵消由上述机动动作新增的阻力作用，如下：

$$\begin{cases} L\sin\beta = m\dfrac{V^2}{R} \\ L\cos\beta + F\sin\alpha - mg\cos\varphi = m\dfrac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}t}V \\ F\cos\alpha - D - mg\sin\varphi = m\dfrac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t} \end{cases} \tag{6}$$

式中: α为航空器俯仰角; R 为转弯半径。

以某型民用航空器为例, BADA 数据库提供该型航空器的基础参数如表 1 所示。假设海平面高度的环境温度为 15 ℃, 根据 BADA 数据库中的参数, 计算该型航空器的性能数据随高度变化如表 2 所示。假定航空器实际运行质量为 150 000 kg, 减推力参数C_{red}取值 0.1, 不同高度的航空器速度取值为 BADA 数据库 PTF 文件提供的参考速度, 假定航空器最大坡度角β取值为 15°。

表 1　某型航空器基础参数

Table 1　Basic parameters of a certain aircraft type

参数	数值	参数	数值
机翼面积S/m^3	283.3	推力性能参数$C_{\mathrm{Tc},3}$	0.419×10^{10}
阻力性能参数$C_{D0,\mathrm{CR}}$	0.014	推力性能参数$C_{\mathrm{Tc},5}$	0.005 5
阻力性能参数$C_{D2,\mathrm{CR}}$	0.049	推力性能参数C_{red}	0.10
推力性能参数$C_{\mathrm{Tc},1}$	0.296×10^{6}	最大质量$m_{\max}$/kg	181 400
推力性能参数$C_{\mathrm{Tc},2}$	0.509×10^{5}	最小质量$m_{\min}$/kg	89 900

表 2　某型航空器性能随高度变化数据

Table 2　A certain type of aircraft performance changes with height data

高度/m	最大爬升推力/N	航空器最大速度/(km·h^{-1})	最小转弯半径/km	最大爬升率/(m·min^{-1})
900	274 783.56	351.88	3.69	799.92
1 200	273 142.29	416.70	5.18	974.45
1 800	269 866.11	503.74	7.57	1 224.60
2 400	266 598.35	518.56	8.02	1 175.16
3 000	263 339.04	535.23	8.54	1 122.80
3 600	260 088.16	659.31	12.96	1 111.16
4 200	256 845.72	677.83	13.70	1 044.26
4 800	253 611.72	698.21	14.53	977.36
5 400	250 386.16	718.58	15.39	907.55
6 000	247 169.04	740.80	16.36	837.73

3　路径规划

3.1　路径规划算法

本文使用 APF-PSO 联合算法规划 CCO 模式航空器离场路径。传统的 APF 存在固有缺陷, 易出现局部极值导致目标不可达等问题, 即存在“陷阱点”或“陷阱区域”。本文使用 APF-PSO 联合算法, 借助 PSO 算法广域随机搜索思想, 促使航空器跳出“陷阱区域”从而解决该问题。

根据离场航空器的预计起飞时间和预计离开终端区时间确定其运行时段, 将该时段以固定间隔离散为时间片, 计算各时间片内空域各栅格的复杂度, 并将各栅格的计算结果以时间为单位进行叠加作为环境基础信息。选择叠加复杂度较高的栅格作为“障碍空域”, 限制航空器进入。以 SID 中的起始定位点作为离场航空器在执行 CCO 模式时的路径规划起点, 以终端区边界作为终点, 应用 APF-PSO 联合算法为航空器规划初始路径l_1', 其作为后续路径优化的基础。初始路径规划的时间段跨度较长, 暂不涉及航空器间冲突解脱问题, 因此, 初始规划的环境基础信息中仅考虑高复杂度栅格而不考虑冲突规避栅格。

3.1.1　人工势场法

APF 假定目标点对航空器有吸引作用, 障碍物对航空器有排斥作用, 航空器越靠近目标点, 其所受引力越小, 越靠近障碍物则其所受斥力越大。引力系数与斥力系数的大小关系将调节引-斥力势场对航空器产生影响的强弱。引力与斥力进行矢量求和, 合力驱使物体由当前位置运动至下一位置点, 合力方向为航空器的运动方向。

基于此, 本文调整障碍物斥力势场的设置形式, 缩减目标点附近障碍物的斥力势场, 以此适应不断减小的引力势场, 避免此处障碍物对航空器产生过大的斥力作用, 导致目标点不可达。假定航空器目前处于 p 位置, 则 q 位置的障碍物对其产生的斥力势场:

$$U_{\mathrm{rep}}(p_q)=\begin{cases}\dfrac{1}{2}k_{\mathrm{rep}}k_{\mathrm{dtc}}\left(\dfrac{1}{d_{q-p}}-\dfrac{1}{d_0}\right)^2 & d_{q-p}\leqslant d_0\\ 0 & d_{q-p}>d_0\end{cases}\tag{7}$$

式中: $U_{\mathrm{rep}}(p_q)$为 q 位置的障碍物对于 p 位置产生的斥力场; k_{rep}为障碍物的斥力系数, 斥力系数越大表明障碍物对航空器有更强的排斥力; d_{q-p}为航空器与障碍物之间的椭球距离; d_0为障碍物的斥力场范围, 超过范围的航空器不会受到该障碍物的斥力影响; k_{dtc}为障碍物的位置系数, 该系数与障碍物到目标点的椭球距离[22] 相关, 具体设定如下:

$$k_{\mathrm{dtc}}=\begin{cases}\log_2\left(1+\dfrac{d_{q-p_0}}{d_{\mathrm{dtc}}}\right) & 0<d_{q-p_0}\leqslant d_{\mathrm{dtc}}\\ 1 & d_{q-p_0}>d_{\mathrm{dtc}}\end{cases}\tag{8}$$

式中: d_{q-p_0}为障碍物所在位置与目标点的椭球距离; d_{dtc}为位置系数的参考椭球距离。

引力势场函数为

$$U_{\mathrm{att}}(p)=k_{\mathrm{att}}\times\frac{(d_{p_0-p})^2}{2}\tag{9}$$

式中: $U_{\mathrm{att}}(p)$为目标点在 p 位置产生的引力场; k_{att}为目标点的引力系数, 引力系数越大说明目标点具有更强的吸引力; d_{p_0-p}为航空器与目标点之间的椭球距离。

引力由引力势场的负梯度计算可得

$$F_{\text{att}}(p)=-\nabla U_{\text{att}}(p)=-k_{\text{att}}|d_{p_0-p}| \tag{10}$$

同理,斥力由斥力势场的负梯度计算:

$$F_{\text{rep}}(p_q)=-\nabla U_{\text{rep}}(p_q)=\begin{cases}k_{\text{rep}}k_{\text{dtc}}\left(\dfrac{1}{d_{q-p}}-\dfrac{1}{d_0}\right)\dfrac{1}{(d_{q-p})^2} & d_{q-p}\leqslant d_0\\ 0 & d_{q-p}>d_0\end{cases} \tag{11}$$

位置p所受的合力为目标点产生引力与各障碍物产生斥力的矢量求和,合力方向为航空器在下一时刻的运动方向。

3.1.2 粒子群优化算法

PSO算法模拟鸟群觅食行为,每个粒子都是问题的潜在解,利用群体中各粒子对应解的性能比较和各粒子的信息共享,使得群体逐渐搜索并趋近于问题最优解。本文将其与APF联合使用:若APF运算过程中出现“陷阱点”使得路径规划过程无法继续,则使用PSO算法搜索“陷阱点”周围的空域环境并确定合适的过渡位置,即“中途点”;使得航空器可以借助该位置跳出“陷阱点”后,继续使用APF进行路径规划。

在本文中,若PSO算法确定的“中途点”位置选择不当,航空器在该点处所受的人工势场合力方向仍有可能指向“陷阱点”,则合力将使其再次返回“陷阱点”。因此,本文将航空器在“中途点”的合力方向与“中途点”→“陷阱点”向量(也即$\overrightarrow{p_a p_{\text{pit}}}$)的夹角大小设置为目标函数(取值为0~180°),夹角越大则航空器越不易返回“陷阱点”,即该“中途点”越优。则其适应度函数为

$$f(p_a)=\left\{\boldsymbol{\alpha}_a,\ \overrightarrow{p_a p_{\text{pit}}}\right\}\qquad a=1,2,\cdots,n \tag{12}$$

式中:p_{pit}为“陷阱点”位置;p_a为第a个粒子当前的三维位置;$\boldsymbol{\alpha}_a$为该粒子当前所受合力。

PSO算法中各粒子的初始位置为“陷阱点”位置的横纵竖相邻栅格。寻优过程包括区域搜索和最优位置更新。针对该问题,在三维搜索空间中,假设有n个粒子构成一个种群,且最大迭代次数设为T。其中,第k代第i个粒子的位置$\boldsymbol{p}_i^k$和速度$\boldsymbol{v}_i^k$可分别表示为

$$\begin{cases}\boldsymbol{p}_i^k=(x_i^k,y_i^k,z_i^k) & i=1,2,\cdots,n\\ \boldsymbol{v}_i^k=(v_{xi}^k,v_{yi}^k,v_{zi}^k) & i=1,2,\cdots,n\end{cases} \tag{13}$$

第i个粒子的个体最优值是其至今搜索得到的最佳位置,假设该个体的最佳位置$\boldsymbol{g}_i^k$是其在第l代搜索得到的:

$$\boldsymbol{g}_i^k=\boldsymbol{p}_i^l=(x_i^l,y_i^l,z_i^l)\qquad i=1,2,\cdots,n;1\leqslant l\leqslant k \tag{14}$$

粒子群体的全局最优值是群体内n个粒子至今搜索得到的最佳位置,假设粒子j所在位置是当前状态的全局最优位置$\boldsymbol{B}^k$:

$$\boldsymbol{B}^k=\boldsymbol{g}_j^k=\boldsymbol{p}_j^h=(x_j^h,y_j^h,z_j^h)\qquad j=1,2,\cdots,n;\ 1\leqslant h\leqslant k \tag{15}$$

每代搜索结束后,群内各粒子根据当前个体最优位置和全局最优位置,确定其在下一代的搜索方向并完成位置更新:

$$\begin{cases}\boldsymbol{v}_i^{k+1}=\omega\boldsymbol{v}_i^k+c_1r_1(\boldsymbol{p}^k-\boldsymbol{p}_i^k)+c_2r_2(\boldsymbol{g}_i^k-\boldsymbol{p}_i^k)\\ \boldsymbol{p}_i^{k+1}=\boldsymbol{p}_i^k+\boldsymbol{v}_i^{k+1}\end{cases} \tag{16}$$

式中:ω为惯性权重,表征粒子对当前速度方向的信任程度;c_1和c_2为加速度常数,表征粒子的个体学习能力和社会学习能力;r_1和r_2为(0,1)之间的随机数,用于增大搜索随机性。

完成后更新各粒子的个体最优位置和粒子群全局最优位置分别为

$$\boldsymbol{g}_i^{k+1}=\begin{cases}\boldsymbol{g}_i^k & f(\boldsymbol{g}_i^k)\geqslant f(\boldsymbol{p}_i^{k+1})\\ \boldsymbol{p}_i^{k+1} & f(\boldsymbol{g}_i^k)<f(\boldsymbol{p}_i^{k+1})\end{cases} \tag{17}$$

$$\boldsymbol{B}^{k+1}=\begin{cases}\boldsymbol{B}^{k+1} & f(\boldsymbol{B}^{k+1})\geqslant f(\boldsymbol{B}^k)\\ \boldsymbol{B}^k & f(\boldsymbol{B}^{k+1})<f(\boldsymbol{B}^k)\end{cases} \tag{18}$$

迭代T次后算法结束,此时的全局最优解$\boldsymbol{B}^{\text{T}}$代表的位置为航空器在下一时刻的路径点,即“中途点”位置。航空器将由“陷阱点”机动至该点处,并以此为起点再次使用APF进行路径规划。

3.2 路径优化

本节将对第3节规划所得的航空器初始路径l_1^i进行优化处理,使之满足航空器性能约束,且更具经济性。优化过程包括2部分,即通过分段路径优化和贝塞尔曲线平滑过程优化该路径曲线,并基于滑动时间窗口策略优化航空器离场时刻。

3.2.1 路径曲线优化

对路径l_1^i以高度分段,细化环境障碍物信息后优化各路径片段;优化后连接形成完整路径,使用贝塞尔曲线对其进行平滑处理,并判断其是否满足航空器性能约束。

1)分段路径优化

执行CCO模式的航空器,其几何构型和推力设置等在爬升阶段应尽量保持于最佳范围内,不必进行大范围调整。但是受到空气温度、空气密度、大气压强等条件影响,使得各高度段的航空器性能约束存在差异。因此,需对航空器初始路径以高度分段确认其满足性能约束且可规避航空器间冲突,并对无法满足的路径片段进行精细化调整。调整后的各路径片段被重新拼接形成路径l_2^i并进行平滑处理,以此满足航空器性能需求。在此过程中,将高复杂度栅格和冲突规避栅格设置为“障碍空域”。

由于各离场航空器的起飞时刻已存在时间间隔, 且航空器离场爬升过程中, 路径逐渐分散, 各离场航空器之间发生冲突的可能性较低, 因此, 本文仅考虑离场航空器与进场航空器之间的冲突规避问题。

2) 贝塞尔曲线平滑

经分段优化后的路径l_2'存在较多折点, 在爬升过程中会增加飞行员和机载系统的工作负荷, 不利于发挥 CCO 模式在运行效率等方面的优势。因此, 本文应用贝塞尔曲线法对l_2'进行平滑处理。贝塞尔曲线的控制点选择将参考分段优化所得路径的几何特征。在斜率变化较大的路径点处, 航空器会发生较为剧烈的航向调整。因此, 计算各路径点处的斜率变化, 自大至小选择为控制点。

逐渐增加控制点数量进行平滑处理, 检测每次处理后的路径是否成功规避障碍物并满足性能约束。若满足约束, 则平滑过程结束, 所得曲线即为航空器在终端区内的路径l_3'; 若不满足约束, 则继续增加控制点数量进行平滑处理并再次检测; 若全部路径点均被设为控制点进行平滑处理后, 某段仍不满足航空器性能约束, 则当前“障碍空域”环境设定下无法生成目标路径, 需对该段曲线对应时间片的“障碍空域”设定标准进行调整, 以此扩大可航空域范围。但是不缩减冲突规避栅格的划定范围, 以保持航空器间安全间隔。将调整后的“障碍空域”作为环境基础, 完成该片段的路径规划及相邻片段的路径回溯修正; 应用贝塞尔曲线再次对该完整路径进行平滑处理并判断其是否满足航空器性能约束。

3.2.2　离场时刻优化

在本文所述的航空器离场路径规划中, 障碍空域栅格的设定标准与空域运行态势直接相关。不同时刻的障碍空域分布存在差异, 进而导致不同时刻规划所得的航空器离场路径也存在差异。因此, 本文在一定范围内优化航空器离场时刻, 进而优化离场路径。

受航空器尾流影响, 2 架进场或离场航空器的跑道运行时间需具备一定间隔。因此, 离场航空器i的起飞时刻选择, 受到前序进场或离场航空器的跑道占用时段限制, 并随前序离场航空器$i-1$的起飞时刻优化而动态变化。本文引入滑动时间窗口策略进行优化求解。在本节中, 时间窗口代指跑道空闲时间, 即前序航空器脱离跑道时刻 (起飞离场或着陆滑入滑行道) 与后序航空器进入跑道时刻之间的时段。该时间窗口并非静止, 其长度和起止时刻由前后序航空器的跑道占用时刻决定并滑动调整。

假设进场航空器的着陆时刻不变并据此生成时间窗口, 如图 3 所示。各离场航空器在时间窗口中寻找最优离场时刻 (见图 3(a))。优化方式包括离场时刻调整 (见图 3(b)) 和离场顺序交换 (见

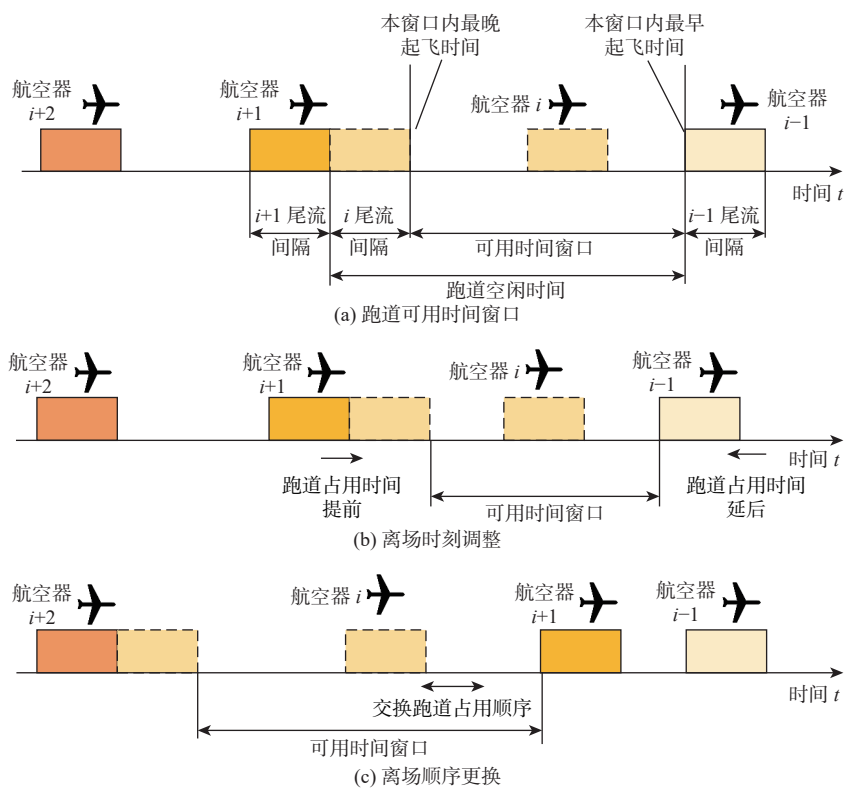


图 3　滑动时间窗口示意图

Fig. 3　Schematic diagram of sliding time window

图3(c))。离场航空器i根据3.1节所述方法,为时间窗口内各时间片分别规划对应的离场路径,并评估各路径的经济性。航空器i选择其中最优的路径,并在该路径对应的时间片离场。后序离场航空器$i+1$将根据航空器i的离场时刻,滑动调整其时间窗口并确定离场路径和离场时刻。为减少因大幅度调整离场时刻而对于机场保障资源产生的巨大压力,本文限制离场航空器i仅可与前后序离场航空器$i-1$和$i+1$进行顺序交换。航空器路径经济性的评估方法参见文献[24]。

在离场时刻优化过程中,各航空器需规划多个时刻(时间片)对应的离场路径,计算量相对较大。但是由于该规划过程于航空器离场准备阶段完成,时间紧迫性较低,因此,离场时刻优化过程与航空器运行的时效性需求不存在冲突。

4 仿真实验

4.1 仿真数据及参数设置

本文选取ZSSSAP作为仿真空域,包含上海浦东机场(简称ZSPD)和上海虹桥机场(简称ZSSS)。选择该区域在某典型日繁忙时段的运行数据,模拟FRA和CCO运行模式进行仿真实验。实验总运行时间为1 h,该时段终端区内共有131架次航空器运行,其中,进场航空器79架次,离场航空器52架次。保持各进场航空器运行状态不变;根据各离场航空器的实际离场时刻和离开终端区的三维坐标,应用本文APF-PSO联合算法和滑动时间窗口策略确定其最优离场时刻并规划离场路径;判定该路径满足航空器性能约束后,计算路径对应的运行指标和各时间片的空域运行态势,并与实际运行数据进行对比分析。

本文使用水平间隔10 km、垂直间隔300 m的密铺栅格对ZSSSAP终端区进行划分。对总仿真时间以1 min为单位离散成时间片,计算各时间片扇区中各航空器对各栅格的复杂度值。设定实际运行模式各时间片的栅格最大复杂度值的80%作为该时间片的复杂度阈值。若某栅格的复杂度值高于阈值,则将其设定为高复杂度栅格。由于离场航空器在起飞时已保证时间间隔,且起飞后加速爬升运行,相邻离场航空器的间距随时间推移而增大,相互冲突的可能性较低。因此,本文实验不考虑离场航空器之间的相互冲突,仅计算扇区内进场航空器对空域各栅格的复杂度影响,亦只考虑进场航空器与离场航空器之间的冲突规避问题。

4.2 离场航空器路径规划

APF-PSO联合算法进行路径规划的各参数设置如表3所示;对于某离场航空器,使用表中参数规划所得的初始路径,以及分段平滑处理后的路径。相较实际路径,应用本文方法规划并平滑处理后的路径在水平和竖直方向都更为平滑,不存在明显的折角和剧烈转弯,满足航空器性能约束。

表3 APF-PSO联合算法参数定义及取值

Table 3 Parameters definition and values of APF-PSO algorithm

障碍物斥力系数k_{rep}	斥力影响范围d_0(椭球距离)/km	PSO算法迭代次数T	加速度常数c_1	目标点引力系数k_{att}	位置系数参考椭球距离d_{dtc}/km	惯性权重ω	加速度常数c_2
9	$2.5\sqrt{3}$	100	2	1	$10\sqrt{3}$	0.7	2

4.3 路径规划性能分析

实验中分别假设各离场航空器执行CCO路径规划模式,以及CCO路径规划于离场时刻优化模式,并与实际运行数据对比分析其路径性能和空域运行态势。

4.3.1 路径曲线性能对比

实验时段共有52架离场航空器运行,根据各航空器的离场时刻和终端区起讫点,为其规划离场路径。部分航空器的路径性能数据如表4所示。

对比各航空器的实际运行路径数据和CCO模式规划所得路径数据、离场时刻优化后路径数据可知,CCO模式规划所得路径的长度和最大爬升率均小于实际运行路径,最小转弯半径大于实际路径,最大爬升梯度均值略高于实际路径,均满足航空器性能约束。路径长度减少23.78%,最大转弯率降低55.73%,最大爬升率降低9.94%。CCO规划路径和时刻优化后的路径平均长度变化比例分别为−23.78%和−25.14%,CCO规划路径和时刻优化后的平均最大转弯率变化比例分别为−55.73%和−55.48%,CCO规划路径和时刻优化后的平均最大爬升梯度变化比例分别为0.32%和−4.03%,CCO规划路径和时刻优化后的平均最大爬升率变化比例分别为−9.94%和−10.13%,离场航空器在执行FRA和CCO运行模式时,不必依照固定飞行程序,其水平和垂直方向的路径选择更为灵活多样。若空域运行态势允许,可直飞目标点,化曲为直,减少转弯次数并缩短路径长度。航空器亦可不必严格执行飞行程序中的高度规定,可以根据性能和运行需求选择合适的爬升率运行。转弯次数的减少亦可增大单个弯角的曲率半径,继而减小航空器转弯

表 4　离场航空器路径曲线性能对比

Table 4　Performance comparison of departing aircraft path curves

平均路径长度/km			平均最大转弯率/((°)·min^{-1})			平均最大爬升梯度/%			平均最大爬升率/(m·min^{-1})		
实际运行路径	CCO规划路径	时刻优化后	实际运行路径	CCO规划路径	时刻优化后	实际运行路径	CCO规划路径	时刻优化后	实际运行路径	CCO规划路径	时刻优化后
241.45	184.04	180.75	55.50	24.57	24.71	9.44	9.47	9.06	901.13	811.55	809.88

时的坡度角, 降低飞行员工作负荷并提升旅客出行体验。执行航空器离场时刻优化策略后, 各项路径性能指标的均值均与规划所得路径的相关指标相当或更优, 表明执行 CCO 自主运行模式的航空器经离场时刻优化后, 可在一定时间范围内选择更优的离场路径及其对应时刻, 使得路径性能得到进一步优化。

4.3.2　空域运行态势对比

实验中分别假设各离场航空器执行航空器自主运行模式, 标示各航空器路径并计算终端区内各栅格在各时间片的空中交通复杂度, 将其与实际运行模式的相关数据进行对比。部分时间片内的栅格复杂度峰值和高复杂度栅格占比如表 5 所示。实际运行路径、CCO 规划路径和离场时刻优化后路径的栅格复杂度峰值平均值分别为 3.519、3.381 和 3.270, 实际运行路径、CCO 规划路径和离场时刻优化后路径的高复杂度栅格占比平均值分别为 3.88%、4.11% 和 4.27%。

如表 5 所示, CCO 自主路径规划模式的空域复杂度峰值较实际运行模式更小, 栅格复杂度峰值降低 3.92%, 而高复杂度栅格占比更大, 且离场时刻优化后该现象更为明显。原因在于执行 CCO 模式的离场航空器不必严格遵照地面导航台位置指引, 使得关键路径点或导航台处的航空器运行压力下降, 继而降低复杂度峰值; 但是空间分散的离场航空器路径也提高了终端区其他空域栅格的利用率, 使得空域中更多的栅格得到有效利用, 则高复杂度栅格占比略有上升。离场时刻优化后, 各离场航空器可在一定时间范围内选择复杂度相对较低, 障碍空域相对稀疏的时刻起飞, 进而从时间维度促进空域运行态势更为均衡, 使得复杂度峰值更低, 高复杂度栅格占比更高。

实际运行模式和 CCO 自主路径规划模式在某时间片不同高度的栅格复杂度分布对比如图 4 所示。对比 2 种运行模式在各高度的复杂度分布可见: 2 种运行模式的复杂度分布形状差异整体较小, 但是该差异随高度升高而逐渐明显。其原因在于本文仅调整离场航空器的路径, 而进场航空器路径不变, 因此, 在 2 种运行模式下, 各架进场航空器对于空域各栅格的复杂度影响均未发生变化。由此造成 2 种运行模式在各高度的复杂度数值存在差异, 而其分布形状未有明显变化。随高度升高, 各离场航空器逐渐靠近终端区边界, 在空间层面逐渐分散, 因此, 同一离场航空器在 2 种运行模式下的路径差异逐渐明显, 对于空域各栅格的复杂度影响差异也愈加显著。由此造成 2 种运行模式的复杂度分布形状随高度升高, 差异逐渐显著。

4.3.3　算法性能对比

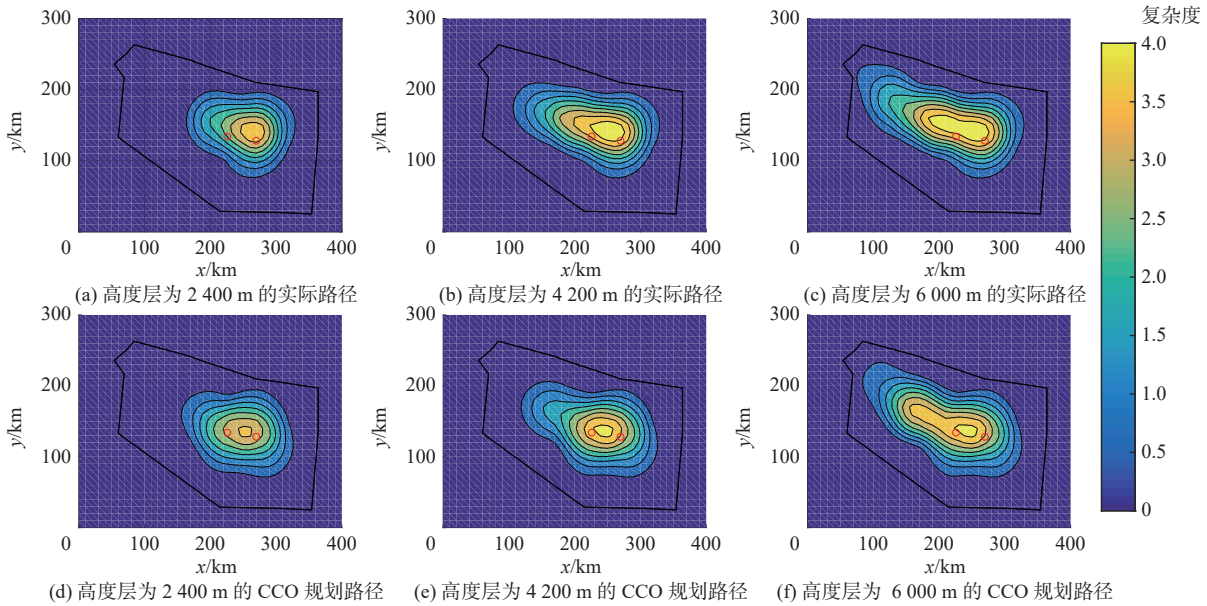
为验证本文 APF-PSO 联合算法求解路径规划问题的优越性, 选取 2 种广泛应用的路径规划算法——传统人工势场算法和 A*算法, 与本文 APF-PSO 联合算法进行对比。其中, A*算法的评价函数和路径经济性计量方法参见文献 [24]。各算法和路径性能对比如表 6 所示, 表中数据为实验时段内各航空器对应数据的平均值。

由表 6 可知, 基于本文所述的研究环境, APF-PSO 联合算法与广泛应用的 APF 算法、A*算法相比, 规划成功率更高, 可达 100%, 但是运算时间较长, 尤其远长于传统 APF 算法。其原因在于本文调用 PSO 算法促使 APF 算法跳出“陷阱点”区域, 使得路径规划过程得以继续并规划生成完整路径, 该调用过程使得本文 APF-PSO 联合算法的运算时间

表 5　空域运行态势数据对比

Table 5　Comparison of airspace operational situation data

时间片	栅格复杂度峰值			高复杂度栅格占比/%		
	实际运行路径	CCO规划路径	离场时刻优化后路径	实际运行路径	CCO规划路径	离场时刻优化后路径
1	2.115	2.107	2.037	5.83	6.00	5.96
2	4.072	3.571	3.698	3.23	3.63	3.74
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
58	3.063	2.507	2.527	2.96	3.61	3.22
59	3.718	3.391	3.288	2.10	2.62	3.00



(a) 高度层为 2 400 m 的实际路径 (b) 高度层为 4 200 m 的实际路径 (c) 高度层为 6 000 m 的实际路径

(d) 高度层为 2 400 m 的 CCO 规划路径 (e) 高度层为 4 200 m 的 CCO 规划路径 (f) 高度层为 6 000 m 的 CCO 规划路径

图 4 某时间片不同高度下栅格复杂度分布

Fig. 4 Grid complexity distribution for a time slice with different heights

表 6 算法性能对比统计

Table 6 Statistical of algorithms performance comparison

算法	路径规划成功率/%	运算时间/s	路径长度/km	最大转弯率/((°)·min^{-1})	最大爬升梯度/%	最大爬升率/(m·min^{-1})
APF-PSO联合算法	100	4.42	184.04	24.57	9.47	811.55
APF算法	73.1	1.37	177.30	31.26	12.96	819.34
A*算法	96.2	3.61	183.73	26.10	12.17	846.58

显著增长。但是由于该规划过程于航空器离场准备阶段完成，航空器未起飞离场，时间紧迫性较低，因此，与航空器运行的时效性需求不存在冲突。

在规划所得路径性能方面，本文 APF-PSO 联合算法仅在路径长度方面略差于 APF 和 A*算法，其余性能指标均显著优于对比算法，由此验证本文 APF-PSO 联合算法在算法性能层面和规划所得路径层面均具有更强的优越性。

5 结 论

1）构建航空器爬升性能模型，量化环境和航空器因素对其爬升性能的影响并确保规划所得的路径可满足航空器性能约束。

2）设计 APF-PSO 联合算法进行离场航空器路径规划，应用 PSO 算法广域搜索思想克服 APF 存在的“陷阱点”问题。

3）设计路径优化和离场时刻优化过程，以此优化路径曲线性能并均衡空域运行态势。

4）使用 ZSSSAP 扇区结构和运行数据进行仿真模拟，并对比实际运行数据，分析论证了本文路径规划方法有效。

本文为简化问题，假定离场航空器起飞时刻和终端区内起讫点位置保持不变，后续研究可将上述问题纳入目标函数中，通过将时刻-位置-路径进行联合优化，促进离场航空器在终端区和临近扇区间高效平稳过渡运行，并进一步改善空域运行态势。本文亦假定进场航空器保持原有运行模式和轨迹，后续可综合考虑进离场航空器的时刻分配和路径规划问题，以此提升空域动态容量并促进各航空器间时空资源分配更为均衡公平。

参考文献（References）

[1] International Civil Aviation Organization. Global air traffic management operational concept[EB/OL]. (2012-08-28)[2023-02-15]. https://www.icao.int/Meetings/anconf12/Document%20Archive/9854_cons_en%5B1%5D.pdf.

[2] Federal Aviation Administration. NextGen implementation plan-FAA[EB/OL]. (2022-07-15)[2023-02-15]. https://www.faa.gov/nextgen/2018-2019-nextgen-implementation-plan.

[3] DEGAS A, KADDOUM E, GLEIZES M P, et al. Cooperative multi-agent model for collision avoidance applied to air traffic management[J]. Engineering Applications of Artificial Intelligence, 2021, 102: 104286.

[4] 蔡开泉, 赵鹏. 空中交通自主间隔管控技术研究[J]. 南京航空航天大学学报, 2022, 54(4): 688-699.
CAI K Q, ZHAO P. Key technologies on air traffic self-separation management[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2022, 54(4): 688-699(in Chinese).

[5] CHEN Y T, HU M H, YANG L. Autonomous planning of optimal

four-dimensional trajectory for real-time en-route airspace operation with solution space visualisation[J]. Transportation Research Part C: Emerging Technologies, 2022, 140: 103701.

[6] 张洪海, 汤一文, 许炎. TBO 模式下终端区进场交通流优化模型与仿真分析[J]. 航空学报, 2020, 41(7): 323844.
ZHANG H H, TANG Y W, XU Y. Optimizing arrival traffic flow in airport terminal airspace under trajectory based operations[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2020, 41(7): 323844(in Chinese).

[7] International Civil Aviation Organization. Global, continuous climb operations (CCO) manual. [EB/OL]. (2013-10-25)[2023-02-16]. https://applications.icao.int/tools/ATMiKIT/story_content/external_files/10260008117raft_en_CCO.pdf.

[8] ALLIGIER R, GIANAZZA D. Learning aircraft operational factors to improve aircraft climb prediction: A large scale multi-airport study[J]. Transportation Research Part C: Emerging Technologies, 2018, 96: 72-95.

[9] 杜卓铭, 张军峰, 苗洪连, 等. 考虑推力意图的航空器连续爬升垂直剖面预测[J]. 北京航空航天大学学报, 2024, 50(4): 1347-1353.
DU Z M, ZHANG J F, MIAO H L, et al. Aircraft vertical profile prediction for continuous climb based on thrust intention[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2024, 50(4): 1347-1353(in Chinese).

[10] DESHMUKH R, SUN D W, KIM K, et al. Temporal logic learning-based anomaly detection in metroplex terminal airspace operations[J]. Transportation Research Part C: Emerging Technologies, 2021, 126: 103036.

[11] MURÇA M C R, HANSMAN R J. Predicting and planning airport acceptance rates in metroplex systems for improved traffic flow management decision support[J]. Transportation Research Part C: Emerging Technologies, 2018, 97: 301-323.

[12] GONZÁLEZ-ARRIBAS D, SOLER M, SANJURJO-RIVO M, et al. Robust aircraft trajectory planning under uncertain convective environments with optimal control and rapidly developing thunderstorms[J]. Aerospace Science and Technology, 2019, 89: 445-459.

[13] LIN Y C, SARIPALLI S. Sampling-based path planning for UAV collision avoidance[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2017, 18(11): 3179-3192.

[14] WOO J W, AN J Y, CHO M G, et al. Integration of path planning, trajectory generation and trajectory tracking control for aircraft mission autonomy[J]. Aerospace Science and Technology, 2021, 118: 107014.

[15] DU Y S, ZHANG X J, NIE Z L. A real-time collision avoidance strategy in dynamic airspace based on dynamic artificial potential field algorithm[J]. IEEE Access, 2019, 7: 169469-169479.

[16] CHEN L L, HAN S H, DU C K, et al. A real-time integrated optimization of the aircraft holding time and rerouting under risk area[J]. Annals of Operations Research, 2022, 310(1): 7-26.

[17] 张大志, 刘万辉, 缪存孝, 等. 全向移动机器人动态避障方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(6): 1115-1123.
ZHANG D Z, LIU W H, MIAO C X, et al. Dynamic obstacle avoidance method for omnidirectional mobile robots[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(6): 1115-1123(in Chinese).

[18] 韩尧, 李少华. 基于改进人工势场法的无人机航迹规划[J]. 系统工程与电子技术, 2021, 43(11): 3305-3311.
HAN Y, LI S H. UAV path planning based on improved artificial potential field[J]. Systems Engineering and Electronics, 2021, 43(11): 3305-3311(in Chinese).

[19] LIU Y, ZHANG X J, ZHANG Y, et al. Collision free 4D path planning for multiple UAVs based on spatial refined voting mechanism and PSO approach[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2019, 32(6): 1504-1519.

[20] 徐钊, 胡劲文, 马云红, 等. 无人机碰撞规避路径规划算法研究[J]. 西北工业大学学报, 2019, 37(1): 100-106.
XU Z, HU J W, MA Y H, et al. A study on path planning algorithms of UAV collision avoidance[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2019, 37(1): 100-106(in Chinese).

[21] 朱永文, 陈志杰, 蒲钒, 等. 数字化空域系统发展研究[J]. 中国工程科学, 2021, 23(3): 135-143.
ZHU Y W, CHEN Z J, PU F, et al. Development of digital airspace system[J]. Strategic Study of CAE, 2021, 23(3): 135-143(in Chinese).

[22] 中华人民共和国交通运输部. 民用航空空中交通管理规则[EB/OL]. (2017-09-29)[2023-02-17]. https://xxgk.mot.gov.cn/2020/gz/202303/W020230426346468961118.pdf.
Ministry of Transport of the People's Republic of China. Civil aviation air traffic management regulations[EB/OL]. (2017-09-29)[2023-02-17]. https://xxgk.mot.gov.cn/2020/gz/202303/W020230426346468961118.pdf(in Chinese).

[23] 王红勇, 郭宇鹏. 基于航空器自主运行的空中交通复杂性建模[J]. 交通运输系统工程与信息, 2022, 22(2): 305-312.
WANG H Y, GUO Y P. Air traffic complexity model based on aircraft self-separation operation[J]. Journal of Transportation Systems Engineering and Information Technology, 2022, 22(2): 305-312(in Chinese).

[24] PARK S G, MENON P K. Game-theoretic trajectory-negotiation mechanism for merging air traffic management[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2017, 40(12): 3061-3074.

Autonomous path planning of departing aircraft in terminal area

WANG Hongyong[1,*], GUO Yupeng[2]

(1. College of Air Traffic Management, Civil Aviation University of China, Tianjin 300300, China;
2. Beijing Municipal Commission of Transport, Beijing 101160, China)

Abstract: With the gradual development of the aircraft self-separation operation and the continuous climbing operation (CCO) mode, it can effectively solve the problem that the departure path of aircraft in the current terminal area is fixed and single, which leads to the low operational efficiency of airspace. Therefore, an autonomous path planning method based on artificial potential field-particle swarm optimization (APF-PSO) algorithm was proposed in this paper. To guarantee operation safety, the airspace environment was first rasterized, the aircraft autonomous operation mode was taken into consideration, and the airspace complexity of each grid was computed. This prevented departing aircraft from flying into high-complexity grids. The aircraft climbing performance constraint model was constructed based on the BADA database and reduced force climbing mode. Then the path planning was carried out by using the APF-PSO algorithm of artificial potential field (APF) and particle swarm optimization (PSO) algorithm, and the local extremum-target unreachable problem inherent in the artificial potential field method was solved by using the region search algorithm of particle swarm optimization. The Bessel curve method was used to optimize the path planning and the concept of sliding time window was introduced to optimize the departure time of aircraft. Finally, using the actual structure and operation data of Shanghai terminal airspace, the proposed method was applied to simulate. The simulation test results show that the APF-PSO algorithm can effectively generate the aircraft conflict-free departure path and avoid busy airspace. The optimized path satisfies the aircraft climbing performance constraints and is better than the actual path (path length reduced by 23.78%, maximum turning rate reduced by 55.73%, maximum climbing rate reduced by 9.94%). Additionally, the autonomous operation mode of departing aircraft results in a more balanced airspace operation condition than the actual operating mode (a reduction of 3.92% in peak grid complexity), which can significantly increase the airspace utilization rate.

Keywords: air transport; autonomous operation of aircraft; continuous climbing operation; path planning; artificial potential field-particle swarm optimization algorithm; air traffic management

Received: 2023-02-20; **Accepted**: 2023-04-10; **Published Online**: 2023-04-26 15:41
URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230425.1821.002
Foundation item: Natural Science Foundation of Tianjin (21JCZDJC00840)
* **Corresponding author**. E-mail: hy_wang@cauc.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0045

一种面向非结构化道路的点云语义分割方法

王章宇[1,2,3]，陈阳[1,4]，周彬[1,2,3,*]，王杰[1,2]，段星集[1,4]，赵忠山[5]

(1. 北京航空航天大学 交通工程与科学学院，北京 100191；2. 车路一体智能交通全国重点实验室，北京 100191；
3. 北京航空航天大学 合肥创新研究院，合肥 230012；4. 特种车辆无人运输技术工业和信息化部重点实验室，北京 100191；
5. 国能北电胜利能源有限公司 露天矿运输队，锡林浩特 026000)

摘 要：针对以露天矿区为代表的非结构化道路场景环境恶劣、道路边界模糊、障碍物尺寸差异较大等问题，提出一种面向非结构化道路的点云语义分割方法，包括预处理、特征提取网络及逆处理3部分。其中，预处理通过坐标转换将三维点云映射到二维Range View (RV)图上，以提高网络推理速度；特征提取网络包括卷积注意力模块及多尺度残差模块，卷积注意力模块用于细化分割边界，解决道路边界模糊问题，多尺度残差模块使用大卷积核扩大感受野并融合上下采样特征，以适应非结构化道路环境下障碍物尺寸变化较大的问题；逆处理通过K最邻近(KNN)算法修正语义标签并将点云映射回三维空间。在典型非结构化道路露天矿区数据集上对所提方法进行测试，平均交并比达到85.1%，推理速度达到6.423 ms，与主流的基于球面投影的语义分割网络相比整体精度提升了3%，此外，所提方法在非结构化道路场景下进行了实际应用。

关 键 词：三维点云；语义分割；非结构化道路；深度学习；注意力机制
中图分类号：TP391
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2025)02-0457-09

以人工智能为代表的新一代信息技术的发展推动了无人驾驶技术的落地应用。以矿区为代表的非结构化道路场景由于其道路封闭、环境简单等特性，成为无人驾驶最快落地的场景之一。

语义分割作为无人驾驶智能感知的基础任务，可实现道路环境的像素级分类，为无人驾驶的决策规划提供重要支撑。然而非结构化道路下语义分割存在巨大挑战：首先，非结构化道路场景下光线多变，同时存在有沙尘和雨雾等天气，成熟的视觉算法难以直接应用[1-5]；其次，非结构化道路无明显的路沿，道路边界特征模糊，语义分割面临较大困难；此外，非结构化道路环境下，障碍物尺寸差异较大，同类型目标的大尺度变化给分割带来了巨大挑战。

面临上述问题，本文提出一种面向非结构化道路的点云语义分割方法，选用激光雷达对非结构化道路环境进行语义分割，解决光线变化较大问题；同时，在分割网络中添加注意力模块，获取不同尺度上下文信息，细化不同类别语义分割的边界效果；使用多尺度残差模块扩大感受野，解决目标尺度变化较大问题。本文主要创新点如下：

1）构建了一种轻量级点云语义分割方法，该方法包括卷积注意力模块(conv-attention module, CAM)、多尺度残差模块，在降低网络推理时间的同时保证了网络分割的精度；

2）设计了一种CAM，该模块通过多分枝构建不同尺度语义空间信息，并应用1×1卷积学习不同通道间信息，有效提高了网络分割精度；

3）设计了一种多尺度残差模块，该模块通过非对称卷积获取不同尺度的语义信息，在保证语义分割精度的同时有效提升了网络推理速度；

收稿日期：2023-02-12；**录用日期**：2023-04-23；**网络出版时间**：2023-04-26 15:12
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230425.1819.001
基金项目：国家重点研发计划(2020YFB1600301)；国家自然科学基金青年基金(52102448)
* **通信作者**. E-mail：binzhou@buaa.edu.cn

引用格式：王章宇，陈阳，周彬，等. 一种面向非结构化道路的点云语义分割方法[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：457-465.
WANG Z Y，CHEN Y，ZHOU B，et al. A point cloud semantic segmentation method for unstructured roads[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：457-465 (in Chinese).

4) 构建了非结构化道路环境数据集，并在数据集上验证本文方法的有效性，其中，平均交并比达到85.1%，单帧推理速度降低至6.423 ms，与轻量化语义分割网络SalsaNext相比达到了更好的分割性能。

1 相关工作

现阶段主流的点云语义分割方法包括基于点的处理方法、基于体素化的点云处理方法、基于投影的语义分割方法和基于多模态的方法[6-7]。

基于点的处理方法通常直接处理原始的点云数据[8-10]，不使用其他的预处理操作。文献[8]使用多层感知器(multilayer perceptron, MLP)作为点云特征学习的网络层，开启了点云深度学习的新篇章；文献[9]在文献[8]的基础上，提出球查询(ball query, BQ)，将原始点云划分为不同的区域从而进行局部特征提取。文献[8-9]没有逐层进行特征提取并融合不同层级的特征，从而导致特征的关联性较差。与文献[8-9]直接通过MLP对点云进行处理的方法不同，部分学者提出更加灵活的点卷积方式对点云进行处理。KPConv[10]通过在欧氏距离内定义卷积核的位置，对原始点云中的点进行卷积操作，将可变性卷积扩展到了点卷积上，从而提高了网络的精度。基于点的语义分割模型有效减小了点云预处理过程中结构的损失，但由于参数量过大而无法适应大规模的点云场景，通常与其他方法结合以提高点云分割的效率。

基于体素化的点云处理方法一般将点云分割成相应的体素[11-13]，将原始点云以体素的方式表征。部分研究者将点云数据分割成均匀体素，比较典型的是Rethage等[11]提出的全卷积点网络(fully-convolutional point networks, FCPN)，FCPN使用了金字塔结构，对不同尺度的体素特征表现良好。但基于体素表征的点云是稀疏的，当在稀疏数据上应用三维密集卷积时，会导致不必要的计算。为解决这个问题，OctNet[12]的八叉树结构可以递归地将三维空间划分为8个1/8的子空间，并且只对需要的子空间进行卷积操作。这使得OctNet在保持高精度的同时具有更高的计算效率。然而，空的体素仍然会给OctNet带来计算和内存负担。为解决这个问题，Graham等[13]提出一种新的子流形稀疏卷积(sub-manifold sparse convolutional, SSC)，通过过滤空体素的方法弥补了OctNet的缺点。但这些基于体素的点云表征方式一般情况下只保存体素的布尔信息，从而失去了部分结构特征，导致基于体素的点云分割方法精度难以提升。

基于投影的语义分割[14-19]方法将原始点云通过球面投影映射到二维平面上。文献[14]应用球面映射的方法将激光雷达映射到二维平面上，并使用全连接网络编码器和条件随机场(conditional random field, CRF)作为一个循环神经网络(recurrent neural network, RNN)层。文献[15]引入了上下文聚合模块进一步提高网络效果。文献[16]使用自适应卷积(spatially adaptive convolutions, SAC)对输入的RV图进行基于位置的滤波器选择。文献[17]使用DarkNet主干网络处理RV图，还提出使用K最邻近(K-nearest neighbor, KNN)算法修改预测错误的点云标签。文献[18]以四维通道的鸟瞰图(bird's eye view, BEV)作为网络输入，通过Encoder-Decoder架构进行特征提取，最后，采用Softmax输出分类结果。文献[19]采用球面投影的方法，在文献[17]网络结构基础上提出上下文信息提取等模块提升网络分割精度。此外，不同的投影方法会导致不同角度的精度损失，因此，部分学者结合多种投影方法对点云进行处理以提高分割精度[20]。基于投影的语义分割方法在牺牲一定精度的条件下有效保证了计算速度，更适用于当前阶段的无人驾驶实际落地。

为达到精度和速度的平衡，部分学者将不同的工作相结合。Cylinder3D[21]考虑雷达的扫描特性，将基于点的处理方法与基于体素化的点云处理方法相结合，以克服点云的稀疏性和密度不均匀性；

AF2S3Net[22]是将基于体素方法和基于点的语义分割方法结合，以平衡计算速度与精度。这些方法为了提高点云分割的精度，都使用了基于点的点云表征方法，从而导致运行速度变慢，当前阶段难以实际应用。

综上所述，基于点的处理方法参数量大，推理时间长，无法适应现阶段非结构化道路无人驾驶算法速度需求；基于体素化的点云处理方法精度较低，无法满足非结构化道路无人驾驶高精度感知需求；因此，为平衡速度与精度，本文采用基于投影的方法对点云数据进行语义分割。

2 本文方法网络框架

本节将详细介绍本文方法的网络框架，并从预处理网络和逆处理出发来描述框架细节。

在整体网络框架中，预处理将三维点云映射到二维RV图像；骨干网络通过编码器-解码器结构进行特征提取，包括上下文模块(contextual module, CM)、CAM、多尺度残差下采样模块(res-down module, RDM)、多尺度残差上采样模块(res-up module, RUM)

和全连接层; 通过全连接层获得每个像素的类别概率; 逆处理模块通过 KNN 算法进行语义修正, 最后, 映射回三维空间中。

2.1　预处理

为提高网络的运行速度, 本文方法网络预处理将三维点云映射成二维 RV 图像表达。首先, 将点云映射到球面坐标系中以生成 RV 图, 对于原始点云三维坐标 (x, y, z) 而言, 映射到一个像素点 (u, v) 的计算式为

$$\begin{bmatrix} u \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(1-\arctan(y,x)\pi^{-1})w \\ [1-(\arcsin(z,r^{-1})+f_{\text{down}})f^{-1}]h \end{bmatrix} \tag{1}$$

式中: w和h分别为 RV 图像的宽和高; f为激光雷达的垂直视场角; f_{down}为雷达可以扫描到的最小垂直视场角; r为原点到雷达扫描到的某个点的欧式距离。与图像输入的 RGB 三维通道不同, 预处理部分将雷达扫描点三维坐标 (x, y, z) 与反射强度值 I 和距离 R 保存为五维通道 (x, y, z, I, R), 因此, 网络的输入为 $[N, C, W, H]$ 的张量, 其中, N 为输入网络的批次大小, C 为上述五维通道, W 和 H 分别为 RV 图的宽和高。

2.2　骨干网络

本文方法的骨干网络架构如图 1 所示, 其输入为 2.1 节所述的五维 RV 图像。网络编码器由 CM、CAM、多尺度 RDM 和多尺度 RUM 组成。其中, CM 和 CAM 分别采用空洞卷积和大卷积核扩大感受野, 并通过多尺度 RDM 对 RV 图像特征进行提取; 解码器由一系列多尺度 RUM 组成, 通过亚像素上采样层[23]将像素恢复到原来的分辨率, 每次上采样都会将相应的下采样输出的特征图提取的特征进行融合。最终输入到全连接层获取每个类别的概率。

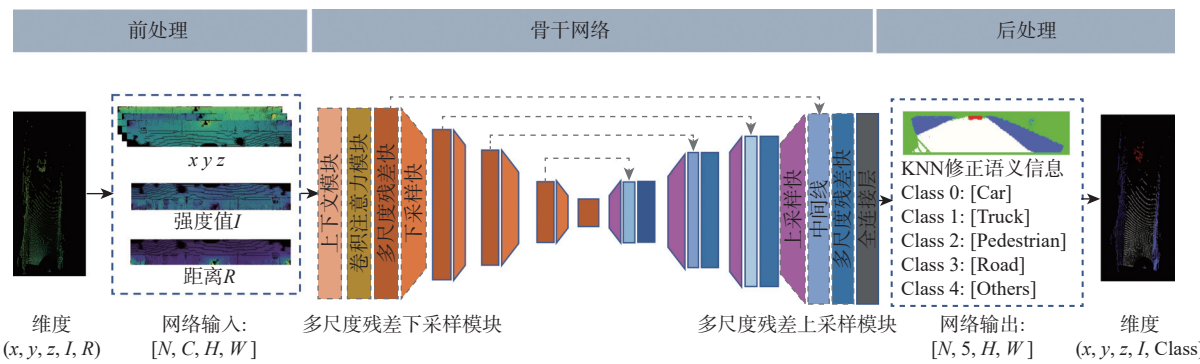


图 1　本文方法的骨干网络架构

Fig. 1　Backbone network architecture of the proposed method

2.2.1　上下文模块

研究发现, 通过更大的感受野聚合的全局语义信息在类间相似性学习中起着至关重要的作用[5]。为聚合不同尺度的上下文信息, 使用 CM。首先, CM 使用一个 1×1 卷积提取高分辨率特征图中的空间细节信息, 并通过不同尺度空洞卷积获取不同尺度特征的上下文信息, 最后, 通过残差连接 1×1 卷积的结果防止梯度消失, 具体细节如图 2 所示。图中, K_n 表示 n×n 卷积, 如 K_1 表示 1×1 卷积; 同理 P_n 表示 Padding 大小为 n; D_n 表示空洞为 n 的卷积; BN 为批量正则化。

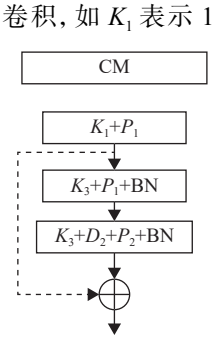


图 2　上下文模块

Fig. 2　Contextual module

2.2.2　卷积注意力模块

为提高语义分割边界的精度, 本文设计多尺度的 CAM 提取不同尺度的全局上下文信息。CAM 结构包括 3×3 的深度卷积聚合局部信息, 多尺度卷积学习不同感受野的上下文信息并融合, 融合后的特征图进行 1×1 卷积, 用以学习不同通道间的关系。最后, 通过残差结构将最开始的 1×1 卷积的输出作为注意力权重, 指导学习不同尺度的空间特征及通道特征。为降低参数量, 多尺度卷积使用非对称卷积[24], 从横向和纵向分别对特征图进行特征提取, 该模块用数学表达可表述为

$$\boldsymbol{\alpha} = \text{Conv}_{1\times1}(\boldsymbol{F}_{\text{in}}) \tag{2}$$

$$\boldsymbol{A} = \text{Conv}_{1\times1}\left(\sum_{i=0}^{3} S_i(\boldsymbol{F}_{\text{in}})\right) \tag{3}$$

$$\boldsymbol{F}_{\text{out}} = \text{Conv}_{1\times1}(\boldsymbol{A}\otimes\boldsymbol{\alpha}) \tag{4}$$

式中: $\boldsymbol{a}$为通道特征权重; $\boldsymbol{F}_{\text{in}}$为输入特征图; $\boldsymbol{A}$为空

间特征权重；$\mathrm{Conv}_{1\times1}$为使用1×1的卷积核进行卷积操作；S_i表示使用不同尺度的非对称卷积，当i=0时，设置输入特征图的Padding大小为1，使用3×3的卷积核进行特征提取，当i=1时，设置输入特征图的Padding大小为2，使用1×5与5×1的卷积核进行特征提取，当i=2时，设置输入特征图的Padding大小为3，使用1×7与7×1的卷积核进行特征提取；当i=3时，设置输入特征图的Padding大小为5，使用1×11与11×1的卷积核进行特征提取；$\boldsymbol{F}_{\mathrm{out}}$为输出特征图；⊗为矩阵乘法运算符；CAM具体细节如图3所示。

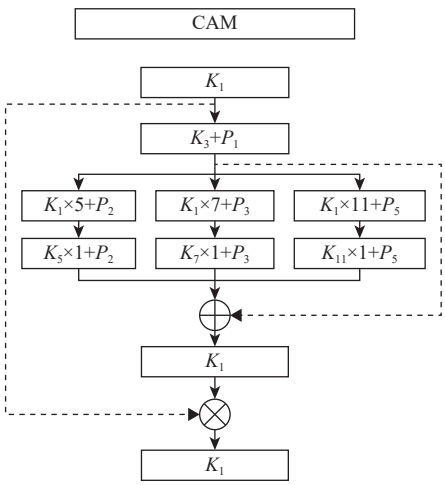


图3 卷积注意力模块

Fig. 3 Conv-attention module

2.2.3 多尺度残差下采样模块

为解决矿区各个类别间尺寸差异大的问题，本文在下采样时使用不同大小的卷积进行特征提取。但使用大的卷积核时不可避免地会引来大量的参数与计算，为在获取更多语义信息的同时避免大量计算，保证网络实时性，网络重新设计了多尺度残差结构，使用非对称卷积在扩大感受野的同时减少不必要的参数量增加，并将不同尺度感受野的语义特征融合，最后，应用1×1卷积进行降维，Dropout层降低参数量。其中，非对称卷积从横向和纵向使用条状卷积核分别对特征进行提取。其数学表达式为

$$\boldsymbol{F}_{\mathrm{out}}=\mathrm{Conv}_{1\times1}(\boldsymbol{F}_{\mathrm{in}})+\mathrm{Conv}_{1\times1}\left(\mathrm{Cat}\left(\sum_{i=0}^{2}S_i(\boldsymbol{F}_{\mathrm{in}})\right)\right) \tag{5}$$

式中：Cat为特征拼接操作。多尺度RDM具体细节如图4所示。

2.2.4 多尺度残差上采样模块

为避免上采样过程中造成的数据量增加，使用亚像素上采样层代替转置卷积。该层考虑通道因素，通过将像素从特征维度变换到空间维度来产生上采样的特征图，即通过亚像素上采样层将$(H\times W\times Cr^2)$中的特征维度映射重构为$(Hr\times Wr\times C)$，亚像素层将Cr^2个维度的通道，大小为$H\times W$的特征图上的每个像素点映射至空间维度，则原$H\times W$大小的特征图上采样至$Hr\times Wr$，映射后的维度为D。其中，H、W、C和r分别表示RV图的高度、宽度、通道数和上升比。具体细节如图5所示，亚像素层通过将维度信息映射至空间中以达到上采样的目的。

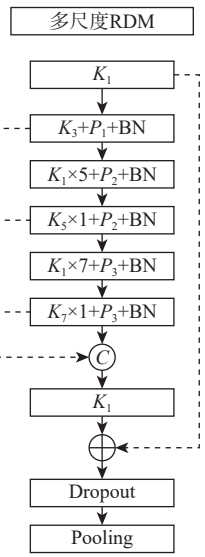


图4 多尺度残差下采样模块

Fig. 4 Multi scale res-down module

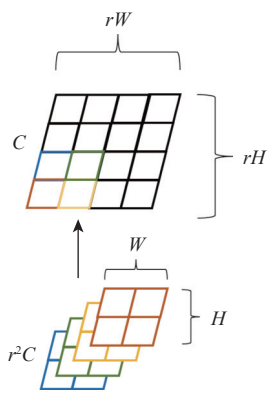


图5 亚像素上采样层

Fig. 5 Pixel-shuffle layer

在通过亚像素上采样操作后加入Dropout层减少参数量。中间部分使用类似U-Net结构将下采样层输出的特征图进行融合。多尺度上采样块利用残差结构进行特征提取，具体细节如图6所示，图中，虚线为每次下采样输出的特征图，通过将下采样输出的特征图与经过上采样Pixel-shuffle部分的特征图进行融合，保证输出的分辨率；下部多条虚线为残差结构防止梯度消失。

2.3 逆处理

逆处理是为解决由RV图反投影至三维点云

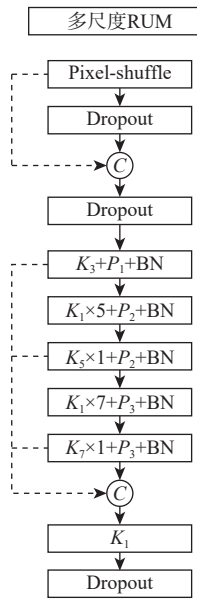


图 6　多尺度残差上采样模块

Fig. 6　Multi scale res-up module

时, 同一个像素点映射多个激光雷达点时会出现障碍物边缘的错误分类的问题。为解决该问题引入 KNN 算法[17], 通过对每个点的近邻 N 个点进行搜索, 为防止搜索距离过远导致类别错误的问题, 在搜索过程中设置了距离阈值, 当搜索距离超过阈值时不放入近邻点中。搜索完近邻 N 个点后, 对 N 个点的类别进行共识投票, 即累计 N 个点中类别最多的点, 对当前搜索原点类别重映射为 N 个点中类别最多的点, 优化分类结果。具体过程如图 7 所示, 当周围点中蓝色类别数较多, 则认为中心点为蓝色类别的概率更大, 因此, 将其类别映射为蓝色类别。

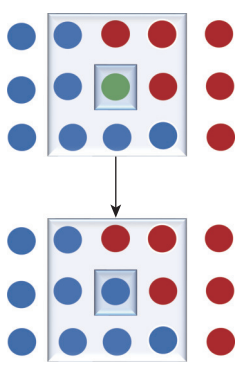


图 7　KNN 算法

Fig. 7　K-nearest neighbor algorithm

3　实　验

3.1　实验设置

3.1.1　数据集

为对本文方法的有效性进行验证, 本文采集了典型的非结构化道路露天矿区数据, 并按照 Semantic KITTI 格式[25] 进行标注制作出数据集。数据来源包括鄂尔多斯永顺煤矿矿区及白云鄂博铁矿矿区, 数据集共 11 745 帧数据, 其中, 数据共分为 5 个类别, 分别为汽车、矿卡、行人、道路和其他类别。使用的传感器为 Ouster-64 雷达, 将雷达安装在卡车的前方, 其视野范围内点云水平视场角为 180°, 雷达安装位置如图 8 所示, 数据集类别标签如表 1 所示。



图 8　数据采集车

Fig. 8　Data collection vehicle

表 1　数据集类别标签

Table 1　Dataset category labels

类别名	RGB三维通道
汽车	[0, 255, 0]
矿卡	[255, 0, 0]
行人	[0, 255, 255]
道路	[255, 255, 255]
其他	[100, 100, 255]

3.1.2　实验指标

对于三维语义分割任务而言, 平均精度和平均交并比是衡量分割算法精度最常用的指标。

1) 平均精度。平均精度先计算每个类中的类平均精度, 再计算所有类的类平均精度的平均值, 作为平均精度, 计算式为

$$A_{\mathrm{m}}=\frac{1}{k+1}\sum_{i=0}^{k}P_{ii}\Big/\sum_{j=0}^{k}P_{ij} \tag{6}$$

式中: k 为类别数; P_{ii} 为真阳性; P_{ij} 为假阳性。

2) 类交并比。类交并比是语义分割的度量标准之一, 其计算每类的标注真值和预测值之间的交并比率, 计算式为

$$I_{\mathrm{o}}=\frac{1}{n}\sum_{i=0}^{n}\frac{P_{ii}}{\sum_{j=0}^{n}P_{ij}+\sum_{i=0}^{n}P_{ji}-P_{ii}} \tag{7}$$

式中: n 为类总点数; P_{ji} 为假阴性。

3) 平均交并比。平均交并比是语义分割的度量标准之一, 计算所有类交并比的平均值, 作为平均交并比, 计算式为

$$I_{\mathrm{m}}=\frac{1}{k+1}\sum_{i=0}^{k}\frac{P_{ii}}{\sum_{j=1}^{k}P_{ij}+\sum_{i=0}^{k}P_{ji}-P_{ii}} \tag{8}$$

3.1.3 模型训练

本文实验基于显存为8 GB的GeForce RTX 3060Ti显卡进行训练,考虑模型优化速度及超参数鲁棒性等,采用动量梯度下降(gradient descent with momentum, GDM)算法作为网络优化器提高收敛速度,初始学习率设置为0.01,每个epoch后衰减0.01;批次大小设置为4;dropout设置为0.2。为防止过拟合,对数据集进行随机旋转、平移以增加数据集的丰富性。

3.2 实验结果

为验证每个模块设计的有效性,以SalsaNext为基准网络,分别添加CM、CAM和多尺度RDM/RUM进行实验验证。

实验结果如表2所示,数据表明,本文方法网络结构取得了96.7%的平均精度和85.1%的平均交并比,对于汽车、矿卡、行人、道路及其他分别取得了68.8%、74.5%、94.8%、93.2%、94.2%的类交并比,耗时方面,本文方法网络结构单帧耗时为6.423 ms。进一步的分析,在SalsaNext网络下采样前添加CM,通过将1×1卷积、3×3卷积与空洞卷积获得不同尺度的感受野,并将这些信息相结合,进一步提高了整体网络的精度;此外,SalsaNext网络加入CAM后各个类别均有不同程度的提升,其中,汽车和矿卡类交并比分别提高了1.2%和7.1%,精度的提升证明了CAM通过将感受野分别为5、7、9的非对称卷积获得的感受野相融合,使网络聚合不同尺度空间特征与通道维度的特征的能力得到了显著的提升,对全局上下文特征提取的能力优于基准网络;另外,SalsaNext网络加入多尺度RDM和多尺度RUM后部分类别的类交并比提升明显,如汽车和矿卡的类交并比分别提升了1.3%和6.8%,证明了本文采用的多尺度RDM/RUM通过残差结构连接不同尺度特征图的方法对于矿区尺度相差较大的物体有较好的分割效果。

表2 各网络精度及推理时间测试表

Table 2 Accuracy and inference time test table of each network

网络结构	类交并比/%					平均精度/%	平均交并比/%	时间/ms
	汽车	矿卡	行人	道路	其他			
SalsaNext	63.7	65.9	94.7	92.5	93.6	96.3	82.1	6.91
SalsaNext+CM	66.1	64.0	94.9	93.0	93.9	96.5	82.4	6.678
SalsaNext+CAM	64.9	73.0	94.8	93.1	94.1	96.6	84.0	7.238
SalsaNext+RDM+RUM	65.0	72.7	94.8	92.3	93.4	96.3	83.6	6.273
本文方法(SalsaNext+CAM+RDM+RUM)	68.8	74.5	94.8	93.2	94.2	96.7	85.1	6.423

如表3所示,由于采用了非对称卷积,大大降低了本文方法网络的推理时间,单帧推理时间达到实验中所有分割网络最低6.423 ms。

此外,本文通过构建多个基于球面投影的网络并对这些网络在矿区数据集上进行试验以验证本文方法网络的有效性。从整体网络精度来看,本文方法在平均精度、平均交并比及耗时方面均取得最好的结果,仅SqueezeSegV3网络部分类交并比优于或等同于本文方法(在行人及其他类别与本文方法类交并比保持一致,分别为94.8%和94.2%,道路类别略高于本文方法为93.5%)。因为SqueezeSegV3网络认为特征分布是位置相关的,大量采用SAC空间自适应模块对不同的位置采用不同大小的卷积以适应特征,由于矿区数据集中大量数据类别为矿卡、道路和其他类别,行人和汽车占比较小,因此,在使用SAC空间自适应卷积时,为保证大尺寸的物体精度大量使用大卷核,但同时也由于大量使用的大卷核而增加了计算量,推理时间增加至50 ms,

表3 基于球面投影的网络精度及推理时间测试表

Table 3 Network accuracy and inference time test table based on spherical projection

网络	类交并比/%					平均精度/%	平均交并比/%	时间/ms
	汽车	矿卡	行人	道路	其他			
RangeNet++	38.0	36.3	92.4	91.2	92.1	95.4	70.0	15.83
SqueezeSegV2	44.1	39.3	92.9	92.7	93.3	96.1	72.4	49.47
SqueezeSegV3	57.7	56.8	94.8	93.5	94.2	96.7	79.4	50.00
SalsaNet	43.2	47.5	92.1	91.7	92.3	95.6	73.4	7.83
SalsaNext	63.7	65.9	94.7	92.5	93.6	96.3	82.1	6.91
本文方法	68.8	74.5	94.8	93.2	94.2	96.7	85.1	6.42

导致无法在矿区实际应用。而本文方法将推理时间压缩到了 6.423 ms, 是目前推理时间最短的语义分割网络, 且整体精度相较于 SqueezeSegV3 而言提高了 5.7%。与基准网络相比, 汽车、矿卡的类交并比分别提高了 5.1% 和 8.6%, 平均交并比提高了 3%。如图 9 所示, 汽车类别 SalsaNext 网络推理结果存在部分误检测为矿卡类别, 矿卡部分误检为道路和汽车类别。相较而言本文方法的汽车、矿卡错误分割的比例较少。

将 RV 图映射回三维点云数据上如图 10 所示, 从三维点云分割效果来看, 本文方法边缘分割效果更好, 侧面证明了本文方法的有效性。

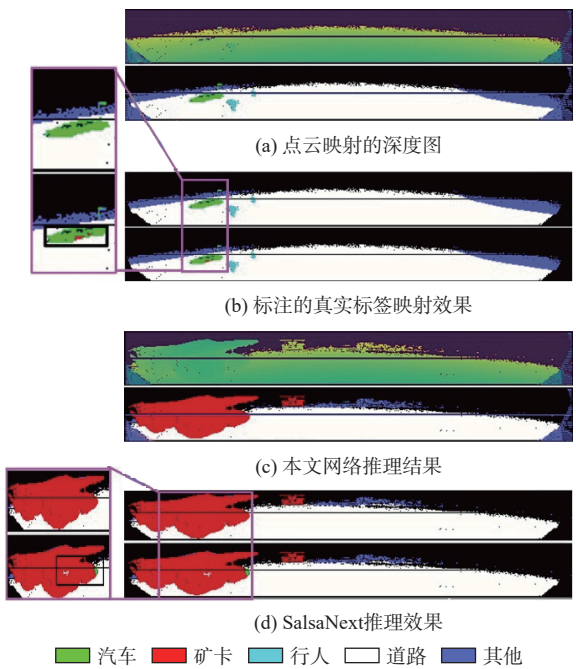


图 9　二维 RV 映射图

Fig. 9　2D range view image

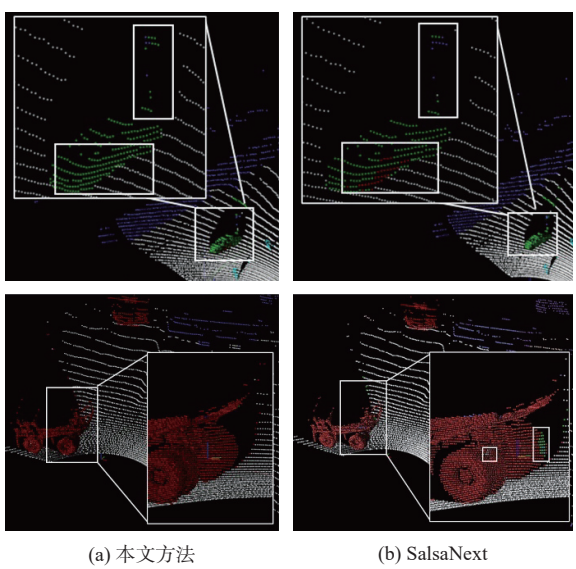


图 10　三维点云图

Fig. 10　3D point clouds image

4　结　论

1) 本文方法的平均交并比达到 85.1%, 较主流的基于球面投影的语义分割网络精度提升了 3%。

2) 本文方法的推理速度为 6.423 ms, 推理时间降低了 7%。

3) 本文方法在典型非结构化道路场景露天矿区进行了实际应用。

参考文献（References）

[1] RONNEBERGER O, FISCHER P, BROX T. U-net: Convolutional networks for biomedical image segmentation[C]//Proceedings of the International Conference on Medical Image Computing and Computer-assisted Intervention. Berlin: Springer, 2015: 234-241.

[2] BADRINARAYANAN V, HANDA A, CIPOLLA R. SegNet: A deep convolutional encoder-decoder architecture for robust semantic pixel-wise labelling[EB/OL]. (2015-01-01)[2023-02-03]. https://arxiv.org/abs/1505.07293v1.

[3] POUDEL R P K, LIWICKI S, CIPOLLA R. Fast-SCNN: Fast semantic segmentation network[EB/OL]. (2019-01-01) [2023-02-03]. https://arxiv.org/abs/1902.04502v1.

[4] GUO M H, LU C Z, HOU Q B, et al. SegNeXt: Rethinking convolutional attention design for semantic segmentation[EB/OL]. (2022-01-01) [2023-02-03]. https://arxiv.org/abs/2209.08575v1.

[5] ZHAO Y, TIAN W, CHENG H. Pyramid Bayesian method for model uncertainty evaluation of semantic segmentation in autonomous driving[J]. Automotive Innovation, 2022, 5(1): 70-78.

[6] 马素刚, 陈期梅, 侯志强, 等. 基于 GLCNet 的轻量级语义分割算法[J/OL]. 北京航空航天大学学报, (2023-01-14)[2023-02-03]. https://doi.org/10.13700/j.bh.1001-5965.2022.0822.
MA S G, CHEN Q M, HOU Z Q, et al. Lightweight semantic segmentation algorithm based on GLCNet[J/OL]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, (2023-01-14) [2023-02-03]. https://doi.org/10.13700/j.bh.1001-5965.2022.0822 (in Chinese).

[7] 杨军, 张琛. 融合双注意力机制和动态图卷积的点云语义分割[J]. 北京航空航天大学学报, 2024, 50(10): 2984-2994.
YANG J, ZHANG C. Semantic segmentation of point clouds by fusing dual attention mechanism and dynamic graph convolution[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2024, 50(10): 2984-2994(in Chinese).

[8] CHARLES R Q, HAO S, MO K C, et al. PointNet: Deep learning on point sets for 3D classification and segmentation[C]//Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2017: 77-85.

[9] QI C R, YI L, SU H, et al. PointNet++: Deep hierarchical feature learning on point sets in a metric space[EB/OL]. (2017-01-01) [2023-02-03]. https://arxiv.org/abs/1706.02413v1.

[10] THOMAS H, QI C R, DESCHAUD J E, et al. KPConv: Flexible and deformable convolution for point clouds[C]//Proceedings of the IEEE/CVF International Conference on Computer Vision. Piscataway: IEEE Press, 2019: 6410-6419.

[11] RETHAGE D, WALD J, STURM J, et al. Fully-convolutional point networks for large-scale point clouds[C]//Proceedings of the European Conference on Computer Vision. Piscataway: IEEE Press, 2018: 596-611.

[12] DAI A, RITCHIE D, BOKELOH M, et al. ScanComplete: Large-scale scene completion and semantic segmentation for 3D scans[C]//Proceedings of the IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2018: 4578-4587.

[13] GRAHAM B, ENGELCKE M, VAN DER MAATEN L. 3D semantic segmentation with submanifold sparse convolutional networks[C]//Proceedings of the IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2018: 9224-9232.

[14] WU B C, WAN A, YUE X Y, et al. SqueezeSeg: Convolutional neural nets with recurrent CRF for real-time road-object segmentation from 3D LiDAR point cloud[C]//Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation. Piscataway: IEEE Press, 2018: 1887-1893.

[15] WU B C, ZHOU X Y, ZHAO S C, et al. SqueezeSegV2: Improved model structure and unsupervised domain adaptation for road-object segmentation from a LiDAR point cloud[C]//Proceedings of the International Conference on Robotics and Automation. Piscataway: IEEE Press, 2019: 4376-4382.

[16] XU C F, WU B C, WANG Z N, et al. SqueezeSegV3: Spatially-adaptive convolution for efficient point-cloud segmentation[C]// Proceedings of the European Conference on Computer Vision. Berlin: Springer, 2020: 1-19.

[17] MILIOTO A, VIZZO I, BEHLEY J, et al. RangeNet: Fast and accurate LiDAR semantic segmentation[C]//Proceedings of the IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. Piscataway: IEEE Press, 2019: 4213-4220.

[18] AKSOY E E, BACI S, CAVDAR S. SalsaNet: Fast road and vehicle segmentation in LiDAR point clouds for autonomous driving[C]//Proceedings of the IEEE Intelligent Vehicles Symposium. Piscataway: IEEE Press, 2020: 926-932.

[19] CORTINHAL T, TZELEPIS G, ERDAL AKSOY E. SalsaNext: Fast, uncertainty-aware semantic segmentation of LiDAR point clouds[C]//Proceedings of the International Symposium on Visual Computing. Berlin: Springer, 2020: 207-222.

[20] QIU H B, YU B S, TAO D C. GFNet: Geometric flow network for 3D point cloud semantic segmentation[EB/OL]. (2022-01-01) [2023-02-03]. https://arxiv.org/abs/2207.02605v2.

[21] ZHU X,ZHOU H,WANG T,et al. Cylindrical and asymmetrical 3D convolution networks for LiDAR segmentation[C]//Proceedings of the IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2021:9934-9943.

[22] CHENG R, RAZANI R, TAGHAVI E, et al. $(AF)_2$-S3Net: Attentive feature fusion with adaptive feature selection for sparse semantic segmentation network[C]//Proceedings of the IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2021: 12542-12551.

[23] SHI W Z, CABALLERO J, HUSZÁR F, et al. Real-time single image and video super-resolution using an efficient sub-pixel convolutional neural network[C]//Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2016: 1874-1883.

[24] DING X H, GUO Y C, DING G G, et al. ACNet: Strengthening the kernel skeletons for powerful CNN via asymmetric convolution blocks[C]//Proceedings of the IEEE/CVF International Conference on Computer Vision. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1911-1920.

[25] BEHLEY J, GARBADE M, MILIOTO A, et al. Semantic KITTI: A dataset for semantic scene understanding of lidar sequences[C]// Proceedings of the IEEE/CVF International Conference on Computer Vision. Piscataway: IEEE Press, 2019: 9297-9307.

A point cloud semantic segmentation method for unstructured roads

WANG Zhangyu[1, 2, 3], CHEN Yang[1, 4], ZHOU Bin[1, 2, 3, *], WANG Jie[1, 2], DUAN Xingji[1, 4], ZHAO Zhongshan[5]

(1. School of Transportation Science and Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;
2. State Key Lab of Intelligent Transportation System, Beijing 100191, China;
3. Hefei Innovation Research Institute of Beihang University, Hefei 230012, China;
4. Key Laboratory of Special Vehicle Unmanned Transport Technology Ministry of Industry and Information Technology, Beijing 100191, China;
5. Open-pit Mine Transportation Team, Guoneng Beidian Shengli Energy Co., Ltd., Xilinhot 026000, China)

Abstract: A point cloud semantic segmentation method for unstructured road scenes, represented by open-pit mining areas, is proposed to address issues such as harsh environmental conditions, blurred road boundaries, and significant differences in obstacle sizes. The method includes preprocessing, feature extraction networks, and inverse processing. Among them, preprocessing maps the three-dimensional point cloud to a two-dimensional Range View (RV) graph through coordinate transformation to improve network inference speed; The feature extraction network includes a convolutional attention module and a multi-scale residual module. The convolutional attention module is used to refine the segmentation boundaries and solve the problem of blurred road boundaries; The multi-scale residual module uses a large convolution kernel to expand the receptive field and fuse up and down sampling features to adapt to the problem of large changes in obstacle size in unstructured road environments; Inverse processing uses the K-nearest neighbor (KNN) algorithm to correct semantic labels and map point clouds back to three-dimensional space. The proposed method was tested on a typical unstructured road open-pit mining dataset, with an average intersection to union ratio of 85.1% and an inference speed of 6.423 ms. Compared with mainstream semantic segmentation network based on spherical projection, the overall accuracy was improved by 3%. In addition, the proposed method has been practically applied in unstructured road scenarios.

Keywords: 3D point-cloud; semantic segmentation; unstructured roads; deep learning; attention mechanism

Received: 2023-02-12; **Accepted**: 2023-04-23; **Published Online**: 2023-04-26 15:12

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230425.1819.001

Foundation items: National Key Research and Development Program of China (2020YFB1600301); National Natural Science Foundation of China Youth Fund (52102448)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0250

基于综合评价的BWB无人机总体方案优化

索欣诗[1,*]，王宇[2]，朱正[1]

(1. 南京工业职业技术大学 航空工程学院，南京 210023；2. 南京航空航天大学 航空学院，南京 210016)

摘　　要：为提高翼身融合(BWB)布局无人机(UAVs)总体方案优化设计效率，根据翼身融合布局无人机外形和性能特点，建立了适用于概念设计阶段无人机总体方案的多学科综合分析模型、综合评价模型和优化模型，并开发了相应工具。采用数值分析和工程方法相结合，完成翼身融合布局无人机总体方案的几何、质量、气动和隐身特性分析。采用改进的逼近理想解排序法(TOPSIS)，从无人机的装载能力、经济性和适应性角度出发，建立综合评价模型。以多个无人机方案为算例，验证了分析模型的合理性。利用可并行的子集模拟优化算法，以巡航升阻比最大和前向雷达散射截面积(RCS)最小为目标完成传统多目标优化，以竞争力最强为目标完成基于综合评价的方案优化。以多目标优化过程产生的全部方案为基础完成参数相关性分析，验证展长、后掠角和扭转角对气动和隐身特性的影响。最终的多目标优化方案RCS降低了41.6%，巡航升阻比提高了3.5%；综合评价优化方案的竞争力得分提高了44.0%。

关　键　词：翼身融合；无人机；概念设计；综合评价；优化

中图分类号：V221

文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2025)02-0466-12

翼身融合(blended wing body, BWB)布局是一种将飞机的机身与机翼高度融合的布局形式。该种布局的飞机浸润面积较小，具有升阻比高、结构质量轻、噪音小和排放少等优点[1]，因此，翼身融合布局始终是飞机布局设计的一个重要研究方向。一方面，国内外研究机构提出了较多的翼身融合布局客机方案[2-10]，并对气动[11-12]、操稳[13-14]、结构[15-16]、经济性[17]、动力系统[18]、客舱布置[19]等进行了专项研究。由于客机对安全性、适航性、经济性、环保性和舒适性要求较高，BWB布局客机距离工程实现还有一定距离。而另一方面，X-47、RQ-170、利剑等采用BWB布局的无人机(unmanned aerial vehicle, UAV)已投入使用。在BWB布局无人机的研究方面，文献[20]根据任务需求，提出3种初始无人机布局形式，通过权衡气动和飞行性能表现，完成一种BWB布局中空长航时无人机的概念方案设计，验证BWB布局的技术效益，并在文献[21]中对该方案进行了气动优化。文献[22]对BWB布局无人机进行参数化建模，并完成气动和隐身综合优化设计。文献[23]完成了翼身融合布局无人机的参数化建模、气动分析、机翼根部弯矩计算、雷达散射截面积计算，并通过建立代理模型完成外形参数优化。

目前，在进行翼身融合布局无人机总体方案优化时，通常以1种或2种性能指标为目标，其他指标为约束，如以雷达散射截面积最小和升阻比最大为目标，飞机总重为约束。这种优化方式具有一定的局限性，实际优化过程可能面临3种甚至更多的设计目标。如何将不同含义、不同量纲的多种设计目标定量地反映在方案评价上，并进一步应用于指

收稿日期：2023-05-15；**录用日期**：2023-08-18；**网络出版时间**：2023-09-07 14:08
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230906.1826.002
基金项目：南京工业职业技术大学引进人才科研启动基金(YK22-03-01)
*通信作者. E-mail：suoxs@niit.edu.cn

引用格式：索欣诗，王宇，朱正. 基于综合评价的BWB无人机总体方案优化[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：466-477.
SUO X S，WANG Y，ZHU Z. Overall scheme optimization of BWB UAVs based on comprehensive evaluation[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：466-477 (in Chinese).

导方案优化是 BWB 布局无人机概念设计阶段值得探索的问题。

本文以翼身融合布局无人机总体方案为研究对象, 建立了多学科综合分析模型, 以数值分析与工程估算相结合的方法完成几何、质量、气动和隐身特性分析。在此基础上, 从装载能力、经济性和适应性角度出发, 建立综合评价模型。以考虑质量变化的巡航升阻比最大和前向雷达散射截面积最小为目标, 建立传统多目标优化模型; 以竞争力最强为目标, 建立综合评价优化模型。应用子集模拟优化算法, 有效提高优化效率, 开发了可视化工具, 应用于参数相关性分析。研究内容可为翼身融合布局无人机总体方案的评价和优化提供思路。

1　综合分析、综合评价和优化模型

无人机总体设计涉及多种学科分析, 在此过程中, 设计人员在各学科理论研究的基础上建立综合分析模型, 并根据分析结果完成方案评价, 进而确定优化方向。此阶段设计自由度较高, 方案修改频繁, 因此建立的多学科分析模型、综合评价模型和优化模型需在保证可靠性的同时满足逻辑清晰和响应迅速的要求。根据 BWB 布局无人机的性能特点, 参考 BWB 布局客机总体方案评价和优化方法[24], 建立 BWB 布局无人机综合评价和优化模型, 如图 1 所示。核心的综合分析模型可根据输入参数完成无人机建模和多学科分析, 包含几何、质量、气动和隐身模块, 各子模块产生的分析数据通过数据存储模块完成数据存储和传递, 模块间相对独立, 可扩展性较强。在综合分析模型的基础上建立了综合评价模型, 可对无人机装载能力、经济性和适应性做出全面评估。根据综合分析模型和综合评价模型的结果, 可进一步建立优化模型。

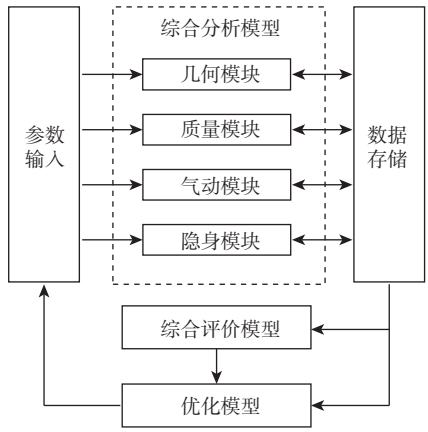


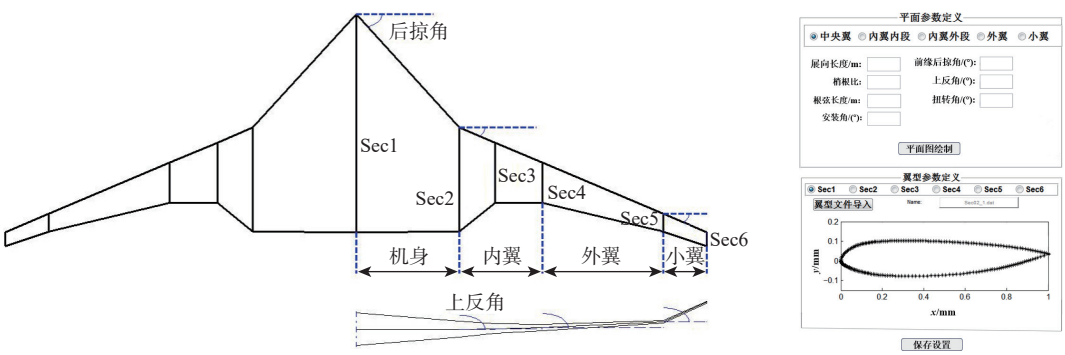
图 1　BWB 无人机综合评价和优化模型

Fig. 1　Comprehensive evaluation and optimization model of BWB UAVs

根据上述模型, 完成了 BWB 布局无人机总体方案综合评价与优化工具的开发。

1.1　几何模块

几何模型是进行质量分析、气动分析、隐身分析等多学科分析的基础。建立的几何模型需尽量与真实模型一致, 且可以快速生成并提取后续计算所需的特征参数。建立几何模型的关键问题是如何用一组较少的参数来描述完整的几何外形。根据 BWB 布局的几何特征, 将其平面形状划分为中央翼或机身(Sec1—Sec2)、内翼内段(Sec2—Sec3)、内翼外段(Sec3—Se4)、外翼(Sec4—Sec5)、小翼(Sec5—Sec6)共 5 段部件, 如图 2 所示。



(a) 模型定义参考图　　(b) 参数设置

图 2　几何建模 GUI

Fig. 2　GUI for geometric modeling

5 段部件的平面参数均采用翼面类部件常用的特征参数定义, 即展向长度、前缘后掠角、梢根比(或梯形比)、上反角和扭转角, 对于中央翼, 额外定义根弦长和安装角。此外, 5 段部件的内端和外端截面(共 6 个)的形状由翼型文件定义, 全部参数定义均在图形用户界面 (graphical user interface, GUI) 完成。

平面参数定义完成后, 即可利用脚本功能调用三维建模工具完成模型绘制, 并进一步完成平面特征参数和三维特征参数的计算。其中, 展长、参考

面积、平均气动弦长等平面特征参数主要利用分段计算的方法完成，浸润面积等三维特征参数可由建模工具输出。建立的三维模型如图 3 所示。

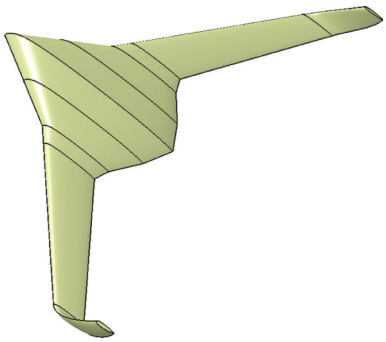


图 3 BWB 无人机模型

Fig. 3 Model of a BWB UAV

1.2 质量模块

无人机的总质量主要包括机体结构质量、动力系统质量、各类系统质量(飞控系统、电气系统、仪器仪表等)、任务载荷质量和燃油质量。由于 BWB 无人机与常规构型无人机质量计算的主要区别在于机体结构质量，所以可将常规无人机质量估算方法中的机体结构质量计算用新的方法取代，而保留诸如动力系统、飞控系统、电气系统等其他特征质量的计算方法。对于结构质量，本文采用 Howe 提出的半经验方法进行计算[25]，综合考虑受力分析和工程算法，建立如图 4 所示的理想化模型。图 4 中，b_o、b_i 分别为外段展长、内段展长；c_R、τ_R 分别为翼根弦长、厚度；c_{ki}、τ_{ki} 分别为转折处内段弦长、厚度；c_{ko}、τ_{ko} 分别为转折处外段弦长、厚度；c_T、τ_T 分别为翼尖弦长、厚度。

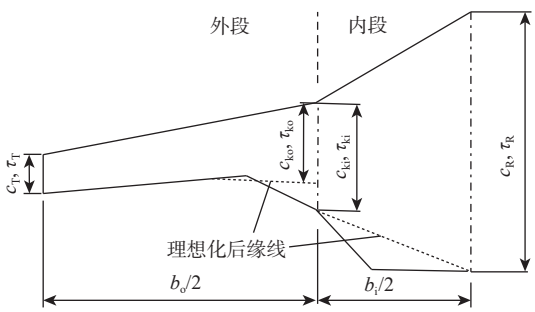


图 4 理想化模型

Fig. 4 Idealized model

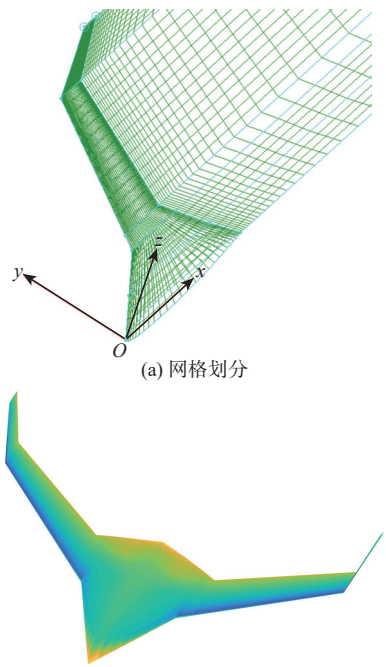
根据强度要求和简化的受力分析，估算出理想状态下的机翼主结构(盒段)质量；随后考虑实际机翼盒段结构中次级结构等因素影响带来的结构增重；对于内段，还需要考虑由于负担装载功能所带来的附加质量。最终，结构质量 M_{airframe} 由小翼、外翼、内翼和惩罚质量叠加得到：

$$M_{\text{airframe}} = 2M_{\text{v}} + M_{\text{o}} + M_{\text{i}} + M_{\text{p}} \tag{1}$$

式中：M_{v} 为小翼质量；M_{o} 为外翼质量；M_{i} 为内翼质量；M_{p} 为惩罚质量。详细的计算方法见文献 [25]，需要说明的是，尽管该方法主要针对 BWB 布局客机，但由于结构和装载的相似性，在总体阶段亦可用于 BWB 布局无人机的结构质量估算，在使用时需调整部分参数，主要包括：外翼装载的燃油占比为 0；不含客舱的门、窗惩罚项等。

1.3 气动模块

气动分析模块主要用于计算 BWB 布局无人机的升阻特性。在本文建立的气动分析模型中，应用面元法[26]分析模型的升力和诱导阻力，应用工程方法计算模型的摩擦阻力、型阻、压缩性阻力(波阻)、配平阻力、次要项阻力等其他阻力。其中，使用面元法进行气动分析时需自动完成网格划分和气动计算，如图 5 所示。详细计算方法可参考文献 [24]，文献 [9, 23-24] 均验证了这种数值分析结合工程方法对 BWB 布局飞机进行气动分析的思路的可行性。



(a) 网格划分

(b) 气动计算

图 5 面元法气动分析

Fig. 5 Aerodynamic analysis using panel method

1.4 隐身模块

无人机隐身特性主要是指躲避雷达、红外及其他光、电、声等探测系统探测的能力。无人机雷达散射截面积 σ_{RCS} 是反应其电磁隐身能力的重要指标，σ_{RCS} 数值越小，隐身能力越强。σ_{RCS} 计算可选择矩量法、多层快速多极子法、物理光学法、时域有限差分法、有限元法及各类混合算法。考虑到 BWB 布局无人机为电大尺寸目标，且概念设计阶段对计算效率要求较高，本文选用物理光学方法计

算 BWB 布局无人机的 σ_{RCS}。若对于计算精度有更高要求且具备充足的计算资源, 也可采用更高精度的计算方法, 进行 σ_{RCS} 计算时建模如图 6 所示。

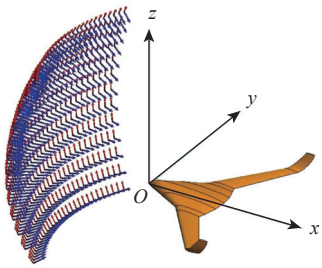


图 6　σ_{RCS} 计算模型

Fig. 6　Model for σ_{RCS} calculation

1.5　综合评价模型

综合评价模型从装载能力、经济性和适应性等方面综合评估 BWB 无人机总体方案的竞争力。本文采用一种改进的逼近理想解排序法(technique for order preference by similarity to an ideal solution, TOPSIS)进行综合评价。TOPSIS 法是一种常用的多目标决策方法[27], 基本思想是根据评价对象与理想解的接近程度, 判断被评价对象的优劣。

1.5.1　指标与理想解确定

本文选取载荷质量、无人机总质量、巡航升阻比 $(L/D)_{cru}$(L 为升力, D 为阻力)、σ_{RCS} 共 4 个指标作为评价指标, 分析如下: ①载荷质量反映了无人机的装载能力, 通常希望该指标尽量大, 但是装载能力的提高往往也意味着更大的总质量和更高的动力需求, 进而导致设计难度和制造成本的提高; ②更高的 $(L/D)_{cru}$ 往往意味着更少的油耗和更长的航时, 而更小 σ_{RCS} 则意味着更强的隐身能力, 两者均对提高无人机的任务适应性起积极作用。

利用 TOPSIS 法进行方案评价时, 首先确定正、负理想解, 好的评价对象应尽量远离负理想解、逼近正理想解。理想解可根据设计需求或同类机型经验数据获得, 也可对预先随机产生的多个方案分析后获得。本文设定的理想解情况如表 1 所示。

表 1　理想解

Table 1　Ideal solutions

理想解	载荷质量/kg	总质量/kg	$(L/D)_{cru}$	σ_{RCS}/m^2
正	45	150	19	0.003
负	20	200	15	0.010

1.5.2　指标归一化

由于不同指标具有不同的含义和不同的量纲, 无法直接比较。因此, 采用非线性 S 型可导函数归一化方法进行指标归一化, 该方法可突出参数的饱和特性[28]。对第 j 个指标进行归一化的方法为

$$\overline{V}_j = 1 \Big/ \left\{ 1 + T\mathrm{e}^{-U\left[\frac{6}{V_j^+ - V_j^-} \times \left(V_j - \frac{V_j^+ + V_j^-}{2}\right)\right]} \right\} \tag{2}$$

式中: V_j 为归一化前的参数真实值; $\overline{V}_j$ 为归一化后的数值; V_j^+、V_j^- 分别为正、负理想解数值; T 和 U 为曲线形状控制参数, 可控制 S 型曲线的平缓程度, 归一化曲线如图 7 所示。

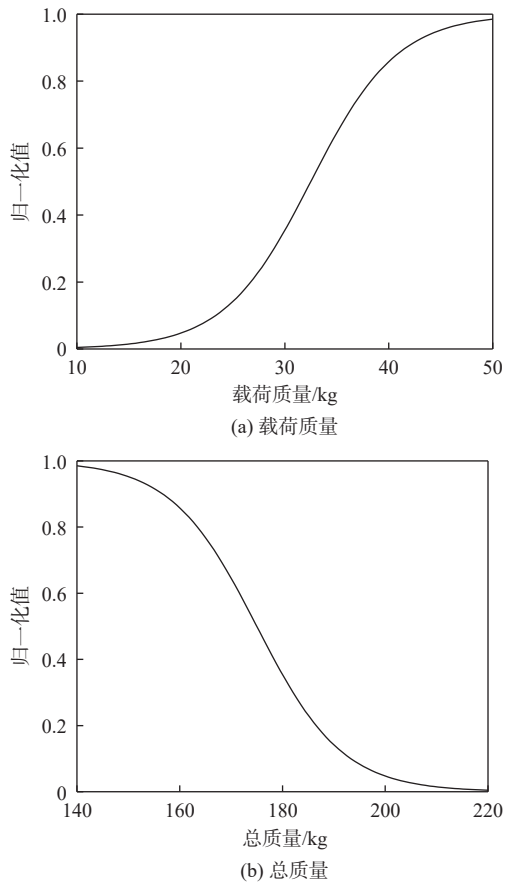


图 7　指标归一化

Fig. 7　Index normalization

由图 7 可知, 由于制定理想解时期望载荷质量尽量大而总质量尽量小, 因此两者的归一化曲线走势相反。曲线两端趋于平缓, 这是因为在当前技术水平下, 不断增大或减少某项指标, 带来的收益将逐渐饱和。

1.5.3　指标权重计算

由于各指标的重要程度并不一致, 可采用层次分析法中常用的判断矩阵计算指标权重, 并引入多人评价机制[29], 形成如图 8 所示的群组权重计算流程图。

每个专家针对评价指标建立判断矩阵 $\boldsymbol{H}$ 为

$$\boldsymbol{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix} \tag{3}$$

式中: 元素 h_{jk} 取值通常为 1～9 或其倒数, 数值大小表示指标序号 j 相对于指标 k 的重要程度。当

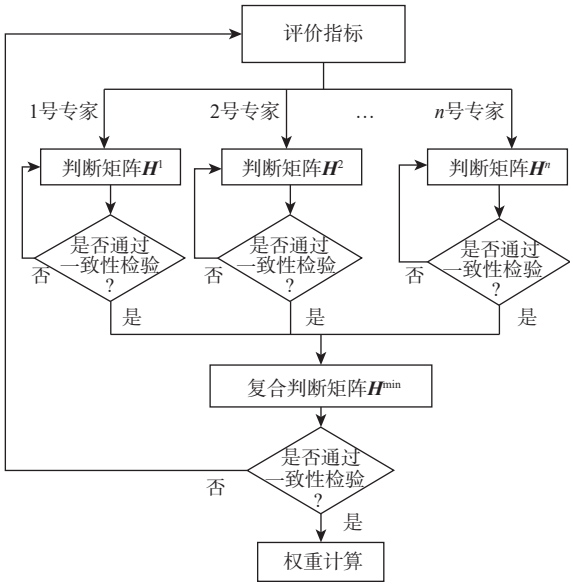


图 8 群组权重计算流程图

Fig. 8 Group weight calculation flowchart

h_{jk}>1时，j比k重要，且数值越大差别越明显；当h_{jk}<1时，j的重要性小于k，数值越小差别越明显；当h_{jk}=1时，j与k同等重要。

受问题复杂性和判断的主观性影响，判断矩阵可能出现前后矛盾的情况，如：指标1比指标2重要，指标2比指标3重要，而指标3又比指标1重要。为避免这种情况，需对判断矩阵进行一致性检验。对于任意判断矩阵$\boldsymbol{H}$，其一致性指标I_{CI}计算式为

$$I_{\mathrm{CI}}=\frac{\lambda_{\max}-n}{n-1} \tag{4}$$

式中：$\lambda_{\max}$为矩阵的最大特征根；n为矩阵阶数。I_{CI}值越小，判断矩阵的一致性越高。

由于判断矩阵阶数越高，矩阵越难达到一致性要求，通常在I_{CI}基础上进一步采用随机一致性比率I_{CR}反映判断矩阵的一致性，其计算式为

$$I_{\mathrm{CR}}=\frac{I_{\mathrm{CI}}}{I_{\mathrm{RI}}} \tag{5}$$

式中：I_{RI}为随机一致性指标，其值随矩阵阶数变化，如表2所示。由表2可知，当矩阵阶数n小于3时，必然满足一致性要求。

表 2 判断矩阵随机一致性指标值

Table 2 Random index values of judging matrix

n	I_{RI}	n	I_{RI}
3	0.52	7	1.36
4	0.89	8	1.41
5	1.12	9	1.46
6	1.26	10	1.49

根据图8所示流程图，如果共有n个专家参与综合评价，建立的判断矩阵分别为$\boldsymbol{H}^1\sim\boldsymbol{H}^n$，求得一致性指标为$I_{\mathrm{CI}}^1\sim I_{\mathrm{CI}}^n$。

在所有专家的判断矩阵都通过一致性检验后，建立复合判断矩阵时，认为一致性较好的专家具有较好的判断力。对于第k名专家，其判断力权重P^k为

$$P^k=\mathrm{e}^{-10(n-1)I_{\mathrm{CI}}^k}\Big/\sum_{t=1}^{n}\mathrm{e}^{-10(n-1)I_{\mathrm{CI}}^t} \tag{6}$$

根据各位专家的判断力权重和判断矩阵，建立最终的复合判断矩阵$\boldsymbol{H}^{\mathrm{mix}}$为

$$\boldsymbol{H}^{\mathrm{mix}}=\sum_{k=1}^{n}P^k\boldsymbol{H}^k \tag{7}$$

$\boldsymbol{H}^{\mathrm{mix}}$也需进行一致性检验，如果$\boldsymbol{H}^{\mathrm{mix}}$未能通过一致性检验，则说明多位专家认知分歧较大，此时可通过讨论、分析，建立新的判断矩阵，然后重复上述过程。

确定$\boldsymbol{H}^{\mathrm{mix}}$后，使用规范列平均法计算指标权重向量$\boldsymbol{W}$，具体步骤如下：

步骤 1 矩阵$\boldsymbol{H}^{\mathrm{mix}}$每一列归一化得到矩阵$\boldsymbol{H}_1^{\mathrm{mix}}$。

步骤 2 矩阵$\boldsymbol{H}_1^{\mathrm{mix}}$每行元素求平均，得到1个1列$n$行的矩阵，即为所求权重向量$\boldsymbol{W}$。

1.5.4 竞争力计算

方案竞争力可根据方案到正、负理想解的加权距离d^+、d^-计算，其分别为

$$d^+=\sqrt{\sum_{j=1}^{n}w_j(\overline{V}_j-\overline{V}_j^+)^2} \tag{8}$$

$$d^-=\sqrt{\sum_{j=1}^{n}w_j(\overline{V}_j-\overline{V}_j^-)^2} \tag{9}$$

最终竞争力得分G计算式为

$$G=\frac{d^-}{d^++d^-} \tag{10}$$

G的数值越大，则表明方案距离负理想解越远，离正理想解越近，则该方案的综合竞争力越强。

1.6 优化模型

优化模型从初始方案出发，通过调整设计参数，生成不同设计方案，并根据多学科综合分析模型或综合评价模型的计算结果，判断目标达成情况，确定优化方向，完成传统优化或基于综合评价的优化。优化流程如图9所示，由于计算过程中需反复调用多学科分析模型，计算量较大，因此，需要采用效率更高的优化方法。一方面，利用可视化方法建立优化平台，使优化模型建立、优化进程监控和优化结果分析更为直观快捷[30]；另一方面，算法采用子集模拟优化算法，该算法的基本思想是优化问题可以转化为极限条件下的小概率问题。文献[31]

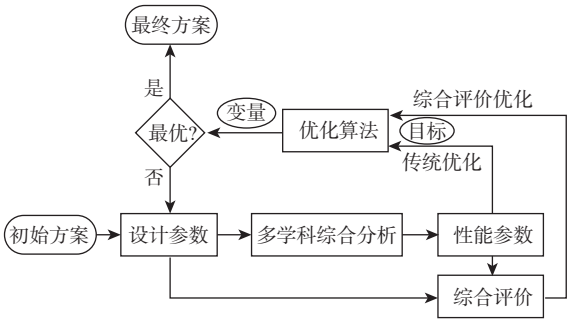


图 9　优化流程图

Fig. 9　Flowchart for optimization

表明: 该算法在优化效率和结果鲁棒性上具有一定优势, 并且该算法支持并行计算, 可有效节约计算时间。

2　算例分析

以文献 [20] 中布局#3 为例, 在开发的平台完成多学科综合分析和评价。该布局为中空长航时无人机, 总质量为 177 kg、最大速度为 64 m/s、最大飞行高度为 6 km。先根据文献 [20] 中数据和图形完成参数化建模, 各段几何参数如表 3 所示。在进行中央翼定义时, 额外设置翼根弦长为 2.9 m。

表 3　几何参数

Table 3　Geometric parameters

部件	半展长/m	后掠角/(°)	梢根比	上反角/(°)
中央翼	0.45	60.0	0.71	0
内翼内段	0.45	60.0	0.55	0
内翼外段	0.23	37.3	0.77	0
外翼	2.10	37.3	0.59	0
小翼	0.27	69.0	0.60	68.5

2.1　几何特性分析

根据输入的几何参数完成三维建模, 并输出特征参数如表 4 所示。由于文献 [20] 中并未详细列出全部参数, 因此在进行几何建模时存在一定的偏差, 其中, 参考面积偏差为 3.5%, 浸润面积偏差为 2.4%。在概念设计阶段, 这种微小偏差是可接受的。

表 4　特征参数

Table 4　Characteristic parameters

模型	参考面积/m^2	平均气动弦长/m	浸润面积/m^2
本文	7.04	1.49	16.67
文献[20]	6.80		16.28

注: 参考面积偏差、浸润面积偏差分别为3.5%、2.4%。

2.2　质量特性分析

根据文献 [20] 设定燃油质量为 31.25 kg、载荷质量为 35 kg, 运行分析程序, 将得到的结果与文献 [20] 对比, 如表 5 所示。由表 5 可知, 由于本文采用的机体结构质量估算方法考虑了受力分析和工程估算, 而文献 [20] 中采用的是工程估算方法, 故两者在此项计算上偏差稍大。文献 [20] 中机体结构、推进系统和系统设备的总质量为 110.79 kg, 并未提供更加详细的质量分布, 因此无法做出进一步比较。但最终的总质量偏差约为−4.9%, 在概念设计阶段可接受。

表 5　质量分析结果

Table 5　Results of mass analysis　　kg

模型	空机结构质量	推进系统质量	系统设备质量	载荷质量	燃油质量	起飞总质量
本文	69.64	14.55	17.99	35.0	31.25	168.43
文献[20]		110.79		35.0	31.25	177.03

注: 推进系统质量偏差、载荷质量偏差、燃油质量偏差、起飞总质量偏差分别为110.79%、35.0%、31.25%、177.03%。

2.3　气动特性分析

根据分析程序得到气动特性结果, 极曲线如图 10 所示, 升阻比特性曲线如图 11 所示。考虑到该无人机最大速度为 64 m/s, 主要观察马赫数 *Ma* 为 0.1、0.2 时的气动特性, 由图 11 可知, 2 种状态的最大升阻比分别为 21.84、23.30, 文献 [20] 中利用计算流体力学 (computational fluid dynamics, CFD) 方

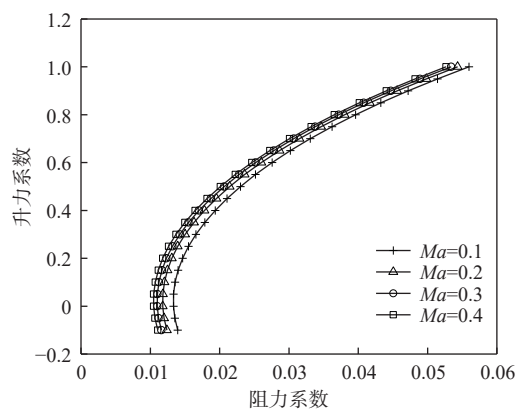


图 10　极曲线

Fig. 10　Polar cuves

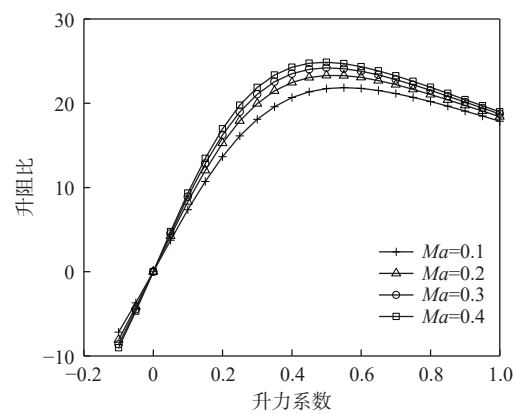


图 11　升阻比特性曲线

Fig. 11　Characteristic curves of lift-to-drag ratio

法计算得到的最大升阻比为21.7,与本文的计算结果较为接近。设定巡航速度为58 m/s,巡航高度为6 000 m,初始巡航质量为无人机总质量,可得该状态下巡航升阻比$(L/D)_{cru}$为17.27。

2.4 隐身特性分析

考虑到无人机飞行时,雷达主要从前向探测,因此,进行隐身分析时主要计算X波段(频率为10 GHz),无人机前向俯仰角为−30°～30°,方位角为−30°～30°范围内的雷达散射截面积σ_{RCS}。不同俯仰角和方位角下σ_{RCS}如图12所示。由图12可知,σ_{RCS}在0°方位角左右对称分布,俯仰角为0°时σ_{RCS}均值为0.003 m^2,随着俯仰角的增大,σ_{RCS}均值也随之增大,最终σ_{RCS}总均值为0.006 7 m^2。

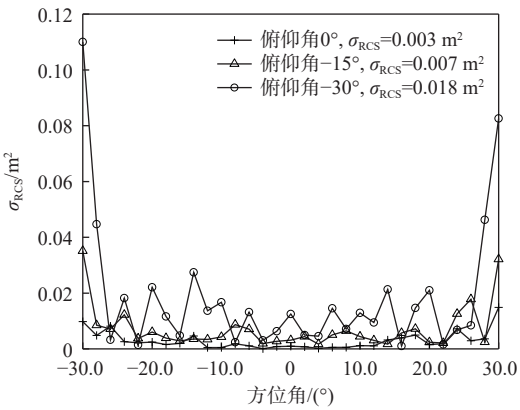


图12 不同状态下的σ_{RCS}分布

Fig. 12 σ_{RCS} distribution under different states

2.5 综合竞争力计算

根据式(3),由两名专家针对载荷质量、总质量、σ_{RCS}和$(L/D)_{cru}$4个评价指标建立的判断矩阵$\boldsymbol{H}^1$、$\boldsymbol{H}^2$分别为

$$\boldsymbol{H}^1=\begin{bmatrix}1 & 3 & 4 & 2\\ 1/3 & 1 & 2 & 1/2\\ 1/4 & 1/2 & 1 & 1/3\\ 1/2 & 2 & 3 & 1\end{bmatrix} \tag{11}$$

$$\boldsymbol{H}^2=\begin{bmatrix}1 & 4 & 3 & 2\\ 1/4 & 1 & 1/2 & 1/3\\ 1/3 & 2 & 1 & 1/3\\ 1/2 & 3 & 3 & 1\end{bmatrix} \tag{12}$$

矩阵均通过一致性检测,并根据式(7)建立复合判断矩阵$\boldsymbol{H}^{mix}$为

$$\boldsymbol{H}^{mix}=\begin{bmatrix}1 & 3.46 & 3.54 & 2.00\\ 0.30 & 1 & 1.31 & 0.42\\ 0.29 & 1.19 & 1 & 0.33\\ 0.50 & 2.46 & 3.00 & 1\end{bmatrix} \tag{13}$$

$\boldsymbol{H}^{mix}$亦满足一致性要求,将计算得到各指标权重与归一化之后的指标值结果汇总,如表6所示。根据式(10)计算得到本方案的综合竞争力为0.624 4。

表6 综合评价参数值

Table 6 Parameters for comprehensive evaluation

参数	载荷质量	总质量	σ_{RCS}	$(L/D)_{cru}$
指标权重	0.459 8	0.131 5	0.121 6	0.287 1
正理想解	0.952 6	0.952 6	0.952 6	0.952 6
负理想解	0.047 4	0.047 4	0.047 4	0.047 4
评价对象	0.645 7	0.687 5	0.457 2	0.599 9

3 拓展验证

多学科分析模型是综合评价模型和优化模型的基础,为验证其鲁棒性,将该模型应用于分析文献[23]中的3个优化后的算例。不同于第2节中空长航时无人机,文献[23]中的无人机方案量级较大,起飞质量为2 000 kg、巡航高度为10 km、巡航速度为500 km/h、典型巡航质量为1 500 kg。参照文献[23]完成方案1几何模型定义,如表7所示。

表7 方案1几何参数

Table 7 Geometric parameters for scheme 1

部件	半展长/m	后掠角/(°)	梢根比	上反角/(°)	扭转角/(°)
中央翼	0.60	59.70	0.741	0	2.570
内翼内段	0.59	59.70	0.657	0	0.420
内翼外段	0.45	29.96	0.916	0	−0.073
外翼	4.06	29.96	0.173	0	−0.657
小翼	0.60	57.78	0.341	60.02	0

另设置中央翼翼根弦长为4.5 m,生成三维模型如图13所示。

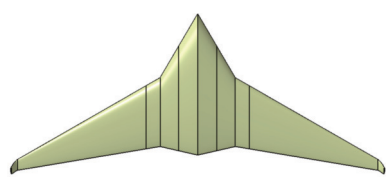


图13 方案1模型

Fig. 13 Model for scheme 1

利用多学科分析模型完成几何、质量、气动和隐身特性分析,在进行σ_{RCS}计算时仅计算俯仰角为0°,方位角为±15°范围内的分布情况,升阻比特性曲线如图14所示,σ_{RCS}分布曲线图15所示。

将方案1的分析结果与文献对比,如表8所示。除方案1外,文献[23]分别完成了配平状态下升阻比最大的单目标优化和升阻比尽量大且机翼弯矩尽量小的多目标优化,形成了优化后的方案2和方案3。用同样的方法对这2个方案进行建模和分析,得到结果分别如表9和表10所示。

由表8～表10可知,对比3个方案的结果,除σ_{RCS}偏差较大外,其他指标的最大偏差相对较小,

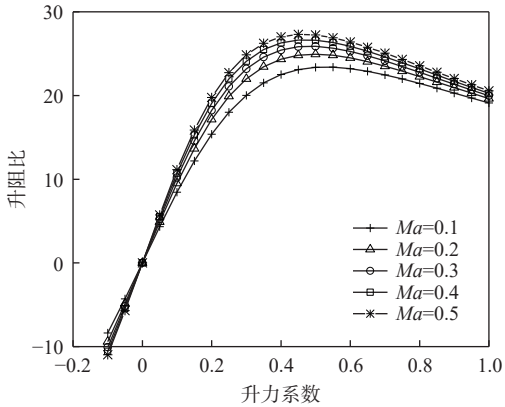


图 14　方案 1 升阻比特性曲线

Fig. 14　Characteristic curves of lift-to-drag ratio for scheme 1

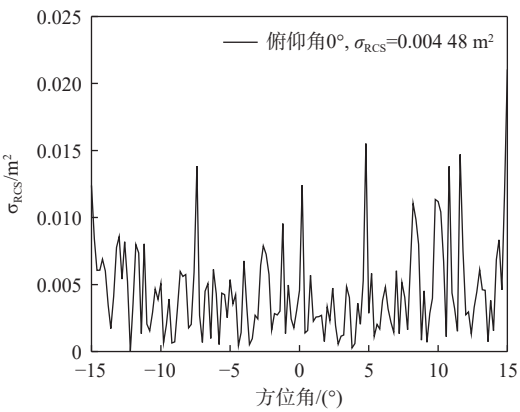


图 15　方案 1σ_{RCS} 分布

Fig. 15　σ_{RCS} distribution for scheme 1

表 8　方案 1 分析结果

Table 8　Analysis results for scheme 1

模型	参考面积/m²	起飞质量/kg	$(L/D)_{cru}$	σ_{RCS}/m²
本文	19.4	2 076.38	19.10	0.004 5
文献[23]	20.0	2 000.00	19.88	0.001 4
偏差/%	−3.0	3.8	−3.9	221

表 9　方案 2 分析结果

Table 9　Analysis results for scheme 2

模型	参考面积/m²	起飞质量/kg	$(L/D)_{cru}$	σ_{RCS}/m²
本文	19.0	2 070.87	18.13	0.004 2
文献[23]	20.0	2 000.00	18.34	0.002 3
偏差/%	−5.0	3.5	−1.1	82.6

表 10　方案 3 分析结果

Table 10　Analysis results for scheme 3

模型	参考面积/m²	起飞质量/kg	$(L/D)_{cru}$	σ_{RCS}/m²
本文	19.48	2 121.5	17.11	0.004 4
文献[23]	20.00	2 000.0	18.38	0.002 4
偏差/%	−2.6	6.1	−6.9	83.3

最大为 6.9%。偏差原因分析如下: ①本文建模过程中, 无法对模型进行完全还原, 存在模型偏差; ②文献 [23] 采用代理模型计算, 计算结果依赖于不同实验点的拟合精度, 本文采用数值分析结合工程算法, 不同算法会带来一定的计算偏差; ③σ_{RCS} 已处于较小量级, 由模型和网格精度等引起的微小数值变化即可引起较大的相对偏差。但 2 种方法计算出的 σ_{RCS} 量级相同, 均验证了 BWB 无人机较好的隐身特性, 在概念设计阶段, 已具有较好的一致性。总的来看, 本文建立的多学科分析模型可有效应用于 BWB 无人机概念设计阶段的总体方案分析。

4　方案优化

以第 2 节中空长航时无人机总体方案为初始方案, 分别完成传统的多目标优化和基于综合评价的优化。

4.1　传统多目标优化

考虑无人机的气动特性和隐身特性, 以巡航升阻比 $(L/D)_{cru}$ 最大和前向雷达散射截面积 σ_{RCS} 最小为目标, 建立优化模型为

$$\begin{cases} \text{Max } (L/D)_{cru} \\ \text{Min } \sigma_{RCS} \\ \quad \text{s.t.} \quad 0.35\ \text{m} \leqslant b_{fus}/2 \leqslant 0.52\ \text{m} \quad 47° \leqslant \Lambda_{fus} \leqslant 70° \\ \qquad\quad 1.8\ \text{m} \leqslant b_o/2 \leqslant 2.2\ \text{m} \quad 30° \leqslant \Lambda_o \leqslant 44° \\ \qquad\quad 0.47 \leqslant (T/R)_o \leqslant 0.71 \quad -5° \leqslant \eta_o \leqslant 5° \end{cases} \tag{14}$$

式中: b_{fus} 为机身(或中央翼)展长, m; Λ_{fus} 为机身前缘后掠角, (°); b_o 为外翼展长, m; Λ_o 为外翼前缘后掠角, (°); $(T/R)_o$ 为外翼梢根比(或梯形比); η_o 为外翼扭转角, (°)。

设置多目标子集模拟优化算法最大层数为 15, 每层样本数为 120, 优化过程中采用多核并行, 最终全部优化耗时约 10 h。根据优化过程中产生的全部样本, 参数相关性分析平行坐标图如图 16 所示, 图中每 1 个数轴表示优化模型中的 1 个参数, 每 1 根折线表示 1 个样本, 折线颜色由第 1 个数轴的数值大小决定, 通过每个数轴上样本颜色的变化趋势, 可定性分析各参数的相关性。

由图 16 可知:

1) 分析优化目标的相关性, 注意到第 1 轴(巡航升阻比)颜色由浅变深, 第 2 轴(雷达散射截面积)颜色大致符合由浅变深, 但存在部分区域颜色杂乱。这说明在大的趋势下, 提高气动特性会降低方案的隐身能力, 但在部分情况下, 两者可同时提高, 因此需合理权衡后作出决策。

2) 第 1 轴(巡航升阻比)颜色由浅变深, 第 3 轴(机身半展长)、第 4 轴(机身前缘后掠角)、第 5 轴(外翼半展长)、第 6 轴(外翼前缘后掠角)、第 8 轴

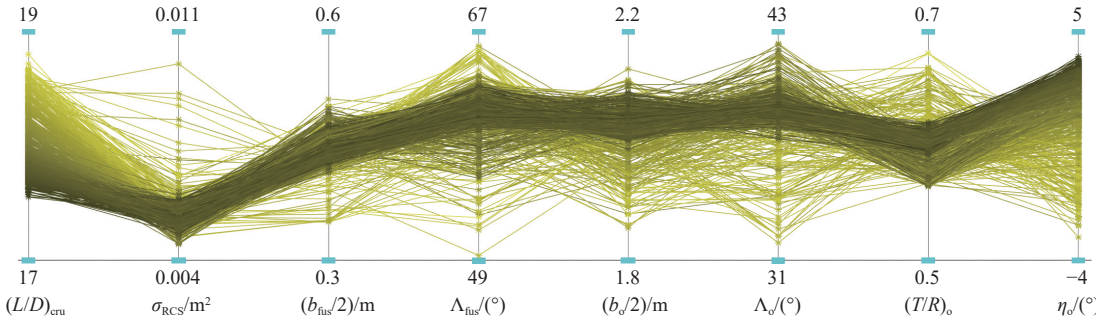


图 16 参数相关性分析

Fig. 16 Analysis of parameters correlation

(外翼扭转角)的颜色均为由深变浅,与巡航升阻比呈现负相关性。由于巡航速度较低,减小前缘后掠角(第 4、6 轴),对提高低速状态的巡航升阻比有利;由图 11 可知,当巡航升力系数较小(即巡航攻角较小)时,巡航升阻比随着巡航升力系数(或攻角)的增加而增加。因此,减小展长(第 5 轴)进而减少机翼面积,或增加外翼负扭转(第 8 轴)均有助于提高巡航攻角,从而提高巡航升阻比。

3) 第 2 轴(雷达散射截面积)与第 4 轴(机身前缘后掠角)、第 6 轴(外翼前缘后掠角)存在明显的负相关性,这是因为当无人机的前缘后掠角变大时,可有效控制前向电磁波反射方向,进而减小雷达散射截面积。

多目标优化完成后,产生的 Pareto 解集如图 17 所示。

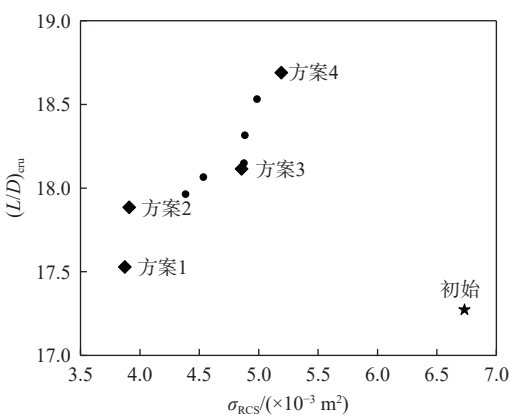


图 17 Pareto 解集

Fig. 17 Pareto solution set

由图 17 可知,优化后得到的 Pareto 解集的 $(L/D)_{cru}$ 和 σ_{RCS} 均优于初始方案,选取 4 个典型方案与初始方案对比如表 11 所示。

由表 11 可知,生成的在 Pareto 解集相比初始方案,σ_{RCS} 降低了 22.5%～42.2%,$(L/D)_{cru}$ 提高了 1.5%～8.2%,σ_{RCS} 改善更为明显,这是因为初始方案在设计时并未考虑隐身因素,因此具有较大的可提升空间。

表 11 初始方案与 Pareto 解集对比

Table 11 Comparison between initial scheme and Pareto solution set

方案	σ_{RCS}/m^2	$(L/D)_{cru}$
初始	0.006 70	17.27
方案1	0.003 87	17.53
方案2	0.003 91	17.88
方案3	0.004 86	18.12
方案4	0.005 19	18.69

在 Pareto 解集中,随着方案 σ_{RCS} 的提高(隐身性能下降),$(L/D)_{cru}$ 也逐渐提高(气动性能提高),但提高的幅度各不相同。从方案 1 到方案 2,σ_{RCS} 提高了 1.0%,$(L/D)_{cru}$ 提高了 2.0%;方案 2 到方案 3,σ_{RCS} 提高了 24.3%,$(L/D)_{cru}$ 提高了 1.3%;从方案 3 到方案 4,σ_{RCS} 提高了 6.8%,$(L/D)_{cru}$ 提高了 3.1%。从提高 σ_{RCS} 带来的 $(L/D)_{cru}$ 改善效益来看,方案 1 到方案 2 的变化幅度最大,即在图 17 中斜率最陡。因此,在没有其他要求的情况下,选择方案 2 作为最终的优化方案,其相比于初始方案,σ_{RCS} 降低 41.6%,$(L/D)_{cru}$ 提高了 3.5%。

4.2 综合评价优化

以竞争力得分 G 最大为目标,建立优化模型,其中几何约束与常规多目标优化相同,另增加了载荷质量 M_{pay} 作为设计变量,优化模型为

$$\begin{cases} \text{Max } G \\ \text{s. t. } \ 0.35\ \text{m} \leqslant b_{fus}/2 \leqslant 0.52\ \text{m} \quad 47° \leqslant \Lambda_{fus} \leqslant 70° \\ \qquad 1.8\ \text{m} \leqslant b_o/2 \leqslant 2.2\ \text{m} \quad 30° \leqslant \Lambda_o \leqslant 44° \\ \qquad 0.47 \leqslant (T/R)_o \leqslant 0.71 \quad -5° \leqslant \eta_o \leqslant 5° \\ \qquad 25\ \text{kg} \leqslant M_{pay} \leqslant 45\ \text{kg} \end{cases} \tag{15}$$

采用单目标子集模拟优化算法,算法设置与多目标优化相同。最终得到的优化结果与初始方案对比如表 12 所示。由表 12 可知,优化后方案在载荷质量、总质量、σ_{RCS} 和 $(L/D)_{cru}$ 方面均有所改善,最终的竞争力得分提高了 44.0%。

表 12　初始方案与优化方案对比

Table 12　Comparison between initial scheme and optimization design

指标	初始	优化后
机身半展长/m	0.45	0.36
机身前缘后掠角/(°)	60.0	55.1
外翼半展长/m	2.10	1.81
外翼前缘后掠角/(°)	37.3	36.50
外翼梢根比	0.59	0.54
外翼扭转角/(°)	0	−0.24
载荷质量/kg	35.00	41.31
总质量/kg	168.95	164.74
σ_{RCS}/m^2	0.006 7	0.004 4
$(L/D)_{cru}$	17.40	18.32
竞争力	0.624 4	0.899 2

5　结　论

为提高 BWB 布局无人机总体方案优化设计效率, 建立了 BWB 布局无人机总体方案的多学科分析、综合评价和优化模型。

1) 建立针对 BWB 布局无人机的总体方案多学科分析模型并完成工具开发, 各子模块相对独立, 可扩展性较好, 可对 BWB 布局无人机进行几何、质量、气动和隐身特性分析, 算例验证了分析结果的可靠性。

2) 利用改进的 TOPSIS 法建立总体方案的综合评价模型, 从装载能力、经济性和适应性出发, 以载荷质量、总质量、雷达散射截面积和巡航升阻比为指标, 全面评估无人机方案的综合竞争力, 并完成了算例验证。

3) 利用可并行的子集模拟优化算法建立优化模型, 有效地提高了优化效率。以考虑质量变化的巡航升阻比最大和前向雷达散射截面积最小为目标, 完成常规多目标优化, 并利用可视化方法分析优化模型中各参数的相关性, 验证了展长、后掠角、扭转角等参数对巡航升阻比和雷达散射截面积的影响, 最终优化方案相比初始方案雷达散射截面积降低了 41.6%, 巡航升阻比提高了 3.5%; 以综合竞争力最强为目标完成基于综合评价的方案优化, 优化后的方案综合竞争力得分提高了 44.0%。

参考文献 (References)

[1] 王刚, 张彬乾, 张明辉, 等. 翼身融合民机总体气动技术研究进展与展望[J]. 航空学报, 2019, 40(9): 7-35.
WANG G, ZHANG B Q, ZHANG M H, et al. Research progress and prospect for conceptual and aerodynamic technology of blended-wing-body civil aircraft[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2019, 40(9): 7-35(in Chinese).

[2] 蒋瑾, 钟伯文, 符松. 翼身融合布局飞机总体参数对气动性能的影响[J]. 航空学报, 2016, 37(1): 278-289.
JIANG J, ZHONG B W, FU S. Influence of overall configuration parameters on aerodynamic characteristics of a blended-wing-body aircraft[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2016, 37(1): 278-289(in Chinese).

[3] LIEBECK R H. Design of the blended wing body subsonic transport[J]. Journal of Aircraft, 2004, 41(1): 10-25.

[4] WAKAYAMA S, KROO I. The challenge and promise of blended-wing-body optimization[C]//Proceedings of the 7th AIAA/USAF/NASA/ISSMO Symposium on Multidisciplinary Analysis and Optimization. Virginia: AIAA, 1998: 4736.

[5] WAKAYAMAS.Blended-wing-bodyoptimizationproblemsetup[C]//Proceedings of the 8th Symposium on Multidisciplinary Analysis and Optimization. Virginia: AIAA, 2000: 4740.

[6] SUDER K. Overview of the NASA environmentally responsible aviation project's propulsion technology portfolio[C]//Proceedings of the 48th AIAA/ASME/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference & Exhibit. Virginia: AIAA, 2012: 4038.

[7] HILEMAN J, SPAKOVSZKY Z, DRELA M, et al. Airframe design for "silent aircraft" [C]//Proceedings of the 45th AIAA Aerospace Sciences Meeting and Exhibit. Virginia: AIAA, 2007: 453.

[8] BOLSUNOVSKY A L, BUZOVERYA N P, GUREVICH B I, et al. Flying wing—problems and decisions[J]. Aircraft Design, 2001, 4(4): 193-219.

[9] LI P F, ZHANG B Q, CHEN Y C, et al. Aerodynamic design methodology for blended wing body transport[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2012, 25(4): 508-516.

[10] 刘晓静, 吴江浩, 张曙光. 250 座级翼身融合布局客机气动设计与优化[J]. 空气动力学学报, 2011, 29(1): 78-84.
LIU X J, WU J H, ZHANG S G. Aerodynamic design and optimization of the blended wing body aircraft for 250 passengers[J]. Acta Aerodynamica Sinica, 2011, 29(1): 78-84(in Chinese).

[11] 钟园, 陈勇, 陈真利, 等. 翼身融合布局低速验证机前缘缝翼设计[J]. 航空学报, 2019, 40(9): 114-124.
ZHONG Y, CHEN Y, CHEN Z L, et al. Design of slat of blended-wing-body low speed testing aircraft[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2019, 40(9): 114-124(in Chinese).

[12] PEIGIN S, EPSTEIN B. Computational fluid dynamics driven optimization of blended wing body aircraft[J]. AIAA Journal, 2006, 44(11): 2736-2745.

[13] 李路路, 张彬乾, 李沛峰, 等. 大型客机无尾布局航向组合舵面控制技术研究[J]. 飞行力学, 2013, 31(5): 450-454.
LI L L, ZHANG B Q, LI P F, et al. Research on control technology of combined control surface for large tailless civil aircraft[J]. Flight Dynamics, 2013, 31(5): 450-454(in Chinese).

[14] 张曙光, 陆艳辉, 巩磊, 等. 250 座级翼身融合无尾布局客机操稳特性设计研究[J]. 航空学报, 2011, 32(10): 1761-1769.
ZHANG S G, LU Y H, GONG L, et al. Research on design of stability and control of a 250-seat tailless blended-wing-body civil transport aircraft[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2011, 32(10): 1761-1769(in Chinese).

[15] ZHU W S, FAN Z W, YU X Q. Structural mass prediction in conceptual design of blended-wing-body aircraft[J]. Chinese Journal of

Aeronautics, 2019, 32(11): 2455-2465.

[16] 张永杰, 吴莹莹, 赵书旺, 等. 翼身融合布局民机非圆截面机身结构设计研究综述[J]. 航空学报, 2019, 40(9): 157-175.
ZHANG Y J, WU Y Y, ZHAO S W, et al. Review of non-circular cross-section fuselage structure design research on blended-wing-body civil aircraft[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2019, 40(9): 157-175(in Chinese).

[17] 赵志高, 张曙光. BWB 客机经济性相关设计参数的影响分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2011, 37(8): 937-942.
ZHAO Z G, ZHANG S G. Analysis of effects of BWB airliner design parameters on its economic profitability[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2011, 37(8): 937-942(in Chinese).

[18] 赵振山, 冯剑, 苗树明, 等. 基于数值模拟的翼身融合布局飞机上悬式发动机布置技术[J]. 航空学报, 2019, 40(9): 125-133.
ZHAO Z S, FENG J, MIAO S M, et al. Blended-wing-body aircraft overhanging engine layout technology based on numerical simulation[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2019, 40(9): 125-133(in Chinese).

[19] 潘立军, 吴大卫, 谭兆光, 等. 基于适航符合性的翼身融合布局客机客舱布置设计[J]. 航空学报, 2019, 40(9): 57-65.
PAN L J, WU D W, TAN Z G, et al. Cabin layout design for BWB civil aircraft based on airworthiness compliance[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2019, 40(9): 57-65(in Chinese).

[20] PANAGIOTOU P, FOTIADIS-KARRAS S, YAKINTHOS K. Conceptual design of a Blended Wing Body MALE UAV[J]. Aerospace Science and Technology, 2018, 73: 32-47.

[21] KAPSALIS S, PANAGIOTOU P, YAKINTHOS K. CFD-aided optimization of a tactical Blended-Wing-Body UAV platform using the Taguchi method[J]. Aerospace Science and Technology, 2021, 108: 106395.

[22] 王荣, 闫溟, 白鹏, 等. 飞翼无人机平面外形气动隐身优化设计[J]. 航空学报, 2017, 38(S1): 78-85.
WANG R , YAN M , BAI P , et al. Optimization design of aerodynamics and stealth for a flying-wing UAV planform[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2017, 38(S1): 78-85(in Chinese).

[23] 邓海强, 余雄庆. 亚声速翼身融合无人机概念外形参数优化[J]. 航空学报, 2014, 35(5): 1200-1208.
DENG H Q, YU X Q. Configuration optimization of subsonic blended wing body UAV conceptual design[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2014, 35(5): 1200-1208(in Chinese).

[24] 索欣诗. 翼身融合布局大型客机总体方案综合分析评价与优化[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2017: 83-87.
SUO X S. Comprehensive analysis, evaluation and optimization of the overall scheme of large passenger aircraft with wing-body fusion layout[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2017: 83-87(in Chinese).

[25] HOWE D. Blended wing body airframe mass prediction[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering, 2001, 215(6): 319-331.

[26] CARMICHAEL R, ERICKSON L. PAN AIR - A higher order panel method for predicting subsonic or supersonic linear potential flows about arbitrary configurations[C]//Proceedings pf the 14th Fluid and Plasma Dynamics Conference. Virginia: AIAA, 1981: 1255.

[27] 李沙浪, 雷明. 基于 TOPSIS 的省级低碳经济发展评价及其空间面板计量分析[J]. 中国管理科学, 2014, 22(S1): 741-748.
LI S L, LEI M. TOPSIS based assessment of low carbon economy development and spatial econometric analysis[J]. Chinese Journal of Management Science, 2014, 22(S1): 741-748(in Chinese).

[28] 董彦非, 王礼沅, 王卓健, 等. 基于空战模式和 AHP 法的空战效能评估模型[J]. 系统工程与电子技术, 2006, 28(6): 885-888.
DONG Y F, WANG L Y, WANG Z J, et al. Air combat effectiveness assessment model based on operational pattern and analytic hierarchy process[J]. Systems Engineering and Electronics, 2006, 28(6): 885-888(in Chinese).

[29] 李宴喜, 陶志. 层次分析法中判断矩阵的群组综合构造方法[J]. 沈阳师范大学学报 (自然科学版), 2002, 20(2): 86-90.
LI Y X, TAO Z. Structure method for judging matrix of group in the AHP[J]. Journal of Shenyang Normal University(Natural Science), 2002, 20(2): 86-90(in Chinese).

[30] 索欣诗, 余雄庆. 飞机总体参数优化的可视化技术[J]. 机械科学与技术, 2016, 35(12): 1961-1966.
SUO X S, YU X Q. Visualization for aircraft conceptual design optimization[J]. Mechanical Science and Technology for Aerospace Engineering, 2016, 35(12): 1961-1966(in Chinese).

[31] SUO X S, YU X Q, LI H S. Subset simulation for multi-objective optimization[J]. Applied Mathematical Modelling, 2017, 44: 425-445.

Overall scheme optimization of BWB UAVs based on comprehensive evaluation

SUO Xinshi[1,*], WANG Yu[2], ZHU Zheng[1]

(1. School of Aeronautical Engineering, Nanjing Vocational University of Industry Technology, Nanjing 210023, China;
2. College of Aerospace Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: To improve the overall scheme optimization efficiency of blended wing body (BWB) unmanned aerial vehicles (UAVs), a model involving multi-disciplinary analysis, comprehensive evaluation, and optimization suitable for the overall scheme of UAVs in the conceptual design stage was established, in consideration of the geometric and performance characteristics of BWB UAVs. Additionally, corresponding tools were developed. The analysis of geometry, mass, aerodynamics, and stealth characteristics of the BWB UAVs in the overall scheme was performed by combining numerical analysis with engineering methods. An improved TOPSIS method was adopted to establish a comprehensive evaluation model concerning payload capacity, economy, and adaptability of UAVs. The rationality of the analysis model was verified by using several UAV schemes as calculation cases. A parallelizable subset simulation optimization algorithm was utilized to perform a traditional multi-objective optimization with the objectives of maximizing the cruise lift-to-drag ratio and minimizing the forward radar cross section (RCS), and scheme optimization based on the comprehensive evaluation was achieved with the goal of realizing the optimal competitiveness. Based on all schemes generated during the multi-objective optimization process, a parameter correlation analysis was completed, verifying the impact of wingspan, sweep angle, and twist angle on aerodynamic and stealth characteristics. The final multi-objective optimization scheme achieves a 41.6% reduction in RCS and a 3.5% increase in cruise lift-to-drag ratio. The competitiveness score of the optimization scheme based on comprehensive evaluation was improved by 44.0%.

Keywords: blended-wing-body; UAV; conceptual design; comprehensive evaluation; optimization

Received: 2023-05-15; **Accepted**: 2023-08-18; **Published Online**: 2023-09-07 14:08

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230906.1826.002

Foundation item: Start-up Fund for New Talented Researchers of Nanjing Vocational University of Industry Technology (YK22-03-01);

* **Corresponding author**. E-mail: suoxs@niit.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0029

考虑机轮形变的车辆-飞机牵引滑出系统运动学特性分析

鲁鑫[1,2]，孙宇宁[1,2]，唐杰[1,2,*]，张威[1,2]

(1. 中国民航大学 航空工程学院，天津 300300；2. 中国民航航空地面特种设备研究基地，天津 300300)

摘 要：为探究抱轮机构与飞机前起落架机轮约束关系对牵引系统运动学特性的影响，基于Winkler接触模型建立了飞机前起落架机轮径向受力与径向接触形变的关系，以Douglas TBL-180无杆飞机牵引车和B737-800客机为参考对象，建立牵引车-飞机系统运动学模型，在抱轮机构与飞机前起落架机轮不同约束关系下，探究多种工况下牵引车与飞机加速度偏移的变化规律。结果表明：飞机前起落架机轮径向受力与径向接触形变具有较强的非线性关系，对牵引系统的运动特性具有较大影响；在加速与制动状态下，飞机前起落架机轮两端约束力的增大都将减小牵引车与飞机加速度的偏移，但在加速状态下，约束力的增大为加速度偏移减小的主要影响因素，而在制动状态下，约束力增大到一定值(约10 000 N)后对加速度偏移影响很小。

关 键 词：牵引滑出；前起落架机轮；抱轮机构；Winkler接触模型；加速度偏移

中图分类号：V226+.7; V351.34

文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2025)02-0478-09

中国现行的民航飞机离港方式是先由飞机牵引车将飞机推出到指定位置后再由飞机自身动力滑出至起飞点，在飞机利用自身动力的滑出过程中，发动机处于低速运行状态，燃油消耗较大，产生大气污染及噪声污染等危害，同时影响机场的运行安全及运行效率。新一代的牵引滑出方式采用由无杆飞机牵引车直接完成飞机从停泊位到起飞点的牵引工作。在此过程中牵引系统将在较高速度下运行，在牵引过程中抱轮机构与飞机前起落架直接约束连接，抱轮机构提供的约束力对牵引系统的运动学特性的影响是需要重点关注的对象，同时对抱轮机构控制设计及系统的稳定性具有重要意义。

在牵引系统中，国内外学者的研究内容包括牵引车抱轮机构的整体设计及其运动学特性、牵引滑出过程中牵引系统在不同工况下的动力学特性等。文献[1-5]针对不同的限制问题提出新型的抱轮机构模型及牵引车优化模型并对其进行仿真验证；文献[6-8]建立了无杆飞机牵引系统模型，并针对牵引系统在各种工况下的运动做出分析，但均未考虑牵引车抱轮机构与飞机前起落架机轮之间的约束对飞机牵引系统产生的影响；文献[9-13]基于舰载机牵引车建立了牵引系统的运动学模型，但其研究的重点在于舰载机牵引车在甲板上的控制与运动规划，不考虑牵引车与飞机连接对牵引系统运动学的影响；陈舒文等[14]考虑到牵引系统的连接并建立了含接触碰撞的牵引系统的刚柔耦合动力学模型，分析了牵引系统经过加油管地沟的飞机牵引事故，但其重点在于有杆飞机牵引，没有涉及到与飞机前起落架机轮之间的约束；Mu等[15]建立了无杆牵引系统的动力学模型，在转向、制动和通过坑道作业条件下模拟和分析前起落架主要部件的负载，建立的模型涉及到牵引车抱轮机构与飞机前起

收稿日期：2023-01-31；录用日期：2023-04-07；网络出版时间：2023-04-21 11:23
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230420.1948.005
基金项目：国家自然科学基金(U2033208)；国家自然科学基金民航联合重点项目(U2233212)
*通信作者. E-mail：tangjie_cauc@163.com

引用格式：鲁鑫，孙宇宁，唐杰，等. 考虑机轮形变的车辆-飞机牵引滑出系统运动学特性分析[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：478-486. LU X，SUN Y N，TANG J，et al. Kinematic characteristics analysis of vehicle-aircraft towing taxi system considering wheel deformation[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：478-486 (in Chinese).

落架之间的约束问题, 但建立的约束简单, 与实际情况相差较大; 李跃明等[16] 开展了新牵引滑出模式下前起落架与无杆飞机牵引车之间的相互作用的研究, 分析了承受满载、高速牵引滑出时的前起落架的动特性、动响应行为, 并给出了跑道随机不平度激励对前起落架随机响应的影响, 获得了不同承载、不同牵引速度下前起落架动力学响应特性。

综上, 国内外学者建立了大量的牵引系统模型, 但大部分学者均未考虑牵引车抱轮机构与飞机前起落架机轮的相互作用对牵引系统运动特性的影响, 部分学者考虑到牵引车抱轮机构与飞机前起落架机轮的连接关系, 建立的约束关系较为简单, 与实际情况相差较大。本文发现飞机前起落架机轮在受力状态下具有非线性变形的特点, 对牵引系统的运动学特性具有较大的影响。首先, 运用几何约束关系与 Winkler 接触模型推导飞机前起落架机轮径向受力与径向形变的变化规律; 然后, 建立飞机牵引系统运动学模型, 研究牵引车抱轮机构与飞机前起落架机轮不同约束对牵引系统运动特性的影响。本文结果有助于探究牵引系统中抱轮夹持机构与飞机前起落架机轮之间的约束关系对牵引系统运动特性的影响规律, 对新牵引滑出方式下抱轮机构的设计与运行控制具有指导意义。

1　飞机牵引系统运动学模型的建立

1.1　飞机牵引系统运动学仿真模型

飞机牵引系统的连接方式为飞机前起落架机轮与抱轮机构的柔性连接, 由于飞机前起落架机轮的径向受力将会引起其径向形变, 直接影响飞机牵引系统的运动特性, 因此, 在分析牵引系统运动特性时应充分考虑抱轮机构与飞机前起落架机轮的约束关系带来的影响。图 1 为牵引车牵引飞机工作图。

选取 Douglas TBL-180 无杆飞机牵引车进行运动学仿真模型的建立。在牵引飞机的过程中, 利用前后夹紧杆将飞机前起落架与飞机牵引车约束在一起, 飞机牵引力可通过牵引车前后夹紧杆的受力直接获得。

飞机选用 B737-800 客机, 其模型参数如表 1[17-18] 所示。

由于牵引车整体系统过于复杂, 并且多数机构对本文的研究内容影响较小, 因此, 对牵引系统进行简化, 简化整体车身为带质量的车架, 抱轮机构固定在车身上, 通过两端夹紧杆与飞机前起落架机轮约束连接, 同时牵引车抱轮机构与飞机前起落架机轮之间的约束力由夹紧杆提供。

在牵引车-飞机系统建模过程中, 除牵引车与飞机的主体结构外还需要对飞机的构件之间进行柔性化连接, 飞机通过后起落架机轮与地面接触, 通过前起落架机轮与牵引车抱轮机构接触。在对牵引飞机牵引力的探究中, 牵引车轮胎、飞机轮胎与地面之间的滚动阻力是不可忽略的, 在建立 Adams 仿真模型时必须考虑牵引车及飞机的轮胎效应。



图 1　飞机牵引系统工作图

Fig. 1　Working diagram of aircraft towing system

表 1　飞机参数设置[17-18]

Table 1　Aircraft parameters setting[17-18]

参数	数值
重心距地面的垂直距离/mm	2 760.7
重心距主起轮轴水平距离/mm	1 267.6
质量/kg	75 976.7
飞机x轴转动惯量/(kg·mm^2)	1.254×10^{12}
飞机y轴转动惯量/(kg·mm^2)	4.202×10^{12}
飞机z轴转动惯量/(kg·mm^2)	5.286×10^{12}
两主起落架之间的距离/mm	5 714.6
前起到后起水平距离/mm	15 596
质心距离地面的垂直距离/mm	2 760.7
质心距离前起的水平距离/mm	14 328.4
牵引过程中前起被抬起高度/mm	280

引入魔术轮胎模型, 作为无杆飞机牵引车及飞机轮胎的机械系统动力学自动分析 (automatic dynamic analysis of mechanical systems, ADAMS) 轮胎模型。在实际建模中, 无论是牵引车还是飞机的前后轮胎的参数均是不相同的, 因此, 需要在引用的魔术轮胎中输入具体的轮胎参数, 无杆飞机牵引车的轮胎参数如表 2[17,19] 所示, B737-800 飞机轮胎参数如表 3[17,20] 所示。

无杆飞机牵引车在机场进行牵引作业时, 机场路面较为平坦, 可将路面设置为 Adams 软件中已有的 2D 平坦路面模型[19]。建立的 Douglas TBL-180 型无杆飞机牵引车牵引 B737-800 飞机的 Adams 仿真模型如图 2 所示。

表2 无杆飞机牵引车的轮胎参数[17,19]

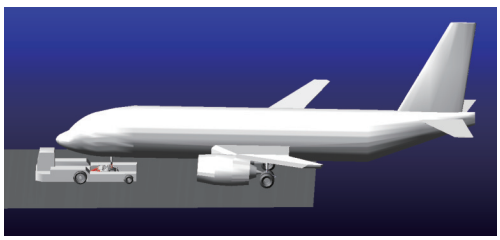
Table 2 Tire parameters of towbarless aircraft tractor[17,19]

轮胎	轮胎质量/kg	自由半径/mm	胎面宽度/mm	高宽比	法向刚度系数/(N·mm^{-1})	法向阻尼系数/(N·mm^{-1})	滚动阻力系数	纵向刚度/(N·mm^{-1})	侧偏刚度/(N·mm^{-1})	静摩擦因数	动摩擦因数
前轮	140	365.5	250	0.68	1 000	25	0.017	5 000	1 000	0.8	1
后轮	190	421.25	355	0.84	4 500	25	0.017	5 000	1 000	0.8	1

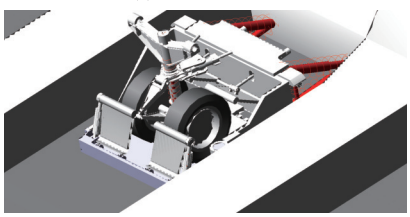
表3 B737-800飞机轮胎参数[17,20]

Table 3 Tire parameters of B737-800 aircraft[17,20]

轮胎	轮胎质量/kg	自由半径/mm	胎面宽度/mm	高宽比	法向刚度系数/(N·mm^{-1})	法向阻尼系数/(N·mm^{-1})	滚动阻力系数	纵向刚度/(N·mm^{-1})	侧偏刚度/(N·mm^{-1})	静摩擦因数	动摩擦因数
前轮	50	343	196.8	0.547	2 400	28	0.017	2 000	800	0.8	1
后轮	150	568	419	0.74	2 800	28	0.017	6 000	800	0.8	1



(a) 飞机牵引系统



(b) 抱轮机构与夹持杆

图2 飞机牵引系统Adams运动学仿真模型

Fig. 2 Kinematic simulation model of aircraft towing system in Adams

1.2 抱轮机构与飞机前起落架机轮接触分析

图3为飞机前起落架机轮与牵引车抱轮机构夹紧杆的几何约束图。实线部分为飞机前起落架机轮(后称机轮)与牵引车抱轮夹持机构中的夹紧杆轮廓,飞机牵引车抱轮机构与机轮的约束力由夹紧杆提供。在夹紧杆提供的轮胎径向力的作用下,

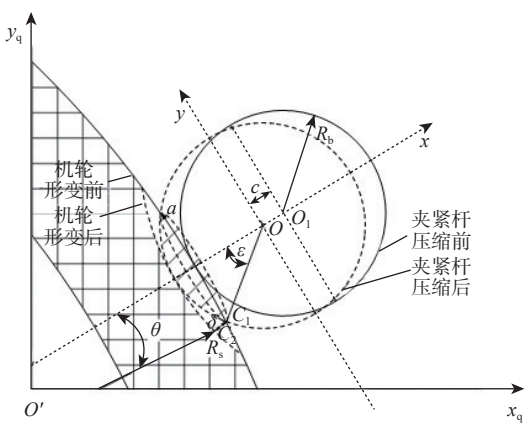


图3 夹紧杆与机轮接触模型

Fig. 3 Contact model between clamping rod and wheel

机轮向下发生位移c。虚线部分为夹紧杆发生位移c后,机轮产生相应变形量后的轮廓。

由于夹紧杆与机轮接触形变为机轮的径向形变,同时为后续运动描述更加简单、清晰,本文定义了2个坐标系。直角坐标系$x_qO'y_q$为全局坐标系,其中,O'为坐标系原点,x_q正方向向右水平,y_q轴垂直于地面正方向向上;坐标系xOy为定义夹紧杆于机轮径向接触形变的局部坐标系,x轴位于夹紧杆圆心于机轮圆心的连接线上,定义与机轮形变相反方向为正方向,y轴垂直于x轴,O点为坐标原点,同时也是夹紧杆发生位移后的圆心,O_1为夹紧杆未发生位移时的圆心。点C_1由于接触变形产生变形量,向z轴负方向移动最大位移t到C_2点。机轮半径为R_s,夹紧杆半径为R_b,机轮和夹紧杆的弹性模量分别为E_s和E_b,泊松比分别为v_1和v_2,ε为接触区域的接触半角[21]。考虑夹紧杆的半径相对于机轮的半径较小,C_1到C_2的距离可近似等于夹紧杆的位移,机轮与夹紧的接触点C_1坐标可表示为

$$(x_1,y_1,z_1)=(x_1,-R_b\sin\varepsilon,-R_b\cos\varepsilon) \tag{1}$$

C_2坐标可表示为

$$(x_2,y_2,z_2)=(x_2,-R_s\sin\theta,R_s\cos\theta+c-R_b-R_s) \tag{2}$$

式中:ε为C_1点的中心角(同时也为夹紧杆与机轮接触的接触半角),rad;θ为C_2点的中心角,rad;c为夹紧杆中心点沿x轴压缩机轮产生的位移。

由图1及式(1)和式(2),则C_1与C_2直接的位移δ可表示为

$$\delta=R_s+R_b-R_s\cos\theta-c-R_b\cos\varepsilon \tag{3}$$

y_q坐标相等的2个点同时满足:

$$R_b\sin\varepsilon=R_s\sin\theta \tag{4}$$

联立式(3)和式(4),则位移δ可表示为

$$\delta=R_s+R_b-R_s\sqrt{1-\left(\frac{R_b\sin\varepsilon}{R_s}\right)^2}-R_b\cos\varepsilon-c \tag{5}$$

在接触变形中,径向位移可近似等于机轮形变

量, 确定形变量为

$$\delta=\frac{1}{2}\left[R_{\mathrm{s}}+R_{\mathrm{b}}-R_{\mathrm{s}}\sqrt{1-\left(\frac{R_{\mathrm{b}}\sin\varepsilon}{R_{\mathrm{s}}}\right)^{2}}-R_{\mathrm{b}}\cos\varepsilon\right] \tag{6}$$

接触域半宽度与机轮及夹紧杆接触半角的关系可表示为

$$a=R_{\mathrm{b}}-\sin\varepsilon \tag{7}$$

δ可表示为

$$\delta=\frac{1}{2}\left(R_{\mathrm{s}}+R_{\mathrm{b}}-\sqrt{{R_{\mathrm{s}}}^{2}-a^{2}}-\sqrt{{R_{\mathrm{b}}}^{2}-a^{2}}\right) \tag{8}$$

由式 (7) 得到接触区域半宽度a为

$$a=\sqrt{R_{\mathrm{s}}^{2}-\frac{1}{4}\left(\frac{R_{\mathrm{s}}^{2}-R_{\mathrm{b}}^{2}}{\sqrt{R_{\mathrm{s}}+R_{\mathrm{b}}-2c}}+R_{\mathrm{s}}+R_{\mathrm{b}}-2c\right)^{2}} \tag{9}$$

在机轮与夹紧杆的接触建模中, 夹紧杆视为刚体, 轮胎视为非线性弹性体, 两者接触空间视为弹性半空间, 采用 Winkler 弹性接触模型建立应力与应变之间的关系, 弹性接触模型如图 4 所示。图中: O点为接触区域中心点, r为其他接触点到接触中心的距离, $P_{(r)}$为接触区域各点接触力。

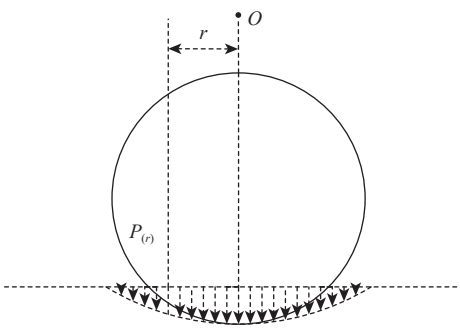


图 4　Winkler 简化弹性接触模型

Fig. 4　Winkler simplified elastic contact model

接触区域的中心点的接触力为[21]

$$P_0=\frac{E^*}{2R^*}\delta \tag{10}$$

式中: E^*为复合弹性模量; R^*为接触体等效弹性层厚度。

E^*可由式(11)求得:

$$\frac{1}{E^*}=\frac{1-\nu_1}{E_{\mathrm{b}}}+\frac{1-\nu_2}{E_{\mathrm{s}}} \tag{11}$$

接触域的总接触力为

$$P=2\int_0^a P(r)lr\delta\mathrm{d}r=\frac{2}{3}P_0l\delta a^2 \tag{12}$$

式中: l为机轮的宽度。根据式(10)和式(12)确定总接触力和接触域宽度以及接触变形量的关系为

$$P=\frac{E^*l\delta^2}{3R^*}a^2 \tag{13}$$

将式(9)和式(11)代入式(13)中, 接触力与接触变形量的关系确定为

$$P=\frac{E^*l\delta^2}{3R^*}\left[R_{\mathrm{s}}^2-\frac{1}{4}\left(\frac{R_{\mathrm{s}}^2-R_{\mathrm{b}}^2}{R_{\mathrm{s}}+R_{\mathrm{b}}-2c}+R_{\mathrm{s}}+R_{\mathrm{b}}-2c\right)^2\right] \tag{14}$$

由式(14)得到图 5 所示的机轮径向受力与机轮径向形变之间的关系, 由图 5 可知, 机轮径向受力与机轮径向形变之间具有较强的非线性关系, 随着机轮径向受力的增加, 机轮的径向形变也随之增加, 但随着机轮径向受力的逐渐增大, 机轮的变化率逐渐减小, 即机轮的形变刚度与机轮的形变深度的非线性趋势随着机轮形变深度的增加而逐渐减弱。

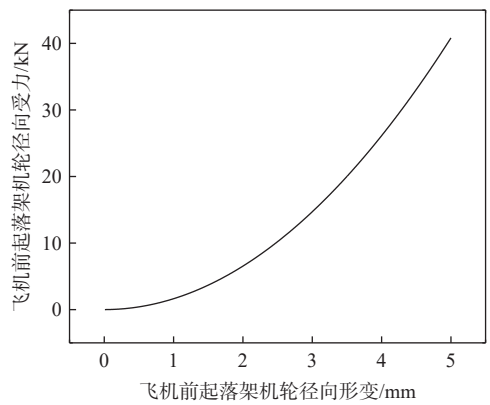


图 5　飞机前起落架机轮径向受力与径向形变

Fig. 5　Radial force and radial deformation of nose landing gear wheel

2　无杆飞机牵引系统加速与制动状态下运动学特性分析

新型牵引过程包括飞机推出到牵引飞机进入起飞跑道, 其牵引距离较长, 为保证机场的运行效率, 在这一运行阶段牵引系统的最高时速可达 40 km/h[22], 但受限于前起落架的牵引载荷限制, 在实际的运动过程中的加速度不宜过大, 否则会对飞机前起落架造成较大的伤害, 其牵引载荷的极限值为 8 165 kg。

2.1　牵引系统加速与制动状态牵引力分析

牵引系统在加速过程中的阻力主要包括飞机后轮的滚动阻力与飞机的加速阻力, 制动过程中加速阻力转变为克服飞机的惯性力。图 6 为牵引系统加速和制动时的受力分析。

针对牵引车牵引力的计算, 可建立如图 6 所示的质心坐标系$xO'y$, 坐标原点为飞机质心, 以飞机为研究对象, 得到牵引系统中飞机在x轴方向上的力平衡方程和C点的力矩平衡方程:

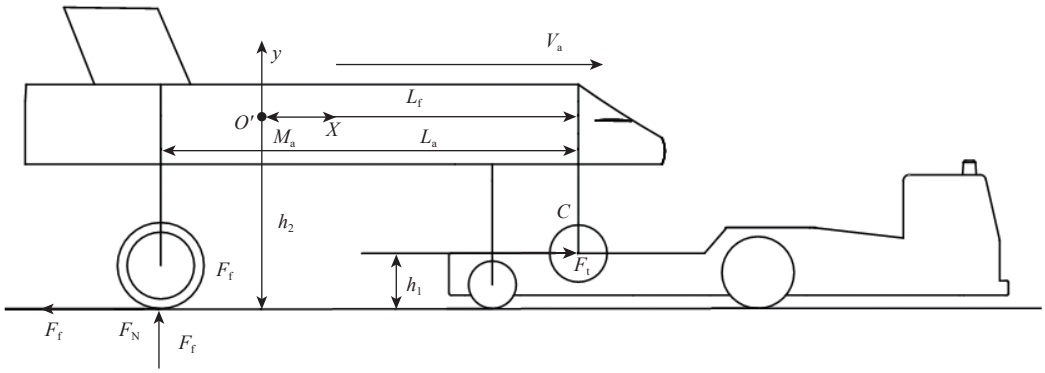


图6 无杆飞机牵引系统加速与制动受力分析

Fig. 6 Analysis of acceleration and braking force of towbarless aircraft towing system

$$\sum F_x = 0 \tag{15}$$

$$F_t - F_t - M_a v_a = 0 \tag{16}$$

$$\sum F_C(\boldsymbol{F}) = 0 \tag{17}$$

$$F_N L_a + F_f h_1 - M_a g L_f - M_a \dot{v}_a (h_2 - h_1) = 0 \tag{18}$$

式中：F_t为牵引车牵引力；F_f为飞机主起落架轮胎的滚动阻力，$F_f = kF_N$，k为后轮滚动阻力系数；F_C为C点的力矩；F_N为地面对飞机主起落架的支撑力；M_a为飞机的质量；L_a为飞机前、主起落架轮胎轴心的水平距离；L_f为飞机重心到飞机前起轮轴的水平距离；h_1为飞机前起落架轮胎中心到地面的距离；h_2为飞机重心到地面的垂直距离；g为重力加速度；v_a为飞机速度。

根据式(15)～式(18)计算可得加速状态下牵引车牵引力大小为

$$F_t = M_a \left[\dot{v}_a + \frac{kgL_f + k\dot{v}_a(h_2 - h_1)}{L_a + kh_1} \right] \tag{19}$$

制动状态下的牵引阻力大小为

$$F_t' = M_a \left[\dot{v}_a - \frac{kgL_f - k\dot{v}_a(h_2 - h_1)}{L_a + kh_1} \right] \tag{20}$$

以牵引系统加速度状态为例，根据式(19)得到牵引系统加速状态下的牵引力理论计算数值，根据Adams中建立的牵引系统仿真模型得到加速状态下牵引力仿真值，比较两者牵引力的差别，对牵引系统的仿真模型的精确性进行验证。文献[9]中选取了425, 350 , 300 mm/s^{2}这3种不同加速度顶推飞机，考虑新牵引滑出方式下的高速、长距离牵引，为减小加速时间，考虑增大牵引系统的加速度，同时由于飞机前起落架纵向力的受力限制(8 165 kg)[16]，也不可使用过大的牵引加速度，因此，本文分别选取300, 450, 600 mm/s^{2}这3种不同加速度牵引飞机，分析加速状态下的牵引力。不同加速状态下的仿真牵引力结果如图7所示，牵引系统加速过程中，轮胎与地面静摩擦力转变为滚动摩擦力，因此，需要施加一个较大的牵引力使飞机由静止状态获得初速度并继续向前运动。稳定加速过程中，在路面不平等外部激励的影响下，机轮与抱轮机构之间产生碰撞，使得牵引力持在一个小范围内波动。

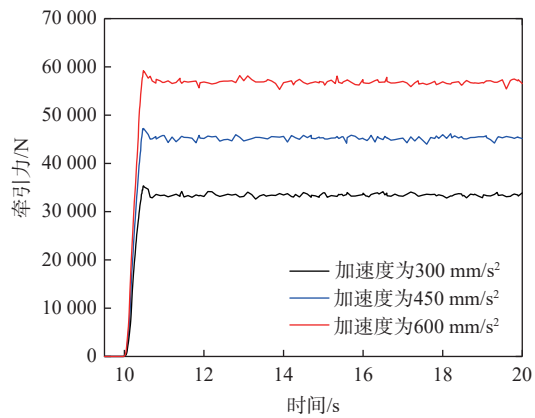


图7 不同加速度牵引力仿真曲线

Fig. 7 Simulation curves of traction force with different accelerations

取加速过程中牵引车牵引力仿真的平均值，其平均值与理论计算值的误差如表4所示。因为计算方法不同，牵引飞机阻力仿真的平均值和计算理论值之间可能存在一定的误差，同时牵引力理论计算值与仿真值的吻合程度较高，在误差允许范围内，对牵引系统仿真模型的精确性进行验证。

表4 牵引车牵引力仿真值与理论值

Table 4 Simulation and theoretical values of traction force of tractor

加速度/(mm·s^{-2})	牵引车牵引力理论计算值/N	牵引车牵引力仿真平均值/N	仿真值与理论值偏差/%
300	33 771.61	33 959.8	0.55
450	45 168.1	45 232.83	0.14
600	56 564.6	56 975.91	0.72

2.2 牵引系统加速状态下运动学特性分析

基于机轮接触模型，分别计算在不同加速状态下牵引力大小，将计算获得的机轮径向受力与径向

形变输入飞机牵引系统运动学仿真模型中。根据 300, 450, 600 mm/s^2 的加速度牵引飞机, 以此分析不同约束力下牵引车与飞机的加速度偏移。

图 8 为机轮两端约束力为 0 N 的初始状态, 图 9 为牵引车与飞机在 300, 450, 600 mm/s^2 状态下牵引车与飞机加速度偏移量。

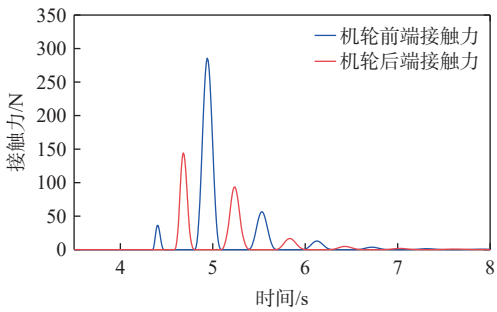
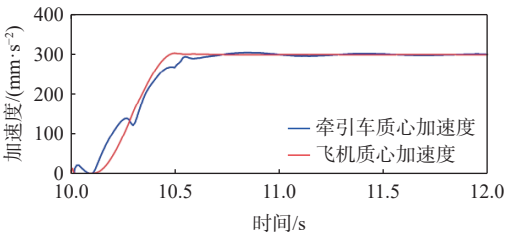
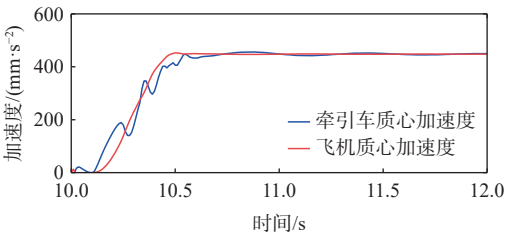


图 8　牵引车与飞机约束力为 0 状态

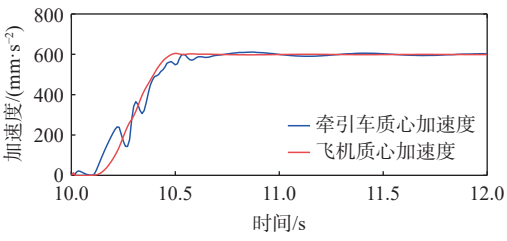
Fig. 8　State where constraint force between tractor and aircraft is 0



(a) 加速度为300 mm/s^2



(b) 加速度为450 mm/s^2



(c) 加速度为600 mm/s^2

图 9　约束力为 0 时牵引车与飞机加速度偏移量

Fig. 9　Acceleration bias of tractor and aircraft when constraint force is 0

约束力大小为 0 是夹紧杆与机轮刚接触便关闭液压缸并让液压缸保持的状态。由于在 Adams 的仿真中初始有一个达到稳定状态的过程, 因此, 在图 8 显示中夹紧杆与机轮在 4～7 s 有不稳定的状态, 在牵引系统开始加速前夹紧杆与机轮之间的约束力保持为 0。图 9 所示的加速度曲线中, 牵引车与飞机的加速度偏移较大, 并且随着牵引加速度的增大, 牵引车与飞机加速度偏移增大。由于飞机的质量比牵引车质量大得多, 因此, 加速度的偏移主要体现在牵引车上, 使得牵引车加速度摆动幅度较大。

通过改变机轮两端的约束力, 使夹紧杆与机轮之间产生初始形变, 这个形变量称为一次形变。牵引车牵引飞机加速的过程, 受到飞机后起落架机轮摩擦力及加速阻力的影响, 机轮将会在一次形变的基础上再次产生形变, 这个形变量称为二次形变。由图 5 中飞机前起落架机轮径向受力与径向形变的非线性的变化规律可知, 当增加飞机前起落架机轮的约束力时, 可减小牵引加速过程中飞机前起落架机轮的二次形变, 进而减小在牵引加速过程中牵引车与飞机之间的加速度偏移。为探究机轮两端约束力的大小与加速状态下牵引车与飞机加速度偏移量的关系, 分别在 0 ～30 000 N 范围内取不同的机轮约束力, 得到不同机轮约束力下牵引车与飞机加速度偏移的变化规律。

在不同初始加速度与不同机轮约束力状态下牵引车与飞机加速度最大偏移量如图 10 所示, 从图 10 中可以看出, 不同加速状态下牵引车与飞机加速度的最大偏移量都随着机轮两端约束力的增大而减小。同时随着约束力的增大, 牵引车与飞机之间加速度最大偏移量的变化率减小, 如在前 10 000 N 时加速度的平均偏移分别为: 4.52, 7.17, 10.27 mm/(s^2·kN), 在 10 000～30 000 N 时加速度的平均偏移分别为 0.66, 0.84, 1.12 mm/(s^2·kN)。结合图 5 分析可知, 机轮两端约束力的增大, 导致机轮一次形变增大, 但机轮形变的变化率减小, 在加速过程中, 即机轮径向受力由于后轮摩擦力等增大时, 机轮的二次形变量及形变量的变化率减小, 因此, 表现为图 10 中牵引车与飞机加速度的偏移量

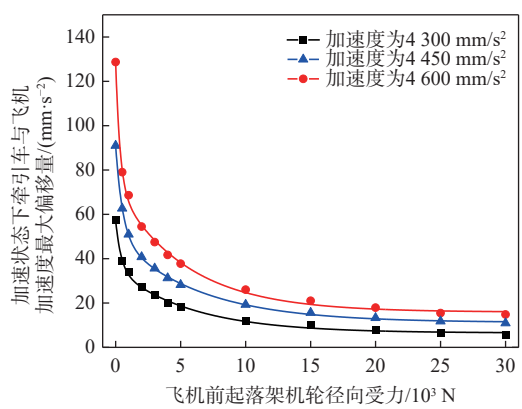


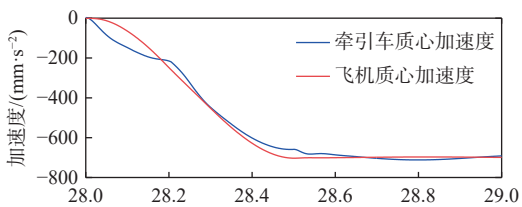
图 10　加速状态下牵引车与飞机加速度最大偏移量

Fig. 10　Maximum acceleration bias of tractor and aircraft under acceleration state

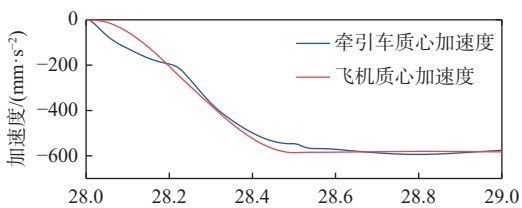
随着机轮两端约束力的增大而减小，同时牵引车与飞机加速度的偏移的变化率随着机轮两端约束力的增大而减小，3种加速度状态下的加速度偏移减小分别为112.77, 79.06, 50.23 mm/s^2。

2.3 牵引系统制动状态下运动学特性分析

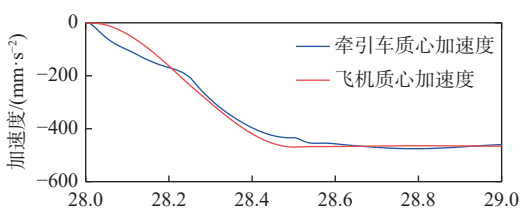
当牵引车牵引飞机到起飞跑道时，系统应缓慢减速直到停止。查阅相关牵引车资料，牵引车在制动过程中所采取的制动力一般不超过牵引车自身质量的60%[8]。由于新牵引滑出方式下牵引系统速度较大，应尽量减小制动时间与制动距离，因此，选取制动力分别为牵引车自身质量的60%、50%、40%进行分析，牵引车质量设为G。图11为牵引车与飞机在机轮两端约束力为0时不同制动力下牵引车与飞机加速度偏移量。



(a) 制动力为60%G



(b) 制动力为50%G



(c) 制动力为40%G

图11 约束力为0时牵引车与飞机加速度偏移量

Fig. 11 Acceleration bias of tractor and aircraft when constraint force is 0

在不同制动力与不同机轮两端约束力状态下牵引车与飞机加速度最大偏移量如图12所示，图12中不同制动力状态下牵引车与飞机加速度最大偏移量都随着机轮两端约束力的增大而减小。

由图12可知，飞机前起落架机轮两端约束力在约10 000 N以下时，增加机轮两端约束力可有效地减小牵引车与飞机在制动状态下的加速度偏移，与加速状态下一致，随着机轮两端约束力的增大，牵引车与飞机之间加速度的最大偏移量的变化率

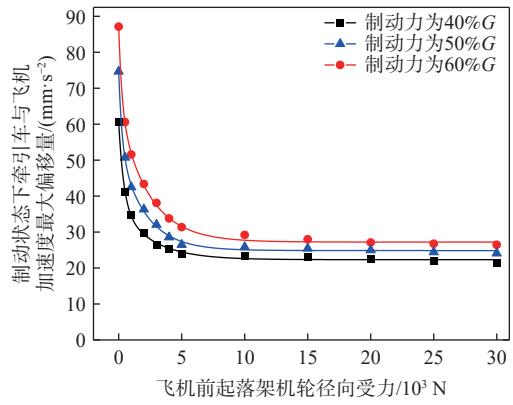


图12 制动状态下牵引车与飞机加速度最大偏移量

Fig. 12 Maximum acceleration bias of tractor and aircraft under braking state

在逐渐减小，分别为60.32, 50.59, 39.044 mm/s^2；但在大约10 000 N后，随着机轮两端约束力的增大，牵引车与飞机加速度最大偏移量的变化率接近0，即当机轮两端约束力大于10 000 N之后，继续加大机轮两端约束力对牵引车与飞机间的加速度偏移产生的影响很小。为将加速状态与制动状态下牵引车与飞机加速度偏移进行比较，根据计算得到3种加速度下牵引车牵引力的大小分别为64 354，51 817，39 281 N，结合已知的牵引车制动力及加速与制动状态下牵引车与飞机的加速度偏移量的变化规律可知：与加速状态下牵引车与飞机加速度偏移相比，增大飞机前起落架机轮两端约束力对在制动状态下的加速度偏移影响很小。

3 结 论

1）飞机前起落架机轮径向受力与径向形变量之间具有较强的非线性关系，对牵引系统的运动特性具有较大影响，因此，在牵引工况中也应重点关注飞机前起落架机轮的约束形变。

2）牵引系统在不同牵引加速状态下，分析飞机前起落架机轮两端约束力对牵引车与飞机加速度偏移量的影响，明确了牵引加速度越大，牵引车与飞机加速度偏移越大；为减小加速度的偏移，从0～30 000 N增大飞机前起落架机轮两端约束力，3种加速度状态下的加速度偏移减小分别为112.77, 79.06, 50.23 mm/s^2；确定了飞机前起落架机轮两端约束力对牵引车与飞机加速度偏移的影响规律。

3）牵引系统在不同制动力状态下，分析飞机前起落架机轮两端约束力对牵引车与飞机加速度偏移量的影响，明确了制动力越大，牵引车与飞机加速度偏移越大，在不同制动力状态下，飞机前起落架机轮两端约束力在小于从0～10 000 N时，3种制

动力状态下加速度偏移量的减小都较为明显, 分别为 60.62, 50.59, 39.044 mm/s^2, 但在大于 10 000 N 时, 其约束力的增大对加速度的偏移影响较小。

参考文献（References）

[1] 许致华, 焦永涛, 洪振宇. 新型无杆飞机牵引车夹持机构[J]. 起重运输机械, 2012, 443(1): 76-80.
XU Z H, JIAO Y T, HONG Z Y. Clamping mechanism of a new type of rodless aircraft tractor[J]. Hoisting and Conveying Machinery, 2012, 443(1): 76-80(in Chinese).

[2] 洪振宇, 许致华, 张志旭, 等. 无杆飞机牵引车机轮举升机构的概念设计与尺度综合[J]. 机械设计, 2013, 30(11): 47-52.
HONG Z Y, XU Z H, ZHANG Z X, et al. Conceptual design and dimensional synthesis of nosewheel lifting mechanism in a towbarless aircraft towing tractor[J]. Journal of Machine Design, 2013, 30(11): 47-52(in Chinese).

[3] 宋贺铮, 于鸿彬. 新型飞机牵引车夹持举升机构运动学分析[J]. 起重运输机械, 2019, 527(1): 119-123.
SONG H Z, YU H B. Kinematics analysis of the clamping and lifting mechanism of new aircraft tractor[J]. Hoisting and Conveying Machinery, 2019, 527(1): 119-123(in Chinese).

[4] 金嘉琦, 戚基艳, 高雪, 等. 无杆式飞机牵引车夹持举升机构设计[J]. 起重运输机械, 2019, 544(18): 53-58.
JIN J Q, QI J Y, GAO X, et al. Design of clamping and lifting mechanism for towbarless aircraft tractor[J]. Hoisting and Conveying Machinery, 2019, 544(18): 53-58(in Chinese).

[5] XING Z W, LV Y, LI J H. Finite element analysis and structure design for chassis of aircraft towbarless tractor[J]. Advanced Materials Research, 2011, 328-330: 690-694.

[6] 朱敏, 刘晖, 陈舒文. 凹坑路面条件下飞机地面牵引载荷的仿真分析[J]. 机械制造与自动化, 2014, 43(2): 94-98.
ZHU M, LIU H, CHEN S W. Simulation analysis of aircraft ground traction load under pit road conditions[J]. Machine Building & Automation, 2014, 43(2): 94-98(in Chinese).

[7] 解本铭, 朱俊伟, 王伟, 等. 飞机无杆牵引车多工况牵引的平顺性仿真及优化[J]. 机械设计与制造, 2020, 356(10): 1-5.
XIE B M, ZHU J W, WANG W, et al. Simulation and optimization of ride comfort on multi-working for aircraft rodless tractor[J]. Machinery Design & Manufacture, 2020, 356(10): 1-5(in Chinese).

[8] 沈圳, 刘晖, 母梦新. 飞机无杆牵引安全技术研究[J]. 南京航空航天大学学报, 2019, 51(6): 819-827.
SHEN Z, LIU H, MU M X. Aircraft towbarless traction safety technology[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2019, 51(6): 819-827(in Chinese).

[9] 王能建, 周丽杰, 刘红博. 甲板上牵引车-直升机系统的稳定性控制[J]. 上海交通大学学报, 2012, 46(7): 1146-1152.
WANG N J, ZHOU L J, LIU H B. Study on stability control for tractor-helicopter system on deck[J]. Journal of Shanghai Jiao Tong University, 2012, 46(7): 1146-1152(in Chinese).

[10] YU M H, GONG X, FAN G W, et al. Trajectory planning and tracking for carrier aircraft-tractor system based on autonomous and cooperative movement[J]. Mathematical Problems in Engineering, 2020, 2020: 6531984.

[11] LIU J, DONG X Z, WANG J Y, et al. A novel EPT autonomous motion control framework for an off-axle hitching tractor-trailer system with drawbar[J]. IEEE Transactions on Intelligent Vehicles, 2020, 6(2): 376-385.

[12] JOHNSTON J S, SWENSON E D. Feasibility study of global-positioning-system-based aircraft-carrier flight-deck persistent monitoring system[J]. Journal of Aircraft, 2010, 47(5): 1624-1635.

[13] 戚基艳, 金嘉琦, 付景顺. 分布式驱动舰载机无杆式牵引车的驱动防滑[J]. 兵器装备工程学报, 2020, 41(9): 210-214.
QI J Y, JIN J Q, FU J S. Acceleration slip regulation of carrier-based aircraft towbarless tractor[J]. Journal of Ordnance Equipment Engineering, 2020, 41(9): 210-214(in Chinese).

[14] 陈舒文, 刘晖, 李福海, 等. 含接触碰撞的飞机地面牵引载荷分析[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2017, 38(11): 1794-1799.
CHEN S W, LIU H, LI F H, et al. Research on aircraft towing load with contact-impact effects[J]. Journal of Harbin Engineering University, 2017, 38(11): 1794-1799(in Chinese).

[15] MU M X, LIU H, CHEN D W. Analysis of effects on the load of nose landing gear by towbarless traction[C]//Proceedings of the IEEE 2nd International Conference on Civil Aviation Safety and Information Technology. Piscataway: IEEE Press, 2020: 762-768.

[16] 李跃明, 李晓云, 柴怡君, 等. 飞机新牵引滑出方式下前起落架动响应分析[J]. 航空学报, 2022, 43(6): 526915.
LI Y M, LI X Y, CHAI Y J, et al. Dynamic response analysis of nose landing gear in aircraft new towing and taxiing mode[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2022, 43(6): 526915(in Chinese).

[17] 母梦新. 无杆牵引对民机前起落架的影响研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2021: 20-21.
MU M X. Study on the influence of rodless traction on the nose landing gear of civil aircraft[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2021: 20-21(in Chinese).

[18] 朱俊伟. 飞机无杆牵引车多工况牵引的动力学分析[D]. 天津: 中国民航大学, 2019: 14-19.
ZHU J W. Dynamic analysis of aircraft towbarless tow vehicles under multi-operating conditions[D]. Tianjing: Civil Aviation University of China, 2019: 14-19(in Chinese).

[19] 沈圳. 飞机无杆牵引安全技术研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2019: 13-21.
SHEN Z. Research on the safety technology of aircraft towbarless traction [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2019: 13-21(in Chinese).

[20] 朱贺, 李静菲. 无杆飞机牵引车转弯牵引工况下的制动稳定性分析[J]. 机械设计, 2020, 37(S1): 72-76.
ZHU H , LI J F. Analysis on braking stability of towbarless towing vehicle under steering and braking[J]. Journal of Machine Design, 2020, 37(S1): 72-76(in Chinese).

[21] LIU C S, ZHANG K, YANG L. Normal force-displacement relationship of spherical joints with clearances[J]. Journal of Computational and Nonlinear Dynamics, 2006, 1(2): 160-167.

[22] ZHU H J, ZHANG B Z, LV X, et al. Optimal chassis suspension design for towbarless towing vehicle for aircraft taxiing[J]. SAE International Journal of Advances and Current Practices in Mobility, 2022, 4(4): 1445-1453.

Kinematic characteristics analysis of vehicle-aircraft towing taxi system considering wheel deformation

LU Xin[1, 2], SUN Yuning[1, 2], TANG Jie[1, 2, *], ZHANG Wei[1, 2]

(1. College of Aeronautical Engineering, Civil Aviation University of China, Tianjin 300300, China;
2. Aviation Special Ground Equipment Research Base, Civil Aviation Administration of China, Tianjin 300300, China)

Abstract: To explore the influence of the restraint relationship between the wheel-holding mechanism and the nose landing gear wheel on the kinematic characteristics of the towing system, this paper established the relationship between the radial force and radial contact deformation of the aircraft nose landing gear wheel based on the Winkler contact model. With the Douglas TBL-180 towbarless aircraft tractor and B737-800 passenger aircraft as reference objects, the kinematic model of the tractor-aircraft system was established, and under the different constraint relationships between the wheel-holding mechanism and the nose landing gear wheel, the change law of the acceleration bias of the tractor and the aircraft under various operating conditions was explored. The results show that the radial force of the nose landing gear wheel has a strong nonlinear relationship with the radial contact deformation, which greatly influences the motion characteristics of the towing system. Under the acceleration and braking states, the increase in the constraint force at both ends of the nose landing gear wheel will reduce the acceleration bias of the tractor and the aircraft. However, under the acceleration state, the increase in the constraint force is the main influencing factor for the decrease in the acceleration bias, and under the braking state, the constraint force has little effect on the acceleration bias when increasing to a certain value (about 10 000 N).

Keywords: towing taxi; nose landing gear wheel; wheel-holding mechanism; Winkler contact model; acceleration bias

Received: 2023-01-31; **Accepted**: 2023-04-07; **Published Online**: 2023-04-21 11:23

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230420.1948.005

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (U2033208); National Natural Science Foundation of China Civil Aviation Joint Key Project (U2233212)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0043

无人机动态撞网回收制导控制方法与飞行试验

王玉杰*，陈清阳，高显忠，邓小龙，侯中喜
(国防科技大学 空天科学学院，长沙 410073)

摘 要：针对舰载固定翼无人机(UAV)动态精确回收过程中的制导控制技术开展研究，提出基于分段策略的舰载无人机精确回收引导方法，完成了动态撞网回收控制系统方案设计与集成测试。通过数值迭代方法预测触网时间实现回收航线的在线规划，在回收中段采用基于引导点的非线性制导算法对航线进行精确跟踪，在回收末段基于经典比例导引及纵横解耦策略设计了三维空间末制导律，实现了针对动基座回收的撞网点精确控制。通过系统仿真和飞行试验证明了分段制导策略与各阶段算法的有效性，结果表明：回收航线规划方法简单有效、适应性强，制导控制算法对于航线的跟踪偏差小于0.5 m，高度控制的稳态精度优于0.5 m，动态撞网回收的末端精度优于0.8 m，各阶段的制导控制精度满足无人机动态撞网需求，所提方法适于工程应用。

关 键 词：舰载无人机；动态撞网回收；航线规划与跟踪；精确制导控制；飞行试验
中图分类号：V249
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2025)02-0487-11

舰载无人机，特别是固定翼无人机，是低风险、高效费比的战场感知平台，能执行空中监视、通信中继、电子对抗、损伤评估等多种任务，可促使舰艇编队作战空间从平面层次、有限空间，发展为平面与空中相结合的立体空间，使其的控制海域得到扩展，进而有效提高水面舰艇的综合、立体作战能力[1]。

受舰船起降平台尺寸、海上平台摇摆及风浪等限制和影响，舰载无人机的起降技术面临巨大挑战，尤其是舰载回收技术，目前常用的回收方式包括滑跑、撞网、伞降、钩绳等[2-3]。回收方式的选择与无人机总体设计、机身/机翼结构设计、舰船特点/约束、测控制导方案等因素有关，其中，撞网回收凭借其便捷性在舰载无人机上应用较多，特别适合于小型后推式固定翼无人机在中小型舰船上回收；Gryte等采用消费级硬件模块，基于卫星差分导航信息实现了无人机动态撞网回收[4]。不论采用何种回收方式，无人机控制系统首先需要获取舰船运动信息，生成基准引导轨迹，并控制无人机实现姿态稳定和精确航线跟踪；而在回收末端，需要针对具体的应用来选择合适的导引与控制方式，以适应高动态条件下的精确末制导需求[5]。

航迹规划是无人系统中的重要组成部分，针对不同的飞行环境、任务设置，航迹规划方法也不尽相同[6]；飞行航线的合理性，一定程度上决定了最终任务成败。针对舰载无人机回收而言，在设计航线时需要考虑无人机的飞行性能及环境约束，设计符合要求的轨迹参数。Yoon等将无人机回收航线分为2个阶段，分别设计了螺旋下滑航迹和基于伪追踪法的制导策略，可完成从任意初始状态至撞网点的航线规划与跟踪，并通过数值仿真进行了初步的验证[7]。Shi等设计了满足固定翼无人机动力学约束的三维Dubins回收航线，可引导无人机实现快速、平稳、精确撞网回收[8]。针对甲板运动和尾流

收稿日期：2023-02-09；**录用日期**：2023-06-09；**网络出版时间**：2023-07-03 08:57
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230630.1657.006
基金项目：国家自然科学基金(52172410,61903369)
*通信作者. E-mail：yjwang@nudt.edu.cn

引用格式：王玉杰，陈清阳，高显忠，等. 无人机动态撞网回收制导控制方法与飞行试验[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：487-497. WANG Y J，CHEN Q Y，GAO X Z，et al. Guidance and control method for dynamic net-recovery of UAV and the flight test verification[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：487-497 (in Chinese).

扰动下的舰载机自动着陆问题，Duan等建立了基于自回归模型的预测算法，以实时更新制导指令[9]。近年来航迹规划问题越来越强调无人机飞行中的实时重规划能力，提出用运动规划来代替路径规划的概念[10]，该思路特别适用于动态着舰/回收环境中的无人机运动规划。

无人机动态回收过程中，要求在各种干扰条件下精确跟踪航迹，这给控制器设计也带来了较大挑战[11]。经典的控制技术仍被广泛采用，设计过程需要进行大量的增益调参和试验来满足系统指标要求，南京航空航天大学研发的翔飞无人机，其纵向控制回路即采用了PID控制方案，实现了低速下滑姿态稳定控制[12]。最优控制能够控制飞机保持低速跟踪下滑轨迹，已在定基座撞网回收实验中得到验证，主要解决了轨迹跟踪控制问题，但是设计中没有考虑着舰环境干扰因素[13]；Misra等研究了无人机着舰过程中低速大迎角飞行时的航线跟踪问题，建立了风场、舰船运动等环境模型，并通过蒙特卡罗仿真评估了控制系统的性能[14]。Stephan等提出一种基于平面度的飞行器制导方法，用于固定翼无人机对三维Dubins航迹的精确跟踪，并通过飞行试验证明了该方法的有效性[15]。Singh等将舰载无人机回收过程建模为动态路径跟随问题，针对纵横解耦的运动方程，分别建立了基于状态相关黎卡提方程的制导律，并开展了稳定性分析和仿真验证[16]。甄子洋提出一种多变量自适应制导控制系统，能够使无人机高精度地跟踪下滑基准轨迹并补偿甲板运动扰动，适合于恶劣环境下舰载无人机自主回收控制[17]。

为实现回收末端的精确控制，常用的策略是采用经典的自寻的制导方法，如追踪法、比例导引等[18-19]。针对强时空约束条件下的高精度末端控制问题，Pravitra等探索了一种伪谱最优控制方法，其规划的航迹可满足位置、速度、姿态等参数的末端约束，适用于固定翼无人机在移动平台降落的场景，但是该方法计算量较大，目前并不能完成实时的在线规划[20]。Chu等针对舰载无人机钩绳回收应用场景，开展了无人机气动构型与控制系统的联合优化设计，提高了控制精度和鲁棒性[21]。随着计算机视觉技术的不断发展和成熟，机载视觉辅助的引导技术得到了众多研究机构和学者的青睐，该方法特别适用于回收末端的导引控制。美国南加州大学开发了AVATAR微型无人机自主着陆系统，使用计算机视觉精确地引导无人机自主降落在指定目标点上[22]。Yang等利用单目视觉实现了自动搜索和任意目标点着陆的能力[23]。Herissé等提出一种利用光流信息的控制器，实现了垂直起降无人机在移动平台上的悬停和起降[24]。韩国航天工程部基于机载视觉的引导着陆方案，实现无人机自主识别目标及尺度，完成相对定位和自主回收[25]。Kim等提出一种基于颜色分割与形态学的图像处理算法，在机载视觉设备上对撞网区域图像特征进行识别，完成了对小型固定翼无人机的引导回收[26]。

国内相关院所对无人机撞网回收技术也进行了深入探索，西北工业大学[27]、北京航空航天大学[19]、南京航空航天大学[28]、厦门大学[29]、湖南大学[30]等单位在撞网回收系统、地面回收装置、制导控制方案、舰载撞网回收技术等方面取得了一系列突破。然而，针对舰船运动条件下的动基座回收制导控制技术还面临较多挑战，例如，当前的无人机航迹规划大多是基于智能搜索算法实现，通常在地面站离线计算完成，并不适用于机载处理器的实时在线规划；另外，在中制导阶段针对回收航线的精确跟踪要求降低稳态误差，而针对末端着网点的控制则要求无人机可以实时响应目标的运动，二者之间应采用不同的控制策略；最后，无人机动态撞网回收系统集成测试和试验应用方面还有待进一步完善。

针对固定翼无人机在运动平台精确回收过程中的制导控制技术难题，本文以动态撞网回收为例，提出基于分段策略的无人机精确回收引导方法，按照任务时序将回收过程分解为回收航线在线规划、航线精确跟踪中制导、动基座回收末端制导等关键阶段，并分别设计了相应的算法，实现了针对动基座回收的末端精确控制，最后，通过系统仿真和飞行试验证明了本文方法的有效性。

1 动态撞网回收控制技术

舰载无人机动态回收过程中对导引控制系统有严格的要求，包括回收姿态、纵向和横向控制精度、回收速度等；与陆上静态回收相比，动态着舰/回收过程类似于移动目标寻的制导，需要更精确的控制，要求无人机从任意位置、任意高度、任意航向都能返回并进场回收，对下滑轨迹及回收点的控制精度要求更高。除末端精确导引外，对无人机回收段的航迹规划和自主控制能力也提出了较高的要求。

本文针对舰载无人机回收航线特点与控制需求，采用分段控制策略，本文方法如图1所示。图中，θ为俯仰角，ψ为偏航角，下标ref表示参考值，$\Delta\theta$和$\Delta\psi$分别为俯仰角偏差和偏航角偏差。首先，规划回收引导航线，无人机基于惯性/卫星制导对其进行跟踪，直至回收末端通过机载视觉测量相对运动，基于卫星导航和图像引导的测量数据，生成包括航向、速度、高度等通道的控制指令，实时调节

无人机与回收网面的相对位置和方向, 使无人机以理想的位姿精确回收。

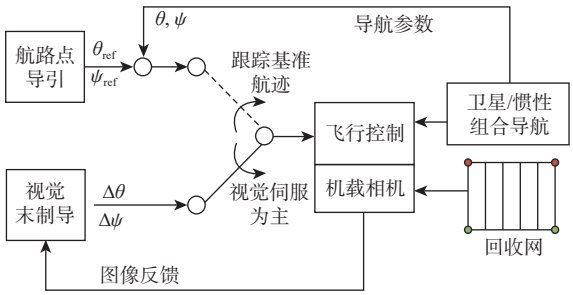


图 1　本文方法

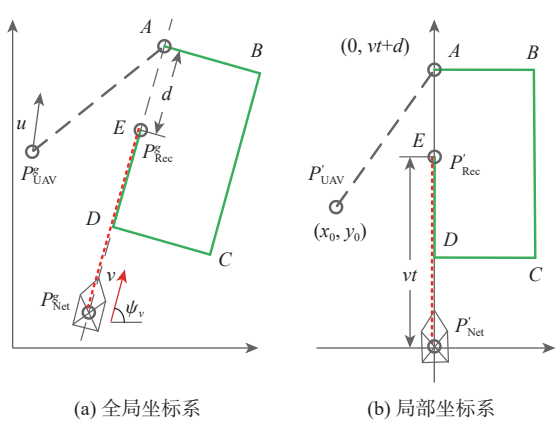
Fig. 1　The proposed method

在各阶段的制导控制过程中, 不依赖单一的导引体制, 而是采用多模复合制导技术。图 1 中的分段制导, 在航线跟踪阶段以惯性/卫星组合导航为主, 在回收末端以视觉导引为主, 其他导引信息作为辅助手段, 实时监测系统的工作状态, 做好故障检测、隔离与系统重构的准备。同时预留与舰载导引系统兼容接口, 如舰载雷达导引等, 通过机载传感器与舰载导引系统相互配合, 进一步提高导航定位精度与预报准确性, 降低安全回收风险。

接下来将依次介绍用于无人机动态撞网回收过程中的航线实时规划、精确跟踪、末端制导等相关方法。

1.1　回收航线实时规划

本文将无人机的回收航线分为转移段和制式回收航线 2 部分, 其中, 制式回收段的航线可依据无人机及舰船的动力学特性进行设计, 包括无人机下滑率、最小转弯半径、舰船的摇摆运动等, 如图 2 所示, 其中, A 点为制式航线切入点, E 点为撞网回收点。本节以二维平面运动为例展示回收航线规划流程, 且各航路点间均以直线航迹(段)连接, 暂不考虑转弯半径等约束。关于制式回收航线的生成方法请参考文献 [31] 课题组前期的相关研究。



(a) 全局坐标系　　(b) 局部坐标系

图 2　回收航线实时规划原理

Fig. 2　Principle of recovery route planning online

假设在开展回收航线规划的时刻, 无人机位置坐标为 P^g_{UAV}, 其中, 上标 g 表示全局坐标系, 飞行速度为 u; 网面位置坐标为 P^g_{Net}, 运动速度为 v, 速度方向为 ψ_v。定义制式回收段的航线为矩形(见图 2), 其长度 $s=\overline{ABCDE}$, 制式航线切入点 A 至撞网回收点 E 的直线距离为 $d=\overline{EA}$, 回收航线的末端 $\overrightarrow{DE}$ 段沿 ψ_v 方向, 即无人机从网面运动的后方撞网回收。在实际舰载回收应用中, 通常要求舰船逆风运动。

以当前时刻网面的位置为原点, 以其速度方向为纵轴, 建立局部坐标系, 无人机当前时刻的坐标为 $P^l_{\mathrm{UAV}}=(x_0,y_0)=C^l_g(P^g_{\mathrm{UAV}}-P^g_{\mathrm{Net}})$, 如图 2(b) 所示。

假设在 t 时间后, 无人机到达网面位置, 则回收点的位置坐标为 $P^l_{\mathrm{Rec}}=(0,vt)$, 回收航线切入点 A 的位置坐标为 $P^l_{\mathrm{A}}=(0,vt+d)$, 上标 l 表示局部坐标系。无人机在 $0\to t$ 时间段内飞行的距离为

$$ut=\sqrt{(vt+d-y_0)^2+x_0^2}+s \qquad t\geqslant s/u \tag{1}$$

针对式(11), 可采用迭代法求解触网时间 t, 令 $k=0, t_0=0$, 将式(1)整理为

$$t_{k+1}=\left[\sqrt{(vt_k+d-y_0)^2+x_0^2}+s\right]\Big/u \tag{2}$$

经过 10 步左右的迭代后, 触网时间的估计精度将优于 0.01 s。求出参数 t 后, 即可获得回收点的位置坐标, 并进一步得到各航路点在局部坐标系和全局坐标系中的位置, 即完成回收航线的实时规划。

该方法计算精度高、收敛速度快, 适用于任意形式的预设回收航线, 只需要确定制式回收航线切入点 P^l_{A} 与撞网点 P^l_{Rec} 的相对位置关系, 以及回收航线的总长度 s 即可, 对于回收航线的形状并无任何特殊要求, 同样适用于三维航迹规划。

1.2　航线精确跟踪中制导方法

精确的航线跟踪对于狭小空间内的起降、集群编队飞行、多机依次回收等具有重要意义。为实现回收航线的精确跟踪, 采用基于引导点的非线性制导方法, 当无人机与期望航迹存在侧偏距 d_{cr} 时, 利用引导点生成侧向加速度指令, 引导无人机趋近期望航迹, 如图 3 所示。

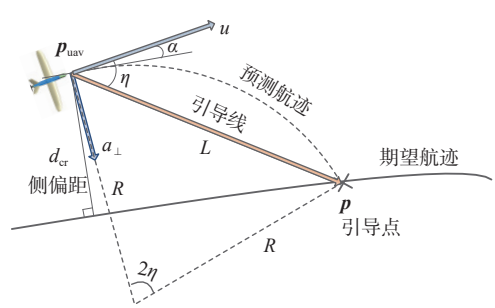


图 3　非线性制导方法几何示意图

Fig. 3　Geometric sketch of nonlinear guidance method

定义引导点$\boldsymbol{p}$位于期望航迹上，其与无人机$\boldsymbol{p}_{\text{uav}}$之间的距离为引导线长度$L$，期望航迹与无人机速度矢量的夹角为$\alpha$，无人机至引导点的矢量方向与无人机速度矢量方向的夹角为η，则引导点$\boldsymbol{p}$的坐标满足以下条件：

$$\begin{cases} |\boldsymbol{p}_{\text{uav}}-\boldsymbol{p}|=L \\ \eta\leqslant\pi/2 \qquad |\alpha|\leqslant\pi/2 \\ \eta>\pi/2 \qquad |\alpha|>\pi/2 \end{cases} \tag{3}$$

式中：在每个制导周期内，采用圆周运动近似无人机飞向引导点的期望航迹，转弯半径为R，则期望的侧向加速度$a_\perp$为

$$a_\perp=u^2/R=2u^2\sin\eta/L \tag{4}$$

关于不同引导长度L对应的制导效果，请参考文献[32]。无人机采用倾斜转弯(bank to turn, BTT)的控制模式，根据协调转弯原理，期望的滚转角指令为

$$\phi_{\text{c}}=\arctan\frac{a_\perp}{a_g}=\arctan\frac{2u^2\sin\eta}{a_gL} \tag{5}$$

式中：a_g为重力加速度。在纵向平面内，期望的俯仰角指令θ_{c}由当前的高度偏差给出。

无人机的制导控制框架如图4所示，基于连续闭环的思想设计制导控制器。图中，a_{lat}和a_{lon}分别为横侧向和纵向的加速度指令。

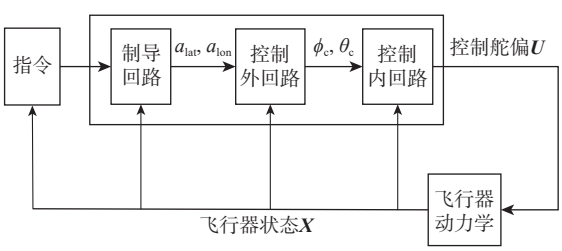


图4 无人机制导控制框架

Fig. 4 Architecture of UAV guidance and control

制导回路主要负责处理无人机实时位置/航向与控制指令的偏差，并产生所需的加速度指令。控制回路分为外环控制和内环控制，在外环控制中，根据侧向和纵向过载指令计算所需的滚转角和俯仰角；在此基础上，通过内回路控制生成相应的副翼、升降舵等舵偏指令，控制无人机获得所需的飞行姿态。在此过程中，油门速度通道持续运行以维持所需的空速。

1.3 末端制导控制方法

在无人机动态撞网回收的末端，采用经典的自寻的制导方法，引导无人机接近运动中的网面。以二维平面运动为例，如图5(a)所示。

无人机与网面的相对运动方程为

$$\begin{cases} \dot r=v\cos\eta_{\text{T}}-u\cos\eta \\ r\dot q=u\sin\eta-v\sin\eta_{\text{T}} \\ q=\sigma+\eta=\sigma_{\text{T}}+\eta_{\text{T}} \end{cases} \tag{6}$$

式中：u和v分别为无人机和网面的运动速度；r为二者之间的相对距离；q为目标视线(line of sight, LOS)角度，即目标视线与参考方向的夹角；σ和σ_{T}分别为无人机和网面的运动方向；η和η_{T}分别为无人机和网面的速度前置角。

选择比例导引(proportional navigation, PN)作为撞网末端的制导方法，其具有简单有效的特点，表达式为

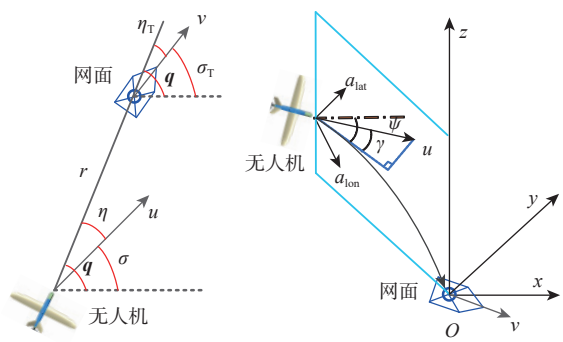
$$\dot\sigma=N\dot q \text{ 或 } a_\perp=Nu\dot q \tag{7}$$

式中：N为比例导引系数；$\dot q$为视线角速率。

对于在三维空间中运动的无人机，如图5(b)所示，将比例导引律分别应用于其横侧向和纵向通道，可得

$$\begin{cases} \dot q_{\text{lat}}=-\sin(\psi)\dot q_x+\cos(\psi)\dot q_y \\ \dot q_{\text{lon}}=\sin(\gamma)(\cos(\psi)\dot q_x+\sin(\psi)\dot q_y)+\cos(\gamma)\dot q_z \end{cases} \tag{8}$$

式中：$\boldsymbol{q}=[q_x,q_y,q_z]$表示视线角矢量在惯性系内的3个分量；$\psi$和$\gamma$分别为无人机的偏航角和航迹角；$\dot q_{\text{lat}}$和$\dot q_{\text{lon}}$表示视线角速率在横侧向和纵向平面的分量。



(a) 平面内制导原理 (b) 三维空间末制导

图5 撞网末端制导原理

Fig. 5 Terminal guidance principle of net-recovery

在横侧向通道和纵向通道分别应用比例导引律可得末制导指令：

$$\begin{cases} a_{\text{lat}}=N_1u\dot q_{\text{lat}} & |a_{\text{lat}}|\leqslant a_{\text{lat}}^{\max} \\ a_{\text{lon}}=N_2u\dot q_{\text{lon}} & |a_{\text{lon}}|\leqslant a_{\text{lon}}^{\max} \end{cases} \tag{9}$$

式中：N_1和N_2分别为横侧向和纵向的比例导引系数；$a_{\text{lat}}^{\max}$和$a_{\text{lon}}^{\max}$为加速度指令的最大限幅。

在末制导阶段无人机的制导控制框架与中制导阶段相同，如图4所示，在此不再赘述。

2 仿真分析

在仿真分析过程中，定义制式的回收航线为矩

形航线, 如图 6 所示, 其中 $\overline{AB}=300$ m, $\overline{BC}=600$ m, $d=\overline{EA}=100$ m, $s=\overline{ABCDE}=1\,700$ m, d和s的定义请参考式 (1)。

假设在开展回收航线规划的时刻, 网面坐标为(0,0), 向正北方向运动, 即ψ_v=0, 网面速度$v=5$ m/s, 无人机位置坐标为(−100,0), 飞行速度$u=30$ m/s。基于式(2)进行迭代求解, 即可得到预期的触网时间t=72.43 s, 因此, 在局部坐标系中, 预测撞网点的坐标为$P_{\mathrm{Rec}}^{l}=(0,\ vt)=(0,\ 362.15\ \mathrm{m})$。回收航线实时规划结果如图 6 所示, 图中, 红色虚线为预测的网面轨迹, 灰色实线为规划的无人机回收航线。

值得说明的是, 在规划回收航线时, 可以根据需要在其中加入最小转弯半径约束、转移过程中采用 Dubins 轨迹来代替直线航迹、引入风场模型、三维空间中采用时变的飞行速度(如爬升、下滑阶段)等模型, 通过对式(1)和式(2)进行相应的修改, 然后, 基于迭代的方法求解。

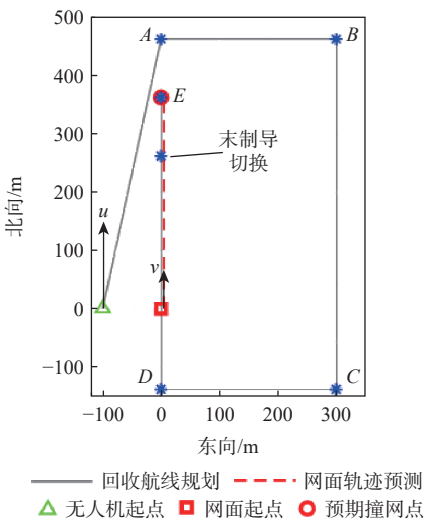
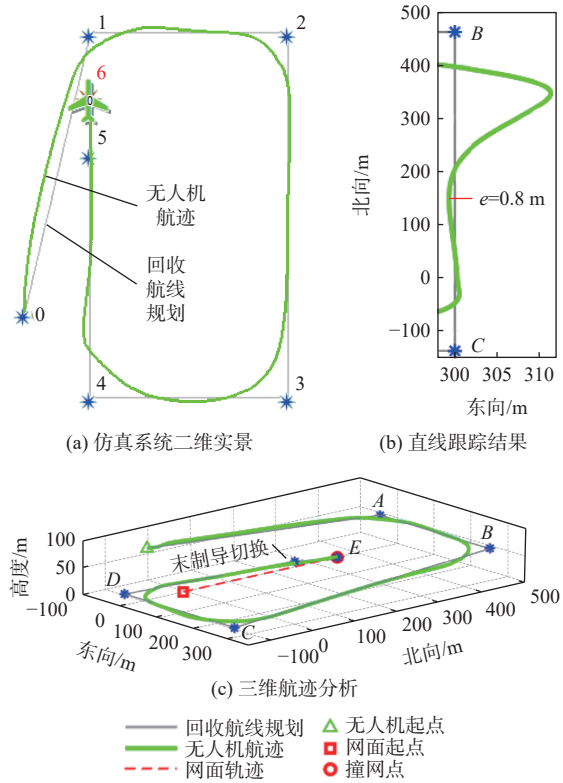


图 6　回收航线实时规划结果

Fig. 6　Result of recovery route planning on line

为验证本文提出的三维航线精确跟踪方法, 将上述二维航路点加入高度参数, 假设初始时刻无人机相对网面的高度为 60 m, 航路点 A～航路点 E 的高度分别为 60, 60, 20, 20, 0 m。基于 1.2 节提出的制导控制框架及非线性制导方法实现回收航线的跟踪控制, 无人机动态撞网回收仿真结果如图 7 所示。

在无人机六自由度仿真系统中, 航路点的编号以阿拉伯数字表示, 如图 7(a) 所示, 图中展示了仿真系统输出的实景画面, 绿色曲线为无人机实际飞行轨迹, 灰线折线为规划的回收航线。其中, 0 点为无人机起点, 1 点为制式回收航线切入点, 5 点为末制导切换点, 6 点为撞网回收点。结果表明, 无人机对于直线航迹(含下滑航迹)的稳态跟踪精度优于 1 m, 如图 7(b) 所示, 验证了非线性制导方法的有效性。



(a) 仿真系统二维实景　(b) 直线跟踪结果

(c) 三维航迹分析

图 7　无人机动态撞网回收仿真结果

Fig. 7　Simulation results of UAV dynamic net-recovery

需要注意的是, 仿真案例中规划的回收航线并未考虑无人机的动力学特性, 导致在转弯处的侧向偏差较大, 在实际规划航路时, 应考虑无人机的最小转弯半径等约束, 详见第 3 节中的飞行试验方案设计。

为充分验证中制导阶段的航线精确跟踪效果, 在仿真系统中将本文提出的非线性制导方法与经典 PID 控制进行了对比分析, 结果表明, 二者针对直线航迹的稳态跟踪精度相当(均为 1 m 左右); 然而, 在针对曲线(如圆盘旋航线)跟踪的场景中, 同时引入随机风场模型, 非线性制导方法的航迹跟踪偏差(约 1.5 m)明显小于 PID 方法的偏差(约 2 m); 仿真结果表明了基于引导点的非线性制导方法具有更高的制导精度和鲁棒性。

在撞网回收的末端, 切换至式(9), 不再跟踪直线航迹。仿真中的切换条件设为无人机至网面的距离小于 100 m, 对应于视觉导航系统的工作距离, 图 7 中已标出末制导切换的位置。仿真结果表明, 若不考虑视觉导航系统的误差, 则最终的撞网点控制精度优于 0.1 m, 如图 8 所示, 表明了末制导方法的有效性。

进一步地, 在引入视觉导航误差后, 则撞网偏差随着导航误差的增加也不断增大; 若视觉导航系统输出的无人机相对网面的实时定位偏差小于 5%L, L 为无人机至网面的距离, 则最终的撞网点偏

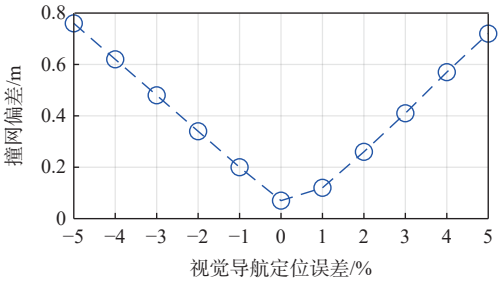


图 8 撞网偏差随末端导航精度的变化

Fig. 8 Relationship between net-recovery deviation and navigation accuracy

差小于 0.8 m(见图 8),满足撞网回收控制精度要求。

3 动态撞网回收试验

3.1 飞行试验方案设计

动态撞网回收试验系统的硬件部分主要由无人机、车载撞网、地面站(包含通信链路、实时动态差分 (real-time kinematic, RTK) 基站等模块)组成,其总体架构如图 9 所示。



图 9 动态撞网回收试验系统组成

Fig. 9 Composition of flight test system for dynamic net-recovery

选择泡沫模型机作为飞行验证的基础平台,其常规的起降方式为手掷起飞、擦地回收,具备多次重复起降的能力,飞行成本低廉。该无人机起飞质量为 2.5 kg,机身长度为 0.96 m,翼展为 1.88 m。机载飞控系统为课题组自研的 RX-0301 自驾仪,已集成了微惯性测量单元、空速、气压高度、GNSS(UBLOX, F9P)等导航模块,F9P 模块实时接收地面的差分数据,并输出高精度的导航数据(定位精度优于 2 cm)。需要特别说明的是,本次试验中无人机上未集成视觉导引模块,在末制导阶段使用 GNSS-RTK 信息生成虚拟的视觉导引数据。

车载撞网的网面大小为 4 m(宽)×4 m(高),竖直安装于卡车车厢,且垂直于车身纵轴线,网面具有一定缓冲能力,预期撞网点相对地面的高度为 4 m,如图 9 所示。卡车上安装双天线 GNSS 定位定向模块(和芯星通,UB482),实时测量网面的精确位置、速度和航向;2 个 GNSS 天线沿卡车纵轴线安装,主天线位于网面正下方,辅天线位于车头,采用磁吸底座吸附在车上,用皮尺测量主天线至网心的高度差,用于实时计算撞网点的高度。RTK 差分基站同时给机载自驾仪和车载导航设备发送卫星差分数据,如图 9 所示。

网面的运动数据通过电台同时发送至地面站和自驾仪,地面站读取网面的实时位置(经纬高)、运动速度、网面的朝向(若不考虑车辆的侧滑和安装误差,则速度方向和网面朝向是相同的;但是考虑到着舰的应用场景,速度方向和网面朝向均予以保留),同时预留出高度偏差修正的接口,用于误差补偿或主动拉偏高度(见 3.2 节中的空中模拟撞网回收),自驾仪实时接收并更新网面运动信息。

针对飞行试验设计的制式回收航线与第 2 节仿真中的航线(见图 6)轮廓大致相同,但做了针对性的改进,主要是将航线 $\overline{CD}$ 段由直线改为以 CD 为直径的半圆弧,通过圆弧 $\overset{\frown}{CD}$ 过渡后,无人机对准网面。制式回收航线的参数如下:$\overline{AB}=300$ m,$\overline{BC}=600$ m,$\overset{\frown}{CD}=471$ m,$\overline{DE}=400$ m,$d=\overline{EA}=200$ m,$s=\overline{ABCDE}=1\,771$ m,制式回收航线的轮廓请参考 3.3 节中的飞行试验航迹。

3.2 飞行试验过程

为确保安全飞行,本次试验过程共分 3 个阶段,依次验证相关软硬件系统及核心算法,待前一阶段确认合格后再进入下一试验阶段。

1) 动态撞网回收航线规划。为确保规划算法生成的回收航线符合预期,以避免无人机飞出安全区域,飞行试验中的航线规划均在地面站完成,并由操作员预览航线并确认无误后再发送至无人机。试验过程中,无人机在空中沿四边形航线正常巡航,飞行速度为 18～25 m/s 之间;车载撞网系统依次朝向东、南、西、北 4 个方向行驶,速度保持在 0～5 m/s 之间,精确的速度、位置等参数由车载 GNSS 定位定向模块测量。地面站实时接收无人机飞行参数及网面运动信息,基于式(2)预测撞网时刻,并生成回收航线。结果表明,所生成的回收航线均符合预期,且与第 2 节的仿真结果相一致。

2) 空中模拟撞网回收。在试验初期,通过主动拉偏网面高度(见 3.1 节中的试验方案设计),控制无人机在网面上方 10 m 高度做虚拟撞网回收,待确认精度及可靠性符合要求后再开展实际的撞网

回收试验。考虑到飞机的翼展接近 2 m(无人机翼展为 1.88 m), 网面宽度为 4 m, 因此, 要求撞网点的控制精度优于 1 m。

试验过程中, 由地面站实时生成回收航线, 并发送至无人机, 无人机对此航线进行跟踪控制。当无人机对准虚拟的网面(真实网面上方 10 m)且距网面小于 100 m 时, 切换至末制导模式, 引导无人机飞向目标点。到达虚拟撞网点后, 无人机复飞进入巡航模式, 重复进行空中模拟回收测试, 如图 10 所示。本阶段共开展了 5 次空中模拟回收飞行试验, 所有架次的模拟撞网点精度均优于 0.8 m, 满足精确回收要求; 同时充分验证了导航、通信、飞控、飞行平台等软/硬件系统的可靠性。

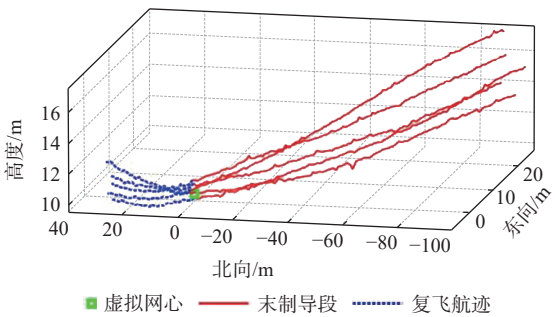


图 10　空中模拟撞网回收试验结果

Fig. 10　Results of simulated aerial recovery test

3) 车载动态撞网回收。经过前 2 个阶段的试验, 已确认无人机具备动态撞网回收能力, 进入实际的车载撞网回收阶段。无人机手掷起飞与动态撞网回收过程如图 11 所示。

受空域及场地限制, 在此阶段, 卡车以较低的速度前行(速度约为 1 m/s)。在 $t_0 = 0$时刻, 无人机手掷起飞, 迅速爬升至 100 m 高度开始巡航; 地面站在 $t = 107.2$ s时刻生成回收航线并发送至自驾仪, 无人机切换为自主撞网回收模式, 随后沿回收航线飞行并对准网面; 在 $t = 195$ s时刻, 无人机距离网面 100 m, 切换为“末制导撞网控制”模式, 引导无人机飞向网面; 在 $t_f = 200.3$ s时刻, 无人机成功撞网回收。

图 11 中的 4 幅照片对应的时刻分别如图题所示, 其中, $t_0 = 0$表示手掷起飞时刻, $t_f = 200.3$ s表示撞网时刻。从几幅图中车轮的位置可以确认车辆在向前运动。试验结果表明, 无人机准确飞入网面, 验证了本文方法的有效性。

3.3　试验结果分析

车载动态撞网回收试验中无人机飞行航迹如图 12 所示。

图 12 中以无人机起飞点为坐标原点。无人机起飞后, 盘旋爬升至 100 m 高度开始巡航飞行, 其



(a) 手掷起飞t_0=0



(b) t_f−0.8 s



(c) t_f−0.4 s



(d) t_f撞网时刻

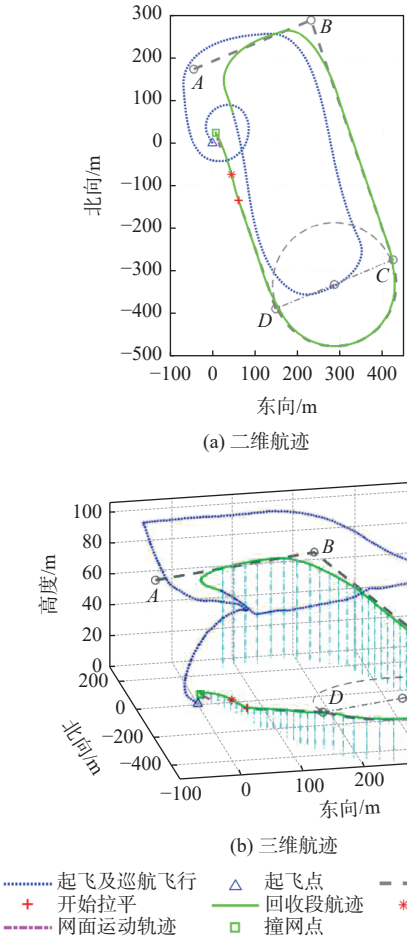
图 11　无人机手掷起飞与动态撞网回收实景

Fig. 11　Live images of UAV hand launching and dynamic net-recovery

航迹如图中的蓝色点线所示。在 $t = 107.2$ s时刻, 无人机收到地面站发送的回收指令及回收航线, 切换至自主撞网回收模式, 回收段的航迹如图中的绿色实线所示。试验过程中网面的运动轨迹如图中的洋红色点划线所示。

由于航点 B 下方有高压电线、航点 D 附近有树木, 在综合考虑回收航线上的风险因素后, 设置 A、B 航路点相对网面的高度为 60 m, C、D 航路点相对网面的高度为 20 m。基于无人机和网面的实时运动参数, 地面站生成的回收航线如图 12 中的灰色虚线所示。三维航迹图中的青色点划线示意了无人机的飞行高度, 其随时间的变化过程请参考图 13(a)。

无人机制导控制精度分析结果如图 13 所示, 图中标示了无人机到达航路点 B、C、D 的时刻。无人机进入回收航线后, 基于式(5)对 BC 段及之后的航线进行精确跟踪($t_B = 119$ s至$t_* = 195$ s); 对于航



(a) 二维航迹

(b) 三维航迹

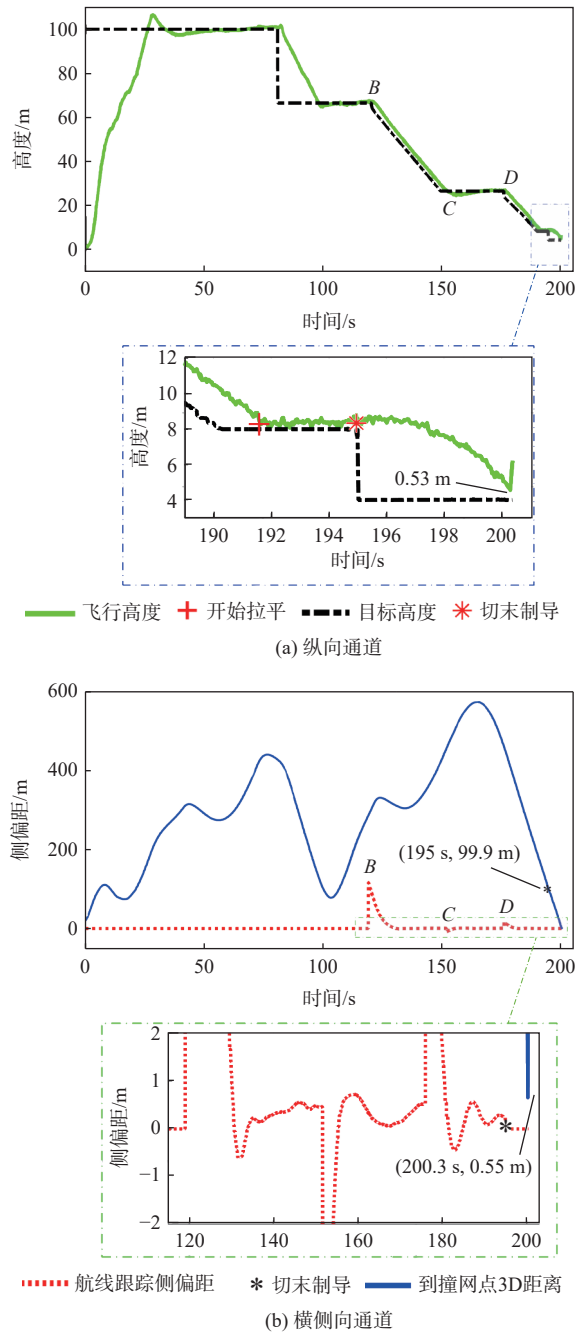
图 12 无人机动态撞网回收飞行试验航迹

Fig. 12 Flight trajectory of UAV in dynamic net-recovery test

点 B 之前的航线，仅控制机头朝向航路点即可，不要求跟踪直线航迹，从而实现从任意位置均可顺利切入回收航线，避免无人机做较大的机动。

图 13 中纵向通道和横侧向通道的控制结果表明：在水平直线飞行或等高盘旋飞行时，无人机对于高度的稳态跟踪精度优于 0.5 m；横侧向方面，无人机在跟踪直线或圆形航线时的稳态侧向偏差小于 0.5 m，验证了精确航线跟踪控制方法的有效性。值得说明的是，图 13(b)中侧偏距曲线在 B、C、D 点处的突变是由于航路点的切换引起的，而实际的跟踪效果可以参考图 12(a)。

无人机沿回收航线 $\overset{\frown}{CD}$ 段圆弧过渡后，开始对准网面并缓慢下滑，为避免无人机受扰后下滑过快而产生触地(触海)风险，控制其下滑至网面上方 4 m 高度后开始拉平($t_+ = 191.6$ s)，此时无人机相对地面的高度为 8 m，之后保持高度飞行至末制导阶段，如图 12 及图 13(a)所示($t_+ = 191.6$ s至 $t_* = 195$ s)。在无人机进入末制导阶段之前，若控制偏差超出预期，则自动进入复飞模式，目标航路点切换为航路点 A，继续下一轮自主撞网回收。



(a) 纵向通道

(b) 横侧向通道

图 13 无人机制导控制精度分析

Fig. 13 The analysis results of guidance and control accuracy

在 $t = 195$ s时刻，无人机距离网面 100 m，切换为“末制导撞网控制”模式，使用 GNSS-RTK 信息生成虚拟的视觉导引数据，基于式(9)引导无人机飞向网面。在 $t_f = 200.3$ s时刻，无人机成功撞网回收。最终撞网点的高度偏差为+0.53 m(上偏)，横向偏差为+0.15 m(右偏)，撞网点控制总偏差为 0.55 m，已在图 13 中标出，试验结果证明了末端精确制导方法的有效性。

4 结 论

1) 本文提出基于分段控制策略的舰载无人机

精确回收引导方法, 完成了动态撞网回收控制系统方案设计及集成测试; 通过系统仿真和飞行试验证明了本文方法的有效性。

2) 基于飞行器动力学特性及环境约束设计了无人机回收段制式航线, 通过数值迭代方法实时预测触网时间并生成回收航线, 该方法求解简单、适应性强。

3) 基于连续闭环思想设计了制导控制器, 采用非线性制导方法实现了回收航线的精确跟踪, 对于直线和圆盘旋航迹的跟踪偏差小于 0.5 m, 高度控制的稳态精度优于 0.5 m。

4) 采用经典比例导引及纵横解耦控制策略设计了三维空间末制导方法, 系统仿真及 5 次空中模拟回收试验中的末端精度均优于 0.8 m, 在最终车载动态撞网回收时, 撞网点控制偏差为 0.55 m。

本文研究可有效支撑舰载固定翼无人机动态精确回收的工程化应用。下一步研究中, 考虑引入机载视觉传感器, 用于提高末制导阶段的撞网控制精度与可靠性; 同时, 针对舰载无人机回收还需建立舰船的运动特性模型, 对比分析不同控制方法的有效性。

参考文献 (References)

[1] 梁天骄, 陈晓明, 杨朝旭, 等. 舰载无人机滑行轨迹控制方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(2): 289-296.
LIANG T J, CHEN X M, YANG Z X, et al. Trajectory control method for unmanned carrier aircraft taxiing[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(2): 289-296 (in Chinese).

[2] GAUTAM A, SUJIT P B, SARIPALLI S. A survey of autonomous landing techniques for UAVs[C]//Proceedings of the International Conference on Unmanned Aircraft Systems. Piscataway: IEEE Press, 2014: 1210-1218.

[3] 谭立国, 杨小艳, 宋申民, 等. 面向小型舰船的固定翼无人机海上回收方法综述[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2019, 51(10): 1-10.
TAN L G, YANG X Y, SONG S M, et al. An overview of marine recovery methods of UAV for small ships[J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2019, 51(10): 1-10(in Chinese).

[4] GRYTE K, SOLLIE M L, JOHANSEN T A. Control system architecture for automatic recovery of fixed-wing unmanned aerial vehicles in a moving arrest system[J]. Journal of Intelligent & Robotic Systems, 2021, 103(4): 73.

[5] 沈林成, 孔维玮, 牛轶峰. 无人机自主降落地基/舰基引导方法综述[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(2): 187-196.
SHEN L C, KONG W W, NIU Y F. Ground-and ship-based guidance approaches for autonomous landing of UAV[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(2): 187-196(in Chinese).

[6] ROBERGE V, TARBOUCHI M, LABONTE G. Comparison of parallel genetic algorithm and particle swarm optimization for real-time UAV path planning[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2012, 9(1): 132-141.

[7] YOON S, KIM H J, KIM Y. Spiral landing trajectory and pursuit guidance law design for vision-based net-recovery UAV[C]//Proceedings of the AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference. Reston: AIAA, 2009.

[8] SHI H Y, LU Y F, HOU Z X, et al. 3D dubins net-recovery path planning for fixed wing UAV[C]//Proceedings of the 30th Chinese Control and Decision Conference. Piscataway: IEEE Press, 2018: 604-610.

[9] DUAN H B, CHEN L, ZENG Z G. Automatic landing for carrier-based aircraft under the conditions of deck motion and carrier airwake disturbances[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2022, 58(6): 5276-5291.

[10] QUAN L, HAN L X, ZHOU B Y, et al. Survey of UAV motion planning[J]. IET Cyber-Systems and Robotics, 2020, 2(1): 14-21.

[11] 刘宪飞, 王勇, 张代兵. 高抗扰高精度无人机着舰纵向飞行控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(9): 1891-1899.
LIU X F, WANG Y, ZHANG D B. High-immunity high-precision longitudinal flight control for UAV's carrier landing[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(9): 1891-1899(in Chinese).

[12] WANG S, ZHEN Z Y, JIANG J, et al. Flight tests of autopilot integrated with fault-tolerant control of a small fixed-wing UAV[J]. Mathematical Problems in Engineering, 2016, 2016: 2141482.

[13] YOU D I, JUNG Y D, CHO S W, et al. A guidance and control law design for precision automatic take-off and landing of fixed-wing UAVs[C]//Proceedings of the AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference. Reston: AIAA, 2012.

[14] MISRA G, GAO T Y, BAI X L. Modeling and simulation of UAV carrier landings[C]//Proceedings of the AIAA Aviation 2019 Forum. Reston: AIAA, 2019.

[15] STEPHAN J, PFEIFLE O, NOTTER S, et al. Precise tracking of extended three-dimensional dubins paths for fixed-wing aircraft[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2020, 43(12): 2399-2405.

[16] SINGH M, JETLEY P, SINGHAL A, et al. State-dependent Riccati equation-based UAV path following guidance for shipborne net recovery[J]. Unmanned Systems, 2024, 12(4): 749-761.

[17] 甄子洋. 舰载无人机自主着舰回收制导与控制研究进展[J]. 自动化学报, 2019, 45(4): 669-681.
ZHEN Z Y. Research development in autonomous carrier-landing/ship-recovery guidance and control of unmanned aerial vehicles[J]. Acta Automatica Sinica, 2019, 45(4): 669-681(in Chinese).

[18] 刘长秀, 陈欣, 李春涛. 一种舰载无人机动态撞网回收控制器设计[J]. 电光与控制, 2016, 23(7): 64-69.
LIU C X, CHEN X, LI C T. Controller design of dynamic net recovery for UAV[J]. Electronics Optics & Control, 2016, 23(7): 64-69 (in Chinese).

[19] CHEN J T, WANG Y. The guidance and control of small net-recovery UAV[C]//Proceedings of the Seventh International Conference on Computational Intelligence and Security. Piscataway: IEEE

Press, 2011: 1566-1570.

[20] PRAVITRA J, CLARKE J P B, JOHNSON E N. Landing a fixed-wing UAV on a moving platform: A pseudospectral optimal control approach[C]//Proceedings of the AIAA Aviation 2019 Forum. Reston: AIAA, 2019.

[21] CHU L L, GU F, DU X T, et al. Aerodynamic configuration and control optimization for a novel horizontal-rope shipborne recovery fixed-wing UAV system[J]. Aerospace Science and Technology, 2023, 137: 108253.

[22] SARIPALLI S, MONTGOMERY J F, SUKHATME G S. Vision based autonomous landing of an unmanned aerial vehicle[J]. Procedia Engineering, 2002, 38: 2250-2256.

[23] YANG S W, SCHERER S A, ZELL A. An onboard monocular vision system for autonomous takeoff, hovering and landing of a micro aerial vehicle[J]. Journal of Intelligent & Robotic Systems, 2013, 69(1): 499-515.

[24] HERISSÉ B, HAMEL T, MAHONY R, et al. Landing a VTOL unmanned aerial vehicle on a moving platform using optical flow[J]. IEEE Transactions on Robotics, 2012, 28(1): 77-89.

[25] HUH S, SHIM D H. A vision-based landing system for small unmanned aerial vehicles using an airbag[J]. Control Engineering Practice, 2010, 18(7): 812-823.

[26] KIM H J, KIM M, LIM H, et al. Fully autonomous vision-based net-recovery landing system for a fixed-wing UAV[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2013, 18(4): 1320-1333.

[27] 张怡, 张玉琢. 无人机撞网回收末制导系统的研究[J]. 西北工业大学学报, 1997, 15(4): 607-612.
ZHANG Y, ZHANG Y Z. On recovering rpv with net system in China[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 1997, 15(4): 607-612(in Chinese).

[28] WANG K, SUN C, JIANG Y. Research on adaptive guidance technology of UAV ship landing system based on net recovery[J]. Procedia Engineering, 2015, 99: 1027-1034.

[29] ZHANG D J, YANG N, WU L N, et al. A kind of moving net recovery technology for unmanned aerial vehicle[C]//Proceedings of the International Conference on Information and Communications Technologies, London: IET, 2015: 1-5.

[30] 文桂林, 文登, 尹汉锋, 等. 某无人机撞网回收系统动力学仿真[J]. 湖南大学学报 (自然科学版), 2011, 38(10): 34-38.
WEN G L, WEN D, YIN H F, et al. Dynamic simulation of net-recovery system for unmanned aerial vehicle[J]. Journal of Hunan University (Natural Sciences), 2011, 38(10): 34-38(in Chinese).

[31] 梁智韬, 王鹏, 侯中喜, 等. 一种无人机自主撞网回收航线的自动生成方法和装置: CN114049798A[P]. 2022-02-15.
LIANG Z T, WANG P, HOU Z X, et al. A kind of automatic path generation method and device for UAV autonomous net-recovery: CN114049798A[P]. 2022-02-15(in Chinese).

[32] 李樾, 陈清阳, 侯中喜. 自适应引导长度的无人机航迹跟踪方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(7): 1481-1490.
LI Y, CHEN Q Y, HOU Z X. Path following method with adaptive guidance length for unmanned aerial vehicles[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(7): 1481-1490 (in Chinese).

Guidance and control method for dynamic net-recovery of UAV and the flight test verification

WANG Yujie*，CHEN Qingyang，GAO Xianzhong，DENG Xiaolong，HOU Zhongxi

(College of Aerospace Science and Engineering，National University of Defense Technology，Changsha 410073，China)

Abstract：This study focuses on the guidance and control technology for shipborne fixed-wing unmanned aerial vehicle (UAV) during dynamic recovery. The guidance system for precise recovery based on a segmented control strategy is proposed. The scheme design and integration test of the system for dynamic net-recovery are completed. Online recovery route planning is achieved by predicting contact time through a numerical iteration method, while a nonlinear guidance algorithm based on guidance points is employed for accurate mid-phase tracking. Based on the classical proportional guidance and the longitudinal/lateral decoupling strategy, a three-dimensional terminal guidance law is designed to achieve accurate control of the impact point in the terminal guidance phase of dynamic recovery. The effectiveness of the segmented guidance strategy with the algorithm in each phase is proved through simulation and flight tests. The results show that the recovery route planning method is simple, effective and adaptable. The tracking deviation of the guidance algorithm for the route is less than 0.5 m, and the steady-state accuracy of altitude control is better than 0.5 m. The terminal guidance accuracy of UAV in the dynamic net-recovery test is better than 0.8 m. The guidance and control accuracy throughout all phases meets UAV net-recovery requirements, making the proposed method suitable for engineering applications.

Keywords：shipborne unmanned aerial vehicle; dynamic net-recovery; path planning and tracking; precise guidance and control; flight test

Received：2023-02-09；**Accepted**：2023-06-09；**Published Online**：2023-07-03 08：57

URL：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230630.1657.006

Foundation items：National Natural Science Foundation of China (52172410,61903369)

* **Corresponding author**. E-mail：yjwang@nudt.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0071

引信目标与干扰信号稀疏分类识别方法

刘冰[1,2]，郝新红[1,*]，秦高林[3]，时明心[2]，刘佳琪[2]

(1. 北京理工大学 机电动态控制重点实验室，北京 100081；2. 中国民航大学 通用航空系，天津 300300；
3. 华北水利水电大学 机械学院，郑州 450000)

摘　　要：为提升复杂电磁环境战场中调频无线电引信的抗干扰能力，基于稀疏表示理论，将稀疏表示系数重构用于调频无线电的目标和干扰信号分类识别，提出一种目标信号和扫频式干扰信号的分类识别方法，解决了调频无线电引信的抗干扰能力不足的问题。采集了模拟目标及干扰信号作用于无线电引信的检波端输出信号，构建了目标信号过完备字典和干扰信号过完备字典，分别将测试信号在2类字典上进行稀疏分解并重构，依据重构误差对测试样本类别进行识别。结果表明：基于稀疏表示的调频无线电引信目标和干扰信号分类识别方法，可以对目标和干扰信号进行有效的识别，同时能够满足较低的虚警概率。研究成果对于调频无线电引信在复杂电磁环境中的抗干扰具有重要的借鉴意义。

关　键　词：调频无线电引信；抗干扰；电子战；稀疏表示；信号分类
中图分类号：TJ43^{+}4.1
文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2025)02-0498-09

无线电引信作为弹药系统的终端毁伤控制装置，在提升打击能力方面占据着重要的地位，无线电引信的稳定作用直接决定着战场局势的走向[1-2]。但是随着电子技术的发展，干扰设备大量列装，无线电引信处于中度或重度复杂电磁环境中，受到战场人为电子干扰和各种强背景噪声干扰的严重威胁[3-5]。

针对目前无线电引信面临的电磁干扰问题，已有研究人员开展相关的研究，并取得了一些研究成果[6-10]。但目前的无线电引信信号处理研究都是基于引信检波端输出信号或发射波形设计展开的，数据量大，数据处理耗时长。无线电引信的应用场景为现代战场，战场环境瞬息万变，无线电引信必须满足信号处理的高实时性和可靠性，因此，有必要研究计算更加高效、实时性更强的无线电引信信号处理方法，以适应现代战场需要。

稀疏表示方法采用冗余和超完备字典的原子对待处理信号进行分解，对于任意复杂信号，只要构建出合适的冗余和超完备字典，其原子能与复杂成分中的各组成成分相匹配，则稀疏表示算法能够有效地提取出复杂信号中的各组成成分[11]。目前，已有学者将稀疏理论应用于雷达、声呐和图像等信号的识别。文献[12]提出一种基于雷达一维距离像的稀疏表达的无源假目标识别方法，主要用于识别雷达目标回波信号和无源干扰信号，包括箔条干扰信号和角反射器干扰信号；文献[13]提出一种利用三阶累积量切片特征构造稀疏字典进行雷达欺骗干扰识别的方法，主要用于雷达对抗数字射频存储干扰；文献[14]提出一种基于压缩感知稀疏表示方法实现目标识别的方法，利用一维雷达目标一维距离像构造稀疏字典，并通过稀疏重构进行目标的识别。但该类方法主要应用于雷达目标一维距离

收稿日期：2023-02-21；录用日期：2023-05-26；网络出版时间：2023-07-10 16:05
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230710.1536.001
基金项目：国家自然科学基金(61973037)；中央高校基本科研业务费专项资金(3122024QD17)
*通信作者. E-mail：haoxinhong@bit.edu.cn

引用格式：刘冰，郝新红，秦高林，等. 引信目标与干扰信号稀疏分类识别方法[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：498-506.
LIU B，HAO X H，QIN G L，et al. Sparse classification and recognition method of fuzed targets and jamming signals[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：498-506 (in Chinese).

像作为信号处理的对象，数据运算量大，且并没有考虑信息型有源干扰信号的识别问题。引信相较于雷达系统计算资源有限，暂时不能对目标的一维距离像进行处理，因此，本文对目标和干扰信号作用下引信检波端输出信号进行处理，使得信号处理计算过程复杂度更低，满足高实时性的要求。

本文提出一种基于稀疏表示的无线电引信目标和扫频式干扰信号分类识别方法，通过构建目标和干扰信号的稀疏字典，比较测试信号在 2 类字典中稀疏表示系数的重构误差，进而判定信号所属的类别。

1　稀疏表示理论

1.1　稀疏表示原理

稀疏表示本质上是一种信号表示方法，选择尽可能少的基本信号，并将这些基本信号通过线性组合来逼近表示原始信号[15-16]。稀疏表示可以理解为用较少的原子表示信号的结构特性，从而实现信号的稀疏表达。稀疏表示的过程，就是寻找过完备字典中与信号的内积最大的原子，当过完备字典的原子与残余信号的相关性达到某一值时，便可以认定之前被选出的原子的叠加即为信号中具有周期结构特征的优质信号[17]。因此，通过稀疏表示可以利用稀疏分解算法将复杂信号表示为少量原子的线性组合。

在稀疏表示理论中，任意复杂信号都可以通过较少的基本信号的线性组合来表示大部分或全部的原始信号。其数学表达式为

$$\boldsymbol{S}=\boldsymbol{D}\boldsymbol{X}=\sum_{i=1}^{M}\boldsymbol{x}_i d_i \tag{1}$$

式中：$\boldsymbol{X}$为系数矩阵；$\boldsymbol{x}_i$为稀疏表示系数矩阵中的第 i 列系数向量；d_i为稀疏字典原子；$\boldsymbol{D}$为稀疏字典矩阵，满足：

$$\boldsymbol{D}=[d_1,d_2,\cdots,d_M]\in\mathbf{R}^{N\times M}\qquad d_i=1 \tag{2}$$

即稀疏字典矩阵$\boldsymbol{D}$由 M 个 N 维列向量组成，每个列向量被称为一个稀疏字典原子，第 i 个字典原子用d_i表示。矩阵$\boldsymbol{X}$满足：

$$\boldsymbol{X}=[\boldsymbol{x}_1,\boldsymbol{x}_2,\cdots,\boldsymbol{x}_M]\in\mathbf{R}^{M} \tag{3}$$

根据M和N的关系，稀疏字典可以分为 3 种：当 $M<N$时，稀疏字典$\boldsymbol{D}$被称为欠完备字典，此时无法对信号 s 进行稀疏表示系数求解；当 $M=N$时，稀疏字典$\boldsymbol{D}$被称为完备字典，此时有唯一的系数矩阵满足字典对信号 s 进行稀疏表示；当 $M>N$时，稀疏字典$\boldsymbol{D}$被称为过完备字典，此时有无数组系数矩阵满足字典对信号 s 进行稀疏表示。稀疏表示示意图如图 1 所示。

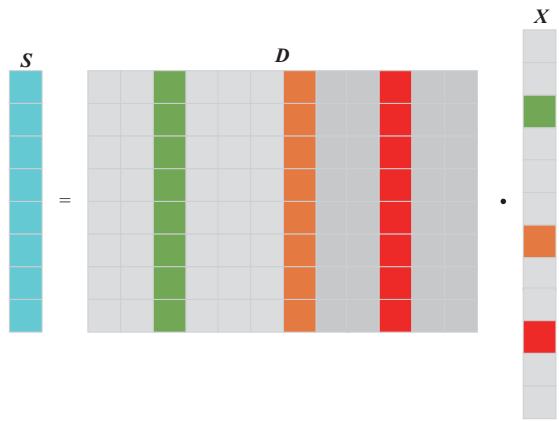


图 1　稀疏表示示意图

Fig. 1　Sparse representation diagram

1.2　K-奇异值分解学习字典

为用尽可能少的稀疏字典中的原子对信号$\boldsymbol{S}$表示，得到非零元素最少的稀疏表示系数矩阵对信号$\boldsymbol{S}$进行表示，选取满足$M\gg N$的稀疏字典矩阵，在信号稀疏表示的过程中，为得到包含信号结构特征的自适应字典，选取目前应用最广泛的字典学习生成方法——K-奇异值分解（K-singular value decomposition, KSVD）字典，其核心是对字典原子进行逐列更新。目标函数为

$$\min_{\boldsymbol{D},\boldsymbol{X}}\left\{\|\boldsymbol{S}-\boldsymbol{D}\boldsymbol{X}\|_F^2\right\} \tag{4}$$

$$\text{s.t.}\quad \forall i,\quad \|\boldsymbol{x}_i\|_0\leqslant T_0 \tag{5}$$

式中：T_0为稀疏度。式 (5) 的不等式表示第i列系数向量中，非零元素个数不超过T_0。

对于式(4)和式(5)所表示的优化问题，可以用如下步骤进行求解：

步骤 1　利用随机数初始化稀疏表示字典$\boldsymbol{D}_{\text{initial}}$，并且满足每列表示为一个字典原子，且具有 2-范数，即$\|\cdot\|_F$中$F=2$。

步骤 2　利用正交匹配追踪（orthogonal matching pursuit, OMP）算法，对原始信号$\boldsymbol{S}$的稀疏表示系数矩阵$\boldsymbol{X}$进行求解。

步骤 3　固定系数矩阵$\boldsymbol{X}$，利用 KSVD 对稀疏表示字典$\boldsymbol{D}_{\text{update}}$中的每列原子$d_i$进行更新。

步骤 4　重复步骤 2 和步骤 3，直至满足设定的迭代次数或误差范围，停止计算。此时得到最终的过完备稀疏字典$\boldsymbol{D}_{\text{KSVD}}$。

1.3　稀疏表示系数求取

在获得 KSVD 学习字典后，可以求得不同原始信号在过完备字典$\boldsymbol{D}_{\text{KSVD}}$上进行稀疏表示的系数，由于过完备字典的尺寸为$N\times M$，即每个原子的维度为$N$，原子的个数为$M$，且满足$M\gg N$，求得的稀

疏表示系数矩阵并不唯一，利用OMP算法，求解满足稀疏条件的唯一系数矩阵，按照如下步骤进行[18]：

步骤 1 初始化残差集合$r_0 = x$，字典原子索引集合$\Lambda_0 = \varnothing$，循环次数n=1。

步骤 2 找出信号残差r_n与字典原子d_i内积最大值对应的原子索引号，即

$$d_n = \arg\max_{i=1,2,\cdots,M} |< r_{n-1}, d_i >| \tag{6}$$

步骤 3 更新字典原子索引集合：

$$\Lambda_n = \Lambda_{n-1} \cup \{d_n\} \tag{7}$$

步骤 4 利用步骤3得到的字典原子索引，找到稀疏字典中对应的原子集合，并重新构建新的原子集合：

$$\boldsymbol{D}_n = \boldsymbol{D}_{n-1} \cup \{d_n\} \tag{8}$$

步骤 5 利用最小二乘法求解$\boldsymbol{S} = \boldsymbol{D}_n \boldsymbol{x}_n$，得

$$\boldsymbol{x}_n = \arg\min_n \|\boldsymbol{S} - \boldsymbol{D}_n \boldsymbol{x}_n\|_2 \boldsymbol{I} \tag{9}$$

式中：$\boldsymbol{I}$为单位向量。

步骤 6 更新信号的残差：

$$\boldsymbol{r}_n = \boldsymbol{S} - \boldsymbol{D}_n \boldsymbol{x}_n \tag{10}$$

步骤 7 迭代次数增加一次，$n = n+1$，如果此时满足$n > T_0$，则停止迭代计算，否则继续从步骤2开始重新循环。最终得到的Λ即为所求的过完备字典，x为所求的稀疏表示系数。

1.4 稀疏表示分类

稀疏表示分类方法基于信号在过完备字典中呈现稀疏状态，用一组原子函数线性地表示信号，在满足一定稀疏度条件下，获取对原始信号的良好近似，并捕捉信号内在的本质特征，得到特征明显的稀疏信号[18-19]。利用稀疏表示处理分类问题时，基于一个假设，即相同类别的信号不同样本之间线性关系更强，不同类别的信号不同样本之间线性关系较弱。

假设对于给定的测试信号$\boldsymbol{S}_{\text{test}}$，通过将该测试信号在过完备学习字典$\boldsymbol{D}_{\text{KSVD}}$上进行稀疏表示后，为得到稀疏表示系数矩阵$\boldsymbol{x}_{\text{test}}$，需要同时满足重构误差最小和稀疏约束最小2个条件，可以表示为

$$\hat{\boldsymbol{x}}_{\text{test}} = \arg\min_{\alpha} \|\boldsymbol{S}_{\text{test}} - \boldsymbol{D}_{\text{KSVD}} \boldsymbol{x}_{\text{test}}\|_2^2 + \lambda \|\boldsymbol{x}_{\text{test}}\|_2^2 \tag{11}$$

式中：λ为正则化参数。

可以利用OMP算法对该约束优化问题进行求解，当得到稀疏表示系数矩阵$\boldsymbol{x}_{\text{test}}$后，求测试信号和其稀疏重构信号的逼近残差，如下：

$$\gamma_i(\boldsymbol{S}_{\text{test}}) = \|\boldsymbol{S}_{\text{test}} - \boldsymbol{D}_{\text{KSVD}} \delta_i(\hat{\boldsymbol{x}}_{\text{test}})\|_2^2 \tag{12}$$

式中：$\delta_i(\hat{\boldsymbol{x}}_{\text{test}})$为测试样本$s_{\text{test}}$在过完备字典上分解后，稀疏表示系数中第$i$类原子的表示系数，其作用是保留第$i$类关联的稀疏表示系数，将其余类别对应的系数置为0；$\boldsymbol{D}_{\text{KSVD}}\delta_i(\hat{\boldsymbol{x}}_{\text{test}})$表示利用稀疏表示系数和过完备字典进行重构生成的信号，其与真实测试信号作差的2-范数求平方，即得到最小逼近残差。测试样本$\boldsymbol{S}_{\text{test}}$类别划分的依据是根据式(12)最小逼近残差的最小准则，该判别过程可以表示为

$$\text{Class}(\boldsymbol{S}_{\text{test}}) = \arg\min_{i=1,2,\cdots,M} \gamma_i \tag{13}$$

稀疏表示分类方法中，性能很大程度上取决于所构造的稀疏表示字典能否最大程度表征待分类信号的内部结构和特征，理想的稀疏表示字典能够用较少的同类原子对测试信号进行表示，即足够稀疏，且最小逼近残差很小；当用其他类别的原子对测试信号进行表示时，稀疏表示系数非稀疏，且最小逼近残差很大，重构信号不能表征原始测试信号。

本文以KSVD学习字典作为原始信号的稀疏分解字典，以OMP算法对原始信号进行稀疏表示系数的分解和原始信号的重构，以重构误差为依据对原始信号作为分类识别的判决指标。分类识别流程如图2所示。

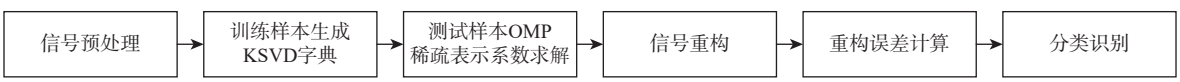


图2 稀疏表示分类方法流程

Fig. 2 Sparse representation classification methods flow

2 实验数据采集

2.1 数据采集参数设置

为模拟实战战场环境，对标假想蓝军设备参数，实验数据采集过程中，干扰机的参数设置按照美国“游击手”无线电引信干扰系统的参数进行等效功率密度换算，“游击手”干扰机的有效功率为800 W，有效作用距离为200 m，微波暗室中等效干扰距离为1.75 m。数据采集中使用的现役调频无线电引信的载波频率为f_0，调制带宽为ΔF，调制频率为f_{m}。为使干扰机的干扰信号完全覆盖引信的工作频带，干扰机设置扫频范围为$f_0 \pm \Delta F$，扫频步长设置为$2\Delta F/N'$，N'为扫频点数。数据采集实验现场如图3所示。

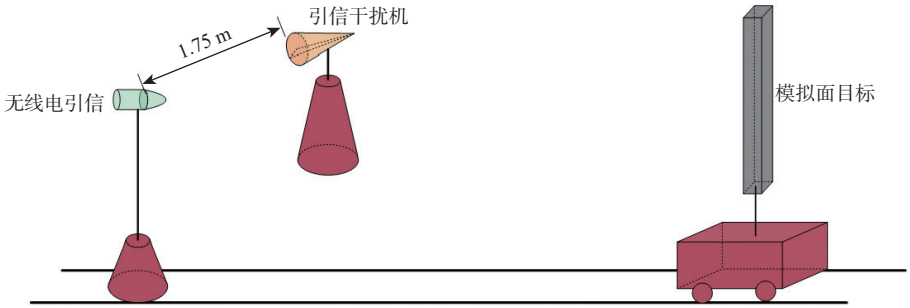
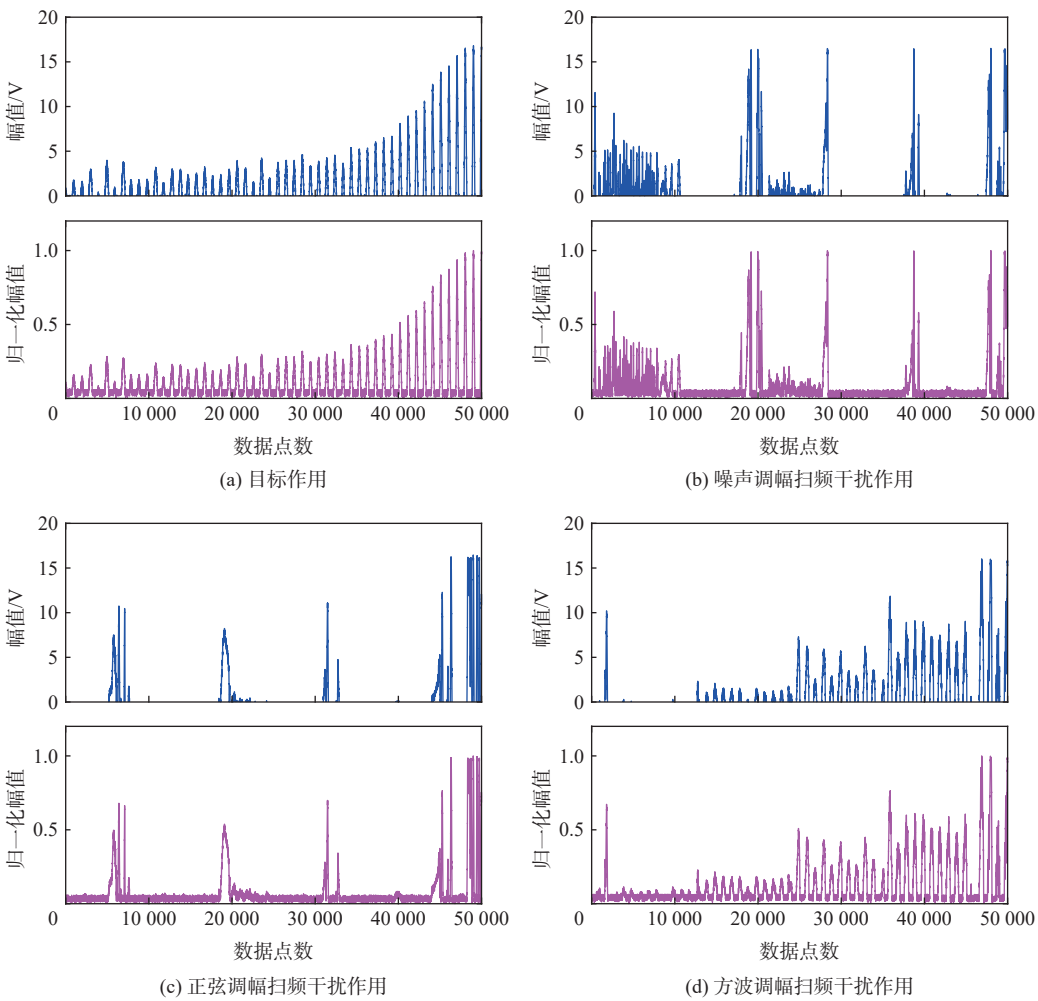


图 3　实验场景示意图

Fig. 3　Schematic diagram of experimental scene

2.2　数据预处理

为验证本文方法的有效性, 在微波暗室环境中采集某型现役调频无线电引信实测数据, 引信检波端输出信号的信号采样频率为 1 000 kHz, 采集引信启动信号输出前 50 ms 的检波端输出信号, 即采集共计 50 000 个数据点进行后续的信号处理分析。其中, 在微波暗室环境中, 利用面积为 1 m^2 的铁板模拟面目标, 采集目标作用下检波端数据共计 200 组。利用信号发生器模拟无线电引信干扰机, 对无线电引信进行电磁干扰, 采集不同干扰信号作用下, 引信检波端输出数据共计 225 组, 其中, 噪声调幅扫频干扰、正弦调幅扫频干扰和方波调幅扫频干扰作用下检波端输出数据各 75 组。为避免信号幅值大小对计算结果的影响, 对采集的信号进行 [0,1] 归一化处理, 部分采样后的信号时域波形如图 4 所示。后续实验部分均选取归一化后的信号进行处理。



(a) 目标作用　(b) 噪声调幅扫频干扰作用

(c) 正弦调幅扫频干扰作用　(d) 方波调幅扫频干扰作用

图 4　引信检波端采集信号和归一化信号

Fig. 4　Fuze output collection signals and normalized signals

3 稀疏表示引信目标与干扰分类

在实际战场环境中，为实现无线电引信的抗干扰目的，只需要对目标回波信号和干扰信号进行识别，对于干扰的信号类型，暂不需要进行准确划分。因此，本节主要将目标回波信号同干扰信号区别开来。

为构建能够分别表征目标信号和干扰信号的过完备字典，选取目标信号训练样本，利用KSVD算法训练生成目标过完备字典$\boldsymbol{D}_{\mathrm{t}}$，选取干扰信号，包括噪声调幅扫频干扰、正弦调幅扫频干扰和方波调幅扫频干扰信号的训练样本，生成干扰信号的过完备字典$\boldsymbol{D}_{\mathrm{j}}$。进行信号分类识别划分时，选取待测信号，分别在目标过完备字典$\boldsymbol{D}_{\mathrm{t}}$和干扰信号过完备字典$\boldsymbol{D}_{\mathrm{j}}$上，利用OMP算法进行稀疏分解，得到稀疏表示系数$c_{\mathrm{t}}$和$c_{\mathrm{j}}$，满足：

$$\begin{cases}\min\ c_{\mathrm{t}}\\ \quad \text{s.t. } \|\boldsymbol{D}_{\mathrm{t}}c_{\mathrm{t}}-\boldsymbol{S}_{\mathrm{test}}\|_2\leqslant\varepsilon_{\mathrm{t}}\end{cases}\tag{14}$$

$$\begin{cases}\min\ c_{\mathrm{j}}\\ \quad \text{s.t. } \left\|\boldsymbol{D}_{\mathrm{j}}c_{\mathrm{j}}-\boldsymbol{S}_{\mathrm{test}}\right\|_2\leqslant\varepsilon_{\mathrm{j}}\end{cases}\tag{15}$$

式中：$\boldsymbol{S}_{\mathrm{test}}$为待测信号；$\varepsilon_{\mathrm{t}}$为测试信号在目标信号过完备字典$\boldsymbol{D}_{\mathrm{t}}$稀疏分解的标准差；$\varepsilon_{\mathrm{j}}$为测试信号在干扰信号过完备字典$\boldsymbol{D}_{\mathrm{j}}$稀疏分解的标准差。

根据KSVD学习字典的构造原理可知，目标信号的过完备字典$\boldsymbol{D}_{\mathrm{t}}$中包含了目标信号的结构和特征，缺少干扰信号的结构和特征，同样地，干扰信号的过完备字典$\boldsymbol{D}_{\mathrm{j}}$中包含了干扰信号的结构和特征，缺少目标信号的结构和特征。因此，测试信号$\boldsymbol{S}_{\mathrm{test}}$在不同类型的KSVD字典上进行稀疏表示系数分解后得到的稀疏表示系数呈现不同的形态。理论上，与测试信号相同类型的字典分解得到的稀疏表示系数，经过重构后，与原测试信号的误差更小，与测试信号结构和特征相近的原子，其对应的系数值更大。但是，由于噪声等的存在，与测试信号不相近的原子对应的系数也不完全为0。本节选取稀疏表示系数中若干个最大的值，通过利用选定的系数和过完备字典对原信号进行重构，通过比较重构信号与原始测试信号的最小逼近残差，进而确定测试信号的类别属性。稀疏表示目标和干扰信号分类流程如图5所示。

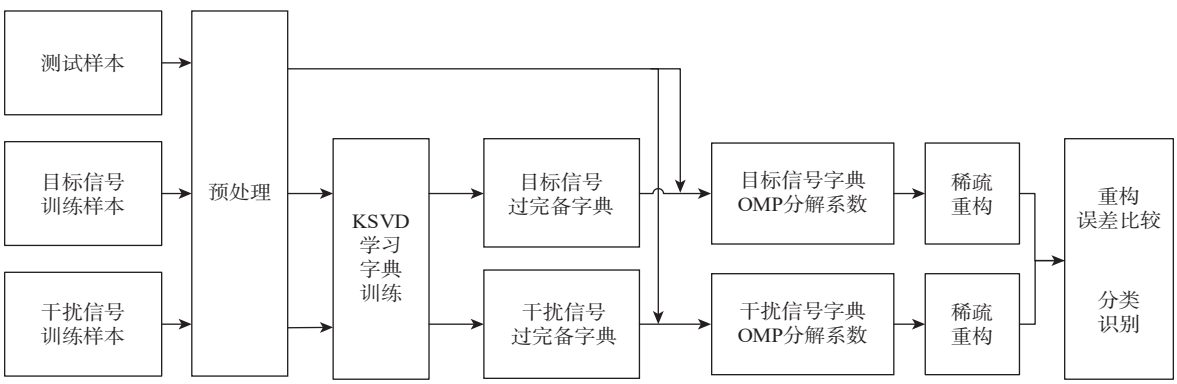


图5 稀疏表示目标和干扰信号分类流程

Fig. 5 Sparse representation of target and interference signal classification flow chart

4 实验结果与分析

根据第3节的稀疏表示目标和干扰信号分类方法，选取微波暗室环境实测数据进行实验验证。本文实测数据包括模拟目标作用下检波输出信号共计200组，干扰信号作用下检波输出信号225组。为准确客观评价本文方法，每组实验分别从目标信号数据中随机选取150组做训练样本，生成目标信号的过完备字典，其余50组目标信号作为测试样本，从干扰信号数据中随机选取175组做训练样本，生成干扰信号的过完备字典，其余50组信号作为测试样本。重复操作100次，每次的训练样本和测试样本选取均为随机选择，且保证每组实验中，训练样本不参与测试验证。因此，100次测验中，参与测试的目标信号样本和干扰信号样本都共计5 000组，求取100次测试的平均值，作为最终的结果。为了直观观察目标信号字典和干扰信号字典构成，将某次实验中生成的2类字典生成可视化图，如图6所示。每种字典选取200个原子进行展示。

按照本节流程，选取未知类别的测试信号样本对本文方法进行验证。先将选取的测试信号样本$\boldsymbol{S}_{\mathrm{test}}$分别在目标信号KSVD字典$\boldsymbol{D}_{\mathrm{t}}$和干扰信号KSVD字典$\boldsymbol{D}_{\mathrm{j}}$上进行稀疏分解，得到的稀疏表示系数如图7所示。

如图7 (a)所示，选取的测试信号为目标信号，将其分别在目标信号字典$\boldsymbol{D}_{\mathrm{t}}$上进行分解得到稀疏表示系数$c_{\mathrm{tt}}$，图7 (b)为目标信号在干扰信号字典$\boldsymbol{D}_{\mathrm{j}}$上进行分解得到的稀疏系数$c_{\mathrm{tj}}$，如图7 (c)所示选

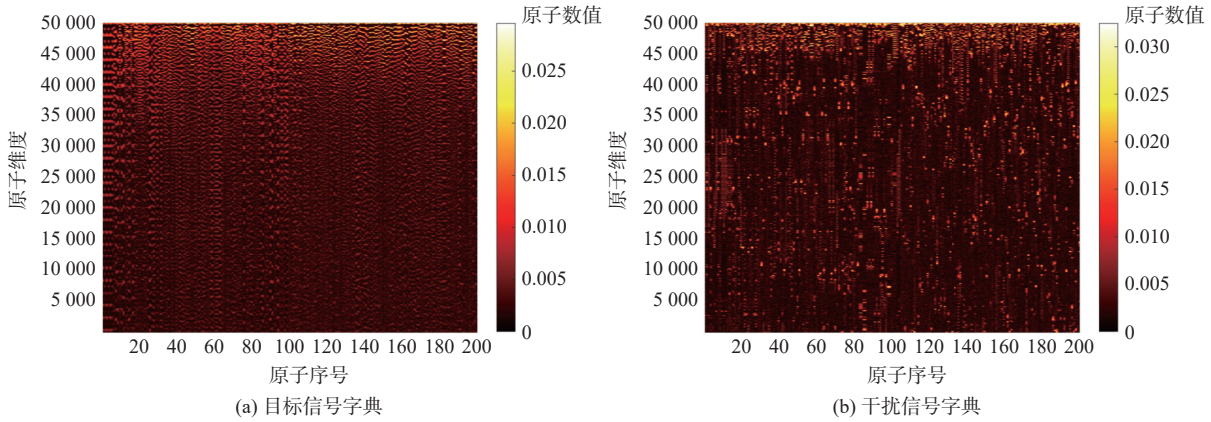


图 6　目标和干扰信号 KSVD 字典可视化

Fig. 6　Target and jamming signals KSVD dictionaries visualization

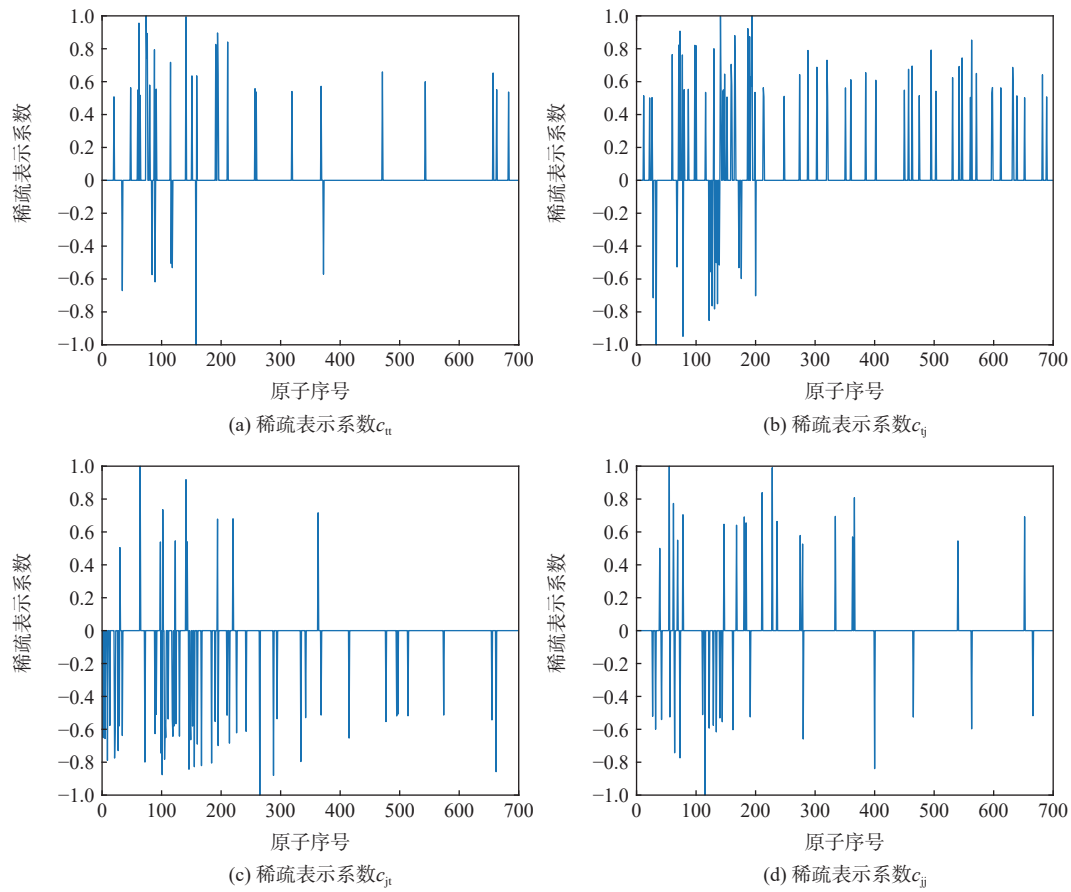


图 7　KSVD 字典稀疏表示系数

Fig. 7　KSVD dictionary sparse representation coefficient

取的测试信号为调幅扫频干扰信号, 将其在目标信号字典 $\boldsymbol{D}_{\mathrm{t}}$ 上进行分解得到稀疏表示系数 c_{jt}, 图 7 (d) 为调幅扫频干扰信号在干扰信号字典 $\boldsymbol{D}_{\mathrm{j}}$ 上进行分解得到稀疏表示系数 c_{jj}。

利用不同测试信号在不同字典上分解得到的稀疏表示系数对测试信号进行重构, 比较不同字典上重构信号与原始测试信号的误差值, 进而判断测试信号的属性类别, 按照式 (11)～式 (13) 的计算方法进行。图 8 为利用稀疏表示系数进行重构后, 重构信号与原始测试信号的误差。

通过稀疏重构信号与原始测试信号每个采样点作差得到图 8。计算结果可以通过式(16)～式(19)获得:

$$\boldsymbol{E}_{\mathrm{tt}} = \boldsymbol{S}_{\mathrm{test}} - c_{\mathrm{tt}}\boldsymbol{D}_{\mathrm{t}} \tag{16}$$

$$\boldsymbol{E}_{\mathrm{tj}} = \boldsymbol{S}_{\mathrm{test}} - c_{\mathrm{tj}}\boldsymbol{D}_{\mathrm{j}} \tag{17}$$

$$\boldsymbol{E}_{\mathrm{jt}} = \boldsymbol{S}_{\mathrm{test}} - c_{\mathrm{jt}}\boldsymbol{D}_{\mathrm{t}} \tag{18}$$

$$\boldsymbol{E}_{\mathrm{jj}} = \boldsymbol{S}_{\mathrm{test}} - c_{\mathrm{jj}}\boldsymbol{D}_{\mathrm{j}} \tag{19}$$

其中, 图 8(a) 对应式 (16), 为目标信号在目标字

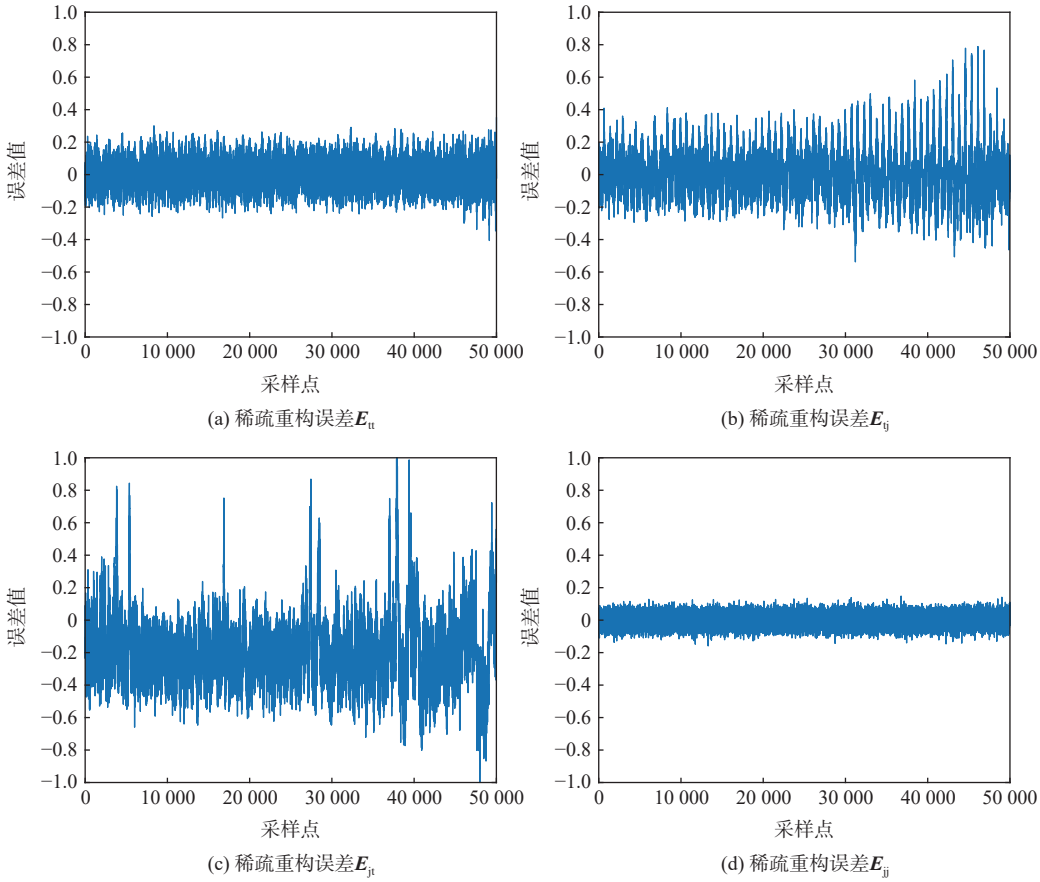


图 8 稀疏重构信号误差

Fig. 8 Sparse reconstruction signal error

典$\boldsymbol{D}_{\mathrm{t}}$上进行稀疏分解，利用稀疏表示系数$c_{\mathrm{tt}}$重构信号后与原始信号的误差；图 8(b) 对应式 (17)，为目标信号在干扰信号字典$\boldsymbol{D}_{\mathrm{j}}$上进行稀疏分解，利用稀疏表示系数$c_{\mathrm{tj}}$重构信号后与原始信号的误差；图 8(c) 对应式 (18)，为干扰信号在目标字典$\boldsymbol{D}_{\mathrm{t}}$上进行稀疏分解，利用稀疏表示系数$c_{\mathrm{jt}}$重构信号后与原始信号的误差；图 8(d) 对应式 (19)，为干扰信号在干扰字典$\boldsymbol{D}_{\mathrm{j}}$上进行稀疏分解，利用稀疏表示系数$c_{\mathrm{jj}}$重构信号后与原始信号的误差。对式 (16)～式 (19) 取 2-范数的平方值，即为重构信号与测试信号的逼近残差 (见式 (12))。

本节选取的测试指标包括目标识别准确率A_{t}、干扰识别准确率A_{j}和被干扰概率D_{r}，计算表达式如下：

$$A_{\mathrm{t}}=\frac{D_{\mathrm{TT}}}{N_{\mathrm{T}}} \tag{20}$$

$$A_{\mathrm{j}}=\frac{D_{\mathrm{JJ}}}{N_{\mathrm{J}}} \tag{21}$$

$$D_{\mathrm{r}}=\frac{D_{\mathrm{JT}}}{N_{\mathrm{J}}} \tag{22}$$

式中：D_{TT}为测试样本中，将目标信号识别成目标的数目；D_{JJ}为测试样本中，将干扰信号识别成干扰的数目；D_{JT}为测试样本中，将干扰信号识别成目标的数目；N_{T}为测试样本中，目标信号的总数目；N_{J}为测试样本中，干扰信号的总数目；A_{t}为目标识别准确率，其体现本文方法对目标信号识别的性能；A_{j}为干扰识别准确率，其体现本文方法对干扰信号的识别性能；D_{r}为干扰识别准确率，该指标体现本文方法对抗干扰，抵抗干扰的能力。

每次实验选取的目标信号和调幅扫频干扰测试样本各 50 组，每次实验重复进行 100 次，即选取的目标信号测试样本 5 000 组，调幅扫频干扰测试样本 5 000 组。分类识别实验得到的混淆矩阵如图 9 所示。可以看出，实际测试信号为目标信号时，经本文方法判别为目标信号的共计有 4 880 次，判别为调幅扫频干扰信号的有 120 次；实际测试信号为干扰信号时，判别为干扰信号的共计有 4 877 次，判别为目标信号的有 123 次。

按照图 9 所示的混淆矩阵可以计算出目标识别准确率A_{t}、干扰识别准确率A_{j}和被干扰概率D_{r}，如表 1 所示。可知，100 次随机实验的平均结果能够实现目标识别准确率达到 97.60%，干扰识别准确率达到 97.54%，被干扰概率为 2.46%。

对于方法的实时性而言，选取文献 [13] 方法与

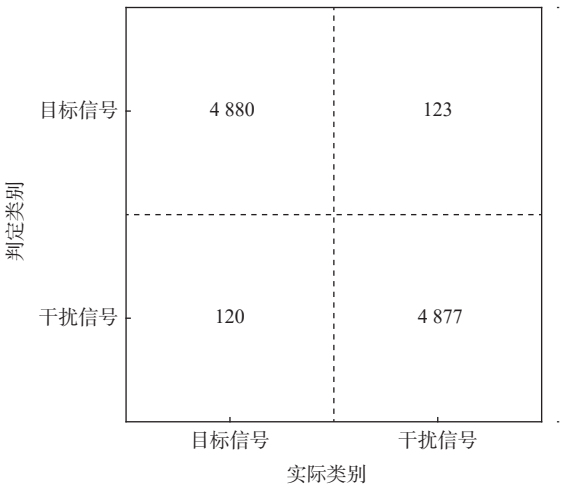


图 9　分类识别混淆矩阵

Fig. 9　Classification recognition confusion matrix

表 1　稀疏表示分类识别测试结果

Table 1　Sparse representation classification recognition test results

目标识别准确率A_t/%	干扰识别准确率A_j/%	被干扰概率D_r/%
97.60	97.54	2.46

本文方法进行实时性对比。其中，由于字典训练为线下训练方式，对学习样本进行训练生成字典的过程，并不计算到用时中。用时计算的起始时刻为测试样本信号输入方法，结束时刻为方法输出识别结果，统计 50 组测试样本信号的用时平均值作为最终的结果。算法验证硬件平台计算机 CPU 型号：AMD Ryzen 5 3400G，RAM 16.0 GB，算法验证软件平台为 MATLAB R2020b(9.9.0.1467703)。计算对比结果如表 2 所示。实验结果表明，利用本文方法完成引信的分类识别的信号处理时间小于 1 ms，实时性满足调频引信的使用条件。

表 2　方法实时性对比

Table 2　Real-time comparison of algorithms

方法	平均一次计算用时/ms
本文方法	0.76
文献[13]方法	8.2

5　结　论

本文针对于现役无线电引信在复杂电磁战场环境中抗干扰能力弱、容易被扫频式干扰机有效干扰的问题，提出一种基于 KSVD 稀疏字典分类的连续波调频无线电引信目标和干扰信号分类识别方法。

1）本文方法能够实现较高的抗干扰能力，保证较低的虚警概率。

2）100 次随机实验的平均结果能够实现目标识别准确率达到 97.60%，干扰识别准确率达到 97.54%，被干扰概率为 2.46%。

3）本文方法的目标识别准确率、干扰识别准确率都达到较高的水平，被干扰概率保持在较低的水平，能够为调频无线电引信的抗干扰设计提供有力的理论支撑。

参考文献（References）

[1] 崔占忠, 宋世和, 徐立新. 近炸引信原理[M]. 2 版. 北京: 北京理工大学出版社, 2005.
CUI Z Z, SONG S H, XU L X. Principle of proximity fuze[M]. 2nd ed. Beijing: Beijing Insititute of Technology Press, 2005(in Chinese).

[2] 赵惠昌. 无线电引信设计原理与方法[M]. 北京: 国防工业出版社, 2012: 42-90.
ZHAO H C. Fundamentals and methodology of radio fuze[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2012: 42-90(in Chinese).

[3] 孔志杰, 郝新红, 栗苹, 等. 调频引信谐波时序检测抗干扰方法及实现 [J]. 北京航空航天大学学报, 2018, 44(3): 549-555.
KONG Z J, HAO X H, LI P, et al. Harmonic timing sequence detection anti-jamming method and its implementation for FM fuze[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2018, 44(3): 549-555(in Chinese).

[4] RAO G N, SASTRY C S, DIVAKAR N. Trends in electronic warfare[J]. IETE Technical Review, 2003, 20: 139-150.

[5] 李泽, 栗苹, 郝新红, 等. 脉冲多普勒引信抗有源噪声干扰性能研究[J]. 兵工学报, 2015, 36(6): 1001-1008.
LI Z, LI P, HAO X H, et al. Anti-active noise jamming performance of pulse Doppler fuze[J]. Acta Armamentarii, 2015, 36(6): 1001-1008(in Chinese).

[6] 黄莹, 郝新红, 孔志杰, 等. 基于熵特征的调频引信与干扰信号识别[J]. 兵工学报, 2017, 38(2): 254-260.
HUANG Y, HAO X H, KONG Z J, et al. Recognition of target and jamming signal for FM fuze based on entropy features[J]. Acta Armamentarii, 2017, 38(2): 254-260(in Chinese).

[7] 陈齐乐, 郝新红, 闫晓鹏, 等. 基于谐波系数幅值平均的复合调制引信抗扫频式干扰方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(7): 1317-1324.
CHEN Q L, HAO X H, YAN X P, et al. Anti sweep jamming method of hybrid modulation fuze based on harmonic coefficient amplitude averaging[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(7): 1317-1324(in Chinese).

[8] 于洪海, 闫晓鹏, 贾瑞丽, 等. M 序列伪码调相脉冲多普勒引信抗干扰性能研究[J]. 兵工学报, 2020, 41(3): 417-425.
YU H H, YAN X P, JIA R L, et al. Research on anti-jamming performance of M-sequency pseudo-random code phase modulation pulse Doppler fuze[J]. Acta Armamentarii, 2020, 41(3): 417-425(in Chinese).

[9] KONG Z J, LI P, YAN X P, et al. Anti-sweep jamming design and implementation using multi-channel harmonic timing sequence detection for short-range FMCW proximity sensors[J]. Sensors, 2017, 17(9): 2042.

[10] 单剑锋, 翟波. 基于小波变换的无线电引信目标识别研究[J]. 弹箭与制导学报, 2009, 29(6): 288-290.
SHAN J F, ZHAI B. Wavelet based target detection for radio fuze

signal[J]. Journal of Projectiles, Rockets, Missiles and Guidance, 2009, 29(6): 288-290(in Chinese).

[11] DONOHO D L. Compressed sensing [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(4): 1289-1306.

[12] 袁伟. 基于一维距离像稀疏表达的无源假目标识别[J]. 电讯技术, 2018, 58(7): 798-804.
YUAN W. Passive fake target recognition based on one-dimensional distance image sparse representation[J]. Telecommunication Engineering, 2018, 58(7): 798-804(in Chinese).

[13] 周红平, 马明辉, 吴若无, 等. 基于稀疏表示分类的雷达欺骗干扰识别方法[J]. 系统工程与电子技术, 2022, 44(9): 2791-2799.
ZHOU H P, MA M H, WU R W, et al. Deception jamming recognition of radar based on sparse representation classification[J]. System Engineering and Electronics, 2022, 44(9): 2791-2799(in Chinese).

[14] 段沛沛, 李辉. 压缩感知稀疏表示在雷达目标识别中的应用[J]. 电讯技术, 2016, 56(1): 20-25.
DUAN P P, LI H. Application of compressed sensing and sparse representation in radar target recognition[J]. Telecommunication Engineering, 2016, 56(1): 20-25(in Chinese).

[15] AHARON M, ELAD M, BRUCKSTEIN A M. The K-SVD: An algorithm for designing of over-complete dictionaries for sparse representation[J]. IEEE Transaction on Signal Processing, 2006, 54(11): 4311-4322.

[16] 余发军, 周凤星, 严保康. 基于稀疏表示的轴承早起故障特征提取[J]. 北京理工大学学报, 2016, 36(4): 376-398.
YU F J, ZHOU F X, YAN B K. Initial fault feature extraction of bearing based on sparse representation[J]. Transaction of Beijing Institute of Technology, 2016, 36(4): 376-398(in Chinese).

[17] 孟宗, 郜文清, 潘作舟, 等. G-KSVD 字典及其在滚动轴承故障信号稀疏表示中的应用[J]. 中国机械工程, 2021, 32(15): 1776-1785.
MENG Z, GAO W Q, PAN Z Z, et al. G-KSVD dictionary and its applications in sparse representation of rolling bearing fault signals[J]. China Mechanical Engineering, 2021, 32(15): 1776-1785 (in Chinese).

[18] 王红, 孙同晶, 刘桐. 基于字典学习的主动声呐目标分类方法[J]. 声学技术, 2020, 39(5): 552-558.
WANG H, SUN T J, LIU T. Active sonar target classification based on dictionary learning[J]. Technical Acoustics, 2020, 39(5): 552-558 (in Chinese).

[19] 原慧, 王春阳, 安磊, 等. 基于信号重构的频谱弥散干扰抑制方法[J]. 系统工程与电子技术, 2017, 39(5): 960-967.
YUAN H, WANG C Y, AN L, et al. Smeared spectrum jamming suppression method based on signal reconstruction[J]. Systems Engineering and Electronics, 2017, 39(5): 960-967(in Chinese).

Sparse classification and recognition method of fuzed targets and jamming signals

LIU Bing[1, 2], HAO Xinhong[1, *], QIN Gaolin[3], SHI Mingxin[2], LIU Jiaqi[2]

(1. Electromechanical Dynamic Control Key Laboratory, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China;
2. Department of General Aviation, Civil Aviation University of China, Tianjin 300300, China;
3. School of Mechanical Engineeirng, North China University of Water Resources and Electric Power, Zhengzhou 450000, China)

Abstract: To enhance the frequency modulation radio fuze's ability to prevent interference in the complex electromagnetic environment, a method of classifying and identifying the target and interference signals is suggested. This method is based on the sparse representation theory and uses the sparse representation coefficient reconstruction. The goal is to address the issue of the frequency modulation radio fuze's insufficient ability to prevent interference. The output signals of the detector end of the radio fuze were collected, and the overcomplete dictionary of the target signal and the overcomplete dictionary of the interference signal were constructed. The test signals underwent sparse decomposition and reconstruction on both types of dictionaries. Based on the reconstruction errors, the test sample categories were determined. The results show that the classification and recognition method of frequency modulation radio fuze targets and interference signals based on sparse representation can effectively recognize targets and interference signals, and at the same time meet the lower false alarm probability. The research results have important reference significance for frequency modulation radio fuze's anti-jamming and effective attack in complex electromagnetic environments.

Keywords: frequency modulation fuze radio; anti-jamming; electronic warfare; sparse representation; signal classification

Received: 2023-02-21; **Accepted**: 2023-05-26; **Published Online**: 2023-07-10 16:05

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230710.1536.001

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61973037); The Fundamental Research Funds for the Central Universities (3122024QD17)

* **Corresponding author**. E-mail: haoxinhong@bit.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0007

FSK 调制系统的干扰对抗效果

马雅楠，王建*，范广腾，曹璐
(军事科学院 国防科技创新研究院，北京 100071)

摘　　要：针对卫星通信面临的不同类型的干扰，以频移键控(FSK)调制通信信号为研究对象，重点对单音、多音、窄带、多音窄带、噪声调幅、噪声调频、噪声调相、线性调频、脉冲干扰9种干扰对抗条件下的误码率与信干比之间的关系进行研究。通过仿真提供了不同频偏、不同信干比情况下，不同干扰样式对FSK调制传输系统的恶化程度，并得出最佳干扰样式，同时给出了不同频偏、不同干扰样式情况下实现通信阻断（误码率大于10^{-2}）需要的最高信干比。当信干比小于0 dB时，单音干扰和噪声调频干扰对系统恶化程度更严重；当信干比大于0 dB时，噪声调频干扰、多音窄带干扰和脉冲干扰具有更好的干扰效果。在不同频偏情况下实现通信阻断，脉冲干扰付出的功率代价最小。

关 键 词：电子对抗；频移键控；信干比；误码率；干扰效果
中图分类号：V443.1；TN975
文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2025)02-0507-11

卫星通信具有通信距离远、覆盖范围广的优点，是重要的通信手段之一[1-2]。由于卫星通信传输路径的损耗较大，上下行传输信道存在噪声、自由空间损耗和雨衰等干扰，信道环境较差，因此，卫星通信一般采用低阶调制。频移键控(frequency-shift keying, FSK)是一种重要的通信方式，分析不同干扰对FSK调制系统的影响能够为进一步研究卫星通信链路干扰与抗干扰技术奠定基础[3]。

针对卫星通信链路干扰技术，学者们进行了大量的研究[4-12]。文献[4]研究了卫星通信系统下行链路有源干扰中的压制性干扰，比较了干扰方式的特点和性能。文献[5]针对国外星-地通信干扰技术展开研究，对现有干扰样式、干扰平台、干扰方法等的发展现状进行了综述分析，同时对未来干扰技术的发展趋势进行了总结。文献[6]对卫星通信链路进行了建模仿真，并对不同干扰样式下的通信性能进行了仿真研究。

FSK作为卫星通信常用的一种通信方式，学者们进一步深入研究了不同干扰对FSK调制系统性能的影响[13-21]。文献[15]提出构造随机跳频噪声干扰FSK信号的方法，该噪声采用与被干扰信号相同码速率的随机码调频，具有与被干扰信号相似的谱形和随机跳变的瞬时频率，从而对正交解调和基于时频分析的FSK信号解调具有好的干扰效果，假设在接收机完成同步的条件下，推导了其影响接收机正交解调的误码率公式，并通过理论分析和仿真实验给出了干扰性能评价，但该方法只与射频噪声干扰效果进行了对比，缺乏与其他干扰样式的比较分析。文献[16]针对FSK信号具有多个离散频点的特点，提出利用梳状谱射频噪声干扰FSK信号的方法，同时推导了其影响接收机解调的误码率公式，但只给出了与单音干扰的对比结果，未提及其他干扰样式。文献[17]重点研究了单音干扰样式对FSK调制通信系统的性能影响，给出了误码率仿真曲线

收稿日期：2023-01-04；录用日期：2023-03-10；网络出版时间：2023-05-06 10:35
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230505.1104.003
基金项目：国家自然科学基金(62301590,61801503)
*通信作者. E-mail：wangjian710108@126.com

引用格式：马雅楠，王建，范广腾，等. FSK调制系统的干扰对抗效果[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：507-517.
MA Y N，WANG J，FAN G T，et al. Countermeasure effect of jamming to FSK modulation system[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：507-517 (in Chinese).

及理论误码率分析。文献[18]针对FSK调制通信系统模型，分析了单音干扰、双音干扰、噪声调频干扰和随机二进制FSK(2FSK)干扰信号等干扰样式情况下的理论误码率，通过仿真和实际测试分析了4种干扰样式对FSK信号的干扰效果，但没有具体考虑存在频率偏差的情况下及设置不同干扰带宽时的干扰效果。文献[19]分析了转发式干扰条件下FFH/2FSK通信链路的误比特性能，推导了在2FSK调制下的转发式干扰误比特率公式，分别从信噪比、信干比、转发时延和载波频率等方面研究了转发式干扰的干扰效果，但缺乏对不同干扰类型的分析。

综上所述，目前不同干扰样式对FSK调制系统的性能影响分析相对较少。首先，本文对单音、多音、窄带、多音窄带、噪声调幅、噪声调频、噪声调相、线性调频和脉冲干扰9种干扰样式进行建模；然后，以采用FSK调制及相干解调的卫星通信系统为对象，仿真分析了不同干扰样式对系统误码率的影响，从理论上分析了噪声调频干扰的性能，验证了仿真结果；最后，给出了不同频偏、不同信干比情况下的干扰样式优选方案及不同干扰样式在不同频偏下实现通信阻断需要的临界信干比。

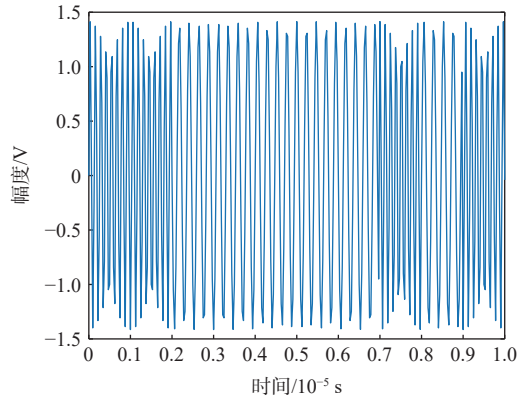


图1 2FSK信号时域波形

Fig. 1 Time-domain waveform of 2FSK signal

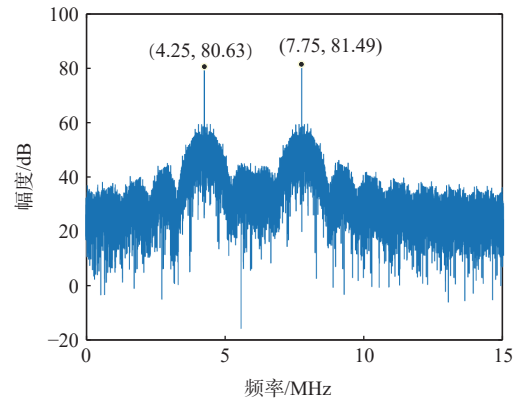


图2 2FSK信号频域波形

Fig. 2 Frequency-domain waveform of 2FSK signal

1 FSK调制系统模型

FSK调制属于基本的数字频带调制方式。在二进制数字调制中，正弦载波的频率随二进制基带信号在f_1和f_2频点之间变化，产生2FSK信号。发送符号“1”时，对应于载波频率f_1，发送符号“0”时，对应于载波频率f_2[17]。其时域波形如图1所示，频域波形如图2所示。

2FSK信号的数字表达式为

$$e_{2\mathrm{FSK}}(t)=s(t)\cos(\omega_1 t+\phi)+s(t)\cos(\omega_2 t+\phi) \tag{1}$$

$$s(t)=\sum_n a_n g(t-nT_\mathrm{b}) \tag{2}$$

式中：$s(t)$为单极性非归零矩形脉冲序列；a_n为需要传输的数字信号，取值为“0”和“1”；$g(t)$为持续时间为T_b、高度为1的门函数；ω_1和ω_2分别为对应f_1和f_2的角频率；ϕ为相位。

FSK信号解调中，一般采用相干或非相干解调接收。2种接收解调方法都采用带通滤波器，中心频率分别对准f_1和f_2，即对准符号“1”和符号“0”频率。非相干解调采用包络检波器，输出由判决电路判决；相干解调经过与本地同步载波相乘后，经低通滤波器得到基带信号，再由判决电路判决后解调输出比特符号。信号传输和接收机解调框如图3所示[18,22]。

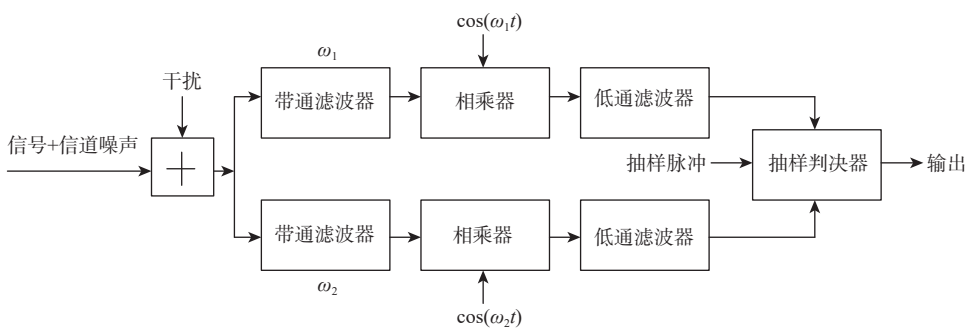


图3 信号传输和接收机解调框[18,22]

Fig. 3 Block of signal transmission and receiver demodulation[18,22]

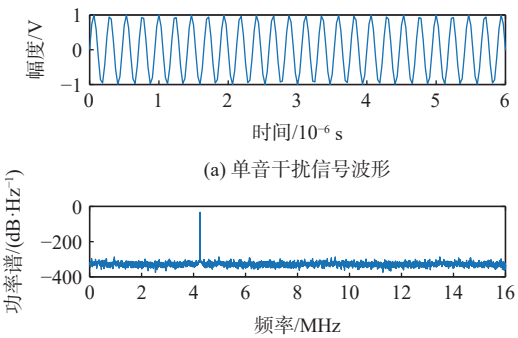
2　对 FSK 信号干扰样式建模

1）单音干扰。单音干扰指单个频点的干扰信号, 其数学表达式为

$$J(t)=A\cos(2\pi ft+\varphi) \tag{3}$$

式中: A为单音干扰的振幅; f为干扰信号频率; φ为干扰信号的相位。

假设干扰信号载波频率为 4.25 MHz, 单音干扰信号的时域波形和功率谱如图 4 所示。



(a) 单音干扰信号波形

(b) 单音干扰信号功率谱

图 4　单音干扰信号的时域波形和功率谱

Fig. 4　Time-domain waveform and power spectrum of single-tone jamming signal

2）多音干扰。多音干扰由多个不同频率、相同功率、随机相位的单音干扰组成。多音干扰可以建模为多个单音干扰之和, 时域表达式为

$$J(t)=\sum_{i=1}^{n}\sqrt{J_i}\cos(2\pi f_i t+\varphi_i) \tag{4}$$

式中: n为单音干扰的个数; J_i为第i个单音干扰的功率; f_i为第i个单音干扰的频率; φ_i为$[0,2\pi)$上均匀分布的随机变量。改变n、J_i、f_i就可以改变单音干扰的个数、功率、频率。

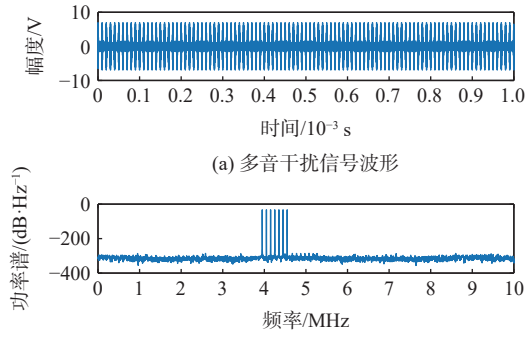
假设干扰信号载波频率为 4.25 MHz, 在此基础上以 100 kHz 为间隔, 分别增加、减少 3 次, 产生的 7 个不同频率的单音干扰信号进行叠加可得到多音干扰信号, 其能量分别集中在以 4.25 MHz 为中心、以 100 kHz 为间隔的 7 个频点上。多音干扰信号的时域波形和功率谱如图 5 所示。

3）窄带干扰。窄带干扰是指干扰信号带宽与发射信号带宽比值较小或绝对带宽较小的干扰方式。因此, 窄带干扰的频谱通常集中在较窄的频率范围内, 表达式为

$$J(t)=Au(t)\cos(2\pi ft+\varphi) \tag{5}$$

式中: $u(t)$表示均值为 0、方差为σ_{n}^2的高斯白噪声; φ为$[0,2\pi)$上均匀分布的随机变量。

窄带干扰是将高斯白噪声通过低通滤波器获得带限高斯白噪声, 再调制到信号频带。干扰信号带宽是低通滤波器带宽的 2 倍, 载波频率为正弦波频率, 改变低通滤波器带宽及正弦波频率即可改变干扰信号参数。假设载波频率为 4.25 MHz, 低通滤波器的截止频率为 100 kHz, 则窄带干扰的能量集中在以 4.25 MHz 为中心、带宽为 200 kHz 的频段上。窄带干扰信号的时域波形和功率谱如图 6 所示。

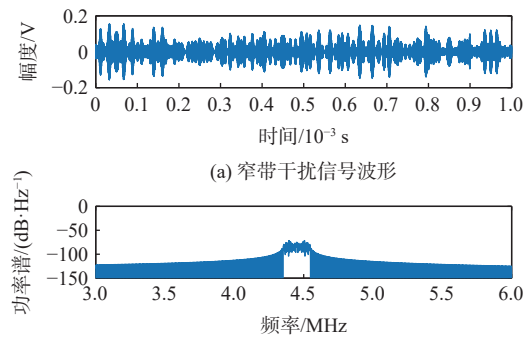


(a) 多音干扰信号波形

(b) 多音干扰信号功率谱

图 5　多音干扰信号的时域波形和功率谱

Fig. 5　Time-domain waveform and power spectrum of multi-tone jamming signal



(a) 窄带干扰信号波形

(b) 窄带干扰信号功率谱

图 6　窄带干扰信号的时域波形和功率谱

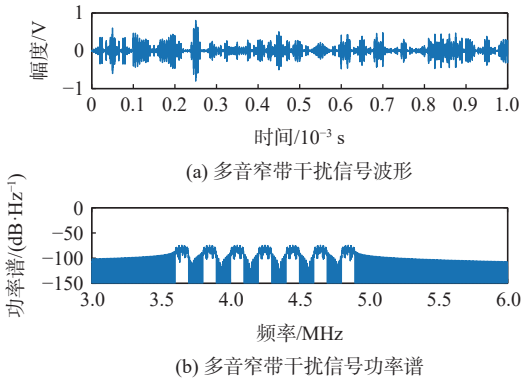
Fig. 6　Time-domain waveform and power spectrum of narrowband jamming signal

4）多音窄带干扰。多音窄带干扰由多个不同中心频率、相同功率的窄带干扰组成, 时域表达式为

$$J(t)=\sum_{i=1}^{M}A_i u_i(t)\cos(2\pi f_i t+\varphi_i) \tag{6}$$

式中: M为干扰信号的中心频点个数; A_i为第 i 个干扰信号的幅度; $u_i(t)$表示均值为 0、方差为σ_{n}^2的高斯白噪声; φ_i为$[0,2\pi)$上均匀分布的随机变量, 不同中心频率的窄带干扰均具有相等的平均功率和带宽。

假设干扰信号的中心频率分布在以 4.25 MHz 为中心、以 200 kHz 为间隔的 7 个频点上。窄带干扰的截止频率为 50 kHz, 其能量分别集中在带宽为 100 kHz 的 7 个中心频率不同的频段上。多音窄带干扰信号的时域波形和功率谱如图 7 所示。



(a) 多音窄带干扰信号波形

(b) 多音窄带干扰信号功率谱

图 7 多音窄带干扰信号的时域波形和功率谱

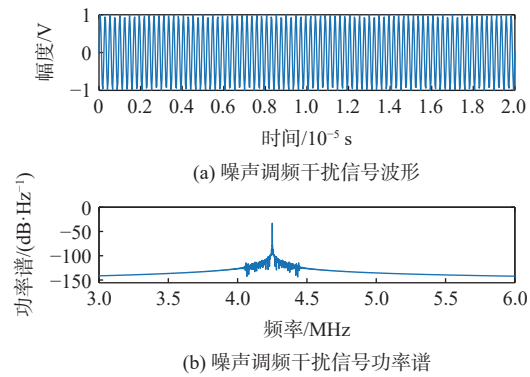
Fig. 7 Time-domain waveform and power spectrum of multi-tone narrowband jamming signal

5）噪声调频干扰。噪声调频干扰信号利用基带噪声作为调制信号，对载波信号进行频率调制，使得载波信号的频率随基带噪声做随机变化。噪声调频干扰信号的表达式为

$$J(t)=A\cos(2\pi f_i t+2\pi k_{\mathrm{FM}}\int_0^t u(t)\mathrm{d}t+\varphi_i) \tag{7}$$

式中：$u(t)$表示均值为 0、方差为σ_{n}^2的基带噪声；k_{FM}为调频斜率；φ_i为$[0,2\pi)$均匀分布的与$u(t)$独立的随机变量。

假设干扰信号的载波频率为 4.25 MHz，调频斜率k_{FM}为 1 kHz/s，相位为 0。作为调制信号的噪声利用高斯白噪声过低通滤波器生成，低通滤波器的截止频率为 200 kHz。噪声调频信号功率谱呈现以频率f_i为中心的尖峰状。噪声调频干扰信号的时域波形和功率谱如图 8 所示。



(a) 噪声调频干扰信号波形

(b) 噪声调频干扰信号功率谱

图 8 噪声调频干扰信号的时域波形和功率谱

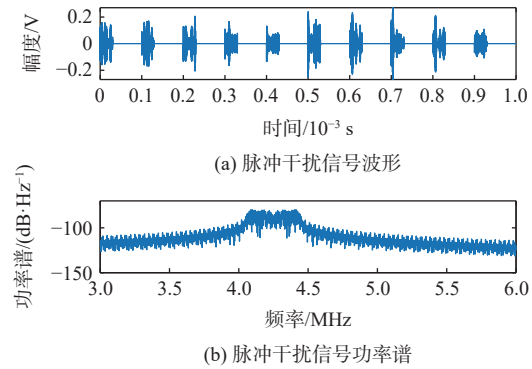
Fig. 8 Time-domain waveform and power spectrum of noise frequency modulation jamming signal

6）脉冲干扰。脉冲干扰信号的工作模式是在一段时间内发射干扰信号，在其余时间内处于休眠状态。脉冲干扰信号的表达式为

$$J(t)=u(t)A\cos(2\pi f_i t)\sum_{n=-\infty}^{\infty}g(t-nT_{\mathrm{b}}) \tag{8}$$

式中：$u(t)$为噪声；$g(t-nT_{\mathrm{b}})$为脉冲信号。

假设干扰信号的载波频率为 4.25 MHz，脉冲个数为 10，占空比为 0.3，脉冲干扰信号采用将高斯白噪声过截止频率为 200 kHz 的低通滤波器，加脉冲窗的方式生成，再调制到信号频带。脉冲干扰信号的时域波形和功率谱如图 9 所示。



(a) 脉冲干扰信号波形

(b) 脉冲干扰信号功率谱

图 9 脉冲干扰信号的时域波形和功率谱

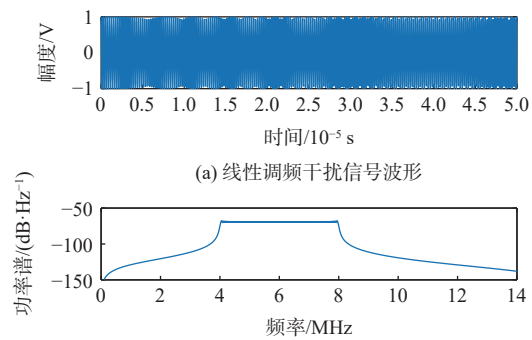
Fig. 9 Time-domain waveform and power spectrum of pulse jamming signal

7）线性调频干扰。线性调频干扰信号是在一定频段范围内频率随时间连续变化的信号，在一个时间段看做一个窄带信号扫描一个较宽的频带信号达到用窄带干扰宽带的目的。线性调频干扰信号的表达式为

$$J(t)=A\cos(2\pi f_i t+\pi k t^2+\varphi_i)\qquad 0<t<T \tag{9}$$

式中：T为单个周期时间；k为线性调频斜率。

假设干扰信号的起始频率为 4 MHz，截止频率为 8 MHz。噪声调频干扰信号的时域波形和功率谱如图 10 所示。



(a) 线性调频干扰信号波形

(b) 线性调频干扰信号功率谱

图 10 线性调频干扰信号的时域波形和功率谱

Fig. 10 Time-domain waveform and power spectrum of linear frequency modulation jamming signal

8）噪声调幅干扰。噪声调幅干扰是利用噪声作为调制信号，对载波信号进行幅度调制，使得载波信号的振幅随基带噪声做随机变化。噪声调幅干扰信号的表达式为

$$J(t)=[A+A_{\mathrm{n}}(t)]\cos(2\pi f_i t+\varphi_i) \tag{10}$$

式中：$A_{\mathrm{n}}(t)$为调制噪声。

假设干扰信号的载波频率为 4.25 MHz, 调制度为 0.5, 低通滤波器的截止频率为 200 kHz。噪声调幅干扰信号的时域波形和功率谱如图 11 所示。

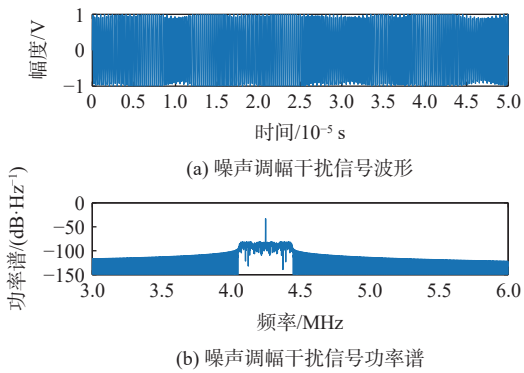


图 11　噪声调幅干扰信号的时域波形和功率谱

Fig. 11　Time-domain waveform and power spectrum of noise amplitude modulation jamming signal

9) 噪声调相干扰。噪声调相干扰是利用噪声作为调制信号, 对载波信号进行相位调制, 使得载波信号的相位随基带噪声做随机变化。噪声调相干扰信号的表达式为

$$J(t)=A\cos\left(2\pi f_i t+k_{\mathrm{PM}}\int_0^t u(t)\mathrm{d}t+\varphi_i\right) \tag{11}$$

式中: k_{PM}为调相斜率。

假设干扰信号的载波频率为 4.25 MHz, 调相斜率为 5 rad/s, 低通滤波器的截止频率为 200 kHz。噪声调相干扰信号的时域波形和功率谱如图 12 所示。

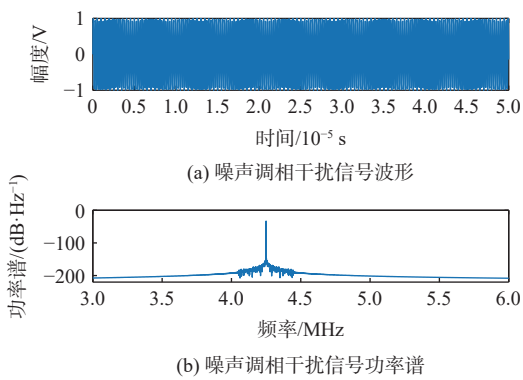


图 12　噪声调相干扰信号的时域波形和功率谱

Fig. 12　Time-domain waveform and power spectrum of noise phase modulation jamming signal

3　FSK 通信信号的干扰效果仿真

FSK 通信信号参数设置如下: 数据码元个数为 1 000, 信号码速率为 1 Mbit/s, 采样率为 32 MHz, 调制指数为 3.5, FSK 信号中 2 种码元所代表的频率分别为 4.25 MHz 和 7.75 MHz。接收端采用相干解调法建立通信系统模型。无干扰时, 横轴的信干比就是信噪比(信号功率与噪声功率的比值), 设置为 −15～15 dB。有干扰时, 将单音干扰、多音干扰、窄带干扰、多音窄带干扰、噪声调幅干扰、噪声调频干扰、噪声调相干扰、线性调频干扰、脉冲干扰加入 FSK 调制通信信号中, 信干比(信号功率与干扰功率的比值)设置为−15～15 dB, 步进设置为 1 dB。为突出干扰效果, 信噪比不宜设置过低, 本文信噪比设置为 10 dB。仿真采用 200 次蒙特卡罗进行统计。下面在无频偏和有频偏 2 种情况下对比干扰效果。

1) 无频偏情况。无频偏情况是指干扰设备能够准确获得 FSK 通信系统的工作频点。仿真中干扰参数设置如下: 单音干扰载波频率为 4.25 MHz (无频偏); 多音干扰由 7 个单音干扰组成, 载波频率设置为以 4.25 MHz 为中心的 7 个频点, 频率间隔为 200 kHz; 窄带干扰载波频率为 4.25 MHz, 带宽为 200 kHz; 多音窄带干扰的载波频率设置为以 4.25 MHz 为中心的 7 个频点, 频率间隔为 200 kHz, 7 个窄带干扰的带宽均为 100 kHz; 噪声调频干扰载波频率设置为以 4.25 MHz 为中心的 3 个频点, 频率间隔为 200 kHz, 带宽均为 200 kHz, 调频斜率分别为 1 kHz/s 和 1 MHz/s; 脉冲干扰载波频率为 4.25 MHz, 带宽分别为 200 kHz 和 4 MHz, 占空比为 0.5; 线性调频干扰载波频率为 4.25 MHz, 带宽为 200 kHz; 噪声调幅干扰载波频率为 4.25 MHz, 带宽为 200 kHz, 调制度为 0.5; 噪声调相干扰载波频率为 4.25 MHz, 带宽为 200 kHz, 调相斜率为 5 rad/s。图 13 为 FSK 信号在不同干扰情况下的误码率随信干比的变化曲线。

由图 13 可知, 在无频偏的情况下, 单音干扰在信干比为−15～0 dB 时干扰能力最强且稳定, 但信干比大于 0 dB 后, 单音干扰、多音干扰、线性调频干扰的干扰效果均急剧下降, 噪声调幅干扰和噪声调相干扰性能与单音干扰相似。窄带干扰效果略好于多音窄带干扰效果, 原因在于: 在总功率一定的情况下, 窄带干扰能量更集中。当信干比为 0～3 dB 时, 噪声调频干扰效果最佳, 当信干比大于 3 dB 时, 脉冲干扰效果最优, 噪声调频干扰效果急剧下降。因此, 在无频偏的情况下, 当信干比为−15～0 dB 时, 考虑到性能与可实现性的折中, 推荐选择单音干扰, 当信干比为 0～15 dB 时, 推荐选择带宽和占空比合适的脉冲干扰。

2) 有频偏情况。在实际系统对 FSK 信号实施干扰时, FSK 信号的工作频点往往需要预先进行电磁侦测, 而侦测结果存在的频率偏差不可避免, 这会对干扰效果产生影响。在设置相同信干比和信噪比的情况下, 频偏并不影响比较的公平性。下面

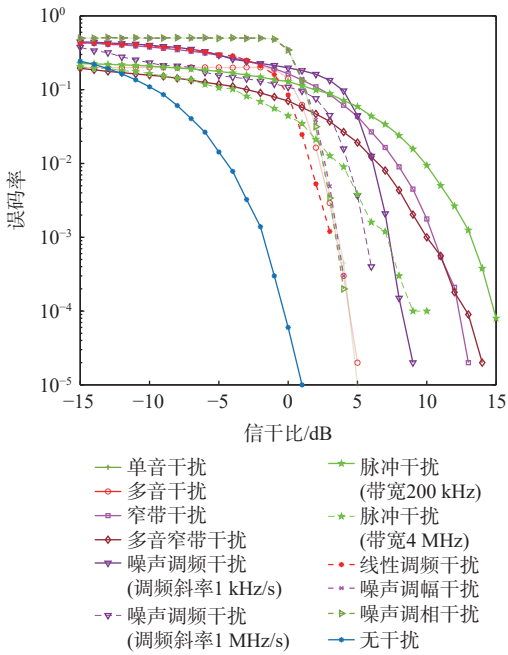


图 13 无频偏情况下 FSK 信号误码率随信干比的变化曲线

Fig. 13 Change of bit error rate of FSK signal with signal-to-jamming ratio without frequency bias

对比不同频偏情况下对 FSK 信号的干扰效果。为对比不同程度频偏对干扰效果造成的影响，在图 14～图 17 中给出无频偏的情况作为参考。

对单音、多音、噪声调幅、噪声调相干扰性能进行分析。干扰参数设置如下。单音干扰分为 3 种情况：①载波频率为 4.35 MHz(频偏占主瓣宽

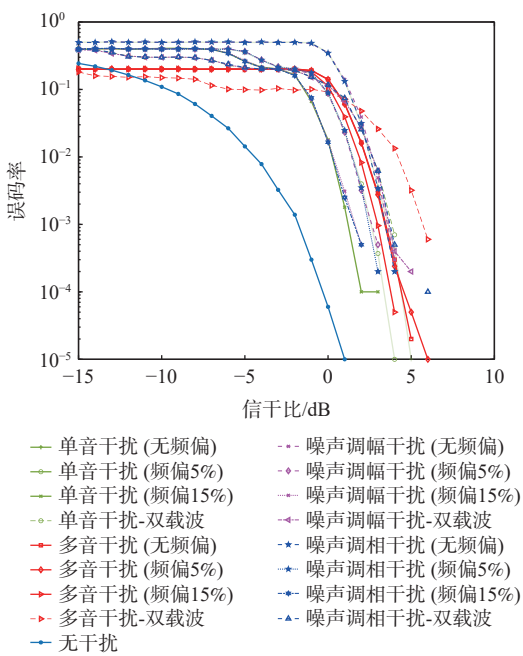


图 14 单音、多音、噪声调幅、噪声调相干扰情况下 FSK 信号误码率随信干比的变化曲线

Fig. 14 Change of bit error rate of FSK signal with signal-to-jamming ratio under single-tone, multi-tone, noise amplitude modulation, and noise phase modulation jamming

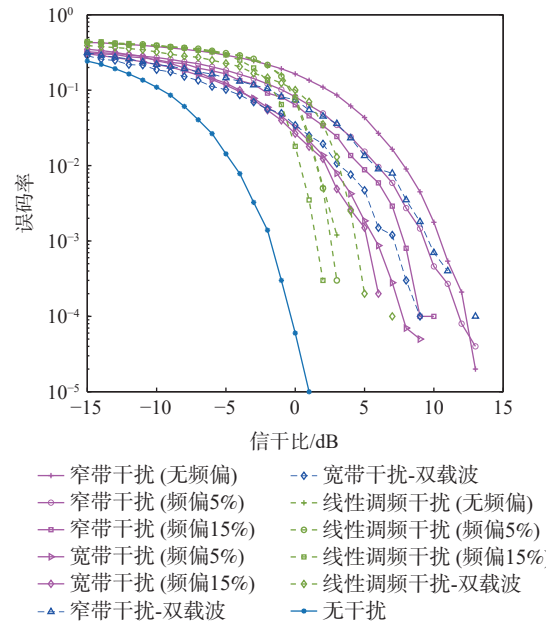


图 15 窄带、宽带、线性调频干扰情况下 FSK 信号误码率随信干比的变化曲线

Fig. 15 Change of bit error rate of FSK signal with signal-to-jamming ratio under narrowband, wideband, and linear frequency modulation jamming

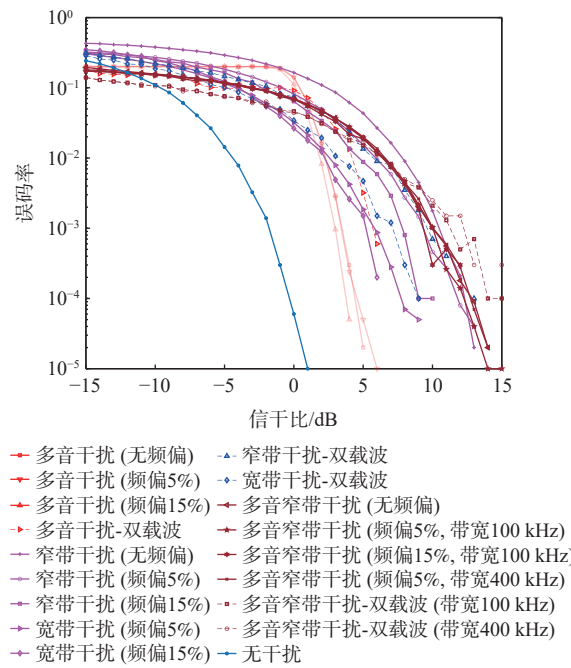


图 16 多音、窄带、宽带、多音窄带干扰情况下 FSK 信号误码率随信干比的变化曲线

Fig. 16 Change of bit error rate of FSK signal with signal-to-jamming ratio under multi-tone, narrowband, and multi-tone narrowband jamming

度的 5%)；②载波频率为 4.55 MHz(频偏占主瓣宽度的 15%)；③载波频率分别为 4.35 MHz(频偏占主瓣宽度的 5%)和 8 MHz(频偏占主瓣宽度的 12.5%)。多音干扰分为 3 种情况：①载波频率以

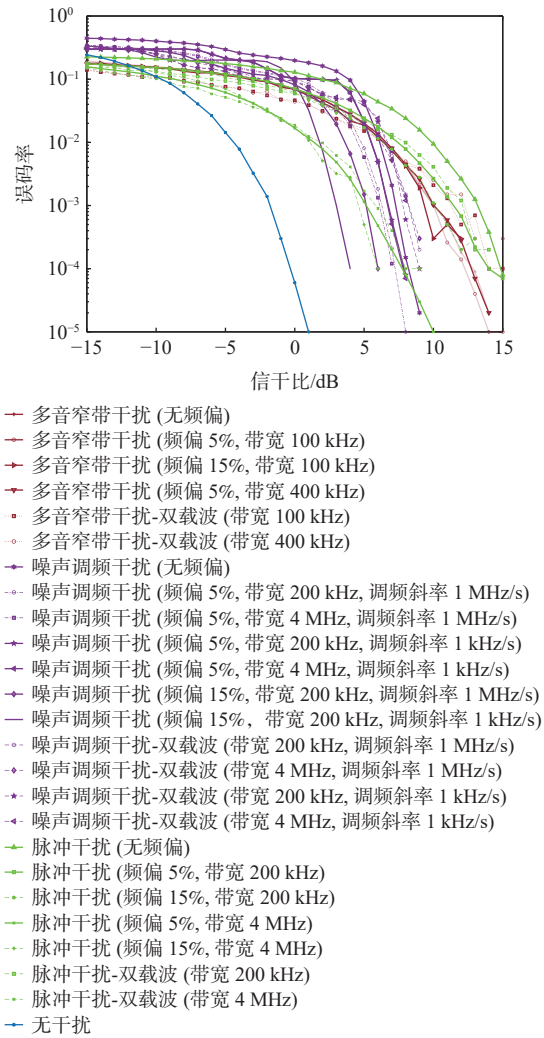


图 17　多音窄带、噪声调频、脉冲干扰情况下 FSK 信号误码率随信干比的变化曲线

Fig. 17　Change of bit error rate of FSK signal with signal-to-jamming ratio under multi-tone narrowband, noise frequency modulation, and pulse jamming

4.35 MHz 为中心(频偏占主瓣宽度的 5%), 7 个频点的频率间隔为 200 kHz; ②载波频率以 4.55 MHz 为中心(频偏占主瓣宽度的 15%), 7 个频点的频率间隔为 200 kHz; ③载波频率分别以 4.35 MHz(频偏占主瓣宽度的 5%)和 8 MHz(频偏占主瓣宽度的 12.5%)为中心, 每组 7 个频点的频率间隔为 200 kHz。噪声调幅干扰分为 3 种情况: ①载波频率为 4.35 MHz(频偏占主瓣宽度的 5%), 带宽为 200 kHz, 调制度为 0.5; ②载波频率为 4.55 MHz(频偏占主瓣宽度的 15%), 带宽为 200 kHz, 调制度为 0.5; ③载波频率分别为 4.35 MHz(频偏占主瓣宽度的 5%)和 8 MHz(频偏占主瓣宽度的 12.5%), 带宽为 200 kHz, 调制度为 0.5。噪声调相干扰分为 3 种情况: ①载波频率为 4.35 MHz(频偏占主瓣宽度的 5%), 带宽为 200 kHz, 调相斜率为 5 rad/s; ②载波频率为 4.55 MHz(频偏占主瓣宽度的 15%), 带宽为 200 kHz, 调相斜率为 5 rad/s; ③载波频率分别为 4.35 MHz(频偏占主瓣宽度的 5%)和 8 MHz(频偏占主瓣宽度的 12.5%), 带宽为 200 kHz, 调相斜率为 5 rad/s。图 14 为加入单音、多音、噪声调幅、噪声调相干扰时 FSK 信号误码率随信干比的变化曲线。

由图 14 可知, 当存在频偏时, 单音干扰在信干比为 0～5 dB 时与无频偏相比, 干扰性能急剧下降。当信干比大于 2 dB 时, 覆盖 FSK 信号双载波频率的多音干扰效果最佳。当频偏增大时, 多音干扰误码率随信干比的变化曲线与无频偏相比变化不大, 可见, 多音干扰的干扰效果受频率偏移影响较小。噪声调幅干扰和噪声调相干扰的效果与单音干扰类似, 原因在于这 3 类干扰功率主要都集中在载波频率上。

对窄带、宽带、线性调频干扰性能进行分析。干扰参数设置如下。窄带干扰分为 3 种情况: ①载波频率为 4.35 MHz(频偏占主瓣宽度的 5%), 带宽为 200 kHz; ②载波频率为 4.55 MHz(频偏占主瓣宽度的 15%), 带宽为 200 kHz; ③载波频率分别为 4.35 MHz(频偏占主瓣宽度的 5%)和 8 MHz(频偏占主瓣宽度的 12.5%), 带宽为 200 kHz。宽带干扰分为 3 种情况: ①载波频率为 4.35 MHz(频偏占主瓣宽度的 5%), 带宽为 2 MHz; ②载波频率为 4.55 MHz(频偏占主瓣宽度的 15%), 带宽为 2 MHz; ③载波频率分别为 4.35 MHz(频偏占主瓣宽度的 5%)和 8 MHz(频偏占主瓣宽度的 12.5%), 带宽为 2 MHz。线性调频干扰分为 3 种情况: ①载波频率为 4.35 MHz(频偏占主瓣宽度的 5%), 带宽为 200 kHz; ②载波频率为 4.55 MHz(频偏占主瓣宽度的 15%), 带宽为 200 kHz; ③载波频率分别为 4.35 MHz(频偏占主瓣宽度的 5%)和 8 MHz(频偏占主瓣宽度的 12.5%), 带宽为 200 kHz。图 15 为加入窄带、宽带、线性调频干扰时 FSK 信号误码率随信干比的变化曲线。

由图 15 可知, 当窄带干扰的带宽较窄时, 干扰效果容易受到频率偏移的影响, 当宽带干扰的带宽较宽时, 干扰效果不易受频率偏移的影响, 但由于能量比较分散, 干扰效果较差。线性调频干扰与窄带、宽带干扰相比, 在信干比为 0～5 dB 时性能急剧下降。

对多音、窄带、宽带、多音窄带干扰性能进行分析。干扰参数设置如下。多音干扰参数设置与单音、多音、噪声调幅、噪声调相干扰性能分析中相同。窄带、宽带干扰参数设置与窄带、宽带、线性调频干扰性能分析中相同。多音窄带干扰分为 5 种情况: ①载波频率以 4.35 MHz 为中心(频偏占主瓣宽度的 5%), 7 个窄带干扰的带宽均为 100 kHz,

频率间隔为200 kHz; ②载波频率以4.55 MHz为中心(频偏占主瓣宽度的15%), 7个窄带干扰的带宽均为100 kHz, 频率间隔为200 kHz; ③多音窄带干扰载波频率以4.35 MHz为中心(频偏占主瓣宽度的5%), 7个窄带干扰的带宽均为400 kHz, 频率间隔为200 kHz; ④载波频率分别以4.35 MHz(频偏占主瓣宽度的5%)和8 MHz(频偏占主瓣宽度的12.5%)为中心, 每组7个窄带干扰的带宽均为100 kHz, 频率间隔为200 kHz; ⑤载波频率分别以4.35 MHz(频偏占主瓣宽度的5%)和8 MHz(频偏占主瓣宽度的12.5%)为中心, 每组7个窄带干扰的带宽均为400 kHz, 频率间隔为200 kHz。图16为加入多音、窄带、多音窄带干扰时FSK信号误码率随信干比的变化曲线。

由图16可知, 当多音窄带干扰的带宽较窄时, 干扰效果受频率偏移影响较小, 继承了多音干扰的优点。当多音窄带干扰的带宽较宽时, 多音窄带干扰在多个频点处设置干扰频段, 频率间隔较小, 能量并没有过度分散, 因此, 干扰性能没有受到较大影响, 克服了宽带干扰的缺点。综上所述, 多音窄带干扰融合了多音干扰和窄带干扰的优势, 克服了两者的缺点, 即干扰信号带宽较窄时, 不易受频率偏移影响, 干扰信号带宽较宽时, 能量更加集中, 因此, 多音窄带干扰相比多音干扰和窄带干扰具有更好的干扰性能。当信干比大于7 dB时, 覆盖FSK信号双载波频率的多音窄带干扰体现出较好的干扰效果。

对多音窄带、噪声调频、脉冲干扰性能进行分析。干扰参数设置如下。多音窄带干扰参数设置与多音、窄带、多音窄带干扰性能分析中相同。噪声调频干扰分为10种情况: ①载波频率以4.35 MHz为中心(频偏占主瓣宽度的5%), 3个基带噪声带宽均为200 kHz, 频率间隔为100 kHz, 调频斜率为1 MHz/s; ②载波频率以4.35 MHz为中心(频偏占主瓣宽度的5%), 3个基带噪声带宽均为4 MHz, 频率间隔为100 kHz, 调频斜率为1 MHz/s; ③载波频率以4.35 MHz为中心(频偏占主瓣宽度的5%), 3个基带噪声带宽均为200 kHz, 频率间隔为100 kHz, 调频斜率为1 kHz/s; ④载波频率以4.35 MHz为中心(频偏占主瓣宽度的5%), 3个基带噪声带宽均为4 MHz, 频率间隔为100 kHz, 调频斜率为1 kHz/s; ⑤载波频率以4.55 MHz为中心(频偏占主瓣宽度的15%), 3个基带噪声带宽均为200 kHz, 频率间隔为100 kHz, 调频斜率为1 MHz/s; ⑥载波频率以4.55 MHz为中心(频偏占主瓣宽度的15%), 3个基带噪声带宽均为200 kHz, 频率间隔为100 kHz, 调频斜率为1 kHz/s; ⑦载波频率分别以4.35 MHz(频偏占主瓣宽度的5%)和8 MHz(频偏占主瓣宽度的12.5%)为中心, 3个基带噪声带宽均为200 kHz, 频率间隔为100 kHz, 调频斜率为1 MHz/s; ⑧载波频率分别以4.35 MHz(频偏占主瓣宽度的5%)和8 MHz(频偏占主瓣宽度的12.5%)为中心, 3个基带噪声带宽均为4 MHz, 频率间隔为100 kHz, 调频斜率为1 MHz/s; ⑨载波频率分别以4.35 MHz(频偏占主瓣宽度的5%)和8 MHz(频偏占主瓣宽度的12.5%)为中心, 3个基带噪声带宽均为200 kHz, 频率间隔为100 kHz, 调频斜率为1 kHz/s; ⑩载波频率分别以4.35 MHz(频偏占主瓣宽度的5%)和8 MHz(频偏占主瓣宽度的12.5%)为中心, 3个基带噪声带宽均为4 MHz, 频率间隔为100 kHz, 调频斜率为1 kHz/s。脉冲干扰分为6种情况: ①载波频率为4.35 MHz(频偏占主瓣宽度的5%), 干扰带宽为200 kHz, 占空比为0.5; ②载波频率为4.35 MHz(频偏占主瓣宽度的5%), 干扰带宽为4 MHz, 占空比为0.5; ③载波频率为4.55 MHz(频偏占主瓣宽度的15%), 干扰带宽为200 kHz, 占空比为0.5; ④载波频率为4.55 MHz(频偏占主瓣宽度的15%), 干扰带宽为4 MHz, 占空比为0.5; ⑤载波频率分别为4.35 MHz(频偏占主瓣宽度的5%)和8 MHz(频偏占主瓣宽度的12.5%), 干扰带宽均为200 kHz, 占空比为0.5; ⑥载波频率分别为4.35 MHz(频偏占主瓣宽度的5%)和8 MHz(频偏占主瓣宽度的12.5%), 干扰带宽均为4 MHz, 占空比为0.5。图17为加入多音窄带、噪声调频、脉冲干扰时FSK信号误码率随信干比的变化曲线。

由图17可知, 噪声调频干扰在信干比为−15～5 dB时干扰效果优于多音窄带干扰, 且整体比较稳定。当调频斜率较大时, 噪声调频干扰的干扰效果基本不受频偏和带宽的影响。当调频斜率较小时, 噪声调频干扰的干扰效果受到频偏影响较明显, 带宽对其影响不明显。当信干比大于5 dB时, 覆盖FSK信号双载波频率的噪声调频干扰与覆盖单载波频率的噪声调频干扰相比具有更好的干扰效果。脉冲干扰的干扰效果受到频偏、带宽和占空比的影响, 其中带宽对脉冲干扰的影响最为明显, 带宽越宽, 干扰效果越差。但当频偏较小, 带宽较窄时, 干扰效果整体较好且稳定。

由于实际工程中, 频偏不可避免, 而且干扰功率往往受限, 在这种情况下, 噪声调频干扰性能较佳。下面从理论上分析噪声调频干扰的性能, 验证仿真结果, 为工程决策提供理论支撑。

当调频指数$m = k_{\mathrm{FM}}\sigma_{\mathrm{n}}/\Delta F \gg 1$($\Delta F$为基带噪声的功率谱宽)时, 噪声调频干扰的频谱宽度为[23]

$$\Delta f = 2\sqrt{2\ln 2} f_{\mathrm{E}} = 2\sqrt{2\ln 2} k_{\mathrm{FM}} \sigma_{\mathrm{n}} \tag{12}$$

式中: f_{E}为有效调频带宽。

从式 (12) 可以看到, 噪声调频干扰的频谱宽度与基带噪声带宽ΔF无关, 取决于基带调制噪声的功率σ_{n}^2和调频斜率k_{FM}。因此, 当$m \gg 1$时, 噪声调频干扰具有很大的干扰带宽, 此时噪声调频干扰的干扰效果基本不受频偏和基带噪声带宽的影响。

当调频指数$m \ll 1$时, 噪声调频干扰的频谱宽度为

$$\Delta f = \frac{\pi f_{\mathrm{E}}^2}{2\Delta F} = \pi m^2 \Delta F \tag{13}$$

从式 (13) 可以看到, 噪声调频干扰的频谱宽度与调频指数m和调制噪声带宽ΔF有关。因此, 当$m \ll 1$时, 噪声调频干扰的带宽较窄, 干扰效果容易受到频偏的影响。

综上所述, 根据干扰效果仿真和理论分析, 表 1 为不同频偏、不同信干比情况下的干扰样式优选方案, 表 2 为不同干扰样式在不同频偏下实现通信阻断(误码率大于10^{-2})需要的临界信干比。

信干比定义如下:

$$R = 10\lg\left(\frac{P_{\mathrm{s}}}{P_{\mathrm{i}}}\right) \tag{14}$$

式中: P_{s}为信号功率; P_{i}为干扰功率。

由表 1 可知, 当信干比小于 0 dB 时, 单音干扰和噪声调频干扰对系统恶化程度更严重; 当信干比大于 0 dB 时, 噪声调频干扰、多音窄带干扰和脉冲干扰具有更好的干扰效果。表 2 中列出的临界信干比指干扰系统实现通信阻断所需达到的最小信干比数值。临界信干比越大, 表示在给定的通信信号接收功率下, 实现链路阻断所需的干扰功率代价越小。综合比较表 2 中的各类干扰样式, 可以得出在不同频偏情况下实现通信阻断, 小带宽的脉冲干扰付出的功率代价最小(表中数值已加粗)。

表 1　不同频偏、不同信干比下的干扰样式优选方案

Table 1　Optimal jamming type selection scheme under different frequency biases and signal-to-jamming ratios

频偏/%	信干比/dB				
	<−10	−10～−5	−5～0	0～5	>5
0	单音	单音	单音	噪声调频	脉冲
<5	单音	单音	单音	噪声调频	脉冲
5～15	单音	单音	噪声调频	多音窄带	脉冲
5、12.5(双载波)	噪声调频	噪声调频	噪声调频	噪声调频/脉冲	多音窄带/脉冲

表 2　不同干扰样式在不同频偏下实现通信阻断的临界信干比

Table 2　Critical signal-to-jamming ratio required to block communication with different frequency biases and jamming types

干扰样式		临界信干比/dB			
		频偏为0	频偏<5%	频偏为5%～15%	频偏为5%、12.5%(双载波)
单音		2.5	1.5	0.2	2.5
多音		2.2	2.2	2	4
窄带		8	6	5	6
多音窄带		7	6.5	6	6.5
噪声调频	斜率大	4.2	4.8	3.5	6.5
	斜率小	6	5.5	1.8	6.5
脉冲	带宽小	**10**	**7.5**	**6**	**8**
	带宽大	4	1.5	1	2
线性调频		3	1.5	0.5	3
噪声调幅		2.5	1.5	0.2	2.5
噪声调相		2.5	1.5	0.2	2.5

4　结　论

本文以 FSK 调制通信系统为研究重点, 仿真了不同干扰样式对系统的干扰效果, 分析表明:

1) 在实际工程中, 频率偏移必然存在且会对不同体制干扰效果产生影响。干扰性能的影响因子主要有频偏、干扰功率及干扰带宽等。

2) 考虑到实际中存在频偏及干扰功率受限的恶劣对抗环境, 可以选择受频偏和干扰带宽影响较小的噪声调频干扰、多音窄带干扰及在较低干扰功率情况下也具有良好效果的脉冲干扰。

3) 针对频率瞄准的瞄准式干扰样式进行了特定建模分析, 可拓展分析其对其他调制方式通信系统的干扰效果。

本文着重分析了基于频率瞄准的干扰样式对 FSK 调制系统的干扰效果, 未考虑基于帧瞄准的同步帧干扰、诱骗干扰或其他智能干扰样式, 上述干扰样式可在后续展开研究。

参考文献 (References)

[1] 张洪太, 王敏, 崔万照, 等. 卫星通信技术[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2018: 2-5.
ZHANG H T, WANG M, CUI W Z. Satellite communication[M]. Beijing: Beijing Insititute of Technology Press, 2018: 2-5(in Chinese).

[2] 李献斌, 王建, 范广腾, 等. 北斗导航星座星间通信速率控制方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(4): 731-738.
LI X B, WANG J, FAN G T, et al. Inter-satellite communication rate control method of BeiDou navigation constellation[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(4):

731-738(in Chinese).

[3] 郝东方. 卫星通信干扰技术的研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2012: 13-29.
HAO D F. Research on satellite communication jamming technology[D]. Xi'an: Xidian University, 2012: 13-29(in Chinese).

[4] 蒋春茂, 徐慨. 卫星通信系统的干扰效能分析[J]. 舰船电子工程, 2020, 40(5): 130-133.
JIANG C M, XU K. Analysis of jamming efficiency of satellite communication system[J]. Ship Electronic Engineering, 2020, 40(5): 130-133 (in Chinese).

[5] 魏玉清, 冀云成, 吴涛. 国外星-地通信干扰技术发展现状及趋势研究[J]. 中国集成电路, 2020, 29(S3): 27-31.
WEI Y Q, JI Y C, WU T. Research on the development status and trend of satellite-to-ground communication jamming technology abroad[J]. China Integrated Circuit, 2020, 29(S3): 27-31(in Chinese).

[6] 李荃, 黄越星, 吴翔, 等. 卫星通信链路干扰研究[C]//第十七届卫星通信学术年会论文集. 北京: 中国通信学会, 2021: 102-106.
LI Q, HUANG Y X, WU X, et al. Study on simulation of the satellite communication links interference[C]//Proceedings of the 17th Annual Conference on Satellite Communications. Beijing: China Institute of Communications, 2021: 102-106(in Chinese).

[7] LENG X, XIAO B, ZHANG Y N. Visual modeling and analysis of jamming effect of electronic countermeasures equipment based on STK[C]//Proceedings of the 2nd International Symposium on Mechanical Systems and Electronic Engineering. Piscataway: IEEE Press, 2022: 1-6.

[8] HE D C. Exploring the common interference of satellite communication and its countermeasures[J]. Changjiang Information & Communications, 2021, 34(8): 116-118.

[9] 董苏惠, 姚秀娟, 高翔, 等. GSO 卫星系统布设中的通信干扰评估方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(11): 2184-2194.
DONG S H, YAO X J, GAO X, et al. Communication interference assessment methods in GSO satellite system deployment[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(11): 2184-2194(in Chinese).

[10] LICHTMAN M, REED J H. Analysis of reactive jamming against satellite communications[J]. International Journal of Satellite Communications and Networking, 2016, 34(2): 195-210.

[11] PANAGOPOULOS A D, KRITIKOS T D, LIVIERATOS S N, et al. Interference studies between adjacent satellite communications systems operating above 10 GHz and using power control as fade mitigation technique[J]. Wireless Personal Communications, 2014, 77(2): 1311-1327.

[12] 徐可笛, 徐兆斌, 郭晓旭, 等. 大规模卫星星座组网的码分多址干扰分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2024, 50(9): 2885-2892.
XU K D, XU Z B, GUO X X, et al. Analysis of CDMA interference in large-scale satellite constellation[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2024, 50(9): 2885-2892(in Chinese).

[13] 逄天洋, 李永贵, 牛英滔, 等. 通信电子干扰的分类与发展[J]. 通信技术, 2018, 51(10): 2271-2278.
PANG T Y, LI Y G, NIU Y T, et al. Classification and development of communication electronic jamming[J]. Communications Technology, 2018, 51(10): 2271-2278(in Chinese).

[14] HAMDI K A, PAP L. A unified framework for interference analysis of noncoherent MFSK wireless communications[J]. IEEE Transactions on Communications, 2010, 58(8): 2333-2344.

[15] 郑文秀, 赵国庆, 张煜. 随机跳频噪声对 FSK 信号的干扰分析[J]. 电子信息对抗技术, 2007, 22(6): 33-38.
ZHENG W X, ZHAO G Q, ZHANG Y. Jamming analysis of random frequency-hopping noise on FSK signal[J]. Electronic Information Warfare Technology, 2007, 22(6): 33-38(in Chinese).

[16] 郑文秀, 张晓燕. 梳状谱射频噪声对相干接收 FSK 信号的干扰分析[J]. 电子信息对抗技术, 2010, 25(4): 21-25.
ZHENG W X, ZHANG X Y. Jamming analysis of RF noise with the pectinate spectrum on the coherent received FSK signal[J]. Electronic Information Warfare Technology, 2010, 25(4): 21-25(in Chinese).

[17] 高君丰, 高鑫伟. 音频干扰对 FSK 调制系统的对抗效果研究[J]. 舰船电子对抗, 2013, 36(4): 84-87.
GAO J F, GAO X W. Research into the countermeasure effect of audio jamming to FSK modulation system[J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2013, 36(4): 84-87(in Chinese).

[18] 彭勃, 曹健辉. 对 FSK 信号最佳干扰效果及效能研究[J]. 通信技术, 2013, 46(7): 10-13.
PENG B, CAO J H. Optimal jamming effect and efficiency of FSK[J]. Communications Technology, 2013, 46(7): 10-13(in Chinese).

[19] 杨旭宁, 陆锐敏, 张煜锋. 转发式干扰条件下 FFH/2FSK 通信链路性能分析[J]. 空军预警学院学报, 2021, 35(4): 258-262.
YANG X N, LU R M, ZHANG Y F. Performance analysis of FFH/2FSK communication link with repeater jamming[J]. Journal of Air Force Early Warning Academy, 2021, 35(4): 258-262(in Chinese).

[20] FAN X F, TAN Z L, SONG P J. Bit error rate analysis for FH/MFSK system with follower jamming[J]. Mathematical Problems in Engineering, 2020, 2020: 8975421.

[21] HE Y S, CHENG Y F, WU G, et al. Performance analysis of coherently detected FFH/BPSK with maximal ratio combining receiver over Rayleigh fading channel with multitone jamming and imperfect channel estimation[C]//Proceedings of the International Conference on Computing, Networking and Communications. Piscataway: IEEE Press, 2014: 669-673.

[22] 樊昌信, 曹丽娜. 通信原理[M]. 7 版. 北京: 国防工业出版社, 2012: 160-212.
FAN C X, CAO L N. Communication principle[M]. 7th ed. Beijing: National Defense Industry Press, 2012: 160-212(in Chinese).

[23] 邓兵, 张镭, 李炳荣. 通信对抗原理及应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2017: 183-188.
DENG B, ZHANG Y, LI B R. Principles and applications of communications countermeasures[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2017: 183-188(in Chinese).

Countermeasure effect of jamming to FSK modulation system

MA Yanan，WANG Jian*，FAN Guangteng，CAO Lu

(National Innovation Institute of Defense Technology，Academy of Military Sciences，Beijing 100071，China)

Abstract: In view of the different types of jamming faced by satellite communication, frequency-shift keying (FSK) modulated communication signal was taken as the research object, and the relationship between the bit error rate and the signal-to-jamming ratio was mainly studied under the nine countermeasure conditions of jamming, such as single-tone, multi-tone, narrowband, multi-tone narrowband, noise amplitude modulation, noise frequency modulation, noise phase modulation, linear frequency modulation jamming, and pulse jamming. The deterioration degree of the FSK modulated communication system with different types of jamming in the case of different frequency biases and signal-to-jamming ratios was obtained through simulation, and the optimal jamming type was obtained. At the same time, the maximum signal-to-jamming ratio required to block communication (with a bit error rate greater than 10^{-2}) under different frequency biases and different types of jamming was obtained. When the signal-to-jamming ratio was less than 0 dB, the single-tone jamming and noise frequency modulation jamming caused more serious system deterioration. When the signal-to-jamming ratio was greater than 0 dB, the noise frequency modulation jamming, the multi-tone narrowband jamming, and the pulse jamming exhibited better jamming effect. In the case of different frequency biases, the pulse jamming required the minimum power to block communication.

Keywords: electronic countermeasure; frequency-shift keying; signal-to-jamming ratio; bit error rate; jamming effect

Received：2023-01-04；**Accepted**：2023-03-10；**Published Online**：2023-05-06 10：35

URL： link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230505.1104.003

Foundation items：National Natural Science Foundation of China (62301590,61801503)

* **Corresponding author**. E-mail：wangjian710108@126.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0048

CFRP 平-折-平胶接接头疲劳寿命预测

许昶*，肖勇，邓鹏程
(北京航天发射技术研究所，北京 100076)

摘 要：以碳纤维增强基复合材料(CFRP)平-折-平(FJF)胶接接头为对象，通过试验拟合单向板的正则化疲劳寿命模型、剩余刚度模型及胶层的内聚力模型参数，并以此为基础通过ABAQUS软件预测了胶接接头的疲劳寿命。结果表明：在特定最大载荷条件下，预测得出的搭接区端部胶层开裂寿命与最终疲劳寿命相较于试验结果的误差值均不大于6%，具有较好的计算精度。胶接接头的搭接区端部胶层开裂寿命近似等于胶接接头最终疲劳寿命，说明搭接区端部胶层开裂寿命占胶接接头全寿命的主要部分，胶层裂纹扩展寿命可以忽略不计。

关 键 词：碳纤维增强基复合材料；平-折-平胶接接头；剩余刚度模型；内聚力模型；疲劳寿命

中图分类号：TB331

文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2025)02-0518-07

连接作为复合材料承载结构的薄弱区域，始终是复合材料结构设计关注的重点。特别是当结构在实际应用过程中受到交变载荷作用时，疲劳问题就凸显出来。

复合材料常见的连接形式中，胶接连接借助胶黏剂将结构连接成一个不可拆卸的整体，已被广泛应用于树脂基复合材料的连接[1]。胶接连接的失效主要包括层合板的失效和胶层的失效。层合板的疲劳损伤特性分析主要有S-N曲线法、剩余强模型等，其中，以剩余强度和剩余刚度模型应用较多。剩余强度模型的确定需基于大量的疲劳试验数据，测试费时又费力，数据分散性对结果也有一定的影响，在复合材料层合板的疲劳加载过程中，组分材料的力学特性会持续改变。相较而言，刚度在损伤扩展过程中可连续测试而不影响材料性能，是阐述复合材料疲劳损伤特性较为理想的变量。宗俊达和姚卫星[2]考虑占寿命绝大多数比例的Ⅰ阶段和Ⅱ阶段，提出集成各失效模式影响的剩余刚度退化复合模型，避免了Ⅲ阶段刚度降不确定性的影响。陈基伟等[3]提出一种剩余刚度概率模型，并通过试验进行了验证，该模型的中值曲线为指数函数和线性函数的组合，且在给定归一化寿命下的剩余刚度服从正态分布。Pakdel和Mohammadi[4]考虑拉-拉疲劳载荷作用下复合材料基体裂纹和分层损伤机制，将裂纹密度累积或分层扩展速率与能量释放率关联起来，建立了一种刚度退化预测模型，模型与试验吻合较好。

内聚力模型在胶层的失效分析应用中已较为广泛。吴坤岳[5]通过对经典内聚力模型进行改进，引入描述胶层疲劳特性的损伤因子，通过有限元分析，对单搭接接头的振动疲劳剩余强度进行了有效预测。文献[6]在内聚力模型中考虑了线性软化，用单参数模拟静态和疲劳载荷下的累计损伤，并将其用于混合失效模式下复合材料胶接接头的高周疲劳分析。文献[7]建立了改进的内聚力模型，用于模拟界面的损伤起始和损伤演化，该模型用一个新的梯形拉伸-分离准则来描述材料在单向高周疲劳载荷下的弹塑性行为。

收稿日期：2023-02-14；录用日期：2023-06-09；网络出版时间：2023-06-20 15:05
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230620.1040.001
*通信作者. E-mail：xccomposite@163.com

引用格式：许昶，肖勇，邓鹏程. CFRP平-折-平胶接接头疲劳寿命预测[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：518-524.
XU C，XIAO Y，DENG P C. Fatigue life prediction of CFRP flat-joggle-flat bonded joint[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：518-524 (in Chinese).

传统的单搭接接头存在偏心加载产生的弯曲效应, 会对结构的强度产生不利影响。文献 [8] 提出一种平-折-平 (flat-joggle-flat, FJF) 接头形式, 使得接头在拉伸加载过程中承受面内力, 接头强度相较于单搭接接头提升了 90%。文献 [9] 对碳纤维增强基复合材料(CFRP)FJF 接头进行了失效分析和强度预测。但是, 针对此类型接头的疲劳分析较少。本文以 T700/5429 碳纤维增强双马来酰亚胺树脂基复合材料 FJF 胶接接头为研究对象, 通过试验拟合单向板的正则化疲劳寿命模型、剩余刚度模型及胶层的内聚力模型参数, 并以此为基础预测了胶接接头的疲劳寿命, 与试验结果进行了对比。

1　单向板疲劳寿命分析

1.1　单向板正则化疲劳寿命模型

考虑任意应力比的情况, 应用 Harris 等[10] 提出的正则化疲劳寿命模型:

$$u=\frac{\ln(a/f)}{\ln[(1-m)(c+m)]}=A+B\lg N \tag{1}$$

Shokrieh 和 Lessard[11] 在单向板剪切试验时发现, 对式(1)的中间项进行 “lg” 运算更符合剪切疲劳加载条件下的试验结果, 同时考虑正剪切和负剪切对疲劳影响没有差异, 即 $c=1$, 进而得出剪切正则化疲劳寿命模型:

$$u=\lg\left(\frac{\ln(a/f)}{\ln[(1-m)(1+m)]}\right)=C+D\lg N \tag{2}$$

式中: $a=\sigma_a/\sigma_t$, $\sigma_a=(\sigma_{max}-\sigma_{min})/2$为疲劳应力幅值; $m=\sigma_m/\sigma_t$, $\sigma_m=(\sigma_{max}+\sigma_{min})/2$为疲劳应力均值; $c=\sigma_c/\sigma_t$, σ_t为拉伸强度, σ_c为压缩强度; N 为疲劳寿命; f、A、B、C和D为试验常数。

为获取试验常数, 参照 GB/T 1446—2005[12] 和 GJB 2637—1996[13] 进行 T700/5429 单向板纵向、横向和剪切疲劳试验。试验在环境温度 (23±2)℃、湿度 50%±10% 条件下进行, 测试设备采用北京科技大学力学测试中心的 MTS 810 试验机, 该试验机最大载荷为 100 kN。疲劳加载方式为正弦加载, 并定义试验条件疲劳极限为 5×10^6 次周循环[14]。

为使单向层合板疲劳性能适用于任意应力比和任意应力水平, 对于纵向和横向, 同时考虑拉-拉疲劳和压-压疲劳试验寿命数据, 以 lg$N$ 为横坐标, u 为纵坐标, lg$N$ 和 u 均无单位, 应用式(1)使用最小二乘法进行拟合。剪切疲劳数据则应用式(2)进行拟合。3 种疲劳寿命数据及其拟合结果如图 1～图 3 所示, R 表示应力比。f取 Gathercole 等[15] 在试验研究中的建议值 1.06, A、B、C和D的拟合结果如表 1 所示。

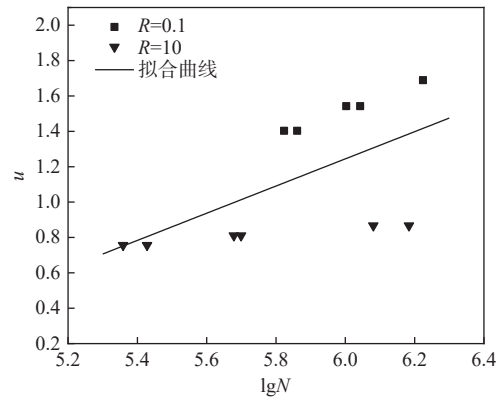


图 1　单向层合板纵向 u-lg$N$ 拟合结果

Fig. 1　Fitting result of u-lg$N$ data for laminate longitudinal case

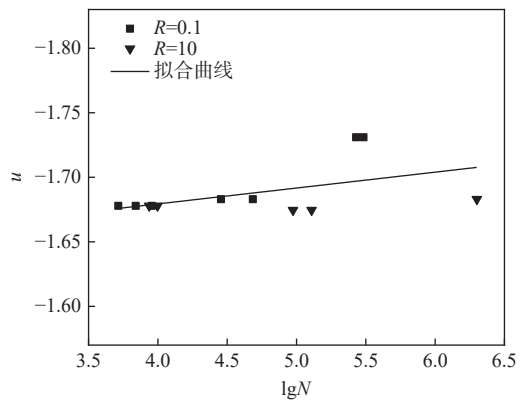


图 2　单向层合板横向 u-lg$N$ 拟合结果

Fig. 2　Fitting result of u-lg$N$ data for laminate horizontal case

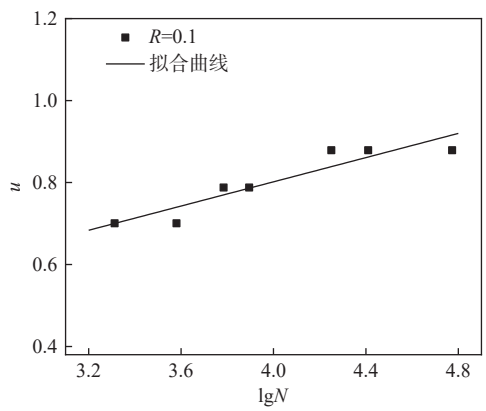


图 3　层合板剪切 u-lg$N$ 拟合结果

Fig. 3　Fitting result of u-lg$N$ data for laminate shear case

表 1　正则化疲劳寿命模型试验数据参数拟合

Table 1　Parameter fitting of normalized fatigue life model test data

类别	A	C	B	D
纵向	−3.365 4	−3.365 4	0.768 3	0.768 3
横向	−1.630 3	−1.630 3	−0.012 3	−0.012 3
剪切	0.210 9	0.210 9	0.147 7	0.147 7

1.2　失效判据

为分析疲劳载荷作用下损伤的产生及扩展, 本文采用基于应变的改进 Hashin 三维准则预测层合

板的纤维失效和基体失效，采用基于应变的Yeh准则预测层合板的分层失效。具体表达式参见文献[9]。

1.3 材料性能退化

1.3.1 产生损伤前退化

随着疲劳循环次数的增加，材料的刚度值逐渐退化。王丹勇[16]从Yang等[17]的剩余刚度退化公式出发，并结合Lee[18]在层合板疲劳研究中建立的剩余刚度与强度关系式，推导出一种剩余刚度退化模型，其表达式为

$$\frac{E(n,\sigma,R)}{E(0)}=1-\left[1-\left(\frac{\sigma}{c_1\sigma_{\mathrm{U}}}\right)^{1/c_2}\right]\left(\frac{n}{N}\right)^{a+b\sigma} \tag{3}$$

式中：$E(n,\sigma,R)$为在指定应力水平σ、应力比R经过n次循环加载后的剩余刚度；$E(0)$为初始切线刚度；σ_{U}为静强度；c_1、c_2、a和b为试验拟合参数。

本文在纵向、横向和剪切拉-拉疲劳试验循环加载过程中，通过引伸计采集位移数据，用以计算不同应力水平指定循环次数下的刚度退化数据。对于压缩刚度，采用如下假设：单向层合板纵向和横向压-压疲劳剩余刚度退化规律与其相应拉-拉疲劳剩余刚度退化规律性相同[16]。以循环加载次数和疲劳寿命的比值为横坐标，剩余刚度和初始切线刚度的比值为纵坐标，应用式(3)使用最小二乘法进行拟合。3种剩余刚度数据及其拟合结果如图4～图6所示，图中，$E_1(n,\sigma,R)$为纵向拉-拉剩余刚度，E_1为纵向拉-拉初始切线刚度；$E_2(n,\sigma,R)$为横向拉-拉剩余刚度，E_2为横向拉-拉初始切线刚度；$G_{12}(n,\sigma,R)$为剪切拉-拉剩余刚度，G_{12}为剪切拉-拉初始切线刚度。载荷等级定义为最大应力/静强度。c_1、c_2、a和b的拟合结果如表2所示。

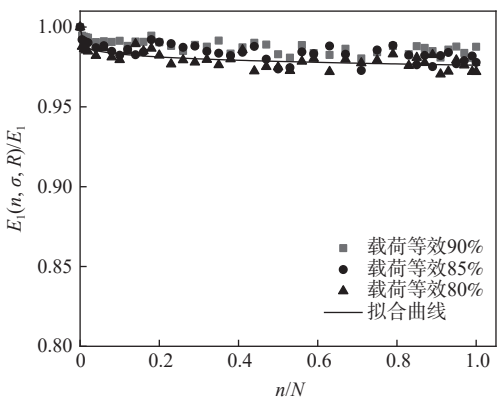


图4 单向层合板纵向拉-拉疲劳正则化剩余刚度退化曲线

Fig. 4 Residual stiffness degradation curve of laminate longitudinal tension-tension fatigue

1.3.2 产生损伤后退化

当满足失效准则时，复合材料会产生损伤，并在损伤区域发生材料性能退化。本文采用连续刚度退化模型，材料刚度退化模型的损伤状态变量$d(i=\mathrm{f,m,d,l})$选择指数形式的非线性应变软化率，具体描述如下：

$$d_{\mathrm{f}}=1-\frac{\varepsilon_{11}}{f_{\mathrm{f}}}\exp(-C_{11}\varepsilon_{11}f_{\mathrm{f}}) \qquad f_{\mathrm{f}}\geqslant 1 \tag{4}$$

$$d_j=1-\frac{\varepsilon_{22}}{f_j}\exp\left(-C_{22}\varepsilon_{22}f_j\right) \qquad f_j\geqslant 1,j=\mathrm{m,d,l} \tag{5}$$

式中：f_{f}、f_{m}、f_{d}、f_{l}分别为纤维失效因子、基体拉伸失效因子、基体压缩失效因子、分层失效因子；ε_{11}、ε_{22}分别为1、2方向的正应变；C_{11}和C_{22}分别为1方向的刚度系数和2方向的刚度系数。

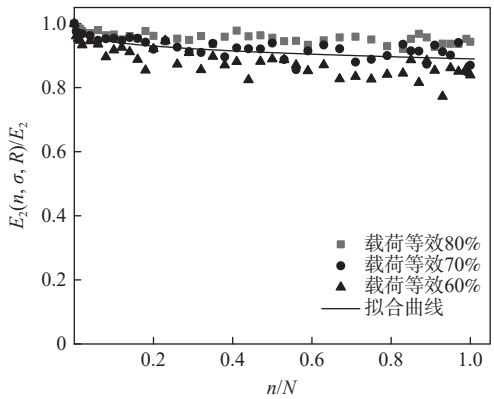


图5 单向层合板横向拉-拉疲劳正则化剩余刚度退化曲线

Fig. 5 Residual stiffness degradation curve of laminate horizontal tension-tension fatigue

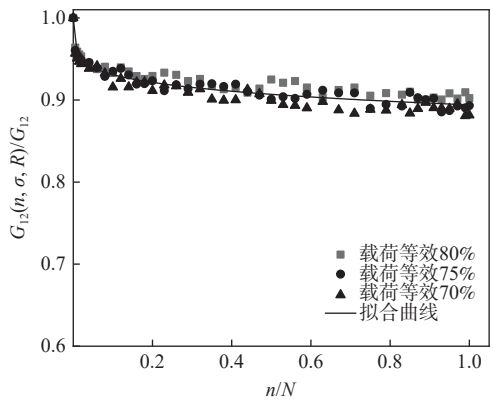


图6 层合板剪切拉-拉疲劳正则化剩余刚度退化曲线

Fig. 6 Residual stiffness degradation curve of laminate shear tension-tension fatigue

表2 剩余刚度试验数据参数拟合

Table 2 Parameter fitting of residual stiffness test data

类别	c_1	c_2	a	b
纵向	1.27	19.12	0.15	3.58×10^{-10}
横向	0.90	2.18	0.28	5.23×10^{-8}
剪切	1.53	6.37	0.19	1.96×10^{-6}

2 胶层内聚力模型

各种张力位移形式下，内聚力模型已被多次用

来研究各类粘接件的疲劳问题。本文应用多项式张力位移法则的内聚力模型来模拟胶层裂纹的萌生与扩展。吴坤岳[5]将多项式内聚力模型用统一的形式表示, 并引入损伤因子χ来反映疲劳载荷下的粘接界面损伤情况, 表达式如下:

$$T_j=\frac{27}{4}K_j\left(\frac{u_j}{\delta_j}\right)\left(\frac{u_j}{\delta_j}-\chi\right)^2 \qquad u_j\leqslant\delta_j \tag{6}$$

式中: T_j为胶接界面分离张力; u_j为界面分离位移; K_j为初始状态下界面的拉应力最大值; δ_j为界面开裂位移的临界值; j表示 3 个方向的统一形式, 即界面分离的法向和相互正交的 2 个切线方向。

损伤因子χ取值范围为 0～1, 当χ=0 时, 表示界面完全损伤开裂; 当χ=1 时, 表示界面完好。定义损伤因子χ与经历 N_a 个疲劳周期后的界面峰值拉力T^{N_a}与初始界面峰值拉力T^0比值具有某种数学关系, 且与 N_a 存在联系, 表述为

$$\chi_{N_a}=\left(\frac{T^{N_a}}{T^0}\right)^{\frac{1}{3}}=\left(\beta N_a^{\alpha}+1\right)^{\frac{1}{3}} \tag{7}$$

式中: α和β为常数, 需要由试验数据拟合得出, 不同疲劳类型对应不同损伤因子, 即α和β不同。

对式(6)进行积分, 可以得到 N_a 个疲劳周期后的损伤断裂能, 表达式为

$$G^{N_a}=\frac{9}{16}K_j\delta_j\chi^4=G^0\chi_{N_a}^4 \tag{8}$$

3　平-折-平胶接接头疲劳寿命分析

3.1　平-折-平胶接接头及其有限元模型

本文的碳纤维增强双马树脂基复合材料(T700/5429)FJF 胶接接头示意图如图 7 所示。其中, W为试样宽度, t_a为层合板厚度, t_c为胶层厚度, r_1为较大的圆角半径, r_2为较小的圆角半径, θ为折线段与水平段之间的夹角。根据接头设计, 部分几何参数之间存在如下数值关系:

$$r_1=r_2+2t_a+t_c \tag{9}$$

$$\theta=\arctan\left(\frac{t_a+t_c}{16}\right) \tag{10}$$

接头的几何尺寸如表 3 所示。

碳纤维增强双马来树脂基复合材料 FJF 胶接接头采用三维有限元模型。模型中, 碳纤维层合板采用三维实体单元C3D8R, 胶层采用内聚力单元COH3D8。胶层单元与层合板单元通过共节点连接。在接头搭接区两侧端部和圆角过渡区, 通过加密网格的方式更好地捕捉应力信息, 搭接区两侧端部的网格大小设置为胶层的厚度尺寸, 且向远离端部长度和宽度方向采用渐变种子布局。

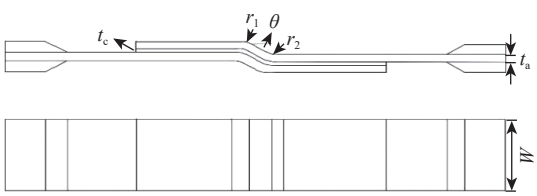


图 7　FJF 胶接接头示意图

Fig. 7　Schematic diagram of FJF bonded joint

表 3　FJF 胶接接头几何尺寸

Table 3　Geometry of FJF bonded joint　　mm

W	t_a	t_c	r_2
16	2	0.2	25.8

层合板的铺层次序为 $[0/\pm45/90]_{2s}$。单向板的基本材料属性参见文献 [9]。胶层材料采用 J299 双马来酰亚胺结构胶膜, 其材料参数如表 4 所示, 其中, σ_f 为拉伸强度, τ_f 为剪切强度。G_I^c和G_{II}^c为临界能量释放率。

表 4　胶黏剂 J299 材料参数

Table 4　Material parameter of adhesive J299

σ_f/MPa	τ_f/MPa	G_I^c/(N·mm^{-1})	G_{II}^c/(N·mm^{-1})
40	20	0.45	0.65

3.2　胶层内聚力模型损伤参数的确定

碳纤维增强双马树脂基复合材料 FJF 胶接接头的疲劳试验设备、试验温度及湿度等均与单向板疲劳试验相同。采用的应力比为 0.1, 加载频率选取 10 Hz, 为防止过热影响, 利用风扇对试件部位进行冷却。最大载荷由静强度试验结果换算得出。采用背面应变技术[19]监测搭接区端部胶层开裂, 当胶层开裂时, 会产生应变突变过程。应变信号通过数据线由 EDAQ 数据采集系统采集。

选取 2 组特定疲劳周期后的碳纤维增强双马树脂基复合材料 FJF 胶接接头试样, 进行剩余承载力的测试, 并用于α和β的参数拟合, 疲劳加载的最大载荷为 6.622 kN。参考文献 [5], 拟定步骤如下:

步骤 1　对第 1 组的接头试样预估损伤因子初始值χ_{1ini}。

步骤 2　将χ_{1ini}代入式(6)和式(8)计算损伤后的峰值应力与断裂能, 对特定疲劳周期下层合板刚度进行退化, 基于 ABAQUS 平台编写复合材料及胶层内聚力本构, 并采用二次应力准则作为胶层损伤起始准则, 采用基于混合模式的 B-K 准则描述胶层损伤演化, 计算此时的静载强度。

步骤 3　将计算的静载强度与试验均值进行比较, 对损伤因子进行修正, 直到确定一个较为准确的损伤因子χ_1。

步骤 4　重复步骤 1～步骤 3, 获取第 2 组损伤

因子χ_2。

步骤 5 由得出的 2 个损伤因子χ_1和χ_2联立，求取α和β的数值。

依照上述步骤，内聚力损伤因子计算结果如表 5 所示，进而求取 α=0.085，β=−0.068。

表 5 内聚力模型损伤因子的确定

Table 5 Determination of damage factor for the cohesive model

测试	循环次数	χ	载荷仿真值/kN	试验载荷中值/kN
1	7 284	0.949	9.189	9.187
2	13 783	0.946	9.105	9.102

3.3 疲劳寿命预测算法流程

本文建立的碳纤维增强双马树脂基复合材料 FJF 胶接接头疲劳寿命预测算法流程如下：

1）基于 ABAQUS 平台建立碳纤维增强双马树脂基复合材料 FJF 胶接接头三维有限元模型。

2）在疲劳最大应力和最小应力下进行应力分析。对层合板单元进行疲劳失效判定。若单元未发生失效，判定是否达到条件疲劳极限，若达到，则将其作为疲劳寿命，并终止程序，否则依据式(1)和式(2)计算单元各主方向疲劳寿命，并进行刚度的逐渐退化，同时增加循环次数和载荷，进行下一次应力分析和失效判定；若单元发生失效，则按照产生损伤后的失效准则进行材料退化，并判定层合板是否发生扩展到宽度方向最终破坏，如果层合板未发生最终破坏，进行下一次应力分析和失效判定，否则终止程序。

3）同步对胶层内聚力单元进行应力分析和失效判定。若单元未发生失效，依据式(6)和式(8)，随着循环次数的累积，损伤因子逐渐减小，峰值应力和断裂能不断退化，并进行下一次应力分析和失效判定；若单元发生失效，判定胶层失效是否扩展到整个搭接区，如果胶层失效未扩展到整个搭接区，进行下一次应力分析和失效判定，否则终止程序。

4）以终止程序时的寿命作为最终疲劳寿命。

为提高计算效率，参照文献 [20]，循环增量的选取按照以下原则：在 10^4 次循环以内，每次施加循环增量为 2×10^2；在 10^4～10^5 次循环期间，循环增量为 2×10^3；在 10^5～10^6 次循环期间内，循环增量为 2×10^4；在 10^6 次以上，循环增量为 2×10^5；当到 5×10^6 次时疲劳加载中止循环。

3.4 疲劳寿命预测验证

依据 3.3 节的算法流程对碳纤维增强双马树脂基复合材料 FJF 胶接接头搭接区端部开裂及最终疲劳寿命进行预测，统计如表 6 所示。可知，预测寿命与试验结果平均值误差均在 2% 以内。

表 6 胶接接头疲劳寿命预测与试验结果

Table 6 Fatigue life prediction and test results of the bonded joint

端部开裂寿命		开裂寿命误差/%	最终疲劳寿命		疲劳寿命误差/%
预测值	试验值		预测值	试验值	
4.924	4.867	1.17	4.944	4.870	1.52

有限元预测的胶接接头疲劳失效表现为搭接区端部的开裂及沿着搭接区胶层裂纹的扩展，直至整个搭接区胶层断裂。搭接区端部胶层开裂，此时预测寿命为 8.4×10^4 个循环周期，胶层损伤状态如图 8 所示，红色部分表示胶层内聚力单元的失效。接头试样的最终失效如图 9 所示。失效接头的搭接区端部胶层开裂寿命近似等于胶接接头最终疲劳寿命，说明搭接区端部胶层开裂寿命占胶接接头全寿命的主要部分，胶层扩展寿命可以忽略不计。



图 8 搭接区端部胶层开裂

Fig. 8 Adhesive cracking at the end of the overlap zone

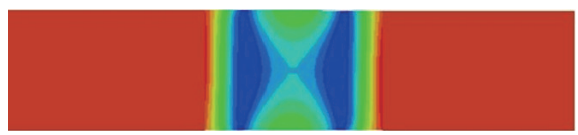


图 9 胶接接头最终失效模式

Fig. 9 Ultimate failure mode of the bonded joint

3.5 不同载荷等级胶接接头疲劳分析

选取疲劳加载的最大载荷为 7.568 kN，并对 2 组特定疲劳周期后的碳纤维增 i 强双马树脂基复合材料 FJF 胶接接头试样进行剩余承载力的测试。根据 3.2 节分析步骤，对此载荷等级条件下 α和β参数进行拟合。计算结果如表 7 所示，进而求取 α=0.102，β=−0.087。

表 7 最大疲劳载荷为 7.568 kN 时内聚力模型损伤因子的确定

Table 7 Determination of damage factor for the cohesive model when the maximum fatigue load equals to 7.568 kN

试验	循环次数	χ	载荷仿真值/kN	试验载荷中值/kN
1	68	0.953	9.246	9.244
2	145	0.949	9.227	9.226

依据 3.3 节的算法流程对此载荷等级条件下碳纤维增强双马树脂基复合材料 FJF 胶接接头搭接区端部开裂及最终疲劳寿命进行预测，结果统计如表 8 所示。可知，预测的对数寿命与试验结果平均值误差均在 6% 以内；预测的端部开裂寿命对数寿

命占总寿命的 96.8%。

对比表 8 和表 6 结果, 可以表明, 最大疲劳载荷越大, 搭接区端部胶层开裂越快, 接头疲劳失效越快。

表 8　最大疲劳载荷为 7.568 kN 时胶接接头疲劳寿命预测与试验结果

Table 8　Fatigue life prediction and test results of the bonded joint when the maximum fatigue load equals to 7.568 kN

端部开裂寿命		开裂寿命误差/%	最终疲劳寿命		疲劳寿命误差/%
预测值	试验值		预测值	试验值	
2.903	2.846	2.00	3.000	2.850	5.26

4　结　论

本文基于 ABAQUS 软件对碳纤维增强双马树脂基复合材料 FJF 胶接接头疲劳寿命进行了预测, 并与试验研究结果进行对比, 得出以下结论:

1) 同时考虑层合板及胶层在疲劳载荷下的材料性能退化, 通过试验拟合出疲劳损伤模型的相关参数, 并以此进行胶接接头疲劳寿命的预测, 为碳纤维双马树脂基复合材料 FJF 胶接接头疲劳分析提供了一定的借鉴作用。

2) 最大载荷为 6.622 kN 时, 预测的搭接区端部胶层开裂寿命和最终疲劳寿命相较于试验结果的误差值分别为 1.17% 和 1.52%; 最大载荷为 7.568 kN 时, 预测的搭接区端部胶层开裂寿命和最终疲劳寿命相较于试验结果的误差值分别为 2.00% 和 5.26%, 具有比较好的计算精度。

3) 最大疲劳载荷越大, 搭接区端部胶层开裂越快, FJF 胶接接头疲劳失效越快。搭接区端部胶层开裂占胶接接头全寿命的主要部分, 胶层裂纹扩展寿命可以忽略不计。

参考文献（References）

[1] 韩子健, 周金宇, 庄百亮, 等. 复合材料件单搭接胶接结构可靠性分析[J]. 机械设计与制造, 2023, 385(3): 63-66.
HAN Z J, ZHOU J Y, ZHUANG B L, et al. Reliability analysis of single lap adhesive structure of composite material[J]. Machinery Design & Manufacture, 2023, 385(3): 63-66(in Chinese).

[2] 宗俊达, 姚卫星. FRP 复合材料剩余刚度退化复合模型[J]. 复合材料学报, 2016, 33(2): 280-286.
ZONG J D, YAO W X. Compound model of residual stiffness degradation for FRP composites[J]. Acta Materiae Compositae Sinica, 2016, 33(2): 280-286(in Chinese).

[3] 陈基伟, 姚卫星, 宗俊达, 等. 复合材料剩余刚度概率模型研究[J]. 南京航空航天大学学报, 2019, 51(4): 534-539.
CHEN J W, YAO W X, ZONG J D, et al. Probability model of residual stiffness of composite materials[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2019, 51(4): 534-539(in Chinese).

[4] PAKDEL H, MOHAMMADI B. Stiffness degradation of composite laminates due to matrix cracking and induced delamination during tension-tension fatigue[J]. Engineering Fracture Mechanics, 2019, 216: 106489.

[5] 吴坤岳. 基于内聚力模型的胶接结构疲劳特性研究[D]. 大连: 大连理工大学, 2013.
WU K Y. Study on fatigue characteristics of bonded structure based on cohesion model[D]. Dalian: Dalian University of Technology, 2013(in Chinese).

[6] DE MOURA M F S F, GONÇALVES J P M. Cohesive zone model for high-cycle fatigue of composite bonded joints under mixed-mode I+II loading[J]. Engineering Fracture Mechanics, 2015, 140: 31-42.

[7] AL-AZZAWI A S M, KAWASHITA L F, FEATHERSTON C A. A modified cohesive zone model for fatigue delamination in adhesive joints: numerical and experimental investigations[J]. Composite Structures, 2019, 225: 111114.

[8] KISHORE A N, PRASAD N S. An experimental study of flat-joggle-flat bonded joints in composite laminates[J]. International Journal of Adhesion and Adhesives, 2012, 35: 55-58.

[9] 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).

[10] HARRIS B, GATHERCOLE N, LEE J A, et al. Life-prediction for constant-stress fatigue in carbon-fibre composites[J]. Philosophical Transactions of the Royal Society of London Series A, 1997, 355(1727): 1259-1294.

[11] SHOKRIEH M M, LESSARD L B. Progressive fatigue damage modeling of composite materials, Part I: Modeling[J]. Journal of Composite Materials, 2000, 34(13): 1056-1080.

[12] 国家质量监督检验检疫总局, 中国国家标准化管理委员会. 纤维增强塑料性能试验方法总则: GB/T 1446—2005[S]. 北京: 中国标准出版社, 2005.
General Administration of Quality Supervision, Inspection and Quarantine of the People's Republic of China, Standardization Administration of the People's Republic of China. Fiber-reinforced plastics composites? The generals: GB/T 1446—2005[S]. Beijing: Standards Press of China, 2005(in Chinese).

[13] 国防科学技术工业委员会. 碳纤维树脂基复合材料层合板疲劳试验方法: GJB 2637—1996[S]. 北京: 国家军用标准出版发行部, 1996.
Commission of Science, Technology and Industry for National Defense. Test method for fatigue of carbon fiber resin matrix composite laminates: GJB 2637—1996[S]. Beijing: National Military Standards Publishing and Distribution Department, 1996(in Chinese).

[14] 沈观林. 复合材料力学[M]. 北京: 清华大学出版社, 1996: 134-136.
SHEN G L. Mechanics of composite materials[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 1996: 134-136(in Chinese).

[15] GATHERCOLE N, REITER H, ADAM T, et al. Life prediction for fatigue of T800/5245 carbon-fibre composites: I. Constant-amplitude

loading[J]. International Journal of Fatigue, 1994, 16(8): 523-532.

[16] 王丹勇. 层合板接头损伤失效与疲劳寿命研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2006.
WANG D Y. Study on damage failure and fatigue life of laminated plate joints[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2006(in Chinese).

[17] YANG J N, JONES D L, YANG S H, et al. A stiffness degradation model for graphite/epoxy laminates[J]. Journal of Composite Materials, 1990, 24: 753-769 .

[18] LEE J H. An experimental and analytical investigation of the stiffness degradation of graphite/epoxy composite laminates under cyclic loading[D]. Washington, D. C. : The George Washington University, 1989.

[19] SHENOY V, ASHCROFT I A, CRITCHLOW G W, et al. An investigation into the crack initiation and propagation behaviour of bonded single-lap joints using backface strain[J]. International Journal of Adhesion and Adhesives, 2009, 29(4): 361-371.

[20] 刘建明, 万小朋, 赵美英. 层合板螺栓连接结构疲劳寿命预测[J]. 航空学报, 2015, 36(6): 1867-1875.
LIU J M, WAN X P, ZHAO M Y. Fatigue life prediction of laminated bolted joint structures[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2015, 36(6): 1867-1875(in Chinese).

Fatigue life prediction of CFRP flat-joggle-flat bonded joint

XU Chang*, XIAO Yong, DENG Pengcheng

(Beijing Institute of Space Launch Technology, Beijing 100076, China)

Abstract: Parameter fitting was done using tests for the cohesive model, the normalized fatigue life model, the stiffness degradation model of the unidirectional laminate, and carbon fiber reinforced polymer (CFRP) flat-joggle-flat (FJF) bonded joint. Based on the models mentioned above, the fatigue life of the bonded joint was predicted by using ABAQUS software. Results show that under a certain maximum load, the predicted adhesive cracking life at the end of the overlap zone and the ultimate fatigue life of the bonded joint have an error value of no more than 3%, compared with the corresponding test results, which illustrates good accuracy. It is evident that the adhesive cracking life plays a major role and that the adhesive crack propagation life can be disregarded because the adhesive cracking life at the end of the overlap zone is almost equal to the ultimate fatigue life of the bonded joint.

Keywords: carbon fiber reinforced polymer; flut-joggle-flat bonded joints; stiffness degradation model; cohesive model; fatigue life

Received: 2023-02-14; **Accepted**: 2023-06-09; **Published Online**: 2023-06-20 15:05

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230620.1040.001

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0011

翼身融合布局平面参数对变弯度减阻特性分析

王雨桐[1,2]，刘悦[1]，王浩[1]，杨体浩[2]，刘红阳[1]，周铸[1,*]

(1. 中国空气动力研究与发展中心 计算空气动力研究所，绵阳 621000；2. 西北工业大学 航空学院，西安 710072)

摘 要：变弯度技术能提升飞行器气动性能，与翼身融合（BWB）布局相结合可进一步增强其气动优势。但无尾BWB仅靠后缘舵面配平，纵向力臂短，配平阻力惩罚大，因此进行BWB后缘变弯度设计时需充分考虑配平阻力损失。针对无尾BWB，考虑平面参数对后缘舵面配平能力的影响，基于全局优化方法研究了不同机翼后掠角和机翼位置的BWB构型上后缘变弯度技术的减阻原理和作用效果。结果表明：在不同升力系数下，配平阻力损失都显著减小变弯度技术的减阻收益。BWB平面参数通过影响激波强度与配平能力，左右变弯度技术的减阻收益并影响舵面偏转角度。相比于基准构型，增大后掠角会使得小升力系数下减阻收益增加、大升力系数下降低；而机翼位置靠前，则会使得不考虑力矩配平时减阻收益增加、考虑力矩配平时阻收益降低。工程上进行无尾飞行器后缘变弯度设计时，应综合考虑后缘变弯度的减阻收益以及变形所需的舵面偏转角度。

关 键 词：翼身融合布局；变弯度机翼；减阻；配平特性；优化设计
中图分类号：V221.41
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2025)02-0525-21

近年来，各大航空公司对飞机的经济性和环保性要求逐步提高[1]，以翼身融合 (blended wing body, BWB) 布局为代表的一系列非常规布局，作为满足绿色航空节能、减排、降噪等目标的一种手段引起了航空界极大的兴趣[2]。BWB布局概念方案由麦道公司[3]于1988年提出，具有气动效率高、质量轻、排放少、噪声低、结构效率高、内部装载空间大等优点，其作为下一代亚声速民机主流方案已得到共识[3-5]。

虽然BWB布局在气动性能上优势明显，但由于取消了传统意义上的平尾和垂尾，BWB布局飞行器的舵面主要布置在机身的后缘部分，其纵向力臂较常规布局飞机更短，配平相同俯仰力矩时将付出更大的配平阻力惩罚。无尾BWB布局的配平能力与其平面参数息息相关。Cai等[6]研究了BWB布局后掠角对俯仰力矩配平的影响，结果表明，增加后掠角虽然有利于提高气动效率，但需要更大角度的升降舵偏转才能实现纵向配平。Reist等[7]对BWB布局开展减阻优化研究，发现可以通过减小静稳定裕度来减小降低损失。Lyu和Martins[8]在进行BWB布局气动减阻优化时，将重心位置作为设计变量并添加俯仰力矩约束，发现俯仰力矩约束倾向于使重心向后移动，从而减小阻力，但飞行器的静稳定裕度也会随之减小。在后续研究中，也额外添加了静稳定裕度约束，以保证优化结果的飞行品质。因此，本文主要考虑后掠角和重心位置对配平能力的影响，并约束不同构型之间静稳定裕度保持一致。

飞行器的设计通常是考虑了多设计点折衷后的选择，多年来人们一直在探索在飞行过程中改变机翼外形的可能[9-11]。在机翼变形的多种方式中，由Kota[12]提出的变弯度后缘得到广泛研究[13-16]。

收稿日期：2023-01-06；**录用日期**：2023-03-20；**网络出版时间**：2023-04-23 14:29
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230421.1751.002
*通信作者. E-mail：f_yforever@126.com

引用格式：王雨桐，刘悦，王浩，等. 翼身融合布局平面参数对变弯度减阻特性分析 [J]. 北京航空航天大学学报，2025，51（2）：525-545. WANG Y T，LIU Y，WANG H，et al. Drag reduction characteristics analysis of variable camber based on plane parameters of blended wing body configuration [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51（2）：525-545（in Chinese）.

一方面，相比于其他机翼变形方式，后缘变形对机翼内部结构的影响更小且易于实现[10,17]；另一方面，Lyu 和 Matins[18] 研究了飞行过程中完全变形翼型和只变形后缘的情况，结果表明，大部分的气动性能的改善可以通过只变形机翼后缘获得。

从工程实际出发，全翼展后缘连续变弯度技术的设计变量较多，且对机翼变形材料要求较高，虽然在规律研究上具有指导意义，但技术成熟度和可靠性有待进一步提高。而基于舵面偏转实现机翼后缘变弯度的方案在波音 787 和空客 350 上已有初步的工程应用[19]。近年来，NASA 在通用研究模型（common research model, CRM）上开展的变弯度机翼 WING III 研究工作也是采用执行器缓慢偏转通过后缘舵面的方式达到变弯度的效果，该项目已在华盛顿大学的 Kirsten 风洞进行了相关测试[20-21]。Reist 等[22] 和何萌等[23] 针对常规布局开展了基于舵面偏转的变弯度机翼研究工作。

目前，在常规布局上的研究表明，后缘变弯度技术可以实现提高巡航效率、扩宽抖振边界、增加机动性等性能优势[24]。若将其与 BWB 相结合，有利于进一步发挥 BWB 气动效率高的特点。当前，针对无尾 BWB 布局开展的变弯度研究较少。Mitridis 等[25] 的研究表明，相比于传统襟翼，BWB 采用后缘变弯度技术时阻力更小，但整个工作并未考虑舵面偏转对配平的影响，以及实际使用中 BWB 布局飞行器后缘是多舵面配置的情况。因此，本文针对无尾 BWB，从工程角度出发，研究基于舵面偏转的变弯度技术在其上的减阻效果，探究了机翼后掠角和机翼位置的变化对变弯度技术在 BWB 上产生的减阻收益和所需付出的配平惩罚的影响，为工程上将后缘变弯度技术应用在无尾 BWB 飞行器上提供理论支撑。

1 优化方法

1.1 数值计算方法

本文使用基于雷诺-平均 Navier-Stokes（Reynolds averaged Navier-stokes, RANS）方程的计算流体动力学（computational fluid dynamics, CFD）流场模拟方法，采用隐式时间推进方法、空间离散格式为 JST(Jameson-SchmidtTurkel) 二阶中心格式，全湍流计算，湍流模型为剪切应力传输 (shear stress transport, SST) 模型。求解器验证模型采用 ONERA-M6 机翼。利用商业软件 ICEM 划分多块结构网格，物面和对称面网格如图 1 所示。网格量为 158 万，边界层第一层高度为 1×10^{-6}，计算状态为：$Ma=0.84$，$\alpha=3.06°$，$Re=11.72\times10^{6}$。将求解器的计算结果和实验数据进行对比，结果如图 2 所示。图中：C_p 为剖面压力分布。可以看出，计算结果和实验数据在各个机翼展向截面吻合均较好，说明采用的 CFD 求解器满足优化设计的精度要求。

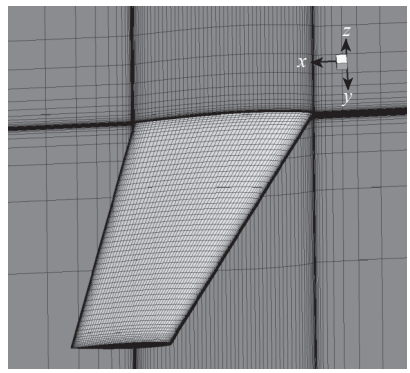


图 1 ONERA-M6 机翼网格示意图

Fig. 1 Schematic diagram of the ONERA-M6 wing grid

1.2 优化设计系统

本文搭建的优化设计系统的优化流程如图 3 所示。首先，通过试验设计法在设计参数空间内进行采样并获取设计参数初始样本。然后，通过参数化方法实现 BWB 构型后缘的变弯，并通过动网格技术自动生成变形后的网格提供给 RANS 求解器进行计算，获得初始样本点的气动力系数。最后，基于初始样本点的输入（后缘变弯角度）和输出（气动力系数）关系，按照一定比例分配训练集、测试集和验证集，并训练 Kriging 代理模型，通过交叉验证的方式检验其精度。若精度不满足要求，则增加样本点，重新训练代理模型；若精度满足要求，则采用遗传算法在设计空间内寻优。

参数化方法采用自由变形 (free form deform, FFD) 方法。FFD 方法本质上是对几何空间的变化量进行参数化，而非几何外形本身，因而无需对初始外形进行拟合，并能方便地应用于整体和局部外形设计。动网格技术采用逆距离权重插值 (inverse distance weighting interpolation, IDW) 法，该方法采用纯代数插值，不需要求解线性或非线性方程，不需要大规模矩阵求逆运算，具有较高的计算效率。优化算法采用具备精英策略的非支配排序遗传算法 (non-dominated sorting genetic algorithm-Ⅱ, NSGA-Ⅱ)，其在 NSGA 算法的基础上降低了运算时间复杂度，提高了收敛性。Kriging 方法作为估计方差最小的无偏估计模型，在解决非线性程度较高的问题时易取得理想的拟合结果。考虑到变形过程中由于激波的影响可能存在的非线性特性，本文采用 Kriging 模型建立后缘变弯度与 BWB 构型气动特性之间较为精确的联系。

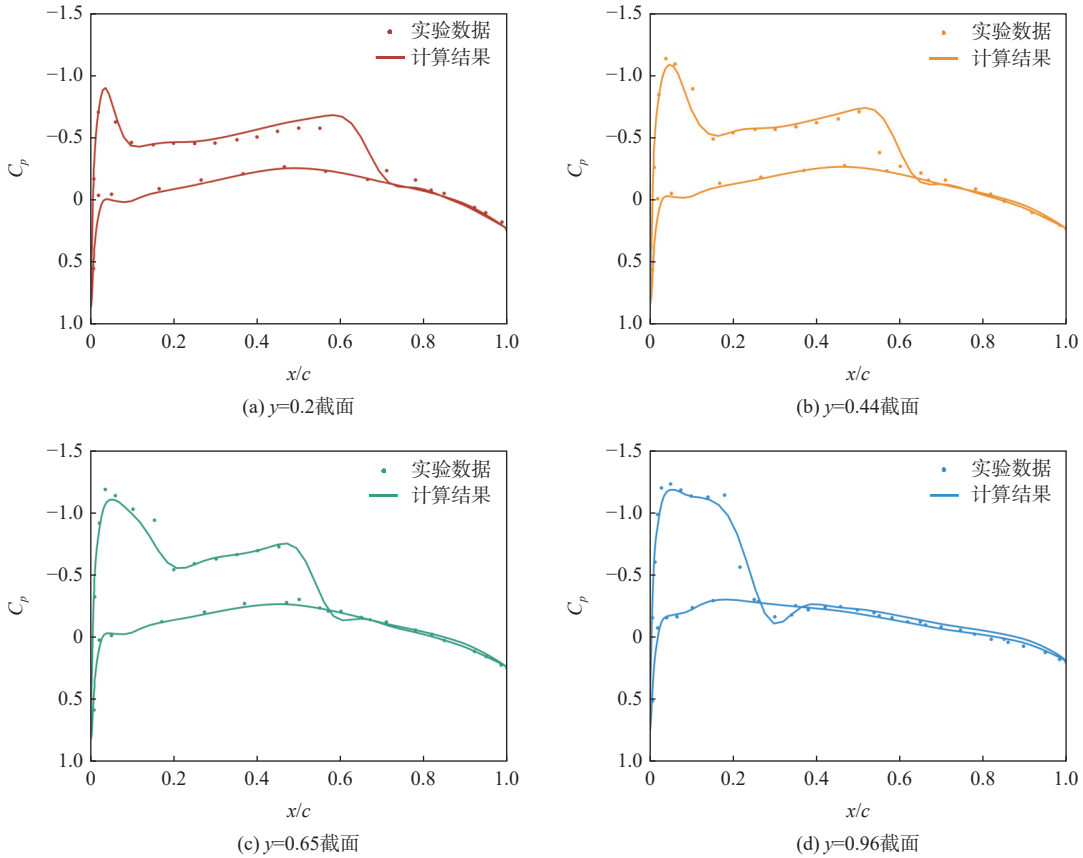


图 2　ONERA-M6 机翼计算结果与实验数据对比

Fig. 2　Comparison of ONERA-M6 wing calculation results with experimental data

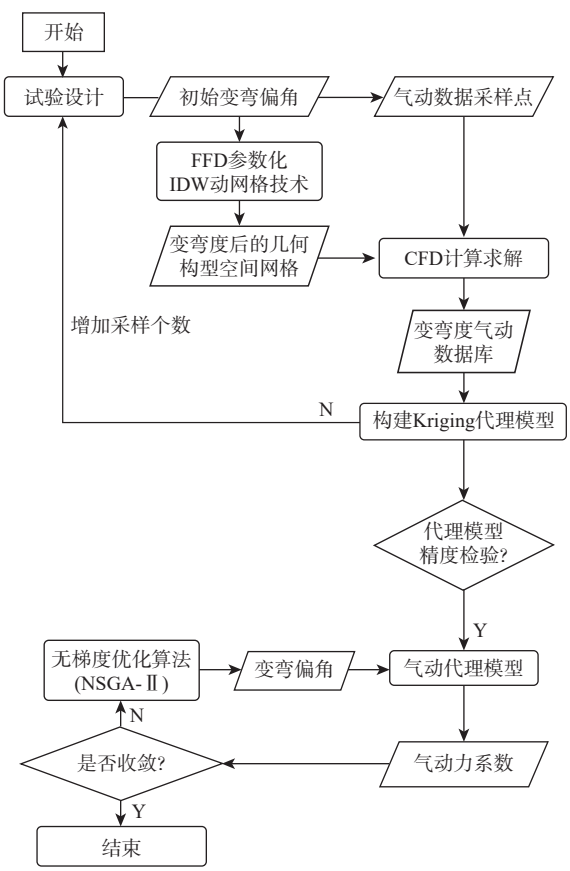


图 3　优化设计系统流程

Fig. 3　Flowchart of optimal design system

2　基准构型与变平面布局构型

2.1　基准构型设计

本文研究对象参考 Liou 等[26-27] 设计的 BWB 布局进行设计, 参考 Felder 等[28] 选取巡航设计点参数为: Ma = 0.84, 升力系数 C_L=0.19, 考虑飞行过程中燃油不断消耗, 选择巡航开始和结束时的 2 个状态 C_L=0.24 和 C_L=0.14 作为非设计点。为对后续研究进行合理比较, 采用基于离散伴随的气动优化方法[29-30], 最小化设计点处基准构型的阻力, 并添加俯仰力矩约束, 以实现俯仰力矩自配平。优化后的基准构型力矩参考点为距离机头 24.2 m, 静稳定裕度为 7.83%, 其他几何参数如表 1 所示。

考虑实际使用中 BWB 都是多舵面配置的情况, 参考 Felder 等[28] 的研究, 舵面划分如图 4 所示, 沿展向布置了 6 个控制舵面, 从中央体到翼尖依次命名为舵 0～舵 5。后缘变弯度采用定轴偏转方式, 通过 FFD 参数化方法实现, 各舵面偏转范围均为 [−4°,+4°], 并规定下偏为正, 上偏为负。

2.2　平面参数的选择

根据文献 [7-8] 的研究, 静稳定裕度对 BWB 的升阻比和配平阻力具有显著影响。虽然放宽静稳定裕度有利于减小配平阻力, 但会导致 BWB 飞行

表 1 基准构型几何参数

Table 1 Geometric parameters of baseline configuration

参数	数值
展长/m	65.5
机身长/m	41
参考面积/m^2	840
前缘后掠角/(°)	28
力矩参考点/m	24.2
静稳态裕度/%	7.83

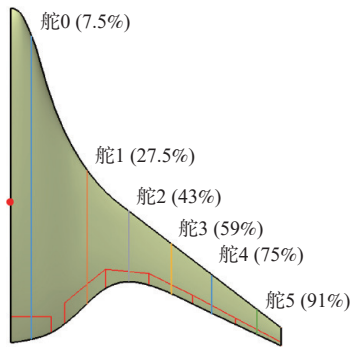


图 4 舵面划分及剖面布置示意图

Fig. 4 Schematic diagram of division and cross-section layout of flap surface

品质变差，因此，本文保证所有构型的静稳定裕度相同。

根据文献 [6] 的研究，后掠角增加有利于提高气动性能，但配平时需要更大的舵面偏转。本文在基准构型的基础上，将展向 45% 以外的机翼前缘后掠角由 28°增加到 38°，获得变后掠构型。为保证设计点处静稳态裕度不变，力矩参考点从 24.2 m 移动至 24.71 m。

重心位置会显著影响各舵面的配平能力，本文通过改变机翼位置，研究重心位置对变弯度技术的影响。在基准构型的基础上，将展向 45% 外侧机翼向前平移 2.5 m 获得机翼前移构型。同样，为保证设计点静稳态裕度不变，力矩参考点从 24.2 m 移动至 22.33 m。

图 5 为不同构型之间平面形状的对比，其中，展向 20% 以内的中央体保持不动，20%～45% 位置处做过渡处理。3 个构型的机翼平面面积、中央体几何形状和设计点静稳态裕度保持一致。

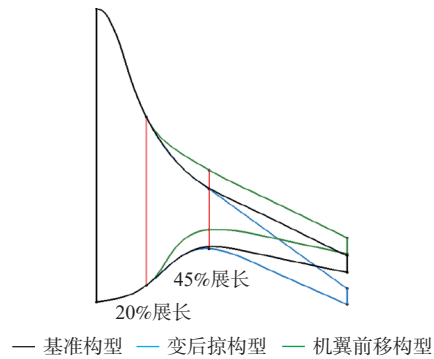


图 5 不同构型的平面形状对比

Fig. 5 Comparison of planar shapes of different configurations

Ma=0.84 时 3 个构型的气动力结果如表 2 所示。其中，C_D 为阻力系数，C_M 为俯仰力矩系数，*L*/*D* 为升阻比。相同升力系数下，变后掠构型气动阻力最小。图 6～图 12 分别为 3 个构型在不同升力系数下的表面压力、表面流线、环量分布和剖面压力之间的对比。从载荷分布图中可以看出，在 3 个升力系数下，基准构型的载荷分布始终最贴近椭圆环量分布，其次是变后掠构型，而机翼前移构型则始终最差，即其诱导阻力最大。从载荷分布图中可以看出，C_L=0.24 时，变后掠构型的外翼段 60% 弦长附近压力恢复最平缓，激波最弱，因此其阻力最小，而机翼前移构型外翼段的激波最强，并产生了分离泡。

2.3 平面参数对舵面配平能力的影响

图 13 为 3 个构型在不同升力系数下舵面单独偏转时的阻力变化量 ΔC_D 与俯仰力矩变化量 ΔC_M

表 2 巡航状态 3 个构型的气动力系数

Table 2 Aerodynamic coefficients of three configurations in cruising state

构型	α/(°)	C_L	C_D	C_M	*L*/*D*
基准构型	2.58	0.14	0.007 95	0.004 0	17.62
	3.12	0.19	0.009 04	0.000 0	21.00
	3.63	0.24	0.011 48	−0.004 9	20.91
变后掠构型	2.78	0.14	0.007 61	0.004 4	18.39
	3.40	0.19	0.008 98	0.000 5	21.16
	3.99	0.24	0.010 86	−0.003 6	22.17
机翼前移构型	2.45	0.14	0.007 80	0.004 2	17.94
	2.96	0.19	0.009 05	0.000 3	20.98
	3.50	0.24	0.011 77	−0.004 1	20.39

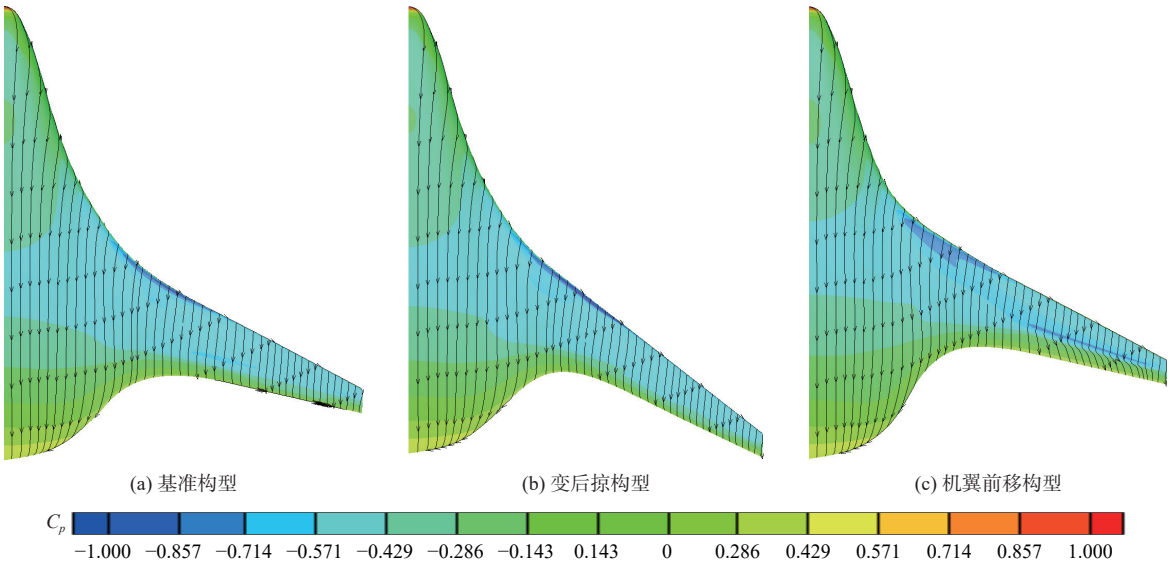


图 6　C_L=0.19 时 3 个构型表面压力云图

Fig. 6　Surface pressure contours of three configurations (C_L=0.19)

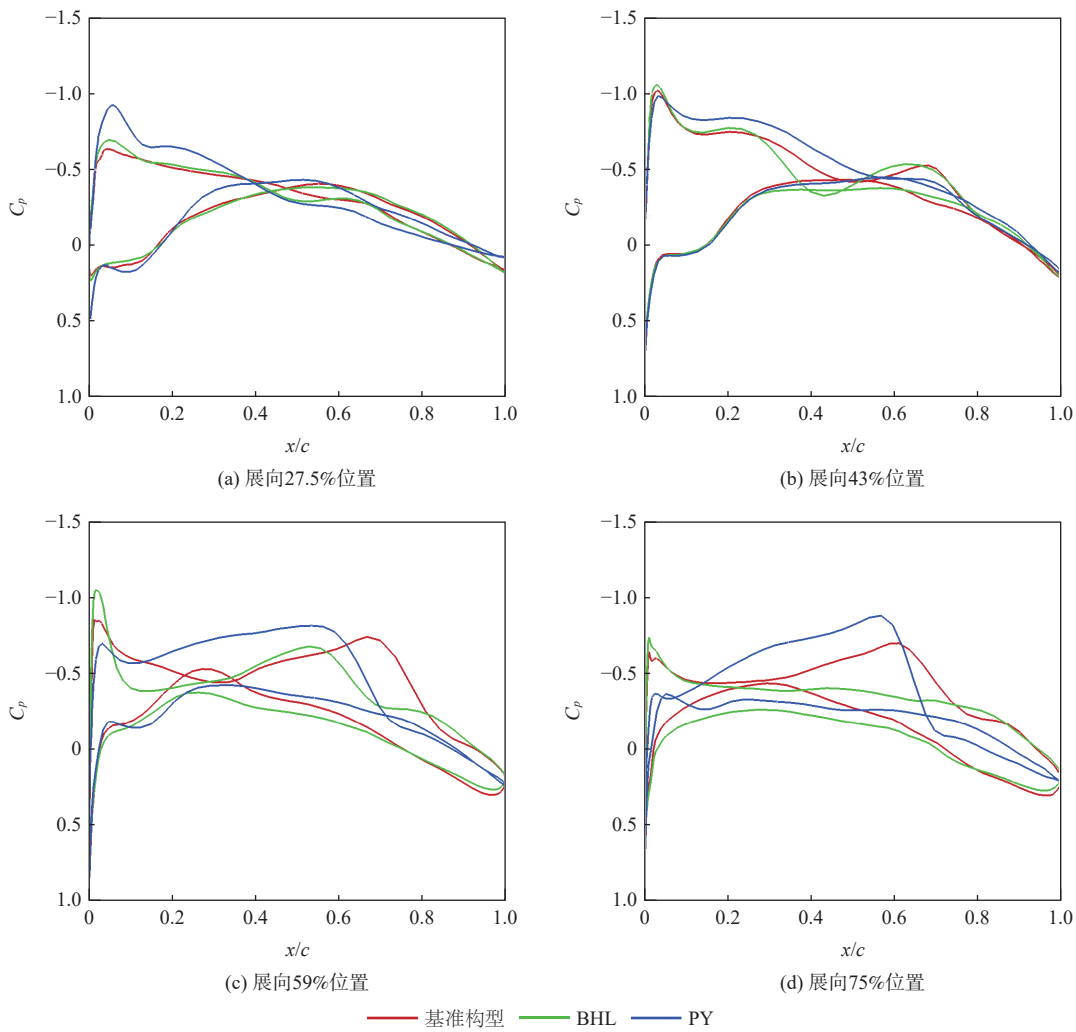


图 7　C_L=0.19 时 3 个构型不同展向位置压力剖面对比

Fig. 7　Comparison of pressure prafiles at different spanwise positions of three configurations (C_L=0.19)

的关系曲线, 其中, 黑色虚线表示配平所需的俯仰力矩, count 表示匡。基准构型下, C_L=0.14 配平时, 舵 5 的阻力惩罚最小, C_L=0.24 配平时, 舵 2 的阻力惩罚最小。变后掠构型下, C_L=0.14 和 C_L=0.19 配平时, 舵 4 的阻力惩罚最小, C_L=0.24 配平时, 舵 2 的阻力惩罚最小。机翼前移构型下, C_L=0.14 和

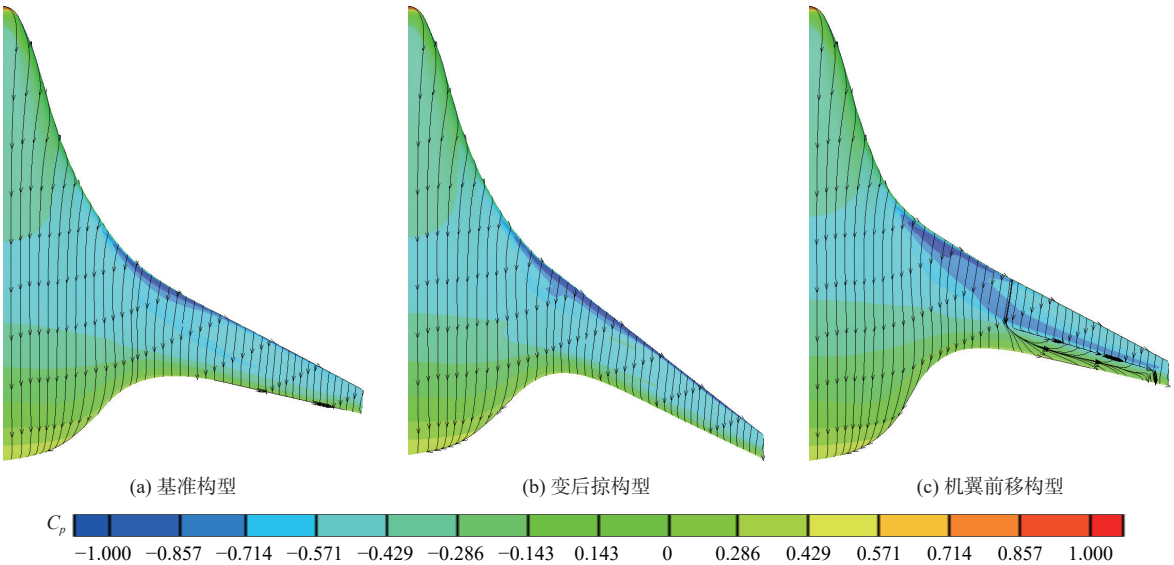


图 8 C_L=0.14 时 3 个构型表面压力云图

Fig. 8 Surface pressure contours of three configurations (C_L=0.14)

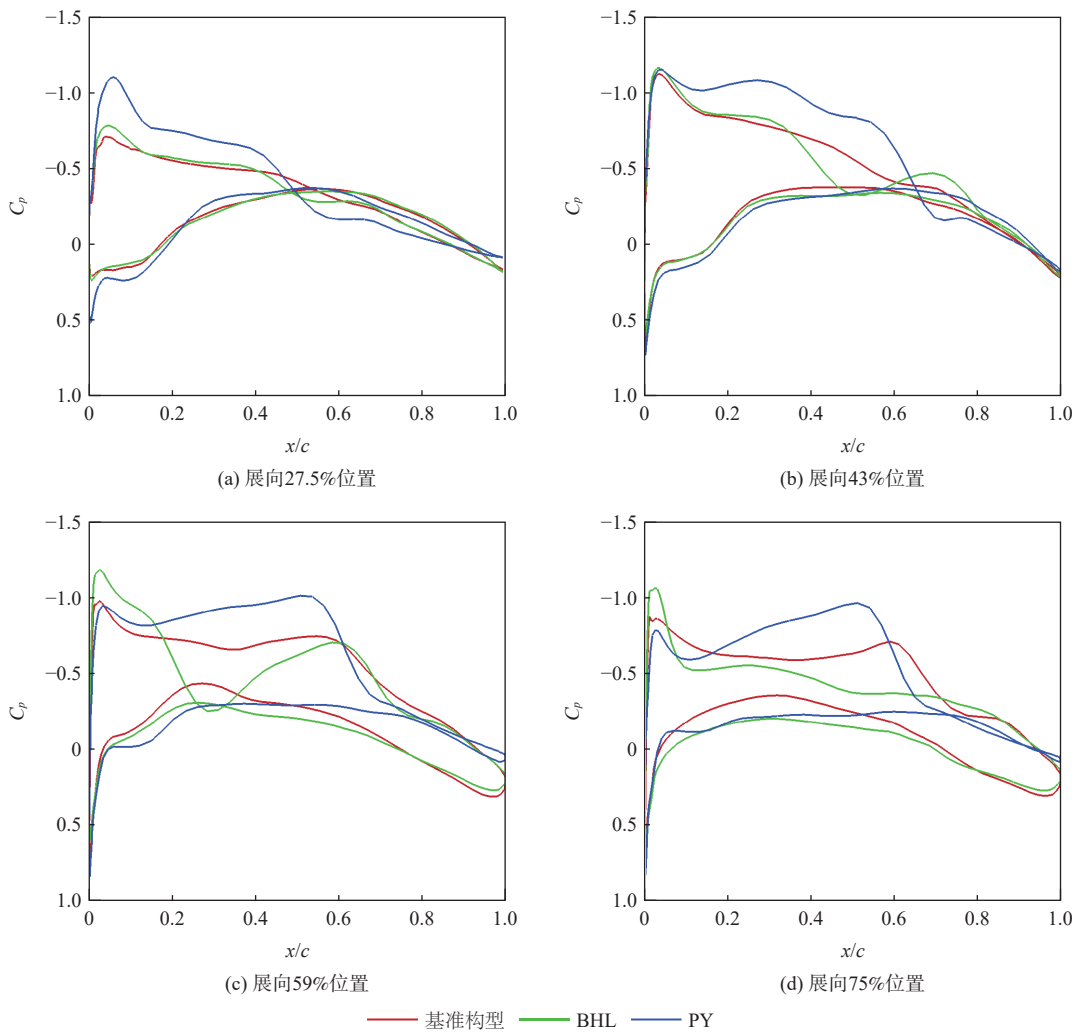


图 9 C_L=0.14 时 3 个构型不同展向位置压力剖面对比

Fig. 9 Comparison of pressure prafiles at different spanwise positions of three configurations (C_L=0.14)

C_L=0.19 配平时，舵 5 的阻力惩罚最小，C_L=0.24 配平时，舵 0 的阻力惩罚最小。

图 14 为 3 个构型各舵面距离重心的力臂对比。与基准构型相比，后掠角增加，减少了舵 0～舵 1 的力臂，增加了外翼段舵 2～舵 5 的力臂。机翼前移增加了舵 0～舵 1 的力臂，减小了舵 2～

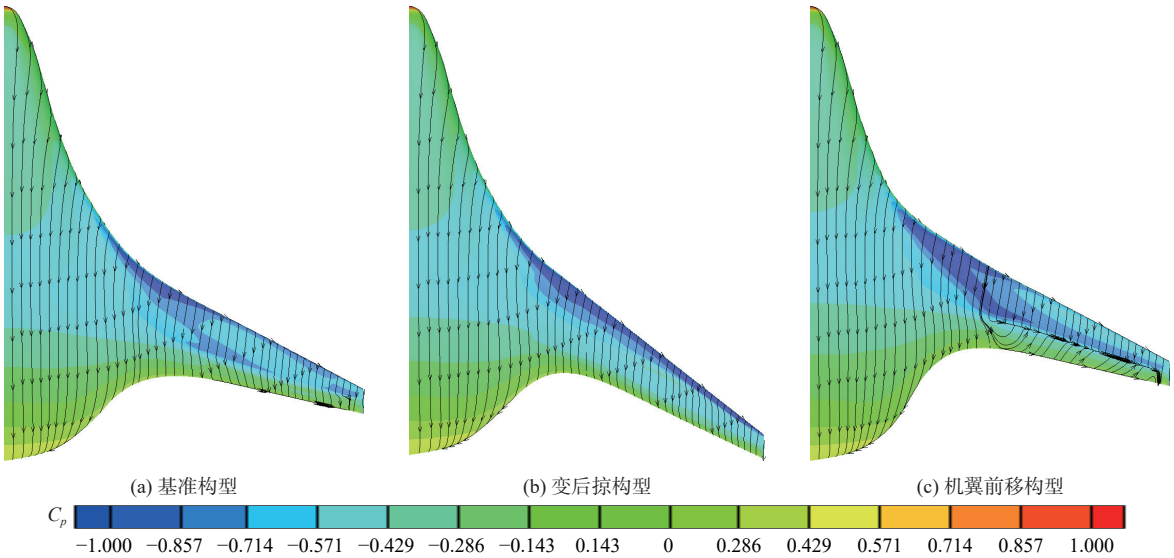


图 10　C_L=0.24 时 3 个构型表面压力云图

Fig. 10　Surface pressure contours of three configurations (C_L=0.24)

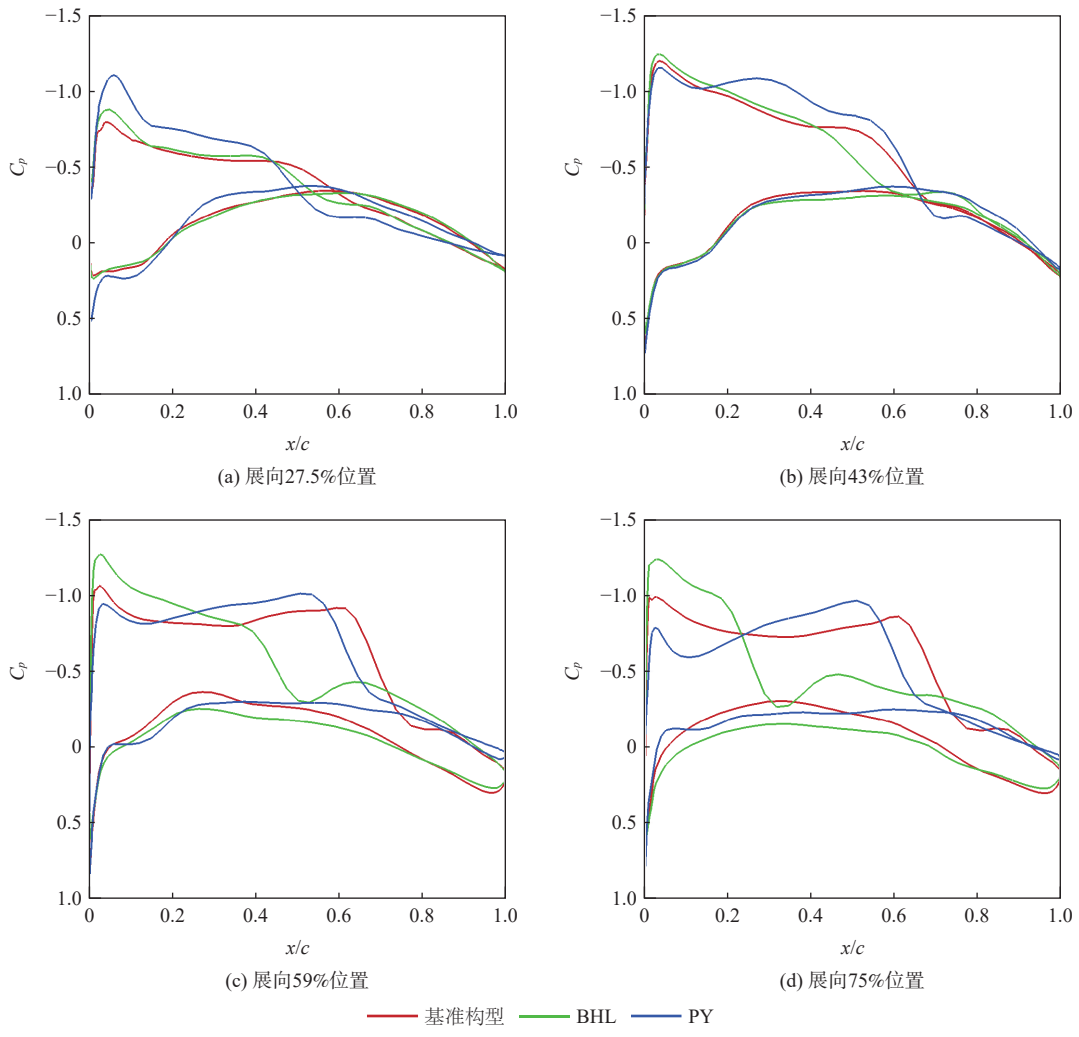


图 11　C_L=0.24 时 3 个构型不同展向位置压力剖面对比

Fig. 11　Comparison of pressure prafiles at different spanwise positions of three configurations (C_L=0.24)

舵 5 的力臂。因此, 相比于基准构型, 产生相同力矩系数时, 后掠角增加, 使得 C_L=0.19 时舵 0 和舵 1 偏转产生更大的阻力惩罚, 而舵 2～舵 5 偏转产生更小的阻力惩罚。C_L=0.14 时, 飞行器需低头力矩进行配平, 后掠角增加后, 各舵面配平产生的阻力惩罚变化趋势与 C_L=0.19 相同, 仍与力臂变化有

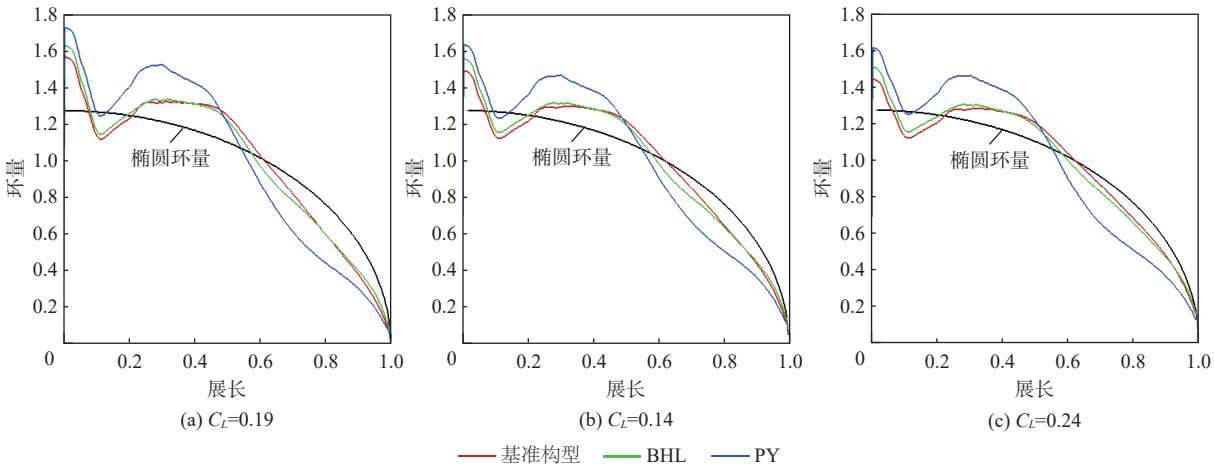


图 12 不同升力系数的环量对比

Fig. 12 Comparison of circulation with different lift coefficients

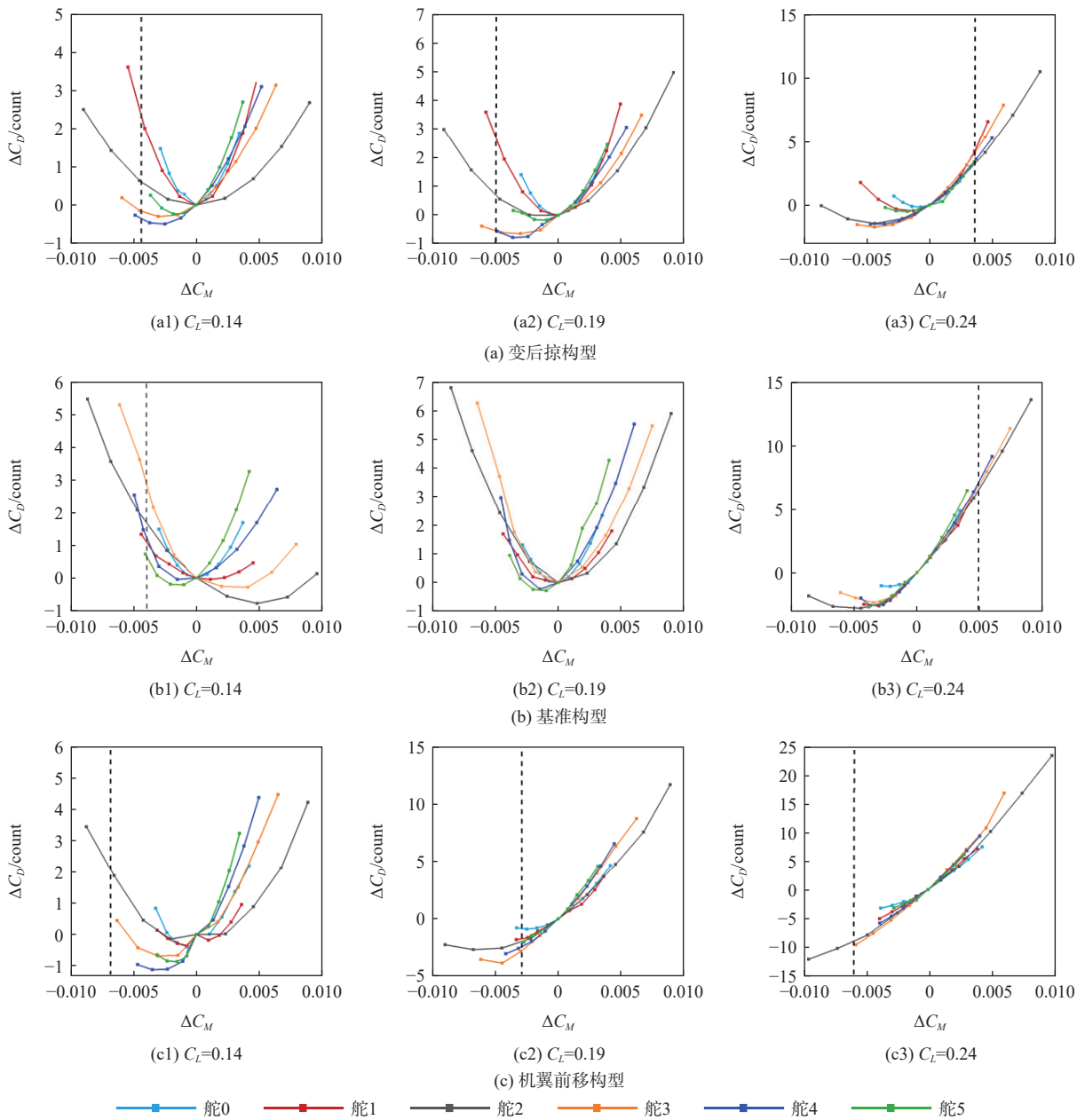


图 13 各舵面单独偏转时阻力与俯仰力矩变化曲线

Fig. 13 Variation of drag and pitching moment of each flap surface with single deflection

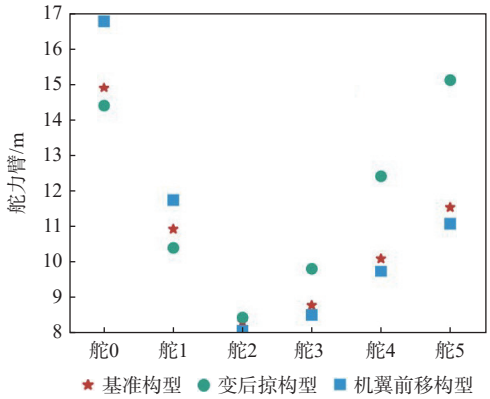


图 14　3 个构型各舵面距离重心的力臂对比

Fig. 14　Comparison of lever arm of each flap surface from center of gravity of three configurations

关。C_L=0.24 时, 飞行器需抬头力矩进行配平, 此时所有舵面偏转的阻力惩罚均小于基准构型。结合图 10 和图 11 分析, 这是因为在 C_L=0.24 时, 后掠角增加有利于减小变后掠构型的激波强度, 其各舵面偏转时引起的阻力变化要小于基准构型。

而对于机翼前移的情况, 图 14 增加了舵 0～舵 1 的力臂, 减小了舵 2～舵 5 的力臂。相比于基准构型, C_L=0.19 和 C_L=0.24 时, 机翼前移减小了舵 0 偏转产生的阻力惩罚, 增加了舵 2～舵 5 产生抬头力矩的阻力惩罚, 减小了其产生低头力矩的阻力惩罚, 舵 1 产生的阻力惩罚与基准构型近似。当 C_L=0.14 需产生低头力矩配平时, 机翼前移使得舵 0 偏转所需的阻力惩罚更小、舵 2～舵 5 偏转产生的阻力惩罚更大。

3　BWB 布局变弯减阻优化

本节选取 3 类定升力案例, 探究平面参数变化对变弯度技术在 BWB 布局飞行器上的减阻收益与力矩配平的影响。案例 1 为不考虑俯仰力矩配平约束的变弯度减阻优化设计, 案例 2 为考虑俯仰力矩配平约束的变弯度减阻优化, 案例 3 为仅偏转舵 0 进行配平。变弯度时, 所有舵面偏转范围均为 [−4°, 4°]。

3.1　设计点后缘变弯度气动特性

由于基准构型本身是设计点处考虑俯仰力矩自配平约束的优化结果, 在 C_L=0.19 时, 其不变弯度的阻力最小, 并满足配平条件。表 3、表 4 分别给出了 C_L=0.19 状态下, 变后掠构型和机翼前移构型不变弯度、仅偏转中央体后缘的配平构型、不考虑力矩配平的变弯度构型和考虑力矩配平的变弯度构型的结果, ΔC_D 为各构型与不变弯度构型的阻力的差量, “+” 表示增阻, “−” 表示减阻。

不考虑俯仰力矩约束时, 变弯度技术使得变后掠构型减阻 0.9%、机翼前移构型减阻 1.1%。根据优化结果, 变后掠构型与机翼前移构型在 C_L=0.19 处均可以认为满足自配平状态。

3.2　C_L=0.14 后缘变弯度气动特性

表 5～表 7 分别为 C_L=0.14 时基准构型、变后掠构型和机翼前移构型变弯度前后的结果。图 15～图 18 分别为 3 个构型在变弯度前后机翼上表面压力与流线对比、激波强度对比、环量分布对比及剖面压力对比。

与不变弯度构型相比, 不考虑配平约束时, 变弯度技术使得 3 个构型的载荷外移, 减小了诱导阻力, 从而实现减阻。其中, 基准构型减阻 1.0%, 变后掠构型与机翼前移构型减阻 1.7%。

当考虑配平约束后, 由于 C_L=0.14 时, 3 个构型

表 3　变后掠构型变弯度优化结果 (C_L=0.19)

Table 3　Variable camber optimization results of variable sweepback angle configuration (C_L= 0.19)

构型	偏转角度/(°)						α/(°)	C_D	C_M	ΔC_D
	舵0	舵1	舵2	舵3	舵4	舵5				
不变弯度构型	0	0	0	0	0	0	3.40	0.008 98	0.000 5	
变弯度构型	0.70	1.28	0.70	2.32	2.97	2.15	2.80	0.008 82	−0.000 5	-0.8×10^{-4}
变弯度配平构型	−0.38	−0.46	−0.41	0.42	0.90	0.46	3.42	0.008 94	0	-0.4×10^{-4}
舵0配平构型	0.63	0	0	0	0	0	3.38	0.008 98	0	0

表 4　机翼前移构型变弯度优化结果 (C_L=0.19)

Table 4　Variable camber optimization results of forward wing configuration (C_L= 0.19)

构型	偏转角度/(°)						α/(°)	C_D	C_M	ΔC_D
	舵0	舵1	舵2	舵3	舵4	舵5				
不变弯度构型	0	0	0	0	0	0	2.96	0.009 05	0.000 3	
变弯度构型	0.96	0.48	−0.20	0.02	1.33	1.68	2.81	0.008 95	−0.003 6	-1.0×10^{-4}
变弯度配平构型	0.29	1.09	−0.09	−1.43	0.86	0.84	2.97	0.009 03	0	-0.2×10^{-4}
舵0配平构型	0.42	0	0	0	0	0	2.95	0.009 05	0	0

表5 基准构型变弯度优化结果(C_L=0.14)

Table 5 Variable camber optimization results of baseline configuration (C_L= 0.14)

构型	偏转角度/(°)						α/(°)	C_D	C_M	ΔC_D
	舵0	舵1	舵2	舵3	舵4	舵5				
不变弯度构型	0	0	0	0	0	0	2.58	0.007 95	0.004 0	
变弯度构型	−0.21	0.02	−1.11	−1.28	1.31	0.09	2.80	0.007 87	0.007 2	-0.8×10^{-4}
变弯度配平构型	0.68	1.75	−0.50	−0.09	0.42	1.65	2.45	0.007 92	0.000 4	-0.3×10^{-4}
舵0配平构型	4.91	0	0	0	0	0	2.41	0.008 17	0.000 3	$+2.2\times10^{-4}$

表6 变后掠构型变弯度优化结果(C_L=0.14)

Table 6 Variable camber optimization results of variable sweepback angle configuration (C_L= 0.14)

构型	偏转角度/(°)						α/(°)	C_D	C_M	ΔC_D
	舵0	舵1	舵2	舵3	舵4	舵5				
不变弯度构型	0	0	0	0	0	0	2.78	0.007 61	0.004 4	
变弯度构型	0.76	1.09	0.76	2.01	2.58	1.96	2.22	0.007 48	−0.007 2	-1.3×10^{-4}
变弯度配平构型	−0.84	1.34	−0.40	0.44	2.57	0.56	2.61	0.007 55	0	-0.6×10^{-4}
舵0配平构型	6.14	0	0	0	0	0	2.58	0.007 96	0	$+3.5\times10^{-4}$

表7 机翼前移构型变弯度优化结果(C_L=0.14)

Table 7 Variable camber optimization results of forward wing configuration (C_L= 0.14)

构型	偏转角度/(°)						α/(°)	C_D	C_M	ΔC_D
	舵0	舵1	舵2	舵3	舵4	舵5				
不变弯度构型	0	0	0	0	0	0	2.45	0.007 80	0.004 2	
变弯度构型	−0.09	−0.48	−1.54	−0.91	0.61	1.46	2.67	0.007 67	0.007 6	-1.3×10^{-4}
变弯度配平构型	1.71	1.12	0.98	−2.36	1.28	2.22	2.31	0.007 91	0	$+1.1\times10^{-4}$
舵0配平构型	4.9	0	0	0	0	0	2.32	0.008 02	0	$+2.2\times10^{-4}$

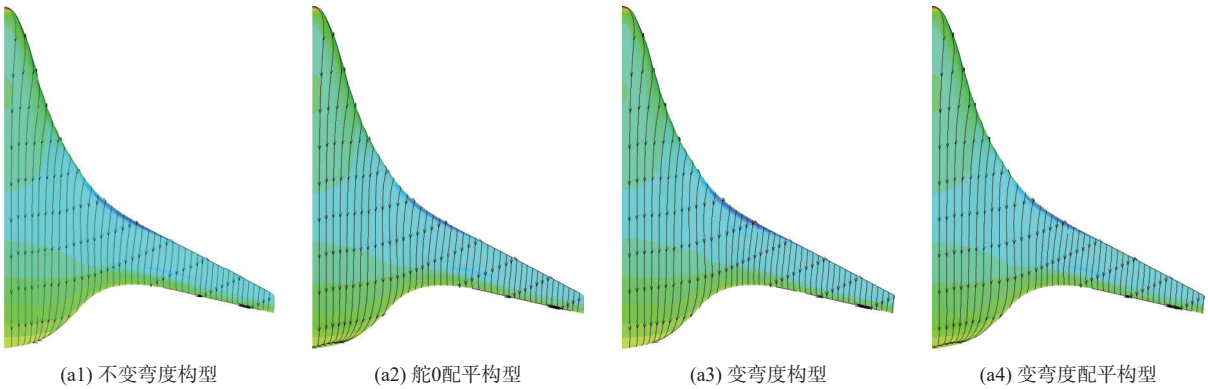
需要配平的力矩均为抬头力矩，所有变弯度配平构型的舵面偏角均以正偏为主。变弯度技术通过外翼段后缘加载，巡航攻角减小，引起载荷后移，使得低头力矩增加，从而实现配平。与舵0配平相比，变弯度配平时载荷分布更优，诱导阻力更小，从而减小了配平惩罚，基准构型配平损失可减小2.5×10^{-4}(3.1%)，变后掠构型配平损失可减小4.1×10^{-4}(5.4%)，机翼前移构型配平损失可减小1.1×10^{-4}(1.4%)。

3.3 C_L=0.24后缘变弯度气动特性研究

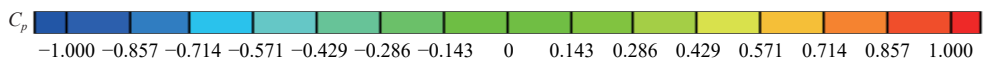
表8～表10分别为C_L=0.24状态下3个构型变弯度前后的结果。图19～图22分别为3个构型变弯度前后机翼上表面压力与流线对比、激波强度对比、环量分布对比及剖面压力对比。

不考虑配平时，与不变弯度构型对比，基准构型采用变弯度技术可以减阻5.3×10^{-4}(4.6%)；变后掠构型可以减阻3.6×10^{-4}(3.3%)；机翼前移构型可以减阻7.0×10^{-4}(5.9%)。从图16中可以看出，变弯弯度不仅使载荷分布外移，减小了诱导阻力，还使3个构型外翼段的压力恢复变得平缓，减少了激波阻力，从而使3个构型在C_L=0.24时采用变弯度技术均能产生更大的减阻收益。进一步分析，机翼前移构型减阻最多是因为其本身上表面的激波最强，通过变弯度技术可以大幅削弱激波强度，减少激波阻力；而后掠角的增加使得变后掠构型的上翼面激波强度最弱，因此变弯度后的减阻收益最小。

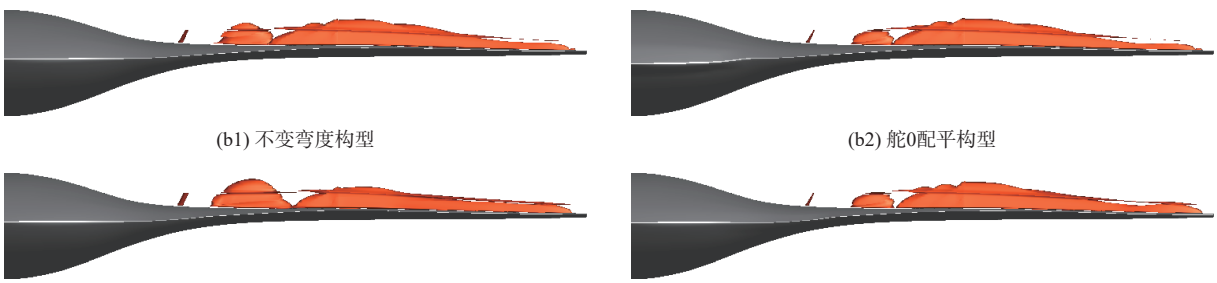
考虑俯仰力矩配平时，不论是舵0配平，还是变弯度配平，舵面偏转都使得配平后外翼段激波强度增加。但相比于舵0配平，3个构型采用变弯度技术配平时配平惩罚更小，其中基准构型上所减少的配平损失最大(减少2.9×10^{-4}、2.5%的配平惩罚)；其次是变后掠构型(减少1.3×10^{-4}、1.2%的配平惩罚)；机翼前移构型所减少的阻力惩罚最少(减少0.9×10^{-4}、0.8%的配平惩罚)。由第3节可知，变弯度技术配平时可以减少阻力惩罚的原因是：舵0配平时由于需要大角度负偏进行配平，使得载荷内移，偏离了最佳环量分布，使得诱导阻力增加，相比之下，组合舵偏具有更好的载荷分布，诱导阻力更小。此外，从图15和图17中还可以看出，基准



(a1) 不变弯度构型　(a2) 舵0配平构型　(a3) 变弯度构型　(a4) 变弯度配平构型

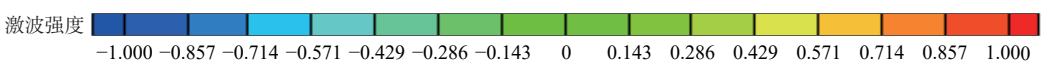


(a) 表面压力云图

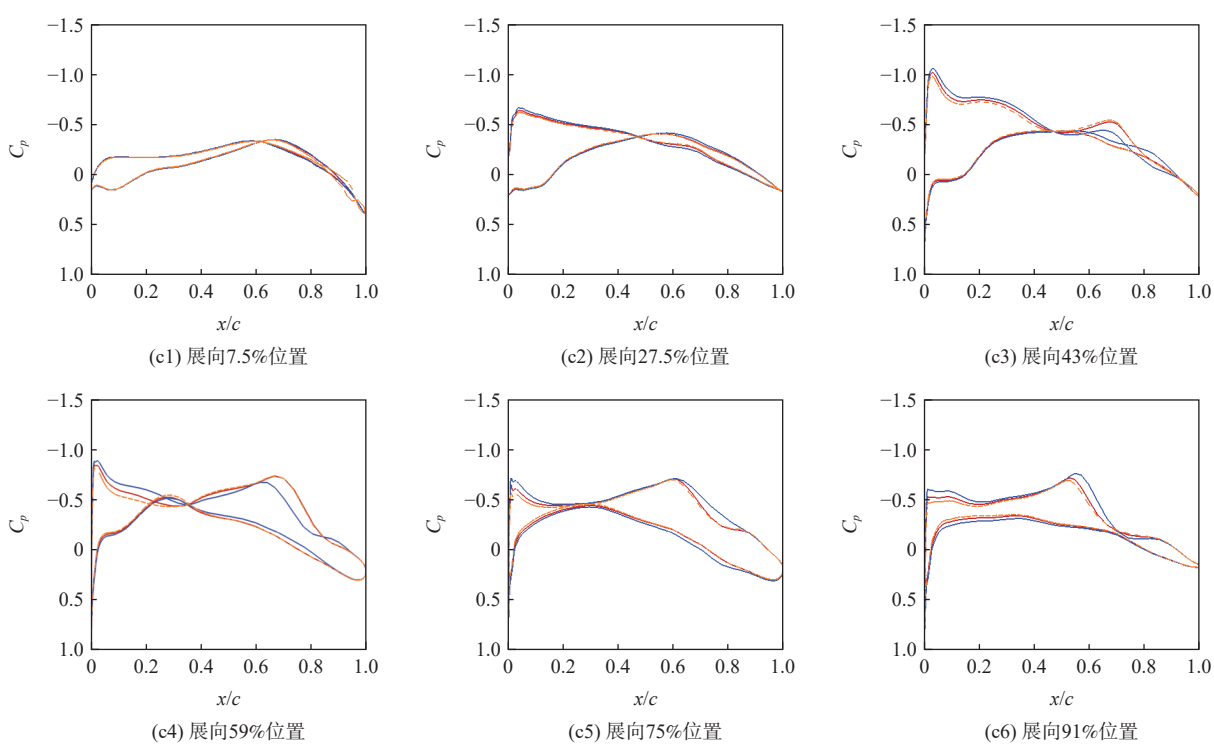


(b1) 不变弯度构型　(b2) 舵0配平构型

(b3) 变弯度构型　(b4) 变弯度配平构型



(b) 上翼面激波



(c1) 展向7.5%位置　(c2) 展向27.5%位置　(c3) 展向43%位置

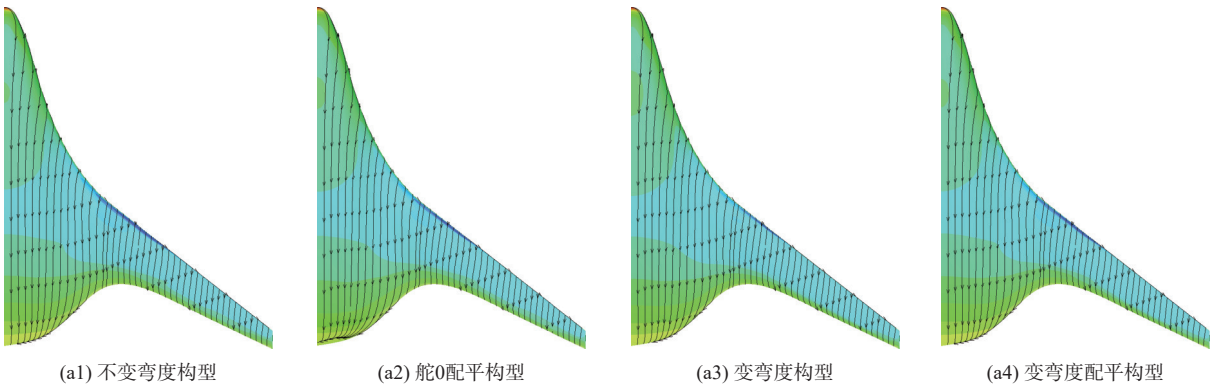
(c4) 展向59%位置　(c5) 展向75%位置　(c6) 展向91%位置

基准构型　舵0配平构型　变弯度构型　变弯度配平构型

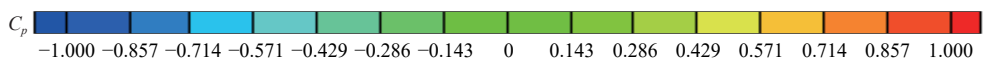
(c) 压力剖面

图 15　基准构型变弯度前后对比 (C_L=0.14)

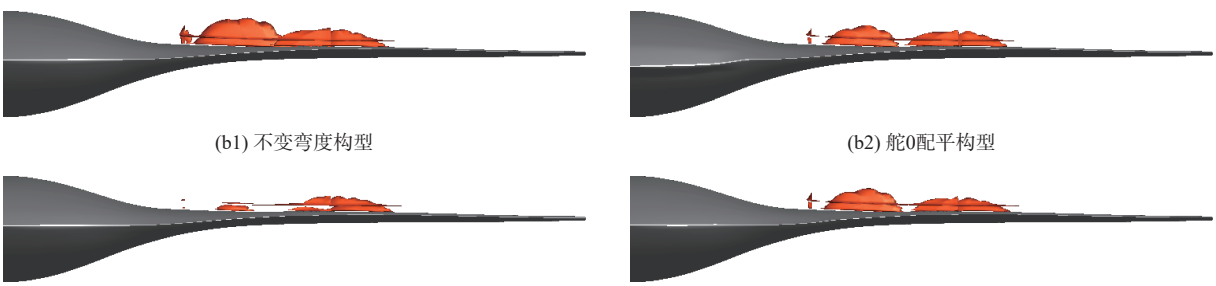
Fig. 15　Comparison of variable camber of baseline configuration before and after optimization (C_L= 0.14)



(a1) 不变弯度构型 (a2) 舵0配平构型 (a3) 变弯度构型 (a4) 变弯度配平构型

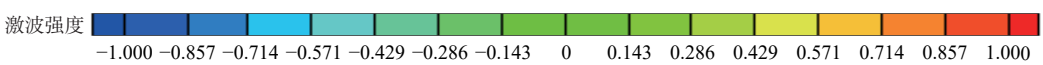


(a) 表面压力云图

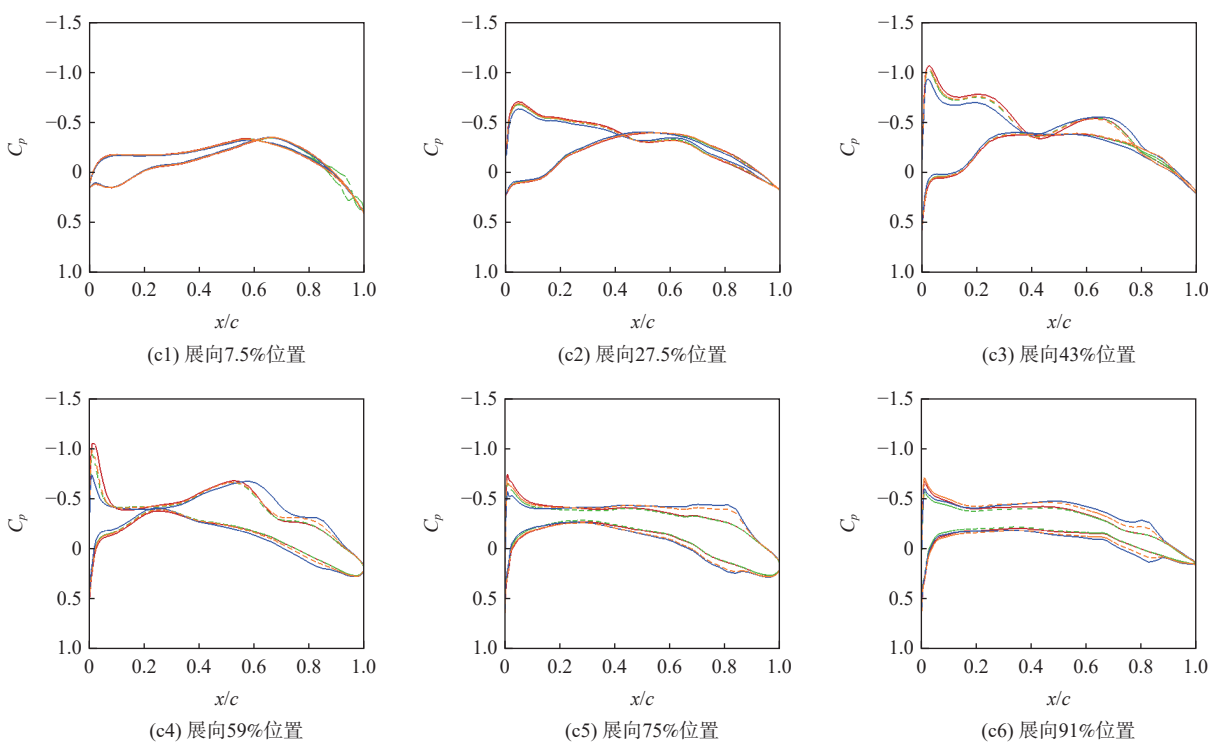


(b1) 不变弯度构型 (b2) 舵0配平构型

(b3) 变弯度构型 (b4) 变弯度配平构型

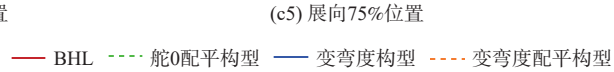


(b) 上翼面激波



(c1) 展向7.5%位置 (c2) 展向27.5%位置 (c3) 展向43%位置

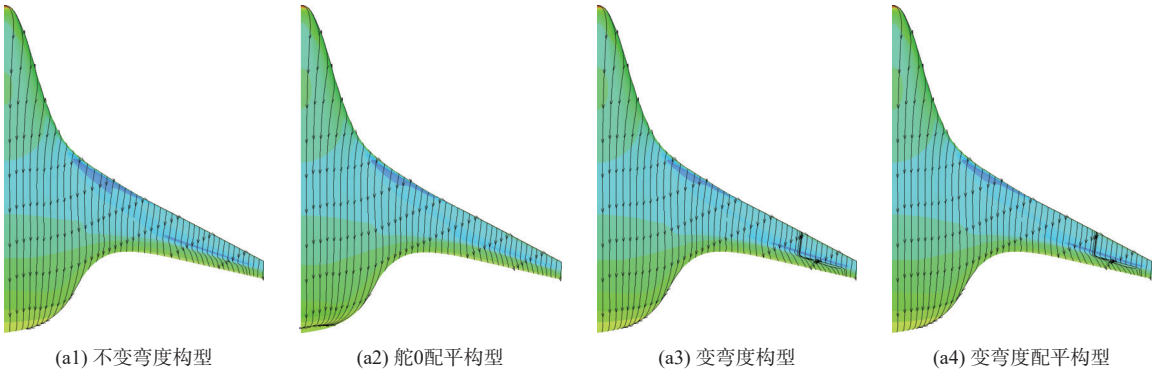
(c4) 展向59%位置 (c5) 展向75%位置 (c6) 展向91%位置



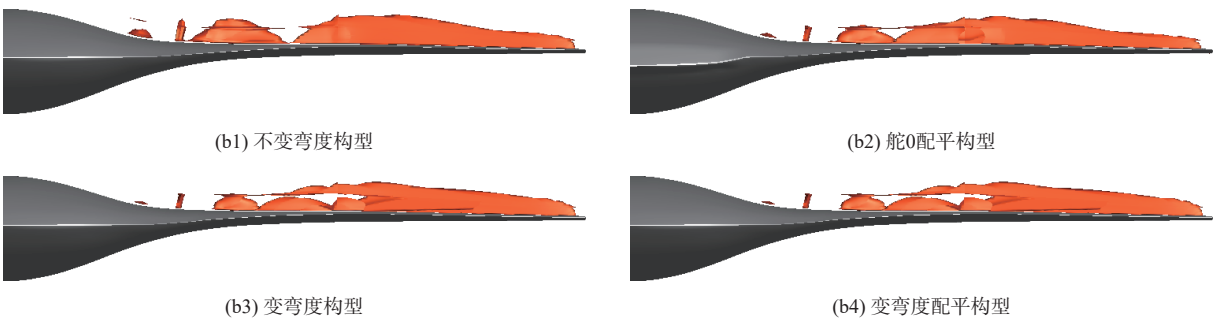
(c) 压力剖面

图 16 变后掠构型变弯度前后对比 (C_L=0.14)

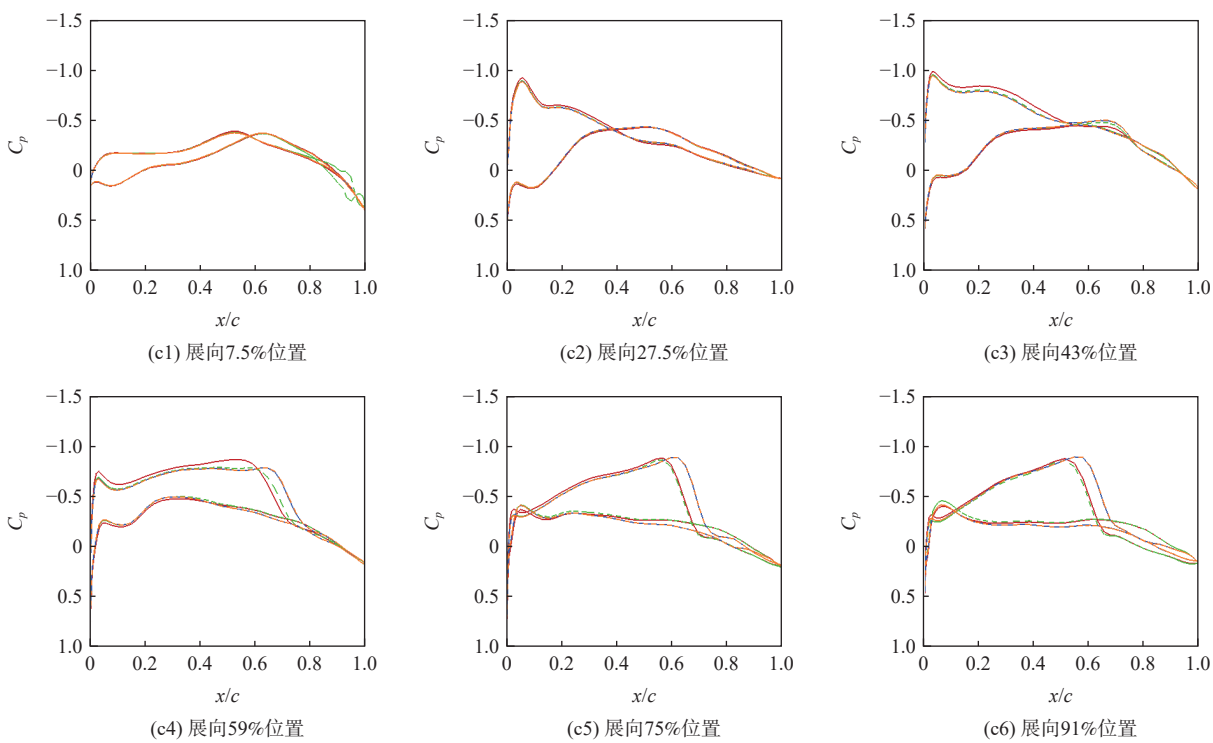
Fig. 16 Comparison of variable camber of variable sweepback angle configuration before and after optimization (C_L= 0.14)



(a) 表面压力云图



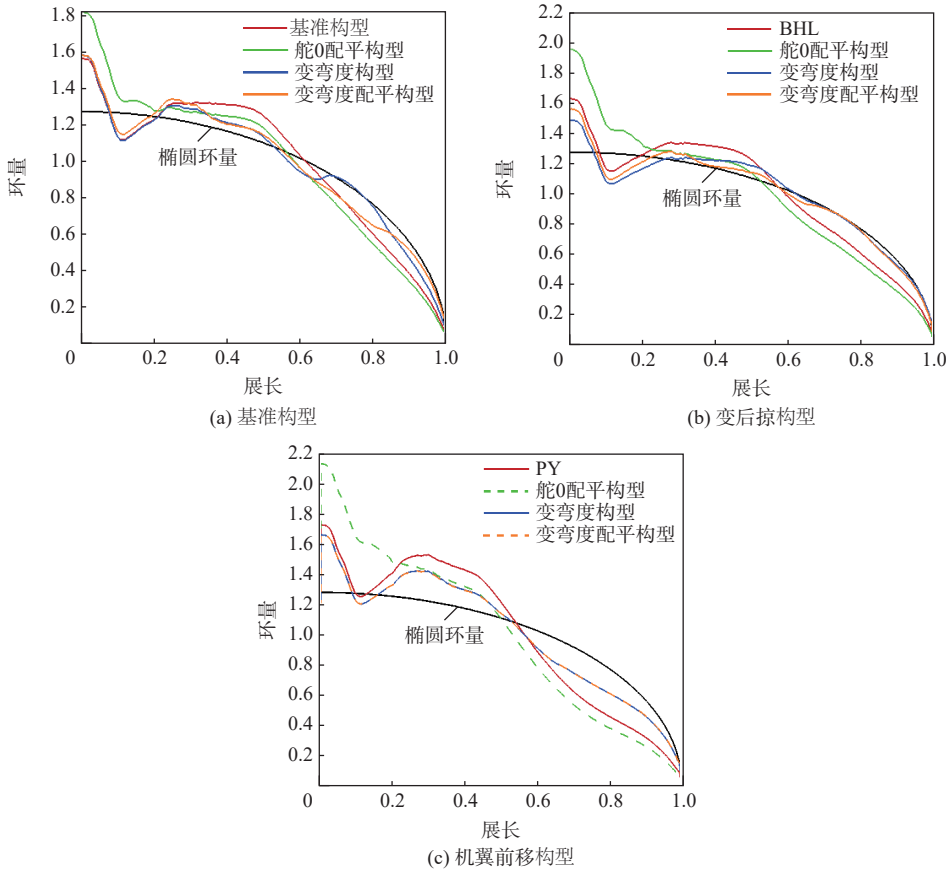
(b) 上翼面激波



(c) 压力剖面

图 17　机翼前移构型变弯度前后对比 (C_L=0.14)

Fig. 17　Comparison of variable camber of forward wing configuration before and after optimization (C_L= 0.14)



(a) 基准构型 (b) 变后掠构型

(c) 机翼前移构型

图 18 3种构型的环量对比(C_L=14)

Fig. 18 Comparison of ringvolumes for the three configurations (C_L=14)

表 8 基准构型变弯度优化结果 (C_L=0.24)

Table 8 Variable camber optimization results of baseline configuration (C_L= 0.24)

构型	偏转角度/(°)						α/(°)	C_D	C_M	ΔC_D
	舵0	舵1	舵2	舵3	舵4	舵5				
不变弯度构型	0	0	0	0	0	0	3.63	0.011 48	−0.004 9	
变弯度构型	1.46	2.65	0.09	0.74	0.89	2.25	3.22	0.010 95	−0.015 7	-5.3×10^{-4}
变弯度配平构型	−1.18	−2.47	0.50	−0.42	−0.53	−0.17	3.83	0.011 99	−0.000 3	$+5.1\times10^{-4}$
舵0配平构型	−5.89	0	0	0	0	0	3.82	0.012 28	−0.000 1	$+8\times10^{-4}$

表 9 变后掠构型变弯度优化结果 (C_L=0.24)

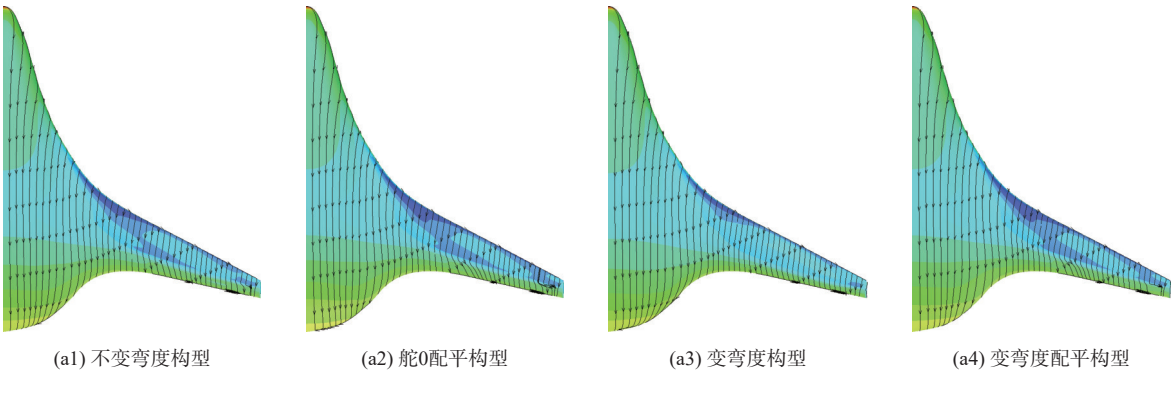
Table 9 Variable camber optimization results of variable sweepback angle configuration (C_L= 0.24)

构型	偏转角度/(°)						α/(°)	C_D	C_M	ΔC_D
	舵0	舵1	舵2	舵3	舵4	舵5				
不变弯度构型	0	0	0	0	0	0	3.99	0.010 86	−0.003 6	
变弯度构型	0.49	1.10	0.69	2.05	3.21	1.85	3.46	0.010 50	−0.015 4	-3.6×10^{-4}
变弯度配平构型	−0.68	−1.92	−0.51	0.59	0.39	−1.34	4.17	0.011 04	0	$+1.8\times10^{-4}$
舵0配平构型	−4.43	0	0	0	0	0	4.14	0.011 17	0.000 2	$+3.1\times10^{-4}$

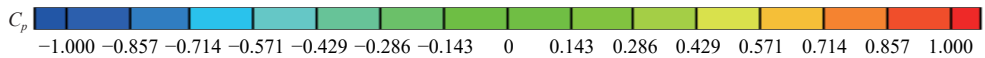
表 10 机翼前移构型变弯度优化结果 (C_L=0.24)

Table 10 Variable camber optimization results of forward wing configuration (C_L= 0.24)

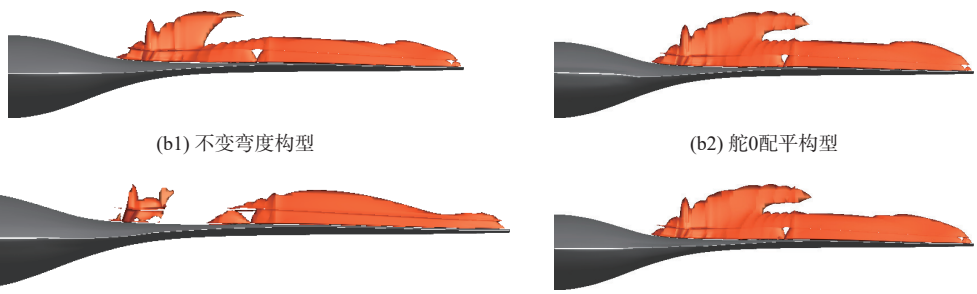
构型	偏转角度/(°)						α/(°)	C_D	C_M	ΔC_D
	舵0	舵1	舵2	舵3	舵4	舵5				
不变弯度构型	0	0	0	0	0	0	3.50	0.011 77	−0.004 1	
变弯度构型	2.73	4.00	1.00	1.65	1.11	3.11	2.87	0.011 07	−0.017 6	-7.0×10^{-4}
变弯度配平构型	−2.05	−1.64	0.02	−0.45	0.26	−0.33	3.64	0.012 22	−0.000 3	$+4.5\times10^{-4}$
舵0配平构型	−4.24	0	0	0	0	0	3.62	0.012 31	−0.000 1	$+5.4\times10^{-4}$



(a1) 不变弯度构型　(a2) 舵0配平构型　(a3) 变弯度构型　(a4) 变弯度配平构型

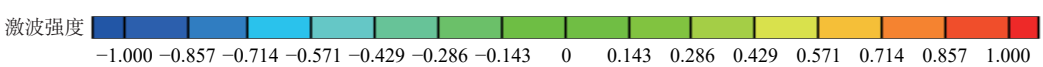


(a) 表面压力云图

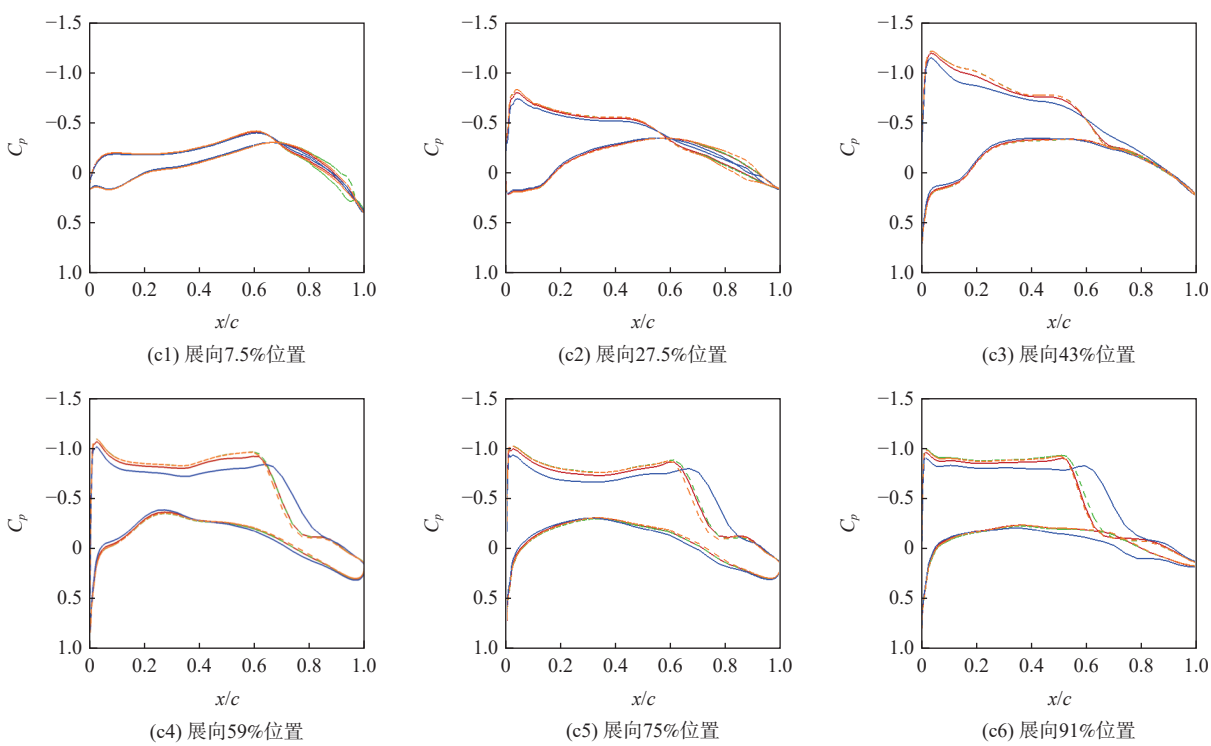


(b1) 不变弯度构型　(b2) 舵0配平构型

(b3) 变弯度构型　(b4) 变弯度配平构型



(b) 上翼面激波



(c1) 展向7.5%位置　(c2) 展向27.5%位置　(c3) 展向43%位置

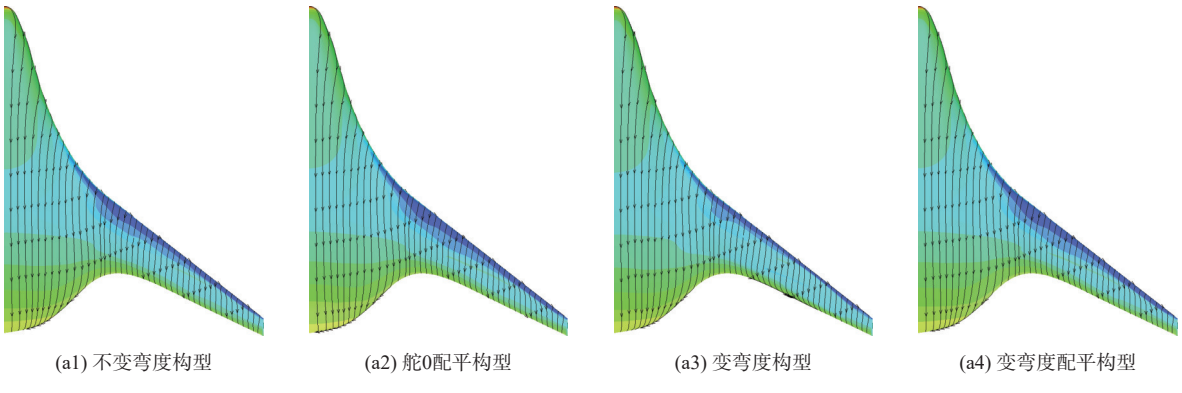
(c4) 展向59%位置　(c5) 展向75%位置　(c6) 展向91%位置

基准构型　舵0配平构型　变弯度构型　变弯度配平构型

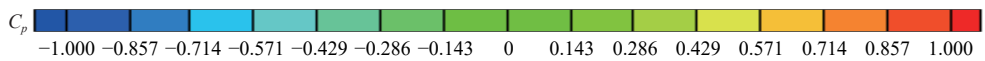
(c) 压力剖面

图 19　基准构型变弯度前后对比 (C_L=0.24)

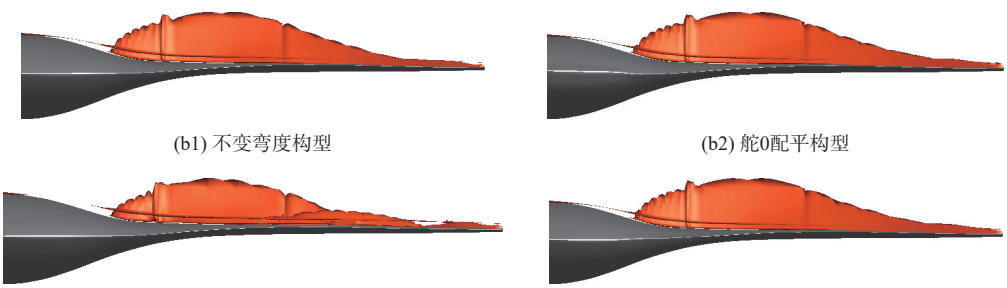
Fig. 19　Comparison of variable camber of baseline configuration before and after optimization (C_L= 0.24)



(a1) 不变弯度构型 (a2) 舵0配平构型 (a3) 变弯度构型 (a4) 变弯度配平构型

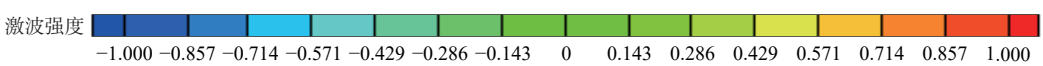


(a) 表面压力云图

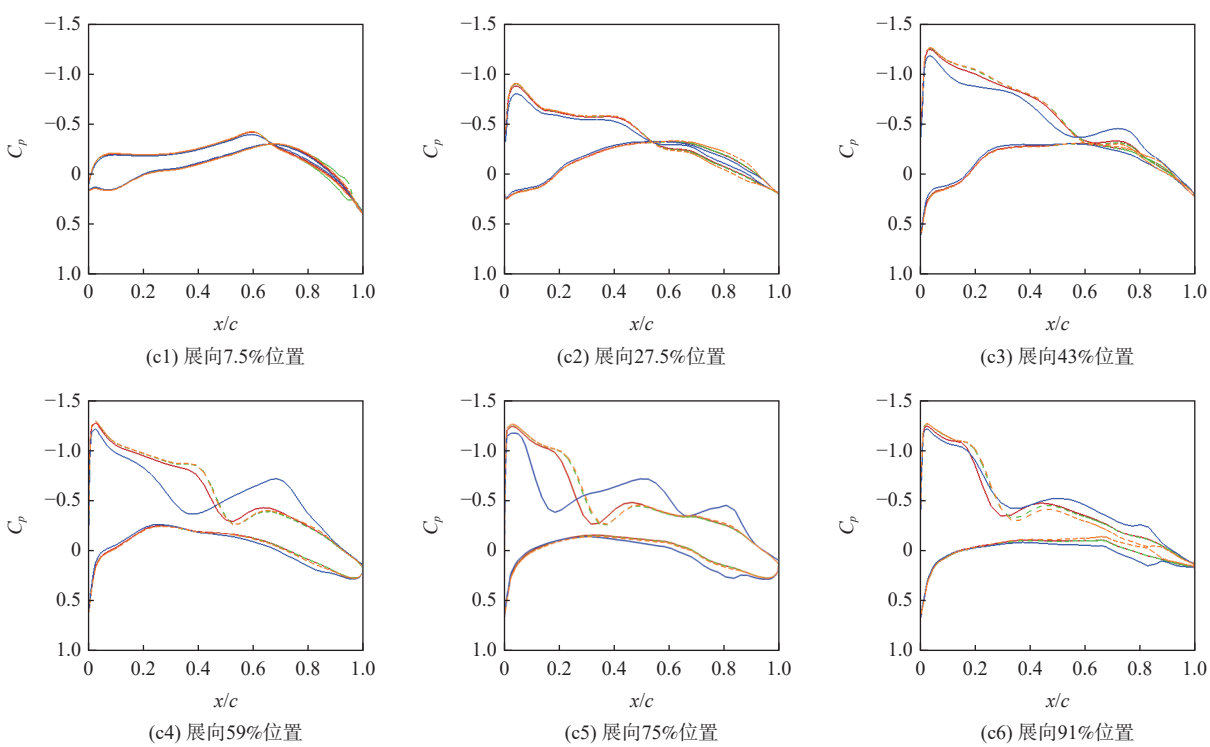


(b1) 不变弯度构型 (b2) 舵0配平构型

(b3) 变弯度构型 (b4) 变弯度配平构型



(b) 上翼面激波



(c1) 展向7.5%位置 (c2) 展向27.5%位置 (c3) 展向43%位置

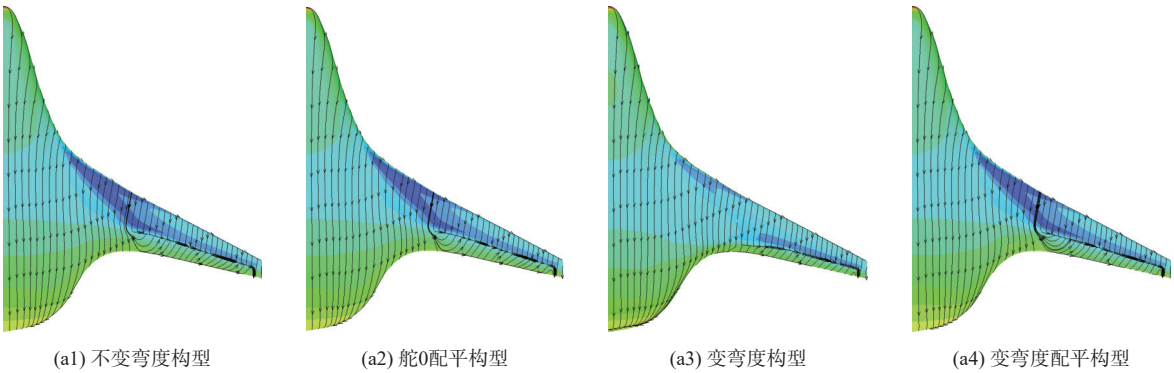
(c4) 展向59%位置 (c5) 展向75%位置 (c6) 展向91%位置

BHL 舵0配平构型 变弯度构型 变弯度配平构型

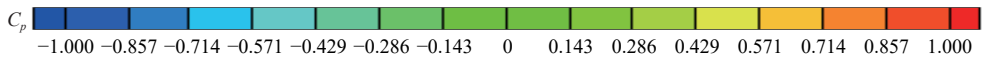
(c) 压力剖面

图 20 变后掠构型变弯度前后对比 (C_L=0.24)

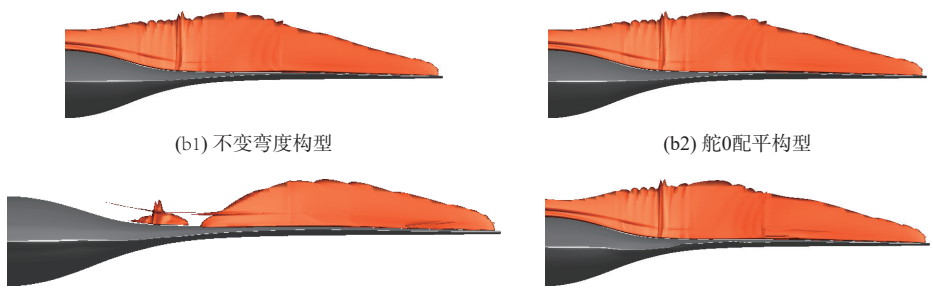
Fig. 20 Comparison of variable camber of variable sweepback angle configuration before and after optimization (C_L= 0.24)



(a1) 不变弯度构型　(a2) 舵0配平构型　(a3) 变弯度构型　(a4) 变弯度配平构型

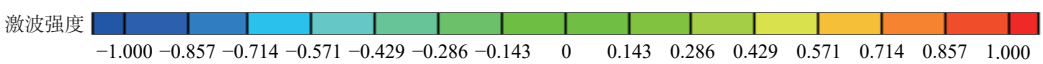


(a) 表面压力云图

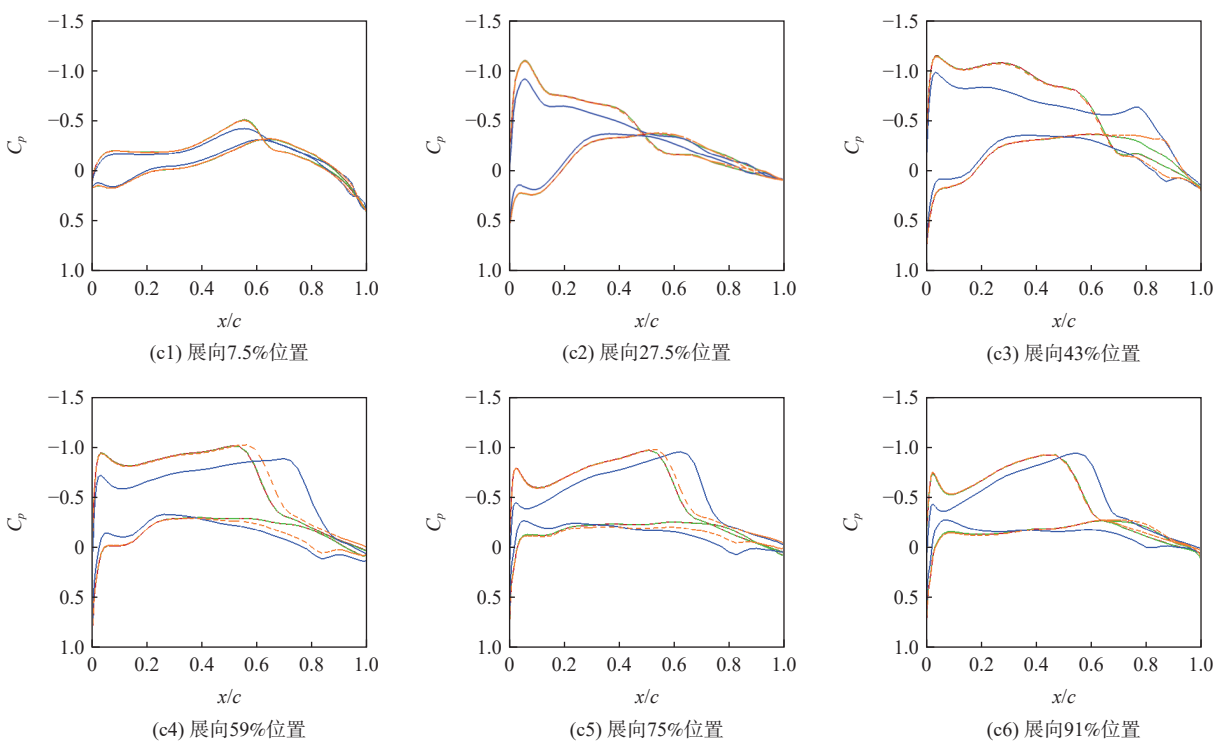


(b1) 不变弯度构型　(b2) 舵0配平构型

(b3) 变弯度构型　(b4) 变弯度配平构型



(b) 上翼面激波



(c1) 展向7.5%位置　(c2) 展向27.5%位置　(c3) 展向43%位置

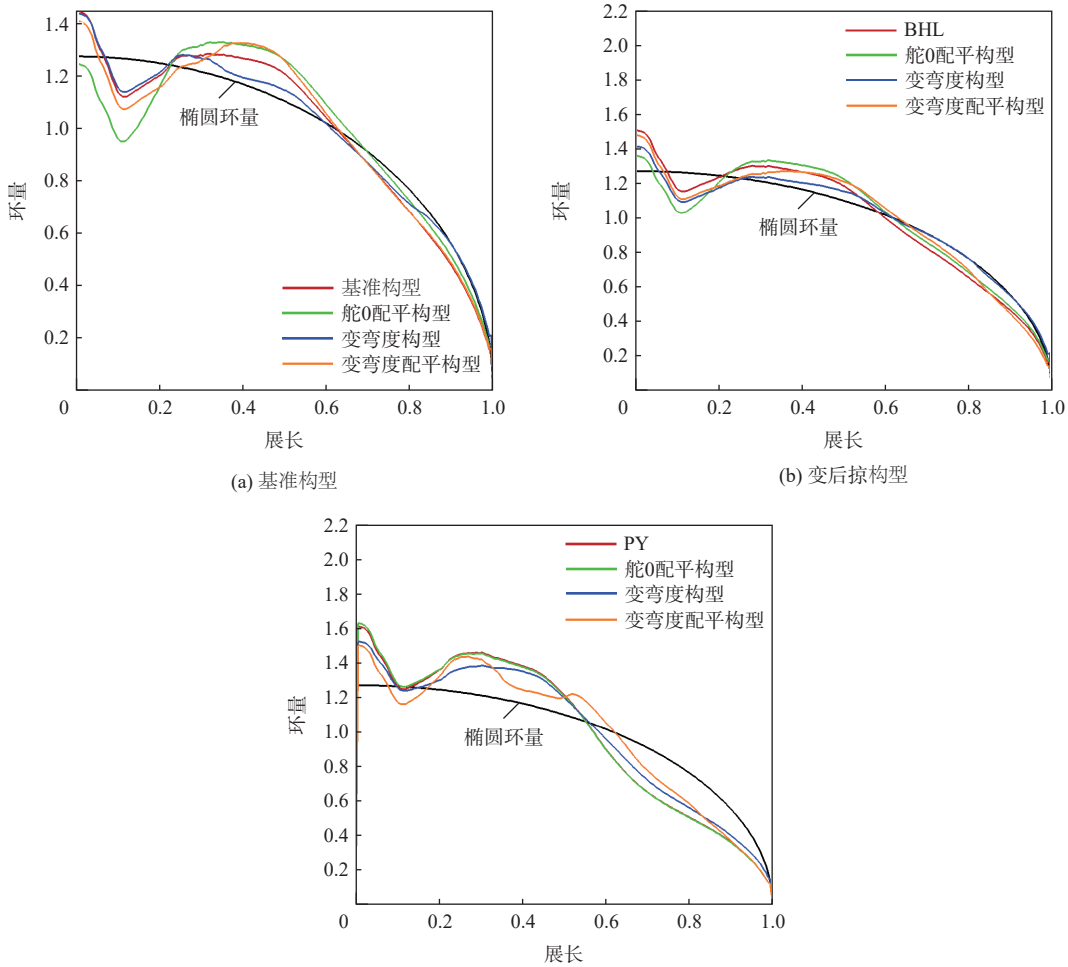
(c4) 展向59%位置　(c5) 展向75%位置　(c6) 展向91%位置

PY　舵0配平构型　变弯度构型　变弯度配平构型

(c) 压力剖面

图 21　机翼前移构型变弯度前后对比 (C_L=0.24)

Fig. 21　Comparison of variable camber of forward wing configuration before and after optimization (C_L= 0.24)



(a) 基准构型

(b) 变后掠构型

(c) 机翼前移构型

图 22 3 种构型的环量对比(C_L=24)

Fig. 22 Comparison of ringvolumes for the three configurations (C_L=24)

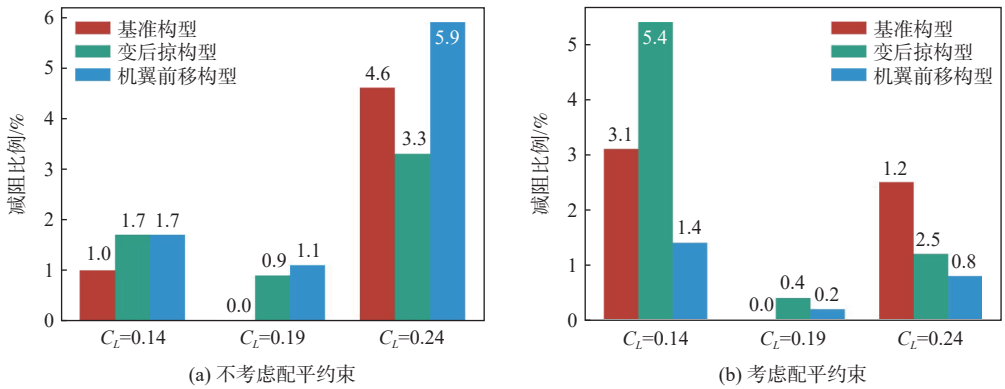
构型采用变弯度配平时，相比于舵 0 配平，外翼段压力恢复稍加平缓，波阻更小。而变后掠构型由于本身激波强度不大，因此变弯度配平与舵 0 配平时激波阻力相差不大。机翼前移构型则由于舵 0 的配平能力增加，外翼段各舵的配平能力下降，从而导致变弯度配平与舵 0 配平时激波阻力相差不大。

4 平面参数对变弯度减阻收益的影响

基于第 3 节的研究结果，本节探究后掠角和机翼位置的改变对后缘变弯度减阻收益的影响。图 23 为不同构型采用变弯度技术的减阻收益。考虑到后缘变弯度的实现难度，图 24 为变弯度时采用的舵面偏转角度与舵面偏转组合方式。总体上，不考虑力矩配平时，变弯度技术在大升力系数下的减阻收益最大，考虑力矩配平后，在小升力系数下的减阻收益最大。不考虑配平约束时的舵面偏转角度比考虑配平约束时更大。

不考虑力矩配平时，从图 23 (a) 中可以看出，在 C_L=0.14 和 C_L=0.19 时，相比于基准构型，在具有大后掠角和机翼位置靠前的 BWB 上采用变弯度技术均能获得更大的减阻收益。C_L=0.24 下，在机翼位置靠前的 BWB 构型上采用变弯度技术能产生更大的减阻收益，而对于具有大后掠角的 BWB 所获减阻收益减少。根据第 3 节分析，这是因为大升力系数下，变弯度技术除了减少诱导阻力，还能通过改善压力恢复，减少激波阻力来实现减阻。机翼位置靠前时，外翼段的激波强度更大，采用变弯度技术能大幅减小机翼前移构型的激波阻力。而大后掠角时，飞行器外翼段的激波强度最弱，变弯度技术减少的波阻更少。从图 24(a) 可以看出，基准构型和机翼位置靠前时，在小升力系数和大升力系数下的舵面偏转相差明显，这是因为变弯度在小升力系数下以减少诱导阻力为主，大升力系数下以减少激波阻力为主。而变后掠构型在不同升力系数下变弯度减阻采用的舵面偏转组合近似。这表示在 C_L=0.24 时，变后掠构型采用变弯度技术仍以减少诱导阻力为主。

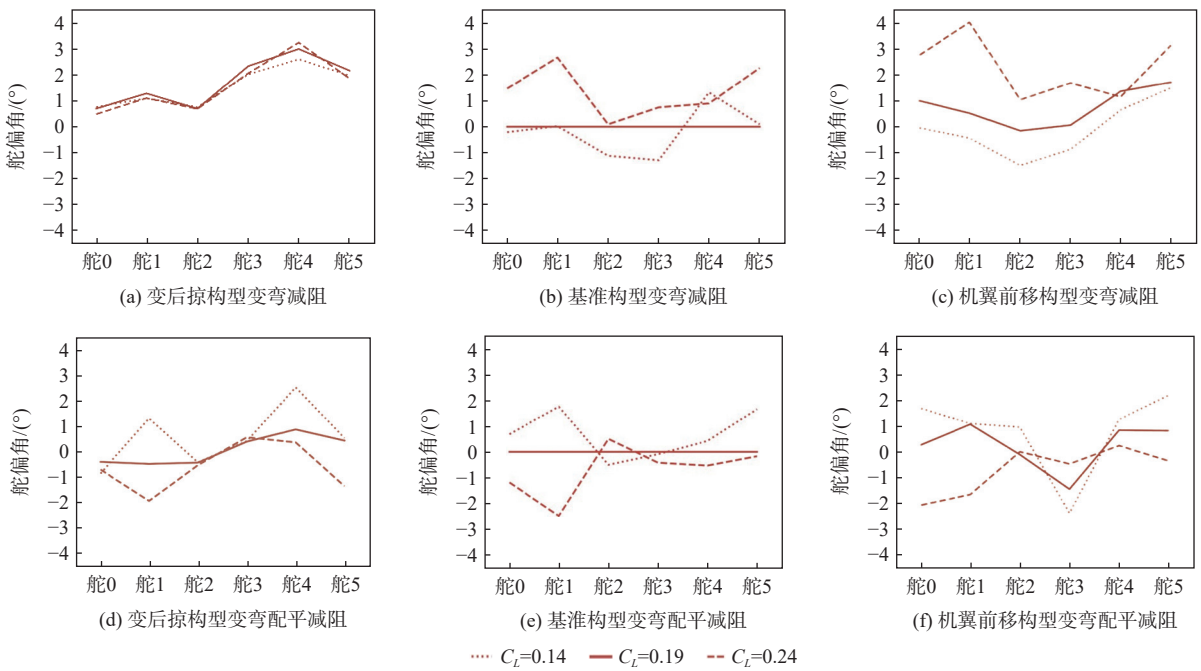
考虑力矩配平时，与舵 0 配平构型相比，后缘变弯度减小配平损失的主要原因是：采用变弯度技术配平时，飞行器具有更好的载荷分布，诱导阻力



(a) 不考虑配平约束　　(b) 考虑配平约束

图 23　变弯度减阻收益对比

Fig. 23　Comparison of drag reduction benefits of variable camber



(a) 变后掠构型变弯减阻　(b) 基准构型变弯减阻　(c) 机翼前移构型变弯减阻

(d) 变后掠构型变弯配平减阻　(e) 基准构型变弯配平减阻　(f) 机翼前移构型变弯配平减阻

图 24　变弯度舵面偏转对比

Fig. 24　Comparison of flap surface deflection of variable camber

更小。此外, 大升力系数下, 采用变弯度技术进行配平时, 虽然由于舵面偏转使得上表面激波强度有所增加, 从而产生配平损失, 但相比于其他配平方式, 由变弯度配平所引起的激波增量更小, 可以通过更小的代价实现配平。

根据 2.3 节可知, 平面参数改变了各舵面的力臂, 影响了各舵面的配平能力, 从而影响了变弯度技术配平时的减阻收益。根据图 23 (b), 相比于基准构型, 机翼位置靠前时, 外翼段各舵面的配平能力降低, 变弯度技术配平的收益减少。而大后掠角时, 由于增加了各舵面的配平能力, 在 C_L=0.14 时, 采用变弯度技术配平的收益最多, 但在 C_L=0.24 时, 由于本身激波较小, 变弯度配平相比于舵 0 配平激波阻力相差不大, 减少了变弯度配平的收益。根据图 24 (b), 与基准构型相比, 大后掠角和机翼位置靠前时, 变弯度技术需要更大角度的舵面偏转来进行配平。变后掠构型配平时, 外翼段的舵面角度增加, 而机翼前移构型配平时, 舵 0、舵 3 的偏转角度增加。

5　结　论

基于不同平面参数的 BWB 布局飞行器, 采用全局优化框架研究了后缘变弯度技术的减阻原理和作用效果, 为工程上变弯度技术在 BWB 上的有效应用提供理论指导, 结论如下:

1) 不同平面参数通过改变力臂大小, 影响各舵纵向配平能力。在保证静稳定裕度不变的前提下, 机翼前移提高了舵 0 的配平能力, 削弱了舵 2～舵 5 的配平能力; 而后掠角增加, 在 C_L=0.14 和 0.19 时, 提升了舵 2～舵 5 的配平能力, 削弱了舵 0 和舵 1 的配平能力, 在 C_L=0.24 时提升了所有舵的配平能力。

2）不考虑力矩配平时，后缘变弯度技术在小升力系数下通过减少诱导阻力实现减阻，在大升力系数下通过减少诱导阻力和激波阻力实现减阻。在基准构型、大后掠角的BWB构型、机翼位置靠前的BWB构型上采用后缘变弯度技术，小升力系数下分别能够减少1%、1.7%、1.7%的阻力，大升力系数下分别能够减少4.6%、3.3%、5.9%的阻力。

3）考虑力矩配平时，变弯度的减阻收益主要通过减少诱导阻力实现。在基准构型、大后掠角的BWB构型、机翼位置靠前的BWB构型上采用后缘变弯度技术配平，小升力系数下分别能够减少3.1%、5.4%、1.4%的阻力，大升力系数下能够减少2.5%、1.2%、0.8%的阻力。

4）平面参数会影响大升力系数下变弯度的减阻原理。不考虑力矩配平时，基准与机翼位置靠前时，变弯度技术以削弱激波阻力为主，而大后掠角时以减少诱导阻力为主。考虑力矩配平时，基准构型采用变弯度技术可以减少诱导阻力和激波阻力，而大后掠角和机翼位置靠前时主要减少诱导阻力。

从工程角度出发，进行BWB布局后缘变弯度设计时，应综合考虑后缘变弯度的减阻、配平能力及变形所需的舵面偏转角度。若与射流技术等增稳控制系统相结合，能进一步发挥变弯度技术，改善全航程飞行性能的能力。

参考文献（References）

[1] AGARWAL R. Environmentally responsible air and ground transportation[C]//Proceedings of the 49th AIAA Aerospace Sciences Meeting including the New Horizons Forum and Aerospace Exposition. Reston: AIAA, 2011: 965.

[2] DEL R, FOLLEN G, WAHLS R, et al. Subsonic fixed wing project overview of technical challenges for energy efficient, environmentally compatible subsonic transport aircraft[C]//Proceedings of the 50th AIAA Aerospace Science Meeting. Reston: AIAA, 2012: 9-12.

[3] OKONKWO P, SMITH H. Review of evolving trends in blended wing body aircraft design[J]. Progress in Aerospace Sciences, 2016, 82: 1-23.

[4] BROWN M, VOS R. Conceptual design and evaluation of blended-wing body aircraft[C]//Proceedings of the 2018 AIAA Aerospace Sciences Meeting. Reston: AIAA, 2018: 0522.

[5] 王刚, 张彬乾, 张明辉, 等. 翼身融合民机总体气动技术研究进展与展望[J]. 航空学报, 2019, 40(9): 623046.
WANG G, ZHANG B Q, ZHANG M H, et al. Research progress and prospect for conceptual and aerodynamic technology of blended-wing-body civil aircraft[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2019, 40(9): 623046(in Chinese).

[6] CAI Y, XIE J C, HARRISON E, et al. Assessment of longitudinal stability-and-control characteristics of hybrid wing body aircraft in conceptual design[C]//Proceedings of the AIAA Aviation 2021 Forum. Reston: AIAA, 2021: 2448.

[7] REIST T A, ZINGG D W. Aerodynamic shape optimization of a blended-wing-body regional transport for a short range mission[C]//Proceedings of the 31st AIAA Applied Aerodynamics Conference. Reston: AIAA, 2013: 2414.

[8] LYU Z J, MARTINS J R R A. Aerodynamic design optimization studies of a blended-wing-body aircraft[J]. Journal of Aircraft, 2014, 51(5): 1604-1617.

[9] BARBARINO S, BILGEN O, AJAJ R M, et al. A review of morphing aircraft[J]. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2011, 22(9): 823-877.

[10] SOFLA A Y N, MEGUID S A, TAN K T, et al. Shape morphing of aircraft wing: status and challenges[J]. Materials & Design, 2010, 31(3): 1284-1292.

[11] LACHENAL X, DAYNES S, WEAVER P M. Review of morphing concepts and materials for wind turbine blade applications[J]. Wind Energy, 2013, 16(2): 283-307.

[12] KOTA S. Shape control of adaptive structures using compliant mechanisms: AFRL-SR-BL-T-00-0135[R]. Arlington: Air Force office of Scientific Research, 2000.

[13] YOKOZEKI T, SUGIURA A, HIRANO Y. Development and wind tunnel test of variable camber morphing wing[C]//Proceedings of the 22nd AIAA/ASME/AHS Adaptive Structures Conference. Reston: AIAA, 2014: 1261.

[14] MARQUES M, GAMBOA P, ANDRADE E. Design of a variable camber flap for minimum drag and improved energy efficiency[C]//Proceedings of the 50th AIAA/ASME/ASCE/AHS/ASC Structures, Structural Dynamics, and Materials Conference. Reston: AIAA, 2009: 2196.

[15] 郭同彪, 白俊强, 杨体浩. 后缘连续变弯度对跨声速翼型气动特性的影响[J]. 航空学报, 2016, 37(2): 513-521.
GUO T B, BAI J Q, YANG T H. Influence of continuous trailing-edge variable camber on aerodynamic characteristics of transonic airfoils[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2016, 37(2): 513-521(in Chinese).

[16] 梁煜, 单肖文. 大型民机翼型变弯度气动特性分析与优化设计[J]. 航空学报, 2016, 37(3): 790-798.
LIANG Y, SHAN X W. Aerodynamic analysis and optimization design for variable camber airfoil of civil transport jet[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2016, 37(3): 790-798(in Chinese).

[17] MARTINS J. Fuel burn reduction through wing morphing[M]//BLOCKLEY R, SHYY W. Encyclopedia of Aerospace Engineering Green Aviation. New York: Wiley, 2016: 75-79.

[18] LYU Z J, MARTINS J R R A. Aerodynamic shape optimization of an adaptive morphing trailing-edge wing[J]. Journal of Aircraft, 2015, 52(6): 1951-1970.

[19] CHINAUD M, ROUCHON J F, DUHAYON E, et al. Trailing-edge dynamics and morphing of a deformable flat plate at high Reynolds number by time-resolved PIV[J]. Journal of Fluids and Structures, 2014, 47: 41-54.

[20] PRECUP N, MOR M, LIVNE E. An active variable camber continuous trailing edge flapped wing wind tunnel model for aeroelastic "In-flight" shape optimization tests[C]//Proceedings of the 2018 Multidisciplinary Analysis and Optimization Conference. Reston: AIAA, 2018: 3106.

[21] NGUYEN N T, CRAMER N B, HASHEMI K E, et al. Real-time adaptive drag minimization wind tunnel investigation of a flexible wing with variable camber continuous trailing edge flap system[C]//Proceedings of the AIAA Aviation 2019 Forum. Reston: AIAA, 2019: 3156.

[22] REIST T A, KOO D, ZINGG D W. Aircraft cruise drag reduction through variable camber using existing control surfaces[J]. Journal of Aircraft, 2022, 59(6): 1406-1415.

[23] 何萌, 杨体浩, 白俊强, 等. 基于后缘襟翼偏转的大型客机变弯度技术减阻收益[J]. 航空学报, 2020, 41(7): 123462.
HE M, YANG T H, BAI J Q, et al. Drag reduction benefits of variable camber technology of airliner based on trailing-edge flap deflection[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2020, 41(7): 123462(in Chinese).

[24] KAUL U K, NGUYEN N T. Drag optimization study of variable camber continuous trailing edge flap (VCCTEF) using OVERFLOW[C]//Proceedings of the 32nd AIAA Applied Aerodynamics Conference. Reston: AIAA, 2014: 2444.

[25] MITRIDIS D, PAPANIKOLATOS N, PANAGIOTOU P, et al. Morphing technologies assessment on a tactical BWB UAV reference platform[C]//Proceedings of the AIAA SCITECH 2022 Forum. Reston: AIAA, 2022: 1985.

[26] LIOU M F, KIM H, LEE B, et al. Aerodynamic design of integrated propulsion-airframe configuration of a hybrid wing body aircraft[J]. Shock Waves, 2019, 29(8): 1043-1064.

[27] KIM H, LIOU M F. Flow simulation and drag decomposition study of N3-X hybrid wing-body configuration[J]. Aerospace Science and Technology, 2019, 85: 24-39.

[28] FELDER J, KIM H, BROWN G, et al. An examination of the effect of boundary layer ingestion on turboelectric distributed propulsion systems[C]//Proceedings of the 49th AIAA Aerospace Sciences Meeting including the New Horizons Forum and Aerospace Exposition. Reston: AIAA, 2011: 300.

[29] 白俊强, 雷锐午, 杨体浩, 等. 基于伴随理论的大型客机气动优化设计研究进展[J]. 航空学报, 2019, 40(1): 522642.
BAI J Q, LEI R W, YANG T H, et al. Progress of adjoint-based aerodynamic optimization design for large civil aircraft[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2019, 40(1): 522642(in Chinese).

[30] 陈颂. 基于梯度的气动外形优化设计方法及应用[D]. 西安: 西北工业大学, 2016: 67-90.
CHEN S. Gradient-based aerodynamic shape optimization design method and its application[D]. Xi'an: Northwestern Polytechnical University, 2016: 67-90(in Chinese).

Drag reduction characteristics analysis of variable camber based on plane parameters of blended wing body configuration

WANG Yutong[1, 2], LIU Yue[1], WANG Hao[1], YANG Tihao[2], LIU Hongyang[1], ZHOU Zhu[1, *]

(1. Computational Aerodynamics Institute, China Aerodynamics Research and Development Center, Mianyang 621000, China;
2. School of Aeronautics, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: The variable camber technology can adaptively improve the aerodynamic performance of the aircraft, so combining it with the blended wing body (BWB) configuration can further exert its aerodynamic advantages. However, the tailless BWB only uses the trailing edge flap surface for trimming, with a shorter longitudinal moment arm, resulting in a large penalty in trim drag. Therefore, the trimming of drag loss should be fully considered in the design of the variable camber at the trailing edge of BWB. Since the plane parameters would affect the trimming capability of each flap surface at the trailing edge of tailless BWB, this paper adopted the global optimization method to study the drag reduction principle and effects of the variable camber technology at the trailing edge of BWB with different sweepback angles and different wing positions. The results show that, under different lift coefficients, the trim drag loss significantly reduces the drag reduction benefits of the camber variation technology. Secondly, the planar parameters of BWB affect the shock wave intensity and trim ability, thus influencing the drag reduction benefits of the camber variation technology and the deflection angles of the control surfaces. Compared with the baseline configuration, increasing the sweep angle can increase the drag reduction benefits at small lift coefficients and decrease them at large lift coefficients. When the wing position is forward, the drag reduction benefits increase when moment trimming is not considered, but decrease when moment trimming is considered.When designing the variable camber at the trailing edge of the tailless aircraft in engineering, it is necessary to comprehensively consider the drag reduction benefits of the variable camber at the trailing edge and the deflection angle of the flap surface required for deformation.

Keywords: blended wing body configuration; variable camber wing; drag reduction; trimming characteristics; optimal design

Received: 2023-01-06; **Accepted**: 2023-03-20; **Published Online**: 2023-04-23 14:29

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230421.1751.002

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0001

UH模型数值计算优化分析

张奎，姚仰平*
(北京航空航天大学 交通科学与工程学院，北京 102206)

摘　　要：数值计算是进行岩土工程问题分析的重要工具，将统一硬化(UH)模型准确、高效地应用于岩土工程数值计算具有重要价值。基于此，研究分析了UH模型在理论继承性、加卸载判断、等效思想应用等方面的优越性，开发了UH模型图形用户界面(GUI)组件和用户自定义材料(UMAT)子程序，进而将UH模型有效嵌入有限元软件，并通过应用切线刚度矩阵的对称化方法及低压应力变换改进公式改进了数值计算的收敛性。将UH模型应用于地基荷载板试验模拟，发现UH模型计算所得荷载-沉降曲线与试验数据较为接近，体现了UH模型在地基变形计算中的可靠性。研究结果实现了UH模型数值计算功能的有效开发及计算方法的改进优化，对解决复杂岩土工程问题具有重要价值。

关 键 词：数值计算；统一硬化模型；用户自定义材料；收敛性；地基承载力
中图分类号：TU433
文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2025)02-0546-07

有限元等数值计算方法是开展岩土工程问题分析的重要工具及有效手段。土的本构模型描述土体应力应变关系，是开展岩土工程数值计算的关键。以Abaqus为代表的常用有限元软件内嵌了与土力学计算相关的本构模型，如理想弹塑性模型、非线性弹性模型及临界状态模型等，但这些内嵌的本构模型仍无法满足土力学计算的需求，用这些模型开展岩土工程问题分析存在一定局限性。在这些模型中，理想弹塑性模型，如摩尔-库仑模型等对土材料进行了过于简化的假定，无法合理反映土的压硬性、剪胀性等基本力学特性，导致土的强度变形计算结果与实际情况相差较大。修正剑桥模型能够较好地体现正常固结土的基本力学特性，但在三维化、超固结土的强度描述等方面存在不足[1-2]。因此，找到更加准确、实用的本构模型，并高效、顺畅地应用于岩土工程数值计算，仍是一个亟待解决的重要课题。

统一硬化(unified hardening, UH)模型以剑桥模型为基础，经过近二十年的发展，通过提出统一硬化参量[3]、变换应力三维化[2,4]等一系列创新方法，能够科学、合理地描述超固结土的硬化/软化、剪胀/剪缩等力学特性，进而实现了本构模型应用范围从正常固结黏土到超固结黏土的理论跨越[1,5]。以UH模型为核心，考虑时间、温度、小应变刚度、各向异性、非饱和等内部、外部因素，建立了一系列扩展的UH模型[6-10]，为复杂岩土工程数值计算提供了全面系统且实用的本构模型体系[11]。

将UH模型准确、顺畅、高效地应用于数值仿真计算，对提高强度和变形仿真结果的精度，解决复杂岩土工程问题具有重要的实用价值。本文研究论证了UH模型在数值计算中的优越性，开发图形用户界面(graphical user interface, GUI)及用户自定义材料(user material, UMAT)子程序，给出改进数值计算收敛性的方法，并应用于地基承载力数值仿真计算，充分展现UH模型在复杂岩土工程问题

收稿日期：2023-01-04；**录用日期**：2023-04-14；**网络出版时间**：2023-05-09 10:44
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230508.1821.001
基金项目：国家重点研发计划(2018YFE0207100)；国家自然科学基金(52238007,51979001)
*通信作者. E-mail：ypyao@buaa.edu.cn

引用格式：*张奎，姚仰平. UH模型数值计算优化分析[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：546-552.*
ZHANG K，YAO Y P. Optimization analysis for numerical calculation of UH model[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：546-552 (in Chinese).

数值计算中的准确性和实用性。

1　UH 模型的数值优越性

1.1　UH 系列模型的理论继承性

以 UH 模型为基础, 扩展出的各类 UH 模型保持原有模型的框架体系不变。图 1 为典型 UH 系列模型的继承关系, 其中, M 为临界状态应力比, γ 为泊松比, λ, κ 分别为 e-lnp 空间等向压缩线和卸载回弹线的斜率, N 为等向压缩线 p=1 kPa 的孔隙比。可知: ①UH 模型由剑桥模型发展而来, 参数与剑桥模型一致, 但模型适用范围从正常固结黏土推广到超固结黏土。②考虑时间因素影响的 UH 模型、考虑小应变行为的 UH 模型、黏土砂土统一硬化(clay sand unified harding, CSUH)模型等依托 UH 模型建立, 分别通过增加次固结参数 β、小应变刚度演化参数 w、砂土压缩参数 p_s 等实现对原有 UH 模型在特定因素影响下的发展和完善。③基于 CSUH 模型, 通过参数 χ, 能够考虑砂土模型的非关联度影响, 通过参数 m, 能够考虑砂土特征状态的演化。④当参数满足一定条件时, 不同模型间可以相互转化。例如, 极端情况下, 若 $\chi=0$, $m=0$, $p_s=0$ 且 $M_Y=M$, 则 CSUH 模型对正常固结土的弹塑性行为描述与剑桥模型等效。

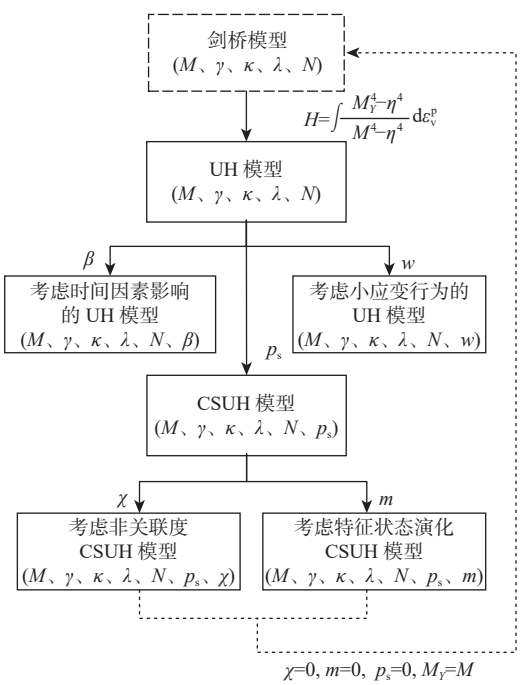


图 1　UH 系列模型的理论继承性

Fig. 1　Theoretical inheritance of UH series models

1.2　UH 系列模型简捷的加卸载判断

UH 模型采用双屈服面: 当前屈服面和参考屈服面。参考屈服面用于确定土的状态参量指标。土的加卸载判断完全由当前屈服面决定。而土的当前应力始终位于当前屈服面上, 不需要进行屈服判断, 因此, UH 模型的加卸载准则比经典弹塑性理论的加卸载准则简洁, 可以大大简化加卸载判断程序。

图 2 为 UH 模型与剑桥模型的加卸载判断方法比较。在数值计算给出应变增量时, 在单元积分点, 2 个模型均根据试探应力 p_x^{trail} 和当前应力 p_x 的比较确定土体处于加载还是卸载状态, 卸载时, 二者均为弹性卸载, 但加载时, 两者有较大不同。

如图 2(a) 所示, 剑桥模型进行加卸载判断时, 当处于加载状态时, 还需要判断试探应力 p_x^{trail}、当前应力 p_x 与屈服应力 p_x^{f} 的相对关系: ①$p_x^{\mathrm{trail}} \leqslant p_x^{\mathrm{f}}$, 加载全程位于屈服面内, 弹性加载; ②$p_x^{\mathrm{trail}} > p_x^{\mathrm{f}}$ 且 $p_x = p_x^{\mathrm{f}}$ 时, 加载全程屈服面向外扩张, 弹塑性加载; ③$p_x^{\mathrm{trail}} > p_x^{\mathrm{f}}$ 且 $p_x < p_x^{\mathrm{f}}$ 时, 即出现了“穿屈服面”的问题, 此时应确定塑性比例因子, 部分弹性加载, 部分弹塑性加载。图 2(b) 为 UH 模型的加载流程, UH 模型加载始终为弹塑性加载, 不会出现弹性加载, 也不会出现“穿屈服面”的问题, 大大提高了计算效率。

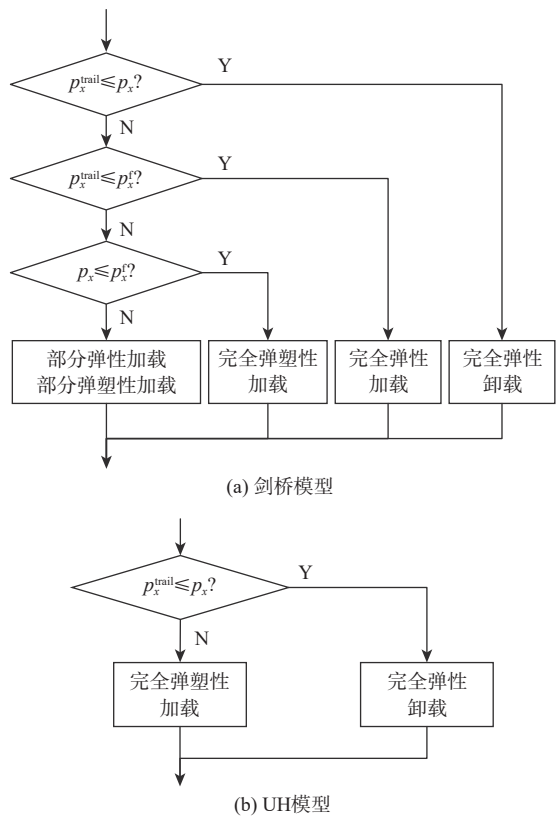


图 2　剑桥模型与 UH 模型的加卸载准则

Fig. 2　Loading and unloading criterion of Cam-clay model and UH model

1.3　UH 系列本构模型中的等效思想

在 UH 模型扩展体系建立和发展的过程中, 合理利用等效思想既能保证本构理论的一致性, 同时又合理拓展了 UH 模型的适用范围, 简化数值计算

的复杂度。较为典型的等效思想包括：

1）变换应力方法实现了真实应力（真三轴状态应力）与变换应力（常规三轴状态应力）的等效。土体本构理论通常能较好地反映常规三轴压缩试验的应力应变关系，但真三轴应力状态下土的力学行为受中主应力的影响较大，变换应力方法使UH模型能够更准确地求解真三轴状态下土体的强度变形问题。

2）各向异性应力与各向同性应力的等效。为考虑各向异性的影响，利用组构张量调整不同方向应力分量的相对大小，得到修正应力张量：

$$\bar{\boldsymbol{\sigma}}_{ij}=\frac{3}{2}\left(\boldsymbol{\sigma}_{ik}\boldsymbol{F}_{kj}+\boldsymbol{F}_{ik}\boldsymbol{\sigma}_{kj}\right) \tag{1}$$

式中：$\boldsymbol{F}_{kj}$为各向异性土组构张量；$\boldsymbol{\sigma}_{kj}$为真实应力（各向异性应力）；$\bar{\boldsymbol{\sigma}}_{ij}$为修正应力（等效各向同性应力）。在修正应力空间，各向异性土可以等效成各向同性土。

3）时间、温度等外部因素作用与超固结土力学特性的等效。时间、温度等外部因素导致土的硬化规律、潜在破坏应力比等力学特性发生改变。基于原UH模型的理论框架，以超固结土力学特性的演化等效描述时间、温度等外部因素对土体的影响规律，拓展UH模型的应用范围。典型的应力应变关系为

$$\mathrm{d}\boldsymbol{\sigma}+\boldsymbol{B}(x)\mathrm{d}x=\boldsymbol{D}_{\mathrm{ep}}\mathrm{d}\boldsymbol{\varepsilon} \tag{2}$$

式中：$\boldsymbol{\sigma}$为常规应力分量；$\boldsymbol{B}(x)\mathrm{d}x$为等效应力项；$\boldsymbol{D}_{\mathrm{ep}}$为弹塑性刚度矩阵；$\boldsymbol{\varepsilon}$为常规应变分量。这种等效处理方法保证了与原UH模型主体公式的一致性，又能够简洁、合理描述时间、温度等外部因素所引起的力学特性改变，极大地体现了UH模型的实用性。

2 UH模型在Abaqus中的二次开发

2.1 UH模型GUI组件开发

Abaqus提供了GUI插件开发功能，所需的GUI插件可以通过软件内嵌的RSG模块进行可视化设计得到[12]。图3为UH模型材料参数界面。可知，插件集成了UH模型简介、UH模型材料创建2个重要的模块，在UH模型材料创建模块，可以根据需求选择具体适用的模型对应输入相应材料参数，并可以同步完成材料名称、密度、状态量个数、材料截面定义等相关交互式输入功能。

UH模型GUI组件的开发，有助于使用者快速地应用UH模型开展有限元分析，大大提高了工作效率。

2.2 UH模型UMAT子程序开发

为将UH模型应用于岩土工程数值计算，需将模型与有限元软件结合，开发模型的数值计算程序。Abaqus提供的UMAT子程序为模型二次开发提供了方便、快捷的交互方法[13]。UH UMAT与CAE模块的信息交互过程如图4所示。

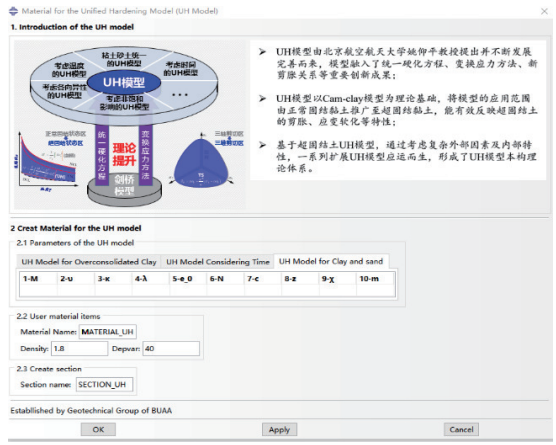


图3 UH模型材料参数界面

Fig. 3 Material parameters interface of UH model

在Abaqus中，CAE模块为软件分析的主体模块，UMAT为软件的自定义本构模型子程序，CAE模块通过Newton-Raphson迭代方法为建立在积分点的UMAT程序提供位移增量数组，在UMAT中UH模型利用应变增量、状态变量与初始应力等其他已知信息，经过复杂运算，得到应力增量数组，并更新该积分点的应力及弹塑性刚度矩阵，传出给CAE模块，用于组装单元刚度矩阵及总体刚度矩阵，为下一次迭代计算做准备。

通过UMAT程序开发UH模型的UMAT子程序，与UH模型GUI组件相结合，可利用UH模型高效地开展岩土工程数值计算。

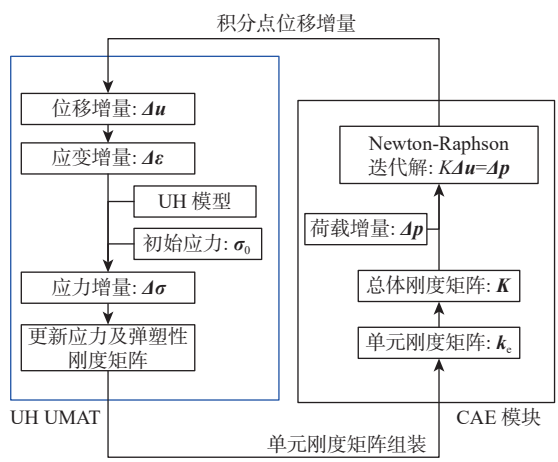


图4 UH UMAT与CAE模块的信息交互

Fig. 4 Information interaction between UMAT and CAE module of UH

3 UH模型数值计算收敛性改进

3.1 UH模型切线刚度矩阵的对称化

有限元计算中，对称刚度矩阵求解通常比非对

称刚度矩阵求解效率高且收敛性强。不考虑三维化, 土的弹塑性刚度矩阵 $\boldsymbol{D}_{\mathrm{ep}}$ 一般表示为

$$\boldsymbol{D}_{\mathrm{ep}}=\boldsymbol{D}_{\mathrm{e}}-\frac{\boldsymbol{D}_{\mathrm{e}}\dfrac{\partial g}{\partial \boldsymbol{\sigma}}\left(\dfrac{\partial f}{\partial \boldsymbol{\sigma}}\right)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{D}_{\mathrm{e}}}{\left(\dfrac{\partial f}{\partial \boldsymbol{\sigma}}\right)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{D}_{\mathrm{e}}\dfrac{\partial g}{\partial \boldsymbol{\sigma}}-\dfrac{\partial f}{\partial H}\cdot\dfrac{\partial H}{\partial \varepsilon_{\mathrm{v}}^{\mathrm{p}}}\cdot\dfrac{\partial g}{\partial \boldsymbol{\sigma}_{mm}}} \tag{3}$$

式中: $\boldsymbol{D}_{\mathrm{e}}$ 为弹性刚度矩阵; f 为屈服面; g 为塑性势面; H 为硬化参量; $\varepsilon_{\mathrm{v}}^{\mathrm{p}}$ 为塑性体应变; $\boldsymbol{\sigma}_{mm}$ 为正应力张量, 即应力中仅包含正应力分量, 不包含剪应力分量。若模型采用相关联流动法则, 则 f=g, 此时弹塑性刚度矩阵为对称矩阵。

变换应力方法的内涵是在变换应力空间确定土的塑性流动方向, 而在真实应力空间确定应变增量大小, 即屈服函数要对真实应力 $\boldsymbol{\sigma}$ 求导, 塑性势函数要对变换应力 $\tilde{\boldsymbol{\sigma}}$ 求导。土的弹塑性刚度矩阵可以表示为

$$\boldsymbol{D}_{\mathrm{ep}}=\boldsymbol{D}_{\mathrm{e}}-\frac{\boldsymbol{D}_{\mathrm{e}}\dfrac{\partial g}{\partial \tilde{\boldsymbol{\sigma}}}\left(\dfrac{\partial f}{\partial \boldsymbol{\sigma}}\right)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{D}_{\mathrm{e}}}{\left(\dfrac{\partial f}{\partial \boldsymbol{\sigma}}\right)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{D}_{\mathrm{e}}\dfrac{\partial g}{\partial \tilde{\boldsymbol{\sigma}}}-\dfrac{\partial f}{\partial H}\cdot\dfrac{\partial H}{\partial \varepsilon_{\mathrm{v}}^{\mathrm{p}}}\cdot\dfrac{\partial g}{\partial \tilde{\boldsymbol{\sigma}}_{mm}}} \tag{4}$$

此时, 弹塑性刚度矩阵无论初始是否满足 f=g, 其均为非对称矩阵。切线刚度矩阵对称化方法能够通过数学变换实现非对称弹塑性刚度矩阵的对称化。定义参数 r 为

$$r=\frac{\left(\dfrac{\partial g}{\partial \tilde{\boldsymbol{\sigma}}}\right)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{D}_{\mathrm{e}}\mathrm{d}\boldsymbol{\varepsilon}}{\left(\dfrac{\partial f}{\partial \boldsymbol{\sigma}}\right)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{D}_{\mathrm{e}}\mathrm{d}\boldsymbol{\varepsilon}} \tag{5}$$

将参数 r 作用于式(5)的分子分母, 可得

$$\boldsymbol{D}_{\mathrm{ep}}=\boldsymbol{D}_{\mathrm{e}}-\frac{\boldsymbol{D}_{\mathrm{e}}\dfrac{\partial g}{\partial \tilde{\boldsymbol{\sigma}}}\left(\dfrac{\partial g}{\partial \tilde{\boldsymbol{\sigma}}}\right)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{D}_{\mathrm{e}}}{\left(\dfrac{\partial g}{\partial \tilde{\boldsymbol{\sigma}}}\right)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{D}_{\mathrm{e}}\dfrac{\partial g}{\partial \tilde{\boldsymbol{\sigma}}}-r\dfrac{\partial f}{\partial H}\cdot\dfrac{\partial H}{\partial \varepsilon_{\mathrm{v}}^{\mathrm{p}}}\cdot\dfrac{\partial g}{\partial \tilde{\boldsymbol{\sigma}}_{mm}}} \tag{6}$$

处理后的弹塑性刚度矩阵为对称矩阵, 即实现了切线刚度矩阵的对称化, 切线刚度矩阵的对称化方法能显著提高数值计算的收敛性[14]。

3.2　UH 模型低压应力变换改进公式

土体具有应力诱导各向异性, 应力诱导各向异性在 π 平面上表现为土的强度和屈服特性随应力洛德角的改变而改变。基于 SMP 准则的变换应力方法可以将真实应力空间的 SMP 曲边三角形变换为广义 Mises 圆, 进而考虑土的应力诱导各向异性[15]。

然而, 当平均压应力 p 较低时, 应用 SMP 准则进行数值计算, 极易造成土体低压屈服破坏, 大大增加了计算不收敛的可能性, 提高了计算难度。

为解决以上问题, 可将广义 Mises 准则和 SMP 准则通过压力 p 进行关联, 建立低压应力变换改进公式。

基于扩展 Mises 准则和 SMP 准则的三轴压缩广义剪应力 q_{Mises} 和 q_{SMP} 表达式为

$$\begin{cases}q_{\mathrm{Mises}}=\sqrt{I_1^2-3I_2}\\ q_{\mathrm{SMP}}=\sqrt{\dfrac{I_1I_2-I_3}{I_1I_2-9I_3}}\end{cases} \tag{7}$$

式中: I_1、I_2、I_3 分别为第 1、第 2、第 3 应力不变量。

基于 SMP 准则的应力变换公式可以表示为

$$\begin{cases}\tilde{\sigma}_i=p+\dfrac{q_{\mathrm{c}}}{q}(\sigma_i-p)\\ q_{\mathrm{c}}=q_{\mathrm{SMP}}\end{cases} \tag{8}$$

低压应力变换改进公式将 q_{c} 改写为

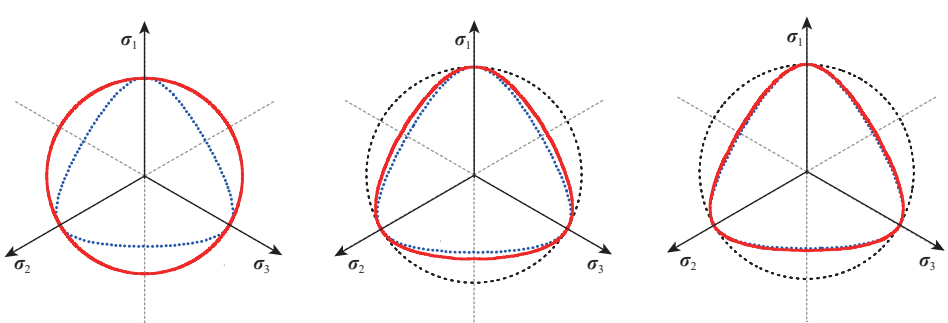
$$q_{\mathrm{c}}=kq_{\mathrm{Mises}}+(1-k)q_{\mathrm{SMP}} \tag{9}$$

式中:

$$k=\begin{cases}1 & p<p_{\mathrm{M}}\\ \dfrac{1}{\exp\left[a(p-p_{\mathrm{M}})\right]} & p\geqslant p_{\mathrm{M}}\end{cases} \tag{10}$$

式中: p_{M} 为从广义 Mises 向 SMP 演化的起始压力; a 为反映演化的速率。

低压应力变换改进公式能够随平均压应力的改变动态调整真实应力空间屈服面的形状。如图 5



(a) p=10 kPa　(b) p=11 kPa　(c) p=12 kPa

⋯ 广义 Mises 变换　┈ SMP 变换　— 应力变换改进公式

图 5　真实应力空间屈服面形状随压力 p 的演化

Fig. 5　Evolution of yield surface shape in true stress space with pressure p

所示，取 p_M= 10 kPa，a=1。p=10 kPa，应力变换改进公式所得屈服面形状为广义 Mises 圆；p=11 kPa，应力变换改进公式所得屈服面形状介于广义 Mises 圆和 SMP 曲边三角形之间；p=12 kPa，应力变换改进公式所得屈服面形状几乎与 SMP 曲边三角形重合。低压应力变换改进公式对提高数值计算收敛性有极好的效果。

4 平板载荷试验模拟

在地基承载力测试时，通常在地基上方布置直径为 56～80 cm 的圆形板。记录荷载及施加的变形，绘制地基土荷载-沉降曲线。荷载-沉降曲线能够较好地描述地基土变形规律，反映地基土的稳定性特征。

柳飞、杨俊杰等[16-17]通过丰浦砂离心机平板载荷试验对边界效应、基础尺寸效应等开展研究，发现相对密度为 78% 的地基破坏宽度为基础宽度的 12 倍。将 UH 模型应用于平板载荷试验模拟，如图 6 所示，载荷板半径为 R，考虑对称性，取完整模型的 1/4 开展分析，模型长度取 L=12.5R，高度取 H=14R，与试验模型尺寸保持对应，模型尺寸充足，不存在边界效应，分别模拟载荷板直径 D=0.56 m 及 D=0.8 m 的 2 组试验，采用位移加载方式得到荷载-沉降曲线，并与离心机试验结果进行对比。

计算用的丰浦砂初始孔隙比为 e_0=0.852，对应的相对密度为 78%，地基土模型参数取值如表 1 所示。参数 Z 用于确定砂土正常压缩线，根据表 1 中 N 与 Z 的值，可以求得此时的 p_s=278 kPa，即能够考虑丰浦砂在半对数坐标系下非线性压缩关系，此外给定了 m=1.8，参数 m 用来调节剪胀特征状态。

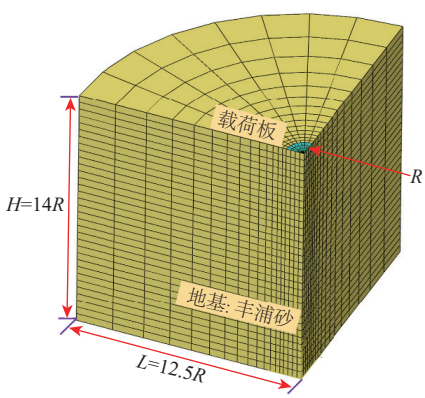


图 6 计算简化模型

Fig. 6 Simplified calculation model

表 1 地基土模型参数取值

Table 1 Parameter values of foundation soil model

M	γ	κ	λ	N	Z	χ	m
1.25	0.3	0.04	0.135	1.66	0.9	0	1.8

4.1 低压应力变换改进公式验证

平板荷载试验模拟是一种典型的地基极限状态计算，当采用完全相同的收敛判据时，载荷板所能施加的最大位移值可直观反映计算的收敛性。

为验证低压应力变换改进公式，令 a=1，分别取 p_M=0 kPa 和 p_M= 5 kPa 进行计算，载荷板位移加载至不收敛。施加的荷载为 p_v，位移为 s。记录全程的荷载-沉降曲线。p_M= 0 kPa 代表加载初期即采用 SMP 准则，p_M= 5 kPa 代表当地基土压力小于 5 kPa 时，应力变换采用广义 Mises 准则，而当压力超过 5 kPa 时，应力变换由广义 Mises 准则向 SMP 准则演化。计算结果如图 7 所示。2 组计算结果对应部分几乎完全重合，但 p_M= 0 时施加的最大位移为 s'= 0.38 m，而 p_M= 5 kPa 时施加的最大位移为 s'= 1.69 m。这证明了低压应力变换改进公式能有效提升 UH 模型数值计算的收敛性。

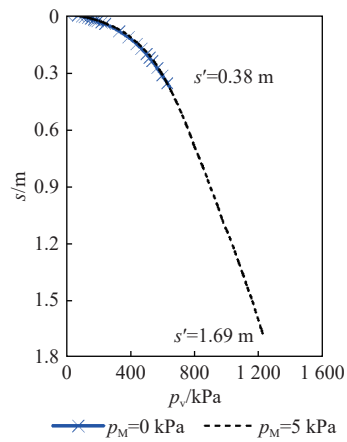


图 7 低压应力变换改进公式验证

Fig. 7 Verification of improved formula of low-pressure stress transformation

4.2 地基加载变形规律验证

图 8 为 D=0.56 m 和 D=0.8 m 的 2 组计算所得荷载-沉降曲线与试验结果的比较。可知，UH 模型计算结果与试验数据较为接近，说明了 UH 模型数值计算结果的可靠性。

当载荷板直径不同时，所得地基承载力结果通常也存在一定差距，这与基础的尺寸效应有关。由于 D=0.56 m 与 D=0.8 m 计算所得荷载-沉降曲线不存在明显的峰值，故与试验保持一致，将 s/D=0.25 的荷载定义为承载力的最大荷载。表 2 为 s/D=0.25 时 2 种直径的载荷板试验和计算所得最大荷载的比较。可以发现，UH 模型数值计算 D=0.56 m 对应的最大荷载值为 433 kPa，D=0.8 m 对应的最大荷载值为 504 kPa，载荷板尺寸不同引起的最大荷载差值为 71 kPa，而离心机试验结果所得差值为 91 kPa，计算的最大荷载差值比试验结果稍小，但在一定程

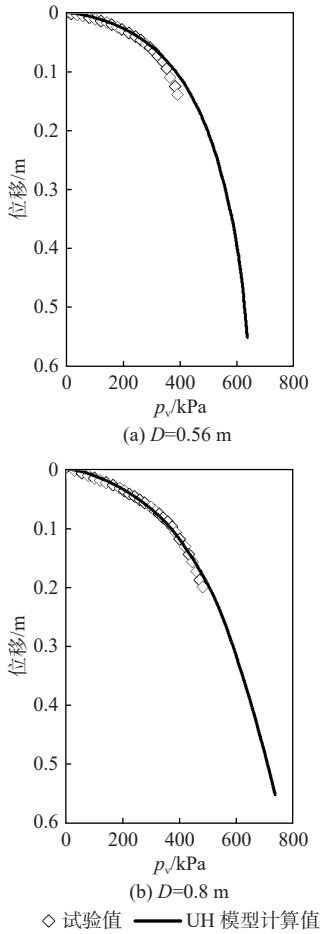


图 8　UH 模型计算的荷载-沉降曲线与试验数据对比

Fig. 8　Comparison of load-settlement curves calculated by UH model with test data

表 2　s/D=0.25 时的最大荷载比较

Table 2　Maximum load comparison at s/D=0.25

方法	最大荷载/kPa		差值/kPa
	D=0.56 m	D=0.8 m	
试验值	391	482	91
UH模型计算值	433	504	71

度上也证明了 UH 模型数值计算能够反映由于基础尺寸变化造成的承载力差异, 体现载荷板加载的基础尺寸效应。

5　结　论

本文研究以实现 UH 模型在岩土工程数值计算中的准确、高效应用为目标, 分析了 UH 模型开展数值计算的优势, 实现了 UH 模型的有限元软件材料界面及计算程序开发, 提出 UH 模型开展数值计算的收敛性改进方法, 并通过载荷板荷载-沉降曲线进行了验证。研究可得出以下结论:

1) 基于 UH 模型开展数值计算具有较强的优越性, 从 UH 模型扩展而来的模型理论继承性强, 模型参数统一, 加卸载判断简洁, 并能够合理使用应力等效方法考虑复杂因素影响, 为将 UH 模型高效、准确地应用于岩土工程数值计算奠定基础。

2) 通过开发 UH 模型 UMAT 子程序及 GUI 组件, 实现了 UH 模型与有限元软件的结合, 使基于 UH 模型的高效数值计算成为可能。

3) UH 模型应用切线刚度矩阵的对称化方法及低压应力变换改进公式, 收敛性得到显著提升。

4) UH 模型数值计算所得 2 种直径载荷板加载荷载-沉降曲线与试验结果较为接近, 能够反映基础尺寸效应, 体现 UH 模型开展数值计算的可靠性。

参考文献（References）

[1] 姚仰平, 罗汀, 侯伟. 土的本构关系[M]. 2 版. 北京: 人民交通出版社, 2018.
YAO Y P, LUO T, HOU W. Soil constitutive models[M]. 2nd ed. Beijing: China Communications Press, 2018(in Chinese).

[2] YAO Y P, WANG N D. Transformed stress method for generalizing soil constitutive models[J]. Journal of Engineering Mechanics, 2014, 140(3): 614-629.

[3] YAO Y P, HOU W, ZHOU A N. UH model: Three-dimensional unified hardening model for overconsolidated clays[J]. Géotechnique, 2009, 59(5): 451-469.

[4] YAO Y P, SUN D A. Application of Lade's criterion to Cam-clay model[J]. Journal of Engineering Mechanics, 2000, 126(1): 112-119.

[5] 陈云敏, 马鹏程, 唐耀. 土体的本构模型和超重力物理模拟[J]. 力学学报, 2020, 52(4): 901-915.
CHEN Y M, MA P C, TANG Y. Constitutive models and hypergravity physical simulation of soils[J]. Chinese Journal of Theoretical and Applied Mechanics, 2020, 52(4): 901-915(in Chinese) .

[6] YAO Y P, KONG L M, HU J. An elastic-viscous-plastic model for overconsolidated clays[J]. Science China: Technological Sciences, 2013, 56(2): 441-457.

[7] YAO Y P, KONG L M, ZHOU A N, et al. Time-dependent unified hardening model: Three-dimensional elastoviscoplastic constitutive model for clays[J]. Journal of Engineering Mechanics, 2015, 141(6): 04014162.

[8] YAO Y P, LIU L, LUO T. A constitutive model for granular soils [J]. Science China: Technological Sciences, 2018, 61(10): 1546-1555.

[9] LUO T, CHEN D, YAO Y P, et al. An advanced UH model for unsaturated soils[J]. Acta Geotechnica, 2020, 15(1): 145-164.

[10] YAO Y P, TIAN Y, GAO Z W. Anisotropic UH model for soils based on a simple transformed stress method[J]. International Journal for Numerical and Analytical Methods in Geomechanics, 2017, 41(1): 54-78.

[11] 姚仰平. UH 模型系列研究[J]. 岩土工程学报, 2015, 37(2): 193-217.
YAO Y P. Advanced UH models for soils[J]. Chinese Journal of Geotechnical Engineering, 2015, 37(2): 193-217(in Chinese).

[12] 贾利勇, 富琛阳子, 贺高, 等. Abaqus GUI 程序开发指南: Python 语言[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2016.
JIA L Y, FUCHEN Y Z, HE G, et al. Abaqus GUI program development guide: Python language[M]. Beijing: Posts & Telecom Press, 2016(in Chinese).

[13] 杨曼娟. ABAQUS 用户材料子程序开发及应用[D]. 武汉: 华中科技大学, 2005.
YANG M J. Development and application of ABAQUS user material subroutine[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2005(in Chinese).
[14] 罗汀, 秦振华, 姚仰平, 等. UH 模型切线刚度矩阵对称化及其应用[J]. 力学学报, 2011, 43(6): 1186-1190.
LUO T, QIN Z H, YAO Y P, et al. Symmetrization and applications of tangent stiffness matrix for UH model[J]. Chinese Journal of Theoretical and Applied Mechanics, 2011, 43(6): 1186-1190(in Chinese).
[15] 姚仰平, 唐科松. 土的各向同性化变换应力方法[J]. 力学学报, 2022, 54(6): 1651-1659.
YAO Y P, TANG K S. Isotropically transformed stress method for the anisotropy of soils[J]. Chinese Journal of Theoretical and Applied Mechanics, 2022, 54(6): 1651-1659(in Chinese).
[16] 柳飞, 杨俊杰, 刘红军, 等. 离心模型试验模拟平板载荷试验研究[J]. 岩土工程学报, 2007, 29(6): 880-886.
LIU F, YANG J J, LIU H J, et al. Study on plate loading test by centrifugal model tests[J]. Chinese Journal of Geotechnical Engineering, 2007, 29(6): 880-886(in Chinese).
[17] 柳飞. 砂土地基承载力离心模型试验研究[D]. 青岛: 中国海洋大学, 2007.
LIU F. Centrifugal model test study on bearing capacity of sand foundation[D]. Qingdao: Ocean University of China, 2007 (in Chinese).

Optimization analysis for numerical calculation of UH model

ZHANG Kui, YAO Yangping*

(School of Transportation Science and Engineering, Beihang University, Beijing 102206, China)

Abstract: Numerical calculation is an important tool for analyzing geotechnical engineering problems, and the accurate and efficient application of the unified hardening (UH) model in numerical calculation of geotechnical engineering is of great value. The superiority of the UH model in theoretical inheritance, loading and unloading judgment, and equivalent concept application was studied. The graphical user interface (GUI) components and user material (UMAT) subroutine for the UH model were developed, and the UH model was effectively embedded in the finite element software. The convergence of numerical calculation was improved through the application of the symmetry method of tangent stiffness matrix and the improved formula of low-pressure stress transformation. The UH model was applied to simulate the foundation load plate test, and the calculated load-settlement curve was found to be close to the test data, which demonstrated the reliability of the UH model in foundation deformation calculation. The research results have effectively developed the numerical calculation capabilities of the UH model and improved the optimization of the calculation methods, which holds important value for solving complex geotechnical engineering problems.

Keywords: numerical calculation; unified hardening model; user material; convergence; bearing capacity of foundation

Received: 2023-01-04; **Accepted**: 2023-04-14; **Published Online**: 2023-05-09 10:44
URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230508.1821.001
Foundation items: National Key Research and Development Program of China (2018YFE0207100); National Natural Science Foundation of China (52238007,51979001)
* **Corresponding author**. E-mail: ypyao@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0054

Boltzmann-Rykov 模型方程气体动理论统一算法与喷管流动

李凡[1,2]，李志辉[1,2,*]，陈爱国[3]

(1. 北京流体动力科学研究中心，北京 100011；2. 北京航空航天大学 国家计算流体力学实验室，北京 100191；
3. 中国空气动力研究与发展中心 超高速空气动力所，绵阳 621000)

摘　　要：为研究气体分子转动非平衡效应对喷管内流动的影响，在气体动理论统一算法(GKUA)计算框架下，发展了分子速度分布函数层次下考虑转动能影响的喷管流动边界条件数学模型，构造了直接求解分子速度分布函数的气体动理论数值格式，数值求解了考虑转动能影响的Boltzmann-Rykov模型方程。通过对一维非定常激波管内流动、一维定常正激波结构及二维型面喷管内流动问题进行模拟研究，计算结果与理论解、文献值及实验数据相吻合，验证了统一算法对内流动问题的可行性与计算精度。分析了考虑转动能影响的喷管内流动流场，结果表明：可使用克努森数作为喷管流动特性和性能的表征。

关 键 词：气体动理论；玻尔兹曼模型方程；气体动理论统一算法；转动非平衡；喷管流动
中图分类号：V211.25; O356
文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2025)02-0553-10

姿轨控发动机反作用控制系统(reaction control system, RCS)常用于航天在轨飞行与再入飞行器的操纵和姿态控制[1-3]，尤其是在高高空条件下，空气比较稀薄，来流动压低，采用RCS进行飞行器姿控/轨控是目前常用的选择。姿轨控发动机喷管入口高压气室和接近喉道区域的流动属于连续流，喷口附近为稀薄过渡流，远离喷口位置为接近真空的高度稀薄流，这种同一流场因气体稀薄程度不同而呈现多流域共存的流动情况，对数值模拟方法提出了很大的挑战。

对于各类流动问题，通常可从宏观、微观、介观3种层次描述其流动特性。宏观层次以基于连续介质假设的Navier-Stokes方程[4-5]为基础，适用于连续、近连续流区气体流动。微观层次以建立在稀薄气体动力学基础上的直接模拟蒙特卡罗(direct simulation Monte Carlo, DSMC)方法[6-7]为代表，适用于稀薄流动。特别的是基于微观、宏观耦合的DSMC/Navier-Stokes混合方法[3,8-9]。混合方法利用一个与局部克努森数相关的无量纲参数来划分流域，进而在不同的流域中采用不同的求解模型，如Carlson等[10]发展的DSMC/Navier-Stokes耦合算法，在稀薄流区采用DSMC方法，在人为划分的连续流域采用常规的Navier-Stokes方程求解器。这些将微观层次的DSMC方法与宏观层次上的连续介质流动控制方程(Euler、Navier-Stokes、Burnett等)相耦合的混合方法仍存在不足：①不同方法的交界面处理十分繁琐，且判断参数与阈值的选择没有普适的标准，人为经验性因素较重；②DSMC方法的统计涨落对宏观流动控制方程的解存在不利影响。这类方法因在不同的流域需应用不同的流动模型，不同的模型方法间存在着数据搭界的问题，给流场分析预测工作提出了挑战。同时，滑移

收稿日期：2023-02-15；**录用日期**：2023-05-26；**网络出版时间**：2023-06-09 12:04
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230608.1519.004
基金项目：国家自然科学基金(11325212)
* **通信作者**. E-mail：zhli0097@x263.net

引用格式：*李凡，李志辉，陈爱国. Boltzmann-Rykov模型方程气体动理论统一算法与喷管流动[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：553-562. LI F，LI Z H，CHEN A G. Boltzmann-Rykov model equation gas-kinetic unified algorithm and nozzle flow[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：553-562 (in Chinese).*

流域和过渡流域在涉及网格尺度和巨大计算量的前提下，也不存在准确的流动模型方程[3,11]。介观层次基于Boltzmann型速度分布函数方程，以气体动理论统一算法（gas-kinetic unified algorithm, GKUA）[11-14]为代表，针对航天飞行器再入各流域多尺度流动过程存在严重的间断粒子稀薄非平衡效应，为了表征气体黏性输运与热传导属性，可采用气体动理论Shakhov模型[15-17]，也可使用不同的气体动理学理论模型，如Holway的椭球统计模型[12,16,18]或双原子气体Rykov模型[19-22]等。通过发展离散速度坐标法与气体动理论有限差分数值格式，建立求解该Boltzmann模型方程的全流域统一方法是解决从连续流到稀薄流的一种重要且必要的方法。该方法提出20年来经系列发展，已建立求解一维、二维、三维Boltzmann模型方程的GKUA[11-14,23-24]，开展了MEMS微尺度与航天器再入跨流域高低不同马赫数气动问题应用研究[11-13,24-25]。同时，以BGK模型方程[26]为基础的气体动理学BGK格式[27-30]也得到了系列发展。近年来，有学者利用上述统一算法离散速度坐标计算技术和BGK格式相耦合发展混合统一气体动理学格式（unified gas-kinetic scheme, UGKS）[28-31]，使之适用于稀薄非平衡流到连续流的不同尺度流动与辐射输运过程模拟[32-33]。

在科学研究和工程实践中，为了模拟真实气体流动问题，需要考虑分子的内能激发。在不同的温度下，分子会存在平动能激发、转动能激发及振动能激发。传统的单原子Boltzmann模型方程，如BGK模型[26]、Shakhov模型[15]、Segal的多项式模型[19]等只考虑了平动能激发，没有考虑其他内能激发。为此，Holway提出了考虑转动能激发的ES-BGK模型方程[18]，Morse提出了Morse模型[20]，Rykov等提出了Rykov模型[21-22]。研究发现，除了Rykov模型可以独立调整平动和内部Eucken因子以对应真实气体参数外，其他模型只能调整总热导率，因此，对研究热蠕动等稀薄气体现象存在困难[34]。

为模拟喷管内流动压缩非平衡效应，本文发展了适用于双原子气体的Boltzmann-Rykov可计算模型方程，用以Maxwell分布函数作为权函数的Hermite多项式的三阶渐近展开，得到气体分子当地平衡态速度分布函数。为反映跨流域气体分子相互作用、稀薄程度、分子模型与内部能量变化关系，分析推导了联系于气体温度、密度、不同流区流态控制参数、分子黏性碰撞截面与扩散碰撞截面及分子相互作用规则幂指数的气体分子碰撞松弛参数统一模型。由此，确立可描述各流域全局复杂流动输运现象统一的Boltzmann模型速度分布函数方程。为研究气体分子转动非平衡效应对喷管内流动的影响，本文在GKUA的计算体系下，发展该模型方程数值求解方法，并进行一维激波管内流动和二维型面喷管内流动的应用验证研究。

1 计算模型

1.1 控制方程

基于转动松弛特性，采用转动惯量描述气体分子的自旋运动，利用分子总角动量守恒来作为一个新的碰撞不变量，发展适于喷管内流动考虑转动自由度影响的气体动理论模型方程，利用简化速度分布函数g、h，得到最终描述内流动的无量纲模型方程为

$$\begin{cases}\dfrac{\partial g}{\partial t}+\xi_i\dfrac{\partial g}{\partial x_i}=\nu_{\mathrm{r}}(g^{\mathrm{r}}-g)+\nu_{\mathrm{t}}(g^{\mathrm{t}}-g)\\ \dfrac{\partial h}{\partial t}+\xi_i\dfrac{\partial h}{\partial x_i}=\nu_{\mathrm{r}}(h^{\mathrm{r}}-h)+\nu_{\mathrm{t}}(h^{\mathrm{t}}-h)\end{cases}\tag{1}$$

式中：g、h为速度分布函数；ξ_i为气体分子速度；x_i为空间位置。

$$\nu_{\mathrm{r}}=\frac{2\alpha(5-2\omega)(7-2\omega)}{5(\alpha+1)(\alpha+2)}\cdot\frac{nT_{\mathrm{t}}}{\sqrt{\pi}\mu_{\mathrm{t}}Kn_{\mathrm{ref}}}\cdot\frac{1}{Z}$$

$$\nu_{\mathrm{t}}=\frac{2\alpha(5-2\omega)(7-2\omega)}{5(\alpha+1)(\alpha+2)}\cdot\frac{nT_{\mathrm{t}}}{\sqrt{\pi}\mu_{\mathrm{t}}Kn_{\mathrm{ref}}}\cdot\left(1-\frac{1}{Z}\right)$$

$$g^{\mathrm{r}}=f_{\mathrm{M}}(T)\left[1+\frac{8}{15}\omega_0\frac{q_i^{\mathrm{t}}}{P}\cdot\frac{c_i}{T}\left(\frac{c^2}{T}-\frac{5}{2}\right)\right]$$

$$g^{\mathrm{t}}=f_{\mathrm{M}}(T_{\mathrm{t}})\left[1+\frac{8}{15}\cdot\frac{q_i^{\mathrm{t}}}{P_{\mathrm{t}}}\cdot\frac{c_i}{T_{\mathrm{t}}}\left(\frac{c^2}{T_{\mathrm{t}}}-\frac{5}{2}\right)\right]$$

$$h^{\mathrm{r}}=\left[1+\frac{8}{15}\omega_0\frac{q_i^{\mathrm{t}}}{P}\cdot\frac{c_i}{T}\left(\frac{c^2}{T}-\frac{5}{2}\right)+4\omega_1(1-\delta)\frac{q_i^{\mathrm{r}}c_i}{PT}\right]\cdot Tf_{\mathrm{M}}(T)$$

$$h^{\mathrm{t}}=\left[1+\frac{8}{15}\cdot\frac{q_i^{\mathrm{t}}}{P_{\mathrm{t}}}\cdot\frac{c_i}{T_{\mathrm{t}}}\left(\frac{c^2}{T_{\mathrm{t}}}-\frac{5}{2}\right)+4(1-\delta)\frac{q_i^{\mathrm{r}}c_i}{P_{\mathrm{t}}T_{\mathrm{r}}}\right]T_{\mathrm{r}}f_{\mathrm{M}}(T_{\mathrm{t}})$$

$$f_{\mathrm{M}}(T)=\frac{n}{(\pi T)^{3/2}}\exp\left(-\frac{c^2}{T}\right)$$

$$c_i=\xi_i-U_i$$

$$c^2=c_x^2+c_y^2+c_z^2$$

式中：α为VSS分子模型指数；ω为VHS分子模型调节系数；δ为分子间相互作用参数。无量纲宏观参数为

$$n=\int g\mathrm{d}\boldsymbol{\xi}\tag{2}$$

$$nU_i=\int\xi_i g\mathrm{d}\boldsymbol{\xi}\tag{3}$$

$$\frac{3}{2}nT_{\mathrm{t}}+nU^2=\int\xi^2 g\mathrm{d}\boldsymbol{\xi}\tag{4}$$

$$nT_{\mathrm{r}}=\int h\mathrm{d}\boldsymbol{\xi}\tag{5}$$

$$\frac{5}{2}T=\frac{3}{2}T_{\mathrm{t}}+T_{\mathrm{r}} \tag{6}$$

$$q_i^{\mathrm{t}}=\int c_i\frac{c^2}{2}g\mathrm{d}\boldsymbol{\xi} \tag{7}$$

$$q_i^{\mathrm{r}}=\int \frac{c_i}{2}h\mathrm{d}\boldsymbol{\xi} \tag{8}$$

$$P_{\mathrm{t}}=nT_{\mathrm{t}} \tag{9}$$

$$P=nT \tag{10}$$

式中: n为分子数密度; U_i为速度; T_{t}为平动温度; T_{r}为转动温度; T为平均温度; q为热流; P为压力。

黏性系数μ_{t}和碰撞次数Z的定义式为

$$\mu_{\mathrm{t}}=(T_{\mathrm{t}})^{2/3}\varphi(B)/\varphi(BT_{\mathrm{t}})$$

$$B=T_{\mathrm{ref}}/T_*$$

$$\varphi(t)=0.767+0.233t^{-1/6}\exp[-1.17(t-1)]$$

$$Z(T_{\mathrm{t}},T_{\mathrm{r}})=\frac{3\pi}{4}\cdot\frac{\varphi(BT_{\mathrm{t}})}{(BT_{\mathrm{t}})^{1/6}}\cdot\frac{9BT_{\mathrm{t}}}{BT_{\mathrm{t}}+8}\cdot\frac{T_{\mathrm{r}}}{T_{\mathrm{t}}}\cdot\left[(0.461+0.558\,1)\frac{T_{\mathrm{r}}}{T_{\mathrm{t}}}+0.035\,8\left(\frac{T_{\mathrm{r}}}{T_{\mathrm{t}}}\right)^2\right]$$

式中: 参考温度T_{ref}和气体碰撞松弛参数温度T_*为有量纲的值。对于氮气而言, $T_*=91.5$ K, $1/\delta=1.55$。本文中, 处理一维问题时: $\omega_0=0.5$, $\omega_1=0.286$; 处理二维问题时: $\omega_0=0.235\,4$, $\omega_1=0.304\,9$。

1.2　数值方法

运用离散速度坐标法[14], 将模型方程(1)转换为各个离散速度坐标点处彼此独立的双曲型守恒方程。经过坐标转换, 将离散的双曲型守恒模型方程从物理平面转换到计算平面, 其矩阵形式为

$$\frac{\partial\boldsymbol{U}}{\partial t}+\frac{\partial\boldsymbol{E}}{\partial\zeta}+\frac{\partial\boldsymbol{G}}{\partial\eta}+\frac{\partial\boldsymbol{H}}{\partial\varsigma}=\boldsymbol{S} \tag{11}$$

式中: $\boldsymbol{U}=J\boldsymbol{F},\boldsymbol{E}=\overline{U}\boldsymbol{U},\boldsymbol{G}=\overline{V}\boldsymbol{U},\boldsymbol{H}=\overline{W}\boldsymbol{U},\boldsymbol{S}=J\overline{\boldsymbol{S}}$; $\overline{U}=\xi_x\zeta_x+\xi_y\zeta_y+\xi_z\zeta_z$, $\overline{V}=\xi_x\eta_x+\xi_y\eta_y+\xi_z\eta_z$, $\overline{W}=\xi_x\varsigma_x+\xi_y\varsigma_y+\xi_z\varsigma_z$; $\zeta_x=(y_\eta z_\varsigma-y_\varsigma z_\eta)/J$, $\zeta_y=-(x_\eta z_\varsigma-x_\varsigma z_\eta)/J$, $\zeta_z=(x_\eta y_\varsigma-x_\varsigma y_\eta)/J$, $\eta_x=-(y_\zeta z_\varsigma-y_\varsigma z_\zeta)/J$, $\eta_y=(x_\zeta z_\varsigma-x_\varsigma z_\zeta)/J$, $\eta_z=-(x_\zeta y_\varsigma-x_\varsigma y_\zeta)/J$, $\varsigma_x=(y_\zeta z_\eta-y_\eta z_\zeta)/J$, $\varsigma_y=-(x_\zeta z_\eta-x_\eta z_\zeta)/J$, $\varsigma_z=(x_\zeta y_\eta-x_\eta y_\zeta)/J$; $\boldsymbol{F}=\begin{bmatrix}g_{\sigma,\delta,\theta}(t,x,y,z)\\ h_{\sigma,\delta,\theta}(t,x,y,z)\end{bmatrix}$; $\overline{\boldsymbol{S}}=\begin{bmatrix}\nu_{\mathrm{r}}(g^{\mathrm{r}}_{\sigma,\delta,\theta}-g_{\sigma,\delta,\theta})+\nu_{\mathrm{t}}(g^{\mathrm{t}}_{\sigma,\delta,\theta}-g_{\sigma,\delta,\theta})\\ \nu_{\mathrm{r}}(h^{\mathrm{r}}_{\sigma,\delta,\theta}-h_{\sigma,\delta,\theta})+\nu_{\mathrm{t}}(h^{\mathrm{t}}_{\sigma,\delta,\theta}-h_{\sigma,\delta,\theta})\end{bmatrix}$; J为雅克比行列式; $\overline{U}$、$\overline{V}$、$\overline{W}$为逆变速度; ζ_x、ζ_y、ζ_z、η_x、η_y、η_z、ς_x、ς_y、ς_z为网格变换导数。

使用非定常时间分裂法, 将模型方程(11)分裂为对流运动方程和碰撞松弛源项方程进行耦合求解:

$$\frac{\partial\boldsymbol{U}}{\partial t}=\boldsymbol{S} \tag{12}$$

$$\frac{\partial\boldsymbol{U}}{\partial t}+\frac{\partial\boldsymbol{E}}{\partial\zeta}=\boldsymbol{0} \tag{13}$$

$$\frac{\partial\boldsymbol{U}}{\partial t}+\frac{\partial\boldsymbol{G}}{\partial\eta}=\boldsymbol{0} \tag{14}$$

$$\frac{\partial\boldsymbol{U}}{\partial t}+\frac{\partial\boldsymbol{H}}{\partial\varsigma}=\boldsymbol{0} \tag{15}$$

采用解析方法求解碰撞松弛源项方程, 采用NND格式处理对流运动方程, 最终得到如下有限差分数值格式:

$$\boldsymbol{U}^{n+1}=L_S\left(\frac{\Delta t}{2}\right)L_\varsigma\left(\frac{\Delta t}{2}\right)L_\eta\left(\frac{\Delta t}{2}\right)L_\zeta(\Delta t)\cdot L_\eta\left(\frac{\Delta t}{2}\right)L_\varsigma\left(\frac{\Delta t}{2}\right)L_S\left(\frac{\Delta t}{2}\right)\boldsymbol{U}^n \tag{16}$$

时间步长由格式稳定性条件给定:

$$\Delta t=C_{\mathrm{cfl}}\Big/\max\left(\frac{|\overline{U}|}{\Delta\zeta},\frac{|\overline{V}|}{\Delta\eta},\frac{|\overline{W}|}{\Delta\varsigma}\right) \tag{17}$$

式中: C_{cfl}为时间步长调整系数, 取为 0.95。

1.3　边界条件数值处理

对于流场进出口边界, 使用特征边界条件, 即气体分子进入流场时, 取为自由来流条件下的平衡态分布函数(进口时给定压力、温度、轴向速度, 出口时给定压力), 如下:

$$\begin{cases}g=\dfrac{n_\infty}{(\pi T_\infty)^{3/2}}\cdot\exp\left[-\dfrac{(\xi_x-U_{x\infty})^2+(\xi_y-U_{y\infty})^2+(\xi_z-U_{z\infty})^2}{T_\infty}\right]\\ h=T_\infty g\end{cases} \tag{18}$$

式中: n_∞为来流分子数密度; T_∞为来流温度。气体分子从流场流出时, 由内场数据线性外推得到出口数据, 即

$$\begin{cases}g_{i\max}=2g_{i\max-1}-g_{i\max-2}\\ h_{i\max}=2h_{i\max-1}-h_{i\max-2}\end{cases} \tag{19}$$

物面边界条件为

$$\begin{cases}g_{\mathrm{w}}=\dfrac{n_{\mathrm{w}}}{(\pi T_{\mathrm{w}}^{\mathrm{t}})^{3/2}}\exp\left(-\dfrac{\xi_x^2+\xi_y^2+\xi_z^2}{T_{\mathrm{w}}^{\mathrm{t}}}\right)\\ h_{\mathrm{w}}=T_{\mathrm{w}}^{\mathrm{r}}g_{\mathrm{w}}\qquad \xi_n>0\end{cases} \tag{20}$$

式中: n_{w}为无穿透通量守恒边界条件确定的物面反射气体分子数密度, 其定义式为

$$n_{\mathrm{w}}=-2\sqrt{\frac{\pi}{T_{\mathrm{w}}^{\mathrm{t}}}}\int_{\xi_n<0}\xi_n g\mathrm{d}\xi \tag{21}$$

$T_{\mathrm{w}}^{\mathrm{t}}$为壁面平动温度, $T_{\mathrm{w}}^{\mathrm{r}}$为壁面转动温度, 其定义式为

$$T_{\mathrm{w}}^{\mathrm{t}}=\frac{E_i^{\mathrm{t}}}{N_i}-(\alpha_t+\alpha_t^{\mathrm{r}})\left(\frac{E_i^{\mathrm{t}}}{N_i}-T_{\mathrm{w}}\right)+\frac{1}{2}\alpha_r^{\mathrm{t}}\left(2\frac{E_i^{\mathrm{r}}}{N_i}-T_{\mathrm{w}}\right) \tag{22}$$

$$T_{\mathrm{w}}^{\mathrm{r}}=2\frac{E_i^{\mathrm{r}}}{N_i}-\left(\alpha_r+\alpha_r^{\mathrm{t}}\right)\left(2\frac{E_i^{\mathrm{r}}}{N_i}-T_{\mathrm{w}}\right)+2\alpha_t^{\mathrm{r}}\left(\frac{E_i^{\mathrm{t}}}{N_i}-T_{\mathrm{w}}\right) \tag{23}$$

$$E_i^{\mathrm{t}}=-\frac{1}{2}\int_{\xi_n<0}\xi_n\xi^2 g\mathrm{d}\boldsymbol{\xi} \tag{24}$$

$$E_i^{\mathrm{r}}=-\frac{1}{2}\int_{\xi_n<0}\xi_n h\mathrm{d}\boldsymbol{\xi} \tag{25}$$

$$N_i=-\int_{\xi_n<0}\xi_n g\mathrm{d}\boldsymbol{\xi} \tag{26}$$

式中：α_t、α_r为温度适应系数。

2 计算验证与分析

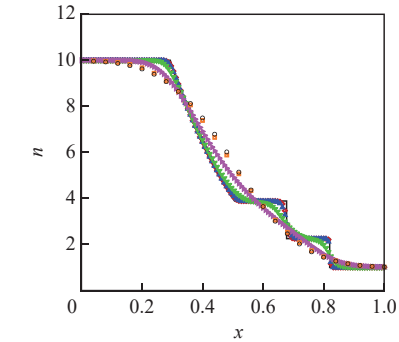
2.1 一维非定常激波管内流动问题

考虑如下一维非定常激波管内流动问题：在0～1的计算区域内，$x=0.5$处设置一个隔膜，使得整个流场处于左右两边初始状态不同的平衡态，$t=0$时，隔膜破裂，计算分析此后任意时刻的流场状态。

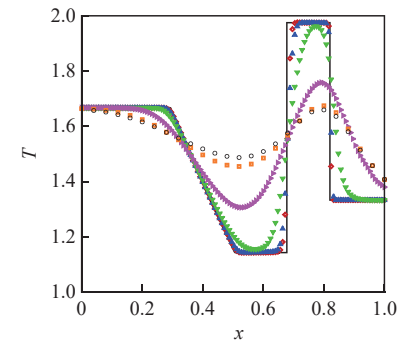
初始时刻激波管内氮气无量纲参数状态为：$x\leqslant 0.5$时，$n=10.0$，$T=1.667$，$U_x=0$；$x>0.5$时，$n=1.0$，$T=1.333$，$U_x=0$。

本文计算分析了无量纲时间$t=0.191\ 2$时，$Kn=0.000\ 1$、$Kn=0.001$、$Kn=0.01$、$Kn=0.1$、$Kn=1.0$、$Kn=10.0$这6种状态下的无量纲密度、温度、速度参数变化情况，此时无量纲转动特征参数$B=0.34$。对于激波管问题，不同稀薄状态下，物理网格点数应不同，经过测试，6种状态下的物理网格均匀分布，其网格点数分别为：501、501、501、101、101、101。如图1所示，当$Kn=0.000\ 1$时，处于连续流域，此时激波管内流动各宏观参数与无黏气体动力学黎曼精确解十分趋近与吻合。当$Kn=10.0$时，处于自由分子流域，此时激波管内流动各宏观参数平滑过渡，不存在激波、膨胀波等流动现象。随着克努森数由小到大的变化，激波管内流动所处流域从连续流到滑移流到过渡流直到自由分子流，激波、膨胀波从有到无、从薄到厚，整个流域激波演化过程与理论分析变化趋势一致。结果表明，本文基于Boltzmann-Rykov模型方程的GKUA可以较好地预测分析考虑转动能影响的全流域一维激波管内流动问题。

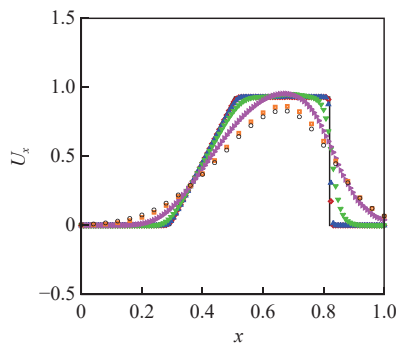
图2为连续流域（$Kn=0.000\ 1$）、滑移流域（$Kn=0.01$）、过渡流域（$Kn=1.0$）、自由分子流域（$Kn=10.0$）下激波管内流动平动温度T_{t}、转动温度T_{r}及平均温度T的分布。可以看出，当处于连续流域时，平动温度、转动温度的分布与宏观平均温度的变化趋势趋于一致；当处于滑移流域时，3个温度的



(a) 不同克努森数下激波管密度分布



(b) 不同克努森数下激波管温度分布



(c) 不同克努森数下激波管速度分布

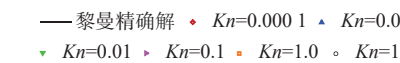


图1 激波管内流动宏观流动参数分布

Fig. 1 Distribution of macroscopic flow parameters for flow in a shock tube

变化趋势稍有差别；当处于过渡流域和自由分子流域时，三者的差别非常明显，转动温度的分布已经与平动温度分布迥然不同。结果显示，处于连续流域时，激波管内流动处于近麦克斯韦平衡态流动，随着流动稀薄程度增加，流动逐渐变为非平衡流动。

2.2 一维定常正激波结构问题

正激波结构问题中，波阵面内没有流动速度，气体在有限的厚度区域内从一个均匀的超声速上游状态过渡到下游的亚声速状态。为了进一步验证本文算法对考虑转动非平衡影响的一维激波管内流动的可行性与计算精度，计算了马赫数为7、气体介质为氮气的激波管内流动正激波结构。

图3给出了本文算法计算所得激波管内流动平动温度和转动温度与文献[22]及实验数据[35]的

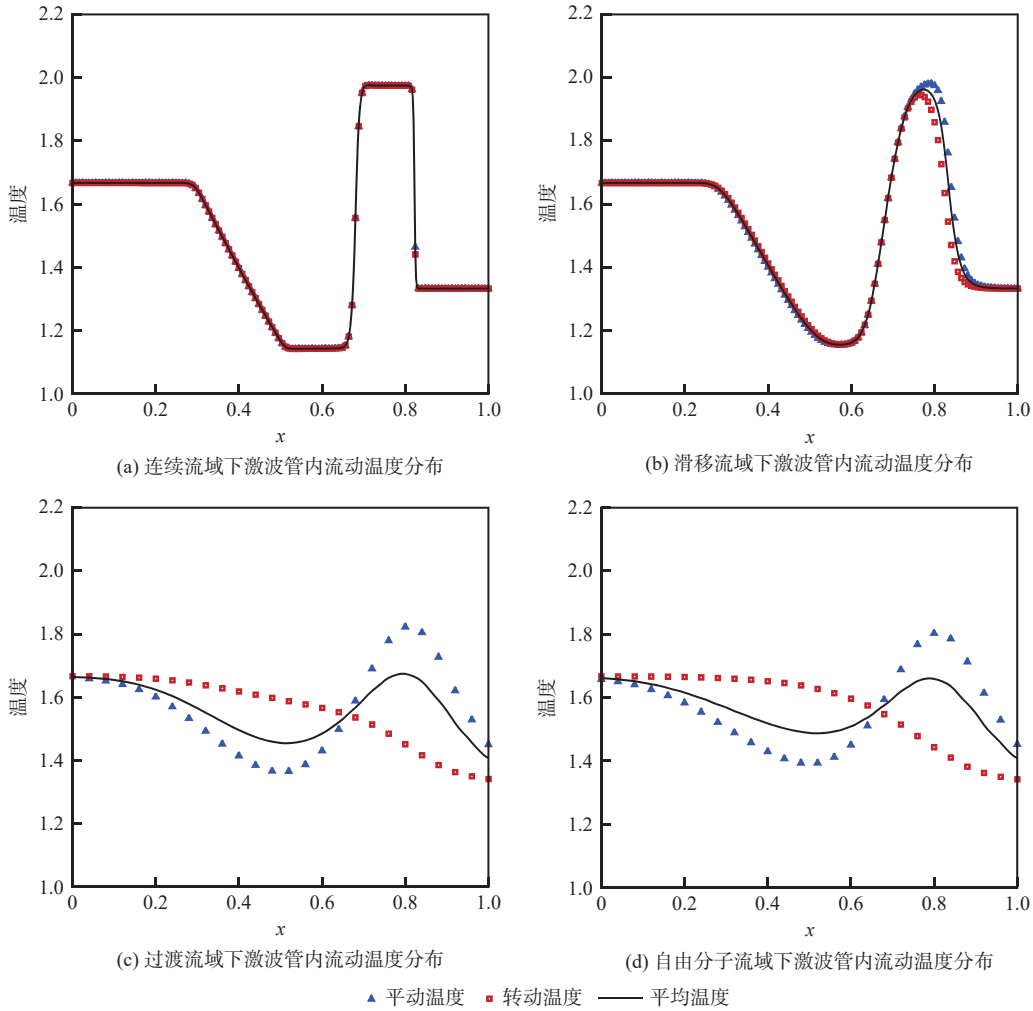


图 2　不同流域下激波管内流动温度分布

Fig. 2　Temperature profiles of flow in the shock tube in different regimes

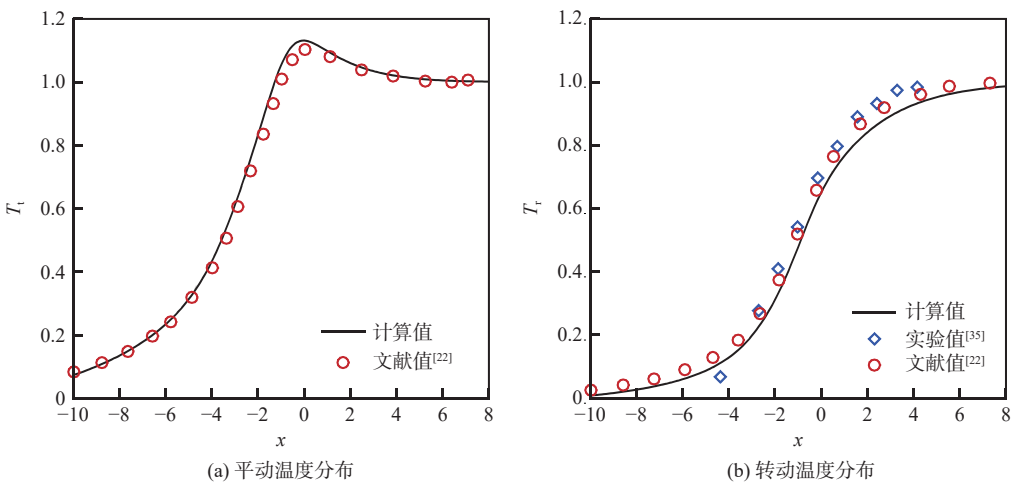


图 3　正激波结构内流动温度分布

Fig. 3　Temperature profiles of shock wave

对比情况。根据对比情况可知, 本文算法所得结果与文献值和实验值符合良好, 定量验证了统一算法对考虑转动非平衡影响的一维激波管内流动的可行性与精度。

2.3　二维型面喷管内流动问题

为验证本文算法对考虑转动非平衡影响的二维型面喷管内流动的可行性与精度, 采用文献 [36] 所示算例, 并与文献中的 DSMC 及 Narier-Stokes 方程计算结果进行比较。

图 4 为微喷管结构示意图。图中: L_{in}、L_t和L_{out}分别为微喷管的入口、喉道和出口高度, L_1和L_2分别为微喷管的收缩段长度和扩张段长度, R

为喉道过渡段圆弧半径。微喷管的结构尺寸为：$L_{in}=70$ μm，$L_t=30$ μm，$L_{out}=138$ μm，$L_1=48$ μm，$L_2=157$ μm，$R=30$ μm，$\theta_1=30°$，$\theta_2=20°$。模拟气体介质为氮气，入口温度为300 K，出口压力为400 Pa。

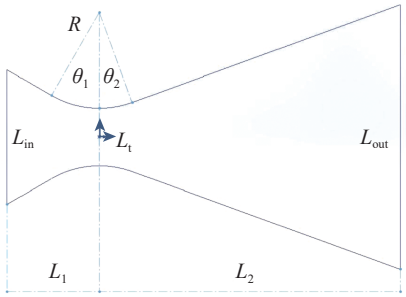


图4 微喷管结构

Fig. 4 Micro nozzle structure

图5给出了入口压力分别为101 325 Pa、50 662.5 Pa、10 132.5 Pa时，本文算法所得喷管出口马赫数分布与DSMC模拟值[36]、滑移边界Navier-Stokes方程及无滑移Navier-Stokes方程3种算法下的喷管出口马赫数分布比较情况。可以看出，本文算法所得结果与DSMC结果符合较好，验证了结果的可靠性。由于文献[36]将氮气视为简单气体，壁面边界未考虑气体的转动能激发，本文结果与DSMC结果在靠近壁面处存在差异。从图5(a)观察得知，当无量纲出口距离小于2时，4种方法的计算结果基本一致，当无量纲出口距离大于2时，滑移Navier-Stokes方程和无滑移Navier-Stokes方程的计算结果与DSMC及本文结果的偏差逐渐增大，越靠近壁面，偏差越大，且存在速度滑移现象与理论分析一致。从图5(b)观察得知，当入口压力降为50 662.5 Pa时，稀薄效应增强，除无滑移Navier-Stokes方程结果外，其余3种算法的计算结果吻合区域缩小至无量纲出口距离小于1，滑移Navier-Stokes方程计算结果与DSMC结果的偏差进一步加大。由图5(c)可知，当入口压力降为10 132.5 Pa时，无滑移Navier-Stokes方程计算结果与DSMC结果完全没有吻合之处，这是因为此时流场稀薄程度过大，连续介质假设完全失效。

图6为不同入口压力下喷管轴线处的温度分布。由图6(c)可知，本文计算的平动温度与DSMC方法计算的平动温度符合较好，验证了本文算法对描述考虑转动能影响的二维型面喷管内流动平动、转动温度的可靠性。由图6(a)可知，当入口压力为101 325 Pa时，从喷管入口到出口，平动温度、转动温度及平均等效温度趋于相同分布，整个区域流动接近转动平衡。由图6(b)可知，从喷管入口到喉道区域流动接近转动平衡，喉道下游平动温度、转动温度及平均等效温度分布出现偏离，表明气流在膨胀降温和加速过程中，粒子没有及时完成能级跃迁，流动出现能量非平衡输运变化。由图6(c)可知，从喷管入口到喉道上游区域流动接近转动平衡，从喉道上游到出口区域平动温度、转动温度及平均等效温度分布出现较大偏离，存在明显的非平衡效应，这也解释了图5中本文计算结果在靠近壁面处与DSMC结果有偏差的原因。由图6可知，增加入口压力会提高粒子间的碰撞频率，推迟喷管流动中非平衡的出现。入口压力越低，喉道下游平动温度、转动温度差别越大，这是因为喉道下游气流温度和压力的降低与速度的增加都非常迅速，粒子间的碰撞频率明显降低，非平衡程度因此会进一步

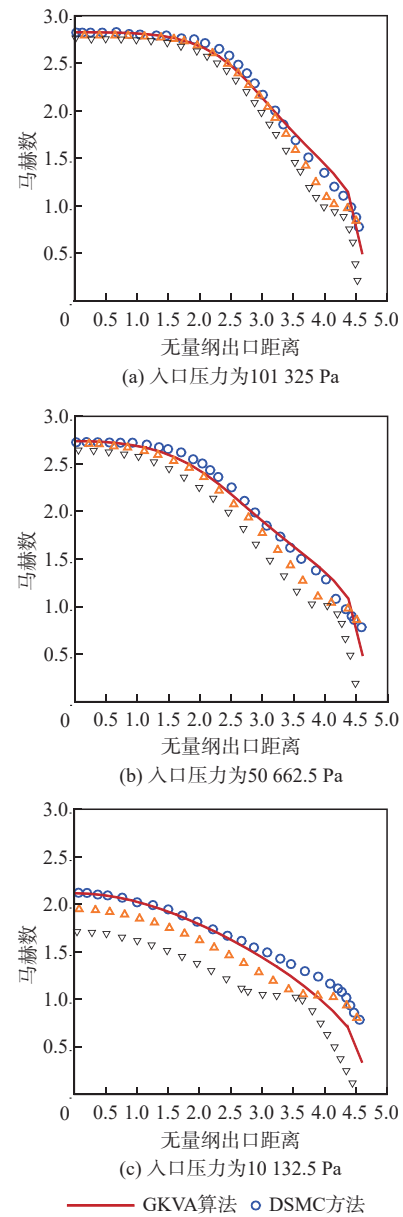


图5 不同入口压力下喷管出口马赫数分布

Fig. 5 Mach number profile at the exit plane under different inlet pressure

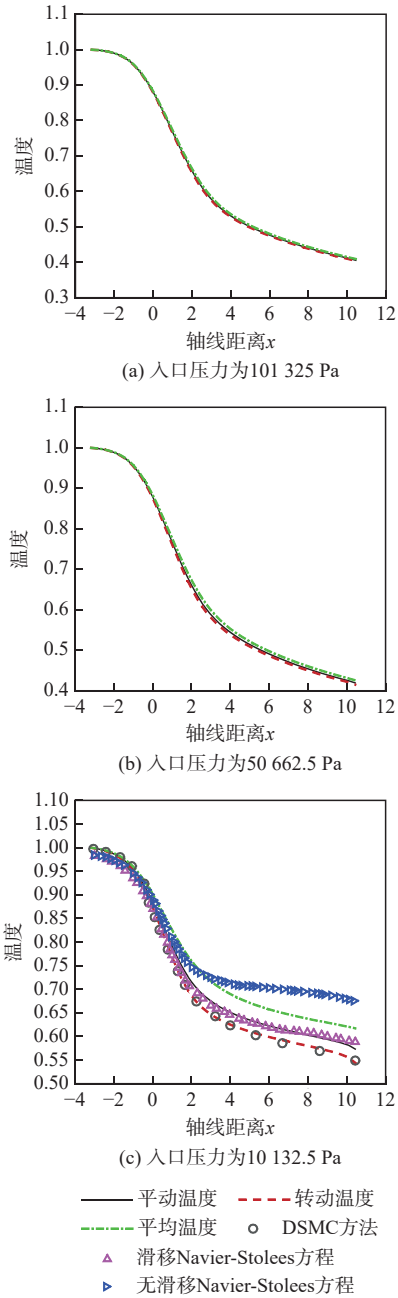


图 6　不同入口压力下喷管轴线温度分布

Fig. 6　Temperature profile along the centerline under different inlet pressure

加剧, 流动甚至会趋近于热力学冻结。由图 5、图 6 可知, 对于微喷管内流动问题, 其流场存在转动非平衡效应。

图 7 为不同入口压力下喷管内流场克努森数等值线分布。可以看出, 随着入口压力降低, 喷管入口及整个喷管区域克努森数增大, 稀薄程度加剧。由图 7(a)可知, 克努森数范围为 0.000 78～0.041 88, 此时流场存在连续流域和滑移流域。由图 7(b)可知, 克努森数范围为 0.001 5～0.063 8, 此时流场处于滑移流域。由图 7(c)可知, 克努森数范围为 0.007 8～0.145 4, 此时流场存在滑移流域和过渡流域, 这也解释了图 5(c)中无滑移 Navier-Stokes 方程计算结果及滑移 Navier-Stokes 方程计算结果与 DSMC 结果偏差过大的原因。由图 7 可知, 对于微喷管内流动, 在不同入口压力下状态下, 存在单一流场多流域的问题。

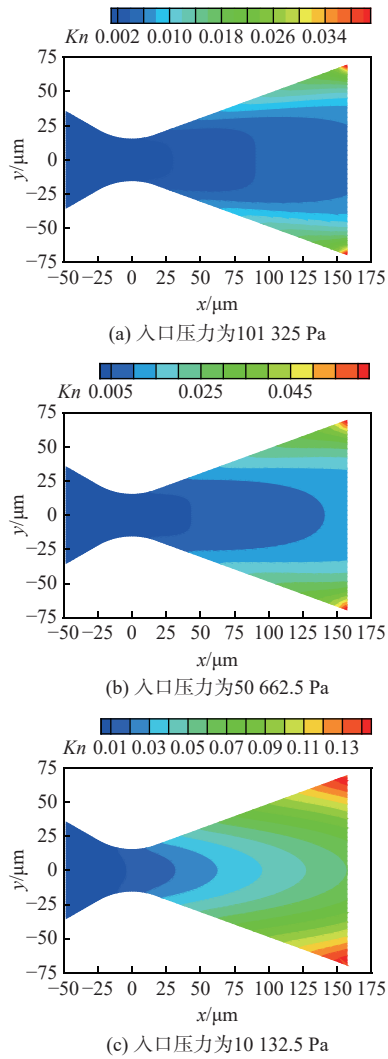


图 7　不同入口压力下当地克努森数分布

Fig. 7　The local Knudsen number contours under different inlet pressure

图 8 为不同入口压力下喷管出口截面宏观流动参数分布。根据连续流域喷管等熵流动出口马赫数与喷管面积比及进出口压力比的关系可知, 算例喷管的设计工作压力比为 41.85, 喷管出口设计马赫数为 3.087。当入口压力为 101 325 Pa 和 50 662.5 Pa 时, 进出口压力比超过设计工作压力比。由图 8(a)可知, 随着入口压力升高, 出口马赫数会增大, 但增大幅度会逐渐变缓, 入口压力为 101 325 Pa 时, 出口马赫数没有达到设计马赫数。其原因是: 喷管流场克努森数不够小, 没有达到理论上克努森数接近零的真正连续流域, 此时喷管性能没有达到最佳。由图 8(b)可知, 随着入口压力升高, 出口流向速度会

增大，但增加幅度会逐渐变缓，气体动能变大。由图 8(c)可知，随着入口压力升高，出口平动温度会变小，但减小幅度会逐渐变缓。由图 8 可知，在满足喷管面积比及进出口压力比的情况下，喷管流场的克努森数变化仍会影响喷管的流动特性和性能，可用克努森数来表征喷管的流动特性和性能。通过调整入口压力来获取较小的克努森数，可使喷管获得更好的推进性能。

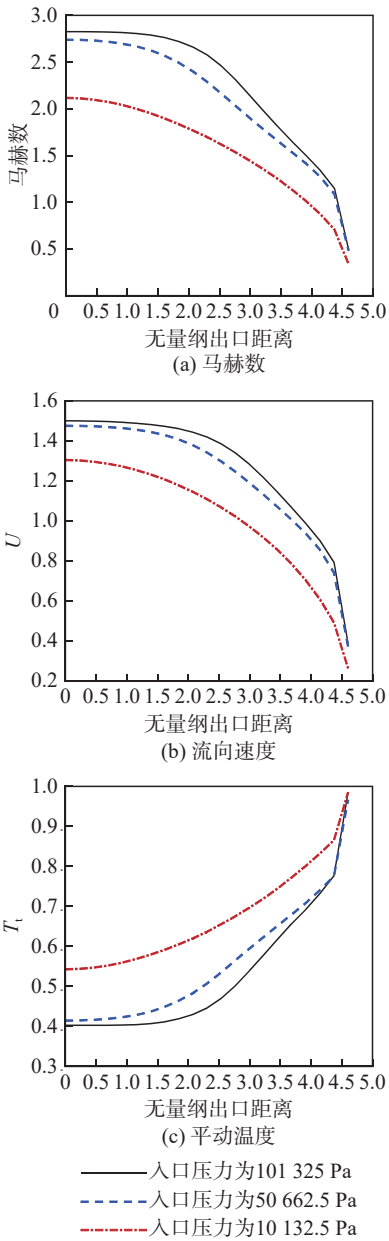


图 8 不同入口压力下出口参数分布

Fig. 8 Distribution of outlet parameters under different inlet pressure

3 结 论

在 Boltzmann 方程可计算建模气体动理论统一算法框架下，分析推导描述喷管内流动转动非平衡能量输运影响的 Boltzmann-Rykov 模型方程，发展考虑转动能影响的 Boltzmann-Rykov 模型方程气体动理论统一算法，针对一维非定常激波管内流动问题、一维定常正激波结构问题及二维型面喷管内流动问题，进行了数值计算和验证分析，得到结论如下：

1）通过对一维非定常激波管内流动问题模拟研究，定性验证了统一算法对全流域一维激波管内流动模拟计算的一致适用性，结果显示，稀薄过渡流域具有明显的非平衡效应，应考虑转动能量非平衡输运的影响。

2）通过对一维定常正激波结构问题模拟研究，考虑转动能影响的氮气正激波结构计算结果与文献数据及实验数据符合良好，定量验证了考虑转动能影响的 Boltzmann 模型方程统一算法对一维激波内流动问题的可行性与精度。

3）通过对二维型面喷管内流动问题模拟研究，考虑转动能影响的氮气喷管内流动计算结果与文献数据符合较好，定量验证了考虑转动能影响的 Boltzmann 模型方程统一算法对二维型面喷管内流动问题的可行性与精度。结果显示，微喷管内流动流场存在转动能量输运的非平衡效应及单一流场多流域问题，不能盲目使用 Navier-Stokes 方程求解微喷管内流场。

4）对于二维型面喷管内流动问题，可使用克努森数作为喷管流动特性和性能的表征，通过改变入口压力获取较小克努森数，获得更好的推进性能。

5）通过对一维激波管内流动以及二维型面喷管内流动问题的模拟研究，考虑转动能影响的 Boltzmann 模型方程统一算法有望应用于三维真实在轨航天器发动机内流动问题。

本文工作目前仅考虑转动能影响，未来还将考虑振动能影响，以及将内能激发与混合气体结合起来考虑，从而建立起可真实模拟各种内流动问题的数值模型与算法。

参考文献（References）

[1] BRYKOV N A, EMELYANOV V N, KARPENKO A G, et al. Flows of real gas in nozzles with unsteady local energy supply[J]. Computers & Mathematics with Applications, 2021, 81: 702-724.

[2] GOMEZ J, GROLL R. Pressure drop and thrust predictions for transonic micronozzle flows[J]. Physics of Fluids, 2016, 28(2): 022008.

[3] LI Z H, LI Z H, WU J L, et al. Coupled Navier-Stokes/direct simulation Monte Carlo simulation of multicomponent mixture plume flows[J]. Journal of Propulsion and Power, 2014, 30(3): 672-689.

[4] HAN Z, LI Z H, BAI Z Y, et al. Study on numerical algorithm of the N-S equation for multi-body flows around irregular disintegrations in near space[J]. Aerospace, 2022, 9(7): 347.

[5] CONSTANTIN P, FOIAS C. Navier-Stokes equations [M]. Chicago: University of Chicago Press, 2020.

[6] BIRD G A. Molecular gas dynamics and the direct simulation of gas flows[M]. Oxford: Oxford University Press, 1994: 148-182.

[7] FANG M, LI Z H, LI Z H, et al. DSMC approach for rarefied air ionization during spacecraft reentry[J]. Communications in Computational Physics, 2018, 23(4): 1167-1190.

[8] GU K, WATKINS C B, KOPLIK J. Atomistic hybrid DSMC/NEMD method for nonequilibrium multiscale simulations[J]. Journal of Computational Physics, 2010, 229(5): 1381-1400.

[9] BURT J M, BOYD I D. A hybrid particle approach for continuum and rarefied flow simulation[J]. Journal of Computational Physics, 2009, 228(2): 460-475.

[10] CARLSON H, ROVEDA R, BOYD I, et al. A hybrid CFD-DSMC method of modeling continuum-rarefied flows[C]//Proceedings of the 42nd AIAA Aerospace Sciences Meeting and Exhibit. Reston: AIAA, 2004: 1180.

[11] LI Z H, HU W Q, WU J L, et al. Improved gas-kinetic unified algorithm for high rarefied to continuum flows by computable modeling of the Boltzmann equation[J]. Physics of Fluids, 2021, 33(12): 126114.

[12] LI Z H, PENG A P, ZHANG H X, et al. Rarefied gas flow simulations using high-order gas-kinetic unified algorithms for Boltzmann model equations[J]. Progress in Aerospace Sciences, 2015, 74: 81-113.

[13] LI Z H, ZHANG H X. Gas-kinetic numerical studies of three-dimensional complex flows on spacecraft re-entry[J]. Journal of Computational Physics, 2009, 228(4): 1116-1138.

[14] 李志辉, 张涵信. 稀薄流到连续流的气体运动论模型方程算法研究[J]. 力学学报, 2002, 34(2): 145-155.
LI Z H, ZHANG H X. Study on gas kinetic algorithm for flows from rarefied transition to continuum using Boltzmann model equation[J]. Acta Mechanica Sinica, 2002, 34(2): 145-155 (in Chinese).

[15] SHAKHOV E M. Generalization of the Krook kinetic relaxation equation[J]. Fluid Dynamics, 1968, 3(5): 95-96.

[16] YANG J Y, HUANG J C. Rarefied flow computations using nonlinear model Boltzmann equations[J]. Journal of Computational Physics, 1995, 120(2): 323-339.

[17] TITAREV V A, SHAKHOV E M. Computational study of a rarefied gas flow through a long circular pipe into vacuum[J]. Vacuum, 2012, 86(11): 1709-1716.

[18] HOLWAY L H. New statistical models for kinetic theory: Methods of construction[J]. Physics of Fluids, 1966, 9(9): 1658-1673.

[19] SEGAL B M, FERZIGER J H. Shock-wave structure using nonlinear model Boltzmann equations[J]. Physics of Fluids, 1972, 15(7): 1233-1247.

[20] MORSE T F. Kinetic model for gases with internal degrees of freedom[J]. Physics of Fluids, 1964, 7(2): 159-169.

[21] RYKOV V A. A model kinetic equation for a gas with rotational degrees of freedom[J]. Fluid Dynamics, 1975, 10(6): 959-966.

[22] RYKOV V A, TITAREV V A, SHAKHOV E M. Shock wave structure in a diatomic gas based on a kinetic model[J]. Fluid Dynamics, 2008, 43(2): 316-326.

[23] LI Z H, ZHANG H X. Numerical investigation from rarefied flow to continuum by solving the Boltzmann model equation[J]. International Journal for Numerical Methods in Fluids, 2003, 42(4): 361-382.

[24] LI Z H, HU W Q, PENG A P, et al. Gas-kinetic unified algorithm for plane external force-driven flows covering all flow regimes by modeling of Boltzmann equation[J]. International Journal for Numerical Methods in Fluids, 2020, 92(8): 922-949.

[25] LI Z H, PENG A P, MA Q, et al. Gas-kinetic unified algorithm for computable modeling of Boltzmann equation and application to aerothermodynamics for falling disintegration of uncontrolled Tiangong-No.1 spacecraft[J]. Advances in Aerodynamics, 2019, 1(1): 1-21.

[26] BHATHNAGOR P, GROSS E, KROOK M. A model for collision processes in gases[J]. Physical Review, 1954, 94(3): 511.

[27] XIONG S W, ZHONG C W, ZHUO C S, et al. Numerical simulation of compressible turbulent flow via improved gas-kinetic BGK scheme[J]. International Journal for Numerical Methods in Fluids, 2011, 67(12): 1833-1847.

[28] LIU C, XU K, SUN Q H, et al. A unified gas-kinetic scheme for continuum and rarefied flows IV: Full Boltzmann and model equations[J]. Journal of Computational Physics, 2016, 314: 305-340.

[29] ZHU Y J, ZHONG C W, XU K. An implicit unified gas-kinetic scheme for unsteady flow in all Knudsen regimes[J]. Journal of Computational Physics, 2019, 386: 190-217.

[30] XU K, HUANG J C. A unified gas-kinetic scheme for continuum and rarefied flows[J]. Journal of Computational Physics, 2010, 229(20): 7747-7764.

[31] XU X C, CHEN Y P, LIU C, et al. Unified gas-kinetic wave-particle methods V: Diatomic molecular flow[J]. Journal of Computational Physics, 2021, 442: 110496.

[32] LIU S, YU P B, XU K, et al. Unified gas-kinetic scheme for diatomic molecular simulations in all flow regimes[J]. Journal of Computational Physics, 2014, 259: 96-113.

[33] 江松, 徐昆, 孙文俊, 等. 辐射输运方程的统一气体动理学格式[J]. 中国科学: 数学, 2021, 51(6): 799-832.
JIANG S, XU K, SUN W J, et al. Unified gas kinetic schemes for the radiation transfer equations[J]. Scientia Sinica (Mathematica), 2021, 51(6): 799-832 (in Chinese).

[34] 曾嘉楠, 李琪, 吴雷. 分子气体稀薄效应的动理学建模[J]. 空气动力学学报, 2022, 40(2): 1-30.
ZENG J N, LI Q, WU L. Kinetic modeling of rarefied molecular gas dynamics[J]. Acta Aerodynamica Sinica, 2022, 40(2): 1-30(in Chinese).

[35] ROBBEN F, TALBOT L. Experimental study of the rotational distribution function of nitrogen in a shock wave[J]. Physics of Fluids, 1966, 9(4): 653-662.

[36] LIU M H, ZHANG X F, ZHANG G X, et al. Study on micronozzle flow and propulsion performance using DSMC and continuum methods[J]. Acta Mechanica Sinica, 2006, 22(5): 409-416.

Boltzmann-Rykov model equation gas-kinetic unified algorithm and nozzle flow

LI Fan[1, 2], LI Zhihui[1, 2, *], CHEN Aiguo[3]

(1. Beijing Aerohydrodynamic Research Center, Beijing 100011, China;
2. National Laboratory for Computational Fluid Dynamics, Beihang University, Beijing 100191, China;
3. Hypervelocity Aerodynamics Institute, China Aerodynamics Research and Development Center, Mianyang 621000, China)

Abstract: The kinetic Boltzmann-Rykov model is used to explore the influence of rotating non-equilibrium on the inner flow of the nozzle, based on the computing principle of the gas-kinetic unified algorithm (GKUA). Mathematical models for the boundary conditions of nozzle flows were developed under the level of molecular velocity distribution function, and a numerical scheme of gas-kinetic was constructed to solve the molecular velocity distribution function directly. The Boltzmann-Rykov model equation considering the effect of rotational energy was numerically solved. The inner flow problems including the one-dimensional unsteady shock tube, one-dimensional steady positive shock structure, and two-dimensional planar nozzle flow were numerically simulated. The computed results match the theoretical solution, simulation value, and experimental data. It verifies the feasibility and accuracy of the unified algorithm for the inner flow problems. Lastly, an analysis was conducted on the nozzle's inner flow field while taking rotational energy into account. The results show that the Knudsen number can be used as the characterization of nozzle flow characteristics and performance.

Keywords: gas kinetic; Boltzmann model equation; gas-kinetic unified algorithm; rotational non-equilibrium; nozzle flow

Received: 2023-02-15; **Accepted**: 2023-05-26; **Published Online**: 2023-06-09 12:04
URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230608.1519.004
Foundation item: National Natural Science Foundation of China (11325212)
* **Corresponding author**. E-mail: zhli0097@x263.net

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0055

减速器滞回模型及其应用

程慧明，石照耀*

(北京工业大学 北京市精密测控技术与仪器工程技术研究中心，北京 100124)

摘　　要：减速器是典型的滞回系统，滞回影响传动性能。现有减速器滞回模型会忽略几何误差的滞回特性，而将其当成常量，导致模型不能完整反映其滞回特性。为此，探究了减速器滞回的产生机理，从理论上分析了几何误差、摩擦和弹性变形对减速器滞回的影响，建立了考虑几何误差滞回特性的减速器滞回模型。在模型的实际应用中，发现了减速器回差的动态性，并推导了动态回差公式。通过实验研究，验证了几何误差对减速器滞回的影响，证实了滞回模型的有效性；通过改变回差测试时的加载速率，验证了回差的动态性；发现材质不同，受加载速率的影响不同，加载速率每增加 0.05 (N·m)/s，模数为 0.22 mm 的小型金属和塑料齿轮减速器的回差测试结果分别下降约 3′和 10′。

关　键　词：减速器；滞回模型；回差；动态性；加载速率

中图分类号：TH89

文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2025)02-0563-10

滞回作为一种物理现象广泛存在于自然界和人造系统中[1]，1885 年，Ewing[2] 在一篇关于电磁学的文章中首次提到了滞回现象，表现为系统输入在正反向行程上所对应的输出不一致。减速器是构成传动系统的常见基础部件[3-5]，是一种典型的滞回系统。滞回现象的存在会对减速器的传动性能产生影响，减速器滞回现象的产生原因可归结为 3 类：①减速器内部线性刚度和传动机构摩擦的综合作用[6]；②减速器内部非线性刚度和“遗传摩擦”的综合作用[7]；③减速器内部非线性刚度和减速器啮合齿面间预滑动摩擦的综合作用[8]。对于几何误差引起的传动间隙，应用时通常默认其为常量[9-10]，忽视其对减速器滞回的影响。因此，认为减速器的滞回现象主要是弹性变形与摩擦共同作用的结果[11-12]，而忽略几何误差的作用，所建立的减速器滞回模型存在理论与实际不相符的情况。

在工程实践中发现，几何误差具有滞回特性[13]，其产生的传动间隙不能简单认为是常量，而是会随滞回特性变化。因此，减速器的滞回模型需要综合考虑几何误差、摩擦和弹性变形三者滞回的影响。针对该问题，本文探讨了几何误差的滞回特性，研究考虑几何误差、摩擦和弹性变形的减速器滞回新模型及其在实践中的应用。

1　减速器的滞回模型

减速器的滞回现象如图 1 所示。转矩τ在正反向行程上分别对应不同输出转角θ_1和θ_2，反映了输入与输出的非线性关系。

传统的减速器滞回模型如图 2 所示。由于几何误差滞回特性的影响，减速器的滞回是几何误差、摩擦迟滞与弹性变形综合作用的结果，为此建立图 3 所示的减速器滞回模型，将其表示为几何误差模块、摩擦模块与刚度模块耦合的系统。其中，刚度模块与摩擦模块分别用弹簧和受库伦摩擦力

收稿日期：2023-02-15；录用日期：2023-04-23；网络出版时间：2023-05-10 16:54
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230510.1423.005
基金项目：深圳市技术攻关重点项目 (JSGG20220831104001002)
*通信作者. E-mail：shizhaoyao@bjut.edu.cn

引用格式：程慧明，石照耀. 减速器滞回模型及其应用 [J]. 北京航空航天大学学报，2025，51（2）：563-572.
CHENG H M，SHI Z Y. Hysteresis model of reducer and its application [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51（2）：563-572 （in Chinese）.

的无质量 Maxwell 弹簧滑块表征[14-16]。图 3 中，θ_{in}为输入转角，θ_{out}为输出转角，R 为减速器传动比，K_r 为减速器刚度，N_i为各基本单元中滑块所受正压力，μ为滑块的库伦摩擦系数。

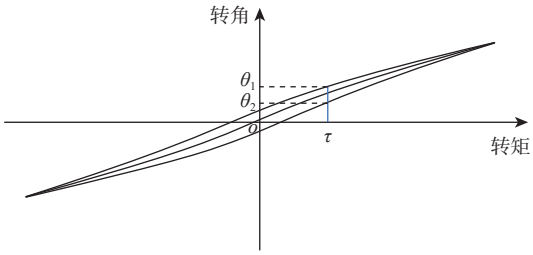


图 1 减速器的输入-输出关系

Fig. 1 Input and output relationship of reducer

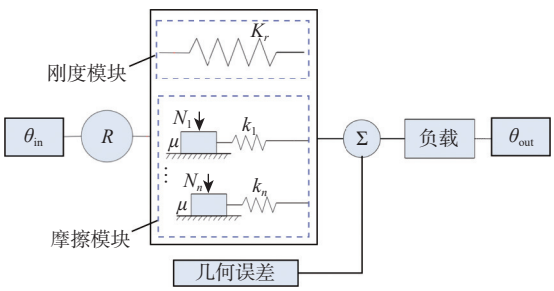


图 2 减速器滞回模型结构

Fig. 2 Hysteresis model structure of reducer

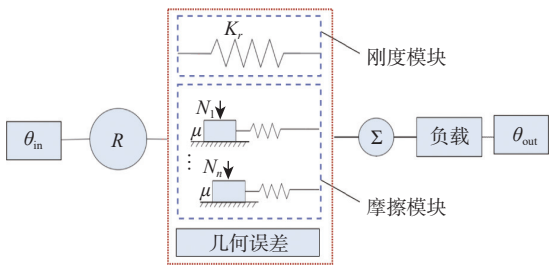


图 3 考虑几何误差的减速器滞回模型

Fig. 3 Hysteresis model of reducer including geometric error

1.1 几何误差模块

由于加工、安装中各类几何误差的存在，导致轮齿间出现间隙，使得减速器在换向运动时产生滞回现象[17]。假设减速器只受几何误差的影响，则输入转角θ_{in}与输出转角θ_g的关系如图 4 所示。

设$\Delta\varphi$为减速器中输出端几何误差产生的间隙，当输入转角θ_{in}开始增加时，由于有间隙的存在，输出转角θ_g不会立即变化，这一过程对应于图 4 中 OA 段；当减速器中齿轮越过间隙完全啮合后，θ_g开始随θ_{in}线性变化，两者比值为传动比，对应图中 AB 段；当到达 B 点时，减速器输入端开始反转，由于有间隙的存在，θ_g未随θ_{in}立即变化，此时产生滞回现象，对应图中 BC 段；当到达 C 点时，齿轮完全啮合，θ_g开始随θ_{in}线性变化，两者比值为传动比，对应图中 CD 段；若减速器做周期运动，θ_g将随θ_{in}变化沿着闭环路径 $A\to B\to C\to D\to E\to F\to A$变化，

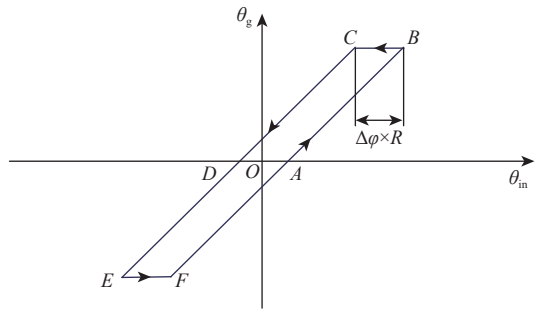


图 4 输入转角与输出转角的关系

Fig. 4 Relationship of input angle and output angle

其中，在 BC 段和 EF 段，由于间隙会产生滞回现象。设 R 为减速器的传动比，t^-为过程发生前的时刻，当减速器仅有几何误差时，θ_g与θ_{in}关系为

$$\theta_g(t)=\begin{cases}\theta_{in}(t)/R-\Delta\varphi\times R/2 & \\ \qquad\theta_{in}(t)>0,\theta_g(t^-)=\theta_{in}(t^-)/R-\Delta\varphi\times R/2 & \\ \theta_g(t^-)\quad 其他 & \\ \theta_{in}(t)/R+\Delta\varphi\times R/2 & \\ \qquad\theta_{in}(t)<0,\theta_g(t^-)=\theta_{in}(t^-)/R+\Delta\varphi\times R/2 & \end{cases} \tag{1}$$

设几何误差模块的滞回曲线为$\theta_g(\tau)$，表示为上升曲线$\theta_{g+}(\tau)$和下降曲线$\theta_{g-}(\tau)$的组合，设$\dot\tau$为输出转矩的变化速率，曲线如图 5 所示。

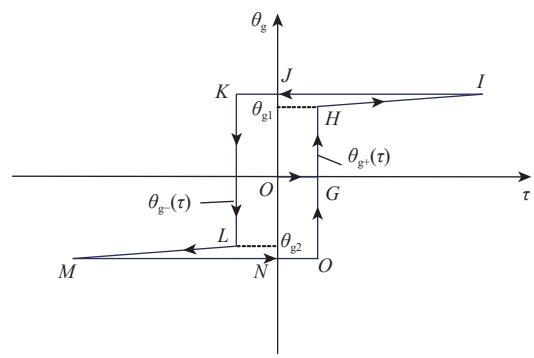


图 5 几何误差的滞回曲线

Fig. 5 Hysteresis curve of geometric error

几何误差模块的滞回曲线表达式为

$$\theta_g(\tau)=\begin{cases}\theta_{g+}(\tau) & \dot\tau>0\\ \theta_{g-}(\tau) & \dot\tau<0\end{cases} \tag{2}$$

当转矩τ开始增加时，由于有间隙的存在，输出转角θ_g不会立即变化，这一过程对应图 4 中 oA 段；当τ在 G 点增大瞬间，减速器中齿轮越过间隙完全啮合后，此时推动减速器输出端转动，因为加载瞬间的惯性，θ_g突变为θ_{g1}，对应图 5 中 GH 段；随着τ的持续增加，θ_g持续增大，对应 HI 段；当到达 I 点时，减速器开始换向，转矩τ开始卸载，此时由于间隙产生的滞回，θ_g不会立即随转矩τ的变化而变化，对应 IJ 段；当转矩τ反向加载超过 E 点瞬间，减速

器中齿轮越过间隙完全啮合, 减速器输出端开始反向转动, θ_g开始反向增加, 因为加载瞬间惯性, θ_g从正值突变为负值θ_{g2}, 对应图 5 中 *KL* 段; 随着τ的持续增加, θ_g持续增大, 对应 *LM* 段; 若减速器做周期性加载卸载运动, θ_g会随转矩τ变化沿着闭环路径 $G\to H\to I\to J\to K\to L\to M\to N\to O\to G$变化, 其中, 在 *IK* 和 *MO* 段会产生滞回现象。

几何误差产生的滞回现象有如下特点: ①*OG*、*IK* 和 *MO* 的距离由设计、加工来决定, 间隙越大, 距离越长, 滞回现象越显著; ②几何误差的滞回现象主要发生在转矩卸载及换向后, 这一过程有 5 个阶段, 依次为: 减速器输出端转角停止增加、轮齿一边齿面相互啮合受力、轮齿一边齿面贴合不受力、轮齿的另一边齿面相互啮合受力和减速器输出端转角突变换向。

1.2　摩擦模块

减速器中的摩擦可以分为预滑动和完全滑动 2 个阶段, 其中, 在预滑动阶段会出现滞回现象[18]。减速器的摩擦滞回模型可由一系列具有相同性质的 Maxwell 滑块并联组成, 如图 2 和图 3 所示。摩擦滞回表达式为

$$\begin{cases} F_i=\begin{cases} k_i(x-x_i) & |k_i(x-x_i)|<f_i \\ f_i\mathrm{sign}(\dot{x}) & \text{其他} \end{cases} \\ F=\sum_{i=1}^{n}F_i \end{cases} \tag{3}$$

式中: x 为总位移; F 为总预滑动摩擦力; F_i为各滑块预滑动摩擦力; k_i为各基本单元弹簧刚度; x_i为各基本单元位移; f_i为基本单元的库伦摩擦力。当 x 的值较小时, F 与 x 依照胡克定律呈线性关系, 系统不会表现出滞回, 随着 x 值增大, 系统将逐渐表现出滞回现象, 且系统滞回将随 x 的增大而增大。

将式(3)表示为转矩形式, 则第 i 个 Maxwell 弹簧滑块单元的输出转矩τ_i可表示为

$$\begin{cases} \tau_i=\min(N_i\mu,\max(k_i(\theta_\mathrm{f}-\theta_i),-N_i\mu)) \\ \tau=\sum_{i=1}^{n}\tau_i \end{cases} \tag{4}$$

当有转角θ_f输入时, 每个 Maxwell 弹簧滑块单元起初均表现为线性弹簧形式, 单元依照胡克定律输出与θ_f相关的弹性转矩, 此时, $\tau_i=k_i(\theta_\mathrm{f}-\theta_i)$; 当弹簧产生的弹性转矩达到或超过其饱和力矩$N_i\mu_i$时, 单元输出力矩为饱和力矩, 此时, $\tau_i=N_i\mu_i$; 当弹簧产生的弹性转矩小于其饱和力矩$N_i\mu_i$时, 单元又恢复为线性弹簧形式, 此时, $\tau_i=k_i(\theta_\mathrm{f}-\theta_i)$。所有 Maxwell 弹簧滑块单元叠加在一起, 即可反映出摩擦的滞回现象。

根据上述分析, 设摩擦模块产生的转矩-转角曲线为$\theta_\mathrm{f}(\tau,\dot{\tau})$, 表达为上升曲线$\theta_{\mathrm{f}+}(\tau,\dot{\tau})$和下降曲线$\theta_{\mathrm{f}-}(\tau,\dot{\tau})$的组合, 曲线如图 6 所示, 公式如下:

$$\theta_\mathrm{f}(\tau,\dot{\tau})=\begin{cases} \theta_{\mathrm{f}+}(\tau,\dot{\tau}) & \dot{\tau}>0 \\ \theta_{\mathrm{f}-}(\tau,\dot{\tau}) & \dot{\tau}<0 \end{cases} \tag{5}$$

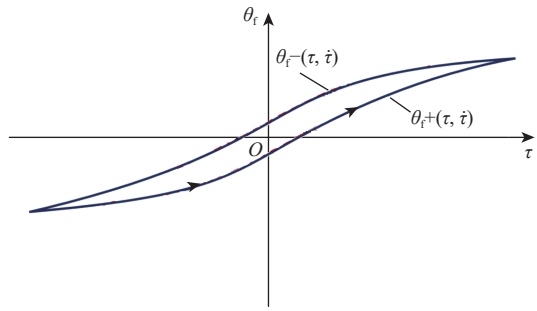


图 6　摩擦产生的滞回曲线

Fig. 6　Hysteresis curves of friction

1.3　刚度模块

减速器的非线性刚度对滞回同样有影响。众多学者采用三次多项式近似方法对减速器非线刚度特性进行建模分析:

$$\tau=k_a\theta_\mathrm{e}+k_b\theta_\mathrm{e}^{\,3}+k_c\mathrm{e}^{k_d\theta_\mathrm{e}^{\,2}} \tag{6}$$

式中: θ_e为非线性弹性变形产生的转角; k_a、k_b、k_c、k_d为刚度模型参数。

设刚度模块弹性变形的滞回曲线为$\theta_\mathrm{e}(\tau)$, 表达为上升曲线$\theta_{\mathrm{e}+}(\tau)$和下降曲线$\theta_{\mathrm{e}-}(\tau)$的组合。理想情况下, 上升曲线和下降曲线的轨迹重合, 如图 7 所示。但在实际变形中会消耗能量, 导致上升曲线和下降曲线并不重合, 反而会包络一定的面积, 如图 8

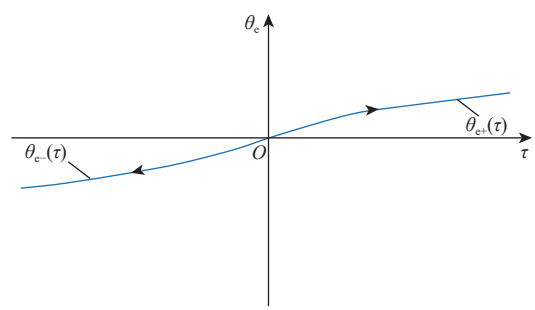


图 7　理想的刚度曲线

Fig. 7　Ideal stiffness curve

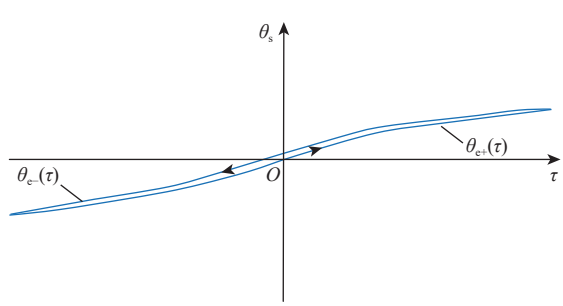


图 8　实际的刚度曲线

Fig. 8　Actual stiffness curve

所示，表达式为

$$\theta_{\mathrm{e}}(\tau)=\begin{cases}\theta_{\mathrm{e}+}(\tau) & \dot{\tau}>0\\ \theta_{\mathrm{e}-}(\tau) & \dot{\tau}<0\end{cases} \tag{7}$$

1.4 减速器滞回模型的解构分析

设减速器的滞回曲线为$\theta_{\mathrm{out}}(\tau,\dot{\tau})$，由1.1节～1.3节分析可知，$\theta_{\mathrm{out}}(\tau,\dot{\tau})$实际是由$\theta_{\mathrm{g}}(\tau)$、$\theta_{\mathrm{f}}(\tau,\dot{\tau})$、$\theta_{\mathrm{e}}(\tau)$叠加而成，示意图如图9所示。其中，$\theta_{\mathrm{g}}(\tau)$和$\theta_{\mathrm{f}}(\tau,\dot{\tau})$主要决定$\theta_{\mathrm{out}}(\tau,\dot{\tau})$包络的面积，$\theta_{\mathrm{e}}(\tau)$主要影响$\theta_{\mathrm{out}}(\tau,\dot{\tau})$的倾斜程度，对包络面积的影响较小。

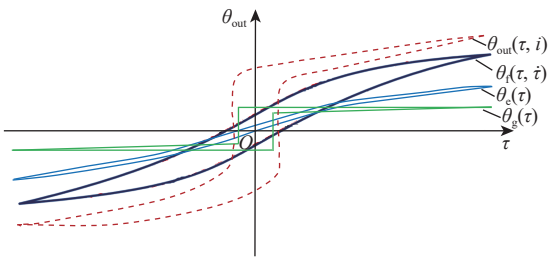


图9 减速器滞回曲线的组成

Fig. 9 Composition of hysteresis curve of reducer

将$\theta_{\mathrm{out}}(\tau,\dot{\tau})$表示为上升曲线$\theta_{\mathrm{out}+}(\tau,\dot{\tau})$和下降曲线$\theta_{\mathrm{out}-}(\tau,\dot{\tau})$的组合：

$$\theta_{\mathrm{out}}(\tau,\dot{\tau})=\begin{cases}\theta_{\mathrm{out}+}(\tau,\dot{\tau}) & \dot{\tau}>0\\ \theta_{\mathrm{out}-}(\tau,\dot{\tau}) & \dot{\tau}<0\end{cases} \tag{8}$$

将式(2)、式(5)和式(7)代入式(8)，可得

$$\theta_{\mathrm{out}}(\tau,\dot{\tau})=\begin{cases}\theta_{\mathrm{g}+}(\tau)+\theta_{\mathrm{f}+}(\tau,\dot{\tau})+\theta_{\mathrm{e}+}(\tau) & \dot{\tau}>0\\ \theta_{\mathrm{g}-}(\tau)+\theta_{\mathrm{f}-}(\tau,\dot{\tau})+\theta_{\mathrm{e}-}(\tau) & \dot{\tau}<0\end{cases} \tag{9}$$

式(9)为减速器的滞回模型，是由几何误差、摩擦和刚度3个部分组成。

各个模块的滞回具有非线性特征，因此，减速器的滞回广义多项式可表示为

$$\theta_{\mathrm{out}}(\tau,\dot{\tau})=H(\theta_{\mathrm{g}},\theta_{\mathrm{f}},\theta_{\mathrm{e}}) \tag{10}$$

2 滞回模型的应用

2.1 减速器的回差

GB/T 40731—2021 [19]对减速器的回差做出了定义：减速器输入端运动方向改变后到输出端运动方向跟随改变时，输出端在转角上的滞后量。标准中对回差的评定方法做出了解释，规定了滞回曲线由上升曲线$f_{+}(T)$、下降曲线$f_{-}(T)$及均值曲线$f_{\mathrm{m}}(T)$所组成，如图10所示。其中，$f_{\mathrm{m}}(T)$为$f_{+}(T)$和$f_{-}(T)$中相同输出转矩对应输出转角的平均值所构成的曲线。

图10中，δ、δ_{g}、δ_{e}分别为减速器的总回差、几何回差、弹性回差。δ_{g}由传动系统间隙引起，δ_{e}由传动元件弹性变形引起。滞回曲线的关系如下所示：

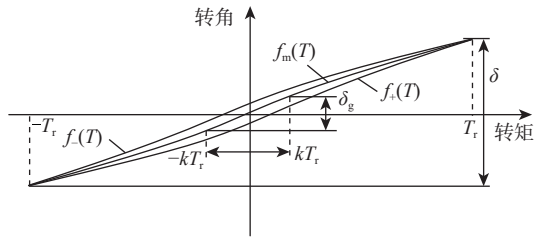


图10 几何回差、弹性回差和总回差之间的关系

Fig. 10 Relationship among geometric lost motion, elastic lost motion and total lost motion

$$\delta=f_{\mathrm{m}}(T_{\mathrm{r}})-f_{\mathrm{m}}(-T_{\mathrm{r}}) \tag{11}$$

$$\delta_{\mathrm{g}}=f_{\mathrm{m}}(lT_{\mathrm{r}})-f_{\mathrm{m}}(-lT_{\mathrm{r}}) \tag{12}$$

$$\delta_{\mathrm{e}}=\delta-\delta_{\mathrm{g}} \tag{13}$$

式中：T_{r}为输出端额定转矩；l为δ_{g}的选取系数，其受减速器加工、安装等因素影响，通常根据实际需求规定。

上述方法中的回差是工程人员依据长期使用经验来规定和选取的特征值，其源于精度理论和误差理论，通常默认回差是静态的，是减速器的静态回差。但结合本文的减速器滞回模型来看，回差还具有动态性。

2.2 回差的动态性

依据GB/T 40731—2021标准规定[19]，结合本文对减速器滞回的分析，由式(9)和式(13)可得减速器的动态回差：

$$\delta(\tau,\dot{\tau})=\delta_{\mathrm{e}}(\tau)+\delta_{\mathrm{f}}(\tau,\dot{\tau})+\delta_{\mathrm{g}}(\tau) \tag{14}$$

式中：$\delta(\tau,\dot{\tau})$为减速器的总回差；$\delta_{\mathrm{e}}(\tau)$为弹性回差；$\delta_{\mathrm{f}}(\tau,\dot{\tau})$为由减速器内外摩擦引起的回差；$\delta_{\mathrm{g}}(\tau)$为几何误差引起的几何回差。

当对减速器的回差进行测试，通常采用输入端固定、输出端加载的方式，此时，输入端转角θ_{in}为0。几何误差的滞回曲线发生变化，如图11所示。式(2)中的$\theta_{\mathrm{g}+}(\tau)$和$\theta_{\mathrm{g}-}(\tau)$可表示为

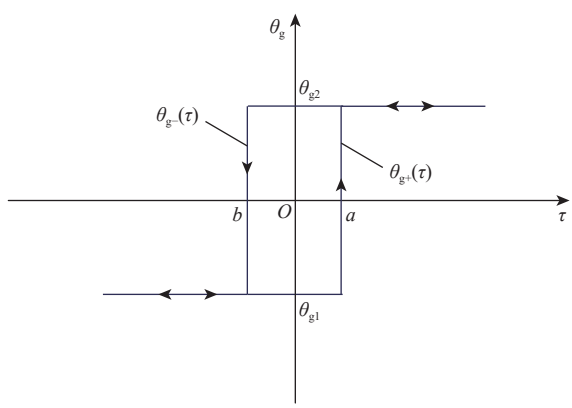


图11 减速器输入端固定时的几何误差滞回曲线

Fig. 11 Geometric error hysteresis curves with fixed inputs to the reducer

$$\theta_{g+}(\tau)=\begin{cases}\theta_{g1} & \tau\in(-\infty,a)\\ \theta_{g2} & \tau\in[a,+\infty)\end{cases} \tag{15}$$

$$\theta_{g-}(\tau)=\begin{cases}\theta_{g2} & \tau\in(b,+\infty)\\ \theta_{g1} & \tau\in(-\infty,b]\end{cases} \tag{16}$$

$$\begin{cases}\theta_{g1}=-\Delta\varphi\\ \theta_{g2}=\Delta\varphi\end{cases} \tag{17}$$

此时, 几何回差$\delta_g(\tau)$可表示为常数δ_g, 则式(14)可进一步表示为

$$\delta(\tau,\dot\tau)=\delta_e(\tau)+\delta_f(\tau,\dot\tau)+\delta_g \tag{18}$$

式中: t为加载时间; $\dot\tau$为加载速率, $\dot\tau$的变化按照测试需要规定, 可以是恒定、线性变化和非线性变化等。$\dot\tau$的函数可表示为

$$\dot\tau=\dot\tau(t) \tag{19}$$

则输出端转矩τ可以表示为

$$\tau(t)=\int_0^t\dot\tau(t)\mathrm{d}t \tag{20}$$

此时, $\delta_e(\tau)$可表示为

$$\delta_e(\tau)=\frac{\tau(t)}{K} \tag{21}$$

设减速器内外摩擦导致的耗散能为$E_f(t)$, 则$\delta_f(\tau,\dot\tau)$可表示为

$$\delta_f(\tau,\dot\tau)=\frac{\mathrm{d}E_f(t)}{\mathrm{d}\tau(t)} \tag{22}$$

将式(20)～式(22)代入式(18)中, 可以得到动态回差为

$$\delta(\tau,\dot\tau)=\frac{\int_0^t\dot\tau(t)\mathrm{d}t}{K}+\frac{\mathrm{d}E_f(t)}{\mathrm{d}\tau(t)}+\delta_g \tag{23}$$

由式(23)可知, 不同时刻的弹性变形产生的转角$\delta_e(\tau)$和摩擦产生的转角$\delta_f(\tau,\dot\tau)$存在差异, 反映出$\delta(\tau,\dot\tau)$的动态性。若想验证回差的动态性, 可以通过改变回差测试过程中的加载速率, 进而改变测试时间, 通过判断测试结果是否发生变化来进行验证。

以塑料材质齿轮减速器为例进行理论分析, 设刚度为K_1, 几何回差为$\delta_{g'}$。测试方式为等梯度加载到额定转矩τ_r, 设加载速率分别为$\dot\tau_1$和$\dot\tau_2$, 且$\dot\tau_1>\dot\tau_2$, 则$\mathrm{d}\tau_1(t)>\mathrm{d}\tau_2(t)$。假设$\mathrm{d}E_f(t)$相同, 则回差$\delta$测试结果分别为

$$\delta_{p1}(\tau_r,\dot\tau_1)=\frac{\tau_r}{K_1}+\frac{\mathrm{d}E_f(t)}{\mathrm{d}\tau_1(t)}+\delta_{g'} \tag{24}$$

$$\delta_{p2}(\tau_r,\dot\tau_2)=\frac{\tau_r}{K_1}+\frac{\mathrm{d}E_f(t)}{\mathrm{d}\tau_2(t)}+\delta_{g'} \tag{25}$$

分析可知, $\delta_{p1}(\tau_r,\dot\tau_1)<\delta_{p2}(\tau_r,\dot\tau_2)$, 即加载速率越快, 回差会越小。原因可能是: 减速器内部从一个平衡点到另一个平衡点的速率与外界输入作用速率不一致, 即齿轮系统动力学的变化速率与加载速率不一致。反应到输出轴转角的变化为: ①加载速率慢, 转角变化追得上加载速率; ②加载速率快, 加载提前到额定转矩, 此时转角还未到位。

3　实　验

3.1　测试对象

本文对 2 款小模数齿轮减速器进行实验研究, 实物如图 12 所示, 实际结构如图 13 所示。减速器 1 齿轮的材质为粉末冶金, 减速器 2 齿轮的材质为塑料, 其他规格相同, 具体如表 1 所示。减速器为行星减速器, 使用 0.22 mm 小模数圆柱直齿齿轮, 采用 4 级行星传动, 压力角为 20°, 传动比为 1 296, 电机轴齿轮通过过盈配合安装在电机输出轴上, 各级行星轮通过间隙配合安装在行星架上, 轴承为滚动轴承。

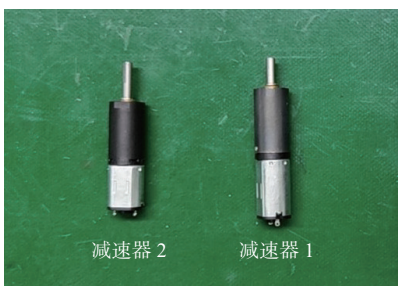


图 12　实验用减速器

Fig. 12　Experimental reducer

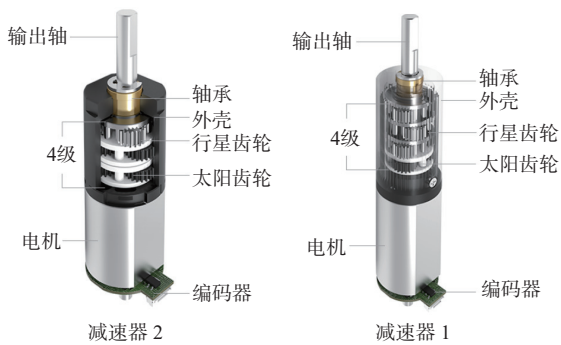


图 13　实验用减速器结构

Fig. 13　Structure of experimental reducer

表 1　减速器参数

Table 1　The parameters of reducer

减速器	材料	传动比	额定转速/(r·min^{-1})	峰值转速/(r·min^{-1})	额定力矩/(N·m)	几何回差/(′)	工作效率/%
减速器1	Fe、Cu、Ni	1 296	6.0	23.0	0.1	180.0	56
减速器2	POM	1 296	6.0	23.0	0.1	190.0	58

3.2 测试设备

考虑到目前在小型减速器回差测试领域的空白，设计了小型减速器回差测试机，如图14所示，测试机由精密机械系统，硬件系统和测试软件组成，测试机的力矩测试范围为0～10 N·m，力矩测试精度为±0.1%F.S，圆光栅分辨率为1.44。

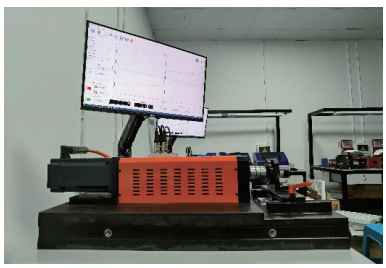


图14 测试设备

Fig. 14 Testing machine

测试时，减速器输入端抱死，负载电机由工控机通过现场总线控制驱动器进行驱动，以实现精准的转矩控制。减速器输出端的实际转角由圆光栅采集，其采集的角度数据通过现场总线传送到工控机，被测减速器的转矩变化依托力矩传感器进行高精度测试。测试软件依据测试标准对测试数据进行处理分析，得到减速器的δ、δ_g、δ_e结果。

3.3 测试方法与实验方案

本文对几何误差的滞回现象和回差的动态性展开实验研究，相关实验如下：①减速器1齿隙较大，用于探究几何误差的滞回现象；②2款减速器都进行加载速率的实验研究，用于探究回差的动态性。

测试步骤如图15所示[16]。①为输出端正向加载至额定转矩T_r；②为输出端卸载至0；③为输出端反向加载至额定转矩$-T_r$；④为输出端卸载至0；⑤为输出端再正向加载至额定转矩T_r。

本文对回差的评定依据GB/T 40731—2021标准中规定的方法，如式(11)～式(13)所示，将总回差、几何回差和弹性回差作为回差的评价指标，对摩擦回差进行简化。

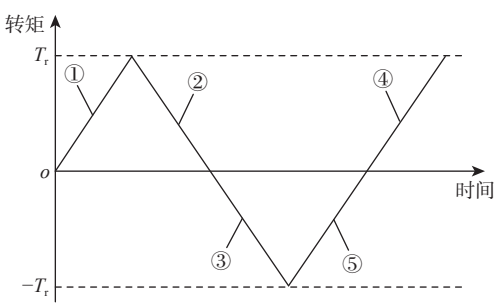


图15 测试步骤[16]

Fig. 15 Test step[16]

3.4 实验1

对减速器1进行回差测试，由于无法完全在0 N·m进行测试，加载到0.01 N·m，以减少弹性变形和摩擦的影响，曲线如图16所示。加载到0.02 N·m的测试曲线如图17所示。

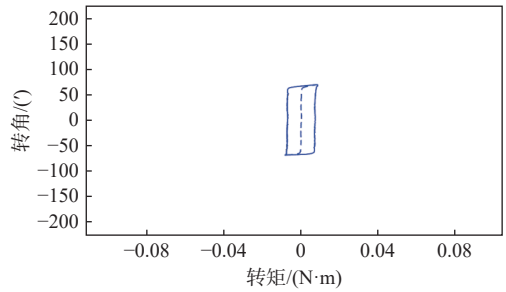


图16 加载力矩为0.01 N·m时的测试曲线

Fig. 16 Test curve when the loading torque is 0.01 N·m

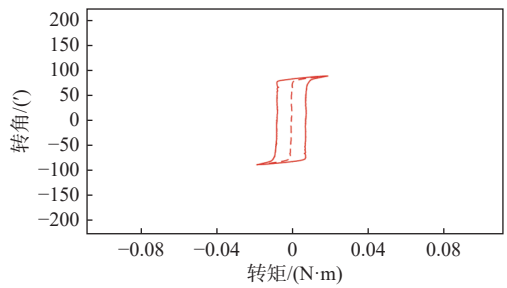


图17 加载力矩0.02 N·m时的测试曲线

Fig. 17 Test curve when the loading torque is 0.02 N·m

由测试结果可见，测试加载到0.01 N·m时的滞回曲线形状类似于矩形，与图5较为接近。在卸载及换向过程中，曲线未按照加载的轨迹返回，出现明显的滞回现象，由此可以说明几何误差存在滞回现象。

当加载到0.02 N·m时，滞回曲线形状为反向Z形，此时滞回现象较为明显，但其是几何误差、摩擦和部分弹性变形综合作用的结果。当加载到额定力矩0.1 N·m时，滞回曲线如图18所示。将图16～图18叠加为图19。

由测试结果可知，图18的滞回曲线内部包含了图16、图17的滞回曲线，2条滞回曲线的峰值点在图18的滞回曲线单向加载曲线上，图16、图18的滞回曲线的正向峰值点基本落在图18的滞回曲线的正向加载曲线上，图16、图17滞回曲线的反向峰值点基本落在图18滞回曲线的反向加载曲线

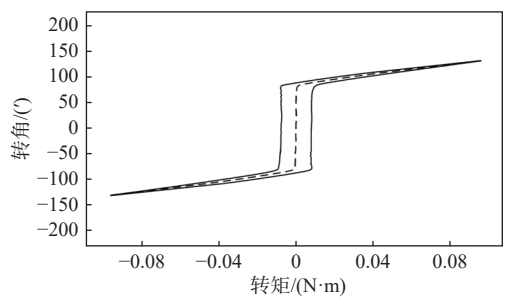


图18 加载力矩在0.1 N·m时的测试曲线

Fig. 18 Test curve when the loading torque is 0.1 N·m

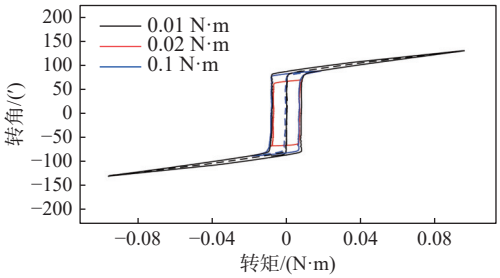


图 19　叠加的曲线

Fig. 19　Superimposed curve

上, 且峰值点与单向加载曲线的变化趋势一致。上述情况反映了减速器滞回是几何误差、摩擦和刚度的综合作用。

3.5　实 验 2

3.5.1　实验条件

减速器 1 和减速器 2 分别在不同加载速率 0.01, 0.05, 0.1(N·m)/s 进行测试。在输出轴一转范围内, 选取 3 个等间距位置进行测试, 在每个位置上采用 3 种不同加载速率进行测试, 测试加载到额定转矩。

0.05 (N·m)/s 加载速率为回差测试中的默认加载速率。为了验证加载速率的影响, 以及使测试结果更加明显, 分别增加和减少相应倍数的加载速率进行测试。减速器的常见运动方式为回转运动, 不同位置的回差可能存在差异, 因此, 选择减速器输出轴一圈中的 3 个位置 0°, 180°, 360°进行测试, 分别代表减速器在回转运动时的开始、中间和结束 3 个位置。

3.5.2　实验结果

减速器 1 在 0°测试的滞回曲线如图 20～图 22

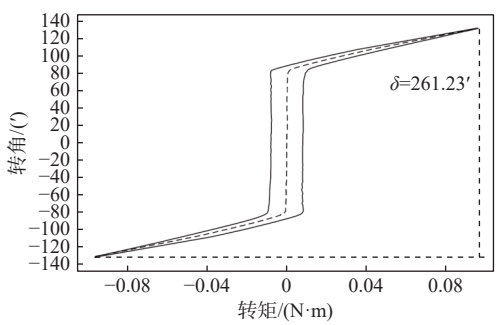


图 20　减速器 1 以加载速率为 0.01 (N·m)/s 时的测试曲线

Fig. 20　Test curve of reducer 1 at a loading rate of 0.01 (N·m)/s

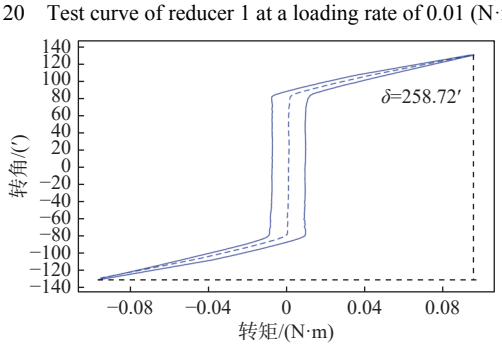


图 21　减速器 1 以加载速率为 0.01 (N·m)/s 时的测试曲线

Fig. 21　Test curve of reducer 1 at a loading rate of 0.01 (N·m)/s

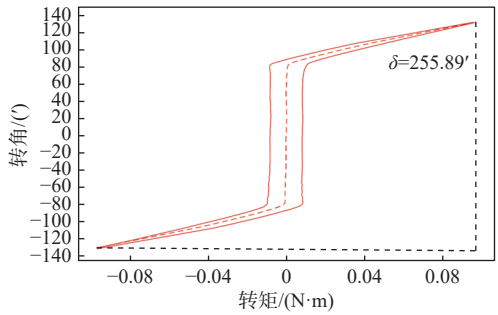


图 22　减速器 1 以加载速率为 0.01 (N·m)/s 时的测试曲线

Fig. 22　Test curve of reducer 1 at a loading rate of 0.01 (N·m)/s

所示, 按照工程实践的经验, 取额定转矩 10% 处的回差值为几何回差, δ、δ_g、δ_e的结果如表 2～表 4 所示。

表 2　减速器 1 的总回差测试结果

Table 2　Experiment results of total lost motion of reducer 1

加载速率/(N·m·s^{-1})	δ/(′)			平均值/(′)
	0°	180°	360°	
0.01	261.23	260.32	260.28	260.61
0.05	258.72	257.29	258.91	258.31
0.1	255.89	255.27	254.37	255.18

表 3　减速器 1 的几何回差测试结果

Table 3　Experiment results of geometric lost motion of reducer 1

加载速率/(N·m·s^{-1})	δ_g/(′)			平均值/(′)
	0°	180°	360°	
0.01	88.32	88.97	87.29	88.19
0.05	88.68	88.46	88.77	88.64
0.1	87.96	87.69	88.54	88.06

表 4　减速器 1 的弹性回差测试结果

Table 4　Experiment results of elastic lost motion of reducer 1

加载速率/(N·m·s^{-1})	δ_e/(′)			平均值/(′)
	0°	180°	360°	
0.01	172.91	171.35	172.99	172.42
0.05	170.04	168.83	170.14	169.67
0.1	167.93	167.58	165.83	167.11

减速器 2 在 0°测试的滞回曲线如图 23～图 25 所示, δ、δ_g、δ_e的结果如表 5～表 7 所示。

3.5.3　结果分析

1) 从滞回曲线形态上看, 减速器 1 的滞回曲线为反 Z 形, 曲线在靠近 0 N·m 位置附近的包络面积大, 远离 0 N·m 位置附近的包络面积小, 表现为中间宽、两边窄, 反映出减速器的几何间隙较大; 减速器 2 的滞回曲线为 S 形, 曲线在靠近 0 N·m 位置附近的包络面积小, 远离 0 N·m 位置附近的包络面积

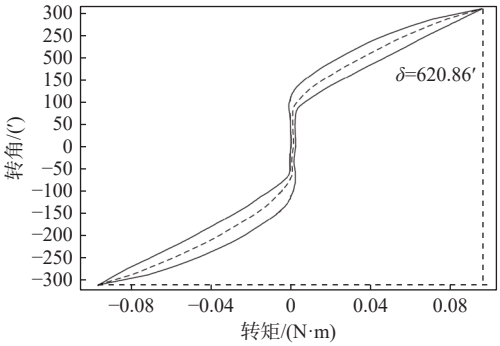


图 23 减速器 2 以加载速度 0.01 (N·m)/s 时的测速曲线

Fig. 23 Test curve of reducer 2 at a loading rate of 0.01 (N·m)/s

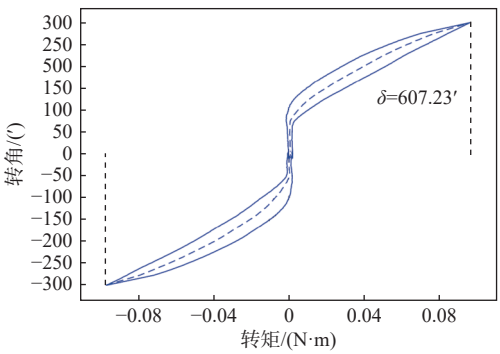


图 24 减速器 2 以加载速率为 0.05 (N·m)/s 时的测速曲线

Fig. 24 Test curve of reducer 2 at a loading rate of 0.05 (N·m)/s

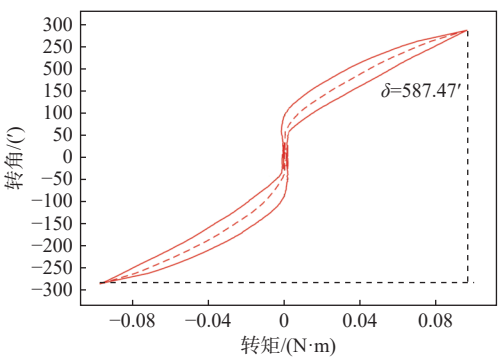


图 25 减速器 2 以加载速率为 0.1 (N·m)/s 时的测速曲线

Fig. 25 Test curve of reducer 2 at a loading rate of 0.1 (N·m)/s

大，表现为中间窄、两边宽，反映出几何间隙小，弹性变形大。

2）从数值结果上看，减速器 1 的回差值δ随加载速率上升有小幅度减小，每次递减约 3′，几何回差值δ_g较为接近，弹性回差值δ_e随加载速率的增加而减小；减速器 2 随着加载速率的增加，总回差值δ和弹性回差δ_e都呈下降趋势每次递减约 10′，几何回差δ_g变化不大，反映出回差的动态性。

3）原因分析。受齿轮材质的影响，减速器 1 为金属齿轮，减速器 2 为塑料齿轮，相比之下，塑料齿轮更容易受到加载速率的影响，当加载速率较快时，加载提前到额定转矩，此时转角还未到位。

通过上述分析发现：①加载速率对减速器对回差有影响；②回差具有动态性，主要原因是减速器滞回受加载速率的影响；③不同材质的减速器的回差受到加载速率的影响存在差异。

表 5 减速器 2 的总回差测试结果

Table 5 Experiment results of total lost motion of reducer 2

加载速率/(N·m·s^{-1})	δ/(′)			平均值/(′)
	0°	180°	360°	
0.01	620.86	619.37	621.33	620.52
0.05	607.23	608.11	608.92	608.09
0.1	587.47	589.23	588.26	588.32

表 6 减速器 2 的几何回差测试结果

Table 6 Experiment results of geometric lost motion of reducer 2

加载速率/(N·m·s^{-1})	δ_g/(′)			平均值/(′)
	0°	180°	360°	
0.01	261.25	260.42	260.61	260.76
0.05	260.31	260.39	260.82	260.51
0.1	259.91	260.30	260.77	260.33

表 7 减速器 2 的弹性回差测试结果

Table 7 Experiment results of elastic lost motion of reducer 2

加载速率/(N·m·s^{-1})	δ_e/(′)			平均值/(′)
	0°	180°	360°	
0.01	359.61	358.95	360.72	359.76
0.05	346.92	347.72	348.10	347.58
0.1	327.56	328.93	327.49	327.99

3.6 应用价值

通过上述实验研究验证了本文滞回模型的有效性和回差的动态性，为后续应用提供了方向。例如，在减速器回差设计中有 2 个新方向：①综合考虑齿轮材质、载荷的变化快慢、工作温度变化等因素的影响，通过改变减速器内部平衡状态变化速率来改变回差及实现“零回差”；②“动态回差”设计，从控制工程的角度出发，实现减速器的回差根据工作状况实现“自调整”。

对于回差测试来说，了解回差的动态性更有意义。以本文减速器 2 为例，发现加载速率会对测试结果有影响，但现有减速器回差测试标准中，对测试设备、测试步骤、测试位置和采样点数等做了相应的要求，对加载速率比没有提出要求。因此，若想保证减速器回差测试结果的准确可靠，需要考虑加载速率的影响，对此有 2 条建议：①加载速率要慢，降低输入对系统内部的影响，但这会导致测量效率降低等问题；②增加测试指标，在对回差测试前，先测得最佳加载速率，在此加载速率下，测试结果更可靠。

4 结　论

1) 指出减速器的滞回是几何误差、摩擦和弹性变形共同作用的结果, 为此, 建立了包括几何误差的减速器滞回新模型, 并证实其有效性。

2) 通过减速器滞回新模型, 发现了减速器回差的动态性, 推导了动态回差公式, 并进行了实验验证。

3) 发现加载速率对回差测试有影响, 不同材质减速器受到加载速率的影响不同, 其中, 塑料齿轮减速器更易受到影响。

参考文献（References）

[1] SPREKELS J, BROKATE M . Hysteresis and phase transitions[M]. Berlin: Springer, 1996: 28-52.

[2] EWING J A. Experimental researches in magnetism[J]. Philosophical Transactions of the Royal Society of London, 1885, 176: 523-640.

[3] 徐航. 精密减速器回差测量与评价体系研究[D]. 北京: 北京工业大学, 2018: 27-44.
XU H. Research on measurement and evaluation system of precision reducer lost motion[D]. Beijing: Beijing University of Technology, 2018: 27-44(in Chinese) .

[4] XU H, SHI Z Y, YU B, et al. Optimal measurement speed and its determination method in the transmission precision evaluation of precision reducers[J]. Applied Sciences, 2019, 9(10): 2146.

[5] 程慧明, 石照耀, 于渤, 等. 服务机器人小型关节回差测量的实验研究[J]. 仪器仪表学报, 2020, 41(5): 48-57.
CHENG H M, SHI Z Y, YU B, et al. Experiment research on hysteresis measurement of the small-size joint of service robot[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020, 41(5): 48-57(in Chinese).

[6] TAGHIRAD H D, BÉLANGER P R. Modeling and parameter identification of harmonic drive systems[J]. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, 1998, 120(4): 439-444.

[7] DHAOUADI R, GHORBEL F H, GANDHI P S. A new dynamic model of hysteresis in harmonic drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2003, 50(6): 1165-1171.

[8] SUSHANT M D. Dynamic hysteresis modeling and applications [D]. Huston: Rice University, 2004: 28-46.

[9] 郑杰基, 陈凌宇, 范大鹏, 等. 双电机精密传动机构消隙方法研究[J]. 中国机械工程, 2022, 33(22): 2684-2692.
ZHENG J J, CHEN L Y, FAN D P, et al. Research on backlash elimination method of dual-motor precision transmission mechanisms[J]. China Mechanical Engineering, 2022, 33(22): 2684-2692 (in Chinese).

[10] 赵国峰, 樊卫华, 陈庆伟, 等. 齿隙非线性研究进展[J]. 兵工学报, 2006, 27(6): 1072-1080.
ZHAO G F, FAN W H, CHEN Q W, et al. A survey on backlash nonlinearity[J]. Acta Armamentarii, 2006, 27(6): 1072-1080(in Chinese).

[11] ZHANG X, JIANG G D, ZOU C, et al. Modeling of compliance and hysteresis with erasure property in harmonic drive by active loading[C]//Proceedings of the 2017 IEEE International Conference on Cybernetics and Intelligent Systems and IEEE Conference on Robotics, Automation and Mechatronics. Piscataway: IEEE Press, 2017: 439-445.

[12] 房建成, 陈萌, 李海涛. 磁悬浮控制力矩陀螺框架系统谐波减速器的迟滞建模[J]. 光学 精密工程, 2014, 22(11): 2950-2958.
FANG J C, CHEN M, LI H T. Hysteresis modeling for harmonic drive in DGMSCMG gimbal system[J]. Optics and Precision Engineering, 2014, 22(11): 2950-2958(in Chinese).

[13] TAO G, KOKOTOVIC P V. Continuous-time adaptive control of systems with unknown backlash[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1995, 40(6): 1083-1087.

[14] MORRIS K A. What is hysteresis?[J]. Applied Mechanics Reviews, 2011, 64(5): 050801.

[15] 石照耀, 程慧明, 朱逸文, 等. 服务机器人小型关节综合性能测试机[J]. 光学 精密工程, 2020, 28(8): 1707-1714.
SHI Z Y, CHENG H M, ZHU Y W, et al. Testing machine for small-size electro-mechanical actuator used in robots[J]. Optics and Precision Engineering, 2020, 28(8): 1707-1714(in Chinese).

[16] 石照耀, 徐航, 韩方旭, 等. 精密减速器回差测量的现状与趋势[J]. 光学 精密工程, 2018, 26(9): 2150-2158.
SHI Z Y, XU H, HAN F X, et al. Current status and trends in precision reducer lost motion measurement[J]. Optics and Precision Engineering, 2018, 26(9): 2150-2158(in Chinese).

[17] 石照耀, 徐航, 林家春, 等. 精密减速器回差测量与评价体系研究[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(6): 56-63.
SHI Z Y, XU H, LIN J C, et al. Research on measurement and evaluation system of precision reducer lost motion[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(6): 56-63(in Chinese).

[18] PARLITZ U, HORNSTEIN A, ENGSTER D, et al. Identification of pre-sliding friction dynamics[J]. Chaos, 2004, 14(2): 420-430.

[19] 国家市场监督管理总局, 国家标准化管理委员会. 精密减速器回差测试与评价方法: GB/T 40731—2021[S]. 北京: 中国标准出版社, 2021.
State Administration for Market Regulation, Standardization Administration of the People's Republic of China. Method of test and evaluation for lost motion of precision reducer: GB/T 40731—2021[S]. Beijing: Standards Press of China, 2021(in Chinese).

Hysteresis model of reducer and its application

CHENG Huiming，SHI Zhaoyao*

(Beijing Engineering Research Center of Precision Measurement Technology and Instruments，Beijing University of Technology，Beijing 100124，China)

Abstract：A reducer is a typical hysteresis system, and the hysteresis affects its transmission performance. The existing hysteresis models of reducers usually ignore the hysteresis characteristics of geometric errors and treat them as constants, which results in the inability of these models to fully reflect the hysteresis characteristics of reducers. In order to better understand the mechanism behind gear reducer hysteresis, this paper theoretically analyzes the effects of friction, elastic deformation, and geometric errors on the phenomenon. Additionally, it develops a new model for gear reducer hysteresis that takes geometric error hysteresis characteristics into account. The model's practical application reveals the dynamic characteristics of the lost motion in the reducer, and a dynamic lost motion formula is deduced. Experimental research verifies the influence of geometric errors on the reducer hysteresis and confirms the effectiveness of the hysteresis model. By changing the loading rate during the lost motion test, the dynamic characteristics of the lost motion are verified. It was found that different materials have different effects on the loading rate. For every 0.05 (N·m)/s increase in the loading rate, the lost motion test results of the small metal gear reducer and the small plastic gear reducer with a modulus of 0.22 mm decrease by about 3′ and 10′, respectively.

Keywords：reducer；hysteresis model；lost motion；dynamic characteristics；loading rate

Received：2023-02-15；**Accepted**：2023-04-23；**Published Online**：2023-05-10 16：54

URL：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230510.1423.005

Foundation item：Shenzhen Techmical Key Projects (JSGG20220831104001002)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0014

飞机环控系统发动机动态引气地面试验设备总体设计方法

吴豪，郑永贵，刘猛*，王浚
(北京航空航天大学 航空科学与工程学院，北京 100191)

摘　　要：飞机环控系统(ECS)在动态工作时的故障是困扰环控系统设计和改进的一大难题。传统ECS地面试验设备只具备稳态供气或小范围慢速动态供气的能力，难以复现ECS在空中快速剧烈动态引气的环境。为弥补环控系统动态试验能力的不足，建立了参数覆盖范围最大、动态指标最高的环控引气双发动态模拟试验台，可以为环控系统模拟不同发动机在不同工作状态下的动态引气环境。使用总阀调压、冷热掺混调温的方式实现温度压力联合调节，合理分配各环节阻力关系以减弱调压-调温过程的耦合；使用旁路加热器供热、换热器换热的方式保证温度调节的快速性；采用双阀联动控制保证压力调节的大范围和高精度，双流量计互补测量以保证稳态测量精度和动态测量速度；基于传统分布式控制系统建立反射内存卡快速交互网络，实现控制系统的快速响应，采用基于专家系统的查表比例积分微分(PID)算法提升控制器的控制效果。试验结果显示所设计试验台具备快速、大覆盖范围的动态调温调压能力。

关 键 词：飞机环控系统；发动机引气；环境模拟；流体输运；解耦控制；动态控制
中图分类号：V245
文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2025)02-0573-11

飞机环境控制系统(environmental control system, ECS)在飞机运行时起着保护乘员、电子设备散热、机翼防除冰等重要作用，其正常稳定运行是飞行安全的关键[1]。为保证飞机环控系统运行时的可靠性和环境适应性，通常会在地面开展大量的环境模拟试验来验证其在不同飞行状态和供气环境下的工作能力[2]，发现潜在的问题，进行适当改进。

由于飞机环控系统涉及到乘员舒适性甚至生命安全，是国内外航空科研、工程人员的关注重点[3-5]。国内相关的飞机环控系统试验设备绝大部分只能提供稳态供气环境或者弱动态供气环境，试验设备供应的温度、湿度、压力、流量等状态参数通常是某一不变的设定值或可在某个区间缓慢变化。在这种供气环境下，对飞机环控系统的考核和评价也只能反映其在稳态环境下的工作情况。而飞机在执行任务过程中，都会经历飞行状态快速变化的情况，对应的环控系统的供气状态也会快速变化。尤其是对于高性能战机，在飞行任务过程中常常会出现飞行状态的快速变化。在飞机飞行状态发生快速变化的过程中，伴随的快速爬升、下降、发动机的转速变化会引起环控系统供气状态的快速变化。这种情况下，飞机环控系统所需要承受的供气状态的突变和冲击往往是无法在传统稳态地面试验设备中测试和验证的。且动态冲击相对于稳定状态而言具备更大的破坏性，对环控系统正常工作带来更大的威胁，更易使得飞机环控系统出现故障和失效[6]。当飞机环控系统在动态过程中出现故障时，由于变化过程的瞬态性和快速性，通常难以准确定位和复现出现故障对应的工况，故而也就难以通过飞行参数数据来准确确定某些关键传感

收稿日期：2023-01-11；**录用日期**：2023-03-13；**网络出版时间**：2023-03-24 08:47
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230323.1114.001
*通信作者. E-mail：liumeng@buaa.edu.cn

引用格式：吴豪，郑永贵，刘猛，等. 飞机环控系统发动机动态引气地面试验设备总体设计方法[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：573-583. WU H，ZHENG Y G，LIU M，et al. Overall design method of ground test equipment for engine dynamic air bleed of aircraft environmental control system[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：573-583 (in Chinese).

器在故障时刻的测量值，这也就显著加大了工作人员分析故障、排查问题的难度。

美国作为世界上航空工业起步较早，航空工业体系最为完备先进的国家，其代理商分包的运营模式成就了一大批军工巨头。其中，霍尼韦尔、利勃海尔等公司在飞机环控系统的设计和改进上都积累了很多经验，拥有自己的地面试验设备[7-9]。利勃海尔公司拥有一套较为完善的供气系统（air system integration, ISA）用于开展飞机空调系统和相关设备的测试[10]。该供气系统可以为被试件提供0.01～0.4 MPa和−60～700 ℃的气流，利用压力和温度调节阀及加热装置来实现压力和温度的分配。美国国际自动机工程师学会制定了完整的飞机环控系统测试体系和对应的标准[11]。在该标准中明确指出了飞机环控系统的测试内容和对应的方法。标准中将飞机环控系统分为气动系统和空调系统2个部分，涉及到的地面瞬态测试的内容包括集成性兼容性测试以及整体表现测试2个部分。瞬态测试方法是在地面动态调节飞机发动机的工作状态，并根据指定测点的检测数据来判断其集成性兼容性和整体表现。这种依赖机载发动机工作的测试方法虽然简单有效，但缺乏扩展性。

上海飞机设计研究院建成了一套可以在地面模拟飞机发动机动态引气的试验台[12]，用来开展飞机环控系统地面试验。该试验台可以模拟最高2.4 MPa的供气压力，最高约650 ℃的供气温度。但试验台的模拟引气严重依赖加热器的工作温度和热惯性，供气温度的快速调节稳定时间大约在几十秒的量级。

为弥补中国飞机环控系统动态设计能力、动态试验条件的不足，为新型飞机的环控系统改进和设计提供地面支撑，建立一个可以在地面模拟不同发动机不同动态引气特性的试验室，从而开展多种类飞机环控系统动态引气试验变得必要而迫切。于2020年底建成了目前引气参数覆盖范围最大、动态指标最高的环控系统发动机动态引气试验设备—环控引气双发动态模拟试验台[13]。该试验台的最大模拟供气压力超过3.5 MPa，最大模拟供气温度超过650℃，总最大供气量不低于64 000 kg/h，可以同时动态模拟飞机发动机9级引气、5级引气及外涵道引气。试验台供气参数覆盖了目前绝大多数的环控系统发动机引气参数，具备不同发动机环控系统动态引气的模拟能力。

模拟动态引气过程需要面对许多工程难题[14]，主要包括：①供气温度、压力耦合问题；②供气参数高速度、大跨度问题；③控制系统快速性、实时性问题。本文介绍了环控引气双发动态模拟试验台的总体设计方法。文献[13]介绍了实验系统的总体流程。本文从设计角度出发，详细讨论试验台的设计过程和处理方法。从压力、温度的快速控制方案开始，到压力、温度控制的解耦方法，再到大跨度调节、测量的改进性设计，以及控制系统的实时性改进，里面涉及一系列设计难点和细节处理，最终完成了大跨度、高动态的引气系统的设计。

1 试验台总体设计

1.1 试验台基本要求

按照试验需求，环控引气双发动态模拟试验台需要包含高压9级供气路两路、中压5级供气路两路及低压外涵道冷却供气路两路，总共六路的供气环境模拟。上述六路供气路共同模拟2个发动机的9级引气、5级引气及外涵道引气。每路供气都需要实现压力/流量快速调节及温度的快速调节，且压力、温度调节互相独立。压力稳态控制精度为±1.0%，压力动态控制精度为±10%；温度稳态控制精度为±2℃，温度变化率动态控制精度为±10%。测试精度要求压力优于±0.25%、流量优于±1.0%，热电偶优于±0.5%FS。试验台在满足上述动态调节要求的同时，还要求供气的压力、流量、温度需要覆盖足够的跨度，保证该试验台具备不同型号发动机引气的模拟能力。该试验台的引气参数要求如表1所示。

上述供气需求有3个难点：

1）速度快。试验台供气的最大压力变化率为1 000 kPa/s，最大温度变化率为90 ℃/s，即试验台需要在几秒之内实现发动机慢车供气到快车供气模拟的切换，这对试验台调节设备的快速性提出了很高的要求。

2）强耦合。供气压力和供气温度2个参数互相干扰制约。通常情况下，当供气压力/流量发生变化时，由于加热设备本身的惯性，供气温度难以跟

表1 环控引气双发动态模拟试验台引气参数要求

Table 1 Air bleed parameter requirements of environmental control air bleed dual-engine dynamic simulation test bench

供气环境	出口压力（绝压）/MPa	压力变化率/（kPa·s^{-1}）	可控制压力范围/MPa	出口温度/℃	加温变化率/（℃·s^{-1}）	可控制温度范围/℃	出口流量/（kg·h^{-1}）
高压9级引气路	0.101～3.5	50～1 000	0.2～3.5	20～650	5～90	40～650	0～8 000
中压5级引气路	0.101～2.5	50～800	0.2～2.5	20～500	5～90	40～500	0～8 000
低压外涵引气路	0.101～0.8	2～20	105～220	20～150	5～40	20～150	0～15 000

得上压力/流量的变化, 会随之产生波动; 同样, 当供气的加热功率发生变化时, 供气温度的变化也会改变供气压力, 只是这种干扰相对于压力变化对温度的干扰没那么强烈, 但由于本文试验台对供气温度变化的速率要求很高, 因此, 供气温度变化带来的对供气压力的干扰也无法忽略。

3) 跨度大、精度高。试验台的供气压力、流量、温度的范围很大, 但还需要在如此大跨度的情况下保证足够的控制精度和测量精度, 这不仅对选用的设备和仪器提出了高要求, 还需要在系统设计过程中充分考虑如何设置合理的控制方法和测量方法。

1.2　试验台流程设计方法

为满足试验台的动态供气需求, 从压力调节、温度调节两方面分别开展设计。由于试验台共需要有六路供气, 而每路供气的动态需求均有相似性(温度、压力可以相互独立快速调节, 且调节范围较大), 故将六路供气设计成相同的流动控制形式。以最严酷的高压 9 级引气模拟来作为设计对象开展分析, 剩余供气路形式相同。

1.2.1　压力调节方法

由于试验台侧重于动态供气, 强调短时间内提供足够量的高压气体, 因此, 需要提前准备大容量的高压储气罐作为气源, 来给系统提供足够的势能。环控系统对于模拟供气试验台而言可以看成一个阻力元件, 想要提供特定的流量和压力, 只需要在环控系统下游设置特定的背压调节阀作为阻力调节元件, 并在储气罐下游设置调节阀控制流量。如图 1 所示, 储气罐存储 4 MPa 的高压气体, 提供驱动整个系统的势能, 快速调压阀(气动式)和背压调节阀(电动式)共同作用来保证环控系统入口的供气压力, 某个供气压力对应的供气流量需要根据整个管路系统的阻力来确定, 而这个阻力可以通过调节背压调节阀来控制。

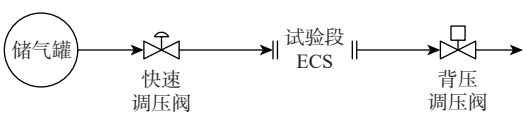


图 1　试验台供气压力/流量调节方法

Fig. 1　Air supply pressure/flow regulation method of test bench

在动态调压过程中, 背压调节阀固定开度, 通过调节快速调压阀的开度来改变系统的压力和流量, 且系统流程和阻力确定后, 压力调节和流量调节是同步的, 即供气流量的增大会提升供气压力, 减小供气流量也会降低供气压力, 这也与环控系统发动机引气的规律一致。

1.2.2　温度调节方法

高压 9 级引气路要求供气温度的最大变化率为 90 ℃/s, 传统的电加热器加热调温的方式热惯性过大, 难以实现如此快速的调温。为实现温度的快速调节, 需要采用冷热掺混的方式, 即提供冷热两路气体, 当需要低温供气时, 关闭热路供气并开启冷路供气, 而当需要高温供气时, 开启热路供气并关闭冷路供气。冷热两路的温度差和调节阀的运动速度决定了温度的调节速度。

温度调节环节的设计结构如图 2 所示。气源供应的低温(常温)气体被分为两路, 一路经过换热器的加热后与另一路常温气体掺混, 形成指定温度的气流, 供应向试验段。2 个快速调温阀开度互补, 当一个开大时, 另一个则关小。电加热器作为加热元件, 并不直接对供气管道内的气体加热, 而是通过风机给加热器提供稳定的常压气流, 通过换热的方式加热供气管道内的带压气体。这种方式一方面可以避免供气管道内气流中断导致的加热器干烧; 另一方面加热器始终在常压环境下运行, 无需承受高压, 降低了加热器的制造难度; 最重要的是, 这种加热方式可以在管道内流量快速切换的过程中凭借换热器的热容实现供气管道内空气的快速加热, 避免了加热器惯性过大而导致的加热速率不够的问题。换热器作为核心换热设备, 需要承受高温高压, 同时还应具备足够热容来保证流量快速冲击时能提供足够的换热量。

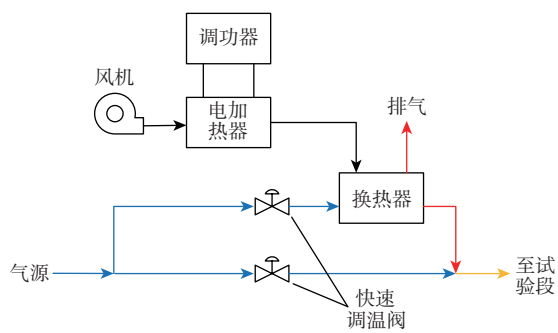


图 2　试验台供气温度调节方法

Fig. 2　Air supply temperature adjustment method of test bench

试验过程中, 风机和加热器保持稳定工作状态, 当需要快速调温时, 只需调节快速调温阀, 即可实现冷热两路的掺混流量调节, 从而快速改变掺混后的供气温度。

1.2.3　压力温度解耦方法

1.1 节提到, 常规供气管道的压力和温度是存在耦合的, 为了从系统流程层面尽量削弱供气压力和温度的耦合, 需要保证如下 2 点。

1) 压力/流量的变化对温度掺混管路的流量分配不会产生明显的影响。

2) 温度掺混管路中的流量切换不会对整个管

路系统的压力分配产生明显的影响。

根据上述需求，将压力调节和温度调节整合，如图3所示[15]，其中，实线为气路走向，虚线为测量信号走向。压力调节和温度调节流程进行了简单的串联，但这种供气形式却从架构上实现了压力和温度的相互独立调节。当快速调压时，快速调压阀进行快速运动，此时管路内的供气流量发生变化，但由于调温路的整体阻力没有改变，分配到2个支路的流量比不变，故而不会影响到调温路的流量分配，掺混的温度则不会改变；当需要快速调温时，调节2个快速调温阀的开度，由于调温管路是并联形式，且2个调温阀开度互补，只要整个管路系统的阻力分配设计得合理，并联支路的阻力变化给整个供气管路带来的阻力变化就不明显，这使得管路系统的整体压力分布和流量就会相对稳定。

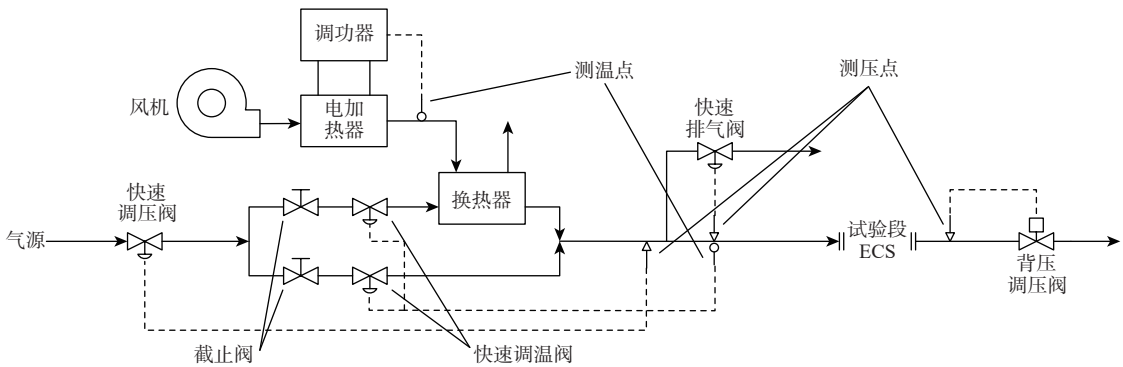


图3 试验台调压调温流程[15]

Fig. 3 Pressure regulation and temperature adjustment process of test bench[15]

图3中的掺混调温段额外增加了2个截止阀，是因为换热器所在支路的管路阻力相对于另外一条常温并联支路而言较大，增加截止阀可以适当配平2个并联支路的阻力。如果没有进行阻力配平，换热器支路的阻力会明显大于常温支路的阻力，这使得管道在冲压过程中换热器支路的气压上升速度较慢，而另一条常温并联支路气压上升较快，常温支路的气流可能会回流至换热器给换热器冲压，如图4所示。这种回流现象一方面会明显阻碍试验段的冲压过程，另一方面会使得调温环节失效。而截止阀的阻力配平设计就可以消除这种风险。

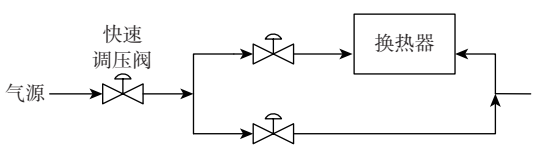


图4 冲压过程中的回流现象

Fig. 4 Backflow phenomenon in stamping process

在试验段入口前方还设置了一个旁路，并安装了快速排气阀。该设计一方面可以保证当试验段需要立即停止供气时可以打开排气旁路；另一方面如果上游供气出现故障，排气旁路可以根据预先设定的安全排气压力实现紧急泄压。

在压力、温度调节过程中，可以利用控制系统采集的压力、温度测量信号实现各个阀门的自动控制。由于在系统流程上充分减弱了总供气路和调温路的流量影响关系，流量调节机构和管道的阻力关系也进行了特殊的设计，因此，这种解耦方法最大限度地解除了供气压力和供气温度的耦合，压力和温度的自动控制系统的设计也得到了显著的简化。

1.2.4 大跨度、高精度适应性改进

图3的供气流程可以满足动态供气的需求，但该供气流程从实现层面来讲难以应对大跨度调节和测量需求，主要原因包括2个方面：

1）对于主要的执行机构（调节阀）而言，其固有可调比通常只能做到50，精密设计的调节阀的固有可调比也难以超过100，这种固有可调比的快速调压阀无法保证实现0.2～3.5 MPa大跨度调节，即使关至最小开度，快速调压阀出口的流量仍然过大，使得试验段的供气压力无法下探至0.2 MPa。

2）对于测量元件（传感器）而言，尤其是流量传感器，工程上常用的高精度的科里奥利流量计，其阻力相对较大，对于管道动态调压是很大的障碍，而阻力较小的阿牛巴流量计在测量精度上又难以达到要求。

为满足调节和测量的苛刻要求，对原供气流程进行了优化改进，其流程如图5所示，改进内容包括调压环节改进和流量测量环节改进2个方面：

1）采用双快速调节阀代替原先的单一快速调压阀。在原先的单一的快速调压阀的基础上增加一个放空的小型快速调节阀，2个阀门形成主-副协调的关系，开度互异。当主阀全开时，小阀全关；当主阀开至最小时，小阀打开。这种配合方式可以实

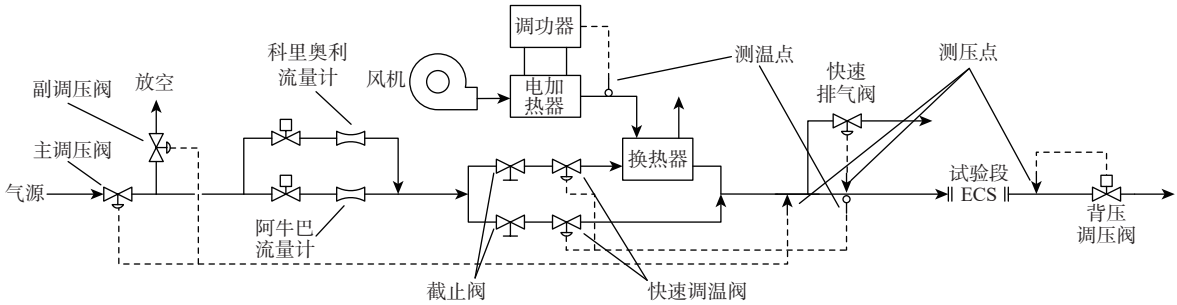


图 5　试验台单路供气流程

Fig. 5　Single-branch air supply of test bench

现在主阀小开度的情况下，管路系统内的流量维持在更低的数值，从而下探试验段入口的供气压力。

2）采用科里奥利流量计和阿牛巴流量计并联安装的方式兼顾不同的应用场景。当需要开展动态调压试验时，开启阿牛巴流量计支路，关闭科里奥利流量计支路，降低管路阻力；当不需要开展动态调压试验时，关闭阿牛巴流量计支路，开启科里奥利流量计支路，保证测量精度。

经过上述设计迭代，最终形成了环控系统发动机动态引气模拟设备的高压 9 级引气模拟的系统流程（见图 5），剩余 5 路引气模拟的流程形式与图 5 相同，只是设备、管道等配件的选型参数需要针对性的调整。

首先，环控引气双发动态模拟试验台的设计聚焦最核心的压力、温度的动态调节方法；其次，考虑从系统架构上改进设计从而尽量消除供气压力和温度的耦合；最后，从工程实现角度来开展针对性改进以满足动态调节、测量的需求。本文系统流程从架构上实现了压力/流量的快速、解耦调节，同时满足了动态性和覆盖性的需求，充分考虑了设备的适用性和可实现性，从设计层面上为试验台的搭建打好了基础。

1.3　阀门管道优化设计

第 1、2 节的系统设计工作从流程上给出了该环控系统发动机动态引气模拟试验台的基本方案，但如何保证试验台能够正常运行且实现预设的功能，仍需要对一些细节进行处理。

1.3.1　调压阀和调温阀匹配

在系统流程设计中提到，在处理压力温度联合调节时，将调压环节和调温环节进行了直接的串联。但直接的串联并不能完全解除压力和温度的耦合，压力、温度调节过程中还会面临很多实际问题，因此，还需要对调压环节和调温环节开展进一步处理。

1）调压阀和调温阀的阻力关系。试验段供气压力需要在 0.2～3.5 MPa 范围内任意调节，调压阀在调节过程中需要保证可以承担绝大部分的系统压降。即调温环节对管路系统的阻力应该尽量小，而调压阀应该保证在小开度情况下阻力尽量大，使得管路系统的绝大部分压降都可以落在调压阀的进出口。否则无论如何控制调压阀，系统压降的一大部分都落在了调温环节上，这会导致试验段入口的压力可调范围严重受限。这是指导管路系统中调节阀 Kv 值选择的重要依据。

2）调压阀和调温阀的流量特性。为保证温度调节在任何温度段内都具备良好的可调性，调温阀以线性流量特性最宜，线性流量特性可以保证调温阀开度与对应的冷热掺混流量基本呈线性的关系。对于调压阀而言，理论上阀门开度与对应的流量也呈线性关系可以保证最优的调节效果，但作为管路系统中的主阀门，无法保证其在任何情况下都承担系统的主要压降，这就会导致主阀门的流量特性在实际工作时会发生畸变[16]。定义压降比 s 为调节阀全开时调节阀两端的压降与管路系统总压降之比：

$$s=\frac{\Delta P_{\mathrm{v,min}}}{\Delta P_{\mathrm{sys}}} \tag{1}$$

式中：$\Delta P_{\mathrm{v,min}}$为调节阀全开时两端的压降；$\Delta P_{\mathrm{sys}}$为管路系统的总压降。则在串联管路中，调节阀的实际流量特性 $f'(x)$与固有流量特性 $f(x)$之间会存在如下关系：

$$f'(x)=f(x)\sqrt{\frac{1}{s+(1-s)f^2(x)}} \tag{2}$$

式中：x 为阀门的相对开度。

阀门实际流量特性如图 6 和图 7 所示，其中，图 6 为线性阀门的流量特性畸变，图 7 为等百分比阀门的流量特性畸变。

从图 6 和图 7 可以看出，s=1 的曲线对应的是阀门两端压降就是管路系统的总压降时的流量特性，此时的流量特性就是阀门的固有流量特性，没有畸变。而当调节阀两端压降在管路系统总压降中的占比越来越小时，调节阀的实际流量特性的变

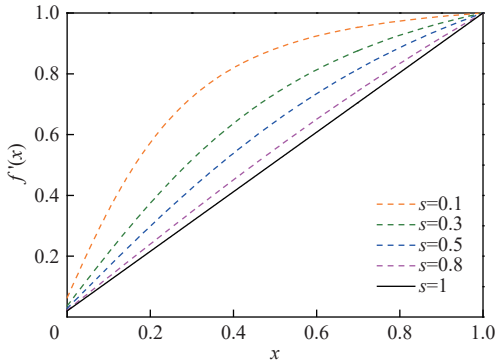


图6 线性阀门流量特性畸变

Fig. 6 Distortion of flow characteristics of linear valve

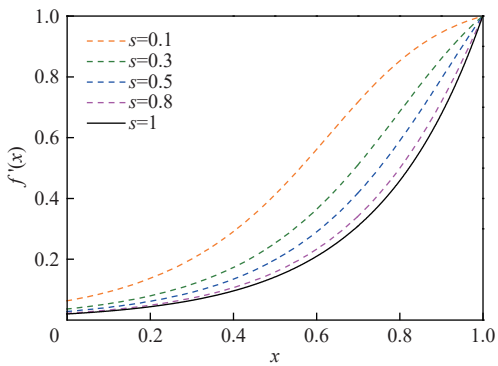


图7 等百分比阀门流量特性曲线

Fig. 7 Flow characteristics of equal percentage valve

化越越来越明显。图6中的线性阀门在流量畸变严重时，小开度范围内的流量变化对开度非常敏感，而大开度范围内的流量变化对开度的反应却很迟钝，这不利于实际的流量控制。但对于等百分比流量特性的阀门而言（见图7），流量畸变反而会使得阀门开度与实际流量的关系逐步趋近于线性化，这对于阀门的流量控制而言更加有利。因此，基于上述分析和权衡，将调压阀门选为等百分比流量特性的阀门，提升其在实际工作情况下对流量的可调性。

1.3.2 温度惯性控制与管道设计

试验段入口处的最严峻供气状态是气压为3.5 MPa、温度为650 ℃的高温高压气流，通常在管道设计时还会考虑到冗余量，因此，从换热器出口到试验段入口部分的管道需要承受同时超过3.5 MPa的高压和650 ℃的高温，这就要求这部分管道不仅需要在材料上能够满足对应的强度要求，还需要保证管道壁厚足够大。相应的管材和管道壁厚可参考相关标准和手册[17-18]，但是管道内径和长度却需要额外考虑。

对于冲压过程而言，为降低气流通过管道内的阻力，管道设计的目标为：

1）管道内径尽量大，这样有利于降低管道内流速，减小压力损失。

2）管道长度尽量短，这样有利于减小管道内容积，提升冲压速度。

但对于快速调温过程而言，管道的热容会显著影响到管道内气流的温度，因此，管道设计的目标为：

1）管道内径尽量不要过大，减小管内气流与管壁的换热流量。

2）管道长度应当合理，不能太短，否则冷热掺混不充分，送至试验段的气流温度不稳定；也不能太长，过长的管道会增大管内气流与管壁的热流量，导致试验段入口气温达不到要求。

可以看出，冲压过程和调温过程对换热器出口到试验段入口部分的管道的需求是复杂且矛盾的。为获得此段管道的合理尺寸，在确定了试验台系统流程后，对试验台的供气管路开展了详细的数学建模[19]，采用动态仿真的方法指导管道设计，根据动态仿真的冲压、调温结果来调整指定位置的管道规格，最终得出3个不同压力段的供气路的合理的管道尺寸和规格。图8为中压5级路的其中一路供气管路的试验段入口照片。



图8 中压5级供气路的试验段入口供气管路

Fig. 8 Air supply pipe at inlet of test section of medium-pressure 5-stage air supply circuit

2 控制系统设计

2.1 控制系统框架

试验台整体硬件架构确定后，需要控制系统实现指定测点的压力、流量、温度的测量、显示和存储及相关阀门、加热设备的自动控制。与传统控制系统类似，本文试验台的控制系统需具备基础的数据采集与存储、数据库与数据处理、检测与执行程序、检测与显示、被控设备的自动控制等基本功能。不同的是，本文试验台的压力/流量、温度调节的速度很快，对测控系统的数据采集、处理、传输的速度也提出了更高的要求；同时，为更真实地模拟飞机2个发动机的动态工作，六路供气路需要实时配合，保证在每个时刻的工作状态都能准确对应。

针对上述要求，设计了一套改进的分布式控制系统，如图9所示。该控制系统的框架具备传统控

制系统的集中管理、分散控制的特征, 由上位管理层(主控计算机)、控制层(工业控制计算机、智能仪表)及现场的执行、测量机构组成。基本控制流程与传统的分布式控制流程类似。但是为了保证动态控制的实时性, 引入反射内存卡作为共享存储介质来进行数据传输。温度、压力、流量传感器的测量数据接入实时数据采集系统后直接存入反射内存卡(PCI-5565), 借助反射内存卡的高速读取、写入的优势实现总控机和其他工控机的数据实时交互, 一方面能够保证控制计算机对执行机构工作状态的快速调整和控制; 另一方面可以保证六路供气状态的统一。系统中的高速热电偶可以实现 200 Hz 的采样速率, 测量精度优于±0.5%, 压力变送器响应时间为 0.5 ms, 测量精度优于 0.25%。这些传感器的高速测量数据可以通过反射内存网络实现数据的实时处理。由于系统架构设计的优势, 加热器无需具备很强的动态特性, 在试验过程中只需保持固定加热温度即可, 因此, 单独设置一台工控机来管理加热器, 无需接入反射内存网络。考虑到本文试验台可能在某些情况下需要开展稳态引气模拟试验, 本文引入了更加稳定可靠的智能仪表来开展常规的稳态控制。

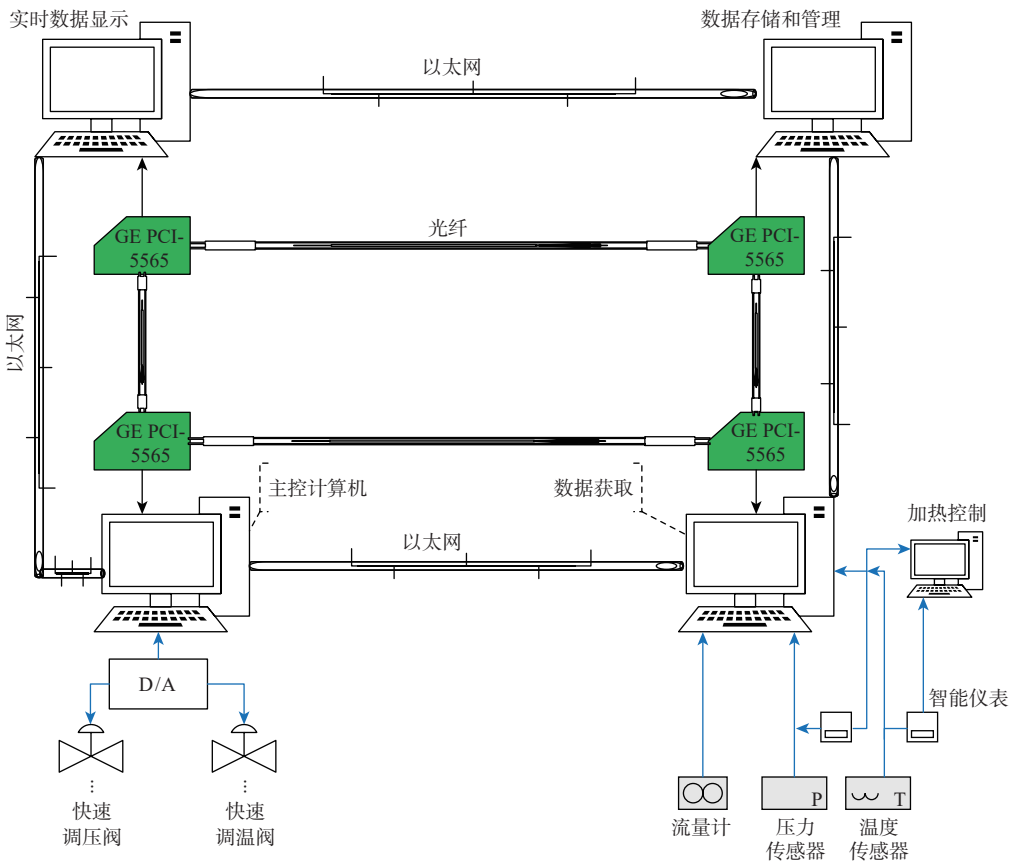


图 9　测控系统框架示意图

Fig. 9　Schematic diagram of measurement and control system structure

2.2　改进控制算法

由于本文试验台的供气状态跨度大, 且执行机构存在非线性特性, 传统比例积分微分(proportional-integral-derivative, PID)控制方法对快速阀门的有效控制区间比较受限。因此, 设计了一套基于专家系统的查表 PID 算法[20], 其基本原理如图 10 所示。其核心思路是构建不同误差信号 e 下的 PID 参数 K_P、K_I和 K_D, 使控制器可以在不同工作区间自动选用合理的 PID 参数, 实现全工作区间内的最佳控制效果。

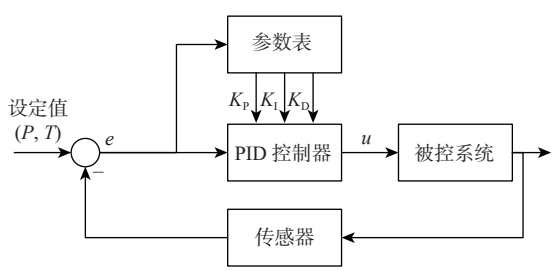


图 10　改进 PID 算法原理示意图

Fig. 10　Schematic diagram of principle of improved PID algorithm

3 系统总述

上述飞机环控系统发动机动态引气地面模拟设备的系统流程设计给出了试验台的核心供气方式和气流调节方法，通过针对性的改进实现了大跨度、高速度的测量和控制。

搭建好的试验台的局部照片如图 11 和图 12 所示。图 11 为从气源引气到快速调压阀的管路，快速调压阀下游是阻力较小的阿牛巴流量计；图中的风机用来提供常压空气给放置于二层平台的电加热器。



图 11 试验台局部图 1

Fig. 11 Partial view of test bench (No. 1)

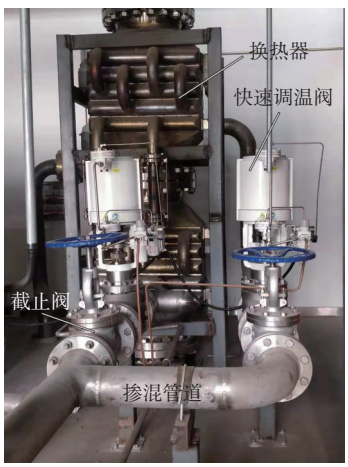


图 12 试验台局部图 2

Fig. 12 Partial view of test bench (No. 2)

图 12 为流量计后端的调温环节，包括掺混管道、截止阀、快速调温阀及高压换热器，可以看出换热器支路的截止阀开度较常温支路的截止阀开度大一些，这是用来进行阻力配平的。

该供气系统方案主要特点如下：

1）采用快速阀的快速行程切换来实现流量的快速调节，进而快速调节对应的压力和温度。

2）采用调节阀调节流量的方式调节试验段入口的供气压力。

3）冷热掺混的调温方式实现温度快速调节，对加热设备没有任何动态特性的苛刻要求。

4）加热器加热常温空气，将热量通过换热器交换至供气管路内的气流，这种方式不仅可以保护加热器，同时还能避开传统加热器热惯性过大的缺点。

5）管路系统中各个环节的阻力进过特殊设计和计算，可以保证：①调温环节不会占用过多压降而损害试验段入口的压力调节范围；② 冲压过程中不会出现加热器支路的气体回流；③等百分比调压阀可以实现接近于线性的工作流量特性。

6）双调压阀的设计兼顾了压力/流量调节的大跨度和高速需求。

7）双流量计的设计兼顾了稳态试验的高精度和动态试验的高速测量需求。

8）数学建模加动态仿真的辅助设计方式帮助确定试验段入口管路的最优规格，保证冲压、调温过程满足动态要求。

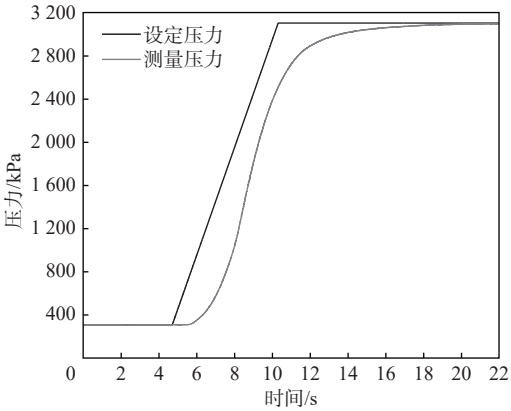
9）引入反射内存的分布式控制系统可以保证供气系统的实时同步性和快速测量、调节能力。

10）基于专家系统的 PID 控制方法使得控制器可以在任何工作区间都能采用合理的控制参数来提升控制效果。

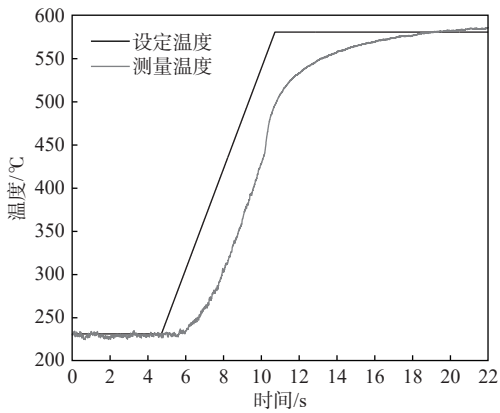
4 动态调节试验与讨论

试验台的总体设计已经为其动态调节打下了基础，设计过程中也开展了动态模型的仿真模拟[19]。但实际系统建成以后，其工作状态可能还会与仿真结果有所偏差。本节将列举 2 组试验数据，通过实际试验结果来说明试验台的动态调节能力。

图 13 为高压 9 级引气路单路某次高速升压升温的试验结果，试验段出口安装了某阻力环节代替被试环控系统。动态调节之前，供气压力稳定在约 300 kPa，供气温度稳定在约 230 ℃，从第 5 s 开始，供气压力和供气温度的设定值开始变化，压力设定值的斜率为 900 kPa/s，温度设定值的斜率为 90 ℃/s，设定压力上升至 3 100 kPa，设定温度上升至 580 ℃。当设定值开始变化后约 0.8 s，测量的压力和温度开始出现变化，跟随设定值而升高。这种延时是因为调节阀离温度、压力测点有一定的距离，气流在管道中的输运需要一定时间，同时调节阀从静止状态到开始运动也存在一定的延时。在压力温度变化过程中可以观察到，压力、温度测量值的最大斜率达到甚至超过了设定值的斜率，这表明该环境模拟系统在最大升压、升温速率上满足目标且具备一定冗余度。当温度、压力上升至快到目标值的时候，其斜率开始放缓，这是由于控制系统对 PID 的参数进行了保守的设置，为避免参数超调和阀门开度波动带来的系统振荡。对于这种高温高压的供气系



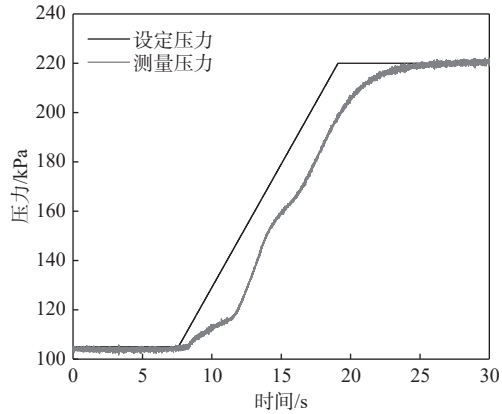
(a) 压力定斜率控制



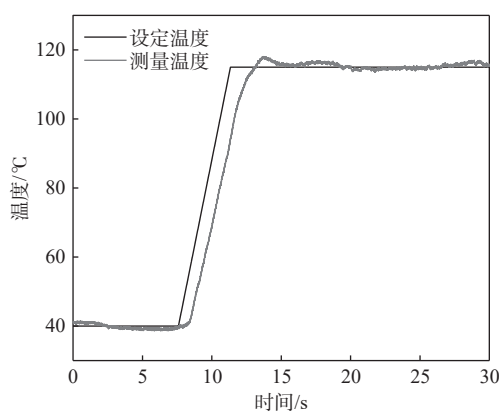
(b) 温度定斜率控制

图 13　高压 9 级引气路定斜率控制

Fig. 13　Constant slope control of high-pressure 9-stage air bleed circuit



(a) 压力定斜率控制



(b) 温度定斜率控制

图 14　外涵道引气路定斜率控制

Fig. 14　Constant slope control of external ulvert air bleed circuit

统而言, 材料和结构的设计冗余度难以做的很高, 因此, 高温高压环境下出现超调有可能会产生严重的故障甚至安全问题, 这种速率放缓是对系统的一种保护。另外, 该供气系统的主要执行机构是快速调节阀, 这种薄膜式的调节阀通过气缸的快速充放气来对运动机构施加作用力, 如果控制系统 PID 参数设计不当, 导致执行机构的快速震荡, 会使得调节阀气缸快速连续充放气而损害调节阀, 因此, 对 PID 参数的保守设置也是对快速调节阀的保护。整体来看, 试验段入口的供气压力和温度的变化速度达到了预期, 系统的最大动态能力满足设计要求。

图 14 为外涵道引气路单路在某次低速升压升温的试验结果, 试验段出口安装了某阻力环节代替被试环控系统。动态调节之前, 供气压力稳定在约 105 kPa, 供气温度稳定在约 40 ℃, 从约 7.5 s 开始, 供气压力和供气温度的设定值开始变化, 压力设定值的斜率为 10 kPa/s, 温度设定值的斜率为 20 ℃/s, 设定压力上升至 220 kPa, 设定温度上升至 115 ℃。同样, 压力和温度的测量值与设定值之间有不到 1 s 的延时。在升压和升温过程中, 压力和温度的测量值的变化速率基本稳定。在大约 11.5 s 的时刻, 温度设定值达到稳定, 随后测量温度出现小幅超调, 但又逐步回到设定数值, 而压力的设定值还在增加。此时温度控制环节的调温阀开度基本稳定, 而调压阀仍在逐步开启, 但调压阀的运动并没有对供气温度产生明显的干扰, 说明该供气系统的压力、温度解耦效果令人满意。

另外, 本文试验台模拟的是环控系统从发动机动态引气的状态。而发动机快速加减油门的过程中, 气流的状态变化高速且剧烈, 这种动态过程的压力和温度通常难以准确测量, 因此, 实际的发动机动态引气过程的压力和温度变化并不一定是线性的。之所以拿线性的指标来要求试验台引气的设计, 一方面, 由于发动机引气从小状态到大状态的变化时间和状态终值可以测量, 另一方面利于划定标准用来评估试验台的性能。因此, 在实际的地面试验环境中, 只要保证试验台在指定时间范围内可以将供气状态从某个状态点调至另一个状态点, 就可以认为这种动态供气满足地面模拟发动机引气的需求。虽然前面的试验结果显示出在高温高压时, 保守的 PID 参数使得供气压力和温度出现了缓慢降速的过程, 但如果在一些特殊模拟条件下要求压力、温度在某个范围内的变化是线性的, 也可

以预先将设定范围的上限调高，使系统在原目标范围内的压力变化尽量呈线性化，当测量参数达到预设值后再将设定值调回原值。

5 结 论

本文介绍了中国目前参数覆盖范围最大、动态指标最高的飞机环控系统发动机动态引气地面试验设备的总体设计方法。

1）使用总阀调压、冷热掺混调温的方式实现温度压力联合调节，采用快速阀来减小调节过程的惯性，使用旁路加热器供热、换热器换热的加温方式保证温度调节的快速性，合理分配调温支路的管道阻力以及调温支路与总路的阻力关系，减弱调压-调温过程的耦合。

2）采用双阀联动控制方法实现压力调节的大范围和高精度，双流量计互补的测量方式保证稳态测量精度和动态测量速度。优化掺混管道参数设计以保证冲压速率和调温效果的平衡。

3）在传统分布式控制系统的基础上使用反射内存卡构造信息交互网络，实现主控机与执行机之间的数据实时共享和快速交互，采用基于专家系统的查表PID算法优化控制器参数，保证执行机构在大跨度范围内不同区域的控制效果。

实验结果表明环控引气双发动态模拟试验台具备模拟飞机发动机供气温度压力快速调节的能力。目前，环控引气双发动态模拟试验台已完成验收并正常运行。

参考文献（References）

[1] 寿荣中, 何慧姗. 飞行器环境控制[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2004.
SHOU R Z, HE H S. Spacecraft optimal control theory and method[M]. Beijing: Beijing University of Aeronautics & Astronautics Press, 2004 (in Chinese).

[2] 王浚, 黄本诚, 万才大, 等. 环境模拟技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 1996.
WANG J, HUANG B C, WAN C D, et al. Environmental simulation technology[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 1996(in Chinese).

[3] 何理, 沈为群, 刘旺开. 某飞机环控系统综合试验平台的设计与研究[J]. 计算机测量与控制, 2012, 20(1): 150-152.
HE L, SHEN W Q, LIU W K. Design and research of testing platform for aircraft environmental control system[J]. Computer Measurement & Control, 2012, 20(1): 150-152(in Chinese).

[4] 徐伟. 环控系统动态试验平台的测控系统研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2017.
XU W. Research on measurement and control system of dynamic test platform of environmental control system[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2017(in Chinese).

[5] FOX R B, CHASE D P, KURLAK P, et al. Human factors approach to control contaminant concentrations in aircraft supply air from engine and apu bleed air and ground air sources, and in recirculated air being delivered to aircraft cabins for the optimization of user experience and energy consumption: US20170320582[P]. 2017-11-09.

[6] 赵竞全, 林贵平, 袁修干. 飞机环控系统引气分系统动态特性试验研究[J]. 北京航空航天大学学报, 2000, 26(5): 527-529.
ZHAO J Q, LIN G P, YUAN X G. Experimental study of the dynamic responses of the ECS's bleed system[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2000, 26(5): 527-529 (in Chinese).

[7] METCALF E. Testing of Bombardier CSeries aircraft systems begins [EB/OL]. (2011-03-23)[2024-11-18]. https://www.jettimes.com/testing-of-bombardier-cseries-aircraft-systems-begins.

[8] Honeywell. Life support systems [EB/OL]. (2019-11-15)[2023-11-18].https://aerospace.honeywell.com/us/en/products-and-services/product/hardware-and-systems/air-and-thermal-systems/life-support-systems.

[9] Liebherr. Air management systems [EB/OL]. (2022-11-18)[2023-11-18]. https://www.liebherr.com/en/nzl/products/aerospace-and-transportation-systems/aerospace/products-and-solutions/air-management-systems/air-management-systems.html#top.

[10] Codra. Liebherr-aerospace toulouse [EB/OL]. (2020-07-08)[2023-11-18]. https://codra.net/wp-content/uploads/2020/07/libherr-codra-sucess-story-en.pdf.

[11] SAE International. Testing of airplane installed environmental control systems (ECS): ARP217D [S]. Warrendale: AC-9 Aircraft Environmental System Committee, 2021.

[12] CUI Y. Study on the Simulink model for the testbed of the environmental control system of the aircraft[J]. Journal of Physics: Conference Series, 2018, 1060: 012073.

[13] ZHENG Y G, LIU M, WU H, et al. An available-to-implement thermal facility for dynamic bleed air test of aircraft environmental control system[J]. Aerospace, 2022, 9(10): 584.

[14] 刘猛, 阿嵘, 王保贵, 等. 动态航空热动力试验系统和动态温度、压力环境控制方法: CN104360702A[P]. 2015-02-18.
LIU M, A R, WANG B G, et al. Dynamic aerodynamic test system and dynamic control method of temperature and pressure environment: CN104360702A[P]. 2015-02-18(in Chinese).

[15] 刘猛, 吴豪, 阿嵘, 等. 一种动态航空热动力试验系统和温度、压力快速控制方法: CN104460790A[P]. 2015-03-25.
LIU M, WU H, A R, et al. A Dynamic aerodynamic test system and rapid control method of temperature and pressure: CN104460790A [P]. 2015-03-25(in Chinese).

[16] 何衍庆, 邱宣振, 杨洁, 等. 控制阀工程设计与应用[M]. 北京: 化学工业出版社, 2005.
HE Y Q, QIU X Z, YANG J, et al. Engineering design and application of control valve[M]. Beijing: Chemical Industry Press, 2005(in Chinese).

[17] 全国锅炉压力容器标准化技术委员会. 压力管道规范 工业管道: GB/T 20801—2006 [S]. 北京: 新华出版社, 2006.
National Boiler and Pressure Vessel Standardization Technical Committee. Pressure piping standard industrial piping: GB/T 20801—2006 [S]. Beijing: Xinhua Publishing House, 2006(in Chinese).

[18] 王怀义, 张德姜. 石油化工管道安装设计便查手册[M]. 4版. 北

京: 中国石化出版社, 2014.
WANG H Y, ZHANG D J. Handbook of petrochemical pipeline installation design[M]. 4th ed. Beijing: China Petrochemical Press, 2014(in Chinese).
[19] 吴豪, 刘猛, 董锬. 热动力试验系统温度压力动态调节方法研究[J]. 流体传动与控制, 2016(3): 28-33.
WU H, LIU M, DONG T. Study on regulating method of temperature and pressure in thermodynamics test system[J]. Fluid Power Transmission & Control, 2016(3): 28-33(in Chinese).
[20] ZHENG Y G, LIU M, WU H, et al. Temperature and pressure dynamic control for the aircraft engine bleed air simulation test using the LPID controller[J]. Aerospace, 2021, 8(12): 367.

Overall design method of ground test equipment for engine dynamic air bleed of aircraft environmental control system

WU Hao，ZHENG Yonggui，LIU Meng*，WANG Jun

(School of Aeronautic Science and Engineering，Beihang University，Beijing 100191，China)

Abstract：It is a major problem for the aircraft environmental control system (ECS) design and improvement when encountering failures during dynamic operation. The traditional ground test equipment for the ECS only can supply gas in a steady state or a small range at a low speed, and it is difficult to reproduce the environment of rapid and violent dynamic air bleed of ECS in the air. To make up for the lack of dynamic test capability of ECS, China has built a new double-engine dynamic simulation test bench for ECS with the largest parameter coverage and the highest dynamic index, which can simulate the dynamic air bleed environments of different engines under different working states for the ECS. The overall design method of the test bench was introduced in this paper. The combined adjustment of temperature and pressure was realized by the method of using the main valve for pressure regulation and mixing the cold and the hot for temperature adjustment, and the resistance relationship of each link was reasonably distributed to weaken the coupling in the pressure regulation and temperature adjustment process. The rapidity of temperature adjustment was ensured by using a bypass heater for heating and a heat exchanger for heat exchange. Double-valve linkage control was used to ensure the large range and high precision of pressure regulation, and dual flowmeters were employed to ensure steady-state measurement accuracy and dynamic measurement speed. Based on the traditional distributed control system, a fast interactive network of reflective memory cards was established to realize the fast response of the control system, and the proportional-integral-derivative (PID) algorithm based on the expert system was adopted to improve the control effect of the controller. The test results show that the test bench can rapidly and dynamically regulate pressure and adjust temperature in a wide range.

Keywords：aircraft environmental control system; engine air bleed; environmental simulation; fluid transport; decoupling control; dynamic control

Received：2023-01-11；**Accepted**：2023-03-13；**Published Online**：2023-03-24 08：47
URL：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230323.1114.001
* **Corresponding author**. E-mail：liumeng@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0030

基于级联森林和多模态融合的脑力疲劳识别算法

邓浩伟[1]，侯月皎[1]，张朝月[1]，徐慕华[2]，朱玲玲[1]，赵永岐[1,*]

(1. 中国人民解放军军事科学院 军事医学研究院，北京 100850；2. 合肥工业大学 仪器科学与光电工程学院，合肥 230009)

摘 要：脑力疲劳是影响人的认知功能和工作效率的重要因素，但目前没有公开的与脑力疲劳相关的多模态融合数据库，且常用于识别脑力疲劳的脑电信号在采集过程中易对人体造成负担和活动限制，因此，提出一种基于多模态生理信号的脑力疲劳识别算法。实验采用连续认知任务诱发受试者的脑力疲劳，同步采集脑电和心电2种生理信号。采用4导联(Fp1，F7，F8，Fp2)脑电信号和心电信号构建多模态融合特征，输入级联森林模型完成脑力疲劳识别任务。最终获得14份有效脑力疲劳多模态数据集，并实现了99.60%的平均识别率。通过引入级联森林和多模态融合技术，有效提高了脑力疲劳识别的准确性和鲁棒性，为脑力疲劳监测与干预提供了技术支持。

关 键 词：脑力疲劳；多模态融合；级联森林；脑电图；心电图
中图分类号：TP301.6
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2025)02-0584-10

脑力疲劳通常产生在人们执行长时间或高强度的任务的过程中，是一种会同时导致人的身体机能和心理状况产生变化的精神状态，通常表现为倦怠嗜睡、认知功能下降及警惕性降低等现象[1]。长途汽车驾驶员、飞行员和特种作业人员等是极易出现脑力疲劳的人群，这些工作需要其在一段较长时间内保持警觉和清醒，而脑力疲劳会使其注意力无法高度集中，对于突发情况的判断速度降低，无法维持应用的工作效率，在严重时很可能出现安全事故，危及自身及他人的生命安全[2]。

在心理学研究中，通常使用填写量表的方式让实验对象对自己的脑力疲劳状态进行主观评估，常用的评估量表有卡罗琳斯卡嗜睡量表[3]、NASA任务负荷指数[4-5]等。主观评估方式能够获得实验对象的主观自我感受，然而不同人群对于脑力疲劳的感知程度存在差异，导致评分标准不一致，因此，量表结果必然会受到主观倾向的影响。近年来，随着人工智能技术的发展，通过生理信号的变化来检测脑力疲劳逐渐成为主流的客观评估方法。由精神状态改变而导致的生理信号变化不会受到人的主观意识的影响，是一种客观、直接的呈现方式。

在脑力疲劳检测的相关研究中，常用的生理信号包括脑电图(electroencephalogram, EEG)、心电图(electrocardiogram, ECG)、肌电图(electromyogram, EMG)及眼电图(electrooculogram, EOG)等[6]。其中，EEG被认为是目前最可靠的生理信号之一[7]，来自EEG信号不同频带(delta波、theta波、alpha波、beta波及gamma波)的功率谱密度已被证明是与脑力疲劳变化密切相关的特征[8]；此外，ECG的心率变异性的变化也被较多研究证明与脑力疲劳状态相关[9]。Hu[10]使用EEG监测个体的脑力疲劳状态，实现了96.6%的平均准确率；Butkevičiūtė等[11]使用ECG信号检测日常脑力疲劳状态，其实现了94.5%的平均准确率。然而，单模态只能提供单一种类的生理信息，客观性不足，易受到外界影响而导致误判，因此，在实际应用中，多模态检测系统的

收稿日期：2023-01-31；**录用日期**：2023-05-23；**网络出版时间**：2023-06-30 17:00
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230630.1458.003
基金项目：基础科研项目(JKCY2019548B001)
*通信作者. E-mail：yqzhaoprc@sina.com

引用格式：*邓浩伟，侯月皎，张朝月，等. 基于级联森林和多模态融合的脑力疲劳识别算法[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：584-593. DENG H W，HOU Y J，ZHANG C Y，et al. Mental fatigue recognition algorithm based on cascade forest and multi-modal fusion[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：584-593 (in Chinese).*

性能会更加准确、稳定。一些研究已经将多模态引入疲劳检测问题中。Zhao 等[12] 通过结合 EEG 和 ECG 来分析脑力疲劳状态; Monteiro 等[13] 通过融合 EEG 和 ECG 来评估海上作业人员的脑力疲劳状态并实现 97.6% 的平均准确率。

根据生理信号的变化来检测脑力疲劳状态属于模式识别问题, 使用传统的机器学习方法检测脑力疲劳状态的研究也不在少数。例如, Dehais 等[14] 使用收缩性线性判别分析(shrinkage linear discriminant analysis, SLDA)模型去检测飞行员的脑力疲劳水平并获得了 76.9% 的平均准确率。胡淑燕和郑钢铁[15] 使用贝叶斯特征分类的方法去检测驾驶员的脑力疲劳水平并获得了 84% 的平均准确率。Shen 等[16] 使用基于支持向量机(support vector machine, SVM)的置信度估计聚合分类方法, 检测脑力疲劳获得了最高 91.2% 的平均准确率。近年来, 随着人机交互(human-computer interaction, HCI)技术和深度学习技术的发展, 深度神经网络(deep neural network, DNN)被不断拓展并引入模式识别领域。不同于传统机器学习方法, DNN 在很多问题上都表现出强大的泛化能力和学习能力。目前, 一些典型的网络已被应用于脑力疲劳识别问题中。例如, Han 等[17] 使用深度稀疏自编码网络(deep sparse auto-encoding network, DSAEN)基于全部导联的 EEG 信号评估脑力疲劳水平, 结合 softmax 分类器获得了 91.67% 的平均准确率。Jeong 等[18] 基于 10 位飞行员的全部导联的 EEG 信号, 采用深度时空卷积双向长短期存储网络(deep spatiotemporal convolutional bidirectional long short-term memory network, DSTCLN)模型, 尝试对飞行员的困倦度进行二分类(警惕、困倦), 取得了 87% 的平均准确率。Han 等[19] 用 EEG 和外周生理数据(ECG、呼吸速率和 EDA)联合训练使用卷积神经网络(convolution neural network, CNN)和长短期存储网络(long short-term memory network, LSTM)搭建的多模态深度学习网络获得了 85.2% 的疲劳识别精度。

目前, 传统机器学习和深度学习方法已经被广泛应用于脑力疲劳识别分析中。传统机器学习分类器, 如 SVM 等, 通常存在泛化能力较差的问题, 难以面对脑力疲劳所带来的复杂脑电活动过程, 因此, 越来越多的研究开始倾向于采用深度学习方法。然而, 深度学习方法虽然能够表现出较好的泛化能力, 但是一方面模型具有较多的超参数, 且参数调整对结果的影响非常大, 模型的内部结构为“黑匣子”模型, 其运行机理难以挖掘; 另一方面, 模型通常需要大量的训练数据, 而目前暂无大规模的公开脑力疲劳数据集, 因此, 通过提供大量训练数据来提升模型的性能在实际应用中有一定的难度。对此, 已有一些研究开始尝试开发能够适应少量训练数据的算法。其中, 级联森林是一种能够在小样本数据集上表现出优秀泛化能力的分类模型[20]。级联森林是集成学习算法的代表之一, 其原理是将多个不同类型的随机森林集合到一起, 通过多数投票来共同决策分类, 这种集成方式大幅提高了模型的泛化能力。级联森林的处理思想来源于经典深度神经网络中的逐层处理, 特征在不同级之间不断得到增强, 逐渐产生更高层次的抽象特征。级联森林的层数由输入数据的特性决定, 这一特点使得级联森林在一定程度上由数据驱动模型架构, 在处理小样本数据时能够通过层数的叠加得到合适的增强特征, 从而高效完成分类任务。目前, 级联森林已被应用到一些基于生理信号的模式识别任务中。Cheng 等 [21] 使用 32 导 EEG 数据在级联森林上完成情绪分类任务, 并证明了级联森林在小样本数据上的适应能力。Fang 等 [22] 计算了 EEG 信号的多类特征, 采用级联森林作为分类器进行情绪识别。因此, 本文的研究考虑将级联森林引入脑力疲劳相关研究中, 以探索其在脑力疲劳识别问题上的分类性能。

EEG 信号的采集所涉及到的脑区较为广泛, 大多数研究通常使用常规的 32 导或 64 导脑电设备, 这 2 种脑电设备的导联数较多, 需要大面积覆盖在被试的头皮区域上, 一定程度上会导致被试活动受限, 并且, 多通道 EEG 信号的计算较为复杂, 信号采集也相对困难。因此, 一些研究试图采用单导联或双导联的脑电采集设备[23-24], 但是对于脑力疲劳识别问题, 采集位点过少会存在信号不稳定、鲁棒性差等问题, 从而导致识别准确率降低。因此, 如何采集到稳定可靠的 EEG 信号并且实现脑力疲劳状态的高精度识别, 对于特殊作业人群来说是一个亟需解决的问题。

为解决上述问题, 本文提出一种基于级联森林和多模态特征融合的脑力疲劳识别算法。首先, 从 EEG 信号和 ECG 信号中分别提取特征并进行融合; 然后, 采用级联森林作为分类器处理融合特征, 完成脑力疲劳识别分类任务。为了探索减少被试采集负担的可能性, 本文选取了 4 导联 EEG 信号(Fp1, F7, F8, Fp2)进行分析。EEG 与 ECG 都是与脑力疲劳变化密切相关的生理信号, 因此, 基于 EEG 和 ECG 的多模态融合特征能够为脑力疲劳识别提供全面多样的有效信息, 从特征层面提升了分类性能。级联森林基于多类随机森林的集成结构,

具有更少的超参数，能够在小规模数据集上实现稳定的分类识别，提升了脑力疲劳分类的准确率。与此同时，本文设计了相应的脑力疲劳诱发实验，实验中共采集20位被试的脑电及心电数据。在该自采数据集上进行了一系列验证实验，证明了本文算法能够实现对脑力疲劳状态的高效识别。

1 算法设计

一种基于级联森林和多模态特征融合的脑力疲劳识别算法，其处理流程如图1所示。

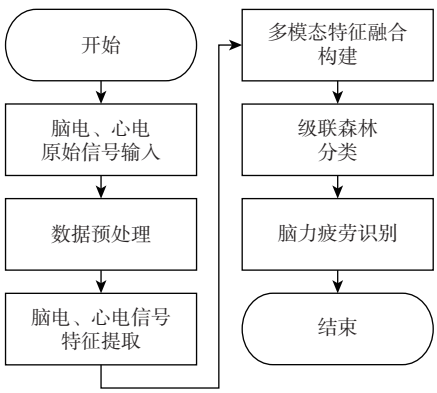


图1 本文算法流程图

Fig. 1 Proposed algorithm flowchart

1.1 数据预处理

脑电信号原始矩阵$\boldsymbol{R}_{a\times b}$，每行为不同导联，每列为采样点，总行数由导联数决定，总列数由当前脑电采样率s_{EEG}和时间t决定；心电信号原始列向量$\boldsymbol{V}_{\mathrm{ECG}}$，每行为采样点，总行数由当前心电采样率$s_{\mathrm{ECG}}$和时间$t$决定。

由于脑电信号幅度极低且信号易受干扰，在采集过程中，通常会受到周围噪声及生活中工频噪声的影响。因此，在预处理过程中，需要先对原始信号进行噪声滤除。采用巴特沃斯带通滤波器，将通带上边界频率w_{n1}至下边界频率w_{n2}之间的信号取出，即

$$\boldsymbol{R}'_{a\times b}=\mathrm{filter}\cdot\mathrm{pass}(\boldsymbol{R}_{a\times b},w_{n1},w_{n2}) \tag{1}$$

利用巴特沃斯带阻滤波器设置阻带下限截止频率f_{c1}，阻带上限截止频率f_{c2}，去除脑电及心电原始信号中的50 Hz的工频干扰：

$$[\boldsymbol{R}''_{a\times b},\boldsymbol{V}'_{\mathrm{ECG}}]=\mathrm{filter}\cdot\mathrm{band}([\boldsymbol{R}'_{a\times b},\boldsymbol{V}_{\mathrm{ECG}}],f_{c1},f_{c2}) \tag{2}$$

式中：$\boldsymbol{R}''_{a\times b}$和$\boldsymbol{V}'_{\mathrm{ECG}}$分别为预处理后的脑电信号矩阵和心电信号向量。

1.2 多模态特征构建

在脑电信号中，存在着不同的节律频段。根据频率范围，通常可将脑电信号分为5个频段：Delta波：0.5～4 Hz；Theta波：4～8 Hz；Alpha波：8～13 Hz；Beta波：13～32 Hz；Gamma波：32～75 Hz。不同频段的功率谱密度（power spectral density, PSD）与脑力疲劳变化密切相关的特征。在进行分析前，本文提取特定4个EEG电极点（Fp1, F7, F8, Fp2）的5个频段的功率谱密度作为特征。本文选取的4个EEG电极点均位于脑区中的额叶，其中，Fp1和Fp2位于额叶中的前额叶区，相关研究已经证明，脑力疲劳状态会导致大脑额叶区域的脑电活动发生特异性变化[25-27]。同时，其所处位置通常毛发较少，可以更加便捷的采集EEG信号。功率谱密度是对随机信号的均方值的度量，计算方法有周期图法、Welch法及自相关函数法等。其中，Welch法是对周期图法的改进，通过对EEG信号进行分段、加窗和快速傅里叶变换（fast fourier transform, FFT），从而计算出功率谱密度。在本文实验中，采用Welch法估计EEG信号的功率谱密度。

对于一个长度为N的EEG信号$x(n)$, $n=0,1,\cdots,N-1$，将该信号分成L段，则第l段信号$x_l(n)$的功率谱密度被定义为

$$P_l(f)=\frac{1}{MU}\left|\sum_{n=0}^{M-1}x_l(n)\omega(n)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi fn}\right|^2 \tag{3}$$

式中：$l=0,1,\cdots,L-1$；M为每段信号的长度；$\omega(n)$为加窗函数（Hamming窗）；U为窗口的正则化系数，$U=\frac{1}{M}\sum_{0}^{M-1}\omega^2(n)$。将全部$L$段信号的功率谱密度进行平均，则得到信号$x(n)$的功率谱密度为

$$P(f)=\frac{1}{L}\sum_{l=0}^{L-1}p_l(f) \tag{4}$$

脑电特征行向量$\boldsymbol{V}_{\mathrm{EEG}}$由4个特定电极点（Fp1, F7, F8, Fp2）对应的5个频段（Delta, Theta, Alpha, Beta, Gamma）的PSD依次组成。

心电信号是人体心脏跳动时产生的生物电信号。对ECG信号的分析通常集中在心率变异性（heart rate variability, HRV）上。在心电图中，2个相邻的QRS波中R波的间隔时间被称为R-R间期，HRV则反映了在R-R间期中心动的微小变化或瞬时心率的微小涨落[28]。HRV是量化人体心血管调节活动的重要指标之一，通过对HRV的分析，可以对人体的交感神经和副交感神经的均衡性和稳定性进行评估，再经过计算获取与脑力疲劳状态相关的信息。

针对HRV的分析方法主要分为线性分析和非线性分析。目前，较为成熟完备的是基于线性分析的时域分析方法和频域分析方法。时域分析是对R-R间期的时间序列信号进行统计学分析，而频域分析通常是利用FFT或自回归参数模型（auto-

regressive, AR)等方法将信号转换到不同的频率域上。

在 ECG 分析中, 心率是重要特征之一。在本文实验中, 心率的计算式为

$$H^{\mathrm{R}}=\frac{\sum_{i=1}^{I}60/R_i^{\mathrm{R}}}{I} \tag{5}$$

式中: I为当前信号内总的 R-R 间期个数, R_i^{R}为第 i个 R-R 间期。

除心率H^{R}, 本文实验从 HRV 的时域和频域也分别选择了相关指标作为特征:

1) 时域指标。在一段时间内, 所有相邻 R-R 间期的差值的均方根值:

$$R^{\mathrm{MSSD}}=\sqrt{\frac{1}{H^{\mathrm{R}}-1}\sum_{i=1}^{H^{\mathrm{R}}-1}\left(R_{i+1}^{\mathrm{R}}-R_i^{\mathrm{R}}\right)^2} \tag{6}$$

式中: R_{i+1}^{R}和R_i^{R}分别表示第$i+1$个和第i个 R-R 间期。R^{MSSD}反映了相邻心脏搏动周期的变化情况。

2) 频域指标。相关研究已证明, LF、HF 及 LF/HF 与人的疲劳状态高度相关[29]。HRV 的频谱范围一般为 0～0.5 Hz, 在临床上, 通常以 0.15 Hz 为界限将其划分为低频成分L^{F}和高频成分H^{F}。

1) L^{F}: 0.04～0.15 Hz, 反映的是心脏交感神经的活动。

2) H^{F}: 0.15～0.4 Hz, 反映的是心脏迷走神经的活动。

3) $L^{\mathrm{F}}/H^{\mathrm{F}}$: 低频功率与高频功率的比值, 反映的是交感神经和迷走神经活动的稳定性。

但是, 在短时间周期内分析L^{F}和H^{F}时, 其各个频段的数据会明显受到总功率T^{P}的干扰, 因此, 不建议直接采用绝对值进行比较, 所以需要借用小于 0.04 Hz 的极低频$L_{\mathrm{V}}^{\mathrm{F}}$对$L^{\mathrm{F}}$和$H^{\mathrm{F}}$进行标化为$L_{\mathrm{norm}}^{\mathrm{F}}$和$H_{\mathrm{norm}}^{\mathrm{F}}$。

其计算式如下:

$$L_{\mathrm{norm}}^{\mathrm{F}}=\frac{L^{\mathrm{F}}}{T^{\mathrm{P}}-L_{\mathrm{V}}^{\mathrm{F}}} \tag{7}$$

$$H_{\mathrm{norm}}^{\mathrm{F}}=\frac{H^{\mathrm{F}}}{T^{\mathrm{P}}-L_{\mathrm{V}}^{\mathrm{F}}} \tag{8}$$

$$L^{\mathrm{F}}/H^{\mathrm{F}}=\frac{L_{\mathrm{norm}}^{\mathrm{F}}}{H_{\mathrm{norm}}^{\mathrm{F}}} \tag{9}$$

心电特征行向量$\boldsymbol{V}_{c\mathrm{ECG}}$由$H^{\mathrm{R}}$、$R^{\mathrm{MSSD}}$、$L_{\mathrm{norm}}^{\mathrm{F}}$、$H_{\mathrm{norm}}^{\mathrm{F}}$、$L^{\mathrm{F}}/H^{\mathrm{F}}$指标依次组成。

对于一个时长为t的样本, 利用滑动窗口来计算其多模态融合特征矩阵$\boldsymbol{M}_{p\times25}$。滑动窗长设置为$d$, 滑动步长设置为$z$, 每滑动一次, 获得一个脑电特征行向量$\boldsymbol{V}_{\mathrm{EEG}}$(20 列), 一个心电特征行向量$\boldsymbol{V}_{c\mathrm{ECG}}$(5 列), 采用尾部拼接在一起形成该窗口下的多模态特征行向量$\boldsymbol{V}_{\mathrm{NEW}}$(25 列)。一个样本的所有窗口下形成的多模态特征向量按行拼接成多模态融合特征矩阵$\boldsymbol{M}_{p\times25}$, 其中, p的计算方式为

$$p=\frac{t-d}{z}+1 \tag{10}$$

1.3　级联森林分类

级联森林采用随机森林和完全随机森林 2 种类型的森林算法作为基学习器进行建模, 然后, 采用 Stack 策略实现逐层训练。这 2 种类型的森林算法的区别在于: 完全随机森林是从每个树节点随机选择一个特征进行分裂, 而随机森林则是随机选择$\sqrt{q}$个特征作为候选(q为输入特征的数量)并选择具有最佳 Gini 系数的分裂。Gini 系数是随机森林中决定特征选择的重要参数。对于一般的决策树, 假设数据集中共有x个类别的样本, 在任意节点n, 该点的 Gini 系数的计算式为

$$G^n(b_{nx})=1-\sum_{x=1}^{X}b_{nx}^2\qquad x=1,2,\cdots,X \tag{11}$$

式中: x表示类别; b_{nx}表示在节点n中属于类别x的样本所占的比例, 比例越高, G^n就越小, 就说明在节点n的类分布越均匀, 寻找G^n最小的节点进行分裂。不同类型的随机森林增加了模型的多样性, 对提高泛化能力至关重要。

在级联森林中, 每级森林数量m_2和每个森林的树木数量m_1是 2 个主要的超参数。其中, 当树木的个数被设置为m_1时, 表示每个森林都由m_1个决策树所组成; 当森林的个数被设置为m_2时, 代表模型中的每级将同时具有m_2个随机森林和m_2个完全随机森林。m_1和m_2的设置决定了级联森林的主要结构, 其具体取值在后续章节中进行介绍。级联森林结构如图 2 所示。

多模态融合特征作为级联森林的输入, 由级联森林的第 1 层接收, 并被第 1 层中的随机森林处理, 产生类向量。来自所有随机森林的类向量将被平均作为第 1 层输出的增强特征向量。原始多模态融合特征与第 1 层的增强特征向量合并, 形成级联森林的第 2 层的输入。依此类推, 在级联森林中, 除第 1 层的输入是原始特征向量$\boldsymbol{V}_0$外, 所有层C的输入都是原始特征向量与上一层产生的增强特征向量$\boldsymbol{V}_c$的结合。这种结合方式使得原始特征空间的信息始终被保留并应用在每次处理中。随着层数的不断叠加, 特征中的有效信息会得到不断的增强。在级联森林的最后一层, 输出的特征向量不再和原始特征向量合并, 而是作为最终的类向量$\boldsymbol{V}'$参与分类。

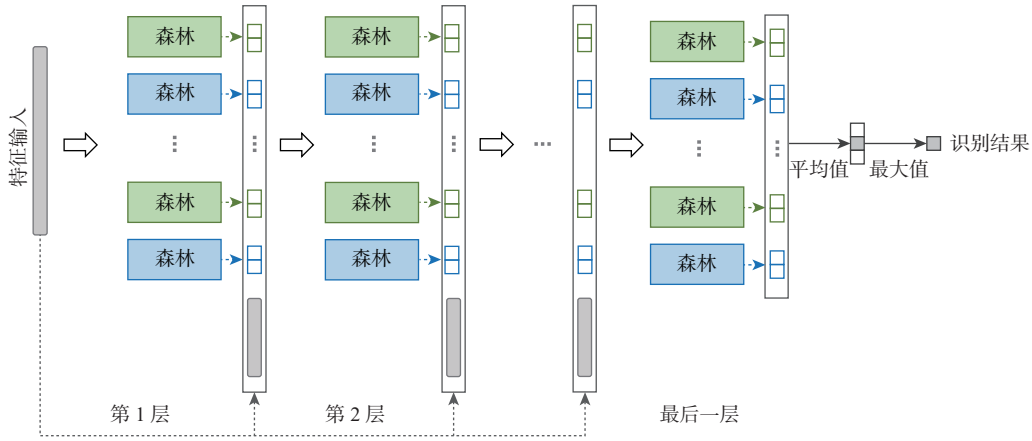


图2 级联森林结构图

Fig. 2 Structure diagram of cascade forest

这个类向量$\boldsymbol{V}'$中包含当前样本属于疲劳或不疲劳的概率，其中，概率最大的类别MAX(V')即为级联森林分类器对于当前是否存在脑力疲劳的估计结果$\boldsymbol{Y}$，即

$$\boldsymbol{Y}=\mathrm{MAX}(\boldsymbol{V}') \tag{12}$$

1.4 算法步骤描述

基于级联森林和多模态特征融合的脑力疲劳识别算法步骤如下：

输入：脑电原始信号矩阵$\boldsymbol{R}_{a\times b}$，心电原始信号列向量$\boldsymbol{V}_{\mathrm{ECG}}$，窗长$d$，步长$z$，脑电信号采样率$s_{\mathrm{EEG}}$，心电信号采样率$s_{\mathrm{ECG}}$，时间$t$，通带上边界频率$w_{n1}$，下边界频率$w_{n2}$，阻带下限截止频率$f_{c1}$，阻带上限截止频率$f_{c2}$，级联森林每个森林中树木的数量$m_1$，森林的个数$m_2$。

输出：脑力疲劳的识别结果$\boldsymbol{Y}$。

步骤 1 脑电原始信号矩阵$\boldsymbol{R}_{a\times b}$，心电原始信号列向量$\boldsymbol{V}_{\mathrm{ECG}}$通过使用式(1)和式(2)进行预处理操作，获得预处理后的脑电信号矩阵$\boldsymbol{R}''_{a\times b}$及心电信号向量$\boldsymbol{V}'_{\mathrm{ECG}}$。

步骤 2 对预处理后的脑电信号矩阵$\boldsymbol{R}''_{a\times b}$和心电信号向量$\boldsymbol{V}'_{\mathrm{ECG}}$，采用式(3)～式(9)完成特征提取，再结合使用式(10)将其按照行合并为多模态融合特征矩阵$\boldsymbol{M}_{p\times 25}$。

步骤 3 将多模态特征矩阵$\boldsymbol{M}_{p\times 25}$输入级联森林模块。通过式(11)和式(12)生成最终的类向量$\boldsymbol{V}'$。

步骤 4 根据式(13)获得脑力疲劳的识别结果$\boldsymbol{Y}$。

2 实验及结果分析

2.1 实验环境

实验环境的配置如表1所示。

表1 实验环境

Table 1 Experimental environment

硬件/软件	版本/配置
OS	Ubuntu 16.04 LTS, 64位
Python	3.7
处理器	IntelR Xeon(R) Gold 6248 CPU @ 2.50 GHz x 46
图形	llvmpipe (LLVM 6.0,256 bits)
内存	125.6 GiB

2.2 实验数据集构建

2.2.1 实验对象

参与实验的被试共20人，均为男性，年龄18～25岁。所有被试均无精神类疾病史，身体健康，在实验开始前均保持规律的作息，并且没有服用镇定类或兴奋类药物。所有被试均为自愿参与实验，并在实验开始前签署了知情同意书。本次实验通过了军事医学研究院的伦理委员会的审定，实验方案符合伦理学规定。实验现场如图3所示。



图3 实验现场

Fig. 3 Experimental site

2.2.2 实验流程

大多数研究通常使用连续进行认知任务或睡眠剥夺的方式诱发脑力疲劳，本文实验采用前者[30-32]。脑力疲劳诱发过程中在屏幕中将交替出现字母和数字，若屏幕中出现“奇数”被试需尽快按“j”，若屏幕中出现“偶数”被试需尽快按“k”，若屏幕中出

现“字母”, 则需判断与上一个“字母”是否相同, 若相同被试需按“s”, 不同则不作反应。Trial 内刺激呈现时长及被试响应窗口为 800 ms, 经过预实验选择采用固定的 SOA/ISI 设计, SOA 设置为 1 300 ms, ISI 设置为 500 ms。

所有被试在正式实验前都进行了相关的任务培训及练习, 确保其理解并接受实验目的及内容。佩戴实验采集设备后, 首先, 脑力疲劳前的静息态, 被试需凝视电脑屏幕中间的“+” 3 min; 然后, 进行第 1 次主观疲劳自评量表的填写, 为了成功诱发出被试的脑力疲劳, 接下来被试将连续进行 7 次上述脑力疲劳诱发任务, 同时, 为避免长时间重复执行同一任务极易引发被试的烦躁情绪, 使其产生懈怠, 难以按照要求认真完成任务, 每个 block 之间被试有 30 s 的休息时间, 每次任务将持续 10 min 左右, 具体时长因被试反应速度不同而存在个体差异, 第 7 次任务结束后需要进行第 2 次主观疲劳自评量表的填写; 最后, 脑力疲劳后的静息态, 被试需凝视电脑屏幕中间的“+” 3 min, 接下来拆除实验设备, 实验结束。

2.2.3　主观脑力疲劳自评量表

实验中所使用的主观脑力疲劳自评量表是参考日本卫生学会产业疲劳研究会编制的作业疲劳症状自评量表所设计的[33]。量表包含的题项及说明如表 2 所示, 被试依次对表 2 中的 5 题项进行自评分, 其中涵盖了对困倦感评估、注意力状态评估、思维状态评估、情绪不安感评估和视觉疲劳感评估这 5 个角度的自评问题。量表单项问题的自评分采用 10 分制, 评分为 0 时表示被试不存在困倦感、情绪不安感、视觉疲劳感, 思维清晰, 注意力集中, 反之评分为 10 时表示被试存在非常严重的困倦感、情绪不安感、视觉疲劳感、思维混乱、注意力不集中。

针对上述 5 个项目的自评分采用平均加权计算的方法, 最终得出被试的主观脑力疲劳自评分并评判脑力疲劳等级。

表 2　主观脑力疲劳自评量表

Table 2　Subjective mental fatigue self-rating scale

题项	说明及描述
困倦感	对自己的困倦程度进行评价, 是否存在主观上想睡、渴望休息的感觉; 症状表现为困倦、瞌睡打盹儿、想躺卧休息、提不起精神、不想干活做事
注意力状态	对自己的注意力集中程度进行评价, 是否存在注意涣散, 精神难以集中的情况
思维状态	对自己的思维状态进行评价, 是否存在意识模糊不清, 思维混乱的症状
情绪不安感	对自己的情绪状态进行评分, 是否存在心烦意乱、焦躁不安、易怒的情况及其严重程度
视觉疲劳感	对自己的视觉疲劳感受进行评分, 是否存在眼睛发涩、发干、眼睛疼痛、视物模糊等症状及其严重程度

脑力疲劳等级及相对应的自评分如表 3 所示。

表 3　主观脑力疲劳自评分及相对应等级

Table 3　Subjective mental fatigue self-rating score and corresponding level

自评分	脑力疲劳等级
≤2	不疲劳
2～4	轻度疲劳
4～6	中度疲劳
6～8	重度疲劳
≥8	极度疲劳

2.2.4　信号采集说明

脑电采集: 采用国际脑电图学会标定的 10/20 电极导联定位标准, 并使用用于测量成人的脑电活动导脑电仪 Brain Products32 导脑电设备采集 EEG 信号。取前额区 FP(Fp1, Fp2)、侧额区 IF(F7, F8)等相应区域按照标准放置相应的电极, 以头顶 Cz 电极为参考电极, 通过使用脑电膏从而控制头皮阻抗小于 5 kΩ, 将 EEG 采样率设置为 1 000 Hz, 开启监测设备即可进行监测。

心电采集: 采用能够测量成人的心电活动的心电设备 Biopic MP150 采集 ECG 信号。取出导联线, 将 3 根电极导联线扣入心电电极贴片中, 并按照三导联心电贴相应位置进行放置。放置前将心电电极贴片取出, 并贴在擦拭部位, 确保电极贴片与皮肤接触良好且部位正确。放置好后, 将心电导联线另一端插头按照正确方向和方法插入监测设备, ECG 采样率设置为 1 000 Hz, 开启监测设备即可进行监测。

采集有效被试诱发脑力疲劳过程前后的 3 min 静息态时的脑电、心电信号作为“不疲劳”与“疲劳”样本以用来分析。

2.3　实验设置

本文将 ECG 信号按照 20 s 窗长和 2 s 步长的方式进行滑动分割, 形成多个时间段的 ECG 信号。对于每个 ECG 样本, 都提取 5 种特征: HR、RMSSD、LF、HF 及 LF/HF。

在本文实验中, 为了与心电信号特征提取分析的时长同步, 保证多模态数据在时间上的一致性, 同样将来自 4 个特定电极点(Fp1, Fp2, F7, F8)的 EEG 信号按照 20 s 窗长和 2 s 步长的方式进行滑动分割获取多个时间段的 EEG 信号。计算每段 2 s 的 EEG 信号特定 4 个电极点对应的 5 个频段的 PSD, 再对每 10 段信号的 PSD 取平均, 该平均值则作为这 10 段信号所对应的 20 s EEG 样本的 PSD 特征。4 个特定电极点在国际脑电图学会标定的

10-20系统电极放置法上的位置如图4所示。

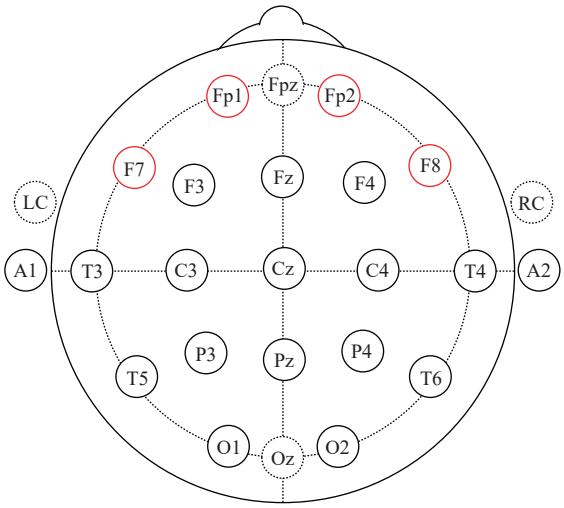


图4 4个特定电极点在10-20系统电极放置法中的位置

Fig. 4 Location of four specific electrode points in 10-20 international standard system

经过信号采集，实验所使用到的参数设置说明如下，针对“疲劳”与“不疲劳”样本实验使用的参数设置相同，脑电原始信号矩阵$\boldsymbol{R}_{31\times180\,000}$，心电原始信号列向量$\boldsymbol{V}$有180 000列，窗长$d$为20 s，步长$z$为2 s，脑电信号采样率$s_{\mathrm{EEG}}$为1 000 Hz，心电信号采样率$s_{\mathrm{ECG}}$为1 000 Hz，时间$t$为180 s，通带上边界频率$w_{n1}$为0.5 Hz，下边界频率$w_{n2}$为75 Hz，阻带下限截止频率$f_{c1}$为49 Hz，阻带上限截止频率$f_{c2}$为51 Hz，级联森林每个森林中树木的数量$m_1$为340，森林的个数$m_2$为4。

本文主要研究了用户相关实验。为获得稳定的实验结果，本文采用十折交叉验证的方式进行分类实验。对于每个被试的全部数据，将其随机分为10等份，每次取其中1份数据作为测试集，其余9份作为训练集，循环10次后取所有结果的平均值作为最终的分类精度。所有实验都采用十折交叉验证。本文实验采用二分类，所有样本分为“疲劳”和“不疲劳”2种标签。

2.4 实验结果分析

在本文实验中，主试会根据主观量表的自评分筛选出被成功诱发疲劳状态的被试，任一被试于疲劳诱发前测试自评分等级处于不疲劳等级（即自评加权得分小于等于2），疲劳诱发后测试自评分等级处于其他疲劳等级（即自评加权得分大于2），则认定为有效被试，反之则为无效被试。根据主观疲劳自评量表，剔除掉自评分判定为无效的被试，最终剩余14人作为有效被试。

2.4.1 多模态融合特征实验

为证明多模态融合特征对于分类性能的提升能力，通过实验对比了分别采用多模态融合特征（EEG+ECG）和单模态特征（EEG和ECG）的分类结果。如表4所示，多模态融合特征获得了最优的平均识别率，为99.60%，而单独使用EEG特征和ECG特征的平均识别率分别为97.37%和95.89%。可以看出，在脑力疲劳数据集上，无论是使用EEG特征还是ECG特征，单模态的分类性能已经处于较高水平，而当在特征级融合多个模态时，分类性能仍然能够在单模态的基础上表现出一定程度的上升。与此同时，多模态融合特征分类结果的标准差为0.90%，明显低于单模态，这表明采用多模态特征更能够维持模型性能的稳定，在面对不同被试的数据时具有优秀的适应能力。

表4 单模态特征与多模态融合特征的分类结果对比

Table 4 Comparison of classification results of single-modal features and multi-modal fusion features

特征类型	平均识别率/%	标准差/%
ECG特征	95.89	7.49
EEG特征	97.37	2.40
多模态融合特征（EEG+ECG）	99.60	0.90

此外，为更加直观的看出融合特征和单模态特征在每个被试的数据上产生的影响，图5展示了14位被试使用不同模态特征的平均识别率。由图5可知，绝大多数被试数据采用多模态融合特征均时能够获得比单模态特征更高的平均识别率，并且整体识别率的变化幅度较小，说明对于来自不同被试的不同类型数据，多模态融合特征能够提升整体的分类性能，得到较为稳定的分类结果。

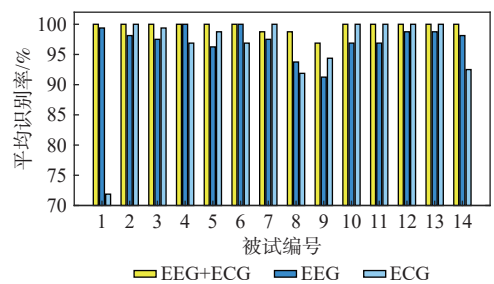


图5 单模态特征与多模态融合特征的分类结果对比

Fig. 5 Comparison of classification results of single-modal features and multi-modal fusion features

2.4.2 对比实验结果

为证明级联森林的分类能力，在对比实验中选择了2种方法进行性能比较。SVM是经典的传统机器学习分类器，CNN是深度学习方法中典型通用的神经网络，因此，在脑力疲劳数据集上分别应用这2种方法并分析实验结果。本文采用的CNN主要包括1层输入层、2层卷积层、Max pooling层、Dropout层、全连接层及输出层，卷积核大小设置为3×3，激活函数使用Relu。SVM则采用Sigmod

核函数。级联森林和 2 种对比方法的结果如表 5 所示。根据表 5 的结果, 级联森林实现了最高的平均识别率, 相比于 SVM 和 CNN 均具有显著优势。CNN 的结果仅次于级联森林, 其平均识别率为 87.50%, 相比级联森林下降了 12.10%。SVM 的平均识别率最低, 仅达到 79.91%。

表 5　2 种方法与级联森林的分类结果对比

Table 5　Comparison of classification results of two methods and cascade forest

分类方法	平均识别率/%	标准差/%
SVM	79.91	14.25
CNN	87.50	10.51
级联森林	99.60	0.90

图 6 为 3 种不同方法中 14 位被试各自的平均识别率。相比于 2 种对比方法, 级联森林的平均识别率较高, 不同被试的结果波动范围较小, 识别率极值之间的差异仅为 3.1%, 展现出较好的稳定性。

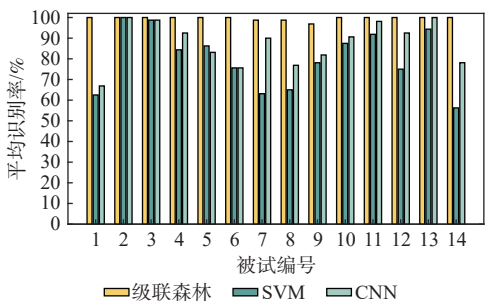


图 6　3 种不同方法中 14 位被试各自的平均识别率

Fig. 6　Average recognition rate of 14 subjects by three different methods

SVM 和 CNN 的平均识别率普遍低于级联森林, 并且其不同被试的平均识别率相差较大, 在 SVM 中, 被试中最高平均识别率与最低之间的差异为 43.7%, CNN 中的最大差异则为 33.1%, 均明显高于级联森林。由此可见, 本文算法能够同时实现高精度和高稳定性的脑力疲劳检测。

3　结　论

1) 本文算法采用多模态融合特征和级联森林的结合来完成脑力疲劳识别任务。基于特定四导联的 EEG 信号与 ECG 信号在特征级进行融合, 为后续的分类识别提供了更多有效信息, 同时级联森林能够高效的处理多模态融合特征, 在小规模数据集上实现高准确率的脑力疲劳状态识别。本文算法在自采多模态疲劳数据集上实现了 99.60% 的平均识别率, 相比于 SVM 和 CNN, 本文算法在分类性能上具有显著的优势。

2) 本文实验从 32 导脑电系统中提取出特定 4 个导联(Fp1, Fp2, F7, F8)的 EEG 信号进行分析, 探究了基于更少 EEG 导联来识别脑力疲劳状态的可能性, 这一方式增加了在后续信号采集实验中的便利性。

3) 本文算法所采用的级联森林分类模型具有级联结构的集成方式, 结合了传统机器学习和深度学习的优势, 可解释性强, 超参数较少, 并且易于在小样本数据上进行学习。级联森林在本文的自采数据集上实现了对脑力疲劳状态的准确分类, 证明了该分类模型在脑力疲劳识别研究中的适用性。

4) 本文在现有研究的基础上, 发掘出具有更高准确率的脑力疲劳识别算法。本文算法沿用了传统的处理流程, 包括信号采集、预处理、特征提取以及分类识别 4 个阶段。相比于脑力疲劳识别中常见的多导联脑电计算, 本文所选的 4 个 EEG 电极点(Fp1, Fp2, F7, F8)所处位置通常无毛发遮挡, 便于采集更高质量的 EEG 信号。与此同时, 本文将级联森林应用到脑力疲劳识别问题中, 取得了优异的识别准确率, 从而为相关研究引入并拓展了新的分类算法类型。

为了使本文算法能够更好地被应用于各种脑力疲劳数据的处理, 在实验采集阶段, 需要注意实验的规范性以保证数据质量。

参考文献（References）

[1] VAN CUTSEM J, MARCORA S, DE PAUW K, et al. The effects of mental fatigue on physical performance: A systematic review[J]. Sports Medicine, 2017, 47(8): 1569-1588.

[2] HOPSTAKEN J F, VAN DER LINDEN D, BAKKER A B, et al. A multifaceted investigation of the link between mental fatigue and task disengagement[J]. Psychophysiology, 2015, 52(3): 305-315.

[3] VAN DEN BERG M J, WU L J, GANDER P H. Subjective measurements of in-flight sleep, circadian variation, and their relationship with fatigue[J]. Aerospace Medicine and Human Performance, 2016, 87(10): 869-875.

[4] FULCHER B D, PHILLIPS A J K, ROBINSON P A. Quantitative physiologically based modeling of subjective fatigue during sleep deprivation[J]. Journal of Theoretical Biology, 2010, 264(2): 407-419.

[5] HEAD J, TENAN M S, TWEEDELL A J, et al. Prior mental fatigue impairs marksmanship decision performance[J]. Frontiers in Physiology, 2017, 8: 680.

[6] SAHAYADHAS A, SUNDARAJ K, MURUGAPPAN M. Detecting driver drowsiness based on sensors: A review[J]. Sensors, 2012, 12(12): 16937-16953.

[7] LAL S K L, CRAIG A. Driver fatigue: Electroencephalography and psychological assessment[J]. Psychophysiology, 2002, 39(3): 313-321.

[8] TREJO L J, KUBITZ K, ROSIPAL R, et al. EEG-based estimation and classification of mental fatigue[J]. Psychology, 2015, 6(5): 572-589.

[9] TRAN Y, WIJESURIYA N, TARVAINEN M, et al. The relationship between spectral changes in heart rate variability and

fatigue[J]. Journal of Psychophysiology, 2009, 23(3): 143-151.

[10] HU J F. Comparison of different features and classifiers for driver fatigue detection based on a single EEG channel[J]. Computational and Mathematical Methods in Medicine, 2017, 2017: 5109530.

[11] BUTKEVIČIŪTĖ E, MICHALKOVIČ A, BIKULČIENĖ L. ECG signal features classification for the mental fatigue recognition[J]. Mathematics, 2022, 10(18): 3395.

[12] ZHAO C L, ZHAO M, LIU J P, et al. Electroencephalogram and electrocardiograph assessment of mental fatigue in a driving simulator[J]. Accident Analysis & Prevention, 2012, 45: 83-90.

[13] MONTEIRO T G, SKOURUP C, ZHANG H X. Optimizing CNN hyperparameters for mental fatigue assessment in demanding maritime operations[J]. IEEE Access, 2020, 8: 40402-40412.

[14] DEHAIS F, DUPRÈS A, BLUM S, et al. Monitoring pilot's mental workload using ERPs and spectral power with a six-dry-electrode EEG system in real flight conditions[J]. Sensors, 2019, 19(6): 1324.

[15] 胡淑燕, 郑钢铁. 基于 EEG 频谱特征的驾驶员疲劳监测研究[J]. 中国安全生产科学技术, 2010, 6(3): 90-94.
HU S Y, ZHENG G T. Study on driver fatigue detection based on EEG spectrum-related features[J]. Journal of Safety Science and Technology, 2010, 6(3): 90-94(in Chinese).

[16] SHEN K Q, LI X P, ONG C J, et al. EEG-based mental fatigue measurement using multi-class support vector machines with confidence estimate[J]. Clinical Neurophysiology, 2008, 119(7): 1524-1533.

[17] HAN S, WEI C F, WU Q. Recognition of fatigue status of pilots based on deep sparse auto-encoding network[C]//Proceedings of the 36th Chinese Control Conference. Piscataway: IEEE Press, 2017: 10945-10950.

[18] JEONG J H, YU B W, LEE D H, et al. Classification of drowsiness levels based on a deep spatio-temporal convolutional bidirectional LSTM network using electroencephalography signals[J]. Brain Sciences, 2019, 9(12): 348.

[19] HAN S Y, KIM J W, LEE S W. Recognition of pilot's cognitive states based on combination of physiological signals[C]//Proceedings of the 7th International Winter Conference on Brain-Computer Interface. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-5.

[20] ZHOU Z H, FENG J. Deep forest[J]. National Science Review, 2019, 6(1): 74-86.

[21] CHENG J, CHEN M Y, LI C, et al. Emotion recognition from multi-channel EEG via deep forest[J]. IEEE Journal of Biomedical and Health Informatics, 2020, 25(2): 453-464.

[22] FANG Y F, YANG H Y, ZHANG X G, et al. Multi-feature input deep forest for EEG-based emotion recognition[J]. Frontiers in Neurorobotics, 2021, 14: 617531.

[23] 姚娟娟, 路堃, 许金秀. 基于便携式脑电设备的快乐和悲伤情绪分类[J]. 计算机系统应用, 2020, 29(5): 233-238.
YAO J J, LU K, XU J X. Classification of happiness and sadness based on portable EEG devices[J]. Computer Systems & Applications, 2020, 29(5): 233-238(in Chinese).

[24] 仲伟峰, 李志, 刘燕, 等. 基于少导联脑电和时频深度网络的帕金森病伴快速眼动睡眠行为障碍智能辅助诊断方法[J]. 生物医学工程学杂志, 2021, 38(6): 1043-1053.
ZHONG W F, LI Z, LIU Y, et al. Intelligence-aided diagnosis of Parkinson's disease with rapid eye movement sleep behavior disorder based on few-channel electroencephalogram and time-frequency deep network[J]. Journal of Biomedical Engineering, 2021, 38(6): 1043-1053(in Chinese).

[25] WASCHER E, RASCH B, SÄNGER J, et al. Frontal theta activity reflects distinct aspects of mental fatigue[J]. Biological Psychology, 2014, 96: 57-65.

[26] CHEN C X, LI K, WU Q Y, et al. EEG-based detection and evaluation of fatigue caused by watching 3DTV[J]. Displays, 2013, 34(2): 81-88.

[27] WIEHLER A, BRANZOLI F, ADANYEGUH I, et al. A neuro-metabolic account of why daylong cognitive work alters the control of economic decisions[J]. Current Biology, 2022, 32(16): 3564-3575.

[28] 伍金莉. 心率变异性分析方法的研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2009.
WU J L. Study on analysis method of heart rate variability[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2009 (in Chinese).

[29] SZYPULSKA M, PIOTROWSKI Z. Prediction of fatigue and sleep onset using HRV analysis[C]// Proceedings of the 19th International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems-MIXDES 2012. Piscataway: IEEE Press, 2012: 543-546.

[30] 郭玮, 任杰. 脑力疲劳的实验室诱发模型和评价手段研究进展[J]. 中国运动医学杂志, 2013, 32(12): 1121-1128.
GUO W, REN J. Research progress on laboratory-induced models and evaluation methods of mental fatigue[J]. Chinese Journal of Sports Medicine, 2013, 32(12): 1121-1128(in Chinese).

[31] AHN S, NGUYEN T, JANG H, et al. Exploring neuro-physiological correlates of drivers' mental fatigue caused by sleep deprivation using simultaneous EEG, ECG, and fNIRS data[J]. Frontiers in Human Neuroscience, 2016, 10: 219.

[32] LIU Y S, LAN Z R, KHOO H H G, et al. EEG-based evaluation of mental fatigue using machine learning algorithms[C]//Proceedings of the International Conference on Cyberworlds. Piscataway: IEEE Press, 2018: 276-279.

[33] 张振祥, 张璟. 关于日本《疲劳症状自评量表》(2002)[J]. 人类工效学, 2003, 9(3): 60-62.
ZHANG Z X, ZHANG J. About Japan's fatigue symptom checklist (2002)[J]. Chinese Ergonomics, 2003, 9(3): 60-62(in Chinese).

Mental fatigue recognition algorithm based on cascade forest and multi-modal fusion

DENG Haowei[1]，HOU Yuejiao[1]，ZHANG Chaoyue[1]，XU Muhua[2]，ZHU Lingling[1]，ZHAO Yongqi[1,*]

(1. Beijing Institute of Basic Medical Sciences，Beijing 100850，China；
2. School of Instrument Science and Opto-Electronics Engineering，Hefei University of Technology，Hefei 230009，China)

Abstract: Mental fatigue is an important factor affecting human cognitive function and work efficiency, but there is no publicly available multi-modal fusion database related to mental fatigue, and the EEG signals commonly used to identify mental fatigue are prone to burden and activity limitation during the acquisition process, which led to the proposal of a mental fatigue identification algorithm based on multi-modal physiological signals. The experiment used a continuous cognitive task to induce mental fatigue in the subjects, and two physiological signals, EEG and ECG, were acquired simultaneously. The 4-lead (Fp1, F7, F8, Fp2) EEG and ECG signals were used to construct the multi-modal fusion features, and inputted into the cascade forest model to complete the mental fatigue recognition task. Finally, 14 valid mental fatigue multi-modal datasets were obtained and an average recognition rate of 99.60% was achieved. By introducing the cascade forest and multi-modal fusion technology, the accuracy and robustness of mental fatigue recognition are effectively improved, which provides technical support for mental fatigue monitoring and intervention.

Keywords: mental fatigue; multi-modal fusion; cascade forest; electroencephalogram; electrocardiogram

Received：2023-01-31；**Accepted**：2023-05-23；**Published Online**：2023-06-30 17：00
URL：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230630.1458.003
Foundation item：Industrial Technology Development Program (JKCY2019548B001)
* **Corresponding author**. E-mail：yqzhaoprc@sina.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0076

基于多星联合被动微波成像的运动目标检测

李睿[1,2]，邓丽[1,2,*]，段然[1]

(1. 中国科学院 国家空间科学中心，北京 100190；2. 中国科学院大学 天文与空间科学学院，北京 100049)

摘　　要：利用卫星编队形成天基被动干涉成像系统可获得高空间分辨率，但探测基线稀疏会导致反演图像存在混叠，影响单像素点目标检测。考虑观测区域的缓变特性，提出一种基于图像序列的目标检测方法。通过多帧图像进行背景估计，对反演图像进行背景消除；基于旁瓣特征聚集能量，估计目标区域噪声，筛选出候选目标；结合时序运动特征得到目标的运动轨迹，实现运动点目标的检测。以10颗地球静止轨道卫星构成的编队系统为例，对50个舰船点目标探测，进行300次仿真实验。结果表明：所提方法可实现大视场范围内的点目标检测，平均虚警率为14.5%，平均漏警率为19.5%。

关　键　词：卫星编队；稀疏采样；综合孔径成像；运动目标检测；点目标
中图分类号：TP722.6; TP391.41
文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2025)02-0594-08

微波辐射计属于被动微波干涉范畴，与雷达等主动微波探测器相比，微波辐射计具有体积小、隐蔽性强、功耗低等优点，在海面、土壤、大气探测及军事方面有着广泛的应用[1-3]。近些年华中科技大学[4-6]、中国空间技术研究院[3,7]、中国科学院国家空间科学中心[8-9]等科研单位都开展了被动微波探测的相关研究。

利用被动微波辐射计进行探测时，成像的空间分辨率取决于接收天线的基线长度，基线越长，空间分辨率越高，成像质量越好[10]。对于搭载在卫星上的微波辐射计而言，由于发射成本的限制，天线的物理尺寸被限定在了一定范围内。

多星联合观测为解决以上问题提供了另一种思路，北京航空航天大学[11-12]、哈尔滨工业大学[13]、中国科学院空天信息创新研究院[14]等科研单位从不同领域对多星联合任务进行了研究。在利用卫星编队进行被动微波干涉成像时，多个小尺寸天线搭载于不同卫星上，将不同天线单元接收到的信号进行数据处理，可等效为虚拟大孔径天线的探测效果，从而提高被动微波辐射计的成像分辨率。

分布式系统干涉成像涉及到一系列关键技术，包括卫星编队设计和保持、分布式高精度相对测量、分布式一致性定标、图像处理和目标检测等技术[15-18]。

卫星编队运行于地球同步轨道，对某一片区域进行目标检测时，此时探测距离过远，目标在反演的亮温图像中通常仅占单个像素甚至亚像素。相较于面目标，微小目标纹理信息更少，空间特征更难以提取。华中科技大学[19-20]、浙江大学[21-22]、北京航空航天大学[23]、电子科技大学[24]、西安电子科技大学[25-26]、中国科学院西安光机所[27]等科研单位在微小目标检测方向进行了相关研究，在雷达、红外、可见光等领域取得了很好的检测效果。但对被动微波干涉图像而言，由于经过反演得到的亮温图像退化严重，难以检测到观测区域内的微小目标。

为解决天基被动微波干涉成像的目标检测问

收稿日期：2023-02-25；**录用日期**：2023-07-07；**网络出版时间**：2023-08-07 19:27
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230807.1435.002
基金项目：国家重点研发计划 (2021YFB3900100)
*通信作者. E-mail：dengli@nssc.ac.cn

引用格式：*李睿，邓丽，段然. 基于多星联合被动微波成像的运动目标检测[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：594-601.*
LI R，DENG L，DUAN R. Moving targets detection based on multi-satellite joint passive microwave imaging[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：594-601 (in Chinese).

题, 中国科学院国家空间科学中心[28]、中国空间技术研究院[3, 7]均提出了相关检测方法, 但均未针对高轨检测难点进行研究, 且当噪声与目标间亮温对比度小时, 检测效果并不理想。本文针对地球同步轨道下的被动微波干涉图像目标检测难点, 在多星联合探测的基础上, 提出一种能量聚集的图像序列目标检测方法。首先, 介绍综合孔径成像的原理, 从反演图像空间分辨率方面引入多星联合被动微波成像; 然后, 提出能量聚集的图像序列目标检测方法; 最后, 在仿真模拟场景下, 通过实验验证了本文方法的有效性。

1　成像原理

1.1　综合孔径成像原理

在综合孔径成像过程中, 将天线接收到的信号进行两两复相关, 生成可见度函数, 进一步经过傅里叶逆变换等操作生成反演图像, 成像原理如图 1 所示。2 个天线单元在空间频率域形成一条探测基线, 获得对应的可见度函数; n 根天线两两组合可形成 C_n^2 条探测基线, 获得 C_n^2 组可见度函数数据, 经过反演可得到亮温图像[1]:

$$\boldsymbol{V}(u,v)=\iint\frac{\widetilde{\boldsymbol{T}}(l,m)}{\sqrt{1-l^2-m^2}}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(ul+vm)}\mathrm{d}l\mathrm{d}m \tag{1}$$

$$\frac{\boldsymbol{T}(l,m)}{\sqrt{1-l^2-m^2}}=\iint\boldsymbol{V}(u,v)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(ul+vm)}\mathrm{d}u\mathrm{d}v \tag{2}$$

式中: (u,v)为两天线单元形成的基线矢量, 以波长为单位; (l,m)为入射电磁波的方向余弦; $\boldsymbol{V}(u,v)$为基线对应的可见度函数; $\widetilde{\boldsymbol{T}}(l,m)$为观测场景亮温。式(2)为根据基线和可见度函数反演亮温图像的过程, $\boldsymbol{T}(l,m)$为反演得到的亮温图像。

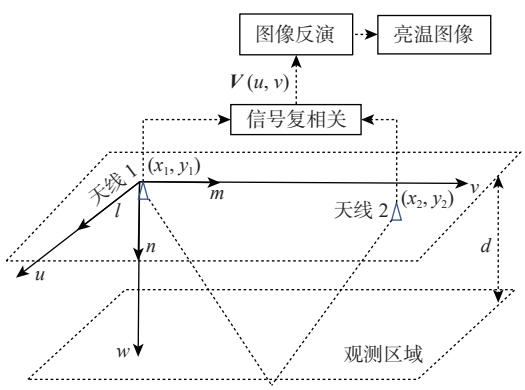


图 1　综合孔径微波成像过程

Fig. 1　Process of synthesis aperture imaging

1.2　多星联合观测

单颗卫星携带综合孔径辐射计, 卫星编队进行多星联合观测, 形成空间干涉阵列, 可以等效为虚拟大口径天线, 提高空间分辨率[29]。空间分辨率与天线口径关系为

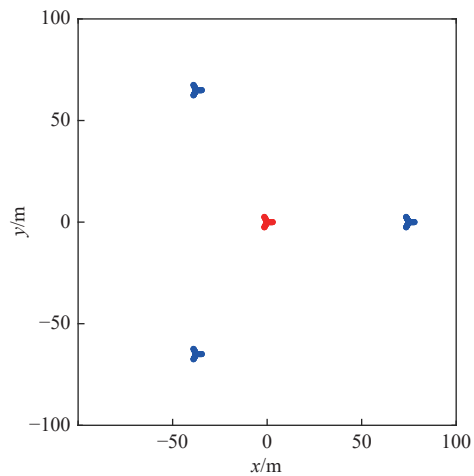
$$R_{\mathrm{res}}\propto\frac{\lambda}{D} \tag{3}$$

式中: R_{res}为空间分辨率; λ为探测波长; D为天线口径; 反演图像的空间分辨率与最长探测基线成反比。

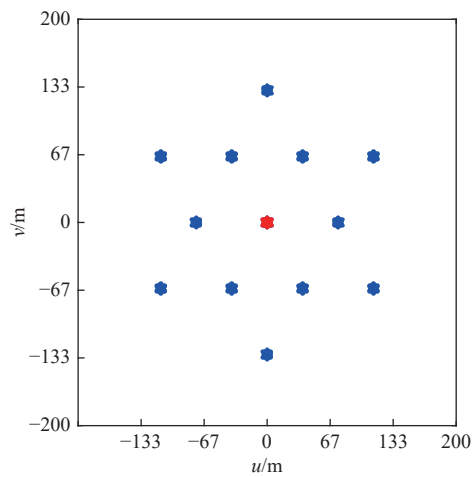
根据干涉成像原理, 空间频率域可见度函数与图像域亮温为傅里叶变换对关系。空间频率域基线致密采样, 便可获得高质量的反演图像。

图 2(a)为 4 颗卫星分别携带 Y 形综合孔径辐射计的空间位置分布图, 4 颗卫星呈星下点圆绕飞编队。其中, 红色标识的中心卫星为参考卫星, 蓝色标识的 3 颗卫星为环绕卫星, 绕飞半径为 75 m, 呈均匀分布。

图 2(b)为卫星携带的天线单元两两干涉所形成的瞬时基线图。单颗卫星携带 Y 形综合孔径辐射计, 形成的基线分布为六角星形分布, 如中心红色所示。4 颗卫星星间两两干涉, 形成 12 组探测基



(a) 绕飞半径为 75 m 的卫星编队



(b) 瞬时探测基线的分布情况

• 环绕卫星 • 参考卫星

图 2　卫星编队构型及基线分布示意图

Fig. 2　Schematic diagram of satellite formation configuration and baseline distribution

线，共轭对称，如蓝色所示。

通过卫星编队可以使被动微波干涉反演图像（下称“反演图像”）的空间分辨率达到百米量级，但此时舰船、飞机等目标仅占单像素甚至亚像素，目标的纹理、形状等特征被严重削弱；同时，由于探测基线是稀疏的，空间频率域的欠采样使得反演图像严重退化。

2 基于图像序列的目标检测

针对欠采样下反演图像的目标检测问题，本文提出基于图像序列的目标检测方法。在获得反演图像序列后，利用历史观测数据进行背景估计及消除；在此基础上，基于旁瓣特征进行目标增强及旁瓣抑制，筛选出候选目标点；根据目标运动的连续性消除虚假目标点、修正漏检时刻的目标点。目标检测流程如图3所示。

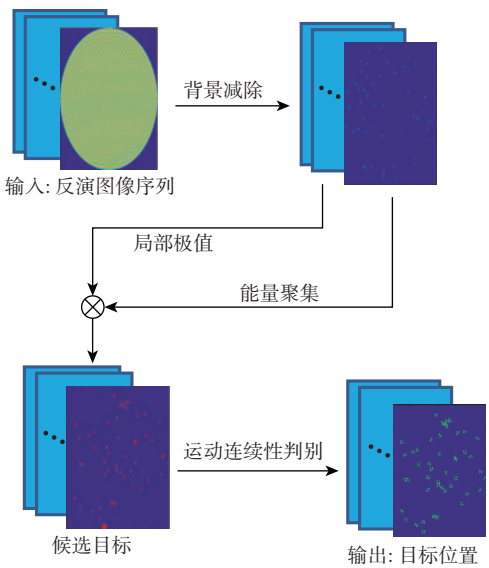


图3 本文方法目标检测流程

Fig. 3 Target detection process of proposed method

2.1 背景估计和消除

假设在时刻k,观测区域中出现目标，此时反演图像为$\boldsymbol{T}^k$，其主要由3部分组成：

$$\boldsymbol{T}^k=\boldsymbol{T}_{\mathrm{B}}^k+\boldsymbol{T}_{\mathrm{O}}^k+\boldsymbol{T}_{\mathrm{N}}^k \tag{4}$$

式中：$\boldsymbol{T}_{\mathrm{B}}^k$为观测区域的背景亮温；$\boldsymbol{T}_{\mathrm{O}}^k$为目标与背景间的亮温差；$\boldsymbol{T}_{\mathrm{N}}^k$为旁瓣带来的混叠噪声及系统硬件的固有噪声等。

目标与背景的亮温差异较小时，特别是当目标亮温值低于背景亮温时，$\boldsymbol{T}_{\mathrm{O}}^k<\boldsymbol{0}$，目标极易被背景的混叠噪声淹没。对反演图像进行背景消除预处理可消除部分混叠噪声；为获得更好的反演图像质量，使用缓变的历史数据扩充观测时刻的可见度函数，进行反演成像，将连续多帧反演图像的均值作为背景。对连续N帧的反演图像进行背景估计：

$$\hat{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{B}}=\frac{1}{N}\left(\sum_{k=1}^{N}\boldsymbol{T}^k\right) \tag{5}$$

式中：$\hat{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{B}}$为预估背景。

考虑连续时间内观测区域亮温无显著变化，进行背景消除操作，从而达到去除背景、增强目标的效果：

$$\hat{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{O}}^k=\hat{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{B}}-\boldsymbol{T}^k \tag{6}$$

式中：$\hat{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{O}}^k$为$k$时刻背景消除后的结果，需要注意的是$\hat{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{O}}^k$中仍含有较多虚假目标点。

2.2 基于旁瓣能量聚集的候选目标检测

对$\hat{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{O}}^k$进行目标检测时，混叠噪声点影响着对检测效果。若仅以相对亮温值的高低进行目标标识，会检测到较多虚假目标；同时当不同目标亮温差异较大时，若检测阈值设置过高，会产生漏检现象。本节通过聚集旁瓣能量，达到消除混叠噪声点的目的。

对目标而言，经过背景消除后，目标相对亮温得到增强，邻域的亮温低于目标，而混叠噪声不具有该特征。由此设计能量聚集算子为

$$\boldsymbol{G}=\frac{1}{4+\varepsilon}\begin{bmatrix}0&1&0\\1&\varepsilon&1\\0&1&0\end{bmatrix} \tag{7}$$

式中：$0<\varepsilon<1$，表示主瓣能量所占比重，ε值越小，对噪声抑制效果越好，但会在一定程度上削弱目标亮温值。使用该算子对图像$\hat{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{O}}^k$进行滤波操作，以聚集4-邻域内旁瓣能量。

此外，通过局部极值操作增强目标邻域噪声，可得噪声增强后的图像：

$$\boldsymbol{T}_{\mathrm{dif}}=F_{\mathrm{local,max}}^{8}(\hat{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{O}}^k)-\hat{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{O}}^k \tag{8}$$

式中：$F_{\mathrm{local,max}}^{8}$表示在8-邻域内进行局部最大值滤波操作，滤波后的图像与$\hat{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{O}}^k$进行差值计算，得到噪声增强后的图像$\boldsymbol{T}_{\mathrm{dif}}$。

进一步，利用噪声图$\boldsymbol{T}_{\mathrm{dif}}$和聚集算子$\boldsymbol{G}$生成处理后的待检测目标图：

$$\boldsymbol{E}_{\mathrm{O}}^k=\hat{\boldsymbol{T}}_{\mathrm{O}}^k\otimes\boldsymbol{G}-\mathrm{e}^{\boldsymbol{T}_{\mathrm{dif}}} \tag{9}$$

式中：$\otimes$为卷积操作；$\boldsymbol{E}_{\mathrm{O}}^k$为生成的待检测目标图，通过差值运算消除目标邻域的噪声。

设置检测阈值，获得滤波后图像中值得关注的候选目标点序列：

$$\boldsymbol{C}_{\mathrm{O}}^k(l,m)=\begin{cases}1 & \boldsymbol{E}_{\mathrm{O}}^k(l,m)>\vartheta\sigma\\0 & \boldsymbol{E}_{\mathrm{O}}^k(l,m)\leqslant\vartheta\sigma\end{cases} \tag{10}$$

式中：σ为图像的标准差；ϑ为检测阈值；$\boldsymbol{C}_{\mathrm{O}}^k(l,m)=1$的位置为候选目标点所在的位置。

候选目标点的选取与阈值大小密切相关, 当阈值较小时, 可以检测到所有的目标点, 但可能会造成部分噪声点判定为目标, 增加虚检; 反之, 阈值较高导致检测到的目标点漏检。因此, 需结合目标和噪声特征, 设置合理的阈值。

2.3　基于运动轨迹的目标提取

利用目标的运动信息, 可进一步判定虚检目标和漏检目标, 确认真实目标轨迹。具体步骤如下:

步骤 1　取出第一帧中第 i 个候选目标点, 创建 $\boldsymbol{T}_i^{\text{track}}$, 记录当前候选目标点的位置,其为真实目标的概率 $P_{\text{tar}}^i=0.5$。

步骤 2　在下一帧中寻找其邻域内是否存在候选目标点: ①不存在: $P_{\text{tar}}^i=P_{\text{tar}}^i-0.04$, 候选目标点位置不变, 同步更新 $\boldsymbol{T}_i^{\text{track}}$; ②存在: $P_{\text{tar}}^i=P_{\text{tar}}^i+0.05$, 更新候选目标位置及 $\boldsymbol{T}_i^{\text{track}}$。

步骤 3　重复步骤 2 直到至最后一帧。计算 $\boldsymbol{T}_i^{\text{track}}$ 中各帧与首帧间的平均速度, 统计无突变的速度数 n_{v}。若 n_{v} 大于总帧数的一半, 则认为该轨迹为真实轨迹, 并修正概率 $P_{\text{tar}}^i=0.5+n\times0.05$, 并修正突变位置的坐标值; 否则, 该轨迹不成立, 并修正概率 $P_{\text{tar}}^i=0.5$。

步骤 4　若某帧的步骤 2 出现多个目标点, 则再次执行步骤 2 和步骤 3。选出最大的 P_{tar}^i, 并获得其对应的 $\boldsymbol{T}_i^{\text{track}}$。

步骤 5　若 $P_{\text{tar}}^i>0.5$, 则第 i 个候选目标为真实目标, 并且 $\boldsymbol{T}_i^{\text{track}}$ 为更新的轨迹。

对第一帧中所有候选目标点执行以上操作, 从而获得各帧中真实目标。

引入局部信噪比(signal to noise ratio, SNR)、虚警率(false alarm rate, FAR)和漏警率(missing alarm rate, MAR)对检测结果进行分析, 计算式分别为

$$S_{\text{SNR}}=\frac{1}{N}\sum_k^N\sum_i^n\lg\left(\frac{\left|t_k^i-t_k^{i,\text{a}}\right|}{\sigma(t_k^{i,\text{a}})}\right)\tag{11}$$

$$F_{\text{FAR}}=\frac{1}{N}\sum_k^N\frac{f_{\text{FP},k}}{f_{\text{FP},k}+f_{\text{TP},k}}\tag{12}$$

$$M_{\text{MAR}}=\frac{1}{N}\sum_k^N\left(1-\frac{f_{\text{TP},k}}{P_k}\right)\tag{13}$$

式中: N为总帧数; k表示第k帧图像; t_k^i为第k帧图像中第i个目标的亮温; $t_k^{i,\text{a}}$表示第k帧图像中第i个目标邻域的平均亮温; $\sigma(t_k^{i,\text{a}})$为邻域亮温的标准差; $f_{\text{TP},k}$为第k帧结果中真实目标的数量; $f_{\text{FP},k}$为第k帧结果中虚假目标的数量; P_k为第k帧真实目标的总数量。

3　仿真实验验证

3.1　仿真模拟场景

设计如下仿真模拟场景: 卫星编队运行于地球静止轨道: 包含 1 颗参考卫星和 9 颗环绕卫星, 其中, 5 颗环绕卫星呈半径为 200 m 的当地水平圆绕飞, 4 颗环绕卫星呈 900 m 的当地水平圆绕飞。基于 Cornwell[30] 提出的基线优化指标设计卫星分布相位, 各卫星的轨道要素如表 1 所示。卫星编队的星下点轨迹如图 4(a) 所示。仿真的探测频率设定为 K 波段, 每颗卫星均搭载 Y 形综合孔径微波辐射计, 臂长为 3 m, 臂间夹角为 120°; 天线视场范围为 8.59°。每颗卫星同时携带高稳时钟和 GNSS 接收机, 实时估计星间钟差并通过星间链路对时钟进行校准, 使其同步精度优于半个波长。

根据干涉测量原理, 通过 12 h 的连续观测, 探测基线覆盖情况如图 4(b) 所示, 干涉成像系统的空间分辨率为 1.37″, 地面分辨率为 238.6 m。

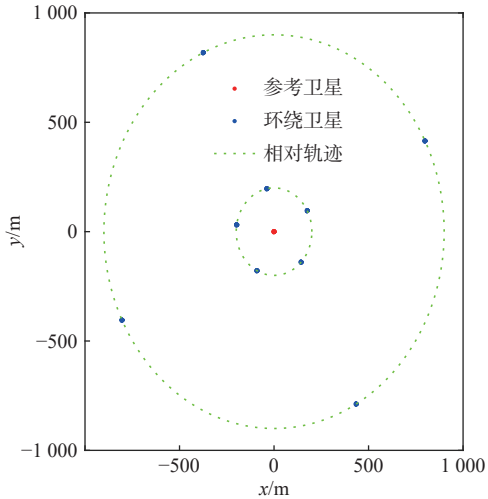
观测区域为海平面, 随机分布 50 艘百米规模的船只, 假设船只亮温比海面平均亮温低 40～50 K, 模拟 15～27 节 (1 节=1.852 km/h) 的匀速直线运动。

成像系统积分时间设定为 20 s, 即每 20 s 的采样数据生成一幅图。使用 12 h 的历史观测数据用

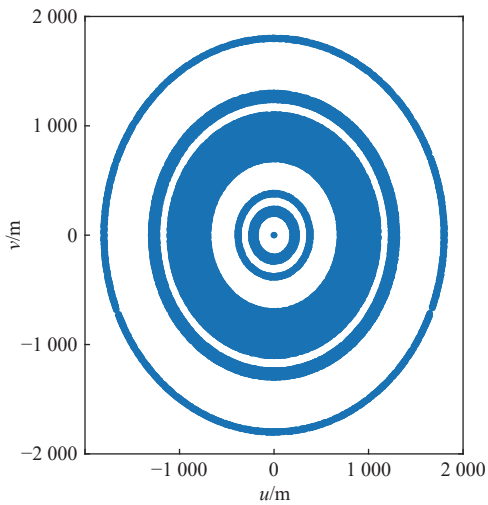
表 1　各卫星的轨道参数

Table 1　Orbital elements of each satellite

卫星相对轨道要素	半长轴/km	偏心率/10^{-6}	轨道倾角/(°)	近地点幅角/(°)	升交点赤经/(°)	平近点角/(°)
参考卫星	42 164	0	0	0	0	0
环绕卫星1	42 164	2.372	2.718×10^{-4}	90.000	81.011	171.011
环绕卫星2	42 164	2.372	2.718×10^{-4}	90.000	225.814	315.814
环绕卫星3	42 164	2.372	2.718×10^{-4}	90.000	−61.375	28.625
环绕卫星4	42 164	2.372	2.718×10^{-4}	90.000	10.812	100.812
环绕卫星5	42 164	2.372	2.718×10^{-4}	90.000	153.198	243.198
环绕卫星6	42 164	2.372	2.718×10^{-4}	90.000	−62.550	27.450
环绕卫星7	42 164	2.372	2.718×10^{-4}	90.000	116.695	206.695
环绕卫星8	42 164	2.372	2.718×10^{-4}	90.000	208.878	298.878
环绕卫星9	42 164	2.372	2.718×10^{-4}	90.000	24.592	114.592



(a) 卫星编队的星下点投影当地水平面投影



(b) 12 h 内探测基线的分布情况

图 4 卫星编队模拟场景

Fig. 4 Satellite formation in the simulation experiments

于背景估计。进行 300 次仿真实验，每次仿真生成 10 帧动态图像，每帧图像中船只移动 1 个像素。

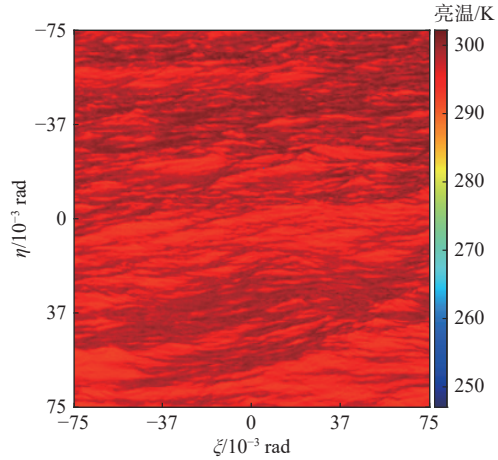
观测区域的亮温分布如图 5(a) 所示，亮温值最低为 250 K，为船只的亮温值。累积采样 12 h，反演得到的退化亮温图像如图 5(b) 所示，亮温值最低为 292 K，其中，ξ为南北方向观测区域视角，η 为东西方向观测区域视角。

3.2 结果分析

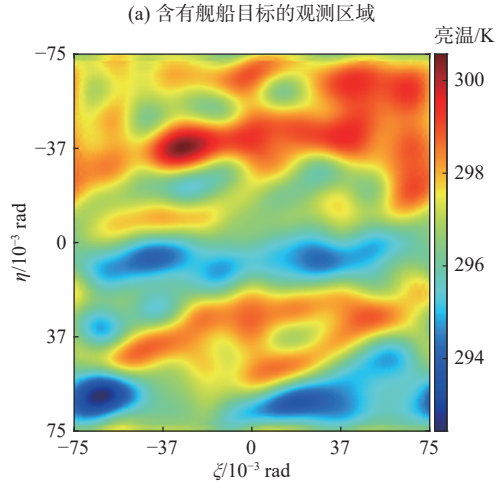
300 次试验中，ε取 0.5，邻域均取 9×9邻域范围，图像的信噪比情况如图 6 所示。

反演图像的平均信噪比为−39.3 dB，经过背景消除，图像平均信噪比为 5.2 dB；经过能量聚集操作后，平均信噪比为 8.7 dB；可见，背景消除操作可显著改善图像的信噪比，在此基础上，能量聚集操作可进一步改善图像信噪比。

分别使用本文方法和文献 [3] 方法对每次生成的图像序列进行目标检测，每次检测均挑选 800 个候选目标点，2 种方法的虚警率、漏警率统计结果



(a) 含有舰船目标的观测区域



(b) 观测区域的反演图像

图 5 仿真模拟图像

Fig. 5 Image in the simulation experiments

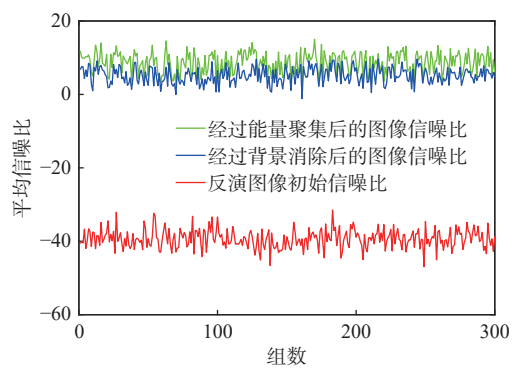


图 6 多次实验信噪比结果

Fig. 6 SNR of multiple experiments.

如图 7 所示。本文方法平均虚警率为 14.5%，平均漏警率为 19.5%，优于使用文献 [3] 方法，其平均虚警率为 31.6%，平均漏警率为 22.9%。

在大多数实验中，本文方法的虚警率与漏警率优于文献 [3]，仅少数情况下，如第 47 组实验中，经过背景消除后图像的信噪比降低为 2.4 dB，此时由于检测阈值的设定，本文方法的漏警率为 50.0%，低于文献 [3] 方法的 32.0%；但在虚警率上本文方法为 41.8%，文献 [3] 方法为 50.0%。

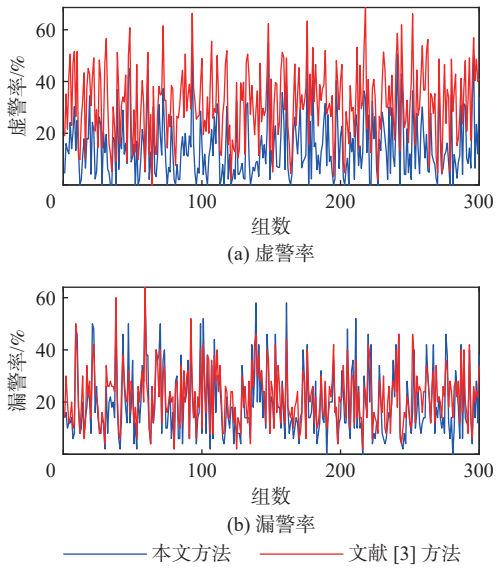


图 7　多次实验算法检测结果

Fig. 7　Detection results of the algorithm in multiple experiments.

复杂海况对目标检测会产生影响, 本文方法一定程度上依然适用。综合孔径辐射计的探测对象是海表面亮温和海面目标, 海表面亮温受海面粗糙度、海面风速等影响, 同时复杂海况和目标也存在关联关系。本文研究工作中, 统计欧空局 SMOS 卫星上 MIRAS 星载微波辐射计一段时间内探测的海表面亮温变化约为 4 K, 将其作为背景随机误差引入到仿真模型中。因此, 本文方法一定程度上可应用于复杂海况。

4　结　论

针对利用卫星编队形成的被动干涉成像系统进行运动点目标检测面临的挑战, 本文提出基于图像序列的目标检测方法。

1) 本文方法利用历史探测数据进行背景估计及背景消除, 基于旁瓣能量聚集进行滤波操作, 提高了图像的信噪比。

2) 本文方法利用目标运动的连续性, 剔除了虚假目标点, 修正了目标的漏检位置, 改善了检测的虚警率和漏警率。

下一步, 将引入更多的探测系统误差如基线测量误差、时钟同步误差等, 进行目标检测分析。

参考文献（References）

[1] 吴季, 刘浩, 阎敬业, 等. 干涉式被动微波成像技术[J]. 遥感技术与应用, 2009, 24(1): 1-12.
WU J, LIU H, YAN J Y, et al. Interferometric imaging technology for passive microwave radiometry[J]. Remote Sensing Technology and Application, 2009, 24(1): 1-12 (in Chinese).

[2] 吴季, 刘浩, 孙伟英, 等. 综合孔径微波辐射计的技术发展及其应用展望[J]. 遥感技术与应用, 2005, 20(1): 24-29.
WU J, LIU H, SUN W Y, et al. Technical development and application prospect of synthetic aperture radiometer[J]. Remote Sensing Technology and Application, 2005, 20(1): 24-29(in Chinese).

[3] 卢海梁, 王志强, 高超, 等. 基于被动干涉微波亮温图像的海面目标探测算法研究[J]. 电子与信息学报, 2020, 42(3): 563-572.
LU H L, WANG Z Q, GAO C, et al. Research on the detection algorithm for sea surface targets based on passive interferometric microwave images[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2020, 42(3): 563-572 (in Chinese).

[4] ZHENG T, HU F, WU L, et al. Synthesis of large alias-free field-of-view linear arrays for synthetic aperture interferometric radiometers[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2020, 68(12): 7916-7926.

[5] ZHU D, HU F, LANG L, et al. Radiometric sensitivity and angular resolution optimization of thinned linear arrays in microwave interferometric radiometry[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, 67(1): 568-573.

[6] XIAO C W, WANG X, DOU H F, et al. Non-uniform synthetic aperture radiometer image reconstruction based on deep convolutional neural network[J]. Remote Sensing, 2022, 14(10): 2359.

[7] 卢海梁, 李一楠, 宋广南, 等. 海面目标星载微波辐射无源探测技术研究[J]. 红外与毫米波学报, 2019, 38(5): 674-682.
LU H L, LI Y N, SONG G N, et al. Research on the passive detection technology using space-borne synthesis aperture microwave radiometers for the sea surface target[J]. Journal of Infrared and Millimeter Waves, 2019, 38(5): 674-682 (in Chinese).

[8] GUO T S, GUO X, LIU H, et al. Study of the real-time onboard radio frequency interference detection and mitigation strategy for MICAP L-band radiometer[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2022, 60: 5304914.

[9] 杨宜, 邓丽, 段然, 等. 基于背景和变化稀疏性的瞬变源图像重建算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(5): 915-924.
YANG Y, DENG L, DUAN R, et al. A image reconstruction algorithm of transient sources based on combined sparsities of background and variation[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(5): 915-924 (in Chinese).

[10] FU P, ZHU D, HU F, et al. A near-field imaging algorithm based on angular spectrum theory for synthetic aperture interferometric radiometer[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2022, 70(7): 3606-3616.

[11] 杨博, 王浩帆, 苗峻, 等. 基于卫星编队的空间碎片视觉高精度导航方法[J]. 中国空间科学技术, 2019, 39(1): 40-48.
YANG B, WANG H F, MIAO J, et al. High-precision visual navigation for space debris based on satellite formation[J]. Chinese Space Science and Technology, 2019, 39(1): 40-48 (in Chinese).

[12] 陈杰, 杨威, 王鹏波, 等. 多方位角观测星载 SAR 技术研究[J]. 雷达学报, 2020, 9(2): 205-220.
CHEN J, YANG W, WANG P B, et al. Review of novel azimuthal multi-angle observation spaceborne SAR technique[J]. Journal of Radars, 2020, 9(2): 205-220 (in Chinese).

[13] LI Y Q, FENG X E, WANG G, et al. A real-coding population-based incremental learning evolutionary algorithm for multi-satellite scheduling[J]. Electronics, 2022, 11(7): 1147.

[14] LI X F, ZHENG W Z, YANG X F, et al. Coexistence of atmospher-

ic gravity waves and boundary layer rolls observed by SAR[J]. Journal of the Atmospheric Sciences, 2013, 70(11): 3448-3459.

[15] SUN X C, GENG C, DENG L, et al. Geolocation of formation-flying spacecraft using relative position vector measurements[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2022, 45(4): 764-773.

[16] SHI Y, XU Y D, DENG L, et al. Imaging sensitivity of a linear interferometer array on lunar orbit[J]. Monthly Notices of the Royal Astronomical Society, 2022, 510(2): 3046-3062.

[17] CHEN X L, YAN J Y, DENG L, et al. Discovering the sky at the longest wavelengths with a lunar orbit array[J]. Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences, 2021, 379(2188): 1-10.

[18] GUO X, CAMPS A, PARK H, et al. Phase and amplitude calibrations of rotating equispaced circular array for geostationary microwave interferometric radiometers—Theory and methods[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2021, 60: 5300615.

[19] PHILIP CHEN C L, LI H, WEI Y T, et al. A local contrast method for small infrared target detection[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2013, 52(1): 574-581.

[20] WEI Y T, YOU X G, LI H. Multiscale patch-based contrast measure for small infrared target detection[J]. Pattern Recognition, 2016, 58: 216-226.

[21] XIA C Q, LI X R, YIN Y P, et al. Multiple infrared small targets detection based on hierarchical maximal entropy random walk[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2021, 19: 7001805.

[22] XIA C Q, LI X R, ZHAO L Y, et al. Modified graph Laplacian model with local contrast and consistency constraint for small target detection[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2020, 13: 5807-5822.

[23] ZHANG H, ZHANG L, YUAN D, et al. Infrared small target detection based on local intensity and gradient properties[J]. Infrared Physics & Technology, 2018, 89: 88-96.

[24] ZHANG L D, PENG Z M. Infrared small target detection based on partial sum of the tensor nuclear norm[J]. Remote Sensing, 2019, 11(4): 382.

[25] LI J Y, SHUI P L, GUO Z X, et al. Fast principal component analysis-based detection of small targets in sea clutter[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2022, 16(8): 1282-1291.

[26] XU S, ZHU J, JIANG J, et al. Sea-surface floating small target detection by multi-feature detector based on isolation forest[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2021, 14: 704-715.

[27] CHEN Y,ZHANG G,MA Y,et al. Small infrared target detection based on fast adaptive masking and scaling with iterative segmentation [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2022, 19: 1-5.

[28] 邓丽, 杨宜, 段然. 一种基于被动微波干涉成像的运动点目标的检测方法: CN107290720B[P]. 2019-12-17.

DENG L, YANG Y, DUAN R. A moving point target detection method based on passive microwave interference imaging: CN107290720B[P]. 2019-12-17(in Chinese).

[29] SUGIHARA EL MAGHRABY A K, GRUBISIC A, COLOMBO C, et al. A novel interferometric microwave radiometer concept using satellite formation flight for geostationary atmospheric sounding[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2018, 56(6): 3487-3498.

[30] CORNWELL T J. A novel principle for optimization of the instantaneous fourier plane coverage of correlation arrays[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1988, 36(8): 1165-1167.

Moving targets detection based on multi-satellite joint passive microwave imaging

LI Rui[1, 2]，DENG Li[1, 2, *]，DUAN Ran[1]

(1. National Space Science Center，Chinese Academy of Sciences，Beijing 100190，China；
2. School of Astronomy and Space Science，University of Chinese Academy of Sciences，Beijing 100049，China)

Abstract: High spatial resolution can be achieved by the satellite formation-based passive interference imaging system in space, however the retrieved image may contain aliasing noise due to sparse detection baselines, which will impede the detection of single-pixel point targets. Considering the slow-varying characteristics of the observation area, a target detection method based on image sequences is proposed. The observation background is estimated by multi-frame retrieved images and historical data, and then background subtraction is applied to the retrieved images. Next, by accumulating sidelobe energy and estimating the noise in the target neighborhood, potential targets are chosen. Lastly, the tracks of the targets are acquired by analyzing the movement characteristics. In the simulation experiment, 10 satellites running in geostationary orbit are designed to detect 50 ship targets in the sea. A total of 300 trials are tested, and the average false alarm rate and average missed alarm rate are shown to be as high as 14.5% and 19.5%, respectively.

Keywords: satellite formation flight; sparse sampling; synthetic aperture imaging; moving target detection; point target

Received：2023-02-25；**Accepted**：2023-07-07；**Published Online**：2023-08-07 19：27

URL：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230807.1435.002

Foundation item：National Key Research and Development Program of China (2021YFB3900100)

* **Corresponding author**. E-mail：dengli@nssc.ac.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0002

一种在线训练的自决策主题爬虫算法

熊观野，杨百龙*
(火箭军工程大学 作战保障学院，西安 710025)

摘 要：隧道穿越问题是主题爬虫发展过程中无法回避的一个问题，为解决隧道穿越问题，提出一种基于博伊德环的自决策主题爬虫(FCIDOL)算法。该算法以博伊德环为基本框架，按照“观察-评估-决策-行动”形成闭环，根据爬虫已完成的工作——记忆，对观察到的当前状态进行评估，产生激进或保守策略的决策，引导爬虫执行寻找新的主题相关网页团，或专注于短期收益的行动，记忆的作用在于为评估网络提供训练材料，实现对网络的在线训练满足爬虫的冷启动。实验表明：所提算法相较于多种主题爬虫算法在不同主题环境下收获率提升了7.8%以上，重复链接次数减少了15.6%以上。

关 键 词：主题爬虫；隧道穿越；自决策；在线学习；冷启动
中图分类号：TP319.1
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2025)02-0602-14

网络爬虫是一种用于自动获取网页信息的脚本或机器人，最早的版本出现于搜索引擎中，称为通用爬虫。通用爬虫具有一般的网页收集能力，但不能提供定制的服务，采集到的信息可用性也较差，因此，诞生了具有主题定制能力的主题爬虫。

不同于通用爬虫，主题爬虫只关心与用户预设主题相关的网页，因此，在面对复数个待爬取的网页链接时，就需要决定先后顺序或取舍，以提高输出数据的主题相关性。最佳优先是主题爬虫最常见的排序方法，本质是一种贪心策略，始终选取待爬取队列中主题相关度最高的链接作为爬虫转移方向，这种方法基于主题相关的网页相互链接聚在一起的假设，但实际情况中相同主题网页通常聚成多个团。隧道穿越指的就是从一个团到另一个团之间穿过数个其他主题的网页过程，由于穿越不相关主题网页的过程与主题爬虫只关心预设主题的特征相矛盾，而如果只在一个主题网页团中爬取，很多主题相关的网页就不能被发现和下载，影响主题爬虫的下载率，隧道穿越问题因此成了主题爬虫的难点问题之一。

隧道穿越问题可以被表示为在一个有向图 $G=(V, A)$ 中，V 为顶点的集合，A 为连接顶点的边的集合。$V=N\cup D$，$D=\{0,1,\cdots,d-1\}$ 是已爬取过的 d 个顶点的集合，$d-1$ 为当前爬虫所处的位置，$V=\{d,d+1,\cdots,n\}$ 为待爬取顶点的集合，V 中的顶点均被 D 中某一或多个顶点指向，V 为 D 的一步外延。当进行一次爬取动作，爬虫当前位置从 $d-1$ 转移到 V 中某一顶点 d 上，d 加入 N，同时发现一组 d 指向的顶点，作为待爬取顶点加入 V。估价函数决定从 i 转移到 j 上的价值，$(i,j)\in A$，记作 $e_{i,j}$，矩阵 $[e_{i,j}]$ 是不对称的，即 $e_{i,j}\neq e_{j,i}$(如果 $e_{i,j}$ 和 $e_{j,i}$ 都存在)。此外，由于爬虫的工作量有限，假定爬虫转移次数上限为 m，转移被定义为爬虫从 D 到 N 上的移动，在 D 内部的移动不计入转移次数。在以上约束下，隧道穿越问题的目标为在 m 次移动中，获得通过边的价值 $e_{i,j}$ 总量最大。

由于互联网的复杂性，已爬取和待爬取以外的区域可以认为完全未知，在这种情况下最佳优先原

收稿日期：2023-01-04；录用日期：2023-03-03；网络出版时间：2023-03-24 16:26
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230323.1604.007
*通信作者. E-mail：xa_403@163.com

引用格式：熊观野，杨百龙. 一种在线训练的自决策主题爬虫算法[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：602-615.
XIONG G Y，YANG B L. A self-decision topic crawler algorithm with online training[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：602-615 (in Chinese).

则似乎是可行的, 但文献 [1] 已经提出并证实, 尽管互联网的网页关联具有较高的随机性, 相同主题的网页聚成团的规律对各类主题仍然相当适用, 且从一个主题相关团穿越到另一个主题相关团的距离通常在 7～10, 主题爬虫进行隧道穿越的需求客观存在, 同时, 爬虫如果只在一个主题网页团中爬取, 很容易产生大量重复爬取。

为解决隧道穿越问题, 部分学者尝试在估价函数评价中引入链接权威值, 使主题相关度不再是唯一的评价链接价值的评价因素, 以此赋予主题爬虫通过连续的高权威网页穿越主题不相关区域的可能。在线页面重要性计算 (on-line page importance computation, OPIC) 算法[2] 是这一类算法的基础, 它改进了 PageRank(PR) 算法[3], 将下载网页所拥有的现金值被平均分配给它所指向的链接, 在初始化时, 每个网页都给予相同的现金值, 计算速度相比于 PR 算法有显著的提升, 具有了在线计算的能力, 给了主题爬虫估价函数评价中引入链接权威值的可能。在线主题重要性估计 (on-line topical importance estimation, OTIE) 算法 [4] 是最早将主题相关度和链接权威值结合起来的算法, 根据网页内容的相关性程度大小来分配网页的现金值, 主题相关性高的网页得到更多的现金值, OTIE 自适应算法[5] 则是在 OTIE 算法的基础上提出了自适应调节主题相关度和链接权威值对链接价值影响比重的算法。这一类方法理论上是可行的, 但在实际使用中, 由于主题相关度和链接权威值的评价指标的不统一, 取得的效果始终不够理想。另一部分学者尝试使用具有跳出局部策略的搜索方法, 文献 [6] 将自适应动态进化粒子群算法应用于主题爬虫, 实现了个体种群的动态选择, 文献 [7] 设计了动态适应函数和遗传算子, 文献 [8] 采用类细胞计算优化算法得到链接优先级的加权系数, 但该方法未对不同检索问题进一步验证, 结果随机性较高, 此外, 遗传算法、蚁群算法等[9] 一些全局搜索算法也被应用于爬虫中。这一类方法的核心是随机重启策略、扰动策略和随机游走策略, 通过加入随机因素来避免陷入局部最优[10], 一定程度上可以实现避免循环和寻找新的主题网页团的目的, 但可解释性差, 稳定性也不强[11]。还有一部分学者考虑使用具有记忆能力的方法, 利用爬虫爬取过程中的历史搜索数据, 强调陷入局部最优循环和成功找到新的主题网页团的经验, 引导爬虫在后续爬取过程中跳出局部最优。禁忌算法就是这一类方法的典型, 通过使用禁忌列表, 这种被称作“短边记忆”的方式[12], 将陷入局部最优循环的经验加入到记忆中, 避免爬虫后续再陷入类似困境, 也有学者对禁忌算法进行了改进, 使用了称作“长边记忆”的方法, 鼓励爬虫寻找新的主题网页团。这一类方法在解决主题爬虫隧道穿越问题上具有出色的表现, 但对记忆的使用率并不高, 对与记忆类似但不同的情况也不能灵活反应。

本文总结了当前主题爬虫在隧道穿越中存在的问题, 这些问题的解决将有助于提高主题爬虫的性能: ①被动完成隧道穿越, 只能根据记忆规避类似的局部最优场景, 无法主动评估; ②刻板使用记忆, 只对和记忆内容高度相似的状态能做出反应, 对与记忆内容类似但不同的场景效果不理想; ③对冷启动场景的适应性不强, 需要大量预先工作。

本文认为, 解决隧道穿越问题的关键在于根据当前的状态, 选择合适的策略, 在主题爬虫工作中, 至少存在 2 种策略: ①保守策略, 优先考虑选择高主题相关性链接, 专注短期内获得收获主题相关网页的策略; ②激进策略, 考虑选择候选链接中可能发现新的主题网页团的低相关性链接, 着眼长期获取更多主题相关网页的策略。合适的策略能够帮助爬虫跳出局部最优, 提高爬取工作的召回率, 策略的选择将由爬虫的记忆决定, 这也是本文使用记忆的方法。基于此, 本文提出一种以博伊德环为基本框架的自主决策主题爬虫算法 (self-decision topic crawer algorithm based on Boyd loop,FCIDOL), 该算法以历史记忆和当前状态为依据生成适合爬虫在当前状态下使用的策略, 并按照“观察-评估-决策-行动”的顺序形成闭环, 同时采取在线学习的方式, 将记忆作为训练评估网络的材料。本文的主要创新点如下:

1) 一种适用于主题爬虫的基于博伊德环的自决策算法, 包括对各部分的定义;

2) 一种使用爬虫工作中产生的数据流进行在线学习训练网络的方法;

3) 一种提取爬虫记忆特征, 将爬虫记忆转换为训练集的方法;

4) 实验验证本文算法在获取主题相关网页和跳出局部最优的性能优势。

1　基于 OODA 环的自决策爬虫算法

博伊德环, 又称 OODA 环, 最早是由博伊德[13] 提出的用于空战的作战理论, 现也被广泛用于模式识别、路径规划、自主机器人决策等领域。一个基本的 OODA 环包括① 观察 (Observation);② 评估 (Orientation);③ 决策 (Decision);④ 行动 (Action) 4 个步骤, 通过不断观察状态更新决策, 保证当前执行策略的最优性, 本质是一种迭代的算法, OODA 的

整体结构如算法1所示。

算法1 OODA的整体结构。

Generate the initial state s, set $s_c=s$

while the stopping criterion is not met do:

N = Observation(s)

N_s = Orientation(N)

D = Decision(N_s)

s^* = Action(D, s_c), set $s_c = s^*$

end while

1.1 观 察

观察是OODA环的开始，是评价爬虫与主题相关网页团间位置关系的基础，观察的对象主要爬虫当前及周围网页的信息。当爬虫到达某一网页时，观察的对象包括3种信息：一是①爬虫当前所在网页的信息，称为自身信息；②爬虫历史路径上网页的信息，称为后向信息；③爬虫当前的候选爬取链接信息，称为前向信息。自身信息包括爬虫所在网页的主题相关度和网页权威值。后向信息主要是爬虫历史路径上当前网页的父辈网页的信息，包括相关性变化，父网页平均主题相关性和与主题相关父网页的最小距离。后向信息是爬虫所在网页包含的网页超链接指向的子网页的信息，包括子网页主题相关度预测值和是否存在已爬取过的链接。需要说明的是，爬虫被假定预先不了解整个网络，因此，无法得知当前网页有多少指向其父网页，但至少存在一个历史爬行路径上的父网页，并在后续的工作中不断丰富指向情况。

观察到的大部分信息是0到1之间的连续变化值，但也存在一些布尔类型的信息，如后向信息中的相关性变化，描述的是爬取当前网页和父网页间的网页相关性变更情况，由于网页相关性只存在相关与不相关2种属性，相关性变化信息也只描述为变化或不变化，即真与假，同理还有候选爬取链接中是否存在已爬取过的链接，也是布尔类型的信息。

1）主题相关度。主题相关度是反映网页内容与爬虫预设主题距离的信息，基于网页内容的主题相关度通常是将网页文档和主题向量化后，计算词向量和主题的余弦相关性[14]，本文采用word2vec[15]和词频-逆文档(term frequency-inverse document frequency, TF-IDF)[16]计算主题相关度，计算式为

$$F_{\text{value}}(d,t)=\sum_{i=1}^{m} w_i \sum_{j=1}^{n} \text{sim}(\boldsymbol{K}_{i,d},\boldsymbol{K}_{j,t}) \tag{1}$$

式中：$d=\{\boldsymbol{K}_{1,d}, \boldsymbol{K}_{2,d}, \cdots, \boldsymbol{K}_{m,d}\}$为锚文本，由$m$个词向量$\boldsymbol{K}_{i,d}$组成；$t=\{\boldsymbol{K}_{1,t}, \boldsymbol{K}_{2,t}, \cdots, \boldsymbol{K}_{n,t}\}$为主题，由$n$个词向量$\boldsymbol{K}_{j,t}$组成；$\boldsymbol{W}=[w_1, w_2, \cdots, w_m]$为文档$d$中$m$个词向量的词频权重矩阵，可通过TF-IDF计算得到：

$$w_i = F_{\text{TF},i,d} \times F_{\text{IDF},D,t} = \frac{\text{count}(i)}{|d|} \times \ln\left(N \Big/ 1+\sum_{i=1}^{N} I(t,D_i)\right) \tag{2}$$

式中：$I(t,D_i)$为逆文档指数；$F_{\text{TF},i,d}$为词i在锚文本d中的占比；$F_{\text{IDF},D,t}$为主题在语料库e中的出现频率，如果某个词在一篇文章中出现的频率高，但是在其他的文本中出现的频率很低，则其具有较好的代表性，获得较高的权重。当前页面的主题相关度越高意味着爬虫处在主题相关网页团中的概率越大。

2）网页权威值。网页权威值是反映该网页引用和被引用情况的信息，PR[3]是常见的网页权威值指标，在PR中，网页的权威值全部来自于父网页的分配，该网页的权威值也将平均分配给所有的子网页。由于爬虫被假定预先不了解整个网络，无法得知当前网页有多少指向其父网页，但大部分互联网运营商，如谷歌、百度、必应等都提供网页PR值的查询服务，本文将谷歌、百度和必应提供的PR值平均值作为网页权威值。当前页面的权威值越高则爬虫穿越主题无关网页的潜力越大。

3）相关性变化。相关性变化是反映爬虫在工作过程中爬取的网页主题相关性是否遭遇变化的信息。在定义相关性变化之前，首先要对主题相关进行定义，主题相关是一个布尔类型的信息，核心是一个阈值，主题相关度超过该阈值的网页就是主题相关的，反之则是主题不相关的，本文将已经爬取到的所有网页的主题相关度平均值作为主题相关的阈值。基于此，当父网页与当前网页的主题相关信息发生变化是，相关性变化信息为真，否则为假。相关性变化为真时，爬虫离开主题相关网页团，或进入主题相关网页稀疏区域的可能性较大。

4）父网页平均主题相关度。父网页平均主题相关度是反映爬行路径上指向当前网页的网页主题相关情况的信息，由于爬虫预先不了解整个网络的情况，网页的父网页平均主题相关情况是在线更新的，但爬行至当前网页时至少有一个父网页。父网页平均主题相关度越高则爬虫处在主题相关团中的概率越大。

5）与主题相关父网页的最小距离。与主题相关父网页的最小距离是反映当前爬虫与主题相关网页团距离的信息，这是一个整型的数据，网页间的距离按照超链接转跳的次数计算，如父网页与当前网页的距离记为1，由于种子网页一定是主题相关的，因此，每个网页一定能够找到一个与主题相关父网页的最小距离，且最大值为当前爬行的最长

路径长度。与主题相关父网页的最小距离越大则爬虫离开主题相关网页团的距离越远。

6) 重复爬取链接的存在性。重复爬取链接的存在性是反映当前网页与历史爬行轨迹关系的信息, 是一个布尔类型的数据, 当爬虫所在网页指向的页面中存在已爬取过的页面时, 存在性为真, 此时爬虫陷入局部最优的风险较大。

7) 子网页主题相关度预测值。子网页主题相关度预测值是反映当前网页指向页面的主题相关情况的信息, 需要注意的是, 相比于主题相关度, 这并非是一个真实值, 而是依靠子网页的超链接锚文本、周围文本和所在位置等信息综合出的一个预测值, 子网页真实的主题相关度需要在被爬取后才能计算, 锚文本、周围文本主题相关度的计算方式同前文主题相关度, 所在位置则是一个以网页视觉 1/3 处为顶峰, 向两端等距递减至最小 10% 的值。锚文本、周围文本主题相关度和所在位置属于数值型和分类型 2 种不同类型的信息, 表达式为

$$D(x_i) = \lambda_1 D_{\mathrm{N}}(x_i^{\mathrm{c}}) + \lambda_2 D_{\mathrm{D}}(x_i^{\mathrm{d}}) \qquad (3)$$

式中: $D(x_i)$为子网页主题相关度预测值; $D_{\mathrm{N}}(x_i^{\mathrm{c}})$ 为锚文本、周围文本主题相关度信息; $D_{\mathrm{D}}(x_i^{\mathrm{d}})$ 为所在位置信息。2 种不同类型信息的融合权值 $\lambda=\omega/\sum\omega$, $\omega=\lg\delta$,δ 为该类型信息数据的方差。

8) 子网页权威值。子网页权威值是反映子网页的引用和被引用情况的信息。由于本文在观察网页权威值上采取从运营商处查询的方法, 只需要超链接就可得到网页的权威值, 因此, 子网页权威值不同于子网页主题相关度预测值, 是一个真值。

1.2 评　估

1.1 节讨论了观察爬虫当前及周围网页信息的方法, 本质上是在对爬虫目前状态进行特征提取, 仍然属于表层的信息, 尽管部分特征, 如重复爬取链接的存在性一定程度上可以直接反映爬虫陷入局部最优的情况, 但不能准确衡量, 且特征之间基本相互独立, 因此, 需要对爬虫的状态进行评估, 综合运用现有的信息确定适合爬虫当前状况的策略。评估是本文使用记忆的部分, 区别于经典的使用记忆的禁忌算法, 本文使用记忆作为神经网络的训练集, 不同于禁忌算法的禁忌列表那样直接将记忆作为后续工作的参照, 而是作为对神经网络的修正, 使爬虫对记忆类似但不同的情况也能做出更灵活的反应, 同时规避禁忌列表一类的短边记忆的遗忘问题。有关评估阶段神经网络使用记忆的方法在第 3 节中进行描述。

本文从 2 个角度对爬虫观察的状态进行评估: ①爬虫从当前位置出发, 寻找到新的主题相关网页团的激进, 称为激进评估, 激进评估的得分记作 R; ②爬虫在当前的状态下, 陷入局部最优循环的风险, 称为保守评估, 保守评估的得分记作 C。激进评估和保守评估不是 2 种对立的评估方向。评估的本质是状态特征到评估得分的一种映射关系, 本文用神经网络取代了这种映射关系。

激进评估衡量爬虫从当前状态穿越不相关网页团发现新的主题相关网页团的潜力, 通常处在主题相关网页团边缘或主题相关网页稀疏区域, 且所在网页权威值较高的爬虫具有更强的穿越能力, 将获得更高的激进评估得分。激进评估的结果将影响决策阶段做出的决策, 高激进评估得分的爬虫将更有可能放弃当前主题相关网页团, 选择穿越主题无关网页寻找一个新的主题网页相关团。

保守评估衡量的是爬虫在当前状态下执行保守的最佳优先搜索 (best first search, BFS) 策略[17] 陷入局部最优循环的风险, BFS 是最简单的主题爬虫策略, 在这种贪心策略下, 爬虫能在短期内获得最好的准确率和收获率, 但若保守评估得分较低, 意味着爬虫已经陷入局部最优的可能性较大, 应当考虑采取跳出局部最优的策略, 反之, 高保守评估得分的爬虫更有可能继续选择高主题相关度的子网页作为下一步爬行方向。

R 和 C 都是在 0 到 1 之间连续变化的值, 并且都随着数值增大, 与之对应的策略的建议程度也会增大, 但由于 2 种策略的不完全对等, 同等数值下的 R 和 C 对对应的策略的建议程度不完全相同, 存在一定浮动, 因此, 根据值的范围将评估得分离散到 5 或 6 个区间中, 将连续的评估得分转变为离散的评估等级, 以此减少误差, 具体的离散方式有 2 种: ①(0.0,0.2] 为强烈拒绝, (0.2,0.4] 为拒绝, (0.4,0.6] 为勉强接受, (0.6,0.8] 为接受, (0.8,1.0] 为强烈接受; ②(0.0,0.1] 为强烈拒绝, (0.1,0.3] 为拒绝, (0.3,0.5] 为勉强拒绝, (0.5,0.7] 为勉强接受, (0.7,0.9] 为接受, (0.9,1.0] 为强烈接受。

1.3 决　策

在评估阶段, 产生了激进评估和保守评估 2 种不同角度的状态评估等级, 用来指导爬虫在最大化短期收益和避免局部最优之间进行权衡, 在 2 种评估得分悬殊的时候, 爬虫显然应当执行得分高的建议策略, 但事实情况更为复杂, 在 2 种得分差距不大, 或 2 种策略都被强烈地建议接受/拒绝时, 就需要更加细致的规则来指导做出更合理的策略。

本文给出了 4 种可执行的策略: ①激进的策略; ②保守策略; ③轮盘赌策略; ④重启策略。①和②对应激进评估和保守评估对应的策略, 分别是穿

越主题无关网页寻找一个新的主题网页相关团的策略，和选择高主题相关度的子网页最大化短期收益的策略。③被设计来解决 2 种策略都可以被接受，且评估的建议程度相近时策略的选择问题，使用轮盘赌作为选择方式，将激进评估和保守评估的评估等级得分区间中值累加后归一化，同时生成一个 (0,1) 上的随机数，随机数落到区间内的评估方式对应的策略就作为当前状态下执行的策略。④被设计用于解决 2 种策略都不被建议使用的场景下策略的选择问题，选择一个爬取过的网页作为重启点，选择的方式同样为轮盘赌，将所有爬取过的网页激进评估得分和保守评估得分之和累加后归一化，同样生成一个 (0,1) 上的随机数，选择随机数落到区间上的网页作为重启点，将爬虫移动至该网页上。需要说明的是，重启策略不会引起重启循环，这有 2 方面的原因：首先，绝大部分的爬虫框架，如 Scrapy、Pyspider 等都会用“已爬取队列”存储日志信息，在每次爬取开始前都会对比正在爬取的统一资源定位 (uniform resource locator, URL) 系统是否处在“已爬取队列”中，并中止重复爬取，选择另一个待爬取 URL，重启循环的问题在爬虫的具体实践中影响较小；其次，在本文算法中多处使用轮盘赌方法提高扰动，如 1.3 节决策和 1.4 节行动，使得出现 2 次相同选择的情况微乎其微。

图 1 为一个简化的重启示例，假定爬虫一直获得完全利向保守的策略的得分（R=0, C=1），图中，爬虫重启后回到上次重启网页的概率为 8.265 1%，而实际情况中评估网络得分情况和网页分支情况将更加复杂，重启循环的概率将远远低于这个大小。因此，即使在爬虫实现中不使用“已爬取队列”阻止重复爬取，本文提出的重启策略引发重启循环的风险也相当小。

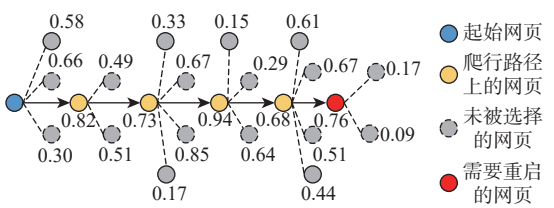


图 1 使用重启策略情况示例

Fig. 1 Example of using restart strategy

本文提出的 4 种策略和评估之间的关系如图 2 所示。③和④借鉴了随机重启策略和随机游走策略中的利用随机因子添加扰动的思想，增加了结果的丰富性，也解决了激进评估和保守评估得分相近时的策略选择问题，但仍有一个问题没有解决，那就是前一步策略的影响问题。当爬虫连续工作时，每完成一次爬取，就会存在一个使用过的策略，本

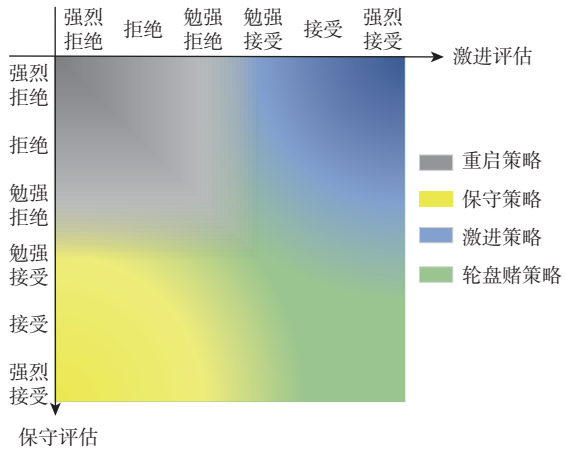


图 2 评估等级与对应策略

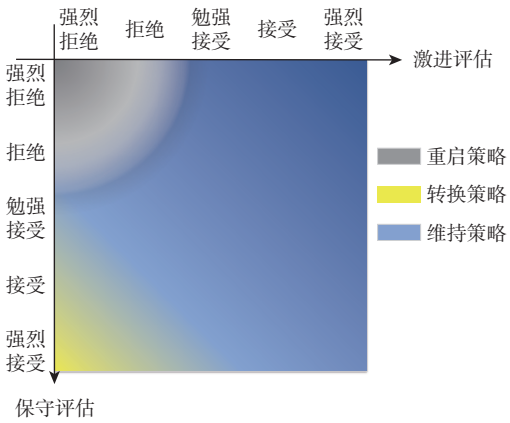
Fig. 2 Assessment level and corresponding strategy

文不希望爬虫反复变更正在执行的策略，或根本不参考之前执行的策略，因为爬虫在执行诸如穿越无关网页寻找新的主题网页相关团的任务时，需要保持激进的策略并维持一段时间，不参考之前执行的策略容易使爬虫总是“半途而废”。此外，也并非在所有的场景下爬虫都具有前一步策略可参考，在种子网页上，爬虫第一次进入 OODA 环，不存在已经执行过的策略，而在执行过重启策略后，爬虫工作的连续性被打断，即使正在执行诸如穿越无关网页发现新主题相关网页团的任务，也会由于重启而中断，此时即使存在上一步执行过的策略，也失去了参考意义。因此，下面进一步讨论不同策略的使用场景和前一步策略对决策的影响。

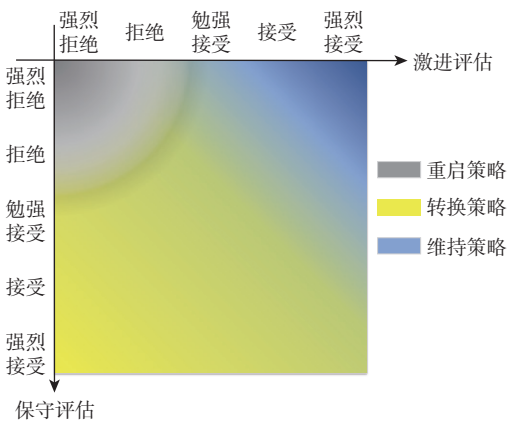
1）初始化的场景。初始化的场景指爬虫刚开始工作或刚重启后的状态，此时爬虫没有或已经遗忘了前一步执行的策略，需要更客观的决策来帮助爬虫选择合适的策略，1.2 节中给出了 2 种将连续的评估得分转变为离散的评估等级的方式，在初始化场景中本文选择分为 6 个等级的方法，以客观的态度选择适合的策略。在初始化场景中有 4 种可执行的策略：①激进策略；②保守策略；③轮盘赌策略；④重启策略，选择的方法如图 3 所示。

2）连续工作的场景。连续工作的场景是爬虫在非种子网页，且非刚重启后的其他状态，此时爬虫刚完成一次完整的 OODA 循环，有上一步的策略可供本轮决策参考，在连续工作的场景中，有 3 种可执行的策略：①维持策略；② 转换策略；③重启策略。相比于初始化场景，在连续工作的场景中去除了轮盘赌策略，在面临 2 种策略都可以被接受的情况时采取维持策略，即连续工作的场景中没有提出新的策略，而是将初始场景中的①激进策略，②保守策略和③轮盘赌策略合成了①维持策略和② 转换策略，并且改变了初始化场景中客观的态度，采

取倾向于维持策略的态度, 连续工作的场景中 3 种策略的选择方式如图 3 所示。



(a) 前一步为激进策略



(b) 前一步为保守策略

图 3　连续工作的场景评估等级与对应策略

Fig. 3　Assessment level and corresponding strategy of continuous work scenario

除了在可执行的策略上倾向于上一步执行过的策略, 在评估等级的离散方式上, 连续工作的场景使用了分为 5 个等级的方法, 相比于分为 6 个等级的方法去除了勉强拒绝等级, 扩大了接受等级的区间范围, 使爬虫在连续工作的场景中减少重启策略的出现次数, 这同样是因为采取了倾向于上一步使用过的策略的态度。

在决策中本文讨论了 2 种不同的场景, 根据场景的不同可用的决策也不同, 但在行动阶段, 收到的决策是相同的, 只有①激进策略; ②保守策略和③重启策略 3 种策略, 因为轮盘赌策略、维持策略和转化策略本质上是对①和②的选择, 不会产生新的策略, 同时, 由于在初始化的场景和连续工作的场景中③的区间不同, ①和②被选择时具有了相同的建议等级, 2 种场景中都只存在勉强接受、接受和强烈接受等级的①和②。

1.4　行　动

行动是 OODA 环中的最后一步, 此时爬虫已经通过观察, 评估出了适合当前状态的策略, 行动就是对评估出的策略的执行, 根据决策阶段的策略选择合适的待爬取链接, 当然, 这是接收到了激进的策略或保守的策略的情况, 如果接收到的是重启策略, 爬虫就应当按照轮盘赌的选择方式, 移动到一个爬取过的网页上。

在决策中, 本文给出激进的策略或保守的策略的同时, 也给出了该策略的建议等级, 从低到高分别为勉强接受、接受、强烈接受。策略本身代表着对爬虫当前状态动作方向的建议, 策略的建议等级则是对该策略的执行力度的建议。在 2.1 节中提到 2 种不同的前向状态信息, 分别是子网页主题相关度预测值和子网页权威值, 通常情况下, 子网页权威值高的待爬取链接更容易穿越无关网页发现新的主题相关网页团, 适合在执行激进的策略时选择, 子网页主题相关度预测值高的待爬取链接更容易获得最高的短期收益, 适合在执行保守的策略时选择, 同时, 在观察阶段给出较高子网页主题相关度预测值/子网页权威值时, 在评估和决策时也会向相应的策略倾斜, 可以说, 执行激进的策略时适合选择子网页权威值高的待爬取链接进行下一步爬取, 执行保守的策略时适合选择子网页主题相关度预测值高的待爬取链接, 这符合 2 种决策本身的目标, 在策略的建议等级较高时, 应该按照这样的方式执行, 但事实情况更复杂。当给出的激进的策略/保守的策略建议等级较低时, 尽管选择了这个策略, 也应当认为爬虫当前并不完全适合这个策略, 或爬虫当前不具备最佳的执行该策略的条件, 如在执行建议等级为勉强接受的保守的策略时, 待爬取链接的子网页权威值却普遍偏低的情况。为此, 需要结合策略的建议等级, 提出更细致的行动方法, 本文针对勉强接受、接受、强烈接受 3 种等级的激进的策略/保守的策略提出如下不同的执行方案: ①严格行动; ②积极行动; ③平衡行动。

1) 严格行动。在执行强烈接受等级的激进的策略/保守的策略时执行严格的行动, 选择子网页权威值/子网页主题相关度预测值最高的待爬取链接作为爬虫下一步爬取的对象。这种情况下策略的建议程度最高, 具有最高的可信度, 因此, 严格执行该策略。

2) 积极行动。在执行接受等级的激进的策略/保守的策略时执行积极的行动, 选择待爬取链接中网页权威值/子网页主题相关度预测值前 5 的链接进行一次轮盘赌, 将网页权威值/子网页主题相关度预测值累加和进行归一化, 轮盘赌的方法与 2.3 节中轮盘赌策略的方法相同, 从轮盘赌中胜出的链接

即为爬虫下一步爬取的链接。相较于强烈接受等级的策略，接受等级的策略的建议程度有所下降，但仍然在比较可信的范围内，因此在比较坚定地执行该策略的同时，引入轮盘赌作为随机因素进行扰动。

3）平衡行动。在执行勉强接受等级的激进的策略/保守的策略时执行慎重的行动，从待爬取链接中网页权威值/子网页主题相关度预测值前 5 的链接中，取出网页权威值与子网页主题相关度预测值之和最高的链接作为爬虫下一步爬取的对象。相较于强烈接受等级和接受等级，勉强接受等级的策略可信度进一步下降，建议程度也更低，随时有转为另一种策略的可能，因此，在执行该策略的同时，也要为可能发生的转换策略做打算。

以上 3 种执行方案都是针对激进的策略和保守的策略，在接收到重启策略时，则需要按照 2.3 节中重启策略的方法实施行动。

1.5 小 结

本节介绍本文模型在 OODA 环中各部分的定义，按照策略制定的原始依据、策略制定的直接依据、策略的选择方法和策略的执行方法顺序介绍观察、评估、决策、行动 4 个部分，形成一个可执行的迭代的 OODA 环自决策主题爬虫算法，如图 4 所示。

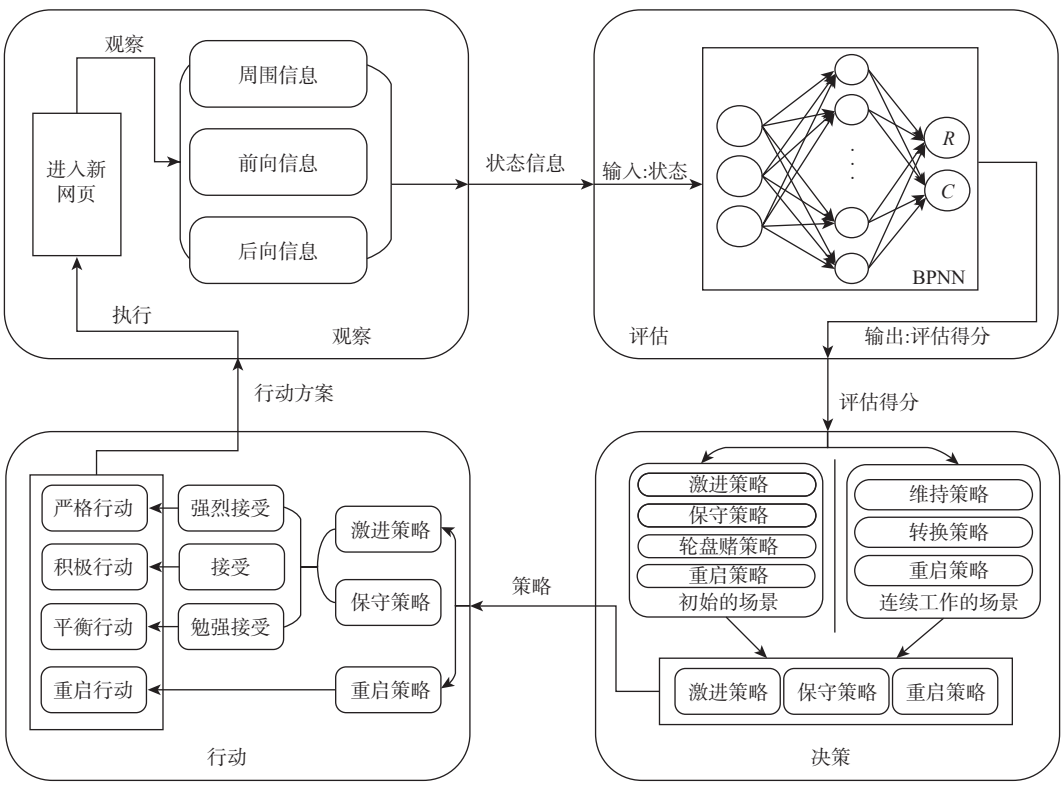


图 4 自决策主题爬虫 OODA 环

Fig. 4 OODA loop of self-decision topic crawler

2 在线训练的评估网络

在 1.2 节中，本文给出 2 种不同角度的评估方式，并指出评估的本质是从状态信息到评估得分的一种映射。本文使用神经网络来拟合这种映射关系，并给出了一种在线训练网络的方法，特别是在 2.3 节中，本文给出从爬虫工作历史中提取特征制作在线训练数据集的方法，这也是本文使用记忆的方法。

2.1 网络构建

选择具有强大的非线性映射能力，且结构简单的反向传播神经网络 (back propagation neural network, BPNN)，构建以状态信息为输入，评估得分为输出的七输入双输出 BPNN[18]，输入与输出如表 1 所示。根据复杂度需求，选择含有一个隐藏层的网络进行训练，激活函数为 ReLU 函数。

选择预测值与标签值间的均方误差 (mean-square error, MSE) 作为损失函数，标签值的计算方法在 2.3 节中进行描述，MSE 的计算式为

$$F_{\mathrm{MSE}}=\frac{1}{bk}\sum_{i=1}^{k}\sum_{j=1}^{b}(Y_{ij}-f(x_{ij},\beta))^2 \tag{4}$$

式中：b 为输出的节点数；k 为训练的样本数；Y_{ij} 为标签值；$f(x_{ij},\beta)$ 为预测值。网络的训练算法采用 Levenberg-Marquardt 算法[19-20]，该算法作为牛顿法

表 1　评估网络的输入与输出

Table 1　Input and output of assessment network

信息	类别	值类型
主题相关度	输入	浮点型, (0,1)
网页权威值	输入	浮点型, (0,1)
相关性变化	输入	布尔型, 真/假
父网页平均主题相关度	输入	浮点型,(0,1)
与主题相关父网页距离	输入	整 型, ≥1
重复链接存在性	输入	布尔型, 真/假
子网页主题相关预测值	输入	浮点型, (0,1)
子网页网页权威值	输入	浮点型, (0,1)
激进评估得分	输出	浮点型, (0,1)
保守评估得分	输出	浮点型, (0,1)

的改进, 具有不需要准确计算海森矩阵, 避免在雅可比矩阵奇异或病态时发生不收敛的优点。同时该算法通过直接计算黑塞矩阵, 加快了训练的速度, 适合在线训练的场景。

隐藏层的节点数采取网络结构增长型方法确定, 其经验式为

$$s=\sqrt{a+b}+\alpha \tag{5}$$

式中: a、b 为输入、输出节点数; α 为 1 到 10 的常数; 本文节点的选择范围为 4 到 14。为减少数据集偶然性带来的误差, 采用 k-折交叉验证法, 将数据集划分为训练集和测试集, 测试集占数据集总量的 20%, 测试相同训练量下, 不同隐藏层节点数的 BPNN 的训练误差。

交叉验证可以减少数据集带来的偶然性对网络的影响, 由表 2 可知, 隐藏层节点为 8 的情况下模型的误差是最小的, 因此, 把隐藏层节点数设为 8。

表 2　不同隐藏节点数的 BPNN 训练误差

Table 2　Training errors of BPNN with different numbers of hidden nodes

隐藏节点数	训练误差F_{MSE}							
	k−1		*k*−2		*k*−3		*k*−4	
	R	*C*	*R*	*C*	*R*	*C*	*R*	*C*
4	0.013 7	0.015 5	0.015 2	0.014 6	0.014 4	0.014 8	0.015 2	0.018 5
5	0.032 3	0.077 4	0.092 5	0.044 8	0.067 4	0.085 5	0.089 8	0.047 9
6	0.100 1	0.129 9	0.169 6	0.161 8	0.106 3	0.120 7	0.218 3	0.155 3
7	0.027 9	0.098 0	0.010 9	0.053 2	0.007 9	0.084 6	0.040 1	0.026 9
8	0.000 2	0.000 9	0.006 5	0.000 9	0.000 8	0.006 9	0.002 3	0.001 2
9	0.016 1	0.524 5	0.038 9	0.239 3	0.040 4	0.423 7	0.025 5	0.236 1
10	0.023 0	0.067 0	0.027 8	0.025 6	0.034 4	0.036 5	0.010 9	0.043 8
11	0.373 0	0.232 7	0.071 3	0.566 1	0.087 9	0.053 7	0.026 1	0.156 5
12	0.083 9	0.419 4	0.226 2	0.113 5	0.202 2	0.172 3	0.725 4	0.033 3
13	0.082 6	0.257 7	0.248 8	0.173 3	0.144 2	0.155 6	0.138 9	0.976 4
14	0.096 6	0.399 1	0.165 6	0.149 1	0.194 1	0.316 1	0.526 3	0.288 1

2.2　评估网络的在线训练

冷启动问题是主题爬虫在实际工作中无法绕开的问题, 由于爬取的主题需要根据当时用户的需求制定, 因此无法提前预知, 针对 2.1 节中构建起的网络也无法提前制定对应训练集, 在爬取之前先批量制作对应数据集的方法显然是低效的, 因为爬虫本身就是一种批量获取数据的工具, 换言之, 主题爬虫必须在没有工作记忆的基础上启动。在线训练的方法可以很好地解决这个问题, 利用爬虫工作中产生的数据流, 即记忆, 按照一定的规则分类后实时对网络进行训练, 实现主题爬虫的冷启动。

使用在线训练的方法引发了另一个问题, 即爬虫前期工作质量过差的问题。由于使用工作中产生的数据流训练网络, 数据流越长, 训练次数越多, 因此, 在爬虫工作后期, 网络训练程度较高, 而在爬虫工作前期, 可供网络训练的数据较少, 网络训练程度较低, 使用这样的网络进行预测是危险的, 且当工作量要求较小时, 陷入整体爬取质量过差的困境。本文按工作量将爬虫工作分为随机决策和网络决策 2 个阶段, 第 1 阶段不依赖网络进行评估, 尽可能多的随机行走产生记忆, 随机行走达到预定工作量时第 1 阶段结束, 使用第 1 阶段产生的记忆对网络进行训练后, 开始第 2 阶段, 第 2 阶段依赖网络进行评估并使用产生的数据流对网络进行在线训练。随机决策算法 (random decision, RD) 如算法 2 所示, 在随机决策中, 一开始用轮盘赌的方法初始化一个激进策略或保守策略, 随后只用轮盘赌决定使用维持策略或转换策

略，重启策略只在无法行动时使用，重启后需要重新初始化策略。

算法 2 随机决策算法。

Generate the initial state s, strategy d, set s_c=s
while the stopping criterion is not met do:
    k = Random(0,1)
    d = Decision (d, k)
    if Action(d, $s_③$ is available do:
        s^* = Action(d, $s_③$, set s_c = s^*
    else:
        s_c = restart(), Initialize strategy d
end while

随机决策分阶段工作的意义是，利用第 1 阶段的记忆训练评估网络，提升第 2 阶段初期网络的工作质量，使得该方法在提升爬虫性能的基础上，应对工作量较小的任务也能获得可接受的结果。本文将第 1 阶段的工作量定为总工作量的 10%。

2.3 记忆的特征提取

在描述记忆的特征提取之前，首先解释记忆与 1.1 节中的状态的区别。记忆与状态有很多相似的地方，它们都是由超链接连接起来的网页，每个网页爬虫都停留过，都具有若干可供分析的语义和其他属性，但记忆不是状态。首先，状态先于记忆产生，状态强调爬虫当前的环境信息，是爬虫最新获得的数据，而记忆是爬虫已及完成的工作量；其次，状态是爬虫工作中当前时刻自身及周围信息，其是爬虫停留在某一个网页上时对当前状况的观察，爬虫此时只知道如何到达了当前页面，即历史信息，对之后爬取的页面只能进行预测，因此是一个只含有历史信息和当前信息的片段，而记忆完整地记录了爬虫在过去的某个时刻，如何到达了当前网页，以及离开该网页后去到了哪些其他网页，即未来信息，是一个同时含有历史信息、当前信息和未来信息的片段；最后，观测状态时爬虫还没有到达待爬取链接对应的网页，状态中包含的信息既有真实值也有预测值，但记忆不同，由于完整地记录了爬虫的历史信息和未来信息，记忆包含的信息都是真实值。

在 1.1 节中，本文用了 8 种不同的信息来描述观察到的状态，这 8 种信息就是状态的特征，对记忆，同样使用这 8 种信息，以此保证神经网络训练集和验证集输入的一致性，接下来，本文将给出记忆的激进评估得分和保守评估得分的计算方法，完善从记忆到网络训练集的过程。前文已经提到，策略往往不只在当前生效，它将影响到爬虫后续的若干步，因此，在分析记忆的评估得分时，也不能对记忆中的各步独立分析。

图 5 为历史状态的记忆片段，图中的每一行都是用于评价历史状态的记忆片段，红色块代表记忆中正在被评估的历史状态，黄色块和蓝色块是用于评价历史状态的材料，灰色块是超出片段长度的记忆，由于隧道穿越的一般长度为 7～10 步，因此，本文将记忆片段长度设置为 21，保证有充足的材料计算不同记忆间策略的相互影响关系。可以看出，历史状态的评估得分受到 2 部分因素的影响：

1）自身未来信息。历史状态使用当前策略下在未来爬取到的网页质量可以直接反映当前策略的好坏，未来爬取到的网页相关信息即未来信息，与对应策略期望的目标符合的程度决定相应评估得分的高低。

2）周围记忆得分。历史状态后续记忆，尤其是选择了维持历史状态策略的记忆，相应评估得分的高低能够间接反映当前策略在未来的适宜程度，同时，历史状态的评估得分也会对之前记忆的评估得分产生影响。

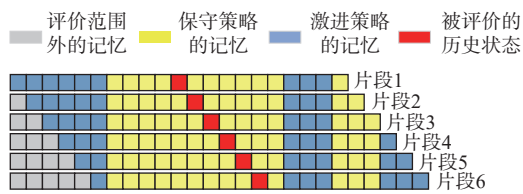


图 5 历史状态的记忆片段

Fig. 5 Memory fragments of historical state

综上，历史状态的评估得分为

$$S_{\text{score}}(s_i)=\frac{\alpha}{10}\sum_{t=i+1}^{i+10}w_t S_{\text{score}}(s_i)+\frac{1-\alpha}{10}\sum_{t=i+1}^{i+10}w_t F_{\text{fitness}}(s_i) \tag{6}$$

式中：s_i为图 5 所示的记忆片断；S_{score} 为某一记忆的评估得分；w_t 为该记忆对历史状态的影响权重，按照与历史状态的距离从 1 等距递减到 0.1；α 为 (0,1) 上的权重因子；F_{fitness} 为记忆中未来信息的网页对历史状态的适应程度。

1.2 节中提到，评估得分大小代表对对应策略的执行建议等级，得分高则对应策略的建议等级高，反之则建议等级低或不建议。同理，适合执行某种策略的状态应该获得较高的对应评估得分，如执行保守策略的爬虫如果在之后一段时间内爬取到的网页主题相关性较高，此时它就应该收获较高的保守评估得分，这种从未来信息中分析策略好坏的方法以 F_{fitness} 参数的形式作用于式 (6)。由于对激进策略和保守策略，F_{fitness} 分别采用不同的计算方法，计算式分别为

$$F_{\text{fitness_radical}}(s_t)=\beta_r F_{\text{relevance_change}}(s_t)+\frac{1-\beta_r}{n}\sum_{p=1}^{n}F_{\text{relevance_predict}}(s_t^p) \quad (7)$$

$$F_{\text{fitness_conservative}}(s_t)=(\beta_r F_{\text{relevance}}(s_t)+\frac{1-\beta_r}{n}\sum_{p=1}^{n}F_{\text{relevance_predict}}(s_t^p))(\neg F_{\text{repeated_links}}(s_t)) \quad (8)$$

式中：$F_{\text{relevance_change}}$ 和 $F_{\text{repeated_link}}$ 分别指 Relevance change 和 Existence of repeated crawling links 2 个原本是布尔类型的信息，此处转为 1 或 0 的整数型数值；s^p 为 s 的 n 个子链接；$F_{\text{relevance}}$ 和 $F_{\text{relevance_predict}}$ 分别指 Topic relevance 和 Prediction value of topic relevance of children pages 2 种信息；β_t 为 (0,1) 上的一个权重参数，且在记忆 2 种评估得分计算中有所不同。

在观察状态时本文给出了 8 种信息，但此时计算记忆的评估得分时只使用了其中 4 种，一方面是因为采用自身未来信息和周围记忆共同计算历史状态的方法后，一些反映周围情况的信息的功能被取代了，如 Average topic relevance of parent pages；另一方面，观察状态时只能得到准确的后向信息，而评估记忆时可以得到完整的前向信息，评估得分主要反映当前策略在未来的适宜程度，前向信息具有更大的话语权；最后，观察状态时存在辅助预测当前状态穿越无关网页能力的信息，如 Page authority，这对于已经知晓未来发展的记忆来说是不必要的。

综上，在线训练网络的关键有 2 点：①按工作量划分工作阶段，避免使用训练程度过低的网络进行评估；②将获得的数据作为记忆，进行特征提取后作为在线训练评估网络的数据集，保证网络的冷启动能力。如图 6 所示，2 个阶段获得的数据都将作为记忆，来对评估网络进行在线训练，且在第 1 阶段使用随机决策算法进行过渡，避免使用训练程度过低的网络。

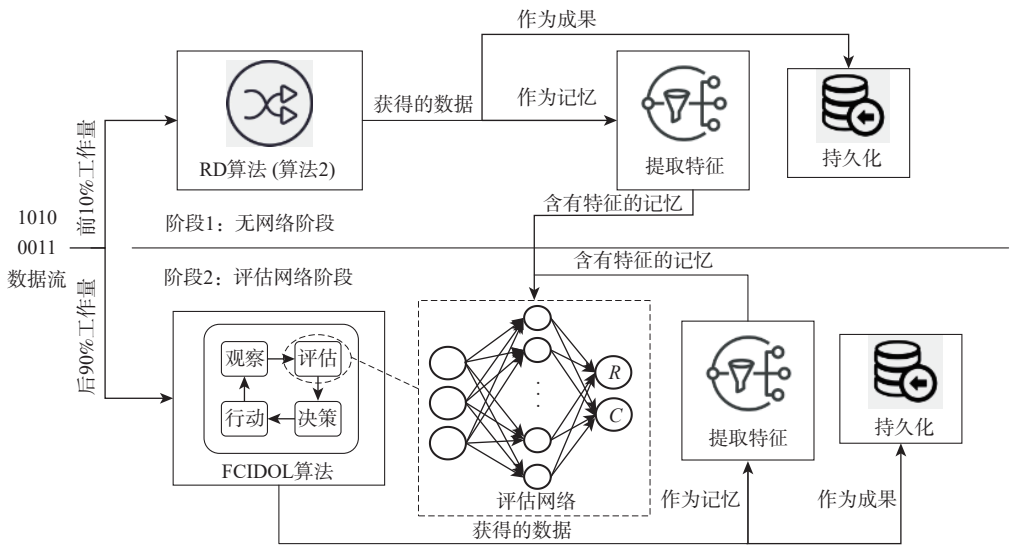


图 6　评估网络在线训练流程

Fig. 6　Online training process of assessment network

3　实验结果与分析

本文实验环境如下：处理器为 AMD Ryzen7-5800，运行内存为 16 GB，开发语言为 python.

3.1　在线训练评估网络实验结果

评估网络根据记忆对观察的结果进行评估，本质上是完成从 8 种状态信息到 2 种评估得分的映射，本质上是一种回归，因此，选取基于 BPNN 的线性回归、K 临近 (K-nearest neighbor, KNN) 回归、支持向量机 (support vector machine, SVM) 回归和随机森林 (random forest, RF) 回归 4 种经典的机器学习回归模型作为基线方法，与本文使用的在线学习 (on-line learning, OL) 的 BPNN 进行对比。使用均方误差 (MSE) 和拟合优度 (R^2) 考察回归的误差，MSE 从预测值与真实值背离的程度反应模型的准确度，值越小模型越准确，R^2 从预测值与真实值贴近的程度反应模型的准确度，值越接近 1 模型越准确。MSE 的计算式为

$$F_{\text{MSE}}(Y,f(x,\beta))=\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}(Y_i-f(x_i,\beta))^2 \quad (9)$$

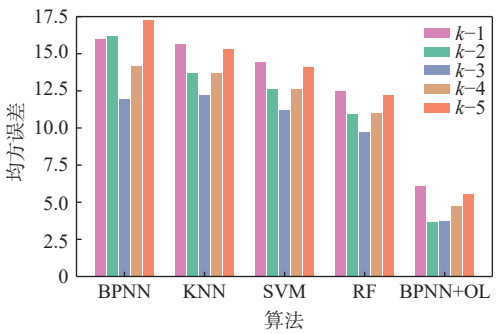
式中：Y_i 为真实集样本。

R^2 的计算式为

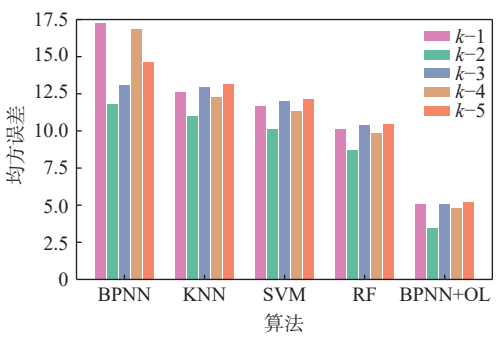
$$R^2(Y,f(x,\beta))=1-\frac{\sum_{i=1}^{n}(Y_i-f(x_i,\beta))^2}{\sum_{i=1}^{n}(Y_i-\bar{Y})^2} \quad (10)$$

数据集为爬虫以“世界杯”为主题获取到1 000张网页，划分为5份进行交叉验证，每次取其中一份作为训练集，其他作为验证集，用于模拟爬虫实际工作中有限的预先准备条件。同时，使用在线训练的方法会将验证过的测试集作为在线训练的训练集，在不重置网络的前提下，进行小样本的训练，本文设定在线训练的batch为10。

图7为评估得分的MSE误差表现，展示了5种算法在不同的交叉验证集中的MSE误差表现，x轴代表不同算法，不同颜色的bar代表不同的交叉验证组，y轴是某一算法在验证组中的MSE大小。交叉验证组可以减少数据集偶然性带来的影响。本文比较了不使用在线学习算法和3种经典的机器学习算法，可以看出，使用在线学习的神经网络在MSE上具有更好的性能。在图7(a)中，使用在线训练的神经网络的MSE表现相比于不使用时的有2.8到3的提升，相比于其他3种机器学习算法也有2倍以上的提升。在图7(b)中，尽管相比于图7(a)不同组间的差别更大，数据偶然性造成的影响更强，但使用在线学习的神经网络在MSE上仍然具有远超其他4种算法的表现，且性能提升在2倍以上。



(a) 激进评估得分的MSE误差表现

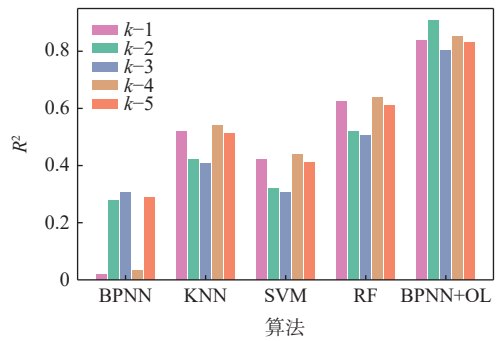


(b) 保守评估得分的MSE误差表现

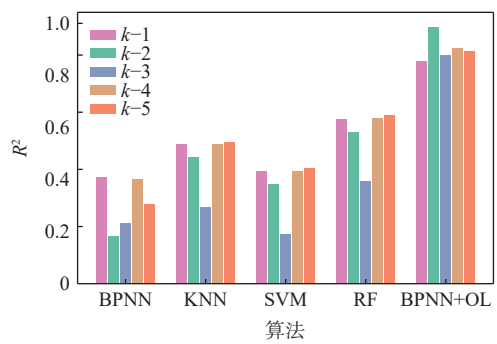
图7 评估得分的MSE误差表现

Fig. 7 Performance of MSE errors in score assessment

图8为评估得分的R^2误差表现，展示了5种算法在不同的交叉验证集中的R^2误差表现，y轴为某一算法在验证组中的R^2大小。图8(a)为激进评估得分的R^2误差表现，可以看出，使用在线训练的神经网络方法具有最好的R^2误差表现，相比于不使用在线训练的神经网络性能具有显著提升，相比于其他3种机器学习算法也具有明显优势。图8(b)为保守评估得分的R^2误差表现，尽管相比于激进评估得分，保守评估得分的R^2受数据集偶然性的影响更大，但从交叉验证的总体趋势上看，使用在线训练的具有最优的表现仍是毫无疑问的。



(a) 激进评估得分的R^2误差表现



(b) 保守评估得分的R^2误差表现

图8 评估得分的R^2误差表现

Fig. 8 Performance of R^2 errors in score assessment

综上，使用在线训练的神经网络在激进评估得分和保守评估得分上都具有优秀的误差表现，这得益于使用了验证集中的数据进行训练，在训练集大小远小于测试集大小的环境，如爬虫工作中，具有显著优势。

3.2 基于OODA环的主题爬虫实验结果

本文测试了5种基于不同算法的主题爬虫在“世界杯”、“新冠肺炎”、“股票”和“能源”主题上的表现，包括BFS算法[17]、OTIE算法[4]，OLMOACO (applying ontology learning and multi-objective ant colony optimization method)算法[12]，FCOITS(focused crawler method combining ontology and improved Tabu search for meteorological disaster)算法[21]和本文提出的FCIDOL算法.

主题爬虫的有效性可以用收获率、目标召回率和进行考察，收获率是爬虫总工作量中主题相关网

页的比例, 召回率是爬虫获取到的主题相关网页与网络中所有主题相关网页之比, 但在实际使用过程中, 难以统计整个网络中某一主题的全部网页, 因此, 本文不采用召回率作为评价指标, 作为替代, 采用发现重复链接次数作为评价指标, 发现重复链接次数是爬虫在工作中选取到爬取过网页的次数。收获率可以综合反映爬虫发现和选择主题相关网页的能力, 收获率越高则爬虫越优秀。重复链接率侧面反映了爬虫陷入局部最优的情况, 发现重复链接次数越少则爬虫回避局部最优的能力越强, 性能更好。

给定数量为 5 000 张网页的下载任务, 对预定的 4 个主题开展爬取任务, 图 9 为 5 种算法的爬虫在 4 个不同主题下的收获率表现, 图中 x 轴表示已下载的网页数量, y 轴表示当前爬虫的收获率, 曲线是爬虫在当前进度下每百张网页的平均收获率。从图中可以看出, FCIDOL 在 5 种爬虫算法中拥有最高的收获率, 尤其是当下载的网页数量超过 2 000 后, 优势更加明显, 在图 9(c) 和图 9(d) 中, FCIDOL 相较于其他爬虫算法在任务结束时至少有 16.7% 和 13.4% 的提升, 在图 9(a) 和图 9(b) 中, 也存在 9.6% 和 7.8% 以上的提升。同时可以看出, FCIDOL 的百张网页平均收获率随着爬取数量的增加呈上升趋势, 尤其是在“世界杯”和“能源”主题下, 这种增加达到了 0.1 以上, 而在“新冠肺炎”和“股票”主题下收获率也有一定增加, 这意味着在线学习的方法能够提升爬虫收获率性能, 在实际工作环境中能够随着工作量的提高对记忆的使用能力。

仅考察爬虫在收获率上的表现不足以完全说明爬虫的性能, 特别是在回避局部最优困境上的能力, 因此对过程中重复链接的出现情况进行统计。

图 10 为 5 种算法的爬虫在 4 个不同主题下的重复链接的情况统计, x 轴表示已下载的网页数量, y 轴表示累积发现重复链接的次数, 曲线是该方法爬虫在当前任务进度下累积发现重复链接的次数。可以看出, FCIDOL 在 5 种爬虫算法中发现重复链接的表现最佳, 最终的重复链接发现次数在图 10(b) 和图 10(c) 中相较于其他算法有 24.6% 和 31.3% 以上的减少, 在图 10(a) 和图 10(d) 中, 也有 16.6% 和 15.6% 以上的减少。同时可以看出, FCIDOL 相较于其他算法在一些时候有明显的提升, 如图 10(a) 中工作量约 800 和 1 200 处, 图 10(b) 中工作量约 1 800 处, 图 10(c) 中工作量约 1 500 处和图 10(d) 中工作量约 1 500 处, 这些时刻 FCIDOL 均处于维持激进策略的状态, 主动选择跳出当前的高主题相关网页团, 因此, 相较于其他算法发现重复链接的次数快速增加, FCIDOL 重复链接的次数没有较大变化, 这也说明 FCIDOL 在跳出局部最优的能力上具有强大优势。

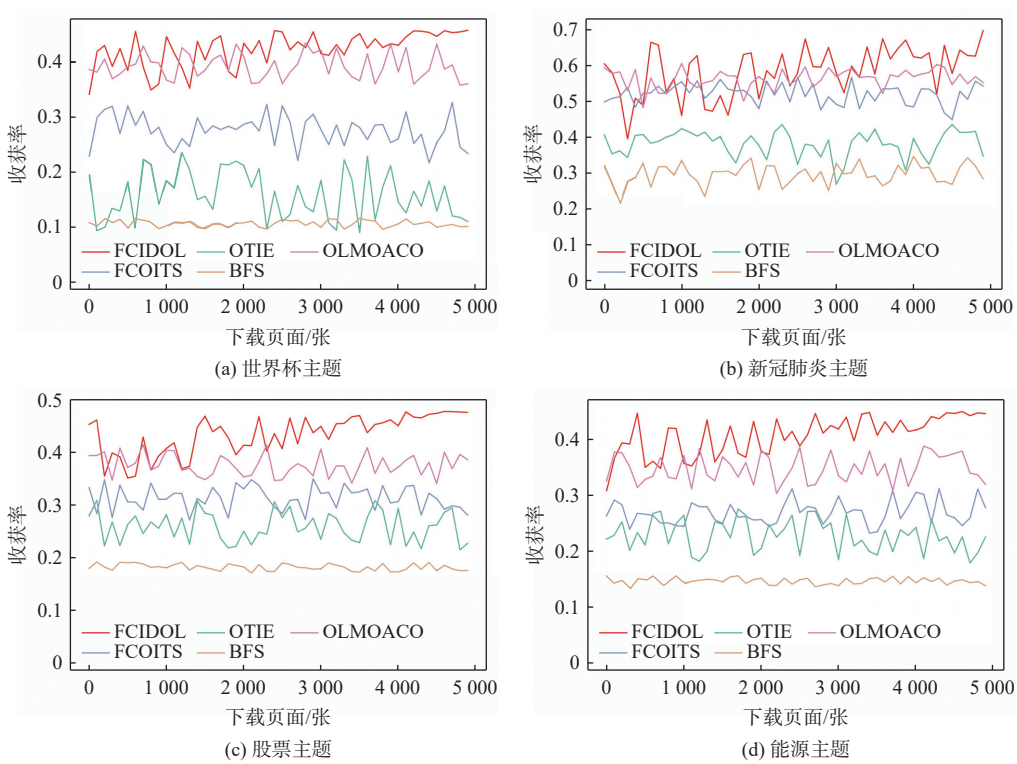


图 9　主题爬虫收获率实验结果

Fig. 9　Experiment results of topic crawler harvest ratio

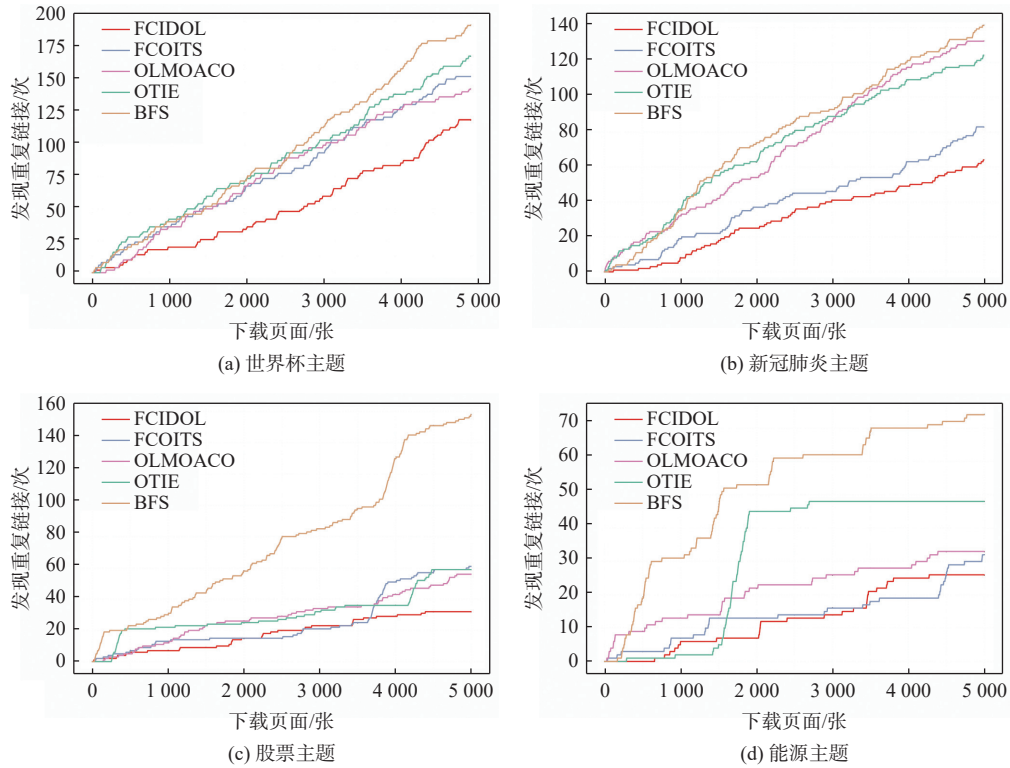


图 10 主题爬虫发现重复链接次数实验结果

Fig. 10 Experiment results of duplicate link discovery frequency by topic crawlers

4 结 论

1）本文算法在爬取实验中表现出优异的性能，4种主题的5 000次爬取收获率达到了0.45以上，个别主题收获率超过0.6，重复爬取的比例低于0.025。

2）本文算法对状态评估进行量化的方法一定程度上牺牲了精度，但有效减少因非典型样本带来的影响，并赋予爬虫更简便的客制化方法。

3）本文算法只对有限长度的记忆片段进行评估，额外产生的资源开销可忽略不计，使在较小的代价下通过在线学习的方式，赋予了新主题的冷启动能力。

4）可以预计有限的策略会影响模型的性能，特别是在变化较小的网页群中，会使这种影响更加明显。

为使算法能适用于各种不同的主题，仍需要优化策略的选择环节，如引入竞争决策的系统，使模型更灵活地获取适合的策略。

参考文献（References）

[1] BERGMARK D, LAGOZE C, SBITYAKOV A. Focused crawls, tunneling, and digital libraries[C]// Lecture Notes in Computer Science. Berlin: Springer, 2002: 91-106.

[2] ABITEBOUL S, PREDA M, COBENA G. Adaptive on-line page importance computation[C]//Proceedings of the Twelfth International Conference on World Wide Web-WWW '03. New York: ACM, 2003: 280-290.

[3] PAGE L, BRIN S, MOTWANI R, et al. The PageRank citation ranking: Bringing order to the web[C]. Stanford Digital Libravies Working Paper, [s. l.]: [s. n.], 1998.

[4] WANG C, GUAN Z Y, CHEN C, et al. On-line topical importance estimation: an effective focused crawling algorithm combining link and content analysis[J]. Journal of Zhejiang University: Science A, 2009, 10(8): 1114-1124.

[5] 朱庆生, 徐宁, 周瑜. 一种基于链接和内容分析的自适应主题爬虫算法[J]. 计算机与现代化, 2015(9): 77-80.
ZHU Q S, XU N, ZHOU Y. An adaptive focused crawling algorithm based on link and content analysis[J]. Computer and Modernization, 2015(9): 77-80(in Chinese).

[6] KANG X P, MIAO D Q. A study on information granularity in formal concept analysis based on concept-bases[J]. Knowledge-Based Systems, 2016, 105: 147-159.

[7] JING W P, WANG Y J, WEIWEI D. Research on adaptive genetic algorithm in application of focused crawler search strategy[J]. Computer Science, 2016, 43(8): 254-257.

[8] LIU W J, DU Y J. A novel focused crawler based on cell-like membrane computing optimization algorithm[J]. Neurocomputing, 2014, 123: 266-280.

[9] ZHENG S. Genetic and ant algorithms based focused crawler design[C]//Proceedings pf the Second International Conference on Innovations in Bio-inspired Computing and Applications. Piscataway: IEEE Press, 2011: 374-378.

[10] GUAN W G, LUO Y C. Design and implementation of focused crawler based on concept context graph[J]. Computer Engineering and Design, 2016, 37 (10): 2679-2684.

[11] FEI C J, LIU B S. Focused crawler based on LDA extended topic terms[J]. Computer Applications and Software, 2018, 35 (4) : 49-54.

[12] LIU J F, DONG Y, LIU Z X, et al. Applying ontology learning and multi-objective ant colony optimization method for focused crawling to meteorological disasters domain knowledge[J]. Expert Systems with Applications, 2022, 198: 116741.

[13] ENCK R E. The OODA loop[J]. Home Health Care Management & Practice, 2012, 24(3): 123-124.

[14] RANI M, DHAR A K, VYAS O P. Semi-automatic terminology ontology learning based on topic modeling[J]. Engineering Applications of Artificial Intelligence, 2017, 63: 108-125.

[15] CHURCH K W. Word2Vec[J]. Natural Language Engineering, 2017, 23(1): 155-162.

[16] AIZAWA A. An information-theoretic perspective of tf–idf measures[J]. Information Processing & Management, 2003, 39(1): 45-65.

[17] LI L, ZHANG G Y, LI Z W. Research on focused crawling technology based on SVM[J]. Computer Science, 2015, 42(2) : 118-122.

[18] CHIBA Z, ABGHOUR N, MOUSSAID K, et al. A novel architecture combined with optimal parameters for back propagation neural networks applied to anomaly network intrusion detection[J]. Computers & Security, 2018, 75: 36-58.

[19] BILSKI J, KOWALCZYK B, MARCHLEWSKA A, et al. Local levenberg-marquardt algorithm for learning feedforwad neural networks[J]. Journal of Artificial Intelligence and Soft Computing Research, 2020, 10(4): 299-316.

[20] DE JESÚS RUBIO J. Stability analysis of the modified levenberg–marquardt algorithm for the artificial neural network training[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2020, 32(8): 3510-3524.

[21] LIU J F, GU Y P, LIU W J. Focused crawler method combining ontology and improved Tabu search for meteorological disaster[J]. Journal of Computer Applications, 2020, 40(8): 2255-2261.

A self-decision topic crawler algorithm with online training

XIONG Guanye，YANG Bailong*

(Department of Operational Support，Rocket Force University of Engineering，Xi'an 710025，China)

Abstract：Tunnel crossing problem is unavoidable in the development of the topic crawler. To solve this problem, a self-decision topic crawler algorithm based on Boyd loop (FCIDOL) was proposed. The algorithm took the Boyd loop as the basic framework and formed a closed loop according to the principle of "observation-assessment-decision-action". According to the work completed by the crawler, which refers to memory, the algorithm evaluated the current state observed to generate decisions of radical or conservative strategies, guiding the crawler to search for new theme-relevant web pages or to focus on the actions of short-term benefits. The role of memory was to provide training materials for the assessment network, thus realizing the online training of the network to meet the cold start of the crawler. The experiment shows that compared with various topic crawler algorithms in different topic environments, FCIDOL achieves an improvement of over 7.8% in harvest rate, and the number of duplicate links is reduced by more than 15.6%.

Keywords：topic crawler; tunnel crossing; self-decision; online learning; cold start

Received：2023-01-04；**Accepted**：2023-03-03；**Published Online**：2023-03-24 16:26

URL：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230323.1604.007

* **Corresponding author**. E-mail：xa_403@163.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0010

预弯曲螺旋缠绕的气动软体夹持器的研究

谭曦旭，滕燕*，王春渊
(南京理工大学 机械工程学院，南京 210094)

摘 要：利用弹性不稳定性来提高仿生软体机器人的性能正日益得到人们的关注。设计了一种具有单稳态结构的预弯曲螺旋缠绕气动软体夹持器，包括应变限制层和快速气动网格通道层两部分。将应变限制层做轴向预拉伸，快速气动网格通道层沿着轴向预拉伸方向偏转一定角度与应变限制层相黏合，释放预拉伸后即得到有预弯曲角的螺旋状夹持器，在驱动下可表现出单稳态行为。通过理论和仿真分析，研究了该型夹持器无压驱动下的预弯曲机理和有压驱动下的弯曲力学行为，分析发现拉伸率和偏转角是影响夹持器性能的关键参数。最后，进行了该型软体夹持器的静力学试验和抓取测试，结果表明：该型夹持器具有良好的目标适应性和抓取能力。由于所具有的单稳态结构，在零气压初始状态下可加持自身质量1.35倍的物体；在有气压驱动状态下最大可夹持自身质量20.85倍的物体。

关 键 词：仿生；单稳态结构；螺旋缠绕；软体夹持器；预弯曲角
中图分类号：TH138; TP241
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2025)02-0616-09

夹持器是各类机器人完成末端抓取搬运等工作的重要组成部分。目前常用的刚性夹持器缺乏人机交互安全性和复杂工作对象适应性，为此，部分研究学者在刚性夹持器上黏合软性材料或者安装力/力矩传感器[1]，但这使夹持器装置变得复杂，并提高了成本。软体夹持器采用柔性材料制成，具有潜在的无限自由度、灵活的环境适应性及人机交互安全性等，逐渐成为机器人技术领域研究热点并得到了广泛的应用[2-3]。

气动软体夹持器是在气压的驱动下，使其发生伸长/收缩、弯曲或扭转等持续变形[4-5]。国内外学者对此进行了大量的研究以实现对工作对象的夹持。江南大学设计了一种封闭式仿生螺旋缠绕软体夹持器[6]，研究发现其具有较大的负载能力及良好的目标适应性。阿克伦大学机械工程系设计了一种一体化的软体夹持器[7]，由3个具有几何梯度腔室和软传感器构成，能够成功实现对54～120 mm之间的球状体进行有力的抓取，嵌入的传感器能够确保精准抓取。然而，这些软体夹持器采用的都是初始无应力平面结构，这种设计内部是稳定的，初始状态下没有能量的储存。

单/双稳态结构在自然界是非常常见的一种储能结构，如红袋鼠跳跃、蟾蜍的舌头及扑蝇草，它们都是通过弹性能量或本身的双稳态结构进行储能，从而提高了其响应速度且节省了功率[8-9]。最近，单/双稳态和能量储存软体机器人得到广泛研究。北卡罗莱纳州立大学和天普大学的研究人员利用预拉伸设计了一种2D双稳态软体驱动器结构[10]，利用此结构制作出一种节能的软体夹持器，可在零压驱动下保持夹持状态。浙江工业大学利用双稳态结构的独特特性设计了一种基于双稳态的仿生花瓣和一种新型自适应的软体夹持器[11-12]，该夹持器集成了气动执行器和双稳态碳纤维增强聚合物层压板。在无需持续施加压力的情况下，通过双稳

收稿日期：2023-01-04；录用日期：2023-02-17；网络出版时间：2023-03-08 16:58
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230307.1651.005
*通信作者. E-mail：yantengwf@126.com

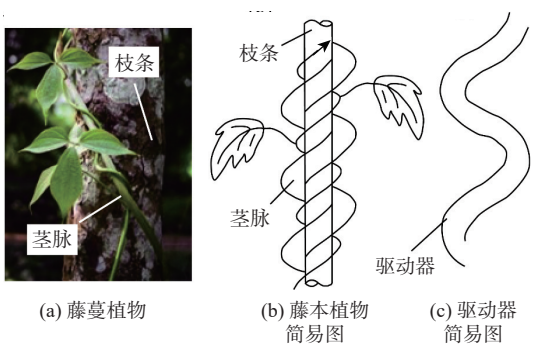
引用格式：谭曦旭，滕燕，王春渊. 预弯曲螺旋缠绕的气动软体夹持器的研究[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：616-624.
TAN T X，TENG Y，WANG C Y. Research on pre-curved spiral wound pneumatic soft gripper[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：616-624 (in Chinese).

态保持了夹持器的稳定夹持结构。普渡大学研究人员通过模仿动植物运动系统建立了一种预弯曲的螺旋夹持器[13]，能在零压状态通过缠绕物体实现抓取，但无法在加正压时夹持更大的负载。

综上所述，引入了单/双稳态的软体夹持器能实现零压时保持夹持状态，提高了抓取效率，但由于其只能在零压时保持夹持而无法在加压状态下继续保持夹持，从而使夹持负载不高且夹持不稳定。为了提高其负载能力和夹持稳定，本文将快速气动网格结构驱动器与单稳态状态相结合，通过预拉伸快速气动网格结构的应变限制层，研究设计了一种具有预弯曲单稳态结构的螺旋夹持器，可使其在加压情况下继续保持夹持以实现更大负载。通过试验与仿真进行验证表明，此类夹持器具有较大的负载能力、良好的抓取性能和目标适应性。

1　预弯曲螺旋夹持器的结构设计

图 1 为藤蔓植物缠绕示意图，如图 1(a) 和图 1(b) 所示，缠绕型藤本植物由于其自身茎干柔软和细长，通常需要依靠自身的细长茎干呈螺旋状缠绕其他支撑物才能向上生长。这种生长模式大大提高了缠绕型藤本植物的攀附能力，其原因在于螺旋缠绕方式能够与支撑物表面充分接触，增大接触面积与轴向摩擦力，从而提高其攀附能力来抵御自身重力和风力等外界载荷。这说明茎脉可以通过螺旋生长的方式为自身较小的尺寸和较小的质量提供向上伸长所需的攀附的力。当弯曲程度相同时，附带有扭转运动的物体可以使表面的力得以提高，因此，本文选择了螺旋运动来作为软体夹持器的实现动作，如图 1(c) 所示。



(a) 藤蔓植物　(b) 藤本植物简易图　(c) 驱动器简易图

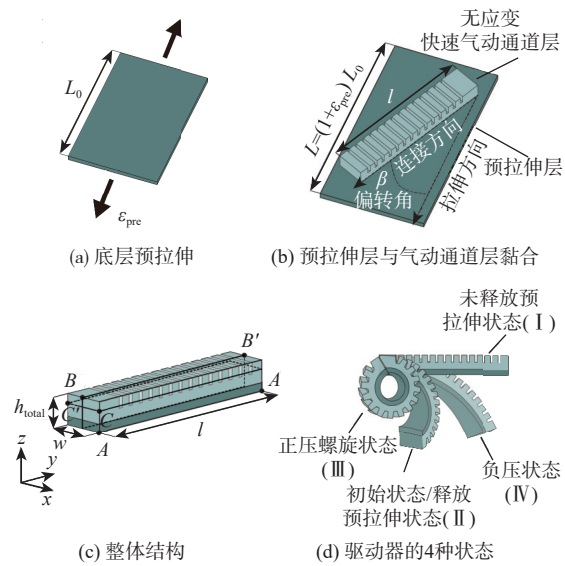
图 1　藤蔓植物缠绕示意图

Fig. 1　Diagram of Vine plant winding

通过模仿藤蔓植物的生长方式，提高软体夹持器的负载能力和夹持稳定性，设计了如图 2 所示的软体夹持器的驱动器。软体夹持器包括由预拉伸层和快速气动网格通道层 2 部分组成，图 2 为通过预拉伸底层从而得到具有预弯曲角的双层驱动器的示意图。首先，将长度为 L_0 的底层 (见图 2(a)) 单轴预拉伸，用 ε_{pre} 表示拉伸率，计算式如式 (1) 所示，L 表示预拉伸层在拉伸方向上的长度，然后，将上层快速气动网格通道层以偏转 β 角 (见图 2(b)) 与预拉伸层黏合在一起，将底层多余的硅胶剪切掉 (见图 2(c))，最后，释放预拉伸层中的预应变后，驱动器会形成如图 2(c) 所示的预弯曲结构，并形成一个弯曲角和扭转角。

$$\varepsilon_{pre}=\frac{L-L_0}{L_0} \tag{1}$$

驱动器的 2 层结构由相同材料（硅胶：硬度 shore20）制成，黏合层材料选用和制作驱动器同样的材料，以形成均匀的双层结构。整体结构如图 2(c) 和图 3 所示，其中 h_{total} 为夹持器的整体高度，w 为夹持器的整体宽度。



(a) 底层预拉伸　(b) 预拉伸层与气动通道层黏合　(c) 整体结构　(d) 驱动器的4种状态

图 2　软体夹持器工作原理图

Fig. 2　Working principle of soft gripper

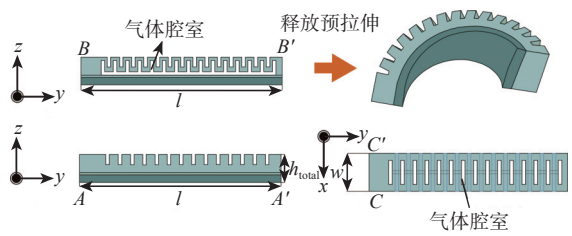


图 3　软体夹持器的结构剖面尺寸图

Fig. 3　Structural cross-section dimension of soft gripper

气动通道层未加压（松弛状态）时，预拉伸所产生的应变能会使得整个驱动器预弯曲，并处于一种低应变能的稳定状态。对预弯曲驱动器充气，最终会形成螺旋结构 (见图 2(d) (Ⅲ))，此时驱动器的应变能最大，处于不稳定状态。气动通道层施加负压时，此时驱动器会逐渐打开具有一定预弯曲角的驱动器 (见图 2(d) (Ⅳ))，应变能再一次达到最大。从负压-零-正压的变化，就说明了此驱动器有着潜在

的单稳态性能，所对应的能量分布如图 4 所示。

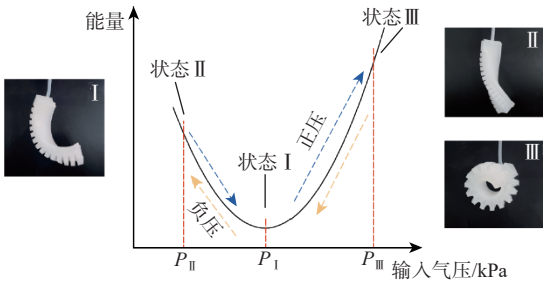


图 4 软体夹持器单稳态结构能量分布

Fig. 4 Energy distribution of monostable structure of soft gripper

驱动器能否螺旋的关键在于对ε_{pre}和β角的选取，ε_{pre}用于控制弯曲角，β用于控制扭转角，本文将通过选取不同的ε_{pre}和β值来选取最佳驱动器状态，并对此预弯曲结构进行更加详细的分析。

2 软体夹持器的特性分析

受文献 [14] 的启发，如图 5 所示，选用矢量$\boldsymbol{r}_1$计算驱动器的弯曲角度，$\boldsymbol{r}_1$为图中所示弯曲角度时的矢量方向。利用$\boldsymbol{r}_1^i$和$\boldsymbol{r}_1^{i+1}$分别表示$\boldsymbol{r}_1$的第 i 迭代步和$i+1$迭代步。从i迭代步到$i+1$迭代步弯曲角度的增量为$\Delta\theta^{i+1}$，计算式为

$$\Delta\theta^{i+1}=\arccos\frac{\boldsymbol{r}_1^i\cdot\boldsymbol{r}_1^{i+1}}{\left|\boldsymbol{r}_1^i\right|\left|\boldsymbol{r}_1^{i+1}\right|} \tag{2}$$

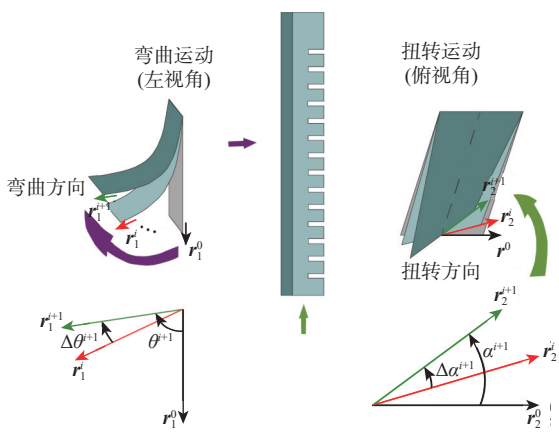


图 5 夹持器的运动被解耦为弯曲运动和扭转运动

Fig. 5 Decoupling of gripper motion into bending motion and deflection motion

从第 1 步到第$i+1$步的累积弯曲角度计算式为

$$\theta^{i+1}=\theta^i+\Delta\theta^{i+1} \tag{3}$$

对于扭转弯曲角 α，计算方式和弯曲角计算方式一样，选用矢量$\boldsymbol{r}_2$确定扭转角。

2.1 材料本构模型

该软体夹持器的材料选择的是硬度为 Shore A20 的超弹性体硅胶。由于硅胶材料具有非线性特性，因此，本文选用 Yeoh 模型来模拟软体材料的大变形行为，并且可以通过单轴拉伸试验获取的数据对其他的变形行为进行模拟[15-16]。

利用 Yeoh 模型建立典型二参数形式的应变能密度函数：

$$W=C_{10}(I_1-3)+C_{20}(I_1-3)^2 \tag{4}$$

式中：$I_1=\lambda_1^2+\lambda_2^2+\lambda_3^2$，$I_2=\lambda_1^2\lambda_2^2+\lambda_2^2\lambda_3^2+\lambda_3^2\lambda_1^2$，$\lambda_1$、$\lambda_2$和$\lambda_3$分别为轴向、径向和周向主拉伸比；$C_{10}$、$C_{20}$为硅橡胶的材料参数。图 6 为单轴拉伸试样样机，利用此样机通过单轴拉伸试验获得其应力应变参数。

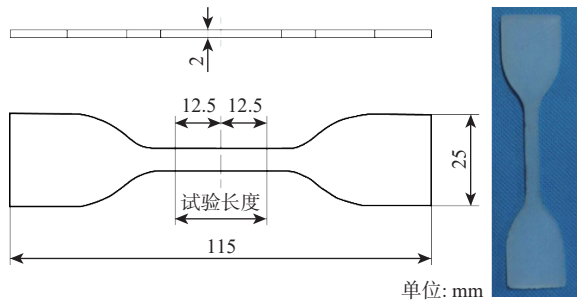


图 6 单轴拉伸试验样件

Fig. 6 Sample for uniaxial stretching test

根据文献 [17] 求 Yeoh 模型常数部分，可得到

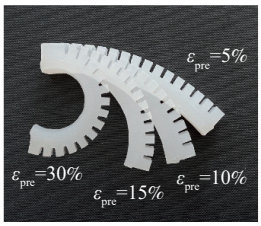
$$t_1/[2(\lambda_1-1/\lambda_1^2)]=2C_{20}(\lambda_1^2+2/\lambda_1)+C_{10}-6C_{20} \tag{5}$$

测得拉伸比λ_1和主应力t_1，将$t_1/[2(\lambda_1-1/\lambda_1^2)]$作为 y 轴，λ_1^2+2/λ_1作为 x 轴，可以拟合计算出材料的常系数为C_{10}=0.991 2，C_{20}=0.005 6。

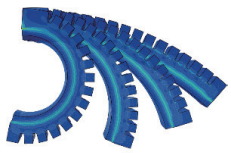
2.2 单轴预拉伸释放后的预弯曲行为分析

图 7(a) 和图 7(b) 为偏转角$\beta=0°$的情况，释放不同的拉伸率ε_{pre}时，得到试验结果与仿真结果的对比。结果表明，在预拉伸释放后，夹持器会向着预拉伸底层进行弯曲，弯曲角度θ和弯曲曲率会随着拉伸率ε_{pre}增加而增加，但此时并没有扭转角的产生。弯曲角度θ与拉伸率ε_{pre}对应仿真和试验数据如图 7(c) 所示。结果表示预弯曲角θ与预应变ε_{pre}呈现非线性增大的关系。随ε_{pre}的增大，由图趋势可以看出，夹持器的预弯曲角度不断增大，并趋于闭合的状态。

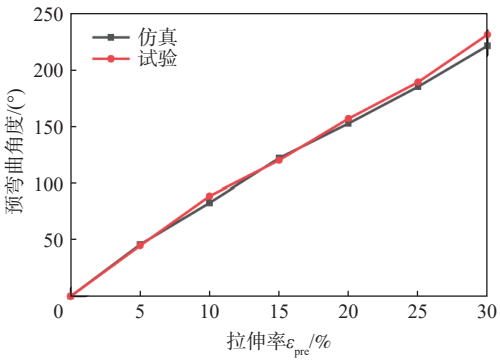
为了使螺旋夹持器在驱动下具有更大的初始角度，本文选用拉伸率$\varepsilon_{\text{pre}}=30\%$作为研究对象，研究$\beta$值对螺旋夹持器性能影响。使用与上述相同的方法，在有预拉伸$\varepsilon_{\text{pre}}=30\%$的情况下引入偏转角$\beta$，图 8(a) 为 β为 5°、10°、15°及 20°的试验与仿真的对比。由图可知，当引入偏转角β后，驱动器除了有预弯曲角θ还有预扭转角α。弯曲角度θ值与扭转角α值随偏转角β值变化的仿真与实验数据如图 8(b) 所示。结果表明，随着偏转角β值不断增大，驱动器



(a) 试验结果对比



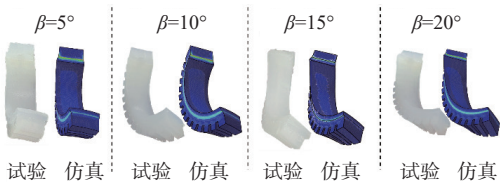
(b) 仿真结果对比



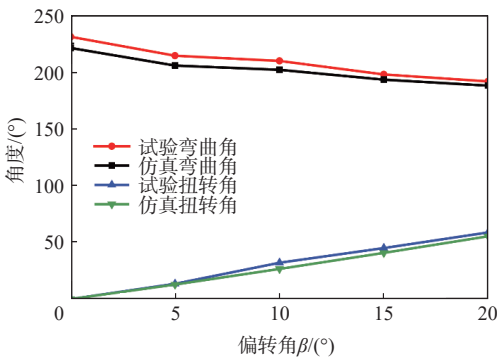
(c) 预弯曲角随拉伸率变化的试验和仿真曲线

图 7　偏转角为零时预弯曲角随拉伸率变化的试验仿真对比和曲线

Fig. 7　Comparison and curve of pre-curved angle changing with stretching ratio when deflection angle is zero between test and simulation



(a) 不同β值的试验与仿真对比



(b) 预弯曲角与预扭转角随偏转角变化的试验和仿真曲线

图 8　预弯曲角与预扭转角试验与仿真结果

Fig. 8　Test and simulation results of pre-curved angle and pre-deflected angle

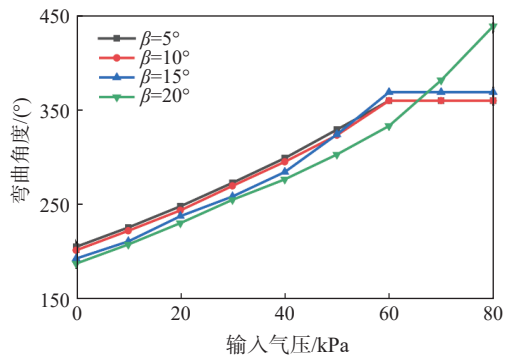
的预弯曲角θ会随之减小，而扭转角α会因偏转角β的增大而不断增大。

2.3　驱动下的软体驱动器的弯曲行为分析

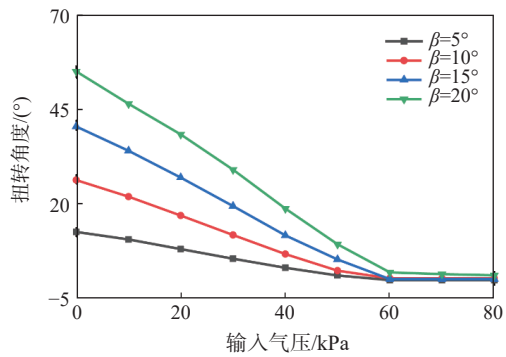
通过仿真分析，可以得到驱动器的在驱动的弯曲特性。如图 9(a) 所示，不同β值下的弯曲角度随着气压增大而逐渐增大，而扭转角随着气压增大而不断减小，最终趋于 0。对于$\beta\in[5°,10°,15°]$，随着气压增加到 60 kPa 左右，夹持器弯曲角度维持在 360°左右而不再增加，由此可见β角在此范围内，驱动器驱动时不能产生螺旋形状。β=20°时，输入气压为 80 kPa，弯曲角度超过了 400°，说明β=20°时驱动器能够很好的产生螺旋形状。

随着β值的增大，预扭转角会不断增大，对夹持器加压时，扭转角会不断减小如图 9(b) 所示。是否能螺旋的关键就在于初始扭转角，随着气压的上升，扭转角在不断下降，当达到 60 kPa 附近时，5°、10°、15° 这 3 个角度值低于能产生螺旋最小扭转角度，所以无法产生螺旋结构，而β=20°能满足螺旋缠绕结构。图 10 为当驱动压力都为 80 kPa 时，不同β值所对应夹持器的仿真与实验弯曲情况对比，当$\beta\in[5°,10°,15°]$时，夹持器自身会发生干涉，所以无法产生螺旋结构。

图 11 为ε_{pre}=30% 和β=20°的夹持器试验与仿真的弯曲与扭转的数据图，可以看出仿真与试验结果比较吻合，出现一些偏差的原因可能是因为：①仿真时没有考虑重力；②仿真材料参数与实际材料有一定的偏差。



(a) 弯曲角度随气压变化曲线



(b) 扭转角度随气压变化曲线

图 9　夹持器驱动下弯曲角和扭转角仿真结果

Fig. 9　Simulation results of curved angle and deflected angle under gripper actuation

2.4　软体驱动器的预弯曲层应力行为分析

预拉伸层产生预应力是导致预弯曲的直接因素。图 12 为预拉伸层弯曲示意图，以 A 为原点对

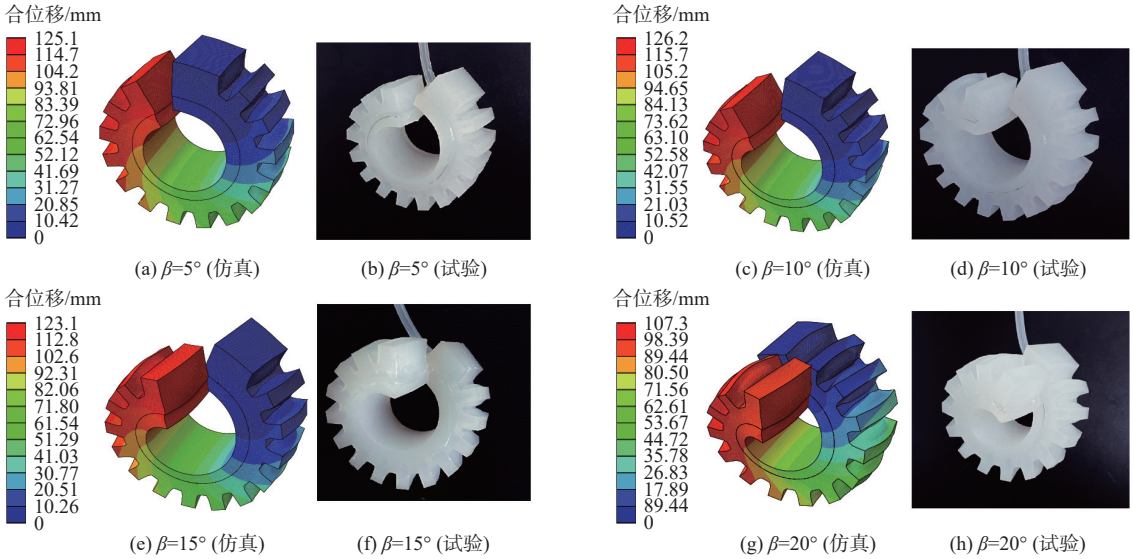
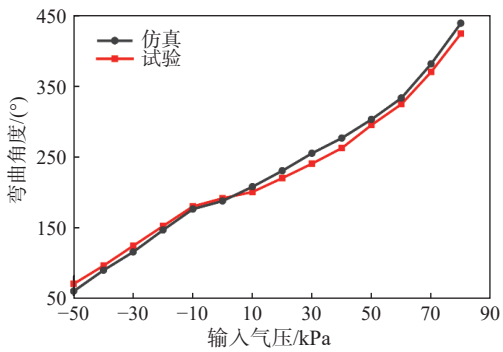
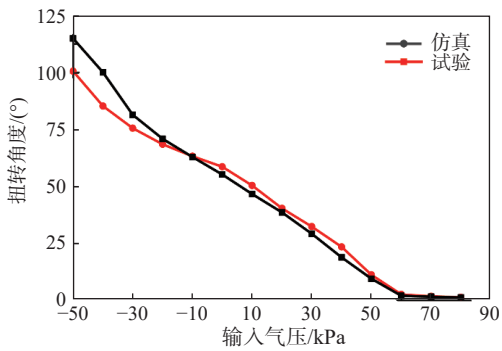


图 10　80 kPa 压力驱动下夹持器仿真与试验变形对比图

Fig. 10　Comparison of gripper deformation between simulation and test under pressure actuation of 80 kPa



(a) 弯曲角的仿真与试验结果对比



(b) 扭转角的仿真与试验结果对比

图 11　ε_{pre} = 30%和β = 20°的夹持器试验与仿真的弯曲角与扭转角

Fig. 11　Curved angle and deflected angle of gripper in test and simulation for ε_{pre} = 30% and β=20°

*AB*线上应力进行分析。图 13 为仿真分析得到的应力分析结果，未释放预拉伸时，预拉伸层驱动器应力分布均匀，当释放预拉伸达到稳定，夹持器预拉伸层与气动通道层之间还有一部分的残余应力。0～20 mm 和 100～115 mm 之间出现了残余应力的突变是由于边界集中应力的结果。20～100 mm 的残余应力曲线呈波浪形状是由于上层的气动腔室对其产生的影响。

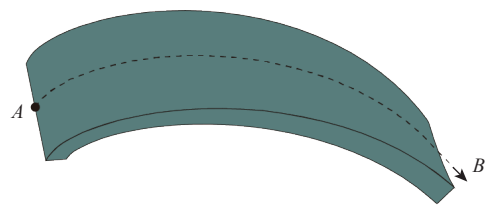
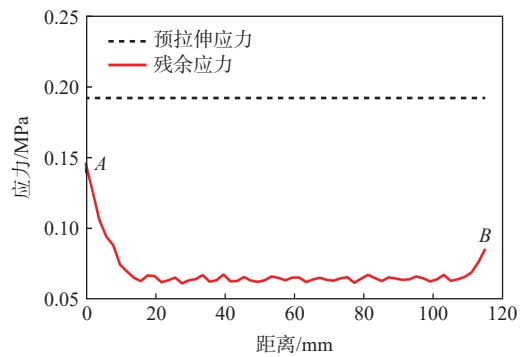
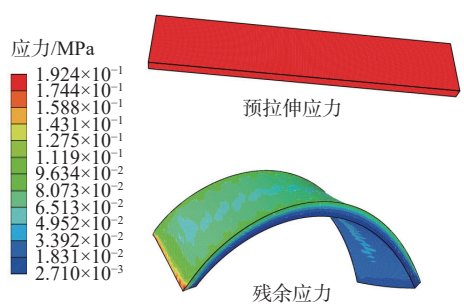


图 12　预拉伸层弯曲示意图

Fig. 12　Bending of pre-stretching layer



(a) 预拉伸和残余应力在*AB*方向上的应力随距离变化曲线



(b) 预拉伸和残余应力有限元分析结果

图 13　预拉伸应力与残余应力在 *AB* 方向上的分析结果

Fig. 13　Analysis results of pre-stretching stress and residual stress in *AB* direction

在驱动的情况下，对 20～100 mm 之间的应力

变化进行分析，由于气动通道的影响，*AB* 线上的应力会产生变化，用图 14 的误差棒图描述选取段应力的变化，误差棒的上沿表示在选取段上应力的最大值，下沿是最小值。可以看出，随着气压增大，应力也在不断增大，而在负压的驱动下，当输入气压为−20 kPa 时，应力最小，之后才逐渐增大，出现这种情况的原因在于残余应力的存在。

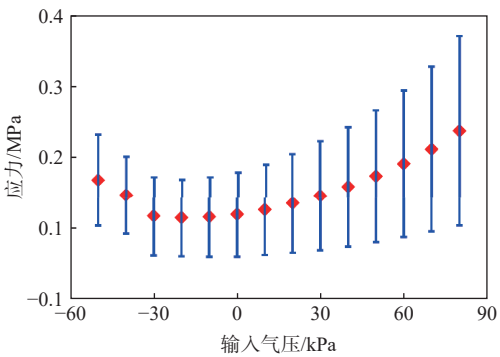


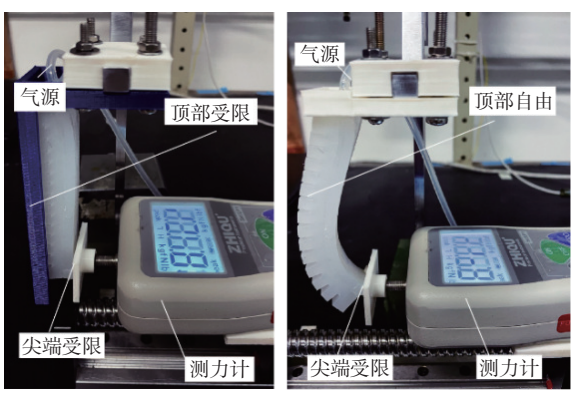
图 14　*AB* 方向上的应力随输入气压的变化曲线

Fig. 14　Stress variation in *AB* direction with input air pressure

3　静力学试验

3.1　末端输出力测试试验

末端输出力是衡量软体夹持器性能的重要特性之一，试验测试了 2 种状态下的末端输出力：①软体夹持器顶部受限；②软体夹持器顶部自由变形，图 15 为末端输出力测试试验平台。



(a) 径向受限输出力测试　　(b) 径向自由输出力测试

图 15　末端输出力测试试验平台

Fig. 15　End output force test platform

由于驱动器结构的材料特征，试验时，当气压达到 130 kPa 以上，驱动器在黏合处容易出现裂口从而使驱动器损坏，所以在试验中，将驱动器的输入气压值上限设为 120 kPa。输入气压时，由于夹持器尖端自由度被测力计(DS2-50N，精度为 0.01 N)所限制，所以测出的力值为此状态下的最大输出力。从初始状态开始，每隔 10 kPa 读取一次力传感器所测数据，并绘制了 2 种状态下输入气压值与驱动器尖端输出力曲线，如图 16 所示。从曲线可以看出，由于预弯曲的作用，即便是输入气压为 0 时，夹持器可在 2 种状态下输出力分别为 3.81 N 和 0.76 N。当夹持器内腔气压为 120 kPa 时，2 种状态下可输出力分别为 7.72 N 和 1.98 N。

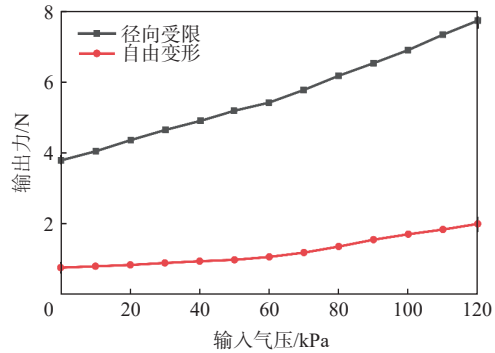


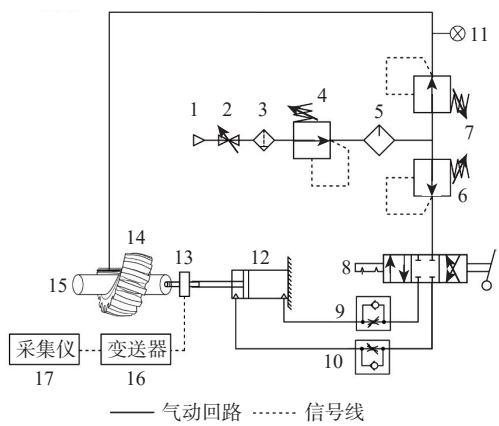
图 16　2 种情况下的驱动器末端输出力

Fig. 16　End output force of actuator in two cases

3.2　夹持器的抓取试验

3.2.1　夹持器螺旋抓取力测试

为获取软体夹持器在螺旋状态下最大的抓取力，了解软体夹持器的抓取力可使用范围，建立了如图 17 所示的抓取力测试系统。



1-气源；2-开关阀；3-分离器；4, 6, 7-减压阀；5-干燥器；8-手动换向阀；9, 10-节流阀；11-数显表；12-气缸；13-拉压力传感器；14-软体夹持器；15-圆柱体；16-变送器；17-采集仪。

图 17　抓取能力试验系统原理图

Fig. 17　Principle of grasping ability test system

根据抓取力测试系统搭建了如图 18 所示的气动试验回路，根据夹持器的操纵空间，选取了直径为 25 mm 的聚乳酸纤维 (polylacticacid fiber, PLA) 材料的圆柱抓取基准物。本系统采用 CQSL20-100DC 气缸作为负载力的定量加载装置。在基准圆柱体右侧、气缸左侧分别与拉压力传感器(JLBM10 kg)连接，则传感器测量值即为夹持器抓取力大小。首先，将控制软体夹持器的减压阀 2 气压设置为 60 kPa，使其对基准物有一定的抓取力，

然后，调整换向阀与减压阀3使气缸能够缓慢的向右拉动夹持器，通过拉压力传感器经变送器将获得的电压信号传输到采集仪上。最后，对夹持器的气压每增加10 kPa重复一次操作，直至夹持器气压达到120 kPa，经处理得到图19所示的夹持器最大抓取力随输入气压变化的曲线。

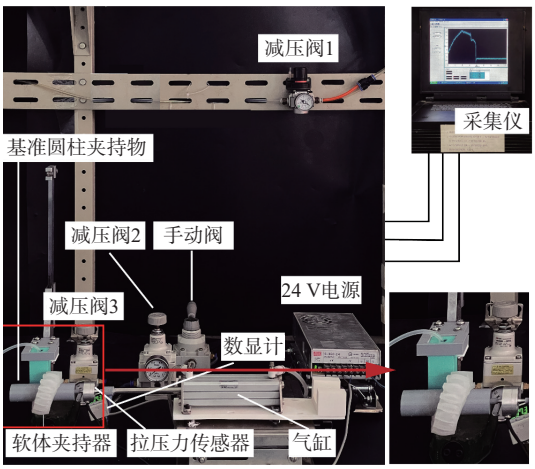


图18 抓取能力测试试验系统平台

Fig. 18 System platform of grasping ability test

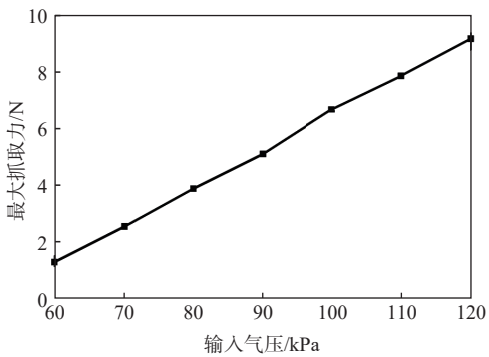


图19 软体夹持器抓取力测试曲线

Fig. 19 Test curve of grasping force of soft gripper

试验表明，抓取力与输入气压大致呈现拟线性关系，这为实际抓取控制提供了基本数据依据。可以看出，在最大工作气压120 kPa时，夹持器最大抓取力可达9.159 N，即软体夹持器最大的抓取质量约为0.9 kg。

3.2.2 夹持器实物抓取试验

本文通过选取实验室及日常生活中的物体进行抓取以此探究夹持器的抓取性能，得出其在实际抓取过程中的负载能力、抓取范围及目标适应性。

由于夹持器在初态下呈弯曲状态，在无驱动时能抓取一定质量和尺寸的物体。图20为无气压驱动下抓取的一定范围的柱形物体，抓取的最大质量为46 g，最大抓取尺寸为81 mm，物体质量为34 g，抓取物体的质量可达夹持器本身的1.35倍。无气压驱动时，夹持器只需在打开与放下物品时消耗一

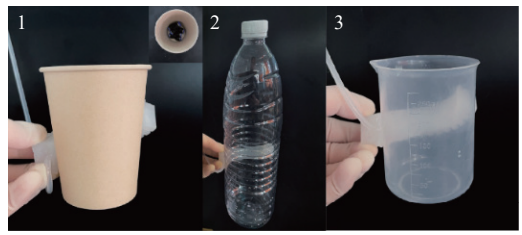


图20 零输入气压抓取柱状物体试验结果

Fig. 20 Test results of grasping cylindrical objects with zero input air pressure

定的能量，在夹持运输过程中，无需消耗能量或通过较少的驱动输入来减少能量消耗。

在气压驱动状态下对图21所示的物品进行了抓取试验，结果表明，夹持器可很好地抓取不同形状的物体，抓取最小尺寸可达1.2 mm。夹持器在100 kPa能很好地抓取质量为709 g的物体，达到了夹持器自身重量的20.85倍。这与上述螺旋抓取力测试试验结果相符合。说明软体夹持器具有很好的目标适应性、负载能力和抓取性能。

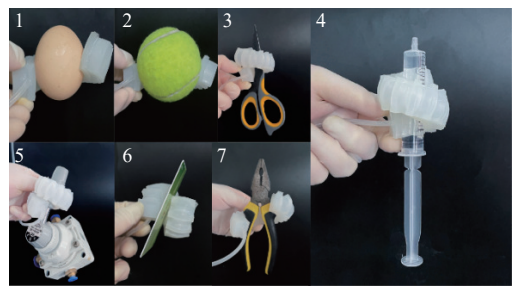


图21 驱动气压为100 kPa时抓取不同形状物体结果

Fig. 21 Results of grasping objects with different shapes with an air pressure actuation of 100 kPa

相比引入稳态结构的文献[10-13]，本文的夹持器实现了在零气压下保持夹持和加压情况下能继续保持夹持，以实现更大负载。

4 结 论

1）本文提出一种仿藤蔓生长的单稳态预弯曲螺旋缠绕的软体夹持器，通过轴向预拉伸的应变限制层与偏转一定角度的快速气动网格通道层相黏合，使得该夹持器在无压初始状态下能够保持螺旋弯曲，在气压驱动下可实现螺旋夹持。

2）基于超弹性体Yeoh本构模型建立了该夹持器仿真模型，分析并确立了影响夹持器初始弯曲角度与气压驱动下弯曲角度的2个主要参数：拉伸率和偏转角；拉伸率使夹持器产生预弯曲角，偏转角使夹持器产生螺旋缠绕。根据仿藤蔓螺旋缠绕的结构要求，最终通过仿真结合试验确定了夹持器的结构参数，并制作了夹持器试验样机。

3）进行了夹持器的力学特性试验和夹持试验，对夹持器末端输出力及包络时的负载能力进行了测试，并对多种实物进行了抓取，验证了夹持效果，结果表明：该型夹持器具有良好的目标适应性和抓取能力，在无气压驱动状态下可夹持自身质量1.35倍的物体，夹持尺寸可达81 mm；在气压驱动状态下最大可夹持709 g的物体，为自身质量的20.85倍，最小夹持厚度为1.2 mm。

参考文献（References）

[1] 赵京, 张自强, 郑强, 等. 机器人安全性研究现状及发展趋势[J]. 北京航空航天大学学报, 2018, 44(7): 1347-1358.
ZHAO J, ZHANG Z Q, ZHENG Q, et al. Research status and development trend of robot safety[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2018, 44(7): 1347-1358 (in Chinese).

[2] KIM S, LASCHI C, TRIMMER B. Soft robotics: a bioinspired evolution in robotics[J]. Trends in Biotechnology, 2013, 31(5): 287-294.

[3] RUS D, TOLLEY M T. Design, fabrication and control of soft robots[J]. Nature, 2015, 521: 467-475.

[4] 管清华, 孙健, 刘彦菊, 等. 气动软体机器人发展现状与趋势[J]. 中国科学 (技术科学), 2020, 50(7): 897-934.
GUAN Q H, SUN J, LIU Y J, et al. Status of and trends in soft pneumatic robotics[J]. Scientia Sinica (Technologica), 2020, 50(7): 897-934 (in Chinese).

[5] 鲍官军, 张亚琪, 许宗贵, 等. 软体机器人气压驱动结构研究综述[J]. 高技术通讯, 2019, 29(5): 467-479.
BAO G J, ZHANG Y Q, XU Z G, et al. Reveiw on pneumatic-driven structure for soft robot[J]. High Technology Letters, 2019, 29(5): 467-479(in Chinese).

[6] 曹毅, 顾苏程, 翟明浩, 等. 封闭式仿生螺旋缠绕软体夹持器的设计与研究[J]. 北京航空航天大学学报, 2021, 47(1): 15-23.
CAO Y, GU S C, ZHAI M H, et al. Design and research of closed bionic spiral wound soft gripper[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2021, 47(1): 15-23 (in Chinese).

[7] DILIBAL S, SAHIN H, DANQUAH J O, et al. Additively manufactured custom soft gripper with embedded soft force sensors for an industrial robot[J]. International Journal of Precision Engineering and Manufacturing, 2021, 22(4): 709-718.

[8] PAL A, RESTREPO V, GOSWAMI D, et al. Exploiting mechanical instabilities in soft robotics: control, sensing, and actuation[J]. Advanced Materials, 2021, 33(19): 2006939.

[9] LIU Y H, LUO K, WANG S, et al. A soft and bistable gripper with adjustable energy barrier for fast capture in space[J]. Soft Robotics, 2023, 10(1): 77-87.

[10] CHI Y D, TANG Y C, LIU H J, et al. Leveraging monostable and bistable pre-curved bilayer actuators for high-performance multi-task soft robots[J]. Advanced Materials Technologies, 2020, 5(9): 2000370.

[11] ZHANG Z, NI X Q, WU H L, et al. Pneumatically actuated soft gripper with bistable structures[J]. Soft Robotics, 2022, 9(1): 57-71.

[12] ZHANG Z, NI X Q, GAO W L, et al. Pneumatically controlled reconfigurable bistable bionic flower for robotic gripper[J]. Soft Robotics, 2022, 9(4): 657-668.

[13] PAL A, GOSWAMI D, MARTINEZ R V. Elastic energy storage enables rapid and programmable actuation in soft machines[J]. Advanced Functional Materials, 2020, 30(1): 1906603.

[14] WANG T Y, GE L S, GU G Y. Programmable design of soft pneu-net actuators with oblique chambers can generate coupled bending and twisting motions[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2018, 271: 131-138.

[15] XAVIER M S, FLEMING A J, YONG Y K. Finite element modeling of soft fluidic actuators: overview and recent developments[J]. Advanced Intelligent Systems, 2021, 3(2): 2000187.

[16] MARECHAL L, BALLAND P, LINDENROTH L, et al. Toward a common framework and database of materials for soft robotics[J]. Soft Robotics, 2021, 8(3): 284-297.

[17] 黄建龙, 解广娟, 刘正伟. 基于 Mooney-Rivlin 模型和 Yeoh 模型的超弹性橡胶材料有限元分析[J]. 橡胶工业, 2008, 55(8): 467-471.
HUANG J L, XIE G J, LIU Z W. FEA of hyperelastic rubber material based on Mooney-Rivlin model and Yeoh model[J]. China Rubber Industry, 2008, 55(8): 467-471 (in Chinese).

Research on pre-curved spiral wound pneumatic soft gripper

TAN Tunxu，TENG Yan*，WANG Chunyuan

(School of Mechanical Engineering，Nanjing University of Science and Technology，Nanjing 210094，China)

Abstract：The use of elastic instability to improve the performance of bionic soft robots is getting more and more attention. In this paper, a pre-curved spiral wound pneumatic soft gripper with a monostable structure was designed, which consisted of a strain-limiting layer and a fast pneumatic grid channel layer. The strain-limiting layer was axially pre-stretched, and the fast pneumatic grid channel layer was deflected at a certain angle along the axial pre-stretching direction to bond with the strain-limiting layer. After the pre-stretching was released, a spiral gripper with a pre-curved angle was obtained, which could exhibit a monostable behavior when actuated. Through theoretical and simulation analysis, the pre-bending mechanism under non-pressure actuation and the bending mechanical behavior under pressure actuation were studied. The analysis shows that the stretching ratio and the deflection angle are the key parameters affecting the performance of the gripper. At last, the static test and grasping test of the soft gripper are carried out. The results show that the gripper has good target adaptability and grasping ability. Due to its monostable structure, the gripper can hold objects 1.35 times its weight in the initial state of zero air pressure, and under the condition of pressure actuation, it can hold objects up to 20.85 times its weight.

Keywords：bionic；monostable structure；spiral wound；soft gripper；pre-curved angle

Received：2023-01-04；**Accepted**：2023-02-17；**Published Online**：2023-03-08 16：58

URL：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230307.1651.005

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0074

基于CT影像搏动性耳鸣识别及高致病区域

田山[1]，王治文[2]，曹学鹏[1]，苏磊[3]，刘兆会[4,*]

(1. 北京航空航天大学 生物与医学工程学院 生物力学与力生物学教育部重点实验室，北京 100191；2. 山西省吕梁市中医院 吕梁市中医药现代化工程重点实验室，吕梁 033099；3. 北京红棉小冰科技有限公司，北京 100080；4. 首都医科大学附属北京同仁医院放射科，北京 100005)

摘　　要：搏动性耳鸣(PT)的病因诊断依赖于影像学检测，但病因众多，缺乏普适性强、机制明确的诊断标准。基于搏动性耳鸣患者和无耳鸣人群的计算机断层扫描(CT)影像横截面图，提出一种高精度的耳鸣识别神经网络模型，并自动标示高致病区域，辅助临床诊断。使用迁移学习Resnet-v1-50模型，取骨窗颞骨中部水平截面样本进行分类学习，并以梯度加权类激活映射(grad-CAM)方法对分类高权重区域自动标注；统计CT截面大图(全颅)、中图(双侧颞骨)、小图(右侧颞骨)3种数据集的耳鸣分类高权重区域涉及的解剖结构，逐步细化感兴趣区域，提高分类高权重区域标注分辨率。实验结果显示：包含双侧颞骨的中图数据集分类精度最好，测试集精度达到100%。搏动性耳鸣分类高权重区域集中于双侧或单侧颞骨部位，主要包括颞骨蜂房、鼓窦、乙状窦骨板、上鼓室等部位。搏动性耳鸣与颞骨及附近骨质结构有密切关系；搏动性耳鸣患者在双侧颞骨或耳鸣对侧颞骨均有较大概率存在区别于无耳鸣人群的结构异常；颞骨蜂房、鼓窦、乙状窦骨板、鼓室等结构均有较高概率包含搏动性耳鸣的高致病区域。以上影像分析结论与搏动性耳鸣生物力学研究结论实现了相互佐证。

关　键　词：搏动性耳鸣；机器学习；可视化策略；CT影像；神经网络模型；辅助诊断

中图分类号：R737.11; R814.42

文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2025)02-0625-08

耳鸣是指患者主观感知到的，而在患者人体外界并不存在与之对应的声刺激的异常声音病征。其发病率高，患者群体大，影响人群占全球总人数超过10%[1]。耳鸣严重影响患者生活质量，约40%的患者会因此罹患一定程度的心理疾病，并引发失眠、焦虑、耳聋等症状[2]。搏动性耳鸣(oulsatile tinnitus, PT)是耳鸣的一种，其耳鸣声频率与患者的心跳频率一致，即患者感受到的耳鸣噪声具有明显的节拍性[3]。

搏动性耳鸣的临床诊疗中，最核心的环节是查找和判断搏动性耳鸣的病因。临床对搏动性耳鸣病因查找主要应用影像学分析，包括计算机断层扫描(computed tomography, CT)、磁共振成像(magnetic resonance imaging, MRI)等医学影像技术[4]。目前临床已针对搏动性耳鸣提出了数十种可能的病因，其中以静脉源性最为普遍。乙状窦是搏动性耳鸣的重要责任血管，其产生的声音经乙状窦骨板、颞骨蜂房和鼓室传导至内耳而被感知，由此引发乙状窦源性耳鸣，是目前常见可治的搏动性耳鸣[5-6]。临床中普遍认为乙状窦结构产生的静脉声极有可能是搏动性耳鸣的一个重要声源。临床基于影像学统计分析、临床手术效果分析等报告的相关病因

收稿日期：2023-02-25；**录用日期**：2023-05-05；**网络出版时间**：2023-05-30 17:01
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230529.1744.004
基金项目：国家自然科学基金(12002024,82071882)；北京市自然科学基金(7222029)
*通信作者. E-mail：lzhtrhos@163.com

引用格式：田山，王治文，曹学鹏，等. 基于CT影像搏动性耳鸣识别及高致病区域[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：625-632.
TIAN S，WANG Z W，CAO X P，et al. Identification of pulsatile tinnitus and visualization of high pathogenic regions based on CT images[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：625-632 (in Chinese).

分为骨质结构病因及血管结构病因2类。乙状窦-颞骨区域是临床关注的重点。其中,文献已报道的骨质病因包括乙状窦骨板缺损[7]、颞骨蜂房过度气化[8-10]、上半规管破裂[11]等;血管病因包括乙状窦憩室、静脉狭窄等[12]。然而,针对搏动性耳鸣病因分析的临床影像学研究中,普遍存在面向对象繁杂、患者数量不均衡且普遍较少(多为数位至数十位不等)、影像采集设备及参数不同、分析区域及测量标准不同等问题,导致各篇文章的分析结论不一定具有临床普适性。并且各个文献关注和侧重点各有不同,少有文献针对颞骨及周围复杂的解剖结构进行全面分析。所以,目前搏动性耳鸣的影像学诊断仍然依赖于医生的主观判断,缺乏统一明确的标准,各医院、医生的诊断方式和结论存在差异性。此外,有相当比例的搏动性耳鸣患者通过医学影像无法发现明显的异常征象,使病因查找和治疗策略制定存在相当的困难。综上,目前针对搏动性耳鸣的诊断依赖于影像学分析,但仍缺少普适性强、自动化程度高的辅助诊断方法及程序。

目前机器学习技术在医学自动化辅助诊断方面的应用已成为不少学者和医生的研究热点,以解决医学影像的分类、分割问题等,为大数据量医学图像的复杂特征提取提供了新的方法。深度神经网络在医学图像分类领域占有很重要的地位,其中,深度卷积神经网络在图像分类方面表现良好。AlexNet模型对新冠肺炎病人肺部CT影像进行的分类诊断达到了94.43%的测试精确度[13]。VGG16、VGG19、DenseNet201、Inception_ResNet_V2、Inception_V3、Resnet50、MobileNet_V2和Xception网络模型对SARS、covid-19等病人的肺部CT影像资料做了分类诊断,测试集准确率达到96%以上[14]。融合二维和三维卷积神经网络对阿尔兹海默症、病变(如肿瘤)和正常衰老类别的分类准确率分别达到85.2%、80%和95.3%,平均为87.6%[15]。这些对于医学图像分类的研究证明深度神经网络对复杂的数据集有很好的分类效果,实现了自动化、普适性的诊断功能。此外,类激活映射可用于识别图像分类卷积神经网络模型分类时所关注的区域。有研究基于深度学习方法对covid-19患者的肺部CT图像做了分类诊断后,使用梯度加权类激活映射(gradient-weighted class activation mapping, grad-CAM)对分类模型做可视化分析,用图像特征表征病理特征,把分类时高权重区域作为进一步检测部位[16]。还有研究提出一种基于深度学习的具有grad-CAM的多标签分类模型,该模型既可以进行糖尿病性视网膜病变分类,又可以自动勾勒出相应的病变区域,提供自动诊断参考意见[17]。故本文致力于研究基于机器学习的搏动性耳鸣的辅助诊断策略,设计可依据CT图像自动判别搏动性耳鸣患者的神经网络程序,并利用grad-CAM可视化策略在CT图像上显示程序判别耳鸣患者的特征性区域,即耳鸣的高致病区域。

1 本文方法

首先,本文设计神经网络算法,基于CT图像完成“搏动性耳鸣患者”和“非搏动性耳鸣人群”的二分类,保证算法可高精度完成搏动性耳鸣的影像学特征识别。然后,基于grad-CAM可视化策略,生成搏动性耳鸣患者分类中的分类权重云图,在CT图像完成高致病区域标示。

1.1 病例及影像获取

本文由北京航空航天大学生物与医学伦理委员会审批,医学影像采集受试者均在实验前签署知情同意书。本研究共收集347名搏动性耳鸣患者和325名无耳鸣人群的头部CT影像资料。其中,搏动性耳鸣患者采用临床报告有搏动性耳鸣症状的病例,无耳鸣人群采用由于耳鸣外其他病症前来就医,且符合临床诊断书报告“CT图像未见明显异常”的耳科病例,以保证无耳鸣的CT图像不会因为患者的其他疾病(如耳硬化症等)而具有干扰性影像特征,纳入因耳聋、头晕、听力下降、新冠筛查等这类与骨组织无关病症的患者数据。

CT影像学扫描和重建参数如下:

1)检查设备:64排螺旋CT(Philips Brilliance 64)。

2)扫描范围:包括整个颞骨。

3)扫描参数:准直为256 mm×0.625 mm;探测器探头旋转1周的秒数是0.75 s;螺矩是1.01;矩阵大小是512×512;感兴趣视野为24 cm×24 cm;管电流为300 mAs/slice,管电压为120 kV。

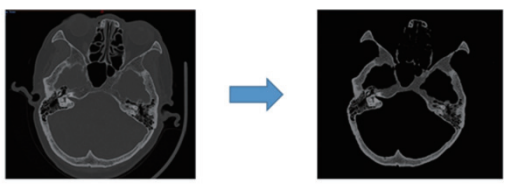
4)重建参数:动脉期及静脉期原始图像是使用影像的标准算法重建而得的,重建图像厚度为0.8 mm,重建层距为0.6 mm。静脉期原始图像是应用骨算法重建而得的,重建厚度为0.67 mm,重建层距为0.33 mm。

对搏动性耳鸣患者和无耳鸣人群均应用骨算法重建图像,窗宽、窗位、重建层厚、重建间距完全相同,只观察骨质和气体结构,因此显示结构的细节无明显差异。搏动性耳鸣患者在进行CT影像扫描前注射血管造影剂,在CT图像上可见颅内血管形态;无耳鸣人群在由于其他疾病而进行CT影像扫描前则未注射血管造影剂,在CT图像上则不可见颅内血管。

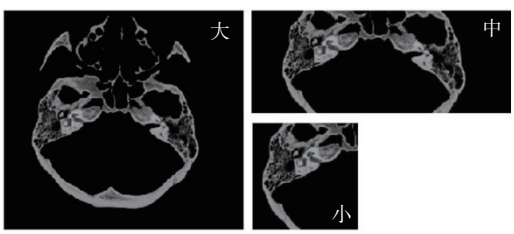
1.2　影像前处理

本文使用骨窗 CT 影像，选取听骨链在图像中最为独立的、形似冰淇淋蛋卷的 CT 水平截面作为机器学习样本，它囊括了颞骨及周围乙状窦骨板这些临床重点关注区域。由于搏动性耳鸣影像有造影剂，会在此截面显示乙状窦血管，而无耳鸣影像没有造影剂，在此截面不会显示乙状窦血管，故首先对影像进行前处理以消除造影剂对分类识别的影响。对所有样本 CT 截图进行软组织掩膜覆盖的前处理。每个样本的最低灰度值设定为−1 024，最高灰度值的选取以骨组织部分边界最为清晰的标准来确定。掩膜设置为黑色，其覆盖的位置灰度值统一为 0。处理后，每个样本 CT 截面只显示该截面中的骨质结构，过滤掉了乙状窦、脑组织、皮肤、肌肉、眼球等所有软组织结构。处理前后的 CT 截面如图 1(a)所示。

前处理消除软组织后，对每个 CT 截面样本分别截取大图(完整截面)、中图(只包含左右双侧颞骨及周围结构)、小图(只包含右侧颞骨及周围结构)3 种截图，分别进行机器学习分类如图 1(b)所示。以中图和小图作为样本学习，是基于对大图样本的分类结果及高权重区域分布的分析，为进一步细化感兴趣区域、剔除分类无用区域并提升高权重区域的可视化像素精度而进行的细化研究。



(a) 软组织掩膜覆盖处理前后的CT截面



(b) 大图、中图、小图3个数据集

图 1　样本 CT 截面前处理

Fig. 1　Pre-processing of CT sample section

1.3　影像分类

本文的机器学习程序均在北京航空航天大学高性能计算中心(Beihang High Performance Computing, HPC)运行。采用 CentOS 7.6 版本操作系统，编译环境包括 GNU、Intel 编译环境、CUDA 等。在 HPC 平台搭建需要的 conda 环境，以提交作业的方式把代码运行作业提交到 HPC 平台运行。训练集、验证集、测试集中的样本数量是按照 8:1:1 随机分布的。

本文采用谷歌训练的 Resnet-v1-50 网络和固定特征提取器迁移学习方法，以在搏动性耳鸣患者病例数量有限的情况下实现较高的分类精度。在 Resnet-v1-50 模型的基础上，冻结除了最后一层全连接层之外所有层的权重参数，并自定义全连接层输出层，加入一层 dropout 层，以便于去除一些冗余的参数，最后加入一层全连接层并指定最后输出大小。使用 tensorflow 中的 tf.losses.softmax_cross_entropy 函数定义损失函数，使用均方根学习率优化器。训练收敛后，采用准确性 A_{cc}，精度 P_{re}，召回率 R_{ec}，特异性 S_{pe} 和选择分数 F 作为分类精度评价指标。计算方法为

$$A_{cc}=\frac{T_P+T_N}{T_P+T_N+F_P+F_N} \tag{1}$$

$$P_{re}=\frac{T_P}{T_P+F_N} \tag{2}$$

$$R_{ec}=\frac{T_P}{T_P+F_N} \tag{3}$$

$$S_{pe}=\frac{T_N}{T_N+F_N} \tag{4}$$

$$F=2\frac{P_{re}R_{ec}}{P_{re}+R_{ec}} \tag{5}$$

式中：T_P 表示被模型预测为正类的正样本；T_N 表示被模型预测为负类的负样本；F_P 表示被模型预测为正类的负样本；F_N 表示被模型预测为负类的正样本。

1.4　高致病区域可视化

本文使用 grad-CAM 来展示搏动性耳鸣影像分类收敛并精度较高时其分类依据的高权重区域。除计算分类时权重最大的区域，还计算了分类时权重最小的区域，也就是分类时最不关注的区域，以权重最大的区域的权重，减去权重最小的区域的权重，使权重大的区域和权重小的区域之间的对比度更加强烈，在可视化效果中突出显示分类时权重大的区域。

首先，对大图、中图、小图模型训练后的搏动性耳鸣分类组图像分别做 grad-CAM 分析，显示分类依据的高权重区域，作为高致病区域。使用 softmax 最大值的节点(对应置信度最高的类别)求梯度反向传播得到的梯度值最高的即为预测权重占比最高的高权重区域。二分类是非此即彼的关系，故把标签的值互换一下，同样的方法求出来的梯度值权重最高的区域应该是预测值权重占比最低的区域，再把权重最高的区域减去权重最低的区域的权重，那么最后的结果云图就会以对比度更强

的方式展现在CT截图上。对最后求得的grad-CAM图，以从红色区域的权重最高逐渐过渡到蓝色区域的权重最低的方式，类似于热力图展示在CT截图原图中。

然后，对分类结果的高致病区域对应的解剖结构进行统计。由于无耳鸣对照组人群是因其他耳科疾病在医院进行颞骨部分CT扫描，且从grad-CAM结果看，高亮区域也都不统一，位置比较分散，这也验证了这些无耳鸣病人是来自于各类疾病。所以本文只统计和分析搏动性耳鸣组的高致病区域分布。

2 实验结果

2.1 大图分类效果及高权重区域

对大图(全CT截面)数据集的学习，模型一共迭代了400次，从第1次迭代在0.5左右振荡上升，一直到第260次开始逐渐趋于稳定在1的位置，说明迁移学习的Resnet模型中大图数据组收敛。测试集预测结果如表1所示。该测试结果的5个评价指标分别是A_{cc}=0.855, P_{re}=0.884, R_{ec}=0.864, S_{pe}=0.844, F=0.874。各指标综合来看，该模型对于无搏动性耳鸣(no pulsatile tinnitus, NPT)和搏动性耳鸣2个类别都没有明显的偏向性，这说明该模型不仅是训练到了收敛，而且对于各个类别的预测也比较均衡，说明模型一定程度上可以抓捕到搏动性耳鸣和无耳鸣在CT截面上的结构差异，而推测由于全CT截面包含的前后颅骨等与搏动性耳鸣产生无关的解剖结构信息较多，对分类精度形成了干扰。故本文基于大图高致病区域的分析结果缩小和集中分类所用的感兴趣区域，在下文采用包含双侧颞骨的中图和右侧颞骨的小图进行划分，以取得更高的分类精度。

表1 迁移学习Resnet各数据集残差矩阵

Table 1 Transfer learning Resnet residual matrix for each dataset

实际情况	预测情况					
	大图数据集		中图数据集		小图数据集	
	耳鸣	无耳鸣	耳鸣	无耳鸣	耳鸣	无耳鸣
耳鸣	38	6	31	0	31	0
无耳鸣	5	27	0	26	3	34

大图的搏动性耳鸣分类训练集数据为251例，高权重区域统计分为前部、中部、后部三类(水平面)，统计结果如表2所示。典型高权重区域分布如图2所示，可见包含颞骨结构的全颅中部是高权重区域集中的部位。

表2 大图数据集高权重区域统计结果

Table 2 Statistical results of high-weight regions in the whole graph dataset

区域划分	个数	占比/%
中部	249	99.203
前部	2	0.797
后部	0	0

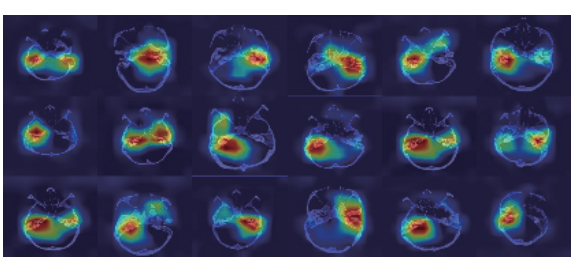


图2 大图数据集搏动性耳鸣分类的典型高权重区域分布

Fig. 2 Typical high-weight region distribution of pulsatile tinnitus classification in whole graph dataset

2.2 中图分类效果及高权重区域

对中图(包含左右双侧颞骨及周围结构的CT截面)数据集的学习，模型一共迭代了300次，从第1次迭代在0.5左右振荡上升，一直到第240次开始逐渐趋于稳定在1的位置。这说明迁移学习的Resnet模型中图数据组训练到了收敛。测试集预测情况如表1所示。该测试结果的5个评价指标分别为A_{cc}=1.000, P_{re}=1.000, R_{ec}=1.000, S_{pe}=1.000, F=1.000, 所有指标均达到了1.000。这是非常理想的结果，达到了预期的辅助诊断精确度。

中图的搏动性耳鸣分类训练集数据为289例，对高权重区域的统计结果如表3所示。中图数据

表3 中图高权重区域统计结果

Table 3 Statistical results of high-weight regions in middle graph dataset

区域划分	个数	占比/%
双侧	101	34.948
仅颅内右侧	101	34.948
仅颅内左侧	85	29.412
后头骨	26	9.000
颅中央	18	6.228

集中搏动性耳鸣分类的典型高权重区域分布如图 3 所示。由于感兴趣区域缩小, 中图样本的高权重区域会以比大图样本更高的分辨率显示。

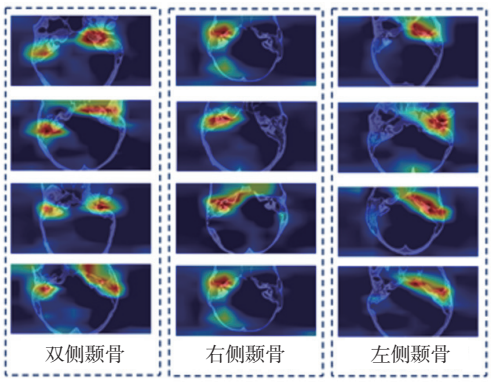


图 3　中图数据集搏动性耳鸣分类的典型高权重区域

Fig. 3　Typical high-weight region distribution of pulsatile tinnitus classification in middle graph dataset

2.3　小图分类效果及高权重区域

在小图(只包含右侧颞骨及周围结构的 CT 截面)数据组中, 模型一共迭代了 250 次, 从第 1 次迭代在 0.5 左右振荡上升, 一直到第 160 次开始逐渐趋于稳定在 1 的位置。这说明迁移学习的 Resnet 模型对右侧小图(见图 1(b))数据组训练到了收敛。测试集的预测结果如表 2 所示。该测试结果的 5 个评价指标分别为 A_{cc}=0.956, P_{re}=0.912, R_{ec}=1.000, S_{pe}=0.919, F=0.954, A_{cc}=0.956 表明达到了辅助诊断预期的指标, 而且从其他指标综合来看, 该模型对于耳鸣和无耳鸣 2 个类别都没有明显的偏向性。

小图的搏动性耳鸣分类训练集数据为 276 例, 对高权重区域的统计结果如表 4 所示。需要注意的是, 小图中高权重区域可能会跨越多个解剖结构。小图数据集中搏动性耳鸣分类的典型高权重区域分布如图 4 所示。由于感兴趣区域进一步缩小, 小图样本的高权重区域会以比大图和中图样本更高的分辨率显示。

表 4　右侧小图高亮区域统计结果

Table 4　Statistical results of high-weight regions in small graph dataset

区域划分	个数	占比/%
颞骨蜂房	156	56.522
鼓窦	133	48.188
乙状窦骨板	84	30.435
上鼓室	71	25.725
颞骨岩部	65	23.551

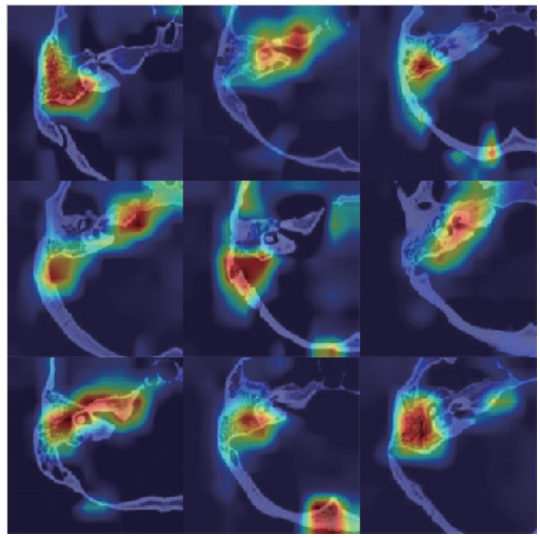


图 4　小图数据集中搏动性耳鸣分类的典型高权重区域分布

Fig. 4　Typical high-weight region distribution of pulsatile tinnitus classification in small graph dataset

3　讨　论

搏动性耳鸣的临床诊断主要依赖于医学影像分析, 在影像中查找患者颅内的组织异常和病变。以往研究中, 很多骨质结构和血管结构的异常被认为可能是搏动性耳鸣的病因, 分布于颅内各处, 在医学影像中不易查找, 且缺乏统一的诊断标准。本研究收集搏动性耳鸣患者和无耳鸣人群的颞骨附近 CT 医学影像, 建立了神经网络学习模型, 可依据 CT 水平面截图自动实现“搏动性耳鸣患者”和“无耳鸣”二分类, 在测试集中实现了 95% 以上的分类精度, 证实了搏动性耳鸣病症会在 CT 影像的颞骨中部水平截面中显示病灶, 故可由本文模型实现精准的分类判断。

由于搏动性耳鸣多为横窦-乙状窦静脉系统作为责任血管, 故其产生、传导的通路是生物力学问题。笔者课题组前期研究, 通过数值仿真和体外实验的生物力学方法模拟了搏动性耳鸣噪声自乙状窦血流引发乙状窦血管和骨板组织振动产生, 经颞骨蜂房声传导至鼓室形成耳鸣感知的过程[18-19]。研究发现, 搏动性耳鸣的产生、传导、接收过程与颞骨附近各结构紧密相关。乙状窦内的搏动性静脉流是周围组织振动的驱动力, 血管壁和骨板组织振动是搏动性耳鸣直接声源, 而颞骨蜂房则是声传导至鼓室的空气通路, 并由于共振对 500 Hz 左右的低频耳鸣噪声产生放大效果, 且放大效果与蜂房的气化程度有关, 气化程度一般(体积中等)的颞骨蜂房对 500 Hz 以下低频静脉声的放大效果最好[20]。本文通过 grad-CAM 方法对搏动性耳鸣特征的高权重区域进行了可视化分析。对包含全颅截面的大图

数据集分析显示,大图中的高致病区域几乎全部位于颅骨中部颞骨及附近,这一结论与生物力学研究结论完全相符:搏动性耳鸣病因主要源于颞骨及周围解剖结构异常。本文机器学习影像的分析,是对前序生物力学研究的极好补充,因为对搏动性耳鸣病理学的生物力学研究均为依据单个患者的影像学资料进行建模,并进行仿真、体外实验等分析,其结论的普适性仍然存疑。本文基于数百样本量的影像学分析,得出结论颞骨蜂房与乙状窦骨板是搏动性耳鸣高致病区域,与生物力学研究得到的乙状窦骨板是搏动性耳鸣的病因、颞骨蜂房会放大静脉噪声有极大的相似和共通之处,基于相比生物力学研究更多的病例分析佐证了生物力学结论的普适性。

以往研究中,搏动性耳鸣的诊断对骨质结构异常和血管结构异常同等重视。本文收集的耳鸣和无耳鸣影像样本存在一方含有造影剂而一方不含的区别,故在样本前处理中掩蔽了CT图像中的软组织结构,只显示骨质结构。所以本文的神经网络模型基于CT截面中的骨质结构可实现精准的耳鸣、无耳鸣分类判别,说明颞骨附近骨质结构异常的致病性需要得到重视。此外,本文基于包含双侧颞骨结构的中图数据集的分类效果最好,可视化策略显示有34.9%耳鸣病例的高致病区域集中于双侧颞骨,另34.9%集中于人体左侧,另29.4%集中于人体右侧。考虑到临床中搏动性耳鸣多发于右侧[21],这一结果说明除耳鸣患侧外,对侧颞骨骨质也可能具有区别于非耳鸣人群的结构特征。此现象仍有待后续研究进一步验证。对此提出可能的原因是:由于左右侧乙状窦血管流场相互连通,乙状窦源性耳鸣患者不仅在患侧乙状窦内发生血流场变化,对侧乙状窦内血流场同样也发生变化。这些血流场异常既有可能引起耳鸣侧的骨质结构改变,也可能引起对侧的骨质结构改变,只是对侧的改变程度还不足以导致耳鸣的最终发生。其机理尚需生物力学及力学生物学的进一步探索。

本文对小图数据集的可视化策略统计发现,56.5%耳鸣病例的高权重区包括颞骨蜂房,30.4%耳鸣病例的高权重区包括乙状窦骨板,二者都是搏动性耳鸣的高致病区域。这与生物力学研究中颞骨蜂房和乙状窦骨板缺损会放大静脉噪声,具有搏动性耳鸣致病性的研究结论相符[19-20]。生物力学相关研究也为本研究的结果提供了支撑。医学影像分类机器学习本是黑盒问题,即便是有grad-CAM技术显示分类特征区域,也还是灰盒问题。但结合生物力学病理机制,使得机器学习对于耳鸣高致病区域的显示结果成为可以解释的信息,对于搏动性耳鸣的辅助诊断机制探索具有参考价值。

本文形成了基于骨窗CT图像对搏动性耳鸣患者和无耳鸣人群精确分类,并自动标注高致病区域的神经网络模型,可用于搏动性耳鸣的自动化辅助诊断程序。本文的结论与搏动性耳鸣病理机制的生物力学分析互相印证,基于影像分类学习提高了搏动性耳鸣病灶分析的普适性,并基于生物力学机制提高了机器学习分类模型的可解释性,对于搏动性耳鸣的精准辅助诊断机制探索具有参考价值。

本文也不免一些不足之处:①只分析了单一CT截面的骨质结构;②分类可视化结果的统计分析仍不完善;③所使用的Resnet和Grad-CAM均为成熟方法,待程序学习结果得到生物力学及临床结论的进一步验证,应在实现应用转化时使用性价比更高、创新性更强的网络;④聚焦分类权重区域的方法(从大图截取为中图、小图)是手动划分,而未采用注意力机制等技术;⑤在样本前处理未使用标准化重组使双侧颞骨对齐。

后续研究中,将进一步收集病例数据,补充样本量,改进网络结构,跟进附带有预训练参数的模型结构,样本前处理加入标准化重组以尽量提高分类精度,并从颞骨三维CT图像进行分类分析,推进搏动性耳鸣自动辅助诊断系统研发。

4 结 论

本文提出一种基于骨窗CT水平面截图的搏动性耳鸣高精度分类程序,可识别CT截图对应患者是否患有搏动性耳鸣,并标示高致病区域,从而快速提示每个耳鸣患者在何处骨质区域显著区别于无耳鸣人群,作为搏动性耳鸣辅助诊断提供参考。对可视化结果的统计分析还可得出结论:

1)搏动性耳鸣的致病与颞骨及附近骨质结构有密切关系。

2)搏动性耳鸣患者在双侧颞骨或耳鸣对侧颞骨附近均有概率存在区别于无耳鸣人群的结构异常。

3)颞骨结构中蜂房、鼓窦、乙状窦骨板、鼓室等均有较高可能包含搏动性耳鸣的高致病区域,临床诊断中应重点关注。这些高致病区域与搏动性耳鸣的生物力学研究结论相符合,可与生物力学研究互相验证。本文为生物力学结果提供了基于更多病例的佐证,验证了此前基于单一患者建模的生物力学分析的普适性;生物力学病理机制也为本研究标示的高致病区域提供了合理的解释。

参考文献（References）

[1] 吴敏曼, 周家璇, 尹文艳, 等. 耳鸣的治疗进展[J]. 现代中西医结合杂志, 2009, 18(18): 2215-2217.
WU M M, ZHOU J X, YIN W Y, et al. Progress in treatment of tinnitus[J]. Modern Journal of Integrated Traditional Chinese and Western Medicine, 2009, 18(18): 2215-2217(in Chinese).

[2] KRISHNAN A, MATTOX D E, FOUNTAIN A J, et al. CT arteriography and venography in pulsatile tinnitus: Preliminary results[J]. AJNR American Journal of Neuroradiology, 2006, 27(8): 1635-1638.

[3] WEISSMAN J L, HIRSCH B E. Imaging of tinnitus: A review[J]. Radiology, 2000, 216(2): 342-349.

[4] PEGGE S A H, STEENS S C A, KUNST H P M, et al. Pulsatile tinnitus: differential diagnosis and radiological work-up[J]. Current Radiology Reports, 2017, 5(1): 5.

[5] KIM S H, AN G S, CHOI I, et al. Pre-treatment objective diagnosis and post-treatment outcome evaluation in patients with vascular pulsatile tinnitus using transcanal recording and spectro-temporal analysis[J]. PLoS One, 2016, 11(6): e0157722.

[6] SONG J J, AN G S, CHOI I, et al. Objectification and differential diagnosis of vascular pulsatile tinnitus by transcanal sound recording and spectrotemporal analysis: a preliminary study[J]. Otology & Neurotology, 2016, 37(6): 613-620.

[7] EISENMAN D J. Sinus wall reconstruction for sigmoid sinus diverticulum and dehiscence: a standardized surgical procedure for a range of radiographic findings[J]. Otology and Neurotology, 2011, 32(7): 1116-1119.

[8] LIU W J, LIU Z H, ZHENG N, et al. Temporal bone pneumatization and pulsatile tinnitus caused by sigmoid sinus diverticulum and/or dehiscence[J]. BioMed Research International, 2015, 2015(1): 970613.

[9] TOPAL O, ERBEK S S, ERBEK S, et al. Subjective pulsatile tinnitus associated with extensive pneumatization of temporal bone[J]. European Archives of Oto-Rhino-Laryngology, 2008, 265(1): 123-125.

[10] TÜZ M, DOĞRU H, YEŞILDAĞ A. Subjective pulsatile tinnitus associated with extensive pneumatization of temporal bone[J]. Auris Nasus Larynx, 2003, 30(2): 183-185.

[11] WARD B K, CAREY J P, MINOR L B. Superior canal dehiscence syndrome: lessons from the first 20 years[J]. Frontiers in Neurology, 2017, 8: 177.

[12] LIU X, DU Z H, HAN T, et al. Quantitative analysis of blood flow in cerebral venous sinus with stenosis by patient-specific CFD modeling[J]. IEEE Access, 2018, 7: 3848-3854.

[13] IBRAHIM A U, OZSOZ M, SERTE S, et al. Pneumonia classification using deep learning from chest X-ray images during COVID-19[J]. Cognitive Computation, 2021, 16(4): 1-13.

[14] EL ASNAOUI K, CHAWKI Y, IDRI A. Automated methods for detection and classification pneumonia based on X-ray images using deep learning[M]//Yassine M, Youssef B, Mamoun A, et al. Artificial Intelligence and Blockchain for Future Cybersecurity Applications. Berlin: Springer, 2021: 257-284.

[15] 刘飞, 张俊然, 杨豪. 基于深度学习的医学图像识别研究进展[J]. 中国生物医学工程学报, 2018, 37(1): 86-94.
LIU F, ZHANG J R, YANG H. Research progress of medical image recognition based on deep learning[J]. Chinese Journal of Biomedical Engineering, 2018, 37(1): 86-94(in Chinese).

[16] BHATTACHARYYA A, BHAIK D, KUMAR S, et al. A deep learning based approach for automatic detection of COVID-19 cases using chest X-ray images[J]. Biomedical Signal Processing and Control, 2022, 71: 103182.

[17] JIANG H Y, XU J, SHI R J, et al. A multi-label deep learning model with interpretable grad-CAM for diabetic retinopathy classification[C]// IEEE Engineering in Medicine and Biology Society Annual International Conference. Pisscataway: IEEE Press, 2020: 1560-1563.

[18] TIAN S, FAN X Y, WANG Y W, et al. An in vitro experimental study on the relationship between pulsatile tinnitus and the dehiscence/thinness of sigmoid sinus cortical plate[J]. Journal of Biomechanics, 2019, 84: 197-203.

[19] TIAN S, WANG L Z, YANG J M, et al. Sigmoid sinus cortical plate dehiscence induces pulsatile tinnitus through amplifying sigmoid sinus venous sound[J]. Journal of Biomechanics, 2017, 52: 68-73.

[20] TIAN S, FAN X Y, WANG Y W, et al. A study on relationship between pulsatile tinnitus and temporal bone pneumatization grade[J]. Computer Methods in Biomechanics and Biomedical Engineering, 2019, 22(7): 788-796.

[21] HOFMANN E, BEHR R, NEUMANN-HAEFELIN T, et al. Pulsatile tinnitus: imaging and differential diagnosis[J]. Deutsches Arzteblatt International, 2013, 110(26): 451-458.

Identification of pulsatile tinnitus and visualization of high pathogenic regions based on CT images

TIAN Shan[1]，WANG Zhiwen[2]，CAO Xuepeng[1]，SU Lei[3]，LIU Zhaohui[4,*]

(1. Key Laboratory for Biomechanics and Mechanobiology of Ministry of Education，School of Biological Science and Medical Engineering，Beihang University，Beijing 100191，China；
2. Key Laboratory of Traditional Chinese Medicine Modernization in Lvliang，Traditional Chinese Medicine Hospital of Lvliang，Shanxi Province，Lvliang 033099，China；
3. Beijing Bombax Xiaoice Technology Co.，Ltd.，Beijing 100080，China；
4. Department of Radiology，Beijing Tongren Hospital，Capital Medical University，Beijing 100005，China)

Abstract：The diagnosis of pulsatile tinnitus (PT) typically relies on medical imaging tests. However, due to the wide range of possible causes, there is still a lack of universally accepted diagnostic criteria with a clearly defined mechanism. This study aims to propose a neural network model for high-accuracy PT identification based on CT images of PT patients and non-PT individuals, as well as automatically label the high pathogenic regions to assist in diagnosis. Transfer learning based on the ResNet-v1-50 model was employed to identify PT using horizontal cross-sections of the middle temporal bone in the bone window. The high-weight regions for identification were labeled using the grad-CAM method. These regions, along with related anatomical structures, were statistically analyzed across three databases: large sections (entire cranium), medium sections (bilateral temporal bones), and small sections (right-side temporal bone), allowing for the gradual refinement of the area of interest and increased resolution of high-weight regions in classification. The best identification, which achieved 100% accuracy in the test set, came from the medium area that included both temporal bones. The high-weight regions identified in PT were concentrated in either bilateral or unilateral temporal bones, primarily involving the temporal bone air cells, tympanic antrum, sigmoid sinus cortical plate, and superior tympanum. The occurrence of PT is closely associated with temporal bone and nearby bone structures. PT patients have a probability of structural abnormalities in either bilateral or contralateral temporal bones, which are different from those without tinnitus. Specifically, bone structures including temporal bone air cells, tympanic antrum, sigmoid sinus cortical plate and tympanic cavity have a high probability of containing the primary pathogenic factors for PT. These imaging-based conclusions align with previous biomechanical findings, further corroborating the understanding of PT etiology.

Keywords：pulsatile tinnitus；machine learning；class activation mapping；CT image；neural network model；diagnosis assistance

Received：2023-02-25；**Accepted**：2023-05-05；**Published Online**：2023-05-30 17：01

URL：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230529.1744.004

Foundation items：National Natural Science Foundation of China (12002024,82071882); Beijing Natural Science Foundation (7222029)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0019

基于SVT的广义斜投影三维极化滤波方法

王栗沅，何华锋*，何耀民，韩晓斐，李震
(火箭军工程大学 导弹工程学院，西安 710025)

摘 要：针对不同噪声背景下广义斜投影滤波存在滤波“死角”，且易受噪声协方差矩阵估计误差影响的问题，提出了一种基于奇异值阈值(SVT)的广义斜投影极化-空域联合滤波方法。以均匀圆阵极化敏感阵列为基础建立阵列接收信号模型；利用最小化干扰约束广义斜投影算子设计广义斜投影三维极化滤波器；在干扰参数未知的情况下，提出了一种基于SVT的滤波权矢量计算方法；通过对滤波器性能进行理论分析并与三种同类方法仿真对比，结果表明：基于SVT的广义斜投影三维极化滤波方法能够在无需估计噪声协方差矩阵的条件下实现干扰抑制并恢复出目标信号。

关 键 词：阵列信号处理；斜投影；低秩矩阵恢复；线性约束最小方差；奇异值阈值算子
中图分类号：TN911.7
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2025)02-0633-11

以斜投影[1-3]为基础的空域滤波技术因其在干扰抑制的同时能够无畸变地恢复出目标信号而在雷达电磁对抗领域[4-5]备受关注。然而，传统的空域斜投影滤波无法处理与期望信号入射方向相同的电磁干扰。

极化作为除时域、频域、空域外又一类重要的电磁特征，拓宽了雷达干扰对抗的信息维度。利用目标和干扰在极化域上的差异进行干扰抑制是行之有效的滤波手段。文献[6-8]首次将斜投影理论拓展到极化域，根据目标和干扰的极化特性设计斜投影极化滤波器(oblique projection polarization filter, OPPF)。针对干扰极化参数未知的情形，文献[9]在分析斜投影极化滤波器性能的基础上，提出用不含噪声的回波信号协方差矩阵估计值代替干扰正交投影矩阵设计斜投影滤波算子。文献[10]针对单一域存在滤波“死角”的问题，联合极化域和空域信息，提出斜投影三维极化滤波器(oblique projection three-dimensions polarization filter, OPPF_{3D})。此后，极化-空域斜投影联合滤波方法在雷达抗主瓣干扰[11-14]上取得广泛应用。

上述极化滤波方法多是以平稳高斯白噪声为背景。而在实际复杂的电磁环境下，非平稳噪声[15]和色噪声[16]更为普遍。在色噪声的背景下，文献[17]利用子空间追踪算法构造斜投影算子以提取目标信号。文献[18]基于线性约束最小方差准则(linearly constrained minimum variance, LCMV)设计最优输出的信号干扰噪声比(signal to interference plus noise ratio, SINR)滤波权矢量，实现了在不同噪声背景下的自适应滤波。为了应用统一的斜投影算子进行滤波，文献[19-20]深入挖掘目标、干扰和噪声子空间的特性，基于多线性约束最小方差准则提出了具有良好滤波性能的最小化干扰约束广义斜投影(minimized interference constrained generalized oblique projection, MIGOP)滤波方法。然而，现有的滤波手段在干扰参数未知条件下普遍需要估计噪声协方差矩阵来计算斜投影算子，当噪声协方差矩阵存在估计偏差时滤波性能将大打折扣。

低秩矩阵恢复是根据真实未知矩阵的低秩特性，利用其部分观测矩阵恢复出完整的低秩阵，在机器学习[21]、图像处理[22]、信道估计[23]等领域有着

收稿日期：2023-01-11；录用日期：2023-06-09；网络出版时间：2023-07-07 08:29
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230705.1843.003
*通信作者. E-mail：hhf0903@163.com

引用格式：王栗沅，何华锋，何耀民，等. 基于SVT的广义斜投影三维极化滤波方法[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：633-643.
WANG L Y，HE H F，HE Y M，et al. Three-dimensional polarization filtering method of generalized oblique projection based on SVT[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：633-643 (in Chinese).

广泛应用。矩阵的低秩恢复问题本质上是NP-hard (non-deterministic polynomial-hard)问题。文献[24]对该问题进行凸松弛,将其转化为求解核范数最小化的凸优化问题,并证明两类问题在满足非相干性条件下解的等价性。文献[25]利用迭代阈值算法对凸优化函数进行求解,有效恢复出受稀疏噪声影响的原始矩阵。文献[26]基于奇异值阈值(singular value thresholding, SVT)算法,提高了求解迭代过程的收敛速度。文献[27]在非平稳噪声背景下通过增广拉格朗日乘子法[28]恢复无噪协方差矩阵,实现了信号波达方向估计。总体而言,现有低秩矩阵恢复算法主要致力于降低计算资源以及提高算法的收敛速度。但在实际应用中仍存在着参数选择难的问题,包括步长、阈值算子、迭代次数等。不同的参数组合会对恢复效果产生较大影响,且其最优值是通过试验和调参得到的,难以找到一个通用的选择方案。此外,这类算法多是面向高维矩阵的图像补全,而忽略了其在干扰自适应滤波问题上的应用潜力。

受上述方法启发,本文在高斯白噪声和非平稳噪声背景下,提出了一种基于SVT的广义斜投影极化-空域联合滤波方法。主要做出以下几方面的贡献:

1)针对单一域斜投影滤波存在滤波“死角”的问题,联合空域、极化域信息,设计广义斜投影三维极化滤波器,拓宽了雷达干扰对抗的信息维度,提高了雷达系统的抗干扰能力。

2)在干扰参数未知条件下,提出了基于SVT的干扰正交投影算子计算方法,高精度地估计出无噪协方差矩阵,并以此设计滤波权矢量。

3)设计的滤波权矢量实现了在高斯白噪声和非平稳噪声环境下统一的斜投影滤波,有效避免了因噪声协方差矩阵的估计误差导致滤波性能的恶化,提升了雷达系统在不同噪声背景下的鲁棒性和稳定性。

1 信号模型

考虑到均匀圆阵极化敏感阵列(uniform circular array polarization sensitive array, UCA-PSA)能够在全空域上提供高分辨力、无模糊的方位和极化信息。现假设有D个互不相关的远场窄带完全极化平面波,其中包含$K(K<D)$个真实目标信号,入射到以r为半径、M个阵元所组成的UCA-PSA中,各阵元包含3个相互正交的磁偶极子。

阵列第d个信号空域导向矢量可表示为[29]

$$\boldsymbol{V}_{\mathrm{a}}(\theta_d,\varphi_d)=[\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\psi_{1d}},\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\psi_{2d}},\cdots,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\psi_{Md}}]^{\mathrm{T}} \tag{1}$$

式中:θ_d、φ_d分别为第d个信号的方位角和俯仰角;ψ_{md}为第m个阵元对第d个信号的空间相位延迟,其计算式为

$$\psi_{md}=\frac{2\pi}{\lambda_d}r\sin\varphi_d\cos\left[\theta_d-\frac{2\pi(m-1)}{M}\right] \tag{2}$$

式中:λ_d为信号的波长。

进一步考虑阵列对第d个信号的极化导向矢量[29]:

$$\boldsymbol{V}_{\mathrm{p}}(\theta_d,\varphi_d,\gamma_d,\eta_d)=\boldsymbol{H}\boldsymbol{E}=\begin{bmatrix}-\sin\theta_d & \cos\varphi_d\sin\theta_d\\ \cos\theta_d & \cos\varphi_d\sin\theta_d\\ 0 & -\sin\varphi_d\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\cos\gamma_d\\ \sin\gamma_d\mathrm{e}^{\mathrm{j}\eta_d}\end{bmatrix} \tag{3}$$

式中:$\boldsymbol{H}$为从信源坐标系到阵列坐标系的坐标转换矩阵;$\boldsymbol{E}$为完全极化电磁波电场矢量末端的运动轨迹矩阵;γ_d、η_d分别为极化幅角和极化相位差。

基于此,阵列对第d个信号的接收导向矢量可表示为

$$\boldsymbol{V}(\theta_d,\varphi_d,\gamma_d,\eta_d)=\boldsymbol{V}_{\mathrm{a}}\otimes\boldsymbol{V}_{\mathrm{p}} \tag{4}$$

式中:$\otimes$表示克罗内克(Kronecker)积。

则$3M\times1$维阵列接收数据可表示为

$$\boldsymbol{X}(t)=\sum_{d=1}^{D}\boldsymbol{V}(\theta_d,\varphi_d,\gamma_d,\eta_d)\boldsymbol{s}_d(t)+\boldsymbol{N}(t)=\boldsymbol{A}\boldsymbol{S}_{\mathrm{A}}(t)+\boldsymbol{G}\boldsymbol{S}_{\mathrm{G}}(t)+\boldsymbol{N}(t) \tag{5}$$

式中:$\boldsymbol{A}=[\boldsymbol{v}_1,\boldsymbol{v}_2,\cdots,\boldsymbol{v}_K]$、$\boldsymbol{G}=[\boldsymbol{v}_{K+1},\boldsymbol{v}_{K+2},\cdots,\boldsymbol{v}_D]$分别为$3M\times K$维的目标信号和$3M\times(D-K)$维的干扰信号导向矢量,其中$\boldsymbol{v}_d$表示导向矢量$\boldsymbol{V}$的列向量;$\boldsymbol{s}_d(t)$为第$d$个接收信号矢量;$\boldsymbol{S}_{\mathrm{A}}(t)=[\boldsymbol{s}_1(t),\boldsymbol{s}_2(t),\cdots,\boldsymbol{s}_K(t)]^{\mathrm{T}}$、$\boldsymbol{S}_{\mathrm{G}}(t)=[\boldsymbol{s}_{K+1}(t),\boldsymbol{s}_{K+2}(t),\cdots,\boldsymbol{s}_D(t)]^{\mathrm{T}}$分别为$K\times1$维目标信号矢量和$(D-K)\times1$维干扰信号矢量;$\boldsymbol{N}(t)=[\boldsymbol{n}_1^{\mathrm{T}}(t),\boldsymbol{n}_2^{\mathrm{T}}(t),\cdots,\boldsymbol{n}_{3M}^{\mathrm{T}}(t)]^{\mathrm{T}}$为$3M\times1$维阵列观测噪声矢量,本文中假定噪声、目标和干扰信号彼此不相关。

2 广义斜投影三维极化滤波

2.1 广义斜投影理论

考虑列满秩的$n\times l$维矩阵$\boldsymbol{Z}_1$和$n\times m$维矩阵$\boldsymbol{Z}_2$,且二者张成的子空间$\langle\boldsymbol{Z}_1\rangle$和$\langle\boldsymbol{Z}_2\rangle$无交集。定义从子空间$\langle\boldsymbol{Z}_2\rangle$的平行方向到子空间$\langle\boldsymbol{Z}_1\rangle$的广义斜投影算子为

$$\boldsymbol{E}_{\boldsymbol{Z}_1\boldsymbol{Z}_2}=\boldsymbol{Z}_1(\boldsymbol{Z}_1^{\mathrm{H}}\boldsymbol{P}_{\boldsymbol{Z}_2}^{\perp}\boldsymbol{W}\boldsymbol{P}_{\boldsymbol{Z}_2}^{\perp}\boldsymbol{Z}_1)^{-1}\boldsymbol{Z}_1^{\mathrm{H}}\boldsymbol{P}_{\boldsymbol{Z}_2}^{\perp}\boldsymbol{W}\boldsymbol{P}_{\boldsymbol{Z}_2}^{\perp} \tag{6}$$

式中:$\boldsymbol{W}$为权矩阵;$\boldsymbol{P}_{\boldsymbol{Z}_2}^{\perp}$为正交投影矩阵,满足$\boldsymbol{P}_{\boldsymbol{Z}_2}^{\perp}=\boldsymbol{I}-\boldsymbol{Z}_2(\boldsymbol{Z}_2^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Z}_2)^{-1}\boldsymbol{Z}_2^{\mathrm{H}}$,$(*)^{\mathrm{H}}$表示共轭转置。易知,广义斜投影算子有如下性质:

$$\begin{cases} \boldsymbol{E}_{\boldsymbol{Z}_1\boldsymbol{Z}_2}\boldsymbol{Z}_1 = \boldsymbol{Z}_1 \\ \boldsymbol{E}_{\boldsymbol{Z}_1\boldsymbol{Z}_2}\boldsymbol{Z}_2 = \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{E}_{\boldsymbol{Z}_1\boldsymbol{Z}_2}\boldsymbol{E}_{\boldsymbol{Z}_1\boldsymbol{Z}_2} = \boldsymbol{E}_{\boldsymbol{Z}_1\boldsymbol{Z}_2} \end{cases} \tag{7}$$

广义斜投影算子是斜投影算子的拓展形式, 在信号处理领域, 通过合理的设计能够实现在不同噪声背景下的干扰抑制[19]。

2.2　广义斜投影三维极化滤波

根据多线性约束最小方差准则设计三维极化滤波权矢量$\boldsymbol{W}_{\mathrm{P}}$, 使得在目标信号输出响应为常数且干扰完全抑制的条件下阵列输出的总功率最小。

$$\min_{\boldsymbol{W}_{\mathrm{P}}} \boldsymbol{W}_{\mathrm{P}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_{\mathrm{X}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{P}} \tag{8}$$

$$\text{s.t.} \begin{cases} \boldsymbol{W}_{\mathrm{P}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A} = \boldsymbol{c}^{\mathrm{H}} \\ \boldsymbol{W}_{\mathrm{P}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{G} = \boldsymbol{0} \end{cases} \tag{9}$$

式中: $\boldsymbol{A}$ 和 $\boldsymbol{G}$ 分别为目标和干扰的极化-空域联合阵列导向矢量; $\boldsymbol{c}$ 为输出信号响应权矢量; $\boldsymbol{R}_{\mathrm{X}}$为阵列接收数据的协方差矩阵, 表达式为

$$\boldsymbol{R}_{\mathrm{X}} = E[\boldsymbol{X}(t)\boldsymbol{X}^{\mathrm{H}}(t)] = \boldsymbol{A}\boldsymbol{R}_{\mathrm{A}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}} + \boldsymbol{G}\boldsymbol{R}_{\mathrm{G}}\boldsymbol{G}^{\mathrm{H}} + \boldsymbol{R}_{\mathrm{N}} \tag{10}$$

式中: $\boldsymbol{R}_{\mathrm{A}}$、$\boldsymbol{R}_{\mathrm{G}}$和$\boldsymbol{R}_{\mathrm{N}}$分别为目标信号、干扰信号和观测噪声的协方差矩阵。

由式 (8) 和式 (9) 构造拉格朗日函数, 求解可得最佳滤波权矢量$\boldsymbol{W}_{\mathrm{MP}}$为[19]

$$\boldsymbol{W}_{\mathrm{MP}} = (\boldsymbol{A}^{\dagger}\boldsymbol{E}_{\mathrm{AG}})^{\mathrm{H}}\boldsymbol{c} \tag{11}$$

式中: $\boldsymbol{A}^{\dagger}$为目标导向矢量的广义逆, 有$\boldsymbol{A}^{\dagger} = (\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A})^{-1}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}$; $\boldsymbol{E}_{\mathrm{AG}}$为一种广义斜投影算子, 其表达式为

$$\boldsymbol{E}_{\mathrm{AG}} = \boldsymbol{A}(\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{P}_{\mathrm{G}}^{\perp}\boldsymbol{R}_{\mathrm{X}}^{-1}\boldsymbol{P}_{\mathrm{G}}^{\perp}\boldsymbol{A})^{-1}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{P}_{\mathrm{G}}^{\perp}\boldsymbol{R}_{\mathrm{X}}^{-1}\boldsymbol{P}_{\mathrm{G}}^{\perp} \tag{12}$$

其中: $\boldsymbol{P}_{\mathrm{G}}^{\perp}$为干扰正交投影算子。经滤波后得到阵列加权数据为

$$\boldsymbol{y}(t) = \boldsymbol{W}_{\mathrm{MP}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}(t) = \boldsymbol{c}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}_{\mathrm{A}}(t) + \boldsymbol{W}_{\mathrm{MP}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{N}(t) \tag{13}$$

式(13)表明, 基于广义斜投影算子的三维极化滤波器可以在实现干扰完全抑制的同时恢复出目标信号, 并在一定程度上抑制噪声。

3　基于 SVT 的滤波权矢量计算方法

在目标信号导向矢量 $\boldsymbol{A}$ 和干扰信号导向矢量 $\boldsymbol{G}$ 已知的情况下, 最佳滤波权矢量可由式 (12) 和式 (11) 获得。但在实际复杂的干扰电磁环境中, 往往难以有效估计出干扰信号的导向矢量参数。同时, 在不同噪声背景下针对滤波权矢量的计算通常需要精确估计出噪声信号的协方差矩阵, 估计精度影响着滤波器性能。为避免噪声协方差矩阵的估计误差导致滤波器性能恶化, 本文在高斯白噪声和非平稳噪声背景下, 提出了一种基于奇异值阈值 (singular value thresholding, SVT) 算法的滤波权矢量计算方法, 方法总体思路如图 1 所示。

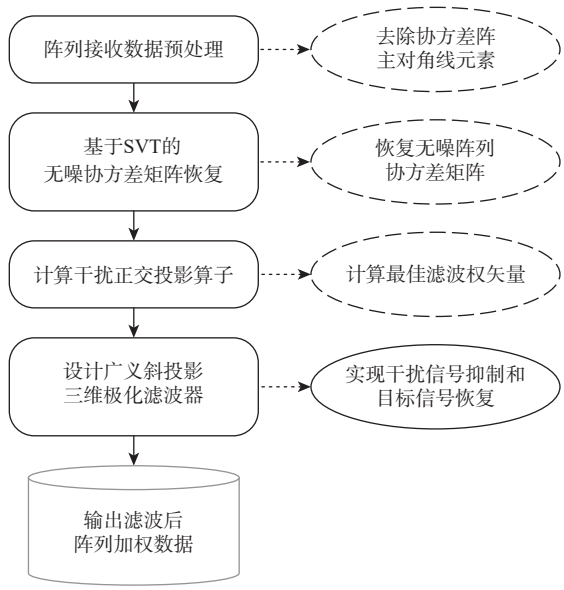


图 1　本文方法总体思路示意图

Fig. 1　General idea of proposed method

3.1　数据预处理

阵列接收数据的满秩协方差矩阵可看成由目标及干扰构成的低秩协方差矩阵$\boldsymbol{R}_{\mathrm{AG}}$和噪声协方差矩阵$\boldsymbol{R}_{\mathrm{N}}$组成:

$$\boldsymbol{R}_{\mathrm{X}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{R}_{\mathrm{A}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}} + \boldsymbol{G}\boldsymbol{R}_{\mathrm{G}}\boldsymbol{G}^{\mathrm{H}} + \boldsymbol{R}_{\mathrm{N}} = \boldsymbol{R}_{\mathrm{AG}} + \boldsymbol{R}_{\mathrm{N}} \tag{14}$$

高斯白噪声的自协方差矩阵是以σ_{N}^2为噪声功率的对角矩阵。非平稳噪声是由接收信道的硬件差异产生的不相关非均匀性噪声, 其自协方差矩阵是阵元噪声功率不相等的对角阵[15]。因此, 阵列接收数据协方差矩阵只在主对角线上受到噪声影响。现利用$3M\times 3M$的变换矩阵 $\boldsymbol{B}$ 将接收数据协方差矩阵的主对角线元素置 0, 达到去噪的目的。

$$\boldsymbol{R}_{\mathrm{Q}} = \boldsymbol{B}\odot\boldsymbol{R}_{\mathrm{X}} \tag{15}$$

$$\boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & 0 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 1 \\ 1 & \cdots & 1 & 0 \end{bmatrix} \tag{16}$$

式中: ⊙表示 Hadamard 积。

比较矩阵$\boldsymbol{R}_{\mathrm{AG}}$和$\boldsymbol{R}_{\mathrm{Q}}$, 除主对角线元素不同外, 其他位置元素均相同。经过矩阵变换后, 虽然将接收数据协方差矩阵$\boldsymbol{R}_{\mathrm{X}}$的噪声分量去除, 但同时也丢失了部分关于目标和干扰信号的有用信息。因此, 需要对变换后的矩阵$\boldsymbol{R}_{\mathrm{Q}}$进行缺失数据的补全, 恢复出低秩无噪协方差矩阵$\boldsymbol{R}_{\mathrm{AG}}$。

3.2　无噪协方差矩阵恢复

假设恢复后的矩阵为 $\boldsymbol{R}$, $\boldsymbol{R}$ 为低秩协方差矩阵$\boldsymbol{R}_{\mathrm{AG}}$的精确估计。构造最小化填充矩阵 $\boldsymbol{R}$ 的秩作为

目标函数:

$$\begin{cases}\min\ \operatorname{rank}(\boldsymbol{R})\\ \text{s.t. } \boldsymbol{B}\odot\boldsymbol{R}=\boldsymbol{R}_{\mathrm{Q}}\end{cases} \tag{17}$$

由于式(17)是一个NP-hard问题,问题复杂度随矩阵维数的增加而呈指数倍增长。因此,考虑对目标函数进行凸松弛,将其转化为矩阵核范数最小化的凸优化问题,即

$$\min\|\boldsymbol{R}\|_{*} \tag{18}$$

为提高算法稳定性,对式(18)进行正则化[30]:

$$\min_{\boldsymbol{R}}\tau\|\boldsymbol{R}\|_{*}+\frac{1}{2}\|\boldsymbol{R}\|_{\mathrm{F}}^{2} \tag{19}$$

式中:τ为奇异值阈值收缩算子;$\|*\|_{\mathrm{F}}$为矩阵的F范数。根据式(17)和式(19),构造拉格朗日函数:

$$L(\boldsymbol{R},\boldsymbol{R}_{\mathrm{Y}})=\tau\|\boldsymbol{R}\|_{*}+\frac{1}{2}\|\boldsymbol{R}\|_{\mathrm{F}}^{2}+\left\langle\boldsymbol{R}_{\mathrm{Y}},\boldsymbol{R}_{\mathrm{Q}}-\boldsymbol{B}\odot\boldsymbol{R}\right\rangle \tag{20}$$

式中:$\boldsymbol{R}_{\mathrm{Y}}$为$3M\times3M$的拉格朗日乘子矩阵;$\langle\boldsymbol{X},\boldsymbol{Y}\rangle$代表矩阵内积。利用凸优化理论和梯度下降法求解式(21),可得

$$\begin{cases}\boldsymbol{R}^{k}=\boldsymbol{D}_{\tau}(\boldsymbol{R}_{\mathrm{Y}}^{k-1})\\ \boldsymbol{R}_{\mathrm{Y}}^{k}=\boldsymbol{R}_{\mathrm{Y}}^{k-1}+\delta_{k}(\boldsymbol{R}_{\mathrm{Q}}-\boldsymbol{B}\odot\boldsymbol{R}^{k})\end{cases} \tag{21}$$

式中:$\boldsymbol{D}_{\tau}(*)$表示奇异值软阈值操作;δ_{k}为迭代步长,表达式为

$$\delta_{k}=\frac{\delta_{0}}{(1+\alpha\exp(-k))} \tag{22}$$

其中:δ_{0}为初始迭代步长;α为衰减因子,用于控制步长的衰减速度;k为当前迭代的次数。变步长的迭代策略随着迭代次数的增加,步长逐渐减小,从而避免在最优点附近出现振荡现象。

$$\boldsymbol{D}_{\tau}(\boldsymbol{X})=\begin{cases}[\boldsymbol{U},\boldsymbol{S},\boldsymbol{V}]=\mathrm{SVD}(\boldsymbol{X})\\ \boldsymbol{S}'=\operatorname{sign}(\boldsymbol{S})\max(\operatorname{abs}(\boldsymbol{S})-\tau,0)\\ \boldsymbol{X}'=\boldsymbol{U}\boldsymbol{S}'\boldsymbol{V}^{\mathrm{H}}\end{cases} \tag{23}$$

关于上述具体推导,详见附录A。本文基于SVT算法处理去噪矩阵$\boldsymbol{R}_{\mathrm{Q}}$,以此估计目标干扰协方差矩阵$\boldsymbol{R}_{\mathrm{AG}}$,具体步骤如下:

步骤1 初始化参数。设定奇异值阈值收缩算子τ,最大迭代次数$n_{\max}$,初始迭代步长δ_{0},衰减因子α和误差阈值ε;

步骤2 初始化$\boldsymbol{R}_{\mathrm{Y}}^{0}$。$\boldsymbol{R}_{\mathrm{Y}}^{0}=\delta_{0}\boldsymbol{R}_{\mathrm{Q}}$;

步骤3 根据式(23)计算填充矩阵$\boldsymbol{R}$;

步骤4 根据式(21)对矩阵$\boldsymbol{R}^{k}$和$\boldsymbol{R}_{\mathrm{Y}}^{k}$进行迭代更新;

步骤5 边界条件判定。若满足式(24),则结束算法并输出填充矩阵$\boldsymbol{R}$;

$$\frac{\left\|\boldsymbol{B}\odot\boldsymbol{R}^{k}-\boldsymbol{R}_{\mathrm{Q}}\right\|_{\mathrm{F}}}{\left\|\boldsymbol{R}_{\mathrm{Q}}\right\|_{\mathrm{F}}}\leqslant\varepsilon \tag{24}$$

步骤6 若迭代次数$n<n_{\max}$,返回步骤4,否则结束算法过程并输出填充矩阵$\boldsymbol{R}$。

3.3 最佳滤波权矢量计算

若奇异值阈值收缩算子τ和误差阈值ε设置合理,则低秩填充矩阵$\boldsymbol{R}$是$\boldsymbol{R}_{\mathrm{AG}}$的精确估计。现定义矩阵$\boldsymbol{R}_{\mathrm{I}}$为

$$\boldsymbol{R}_{\mathrm{I}}=\boldsymbol{P}_{\mathrm{A}}^{\perp}\boldsymbol{R}=\boldsymbol{P}_{\mathrm{A}}^{\perp}\boldsymbol{G}\boldsymbol{R}_{\mathrm{G}}\boldsymbol{G}^{\mathrm{H}} \tag{25}$$

式中:$\boldsymbol{P}_{\mathrm{A}}^{\perp}=\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A}(\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A})^{-1}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}$为目标正交投影矩阵。对$\boldsymbol{R}_{\mathrm{I}}$进行奇异值分解,可得

$$\boldsymbol{R}_{\mathrm{I}}=\boldsymbol{U}\begin{bmatrix}\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{I}} & \boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0}\end{bmatrix}[\boldsymbol{V}_{1}\quad\boldsymbol{V}_{2}]^{\mathrm{H}} \tag{26}$$

式中:$\Sigma_{\mathrm{I}}=\operatorname{diag}(\sigma_{1},\sigma_{2},\ \cdots,\sigma_{D-K})$为矩阵$\boldsymbol{R}_{\mathrm{I}}$的非零奇异值,有$\sigma_{1}\geqslant\sigma_{2}\geqslant\cdots\geqslant\sigma_{D-K}$;$\boldsymbol{V}_{1}$、$\boldsymbol{V}_{2}$分别为矩阵$\boldsymbol{R}_{\mathrm{I}}$前$D-K$列和后$3M-D+K$列的奇异向量。则干扰导向矢量$\boldsymbol{G}$可表示为

$$\boldsymbol{G}=\boldsymbol{V}_{1}\boldsymbol{\Psi} \tag{27}$$

式中:$\boldsymbol{\Psi}$为可逆矩阵,有关式(27)的证明详见附录B。干扰正交投影算子为

$$\boldsymbol{P}_{\mathrm{G}}^{\perp}=\boldsymbol{I}-\boldsymbol{G}(\boldsymbol{G}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{G})^{-1}\boldsymbol{G}^{\mathrm{H}}=\boldsymbol{I}-\boldsymbol{V}_{1}\boldsymbol{V}_{1}^{\mathrm{H}} \tag{28}$$

基于此,再结合式(12)和式(11),可得广义斜投影算子$\boldsymbol{E}_{\mathrm{AG}}$和最佳滤波权矢量$\boldsymbol{W}_{\mathrm{MP}}$。

4 滤波性能分析

4.1 滤波特点

不失一般性,假设有$M=10$个阵元、D个入射信号($3\leqslant D\leqslant M$)。结合克罗内克(Kronecker)积秩的性质分析式(4),满足:

$$\operatorname{rank}(\boldsymbol{V})=\operatorname{rank}(\boldsymbol{V}_{\mathrm{a}})\operatorname{rank}(\boldsymbol{V}_{\mathrm{P}}) \tag{29}$$

式中:

$$\boldsymbol{V}_{\mathrm{a}}(\theta,\varphi)=[\boldsymbol{V}_{\mathrm{a}}(\theta_{1},\varphi_{1}),\boldsymbol{V}_{\mathrm{a}}(\theta_{2},\varphi_{2}),\cdots,\boldsymbol{V}_{\mathrm{a}}(\theta_{D},\varphi_{D})] \tag{30}$$

$$\begin{aligned}\boldsymbol{V}_{\mathrm{P}}(\theta,\varphi,\gamma,\eta)=&\\ &[\boldsymbol{V}_{\mathrm{P}}(\theta_{1},\varphi_{1},\gamma_{1},\eta_{1}),\boldsymbol{V}_{\mathrm{P}}(\theta_{2},\varphi_{2},\gamma_{2},\eta_{2}),\cdots,\\ &\boldsymbol{V}_{\mathrm{P}}(\theta_{D},\varphi_{D},\gamma_{D},\eta_{D})]\end{aligned} \tag{31}$$

根据式(4)和式(29),考虑以下几种情况。

1)目标和干扰信号极化域、空域参数均不相同。此种情况下,由极化-空域联合导向矢量设计的广义斜投影滤波器对应的是三维极化滤波。此时,$\operatorname{rank}(\boldsymbol{V}_{\mathrm{a}})=D$、$\operatorname{rank}(\boldsymbol{V}_{\mathrm{P}})=3$,阵列导向矢量的秩$\operatorname{rank}(\boldsymbol{V})=3D$。因此,滤波器最多可实现$3D-1$个干扰信号的抑制;

2)目标和干扰的极化参数相同、空域参数不

同。此时, 极化矢量出现秩亏现象, 单纯的斜投影极化滤波无法有效分开目标和干扰, 存在着滤波“死角”[10]。而广义斜投影三维极化滤波器在此种情况下退化为空域滤波器, 可利用目标和干扰在空域上的差异进行有效区分, 滤波器最多能实现 $3D-1$ 个干扰信号的抑制;

3) 目标和干扰的空域参数相同、极化参数不同。此种情况下, 滤波器退化为极化滤波器, 即利用目标和干扰在极化特征上的差异实现干扰抑制。由于信号皆来自同一入射方向, 所以 $\mathrm{rank}(\boldsymbol{V}_{\mathrm{a}})=1$、$\mathrm{rank}(\boldsymbol{V}_{\mathrm{P}})=2$, 阵列导向矢量的秩 $\mathrm{rank}(\boldsymbol{V})=2$。此时, 滤波器仅能实现对 1 个干扰信号的有效抑制, 当有多个干扰信号入射到阵列中, 滤波器会因导向矢量 $\boldsymbol{A}$、$\boldsymbol{G}$ 出现秩亏的情况而失效。

由以上可知, 广义斜投影三维极化滤波器联合了极化域和空域的信息, 当目标和干扰空域参数相同时, 可以利用二者在极化域上的差异进行有效区分; 同样, 当极化参数相同时, 滤波器可以利用目标和干扰在空域上的差异实现干扰抑制, 有效解决了单一域斜投影滤波的滤波“死角”问题。此外, 在复杂的电磁环境中, 噪声协方差矩阵难以精确估计或者可能出现病态噪声协方差矩阵导致滤波器性能恶化。因此, 本文深入挖掘噪声特性, 对阵列接收协方差矩阵 $\boldsymbol{R}_{\mathrm{X}}$ 进行矩阵变换及低秩恢复处理, 利用 SVT 算法计算干扰正交投影算子, 实现了在高斯噪声和非平稳噪声背景下无需估计噪声协方差矩阵的广义斜投影三维极化滤波。

4.2　输出信干噪比和输出信干比

假定有 1 个目标信号和 2 个干扰信号, 目标输出响应矢值 $c=1$。经滤波后, 输出的目标、干扰和噪声功率 P_{A}、P_{G}、P_{N} 分别为

$$\begin{cases} P_{\mathrm{A}}=\boldsymbol{W}_{\mathrm{MP}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A}\boldsymbol{R}_{\mathrm{A}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{MP}} \\ P_{\mathrm{G}}=\boldsymbol{W}_{\mathrm{MP}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{G}\boldsymbol{R}_{\mathrm{G}}\boldsymbol{G}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{MP}} \\ P_{\mathrm{N}}=\boldsymbol{W}_{\mathrm{MP}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_{\mathrm{N}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{MP}} \end{cases} \tag{32}$$

定义输出信号干扰噪声比 (signal to interference plus noise ratio, SINR) 为

$$f_{\mathrm{SINR}}=\frac{P_{\mathrm{A}}}{P_{\mathrm{G}}+P_{\mathrm{N}}} \tag{33}$$

在目标功率 $P_{\mathrm{A}}=\sigma_{\mathrm{A}}^2$ 确定的情况下, 经滤波处理后, 有

$$f_{\mathrm{SINR}}=\frac{\sigma_{\mathrm{A}}^2}{\boldsymbol{W}_{\mathrm{MP}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_{\mathrm{N}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{MP}}} \tag{34}$$

由于滤波器设计准则是使输出功率最小, 因此, 广义斜投影三维极化滤波器实质上输出最大 SINR。进一步考虑对称正定噪声协方差矩阵 $\boldsymbol{R}_{\mathrm{N}}$ 的 Cholesky 分解, $\boldsymbol{R}_{\mathrm{N}}=\boldsymbol{T}\boldsymbol{T}^{\mathrm{H}}$, 其中 $\boldsymbol{T}$ 为 $3M\times 3M$ 的下三角阵。则输出 SINR 的上界为

$$f_{\mathrm{SINR}}=\frac{\boldsymbol{W}_{\mathrm{MP}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{T}\boldsymbol{T}^{-1}\boldsymbol{A}\boldsymbol{R}_{\mathrm{A}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{T}^{-1})^{\mathrm{H}}\boldsymbol{T}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{MP}}}{\boldsymbol{W}_{\mathrm{MP}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{T}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{MP}}}=\frac{\sigma_{\mathrm{A}}^2\left\|\boldsymbol{W}_{\mathrm{MP}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{T}^{-1}\boldsymbol{A}\right\|_2^2}{\left\|\boldsymbol{W}_{\mathrm{MP}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{T}\right\|_2^2}\leqslant\sigma_{\mathrm{A}}^2\left\|\boldsymbol{T}^{-1}\boldsymbol{A}\right\|_2^2=\sigma_{\mathrm{A}}^2\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_{\mathrm{N}}\boldsymbol{A} \tag{35}$$

定义输出信干比 (signal to interference ratio, SIR) 为

$$f_{\mathrm{SIR}}=\frac{P_{\mathrm{A}}}{P_{\mathrm{G}}}=\frac{\sigma_{\mathrm{A}}^2}{\boldsymbol{W}_{\mathrm{MP}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{G}\boldsymbol{R}_{\mathrm{G}}\boldsymbol{G}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{MP}}} \tag{36}$$

当奇异值收缩算子选取合理、目标参数估计准确的情况下, 滤波器能够完全抑制干扰并无恢复出目标信号。因此, 广义斜投影三维极化滤波器可输出最大 SIR。

4.3　计算复杂度分析

假设有 D 个远场窄带完全极化波, 其中含 K 个目标信号, 入射至阵元数为 M 的 UCA-PSA, 阵列快拍数为 L, 无噪协方差矩阵恢复过程的迭代次数为 n。

本文方法主要分为 4 个阶段。首先是数据的预处理, 此阶段主要进行协方差矩阵的计算和去噪处理, 计算复杂度集中在矩阵乘法上, 计算量为 $O(9M^2L+27M^3)$; 其次是无噪协方差矩阵的恢复, 此阶段计算复杂度与 SVT 算法迭代次数有关, 且集中在矩阵的奇异值分解 $O(27M^3)$ 和迭代过程的矩阵乘法运算 $O(54M^3)$ 上, 总体计算量为 $O(81M^3n)$; 而后是干扰正交投影算子的计算, 此阶段主要进行 1 次奇异值分解和 2 次矩阵乘法, 总体计算量为 $O(54M^3+9M^2K)$; 最后是滤波权矢量的计算, 计算复杂度集中在求广义斜投影算子和最佳滤波权矢量的矩阵乘法上, 算法复杂度为 $O(81M^3+48M^2K+3MK^2+3MK)$; 因此, 经以上分析, 本文方法的总体复杂度为 $O(162M^3+81M^3n+66M^2K+3MK^2+3MK)$。

5　仿真结果

为验证本文方法的有效性, 本文以 MATLAB R2019a 为实验平台, 从关键参数、可行性和稳健性 3 个方面入手, 设计了 5 组实验。仿真采用 $M=10$ 个阵元组成的极化平面均匀圆阵, 以入射信号的半波长作为圆半径。考虑有 3 个互不相关远场窄带全极化波入射到阵列中, 包含 1 个目标信号和 2 个干扰信号。信噪比 $f_{\mathrm{SNR}}=10$ dB、信干比 $f_{\mathrm{SIR}}=-20$ dB、快拍数 $L=1\,024$、目标输出响应值 $c=1$。真实目标信号参数和干扰信号参数设置如表 1 所示。

仿真在高斯白噪声和非平稳噪声背景下进行。其中 $3M\times 3M$ 的高斯白噪声协方差矩阵为

表1 入射信号参数

Table 1 Incident signal parameter

类型	方位角θ/(°)	俯仰角φ/(°)	极化幅角γ/(°)	极化相位差η/(°)
目标1	300.2	10.4	30.1	80.2
干扰1	70.2	30.2	40.8	60.5
干扰2	120.3	60.6	75.4	70.6

$$\boldsymbol{R}_{\mathrm{N}}=\sigma_{\mathrm{N}}^{2}\begin{bmatrix}1 & \cdots & 0\\ \vdots & & \vdots\\ 0 & \cdots & 1\end{bmatrix} \tag{37}$$

$3M\times 3M$的非平稳噪声协方差矩阵假定为

$$\boldsymbol{Q}_{\mathrm{N}}=\sigma_{\mathrm{N}}^{2}\begin{bmatrix}8.0 & 0 & \cdots & 0\\ 0 & 0.5 & \cdots & 0\\ \vdots & \vdots & & \vdots\\ 0 & 0 & \cdots & 10.2\end{bmatrix} \tag{38}$$

式中：σ_{N}^{2}为噪声功率。

5.1 关键参数分析

仿真1 在设计滤波权矢量过程中，基于SVT算法恢复的无噪协方差矩阵$\boldsymbol{R}_{\mathrm{AG}}$是设计的核心。对$\boldsymbol{R}_{\mathrm{AG}}$高精度的估计是滤波器具备良好干扰抑制能力的关键。奇异值收缩算子τ作为SVT算法中的关键参数，影响着$\boldsymbol{R}_{\mathrm{AG}}$估计精度和算法收敛速度。图2为不同的$\tau$设置下，$\boldsymbol{R}_{\mathrm{AG}}$估计相对误差$\varepsilon$随算法迭代次数$n$的变化情况。仿真中，初始迭代步长$\delta_0=1.2$、衰减因子$\alpha=0.2$、误差阈值$\varepsilon=10^{-16}$。

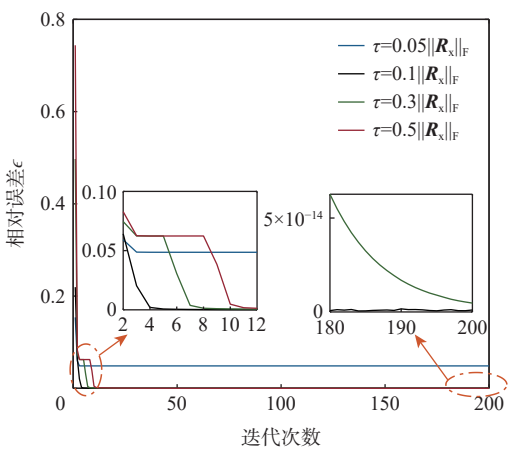


图2 无噪协方差矩阵估计收敛曲线图

Fig. 2 Convergence curve of noise-free covariance matrix estimation

从图中可知，$\tau=0.1\|\boldsymbol{R}_{\mathrm{X}}\|_{\mathrm{F}}$时，矩阵的收敛速度较快，且经过200次的迭代后，相对误差能达到10^{-16}的量级，说明无噪协方差矩阵$\boldsymbol{R}_{\mathrm{AG}}$的估计精度高。因此，在后续的仿真中，设置奇异值阈值算子$\tau=0.1\|\boldsymbol{R}_{\mathrm{X}}\|_{\mathrm{F}}$、最大迭代次数$n_{\max}=200$。

此外，矩阵的稀疏性与SVT算法收敛速度息息相关。在同一噪声背景下，阵元数通过影响矩阵的维度决定了矩阵稀疏程度。阵元数越大，协方差矩阵$\boldsymbol{R}_{\mathrm{X}}$维度越大，矩阵越稀疏。图3为阵元数对算法收敛性的影响。由图可知，在初始迭代阶段，奇异值阈值算法的收敛速度随着阵元数的增大而加快。随着迭代次数的增加，算法最终能够高精度恢复出无噪协方差矩阵$\boldsymbol{R}_{\mathrm{AG}}$，有效验证了理论分析的结果。

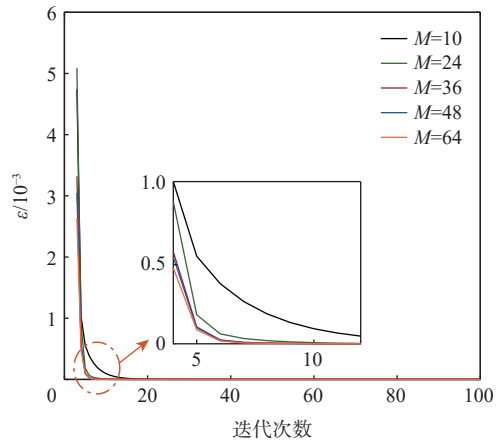


图3 阵元数对奇异值阈值收敛性的影响

Fig. 3 Influence of number of array elements on convergence of SVT

5.2 可行性分析

本文方法的可行性主要考察设计滤波器的干扰抑制能力，同时验证不同入射信号参数条件下的滤波性能。

仿真2 图4为本文参数设置下滤波器的干扰抑制性能。通过对波达角和方位角自适应波束的直观展示，2个干扰信号输出的归一化增益在−40 dB左右。因此，算法能够实现对干扰信号有效抑制。

仿真3 此部分仿真是验证在不同入射信号参数条件下的滤波能力。在目标和干扰极化参数一致的情况下，传统的斜投影极化滤波器[7]由于极化导向矢量出现降秩情况，斜投影算子为奇异矩阵，因此导致滤波器失效；而广义斜投影三维极化滤波器在此种情况下退化为空域滤波器，从图5(a)中可以看出，2个干扰信号能被有效抑制。图5(b)和图5(c)是在目标和干扰空域参数相同时的滤波性能，分别对应着双干扰和单干扰的情况。此时，传统空域斜投影滤波同样因斜投影算子变为奇异矩阵而导致干扰滤波无法实现；而广义斜投影三维极化滤波器在此种情况下退化为极化滤波器，能实现对一个干扰的有效抑制。仿真实验说明了设计的滤波器在目标和干扰极化参数相同或空域参数相同条件下仍能保持良好的滤波性能，有效解决了单一域斜投影滤波存在的滤波“死角”问题。

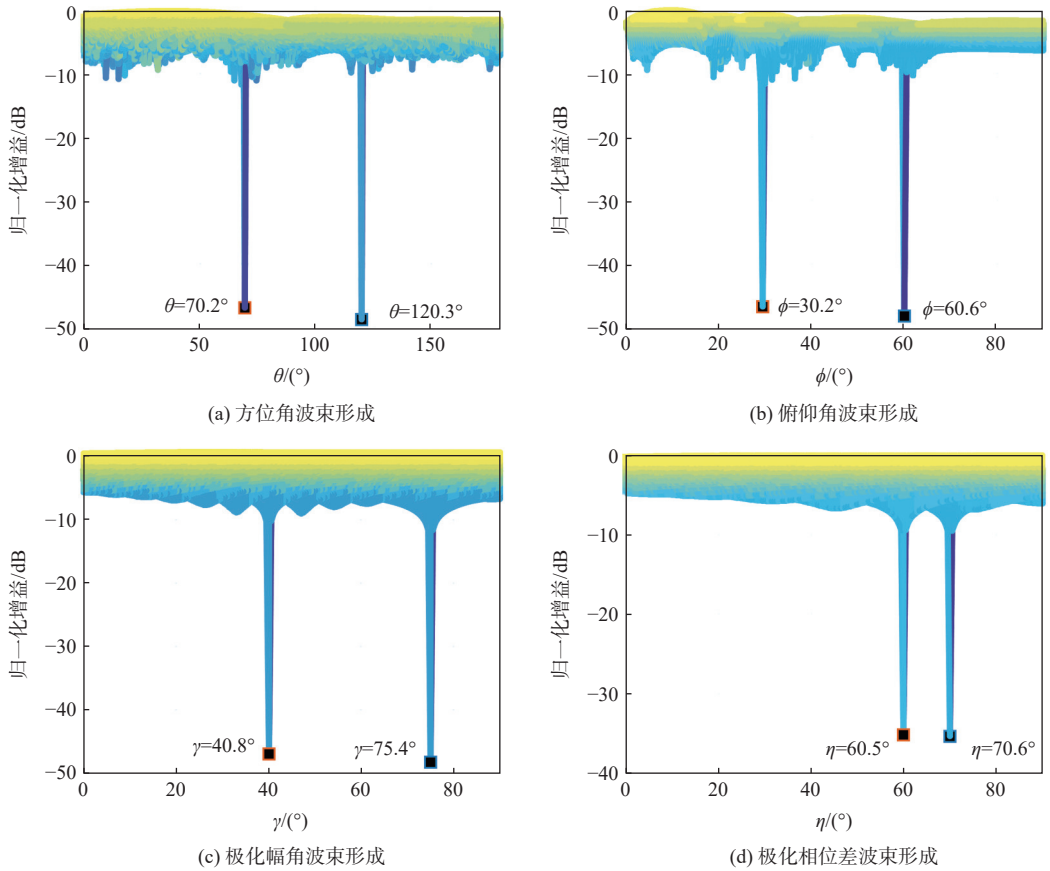


图 4　本文算法自适应波束

Fig. 4　Adaptive beam of proposed algorithm

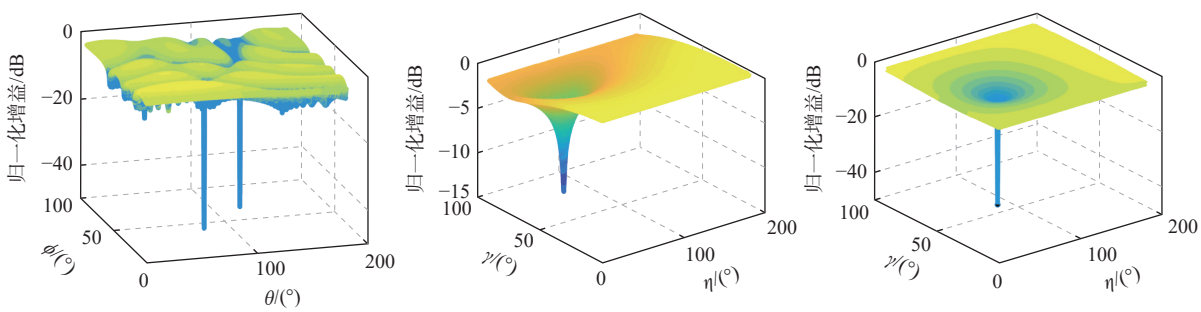


图 5　不同入射信号参数下联合滤波器的滤波性能

Fig. 5　Filtering performance of joint filters under different incident signal parameters

5.3　稳健性分析

此部分仿真是考察滤波器在不同指标下滤波性能的稳定性。仿真从参数估计误差、快拍数和信噪比 3 个维度具体展开。

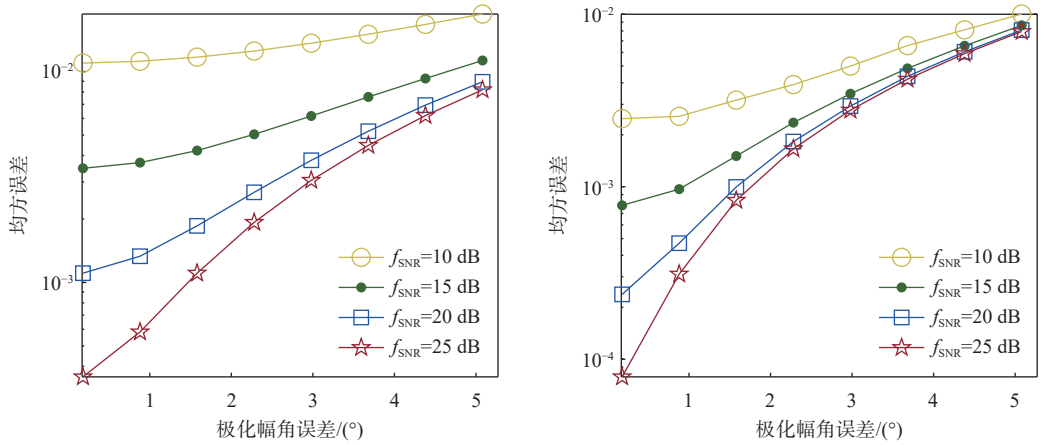
仿真 4　分析参数估计误差对滤波性能的影响。此部分仿真分为 2 个方面: 一是研究极化参数估计误差对滤波性能的影响; 二是研究噪声协方差矩阵估计误差的影响。

1) 广义斜投影三维极化滤波器的设计需要在目标参数精确估计的前提下进行, 估计精度与目标信号恢复性能息息相关。仿真中, 以均方误差 (mean-squared error, MSE) 定量描述极化幅角偏差对滤波性能的影响。定义 MSE 为

$$f_{\mathrm{MSE}}=E\left\{\frac{\|\boldsymbol{S}_{\mathrm{A}}(t)-\boldsymbol{y}(t)\|_{\mathrm{F}}^{2}}{\|\boldsymbol{S}_{\mathrm{A}}(t)\|_{\mathrm{F}}^{2}}\right\} \tag{39}$$

式中: $E(*)$表示数学期望, $\|*\|_{\mathrm{F}}$表示 F 范数。MSE 准则本质上描述的是滤波前后目标信号的能量误差。图 6 为在高斯白噪声和非平稳噪声背景下目标极化幅角γ估计误差对输出 MSE 性能的影响。仿真中, 极化幅角的估计误差范围为 (0.18°, 5.26°), 估计值比真实值小。

从图中可知, 极化参数的估计偏离真实值都会对目标信号恢复性能有较显著的影响。因此, 精确的参数估计是广义斜投影极化滤波器性能优异的



(a) 高斯白噪声背景　　(b) 非平稳噪声背景

图 6　不同噪声背景下目标极化幅角误差对 MSE 的影响

Fig. 6　Influence of target polarization amplitude and angle error on MSE under different noise backgrounds

重要保证。此外，信噪比也会对滤波器性能产生显著影响，随着信噪比降低，滤波器受到噪声干扰的影响增大，导致滤波性能大打折扣。

2）本文基于 SVT 设计的广义斜投影三维极化滤波器理论上在高斯白噪声和非平稳噪声背景下不受噪声协方差矩阵估计误差的影响。为验证这一结论，将本文方法与 LCMV 滤波器、OPPF_{3D}、MIGOP 滤波器进行对比，研究在 2 种噪声背景下噪声协方差矩阵估计偏差对输出 SIR 性能的影响。仿真中，LCMV 滤波权矢量定义为[18]

$$\boldsymbol{W}_{\text{LCMV}} = \boldsymbol{R}_{\text{X}}^{-1}\boldsymbol{A}(\boldsymbol{A}^{\text{H}}\boldsymbol{R}_{\text{X}}^{-1}\boldsymbol{A})^{-1}\boldsymbol{c} \tag{40}$$

在干扰极化参数未知情况下，OPPF_{3D} 通过估计噪声协方差矩阵获得无噪协方差矩阵 $\boldsymbol{R}_{\text{SI}}$，以此替代干扰正交投影算子设计斜投影滤波器。定义其滤波权矢量为[10]

$$\boldsymbol{W}_{\text{OPPF}} = (\boldsymbol{A}^{\dagger}\boldsymbol{E}_{\text{SI}})^{\text{H}}\boldsymbol{c} \tag{41}$$

式中：$\boldsymbol{E}_{\text{SI}}$ 为斜投影三维滤波算子[10]，表达式为

$$\boldsymbol{E}_{\text{SI}} = \boldsymbol{A}(\boldsymbol{A}^{\text{H}}\boldsymbol{R}_{\text{SI}}\boldsymbol{A})^{-1}\boldsymbol{A}^{\text{H}}\boldsymbol{R}_{\text{SI}}^{\dagger} \tag{42}$$

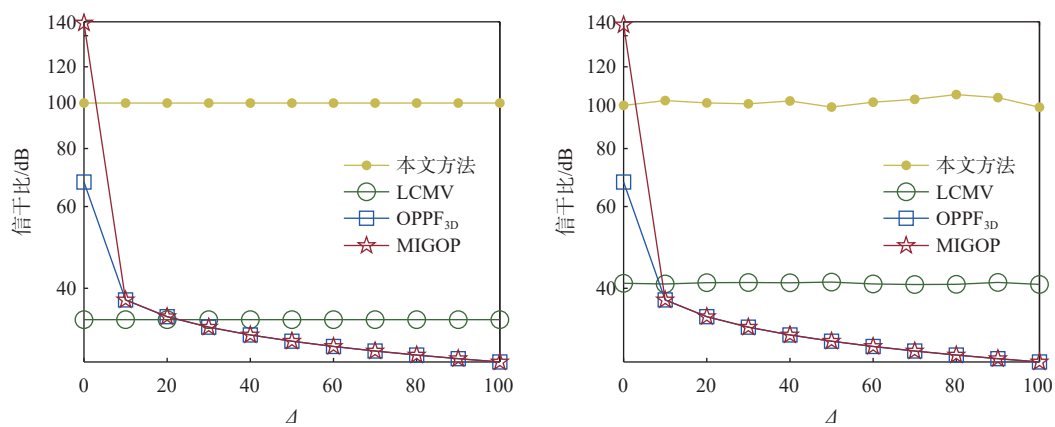
MIGOP 是基于多线性约束最小方差准则设计的滤波器。本文采用 $\boldsymbol{\Gamma}$ 算子下滤波权矢量 $\boldsymbol{W}_{\text{GOP}}$ 进行仿真对比[19]

$$\boldsymbol{W}_{\text{GOP}} = (\boldsymbol{A}^{\dagger}\boldsymbol{\Gamma})^{\text{H}}\boldsymbol{c} \tag{43}$$

$$\boldsymbol{\Gamma} = \boldsymbol{A}(\boldsymbol{A}^{\text{H}}\boldsymbol{P}_{\text{G}}^{\perp}\boldsymbol{R}_{\text{N}}^{-1}\boldsymbol{P}_{\text{G}}^{\perp}\boldsymbol{A})^{-1}\boldsymbol{A}^{\text{H}}\boldsymbol{P}_{\text{G}}^{\perp}\boldsymbol{R}_{\text{N}}^{-1}\boldsymbol{P}_{\text{G}}^{\perp} \tag{44}$$

仿真中，噪声协方差矩阵估计误差为 $\Delta\times\sigma_{\text{N}}^2\boldsymbol{I}$，其中 $\Delta\in(0,100)$。从图 7 可以看出，OPPF_{3D} 和 MIGOP 滤波器由于引入噪声协方差矩阵的估计值而导致在估计存在偏差的情况下滤波器性能急剧下降；而 LCMV 滤波器本质上基于最大输出 SINR 准则，但无法实现干扰完全抑制，因此输出 SIR 较低；本文方法有效避免了因噪声估计误差带来滤波器性能的恶化，同时基于多线性约束最小方差准则的滤波方法又能保证高输出 SIR。

仿真 5　图 8 为非平稳噪声背景下快拍采样率对输出 SINR 性能的影响。从仿真结果可以看出，



(a) 高斯白噪声背景　　(b) 非平稳噪声背景

图 7　噪声协方差矩阵估计误差对输出 SIR 的影响

Fig. 7　Influence of noise covariance matrix estimation error on output SIR

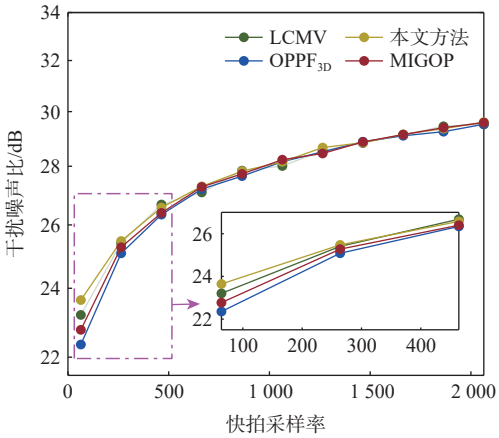


图 8　快拍采样率对输出 SINR 的影响

Fig. 8　Influence of snapshot sampling rate on output SINR

在高采样条件下, 本文方法与 $\mathrm{OPPF}_{3\mathrm{D}}$、LCMV 滤波和 MIGOP 滤波的滤波性能相当; 而在低快拍条件下, 本文方法更具优势。

进一步考察输入 SNR 对输出 SINR 性能的影响, 如图 9 所示。假设噪声协方差矩阵精确估计, 本文斜投影算子可由式 (44) 得到。在高斯白噪声背景下, 式 (12) 可转化为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{E}_{\mathrm{AG}} &= \boldsymbol{A}(\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{P}_{\mathrm{G}}^{\perp}\boldsymbol{R}_{\mathrm{N}}^{-1}\boldsymbol{P}_{\mathrm{G}}^{\perp}\boldsymbol{A})^{-1}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{P}_{\mathrm{G}}^{\perp}\boldsymbol{R}_{\mathrm{N}}^{-1}\boldsymbol{P}_{\mathrm{G}}^{\perp} = \\ &\boldsymbol{A}(\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{P}_{\mathrm{G}}^{\perp}\sigma_{\mathrm{N}}^{-1}\boldsymbol{P}_{\mathrm{G}}^{\perp}\boldsymbol{A})^{-1}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{P}_{\mathrm{G}}^{\perp}\sigma_{\mathrm{N}}^{-1}\boldsymbol{P}_{\mathrm{G}}^{\perp} = \\ &\boldsymbol{A}(\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{P}_{\mathrm{G}}^{\perp}\boldsymbol{A})^{-1}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{P}_{\mathrm{G}}^{\perp}\end{aligned} \tag{45}$$

此外, 分析传统斜投影三维极化滤波, 重写式 (42), 有

$$\boldsymbol{E}_{\mathrm{SI}} = \boldsymbol{A}(\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{P}_{\mathrm{G}}^{\perp}\boldsymbol{A})^{-1}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{P}_{\mathrm{G}}^{\perp} \tag{46}$$

比较式 (45) 与式 (46), 不难得出, 广义斜投影三维极化滤波器与传统的斜投影三维极化滤波器形式上等价。从仿真结果可以看出, 二者的滤波效果近似相等, 从而验证了其等价性。进一步对比 LCMV 滤波和本文方法, 在高 SNR 下, 二者滤波效果相当; 但在低 SNR 下, 由于 LCMV 滤波未考虑干扰抑制的约束, 所以滤波性能稍差。

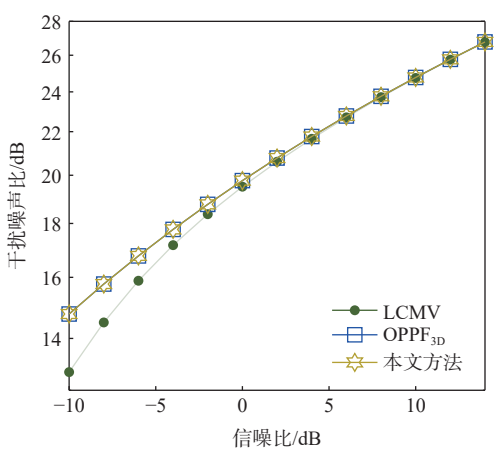


图 9　输入 SNR 对输出 SINR 的影响

Fig. 9　Influence of input SNR on output SINR

6　结　论

本文在均匀圆阵极化敏感阵列的基础上, 利用接收数据无噪协方差矩阵的低秩特性提出了一种基于 SVT 的广义斜投影极化-空域联合滤波的方法。通过对滤波器性能分析并与 3 种同类算法进行对比仿真, 结果表明:

1) 本文方法能够有效抑制干扰并恢复出目标信号;

2) 本文方法无需估计噪声协方差矩阵, 实现了在干扰参数未知条件下的自适应滤波;

3) 本文方法在高斯白噪声和非平稳噪声背景下都具有良好的滤波性能。

本文的研究成果对提高雷达在不同噪声背景下的抗干扰能力具有一定参考价值。下一步将结合实测数据进一步论证本文方法的有效性。

参考文献 (References)

[1] BEHRENS R T, SCHARF L L. Signal processing applications of oblique projection operators[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 42(6): 1413-1424.

[2] RAO C R, YANAI H. General definition and decomposition of projectors and some applications to statistical problems[J]. Journal of Statistical Planning and Inference, 1979, 3(1): 1-17.

[3] STEWART G W. On the numerical analysis of oblique projectors[J]. SIAM Journal on Matrix Analysis and Applications, 2011, 32(1): 309-348.

[4] 陈伯孝, 项喆, 王睿智, 等. 基于斜投影预处理的自适应波束形成方法[J]. 制导与引信, 2017, 38(2): 18-24.
CHEN B X, XIANG Z, WANG R Z, et al. An adaptive beamforming method based on oblique-projection preprocessing[J]. Guidance & Fuze, 2017, 38(2): 18-24(in Chinese).

[5] 唐佳, 于海洋, 杨福荣. 一种新的基于空极联合估计抗干扰方法[J]. 电子信息对抗技术, 2021, 36(6): 18-22.
TANG J, YU H Y, YANG F R. A new algorithm of anti-jamming based on space-polar joint estimation[J]. Electronic Information Warfare Technology, 2021, 36(6): 18-22(in Chinese).

[6] 毛兴鹏, 刘爱军, 邓维波, 等. 斜投影极化滤波器[J]. 电子学报, 2010, 38(9): 2003-2008.
MAO X P, LIU A J, DENG W B, et al. An oblique projecting polarization filter[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(9): 2003-2008(in Chinese).

[7] CAO B, LIU A J, MAO X P, et al. An oblique projection polarization filter[C]//Proceedings of 2008 4th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. Piscataway: IEEE Press, 2008: 1-4.

[8] MAO X P, LIU A J, HOU H J, et al. Oblique projection polarisation filtering for interference suppression in high-frequency surface wave radar[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2012, 6(2): 71.

[9] ZHANG Q Y, CAO B, WANG J, et al. Polarization filtering tech-

nique based on oblique projections[J]. Science China Information Sciences, 2010, 53(5): 1056-1066.

[10] 刘爱军, 宋立众, 王季刚, 等. 斜投影三维极化滤波[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2012, 44(3): 75-80.
LIU A J, SONG L Z, WANG J G, et al. Three-dimensions polarization filtering based on oblique projection[J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2012, 44(3): 75-80(in Chinese).

[11] LU Y W, MA J Z, SHI L F, et al. Multiple interferences suppression with space-polarization null-decoupling for polarimetrie array[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2021, 32(1): 44-52.

[12] LU Y W, MA J Z, SHI L F. A space-polarization nulling method for multiple mainlobe interference[C]//Proceedings of 2020 IEEE 5th Information Technology and Mechatronics Engineering Conference (ITOEC). Piscataway: IEEE Press, 2020: 1194-1197.

[13] 杨书宁, 杨仲平, 张剑云, 等. 基于稀疏重构的空域-极化域联合抗主瓣干扰方法[J]. 信号处理, 2022, 38(2): 401-409.
YANG S N, YANG Z P, ZHANG J Y, et al. Space-polarization domain combined anti-mainlobe jamming method based on sparse reconstruction[J]. Journal of Signal Processing, 2022, 38(2): 401-409(in Chinese).

[14] 孟昊宇, 杨小鹏, 高升, 等. 基于特征值斜投影的主瓣干扰抑制方法[J]. 信号处理, 2022, 38(2): 439-444.
MENG H Y, YANG X P, GAO S, et al. Main lobe interference suppression method based on eigenvalue oblique projection[J]. Journal of Signal Processing, 2022, 38(2): 439-444(in Chinese).

[15] SEGHOUANE A K. A kullback-leibler methodology for unconditional ML DOA estimation in unknown nonuniform noise[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2011, 47(4): 3012-3021.

[16] PESAVENTO M, GERSHMAN A B. Maximum-likelihood direction-of-arrival estimation in the presence of unknown nonuniform noise[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 49(7): 1310-1324.

[17] CHEN M H, WANG Z Y. Subspace tracking in colored noise based on oblique projection[C]//Proceedings of 2006 IEEE International Conference on Acoustics Speech and Signal Processing Proceedings. Piscataway: IEEE Press, 2006: 556-559.

[18] VAN VEEN B D, BUCKLEY K M. Beamforming: A versatile approach to spatial filtering[J]. IEEE ASSP Magazine, 1988, 5(2): 4-24.

[19] HOU H J, MAO X P, LI S B. A generalized oblique projection operator for interference suppression under colored noise[C]//Proceedings of 2012 IEEE Radar Conference. Piscataway: IEEE Press, 2012: 687-692.

[20] 侯慧军, 毛兴鹏, 刘爱军. 不同噪声背景下基于广义斜投影算子的滤波方法[J]. 系统工程与电子技术, 2013, 35(4): 713-719.
HOU H J, MAO X P, LIU A J. Filtering approach based on generalized oblique projection operators under different contaminating noises[J]. Systems Engineering and Electronics, 2013, 35(4): 713-719(in Chinese).

[21] LI S, LI Q W, ZHU Z H, et al. The global geometry of centralized and distributed low-rank matrix recovery without regularization[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2020, 27: 1400-1404.

[22] YANG F, CHEN X, CHAI L. Hyperspectral image destriping and denoising using stripe and spectral low-rank matrix recovery and global spatial-spectral total variation[J]. Remote Sensing, 2021, 13(4): 827.

[23] LI J, CHEN F J, WANG Y D, et al. Spatial spectrum estimation of incoherently distributed sources based on low-rank matrix recovery[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(6): 6333-6347.

[24] DAVENPORT M A, ROMBERG J. An overview of low-rank matrix recovery from incomplete observations[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2016, 10(4): 608-622.

[25] WRIGHT J, GANESH A, RAO S, et al. Robust principal component analysis: Exact recovery of corrupted low-rank matrices via convex optimization [C]// Advances in Neural Information Processing Systems 22 (NIPS 2009). La Jolla: NeurIPS, 2009: 1-9.

[26] CAI J F, CANDÈS E J, SHEN Z W. A singular value thresholding algorithm for matrix completion[J]. SIAM Journal on Optimization, 2010, 20(4): 1956-1982.

[27] LIAO B, GUO C T, HUANG L, et al. Matrix completion based direction-of-arrival estimation in nonuniform noise[C]//Proceedings of 2016 IEEE International Conference on Digital Signal Processing. Piscataway: IEEE Press, 2016: 66-69.

[28] LIN Z C, CHEN M M, MA Y. The augmented lagrange multiplier method for exact recovery of corrupted low-rank matrices[J]. Eprint Arxiv, 2010, 9: 1-20.

[29] 时春鹏, 何华锋, 何耀民, 等. 基于均匀圆阵矢量传感器的DOA和极化参数联合估计[J]. 北京航空航天大学学报, 2024, 50(4): 1325-1335.
SHI C P, HE H F, HE Y M, et al. Joint estimation of DOA and polarization parameters based on uniform circle array with vector sensor[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics andAstronautics, 2024, 50(4): 1325-1335(in Chinese).

[30] WANG W D, ZHANG F, WANG J J. Low-rank matrix recovery via regularized nuclear norm minimization[J]. Applied and Computational Harmonic Analysis, 2021, 54: 1-19.

附录 A:

考虑式 (20) 的强对偶形式, 其拉格朗日函数鞍点为问题的最优解, 即

$$\inf_{\boldsymbol{R}}\sup_{\boldsymbol{R}_{\mathrm{Y}}} L(\boldsymbol{R},\boldsymbol{R}_{\mathrm{Y}}) = L(\boldsymbol{R}^*,\boldsymbol{R}_{\mathrm{Y}}^*) \tag{A1}$$

运用梯度下降法求解鞍点

$$\begin{cases} L(\boldsymbol{R}^k,\boldsymbol{R}_{\mathrm{Y}}^{k-1}) = \min\limits_{\boldsymbol{R}} L(\boldsymbol{R},\boldsymbol{R}_{\mathrm{Y}}^{k-1}) \\ \boldsymbol{R}_{\mathrm{Y}}^k = \boldsymbol{R}_{\mathrm{Y}}^{k-1} + \delta_k(\boldsymbol{R}_{\mathrm{Q}} - \boldsymbol{B}\odot\boldsymbol{R}^k) \end{cases} \tag{A2}$$

结合矩阵内积的性质, 对式 (A2) 进一步展开

$$\begin{aligned} \min_{\boldsymbol{R}} L(\boldsymbol{R},\boldsymbol{R}_{\mathrm{Y}}) &= \arg\min_{\boldsymbol{R}} \tau\|\boldsymbol{R}\|_* + \frac{1}{2}\|\boldsymbol{R}\|_{\mathrm{F}}^2 + \\ &\left\langle \boldsymbol{R}_{\mathrm{Y}}, \boldsymbol{R}_{\mathrm{Q}} - \boldsymbol{B}\odot\boldsymbol{R}\right\rangle = \arg\min_{\boldsymbol{R}} \tau\|\boldsymbol{R}\|_* + \\ &\frac{1}{2}\langle \boldsymbol{R},\boldsymbol{R}\rangle + \left\langle \boldsymbol{R}_{\mathrm{Y}}, \boldsymbol{R}_{\mathrm{Q}} - \boldsymbol{B}\odot\boldsymbol{R}\right\rangle = \\ &\arg\min_{\boldsymbol{R}} \tau\|\boldsymbol{R}\|_* + \frac{1}{2}\|\boldsymbol{R} - \boldsymbol{B}\odot\boldsymbol{R}_{\mathrm{Y}}\|_{\mathrm{F}}^2 \end{aligned} \tag{A3}$$

定理: 对每个$\tau>0$, 奇异值软阈值操作可描述为

$$\boldsymbol{D}_\tau(\boldsymbol{Y})=\min_{\boldsymbol{R}}\tau\|\boldsymbol{X}\|_*+\frac{1}{2}\|\boldsymbol{X}-\boldsymbol{Y}\|_{\mathrm{F}}^2 \tag{A4}$$

结合式 (A3) 和式 (A4), 可得

$$\begin{cases}\boldsymbol{R}^k=\boldsymbol{D}_\tau(\boldsymbol{R}_{\mathrm{Y}}^{k-1})\\ \boldsymbol{R}_{\mathrm{Y}}^k=\boldsymbol{R}_{\mathrm{Y}}^{k-1}+\delta_k(\boldsymbol{R}_{\mathrm{Q}}-\boldsymbol{B}\odot\boldsymbol{R}^k)\end{cases} \tag{A5}$$

从式 (A5) 中可以看出, 在迭代中, 奇异值阈值算子τ使$\boldsymbol{R}^k$式始终保持低秩性, 而$\boldsymbol{R}_{\mathrm{Y}}^k$始终保持稀疏性, 由此, 算法最终收敛到式 (20) 的最优解。

附录 B:

对矩阵$\boldsymbol{R}_{\mathrm{I}}$进行奇异值分解, 由奇异值分解的定义可知

$$\begin{cases}\boldsymbol{R}_{\mathrm{I}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_{\mathrm{I}}=\boldsymbol{V}_1\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{I}}^2\boldsymbol{V}_1^{\mathrm{H}}\\ \boldsymbol{R}_{\mathrm{I}}=\boldsymbol{U}_1\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{I}}\boldsymbol{V}_1^{\mathrm{H}}\end{cases} \tag{B1}$$

式中: $\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{I}}$表示由$\boldsymbol{R}_{\mathrm{I}}$非零奇异值组成的满秩矩阵, $\boldsymbol{U}_1$、$\boldsymbol{V}_1$分别表示$\boldsymbol{R}_{\mathrm{I}}$的非零奇异值对应的左奇异矢量和右奇异矢量。由奇异值分解的性质可知, 二者均是列满秩矩阵。将$\boldsymbol{R}_{\mathrm{I}}=\boldsymbol{P}_{\mathrm{A}}^{\perp}\boldsymbol{G}\boldsymbol{R}_{\mathrm{G}}\boldsymbol{G}^{\mathrm{H}}$代入式 (B1), 可得

$$\boldsymbol{G}\boldsymbol{R}_{\mathrm{G}}\boldsymbol{G}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{U}_1\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{I}}\boldsymbol{V}_1^{\mathrm{H}}=\boldsymbol{V}_1\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{I}}^2\boldsymbol{V}_1^{\mathrm{H}} \tag{B2}$$

对等式左右两边同乘以$\boldsymbol{V}_1(\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{I}}^{-1})^2$, 得到

$$\boldsymbol{G}\boldsymbol{R}_{\mathrm{G}}\boldsymbol{G}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{U}_1\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{I}}^{-1}=\boldsymbol{V}_1 \tag{B3}$$

令$\boldsymbol{\Psi}=\boldsymbol{R}_{\mathrm{G}}\boldsymbol{G}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{U}_1\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{I}}^{-1}$, 其中$\boldsymbol{R}_{\mathrm{G}}$为干扰信号的自协方差矩阵, 是 ($D$−$K$) 维的满秩矩阵, $\boldsymbol{G}^{\mathrm{H}}$为干扰导向矢量, 是行满秩矩阵。由矩阵乘法结合律和矩阵秩的性质可知, $\boldsymbol{\Psi}$为满秩矩阵, $|\boldsymbol{\Psi}|\neq 0$。因此, 存在可逆阵$\boldsymbol{\Psi}$, 使得$\boldsymbol{G}=\boldsymbol{V}_1\boldsymbol{\Psi}$。

Three-dimensional polarization filtering method of generalized oblique projection based on SVT

WANG Liyuan, HE Huafeng*, HE Yaomin, HAN Xiaofei, LI Zhen

(College of Missile Engineering, Rocket Force University of Engineer, Xi'an 710025, China)

Abstract: The generalized oblique projection filter has a "blind area of filtering" and is easily influenced by the estimation error of the noise covariance matrix in different noise backgrounds. To address these issues, a generalized oblique projection polarization-spatial domain joint filtering method based on singular value thresholding (SVT) was proposed. Firstly, based on the uniform circular array polarization-sensitive array, the received signal model of the array was established. Secondly, the three-dimensional polarization filter of the generalized oblique projection was designed by using the minimized interference constrained generalized oblique projection operator with minimal interference constraints. Then, under the condition of unknown interference parameters, a filtering weight vector calculation method based on SVT was proposed. Finally, through the theoretical analysis of the filter performance and the simulation comparison with three similar algorithms, the results show that the three-dimensional polarization filtering method of generalized oblique projection based on SVT can suppress interference and recover the target signal without estimating the noise covariance matrix.

Keywords: array signal processing; oblique projection; low-rank matrix recovery; linearly constrained minimum variance; singular value thresholding operator

Received: 2023-01-11; **Accepted**: 2023-06-09; **Published Online**: 2023-07-07 08:29

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230705.1843.003

* **Corresponding author**. E-mail: hhf0903@163.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0024

一种面向非合作空间辐射源的自扩展识别方法

陈仕凯[1]，冀金金[2]，荆有波[2,*]

(1. 郑州大学 河南先进技术研究院，郑州 450002；2. 中国科学院微电子研究所，北京 100029)

摘 要：关于辐射源射频指纹识别 (RFFI) 研究通常被视为一个典型的闭集分类问题，但在非合作空间中，辐射源都是事先未知的，所以闭集分类算法很难适用。针对这一问题，本文提出一种面向非合作空间辐射源专家模型自扩展的开集识别方法，可自扩展识别非合作空间中的未知辐射源。首先利用开集方法对已知/未知辐射源样本进行识别，通过样本库构建形成若干独立辐射源识别专家模型；其次提出一种模型解耦式联邦策略，用于辐射源识别专家模型自扩展，使得专家模型能够在线持续学习 (CL) 空间中的辐射源样本，有效克服了传统辐射源识别模型设计中出现的无法自动学习识别新辐射源样本和易发生灾难性遗忘等问题；最后，采用样本均衡和交织技术提升专家模型对辐射源指纹特征的特异性，从而确保各专家模型快速收敛和保持对特定辐射源识别高泛化能力。实验表明：所提方法在 5 dB 信噪比 (SNR) 环境下对辐射源设备的分类准确率达到 97.8% 以上，27 dB 信噪比环境下可达到 100% 的准确率。

关 键 词：射频指纹识别；开集识别；模型解耦式联邦策略；专家模型自扩展；持续学习
中图分类号：TN918; TP309; TN99
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2025)02-0644-11

随着物联网的发展，越来越多的设备接入互联网，为了安全和隐私，设备大多需要进行验证。而物联网设备由于低功耗和计算力小等，不能进行复杂的密码验证机制，更容易遭受信息窃取和劫持，这就造成了许多网络安全问题。在需要对辐射源进行管理的区域，就要对辐射源进行识别以区分异己，所以辐射源的识别是非常重要的课题。由于射频指纹的唯一性、稳健性等[1-2]特点，非合作空间辐射源的射频指纹识别 (radio frequency fingerprint identification, RFFI) 就成为解决这类问题的研究热点。

早在 1995 年，就有学者利用无线信号进行设备识别[3]。Hall 等[4]提出“射频指纹”(radio frequency fingerprint, RFF) 的概念。研究早期侧重于瞬态信号指纹提取，Ellis 等[5]从发射机接通瞬态的复包络记录中获得的幅度和相位信息来检查无线电发射机指纹的特性。Kim 等[6]提出了正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 信号的二阶循环特性，使用隐马尔可夫模型 (hidden markov model, HMM) 对来自不同 WLAN 卡的 IEEE 802.11 a/g 信号进行测量和分类。对 6 个 WLAN 网卡进行识别，得到了很好的识别结果。田金鹏等[7]使用信号的平均功率与幅度峰值的比值作为瞬态强度，用于识别发射机设备。张敏等[8]提出一种基于 IQ 失配的新型射频指纹特征提取方法，相比于田金鹏等[7]所提出的算法，该方法具有更加优越的射频指纹识别性能。

然而由于暂态信号出现的时间很短，只在开

收稿日期：2023-01-17；**录用日期**：2023-03-31；**网络出版时间**：2023-07-03 09:07
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230630.1422.002
*通信作者. E-mail：jingyoubo@ime.ac.cn

引用格式：陈仕凯，冀金金，荆有波. 一种面向非合作空间辐射源的自扩展识别方法 [J]. 北京航空航天大学学报，2025，51（2）：644-654. CHEN S K，JI J J，JING Y B. A self-expanding identification method for non-cooperative space radiation sources [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51（2）：644-654（in Chinese）.

关设备瞬间产生, 不易捕获并且捕获到的数据量少, 提取不到稳定的特征, 导致效果不太理想, 越来越多的学者转向对稳态信号的研究。Kennedy 等[9]首次利用稳态信号来提取射频指纹。Brik 等[10]提出一种 PARADIS 技术用于识别 802.11 网卡, 利用在制造时获得的发送器硬件的微小缺陷, 在鉴别超过 130 个相同的 802.11 网卡时准确率超过 99%。文献 [11-13] 提出一种基于希尔伯特–黄变换 (Hilbert-Huang Transform, HHT) 和多尺度分形特征的新方法, 降低了低信噪比和少训练样本数量对识别性能的负面影响。上述方法都基于传统的专家特征提取方法, 这种方法是通过对信号进行去噪, 频偏补偿, 信号变换等方法在变换域提取专家特征, 该类方法的泛化能力差, 只能在某些特定的环境下使用, 不能适应当前的复杂电磁环境。

近年来随着人工智能技术的兴起, 特别是深度学习技术的发展, 在计算机视觉、自然语言处理、信号处理以及频谱动态管理等领域中得到了广泛的应用[14-17]。使用神经网络提取信号的不同层次特征, 降低了计算专家特征的复杂度并且具有更强的泛化能力。Wong 等[18]提出 IQ 不平衡来估计射频设备之间的差异。Zhang 等[19]系统性地研究了 IQ 不平衡, 非线性功率放大失真等作为特征进行射频指纹识别是有效的且能达到很高的识别率, 但模型也是基于闭集识别无法自扩展并且没有能力抵御灾难性遗忘。

综上所述, 现有的深度学习方法虽然能达到很高的准确率, 但以闭集识别为主, 不具备自主学习未知辐射源设备的能力; 其次在模型训练过程中, 来自不同未知辐射源设备的样本源源不断进入模型训练, 会导致模型对以前学习过的样本特征产生灾难性遗忘。针对上述方法存在的问题, 本文提出一种面向非合作空间辐射源专家模型自扩展的开集识别方法, 实验表明, 本文方法在较低信噪比环境下对未知辐射源设备的分类准确率达到 97% 以上, 高信噪比环境下可达到 100%。

本文的主要贡献如下:

1) 面向复杂电磁环境, 提出一种开集识别的方法, 能识别非合作空间中的未知辐射源设备, 具有实际应用价值。

2) 设计出一套样本库和一种解耦式模型联邦策略, 使得各个专家模型之间相互解耦, 每个专家模型特定识别某一辐射源, 不会产生灾难性遗忘并且能在线持续学习空间中的辐射源。

3) 采用样本均衡和交织技术提升了专家模型对辐射源指纹特征的特异性, 在加速模型收敛的同时, 提高了辐射源识别架构的泛化能力和准确率。

1　基于 IQ 不平衡的 RRFI 系统

典型的 RRFI 系统流程是无线信号经过射频系统得到 IQ 数据, 然后对 IQ 数据进行噪声抑制、频偏补偿、信道均衡、归一化等操作, 再通过特征提取得到专家特征, 最后用于分类识别。

由于专家特征不稳定, 容易受到电磁环境及元器件本身的干扰, 一般需提取多个专家特征进行联合学习和预测, 且特征维度较高, 还需进行降维处理, 大大增加了计算量和模型复杂度。而直接使用 IQ 数据训练模型, 可减少计算量和提高模型泛化能力。文献 [19-20] 中实验表明, 由辐射源设备本身的局部振荡器、混频器、非线性放大器和微分器件的非理想性, 引起调制器的 I 分量和 Q 分量非正交, 导致了 IQ 不平衡。由于神经网络可以提取 IQ 数据中的不平衡性作为辐射源唯一特征表达, 所以直接使用 IQ 数据训练模型是可行的。

大多数现代通信系统受到频率有关的 IQ 不平衡的影响, 但为了简单起见, 在现有文献 [21] 中经常假定频率独立性。与频率无关的 IQ 不平衡也是不平衡窄带系统和发射器模拟组件导致的不平衡的有效近似值[22]。在不丧失一般性的情况下, 本文假设了与频率无关的 IQ 不平衡, 重点研究稳态信号下基于 raw IQ 数据的 RRIF 系统, 如图 1 所示。详细的过程如下。

设 $S(t)$ 为所要发送的原始基带信号, 分成了 I、Q 两路, 表示为

$$S(t)=S_{\mathrm{I}}(t)+\mathrm{j}S_{\mathrm{Q}}(t) \tag{1}$$

式中: $S_{\mathrm{I}}(t)$ 和 $S_{\mathrm{Q}}(t)$ 分别为时变的实值基带信号。

$S(t)$ 经过混频之后产生的频带信号为

$$\begin{aligned}S_{\mathrm{RF}}(t)=&S_{\mathrm{I}}(t)(1+\mu_{\mathrm{t}})\cos(\omega_{\mathrm{c}}t+\theta_{\mathrm{t}})-\\&S_{\mathrm{Q}}(t)(1-\mu_{\mathrm{t}})\sin(\omega_{\mathrm{c}}t-\theta_{\mathrm{t}})=\\&x_{\mathrm{I}}(t)\cos(\omega_{\mathrm{c}}t)-x_{\mathrm{Q}}(t)\sin(\omega_{\mathrm{c}}t)\end{aligned} \tag{2}$$

式中:

$$x_{\mathrm{I}}(t)=S_{\mathrm{I}}(t)(1+\mu_{\mathrm{t}})\cos\theta_{\mathrm{t}}+S_{\mathrm{Q}}(t)(1-\mu_{\mathrm{t}})\sin\theta_{\mathrm{t}} \tag{3}$$

$$x_{\mathrm{Q}}(t)=S_{\mathrm{I}}(t)(1+\mu_{\mathrm{t}})\sin\theta_{\mathrm{t}}+S_{\mathrm{Q}}(t)(1-\mu_{\mathrm{t}})\cos\theta_{\mathrm{t}} \tag{4}$$

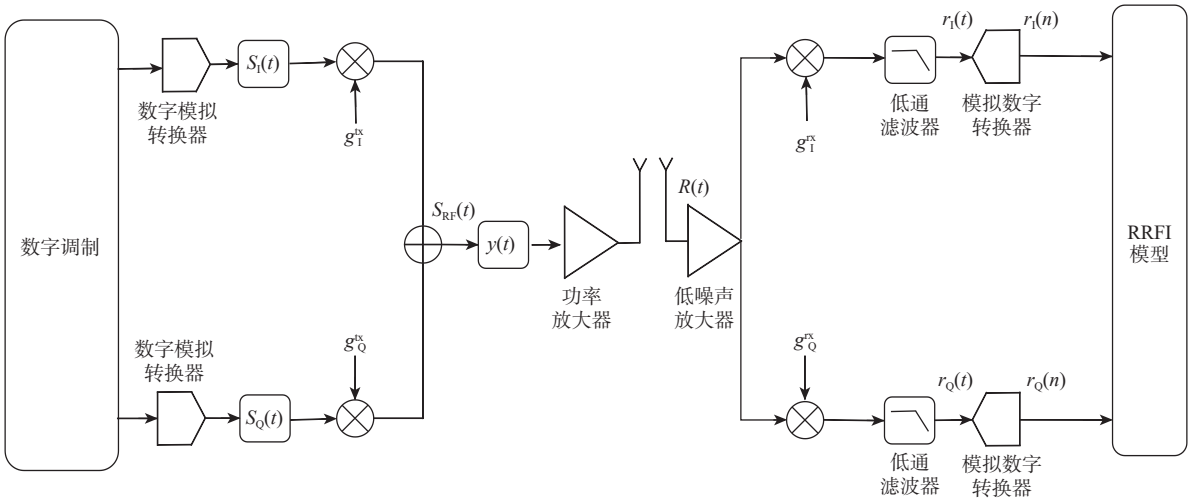


图 1 基于 IQ 不平衡的 RRFI 系统架构

Fig. 1 RRIF system architecture based on IQ imbalance

令

$$g_I^{tx}=(1-\mu_t)\cos(\omega_c t-\theta_t) \tag{5}$$

$$g_Q^{tx}=-(1+\mu_t)\sin(\omega_c t+\theta_t) \tag{6}$$

式中：ω_c为载波的角频率；μ_t和θ_t分别代表发射机的增益和相位不平衡，当μ_t和θ_t均为 0 时，没有 IQ 不平衡。

带通信号$S_{RF}(t)$的等效基带信号为

$$y(t)=x_I(t)+\mathrm{j}x_Q(t) \tag{7}$$

$y(t)$与要发送的原始基带信号$S(t)$之间的关系为

$$y(t)=\alpha_t S(t)+\beta_t S^*(t) \tag{8}$$

式中：$S^*(t)$为$S(t)$的共轭；

$$\alpha_t=\cos\theta_t+\mathrm{j}\mu_t\sin\theta_t \tag{9}$$

$$\beta_t=\mu_t\cos\theta_t+\mathrm{j}\sin\theta_t \tag{10}$$

若$S(t)$的频域表示为$S(f)$，则根据傅里叶变换的性质可得$S^*(t)$的频域表示为$S^*(-f)$。因此发射机第k个子载波发送的频域信号可表示为

$$S'_k=\alpha_t S_k+\beta_t S^*_{-k} \tag{11}$$

式中：S_k为第k个子载波$S(t)$的频域信号。

由式 (8) 和式 (11) 可知：IQ 不平衡系统的影响就是α_t所引起的乘性失真和由于引入了所发送原始信号$S(t)$的共轭项引起的镜像干扰。

以 16QAM 为例，如图 2 所示，是 16QAM 信号通过信噪比 (signal-noise ratio, SNR) 为 20 dB 的加性高斯白噪声 (additive white gaussian noise, AWGN) 信道产生的 IQ 星座图。图 2(a) 为没有 IQ 不平衡；图 2(b) 为μ_t=0.7 时的 IQ 不平衡，是沿虚轴方向进行收缩；图 2(c) 为θ_t=20°时的 IQ 不平衡，是在 IQ 平面上的一个旋转；图 2(d) 为μ_t=0.7，θ_t=20°时的 IQ 不平衡。

$y(t)$通过功率放大器之后经信道传输，无线信号$R(t)$经过接收机低噪声放大器分成 I、Q 两路与本地振荡器产生的g_I^{rx}和g_Q^{rx}信号相乘，g_I^{rx}和g_Q^{rx}分别为

$$g_I^{rx}=(1-\mu_r)\cos(\omega_c t-\theta_r) \tag{12}$$

$$g_Q^{rx}=(1+\mu_r)\sin(\omega_c t+\theta_r) \tag{13}$$

式中：μ_r和θ_r分别为接收机的增益和相位不平衡。该过程与发射端产生的 IQ 不平衡类似，同理可得

$$r(t)=\alpha_r R(t)+\beta_r R^*(t) \tag{14}$$

式中：

$$\alpha_r=\cos\theta_r-\mathrm{j}\mu_r\sin\theta_r \tag{15}$$

$$\beta_r=\mu_r\cos\theta_r+\mathrm{j}\sin\theta_r \tag{16}$$

$r_I(t)$，$r_Q(t)$经过模数转换之后变成数字信号$r_I(n)$，$r_Q(n)$，即 raw IQ 数据。raw IQ 数据送入模型进行训练和分类。

由上可知发射端和接收端都存在 IQ 不平衡，但使用同一个接收机接收信号，接收端的 IQ 不平衡是近似固定的，因此模型可识别出不同的发射机。

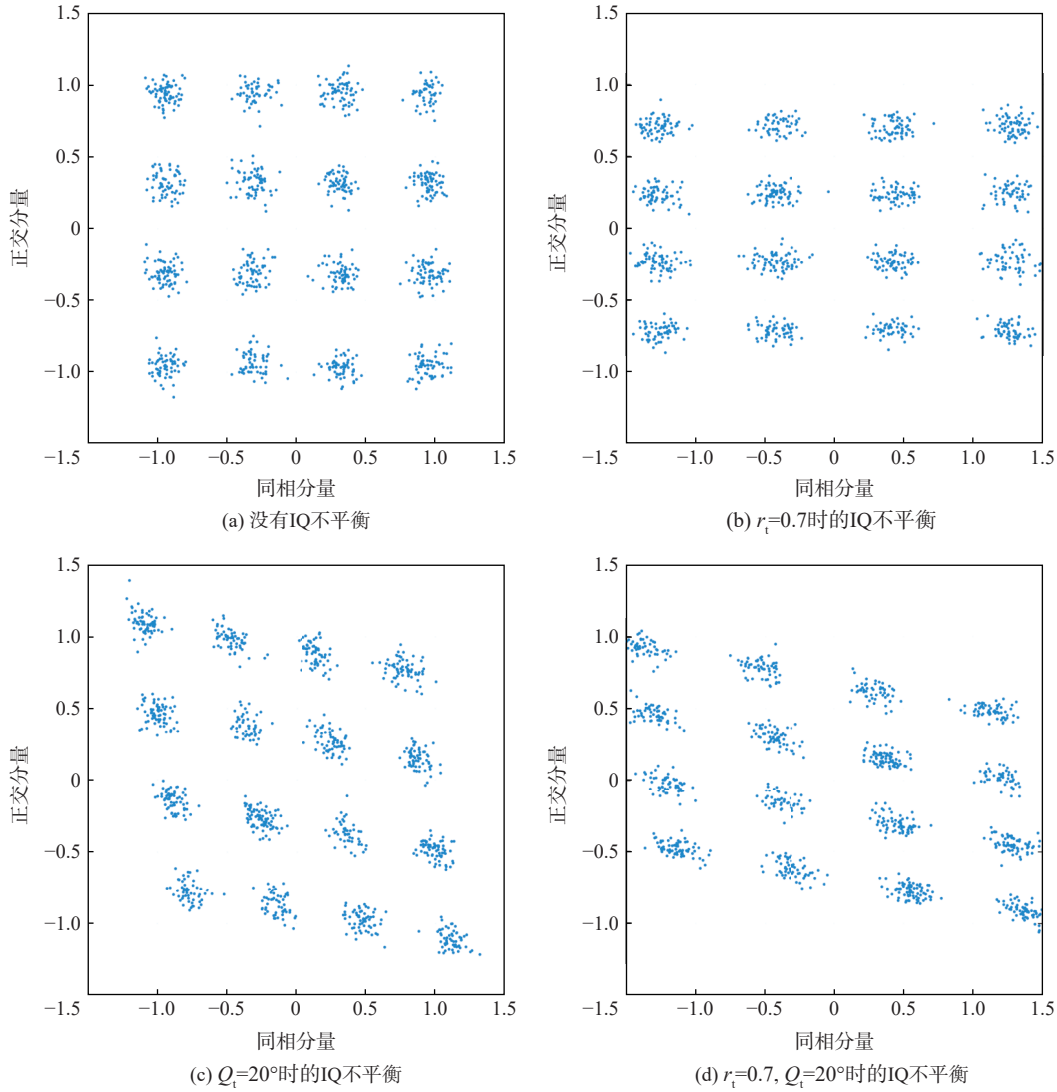


图 2　16QAM 信号经过信噪比为 20 dB 的高斯白噪声信道的 IQ 不平衡星座图

Fig. 2　IQ imbalance constellation of 16QAM signal passing through Gaussian white noise channel with SNR of 20 dB

2　基于专家模型自扩展的开集辐射源识别架构

针对复杂电磁环境下无法对非合作空间中未知辐射源识别的问题, 提出了一种基于专家模型自扩展的开集辐射源识别架构, 如图 3 所示。该架构直接使用 raw IQ 数据作为样本输入, 送入专家模型池中进行识别。$\phi_1,\phi_2,\cdots,\phi_m$为 m 个专家模型, $N_1,N_2,\cdots,N_m$为对应的模型序号, 序号与样本库中的类别一一对应, 即N_k中存储着ϕ_k识别为正样本的样本。若$\phi_1,\phi_2,\cdots,\phi_m$中有某个专家模型$\phi_k$可识别出该样本, 则取该专家模型的序号 k 作为分类结果并将该样本存进样本库中, 以增加该类样本的数量(如图 3 中双虚线框所示)。若专家模型$\phi_1,\phi_2,\cdots,\phi_m$中均不能识别该样本, 说明该样本属于未知样本, 则把数据标记为新类别并存储进短时存储池中(如图 3 中点划线框所示)。待到短时存储池达到足够多样本时, 对该类未知样本进行模型训练, 以产生一个新的专家模型, 训练好后添加到专家模型池中。短时存储池的数据也更新到已知类别样本库中, 以备未来强化该模型泛化能力。经过前面对已知/未知数据样本的开集处理, 再加上基于短时存储池的专家模型池扩容, 最终实现了专家模型自扩展。下面针对专家模型自扩展、开集识别以及专家模型训练等过程分别展开详细论述。

2.1　专家模型自扩展

辐射源设备的指纹识别是一个分类任务, 分类任务的目标是去学习整体的一个条件分布 $p(y|x)$。然而, 学习整体条件分布 $p(y|x)$的过程中容易遗忘之前学习到的 $p(y|x)$。针对这一问题, 本文设计出一种解耦式模型联邦策略用于自扩展专家模型, 使得特定模型识别特定辐射源, 以解决灾难性遗忘问题。

具体地, 首先构建数据集χ_1和χ_2, χ_1和χ_2中均

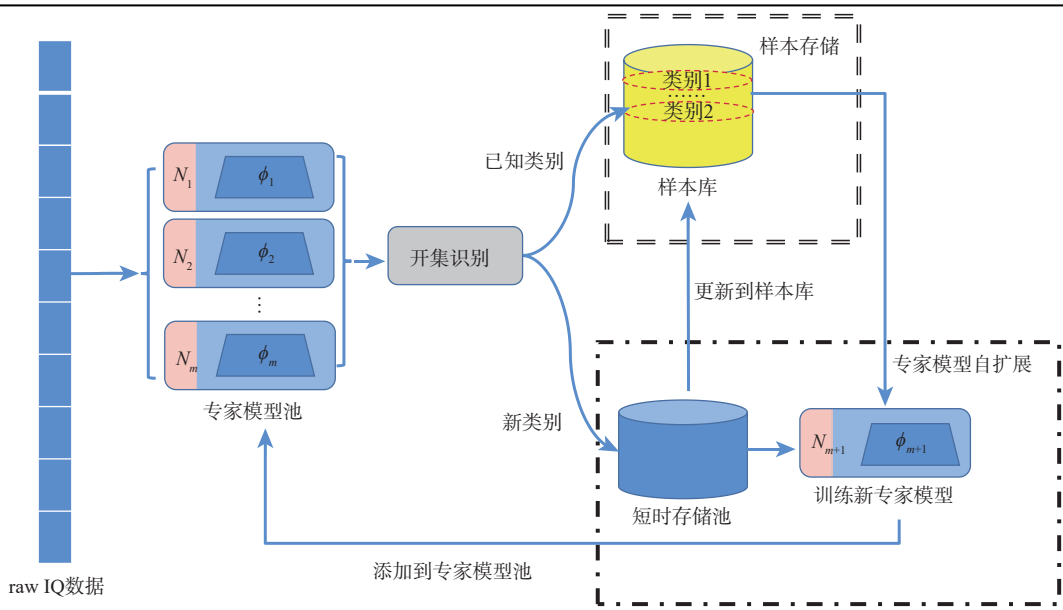


图3 基于专家模型自扩展的开集辐射源识别架构

Fig. 3 Open set radiation sources identification architecture based on expert model self-expansion

包含2种已知辐射源(分别记为1号辐射源和2号辐射源)的IQ样本数据。其中，$\chi_1=\{(x_1,y_1),(x_2,y_2),\cdots,(x_n,y_n)\}$。$\{x_1,x_2,\cdots,x_k\}$为1号辐射源的$k$个样本IQ数据，将其作为正样本，令$\{y_1,y_2,\cdots,y_k\}=1$为样本$\{x_1,x_2,\cdots,x_k\}$所对应的正样本标签。$\{x_{k+1},x_{k+2},\cdots,x_n\}$为2号辐射源已知的$n-k$个样本IQ数据，将其作为负样本，令$\{y_{k+1},y_{k+2},\cdots,y_n\}=0$为样本$\{x_{k+1},x_{k+2},\cdots,x_n\}$所对应的负样本标签。$\chi_2$也是这2种已知辐射源IQ样本数据，不同的是标签相反，将χ_1中的正样本作为χ_2的负样本，χ_1中的负样本作为χ_2的正样本。即$\{y_1,y_2,\cdots,y_k\}=0$，$\{y_{k+1},y_{k+2},\cdots,y_n\}=1$。

同理，若已知N个辐射源，则需要构建$\chi_1,\chi_2,\cdots,\chi_N$ N个数据集，每个数据集的样本数量相同。具体地，以χ_m为例，χ_m中包含m号辐射源n个，将其作为正样本，1号到$m-1$号和$m+1$号到N号辐射源也随机均匀共选择n个，将其作为负样本。

使用数据集χ_1和χ_2可训练好2个专家模型以分别识别1号辐射源和2号辐射源，且所对应的专家模型分别记为ϕ_1和ϕ_2。以ϕ_1为例，当ϕ_1训练好之后，样本x输入时，有

$$\phi_1(x)=\begin{cases}1 & \text{if } \eta_1<\phi_1'(x)_1<\eta_2\\ \text{unknown} & \text{else}\end{cases} \tag{17}$$

式中：$\phi_1'(x)$为$\phi_1(x)$最后一层全连接层，该全连接层只有2个神经元用于判定样本为正样本还是负样本；$\phi_1'(x)_1$表示输出为正样本的神经元；η_1和η_2均为阈值。本文每个专家模型的特征提取网络如图4所示。

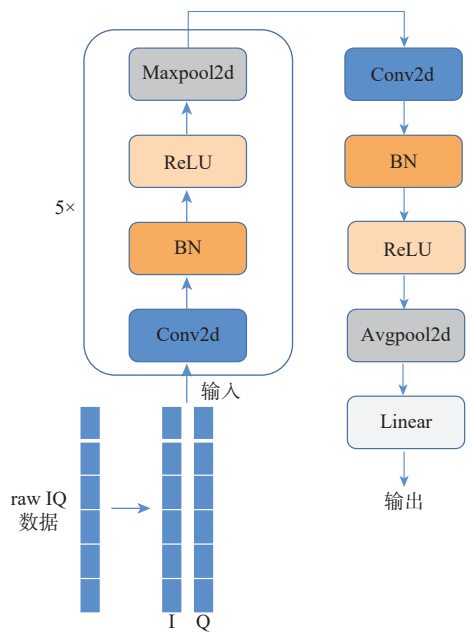


图4 专家模型特征提取网络

Fig. 4 Expert model feature extraction network

专家模型由二维卷积、Batch Normalization (BN)、ReLU激活函数和最大值池化(Max pooling 2d)经过堆叠而成，最后通过一个全连接层输出。本文使用全连接层直接作为输出而不使用softmax层是因为通过实验发现，专家模型训练好之后，softmax层会使得模型在区分正样本和未知辐射源时，两者的分类概率会很接近，导致阈值难以选取。针对这一辐射源指纹特征分布特点，本文去除了常规神经网络的softmax层，采用全连接层直接输出，这样可避免分类概率的接近。

当样本数据序列输入专家模型时，通过比较模型的输出$\phi_1'(x)_1$与η_1和η_2的关系，可得到2种输出：

1 和 unknown, 根据不同的输出进行相应的处理。

样本存储流程图如图 5 所示。每个专家模型对输入的 IQ 数据样本进行识别, 若专家模型输出为 1 时, 表示专家模型识别出了辐射源, 若样本库中该类别存储容量未达上限, 就将该样本存储进该专家所属序号的样本库中。样本库中每个专家对应一个类别, 该类别存储着属于该专家的辐射源样本。若输出为 unknown 则表示该专家模型之前没有学习过该类样本, 视为未知样本, 此时专家模型序号 $k=k+1$, 若 k 小于等于所有的专家模型数量 K, 则将样本给下一个专家模型进行识别。当专家池中所有的专家模型都输出 unknown 时, 将该样本存入短时存储池中。

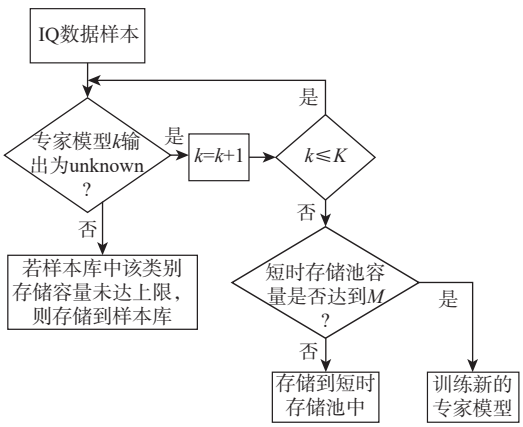


图 5　样本存储流程图

Fig. 5　Sample storage flow chart

当短时存储池到存储上限 M 时, 将短时存储池内的样本作为 unknown 类型的正样本。这是因为, 通常短时间内的 unknown 样本来自同一个辐射源, 短时存储池内的样本可以视为 unknown 的正样本集。然后在样本库中的每个已知类别中选取一定数量的数据作为负样本来构建正负样本数据集训练一个新的专家模型, 使得该专家模型特定识别该辐射源。专家模型训练好之后添加到专家池中, 这就实现了专家模型的自扩展。最后, 样本库中类别数 K 加一, 同时将短时存储池样本更新进样本库中, 再清空短时存储池。

加入短时存储池是为了构建训练新专家模型所需的正样本数据集和避免因为只有一个样本就马上训练一个新的专家模型, 导致模型产生严重的过拟合。

2.2　开集识别

为了实现开集识别, 神经网络中识别未知类的常用方法是在应用 softmax 的基础上增加一个阈值, 但阈值的选取并不通用, 依赖于数据的分布以及需要大量的调试, 导致阈值选取非常困难。其次, 不仅要实现开集识别, 还要减少模型对已知类别识别的干扰, 这也导致阈值难以选取。由于不知道已知和未知辐射源样本的先验概率以及判决代价因子, 所以本文提出一种基于 Neyman-Pearson 准则的阈值估计方法, 在实现开集识别的基础上, 使得对已知类别的判决概率最大。

本文分别使用 2 000 个已知和未知辐射源样本输入 ϕ_1, 得到了如图 6 所示的直方图。由图 6 可观察到, 直方图大致呈现出高斯曲线的形式。

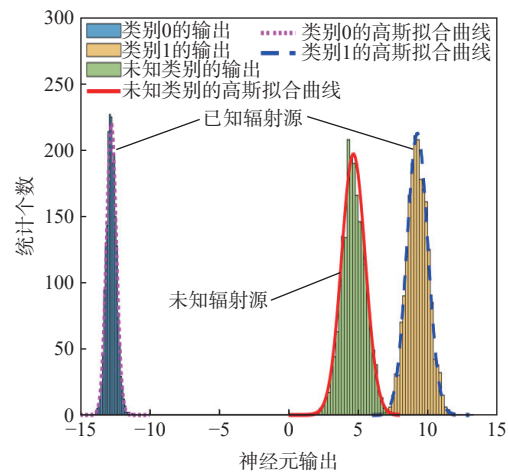


图 6　2 000 个已知和未知辐射源样本输入 ϕ_1 对应的输出值

Fig. 6　Output values corresponding to 2 000 known and unknown radiation source samples with ϕ_1 input

在不知道整体均值和方差的情况下, 本文使用 lillie-test 对数据进行高斯拟合度测试。设原假设 S_0 为数据符合高斯分布, 备择假设 S_1 为数据不符合高斯假设。lillie-test 中的 p 值代表错误的拒绝原假设的概率, 称为显著性水平, 在文献 [23] 中, 通常取 0.05。本次实验左边、右边和中间直方图 lillie-test 产生的 p 值分别为 0.094、0.106 和 0.459, 均大于 0.05, 故接收原假设 S_0, 图 6 中的点线、实线和虚线为拟合出来的高斯曲线。分别用 $p(x|H_0)$ 和 $p(x|H_1)$ 表示输入为未知和正样本 ϕ_1 网络输出的概率密度函数:

$$p(x|H_0)=\frac{1}{0.85\sqrt{2\pi}}\exp\left(-\frac{(x-4.66)^2}{2(0.85)^2}\right) \tag{18}$$

$$p(x|H_1)=\frac{1}{0.75\sqrt{2\pi}}\exp\left(-\frac{(x-9.26)^2}{2(0.75)^2}\right) \tag{19}$$

式中: 4.66, 0.85 分别为 $p(x|H_0)$ 的均值和标准差; 9.26, 0.75 分别为 $p(x|H_1)$ 的均值和标准差。假设 H_0 和 H_1 分别表示输入为未知和已知辐射源样本的网络输出, 即

$$\begin{cases} H_0:\ x_k=n_k^0,\ k=1,2,\cdots,N \\ H_1:\ x_k=n_k^1,\ k=1,2,\cdots,N \end{cases} \tag{20}$$

式中：n_k^0、n_k^1为图6中实线和虚线拟合出的高斯分布随机变量；N为样本数量。

Neyman-Pearson准则是在错误判决概率$p(H_1|H_0)=a$的约束条件下，可使得正确判决概率$p(H_1|H_1)$最大。要想使$p(H_1|H_1)$最大，就要使得$p(H_0|H_1)=1-p(H_1|H_1)$最小，利用拉格朗日乘子法构造目标函数：

$$J=p(H_0|H_1)+\mu[p(H_1|H_0)-a]=\int_{-\infty}^{R_0}p(x|H_1)\mathrm{d}x+\mu\left(\int_{R_0}^{\infty}p(x|H_0)\mathrm{d}x-a\right)=\mu(1-a)+\int_{-\infty}^{R_0}(p(x|H_1)-\mu p(x|H_0))\mathrm{d}x \tag{21}$$

式中：$\mu\geqslant 0$为待求参数；R_0为H_0成立的判决域。J的第一项非负，要使J最小，则只需将被积函数为负的x值划分给R_0，判决H_0成立，反之判决H_1成立。即

$$D=\begin{cases}H_1 & \dfrac{p(x|H_1)}{p(x|H_0)}>\mu\\ H_0 & \dfrac{p(x|H_1)}{p(x|H_0)}<\mu\end{cases} \tag{22}$$

由$p(H_1|H_0)=\int_{\mu}^{\infty}p(x|H_0)\mathrm{d}x=a$，通信系统通常$a=1\times10^{-5}$。但在开集识别中，$a$的值不宜太小，否则会过多的将正样本识别为未知样本，可取$a=1\times10^{-2}$，此时计算出$\mu=6.6$。

令似然比$\lambda(x)$表示为

$$\lambda(x)=\frac{p(x|H_1)}{p(x|H_0)}=\frac{0.85}{0.75}\exp\left\{\frac{1}{2}\left[\frac{(x-4.66)^2}{0.85^2}-\frac{(x-9.26)^2}{0.75^2}\right]\right\} \tag{23}$$

根据$\lambda(x)>\mu$，解得$x>7.3$，得到门限$\eta_1=7.3$。η_2是为了防止某些辐射源样本经过ϕ_1之后输出较大，出现在虚线的右边，此时取$\eta_2=13$即可。同样将这些辐射源样本输入ϕ_2时，得到的结果如图7所示。此时正样本和未知样本的输出之间没有交集，所以对于ϕ_2而言取阈值$\eta_1=7$，$\eta_2=10$即可。每个专家模型的阈值是自适应的，会随着训练的进行而调整。具体地，每次训练完一个新的专家模型就会进行样本的交织（将在2.3节中详细阐述），在样本交织之后，使用样本库中该专家模型所属的类别样本进行测试，重新计算专家模型的输出从而改变阈值。

2.3 专家模型训练

阈值的选择决定了开集识别率，而正负样本的比例则决定着每个专家模型训练的好坏，所以正负样本的比例是至关重要的，正负样本的比例应尽量均衡，这样更有利于专家模型收敛和提高辐射源识别架构的准确率。在训练时为了将正负样本比例

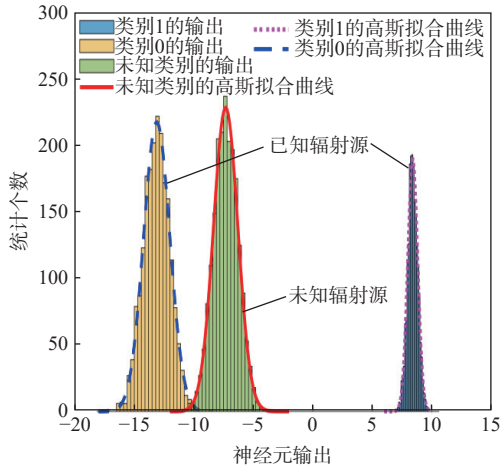


图7 2 000个已知和未知辐射源样本输入ϕ_2对应的输出值

Fig. 7 Output values corresponding to 2 000 known and unknown radiation source samples with ϕ_2 input

基本控制在1∶1，本文采用了均衡类别和样本交织策略以加速模型收敛和提高模型分类准确率。

具体地，若短时存储池容量为M，则正样本数就为M，所以在样本库中也要选择M个负样本。若此时样本库的类别数为N，则在样本库中每个类别选择的负样本数量N_0=M/N。

样本库结构及样本均衡示意图如图8所示。样本库中每个类别存储了相同数量的该类样本，进行样本均衡操作时，在样本库的每个类别中随机选取相同数量的样本作为负样本集，短时存储池中的样本作为正样本集。这就构建出了训练一个专家模型所需的正负样本集。

样本交织则是每次训练完一个新的专家模型，就将样本库中每个类别分别作为正样本，其他类别作为负样本，构建该类别所属专家的正负样本集重新训练一次该专家模型，只需很少的时间，就能使



图8 样本库结构及样本均衡

Fig. 8 Sample library structure and sample balance

得每个专家模型学习到新进来的样本数据, 从而提高准确率和开集识别率。

本文方法训练步骤具体如下。

初始化: 短时存储池 $\mathcal{M}=\varnothing$, 容量为 M, 专家池数量 $K=0$, 学习率 λ。

For $n=1$ to N do

For 专家 $k=0$ to K do

计算 $\rho_{n,k}=p(y_n|x_n;\widehat{\phi}_k)$

End For

If $\rho_{n,k}$ is all known, then

存储样本数据到短时存储池中, $\mathcal{M}=\{x_n\}\cup\mathcal{M}$

If $|\mathcal{M}|\geqslant M$ then

K=K+1(添加一个新专家模型), 利用 M 个样本数据作为正样本和选取之前存储在样本库中的每个类别数据共 M 个作为负样本构建正负样本数据集训练专家模型, 训练完之后在样本库中新添加一个类别, 将 $\mathcal{M}$ 中的数据添加进去。最后将 $\mathcal{M}$ 置为空集, 即 $\mathcal{M}=\varnothing$。

End If

Else

$\arg\max\limits_{k}\rho_{n,k}=k$, 将样本数据 x_n 存储到已知类别样本库中。

End If

End For

3　实验验证

本次实验使用 5 个辐射源设备, 4 个用于发射信号, 一个用于接收信号, 辐射源型号为 Ettus USRP B210, 实验环境如图 9 所示。代码运行环境为 Intel Core i7 CPU 、NVIDIA RTX3090 GPU 以及 Ubuntu18.04 操作系统。



图 9　实验环境

Fig. 9　Experimental environment

3.1　开集识别验证

为了验证本文所提出辐射源识别架构的开集识别能力, 本文使用 4 个辐射源在 500 kHz 采样率, 27 dB 信噪比下产生的 16QAM、64QAM、BPSK、QPSK、8PSK 和 CPFSK 调制信号数据作为数据集, 即每个数据集包含 4 个辐射源在一种调制信号下产生的数据, 共 6 个数据集。每个数据集采集 6 500 个样本, 一个样本的 IQ 数据大小为 2×4 096。之后分别进行了闭集和开集的测试, 并在开集测试中对比了 Softmax+Threshold 和 Openmax 方法。在开集测试中, 使用 1 号和 2 号辐射源设备训练 2 个初始的专家模型, 3 号和 4 号设备作为未知辐射源出现, 测试对比结果如表 1 所示。表中的开集测试结果识别准确率在 97% 以上, 均好于其他 2 种算法, 并且很接近于闭集测试, 越接近于闭集测试结果则说明所提出的架构越具备很好的开集识别能力, 越能对未知辐射源设备进行稳定准确的识别。这为后续模型的自扩展提供了实验支撑。

表 1　5 种调制信号闭集和开集测试

Table 1　Closed set and open set tests of five modulation signals

方法	16QAM	64QAM	BPSK	8PSK	CPFSK
闭集	1	1	1	1	1
Softmax+Threshold	0.654	0.632	0.672	0.667	0.583
Openmax	0.786	0.762	0.774	0.756	0.732
本文方法	0.992	0.984	0.991	0.982	0.979

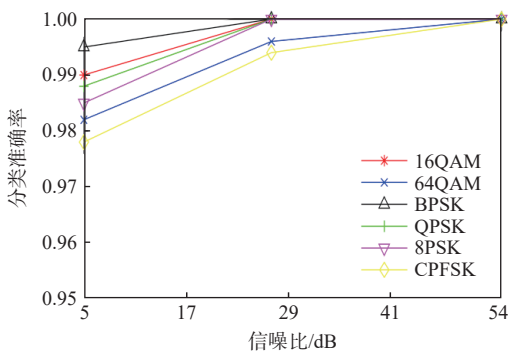
3.2　专家模型自扩展与提取指纹特征能力验证

为了验证专家模型自扩展和提取辐射源指纹的特征的能力, 本文设计了如下实验。实验中使用 4 个辐射源设备产生 16QAM、64QAM、BPSK、QPSK、8PSK 和 CPFSK 6 种调制信号的数据集。对每种信号都采集了 3 种不同的信噪比和采样率, 分别为 5 dB、27 dB、54 dB 和 200 kHz、500 kHz、1 MHz。每种信号数据集大小同样为 6 500 个样本。

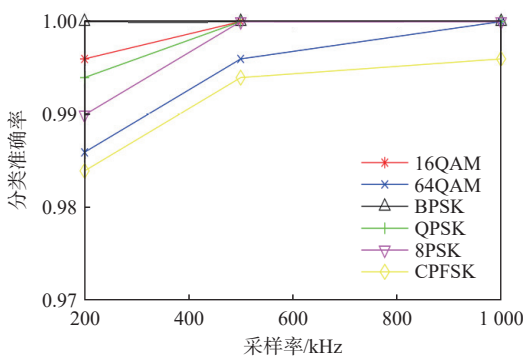
首先验证专家模型在不同信噪比下的辐射源指纹特征提取能力。为了验证结果的鲁棒性, 使用 4 个辐射源在 500 kHz 采样率, 3 种不同信噪比下产生的上述 6 种调制信号数据作为数据集, 即每个数据集包含 4 个辐射源在一种调制信号和一种信噪比下产生的数据, 共 18 个数据集。数据集中 1 号和 2 号辐射源数据训练 2 个初始的专家模型, 然后 3 号和 4 号辐射源数据作为未知辐射源出现。实验结果如图 10(a) 所示, 随着信噪比的增大, 6 种调制信号下的辐射源分类准确率也增大。即使在 5 dB 的情况下, 辐射源识别架构也能达到 97.8% 以上的分类准确率。在 27 dB 及以上时, 16QAM、BPSK、QPSK 和 8PSK 达到了 100% 的分类准确率, 其他调制类型的信号也几乎达到了 100% 的分类准确率。实验结果说明专家模型对 6 种调制类型的辐射源数据在低信噪比的情况下都能达到很好的指纹识

别能力，因此所提取出的特征具有一定的不变性，符合射频指纹的要求。

其次，采样率也是辐射源经常改变的参数，所以为了验证本文取射频指纹的有效性，本文对不同的采样率也做了测试，具体的和上述方案除采样率不同之外，其他实验参数均一致。本文使用4个辐射源在27 dB信噪比，3种不同采样率下产生的上述6种调制信号数据作为数据集，也是共18个数据集。实验结果如图10(b)所示，随着采样率的增大，6种调制信号下辐射源的分类准确率也基本增大，总体分类准确率在98%以上。这很可能是由于在更高带宽和过采样效应下传输导致更高的总信号能量，抑制了噪声，使得专家模型能够更好地学习到辐射源的指纹特征。同时我们也注意到专家模型在200 kHz也能达到很高的准确率，所以该架构的性能并不严重依赖于信号带宽，由此可以得出结论，本文所提出的专家模型是学习与发射器身份相关的特征，而不是信号带宽，所以不受信号带宽限制。



(a) 500 kHz采样率下不同信噪比的分类准确率



(b) 27 dB信噪比下不同采样率的分类准确率

图10 4个辐射源在不同信噪比和采样率下的分类准确率

Fig. 10 Classification accuracy of four radiation sources under different SNRs and sampling rates

综上所述，本文方法使用raw IQ数据直接提取辐射源指纹特征是有效的，并且所提的辐射源识别架构在不同信噪比和采样率下都能表现出很好的自扩展持续学习能力，达到了97.8%以上的分类准确率。

3.3 专家模型提取指纹特征能力进一步验证

在实际应用场景中，特别是在需要保密传输或者电子对抗的情况下，辐射源的调制方式会一直改变，以达到保密和抗干扰的目的。所以在改变调制方式的情况下，对专家模型识别辐射源指纹特征提出了很大的挑战。本文针对此也做了实验，验证提出的架构应对不同调制方式的能力。

本文在500 kHz, 27 dB做了如下实验，使用某一种调制信号的4个辐射源数据进行训练(1号和2号辐射源设备数据训练2个初始的专家模型，3号和4号设备作为未知辐射源出现)，训练之后会得到4个专家模型。此时使用其他5种调制信号的4个辐射源数据来测试已经训练好的4个专家模型，这意味着这5种调制信号的辐射源数据没有被训练过，架构只依靠学习过的一种调制信号的指纹特征进行识别，更加考验模型是否真正的学习到了辐射源的指纹特征。

实验结果如图11所示。实验结果表明，当辐射源使用QPSK和CPFSK调制方式发送数据，其他调制方式进行测试时，辐射源分类准确率在75%左右，有较大幅度的下降。而使用其他调制方式发送数据时辐射源分类准确率能达到95%以上，仅有略微下降。这说明辐射源在突然改变调制方式的情况下，本文方法依然能有效地提取到辐射源的指纹特征并加以识别。

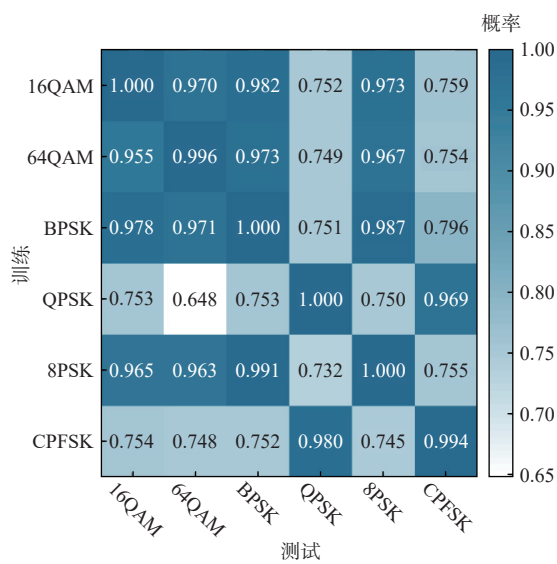


图11 辐射源的某一种调制信号训练及其他调制信号测试矩阵图

Fig. 11 Matrix of training of a certain modulation signal of a radiation source and test of other modulation signals

4 结 论

本文提出了一种基于专家模型自扩展的开集

辐射源识别架构用于非合作空间辐射源的指纹识别, 解决了专家特征不稳定和现有方法不能自主学习未知辐射源的问题。

1) 通过使用 Neyman-Pearson 准则估计阈值并自适应调整, 使得专家模型能很好地判定已知/未知样本, 实验对辐射源的开集识别进行测试, 结果表明本文方法识别准确率在 97% 以上。

2) 通过使用样本均衡及交织等方法训练专家模型, 对 6 种调制信号的 4 个辐射源数据在不同采样率和信噪比下分别训练和测试。实验结果表明本文方法对不同的调制信号和采样率, 均可自扩展学习非合作空间中的未知辐射源, 能达到 97.8% 以上的分类准确率。

3) 通过使用 6 种调制信号的 4 个辐射源数据在不同采样率和信噪比下对一种调制信号训练, 其他调制信号进行测试。实验结果表明当辐射源在改变调制方式时仍然能识别出辐射源, 说明专家模型非常有效地学习到辐射源最本质的指纹特征, 可适应于实际的非合作空间辐射源识别任务。

本文方法基于开集识别和持续学习, 通过动态构建每个专家的正负样本数据集, 从而自扩展专家模型。在未来的研究中, 需要采集更多辐射源的数据来研究辐射源的指纹特征, 改进专家算法模型, 使得辐射源任意改变调制方式、采样率或者信噪比时, 都能进行稳定准确的识别。

参考文献 (References)

[1] DANEV B, ZANETTI D, CAPKUN S. On physical-layer identification of wireless devices[J]. ACM Computing Surveys, 2012, 45(1): 1-29.

[2] 俞佳宝, 胡爱群, 朱长明, 等. 无线通信设备的射频指纹提取与识别方法[J]. 密码学报, 2016, 3(5): 433-446.
YU J B, HU A Q, ZHU C M, et al. RF fingerprinting extraction and identification of wireless communication devices[J]. Journal of Cryptologic Research, 2016, 3(5): 433-446(in Chinese).

[3] CHOE H C, POOLE C E, YU A M, et al. Novel identification of intercepted signals from unknown radio transmitters[C]//Proceedings Volume 2491, Wavelet Applications II. Orlando: SPIE, 1995: 504-517.

[4] HALL J, BARBEAU M, KRANAKIS E. Detection of transient in radio frequency fingerprinting using signal phase[C]//Proceedings of the IASTED International Conference on Wireless and Optical Communications. Calgary: ACTA Press, 2003: 13-18.

[5] ELLIS K J, SERINKEN N. Characteristics of radio transmitter fingerprints[J]. Radio Science, 2001, 36(4): 585-597.

[6] KIM K, SPOONER C M, AKBAR I, et al. Specific emitter identification for cognitive radio with application to IEEE 802.11[C]// Proceedings of 2008 IEEE Global Telecommunications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2008: 1-5.

[7] 田金鹏, 刘燕平, 刘小娟. 基于瞬态强度的射频指纹识别方法[J]. 电子测量技术, 2016, 39(4): 58-61,65.
TIAN J P, LIU Y P, LIU X J. RF fingerprinting method based on transient intensity[J]. Electronic Measurement Technology, 2016, 39(4): 58-61,65(in Chinese).

[8] 张敏, 罗正华, 黄建刚, 等. 一种基于 I/Q 失配的辐射源指纹提取方法[J]. 电子学报, 2020, 48(4): 717-722.
ZHANG M, LUO Z H, HUANG J G, et al. A fingerprint extraction method based on I/Q imbalance[J]. Acta Electronica Sinica, 2020, 48(4): 717-722(in Chinese).

[9] KENNEDY I O, SCANLON P, MULLANY F J, et al. Radio transmitter fingerprinting: A steady state frequency domain approach[C]// Proceedings of 2008 IEEE 68th Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE Press, 2008: 1-5.

[10] BRIK V, BANERJEE S, GRUTESER M, et al. Wireless device identification with radiometric signatures[C]// Proceedings of the 14th ACM International Conference on Mobile Computing and Networking. New York: ACM, 2008: 116-127.

[11] HUANG G Q, YUAN Y J, WANG X, et al. Specific emitter identification based on nonlinear dynamical characteristics[J]. Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering, 2016, 39(1): 34-41.

[12] 韩洁, 张涛, 王欢欢, 等. 基于 3D-Hibert 能量谱和多尺度分形特征的通信辐射源个体识别[J]. 通信学报, 2017, 38(4): 99-109.
HAN J, ZHANG T, WANG H H, et al. Communication emitter individual identification based on 3D-Hibert energy spectrum and multi-scale fractal features[J]. Journal on Communications, 2017, 38(4): 99-109(in Chinese).

[13] 任东方, 张涛, 韩洁, 等. 基于 ITD 与纹理分析的特定辐射源识别方法[J]. 通信学报, 2017, 38(12): 160-168.
REN D F, ZHANG T, HAN J, et al. Specific emitter identification based on ITD and texture analysis[J]. Journal on Communications, 2017, 38(12): 160-168(in Chinese).

[14] TU Y, UN Y, WANG J, et al. Semi-supervised learning with generative adversarial networks on digital signal modulation classification[J]. Computers Materials & Continua, 2018, 55(2): 243-254.

[15] 张思成, 林云, 涂涯, 等. 基于轻量级深度神经网络的电磁信号调制识别技术[J]. 通信学报, 2020, 41(11): 12-21.
ZHANG S C, LIN Y, TU Y, et al. Electromagnetic signal modulation recognition technology based on lightweight deep neural network[J]. Journal on Communications, 2020, 41(11): 12-21(in Chinese).

[16] HOU C B, ZHANG X, CHEN X. Electromagnetic signal feature fusion and recognition based on multi-modal deep learning[J]. International Journal of Performability Engineering, 2020, 16(6): 941.

[17] LIN Y, WANG M Y, ZHOU X L, et al. Dynamic spectrum interaction of UAV flight formation communication with priority: A deep reinforcement learning approach [J]. IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking, 2020, 6(3): 892-903.

[18] WONG L J, HEADLEY W C, MICHAELS A J. Specific emitter identification using convolutional neural network-based IQ imbalance estimators[J]. IEEE Access, 2019, 7: 33544-33555.

[19] ZHANG J Q, WOODS R, SANDELL M, et al. Radio frequency fingerprint identification for narrowband systems, modelling and classification[J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Se-

curity, 2021, 16: 3974-3987.

[20] WONG L J, HEADLEY W C, ANDREWS S, et al. Clustering learned CNN features from raw I/Q data for emitter identification[C]// Proceedings of 2018 IEEE Military Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2018: 26-33.

[21] LI Y B. Frequency dependent IQ imbalance estimation and compensation[M]//LI Y B. In-Phase and Quadrature Imbalance: Modeling, Estimation, and Compensation. New York: Springer New York, 2013: 49-62.

[22] INTI D L N S. Time-varying frequency selective IQ imbalance estimation and compensation[D]. Virginia: Virginia Polytechnic Institute and State University, 2017.

[23] KARL P. On the criterion that a given system of deviations from the probable in the case of a correlated system of variables is such that it can be reasonably supposed to have arisen from random sampling[M]//KOTZ S, JOHNSON N L. Breakthroughs in Statistics Volume II: Methodology and Distribution. New York: Springer New York, 1992: 11-28.

A self-expanding identification method for non-cooperative space radiation sources

CHEN Shikai[1], JI Jinjin[2], JING Youbo[2,*]

(1. Henan Institute of Advanced Technology, Zhengzhou University, Zhengzhou 450002, China;
2. Institute of Microelectronics of the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China)

Abstract: The research on radio frequency fingerprint identification (RFFI) of radiation sources is usually regarded as a typical closed-set classification problem. However, in the non-cooperative space, the radiation sources are unknown, so the closed-set classification algorithm is inapplicable. To solve this problem, this paper proposed an open set recognition (OSR) method for the expert model self-extension of non-cooperative space radiation sources, which can self-expand to identify unknown radiation sources in non-cooperative space. Firstly, the open set method was used to identify the known/unknown radiation source samples, and several independent radiation source identification expert models were formed through the sample library construction. Secondly, a model decoupling federation strategy was proposed for the expert model self-expansion of radiation source identification, which ensured the online continual learning (CL) of the expert model on the radiation source samples in space, effectively overcoming the problems in the traditional radiation source identification model design, such as the inability to automatically learn and identify new radiation source samples and the vulnerability to catastrophic forgetting. Finally, the sample balance and interleaving techniques were used to enhance the specificity of expert models for fingerprint features of radiation sources to ensure the rapid convergence of expert models and maintain the high-generalization ability for specific radiation source identification. The experimental results show that the classification accuracy of the proposed method on the radiation source equipment is more than 97.8% in the signal-to-noise (SNR) environment of 5 dB and 100% in the signal-to-noise environment of 27 dB.

Keywords: radio frequency fingerprint identification; open set recognition; model decoupling federation strategy; expert model self-extension; continual learning (CL)

Received: 2023-01-17; **Accepted**: 2023-03-31; **Published Online**: 2023-07-03 09:07

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230630.1422.002

* **Corresponding author**. E-mail: jingyoubo@ime.ac.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0026

基于动态尺度观测器的多无人机立体包含控制

王昊，李新凯*，张宏立，杨加秀，窦磊
(新疆大学 电气工程学院，乌鲁木齐 830017)

摘　　要：针对欠驱动多无人机包含控制中个体无人机无法获取全局信息，并受到未知外部扰动，难以快速收敛的问题，提出一种基于动态尺度观测器的欠驱动多无人机分布式固定时间控制策略。设计分布式固定时间观测器，使各无人机在大部分个体无法获取目标状态条件下能快速估计出完成包含任务所需空间状态；提出一种基于浸入与不变理论的有限时间动态尺度观测器，能快速准确地估计各无人机所受外部扰动；设计非奇异分布式固定时间控制器，利用局部信息实现了欠驱动多无人机系统的快速立体包含控制。所提控制策略使系统的收敛时间上界不受初始状态影响，只取决于信息传递阵特征值和控制器参数。通过理论证明和仿真实验验证了所设计控制器的优越性。

关 键 词：欠驱动多无人机系统；有限时间动态尺度观测器；浸入与不变；固定时间控制；立体包含控制

中图分类号：V221.3; TB553

文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2025)02-0655-13

近年来，凭借高效性、强鲁棒性和灵活性等特性，无人机协同控制受到诸多学者关注并取得一些研究成果[1-2]。无人机协同控制依据领导者个数可分为无领导者、单领导者和多领导者三类，无领导者控制主要由势场法演化而来，多用于处理个体间避碰和障碍物避障[3]；单领导者控制可生成较为精确的队形，多用于处理编队问题[4-5]；多领导者控制主要针对多任务场合，多用于处理包含问题[6-7]，其核心是通过设计控制器，使各跟随无人机的位置收敛到多个领导无人机位置构成的凸包内，并保持状态一致。

包含控制的研究多为队形完成后领导者速度归零的静态包含[8]，凸包内跟随者无固定位置，随着研究的不断深入，精确队形保持的编队-包含问题受到学者青睐。在编队-包含控制研究中，四旋翼无人机模型通常被简化为较低阶的位置模型，忽略了包含旋转角的姿态模型[9]，或直接采用二阶模型[10-12]、欧拉-拉格朗日模型[13-14]等解耦后的全驱动模型，这弱化了飞行控制机动性。为实现更精确和高效的无人机集群控制，部分学者研究了欠驱动模型的平面包含控制[15]和有限时间包含控制[16-17]。然而，其收敛时间上界需依靠系统的初始条件，且未考虑扰动对系统的影响。

无人机在运动时，不可避免地受到模型未知的外部干扰，这些扰动对系统的稳定性产生了极大考验，而许多包含问题研究忽略了这些扰动对控制系统产生的影响。有关处理外部扰动的研究中，基于观测器的抗扰方法控制效果优异，备受学者青睐，并涌现出如滑模观测器[18]、扩张观测器[19-20]和浸入与不变(I&I)观测器[21-22]等扰动观测器，其中浸入与不变观测器通过将系统渐近地浸入到具有不变性的流形面中，从而使系统状态渐近地跟随目标状态，避免了滑模等方法产生的高频振荡，产生更精确的估计。传统的I&I方法收敛较慢，当扰动变化

收稿日期：2023-01-17；录用日期：2023-03-17；网络出版时间：2023-04-11 09:18
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230410.1629.004
基金项目：国家自然科学基金(62263030)；新疆维吾尔自治区自然科学基金青年项目(2022D01C86)
*通信作者. E-mail：lxk@xju.edu.cn

引用格式：王昊，李新凯，张宏立，等. 基于动态尺度观测器的多无人机立体包含控制[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：655-667. WANG H，LI X K，ZHANG H L，et al. Multi-UAV stereoscopic inclusion control based on dynamic scale observer[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：655-667 (in Chinese).

较快时会产生一定的误差。在I&I方法中引入动态尺度技术[23]后，大大加快了收敛速度且对变化较快的扰动也有良好的观测效果，给处理欠驱动多无人机系统受到扰动的问题带来启发。

在现实情景中，部分无人机系统的初始条件无法直接获得，难以在指定时间内完成控制任务。因此，需要设计一种收敛时间不受初始条件的、抑制未知外部扰动的、仅需局部信息交流的分布式编队-立体包含控制策略。

本文以欠驱动的多无人机系统为研究对象，设计了基于分布式固定时间观测器和动态尺度观测器的固定时间立体包含控制器，并通过理论分析和仿真验证了所设计控制器的优越性。

1 基础知识

1.1 代数图论

无人机之间通信拓扑用图论描述。有向拓扑图集合$G=(\nu,\varepsilon)$可描述通信网络，由点集$\nu=\{1,2,\cdots,n\}$和边集$\varepsilon=\{(i,j)|i,j\in\nu,i\neq j\}$组成。$(i,j)\in\varepsilon$为通信连接，$i$无人机可获得$j$无人机的信息。集合$G$邻接矩阵为$\boldsymbol{A}=[a_{ij}]\in\mathbf{R}^{n\times n}$，如果$(i,j)\in\varepsilon$，则$a_{ij}=1$；否则$a_{ij}=0$。集合$G$拉普拉斯阵$\boldsymbol{L}=[l_{ij}]\in\mathbf{R}^{n\times n}$，$\boldsymbol{L}=\boldsymbol{D}-\boldsymbol{A}$，其中$\boldsymbol{D}=\mathrm{diag}\{d_i\}\in\mathbf{R}^{n\times n}$，$\mathrm{diag}\{\cdot\}$为对角阵，$d_i=\sum a_{ij}$，$i\neq j$。虚拟领航者0号无人机的邻接矩阵$\boldsymbol{B}_0=\mathrm{diag}\{b_{i0}\}$，如果第$i$架无人机能获得0号状态信息，则$b_{i0}=1$，否则$b_{i0}=0$。信息传递阵$\boldsymbol{H}=\boldsymbol{L}+\boldsymbol{B}_0$。

假设1 通信网络中，至少含有一条0号无人机到其他无人机的有向路径。

1.2 相关引理

考虑以下系统：

$$\dot{\boldsymbol{x}}=f(t,\boldsymbol{x})\qquad \boldsymbol{x}(0)=0 \tag{1}$$

式中：$\boldsymbol{x}=[x_1,x_2,\cdots,x_n]^{\mathrm{T}}$；$f(t,\boldsymbol{x})$为非线性函数。

定义1 若系统(1)全局有限时间稳定，且收敛时间存在正常数上界，则原点为固定时间平衡点。

定义2 若系统(1)满足以下条件，则集合Ω为固定时间吸引域：

1）任意解$x(t,x_0)$可使系统于有限时间$T(x_0)$收敛到集合Ω，并始终驻停在Ω内。

2）收敛时间$T(x_0)$存在正常数上界。

引理1[24] 对Lyapunov函数$V(x)$，在其原点邻域内满足：

$$\dot{V}(x)\leqslant-(\alpha V(x)^p+\beta V(x)^q)^k \tag{2}$$

式中：$\alpha,\beta,p,q>0$，并且$pk<1$，$qk>1$。则系统(1)在$x=0$处固定时间稳定，收敛时间满足

$$T\leqslant\frac{1}{\alpha^k(1-pk)}+\frac{1}{\beta^k(qk-1)} \tag{3}$$

引理2[25] 对Lyapunov函数$V(x)$，在其原点邻域内满足：

$$\dot{V}\leqslant-\frac{1}{\omega T^{\mathrm{d}}}(1+(V^{\omega})^2)^{3/2}V^{1-\omega} \tag{4}$$

式中：$0<\omega<1$，$T^{\mathrm{d}}>0$。则系统(1)在$x=0$处固定时间稳定，收敛时间满足$t\leqslant T^{\mathrm{d}}$。

引理3[24] 对$\forall x_1,x_2,\cdots,x_n\in\mathbf{R}$和实数$p>0$，有以下结论：

$$\left(\sum_{i=1}^{n}|x_i|\right)^p\leqslant\sum_{i=1}^{n}|x_i|^p\leqslant n^{1-p}\left(\sum_{i=1}^{n}|x_i|\right)^p\qquad 1\geqslant p>0 \tag{5}$$

$$\sum_{i=1}^{n}|x_i|^p\leqslant\left(\sum_{i=1}^{n}|x_i|\right)^p\leqslant n^{1-p}\sum_{i=1}^{n}|x_i|^p\qquad 1<p<+\infty \tag{6}$$

1.3 系统模型与问题描述

考虑包含$N+M$架四旋翼无人机的多无人机系统，每架无人机由4个带螺旋桨的电机驱动，相邻两旋翼转向相反，相对两旋翼转向相同，如图1所示。

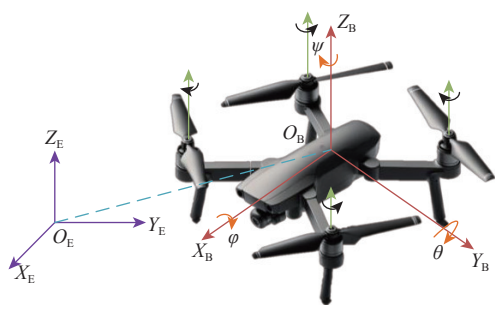


图1 四旋翼无人机坐标系

Fig. 1 Quadrotor UAV coordinate system

考虑地球上的惯性坐标系$E=\{X_{\mathrm{E}},Y_{\mathrm{E}},Z_{\mathrm{E}}\}$和无人机自身机体坐标系$B=\{X_{\mathrm{B}},Y_{\mathrm{B}},Z_{\mathrm{B}}\}$，若无人机视为刚体，机体坐标系的原点与无人机的质心重合。

依据文献[23]，得到第i架四旋翼无人机惯性坐标系下的动力学模型如下：

$$\begin{cases}m_i\ddot{x}_i=(\cos\phi_i\sin\theta_i\cos\psi_i+\sin\phi_i\sin\psi_i)u_{1i}-k_x\dot{x}_i\\ m_i\ddot{y}_i=(\cos\phi_i\sin\theta_i\cos\psi_i-\sin\phi_i\cos\psi_i)u_{1i}-k_y\dot{y}_i\\ m_i\ddot{z}_i=(\cos\phi_i\cos\theta_i)u_{1i}-m_ig-k_z\dot{z}_i\\ I_x\ddot{\phi}_i=\dot{\theta}_i\dot{\psi}_i(I_y-I_z)-k_\phi\dot{\phi}_i+u_{2i}\\ I_y\ddot{\theta}_i=\dot{\psi}_i\dot{\phi}_i(I_z-I_x)-k_\theta\dot{\theta}_i+u_{3i}\\ I_z\ddot{\psi}_i=\dot{\theta}_i\dot{\phi}_i(I_x-I_y)-k_\psi\dot{\psi}_i+u_{4i}\end{cases} \tag{7}$$

式中：$\boldsymbol{P}_i=[x_i\quad y_i\quad z_i]^{\mathrm{T}}$、$\boldsymbol{\Theta}_i=[\phi_i\quad\theta_i\quad\psi_i]^{\mathrm{T}}$分别为惯性坐标系下的欧几里得位置、欧拉角；$u_{1i}$、$u_{2i}$、$u_{3i}$、$u_{4i}$为无人机各个实际控制量；$k_x$、$k_y$、$k_z$和$k_\phi$、$k_\theta$、$k_\psi$为空气阻尼系数；$m_i$为无人机自身质量；$g$为重力加

速度; I_x、I_y、I_z为转动惯量。

考虑外部扰动$\boldsymbol{d}_1(\boldsymbol{P}_i,t)$和$\boldsymbol{d}_2(\boldsymbol{\Theta}_i,t)$, 以模型 (7) 为基础得到以下位置和姿态模型

$$\begin{cases}\ddot{\boldsymbol{P}}_i=\boldsymbol{f}_{1i}+\boldsymbol{B}_{\mathbf{P}i}\boldsymbol{U}_{\mathbf{P}i}+\boldsymbol{d}_1(\boldsymbol{P}_i,t)+\boldsymbol{G}_{\mathrm{E}}\\ \ddot{\boldsymbol{\Theta}}_i=\boldsymbol{f}_{2i}+\boldsymbol{B}_{\boldsymbol{\Theta}i}\boldsymbol{U}_{\boldsymbol{\Theta}i}+\boldsymbol{d}_2(\boldsymbol{\Theta}_i,t)\end{cases}\tag{8}$$

式中: $\boldsymbol{U}_{\mathbf{P}i}=[u_{xi}\quad u_{yi}\quad u_{zi}]^{\mathrm{T}}$; $\boldsymbol{B}_{\mathbf{P}i}=(1/m_i)\boldsymbol{I}_{3\times3}$; $\boldsymbol{G}_{\mathrm{E}}=[0\quad 0\quad g]^{\mathrm{T}}$; $\boldsymbol{U}_{\boldsymbol{\Theta}i}=[u_{2i}\quad u_{3i}\quad u_{4i}]^{\mathrm{T}}$; $\boldsymbol{B}_{\boldsymbol{\Theta}i}=\mathrm{diag}[1/I_x\quad 1/I_y\quad 1/I_z]$。

$$\begin{bmatrix}u_{xi}\\u_{yi}\\u_{zi}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}(\cos\phi_i\sin\theta_i\cos\psi_i+\sin\phi_i\sin\psi_i)u_{1i}\\(\cos\phi_i\sin\theta_i\cos\psi_i-\sin\phi_i\cos\psi_i)u_{1i}\\(\cos\phi_i\cos\theta_i)u_{1i}\end{bmatrix}\tag{9}$$

$$\boldsymbol{f}_{1i}=\begin{bmatrix}-k_x\dot{x}_i/m_i\\-k_y\dot{y}_i/m_i\\-k_z\dot{z}_i/m_i\end{bmatrix},\boldsymbol{f}_{2i}=\begin{bmatrix}(\dot{\theta}_i\dot{\psi}_i(I_y-I_z)-k_\phi\dot{\phi}_i)/I_x\\(\dot{\psi}_i\dot{\phi}_i(I_z-I_x)-k_\theta\dot{\theta}_i)/I_y\\(\dot{\theta}_i\dot{\phi}_i(I_x-I_y)-k_\psi\dot{\psi}_i)/I_z\end{bmatrix}\tag{10}$$

由于四旋翼无人机有 4 个输入、6 个输出, 是一个欠驱动和强耦合的非线性系统。因此, 本文对各无人机选用内外层串级控制, 欠驱动多无人机系统编队-包含控制框架如图 2 所示, 位置子系统为外层, 姿态子系统为内层; 第 i 个分布式观测器输出作为第 i 个无人机的参考输入, 将该外层得到的虚拟控制输出$\boldsymbol{U}_{\mathbf{P}i}=[u_{xi}\quad u_{yi}\quad u_{zi}]^{\mathrm{T}}$, 解算后作为内层控制的期望角度。实际输入$u_{1i}$和期望姿态角$\phi_{\mathrm{d}i}$和$\theta_{\mathrm{d}i}$解算式分别为

$$\begin{aligned}&u_{1i}=\sqrt{u_{xi}^2+u_{yi}^2+u_{zi}^2}\\&\phi_{\mathrm{d}i}=\arcsin((u_{xi}\sin\psi_{\mathrm{d}i}-u_{yi}\cos\psi_{\mathrm{d}i})/u_{1i})\\&\theta_{\mathrm{d}i}=\arctan((u_{xi}\cos\psi_{\mathrm{d}i}-u_{yi}\sin\psi_{\mathrm{d}i})/u_{zi})\end{aligned}\tag{11}$$

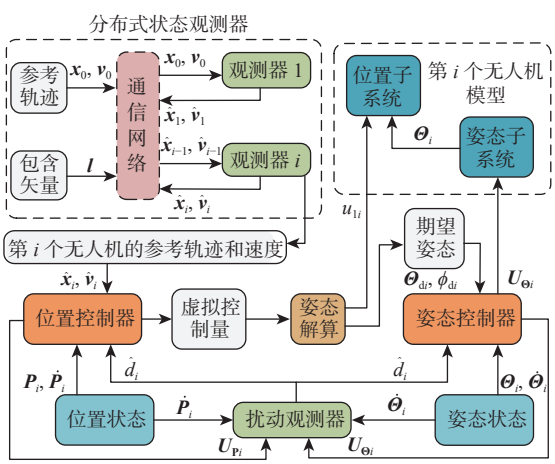


图 2　欠驱动多无人机系统编队-包含控制框架

Fig. 2　Under-actuated multi-UAV formation inclusion control framework

假设 2　各无人机受到的未知外部扰动和其导数d_{ij}、$\dot{d}_{ij}$均有界。

将参考轨迹作为虚拟领导者 0 号无人机运动状态, 并将多无人机系统分为含N架领导无人机的外部包含层和M架跟随无人机的内部跟随层。

控制目标: 针对无法获取 0 号无人机状态信息和受未知外部扰动的无人机设计一种固定时间控制策略, 在所设定时间内, 包含层无人机将跟随层无人机包含在形成的凸包内。

2　分布式固定时间观测器设计

构建了分布式固定时间观测器, 可根据通信矩阵和虚拟领航者的状态信息, 计算出各无人机的期望轨迹, 并在固定时间内观测误差收敛。

对于第i架无人机, 设计以下固定时间滑模观测器为

$$\begin{cases}\dot{\hat{\boldsymbol{x}}}_i=\hat{\boldsymbol{x}}_i-k_1\mathrm{sig}\left[\sum\limits_{j=0}^{N}a_{ij}(\hat{\boldsymbol{x}}_i-\hat{\boldsymbol{x}}_j-\boldsymbol{l})+b_i(\hat{\boldsymbol{x}}_i-\boldsymbol{x}_0)\right]^{1-m}-\\\qquad k_2\mathrm{sig}\left[\sum\limits_{j=0}^{N}a_{ij}(\hat{\boldsymbol{x}}_i-\hat{\boldsymbol{x}}_j-\boldsymbol{l})+b_i(\hat{\boldsymbol{x}}_i-\boldsymbol{x}_0)\right]^{1+2m}\\\dot{\hat{\boldsymbol{v}}}_i=\hat{\boldsymbol{v}}_i-k_1\mathrm{sig}\left[\sum\limits_{j=0}^{N}a_{ij}(\hat{\boldsymbol{v}}_i-\hat{\boldsymbol{v}}_j)+b_i(\hat{\boldsymbol{v}}_i-\hat{\boldsymbol{v}}_0)\right]^{1-m}-\\\qquad k_2\mathrm{sig}\left[\sum\limits_{j=0}^{N}a_{ij}(\hat{\boldsymbol{v}}_i-\hat{\boldsymbol{v}}_j)+b_i(\hat{\boldsymbol{v}}_i-\hat{\boldsymbol{v}}_0)\right]^{1+2m}-\\\qquad k_3\mathrm{sign}\left[\sum\limits_{j=0}^{N}a_{ij}(\hat{\boldsymbol{v}}_i-\hat{\boldsymbol{v}}_j)+b_i(\hat{\boldsymbol{v}}_i-\hat{\boldsymbol{v}}_0)\right]\end{cases}\tag{12}$$

式中: $\mathrm{sig}(\cdot)^\alpha=|\cdot|^\alpha\mathrm{sign}(\cdot)$; $\hat{\boldsymbol{x}}_i$、$\hat{\boldsymbol{v}}_i$分别为第i架无人机的期望位置状态、速度状态; $\boldsymbol{x}_0$、$\boldsymbol{v}_0$分别为虚拟领导者的位置、速度状态; $k_1=\sqrt{2}/(\lambda_{\min}(\boldsymbol{H})mT_1)$, $k_2=\sqrt{2}N^{-m}/(\lambda_{\min}(\boldsymbol{H})mT_1)$, $m\in(0,1)$, $T_1>0$为预设的收敛时间, $\lambda_{\min}(\cdot)$为矩阵的最小特征值, $\boldsymbol{H}$为信息传递矩阵; $\boldsymbol{l}$为各无人机在目标队形中相对虚拟领导者位置的包含矢量; k_3为正增益常数。

假设 3　虚拟领导者 0 号无人机的位置$\boldsymbol{x}_0$、速度$\boldsymbol{v}_0$及其导数$\dot{\boldsymbol{v}}_0$都有界, 且存在一个正常数ω_0, 有$|\dot{\boldsymbol{v}}_0|\in[-\omega_0,\omega_0]$。

定理 1　取$k_3=1.1\omega_0$, 若假设 1～假设 3 成立, 则各无人机可通过观测器式 (12), 在固定时间内根据 0 号无人机信息精确解算出期望位置和速度, 并且对任意$t>2T_1$, 有$\hat{\boldsymbol{x}}_i=\boldsymbol{x}_0+\boldsymbol{l}$, $\hat{\boldsymbol{v}}_i=\boldsymbol{v}_0$。

证明　对于各无人机, 其观测误差为$\boldsymbol{\zeta}_{i1}=\hat{\boldsymbol{x}}_i-\boldsymbol{x}_0-\boldsymbol{l}$和$\boldsymbol{\zeta}_{i2}=\hat{\boldsymbol{v}}_i-\boldsymbol{v}_0$, 可得如下误差系统:

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{\zeta}}_{i1}=\boldsymbol{\zeta}_{i2}-k_1\mathrm{sig}(\boldsymbol{H}\boldsymbol{\zeta}_{i1})^{1-m}-k_2\mathrm{sig}(\boldsymbol{H}\boldsymbol{\zeta}_{i1})^{1+2m}\\\dot{\boldsymbol{\zeta}}_{i2}=-k_1\mathrm{sig}(\boldsymbol{H}\boldsymbol{\zeta}_{i2})^{1-m}-k_2\mathrm{sig}(\boldsymbol{H}\boldsymbol{\zeta}_{i2})^{1+2m}-\\\qquad k_3\mathrm{sign}(\boldsymbol{H}\boldsymbol{\zeta}_{i2})-\dot{\boldsymbol{v}}_0\end{cases}\tag{13}$$

令$\boldsymbol{\zeta}_{i2}=[\zeta_{12}\quad\zeta_{22}\quad\cdots\quad\zeta_{N2}]^{\mathrm{T}}$,$V_1=0.5\boldsymbol{\zeta}_{i2}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\zeta}_{i2}$,可得

$$\begin{aligned}\dot{V}_1=(\boldsymbol{H}\boldsymbol{\zeta}_{i2})^{\mathrm{T}}\dot{\boldsymbol{\zeta}}_{i2}=&-k_1\sum_{i=1}^{N}|\sum_{j=1}^{N}a_{ij}(\zeta_{i2}-\zeta_{j2})+b_i\zeta_{i2}|^{2-m}-\\&k_2\sum_{i=1}^{N}|\sum_{j=1}^{N}a_{ij}(\zeta_{i2}-\zeta_{j2})+b_i\zeta_{i2}|^{2+2m}-\\&(\boldsymbol{H}\boldsymbol{\zeta}_{i2})^{\mathrm{T}}k_3\mathrm{sign}(\boldsymbol{H}\boldsymbol{\zeta}_{i2})-(\boldsymbol{H}\boldsymbol{\zeta}_{i2})^{\mathrm{T}}\dot{x}_{02}\end{aligned}\tag{14}$$

由假设3可得

$$\begin{aligned}\dot{V}_1\leqslant&-k_1\sum_{i=1}^{N}\left|\sum_{j=1}^{N}a_{ij}(\zeta_{i2}-\zeta_{j2})+b_i\zeta_{i2}\right|^{2\times(1-0.5m)}-\\&k_2\sum_{i=1}^{N}\left|\sum_{j=1}^{N}a_{ij}(\zeta_{i2}-\zeta_{j2})+b_i\zeta_{i2}\right|^{2\times(1+m)}-\\&|H\boldsymbol{\zeta}_{i2}|^{\mathrm{T}}(k_3-\omega_0)\leqslant\\&-k_1\left|\sum_{i=1}^{N}(\sum_{j=1}^{N}a_{ij}(\zeta_{i2}-\zeta_{j2})+b_i\zeta_{i2})\right|^{2^{(1-0.5m)}}-\\&k_2\left|\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N}a_{ij}(\zeta_{i2}-\zeta_{j2})+b_i\zeta_{i2}\right|^{2\times(1+m)}\leqslant\\&-k_1(2\lambda_{\min}(\boldsymbol{H})V_1)^{1-0.5m}-k_2N^{-m}(2\lambda_{\min}(\boldsymbol{H})V_1)^{1+m}\end{aligned}\tag{15}$$

令$\varsigma=\sqrt{2\lambda_{\min}(\boldsymbol{H})V_1}$,式(15)可转换为0

$$\begin{aligned}\dot{\varsigma}=&(2\lambda_{\min}(\boldsymbol{H})V_1)^{-0.5}\lambda_{\min}(\boldsymbol{H})\dot{V}_1=\\&-k_1\lambda_{\min}(\boldsymbol{H})\varsigma^{1-m}-k_2N^{-m}\lambda_{\min}(\boldsymbol{H})\varsigma^{1+2m}=\\&-\sqrt{2}(1+((\varsigma^m)^2)^{3/2})\varsigma^{1-m}/(mT_1)\leqslant\\&-(1+((\varsigma^m))^{3/2}\varsigma^{1-m}/(mT_1)\end{aligned}\tag{16}$$

根据式(16)和引理2,分布式观测器可在固定时间内T_1使各无人机获得0号无人机的速度状态。

当$t\geqslant T_1$时,$\boldsymbol{\zeta}_{i2}=\boldsymbol{0}$,令$\boldsymbol{\zeta}_{i1}=[\zeta_{11}\quad\zeta_{22}\quad\cdots\quad\zeta_{N1}]^{\mathrm{T}}$,构造Lyapunov函数$V_2=0.5\boldsymbol{\zeta}_{i1}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\zeta}_{i1}$,与式(14)~式(16)的证明类似,再过$T_1$ s,各无人机根据相邻个体传递的信息估算出0号无人机状态并计算出自身期望的位置。

综上,当$t\geqslant 2T_1$时,各无人机观测得到的状态信息$\hat{\boldsymbol{x}}$和$\hat{\boldsymbol{v}}$,即为各无人机完成包含任务所需要的实际状态,证明定理1成立,证毕。

本文的固定时间观测器将收敛时间上界T_1直观地设计在观测器中,解决了以往观测器收敛时间受多个参数影响、关系较为复杂的问题,使控制系统设计更加方便简洁。

3 动态尺度观测器设计

构建了基于I&I的有限时间动态尺度观测器,利用跟踪误差和已知的状态信息,估计外部扰动,并加入监督因子,提高观测器性能。

考虑第i架无人机的第j个系统,定义外部扰动的观测值和观测误差分别为

$$\begin{cases}\hat{d}_{ij}=\alpha_{ij}(\bar{d}_{ij}+\beta_{ij}(x_{ij},v_{ij}))\\\dot{\bar{d}}_{ij}=w_{ij}\end{cases}\tag{17}$$

$$\tilde{d}_{ij}=\hat{d}_{ij}-d_{ij}\tag{18}$$

式中:$j=1,2,\cdots,6$;$\alpha_{ij}>0$为监督因子;用以补偿$\hat{d}_{ij}$和实际误差d_{ij}的误差;$\beta(x_{ij},v_{ij})$为补偿函数;x_{ij}、v_{ij}分别为各系统的真实运动状态;w_{ij}为扰动更新律。

此处x_{ij}、v_{ij}与第2节中$\hat{x}_{ij}$、$\hat{v}_{ij}$不同。x_{ij}、v_{ij}为各个无人机运动时的真实状态,而第2节中$\hat{x}_{ij}$、$\hat{v}_{ij}$为分布式观测器通过参考轨迹和包含矢量估算出的各个无人机的期望轨迹和速度,分布式观测器的结果与各时刻无人机的运动状态无关。

若以下误差流形面具有不变性和吸引性,则$\hat{d}_{ij}$被称为扰动观测器。

$$M_{ij}=\left\{(x_{ij},v_{ij},d_{ij})\in\mathbf{R}|\hat{d}_{ij}-d_{ij}=0\right\}\tag{19}$$

对$\tilde{d}_{ij}$求导,并将各变量导数代入$\dot{\tilde{d}}_{ij}$中,可得

$$\dot{\tilde{d}}_{ij}=\alpha_{ij}\left(w_{ij}+\frac{\partial\beta_{ij}}{\partial x_{ij}}v_{ij}+\frac{\partial\beta_{ij}}{\partial v_{ij}}\dot{v}_{ij}\right)\tag{20}$$

扰动更新律w_{ij}用以消除误差系统中的已知变量,定义为

$$w_{ij}=-\frac{\partial\beta_{ij}}{\partial x_{ij}}v_{ij}-\frac{\partial\beta_{ij}}{\partial v_{ij}}(f_{ij}+u_{ij}+\hat{d}_{ij})\tag{21}$$

将式(21)和式(8)、式(9)代入式(20),可得

$$\dot{\tilde{d}}_{ij}=-\alpha_{ij}\frac{\partial\beta_{ij}}{\partial v_{ij}}\tilde{d}_{ij}\tag{22}$$

加入动态尺度因子r_{ij}来提高精度,设计动态观测误差z_{ij}为

$$z_{ij}=\frac{\dot{\tilde{d}}_{ij}}{r_{ij}}\tag{23}$$

对z_{ij}求导,并将式(22)代入式(23),可得

$$\begin{aligned}\dot{z}_{ij}=\frac{\dot{\tilde{d}}_{ij}r-\dot{r}_{ij}\tilde{d}_{ij}}{r_{ij}^2}=&\frac{-\alpha_{ij}\dfrac{\partial\beta_{ij}}{\partial v_{ij}}\tilde{d}_{ij}r_{ij}-\dot{r}_{ij}\tilde{d}_{ij}}{r_{ij}^2}=\\&-\alpha_{ij}\frac{\partial\beta_{ij}}{\partial v_{ij}}z_{ij}-\frac{\dot{r}_{ij}}{r_{ij}}z_{ij}\end{aligned}\tag{24}$$

式中:α_{ij}为主动监督因子;r_{ij}为被动尺度因子,r_{ij}将根据不同的α_{ij}自适应收敛到相应值。两者相辅相成,使动态尺度观测器快速准确地观测出扰动值。

为显示动态观测误差z_{ij}的收敛性能,确保$r\in L_\infty$,重新定义系统状态的观测和误差模型分别为

$$\begin{cases}\dot{\hat{x}}_{ij3}=f_{ij}+bu_{ij}+\alpha_{ij}\left(\hat{d}_{ij}+\beta_{ij}\right)-k_4r_{ij}^2\zeta_{ij3}\\\dot{\zeta}_{ij3}=\dot{\hat{x}}_{ij3}-\dot{v}_{ij}=\tilde{d}_{ij}-k_4r_{ij}^2\zeta_{ij3}\end{cases}\tag{25}$$

式中: $k_4>0$; ζ_{ij3}为观测误差。

定义 3　若动态尺度因子$\dot{r}_{ij}$符合下述条件:

①初始$\{r_{ij}\in\mathrm{R}|r_{ij}\geqslant 1, t\geqslant 0\}$;②$\dot{r}_{ij}\geqslant\zeta_{ij3}^2\geqslant 0$;③$t\to T_\mathrm{f}$时, $\dot{r}_{ij}\to r_{ij}\zeta_{ij3}^2$; ④$\{r_{ij}\in\mathrm{R}|\dot{r}_{ij}=r_{ij}\zeta_{ij3}^2, t\geqslant T_\mathrm{f}\}$, 则称$r_{ij}$为有限时间动态尺度因子, T_f为所设定收敛时间。

设计以下新型有限时间动态尺度因子函数为

$$\dot{r}_{ij}=\begin{cases}\tanh\left(\dfrac{k_{5ij}t}{T_\mathrm{f}-t}\right)r_{ij}\zeta_{ij3}^2 & t\in[0,T_\mathrm{f})\\ r_{ij}\zeta_{ij3}^2 & t\in[T_\mathrm{f},+\infty)\end{cases}\tag{26}$$

式中: $k_{5ij}>0$, $t=0$时$\dot{r}_{ij}=0$; $t\to T_\mathrm{f}$时$\dot{r}_{ij}\to r_{ij}\zeta_{ij3}^2$。

定理 2　若误差流形面 (19) 具有不变性和吸引性, 有限时间动态尺度因子 (26) 收敛, 则称观测器 (25) 为动态尺度观测器, 各无人机在时间T_f内可快速准确地估算出未知外部扰动。

证明　为判断无人机系统的动态观测误差z_{ij}的稳定性, 构造 Lyapunov 函数$V_3=\dfrac{1}{2}\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}z_{ij}^2$, 对其求导可得

$$\dot{V}_3=-\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}\left(\alpha_{ij}\frac{\partial\beta_{ij}}{\partial v_{ij}}+\tanh\left(\frac{k_{5ij}t}{T_\mathrm{f}-t}\right)\zeta_{ij3}^2\right)z_{ij}^2\quad t\in[0,T_\mathrm{f})$$

$$\dot{V}_3=-\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}\left(\alpha_{ij}\frac{\partial\beta_{ij}}{\partial v_{ij}}+\zeta_{ij3}^2\right)z_{ij}^2\qquad t\in[T_\mathrm{f},+\infty)\tag{27}$$

当$\alpha_{ij}\dfrac{\partial\beta_{ij}}{\partial v_{ij}}>\varepsilon>0$时, $\dot{V}_3\leqslant 0$, 系统的动态观测误差z_{ij}渐近稳定。令$\dfrac{\partial\beta_{ij}}{\partial v_{ij}}=\lambda>0$, 则

$$\beta_{ij}(x_{ij},v_{ij})=\lambda v_{ij}\tag{28}$$

构造 Lyapunov 函数$V_4=\dfrac{1}{2}\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}\zeta_{ij3}^2+\dfrac{1}{k_4\varepsilon}V_3$, 用以判断实际观测误差$\zeta_{ij3}$的收敛性。求导可得

$$\dot{V}_4=\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}\zeta_{ij3}(z_{ij}r_{ij}-k_{4i}r_{ij}^2\zeta_{ij3})+\frac{1}{k_4\varepsilon}\dot{V}_3\leqslant$$
$$\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}\left(\zeta_{ij3}(z_{ij}r_{ij}-k_{4i}r_{ij}^2\zeta_{ij3})-\frac{1}{k_4}z_{ij}^2\right)\leqslant$$
$$\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}\left(-\frac{1}{k_4}\left(\frac{1}{2}k_4r_{ij}\zeta_{ij3}-z_{ij}\right)^2-\frac{3}{4}k_4r_{ij}^2\zeta_{ij3}^2\right)\tag{29}$$

由于$k_4>0, \dot{V}_4\leqslant 0$。由上述分析可知, 尺度因子$r_{ij}$影响$z_{ij}$和$\zeta_{ij3}$的收敛性能, 故须判断尺度因子$r_{ij}$的稳定性。

构造 Lyapunov 函数$V_5=\dfrac{1}{4}\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}k_4r_{ij}^2+V_4$, 求导可得

$$\dot{V}_5=-\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}\left[\frac{1}{k_4}\left(\frac{1}{2}k_4r_{ij}\zeta_{ij3}-z_{ij}\right)\right]^2+$$
$$\begin{cases}\dfrac{1}{2}\left(\dfrac{3}{2}-\tanh\left(\dfrac{k_{5ij}t}{T_\mathrm{f}-t}\right)\right)k_4r_{ij}^2\zeta_{ij3}^2 & t\in[0,T_\mathrm{f})\\ \dfrac{1}{2}k_4r_{ij}^2\zeta_{ij3}^2 & t\in[T_\mathrm{f},+\infty)\end{cases}\tag{30}$$

由式(27)～式(30), 集合$\Omega=\{(\zeta_{ij3},z_{ij})\in\mathbf{R}|(\zeta_{ij3},z_{ij})=(0,0)\}$中, 存在一致的渐近平衡点, r_{ij}收敛, 定理 2 得证, 证毕。

4　固定时间控制器设计

利用观测出的期望状态和扰动信息, 结合固定时间控制算法, 分别在位置和姿态子系统设计固定时间控制器, 使各无人机在受干扰下实现立体包含任务, 并对随虚拟领导者进行高精度跟踪。

定义各无人机子系统的状态误差和速度误差分别为$e_{ij1}=x_{ij}-x_{ij}^\mathrm{d}$和$e_{ij2}=v_{ij}-v_{ij}^\mathrm{d}$, 可得以下误差系统:

$$\begin{cases}\dot{e}_{ij1}=v_{ij}-v_{ij}^\mathrm{d}\\ \dot{e}_{ij2}=f_{1ij}+u_{ij}+d_{ij}-f_{ij0}^\mathrm{d}\end{cases}\tag{31}$$

式中: j=1, 2, 3; x_{ij}、v_{ij}、f_{ij}分别为第 i 个无人机第 j 个子系统的真实位置、速度、非线性项; x_{ij}^d\、v_{ij}^d、f_{ij0}^d分别为第 i 个无人机第 j 个子系统的期望位置、速度、加速度。

设计如下固定时间滑模面:

$$s_{ij}=e_{ij2}+k_8\mathrm{sig}(e_{ij1})^{q_1}+\rho(e_{ij1})\tag{32}$$

式中: $\rho(e_{ij1})=\begin{cases}k_{71}\mathrm{sig}(e_{ij1})^{p_1} & \Delta\leqslant|e_{ij1}|\\ k_{71}k_{72}\Delta^{p_1-1}\arctan(e_{ij1}/\gamma) & |e_{ij1}|<\Delta\end{cases}$, $0<p_1<1<q_1$, $k_{71}>0, k_{72}>0, k_8>0, \gamma>0$, $\Delta>0$且为接近 0 的常数

对式 (32) 求导, 并将式 (31) 代入式 (32), 可得

$$\dot{s}_{ij}=\dot{e}_{ij2}+k_8q_1\mathrm{sig}(e_{ij1})^{q_1-1}e_{ij2}+\dot{\rho}(e_{ij1})e_{ij2}\tag{33}$$

式中: $\dot{\rho}(e_{ij1})=\begin{cases}k_{71}p_1\mathrm{sig}(e_{ij1})^{p_1-1}e_{ij2} & \Delta\leqslant|e_{ij1}|\\ \dfrac{k_{71}k_{72}\Delta^{p_1-1}\gamma^{-1}e_{ij2}}{1+(e_{ij1}/\gamma)^2} & |e_{ij1}|<\Delta\end{cases}$。

所设计分段滑模面, 在零点的小领域内$\dot{s}_{ij}$不含指数项小于 0 的幂函数, 因此不产奇异现象。

针对位置子系统, 设计以下固定时间控制器$u_{\mathrm{p}ij}$为

$$u_{\mathrm{p}ij}=b_{\mathrm{p}ij}^{-1}[-k_9\mathrm{sig}(s_{ij})^{p_2}-k_{10}\mathrm{sig}(s_{ij})^{q_2}-\dot{\rho}(e_{ij1})e_{ij2}-$$
$$k_8q_1\mathrm{sig}(e_{ij1})^{q_1-1}e_{ij2}-f_{1ij}-g_{ij}-\alpha_{ij}\hat{d}_{ij}+f_{ij0}^\mathrm{d}]\tag{34}$$

式中: $j=1,2,3$; $0<p_1<\gamma<q_1$; k_9和k_{10}为正常数, 将得到的控制输出通过式 (11) 反解, 结果作为姿态子系统的跟踪目标, 并设计姿态子系统的固定时间滑模控制器$u_{\Theta ij}$为

$$u_{\Theta ij}=b_{\Theta ij}^{-1}[-k_9\mathrm{sig}(s_{ij})^{p_2}-k_{10}\mathrm{sig}(s_{ij})^{q_2}-\dot{\rho}(e_{ij1})e_{ij2}-k_8q_1\mathrm{sig}(e_{ij1})^{q_1-1}e_{ij2}-f_{2ij}-\alpha_{ij}\hat{d}_{ij}+f_{ij0}^{\mathrm{d}}] \tag{35}$$

式中：$j=4,5,6$。

定理3 对带有外部干扰的多无人机系统(8)，各无人机输入满足式(34)和式(35)，通信满足定理1，则从任意初始状态开始，在固定时间$T_{\max}$内，各无人机姿态收敛，领导层无人机将跟随层无人机包含到形成的立体凸包内，并以一定的速度跟随虚拟领导者运动，实现包含控制。

证明 构造Lyapunov函数$V_6=\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}s_{ij}^2$，对$V_6$求导，可得

$$\dot{V}_6=\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}s_{ij}\dot{s}_{ij} \tag{36}$$

当$t\geqslant T_{\mathrm{f}}$时扰动观测器的尺度误差$z_{ij}=0$，将式(32)和式(33)代入式(36)，可得

$$\begin{aligned}\dot{V}_6&=\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}s_{ij}[\dot{e}_{ij2}+(k_8q_1\mathrm{sig}(e_{ij1})^{q_1-1}+\dot{\rho}(e_{ij1}))e_{ij2}]=\\&\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}s_{ij}[-z_{ij}r_{ij}-k_9\mathrm{sig}(s_{ij})^{p_2}-k_{10}\mathrm{sig}(s_{ij})^{q_2}]=\\&-\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}(k_9|s_{ij}|^{p_2+1}+k_{10}|s_{ij}|^{q_2+1})\leqslant\\&-B_1\left(\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}s_{ij}^2\right)^{(p_2+1)/2}-B_2\left(\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}s_{ij}^2\right)^{(q_2+1)/2}\leqslant\\&-B_1V_6^{(p_2+1)/2}-B_2V_6^{(q_2+1)/2}\end{aligned} \tag{37}$$

式中：$B_1=k_92^{(p_2+1)/2}$；$B_2=k_{10}2^{(q_2+1)/2}6N^{(q_2-1)/2}$。

由引理1，在固定时间T_2内，误差系统抵达滑模面$s_{ij}=0$，收敛时间为

$$T_2=\frac{2}{B_1(1-p_2)}+\frac{2}{B_2(q_2-1)} \tag{38}$$

构造Lyapunov函数$V_7=\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}e_{ij1}^2$，$t\geqslant T_2$时系统处于滑模面上，若$|e_{ij1}|\geqslant\Delta$，$e_{ij2}=-k_8\mathrm{sig}(e_{ij1})^{q_1}-k_{71}\mathrm{sig}(e_{ij1})^{q_1}$，对$V_7$求导可得

$$\begin{aligned}\dot{V}_7&=\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}e_{ij1}\dot{e}_{ij1}=-\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}|e_{ij1}e_{ij2}|=\\&-\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}(k_7|e_{ij1}|^{p_1+1}+k_8|e_{ij1}|^{q_1+1})\leqslant\\&-\left(k_7\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}(e_{ij1}^2)^{(p_1+1)/2}+k_8\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}(e_{ij1}^2)^{(q_1+1)/2}\right)\leqslant\\&-(C_1V_7^{(p_1+1)/2}+C_2V_7^{(q_1+1)/2})\end{aligned} \tag{39}$$

式中：$C_1=k_72^{(p_1+1)/2}$；$C_2=k_86N^{(q_1+1-2)/2}2^{(q_1+1)/2}$；$0<p_1<1<q_1$。

同理，在固定时间T_3内，各无人机的各子系统状态收敛至$(0,\Delta)$内，收敛时间为

$$T_3=\frac{2}{C_1(1-p_1)}+\frac{2}{C_2(q_2-1)} \tag{40}$$

随后，在区间$(0,\Delta)$上有$e_{ij2}=-k_{71}k_{72}\Delta^{p_1-1}\arctan(e_{ij1}/\gamma)-k_8\mathrm{sig}(e_{ij1})^{q_1}$。此时对$V_7$求导

$$\begin{aligned}&\dot{V}_7=\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}e_{ij1}\dot{e}_{ij1}=-\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}|e_{ij1}e_{ij2}|=\\&-\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}(k_{71}k_{72}\Delta^{p_1-1}e_{ij1}\arctan(e_{ij1}/\gamma)+k_8|e_{ij1}|^{q_1+1})=\\&-(k_{71}k_{72}\Delta^{p_1-1}\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}(e_{ij1}^2)+k_8\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{6}(e_{ij1}^2)^{(q_1+1)/2})<0\end{aligned} \tag{41}$$

当误差系统在区间$(0,\Delta)$上时，状态处于零点的小领域内，系统极快到达平衡点。

上述分别对观测器和控制器进行了稳定性证明，并给出了各自的收敛时间上界，以下对系统整体进行稳定性分析。

构造系统各状态的Lyapunov函数：

$$W=V_1+V_2+V_5+V_6+V_7 \tag{42}$$

对W求导并结合第2、3节内容，可得

$$\dot{W}=\dot{V}_1+\dot{V}_2+\dot{V}_5+\dot{V}_6+\dot{V}_7\leqslant\dot{V}_6+\dot{V}_7 \tag{43}$$

当$t>\max\{2T_1,T_{\mathrm{f}}\}$时，观测器收敛$\hat{\boldsymbol{x}}_i=\boldsymbol{x}_0+\boldsymbol{l}_i$，$\hat{\boldsymbol{v}}_i=\boldsymbol{v}_0$，$\hat{d}_{ij}=d_{ij}$，代入式(34)中可得

$$\dot{W}\leqslant\dot{V}_6+\dot{V}_7\leqslant0 \tag{44}$$

结合式(36)～式(41)可知，在时间(T_2+T_3)内，系统误差收敛到0，$\boldsymbol{x}_i=\hat{\boldsymbol{x}}_i=\boldsymbol{x}_0+\boldsymbol{l}_i$，$\boldsymbol{v}_i=\hat{\boldsymbol{v}}_i=\boldsymbol{v}_0$。整体系统稳定，整个系统的收敛时间上界$T_{\max}$为

$$t<T_{\max}=\max\{2T_1,T_{\mathrm{f}}\}+T_2+T_3 \tag{45}$$

由式(36)～式(45)，控制器式(34)、式(35)在固定时间$T_{\max}$内，使多无人机系统(7)整体全局固定时间稳定，定理3得证，证毕。

分布式观测器和扰动观测器互不影响，两观测器达到稳定的最大时间为$\max\{2T_1,T_{\mathrm{f}}\}$，当观测器收敛后，控制器与参考状态的误差在$(T_2+T_3)$内收敛，所以系统整体的收敛时间上界为$T_{\max}$。

5 数值仿真

为检验本文提出的欠驱动多无人机编队-立体包含控制策略和跟踪策略，使用MATLAB软件进行仿真分析。

考虑含 1 个虚拟领导者和 16 架无人机的多无人机系统, 将无人机初始位置所在平面设为 xOy 平面, 建立坐标系。虚拟领导者的运动轨迹 $\boldsymbol{x}_0$ 即为队伍的期望轨迹, 通信拓扑如图 3 所示。所用四旋翼无人机结构相同, 物理参数如表 1 所示。

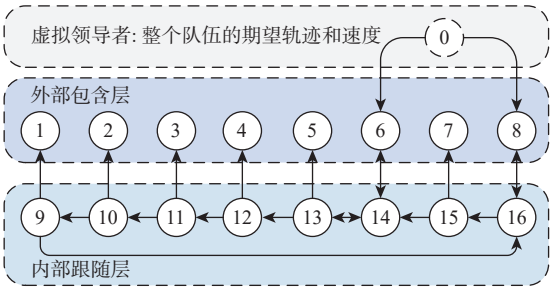


图 3　无人机系统的通信拓扑

Fig. 3　Communication topology of UAV system

表 1　无人机物理参数

Table 1　Physical parameters of each UAV

参数	数值	参数	数值
m_u /kg	2.00	l_u/m	0.20
k_x/(N·s·rad^{-1})	0.01	k_θ/(N·s·rad^{-1})	0.01
k_y/(N·s·rad^{-1})	0.01	k_φ/(N·s·rad^{-1})	0.01
k_z/(N·s·rad^{-1})	0.01	k_ψ/(N·s·rad^{-1})	0.01
I_x/(N·s^2·rad^{-2})	1.75	I_y/(N·s^2·rad^{-2})	1.75
I_z/(N·s^2·rad^{-2})	3.50	g/(m·s^{-2})	10.00

为综合测试多无人机系统的控制性能, 选择一个较为复杂的轨迹作为系统的运动状态, 包括“散乱-形成包含队形-保持-变换形状-保持”等任务。

虚拟领导者的运动轨迹 $\boldsymbol{x}_0$=[0.5t 20sin(πt/40) 0.5t]$^{\mathrm{T}}$ m, ψ_0= (1-e^{-t})π/6 rad, 领导层无人机的包含矢量 $\boldsymbol{l}_1$ 如表 2 所示, 其中 $\delta(t)$=1/(1+e$^{-2(t-20)}$), 跟随层无人机的包含矢量 $\boldsymbol{l}_\mathrm{f}$=0.5$\boldsymbol{l}_1$, 各无人机所受外部扰动 $d_i(t)$ 如表 3 所示。

表 2　外部包围层无人机包含矢量

Table 2　Inclusion vector of UAV in external layer

$\boldsymbol{l}_\mathrm{fi}(t)$	包含矢量/m
$\boldsymbol{l}_{\mathrm{f}1}(t)$	[1+0.353 5$\delta(t)$　1.707−0.353 5$\delta(t)$　$\delta(t)$]$^{\mathrm{T}}$
$\boldsymbol{l}_{\mathrm{f}2}(t)$	[−1−0.353 5$\delta(t)$　1.707−0.353 5$\delta(t)$　$\delta(t)$]$^{\mathrm{T}}$
$\boldsymbol{l}_{\mathrm{f}3}(t)$	[−1−0.353 5$\delta(t)$　−1.707+0.353 5$\delta(t)$　$\delta(t)$]$^{\mathrm{T}}$
$\boldsymbol{l}_{\mathrm{f}4}(t)$	[1+0.353 5$\delta(t)$　−1.707+0.353 5$\delta(t)$　$\delta(t)$]$^{\mathrm{T}}$
$\boldsymbol{l}_{\mathrm{f}5}(t)$	[1.707−0.353 5$\delta(t)$　1+0.353 5$\delta(t)$　−$\delta(t)$]$^{\mathrm{T}}$
$\boldsymbol{l}_{\mathrm{f}6}(t)$	[−1.707+0.353 5$\delta(t)$　1+0.353 5$\delta(t)$　−$\delta(t)$]$^{\mathrm{T}}$
$\boldsymbol{l}_{\mathrm{f}7}(t)$	[−1.707+0.353 5$\delta(t)$　−1−0.353 5$\delta(t)$　−$\delta(t)$]$^{\mathrm{T}}$
$\boldsymbol{l}_{\mathrm{f}8}(t)$	[1.707−0.353 5$\delta(t)$　−1−0.353 5$\delta(t)$　−$\delta(t)$]$^{\mathrm{T}}$

各无人机控制器参数选择如表 4 所示。

初始时, 各无人机随机分布于以坐标系原点为中心, 边长为 5 m 的矩形内, 且各方向的速度存在微小速度, 扰动观测器初值设为 0。外部包含层无人机记为 o_1～o_8, 内部跟随层无人机记为 i_1～i_8。各无人机对期望状态的位置、速度观测器误差如图 4、图 5 所示。由图 4、图 5 可知, 在设定时间 0.6 s 内,

表 3　无人机各子系统所受外部扰动模型

Table 3　External perturbation to each UAV

$d_{ji}(t)$	扰动/(N·m)
$d_{i1}(t)$	2sin(0.1πt)
$d_{i2}(t)$	4(1−e^{-t})
$d_{i3}(t)$	2
$d_{i4}(t)$	3(tanh(t)+e^{-t})
$d_{i5}(t)$	5tanh(t)
$d_{i6}(t)$	2cos(3t)+2sin(0.5πt)

表 4　控制器参数

Table 4　Controller parameters

参数	数值	参数	数值
T_1	0.6	T_f	2.00
p_1	0.9	p_2	0.25
q_1	1.9	q_2	1.75
l_1/l_f	2.0	λ	2.00
k_3	1.1	k_4	1.00
k_5	1.5	k_{71}	1.5
k_{72}	2.0	k_8	1.00
k_9	1.1	k_{10}	1.00
m	0.3	α	5.00
γ	2.0	Δ	0.01

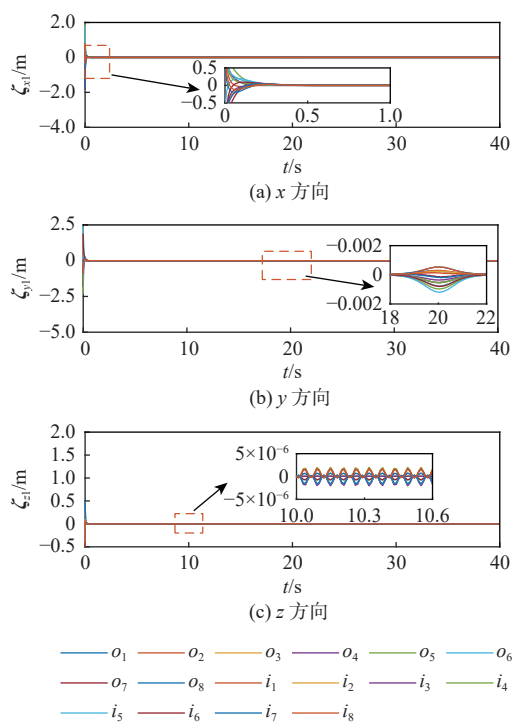


图 4　各无人机位置观测器误差

Fig. 4　Position observation errors of each UAV

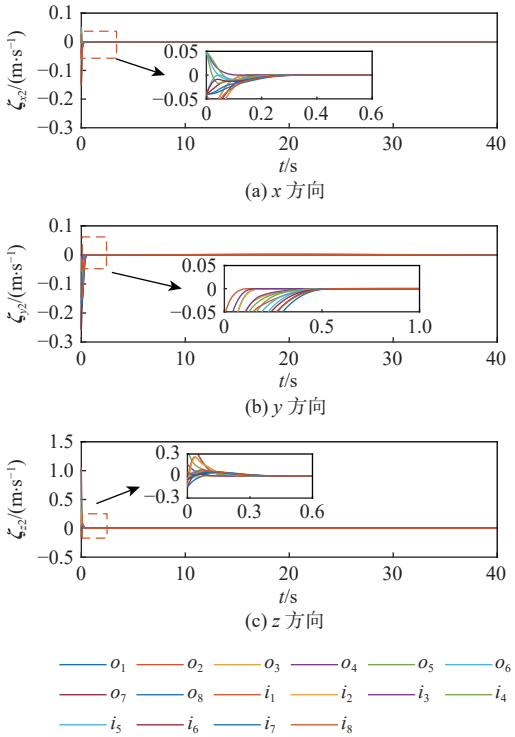


图 5 各无人机速度观测器误差

Fig. 5 Speed observation errors of each UAV

各无人机各方向的位置和速度观测误差收敛到 10^{-5}；在 20 s 附近变换队形并未造成较大的观测误差，故第 2 节设计观测器可快速、准确地计算出各无人机的运动状态，作为各无人机的期望状态。

各无人机运动轨迹如图 6 所示。由图 6 可知，在 0.3 s 前观测器估值尚未收敛，误差较大，控制器输出为 0，各无人机以原初始状态散乱运动；加入控制器后，经过快速调整完成包含任务，保持正八边形队型运动；20 s 左右快速变换对型，保持立方体队型运动。

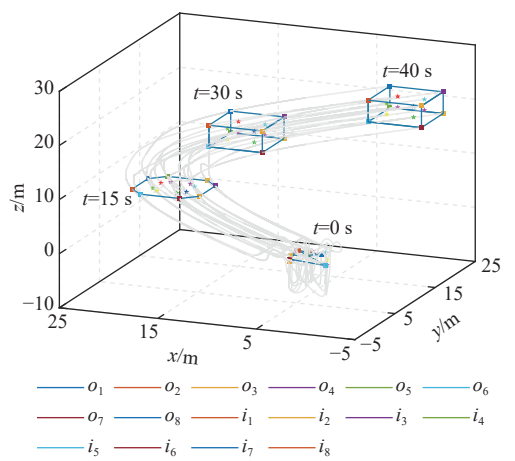


图 6 无人机系统空间运动轨迹

Fig. 6 Spatial motion trajectory of UVA system

各无人机位置跟踪误差如图 7 所示，各无人机解算出的姿态角和跟踪误差如图 8 所示。由图 7 可知，跟踪误差在 3 s 内收敛到 10^{-3}。由图 8 可知，采用滑模控制器，反解出的姿态角会产生幅值为 2×10^{-3} rad(0.12°) 的抖动。20 s 前后，变换队型未使系统误差产生大幅变化，所设计包含矢量过度平滑，队型切换时保持速度和姿态一致具有明显优势。

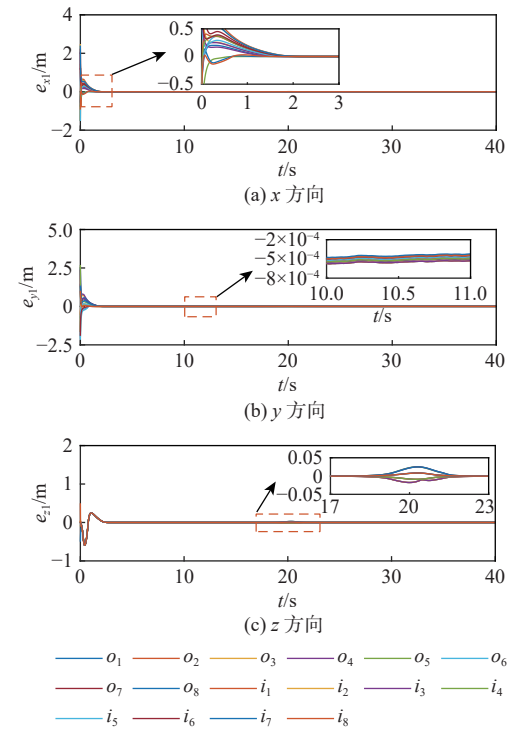


图 7 各无人机位置跟踪误差

Fig. 7 Position tracking error of each UAV

各无人机控制输入如图 9 所示。由图 9 可知，在前 3 s 内，为快速跟踪目标，控制器以较大的输出使跟踪误差快速收敛；稳定后，在外部扰动、非线性项和反解所得角度有抖动的影响下，控制器输出相应的控制量使系统维持一个较高的精度。

为说明本文所设计控制方法的优越性，现选取第一架无人机的控制结果进行重点对比。与文献 [13] 设计的有限时间观测器 (记为 FNSMO) 对比，验证分布式观测器的收敛性能；与文献 [22] 设计的浸入与不变扰动观测器 (记为 I&I) 对比，验证扰动观测器的性能；与文献 [10] 设计的有限时间终端滑模控制器 (记为 FNSMC) 对比，验证设计控制器的性能。

本文观测器和 FNSMO 方法位置与速度误差对比分别如图 10 和图 11 所示。由图 10、图 11 可知，本文方法在观测时收敛速度更快，超调量和误差更小，稳定后瞬时振幅更小，更精确，由此可知分布式固定时间观测器有更好的观测器效果。

第一架无人机各位置、各姿态子系统扰动估计误差分别如图 12、图 13 所示。由图 12、图 13 可知，对于常值或阶跃类扰动 (如 $\tilde{d}_{i2}$、$\tilde{d}_{i5}$)，2 种观测器

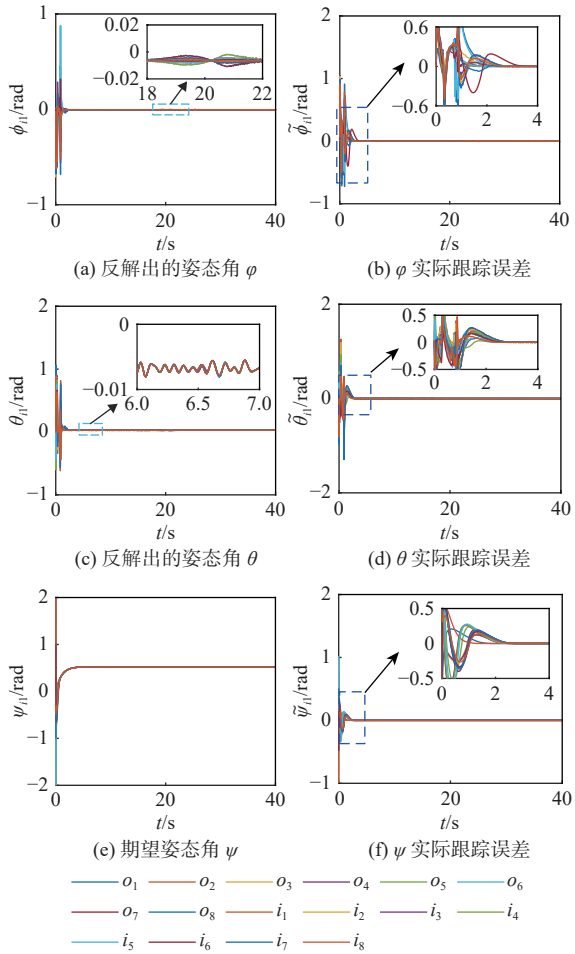


图 8　各无人机解算出的姿态角和跟踪误差

Fig. 8　Attitude angle and tracking errors solved by each UAV

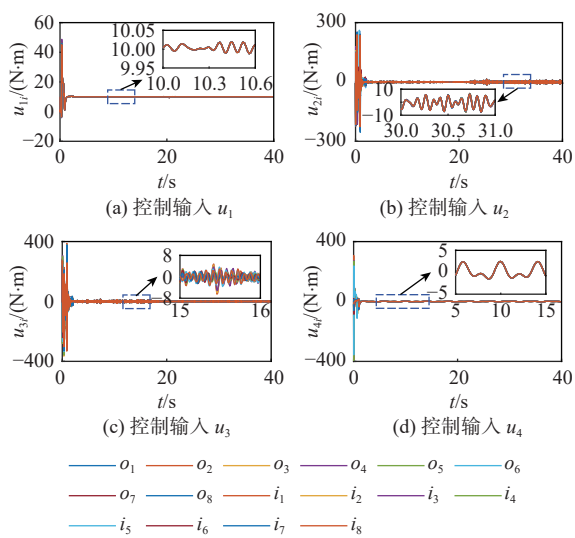


图 9　各无人机控制输入

Fig. 9　Control inputs of each UAV

都可以进行准确估计, 本文所设计方法收敛更快, 收敛后精度更高。但由于监督因子的补偿作用, 较快的速度变化容易引起观测误差的震荡; 对于高频时变类扰动 (如 $\tilde{d}_{i1}$、$\tilde{d}_{i6}$), 本文方法的收敛更快, 瞬时振幅更小, 更精确。

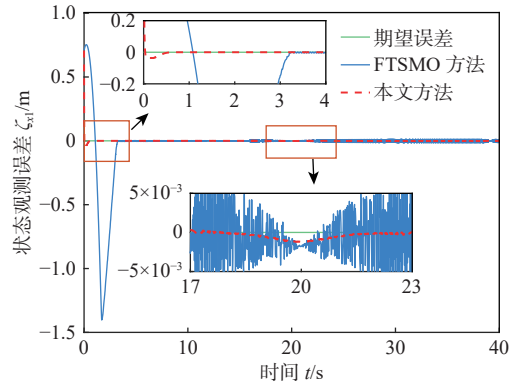


图 10　分布式观测器位置误差对比

Fig. 10　Position error comparison of distributed observer

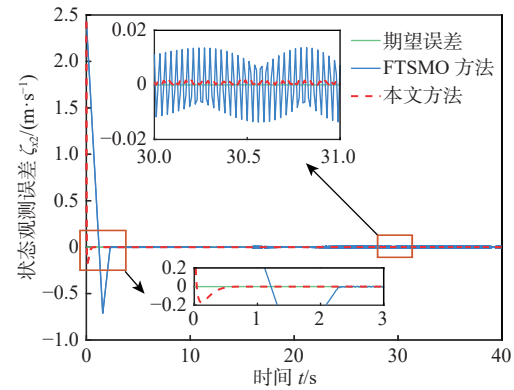


图 11　分布式观测器速度误差对比

Fig. 11　Speed error comparison of distributed observer

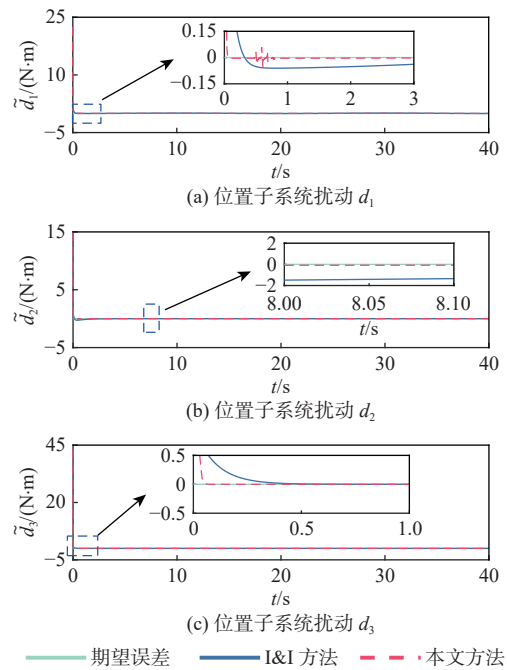


图 12　第一架无人机各位置子系统扰动估计误差

Fig. 12　Perturbation estimation error of subsystem of first UAV at different positions

为了测试动态尺度观测器快速性、准确性和稳定性, 选择一组复合扰动, 包含“常值-三角函数-发散”等类型的扰动:

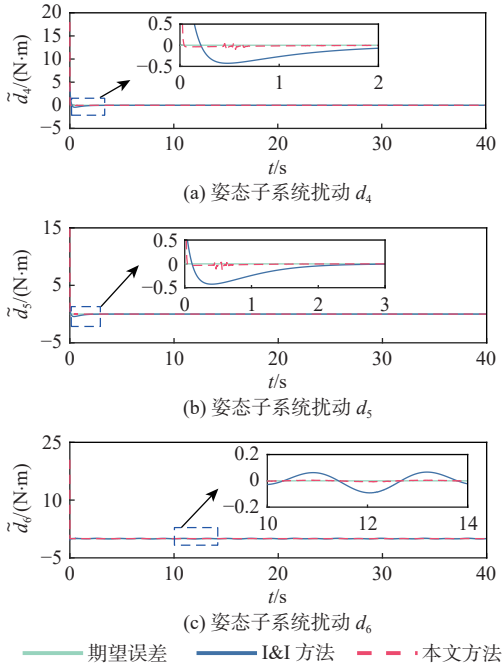


图 13 第一架无人机各姿态子系统扰动估计误差

Fig. 13 Perturbation estimation error of each attitude subsystem of first UAV

$$d=\begin{cases}5 & t\in[0,10)\\ 5\cos t & t\in[10,20)\\ 5-5\cos t\mathrm{e}^{0.05t} & t\in[20,40]\end{cases} \tag{46}$$

不同类型干扰下扰动观测误差对比如图 14 和表 5 所示，表 5 中 d_{RMSE} 为扰动观测误差的均方根误差。由图 14 和表 5 可知，两种观测器都能准确地观测常值扰动 (0～10 s)，但动态尺度观测器的收敛时间和均方根误差 RMSE 远小于 I&I 方法；对于周期型扰动 (10～20 s)，本文方法仍有较好的观测效果，但 I&I 方法存在较大的观测器误差；对于幅值在 34 N·m内，逐渐变大的发散扰动 (20～40 s)，本文方法的最大误差 0.017 N·m远小于 I&I 方法的最大观测误差 0.203 5 N·m，可见本文所设计动态

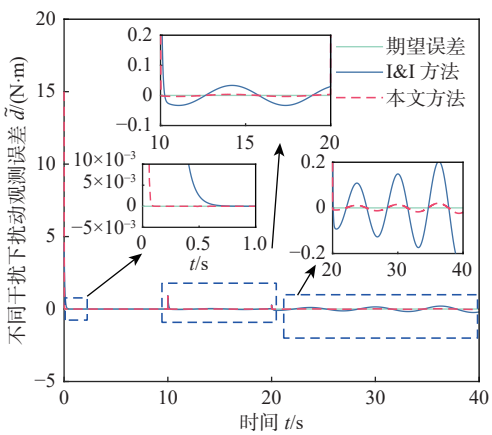


图 14 不同类型干扰下扰动观测误差对比

Fig. 14 Comparison of perturbation observation errors under different types of perturbations

表 5 不同类型干扰下扰动观测效果

Table 5 Observation effect of different perturbations

扰动/(N·m)	T/s		d_{RMSE}	
	本文方法	I&I方法	本文方法	I&I方法
5	0.06	0.61	0.368 8	0.590 1
5cos$t$	0.05	∞	0.029 6	0.060 6
5−5cos$t$e$^{0.05t}$	0.03	∞	0.011 3	0.117 7

尺度观测器不仅收敛更快、精度更高，对于快速时变干扰也有着优异的观测效果。

不同 T_{f} 对动态尺度因子的影响如图 15 所示。由图 15 可知，尺度因子均在各自设置的时间内平滑收敛，设定值越小，收敛越快，尺度因子收敛结果越大。由此，本文设计的有限时间尺度因子有效性得到验证。

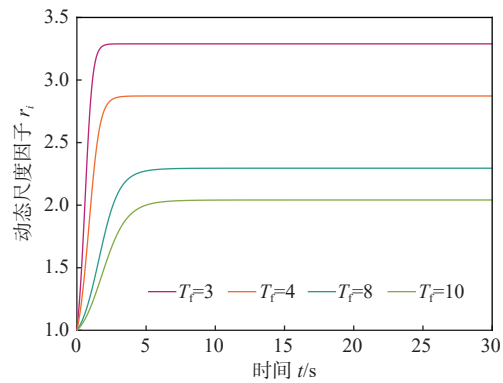


图 15 不同 T_{f} 对动态尺度因子的影响

Fig. 15 Effect of different T_{f} on dynamic scale factor

监督因子取值对动态尺度因子、尺度误差收敛的影响如图 16、图 17 所示。由图 16、图 17 可知，监督因子取值越大尺度误差越小，尺度因子收敛越平滑，取值从 0.1～5 时变化程度最为明显，从 5～10 时效果微弱，由于监督因子的补偿作用，易引起误差值的抖振。

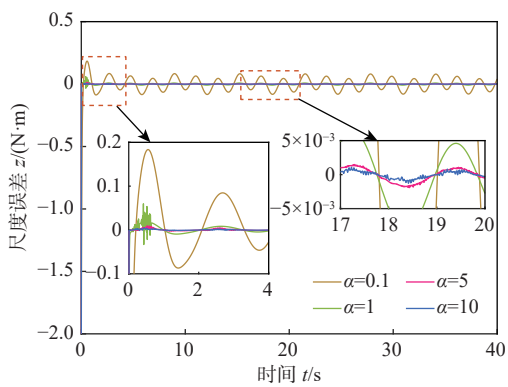


图 16 不同监督因子对动态尺度误差的影响

Fig. 16 Effect of different supervision factors on dynamic scale error

本文所设计控制器和 FNSMC 方法对比结果如图 18、图 19 和表 6 所示。由图 18、图 19 和表 6 可

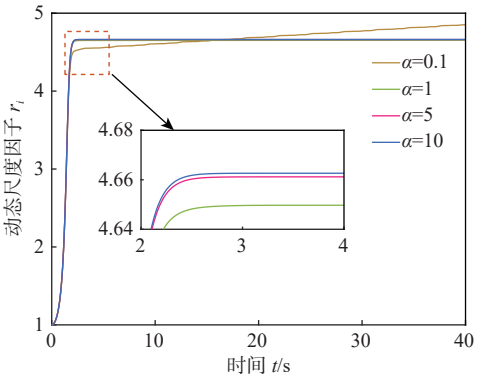


图 17　不同监督因子对动态尺度因子的影响

Fig. 17　Effect of different supervision factors on dynamic scale factor

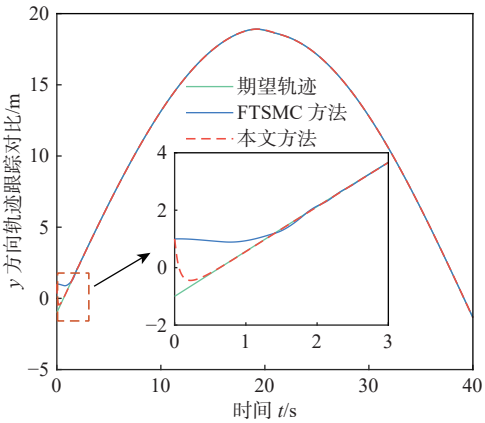


图 18　不同控制器跟踪轨迹对比

Fig. 18　Comparison of trajectory tracking of different controllers

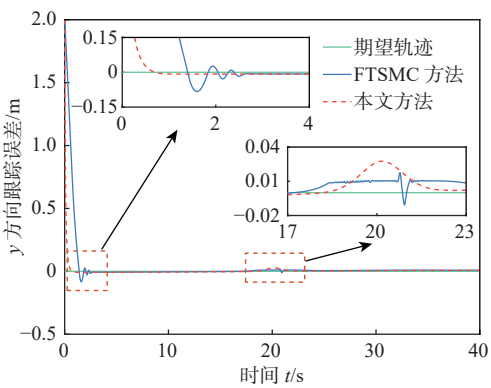


图 19　不同控制器轨迹跟踪误差对比

Fig. 19　Comparison of trajectory tracking errors of different controllers

表 6　观测器和控制器收敛效果对比

Table 6　Comparison of observer and controller convergence effects

控制效果	T/s		d_{RMSE}	
	本文方法	FTSMO方法	本文方法	FTSMO方法
分布式观测器	0.41	3.34	0.013	0.214
控制器	1.28	2.62	0.041	0.100

知, 本文所设计控制器在收敛速度和超调量方面有明显优势, 且队型变换时过渡平滑, 收敛较快。

综上, 本文设计的分布式固定时间观测器和动态尺度观测器可以快速、准确且稳定地对目标进行估计, 所设计控制器的动态性表现优异。三者共同作用, 完成立体包含任务。

6　结　论

本文针对欠驱动多无人机系统在未知外部扰动和初始条件不可直接获取的情况下, 难以在指定时间内完成控制任务的问题, 提出了一种分布式固定时间编队-立体包含控制策略。通过理论分析和仿真验证, 得出以下结论:

1) 理论与仿真结果表明,加入有限时间动态尺度因子和监督因子的尺度观测器, 解决了传统 I&I 方法观测快速变化的扰动时观测误差无法快速收敛的问题。

2) 所设计的分布式固定时间观测器, 收敛时间上界直接体现在观测器参数中。

3) 所设计的非奇异固定时间控制器,完成控制任务的时间不受初始条件影响,在切换队形时过渡平滑,系统不产生较大的跟踪误差,能以高精度实现欠驱动多无人机的编队-立体包含任务。

在未来的研究中, 可以进一步考虑更复杂的外部扰动形式、更复杂环境下的集群编队避障能力以及通信延迟等问题, 从而使研究成果更加切合实际应用需求。

参考文献（References）

[1] NI J K, TANG Y, SHI P. A new fixed-time consensus tracking approach for second-order multiagent systems under directed communication topology[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2021, 51(4): 2488-2500.

[2] HUA C C, YOU X, GUAN X P. Adaptive leader-following consensus for second-order time-varying nonlinear multiagent systems[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2017, 47(6): 1532-1539.

[3] FANG H, WEI Y, CHEN J, et al. Flocking of second-order multiagent systems with connectivity preservation based on algebraic connectivity estimation[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2017, 47(4): 1067-1077.

[4] 王丹丹, 宗群, 张博渊, 等. 多无人机完全分布式有限时间编队控制[J]. 控制与决策, 2019, 34(12): 2656-2660.
WANG D D, ZONG Q, ZHANG B Y, et al. Fully distributed finite-time formation control for multiple UAVs[J]. Control and Decision, 2019, 34(12): 2656-2660 (in Chinese).

[5] 孙梦薇, 任璐, 孙长银, 等. 切换拓扑下动态事件触发多智能体系统固定时间一致性[J]. 自动化学报, 2023, 49(6): 1295-1305.
SUN M W, REN L, SUN C Y, et al. Dynamic event-triggered fixed-

time consensus control of multi-agent systems under switching topologies[J]. Acta Automatica Sinica, 2023, 49(6): 1295-1305 (in Chinese).

[6] 魏志强, 翁哲鸣, 化永朝, 等. 切换拓扑下异构无人集群编队-合围跟踪控制[J]. 航空学报, 2023, 44(2): 252-267.
WEI Z Q, WENG Z M, HUA Y Z, et al. Formation-containment tracking control for heterogeneous unmanned swarm systems with switching topologies[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2023, 44(2): 252-267 (in Chinese).

[7] LU Y Z, DONG X W, LI Q D, et al. Time-varying group formation-containment tracking control for general linear multiagent systems with unknown inputs[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2022, 52(10): 11055-11067.

[8] WANG X Y, LI S H, SHI P. Distributed finite-time containment control for double-integrator multiagent systems[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2014, 44(9): 1518-1528.

[9] DONG X W, HUA Y Z, ZHOU Y, et al. Theory and experiment on formation-containment control of multiple multirotor unmanned aerial vehicle systems[J]. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, 2019, 16(1): 229-240.

[10] LÜ H, HE W L, HAN Q L, et al. Finite-time containment control for nonlinear multi-agent systems with external disturbances[J]. Information Sciences, 2020, 512: 338-351.

[11] XIAO S Y, DONG J X. Distributed fault-tolerant containment control for nonlinear multi-agent systems under directed network topology via hierarchical approach[J]. IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 2021, 8(4): 806-816.

[12] CAI Y L, ZHANG H G, WANG Y C, et al. Adaptive bipartite fixed-time time-varying output formation-containment tracking of heterogeneous linear multiagent systems[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2022, 33(9): 4688-4698.

[13] LI D Y, GE S S, HE W, et al. Distributed formation control of multiple euler–lagrange systems: a multilayer framework[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2022, 52(5): 3325-3332.

[14] XU Y, LI D Y, LUO D L, et al. Two-layer distributed hybrid affine formation control of networked Euler–Lagrange systems[J]. Journal of the Franklin Institute, 2019, 356(4): 2172-2197.

[15] YU Z Q, LIU Z X, ZHANG Y M, et al. Distributed finite-time fault-tolerant containment control for multiple unmanned aerial vehicles[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2020, 31(6): 2077-2091.

[16] 刘伯健, 李爱军, 郭永, 等. 带有输入受限的无人机精确编队合围容错控制[J]. 航空学报, 2023, 44(9): 300-314.
LIU B J, LI A J, GUO Y, et al. Fault-tolerant containment control for precise formation of UAVs with input saturation[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2023, 44(9): 300-314 (in Chinese).

[17] 郑伟铭, 徐扬, 罗德林. 多四旋翼无人机系统分布式分层编队合围控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(6): 1091-1105.
ZHENG W M, XU Y, LUO D L. Distributed hierarchical formation-containment control of multiple quadrotor UAV systems[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(6): 1091-1105 (in Chinese).

[18] 孙小童, 郭戈, 张鹏飞. 非匹配扰动下的多智能体系统固定时间一致跟踪[J]. 自动化学报, 2021, 47(6): 1368-1376.
SUN X T, GUO G, ZHANG P F. Fixed-time consensus tracking of multi-agent systems under unmatched disturbance[J]. Acta Automatica Sinica, 2021, 47(6): 1368-1376(in Chinese).

[19] 王怡怡, 赵志良. 二自由度无人直升机的非线性自抗扰姿态控制[J]. 自动化学报, 2021, 47(8): 1951-1962.
WANG Y Y, ZHAO Z L. Nonlinear active disturbance rejection attitude control of two-DOF unmanned helicopter[J]. Acta Automatica Sinica, 2021, 47(8): 1951-1962 (in Chinese).

[20] 范云生, 陈欣宇, 赵永生, 等. 基于扩张状态观测器的四旋翼吊挂飞行系统非线性控制[J]. 自动化学报 2023, 49(8): 1758-1770.
FAN Y S, CHEN X Y, ZHAO Y S, et. al. Nonlinear control of quadrotor suspension system based on extended state observer[J]. Acta Automatica Sinica, 2023, 49(8): 1758−1770 (in Chinese).

[21] 夏琳琳, 丛靖宇, 马文杰, 等. 基于浸入与不变原理的四旋翼姿态系统反步滑模控制[J]. 中国惯性技术学报, 2017, 25(5): 695-700.
XIA L L, CONG J Y, MA W J, et al. Backstepping sliding mode control of quadrotor attitude system based on immersion and invariance[J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2017, 25(5): 695-700 (in Chinese).

[22] 刘柏均, 侯明善, 余英. 带攻击角度约束的浸入与不变制导律[J]. 系统工程与电子技术, 2018, 40(5): 1085-1090.
LIU B J, HOU M S, YU Y. Guidance law with impact angle constraints based on immersion and invariance[J]. Systems Engineering and Electronics, 2018, 40(5): 1085-1090 (in Chinese).

[23] LI X K, ZHANG H L, FAN W H, et al. Finite-time control for quadrotor based on composite barrier Lyapunov function with system state constraints and actuator faults[J]. Aerospace Science and Technology, 2021, 119: 107063.

[24] ZUO Z Y, HAN Q L, NING B D, et al. An overview of recent advances in fixed-time cooperative control of multiagent systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 14(6): 2322-2334.

[25] KHANZADEH A, POURGHOLI M. Fixed-time leader–follower consensus tracking of second-order multi-agent systems with bounded input uncertainties using non-singular terminal sliding mode technique[J]. IET Control Theory & Applications, 2018, 12(5): 679-686.

Multi-UAV stereoscopic inclusion control based on dynamic scale observer

WANG Hao，LI Xinkai*，ZHANG Hongli，YANG Jiaxiu，DOU Lei

(School of Electrical Engineering，Xinjiang University，Urumqi 830017，China)

Abstract：To address the problem that individual unmanned aerial vehicle (UAV) in under-actuated multi-UAV inclusion control cannot obtain global information and is subject to unknown external perturbations, making it difficult to converge quickly, this paper proposed a distributed fixed-time control strategy for under-actuated UAVs based on a dynamic scale observer. Firstly, a distributed fixed-time observer was designed to enable each UAV to quickly estimate the space state required to complete the contained mission when most UAVs fail to obtain the target state. Secondly, a finite-time dynamic scale observer based on immersion and invariance theory was proposed to quickly and accurately estimate the external perturbations to each UAV. Finally, a non-singular distributed fixed-time controller was designed to achieve the fast stereoscopic inclusion control of an under-actuated multi-UAV system by using local information. With the proposed control strategy, the upper bound on the convergence time of the system was independent of the initial state and depended only on the eigenvalues of the information transfer array and the controller parameters. The superiority of the designed controller was verified by theoretical demonstration and simulation experiments.

Keywords：under-actuated multi-UAV system; finite-time dynamic scale observer; immersion and invariance; fixed-time control; stereoscopic inclusion control

Received：2023-01-17；**Accepted**：2023-03-17；**Published Online**：2023-04-11 09：18

URL：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230410.1629.004

Foundation items：National Natural Science Foundation of China (62263030); Youth Project of Natural Science Foundation of Xinjiang Uygur Autonomous Region (2022D01C86)

* **Corresponding author**. E-mail：lxk@xju.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0035

基于航位推算的车载组合导航系统NHC杆臂估计算法

邓成剑，陈起金*，张提升，牛小骥
(武汉大学 卫星导航定位技术研究中心，武汉 430079)

摘 要：车辆运动的非完整性约束(NHC)可用作车载组合导航系统的速度观测信息，能够有效抑制惯性导航系统(INS)的误差累积。充分发挥NHC的约束作用需要准确估计和补偿IMU安装角和NHC杆臂。因此对NHC杆臂进行研究，通过三维航位推算(dead reckoning)及扩展卡尔曼滤波器，在没有里程计的情况下，同时估计IMU安装角和NHC杆臂。实验结果表明，本算法能够同时准确估计高精度惯导和低精度MEMS惯导的安装角和NHC杆臂，安装角估计误差小于0.1°，使用估计的NHC杆臂投影点比IMU中心更符合NHC约束条件，能够明显提高NHC约束的辅助效果，提升车载组合导航系统的性能。

关 键 词：车载组合导航系统；航位推算；非完整性约束；NHC杆臂；IMU安装角
中图分类号：V249.32
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2025)02-0668-08

传统组合导航使用全球导航卫星系统(GNSS)和惯性导航系统(INS)进行组合定位，在开阔环境下能够提供高频率、高精度的车载位置、速度和姿态。然而，GNSS信号容易受外界影响，出现定位精度变差甚至GNSS信号丢失的情况，从而影响组合导航的定位精度。面对复杂场景的应用，一般会采用非完整性约束(NHC)、里程计辅助等缓解车载组合导航系统在GNSS信号中断时的精度发散[1−5]。在理想条件下，NHC成立点只有前向速度不为零，侧向速度和高程速度被约束为零[3]。然而，IMU坐标系与车体坐标系一般存在安装角，IMU中心所在位置不一定满足NHC条件，与NHC成立点存在NHC杆臂。已有研究表明[6−8]，补偿IMU安装角和NHC杆臂能够显著地改善NHC辅助在组合导航中的效果。但是IMU的安装角和NHC杆臂会随着安装位置的变化而变化，且IMU安装角无法直接测量，NHC成立点具体位置也无法提前设定。因此，可进一步研究通过算法估计的方式解决NHC杆臂和IMU安装角无法直接测量的问题。

前人的相关研究工作中，部分研究者仅在线估计安装角，直接忽略了NHC杆臂的影响，或者假定NHC成立的位置为车体后轮轮轴的中点，或者在加入里程计传感器时，将NHC成立点假定为车后轮与地面接触点，也有研究者将NHC杆臂考虑到里程计杆臂中，并对杆臂误差的影响进行了分析[9]。

自2009年以来，Wu等[10]首先对IMU安装角和里程计杆臂的可观性进行了分析，指出横滚角在安装角中不可观，此研究基于理论分析，且表明需要里程计数据。在2010年，Wu等[6]利用高精度惯导系统来估计IMU安装角和里程计杆臂，认为NHC(非完整约束)成立的位置在后车轮轴中心，并通过车载实验进行了验证。2018年，Li等[11]在线

收稿日期：2023-02-06；录用日期：2023-04-29；网络出版时间：2023-05-18 00:00
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230517.1509.002
基金项目：国家自然科学基金(41974024)
*通信作者. E-mail：chenqijin@whu.edu.cn

引用格式：邓成剑，陈起金，张提升，等. 基于航位推算的车载组合导航系统NHC杆臂估计算法[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：668-675. DENG C J，CHEN Q J，ZHANG T S，et al. NHC lever arm estimation algorithm for vehicle-integrated navigation systems based on dead reckoning[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：668-675 (in Chinese).

标定里程计误差, 将 IMU 安装角和里程计杆臂均视为里程计误差的一部分, 并通过车载实验进行验证。2020 年, Zhang 等[9] 使用 MEMS 惯导研究了 NHC 杆臂测量精度对 NHC 的影响, 指出前向杆臂的影响最大, 当杆臂精度达到亚分米级时, 对位置精度的影响可以忽略, 且认为 NHC 成立点在车后轮与地面接触点。同年, Chen 等[12] 基于航位推算, 采用后处理方式精准估计 IMU 安装角, 这一方法适用于不同精度等级的惯性组合导航系统, 并通过仿真和车载实验进行了验证, 此方法不依赖里程计。2021 年, Liu 等[13] 考虑车辆转弯时的侧滑角, 导致 NHC 条件遭到破坏, 因此在估计 IMU 安装角的同时考虑了侧滑角, 且认为 NHC 成立点为车体的重心, 并通过仿真和车载实验进行了验证。Hwang 等[14] 在同年使用 MEMS 惯导在线估计安装角和侧滑角, 认为高速运动的车辆 NHC 成立条件差, 且认为 NHC 成立位置在后车轮轴中心, 并通过仿真和车载实验进行了验证。Zhang 等[15] 运用不同等级的惯导, 使用加权最小二乘估计里程计/NHC 杆臂, 且认为 NHC 成立点在车后轮与地面接触点, 但估计的里程计杆臂均比车后轮与地面接触点靠前。2022 年, Wen 等[16] 从阿克曼转向模型分析, 认为 NHC 成立点在后轮轴上, 并使用 NHC 作为观测, 估计高精度惯导的安装角和 NHC 杆臂, 也不依赖里程计数据。同年, Yan 等[17] 考虑了阿克曼转向模型, 认为 NHC 成立点在车后轮轮轴上, 使用里程计构造速度观测, 估计 MEMS 惯导的安装角和里程计杆臂。

在存在里程计传感器的条件下, 部分论文同时估计了安装角和杆臂, 但是需要真实的里程计提供速度观测, 有些甚至没有直接给出估计的结果并进行精度分析, 只是在卡尔曼滤波器的状态量中进行估计, 或者只是针对战术级以上的高精度惯导; 在没有里程计传感器的条件下, 前人研究工作中对 NHC 杆臂估计的研究较少。文献 [12] 采用航位推算的方式, 使用组合导航的位置结果作为观测, 对安装角进行精确的估计并做了详细的分析, 但未对 NHC 杆臂进行估计和分析。本文将在文献 [12] 的基础上, 通过改进算法, 使用三维 DR 航位推算并结合卡尔曼滤波器, 在不需要真实里程计的情况下, 构造虚拟的里程增量, 估计并补偿 IMU 安装角和 NHC 杆臂, 充分发挥 NHC 约束的作用, 提高车载组合导航系统的性能。

1　算法设计

IMU 安装角、NHC 杆臂和相关坐标系如图 1 所示。车体坐标系使用前右下($x^{\mathrm{v}}y^{\mathrm{v}}z^{\mathrm{v}}$)坐标系, 记为v系; IMU 坐标系以 IMU 几何中心为坐标系的原点, 使用前右下($x^{\mathrm{b}}y^{\mathrm{b}}z^{\mathrm{b}}$)坐标系, 记为b系。

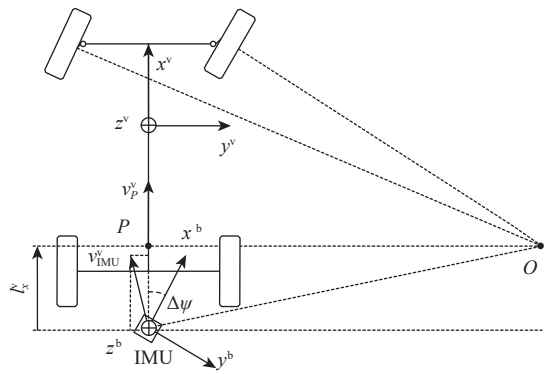


图 1　IMU 安装角和 NHC 杆臂示意图

Fig. 1　IMU stagger angle and NHC lever arm

图 1 中, 当车体坐标系与 IMU 坐标系未对齐时, 将存在安装角, $\Delta\psi$为航向安装角。NHC 杆臂定义为 IMU 几何中心指向 NHC 成立点 P的向量, l_X^{v}为 NHC 杆臂的 X分量。点 O为车体转向的圆心, 车体速度均沿同心圆的切线方向, $\boldsymbol{v}_{\mathrm{IMU}}^{\mathrm{v}}$为 IMU 中心在车体坐标系下的速度, 明显存在 Y轴速度分量, 即 IMU 中心不满足 NHC 约束条件。直线 OP与车体坐标系的 X轴垂直, 所以 P点的速度在车体坐标系下 Y轴速度为零, 满足 NHC 约束条件。

1.1　算法框架

IMU 安装角和 NHC 杆臂估计算法框图如图 2 所示。算法估计可分为两个阶段。第一阶段的目的在于解算一个精度较高的姿态$\hat{\boldsymbol{C}}_{\mathrm{b}}^{\mathrm{n}}$(上标n表示导航坐标系)和位置$\tilde{\boldsymbol{r}}$, 并构建虚拟里程增量$\Delta\hat{\boldsymbol{S}}^{\mathrm{v}}$, 用于第二阶段; 当补偿的安装角不正确, 且 NHC 杆臂所指向的点 NHC 不成立时, 反向平滑算法(Rauch-Tung-Striebel, R-T-S 算法)解算的位置观测$\tilde{\boldsymbol{r}}$与航位推算得到的位置信息$\hat{\boldsymbol{r}}$存在差值, 此时扩展卡尔曼滤波器(extended Kalman filter, EKF)会对估计的状态量$\delta\hat{\boldsymbol{x}}$进行校正, 再用校正后的状态量对安装角和 NHC 杆臂进行修正, 收敛后得到 IMU 安装角中的俯仰角$\Delta\hat{\theta}$、航向角$\Delta\hat{\psi}$及 NHC 杆臂中的 x分量$\hat{l}_x^{\mathrm{v}}$、y分量$\hat{l}_y^{\mathrm{v}}$。

1.2　卡尔曼滤波器之状态量

在 IMU 安装角和 NHC 杆臂估计中, 卡尔曼滤波器的状态向量包含三维位置误差$\delta\boldsymbol{r}^{\mathrm{n}}$、安装角误差$\boldsymbol{\alpha}$、三维姿态误差$\boldsymbol{\phi}$[18-19]、NHC 杆臂误差$\delta\boldsymbol{l}$、里程增量比例因子误差$\delta k$, 其中安装角的横滚角不具有可观性和 NHC 杆臂的z分量可观性较弱, 未对其进行估计, 所以状态向量共 11 维, 定义如下:

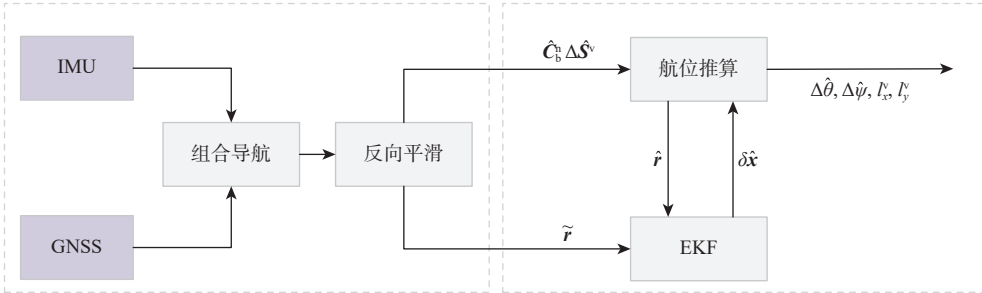


图2 IMU安装角和NHC杆臂估计算法框图

Fig. 2 Block diagram of IMU stagger angle and NHC lever arm estimation algorithm

$$\delta\boldsymbol{x}=[(\delta\boldsymbol{r}^{\mathrm{n}})^{\mathrm{T}}\quad\boldsymbol{\alpha}^{\mathrm{T}}\quad\boldsymbol{\phi}^{\mathrm{T}}\quad\delta\boldsymbol{l}^{\mathrm{T}}\quad\delta k]^{\mathrm{T}}\tag{1}$$

式中：T为转置。各项误差定义如下：

$$\delta\boldsymbol{r}^{\mathrm{n}}=\hat{\boldsymbol{r}}^{\mathrm{n}}-\boldsymbol{r}^{\mathrm{n}}\tag{2}$$

$$\hat{\boldsymbol{C}}_{\mathrm{b}}^{\mathrm{v}}=[\boldsymbol{I}-([0\quad\boldsymbol{\alpha}^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}\times)]\boldsymbol{C}_{\mathrm{b}}^{\mathrm{v}}\tag{3}$$

$$\hat{\boldsymbol{C}}_{\mathrm{b}}^{\mathrm{n}}=[\boldsymbol{I}-(\boldsymbol{\phi}\times)]\boldsymbol{C}_{\mathrm{b}}^{\mathrm{n}}\tag{4}$$

$$\delta\boldsymbol{l}=\hat{\boldsymbol{l}}-\boldsymbol{l}\tag{5}$$

$$\Delta\hat{\boldsymbol{S}}^{\mathrm{v}}=(1+\delta k)\Delta\boldsymbol{S}^{\mathrm{v}}\tag{6}$$

式中：$\delta\boldsymbol{r}^{\mathrm{n}}$为导航坐标系下航位推算得到的位置减去位置真值；$\boldsymbol{C}_{\mathrm{b}}^{\mathrm{v}}$为安装角对应的方向余弦矩阵；$(\cdot\times)$为向量对应的反对称矩阵；$\hat{\cdot}$为含有误差的量；$\boldsymbol{I}$为相应维数的单位矩阵。

1.3 航位推算

车体坐标系下各时间历元的前进距离为Δs，假设NHC条件成立，在车体不发生侧滑和弹跳的情况下，y轴和z轴位置增量为零[20]，若用下标k表示当前时刻，则当前时刻的里程增量$\Delta\boldsymbol{S}_k^{\mathrm{v}}$为

$$\Delta\boldsymbol{S}_k^{\mathrm{v}}=[\Delta s\quad 0\quad 0]^{\mathrm{T}}\tag{7}$$

已知平滑解算后的位置，将其由大地坐标系转化到地心地固坐标系$\boldsymbol{r}^{\mathrm{e}}$，将短时间内的位移计算到同一个方向上，可视为车体坐标系下各时间历元的前进距离：

$$\Delta s=\|\boldsymbol{r}_k^{\mathrm{e}}-\boldsymbol{r}_{k-1}^{\mathrm{e}}\|\tag{8}$$

利用当前时刻的姿态以及安装角，可将车体坐标系下的里程增量转换到导航坐标系下：

$$\Delta\boldsymbol{S}_k^{\mathrm{n}}=\boldsymbol{C}_{\mathrm{b}}^{\mathrm{n}}\boldsymbol{C}_{\mathrm{v}}^{\mathrm{b}}\Delta\boldsymbol{S}_k^{\mathrm{v}}=[\Delta s_{\mathrm{N},k}\quad\Delta s_{\mathrm{E},k}\quad\Delta s_{\mathrm{D},k}]^{\mathrm{T}}\tag{9}$$

用下标$k-1$表示上一时刻，则在导航坐标系下由上一时刻推算当前时刻位置的DR位置更新算法为

$$\boldsymbol{r}_k^{\mathrm{n}}=\boldsymbol{r}_{k-1}^{\mathrm{n}}+\boldsymbol{C}_{\mathrm{b},\,k-1}^{\mathrm{n}}\boldsymbol{C}_{\mathrm{v}}^{\mathrm{b}}\Delta\boldsymbol{S}_k^{\mathrm{v}}\tag{10}$$

因此，由公式(9)和式(10)可得到大地坐标系下纬度、经度、高程的更新式为

$$\begin{aligned}\varphi_k&=\varphi_{k-1}+\frac{\Delta s_{\mathrm{N},k}}{R_{\mathrm{M}}+h}\\ \lambda_k&=\lambda_{k-1}+\frac{\Delta s_{\mathrm{E},k}}{(R_{\mathrm{N}}+h)\cos\varphi}\\ h_k&=h_{k-1}-\Delta s_{\mathrm{D},k}\end{aligned}\tag{11}$$

式中：φ、λ分别为纬度、经度，(°)；h为高程，m；R_{M}、R_{N}分别为相应位置的子午圈曲率半径、卯酉圈曲率半径。式(11)即为在补偿安装角的前提下，使用车体坐标系下的里程增量和反向平滑后的姿态进行航位推算位置更新的方法。

1.4 卡尔曼滤波器状态误差模型

1）位置误差模型：式(10)为无误差的DR航位推算位置更新算法，使用误差扰动得到位置误差递推公式为

$$\delta\boldsymbol{r}_k^{\mathrm{n}}=\delta\boldsymbol{r}_{k-1}^{\mathrm{n}}+(\boldsymbol{C}_{\mathrm{b}}^{\mathrm{n}}\boldsymbol{C}_{\mathrm{v}}^{\mathrm{b}}\Delta\boldsymbol{S}^{\mathrm{v}})\times\boldsymbol{\phi}-\boldsymbol{C}_{\mathrm{b}}^{\mathrm{n}}\boldsymbol{C}_{\mathrm{v}}^{\mathrm{b}}\boldsymbol{M}\boldsymbol{\alpha}+\boldsymbol{C}_{\mathrm{b}}^{\mathrm{n}}\boldsymbol{C}_{\mathrm{v}}^{\mathrm{b}}\Delta\boldsymbol{S}^{\mathrm{v}}\delta k\tag{12}$$

其中，$\boldsymbol{M}$为矩阵，计算式为

$$\boldsymbol{M}=\begin{bmatrix}0&0\\0&-\Delta s\\\Delta s&0\end{bmatrix}\tag{13}$$

2）其他误差模型：已有研究表明[12]，安装角误差、姿态误差和里程增量比例因子误差均可通过添加噪声，建模为随机游走模型。由于减震系统的存在、承重位置的不同，NHC杆臂可能会发生变化，但一般不会有太大的幅度变化，所以杆臂也可以建模为随机游走模型。

3）系统状态误差模型总结：对以上误差模型进行总结，离散时间的状态方程可以表示为

$$\delta\boldsymbol{x}_k=\boldsymbol{\Phi}_{k,k-1}\delta\boldsymbol{x}_{k-1}+\boldsymbol{G}_{k-1}\boldsymbol{\omega}_{k-1}\tag{14}$$

式中：$\boldsymbol{\Phi}_{k,k-1}$为状态转移矩阵；$\boldsymbol{G}_{k-1}$为系统噪声驱动矩阵；$\boldsymbol{\omega}_{k-1}\sim N(0,\boldsymbol{Q}_{k-1})$；$\boldsymbol{Q}_{k-1}$为系统噪声协方差矩阵[12]。

1.5 观测方程

DR航位推算获得的三维位置$\hat{\boldsymbol{r}}_k^{\mathrm{n}}$与平滑解算的三维位置$\tilde{\boldsymbol{r}}_k^{\mathrm{n}}$之差构成卡尔曼滤波器的观测方程：

$$\delta\boldsymbol{z}_{\mathrm{IMU},k}=\delta\boldsymbol{r}_k^{\mathrm{n}}-\boldsymbol{C}_{\mathrm{b}}^{\mathrm{n}}(\boldsymbol{l}^{\mathrm{b}}\times)\boldsymbol{\phi}-\boldsymbol{C}_{\mathrm{b}}^{\mathrm{n}}[\delta\boldsymbol{l}^{\mathrm{T}}\quad 0]^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{e}_k\tag{15}$$

式中: $\boldsymbol{e}_k$为观测噪声向量; $\boldsymbol{R}_k = E[\boldsymbol{e}_k \quad \boldsymbol{e}_k^{\mathrm{T}}]$, $\boldsymbol{R}_k$为观测噪声协方差矩阵, 是一个3×3对角阵, 可由 GNSS/INS 组合导航的位置误差状态对应的协方差矩阵获得。

离散时间状态的位置观测方程可表示为

$$\delta z_{\mathrm{IMU},k} = \boldsymbol{H}_k \delta \boldsymbol{x}_k + \boldsymbol{e}_k \tag{16}$$

式中: $\boldsymbol{H}_k$为观测矩阵, 计算式为

$$\boldsymbol{H}_k = \begin{bmatrix} \boldsymbol{I}_{3\times3} & \boldsymbol{0}_{3\times2} & -\boldsymbol{C}_{\mathrm{b}}^{\mathrm{n}}(\boldsymbol{l}^{\mathrm{b}}\times) & -\boldsymbol{U} & \boldsymbol{0}_{3\times1} \end{bmatrix} \tag{17}$$

式中: $\boldsymbol{U}$为姿态矩阵$\boldsymbol{C}_{\mathrm{b}}^{\mathrm{n}}$的第 1 列和第 2 列元素组成的3×2维矩阵。

2　车载实验与结果分析

2.1　实验描述

通过车载实验来测试和验证本文的算法, 测试车辆和设备安装图如图 3 所示。在测试车中同时安装了一款高精度导航级惯导(POS620)和两款不同精度的 MEMS IMU(ADIS16465 和 HG101), 惯导的主要器件参数如表 1 所示。



图 3　车载实验的设备安装图

Fig. 3　Equipment installation of vehicle test

表 1　IMU 基本参数

Table 1　Basic parameters of IMU

IMU型号	角度随机游走/((°)·h$^{-1/2}$)	速度随机游走/((m·s^{-1})·h$^{-1/2}$)	陀螺零偏/((°)·h^{-1})	加表零偏/(m·s^{-2})
PO620	0.03	0.003	0.01	0.000 15
ADIS16465	0.10	0.100	50.00	0.000 50
HG101	0.30	0.200	15.00	0.002 00

测试场地位于武汉市佛祖岭地区, 测试区域开阔无遮挡, GNSS 信号观测条件良好。测试轨迹图如图 4 所示, 包含了直线轨迹和丰富的转弯动作, 以增强杆臂的可观性。测试车上搭载了高精度测量型 GNSS 接收机和天线, 在测试区附近架设了 GNSS 基站, 与车载 GNSS 接收机和惯导同步采集原始数据。

设备与载体固连, 独立开展 3 次重复实验, 分别记作实验 A、B、C, 每次实验的车辆动态时长大于 20 min。每次实验的开始阶段, 将车辆静止 5 min 以上, 静止时段采集的数据用于高精度惯导的初始对准。

2.2　NHC 杆臂估计

实验 A 包含 3 款惯导设备, 分别对应的杆臂估



图 4　测试轨迹图

Fig. 4　Test trajectory

计曲线如图 5 所示。由图 5 可知, NHC 杆臂估计算法能在 60 s 内收敛。为了验证杆臂的可重复性, 将使用实验 A、B、C 的 3 组数据估计的 NHC 杆臂值进行纵向对比, 如表 2 所示。由表 2 可知, 对于参与测试的 3 款 IMU, 不同实验下 NHC 杆臂值估计的重复性误差不大于 2 cm, 说明 NHC 杆臂估计的一致性较好, 结果可信。

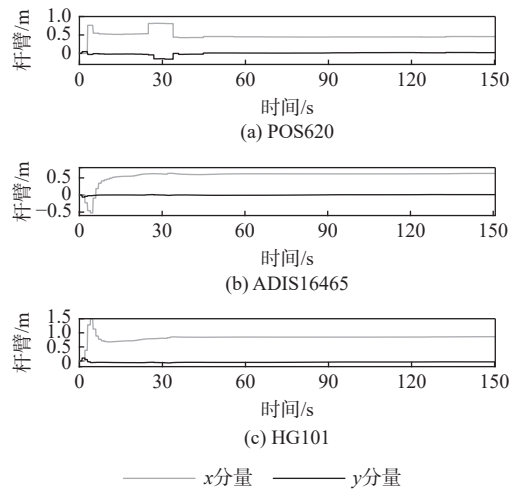


图 5　NHC 杆臂估计曲线(来自实验 A 数据)

Fig. 5　NHC lever arm estimation curve (from the data in experiment A)

3 款 IMU 的 NHC 杆臂 y 轴分量(侧向)估计值均接近 0, 这与图 1 中 NHC 杆臂定义相符, 即在直线 OP 上均满足 NHC 约束条件。在 x 轴方向(前向), 对于同一辆车, 通过 3 款 IMU 所测数据估计的 NHC 杆臂, 确定的 NHC 成立点应在图 1 中同一直线 OP 上。通过 3 款 IMU 之间的相对位置关系, 将 3 款 IMU 估计的 NHC 杆臂 X 分量的起点换算到 POS620 的中心, 如表 3 所示。

由表 3 可知, 对于 3 款 IMU 估计的 NHC 成立点位于同一直线附近, 最大差异不大于 2 cm。课题组前期研究表明[9], 如果 NHC 杆臂误差控制在亚分米级内, 对组合导航位置精度的影响可忽略。因此, 本文方法估计的 NHC 杆臂对于普通车载组合

表 2 NHC 杆臂估计值

Table 2 Statistics of estimated values of NHC lever arm m

实验组别	x轴分量			y轴分量		
	POS620	ADIS16465	HG101	POS620	ADIS16465	HG101
A	0.412	0.560	0.777	0.000	0.015	−0.016
B	0.396	0.556	0.774	−0.002	0.017	−0.018
C	0.416	0.573	0.793	0.020	0.022	−0.013

表 3 NHC 杆臂 *X* 轴分量估计值横向对比结果

Table 3 Lateral comparison results of estimated values of *X*-axis component of NHC lever arm m

实验组别	x轴分量		
	POS620	ADIS16465	HG101
A	0.412	0.375	0.397
B	0.396	0.371	0.394
C	0.416	0.388	0.413

导航的应用足够精确。

2.3 安装角估计

实验 A 数据 3 款 IMU 对应的安装角估计曲线如图 6 所示。由图 6 可知，3 款 IMU 的安装角估计结果均能够在短时间内收敛，3 款 IMU 对应的收敛值不一样，这是因为 3 个 IMU 的实际安装角不同。

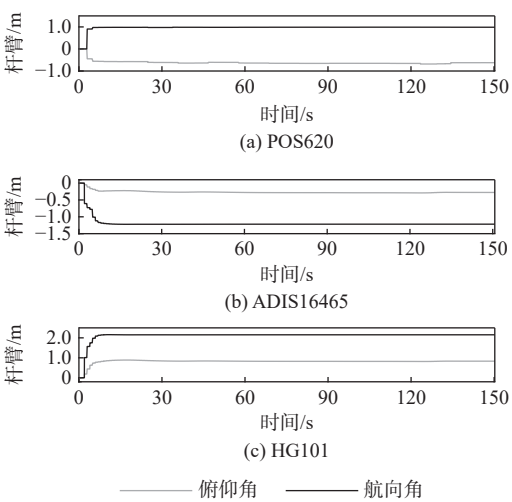


图 6 IMU 安装角估计曲线(来自实验 A 数据)

Fig. 6 Estimation curve of IMU stagger angle (from the data in experiment A)

根据图 1 中对安装角与 NHC 杆臂的定义，GNSS/INS 组合导航结果在补偿安装角并通过 NHC 杆臂投影到 NHC 成点时，*y*轴(侧向)和*z*轴(垂向)速度应在零附近波动，即如果车体坐标系下*y*轴与*z*轴速度均值为零，则间接表明安装角和 NHC 杆臂估计准确。以 POS620 为例，对比了在不补偿安装角和 NHC 杆臂、补偿安装角但不补偿 NHC 杆臂、补偿安装角和 NHC 杆臂 3 种策略下的*y*轴速度和*z*轴速度曲线，以此来说明本文估计的 IMU 安装角和 NHC 杆臂的有效性，如图 7 和图 8 所示。

由图 7 可知，在未补偿安装角和 NHC 杆臂时，车辆*y*轴方向的速度不为零；仅补偿安装角，能有效消除侧向的速度偏置，说明航向安装角估计准确；但在车辆转弯时*y*轴仍会出现较明显的速度，进一步补偿 NHC 杆臂，转弯时*y*轴速度明显减小，证明 NHC 杆臂的*x*分量估计准确。由图 8 可知，在未补

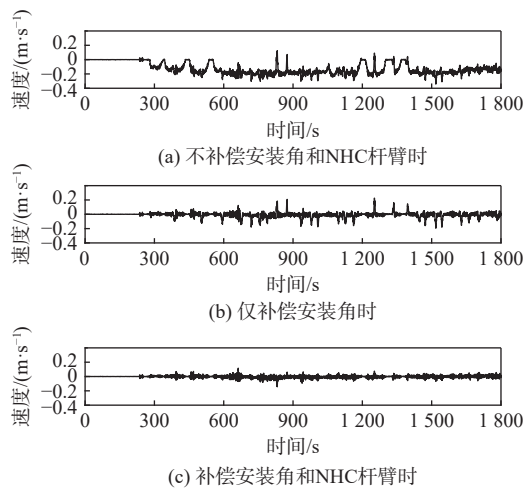


图 7 参考系统(高精度惯导 POS620)的 *y* 轴速度(来自实验 A 数据)

Fig. 7 *y*-axis velocity of reference system (high-precision INS POS620) (from the data in experiment A)

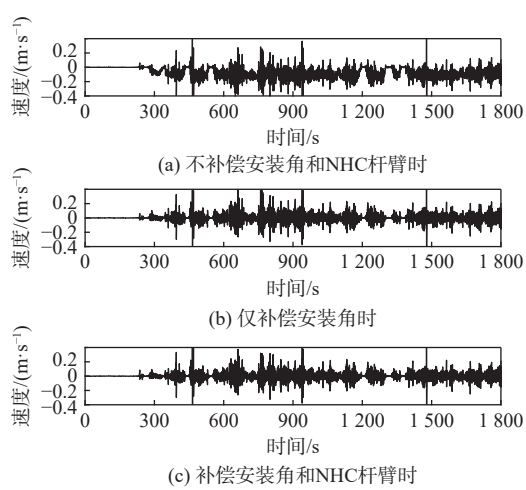


图 8 参考系统(高精度惯导 POS620)的 *z* 轴速度曲线(来自实验 A 数据)

Fig. 8 *z*-axis velocity of reference system (high-precision INS POS620) (from the data in experiment A)

偿安装角和 NHC 杆臂时, 车辆z轴速度存在偏置, 补偿安装角后, z轴速度偏置明显减小, 表明估计的俯仰安装角是准确的。总体说明了估计的安装角和 NHC 杆臂的准确性。图 8 中补偿 NHC 杆臂对z轴速度影响较小, 图中观察效果不明显, 是因为补偿安装角后的 z 轴速度受减震系统、加减速等影响较大, 随机噪声成为主要影响因素。

POS620 为高精度惯导, 可将其姿态补偿安装角后作为 MEMS IMU 的参考真值, 验证估计算法对 MEMS IMU 安装参数估计的正确性。ADIS16465 和 HG101 的姿态误差曲线如图 9 和图 10 所示, 并与估计的安装角收敛值进行对比。

由图 9 和图 10 可知, IMU 安装角估计的精度与姿态精度相关, ADIS16465 和 HG101 后处理的姿态精度均在 0.1°的量级。姿态误差在安装角附近波动, 姿态误差的常偏即为安装角, 可知 ADIS16465 和 HG101 的俯仰角和航向角的安装角估计精度均高于 0.1°。

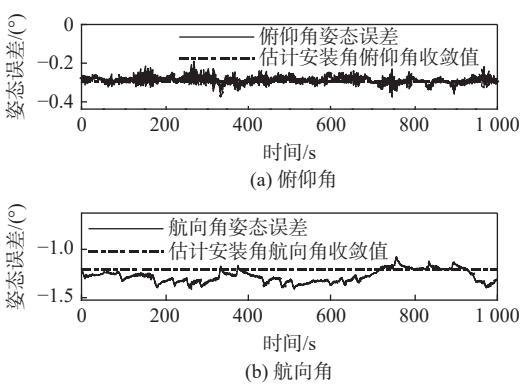


图 9　MEMS IMU(ADIS16465)姿态误差曲线

(来自实验 A 数据)

Fig. 9　Attitude error curve of MEMS IMU (ADIS16465)

(from the data in experiment A)

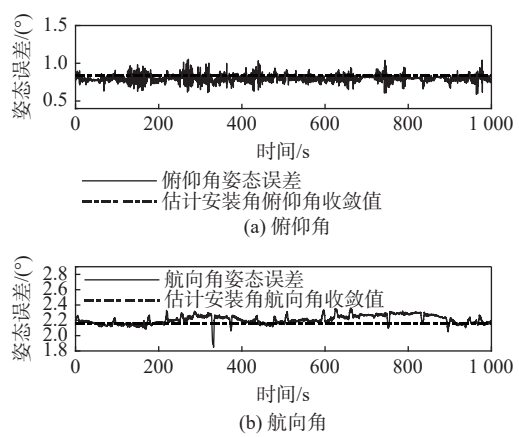


图 10　MEMS IMU(HG101)姿态误差曲线(来自实验 A 数据)

Fig. 10　Attitude error curve of MEMS IMU (HG101)

(from the data in experiment A)

2.4　估计参数对 NHC 约束的改善效果

从车载组合导航结果进一步验证估计参数的有效性, 将估计的参数用于 NHC 约束辅助组合导航, 并模拟 GNSS 1 min 中断, 统计每个中断区间位置漂移误差最大值的均方根值。

在不补偿安装角和 NHC 杆臂(方案 1)、只补偿安装角(方案 2)、同时补偿安装角和 NHC 杆臂(方案 3)3 种方案下, 3 款 IMU 进行组合导航 GNSS 中断模拟的位置漂移误差统计结果如表 4 所示, 每款器件模拟中断次数均为 20 次, 结果具有统计意义。

表 4　GNSS 中断时的位置漂移误差统计

Table 4　Position drift error statistics during GNSS outages

IMU型号	方向	位置发散误差统计值/m		
		方案1	方案2	方案3
POS620	北向	0.525	0.468	0.395
	东向	0.825	0.821	0.607
	高程	0.425	0.262	0.266
ADIS16465	北向	6.902	5.266	3.464
	东向	10.079	6.205	3.503
	高程	1.364	0.621	0.454
HG101	北向	11.922	8.145	3.991
	东向	16.476	3.857	3.095
	高程	3.730	0.614	0.387

由表 4 可知, 补偿安装角和 NHC 杆臂对高精度惯导位置误差漂移有一定的约束作用, 但不如 MEMS 惯导明显。因为 POS620 为导航级高精度惯导, 在 1 min 内纯惯导推算的导航误差也较小, 在短时间 GNSS 中断期间, NHC 约束未起到约束作用。对于 MEMS 惯导, 误差发散较快, 此时 NHC 约束能发挥较大的作用, 由表 4 结果还可知, 补偿安装角能够较大幅度提升 NHC 约束的效果, 进一步补偿 NHC 杆臂能够再一次明显提高 NHC 约束的效果, 说明补偿本文算法估计的 NHC 杆臂有助于提高在 GNSS 中断时的组合导航性能。

3　结　论

本文通过改进算法, 利用三维航位推算(DR)技术结合卡尔曼滤波器, 实现了在不依赖真实里程计的情况下, 通过构造虚拟里程增量来估计和补偿 IMU 的安装角以及 NHC 杆臂。通过理论分析和实验测试, 得出以下结论:

1) 本文算法能够在没有里程计等额外传感器的情况下, 同时有效估计 IMU 的安装角和 NHC 杆臂。

2) 本文算法适用于高精度惯导系统和低精度

MEMS 惯导系统。

3）本文算法估计精度较高：安装角的估计误差小于 0.1°，通过算法估计的 NHC 杆臂能够准确投影到 NHC 的成立点。

4）在补偿安装角和 NHC 杆臂时，算法能够更充分地发挥 NHC 约束的作用，显著提高车载组合导航系统在 GNSS 中断时的性能。

参考文献（References）

[1] KIM S B, BAZIN J C, LEE H K, et al. Ground vehicle navigation in harsh urban conditions by integrating inertial navigation system, global positioning system, odometer and vision data[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2011, 5(8): 814.

[2] ILYAS M, YANG Y C, QIAN Q S, et al. Low-cost IMU/odometer/GPS integrated navigation aided with two antennae heading measurement for land vehicle application[C]// 2013 25th Chinese Control and Decision Conference (CCDC). Piscataway: IEEE Press, 2013: 4521-4526.

[3] DISSANAYAKE G, SUKKARIEH S, NEBOT E, et al. The aiding of a low-cost strapdown inertial measurement unit using vehicle model constraints for land vehicle applications[J]. IEEE Transactions on Robotics and Automation, 2001, 17(5): 731-747.

[4] NIU X J, LI Y, ZHANG Q, et al. Observability analysis of non-holonomic constraints for land-vehicle navigation systems[J]. Journal of Global Positioning Systems, 2012, 11(1): 80-88.

[5] ZHU K, GUO X, JIANG C H, et al. MIMU/odometer fusion with state constraints for vehicle positioning during BeiDou signal outage: testing and results[J]. Sensors, 2020, 20(8): 2302.

[6] WU Y X, GOODALL C, EL-SHEIMY N. Self-calibration for IMU/Odometer land navigation: simulation and test results[C]// Proceedings of the 2010 International Technical Meeting of the Institute of Navigation. San Diego : the Institute of Navigation, 2010: 839-849.

[7] GAO K, REN S Q, CHEN X J, et al. High precision SINS/OD dead reckoning algorithm considering lever arm effect[C]// IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Piscataway: IEEE Press, 2017: 3731-3735.

[8] 牛小骥, 丁龙阳, 旷俭, 等. 基于 MEMS IMU 和运动约束的共享单车定位算法[J]. 中国惯性技术学报, 2021, 29(3): 300-306.
NIU X J, DING L Y, KUANG J, et al. A MEMS IMU and motion constraint-based positioning algorithm for shared bicycles[J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2021, 29(3): 300-306 (in Chinese).

[9] ZHANG Q, HU Y Q, NIU X J. Required lever arm accuracy of non-holonomic constraint for land vehicle navigation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(8): 8305-8316.

[10] WU Y X, WU M P, HU X P, et al. Self-calibration for land navigation using inertial sensors and odometer: observability analysis[C]// AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference. Reston: AIAA, 2009: AIAA 2009-5970.

[11] LI L L, SUN H X, YANG S, et al. Online calibration and compensation of total odometer error in an integrated system[J]. Measurement, 2018, 123: 69-79.

[12] CHEN Q J, ZHANG Q, NIU X J. Estimate the pitch and heading mounting angles of the IMU for land vehicular GNSS/INS integrated system[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2021, 22(10): 6503-6515.

[13] LIU Z B, WANG L J, WEN F, et al. IMU/vehicle calibration and integrated localization for autonomous driving[C]// 2021 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA). Piscataway: IEEE Press, 2021: 4013-4019.

[14] HWANG Y, JEONG Y, KWEON I S, et al. Online misalignment estimation of strapdown navigation for land vehicle under dynamic condition[J]. International Journal of Automotive Technology, 2021, 22(6): 1723-1733.

[15] ZHANG Q, HU Y Q, LI S S, et al. Mounting parameter estimation from velocity vector observations for land vehicle navigation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(4): 4234-4244.

[16] WEN Z Y, YANG G L, CAI Q Z. An improved SINS/NHC integrated navigation algorithm based on Ackermann turning geometry[J]. Measurement, 2022, 192: 110859.

[17] YAN M, WANG Z C, ZHANG J. Online calibration of installation errors of SINS/OD integrated navigation system based on improved NHC[J]. IEEE Sensors Journal, 2022, 22(13): 12602-12612.

[18] ROGERS R M. Applied mathematics in integrated navigation systems[M]. third ed. Reston, Virginia: AIAA, Inc. , 2007.

[19] TITTERTON D, WESTON J L, WESTON J. Strapdown inertial navigation technology[M]. 2nd ed. London: the Institution of Engineering and Technology, 2004: 17.

[20] YANG Z H, LI Z K, LIU Z, et al. Improved robust and adaptive filter based on non-holonomic constraints for RTK/INS integrated navigation[J]. Measurement Science and Technology, 2021, 32(10): 105110.

NHC lever arm estimation algorithm for vehicle-integrated navigation systems based on dead reckoning

DENG Chengjian，CHEN Qijin*，ZHANG Tisheng，NIU Xiaoji

(GNSS Research Center，Wuhan University，Wuhan 430079，China)

Abstract: The non-holonomic constraint (NHC) of vehicle motion can be used as the velocity observation information for the vehicle-integrated navigation system, which can effectively suppress the error accumulation of the inertial navigation system (INS). To fully exert the constraint function of NHC, it is significant to accurately estimate and compensate for the inertial measurement unit (IMU) stagger angle and NHC lever arm. This paper researched the NHC lever arm and estimated the IMU stagger angle and NHC lever arm simultaneously by three-dimensional dead reckoning and Kalman filter without an odometer. The results show that the proposed algorithm can accurately estimate the stagger angle and NHC lever arm of the high-precision INS and low-precision micro-electro-mechanical system (MEMS) INS, and the stagger angle error is less than 0.1°. The estimated NHC lever arm projection point is more in line with the NHC constraint condition than the IMU center, and it can significantly improve the auxiliary effect of NHC constraint and strengthen the performance of the vehicle-integrated navigation system.

Keywords: vehicle-integrated navigation system; dead reckoning; non-holonomic constraint; NHC lever arm; IMU stagger angle

Received：2023-02-06；**Accepted**：2023-04-29；**Published Online**：2023-05-18 00：00

URL：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230517.1509.002

Foundation item：National Natural Science Foundation of China (41974024)

* **Corresponding author**. E-mail: chenqijin@whu.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0057

小视场角条件下地形跟随飞行适应角法的改进

朱日楠，王彪*，唐超颖
(南京航空航天大学 自动化学院，南京 211106)

摘　　要：针对小视场角条件下适应角法地形跟随飞行时可能出现波浪式前进的现象，分析两种波浪状航迹成因，提出地形信息丢失时的适应角法改进公式。通过设计抑制函数、验证其与高度控制的一致性，并推导指令增益，在无地形数据飞行阶段将地形丢失前的信息与实时高度结合，给出导引指令。利用不同真实地形数据视景仿真验证，该方法可有效解决波浪状航迹问题，避免航迹角与法向过载频繁变化，使飞机以期望安全高度平飞越峰，显著提升地形跟随效果。

关 键 词：地形跟随；适应角法；小视场角；地形数据丢失；波浪状航迹
中图分类号：V249.1
文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2025)02-0676-07

地形跟随(terrain following, TF)技术充分利用地形起伏造成的地形杂波与视野盲区对敌方防御系统带来的干扰与死区，大大提高现代攻击型飞行器的攻击与生存能力，是低空突防作战的一种重要技术[1-2]。早期地形跟随采用前视雷达探测的方式，但受限于雷达成本、重量、体积、隐蔽性等问题，该方式使用范围有限。利用数字地图、全球定位系统进行离线航路规划[3-4]可有效减少机载雷达的使用频率，降低暴露可能性[5]，但该方案对导航系统、数字地图的精度要求高，且离线规划的航迹可能无法回避最新地形或突发障碍。近年来计算机视觉技术在目标跟踪[6-7]、视觉着落[8-9]等飞控领域的推广与应用，使视觉测距成为地形深度获取的新手段[10-12]，可回避雷达探测产生的诸多不利因素。但前视雷达、机载摄像机等前视传感器有共性问题，即探测距离越远，其视场角越小，这一关系对于地形信息的获取不利。在利用前视传感器进行地形跟随时，极易因视场角(field of view, FOV)较小而导致地形丢失[13]，使地形跟随任务中断。

对于上述小视场角地形跟随导引问题，还没有广泛的研究结果。文献[13]针对该问题提出光轴搜索策略，通过引入云台实时改变前视传感器光轴指向角，确保地形跟随时地形信息能始终位于视野范围内，以产生连续的导引信号。但该方法中云台作动频繁，其动态特性会影响高速飞行器地形信息获取的实时性与有效性。

针对小视场角前视探测时地形信息易丢失的问题，本文分析小视场角适应角法飞行问题的成因，提出无地形信息阶段的适应角法改进公式，利用高度控制原理推导相关参数理论值，采取前视传感器与机体固连的方式，结合不同的真实地形数据进行视景仿真，与小视场角传统适应角法地形跟随飞行对比，验证本文方法在小视场角飞行时的有效性。

1 地形跟随适应角导引方法

适应角法是一种经典的地形跟随方法，通过飞行器前视探测获取的地形信息给出航迹角指令，结合航迹角控制或法向过载控制实现对飞行航迹的间接控制，其已在F-111、B-1、F16C/D、F15E等机种上成功应用[2]。适应角法基本角度关系如图1所

收稿日期：2023-02-16；录用日期：2023-04-23；网络出版时间：2023-05-25 14:06
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230524.1408.002
基金项目：航空科学基金 (20175752045)
*通信作者. E-mail：wangbiao@nuaa.edu.cn

引用格式：朱日楠，王彪，唐超颖. 小视场角条件下地形跟随飞行适应角法的改进[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：676-682.
ZHU R N，WANG B，TANG C Y. Improvement of terrain following flight adaptive angle method under small field of view conditions[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：676-682 (in Chinese).

示, 其中 λ 为目标点视线与机体纵轴 x_b 所夹的视线角, θ 为俯仰角, V 为飞机地速, γ 为航迹角, R 为目标点与飞行器间的斜距, H_0 为预设的安全高度。

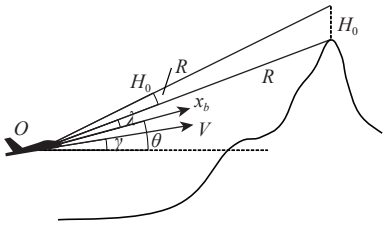


图 1　适应角法基本角度关系

Fig. 1　Basic angle relation of adaptive angle method

该方法在角指令法的基础上引入分段线性抑制函数 F_s 与常值增益系数 K_γ 改善了角指令法未充分利用地形起伏贴地飞行、飞行航迹过早拉起等问题[1-2], 提升了飞行器隐蔽性能。式 (1)～式 (3) 即为适应角法公式。

$$\gamma_c = K_\gamma\left(\lambda+\theta+\frac{H_0}{R}-F_s\right) \tag{1}$$

$$F_s=\begin{cases}0 & R\leqslant R_1\\ C_1(R-R_1) & R_1<R<R_2\\ C_1(R_2-R_1)+C_2(R-R_2) & R\geqslant R_2\end{cases} \tag{2}$$

$$K_\gamma=\begin{cases}K & \gamma\geqslant 0\\ 1 & \gamma<0\end{cases} \tag{3}$$

式中: R_1 为末段冲刺距离, R_2 为中程抑制距离, K 为爬坡段适应角指令增益, 通常取 $K>1$。

在地形跟随飞行中, 山峰近程是最危险的飞行阶段, 该阶段称为末段冲刺阶段。飞行器在达到极限拉起点之前应尽可能贴近地形, 一旦飞至该点, 飞行器应立刻以最大航迹角爬升进行末段冲刺飞行。因此当飞机与山体距离小于末段冲刺距离 R_1 时, 抑制函数 $F_s=0$, 适应角指令去除抑制作用, 使飞行器以最大航迹角指令进行爬升。R_1 决定极限拉起点位置, 若 R_1 过小, 则飞机来不及反应而撞山, 若 R_1 过大, 则飞机过早拉起, 增加暴露风险。

当飞机与山体距离大于 R_1, 则飞机相对安全且有足够距离进行机动飞行, 该段行程称为中程拉起阶段。末段冲刺阶段保证了飞行器以最大航迹角爬升, 而中程拉起阶段则通过抑制函数 F_s 缓慢增加航迹角指令, 延迟飞机拉起速度。

当飞机与山体距离大于 R_2, 说明此时飞机距离山体较远, 无需考虑撞山风险, 为了提高飞机贴地飞行效果, 飞机应下滑到尽可能低的高度。因此, 此过程的抑制函数 F_s 较大, 该阶段称为远程下滑阶段。

文献 [1] 对适应角法原理、抑制函数 F_s 相关参数与常值增益系数 K_γ 的选取作了详细阐释, 本文不再赘述。

2　小视场角条件下适应角法的改进

利用适应角法进行地形跟随时, TF 计算机通过安装在机体上的前视传感器获取前方地形信息, 产生导引指令。当前视传感器视场角较小时, 飞行中会出现视野范围内无目标点的情况, 这会导致适应角法失效。对于地形跟随而言, 垂向视场角在 10°～30°范围内属于大视场角, 小于 10°则属于小视场角。以视觉传感器为例, 图 2 分别展示了 20°和 6°视场角条件下飞机在相同位置进入末段冲刺阶段时, 视觉传感器中的图像信息。可见末段爬坡越峰时小视场角条件下获得的地形信息较少。随着爬坡阶段的进行, 飞机航迹角继续增大, 视觉传感器将无法获取地形信息。为了保障飞行安全、保证飞行全程均有导引指令, 在利用传统适应角法进行地形跟随时往往会结合高度表信息, 通过最正逻辑[1]选择适应角法与高度控制中最大的航迹角指令作为导引指令。



(a) 视场角为20°时获取的图像信息

(b) 视场角为6°时获取的图像信息

图 2　不同视场角获得的地形图像信息比较

Fig. 2　Comparison of terrain image information obtained from different FOV

2.1　小视场角飞行出现的问题

适应角导引方法对于前视传感器光轴固定方式未有明确规定, 但大体上都将光轴与机体纵轴重合或利用云台使之与速度方向、水平方向重合。光轴与水平方向重合时, 飞机无法提前探测到山峰顶点位置, 因而在翻越大坡度山地时易导致触地现象发生。另两种光轴固定方式可避免这个问题, 且两种方式飞行效果差别不大, 故本文以工程上最易实现的固定方式——光轴与机体纵轴重合为例, 与离地高度控制结合, 利用常规气动布局定翼机六自由

度非线性模型进行丘陵场景地形跟随仿真。前视传感器垂直方向视场角分别为20°(大视场角)与6°(小视场角),最大扫描距离5 km,得到图3飞行航迹曲线。

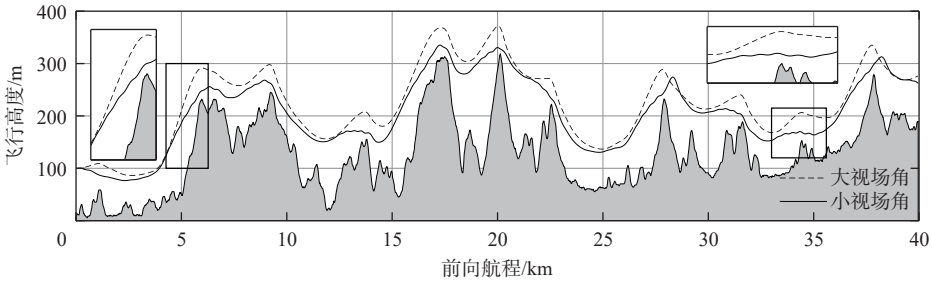


图3 不同视场角传统适应角法飞行航迹比较

Fig. 3 Comparison of flight tracks by traditional adaptive angle method with different FOV

观察图3不难看出小视场角飞行时航迹出现了多段波浪式前进的情况,这会导致该阶段飞机法向过载频繁变化,对于有人驾驶飞机,这会使乘坐品质下降,使飞行员生理负担加大。且当波浪式前进情形出现时,飞机与地面间的安全距离无法得到保证,这将大大增加飞机触地概率。采取何种措施避免波浪式前进现象的发生是本文的研究重点。

本文先对波浪式前进现象出现的原因进行讨论,经分析,该现象出现在以下两种情形中。

1)爬坡阶段:如图4(a)所示,爬坡时随着航迹角增大,飞机爬升至O点时视野内地形消失,即山峰目标点在视野中消失,此时适应角法失效,高度控制器产生向下的航迹角指令使航迹角减小,地形重归视野,飞机重新进入适应角导引阶段,获得向上的航迹角指令使飞机以预设的安全离地高度飞跃目标点,如此反复,使飞机在爬坡阶段出现波浪式前进现象。

2)过低峰阶段:如图4(b)所示,飞机由远处飞向目标点O,当靠近O时,适应角法为了使飞机以预设的安全高度飞跃低峰O,产生向上的航迹角指令,这使低峰O在视野中消失,前视传感器获取到远处地形信息,为了贴合地形飞至远处目标点,适应角法又产生低头指令,低峰O又重新出现在视野中,如此反复,产生过低峰阶段的波浪状航迹。

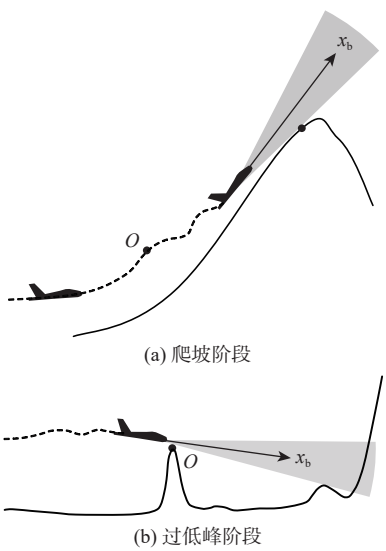


图4 波浪式前进现象成因示意图

Fig. 4 Schematic diagram of the cause of moving forward in wavy mode

第1种情形由导引方式切换所致,下文将着重针对该情形对爬坡段导引指令提出新的改进方法。第2种情形由前视探测获取的地形信息不连续使适应角法导引指令跳变所致,这是小视场角适应角法的固有缺陷,本文通过增加判断逻辑来避免指令跳变,这会在“仿真验证”一节中提及。

2.2 无地形信息阶段适应角法改进

第1种情形会出现视野中无地形的情况,若飞机在无地形信息阶段的爬坡过程中仅依赖高度信息,会使飞机航迹曲线滞后于地形剖面曲线,增大触地风险。为了提高飞机爬坡越峰的安全性,应当引入地形信息,使航迹角指令由高度信息与地形信息共同决定。

本文将地形信息缺失前的最后一组地形信息纳入航迹角指令计算。如图5所示,利用该组信息可知,当飞机刚进入无地形信息状态时,前一时刻的目标点在飞机当前位置的斜向上$\lambda_0+\theta_0$方向R_0处,故飞机以式(4)计算的航迹角飞行即可保证其以安全预设高度飞过该目标点。

$$\gamma_c=\lambda_0+\theta_0+\frac{H_0}{R_0} \tag{4}$$

式中:λ_0、R_0分别为地形信息缺失前前视传感器测得的扫描角与斜距;θ_0为地形信息缺失前的俯仰角;H_0为预设安全高度。显然,该方法无法使飞机以平飞状态越峰,这会使航迹越峰超调增大,暴露时间增长,对后续贴近低谷飞行的准备不充分[14]。为了使飞机越峰时接近平飞状态,式(5)在式(4)基础上引入形如式(6)的抑制函数F_s。

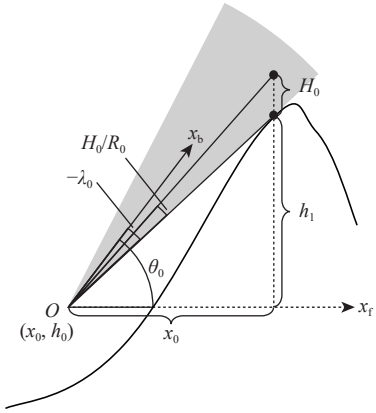


图 5　视野中地形信息临界时的基本角度关系

Fig. 5　Basic angular relationships at the criticality of terrain information in the field of view

$$\gamma_c = \lambda_0 + \theta_0 + \frac{H_0}{R_0} - F_s \tag{5}$$

$$F_s = \frac{h - h_0}{R_0} \tag{6}$$

式中: h 为飞机实时海拔, h_0 为地形信息缺失前的海拔。若将该抑制函数视作一个角度, 结合图 5 不难理解, 当飞机飞至峰顶时, 该角度正好可与式 (4) 相抵, 实现越峰时刻航迹角指令为零。但由于 F_s 的引入, 式 (5) 生成的导引指令将恒小于式 (4), 这会使飞行航迹逐渐靠近山体而撞山。为了解决这一问题, 式 (7) 在式 (5) 基础上引入增益 K_H 使飞机进入无地形信息状态时以高机动拉起, 确保爬坡过程中有足够余度使越峰航迹角减小至零。

$$\gamma_c = K_H\left(\lambda_0 + \theta_0 + \frac{H_0}{R_0} - F_s\right) \tag{7}$$

式 (7) 即为本文提出的无地形信息阶段适应角法改进公式。

2.3　高度控制方案与改进公式的一致性

从高度控制的角度不难理解式 (7)。如图 5 所示, 飞机于 O 点处进入无地形信息状态, 为了使飞机成功越峰, 期望飞机飞至期望高度 h_c 处, h_c 由式 (8) 决定。

$$h_c = h_0 + h_1 + H_0 \tag{8}$$

式中: h_0 为地形信息缺失前的海拔, h_1 为 O 点与目标点之间的垂直距离, 其由式 (9) 计算得到, H_0 为预设安全高度。

$$h_1 = R_0 \sin(\lambda_0 + \theta_0) \tag{9}$$

航迹角高度控制方案[1]可利用高度信息得到航迹角指令, 如式 (10) 所示。

$$\gamma_c = K_h(h_c - h) \tag{10}$$

式中: K_h 为比例系数。结合式 (8)～式 (10), 并认为 $\lambda_0+\theta_0$ 较小, 整理可得式 (11)。

$$\gamma_c = R_0 K_h\left(\lambda_0 + \theta_0 + \frac{H_0}{R_0} - \frac{h - h_0}{R_0}\right) \tag{11}$$

式 (11) 与式 (7) 展现出高度一致性, 且由该式可知式 (7) 中的增益 K_H 与高度控制方案的比例系数 K_h 满足式 (12) 所示的关系。

$$K_H = R_0 K_h \tag{12}$$

由于地形跟随时飞机航向不变, 所以地速 V、航迹角 γ、垂向速率 $\dot{h}$ 满足式 (13),

$$\dot{h} = V \sin\gamma \tag{13}$$

认为航迹角较小, 可得航迹角与垂向速率关系如式 (14) 所示。

$$\gamma = \frac{1}{V}\dot{h} \tag{14}$$

由此可得 K_h 理论值为 $1/V$, 因而式 (7) 中的增益是一个由地速、斜距共同决定的值, 其理论值应当为

$$K_H = \frac{R_0}{V} \tag{15}$$

适应角改进公式适用于无地形信息爬坡或向短距离目标点飞行时的小范围导引阶段。飞越目标点后, 该改进公式将结束导引。若此时前视传感器探测到地形信息, 则进行传统适应角法导引, 否则将利用离地高度控制在较短的时间内产生向下的航迹角指令使地形信息重新出现在视野中。

3　仿真验证

本文利用常规气动布局定翼机六自由度非线性模型与真实地形数据搭建 Unity3D/Simulink 联合的地形跟随视景仿真平台, 验证本文提出的无地形信息阶段适应角法改进公式的有效性。仿真中使用的地形数据来自地理空间数据云, 利用 Unity3D 地形模块生成三维地形。根据文献 [15] 的分类标准, 分别选取最佳统计单元(11 km×11 km)内地形起伏在 75～200 m 的丘陵地形与地形起伏在 200～600 m 的山地地形作为仿真地形, 以比较适应角法改进公式在不同跟随场景下的可行性。

对于 2.1 节中第 2 种波浪式前进问题, 经分析发现, 出现该情形时, 航迹角指令会剧烈跳变至指令下限, 因此本文通过设置判断条件: 若航迹角指令变化率大于预设阈值且指令跳变至指令下限附近时, 利用前一时刻的地形信息覆盖本次地形信息并采用适应角法改进公式进行导引, 实现对低峰的安全飞越。

本文仿真设定前视传感器垂直方向视场范围为±3°, 最大探测距离 5 km, 光轴与机体纵轴重合。设定飞机速度 V=200 m/s, 预设安全高度 H_0 =50 m,

航迹角指令限制 $\gamma_c\in[-10°, 20°]$，法向过载指令限制 $n_{zc}\in[-1, 3]$。传统适应角法抑制函数的参数分别为 R_1=1 200 m，R_2=2 000 m，$C_1=3\times10^{-5}$，$C_2=3.5\times10^{-4}$。适应角法改进公式增益 K_H 受控制器结构影响，其具体数值需结合控制器进行调整。本文采用经典控制方法，结合离地高度微分、法向过载、迎角、俯仰角速率反馈实现航迹角控制。经多次仿真调参，本文中 K_H 取 $(0.3\sim0.5)R_0/V$ 为宜。

本文对以下两种地形跟随方案进行仿真：1）传统适应角法与离地高度控制结合，2）传统适应角法与适应角法改进公式结合。通过计算撞地概率、越峰航迹角均方根、越峰高度误差均方根等指标评价两种方案飞行效果，其中，撞地概率指飞机离地高度低于警戒高度（10 m、20 m、30 m）的时长与飞行总时长的比值，越峰高度误差指越峰时离地高度与预设安全高度之间的误差。撞地概率越低，越峰航迹角均方根、越峰高度误差均方根越小，说明飞行效果越理想。图 6～图 9 分别为两种方案跟随山地与丘陵时的飞行航迹、航迹角、法向过载比较曲线，表 1、表 2 展示了两种方案在跟随两类地形时上述指标的评价结果。

图 6、图 8 下半部分为两种方案航迹比较曲线。可以看出，本文提出的适应角法改进公式可使飞机以合适的离地距离跟随山体飞行，有效避免了爬坡、过低峰阶段波浪状航迹的出现，避免了过峰下滑阶段因背坡地形信息未知而过度贴近山体现象的发生。

图 6、图 8 上半部分为两种方法航迹角比较曲线，蓝色竖直虚线标出山峰位置，蓝色水平虚线指示零度航迹角。可以看出，该方法的使用使得飞机以安全离地高度以及接近平飞的状态飞越高峰、低峰，避免了传统小视场角适应角法（方案 1）飞行时，因适应角法频繁失效而越发靠近山体导致撞山或以极低离地高度越峰的情况。表 1 与表 2 直观地给出了撞地概率统计结果，表明该方法使飞行撞地概率大大降低。

方案 1 中适应角法频繁失效导致波浪状航迹产生，这影响航迹平稳的同时，也极大影响了飞机法向过载。本文给出两种方案飞行时的法向过载比较曲线，如图 7 与图 9 所示。无论跟随何种地形，只要出现波浪状航迹，飞机法向过载都将发生频繁变化，这会降低飞行品质，增大飞行员生理负担，给机体结构带来不利影响。方案 2 改变导引指令产生方式，从根源上避免了波浪状航迹的产生，

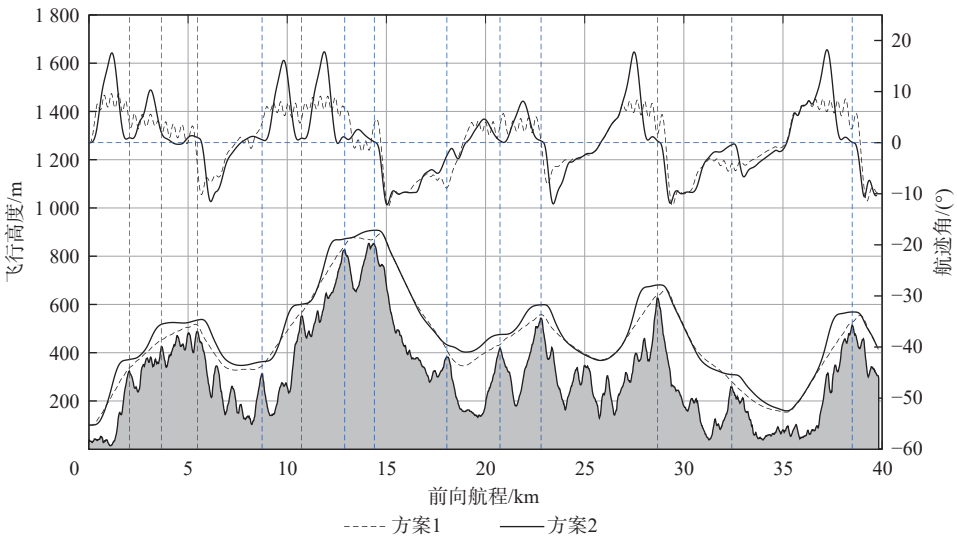


图 6 跟随山地时 2 种方案航迹及航迹角比较

Fig. 6 Track and flight path angle comparison of two schemes when following mountains

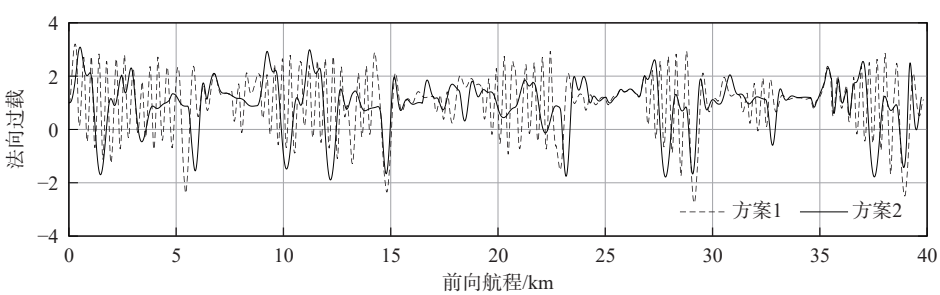


图 7 跟随山地时 2 种方案法向过载比较

Fig. 7 Comparison of normal overload between two schemes when following mountains

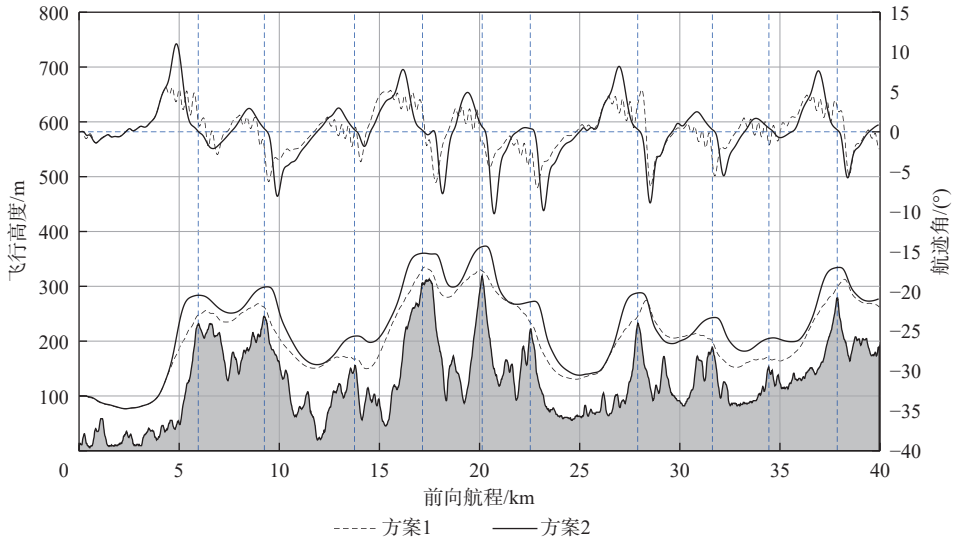


图 8　跟随丘陵时两种方案航迹及航迹角比较

Fig. 8　Track and flight path angle comparison of two schemes when following hills

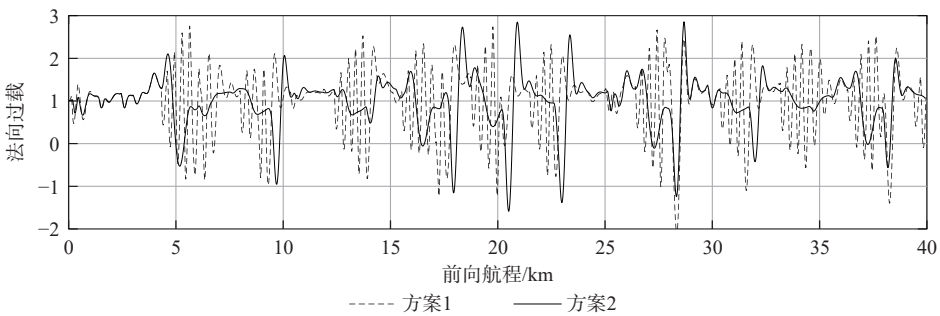


图 9　跟随丘陵时两种方案法向过载比较

Fig. 9　Comparison of the normal overload between two schemes when following hills

表 1　跟随山地时两种方案飞行效果比较

Table 1　Comparison of flight effect of two schemes when following mountains

地形跟随方案	10 m撞地概率/%	20 m撞地概率/%	30 m撞地概率/%	越峰航迹角均方根/(°)	越峰高度误差均方根/m
方案1	5.16	1.92	0.08	4.46	31.59
方案2	0	0	0	0.82	3.78

表 2　跟随丘陵时两种方案飞行效果比较

Table 2　Comparison of flight effect of two schemes when following hills

地形跟随方案	10 m撞地概率/%	20 m撞地概率/%	30 m撞地概率/%	越峰航迹角均方根/(°)	越峰高度误差均方根/m
方案1	8.38	3.27	0.02	2.22	36.08
方案2	0.36	0	0	0.37	3.60

进而避免了法向过载频繁变化的现象出现。本文方法的飞行效果与传统小视场角适应角法相比得到了显著提升。

4　结束语

本文深入分析了小视场角适应角法地形跟随飞行时波浪式前进现象的成因, 参照传统适应角法的形式, 设计了抑制函数与指令增益, 对无地形信息阶段提出了适应角法改进公式, 并在开发的 Unity3D/Simulink 联合视景仿真平台上进行了仿真验证。结果表明小视场角飞行时将传统适应角法与该方法结合, 可有效解决飞机波浪式前进的问题, 显著改善了地形跟随效果。

参考文献（References）

[1] 姚琼荟. 地形跟踪方法研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 1981: 7-53.
YAO Q H. Study on terrain tracking method [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 1981: 7-53 (in Chinese).

[2] 王建平, 沈春林. 地形跟随适应角控制方法[J]. 航空学报, 1992, 13(12): 670-677.
WANG J P, SHEN C L. The adaptive angle control method of terrain following[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 1992, 13(12): 670-677 (in Chinese).

[3] NELSON D R, BARBER D B, MCLAIN T W, et al. Vector field path following for miniature air vehicles[J]. IEEE Transactions on Robotics, 2007, 23(3): 519-529.

[4] RADMANESH M, KUMAR M, GUENTERT P H, et al. Overview of path-planning and obstacle avoidance algorithms for UAVs: a

comparative study[J]. Unmanned systems, 2018, 6(2): 95-118.

[5] 白晓利, 韩亮. 基于数字地图预处理的低空突防飞行路线规划[J]. 北京航空航天大学学报, 2005, 31(8): 853-857.
BAI X L, HAN L. Path planning for penetrating aircraft to fly at low altitudes based on technology of digital elevation map[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2005, 31(8): 853-857 (in Chinese).

[6] EXPERT F, RUFFIER F. Flying over uneven moving terrain based on optic-flow cues without any need for reference frames or accelerometers[J]. Bioinspiration & biomimetics, 2015, 10(2): 026003.

[7] RUFFIER F, FRANCESCHINI N. Optic flow regulation in unsteady environments: a tethered MAV achieves terrain following and targeted landing over a moving platform[J]. Journal of Intelligent & Robotic Systems, 2015, 79(2): 275-293.

[8] CAMPOS I, NASCIMENTO E, FREITAS G, et al. A height estimation approach for terrain following flights from monocular vision[J]. Sensors, 2016, 16(12): 2071.

[9] CHEN Y, LIU H L. Overview of landmarks for autonomous, vision-based landing of unmanned helicopters[J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2016, 31(5): 14-27.

[10] LEE D, RYAN T, KIM H J. Autonomous landing of a VTOL UAV on a moving platform using image-based visual servoing[C]// 2012 IEEE International Conference on Robotics and Automation. Piscataway: IEEE Press, 2012: 971-976.

[11] ROMERO H, SALAZAR S, LOZANO R. Real-time stabilization of an eight-rotor UAV using optical flow[J]. IEEE Transactions on Robotics, 2009, 25(4): 809-817.

[12] 刘小明, 陈万春, 邢晓岚, 等. 光流控制地形跟随与自动着陆[J]. 北京航空航天大学学报, 2012, 38(1): 98-105.
LIU X M, CHEN W C, XING X L, et al. Terrain following and autonomous landing using optical flow[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2012, 38(1): 98-105 (in Chinese).

[13] 黄鹏程, 王彪, 唐超颖, 等. 地形跟随飞行中光轴搜索策略[J]. 探测与控制学报, 2022, 44(3): 79-83.
HUANG P C, WANG B, TANG C Y, et al. Optical axis search strategies in terrain following flight[J]. Journal of Detection & Control, 2022, 44(3): 79-83 (in Chinese).

[14] 范洪达, 马向玲, 叶文. 飞机低空突防航路规划技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2007: 30-32.
FAN H D, MA X L, YE W. Route planning technology of aircraft low-altitude penetration[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2007: 30-32 (in Chinese).

[15] 乔森. 基于高差与标准差法的中国地形起伏度研究[J]. 绿色科技, 2020(6): 31-33.
QIAO M. Research on Chinese terrain undulation based on height difference and standard deviation method[J]. Journal of Green Science and Technology, 2020(6): 31-33 (in Chinese).

Improvement of terrain following flight adaptive angle method under small field of view conditions

ZHU Rinan, WANG Biao*, TANG Chaoying

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China)

Abstract: The causes of two wavy tracks were examined in light of the phenomenon of aircraft moving forward in a wavy mode during terrain following flight with the adaptive angle method under the condition of a small field of view. An improved adaptive angle method formula was also proposed when terrain information is lost. A new suppression function was designed and the command gain was derived for the improved formula which verified its consistency with altitude control. The guidance instruction can be given continuously by combining the information before terrain loss with the real-time altitude in the stage of no terrain information. Through the avoidance of frequent changes in flight path angle and normal overload, the method is confirmed to be effective in addressing the wavy track issue in visual simulation experiments with various real terrain data. This allows the aircraft to fly over the peak at the expected safe height and significantly improves the terrain following effectiveness.

Keywords: terrain following; adaptive angle method; small field of view; terrain data loss; wavy track

Received: 2023-02-16; **Accepted**: 2023-04-23; **Published Online**: 2023-05-25 14:06

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230524.1408.002

Foundation item: Aeronautical Science Foundation of China (20175752045)

* **Corresponding author**. E-mail: wangbiao@nuaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0077

基于嵌套连接的多尺度红外与可见光图像融合

吴楠，穆成坡*，贺杨，刘太晔
(北京理工大学 机电学院，北京 100080)

摘 要：为解决红外与可见光图像融合方法中依赖于人工设计的融合策略、运行时间过长以及无法提取多尺度深度特征的问题，提出了一种实时的基于嵌套连接的多尺度图像融合模型。特征提取器提取多尺度深层次特征，通过融合网络生成具有多尺度深度特征的特征图像，通过图像重构器得到融合图像。在公开数据集上与其他算法进行对比，在主观定性评价中，该算法在保持图像强度的同时能够包含锐利的图像边缘，在过度曝光、目标遮挡、细节模糊等复杂情况下具有更好的融合效果。客观指标对比中，在基于信息论、基于图像特征、基于图像结构相似性和人类感知度量4类9个指标上取得了5个第一2个第二的结果，另外2个指标的结果也处于较高水平，且融合时间大幅缩短。实验证明，该模型能够有效解决当前图像融合方法中存在的问题，具有较高的实用性。

关 键 词：图像融合；深度学习；嵌套连接；多尺度；实时
中图分类号：V231.1；TP391.4
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2025)02-0683-09

由于技术上的限制，单一模态的传感器只能从一个方面获取信息，无法提供全面或必需的信息，但某些复杂应用的出现需要提供某些情况的全面信息，以便加深对各种场景的理解。而图像融合技术的目标在于，把非同类传感器所获得的数据收集起来，通过某种算法结合以生成更具信息量的图像[1]。可见光、红外线、核磁共振成像等都是可以用于融合的源图像，在这一些源图像的融合当中[2]，红外和可见光融合的应用相对更加广泛[3]，相较于其他传感方式所获得的信息，可见光和红外图像融合在许多方面的性能都更加优越[4]。

现有的融合算法可以分为两类，一类是传统算法，包括多尺度变换融合算法、稀疏表示融合算法、基于子空间方法和其他算法等[5]，该类方法需要通过人工设计的数学变换方法来进行特征提取，使得融合方法日益复杂，并且只能针对特定任务进行设计以适应不同的融合情况，限制了融合的性能。另一类是基于深度学习的算法，该类方法能够很好地弥补传统方法的不足，借助神经网络独特的特征提取表示能力，从而能够非线性拟合模型，根据网络架构的不同主要分为3类[6]，基于自动编码器(auto-encoder, AE)的方法、基于生成对抗网络(generative adversarial networks, GAN)的方法和基于卷积神经网络(convolutional neural networks, CNN)的方法[7]。基于AE的方法需要先在大规模数据集上训练自动编码器作为编码层和解码层，然后利用编码层提取的图像特征训练融合层，经处理后输入解码层从而获得最终图像，但融合方法中使用了传统手工制作的特定融合规则[8]来合并特征，训练策略不可学习。基于GAN的方法在图像融合过程引入生成器和鉴别器的对抗，通过二者之间的博弈使得判别器难以判别生成器所生成的融合图像是否真实，融合过程逐渐分别保留住可见光图的梯度信息以及红外图的热辐射信息，但该方法生成的图像清晰度较低，细节纹理信息容易丢失且目标边缘信息模糊，视觉保真度仍有待提高[9]。基于CNN的融

收稿日期：2023-02-25；录用日期：2023-03-31；网络出版时间：2023-04-19 17:03
网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230419.1544.001
*通信作者. E-mail：muchengpo@bit.edu.cn

引用格式：吴楠，穆成坡，贺杨，等. 基于嵌套连接的多尺度红外与可见光图像融合[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：683-691.
WU N，MU C P，HE Y，et al. Multi-scale infrared and visible image fusion based on nest connection[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：683-691 (in Chinese).

合方法依靠优越的网络架构和损失函数来确保融合性能，但在设计网络架构和损失函数时容易对两种源图像产生偏向，从而导致特征丢失的问题存在[10-12]。

融合方法能够生成让人满意的融合图像，但是上述方法各自还存在一些值得改进的地方。总体上存在一些普遍问题：1）现有的融合算法倾向于追求更好的视觉效果和更高的评价指标，网络层次越来越深、融合方法越来越复杂，从而导致了融合的速度越来越慢，在方法的实用性和时效性上考虑的较少；2）在深度特征提取完成后，许多算法依赖于人工设计的融合策略，这导致了模型无法通用其他融合任务；3）因两种源图成像方式的不同，基本都是采用孪生网络分别对红外图像和可见光图像进行特征提取，融合框架大致如图1所示，对图像的特征提取存在偏向，存在特征丢失的问题；4）大部分网络没有采用下采样算子，因此无法提取多尺度特征，图像的深度特征没有得到充分利用。

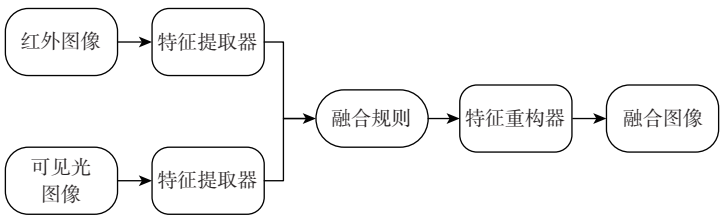


图1 算法融合框架

Fig. 1 The architecture of algorithm Fusion

针对上述问题，本文提出一种基于嵌套连接的多尺度实时图像融合模型。先将可见光图像从RGB空间通过转换为等效的YCbCr空间[13]，提取Y通道作为可见光源图，经特征提取、融合、重构后得到最终的融合图像。

1 基于嵌套连接的多尺度实时图像融合模型

1.1 相关工作

主流的融合框架主要有3个流程[14]，如图1所示。首先以孪生网络分别提取出两种源图像特征，采取某种融合策略将特征融合，最后对特征图重构输出最终融合结果。如何利用损失函数更好地对两种源图像分别提取特征和采用何种融合策略为关键的两个因素，通过修改这两个过程可以针对不同的任务进行相应的设计，并且针对这两个过程提出了大量的方法。对于如何提取图像特征，主流的算法基本都是利用恰当的损失函数，采用孪生网络将红外和可见光图像分别分解为包含目标信息和环境背景信息的特征图，对前者着重于显著目标而对环境背景信息有所忽略，对后者着重于图像纹理细节而对目标特征信息有所忽略，因此在出现两种源图像包含信息与应提取的信息特征不同的情况时，会导致融合图像不能更多地将两张源图像信息包含在内的情况出现。对于采用何种融合策略，常用的规则有最大值、最小值、加法、L1-范数等，然而，这些手动设计的融合规则的选择也产生了不同的融合性能。

由论文[15]针对医学图像分割任务提出了嵌套连接结构，其中使用的跳跃连接用于保留来自前几层的信息。在网络架构中如果使用远距离的跳跃连接，由于存在语义差距，则会对后层产生意想不到的结果，对此提出了一种混合上采样和短跳连接的结构来避免长跳连接可能带来的不良后果，采用这种嵌套连接结构可以有效约束语义间隙的影响，从而能够保留更多的信息最终获得更好的分割结果。在此基础之上，这种体系结构被NestFuse[8]引入。

在融合处理过程中引入下采样操作，增大感受野的同时增加对图像一些小扰动的鲁棒性，且能有效减少模型的运算量，尺寸大的特征图保留小目标特征，尺寸小的特征图保留深度特征信息，这种结构能够产生并有效利用图像的多尺度特征，但融合策略仍然是需要手工设计，在一定程度上限制了融合性能，并且运行速度仍然达不到实时性的要求，图像整体亮度偏低[7]。受此启发，在满足提取并融合多尺度图像特征的要求之上，对该网络结构的编码器进行优化，将解码器优化成特征融合器，并另外增加图像重构器进行图像重构，提出了一种新的基于嵌套连接的多尺度实时图像融合模型。

1.2 网络结构

基于嵌套连接的多尺度实时图像融合模型网络框架如图2所示，模型由3个部分组成：特征提取器、特征融合器和图像重构器。

特征提取器包含1个卷积层和3个下采样卷积（down-sampling convolutional block，DPCB）模块。卷积层的卷积核大小为3×3，激活函数为LReLU，用于提取浅层特征。紧接着3个DPCB模块[8]，用于提取多尺度深度特征，由1个最大池化层

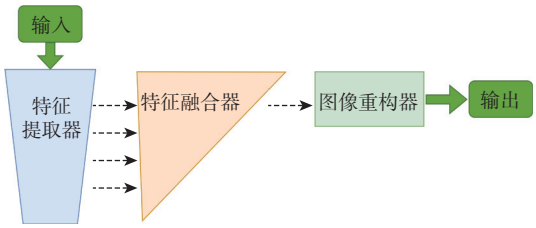


图 2　网络框架

Fig. 2　Network framework

(Pooling)和 2 个卷积层(3×3 Conv)组成。在 NestFuse 中的 4 个 ECB 模块包含两个卷积层, 第 1 次卷积操作通道数降为输入的一半, 第 2 次卷积操作通道数大幅提升为设置的输出通道, 如第 1 次编码操作的第一次卷积通道数由 16 变为 8, 第 2 次卷积通道数由 8 变为 64, 此过程会导致部分特征信息丢失的同时提升运算量。结合图像融合任务对网络层次的深度需求[16], 将卷积通道数逐步提升最高至 64, 另外在图像融合任务中, 考虑到信息丢失这一灾难性问题, 因此只采用了 3 个包含下采样操作的 DPCB 模块。在特征提取过程中, 将源图像输入特征提取器,通过损失函数和融合策略对融合过程进行约束, 避免融合规则影响和对源图像信息提取偏差。通过特征提取器后, 浅层特征保留更多的细节信息, 再通过 DPCB 中的最大池化操作, 可以增大感受野。从源图像中提取多尺度深度特征, 不仅能够有效减少运算量, 还能增加对图像噪声干扰的影响, 从而能在多个尺度上将提取的多模态深度特征进行融合。

特征融合器为一个基于嵌套连接的网络, 将源图像经过特征提取器后提取出的多尺度特征在每一行中通过短跳连接的方式级联起来输入下一个卷积层, 保证每一个层级的特征都能被引入模型之中。在跨层链路中通过上采样卷积并通过 1×1 的卷积减少通道数后连接特征提取器中的多尺度深度特征, 把模型中采集到的抽象特征还原到原尺寸大小, 最终输出具有多尺度深度特征的特征图实现特征聚合。

图像重构器接收特征融合器输出的多尺度特征图像, 聚合的特征进一步重构实现图像重建。图像重构器由串联的 3 个 3×3 卷积层和一个 1×1 卷积层组成。3×3 卷积层都采用 LReLU 作为激活函数, 而 1×1 卷积层的激活函数是 Tanh。与其他方法不同, 本文单独采用了图像重构器进行图像重建, 通过渐进式减小特征图通道数减少了特征的丢失, 将具有多尺度特征的图像内容整合进行还原输出。

如图 3 所示, 左侧蓝色虚线框内为特征提取器, 中间黄色虚线框内为特征融合器, 右边绿色虚线框内为图像重构器。融合网络设置的卷积核大小、DPCB 模块参数、通道数和激活函数等参数如表 1 所示。

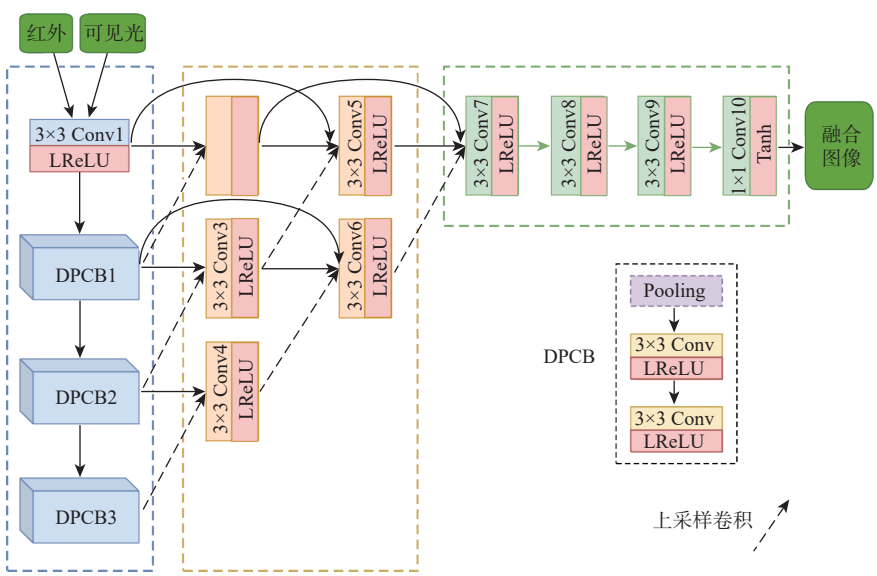


图 3　基于嵌套连接的多尺度实时图像融合模型网络结构

Fig. 3　The architecture of multi-scale real-time infrared and visible image fusion based on Nest Connection

1.3　损失函数

为了促进融合模型整合更多有意义的信息, 提高视觉质量和量化指标, 设计了 3 个方面的损失函数, 即强度损失、纹理损失[16]、相似性损失[17], 表示如下:

$$L = L_{\text{int}} + \alpha L_{\text{texture}} + \beta L_{\text{ssim}} \tag{1}$$

其中: α和β为平衡参数; L_{int}为强度损失, 约束融合图像的整体表观强度; L_{texture}为纹理损失, 促进融合

表1 网络结构参数

Table 1 Network structure parameters

模块	层	卷积核	输入	输出	步长	填充	激活
特征提取器	Conv1	3×3	2	16	1	1	leaky ReLU
	DPCB1		16	32			
	DPCB2		32	48			
	DPCB3		48	64			
特征融合器	Conv2	3×3	32	16	1	1	leaky ReLU
	Conv3	3×3	64	32	1	1	leaky ReLU
	Conv4	3×3	96	48	1	1	leaky ReLU
	Conv5	3×3	48	32	1	1	leaky ReLU
	Conv6	3×3	96	32	1	1	leaky ReLU
图像重构器	Conv7	3×3	64	48	1	1	leaky ReLU
	Conv8	3×3	48	32	1	1	leaky ReLU
	Conv9	3×3	32	16	1	1	leaky ReLU
	Conv10	1×1	16	1	1	0	Tanh
DPCB	Max-pooling						
	Conv	3×3	N_{in}	N_{in}	1	1	leaky ReLU
	Conv	3×3	N_{in}	N_{out}	1	1	leaky ReLU
上采样卷积	UpSamping						
	Conv	1×1	N	N-16	1	0	

图像包含更细粒度的纹理细节；L_{ssim}为相似性损失，提高源图像和融合图像的相似度。

强度损失函数在像素级测量，减少融合图像和源图像之间的强度差异，定义为

$$L_{int}=\frac{1}{HW}\|I_o-\max(I_{vi},I_{ir})\|_1 \tag{2}$$

式中，H和W为图像高和宽；$\|\ \|_1$为L1范数；I_{vi}和I_{ir}分别为可见光和红外图像；I_o为融合后的输出图像。强度损失为模型学习提供了粗粒度的分布约束，为更好地保留源图像的纹理信息与强度损失互补，因此引入纹理损失来保持住更细粒度的纹理信息：

$$L_{texture}=\frac{1}{HW}\|\|\nabla I_o|-\max(|\nabla I_{vi}|,|\nabla I_{ir}|)\|_1 \tag{3}$$

其中，∇为索贝尔算子，检测图像的边缘信息，用于计算图像的细粒度纹理信息；$|\ |$为求取绝对值，将源图像的最大纹理定义为图像的最佳纹理。另外，通过引入结构相似性损失为强度损失和纹理损失补充在对比度和结构等方面的相似性：

$$L_{ssim}=1-\max(\mathrm{SSIM}(I_{vi},I_o),\mathrm{SSIM}(I_{ir},I_o)) \tag{4}$$

其中，SSIM为结构相似性度量值。

在强度损失、纹理损失和结构相似性损失函数的指导下，模型能够同时获得最佳的亮度分布和丰富的细节信息，不仅可以提高融合图像的视觉质量，还可以提高图像的统计学质量，使融合效果达到最优。

1.4 训练策略

采用MSRS数据集，该数据集包含了1 569幅图片（820幅在白天拍摄，749幅在夜间拍摄）并已经进行了预处理，包括了道路、建筑、树木、车辆以及路人等场景，从中挑选1 000张图片进行训练，在训练过程中先将可见光图像转为YCbCr通道，Y通道作为可见光与红外图像输入进行训练。

训练在NVIDIA GeForce GTX 1080Ti和Intel(R) Core(TM) i5-6500 CPU @ 3.20GHz硬件上使用Pytorch深度学习框架进行。训练参数设置，batch size设为4，迭代20次，初始学习率设置为0.001，在每次迭代后更新为上一次的0.75，纹理损失的α设置为10，相似性损失的β设置为1，另使用Adam优化器进行优化。

2 结果与分析

为了能够全面评估模型，将本文模型与当前8种先进的方法进行定性和定量比较，其中包括1种传统方法GTF[18]，1种基于AE的方法NestFuse[8]，1种基于GAN的方法FusionGAN[9]，5种基于CNN的方法SeAFusion[16]、PIAFusion[12]、STDFusionNet[10]、DIDFuse[11]、U2Fusion[14]，除了GTF为2016年和FusionGAN为2019年，其余算法皆为2020年之后的新算法。

2.1 主观评价

为直观地对各种算法进行比较，并确保对比的公平性，从RoadScene、TNO、VIFB中各选择1张图片进行主观对比，所选图片为近年论文所对比的图片，融合结果如图4～图6所示。

图4显示了来自VIFB图像对[19]的融合结果，为了直观地展示融合图像，绿色框中放大了汽车周围的行人，红色框为具有丰富纹理细节的区域。过度曝光情况下，可见光图片中汽车周围的人不可见，在绿框中可以观察到，PIAFusion、NestFuse、STDFusionNet产生的融合图像中，汽车周围的人仍然不可见或不清晰，显著目标弱化，DIDFuse、SeAFusion人物纹理遭受热辐射污染，FusionGAN、GTF模糊了行人边缘轮廓，不能够保持目标的锐利边缘。在红框区域中，DIDFuse、FusionGAN、GTF、NestFuse的融合结果显示未能融入纹理信息；SeAFusion、STDFusionNet的纹理信息不够丰富，细节信息不够清晰。本文融合模型不仅能够有效地突出目标，并且在保持图像强度的同时还能包含锐利的图像边缘信息。

图5显示了来自RoadScene图像对[10]的融合结果。在红框中可以注意到FusionGAN和GTF两种

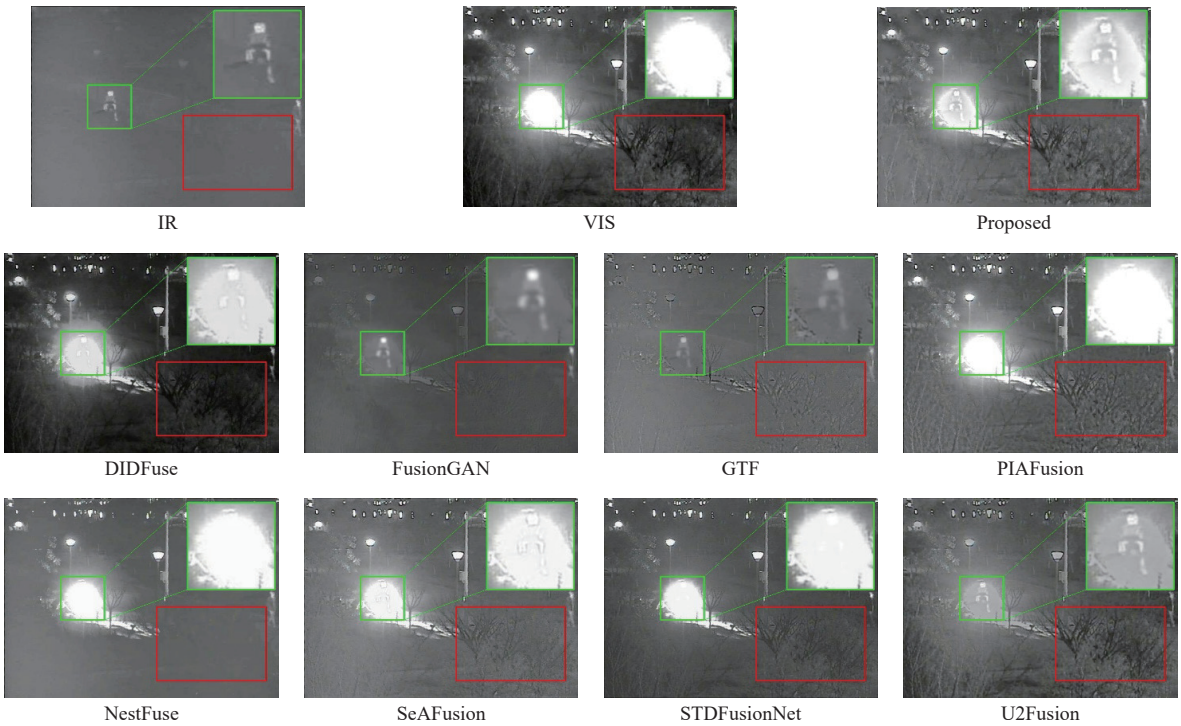


图 4　来自 VIFB 图像对的融合结果

Fig. 4　Fusion results from VIFB image pairs

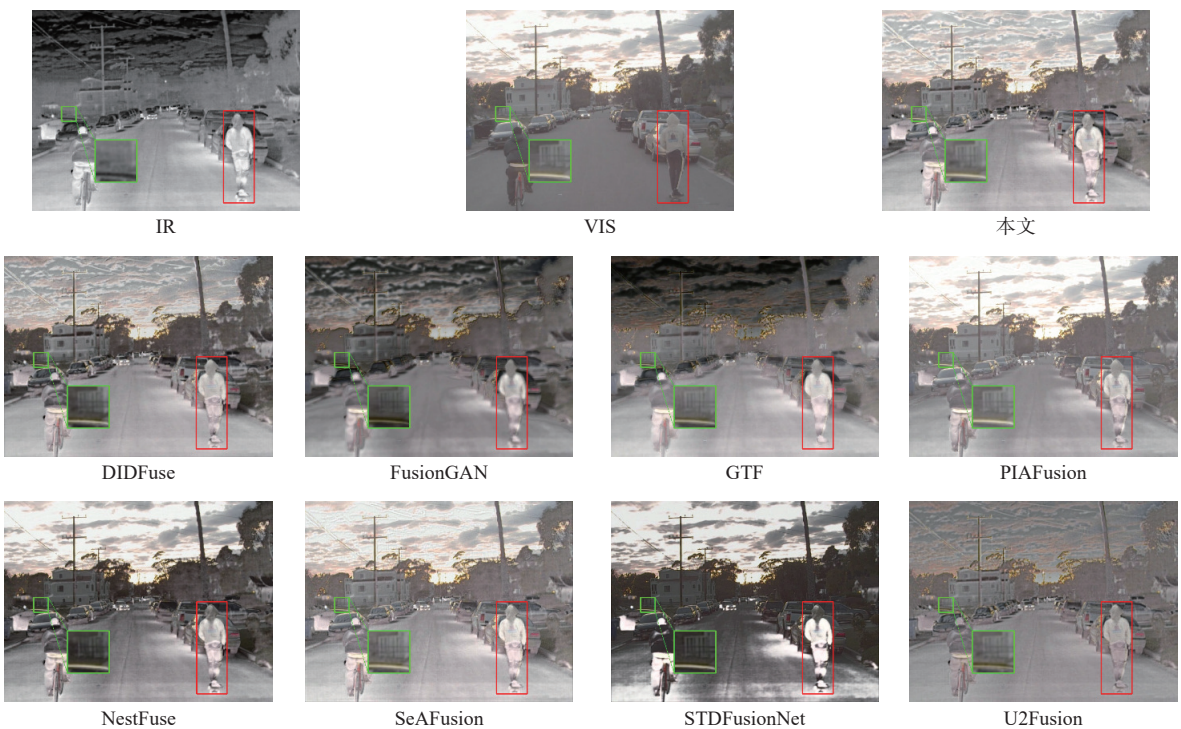


图 5　来自 RoadScene 图像对的融合结果

Fig. 5　Fusion results from RoadScene image pairs

算法的目标人物边缘不够锐利, STDFusionNet、U2Fusion 在不同程度上引入了伪影, NestFuse 等算法融合的图像从像素强度上看整体偏暗, 降低了视觉效果。而在绿框中, 与可见光图像相比大部分算法都出现了一定程度的纹理信息丢失减弱的现象。从空中云朵可以看到, FusionGAN、GTF、NestFuse、STDFusionNet、受到了一定程度的光谱污染, PIAFusion、NestFuse 和 SeAFusion 出现了纹理脱轨, 没有引入红外光纹理, 几乎所有对比的融合方法融合后的图像像素强度较低。而本文提出的模型采用强度损失、纹理损失、相似性损失 3 种损失函数, 调节图像强度损失的同时有效保持了纹

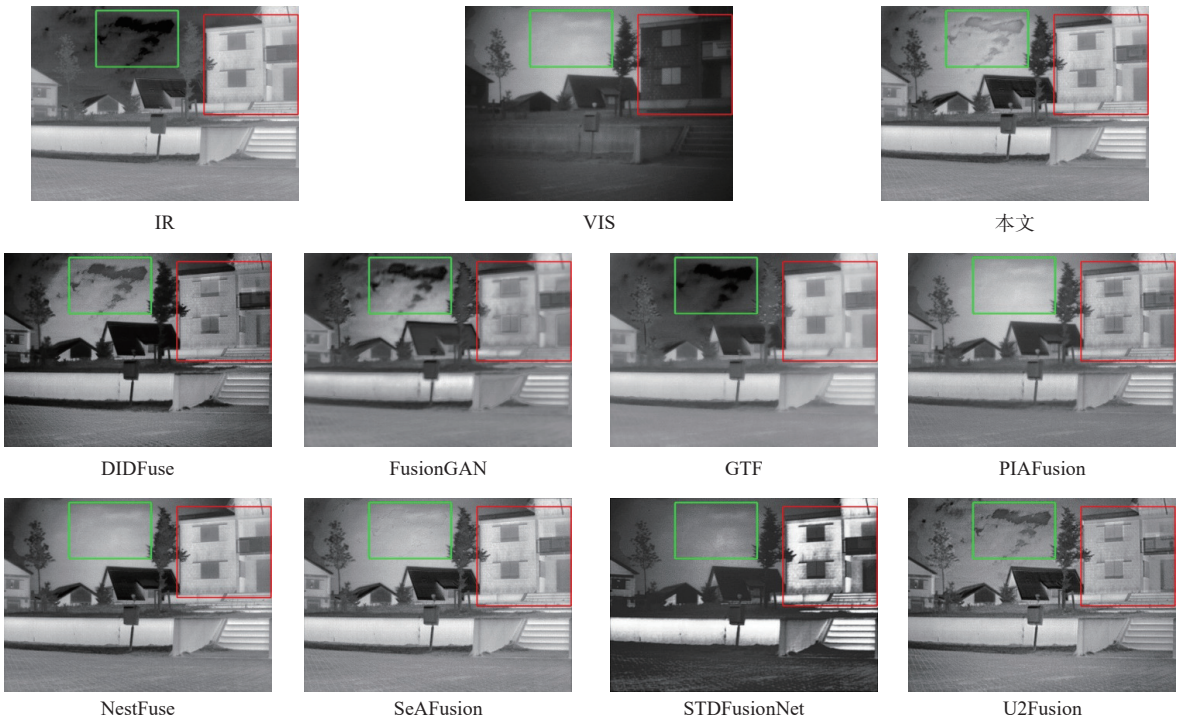


图6 来自TNO图像对的融合结果

Fig. 6 Fusion results from TNO image pairs

理细节、图像对比度和相似度，因此没有出现目标强度降低、边缘不够锐利、光谱污染以及纹理丢失等问题。

图6显示了来自TNO图像对[20]的融合结果。绿框中生成的来自红外光图像的天空纹理图案中，PIAFusion、NestFuse、SeAFusion、STDFusionNet几乎没有将纹理引入融合图像，FusionGAN模糊了热辐射目标的轮廓使得天空纹理边界不清晰。在红框中，FusionGAN、STDFusionNet融入了一些无用信息，再次将噪声带入到融合图像中使得显著特征内容变模糊。在地砖的整体纹理细节丰富度上，FusionGAN、GTF、PIAFusion丢失了来自可见光的纹理细节。而本文的纹理损失函数能够有效提取更细粒度的纹理细节，多尺度的设计能使各级特征得到更加有效的提取，最大化融合源图像的各种特征。

2.2 客观指标对比

根据文献[19]图像融合度量可分为4种类型，提出了13个评价指标，从基于信息论的4个评价指标中选取交叉熵（cross entropy, CE）、峰值信噪比（peak signal-to-noise ratio, PSNR）；选取基于图像结构相似性的2个指标结构相似性（structural similarity index measure, SSIM）、均方根误差（root mean squared rrror, RMSE）；从基于图像特征的5个指标中选取标准差（standard deviation, SD）、基于梯度融合性能（gradient based fusion performance, Qabf）；选取基于人类感知度量的2个指标Chen-Blum标准（Chen-Blum metric, Qcb）、Chen-Varshney标准（Chen-Varshney metric, Qcv）。4种类型度量值中选出8种，另外选取近年文献使用的VIF[10, 12, 21]，共9种指标进行评价，从RoadScene、MSRS、TNO、VIFB数据集中各挑选10对图像进行定量的客观指标对比，对比结果如表2所示。

由表2可知，不同方法因成像机理的不同导致在不同的数据集中表现出较大的差异，而本文提出的方法在各个数据集中均表现出了较为良好的性能，前3名的评价指标共有29个，排名第一的指标有9个。在4个数据集评价指标均值中，本文提出的方法在9个评价指标中获得了5个最佳值。

为更加直观比较各种算法的融合性能，负向指标取负后，将评价指标均值归一化，得到评价指标均值结果，如图7所示。由图可知，本文提出的方法在各项指标中均在高位区间。

2.3 运行时间对比

表3列出了本文所提9种算法在4个数据集共40个图像对的平均运行时间。从表中可以看到，各类算法有较大的差异，常规视频拍摄中，1秒为25帧，平均每帧0.04 s。与其他算法相比，本文方法每个图平均耗时小于0.04 s，需要的时间最短，基本能够满足实时性的要求，主要原因在于采用了优化的特征提取器的同时，不增加网络架构复杂度，减少了运行时间。

表 2　实验评价结果

Table 2　Evaluation metric values of all methods

数据集	方法	评价指标								
		CE	PSNR	Qabf	Qcb	Qcv	RMSE	SSIM	SD	VIF
RoadScene	DIDFuse(2,0,0)	1.070	59.275	0.511	0.511	289	0.077	1.344	69.910	0.735
	FusionGAN(0,0,0)	1.142	58.594	0.272	0.496	573	0.091	1.318	40.735	0.365
	GTF(0,3,0)	0.523	60.121	0.344	0.498	460	0.064	1.484	58.562	0.430
	U2Fusion(3,1,1)	0.822	60.194	0.526	0.573	464	0.063	1.534	39.507	0.437
	PIAFusion(1,1,0)	0.503	59.665	0.426	0.525	318	0.071	1.516	47.939	0.392
	NestFuse(0,0,3)	0.730	59.279	0.536	0.496	285	0.077	1.303	64.756	0.598
	STDFusion(0,1,0)	1.622	58.145	0.312	0.386	880	0.100	1.215	69.405	0.589
	SeAFusion(1,1,2)	0.673	59.389	0.540	0.545	248	0.075	1.486	57.127	0.573
	Proposed(2,2,3)	**0.585**	**59.918**	**0.673**	**0.615**	**262**	**0.067**	**1.467**	**52.243**	**0.688**
MSRS	DIDFuse(0,0,0)	2.274	59.374	0.241	0.375	717	0.077	0.631	34.740	0.419
	FusionGAN(0,1,0)	1.919	60.094	0.171	0.390	3 892	0.064	1.266	20.460	0.122
	GTF(0,0,0)	0.891	59.994	0.271	0.432	4 305	0.066	1.218	19.645	0.166
	U2Fusion(0,0,0)	2.694	59.184	0.380	0.393	1 364	0.080	1.144	23.494	0.321
	PIAFusion(3,0,2)	0.638	60.003	0.696	0.583	89	0.066	1.434	52.559	0.795
	NestFuse(2,4,0)	0.697	60.188	0.723	0.567	68	0.062	1.428	50.046	0.715
	STDFusion(0,0,0)	4.365	59.361	0.497	0.350	301	0.076	1.183	37.551	0.414
	SeAFusion(1,3,3)	0.923	60.122	0.698	0.599	68	0.064	1.455	48.568	0.724
	Proposed(3,4,2)	**0.742**	**60.152**	**0.737**	**0.635**	**64**	**0.064**	**1.448**	**48.830**	**0.748**
TNO	DIDFuse(2,0,0)	1.069	59.714	0.351	0.507	315	0.071	1.282	45.935	0.643
	FusionGAN(0,0,0)	2.373	58.728	0.179	0.469	929	0.090	1.239	23.908	0.212
	GTF(2,1,1)	0.527	60.780	0.327	0.467	1 159	0.055	1.379	29.650	0.223
	U2Fusion(3,1,2)	0.713	60.790	0.424	0.567	503	0.055	1.411	34.033	0.640
	PIAFusion(1,2,0)	0.786	59.957	0.559	0.596	247	0.067	1.399	39.709	0.362
	NestFuse(0,1,2)	0.686	60.064	0.420	0.521	220	0.065	1.286	39.968	0.343
	STDFusion(0,1,0)	1.222	59.398	0.339	0.464	382	0.076	1.217	40.790	0.271
	SeAFusion(1,0,0)	0.770	60.097	0.410	0.539	218	0.065	1.354	38.775	0.478
	Proposed(1,2,4)	**0.600**	**60.238**	**0.486**	**0.611**	**222**	**0.063**	**1.320**	**38.724**	**0.479**
VIFB	DIDFuse(2,0,0)	2.087	57.961	0.501	0.523	404	0.107	1.260	53.718	0.748
	FusionGAN(0,0,0)	1.947	58.633	0.223	0.357	1 649	0.093	1.407	24.191	0.186
	GTF(0,2,0)	1.356	58.819	0.465	0.405	2 178	0.090	1.433	27.859	0.256
	U2Fusion(3,0,2)	1.099	59.304	0.572	0.556	724	0.081	1.483	34.047	0.552
	PIAFusion(1,4,2)	1.051	58.633	0.657	0.575	250	0.093	1.457	46.840	0.621
	NestFuse(0,0,0)	1.535	58.536	0.494	0.435	397	0.095	1.451	43.936	0.386
	STDFusion(0,0,2)	1.669	58.692	0.503	0.411	511	0.095	1.419	45.281	0.456
	SeAFusion(0,1,2)	1.413	58.377	0.579	0.470	328	0.099	1.458	43.936	0.512
	Proposed(3,2,1)	**1.010**	**58.658**	**0.693**	**0.581**	**278**	**0.092**	**1.450**	**45.171**	**0.657**
数据集均值	DIDFuse(1,1,0)	1.625	59.081	0.401	0.479	431	0.083	1.129	**51.076**	0.636
	FusionGAN(0,0,0)	1.845	59.012	0.211	0.428	1 761	0.084	1.308	27.323	0.221
	GTF(2,1,0)	0.824	59.929	0.352	0.450	2026	0.069	1.379	33.929	0.269
	U2Fusion(0,2,0)	1.332	59.868	0.476	0.522	764	0.070	1.393	32.770	0.487
	PIAFusion(1,3,2)	0.745	59.565	0.585	0.570	226	0.074	**1.452**	46.762	0.542
	NestFuse(0,1,0)	0.912	59.517	0.543	0.505	243	0.075	1.368	49.677	0.511
	STDFusion(0,0,1)	2.220	58.899	0.412	0.402	518	0.087	1.259	48.257	0.433
	SeAFusion(0,2,3)	0.945	59.496	0.557	0.538	216	0.076	1.438	47.102	0.572
	Proposed(5,0,2)	**0.734**	**59.741**	**0.647**	**0.611**	**206**	**0.071**	**1.421**	**46.242**	**0.643**

注: CE、Qcv和RMSE为负向指标, 其余为正向指标, 每个指标最佳3个值分别用红色、绿色和蓝色表示, 每个方法后的3个数字为第1、第2、第3值的数量。

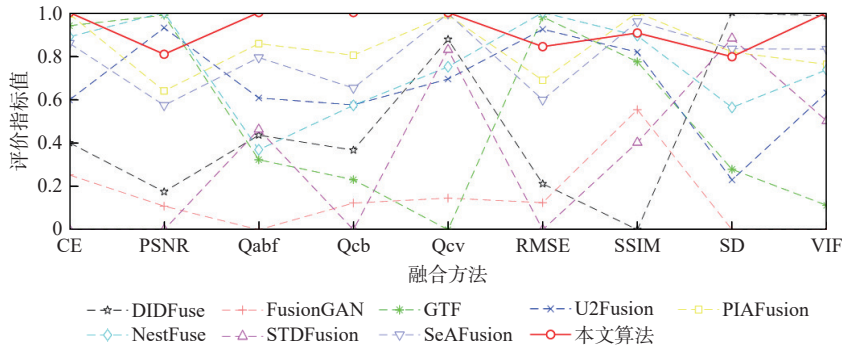


图 7 融合质量评价指标

Fig. 7 Indicators for evaluating the quality of fusion results

表 3 9 种算法在 4 个数据集共 40 个图像对的平均运行时间

Table 3 Average running time of the 9 algorithms in 40 image pairs in 4 data sets

融合方法	时间均值/s
DIDFuse	0.161
FusionGAN	2.703
GTF	8.214
U2Fusion	3.495
PIAFusion	4.531
NestFuse	0.318
STDFusion	1.415
SeAFusion	0.089
本文	0.034

注: 最佳3个值分别用红色、绿色和蓝色表示。

3 结 论

本文提出了一种基于嵌套连接的多尺度实时红外与可见光图像融合方法，利用特征提取器中的池化算子从源图像中提取出丰富的多尺度特征，然后将这些多尺度特征送入基于嵌套连接的特征融合器中生成具有多尺度深度特征的特征图像，最后通过图像重构器得到最终的输出图像。该模型能解决大多数方法存在的图像特征提取不充分、计算效率过低、依赖人工设计的融合策略以及无法提取多尺度深层次特征的问题。在公开数据集上的实验结果和分析表明，本文提出的融合网络具有优秀的融合性能，与代表性算法相比，在视觉上对于过度曝光、目标遮挡、细节模糊等复杂情况有较好的融合效果，在 3 类 9 个统计指标 CE、PSNR、Qabf、Qcb、Qcv、RMSE、SSIM、SD、VIF 上均能获得令人满意的结果。

参考文献（References）

[1] 曹金亮, 薛伟民, 蔡雨含, 等. 一种红外与可见光图像信息交换融合网络[J]. 太原科技大学学报, 2022, 43(4): 277-282.
CAO J L, XUE W M, CAI Y H, et al. Infrared and visible image information exchange-fusion algorithm[J]. Journal of Taiyuan University of Science and Technology, 2022, 43(4): 277-282 (in Chinese).

[2] 杨叶君, 刘刚, 肖刚, 等. 基于自适应特征增强和生成器路径交互的红外与可见光图像融合[J]. 激光与光电子学进展, 2022: 1-18.
YANG Y J, LIU G, XIAO G, et al. Infrared and visible image fusion based on adaptive feature enhancement and generator path interaction[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2022: 1-18(in Chinese).

[3] ZHANG X C, YE P, LEUNG H, et al. Object fusion tracking based on visible and infrared images: a comprehensive review[J]. Information Fusion, 2020, 63: 166-187.

[4] 王建中, 徐浩楠, 王洪枫, 等. 基于残差密集块和自编码网络的红外与可见光图像融合[J]. 北京理工大学学报, 2021, 41(10): 1077-1083.
WANG J Z, XU H N, WANG H F, et al. Infrared and visible image fusion based on residual dense block and auto-encoder network[J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2021, 41(10): 1077-1083 (in Chinese).

[5] 宋加文, 朱大明, 付志涛, 等. 基于对比度和结构提取的红外与可见光图像融合[J]. 激光与光电子学进展, 2023, 60(14): 1410005.
SONG J W, ZHU D M, FU Z T, et al. Infrared and visible image fusion based on contrast and structure extraction[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2023, 60(14): 1410005(in Chinese).

[6] 张冬冬, 王春平, 付强. 深度学习框架下的红外与可见光图像融合算法综述[J]. 激光与红外, 2022, 52(9): 1288-1298.
ZHANG D D, WANG C P, FU Q. Overview of infrared and visible image fusion algorithms based on deep learning framework[J]. Laser & Infrared, 2022, 52(9): 1288-1298 (in Chinese).

[7] 魏琦, 赵娟. 红外和可见光图像融合算法的研究进展[J]. 计算机科学, 2023, 50(2): 11.
WEI Q, ZHAO J. Research progress of infrared and visible image fusion algorithms[J]. Computer Science, 2023, 50(2): 11(in Chinese).

[8] LI H, WU X J, DURRANI T. NestFuse: an infrared and visible image fusion architecture based on nest connection and spatial/channel attention models[J]. IEEE Transactions on Instrumentation Measurement, 2020, 69(12): 9645-9656.

[9] MA J Y, YU W, LIANG P W, et al. FusionGAN: a generative adversarial network for infrared and visible image fusion[J]. Information Fusion, 2019, 48: 11-26.

[10] MA J Y, TANG L F, XU M L, et al. STDFusionNet: an infrared and visible image fusion network based on salient target detection[J].

IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2021, 70: 5009513.

[11] ZHAO Z X, XU S, ZHANG C X, et al. DIDFuse: deep image decomposition for infrared and visible image fusion[C]// Proceedings of the Twenty-Ninth International Joint Conference on Artificial Intelligence. California: International Joint Conferences on Artificial Intelligence Organization, 2020: 1-5.

[12] TANG L F, YUAN J T, ZHANG H, et al. PIAFusion: a progressive infrared and visible image fusion network based on illumination aware[J]. Information Fusion, 2022, 83-84: 79-92.

[13] 汤璐, 卢荣胜, 史艳琼, 等. 基于 YCbCr 空间融合的高动态范围成像方法[J]. 激光与光电子学进展, 2022, 59(14): 308-319.
TANG L, LU R S, SHI Y Q, et al. High dynamic range imaging method based on YCbCr Color space fusion[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2022, 59(14): 308-319(in Chinese).

[14] XU H, MA J Y, JIANG J J, et al. U2Fusion: a unified unsupervised image fusion network[J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 2022, 44(1): 502-518.

[15] ZHOU Z W, SIDDIQUEE M M R, TAJBAKHSH N, et al. UNet++: a nested U-net architecture for medical image segmentation[J]. Deep Learning in Medical Image Analysis and Multimodal Learning for Clinical Decision Support: 4th International Workshop, DLMIA 2018, and 8th International Workshop, ML-CDS 2018, Held in Conjunction with MICCAI 2018. Granada, Spain: [s.n.], 2018, 11045: 3-11.

[16] TANG L F, YUAN J T, MA J Y. Image fusion in the loop of high-level vision tasks: a semantic-aware real-time infrared and visible image fusion network[J]. Information Fusion, 2022, 82: 28-42.

[17] 闵莉, 曹思健, 赵怀慈, 等. 改进残差密集生成对抗网络的红外与可见光图像融合[J]. 控制与决策, 2022, 37(1): 1-8.
MIN L, CAO S J, ZHAO H C, et al. Infrared and visible image fusion with improved residual dense generative adversarial network[J]. Control and Decision, 2022, 37(1): 1-8(in Chinese).

[18] MA J Y, CHEN C, LI C, et al. Infrared and visible image fusion via gradient transfer and total variation minimization[J]. Information Fusion, 2016, 31: 100-109.

[19] ZHANG X C, YE P, XIAO G. VIFB: a visible and infrared image fusion benchmark[C]// 2020 IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition Workshops (CVPRW). Piscataway: IEEE Press, 2020: 468-478.

[20] LI H, WU X J, KITTLER J. RFN-Nest: an end-to-end residual fusion network for infrared and visible images[J]. Information Fusion, 2021, 73: 72-86.

[21] 张勇, 马东玺, 闫鹏程. 灰度夜视融合图像质量结构相似度评价方法[J]. 光子学报, 2014, 43(S1): 242-248.
ZHANG Y, MA D X, YAN P C. Structural similarity evaluation method to night vision fusion image quality[J]. Acta Photonica Sinica, 2014, 43(S1): 242-248(in Chinese).

Multi-scale infrared and visible image fusion based on nest connection

WU Nan，MU Chengpo*，HE Yang，LIU Taiye

(School of Mechatronical Engineering，Beijing Institute of Technology，Beijing 100080，China)

Abstract：This work suggests a multi-scale real-time image fusion model based on nest connection, which aims to address the issues of lengthy running times, unnatural fusion strategies, and the incapacity to extract multi-scale deep features in existing infrared and visible image fusion approaches. Firstly, multi-scale deep features are extracted by a feature extractor. Then, feature maps with multi-scale deep features are generated from the fusion network. Finally, the fusion image is reconstructed by an image re-constructor. In comparison to other algorithms tested on common datasets, a subjective qualitative comparison shows that the algorithm in this paper can contain sharp image edges while maintaining image intensity and it has a better fusion effect under complex conditions such as overexposure, target occlusion, and detail blurring. In objective quantitative metrics comparison, 5 best values and 2 second best values have been obtained on 9 evaluation metrics of 4 categories which are based on information theory, based on image feature, based on image structure similarity and human perception. Additionally, the other two metrics results have also showed good performance. Moreover, there has been a noticeable reduction in fusion time. The model presented in this paper has a high practicability and may successfully overcome the current issues with picture fusion techniques through experimental verification.

Keywords：image fusion; deep learning; nest connection; multi-scale; real-time

Received：2023-02-25；**Accepted**：2023-03-31；**Published Online**：2023-04-19 17:03

URL：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20230419.1544.001

* **Corresponding author**. E-mail：muchengpo@bit.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0200

多阶段退化数据融合的伺服驱动单元可靠性建模

张忠文[1,2]，彭翀[1,*]，车众元[1]，王基坤[1]

(1. 北京航空航天大学 机械工程及自动化学院，北京 100191；2. 北京星航机电装备有限公司，北京 100074)

摘 要：为了精确评估数控系统伺服驱动单元的可靠性，提出了一种多阶段退化数据融合的可靠性建模方法。通过分析多种退化过程模型，针对不同伺服驱动单元之间存在的个体差异特点，引入随机效应并给出了考虑个体差异的可靠性模型建立方案；采用贝叶斯方法通过考虑多种退化过程，将不同退化的数据进行融合，建立了多阶段退化数据融合的伺服驱动单元可靠性模型，并采用马尔可夫链蒙特卡罗方法完成模型参数估计；在实验室环境下搭建伺服驱动单元加载测试平台，采集实验数据验证了模型的有效性。

关 键 词：退化过程；数据融合；贝叶斯方法；伺服驱动单元；可靠性建模

中图分类号：TP23; TG659

文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2025)02-0692-13

数控系统是工业母机数控机床最核心的部件，被称为机床的大脑[1]。数控系统伺服驱动单元是执行数控机床动作的关键功能部件，其性能表现直接制约数控机床的质量。伺服驱动单元是一种典型的复杂机电产品，由于其工作环境复杂、承受应力耦合以及退化状态多样，难以适用传统的可靠性模型进行建模及评估。

为了实现伺服驱动单元等复杂机电系统产品的可靠性综合分析，很多学者开始考虑数据融合的方法，完成复杂机电系统产品的可靠性建模与综合评估。数据融合是涉及多学科领域交叉的研究方法，一般可以分为数据级融合、特征级融合以及决策级融合等[2]。数据级融合是指针对不同来源的数据(包括传感器采集以及设备运行数据)直接进行融合，然后将融合后的数据进行特征提取、可靠性建模、故障诊断等方法处理。该方法可以完整地保留原始数据的各种信息，得到更加精确的可靠性模型，但是由于此方法需要对大量数据进行处理，会产生计算量大与数据维度高等“数据爆炸”问题。特征级融合是指将不同来源的数据特征进行融合，需要先对各个数据源的信息进行提取，该融合方法可以解决数据计算量大以及数据维度高的问题，但是会造成部分数据的原始信息丢失，造成可靠性模型失准的问题。决策级融合是指针对具体的问题，先对各个数据源的数据进行决策，然后从具体决策问题出发根据一定的规则再将数据进行融合，该方法可以综合前2种方法的优点，但是决策规则一般依据专家先验方法确定，存在一定的局限性。数据融合的具体方法主要有贝叶斯方法[3]、专家系统方法[4]、模糊理论方法[5]、神经网络方法[6]以及证据理论方法[7]等。

贝叶斯理论是逻辑推理的里程碑也是统计推断的重大成果[8-9]，很多学者基于贝叶斯方法开展了机电系统产品的可靠性建模研究，Littlewood等[10]提出一个故障时间上随机变量表示的可靠性模型，该模型可以通过贝叶斯参数更新来描述产品可靠性的变化规律。Martz等[11]提出用于评估串联或者并联的复杂系统可靠性模型，确定子部件或系统的

收稿日期：2023-04-22；**录用日期**：2023-08-30；**网络出版时间**：2023-10-11 09:43

网络出版地址：link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20231009.1511.005

基金项目：国家自然科学基金项目“基于部件退化动态耦合关系模型的数控系统多源信息融合可靠性研究”(51875029)；中央高校基本科研业务费专项资金资助(YWF-23-PTJH-0701)；广东省电子信息产品可靠性技术重点实验室开放基金

* **通信作者**. E-mail：pch@buaa.edu.cn

引用格式：*张忠文，彭翀，车众元，等. 多阶段退化数据融合的伺服驱动单元可靠性建模[J]. 北京航空航天大学学报，2025，51(2)：692-704. ZHANG Z W，PENG C，CHE Z Y，et al. Servo drive unit reliability modeling with multi-stage degradation data fusion[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2025，51(2)：692-704 (in Chinese).*

先验分布, 采用三源数据融合来计算后验分布。Pievatolo 等[12] 提出一种新的贝叶斯模型对可修复系统的可靠性进行描述。通过可交换和独立的泊松过程对系统组件进行建模, 基于蒙特卡罗方法进行参数估计并在典型可修复系统上进行了验证。Zaidi 等[13] 为了解决可靠性建模过程中的不确定系统无法采用传统建模方法进行建模的问题, 提出一种基于贝叶斯理论的可靠性建模方法, 将具有韦布尔故障分布特点的不确定系统引入到贝叶斯可靠性模型中, 解决了不确定系统可靠性建模的问题。Simon 等[14] 提出一种贝叶斯网络来计算复杂系统的可靠性, 给出可以定量计算可靠性的模型并引用 Dempster Shafer 理论分析可靠性过程中的不确定因素。Soroush 等[15] 采用贝叶斯分类、小波去噪和数据融合的方法来扩大识别范围。

在国内, 同样有很多学者基于贝叶斯模型开展机电系统产品的可靠性研究。徐兵等[16] 提出一种基于贝叶斯估计的不同类型多传感器复合测距方法以解决单一传感器在复杂条件下获得有效数据样本较差的问题, 利用贝叶斯方法进行了融合, 基于超声红外复合测距移动机器人的仿真实验表明符合设计要求。彭卫文等[17] 针对数控加工过程中铣头存在小样本数据以及试验成本高的难题, 提出了一种基于贝叶斯融合的可靠性建模方法, 融合试验现场的性能退化数据和故障时间数据, 得到了数控加工中心铣头的寿命模型、先验信息等, 完成了铣头的可靠性评价工作。陈红霞等[18] 为了提高重型数控机床的加工精度和可靠性采用具有双参数的韦布尔分布建立其可靠性模型, 基于贝叶斯理论和蒙特卡罗方法进行参数估计, 最终建立了拟合优度更好的可靠性模型。Guo 等[19] 基于复杂系统产品存在退化数据和故障时间数据样本较少的问题, 提出了三种新的贝叶斯模型来计算退化数据与故障时间数据之间的内在关系, 进一步获取异构数据在小样本量下得到准确的可靠性分析结果。基于多种退化过程, 建立合适的过程选择准则选取正确的模型, 采用蒙特卡罗方法估计了可靠性模型的参数, 通过实际算例验证所提贝叶斯信息融合方法的有效性。Zhao 等[20] 考虑到基于故障时间数据对在轨卫星进行可靠性分析, 收集历史寿命数据、退化数据、类似数据、专家信息等多种可靠性信息, 提出一种贝叶斯方法融合采集到的信息来估计在轨卫星部件的剩余寿命, 提出了基于样本的方法估计, 确定贝叶斯估计和可信区间并通过蒙特卡罗方法研究证明了该方法的精确性并基于卫星中的动量轮数据进行了验证。

但是, 对于伺服驱动单元这类具有高可靠长寿命的复杂机电系统产品, 传统的测试方法需要进行全生命周期的状态检测, 增加测试成本和数据处理及分析的时间。因此, 本文基于随机退化过程, 考虑到不同数控系统伺服驱动单元存在的个体差异, 引入随机效应, 建立了考虑个体差异的退化过程模型; 基于贝叶斯理论, 将考虑个体差异的模型进行融合, 建立了多阶段退化数据融合的伺服驱动单元可靠性模型, 并进行可靠性试验验证模型的有效性。

1　模型描述

1.1　随机过程退化模型分析

伺服驱动单元具有多种类型的退化数据, 其退化模型可以用维纳过程、伽马过程以及逆高斯过程来描述[21], 退化过程$\{X(t),t\geqslant 0\}$满足如下描述: ①初始退化量为 0, 即$X(0)=0$; ②退化增量$X(t_2)-X(t_1),\cdots,X(t_n)-X(t_{n-1})$对于任意时刻$t_1<t_2<\cdots<t_n$相互独立。

1.1.1　基于随机维纳过程的模型

假设伺服驱动单元的退化过程是随机过程, 基于维纳的退化过程可以描述其退化模型, 定义如下:

$$X(t)=\mu t+\sigma B(t) \tag{1}$$

式中: $X(t)$ 为性能退化量; μ为漂移系数且恒大于 0; σ为扩散系数; $B(t)$为标准的布朗运动过程。维纳过程的性能退化增量具有独立性且服从正态分布, 即$\Delta X(t)\sim N\left(\mu,\sigma^2\right)$。

假设 X_{m} 为退化量阈值, 对于维纳过程, 当退化量首次达到退化量阈值 X_{m} 时可认为该设备失效, 由文献 [22] 可知, 带漂移的维纳过程首次达到退化量阈值的时间服从逆高斯分布, 并假设时间为 T, 则维纳过程的概率分布函数$F_T(t;\mu,\sigma)$为

$$\begin{aligned}F_T(t;\mu,\sigma)=&\Phi\left(\sqrt{\frac{X_{\mathrm{m}}^2}{\sigma^2 t}}\left(\frac{\mu t}{X_{\mathrm{m}}}-1\right)\right)+\\&\mathrm{e}^{\frac{2\mu X_{\mathrm{m}}}{\sigma^2}}\Phi\left(-\sqrt{\frac{X_{\mathrm{m}}^2}{\sigma^2 t}}\left(\frac{\mu t}{X_{\mathrm{m}}}+1\right)\right)\end{aligned} \tag{2}$$

式中: t 为当前时刻; $\Phi(\cdot)$为标准正态分布的分布函数。

根据式 (2) 可得维纳分布的概率密度函数$f_T(t;\mu,\sigma)$为

$$f_T(t;\mu,\sigma)=\left(\frac{X_{\mathrm{m}}^2}{2\pi\sigma^2 t^3}\right)^{1/2}\exp\left[-\frac{(\mu t-X_{\mathrm{m}})^2}{2\sigma^2 t}\right] \tag{3}$$

可靠度函数$R(t)$为

$$R(t)=1-\Phi\left(\frac{X_{\mathrm{m}}-\mu t}{\sigma\sqrt{t}}\right)-\mathrm{e}^{\frac{2\mu X_{\mathrm{m}}}{\sigma^2}}\Phi\left(\frac{-X_{\mathrm{m}}-\mu t}{\sigma\sqrt{t}}\right) \tag{4}$$

为了针对多台伺服驱动单元进行研究, 将随机过程引入到维纳过程 $\omega=\sigma^{-2}\sim\mathrm{Ga}(r^{-1},\delta)$, $\mu\sim$

$N(1,\theta/\omega)$[23]，得到考虑个体差异的维纳过程的分布为：$\Delta X(t)\sim N\left(\mu\Delta t,\sigma^2\Delta t\right)$。由维纳过程的基本性质，给出故障时间分布为

$$F(t)=P(T\leqslant t)=F_{2\delta}\left[\sqrt{\frac{\delta}{r}}\frac{\tau(t)-X_{\mathrm{m}}}{\sqrt{\theta\tau(t)^2+\tau(t)}}\right] \tag{5}$$

式中：$\tau(t)$为表示一个区间内设备的退化路径，为单调递增函数；$F_{2\delta}$为自由度2δ的t分布函数；可以得到考虑个体差异的维纳过程的可靠度函数为

$$R(t)=1-F(t)=1-F_{2\delta}\left[\sqrt{\frac{\delta}{r}}\frac{\tau(t)-X_m}{\sqrt{\theta\tau(t)^2+\tau(t)}}\right] \tag{6}$$

1.1.2 基于随机伽马过程的模型

假设退化增量服从伽马分布，即$\Delta X(t)\sim\mathrm{Ga}(\Delta\alpha(t),\lambda)$，可得伽马分布的概率密度函数$f_x(t)$为

$$f_x(t)=\frac{\lambda^{\alpha(t)}}{\Gamma(\alpha(t))}\Delta X(t)^{\alpha(t)-1}\exp(-\Delta X(t)\lambda) \tag{7}$$

式中：$\Gamma(\alpha(t))$为伽马函数，$\Gamma(\alpha(t))=\int_0^{+\infty}x^{\alpha(t)-1}\mathrm{e}^{-x}\mathrm{d}x$，当退化量阈值达到设定的失效阈值时，可判定产品可靠性达到失效阈值(即产品失效)，则伽马分布的可靠度函数为

$$R(t)=\int_0^{X_{\mathrm{m}}}\frac{\lambda^{\alpha(t)}}{\Gamma(\alpha(t))}x^{\alpha(t)-1}\exp(x\lambda)\mathrm{d}x \tag{8}$$

将随机过程引入到伽马过程，重新定义形状参数$\Delta\alpha(t)=\alpha\Delta t$，$\lambda=v^{-1}$，可得退化增量的新分布$\Delta X(t)\sim\mathrm{Ga}(\alpha\Delta t,v^{-1})$，通过尺度参数$v^{-1}$集成个体差异的影响使其满足新的伽马分布，新伽马分布的形状参数为γ^{-1}，尺度参数为σ_0，即$v\sim\mathrm{Ga}(\gamma^{-1},\sigma_0)$。因此可以得到$X(t)$的边缘概率密度函数$f(X)$为

$$f(X)=\frac{\gamma^{\sigma_0}X^{\alpha\Delta t-1}\int_0^{+\infty}v^{\alpha\Delta t+\sigma_0-1}\mathrm{e}^{-v}\mathrm{d}v}{(X+\gamma)^{\alpha\Delta t+\sigma_0}\int_0^{+\infty}v^{\alpha\Delta t-1}\mathrm{e}^{-v}\mathrm{d}v\int_0^{+\infty}v^{\sigma_0-1}\mathrm{e}^{-v}\mathrm{d}v} \tag{9}$$

式中：$\int_0^{+\infty}v^{\alpha\Delta t+\sigma_0-1}\mathrm{e}^{-v}\mathrm{d}v$、$\int_0^{+\infty}v^{\alpha\Delta t-1}\mathrm{e}^{-v}\mathrm{d}v$、$\int_0^{+\infty}v^{\sigma_0-1}\mathrm{e}^{-v}\mathrm{d}v$。

分别为伽马函数$\Gamma(\alpha\Delta t+\sigma_0)$、$\Gamma(\alpha\Delta t)$、$\Gamma(\sigma_0)$，且$\Gamma(\alpha\Delta t)\Gamma(\sigma_0)/\Gamma(\alpha\Delta t+\sigma_0)=\mathrm{B}(\alpha\Delta t,\sigma_0)$，$\mathrm{B}(\alpha\Delta t,\sigma_0)$为贝塔(Beta)函数。因此，式(9)可以化简为

$$f(X)=\frac{\gamma^{\sigma_0}X^{\alpha\Delta t-1}}{(X+\gamma)^{\alpha\Delta t+\sigma_0}}\mathrm{B}(\alpha\Delta t,\sigma_0)^{-1} \tag{10}$$

由式(10)可知，$X(t)/(X(t)+\gamma)\sim\mathrm{B}(\alpha\Delta t,\sigma_0)$服从Beta分布，$\sigma_0X(t)/\gamma\alpha\Delta t$满足$\sigma_0X(t)/\gamma\alpha\Delta t\sim F(2\alpha\Delta t,2\sigma_0)$服从F分布，式(10)可化简为$f(X)=(1-X)^{\sigma_0-1}\cdot X^{\alpha\Delta t-1}\mathrm{B}(\alpha\Delta t,\sigma_0)^{-1}$，因此可以得到故障时间分布为

$$F(t)=P(T\leqslant t)=1-F_{2\alpha t,2\sigma_0}\left(\frac{\sigma_0X(T)}{\gamma\alpha t}\right) \tag{11}$$

当伺服驱动单元产品首次达到退化阈值X_{m}时，可靠度函数为

$$R(t)=1-P(T\leqslant t)=F_{2\alpha t,2\sigma_0}\left(\frac{\sigma_0X_{\mathrm{m}}}{\gamma\alpha t}\right) \tag{12}$$

1.1.3 基于逆高斯过程的模型

对于伺服驱动单元假设退化增量服从逆高斯分布即$\Delta X(t)\sim\mathrm{IG}(\mu\Delta\alpha(t),\lambda\Delta\alpha(t)^2)$[24]，根据逆高斯过程可以得到退化过程增量$\Delta X(t)$的概率密度函数$g(\Delta X(t))$为

$$g(\Delta X(t))=\sqrt{\frac{\lambda\Delta\alpha(t)^2}{2\pi\Delta X(t)^3}}\mathrm{e}^{-\frac{\lambda}{2\Delta X(t)}\left(\frac{\Delta X(t)}{\mu}-\Delta\alpha(t)\right)^2} \tag{13}$$

假设设备退化过程符合逆高斯过程，当退化量阈值达到设定的失效阈值时，可判定产品可靠性达到失效阈值(即产品失效)。假设X_{m}为退化量阈值，则设备失效故障时间分布为

$$F_X(t)=\Phi\left[\sqrt{\frac{\lambda}{X_{\mathrm{m}}}}\left(\alpha(t)-\frac{X_{\mathrm{m}}}{\mu}\right)\right]-\exp\left(\frac{2\lambda\alpha(t)}{\mu}\right)\Phi\left[-\sqrt{\frac{\lambda}{X_{\mathrm{m}}}}\left(\alpha(t)+\frac{X_{\mathrm{m}}}{\mu}\right)\right] \tag{14}$$

式中：t为当前时刻。根据式(14)可得出逆高斯分布的概率密度函数为

$$f_X(t)=\sqrt{\frac{\lambda}{X_{\mathrm{m}}}}\Phi\left[\sqrt{\frac{\lambda}{X_{\mathrm{m}}}}\left(\alpha(t)-\frac{X_{\mathrm{m}}}{\mu}\right)\right]\alpha'(t)-\frac{2\lambda\alpha'(t)}{\mu}\exp\left(\frac{2\lambda\alpha(t)}{\mu}\right)\Phi\left[-\sqrt{\frac{\lambda}{X_{\mathrm{m}}}}\left(\alpha(t)+\frac{X_{\mathrm{m}}}{\mu}\right)\right]+\sqrt{\frac{\lambda}{X_{\mathrm{m}}}}\alpha'(t)\exp(2\lambda\alpha(t))\left[-\sqrt{\frac{\lambda}{X_{\mathrm{m}}}}\left(\alpha(t)+\frac{X_{\mathrm{m}}}{\mu}\right)\right] \tag{15}$$

根据概率密度函数式(15)及逆高斯分布的性质，可得出服从逆高斯分布的设备的可靠度函数为

$$R(t)=\Phi\left[\sqrt{\frac{\lambda}{X_{\mathrm{m}}}}\left(\frac{X_{\mathrm{m}}}{\mu}-\alpha(t)\right)\right]-\exp\left(\frac{2\lambda\alpha(t)}{\mu}\right)\Phi\left[-\sqrt{\frac{\lambda}{X_{\mathrm{m}}}}\left(\alpha(t)+\frac{X_{\mathrm{m}}}{\mu}\right)\right] \tag{16}$$

同样的当逆高斯分布满足$\Delta X(t)\sim\mathrm{IG}(\Delta\alpha(t),\lambda\Delta\alpha(t)^2)$，令$\Delta\alpha(t)=\alpha\Delta t$，引入随机效应使得$\lambda$满足伽马分布即：$\lambda\sim\mathrm{Ga}(\gamma^{-1},\sigma)$，则可靠度函数满足：

$$R(t)=\int_0^{+\infty}R(t|\alpha,\lambda)g(\lambda)\mathrm{d}\lambda \tag{17}$$

1.2 贝叶斯模型描述

定义$n_1,n_2,\cdots,n_N$来自N个数据源的样本总数，存在第i个信息源的样本向量$\boldsymbol{x}^{(i)}=\{\boldsymbol{x}_{i1},\boldsymbol{x}_{i2},\boldsymbol{x}_{i3},\cdots,\boldsymbol{x}_{inj}\}$，其中$i,j=1,2,\cdots,N$，满足各个信息源独立[25]，$\boldsymbol{x}_{inj}$为第$i$个信息源的数据向量。

假设多信息源分布函数$F_i(x;\theta_i,\mu_{i1},\mu_{i2},\cdots,\mu_{ik})$，存在样本数据$\boldsymbol{x}^{(i)}=\{\boldsymbol{x}_{i1},\boldsymbol{x}_{i2},\cdots,\boldsymbol{x}_{inj}\}$，其中$i$为第$i$个

数据源, 关于θ_i的概率密度函数为$f_i(x;\theta_i,\hat{\mu}_{i1},\hat{\mu}_{i2},\cdots,\hat{\mu}_{ik})$记为$f_i(x;\theta_i)$, 利用极大似然估计可求出每个信息源分布的超参数$(\hat{\mu}_{i1},\hat{\mu}_{i2},\cdots,\hat{\mu}_{ik})$, 可以得出先验分布函数$\pi_i\left(\theta_i\left|x^{(i)}\right.\right)$[26] 为

$$\pi_i\left(\theta_i|x^{(i)}\right)=\pi_i\left(\theta_i|\hat{\mu}_{i1},\hat{\mu}_{i2},\cdots,\ \hat{\mu}_{ik}\right) \tag{18}$$

令$\boldsymbol{x}=\{\boldsymbol{x}^{(1)},\ \boldsymbol{x}^{(2)},\ \cdots,\boldsymbol{x}^{(n)}\}$可得融合后参数$\theta$的联合后验密度函数$\pi(\theta|X)$为

$$\pi(\theta|X)=\frac{\pi(\theta)L(X|\theta)}{\int\limits_{\Theta}\pi(\theta)L(X|\theta)\mathrm{d}\theta}\propto\pi(\theta)L(X|\theta) \tag{19}$$

式中: $L(X)$为似然函数; $\int\limits_{\Theta}\pi(\theta)L(X|\theta)\mathrm{d}\theta$为正则化常数, 根据 Fisher 信息矩阵先验分布满足:

$$\pi(\theta)=-E\left(\frac{\partial^2}{\partial\theta^2}\ln L(X|\theta)\right) \tag{20}$$

因此取平方损失函数, 对多源信息数据进行融合后的贝叶斯估计$\hat{\theta}$为

$$\hat{\theta}=\int\limits_{\Theta}\theta\pi(\theta|X)\mathrm{d}\theta \tag{21}$$

将其带入某一个信息源的分布函数中得到可靠度函数为

$$R(t)=1-\int\limits_{\Theta}f_i(t;\hat{\theta})\mathrm{d}t \tag{22}$$

2　基于退化数据融合的可靠性建模方法

在进行可靠性模型分析过程中, 发现传统的数据融合模型往往是在试验完成后将所获取到的数据进行融合, 但是数控系统伺服驱动单元具备高可靠长寿命的特点, 存在耦合多变的环境应力以及工况应力, 不同运行阶段的工况应力作用对可靠性评估结果具备较大影响, 因此本文提出了一种多阶段融合的可靠性建模方法。

2.1　基于贝叶斯理论的退化模型确定方法

对于数控系统伺服驱动单元进行退化建模, 假设退化数据来源于 N 台伺服驱动单元, 并利用编号 i 表示 i=1, 2,⋯, N 进行表示。在伺服驱动单元可靠性试验周期中进行了 j 次退化数据的采集及分析, 其中: j=1, 2, ⋯, M, 定义 $X(t_{ij})$ 为样本 i 在第 j 次数据采集过程中获取的退化数据其中 t_{ij} 为当前获取数据的时刻, 则存在$\Delta x_{ij}=X(t_{ij})-X(t_{i(j-1)})$ 表示第 i 个样本的退化量, 为了将计算过程简化, 通常将初始退化状态视为 0, 即满足: $X(t_{i0})=0$。

对于维纳过程, 退化增量服从正态分布$\Delta x_{ij}\sim N\left(\mu\Delta t_{ij},\sigma^2\Delta t_{ij}\right)$, 则退化过程的似然函数$L(X)$为

$$L(X)=\prod_{i=1}^{N}\prod_{j=2}^{M}\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi\Delta t_{ij}}}\exp\left(-\frac{\left(\Delta x_{ij}-\mu\Delta t_{ij}\right)^2}{2\sigma^2\Delta t_{ij}}\right) \tag{23}$$

假设联合先验分布满足: $\pi(\theta)=\pi(\mu,\sigma)$, 根据贝叶斯定理可得样本的联合后验分布为

$$\pi(\theta\mid X)\propto\pi(\mu,\sigma)\prod_{i=1}^{N}\prod_{j=2}^{M}\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi\Delta t_{ij}}}\exp\left(-\frac{\left(\Delta x_{ij}-\mu\Delta t_{ij}\right)^2}{2\sigma^2\Delta t_{ij}}\right) \tag{24}$$

根据式 (4) 和式 (24) 后验分布的可靠度函数为

$$R(\theta|X)=\int_{+\infty}^{+\infty}\int_{+\infty}^{+\infty}\pi(\theta|X)R(t)\mathrm{d}\sigma\mathrm{d}\mu \tag{25}$$

对于伽马过程, 退化增量服从伽马分布$\Delta x_{ij}\sim\mathrm{Ga}(\alpha\Delta t,\lambda)$, 似然函数为

$$L(X)=\prod_{i=1}^{N}\prod_{j=2}^{M}\frac{\lambda^{\alpha\Delta t_{ij}}}{\Gamma(\alpha\Delta t_{ij})}\Delta x_{ij}^{\alpha\Delta t_{ij}}\exp(-\lambda\Delta x_{ij}) \tag{26}$$

假设联合先验分布满足: $\pi(\theta)=\pi(\alpha,\lambda)$, 根据贝叶斯定理可得样本的联合后验分布为

$$\pi(\theta\mid X)\propto\pi(\alpha,\lambda)\prod_{i=1}^{N}\prod_{j=2}^{M}\frac{\lambda^{\alpha\Delta t_{ij}}}{\Gamma(\alpha\Delta t_{ij})}\Delta x_{ij}^{\alpha\Delta t_{ij}}\exp\left(-\lambda\Delta x_{ij}\right) \tag{27}$$

后验分布的可靠度函数为

$$R(\theta|X)=\int_{+\infty}^{+\infty}\int_{+\infty}^{+\infty}\pi(\theta|X)R(t)\mathrm{d}\alpha\mathrm{d}\lambda \tag{28}$$

对于逆高斯过程, 退化增量服从逆高斯分布$\Delta x_{ij}\sim\mathrm{IG}(\mu\alpha\Delta t_{ij},\lambda(\alpha\Delta t_{ij})^2)$, 似然函数为

$$L(X)=\prod_{i=1}^{N}\prod_{j=2}^{M}\sqrt{\frac{\lambda\left(\alpha\Delta t_{ij}\right)^2}{2\pi\left(\Delta x_{ij}\right)^3}}\mathrm{e}^{-\frac{\lambda}{2\Delta x_{ij}}\left(\frac{\Delta x_{ij}}{\mu}-\alpha\Delta t_{ij}\right)^2} \tag{29}$$

假设联合先验分布满足: $\pi(\theta)=\pi(\alpha,\lambda)$, 根据贝叶斯定理可得样本的联合后验分布为

$$\pi(\theta\mid X)\propto\pi(\alpha,\lambda)\prod_{i=1}^{N}\prod_{j=2}^{M}\sqrt{\frac{\lambda\left(\alpha\Delta t_{ij}\right)^2}{2\pi\left(\Delta x_{ij}\right)^3}}\mathrm{e}^{-\frac{\lambda}{2\Delta x_{ij}}\left(\frac{\Delta x_{ij}}{\mu}-\alpha\Delta t_{ij}\right)^2} \tag{30}$$

联合后验分布的可靠度函数为

$$R(\theta|X)=\int_{+\infty}^{+\infty}\int_{+\infty}^{+\infty}\pi(\theta|X)R(t)\mathrm{d}\alpha\mathrm{d}\lambda \tag{31}$$

2.2　基于退化数据融合的可靠性建模方法

为了实现对于伺服驱动单元的综合可靠性评价, 需要将多种退化数据进行融合, 假设存在不同源的退化数据 $X^1, X^2, \cdots, X^p$ 统一记为 X, 退化增量$\Delta x_{ij}=X(t_{ij})-X(t_{i(j-1)})$。

如果退化增量满足维纳过程, 将随机效应引入

到伺服驱动单元的可靠性评价中，存在退化增量 $\Delta x_{ij} \sim N(\mu\Delta t, \sigma^2\Delta t)$，似然函数为

$$L(X)=\prod_{i=1}^{N}\prod_{j=2}^{M}\frac{\Gamma\left(\delta+\frac{1}{2}\right)\left[\frac{1+\left(\Delta x_{ij}-\Delta t_{ij}\right)^2}{2r\left(\left(\Delta t_{ij}\right)^2\theta+\Delta t_{ij}\right)}\right]^{-\delta-\frac{1}{2}}}{\sqrt{2\pi r}\Gamma(\delta)\left[\left(\Delta t_{ij}\right)^2\theta+\Delta t_{ij}\right]^{\frac{1}{2}}} \tag{32}$$

联合后验分布为

$$\pi(\mu,\sigma,\theta,\delta,r)\propto\pi(\mu,\sigma,\theta)L(X)=\pi(\mu,\sigma,\theta)\prod_{i=1}^{N}\prod_{j=2}^{M}\frac{\Gamma\left(\delta+\frac{1}{2}\right)\left[\frac{1+\left(\Delta x_{ij}-\Delta t_{ij}\right)^2}{2r\left(\left(\Delta t_{ij}\right)^2\theta+\Delta t_{ij}\right)}\right]^{-\delta-\frac{1}{2}}}{\sqrt{2\pi r}\Gamma(\delta)\left[\left(\Delta t_{ij}\right)^2\theta+\Delta t_{ij}\right]^{\frac{1}{2}}} \tag{33}$$

针对不同物理维度（数据来源）与时间维度的数据进行融合，获取联合后验分布，具体过程为

$$\begin{aligned}
&\pi_0\left(\mu,\sigma,\theta,\delta,r\mid X^0\right)\propto\pi(\mu,\sigma,\theta)L\left(X^0\right)=\\
&\quad\pi(\mu,\sigma,\theta)\prod_{i=1}^{N}\prod_{j=2}^{M}\frac{\Gamma\left(\delta+\frac{1}{2}\right)\left[1+\left(\Delta x_{ij}^0-\Delta t_{ij}\right)^2/2r\left(\left(\Delta t_{ij}\right)^2\theta+\Delta t_{ij}\right)\right]^{-\delta-\frac{1}{2}}}{\sqrt{2\pi r}\Gamma(\delta)\left[\left(\Delta t_{ij}\right)^2\theta+\Delta t_{ij}\right]^{\frac{1}{2}}}\\
&\pi_1\left(\mu,\sigma,\theta,\delta,r\mid X^1,X^0\right)\propto\pi_0\left(\mu,\sigma,\theta,\delta,r\mid X^0\right)L\left(X^1\right)=\\
&\quad\pi_0\left(\mu,\sigma,\theta,\delta,r\mid X^0\right)\prod_{i=1}^{N}\prod_{j=2}^{M}\frac{\Gamma\left(\delta+\frac{1}{2}\right)\left[1+\left(\Delta x_{ij}^1-\Delta t_{ij}\right)^2/2r\left(\left(\Delta t_{ij}\right)^2\theta+\Delta t_{ij}\right)\right]^{-\delta-\frac{1}{2}}}{\sqrt{2\pi r}\Gamma(\delta)\left[\left(\Delta t_{ij}\right)^2\theta+\Delta t_{ij}\right]^{\frac{1}{2}}}\\
&\qquad\vdots\\
&\pi_p\left(\mu,\sigma,\theta,\delta,r\mid X^p,\cdots,X^0\right)\propto\pi_{p-1}\left(\mu,\sigma,\theta,\delta,r\mid X^{p-1},\cdots,X^0\right)L\left(X^p\right)=\\
&\quad\pi_{p-1}\left(\mu,\sigma,\theta,\delta,r\mid X^{p-1},\cdots,X^0\right)\frac{\Gamma\left(\delta+\frac{1}{2}\right)\left[1+\left(\Delta x_{ij}^n-\Delta t_{ij}\right)^2/2r\left(\left(\Delta t_{ij}\right)^2\theta+\Delta t_{ij}\right)\right]^{-\delta-\frac{1}{2}}}{\sqrt{2\pi r}\Gamma(\delta)\left[\left(\Delta t_{ij}\right)^2\theta+\Delta t_{ij}\right]^{\frac{1}{2}}}
\end{aligned} \tag{34}$$

同理，可得伽马过程与逆高斯过程的融合模型为

$$\begin{aligned}
&\pi_p\left(\alpha,v,\gamma,\sigma\mid X^p,\cdots,X^0\right)\propto\pi_{p-1}\left(\alpha,v,\gamma,\sigma\mid X^{p-1},\cdots,X^0\right)L\left(X_p\right)=\\
&\quad\pi_{p-1}\left(\alpha,v,\gamma,\sigma\mid X^{p-1},\cdots,X^0\right)\prod_{i=1}^{N}\prod_{j=2}^{M}\frac{v_i^{\alpha\Delta t_{ij}+\sigma-1}\gamma^{\sigma}}{\Gamma(\alpha\Delta t_{ij})\Gamma(\sigma)}(\Delta x_{ij}^p)^{\alpha\Delta t_{ij}-1}\exp\left(-v_i(\gamma+\Delta x_{ij}^p)\right)
\end{aligned} \tag{35}$$

$$\begin{aligned}
&\pi_p\left(\alpha,\lambda,\gamma,\sigma\mid X^p,\cdots,X^0\right)\propto\pi_{p-1}\left(\alpha,\lambda,\gamma,\sigma\mid X^{p-1},\cdots,X^0\right)L\left(X^p\right)=\\
&\quad\pi_{p-1}\left(\alpha,\lambda,\gamma,\sigma\mid X^{p-1},\cdots,X^0\right)\prod_{i=1}^{N}\prod_{j=2}^{M}\frac{\Gamma\left(\sigma+\frac{1}{2}\right)\gamma^{\sigma}\left[\gamma+\left(\Delta x_{ij}^p-\alpha\Delta t\right)^2/2\Delta x_{ij}^p\right]^{-\sigma-\frac{1}{2}}}{\Gamma(\sigma)\sqrt{2\pi}}\alpha\Delta t\left(\Delta x_{ij}^p\right)^{-\frac{3}{2}}
\end{aligned} \tag{36}$$

假设模型的超参数为$\bar{\theta}$，$\bar{\theta}$为模型中参数θ的后验均值，则融合模型后的可靠度函数为

$$R(\bar{\theta}\mid X)=\oint_{\theta}\pi(\bar{\theta}\mid X)R(t)\mathrm{d}\bar{\theta} \tag{37}$$

2.3 退化模型的确定及参数评估

2.3.1 退化模型的确定

本文分析了多种退化过程，在进行退化数据建模时需要确定一个最优模型进行建模。由于不同的退化模型服从不同的分布，且含有的参数个数也不尽相同，因此需要综合信息熵等数学方法选择完善的退化数据模型。常用的模型选择方案主要包含以下3种：AIC准则（Akaike information criterion）、BIC准则（Bayesian information criterion）和DIC准则（Deviance information criterion）。

AIC准则又称最小信息量准则，是1974年由日本学者Akaike[27]提出的模型选择准则，通过利用信息熵的原则对模型复杂程度和拟合优度进行估计，计算式为

$$H_{\mathrm{AIC}}=2k-2\ln L \tag{38}$$

式中: H_{AIC}为 AIC 准则估计值; k 为参数的个数; L 为似然函数。

BIC 准则又称贝叶斯准则, 是 1978 年由 Schwarz[28] 基于贝叶斯理论所提出的模型选择准则, 该准则可以在模型的复杂度和数据的拟合优度之间实现最佳平衡, 该准则的计算式为

$$H_{\mathrm{BIC}}=k\ln(n)-2\ln(L) \tag{39}$$

式中: H_{BIC}为 BIC 准则估计值; n 为样本数量; L 为似然函数。

DIC 准则又称偏差信息量准则, 当存在参数空间无法选择时, 可以利用该准则来选择模型, 计算式为

$$H_{\mathrm{DIC}}=\overline{D}-K \tag{40}$$

式中: H_{DIC}为 DIC 准则估计值; $\overline{D}=E(-2\ln(L(D|\theta)))$; $K=E(-\ln(L(D|\overline{\theta})))$; $\overline{\theta}$为模型中参数θ的后验均值。

当进行多种模型的选择时, 对比上述 3 种准则, 可以认为准则的计算值越小, 模型的拟合效果越好, 具体模型选择需要综合考虑以上准则。

2.3.2　模型参数的评估

贝叶斯理论通过将联合先验分布中的信息与未知参数统计公式进行结合而获得参数后验分布, 但贝叶斯方法的后验分布积分求解较为困难, 无法直接通过数学积分获得参数求解结果, 因此使用马尔可夫链蒙特卡罗方法(Markov Chain Monte Carlo, MCMC)对融合后的贝叶斯模型求解[29]。其中, 蒙特卡罗仿真又称随机抽样或统计模拟方法, 是一种依据统计理论, 利用计算机来研究随机事件发生概率的数值计算方法。其应用广泛, 且仿真结果较为精确。本文针对模型进行参数估计时采用 MCMC 方法开展参数估计分析, 该参数估计方法需要从未知参数样本的分布中进行抽样, 在抽样之前需要构建对应的马尔可夫链, 构建马尔可夫链的主要方法包括: Metropolis-Hastings(M-H)和 Gibbs 抽样算法。但是 M-H 算法中选择的概率密度函数必须和评估参数后验分布的真实的概率密度函数接近才能保证迭代结果准确性, 在实际迭代过程中概率密度函数选择十分困难。若选择的函数“过宽”, 可能会导致迭代次数结束较早, 只有少量可用的样本, 若选择的函数“过窄”, 可能会导致抽样结果关联性较大, 样本难以收敛停止迭代抽样。Gibbs 抽样实质是 H-M 算法的一个特例, 其概率密度函数选择会导致接受概率为 1, 使得产生的候选值在迭代过程中均需要接受而不用比较。因此本文选择了该方法抽样, 具体步骤如下:

步骤 1　设置迭代初始值θ^0。

步骤 2　设置迭代次数 n_{iter} ($n_{\mathrm{iter}}=1,2,\cdots,N_{\mathrm{iter}}$), 进行迭代优化。

步骤 3　令 $\theta=\theta^{n_{\mathrm{iter}}-1}$, 对 θ_j进行更新, 其中 $\theta_j\sim f(\theta_j|\theta^*,y)$, $j=1,2,\cdots,d$。

步骤 4　令$\theta^{n_{\mathrm{iter}}}=\theta$并在算法迭代 n_{iter}+1 次后将其保存。

其中, 通过设定$\theta^{n_{\mathrm{iter}}}$的特定数值即可通过公式生成新的迭代数值。

$$f(\theta_j|\theta^*,y)=f(\theta_j|\theta_1^{n_{\mathrm{iter}}},\cdots,\theta_{j-1}^{n_{\mathrm{iter}}},\theta_{j+1}^{n_{\mathrm{iter}}},\cdots,\theta_p^{n_{\mathrm{iter}}-1},y) \tag{41}$$

采用 Gibbs 抽样方法的 MCMC 方法主要过程如下:

步骤 1　假设存在随机变量 x, 在随机变量 x 的状态空间上构造一个满足遍历定理的马尔可夫链使其分布为 $p(x)$。

步骤 2　从状态空间上的初始点 x_0 出发, 用步骤 1 所构造的马尔可夫链进行随机遍历, 获取样本数组 $x_0, x_1, \cdots, x_t$。

步骤 3　应用马尔可夫链的遍历定理, 确定正整数 m 和 n(其中 $m<n$), 得到样本集合 $\{x_{m+1}, x_{m+2},\cdots, x_n\}$, 可得到函数 $f(x)$ 的均值为

$$E\left[f(x)\right]=\frac{1}{n-m}\sum_{i=m+1}^{n}f(x_i) \tag{42}$$

3　实例验证

3.1　伺服驱动单元加载平台及原始数据处理

为了针对数控系统伺服驱动单元进行可靠性研究与分析, 在北京航空航天大学的数控系统可靠性实验室开展某型号国产数控系统可靠性测试与分析, 针对数控系统伺服驱动单元, 搭建伺服驱动单元加载试验台如图 1 所示, 研发伺服驱动单元加载装置如图 2 所示(从左至右分别为样本 1、样本 2 以及样本 3), 开展了两阶段加载测试, 对数控系统伺服驱动单元的退化过程开展研究, 期间基于电涡流传感器与磁环编码器获取了伺服驱动单元的 x 方向(水平)与 y 方向(竖直)振动数据以及伺服轴转速数据, 将海量的原始数据进行处理, 保留振动数据的统计学特征, 获取了两阶段振动退化数据如表 1 和表 2 所示。水平及竖直振动退化累积曲线如图 3 所示。

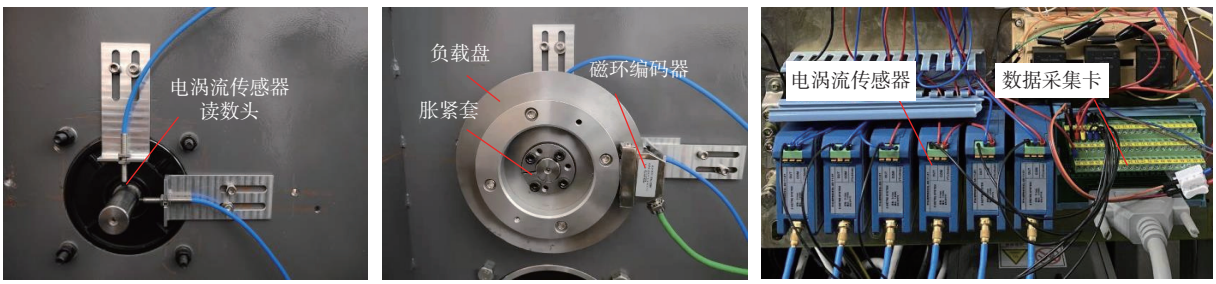
3.2　退化过程模型的选择及结果

对于维纳退化过程, 假设未知参数的先验分布均为 0～100 均匀分布, 伺服驱动单元的退化数据使用 MCMC 方法计算样本的联合后验分布, 利用 OpenBUGs 软件生成 30 000 组样本用于实现参数



图 1 伺服驱动单元加载试验台

Fig. 1 Servo drive unit loading test bench



(a) 传感器安装图 (样本1) (b) 负载盘安装图 (样本2) (c) 数据采卡连接图 (样本3)

图 2 伺服驱动单元加载装置

Fig. 2 Servo drive unit loading device

表 1 伺服驱动单元初期试验退化数据

Table 1 Initial test degradation data of servo drive unit

时间/h	水平退化/g	竖直退化/g	时间/h	水平退化/g	竖直退化/g	时间/h	水平退化/g	竖直退化/g
0	0	0	0	0	0	0	0	0
493	0.080	0.095	574	0.053	0.059	488	0.058	0.053
806	0.125	0.150	996	0.090	0.101	958	0.116	0.103
1 218	0.190	0.227	1 554	0.143	0.156	1 439	0.169	0.155
1 544	0.246	0.276	1 972	0.184	0.202	2 044	0.240	0.222
1 998	0.320	0.396	2 498	0.234	0.257	2 399	0.282	0.261
2 685	0.446	0.556	3 115	0.294	0.323	2 961	0.353	0.327
3 279	0.569	0.696	3 529	0.338	0.370	3 362	0.405	0.377

估计及模型 DIC 值的计算，选取第 10 500 至 30 000 组样本给出了维纳过程参数后验分布的概率密度函数与参数的自相关性，如图 4 所示。由图 4 计算可知，DIC 值为 78.37。

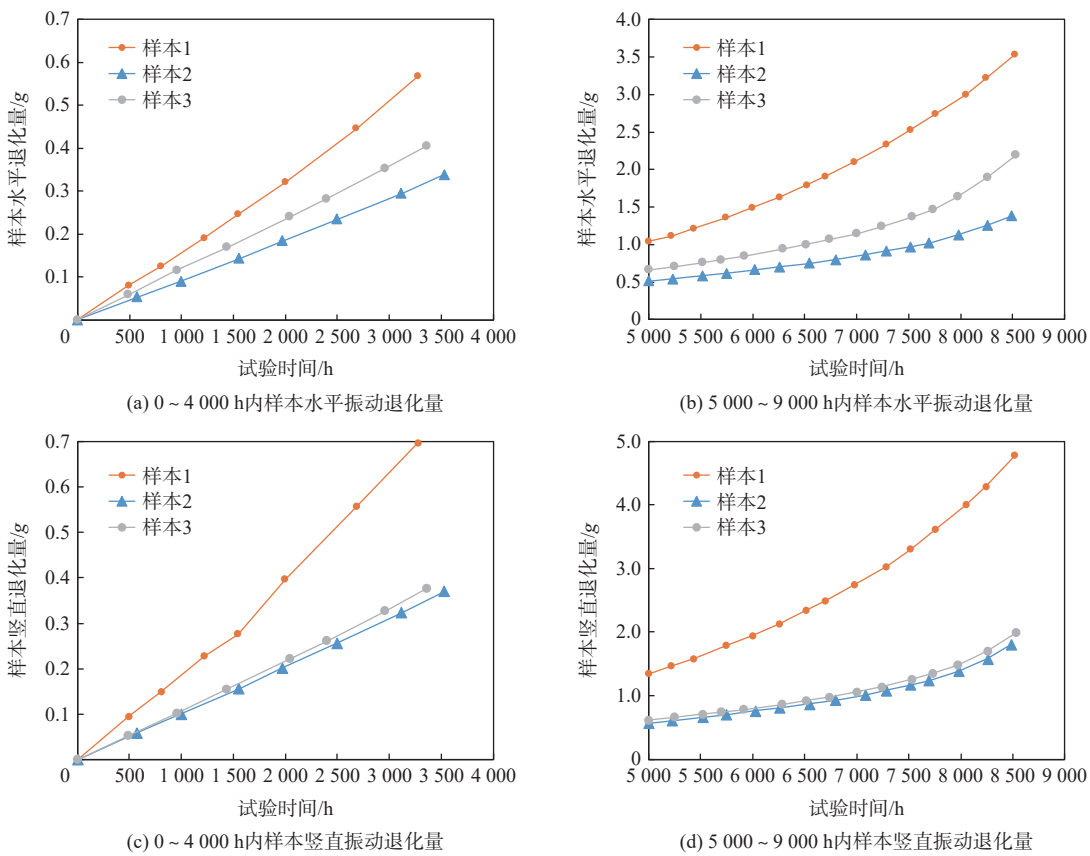
对于伽马退化过程，假设未知参数的先验分布均为 0～100 的均匀分布，数控系统的退化数据使用 MCMC 方法计算样本的联合后验分布，生成 30 000 组样本用于实现参数估计及模型 DIC 值的计算，选取 19 500 组样本，给出伽马过程参数后验分布的概率密度函数与参数的自相关性，如图 5 所示。由图 5 计算可知，DIC 值为 88.21。

对于逆高斯过程，假设未知参数的先验分布均为 0～100 的均匀分布，对于数控系统的退化数据使用 MCMC 方法计算样本的联合后验分布，样本生成方法同上，给出了逆高斯过程参数后验分布的概率密度函数与参数的自相关性，如图 6 所示。由

表 2　伺服驱动单元后期试验退化数据

Table 2　Post-test degradation data of servo drive unit

时间/h	水平退化/g	竖直退化/g	时间/h	水平退化/g	竖直退化/g	时间/h	水平退化/g	竖直退化/g
5 000	1.045	1.346	5 000	0.512	0.570	5 000	0.666	0.614
5 215	1.113	1.466	5 226	0.542	0.609	5 246	0.706	0.660
5 434	1.214	1.580	5 518	0.586	0.662	5 517	0.760	0.706
5 742	1.361	1.785	5 748	0.619	0.704	5 693	0.796	0.741
5 998	1.492	1.943	6 021	0.664	0.759	5 914	0.849	0.785
6 259	1.632	2.128	6 256	0.702	0.808	6 285	0.941	0.865
6 517	1.794	2.346	6 543	0.749	0.871	6 514	0.999	0.922
6 698	1.911	2.492	6 796	0.799	0.933	6 738	1.069	0.977
6 979	2.102	2.750	7 081	0.865	1.010	7 002	1.148	1.056
7 284	2.333	3.029	7 286	0.914	1.085	7 240	1.244	1.140
7 518	2.529	3.303	7 518	0.971	1.173	7 532	1.368	1.261
7 752	2.737	3.615	7 693	1.017	1.236	7 733	1.469	1.353
8 048	2.999	4.003	7 978	1.131	1.389	7 969	1.640	1.482
8 244	3.222	4.293	8 258	1.258	1.582	8 259	1.899	1.700
8 517	3.534	4.780	8 488	1.384	1.811	8 529	2.196	1.987



(a) 0 ~ 4 000 h内样本水平振动退化量

(b) 5 000 ~ 9 000 h内样本水平振动退化量

(c) 0 ~ 4 000 h内样本竖直振动退化量

(d) 5 000 ~ 9 000 h内样本竖直振动退化量

图 3　水平及竖直振动退化累积曲线

Fig. 3　Horizontal and vertical vibration degradation accumulation curves

图 6 可知, 由于逆高斯过程的迭代模型收敛效果较差, 可以认为数控系统退化数据难以拟合该模型, 因此无需计算具体的 DIC 值即可认为该模型不适合选作数控系统退化数据分析模型。

由图 4～图 6 可知, 维纳过程样本自相关性收敛速度较伽马过程和逆高斯过程更快, 且结果更为

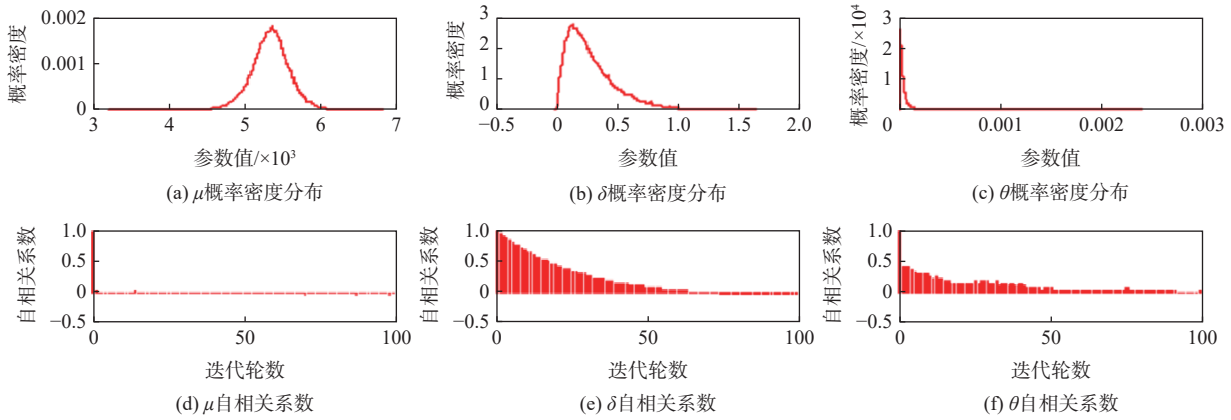


图 4 维纳过程参数后验分布概率密度函数及自相关性

Fig. 4 Probability density function and auto-correlation of posterior distribution of Wiener process parameters

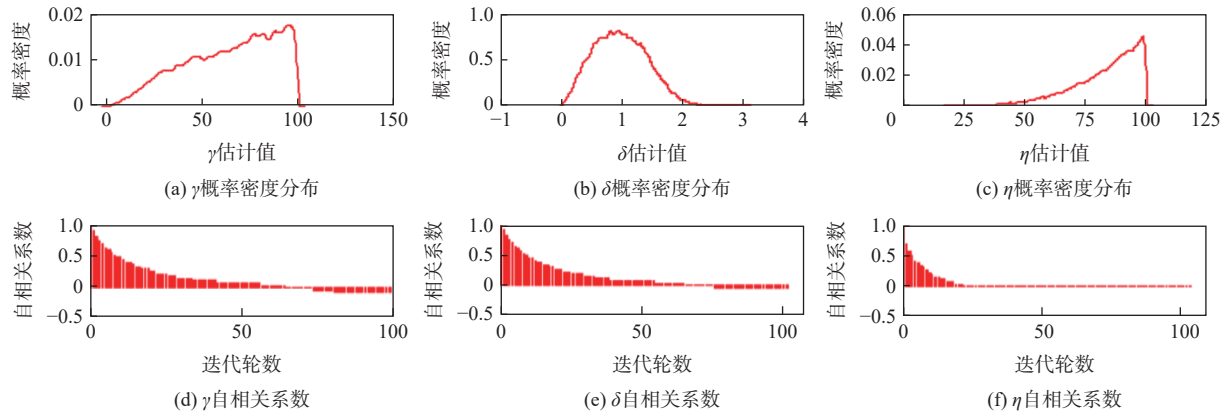


图 5 伽马过程参数后验分布概率密度函数及自相关性

Fig. 5 Probability density function and auto-correlation of posterior distribution of gamma process parameters

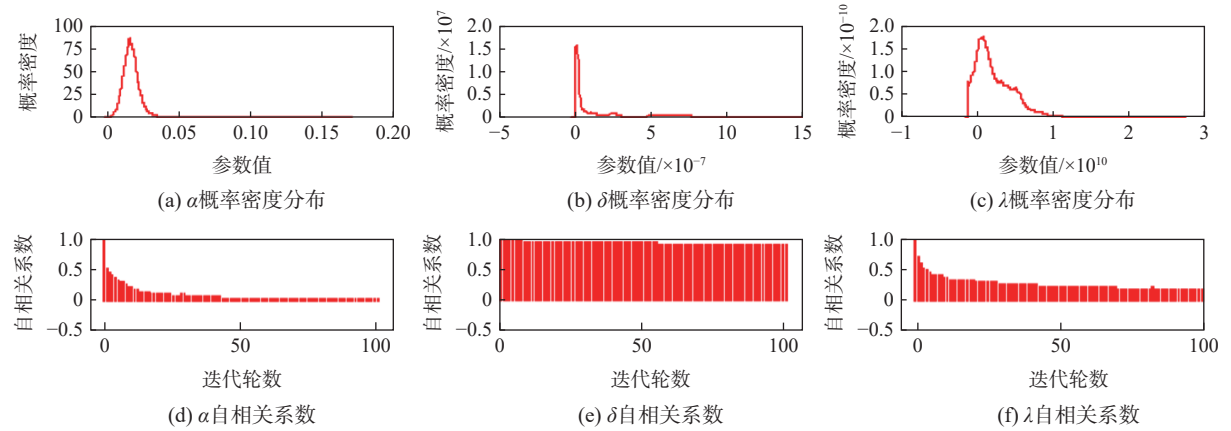


图 6 逆高斯过程参数后验分布概率密度函数自相关性

Fig. 6 Probability density function and auto-correlation of posterior distribution of inverse Gaussian process parameters

稳定。

3 种模型的相关参数估计结果如表 3 所示。

维纳过程、伽马过程、逆高斯过程参数的历史迭代轨迹分别如图 7、图 8、图 9 所示，其中横坐标为迭代次数，纵坐标为参数估计值。

由图 7～图 9 可知，在使用 MCMC 方法进行模拟过程中，维纳过程参数收敛快并且波动范围较小，伽马过程参数波动范围大，逆高斯过程参数存在突变。此外伽马过程 DIC 值较小，因此本文选择维纳过程对伺服驱动单元进行可靠性综合评价分析。

3.3 多阶段退化过程的可靠性评价

基于 3.2 节中对维纳过程、伽马过程以及逆高斯过程的分析，综合考虑维纳过程为本研究退化数据的融合方法，将表 1 的先期试验退化数据作为模型的 x、y 振动两源数据，表 2 后期试验退化数据作为模型的 x、y 振动两源数据，总共四源数据，完成

表 3　3 种模型的相关参数估计结果

Table 3　Three model parameter estimation results

模型	参数	均值	标准差	MCMC误差
维纳退化过程	δ	0.283	0.210	0.007 58
	μ	5.336×10^{3}	261.000	2.020
	θ	3.757×10^{-5}	5.831×10^{-5}	1.425×10^{-6}
伽马退化过程	δ	1.018	0.445	0.011 9
	η	83.470	13.920	0.258
	γ	66.560	23.580	0.612
逆高斯退化过程	α	0.027 4	0.183	0.008 77
	δ	8.439×10^{-4}	0.022 7	8.463×10^{-4}
	λ	4.613×10^{9}	3.385×10^{9}	1.534×10^{8}

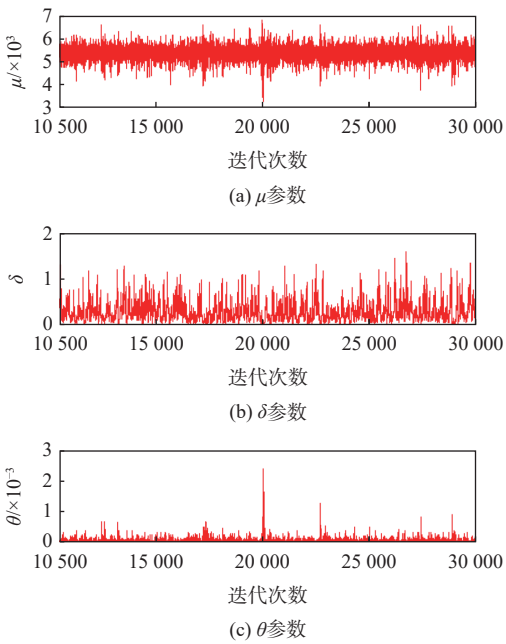


图 7　维纳过程参数的历史迭代轨迹图

Fig. 7　Historical iterative trajectory of Wiener process parameters

了数据融合并给出了数据融合(由于 y 方向的振动量要远大于方向,因此本研究主要考虑 y 方向的数据),得到模型参数后验分布的概率密度函数如图 10 所示,参数的自相关性如图 11 所示,模型参数估计结果如表 4 所示。

由图 10 可知,后验参数均符合所对应的分布,可以认为后验参数的估计值符合数据融合模型。由图 11 可知,每个模型参数的自相关性均迅速减小并且在较小的范围之间波动,可以认为模型迅速收敛,能够满足数据融合的可靠性模型参数估计需求。

将得到参数代入到可靠性模型中,假设伺服驱动单元退化阈值为 $5g$,其中 g 为重力加速度,产品首次达到退化阈值,当退化量首次达到退化阈值时可认为产品失效,得到伺服驱动单元可靠性曲线如

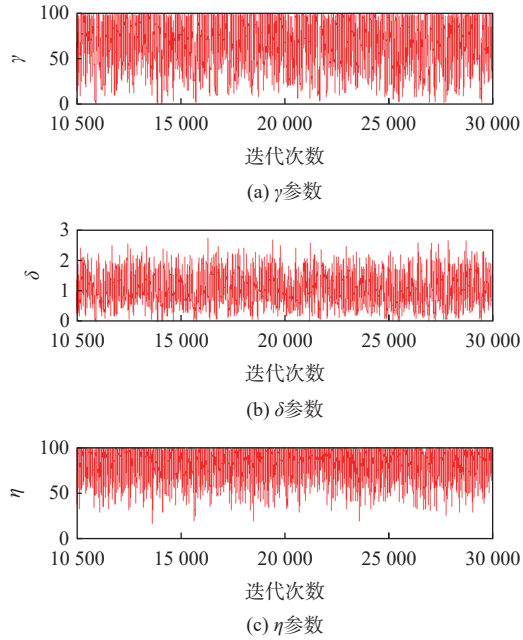


图 8　伽马过程参数的历史迭代轨迹图

Fig. 8　Historical iterative trajectory of Gamma process parameters

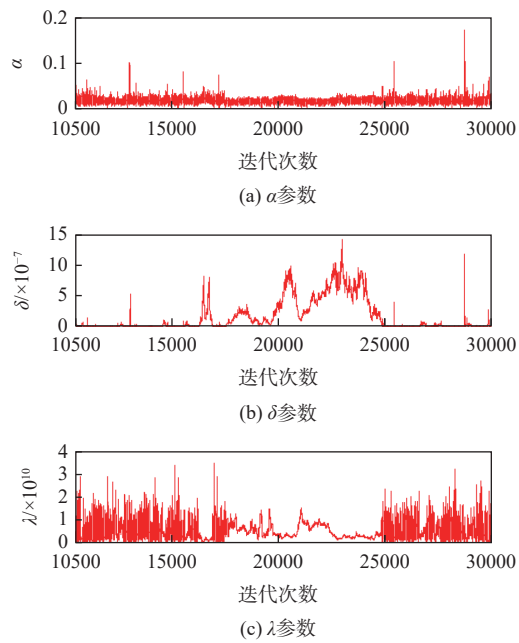


图 9　逆高斯过程参数的历史迭代轨迹图

Fig. 9　Historical iterative trajectory of inverse Gaussian process parameters

图 12 所示。

由图 12 可知,当退化量没有达到退化阈值时,伺服驱动单元可以可靠有效的运行,在退化量首次达到退化阈值时,伺服驱动单元可靠性迅速衰减,由于不同伺服驱动单元样本产品特性和前期测试时间并不相同,因此考虑个体差异的可靠性退化数据融合模型准确描述了伺服驱动单元的可靠度变化过程。

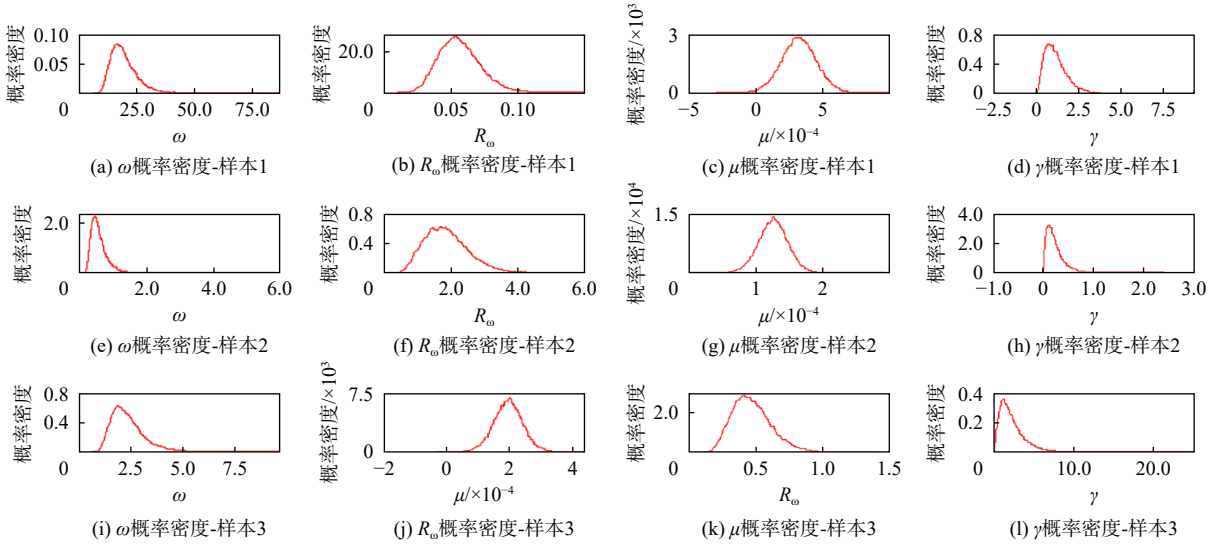


图 10 融合多阶段退化数据后模型后验分布概率密度函数

Fig. 10 Probability density function of posterior distribution of model after fusing multi-stage degradation data

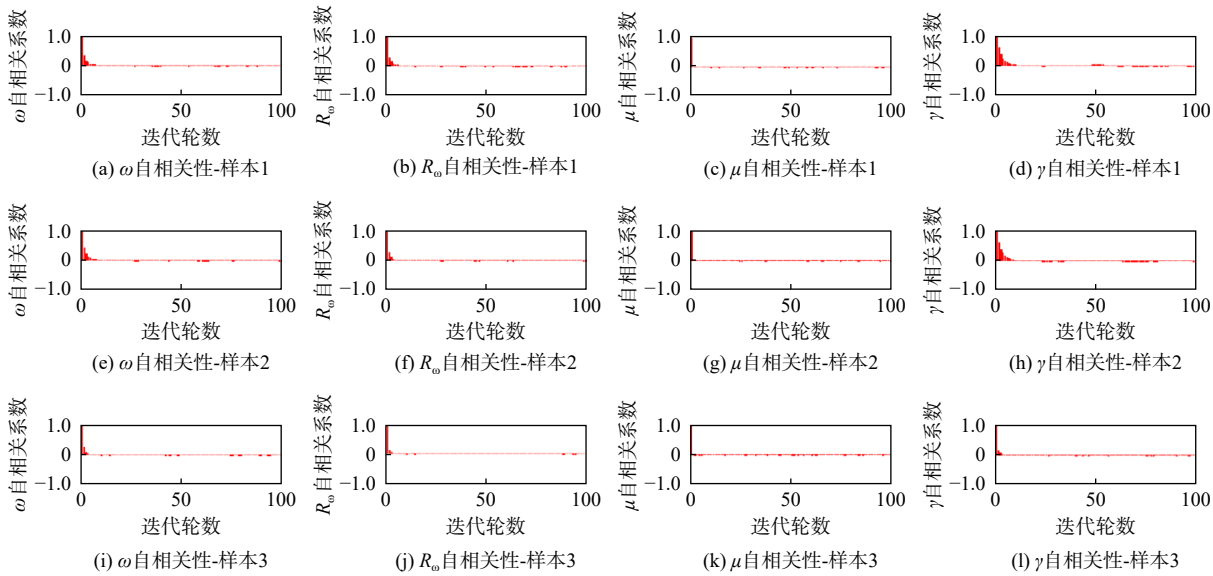


图 11 融合多阶段退化数据后模型关键参数自相关性

Fig. 11 Auto-correlation of key model parameters after fusing multi-stage degradation data

表 4 融合模型参数估计结果

Table 4 Results of fusion model parameter estimation

参数	均值	标准差	MCMC误差	95%置信区间
ω(样本1)	19.3	5.87	0.065 95	[11.09,33.54]
ω(样本2)	0.614 6	0.262 4	0.003 225	[0.294 6,1.257 0]
ω(样本3)	2.366	0.821 3	0.007 614	[1.238,4.403]
R_ω(样本1)	0.056 16	0.015 54	1.677×10^{-4}	[0.029 81,0.090 16]
R_ω(样本2)	1.871	0.672 8	0.006 91	[0.795 2,3.394 0]
R_ω(样本3)	0.469 2	0.148 7	0.001 214	[0.227 1,0.807 5]
μ(样本1)	3.286×10^{-4}	1.32×10^{-4}	9.051×10^{-7}	$[6.723\times10^{-5},5.883\times10^{-4}]$
μ(样本2)	1.252×10^{-4}	2.279×10^{-5}	1.668×10^{-7}	$[8.0\times10^{-5},1.702\times10^{-4}]$
μ(样本3)	1.922×10^{-4}	4.661×10^{-5}	2.767×10^{-7}	$[9.719\times10^{-5},2.848\times10^{-4}]$
δ	0.231 4	0.179 6	0.002 692	[0.026 94,0.704 20]
γ	1.242	0.770 1	0.011 49	[0.273 5,3.156 0]
θ	2.284	1.672	0.014 65	[0.334,6.557]

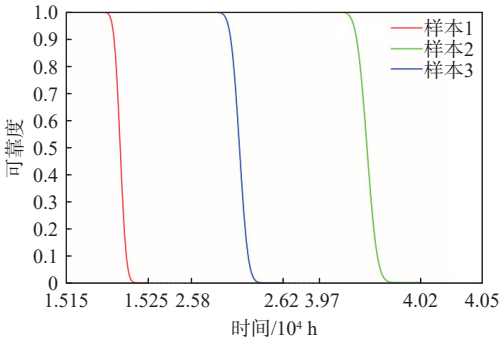


图 12　伺服驱动单元可靠度曲线

Fig. 12　Reliability curve of servo drive unit

4　结　论

本文提出一种多阶段退化数据融合的伺服驱动单元可靠性建模方法, 并利用实验室平台进行了验证, 可得以下结论:

1) 通过分析多种退化过程的特性, 考虑随机效应, 建立考虑个体差异的可靠性模型, 解决了多个样本试验过程中由于样本个体特性造成的误差。

2) 利用贝叶斯方法将退化数据进行有效融合, 建立多数据融合的可靠性模型, 该模型可以融合异构数据, 也可以将同类数据在不同测试时间的结果进行融合, 并利用实验室 3 个伺服驱动单元样本采用两阶段数据进行了融合验证, 并基于 MCMC 方法进行参数估计, 给出不同样本的可靠度曲线, 验证了模型的有效性。

参考文献（References）

[1] 李丽, 张根保. “高档数控机床的高端制造模式”(二): 国产数控机床的竞争格局研究[J]. 计算机集成制造系统, 2023, 29(4): 1346-1356.
LI L, ZHANG G B. The competitive pattern of domestic CNC machine tools[J]. Computer Integrated Manufacturing Systems, 2023, 29(4): 1346-1356 (in Chinese).

[2] CASTANEDO F. A review of data fusion techniques[J]. The Scientific World Journal, 2013, 2013(1): 704504.

[3] LO D, GOUBRAN R A, DANSEREAU R M. Robust joint audio-video talker localization in video conferencing using reliability information-II: Bayesian network fusion[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2005, 54(4): 1541-1547.

[4] 司景萍, 马继昌, 牛家骅, 等. 基于模糊神经网络的智能故障诊断专家系统[J]. 振动与冲击, 2017, 36(4): 164-171.
SI J P, MA J C, NIU J H, et al. An intelligent fault diagnosis expert system based on fuzzy neural network[J]. Journal of Vibration and Shock, 2017, 36(4): 164-171 (in Chinese).

[5] MAJUMDER S, PRATIHAR D K. Multi-sensors data fusion through fuzzy clustering and predictive tools[J]. Expert Systems with Applications, 2018, 107: 165-172.

[6] CHEN Y, MA S, WEN X. Application of natural gradient algorithm for the aircraft engine vibration signal separation and fault diagnosis[J]. Journal of Convergence Information Technology, 2012, 7(12): 382-388.

[7] 孙伟超, 李文海, 李文峰. 融合粗糙集与 D-S 证据理论的航空装备故障诊断[J]. 北京航空航天大学学报, 2015, 41(10): 1902-1909.
SUN W C, LI W H, LI W F. Avionic devices fault diagnosis based on fusion method of rough set and D-S theory[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2015, 41(10): 1902-1909 (in Chinese).

[8] INSUA D R, RUGGERI F, SOYER R, et al. Advances in Bayesian decision making in reliability[J]. European Journal of Operational Research, 2020, 282(1): 1-18.

[9] JEFFREYS H. Theory of probability[M]. 3d ed. Oxford: Clarendon Press, 1961.

[10] LITTLEWOOD B, VERRALL J L. A Bayesian reliability model with a stochastically monotone failure rate[J]. IEEE Transactions on Reliability, 1974, R-23(2): 108-114.

[11] MARTZ H F, WALLER R A. Bayesian reliability analysis of complex series/parallel systems of binomial subsystems and components[J]. Technometrics, 1990, 32(4): 407-416.

[12] PIEVATOLO A, RUGGERI F. Bayesian reliability analysis of complex repairable systems[J]. Applied Stochastic Models in Business and Industry, 2004, 20(3): 253-264.

[13] ZAIDI A, OULD BOUAMAMA B, TAGINA M. Bayesian reliability models of Weibull systems: state of the art[J]. International Journal of Applied Mathematics and Computer Science, 2012, 22(3): 585-600.

[14] SIMON C, WEBER P, EVSUKOFF A. Bayesian networks inference algorithm to implement Dempster Shafer theory in reliability analysis[J]. Reliability Engineering & System Safety, 2008, 93(7): 950-963.

[15] SOROUSH H, RASOULI V, TOKHMECHI B. A combined Bayesian–wavelet–data fusion approach for borehole enlargement identification in carbonates[J]. International Journal of Rock Mechanics and Mining Sciences, 2010, 47(6): 996-1005.

[16] 徐兵, 姜艳青, 周志杰, 等. 基于贝叶斯估计的超声红外复合测距系统[J]. 解放军理工大学学报 (自然科学版), 2013, 14(4): 365-371.
XU B, JIANG Y Q, ZHOU Z J, et al. Ultrasonic infrared composite range system based on Bayesian estimation[J]. Journal of PLA University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2013, 14(4): 365-371 (in Chinese).

[17] 彭卫文, 黄洪钟, 李彦锋, 等. 基于数据融合的加工中心功能铣头贝叶斯可靠性评估[J]. 机械工程学报, 2014, 50(6): 185-191.
PENG W W, HUANG H Z, LI Y F, et al. Bayesian information fusion method for reliability assessment of milling head[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2014, 50(6): 185-191 (in Chinese).

[18] 陈红霞, 张俊峰, 马爱博, 等. 基于改进贝叶斯的重型数控机床可靠性研究[J]. 电子科技大学学报, 2023, 52(1): 140-145.
CHEN H X, ZHANG J F, MA A B, et al. Reliability research of heavy CNC machine tools based on improved Bayesian[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2023, 52(1): 140-145 (in Chinese).

[19] GUO J Y, LI Y F, PENG W W, et al. Bayesian information fusion method for reliability analysis with failure-time data and degrada-

tion data[J]. Quality and Reliability Engineering International, 2022, 38(4): 1944-1956.

[20] ZHAO Q, JIA X, CHENG Z J, et al. Bayesian estimation of residual life for weibull-distributed components of on-orbit satellites based on multi-source information fusion[J]. Applied Sciences, 2019, 9(15): 3017.

[21] CHEN Z, XIA T B, LI Y P, et al. Random-effect models for degradation analysis based on nonlinear tweedie exponential-dispersion processes[J]. IEEE Transactions on Reliability, 2022, 71(1): 47-62.

[22] 杨家鑫, 唐圣金, 李良, 等. 基于隐含非线性维纳退化过程的剩余寿命预测[J]. 北京航空航天大学学报, 2024, 50(1): 328-340.
YANG J X, TANG S J, LI L, et al. Remaining useful life prediction based on implicit nonlinear Wiener degradation process[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2024, 50(1): 328-340(in Chinese).

[23] WANG X. Wiener processes with random effects for degradation data[J]. Journal of Multivariate Analysis, 2010, 101(2): 340-351.

[24] PENG C Y. Inverse Gaussian processes with random effects and explanatory variables for degradation data[J]. Technometrics, 2015, 57(1): 100-111.

[25] EDWARDS K D, KONOLD T R. Impact of informative priors on model fit indices in Bayesian confirmatory factor analysis[J]. Structural Equation Modeling: A Multidisciplinary Journal, 2023, 30(2): 272-283.

[26] BARIBAULT B, COLLINS A G E. Troubleshooting Bayesian cognitive models[J]. Psychological Methods, 2023: 10.1037/met0000554.

[27] AKAIKE H. A new look at the statistical model identification[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1974, 19(6): 716-723.

[28] SCHWARZ G. Estimating the dimension of a model[J]. The Annals of Statistics, 1978, 6(2): 461-464.

[29] PANDEY A, SINGH A, GARDONI P. A review of Information Field Theory for Bayesian inference of random fields[J]. Structural Safety, 2022, 99: 102225.

Servo drive unit reliability modeling with multi-stage degradation data fusion

ZHANG Zhongwen[1, 2], PENG Chong[1, *], CHE Zhongyuan[1], WANG Jikun[1]

(1. School of Mechanical Engineering & Automation, Beihang University, Beijing 100191, China;
2. Beijing Xinghang Mechanical and Electrical Equipment Co., Ltd., Beijing 100074, China)

Abstract: In order to accurately evaluate the reliability of the servo drive unit of a computer numerical control (CNC) system, a reliability modeling method with multi-stage degradation data fusion was proposed. Firstly, by analyzing multiple degradation process models, random effects were introduced, and a reliability model building scheme considering individual differences was given for the characteristics of individual differences existing between different servo drive units. Then, a Bayesian approach was adopted to fuse different degradation data by considering multiple degradation processes, and a reliability model of servo drive units with multi-stage degradation data fusion was established. Moreover, a Markov chain Monte Carlo (MCMC) method was used to complete the model parameter estimation. Finally, a servo drive unit loading test platform was built in the laboratory environment to collect experimental data and verify the validity of the model.

Keywords: degradation process; data fusion; Bayesian approach; servo drive unit; reliability modeling

Received: 2023-04-22; **Accepted**: 2023-08-30; **Published Online**: 2023-10-11 09:43

URL: link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20231009.1511.005

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (51875029); Supported by the Fundamental Research Funds for the Central Universities (YWF-23-PTJH-0701); Open Foundation of the Guangdong Provincial Key Laboratory of Electronic Information Products Reliability Technology

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

《北京航空航天大学学报》征稿简则

《北京航空航天大学学报》是北京航空航天大学主办的以航空航天科学技术为特色的综合性自然科学学术期刊(月刊)。本刊以反映航空航天领域研究成果与动态、促进学术交流、培养科技人才和推动科技成果向社会生产力转化为办刊宗旨。本刊为中国自然科学技术核心期刊,并被 Ei Compendex 等国内外权威文献检索系统收录。本刊向国内外公开发行,为进一步提高办刊质量和所刊出文章的学术水平,特制定本简则。

1 论文作者及内容

1.1 本刊面向海内外所有学者。

1.2 主要刊载与航空航天科学技术有关的材料科学与工程、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、计算机科学与应用技术、可靠性工程与失效分析等领域的研究文章。航空航天科学技术民用方面以及具有航空航天工程背景的应用数学、应用物理、应用力学和工程管理等方面的文章也在本刊优先考虑之列。

2 来稿要求

2.1 论文应具有创新性、科学性、学术性和可读性。

2.2 论文为原创作品,尚未公开发表过,并且不涉及泄密问题。若发生侵权或泄密问题,一切责任由作者承担。

2.3 主题明确,数据可靠,图表清晰,逻辑严谨,文字精练,公式符号标准规范,标点符号正确。

2.4 文稿撰写顺序:中文题名(一般不超过 20 个汉字),作者中文姓名、单位、所在城市、邮政编码(作者顺序始终不得更改),中文摘要(包括目的、方法、结果及结论),中文关键词(5 ~ 8 个),中图分类号,引言,正文,参考文献,英文题名,作者英文姓名、单位、所在城市、邮政编码、国别,英文摘要,英文关键词。首、末页下角注明基金项目名称及编号,作者信息。

2.5 作者请登录本刊网页进行在线投稿。

3 稿件的审核、录用与版权

3.1 来稿须经专家两审和主编、编委讨论后决定刊用与否。

3.2 若来稿经审查后认定不宜在本刊发表,将及时告知作者。如果在投稿满 3 个月后仍未收到本刊任何通知,作者有权改投其他刊。在此之前,请勿一稿多投,否则一切后果自负。

3.3 来稿一经作者签字并在本刊刊出,即表明所有作者都已经认可其版权转至本刊编辑部。本刊在与国内外文献数据库或检索系统进行交流及合作时,不再征询作者意见。

邮寄地址: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 房间
电　　话:(010)82316698,82316981,82315499,82317448
E-mail: jbuaa@ buaa. edu. cn
http://bhxb. buaa. edu. cn
http://www. buaa. edu. cn

《北京航空航天大学学报》
第五届编辑委员会

主　任（主　编）：赵沁平

（以下按姓氏笔画为序）

副主任（副主编）：丁希仑　王少萍　孙志梅　李秋实　李焕喜　杨嘉陵
苗俊刚　相　艳　徐立军　钱德沛　曹晋滨

编　委：马殿富　王　琪　王　聪　邓小燕　王青云　王荣明　刘　宇
刘　红　江　洁　刘　强　闫　鹏　朱天乐　刘铁钢　齐铂金
陈万春　邹正平　苏东林　杨世春　沈成平　邱志平　宋知人
杨树斌　张晓林　杨晓奕　杨继萍　李惠峰　吴新开　张瑞丰
杨照华　宋凝芳　周　锐　林宇震　林贵平　战　强　姚仰平
胡庆雷　赵秋红　段海滨　赵巍胜　席　平　郭　宏　徐　洁
徐世杰　郭洪波　康　锐　翟　锦　熊华钢

编辑部主任：张　嵘

编　　辑：孙　芳　王　茜　卞欢欢　李亚泰

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51卷 第2期　2025年2月

主管单位　中华人民共和国工业和信息化部
主办单位　北京航空航天大学
主　　编　赵沁平
编辑出版　《北京航空航天大学学报》编辑部
邮　　编　100191
地　　址　北京市海淀区学院路37号
印　　刷　北京科信印刷有限公司
发　　行　《北京航空航天大学学报》编辑部
发行范围　国内外发行
联系电话　(010) 82316698 82316981
82315499 82317448
电子信箱　jbuaa@ buaa.edu.cn

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS (JBUAA)

(Monthly, Started in 1956)

Vol.51 No.2　February 2025

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 100191, P. R. China)
Chief Editor　ZHAO Qinping
Edited and Published by　Editorial Board of JBUAA
Printed by　Beijing Kexin Printing Co., Ltd.
Distributed by　Editorial Board of JBUAA
Telephone　(010) 82316698 82316981
82315499 82317448
E-mail　jbuaa@buaa.edu.cn
http://bhxb.buaa.edu.cn

中国标准连续出版物号：ISSN 1001-5965 / CN 11-2625/V

ISSN 1001-5965

9 771001 596250 02>

国内定价：50.00元／期

微信公众号　超星电子书　QQ群