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

2023-02
Vol.49 No.2

北京航空航天大学学报

第 49 卷　第 2 期　（总第 360 期）　2023 年 2 月

目　　次

多网络约束下 NNS 分布式融合估计器设计 …… 赵国荣，顾昊伦，韩旭，高超（229）
基于飞行冲突网络最优支配集的冲突调配策略 …… 吴明功，毕可心，温祥西，孙继昆（242）
多尺度特征和注意力融合的生成对抗壁画修复 …… 陈永，陈锦，陶美凤（254）
基于改进联合稀疏 EIT 算法的 CFRP 材料检测 …… 马敏，于洁，范文茹（265）
轮缘密封影响下的动叶通道内非定常流动研究……
…… 何振鹏，周佳星，辛佳，刘明远，黎柏春，张桂昌（273）
非完备信息下的超视距空战双机协同战术识别 …… 孟光磊，张慧敏，朴海音，周铭哲（284）
一种 FPGA 实现的复杂背景红外小目标检测网络 …… 周海，侯晴宇，卞春江，冯水春，刘一腾（295）
一种准确识别损失场景的 STPA …… 钟德明，宫浩原，孙睿（311）
脉冲压缩在钢板腐蚀电磁超声 SH 导波检测中的应用 ……
…… 石文泽，黄祺凯，卢超，邱发生，陈尧，陈果（324）
基于有限存储空间的分布式传感器融合估计器 …… 韩旭，王元鑫，程显超，王小飞（335）
基于组合优化算法的空面导弹全空域弹道优化……
…… 祝雯生，吕先敬，侯振乾，张顺家，毕鹏，仲康（344）
曲线纤维壁板屈曲/后屈曲建模与快速分析方法 …… 王泽溪，万志强，王晓喆，杨超（353）
一种外日球层拾起离子探测器的设计与仿真 …… 高天丰，孔令高，苏斌，张爱兵（367）
穿透性损伤对钛合金蜂窝口盖壁板面内压缩性能影响 ……
…… 杨昊，谢宗蕻，杨海波，袁培毓，岳喜山，赵伟（378）
声学超表面抑制高速边界层内宽频不稳定模态研究 …… 王蔚彰，孔维萱，严昊，赵瑞（388）
横向联邦学习环境基于身份认证及密钥协商协议 …… 任杰，黎妹红，杜晔，尹李纶谨（397）
基于自适应噪声方差的卫星定位故障检测法 …… 陈含智，孙蕊，邱明，毛继志，胡浩亮，张立东（406）
火星进入舱配平翼机构展开冲击动力学分析 …… 杨智杰，王刚，赵瑞杰，王春洁，赵军鹏（422）
基于 Transformer 模型的滚动轴承剩余使用寿命预测方法 …… 周哲韬，刘路，宋晓，陈凯（430）
智能化舰船要害检测、轨迹预测与位姿估计算法 …… 李晨瑄，李湉雨，李梓正，曾维贵，胥辉旗（444）
FBMC/OQAM 系统中改进的峰均比抑制方法 …… 李磊，薛伦生，陈西宏，邹兵（457）
基于滑动截获和信号相关的对流层散射频谱感知……
…… 米新平，陈西宏，刘强，曹宇飞，张爽，宋新成（464）
多应力耦合条件下氧气浓缩器退化建模 …… 潘晋新，景博，焦晓璇，王生龙，黄崧琳，方玲（472）
飞翼布局飞行器结构拓扑优化设计 …… 王一为，雷锐午，汪辉（482）
一种基于伪影估计的低剂量 CT 图像降噪方法……
…… 韩兴隆，上官宏，张雄，韩泽芳，崔学英，王安红（491）

期刊基本参数：CN 11-2625/V * 1956 * m * A4 * 274 * zh * P * ￥50.00 * 400 * 25 * 2023-02

（**编　辑**　张　嵘　孙　芳　卞欢欢　王　茜　李亚泰　李艳霞　苏　磊）

JOURNAL OF BEIJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS

Vol. 49 No. 2 （Sum 360） February 2023

CONTENTS

NNS distributed fusion estimator under multiple network constraints
…… ZHAO Guorong，GU Haolun，HAN Xu，GAO Chao （229）
Conflict resolution strategy based on optimal dominating set of flight conflict networks
…… WU Minggong，BI Kexin，WEN Xiangxi，SUN Jikun （242）
Mural inpainting with generative adversarial networks based on multi-scale feature and attention fusion
…… CHEN Yong，CHEN Jin，TAO Meifeng （254）
CFRP material detection based on improved joint sparse EIT algorithm
…… MA Min，YU Jie，FAN Wenru （265）
Unsteady flow characteristics of turbine rotor passage under rim seal effect
…… HE Zhenpeng，ZHOU Jiaxing，XIN Jia，LIU Mingyuan，LI Baichun，ZHANG Guichang （273）
Cooperative tactical recognition of dual-aircraft formation under incomplete information in BVR air combat
…… MENG Guanglei，ZHANG Huimin，PIAO Haiyin，ZHOU Mingzhe （284）
An infrared small target detection network under various complex backgrounds realized on FPGA
…… ZHOU Hai，HOU Qingyu，BIAN Chunjiang，FENG Shuichun，LIU Yiteng （295）
An improved STPA for accurate identification of loss scenarios
…… ZHONG Deming，GONG Haoyuan，SUN Rui （311）
Application of pulse compression technique in steel plate corrosion detection with SH guided wave EMATs
…… SHI Wenze，HUANG Qikai，LU Chao，QIU Fasheng，CHEN Yao，CHEN Guo （324）
A decentralized multi-sensor fusion estimator using finite memory buffers
…… HAN Xu，WANG Yuanxin，CHENG Xianchao，WANG Xiaofei （335）
Trajectory optimization of air-to-surface missile in full airspace based on combinational optimization algorithm
…… ZHU Wensheng，LYU Xianjing，HOU Zhenqian，ZHANG Shunjia，BI Peng，ZHONG Kang （344）
Fast stability analysis method for composite panel with variable angle tow fiber
…… WANG Zexi，WAN Zhiqiang，WANG Xiaozhe，YANG Chao （353）
Design and simulation of detector for outer heliosphere pickup ions
…… GAO Tianfeng，KONG Linggao，SU Bin，ZHANG Aibing （367）
Influence of penetration damage on in-plane compression properties of titanium honeycomb sandwich cover structure
…… YANG Hao，XIE Zonghong，YANG Haibo，YUAN Peiyu，YUE Xishan，ZHAO Wei （378）
Acoustic mtasurfaces for stabilization of broadband unstable modes in high speed boundary layer
…… WANG Weizhang，KONG Weixuan，YAN Hao，ZHAO Rui （388）
Identity-based authentication key agreement protocol for horizontal federated learning environment
…… REN Jie，LI Meihong，DU Ye，YIN Liguanjin （397）
An adaptive noise variance based fault detection algorithm for GNSS positioning
…… CHEN Hanzhi，SUN Rui，QIU Ming，MAO Jizhi，HU Haoliang，ZHANG Lidong （406）
Dynamic analysis of deployment impact of trim-wing mechanism of Mars entry capsules
…… YANG Zhijie，WANG Gang，ZHAO Ruijie，WANG Chunjie，ZHAO Junpeng （422）
Remaining useful life prediction method of rolling bearing based on Transformer model
…… ZHOU Zhetao，LIU Lu，SONG Xiao，CHEN Kai （430）
Intelligent algorithm of warship’s vital parts detection, trajectory prediction and pose estimation
…… LI Chenxuan，LI Tianyu，LI Zizheng，ZENG Weigui，XU Huiqi （444）
Improved peak-to-average ratio reduction method in FBMC/OQAM system
…… LI Lei，XUE Lunsheng，CHEN Xihong，ZOU Bing （457）
Tropospheric scattering spectrum sensing based on sliding interception and signal correlation
…… MI Xinping，CHEN Xihong，LIU Qiang，CAO Yufei，ZHANG Shuang，SONG Xincheng （464）
Degradation modeling of oxygen concentrator in multiple stress coupling
…… PAN Jinxin，JING Bo，JIAO Xiaoxuan，WANG Shenglong，HUANG Songlin，FANG Ling （472）
Structural topology optimization of flying wing aircraft
…… WANG Yiwei，LEI Ruiwu，WANG Hui （482）
A low-dose CT image denoising method based on artifact estimation
…… HAN Xinglong，SHANGGUAN Hong，ZHANG Xiong，HAN Zefang，CUI Xueying，WANG Anhong （491）

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0225

多网络约束下NNS分布式融合估计器设计

赵国荣[1,*]，顾昊伦[1]，韩旭[2]，高超[1]
(1. 海军航空大学 岸防兵学院，烟台 264001；2. 中国人民解放军第91001部队，北京 100854)

摘 要：针对节点量测增益衰减、节点能量受限与系统模型不确定3种网络约束下具有随机通信时滞和非固定丢包率的组网导航系统(NNS)分布式状态融合估计问题，将增益衰减程度描述为统计特性已知的随机变量，将模型不确定描述为系统矩阵中的乘性有色噪声，将减小能耗描述为降低节点数据传输率。分别在邻节点端和目标节点端引入2种不同的线性编码器以解决丢包与时滞问题。建立丢包率与同时传输信息的节点数目之间的函数关系，将邻节点在过去有限个时刻的量测值进行线性编码后再传输，以补偿丢包与降低传输率导致的信息损失。目标节点把在同一采样周期内获取的来自同一邻节点的多个量测值按时间戳进行线性编码，以解决通信时滞导致的信息多余。基于2次线性编码建立增广系统模型，设计最小方差意义下局部无偏估计器，利用最优矩阵加权融合法得到全局融合估计器，推导得到融合估计误差协方差收敛的充分条件及次优传输率。通过算例仿真验证所提算法的有效性。

关 键 词：随机通信时滞；非固定丢包率；分布式融合估计；线性编码；组网导航系统；多网络约束
中图分类号：V249.32+9
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2023)02-0229-13

组网导航技术是一种网络技术与导航技术的结合。组网导航系统(networked navigation system, NNS)基于无线传感器网络技术，使得区域内多个运动节点在统一装订的网络协议下完成导航信息的协作和共享，进而使得网络内自主导航能力较弱的节点获得不低于邻域内平均导航精度的导航水平，实现网络内导航性能的整体提升[1]。但通信网络的引入使得NNS目标节点的状态融合估计问题变得十分复杂[2]，其中时滞和丢包为2种常见问题，前者导致目标节点在同一采样周期内接收到来自某一邻节点的不同时序的量测值，后者导致目标节点直接损失来自某一邻节点传输的量测信息[3]，使得融合估计器性能下降甚至失稳。因此，研究具有时滞和丢包的网络化多传感器融合估计问题有着重要的理论意义和应用价值[4]。

针对丢包问题，目前的解决方案有2类：一类是在目标节点端(接收端)进行处理，另一类是在邻节点端(发送端)进行处理。对于前者，文献[5]在目标节点端设置了线性预报器，给出最优加权系数和预报器最优阶数的获取方法，但该预报器需在线计算最优加权系数和最优阶数，占用了过多的资源。文献[6]为避免文献[5]中最优阶数的实时计算，设计了一种指数衰减加权系数法，但该估计方法精度依赖于加权系数的试凑。文献[7]采取神经网络算法对丢包进行预测，算法设计上具有先进性，但神经网络算法的复杂性导致其占用过多的计算资源。上述文献均利用目标节点端接收到的信息来预测，精度取决于系数选取，具有偶然性。第2类方案从邻节点端严格补偿丢包，有效消除偶然性。文献[8]证明了从邻节点端发送到目标节点的

收稿日期：2021-05-06；录用日期：2021-07-24；网络出版时间：2021-08-03 16:07
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210803.1118.001.html
基金项目：国家自然科学基金(61903374)
*通信作者. E-mail：GRZhao6881@163.com

引用格式：赵国荣，顾昊伦，韩旭，等. 多网络约束下NNS分布式融合估计器设计[J]. 北京航空航天大学学报，2023，49(2)：229-241.
ZHAO G R，GU H L，HAN X，et al. NNS distributed fusion estimator under multiple network constraints[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2023，49(2)：229-241 (in Chinese).

Kalman局部最优估计具有量测信息的继承性，能够补偿之前时刻丢失的量测值。文献[9]指出传输局部最优估计尽管能够补偿丢包，但局部状态估计值的维数一般高于邻节点量测值维数，并不适用于带宽受限的NNS。文献[10]考虑了文献[9]提出的问题，在发送端设计了线性编码器，对过去时刻的量测值线性编码后再传输给接收端，保证了维数不会增大，但其对象仅局限于标量系统。文献[11]在文献[10]的基础上，将对象拓展到单传感器系统中，并对稳定性给出结论，但其只研究了简单线性系统，对NNS这种复杂多传感器网络不具有适用性，且其编码参数的随机性导致估计误差协方差需根据每一时刻丢包率进行计算，难以满足复杂系统的实时性要求。

针对随机通信时滞问题，文献[12]引入时间戳，在目标节点端只保留来自同一邻节点的多个数据包中时间戳最新的数据包，但该策略会造成有效信息的损失，导致融合估计精度下降。文献[13]采取与文献[12]不同的策略，设计了一种包含当前和过去接收到的时滞数据包的新息模型，推导了集中式无偏估计器，并验证了其精度高于传统的集中式估计，但其没有考虑丢包，当丢包发生时，非零新息项反而会导致额外的误差。文献[14]在文献[13]的基础上同时考虑时滞与丢包变量，将这2种变量转化为增广量测矩阵中的随机变量，但该算法推广到多传感器网络时，计算复杂度随网络节点数量的增大而显著提高。文献[15]为避免增广方法产生的高维矩阵求逆问题，在目标节点端设置了有限长度的存储空间，并推导了递推模型，但其集中式结构决定了所有传感器均需执行相同步数的重复计算，计算负担没有从本质上得到降低。

此外，在NNS实际工作场景中，存在各类网络约束影响着节点间传输数据时的时滞与丢包程度。文献[16]研究了具有传感器增益衰减、随机时滞和丢包的分布式融合估计问题，将模型不确定性和传感器增益衰减均描述为统计特性已知的随机变量，并验证了其估计精度高于传统Kalman分布式融合估计算法，但其描述模型不确定时是在系统矩阵中加上高斯白噪声，对有色噪声的情形并未进行研究，且未考虑节点能量受限这一关键约束。文献[17]针对能量受限提出一种间歇式传输的策略，但未考虑降低传输率会导致信息损失，融合估计精度反而降低。目前，大部分文献中均假定丢包率是固定不变的，这与NNS的工作情况完全不同，由于有限的网络资源，节点的竞争必然导致丢包率与节点数目存在很大的关联。文献[18]考虑了非固定丢包率的情形，建立了丢包率和传输节点数目之间的函数关系，推导了2种次优分布式融合估计器形式，但其仅考虑了丢包，并未同时考虑时滞的影响，且未给出次优传输率的计算方法。

综上所述，针对当前研究现状中的不足，本文提出了一种面向NNS的多网络约束下具有随机通信时滞和非固定丢包率的分布式融合估计器。该估计器相对于其他分布式融合估计器的改进在于：①同时考虑能量受限与时延、丢包，引入传输率和节省率2个概念并建立联系，推导得到相应优化问题的等价目标函数及约束条件，以此得到一组次优传输率；②不再基于时延定义的基础上定义丢包，引入2个随机变量重新定义丢包，以此引入传输率、丢失率及丢包率等概念；③设计了2套线性编码器来处理时延与丢包，前端线性编码器用于处理丢包，保证目标节点在一个采样周期内至少能够接收到来自某一邻节点的一组协同观测值，后端线性编码器用于处理时延，以解决在一个采样周期内接收到来自同一邻节点的多组协同观测值。

1 问题描述

假设NNS中邻节点个数为M，每个邻节点均可建模成一个离散不确定线性随机系统：

$$\boldsymbol{x}(t+1)=(\boldsymbol{A}(t)+\varepsilon(t)\hat{\boldsymbol{A}}(t))\boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{w}(t) \tag{1}$$

式中：$\boldsymbol{x}(t)\in\mathbf{R}^n$为系统状态；$\boldsymbol{A}(t)$为系统矩阵，$\hat{\boldsymbol{A}}(t)$为已知矩阵，$\varepsilon(t)\hat{\boldsymbol{A}}(t)$用以表示系统不确定性；$\boldsymbol{w}(t)\in\mathbf{R}^n$为系统噪声；$\varepsilon(t)$为描述系统不确定性的乘性有色噪声。$\boldsymbol{x}(0)$为均值和方差分别是$\bar{x}(0)$和$S(0)$的白噪声，$\boldsymbol{w}(t)$为协方差矩阵是$\boldsymbol{\varpi}(t)$的零均值白噪声，$\varepsilon(t)$的统计特性为$E(\varepsilon(t))=\bar{\varepsilon}(t)$，$E(\varepsilon^2(t))=\tilde{\varepsilon}(t)$。

第i个邻节点的量测方程为

$$\boldsymbol{y}^i(t)=\kappa^i(t)\boldsymbol{H}^i(t)\boldsymbol{x}^i(t)+\boldsymbol{\upsilon}^i(t)\qquad i=1,2,\cdots,M \tag{2}$$

式中：$\boldsymbol{y}^i(t)$为系统量测值；$\boldsymbol{H}^i(t)$为系统量测矩阵；$\kappa^i(t)$为描述节点增益衰减程度的随机变量，其分布在$U[\alpha^i,\beta^i](0\leqslant\alpha^i\leqslant\beta^i\leqslant1)$上，统计特性为$E(\kappa^i(t))=\bar{\kappa}^i(t)$，$E(\kappa^{i2}(t))=\tilde{\kappa}^i(t)$；$\boldsymbol{\upsilon}^i(t)$为量测噪声，其为协方差是$\boldsymbol{V}^i(t)$的零均值白噪声。上述各噪声满足对任意$i,j\in\{1,2,\cdots,M\}$和$t$，$\boldsymbol{x}(0)$、$\boldsymbol{w}(t)$、$\varepsilon(t)$、$\boldsymbol{\upsilon}^i(t)$、$\kappa^i(t)$、$\kappa^j(t)$两两互不相关。

NNS中降低节点能耗最有效的方式为降低节点传输率，丢包率则与某一时刻同时传输的传感器数量有关[18]。记t时刻同时进行传输的邻节点数目为$M(t)$，$M(t)\in\{1,2,\cdots,M\}$。设函数$\wp(M(t))$表示t时刻无线信道丢包率，则

$$\wp(M(t))=P\left\{\mu^i=0|\lambda^i=1,\sum_{i=1}^{M}\lambda^i=M(t)\right\} \tag{3}$$

式中：$\lambda^i(t)$和$\mu^i(t)$为随机变量。$\lambda^i(t)$表示t时刻邻节点i是否传输数据包，$\lambda^i(t)=1$表示传输，$\lambda^i(t)=0$表示

不传输, 记传输率为 $p^i_{\text{tran}}(t)$。$\mu^i(t)$表示t时刻节点i传输的数据包是否丢失, $\mu^i(t)=1$表示未丢失, $\mu^i(t)=0$表示丢失, 记丢失率为 $p^i_{\text{loss}}(t)$。

引入随机变量$\rho^i(t)$表示t时刻节点i传输的信息是否成功到达目标节点, $\rho^i(t)=1$表示成功, $\rho^i(t)=0$表示失败, 记成功率为 $p^i_{\text{succ}}(t)$, 则

$$p^i_{\text{succ}}(t)=P\{\mu^i(t)=1,\lambda^i(t)=1\}=P\{\lambda^i(t)=1\}P\{\mu^i(t)=1|\lambda^i(t)=1\}=p^i_{\text{tran}}(t)\sum_{N=0}^{M-1}[1-\wp(N+1)]\,\tau^i_N \tag{4}$$

式中: N为除邻节点i外网络内同时传输信息的邻节点个数; τ^i_N为这N个邻节点同时传输信息的概率, 其表达式为

$$\tau^i_N=\sum_{N^i}\left[\prod_{k\in N^i}p^k_{\text{tran}}(t)\right]\left[\prod_{k\in\bar{N}^i}\left(1-p^k_{\text{tran}}(t)\right)\right] \tag{5}$$

其中: $N^i\subset\{1,2,\cdots,M\}$, 且$i\notin N^i$, $\left|N^i\right|=N$; $\bar{N}^i=\{1,2,\cdots,M\}-(N^i\cup\{i\})$。$\sum_{N^i}(\cdot)$的作用对象是所有满足上述条件的$N^i$。

同理, 可得邻节点i和j均成功的概率为

$$p^{i,j}_{\text{succ}}(t)=p^i_{\text{tran}}(t)p^j_{\text{tran}}(t)\sum_{N=0}^{M-2}(1-\wp(N+2))\tau^{i,j}_N \tag{6}$$

$$\tau^{i,j}_N=\sum_{N^{i,j}}\left[\prod_{k\in N^{i,j}}p^k_{\text{tran}}\right]\left[\prod_{k\in\bar{N}^{i,j}}(1-p^k_{\text{tran}})\right] \tag{7}$$

若引入$\gamma(t)\in[0,1]$表示t时刻网络能量总节省率, 则邻节点传输率满足如下约束:

$$\sum_{i=1}^{M}p^i_{\text{tran}}(t)\leqslant(1-\gamma(t))M \tag{8}$$

下面设计邻节点端线性编码器。在邻节点i端设置长度为L^i的存储空间, 将t时刻与t时刻之前L^i个量测值线性相加。设编码器参数为$\bar{\boldsymbol{\delta}}^i_{L^i}=[1,\delta^i_1,\cdots,\delta^i_{L^i-1}]^{\text{T}}$, 则邻节点$i$的实际量测值为

$$\boldsymbol{Y}^i(t)=(\bar{\boldsymbol{\delta}}^{i\text{T}}_{L^i}\otimes\boldsymbol{I}_{m^i})\text{col}_{L^i}(\boldsymbol{y}^i(t)) \tag{9}$$

式中: “⊗” 表示 Kronecker 积; $\boldsymbol{I}_{m^i}$代表维数为m^i的单位矩阵, m^i为量测方程输出维数; $\text{col}_{L^i}(\boldsymbol{y}^i(t))=[\boldsymbol{y}^{i\text{T}}(t),\boldsymbol{y}^{i\text{T}}(t-1),\cdots,\boldsymbol{y}^{i\text{T}}(t-L^i+1)]^{\text{T}}$。

定义$\boldsymbol{x}^{*i}(t)=\text{col}_{L^i-1}(\boldsymbol{y}^i(t-1))\in\mathbf{R}^{(L^i-1)m^i}$, 引入新状态量$\boldsymbol{X}^i(t)=[\boldsymbol{x}^{\text{T}}(t),\boldsymbol{x}^{*i\text{T}}(t)]^{\text{T}}\in\mathbf{R}^{(L^i-1)m^i+n}$, 则可得原系统增广形式如下:

$$\begin{cases}\boldsymbol{X}^i(t+1)=\boldsymbol{\xi}^i(t)\boldsymbol{X}^i(t)+\boldsymbol{\varsigma}^i(t)\boldsymbol{W}^i(t)\\ \boldsymbol{Y}^i(t)=\boldsymbol{\zeta}^i(t)\boldsymbol{X}^i(t)+\boldsymbol{\upsilon}^i(t)\end{cases} \tag{10}$$

式中:

$$\boldsymbol{\xi}^i(t)=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}(t)+\varepsilon(t)\hat{\boldsymbol{A}}(t) & \boldsymbol{0}\\ \kappa^i(t)\boldsymbol{\varphi}^i(t)\boldsymbol{H}^i(t) & \boldsymbol{\phi}^i(t)\end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{\varsigma}^i(t)=\begin{bmatrix}\boldsymbol{I}_n & \boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{\varphi}^i(t)\end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{W}^i(t)=[\boldsymbol{w}^{\text{T}}(t),\boldsymbol{\upsilon}^{i\text{T}}(t)]^{\text{T}}$$

$$\boldsymbol{\phi}^i(t)=\begin{bmatrix}\boldsymbol{0} & \boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{I}_{(L^i-2)m^i} & \boldsymbol{0}\end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{\varphi}^i(t)=[\boldsymbol{I}_{m^i},\boldsymbol{0},\cdots,\boldsymbol{0}]^{\text{T}}$$

$$\boldsymbol{\zeta}^i(t)=[\kappa^i(t)\boldsymbol{H}^i(t),\delta^i_1\boldsymbol{I}_{m^i},\cdots,\delta^i_{L^i-1}\boldsymbol{I}_{m^i}]\qquad L^i\geqslant 2$$

假设目标节点未接收到邻节点数据包时将其对应存储位置 0, 则目标节点接收的量测值为

$$\bar{\boldsymbol{Y}}^i(t)=\rho^i(t)\boldsymbol{Y}^i(t) \tag{11}$$

至此, 已通过在邻节点端设置线性编码器处理非固定丢包率问题, 并补偿降低传输率导致的信息损失。下面从目标节点端处理时滞问题。

若邻节点发送量测值时已标记时间戳, 且设最大通信时滞为T_{m}, 目标节点对时滞大于T_{m}的信息直接丢弃。引入互不相关随机变量$\eta^i_k(t)$, $k=0,\cdots,T_{\text{m}}$, 代表目标节点是否在t时刻接收到来自邻节点i传输的$t-k$时刻的量测信息。$\eta^i_k(t)=1$代表接收到, $\eta^i_k(t)=0$代表未接收到, $P\{\eta^i_k(t)=1\}=p^i_k$。则目标节点在t时刻接收到来自临界点i的量测值为

$$\tilde{\boldsymbol{Y}}^i(t)=\begin{bmatrix}\eta^i_0(t)\bar{\boldsymbol{Y}}^i(t)\\ (1-\eta^i_0(t-1))\eta^i_1(t)\bar{\boldsymbol{Y}}^i(t-1)\\ \vdots\\ \prod_{k=0}^{T_{\text{m}}-1}(1-\eta^i_k(t-T_{\text{m}}+k))\eta^i_{T_{\text{m}}}(t)\bar{\boldsymbol{Y}}^i(t-T_{\text{m}})\end{bmatrix} \tag{12}$$

下面设计目标节点端线性编码器。设编码参数为$\bar{\boldsymbol{\sigma}}^i_{T_{\text{m}}}(t)=[1,\sigma^i_1(t),\cdots,\sigma^i_{T_{\text{m}}}(t)]^{\text{T}}$, 且满足$\sigma^i_k(t)\geqslant 0$, $\sum_{k=1}^{T_{\text{m}}}\sigma^i_k(t)=1$, 则目标节点端编码后的值为

$$\hat{\boldsymbol{Y}}^i(t)=\left(\bar{\boldsymbol{\sigma}}^{i\text{T}}_{T_{\text{m}}}(t)\otimes\boldsymbol{I}_{m^i}\right)\tilde{\boldsymbol{Y}}^i(t) \tag{13}$$

设$\hat{\boldsymbol{X}}^i(t)=[\boldsymbol{X}^{i\text{T}}(t),\hat{\boldsymbol{Y}}^{i\text{T}}_1(t-1),\cdots,\hat{\boldsymbol{Y}}^{i\text{T}}_{T_{\text{m}}}(t-T_{\text{m}})]^{\text{T}}$, 其中:

$$\begin{cases}\hat{\boldsymbol{Y}}^i_1(t)=(1-\eta^i_0(t))\boldsymbol{\zeta}^i(t)\boldsymbol{X}^i(t)+(1-\eta^i_0(t))\boldsymbol{\upsilon}^i(t)\\ \hat{\boldsymbol{Y}}^i_2(t-1)=(1-\eta^i_1(t))\hat{\boldsymbol{Y}}^i_1(t-1)\\ \quad\vdots\\ \hat{\boldsymbol{Y}}^i_{T_{\text{m}}}(t-T_{\text{m}}+1)=(1-\eta^i_{T_{\text{m}}-1}(t))\hat{\boldsymbol{Y}}^i_{T_{\text{m}}-1}(t-T_{\text{m}}+1)\end{cases} \tag{14}$$

则经 2 次线性编码后的增广系统模型如下:

$$\begin{cases}\hat{\boldsymbol{X}}^i(t+1)=\hat{\boldsymbol{\xi}}^i(t)\hat{\boldsymbol{X}}^i(t)+\hat{\boldsymbol{\varsigma}}^i(t)\hat{\boldsymbol{W}}^i(t)\\ \hat{\boldsymbol{Y}}^i(t)=\hat{\boldsymbol{\zeta}}^i(t)\hat{\boldsymbol{X}}^i(t)+\hat{\boldsymbol{D}}^i(t)\rho^i(t)\boldsymbol{\upsilon}^i(t)\end{cases} \tag{15}$$

式中:

$$\begin{cases}\hat{\boldsymbol{\xi}}^i=\begin{bmatrix}\boldsymbol{\xi}^i & \boldsymbol{0} & \cdots & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0}\\ (1-\eta_0^i)\rho^i\boldsymbol{\zeta}^i & \boldsymbol{0} & \cdots & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{0} & (1-\eta_1^i)\boldsymbol{I}_{m^i} & \cdots & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0}\\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots\\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \cdots & (1-\eta_{T_{\mathrm{m}}-1}^i)\boldsymbol{I}_{m^i} & \boldsymbol{0}\end{bmatrix}\\ \hat{\boldsymbol{\varsigma}}^i=\begin{bmatrix}\boldsymbol{\varsigma}^i & \boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{0} & (1-\eta_0^i)\boldsymbol{I}_{m^i}\\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0}\\ \vdots & \vdots\\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0}\end{bmatrix}\\ \hat{\boldsymbol{W}}^i=[\boldsymbol{W}^{i\mathrm{T}},\boldsymbol{\upsilon}^{i\mathrm{T}}(t)\rho^i(t)]^{\mathrm{T}}\\ \hat{\boldsymbol{\zeta}}^i=(\bar{\boldsymbol{\sigma}}_{T_{\mathrm{m}}}^{i\mathrm{T}}\otimes\boldsymbol{I}_{m^i})\begin{bmatrix}\eta_0^i\rho^i\boldsymbol{\zeta}^i & \boldsymbol{0} & \cdots & \boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{0} & \eta_1^i\boldsymbol{I}_{m^i} & \cdots & \boldsymbol{0}\\ \vdots & \vdots & & \vdots\\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \cdots & \eta_{T_{\mathrm{m}}}^i\boldsymbol{I}_{m^i}\end{bmatrix}\\ \hat{\boldsymbol{D}}^i=(\bar{\boldsymbol{\sigma}}_{T_{\mathrm{m}}}^{i\mathrm{T}}\otimes\boldsymbol{I}_{m^i})[(\eta_0^i)^{-1}\boldsymbol{I}_{m^i},\boldsymbol{0},\cdots,\boldsymbol{0}]^{\mathrm{T}}\end{cases}\tag{16}$$

2 分布式融合估计器设计

2.1 局部最优估计器

由于式(15)所示的增广系统中包含乘性有色噪声$\varepsilon(t)$及描述节点增益衰减程度的随机变量$\kappa^i(t)$，传统的Kalman滤波并不适用。通过定理1给出局部无偏估计器形式。

定理1 假设$\hat{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{e}}^i(0)=E(\hat{\boldsymbol{X}}^i(0))$，则式(17)所示局部估计器是无偏的。

$$\hat{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{e}}^i(t)=\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i(t)\hat{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{e}}^i(t-1)+f^i(t)(\hat{\boldsymbol{Y}}^i(t)-\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^i(t)\hat{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{e}}^i(t-1))\tag{17}$$

式中：$f^i(t)$为局部估计系数。

证明 当$t=0$时，$\hat{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{e}}^i(0)=E(\hat{\boldsymbol{X}}^i(0))$。假设$t$时刻，$E(\hat{\boldsymbol{X}}^i(t)-\hat{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{e}}^i(t))=0$，则对$t+1$时刻：

$$\begin{aligned}E(\hat{\boldsymbol{X}}^i(t+1)-\hat{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{e}}^i(t+1))&=E(\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i(t)\hat{\boldsymbol{X}}^i(t)+\hat{\boldsymbol{\varsigma}}^i(t)\hat{\boldsymbol{W}}^i(t))-\\ &\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i(t)\hat{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{e}}^i(t)-f^i(t)[E(\hat{\boldsymbol{Y}}^i(t))-\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^i(t)\hat{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{e}}^i(t)]=\\ &(\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i(t)\hat{\boldsymbol{X}}^i(t)-f^i(t)\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^i(t))E(\hat{\boldsymbol{X}}^i(t)-\hat{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{e}}^i(t))=0\end{aligned}$$

根据数学归纳法可知式(17)是无偏估计。

证毕

定义：$\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}(t)=E[(\hat{\boldsymbol{X}}^i(t)-\hat{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{e}}^i(t))(\hat{\boldsymbol{X}}^i(t)-\hat{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{e}}^i(t))^{\mathrm{T}}]$，$\boldsymbol{\Gamma}^{i,j}(t)=E[(\hat{\boldsymbol{X}}^i(t)-\hat{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{e}}^i(t))(\hat{\boldsymbol{X}}^j(t)-\hat{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{e}}^j(t))^{\mathrm{T}}]$，$\boldsymbol{J}^{i,j}(t)=E[\hat{\boldsymbol{\zeta}}^i(t)\cdot\hat{\boldsymbol{W}}^i(t)\hat{\boldsymbol{W}}^{j\mathrm{T}}(t)\hat{\boldsymbol{\zeta}}^{j\mathrm{T}}(t)]$，$\boldsymbol{B}^{i,j}(t)=E[\hat{\boldsymbol{\zeta}}^i(t)\hat{\boldsymbol{W}}^i(t)\boldsymbol{\upsilon}^{i\mathrm{T}}(t)\rho^{j\mathrm{T}}(t)\cdot\hat{\boldsymbol{D}}^{j\mathrm{T}}(t)]$，$\boldsymbol{U}^{i,j}(t)=E[\boldsymbol{X}^i(t)\boldsymbol{X}^{j\mathrm{T}}(t)]$，$\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'}(t)=\begin{bmatrix}\hat{\boldsymbol{A}}(t) & \boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0}\end{bmatrix}$，$\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i''}(t)=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}(t) & \boldsymbol{0}\\ \kappa^i(t)\boldsymbol{\varphi}^i(t)\boldsymbol{H}^i(t) & \boldsymbol{\phi}^i(t)\end{bmatrix}$。其中，$\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}(t)$为局部估计误差协方差，$\boldsymbol{\Gamma}^{i,j}(t)$为局部估计误差交叉协方差。$\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'}(t)$为式(16)第1个式子中用$\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'}(t)$替换$\hat{\boldsymbol{\xi}}^i(t)$后的矩阵，同理$\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i''}(t)$为用$\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i''}(t)$替换$\hat{\boldsymbol{\xi}}^i(t)$后的矩阵。

定理2 对于式(15)所示增广系统，其最小方差意义下的局部最优估计系数$f^i(t)$为

$$f^i=(\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{B}^{i,i})(\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^i\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{V}^i)^{-1}\tag{18}$$

式中：$\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}(t)$递推表达式为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}(t+1)=&\boldsymbol{J}^{i,i}-p_{\mathrm{succ}}^i(\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{B}^{i,i})(\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^i\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{V}^i)^{-1}\cdot\\ &(\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{B}^{i,i})^{\mathrm{T}}+(\bar{\varepsilon}-\bar{\varepsilon}^2)\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'}\boldsymbol{\vartheta}^{i,i}\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'\mathrm{T}}+\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^{i\mathrm{T}}\end{aligned}\tag{19}$$

$\boldsymbol{\Gamma}^{i,j}(t)$递推表达式为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\Gamma}^{i,j}(t+1)=&\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i\boldsymbol{\Gamma}^{i,j}\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^{j\mathrm{T}}+(\bar{\varepsilon}-\bar{\varepsilon}^2)\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'}\boldsymbol{\vartheta}^{i,j}\hat{\boldsymbol{\xi}}^{j'\mathrm{T}}+\\ &p_{\mathrm{succ}}^{i,j}f^i\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^i\boldsymbol{\Gamma}^{i,j}\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^{j\mathrm{T}}f^{j\mathrm{T}}+\boldsymbol{J}^{i,j}-p_{\mathrm{succ}}^if^i\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^i\boldsymbol{\Gamma}^{i,j}\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^{j\mathrm{T}}-\\ &p_{\mathrm{succ}}^j\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i\boldsymbol{\Gamma}^{i,j}\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^{j\mathrm{T}}f^{j\mathrm{T}}\end{aligned}\tag{20}$$

$\boldsymbol{\vartheta}^{i,j}(t)$递推表达式如下：

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\vartheta}^{i,j}(t+1)=&\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i''}\boldsymbol{\vartheta}^{i,j}\hat{\boldsymbol{\xi}}^{j''\mathrm{T}}+\bar{\varepsilon}\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'}\boldsymbol{\vartheta}^{i,j}\hat{\boldsymbol{\xi}}^{j'\mathrm{T}}+\bar{\varepsilon}(\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i''}\boldsymbol{\vartheta}^{i,j}\hat{\boldsymbol{\xi}}^{j'\mathrm{T}}+\\ &\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'}\boldsymbol{\vartheta}^{i,j}\hat{\boldsymbol{\xi}}^{j''\mathrm{T}})+\boldsymbol{J}^{i,j}\end{aligned}\tag{21}$$

证明 根据式(15)、式(17)可得

$$\begin{aligned}\hat{\boldsymbol{X}}^i(t+1)-\hat{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{e}}^i(t+1)=&\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i(\hat{\boldsymbol{X}}^i-\hat{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{e}}^i)+(\varepsilon-\bar{\varepsilon})\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'}\hat{\boldsymbol{X}}^i+\\ &\hat{\boldsymbol{\varsigma}}^i\hat{\boldsymbol{W}}^i-f^i(\hat{\boldsymbol{Y}}^i-\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^i\hat{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{e}}^i)\end{aligned}\tag{22}$$

又$(\hat{\boldsymbol{X}}^i-\hat{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{e}}^i)\perp\hat{\boldsymbol{W}}^i$，$(\hat{\boldsymbol{X}}^i-\hat{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{e}}^i)\perp(\hat{\boldsymbol{D}}^i\rho^i\boldsymbol{\upsilon}^i)$，因此，根据$\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}(t+1)$的定义可得

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}(t+1)=&\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^{i\mathrm{T}}+(\bar{\varepsilon}-\bar{\varepsilon}^2)\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'}\boldsymbol{\vartheta}^{i,i}\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'\mathrm{T}}-\\ &p_{\mathrm{succ}}^if^i\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^i\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^{i\mathrm{T}}-p_{\mathrm{succ}}^i\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^{i\mathrm{T}}f^{i\mathrm{T}}+\\ &p_{\mathrm{succ}}^if^i\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^i\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^{i\mathrm{T}}f^{i\mathrm{T}}+p_{\mathrm{succ}}^if^i\boldsymbol{V}^if^{i\mathrm{T}}-\\ &p_{\mathrm{succ}}^if^i\boldsymbol{B}^{i,i\mathrm{T}}-p_{\mathrm{succ}}^i\boldsymbol{B}^{i,i}f^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{J}^{i,i}\end{aligned}\tag{23}$$

将式(23)中$f^{i\mathrm{T}}$和f^i有关项合并整理如下：

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}(t+1)=&\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^{i\mathrm{T}}+p_{\mathrm{succ}}^i[f^i(\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^i\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{V}^i)-\\ &(\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{B}^{i,i})]^{\mathrm{T}}-(\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{B}^{i,i})\cdot\\ &(\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^i\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{V}^i)^{-1}f^i(\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^i\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{V}^i)+\boldsymbol{J}^{i,i}-\\ &p_{\mathrm{succ}}^i(\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{B}^{i,i})(\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^i\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{V}^i)^{-1}\cdot\\ &(\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{B}^{i,i})^{\mathrm{T}}+(\bar{\varepsilon}-\bar{\varepsilon}^2)\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'}\boldsymbol{\vartheta}^{i,i}\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'\mathrm{T}}\end{aligned}\tag{24}$$

欲使式(24)取得最小，则f^i取值为

$$f^i=(\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{B}^{i,i})(\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^i\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\zeta}}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{V}^i)^{-1}$$

因此式(18)得证，将其代入式(24)即可得式(19)。同理可得式(20)、式(21)。上述证明过程中未标明时间变量的均省略了t。 **证毕**

2.2 分布式最优矩阵加权融合及收敛性条件

式(17)～式(21)所示局部最优估计器是针对式(15)所示增广系统设计的。由$\hat{\boldsymbol{X}}^i(t)$、$\boldsymbol{X}^i(t)$、$\boldsymbol{x}(t)$的关系可得原系统局部最优估计值$\boldsymbol{x}_{\mathrm{e}}^i(t)$、局部最优估计误差协方差$\boldsymbol{r}^{i,i}(t)$及局部最优估计误差交叉协方差$\boldsymbol{r}^{i,j}(t)$为

$$\boldsymbol{X}_{\mathrm{e}}^i(t)=[\boldsymbol{I}_n,\boldsymbol{0},\cdots,\boldsymbol{0}]\hat{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{e}}^i(t)\tag{25}$$

$$\boldsymbol{x}_{\mathrm{e}}^i(t)=[\boldsymbol{I}_n,\boldsymbol{0}]\boldsymbol{X}_{\mathrm{e}}^i(t)\tag{26}$$

$$\boldsymbol{r}^{i,i'}(t)=[\boldsymbol{I}_n,\boldsymbol{0},\cdots,\boldsymbol{0}]\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}(t)[\boldsymbol{I}_n,\boldsymbol{0},\cdots,\boldsymbol{0}]^{\mathrm{T}} \tag{27}$$

$$\boldsymbol{r}^{i,i}(t)=[\boldsymbol{I}_n,\boldsymbol{0}]\boldsymbol{r}^{i,i'}(t)[\boldsymbol{I}_n,\boldsymbol{0}]^{\mathrm{T}} \tag{28}$$

$$\boldsymbol{r}^{i,j'}(t)=[\boldsymbol{I}_n,\boldsymbol{0},\cdots,\boldsymbol{0}]\boldsymbol{\Gamma}^{i,j}(t)[\boldsymbol{I}_n,\boldsymbol{0},\cdots,\boldsymbol{0}]^{\mathrm{T}} \tag{29}$$

$$\boldsymbol{r}^{i,j}(t)=[\boldsymbol{I}_n,\boldsymbol{0}]\boldsymbol{r}^{i,j'}(t)[\boldsymbol{I}_n,\boldsymbol{0}]^{\mathrm{T}} \tag{30}$$

对于导航系统而言, 衡量其性能的最重要因素为导航精度。对比 2 种典型分布式融合估计方法, 协方差交叉 (CI) 融合法虽然避免了高维协方差矩阵的逆运算, 但相比于最优矩阵加权融合法损失了融合精度[19]。事实上, NNS 节点本身处理信息的能力很强, 影响 NNS 状态融合估计精度的主要方面实际是各种网络现象诱导的误差[20], 且主要集中在节点收、发数据包的过程及信息的传输过程中。因此, 本文采取最优矩阵加权融合法对局部最优估计值加权融合, 原系统分布式融合估计值表达式为

$$\boldsymbol{x}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{fus}}(t)=(\boldsymbol{I}_{\mathrm{fus}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}^{-1}(t)\boldsymbol{I}_{\mathrm{fus}})^{-1}\boldsymbol{I}_{\mathrm{fus}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}^{-1}(t)\boldsymbol{\chi}^{\mathrm{fus}}(t) \tag{31}$$

式中:

$$\boldsymbol{I}_{\mathrm{fus}}=\underbrace{[\boldsymbol{I}_n,\cdots,\boldsymbol{I}_n]}_{M}^{\mathrm{T}}$$

$$\boldsymbol{\chi}^{\mathrm{fus}}(t)=[\boldsymbol{x}_{\mathrm{e}}^{1\mathrm{T}}(t),\cdots,\boldsymbol{x}_{\mathrm{e}}^{M\mathrm{T}}(t)]^{\mathrm{T}}$$

$$\boldsymbol{R}(t)=\begin{bmatrix}\boldsymbol{r}^{1,1}(t) & \cdots & \boldsymbol{r}^{1,M}(t)\\ \vdots & & \vdots\\ \boldsymbol{r}^{M,1}(t) & \cdots & \boldsymbol{r}^{M,M}(t)\end{bmatrix}$$

定义原系统分布式融合估计误差协方差为

$$\boldsymbol{R}^{\mathrm{fus}}(t)=E[(\boldsymbol{x}(t)-\boldsymbol{x}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{fus}}(t))(\boldsymbol{x}(t)-\boldsymbol{x}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{fus}}(t))^{\mathrm{T}}]$$

则分布式融合估计误差协方差表达式为

$$\boldsymbol{R}^{\mathrm{fus}}(t)=(\boldsymbol{I}_{\mathrm{fus}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{R}^{-1}(t)\boldsymbol{I}_{\mathrm{fus}})^{-1} \tag{32}$$

假设 1　上述$\boldsymbol{A}(t)$、$\hat{\boldsymbol{A}}(t)$、$\boldsymbol{\varpi}(t)$、$\tilde{\varepsilon}(t)$、$\bar{\varepsilon}(t)$、$\boldsymbol{H}^i(t)$、$\bar{\kappa}^i(t)$、$\tilde{\kappa}^i(t)$、$\boldsymbol{V}^i(t)$、$p_{\mathrm{succ}}^i(t)$、$p_{\mathrm{succ}}^{i,j}(t)$、$p_{\mathrm{tran}}^i(t)$不依赖于时刻 t。

引理 1　若矩阵$\boldsymbol{A}+\bar{\varepsilon}\hat{\boldsymbol{A}}$和矩阵$\sqrt{(\tilde{\varepsilon}-\bar{\varepsilon}^2)}\hat{\boldsymbol{A}}$均稳定, 则对于任意初值$\boldsymbol{\vartheta}^{i,i}(0)$, $\boldsymbol{\vartheta}^{i,i}(t)$均能收敛到唯一的半正定阵$\tilde{\boldsymbol{\vartheta}}^{i,i}$。$\tilde{\boldsymbol{\vartheta}}^{i,i}$为如式 (33) 所示 Lyapunov 方程的解:

$$\tilde{\boldsymbol{\vartheta}}^{i,i}=\bar{\boldsymbol{\xi}}^i\tilde{\boldsymbol{\vartheta}}^{i,i}\bar{\boldsymbol{\xi}}^{i\mathrm{T}}+(\tilde{\varepsilon}-\bar{\varepsilon}^2)\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'}\tilde{\boldsymbol{\vartheta}}^{i,i}\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'\mathrm{T}}+\boldsymbol{J}^{i,i} \tag{33}$$

证明　定义:

$$\boldsymbol{Z}=\bar{\boldsymbol{\xi}}^i\otimes\bar{\boldsymbol{\xi}}^i+(\tilde{\varepsilon}-\bar{\varepsilon}^2)\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'}\otimes\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'}$$

由于矩阵$\boldsymbol{A}+\bar{\varepsilon}\hat{\boldsymbol{A}}$和矩阵$\sqrt{(\tilde{\varepsilon}-\bar{\varepsilon}^2)}\hat{\boldsymbol{A}}$均稳定, $\boldsymbol{Z}$的谱半径$\rho(\boldsymbol{Z})<1$, 设:

$$\lim_{t\to\infty}\boldsymbol{\vartheta}^{i,i}(t)=\tilde{\boldsymbol{\vartheta}}^{i,i}$$

又由式 (21) 可得

$$\tilde{\boldsymbol{\vartheta}}^{i,i}(t+1)=\bar{\boldsymbol{\xi}}^i\tilde{\boldsymbol{\vartheta}}^{i,i}(t)\bar{\boldsymbol{\xi}}^{i\mathrm{T}}+(\tilde{\varepsilon}-\bar{\varepsilon}^2)\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'}\tilde{\boldsymbol{\vartheta}}^{i,i}(t)\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'\mathrm{T}}+\boldsymbol{J}^{i,i}$$

对上式两端同时求极限即可得式 (33)。　**证毕**

引理 2　引入算子 F、S:

$$F(p_{\mathrm{succ}}^i,\boldsymbol{K}^i,\boldsymbol{P}^i)=(1-p_{\mathrm{succ}}^i)(\bar{\boldsymbol{\xi}}^i\boldsymbol{P}^i\bar{\boldsymbol{\xi}}^{i\mathrm{T}}+\bar{\boldsymbol{J}}^{i,i})+p_{\mathrm{succ}}^i(\boldsymbol{F}^i\boldsymbol{P}^i\boldsymbol{F}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{C}^i) \tag{34}$$

$$S(p_{\mathrm{succ}}^i,\boldsymbol{P}^i)=\bar{\boldsymbol{\xi}}^i\boldsymbol{P}^i\bar{\boldsymbol{\xi}}^{i\mathrm{T}}+\bar{\boldsymbol{J}}^{i,i}-p_{\mathrm{succ}}^i(\bar{\boldsymbol{\xi}}^i\boldsymbol{P}^i\bar{\boldsymbol{\zeta}}^{i\mathrm{T}}\boldsymbol{B}^{i,i})\cdot(\bar{\boldsymbol{\zeta}}^i\boldsymbol{P}^i\bar{\boldsymbol{\zeta}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{V}^i)^{-1}(\bar{\boldsymbol{\xi}}^i\boldsymbol{P}^i\bar{\boldsymbol{\zeta}}^{i\mathrm{T}}\boldsymbol{B}^{i,i})^{\mathrm{T}} \tag{35}$$

式中: $\bar{\boldsymbol{J}}^{i,i}=\boldsymbol{J}^{i,i}+(\tilde{\varepsilon}-\bar{\varepsilon}^2)\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'}\tilde{\boldsymbol{\vartheta}}^{i,i}\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'\mathrm{T}}$, $\boldsymbol{F}^i=\bar{\boldsymbol{\xi}}^i+\boldsymbol{K}^i\bar{\boldsymbol{\zeta}}^i$; $\boldsymbol{C}^i=\bar{\boldsymbol{J}}^{i,i}+\boldsymbol{K}^i\boldsymbol{V}^i\boldsymbol{K}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{K}^i\boldsymbol{B}^{i,i\mathrm{T}}+\boldsymbol{B}^{i,i}\boldsymbol{K}^{i\mathrm{T}}$。

若$\boldsymbol{V}^i>0$, $\bar{\boldsymbol{J}}^{i,i}>0$, 以下结论均成立:

1) 设$\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{P}^i}^i=\bar{\boldsymbol{\xi}}^i\boldsymbol{P}^i\bar{\boldsymbol{\zeta}}^{i\mathrm{T}}(\bar{\boldsymbol{\zeta}}^i\boldsymbol{P}^i\bar{\boldsymbol{\zeta}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{V}^i)^{-1}$, 则

$$S(p_{\mathrm{succ}}^i,\boldsymbol{P}^i)=F(p_{\mathrm{succ}}^i,\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{P}^i}^i,\boldsymbol{P}^i) \tag{36}$$

2) 对任意$\boldsymbol{K}^i$, 均有

$$S(p_{\mathrm{succ}}^i,\boldsymbol{P}^i)=\min F(p_{\mathrm{succ}}^i,\boldsymbol{K}^i,\boldsymbol{P}^i)\leqslant F \tag{37}$$

3) 若$\boldsymbol{P}_1^i\leqslant\boldsymbol{P}_2^i$, 则$S(p_{\mathrm{succ}}^i,\boldsymbol{P}_1^i)\leqslant S(p_{\mathrm{succ}}^i,\boldsymbol{P}_2^i)$。若$p_{\mathrm{succ}1}^i\leqslant p_{\mathrm{succ}2}^i$, 则$S(p_{\mathrm{succ}1}^i,\boldsymbol{P}^i)\geqslant S(p_{\mathrm{succ}2}^i,\boldsymbol{P}^i)$。

证明　1) 将$\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{P}^i}^i$代入 F 中即可得证。

2) 将$\bar{\boldsymbol{J}}^{i,i}$、$\boldsymbol{F}^i$、$\boldsymbol{C}^i$表达式代入式 (34) 中, 并将含$\boldsymbol{K}^i$的项合并整理可得

$$F(p_{\mathrm{succ}}^i,\boldsymbol{K}^i,\boldsymbol{P}^i)=\bar{\boldsymbol{\xi}}^i\boldsymbol{P}^i\bar{\boldsymbol{\xi}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{J}^{i,i}+(\tilde{\varepsilon}-\bar{\varepsilon}^2)\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'}\tilde{\boldsymbol{\vartheta}}^{i,i}\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'\mathrm{T}}-p_{\mathrm{succ}}^i\bar{\boldsymbol{\xi}}^i\boldsymbol{P}^i\bar{\boldsymbol{\zeta}}^{i\mathrm{T}}\cdot(\bar{\boldsymbol{\zeta}}^i\boldsymbol{P}^i\bar{\boldsymbol{\zeta}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{V}^i)^{-1}(\bar{\boldsymbol{\xi}}^i\boldsymbol{P}^i\bar{\boldsymbol{\zeta}}^{i\mathrm{T}})^{\mathrm{T}}+p_{\mathrm{succ}}^i\Big[\boldsymbol{K}^i(\bar{\boldsymbol{\zeta}}^i\boldsymbol{P}^i\bar{\boldsymbol{\zeta}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{V}^i)+\bar{\boldsymbol{\xi}}^i\boldsymbol{P}^i\bar{\boldsymbol{\zeta}}^{i\mathrm{T}}\Big](\bar{\boldsymbol{\zeta}}^i\boldsymbol{P}^i\bar{\boldsymbol{\zeta}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{V}^i)^{-1}(\boldsymbol{K}^i(\bar{\boldsymbol{\zeta}}^i\boldsymbol{P}^i\bar{\boldsymbol{\zeta}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{V}^i)+\bar{\boldsymbol{\xi}}^i\boldsymbol{P}^i\bar{\boldsymbol{\zeta}}^{i\mathrm{T}})^{\mathrm{T}}$$

根据上式可得, 当$\boldsymbol{K}^i=\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{P}^i}^i$时, F 取得最小。

3) 由于$\boldsymbol{P}_1^i\leqslant\boldsymbol{P}_2^i$,

$$S(p_{\mathrm{succ}}^i,\boldsymbol{P}_1^i)=F(p_{\mathrm{succ}}^i,\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{P}_1^i}^i,\boldsymbol{P}_1^i)\leqslant F(p_{\mathrm{succ}}^i,\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{P}_2^i}^i,\boldsymbol{P}_1^i)\leqslant F(p_{\mathrm{succ}}^i,\boldsymbol{K}_{\boldsymbol{P}_2^i}^i,\boldsymbol{P}_2^i)=S(p_{\mathrm{succ}}^i,\boldsymbol{P}_2^i)$$

又$\bar{\boldsymbol{\xi}}^i\boldsymbol{P}^i\bar{\boldsymbol{\zeta}}^{i\mathrm{T}}(\bar{\boldsymbol{\zeta}}^i\boldsymbol{P}^i\bar{\boldsymbol{\zeta}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{V}^i)^{-1}(\bar{\boldsymbol{\xi}}^i\boldsymbol{P}^i\bar{\boldsymbol{\zeta}}^{i\mathrm{T}})^{\mathrm{T}}\geqslant 0$, 所以根据式 (35) 可得$S(p_{\mathrm{succ}1}^i,\boldsymbol{P}^i)\geqslant S(p_{\mathrm{succ}2}^i,\boldsymbol{P}^i)$。　**证毕**

引理 3[21]　若 $f(x)$为单调增函数, 记$x(t+1)=f(x(t))$, $y(t+1)=f(y(t))$, 则对任意$t\geqslant 0$: ①$x(1)\geqslant x(0)\Rightarrow x(t+1)\geqslant x(t)$。②$x(0)\leqslant y(0)\Rightarrow x(t)\leqslant y(t)$。

引理 4　引入算子Z^i:

$$Z^i(z^i)=(1-p_{\mathrm{succ}}^i)\bar{\boldsymbol{\xi}}^iz^i\bar{\boldsymbol{\xi}}^{i\mathrm{T}}+p_{\mathrm{succ}}^i\boldsymbol{F}^iz^i\boldsymbol{F}^{i\mathrm{T}} \tag{38}$$

若存在$\bar{z}^i>0$满足$\bar{z}^i>Z^i(\bar{z}^i)$, 则以下结论成立:

1) 对任意$z^i\geqslant 0$, 均有

$$\lim_{k\to\infty}Z^{ik}(z^i)=0 \tag{39}$$

2) 设$\Theta^i\geqslant 0$, 若$z^i(t+1)=Z^i(z^i(t))+\Theta^i$, 则$\{z^i(t)\}$有界。

证明　1) 由式 (38) 得$z_1^i\geqslant z_2^i\geqslant 0$时, $Z^i(z_1^i)\geqslant Z^i(z_2^i)\geqslant 0$。不妨设$0\leqslant a^i\leqslant 1$, $b^i\geqslant 0$, 则

$$Z^{ik}(z^i)\leqslant b^iZ^{ik}(\bar{z}^i)<b^ia^{ik}\bar{z}^i$$

对上式两端同时令$k\to\infty$即可得式 (39)。

2) 对$\{z^i(t)\}$,

$$z^i(t)=Z^{ik}\left(z^i(0)\right)+\sum_{t=0}^{k-1}Z^{it}\left(\Theta^i\right)\leqslant\left(b^{i'}a^{ik}+\sum_{t=0}^{k-1}b^{i''}a^{ik}\right)\bar{z}^i\leqslant$$

$$\left(b^{i'}a^{ik}+\frac{b^{i''}}{1-a^i}\right)\bar{z}^i\leqslant\left(b^{i'}+\frac{b^{i''}}{1-a^i}\right)\bar{z}^i$$

式中：$b^{i'}$和$b^{i''}$分别为由$z^i(0)$和Θ^i诱导的b^i。 **证毕**

以假设1为前提，引入如下Riccati方程：

$$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t+1)=\boldsymbol{J}^{i,i}-p_{\text{succ}}^i(\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{B}^{i,i})(\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{V}^i)^{-1}\cdot$$
$$(\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{B}^{i,i})^{\mathrm{T}}+(\bar{\varepsilon}-\bar{\varepsilon}^2)\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'}\boldsymbol{\vartheta}^{i,i}\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'\mathrm{T}}+\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^{i\mathrm{T}} \tag{40}$$

引理5 若$\boldsymbol{A}+\bar{\varepsilon}\hat{\boldsymbol{A}}$和$\sqrt{(\bar{\varepsilon}-\bar{\varepsilon}^2)}\hat{\boldsymbol{A}}$均稳定，则对任意初值$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(0)\geqslant 0$，$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)$均有界。即存在由$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(0)$诱导的矩阵$\boldsymbol{O}_{\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(0)}$，使得对任意的$t$均满足：

$$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)\leqslant\boldsymbol{O}_{\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(0)} \tag{41}$$

证明 在式(40)中令$p_{\text{succ}}^i=0$得到

$$\bar{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t+1)=\boldsymbol{J}^{i,i}+(\bar{\varepsilon}-\bar{\varepsilon}^2)\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'}\boldsymbol{\vartheta}^{i,i}\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'\mathrm{T}}+\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i\bar{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^{i\mathrm{T}}$$

由于$\boldsymbol{A}+\bar{\varepsilon}\hat{\boldsymbol{A}}$和$\sqrt{(\bar{\varepsilon}-\bar{\varepsilon}^2)}\hat{\boldsymbol{A}}$均稳定，根据引理1可知$\bar{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)$收敛，$\bar{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)$有界。根据引理2中第3条结论可得，当$p_{\text{succ}}^i\geqslant 0$时，$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)\leqslant\bar{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)$，由此可得$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)$有界。 **证毕**

引理6 若$\boldsymbol{A}+\bar{\varepsilon}\hat{\boldsymbol{A}}$和$\sqrt{(\bar{\varepsilon}-\bar{\varepsilon}^2)}\hat{\boldsymbol{A}}$均稳定，则对任意初值$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(0)\geqslant 0$，$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)$均收敛到唯一的半正定矩阵$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}$，且$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}$为Riccati方程(42)的解。

$$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}=\boldsymbol{J}^{i,i}-p_{\text{succ}}^i(\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{B}^{i,i})(\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{V}^i)^{-1}\cdot$$
$$(\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{B}^{i,i})^{\mathrm{T}}+(\bar{\varepsilon}-\bar{\varepsilon}^2)\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'}\boldsymbol{\vartheta}^{i,i}\hat{\boldsymbol{\xi}}^{i'\mathrm{T}}+\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^{i\mathrm{T}} \tag{42}$$

证明 $\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(0)=0$时，$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)=S^t(p_{\text{succ}}^i,0)$。由于$0=\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(0)\leqslant\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(1)$，根据引理2中第3条结论可得

$$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(1)=S(p_{\text{succ}}^i,\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(0))\leqslant S(p_{\text{succ}}^i,\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(1))=\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(2)$$

依次类推，并根据引理5的结论可得

$$0=\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(0)\leqslant\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(1)\leqslant\cdots\leqslant\boldsymbol{O}_{\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(0)} \tag{43}$$

因此存在半正定矩阵$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}$，使得

$$\lim_{t\to\infty}\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)=\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}=S(p_{\text{succ}}^i,\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}) \tag{44}$$

$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(0)=\boldsymbol{Q}^{i,i}(0)\geqslant\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}$时，定义变量：

$$\boldsymbol{K}^i=-(\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{B}^{i,i})(\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^i\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}\bar{\hat{\boldsymbol{\xi}}}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{V}^i)^{-1}$$

则根据式(38)可得

$$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}=S(p_{\text{succ}}^i,\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i})=Z^i(\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i})+\boldsymbol{J}^{i,i}+p_{\text{succ}}^i\boldsymbol{K}^i\boldsymbol{V}^i\boldsymbol{K}^{i\mathrm{T}}-$$
$$p_{\text{succ}}^i\boldsymbol{K}^i\boldsymbol{B}^{i,i\mathrm{T}}-p_{\text{succ}}^i\boldsymbol{B}^{i,i}\boldsymbol{K}^{i\mathrm{T}}>Z^i(\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}) \tag{45}$$

注意到：

$$\boldsymbol{Q}^{i,i}(1)=S(p_{\text{succ}}^i,\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(0))\geqslant S(p_{\text{succ}}^i,\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i})=\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}$$

因此用数学归纳法可证对任意的t：

$$\boldsymbol{Q}^{i,i}(t)\geqslant\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i} \tag{46}$$

又

$$\boldsymbol{Q}^{i,i}(t+1)-\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}=S(p_{\text{succ}}^i,\boldsymbol{Q}^{i,i}(t))-S(p_{\text{succ}}^i,\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i})=$$
$$F(p_{\text{succ}}^i,\boldsymbol{K}^i_{\boldsymbol{Q}^{i,i}(t)},\boldsymbol{Q}^{i,i}(t))-F(p_{\text{succ}}^i,\boldsymbol{K}^i_{\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}},\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i})\leqslant$$
$$F(p_{\text{succ}}^i,K^i_{\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}},\boldsymbol{Q}^{i,i}(t))-F(p_{\text{succ}}^i,\boldsymbol{K}^i_{\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}},\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i})=$$
$$Z^i(\boldsymbol{Q}^{i,i}(t)-\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}) \tag{47}$$

结合式(46)、式(47)，根据引理4中第1条结论，由夹逼准则可得

$$\lim_{t\to\infty}\boldsymbol{Q}^{i,i}(t)=\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i} \tag{48}$$

任意$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(0)\geqslant 0$，设$\boldsymbol{Q}^{i,i}(0)=\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(0)+\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}$，则$0\leqslant\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(0)\leqslant\boldsymbol{Q}^{i,i}(0)$。根据引理3可得对任意$t$：

$$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i'}(t)\leqslant\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)\leqslant\boldsymbol{Q}^{i,i}(t) \tag{49}$$

式中：$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i'}(t)$是以0为初值的$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)$。

综合式(44)、式(48)，对式(49)两端同时取极限，根据夹逼准则可得

$$\lim_{t\to\infty}\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)=\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i} \tag{50}$$

证明唯一性。根据反证法，若对任意初值，存在$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}_1^{i,i}\neq\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}$，使得$\lim_{t\to\infty}\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)=\hat{\boldsymbol{\Gamma}}_1^{i,i}$，则对于初值为$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}_1^{i,i}$的情况下，$\lim_{t\to\infty}\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)=\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}$，与$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}_1^{i,i}\neq\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}$矛盾，因此极限唯一。 **证毕**

定理3 若$\boldsymbol{A}+\bar{\varepsilon}\hat{\boldsymbol{A}}$和$\sqrt{(\bar{\varepsilon}-\bar{\varepsilon}^2)}\hat{\boldsymbol{A}}$均稳定，则对任意初值，$\boldsymbol{R}^{\text{fus}}(t)$不依赖初值收敛。

证明 根据式(27)～式(30)、式(32)可知，欲使$\boldsymbol{R}^{\text{fus}}(t)$收敛，仅需证$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)$和$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,j}(t)$收敛。又综合引理5、引理6可得

$$0\leqslant\lim_{t\to\infty}\left\|\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}(t)-\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}\right\|=\lim_{t\to\infty}\left\|\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}(t)-\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)+\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)-\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}\right\|\leqslant$$
$$\lim_{t\to\infty}\left\|\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}(t)-\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)\right\|+\lim_{t\to\infty}\left\|\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}(t)-\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}\right\|=0$$

因此$\lim_{t\to\infty}\boldsymbol{\Gamma}^{i,i}(t)=\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,i}$。此外对于$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{i,j}(t)$的收敛问题，其证明思路与引理1～引理6的证明思路一致，在此不作赘述。 **证毕**

2.3 次优传输率的求解

由式(32)及相关表达式可知，$\boldsymbol{R}^{\text{fus}}(t)$依赖于各邻节点传输率。因此，结合式(8)建立如式(51)所示优化问题模型求解传输率：

$$\min_{\{p_{\text{tran}}^1(t),\cdots,p_{\text{tran}}^M(t)\}}\operatorname{tr}(\boldsymbol{R}^{\text{fus}}(t))$$
$$\text{s.t.}\begin{cases}\sum_{i=1}^{M}p_{\text{tran}}^i(t)\leqslant(1-\gamma(t))M\\0\leqslant p_{\text{tran}}^i(t)\leqslant 1,\ i=1,2,\cdots,M\end{cases} \tag{51}$$

由式(32)可知，最优矩阵加权融合算法需要计算高维协方差矩阵的逆，若按照式(51)对传输率进行求解，将进一步加大整体估计器的计算负担。下

面通过定理 4 对式 (51) 优化问题进行转化。

定理 4　式 (51) 所示优化问题可以转化为式 (52), 其中松弛条件为式 (53)。

$$\min_{\{p^1_{\text{tran}}(t),\cdots,p^M_{\text{tran}}(t)\}} \sum_{i=1}^{M}\text{tr}(\boldsymbol{r}^{i,i}(t))$$

$$\text{s.t.}\begin{cases}\sum\limits_{i=1}^{M} p^i_{\text{tran}}(t)\leqslant(1-\gamma(t))M\\ 0\leqslant p^i_{\text{tran}}(t)\leqslant 1,\ i=1,2,\cdots,M\end{cases}\tag{52}$$

$$\frac{1}{M}\text{tr}(\boldsymbol{R}(t))\leqslant\|\boldsymbol{R}(t)\|_2\leqslant\text{tr}(\boldsymbol{R}(t))\tag{53}$$

证明　设$q(\boldsymbol{R}(t))=(\boldsymbol{I}^{\text{T}}_{\text{fus}}\boldsymbol{R}^{-1}(t)\boldsymbol{I}_{\text{fus}})^{-1}$, 则

$$\frac{\partial\text{tr}[q^{-1}(\boldsymbol{R}(t))]}{\partial\boldsymbol{R}(t)}=-q^{-2}(\boldsymbol{R}(t))<0$$

$$\frac{\partial\text{tr}[q(\boldsymbol{R}(t))]}{\partial\boldsymbol{R}(t)}=-(\boldsymbol{R}^{-1}(t)\boldsymbol{I}_{\text{fus}})(\boldsymbol{R}^{-1}(t)\boldsymbol{I}_{\text{fus}})^{\text{T}}\leqslant 0$$

因此:

$$\begin{cases}\min\ \text{tr}(\boldsymbol{R}^{\text{fus}}(t))\Leftrightarrow\max\ \|q(\boldsymbol{R}(t))\|_2\\ \max\ \text{tr}(\boldsymbol{q}(\boldsymbol{R}(t)))\Leftrightarrow\min\|\boldsymbol{R}(t)\|_2\end{cases}$$

又对于矩阵$\boldsymbol{R}(t)$, 有

$$\frac{1}{M}\text{tr}(\boldsymbol{R}(t))\leqslant\|\boldsymbol{R}(t)\|_2\leqslant\text{tr}(\boldsymbol{R}(t))$$

因此, 在上式松弛条件下, 可以将求解式 (51) 的最优解转化为求解式 (54) 的一组次优解。

$$\min_{\{p^1_{\text{tran}}(t),\cdots,p^M_{\text{tran}}(t)\}}\ \text{tr}(\boldsymbol{R}(t))$$

$$\text{s.t.}\begin{cases}\sum\limits_{i=1}^{M} p^i_{\text{tran}}(t)\leqslant(1-\gamma(t))M\\ 0\leqslant p^i_{\text{tran}}(t)\leqslant 1,\ i=1,2,\cdots,M\end{cases}\tag{54}$$

式中: $\text{tr}(\boldsymbol{R}(t))=\sum\limits_{i=1}^{M}\text{tr}(\boldsymbol{r}^{i,i}(t))$。　　**证毕**

3　算例仿真

假设 NNS 节点系统矩阵为$\boldsymbol{A}(t)=\begin{bmatrix}0.4&-0.1&0\\0.1&0.5&0.3\\0.2&0.3&0.4\end{bmatrix}$, $\hat{\boldsymbol{A}}(t)=\begin{bmatrix}1&0&0\\0&1&0\\0&0&1\end{bmatrix}$。系统状态$\boldsymbol{x}(t)=[x_1(t),x_2(t),x_3(t)]^{\text{T}}$, 含义为节点在 NNS 建立的局部坐标系下的$x$、$y$、$z$坐标。系统噪声$\boldsymbol{w}(t)=[0.02,0.06,0.01]^{\text{T}}v_1(t)$, 其中, $v_1(t)$为协方差是 1 的零均值白噪声。系统初值$x(0)\sim N(0,1)$。

若NNS 节点个数为60, 量测矩阵为$\boldsymbol{H}^i(t)=\begin{bmatrix}1&0&0\\0&1&0\\0&0&1\end{bmatrix}$, $i=1,2,\cdots,60$。量测噪声为$\boldsymbol{v}^i(t)=[\,0.01,\ 0.02,\ 0.01\,]^{\text{T}}\cdot v^i_2(t)$, 其中, $v^i_2(t)$为协方差是 1 的零均值白噪声, 且与$v_1(t)$两两互不相关。

邻节点端对应线性编码器存储长度$L^i=3$, 编码器系数$\bar{\boldsymbol{\delta}}^i_{L^i}=[1,0.5,0.2]^{\text{T}}$。无线信道丢包率为: $\wp(1)=\cdots=\wp(10)=0.1$, $\wp(11)=\cdots=\wp(15)=0.2$, $\wp(16)=\cdots=\wp(22)=0.3$, $\wp(23)=\cdots=\wp(30)=0.4$, $\wp(31)=\cdots=\wp(40)=0.5$, $\wp(41)=\cdots=\wp(50)=0.6$, $\wp(51)=\cdots=\wp(55)=0.7$, $\wp(56)=\cdots=\wp(60)=0.8$。

目标节点端对应线性编码器的最大通信时滞$T_{\text{m}}=2$ s, 编码器系数$\bar{\boldsymbol{\sigma}}^i_{T_{\text{m}}}(t)=[1,0.6,0.4]^{\text{T}}$。

仿真步数设置为 158, 初始融合估计状态$\boldsymbol{x}^{\text{fus}}_{\text{e}}(0)=[-73.41,198.28,329.09]^{\text{T}}$, 初始局部估计误差协方差与局部估计误差交叉协方差为$\boldsymbol{r}^{i,i}(0)=\text{diag}\{0.1,0.2,0.05\}$, $\boldsymbol{r}^{i,j}(0)=\begin{bmatrix}0.01&0.02&0.01\\0.07&0.03&0.11\\0.06&0.08&0.05\end{bmatrix}$。

节点随机分布在$x\in[-200,800]$ cm, $y\in[0,600]$ cm, $z\in[0,660]$ cm的区域内。采取文献 [22] 中的分簇算法形成簇群结构, 目标节点的期望轨迹及网络初始拓扑结构如图 1 所示。

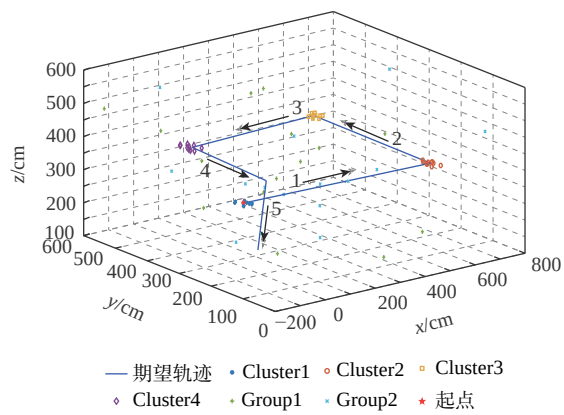


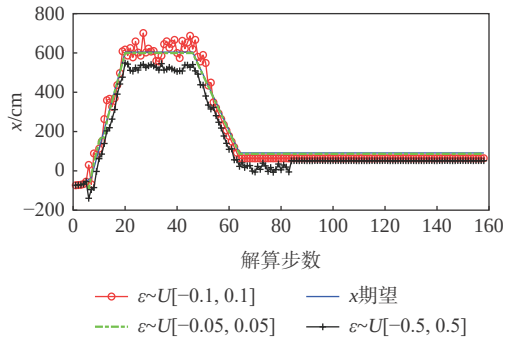
图 1　目标节点期望轨迹及网络初始拓扑

Fig. 1　Expected trajectory of target node and initial topology of network

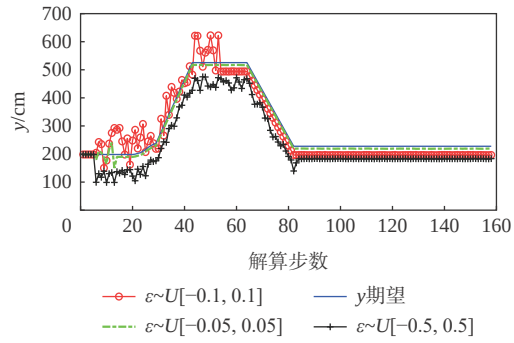
仿真采取文献 [23] 中的 TOA 算法测量节点间的相对位置, 其算法前提假设为: TOA 测量误差标准偏差$1/6\times10^{-6}$ s。

将文献 [18] 中的算法作为比较, 分别研究不同乘性噪声 (取$\varepsilon(t)\sim U\,[-0.05,\ 0.05]$、$\varepsilon(t)\sim U[-0.1,0.1]$、$\varepsilon(t)\sim U[-0.5,0.5]$, $\kappa^i(t)\sim U[0.1,0.2]$, $\gamma=0$), 不同增益衰减系数 (取$\kappa^i\,(t)\sim U\,[0.1,0.2]$、$\kappa^i\,(t)\sim U\,[0.3,0.5]$、$\kappa^i(t)\sim U[0.6,0.8]$, $\varepsilon(t)\sim U[-0.05,0.05]$, $\gamma=0$), 不同节省率(取$\gamma=0.1,0.2,\cdots,0.7$, $\varepsilon(t)\sim U[-0.05,0.05]$, $\kappa^i(t)\sim U[0.1,0.2]$) 下两者的性能。图 2 和图 3 分别为不同乘性噪声下本文和文献 [18] 设计的估计器性能。

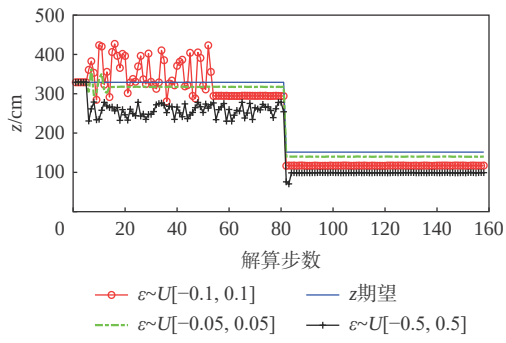
由图 2 和图 3 可以看出, 随机变量$\varepsilon(t)$的方差越大, 模型不确定性越强, 融合估计精度越差。比较图 2 和图 3 可以看出, 本文设计的估计器在处理乘



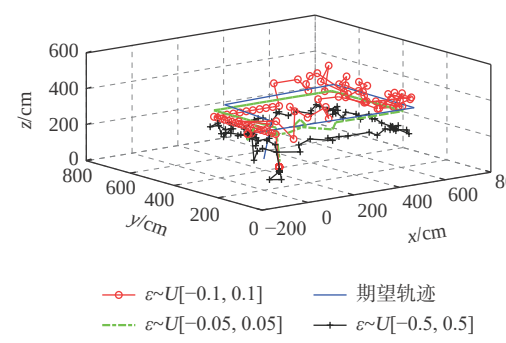
(a) 不同乘性噪声下目标节点局部x坐标期望与实际轨迹



(b) 不同乘性噪声下目标节点局部y坐标期望与实际轨迹



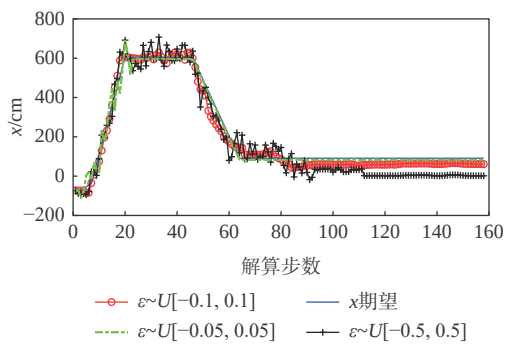
(c) 不同乘性噪声下目标节点局部z坐标期望与实际轨迹



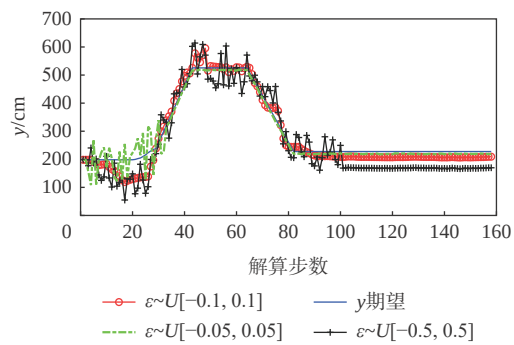
(d) 不同乘性噪声下目标节点期望与实际轨迹

图2 不同乘性噪声下本文设计估计器融合估计效果

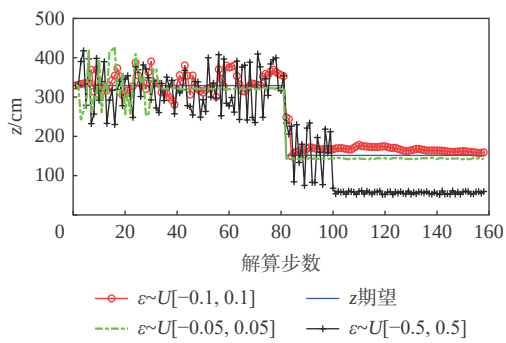
Fig. 2 Fusion estimation effect of estimator designed in this paper under different multiplicative noises



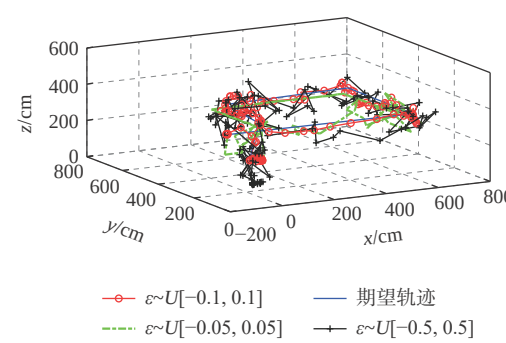
(a) 不同乘性噪声下目标节点局部x坐标期望与实际轨迹



(b) 不同乘性噪声下目标节点局部y坐标期望与实际轨迹



(c) 不同乘性噪声下目标节点局部z坐标期望与实际轨迹



(d) 不同乘性噪声下目标节点期望与实际轨迹

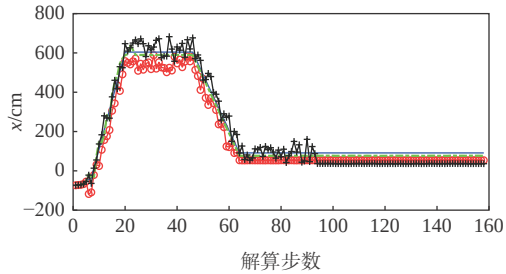
图3 不同乘性噪声下文献[18]设计估计器融合估计效果

Fig. 3 Fusion estimation effect of estimator designed in Ref.[18] under different multiplicative noises

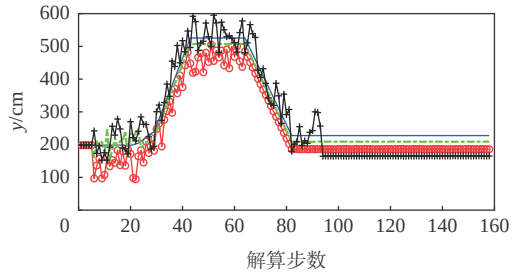
性有色噪声诱导误差方面优于文献[18]设计的估计器，这是因为文献[18]中乘性噪声考虑的是高斯白噪声，并未考虑有色噪声的情形。

图4和图5分别为不同增益衰减下本文和文献[18]设计的估计器性能。

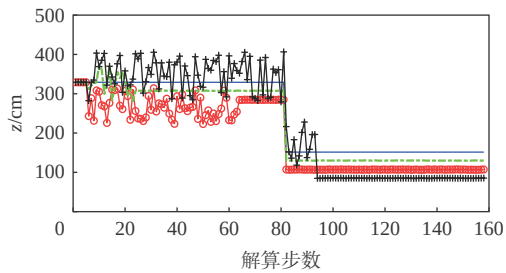
由图4和图5可以看出，随机变量$\kappa^i(t)$的均值越大，节点增益退化程度越小，融合估计精度越高。比较图4和图5可以看出，本文估计器在处理节点



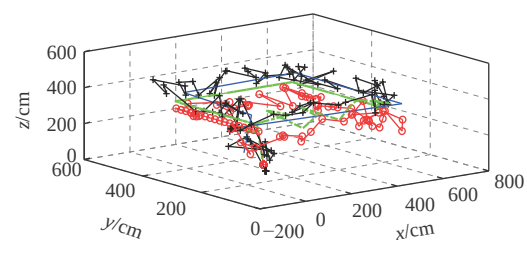
(a) 不同增益衰减下目标节点局部x坐标期望与实际轨迹



(b) 不同增益衰减下目标节点局部y坐标期望与实际轨迹



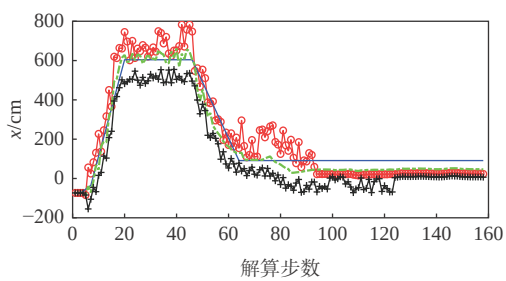
(c) 不同增益衰减下目标节点局部z坐标期望与实际轨迹



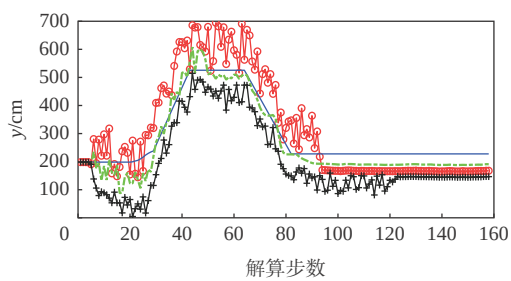
(d) 不同增益衰减下目标节点期望与实际轨迹

图 4　不同增益衰减下本文设计估计器融合估计效果

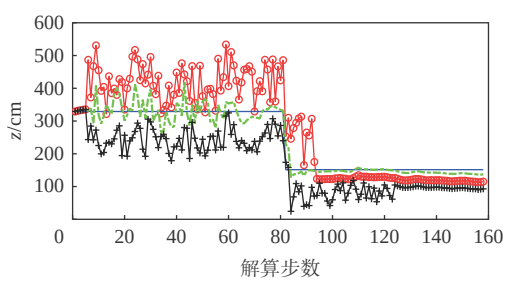
Fig. 4　Fusion estimation effect of estimator designed in this paper under different gain reduction



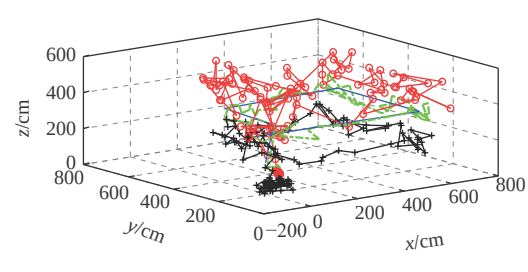
(a) 不同增益衰减下目标节点局部x坐标期望与实际轨迹



(b) 不同增益衰减下目标节点局部y坐标期望与实际轨迹



(c) 不同增益衰减下目标节点局部z坐标期望与实际轨迹



(d) 不同增益衰减下目标节点期望与实际轨迹

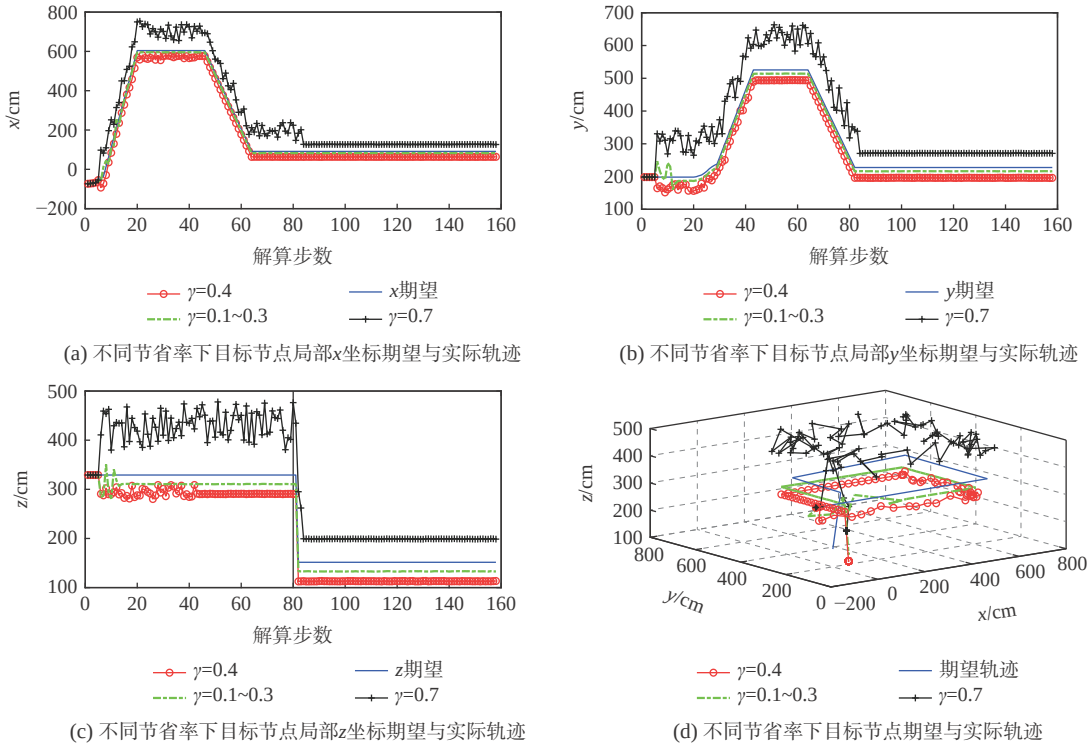
图 5　不同增益衰减下文献 [18] 设计估计器融合估计效果

Fig. 5　Fusion estimation effect of estimator designed in Ref.[18] under different gain reduction

增益退化诱导误差方面优于文献 [18] 估计器。

图 6 和图 7 分别为不同节省率下本文和文献 [18] 设计的估计器性能。

由图 6 和图 7 可以看出, 节省率对融合估计精度的影响存在一个临界值。图 6 中, 本文设计的估计器在$\gamma = 0.1 \sim 0.3$时融合估计精度几乎没有改变, 一旦$\gamma > 0.3$, 节省率越高, 融合估计精度越差。注意到, 图 7 中文献 [18] 设计的估计器在$\gamma = 0.1 \sim 0.2$时融合估

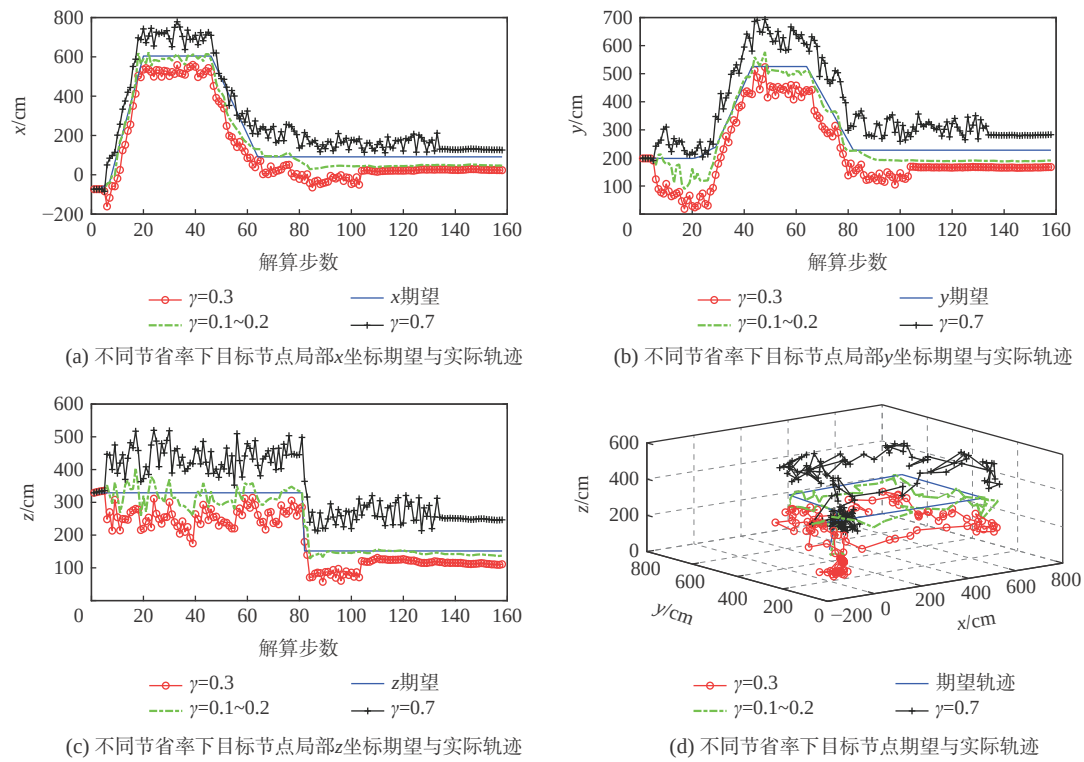


(a) 不同节省率下目标节点局部x坐标期望与实际轨迹　(b) 不同节省率下目标节点局部y坐标期望与实际轨迹

(c) 不同节省率下目标节点局部z坐标期望与实际轨迹　(d) 不同节省率下目标节点期望与实际轨迹

图 6　不同节省率下本文设计估计器融合估计效果

Fig. 6　Fusion estimation effect of estimator designed in this paper under different saving rates



(a) 不同节省率下目标节点局部x坐标期望与实际轨迹　(b) 不同节省率下目标节点局部y坐标期望与实际轨迹

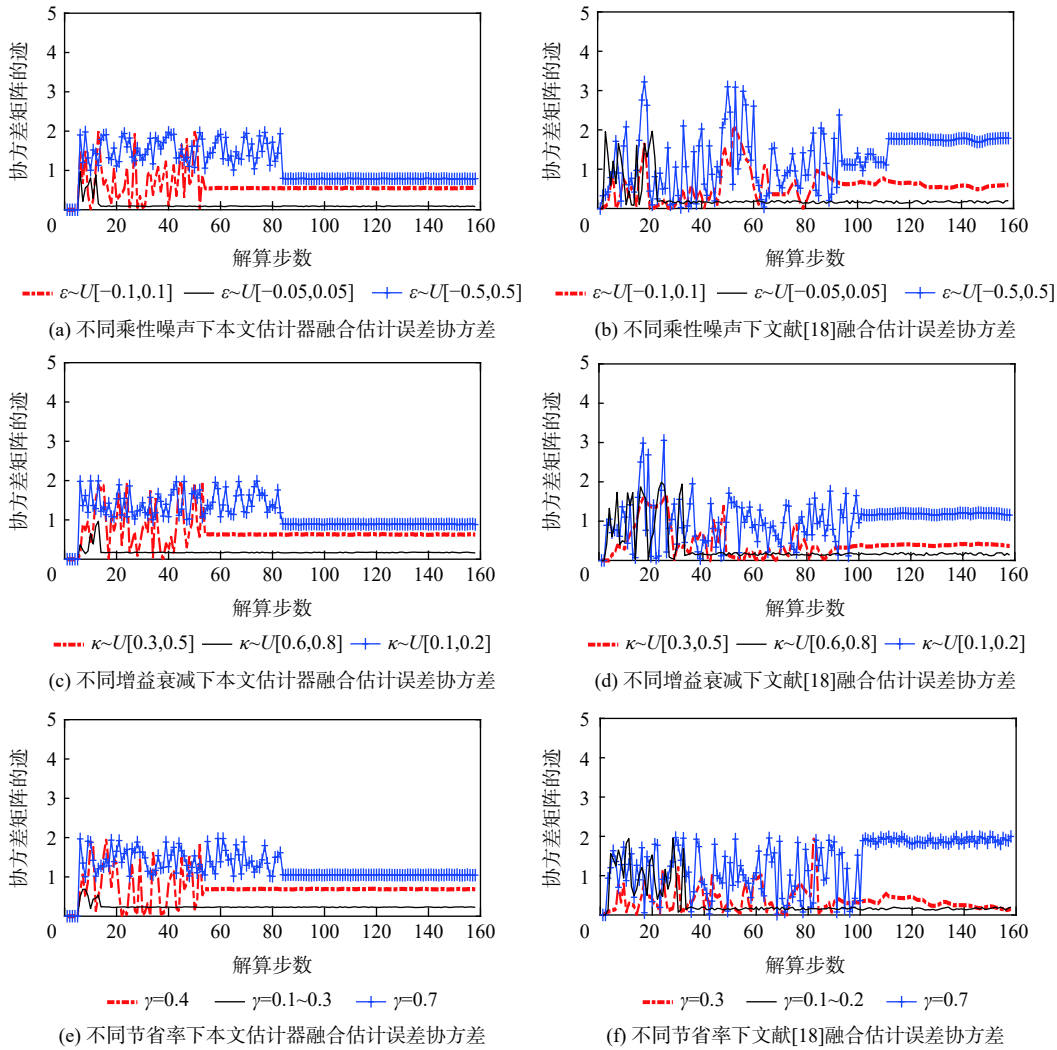
(c) 不同节省率下目标节点局部z坐标期望与实际轨迹　(d) 不同节省率下目标节点期望与实际轨迹

图 7　不同节省率下文献 [18] 设计估计器融合估计效果

Fig. 7　Fusion estimation effect of estimator designed in Ref.[18] under different saving rates

计精度几乎不变，即本文设计的估计器在相同精度的要求下能以更高的能量节省率维持系统运行。这主要是因为文献 [18] 仅在邻节点端设置了线性编码器，并未考虑网络通信时滞诱导的误差，而本文同时在邻节点端和目标节点端设置了线性编码器，因此性能优于文献 [18] 估计器。

图 8 给出了上述各情形下 2 种估计器各自的融合估计误差协方差矩阵的迹。



(a) 不同乘性噪声下本文估计器融合估计误差协方差　(b) 不同乘性噪声下文献[18]融合估计误差协方差

(c) 不同增益衰减下本文估计器融合估计误差协方差　(d) 不同增益衰减下文献[18]融合估计误差协方差

(e) 不同节省率下本文估计器融合估计误差协方差　(f) 不同节省率下文献[18]融合估计误差协方差

图 8　两种估计器的融合估计误差协方差矩阵迹

Fig. 8　Trace of fusion estimation error covariance matrix of two estimators

4　结　论

本文主要针对网络化分布式融合估计中常见的随机通信时滞和非固定丢包率问题, 在 3 种网络约束下设计分布式融合状态估计器。研究结果表明:

1) 融合估计精度随模型不确定性增大而下降, 随节点增益退化程度增大而下降。

2) 低节省率时, 融合估计精度与节省率的变化几乎无关, 而当节省率高于临界值时, 融合估计精度随节省率的增大而下降。

3) 邻节点端和目标节点端的 2 种线性编码器有效降低了时滞与丢包对网络的影响。

4) 次优传输率的求解在保证了融合估计精度的前提下, 尽可能提高了估计器的实时性。

参考文献（References）

[1] GAO C, LU J H, ZHAO G R, et al. Adaptive finite-horizon group estimation for networked navigation systems with remote sensing complementary observations under mixed LOS/NLOS environments[J]. Mathematical Problems in Engineering, 2016, 2016: 6489165.

[2] HELEN B, ELIANE S, HARRY K, et al. Comprehension and navigation of networked hypertexts[J]. Journal of Computer Assisted Learning, 2018, 34(3): 306-314.

[3] 赵国荣, 韩旭, 王康. 具有传感器增益退化、传输时延和丢包的离线状态估计器[J]. 自动化学报, 2020, 46(3): 540-548.
ZHAO G R, HAN X, WANG K. Off line state estimator with sensor gain degradation, transmission delay and packet loss[J]. Acta Automatica Sinica, 2020, 46(3): 540-548(in Chinese).

[4] SONG H Y, YU L, ZHANG D. Distributed set-valued estimation in sensor networks with limited communication data rate[J]. Journal of the Franklin Institute, 2013, 350(5): 1264-1283.

[5] SHI Z C, YANG Y Q, CHANG Q, et al. The optimal state estimation for competitive neural network with time-varying delay using local search algorithm[J]. Physica A:Statistical Mechanics and its Applications, 2020, 540: 123102.

[6] WANG X, SUN S L. Optimal recursive estimation for networked descriptor systems with packet dropouts, multiplicative noises and correlated noises[J]. Aerospace Science and Technology, 2017, 63: 41-53.

[7] GABRIEL A, ABDOLLAH H. A reliability-based multi-sensor

data fusion with application in target classification[J]. Sensors, 2020, 20(8): 69-79.

[8] XIA Y Q, SHANG J Z, CHEN J, et al. Networked data fusion with packet losses and variable delays[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, 2009, 39(5): 37-48.

[9] ÁGUILA R, CARAZO A. Networked distributed fusion estimation under uncertain outputs with random transmission delays, packet losses and multi-packet processing[J]. Signal Processing, 2019, 156: 71-83.

[10] HE L D, HAN D F, WANG X F, et al. Optimal linear state estimation over a packet-dropping network using linear temporal coding[J]. Automatica, 2013, 49(4): 1075-1082.

[11] SUI T J, YOU K Y, FU M Y, et al. Stability of MMSE state estimators over lossy networks using linear coding[J]. Automatica, 2015, 51: 167-174.

[12] MA J, SUN S L. Linear estimators for networked systems with one-step random delay and multiple packet dropouts based on prediction compensation[J]. IET Signal Processing, 2017, 11(2): 197-204.

[13] STEFANO B, ANGELO M. Stochastic output delay identification of discrete-time Gaussian systems[J]. Automatica, 2019, 109: 108499.

[14] GAO C, ZHAO G R, LU J H, et al. Decentralised moving-horizon state estimation for a class of networked spatial-navigation systems with random parametric uncertainties and communication link failures[J]. IET Control Theory and Applications, 2015, 9(18): 2666-2677.

[15] LIU W, SHI P. Optimal linear filtering for networked control systems with time-correlated fading channels[J]. Automatica, 2019, 101: 345-353.

[16] LIN H L, SUN S L. Globally optimal sequential and distributed fusion state estimation for multi-sensory systems with cross-correlated noises[J]. Automatica, 2019, 101: 128-137.

[17] HABTI A, DELMAS J. Efficiency of subspace-based estimators for elliptical symmetric distributions[J]. Signal Processing, 2020, 174: 107644.

[18] 韩旭, 赵国荣, 王康. 基于线性编码补偿方法的非固定丢包率下的分布式融合估计器[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(6): 1229-1236.
HAN X, ZHAO G R, WANG K. Distributed fusion estimator based on linear coding compensation method under unfixed packet loss rate[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(6): 1229-1236(in Chinese).

[19] AVIANSH R, KANNAN S. Development of event-triggered-based minimum variance recursive estimator for the NLNS using multi-model approach[J]. IET Signal Processing, 2019, 13(9): 766-777.

[20] SUN S L, TIAN T, LIN H L. State estimators for systems with random parameter matrices, stochastic nonlinearities, fading measurements and correlated noises[J]. Information Sciences, 2017, 397-398: 118-136.

[21] SUBIR G, GUO L, PENG L Y. Variance component estimators OPE, NOPE and AOPE in linear mixed effects models[J]. Australian & New Zealand Journal of Statistics, 2018, 60(4): 481-505.

[22] GAO C, ZHAO G R, PAN S. Distributed multi-weight data-gathering and aggregation protocol in fleet wireless sensor networks: Optimal and heuristic algorithms[J]. International Journal of Intelligent Engineering and Systems, 2010, 3(2): 26-36.

[23] YUAN P, ZHANG T T, YANG N, et al. Energy efficient network localisation using hybrid TOA/AOA measurements[J]. IET Communications, 2019, 13(8): 963-971.

NNS distributed fusion estimator under multiple network constraints

ZHAO Guorong[1,*], GU Haolun[1], HAN Xu[2], GAO Chao[1]

(1. Coast Guard Institute, Naval Aviation University, Yantai 264001, China;
2. Unit 91001 of the PLA, Beijing 100854, China)

Abstract: For the distributed state fusion estimation problem of networked navigation system (NNS) with random communication delay and non-fixed packet loss rate under three network constraints, namely, node measurement gain attenuation, node energy limitation and system model uncertainty, the degree of node gain attenuation is described as a random variable with known statistical characteristics, and the system model uncertainty is described as a multiplicative colored color in the system matrix noise, the reduction of energy consumption of small cell network node is described as the reduction of the data transmission rate. To address the packet loss and delay issues, two distinct linear encoders are introduced at the target node and the adjacent node, respectively. In order to compensate the information loss caused by packet loss and transmission rate reduction, a function relationship between the non-fixed packet loss rate and the number of nodes transmitting information simultaneously is established. In order to solve the problem of information redundancy caused by communication delay, the target node linearly encodes multiple measurements from the same neighbor node in the same sampling period according to the time stamp. An augmented system model is established based on the new measurements added linearly at the end of the target node. The global fusion estimator form is obtained by utilizing the optimal matrix weighting approach, and the recursive form of the local unbiased estimation is generated by employing minimal variance. The sufficient conditions for the bounded covariance of the fusion estimation error and the suboptimal transmission rate are derived. Finally, an example is given to verify the effectiveness of the algorithm.

Keywords: random communication delay; non-fixed packet loss rate; distributed fusion estimation; linear encoder; networked navigation system; multiple network constraints

Received: 2021-05-06; **Accepted**: 2021-07-24; **Published Online**: 2021-08-03 16:07

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210803.1118.001.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (61903374)

* **Corresponding author**. E-mail: GRZhao6881@163.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0233

基于飞行冲突网络最优支配集的冲突调配策略

吴明功[1,2]，毕可心[1,2]，温祥西[1,2,*]，孙继昆[3]

(1. 空军工程大学 空管领航学院，西安 710051；2. 国家空管防相撞技术重点实验室，西安 710051；
3. 中国人民解放军 93735 部队，天津 301799)

摘　　要：针对空中交通流量逐年上升、管制压力增大、飞行冲突难调配的问题，以航空器为节点，基于航空器之间的速度障碍关系建立飞行冲突网络。定义最优支配集的概念，通过移除飞行冲突网络的最优支配集节点，快速消解网络中的冲突，降低网络的复杂性。在使用粒子群（PSO）算法对网络最优支配集进行求解的过程中，引入免疫机制，设置节点和连边2种类型的抗原，保证对关键航空器和高风险冲突的优先调配。实验仿真表明：所提冲突调配策略相较于传统方法能够快速识别网络中的关键航空器节点，并对高风险的冲突连边具有较好的灵敏性，可为管制员和管制系统提供更加准确、可靠的信息和建议，在宏观上辅助进行飞行冲突的调配。

关 键 词：复杂网络；最优支配集；冲突调配；粒子群算法；速度障碍法
中图分类号：V355; O231.5
文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2023)02-0242-12

近年来，中国空中交通行业取得了空前的发展。到2019年底，中国共建成航路、航线992条，总里程数共计234 509 km，超过3条以上航路交汇的航路点个数有527个[1]。与此同时，中国的空中交通系统变得越来越复杂，航空器在运行过程中面临的飞行冲突增多，空中交通管制压力巨大。采取有效的措施对航空器之间的飞行冲突进行调配，将能够缓解这一压力，保证空中交通运行的安全和顺畅性，并促进航空业的进一步发展。

飞行冲突的相关研究一般可分为2种：一种是宏观上进行的冲突调配，另一种是针对具体问题的局部冲突解脱。宏观上的冲突调配关注空域整体的运行情况，该方法能够基于当前的空中态势，为管制员提供合理、可行的飞行冲突调配建议；而局部冲突解脱则面向具体冲突，对于既定类型的冲突事件，通过几何、概率、控制和博弈等理论分析，为航空器提供合理的机动意见[2-5]。本文主要研究宏观上的冲突调配。在这方面的研究中，Huang等[6]提出了一种飞机流在航路交叉口的紧凑结构，以解决航空器流在交汇时的冲突问题，该方法能够保证更多的飞机安全通过固定区域，提高航路交汇处的空域容量；Hong等[7]将冲突调配表述为航空器机动约束下的混合整数线性规划问题，采用2层结构解决飞机之间的冲突，避免了飞机之间的冲突，并保证飞机顺利过渡到相邻空域；Valenzuela和Rivas[8]提出了一种基于飞机意图参数化的冲突检测与解决方法，将冲突解决问题表述为有约束的参数优化问题，并据此进行调配；Cafieri和Rey[9]采用混合整数非线性规划进行建模，以最大限度地解决冲突的数量或保证无冲突飞机数量最大为目标，通过检测两机之间的冲突进行调配，使冲突模型得以减小，同时提高了计算的效率。

航空器之间的冲突关系是复杂的、非线性的。近年来，学者们通过复杂网络理论分析和解决航空

收稿日期：2021-05-07；**录用日期**：2021-06-11；**网络出版时间**：2021-07-14 09:38
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210714.0839.001.html
基金项目：国家自然科学基金(71801221)；国家社会科学基金(19BGL297)
*通信作者. E-mail：wxxajy@163.com

引用格式：吴明功，毕可心，温祥西，等. 基于飞行冲突网络最优支配集的冲突调配策略[J]. 北京航空航天大学学报，2023，49(2)：242-253. WU M G，BI K X，WEN X X，et al. Conflict resolution strategy based on optimal dominating set of flight conflict networks[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2023，49(2)：242-253 (in Chinese).

器之间的冲突问题。王红勇等[10]根据航空器之间的迫近效应确定航空器集合的内禀复杂性, 并依此构建复杂网络模型; 吴明功等[11]以航空器为网络节点、航空器之间的机载防相撞系统(airborne collision avoidance system, ACAS)通信为连边建立飞行状态网络, 通过对网络的拓扑指标分析找到空域中关键的航空器节点, 为管制员提供飞行冲突调配方案; 汤俊等[12]将复杂网络用于无人机集群的冲突解脱, 通过边缘权重确定关键无人机, 并使其朝着能够使网络鲁棒性降低的方向实施避撞。以上方法在构建网络连边时只考虑了航空器的位置信息, 不能准确反映航空器之间的冲突关系。速度障碍法能将航空器的速度、航向和保护区信息结合起来, 通过几何方法, 提前预知飞行冲突[13]。本文使用速度障碍法判断航空器之间的冲突关系, 构建冲突网络。

冲突网络中, 对航空器节点进行删除和调整, 即对应实际中的飞行冲突调配, 会对网络的结构和性能产生影响。通过对网络进行分析, 找出调整后能快速降低空域复杂性的航空器, 即关键节点, 可以为管制员调配冲突提供宏观上的建议, 将宏观上的冲突调配问题转化为冲突网络关键节点的识别问题。常用的复杂网络关键节点识别方法有度排序法、介数中心性或接近中心性排序法、K-shell 分解和 PageRank 法等[14-16], 这些方法对识别网络中的关键节点有较高的准确性。但在进行飞行冲突调配时, 单纯的节点识别方法可能会忽略紧迫的飞行冲突连边, 进而影响飞行安全, 因此需要同时对网络中的关键节点和连边进行识别。李佳威等[17]将最小连通支配集(minimum connected dominating set, MCDS)的概念用于复杂网络中, 能同时识别网络中关键节点和连边, 对研究网络抗毁性、构建骨干网络具有现实意义。但在实际的两机冲突中, 管制员通常只需要调配其中一架航空器即可消解冲突, 因此连通性在冲突调配问题中的意义是有限的。

综上, 本文提出了一种基于复杂网络最优支配集 (optimal dominating set, ODS) 的冲突调配方案, 通过最优性能指标优化飞行冲突网络支配集的结构, 为管制员进行飞行冲突调配提供合理的建议。

1　飞行冲突网络

飞行冲突网络是由航空器(节点)及航空器之间的冲突关系(连边)构成的复杂网络, 表示为 $G=(V,E,W)$。其中, $V=\{v_1,v_2,\cdots,v_n\}$为网络中节点的集合, 对应空域中的各个航空器; $E=\{e_1,e_2,\cdots,e_n\}$表示连边的集合, 连边反映航空器之间的冲突关系; $W=\{w_1,w_2,\cdots,w_n\}$为网络边权的集合, 连边的权值在飞行冲突网络中反映潜在冲突的紧迫程度。

1.1　连边规则

飞行冲突网络的节点间构成连边, 需要满足 2 个条件: ①节点对应的航空器在位置上比较临近; ②通过速度障碍模型进行判定, 满足速度障碍关系。如图 1 所示, 在进行初次判定时, 划定航空器的位置探测区为圆柱形区域, 半径为D_l, 高为$2D_\mathrm{v}$。取D_l的值为 ACAS 通信应答距离 26 km, D_v的值为 2 个高度层的高度 600 m。当有航空器进入该区域时, 需进行第二次判定。

航空器在运行时要求相互保持一定的垂直间隔或水平间隔, 针对空中目标建立椭球形飞行保护区(见图 2), 保护区的赤道半径 $a=b=d_\mathrm{l}$, 极半径 $c=d_\mathrm{v}$。

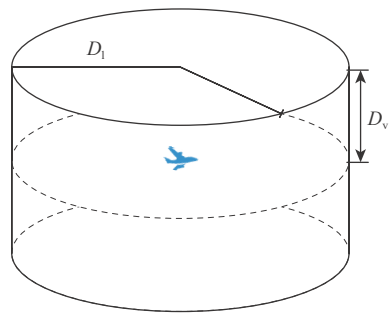


图 1　位置探测区

Fig. 1　Position detection area

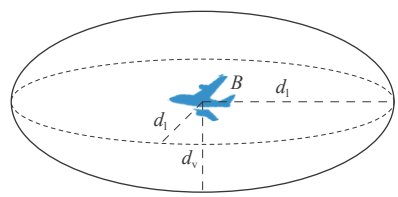


图 2　椭球形飞行保护区

Fig. 2　Ellipsoidal flight protection zone

设航空器 B 的坐标为(X_B,Y_B,Z_B), 则保护区椭球面的表达式为

$$\frac{(x-X_B)^2}{d_\mathrm{l}^2}+\frac{(y-Y_B)^2}{d_\mathrm{l}^2}+\frac{(z-Z_B)^2}{d_\mathrm{v}^2}=1 \tag{1}$$

当航空器间的垂直间隔大于 300 m 时, 不存在冲突, 故取d_l=10 km, d_v=300 m。

速度障碍法根据几何规则限定了目标在二维平面上潜在冲突的相对速度范围, 当其相对于障碍物的速度处于该范围内时, 判断其将会发生冲突。如图 3 所示, 目标 A 和障碍物 B 之间的间隔为$|AB|$, 障碍物 B 在平面上的安全保护区是以 B 为圆心、d_l为半径的圆。目标 A 的速度为$\boldsymbol{v}_A$, 障碍物 B 的速度为$\boldsymbol{v}_B$, A 相对 B 的速度为$\boldsymbol{v}_\mathrm{r}$。过点 A 分别向$\odot B$两侧做切线, 此时构成的区域称为速度障碍锥, 当相对速度$\boldsymbol{v}_\mathrm{r}=\boldsymbol{v}_A-\boldsymbol{v}_B$的方向在速度障碍锥内部时, 认为 A 和 B 之间潜在冲突。

由于航空器运行的空域是三维空间，将速度障碍法拓展到三维，且保护区为椭球形的一般情况。如图4所示，相对速度$\boldsymbol{v}_{\mathrm{r}}=\boldsymbol{v}_A-\boldsymbol{v}_B$可看作是航空器$B$处于静止时，航空器$A$相对于航空器$B$的速度。当$\boldsymbol{v}_{\mathrm{r}}$方向在三维速度障碍锥的角度范围之内时，说明若按照当前的运动状态不加以调配，航空器A将进入航空器B的飞行保护区，发生飞行冲突。

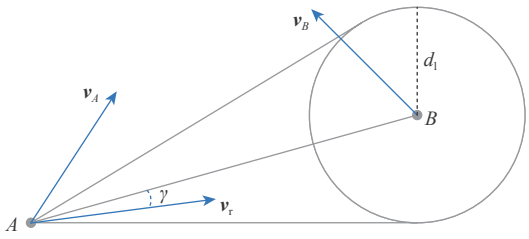


图3 速度障碍法

Fig. 3 Velocity obstacle method

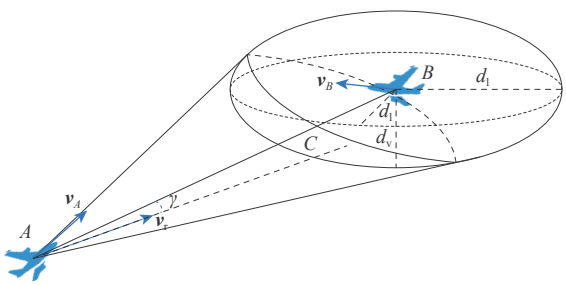


图4 三维速度障碍模型

Fig. 4 3D velocity obstacle model

设航空器A的三维坐标为(X_A,Y_A,Z_A)，$\boldsymbol{v}_{\mathrm{r}}$的方向向量为$(v_x,v_y,v_z)$，则根据三维直线的点向式，有

$$\frac{x-X_A}{v_x}=\frac{y-Y_A}{v_y}=\frac{z-Z_A}{v_z} \tag{2}$$

联立式(1)和式(2)，若方程组存在2个解，则直线和曲面存在2个交点C_1和C_2，其坐标分别为(x_1,y_1,z_1)和(x_2,y_2,z_2)；γ表示$\boldsymbol{v}_{\mathrm{r}}$与位置向量$\overrightarrow{AB}$的夹角，当同时满足$\gamma<90°$，即$\cos\gamma>0$时，$\boldsymbol{v}_{\mathrm{r}}$的方向就在障碍锥内，2个航空器之间潜在飞行冲突，判定节点对构成连边。

$$\cos\gamma=\cos<\boldsymbol{v}_{\mathrm{r}},\overrightarrow{AB}>=\frac{\boldsymbol{v}_{\mathrm{r}}\cdot\overrightarrow{AB}}{|\boldsymbol{v}_{\mathrm{r}}|\left|\overrightarrow{AB}\right|} \tag{3}$$

1.2 网络边权

采用预计冲突时间t_{c}的负指数函数作为网络中节点间连边的权重。预计冲突时间t_{c}定义为：如果航空器保持原有的飞行状态不变，预计将发生冲突的时间。用模型中的参数表示为

$$t_{\mathrm{c}}=\frac{|AC|}{v_{\mathrm{r}}} \tag{4}$$

$$w_{ij}=\exp\{-t_{\mathrm{c}}\} \tag{5}$$

式中：w_{ij}为节点i和节点j之间连边的权重；$|AC|$为航空器节点A和点C之间的距离，表示为

$$|AC|=\min\{|AC_1|,|AC_2|\} \tag{6}$$

其中：点C_1和点C_2为A在$\boldsymbol{v}_{\mathrm{r}}$方向上直线$l_{or}$与保护区椭球面的交点。

选取预计冲突时间t_{c}的负指数函数作为权值有以下优点：①负指数函数在其定义域上为减函数，t_{c}越长，权值越小，反映冲突强度较弱；②在构成连边时，t_{c}的取值都大于0，故其负指数函数的值域为[0,1]，能够对权值起到单位化的作用；③负指数函数斜率的绝对值随着自变量的减小逐渐增大，能够反映出潜在飞行冲突的紧迫程度在t_{c}减小的过程中变化激烈，这一特点与实际的冲突情况一致。

如图5所示，有6架航空器运行在三维的空域中，1号和3号航空器表示在上高度层内的航空器，其高度在图中表示为0.3 km，4号和6号航空器表示在下一高度层的航空器，2号和5号航空器表示处于高度层之间正在爬升或下降的航空器。从图5中得到，1号和3号航空器的潜在冲突数量为2个，2号、4号、5号和6号航空器的潜在冲突数量为1个。将航空器对在空域中的冲突关系抽象为网络，可得到其对应的飞行冲突网络。为便于表示和计算，用权值矩阵反映网络中节点和连边的关系，图5网络所对应的权值矩阵为

$$\boldsymbol{W}=\begin{bmatrix}0&0.285&0.571&0&0&0\\0.285&0&0&0&0&0\\0.571&0&0&0&0.745&0\\0&0&0&0&0&0.726\\0&0&0.745&0&0&0\\0&0&0&0.726&0&0\end{bmatrix}$$

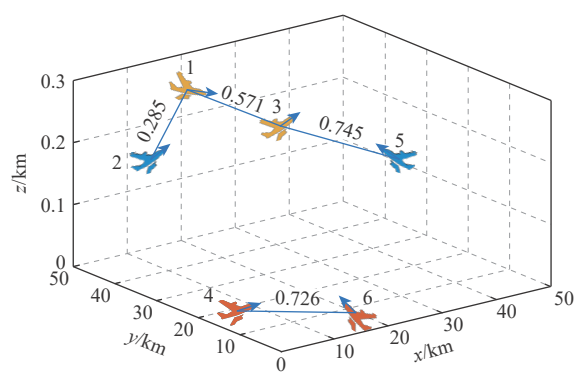


图5 飞行冲突网络示意图

Fig. 5 Schematic of flight collision network

2 网络的最优支配集

2.1 支配集

支配集是图论中的概念，如图6(a)所示。设存在无向图$G=(V,E)$，其中，V表示网络中节点的集合，E表示连边的集合。在无向图G中，存在$S\subseteq V$，

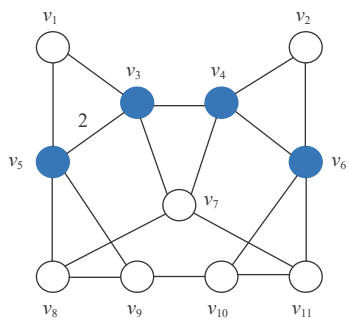
$S \neq \varnothing$, 且对于$\forall x \in V-S$, x 都与 S 中的至少一个节点直接相连, 此时, 称 S 是图 G 的支配集。

若支配集 S 的任何一个真子集都不是 G 的支配集时, S 为图 G 的极小支配集, 如图 6(b)所示。如果 S 为图 G 的支配集, 且不存在其他任何支配集S', 使$|S'|<|S|$, 则称 S 是图 G 的最小支配集 (minimum dominant set, MDS), $|S|$称为最小支配点数[18]。

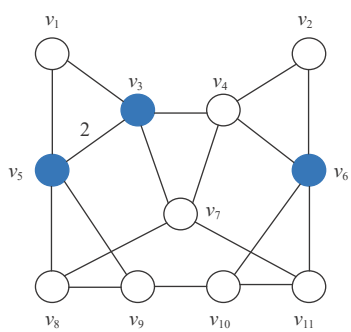
要得到网络的 MDS, 实际上就是求使支配集 S 中的节点数目最小的节点集合, 采用最优化思想, 其目标函数为

$$\min J=|S| \tag{7}$$

该指标考虑了节点的数量, 确保支配集规模最小; 但其未考虑网络中连边的性质, 无法反映飞行冲突的紧迫程度。定义 ODS, 根据现实意义确定在调配飞行冲突时具体的性能指标, 拓展了 MDS 的内涵。



(a) 支配集



(b) 最小支配集

图 6　最小支配集示意图

Fig. 6　Schematic of minimum dominant set

2.2　最优支配集

假设 S 是网络 G 的支配集, ODS 是在支配集的基础上, 引入最优性能指标函数 J, 当 S_j 使指标 J 达到最优时, 有节点集合$O=S_j$为网络的 ODS。

$$J=\sum_i k_i C_i \tag{8}$$

式中: C_i 为 S 在网络中的第 i 个特征量; k_i 为C_i在指标中对应的权重。

对邻接矩阵 $\boldsymbol{B}$ 各列按位进行或运算, 得到向量 $\boldsymbol{Q}$:

$$\boldsymbol{Q}=\boldsymbol{B}_1|\boldsymbol{B}_2|\cdots|\boldsymbol{B}_n \tag{9}$$

式中: $\boldsymbol{Q}$ 为由元素 0 和 1 组成的 n 维行向量。

要使子集Z_i为网络的支配集, 需要满足:

$$Q_{(x_i=0)} \subseteq Z_i \tag{10}$$

式中: Z_i为网络中的节点集合; $Q_{(x_i=0)}$为 $\boldsymbol{Q}$ 中 0 元素位置对应节点的集合。只有 Z_i内的元素在 $\boldsymbol{Q}$ 中所对应的位置为 0, 其余位置均为 1 时, $S=Z_i$为网络的支配集。

因此, ODS 表示为

$$J=\sum_i k_i C_i$$

$$\text{s.t.}\quad Q_{(x_i=0)} \subseteq Z_i \tag{11}$$

如图 7 所示, 节点 v_3 和 v_5 之间连边的权重为 2, 其余未标注的边权均为 1。当性能指标考虑节点的点强时, ODS 中应包含点强更大的节点, 则 $\{v_3,v_5,v_6\}$构成网络的 ODS。同时, $\{v_4,v_5,v_6\}$是网络的 MDS, 但不是 ODS。

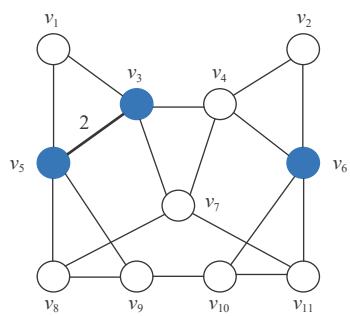


图 7　最优支配集

Fig. 7　Optimal domination set

取飞行冲突网络 ODS 的最优性能指标为

$$\min J=k_1 n+k_2/s+k_3 e \tag{12}$$

式中: k_1、k_2、k_3 为权重系数; 等号右侧第 1 项中 n 表示支配集中节点的个数, 节点个数越少, 对于管制员的调配难度越小; 第 2 项中 s 代表支配集节点在网络中的平均点强, s 越大, 支配集对网络冲突的消解能力就越强; 第 3 项中 e 代表支配集的内连边数, 由于工作压力, 管制员在对两机冲突进行调配时, 往往只对其中的单个航空器进行调配, e 越小, 重复的工作就越少, 给管制员的工作负荷就越小。

ODS 包含了 MDS 的性质和内容, 对实际复杂网络更具有意义和应用价值。飞行冲突的调配中, ODS 表示冲突网络中一个可行的最优化关键航空器节点调配方案。

2.3　粒子群算法

采用粒子群(particle swarm optimization, PSO)算法对 ODS 进行优化求解, 算法中, 不同粒子在解空间中的位置表示了 NP-hard 问题的一个可行解。假设冲突网络中存在 n 个节点, 对应解空间的维度。粒子群个体的位置为向量空间中的点坐标, 用

$\boldsymbol{x}_i$表示，维度为n。由于求解ODS是对节点的选择关系，采用二进制编码表示$\boldsymbol{x}_i$，1表示选择，0表示不被选择。

搜索过程中，粒子的位置首先要满足支配限制，即粒子对应的节点集Z是网络的支配集。在此基础上迭代搜索，使适应度函数值更优。根据优化目标，将飞行冲突网络ODS的最优性能指标作为PSO算法的适应度函数：

$$\min J = k_1 n + k_2/s + k_3 e$$
$$\text{s.t.} \quad Q_{(x_i=0)} \subseteq Z_i \tag{13}$$

根据向量$\boldsymbol{x}_i$可计算得到粒子在当前位置的适应度函数值，与该粒子历史最优的适应度进行比较，得到个体当前的最优位置p_{best}；待个体最优位置更新完成后，根据所有粒子的适应度值计算粒子种群当代整体的最优位置g_{best}。

粒子群的速度公式为

$$\boldsymbol{v}_{i,j} = w\boldsymbol{v}_{i,j} + c_1\text{rand}()(p_i - \boldsymbol{x}_i) + c_2\text{rand}()(p_g - \boldsymbol{x}_i) \tag{14}$$

式中：$\boldsymbol{v}_{i,j}$为粒子速度；w为惯性权重；c_1、c_2为学习因子；rand()表示0～1之间的随机数；$\boldsymbol{x}_i$为粒子当前位置；p_i为粒子目前的个体最优位置；p_g为当代种群全局的最优位置。

基于粒子的速度，其位置更新公式为

$$s(\boldsymbol{v}_{i,j}) = \frac{1}{1+\exp(-\boldsymbol{v}_{i,j})} \tag{15}$$

$$x_{i,j} = \begin{cases} 1 & r < s(\boldsymbol{v}_{i,j}) \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \tag{16}$$

式中：$s(\boldsymbol{v}_{i,j})$为速度分量的sigmoid函数值，通过sigmoid函数，可将速度在第j维上的分量$\boldsymbol{v}_{i,j}$映射在0～1之间；r为随机变量且$r \sim U(0,1)$，当$r < s(\boldsymbol{v}_{i,j})$时，$x_{i,j}$的值取1，否则取0。

设PSO算法的种群数量为n_p，则每代算法的计算量为$O(n_p)$，当算法执行m代时，其时间复杂度为$O(mn_p)$。

3 调配方案和步骤

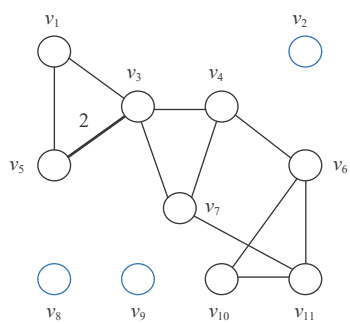
使用基于飞行冲突网络ODS的冲突调配策略调配冲突，存在以下合理性：①支配集节点与网络中其他的节点间都存在连接，说明支配集节点对应的航空器与其他的航空器之间均存在冲突，使其在调配飞行冲突时具有价值和现实意义。②ODS在支配集的基础上，设置性能指标J，该指标不仅考虑了支配集中航空器节点的数量，还将节点的点强和冲突连边的数量也列入指标中，其在有限的管制资源下，相对于支配集更具有优势和现实意义，能够为管制员提供更加精准的调配意见。③在使用PSO算法求解飞行冲突网络ODS时，使用了二进制解空间，并引入免疫机制。二进制PSO算法计算的复杂度远小于传统的PSO算法；免疫机制能够优化粒子种群的初始位置，加快PSO算法的收敛速度，保证了PSO算法能更快、更准确地找出飞行冲突网络的ODS。

3.1 预处理

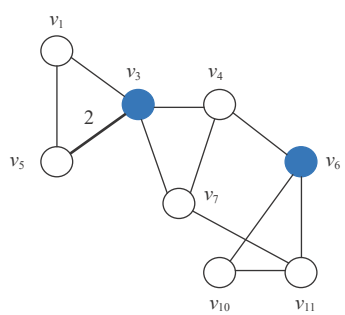
使用速度障碍法优化冲突网络的拓扑结构，构建飞行冲突网络模型，过滤了网络中的非冲突连边，因此易存在非连通图的情况，在寻找支配集时有必要对其进行预处理。方案首先对网络中的孤立节点进行处理。

根据支配集的定义，网络中的孤立节点将被识别为支配集，如图8(a)所示，在大多数的现实网络中，孤立的节点表示其与系统中的其他单元关系微弱或不存在联系，其作为支配集是不具备意义的；飞行冲突网络中，孤立节点表示其对应的航空器并不存在冲突，因此在搜索支配集之前，应先过滤掉这些孤立点，如图8(b)所示。

实验证明，在算法运行前过滤网络的孤立节点能够降低解空间的维度，加快PSO算法的收敛速度，同时提升算法求解质量。



(a) 过滤前



(b) 过滤后

图8 过滤孤立节点

Fig. 8 Filtration of isolated nodes

3.2 免疫机制

免疫是指机体在受到抗原的刺激时会产生与之匹配的抗体，如果再次遭到同类抗原的入侵，抗体会与抗原发生特异性结合，产生免疫。PSO算法的免疫机制便是模拟这一过程，在初始种群中注入抗原使其产生抗体，优化种群的初始位置，使算法

在迭代搜索的过程中更易于收敛向适应度高的位置。实验证明, 该机制能够提高 PSO 算法的收敛速度和解算高维度数据的能力[19]。

在进行飞行冲突调配时, 由于不安全因素会危及飞行和乘客的生命安全, 管制员需优先对冲突严重的航空器和紧迫的飞行冲突实施调配。因此, 在使用 PSO 算法求解 ODS 的过程中, 也需要优先考虑关键航空器节点和高风险的飞行冲突连边。基于此, 将免疫机制中的抗原分为如下 2 类:

1) 节点抗原。选取特定的指标(如度、点强、集聚系数或节点介数)进行排序, 筛选出排名靠前的节点作为抗原; 也可以对多项指标加权排序选取抗原。为了简化计算并突出免疫粒子群(immune particle swarm optimization, IPSO)算法的特点, 选择点强为选取抗原时的指标。当节点的点强大于阈值 s_t 时, 该节点作为抗原注入 PSO 算法的初始种群中; 如果网络中存在发生故障或不便于进行调整的航空器, 也可以反向注入抗原, 即在生成种群和搜索的过程中规避该节点。

2) 连边抗原。网络中存在冲突紧迫, 但造成该冲突的航空器均不属于节点抗原的情况, 如果不进行合理的调配, 会引发不安全因素。设定连边的权重阈值为 w_t, 如果飞行冲突网络中连边的权重大于 w_t, 且其两端的节点未被选为抗原, 则将其中点强较高的节点作为抗原, 注入初始种群, 表示该连边对应的飞行冲突超过了预设的安全限度, 需要重点关注并实施调配。

3.3　实施步骤

IPSO 算法的执行步骤如下(见图 9):

步骤 1　收集空域中航空器的航向、位置和速度等信息, 构建飞行冲突网络$G(V,E,W)$。

步骤 2　读取网络的权值矩阵 $\boldsymbol{W}$, 进行数据预处理, 过滤飞行冲突网络中的孤立节点。

步骤 3　初始化参数: 粒子种群个体数 N, 解空间的维度 D, 最大迭代次数 T, 学习因子 c_1 和 c_2, 惯性权重 g 等。

步骤 4　进行免疫操作, 将点强高于阈值 s_t 的节点和权重高于阈值 w_t 的连边作为抗原, 注入初始种群, 使种群中产生抗体, 优化其初始位置。

步骤 5　初始化粒子的位置 $\boldsymbol{x}_i$ 和速度 $\boldsymbol{v}_{i,j}$, 根据适应度函数(13)计算其适应度值, 获得粒子初始的个体最优值 p_{best} 和粒子群全局最优值 g_{best}。

步骤 6　分别利用速度公式(15)和位置公式(16)更新粒子的速度 $\boldsymbol{v}$ 和位置 $\boldsymbol{x}$, 计算适应度值, 更新粒子个体最优 p_{best} 和粒子群全局最优 g_{best}。

步骤 7　执行算法, 直至满足终止条件, 输出粒子最优位置, 即对应飞行冲突网络的 ODS。

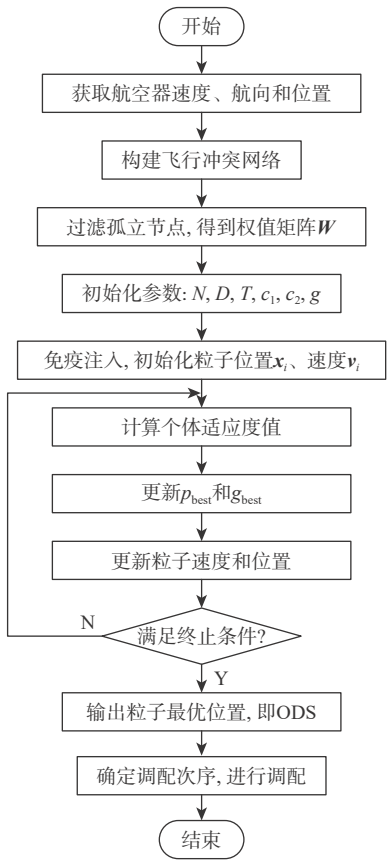


图 9　冲突调配步骤

Fig. 9　Conflict resolution process

4　实验与仿真

通过仿真实验验证模型和调配策略的合理性和有效性。图 10 为 15:00 时刻昆明长水国际机场附近空域的雷达情况。获取此刻处于高空扇区航空器的位置、速度等信息, 并在 MATLAB 的仿真场景中模拟管制员对空域进行管制的情景, 生成 40 个与之相对应的节点。

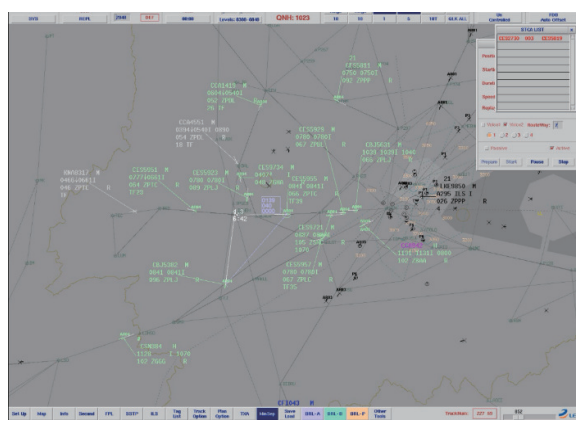


图 10　昆明长水国际机场空域雷达图像

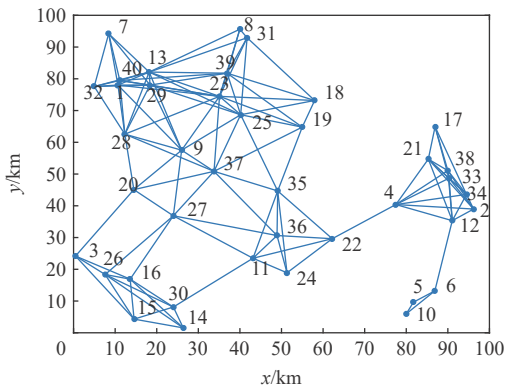
Fig. 10　Airspace radar image of Kunming Changshui International Airport

4.1　网络性能分析

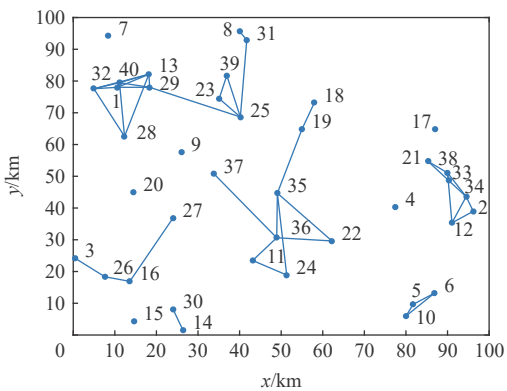
首先分析飞行冲突网络模型节点的性质。按

照航空器之间的速度障碍关系构建连边，计算航空器对的预计冲突时间 t_c 并确定边权，得到飞行冲突网络模型。

图 11(a)为通过位置关系构造出的飞行状态网络，图 11(b)为在同一仿真场景下，经过速度障碍优化后的飞行冲突网络。能够直观地看出，在相同的探测距离下，飞行冲突网络的连边数量明显减少，复杂度更低。



(a) 飞行状态网络



(b) 飞行冲突网络

图 11 网络对比

Fig. 11 Network comparison

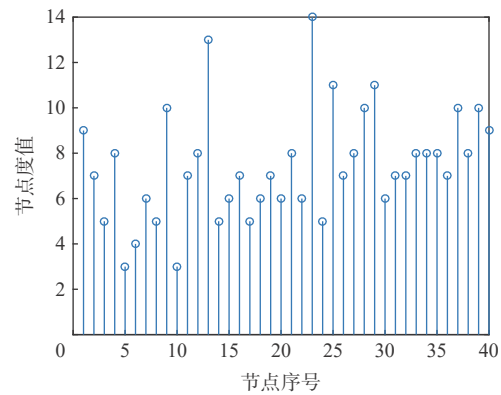
节点度值反映了航空器潜在冲突的数量，一定程度上决定了网络的结构和性能。表 1 和图 12 对比了 2 种网络中各个航空器对应的节点度值。可知：①飞行状态网络不存在孤立节点，即所有航空器都需要管制员进行关注，管制资源分配不够合理，管制压力较大；飞行冲突网络中，4,7,9,15,17,20 号节点为孤立节点，管制员可将精力适当分配至其他航空器节点，一定程度上减缓了管制员的负荷。②飞行状态网络中，度值最高的 5 个节点为 23,13,25,29,9 号节点，13,25,29 号节点在飞行冲突网络中仍属于高度值节点，但经过速度障碍模型判定后，飞行状态网络中度值最高的 23 号节点的潜在冲突数量只有 2 个，9 号节点甚至为孤立节点，不存在冲突，与直观地通过临近关系得出的判断存在偏差。

相较于飞行状态网络，飞行冲突网络中平均每

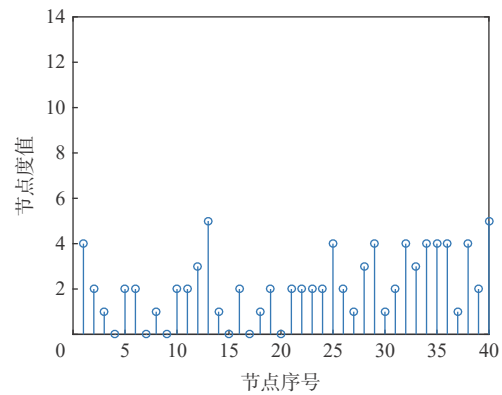
表 1 两种网络中节点的度值

Table 1 Node degrees in two networks

序号	节点度值		序号	节点度值	
	飞行状态网络	飞行冲突网络		飞行状态网络	飞行冲突网络
1	8	4	21	7	2
2	6	2	22	5	2
3	4	1	23	13	2
4	7	0	24	4	2
5	2	2	25	10	4
6	3	2	26	6	2
7	5	0	27	7	1
8	4	1	28	9	3
9	9	0	29	10	4
10	2	2	30	5	1
11	6	2	31	6	2
12	7	3	32	6	4
13	12	5	33	7	3
14	4	1	34	7	4
15	5	0	35	7	4
16	6	2	36	6	4
17	4	0	37	9	1
18	5	1	38	7	4
19	6	2	39	9	2
20	5	0	40	8	5



(a) 飞行状态网络



(b) 飞行冲突网络

图 12 两种网络节点度值的比较

Fig. 12 Node degree comparison of two networks

个节点的虚警数量减少了 2.15 个；飞行冲突网络的网络连边数为 43 条，相较于飞行状态网络的 129 条，虚警率降低了 66.7%。因此，飞行冲突网络在拓扑结构上更加简单，其能过滤网络中的冗余信息，航空器间冲突关系更加明确，提升网络的信息价值，为管制工作提供更加精确的数据。

4.2　调配方案

4.2.1　IPSO 算法求解 ODS

分别采用 IPSO 算法和传统 PSO 算法对飞行冲突网络的 ODS 进行求解, 如图 13 所示。

从图 13 中可以看出, IPSO 算法的初始适应度值优于传统 PSO 算法, 证明粒子的初始位置更优; IPSO 算法收敛于第 80 代, PSO 算法收敛于第 187 代, IPSO 算法的收敛速度比 PSO 算法更快; 从适应度函数值来看, 收敛时, IPSO 算法的适应度函数值更低, 故 IPSO 算法解出的 ODS 相对更优。

通过实验, IPSO 算法多在 100 代以内收敛, 执行时间约为 1.2 s。如图 14(a)所示, IPSO 算法识别出飞行冲突网络的 ODS 为: v_8,v_{10},v_{13},v_{16},v_{19},v_{24},v_{25},v_{26},v_{30},v_{34},v_{36},v_{38},v_{40}。

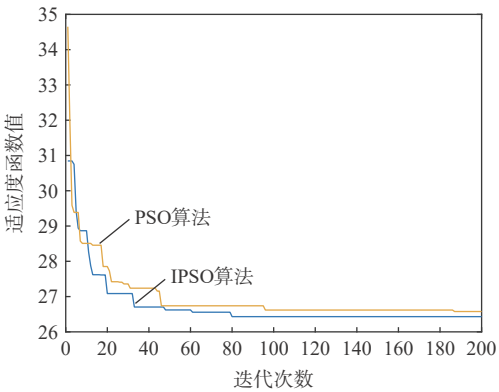
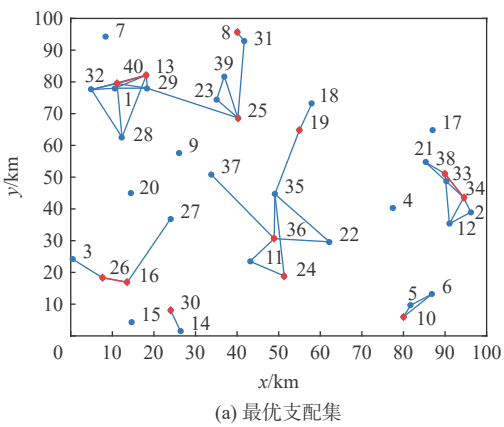
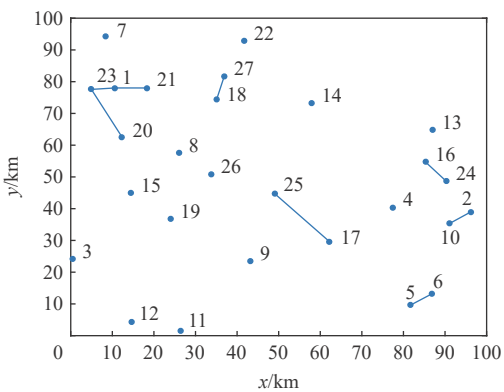


图 13　两种算法的对比

Fig. 13　Comparison of two algorithms



(a) 最优支配集



(b) ODS移除后的网络

图 14　从网络中移除最优支配集

Fig. 14　Removal of ODS from network

移除 ODS 的网络如图 14(b)所示。可以看到, 网络被分解成了简单的子图, 潜在的冲突数量明显减少, 网络复杂性下降。

4.2.2　评价指标

设计评价指标对网络在移除节点后的性能进行评价。对于飞行冲突而言, 在设计指标时需考虑到网络的复杂性、鲁棒性和连通程度, 同时还要考虑实际实现解脱的航空器数量。使用层次分析法(analytic hierarchy process, AHP)对网络鲁棒性、冲突节点数、最大连通子图和网络效率 4 项指标构造判断矩阵并进行计算, 其权重向量为: [0.522 2,0.199 8,0.199 8, 0.078 1]。

$$\mathrm{AHP}=0.522\,2R+0.199\,8\mathrm{NN}+0.199\,8\mathrm{GC}+0.078\,1\mathrm{NE} \tag{17}$$

式中: R 表示网络的鲁棒性; NN 为网络中存在冲突的节点数; GC 为网络的最大连通子图尺寸; NE 为网络效率。分析中, 一致性指标 CI=0.014 5, CR=CI/RI=0.016 1, 通过一致性检验。

1) 鲁棒性。鲁棒性反映了系统在受到攻击后保持原状态不变的能力, 将飞行冲突网络的鲁棒性定义为

$$R=\frac{1}{N-I}\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{n}\frac{w_{ij}}{2} \tag{18}$$

式中: I 为网络中被剔除的节点数量; w_{ij}为权值矩阵第 i 行 j 列的元素。

飞行冲突网络中, 网络鲁棒性下降表示网络完整性遭到破坏, 正在瓦解。航空器节点被调配移除后, 网络的鲁棒性下降越多, 说明该调配对冲突网络具有毁伤作用更大。因此, 调配时尽可能地降低鲁棒性对冲突的消解。在 4 项指标中, 网络鲁棒性相对最重要。

2) 冲突节点数。衡量空域中整体运行情况的一个重要指标就是空域中无冲突运行的航空器数量, 由于该值与删除的节点数成正相关关系, 采用网络的冲突节点数作为指标。

$$\mathrm{NN}=\sum_{i=1}^{n}q_i \tag{19}$$

式中: q_i为向量 $\boldsymbol{Q}$ 的第 i 个分量。

冲突节点数反映了飞行冲突网络中仍存在冲突的节点数目, 对网络的复杂性和管制员的负荷程度影响较大, 属于次重要指标。

3) 最大连通子图。连通子图是网络中相互可到达的节点及其连边所构成的集合, 各节点间至少存在一条路径相连。子图中节点数目最多的就是网络的最大连通子图, 其度量为

$$GC = |S_1| \tag{20}$$

式中：$|S_1|$为最大连通子图的大小。

最大连通子图中的节点越多，网络的连通性相对就越好。在飞行冲突网络中，连通子图越大，说明网络的冲突集团规模越大，给管制员造成的压力也会越大，其重要性与冲突节点数相当。

4）网络效率。网络效率是衡量网络中信息交互能力的一项指标，节点间的效率值与信息交换所需的传递消耗是负相关关系。相似权网络中，网络连边的权值越大，其连接的节点联系越紧密。网络效率的定义为

$$NE = \frac{1}{n(n+1)} \sum_{i \neq j} \frac{p_{ij}}{d_{ij}} \tag{21}$$

式中：d_{ij}为无权网络中节点v_i与节点v_j之间测地线的长度；p_{ij}为最短路径上所有连边的权值之和。

网络效率在一定程度上反映了网络的复杂性，其值越高，网络节点间整体的联系就越紧密，网络也相对更复杂。相较于前3项指标，该指标的重要性相对较低。

4.2.3 ODS的调配顺序

实验证明，移除网络的ODS节点能够快速地消解网络冲突，降低其复杂性。与此同时，若对网络ODS采取不同的移除顺序，其性能下降的速度也是存在差异的，如图15所示。

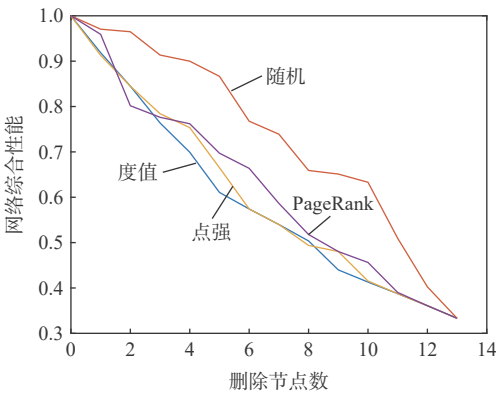


图15 ODS移除顺序对网络性能下降速度的影响

Fig. 15 Effect of ODS removal order on network performance degradation rate

图15中分别按照度值顺序、随机顺序、点强顺序和PageRank顺序对飞行冲突网络ODS中的节点进行删除。经过比较，按照节点的度值顺序对ODS进行调配，效果要好于基于PageRank值和点强的删除，随机删除效果最差。这是因为在ODS中，节点度值越高，说明该航空器节点便与更多的航空器存在冲突，对其进行调配会使大量的冲突边失效，从而同时降低网络的冲突个数和鲁棒性，使冲突网络更快消解。

最优的航空器节点调配顺序为：13→40→34→38→25→36→10→26→16→24→19→8→30。该次序按照飞行冲突网络ODS节点的度值由大到小进行调配，当度值相同时，则根据点强排序。这一特点与实际管制员的调配习惯是相符的，即在确定飞行冲突网络的ODS节点后，管制员只需在这些节点对应的航空器中进行符合管制习惯的操作即可。按照以冲突个数为主、冲突强度为辅的顺序进行调配，便能实现优异的调配效果。

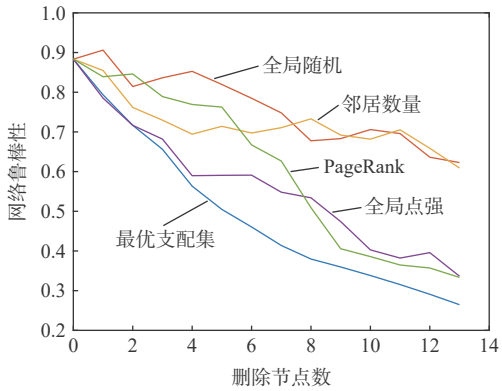
4.3 方法比较

引入其他4种网络节点删除方法，按照其规则对飞行冲突进行调配，并将调配过程中网络性能的变化情况同基于飞行冲突网络ODS的冲突调配策略进行比较：①第1种方法采用在飞行冲突网络全局对节点进行随机删除的调配方式；②第2种方法根据二次雷达的冲突告警数量对航空器进行调配，即在ACAS距离范围内按照邻居航空器数量的多少进行调配；③第3种方法按照飞行冲突网络全部节点的点强由大到小顺序进行调配；④第4种为PageRank法，将算法的迭代次数设置为100代，阻尼因子为0.85，计算所有节点的PageRank值，按照PageRank值从大到小的顺序删除节点。

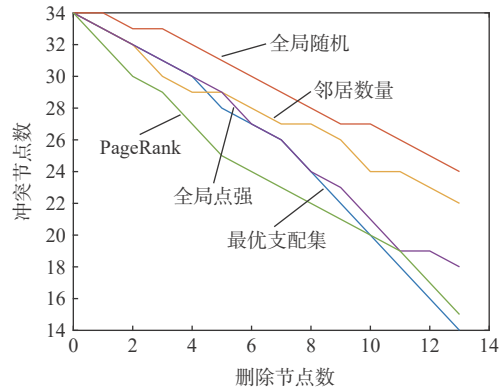
对比基于飞行冲突网络ODS的冲突调配策略与上述4种方法在网络鲁棒性、冲突节点数、最大连通子图、网络效率和网络综合性能指标的变化情况（在综合各项指标前对其进行归一化处理），结果如图16所示。图中：最优支配集表示基于飞行冲突网络ODS的冲突调配策略，全局随机表示网络整体上的随机删除，邻居数量表示根据航空器的邻居数量进行调配，全局点强表示在网络全局基于点强的冲突调配，PageRank表示所有节点使用PageRank法进行排序的调配。

从实验结果中可以得出，基于飞行冲突网络ODS的冲突调配策略能够使网络的单项指标和综合性能指标下降更快，相应的冲突消解速度也更快。由于考虑了更多冲突产生和消解的因素，ODS方法的调配效果最好，PageRank法和全局点强次之；而由于随机删除和基于邻居数量的删除考虑的信息量较少，调配效果一般。

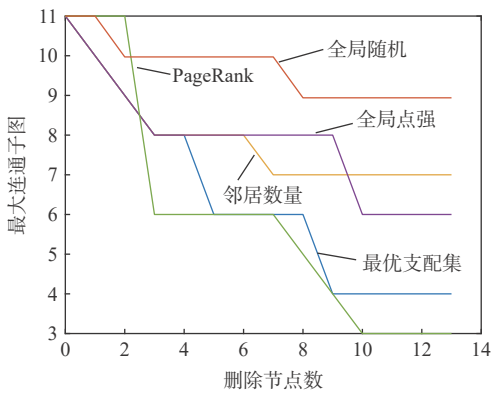
同时注意到，在进行网络整体上的随机删除时，网络指标出现了上升情况，这是由于随机删除网络中孤立或与其他节点联系较弱的节点，会有助于网络鲁棒性和网络效率的提升，也说明了如果冲突调配不当，可能致使网络整体的冲突情况更加严重。从图16中也能看出，进行基于邻居数量的调配时，仅通过雷达告警和个人经验判断，管制员对飞行冲突进行调配的效果是十分有限的，并且随着同一时刻待调配的航空器数量的增多，解脱效果逐



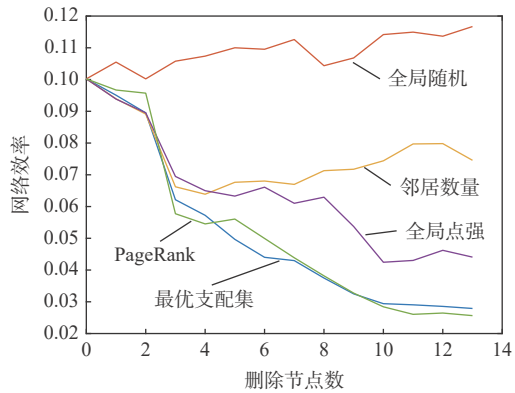
(a) 网络鲁棒性



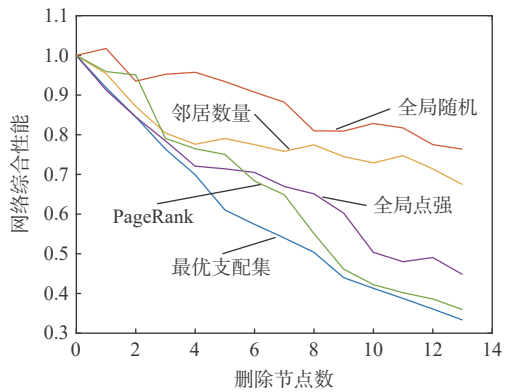
(b) 冲突节点数



(c) 最大连通子图



(d) 网络效率



(e) 网络综合性能

图 16　不同删除方法对网络性能的影响

Fig. 16　Impact of different deletion methods on network performance

渐减弱; 在基于点强的调配策略中, 其性能折线与 ODS 方法在前期有所重合, 体现了免疫机制的作用, 但该方案随着调配节点数量的增加, 调配效果也有所减弱, 一定程度上是由飞行冲突网络的无标度特性造成的; 当删除一定数量的节点集团后, PageRank 法的调配效果与 ODS 方法相当, 但在整个调配的过程中, ODS 方法更优, 如图 16(e)中, 当删除的节点数达到 3 个和 9 个时, PageRank 法的调配效果接近 ODS 方法。因此, 在调配数量或管制能力有限时, ODS 方法优势相对明显。

5　结　论

本文提出了基于复杂网络 ODS 的飞行冲突调配策略, 该策略在飞行冲突网络模型的基础上, 使用 IPSO 算法求解 ODS, 并按照节点的度值顺序给出冲突调配方案。通过理论分析和仿真实验, 得出以下结论:

1) 飞行冲突网络可以直观、准确地反映航空器之间的冲突关系和强度, 网络信息价值高, 能够为管制员掌握空域中的冲突情况提供帮助和便利。

2) ODS 丰富了支配集在复杂网络理论中的意义, 并对实际网络具有更多的应用潜力, 本文将其用于解释和调配飞行冲突。

3) 免疫机制在调配飞行冲突方面具有很好的应用前景和现实意义, 同时 IPSO 算法能够提高 ODS 的求解速度, 快速识别出飞行冲突网络中的关键航

空器节点和冲突连边。

4）相较于传统调配方法，基于飞行冲突网络ODS的冲突调配策略能够适应不同的管制场景，准确识别出复杂情况下飞行冲突的关键所在，为管制员提供宏观的调配建议。该策略有助于减小空管系统的运行压力，提升空域容量并保障航空器的飞行安全。

参考文献（References）

[1] CHE J J. Report of civil aviation airspace development in China 2019: CACC-2020-09[R]. Beijing: CAAC, 2020.

[2] 张启钱, 王中叶, 张洪海, 等. 基于SMILO-VTAC模型的复杂低空多机冲突解脱方法[J]. 交通运输工程学报, 2019, 19(6): 125-136.
ZHANG Q Q, WANG Z Y, ZHANG H H, et al. SMILO-VTAC model based multi-aircraft conflict resolution method in complex low-altitude airspace[J]. Journal of Traffic and Transportation Engineering, 2019, 19(6): 125-136(in Chinese).

[3] 王泽坤, 吴明功, 温祥西, 等. 基于速度障碍法的飞行冲突解脱与恢复策略[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(7): 1294-1302.
WANG Z K, WU M G, WEN X X, et al. Flight collision resolution and recovery strategy based on velocity obstacle method[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(7): 1294-1302(in Chinese).

[4] 蒋旭瑞, 吴明功, 温祥西, 等. 基于合作博弈的多机飞行冲突解脱策略[J]. 系统工程与电子技术, 2018, 40(11): 2482-2489.
JIANG X R, WU M G, WEN X X, et al. Conflict resolution of multi-aircraft based on the cooperative game[J]. Systems Engineering and Electronics, 2018, 40(11): 2482-2489(in Chinese).

[5] 陈伟锋, 邵之江. 基于析取关系直接变换的冲突解脱方法[J]. 航空学报, 2014, 35(4): 1122-1133.
CHEN W F, SHAO Z J. Direct disjunction transcription based conflict resolution approach[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2014, 35(4): 1122-1133(in Chinese).

[6] HUANG S M, FERON E, REED G, et al. Compact configuration of aircraft flows at intersections[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2014, 15(2): 771-783.

[7] HONG Y, CHOI B, LEE K, et al. Conflict management considering a smooth transition of aircraft into adjacent airspace[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2016, 17(9): 2490-2501.

[8] VALENZUELA A, RIVAS D. Conflict resolution in converging air traffic using trajectory patterns[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2011, 34(4): 1172-1189.

[9] CAFIERI S, REY D. Maximizing the number of conflict-free aircraft using mixed-integer nonlinear programming[J]. Computers & Operations Research, 2017, 80: 147-158.

[10] WANG H Y, XU X H, ZHAO Y F. Empirical analysis of aircraft clusters in air traffic situation networks[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers. Part G:Journal of Aerospace Engineering, 2017, 231(9): 1718-1731.

[11] JIANG X R, WEN X X, WU M G, et al. A complex network analysis approach for identifying air traffic congestion based on independent component analysis[J]. Physica A-Statistical Mechanics and Its Applications, 2019, 523: 364-381.

[12] HUANG Y, TANG J, LAO S Y. Cooperative multi-UAV collision avoidance based on a complex network[J]. Applied Sciences-Basel, 2019, 9(19): 3943.

[13] JENIE Y I, KAMPEN E J, VISSER C C, et al. Three-dimensional velocity obstacle method for uncoordinated avoidance maneuvers of unmanned aerial vehicles[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2016, 39(10): 2312-2323.

[14] 王凯莉, 邬春学, 艾均, 等. 基于多阶邻居壳数的向量中心性度量方法[J]. 物理学报, 2019, 68(19): 235-245.
WANK K L, WU C X, AI J, et al. Complex network centrality method based on multi-order K-shell vector[J]. Acta Physica Sinica, 2019, 68(19): 235-245(in Chinese).

[15] 何明, 许元云, 刘锦涛, 等 基于k-shell分解的多智能体牵制控制算法[J]. 控制与决策, 2020, 35(10): 2556-2560.
HE M, XU Y Y, LIU J T, et al. Multi-agent pinning control algorithm based on k-shell decomposition[J]. Control and Decision, 2020, 35(10): 2556-2560(in Chinese).

[16] 王江盼, 郭强, 刘建国. 基于PageRank的合著论文中作者贡献分配算法[J]. 电子科技大学学报, 2020, 49(6): 918-923.
WANG J P, GUO Q, LIU J G. Credit allocation for each author in a multi-author paper based on PageRank[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2020, 49(6): 918-923(in Chinese).

[17] LI J W, WEN X X, WU M G, et al. Identification of key nodes and vital edges in aviation network based on minimum connected dominating set[J]. Physica A-Statistical Mechanics and Its Applications, 2020, 541: 123340.

[18] 殷剑宏, 吴开亚. 图论及其算法[M]. 合肥: 中国科学技术大学出版社, 2003: 188-197.
YIN J H, WU K Y. Graph theory and its algorithm[M]. Hefei: University of Science and Technology of China Press, 2003: 188-197(in Chinese).

[19] 高鹰, 谢胜利. 免疫粒子群优化算法[J]. 计算机工程与应用, 2004(6): 4-6.
GAO Y, XIE S L. Particle swarm optimization algorithms with immunity[J]. Computer Engineering and Applications, 2004(6): 4-6(in Chinese).

Conflict resolution strategy based on optimal dominating set of flight conflict networks

WU Minggong[1, 2], BI Kexin[1, 2], WEN Xiangxi[1, 2, *], SUN Jikun[3]

(1. ATC & GCI College, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China;
2. National Key Laboratory of Air Traffic Collision Prevention, Xi'an 710051, China;
3. Unit 93735 of the PLA, Tianjin 301799, China)

Abstract: As air traffic flow grows year by year, control pressure keeps rising and to find a resolution to flight conflict is increasingly difficult. This paper takes aircrafts as the nodes and establishes a flight conflict network based on the velocity obstacle relationship between aircrafts. Then, the concept of optimal dominating set is defined. By eliminating the nodes in the optimal dominating set of the flight conflict network, the conflict could be resolved quickly, thus reducing the complexity of the network. While particle swarm optimization (PSO) algorithm is used in solving the network optimal dominating set, the immune mechanism is introduced, with two types of antigens, node and edge, being set to ensure the priority resolution of critical aircraft and high-risk conflicts. Compared with traditional method, the conflict resolution strategy presented in this paper can quickly identify key aircraft nodes in the network, and has good sensitivity to high-risk conflict edges, which can offer controllers and control system more accurate and reliable information to achieve flight conflict resolution.

Keywords: complex networks; optimal dominant set; conflict resolution; particle swarm optimization algorithm; velocity obstacle method

Received: 2021-05-07; **Accepted**: 2021-06-11; **Published Online**: 2021-07-14 09:38

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210714.0839.001.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (71801221); National Social Science Fund of China (19BGL297)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0242

多尺度特征和注意力融合的生成对抗壁画修复

陈永[1,2,*]，陈锦[1]，陶美风[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：针对现有深度学习图像修复算法修复壁画时，存在特征提取不足及细节重构丢失等问题，提出了一种多尺度特征和注意力融合的生成对抗壁画修复深度学习模型。设计多尺度特征金字塔网络提取壁画中不同尺度的特征信息，增强特征关联性；采用自注意力机制及特征融合模块构建多尺度特征生成器，以获取丰富的上下文信息，提升网络的修复能力；引入最小化对抗损失与均方误差促进判别器的残差反馈，从而结合不同尺度的特征信息完成壁画修复。通过对真实敦煌壁画数字化修复的实验结果表明，所提算法能够有效保护壁画图像的边缘和纹理等重要特征信息，并且主观视觉效果及客观评价指标均优于比较算法。

关 键 词：图像重构；壁画修复；生成对抗网络；多尺度特征融合；自注意力机制

中图分类号：TN911.73

文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2023)02-0254-11

敦煌莫高窟是世界上现存规模最宏大、内容最丰富的佛教石窟壁画宝库，其内所存的壁画、经卷等具有珍贵的研究价值。然而，由于自然风化的破坏及人为因素的影响，窟内壁画出现了地仗脱落、划痕、褪色、裂纹等严重的灾害，亟待保护。因此，研究病害敦煌壁画的修复极其重要。但是，人工修复存在风险大、不可逆等问题，将数字化虚拟修复应用于古代壁画的保护是目前的研究热点问题[1]。

数字化图像修复 (image inpainting) 是一种根据图像已知内容去推测并修复出破损或缺失区域内容，使修复后的图像尽可能满足人类视觉感知需求的技术手段[2]。图像修复算法主要分为传统图像修复算法和基于深度学习的图像修复算法。传统的图像修复算法主要包括基于扩散的图像修复方法[3-4]和基于样本块的图像修复方法[5]，传统图像修复算法利用纹理和结构等先验信息，可以完成小面积的图像修复。Li 等[6] 提出一种基于压缩全变分 (compressive total variation) 的模型来描述图像的稀疏性和低秩先验知识，以实现对图像的重构。Fan[7] 在 Criminisi 算法的基础上引入邻域和结构信息对优先权和匹配策略进行改进，避免了错误匹配的问题。陈永等[8] 提出了一种改进曲率驱动扩散的敦煌壁画修复算法，提高了对壁画裂纹的修复效果。Yang 等[9] 在偏微分方程修复算法的基础上通过对结构张量进行改进，提高了对小尺度细粒纹理的处理能力。

上述传统图像修复算法对小面积破损具有一定的修复能力，当破损面积过大时，修复效果较差。基于深度学习的图像修复算法相较于传统图像修复算法能够学习得到更高层的图像特征[10]。国内外学者相继开展了基于深度学习方法的图像修复研究。例如，Qin 等[11] 提出了基于多尺度注意力网络的修复模型，通过引入多尺度注意组来提高修复后图像的真实性。Zeng 等[12] 提出了基于上下文编码 (context encoder) 修复网络，通过对全分辨率输入的

收稿日期：2021-05-08；**录用日期**：2021-06-25；**网络出版时间**：2021-07-14 16:15
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210714.1438.004.html
基金项目：国家自然科学基金 (61963023)；教育部人文社会科学研究青年基金 (19YJC760012)；兰州交通大学天佑创新团队 (TY202003)
* **通信作者**. E-mail：edukeylab@126.com

引用格式：陈永，陈锦，陶美风. 多尺度特征和注意力融合的生成对抗壁画修复 [J]. 北京航空航天大学学报，2023，49（2）：254-264.
CHEN Y，CHEN J，TAO M F. Mural inpainting with generative adversarial networks based on multi-scale feature and attention fusion [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2023，49（2）：254-264（in Chinese）.

上下文语义进行编码完成破损图像的修复。Iizuka 等[13] 通过引入全局判别器和局部判别器提高了修复后图像的局部清晰度。Yan 等[14] 在 U-net 模型的基础上增加了 Shift 连接层, 并在解码器特征上引入引导损失, 提高了修复后图像的精度。Zeng 等[15] 利用深度卷积神经网络对破损图像产生粗略修复图, 利用最邻近像素匹配进行可控制修复, 使得修复的图像更具高频真实感。曹建芳等[16] 针对古代壁画起甲、脱落等问题提出一种增强一致性生成对抗网络的图像修复算法, 提高了修复后壁画全局与修补区域的一致性。Liu 等[17] 提出了一种联合互编解码器和卷积神经网络 (convolutional neural networks, CNN) 的修复模型, 将编码器的深层和浅层特征作为卷积神经网络的输入, 使得修复后的图像结构和纹理更加一致。

然而, 敦煌壁画的破损呈现的形状是多种多样的, 破损的壁画往往存在细节丢失、特征不足等问题[8]。综上所述, 现有的基于深度学习方法虽然能够修复较大面积破损的普通图像, 但是对于特征多变、纹理密集壁画图像的修复仍存在较多缺陷, 如存在特征提取不足及细节重构丢失等问题[11,16]。针对上述问题, 本文提出了一种多尺度特征和注意力融合的生成对抗壁画修复算法。首先, 设计多尺度特征金字塔网络提取壁画中不同尺度的特征信息, 充分利用壁画特征多样性, 增强了壁画图像之间的特征关联性, 克服了现有深度修复模型特征提取单一的问题。然后, 采用自注意力机制及特征融合编码器构建多尺度特征生成器, 以获取丰富的上下文信息, 提升网络的修复能力, 克服了修复后细节重构丢失的问题。最后, 引入最小化对抗损失与均方误差促进判别器的残差反馈, 从而结合不同尺度的特征信息完成壁画修复。通过对敦煌壁画的修复实验结果表明, 本文算法较对比算法获得了较好的主客观评价效果。

1　相关理论

生成对抗网络 (generative adversarial networks, GAN) 主要由生成器和判别器组成, 生成器一般由编码器和解码器组成, 其基本构成如图 1 所示[18]。其中, 生成器主要是将输入的随机噪声或样本图像利用已学习到的概率分布重新生成新的图像, 而判别器用来判别输入数据的真假, 其输出为一个概率值。

如果x为真实数据, 则判别器$D(x;\phi)$输出表示为

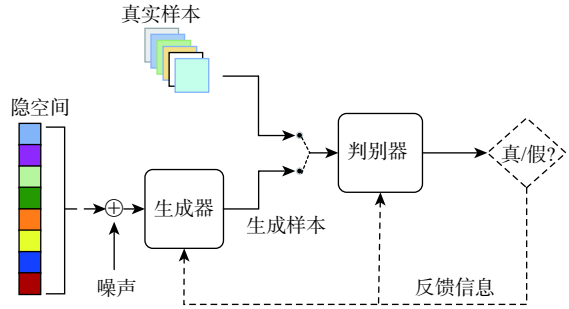


图 1　生成对抗网络基本结构框架[18]

Fig. 1　Basic structural framework of GAN[18]

$$p(y=1|x)=D(x;\phi) \tag{1}$$

若 x 为生成数据, 则判别器输出表示为

$$p(y=0|x)=1-D(x;\phi) \tag{2}$$

模型通过最大化$\log_2(D(x))$和$\log_2(1-D(G(z)))$训练判别器, 通过最小化$\log_2(1-D(G(z)))$训练生成器, 如下:

$$\min_G \max_D V(D,G)=E_{x\sim P_{\text{data}}(x)}\left[\log_2(D(x))\right]+ E_{z\sim P_z(z)}\left[\log_2(1-D(G(z)))\right] \tag{3}$$

式中: z 为随机噪声; $V(G,D)$ 为估值函数; $P_{\text{data}}(x)$为数据分布函数; $P_z(z)$为噪声分布函数。

GAN 将图像修复问题转化为生成器与判别器相互博弈的问题, 利用生成器和判别器的对抗学习达到图像修复的目的。

2　本文算法

2.1　网络总体框架

壁画图像通常含有复杂的纹理结构等特征信息, 并且特征之间具有较强的关联性。而现有 GAN 等深度学习图像修复算法在修复壁画图像时仅利用一系列卷积核提取壁画单一层特征, 忽略了壁画特征信息的多样性, 导致修复后的壁画存在特征提取不足及细节重构丢失等问题。基于此, 本文提出了一种多尺度特征融合的生成对抗网络 (multi-scale feature fusion generative adversarial network, MS-FFGAN) 模型对破损敦煌壁画进行修复。

本文 MS-FFGAN 网络整体结构如图 2 所示, 主要由多尺度特征提取和自注意力机制融合的生成器和判别器构成。首先, 对于输入破损壁画图像, 利用本文 MS-FFGAN 网络生成器中的多尺度融合特征编码器和解码器, 结合注意力机制将学习到的特征分布生成所需的壁画图像; 然后, 将生成的壁画图像及真实样本图像作为判别器的输入进行判别, 并将反馈信息反馈到生成器更新网络参数, 通过两者对抗训练达到壁画修复的目的。

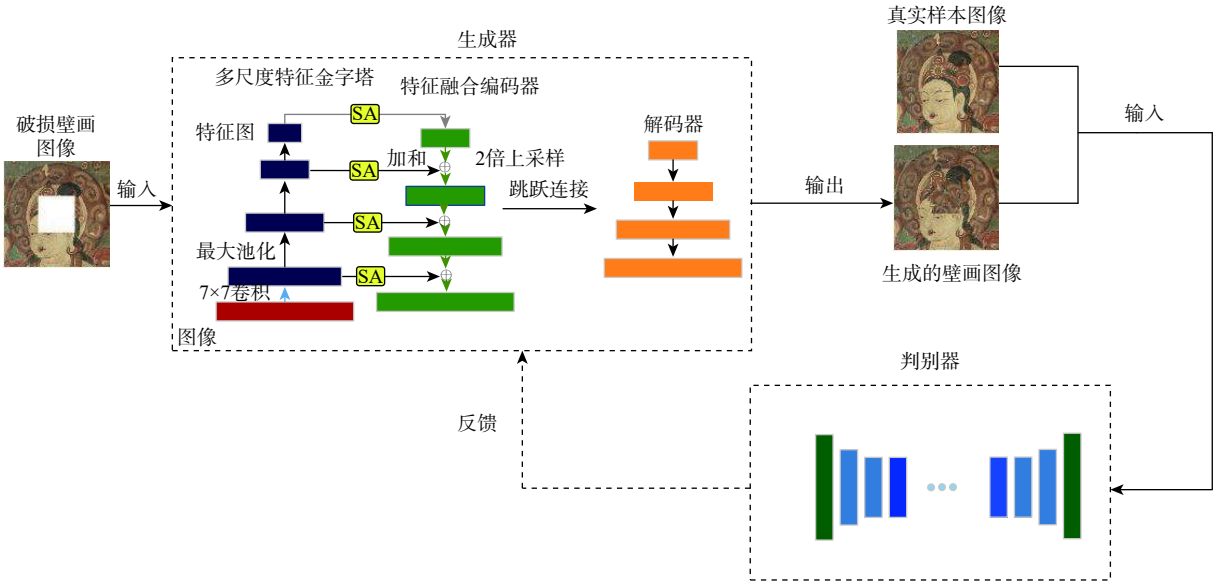


图 2 本文总体模型框架

Fig. 2 Overall framework of the proposed model

2.2 多尺度特征融合生成器

在 MS-FFGAN 网络模型中，生成器由多尺度特征金字塔、特征融合编码器和解码器 3 部分组成，如图 3 所示。本文算法设计了多尺度特征金字塔网络作为生成器的特征提取网络，用以提取壁画的不同尺度特征，再利用特征融合编码器对提取到的特征进行融合，把低分辨率、高语义信息的壁画高层特征和高分辨率、低语义信息的壁画低层特征进行自上而下的侧边连接，使得所有尺度下的壁画特征都有丰富的语义信息，使网络可以学习到更加全面的壁画图像特征。

在 MS-FFGAN 网络的生成器中，多尺度特征金字塔网络利用卷积等操作提取图像不同尺度的特征图。首先采用 7×7 卷积核对原图像进行特征提取得到首层特征图，然后通过最大池化得到次层特征图，最后分别通过 4 次下采样操作后得到不同尺度的特征图，计算如下：

$$s_{i,j}=f\left(\sum_{m=0}^{6}\sum_{n=0}^{6}w_{m,n}x_{i+m,j+n}+w_{\mathrm{b}}\right) \tag{4}$$

$$\begin{cases} w_0=\dfrac{w-t}{s}+1 \\ h_0=\dfrac{h-t}{s}+1 \end{cases} \tag{5}$$

$$m=\frac{n+2p-l}{s}+1 \tag{6}$$

式中：$s_{i,j}$为特征图的第 i 行 j 列的元素；$x_{i,j}$为原图中第 i 行 j 列的元素；$w_{m,n}$为权重；w_{b}为偏置；f 为 ReLU 激活函数；w_0和h_0分别为池化后特征图的宽度和高度；t为滤波器卷积核尺寸大小；s为步长；n为输入特征图大小；p为边补充大小；l为卷积核大小；m为下采样后的特征图大小。

特征融合编码器主要包括纵向和横向 2 个网络分支。纵向路径通过对空间上低分辨率、高语义信息的壁画高层特征图进行上采样，来获取高分辨率的特征；横向路径通过将多尺度特征金字塔网络特征图与相应的低层特征进行融合，得到所需的多尺度融合特征图，如图 4 所示。

特征融合编码器采用上采样及加和操作将图像中不同尺度的特征进行融合。以特征图 C3 与 P4 融合为例，首先通过 1×1 卷积对特征图 C3 通道数

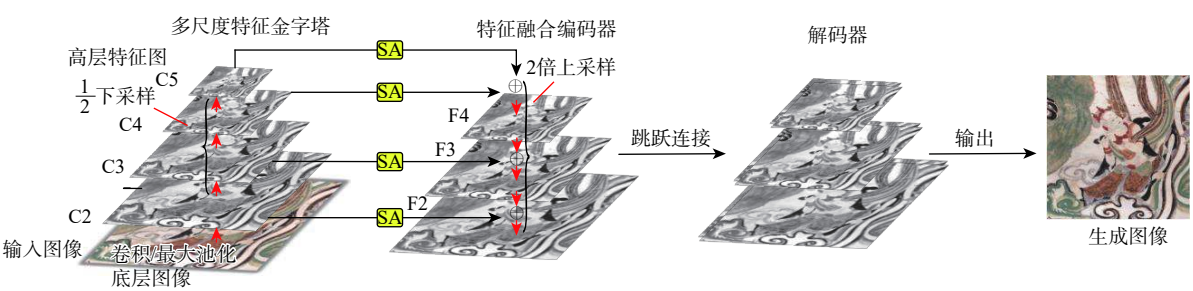


图 3 多尺度特征融合的生成器结构

Fig. 3 Structure of generator based on multi-scale feature fusion

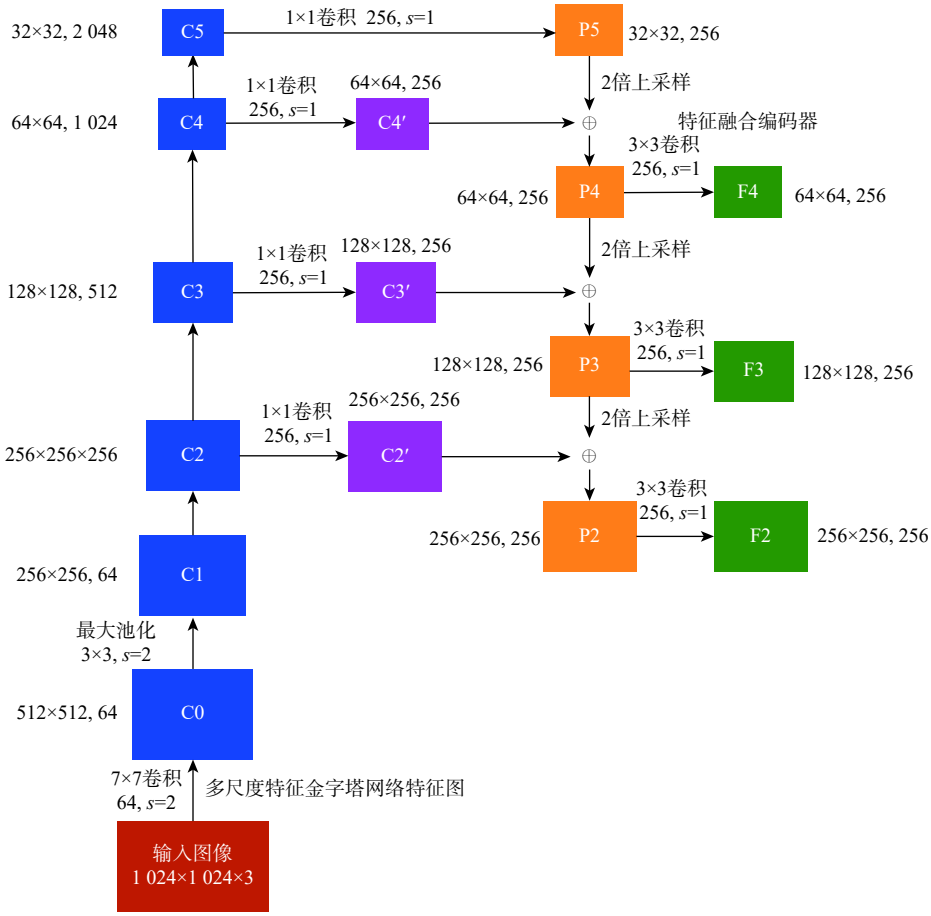


图 4　特征融合过程示意图

Fig. 4　Schematic diagram of feature fusion process

降维得到 C3′，然后为使特征图 P4 大小与 C3′保持一致，对 P4 进行 2 倍上采样，最后将 C3′与上采样后的 P4 进行加和得到融合后的特征图 P3。为减少计算量且保持加和后特征图通道数不变，利用式 (7) 对特征图进行加和，之后再进行卷积。

$$Z=\sum_{i=1}^{m}x_i*k_i+\sum_{i=1}^{m}y_i*k_i \tag{7}$$

式中：x_i和y_i分别表示进行加和操作的双方的通道；k_i为第 i 个通道卷积核；“*”表示卷积。

在图 4 中，网络特征融合时，对于输入原始壁画图像，通过卷积及最大池化得到特征图 C0～C5，在 C2～C5 的基础上，通过 1×1 卷积在特征图尺寸大小不变且通道数保持一致的情况下得到待融合特征图 C2′～C4′，通过加和操作分别与最邻近上采样后的 P5～P3 进行融合，最终得到特征图 P2。图 5 为融合部分结构原理。

此外，为了消除上采样产生的混叠效应[11]，对融合后的特征图 P4～P2 采用 3×3 卷积进行处理，得到最终的特征图 F4～F2，计算公式如下：

$$\boldsymbol{F}_i=f_1^{3\times3}\left(S^{2\times\mathrm{up}}(P_i+1)\oplus f_1^{1\times1}(C_{i+1})\right) \tag{8}$$

式中：$\boldsymbol{F}_i$为最终生成的特征图；$f_1^{3\times3}$为卷积核尺寸

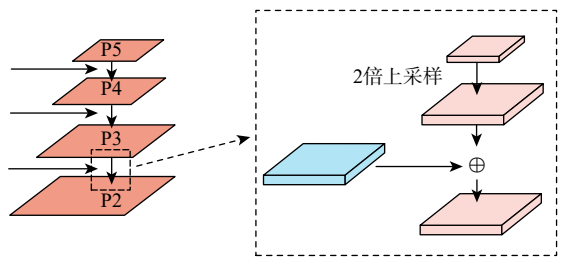


图 5　融合结构原理

Fig. 5　Schematic of fusion structure

3×3、步长 1 的卷积层；$S^{2\times\mathrm{up}}$为 2 倍上采样操作；“⊕”表示融合操作；P_i+1、C_{i+1}分别为待融合的两路输入。

在深度学习模型中，采用跳跃连接结构可以较好地解决训练过程中梯度爆炸和梯度消失的问题，提升网络的表征能力[19]。借鉴这一思想，在特征融合编码器和解码器之间采用跳跃连接结构，将最终的特征图作为解码器的输入，通过跳跃连接和解码功能将潜在的特征解码回图像，达到生成图像的目的。特征融合编码器与解码器工作原理如图 6 所示。

在图 6 中，特征融合编码器通过式 (9) 中转换函数f对输入图像x进行编码，将其转换为中间语义C。解码器通过式 (10) 中的函数g及中间语义C、历史生成信息$y_1,y_2,\cdots,y_{i-1}$生成所需图像y_i。

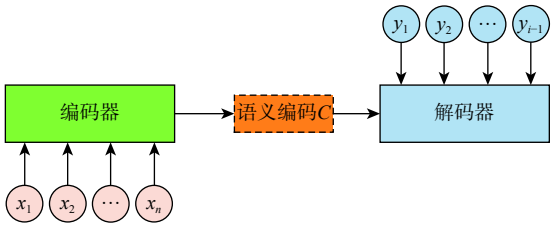


图 6 编码器与解码器示意图

Fig. 6 Diagram of encoder and decoder

$$C = f(x_1, x_2, \cdots, x_n) \tag{9}$$

$$y_i = g(C, y_1, y_2, \cdots, y_{i-1}) \tag{10}$$

2.3 自注意力机制

在 MS-FFGAN 特征融合网络中，通过多尺度特征融合的方法增强了壁画图像局部特征与全局特征的关联性，克服了单一尺度壁画图像修复算法特征提取不足的问题。但由于卷积操作是卷积核对局部感受野邻域内的信息进行处理的过程，无法对关联全局信息建立长距离的依赖关系，而注意力机制能够捕获全局的依赖关系[20]。自注意力机制通过捕捉全局的信息来获得更大的感受野和上下文信息，因此，本文提出将自注意力机制结合到壁画修复 GAN 网络结构中，克服了特征提取不足及信息利用率低等问题，使 MS-FFGAN 网络能够学到更加精细的壁画特征，从而克服细节重构丢失等问题。在特征融合时引入自注意力机制，其结构如图 7 所示。

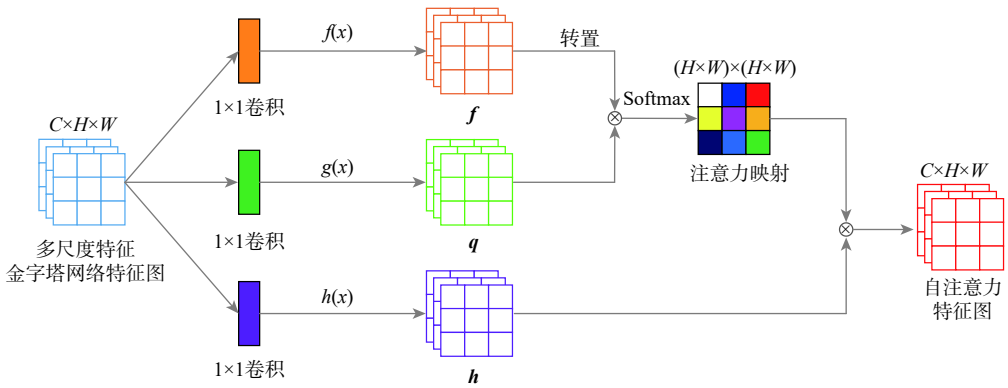


图 7 自注意力模型结构

Fig. 7 Structure of self-attention model

在图 7 中，输入为壁画多尺度金字塔相应层的特征图 $\boldsymbol{X} \in \mathbf{R}^{C\times H\times W}$，通过大小为 1×1、通道数为 L 的卷积层C1、C2、C3得到特征 $\boldsymbol{f}$、$\boldsymbol{q}$、$\boldsymbol{h}$，其中，$\{\boldsymbol{f},\boldsymbol{q},\boldsymbol{h}\} \in \mathbf{R}^{C\times H\times W}$；将 $\boldsymbol{f}$、$\boldsymbol{q}$ 重构为 $\mathbf{R}^{C\times N}$，其中，$N = H\times W$ 表示像素点的个数。为了保证自注意力特征图与输入特征图大小一致，需要将 $\boldsymbol{f}^{\mathrm{T}}$ 与 $\boldsymbol{q}$ 矩阵相乘得到 $N\times N$ 大小的特征图，经过 Softmax 层得到注意力映射图 $\boldsymbol{P} \in \mathbf{R}^{N\times N}$，公式如下：

$$P_{ij} = \frac{\exp(a_{ij})}{\sum_{i=1}^{n}\exp(a_{ij})} \tag{11}$$

式中：$a_{ij} = \boldsymbol{f}(x_i)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{q}(x_j)$；$P_{ij}$ 表示特征 $\boldsymbol{f}$ 中第 i 维元素对特征 $\boldsymbol{q}$ 中第 j 维元素的作用。

将注意力映射图 $\boldsymbol{P}$ 与特征 $\boldsymbol{h}$、权重因子 α 相乘后并与特征 $\boldsymbol{X}$ 相加，从而得到大小为 $C\times N$ 的自注意力特征图 $\boldsymbol{Y}$，公式如下：

$$\boldsymbol{Y} = \alpha\boldsymbol{P}\boldsymbol{h} + \boldsymbol{X} \tag{12}$$

2.4 损失函数

采用 MS-FFGAN 网络对壁画进行修复训练时，通过壁画不同尺度的特征及自注意力机制，并结合对抗损失对生成器和判别器进行优化，从而完成壁画的修复。其中，损失函数采用对抗损失函数与均方误差 (mean square error, MSE) 来优化网络模型。

首先，对生成器的最终预测进行定义：

$$z = G(x\otimes(1-m), m)\otimes m + x\otimes(1-m) \tag{13}$$

式中：x 为像素真实值；“⊗”为逐元素相乘；m 代表掩码；1 为破损区域。

判别器的损失表示为

$$\mathrm{Loss_D} = E_{x\sim P_{\mathrm{data}}}[\max(0, 1-D(x))] + E_{z\sim P_z}[\max(1+D(z))] \tag{14}$$

式中：$D(x)$ 和 $D(z)$ 为判别器输出的归一化概率。

生成器的损失表示为

$$\mathrm{Loss_G} = -E_{z\sim P_z}[D(z)] \tag{15}$$

采用均方误差 MSE 作为本文算法的损失函数，公式如下：

$$\mathrm{Loss_P} = \frac{1}{m}\sum_{i=1}^{m}(P_{\mathrm{data}}(x_i) - P_z(x_i))^2 \tag{16}$$

式中：m 为训练数据集数量。

通过最小化对抗损失和 MSE 的残差反馈实现本文模型的优化，MS-FFGAN 损失函数定义如下：

$$\mathrm{Loss} = \mathrm{Loss_G} + \mathrm{Loss_P} \tag{17}$$

3　实验结果与分析

为了验证本文算法的有效性, 通过对敦煌壁画人为添加破损和真实破损壁画分别进行修复实验, 并与 Criminisi 算法[5] 及文献 [14,17] 的修复结果进行对比。评价指标采用峰值信噪比 (peak signal-to-noise ratio, PSNR) 及结构相似性 (structural similarity, SSIM)2 种客观评价指标和人眼主观视觉对修复结果进行分析。实验在 Windows10 下进行, 使用 Python3.6 及 Tensorflow1.14 搭建深度学习环境。硬件环境为 Intel(R) Core i7-10700K CPU @3.80 GHz, 32.0 GB RAM, NVIDIA GeForce RTX 2 060 SUPER, 对比实验均在相同配置环境下进行。

3.1　数 据 集

选取以唐代壁画为主的 2 915 张不同敦煌壁画图像作为数据集来源, 并对其进行数据集扩展, 形成 15 000 张壁画数据集进行实验, 其中训练数据集壁画图像 12 000 张, 测试集壁画图像 3 000 张。为了更好地对模型进行有效训练, 对掩膜数据集进行制作, 掩膜数据集分为 2 种, 即中心掩膜和随机掩膜。中心掩膜为模型自动生成, 占比为壁画的 30%, 随机掩膜由人为制作, 数量为 1 000 张。模型通过将掩膜图像与壁画图像合成得到人为破损壁画图像, 对其进行修复以达到训练模型的目的。

3.2　人为添加中心掩膜修复

为了验证本文算法对于破损区域较大壁画的修复效果, 首先选取 7 幅敦煌壁画对其添加中心掩膜进行修复实验, 修复结果如图 8 所示。从修复结果可以看出, Criminisi 算法对于大区域破损的壁画图像修复效果较差, 出现了结构紊乱、错误填充等问题, 这是因为 Criminisi 算法采用全局搜索复制匹配块的方法进行修复, 对于较大面积破损无法完成有效块匹配操作。文献 [14] 在 U-net 模型的基础上增加了 Shift 连接层, 提高了修复的鲁棒性, 但在修复中心掩膜破损壁画时, 存在修复不彻底的问题, 导致修复后的壁画出现了掩膜块状阴影残留。文献 [17] 采用联合互编解码器和卷积神经网络的修复模型来提高修复精度, 但由于缺乏考虑特征之间的关联性, 使得修复后的壁画出现色彩失真、特征缺失等情况。图 8(f) 为本文算法修复结果, 可以看出, 本文算法相对于其他 3 种算法具有更好的修复效果, 对于前 4 幅壁画不仅可以修复出其细微特征, 并且对于人脸轮廓、眉眼等结构可以有效地进行修复。图 8 中第 6、7 行为整幅壁画修复比较实验, 可以看出, 对于大面积人为添加中心掩膜破损, 本文算法修复虽有一定的误差, 但整体修复结果相对于其他 3 种算法更加合理且主观视觉也比较流畅, 对于整体结构的重构效果更好。

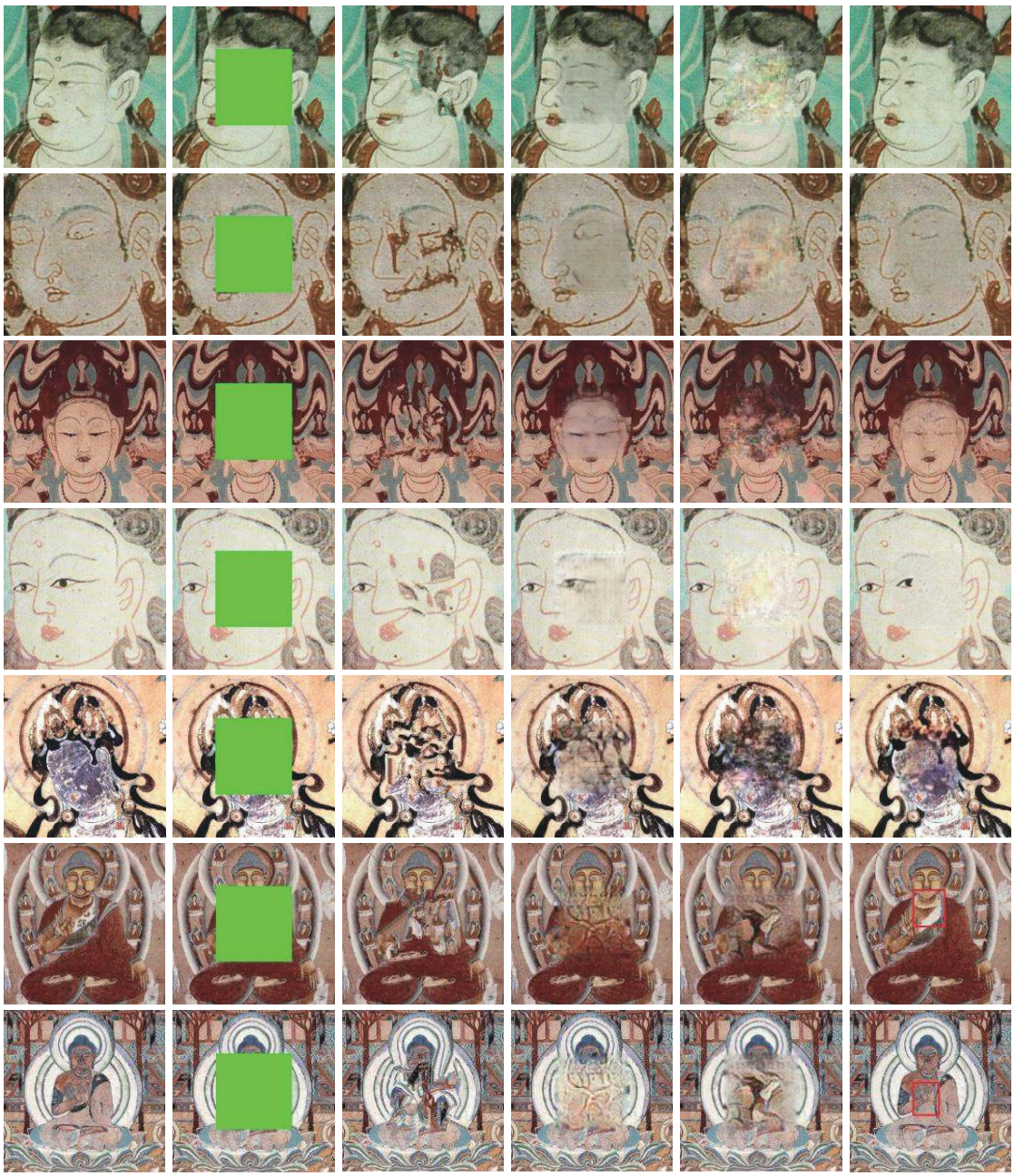
为了进一步对图 8 的修复结果做出定量评价, 采用 PSNR 和 SSIM 进行比较, 如表 1 所示。PSNR 和 SSIM 是衡量图像质量的重要定量评价指标。其中, PSNR 值越大, 代表失真越少, 即修复效果越好; SSIM 是一种衡量 2 幅图像相似度的指标, 该值越大, 表明修复后图像的失真程度越小[8]。从表 1 中可以发现, 本文算法在 PSNR 和 SSIM 上均优于其他对比算法, 表明其修复质量更好, 从而验证了本文算法对于人为破损壁画修复的有效性。

3.3　人为添加随机破损修复

为了进一步分析本文算法对于随机破损修复的有效性, 选取 6 幅敦煌壁画对其随机添加掩膜进行修复实验, 修复结果如图 9 所示。从实验结果可以看出, Criminisi 算法修复后的壁画中第 1 幅壁画因为错误填充导致眼角出现了黑色空洞的情况, 第 2 幅壁画眼部则出现了线条结构紊乱及模糊的问题, 第 3 幅壁画鼻翼区域及第 4 幅壁画眼部上下区域均出现了修复不当、残留等问题, 第 5、6 幅壁画同样出现了错误填充、像素扩散的问题, 导致修复后的壁画主观视觉效果突兀。文献 [14] 算法修复结果中, 前 4 幅壁画均出现了色彩失真、错误修复的问题, 第 5、6 幅壁画则存在模糊、残影等问题。文献 [17] 算法修复后的壁画中, 前 2 幅壁画眼部均出现伪影、修复不彻底的问题, 其余壁画修复后均出现了像素错误扩散和残影的问题。与对比算法相比, 本文算法修复后的壁画在主观视觉效果均有所提高, 并且修复后的壁画视觉效果更加合理。图 10 为不同算法修复后的壁画 PSNR 和 SSIM 对比。可以较为直观地看出, 本文算法修复后的结果在 PSNR 及 SSIM 2 个评价指标上均高于对比算法。

3.4　真实破损壁画修复

为了进一步验证本文算法对于真实破损壁画修复的有效性, 选取 6 幅真实破损敦煌壁画进行修复实验, 修复结果如图 11 所示。从第 1 幅修复结果可以看出, Criminisi 算法修复后的结果出现了结构紊乱及线条丢失等问题, 文献 [14,17] 算法修复后出现修复不彻底、痕迹残留等问题, 而本文算法修复后的结果线条流畅, 比较符合主客观视觉效果。对于第 2 幅壁画, Criminisi 算法修复后结果脸部出现残留及块效应, 文献 [14] 算法修复后结果出现区域模糊的问题, 文献 [17] 算法则出现错误修复及失真等问题, 而本文算法对于额头区域的修复相对于其他算法效果较好, 并且对于脸颊区域修复也较为彻底, 未出现结构错误、纹理缺失等问题。同样, 对于第 3 幅和第 4 幅壁画, Criminisi 算法、文献 [14,17] 算



(a) 原始壁画图像 (b) 掩膜图像 (c) Criminisi算法[5] (d) 文献[14]算法 (e) 文献[17]算法 (f) 本文算法

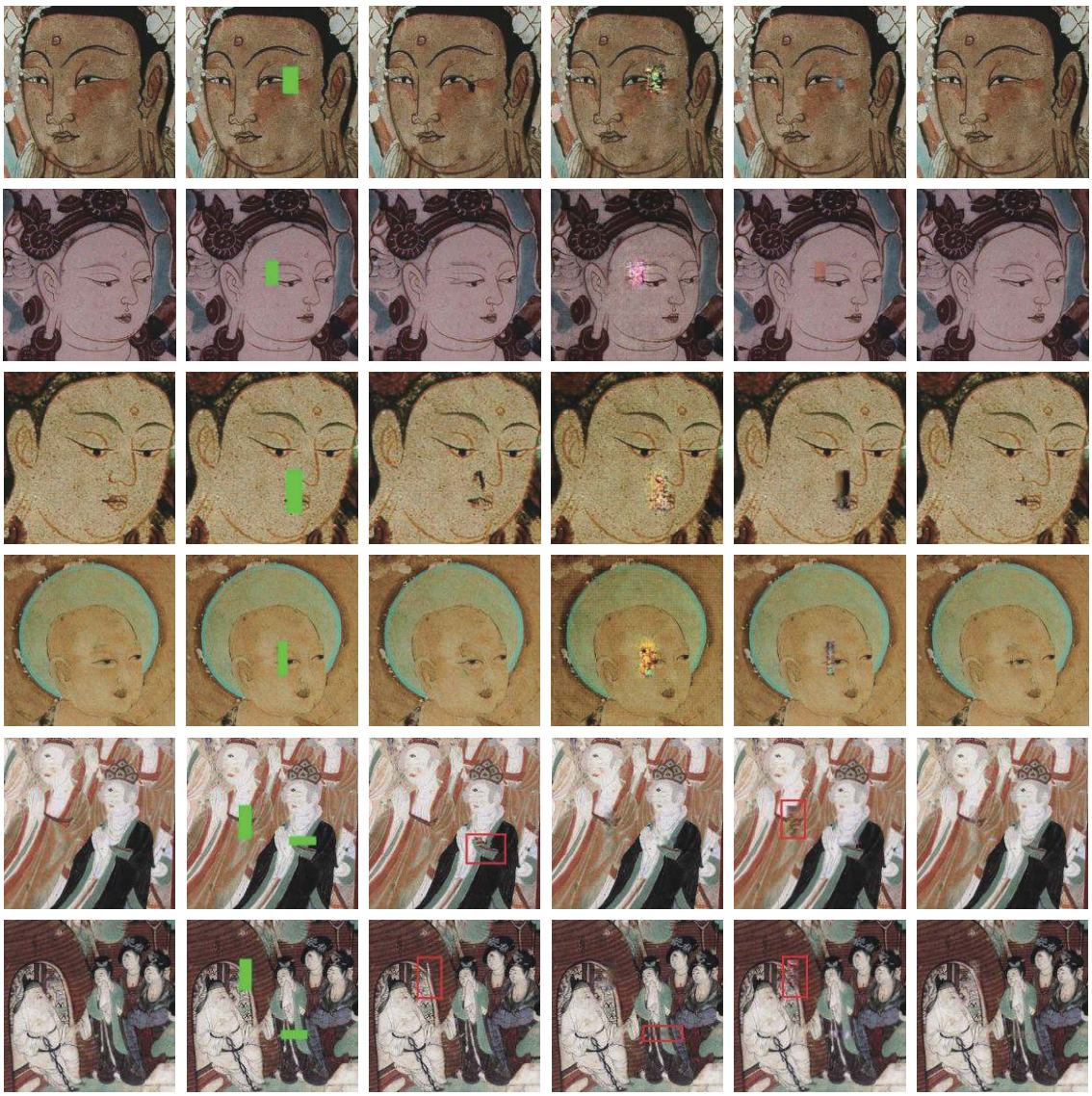
图 8 不同算法对人为添加中心掩膜破损壁画的修复结果对比

Fig. 8 Comparison of different algorithms in inpainting of murals with artificially added central damage

表 1 不同算法修复结果 PSNR 和 SSIM 对比

Table 1 Comparison of PSNR and SSIM repair results of different algorithms

原始壁画图像	Criminisi算法[5]		文献[14]算法		文献[17]算法		本文算法	
	PSNR/dB	SSIM	PSNR/dB	SSIM	PSNR/dB	SSIM	PSNR/dB	SSIM
1	21.46	0.811 3	26.74	0.888 8	27.33	0.822 9	34.17	0.915 3
2	22.59	0.803 5	31.16	0.889 9	28.55	0.836 6	33.96	0.904 8
3	18.94	0.780 6	28.41	0.868 5	20.51	0.783 4	29.42	0.873 7
4	24.38	0.844 8	31.16	0.893 5	27.95	0.872 1	32.78	0.921 2
5	16.41	0.682 6	21.19	0.816 3	18.49	0.758 1	24.78	0.859 3
6	20.57	0.758 9	23.40	0.789 4	22.06	0.782 3	27.19	0.919 9
7	19.29	0.740 8	19.52	0.771 8	20.94	0.758 7	26.93	0.915 5



(a) 原始壁画图像　(b) 掩膜图像　(c) Criminisi算法[5]　(d) 文献[14]算法　(e) 文献[17]算法　(f) 本文算法

图 9　不同算法对人为添加随机掩膜破损壁画的修复结果对比

Fig. 9　Comparison of different algorithms in inpainting of murals with artificially added random damage

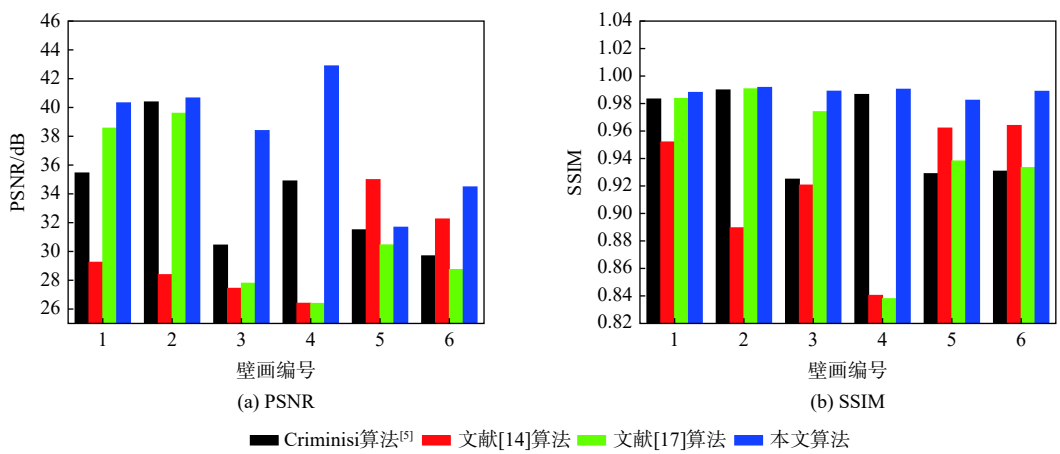
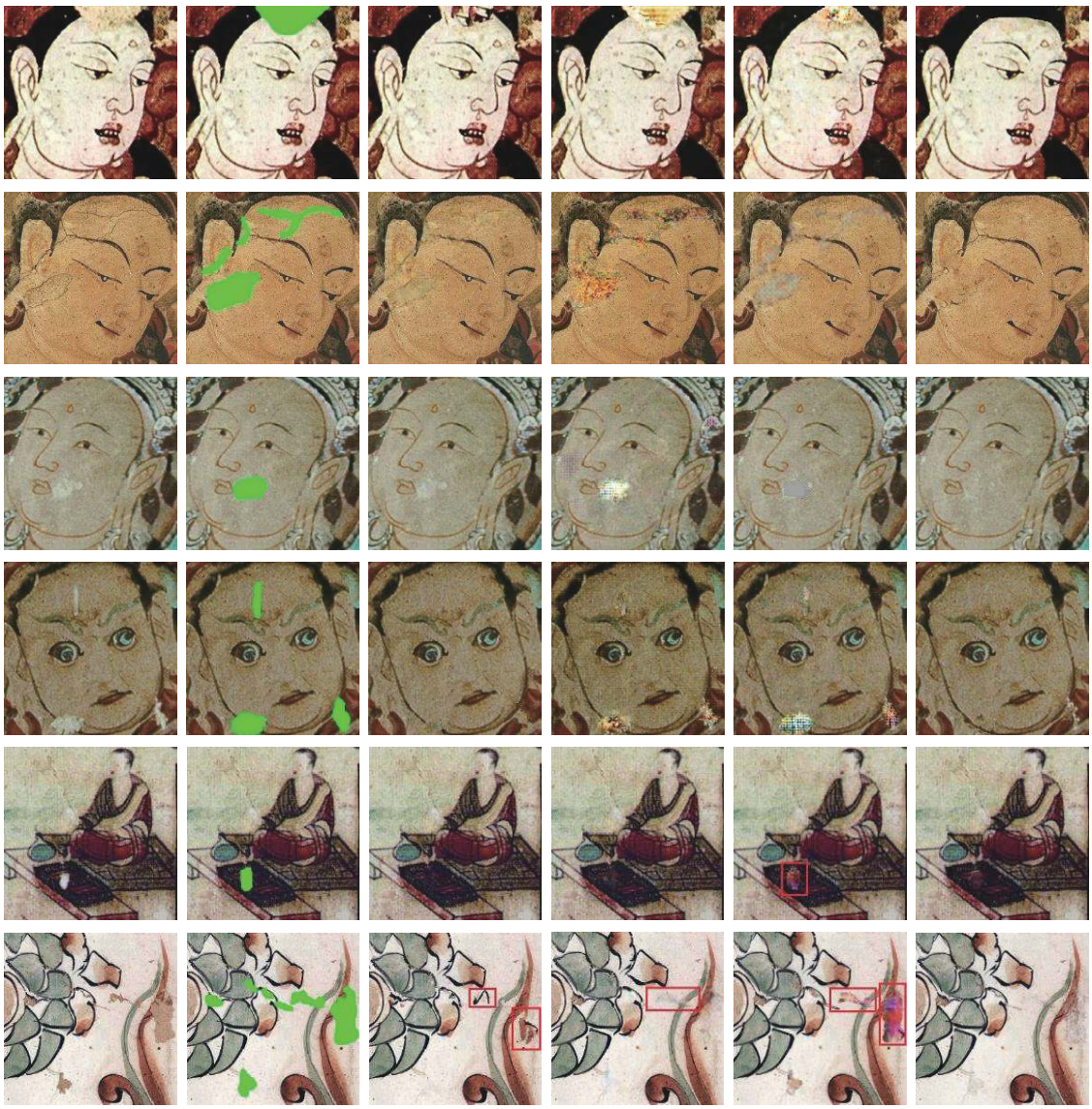


图 10　不同算法人为添加破损修复结果 PSNR 和 SSIM 对比

Fig. 10　Comparison of PSNR and SSIM repair results of different algorithms with artificially added random damage

法均出现修复不彻底、结构断裂的问题，修复效果较差。对于第 5 幅壁画，除了文献 [17] 存在色彩失真及错误填充的问题，其他算法修复效果较符合主观视觉效果和客观逻辑性。第 6 幅壁画修复结果



(a) 原始壁画图像 (b) 掩膜图像 (c) Criminisi算法[5] (d) 文献[14]算法 (e) 文献[17]算法 (f) 本文算法

图 11 不同算法对真实破损壁画的修复效果对比

Fig. 11 Comparison of different algorithms in inpainting of murals with real damage

可以看出，Criminisi算法修复后出现了误匹配的问题，文献 [14,17] 算法均出现了修复区域模糊及色彩丢失的问题，相较于其他算法，本文算法修复视觉效果更好。

4 结 论

本文针对现有深度学习图像修复算法在修复壁画时，存在细节重构丢失、修复效果欠佳等问题展开了相关研究，得到如下结论：

1）提出的多尺度壁画特征提取方法，增强了壁画图像局部特征与全局特征的关联性，克服了单一尺度壁画图像修复算法特征提取不足的问题。

2）提出的自注意力机制及特征融合模块，通过捕捉壁画全局信息来获得更大的感受野和上下文信息，提升了壁画修复网络的细节重构能力。

3）通过对破损敦煌壁画的修复实验表明，本文算法对破损壁画的细节特征能够进行有效修复，其修复视觉效果更好，且 PSNR 和 SSIM 等定量评价指标均优于比较算法。

参考文献（References）

[1] WANG H, LI Q Q, JIA S. A global and local feature weighted method for ancient murals inpainting[J]. International Journal of Machine Learning and Cybernetics, 2020, 11(6): 1197-1216.

[2] BERTALMIO M, SAPIRO G, CASELLES V, et al. Image inpainting [C]//Proceedings of the 27th Annual Conference on Computer Graphics and Interactive Techniques. New York: ACM, 2000: 417-424.

[3] CHAN T F, SHEN J H. Nontexture inpainting by curvature-driven diffusions[J]. Journal of Visual Communication and Image Representation, 2001, 12(4): 436-449.

[4] SHEN J H, CHAN T F. Mathematical models for local nontexture inpaintings[J]. SIAM Journal on Applied Mathematics, 2002, 62(3):

1019-1043.

[5] CRIMINISI A, PEREZ P, TOYAMA K. Region filling and object removal by exemplar-based image inpainting[J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2004, 13(9): 1200-1212.

[6] LI P, CHEN W G, MICHAEL K N. Compressive total variation for image reconstruction and restoration[J]. Computers and Mathematics with Applications, 2020, 80(5): 874-893.

[7] FAN Y. Damaged region filling by improved criminisi image inpainting algorithm for thangka[J]. Cluster Computing, 2019, 22(6): 13683-13691.

[8] 陈永, 艾亚鹏, 郭红光. 改进曲率驱动模型的敦煌壁画修复算法[J]. 计算机辅助设计与图形学学报, 2020, 32(5): 787-796.
CHEN Y, AI Y P, GUO H G. Improved curvature-driven model of Dunhuang mural restoration algorithm[J]. Journal of Computer-Aided Design and Graphics, 2020, 32(5): 787-796(in Chinese).

[9] YANG X H, GUO B L, XIAO Z L, et al. Improved structure tensor for fine-grained texture inpainting[J]. Signal Processing:Image Communication, 2019, 73: 84-95.

[10] XU S X, LIU D, XIONG Z W. E2I: Generative inpainting from edge to image[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, 2021, 31(4): 1308-1322.

[11] QIN J, BAI H H, ZHAO Y. Multi-scale attention network for image inpainting[J]. Computer Vision and Image Understanding, 2021, 204: 103155.

[12] ZENG Y H, FU J L, CHAO H Y, et al. Learning pyramid-context encoder network for high-quality image inpainting[C]//Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1486-1494.

[13] IIZUKA S, SIMO-SERRA E, ISHIKAWA H. Globally and locally consistent image completion[J]. ACM Transaction on Graphics, 2017, 36(4): 1-14.

[14] YAN Z Y, LI X M, LI M, et al. Shift-Net: Image inpainting via deep feature rearrangement[EB/OL]. (2018-04-13) [2021-05-01]. https://arxiv.org/abs/1801.09392v2.

[15] ZENG Y, GONG Y, ZENG X. Controllable digital restoration of ancient paintings using convolutional neural network and nearest neighbor[J]. Pattern Recognition Letters, 2020, 133: 158-164.

[16] 曹建芳, 李艳飞, 崔红艳, 等. 自适应样本块局部搜索算法对古代寺观壁画的修复[J]. 计算机辅助设计与图形学学报, 2019, 31(11): 2030-2037.
CAO J F, LI Y F, CUI H Y, et al. Restoration of ancient temple and temple mural paintings by adaptive local search algorithm of Sample blocks[J]. Journal of Computer-Aided Design and Graphics, 2019, 31(11): 2030-2037(in Chinese).

[17] LIU H Y, JIANG B, SONG Y B, et al. Rethinking image inpainting via a mutual encoder-decoder with feature equalizations[C]// Proceedings of the 16th European Conference on Computer Vision. Berlin: Springer, 2020, 12347: 725-741.

[18] 胡凯, 赵健, 刘昱, 等. 结构引导的图像修复[J]. 北京航空航天大学学报, 2022, 48(7): 1269-1277.
HU K, ZHAO J, LIU Y, et al. Structure-guided image restoration[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2022, 48(7): 1269-1277(in Chinese).

[19] GADIPUDI A, DEIVALAKSHMI S, SEOK-BUM K. Deep dilated and densely connected parallel convolutional groups for compression artifacts reduction[J]. Digital Signal Processing, 2020, 106: 102804.

[20] GUO X P, MENG L Y, MEI L Y, et al. Multi-focus image fusion with Siamese self-attention network[J]. IET Image Processing, 2020, 14(7): 1339-1346.

Mural inpainting with generative adversarial networks based on multi-scale feature and attention fusion

CHEN Yong[1, 2, *], CHEN Jin[1], TAO Meifeng[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: This study proposes a deep learning model for mural restoration based on generative adversarial networks with multi-scale feature and attention fusions, addressing insufficient feature extraction and detail loss of the existing deep learning image inpainting algorithms during reconstruction. Firstly, a multi-scale feature pyramid network is designed to extract feature information of different scales in mural images, which enhances the feature relevance. Secondly, using the self-attention mechanism and feature fusion module, a multi-scale feature generator is constructed to obtain rich context information and improve the restoration ability of the network. Finally, the minimal confrontation loss and the mean square error are introduced to promote the residual feedback of the discriminator, which completes the mural restoration by combining the feature information of different scales. The experimental results of digital restoration of real Dunhuang murals show that the proposed algorithm can effectively protect important feature information such as the edges and textures, and that the subjective visual effects and objective evaluation indicators are superior to those of the algorithms for comparison.

Keywords: image reconstruction; mural inpainting; generative adversarial network; multi-scale feature fusion; self-attention mechanism

Received: 2021-05-08; **Accepted**: 2021-06-25; **Published Online**: 2021-07-14 16:15

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210714.1438.004.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61963023); Ministry of Education in China Project of Humanities and Social Sciences (19YJC760012); Tianyou Innovation Team of Lanzhou Jiaotong University (TY202003)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0244

基于改进联合稀疏 EIT 算法的 CFRP 材料检测

马敏*，于洁，范文茹
(中国民航大学 电子信息与自动化学院，天津 300300)

摘　　要：针对应用电阻抗层析成像技术（EIT）对碳纤维增强复合材料(CFRP)损伤检测的高度病态性问题，提出了一种联合 L_1 和 L_2 范数的稀疏正则化泛函模型，并在迭代过程中通过构建一种新的约束项来优化求解。仿真结果表明，与传统算法相比，改进联合稀疏 EIT 算法能够有效改善损伤图像的电极伪影，提高损伤边缘清晰度，增强损伤辨识定位准确度。CFRP 层压板检测实验结果表明，改进联合稀疏 EIT 算法能够提高图像重建的抗干扰能力，具有良好的鲁棒性及适用性。

关 键 词：电阻抗层析成像技术；碳纤维增强复合材料；损伤检测；图像重建；联合稀疏
中图分类号：TP212
文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2023)02-0265-08

碳纤维增强复合材料(carbon fiber reinforced polymer, CFRP)已于近年来广泛应用于航空航天飞行器领域中[1]。CFRP 由于其具有轻质高强、抗疲劳及耐腐蚀等优点，日益成为航空航天、工业及民用领域上的研究热点[2]。但是，CFRP 在制造和使用的过程中都有可能产生损坏，损伤出现的影响很有可能是致命的[3]。因此，对 CFRP 层压板损伤的有效检测就显得尤为重要。

目前，已出现的很多复合材料的检测方法，如超声检测法[4]、射线检测法[5]及红外热波检测法[6]等，都在应用方面具有一定的局限性。电阻抗层析成像技术(electrical impedance tomography, EIT)具有无创性、无辐射等优势，可以根据碳纤维自传感特点及所成损伤的电学敏感特性对 CFRP 层压板进行有效检测。由此，EIT 已逐渐成为一种新兴的 CFRP 检测手段，受到国内外研究学者的关注[7-9]。EIT 逆问题求解的原理是通过测量边界电压来重建被测区域的电导率分布。但是，在 EIT 逆问题的求解过程中，边界的测量电压值个数远小于重建电导率分布向量中元素的个数，边界测量电压数据很小的变化就会对解向量产生很大的影响[10]，从而导致 EIT 逆问题具有欠定性和病态性。传统求解算法难以取得令人满意的成像效果。为了提高成像质量，不断优化求解算法是十分必要的。

近年来，许多学者将稀疏正则化方法应用于求解 EIT 逆问题，以增强解的稀疏性及稳定性。2012 年，Wang 等[11]将 L_1 正则化应用于 EIT 图像重建，结果表明，比起 L_2 范数，L_1 正则化的重建结果更能接近真实分布，提高了图像的分辨率；2018 年，Souvik 和 Alfio[12]将基于对数电导率的稀疏重建方法应用于 EIT 图像重建，有效促进了解的稀疏性，增强了图像轮廓边缘信息；2019 年，成民民等[13]将分裂 Bregman 方法应用于求解 L_1 正则化问题，使得所成图像伪影减少，成像质量有效提高；2020 年，范文茹等[14]使用稀疏正则化方法有效减少了图像重建过程中的电极伪影，以提高 EIT 图像重建质量。

基于 L_1 范数的正则化稀疏优化算法可以缓解 L_2 范数正则化的过度平滑性，促进解的稀疏性，但与真实稀疏解差距甚大。于是，本文在结合 CFRP 层压板电学特性的基础上采用($L_1-\varepsilon L_2$)范数模型[15]作为正则化项，$L_{2,1}$ 范数[16]作为解的保真项，将 L_2 范数的光滑性和 L_1 范数的稀疏性有效联合起来，准确提取图像重建过程中的特征，并使算法具有良好的鲁棒性。此外，引入新的约束项以更好地迭代寻

收稿日期：2021-05-10；**录用日期**：2021-07-09；**网络出版时间**：2021-07-30 17:30
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210730.1638.004.html
基金项目：国家自然科学基金 (61871379)；天津市教委科研计划 (2020KJ012)
* **通信作者**. E-mail：mm5739@163.com

引用格式：马敏，于洁，范文茹. 基于改进联合稀疏 EIT 算法的 CFRP 材料检测 [J]. 北京航空航天大学学报，2023，49（2）：265-272.
MA M，YU J，FAN W R. CFRP material detection based on improved joint sparse EIT algorithm [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2023，49（2）：265-272（in Chinese）.

优，使解向量更贴近真实的稀疏解。通过对称交替方向乘子法（symmetric alternating direction multiplier method, S-ADMM）[17]进行求解，以确保子问题的平等性，更好地缩短算法的成像时间。仿真和实验表明，对比传统算法，改进联合稀疏EIT算法所成损伤在大小、位置和形状上都更贴合损伤的真实分布，在单分层损伤中相关系数可达0.920 5，面积误差得以降低至3.46%，在噪声干扰下，所成损伤图像质量仍能保持稳定。可见，改进联合稀疏EIT算法具备应用于CFRP损伤检测的适用性。

1 CFRP电学特性

CFRP是由导电的碳纤维和绝缘的树脂聚合物组成的材料，其电导率较高的方向为纤维方向，电导率较低的方向为与纤维垂直的面内横向和厚度方向[18]，由此可见，CFRP具有各向异性的导电特性。通常在数值模型中，将CFRP的单层等效成连续均匀材料。

本文采用8层各向异性的CFRP模型，如图1所示。CFRP层压板模型采用$[0°/90°]_4$的铺设方式，其单层模型大小为10 cm×10 cm×0.04 cm，0°纤维电导率设为$\begin{bmatrix}40\,000 & 0 & 0\\ 0 & 200 & 0\\ 0 & 0 & 200\end{bmatrix}$，90°纤维电导率设为$\begin{bmatrix}200 & 0 & 0\\ 0 & 40\,000 & 0\\ 0 & 0 & 200\end{bmatrix}$。

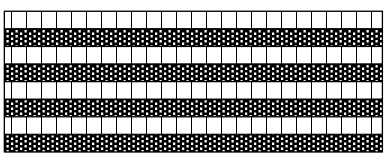


图1 CFRP模型

Fig. 1 Model of CFRP

2 EIT逆问题及其求解方法

2.1 EIT系统组成

EIT系统由电导率传感器系统、数据采集系统和计算机成像系统组成，如图2所示。其中，计算机成像系统主要负责EIT逆问题的求解，其原理是通过图像重建算法根据所测得的电压信号反演出被测区域内的电导率分布[19-20]。

EIT图像重建的线性化模型如下：

$$\delta \boldsymbol{U} = U'(\boldsymbol{\sigma}_0)=\boldsymbol{J}\delta\boldsymbol{\sigma} \tag{1}$$

式中：$\delta\boldsymbol{U}\in\mathbf{R}^{m\times 1}$为材料损伤前后电压测量差值，$m$为独立电压测量值个数；$\delta\boldsymbol{\sigma}\in\mathbf{R}^{n\times 1}$为电导率分布矩阵，$n$为重建图像中的像素数；$\boldsymbol{J}\in\mathbf{R}^{m\times n}$为灵敏度矩阵。

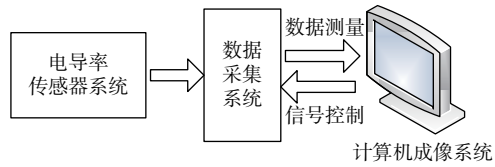


图2 EIT系统组成

Fig. 2 EIT system composition

2.2 改进联合稀疏EIT算法

2.2.1 构建联合稀疏正则化泛函模型

由于EIT的“软场”特性，EIT逆问题是一个欠定性、病态性问题，传统算法如LBP算法、Tikhonov正则化算法和共轭梯度算法（CG）重建图像精度较低。稀疏正则化方法由于可以在有限的测量数据下取得较好的成像结果而得到广泛应用，其泛函模型如下：

$$\delta\boldsymbol{\sigma}=\arg\min\left\{\frac{1}{2}\|\boldsymbol{J}\delta\boldsymbol{\sigma}-\delta\boldsymbol{U}\|_2^2+\lambda\|\delta\boldsymbol{\sigma}\|_k\right\} \tag{2}$$

式中：$\frac{1}{2}\|\boldsymbol{J}\delta\boldsymbol{\sigma}-\delta\boldsymbol{U}\|_2^2$为保真项；$\|\delta\boldsymbol{\sigma}\|_k$为正则化项；$\lambda$为正则化参数。

通常，采用L_2范数作为保真项并没有产生更多稀疏解，使得图像过度平滑、重建图像细节信息丢失，而L_1范数作为正则化项，可以增强成像目标的稀疏性，但其会使图像不够平滑。由此，本文引入$L_{2,1}$范数作为保真项，$(L_1-\varepsilon L_2)$范数模型作为正则化项，在增强成像解的稀疏性的同时，也可以使成像结果光滑，但不致过度光滑。

$$\min\left\{\|\boldsymbol{t}\|_{2,1}+\lambda_1(\|\delta\boldsymbol{\sigma}\|_1-\varepsilon\|\delta\boldsymbol{\sigma}\|_2)\right\}$$
$$\text{s.t.}\quad \boldsymbol{J}\delta\boldsymbol{\sigma}-\delta\boldsymbol{U}=\boldsymbol{t} \tag{3}$$

式中：λ_1为正则化参数；ε为L_1、L_2范数之间的权重值；$\boldsymbol{t}$为残差向量约束。对于$\boldsymbol{A}\subseteq\mathbf{R}^{m\times n}$的矩阵，$\|\boldsymbol{A}\|_{2,1}=\sum_{j=1}^{n}\sum_{i=1}^{m}A_{i,j}^2$。

在EIT图像重建过程中，解向量不为零，式(3)的无约束优化形式为

$$L(\boldsymbol{t},\delta\boldsymbol{\sigma},\boldsymbol{\rho})=\|\boldsymbol{t}\|_{2,1}+\lambda_1\|\delta\boldsymbol{\sigma}\|_1+(\boldsymbol{h}_k)^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{\rho}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{J}\delta\boldsymbol{\sigma}-\delta\boldsymbol{U}-\boldsymbol{t})+\frac{\mu}{2}\|\boldsymbol{J}\delta\boldsymbol{\sigma}-\delta\boldsymbol{U}-\boldsymbol{t}\|_2^2 \tag{4}$$

式中：$\boldsymbol{h}_k=-\lambda_1\varepsilon\frac{\delta\boldsymbol{\sigma}_k}{\|\delta\boldsymbol{\sigma}_k\|_2}$；$\mu$为交替方向乘子法展开的调节参数；$\boldsymbol{\rho}$为交替方向乘子。

利用S-ADMM求解式(4)，将其分解成4个子问题进行迭代寻优，更新其中一个变量时，其他变量保持不变，可得其迭代模型如下：

$$\delta\boldsymbol{\sigma}^{k+1}=\arg\min\left\{\lambda_1\|\delta\boldsymbol{\sigma}\|_1+(\boldsymbol{h}_k)^{\mathrm{T}}\delta\boldsymbol{\sigma}+\frac{\mu}{2}\left\|\boldsymbol{J}\delta\boldsymbol{\sigma}-\delta\boldsymbol{U}-\boldsymbol{t}^{k+1}+\boldsymbol{u}^k\right\|_2^2\right\} \tag{5}$$

$$\boldsymbol{u}^{k+\frac{1}{2}}=\boldsymbol{u}^{k}+\boldsymbol{J}\delta\boldsymbol{\sigma}^{k+1}-\delta\boldsymbol{U}-\boldsymbol{t}^{k} \tag{6}$$

$$\boldsymbol{t}^{k+1}=\arg\min\left\{\|\boldsymbol{t}\|_{2,1}+\frac{\mu}{2}\left\|\boldsymbol{t}-\boldsymbol{J}\delta\boldsymbol{\sigma}^{k+1}+\delta\boldsymbol{U}+\boldsymbol{u}^{k+\frac{1}{2}}\right\|_{2}^{2}\right\} \tag{7}$$

$$\boldsymbol{u}^{k+1}=\boldsymbol{u}^{k+\frac{1}{2}}+\boldsymbol{J}\delta\boldsymbol{\sigma}^{k+1}-\delta\boldsymbol{U}-\boldsymbol{t}^{k+1} \tag{8}$$

S-ADMM 迭代结果的好坏主要取决于式 (5) 和式 (7) 的求解, $\delta\boldsymbol{\sigma}^{k+1}$子问题采用 Douglas-Rachford 分裂方法[21], 将其再分解成 3 个子问题, 如下:

$$\overline{\delta\boldsymbol{\sigma}}^{k+1}=\arg\min\left\{\frac{1}{2}\left\|\delta\boldsymbol{\sigma}-\delta\boldsymbol{\sigma}^{k}\right\|+\beta\lambda_1\|\delta\boldsymbol{\sigma}\|_1\right\} \tag{9}$$

$$\boldsymbol{z}^{k+1}=\arg\min\left\{\frac{1}{2}\left\|\boldsymbol{z}-2\overline{\delta\boldsymbol{\sigma}}^{k+1}+\delta\boldsymbol{\sigma}^{k}\right\|^{2}+\beta\left(\frac{\mu}{2}\left\|\boldsymbol{J}\boldsymbol{z}-\delta\boldsymbol{U}-\boldsymbol{t}^{k}+\boldsymbol{u}^{k}\right\|_{2}^{2}+(\boldsymbol{h}_k)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{z}\right)\right\} \tag{10}$$

$$\delta\boldsymbol{\sigma}^{k+1}=\boldsymbol{z}^{k+1}+\delta\boldsymbol{\sigma}^{k}-\overline{\delta\boldsymbol{\sigma}}^{k+1} \tag{11}$$

式中: β为调节参数。

式 (9) 通过软阈值迭代算法求解, 式 (10) 通过梯度下降法求解, 可得

$$\overline{\delta\boldsymbol{\sigma}}^{k+1}=\mathrm{sign}(\delta\boldsymbol{\sigma}^{k})\cdot\max(\left|\delta\boldsymbol{\sigma}^{k}\right|-\beta\lambda_1,0) \tag{12}$$

$$\boldsymbol{z}^{k+1}=(\beta\mu\boldsymbol{J}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{J}+\boldsymbol{I})^{-1}\left[2\overline{\delta\boldsymbol{\sigma}}^{k+1}-\delta\boldsymbol{\sigma}^{k}-\beta\boldsymbol{h}_k+\beta\mu\boldsymbol{J}^{\mathrm{T}}\left(\delta\boldsymbol{U}-\boldsymbol{t}^{k}-\boldsymbol{u}^{k}\right)\right] \tag{13}$$

式 (7) 可根据文献 [22] 来进行变量更新。

$$\boldsymbol{t}^{k+1}=\begin{cases}\left(1-\dfrac{1/\mu}{\|\boldsymbol{M}\|_2}\right)\boldsymbol{M} & \|\boldsymbol{M}\|_2>1/\mu\\ 0 & \text{其他}\end{cases} \tag{14}$$

式中: $\boldsymbol{M}=\boldsymbol{J}\delta\boldsymbol{\sigma}^{k+1}(i,:)-\boldsymbol{u}^{k+\frac{1}{2}}(i,:)-\delta\boldsymbol{U}(i,:)$。

2.2.2　构建约束项

为使解向量更贴近真实分布情况, 缓解迭代过程中迭代方式过于严格的问题, 在每次迭代过程中对$\delta\boldsymbol{\sigma}^{k+1}$子问题再加以约束。构建一个关于$\delta\boldsymbol{\sigma}$的残差向量$\boldsymbol{\xi}_k$如下:

$$\boldsymbol{\xi}_k=\boldsymbol{J}^{\mathrm{T}}(\delta\boldsymbol{U}-\boldsymbol{J}\delta\boldsymbol{\sigma}^{k}) \tag{15}$$

在每一次迭代中, 对$\delta\boldsymbol{\sigma}^{k+1}$中对应的元素加(减)一个关于$\|\boldsymbol{\xi}_k\|_\infty$的弥补值。为了防止弥补值过大使解向量不准确, 将式 (11) 前后 2 次迭代值$\delta\boldsymbol{\sigma}^{k+1}$、$\delta\boldsymbol{\sigma}^{k}$作差求绝对值, 如下:

$$\varphi^{k}=\left|\delta\boldsymbol{\sigma}^{k+1}-\delta\boldsymbol{\sigma}^{k}\right| \tag{16}$$

考虑到杂散灰度值的影响, 迭代过程中φ^k与$\iota\|\boldsymbol{\xi}_k\|_\infty$比较大小, ι为可调节的比例系数。若$\varphi^k\geqslant\iota\|\boldsymbol{\xi}_k\|_\infty$, 新的解向量则为$\delta\boldsymbol{\sigma}^{k}$、$\delta\boldsymbol{\sigma}^{k+1}$之和的均值; 否则, 新的解向量为弥补值后的解向量为

$$\begin{cases}\delta\boldsymbol{\sigma}_{*}^{k+1}=\delta\boldsymbol{\sigma}^{k+1}-\mathrm{sign}(\delta\boldsymbol{\sigma}^{k+1}-\delta\boldsymbol{\sigma}^{k})\varpi_k\alpha\\ \delta\boldsymbol{\sigma}^{k+1}=(\delta\boldsymbol{\sigma}^{k+1}+\delta\boldsymbol{\sigma}^{k})/2 & \varphi^{k}\geqslant\iota\|\boldsymbol{\xi}_k\|_\infty\\ \delta\boldsymbol{\sigma}^{k+1}=\delta\boldsymbol{\sigma}_{*}^{k+1} & \varphi^{k}<\iota\|\boldsymbol{\xi}_k\|_\infty\end{cases} \tag{17}$$

式中: $\varpi_k=\|\boldsymbol{\xi}_k\|_\infty=\left\|\boldsymbol{J}^{\mathrm{T}}(\delta\boldsymbol{U}-\boldsymbol{J}\delta\boldsymbol{\sigma}^{k})\right\|_\infty$; α取为 0.000 000 5; 根据经验可取$\iota\in(1,10)$。

最终的改进联合稀疏 EIT 算法迭代流程如图 3 所示。

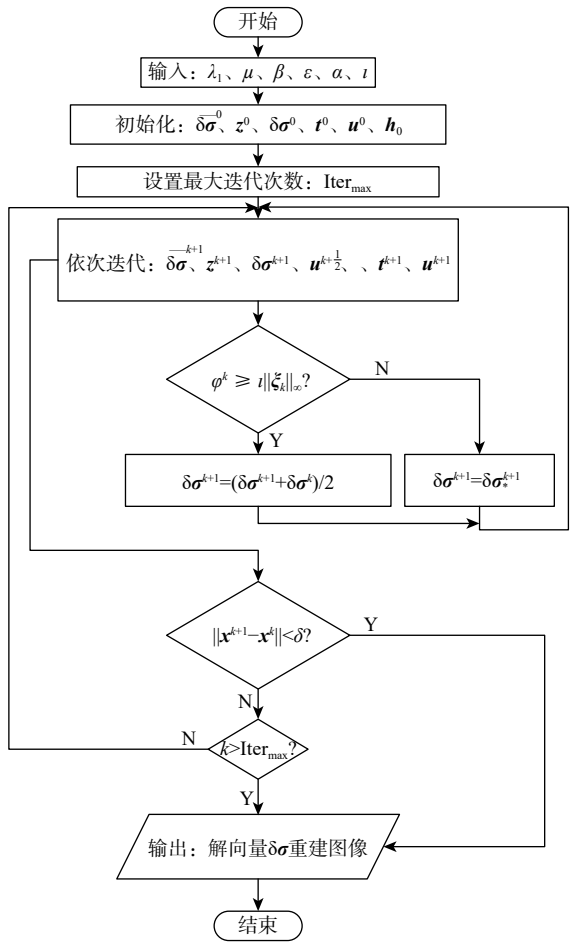


图 3　改进联合稀疏 EIT 算法迭代流程

Fig. 3　Improved iterative process of joint sparse EIT algorithm

3　仿真与实验结果分析

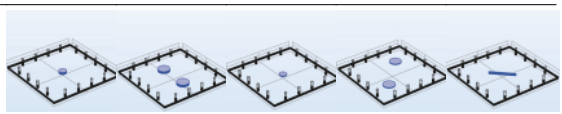
3.1　仿真验证

仿真使用 COMSOL5.4 软件对 8 层各向异性的 CFRP 层压板进行建模, 并采用 16 电极 EIT 结构。构建 3 种 CFRP 层压板常见的损伤类型, 分别为冲击损伤、分层损伤和裂纹损伤。冲击损伤是指将板材穿透的损伤; 分层损伤是指非穿透板材, 损伤在某一层或者某几层的损伤; 裂纹损伤是指板材的一个裂痕, 可穿透也可非穿透的损伤, 如表 1 所示。

表 1 中, 模型 1 为单冲击损伤模型, 在 CFRP 层压板中心区域设置 1 个高 0.32 cm、半径 0.5 cm 的圆柱体模型; 模型 2 为双冲击损伤模型, 在 CFRP 层压板中心垂直连线上设置 2 个高 0.32 cm、半径

表1 CFRP损伤模型

Table 1 CFRP damage model

模型	1	2	3	4	5
图示					

0.8 cm的圆柱体模型；模型3为单分层损伤模型，在CFRP层压板中心区域设置1个高0.12 cm、半径0.5 cm的圆柱体模型；模型4为双分层损伤模型，在CFRP层压板对角线上设置2个高0.12 cm、半径0.8 cm的圆柱体模型；模型5为裂纹损伤模型，在CFRP层压板对角线上设置1个0.01 cm×3.5 cm×0.32 cm的长方体模型。

本文选取Tikhonov正则化算法、CG算法和利用S-ADMM求解的L_1正则化方法（记为S-ADMM）进行对比，图像重建结果如图4所示。图像重建评价指标为图像的相关系数CC[23]。CC值越接近于1，重建图像与真实图像相关程度越大，所成图像质量越好。相关系数对比如图5所示。

$$\mathrm{CC}=\frac{\sum_{i=1}^{m}(\delta\hat{\boldsymbol{\sigma}}_i-\overline{\delta\hat{\boldsymbol{\sigma}}})(\delta\boldsymbol{\sigma}_i-\overline{\delta\boldsymbol{\sigma}})}{\sqrt{\sum_{i=1}^{m}(\delta\hat{\boldsymbol{\sigma}}_i-\overline{\delta\hat{\boldsymbol{\sigma}}})^2\sum_{i=1}^{m}(\delta\boldsymbol{\sigma}_i-\overline{\delta\boldsymbol{\sigma}})^2}} \tag{18}$$

由图4可知，Tikhonov正则化算法和CG算法成像效果相仿，对于单冲击损伤和单分层损伤成像效果较好，但对于双冲击损伤和双分层损伤已经基本不能还原损伤的具体位置和大小，重建图像边缘受电极的影响越发严重，所成损伤的伪影产生严重的黏连现象。S-ADMM算法所成图像能较准确地显示损伤的位置，电极伪影现象得到了明显改善，但所成损伤均偏小，对于双冲击损伤模型也出现了伪影黏连现象。改进联合稀疏EIT算法使得双冲击损伤模型中的伪影黏连现象得到有效改善，电极伪影得到进一步削弱，能准确反映损伤的大小和位置，对于冲击损伤和分层损伤所成图像边缘清晰，对于裂纹损伤虽然仍存在一些电极伪影，但已经能呈现出裂纹的位置和大小情况，裂纹损伤辨识度增高。

由图5可知，改进联合稀疏EIT算法与Tikhonov

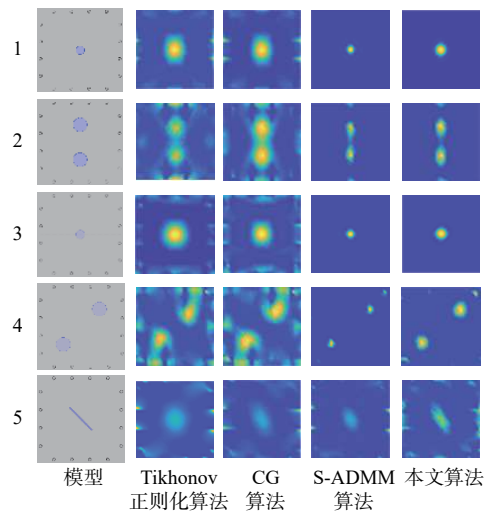


图4 图像重建结果对比

Fig. 4 Comparison of image reconstruction results

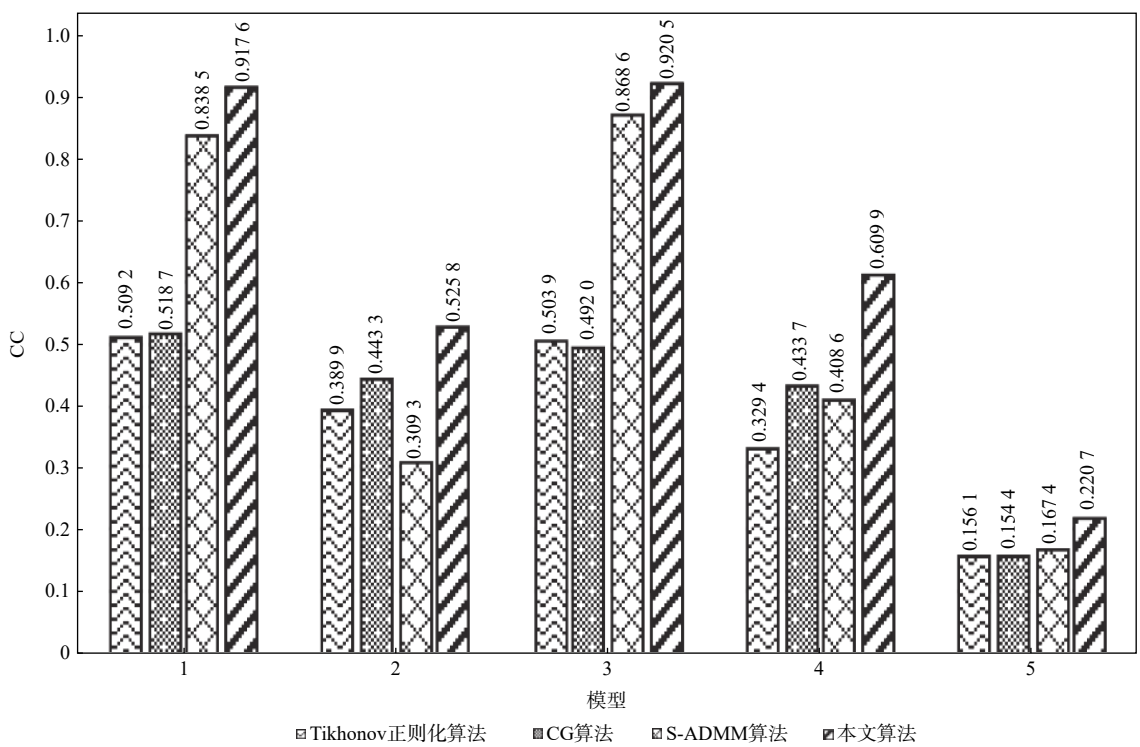


图5 相关系数对比

Fig. 5 Comparison of correlation coefficient

正则化算法、CG 算法、S-ADMM 算法相比, 相关系数得到明显提高, 所成图像精度更高, 相关性更大。在单冲击损伤模型中, 改进算法相关系数达到 0.917 6, 较 S-ADMM 算法提高了 15.53%, 验证了改进联合稀疏 EIT 算法具备可行性。

为比较重建损伤和真实损伤大小的相似程度, 对模型 1～4 进行面积误差对比, 对比结果如图 6 所示。面积误差为将采用 Canny 算子和最小二乘椭圆拟合出重建图像的损伤面积大小与真实模型损伤面积大小相比较得出, 公式如下:

$$S_{\text{error}} = \frac{|S' - S|}{S} \times 100\% \tag{19}$$

式中: S'为图像重建损伤面积大小; S为真实损伤面积大小。

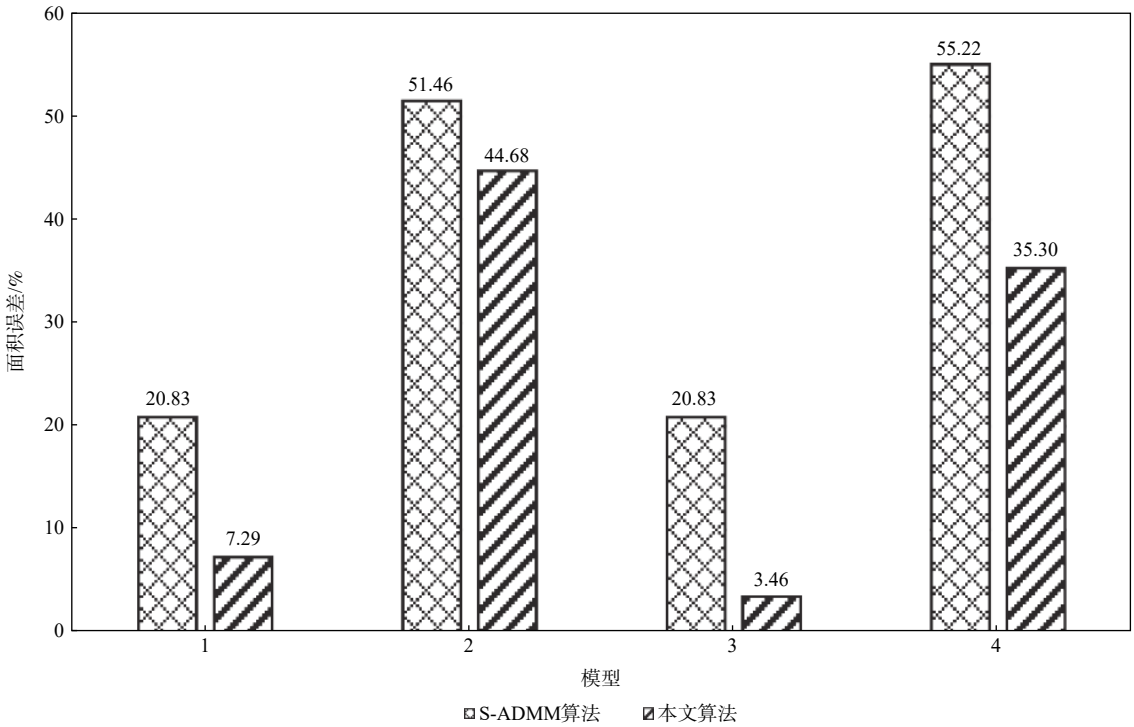


图 6　面积误差对比

Fig. 6　Comparison of area error

从图 6 中可以看出, 与 S-ADMM 算法相比, 改进联合稀疏 EIT 算法所成损伤大小与真实损伤最为相近, 单分层损伤模型中面积误差仅有 3.46%, 而 S-ADMM 算法虽然在单冲击和单分层损伤中取得了较高的相关系数, 但其所成损伤的面积误差仍较大, 并不能真实反映损伤大小。

综合以上比较分析可以得出, 改进联合稀疏 EIT 算法能够进一步增强解的稀疏性, 更好地保留图像边缘信息, 具有更高的图像辨识度和定位能力, 具备良好的 CFRP 层压板损伤检测应用前景。

3.2　噪声实验

在实际工业现场环境中, 边界测量电压往往含有噪声。图像重建的质量会直接受到噪声的影响。为了进一步验证改进联合稀疏 EIT 算法的抗干扰性, 在成像仿真实验中对边界电压数据加入高斯白噪声。分别加入 2%、5% 的高斯白噪声, 改进联合稀疏 EIT 算法在有无噪声情况下的成像效果对比如图 7 所示, 相关系数对比如图 8 所示。

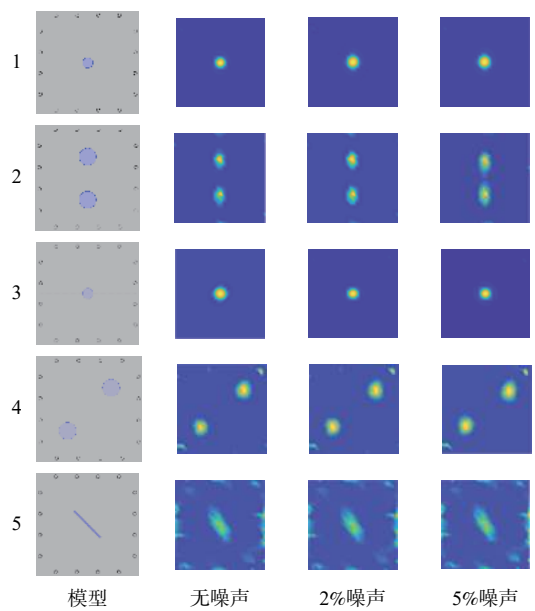


图 7　有无噪声情况下的成像效果对比

Fig. 7　Comparison of imaging effects with or without noise

由图 7 可知, 改进联合稀疏 EIT 算法在 2% 噪声、5% 噪声的干扰下与无噪声情况下所成图像质量相差不大, 仍能准确地反映损伤位置和大小情况, 所成图像边缘清楚, 电极伪影影响不严重。由

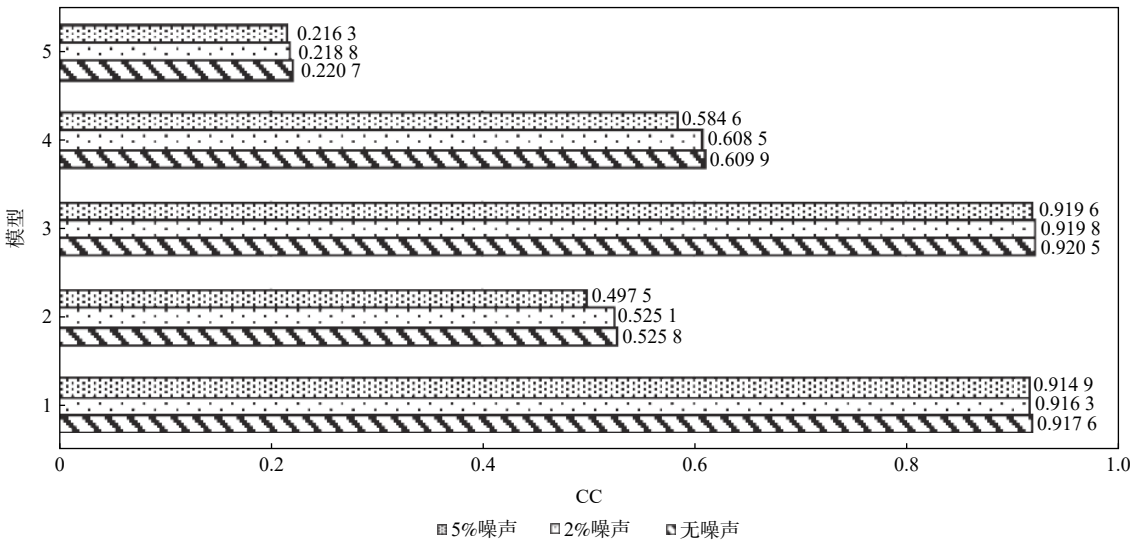


图 8 有无噪声情况下相关系数对比

Fig. 8 Comparison of correlation coefficient with or without noise

图 8 可知，在噪声干扰下，改进联合稀疏 EIT 算法的相关系数并未出现较大波动，仍能取得相对较高的相关系数，对于单冲击模型在 5% 噪声的干扰下仍能取得 0.914 9 的相关系数，对比无噪声情况下仅下降了 0.002 7，进一步验证了改进联合稀疏 EIT 算法能够有效弱化噪声影响，具有良好的鲁棒性。

3.3 实验验证

CFRP 层压板 EIT 损伤检测实验平台如图 9 所示。CFRP 层压板长 10 cm、宽 10 cm、高 0.3 cm，将 16 个电极均匀放置在板材四周，通过电极连接电流注入和电压测量的多路复用器实现对电极的循环激励和循环测量。精密电流源 (KEITHLEY 6221) 提供电流激励，给相邻电极施加的激励电流大小为 100 mA，采集测量数据使用多功能开关测量单元 (KEYSIGHT 34980A) 和电枢矩阵开关 (KEYSIGHT 34932)，由基于 LabVIEW 使用系统软件进行开关量的切换。采集到的电位数据通过接线端子模块 (KEYSIGHT 34932T) 导入图像处理程序以得到图像重建结果。

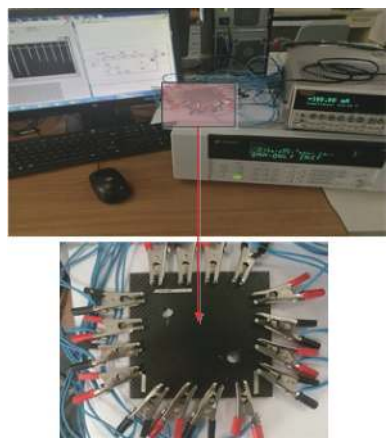


图 9 CFRP 层压板 EIT 损伤检测实验平台

Fig. 9 EIT experimental platform for damage detection of CFRP composites

实验模拟了 1 种单冲击损伤和 2 种双冲击损伤。其中，单冲击损伤模型和上下双冲击损伤模型损伤孔半径均为 3 mm，斜对角双冲击模型损伤孔半径为 5 mm。上下双冲击损伤模型位于板材中心竖线上，斜对角双冲击模型位于板材斜对角线上，成像结果对比如图 9 所示。

由图 10 可知，Tikhonov 正则化算法电极影响伪影严重，发生严重黏连现象，不能准确反映损伤的位置和大小，损伤轮廓不清晰；S-ADMM 算法削弱了电极影响，伪影情况得到明显改善，能够准确反映损伤的位置，但不能如实反映其大小，损伤产生了不同程度的畸变；而改进联合稀疏 EIT 算法既

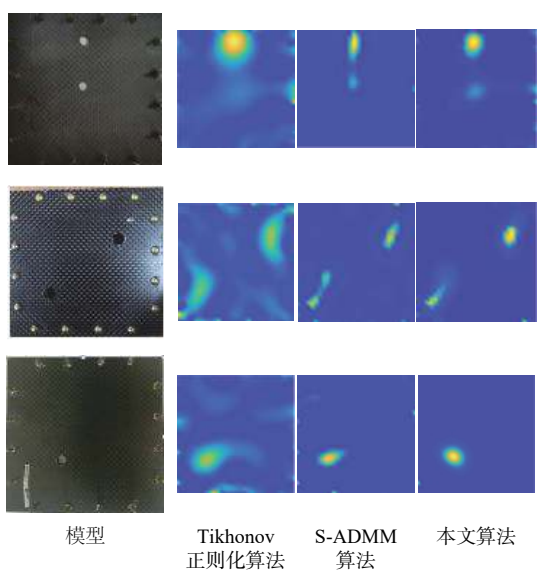


图 10 CFRP 损伤检测成像效果对比

Fig. 10 Comparison of imaging results of CFRP damage detection

减少了电极伪影的影响, 又能更准确地反映损伤的实际位置和大小, 图像边缘信息完整。系统实验结果表明, 改进联合稀疏 EIT 算法具备实用性, 并为应用于 CFRP 层压板检测提供依据。

4　结　论

1) 本文通过构建新的稀疏泛函模型和解的弥补值约束项, 提出了一种改进联合稀疏 EIT 算法, 并将其应用于 CFRP 层压板的损伤检测。

2) 改进联合稀疏 EIT 算法能够有效联合L_1范数和L_2范数的优势, 增强解的稀疏性的同时, 改善 EIT 逆问题的病态性, 对于冲击损伤、分层损伤和裂纹损伤均具有良好的反演能力, 且成像效果稳定, 具有良好鲁棒性, 具备 CFRP 层压板损伤检测的良好应用前景。

3) 通过仿真和实验重建图像, 并采用评价指标进行评定, 结果证明, 改进联合稀疏 EIT 算法对 CFRP 层压板损伤检测具备可行性。

现有实验模型还不够丰富, 后续应多建立实验模型来进一步验证该算法的工业可行性。

参考文献（References）

[1] 包建文, 蒋诗才, 张代军. 航空碳纤维树脂基复合材料的发展现状和趋势[J]. 科技导报, 2018, 36(19): 52-63.
BAO J W, JIANG S C, ZHANG D J. Current status and trends of aeronautical resin matrix composites reinforced by carbon fiber[J]. Science & Technology Review, 2018, 36(19): 52-63(in Chinese).

[2] 王军照. 碳纤维复合材料在航空领域中的应用现状及改进[J]. 今日制造与升级, 2020(8): 48-49.
WANG J Z. Application status and improvement of carbon fiber composites in aviation field[J]. Manufacture & Upgrading Today, 2020(8): 48-49(in Chinese).

[3] 黄梅. 纤维增强复合材料的冲击损伤识别研究[D]. 广州: . 广州大学, 2020: 1-6.
HUANG M. Study on impact damage identification of fiber reinforced composite[D]. Guangzhou: Guangzhou University, 2020: 1-6 (in Chinese).

[4] 张海燕, 宋佳昕, 任燕, 等. 碳纤维增强复合材料褶皱缺陷的超声成像[J]. 物理学报, 2021, 70(11): 114301.
ZHANG H Y, SONG J X, REN Y, et al. Ultrasonic imaging of wrinkles in carbon-fiber-reinforce-polymer composites[J]. Acta Physica Sinica, 2021, 70(11): 114301(in Chinese).

[5] 王从科, 董方旭, 赵付宝, 等. 碳纤维树脂基复合材料内部缺陷X射线成像检测的仿真[J]. 复合材料学与工程, 2017(2): 82-87.
WANG C K, DONG F X, ZHAO F B, et al. The simulation of X-ray imaging detection of defects in carbon fiber resin composite material[J]. Composites Science and Engineering, 2017(2): 82-87(in Chinese).

[6] 王飞. CFRP复合材料缺陷的红外雷达热波成像与层析检测研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2020: 62-81.
WANG F. Research on inerared radar thermal wave imaging and tomography for detection of defects in CFRP composite[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2020: 62-81(in Chinese).

[7] SCHUELER R P, JOSHI S, SCHULTE K. Damage detection in CFRP by electrical conductivity mapping[J]. Composites Science and Technology, 2001, 61(6): 921-983.

[8] KHALED A, ARIEF Y, GILLES L. On the anisotropic behavior of electrodes for electrical-based monitoring of CFRP laminated composites[J]. Polymer Composites, 2019, 40(5): 2061-2066.

[9] 范文茹, 王勃, 周琛. 基于EIT的CFRP层合板缺陷可视化检测[J]. 传感器与微系统, 2020, 39(2): 144-147.
FAN W R, WANG B, ZHOU C. Visualization detection of CFRP laminate defects based on EIT[J]. Transducer and Microsystem Technologies, 2020, 39(2): 144-147(in Chinese).

[10] 王琦, 张鹏程, 王化祥, 等. 基于块稀疏的电阻抗成像算法[J]. 电子与信息学报, 2018, 40(3): 676-682.
WANG Q, ZHANG P C, WANG H X, et al. Block-sparse reconstruction for electrical impedance tomography[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2018, 40(3): 676-682(in Chinese).

[11] WANG Q, WANG H, ZHANG R, et al. Image reconstruction based on L_1 regularization and projection methods for electrical impedance tomography[J]. Review of Scientific Instruments, 2012, 83(10): 104707.

[12] SOUVIK R, ALFIO B. A new optimization approach to sparse reconstruction of log-conductivity in acousto-electric tomography[J]. SIAM Journal on Imaging Science, 2018, 11(2): 1759-1784.

[13] 成民民, 戎舟, 庞宗强. 基于分裂Bregman方法的加权频差电阻抗成像算法[J]. 国外电子测量技术, 2019, 38(2): 30-35.
CHENG M M, RONG Z, PANG Z Q. Weighted frequency difference electrical impedance tomography algorithm based on split Bregman method[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2019, 38(2): 30-35(in Chinese).

[14] 范文茹, 李靓瑶, 王勃. 基于改进MRNSD算法的电阻抗层析成像[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(8): 1564-1573.
FAN W R, LI J Y, WANG B. Electrical impedance tomography based on improved MRNSD algorithm[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(8): 1564-1573(in Chinese).

[15] LIKASSA H T, FANG W H, LEU J S. Robust image recovery via affine transformation and $L_{2,1}$ norm[J]. IEEE Access, 2019, 7: 125011-125021.

[16] LIU J J, NI A Q, NI G X. A nonconvex $L_1(L_1\text{-}L_2)$ model for image restoration with impulse noise[J]. Journal of Computational and Applied Mathematics, 2020, 378: 112934.

[17] HE B S, YUAN X M. On the $O(1/n)$ convergence rate of the douglas-rachford alternating direction method[J]. SIAM Journal on Numerical Analysis, 2012, 50(2): 700-709.

[18] 徐帅, 程军, 杨继全, 等. 各向异性碳纤维复合材料的方向性涡流检测[J]. 振动、测试与诊断, 2012, 50(2): 700-709.
XU S, CHENG J, YANG J Q, et al. Eddy current testing of directionality in anisotropic carbon fiber reinforced polymer composite[J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2012, 50(2): 700-709(in Chinese).

[19] FAN W R, WANG C. A modified $L_{1/2}$ regularization algorithm for electrical impedance tomography[J]. Measurement Science and Technology, 2019, 31(1): 015011.

[20] SHI T T, ZHANG X, WANG M, et al. An adaptive non-convex hybrid total variation regularization method for image reconstruction in electrical impedance tomography[J]. Flow Measurement and Instrumentation, 2021, 79: 101937.

[21] 寇喜鹏. 结构变分不等式与凸优化问题的若干算法研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2015: 79-82.
KOU X P. Study on some algorithms for structural variational inequality and convex optimization problems[D]. Chongqing: Chongqing University, 2015: 79-82(in Chinese).

[22] LU Y, ZHONG A, LI Q. Beyond finite layer neural networks: Bridging deep architetures and numerical differential equations[C]//International Conference on Machine Learning, 2017: 3276-3285.

[23] ZHANG X Y, CHEN X Y, WANG Z C, et al. EIT-4LDNN: A novel neural network for electrical impedance tomography[J]. Journal of Physics:Conference Series, 2021, 1757: 012013.

CFRP material detection based on improved joint sparse EIT algorithm

MA Min*, YU Jie, FAN Wenru

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

Abstract: Aiming at the highly ill-posed problem of the application of electrical impedance tomography (EIT) to the damage detection of carbon fiber reinforced polymer (CFRP), a joint L_1 and L_2 norm sparse regularization functional model was proposed, and a new constraint is constructed to optimize the solution during the iterative process. The simulation results show that, compared with other traditional algorithms, the improved joint sparse EIT algorithm can effectively improve the electrode artifacts of the damage image, improve the clarity of damage edge, and enhance the accuracy of damage identification and location. The experimental results of CFRP laminate detection show that the improved joint sparse EIT algorithm can improve the anti-interference ability of the image reconstruction, and has good robustness and applicability.

Keywords: electrical impedance tomography; carbon fiber reinforced polymer; damage detection; image reconstruction; joint sparse

Received: 2021-05-10; **Accepted**: 2021-07-09; **Published Online**: 2021-07-30 17:30

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210730.1638.004.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61871379); Scientific Research Program of Tianjin Education Commission (2020KJ012)

* **Corresponding author**. E-mail: mm5739@163.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0223

轮缘密封影响下的动叶通道内非定常流动研究

何振鹏，周佳星，辛佳，刘明远，黎柏春*，张桂昌
(中国民航大学 航空工程学院，天津 300300)

摘 要：为了研究涡轮转静盘腔间轮缘封严结构对下游动叶通道内流动的影响，对无封严结构、无封严气流及采用不同封严流量时涡轮动叶通道内流场分布和气动损失进行了数值模拟。结果表明：封严腔出口位置气流受静叶与动叶相对位置变化的影响呈现较强的非定常特性，变化与动叶运动周期保持一致。动叶入口位置非定常波动受到封严气流与前缘势场共同作用，封严气流引起周向、径向速度变化的同时也造成了强烈的非定常效应。动叶通道内封严气流引起的端区气流偏转改变了前缘马蹄涡滞止点位置，增强了马蹄涡压力面分支，动叶吸力面一侧剪切诱导涡改变了轮毂通道涡的形成机制和吸力面侧相对低压区的位置。

关 键 词：涡轮；轮缘密封；燃气入侵；封严出流；数值模拟
中图分类号：V231.3
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2023)02-0273-11

随着航空发动机性能的逐步提高，涡轮进口温度也不断增加，所需的冷却气体量也随之增加。大量的冷却气体经过轮缘密封间隙汇入主流降低了整个涡轮级的工作效率[1]，明确轮缘密封气流与主流道内气流相互作用机制对于提高涡轮级气动效率和优化涡轮结构设计有着重要意义。

国内外研究人员围绕封严气流与主流的相互作用开展了大量工作。国外方面，Zlatinov 等[2]通过数值模拟的方法研究了封严气流与主流的相互作用过程，将损失来源归结为封严气流与主流周向速度差引起的黏性剪切损失、封严气流对主流的堵塞作用及封严气流与动叶流场涡系的相互作用3种。Schrewe 等[3]在两级低压涡轮实验台上通过实验测量将主流与封严气流相互作用所导致的涡轮级总压损失总结为4种形式，即封严气体在上游形成堵塞，增大了主流通道内二次流损失，改变了转子上游流场，以及下游静叶流量导致额外的损失。Popovic 和 Hodson[4-7]通过实验和数值模拟相结合的方法对轮缘密封下的主流和封严气流的非定常效应进行了研究，发现与定常计算相比由动叶转动引起的非定常特性减少了约 10% 主流损失，更为贴近实验结果；主流气动损失对于封严流量变化的敏感性受到上游静叶位势场和封严腔外部旋涡结构相互作用的影响；封严间隙的减小会提升轮缘密封的封严效率，同时也增加了主流流动损失对于封严流量的敏感性；轮缘密封与转子的相对轴向位置越近，封严气流负切向速度对于主流的影响越小，二次流损失越小。Monge-Concepcion 等[8]通过实验采用附加变量法研究了主流道气流、静叶尾迹在轮缘密封结构下的流动特征，结果表明，在静叶尾迹的影响下燃气入侵盘腔的流量近似成线性增加。Schreiner 等[9]研究了封严气流对于转子通道内端区二次流的影响，发现封严气流增加了盘腔内的流动不稳定性，封严气流出流加强转子通道内的二次流结构，其中马蹄涡压力面分支增强明显，马蹄涡吸力面分支受到削弱。国内方面，周杨等[10]通

收稿日期：2021-05-06；**录用日期**：2021-08-27；**网络出版时间**：2021-09-03 16:12
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210903.1349.001.html
基金项目：天津市教委科研计划 (2018KJ240)；中国民航大学研究生科研创新项目 (10502728)；国家自然科学基金 (U1833108)；2020年中国民航大学虚拟仿真实验室建设项目 (XF2020006)
* **通信作者**. E-mail：bc_li@cauc.edu.cn

引用格式：何振鹏，周佳星，辛佳，等. 轮缘密封影响下的动叶通道内非定常流动研究[J]. 北京航空航天大学学报，2023，49(2)：273-283. HE Z P，ZHOU J X，XIN J，et al. Unsteady flow characteristics of turbine rotor passage under rim seal effect[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2023，49(2)：273-283 (in Chinese).

过数值模拟的方法研究了封严流量出现前后流场的分布，并分析了二次流在封严流量变化时的发展过程。贾惟[11-13]研究了轮缘封严出流对端区的影响及其非定常特性，发现封严出流对上游导叶的影响表现为对端区流动的堵塞作用，而在转子进口处则因为存在动量差相互剪切形成新的旋涡结构。吴康等[14-15]采用实验测量和数值模拟结合的方法研究了整级透平中入侵与封严变化机理，发现静叶尾缘的压力分布是造成燃气入侵的主要原因，复杂的封严结构能够避免主流和腔室内部气体的直接接触，增大主流入侵的沿程阻力和削弱主流的切向速度分量的影响。程舒娴等[16]通过数值模拟的方式研究了整周透平轮缘密封模型的流动与封严特性，发现盘腔内部封严效率存在周向波动但无明显周期性规律，静叶下游压力波动周期数等于静叶数，动叶上游与盘腔内部压力波动周期数等于动叶数。

以上关于涡轮端区轮缘密封封严气流与主流的相互作用的研究，分析了封严气流与主流相互作用机制及端区气动损失的具体形式。对于动叶通道内流动的非定常性及损失随时间的变化关注较少，没有把流动过程与气动损失统一起来。为了更加深入地了解受轮缘密封气流影响下动叶通道内的流动特性，本文采用 1.5 级涡轮模型，在实验数据的支持下，以非定常数值模拟方法分析轮缘封严气流在动叶通道内与主流的交互作用。

1 研究对象和研究方法

1.1 研究对象

选取瑞士联邦理工学院叶轮机械实验室 LISA 1.5 级涡轮为研究对象，详细的设计过程及气动参数参见文献 [17]。图 1 给出了本文使用模型的子午流道图，封严腔结构及与涡轮主流通道相对位置如图所示。

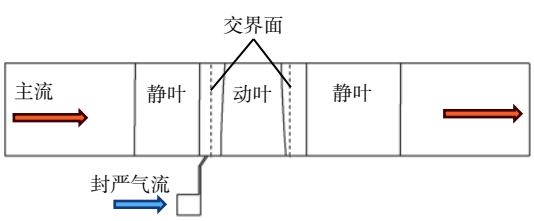


图 1 带有前后腔的 1.5 级涡轮子午面

Fig. 1 Meridian channel of 1.5-stage turbine with front and aft seal cavity

数值模拟采用 ANSYS CFX 18.0，求解三维 URANS 方程，湍流模型采用 SST。空间离散采用二阶迎风格式，时间离散采用二阶后差欧拉格式，工质为理想气体。为节省计算资源并满足转静交界面模型要求，涡轮叶片数由 36∶54∶36 约化为 2∶3∶2，为保证与实验数据的一致性，本文不改变整体叶型结构。涡轮主流通道和轮缘密封结构网格均由 AutoGrid5 生成。为了减小插值计算所带来的误差，封严腔体与涡轮主流通道交界面处采用了轴向和周向节点完全匹配的网格，并在壁面附近加密，如图 2 所示。壁面第 1 层网格距离为 1 μm，保证 $y^+\approx1$ 满足湍流模型的要求。计算网格总数约为 937 万，其中，静子网格数约为 195 万，转子网格数约为 400 万，封严腔体网格数约为 110 万。

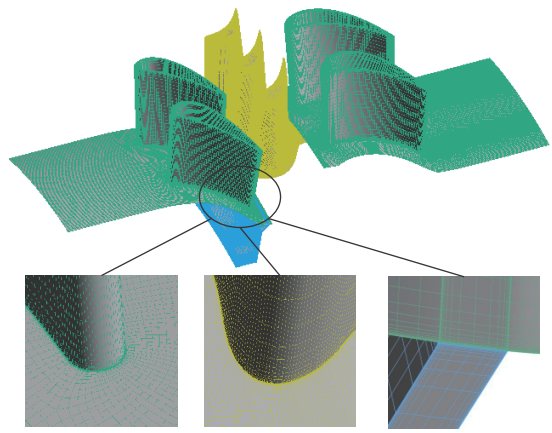


图 2 1.5 级涡轮计算网格

Fig. 2 Computation mesh of 1.5-stage turbine

1.2 边界条件

数值模拟中，主流进口为压力进口边界条件，给定总温 328.15 K 和总压 140 kPa，进气方式为轴向进气。出口为压力出口边界条件，给定静压。动叶转速为 2 700 r/min，固体壁面为光滑、绝热、无滑移壁面。封严腔体进口为流量进口边界条件，给定总温 323.15 K 和封严流量。封严流量以封严流量占主流流量之比 (IR) 的形式给出，所选用封严流量比 IR 分别为 0，0.5%，0.9%，1.3% 和 1.7%，IR=0 表示封严腔存在不施加封严流量的工况，Endwall 表示无封严腔体工况。详细的边界条件见文献 [18]。转静交界面设置在封严腔出口下游，靠静叶侧封严腔壁面设置为静止壁面，靠动叶侧封严腔壁面设置为转动壁面。定常计算转静交界面采用 Frozen Rotor 模型，非定常计算采用 Transient Rotor Stator 模型。定常计算完成后，结果作为非定常计算初场。时间步长设置为 1.03×10^{-5} s，即动叶经过 2 个静叶通道的一个周期时间设为 120 个物理时间步，每一个物理时间步内迭代步数为 10，残差设置为 10^{-6}。当监测点关键参数呈现出随时间周期性变化保持 2 个周期以上时认为计算收敛。

图 3 为 IR = 1.3% 时非定常计算中动叶监测点静压的变化。可知，当计算到 800 个时间步左右时，静压出现明显的周期性变化，非定常计算收敛。

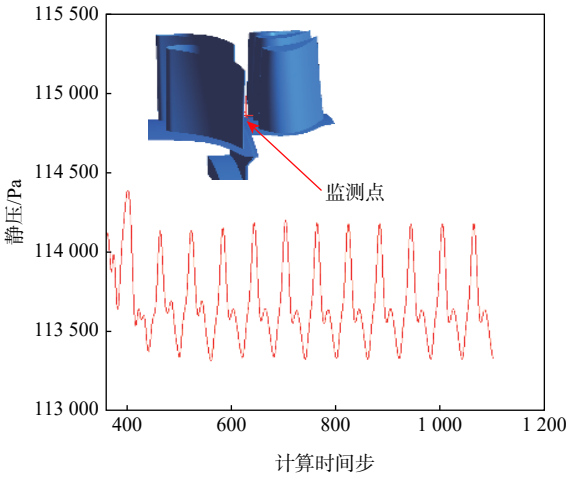


图 3　监测点静压变化

Fig. 3　Static pressure changes at monitoring points

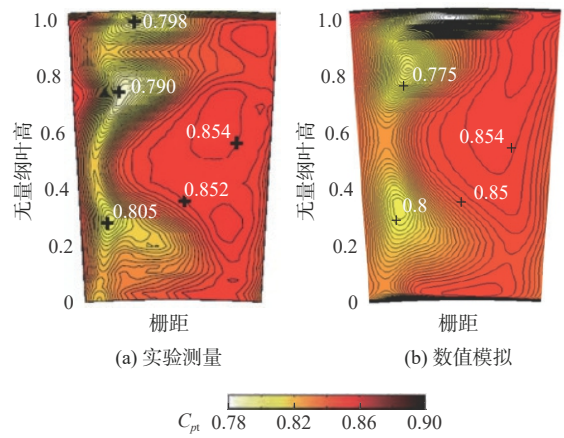


图 5　IR=0.9% 时相对总压系数云图

Fig. 5　Contour of relative total pressure coefficient when IR=0.9%

1.3　计算验证

图 4 给出了无封严腔体 (Endwall) 时, 动叶出口周向质量平均相对流动角沿径向分布的定常和非定常时均结果与实验测量结果[17] 对比。定常与非定常计算结果基本一致, 与实验测量结果相比, 由于 LISA 1.5 级涡轮实验台在动叶与第 2 列静叶间存在轮缘间隙, 实验中部分主流气体入侵后封严腔, 影响了叶根位置气流偏转角。另外, 实验中为防止传感器探针与转子发生碰磨, 探针无法贴近叶根低半径位置, 无法获得准确的实验数据; 同时, 轮毂低半径位置贴近转静间隙, 误差受实验件加工与装配精度的影响也较为显著。鉴于以上原因, 在进行数值模拟仿真时, 当所得测量值与实验值相差小于 5% 时, 认为结果数值结果与实验测量的相对误差在可接受的范围。

图 5 给出了设计工况下(IR=0.9%)转子出口相对总压系数云图实验[18] 和非定常时均结果的对比。相对总压系数 C_{pt} 定义如下:

$$C_{pt}=\frac{P_{\mathrm{t,rel}}}{P_{\mathrm{inlet}}} \tag{1}$$

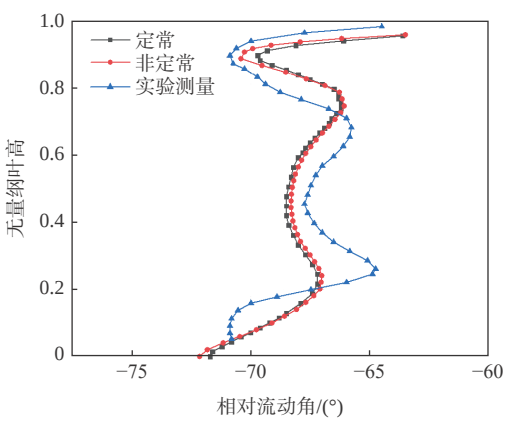


图 4　动叶出口周向质量平均相对流动角

Fig. 4　circumferential mass-averaged relative flow angle at rotor exit

式中: $P_{\mathrm{t,rel}}$ 为相对总压; P_{inletl} 为入口位置总压。

由图 5 对比可知, 在转子出口存在轮毂二次流、叶尖通道涡及叶尖泄漏涡 3 个低压区, 其相应位置和形状都较为相似。数值模拟与实验测量的轮毂二次流相对总压系数最大不超过 5%, 认为数值结果与实验测量的相对误差在可接受的范围。

综合图 4 和图 5 数值模拟和实验测量的结果对比, 可以认为本文所采用的数值方法能够准确模拟带有轮缘密封的 1.5 级涡轮内部流场的流动结构。

2　结果分析

2.1　动叶入口

图 6 给出了 IR=0.5% 和 IR=0.9% 封严腔出口径向速度与总压云图。图中: T_{r} 表示整周周期的 1/54, 即动叶通过一个转子通道的时间, T_{avg} 表示 T_{r} 时间内的平均结果。径向速度为负, 代表燃气入侵; 径向速度为正, 代表封严出流。观察图 6(a)、(b) 中时均径向速度分布, IR=0.5% 时, 燃气入侵位置集中于静叶尾迹下游, 封严出流位置集中于静叶吸力面下游, 2 处位置分布于静叶尾迹两侧, 表明前封严腔出口处流场受到上游静叶尾迹影响较大。封严流量增加至 IR=0.9%, 封严出流和燃气入侵强弱较 IR=0.5% 明显不同, 此时封严气流基本阻隔了燃气对于盘腔的入侵, 封严出流明显。

在各时刻径向速度云图中, 用 2 条线分别标示了燃气入侵和封严出流位置。总的来看, 静叶与动叶相对位置的变化整体上并未使得燃气入侵和封严出流位置在 T_{r} 周期内发生大的周向偏移, 仅出现一定程度的相位滞后。封严腔出口气流的径向速度随燃气入侵与封严出流的变化在 T_{r} 周期内发生剧烈波动。以图中编号为 2 的动叶运动为切入点, $\frac{0}{4}T_{\mathrm{r}}$ 时刻, 2 号动叶前缘接近静叶尾迹区域, 动叶势场和静叶尾迹的相互作用造成该位置压力波动, 由

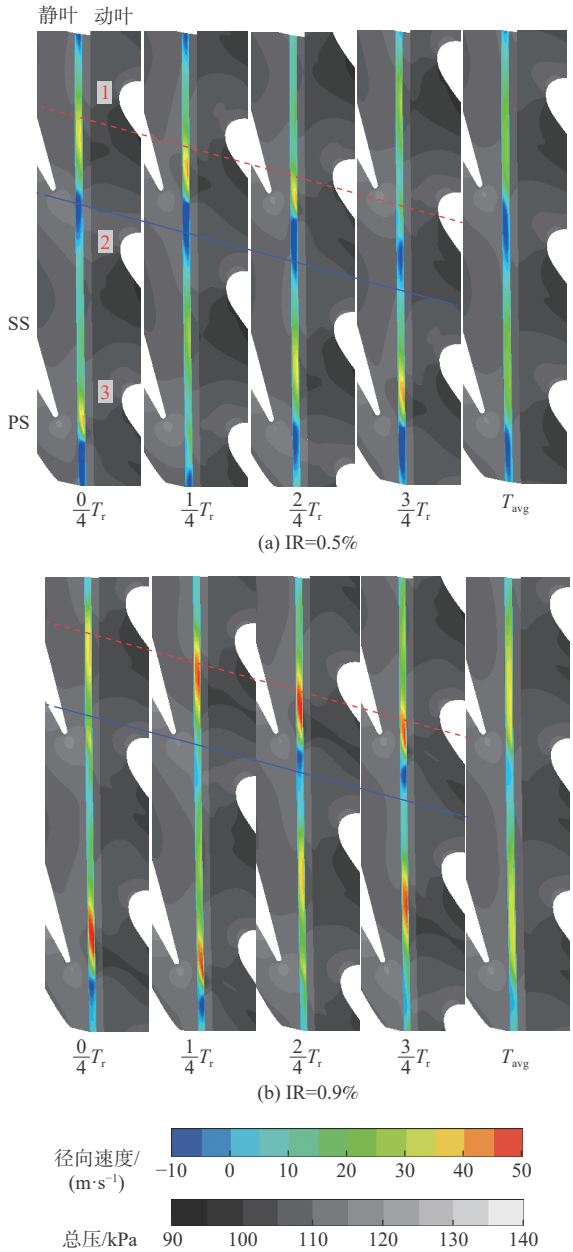


图 6 封严腔出口径向速度与总压云图

Fig. 6 Contours of radial velocity and total pressure at seal cavity exit

图 6 中实线可以看出随着时间变化燃气入侵逐渐增强。同时，由于受到 2 号动叶压力面侧高压区域的影响，静叶吸力面下游压力升高，图中虚线标示的封严出流较弱。$\frac{1}{4}T_r$ 和 $\frac{2}{4}T_r$ 时刻，2 号动叶旋转运动逐渐远离静叶，在静叶尾迹的作用下，封严腔出口燃气入侵范围扩大且强度增强。2 号动叶压力面侧高压区域远离静叶吸力面，以及 1 号动叶吸力面的靠近，使得静叶吸力面下游压力恢复至原先的低压，由图 6 中虚线可以看出，随着时间变化封严出流逐渐减弱。$\frac{3}{4}T_r$ 时刻，2 号动叶前缘与上游静叶相对距离较远，对于封严腔出口气流影响较小。1 号动叶接近静叶尾缘，受其势场及压力面侧高压影响，封严腔出口燃气入侵和封严出流位置周向偏移且范围缩小。

在下一个 T_r 周期 $\frac{0}{4}T_r$ 时刻，1、2 号动叶将出现在此周期 $\frac{0}{4}T_r$ 时刻 2、3 号动叶的位置并与该静叶重复上述过程。可以看出，静叶与动叶相对位置的变化所导致封严腔出口气流变化仍与动叶的运动周期一致，封严出流与燃气入侵随时间的变化与主流通道内的压力随时间变化相关。

为了观察动叶入口位置非定常效应随封严流量的变化情况，使用均方差值来量化非定常行为[19]。图 7 给出了动叶进口相对总压 T_r 周期内均方差分布。图中用 10%～50% 标注出了相应的叶高，下文标示方法与此相同。无封严结构(Endwall)时，由于受到动叶前缘势场影响，轮毂 10% 叶高位置存在总压高波动区域。IR=0 时，此时存在封严结构，但无封严气流，轮毂附近的部分气体入侵盘腔，在 10% 叶高以下径向范围内形成了又一总压波动区域。同时，通道内气体的损失使得无封严结构时压力波动区域范围缩小。IR=1.3% 时，封严气体出流与主流的掺混使得轮毂附近压力波动增强，高波动径向位置降低至 5% 叶高，表明动叶入口位置非定常波动主要受动叶前缘势场影响转变为受轮缘封

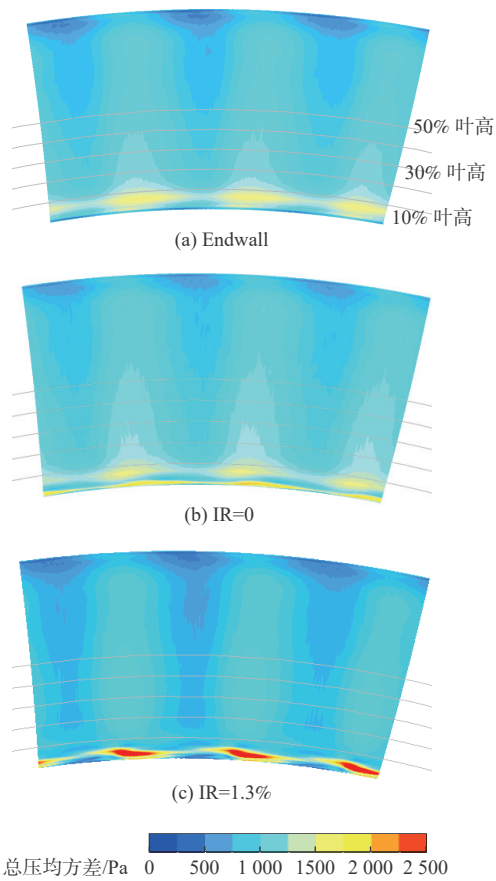


图 7 动叶进口相对总压 T_r 周期内均方差分布

Fig. 7 Relative total pressure RMS in T_r cycle at rotor inlet

严气流与动叶前缘势场共同作用。10% 叶高以上区域由于受到封严流的堵塞, 主流道内径向压力梯度增加, 沿半径气流分布改变, 相对总压波动稍有减小。

图 8 和图 9 给出了动叶进口时均径向速度及均方差径向分布。IR=0 无封严气流时, 径向速度相较于无封严结构时有所增加, 且在约 5% 叶高位置出现极值。这意味着主流道气流侵入盘腔后随盘腔旋转再次进入了主流道, 使得主流径向动量在掺混后增加, 5% 叶高位置封严出流所形成的堵塞效应最为强烈。封严流出现后, 动叶入口全叶高位置气流径向动量大幅增加, 5% 叶高处的速度极值增加最为显著。观察图 9 可以发现, 在封严结构与封严气流在 10% 叶高以下区域形成最为强烈的径向速度波动。对比图 8, 在径向速度极值出现的相同叶高位置径向速度波动最为强烈, 意味着封严出流堵塞作用强烈的位置非定常效应也最为明显。

图 10 给出了时均结果下动叶入口周向质量平均相对流动角。图中曲线从右至左封严流量依次减小, IR=0 无封严气流时, 主流道近壁面气流侵入盘腔减小了 3% 叶高以下气流方向对轴向的偏转。IR=0.5% 时, 10% 叶高以下气流方向偏转角减小。IR=0.9%, IR=1.3% 和 IR=1.7% 时, 轮毂附近气流出现相反方向的偏转, 此时轮毂端区气流在受到动叶前缘势场与压力面侧高压区域作用后偏转至动叶吸力面。

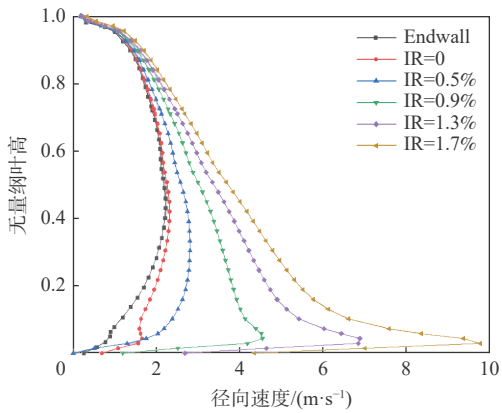


图 8　动叶进口时均径向速度径向分布

Fig. 8　Radial distribution of time-averaged radial velocity at rotor inlet

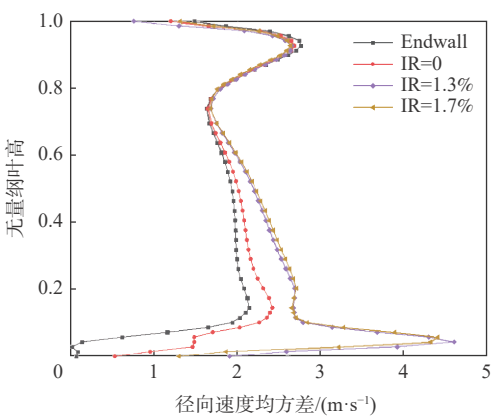


图 9　动叶进口时均径向速度均方差径向分布

Fig. 9　Radial distribution of time-averaged radial velocity RMS at rotor inlet

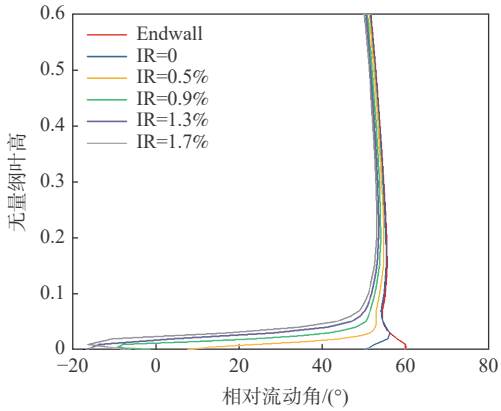


图 10　动叶入口周向质量平均相对流动角

Fig. 10　Radial distribution of circumferential mass-averaged relative flow angle at rotor inlet

2.2　动叶通道

图 11 给出了时均结果下动叶轮毂位置相对总压云图。观察图 11(a)、(b) 可以发现, IR=0 封严结构的存在虽然使得主流道近端壁附面层流体部分损失, 但在动叶前缘势场作用下形成马蹄涡的区域

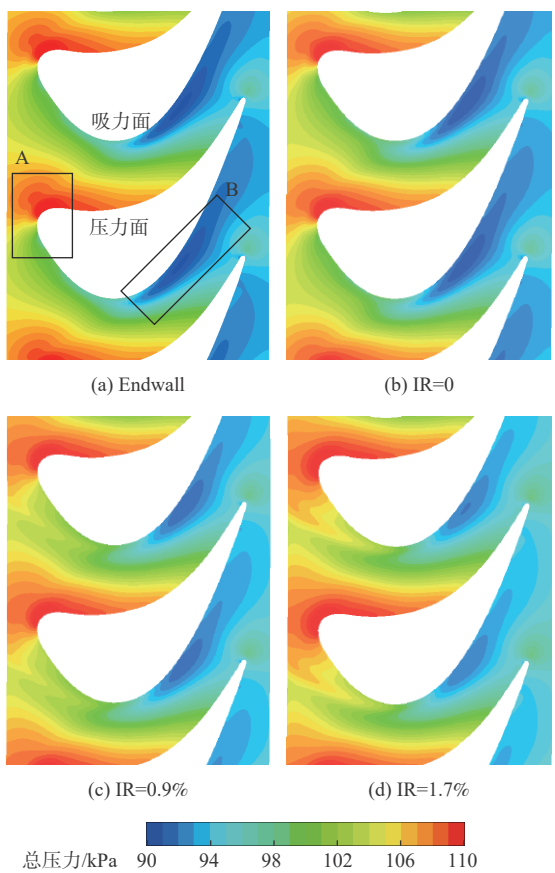


图 11　动叶轮毂位置相对总压云图

Fig. 11　Relative total pressure contours at rotor hub

压力变化并不明显，如图 11 中区域 A 所示。IR=0.9% 和 IR=1.7% 时，结合图 10 分析可知，动叶入口轮毂位置气流方向受封严气流影响发生偏转，动叶前缘马蹄涡滞止点位置也随之向吸力面侧的移动。还可以观察到，动叶通道内压力面侧高压区范围扩张，吸力面相对低压区轴向后移的同时向相邻动叶压力面侧移动，呈现出偏离吸力面的态势。吸力面侧扩压区位置轴向后移，整体范围收缩绝对值增加，如图 11 中区域 B 所示。

图 12 给出了不同封严流量时均结果下的动叶通道端区三维流线分布。相较于无封严结构，IR=0 时轮毂近壁面气体部分入侵盘腔对于动叶前缘流场影响并不明显。IR=0.9% 时，低速流体大量增加，马蹄涡滞止点位置变化，压力面分支明显增强，在与相邻动叶马蹄涡吸力面分支汇合后更加贴近吸力面壁面。IR=1.3% 时，封严流量进一步增加上述变化更加明显。结合图 10 分析可知，封严流量的加入使得动叶轮毂端区气流量增加，马蹄涡滞止点位置向动叶吸力面侧移动也造成更多的气流汇入马蹄涡压力面分支，马蹄涡压力面分支增强，通道内横向压力梯度增加，动叶前缘压力面高压区域扩张，吸力面相对低压区减弱。

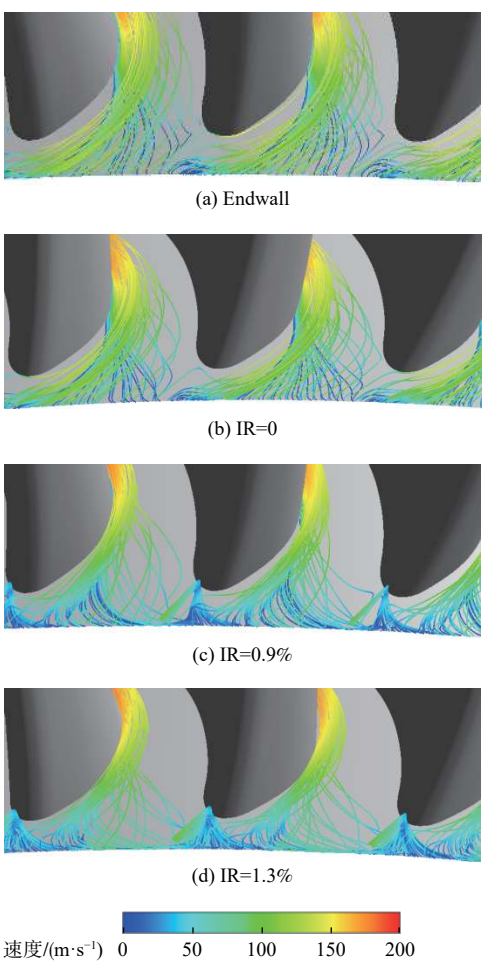


图 12 动叶通道端区三维流线分布

Fig. 12 3D streamline at rotor passage endwall

图 13 给出了不同封严流量下动叶前缘三维旋涡结构示意图，涡结构使用 Q 准则识别，取 Q=8.15×10^7 等值面并用轴向涡量进行着色。无封严结构时，动叶前缘存在马蹄涡压力面分支 (horse vortex pressure side leg, HV-PSL) 与吸力面分支 (horse vortex suction side leg, HV-SSL)。IR=0.5% 时封严气流出现，少量封严气流出气流与主流发生掺混，图 13(b) 可以观察到，因封严出流气体与主流存在周向动量差剪切作用，在吸力面侧形成剪切诱导涡结构 (shear induced vortex, SIV)，其在向后的发展过程中与马蹄涡压力面分支和吸力面分支交汇形成轮毂通道涡 (passage vortex, PV)。IR=0.9% 时，封严流量进一步增加，剪切诱导涡结构增强。结合图 11 可知，封严气流影响形成的剪切诱导涡及其在动叶通道内的发展在轮毂位置表现为相对低压区位置向动叶通道中间移动。

图 14 给出了时均结果下 45%、60% 和 80% 动叶通道轴向涡量云图。相较于无封严结构，IR=0.9% 时，45% 动叶通道轴向位置处靠近吸力面侧轮毂通道涡结构已经出现，由图 13 分析可知，这是由于封严出流形成的剪切诱导涡参与了通道涡的形成过

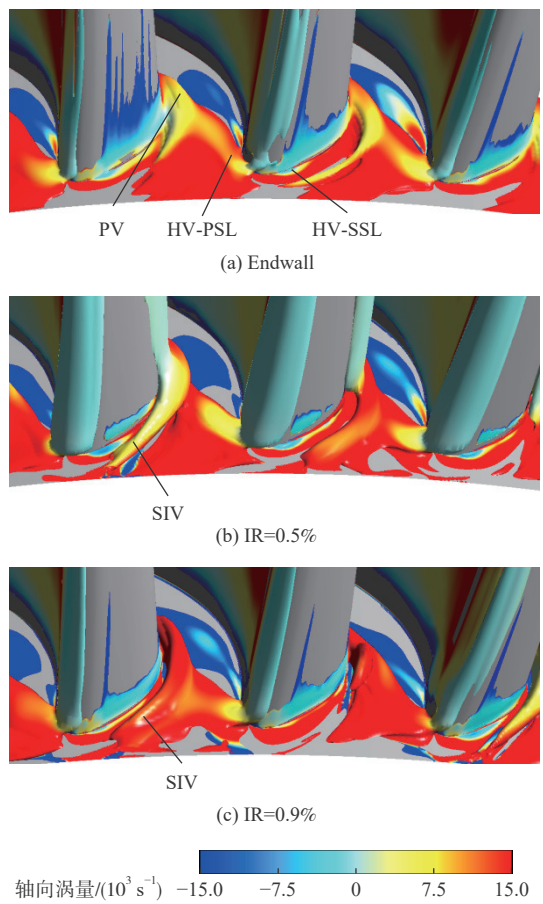


图 13 动叶前缘三维旋涡结构示意图

Fig. 13 Schematic diagram of 3D vortex structure at the leading edge of blade

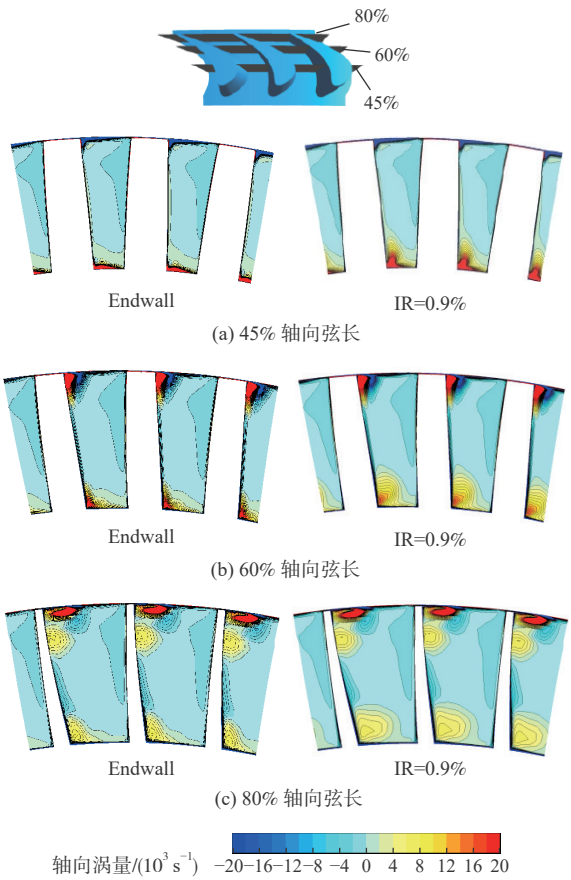


图 14　动叶通道轴向涡量云图

Fig. 14　Axial vorticity contours of blade passage

程, 同时横向压力梯度的增强使得通道内气流更加贴近吸力面, 该轴向位置低半径处通道涡结构提前出现。60% 动叶通道轴向位置处, IR=0.9% 通道涡结构范围扩张, 涡核径向位置更高。在 80% 动叶通道轴向位置处, IR=0.9% 通道涡范围的扩张使得壁面涡在形成的过程中径向位置也随之提高。对比图 11, 可以判断通道涡形成过程的变化与涡量结构的增强导致了吸力面侧扩压区的变化。

图 15 给出了动叶 10% 叶高位置 T_r 周期内各时刻熵增云图, 用虚线标示了 T_r 周期内动叶位置的变化。熵增的定义如下:

$$\Delta S = c_p \ln\left(\frac{T_s}{T_{t,in}}\right) - R_g \ln\left(\frac{P_s}{P_{t,in}}\right) \qquad (2)$$

式中: $T_{t,in}$ 和 $P_{t,in}$ 分别为主流进口总温和总压; c_p 为定比压热容; R_g 为气体常数; T_s 和 P_s 分别为当地静温和静压。

对比图 15(a)、(b) 中有无封严气流时均结果可知, 封严气流在动叶通道内产生了又一高熵增区域, 为了明确其产生与在动叶通道内的发展变化, 选取各时刻内的熵增变化进行详细分析。

无封严流量时, 因静叶与动叶数目比为 2∶3, 相邻动叶通道内熵增变化并不相同。动叶前缘靠近

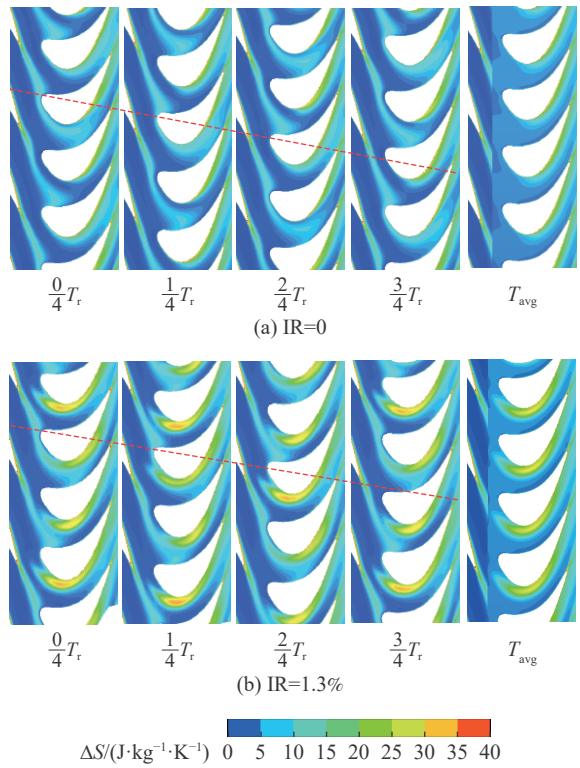


图 15　动叶 10% 叶高位置 T_r 周期内各时刻熵增云图

Fig. 15　Contour of entropy increase at every moment of T_r cycle at 10% blade height position

静叶尾迹因其前缘势场的存在引起尾迹周向变形压缩, 而后动叶继续旋转前缘将尾迹向吸力面与压力面分开为 2 支, 吸力面一支轴向运动向后汇入通道涡, 压力面一支持续有尾迹汇入直至受到下一动叶吸力面挤压而被动叶前缘分开。IR=1.3% 时, 静叶尾迹形成过程中受到封严出流堵塞作用而减弱, 但在随后的发展过程中有了封严气流的汇入而增强。当有封严气流汇入的尾迹流受到动叶前缘的挤压与分割时, 吸力面侧尾迹熵增区域更大。除尾迹流形成的熵增区域外, 动叶通道内吸力面侧出现随时间轴向运动的高熵增区域。对比 IR=0 与 IR=1.3% 在 10% 叶高位置时均熵增分布可以发现由封严气流所造成的吸力面侧高熵增区域。由图 13、图 14 分析可知, 封严气流作用下轮毂通道涡的形成过程与无封严气流时不同, 吸力面侧高熵增区域即为剪切诱导涡出现后参与通道涡的形成过程所导致。

综上可知, 封严气流一方面增强了原静叶尾迹在动叶前缘的损失, 另一方面以剪切诱导涡的形式参与通道涡结构的形成过程造成额外的损失。

图 16 给出了时均结果下动叶吸力面剪切应力云图与极限流线图。相较于无封严结构时, IR=0、IR=0.9%、IR=1.7% 封严气流的出现对于主流道形成堵塞作用使得径向压力梯度增加, 动叶轮毂位置前缘至 30% 轴向弦长位置端壁极限流线变化。结合图 11、图 12 可知, 封严气流的出现使得动叶通道

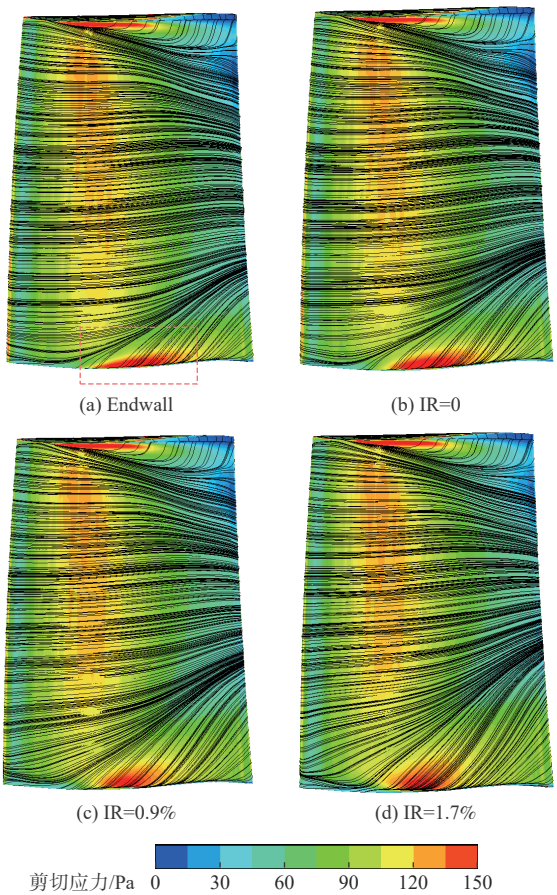


图 16 动叶吸力面剪切应力与极限流线图

Fig. 16 Contours of wall shear stress and limited streamlines near rotor suction side

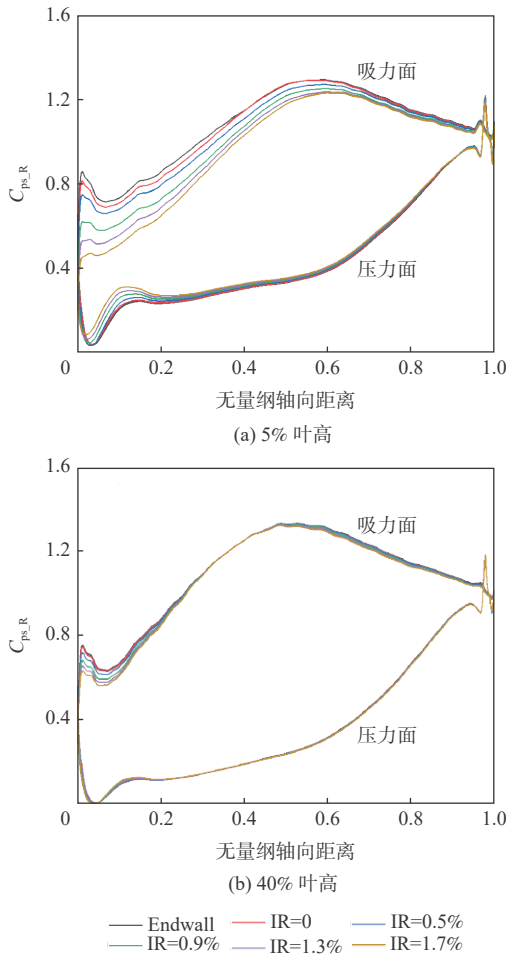


图 17 动叶表面静压系数分布

Fig. 17 Static pressure coefficient distribution on blade surface

内压力面向相邻动叶吸力面横向压力梯度增加，轮毂端区气流向吸力面侧集聚。结合图 13、图 14 分析可知，轮毂附面层流体的增加与剪切诱导涡参与通道涡形成，使得轮毂二次流在动叶通道内径向位置较无封严结构时更高。在以上因素的共同作用下，吸力面壁面极限流线折转角度增加，壁面高摩擦力区域扩大，叶片载荷增加。

图 17 给出了动叶 5% 叶高和 40% 叶高处叶片表面静压系数 C_{ps} 非定常时均值分布。选取无封严时的非定常结果作对比。图中横坐标用动叶轴向弦长无量纲化，纵坐标为无量纲静压系数，该系数 C_{ps_R} 可表示为

$$C_{ps_R}=\frac{P_t-P}{P_t-P_r} \tag{3}$$

式中：P_t 为动叶通道进口总压；P 为叶片表面当地静压；P_r 为动叶通道出口静压。总的来看，封严气流的出现增加了动叶吸力面负荷，降低了动叶压力面负荷，对动叶吸力面影响明显要大于动叶压力面。

5% 叶高位置处，动叶整个吸力面几乎都受到了封严流量造成的加载，自动叶前缘开始沿吸力面载荷逐渐趋于一致。结合图 13、图 14 分析可知，封严气流改变了马蹄涡滞止点且通道内气流向吸力面侧集聚，使得动叶前缘与吸力面侧负荷增加，压力面负荷降低。吸力面 1% 动叶弦长位置出现最大载荷，与无封严腔时相比，IR=0.5%、IR=0.9%、IR=1.3%、IR=1.7% 最大静压系数分别降低了 0.11、0.23、0.33、0.404。动叶压力面从 0 至 80% 轴向弦长静压系数都有所升高，最大位置出现于 10% 动叶轴向弦长处。

40% 叶高位置处，动叶吸力面受影响区域分为 2 个部分，分别为 0～30% 轴向弦长和 50%～90% 轴向弦长，幅度变化明显低于 5% 叶高位置，该径向位置主要受到封严流径向动量堵塞作用影响。0～30% 轴向弦长封严流量造成的加载较大，同 5% 叶高位置变化类似，自动叶前缘开始沿吸力面逐渐减弱。与无封严结构时相比，IR=0.5%、IR=0.9%、IR=1.3%、IR=1.7% 最大静压系数分别降低了 0.023、0.046、0.062、0.129。50%～90% 轴向弦长虽然也出现了静压系数的波动，但变化微弱。40% 叶高位置动叶压力面受封严气流影响不大，不同封严流量下静压系数曲线基本重合。

2.3 动叶出口

图 18 给出了时均结果下动叶出口熵增云图。

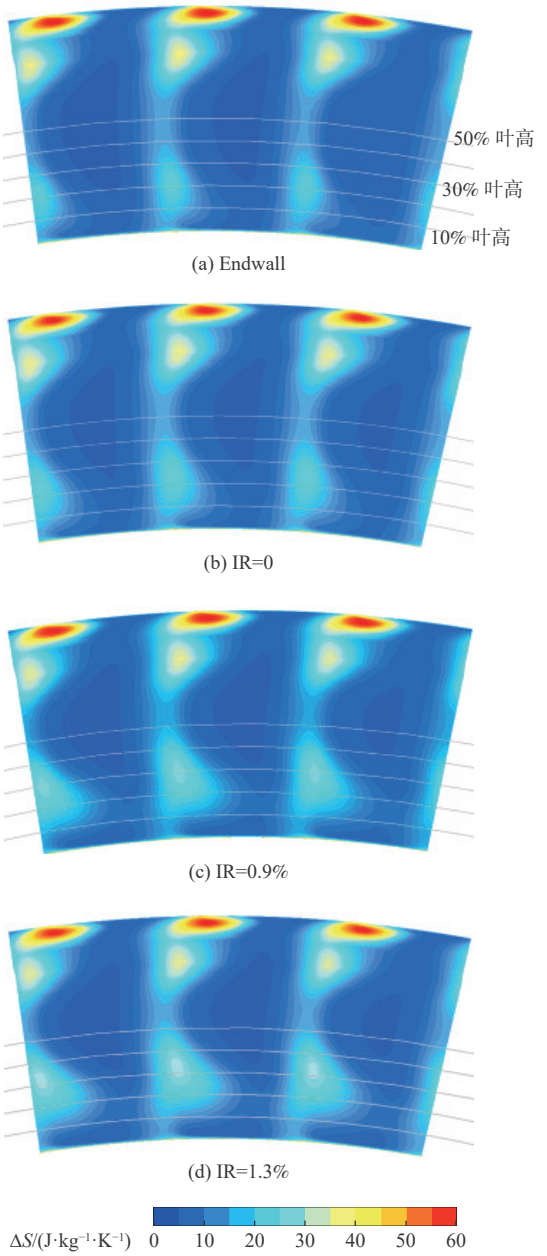


图 18　动叶出口熵增云图

Fig. 18　Entropy increase contours at rotor outlet

相较于无封严结构, IR=0 无封严气流时出口位置熵增变化并不明显。IR=0.9% 和 IR=1.3% 时, 封严气流增加了轮毂附面层, 同时改变了通道涡的形成机制, 使得动叶出口位置二次流结构径向位置抬升损失加剧。

为了量化封严气流在动叶通道出口损失情况, 图 19 给出了 Endwall、IR=0.5%、IR=0.9%、IR=1.3%、IR=1.7% 动叶出口时均周向质量平均熵增径向分布。对比无封严结构, IR=0 封严结构出现加剧了熵增损失。封严气流出现后, 主流熵增损失径向位置扩展至 60% 叶高。3%～5% 叶高熵增极小值对应动叶出口角涡径向位置, 熵增减小表明其受封严气流影响减弱。10%～40% 叶高, 熵增极大值随封严

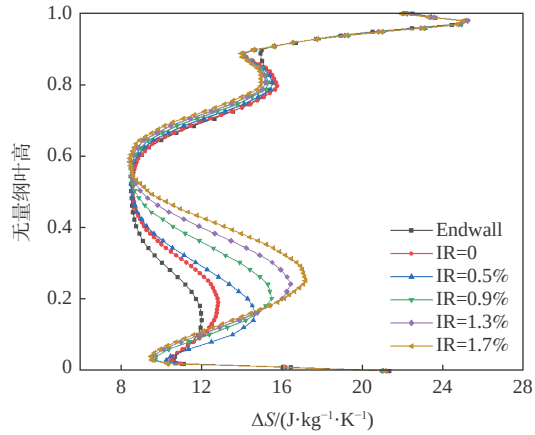


图 19　动叶出口周向质量平均熵增径向分布

Fig. 19　Radial distribution of entropy increase at the blade outlet

流量增加不断增加的同时径向位置升高, 对应于动叶出口通道涡与尾缘脱落涡, 变化趋势与图 18 一致。动叶出口位置二次流损失相较于无封严结构时, IR=0、IR=0.5%、IR=0.9%、IR=1.3%、IR=1.7% 分别增加了 6.78%、21.29%、28.11%、36.8%、42.92%。

3　结　论

采用三维 URANS 方法和 SST 模型, 分析了轮缘封严气流对于高压涡轮转子通道内流场的影响及所产生的损失, 得出如下结论:

1) 封严腔出口气流受静叶与动叶相对位置变化的影响呈现较强的非定常特性, 变化周期仍与动叶的运动周期保持一致。燃气入侵与封严出流现象的出现与主流通道内的压力随时间变化一致。

2) 封严气流出现后, 动叶入口位置非定常波动由主要受动叶前缘势场影响转变为受轮缘封严气流与前缘势场共同作用。封严气流减小了动叶入口的周向速度, 轮毂端区气流出现反方向偏转, 在受到动叶前缘势场与压力面侧高压区域作用时偏转至动叶吸力面。封严气流增大了动叶入口处径向速度的同时也在封严出流堵塞作用最强的位置造成了强烈的非定常效应。

3) 封严气流改变了动叶前缘马蹄涡滞止点位置, 增强了马蹄涡压力面分支。封严气流与主流在动叶通道内掺混形成剪切诱导涡改变了原通道涡的形成机制和吸力面侧相对低压区的位置。

4) 封严气流一方面增强了原静叶尾迹在动叶前缘的损失, 另一方面以剪切诱导涡的形式参与通道涡形成过程造成额外损失。封严气流增加了动叶吸力面负荷, 降低了动叶压力面负荷, 对动叶吸力面影响明显要大于动叶压力面。动叶出口轮毂二次流结构受封严气流影响径向位置抬升且损失增加。

参考文献（References）

[1] REGINA K, KALFAS A I, ABHARI R S. Experimental investigation of purge flow effects on a high pressure turbine stage[J]. Journal of Turbomachinery, 2015, 137(4): 0410061-0410069.

[2] ZLATINOV M B, TAN V S, MONTGOMERY M, et al. Turbine hub and shroud sealing flow loss mechanisms[J]. Journal of Turboimachinery, 2012, 134(11): 061027.

[3] SCHREWE S, WERSCHNIK H, SCHIFFER H. Experimental analysis of the interaction between rim seal and main annulus flow in a low pressure two stage axial turbine[J]. Journal of Turbomachinery, 2013, 135(5): 0510031-0510039.

[4] POPOVIC I, HODSON H P. Improving turbine stage efficiency and sealing effectiveness through modifications of the rim seal geometry[J]. Journal of Turbomachinery, 2013, 135(6): 061016.

[5] POPOVIC I, HODSON H P, JANKE E, et al. The effects of unsteadiness and compressibility on the interaction between hub leakage and mainstream flows in high-pressure turbines[J]. Journal of Turbomachinery, 2013, 135(6): 061015.

[6] POPOVIC I, HODSON H P. The effects of a parametric variation of the rim seal geometry on the interaction between hub leakage and mainstream flows in high pressure Turbines[J]. Journal of Engineering for Gas Turbines and Power, 2013, 135(11): 112501.

[7] POPOVIC I, HODSON H P. Aerothermal impact of the interaction between hub leakage and mainstream flows in highly-loaded high pressure turbine blades[J]. Journal of Turbomachinery, 2013, 135(6): 061014.

[8] MONGE-CONCEPCION I, BERDANIER R A, BARRINGER M D, et al. Evaluating the effect of vane trailing edge flow on turbine rim sealing[J]. Journal of Turbomachinery, 2020, 142(8): 081001.

[9] SCHREINER B D J, WILSON M, LI Y S, et al. Effect of purge on the secondary flow-field of a gas turbine blade-row[J]. Journal of Turbomachinery, 2020, 142(10): 101006.

[10] 周杨, 牛为民, 邹正平, 等. 轮毂封严气体对高压涡轮二次流动的影响[J]. 推进技术, 2006, 27(6): 515-520.
ZHOU Y, NIU W M, ZOU Z P, et al. Effects of coolant injection from rim seals on secondary flow in a high-pressure turbine[J]. Journal of Propulsion Technology, 2006, 27(6): 515-520(in Chinese).

[11] 贾惟. 轮毂封严与高负荷涡轮端区流动的非定常相互作用[J]. 推进技术, 2017, 38(12): 2674-2685.
JIA W. Unsteady interaction between purge flow and endwall flow in highly-loaded turbines[J]. Journal of Propulsion Technology, 2017, 38(12): 2674-2685(in Chinese).

[12] 贾惟. 轮毂封严对涡轮端区流动影响的数值研究[J]. 热能动力工程, 2018, 33(8): 20-29.
JIA W. Numerical Investigation of influence of rim seal purge flow on turbine endwall flows[J]. Journal of Engineering for Thermal Energy and Power, 2018, 33(8): 20-29(in Chinese).

[13] JIA W, LIU H X. Numerical investigation of the effect of rim seal on turbine aerodynamic design parameters and end wall flows in low-aspect ratio turbine[J]. Computers & Fluids, 2013, 74: 114-125.

[14] 吴康, 任静, 蒋洪德, 等. 整级透平中转静轮缘封严问题研究. Part Ⅰ: 封严与入侵[J]. 工程热物理学报, 2014, 35(5): 873-877.
WU K, REN J, JIANG H D, et al. Rotor-stator rim seal analysis in one stage gas turbine. Part Ⅰ: Ingestion and seal[J]. Journal of Engineering Thermophysics, 2014, 35(5): 873-877(in Chinese).

[15] 吴康, 任静, 蒋洪德. 整级透平中转静轮缘封严问题研究. Part Ⅱ: 不同封严结构的特性[J]. 工程热物理学报, 2015, 36(3): 496-500.
WU K, REN J, JIANG H D. Rotor-stator rim seal analysis in one stage gas turbine. Part Ⅱ: Characteristic of different seal structure[J]. Journal of Engineering Thermophysics, 2015, 36(3): 496-500(in Chinese).

[16] 程舒娴, 李军, 李志刚, 等. 轮缘密封整周模型流动与封严特性数值研究[J]. 工程热物理学报, 2021, 42(2): 370-376.
CHENG S X, LI J, LI Z G, et al. Numerical investigations on the flow and sealing effectiveness of a turbine rim seal model with whole cavity[J]. Journal of Engineering Thermophysics, 2021, 42(2): 370-376(in Chinese).

[17] BEHR T. Control of rotor tip leakage and secondary flow by casing air injection in unshrouded axial turbines[D]. Dresden: Dresden University of Technology, 2007: 73-87.

[18] SCHUEPBACH P. Influence of rim seal purge flow on performance of an endwall profiled axial turbine[D]. Swiss: Swiss Federal Institute of Technology, 2009: 50-54.

[19] 张晶辉, 马宏伟. 轮缘封严气体对涡轮转子性能影响的非定常数值研究[J]. 推进技术, 2014, 35(4): 470-478.
ZHANG J H, MA H W. Unsteady numerical investigation for effects of rim sealing flow on performance of a turbine rotor[J]. Journal of Propulsion Technology, 2014, 35(4): 470-478(in Chinese).

Unsteady flow characteristics of turbine rotor passage under rim seal effect

HE Zhenpeng，ZHOU Jiaxing，XIN Jia，LIU Mingyuan，LI Baichun*，ZHANG Guichang

(School of Aeronautical Engineering，Civil Aviation University of China，Tianjin 300300，China)

Abstract: In order to study the influence of the rim seal between the turbine wheelspace on the downstream rotor passage, numerical simulations were performed on the flow field distribution and aerodynamic loss in the turbine rotor passage when unsealed cavity, unsealed air flow and different purge flow rates were employed. The research results show that the airflow at the exit of the sealed cavity is affected by the relative position change of the stator and the rotor, showing a strong unsteady characteristic, and the change is consistent with the motion period of the rotor. The unsteady fluctuation of the inlet position of the rotor is affected by the purge flow and the leading edge potential field. The purge flow causes circumferential and radial velocity changes as well as a strong unsteady effect. The deflection of the main flow in the end wall caused by the purge flow in the rotor passage changes the stagnation point of the horseshoe vortex on the leading edge and strengthens the pressure side leg of the horseshoe vortex. The shear induced vortex on the suction side of the blade changes the formation mechanism of the hub passage vortex, and the position of the suction side relative to the low pressure area.

Keywords: turbine; rim seal; gas ingestion; purge flow injection; numerical simulation

Received：2021-05-06；**Accepted**：2021-08-27；**Published Online**：2021-09-03 16：12

URL：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210903.1349.001.html

Foundation items：Tianjin Education Commission Scientific Research Program (2018KJ240); Civil Aviation University of China Postgraduate Research and Innovation Project (10502728); National Natural Science Foundation of China (U1833108); 2020 Virtual Simulation Laboratory Construction Project of Civil Aviation University of China (XF2020006)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0251

非完备信息下的超视距空战双机协同战术识别

孟光磊[1,*]，张慧敏[1]，朴海音[2]，周铭哲[1]

(1. 沈阳航空航天大学 自动化学院，沈阳 110136；2. 航空工业沈阳飞机设计研究所，沈阳 110135)

摘 要：针对超视距（BVR）空战过程中，受探测装置性能限制和敌方干扰等原因，导致目标信息易缺失，从而难以实时准确地识别敌方协同空战战术的问题，提出了一种基于动态贝叶斯网络（DBN）与参数学习的超视距空战双机协同战术识别方法。分析了超视距空战条件下的双机协同战术特征，根据长机和僚机的职能分工、当前态势及机动动作，构建了识别网络模型；为提高模型对双机协同战术的识别概率，采用期望最大参数学习方法优化网络参数；基于自回归模型对缺失目标信息进行修补，提出非完备信息下的双机协同战术识别推理算法。通过开展空战对抗仿真实验，验证了双机协同战术识别方法对于非完备信息下的超视距空战双机协同战术具有较高的识别概率和较好的实时性。

关 键 词：协同空战；战术识别；动态贝叶斯网络；双机协同战术；参数学习

中图分类号：V221^{+}.3; TB553

文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2023)02-0284-11

在现代空战中，多机协同空战与单机空战相比，具备更高的作战能力和作战效率，已成为空战的主要形式。超视距(beyond-visual-range, BVR)空战亦称中远距空战，是指交战双方飞行员在目视观察范围以外使用中远距拦截导弹进行的空战。随着空战技术的不断发展，飞机性能越来越强，空空导弹的射程越来越远，空战交战区域的范围也越来越大，超视距空战在未来空战中占有主导地位[1]。超视距多机协同空战的主要核心是以双机编队为基础进行协同战术指派，其中，二对一空战作为主要作战模式扮演着重要的角色。但在实际战场环境下，由于传感器性能的局限及敌方实施干扰、欺骗等原因，通常会出现采样信息不完备的情况，如何基于获取的不确定性战场态势信息实时、准确地识别敌机编队协同战术，从而为己方提供可靠的决策依据，是取得空战胜利的关键[2]。因此，非完备信息下的敌方双机协同战术识别问题具有重要的研究价值和意义。

双机编队协同战术识别结果反映了飞行员的作战意图。目前，国内外从不同方面对战术识别和意图推理问题进行了研究，运用的方法主要包括多实体贝叶斯网络 (multi-entity Bayesian network, MEBN)[3]、区间灰关联度[4-5]、信息熵[6-7]、神经网络[8-9]和深度学习[10-11]等。邓海军等[3]提出了基于MEBN的战术意图识别方法，基于专家经验构建MEBN模型，采用一阶网络来表示意图影响因素，克服了传统贝叶斯网络方法对复杂问题缺乏表示能力的问题，但是没有给出大样本条件下模型识别准确率的实验结论。Zhao和Yang[4]提出了一种基于灰关联度的群体冲突决策图模型，通过计算目标特征区间值，进行目标战术意图推理。Zhou等[6]结合长短时记忆网络和决策树的优点，提出了一种基于信息熵的目标意图预测方法，但该方法由先验知识提取规则，具有较强的主观性。周旺旺等[9]提出了基于神经网络的目标意图识别方法，可以在领域专家先验知识不足的情况下较好地解决目标意图识别问

收稿日期：2021-05-13；**录用日期**：2021-07-23；**网络出版时间**：2021-08-25 19:33
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210825.1237.002.html
基金项目：国家自然科学基金 (61503255)；航空科学基金 (2016ZD54015)；辽宁省“兴辽英才计划”(XLYC2007144)
* **通信作者**. E-mail：mengguanglei@yeah.net

引用格式：孟光磊，张慧敏，朴海音，等. 非完备信息下的超视距空战双机协同战术识别 [J]. 北京航空航天大学学报，2023，49（2）：284-294. MENG G L，ZHANG H M，PIAO H Y，et al. Cooperative tactical recognition of dual-aircraft formation under incomplete information in BVR air combat [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2023，49（2）：284-294（in Chinese）.

题。欧微等[11]提出了一种基于栈式自编码器的意图识别深度学习模型, 将战场环境信息、目标属性和目标实时状态信息作为输入, 识别作战意图, 该方法能有效识别目标作战意图, 但模型输入包含多个时刻目标状态信息, 在模型训练时会产生累积误差, 影响识别效果。上述方法可以概括为 2 类: ①根据领域专家主观经验建立识别模型, 提高模型构建的合理性和效率, 但不具备环境适应性的能力; ②采用大量样本数据训练的方式, 修正模型参数, 提高模型识别准确率, 但缺少了非完备信息下的敌方协同战术识别与意图推理。

目前, 贝叶斯网络作为数据处理和分析工具被广泛应用, 特别是用于解决不确定性环境下的问题[12], 采用动态贝叶斯网络 (dynamic Bayesian network, DBN) 既可以根据专家经验建立决策模型, 又能够基于样本数据进行模型训练[13-17]。为满足非完备信息下超视距协同空战环境中对双机编队协同战术的识别需求, 本文提出了基于动态贝叶斯网络的双机协同战术识别方法。对双机编队协同战术中的长/僚机空间占位和机动特征进行了分析, 根据领域专家经验构建了双机协同战术识别网络模型, 通过样本数据学习优化了网络参数, 采用 AR(p) 模型对缺失目标信息进行修补, 提出非完备信息下的双机协同战术识别推理算法。实验结果表明, 非完备信息下的超视距空战双机协同战术识别方法具有较高的识别概率和良好的实时性, 具备较好的工程应用价值。

1　双机协同战术识别网络模型

动态贝叶斯网络具有对跟随时间演化的过程进行表示的能力, 适合用于构建受毗邻时间参数变化关系影响的决策模型[18]。在空战对抗过程中, 战机的飞行参数不断发生变化, 采用动态贝叶斯网络构建协同战术识别模型能够实时监测双机编队内各战机的飞行参数信息, 通过前后关联时刻的节点信息传递, 实现根据累积证据信息的因果推理, 进而在线识别和预测目标双机编队一段时间内的协同战术。另外, 根据当前空战态势特征, 推理目标编队未来一段时间内执行的协同战术属于不确定性推理问题, 动态贝叶斯网络通过概率理论和图论的结合, 可以根据观测节点概率推理出其他节点的概率, 能够为具有不确定性的问题提供定量化的解决方案。因此, 动态贝叶斯网络适用于解决双机协同战术识别问题。

1.1　超视距空战下的双机协同战术分析

超视距协同空战条件下, 以长/僚机空间占位、机动动作和运动趋势作为双机战术意图特征, 基于典型协同战术队形衍生出 7 种双机编队协同战术。综合分析长/僚机在不同战术下的飞行特征, 整理得到长机和僚机在各战术中的特征信息描述分别如表 1 和表 2 所示。

表 1　典型战术下的长机特征信息描述

Table 1　Description of leader characteristics information under typical tactics

协同战术	目标长机空间占位	目标长机机动特性	目标长机运动趋势
尾后攻击(DA)	我机后方	水平直线	飞向我机
钳形攻击(PA)	我机前方	左/右盘旋	飞向我机
侧方攻击(LA)	我机左/右方	水平直线	飞向我机
对头攻击(EA)	我机前方	水平直线	飞向我机
水平疏开(HDO)	我机左/右/前方	左/右盘旋	先飞离我机后飞向我机
垂直疏开(VDO)	我机后方	跃升机动	飞向我机
组合疏开(CDO)	我机左上/右上方	左上/右上战斗转弯	先飞离我机后飞向我机

表 2　典型战术下的僚机特征信息描述

Table 2　Description of wingman characteristics information under typical tactics

协同战术	目标僚机空间占位	目标僚机机动特性	目标僚机运动趋势
尾后攻击(DA)	我机后方	水平直线	飞向我机
钳形攻击(PA)	我机前方	左/右盘旋	飞向我机
侧方攻击(LA)	我机左/右方	水平直线	飞向我机
对头攻击(EA)	我机前方	先水平直线后左/右盘旋	飞向我机
水平疏开(HDO)	我机右/左/前方	左/右盘旋	先飞离我机后飞向我机
垂直疏开(VDO)	我机前方	俯冲机动	飞离我机
组合疏开(CDO)	我机右/左方	右下/左下战斗转弯左/右盘旋	先飞离我机后飞向我机

1.2　双机协同战术识别网络模型的建立

通过 1.1 节的分析, 选用目标相对高度、双机方位角、进入角及机动特征信息作为网络的观测节点。综合分析观测信息与双机协同战术间的因果关系, 进而确定网络中间节点。网络根节点为协同战术识别结果, 包括表 1 中的 7 种协同战术。最终得到基于动态贝叶斯网络的双机协同战术识别模型, 如图 1 所示。

该识别网络模型共 3 层, 底层根据目标相对高度推理得出高度保持类协同战术和具有高度差类协同战术; 第 2 层加入目标编队战机的方位角和进入角信息, 将上一层的高度保持类协同战术细分为尾后攻击战术、前方高度保持类协同战术和侧方高度保持类协同战术, 同时识别出具有高度差的垂直疏开战术和组合疏开战术; 第 3 层结合目标的机动动作信息, 对前 2 层未能识别出的协同战术进行推

理确认，最终得到典型双机协同战术的识别概率，其中“其他战术”的概率结果表示了不属于表1中7种战术的可能性。

网络中各节点含义及状态集说明如表3所示。其中，目标相对高度、目标方位角和目标进入角可根据目标探测信息经离散化处理后获得，目标机动动作识别网络参照文献[19]中的方法构建。根据空战态势特征，实时计算目标机动动作的分布概率，作为目标机动动作观测节点的信息输入。

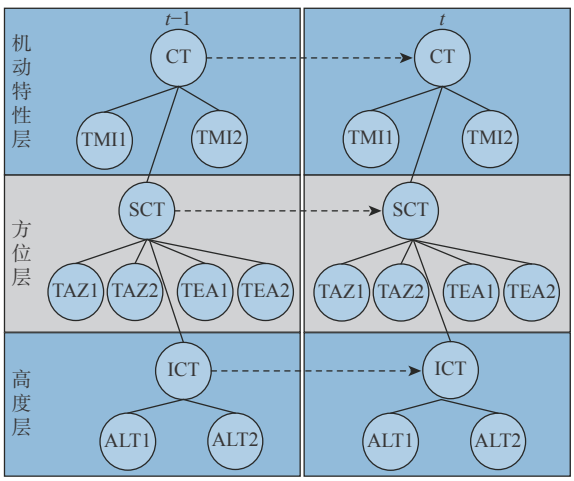


图1 双机协同战术识别网络模型

Fig. 1 Dual-aircraft cooperative tactical recognition network model

表3 节点含义及状态集说明

Table 3 Description of node meaning and state set

变量	变量含义	状态集
ALT1 ALT2	目标相对高度	高于我机(ALT>400 m) 基准面 (−400 m<ALT<400 m) 低于我机 (ALT<−400 m)
TAZ1 TAZ2	目标方位角	前方(−40°～40°)、右方(40°～140°)、 左方 (−140°～−40°) 后方 (−140°～−180°&140°～180°)
TEA1 TEA2	目标进入角	飞向我机(90°～180°) 飞离我机(0°～90°)
TMI1 TMI2	目标机动动作	水平直线飞行、俯冲、跃升、左盘旋、 右盘旋、半滚倒转、斤斗、左上战斗转弯、 右上战斗转弯、蛇形机动
ICT	高度分类 协同战术	高度保持类协同战术集(HK) 高度差类协同战术集(HD)
SCT	方位分类 协同战术	前方高度保持类协同战术(FHK)、 侧方高度保持类协同战术(LHK)、 垂直疏开战术(VDO)、 组合疏开战术(CDO)、 尾后攻击战术(DA)
CT	协同战术	对头攻击战术(EA)、侧方攻击战术(LA)、 尾后攻击战术(DA)、钳形攻击战术(PA)、 水平疏开战术(HDO)、垂直疏开战术(VDO)、 组合疏开战术(CDO)、其他战术

2 模型训练与推理

针对双机协同战术识别网络模型，根据动态贝叶斯网络的知识表达与推理预测能力，可以有效计算不同战场态势环境下各种典型协同战术的概率分布，模型训练与推理的技术路线如图2所示。

针对模型训练部分，采用期望最大(EM)算法，根据双机协同空战数据样本对初始网络参数进行学习，得到优化的网络参数。推理计算部分按照动态贝叶斯网络模型推理算法，计算根节点各状态的概率分布，进而得到双机协同战术识别结果。

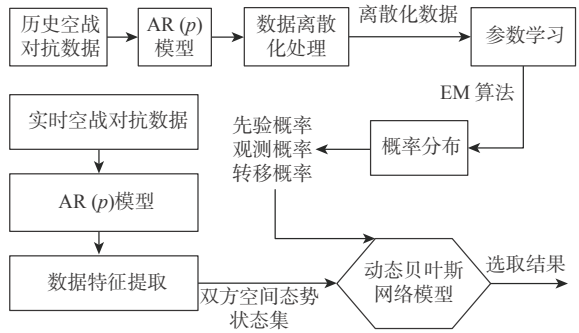


图2 模型训练与推理技术路线

Fig. 2 Technical route of model training and reasoning

2.1 贝叶斯网络训练

参数训练是在给定贝叶斯网络拓扑结构的情况下，利用客观数据对链路的条件概率进行学习修正的过程[20-22]。目前，关于贝叶斯网络参数学习的算法主要有最大似然估计法、梯度下降法和EM算法等。由于双机协同战术识别网络模型的结构已知，考虑到空战过程中获取的观测数据可能存在不完整的情况，采用可以处理缺失样本数据的EM算法对该识别网络模型进行参数学习。

学习样本数据可以从实际空战训练和空战仿真系统中提取，将战场数据进行离散化处理后作为学习算法输入，具体参数学习过程说明如下：

1) 数据离散化处理。通过对相关战术的特征进行分析，将各节点变量的离散状态按照表3的分类规则进行状态划分，得到动态贝叶斯网络可进行处理的离散数据。

2) 条件概率分布学习。首先，根据专家经验进行网络中各个节点概率分布的初始化，然后，通过对客观训练数据归纳整理，得到各节点的输入状态信息，进而采用EM算法将初始概率分布修正到更为优化的状态。

EM算法的求解过程主要分为以下步骤：

1）期望(E)步：计算贝叶斯网络参数$\boldsymbol{\theta}$基于样本数据$\mathfrak{R}$的期望对数似然函数，即

$$Q(\boldsymbol{\theta}|\boldsymbol{\theta}^t)=\sum_{l=1}^{m}\sum_{x_l\in\Omega_{x_l}}P(X_l=x_l|D_l,\boldsymbol{\theta}^t)\ln P(D_l,X_l=x_l|\boldsymbol{\theta}) \tag{1}$$

式中: $\mathfrak{R}=(D_1,D_2,\cdots,D_m)$为关于贝叶斯网络的一组数据样本集, 对其中任一样本D_l, 其包含表 2 中变量的状态信息; Ω_{x_l}为x_l所有可能取值的集合; X_l为D_l中缺值变量的集合; $\boldsymbol{\theta}$代表图 1 所示模型中所有节点间条件概率参数组成的向量; $\boldsymbol{\theta}^t$为$\boldsymbol{\theta}$的当前估计。

2) 最大化 (M) 步: 求当 E 步的期望似然函数值最大时$\boldsymbol{\theta}$的取值, 即

$$\boldsymbol{\theta}^{t+1}=\arg\sup_{\boldsymbol{\theta}} Q(\boldsymbol{\theta}|\boldsymbol{\theta}^t) \tag{2}$$

3) 收敛判断。设定收敛阈值δ, 当$Q(\boldsymbol{\theta}|\boldsymbol{\theta}^{t+1})-Q(\boldsymbol{\theta}|\boldsymbol{\theta}^t)<\delta$时, 判定算法收敛, 执行步骤 4, 否则返回步骤 1 进行迭代计算。

4) 输出参数学习结果$\boldsymbol{\theta}^{t+1}$。

2.2　贝叶斯网络推理

动态贝叶斯网络推理就是通过各节点连成的链路进行证据信息的传递, 并加入时间片概念, 即结合上一时刻的推理结果与当前时刻观测节点的特征信息, 推理得到目标节点的状态信息。

双机协同战术识别推理算法流程主要包括以下 5 个步骤:

步骤 1　缺失样本数据修补。由于实际空战环境下存在无法准确获取目标信息的情况, 对缺失样本数据进行修补处理。

在空战过程中, 目标的观测数据是通过传感器在时间序列等间隔采样获取的, 数据之间存在一定的依附关系。采用AR(p)模型对数据进行预测。AR(p)模型定义为

$$X_t=a_1X_{t-1}+a_2X_{t-2}+\cdots+a_pX_{t-p}+u_t \tag{3}$$

式中: X_t为第t时刻的观测数据; $\boldsymbol{a}=[a_1,a_2,\cdots,a_p]^{\mathrm{T}}$为自回归参数向量, 其计算过程采用最小二乘法进行估计; u_t为白噪声, 其阶数为 p, 基于贝叶斯信息准则 (Bayesian information criterion, BIC) 确定[23-24]。

步骤 2　计算当前时刻的协同战术识别概率。由当前时刻观测节点的特征提取结果和各条链路的条件概率完成各观测节点到根节点的推理, 再将所有链路推理结果相乘得到当前时刻的识别概率分布。

$$\begin{aligned}p(\mathrm{CT}_t|e_t)=&\,p(\mathrm{CT}_t|\mathrm{ALT1}_t,\mathrm{ALT2}_t,\mathrm{TAZ1}_t,\mathrm{TAZ2}_t,\mathrm{TEA1}_t,\\&\mathrm{TEA2}_t,\mathrm{TMI1}_t,\mathrm{TMI2}_t)=p(\mathrm{CT}_t|\mathrm{ALT1}_t)p(\mathrm{CT}_t|\mathrm{ALT2}_t)\cdot\\&p(\mathrm{CT}_t|\mathrm{TAZ1}_t)p(\mathrm{CT}_t|\mathrm{TAZ2}_t)p(\mathrm{CT}_t|\mathrm{TEA1}_t)\cdot\\&p(\mathrm{CT}_t|\mathrm{TEA2}_t)p(\mathrm{CT}_t|\mathrm{TMI1}_t)p(\mathrm{CT}_t|\mathrm{TMI2}_t)\end{aligned} \tag{4}$$

步骤 3　根据上一时刻推理结果, 更新协同战术识别概率。由于当前时刻的最终识别结果受上一时刻的识别结果影响, 根据贝叶斯公式, 可求解条件概率分布。

$$\begin{aligned}p(e_t|\mathrm{CT}_t)=&\,p(\mathrm{CT}_t|e_t)p(\mathrm{ALT1}_t,\mathrm{ALT2}_t,\mathrm{TAZ1}_t,\mathrm{TAZ2}_t,\\&\mathrm{TEA1},\mathrm{TEA2},\mathrm{TMI1}_t,\mathrm{TMI2}_t)/p(\mathrm{CT}_t)\end{aligned} \tag{5}$$

根据上述计算结果, 可求解各战术在综合历史证据信息下的识别概率。

$$p(\mathrm{CT}_t|e_{1:t})=\frac{p(e_t|\mathrm{CT}_t)\sum\limits_{\mathrm{CT}_{t-1}}p(\mathrm{CT}_t|\mathrm{CT}_{t-1})p(\mathrm{CT}_{t-1}|e_{1:t-1})}{\sum\limits_{\mathrm{CT}_t}p(e_t|\mathrm{CT}_t)\sum\limits_{\mathrm{CT}_{t-1}}p(\mathrm{CT}_t|\mathrm{CT}_{t-1})p(\mathrm{CT}_{t-1}|e_{t-1})} \tag{6}$$

步骤 4　判断收敛性。当某协同战术的识别概率达到 90%, 且观测节点特征提取结果不变时, 判断网络处于收敛状态。

步骤 5　输出战术识别结果。若网络未收敛且未达到最大迭代次数, 则返回步骤 1 继续进行推理。否则, 输出识别结果, 最终得到的识别结果为推理概率最大值对应的双机协同战术。

3　仿真实验

为了验证双机协同战术识别方法对双机协同战术识别的准确性, 先开展了典型二对一空战环境下的仿真实验, 对不完备信息下敌方目标进行双机协同战术识别, 再基于大量训练样本数据进行了统计性实验, 得到该方法对于双机协同战术的识别概率。开展实验之前, 先进行参数学习, 得到参数优化的识别网络模型。

3.1　参数学习

针对 1.2 节构建的双机协同战术识别网络模型, 根据专家经验对各网络节点进行初始概率分布设定。由于参数较多此处不做详述, 以高度分类参数设置为例, 初始概率分布设置如表 4 所示。

表 4　初始概率分布设置

Table 4　Initial probability distribution setting

ICT	p(ALT1|ICT)(H, E, L)	p(ALT2|ICT)(H, E, L)
ICT_HK	(0.32,0.36,0.32)	(0.32,0.36,0.32)
ICT_HD	(0.34,0.32,0.34)	(0.34,0.32,0.34)

针对表 1 中的 7 种典型双机协同战术, 分别进行 100 次空战对抗仿真, 共得到 700 组仿真样本作为训练数据。对训练样本数据进行预处理, 将目标方位角、目标进入角和目标相对高度数据按照表 2 中的节点状态集离散化为对应取值。采用 2.1 节中所述 EM 算法进行参数学习, 设定收敛阈值$\delta=0.01$, 不断迭代对网络参数概率分布进行修正。以高度分类参数概率分布为例, 学习后的取值如表 5 所示, 参数学习后的各状态条件概率值均有变化, 降低了完全根据主观经验确定网络参数带来的不确定性影响, 达到了参数修正效果。

表5 最终概率分布设置

Table 5 Final probability distribution setting

ICT	p(ALT1|ICT)(H,E, L)	p(ALT2|ICT)(H, E, L)
ICT_HK	(0.30,0.42,0.28)	(0.30,0.42,0.28)
ICT_HD	(0.37,0.30,0.33)	(0.37,0.30,0.33)

3.2 非完备信息下的典型协同战术识别实验

以典型二对一协同空战为例进行仿真实验，空战对抗中红蓝双方的初始空间占位参数如表6所示。设定识别网络模型推理周期为50 ms，最大迭代次数为20。在仿真对抗过程中，蓝方双机编队采用协同战术对红机进行攻击，二对一协同空战飞行对抗仿真轨迹如图3所示。

表6 空间占位初始参数设置

Table 6 Initial parameter setting of space occupancy

无人机	经度/(°)	纬度/(°)	高度/m	速度/(m·s^{-1})	航向/(°)
红方1号机	124.06	28.63	3 000	220	225
蓝方1号机	123.96	28.48	3 000	250	45
蓝方2号机	123.88	28.55	3 000	250	45

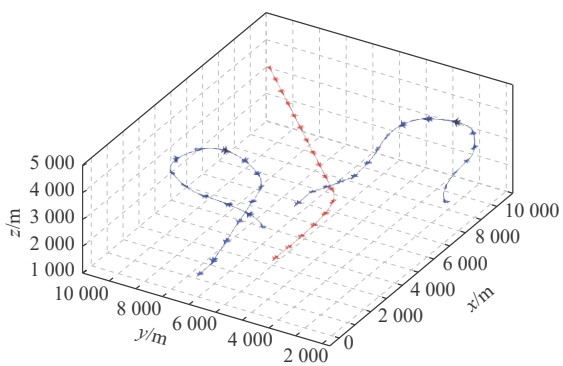


图3 二对一协同空战飞行仿真轨迹

Fig. 3 Flight simulation trajectory of two-to-one cooperative air combat

3.2.1 空间占位特征提取

在实际空战仿真过程中，存在目标样本数据缺失的情况，对370～371 s时间段内，每50 ms为一周期进行等间隔采样，以目标高度和目标方位角数据样本为例，如表7和表8所示。

对飞行过程中蓝方双机飞行参数进行特征提取，若当前时刻观测节点数据缺失，则进行观测节点数据预测。根据BIC准则，确定模型阶数，利用最小二乘法进行参数估计，得到目标双机方位角、高度的预测模型参数，如表9所示。

根据目标观测数据预测模型进行数据修补，修补数据前后的双机方位角、进入角和高度特征提取结果具体如图4和图5所示。

经过数据修补后分析可知，蓝方1号机的方位角特征提取结果按时间依次为前方、右方、后方和

表7 高度数据样本信息

Table 7 Height data sample information

时刻	蓝方1号机高度ALT1/m	蓝方2号机高度ALT2/m	时刻	蓝方1号机高度ALT1/m	蓝方2号机高度ALT2/m
T_1	3 000.00	3 000.00	T_{11}	2 995.00	—
T_2	2 999.50	3 000.50	T_{12}	—	—
T_3	2 999.00	3 001.00	T_{13}	2 994.00	—
T_4	2 998.50	3 001.50	T_{14}	2 993.50	—
T_5	2 998.00	3 002.00	T_{15}	2 993.00	—
T_6	2 997.50	—	T_{16}	—	—
T_7	2 997.00	—	T_{17}	2 992.00	—
T_8	—	—	T_{18}	2 991.50	3 008.50
T_9	2 996.00	—	T_{19}	2 991.00	3 009.00
T_{10}	2 995.50	—	T_{20}	—	3 009.50

注：“—”表示数据缺失。

表8 目标方位角数据样本信息

Table 8 Target azimuth data sample information

时刻	蓝方1号机方位角TAZ1/(°)	蓝方2号机方位角TAZ2/(°)	时刻	蓝方1号机方位角TAZ1/(°)	蓝方2号机方位角TAZ2/(°)
T_1	45.32	171.50	T_{11}	42.11	—
T_2	44.71	171.61	T_{12}	—	—
T_3	44.56	171.77	T_{13}	41.74	—
T_4	44.33	171.85	T_{14}	41.51	—
T_5	44.16	171.91	T_{15}	41.20	—
T_6	43.67	—	T_{16}	—	—
T_7	43.41	—	T_{17}	39.66	—
T_8	—	—	T_{18}	38.70	173.21
T_9	42.67	—	T_{19}	37.11	173.35
T_{10}	42.43	—	T_{20}	—	173.51

注：“—”表示数据缺失。

表9 目标双机方位角、高度的预测模型参数

Table 9 Parameters of azimuth and altitude prediction model for dual aircraft

模型参数	阶数	自回归参数向量估计
蓝方1号机高度	3	$\hat{\boldsymbol{a}}_{\mathrm{ALT1}}=[-0.35,1.65,-0.30]$
蓝方1号机方位角	2	$\hat{\boldsymbol{a}}_{\mathrm{TAZ1}}=[1.632,-0.627]$
蓝方2号机高度	3	$\hat{\boldsymbol{a}}_{\mathrm{ALT2}}=[0.95,-0.85,0.90]$
蓝方2号机方位角	2	$\hat{\boldsymbol{a}}_{\mathrm{TAZ2}}=[0.667,0.335]$

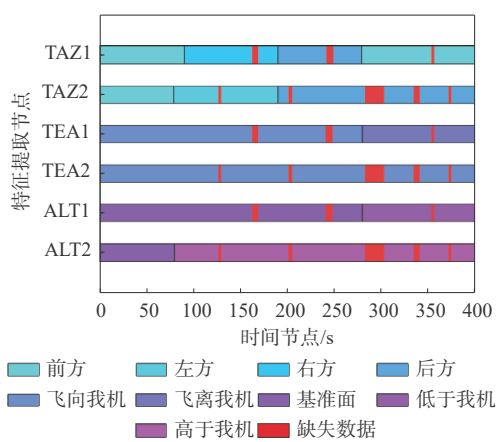


图4 未进行数据修补的蓝方双机空间占位特征

Fig. 4 Space occupying feature of blue dual aircrafts without data patching

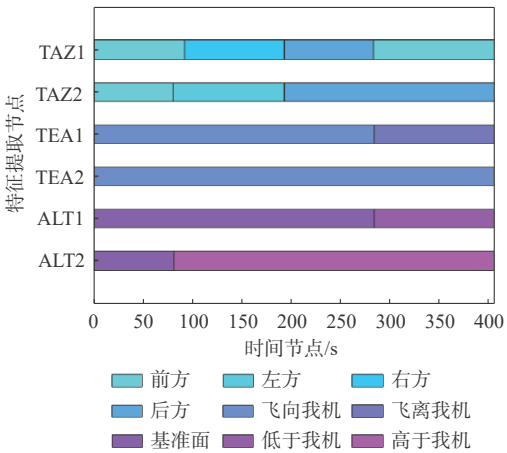


图 5　数据修补后蓝方双机空间占位特征

Fig. 5　Space occupying feature of blue dual aircraft after data patching

前方; 蓝方 2 号机的方位角特征提取结果依次为前方、左方和后方。针对目标双机的进入角特征, 提取得到蓝方 1 号机进入角特征起初为飞向我机, 后变为飞离我机; 蓝方 2 号机的进入角特征始终为飞向我机。蓝方 1 号机的高度特征提取结果由基准面变为低于我机; 蓝方 2 号机的高度特征提取结果由基准面变为高于我机。

3.2.2　机动动作特征提取

利用战机机动动作识别算法对此空战仿真实验中的蓝方双机飞行轨迹进行机动动作识别[19]。在蓝方双机机动动作识别收敛处对识别结果进行取样, 得到蓝方双机机动动作识别概率如图 6 所示。

由识别结果可知, 在整个飞行对抗仿真阶段, 蓝方 1 号机依次进行左盘旋、右盘旋、水平直线飞行和俯冲机动; 蓝方 2 号机依次进行右盘旋、左上战斗转弯、水平直线飞行和跃升机动。

3.2.3　网络推理

将图 4 和图 5 提取得到的空间占位信息和目标机动动作信息输入识别网络模型, 按照 2.2 节模型推理的算法步骤进行协同战术识别。最终得到蓝方双机协同战术识别概率如图 7 所示, 其中红色线段标记出了识别结果收敛的部分。为便于观察被识别机动动作的切换变化过程, 采样时间坐标轴的单位长度设定为 1 s(20 个程序周期), 并对识别结果收敛后保持时间较长的部分进行了省略化表示。

分析可知, 输入的观测节点状态特征改变后, 网络推理得到的概率分布结果也迅速随之改变。在 2.80 s 处, 模型推理首次达到收敛状态, 得到水平疏开战术识别结果。之后, 网络模型根据证据信息的变化重新进行推理, 在 82.85 s 处再次收敛, 识别得到组合疏开战术。同理, 在 192.75 s 和 283.30 s 处, 模型收敛, 对应的识别结果分别为尾后攻击战术和垂直疏开战术。

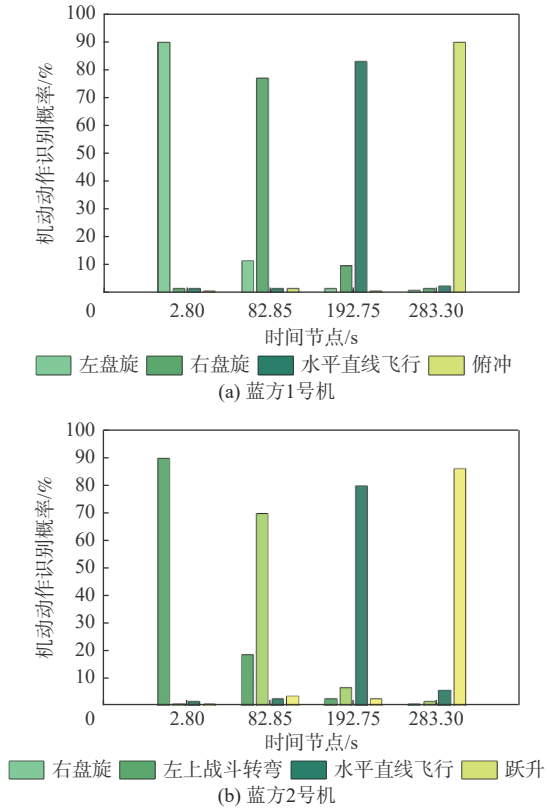


图 6　蓝方双机机动动作识别概率

Fig. 6　Probability of maneuver recognition for dual aircraft in blue side

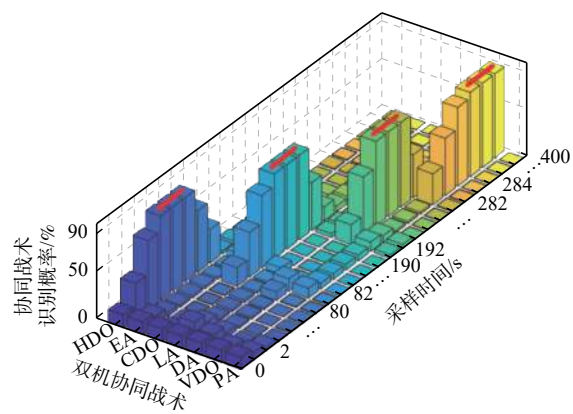


图 7　参数学习后识别概率分布

Fig. 7　Probability distribution of recognizing after parameter learning

此外, 推理结果以各战术识别概率值的形式呈现, 当敌机编队已经开始执行某种战术, 但该战术并未执行完毕时, 识别算法将具有最大概率的识别结果判断为当前时刻敌机编队采用的协同战术。以组合疏开战术为例, 在 80.05 s 时目标双机的高度特征提取结果发生改变, 识别算法在 2.80 s 后模型收敛识别出该协同战术, 此时目标双机的空间位置与协同战术形态未发生明显改变, 依据主观经验难以判别。综上分析, 基于贝叶斯网络的非完备信息下双机协同战术识别方法可以在目标双机切换战

术特征出现的较短时间内识别出协同战术，具有较好的实时性与准确性。因此，基于贝叶斯网络的非完备信息下双机协同战术识别方法能够提前预判敌机意图，具备战术预测功能，可为己方做出正确决策提供依据。

3.2.4 实时性对比

在相同实验条件下，当识别网络中的先验概率及状态转移概率分布根据先验知识确定，即不进行参数学习时，具体识别过程中的概率分布如图8所示。分析可知，未进行参数学习时，识别网络模型在3.85 s、83.75 s、193.70 s和284.25 s处推理完成，网络收敛。

将3.2.3节参数学习后的网络模型识别结果同参数学习前的识别结果进行对比，每一种协同战术的具体识别时间如图9所示。参数学习使得网络参数更加拟合客观数据规律，因此对于相同的仿真实验输入数据，识别结果的推理时间缩短。根据学习前后识别时间对比，可以得出学习后的平均识别时间较之前提高了26.5%。

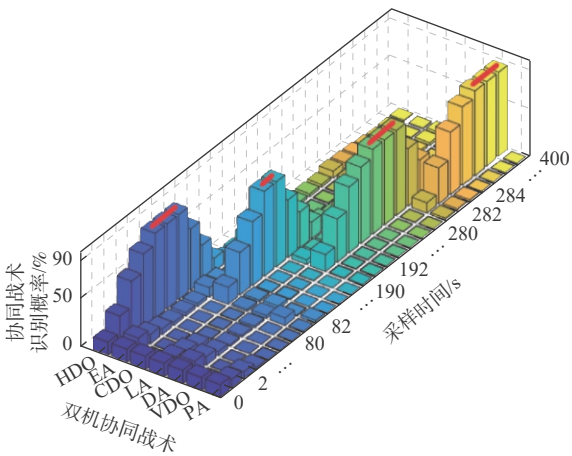


图8 参数学习前识别概率分布

Fig. 8 Probability distribution of recognizing before parameter learning

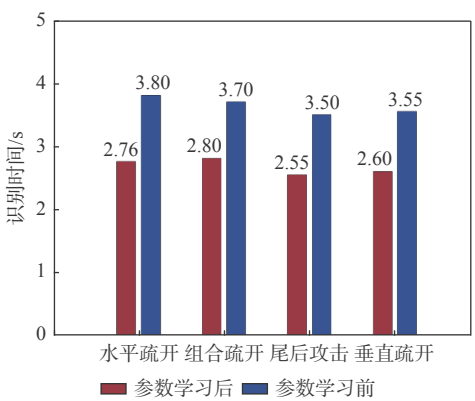


图9 协同战术识别实时性对比

Fig. 9 Real-time comparison of cooperative tactical recognition

3.3 不同空战态势下算法的有效性验证

为了验证超视距空战双机协同战术识别方法的有效性，开展了迎头态势、侧方态势、尾后态势等不同空战态势下的仿真实验，并对不同态势下算法的识别概率和实时性进行了分析。

3.3.1 迎头态势下的蓝方协同战术识别

迎头态势下，空战对抗中红蓝双方的初始空间占位参数如表10所示，红蓝双方飞行轨迹如图10所示。

采用基于贝叶斯网络的双机协同战术识别方法对蓝方双机进行协同战术识别，得到蓝方双机协同战术识别概率如图11所示。分析可知，识别网络模型在2.65 s和75.50 s处推理完成，网络收敛，识别结果为对头攻击战术与钳形攻击战术。

表10 迎头态势下空间占位初始参数设置

Table 10 Initial parameter setting of space occupancy in face-on situation

无人机	x/m	y/m	z/m	速度/(m·s^{-1})	航向/(°)
红方1号机	10 517	10 382	3 000	250	225
蓝方1号机	5 880	2 115	5 000	250	45
蓝方2号机	1 958	6 217	5 000	250	45

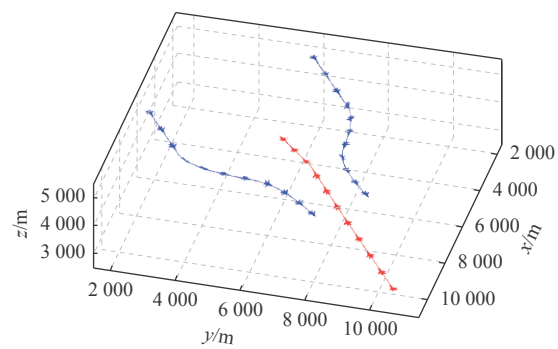


图10 迎头态势下双方飞行轨迹

Fig. 10 Flight path of both sides in face-on situation

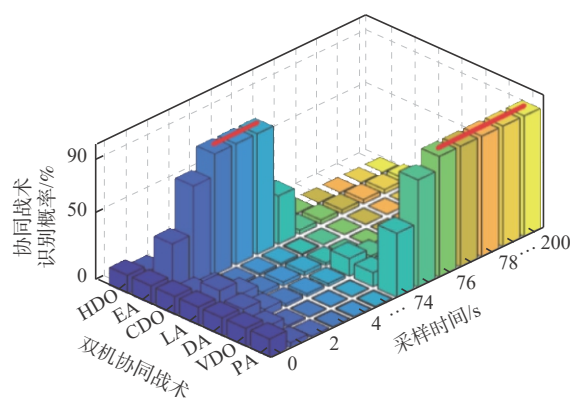


图11 迎头态势下协同战术识别概率分布

Fig. 11 Probability distribution of cooperative tactical identification in face-on situation

3.3.2 侧方态势下的蓝方协同战术识别

侧方态势下，空战对抗中红蓝双方的初始空间

占位参数如表 11 所示，红蓝双方飞行轨迹如图 12 所示。

采用基于贝叶斯网络的双机协同战术识别方法对蓝方双机进行协同战术识别，得到蓝方双机协同战术识别概率如图 13 所示。分析可知，识别网络模型在 3.25 s 和 120.05 s 处推理完成，网络收敛，识别结果为侧方攻击战术与垂直疏开攻击战术。

表 11　侧方态势下空间占位初始参数设置

Table 11　Initial parameter setting of space occupancy in lateral situation

无人机	x/m	y/m	z/m	速度/(m·s^{-1})	航向/(°)
红方1号机	5 944	8 323	3 500	250	270
蓝方1号机	2 116	6 858	3 500	250	0
蓝方2号机	2 118	7 840	5 000	250	0

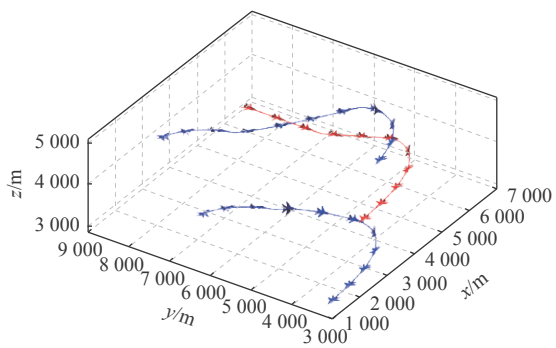


图 12　侧方态势下双方飞行轨迹

Fig. 12　Flight trajectory of both sides in lateral situation

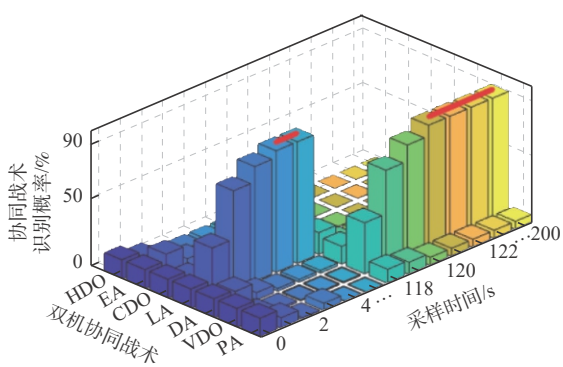


图 13　侧方态势下协同战术识别概率分布

Fig. 13　Probability distribution of cooperative tactical identification in lateral situation

3.3.3　尾后态势下的蓝方协同战术识别

尾后态势下，空战对抗中红蓝双方的初始空间占位参数如表 12 所示，红蓝双方飞行轨迹如图 14 所示。

采用基于贝叶斯网络的双机协同战术识别方法对蓝方双机进行协同战术识别，得到蓝方双机协同战术识别概率如图 15 所示。分析可知，识别网络模型在 3.75 s 和 152.65 s 处推理完成，网络收敛，识别结果为组合疏开攻击战术与尾后攻击战术。

表 12　尾后态势下空间占位初始参数设置

Table 12　Initial parameter setting of space occupancy in rear situation

无人机	x/m	y/m	z/m	速度/(m·s^{-1})	航向/(°)
红方1号机	4 833	7 345	3 500	250	0
蓝方1号机	2 116	6 858	3 500	250	0
蓝方2号机	2 118	7 840	5 000	250	0

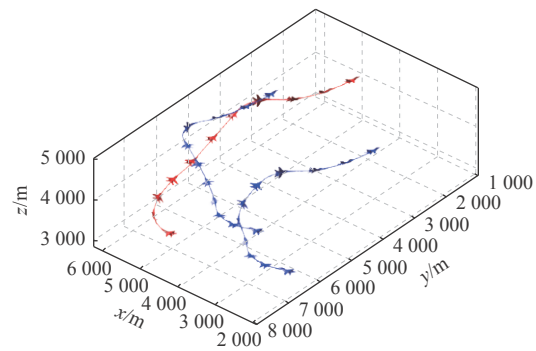


图 14　尾后态势下双方飞行轨迹

Fig. 14　Flight trajectory of both sides in rear situation

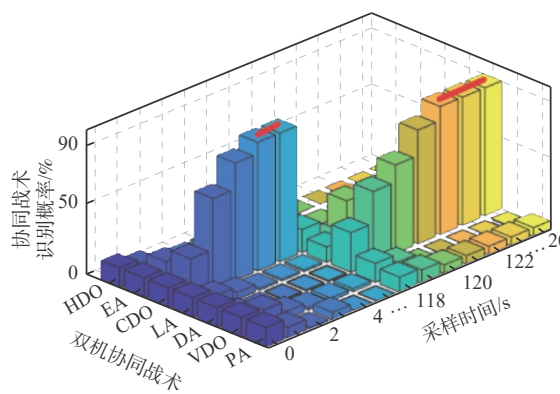


图 15　尾后态势下协同战术识别概率分布

Fig. 15　Probability distribution of cooperative tactical identification in rear situation

从以上实验结果的分析可以看出，非完备信息下的超视距空战双机协同战术识别方法能够准确地识别迎头、侧方、尾后态势下的蓝方典型双机协同战术，并且能够在协同战术特征出现后快速得到识别结果，具有较高的实时性。

3.4　相同实验环境下识别概率对比分析

为了验证双机协同战术识别方法对于非完备信息下双机编队协同战术识别的准确性，开展了相同环境下的实验结果统计分析。合适的高度环境是保证各协同战术成功执行的重要因素，将战场环境划分为高空层、中间层和低空层 3 种类型。根据 7 种双机协同战术的长僚机飞行特性，得到不同飞行高度下的执行可行性，每种战场环境下的具体可选择双机协同战术如表 13 所示。

表 13 战场环境与战术合理性选择

Table 13 Rational selection of battlefield environment and tactics

高度层	DA	PA	HDO	VDO	CDO	LA	EA
高空层(10 000 ～20 000 m)				√	√		
中间层(3 000 ～10 000 m)	√	√	√	√	√	√	√
低空层(1 000 ～3 000 m)	√	√	√			√	√

依据表 13 设定的战术选择规则，同时考虑各双机协同战术的衔接合理性，根据飞行过程中的高度变化，利用构建的空战仿真系统开展蒙特卡罗模拟实验[25-26]，对当前战场中可执行的双机协同战术进行随机调用。在相同实验样本与相同实验环境下，随机设置缺失数据样本，其数据量占总样本数据量的 15.8%，使用文献 [9] 中基于深度神经网络的空中目标作战意图识别方法与基于贝叶斯网络的非完备信息下双机协同战术识别方法进行 8 000 组实验。采用文献 [9] 中基于深度神经网络的空中目标作战意图识别方法构建的双机协同战术识别神经网络的训练样本规模为 30 000 组典型协同战术样本数据，随机抽取 90% 数据构成训练数据库，剩余 10% 构成测试数据库，神经网络学习率为 0.01，超参数为 0.9、0.999，平滑项 10^{-8}，其算法用于上述案例的核心步骤如下：

步骤 1 从各类传感器中提取目标特征数据，包括目标飞行速度、目标飞行高度、目标雷达状态以及目标机动类型等信息，并根据实际作战结果和领域专家判断对其标记战术标签。

步骤 2 调整网络结构，根据数据维数和分类数确定隐藏层数和节点数。

步骤 3 将训练数据库中所有数据输入到构建好的深度神经网络中，采用梯度下降法更新深度神经网络节点网络权值，将输出的战术识别结果与标签对比，计算识别概率。

步骤 4 将验证数据库中的数据输入到训练好的深度神经网络中，计算识别概率。

步骤 5 将测试数据库中的目标特征数据输入到训练好的深度神经网络中，计算识别概率，判定模型识别效果。

步骤 6 将待识别战术的目标特征数据输入模型，识别出其协同战术。

通过实验得到 2 种不同的方法对表 1 中 7 种双机协同战术的识别概率如图 16 所示。其中，基于贝叶斯网络的非完备信息下双机协同战术识别方法的平均识别概率为 98.34%，文献 [9] 的平均识别概率为 97.17%。可以发现，基于贝叶斯网络的非完备信息下双机协同战术识别方法对各典型双机协同战术均具有较高的识别概率。

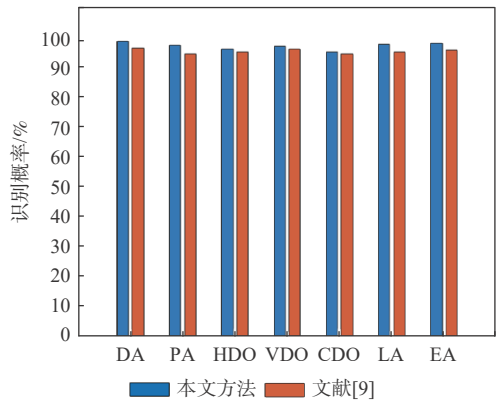


图 16 协同战术识别概率

Fig. 16 Recognition accuracy of cooperative tactics

4 结 论

针对非完备信息下的双机协同空战战术识别问题，做了深入分析与研究，仿真实验结果表明，非完备信息下的超视距空战双机协同战术识别方法对敌方双机协同战术识别概率高、实时性好，具备较好的工程应用价值。

1) 双机协同战术识别方法对非完备信息下的双机协同战术具有较高的识别概率。在实验测试中，对协同战术的识别概率均达到 95% 以上。

2) 双机协同战术识别网络模型通过参数学习后，在典型协同战术仿真实验中使平均识别速率提高了 26.5%，可在较短的时间内识别出协同战术，具有较好的实时性。

3) 双机协同战术识别方法以战场中可以直接在线获取到的信息为推理依据，具备战术预测功能，在空战决策领域中可为威胁评估和目标作战意图推理提供支撑。

参考文献（References）

[1] MA Y, WANG G, HU X, et al. Cooperative occupancy decision making of multi-UAV in beyond-visual-range air combat: a game theory approach[J]. IEEE Access, 2020, 8: 11624-11634.

[2] HEEMIN S, JAEHYUN L, HYUNGI K, et al. An autonomous aerial combat framework for two-on-two engagements based on basic fighter maneuvers[J]. Aerospace Science and Technology, 2018, 72(2): 305-315.

[3] 邓海军, 尹全军, 胡记文, 等. 基于MEBN的战术意图识别[J]. 系统工程与电子技术, 2010, 32(11): 2374-2379.
DENG H J, YIN Q J, HU J W, et al. Tactical intention recognition based on multi-entity Bayesian network[J]. Systems Engineering and Electronics, 2010, 32(11): 2374-2379(in Chinese).

[4] ZHAO J, YANG B. Graph model of group conflict decision making based on grey correlation[J]. Paper Asia, 2019, 2(2): 128-132.

[5] LI Q, DIAO Y, GONG Z, et al. Grey language hesitant fuzzy group decision making method based on kernel and grey scale[J]. Interna-

tional Journal of Environmental Research and Public Health, 2018, 15(3): 436-450.

[6] ZHOU T, CHEN M, WANG Y, et al. Information entropy-based intention prediction of aerial targets under uncertain and incomplete information[J]. Entropy, 2020, 22(3): 279-290.

[7] QINGXIAN W U, CHEN S, LIU Z, et al. Prediction of unmanned aerial vehicle target intention under incomplete information[J]. Scientia Sinica Informationis, 2020, 50(5): 704-717.

[8] AHMED A A, MOHAMMED M F. SAIRF: A similarity approach for attack intention recognition using fuzzy min-max neural network[J]. Journal of Computational Science, 2018, 25(3): 467-473.

[9] 周旺旺, 姚佩阳, 张杰勇, 等. 基于深度神经网络的空中目标作战意图识别[J]. 航空学报, 2018, 39(11): 200-208.
ZHOU W W, YAO P Y, ZHANG J Y, et al. Combat intention recognition for aerial targets based on deep neural network[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2018, 39(11): 200-208(in Chinese).

[10] LI Y, HAN W, WANG Y. Deep reinforcement learning with application to air confrontation intelligent decision-making of manned/unmanned aerial vehicle cooperative system[J]. IEEE Access, 2020, 8: 67887-67898.

[11] 欧微, 柳少军, 贺筱媛, 等. 基于时序特征编码的目标战术意图识别算法[J]. 指挥控制与仿真, 2016, 38(6): 36-41.
OU W, LIU S J, HE X Y, et al. Tactical intention recognition algorithm based on encoded temporal features[J]. Command Control & Simulation, 2016, 38(6): 36-41(in Chinese).

[12] WANG H, WANG L, YU Q, et al. Online reliability prediction via motifs-based dynamic Bayesian networks for service-oriented systems[J]. IEEE Transactions on Software Engineering, 2017, 43(6): 556-579.

[13] CARLO C, FATEMWH V, PETER C. Bayesian network hybrid learning using an elite-guided genetic algorithm[J]. Artificial Intelligence Review, 2019, 52(1): 245-272.

[14] SIQI N, MENG Z, QIANG J. The deep regression Bayesian network and its applications: Probabilistic deep learning for computer vision[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2018, 35(1): 101-111.

[15] CHOI A, WANG R, DARWICHE A. On the relative expressiveness of Bayesian and neural networks[J]. International Journal of Approximate Reasoning, 2019, 113: 303-323.

[16] GRUBER A, BEN-GAL I. A targeted Bayesian network learning for classification[J]. Quality Technology & Quantitative Management, 2019, 16(3): 243-261.

[17] AJMAL H, MADDEN M G. Dynamic Bayesian network learning to infer sparse models from time series gene expression Data[J]. IEEE/ACM Transactions on Computational Biology and Bioinformatics, 2021, 99(1): 1-12.

[18] GEDUK S, ULUSOY L. A practical analysis of sample complexity for structure learning of discrete dynamic Bayesian networks[J]. Optimization, 2022, 71(10): 2935-2962.

[19] 孟光磊, 张慧敏, 朴海音, 等. 自动化飞行训练评估中的战机机动动作识别[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(7): 1267-1274.
MENG G L, ZHANG H M, PIAO H Y, et al. Recognition of fighter maneuver in automatic fight training evaluation[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(7): 1267-1274(in Chinese).

[20] HONDA A, JAMES S. Parameter learning and applications of the inclusion-exclusion integral for data fusion and analysis[J]. Information Fusion, 2020, 56: 28-38.

[21] KOVACIC J. Learning parameters of Bayesian networks from datasets with systematically missing data: A meta-analytic approach[J]. Expert Systems with Application, 2020, 141(1): 1-11.

[22] WANG D, AMRILJAHARADAK A, XIAO Y. Dynamic knowledge inference based on Bayesian network learning[J]. Mathematical Problems in Engineering, 2020, 2020: 1-9.

[23] HU J, QIN H, YAN T, et al. Corrected Bayesian information criterion for stochastic block models[J]. Journal of the American Statistical Association, 2019, 115(532): 1-43.

[24] LIAO T F, FASANG A E. Comparing groups of life-course sequences using the Bayesian information criterion and the likelihood-ratio test[J]. Sociological Methodology, 2021, 51(1): 44-85.

[25] POIRION F. Monte Carlo approach for fatigue and damage calculation of nonlinear dynamical systems[J]. PAMM, 2015, 1(1): 460-461.

[26] RAHRAH M, VERMOLEN F. Monte Carlo assessment of the impact of oscillatory and pulsating boundary conditions on the flow through porous media[J]. Transport in Porous Media, 2018, 123: 125-146.

Cooperative tactical recognition of dual-aircraft formation under incomplete information in BVR air combat

MENG Guanglei[1,*], ZHANG Huimin[1], PIAO Haiyin[2], ZHOU Mingzhe[1]

(1. School of Automation, Shenyang Aerospace University, Shenyang 110136, China;
2. AVIC Shenyang Aircraft Design and Research Institute, Shenyang 110135, China)

Abstract: In the process of beyond-visual-range (BVR) air combat, due to the limitation of detection equipment performance and enemy interference, the target information is easy to get lost, which makes it difficult to identify the enemy's cooperative air combat tactics in real time. A method of cooperative tactical recognition is proposed based on dynamic Bayesian network (DBN) and parameter learning. Firstly, the cooperative tactics of dual-aircraft formation in BVR air combat are analyzed. According to the functional tasks of leader and wingman, the current situation information and fighter maneuver, a DBN recognition model is established. Then, to improve the recognition rate of the model, the expected maximum parameter learning method is used to optimize the network parameters. Finally, based on the auto-regressive model, the missing target information is repaired, and the reasoning algorithm of cooperative tactical recognition under incomplete information is proposed. The simulation results show that the method of cooperative tactical recognition has high recognition accuracy and good real-time performance for cooperative tactics under incomplete information in BVR air combat.

Keywords: cooperative air combat; tactical recognition; dynamic Bayesian network; cooperative tactics of dual-aircraft formation; parameter learning

Received: 2021-05-13; **Accepted**: 2021-07-23; **Published Online**: 2021-08-25 19:33

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210825.1237.002.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61503255); Aeronautical Science Foundation of China (2016ZD54015); Liaoning Revitalization Talents Program (XLYC2007144)

* **Corresponding author**. E-mail: mengguanglei@yeah.net

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0221

一种FPGA实现的复杂背景红外小目标检测网络

周海[1, 2, 3]，侯晴宇[4, *]，卞春江[1, 2, 3]，冯水春[1, 2, 3]，刘一腾[1, 2, 3]

(1. 中国科学院 国家空间科学中心，北京 100190；2. 中国科学院 复杂航天系统电子信息技术重点实验室，北京 100190；
3. 中国科学院大学，北京 100049；4. 哈尔滨工业大学 航天学院，哈尔滨 150001)

摘 要：红外（IR）小目标检测算法具有检测率高、虚警率低、实时性好等优点在红外遥感领域有重要的应用价值。由于复杂背景下小目标对比度低和信噪比（SNR）低，传统红外小目标检测算法难以保证检测性能。在强鲁棒性的红外小目标检测网络（RISTDnet）基础上，面向更为多样的目标结构特征和更高的实时处理性能要求，提出一种增强型红外小目标检测网络（EISTDnet）与其基于现场可编程逻辑门阵列（FPGA）高性能并行处理的算法。EISTDnet构造了手工特征算法与卷积神经网络相结合的多尺度小目标特征提取框架，采用多级展开思路对卷积核尺寸进行归一化设计，并通过数据深度复用和多维循环并行展开有效提高推理阶段实时处理性能。实验结果表明：采用单片FPGA实现的EISTDnet能够快速实时检测复杂背景下不同大小、低信噪比的小目标,与现有5种算法相比在10^{-3}低虚警率下平均检测率提升49.5%，与RISTDnet相比，在实时处理速度提高1.33倍的优势下，对低信噪比条状小目标检测率提升29.4%，所提算法具有更好的有效性和鲁棒性。

关 键 词：卷积神经网络；红外小目标；目标检测；现场可编程逻辑门阵列；实时
中图分类号：V249.32+6; TP391; TN215
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2023)02-0295-16

小目标检测在红外图像处理领域占有重要地位，特别是在遥感领域中具有较高的军民应用价值。而复杂背景下的低信噪比小目标检测是一项具有挑战性的任务，因为图像中的目标通常很小很弱并缺乏特定的形状、纹理和结构信息。

近几十年来，许多红外小目标检测算法被提出，算法主要包括单帧检测和多帧关联2个步骤。由于多帧关联往往是在单帧检测基础上进一步开展时域关联处理，因此，单帧检测算法对于复杂背景下弱小目标的检测能力更为关键。本文聚焦在红外小目标单帧检测算法的研究上，传统的单帧检测算法可分为两类：局部对比法（local contrast measure, LCM）和非局部自相关法（nonlocal autocorrelation measure, NAM）。

LCM主要是通过定义一种合理的局部对比度来抑制背景和增强小目标。Chen等[1]应用LCM来测量每个像素位置与其邻域之间的差异。Han等[2]进一步考虑中心子块的均值估计来改进LCM（improved local contrast measure, ILCM），并通过增加窗口的滑动步长提高算法效率。Wei等[3]提出一种基于多尺度图像块的对比度度量方法（multiscale patch-based contrast measure, MPCM），利用每个位置像素与其相邻区域的灰度比作为真实目标对比度的增强因子。类似的LCM还包括相对局部对比度度量（relative local contrast measure, RLCM）[4]和多尺度改进的LCM（multiscale modified local contrast measure, MLCM）[5]。Han等[6]联合比值和差值的局部对比度（ratio-difference joint local contrast measure, RDLCM）来增强小目标并抑制背景。

以红外块图像（infrared patch image, IPI）模型为

收稿日期：2021-04-29；录用日期：2021-06-06；网络出版时间：2021-08-09 14:32
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210809.1054.001.html
基金项目：中国科学院青年创新促进会资助项目 (E0293401)
*通信作者. E-mail：houqingyu@126.com

*引用格式：周海，侯晴宇，卞春江，等. 一种FPGA实现的复杂背景红外小目标检测网络[J]. 北京航空航天大学学报，2023，49（2）：295-310.
ZHOU H，HOU Q Y，BIAN C J，et al. An infrared small target detection network under various complex backgrounds realized on FPGA[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2023，49（2）：295-310（in Chinese）.*

代表的NAM利用目标的稀疏性和背景的低秩性将目标检测问题转化为最优化问题，然后通过求解目标函数来分离目标和背景[7]。IPI存在的2个明显缺点是检测结果中目标形态的过收缩和噪声残留，主要原因是采用核范数作为背景的低秩正则项。通过在IPI模型中引入更多的低秩矩阵恢复技术以获得更好的性能。Dai等[8]提出非负约束的红外块图像模型和加权的红外块图像张量模型(reweighted infrared patchtensor model, RIPT)[9]，同时采用不同形式的紧秩对传统IPI模型低秩正则项替换来解决背景残留问题。此外，Zhang等[10]使用非凸秩逼近最小化联合范数，Zhou等[11]联合应用Schatten 1/2拟范数正则化和重加权稀疏增强来提高检测性能。

传统检测算法通常仅采用手工制作的特征，其性能取决于特征选取的有效性。深度学习可以从大量的训练数据中自动学习特征，更有助于描述数据中丰富而独特的信息。近年来一些基于深度学习的目标检测算法被提出，如Faster R-CNN[12]、YoloV2[13]、YoloV3[14]、SSD[15]等。这些算法对纹理明显的大目标具有很高的检测性能，但由于红外小目标纹理特征并不十分明显，现有深度学习算法难以适用。

针对现有检测算法的不足和应用对算法实时处理性能的需求，本文主要工作如下：①以文献[16]提出的强鲁棒型红外小目标检测网络(robust infrared small target detection network, RISTDnet)[16]为研究基础，面向更为丰富的目标结构特征和实时处理性能提升的需求，提出一种增强型红外小目标检测网络(enhanced infrared small target detection network, EISTDnet)；②提出基于现场可编程逻辑门阵列(field programmable gate array, FPGA)平台的EISTDnet高性能实时并行处理优化与实现算法；③使用多幅测试图像对EISTDnet检测性能和实时处理性能进行了实验验证，并与其他检测算法进行了对比。

1 检测算法原理

首先，利用EISTDnet计算目标似然图，似然图中的各像素值表征该像素属于小目标概率，然后，在目标似然图上设置阈值，进行阈值分割提取真实目标。

RISTDnet在复杂背景下对小目标已能够表现出较好的检测性能，但依然存在两方面不足：①通过对更多复杂场景下不同类型小目标进行测试，发现RISTDnet对部分呈现条状结构特征的低信噪比小目标检测能力偏弱，如图1所示的高分5号红外图像[17]；②虽然能够在地面服务器中通过使用高性能GPU NVIDIA RTX2080Ti获得较好的RISTDnet处理性能，但在以空天飞行器为代表的算法应用场景中，受使用环境制约只能选用以FPGA为主的低功耗小体积嵌入式处理器，难以满足RISTDnet快速实时处理需求。针对上述问题，EISTDnet在研究中重点通过1.1节和1.2节介绍的两方面优化策略对网络结构开展重新设计。

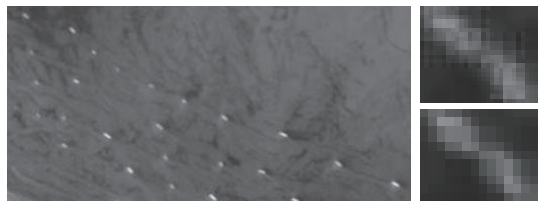


图1 低信噪比条状小目标示意图[17]

Fig. 1 Small strip target with low SNR[17]

1.1 强化多尺度特征提取

多尺度特征提取主要用于为复杂背景下的低信噪比小目标获得足够数量的特征图。RISTDnet定义了5种特征提取尺度：3×3、5×5、7×7、9×9和11×11，并通过15种定权卷积核生成15幅特征图，如图2(a)～图2(o)所示。这些定权卷积核在设计上均基于对图像中复杂背景和目标特性的研究而制定，以满足不同场景下有效特征提取。运算方式是以输入图像逐像素为中心，计算每个卷积核模板下邻域红色像素的平均值减去黑色像素的平均值，目的是提取小目标的对比度信息。

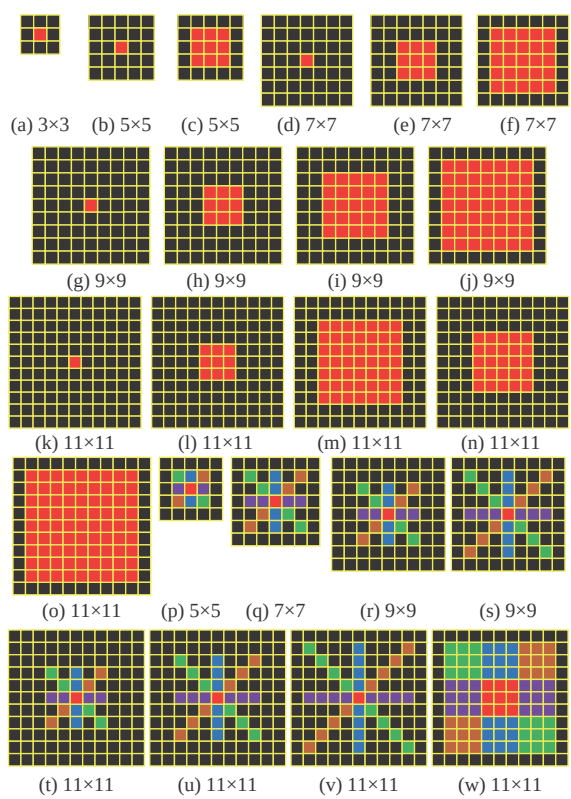


图2 EISTDnet定权特征提取卷积核

Fig. 2 EISTDnet feature extraction convolution kernel with fixed weight

EISTDnet 继承了 RISTDnet 特征提取定权卷积核对传统斑点状小目标提取能力, 并针对复杂场景中更为丰富的条状小目标结构特征, 新增 8 种定权卷积核, 如图 2(p)～图 2(w) 所示。这些卷积核的结果是以红色像素为中心, 分别计算 4 种颜色条带的累加和, 继而通过比较选出 4 个条带累加和中最大的那条, 计算其与红色像素的平均值减去所有黑色像素的平均值, 目的是增强不同方向下条状小目标对比度信息提取能力。

1.2　卷积网络轻量化

卷积网络主要采用深度学习算法用于对小目标深度特征进行提取。由于卷积运算为 4 层循环乘加运算, 计算量庞大, 因而 EISTDnet 在设计时充分考虑了应用中处理器性能约束, 采用卷积核尺寸归一化、归一化(batch normalization, BN)层参数融合和特征映射层简化 3 种方法对卷积网络开展轻量化设计。

1) 卷积核尺寸归一化。RISTDnet 卷积核包括 11×11、7×7、5×5、3×3 和 1×1 这 5 种尺寸规格, 差异较大。这在对卷积层并行实时计算时, 难以对卷积核并行展开。并且由于 5 种尺寸中除 1×1 外互相之间不能整除, 因此并行展开时无法选择出一个适用于各层的最优卷积核展开尺度, 这会造成部分计算资源的浪费。

EISTDnet 在设计中为提高实时处理架构并行展开能力, 最大化利用处理资源, 对较大卷积核采用多级小卷积核串联的方式予以优化, 如图 3 所示。

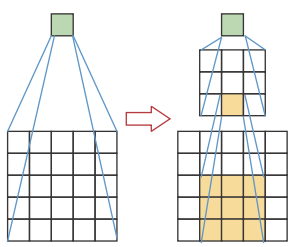


图 3　卷积核尺寸多级串联优化

Fig. 3　Multi-stage series optimization of convolution kernel size

由图 3 可以看出一个 5×5 的卷积核可以替换成 2 级 3×3 的卷积核, 此时卷积权重个数由 25 降低至 18, 同理对于 11×11 和 7×7 卷积核可以分别替换成 5 级和 3 级 3×3 的卷积核, 此时权重数量由 121 和 49 分别降低至 45 和 27。优化算法在确保替换前后各卷积层感受野不变的情况下, 大幅度降低了卷积核权重数, 并将原有 3×3 尺度以上的卷积核归一化到 3×3, 有利于选择处理架构最优并行展开尺度, 提高计算效率。

2) BN 层参数融合。BN 层主要是为在网络训练过程中解决梯度消失和梯度爆炸问题, 同时提高泛化性能。BN 层计算涉及到高精度乘加运算, 因而在 FPGA 实现时需要消耗大量计算时间与参数存储资源。由于 BN层在推理阶段参数已经完全固定, EISTDnet 设计中对 BN 层采用训练后与卷积层参数融合的方式降低推理阶段计算资源开销。

设卷积计算为

$$\boldsymbol{Y}=\boldsymbol{W}\cdot\boldsymbol{X}+b \tag{1}$$

式中: $\boldsymbol{Y}$为卷积层输出; $\boldsymbol{W}$为卷积核参数; $\boldsymbol{X}$为卷积层输入; b为偏置。

BN 层与卷积层融合后输出$\boldsymbol{Y}_{bn}$依然可依照式 (1) 进行卷积计算, 仅需对$\boldsymbol{W}$和b变量采用$\boldsymbol{W}'$和b'进行参数更新:

$$\boldsymbol{W}'=\frac{\gamma}{\sqrt{\sigma^2+\varepsilon}}\boldsymbol{W} \tag{2}$$

$$b'=\beta+\frac{(b-\mu)\gamma}{\sqrt{\sigma^2+\varepsilon}} \tag{3}$$

式中: γ为尺度因子; ε为方差调整因子; β为偏移因子; μ和σ^2为每个通道的平均值与方差。这 4 个变量均为训练结束后 BN 层静态参数。

3) 特征映射层简化。RISTDnet 特征映射层采用 Sigmoid 函数将特征提取结果分别映射到目标和背景似然图。以 x为变量 Sigmoid 函数定义为

$$S(x)=\frac{1}{1+\mathrm{e}^{-x}} \tag{4}$$

Sigmoid 函数具有单增性质, 可将变量映射到 [0,1] 内, 从而获得百分比表示的概率似然值。在网络训练阶段通过 Sigmoid 函数获得概率似然值有利于计算损失函数, 但其推理阶段 FPGA 处理中通常需采用级数展开算法进行运算, 如式 (5) 所示, 式中 $O(x^{12})$ 为可忽略的极小项。这些高次方级数展开计算会消耗 FPGA 大量乘加运算资源。

$$S(x)=\frac{1}{2}+\frac{x}{4}-\frac{x^3}{48}+\frac{x^5}{480}-\frac{17x^7}{80\,640}+\frac{31x^9}{1\,451\,520}-\frac{691x^{11}}{319\,334\,400}+O(x^{12}) \tag{5}$$

考虑到映射后数值在实时处理中仅用于阈值分割, 因而在 EISTDnet 设计中将推理阶段特征映射函数简化为$S(x)=x$, 相对 Sigmoid 函数运算开销降低明显, 仅需要通过调整阈值分割取值即可获得同等目标提取精度, 不会影响网络检测性能。

1.3　EISTDnet 网络结构

采用强化多尺度特征提取和卷积网络轻量化两方面优化策略后, EISTDnet 网络结构如图 4 所示, 主要由多尺度定权特征提取网络和变权卷积网络两部分组成。

多尺度定权特征提取网络主要用于提取手工制作的多尺度特征, 其中, 红色方框示意的 15 种特征提取图采用继承 RISTDnet 的原始定权特征卷积核

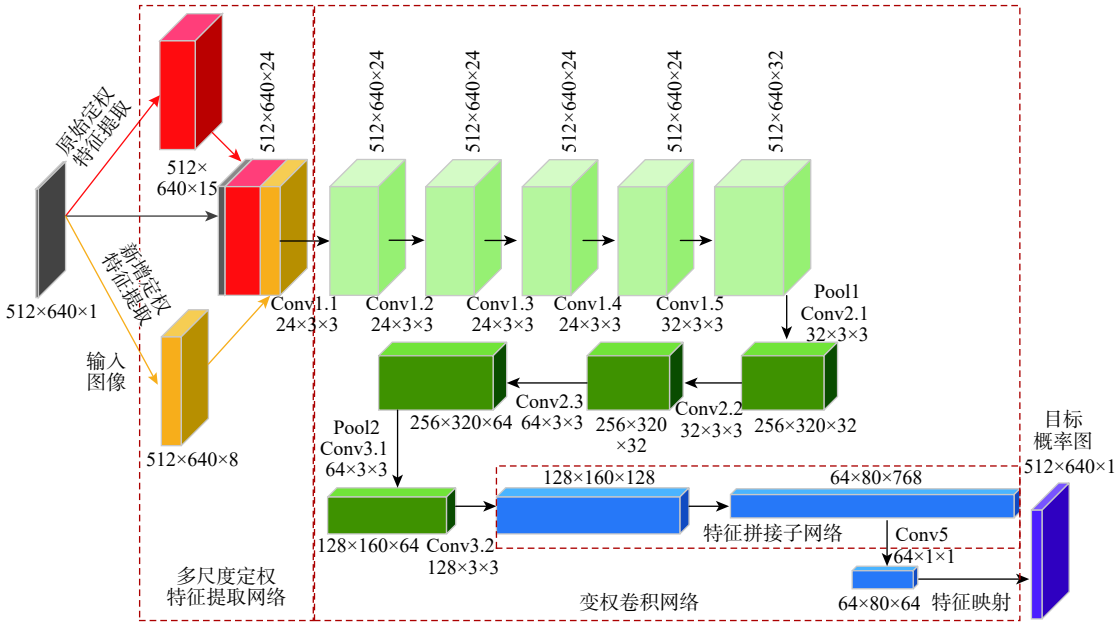


图 4 EISTDnet 网络结构

Fig. 4 Network structure of EISTDnet

提取，黄色方框示意的 8 种特征提取图为 EISTDnet 新增的特征卷积核提取，提取后将原图与特征图串联作为变权卷积网络输入。变权卷积网络通过采用自学习训练后参数进一步对目标深度特征进行提取。

变权卷积网络中包含一个特征拼接子网络，采用 Passthrough 层结构设计。如图 5 所示，特征连接子网络在对高分辨率特征图进行分割和重新排列后，将结果与卷积后低分辨率特征图连接起来，形成多尺度特征图，更有利于检测不同大小的小目标。

变权卷积网络中的特征映射层采用简化设计方法，在推理阶段仅需要将输入的特征图进行通道展开重新组织即可生成目标似然图用于后续阈值分割，如图 6 所示。

从网络结构可以看出 EISTDnet 是一个多尺度

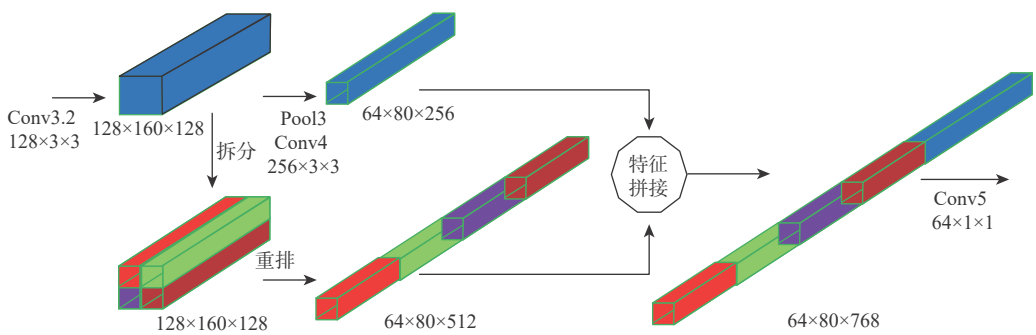


图 5 特征拼接子网络细节

Fig. 5 Detail of feature connection sub-network

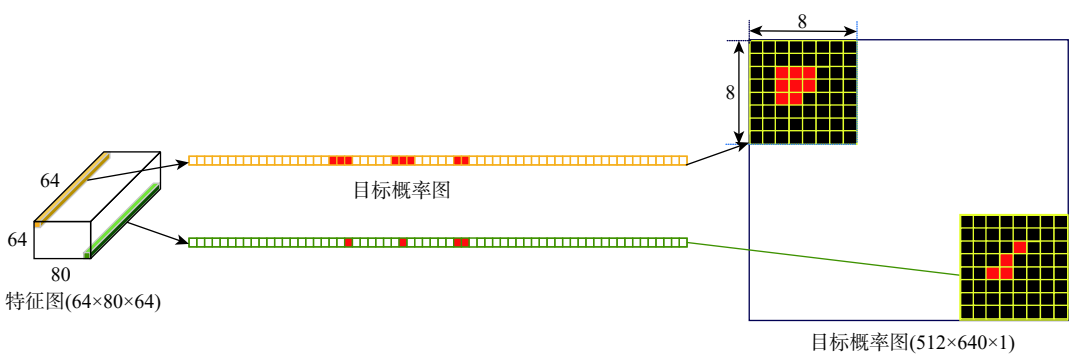


图 6 特征映射层细节

Fig. 6 The detail of feature mapping layer

手工制作特征和深度自学习特征融合的小目标检测框架, 其网络参数如表 1 所示。其中各卷积层后均跟有 ReLU 层, 篇幅考虑不予表中列出。

表 1　EISTDnet 网络参数

Table 1　EISTDnet network parameters

层编号	卷积核数量	卷积核尺寸/步长	输出特征图尺寸
特征提取			512×640
Conv1.1	24	3×3/1	512×640
Conv1.2	24	3×3/1	512×640
Conv1.3	24	3×3/1	512×640
Conv1.4	24	3×3/1	512×640
Conv1.5	32	3×3/1	512×640
Pool1		2×2/2	256×320
Conv2.1	32	3×3/1	256×320
Conv2.2	32	3×3/1	256×320
Conv2.3	64	3×3/1	256×320
Pool2		2×2/2	128×160
Conv3.1	64	3×3/1	128×160
Conv3.2	128	3×3/1	128×160
Pool3		2×2/2	64×80
Conv4	256	3×3/1	64×80
Conv5	64	3×3/1	64×80

表 2 给出了 EISTDnet 相对 RISTDnet 在各项优化策略应用前后运算操作数变化。可以直观看出由于新增了 8 种多尺度特征提取, EISTDnet 运算操作数相对 RISTDnet 增加了 29.23%。但通过应用 3 种网络轻量化优化方法, EISTDnet 运算操作数降低至 RISTDnet 的 48.46%, 有效削减了推理阶段实时处理计算资源需求。

表 2　EISTDnet 与 RISTDnet 运算操作数比对

Table 2　Comparison of operands between EISTDnet and RISTDnet

网络改进阶段	运算操作数
RISTDnet	69 999 411 200
EISTDnet强化多尺度特征	90 460 323 840
EISTDnet卷积网络轻量化	33 919 795 200

2　FPGA 处理优化与实现

EISTDnet 网络结构主要由多尺度定权特征提取网络和变权卷积网络两部分组成。其中变权卷积网络中卷积操作采用常规卷积运算, 而多尺度定权特征提取网络由于新加入 8 种基于四向特征点比较的特征提取卷积核, 其计算过程无法简单转化为常规卷积运算。因此, 在顶层设计上 EISTDnet 采用独立模块分别实现多尺度定权特征提取网络和变权卷积网络实时处理。

与 CPU、DSP 等嵌入式处理器不同, FPGA 可以针对算法内不同处理单元计算需求与特点量身定制处理电路, 并采用数据复用、并行处理与流水处理等设计算法构建高性能处理架构。EISTDnet 实现中有效运用了这些设计算法。

2.1　多尺度特征提取网络优化与实现

多尺度定权特征提取网络中不同特征提取卷积核之间存在数据深度复用关系, 如图 7 所示。

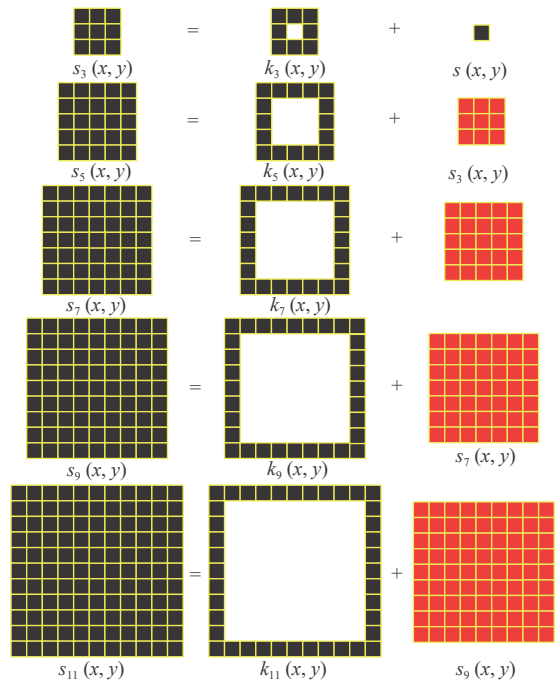


图 7　多尺度定权特征提取数据复用关系示意图

Fig. 7　Multi-scale feature extraction data reuse relationship with fixed weight

对于输入图像中坐标为(x,y)的像素, 设其灰度值为s, 则由图 7 可以直观看出, 只要再计算以该像素为中心的k_3、k_5、k_7、k_9和k_{11}这 5 个不同尺度框体和变量, 即可获得图 2(a)～图 2(o)15 种不同特征提取卷积核对应特征值, 对应关系如式(6)～式(20)所示。$F(A)$代表图 2(a) 卷积核特征提取值, 其余标号以此类推:

$$F(A)=s-k_3/8 \tag{6}$$

$$F(B)=s-(k_3+k_5)/24 \tag{7}$$

$$F(C)=(s+k_3)/9-k_5/16 \tag{8}$$

$$F(D)=s-(k_3+k_5+k_7)/48 \tag{9}$$

$$F(E)=(s+k_3)/9-(k_5+k_7)/40 \tag{10}$$

$$F(F)=(s+k_3+k_5)/25-k_7/24 \tag{11}$$

$$F(G)=s-(k_3+k_5+k_7+k_9)/80 \tag{12}$$

$$F(H)=(s+k_3)/9-(k_5+k_7+k_9)/72 \tag{13}$$

$$F(I)=(s+k_3+k_5)/25-(k_7+k_9)/56 \tag{14}$$

$$F(J)=(s+k_3+k_5+k_7)/49-k_9/32 \tag{15}$$

$$F(K)=s-(k_3+k_5+k_7+k_9+k_{11})/120 \tag{16}$$

$$F(L)=(s+k_3)/9-(k_5+k_7+k_9+k_{11})/112 \tag{17}$$

$$F(M)=(s+k_3+k_5)/25-(k_7+k_9+k_{11})/96 \tag{18}$$

$$F(N)=(s+k_3+k_5+k_7)/49-(k_9+k_{11})/72 \tag{19}$$

$$F(O)=(s+k_3+k_5+k_7+k_9)/81-k_{11}/40 \tag{20}$$

同理对于EISTDnet新增定权特征提取卷积核，也存在如图8所示复用关系。

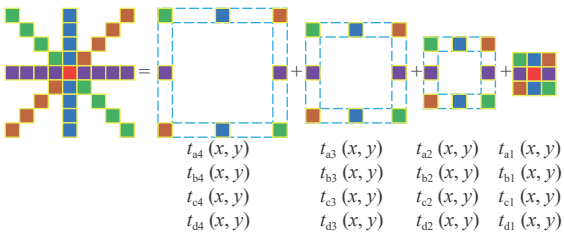


图8 EISTDnet新增定权特征提取数据复用关系示意图

Fig. 8 New feature extraction data reuse relationship with fixed weight of EISTDnet

对于输入图像中坐标为(x,y)的像素，设$t_{a1/2/3/4}$分别代表以其为中心，纵向距离为1像素、2像素、3像素和4像素的2点和变量，$t_{b1/2/3/4}$、$t_{c1/2/3/4}$和$t_{d1/2/3/4}$分别代表以其为中心，其他3个方向距离为2点和变量。设$t_{max1/2/3/4}$和$t_{sum1/2/3/4}$分别为四向2点和的最大值变量与四向2点和的累加和变量，如式(21)～式(28)所示，MAX为取最大值运算符。

$$t_{max1}=\mathrm{MAX}(t_{a1},t_{b1},t_{c1},t_{d1}) \tag{21}$$

$$t_{max2}=\mathrm{MAX}(t_{a1}+t_{a2},t_{b1}+t_{b2},t_{c1}+t_{c2},t_{d1}+t_{d2}) \tag{22}$$

$$t_{max3}=\mathrm{MAX}(t_{a1}+t_{a2}+t_{a3},t_{b1}+t_{b2}+t_{b3},t_{c1}+t_{c2}+t_{c3},t_{d1}+t_{d2}+t_{d3}) \tag{23}$$

$$t_{max4}=\mathrm{MAX}(t_{a1}+t_{a2}+t_{a3}+t_{a4},t_{b1}+t_{b2}+t_{b3}+t_{b4},t_{c1}+t_{c2}+t_{c3}+t_{c4},t_{d1}+t_{d2}+t_{d3}+t_{d4}) \tag{24}$$

$$t_{sum1}=t_{a1}+t_{b1}+t_{c1}+t_{d1}=k_3 \tag{25}$$

$$t_{sum2}=t_{a2}+t_{b2}+t_{c2}+t_{d2} \tag{26}$$

$$t_{sum3}=t_{a3}+t_{b3}+t_{c3}+t_{d3} \tag{27}$$

$$t_{sum4}=t_{a4}+t_{b4}+t_{c4}+t_{d4} \tag{28}$$

则对于图2(p)～图2(w)中8种新增特征提取卷积核，对应特征值关系如式(29)～式(35)所示。

$$F(P)=(s+t_{max1})/3-k_5/16 \tag{29}$$

$$F(Q)=(s+t_{max2})/5-(k_5+k_7-t_{sum2})/32 \tag{30}$$

$$F(R)=(s+t_{max2})/5-(k_5+k_7+k_9-t_{sum2})/64 \tag{31}$$

$$F(S)=(s+t_{max3})/7-(k_5+k_7+k_9-t_{sum2}-t_{sum3})/56 \tag{32}$$

$$F(T)=(s+t_{max2})/5-(k_5+k_7+k_9+k_{11}-t_{sum2})/104 \tag{33}$$

$$F(U)=(s+t_{max3})/7-(k_5+k_7+k_9+k_{11}-t_{sum2}-t_{sum3})/96 \tag{34}$$

$$F(V)=(s+t_{max4})/7-(k_5+k_7+k_9+k_{11}-t_{sum2}-t_{sum3}-t_{sum4})/88 \tag{35}$$

对于$F(W)$则需要通过记录坐标(x,y)相邻点变量予以计算，设$s_{3(x,y)}$为坐标(x,y)邻域3×3区域累加和，则可通过如式(36)～式(37)所示计算$F(W)$。

$$s_{3(x,y)}=s+k_3 \tag{36}$$

$$F(W)=(\mathrm{MAX}(s_{3(x-3,y+3)}+s_{3(x+3,y-3)},s_{3(x+3,y+3)}+s_{3(x-3,y-3)},s_{3(x,y+3)}+s_{3(x,y-3)},s_{3(x+3,y)}+s_{3(x-3,y)})+s_{3(x,y)})/27-k_{11}/40 \tag{37}$$

从式(6)～式(37)推导可得出，由于计算时存在大量的数据复用，在处理时仅需要对原图各像素通过加法简单计算出k_3、k_5、k_7、k_9、k_{11}和$t_{sum2/3/4}$这8个变量，继而通过最大值比较运算获得$t_{max1/2/3/4}$这4个变量，即可进一步通过简单线性计算获得23幅特征图对应特征点，循环全图所有像素即可获得23幅特征图。由于所提算法采用分块循环计算这一设计思路，因而并不受固定图像分辨率大小制约，可满足不同分辨率图像特征提取需求。

与优化前卷积形式计算算法相比，得益于不同模板之间的耦合性和数据深度复用策略，优化后可大幅度降低图像读取次数与运算操作数，提高处理速率的同时降低FPGA内部资源占用，如表3所示(以640×512输入图像为例)。

表3 图像读取与运算操作比对

Table 3 Image reading and operation comparison

算法	像素读取次数	运算操作数
优化前	607 846 400	629 473 280
优化后	39 649 280	97 648 640
降低比例/%	6.52	15.51

基于本节优化方式，特征提取模块FPGA实现框图如图9所示，其中变量计算模块和特征值计算模块均采用并行计算方式对读出图像点进行快速处理，同时图像块缓存采用乒乓设计以保证整体运算单元处于高效流水工作状态。

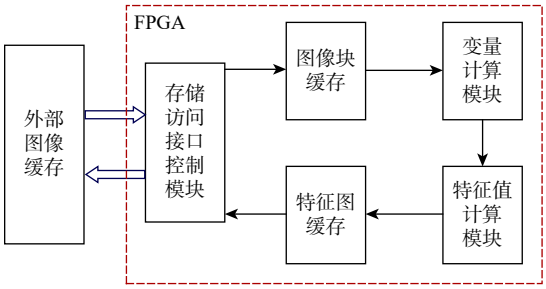


图 9　定权特征提取模块 FPGA 实现框图

Fig. 9　FPGA implementation block diagram of fixed-weight feature extraction module

2.2　变权卷积网络优化与实现

EISTDnet 变权卷积网络中超过 90% 的操作涉及到卷积, 因此, 基于 FPGA 的实时处理设计侧重于卷积并行计算的优化。为实现变权卷积网络高性能快速处理, 需重点考虑以下 3 点优化目标:

1) 在 FPGA 内计算资源允许条件下尽可能构建大规模并行流水计算架构, 减少计算单元等待周期, 降低计算延时, 提高处理性能;

2) 基于有限片内缓存加强数据复用设计, 尽可能降低外部缓存访问频次, 以降低外部存储器吞吐和规模需求, 节约硬件成本和功耗开销;

3) 充分利用分布式寄存器提高 FPGA 布局布线后工作频率, 进一步提高系统整体处理性能。

2.2.1　多维循环并行展开优化

卷积网络中的卷积运算操作由 4 层循环组成, 如图 10 所示。这些循环沿着卷积核和特征图滑动从而产生丰富的优化设计空间, 其中最为关键的是循环并行展开的层次、维度和规模。

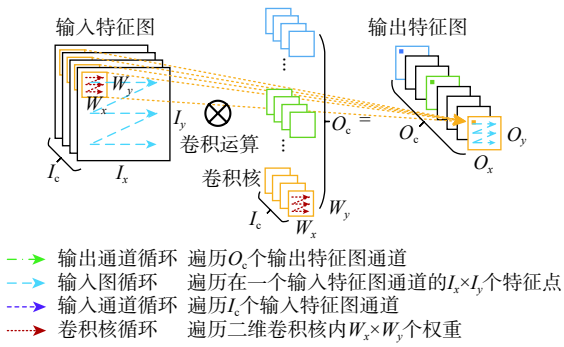


图 10　卷积运算 4 层循环示意图

Fig. 10　Four-layer loop diagram of convolution operation

循环展开的维度与方式决定了卷积计算中不同的并行化设计, 继而会影响处理架构优化设计中数据复用和存储访问方式。4 层循环各自一维展开如图 11 所示。

从图 11 中可以直观看出, 卷积核循环和输入通道循环展开有助于快速生成输出特征点, 节省处理中间结果缓存, 但展开并行计算时不同乘法器所

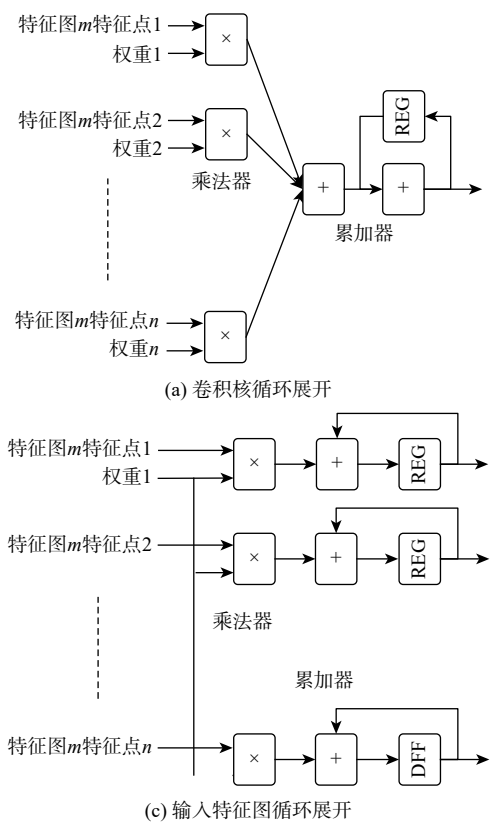


图 11　循环一维展开示意图

Fig. 11　One-dimensional unfolding loop diagram

需的输入特征点和权重均不同，复用度较低，对输入特征图和权重缓存访问吞吐量要求较高；输入特征图和输出通道展开分别充分复用了权重和特征点，但并行计算中间结果分属不同输出特征值，需要较大输出中间结果缓存深度。

并行展开尺度对不同卷积层的契合度直接影响整体并行架构运算效率，即各维度展开尺度应为不同层相关维度的公因数，否则会在处理过程中无法充分利用展开后的并行度，例如对于EISTDnet输出通道展开时，若将并行尺度设为24，则在处理Conv1.1层时利用率为100%，但在处理Conv2.1层时利用率会降低为75%。因而仅采用一维循环展开时往往会受限于公因数大小难以构建高利用率大规模并行展开架构，多维展开能够有效解决该难题。

EISTDnet在网络结构设计时运用了卷积核尺寸归一化设计算法，除最后一层外其余各层卷积核均为3×3。同时输入和输出通道数各层最大公因数均为8，输入特征图各层最大公因数为64×80。受限于FPGA片内乘法器数量，为最大化并行度和尽可能提升数据复用率，并平衡不同展开维度对缓存带宽和深度影响，EISTDnet适合采用卷积核、输入特征图和输出通道三维循环展开，如图12所示。此时卷积核循环并行展开度为3，输入特征图并行展开度为16×8，输出通道并行展开度为8，整体并行度为3 072。

2.2.2 多级缓存与循环计算顺序优化

变权卷积网络在FPGA实现中涉及多级缓存单元，从类型上分主要包含片外动态随机存储器

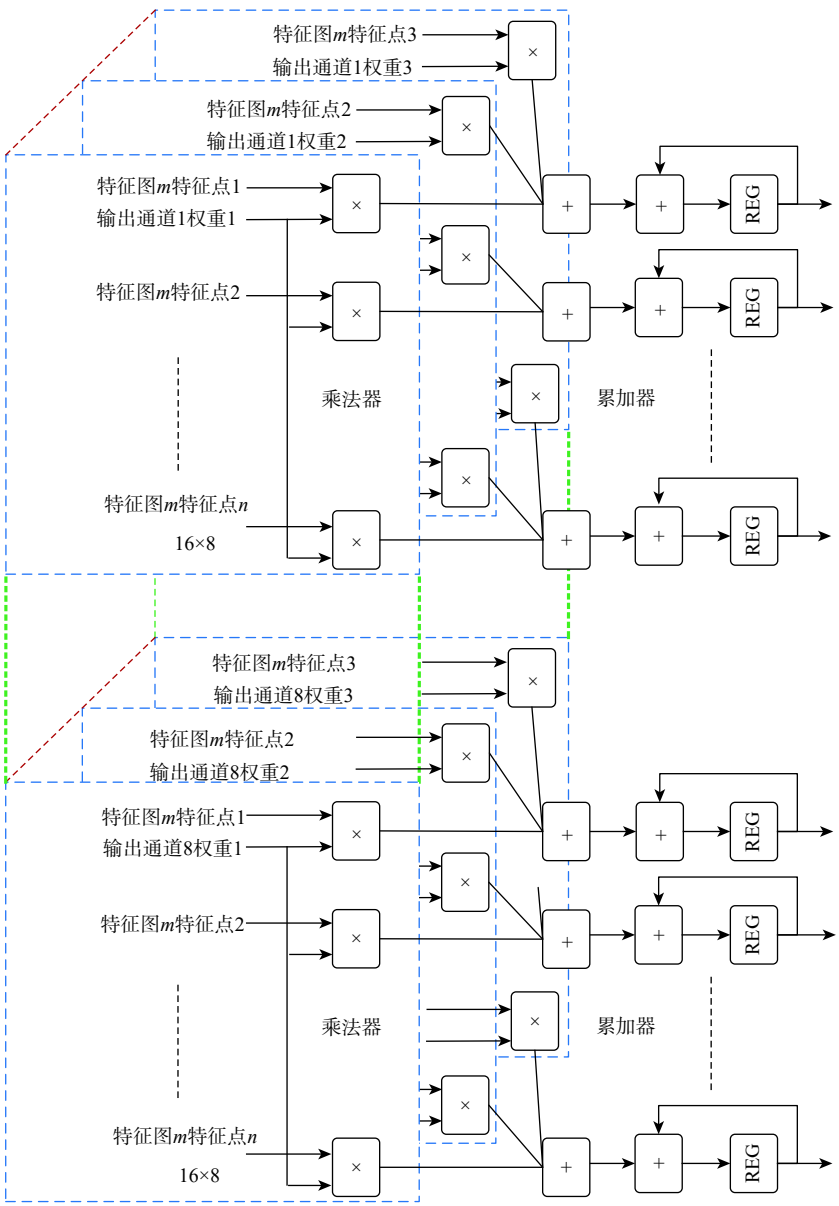


图12 EISTDnet二维循环展开示意图

Fig. 12 Two-dimensional loop unfolding diagram of EISTDnet

(dynamic RAM, DRAM)、块缓存(block RAM, BRAM)和寄存器(register, REG)3 种。如图 13 所示, REG 在 FPGA 片内, 与计算资源耦合紧密, 使用灵活但容量最小; BRAM 同属片内资源, 并为双口 RAM 形式, 吞吐能力强, 但使用规模与扇出过大时会影响布线后时序, 需在 REG 配合下使用; DRAM 具有较大容量, 但吞吐能力受输入输出(input output, IO)限制, 延迟相对较大, 过度使用也会直接加剧硬件成本和功耗开销。

受 BRAM 和 REG 数量限制 FPGA 内无法存储完整的特征图, 每层卷积计算时需将待处理的输入特征图划分为多个块依次从 DRAM 中读出。结合循环展开机制, 通过优化卷积循环计算顺序和分块大小, 可以有效增加片内缓冲区数据的重复使用、减少片上缓存需求并降低外部 DRAM 访问频次, 避免因 DRAM 访问带来的长延迟和高功耗。

在循环计算顺序选择中为尽快生成可直接存入外部 DRAM 的输出特征值, 节省片内输出特征值中间结果缓存, 输出通道循环除已展开的部分外其余应放在最后进行。此外, 由于输入特征图尺寸相对卷积核较大, 并且循环展开中输入特征图展开尺度也大于卷积核展开尺度, 为充分复用当前展开的特征图, 降低片内缓存吞吐压力, 卷积核循环应首先完成, 再完成输入特征图循环。此时输入特征图分块可按输入通道依次缓存, 卷积核片内缓存则需要从外部缓存搬入当前分块对应的 8 个输出通道全部权重, 从而最大化片内数据复用, 降低 DRAM 吞吐压力。如图 14 所示变权卷积网络循环最优计算顺序。

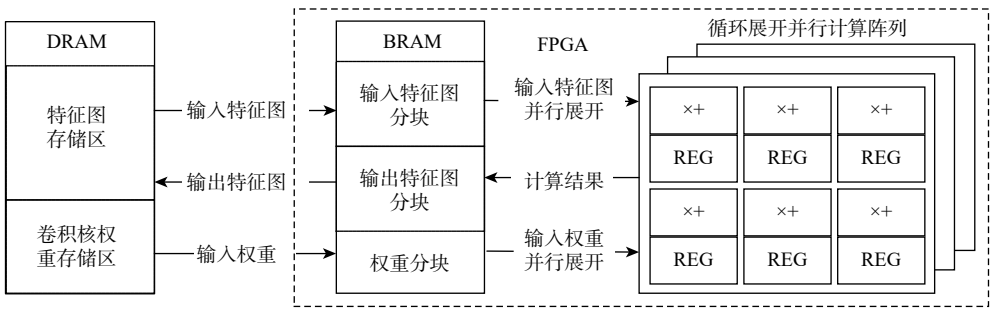


图 13　多级缓存示意图

Fig. 13　Multi-level cache diagram

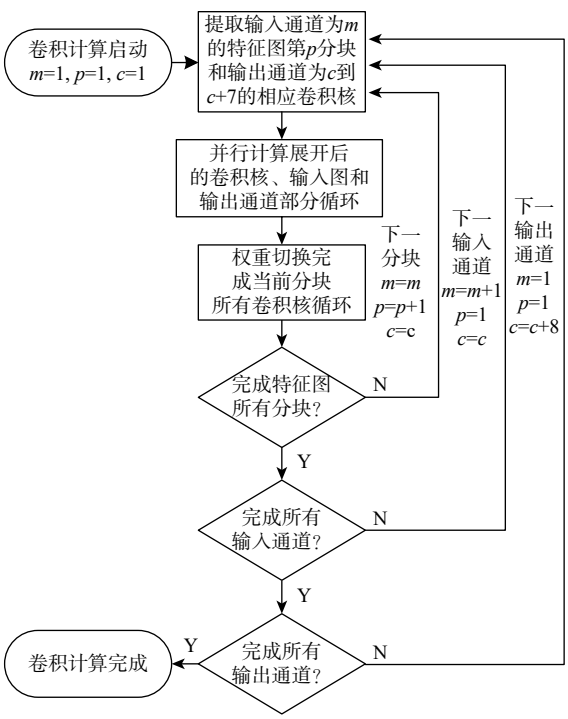


图 14　循环计算顺序示意图

Fig. 14　Diagram of cyclic calculation sequence

2.2.3　高性能计算架构

依据多维循环并行展开、循环计算顺序和多级缓存优化设计结果, EISTDnet 变权卷积网络在实现中构建了以 8 个 16×8×3 并行计算矩阵为主的实时高性能并行处理架构, 如图 15 所示, 其中 C1～C8 对应 8 个输出通道循环展开。每个矩阵中包含 16×8 个计算单元, 每个计算单元中包含的 3 个乘法器用于对卷积核循环展开并行计算。

考虑到卷积核权重需要从缓存中同时为多个计算单元更新, 因而将权重队列设为 8×8, 每个权重队列仅负责更新当前矩阵横排的 8 个计算单元, 以控制每个权重队列扇出。而对于输入特征图队列, 则采用依次传递的方式对不同矩阵进行更新, 更新后的特征点在计算单元内利用分布式寄存器进行缓存, 同时控制了输入特征点队列扇出和队列数量, 有效抑制当并行计算单元规模过大时由扇出引入的时序问题, 以进一步优化 FPGA 布局布线后时钟频率, 提高处理性能。

此外, 对于 EISTDnet 变权卷积网络处理中特征拼接需求, 在设计中采用外部缓存地址动态管理的方式对数据进行虚拟拼接, 即在相关层特征图 BRAM 分块向 DRAM 存储时依据拼接需求动态调整读写地址, 避免拼接数据搬移对处理架构带来的额外负担。

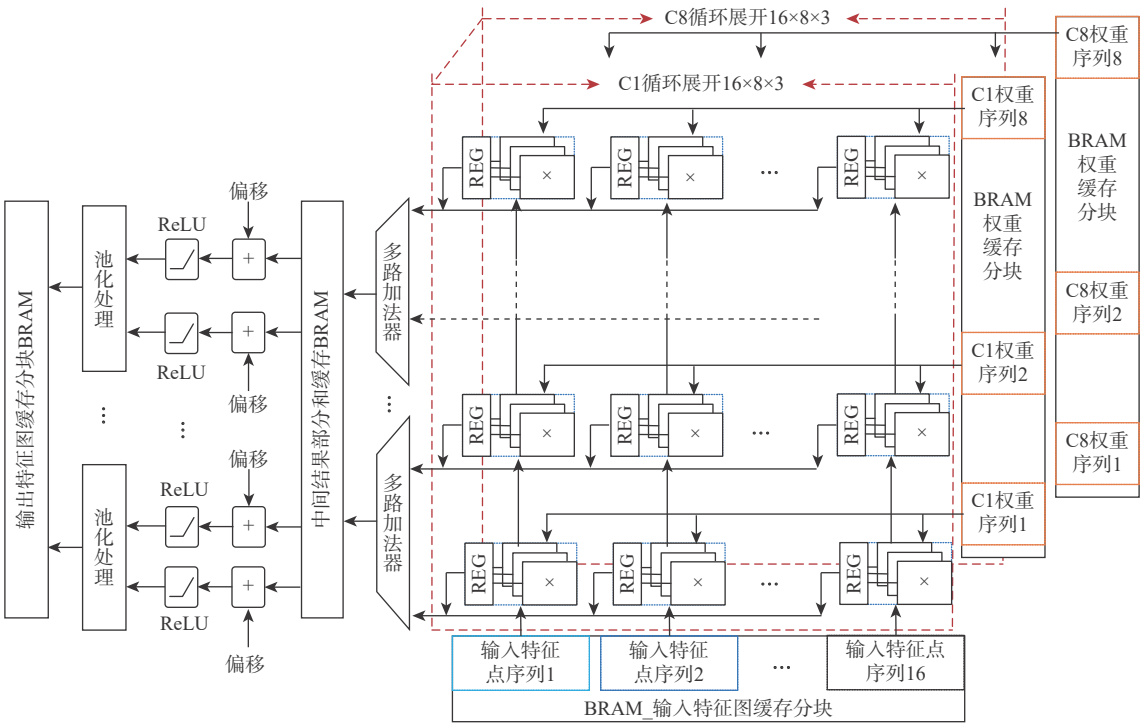


图 15 变权卷积网络实时高性能并行处理架构示意图

Fig. 15 Real-time high-performance parallel processing architecture of variable-weight convolutional networks

3 实验结果与分析

为验证 EISTDnet 及 FPGA 实现性能，构建了训练和测试实验数据集，并以 FPGA 处理板为核心搭建了一整套实验与测试平台。

3.1 实验数据集

实验数据集针对复杂场景下弱小目标进行设计，包括多种云、地表、空天、海洋等复杂背景类型。数据集建立过程中对图像随机添加不同位置、信噪比和大小的目标到背景图像中，目标位置服从均匀分布，目标信噪比范围为 0.5～1，目标尺寸范围为 1×1～13×13，并包含条状小目标。训练数据集包含 6 743 幅图像，测试数据集包含 3 个测试序列共 4 917 幅图像，如表 4 和图 16 所示。

3.2 实验与测试平台

实验与测试平台采用高性能 FPGA 处理板对 EISTDnet 的实现予以验证，实物如图 17 所示。

为验证算法处理性能，以高性能 FPGA 处理板为核心搭建了一套自测试验证系统，系统组成如图 18 所示。高性能处理板实时接收图像模拟源发送设备输出的测试序列图，由 FPGA 处理后将结果送至处理结果接收解析设备存储，继而通过解析软件对结果进行分析比对，完成对 EISTDnet 实现功能性能测试与验证。

表 4 测试序列典型帧与数量

Table 4 Typical frames and number of test sequences

项目	测试序列 1	测试序列 2	测试序列 3
典型帧	图16(a)	图16(b)	图16(c)
总帧数	1 412	1 845	1 660



(a) 测试序列 1 (b) 测试序列 2 (c) 测试序列 3

图 16 测试序列典型帧示意图

Fig. 16 Diagram of test sequence typical frames

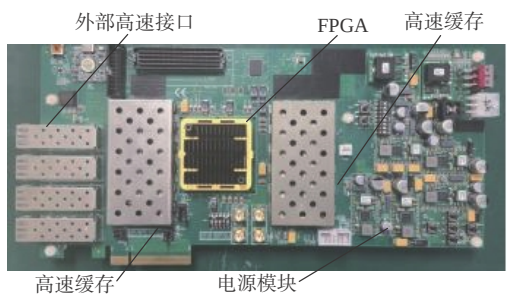


图 17 高性能 FPGA 处理板

Fig. 17 Self-developed image processing board

3.3 检测性能测试与分析

为证明 EISTDnet 的优越性，本文将其测试结果

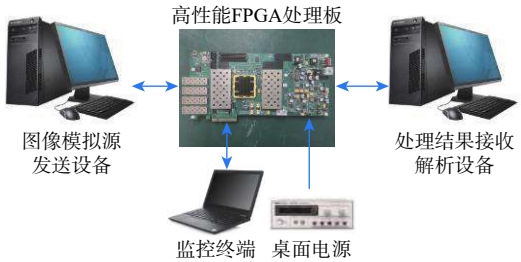


图 18　自测试验证系统

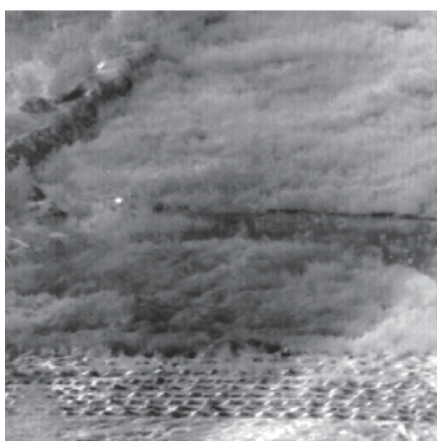
Fig. 18　Self-test verification system

与 ILCM 、MLCM、MPCM、RIPT 和 RLCM 这 5 种算法的仿真结果进行对比，这些算法的代码来自相应作者的网站。不同算法对应的目标增强结果如图 19 所示，可以看出 EISTDnet 相对其他算法具有较明显优势。

此外，为更系统地描述 EISTDnet 与其他算法性能比较，采用受试者工作特征（receiver operating characteristic, ROC）曲线作为性能量化指标，曲线中虚警率（false positive rate, FPR）和检测率（true positive rate, TPR）定义如式（38）和式（39）所示。

$$\mathrm{FRR} = N_{\mathrm{flase}}/(N_{\mathrm{pix}} \times N_{\mathrm{test}}) \tag{38}$$

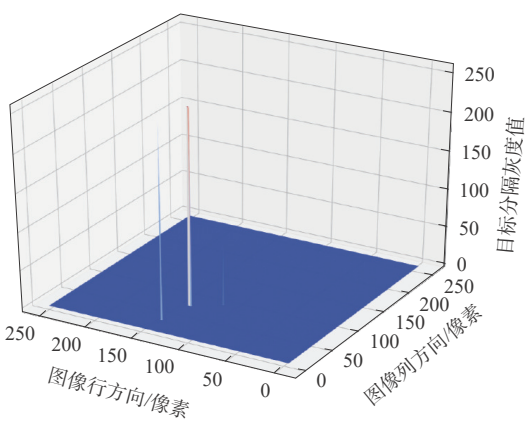
$$\mathrm{TRR} = N_{\mathrm{true}}/N_{\mathrm{real}} \tag{39}$$



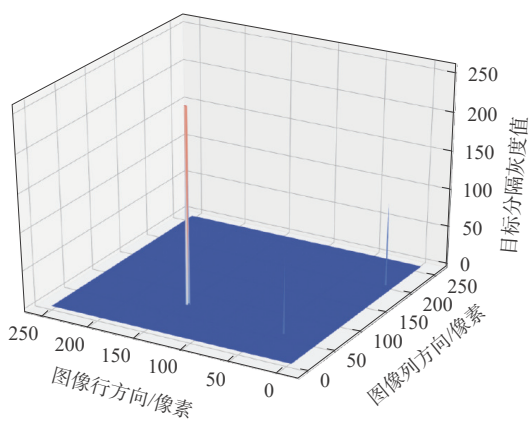
(a) 测试图 1



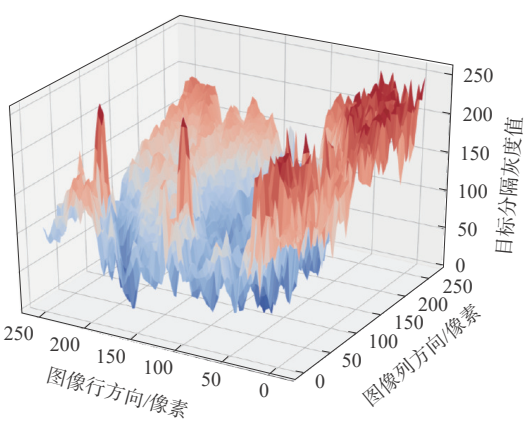
(b) 测试图 2



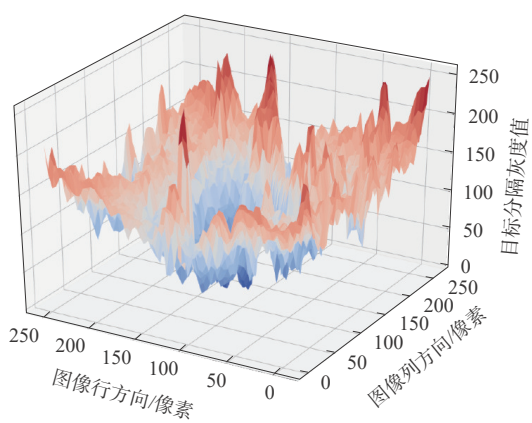
(c) 测试图 1的EISTDnet结果



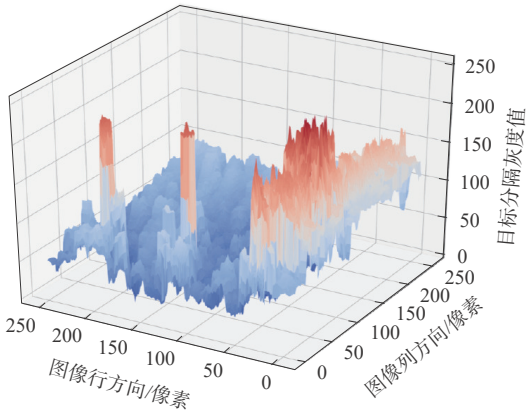
(d) 测试图 2的EISTDnen结果



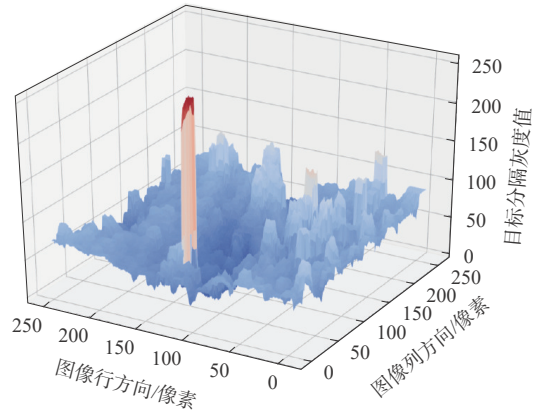
(e) 测试图 1的ILCM结果



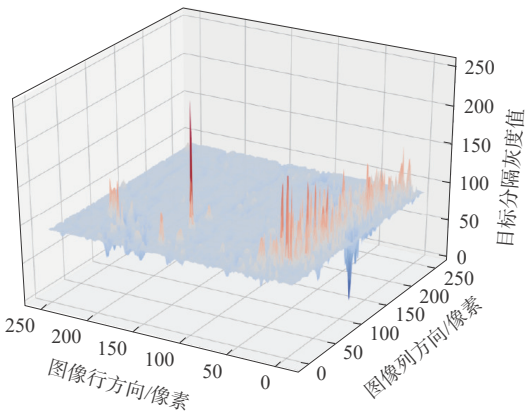
(f) 测试图 2的ILCM结果



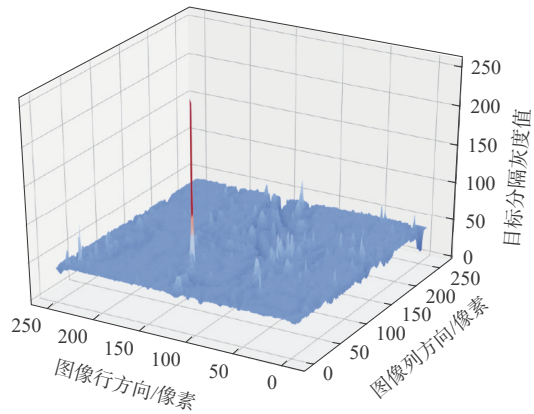
(g) 测试图 1的MLCM结果



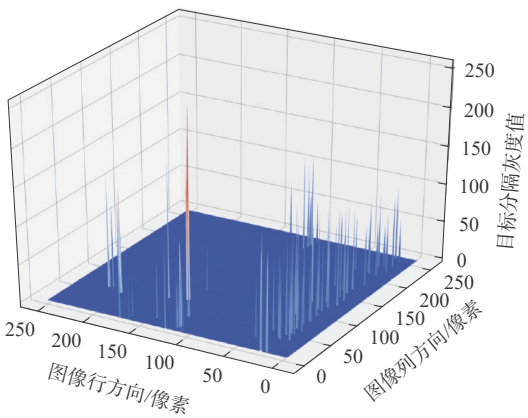
(h) 测试图 2的MLCM结果



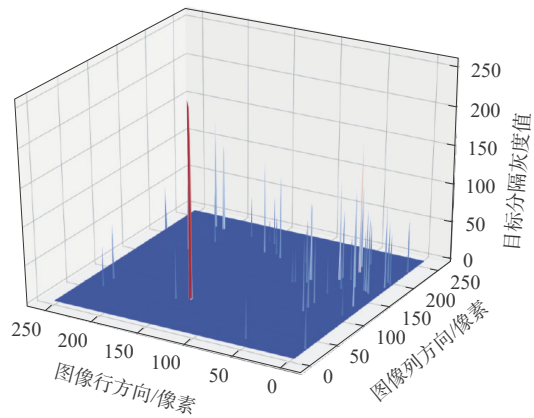
(i) 测试图 1的MIPCM结果



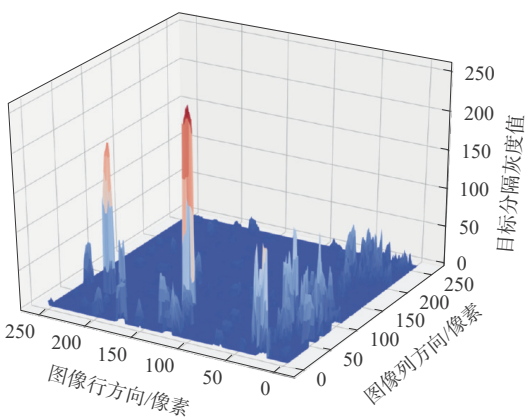
(j) 测试图 2的MPCM结果



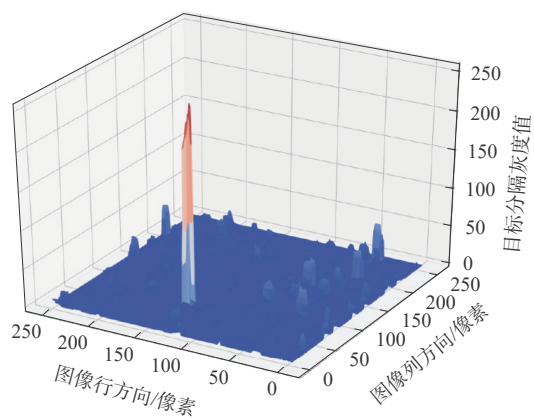
(k) 测试图 1的RIPT结果



(l) 测试图 2的RIPT结果



(m) 测试图 1的RLCM结果



(n) 测试图 2的RLCM结果

图 19 不同算法检测结果对比

Fig. 19 Detection results of different methods

式中: N_{false}为检出的错误目标数量; N_{pix}为每张图片像素总数; N_{test}为测试用图片总数; N_{true}为检出的正确目标数量; N_{real}为测试序列中实际目标数量。

图 20 给出了 EISTDnet 与其他 5 种算法在不同测试序列下 ROC 曲线对比, 可以直观看出, 本文算法相较其他算法检测率提升明显, 在低虚警率 (10^{-3}) 下 3 个测试序列平均检测率提升 49.5%, 充分说明 EISTDnet 对复杂背景下低信噪比小目标的检测优势。

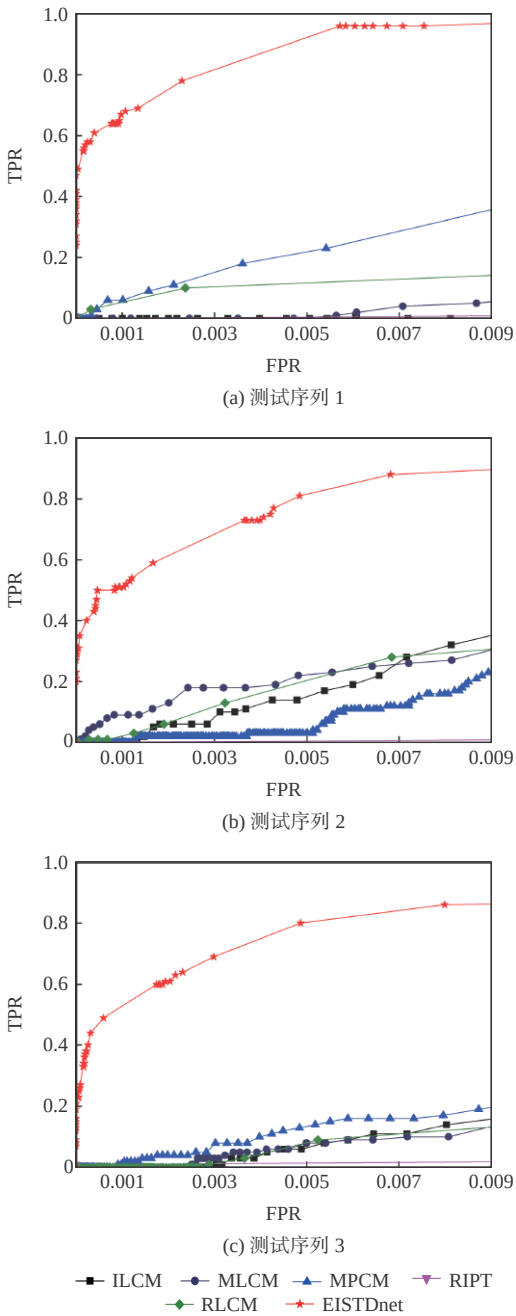


图 20　不同算法 ROC 曲线对比

Fig. 20　ROC curves of different methods

表 5 给出了 EISTDnet 与 RISTDnet 在 3 个测试序列下的检测率对比。图 21 给出了不同信噪比下 EISTDnet 与 RISTDnet 对条状小目标检测率的对比曲线。从表 5 和图 21 可知, EISTDnet 与 RISTDnet 相比检测性能有一定优势, 性能差异主要体现在测试序列中信噪比偏低的条状小目标。表 6 分别统计了各测试序列中信噪比最低的 50 个条状目标在 10^{-3} 虚警率下 2 种网络的检测性能, 这些目标信噪比范围为 0.5～0.68。

表 5　EISTDnet 与 RISTDnet 目标检测性能对比

Table 5　Comparison of target detection performance between EISTDnet and RISTDnet　%

项目	EISTDnet	RISTDnet
测试序列1	66.97	63.81
测试序列2	50.99	48.65
测试序列3	52.76	50.25

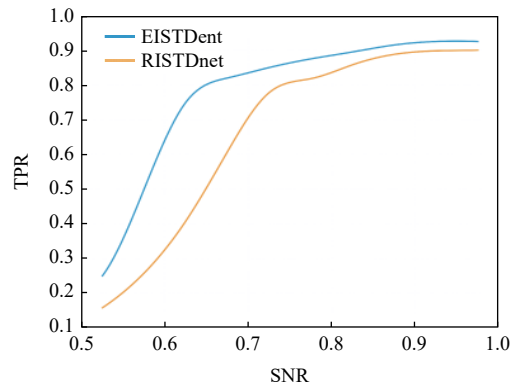


图 21　不同信噪比下 EISTDnet 与 RISTDnet 条状弱小目标检测率曲线

Fig. 21　Stripe dim targets detection rate curves of different SNR between EISTDnet and RISTDnet

表 6　EISTDnet 与 RISTDnet 条状弱小目标检测性能对比

Table 6　Comparison of stripe dim target detection performance between EISTDnet and RISTDnet

项目	EISTDnet目标数/检出数	RISTDnet目标数/检出数
测试序列1	50/31	50/15
测试序列2	50/24	50/12
测试序列3	50/27	50/14
平均检测率/%	56.7	27.3

3.4　FPGA 实现资源与处理性能分析

表 7 给出了优化后的检测算法 FPGA 硬件资源使用情况, FPGA 型号为 Xilinx 公司生产 XC7VX690T, 开发工具为 Vivado 2 019.1。

表 7　FPGA 资源利用率

Table 7　FPGA resource utilization

资源	BRAM	DSP硬核	触发器	查找表
使用资源	2 746	3 258	755 915	360 141
可利用资源	2 940	3 600	866 400	433 200
利用率/%	93	91	87	83

从表 7 中可以看出，为尽可能优化时序并降低外部存储器访问频次，片内 BRAM 和用来生成 REG 的触发器 (flip flop, FF) 利用率分别高达 93% 与 87%。大量 BRAM 和 FF 的使用有效保证了并行处理架构无阻塞流水运行，同时，降低了 FPGA 内布局布线难度，继而提高了系统布局布线后时钟频率。乘除等复杂高精度运算全部使用片内 DSP 硬核资源，由于卷积并行计算矩阵规模较大，利用率也高达 91%。

图 22 给出了 EISTDnet 网络在 FPGA 内处理流水线示意图，依据处理流程流水线上主要包括图像传输、特征提取、卷积网络计算 3 级。其中由于计算规模较大，卷积网络计算占用了流水线上最长处理时间，因而其处理时延决定了 FPGA 实时流水处理能力。而对于固定尺寸输入图像，卷积网络处理时延取决于网络各层处理循环数量，其仅与循环分块数量、输入通道数量和输出通道数量相关，而这些参数在网络训练后固化，不受图像特性影响，因此，FPGA 整体流水处理架构具有良好的稳定性和实时性保障。

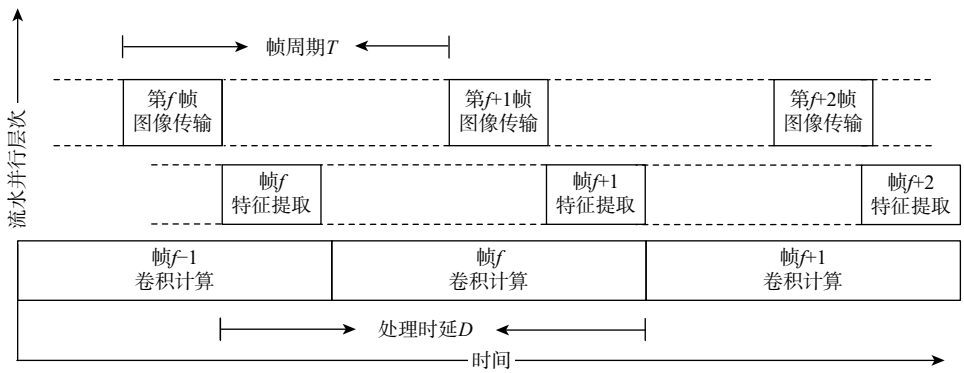


图 22 EISTDnet 网络在 FPGA 内处理流水线示意图

Fig. 22 Schematic diagram of EISTDnet network processing pipeline in FPGA

图 23 给出了 EISTDnet 的 FPGA 实现仿真波形。FPGA 实现中图像传输、特征提取和卷积计算三部分采用并行流水处理方式，仿真显示单帧图像流水线上最大处理时钟数为 5 826 324 个时钟周期 (clock period, 简称 clk)。FPGA 布局布线后时钟支持的最高频率为 187 MHz，实际片内工作时钟为 180 MHz，此时处理周期为 32.37 ms，可满足 30 Hz、640×512 图像快速实时处理需求。

图 24 给出了同等规模处理架构下 RISTDnet 的实现仿真波形，仿真显示单帧图像流水线上最大处理时钟数为 13 598 720 个时钟周期，180 MHz 时钟下处理周期为 75.55 ms。对比可见得益于计算操作数的优化和并行处理架构与卷积核尺寸之间的匹配性，EISTDnet 在 FPGA 实时处理速率上相对 RISTDnet 提高了 1.33 倍。

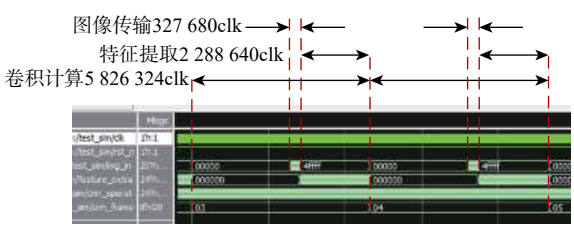


图 23 EISTDnet 的 FPGA 实现仿真波形

Fig. 23 FPGA simulation waveform of EISTDnet

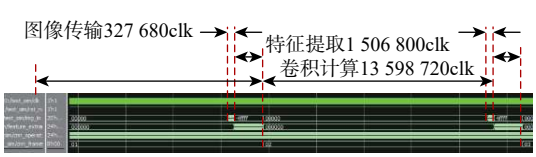


图 24 RISTDnet 的 FPGA 实现仿真波形

Fig. 24 FPGA simulation waveform of RISTDnet

4 结 论

本文面向复杂背景红外弱小目标实时检测难题，提出一种基于深度学习的增强型红外小目标检测网络 EISTDnet，并基于 FPGA 平台实现其高性能实时处理，具体结论如下：

1) EISTDnet 可实现较为优异的检测性能，经 3 个序列共 4 917 幅图像测试，相比传统 5 种算法，在虚警率为 10^{-3} 条件下，平均检测率提升 49.5%，充分说明 EISTDnet 对复杂背景下低信噪比红外小目标的检测优势。

2) 针对 RISTDnet 对复杂背景下条状弱小目标检测性能较弱的问题，EISTDnet 通过增加 8 种定权特征提取卷积核强化特征提取能力，对信噪比范围在 0.5～0.68 之间的条状小目标，实现了 10^{-3} 虚警率下 29.4% 检测率的提升。

3) 由于定权特征图数量增加，EISTDnet 运算操作数相对 RISTDnet 增加了 29.23%。通过采用卷积核尺寸归一化、BN 层融合和特征映射层简化 3 种

优化算法, EISTDnet 运算操作数降低至 RISTDnet 的 48.46%。同时, 通过采用数据深度复用算法进一步优化 EISTDnet 多尺度定权特征提取模块, 优化后该模块运算操作数降低至优化前的 15.51%。运算操作数的多方面优化显著降低了对处理芯片计算资源的需求。

4) 通过多维循环并行展开、循环计算顺序优化和多级缓存优化算法, 构建了 EISTDnet 高性能并行计算架构, 在单片 FPGA 上实现 30 Hz、640×512 图像快速实时处理, 相比 RISTDnet 处理速率提高了 1.33 倍。

为继续提高 EISTDnet 实时处理性能, 拟在后续进一步开展针对该网络的裁剪压缩方法研究, 并通过训练与优化网络参数控制裁减压缩后精度损失。

参考文献（References）

[1] CHEN C L P, LI H, WEI Y, et al. A local contrast method for small infrared target detection[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2014, 52(1): 574-581.

[2] HAN J, MA Y, ZHOU B, et al. A robust infrared small target detection algorithm based on human visual system[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2014, 11(12): 2168-2172.

[3] WEI Y, YOU X, LI H. Multiscale patch-based contrast measure for small infrared target detection[J]. Pattern Recognition, 2016, 58: 216-226.

[4] HAN J, LIANG K, ZHOU B, et al. Infrared small target detection utilizing the multiscale relative local contrast measure[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2018, 15(4): 612-616.

[5] YAO S, CHANG Y, QIN X. A coarse-to-fine method for infrared small target detection[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2019, 16(2): 256-260.

[6] HAN J, LIU S, QIN G, et al. A local contrast method combined with adaptive background estimation for infrared small target detection[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2019, 16(9): 1442-1446.

[7] GAO C, MENG D, YANG Y, et al. Infrared patch-image model for small target detection in a single image[J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2013, 22(12): 4996-5009.

[8] DAI Y, WU Y, SONG Y, et al. Non-negative infrared patch-image model: Robust target-background separation via partial sum minimization of singular values[J]. Infrared Physics and Technology, 2017, 81: 182-194.

[9] DAI Y, WU Y. Reweighted infrared patch-tensor model with both nonlocal and local priors for single-frame small target detection[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2017, 10(8): 3752-3767.

[10] ZHANG L, PENG L, ZHANG T, et al. Infrared small target detection via non-convex rank approximation minimization joint l2, 1 norm[J]. Remote Sensing, 2018, 10(11): 1821.

[11] ZHOU F, WU Y, DAI Y, et al. Detection of small target using schatten 1/2 quasi-norm regularization with reweighted sparse enhancement in complex infrared scenes[J]. Remote Sensing, 2019, 11(17): 2058.

[12] REN S, HE K, GIRSHICK R, et al. Faster r-cnn: Towards real-time object detection with region proposal networks[J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 2017, 39(6): 1137-1149.

[13] REDMON J, FARHADI A. Yolo9000: Better, faster, stronger[C]//In 30th IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2014: 6517–6525.

[14] JOSEPH R, ALI F. Yolov3: An incremental improvement[EB/OL]. (2018-04-08)[2021-04-21]. http: //arxiv. org/abs/1804.02767.

[15] LIU W, ANGUELOV D, ERHAN D, et al. SSD: Single shot multibox detector[C]//in 32th IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Amsterdam: University of Amsterdam, 2016.

[16] HOU Q, WANG Z, TAN F, et al. RISTDnet: Robust infrared small target detection network[EB/OL]. (2020-12-27) [2021-04-20]. https://doi.org/10.1109/LGRS.2021.3050828.

[17] 李岩. 基于"高分五号"卫星红外影像的舰船尾迹特征分析[J]. 航天返回与遥感, 2020, 41(5): 106-113.
LI Y.The ship wake characterization study based on GF-5 infrared images[J]. Spacecraft Recovery & Remote Sensing,2020,41(5): 106-113(in Chinese).

An infrared small target detection network under various complex backgrounds realized on FPGA

ZHOU Hai[1, 2, 3], HOU Qingyu[4, *], BIAN Chunjiang[1, 2, 3], FENG Shuichun[1, 2, 3], LIU Yiteng[1, 2, 3]

(1. National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;
2. Laboratory of Electronic and Information Technology for Space Systems, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;
3. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China;
4. School of Astronautics, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: The infrared (IR) small target detection algorithm with high detection rate, low false alarm rate and good real-time performance has important application value in the field of IR remote sensing. Traditional IR small targets detection algorithms cannot guarantee the detection performance due to the low contrast and low signal-to-noise ratio (SNR) of small targets under various complex backgrounds. Based on robust infrared small target detection network (RISTDnet) proposed, for more diverse target structure characteristics and higher real-time processing performance requirements, an enhanced infrared small target detection network (EISTDnet) and its field programmable logic gate array (FPGA) based high-performance parallel processing method are proposed. In EISTDnet, a multi-scale small target feature extraction framework that combines manual feature methods and convolutional neural networks is constructed, the size of the convolution kernel is normalized by the idea of multi-level expansion, and real-time processing performance in the inference stage is effectively improved through deep data reuse and multi-dimensional loop parallel unfolding. Experimental results show that the EISTDnet realized on a single FPGA can quickly detect small targets with different sizes and low SNR in various complex backgrounds in real time. Compared with the existing 5 algorithms, the average detection rate is increased by 49.5% with a low false alarm rate of 10^{-3}. Compared with RISTDnet, the real-time processing speed is increased by 1.33 times, and the detection rate of low SNR strip small targets is increased by 29.4%. EISTDnet has better effectiveness and robustness.

Keywords: convolutional neural network; infrared small target; target detection; field programmable logic gate array; real time

Received: 2021-04-29; **Accepted**: 2021-06-06; **Published Online**: 2021-08-09 14:32
URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210809.1054.001.html
Foundation items: Youth Innovation Promotion Association CAS (E0293401)
* **Corresponding author**. E-mail: houqingyu@126.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0226

一种准确识别损失场景的STPA

钟德明*，宫浩原，孙睿
(北京航空航天大学 可靠性与系统工程学院，北京 100191)

摘　　要：“系统理论事故模型与过程”（STAMP）理论认为系统安全是系统的涌现属性，因此，更准确地揭示了现代复杂系统的危险成因。依据该理论构建的“系统理论过程分析”（STPA）是一种新型危险分析方法，得到越来越多的关注，目前已被多份国际标准所采纳。但STPA仍以人工分析为主，当系统较复杂时，损失场景呈现涌现特性，STPA难以识别这类损失场景。提出改进的STPA，澄清了不安全控制动作（UCA）、损失场景、过程模型等概念，利用状态机构建识别UCA和损失场景所需要的全部行为，利用模型检测技术识别时间相关或不相关UCA的损失场景，改进后的STPA具备准确识别涌现损失场景的能力，可以减少“漏报”或“误报”。

关 键 词：系统理论过程分析；有限状态机；模型检测；不安全控制动作；损失场景
中图分类号：V11; T-19; TP29
文献标志码：A　　**文章编号：**1001-5965(2023)02-0311-13

软件的使用使得系统事故机理逐渐发生改变，传统基于物理失效的安全理论渐露弊端。美国工程院院士，麻省理工学院航空航天系教授Leveson[1]提出“系统理论事故模型与过程”(system-theoretic accident model and processes, STAMP)，该理论认为系统安全性是系统涌现属性(emergent property)(涌现属性的概念来源于系统理论中“整体大于部分之和”的思想，是在系统部件交互过程中表现出来的属性)。在STAMP的基础上Leveson和Thomas[2]提出了“系统理论过程分析”(system-theoretic process analysis, STPA)。STPA认为：即使没有物理失效，部件之间不安全的交互也可能导致事故。许多对比工作说明：STPA不仅能识别传统方法能够识别的致因场景，而且还能识别传统方法所不能识别的致因场景，这些新的致因场景往往与软件相关，不存在物理失效[2]。

2018年3月，Leveson和Thomas[2]发布了*STPA Handbook*，这是当前STPA标准制定、工业应用、工具开发、方法改进等工作所参照的主要文献(为了与其他文献提出的STPA做出区别，*STPA Handbook*中描述的STPA简记为HSTPA)。

目前，STPA已被多份标准采纳，例如RTCA DO 356A: Airworthiness security methods and considerations[3]和ISO/PAS 21448: Road vehicles-safety of the intended functionality (SOTIF)[4]。

1 STPA方法改进动态

HSTPA主要包括4个步骤：

步骤1 确定分析目标。包括识别损失、识别系统级危险、识别系统级安全约束及细化危险。

步骤2 构建层级化控制结构模型。有效的控制结构将对整个系统的行为施加约束。层级化控制结构模型包括至少五类元素：控制器、被控过程、控制动作、反馈及其他部件之间的输入输出。其中控制器包括控制算法和过程模型。

步骤3 识别不安全控制动作。不安全控制动作(unsafe control action, UCA)是在特定上下文和最坏环境下导致危险的控制动作。UCA包括五部分：控制动作的发出者(Source)、控制动作本身(control

收稿日期：2021-05-06；录用日期：2021-06-11；网络出版时间：2021-07-05 13:55
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210705.1151.003.html
基金项目：国家自然科学基金民航联合重点支持项目(U1533201)
*通信作者. E-mail：07961@buaa.edu.cn

引用格式：钟德明，宫浩原，孙睿. 一种准确识别损失场景的STPA[J]. 北京航空航天大学学报，2023，49(2)：311-323.
ZHONG D M，GONG H Y，SUN R. An improved STPA for accurate identification of loss scenarios[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2023，49(2)：311-323 (in Chinese).

action, CA)、不安全的类型(Type)、所属的上下文(Context)及所关联的危险(link to hazards)。不安全的类型(Type)包括“提供CA”、“未提供CA”、“过早提供CA”、“过晚提供CA”、“过早停止CA”、“过晚停止CA”等。

步骤4 识别损失场景。损失场景描述了导致不安全控制动作和危险的致因因素(causal factor, CF)。对HSTPA改进方面的动态主要体现为STPA的形式化工作。

文献[5-7]是较早研究STPA形式化的文献。其中,文献[5]对不安全控制动作进行了形式化定义,并被HSTPA所采纳。文献[5]利用真值计算方法自动识别UCA,被后续多份文献所采纳,如文献[8]。但由于不涉及致因因素的自动化识别,因此文献[5]对STPA自动化的提升作用有限。文献[6]将“不安全类型”(Type)提炼为缺失(omission)、误犯(commission)两类,并基于该分类给出了时间相关“不安全类型”的描述,这有助于形式化描述UCA,特别是时间相关UCA。文献[7]使用有限状态机描述系统信息,但只使用了有限状态机的静态信息,并且以人工方式使用,不能支撑复杂系统危险致因因素的识别。文献[9]将“四变量模型”用于STPA的模型构建,具有较好的系统抽象特征,有助于构建简洁通用的系统模型。在文献[5-7]工作之后,逐步出现整合STPA和形式化证明技术的工作。文献[10-12]使用模型检测[13]或定理证明技术对STPA分析结果进行分析,有助于验证系统性质,但这类工作没有涉及STPA本身的改进。文献[14-15]将模型检测技术用于STPA。文献[14]利用NuSMV确定控制缺陷,文献[15]利用UPPAAL验证系统是否存在某个UCA。

当系统较复杂,如规模较大、交互关系较多、致因因素较多时,系统危险的涌现特性更加突出,以HSTPA为核心的现有技术缺乏准确识别涌现损失场景的能力,主要原因是:

1)未在系统全部的行为中识别损失场景。具体表现有:①仅在传感器和控制器中识别损失场景,如HSTPA的第1类损失场景[2];②仅在作动器和被控过程中识别损失场景,如HSTPA的第2类损失场景[2];③仅在系统的局部功能中识别损失场景;④未使用过程模型的行为。涌现特性是系统全部部件行为作为整体呈现的特性,在系统部分行为中识别损失场景可能“误报”或“漏报”损失场景。

2)人工分析难以处理大规模状态及迁移。因此,自动分析是识别较复杂系统损失场景的自然选择。

3)术语定义和方法过程存在重要缺陷,给STPA的理解和实施带来很多混乱。这些缺陷包括:①用于定义UCA的控制动作是控制器发出的控制动作,而不是被控过程接收到的控制动作;②损失场景的定义只强调了致因因素而未强调形成过程;③将损失场景分为两类,并且认为第2类损失场景不存在UCA。

这些缺陷导致的问题有:①所识别的损失场景并没有体现UCA和危险的涌现过程;②由于UCA的定义缺陷导致所识别的损失场景可能是错误的;③对HSTPA描述的第2类损失场景,HSTPA认为不存在UCA,这是一个错误判断。UCA所使用的控制动作应该是被控过程接收到的控制动作,此时第2类损失场景也存在UCA。

由于HSTPA是各种改进工作的基准,因此上述问题主要源于HSTPA。本文针对上述问题,围绕术语定义、过程设计、自动执行三方面给出了一种结合工业建模语言和模型检测技术的STPA,期望实现的目标是:①用户易于建模和使用;②可以自动给出损失场景;③损失场景具有更高的准确性。

2 一种改进的STPA

为了便于描述,本文改进的STPA方法简记为ISTPA(improved STPA)。ISTPA与HSTPA的主要不同在于:①利用有限状态机描述系统模型行为;②利用模型检测技术识别损失场景。主要的差异及改进原因如表1所示,另外本节后续正文亦阐述了一些相对细节的差异。

ISTPA也包括4步,具体如下。各步的关系如图1所示,其中步骤4包括若干小步。

步骤1 确定分析目标。ISTPA在本步骤中的内容与HSTPA中步骤1的内容基本相同。但优化了“系统级危险”的定义。HSTPA对系统级危险的定义:“危险是在最坏环境条件下可能导致损失的系统状态或条件集合”。由于危险未必是在“最坏环境条件”下才发生,且“最坏环境条件”难以进行形式化描述,因此,ISTPA将定义改为:“系统级危险是在特定条件下能够导致损失的系统状态”。

步骤2 构建系统状态机。HSTPA通过框、线元素描述层级化控制结构,对系统的动态行为缺乏描述,为了弥补这项不足,ISTPA采用有限状态机描述层级化控制结构中的行为。描述行为的方式有很多,比如顺序图、活动图、Petri Net等,但鉴于以下原因,采用有限状态机描述系统行为。

1)有限状态机具备足够的行为描述能力。有限状态机不仅可以描述系统的高层行为,也可以描述部件内的细节行为。在ISTPA中,识别UCA和识别损失场景所需要的系统行为全部可以使用状态机描述,包括控制器行为、被控过程行为、传感器

表 1　ISTPA 和 HSTPA 的主要差异

Table 1　Main differences between ISTPA and HSTPA

HSTPA	ISTPA	改进原因
第1步确定分析目标	第1步确定分析目标	
第2步构建控制结构模型。①采用框、线元素描述部件之间的层级化控制结构, 包括部件及部件之间的命令、反馈等信息。②需要额外构建过程模型, 过程模型仅有静态信息	第2步构建系统状态机。①识别UCA和损失场景所需要的全部行为通过有限状态机构建。②不单独构建过程模型, 认为过程模型包括动态行为, 并包含于控制器的有限状态机中	①HSTPA所使用的描述方式虽然直观易懂, 但主要描述静态信息, 对系统行为的描述能力不足。为了弥补这项不足, ISTPA通过有限状态机构建系统动态行为信息。②第4步将采用模型检测技术识别损失场景。模型检测技术使用有限状态机, 在本步使用有限状态机将有助于生成模型检测所需要的模型, 减少工作量和语义偏差。③SysML、AADL、AltaRica等有代表性的语言和工具都具有状态机建模能力。使用状态机有助于降低建模难度, 复用已有模型, 促进STPA与现有系统工程融合。④通过状态机构建识别UCA或损失场景所需要的全部行为, 以支持系统涌现分析。⑤控制器的运行不仅需要被控过程的静态信息, 也需要动态信息, 因此, 将过程模型的行为也纳入控制器的有限状态机
第3步识别不安全控制动作。①从第2步中的框线模型提取UCA识别所需要的信息。②未明确UCA是否为一种状态, 也未明确UCA的组成元素CA是被控过程接收的CA还是控制器发出的CA	第3步识别不安全控制动作。①从第2步中的有限状态机模型提取UCA识别所需要的信息。②将UCA定义为一种状态, 并使用被控过程接收到的CA作为UCA定义的组成元素	①由于第2步建模方法改变, 因此识别UCA所需信息的来源也相应地发生改变。②HSTPA有时把UCA当做状态, 有时又认为UCA存在于控制器的输出端, 存在歧义。因此ISTPA明确UCA是一种状态, 以方便将其转换成待检测性质。③UCA所使用的CA应当是指被控过程接收到的CA。当存在传感器时, 被控过程接收到的CA不同于控制器发送的CA, 因为CA在经过传感器时可能发生变化。UCA与系统危险密切相关, 需要与系统状态直接联系, 因此, 其定义所使用的控制动作应当是被控过程接收到的控制动作, 而不应该是控制器发送的控制动作
第4步识别损失场景。①损失场景的定义: 描述了导致UCA和危险的致因因素。②采用人工方式识别损失场景	第4步识别损失场景。①损失场景的定义: 系统在致因因素的参与下产生UCA和系统级危险的过程。②采用模型检测技术识别损失场景	①HSTPA的损失场景仅描述相关致因因素是不充分的, 难以在实际系统或仿真系统中验证。损失场景还应当描述致因因素怎样导致UCA和危险。②模型检测技术可以自动提供反例, 该反例与损失场景具有对应关系。③由于模型检测技术是一种数学证明技术, 因此ISTPA所获得的损失场景更加准确, 可以减少损失场景的“漏报”或“误报”。④可以利用模型检测技术识别时间相关和不相关UCA的损失场景

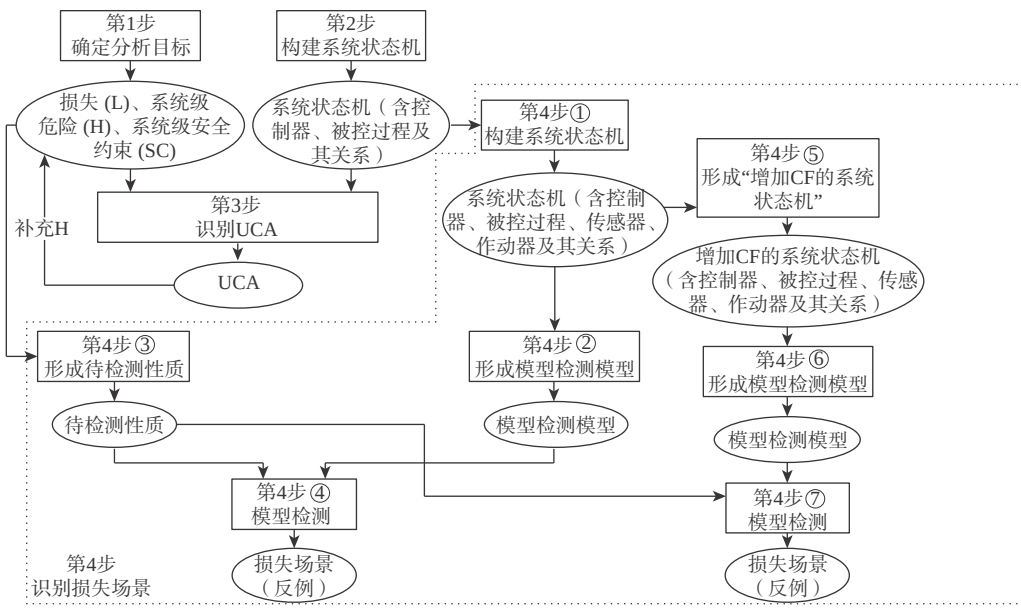


图 1　ISTPA 的步骤

Fig. 1　Steps of ISTPA

行为、作动器行为及他们之间的交互关系, 其中控制器行为又包括过程模型行为和控制算法。将过程模型的行为纳入有限状态机是 ISTPA 对 HSTPA 的一项重要改进, 这样可以构建完整的系统行为模型, 方便识别具有涌现特征的损失场景。

用于识别不安全控制动作的系统状态机可以只包括控制器状态机、被控过程状态机及他们之间的交互关系, 用于识别损失场景的系统状态机包括控制器状态机、被控过程状态机、传感器状态机、作动器状态机及他们之间的交互关系。

2）有限状态机是工业界常用的建模技术。SysML、AADL、AltaRica都支持有限状态机建模，这有助于ISTPA与已有系统工程工作融合，复用已有成果，降低建模工作量，减少重构模型带来的语义变化，提高分析的准确性。

步骤3 识别UCA。首先，ISTPA对HSTPA中的UCA概念进行了澄清。HSTPA没有明确规定UCA中控制动作所处的位置，但似乎默认控制动作处于控制器的输出位置，这给后续损失场景分析带来了混乱。在ISTPA中，UCA是控制动作（control action-process received, CA-PR）、不安全的类型（Type）、上下文（Context）之间的组合{CA-PR、Type、Context}，并且这个组合在特定条件下能够导致系统级危险。ISTPA规定UCA的CA-PR处于被控过程的输入位置。这样处理的原因是，控制器发出的控制动作可能因作动器、输出线路等原因导致与被控过程实际收到的控制动作不同，比如时间延迟、信息改变，而在判断被控过程的状态时应当以实际收到的控制动作为准。

每个CA-PR的属性包括该CA-PR的发出者、接收者及其他数据定义。当系统状态机中不包括作动器时，CA-PR既处于被控过程的输入位置，也处于控制器的输出位置。当系统状态机中包括作动器时，CA-PR则处于作动器的输出位置和被控过程的输入位置。在识别UCA时，首先，给出{CA-PR、Type、Context}的所有实例，每个{CA-PR、Type、Context}的实例都被认为是一个潜在不安全控制动作（potential UCA, PUCA）。然后，逐一分析每一个PUCA，确定其是否为UCA。当1个PUCA确定为UCA时，该UCA将是以下2种情况中的1种：①UCA可以追踪到一个已被识别的系统级危险，不需要更新已识别的系统级危险；②UCA不能追踪到一个已识别的系统级危险，需要依据该UCA补充系统级危险。

步骤4 识别损失场景。在HSTPA中，损失场景的定义："损失场景描述了导致UCA和危险的致因因素"。ISTPA将损失场景的定义改为："损失场景是系统在致因因素参与下产生系统级危险的过程"。损失场景描述了系统通过涌现行为形成系统级危险的过程。致因因素是与危险发生相关的因素，致因因素很多，例如：硬件失效、软件缺陷、数据偏差、数据错误、过程模型错误、部件交互、模式变化、环境变化、环境干扰、被控过程变化、反馈缺失或错误、反馈延迟、作动器失效或延迟等。

对于较复杂的系统，损失场景实际是危险的涌现过程，因此很难通过人工方式识别。幸运地是，形式化分析技术的"反例"（counterexample）功能可以用于求解危险涌现过程。在现有形式化分析技术中，由于模型检测技术相对定理证明技术较易使用，并且有较多成熟工具可供开源或免费使用，因此，ISTPA选择模型检测技术作为危险涌现求解技术。

模型检测是一种自动验证技术，构成要素包括待检测模型、待检验性质和模型检测算法。模型检测技术能在数学上证明待检测模型是否满足待检测性质，如果不能满足则通过"反例"展示待检测模型如何运行以致违反待检测性质。"反例"是待检测模型的一条运行状态轨迹，表明待检测模型如何从初始状态演变成违反待检测性质时的状态[11]。

将系统安全性约束转变成待检测性质，将系统状态机转换成待检测模型，则利用模型检测技术获得的"反例"就是损失场景。

用于识别损失场景的系统状态机相对于识别UCA的系统状态机主要有以下不同：①前者包括了传感器和作动器，后者一般不包括传感器和作动器；②前者相对后者可以添加致因因素。

3 ISTPA应用示例

第2节对ISTPA的描述较抽象，本节结合示例具体演示ISTPA的应用过程。由于在现有STPA形式化技术研究中常以列车门控制为例，如文献[6-7]，为便于理解，本文也以列车门控制为例。

步骤1 确定分析目标。为了说明原理，本文做了简化，只考虑列车静止并且车门对准站台时的相关损失和危险。这些信息是后续分析的输入，主要依据经验确定，结果如下：①损失L：门挤压门道上的人或物，导致人、物、门损伤。②系统级危险H1：当门处于完全打开状态，并且门道存在障碍物时，门收到关门命令。③系统级安全性约束SC_{H1}：当门处于完全打开状态，并且门道存在障碍物时，门不能收到关门命令。

步骤2 构建系统状态机。为系统建立"系统建模语言"（systems modeling language, SysML）的系统状态机图。在SysML系统状态机图的"General"属性中定义全局变量及其初始值。在SysML系统状态机图中添加State Machine元素，为控制器、被控过程、传感器、作动器构建状态机。用于识别不安全控制动作的系统状态机可以只包括控制器状态机、被控过程状态机及他们之间的交互关系。

General属性中定义的全局变量如表2所示。

系统状态机图包含司机、列车门控制器、列车门、障碍物4个子状态机。

①司机状态机如图2(a)所示。有1个idle状态

表 2　SysML 系统状态机图中的全局变量

Table 2　Global variables in SysML state machine diagram

变量名	变量类型	取值范围	初始值	说明
tDoorOpening	Clock			记录列车门开门时间
tDoorClosing	Clock			记录列车门关门时间
controllerOutput	int	{0,1}	0	控制器发出的用于控制列车门开门或关门的命令, 0为关门命令, 1为开门命令

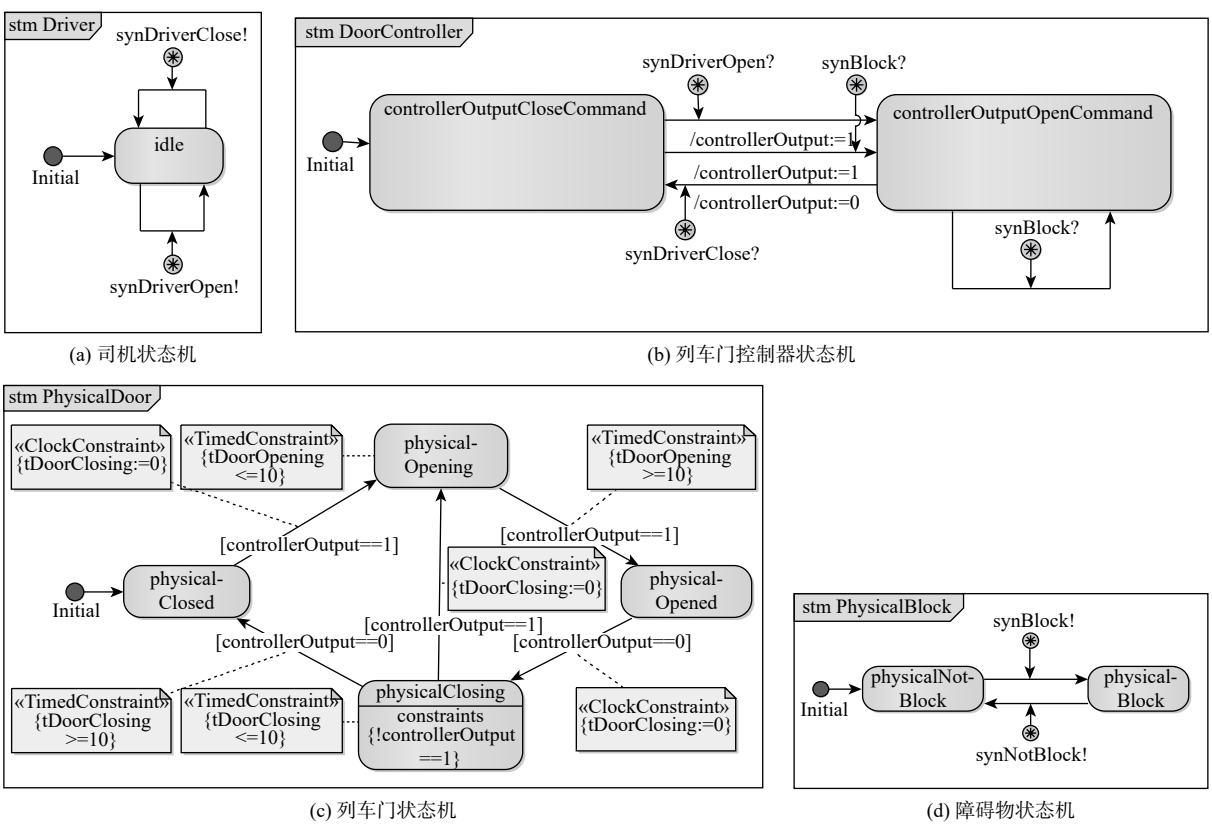
和 2 条 Transition, Initial 元素指向 idle 状态, 2 条 Transition 由于均为同步迁移, 分别用 Synch 元素指向, 其中 synDriverClose 表示司机向列车门控制器发出关门指令, synDriverOpen 表示司机向列车门控制器发送开门指令。②列车门控制器状态机如图 2(b) 所示。列车门控制器接收司机的开门指令和关门指令并对列车门发出开门命令和关门命令, 并且在障碍物出现在门道时, 会发出开门命令。具体的元素类型与司机状态机图类似。③列车门状态机如图 2(c) 所示。列车门包含完全关闭、开门过程、完全打开和关门过程 4 个状态, 由于列车门开门过程和关门过程需要时间, 因此, 需要描述相关的时间信息。本文采用“实时嵌入式系统建模和分析剖面”(modeling and analysis of real time and embedded systems, MARTE) 元素来进行描述。以 physicalOpening 状态为例, 指向迁入转移的 ClockConstraint 元素表示对 tDoorOpening 时钟变量进行更新, 开始计时; 指向状态的 TimedConstraint 元素表示在 physicalOpening 状态需要满足的时间约束, 即 tDoorOpening≤10; 指向迁出转移的 TimedConstraint 元素表示迁移发生需要满足的时间约束, 即 tDoorOpening≥10; 上述 3 个 MARTE 元素的组合表示开门时间为 10 个时间单位。关门过程同样需要 10 个时间单位。④障碍物状态机如图 2(d) 所示。门道中存在或不存在障碍物。

步骤 3　识别不安全控制动作。

1) 将 UCA 定义为被控过程接收到的控制动作(control action, CA-PR)、UCA 的类型(Type)、上下文(Context)之间的组合{CA-PR、Type、Context}, 并且这个组合能够导致某个系统级危险。该危险可能是本节步骤 1 中已识别的危险或其子危险, 也可能是一项尚未被识别的新危险。

列车门控制器提供的控制动作 CA 包括: 开门命令(Open Command), 关门命令(Close Command)。由于此时系统状态机不包括作动器, 因此 CA 与 CA-PR 相同。CA-PR 可取值有 Open Command 或 Close Command。

UCA 的类型包括, Type1: 不提供控制动作导致危险; Type2: 提供控制动作导致危险; Type3: 提供一个控制动作, 但是提供得过早、过晚或错误顺序;



(a) 司机状态机　(b) 列车门控制器状态机

(c) 列车门状态机　(d) 障碍物状态机

图 2　列车门控制系统 SysML 状态机 (用于 UCA 识别)

Fig. 2　SysML state machine of train door control system (For identifying UCAs)

Type4: 控制动作持续太长或结束太快，适用于连续控制动作，而不是离散控制动作)。因此类型的可取值有 Type 1、Type 2、Type 3、Type 4。

2）根据 SysML 系统状态机确定 Context 的上下文变量及其可能的取值，列出 Context 全部实例。

上下文变量分别是列车门状态 PhysicalDoor 和障碍物状态 PhysicalBlock，Context={PhysicalDoor, PhysicalBlock}。PhysicalDoor 可取值有 1:Closing; 2:Opening; 3:Closed; 4:Opened。PhysicalBlock 可取值有 1:NotBlocked; 2:Blocked。因此，Context 可取元素有(1,1)、(1,2)、(2,1)、(2,2)、(3,1)、(3,2)、(4,1)、(4,2)。

3）通过遍历，给出{CA-PR, Type, Context}的所有实例。每个{CA-PR, Type, Context}的实例都被认为是一个 PUCA。包含时间无关“类型”的 PUCA 被称为时间无关 PUCA，包含时间相关“类型”的 PUCA 被称为时间相关 PUCA。

PUCA={CA-PR,Context,Type}，共有 64 种情况。作为示例，仅列举了少数几种情况，如图 3 所示。

4）根据本节步骤 1 确定的损失，逐一分析每一个 PUCA，确定其是否为 UCA。

图 3 的 64 种情况逐一分析，分析结果见表 3。

以表 3 中 ID 为 1 和 55 的 PUCA 为例，说明分析过程。ID 为 1 的 PUCA，即列车门控制器在列车门处于完全打开状态(PhysicalDoor=Opened)且障碍物位于门道(PhysicalBlock=Blocked)时，列车门收到了(Type=Providing)关门命令(CA-PR=Close Command)，是本节步骤 1 已经标识的危险 H1，因此在表 3 的 Hazard 列填写 H1。

ID 为 55 的 PUCA，即列车门控制器在列车门处于关闭过程状态(PhysicalDoor=Closing)且障碍物位于门道(PhysicalBlock=Blocked)时，列车门太晚(Type=Too early, too late, out of order)收到开门命令(CA-PR=Open Command)，系统将出现危险。该危险未出现在已标识危险中，是一处新增危险。本文将其标记为 H2。根据系统的设计要求，将“太晚”的含义确定为晚于 2 个时间单位。

至此，系统级危险更新为 2 个，分别是 H1 和 H2。H1: 门处于完全打开状态时，并且门道存在障碍物时，门收到关门命令。H2:门处于关闭过程时，并且门道存在障碍物时，门晚于 2 个时间单位收到开门命令。由于是示例，本文后续仅保留 H2，认为只要系统能够避免 H2 发生，即使发生 H1 也无关紧要。

步骤 4 识别损失场景。

1）更新步骤 2 所形成的系统状态机。更新后的系统状态机包括控制器状态机、被控过程状态机、传感器状态机、作动器状态机及他们之间的交互关系，也包括控制器、被控过程、传感器、作动器内部子部件的状态机及子部件之间的交互关系。

更新后的系统状态机全局变量如表 4 所示。

更新后的列车门控制器状态机发生了变化，由原来的直接向列车门发出控制命令转为向列车门作动器发出开门命令和关门命令。变化后状态机如图 4(a) 所示。更新后的列车门状态机同样发生了变化，由原来的直接接收列车门控制器的命令改为接收列车门作动器的信号输出，同时反馈信号改为经由列车门传感器传递。变化后的列车门状态机如图 4(b) 所示。列车门作动器状态机如图 4(c) 所示，用于接收列车门控制器发出的关门命令和开门命令，向列车门输出关门信号和开门信号。障碍物传感器状态机如图 4(d) 所示，用于感知障碍物是

CA-PR	Type	Context		ID
		PhysicalDoor	Physical Block	
Close Command	Providing	Opened	Blocked	1
			Not Blocked	2
		Closed	Blocked	3
			Not Blocked	4
		Opening	Blocked	5
			Not Blocked	6
		Closing	Blocked	7
			Not Blocked	8
	Not providing	…	…	…
	Too early, too late, out of order	…	…	…
	Stopped too soon, applied too long	…	…	…
Open Command	Providing	…	…	…
	Not providing	…	…	…
	Too early, too late, out of order	Opened	Blocked	49
			Not Blocked	50
		Closed	Blocked	51
			Not Blocked	52
		Opening	Blocked	53
			Not Blocked	54
		Closing	Blocked	55
			Not Blocked	56
	Stopped too soon, applied too long	…	…	…
		…	…	64

图 3 列车门控制系统潜在不安全控制动作

Fig. 3 Potential UCAs of train door control system

表 3　潜在不安全控制动作分析结果

Table 3　Analysis results of potential UCAs

ID	Hazard	说明
1	H1	第一步已标识的危险
2	无	无
⋮	⋮	⋮
55	H2	新危险
56	无	无
⋮	⋮	⋮
64	无	无

否处于门道, 并向列车门控制器发送相应的信息。列车门传感器状态机如图 4(e) 所示, 用于感知列车门的状态, 向列车门控制器发送相应的列车门状态信息。司机和障碍物状态机相对本节步骤 2 未发生变化, 因此不再展示。

2) 根据步骤 4 第 1 步中更新后的系统状态机形成模型检测模型。列车门控制器 UPPAAL Template 如图 5(a) 所示。列车门作动器 UPPAAL Template 如图 5(b) 所示。列车门 UPPAAL Template 如图 5(c) 所示, 其中 clear() 和 start() 函数分别对时钟变量 counter 进行清零和开始计时; block 变量为布尔值, true 表示障碍物位于门道, false 表示障碍物不位于门道; counter 是为了记录障碍物出现至列车门转为打开状态这一过程的时间而定义的时钟变量; SysML 系统状态机中没有直接表达 counter、clear()、start() 等详细信息内容的变量和函数, 为了验证安全性约束, 因此在 UPPAAL Template 中添加了上述变量和函数。列车门传感器 UPPAAL Template 如图 5(d) 所示。司机 UPPAAL Template 如图 5(e) 所示。障碍物 UPPAAL Template 如图 5(f) 所示, 其中 start() 函数的引入是为了验证安全性约束, start() 函数用于对时钟变量 counter 开始计时。障碍物传感器 UPPAAL Template 如图 5(g) 所示。

3) 根据系统级危险确定系统的安全性约束, 并使用模型检测技术支持的逻辑语言描述安全性约束, 形成待检测性质; 本步结束之后, 每条系统级危险对应一条系统的安全性约束, 而每条系统的安全性约束又对应一条待检测性质。根据步骤 3 确认的系统级危险 H2, 确定相应的系统安全性约束:

SC_{H2}: 门处于关闭过程时, 并且门道存在障碍物时, 门必须在 2 个时间单位内收到开门指令。

再将安全性约束转换为 TCTL 约束, 即待检测性质。$Spec_{H2}$ 表示安全性约束 SC_{H2} 的 TCTL 表达规范(Specification)。

$Spec_{H2}$: A[] not (PhysicalDoor.physicalClosing and PhysicalBlock.physicalBlock and counter > 2)

4) 利用模型检测技术分析步骤 2 所形成的模型检测模型是否满足步骤 3 所形成的待检测性质, 如果违反, 模型检测技术自动给出反例, 该反例即为导致系统级危险的损失场景。

实际验证结果表明 UPPAAL 模型满足 $Spec_{H2}$ 这条性质, 进而表明步骤 4 第 1 步建立的更新后的系统状态机模型满足安全性约束 SC_{H2}。

5) 生成“增加 CF 的经更新的系统状态机”, 将其转换成模型检测模型, 并对待检测性质进行检测。

增加 CF 的方案有很多, 不能穷举, 因此, 可能要依据经验限制方案的数量, 例如, 可以依据 CF 的发生概率确定增加 CF 的方案。

在步骤 4 第 1 步所建立的经更新的系统状态机中, 障碍物传感器和列车门作动器的信号转换和传输不存在延迟。作为示例, 在这里通过改变状态机状态和迁移, 分别向障碍物传感器和列车门作动器注入 1～2 个时间单位的信号传输延迟, 共计 2 个 CF, 形成增加 CF 的 SysML 系统状态机。

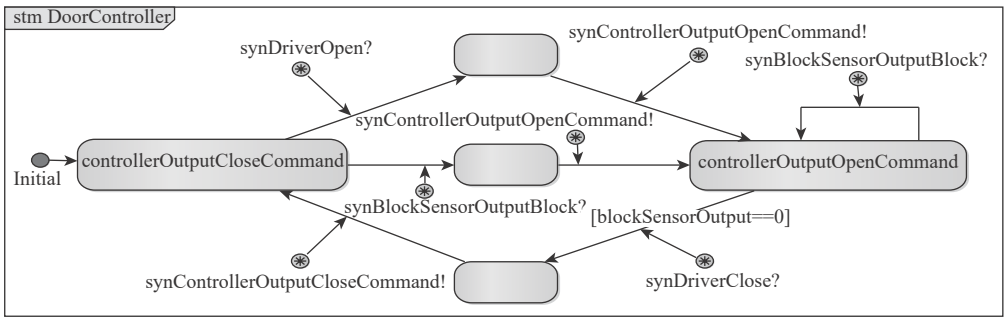
向障碍物传感器状态机注入信号延迟方法:

新定义局部时钟变量 tBlockSensorDelay, 用来表达障碍物传感器延迟时间, 增加了一个中间状态(见图 6(a) 左上状态), 在迁入该状态的 Transition 元素的“Effect”属性中添加“ClockConstraint”元素, 并将 tBlockSensorDelay 置 0, 在中间状态的“Invariant”约束属性中添加“TimedConstraint”元素(tBlockSensorDelay≤2), 在迁出该状态的 Transition 元素“Guard”属性中添加“TimedConstraint”元素(tBlockSensorDelay≥1), 通过上述元素共同表达障碍物传感器从接收到 synBlock 信号到发出 synBlockSensorOutput-

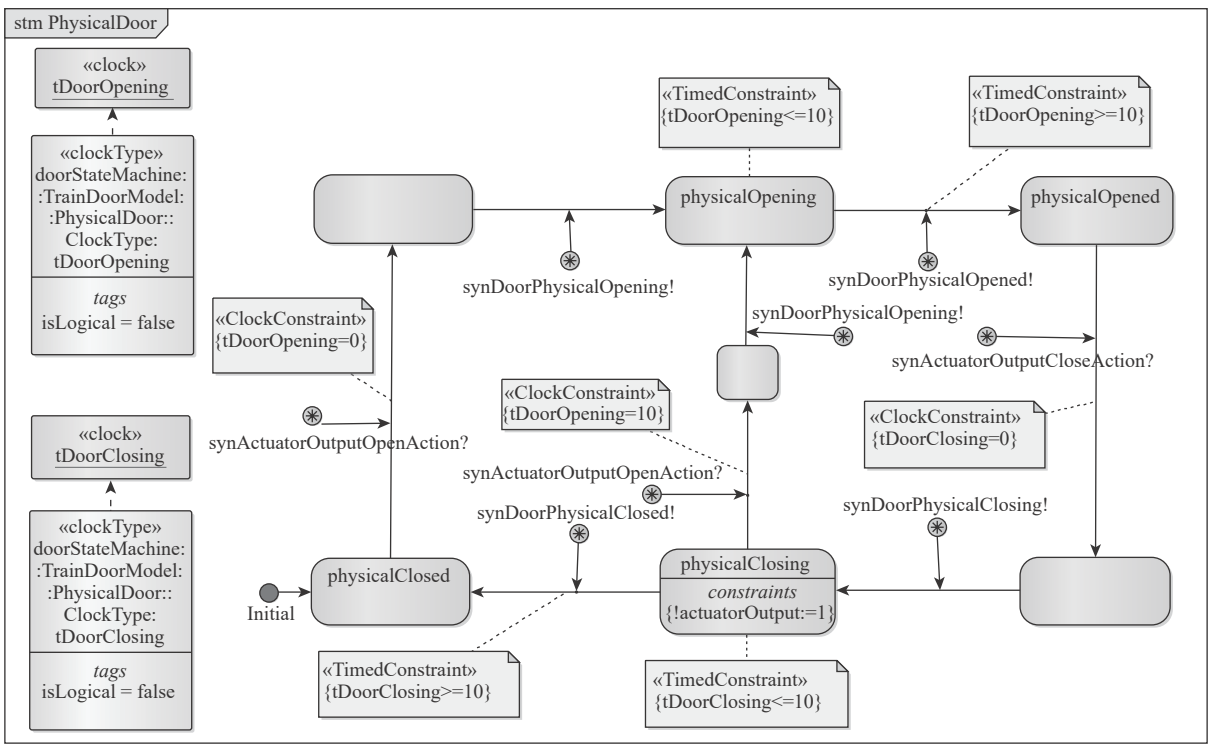
表 4　更新后全局变量

Table 4　Updated global variables

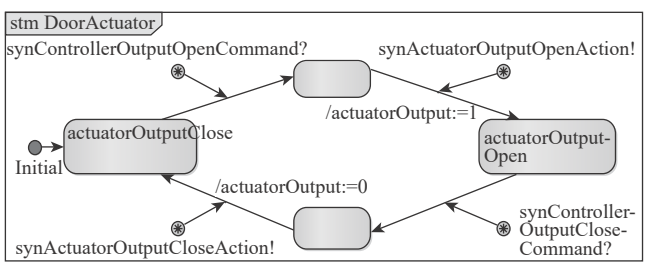
变量名	变量类型	取值范围	初始值	说明
tDoorOpening	Clock			记录列车门开门时间
tDoorClosing;	Clock			记录列车门关门时间
actuatorOutput	int	{0,1}	0	表示作动器发出开门或关门信号后的作动器状态信息 当作动器发出开门信号synActuatorOutputOpenAction, actuatorOutput置1; 当作动器发出关门信号synActuatorOutputCloseAction, actuatorOutput置0
doorSensorOutput	int	{0,3}	0	表示列车门传感器输出的列车门状态信息, 0表示关闭, 1表示开门过程, 2表示打开, 3表示关门过程
blockSensorOutput	int	{0,1}	0	表示障碍物传感器给列车门控制器发送的障碍物状态 信息, 0表示无障碍物, 1表示有障碍物



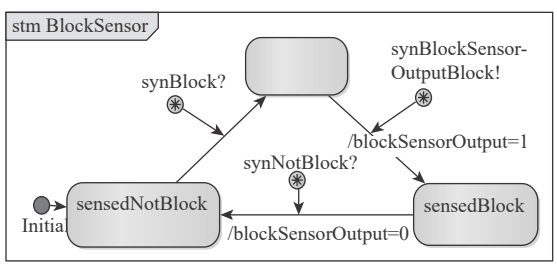
(a) 列车门控制器状态机



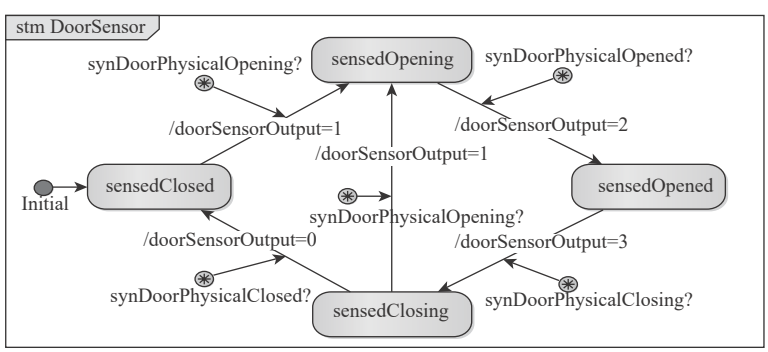
(b) 列车门状态机



(c) 列车门作动器状态机



(d) 障碍物传感器状态机



(e) 列车门传感器状态机

图 4 增加作动器和传感器后发生变化的状态机 (用于损失场景识别)

Fig. 4 State machine after addition of actuators and sensors (For identifying loss scenarios)

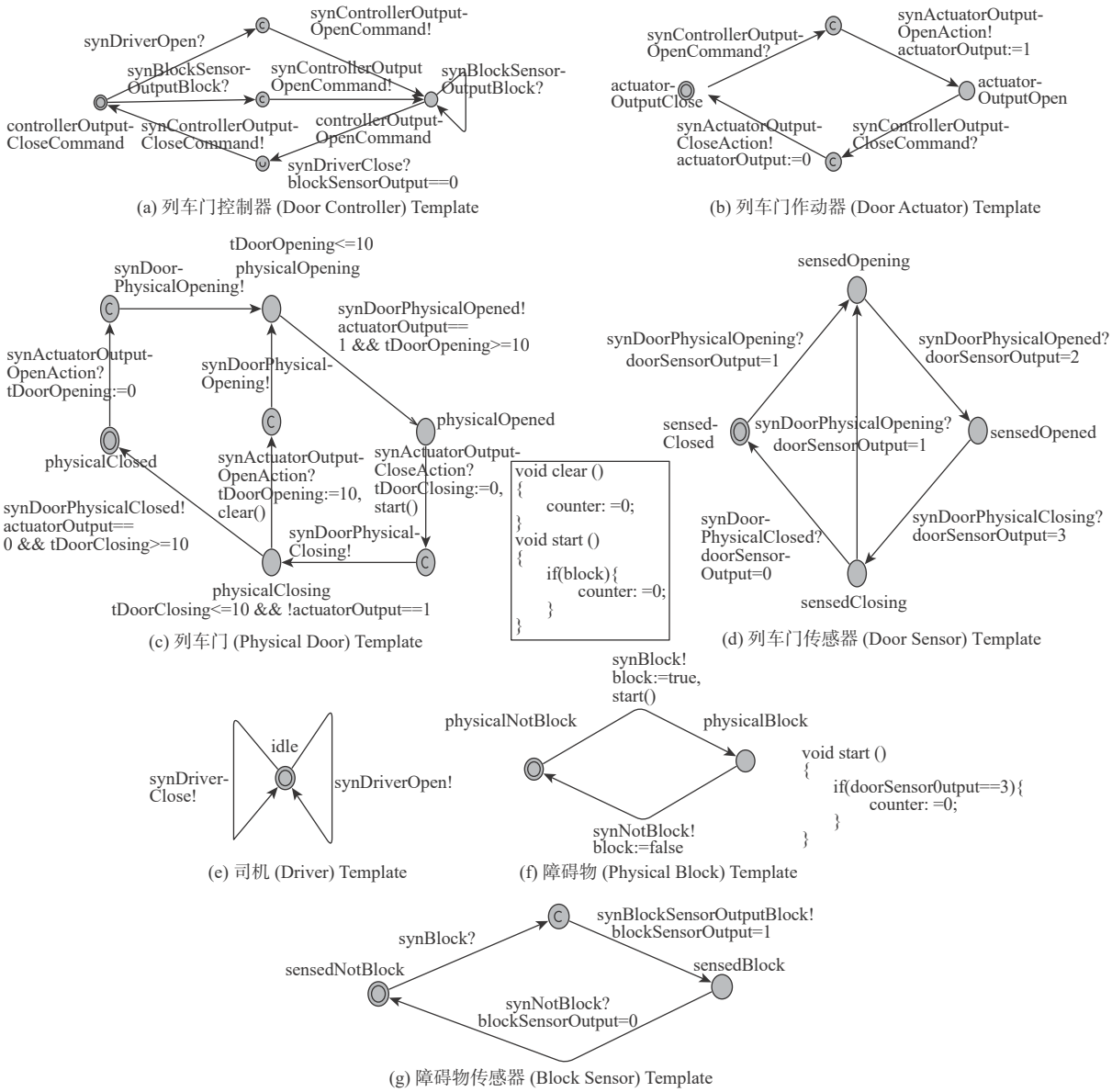


图 5　增加作动器和传感器后的 UPPAAL 模型 (用于损失场景识别)

Fig. 5　The UPPAAL model after addition of actuators and sensors (For identifying loss scenarios)

Block 信号的延迟为 1～2 个时间单位。注入延迟后的障碍物传感器状态机如图 6(a) 所示。

向列车门作动器状态机注入开门信号延迟方法:

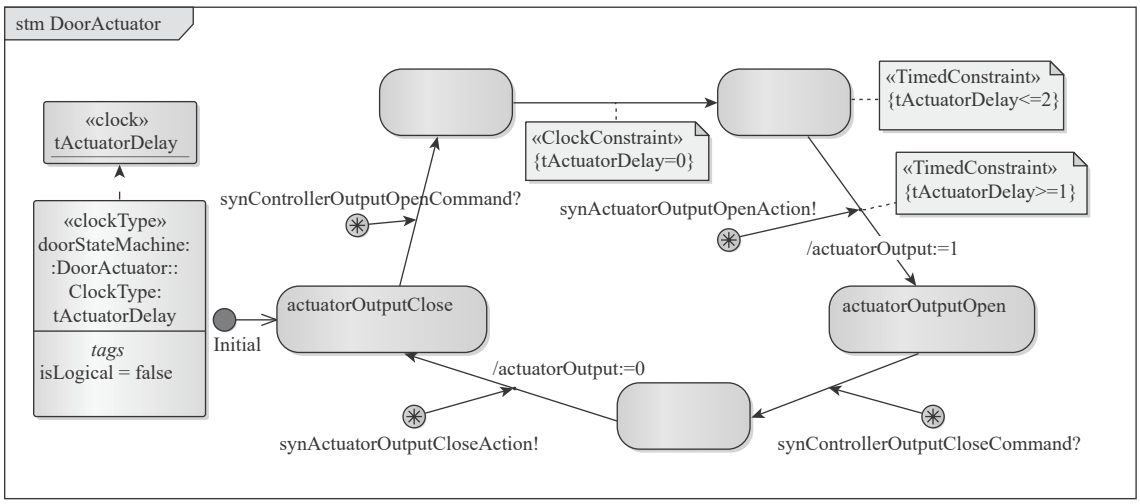
新定义局部时钟变量 tActuatorDelay, 用来表达列车门作动器延迟时间, 增加一个中间状态(见图 6(b) 上部状态), 在迁入该状态的 Transition 元素“Effect”属性中添加“ClockConstraint”元素, 并将 tActuatorDelay 置 0, 在中间状态的“Invariant”约束属性中添加“TimedConstraint”元素(tActuatorDelay≤2), 在迁出该状态的 Transition 元素“Guard”属性中添加“Timed-Constraint”元素(tActuatorDelay≥1), 通过上述元素共同表达列车门控制器从接收到 synControllerOutput-Command 信号到输出开门信号(actuatorOutput=1)的延迟为 1～2 个时间单位。注入延迟后列车门作动器状态机如图 6(b) 所示。利用“增加 CF 的经更新的系统状态机”生成模型检测模型。由于其他状态机保持不变, 此处仅展示注入 CF 的障碍物传感器和列车门作动器所对应的 UPPAAL 模型。注入延迟后列车门作动器 UPPAAL Template 如图 7(a) 所示。注入延迟后障碍物传感器 UPPAAL Template 如图 7(b) 所示。对注入 CF 的 UPPAAL 模型进行验证。实际验证结果表明 UPPAAL 模型不满足性质 $Spec_{H2}$, 进而表明“增加 CF 的 SysML 系统状态机”不满足安全性约束 SC_{H2}。

违反 $Spec_{H2}$ 的一条反例(即损失场景)如图 8 所示, 其过程如下:

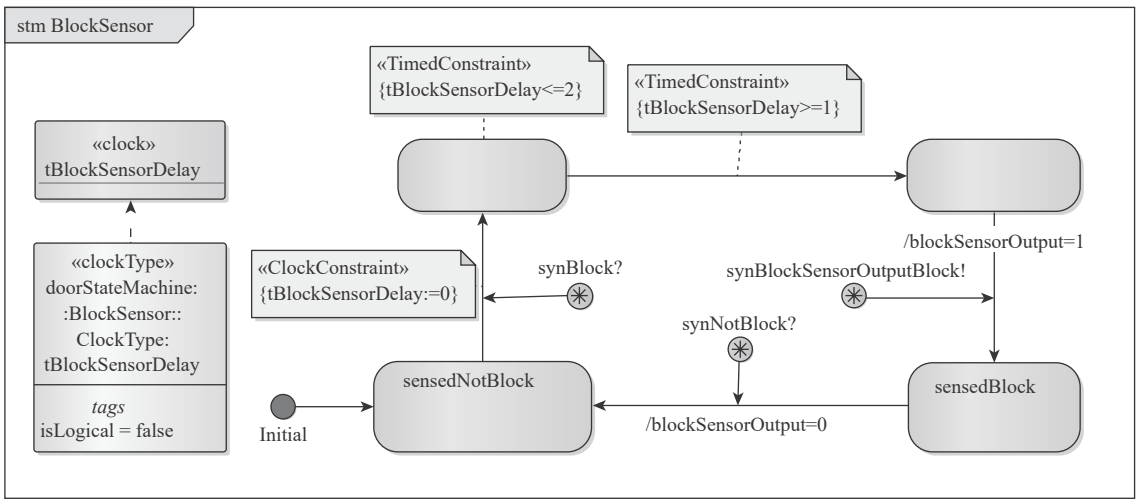
(1) 司机发出开门指令(synDriverOpen);

(2) 列车门控制器接收到指令后, 向列车门作动器发出开门命令(synControllerOutputOpenCommand);

(3) 列车门作动器作动器收到开门命令后, 延



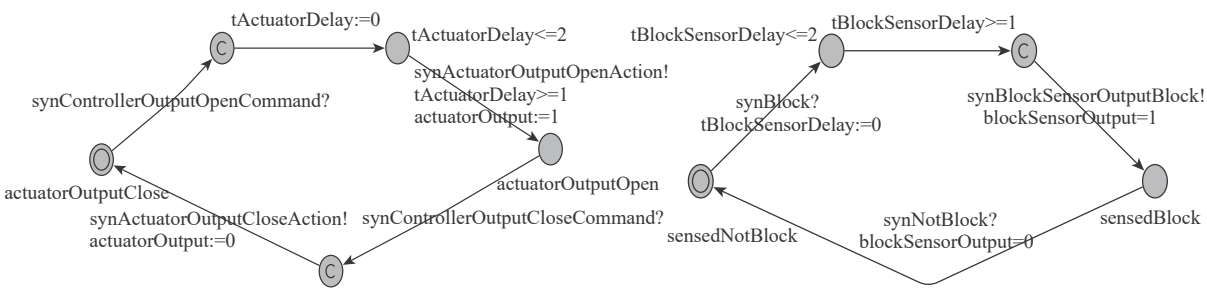
(a) 注入延迟的列车门作动器状态机



(b) 注入延迟的障碍物传感器状态机

图 6 增加 CF 的 SysML 系统状态机(用于损失场景识别)

Fig. 6 SysML state machine after addition of CFs (For identifying loss scenarios)



(a) 注入延迟后的列车门作动器(DoorActuator) Template

(b) 注入延迟后的障碍物传感器(BlockSensor) Template

图 7 增加 CF 后更新的 UPPAAL 模型(用于损失场景识别)

Fig. 7 UPPAAL model after addition of CFs (For identifying loss scenarios)

迟 1～2 个时间单位,向列车门输出开门信号(synActuatorOutputOpenAction);

(4) 随后列车门由关闭状态(physicalClosed)转为开门过程状态(physicalOpening),同时列车门传感器也转为感知开门过程状态(sensedOpening);

(5) 经过 10 个时间单位后,在作动器控制信号未变的情况下(actuatorOutput=1),列车门转为完全打开状态(physicalOpened),同时列车门传感器也转为感知完全打开状态(sensedOpened);

(6) 接着司机发出关门指令(synDriverClose);

(7) 列车门控制器向列车门作动器发出关门命令(synControllerOutputCloseCommand);

(8) 列车门作动器输出关门信号(synActuatorOutputCloseAction);

(9) 随后列车门由完全打开状态(physicalOpened)转为关门过程状态(physicalClosing), 同时列车门传感器也转为感知关门过程状态(sensedClosing);

(10) 障碍物出现在门道, 门道处于存在障碍物的状态(PhysicalBlock), 障碍物传感器接收到 synBlock 信号, 此时 counter 由 start() 函数置 0, 开始计时;

(11) 障碍物传感器向列车门控制器发送 synBlockSensorOutputBlock 信号过程存在 1～2 个时间单位延迟, 因此 counter 此刻记录了 1～2 个时间单位;

(12) 列车门控制器发出开门命令(synControllerOutputOpenCommand);

(13) 由于列车门作动器输出开门信号过程存在 1～2 个时间单位延迟, 因此 counter 此刻记录了 2～4 个时间单位, 表示从门道内存在障碍物到列车门接收到开门命令经过了 2～4 个时间单位。

此时, 列车门处于关门过程状态(physicalClosing), 门道处于存在障碍物的状态(physicalBlock), 从门道内存在障碍物到列车门接收到开门命令经过的时间(counter)大于 2 个时间单位, $Spec_{H2}$ 被违反, 系统处于危险状态。

这个损失场景包含了向障碍物传感器和列车门作动器注入的 2 个与信号传输延迟有关的 CF, 他们共同作用, 在系统的交互运行中导致危险。

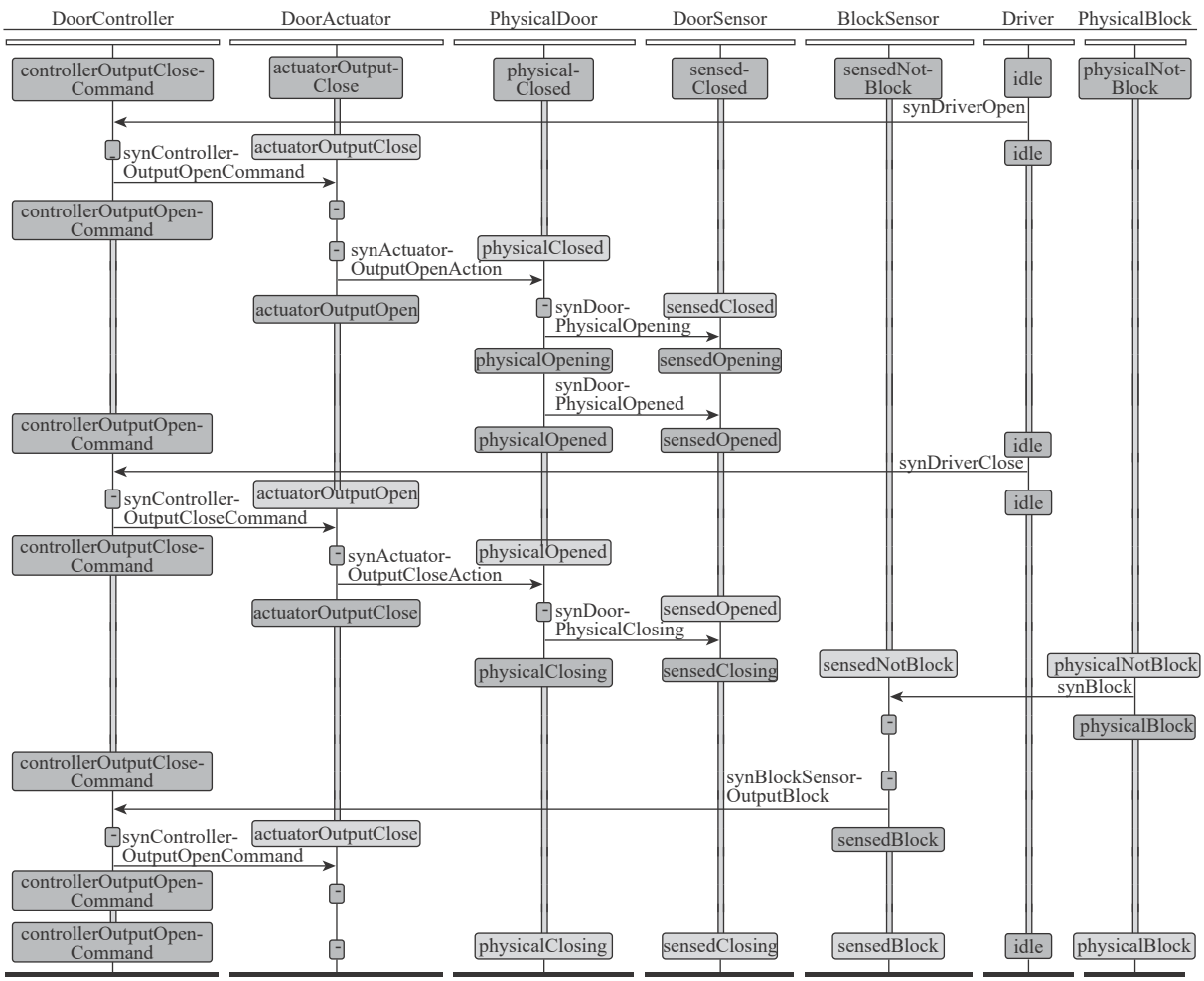


图 8　系统出现 H2 的一条损失场景

Fig. 8　A loss scenario leading to H2

4　对比分析

图 9 展示了使用 HSTPA 和 ISTPA 分别对 4 种方案的分析结果。

对于方案 1, 由于不存在 CF, 因此 HSTPA 认为无需分析损失场景。但实际上, 没有 CF 注入的情况, 系统仍然可能有损失场景, 这就是所谓的“即使全部部件正常, 其交互也可能导致危险”。ISTPA 可以对无 CF 注入的系统进行分析, 针对方案 1 所得出的结果是“不存在损失场景”。

HSTPA 将损失场景分为成两类: 第 1 类损失场景在传感器和控制器中进行分析, 第 2 类损失场景

		增加CF的方案			
		方案 1	方案 2	方案 3	方案 4
CF	障碍物传感器信号输出延迟1~2个时间单位	不注入	注入	不注入	注入
	作动器开门信号输出延迟1~2个时间单位	不注入	不注入	注入	注入
HSTPA 分析结果		（无需分析）	可能存在损失场景	可能存在损失场景	（无法分析）
ISTPA 分析结果		不存在损失场景	不存在损失场景	不存在损失场景	存在损失场景（能给出完整形成过程）

图 9 应用示例分析结果比较

Fig. 9 Comparison of the analysis results of the example

在作动器和被控过程中进行分析。方案 2 所注入的 CF 存在于传感器，属于 HSTPA 第 1 类损失场景的范畴。方案 3 所注入的 CF 存在于作动器，因此属于第 2 类损失场景的范畴。HSTPA 可以针对方案 2 和 3 给出人工定性分析结果，即“可能存在损失场景”，但不能给出确定答案，分析结果难以验证。与此不同，ISTPA 确定地认为系统不存在损失场景。

方案 4 同时注入传感器致因因素和作动器致因因素，ISTPA 通过对传感器、控制器、作动器、被控过程等全部部件所构成的整体行为进行分析，发现所注入的 2 个致因因素恰恰参与了 1 条损失场景的形成，更好地体现了涌现特性的分析能力。而 HSTPA 对两类损失场景的划分导致其只能在局部部件中识别损失场景，因此无法识别系统全部部件交互可能形成的损失场景。

5 结 论

1）HSTPA 在损失场景准确性方面存在以下问题：存在“漏报”和“误报”问题；不能明确判断损失场景是否发生，不能准确描述损失场景的形成过程。

2）ISTPA 可以具体、完整地描述损失场景的形成过程，可以分析没有增加 CF 的系统损失场景，也可以分析包括全部部件的系统损失场景，减少了“漏报”和“误报”问题，体现了更准确的损失场景识别能力。

参考文献（References）

[1] LEVESON N. Introduction to STAMP [EB/OL]. (2020-07-20) [2021-04-19]. http://psas.scripts.mit.edu/home/wp-content/uploads/2020/07/STAMP-Tutorial.pdf.

[2] LEVESO N, THOMAS J. STPA handbook [EB/OL]. (2018-03-15) [2021-04-19].https://psas.scripts.mit.edu/home/materials/.

[3] Radio Technical Commission for Aeronautics. Airworthiness security methods and considerations: RTCA DO 356A[S]. 2018.

[4] International Organization for Standardization. Road vehicles-safety of the intended functionality: ISO/PAS 21448[S]. 2019.

[5] THOMAS J. Extending and automating a systems-theoretic hazard analysis for requirements generation and analysis[D]. Massachusetts: Massachusetts Institute of Technology, 2013: 19-23.

[6] ASARE P, LACH J, STANKOVIC J A. FSTPA-I: A formal approach to hazard identification via system theoretic process analysis[C]//Cyber-Physical Systems (ICCPS), 2013 ACM/IEEE International Conference on. New York: ACM, 2013: 150-159.

[7] ABDULKHALEQ A, WAGNER S. Integrating state machine analysis with system-theoretic process analysis[C]//Software Engineering 2013 – Workshopband. Bonn: Gesellschaft für Informatik e. V. , 2013: 501-514.

[8] SUO D. Tool-assisted hazard analysis and requirement generation based on STPA[D]. Massachusetts: Massachusetts Institute of Technology, 2016: 48-57.

[9] CHEN M, WANG L, HU J, et al. An extraction method of STPA variable based on four-variable model[C]//International Conference on Intelligent and Interactive Systems and Applications. Berlin: Springer, 2018: 375-381.

[10] ABDULKHALEQ A, WAGNER S. Integrated safety analysis using systems-theoretic process analysis and software model checking[C]//International Conference on Computer Safety, Reliability, and Security. Berlin: Springer, 2014: 121-134.

[11] HOWARD G, BUTLER M, COLLEY J, et al. A methodology for assuring the safety and security of critical infrastructure based on STPA and Event-B[J]. International Journal of Critical Computer-Based Systems, 2019, 9(1-2): 56-75.

[12] DAKWAT A L, VILLANI E. System safety assessment based on STPA and model checking[J]. Safety Science, 2018, 109: 130-143.

[13] CLARKE E M, HENZINGER T A, VEITH H, et al. Handbook of model checking[M]. Berlin: Springer, 2018: 75-148.

[14] 夏宇. 基于NuSMV和STPA的RBC交接场景安全分析方法研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2018: 27-32.
XIA Y. Research on safety analysis method for RBC handover based on NuSMV and STPA[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2018: 27-32(in Chinese).

[15] 李浩. 基于STAMP理论的机载显示系统安全性分析方法研究[D]. 天津: 中国民航大学, 2020: 13-17.
LI H. Research on safety analysis method of airborne display system based on the STAMP theory[D]. Tianjin: Civil Aviation University of China, 2020: 13-17(in Chinese).

An improved STPA for accurate identification of loss scenarios

ZHONG Deming*, GONG Haoyuan, SUN Rui

(School of Reliability and Systems Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: System-theoretic accident model and processes (STAMP), which considers system safety as an emergent property of systems, provides a more accurate accident/loss causality model for modern complex systems. System-theoretic process analysis (STPA), a new approach to risk analysis based on STAMP, is getting more and more attention and is now included in several international standards. However, STPA is mainly conducted manually, so it is difficult to identify the loss scenarios emerging in complex systems. In this paper, we clarify the concepts of unsafe control action (UCA), loss scenario, and process model, and use finite state machines to construct all the behaviors needed for the identification of either UCAs or loss scenarios. Meanwhile, Model checking technology is employed to identify loss scenarios for time-dependent and time-independent UCAs. The improved STPA is capable of accurate identification of loss scenarios, while reducing the probability of missed identification or false identification.

Keywords: system theory process analysis; finite state machine; model checking; unsafe control action; loss scenario

Received: 2021-05-06; **Accepted**: 2021-06-11; **Published Online**: 2021-07-05 13:55

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210705.1151.003.html

Foundation items: Civil Aviation Joint Funds Established by National Nature Science Foundation of China and Civil Aviation Administration of China(U1533201)

* **Corresponding author**. E-mail: 07961@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0229

脉冲压缩在钢板腐蚀电磁超声SH导波检测中的应用

石文泽[1,2]，黄祺凯[1]，卢超[1,3,*]，邱发生[1]，陈尧[1]，陈果[1]

(1. 南昌航空大学 无损检测技术教育部重点实验室，南昌 330063；2. 中科院声学研究所 声场声信息国家重点实验室，北京 100190；3. 赣南师范大学 江西省数值模拟与仿真技术重点实验室，赣州 341000)

摘　　要：将Barker码脉冲压缩技术应用于水平剪切(SH)导波电磁超声换能器(EMAT)，对提高在役钢板腐蚀检测回波的信噪比(SNR)和空间分辨率，以及实现大范围在线快速扫查具有重要的工程应用价值。建立基于Barker码信号激励的钢板SH导波传播有限元模型，结合实验分析与数值计算，分析了Barker码序列长度、码元长度、EMAT设计参数、提离等因素对脉冲压缩后缺陷回波的信噪比和波包宽度的影响，并与传统单一频率脉冲串激励方式进行对比实验。结果表明：与单一频率脉冲串激励方式相比，采用Barker码脉冲压缩技术，可以将缺陷波的SNR提高5.8 dB；当EMAT提离为3.0 mm时，经过脉冲压缩后的缺陷回波SNR>8.7 dB，而采用单一频率脉冲串激励方式对应的SNR接近于0 dB；当Barker码信号序列长度为13位、码元长度为15 μs时，能检测深度为1 mm、直径为20 mm的圆孔，且SNR>25.4 dB。

关　键　词：钢板；水平剪切导波；电磁超声换能器；Barker码；脉冲压缩

中图分类号：TH878; TB552

文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2023)02-0324-11

金属板材广泛应用于建筑、船舶、核电、化工等领域，腐蚀缺陷是金属板材服役过程中最常见的失效形式，严重影响其服役的安全性和可靠性[1]。金属薄板广泛适用于高压燃料贮存罐、高温高压锅炉等大型耐压壳体，其外径和高度通常可达到几十米甚至几百米，这类薄板必须保持高度气密性，而严重腐蚀造成的壁厚减薄将导致其气密性下降，因此有必要对在役金属薄板进行大范围快速在线无损检测，预防液气泄露甚至燃烧爆炸等严重意外事故的发生[2]。腐蚀多为具有减薄特征的任意形状缺陷，通常采用人工预制圆孔和球孔来模拟腐蚀坑[3-5]，以此作为模拟缺陷当量大小的对比依据。传统的超声体波或超声时差衍射法由于只能实现点对点检测，虽然缺陷检测灵敏度较高，但很难适合在役金属薄板的大范围在线快速检测[6]。常规压电超声要求换能器与试样之间充分接触以产生足够能量的超声导波，而在役钢板恶劣的表面状况将严重影响压电超声的耦合效果和缺陷检测能力[7]。激光超声虽然拥有非接触检测的特点，并在腐蚀缺陷检测上有一定的工程应用[8-9]，但仪器成本高、检测环境要求高。

电磁超声导波因其传播距离远、检测效率高、不需要耦合剂等优点，广泛应用于高低温、金属薄板和薄管的大范围在线快速检测[10-11]。在役金属薄板表面的杂质、油污、水滴、锈蚀等将严重影响lamb导波的检测距离和检测灵敏度，但是水平剪切(shear horizontal, SH)导波质点振动与金属试样表面平行，仅存在面内位移，受上述在役钢板表面杂物的影响较小[12-13]。虽然SH导波具有频散和多模态特性，但基础模态SH_0不会发生频散，导波模态转

收稿日期：2021-05-06；**录用日期**：2021-05-28；**网络出版时间**：2021-06-15 15:27
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210615.1351.004.html
基金项目：国家自然科学基金(52065049,12064001,51705231,51705232)；江西省自然科学基金(20192ACBL20052,20181BAB216020)
*通信作者. E-mail：luchaoniat@163.com

引用格式：石文泽，黄祺凯，卢超，等. 脉冲压缩在钢板腐蚀电磁超声SH导波检测中的应用[J]. 北京航空航天大学学报，2023，49(2)：324-334. SHI W Z，HUANG Q K，LU C，et al. Application of pulse compression technique in steel plate corrosion detection with SH guided wave EMATs[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2023，49(2)：324-334 (in Chinese).

换较少, 有利于波包分离, 降低了检测难度[14]。由此可见, 电磁超声 SH 导波技术兼具非接触检测和单点激励、长距离大范围检测等优点, 将其应用于含表面附着物 (表面杂质、锈蚀、局部不平整、油污等) 的在役金属薄板的大范围在线快速检测具有重要的工程应用价值[15]。然而, 超声导波与腐蚀缺陷作用时, 大部分导波能量将被腐蚀缺陷的弧面散射出去, 接收到的反射波能量普遍较低, 因此, 在役钢板腐蚀缺陷快速导波检测的难度相对较大。另外, 由于电磁超声换能器 (electromagnetic acoustic transducer, EMAT) 换能效率低和信噪比差、检测回波受提离影响较大等问题, 限制了电磁超声 SH 导波检测技术在在役钢板腐蚀缺陷大范围在线快速检测中的广泛应用[12]。

脉冲压缩技术可以有效提高磁超声换能器检测回波的信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR) 和空间分辨率, 可以在不增加 EMAT 检测系统中的功放输出功率和低噪音抑制能力的条件下, 极大程度地提高缺陷检测能力。国内外学者已经将脉冲压缩技术应用于超声检测, 例如 Ricci 等[16] 将脉冲压缩技术应用于高衰减锻钢厚度的压电超声检测, 指出脉冲压缩技术能提高检测回波的 SNR 和空间分辨率。石文泽等[17] 将 chirp 信号脉冲压缩技术应用于高温连铸坯电磁超声检测, 经过脉冲压缩后, 超声回波的 SNR 提高 19 dB, 波包宽度减少 62.4%。Zhu 和 Wu[18] 将编码脉冲压缩技术应用于岩石压电超声检测, 发现线性调频信号、正弦调制 Barker 码、线性调频 Barker 码对应的 SNR 相比传统单脉冲激励方式分别提高了 8.00 dB, 11.58 dB, 8.53 dB。An 等[19] 将脉冲压缩技术用于天然气管道压电超声检测, 在包络提取等处理后, 消除了管道弯头的干扰, 经过脉冲压缩和匹配滤波后, 脉冲噪声、高斯白噪声水平显著降低。Fu 等[20] 将线性调频 Barker 码脉冲压缩应用于压电超声成像检测, 经脉冲压缩和失配滤波处理后, 主旁瓣比 (peak-to-sideloberatio, PSL) 从 22.3 dB 显著提高到 40.0 dB。

Barker 码信号激励得到的超声信号经过脉冲压缩处理后, 在主瓣两侧会产生旁瓣, 将严重干扰小缺陷的判定。Zhou 等[21] 将小波分析和脉冲压缩应用于空气耦合超声检测, 但实际测得的 PSL 远低于理论值, 仅为 6.99 dB。张慧琳和宋小军[22] 发现最小均方差逆滤波器相比于加权匹配滤波器对旁瓣抑制效果更好, PSL 为 63.59 dB, 不影响 Barker 码对应的接收信号幅度, 但在实际检测中, 接收信号受噪音影响较大。宋寿鹏和乔梦丽[23] 将非线性调频 Barker 码脉冲压缩技术应用于金属板材超声检测, 减小了噪声信号干扰, 可以检出板材焊缝中的裂纹、未焊透、未熔合、气孔和夹渣等缺陷。

综合文献 [16-23] 所述, 国内外关于脉冲压缩技术在超声检测中的应用研究涉及较多, 包括压电超声、空耦超声、电磁超声等, 但将 Barker 码脉冲压缩技术用于电磁超声 SH 导波检测的研究较少, 需要进一步完善, 特别是在 Barker 码激励参数与 EMAT 参数匹配和选择方面, 还存在许多问题, 例如 Barker 码序列长度、码元长度、永磁体对数等参数对单一模态导波激励、外部噪音抑制能力、快速检测能力 (减少同步平均次数)、EMAT 提离 (粗糙表面适应能力) 等的影响, 这些因素都会影响 EMAT 检测回波的 SNR 及空间分辨率。针对上述问题, 本文通过采用实验和数值分析相结合的方式, 分析不同 Barker 码序列长度、码元长度、永磁体对数、EMAT 提离等参数对 SH 导波 EMAT 检测回波的信噪比、波包宽度的影响, 验证了 Barker 码脉冲压缩技术在钢板腐蚀缺陷电磁超声 SH 导波检测中的应用优势。

1　SH 导波传播有限元建模和脉冲压缩算法实现

1.1　SH 导波 EMAT 换能机理

基于洛伦兹力机理的 SH 导波 EMAT 换能机理如图 1 所示。当跑道线圈中通以高频大功率激励电流, 将在试样表面产生频率相同、方向相反的感应电涡流 $\boldsymbol{J}_e$。$\boldsymbol{J}_e$ 在周期性永磁体序列 (periodic permanent magnet, PPM) 提供的静态偏置磁场 $\boldsymbol{B}_s$ 作用下, 产生洛伦兹力 $\boldsymbol{f}_L$, 并带动金属薄板表面质点振动, 在薄板长度方向产生 SH 导波。

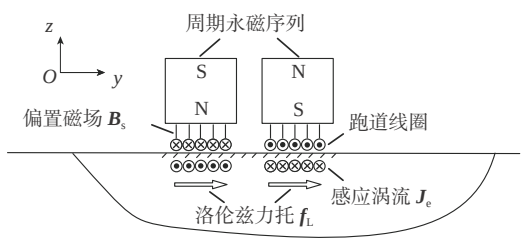


图 1　基于洛伦兹力的 PPM-EMAT 换能机理

Fig. 1　PPM-EMAT conversion mechanism based on Lorentz force

1.2　SH 导波 EMAT 设计参数及有限元建模

采用圆孔来模拟钢板的腐蚀缺陷, 建立含深度为 3 mm、直径为 20 mm 圆孔的金属薄板 SH 导波传播有限元模型如图 2 所示, 建模参数如表 1 所示。将 PPM-EMAT 在钢板表面形成的洛伦兹力简化为加载方向相反、间距 d 为 7 mm 的 16 个面载荷区域, 对应 8 对永磁体。当有限元模型的最大网格单元大小为 1.6 mm, 瞬态求解器中最大计算步长为 0.05 μs, 计算结果收敛。

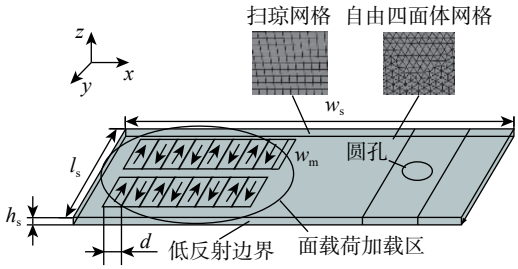


图 2 SH 导波传播有限元模型

Fig. 2 Finite element model of SH guided wave propagation

表 1 有限元建模参数

Table 1 Parameters in finite element model

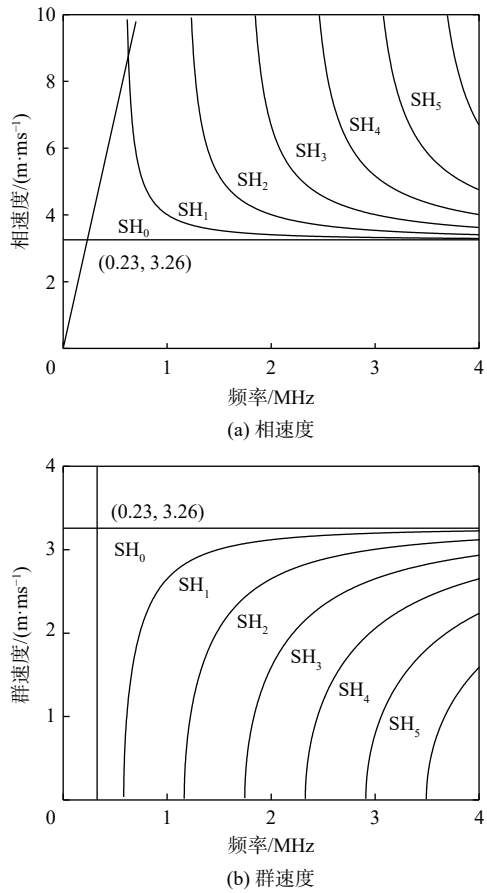
变量	数值	变量	数值
钢板长度w_s/mm	300	纵波波速/(m·s^{-1})	5 960
钢板宽度l_s/mm	100	横波波速/(m·s^{-1})	3 260
钢板高度h_s/mm	5.6	钢板密度/(kg·m^{-3})	7 932
永磁体间距d/mm	7	圆孔直径/mm	20
永磁体长度w_m/mm	20	圆孔深度/mm	3

SH 导波的多模态效应会影响脉冲压缩效果，由于高阶模态 SH 导波遇到缺陷、变截面或端面将会发生频散，使高阶模态导波波包与 Barker 码参考信号有一定区别，导致脉冲压缩后的主瓣宽度和主瓣峰值难以进行较大幅度地改善。因此，当 SH_0 导波和高阶 SH 导波对应的回波波包重叠时，将降低缺陷检测回波的 SNR 和空间分辨率，从而减低了缺陷检测能力，所以应当抑制高阶模态，减小对检测能力的影响。图 3 为 SH 导波在钢板中的频散曲线。永磁体宽度为 7 mm，以 2 倍磁铁宽度为斜率绘制曲线，SH_0 模态工作点为 0.23 MHz，而在实际检测中，钢板厚度、永磁体宽度、实际声速与理论声速存在误差，因此实际选取的工作点应在 0.23 MHz 附近。

对于 PPM-EMAT，永磁体对数和脉冲激励电流的持续时间影响其所激励的 SH 导波模态成分。增加永磁体对数和激励电流的持续时间有利于实现单一模态 SH 导波的控制。当永磁体对数为 8 对、面载荷函数持续时间为 130 μs，即 2 个完整周期数时，SH 导波在钢板横截面的传播瞬态云图如图 4 所示。由图 4 可知，当激励频率为 0.2 MHz、周期序列永磁体宽度为 7 mm 时，SH 导波在与缺陷作用前、作用时、作用后 3 个过程，仅产生单一 SH_0 模态，因此，实验中激励频率选为 0.2 MHz。

1.3 Barker 码脉冲压缩算法及旁瓣抑制方法

Barker 码是单次发射的二进制编码序列，通过匹配滤波可以进行脉冲压缩，并获得较低的距离旁



(a) 相速度

(b) 群速度

图 3 SH 导波在钢板中的频散曲线

Fig. 3 Frequency dispersion curve of SH guided wave propagation in steel plate cross-section

瓣[24-25]。目前已知最长的 Barker 码序列长度为 13，其峰值旁瓣水平 PSL 为 22.3 dB[26]。PSL 可以衡量脉冲压缩距离旁瓣抑制效果。PSL 计算方式如下：

$$\mathrm{PSL} = -20\lg\frac{1}{N} \tag{1}$$

式中：N为 Barker 码的序列长度。

13 位 Barker 二进制序列为{1,1,1,1,1,−1,−1,1,1,−1,1,−1,1}，将正弦脉冲串作为 Barker 码序列的码元，以此作为 EMAT 的激励信号。激励信号$u[m]$和码元序列$v[s]$可以表示为

$$u[m] = \sum_{k=0}^{N-1} C_k v[m-kM] \quad m = 0,1,\cdots,NM-1 \tag{2}$$

$$v[s] = \begin{cases} f\left(\dfrac{sT_c}{M-1}\right) & s = 0,1,\cdots,m-1 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \tag{3}$$

式中：$f(\cdot)$为子脉冲函数；M为子脉冲的时间宽度；T_c为码元的持续时间；$C_k = \pm 1$为 Barker 码编码序列。

将 Barker 码信号$u[m]$加载到 EMAT 线圈，可以

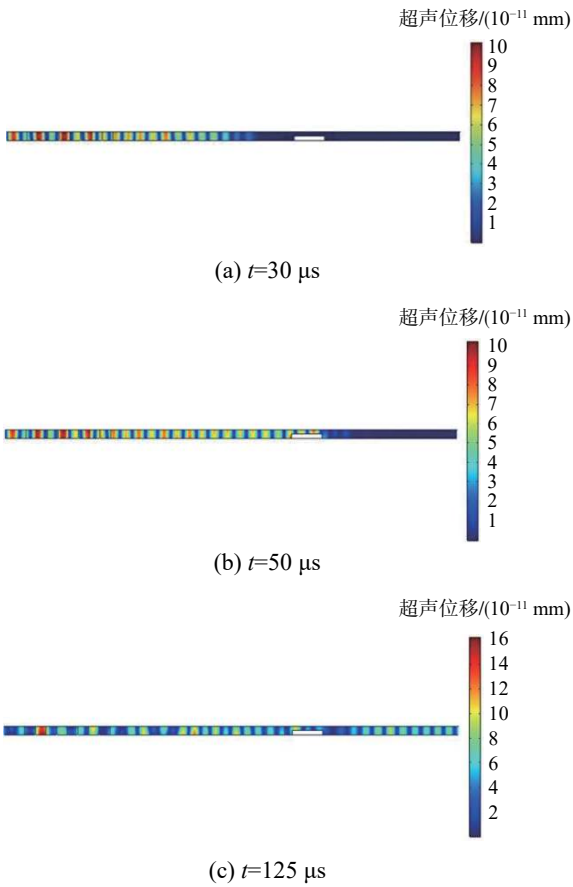


图 4　钢板横截面的 SH 导波传播云图

Fig. 4　Contour plots of SH guided wave propagation in steel plate cross-section

获取 EMAT 接收到超声回波信号 $s[m]$, 则脉冲压缩后的信号 $y_i[m]$计算式如下[27]:

$$y_i[m]=\int_0^T u[m]\cdot s[m+\tau]\mathrm{d}\tau \tag{4}$$

式中: T 为原始信号长度; τ 为自变量。

13 位 Barker 码自相关函数及旁瓣抑制如图 5 所示。由图 5 可知, 13 位 Barker 码自相关函数图中主瓣两侧各分布 6 个旁瓣, 且底宽均为 $2T_c$。由于旁瓣具有较好的对称性, 因此可以通过引入加权因子抑制旁瓣。将脉冲压缩后的信号经过 12 次延迟, 再将延迟信号与相应加权系数相乘后全部相加, 可以使旁瓣信号向两侧推移, 在$-12T_c<t<12T_c$ 范围内旁瓣为 0, 但在此范围外将产生新的旁瓣[28], 如图 5(b)所示。通过增加延迟线, 可以使旁瓣继续向两侧推移, 其推移距离与延迟线数量相关[29]。

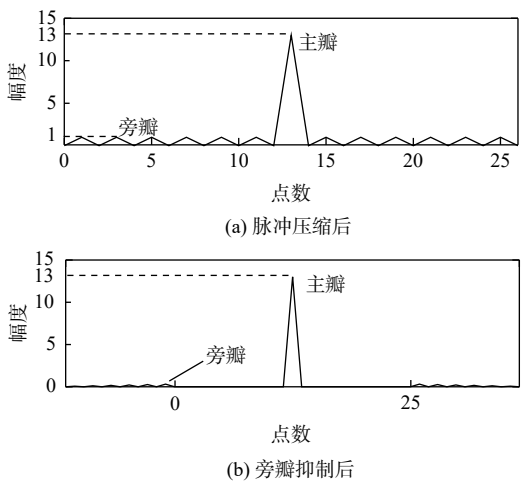


图 5　13 位 Barker 码脉冲压缩及旁瓣抑制

Fig. 5　Pulse compression and side-lobe suppression of 13-bit Barker code

2　SH 导波 EMAT 脉冲压缩效应的影响因素分析

2.1　Barker 码序列长度

经过归一化处理后, 无单位的不同序列长度 Barker 码对应的激励信号、原始超声波信号、脉压信号和经旁瓣抑制后的脉压信号如图 6 所示, 其中图 6(a)～图 6(c)是中心频率为 0.2 MHz 和单个码元长度为 10 μs 的 Barker 码激励信号, 图 6(d)～图 6(f)为超声回波信号。激励信号图 6(a)～图 6(c)分别对应与超声回波信号图 6(d)～图 6(f)进行卷积, 可得脉压信号如图 6(g)～图 6(i)所示, 脉压信号经过旁瓣抑制如图 6(j)～图 6(l)所示。比较图 6(g)～图 6(i)和图 6(j)～图 6(l)可知, 旁瓣抑制前的主瓣宽度变化范围为 25～30 μs, 但抑制后的主瓣宽度均为 30 μs。引入加权因子能有效抑制距离旁瓣, 提高检测回波的空间分辨率, 当序列长度由 5 位增加至 13 位时, PSL 呈增长趋势, 波包宽度则无明显变化。

2.2　码元长度

经过归一化处理后, 无单位的不同码元长度 Barker 码对应的激励信号、超声波信号、脉压信号和经旁瓣抑制后的脉压信号如图 7 所示。由图 7 可知, Barker 码信号的码元长度增加, PSL 和波包宽度呈增长趋势, 空间分辨率下降。由图 7(j)可知, 当码元长度为 5 μs 时, 序列过短将导致高阶 SH 导波模态产生, 且因其频散特性, 与原始参考信号频率成分差别很大, 很难实现脉冲压缩, 并与缺陷回波重叠, 不利于缺陷识别。

2.3　EMAT 永磁体对数

经过归一化处理后, 图 8 为不同永磁体对数对应的旁瓣抑制后无单位的脉压信号。由图 8 可知, 永磁体对数的增加使激励载荷面积增大, 信号发射能量提高, 使 PSL 和波包宽度相应增加。由图 8(a)可知, 对数过少, 会产生 SH_0 以外的其他高阶模态, 故应选取 6 对及以上永磁体。

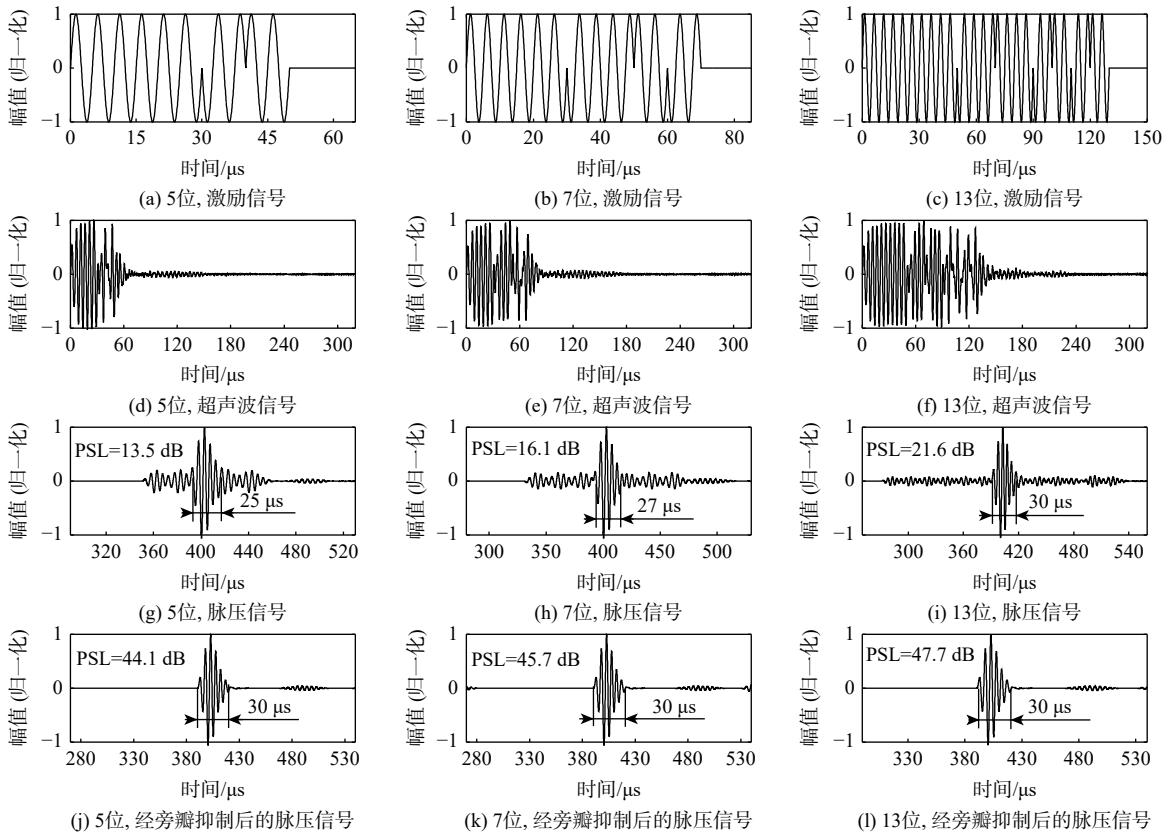


图 6 不同序列长度 Barker 码对应的激励信号、超声波信号、脉压信号和经旁瓣抑制后的脉压信号

Fig. 6 Excitation signals, ultrasonic signals, pulse compressed signals, pulse compressed signals after side lobe suppression when Barker code signals with different sequence lengths is used

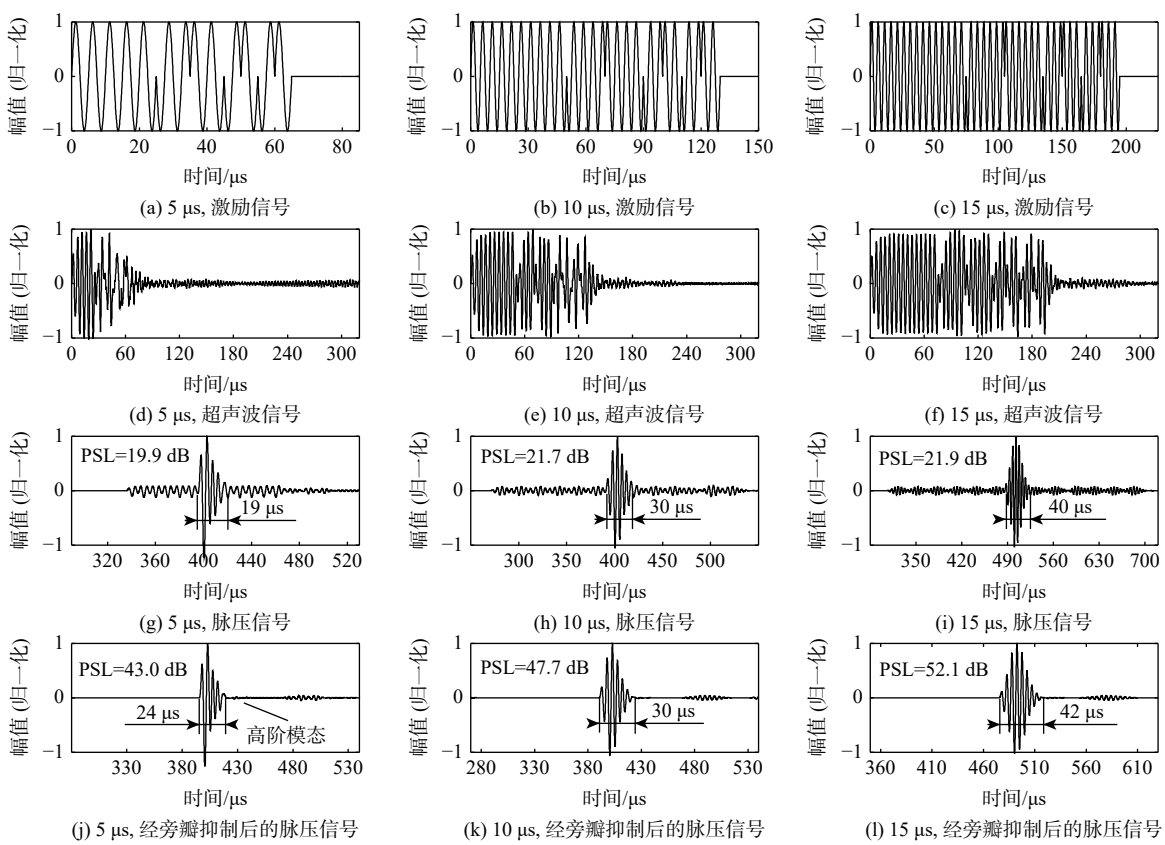


图 7 不同码元长度 Barker 码对应的激励信号、超声波信号、脉压信号和经旁瓣抑制后的脉压信号

Fig. 7 Excitation signals, ultrasonic signals, pulse compressed signals, pulse compressed signals after side lobe suppression when Barker code signals with different subpulse lengths is used

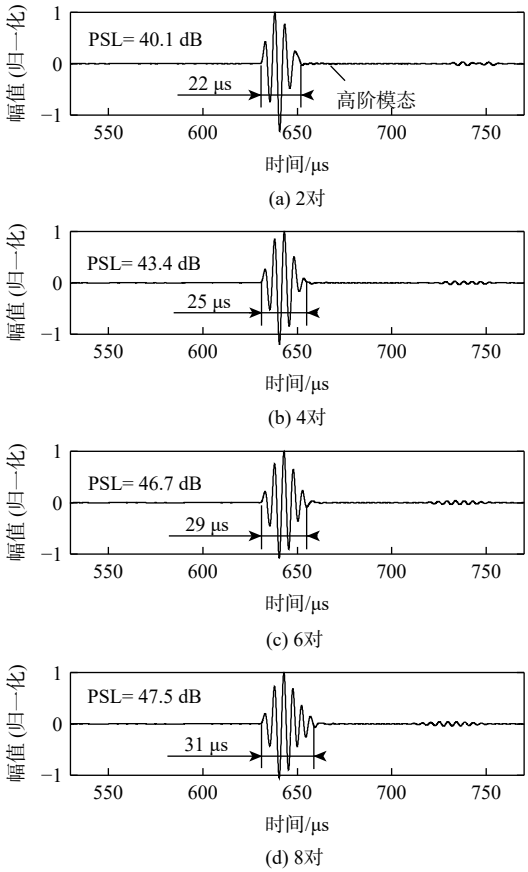


图 8　永磁体对数对旁瓣抑制后脉压信号的主瓣宽度和 PSL 的影响

Fig. 8　Effect of permanent magnet pairs on main lobe width and PSL of pulse compressed signals after side lobe suppression

3　金属薄板 SH 导波 EMAT 检测实验

3.1　SH 导波 EMAT 设计及其实验系统

SH 导波 EMAT 检测实验系统如图 9 所示。信号发生器产生中心频率 0.2 MHz 的 Barker 码激励信号, 经功率放大器和激励端阻抗匹配后, 激励 EMAT 获得尽可能多的能量。接收端 EMAT 的信号滤波后经过前置放大器放大, 通过数据采集卡在 PC 机上软件界面显示和存储数据。

图 10 为 EMAT 探头和钢板实物图。激励和接收 EMAT 均由 8 对永磁体和跑道线圈组成, 其中永

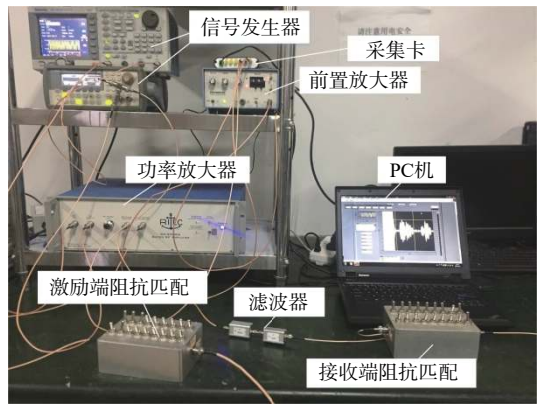


图 9　EMAT 实验系统

Fig. 9　EMAT experimental system

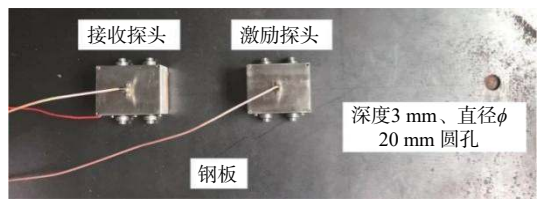


图 10　EMAT 探头和钢板实物图

Fig. 10　Picture of EMAT probe and steel plate

磁体尺寸为长 20 mm×宽 7 mm×高 3.8 mm。图 11 为含预制缺陷的钢板试样示意图。试块材料为 45# 钢, 厚度为 5.6 mm。在实验中, 接收 EMAT 中的始波及其引起的电磁串扰过长, 直达波将淹没其中, 因实际检测对象为几十米至几百米的大型耐压壳体的在役钢板, 待检测区域较大, 近距离检测能力下降对在役大规格钢板快速导波检测影响较小, 故 EMAT 探头之间距离所引起的导波检测盲区可以忽略不计。由于钢板相对较薄, 主要关注壁厚减薄等缺陷, 一般以壁厚减薄 10%～20% 作为缺陷检测灵敏度[5]。因此, 在钢板上预制了深度为 2 mm 和 3 mm、直径为 20 mm 的圆孔。

3.2　Barker 码序列长度影响规律分析

图 12 为无同步平均时, 不同 Barker 码序列长度对应的旁瓣抑制后脉压信号, 其中 Barker 码的中心频率为 0.2 MHz, 码元长度为 10 μs。EMAT 位置如图 10 所示, 检测对象深度为 3 mm、直径为 20 mm

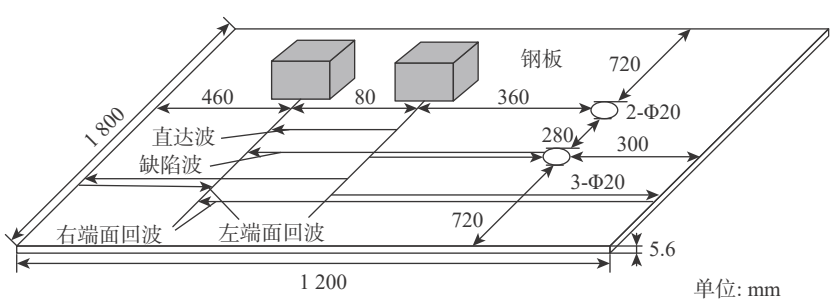


图 11　含预制缺陷的钢板试样示意图

Fig. 11　Schematic diagram of steel plate with prefabricated defects

的圆孔。由图 11 和图 12 可知，第 1 个波包为缺陷波，第 2 个波包为右端面回波，第 3 个波包为左端面回波。直达波声程较短，淹没在初始电磁串扰中。结合仿真结果，由图 6 和图 12 可知，增加 Barker 码序列长度可以增强缺陷回波的 SNR，但对波包宽度影响不大，即对空间分辨率影响不大。在不同缺陷检测时，需同时考虑空间分辨率和 SNR，故在选取 Barker 码时应尽可能提高序列长度来提升缺陷检测能力。

3.3 码元长度影响规律分析

图 13 为无同步平均时，不同 Barker 码码元长度对应的旁瓣抑制后的脉压信号。由图 7 和图 13 可知，增加 Barker 码的码元长度可以增强缺陷波的 SNR，但对缺陷波的波包宽度影响很大。由图 12 和图 13 可知，当 Barker 码激励信号的序列长度为 13，码元长度为 5 μs 时，产生的高阶模态降低了空间分辨率，因此过短的码元长度也不合适。由于实验中采用的脉冲功率放大器的最大输出脉冲串持续时间不超过 200 μs，故最长可选用 15 μs 的码元，即 Barker 码激励信号的持续时间为 195 μs。

3.4 无同步平均和大提离时缺陷检测能力分析

图 14 为单一频率 (0.2MHz) 正弦脉冲串激励时，不同同步平均次数对应的缺陷波 SNR 和主瓣宽度，检测缺陷是深度为 3 mm、直径为 20 mm 的圆

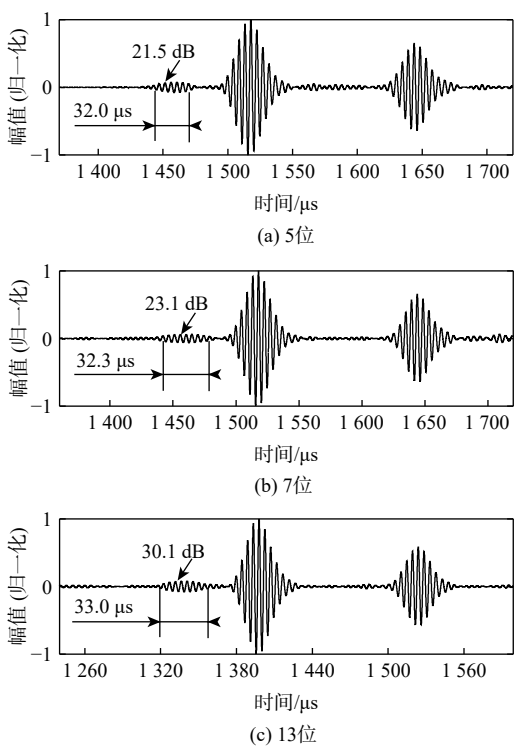


图 12 无同步平均时，不同 Barker 码序列长度对应的旁瓣抑制后的脉压信号

Fig. 12 Pulse compressed signals after side lobe suppression in correspondence with the Barker codes of different sequence lengths when there is no synchronous average

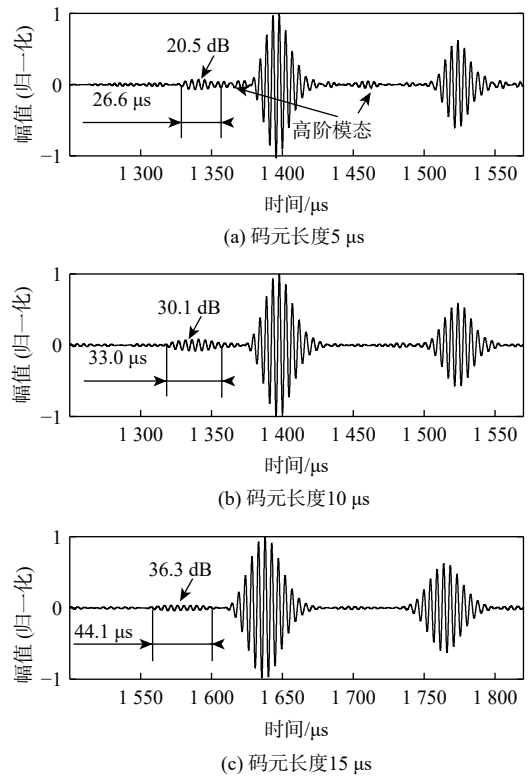


图 13 无同步平均时，不同 Barker 码码元长度对应的旁瓣抑制后的脉压信号

Fig. 13 Pulse compressed signals after side lobe suppression in correspondence with the Barker code with different subpulse durations when there is no synchronous average

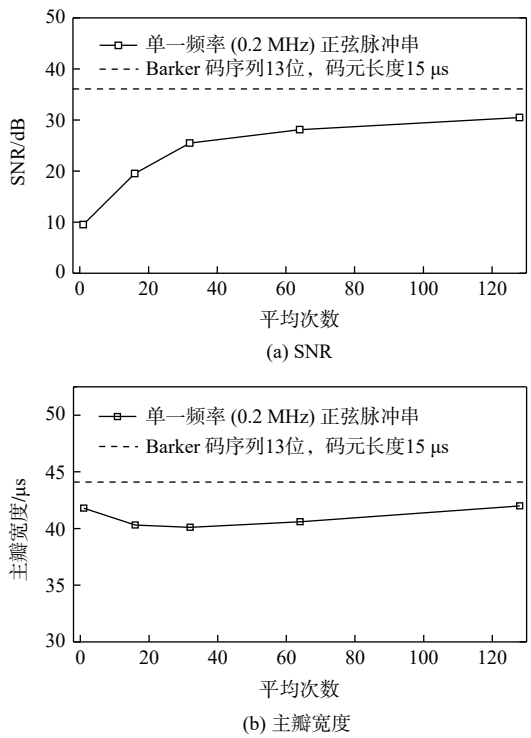


图 14 单一频率正弦脉冲串激励时，同步平均次数对缺陷波 SNR 和波包宽度的影响

Fig. 14 Effect of the synchronous averaging number on the SNR and packet width of the defect echo when the tone-burst excitation is used

孔。由图 14 可知, 当平均次数从 1 次增加到 128 次, 缺陷波的 SNR 从 9.5 dB 增加至 30.5 dB, 但仍比无同步平均的 13 位序列和 15 μs 码元长度 Barker 码脉冲压缩对应的缺陷波 SNR(如图 13(c) 所示) 低 5.8 dB, 波包宽度未发现明显变化, 即 13 位 Barker 码脉冲压缩技术对应的缺陷检测灵敏度更高。虽然增加平均次数能够有效提高检测回波的信噪比, 但多次同步平均采集所需的检测时间也会大幅度增加, 而无同步平均的 Barker 码脉冲压缩技术不仅能有更高的检测回波 SNR 及更好的空间分辨率, 且能提高大规格在役钢板的检测效率, 缩短检测时间。

在役钢板表面通常涂覆有一定厚度的防锈层, 用来防止局部腐蚀, 涂层厚度将会增加 EMAT 与钢板之间的提离, 从而导致检测回波 SNR 随提离的增加而急剧下降[30-31]。同时, 为了防止在役钢板表面杂物、锈蚀和油污等杂物对 EMAT 探头造成磨损或损坏, 并满足在线、快速、无障碍扫查等要求, 需要在保证一定检测回波信噪比的条件下增加 EMAT 提离。图 15 为采用单一频率 (0.2 MHz) 脉冲串信号激励方式时对应的超声回波。由图 15 可知, 当 EMAT 提离为 1.5 mm 时, 已不能识别缺陷回波, 完全淹没在噪音中。

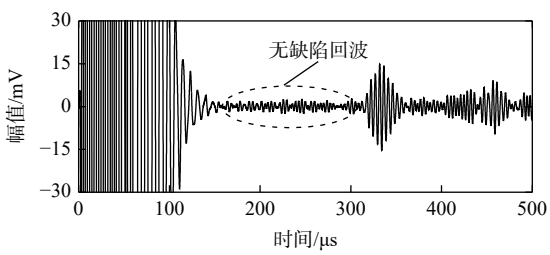


图 15　EMAT 提离为 1.5 mm 和同步平均次数为 128 时, 单一频率正弦脉冲串激励对应的超声波信号

Fig. 15　Received ultrasonic signals with tone-burst excitation, when life-off is 1.5 mm, and synchronous average is 128

图 16 为 EMAT 提离对无同步平均、旁瓣抑制后脉压信号及 128 次平均的单一频率信号的缺陷波信噪比的影响。其中待检测缺陷是深度为 3 mm、直径为 20 mm 的圆孔, Barker 码激励信号由 13 位序列、15 μs 码元组成。由图 16 可知, 当提离为 1.0 mm 时, 无同步平均的 Barker 码脉冲压缩技术对应的缺陷波 SNR 比 128 次同步平均降噪的单一频率脉冲激励方式高出 12.5 dB。当 EMAT 提离为 3.0 mm 时, 无同步平均的 Barker 码脉冲压缩技术对应的缺陷波 SNR 仍可达 8.7 dB, 而 128 次同步平均降噪的单一频率脉冲激励这一方式, 却无法可靠获取缺陷波。与单一频率脉冲激励结合多次同步平均降噪这一传统的检测方式相比, Barker 码脉冲压缩技术可以在无同步平均降噪的条件下获取更高的检测回波信噪比, 这一优势使得基于 Barker 码脉冲压缩技术的电磁超声 SH 导波技术可以在更大的提离条件下获取足够的检测回波信噪比。

Barker 码序列长度、码元长度是影响缺陷检测效果的主要因素, 当序列长度由 5 位增加至 13 位及码元长度由 5 μs 增加至 15 μs 时, SNR 均明显增加, 另外为了单独比较不同序列长度和码元长度对缺陷波 SNR 的影响, 故选取基于 5 组 Barker 码参数组合的脉冲压缩算法的电磁超声 SH 导波检测方法对深度为 2 mm、直径为 20 mm 的圆孔进行检测, 得到的无同步平均时对应的缺陷波 SNR 如表 2 所示。

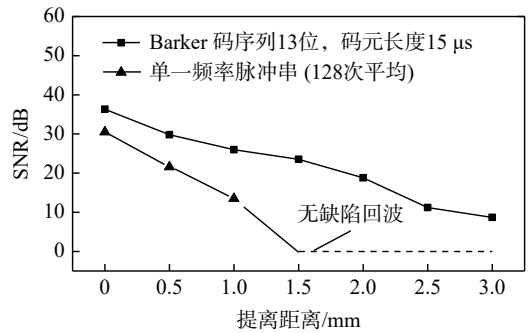


图 16　EMAT 提离对无同步平均、旁瓣抑制后脉压信号及 128 次平均的单一频率信号的缺陷波信噪比的影响

Fig. 16　Effect of EMAT lift-off on the SNR of the defect echoes from the pulse-compressed signals after side-lobe suppression with no synchronous average and averaged single frequency signals at 128

表 2　采用不同 Barker 码激励信号和无同步平均时, 2 mm 深度圆孔对应的缺陷波 SNR

Table 2　SNR of the defect echo from 2 mm deep circular hole with different Barker code signals and without synchronous average

Barker激励信号		缺陷波SNR/dB
序列长度/位	码元长度/μs	
5	10	17.7
7	10	20.7
13	5	16.3
13	10	26.5
13	15	31.4

由表 2 可知, 13 位序列和 15 μs 码元长度的 Barker 码激励信号对应的缺陷波 SNR 为 31.4 dB。通过短横孔回波声压式分析, 缺陷深度减小一半, 其回波下降 6 dB, 因此, 深度为 1 mm、直径为 20 mm 的圆孔对应的缺陷波 SNR 约为 25.4 dB。当 Barker 码持续时间由 50 μs 增加至 195 μs, 缺陷波 SNR 由 17.7 dB 增加至 31.4 dB。由此可知, Barker 码持续时间越长, 缺陷回波信噪比越高, 但实际检测中, 功率放大器等设备性能指标限制了 Barker 码激励信号的持续时间, 过长的 Barker 码激励电流将会导致设备功能性损坏。

4 结 论

1) 将 Barker 码脉冲压缩技术应用于役钢板腐蚀缺陷电磁超声大范围在线 SH 导波检测，可以极大程度地提高检测回波信噪比、空间分辨率、检测效率和提离距离。与单一频率脉冲串激励并结合多次同步平均降噪这一传统检测方式相比，采用 Barker 码脉冲压缩技术对单次采集的电磁超声回波信号进行处理既可以获取至少相当于 128 次同步平均的噪音抑制效果。

2) 当 Barker 码序列长度为 13 位、码元长度为 15 μs，且 EMAT 提离为 3.0 mm 时，深度为 3 mm、直径为 20 mm 的圆孔对应的缺陷回波信噪比大于 8.7 dB。然而，对于单一频率脉冲激励和 128 次同步平均这一方式，在 1.5 mm 提离时，已无法实现缺陷检测。采用基于 Barker 码脉冲压缩技术的电磁超声 SH 导波检测方法在较大提离时依然能够保持较高的信噪比，尤其针对表面附着物 (锈蚀、局部不平整、油污等) 的在役金属薄板和薄管在线快速大范围检测具有较大的优势。实验中采用圆孔缺陷模拟腐蚀缺陷，与实际模拟缺陷有一定区别，未来将重点研究基于 Barker 码脉冲压缩算法的电磁超声导波技术对在役钢板自然腐蚀缺陷的检测能力。

3) 随着 Barker 码序列长度和码元长度的增加，经过脉冲压缩和旁瓣处理后的信噪比逐渐提高，对缺陷的检测能力越强。然而，脉冲功率放大器等设备性能 (如占空比、单次最大脉冲宽度等) 限制了 Barker 码激励信号的持续时间，过长的 Barker 码激励电流将会导致设备性能不稳定甚至功能性损坏，下一步可以从特殊 EMAT 设计、阻抗匹配网络设计、Barker 码激励信号幅值加权等方面出发，消除功放设备性能的限制。

参考文献（References）

[1] HU X W, NG C T, KOTOUSOV A. Scattering characteristics of quasi-Scholte waves at blind holes in metallic plates with one side exposed to water[J]. NDT & E International, 2020, 117: 102379.

[2] SUNGGO C, HWANJEONG C, CLIFF J L. Nondestructive inspection of spent nuclear fuel storage canisters using shear horizontal guided waves[J]. Nuclear Engineering and Technology, 2018, 50(6): 890-898.

[3] ALAN C K, MIGUEL A F, JEAN PIERRE V D W, et al. Interaction of SH guided waves with wall thinning[J]. NDT & E International, 2019, 101: 94-103.

[4] WEI X, LI G, XIAO L, et al. Shear strength reduction of trapezoidal corrugated steel plates with artificial corrosion pits[J]. Journal of Constructional Steel Research, 2021, 180: 106583.

[5] RATHOD V T, ROY M D. Ultrasonic Lamb wave based monitoring of corrosion type of damage in plate using a circular array of piezoelectric transducers[J]. NDT & E International, 2011, 44(7): 628-636.

[6] SAIT S, ABBAS Y, BOUBENIDER F. Estimation of thin metal sheets thickness using piezoelectric generated ultrasound[J]. Applied Acoustics, 2015, 99: 85-91.

[7] WEI X Y, YANG Y, YAO W Q, et al. Design of full bridge high voltage pulser for sandwiched piezoelectric ultrasonic transducers used in long rail detection[J]. Applied Acoustics, 2019, 149: 15-24.

[8] LEE J H, LEE S J. Application of laser-generated guided wave for evaluation of corrosion in carbon steel pipe[J]. NDT & E International, 2008, 42(3): 222-227.

[9] GAO T F, SUN H, HONG Y Q, et al. Hidden corrosion detection using laser ultrasonic guided waves with multi-frequency local wavenumber estimation[J]. Ultrasonic, 2020, 108: 106182.

[10] 唐志峰, 孙兴涛, 张鹏飞, 等. 集测厚与导波检测于一体的复合式电磁超声换能器研究[J]. 仪器仪表学报, 2020, 41(9): 98-109.
TANG Z F, SUN X T, ZHANG P F, et al. Research on composite electromagnetic ultrasonic transducer integrating thickness measurement and guided wave detection[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020, 41(9): 98-109(in Chinese).

[11] 王晓娟, 赵锴, 郑毅. 管道纵向超声导波的对称模态转换特性分析[J]. 仪器仪表学报, 2020, 41(9): 151-160.
WANG X J, ZHAO K, ZHENG Y. Characteristics of symmetric mode conversion of longitudinal guided-wave modes in pipeline[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020, 41(9): 151-160(in Chinese).

[12] 唐琴, 石文泽, 卢超, 等. 多层螺旋线圈电磁超声换能器优化设计及其实验研究[J]. 中南大学学报(自然科学版), 2020, 51(7): 1792-1803.
TANG Q, SHI W Z, LU C, et al. Optimization design and experimental study of multi-layer spiral coils electromagnetic acoustic transducer[J]. Journal of Central South University(Science and Technology), 2020, 51(7): 1792-1803(in Chinese).

[13] 杨理践, 吕瑞宏, 高松巍, 等. 基于SH导波的防腐层能量密度检测机理研究[J]. 仪器仪表学报, 2016, 37(5): 1101-1109.
YANG L J, LYU R H, GAO S W, et al. Research on the detection mechanism of energy density in pipeline coating based on SH wave[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2016, 37(5): 1101-1109(in Chinese).

[14] ANDRUSCHAK N, SALETES I, FILLETER T, et al. An NDT guided wave technique for the identification of corrosion defects at support locations[J]. NDT & E International, 2015(75): 72-79.

[15] 周琛, 何建, 胡暮平, 等. 基于L(0, 2)超声导波的管段结构损伤定位研究[J]. 仪器仪表学报, 2020, 41(12): 181-191.
ZHOU C, HE J, HU M P, et al. Research on damage location of pipe section based on L (0, 2) ultrasonic guided wave[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020, 41(12): 181-191(in Chinese).

[16] RICCI M, SENNI L, BURRASCANO P, et al. Pulse-compression ultrasonic technique for the inspection of forged steel with high attenuation[J]. Insight-Non-Destructive Testing and Condition Monitoring, 2012, 54(2): 91-95.

[17] 石文泽, 陈巍巍, 陈尧, 等. 基于脉冲压缩技术的高温连铸坯壳厚度测量EMAT设计及应用[J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(8): 119-130.
SHI W Z, CHEN W W, CHEN Y, et al. Design and application of

an EMAT for solidification shell thickness detection in continuous casting slab based on the pulse compression technique[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019, 40(8): 119-130(in Chinese).

[18] ZHU W, WU H Z. Characterization and analysis of coded excitation ultrasound parameters for rock properties[J]. Chinese Journal of Acoustics, 2017, 36(1): 29-42.

[19] AN Y, WANG X C, YUE B, et al. A novel method for natural gas pipeline safety online monitoring based on acoustic pulse compression[J]. Process Safety and Environmental Protection, 2019(130): 174-181.

[20] FU J, WEI G, HUANG Q H, et al. Barker coded excitation with linear frequency modulated carrier for ultrasonic imaging[J]. Biomedical Signal Processing & Control, 2014(13): 306-312.

[21] ZHOU Z Z, MA B Q, JIANG J T, et al. Application of wavelet filtering and Barker-coded pulse compression hybrid method to air-coupled ultrasonic testing[J]. Nondestructive Testing & Evaluation, 2014, 29(4): 297-314.

[22] 张慧琳, 宋小军. Barker码激励超声导波在长骨检测中的应用[J]. 声学学报, 2014, 39(2): 257-263.
ZHANG H L, SONG X J. Application of Barker code excited ultrasonic guided waves to long bone detection[J]. Chinese Journal of Acoustics, 2014, 39(2): 257-263(in Chinese).

[23] 宋寿鹏, 乔梦丽. 基于NLFM Barker编码的板材焊缝缺陷超声检测方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2020, 41(4): 246-254.
SONG S P, QIAO M L. Research on ultrasonic testing of plate weld flaw based on NLFM Barker coded excitation method[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020, 41(4): 246-254(in Chinese).

[24] ISLA J, CEGLA F. Coded excitation for pulse-echo systems[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics and Frequency Control, 2017, 64(4): 736-748.

[25] 王强, 毛捷, 李威, 等. 橡胶-钢粘接结构的谐振超声编码检测方法[J]. 机械工程学报, 2020, 56(20): 22-27.
WANG Q, MAO J, LI W, et al. Resonant ultrasonic coded method for rubber-steel bonded structure[J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2020, 56(20): 22-27(in Chinese).

[26] 赵晓群. 11位Barker码性能研究[J]. 系统工程与电子技术, 1997, 19(6): 56-58.
ZHAO X Q. Study on 11 bits Barker code performances[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 1997, 19(6): 56-58(in Chinese).

[27] 李汛江, 苏凡凡, 赵正予. 电离层探测仪回波能量积累算法[J]. 中南大学学报(自然科学版), 2011, 42(12): 3777-3783.
LI X J, SU F F, ZHAO Z Y. Energy accumulation algorithms for ionosonde[J]. Journal of Central South University(Science and Technology), 2011, 42(12): 3777-3783(in Chinese).

[28] 王强, 毛捷, 丁晓东, 等. 衰减匹配的超声Barker码激励方法[J]. 声学学报, 2020, 45(2): 227-234.
WANG Q, MAO J, DING X D, et al. Ultrasonic Barker-code excitation method with attenuation matching[J]. Chinese Journal of Acoustics, 2020, 45(2): 227-234(in Chinese).

[29] RIHACZEK A W, GOLDEN R M. Range sidelobe suppression for Barker codes[J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 1971(6): 1087-1092.

[30] POUYAN K, PETER C. The choice of ultrasonic inspection method for the detection of corrosion at inaccessible locations[J]. NDT & E International, 2018, 99: 80-92.

[31] HUANG S L, ZHAO W, ZHANG Y S, et al. Study on the lift-off effect of EMAT[J]. Sensors and Actuators A:Physical, 2009, 153(2): 218-221.

Application of pulse compression technique in steel plate corrosion detection with SH guided wave EMATs

SHI Wenze[1, 2], HUANG Qikai[1], LU Chao[1, 3, *], QIU Fasheng[1], CHEN Yao[1], CHEN Guo[1]

(1. Key Laboratory of Nondestructive Testing of Ministry of Education, Nanchang Hangkong University, Nanchang 330063, China;
2. State Key Laboratory of Acoustics, Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;
3. Key Laboratory of Simulation and Numerical Modeling Technology of Jiangxi Province, Gannan Normal University, Ganzhou 341000, China)

Abstract: The application of Barker code pulse compression technique in a shear horizontal (SH) guided wave electromagnetic acoustic transducer (EMAT) has significant value in engineering application as it enhances the signal-to-noise ratio (SNR) and spatial resolution of the corrosion echo detected in in-service steel plates, and helps to realize large-scale and rapid on-line scanning. In this paper, a finite element model of SH-guided wave propagation in a steel plate excited by Barker code signals is established. Then, combined with experimental analysis and numerical calculations, the effects of Barker code sequence length, subpulse length, EMAT design parameters, and lift-off on the SNR and wave packet width of the pulse-compressed echoes are analyzed and compared with those of the traditional tone-burst excitation method. The results show that the SNR of the defect echo processed with the Barker code pulse compression technique is 5.8 dB higher than that with the tone-burst excitation method. When the EMAT liftoff is 3.0 mm, the SNR of the defect echo after Barker code pulse compression is greater than 8.7 dB, while that with the tone-burst excitation method is approximately 0 dB. When the sequence length and subpulse of the Barker code signals are respectively 13 and 15 μs, a circular hole with a depth of 1 mm and a diameter of 20 mm can be detected, the SNR of which is greater than 25.4 dB.

Keywords: steel plate; shear horizontal guided wave; electromagnetic acoustic transducer; Barker code; pulse compression technique

Received: 2021-05-06; **Accepted**: 2021-05-28; **Published Online**: 2021-06-15 15:27

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210615.1351.004.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (52065049,12064001,51705231,51705232); Natural Science Foundation of Jiangxi, China (20192ACBL20052,20181BAB216020)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0240

基于有限存储空间的分布式传感器融合估计器

韩旭[1]，王元鑫[2,*]，程显超[1]，王小飞[2]
(1. 解放军91001部队，北京 100036；2. 海军航空大学青岛校区，青岛 266041)

摘 要：研究具有信息传输模型不确定性、随机时间延迟和数据丢包的网络化多传感器分布式融合估计问题。模型的不确定性刻画为系统矩阵中的非高斯非白噪声干扰，在远程处理中心处设置有限长度的存储空间用来存储各个传感器延迟到达的测量值。在最小方差原则下设计了一种利用测量值到达变量的最优常增益局部估计器，利用协方差交叉加权方法得到最优分布式融合估计器并推导得到使得估计器有界的条件。最后，通过某电源系统计算实例仿真验证所提融合估计器的有效性。

关 键 词：存储空间；模型不确定性；随机时延和丢包；常增益局部估计器；CI融合估计器
中图分类号：TJ765.2
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2023)02-0335-09

由于无线网络化多传感器融合估计在航空航天、智能交通、工业生产自动控制、无人运载体导航及环境监测等领域的重要应用，国内外学者已经对其产生了广泛的关注和研究[1-5]。然而网络化融合估计在工程背景中受多因素影响不可避免地产生模型的不确定性、随机传输时延和数据包丢失问题，使得融合估计性能受到严重损害。针对存有时延和丢包问题的状态估计器设计问题，学术界已经探究了一些理论成果。Sun和Ma[6-7]利用将状态矩阵建立增广矩阵的思路，将随机时延和丢包系统转变成无时延系统，并利用射影思想推导出最优估计器，但是增广方法导致高维矩阵的求逆计算，使得计算负担成指数增加。文献[8]讨论集中式融合估计时，对存在传感器增益退化甚至无效、模型不确定性、观测数据时延甚至丢包情况下如何进行融合估计问题进行考虑，并提出2种不同的鲁棒融合估计算法。文献[9]同时考虑模型不确定性、传感器量测衰减、随机传输时间延迟和丢包，提出一种集中式框架下的融合估计器，该估计器在设计新息模型时利用了当前时刻之前估计值的加权值，表明该方法得到的估计结果要比经典Kalman方法精确度更高。但是该估计器需要处理不同传感器不同时刻的误差交联，当传感器数量和时延较大时，实时性难以保证。文献[10]提出了一种具有传感器增益退化、随机传输时间延迟和数据包丢失的分布式融合估计器，该估计器虽精度上比集中式结构稍有损失，但计算量得到了有效降低。文献[7-9]在每一个采样周期内，只保留到达估计中心的多个数据包中的一个，进行估计计算，难免造成了信息损失，而文献[11]在集中式框架下，在远程处理中心为所有传感器设置有限长度的存储空间，用来存储延迟到达的数据包，将多随机观测时延和丢包问题转化为多丢包问题，并设计常增益估计器避免了运算量过大的高维矩阵的求逆计算。然而当模型中存在非高斯非白噪声不确定干扰时，该估计器设计方法不再适用；同时，虽然集中式的估计结构能够使得传感器信息损失最小，但是所有传感器均需要同步执行相同步数的重复递推计算，且集中式结构具有容错率低、可靠性差、工程上难以实现等不利问题。为克服文献[11]所提方法的不足，考虑在

收稿日期：2021-05-08；**录用日期**：2022-01-21；**网络出版时间**：2022-05-18 13:47
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20220518.0954.001.html
基金项目：国家自然科学基金（61473306）
*通信作者. E-mail：wyx13@163.com

引用格式：韩旭，王元鑫，程显超，等. 基于有限存储空间的分布式传感器融合估计器[J]. 北京航空航天大学学报，2023，49(2)：335-343. HAN X，WANG Y X，CHENG X C，et al. A decentralized multi-sensor fusion estimator using finite memory buffers[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2023，49(2)：335-343 (in Chinese).

分布式框架下，研究具有模型不确定性、随机时延和丢包的网络化融合估计问题。模型的不确定性用系统状态矩阵受到非高斯非白噪声不确定性扰动来描述，受文献[11]的启发本文在远程处理中心设置多个不同长度的存储空间用来存储各个传感器延迟到达的数据包，每一采样周期所有延迟到达的测量数据包按照其时间戳顺序被存储在相应位置，用“到达变量”来刻画数据包的到达情况。与文献[9, 11]所设计估计器的方式不同，本文首先为每个传感器分别设计局部常增益估计器，将每个传感器对应的测量值“到达变量”加入新息的设计中，结合系统矩阵中的非高斯非白噪声，设计了一种计算负担小的常增益状态估计器，根据最小方差原则推导出可离线计算的最优局部估计常增益表达式。考虑到局部估计误差交叉协方差受各存储空间长度不同的影响变得计算困难，给出一种基于分布式协方差交叉(covariance intersection, CI)的分布式加权估计方法[12-13]的融合估计器，并推导出使得估计器有界的充分条件。结果表明：可通过调节各个传感器的存储空间长度来协调融合估计精度和计算量之间的关系，具有较强的工程意义。

1 问题描述与分析

考虑如下离散不确定线性随机系统：

$$\boldsymbol{x}_{k+1}=\left(\boldsymbol{A}+g_k\hat{\boldsymbol{A}}\right)\boldsymbol{x}_k+\boldsymbol{w}_k \tag{1}$$

式中：$\boldsymbol{x}_k\in\mathbf{R}^n$为系统状态，状态初值$\boldsymbol{x}_0$为白噪声，相应的均值为$\bar{\boldsymbol{x}}_0$，方差为$\boldsymbol{P}_0$；$\boldsymbol{A}$和$\hat{\boldsymbol{A}}$为确定性矩阵；$\boldsymbol{w}_k\in\mathbf{R}^n$为系统噪声，用白噪声描述，统计特性均值为0，噪声协方差矩阵为$\boldsymbol{W}$。g_k为乘性噪声，且其统计特性为$E\{g_k\}=\bar{g}$，$E\{g_k^2\}=\tilde{g}$。

假设采用N个传感器对某系统进行网络化实时状态观测，且第i个传感器的观测方程考虑为

$$\boldsymbol{z}_k^i=\boldsymbol{C}^i\boldsymbol{x}_k+\boldsymbol{v}_k^i\qquad i=1,2,\cdots,N \tag{2}$$

式中：$\boldsymbol{z}_k^i\in\mathbf{R}^{m^i}$为第$i$个传感器的观测输出；$\boldsymbol{C}^i$为确定观测矩阵；$\boldsymbol{v}_k^i$为观测噪声是白噪声，其统计特性上均值为0，噪声协方差矩阵为$\boldsymbol{V}^i$。

不失一般性，对系统做以下假设：

假设1 对于任意给定的i、j和k，$\boldsymbol{x}_0$、g_k、$\boldsymbol{w}_k$和$\boldsymbol{v}_k^i$两两互不相关。

如图1所示，k时刻第i个传感器将测量值$\boldsymbol{z}_k^i$封装于数据包中，数据包经无线信道向远程处理中心传输。由于网络不稳定或带宽资源不足等问题，数据包在到达处理中心前会发生时间延迟和丢包，而其随机性导致处理中心可能会出现未接收到数据包或同一采样周期接收到多个不同时刻的数据包。在处理中心设置N个不同长度的存储空间用来存储N个传感器发出的数据，每个存储空间的长度是有所限制的。第i个存储空间将到达处理中心的第i个传感器发出的数据包依照其时间戳标定顺序进行储存。

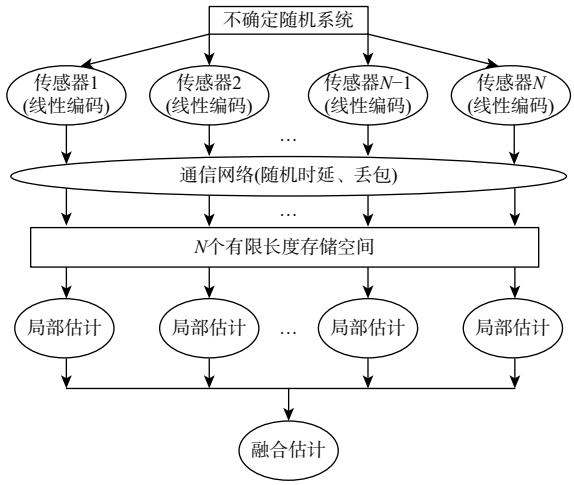


图1 网络化分布式多传感器融合估计系统架构

Fig. 1 Architecture of networked distributed multi-sensor fusion estimation system

假设储存空间是无限长度的，数据包储存过程如图2所示。



图2 无限长度存储空间存储过程

Fig. 2 Stored procedure of space with unlimited length

k时刻为当前时刻，k之前各时刻对应的测量值被存储的过程可用“到达变量”$\gamma_{t,k}^i$描述：$\gamma_{t,k}^i=1$表示测量值$\boldsymbol{z}_t^i$在k时刻或k时刻之前达到处理中心并被存储；反之，$\gamma_{t,k}^i=0$表示$\boldsymbol{z}_t^i$在k时刻或k时刻之前未到达处理中心。若在某一采样周期$\boldsymbol{z}_t^i$未到达处理中心，则将第i个存储空间中与$\boldsymbol{z}_t^i$相对应的存储值置为0，此时第i个存储空间中的测量值可表示为

$$\boldsymbol{z}_{t,k}^i=\gamma_{t,k}^i\boldsymbol{z}_t^i\qquad t=1,2,\cdots,k \tag{3}$$

由$\gamma_{t,k}^i$意义可得

$$\gamma_{t,k}^i=1\Rightarrow\gamma_{t,k+h}^i=1\qquad\forall h\in\mathbf{N} \tag{4}$$

定义数据包$\boldsymbol{z}_t^i$的时延τ_t^i为

$$\tau_t^i=\begin{cases}\infty & \gamma_{t,k}^i=0,\forall k\geqslant t\\ k_t^i-t & \gamma_{t,k}^i=1,k_t^i=\min\left\{k|\gamma_{t,k}^i=1\right\}\end{cases} \tag{5}$$

式中：k_t^i为$\boldsymbol{z}_t^i$到达处理中心的时刻。

假设时延τ_t^i的各个取值是独立同分布的，令

$P[\tau_t^i = h] = \alpha_h^i$表示时延$\tau_t^i = h$的概率。由式(4)可得

$$P\left[\tau_t^i \leqslant h\right] = P\left[\gamma_{t,t+h}^i = 1\right] = \lambda_h^i \tag{6}$$

式中: $t \geqslant 0$, $\lambda_h^i \in [0,1]$用以表示h个采样周期前的数据包z_t^i到达处理中心的概率, 可得

$$\lambda_h^i = P\left[\tau_t^i \leqslant h-1\right] + P\left[\tau_t^i = h\right] = \lambda_{h-1}^i + \alpha_h^i \tag{7}$$

由式(7)可知, λ_h^i是非减的。记数据包丢包率λ_{loss}^i, 则可得

$$\lambda_{\text{loss}}^i = 1 - \sup\left\{\lambda_h^i | h \geqslant 0\right\} \tag{8}$$

记第i个传感器对应的最大时延值为$\tau_{\max}^i$, 则可得

$$\tau_{\max}^i = \begin{cases} \min\left\{H \mid \lambda_H^i = \lambda_{H+1}^i\right\} \\ \quad \exists H, \text{s.t.} \lambda_h^i = \lambda_H^i, \forall h \geqslant H \\ \infty \quad \text{其他} \end{cases} \tag{9}$$

由存储过程描述可知, 在k时刻已经到达处理中心的数据包, 按照时间戳恢复了被传输前的正常顺序, 未到达处理中心的数据包则视为在k时刻暂时丢失。

基于式(1)～式(3)设计局部估计器。文献 [11] 利用标准 Kalman 滤波方法, 要求系统矩阵是确定的, 且系统噪声服从白噪声统计特性。所考虑系统矩阵中存在乘性随机噪声g_k, 使得每一时刻系统矩阵不再是确定的, 并且未假设g_k是白噪声, 所以文献 [11] 估计器设计方法不再适用。与文献 [9] 不同的是, 在设计估计新息时利用到达变量$\gamma_{t,k}^i$。综上, 采用如下估计器形式:

$$\hat{\boldsymbol{x}}_{t,k}^i = \bar{\boldsymbol{A}}\hat{\boldsymbol{x}}_{t-1,k}^i + \boldsymbol{K}_{k-t}^i\left(\boldsymbol{z}_{t,k}^i - \gamma_{t,k}^i \boldsymbol{C}^i \hat{\boldsymbol{x}}_{t-1,k}^i\right) \tag{10}$$

$$\hat{\boldsymbol{x}}_k^i = \hat{\boldsymbol{x}}_{k,k}^i \tag{11}$$

式中: $\bar{\boldsymbol{A}} = \boldsymbol{A} + \bar{g}\hat{\boldsymbol{A}}$; $\boldsymbol{K}_{k-t}^i$为局部估计增益。

显然估计器式 (10) 是无偏的, 且局部估计增益$\boldsymbol{K}_{k-t}^i$不依赖于k, 而依赖于$k-t$, 因此, 不需要通过矩阵的求逆计算来得到$\boldsymbol{K}_{k-t}^i$, 只需要根据$k-t$提前设定好$\boldsymbol{K}_{k-t}^i$即可。

式(10)中的$\left(\boldsymbol{z}_{t,k}^i - \gamma_{t,k}^i \boldsymbol{C}^i \hat{\boldsymbol{x}}_{t-1,k}^i\right)$一项可视为新息项, 该新息项将不确定性变量$\gamma_{t,k}^i$考虑其中。其实际含义在于: 当$\boldsymbol{z}_t^i$丢失并未在融合处理中心出现即$\gamma_{t,k}^i = 0$时, 该新息项等于 0, 估计增益作用消失。而文献 [9] 是将$\gamma_{t,k}^i$用其概率代替, 这样的结果是, 当$\gamma_{t,k}^i = 0$时, 新息项不为 0, 此时估计增益不为 0, 则该新息项反而导致了估计误差。

当存储空间长度无限时, 由式(3)可知, 对于每一个k时刻, 所有的$\boldsymbol{z}_{t,k}^i$从$t=1$开始更新, 这需要极大的存储资源。同时, 若按照式(10)将所有的$\boldsymbol{z}_{t,k}^i$用于估计器计算, 则意味着每一个k时刻估计值进行递推计算都需要从$t=1$开始, 这无疑会导致巨大的重复计算量, 不利于实时性。

从节省储存资源和提高实时性角度出发, 设定第i个存储空间长度有限且长度为M^i。如图 3 所示, 存储空间只存储k时刻之前(包含k时刻)的M^i个测量值, 默认时间戳为$k-M^i$时刻之前(不包括$k-M^i$时刻)的数据包到达估计中心后被自动剔除, 即视为丢包。当k更新时, 新的M^i个存储值会顺次逐一覆盖掉原来的存储值。



图 3　有限长度存储空间存储过程

Fig. 3　Stored procedure of space with limited length

通过定理 1 给出存储空间长度为M^i时局部估计器递推初值的调整方法。

定理 1　基于长度为M^i的存储空间, 对任意的$t \geqslant 1$和$k \geqslant t + M^i$, 有

$$\hat{\boldsymbol{x}}_{k-M^i,k}^i = \hat{\boldsymbol{x}}_{k-M^i,k-1}^i \tag{12}$$

则式(10)可直接从$t = k - M^i + 1$开始递推计算。

证明　由图 3 所示的存储规则可知, 对任意的$t \geqslant 1$和$k \geqslant t + M^i$, $\gamma_{t,k}^i = \gamma_{t,k-1}^i$均成立, 则$\hat{\boldsymbol{x}}_{t,k}^i = \hat{\boldsymbol{x}}_{t,k-1}^i$成立, 由此可得$\hat{\boldsymbol{x}}_{k-M^i,k}^i = \hat{\boldsymbol{x}}_{k-M^i,k-1}^i$。此时可直接将$k-1$时刻得到的$\hat{\boldsymbol{x}}_{k-M^i,k-1}^i$作为$k$时刻的初值来计算$\hat{\boldsymbol{x}}_{k,k}^i$, 无需从$t=1$开始递推, 只需从$t = k - M^i + 1$开始递推计算即可。　**证毕**

根据得到的各个$\hat{\boldsymbol{x}}_k^i$, 分布式融合估计$\hat{\boldsymbol{x}}_k^o$可表示为

$$\hat{\boldsymbol{x}}_k^o = \sum_{i=1}^N \boldsymbol{\Omega}_k^i \hat{\boldsymbol{x}}_k^i \tag{13}$$

式中: $\sum_{i=1}^N \boldsymbol{\Omega}_k^i = \boldsymbol{I}_n$, $\boldsymbol{\Omega}_k^i$为加权矩阵; $\boldsymbol{I}_n$为单位矩阵。

至此, 要解决的问题是:

1)设计局部估计器常增益$\boldsymbol{K}_{k-t}^i$, 使得k时刻局部估计误差协方差矩阵$\boldsymbol{\Sigma}_k^{i,i}$最小;

2)利用得到的局部最优常增益估计值$\hat{\boldsymbol{x}}_k^i$, 设计最优的加权矩阵$\boldsymbol{\Omega}_k^1, \boldsymbol{\Omega}_k^2, \cdots, \boldsymbol{\Omega}_k^N$使得融合估计$\hat{\boldsymbol{x}}_k^o$的误差协方差最小, 并推导出使得融合估计器有界的条件。

2　局部估计常增益设计

设在k时刻局部估计误差协方差矩阵为$\boldsymbol{\Sigma}_k^{i,i} = E\left[\left(\hat{\boldsymbol{x}}_k^i - \boldsymbol{x}_k\right)\left(\hat{\boldsymbol{x}}_k^i - \boldsymbol{x}_k\right)^{\mathrm{T}}\right]$, 局部估计误差交叉协方差为$\boldsymbol{\Sigma}_k^{i,j} = E\left[\left(\hat{\boldsymbol{x}}_k^i - \boldsymbol{x}_k\right)\left(\hat{\boldsymbol{x}}_k^j - \boldsymbol{x}_k\right)^{\mathrm{T}}\right]$。文献 [14-16] 中最优矩阵加权融合估计方法需要得到$\boldsymbol{\Sigma}_k^{i,j}$, 然而由式(14)和式(16)可知, $\boldsymbol{\Sigma}_k^{i,j}$的计算包含重复递推计算, 且递推步数与各个存储空间的长度有关, 因此, 获取$\boldsymbol{\Sigma}_k^{i,j}$

是极复杂的，并且文献[14-16]所用矩阵加权方法需要进行高维矩阵的求逆计算，计算负担随着传感器数量的增多成指数增长。为避免计算$\boldsymbol{\Sigma}_k^{i,j}$和高维矩阵的求逆计算，选取文献[12-13]所用的CI矩阵分布式加权方法得到融合估计值$\hat{\boldsymbol{x}}_k^o$。由CI加权方法可知，加权矩阵$\boldsymbol{\Omega}_k^i$为

$$\boldsymbol{\Omega}_k^i = \boldsymbol{P}_k \eta_k^i (\boldsymbol{\Sigma}_k^{i,i})^{-1} \tag{14}$$

式中：$\sum_{i=1}^{N}\eta_k^i = 1\,(\eta_k^i \geqslant 0)$；$\boldsymbol{P}_k = \left(\sum_{i=1}^{N}\eta_k^i \left(\boldsymbol{\Sigma}_k^{i,i}\right)^{-1}\right)^{-1}$为融合估计误差协方差的上界，最优的$\eta_k^i$可通过求解如下优化问题得到：

$$\min \operatorname{tr}(\boldsymbol{P}_k) \quad \text{s.t.} \quad \sum_{i=1}^{N}\eta_k^i = 1, 0 \leqslant \eta_k^i \leqslant 1 \tag{15}$$

式(15)是一个非线性优化问题，当$\boldsymbol{\Sigma}_k^{i,i}$已知时，可以使用MATLAB软件工具箱中的fmincon来求解。

记$\boldsymbol{P}_k^o = E[(\hat{\boldsymbol{x}}_k^o - \boldsymbol{x}_k)(\hat{\boldsymbol{x}}_k^o - \boldsymbol{x}_k)^{\mathrm{T}}]$，由文献[13]结论可得

$$\operatorname{tr}\left(\boldsymbol{P}_k^o\right) \leqslant \operatorname{tr}(\boldsymbol{P}_k) \leqslant \operatorname{tr}\left(\boldsymbol{\Sigma}_k^{i,i}\right) \tag{16}$$

由式(16)可知，若要使融合估计误差协方差$\boldsymbol{P}_k^o$有界，只需要使得局部估计误差协方差$\boldsymbol{\Sigma}_k^{i,i}$收敛。定理1～5给出最优$\boldsymbol{\Sigma}_k^{i,i}$的求解方法及收敛性的充分条件。

定义$\boldsymbol{U}_k = E\left\{\boldsymbol{x}_k \boldsymbol{x}_k^{\mathrm{T}}\right\}$，记$\tilde{\boldsymbol{x}}_{t,k}^i = \boldsymbol{x}_t - \hat{\boldsymbol{x}}_{t,k}^i$，$\boldsymbol{\Sigma}_{t,k}^{i,i} = E\left[\left(\boldsymbol{x}_t - \hat{\boldsymbol{x}}_{t,k}^i\right)\left(\boldsymbol{x}_t - \hat{\boldsymbol{x}}_{t,k}^i\right)^{\mathrm{T}}\right]$。结合式(1)和式(10)可得

$$\begin{aligned}\tilde{\boldsymbol{x}}_{t+1,k}^i = {} & \bar{\boldsymbol{A}}\tilde{\boldsymbol{x}}_{t,k}^i + (g_t - \bar{g})\hat{\boldsymbol{A}}\boldsymbol{x}_t + \boldsymbol{w}_t - \\ & \boldsymbol{K}_{k-t}^i\left(\boldsymbol{z}_{t,k}^i - \gamma_{t,k}^i \boldsymbol{C}^i \hat{\boldsymbol{x}}_{t,k}^i\right)\end{aligned} \tag{17}$$

由$\tilde{\boldsymbol{x}}_{t,k}^i \perp \boldsymbol{w}_t$和$\tilde{\boldsymbol{x}}_{t,k}^i \perp \boldsymbol{v}_t^i$可得

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\Sigma}_{t+1,k}^{i,i} = {} & \bar{\boldsymbol{A}}\boldsymbol{\Sigma}_{t,k}^{i,i}\bar{\boldsymbol{A}}^{\mathrm{T}} + \left(\bar{g} - \bar{g}^2\right)\hat{\boldsymbol{A}}\boldsymbol{U}_t\hat{\boldsymbol{A}}^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{W} - \\ & \lambda_{k-t}^i \boldsymbol{K}_{k-t}^i \boldsymbol{C}^i \boldsymbol{\Sigma}_{t,k}^{i,i}\bar{\boldsymbol{A}}^{\mathrm{T}} - \lambda_{k-t}^i \bar{\boldsymbol{A}}\boldsymbol{\Sigma}_{t,k}^{i,i}\boldsymbol{C}^{i\mathrm{T}}\boldsymbol{k}_{k-t}^{i\mathrm{T}} + \\ & \lambda_{k-t}^i \boldsymbol{K}_{k-t}^i \boldsymbol{C}^i \boldsymbol{\Sigma}_{t,k}^{i,i}\boldsymbol{C}^{i\mathrm{T}}\boldsymbol{k}_{k-t}^{i\mathrm{T}} + \lambda_{k-t}^i \boldsymbol{K}_{k-t}^i \boldsymbol{V}^i \boldsymbol{k}_{k-t}^{i\mathrm{T}}\end{aligned} \tag{18}$$

$\boldsymbol{U}_k$的递推式为

$$\boldsymbol{U}_k = \bar{\boldsymbol{A}}\boldsymbol{U}_{k-1}\bar{\boldsymbol{A}}^{\mathrm{T}} + (\bar{g} - \bar{g}^2)\hat{\boldsymbol{A}}\boldsymbol{U}_{k-1}\hat{\boldsymbol{A}}^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{W} \tag{19}$$

为得到主要结论，先给出引理1如下。

引理1 如果矩阵$\boldsymbol{A} + \bar{g}\hat{\boldsymbol{A}}$和$\sqrt{(\bar{g} - \bar{g}^2)}\hat{\boldsymbol{A}}$均是稳定矩阵，则对于任意初值$\boldsymbol{U}_0 \geqslant 0$，式(19)的解$\boldsymbol{U}_k$均能够收敛至唯一的半正定阵$\bar{\boldsymbol{U}}$，$\bar{\boldsymbol{U}}$为代数Lyapunov方程式(20)的解。

$$\bar{\boldsymbol{U}} = \bar{\boldsymbol{A}}\bar{\boldsymbol{U}}\bar{\boldsymbol{A}}^{\mathrm{T}} + (\bar{g} - \bar{g}^2)\hat{\boldsymbol{A}}\bar{\boldsymbol{U}}\hat{\boldsymbol{A}}^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{W} \tag{20}$$

证明 定义：

$$B = \bar{\boldsymbol{A}} \otimes \bar{\boldsymbol{A}} + (\bar{g} - \bar{g}^2)\hat{\boldsymbol{A}} \otimes \hat{\boldsymbol{A}} \tag{21}$$

式中：$\otimes$为张量积。

由于$\boldsymbol{A} + \bar{g}\hat{\boldsymbol{A}}$和$\sqrt{(\bar{g} - \bar{g}^2)}\hat{\boldsymbol{A}}$是稳定的，可得$B$的谱半径$\rho(B) < 1$。此时可得$\lim_{k\to\infty}\boldsymbol{U}_k = \bar{\boldsymbol{U}}$。 **证毕**

由引理1可得，由于$\lim_{k\to\infty}\boldsymbol{U}_k = \bar{\boldsymbol{U}}$，因此，存在$\hat{k} > 0$，使得当$k \geqslant \hat{k}$时，有$\boldsymbol{U}_k = \boldsymbol{U}_{\hat{k}} = \bar{\boldsymbol{U}}$。

定义如下算子：

$$\begin{aligned}L(\lambda^i, \boldsymbol{K}^i, \boldsymbol{P}^i) = {} & (1 - \lambda^i)(\bar{\boldsymbol{A}}\boldsymbol{P}^i\bar{\boldsymbol{A}}^{\mathrm{T}} + \bar{\boldsymbol{S}} + \\ & \lambda^i(\boldsymbol{F}^i\boldsymbol{P}^i\boldsymbol{F}^{i\mathrm{T}} + \boldsymbol{Z}^i)\end{aligned} \tag{22}$$

$$\begin{aligned}G(\lambda^i, \boldsymbol{P}^i) = {} & \bar{\boldsymbol{A}}\boldsymbol{P}^i\bar{\boldsymbol{A}}^{\mathrm{T}} + \bar{\boldsymbol{S}} - \lambda^i\bar{\boldsymbol{A}}\boldsymbol{P}^i\boldsymbol{C}^{i\mathrm{T}} \times \\ & (\boldsymbol{C}^i\boldsymbol{P}^i\boldsymbol{C}^{i\mathrm{T}} + \boldsymbol{V}^i)^{-1}\boldsymbol{C}^i\boldsymbol{P}^i\bar{\boldsymbol{A}}^{\mathrm{T}}\end{aligned} \tag{23}$$

式中：$\boldsymbol{F}^i = \bar{\boldsymbol{A}} - \boldsymbol{K}^i\boldsymbol{C}^i$；$\boldsymbol{Z}^i = \bar{\boldsymbol{S}} + \boldsymbol{K}^i\boldsymbol{V}^i\boldsymbol{K}^{i\mathrm{T}}$；$\bar{\boldsymbol{S}} = \boldsymbol{W} + (\bar{g} - \bar{g}^2)\cdot\hat{\boldsymbol{A}}\bar{\boldsymbol{U}}\hat{\boldsymbol{A}}^{\mathrm{T}}$。

为研究$\boldsymbol{\Sigma}_k^{i,i}$的收敛性，不妨先以$k = \hat{k}$为初值进行研究。结合式(18)和式(22)可得

$$\boldsymbol{\Sigma}_{k-M^i+2,k}^{i,i} = L(\lambda_{M^i-1}^i, \boldsymbol{K}_{M^i-1}^i, \boldsymbol{\Sigma}_{k-M^i+1,k}^{i,i}) \tag{24}$$

$$\boldsymbol{\Sigma}_{k-t+1,k}^{i,i} = L(\lambda_t^i, \boldsymbol{K}_t^i, \boldsymbol{\Sigma}_{k-t,k}^{i,i}) \qquad t = M^i - 2, M^i - 1, \cdots, 0 \tag{25}$$

令$\boldsymbol{\Sigma}_k^i = \boldsymbol{\Sigma}_{k-M^i+1,k}^{i,i}$，则式(24)可写为

$$\boldsymbol{\Sigma}_{k+1}^i = L(\lambda_{M^i-1}^i, \boldsymbol{K}_{M^i-1}^i, \boldsymbol{\Sigma}_k^i) \tag{26}$$

由式(26)可知，$\boldsymbol{\Sigma}_{k-t+1,k}^{i,i}, t = 0, 1, \cdots, M^i - 1$可由$\boldsymbol{\Sigma}_k^i$递推得到。定理2～5推导出最优常增益的表达形式及使得最优常增益估计器稳定收敛的充分条件。

为引出主要结论，给出定理2。

定理2 存在矩阵$\check{\boldsymbol{\Sigma}}^i$使得$\check{\boldsymbol{\Sigma}}^i = L(\lambda_{M^i-1}^i, \boldsymbol{K}_{M^i-1}^i, \check{\boldsymbol{\Sigma}}^i)$成立的充分必要条件是，对于任意初值$\check{\boldsymbol{\Sigma}}_{\hat{k}}^i \geqslant 0$，$\boldsymbol{\Sigma}_k^i$均能收敛到$\check{\boldsymbol{\Sigma}}^i$，即

$$\lim_{k\to\infty}\boldsymbol{\Sigma}_k^i = \lim_{k\to\infty}L^k(\lambda_{M^i-1}^i, \boldsymbol{K}_{M^i-1}^i, \boldsymbol{\Sigma}_{\hat{k}}^i) = \check{\boldsymbol{\Sigma}}^i \tag{27}$$

为方便本定理及后续定理的证明，给出如下引理。

引理2 对于算子$L(\lambda^i, \boldsymbol{K}^i, \boldsymbol{P}^i)$，假设$\boldsymbol{V}^i > 0$，$\bar{\boldsymbol{S}} > 0$，则有如下结论成立：

1) 记$\boldsymbol{K}_{p^i}^i = \bar{\boldsymbol{A}}\boldsymbol{P}^i\boldsymbol{C}^{i\mathrm{T}}(\boldsymbol{C}^i\boldsymbol{P}^i\boldsymbol{C}^{i\mathrm{T}} + \boldsymbol{V}^i)^{-1}$，则$G(\lambda^i, \boldsymbol{P}^i) = L(\lambda^i, \boldsymbol{K}_{p^i}^i, \boldsymbol{P}^i)$。

2) $G\left(\lambda^i, \boldsymbol{P}^i\right) = \min_{\boldsymbol{K}^i} L(\lambda^i, \boldsymbol{K}^i, \boldsymbol{P}^i) \leqslant L\left(\lambda^i, \boldsymbol{K}^i, \boldsymbol{P}^i\right), \forall \boldsymbol{K}^i$。

3) 如果$\hat{\boldsymbol{P}}_1^i \leqslant \hat{\boldsymbol{P}}_2^i$，则有$G(\lambda^i, \hat{\boldsymbol{P}}_1^i) \leqslant G(\lambda^i, \hat{\boldsymbol{P}}_2^i)$。

4) 如果$\lambda_1^i \leqslant \lambda_2^i$，则有$G(\lambda_1^i, \boldsymbol{P}^i) \geqslant G(\lambda_2^i, \boldsymbol{P}^i)$。

引理3 $H(\boldsymbol{X})$为单调增函数，记$\boldsymbol{X}_{k+1} = L(\boldsymbol{X}_k)$，$\boldsymbol{Y}_{k+1} = L(\boldsymbol{Y}_k)$，则有

1) $\boldsymbol{X}_1 \geqslant \boldsymbol{X}_0 \Rightarrow \boldsymbol{X}_{k+1} \geqslant \boldsymbol{X}_k, \forall k \geqslant 0$

2) $\boldsymbol{X}_1 \leqslant \boldsymbol{X}_0 \Rightarrow \boldsymbol{X}_{k+1} \leqslant \boldsymbol{X}_k, \forall k \geqslant 0$

3) $\boldsymbol{X}_0 \leqslant \boldsymbol{Y}_0 \Rightarrow \boldsymbol{X}_k \leqslant \boldsymbol{Y}_k, \forall k \geqslant 0$

引理4 定义如下算子：

$$f^i(\boldsymbol{X}^i)=(1-\lambda^i)\bar{\boldsymbol{A}}\boldsymbol{X}^i\bar{\boldsymbol{A}}^{\mathrm{T}}+\lambda^i\boldsymbol{F}^i\boldsymbol{X}^i\boldsymbol{F}^{i\mathrm{T}} \tag{28}$$

假设存在$\bar{\boldsymbol{X}}^i>0$使得$\bar{\boldsymbol{X}}^i>f^i(\bar{\boldsymbol{X}}^i)$, 则有如下结论成立:

1) 对于任意$\hat{\boldsymbol{X}}^i\geqslant 0$, 均有

$$\lim_{k\to\infty}f^{ik}(\hat{\boldsymbol{X}}^i)=0 \tag{29}$$

2) 记变量$\Theta^i\geqslant 0$, 记$\boldsymbol{Y}^i_{k+1}=f^i(\boldsymbol{Y}^i_k)+\Theta^i$, 则序列$\{\boldsymbol{Y}^i_k\}$是有界的。

引理 5　对于算子$L(\lambda^i,\boldsymbol{K}^i,\boldsymbol{P}^i)$, 如果存在矩阵$\hat{\boldsymbol{K}}^i$和矩阵$\hat{\boldsymbol{P}}^i>\boldsymbol{0}$使得$\hat{\boldsymbol{P}}^i=L(\lambda^i,\hat{\boldsymbol{K}}^i,\hat{\boldsymbol{P}}^i)$, 则对于任意初值$\boldsymbol{P}^i_0$, 序列$\boldsymbol{P}^i_k=L^k(\lambda^i,\hat{\boldsymbol{K}}^i,\boldsymbol{P}^i_0)$是有界的, 即存在依赖于$\boldsymbol{P}^i_0$的矩阵$\boldsymbol{m}_{\boldsymbol{P}^i_0}$使得:

$$\boldsymbol{P}^i_k\leqslant\boldsymbol{m}_{\boldsymbol{P}^i_0}\qquad\forall k \tag{30}$$

引理 2～5 的证明过程类似于文献 [17] 中相关引理的证明, 这里不再赘述。

引理 6　当矩阵$\boldsymbol{A}+\bar{g}\hat{\boldsymbol{A}}$和$\sqrt{(\tilde{g}-\bar{g}^2)}\hat{\boldsymbol{A}}$稳定时, 若$\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_{k+1}=G(\lambda^i,\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_k)$, 则对于任意初值$\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_{\hat{k}}\geqslant\boldsymbol{0}$, 式$\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_k$均有界, 即存在依赖于$\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_{\hat{k}}$的矩阵$\boldsymbol{m}_{\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_{\hat{k}}}$使得:

$$\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_k\leqslant\boldsymbol{m}_{\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_{\hat{k}}}\qquad\forall k\geqslant\hat{k} \tag{31}$$

证明　当$\lambda^i=0$时, 令$\hat{\boldsymbol{\Sigma}}^i_{k+1}=\bar{\boldsymbol{A}}\hat{\boldsymbol{\Sigma}}^i_k\bar{\boldsymbol{A}}^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{W}+(\tilde{g}-\bar{g}^2)\cdot\hat{\boldsymbol{A}}\bar{\boldsymbol{U}}\hat{\boldsymbol{A}}^{\mathrm{T}}$, 由于$\boldsymbol{A}+\bar{g}\hat{\boldsymbol{A}}$和$\sqrt{(\tilde{g}-\bar{g}^2)}\hat{\boldsymbol{A}}$是稳定的, 因此$\{\hat{\boldsymbol{\Sigma}}^i_k\}$是收敛的, 则可知$\{\hat{\boldsymbol{\Sigma}}^i_k\}$是有界的。由引理 2 结论 4 可得, 当$k\geqslant\hat{k}$时, $\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_k\leqslant\hat{\boldsymbol{\Sigma}}^i_k$, 则可得$\left\{\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_k\right\}$是有界的。**证毕**

定理 2 的证明过程。

证明　先证充分性。若对于任意初值$\boldsymbol{\Sigma}^i_{\hat{k}}\geqslant 0$, $\boldsymbol{\Sigma}^i_k$均能收敛到$\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i$, $\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i=L(\lambda^i_{M^i-1},\boldsymbol{K}^i_{M^i-1},\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i)$, 且$\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i$是唯一的。必要性证明可参考文献 [17]的类似证明过程。**证毕**

不妨记最优常增益为$\boldsymbol{K}^{i*}_{M^i-1}$, 由式(26)可得$\boldsymbol{\Sigma}^{i*}_{k+1}=L\left(\lambda^i_{M^i-1},\boldsymbol{K}^{i*}_{M^i-1},\boldsymbol{\Sigma}^{i*}_k\right)$, 通过定理 3 和定理 4 给出使得$\boldsymbol{\Sigma}^{i*}_k$收敛的充分必要条件。

定理 3　存在矩阵$\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^{i*}$使得$G\left(\lambda^i_{M^i-1},\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^{i*}\right)=\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^{i*}$成立的充分必要条件是, 对于任意初值$\boldsymbol{\Sigma}^{i*}_{\hat{k}}\geqslant 0$, $\boldsymbol{\Sigma}^{i*}_k$均能收敛到$\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^{i*}$, 局部最优常增益$\boldsymbol{K}^{i*}_{M^i-1}=\bar{\boldsymbol{A}}\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^{i*}\boldsymbol{C}^{i\mathrm{T}}\cdot\left(\boldsymbol{C}^i\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^{i*}\boldsymbol{C}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{V}^i\right)^{-1}$。

证明　先证充分性。充分性证明可参考定理 2 充分性证明。再证必要性。若方程$G\left(\lambda^i_{M^i-1},\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^{i*}\right)=\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^{i*}$有唯一解, 令$\boldsymbol{K}^{i*}_{M^i-1}=\bar{\boldsymbol{A}}\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^{i*}\boldsymbol{C}^{i\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{C}^i\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^{i*}\boldsymbol{C}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{V}^i\right)^{-1}$, 由引理 2 第 1 条结论可得$G\left(\lambda^i_{M^i-1},\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^{i*}\right)=L\left(\lambda^i_{M^i-1},\boldsymbol{K}^{i*}_{M^i-1},\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^{i*}\right)=\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^{i*}$。令$\boldsymbol{\Sigma}^{i*}_{k+1}=L\left(\lambda^i_{M^i-1},\boldsymbol{K}^{i*}_{M^i-1},\boldsymbol{\Sigma}^{i*}_k\right)$, 由定理 2 结论可得对于任意初值$\boldsymbol{\Sigma}^{i*}_{\hat{k}}\geqslant\boldsymbol{0}$, $\boldsymbol{\Sigma}^{i*}_k$均收敛到$\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^{i*}$。由引理 2 第 2 条结论可得此时$\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^{i*}$为最优稳态估计误差协方差, $\boldsymbol{K}^{i*}_{M^i-1}$为最优常增益。**证毕**

需要说明的是, 令$\hat{\boldsymbol{\Sigma}}^i_{k+1}=G\left(\lambda^i_{M^i-1},\hat{\boldsymbol{\Sigma}}^i_k\right)$, 由文献 [17] 中结论可得, 求解方程$G\left(\lambda^i_{M^i-1},\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^{i*}\right)=\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^{i*}$的解可通过对$\hat{\boldsymbol{\Sigma}}^i_k$取极限得到, 这里不再赘述。

定理 4　当矩阵$\boldsymbol{A}+\bar{g}\hat{\boldsymbol{A}}$和$\sqrt{(\tilde{g}-\bar{g}^2)}\hat{\boldsymbol{A}}$稳定时, $G\left(\lambda^i_{M^i-1},\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^{i*}\right)=\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^{i*}$有解, 最优局部常增益为$\boldsymbol{K}^{i*}_{M^i-1}=\bar{\boldsymbol{A}}\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^{i*}\boldsymbol{C}^{i\mathrm{T}}(\boldsymbol{C}^i\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^{i*}\boldsymbol{C}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{V}^i)^{-1}$, 对于任意初值, 局部估计器均是稳定的。

证明　首先, 证明当$\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_{\hat{k}}=\boldsymbol{0}$时, $\left\{\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_k\right\}$收敛于$\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i$。此时$\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_k=G^k\left(\lambda^i,0\right)$, 注意到$\boldsymbol{0}=\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_{\hat{k}}\leqslant\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_{\hat{k}+1}$, 由引理 2 第 3 条结论可知, $\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_{\hat{k}+1}=G\left(\lambda^i,\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_{\hat{k}}\right)\leqslant G\left(\lambda^i,\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_{\hat{k}+1}\right)=\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_{\hat{k}+2}$, 利用数学归纳法和引理 6 结论可得

$$0=\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_{\hat{k}}\leqslant\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_{\hat{k}+1}\leqslant\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_{\hat{k}+2}\leqslant\cdots\leqslant\boldsymbol{m}_{\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_{\hat{k}}} \tag{32}$$

$\left\{\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_k\right\}$是单调非减有界序列, 因此有

$$\lim_{k\to\infty}\left\{\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_k\right\}=\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i \tag{33}$$

由式(33)可得

$$\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i=G\left(\lambda^i,\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i\right) \tag{34}$$

$\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i$为半正定矩阵。参考文献 [17] 类似结论, 可证明当对于任意$\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_{\hat{k}}\geqslant\boldsymbol{0}$, 序列$\left\{\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i_k\right\}$均收敛于唯一的$\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^i$。

由定理 3 结论可得, 最优常增益为$\boldsymbol{K}^{i*}_{M^i-1}=\bar{\boldsymbol{A}}\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^{i*}\boldsymbol{C}^{i\mathrm{T}}(\boldsymbol{C}^i\breve{\boldsymbol{\Sigma}}^{i*}\boldsymbol{C}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{V}^i)^{-1}$, 且对于任意初值, 估计器均是稳定的。**证毕**

由定理 4 可知, 最优局部常增益估计器的稳定性受$\boldsymbol{A}$和$\hat{\boldsymbol{A}}$的结构及g_k的统计特性影响。

当局部估计器稳定时, $\boldsymbol{\Sigma}^{i,i}_k$是有界的, 由式(14)和式(16)可得融合估计误差是有界的。

定理 5　当矩阵$\boldsymbol{A}+\bar{g}f\hat{\boldsymbol{A}}$和$\sqrt{(\tilde{g}-\bar{g}^2)}\hat{\boldsymbol{A}}$稳定时, 设置存储空间长度$M^i$, 对于估计初值$(\bar{\boldsymbol{x}}^i_0,\bar{\boldsymbol{\Sigma}}^i_0)$, 令$\lim_{k\to\infty}\boldsymbol{\Sigma}^{i,i}_{k-t+1,k}=\boldsymbol{\Sigma}^{i,i}_{t,M^i}$, $t=0,1,\cdots,M^i-1$, 则有

$$\boldsymbol{\Sigma}^{i,i}_{M^i-1,M^i}=G\left(\lambda^i_{M^i-1},\boldsymbol{\Sigma}^{i,i}_{M^i-1,M^i}\right) \tag{35}$$

$$\boldsymbol{\Sigma}^{i,i}_{t,M^i}=G\left(\lambda^i_{M^i-1},\boldsymbol{\Sigma}^{i,i}_{t+1,M^i}\right)\qquad t=M^i-2,M^i-1\cdots,0 \tag{36}$$

$$\boldsymbol{K}^i_{t,M^i}=\bar{\boldsymbol{A}}\boldsymbol{\Sigma}^{i,i}_{t,M^i}\boldsymbol{C}^{i\mathrm{T}}\left(\boldsymbol{C}^i\boldsymbol{\Sigma}^{i,i}_{t,M^i}\boldsymbol{C}^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{V}^i\right)^{-1}\qquad t=0,1,\cdots,M^i-1 \tag{37}$$

且满足$\boldsymbol{\Sigma}_{0,M^i+1}^{i,i} \leqslant \boldsymbol{\Sigma}_{0,M^i}^{i,i}$。当最大时延$\tau_{\max}^i$有界时，对于任意$M^i \geqslant \tau_{\max}^i+1$，$\boldsymbol{\Sigma}_{0,M^i}^{i,i}=\boldsymbol{\Sigma}_{0,\tau_{\max}^i+1}^{i,i}$恒成立。

证明过程类似于文献[11]，这里不再赘述。

定理5表明，M^i越大，稳态估计精度$\boldsymbol{\Omega}_k^i$越高，这是因为M^i越大，越多的有效信息会被存储。因此，可通过增大存储空间长度来提高估计器精度。当$M^i \geqslant \tau_{\max}^i+1$时，增大$M^i$不会增加更多的有效信息，对精度没有提高作用，这表明估计器的精度受到最大时延的影响。不能忽略的是，M^i增大时将导致重复迭代计算量进一步增加。与文献[11]不同的是，所提方法可对每个传感器对应的存储空间长度进行单独设定，可通过协调各个存储空间的长度M^i来平衡融合估计器精度和计算量之间的关系，具有更强的选择灵活性。

这里需要说明的是，相比于文献[11]所提方法，通过CI分布式加权方法将集中式计算转化为并行的分布式计算，使得传感器之间最优局部估计器的计算互不影响，避免文献[11]中所有传感器均需要同步进行相同步长的递推计算，因而降低了计算负担，增强了容错性。最优常增益的推导也不再利用文献[11]中标准Kalman滤波方法，能够有效处理系统矩阵中的非高斯非白噪声干扰。

3 算例仿真

对由3个传感器观测的某不间断电源系统进行算例仿真[6]，系统矩阵$\boldsymbol{A}_k=\begin{bmatrix}0.922\,6 & -0.633\,0 & 0\\ 1 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0\end{bmatrix}$，$\hat{\boldsymbol{A}}_k=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 1\end{bmatrix}$，观测矩阵$\boldsymbol{C}_k^1=\begin{bmatrix}0.5 & 0.5 & 1\\ 1 & 0 & 0\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{C}_k^2=\begin{bmatrix}1 & 0.5 & 1\\ 0 & 1 & 0\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{C}_k^3=\begin{bmatrix}1 & 1 & 0.8\\ 0 & 0 & 1\end{bmatrix}$，系统噪声$\boldsymbol{w}_k=\begin{bmatrix}0.04\\ 0.04\\ 0.04\end{bmatrix}p_k$，观测噪声$\boldsymbol{v}_k^1=\begin{bmatrix}0.12\\ 0.02\end{bmatrix}q_k^1$，$\boldsymbol{v}_k^2=\begin{bmatrix}0.03\\ 0.02\end{bmatrix}q_k^2$，$\boldsymbol{v}_k^3=\begin{bmatrix}0.01\\ 0.04\end{bmatrix}q_k^3$，$p_k$、$q_k^1$、$q_k^2$和$q_k^3$均为均值为0的白噪声且相互独立，其协方差均为1。设乘性噪声g_k在区间$D_{\mathrm{g}}=[-0.3,0.3]$取值时概率上满足均匀分布统计规律，$D_{\mathrm{g}}$表示区间。系统初始状态值$\boldsymbol{x}_0$的3个状态分量服从正态分布规律，且均值为0方差为1，状态估计值初始取为$\hat{\boldsymbol{x}}_0=[\,10\quad 10\,]^{\mathrm{T}}$，$\hat{\boldsymbol{x}}_0^o=\hat{\boldsymbol{x}}_0^1=\hat{\boldsymbol{x}}_0^2=\hat{\boldsymbol{x}}_0^3=\hat{\boldsymbol{x}}_0$，$\boldsymbol{P}_0^o=\boldsymbol{\Sigma}_0^{1,1}=\boldsymbol{\Sigma}_0^{2,2}=\boldsymbol{\Sigma}_0^{3,3}=\begin{bmatrix}0.19 & 0 & 0\\ 0 & 0.09 & 0\\ 0 & 0 & 0.08\end{bmatrix}$。各个传感器对应的存储空间长度均为$M=4$，各传感器对应的信道最大时延为$\tau_{\max}^i=5$，各时延率为$\alpha_0^i=0.12$，$\alpha_1^i=0.11,\alpha_2^i=0.11,\alpha_3^i=0.1,\alpha_4^i=0.1,\alpha_5^i=0.1,i=1,2,3$。为验证所提方法的有效性，本文进行200次Monte Carlo仿真计算，得到的分布式融合估计值和3个传感器观测系统的局部最优估计值的实验结果如图4所示。5条曲线依次表示系统状态真值$\boldsymbol{x}_k$、融合估计值$\hat{\boldsymbol{x}}_k^o$、局部最优估计值$\hat{\boldsymbol{x}}_k^1$、$\hat{\boldsymbol{x}}_k^2$和$\hat{\boldsymbol{x}}_k^3$。根据图4的仿真结果，分布式融合估计值和局部估计值均能够较好地跟踪系统状态真值。如图5所示为分布式终端融合估计和3个传感器局部估计的估计误差均方差(MSE)仿真结果，根据图5的仿真结果，基于CI方法的融合估计值其误差均方差小于每一个局部估计值的误差均方差，符合式(16)。

为分析模型不确定性的大小对估计精度的影响程度，本文仿真得到乘性噪声g_k分别在区间$D_{\mathrm{g}}=[-0.1,0.1]$、$D_{\mathrm{g}}=[-0.3,0.3]$和$D_{\mathrm{g}}=[-0.5,0.5]$上服从均

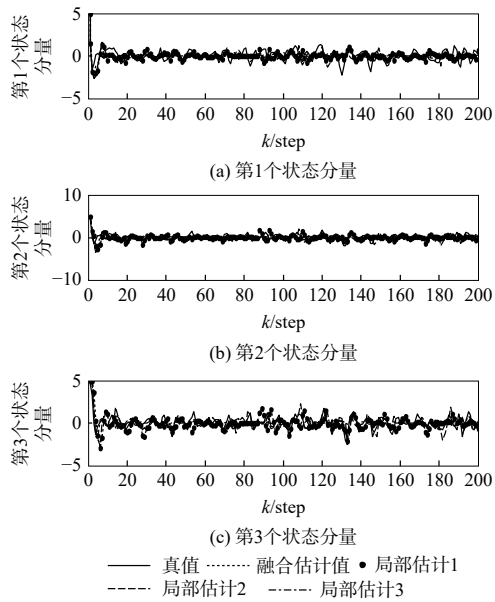


图4 估计值跟踪系统真值情况

Fig. 4 True value of tracking system of estimated value

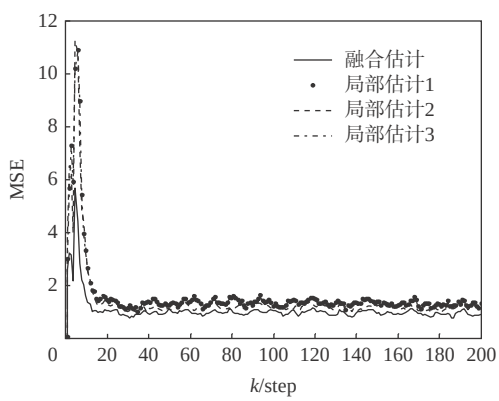


图5 估计误差均方差对比

Fig. 5 Comparison of estimated error variances

匀分布时相对应的融合估计误差方差计算结果, 如图 6 所示。根据图 6 仿真结果, 当系统模型的不确定性越大时, 体现在乘性噪声g_k的方差越大, 即区间$D_{\rm g}$的宽度范围越大, 相对应的融合估计结果误差方差越大, 这和实际情况相符。为验证所提方法使得融合估计器有界的条件, 选取$D_{\rm g}=[-0.3,0.6]$和$D_{\rm g}=[-0.3,0.91]$, 前者对应的谱半径$\rho_1(\boldsymbol{A}+\bar{g}_1\hat{\boldsymbol{A}})=0.891\ 0$, 后者对应的谱半径$\rho_2(\boldsymbol{A}+\bar{g}_2\hat{\boldsymbol{A}})=1.003\ 7$, 显然$\boldsymbol{A}+\bar{g}_1\hat{\boldsymbol{A}}$是稳定的, $\boldsymbol{A}+\bar{g}_2\hat{\boldsymbol{A}}$是不稳定的, 图 7 为与两者对应的融合估计误差方差仿真曲线, 可以看出前者对应的估计误差方差是有界的, 后者则是发散的, 因此验证了定理 4 的结论。为分析存储空间长度M对融合估计精度的影响, 分别取不同的M值, 相应的融合估计误差方差仿真结果如图 8 和图 9 所示。图 8 表明, 在$M<\tau^i_{\max}=5, i=1,2,3$时, 增大$M$能够提高融合估计精度, 图 9 表明当$M\geqslant\tau^i_{\max}=5, i=1,2,3$时, 增大$M$无法使得融合精度更高, 从而验证了定理 5 的结论。

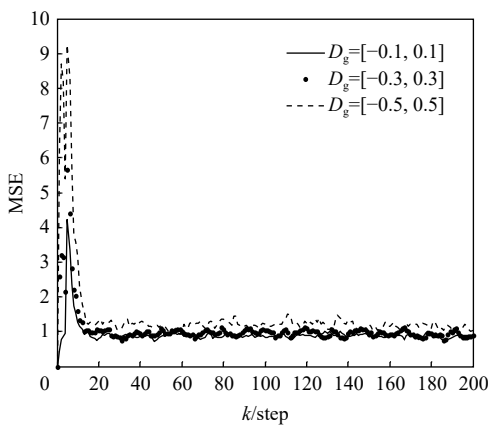


图 6　乘性噪声g_k与融合估计误差的关系

Fig. 6　Relationship between multiplicative noise g_k and fusion estimation error

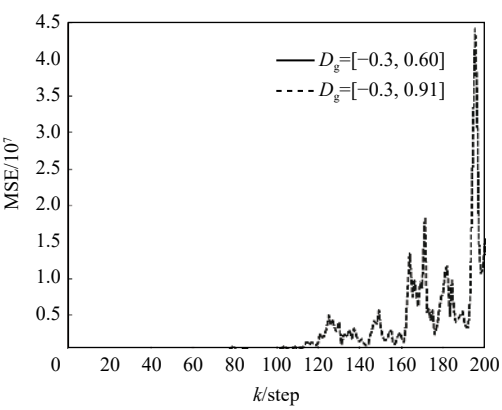


图 7　乘性噪声g_k特性与融合估计器有界性的关系

Fig. 7　Relationship between characteristics of multiplicative noise g_k and fusion estimator boundedness

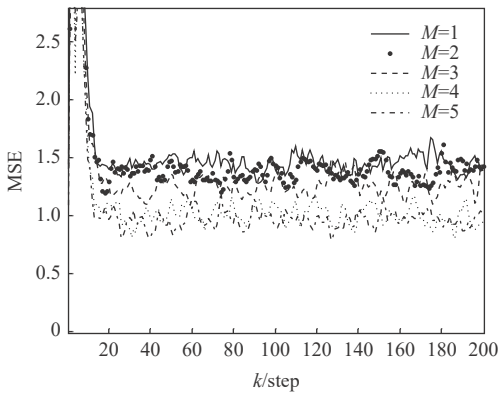


图 8　M 取 1,2,3,4,5 时存储空间长度与融合估计精度的关系

Fig. 8　Relationship between storage space length and fusion estimation accuracy when M=1,2,3,4,5

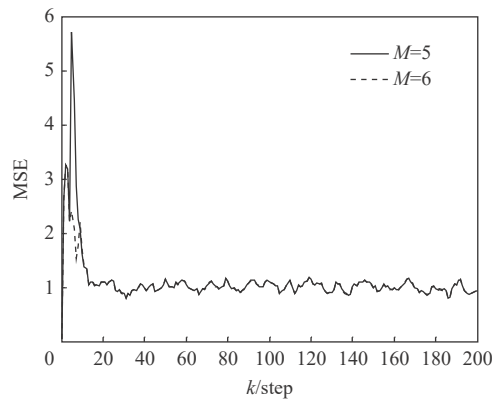


图 9　M 取 5,6 时存储空间长度与融合估计精度的关系

Fig. 9　Relationship between storage space length and fusion estimation accuracy when M=5,6

4　结　论

1) 本文提出了一种用于模型不确定性、随机传输时延和数据包丢失等网络通信受限下的分布式加权估计方法的融合估计器, 为多传感器融合估计提供了一种新的思路, 具有较强的工程意义。

2) 本文在远程处理中心处设置多个有限长度的存储空间, 用来存储各个传感器的量测值, 避免了过多信息损失。

3) 本文在最小方差原则下设计一种最优常增益状态估计器, 可以通过灵活调节存储空间的长度平衡融合估计精度和计算负担, 具有较强的灵活性。

在后续的研究工作中, 将针对估计器有限步长重复递推问题, 研究如何提高数据包信息利用率降低融合中心存储压力。

参考文献（References）

[1] 韩旭, 赵国荣, 王康. 基于线性编码补偿方法的非固定丢包率下的分布式融合估计器[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(6):

1229-1236.
HAN X, ZHAO G R, WANG K. A decentralized fusion estimator using linear coding compensation method with non-fixed dropout rates[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(6): 1229-1236(in Chinese).

[2] HAN C, ZHANG H, FU M. Optimal estimation for networked systems with Markovian communication delays[J]. Automatica, 2013, 49: 3098-3104.

[3] CHEN B, YU L, ZHANG W A. Distributed fusion estimation with missing measurements, random transmission delays and packet dropouts[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2014, 59(7): 961-967.

[4] ZHANG W A, YU L, FENG G. Optimal linear estimation for networked systems with communication constraints[J]. Automatica, 2011, 47(9): 1992-2000.

[5] YONG S Z, ZHU M H, FRAZZOLI E. A unifled fllter for simultaneous input and state estimation of linear discrete-time stochastic systems[J]. Automatica, 2016, 63: 321-329.

[6] MA J, SUN S L. Distributed fusion filter for networked stochastic uncertain systems with transmission delays and packet dropouts[J]. Signal Processing, 2017, 130: 268-278.

[7] SUN S L. Optimal linear filters for discrete-time systems with randomly delayed and lost measurements with/without time stamps[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2013, 58(6): 1551-1556.

[8] CHEN B, YU L, ZHANG W A. Robust Kalman filtering for uncertain state delay systems with random observation delays and missing measurements[J]. IET Control Theory and Applicatons, 2011, 5(17): 1945-1954.

[9] LIU Y, HE X, WANG Z D, et al. Optimal filtering for networked systems with stochastic sensor gain degradation[J]. Automatica, 2014, 50(5): 1521-1525.

[10] 赵国荣, 韩旭, 万兵, 等. 具有传感器增益退化、随机时延和丢包的分布式融合估计器[J]. 自动化学报, 2016, 42(7): 1053-1064.
ZHAO G R, HAN X, WAN B, et al. A decentralized fusion estimator with stochastic sensor gain degradation, delays and data dropouts[J]. Acta Automatica Sinica, 2016, 42(7): 1053-1064(in Chinese).

[11] SCHENATO L. Optimal sensor fusion for distributed sensors subject to random delay and packet loss[C]//Proceedings of the 46the IEEE Conference on Decision and Control. Piscataway: IEEE Press, 2007: 12-17.

[12] SUN S L, LIN H L, MA J, et al. Multi-sensor distributed fusion estimation with applications in networked systems: A review paper[J]. Information Fusion, 2017, 38: 122-134.

[13] CHEN B, HU G Q, HO D W C, et al. Distributed covariance intersection fusion estimation for cyber-physical systems with communication constraints[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2016, 61(12): 4020-4026.

[14] CHEN B, ZHANG W A, YU L, et al. Distributed fusion estimation with communication bandwidth constraints[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2015, 60(5): 1398-1403.

[15] 祁 波, 孙书利. 带未知通信干扰和丢包补偿的多传感器网络化不确定系统的分布式融合滤波. 自动化学报, 2018, 44(6): 1107-1114.
QI B, SUN S L. Distributed fusion filtering for multi-sensor networked uncertain systems with unknown communication disturbances and compensations of packet dropouts[J]. Acta Automatica Sinica, 2018, 44(6): 1107-1114 (in Chinese).

[16] NOACK B, SIJS J, REINHARDT M, et al. Decetralized data fusion with inverse covariance intersection[J]. Automatica, 2017, 79: 35-42.

[17] SINOPOLI B, SCHENATO L, FRANCESCHETTI M, et al. Kalman flltering with intermittent observations[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2004, 49(9): 1453-1464.

A decentralized multi-sensor fusion estimator using finite memory buffers

HAN Xu[1]，WANG Yuanxin[2,*]，CHENG Xianchao[1]，WANG Xiaofei[2]

(1. The 91001 Unit of the PLA，Beijing 100036，China;
2. Qingdao Branch of Naval Aviation University，Qingdao 266041，China)

Abstract：Decentralized fusion estimation is investigated for a networked uncertain stochastic system with stochastic delays and dropouts. The uncertainty of the model is described by non-Gaussian non-white noise perturbations considered in the system matrix. Several finite memory buffers with different lengths are set at the processing center to save the delivered observations of the sensors. A locally optimal constant gain estimator is proposed by minimizing the mean square error accounting for the non-Gaussian disturbance of the system matrix, and by using the real time arrival information based on the received measurements. Then, a decentralized fusion estimator is obtained by using the CI weighting algorithm, and the conditions ensuring the boundness of the fusion estimation error are given. Finally, a simulation example is provided to verify the effectiveness of the proposed approach.

Keywords：memory buffer；model uncertainty；stochastic delay and dropout；constant gain local estimator；CI fusion estimator

Received：2021-05-08；**Accepted**：2022-01-21；**Published Online**：2022-05-18 13：47
URL：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20220518.0954.001.html
Foundation item：National Natural Science Foundation of China (61473306)
* **Corresponding author**. E-mail：wyx13@163.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0252

基于组合优化算法的空面导弹全空域弹道优化

祝雯生[1,*]，吕先敬[2]，侯振乾[1]，张顺家[1]，毕鹏[1]，仲康[1]
(1. 上海机电工程研究所，上海 201109；2. 空军装备部驻上海地区军事代表局，上海 200030)

摘 要：针对空面导弹全空域弹道优化问题，提出基于多岛遗传算法和序列二次规划法的组合优化算法，充分发挥多岛遗传算法对初值不敏感、全局收敛性强及序列二次规划法收敛速度快、精度高等特点。采用代理模型技术，在保证拟合精度的前提下，极大的降低了全空域弹道优化的计算量。算例结果表明：组合优化算法收敛速度较快，可以得到高精度的全局最优解；代理模型拟合精度较高，可以满足工程要求；且优化结果和所建立的代理模型可以为全空域制导律设计提供有力的支撑。

关 键 词：空面导弹；全空域；弹道优化；多岛遗传算法；序列二次规划法
中图分类号：V448.13
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2023)02-0344-09

在现代高动态攻防对抗中，导弹以最快时间到达目标，对作战效能有着极大的影响，如何在对飞行弹道最大高度、攻角、动压、末速等多项约束下实现最快时间到达目标，是弹道设计的工作重点[1]。随着载机性能的不断提升，其飞行包线范围越来越大，导致其挂载导弹的发射条件越来越复杂[2]。而弹道制导律中各个参数都会受到发射条件的影响，制导律需要在全空域内自适应变化，实现导弹全空域最快时间到达。因此，需要开展全空域弹道优化工作。

全空域是指根据导弹战技指标、发射条件、目标类型、作战场景等要素所确定的导弹飞行空域。全空域弹道优化是指在给定导弹气动参数、推进系统参数、全弹质量特性的前提下，通过优化制导律参数，在多种约束条件下实现全空域任意发射条件下导弹飞行弹道的性能最优。由于需要对全空域下的各个发射条件进行弹道优化，优化工作量巨大。为此，需要构建全空域弹道制导律代理模型，在此基础上开展科学、合理的弹道优化工作。代理模型技术可以通过少量的样本点即可较为精确地预估其他样本点的响应值，从而大幅度提高优化的效率，显著减少计算量[3]。

国内外对弹道优化问题已有诸多研究，汤祁忠等[4]基于简化的纵向平面弹道模型，在经典遗传算法的基础上，采用直接单重打靶法离散化控制变量，设计了末端多约束弹道的优化方法。李怡昕等[5]采用高斯伪谱法对变推力导弹的弹道进行优化，其仿真结果表明高斯伪谱法应用于可变推力导弹弹道优化设计的有效性。李伟喆和陈万春[6]分别以飞行时间最短和末速最大为优化目标，采用 hp 自适应 Radau 伪谱法求解双脉冲中程空空导弹多段多约束的弹道优化问题，并根据求解结果分析了不同飞行条件对导弹性能的影响。韩聪聪等[7]采用基于单纯形-遗传算法，以二级弹道导弹为例，建立导弹主动段的弹道射程优化模型。优化结果表明：此复合优化算法在弹道优化应用中是可行有效

收稿日期：2021-05-14；录用日期：2021-06-29；网络出版时间：2021-07-06 09:05
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210705.1655.005.html
*通信作者. E-mail：whzhu@nuaa.edu.cn

引用格式：祝雯生，吕先敬，侯振乾，等. 基于组合优化算法的空面导弹全空域弹道优化 [J]. 北京航空航天大学学报，2023，49（2）：344-352. ZHU W S，LYU X J，HOU Z Q，et al. Trajectory optimization of air-to-surface missile in full airspace based on combinational optimization algorithm [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2023，49（2）：344-352 （in Chinese）.

的，并具有精度高、收敛速度快的特点。文献 [4-7] 弹道优化工作方面取得了许多研究成果，然而对全空域范围的弹道优化问题缺乏相关研究。

本文以空面导弹为对象，研究其在全空域范围内的弹道优化问题，采用组合优化算法，以平均速度为优化目标，考虑高度、攻角、动压、末速等多项约束条件，对空面导弹的飞行弹道进行优化，为全空域制导律设计提供支撑。

1　弹道优化模型

1.1　弹道模型

空面导弹的弹道模型通过求解三自由度质点弹道方程完成，根据设定的导弹和目标信息（发射条件）计算导弹的质心运动规律，其计算过程包括：弹目相对运动解算、确定标准大气参数、制导律和平衡方程计算、气动力和推力计算、质量质心计算、导弹运动参数和目标运动参数更新。计算时首先迭代求解平衡方程，获得导弹飞行所需的平衡攻角及平衡舵偏角，由此计算出作用于导弹的气动力，同时计算出当前的推力和质量，进而积分求解出导弹弹体动力学方程，最终给出随时间变化的导弹质心运动规律[8]。

空面导弹在三维空间中攻击目标过程中，导弹和目标的相对运动关系如图 1 所示。图 1 中 $Oxyz$ 为惯性坐标系；M、T 分别为导弹和目标（均视为质点）；r 为导弹与目标之间的相对距离；q_ε、q_β 分别为弹目视线高低角和方位角；v_m、v_t 分别为导弹和目标的速度；θ_m、φ_m 分别为导弹的弹道倾角和弹道偏角；θ_t、φ_t 分别为目标的弹道倾角和弹道偏角。

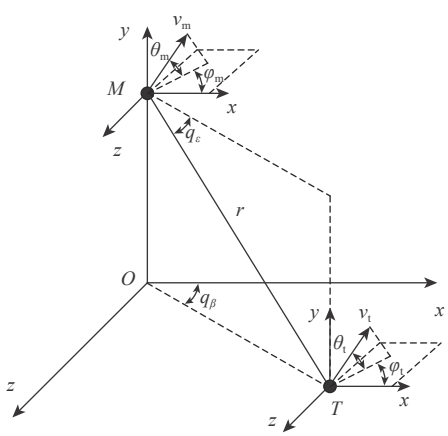


图 1　弹目相对运动示意图

Fig. 1　Schematic diagram of relative motion between missile and target

根据图 1 所示的导弹与目标之间相对运动关系，可以建立三维空间下导弹-目标的相对运动方程[9]：

$$\begin{cases} \dot{r} = v_\mathrm{t}(\cos\theta_\mathrm{t}\cos q_\varepsilon\cos(q_\beta-\varphi_\mathrm{t})+\sin\theta_\mathrm{t}\sin q_\varepsilon)- \\ \quad v_\mathrm{m}(\cos\theta_\mathrm{m}\cos q_\varepsilon\cos(q_\beta-\varphi_\mathrm{m})+\sin\theta_\mathrm{m}\sin q_\varepsilon) \\ r\dot{q}_\varepsilon=-v_\mathrm{t}(\cos\theta_\mathrm{t}\sin q_\varepsilon\cos(q_\beta-\varphi_\mathrm{t})-\sin\theta_\mathrm{t}\cos q_\varepsilon)+ \\ \quad v_\mathrm{m}(\cos\theta_\mathrm{m}\cos q_\varepsilon\cos(q_\beta-\varphi_\mathrm{m})-\sin\theta_\mathrm{m}\cos q_\varepsilon) \\ r\dot{q}_\beta\cos q_\varepsilon = -v_\mathrm{t}\cos\theta_\mathrm{t}\sin(q_\beta-\varphi_\mathrm{t})+ \\ \quad v_\mathrm{m}\cos\theta_\mathrm{m}\sin(q_\beta-\varphi_\mathrm{m}) \end{cases} \tag{1}$$

导弹的动力学方程为

$$\begin{cases} \dot{v}_\mathrm{m} = a_x \\ \dot{\theta}_\mathrm{m} = a_y / v_\mathrm{m} \\ \dot{\varphi}_\mathrm{m} = -a_z/(v_\mathrm{m}\cos\theta_\mathrm{m}) \end{cases} \tag{2}$$

式中：a_x、a_y 和 a_z 分别为导弹加速度在 x、y、z 这 3 个方向上的分量。

导弹的运动方程[10] 可由导弹速度 v_m 在惯性坐标系 $Oxyz$ 的 3 个坐标轴分解得到，可表示为

$$\begin{cases} \dot{x}_\mathrm{m} = v_\mathrm{m}\cos\theta_\mathrm{m}\cos\varphi_\mathrm{m} \\ \dot{y}_\mathrm{m} = v_\mathrm{m}\sin\theta_\mathrm{m} \\ \dot{z}_\mathrm{m} = -v_\mathrm{m}\cos\theta_\mathrm{m}\sin\varphi_\mathrm{m} \end{cases} \tag{3}$$

式中：$\dot{x}_\mathrm{m}$、$\dot{y}_\mathrm{m}$、$\dot{z}_\mathrm{m}$为导弹质心在惯性坐标系下的三轴速度。

同理，目标运动方程也可由目标速度 v_t 在惯性坐标系 $Oxyz$ 的 3 个坐标轴分解得到。

1.2　优化控制变量

空面导弹的典型飞行过程可分为 3 个阶段：初制导段、中制导段和末制导段[11]，如图 2 所示。初制导段以初始高抛角射入较高的空域，形成利于中制导段的飞行态势；中制导段继续以高抛态势飞行，快速进入高空，低大气密度能够减少气动阻力，提高导弹射程和末速；末制导段导引头截获目标，导弹以指定角度（落角）攻击目标，以保证对目标的打击精度[12-14]。因此，初制导高抛角和落角的选择很大程度决定了导弹的飞行弹道。为此，本文选择高抛角 θ_Δ 和落角 θ_f 为优化控制变量。

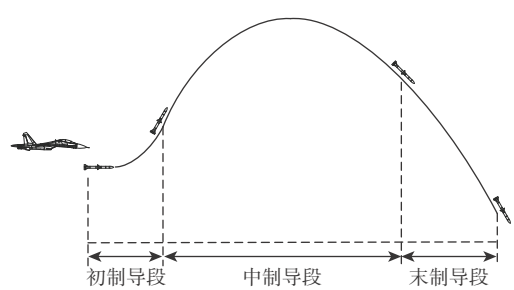


图 2　空面导弹典型飞行过程

Fig. 2　Typical flight process of air-to-surface missile

1.3　性能指标

平均速度是空面导弹关键的性能指标。平均

速度快，飞行时间短，不仅可以为载机尽快脱离战场提供条件，还可以降低导弹惯性组件的积累误差。本文以平均速度最大为优化目标，在全空域范围内对空面导弹的弹道进行优化设计。

目标函数选择为

$$\max\left\{J = V_{\text{average}}\right\} \tag{4}$$

式中：V_{average} 为导弹的平均速度。

1.4 约束条件

本文主要考虑以下5种约束条件：

1）高度约束。高空大气密度低，如在45 km高度处大气密度仅为海平面的0.16%，因此，空面导弹通常会飞行到高空以减小气动阻力。但如果导弹飞行高度过高，其飞行路径将随之增长，由于受到发动机总能量限制，速度并不会无限增加，存在上限，此时过长的飞行路径反而会降低平均速度。因此，需要设置高度约束，即

$$0 \leqslant H \leqslant H_{\max} \tag{5}$$

式中：$H_{\max}$ 为导弹最大飞行高度。

2）攻角约束。在飞行过程中，为减少导弹能量的损耗，保证整个飞行过程状态稳定，必须约束攻角的范围，即

$$\alpha_{\min} \leqslant \alpha \leqslant \alpha_{\max} \tag{6}$$

式中：$\alpha_{\max}$ 和 $\alpha_{\min}$ 分别为导弹飞行过程中最大攻角和最小攻角。

3）末速约束。为了保证导弹在末制导段有足够的能量完成对目标的有效攻击，需要设置末速约束，即

$$v_{\text{m}} \geqslant v_{\text{end}} \tag{7}$$

式中：V_{end} 为导弹的末速约束值。

4）动压约束。为保证导弹的飞行品质和可控性并满足结构强度要求，要求动压在一定范围内。因此给定动压约束，即

$$q_{\min} \leqslant q \leqslant q_{\max} \tag{8}$$

式中：$q_{\max}$ 和 $q_{\min}$ 分别为导弹飞行过程中的最大动压和最小动压

5）舵偏角约束。为了保证导弹飞行姿态的稳定，舵偏角的大小通常是有限的，因此给定舵偏角约束，即

$$\delta_{\min} \leqslant \delta \leqslant \delta_{\max} \tag{9}$$

式中：$\delta_{\max}$ 和 $\delta_{\min}$ 分别为导弹的最大舵偏角和最小舵偏角。

2 弹道优化方案设计

在全空域范围内进行弹道优化，需要将空域划分成若干个典型点，随后对其中每个典型点进行优化，这就导致计算量异常庞大。为此，需要构建全空域的代理模型，通过较少的样本点较为精确地预估其他样本点的响应值，随后对单个样本点进行优化，可以提升弹道优化的效率[15]。

本文建立全空域弹道2级优化框架，如图3所示，其基本思想是：①将优化流程分为2个层次，即代理模型构建和子系统弹道优化；②把全空域范围内的导弹发射条件作为全局设计变量，全空域弹道代理模型的任务是构建导弹发射条件和优化控制变量（高抛角和落角）之间的关系；③子系统弹道优化的任务是在给定发射条件下，调整局部设计变量，在满足约束条件下，使弹道优化的目标最优。

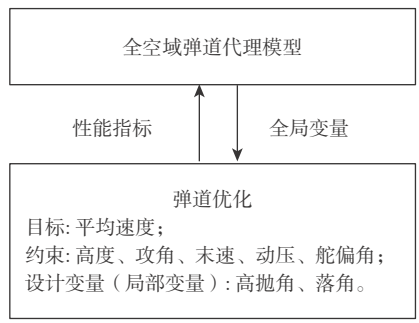


图3 全空域弹道2级优化框架

Fig. 3 Two-level optimization framework for trajectory optimization in full airspace

2.1 代理模型

常用的代理模型有多种，如多项式响应面模型、径向基神经网络模型、Kriging模型和深度学习神经网络模型等，本文采用多项式响应面模型。采用响应面模型可以构造简单的代数表达式（多项式），考虑到空面导弹弹上计算机计算能力有限，多项式计算简单，可满足弹上计算机工程应用。

由于响应面模型在局部范围内比较精确的逼近函数关系，本文将空域按照高度进行划分，对各个高度的空域构建响应面模型，以提高代理模型的精度。代理模型的精度通常用复相关系数（R^2）和均方根误差（root mean square error, RMSE）来衡量。其中，R^2 用来衡量代理模型与样本点的近似程度，一般认为 R^2>0.9 时，近似模型的精度可以接受；RMSE用来衡量样本的离散程度，一般认为小于0.2即满足要求[3]。

2.2 组合优化算法

目前，用于优化分析的优化算法通常可分为直

接搜索算法、梯度优化算法和全局优化算法三类算法。直接搜索算法无需梯度信息，但有可能落入局部最优解；梯度优化算法优化效率高，但非常依赖初始设计点；全局优化算法搜索效率低，但能够有效搜索全局最优解。

本文空面导弹的全空域弹道优化问题是一种具有多种约束条件的非线性优化问题，采用直接搜索算法、梯度优化算法容易陷入局部极值状态，不能或不一定找到真正的最优解。目前的研究更倾向采用全局优化算法求解弹道优化问题，其对一些大型复杂非线性优化问题表现出良好的性能，缺点就是局部搜索效率低，最终的求解精度较差。

为此，本文提出一种基于多岛遗传算法[16](multi-island genetic algorithm, MIGA)和序列二次规划法[17](sequential quadratic programming, SQP)的组合优化算法，所提算法结合全局优化算法和梯度优化算法的优点，具有鲁棒性强、高效、可靠、对初值不敏感等优点，可以保证全空域各个发射条件下的弹道优化都可以得到满意的最优解。

1）MIGA 优化算法。MIGA 优化算法是一种对传统遗传算法的改进算法，其将传统遗传算法的种群进一步划分为若干子群(岛)，如图 4 所示，在每个岛上运用传统遗传算法(genetic algorithm, GA)进行子种群进化(选择、交叉、变异等遗传操作)，并每隔一定的代数进行岛间迁移，以维持种群的多样性，避免提前收敛。MIGA 具有比传统遗传算法更优良的全局求解能力和计算效率，在处理大规模复杂问题时具有较大的优势。

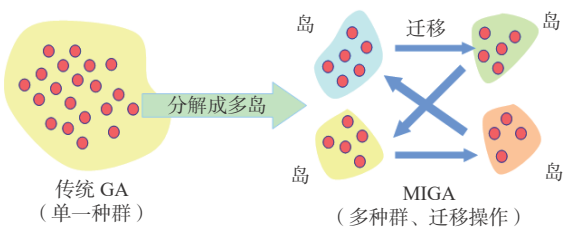


图 4　传统 GA 和 MIGA 对比

Fig. 4　Comparison between traditional GA and MIGA

MIGA 的基本步骤为：①生成初始种群；②计算每一个个体的适应度；③按照精英保留策略选择将要进入下一代的个体；④对种群进行选择、交叉和变异运算，形成新的种群，并且每隔几代挑选子群中的个体进行迁移操作；⑤新种群作为初始种群，重复第 2～4 步直至满足迭代停止条件。

2）SQP 优化算法。SQP 优化算法的核心思想是在每个迭代点 $\boldsymbol{x}_k$ 构造一个二次规划问题，以其解作为迭代搜索方向，并沿该方向进行一维搜索得到新的迭代点，通过反复迭代最终逼近约束优化问题的最优解。二次规划子问题描述如下：

$$\min\ \frac{1}{2}\boldsymbol{d}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H}_k\boldsymbol{d}+\nabla f(\boldsymbol{x}_k)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{d}$$
$$\text{s.t.}\begin{cases}\nabla h_i(\boldsymbol{x}_k)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{d}+h_i(\boldsymbol{x}_k)=0,\ i=1,2,\cdots,p\\ \nabla g_j(\boldsymbol{x}_k)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{d}+g_j(\boldsymbol{x}_k)\leqslant 0,\ j=1,2,\cdots,m\end{cases}\tag{10}$$

式中：$\boldsymbol{H}_k$ 为 Hessian 矩阵的正定近似矩阵；$h_i(\boldsymbol{x}_k)$ 和 $g_j(\boldsymbol{x}_k)$ 分别为等式约束和不等式约束函数；$f(\boldsymbol{x}_k)$ 为目标函数；$\boldsymbol{d}$ 为搜索方向向量。

解式(10)得出当前迭代下搜索方向 $\boldsymbol{d}_k$，从而得出新的迭代点：

$$\boldsymbol{x}_{k+1}=\boldsymbol{x}_k+\alpha_k\boldsymbol{d}_k\tag{11}$$

式中：α_k 为步长参数。

随后利用新的迭代点 $\boldsymbol{x}_{k+1}$ 对 $\boldsymbol{H}_k$ 进行更新：

$$\boldsymbol{H}_{k+1}=\boldsymbol{H}_k+\frac{\boldsymbol{s}_k\boldsymbol{s}_k^{\mathrm{T}}}{\boldsymbol{y}_k^{\mathrm{T}}\boldsymbol{s}_k}-\frac{\boldsymbol{H}_k\boldsymbol{y}_k\boldsymbol{y}_k^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H}_k}{\boldsymbol{y}_k^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H}_k\boldsymbol{y}_k}\tag{12}$$

式中：$\boldsymbol{s}_k=\boldsymbol{x}_{k+1}-\boldsymbol{x}_k$；$\boldsymbol{y}_k=\boldsymbol{G}_{k+1}-\boldsymbol{G}_k$，$\boldsymbol{G}_k$ 为 Lagrange 函数的一阶导数。

3）MIGA-SQP 组合优化算法。MIGA-SQP 组合优化算法的核心思想为：①采用 MIGA 进行初步优化，得到精度较差但全局收敛性较好的次优解；②采用 SQP 在搜索到的次优解附近进行局部精确搜索，以确保解的最优性。MIGA-SQP 组合优化算法兼具两算法的优点，通过 MIGA 确保可以找到一个全局性较好的优化解，避免陷入局部最优解的困境，同时又通过 SQP 来弥补 MIGA 的缺点，从而提高搜索速度和优化精度。

2.3　弹道优化流程

空面导弹全空域弹道优化流程如图 5 所示。

1）在全空域范围内，对发射条件(发射速度、发射高度、弹目距离等)构建样本点，通过 MIGA-SQP 组合优化算法对每个样本点进行优化。

2）根据弹道优化模型，确定初始种群和目标函数，通过 MIGA 进行遗传进化产生新一代种群，选择其中优异的个体更新种群，经过多代遗传得到具有较好全局收敛性的次优解。

3）以次优解作为 SQP 算法的初值，植入 SQP 算法深度寻优，通过弹道计算得到弹道性能指标，随后判断结果能否达到要求的精度，若满足则得到当前样本点的最优解，若不满足则重新进行 SQP 优化迭代。

4）基于所有样本点的优化结果，采用三阶多项式响应面方法构造全空域弹道代理模型，建立全空域发射条件相对优化控制变量之间的拟合函数关系式。当发射条件改变后，全空域弹道代理模型给出此发射条件下的高抛角和落角。

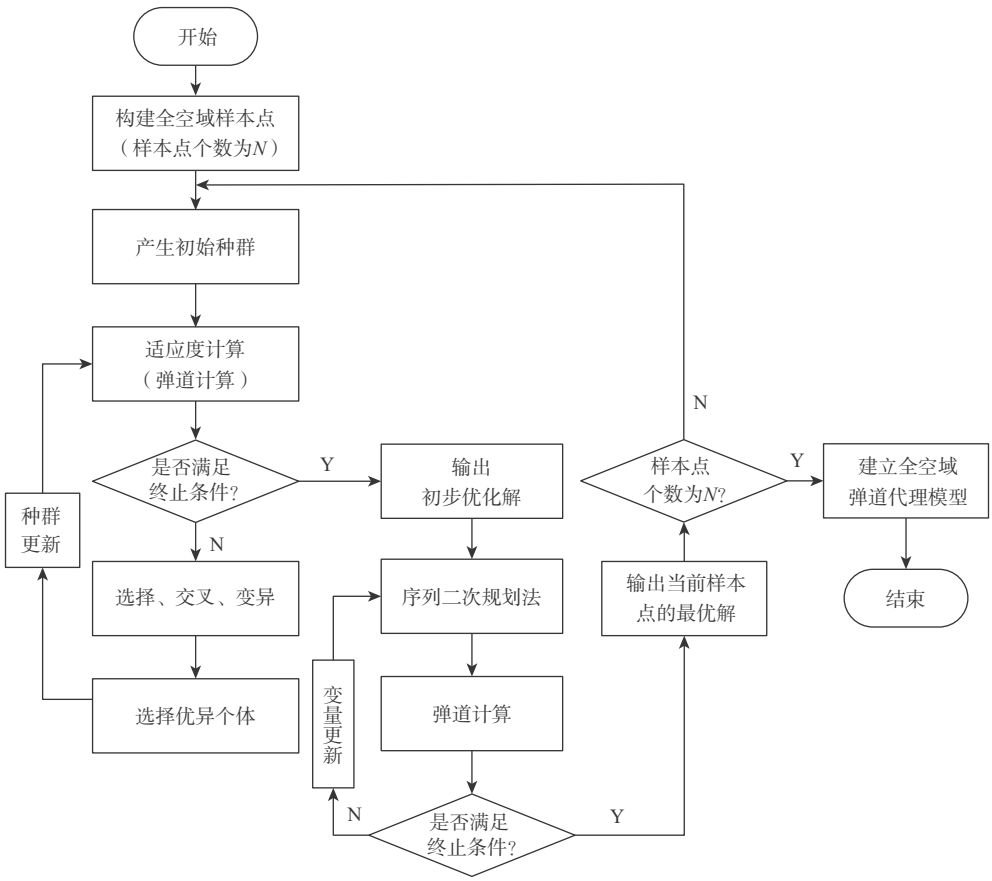


图 5 全空域弹道优化流程

Fig. 5 Flowchart of trajectory optimization in full airspace

3 算例分析

根据空面导弹全空域弹道优化流程(见图 5),进行全空域弹道优化。全空域发射条件的范围如下:

$$\begin{cases} 1\,000\ \text{m} \leqslant H_{\text{m0}} \leqslant 20\,000\ \text{m} \\ 0.5 \leqslant Ma_{\text{m0}} \leqslant 1.5 \\ 10\,000\ \text{m} \leqslant x_{\text{t0}} \leqslant 200\,000\ \text{m} \\ 0\ \text{m} \leqslant y_{\text{t0}} \leqslant 3\,000\ \text{m} \end{cases} \tag{13}$$

式中:H_{m0}、Ma_{m0} 分别为导弹发射高度和马赫数;x_{t0}、y_{t0} 分别为导弹发射时刻目标的 x 向和 y 向位置坐标。

为了得到具有工程意义的解,给出优化控制变量和约束条件的范围如下:

$$\text{find}\ 0^\circ \leqslant \theta_\Delta \leqslant 50^\circ,\ -50^\circ \leqslant \theta_f \leqslant -20^\circ$$

$$\text{s.t.} \begin{cases} 0 \leqslant H \leqslant 45\,000\ \text{m},\ -30^\circ \leqslant \alpha \leqslant 30^\circ \\ v_{\text{end}} \geqslant 300\ \text{m/s},\ \ 6\ \text{kPa} \leqslant q \leqslant 400\ \text{kPa}, \\ -25^\circ \leqslant \delta \leqslant -25^\circ \end{cases} \tag{14}$$

在优化求解过程中,MIGA 算法取子种群规模选择 5,岛的个数为 4,总进化代数设为 10,总迭代次数为 200,交叉概率取 0.8,变异概率取 0.05,岛间迁移率取 0.05;SQP 算法取迭代次数为 50,相对步长为 0.01,收敛精度为 0.001。

为了便于分析全空域范围内弹道优化的结果,选取 2 种典型发射条件的优化结果进行分析,如表 1 所示。为了体现所提组合算法的先进性和优势,本文将 2 种发射条件下,采用 MIGA、SQP 和 MIGA-SQP 这 3 种优化算法得到的迭代收敛情况进行对比分析,如图 6 所示。其中,矩形曲线为采用 MIGA-SQP 算法得到的收敛曲线,黑色矩形为 MIGA 算法中每一代的最优值(共 10 代),红色矩形为 SQP 算法得到的优化结果;圆点曲线为单独采用 MIGA 算法得到的收敛曲线,黑色圆点为 MIGA 算法中每一代的最优值(共 20 代);三角曲线为单独采用 SQP 算法得到的收敛曲线。

从图 6 中可以看出,单独采用 MIGA 算法可以得到精度较差但全局收敛性较好的解,缺点是需要多代优化才能得到满意解(本文将代数设为 20,总迭代次数为 1 000);单独采用 SQP 算法优化效率很高,但跟初值的选择关系较大,常常陷入局部最优;采用 MIGA-SQP 算法可以有效地提高收敛精度和收敛速度,具有很好的收敛性。

表 1 典型发射条件

Table 1 Typical launch conditions

条件	H_{m0}/m	Ma_{m0}	x_{t0}/m	y_{t0}/m
发射条件 1	10 000	0.8	120 000	5
发射条件 2	15 000	1.5	200 000	5

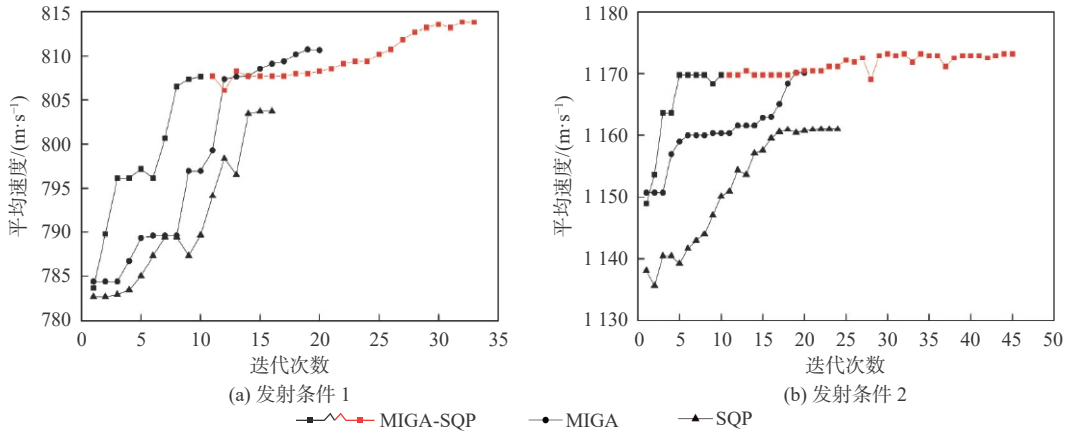


图 6　平均速度迭代收敛结果

Fig. 6　Iteration convergence results history of average velocity

如图 7 和图 8 所示 2 种发射条件下优化前后弹道和速度对比曲线。从图 7 和图 8 中可以看出, 优化后的高抛角和落角使得弹道的中制导段速度更快, 速度分布更为合理, 能量利用率更高。

表 2 给出了 2 种发射条件下弹道优化前后各个阶段的平均速度对比。从表 2 中可以发现, 整个弹道优化对初制导平均速度的提升有限, 因为初制导时间较短; 优化主要用于提高中制导段的平均速度, 此段飞行距离最远, 耗时最长, 对整条弹道的影响也最大; 当中制导段的平均速度提升后, 给末制导段留下更多能量, 末制导段平均速度随之提高。弹道优化通过优化出合理的高抛角和落角, 使得中制导段的能量和速度损失最低, 从而提高整个弹道的平均速度。

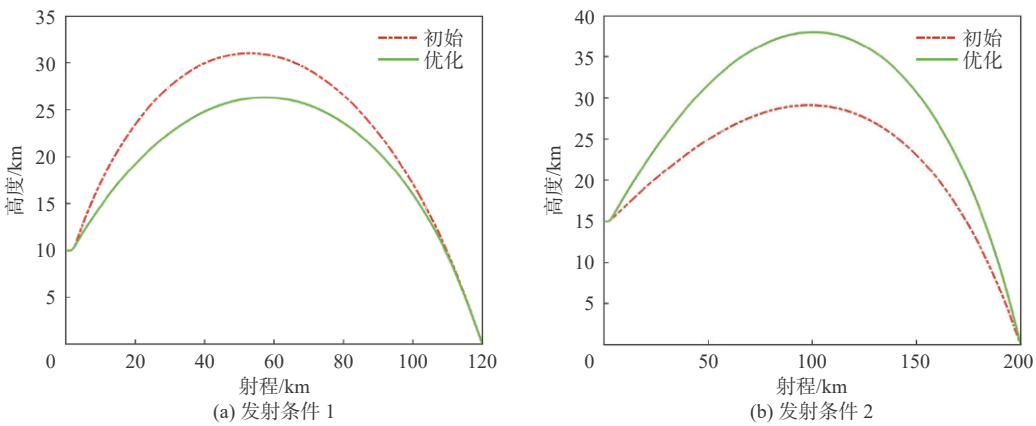


图 7　2 种发射条件下优化前后弹道曲线

Fig. 7　Trajectory before and after optimization under two launch conditions

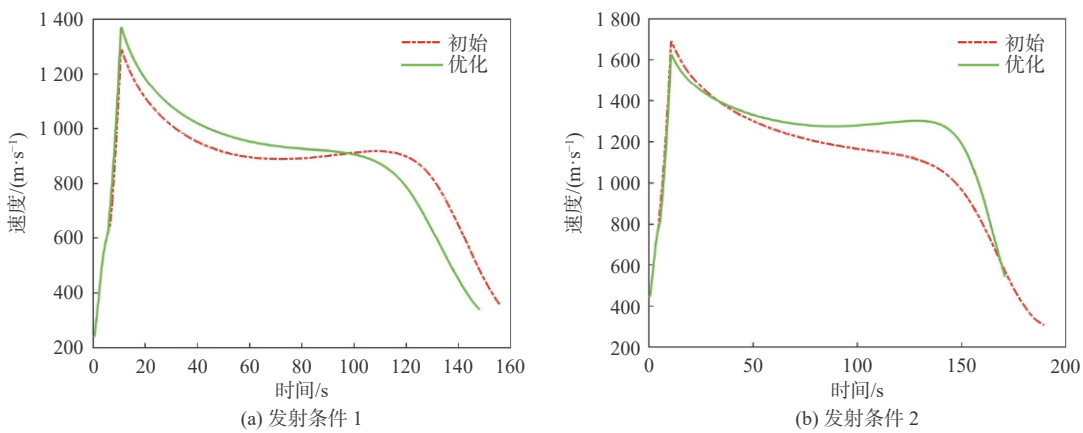


图 8　2 种发射条件下优化前后速度曲线

Fig. 8　Velocity curve before and after optimization under two launch conditions

在全空域范围内构建发射条件对高抛角和落角的代理模型，并通过三阶多项式函数表达，如式(15)所示。随后，对代理模型进行误差分析，其结果如表3所示。其中，各个发射高度下高抛角和落角的R^2基本大于0.9，RMSE的值均较小，代理模型的精度较高，满足工程要求。

$$\theta_{\Delta}=\begin{cases}-31.847-2.006Ma_{m0}+2.356x_{t0}+1.487y_{t0}-0.238H_{m0}{}^2-0.02x_{t0}{}^2-\\ \quad 0.361H_{m0}y_{t0}-0.038Ma_{m0}x_{t0}-0.004x_{t0}y_{t0}+5.65\times10^{-5}x_{t0}{}^3 & 1\ \text{km}\leqslant H_{m0}\leqslant 5\ \text{km}\\ -4.105-3.061H_{m0}-6.253Ma_{m0}+1.669x_{t0}-0.549y_{t0}-0.012x_{t0}{}^2-\\ \quad 0.606H_{m0}\cdot Ma_{m0}-0.008H_{m0}x_{t0}-0.03Ma_{m0}x_{t0}+2.99\times10^{-5}x_{t0}{}^3 & 5\ \text{km}<H_{m0}\leqslant 10\ \text{km}\\ 39.39-5.454H_{m0}-7.163Ma_{m0}+0.554x_{t0}-0.757y_{t0}+0.149H_{m0}{}^2-\\ \quad 0.001x_{t0}{}^2+0.074y_{t0}{}^2+0.442H_{m0}Ma_{m0}-0.014H_{m0}x_{t0} & 10\ \text{km}<H_{m0}\leqslant 15\ \text{km}\\ -1.32+0.341x_{t0}-0.586y_{t0}+0.001x_{t0}{}^2+0.051y_{t0}{}^2-0.019H_{m0}x_{t0}-\\ \quad 0.009Ma_{m0}x_{t0}+0.001x_{t0}y_{t0}+0.149Ma_{m0}{}^3-5.55\times10^{-6}x_{t0}{}^3 & 15\ \text{km}<H_{m0}\leqslant 20\ \text{km}\end{cases}$$

$$\theta_{f}=\begin{cases}-3.367-3.746Ma_{m0}-1.826x_{t0}+2.65y_{t0}+0.019x_{t0}{}^2-0.557y_{t0}{}^2-\\ \quad 0.162H_{m0}Ma_{m0}-0.044Ma_{m0}x_{t0}-5.467\times10^{-5}x_{t0}{}^3+0.055y_{t0}{}^3 & 1\ \text{km}\leqslant H_{m0}\leqslant 5\ \text{km}\\ -13.53+4.05Ma_{m0}-1.2x_{t0}+0.012x_{t0}{}^2+0.088y_{t0}{}^3-0.008H_{m0}x_{t0}+\\ \quad 0.104H_{m0}y_{t0}-0.047Ma_{m0}x_{t0}-0.002x_{t0}y_{t0}-3.039\times10^{-5}x_{t0}{}^3 & 5\ \text{km}<H_{m0}\leqslant 10\ \text{km}\\ -9.072-2.105H_{m0}-0.772x_{t0}+0.057H_{m0}{}^2+0.006x_{t0}{}^2+0.186y_{t0}{}^2+\\ \quad 0.005H_{m0}x_{t0}+0.062H_{m0}y_{t0}-0.005x_{t0}y_{t0}-1.403\times10^{-5}x_{t0}{}^3 & 10\ \text{km}<H_{m0}\leqslant 15\ \text{km}\\ -28.92-0.468H_{m0}-0.47x_{t0}+0.003x_{t0}{}^2+0.198y_{t0}{}^2+0.005H_{m0}x_{t0}+\\ \quad 0.063H_{m0}y_{t0}-0.146Ma_{m0}y_{t0}-0.004x_{t0}y_{t0}-5.716\times10^{-6}x_{t0}{}^3 & 15\ \text{km}<H_{m0}\leqslant 20\ \text{km}\end{cases}\tag{15}$$

表2 优化前后各个阶段的平均速度对比

Table 2 Comparison of average velocity for each stage before and after optimization

条件		平均速度/(m·s^{-1})		
		初制导段	中制导段	末制导段
发射条件1	优化前	440.80	859.68	537.01
	优化后	461.81	922.67	574.77
发射条件2	优化前	606.81	1 175.84	673.88
	优化后	624.51	1 254.72	836.02

表3 代理模型误差分析

Table 3 Error analysis for surrogate model

发射高度H_{m0}/km	参数	R^2	RMSE
1～5	θ_{Δ}	0.952	0.095
	θ_{f}	0.912	0.114
5～10	θ_{Δ}	0.953	0.101
	θ_{f}	0.892	0.065
10～15	θ_{Δ}	0.962	0.058
	θ_{f}	0.903	0.114
15～20	θ_{Δ}	0.961	0.066
	θ_{f}	0.915	0.088

4 结 论

1）本文针对空面导弹全空域弹道优化问题，建立了多约束的弹道优化模型，并提出一种基于MIGA和SQP的组合优化算法，采用MIGA算法进行全局搜索优化，随后采用SQP算法在全局优化结果的附近进行局部寻优。算例结果表明，MIGA-SQP组合算法有效地结合了2种算法的优势，克服了MIGA无法得到精确的全局最优值和SQP对初值要求高的缺陷，算法精度相对较高，收敛速度较快，可以有效解决全空域弹道优化计算量大的问题。

2）采用多项式响应面代理模型技术，建立了全空域下的发射条件相对高抛角和落角的拟合函数关系式，为全空域制导律设计提供有力的支撑。算例结果表明，多项式响应面代理模型具有较高的精度，可以极大降低全空域弹道优化的计算量。

本文在全空域弹道优化过程中未将发动机参数(推力、工作时间等)考虑进去，在今后研究中，还需进行发动机与导弹总体的综合优化设计，以实现导弹总体性能最优。

参考文献（References）

[1] 樊会涛. 空空导弹方案设计原理[M]. 北京: 航空工业出版社, 2013: 67-74.
FAN H T. Air-to-air missile conceptual design[M]. Beijing: Aviation Industry Press, 2013: 67-74(in Chinese).

[2] 樊会涛, 崔颢, 天光. 空空导弹70年发展综述[J]. 航空兵器,

2016(1): 3-12.
FAN H T, CUI H, TIAN G. A review on the 70-year development of air-to-air missiles[J]. Aero Weaponry, 2016(1): 3-12(in Chinese).

[3] 向开恒, 李人杰, 陈杨. 基于代理模型的空间飞越发射窗口[J]. 北京航空航天大学学报, 2018, 44(12): 2613-2620.
XIANG K H, LI R J, CHEN Y. Launch window of space fly-by based on surrogate model[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2018, 44(12): 2613-2620(in Chinese).

[4] 汤祁忠, 李雄, 叶茂, 等. 基于经典遗传算法的末端多约束弹道优化方法[J]. 战术导弹技术, 2019(4): 1-6.
TANG Q Z, LI X, YE M, et al. Trajectory optimization method with end-piece multiple constraints based on classical genetic algorithm[J]. Tactical Missile Technology, 2019(4): 1-6(in Chinese).

[5] 李怡昕, 李旭, 刘少波, 等. 高斯伪谱法在变推力导弹弹道优化中的应用[J]. 现代防御技术, 2019, 47(3): 71-77.
LI Y X, LI X, LIU S B, et al. Application of gauss pseudo-spectral method in trajectory optimization of variable trust missile[J]. Modern Defence Technology, 2019, 47(3): 71-77(in Chinese).

[6] 李伟喆, 陈万春. 双脉冲中程空空导弹弹道优化[J]. 战术导弹技术, 2018(5): 19-24.
LI W Z, CHEN W C. Trajectory optimization of dual-pulse medium range air-to-air missile[J]. Tactical Missile Technology, 2018(5): 19-24(in Chinese).

[7] 韩聪聪, 何华锋, 杨宗浩. 基于单纯形-遗传算法的导弹主动段优化设计[J]. 电光与控制, 2017, 24(10): 22-26.
HAN C C, HE H F, YANG Z H. Optimization design of missile active phase based on simplex method and GA[J]. Electronics Optics & Control, 2017, 24(10): 22-26(in Chinese).

[8] 王荣, 张红军, 王贵东, 等. 吸气式空空导弹外形多学科一体化优化设计[J]. 航空学报, 2016, 37(1): 207-215.
WANG R, ZHANG H J, WANG G D, et al. Multidisciplinary integrated design optimization for an airbreathing air-to-air missile shape[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2016, 37(1): 207-215(in Chinese).

[9] 黄诘, 张友安, 刘永新. 一种有撞击角和视场角约束的运动目标的偏置比例导引算法[J]. 宇航学报, 2016, 37(2): 195-202.
HUANG J, ZHANG Y A, LIU Y X. A biased proportional guidance algorithm for moving target with impact angle and field-of-view constraints[J]. Journal of Astronautics, 2016, 37(2): 195-202(in Chinese).

[10] 赵曜, 李璞, 刘娟, 等. 带碰撞角约束的三维有限时间滑模制导律[J]. 北京航空航天大学学报, 2018, 44(2): 273-279.
ZHAO Y, LI P, LIU J, et al. Finite-time sliding mode control based 3D guidance law with impact angle constraints[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2018, 44(2): 273-279(in Chinese).

[11] 杨雪榕, 梁加红, 李晓冬. 空空导弹高抛弹道仿真研究[J]. 系统仿真学报, 2010, 22(5): 1261-1265.
YANG X R, LIANG J H, LI X D. Study on parabola-trajectory simulation of air-to-air missile[J]. Journal of System Simulation, 2010, 22(5): 1261-1265(in Chinese).

[12] 陈韵, 常燕, 苗昊春, 等. 落角约束最优制导律在空地导弹上的应用[J]. 弹箭与制导学报, 2018, 38(5): 141-144.
CHEN Y, CHANG Y, MIAO H C, et al. Optimal guidance law with terminal angular constraint use in air-to-ground missile[J]. Journal of Projectiles, Rockets, Missiles and Guidance, 2018, 38(5): 141-144(in Chinese).

[13] ERER K S, TEKIN R. Impact time and angle control based on constrained optimal solutions[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2016, 39(10): 1-7.

[14] 史绍琨, 赵久奋, 崇阳, 等. 带落角约束的新型二阶滑模三维制导律[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(3): 614-623.
SHI S K, ZHAO J F, CHONG Y, et al. Novel second-order sliding mode control based 3D guidance law with impact angle constraints[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(3): 614-623(in Chinese).

[15] 魏黎明, 李晓龙, 赵征, 等. 神经网络在吸气式高超声速导弹突防弹道设计上的应用[J]. 空天防御, 2018, 1(2): 14-17.
WEI L M, LI X L, ZHAO Z, et al. Application of neural network in penetration of air-breathing hypersonic missile[J]. Air & Space Defense, 2018, 1(2): 14-17(in Chinese).

[16] 赵山杉, 张雯, 李晶, 等. 基于多岛遗传算法的小型有效载荷分离装置质量优化设计[J]. 导弹与航天运载技术, 2017(2): 16-19.
ZHAO S S, ZHANG W, LI J, et al. Mass optimization design of separation devices for pint-size load based on multi-island genetic algorithm[J]. Missiles and Space Vehicles, 2017(2): 16-19(in Chinese).

[17] 张鼎逆, 刘毅. 基于改进遗传算法和序列二次规划的再入轨迹优化[J]. 浙江大学学报(工学版), 2014, 48(1): 161-167.
ZHANG D N, LIU Y. Reentry trajectory optimization based on improved genetic algorithm and sequential quadratic programming[J]. Journal of Zhejiang University(Engineering Science), 2014, 48(1): 161-167(in Chinese).

Trajectory optimization of air-to-surface missile in full airspace based on combinational optimization algorithm

ZHU Wensheng[1,*], LYU Xianjing[2], HOU Zhenqian[1], ZHANG Shunjia[1], BI Peng[1], ZHONG Kang[1]

(1. Shanghai Electro-Mechanical Engineering Institute, Shanghai 201109, China;
2. The Military Representative Bureau of Equipment Department in Shanghai, Shanghai 200030, China)

Abstract: To deal with the problem of trajectory optimization for the air-to-surface missile in full airspace, a combinational optimization algorithm based on a multi-island genetic algorithm (MIGA) and sequential quadratic programming (SQP) was proposed. The advantages of being insensitive to initial values and global convergence of MIGA, and rapid convergence and high precision of SQP were developed. With the surrogate model, the computational cost of trajectory optimization in full airspace was greatly reduced on the premise of ensuring fitting precision. The surrogate model significantly lowered the computing cost of trajectory optimization in full airspace under the assumption of fitting precision. Results show that the combinational optimization algorithm had a rapid convergence speed and could obtain a global high-precision solution; the surrogate model had high fitting precision and could satisfy the requirements of engineering; the optimization results and surrogate model could provide an effective way for the design of guidance law in full airspace.

Keywords: air-to-surface missile; full airspace; trajectory optimization; multi-island genetic algorithm; sequential quadratic programming

Received: 2021-05-14; **Accepted**: 2021-06-29; **Published Online**: 2021-07-06 09:05
URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210705.1655.005.html
* **Corresponding author**. E-mail: whzhu@nuaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0259

曲线纤维壁板屈曲/后屈曲建模与快速分析方法

王泽溪[1]，万志强[1]，王晓喆[2,*]，杨超[1]

(1. 北京航空航天大学 航空科学与工程学院，北京 100191；2. 北京航空航天大学 无人系统研究院，北京 100191)

摘 要：曲线（VAT）纤维复合材料壁板相比广泛应用的直线纤维形式具有更优的面内稳定性，作为机翼壁板，在同等质量时具有更高的抗屈曲潜力。为深入研究纤维路径对于曲线纤维壁板稳定性的影响规律，从各向同性薄板的理论出发，推导曲线纤维壁板在面内载荷下的稳定性分析方法;通过Airy应力函数和拉格朗日乘子描述边界条件，建立曲线纤维壁板适用于任意位移及载荷边界条件的单一变分方程，避免了非线性平衡方程和非线性相容方程间由于反复迭代对求解速度的制约。基于冯卡门大变形方程发展了曲线纤维壁板后屈曲状态下的非线性稳定性问题求解模型，并采用瑞利-里兹法建立了屈曲/后屈曲一体化半解析快速求解框架，该框架的求解精度与商用软件MSC.Nastran一致，但求解时间远低于商业软件；利用此优势，可以快速分析给定任意位移边界条件下的曲线纤维壁板屈曲响应特性，并得到纤维路径的影响规律。

关 键 词：复合材料；曲线纤维；稳定性分析；屈曲；后屈曲；瑞利-里兹求解

中图分类号：V221；V214.8；O343.8

文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2023)02-0353-14

复合材料层合板具有明显的质量优势，已经被现代飞行器结构广泛使用[1]。现代飞行器对于结构减重具有迫切需求，复合材料具有比强度高、比刚度大、可设计性强等优势[2]，在新研飞机上的应用比重也越来越高，如大型民用飞机Boeing787，其复合材料结构质量占到了全机结构质量的50%[3]。传统直线纤维复合材料层合板承受面内压缩和剪切载荷时易发生失稳破坏，在使用过程中复合材料层合板的性能优势得不到充分发挥[4]。纤维铺放技术的传统设计方法采用直线纤维制备材料层合板的铺放技术，受限于丝束铺设技术和设备的制约及优化时的计算消耗，大多采用0°、±45°、90°铺层方向，在承受面内压缩和剪切时，其稳定性无法满足要求。随着现代自动铺放制造技术的不断发展和成熟，为了满足更高的性能需求，采取纤维曲线铺放制备变刚度复合材料成了一个新的重要研究方向。

复合材料纤维曲线铺放技术的迅速发展，驱动了现代飞行器结构采用新铺设形式，实现更好的超轻、高强、高效结构性能。曲线纤维复合材料层合板的纤维铺设角可以连续变化[4]，剪裁设计空间大[5]、减重优势明显[6]。不断变化的纤维方向角使得每个铺层的刚度在不同位置各不相同，设计者可由此调整铺层的内在刚度分布，提高结构效率[7]。相比于传统直线纤维复合材料，曲线纤维复合材料具有如下突出优势：板厚度不变的情况下可以按需求改变其刚度分布[4-5]；仅通过改变纤维方向角就可以实现层合板在厚度上按设计需求连续变化[7-8]。为充分发挥复合材料纤维的承载性能，改变传统复合材料铺层结构和方式，采用纤维曲线铺放技术制备变刚度复合材料层合板，在降低制造成本和提高复合材料性能方面显示出了极为突出的优越性和极大的潜力[9]，将会成为未来高性能纤维复合材料发展的主流趋势之一，其突出的设计性和减重特点，也将使曲线纤维复合材料结构制备这一技术在飞行器

收稿日期：2021-05-18；**录用日期**：2021-06-11；**网络出版时间**：2021-06-22 15:51
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210622.1318.002.html
基金项目：国家重点研发计划 (2017YFB0503002)；浙江通用航空运行技术研究重点实验室 (浙江建德通用航空研究院) 开放基金 (JDGA2020-4)
* **通信作者**. E-mail：wangxiaozhemvp@buaa.edu.cn

引用格式：王泽溪，万志强，王晓喆，等. 曲线纤维壁板屈曲/后屈曲建模与快速分析方法 [J]. 北京航空航天大学学报，2023，49（2）：353-366. WANG Z X，WAN Z Q，WANG X Z，et al. Fast stability analysis method for composite panel with variable angle tow fiber [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2023，49（2）：353-366（in Chinese）.

结构的气动弹性剪裁设计中发挥更重要的作用[10]。

壁板局部屈曲问题是机翼结构设计中需要重点考虑的关键约束，而各向异性板的屈曲问题一直是学界的研究重点。Nardo[11]、Thielemann[12]和Green[13]较早对胶合板的屈曲问题进行了研究，并提出了傅里叶级数形式的封闭解。Ashton和Waddoups[14]将瑞利-里兹法应用于分析各向异性板的稳定性和动力学响应。瑞利-里兹法是求解正交各向异性材料即复合材料层合板时的常用半解析求解方法，许多学者应用基于正交多项式的瑞利-里兹法进行结构分析，发现正交多项式系较傅里叶级数或梁的模态函数有更好的收敛性。Loja等[15]采用正交多项式，基于瑞利-里兹法分析层合板屈曲、自由振动和动力稳定性等问题。Wu等[16-17]利用瑞利-里兹法对曲线纤维层合板的稳定性问题进行了研究，着重考虑了边界条件的引入和消去刚度的微分项，解决了变刚度层合板中Levy型解析解难以求出的问题；还提出了一种改进的瑞利-里兹方法用于均匀轴压下的圆孔变角度纤维板的屈曲分析，证明了利用变刚度提高复合材料结构的抗屈曲性能是可行的。

国内也有多位学者和机构基于现有商业软件对纤维曲线铺设技术开展了相关研究。如秦永利等[18]对纤维曲线铺放的变刚度复合材料层合板的研究进展进行了具体的介绍，马永前等[19]用ABAQUS有限元软件对纤维曲线铺放的复合材料层合板进行了建模计算，验证其面内受力情况下，屈曲荷载显著提高，幅度达14%左右。杜宇等[20]通过复合材料层合板铺层角度的设计，使曲线纤维层合板的极限载荷和强度载荷较直线时提高30%。牛雪娟等[21]通过对变刚度铺放路径进行数学建模得到变刚度复合材料层合板的拓扑构型，利用有限元分析软件GENESIS实现层合板拉伸分析。卫宇璇等[22]基于有限元软件对曲线纤维层合板进行了仿真模拟，研究了曲线纤维轨迹对复合材料层合板力学性能的影响。

综合来看，有限元法能够较好处理复杂的结构形式和边界条件，使研究对象从层合板拓展到复杂翼面结构，但有限元法的求解耗费大，单纯采用有限元模型会大幅增加结构优化的难度和计算耗费；解析法不能准确考虑气动弹性变形下的任意边界条件，无法适用于气动弹性优化。

为了解决有限元方法建模困难、求解速度慢，而解析法无法准确描述复杂边界条件的难题，本文通过在总势能方程中引入拉格朗日乘子的方式将复杂边界条件引入到壁板控制方程中，并通过Airy应力函数描述待求解的壁板内应力分布，以此建立了能考虑复杂边界条件的曲线纤维壁板力学模型；通过瑞利-里兹法进行解析求解，并采用勒让德多项式作为形函数以加快收敛速度、提高计算精度；采用牛顿-辛普森迭代方法进行后屈曲阶段的位移和应力求解，并使用自适应迭代步长来加快收敛速度。通过与有限元计算结果进行对比来验证该快速求解方法的准确性和精度，并比较二者在相同计算条件下的求解效率。最后基于该快速求解方法总结曲线纤维壁板在不同边界条件和设计构型下的屈曲/后屈曲力学特性。

1 基本理论与力学模型建立

1.1 曲线纤维描述方法

本文的参考纤维路径是通过沿特定方向和壁板的特定区域内线性改变纤维方向来定义的，如图1所示；其余各纤维通过将该纤维沿一定方向平移得到。本文使用的命名法$<\theta_1|\theta_2|\theta_3>$表示单层的纤维变化，表示在壁板中设有3个控制点，即在边界处有2个控制点(点1和点3)，在中心处有1个控制点(点2)。纤维角度随位置变化形式可由式(1)描述。

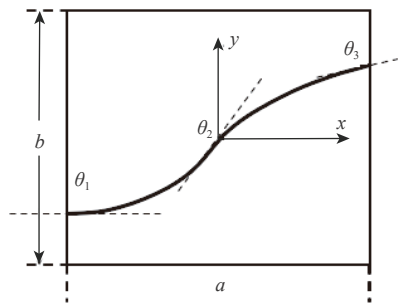


图1 曲线纤维壁板纤维路径描述方法

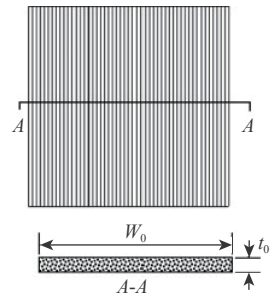
Fig. 1 Description method of VAT fiber path

$$\theta(x)=\begin{cases}\dfrac{2(\theta_2-\theta_1)}{a}x+\theta_2 & -\dfrac{a}{2}\leqslant x<0\\ \dfrac{2(\theta_3-\theta_2)}{a}x+\theta_2 & 0\leqslant x\leqslant\dfrac{a}{2}\end{cases} \tag{1}$$

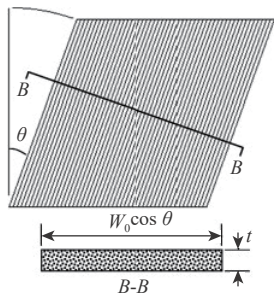
式中：$\theta(x)$为坐标为x处的纤维方向角；a为平板长度；θ_1、θ_2和θ_3分别为3个控制点处的纤维方向角。

本文曲线纤维设计采用2种典型方法进行，即自动纤维铺放技术(automatic fiber placement, AFP)和连续纤维束剪切(continuous tow shearing, CTS)法[23]。其中，AFP方法不会改变纤维厚度，而采用CTS方法进行设计时，由于该生产方式使得纤维束在层合板中以连续受力挤压的方式改变方向时保持单位长度的体积(即单位长度中能铺放纤维束的质量)恒定，因而纤维束的厚度增加、宽度减小，如图2所示。采用CTS方法进行曲线纤维设计时，纤维束的厚度分布可以采用恒定体积假设计算[23]：

$$t(x)=\frac{t_0}{\cos[\theta(x)-\theta_0]}\qquad -\frac{a}{2}\leqslant x\leqslant\frac{a}{2} \tag{2}$$



(a) 转向之前



(b) 转向之后

图 2　丝束被剪切转向导致的厚度变化[23]

Fig. 2　Tow thickness variation by shearing [23]

式中: t 为 x 处纤维束厚度; t_0为参考点处的纤维束厚度; θ_0为参考点处纤维方向角。

1.2　小变形分析基本理论

在前屈曲 (pre-buckling) 阶段, 即载荷达到临界屈曲载荷之前, 薄板处于小变形情况下, 此时位移和应变是线性的; 其中性面的横向正应力相比其他应力小得多, 因而往往将其忽略。应变-位移关系也为线性, 可表示为

$$\begin{cases}\varepsilon_x=\dfrac{\partial u}{\partial x}-z\dfrac{\partial^2 w}{\partial x^2}\\ \varepsilon_y=\dfrac{\partial v}{\partial y}-z\dfrac{\partial^2 w}{\partial y^2}\\ \gamma_{xy}=\dfrac{\partial u}{\partial y}+\dfrac{\partial v}{\partial x}-2z\dfrac{\partial^2 w}{\partial x\partial y}\\ \varepsilon_z=\gamma_{xz}=\gamma_{yz}=0\end{cases}\tag{3}$$

式中: u、v、w分别为板各点在 x、y、z 这 3 个方向的位移; ε_x、ε_y和ε_z为对应方向的正应变; γ为切应变。式 (3) 中的应变分量在相容条件下变形可以得到:

$$\frac{\partial^2\varepsilon_x^0}{\partial y^2}+\frac{\partial^2\varepsilon_y^0}{\partial x^2}-\frac{\partial^2\gamma_{xy}^0}{\partial x\partial y}=\left(\frac{\partial^2 w}{\partial x\partial y}\right)^2-\frac{\partial^2 w}{\partial x^2}\cdot\frac{\partial^2 w}{\partial y^2}\tag{4}$$

式中: 上标 0 为在板的中性面处。

引入 Airy 应力函数$\boldsymbol{\Phi}$, 其定义为

$$\begin{cases}N_x=\dfrac{\partial^2\boldsymbol{\Phi}}{\partial y^2}\\ N_y=\dfrac{\partial^2\boldsymbol{\Phi}}{\partial x^2}\\ N_{xy}=-\dfrac{\partial^2\boldsymbol{\Phi}}{\partial x\partial y}\end{cases}\tag{5}$$

式中: N_x、N_y为壁板在 x 和 y 方向的合应力, 即各层应力沿厚度积分后的结果; N_{xy}为切应力沿厚度积分结果。为简洁起见, 本文部分式中的偏微分记号会以带逗号角标的形式出现, 即$w_{,x}=\partial w/\partial x$, 可以将 Airy 应力函数简写为

$$\begin{cases}N_x=\boldsymbol{\Phi}_{,yy}\\ N_y=\boldsymbol{\Phi}_{,xx}\\ N_{xy}=-\boldsymbol{\Phi}_{,xy}\end{cases}\tag{6}$$

为进行屈曲分析, 本文有如下假设: 在屈曲出现之前, 随着载荷的增加, 薄板处于二维应力状态下, 在本文记为$\left[\lambda\sigma_x^{(0)},\ \lambda\sigma_y^{(0)},\ \lambda\tau_{xy}^{(0)}\right]$, 其中系数$\lambda$是随着载荷增加而成比例单调增加的系数; 应变增量与位移增量仍为线性关系, 且应力增量依然遵循线性应力-应变关系, 则面内的合应力增量与位移仍为如式 (3) 描述的线性关系。将式 (3)～式 (6) 代入虚功原理表达式中, 最终可得到各向同性薄板屈曲问题的最小势能原理表达式为

$$\delta\Pi_b=0\tag{7}$$

其中

$$\Pi_b=\frac{D}{2}\iint_{S_m}\left\{\left(w_{,xx}+w_{,yy}\right)^2+2(1-\mu)\left[w_{,xy}^2-w_{,xx}w_{,yy}\right]\right\}\mathrm{d}x\mathrm{d}y+$$

$$\frac{1}{2}\lambda\iint_{S_m}\left[N_x^{(0)}w_{,x}^2+N_y^{(0)}w_{,y}^2+2N_{xy}^{(0)}w_{,x}w_{,y}\right]\mathrm{d}x\mathrm{d}y$$

式中: Π_b为势能的泛函; D为板的弯曲刚度; 积分符号中的S_m为板的积分区域; μ为泊松比。

1.3　曲线纤维层合板小变形分析方法

对直线纤维层合板, 根据经典层合板理论得到本构方程[24]:

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{N}\\ \boldsymbol{M}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}&\boldsymbol{B}\\ \boldsymbol{B}&\boldsymbol{D}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{\varepsilon}^0\\ \boldsymbol{\kappa}\end{bmatrix}\tag{8}$$

式中: $\boldsymbol{A}$、$\boldsymbol{B}$ 和 $\boldsymbol{D}$ 分别为复合材料板的面内、耦合和弯曲刚度矩阵; $\boldsymbol{\varepsilon}^0$为中性面的应变; $\boldsymbol{\kappa}$为中性面曲率; $\boldsymbol{N}$ 和 $\boldsymbol{M}$ 分别为面内合应力和合弯矩。

而对于曲线纤维层合板, 其 $\boldsymbol{A}$、$\boldsymbol{B}$、$\boldsymbol{D}$ 矩阵中各项不再是常数, 而会随位置改变, 此时式 (8) 可以写成如下形式[25]:

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{N}\\ \boldsymbol{M}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}(x,y)&\boldsymbol{B}(x,y)\\ \boldsymbol{B}(x,y)&\boldsymbol{D}(x,y)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{\varepsilon}^0\\ \boldsymbol{\kappa}\end{bmatrix}\tag{9}$$

为便于后续计算, 将式 (9) 改写成部分求逆形式[25]:

$$\begin{cases}\begin{bmatrix}\boldsymbol{\varepsilon}^0\\ \boldsymbol{M}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}^*(x,y)&\boldsymbol{B}^*(x,y)\\ -\boldsymbol{B}^{*\mathrm{T}}(x,y)&\boldsymbol{D}^*(x,y)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{N}\\ \boldsymbol{\kappa}\end{bmatrix}\\ \boldsymbol{A}^*=\boldsymbol{A}^{-1}\\ \boldsymbol{B}^*=-\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B}\\ \boldsymbol{D}^*=\boldsymbol{D}-\boldsymbol{B}\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B}\end{cases}\tag{10}$$

对于本文所研究的对称均衡铺层, 弯曲-面内耦合矩阵 $\boldsymbol{B}$=$\boldsymbol{0}$, 从而 $\boldsymbol{B}^*$=$\boldsymbol{0}$, $\boldsymbol{D}^*$=$\boldsymbol{D}$。

根据式 (10) 的本构方程, 中性面的应变和合应力 $\boldsymbol{N}$ 之间的关系可以由如下方程得出:

$$\begin{cases}\varepsilon_x^0=a_{11}(x,y)N_x+a_{12}(x,y)N_y+a_{16}(x,y)N_{xy}\\ \varepsilon_y^0=a_{12}(x,y)N_x+a_{22}(x,y)N_y+a_{26}(x,y)N_{xy}\\ \gamma_{xy}^0=a_{16}(x,y)N_x+a_{26}(x,y)N_y+a_{66}(x,y)N_{xy}\end{cases}\tag{11}$$

式中：a_{ij}为面内刚度矩阵$\boldsymbol{A}$中各项对应数值。将相容方程式(4)和平衡方程式(11)代入应变能方程，并引入拉格朗日乘子描述的边界条件，可以得到曲线纤维壁板在小变形情况下由于面内拉伸/压缩所引起的总泛函方程：

$$\begin{aligned}\Pi_m^*=&-\frac{1}{2}\iint_s\left[a_{11}(x,y)\Phi_{,yy}^2+2a_{12}(x,y)\Phi_{,xx}\Phi_{,yy}+a_{22}(x,y)\cdot\right.\\&\Phi_{,xx}^2+a_{66}(x,y)\Phi_{,xy}^2-2a_{16}(x,y)\Phi_{,yy}\Phi_{,xy}-2a_{26}(x,y)\cdot\\&\left.\Phi_{,xx}\Phi_{,xy}\right]\mathrm{d}x\mathrm{d}y+\int\left[M_{v0}w_{,v}-\left(V_{z0}+M_{vs0,s}\right)w\right]\mathrm{d}s+\\&\int_{c2}\left[u_0N_{xv}+v_0N_{yv}\right]\mathrm{d}s\end{aligned}\tag{12}$$

式中：C_1为载荷边界；C_2为位移约束边界；M_{v0}为中性面处外力矩；V_{z0}为中性面处集中力；u_0和v_0分别为位移约束边界沿x和y方向的位移分布。式(12)中受变分影响的函数为待求的应力函数$\boldsymbol{\Phi}$和边界应力，可通过瑞利-里兹法进行求解。同样可以得到曲线纤维薄板在小变形情况下由于弯曲引起的总泛函方程：

$$\begin{aligned}\Pi_b^*=&\frac{1}{2}\iint_s\left[D_{11}(x,y)w_{,xx}^2+2D_{12}(x,y)w_{,xx}w_{,yy}+D_{22}(x,y)\cdot\right.\\&w_{,yy}^2+4D_{66}(x,y)w_{,xy}^2+4D_{16}(x,y)w_{,yy}w_{,xy}+\\&\left.4D_{26}(x,y)w_{,xx}w_{,xy}\right]\mathrm{d}x\mathrm{d}y+\frac{1}{2}\lambda\iint_s\left[\Phi_{,yy}w_{,xx}^2+\right.\\&\left.\Phi_{,xx}w_{,yy}^2-2\Phi_{,xy}w_{,x}w_{,y}\right]\mathrm{d}y\end{aligned}\tag{13}$$

式中：λ为屈曲因子；等号右边第1个积分项为板的弯曲所具有的应变能；等号右边第2个积分项为相容方程和位移方程的耦合关系。式(13)中受变分影响的函数为位移函数w。

1.4 曲线纤维层合板大变形分析方法

在进行相应的分析和公式推导之前，本文对于大变形的定义如下：

1) 变形足够大(即变形是板厚度的数倍)，但仍足够小到适用简单的形式分析板的曲度；

2) 在弯曲时，中性面产生了应变。

此时任意一点处的应力-应变关系仍为线性，但位移-应变关系不再是线性，可通过微分形式的冯卡门大变形方程(von Kármán large deflection equations)作为控制方程给出[24]。忽略高阶项，板的中性面应变和中性面位移间的关系可以通过下式定义：

$$\begin{cases}e_{xx}^0=\dfrac{\partial u_0}{\partial x}+\dfrac{1}{2}\left(\dfrac{\partial w}{\partial x}\right)^2\\ e_{yy}^0=\dfrac{\partial v_0}{\partial y}+\dfrac{1}{2}\left(\dfrac{\partial w}{\partial y}\right)^2\\ 2e_{xy}^0=\dfrac{\partial u_0}{\partial y}+\dfrac{\partial v_0}{\partial x}+\left(\dfrac{\partial w}{\partial x}\right)\left(\dfrac{\partial w}{\partial y}\right)\end{cases}\tag{14}$$

式中：e为非线性状态下的应变，以区分与线性状态下的应变ε。

需要注意的是，对于大变形下的屈曲问题，其非线性部分是由式(14)中非线性项的引入导致的，该部分非线性项导致了面内变形与弯曲变形的耦合，而这与材料属性(各向同性或各向异性；曲线纤维或直线纤维)均无关。但曲线纤维层合板由于其刚度特性随位置变化，会使得分析后的应力分布呈现更加非线性的形式。

当板处于大变形情况时，中性面产生了较大倾斜，此时的面内合应力N_x、N_y和N_{xy}会影响到z方向的平衡方程，曲线纤维壁板在大变形状态下的非线性平衡方程为[16,25]

$$\begin{aligned}&\frac{\partial^2}{\partial x^2}\left[D_{11}(x,y)w_{,xx}+D_{12}(x,y)w_{,yy}+2D_{16}(x,y)w_{,xy}\right]+\\&\frac{\partial^2}{\partial y^2}\left[D_{12}(x,y)w_{,xx}+D_{22}(x,y)w_{,yy}+2D_{26}(x,y)w_{,xy}\right]+\\&2\frac{\partial^2}{\partial x\partial y}\left[D_{16}(x,y)w_{,xx}+D_{26}(x,y)w_{,yy}+2D_{66}(x,y)w_{,xy}\right]+\\&\Phi_{,yy}w_{,xx}+\Phi_{,yy}w_{,xx}-2\Phi_{,yy}w_{,xx}=0\end{aligned}\tag{15}$$

同样地，可以得到曲线纤维板通过Airy应力函数表示的非线性相容方程[16,25]：

$$\begin{aligned}&\frac{\partial^2}{\partial y^2}\left[a_{11}(x,y)\Phi_{,yy}+a_{12}(x,y)\Phi_{,xx}-a_{16}(x,y)\Phi_{,xy}\right]+\\&\frac{\partial^2}{\partial x^2}\left[a_{12}(x,y)\Phi_{,yy}+a_{22}(x,y)\Phi_{,xx}-a_{26}(x,y)\Phi_{,xy}\right]-\\&\frac{\partial^2}{\partial x\partial y}\left[a_{16}(x,y)\Phi_{,yy}+a_{26}(x,y)\Phi_{,xx}-a_{66}(x,y)\Phi_{,xy}\right]=\\&w_{,xy}^2-w_{,xx}w_{,xy}\end{aligned}\tag{16}$$

进而可以建立曲线纤维壁板在大变形条件下，含有边界条件的总势能变分方程[16,25]：

$$\begin{aligned}\Pi_p^*=&-\frac{1}{2}\iint_s\left[a_{11}(x,y)\Phi_{,yy}^2+2a_{12}(x,y)\Phi_{,xx}\Phi_{,yy}+\right.\\&a_{22}(x,y)\Phi_{,xx}^2+a_{66}(x,y)\Phi_{,xy}^2-2a_{16}(x,y)\Phi_{,yy}\Phi_{,xy}-\\&\left.2a_{26}(x,y)\Phi_{,xx}\Phi_{,xy}\right]\mathrm{d}x\mathrm{d}y+\frac{1}{2}\iint_s\left[D_{11}(x,y)w_{,xx}^2+\right.\\&2D_{12}(x,y)w_{,xx}w_{,yy}+D_{22}(x,y)w_{,yy}^2+4D_{66}(x,y)w_{,xy}^2+\\&\left.4D_{16}(x,y)\,w_{,yy}w_{,xy}+4D_{26}(x,y)w_{,xx}w_{,xy}\right]\mathrm{d}x\mathrm{d}y+\\&\frac{1}{2}\iint_s\left[\Phi_{,yy}w_{,xx}^2+\Phi_{,xx}w_{,yy}^2-2\Phi_{,xy}w_{,x}w_{,y}\right]\mathrm{d}x\mathrm{d}y+\\&\int_{c_1}\left[M_{v0}w_{,v}-\left(V_{z0}+M_{vs0,s}\right)w\right]\mathrm{d}s+\int_{c_2}\left[u_0N_{xv}+v_0N_{yv}\right]\mathrm{d}s\end{aligned}\tag{17}$$

式中：等号右边前2项积分式为薄板的面内拉伸/压缩和弯曲引起的应变能；等号右边第3项积分式为以应力函数$\boldsymbol{\Phi}$的形式表示了相容方程和平衡方程之间的耦合关系；等号右边最后2项积分式为一般边界条件；下标c_1和c_2分别为定义了应力和位移约束的边界。积分项s和v分别为沿给定边界的切线和

法线方向。通过引入拉格朗日乘子, 非线性的应变-位移关系能够被包含在势能方程式 (17) 中, 从而不需要单独求解相容方程和平衡方程, 这意味着仅需求解静止状态下的方程式 (17) 就能同时满足非线性平衡方程、相容方程、给定的弯矩及横向剪切合应力 (面外) 边界条件和位移 (面内) 边界条件。

2　瑞利-里兹求解方法

2.1　分析坐标系与形函数选择

本文将对 y 方向无约束 (见图 3(a)) 和 y 方向有位移约束 (见图 3(b))2 种不同的边界条件展开研究; 如未加特殊说明, 则表示纤维角度沿 x 方向改变, 载荷也沿 x 方向施加于薄板上。为简单起见, 将分析坐标系进行归一化:

$$\begin{cases}\xi = 2x/a \\ \eta = 2y/b \quad \xi,\eta \in [-1,1]\end{cases} \tag{18}$$

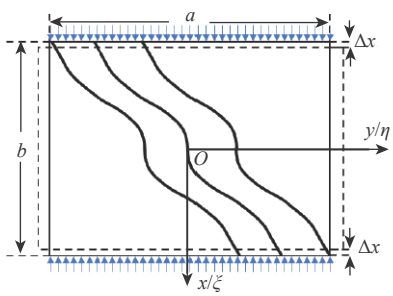
式中: a 为平板长度; b 为平板宽度。

本文采用瑞利-里兹模型进行屈曲、后屈曲分析, 将位移函数 w 和 Airy 应力函数 Φ 假设为如下的级数形式[25]:

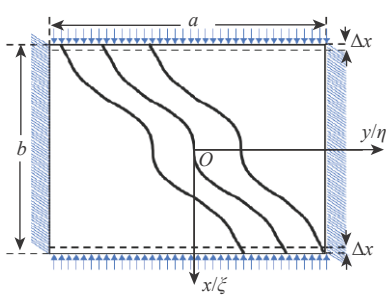
$$w(\xi,\eta) = \sum_{m=0}^{M}\sum_{n=0}^{N} W_{mn} X_m(\xi) Y_n(\eta) \tag{19}$$

$$\Phi(\xi,\eta) = \Phi_0(\xi,\eta) + \sum_{p=0}^{P}\sum_{q=0}^{Q} \Phi_{pq} X_p(\xi) Y_q(\eta) \tag{20}$$

式中: X_m、Y_n、X_p、Y_q 为满足给定边界条件的形函数; $\Phi_0(\xi,\eta)$ 为沿边界处的未知法向应力分布 (N_{x0}, N_{y0})。可以表示成如下形式以符合实际应力分布:



(a) y方向无约束 (SSFF)



(b) y方向有位移约束 (SSSS)

图 3　曲线纤维薄板载荷、位移及坐标系示意图

Fig. 3　Load, displacement and coordinate of VAT fiber plate

$$\Phi_0(\xi,\eta) = \sum_l c_l Y_l(\eta) + \sum_l d_l X_l(\xi) \tag{21}$$

式中: c_l 和 d_l 分别为应力函数对于给定边界条件的未知应力场的各阶形函数的待定系数。具体地, 在薄板各方向边界处可以得到边界处应力与形函数之间的对应关系:

$$\begin{cases} N_{x0} = \dfrac{\partial^2 \Phi_0}{\partial y^2} = \dfrac{4}{b^2}\displaystyle\sum_{l=0}^{L} c_l \varphi_l(\eta) \quad \xi = \pm 1 \\ N_{y0} = \dfrac{\partial^2 \Phi_0}{\partial x^2} = \dfrac{4}{a^2}\displaystyle\sum_{l=0}^{L} d_l \psi_l(\xi) \quad \eta = \pm 1 \end{cases} \tag{22}$$

式中: $\varphi(\eta)$、$\psi(\xi)$ 为应力的形函数。给定的位移载荷形式需要与待求的边界合应力分布结合, 并将其代入式 (12) 的边界积分项中进行未知量 (Φ_{pq}、c_l、d_l) 的求解。

对于式 (19)～式 (22) 中形函数的选择, 需要考虑面内边界条件和对应的面内应力状态。对经典形函数的相关研究表明[17], 三角函数多项式由于具有周期性, 适用于求解具有周期性的力学问题; 勒让德函数具有非周期性, 适用于非周期性问题的求解。对于本文所研究的稳定性问题, 非周期的勒让德多项式作为形函数具有更好的收敛性和求解精度。为加快收敛速度, 本文选择勒让德多项式作为形函数; 为使其形式满足边界条件, 需对勒让德多项式乘以 $(1-\xi^2)$ 或 $(1-\eta^2)$:

$$\begin{cases} X_m(\xi) = (1-\xi^2) L_m(\xi) \\ Y_n(\eta) = (1-\eta^2) L_n(\eta) \end{cases} \tag{23}$$

其中勒让德形函数 $L_r(\xi)$ 一般形式为[17]

$$\begin{cases} L_1 = 1 \\ L_2 = \xi \\ L_3 = \dfrac{1}{2}(3\xi^2 - 1) \\ L_{i+1}(\xi) = \displaystyle\sum_{j=0}^{J} (-1)^j \frac{(2i-2j)!}{2^i j!(i-j)!(i-2j)!} \xi^{i-2j} \\ \qquad j = \dfrac{i}{2}(i = 0,2,4,\cdots), j = \dfrac{i-1}{2}(i = 1,3,5,\cdots) \end{cases} \tag{24}$$

本文进行的数值实验结果如图 4 所示, 纵轴为计算值和有限元结果的比值; 横轴坐标 "x-y-z" 中的数字含义如下: x、y 分别对应表征结构刚度本身的形函数的阶数, 而 z 对应边界处应力形函数阶数。前 10 阶屈曲模态在选用 5 阶形函数时即可实现收敛; 对于第 1 阶屈曲因子, 只需表征结构刚度本身形函数的阶数 (即 x) 达到 7 阶、其余形函数仍为 5 阶即可具有足够的精度, 第 1 阶屈曲因子相对误差为 1.3%。该实验结果证明, 勒让德多项式在分析板的屈曲问题时具有较好的收敛性和准确性。

2.2　瑞利-里兹屈曲求解模型

小变形状态下式 (12) 和式 (13) 可以独立求解。将式 (19)～式 (22) 代入式 (12), 就可以得到以勒让德多项式作为形函数表示的面内拉伸/压缩对应边值问题的总泛函; 其中需要进行求解的未知量共有

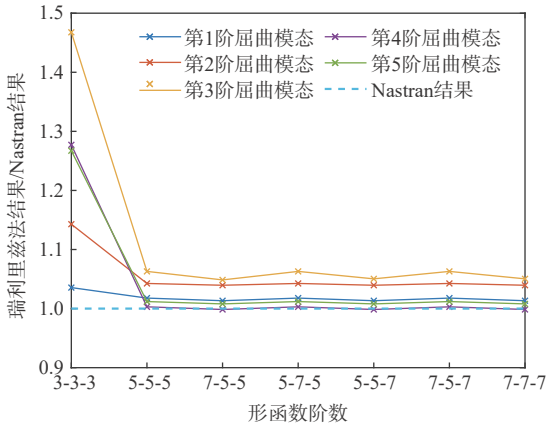


图4 SSSS边界条件下不同形函数阶数屈曲因子计算结果对比

Fig. 4 Buckling factors comparison of different shape function orders under SSSS boundary condition

3组，分别是$\boldsymbol{\Phi}_{pq}$、c_l、d_l。利用总泛函对未知量偏导数为0的特性建立瑞利-里兹模型：

$$\frac{\partial \Pi_{\mathrm{m}}^{*}}{\partial f_i}=0 \tag{25}$$

式中：f_i分别为$\boldsymbol{\Phi}_{pq},c_l,d_l$。

由式(25)可以得到一组线性代数方程，并可以表示为式(27)的张量形式，式(26)分别由式(12)对$\boldsymbol{\Phi}_{pq}$、c_l和d_l求偏导数得来：

$$\begin{cases}\partial \Pi_{\mathrm{m}}^{*}/\partial \boldsymbol{\Phi}_{pq}=0 \Rightarrow \boldsymbol{K}_{\mathrm{m}}\boldsymbol{\Phi}+\boldsymbol{K}_{\mathrm{mc}}\boldsymbol{c}+\boldsymbol{K}_{\mathrm{md}}\boldsymbol{d}=\boldsymbol{0}\\ \partial \Pi_{\mathrm{m}}^{*}/\partial c_l=0 \Rightarrow \boldsymbol{K}_{\mathrm{cm}}\boldsymbol{\Phi}+\boldsymbol{K}_{\mathrm{c}}\boldsymbol{c}+\boldsymbol{K}_{\mathrm{cd}}\boldsymbol{d}=\boldsymbol{F}_x\\ \partial \Pi_{\mathrm{m}}^{*}/\partial d_l=0 \Rightarrow \boldsymbol{K}_{\mathrm{dm}}\boldsymbol{\Phi}+\boldsymbol{K}_{\mathrm{dc}}\boldsymbol{c}+\boldsymbol{K}_{\mathrm{d}}\boldsymbol{d}=\boldsymbol{F}_y\end{cases} \tag{26}$$

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{K}_{\mathrm{m}} & \boldsymbol{K}_{\mathrm{mc}} & \boldsymbol{K}_{\mathrm{md}}\\ \boldsymbol{K}_{\mathrm{cm}} & \boldsymbol{K}_{\mathrm{c}} & \boldsymbol{K}_{\mathrm{cd}}\\ \boldsymbol{K}_{\mathrm{dm}} & \boldsymbol{K}_{\mathrm{dc}} & \boldsymbol{K}_{\mathrm{d}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{\Phi}\\ \boldsymbol{c}\\ \boldsymbol{d}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{F}_x\\ \boldsymbol{F}_y\end{bmatrix} \tag{27}$$

式中：$\boldsymbol{K}_{\mathrm{mc}}$等项为板在小变形状态下的变分刚度矩阵，矩阵下标中的m、c、d分别表示面内、x方向的边界(即边界a)和y方向的边界(即边界b)；$\boldsymbol{\Phi}$、$\boldsymbol{c}$和$\boldsymbol{d}$分别为未知量$\boldsymbol{\Phi}_{pq}$、c_l和d_l的列向量形式；$\boldsymbol{F}_x$、$\boldsymbol{F}_y$分别为x方向和y方向的边界条件。式(27)可简写为式(28)，这与经典理论中的线性静力学问题具有相同表达形式：

$$\boldsymbol{K}\boldsymbol{\Phi}=\boldsymbol{F} \tag{28}$$

对于图3(a)中y方向边界无约束时的边界条件(SS-FF)，y方向无应力，直接得到$d_l=0$，方程组退化为

$$\begin{cases}\partial \Pi_{\mathrm{m}}^{*}/\partial \boldsymbol{\Phi}_{pq}=0 \Rightarrow \boldsymbol{K}_{\mathrm{m}}\boldsymbol{\Phi}+\boldsymbol{K}_{\mathrm{mc}}\boldsymbol{c}=\boldsymbol{0}\\ \partial \Pi_{\mathrm{m}}^{*}/\partial c_l=0 \Rightarrow \boldsymbol{K}_{\mathrm{cm}}\boldsymbol{\Phi}+\boldsymbol{K}_{\mathrm{c}}\boldsymbol{c}=\boldsymbol{F}_x\end{cases} \tag{29}$$

由式(12)可得，对于坐标归一化后的薄板有：

$$\boldsymbol{F}_x=\partial\int_{-1}^{1}u_0(s)N_{xv}(s)\mathrm{d}s/\partial\boldsymbol{c} \tag{30}$$

注意到在本文所求解的壁板稳定性问题中，边界位移的分布形式$u_0(s)$已知，且独立于应力分布，因此可得

$$\boldsymbol{F}_x=\int_{-1}^{1}u_0(s)\left[\partial N_{xv}(s)/\partial\boldsymbol{c}\right]\mathrm{d}s \tag{31}$$

由式(5)和式(22)可得

$$\boldsymbol{F}_x=\frac{4}{b^2}\int_{-1}^{1}u_0(s)\boldsymbol{\psi}(s)\mathrm{d}s \tag{32}$$

方程式(27)中并不包含位移函数w，仅能获取边界处的载荷和板的应力分布形式$\boldsymbol{\Phi}$。为了获得板的屈曲因子及对应的屈曲模态信息，需要通过求解弯曲对应的总泛函方程式(13)获得。采用与式(25)相似的方法，可以得到由待求位移函数的系数W表示的给定合应力状态下的屈曲问题，并可改写成求解矩阵特征值的形式如下：

$$\begin{aligned}&\partial \Pi_1^{*}/\partial W_{mn}=0 \Rightarrow \boldsymbol{K}_{\mathrm{b}}\boldsymbol{W}=\lambda(\boldsymbol{K}_{\mathrm{bm}}\boldsymbol{\Phi}+\boldsymbol{K}_{\mathrm{bc}}\boldsymbol{c}+\boldsymbol{K}_{\mathrm{bd}}\boldsymbol{d})\boldsymbol{W}\\ &\text{或}\left[\boldsymbol{K}_{\mathrm{b}}-\lambda(\boldsymbol{K}_{\mathrm{bm}}\boldsymbol{\Phi}+\boldsymbol{K}_{\mathrm{bc}}\boldsymbol{c}+\boldsymbol{K}_{\mathrm{bd}}\boldsymbol{d})\right]\boldsymbol{W}=0\end{aligned} \tag{33}$$

式中：矩阵下标中的b表示弯曲；λ为对应刚度矩阵的特征值，按从小到大排序后即为各阶屈曲模态对应的屈曲因子；$\boldsymbol{W}$为各阶屈曲模态的特征向量(即振型)。给定载荷$\boldsymbol{F}$与屈曲临界载荷$\boldsymbol{F}_{\mathrm{cr}}$的关系为

$$\boldsymbol{F}_{\mathrm{cr}}=\lambda\boldsymbol{F} \tag{34}$$

2.3 大变形瑞利-里兹求解方法

与屈曲求解方法相似，将形函数表达式(19)～式(23)代入大变形总泛函方程式(17)，就可以得到以勒让德多项式作为形函数表示的对应边值问题的总泛函；其中需要同时进行求解的未知量共有4组，分别是$\boldsymbol{\Phi}_{pq}$、c_l、d_l和W_{mn}。同样利用总泛函对未知量偏导数为零的特性建立瑞利-里兹模型：

$$\partial \Pi^{*}/\partial f_i=0 \tag{35}$$

式中：f_i分别为$\boldsymbol{\Phi}_{pq},c_l,d_l,W_{mn}$。

由式(35)可以得到一组非线性代数方程，并可以表示为如式(36)的形式，分别由式(17)对ϕ_{pq}、c_l、d_l和W_{mn}求偏导数得来：

$$\begin{cases}\boldsymbol{K}_{\mathrm{m}}\boldsymbol{\Phi}+\boldsymbol{K}_{\mathrm{mc}}\boldsymbol{c}+\boldsymbol{K}_{\mathrm{md}}\boldsymbol{d}+\boldsymbol{W}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}_{\mathrm{mb}}\boldsymbol{W}=\boldsymbol{0}\\ \boldsymbol{K}_{\mathrm{cm}}\boldsymbol{\Phi}+\boldsymbol{K}_{\mathrm{c}}\boldsymbol{c}+\boldsymbol{K}_{\mathrm{cd}}\boldsymbol{d}+\boldsymbol{W}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}_{\mathrm{cb}}\boldsymbol{W}=\boldsymbol{F}_x\\ \boldsymbol{K}_{\mathrm{dm}}\boldsymbol{\Phi}+\boldsymbol{K}_{\mathrm{dc}}\boldsymbol{c}+\boldsymbol{K}_{\mathrm{d}}\boldsymbol{d}+\boldsymbol{W}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}_{\mathrm{db}}\boldsymbol{W}=\boldsymbol{F}_y\\ \boldsymbol{W}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}_{\mathrm{bm}}\boldsymbol{\Phi}+\boldsymbol{W}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}_{\mathrm{bc}}\boldsymbol{c}+\boldsymbol{W}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}_{\mathrm{bd}}\boldsymbol{d}-\boldsymbol{K}_{\mathrm{b}}\boldsymbol{W}=\boldsymbol{0}\end{cases} \tag{36}$$

式中：各矩阵的记号含义与式(27)和式(33)中相同；$\boldsymbol{W}$为式(17)中形函数系数W_{mn}的列向量形式。实际上，所有涉及到2个未知量的耦合矩阵(如$\boldsymbol{K}_{\mathrm{bm}}$、$\boldsymbol{K}_{\mathrm{bc}}$、$\boldsymbol{K}_{\mathrm{bd}}$)实际为3阶张量，为了保持表达统一及便于理解，本文仍写作矩阵的形式，而在其具体表达形式中写成三维数组的形式。在计算时，涉及到此类数组的乘法运算时仅对后二维所构成的n个矩阵依次进行矩阵乘法，并将结果对应排列，则计算结果仍为列向量形式，具体过程不再赘述。

式(36)实际为式(27)和式(33)及额外的非线性耦合项组合得到，这些耦合项正来源于大变形状态下面内合应力对于中性面平衡方程的影响，即面内-弯曲耦合关系；该非线性方程无显式求解方法。在求解时，首先通过求解式(27)或式(29)得到前屈曲状态时的合应力分布形式(即变量$\boldsymbol{\Phi}$、$\boldsymbol{c}$和$\boldsymbol{d}$)，并代入式(33)得到板的临界屈曲载荷N_{cr}和临界状态的位移函数(即$\boldsymbol{W}$)；之后进行后屈曲求解，本文通过

牛顿-辛普森迭代方法来求解非线性代数方程式 (36) 并获得后屈曲的平衡路径, 即加载步长载荷与位移的关系。下面给出具体的迭代求解格式推导。非线性方程式 (36) 中的 4 个方程可以写为

$$\begin{cases} \boldsymbol{F}(\boldsymbol{X}) = \begin{bmatrix} f_1(\boldsymbol{X}) \\ f_2(\boldsymbol{X}) \\ f_3(\boldsymbol{X}) \\ f_4(\boldsymbol{X}) \end{bmatrix} = 0 \\ \boldsymbol{X} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Phi} \\ \boldsymbol{c} \\ \boldsymbol{d} \\ \boldsymbol{W} \end{bmatrix} \end{cases} \tag{37}$$

实际计算中, 仅使用经典的牛顿-辛普森迭代法可能会在求解部分算例时出现数值不稳定, 因此, 需加入阻尼因子α以增强稳定性:

$$\boldsymbol{X}_{n+1} = \boldsymbol{X}_n - \alpha \frac{\boldsymbol{F}(\boldsymbol{X}_n)}{\boldsymbol{F}'(\boldsymbol{X}_n)} \tag{38}$$

式中: α一般取 (0,1) 之间的数值, 越接近 0 则阻尼越大, $\alpha = 1$则表示无阻尼。

非线性矩阵方程$\boldsymbol{F}(\boldsymbol{X})$对自变量$\boldsymbol{X}$的导数即方程组 (37) 的雅可比矩阵$\boldsymbol{J}$, 其形式为

$$\boldsymbol{J} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{K}_{\mathrm{m}} & \boldsymbol{K}_{\mathrm{mc}} & \boldsymbol{K}_{\mathrm{md}} & 2\boldsymbol{K}_{\mathrm{mb}}\boldsymbol{W} \\ \boldsymbol{K}_{\mathrm{cm}} & \boldsymbol{K}_{\mathrm{c}} & \boldsymbol{K}_{\mathrm{cd}} & 2\boldsymbol{K}_{\mathrm{cb}}\boldsymbol{W} \\ \boldsymbol{K}_{\mathrm{dm}} & \boldsymbol{K}_{\mathrm{dc}} & \boldsymbol{K}_{\mathrm{d}} & 2\boldsymbol{K}_{\mathrm{db}}\boldsymbol{W} \\ -\boldsymbol{K}_{\mathrm{bm}}\boldsymbol{W} & -\boldsymbol{K}_{\mathrm{bc}}\boldsymbol{W} & -\boldsymbol{K}_{\mathrm{bd}}\boldsymbol{W} & \boldsymbol{K}_{\mathrm{b}} - \boldsymbol{K}_{\mathrm{bm}}\boldsymbol{\Phi} - \\ & & & \boldsymbol{K}_{\mathrm{bc}}\boldsymbol{c} - \boldsymbol{K}_{\mathrm{bd}}\boldsymbol{d} \end{bmatrix} \tag{39}$$

式中: 3 阶张量的各耦合矩阵与向量相乘后退化为 2 阶张量, 即矩阵; 进行此类运算时仅对三维数组中对应的某一维展开。

在进行求解时, 先将给定的载荷分解成若干级微小载荷逐次加载, 并在每个加载步中采用迭代法求解得到位移函数w和应力函数$\boldsymbol{\Phi}$的待定系数, 直至 2 次迭代的残差ε小于给定值 (本文取 10^{-4}) 后认为收敛并计算下一个加载步。该屈曲/后屈曲求解流程如图 5 所示, 其中残差ε的计算形式为

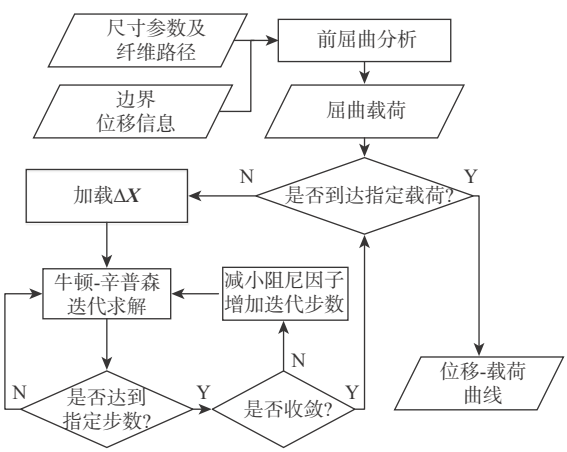


图 5　屈曲/后屈曲求解流程

Fig. 5　Analysis flow of buckling and post-buckling

$$\varepsilon_n = \|\boldsymbol{X}_{n+1} - \boldsymbol{X}_n\|_2 \tag{40}$$

3　有限元模型与求解策略

3.1　有限元求解模型

为验证本节所建立的曲线纤维壁板屈曲分析方法的正确性及其在机翼蒙皮局部壁板屈曲分析中的适用性, 选取某大型商用客机机翼上翼面的部分蒙皮壁板作为研究对象, 如图 6(a) 中红色部分所示。壁板在面内主要承受沿展向的压缩载荷, 如图 6(b) 中的箭头所示, 该壁板四周均为刚度较大的翼肋或翼梁, 在机翼受到气动载荷而产生变形时, 壁板上下边界受到翼肋沿展向的挤压而发生变形, 而左右边界向外延展的趋势受到翼梁的限制, 此时可认为该壁板具有位移约束的边界条件。且该壁板沿展向曲率为 0, 沿弦向的曲率很小, 对其受到沿展向压缩时的稳定性影响有限, 因此, 可简化成矩形平板进行研究, 其边界条件和分析坐标系如图 6(b) 所示, 瑞利-里兹法求解通过 MATLAB 自编程序实现。采用 Patran 建立曲线纤维复合材料矩形层合板的有限元模型, 如图 6(c) 所示, 其中红色箭头表示对应单元内纤维方向; 并采用 Nastran 对其进行了屈曲分析。壁板的几何尺寸为450 mm×750 mm, 材料常数及铺层厚度如表 1 所示。本文除分析图 3 中所示的侧边自由 (SSFF) 和侧边施加位移约束 (SSSS) 这 2 种不同情况外 (其中a = 450 mm, b = 750 mm, 所给定的单侧位移边界条件$\Delta x = 10^{-3}$ mm), 还对机翼在气动弹性变形下的复杂边界条件进行屈曲/后屈曲分析, 并对比 3 种不同边界条件对屈曲特性的影响。

3.2　机翼弹性变形下壁板面内位移提取方法

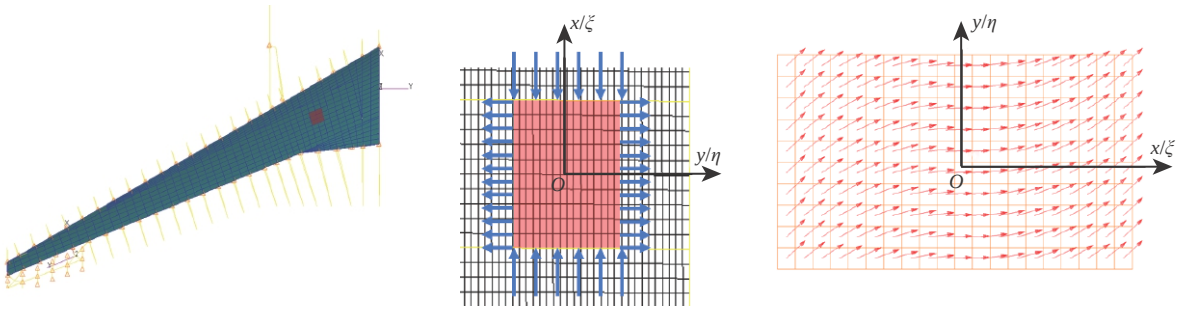
在实际飞行状态中, 机翼由于气动力作用而产生弹性变形。从宏观角度观察, 该弹性变形表现为向上弯曲的挠度和各剖面的扭转; 对局部壁板而言, 该壁板的局部分析坐标系发生了位移和旋转, 且该位移远远大于其边界处在面内的位移分量, 如图 7 所示。其中, 蓝色的点为机翼变形前该壁板边界上的点, 为方便分析将壁板平移其形心与坐标原点重合; 红色的点为机翼变形后该壁板边界上的点。将变形后壁板的形心平移到坐标原点便可以清晰地观察到壁板局部坐标系即壁板本身的旋转 (见图 7(b))。需计算变形后局部坐标系在原分析坐标系下的表示形式, 进而得出变形后的壁板边界各点在对应的局部坐标系中的坐标。

坐标系的旋转和平移采用如下方式:

$$[x_{\mathrm{l}}, y_{\mathrm{l}}, z_{\mathrm{l}}] = [x_{\mathrm{o}}, y_{\mathrm{o}}, z_{\mathrm{o}}]\,[\boldsymbol{\alpha} \quad \boldsymbol{\beta} \quad \boldsymbol{\gamma}] \tag{41}$$

式中: $\boldsymbol{\alpha}$、$\boldsymbol{\beta}$和$\boldsymbol{\gamma}$分别为局部坐标系 3 个坐标轴对应的单位向量在全局分析坐标系中的表达式 (列向量形式); $[x_{\mathrm{o}}, y_{\mathrm{o}}, z_{\mathrm{o}}]$为边界处各点在全局坐标系中的坐标; $[x_{\mathrm{l}}, y_{\mathrm{l}}, z_{\mathrm{l}}]$为对应点在局部分析坐标系中的坐标。

首先需要获得气动弹性分析后各结点的位移,



(a) 整体机翼示意图 (b) 局部壁板示意图 (c) 曲线纤维壁板有限元模型

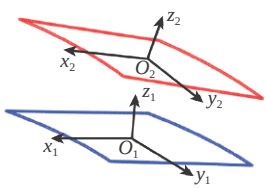
图 6 局部屈曲分析所选取的壁板示意图

Fig. 6 Panel description of local buckling analysis

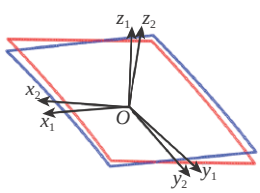
表 1 壁板采用材料的材料属性

Table 1 Material properties of composite used in panel

材料属性	数值	材料属性	数值
E_1/MPa	98 000	ν_{12}	0.28
E_2/MPa	7 900	密度/(kg·m^{-3})	1 520
G_{12}/MPa	5 600	单层厚度/mm	0.134



(a) 边界结点原始位移示意图



(b) 平移至形心重合后边界结点位置示意图

图 7 机翼气动弹性变形前后上翼面壁板边界结点位置对比示意图

Fig. 7 Comparation of node location on edges of focusing panel before and after aeroelastic deformation

进而可得到边界各点变形后的坐标；分别对变形前和变形后 2 组结点采用式 (41) 的方法转换为局部坐标系中的坐标，此时便可将变形前后的壁板置入同一坐标系中进行分析。边界各点的面内位移也能随之获得，如图 8 所示；注意此位移仅为示意而非真实位移，由于边界面内位移相比板的尺寸小 2～3 个数量级，图 8 中绘制的红色位移示意为各点实际位移放大 1 000 倍后的结果。在本文的分析中，主要考虑由于面内压缩/拉伸位移对稳定性的影响，忽略对屈曲影响相对较小的剪切位移。最终提取得到的该壁板受压缩边界和横侧边界的位移边界条件随位置变化情况如图 9 所示。

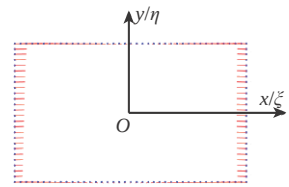
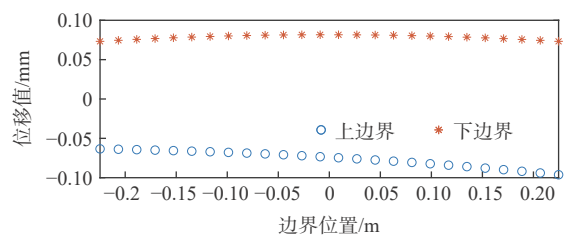
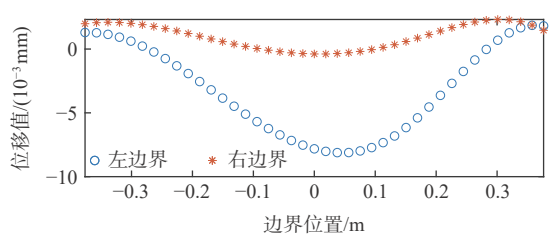


图 8 转换为局部坐标系后各结点位移示意图

Fig. 8 Diagram of displacement of each node after conversion to a local coordinate system



(a) 受压边界位移 (压缩)



(b) 横侧边界位移 (拉伸)

图 9 受压和横侧边界的位移分布示意图

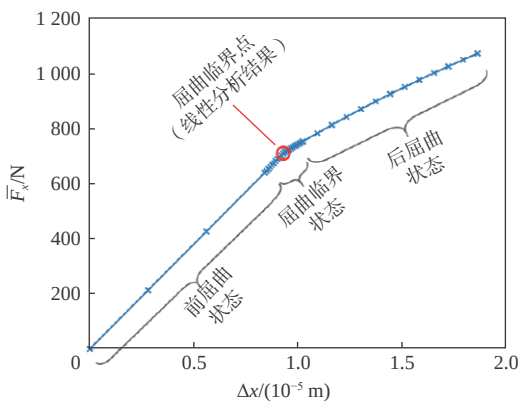
Fig. 9 Displacement distribution of loading edges and transverse edges

3.3 后屈曲特性有限元分析策略

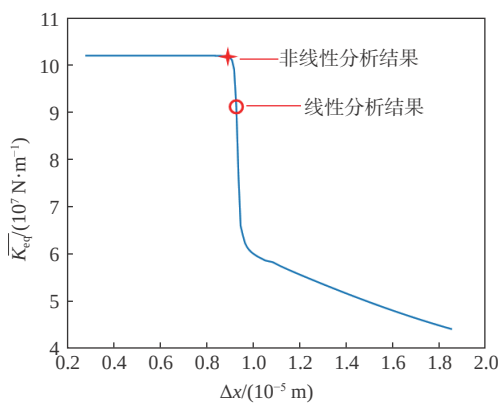
本文的非线性有限元分析使用 MSC.Nastran 的 SOL400 模块完成。在进行几何非线性分析时，对于不同构型，采用固定步长加载的方式难以获取各构型下的准确临界屈曲载荷；为了更准确地获取不同曲线纤维路径壁板的力学特性，并尽可能减小有限元软件计算耗费，本文采用了自适应的变步长分段加载策略。在进行非线性分析前，首先使用线性求解方法得出当前构型的临界屈曲位移Δx_{cr}及 1 阶屈曲模态；而后基于此进行几何非线性分析，在不同阶段采用不同加载步长，如图 10(a) 所示，其中横坐标为单侧位移，纵坐标为壁板加载端约束力。

通过计算相邻 2 个加载点的斜率即可得到当前状态下结构的等效刚度, 如图 10(b) 所示 (壁板铺层参数为$[[\langle 45|0|45\rangle\langle -45|0|-45\rangle]_{\times 2}90]_S$); 进而准确获得结构发生屈曲的临界点。几何非线性分析表明, 对于本文的碳纤维复合材料曲线纤维壁板, 采用线性方法得到的屈曲临界变形壁板端面合力与非线性方法获得的实际合力一致, 误差可忽略。而屈曲实际发生时所对应的位移略小于线性分析结果, 大致为线性结果的 97%～98%; 达到屈曲载荷后, 壁板面内承载能力迅速下降。这表明, 进行飞行器结构的壁板设计时, 采用线性分析方法及线性临界屈曲载荷作为壁板稳定性约束是合理的, 但超出该临界屈曲载荷后线性方法不能得到准确结果。

通过改变壁板 x、y 方向单元划分密度, 可研究有限元方法的计算耗费与网格规模间的关系, 如图 11 所示, 其对应边界条件为 SSSS 边界, 铺层参数$[[\langle 45|0|45\rangle\langle -45|0|-45\rangle]_{\times 2}90]_S$, 采用 CTS 设计, 计算环境为 Windows 10 系统、i5-7200U CPU (2.50 GHz)、8 GB 内存的个人计算机; 其中端面载荷表示加载至 2 倍屈曲临界位移时加载边界的合外力, R_y表示



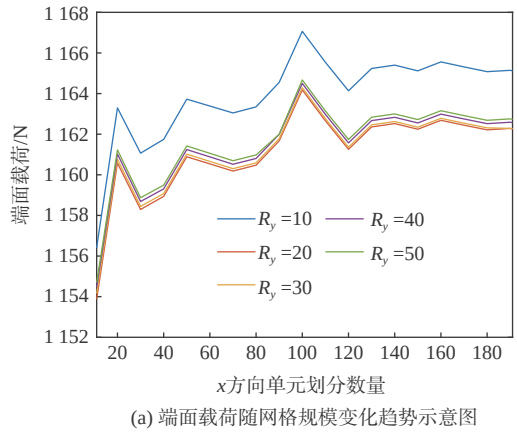
(a) 分段加载策略示意图



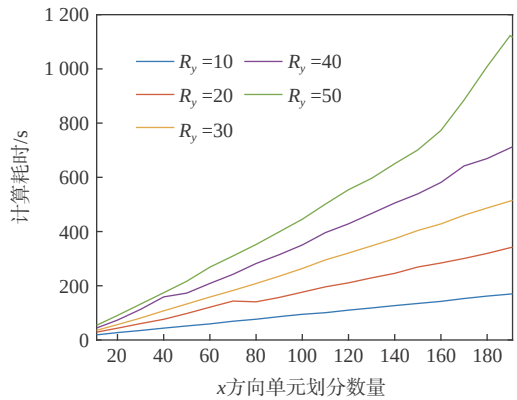
(b) 等效刚度及位移示意图

图 10　铺层曲线纤维壁板 (SSFF) 几何非线性屈曲分析结果

Fig. 10　Geometry nonlinear buckling results of VAT panel under SSFF boundary condition



(a) 端面载荷随网格规模变化趋势示意图



(b) 计算耗时随网格规模变化趋势示意图

图 11　端面载荷及计算耗时随网格规模变化示意图

Fig. 11　Edge end load and calculation cost changes as mesh density

沿 y 方向划分的单元数量。从中可以看出, 由于曲线纤维壁板中纤维角度随位置变化, 非线性屈曲较难收敛; 本文中曲线纤维的变化沿 x 方向, 因此 y 方向单元密度对结果影响程度较低, 当单元划分数量达到 20 时继续加密对结果影响十分有限; 而 x 方向单元直接影响壁板刚度变化情况, 划分密度不足则会引起数值波动, 单元划分数量在 130 以上时可避免波动, 后屈曲载荷分析结果接近收敛。

本文建立的快速求解框架虽然也使用了迭代求解, 但其是基于一个含有所有未知量的单独方程进行的, 无需在 2 个方程 (即平衡方程和相容方程) 之间进行相互迭代, 因此能够快速进行非线性分析。上述计算实验表明, 经典的 MSC.Nastran 软件达到数值稳定需耗费约 200 s, 其他如 ABAQUS 等软件耗时大体相当; 而本文建立的快速求解方法可于 10 s 左右完成非线性分析, 求解速度远快于经典有限元软件, 适用于非线性屈曲的大规模优化。

3.4　有限元与瑞利-里兹法对比验证

3.4.1　第 1 阶模态屈曲因子对比

按 3.2 节中描述的方法提取壁板受压和横侧边界的位移, 分别采用有限元软件 Nastran 和瑞利-里

兹法进行屈曲分析。由于机翼整体的弯扭耦合效应等影响，边界上的位移值并非均布匀或线性变化，而呈现出较为复杂的分布形式。此时应力分布相比均布位移边界条件变化较大，应选取前 n 阶勒让德多项式以获得更好的收敛性。当壁板边界条件为均布位移约束的 SSFF 或 SSSS 边界条件时，对于直线纤维壁板、AFP 固定厚度设计及 CTS 变厚度设计的曲线纤维壁板，瑞利-里兹法与 Nastran 第 1 阶模态相对误差均小于 0.5%，前 5 阶模态相对误差小于 1%。前 5 阶模态振型均与 Nastran 结果一致，为简略未进行展示。

为总结壁板屈曲特性随纤维角度变化的规律，以壁板双侧承载边界处控制点纤维角度设置为 T_1，壁板中心点处纤维角度为 T_2，进行对称均衡纤维路径设计，即将壁板纤维路径设置为 $\left[\left\langle T_1|T_2|T_1\right\rangle\left\langle -T_1|-T_2|-T_1\right\rangle\right]_{\times 15}]_s$ 的对称均衡铺层形式；采用 CTS 设计时，参考角度为边界处的控制点角度 T_1。分别固定其中一控制点角度为 0°，计算第 1 阶模态屈曲因子随另一控制点角度变化趋势，并与有限元结果进行对比，如图 12 所示。

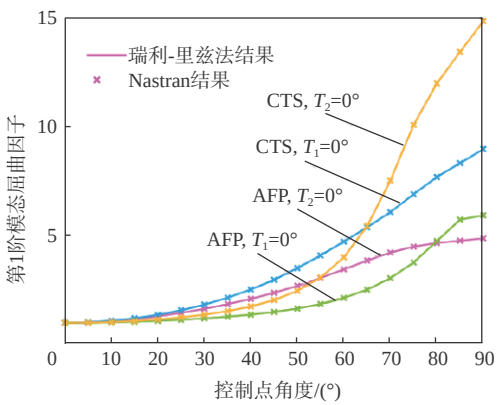


图 12 固定一控制点角度、屈曲因子随另一控制点角度变化趋势

Fig. 12 Buckling factor variation along with angle of one control point (with the other point fixed)

从分析结果中可以看出壁板中心处纤维角度与边界处纤维角度对屈曲性能影响的差别。通过增加边界处的纤维角度能够取得更好的屈曲性能，尤其是采用 CTS 变厚度设计时。在此非均布位移载荷作用下，瑞利-里兹法与有限元方法的分析精度相当，相对误差小于 0.5%。

3.4.2 屈曲/后屈曲特性对比

通过本文建立的瑞利-里兹求解方法与有限元软件 MSC.Nastran 对壁板在不同边界条件下的屈曲/后屈曲特性进行对比，验证 2 种不同分析方法的准确性，及对不同边界条件的适用性，如图 13 所示。其中，图 13(a) 和图 13(b) 的横坐标为加载边界的单侧边界位移量；图 13(c) 的横坐标为受压边界上一点的位移量，其余各点压缩/拉伸的位移量按照图 9

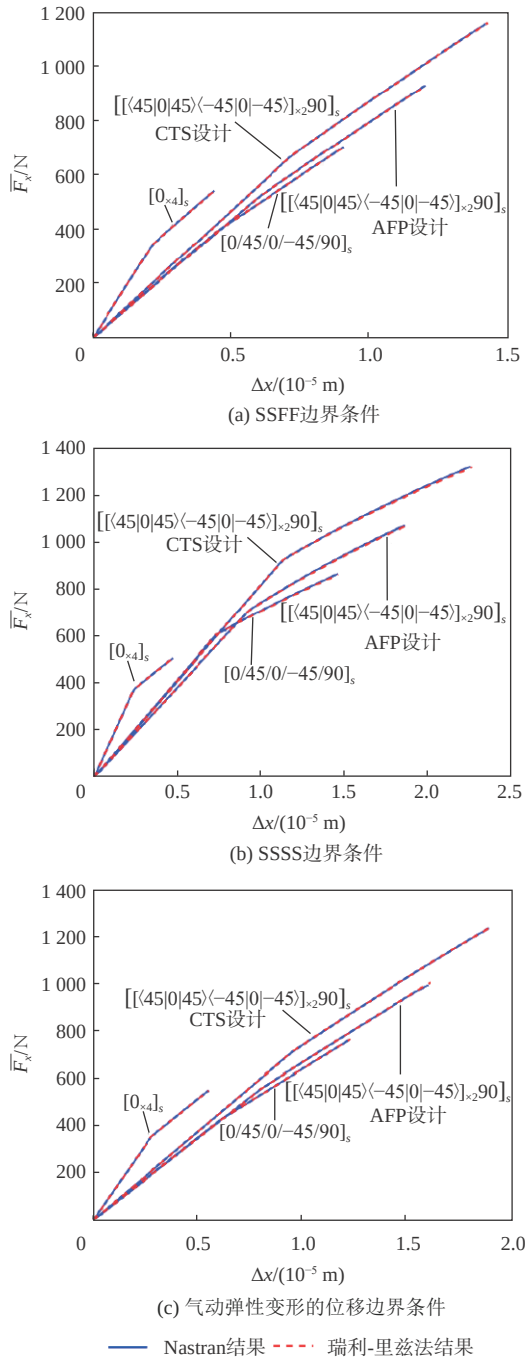


图 13 不同边界条件曲线纤维壁板屈曲/后屈曲特性对比

Fig. 13 Buckling and post-buckling performance of VAT panel under different boundary conditions

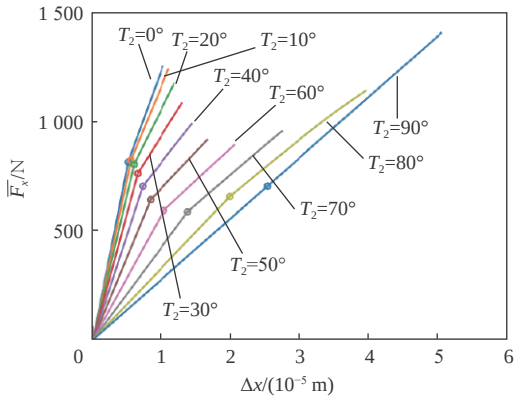
中的位移分布形式相应变化。从中可以明显看出，对于相同位移条件，采用 CTS 设计可以有效增加临界载荷，但在后屈曲阶段承载效率与 AFP 设计相当。2 种方法结果一致，验证了解析法和有限元方法进行后屈曲求解的准确性。

4 曲线纤维壁板稳定性特性分析

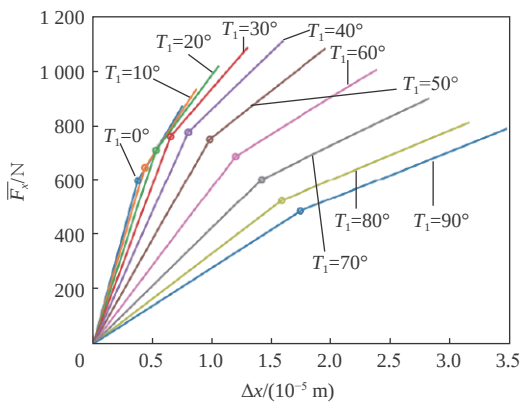
为进一步分析曲线纤维壁板的屈曲/后屈曲特性，并更清晰地展示曲线纤维壁板稳定性随纤维路径参数变化的规律，采用瑞利-里兹法对纤维路径

为$\left[\left[\langle T_1|T_2|T_1\rangle\langle -T_1|-T_2|-T_1\rangle\right]_{\times 3}\right]_s$的壁板进行稳定性分析, 根据分析结果绘制相应的载荷-位移曲线。

对边界条件为 SSSS 的曲线纤维壁板, 分别固定一个控制点的纤维方向角, 将另一控制点纤维方向角从 0°变化至 90°(变化间隔为 10°), 其屈曲/后屈曲特性如图 14 所示; 其中圆圈处表示该构型的屈曲临界位移和载荷。其载荷-位移曲线随着一个控制点纤维方向角增大呈现出明显规律, 即临界屈曲位移增加、斜率变小, 如图 14(a) 所示。



(a) T_1=30°, $T_2\in$[0°, 90°]



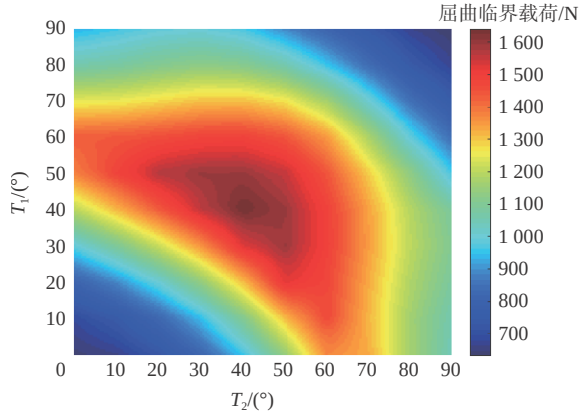
(b) T_2=30°, $T_1\in$[0°, 90°]

图 14　SSSS 边界条件的曲线纤维壁板屈曲/后屈曲特性

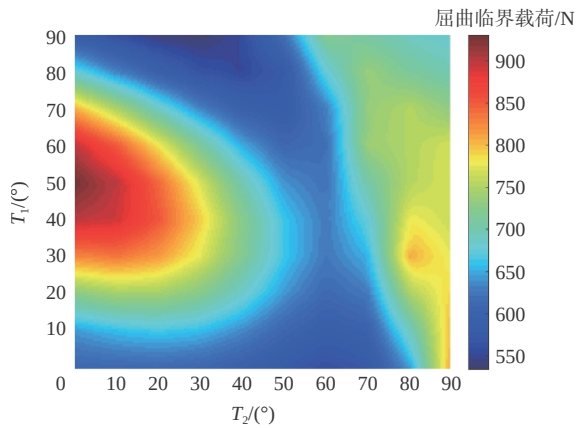
Fig. 14　Buckling and post-buckling performance of VAT panel under SSSS boundary condition

可以发现, 虽然增加控制点的纤维方向角能够增加其临界屈曲位移, 但对应载荷并非持续增加; 且当固定壁板边界处控制点$T_1=30°$时, 屈曲载荷随着中心处控制点T_2的角度增加而先减小后增加; 反之, 当固定$T_2=30°$时, 壁板屈曲载荷随T_1的角度先增加后减小。为更清晰展示这一规律, 将各组控制点参数组合的临界屈曲载荷在同一坐标系中绘制, 如图 15 所示。

从图 15 中可以观察到, 当采用固定厚度的 AFP 设计时, 对于 SSFF 边界条件 (见图 15(a)) 的壁板, 其最大屈曲临界载荷出现在铺层形式为±45°的对称均衡铺层附近, 与一般经验相符合; 对采用 SSSS 边界条件或基于气弹变形边界条件 (见图 15(b)) 的壁



(a) SSFF边界条件，AFP设计



(b) 气动弹性变形的边界条件，AFP设计

图 15　不同边界条件的屈曲临界载荷

Fig. 15　Critical load of VAT panel under different boundary conditions

板, 采用$\left[\left[\langle 50|0|50\rangle\langle -50|0|-50\rangle\right]_{\times 3}\right]_s$的纤维路径能够使壁板获得最大屈曲载荷, 采用不同角度的直线纤维可得到的屈曲载荷则落在$T_1=T_2$的直线上, 经比较发现, 曲线纤维最大屈曲载荷约为直线纤维最大屈曲载荷的 1.28 倍。采用变厚度的 CTS 设计时, 3 种不同边界条件的临界屈曲载荷均有大幅度提升, 且分布形式十分接近。

为进一步比较屈曲前后壁板等效刚度变化, 选取屈曲临界点的载荷随位移变化的斜率作为屈曲前等效刚度, 选取$\Delta x=2\Delta x_{cr}$即 2 倍临界位移点与屈曲临界点连线的斜率作为屈曲后等效刚度; 壁板等效刚度随控制点参数变化的规律如图 16 所示。

壁板在 3 种不同条件下屈曲前等效刚度随控制点变化趋势基本一致; 采用 CTS 设计时, 虽能有效提高屈曲载荷, 但其等效刚度并未有明显变化。对 SSSS 边界条件和基于气动弹性位移的边界条件, 屈曲前后等效刚度分布形式接近, 但其具体数值有大幅度下降。

为进一步比较壁板在后屈曲时出现的刚度下降, 将组控制点参数对应的屈曲后等效刚度与屈曲前等效刚度做商, 即可得到该曲线纤维路径下屈曲后刚度下降的百分比, 如图 17 所示。

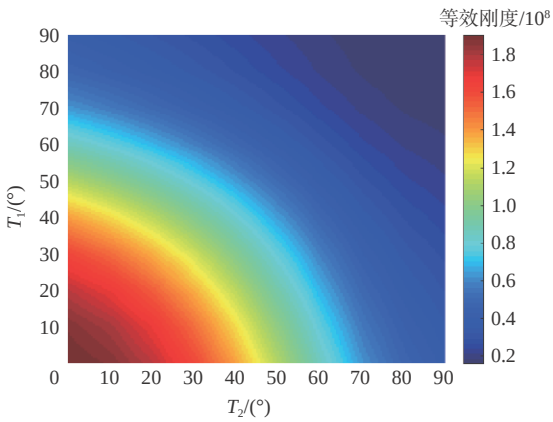


图 16 屈曲前等效刚度分布示意图 (SSSS/AFP 设计)

Fig. 16 Distribution of equivalented stiffness before and after buckling (SSSS/AFP design)

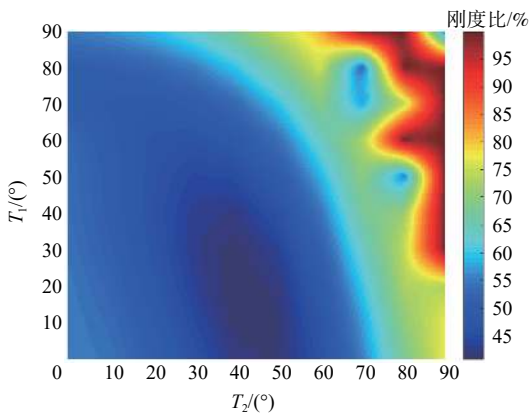


图 17 SSSS 边界条件、CTS 设计壁板屈曲后刚度比

Fig. 17 Proportion of equivalented stiffness after buckling compared with stiffness before buckling

从图 17 中可以看出，虽然纤维方向角度较小时其等效刚度较大，但在后屈曲阶段下降的幅度也更大，即面内稳定性较差；相反，纤维角度较大时，其等效刚度较小，但在后屈曲阶段的等效刚度损失更小，部分参数甚至无刚度损失。总体而言，曲线纤维由于具有更大的设计空间和更强的载荷重新分配能力，其临界屈曲载荷更高，能够提供更高的结构效率和面内稳定性。

5 结 论

本文基于冯卡门大变形方程，发展了能考虑任意边界条件的曲线纤维壁板屈曲/后屈曲特性快速求解方法，得出以下结论：

1）本文发展的瑞利-里兹求解方法适用于曲线纤维壁板的屈曲/后屈曲分析，线性阶段和几何非线性大变形下力学特性分析精度与有限元方法一致，且求解速度大大高于有限元软件。

2）曲线纤维复合材料具有更大的设计空间和载荷重新分配能力，在 SSSS 边界条件或提取的气动弹性位移边界条件下、几何尺寸在 m 量级、厚度在 mm 量级的壁板，其曲线纤维设计得到的最大屈曲载荷约为同厚度直线纤维最大屈曲载荷的 1.28 倍。

3）在后屈曲阶段，壁板承载能力 (即等效刚度) 随纤维角度不同而具有不同下降趋势；纤维角度较小时该下降更为明显。

4）本文的快速分析方法适用于在设计初步阶段快速掌握曲线纤维壁板面内稳定性的规律或大规模优化。

参考文献（References）

[1] MANGALGIRI P D. Composite materials for aerospace applications[J]. Bulletin of Materials Science, 1999, 22(3): 657-664.

[2] LIANG L, WAN Z Q, YANG C. Aeroelastic optimization on composite skins of large aircraft wings[J]. Science China Technological Sciences, 2012, 55(4): 1078-1085.

[3] WAGNER M, NORRIS G. Boeing 787 dreamliner[M]. Minneapolis: Zenith Press, 2009: 59-60

[4] GÜRDAL Z, TATTING B F, WU C K. Variable stiffness composite panels: Effects of stiffness variation on the in-plane and buckling response[J]. Composites Part A:Applied Science and Manufacturing, 2008, 39: 911-22.

[5] GÜRDAL Z, OLMEDO R. In-plane response of laminates with spatially varying fiber orientations: variable stiffness concept[J]. AIAA Journal, 1993, 31: 751-8.

[6] HAO P, YUAN X, LIU C, et al. An integrated framework of exact modeling, isogeometric analysis and optimization for variable-stiffness composite panels[J]. Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering, 2018, 339: 205-238.

[7] GROH R M, WEAVER P. Mass optimisation of variable angle tow, variable thickness panels with static failure and buckling constraints[C] //Aiaa/asce/ahs/asc Structures, Structural Dynamics, and Materials Conference. Kissimmee: AIAA, 2013: 452.

[8] KIM B C, WEAVER P M, POTTER K. Computer aided modelling of variable angle tow composites manufactured by continuous tow shearing[J]. Composite Structures, 2015, 129: 256-267.

[9] BROOKS T R, MARTINS J R R A, KENNEDY G J. Aerostructural tradeoffs for tow-steered composite wings[J]. Journal of Aircraft, 2020, 57(5): 787-799.

[10] STANFORD B K, JUTTE C V. Comparison of curvilinear stiffeners and tow steered composites for aeroelastic tailoring of aircraft wings[J]. Computers & Structures, 2017, 183: 48-60.

[11] NARDO S V. An exact solution for the buckling load of flat sandwich panels with loaded edges clamped[J]. Journal of the Aeronautical Sciences, 1953, 20(9): 605-612.

[12] THIELEMANN W. Contribution to the problem of buckling of orthotropic plates, with special reference to plywood: NACA-TM-1263[R]. Washington D. C. : NACA, 1950: 43-58.

[13] GREEN A E. The buckling of flat rectangular plates: The philo-

sophical magazine[J]. Journal of Experimental and Applied Physics, 1945, 36(7): 261.

[14] ASHTON J E, WADDOUPS M E. Analysis of anisotropic plates[J]. Journal of Composite Materials, 1969, 3(1): 148-165.

[15] LOJA M A R, BARBOSA J I, SOARES C M M. Dynamic instability of variable stiffness composite plates[J]. Composite Structures, 2017, 182: 402-411.

[16] WU Z, RAJU G, WEAVER P M. Postbuckling analysis of variable angle tow composite plates[J]. International Journal of Solids and Structures, 2013, 50(10): 1770-1780.

[17] WU Z, CHEN X, WEAVER P M. Buckling analysis of variable angle tow composite plates with one circular delaminationp[C]//21st International Conference on Composite Materials. Xi'an: Chinese Society for Composite Materials, 2017: 3733.

[18] 秦永利, 祝颖丹, 范欣愉, 等. 纤维曲线铺放制备变刚度复合材料层合板的研究进展[J]. 玻璃钢/复合材料, 2012(1): 61-66.
QIN Y L, ZHU Y D, FAN X Y, et al. Research progress on fabrication of variable stiffness composite laminates by fiber curve laying[J]. Fiber Reinforced Plastics/Composites, 2012(1): 61-66(in Chinese).

[19] 马永前, 张淑杰, 许震宇. 纤维曲线铺放的变刚度复合材料层合板的屈曲[J]. 玻璃钢/复合材料, 2009(5): 31-35.
MA Y Q, ZHANG S J, XU Z Y. Buckling of variable stiffness composite laminates with fiber curve laying[J]. Fiber Reinforced Plastics/Composites, 2009(5): 31-35(in Chinese).

[20] 杜宇, 杨涛, 戴维蓉, 等. 纤维曲线铺放的变刚度复合材料损伤失效试验研究[J]. 固体火箭技术, 2013, 36(6): 826-830.
DU Y, YANG T, DAI W R, et al. Experimental research of damaging failure of variable-stiffness composite[J]. Journal of Solid Rocket Technology, 2013, 36(6): 826-830(in Chinese).

[21] 牛雪娟, 杨涛, 杜宇, 等. 变刚度纤维曲线铺放复合材料层合板的有限元建模和拉伸特性分析[J]. 宇航材料工艺, 2014, 44(4): 19-24.
NIU X J, YANG T, DU Y, et al. Finite element modeling and tensile properties analysis of curvelinear fiber-placed variable-stiffness composite laminates[J]. Aerospace Materials and Technology, 2014, 44(4): 19-24(in Chinese).

[22] 卫宇璇, 张明, 刘佳, 等. 基于自动铺放技术的高精度变刚度复合材料层合板屈曲性能[J]. 复合材料学报, 2020, 37(11): 2807-2815.
WEI Y X, ZHANG M, LIU J, et al. Buckling performance of high-precision variable stiffness composites laminate based on automatic placement technology[J]. Acta Materiae Compositae Sinica, 2020, 37(11): 2807-2815(in Chinese).

[23] KIM B C, WEAVER P M, POTTER K. Manufacturing characteristics of the continuous tow shearing method for manufacturing of variable angle tow composites[J]. Composites Part A: Applied Science and Manufacturing. 2014, 61: 141-51.

[24] REDDY J N. A genera lization of two-dimensional theories of laminated composite plates[J]. Communications in Applied Numerical Methods, 1987, 3(3): 173-180.

[25] BISAGNI C, VESCOVINI R. Analytical formulation for local buckling and post-buckling analysis of stiffened laminated panels[J]. Thin-Walled Structures, 2009, 47(3): 318-334.

Fast stability analysis method for composite panel with variable angle tow fiber

WANG Zexi[1], WAN Zhiqiang[1], WANG Xiaozhe[2,*], YANG Chao[1]

(1. School of Aeronautic Science and Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;
2. Institute of Unmanned System, Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: Benefiting from the curved fibre paths, variable-angle-tow (VAT) fibre composites feature a larger design space than traditional straight-fibre reinforced plastics. VAT fiber composite has better in-plane stability than the straight fiber, hence it has a higher buckling resistance potential at the same weight as a wing panel. To deeply analyze the influence law of fiber path on the stability of VAT fiber composite, the stability analysis method of curved fiber siding under in-plane load is derived, based on the theory of isotropic thin plate. By introducing the Airy stress function and the Lagrange multiplier which describes the arbitrary boundary conditions, a single variational equation suitable for arbitrary displacement and load boundary conditions of VAT fiber composite is established, which avoids the restriction on the solution speed by repeated iterations between nonlinear equilibrium equations and nonlinear compatibility equations. Based on the Von Karman large deformation equation, a solution model for linear and geometry nonlinear stability problem in the post-buckling state is derived, and then approached by Rayleigh-Ritz method. The accuracy of the established fast tool is the same as that of the commercial software MSC.Nastran, but the solution time is highly reduced. Thanks to this advantage, the buckling and nonlinear performance of VAT panel under arbitrary displacement boundary conditions can be quickly captured, and the influence law of fiber path on buckling and post-buckling of a VAT panel is effectively summarized.

Keywords: composite structure; variable-angle-tow fiber; stability; buckling; post-buckling; Rayleigh-Ritz approach

Received: 2021-05-18; **Accepted**: 2021-06-11; **Published Online**: 2021-06-22 15:51

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210622.1318.002.html

Foundation items: National Key R & D Program of China (2017YFB0503002); Zhejiang Key Laboratory of General Aviation Operation Technology (General Aviation Institute of Zhejiang Jiande) (JDGA2020-4)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0243

一种外日球层拾起离子探测器的设计与仿真

高天丰[1,2]，孔令高[1,2,*]，苏斌[1]，张爱兵[1,2]

(1. 中国科学院 国家空间科学中心，北京 100190；2. 中国科学院大学，北京 100049)

摘 要：针对外日球层低速、低密度、低温的拾起离子（PUIs）的高分辨探测需求，以带顶盖超环面静电分析器、阻滞势分析器和线性场飞行时间系统为基础设计了一种新型高分辨拾起离子探测器。经过有限元仿真分析，探测器可实现离子（氢）的速度范围 15.7 ～1 072.2 km/s，密度范围 0.000 1 ～100 cm^{-3}，温度高于 474.9 K 的探测，同时可实现典型拾起离子（氢、氦、碳、氮、氧、氖）的成分分辨，质谱分辨率（$M/\Delta M$）大于 40。

关 键 词：外日球层；拾起离子；静电分析器；线性场飞行时间系统；数值仿真

中图分类号：V447+.1; P354

文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2023)02-0367-11

日球层是太阳风在星际空间“吹”出来的巨大磁化等离子体泡，是主要受太阳风控制的区域。日球层中拾起离子(pickup ions, PUIs)广泛存在。当来源于星际介质、行星及其他小天体的中性成分与太阳紫外光和太阳风相互作用(光电离、电子碰撞电离或电荷交换)时[1-2]，产生的离子可以被背景磁场拾起，这部分离子称之为拾起离子。

PUIs 的探测已有近半个世纪的历史，多数的深空探测计划都有探测 PUIs 的能力，早期的如 Pioneer 10/11[3]、Voyager 1/2[4]、AMPTE[5]、Ulysses[6]、Galileo[7]、SOHO[8]、ACE[9]；近 20 年内的如 Cassini[10]、New Horizons[11]、STEREO[12]、Chang’E-1[13]、MAVEN[14]、Rosetta[15] 和 Juno[16] 等。这些探测计划搭载的相关载荷都开展了不同程度的星际或行星空间 PUIs 探测。

外日球层是指 1 个天文单位(astronomical units, AU)以外的日球层区域。外日球层拾起离子主要是通过星际介质中的中性原子与太阳光及太阳风粒子之间发生光电离、电子碰撞电离或电荷交换作用而产生的，与常规深空离子环境相比，外日球层拾起离子具有低速(～25 km/s, 2 eV)、低密度(～1×10^{-3} cm^{-3})、低温(～6×10^3 K)的特征[17-18]。外日球层拾起离子的典型成分有：H^+、He^+、He^{2+}、C^+、N^+、O^+、Ne^+等[19-21]。随着日心距的不断增加，来自星际介质中的中性原子(氢)的密度也不断增加，因此，外日球层中拾起离子也越来越重要。受此影响，内、外日球层的太阳风的结构也有着本质的区别。在 10～100 AU 之间，太阳风速下降约 100 km/s, 这是由于在外日球层中，较快的太阳风中加载了较慢的拾起离子，太阳风逐渐减速。在外日球层的总能量以动能和热能为主，动能减少时，热能必然增大，40 AU 之外，拾起离子的热压要高于太阳风原质子的热压和磁压之和，因此拾起离子对外日球层太阳风动力学结构会有显著影响[22-25]。对外日球层拾起离子的探测，有助于理解外日球层太阳风减速和拾起离子加热机制，对外日球层大尺度结构和动力学过程的研究也具有重要意义。

目前深空探测计划中的 PUIs 探测载荷大多以行星等离子体或太阳风为主要探测目标，并不是专门的 PUIs 探测仪器，难以同时满足高能量分辨率、低能量响应、大几何因子和高质谱分辨率的探测需求，也就难以实现对低温、低速、低密度的外日球层拾起离子的科学探测目标。

收稿日期：2021-05-08；**录用日期**：2021-10-09；**网络出版时间**：2021-11-01 17:36
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20211101.1109.004.html
基金项目：中国科学院空间科学战略性先导科技专项 (XDA1535010202, XDA15011200)
* **通信作者**. E-mail：klg@nssc.ac.cn

引用格式：高天丰，孔令高，苏斌，等. 一种外日球层拾起离子探测器的设计与仿真 [J]. 北京航空航天大学学报，2023，49（2）：367-377.
GAO T F，KONG L G，SU B，et al. Design and simulation of detector for outer heliosphere pickup ions [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2023，49（2）：367-377（in Chinese）.

PUIs的能量与通常的太阳风或星际等离子体接近，其探测技术手段与常用等离子体探测手段类似：对于能量的测量主要采用静电分析器(electrostatic analyzer, ESA)实现；对于成分的分辨需要在静电分析器基础上结合飞行时间系统(time of flight, TOF)实现。New Horizons的冥王星周围的太阳风(the solar wind around Pluto, SWAP)载荷首次以外日球层PUIs为主要探测目标，采用的是球形静电分析器设计方案，具有大几何因子、高能量分辨率的优点，可实现能量范围35～7 500 eV的PUIs的探测。SWAP探测目标为最远约30 AU处的太阳风离子和PUIs，最低探测能量为35 eV，无离子成分分辨能力。

采用飞行时间系统进行离子成分分辨是等离子体及PUIs载荷最常用的技术手段。飞行时间系统主要有均匀场飞行时间系统和线性场飞行时间系统(linear-electric-field time-of-flight analyzer, LEF-TOF)2种。均匀场飞行时间系统结构简单，质量分辨率不高[14]，探测型号项目主要有STEREO/PLASTIC和MAVEN/STATIC；线性场飞行时间系统结构复杂，质量分辨率较高[10]，探测型号项目主要有Cassini/IMS和BepiColombo/MSA[26]。

Cassini卫星的离子质谱仪(ion mass spectrometer, IMS)载荷是采用线性场飞行时间系统实现高质谱分辨离子探测的典型载荷。Cassini/IMS探测目标是较为稠密的行星等离子体，几何因子较小(～10^{-5} cm^2·sr·eV/eV)，不能满足低密度外日球层拾起离子的探测需求。

外日球层已经逐渐成为未来深空探测的热点。随着探测距离的不断向外扩展，拾起离子的密度、速度、温度将越来越低，现有的传统拾起离子探测方案已经不能满足对外日球层PUIs的高分辨探测需求，迫切需要对新型高分辨拾起离子探测技术进行研究。

本文介绍了一种全新的高分辨外日球层拾起离子探测器，以超环面静电分析器和线性场飞行时间系统为基本设计方案，配合阻滞势分析器和静电偏转板扫描，具有低能量响应、大几何因子、高能量分辨、大视场范围和高质谱分辨的优点，能够实现对外日球层低速、低密度、低温的拾起离子的高分辨探测。

1 仪器设计

外日球层高分辨拾起离子探测器，主要包括传感器和电子学两部分。传感器用于入射拾起离子的调制和信号感应，输出信号给电子学；电子学负责对传感器输出信号进行处理并为传感器各电极提供高压电源。传感器设计原理和离子飞行轨迹示意如图1所示，传感器部分主要由阻滞势分析器(retarding potential analyzer, RPA)、偏转板、超环面静电分析器、线性场飞行时间系统、固体半导体探测器(solid-state semiconductor detector, SSD)、微通道板(microchannel plate, MCP)和阳极等组成。

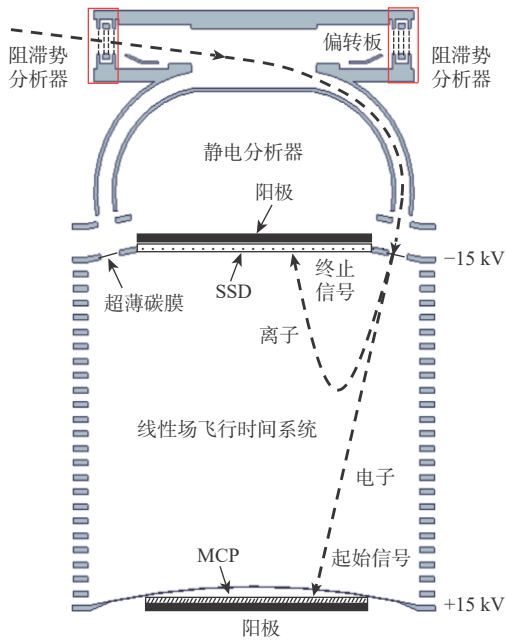


图1 拾起离子传感器设计原理

Fig. 1 Design scheme of pickup ion sensor

处于仪器视场范围内的离子先进入RPA，RPA通过扫描高压对离子能量进行首次选择，能量高于阻滞阈值的离子才能穿过RPA，低于阻滞阈值的离子将被阻挡。偏转板用于对穿过RPA的离子方向进行调制，选择特定方向的离子进入后端的静电分析器。静电分析器用于离子能量的2次选择，能穿过静电分析器的离子能量与静电分析器所加电压成正比。从静电分析器出射的离子被−15 kV的加速高压加速，离子穿过超薄碳膜产生次级电子，次级电子打在底部起始微通道板上产生起始信号，离子继续飞行并被线性场减速再反向加速打在顶部SSD上产生终止信号。终止信号和起始信号之间的时间差即为离子的飞行时间。分析飞行时间谱和SSD测量的剩余能量可给出离子的成分和电荷态信息。

1.1 静电分析器

针对低速、低密度外日球层PUIs的探测需求，要求仪器可探测的低端能量低至约2 eV，同时还要具有较大的几何因子实现低密度的探测。本文方案采用平顶盖的超环面静电分析器，如图2所示，具有大几何因子的优点，同时与其他类型的静电分析器相比，离子出射后汇聚的焦点位置更低、聚焦

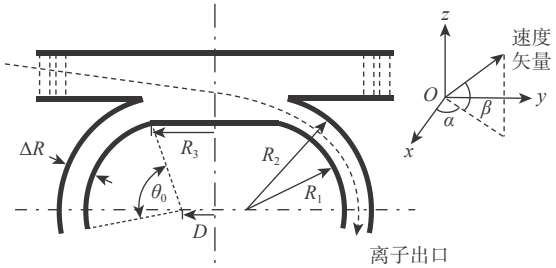


图 2　ESA 基本结构示意图

Fig. 2　Basic structure diagram of ESA

特性更好, 便于和后端 LEF-TOF 配合实现高质谱分辨率探测。

平顶盖超环面静电分析器由内、外超环形极板组成[27], 内极板加电压, 外极板接地, 形成径向电场, 引导离子穿过静电分析器狭缝。

穿过静电分析器的离子能量电荷比与静电分析器电压成正比关系:

$$E/q = KV \tag{1}$$

式中: E 为离子能量; q 为离子电荷量; K 为静电分析器常数; V 为静电分析器内外极板电压差。

静电分析器常数由狭缝平均半径 R_p 和其宽度 ΔR 确定:

$$K = \frac{R_p}{2\Delta R} \tag{2}$$

式中: $R_p = (R_1+R_2)/2$, $\Delta R = R_2 - R_1$, R_1、R_2 分别为分析器的内外极板半径, $R_1 = 58.0$ mm, $R_2 = 67.0$ mm。其他尺寸如图 2 所示: $R_3 = 36.1$ mm, $D = 28.0$ mm, $\theta_0 = 92.5°$。静电分析器常数是静电分析器的固有特性参数, 直接决定探测器的能量分辨率和可探测离子能量范围。

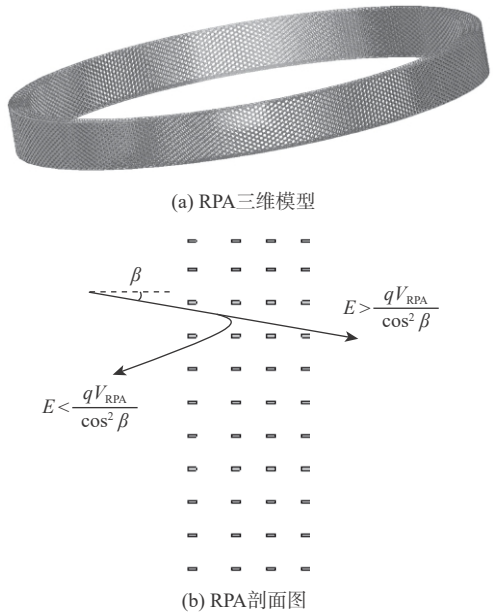
1.2　阻滞势分析器

针对外日球层低温 PUIs 的探测需求, 要求仪器具有高的能量分辨率。静电分析器具有离子能量分辨能力。对于静电分析器来说, 更高的能量分辨率需要更小的狭缝宽度, 对应着更小的几何因子。因此, 静电分析器通常无法同时实现高能量分辨率和大几何因子。本文提出的拾起离子探测器采用静电分析器配合 RPA 的方案, 在静电分析器入口前设置一圆柱型结构的 RPA, 用于控制可进入静电分析器的离子最低端能量的大小, 配合静电分析器的能量分辨, 提高仪器的能量分辨率。RPA 主要由 4 层栅网组成, 其中内、外 2 层栅网接地, 中间 2 层栅网加扫描高压用于选择离子能量, RPA 简化模型如图 3 所示。

扫描高压选择穿过 RPA 离子的能量满足式 (3)[11]:

$$E > \frac{qV_{RPA}}{\cos^2\beta} \tag{3}$$

式中: V_{RPA} 为 RPA 栅网阻滞正电压; q 为离子电荷量; β 为入射离子的俯仰角; E 为可通过栅网的离子能量。



(a) RPA三维模型

(b) RPA剖面图

图 3　RPA 模型

Fig. 3　Model of RPA

当 ESA 电压固定、RPA 不加电压时, ESA 选择的有效离子能谱近似符合高斯分布, 如图 4(a)所示。当固定 ESA 电压, 进行 RPA 电压扫描时, 通带以可变的“鲨鱼鳍”形状切断, 如图 4(b)所示。对相邻的 RPA/ESA 电压组合进行微分, 就可以实现入射离子的高能量分辨率测量, 如图 4(c)所示。

1.3　线性场飞行时间系统

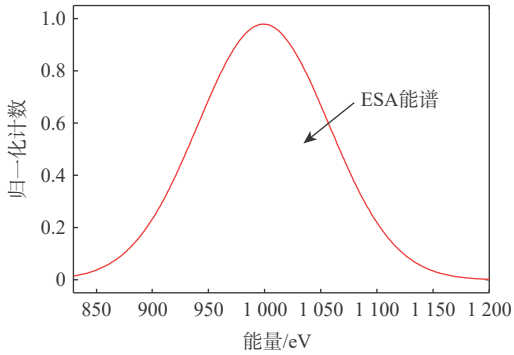
高质谱分辨和电荷态的区分是外日球层 PUIs 的基本探测需求。本文方案采用线性场飞行时间系统, 相比传统的均匀场飞行时间系统, 飞行距离和飞行时间更长, 可得到更高质谱分辨率的飞行时间谱。本文设计方案中在线性场飞行时间系统中结合固体半导体探测器, 可以给出离子的电荷量。

线性场飞行时间系统通过设置电极电压, 在内部产生沿垂直方向线性变化的电场, 进入飞行时间系统的离子被电场减速、反射然后反向加速打到顶部固体半导体探测器进行剩余能量探测, 根据飞行时间谱和剩余能量并结合静电分析器的探测结果即可得到离子质量 M、电荷 q 和能量 E 等参数, 从而达到鉴别离子种类的目的。

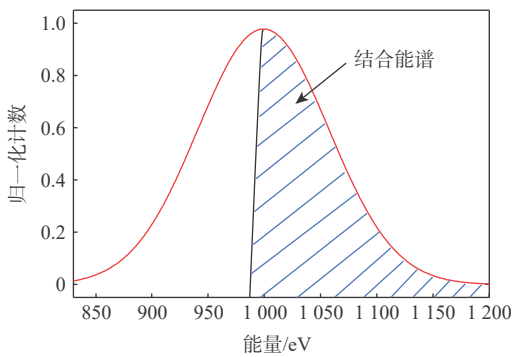
离子在 LEF-TOF 系统中的飞行时间为[28]

$$\tau = \pi\sqrt{\frac{M}{qk}} = \pi\sqrt{\frac{M}{Zek}} \tag{4}$$

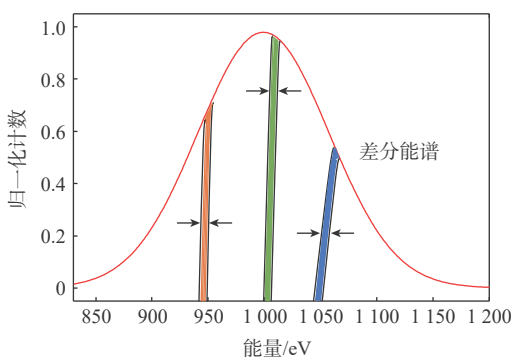
式中: Z 为核电荷数; e 为单位电荷带电量; $q = Ze$; M 为离子质量; k 为线性场常数, 仅与飞行时间系统结构有关。离子飞出静电分析器时的能量为 E, 然后经过加速电压 U_{ACC}(已知)加速, 穿过超薄碳膜损



(a) ESA加电压, RPA不加电压



(b) 固定ESA和RPA电压



(c) 固定ESA电压, 进行RPA电压扫描,
对相邻ESA/RPA组合进行微分

图 4 ESA 和 RPA 不同组合时的能谱响应

Fig. 4 Energy response of different combinations of ESA and RPA

失部分能量 E_{loss}, 单位电荷损失能量 E_{loss}/q 为碳膜特性参数(已知), 离子在 LEF-TOF 中经过飞行时间 τ(实测)打在顶部半导体探测器, 探测到剩余能量 E_{res}(实测), 则有

$$\frac{E}{q}+|U_{\text{ACC}}|-\frac{E_{\text{loss}}}{q}=\frac{E_{\text{res}}}{q} \tag{5}$$

离子电荷为

$$q=\frac{E_{\text{res}}}{E/q+|U_{\text{ACC}}|-E_{\text{loss}}/q} \tag{6}$$

E/q 由静电分析器电压和静电分析器常数决定, 则离子能量为

$$E=q\frac{E}{q} \tag{7}$$

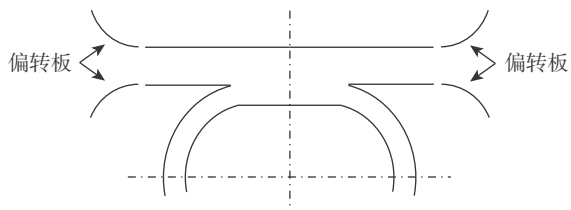
根据式(4)可得到: $\frac{M}{q}=k\left(\frac{\tau}{\pi}\right)^2$, 则离子质量为

$$M=q\frac{M}{q}=qk\left(\frac{\tau}{\pi}\right)^2 \tag{8}$$

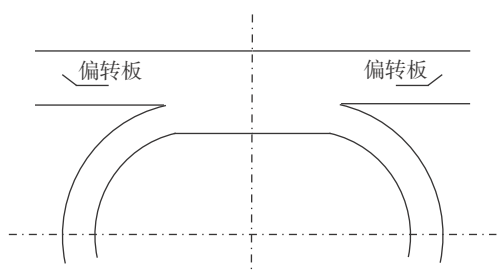
至此, 结合已知量和实测量, 离子的能量 E、电荷 q 和质量 M 被完全确定。

1.4 偏转板

偏转板在粒子探测中有广泛应用, 有磁偏转板和静电偏转板之分, 用于调节入射粒子的飞行方向。在静电分析器中使用的偏转板通常是静电偏转板, 位于静电分析器外部入口处或准直通道内[11,14], 如图 5 所示。位于外部入口处的偏转板的偏转能力更强, 效果也更好, 视场范围也更宽, 其明显的缺点是使仪器整体尺寸和重量偏大; 而位于准直通道内的偏转板, 占用的是已有准直通道内部空间, 可节省仪器尺寸和重量。本文方案采用的是位于静电分析器准直通道内的偏转板, 如图 5(b)所示, 结构简单, 配合静电分析器进行电压扫描, 采用较小的尺寸扩大俯仰角视场范围。



(a) 偏转板位于ESA



(b) 偏转板位于ESA准直通道内

图 5 静电分析器中的偏转板位置

Fig. 5 Positions of deflectors in electrostatic analyzers

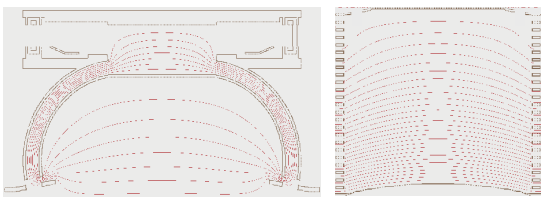
2 仿真模型建立

针对拾起离子探测器的传感器设计, 采用有限元仿真软件 SIMION 进行性能参数的全面仿真。SIMION 软件广泛用于带电粒子探测仪器的仿真[29-30]。

SIMION 软件中, 仿真模型的建立主要包括三部分内容: ①建立三维结构有限元模型; ②建立探测器内部电场模型; ③建立入射离子源模型。

SIMION 仿真软件根据建立的探测器三维结构

进行有限元划分和各电极电压计算探测器内部电场。仿真所用输入离子源模型采用蒙特卡罗方法建立。针对不同性能参数进行仿真时, 入射离子的能量以单能量或采用随机均匀抽样方法建立, 位置、方向等信息采用随机均匀抽样方法建立, 共产生 N 个离子作为入射源。SIMION 根据入射离子源和探测器内部电场计算离子在电场中的运行轨迹。根据需要可统计离子在任意目标位置处的能量、方位角、俯仰角、飞行时间等信息。根据离子参数的统计信息可以获得仪器的相应技术指标。图 6 为 ESA 和 LEF-TOF 加电压时电场等势线的分布图。图 7 为离子在 ESA 和 LEF-TOF 中的仿真飞行轨迹。



(a) ESA　　(b) LEF-TOF

图 6　ESA 和 LEF-TOF 电场等势线

Fig. 6　Electric field equipotential line of ESA and LEF-TOF

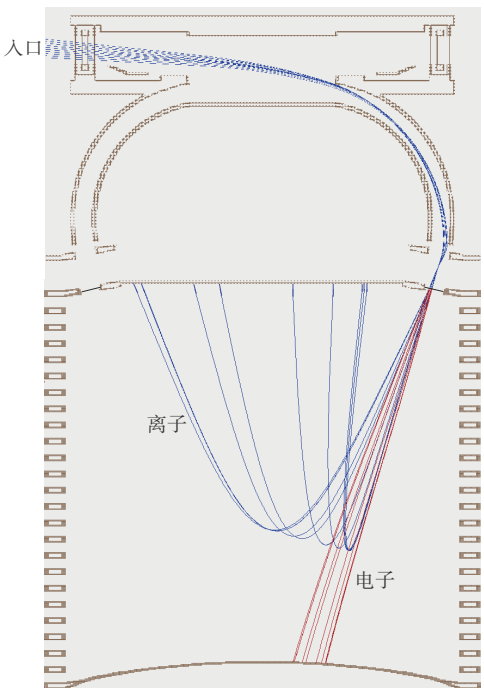


图 7　离子和次级电子在 ESA 和 LEF-TOF 中的仿真飞行轨迹

Fig. 7　Simulated flight trajectories of ions and secondary electrons in ESA and LEF-TOF

3　仿真结果与分析

3.1　能量范围和能量分辨率

拾起离子探测器的探测能量范围和能量分辨率决定了拾起离子探测的速度范围和温度范围。从拾起离子探测器的探测原理可知, 静电分析器常数 K 表征了静电分析器的结构特征, 也决定了静电分析器的固有探测能量分辨率。由式(1), 静电分析器常数 K 结合静电分析器的扫描高压范围可以给出仪器的探测能量范围。

仿真过程中, 入射离子的位置、方向、能量等信息, 采用随机均匀抽样方法建立, 俯仰角范围−11°～0°, 能量范围 830 ～1 200 eV, 共产生 N 个离子作为入射源, 图 8 给出了静电分析器内极板电压 V_1 = −234.6 V, RPA 不加电压时, 静电分析器的能谱响应。能谱近似高斯分布, 中心能量 E_0 = 1 000 eV, 则静电分析器常数 K = 1 000/234.6 = 4.26。静电分析器固有能量分辨率 η 是高斯拟合能谱分布半高宽(full width at half maximum, FWHM)与中心能量 E_0的比值[31], 即 η = FWHM/E_0 = 142.6 / 1 000 = 0.142 6。

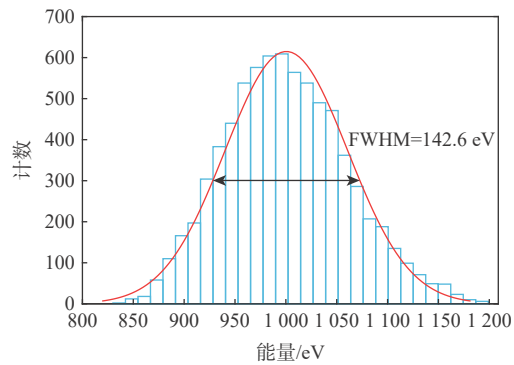


图 8　ESA 仿真离子能谱

Fig. 8　Simulated energy spectrum of ESA

拾起离子探测器总的能量分辨率由 ESA 的固有能量分辨率和 RPA 的扫描特性共同决定。理论上根据图 4 的结果, 探测器总的能量分辨率只由 RPA 的电压扫描台阶间隔决定。实际上由于 RPA 的入射窗口有一定的宽度, RPA 电压固定情况下, 按照式(3), 能够被选择进入 RPA 的离子能量截止点与离子入射俯仰角相关, 即截止能量是一个分布。

为了准确仿真 RPA 的特性, 采用的仿真方法是固定 ESA 的电压为−235 V, 对不同单能量离子束进行 RPA 电压扫描(850 ～1 050 V), 统计飞出 ESA 的离子数, 与 RPA 未加电压时的离子计数做比值进行归一化, 获得仪器响应曲线, 如图 9 所示。

对图 9 中的各曲线进行微分并归一化, 以 RPA 电压和离子束能量的比值作为横坐标, 可得到如图 10 所示的曲线, 曲线展宽表征了 RPA 和 ESA 相结合后的能量分辨率。分析这些曲线可知拾起离子探测器的能量分辨率约为 1.60 %。

拾起离子探测的能量下限决定于静电分析器内极板所加电压最小值, 约为−0.3 V。结合式 (1), 探

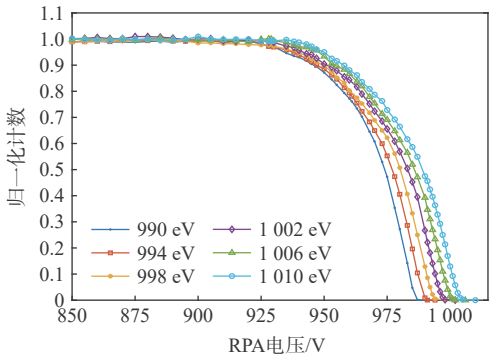


图 9 单能量离子束在 RPA 电压扫描下的计数率

Fig. 9 Counting rates of monoenergetic beams with RPA voltages

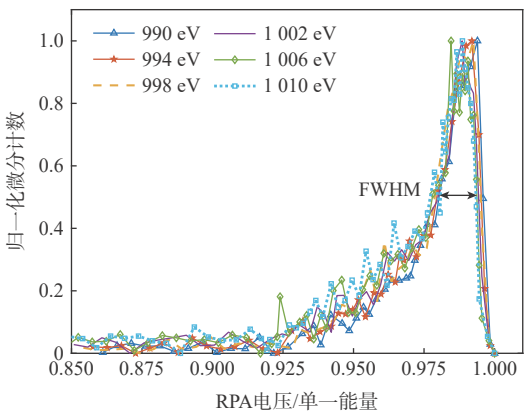


图 10 RPA 加电压时离子计数率微分曲线

Fig. 10 Differential ion counting rates with RPA voltages

测能量最小值为 1.28 eV/e。拾起离子探测的能量上限决定于 RPA 扫描电压的最大值，约为 6 000 V，则探测最大能量为 6 keV/e。经过速度换算，探测能量范围对应的 H^+速度范围为 15.7 ～1 072.2 km/s。在相同能量范围下，对应的 Ne^+的速度范围为 3.5 ～239.8 km/s。

拾起离子探测器的能量分辨率决定了探测离子温度的下限。离子温度 T_i 定义为

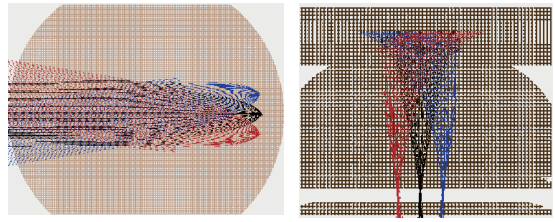
$$T_i = \frac{m_i v_{th}^2}{k_B} = \frac{2\Delta E}{k_B} \tag{9}$$

式中：m_i、v_{th}、ΔE 分别为离子质量、热运动速度和能量分布展宽；k_B 为玻尔兹曼常数。结合能量分辨率计算，离子温度探测≥474.9 K。

3.2 方位角分辨率

拾起离子探测器的传感器具有旋转对称结构，其固有探测视场为 360°。以固定方位角的平行束离子入射后在静电分析器出口会聚焦成一点，焦点位置与入射方位角相对应，如图 11 所示。

拾起离子探测器的方位角通过离子穿过碳膜以后产生的次级电子在起始 MCP 上的位置确定。因此次级电子在起始 MCP 上的位置分布宽度就决定了方位角分辨率的大小。方位角分辨率还与 RPA 所加电压相关。



(a) 顶视图 (b) 侧视图

图 11 超环面静电分析器焦点位置仿真

Fig. 11 Focal point of toroidal electrostatic analyzer

方位角分辨率定义为次级电子在 MCP 上形成的光斑与旋转中心构成的圆心角的大小。

图 12 为 RPA 未加电压时次级电子在 MCP 上的计数分布。根据该分布计算方位角分辨率为 0.78°。

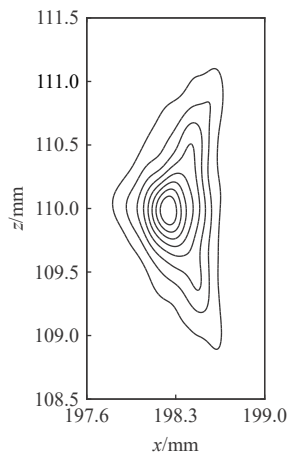


图 12 次级电子在 MCP 上的计数分布

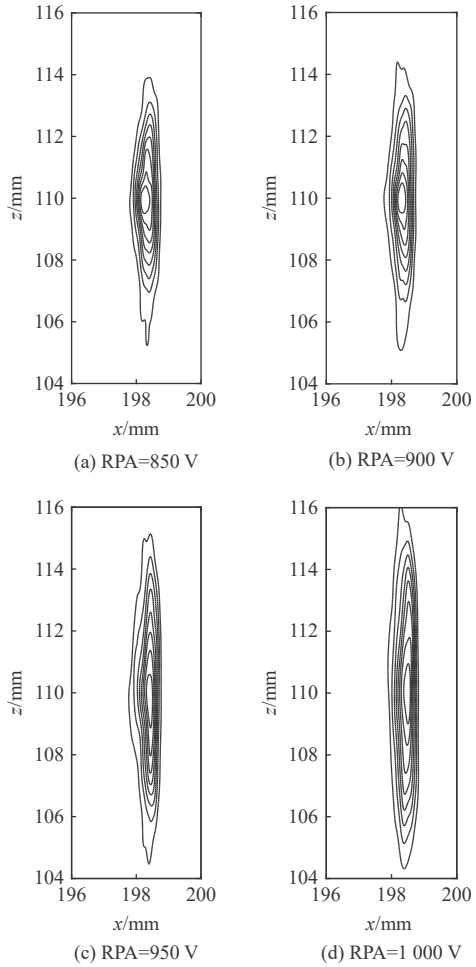
Fig. 12 Count distribution of secondary electrons on MCP

改变 RPA 电压，离子的聚焦特性会发生改变，起始 MCP 上次级电子的位置分布也将发生变化，图 13 给出了几个不同 RPA 电压下的次级电子位置分布图。图 14 给出了 ESA 内极板电压保持−235 V，RPA 电压由 820 V 增加至 1 070 V，方位角分辨率随着 RPA 电压和 ESA 电压比值的变化曲线。方位角分辨率随着 RPA 电压和 ESA 比值的增大逐渐降低，数值由 2.2°增大至 4.5°。

第 3.2 节所仿真的方位角分辨率为仪器的极限角度分辨能力。在实际的仪器设计当中，结合科学目标要求和探测数据下行能力，会在极限角度分辨能力基础之上进行适当的调整，以减小科学数据量。拾起离子探测器初步设计在 360°方位角上划分为 24 个探测通道，每个通道的方位角分辨率为 15°。

3.3 俯仰角范围和角度分辨率

俯仰角视场范围由传感器入射窗口宽度和偏转板电压共同决定。



(a) RPA=850 V　(b) RPA=900 V　(c) RPA=950 V　(d) RPA=1 000 V

图 13　次级电子在 MCP 上的计数分布随 RPA 电压的变化

Fig. 13　Count distribution of secondary electrons on MCP with RPA voltages

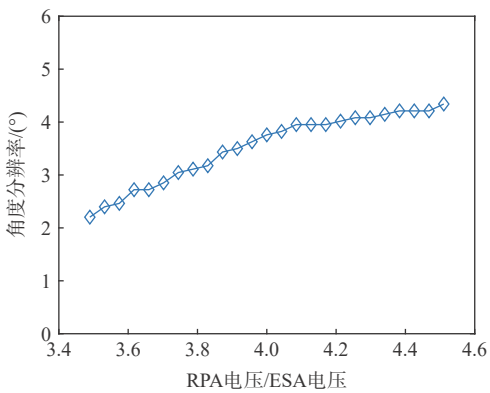


图 14　方位角分辨率随 RPA 电压的变化曲线

Fig. 14　Curve of azimuth resolution with RPA voltages

图 15 给出的是偏转板未加电压时, 仪器的俯仰角响应。采用高斯拟合, 俯仰角中心约为−4.8°, 半高宽(俯仰角分辨率)为 4.3°。

偏转板加电压时, 有效离子的俯仰角范围会发生变化。定义偏转板因子:

$$S = \frac{V_{\mathrm{def}}}{E/q} \tag{10}$$

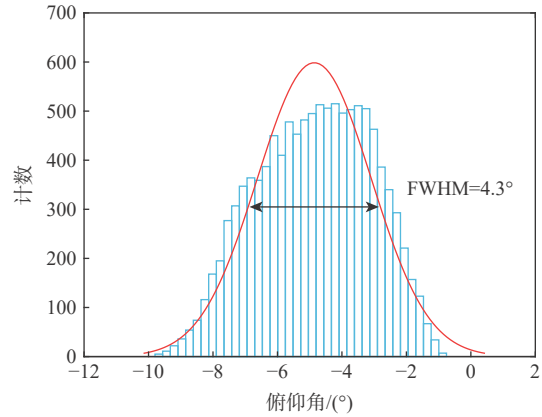


图 15　有效离子入射俯仰角分布

Fig. 15　Elevation angle distribution of effective ions

式中: V_{def} 为偏转板电压; E 和 q 分别为测量离子能量和电荷量。图 16 给出了 $E_0 = 1$ keV 时, 偏转板加不同电压时有效离子入射俯仰角分布。当偏转板电压由 0 V 加至−170 V 时, 俯仰角视场中心值变化范围为−4.8°～ 1.1°, 半高宽变化范围为−6.9°～3.6°。

图 17 给出了俯仰角中心角度 β_{c} 和偏转板因子 S 的拟合曲线, 拟合方程为

$$S = 6.346\,2\times10^{-5}\beta_{\mathrm{c}}{}^{3} - 5.09\times10^{-5}\beta_{\mathrm{c}}{}^{2} - 0.030\,9\beta_{\mathrm{c}} - 0.139\,8 \tag{11}$$

根据曲线和拟合方程可计算任意能量点对应不同俯仰角所需的偏转板电压。

3.4　几何因子

几何因子反映了仪器的接收面积、接收立体角、能量范围的大小, 表征了仪器探测灵敏度。探测灵敏度决定了探测拾起离子的密度最小值。

对于具有旋转对称结构的静电分析器, 几何因子定义如下[12]:

$$G = \alpha\iiint \mathrm{d}A_{\mathrm{act}}\frac{\mathrm{d}E}{E}\mathrm{d}\beta \tag{12}$$

式中: α、β、E 和 A_{act} 分别为方位角、俯仰角、能量和有效面积, 有效面积为几何探测面积和探测效率的乘积。

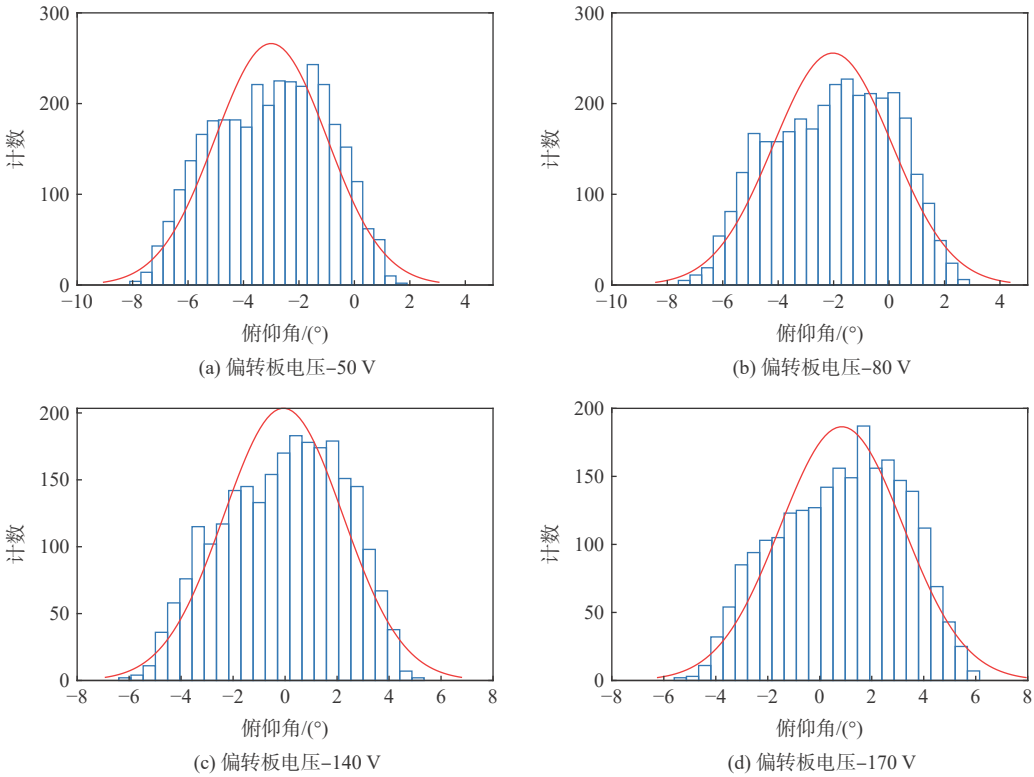
图 18 给出的是仪器在 E-β 空间中响应分布仿真结果。取单个通道的方位角视场 $\alpha = 15°$, 利用式(12)对图 18 所示的 E-β 相空间进行积分, 可获得一个方位角通道的几何因子, 为 2.99×10^{-3} cm^2·sr·eV/eV。

结合能量分辨率, 将积分几何因子 2.99×10^{-3} cm^2·sr·eV/eV 转化为不含能量的几何因子, 约为 0.020 96 cm^2·sr。

离子数密度的计算积分式为

$$n = \int f(v)\mathrm{d}^3v \tag{13}$$

为确定仪器可探测密度范围, 假设空间中的



(a) 偏转板电压−50 V　(b) 偏转板电压−80 V

(c) 偏转板电压−140 V　(d) 偏转板电压−170 V

图 16　偏转板加不同电压时有效离子入射俯仰角分布

Fig. 16　Elevation angle distribution of effective ions with deflector biased to different voltages

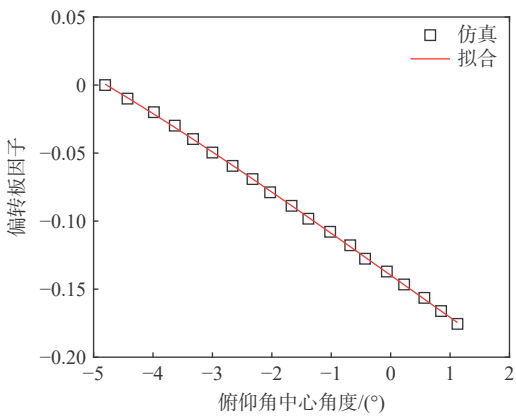


图 17　俯仰角中心角度 β_c 和偏转板因子 S 的仿真结果拟合曲线

Fig. 17　Simulation results and fitting line between β_c and S

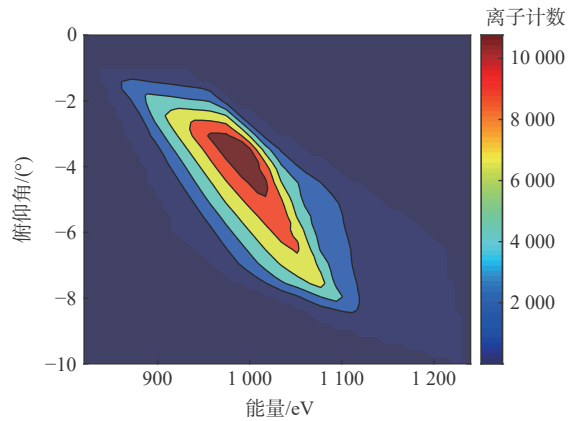


图 18　1 keV 离子束 E-β 相空间分布

Fig. 18　E-β phase space distribution of a beam of 1 keV ions

离子(H^+)分布符合麦克斯韦分布，离子群速度取典型速度 25 km/s[18]，温度取 8 000 K[32]，当密度范围取 1×10^{-4}～100 cm^{-3} 时，根据几何因子仿真结果计算得到，计数率为 3.4～3.4×10^6 个/s。该计数率范围在仪器电子学计数能力范围之内，表明仪器可以实现 1×10^{-4}～100 cm^{-3} 的密度探测。

3.5　质谱分辨率

仪器的质谱分辨率由飞行时间系统测量的飞行时间谱的展宽决定。飞行时间展宽主要由 ESA 出射离子的能量展宽及离子穿过碳膜引起的能量和方向展宽引起。

由于不同成分离子穿过碳膜的响应不同，质谱分辨率也不相同，仿真分别对 H^+、He^+、He^{2+}、C^+、N^+、O^+、Ne^+成分开展。仿真过程中首先利用 SRIM 仿真软件对离子(包括−15 kV 的加速)在碳膜中的轨迹和出射特性进行仿真，如图 19 所示。离子入射源分布符合 ESA 出射离子的能量展宽特征。统计离子从碳膜出射后的能量损失和散射。以碳膜出射离子为输入源，用 SIMION 仿真软件进行仿真，获得不同成分离子飞行时间谱如图 20 所示。

以初始能量 $E_0=1.28(\pm0.1)$ eV，电荷量 $q=1$，质量 $M=1$ 的 H^+离子为例，飞行时间图谱如图 21 所示。

由飞行时间谱的峰值中心和展宽比值，结合

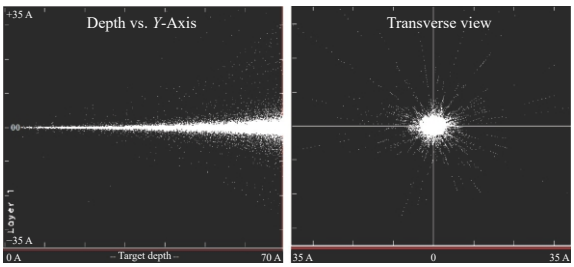


图 19　离子在碳膜中的轨迹仿真

Fig. 19　Trajectory simulation of ions in carbon foil

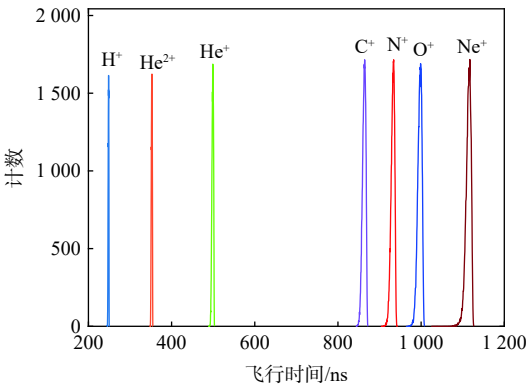


图 20　离子成分 H^+～Ne^+飞行时间谱

Fig. 20　Spectrum of time-of-flight for H^+～Ne^+

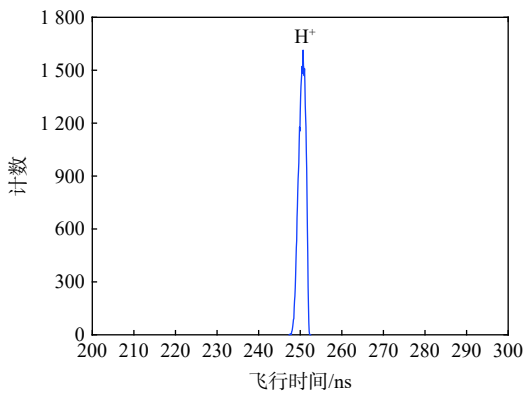


图 21　1.28 eV H^+飞行时间图谱

Fig. 21　Spectrum of time-of-flight for 1.28 eV H^+

式(8), 可得到质谱分辨率 $M/\Delta M = (\tau/\Delta\tau)/2 = 54.5$。

综合第 1 节～3 节所有内容, 本文针对外日球层低温、低密度、低速拾起离子的高分辨探测需求, 设计了一种高分辨拾起离子探测器。拾起离子探测器采用阻滞势分析器、顶盖式超环面静电分析器和线性场飞行时间系统结合的设计方案。利用 SIMION 和 SRIM 仿真软件对拾起离子探测器的主要性能指标进行了仿真模拟, 仪器主要技术指标的仿真结果如表 1 所示。仿真结果表明仪器具有低能量探测、高能量分辨率、大视场、大几何因子和高质谱分辨率的优点, 能够实现外日球层低速、低密度、低温拾起离子的高分辨探测。

表 1　拾起离子探测器技术指标仿真结果

Table 1　Simulation specifications of pickup ion detector

技术指标	仿真结果
能量范围/eV	1.28～6 000
能量分辨率/%	ESA($\Delta E/E$) 14.26 ESA+RPA 1.60
静电分析器常数	4.26
方位角范围/(°)	0～360
俯仰角范围/(°)	−6.9～3.6(FWHM)
方位角分辨率/(°)	0.78(固有极限)15.00(实际设计)
几何因子/$cm^2 \cdot sr$	0.020 96
速度/$(km \cdot s^{-1})$	15.7～1 072.2 @H^+
密度/cm^{-3}	1×10^{-4}～100 @H^+
温度/K	⩾474.9
质谱分辨率	>40 for M=1～20(54.5@H^+)

4　结　论

本文通过对外日球层拾起离子探测器的设计与仿真, 展示了空间等离子体仪器的设计思路及实现过程, 根据仿真结果可得到如下结论:

1) 通过 ESA 和 RPA 的组合, 可实现低速、低温、低密度拾起离子的探测, 速度低至 15.7 km/s, 温度低至 474.9 K, 密度低至 1×10^{-4} cm^{-3}。

2) 通过 LEF-TOF 与固体半导体探测器的组合, 可实现高质谱分辨率(> 40)探测并给出离子电荷态信息。

3) 探测器可探测的离子不局限于本文的主要探测对象 PUIs, 当 RPA 的扫描电压设置为 0 时, 探测器可探测速度、温度、密度更高的太阳风离子。

仪器的仿真结果为后续仪器的工程实现、地面定标试验及在轨数据处理奠定了基础。

后续的工作将开展原理样机的研制, 对原理样机进行地面测试定标, 并与仿真模拟结果进行比对, 验证设计和仿真的合理性和准确性。

致谢　感谢天基空间环境探测北京市重点实验室和中国科学院空间环境态势感知技术重点实验室相关课题的支持。

参考文献（References）

[1] HOLLICK S J, SMITH C W, PINE Z B, et al. Magnetic waves excited by newborn interstellar pickup ions measured by the Voyager spacecraft from 1 to 45 au. I. wave properties[J]. The Astrophysical Journal, 2018, 863(1): 75-93.

[2] SWACZYNA P, MCCOMAS D J, ZIRNSTEIN E J. He^+ ions comoving with the solar wind in the outer heliosphere[J]. The Astrophysical Journal, 2019, 875(1): 36-48.

[3] STILWELL D E, JOYCE R M, TEEGARDEN B J, et al. The Pion-

eer 10/11 and Helios A/B cosmic ray instruments[J]. IEEE Transactions on Nuclear Science, 2007, 22(1): 570-574.

[4] BRIDGE H S, BELCHER J W, BUTLER R J, et al. The plasma experiment on the 1977 Voyager Mission[J]. Space Science Review, 1977, 21(3): 259-287.

[5] MÖBIUS E, HOVESTADT D, KLECKER B, et al. Direct observation of He^+ pick-up ions of interstellar origin in the solar wind[J]. Nature, 1985, 318(6045): 426-429.

[6] GLOECKLER G, GEISS J, BALSIGER H, et al. The Ulysses solar wind plasma experiment[J]. Astronomy and Astrophysics Supplement Series, 1992, 92(2): 237-265.

[7] FRANK L A, ACKERSON K L, LEE J A, et al. The plasma instrumentation for the Galileo Mission[J]. Space Science Reviews, 1992, 60(1-4): 283-304.

[8] HOVESTADT D, HILCHENBACH M, BÜRGI A, et al. CELIAS-charge, element and isotope analysis system for SOHO[J]. Solar Physics, 1995, 162(1-2): 441-481.

[9] GLOECKLER G, CAIN J, IPAVICH F M, et al. Investigation of the composition of solar and interstellar matter using solar wind and pickup ion measurements with SWICS and SWIMS on the ACE spacecraft[J]. Space Science Reviews, 1998, 86(1-4): 497-539.

[10] YOUNG D T, BARRACLOUGH B L, BERTHELIER J J, et al. Cassini plasma spectrometer investigation[J]. Space Science Reviews, 2004, 114(1-4): 1-112.

[11] MCCOMAS D, ALLEGRINI F, BAGENAL F, et al. The solar wind around Pluto (SWAP) instrument aboard new horizons[J]. Space Science Reviews, 2008, 140(1-4): 261-313.

[12] GALVIN A B, KISTLER L M, POPECKI M A, et al. The plasma and suprathermal ion composition (PLASTIC) investigation on the STEREO observatories[J]. Space Science Reviews, 2008, 136(1-4): 437-486.

[13] ZHONG J, XIE L, ZHANG H, et al. Chang'E-1 observations of pickup ions near the moon under different interplanetary magnetic field conditions[J]. Planetary and Space Science, 2013, 79-80(1): 56-63.

[14] MCFADDEN J P, KORTMANN O, CURTIS D, et al. MAVEN suprathermal and thermal ion compostion (STATIC) instrument[J]. Space Science Reviews, 2015, 195(1-4): 199-256.

[15] GOLDSTEIN R, BURCH J L, MOKASHI P, et al. The rosetta ion and electron sensor (IES) measurement of the development of pickup ions from comet 67P/churyumov-gerasimenko[J]. Geophysical Research Letters, 2015, 42(9): 3093-3099.

[16] MCCOMAS D J, ALEXANDER N, ALLEGRINI F, et al. The jovian auroral distributions experiment (JADE) on the juno mission to Jupiter[J]. Space Science Reviews, 2017, 213(1-4): 547-643.

[17] ZANK G P. Pickup ion-mediated plasma physics of the outer heliosphere and very local interstellar medium[J/OL]. (2016-07-15)[2021-05-08].https://geoscienceletters. springeropen.com/articles/10.1186/s40562-016-0055-2.

[18] KALLENBACH R, GEISS J, GLOECKLER G, et al. Pick-up ion measurements in the heliosphere –a review[J]. Astrophysics and Space Science, 2000, 274(1-2): 97-114.

[19] GEISS J, GLOECKLER G, MALL U, et al. Interstellar oxygen, nitrogen and neon in the heliosphere[J]. Astronomy & Astrophysics, 1994, 282(3): 924-933.

[20] QUINN P, SCHWADRON N, MÖBIUS E, et al. Inner source C^+/O^+ pickup ions produced by solar wind recycling, neutralization, backscattering, sputtering, and sputtering-induced recycling[J]. The Astrophysical Journal, 2018, 861(2): 98-110.

[21] WU Y, FLORINSKI V, GUO X. Interstellar pickup ion production in the global heliosphere and heliosheath[J]. The Astrophysical Journal, 2016, 832(1): 61-68.

[22] ISENBERG P A. Interaction of the solar wind with interstellar neutral hydrogen: Three-fluid model[J/OL]. (1986-09-01)[2021-05-08]. https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1029/JA091iA09p09965.

[23] WANG C, RICHARDSON J D. Energy partition between solar wind protons and pickup ions in the distant heliosphere: A three-fluid approach[J/OL]. (2001-12-01)[2021-05-08].https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1029/2001JA000190.

[24] WHANG Y C. The global solar wind between 1 AU and the termination shock[J]. The Astrophysical Journal, 2010, 713(2): 721-730.

[25] USMANOV A V, GOLDSTEIN M L. A three-dimensional MHD solar wind model with pickup protons[J/OL]. (2006-07-07)[2021-05-08].https://agupubs.onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1029/2005JA011533.

[26] DELCOURT D, SAITO Y, LEBLANC F, et al. The mass spectrum analyzer (MSA) on board the BepiColombo MMO[J]. Journal of Geophysical Research:Space Physics, 2016, 121(7): 6749-6762.

[27] YOUNG D T, BAME S J, THOMSEN M F, et al. 2π-radian field-of-view toroidal electrostatic analyzer[J]. Review of Scientific Instruments, 1988, 59(5): 743-751.

[28] GILBERT J A, LUNDGREN R A, PANNING M H, et al. An optimized three-dimensional linear-electric-field time-of-flight analyzer[J]. Review of Scientific Instruments, 2010, 81(5): 053302.

[29] PUDJORAHARDJO D S, SUPRAPTO S, DARSONO D, et al. Simulation study of electron beam spot size from thermionic electron gun using SIMION 8.1 software[C]//AIP Conference Proceedings. New York: American Institute of Physics, 2018: 020156.

[30] SILVA R, BUNDALESKI N, FONSECA A L, et al. 3D-simulation of a Bayard Alpert ionisation gauge using SIMION program[J]. Vacuum, 2019, 164(5): 300-307.

[31] PFAFF R F, BOROVSKY J E, YOUNG D T. Measurement techniques in space plasmas: Particles[M]. Washington, D. C. : American Geophysical Union, 2013: 125-140.

[32] BERTAUX J L, LALLEMENT R, KURT V G, et al. Characteristics of the local interstellar hydrogen determined from POGNOZ 5 and 6 interplanetary lyman-alpha line profile measurements with a hydrogen absorption cell[J]. Astronomy & Astrophysics, 1985, 150(1): 1-20.

Design and simulation of detector for outer heliosphere pickup ions

GAO Tianfeng[1, 2], KONG Linggao[1, 2, *], SU Bin[1], ZHANG Aibing[1, 2]

(1. National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;
2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: To enable the high-resolution detection of low-speed, low-density and low-temperature pickup ions (PUIs) in the outer heliosphere, a new high-resolution detector is designed based on the toroidal top-hat electrostatic analyzer, retarding potential analyzer and linear-electric-field time-of-flight analyzer. Using finite element simulation, the velocity range of PUIs (hydrogen) can be detected at 15.7～1 072.2 km/s, with the density range being 0.000 1～100 cm^{-3} and the temperature higher than 474.9 K. Component discrimination can also be achieved for typical pickup ions (hydrogen, helium, carbon, nitrogen, oxygen, and neon), with the mass spectral resolution ($M/\Delta M$) larger than 40.

Keywords: outer heliosphere; pickup ion; electrostatic analyzer; linear-electric-field time-of-flight analyzer; numerical simulation

Received: 2021-05-08; **Accepted**: 2021-10-09; **Published Online**: 2021-11-01 17:36

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20211101.1109.004.html

Foundation items: Strategic Pilot Projects in Space Science, Chinese Academy of Sciences (XDA1535010202, XDA15011200)

* **Corresponding author**. E-mail: klg@nssc.ac.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0249

穿透性损伤对钛合金蜂窝口盖壁板面内压缩性能影响

杨昊[1]，谢宗蕻[1]，杨海波[2]，袁培毓[1]，岳喜山[3]，赵伟[1,*]

(1. 中山大学 航空航天学院，广州 510275；2. 中国航空工业集团公司成都飞机设计研究所，成都 610091；
3. 中国航空制造技术研究院，北京 100024)

摘 要：钛合金蜂窝口盖壁板在实际服役过程中可能会产生穿透性损伤，从而影响口盖壁板面内压缩性能。采用试验和有限元计算相结合的方法研究了穿透性损伤对钛合金蜂窝口盖壁板面内压缩性能的影响。结果显示：含穿透性损伤的钛合金蜂窝口盖壁板的面内压缩破坏载荷要略高于无损伤钛合金蜂窝口盖壁板，且面内压缩破坏载荷随穿透性损伤直径增大而增大；有限元模型预测的破坏模式与试验结果一致，预测的破坏载荷与试验结果的最大偏差为9.33%，两者吻合较好。研究结果可以为钛合金蜂窝口盖壁板的设计及面内压缩性能的预测提供数据支持和研究方法参考。

关 键 词：钛合金蜂窝壁板；有限元方法；试验研究；力学性能；穿透性损伤
中图分类号：V414.6
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2023)02-0378-10

钛合金蜂窝口盖壁板采用钛合金材料作为面板，以轻质蜂窝作为芯体，面板与芯体通过钎焊连接。其具有出色的性能，如高比强度和比刚度、隔噪、隔热、抗腐蚀等，因此，被广泛应用于航空航天飞行器结构，特别是口盖、舵翼面、消音内衬等结构中[1-4]。但是在制造、装配和服役过程中，钛合金蜂窝口盖壁板可能会产生各种类型的缺陷和损伤，从而影响口盖壁板力学性能，尤其是面内压缩性能。其中穿透性损伤多是在实际服役过程中受到冲击载荷而形成的典型损伤。

Gibson 和 Ashby[5] 全面总结了蜂窝材料的力学性能。国内外学者广泛研究了蜂窝夹层结构的力学性能[6-8]及损伤对蜂窝夹层结构的力学性能影响[9-12]，但是，对于金属蜂窝夹层结构的研究大都集中于高温合金材料，很少涉及钛合金材料。随着钛合金蜂窝夹层结构制备工艺日益成熟[13-14]，国内研究者开展了钛合金蜂窝壁板的力学性能的研究工作[15-17]。然而，涉及钛合金蜂窝口盖壁板力学性能的研究相对较少，穿透性损伤对钛合金蜂窝口盖壁板的面内压缩性能影响尚不明确。

本文采用有限元分析与试验研究相结合的方法，研究了穿透性损伤对钛合金蜂窝口盖壁板面内压缩性能的影响。通过试验研究得到面内压缩下典型的破坏模式和破坏载荷。利用 ABAQUS 二次开发技术，编写 Python 代码建立含蜂窝芯体细节的有限元模型，模拟面内压缩过程中的力学行为。采用试验结果验证后的有限元模型研究穿透性损伤直径对钛合金蜂窝口盖壁板力学性能的影响。研究结果可以为钛合金蜂窝口盖壁板的设计及其面内压缩性能的预测提供数据支持和研究方法参考。

1 面内压缩试验

1.1 试验件、试验夹具及试验机设置

试验件的构型参照已成功应用于某型国产先进战机的钛合金蜂窝口盖壁板的构型。为了控制试验件制造成本，试验件长宽尺寸小于战机真实结

收稿日期：2020-05-13；录用日期：2021-09-09；网络出版时间：2021-09-15 09:48
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210914.1716.011.html
*通信作者. E-mail：weida1985@126.com

引用格式：杨昊，谢宗蕻，杨海波，等. 穿透性损伤对钛合金蜂窝口盖壁板面内压缩性能影响[J]. 北京航空航天大学学报，2023，49(2)：378-387.
YANG H，XIE Z H，YANG H B，et al. Influence of penetration damage on in-plane compression properties of titanium honeycomb sandwich cover structure[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2023，49(2)：378-387 (in Chinese).

构长宽尺寸。基于本文研究单位未公开发表的研究成果和设计经验, 同时考虑尺寸效应影响, 试验件的长宽尺寸确定为 350 mm×350 mm。试验件按损伤类型分为无损伤和穿透性损伤试验件, 共两大类 4 组。每组各 3 件试验件, 总计 12 件。其中, 含穿透性损伤试验件通过在无损伤试验件的中心位置预制穿透性圆孔损伤得到, 共 3 组。参照 F-18 维修手册[18], 确定当穿透性损伤直径大于 50 mm 时, 钛合金蜂窝口盖壁板构型结构件不可修, 即穿透性损伤最大直径为 50 mm。本文研究单位未公开发表的研究成果显示, 当直径小于 20 mm 时, 穿透性损伤对钛合金蜂窝夹层结构件的承载性能影响较小。因此, 确定试验件的典型穿透性损伤直径为 30, 40, 50 mm。无损伤试验件由内外蒙皮、加强片和蜂窝芯体组成, 内外蒙皮和加强片的材料为钛合金 TC4, 蜂窝芯体采用厚度为 0.1 mm 的钛合金箔材经成型制造获得, 材料为钛合金 TC4H-11.2-0.1。无损伤试验件结构细节如图 1 所示。试验件 L 方向与 W 方向的长度均为 350 mm, 如图 1(a)所示。蜂窝芯体单胞直径为 11.2 mm, 芯体具有方向性, 试验件 L 方向与蜂窝芯体 L 方向一致, 如图 1(b)所示。外蒙皮厚度为 0.8 mm, 内蒙皮厚度为 0.6 mm, 加强片厚度为 0.6 mm, 蜂窝芯体最大高度为 15 mm, 如图 1(c)所示。图 1(c)中斜角区为三角线框区域, 表示壁板从全高度蜂窝区域到内外蒙皮无蜂窝芯体区域间的过渡部分。蒙皮与蜂窝芯体之间, 内外蒙皮边缘之间及内蒙皮与加强片之间采用钎焊进行焊接。试验件加工后公差如下: L 向两端面平面度小于 0.05 mm, 两端面平行度小于 0.05 mm, 外蒙皮与两端面的垂直度小于 0.05 mm。无损伤试验件的贴片方式如图 2 所示。其中, P 表示应变片, 括号外编号为外蒙皮应变片编号, 括号内编号为内蒙皮应变片编号。钛合金蜂窝口盖壁板面内压缩试验参照试验标准 ASTM D7137[19] 进行, 用于获取口盖壁板的面内压缩力学性能和关键位置应变信息。钛合金蜂窝口盖壁板面内压缩试验夹具示意图如图 3 所示。试验前, 首先用滑块将试验件固定在底座和压块之间, 然后将初步固定后的试验件安放在试验机压缩空间的球铰支座平台上方。最后施加 1 kN 预载荷, 通过 P1、P3、P12 和 P14 应变片的数值, 确保试验件外蒙皮与底座加载面和压块加载面的垂直度满足要求后(即上述 4 个应变片中, 任意 2 个应变片数值之间偏差均小于 10%), 固定 U 型侧板上方的简支侧板, 对试验件两侧施加简支约束。试验的加载速率为 1 mm/min。试验过程中, 同时记录载荷和应变等数据。

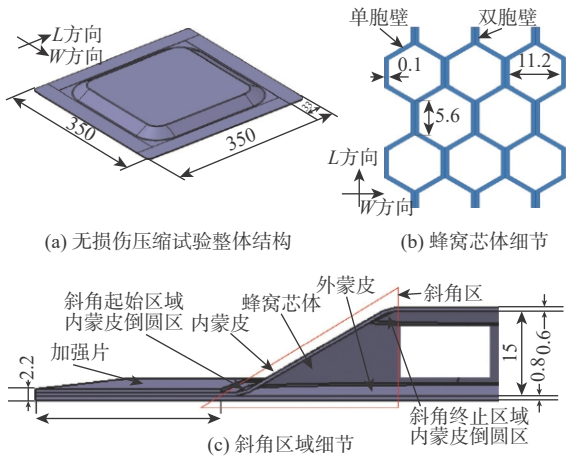


图 1　无损伤试验件结构细节

Fig. 1　Details of the specimen without damage

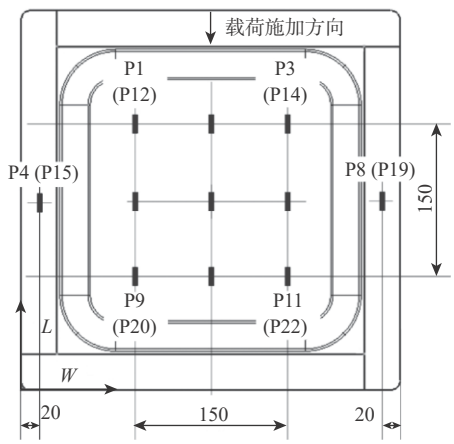


图 2　无损伤试验件应变片位置示意图

Fig. 2　The strain gage position of the specimen without damage

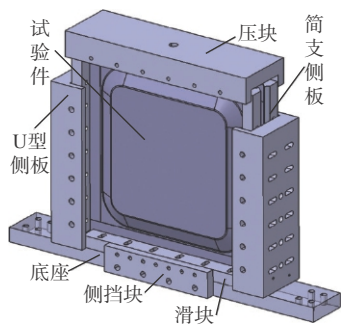


图 3　面内压缩试验夹具示意图

Fig. 3　Diagram of the device of in-plane compression experiments

1.2　试验结果

1.2.1　破坏模式

1) 对于无损伤和含 30, 40 mm 直径穿透性损伤的试验件, 随着载荷增加, 逐渐出现芯体和蒙皮损伤的响声。当载荷超过限制载荷后, 试验件出现密集的芯体、蒙皮损伤响声, 当外蒙皮在斜角区域出现目视可见变形的瞬时, 试验件在一端外蒙皮斜角区域发生灾难性破坏, 试验结束。在面内压缩载荷

作用下，无损伤和含 30 mm, 40 mm 直径穿透性损伤的试验件的典型破坏模式为外蒙皮在斜角区域贯穿侧边鼓出，如图 4 所示。

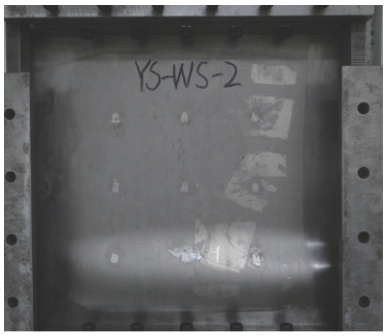


图 4 无损伤和含 30 mm, 40 mm 直径穿透性损伤试验件典型破坏模式

Fig. 4 Typical failure modes of specimens with intact 30 mm and 40 mm diameter penetrating damage

2) 对于含 50 mm 直径穿透性损伤的试验件，随着载荷增加，逐渐出现芯体和蒙皮损伤的响声，当载荷超过限制载荷后，试验件出现密集的芯体、蒙皮损伤响声，当外蒙皮在穿透性损伤圆孔附近出现目视可见横向变形时，变形瞬间沿孔横截面扩展至两侧边，试验件发生灾难性破坏，试验结束。在面内压缩载荷作用下，含 50 mm 直径穿透性损伤试验件的典型破坏模式为外蒙皮沿穿透性损伤区横向鼓出，如图 5 所示。通过观察破坏后的试验件，可以发现外蒙皮鼓出区域外蒙皮与芯体出现脱焊。



图 5 含 50 mm 直径穿透性损伤试验件典型破坏模式

Fig. 5 Typical failure modes of specimens with 50 mm diameter penetrating damage

1.2.2 破坏载荷

无损伤和含穿透性损伤钛合金蜂窝口盖壁板的面内压缩破坏载荷试验结果如表 1 所示。其中，面内压缩破坏载荷降低比例是指含穿透性损伤钛合金蜂窝口盖壁板相对于无损伤钛合金蜂窝口盖壁板的面内压缩破坏载荷降低比例。能够从表 1 看出，试验数据的离散系数的最大值为 11.39%，表明试验结果可靠。穿透性损伤直径为 30 mm, 40 mm 时，面内压缩破坏载荷分别降低 6.11% 和 2.33%，当穿透性损伤直径为 50 mm 时，面内压缩破坏载荷反而提高了 5.54%，可见穿透性损伤不会显著降低钛合金蜂窝口盖壁板的面内压缩破坏载荷，甚至可能提高钛合金蜂窝口盖壁板的面内压缩破坏载荷。

表 1 钛合金蜂窝口盖壁板面内压缩破坏载荷试验值

Table 1 Experimental compression failure loads of the titanium honeycomb sandwich cover structure

损伤直径/mm	破坏载荷平均值/kN	离散系数/%	面内压缩破坏载荷降低比例/%
0	149.40	7.85	
30	140.80	1.86	6.11
40	158.17	11.39	2.33
50	157.53	9.57	−5.54

注：降低比例的负号表示提高。

2 有限元模型

2.1 有限元模型设置

利用 ABAQUS 二次开发技术，编写 Python 代码建立包含蜂窝芯体细节的有限元模型，用于模拟面内压缩过程中的力学行为。内外蒙皮和加强片均采用三维实体建模，使用 SC8R 单元，蜂窝芯体采用壳单元建模，使用 S4R 单元。对于模型建模过程，由于斜角区域出现载荷集中，故对这些区域的网格进行细化处理。无损伤模型网格划分如图 6 所示。

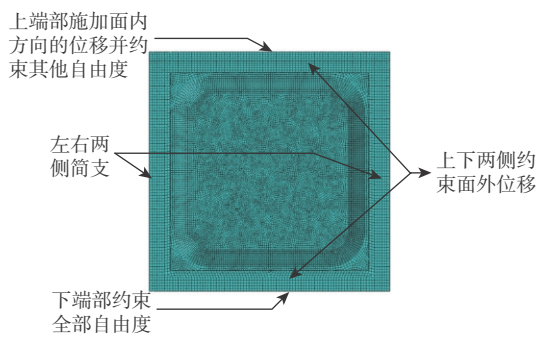


图 6 无损伤模型网格及有限元分析边界条件

Fig. 6 Meshing boundary conditions and loading conditions of finite element simulation model without damage

有限元模型设置的材料参数如表 2 所示，表 2 中钛合金 TC4 材料的各项参数均由拉伸试验测得。材料的塑性应变与应力的关系如表 3 所示。TC4 钛合金材料采用金属的延展性损伤准则进行定义，当单元断裂应变达到 0.15 时，判定一个单元（面板、蜂窝芯）达到了破坏。单元破坏后，在后续加载过程中，破坏的单元会在模型中移除。

有限元模型中引入了 ABAQUS 显式通用接触算法，蜂窝芯体的蜂窝壁间的接触类型为自接触，其接触特性为硬接触。由于蒙皮与蜂窝芯体之间钎焊界面状态的复杂性，目前尚无法通过试验准确

表 2　TC4 材料参数

Table 2　Material parameters of TC4

材料	弹性模量/GPa	泊松比	屈服强度/MPa	破坏强度/MPa
TC4	108.48	0.30	861.59	967.12

表 3　TC4 应力与塑性应变

Table 3　The true stress and the plastic strain of TC4

应力/MPa	塑性应变/με
830	0
861.7	0.002
960	0.01
1 000	0.012

获得蒙皮与蜂窝芯体之间钎焊界面的力学性能, 完成有限元模型中 Cohesive 单元的参数设置, 对界面是否脱焊采用渐进损伤方法进行判断。因此, 参照之前的研究[1], 蒙皮与蜂窝芯体之间, 内外蒙皮之间及内蒙皮与加强片之间采用绑定“tie”约束。根据 ABAQUS6.14 使用手册[20] 对“tie”约束的定义, 当接触的主表面与从属表面的位置容差超过设定值之后, 视为约束失效。本文采用的位置容差为默认值, 当压缩载荷引起的结构变形导致从属表面上的节点与主表面的位置超过了设定值, 则约束失效, 即视为发生脱焊破坏。

模型采用 ABAQUS/Explicit 模拟口盖壁板的准静态压缩过程, 其中用于模拟的时间段为 0.01 s, 最大位移为 5 mm。位移采用 Smooth 步幅曲线平滑加载。模型的边界条件设置与试验一致。有限元模型及其边界、加载条件如图 6 所示。最后提取载荷位移曲线, 参照试验标准 ASTM D7137[19] 中的最大破坏载荷判断依据: “对试件加载直至达到最大值, 并且载荷掉落至最大值大约 30% 时, 除非特别想要试件破坏, 否则终止试验。”根据载荷位移曲线独立确定载荷最大值, 将其视为结构整体破坏的临界值。

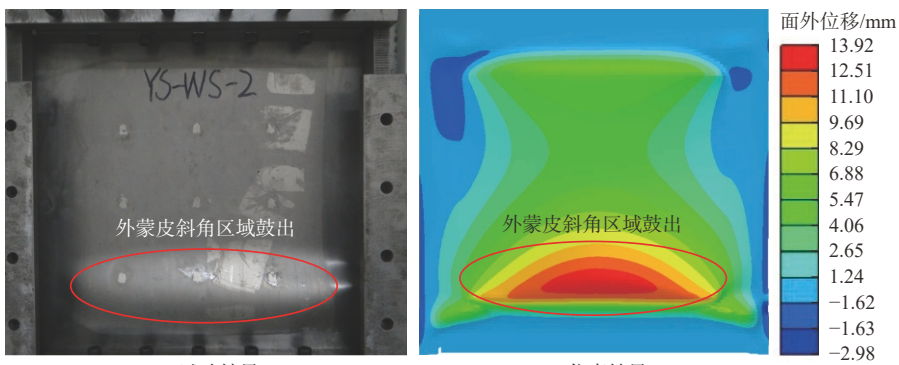
结构承受压缩载荷的情况下, 需要考虑屈曲问题。本文采用 ABAQUS/Explicit 处理屈曲问题, ABAQUS/Explicit 的优势在于能较好的适应复杂模型, 并且能有效的解决复杂后屈曲问题及准静态问题。本文考虑了单元失稳与结构失稳问题, 通过有限元结果的塑性应变云图判断是否出现单元失稳, 当塑性应变不为 0 时视为单元出现失稳。通过有限元结果的变形云图判断是否出现结构失稳。

2.2　有限元模型验证及穿透性损伤对结构破坏载荷的影响

本节通过无损伤蜂窝口盖壁板的试验结果来验证有限元模型的可靠性。

2.2.1　破坏模式对比

有限元预测与试验获得的无损伤口盖壁板面内压缩破坏模式对比如图 7 所示, 其中有限元预测的结果输出为模型的面外位移 *U*3, *U*3 的正方向指向外蒙皮。可以看出, 无损伤钛合金蜂窝口盖壁板的试验结果与有限元计算得到的破坏模式相同, 均为外蒙皮在斜角区域贯穿侧边鼓出。可见, 有限元模型可以准确预测蜂窝口盖壁板的破坏模式。



(a) 试验结果　　(b) 仿真结果

图 7　无损伤口盖壁板面内压缩破坏模式对比

Fig. 7　Comparison of in-plane compression failure modes of structure without damage

2.2.2　破坏载荷对比

有限元预测与试验获得的无损伤口盖壁板面内压缩破坏载荷对比如表 4 所示, 可以看出, 有限元预测得到的破坏载荷值与试验结果十分接近(偏差仅为 0.92%), 可见, 有限元模型预测的破坏载荷与试验结果吻合较好。

2.2.3　载荷-应变曲线对比

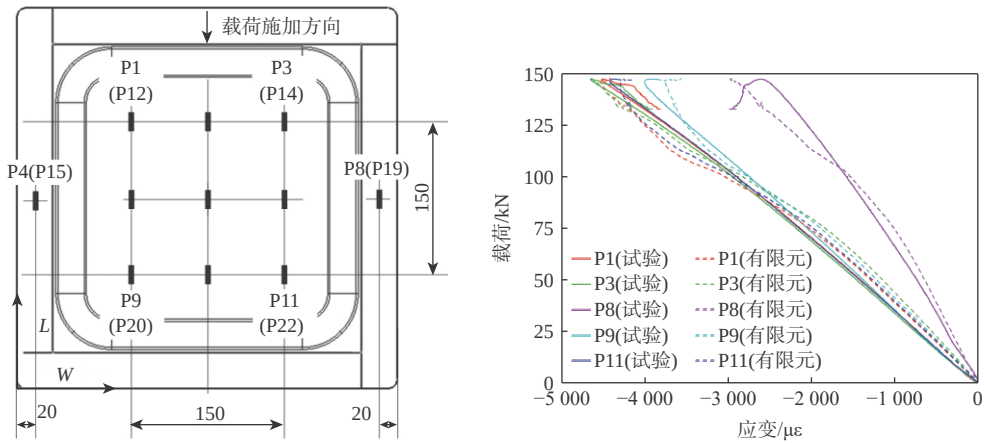
对于无损伤口盖壁板, 绘制典型位置的面内压缩载荷-应变曲线(试验件与有限元预测对比), 如图 8

表 4　钛合金蜂窝口盖壁板破坏载荷对比

Table 4　Comparison of failure loads of the titanium honeycomb sandwich cover structure

损伤直径/mm	破坏载荷		偏差/%
	有限元预测值/kN	试验值/kN	
0	148.03	149.40	−0.92
30	153.93	140.80	9.33
40	155.07	146.00	6.21
50	157.53	158.17	−5.56

所示。图 8(b) 中用虚线表示有限元预测结果，实线表示试验结果。通过图 8 可以看出，有限元预测的压缩载荷-应变曲线变化趋势与试验结果基本一致。考虑到试验件制造缺陷，试验仪器精度等方面影响，试验无法捕捉到所有细节，导致两者载荷-应变曲线存在一定偏差。通过对比有限元预测和试验获得的破坏模式、破坏载荷和载荷-应变曲线，可以看出，本文建立的有限元模型有效，分析策略可行。



(a) 应变片分布示意　　(b) 载荷应变曲线对比

图 8　无损伤壁板面内压缩载荷-应变曲线对比

Fig. 8　Comparison of in-plane compression load-strain curves of structure without damage

3　结果分析与讨论

基于试验结果验证后的有限元模型，对比试验结果，研究穿透性损伤直径对钛合金蜂窝口盖壁板力学性能的影响。

3.1　含穿透性损伤蜂窝口盖壁板破坏模式

对于含穿透性损伤的钛合金蜂窝口盖壁板，将有限元预测结果与试验结果进行对比，其破坏模式如图 9 所示，其中有限元预测的结果输出为模型的面外方向 $U3$ 的位移，$U3$ 的正方向指向外蒙皮。可以看出，有限元模型可以准确预测含穿透性损伤的钛合金蜂窝口盖壁板的破坏模式。当穿透性损伤直径 D 小于 40 mm 时，破坏模式为外蒙皮在斜角区域贯穿侧边鼓出。当穿透性损伤为 50 mm 时，破坏模式为外蒙皮沿穿透性损伤区横向鼓出。

3.2　破坏载荷

采用有限元模型预测得到的钛合金蜂窝口盖壁板破坏载荷和试验计算得到的平均破坏载荷对比如表 4 所示。可以看出，钛合金蜂窝口盖壁板破坏载荷的有限元预测值与试验值的最大偏差为 9.33%，可见，有限元模型预测的破坏载荷与试验结果吻合较好。

3.3　穿透性损伤对结构破坏载荷的影响分析

基于已验证的有限元模型，采用该模型预测得到的无损伤和直径 20～80 mm($D20$～$D80$)穿透性损伤的钛合金蜂窝口盖壁板的面内压缩载荷-位移曲线如图 10所示。从图 10 可以看出。

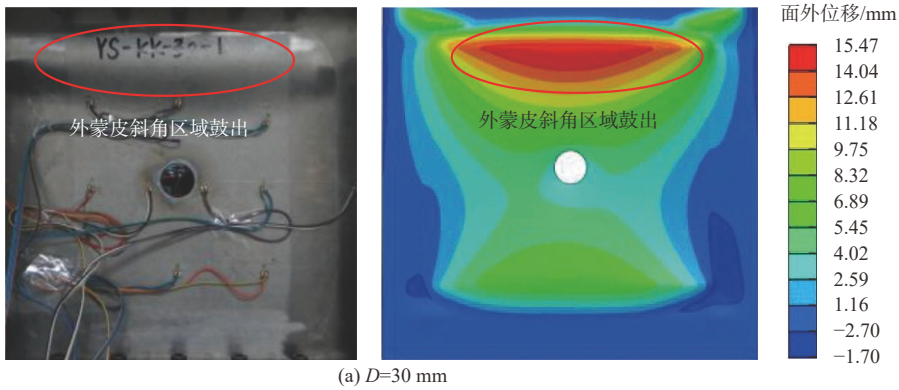
1）当穿透性损伤直径为 20 mm, 30 mm, 40 mm 时，随着压缩位移的增加，钛合金蜂窝口盖壁板的载荷随之增加，当压缩位移达到 1 mm 后，壁板发生了局部失稳，出现了载荷下降的情况，下降幅度分别为 11.88%、15.88% 及 15.96%。随后载荷继续上升至最大值。经过最大值后，载荷掉落至最大值的 30% 以下，从而确定载荷最大值为结构整体破坏的临界载荷，达到临界载荷后，视为结构整体破坏。

2）当穿透性损伤直径大于 50 mm 时，随着压缩位移的增加，钛合金蜂窝口盖壁板的载荷随之增加，随后载荷继续上升至最大值。经过最大值后，载荷掉落至最大值的 30% 以下，从而确定载荷最大值为结构整体破坏的临界载荷，达到临界载荷后，视为结构整体破坏。

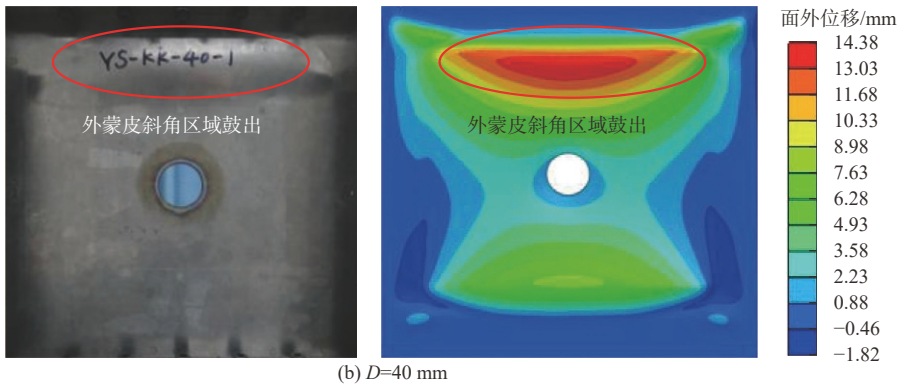
3）当穿透性损伤直径为 20～40 mm 时，无损伤和含穿透性损伤的钛合金蜂窝口盖壁板在面内压缩载荷作用下，载荷-位移曲线在弹性阶段的斜率基本一致，说明此时穿透性损伤对钛合金蜂窝口盖壁板面内压缩刚度影响很小。当载荷达到临界破坏载荷时，外蒙皮在斜角区域贯穿侧边鼓出，结构承载能力迅速下降。

4）当穿透性损伤直径为 20～40 mm 时，无损伤和含穿透性损伤的钛合金蜂窝口盖壁板在面内压缩载荷作用下，载荷-位移曲线在弹性阶段的斜率基本一致，说明此时穿透性损伤对钛合金蜂窝口盖壁板面内压缩刚度影响很小。当载荷达到临界破坏载荷时，外蒙皮在斜角区域贯穿侧边鼓出，结构承载能力迅速下降。

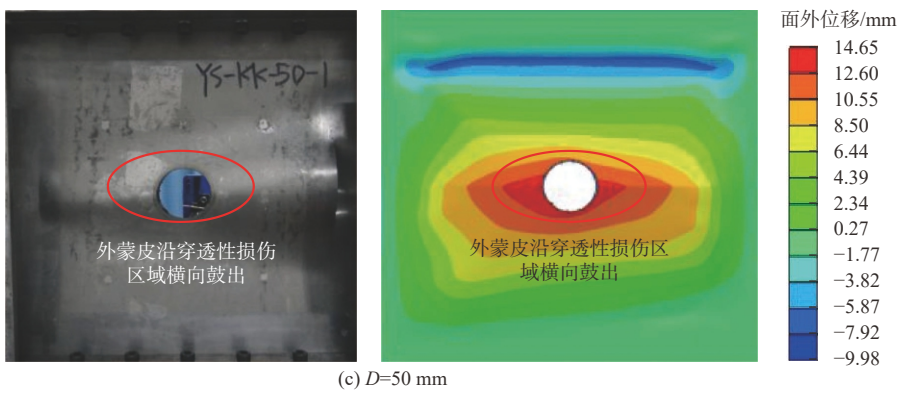
5）当穿透性损伤直径大于 50 mm 时，在面内压缩载荷作用下，载荷-位移曲线在弹性阶段的斜率随孔径增大而减小，说明此时穿透性损伤使钛合



(a) D=30 mm



(b) D=40 mm



(c) D=50 mm

图 9　含穿透性损伤口盖壁板面内压缩破坏模式对比

Fig. 9　Comparison of in-plane compression failure modes of structure with penetrating damage

金蜂窝口盖壁板面内压缩刚度减小。随着载荷的增加, 穿透性损伤区域外蒙皮发生局部屈曲。达到临界载荷的瞬间, 外蒙皮沿穿透性损伤区横向鼓出, 结构承载能力迅速下降。

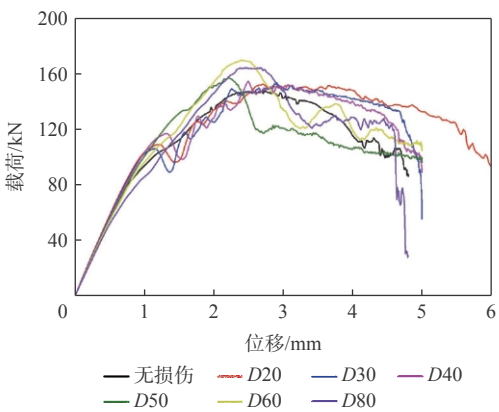


图 10　不同直径穿透性损伤的面内压缩载荷-位移曲线对比

Fig. 10　Comparison of in-plane compression load-displacement curves of different penetrating damage

6) 对于钛合金蜂窝口盖壁板, 在穿透性损伤直径为 20～40 mm 时, 达到载荷最大值前, 发生了载荷下降情况, 而穿透性损伤直径大于 50 mm 时却未发生。这是前者发生局部失稳导致的结果。以直径 30 mm 穿透性损伤为例, 压缩位移达到 1.14 mm 时, 载荷出现下降。选取载荷为 1 mm 与 1.2 mm 时(局部失稳前后最近帧数对应位移)的变形图, 将直径 30 mm 和直径 50 mm 含穿透性损伤的壁板进行前后对比, 如图 11 所示。可以发现, 对于损伤直径 30 mm 的口盖壁板, 载荷集中在壁板上下两端斜角区域, 载荷增加导致该区域外蒙皮向外鼓出, 蜂窝口盖壁板出现局部失稳, 导致此处载荷下降。发生局部失稳后, 结构可以继续承载直至出现最大载荷。而对于损伤直径 50 mm 的口盖壁板, 载荷集中在穿透性损伤附

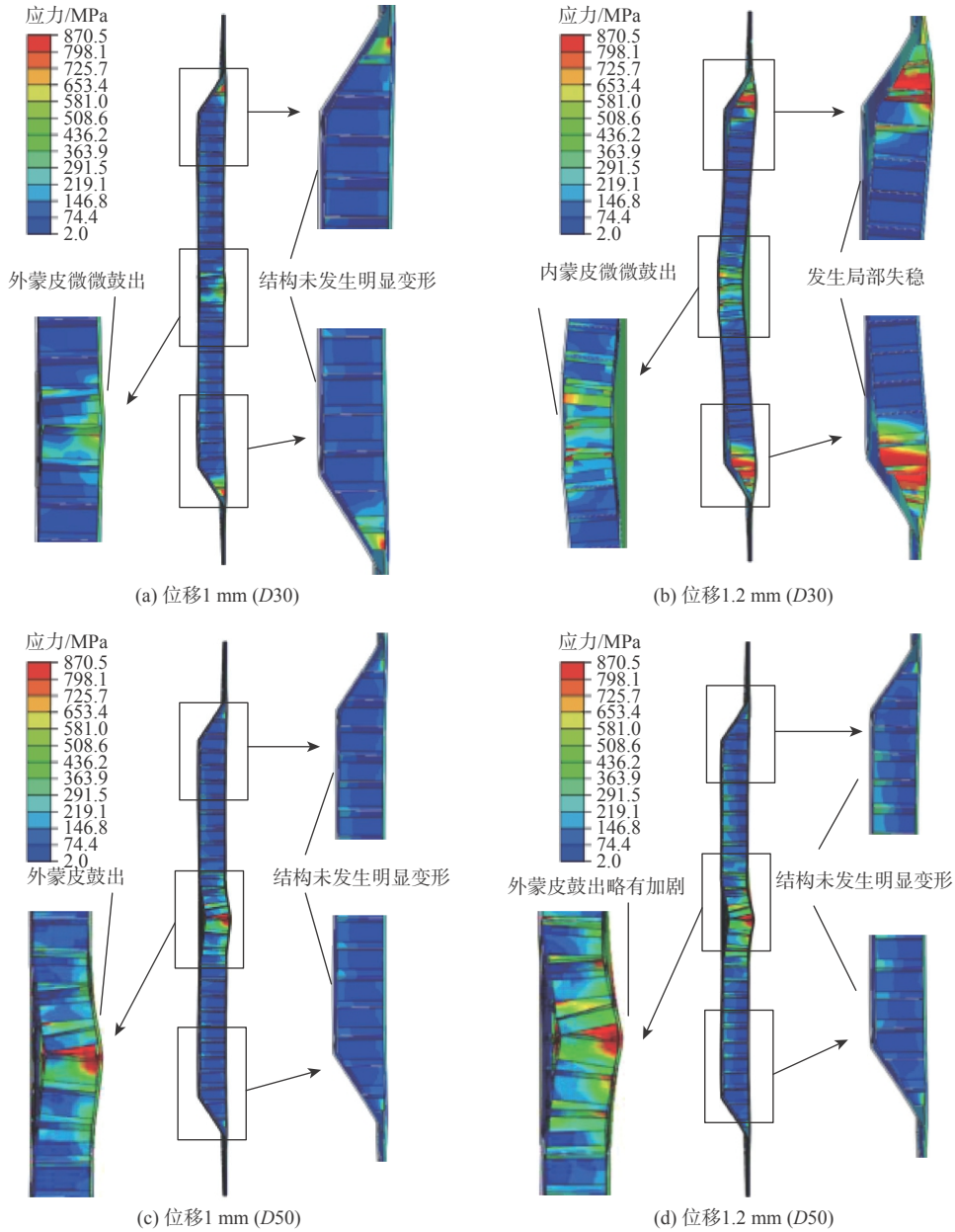


图 11 *D*30、*D*50 含穿透性损伤壁板于位移 1 mm 与 1.2 mm 处变形对比

Fig. 11 Deformation comparison of *D*30 and *D*50 penetrating damage structure under the displacement of 1 mm and 1.2 mm

近，载荷增加导致该区域外蒙皮横向鼓出程度略有加剧，但未出现明显变化，因此未出现载荷下降。

7）钛合金蜂窝口盖壁板面内压缩破坏载荷与穿透性损伤直径数据如图 12 所示，从图 12 可以看出，含穿透性损伤钛合金蜂窝口盖壁板的面内压缩强度略高于无损伤钛合金蜂窝口盖壁板，并且面内压缩破坏载荷随着穿透性损伤直径的增加而增加。钛合金蜂窝口盖壁板达到破坏载荷时，面内压缩载荷分布对比如图 13 所示。由图 13 可知，钛合金蜂窝口盖壁板主要承载区域为两侧边区域，而中间蜂窝区域承载较小，并存在载荷接近零的低承载区域。随着开孔直径的增加，蜂窝低承载区域面积增大，载荷逐步减小，蜂窝区域承载比例减小。而侧边高承载区域面积增大，载荷逐步增加，侧边承载比例增大。由于口

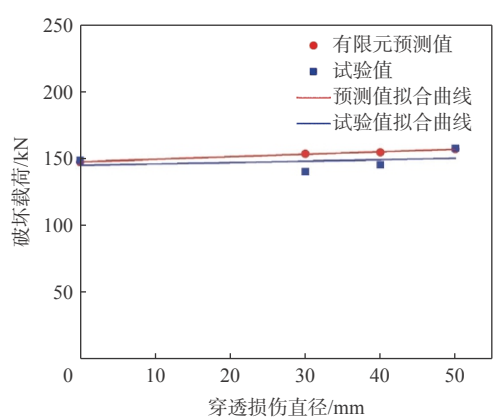
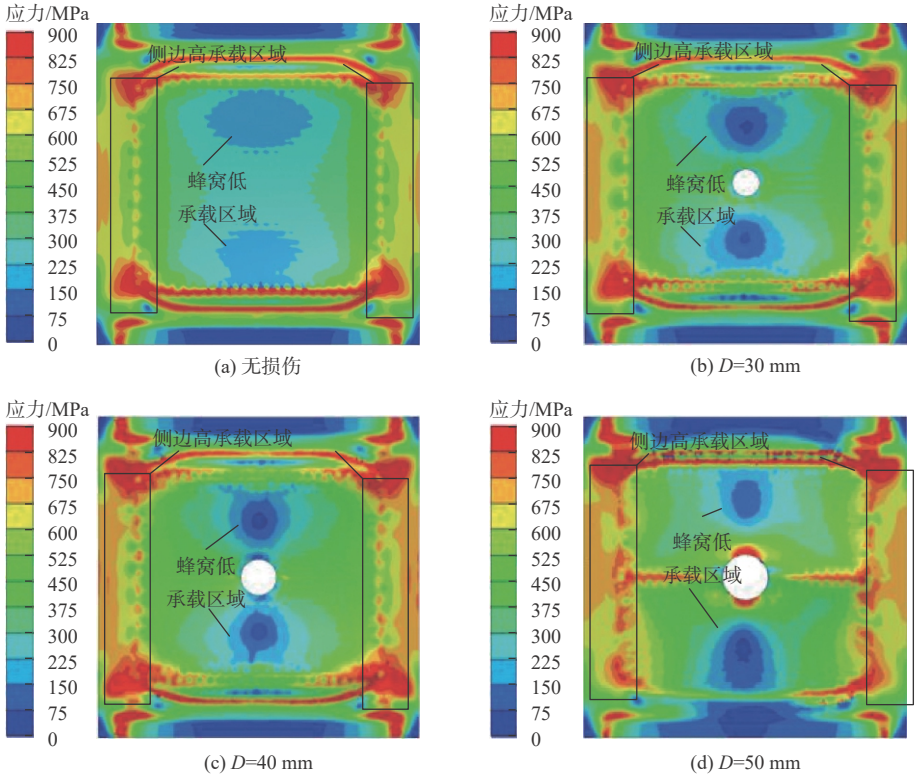


图 12 不同直径穿透性损伤的破坏载荷及拟合曲线

Fig. 12 Failure load and fitting curves with penetrating damage of different diameters



(a) 无损伤　(b) D=30 mm

(c) D=40 mm　(d) D=50 mm

图 13　钛合金蜂窝口盖壁板面内压缩载荷分布对比

Fig. 13　Comparison of in-plane compression load distribution of the titanium honeycomb sandwich cover structure

盖的特殊结构特征, 两侧边区域刚度弱于蜂窝夹层区域, 但强度大于蜂窝区域。因此, 当蜂窝区域开孔后, 结构整体出现载荷增加, 刚度下降的现象。

4　结　论

本文采用试验和有限元相结合的方法, 研究了穿透性损伤对钛合金蜂窝口盖壁板结构面内压缩性能的影响。得出结论如下:

1) 对于无损伤钛合金蜂窝口盖壁板而言, 在面内压缩载荷的作用下典型破坏模式为外蒙皮在斜角区域贯穿侧边鼓出。

2) 在面内压缩载荷的作用下, 当穿透性损伤的直径小于 40 mm 时, 典型破坏模式为外蒙皮在斜角区域贯穿侧边鼓出。当穿透性损伤的直径为 50 mm 及以上时, 破坏模式为外蒙皮沿穿透性损伤区横向鼓出。

3) 含穿透性损伤的钛合金蜂窝口盖壁板的面内压缩破坏载荷要略高于无损伤钛合金蜂窝口盖壁板, 并且面内压缩破坏载荷随着穿透性损伤直径的增加而增加。

4) 本文建立的有限元模型预测的破坏模式与试验结果一致, 破坏载荷与试验结果吻合较好。

本文研究结果对钛合金蜂窝口盖壁板的设计具有一定指导意义, 对其面内压缩性能的工程预估能提供有效参考。

参考文献（References）

[1] ZHAO W, XIE Z H, LI X, et al. Compression after impact behavior of titanium honeycomb sandwich structures[J]. Journal of Sandwich Structures & Materials, 2018, 20(5): 639-657.

[2] XIE Z H, ZHAO W, WANG X N, et al. Low-velocity impact behaviour of titanium honeycomb sandwich structures[J]. Journal of Sandwich Structures & Materials, 2018, 20(8): 1009-1027.

[3] 杨海波, 江少华, 赵志远, 等. 钛合金蜂窝整体机身壁板技术应用研究[J]. 航空制造技术, 2013, 56(16): 126-128.
YANG H B, JIANG S H, ZHAO Z Y, et al. Engineering application research of titanium honeycomb integral fuselage panel technology[J]. Aeronautical Manufacturing Technology, 2013, 56(16): 126-128(in Chinese).

[4] 谢宗蕻, 岳喜山, 孙俊锋. 钛合金蜂窝壁板隔热性能试验研究[J]. 南京航空航天大学学报, 2016, 48(1): 16-20.
XIE Z H, YUE X S, SUN J F. Experimental study on thermal insulation performance of titanium honeycomb sandwich panels[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2016, 48(1): 16-20(in Chinese).

[5] GIBSON L J, ASHBY M F. Cellular Solids[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 1997: 93-108.

[6] 王颖坚. 面外压力下蜂窝结构弹性屈曲临界载荷[J]. 固体力学学报, 1993, 14(1): 63-66.
WANG Y J. Elastic buckling critical load of honeycomb structure under out-of-plane pressure[J]. Acta Mechanica Solida Sinica, 1993, 14(1): 63-66(in Chinese).

[7] 唐劼尧, 柏敏建. 轴压载荷下复合材料蜂窝夹芯板的稳定性研究[J]. 兵器装备工程学报, 2020, 41(9): 242-246.
TANG J Y, BAI M J. Stability evaluation on composite honeycomb sandwich panels subjected to compressive loadings[J]. Jour-

nal of Ordnance Equipment Engineering, 2020, 41(9): 242-246(in Chinese).

[8] 潘松, 王新峰, 陈晓烽. 含面芯脱粘边缘闭合蜂窝壁板压缩稳定性研究[J]. 南京航空航天大学学报, 2019, 51(1): 35-40.
PAN S, WANG X F, CHEN X F. Stability research of edge closed honeycomb sandwich panels with face/core debond under compression[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2019, 51(1): 35-40(in Chinese).

[9] 谢宗蕻, 苏霓, 张磊, 等. 复合材料蜂窝夹芯板低速冲击损伤扩展特性[J]. 南京航空航天大学学报, 2009, 41(1): 30-35.
XIE Z H, SU N, ZHANG L, et al. Damage propagation behavior of composite honeycomb sandwich panels under low-velocity impact[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2009, 41(1): 30-35(in Chinese).

[10] 王琦, 童国权, 陈峰, 等. 缺陷对高温合金蜂窝板弯曲力学性能的影响[J]. 航空制造技术, 2017, 60(S1): 106-111.
WANG Q, TONG G Q, CHEN F, et al. Effect of defects on bending mechanical property of high temperature alloy honeycomb panels[J]. Aeronautical Manufacturing Technology, 2017, 60(S1): 106-111(in Chinese).

[11] 孔祥皓, 赫晓东. 带有典型缺陷的金属蜂窝夹层结构的共面力学性能研究[J]. 固体火箭技术, 2010, 33(6): 684-689.
KONG X H, HAO X D. Study on coplanar mechanical properties of metal honeycomb sandwich with typical defects[J]. Journal of Solid Rocket Technology, 2010, 33(6): 684-689(in Chinese).

[12] 杨凯, 刘立武, 于开平, 等. 带有典型缺陷的金属蜂窝夹层结构的剩余强度研究[J]. 固体火箭技术, 2011, 34(5): 652-654.
YANG K, LIU L W, YU K P, et al. Study on the residual strength of metal honeycomb sandwich structure with typical defects[J]. Journal of Solid Rocket Technology, 2011, 34(5): 652-654(in Chinese).

[13] 岳喜山, 欧阳小龙, 侯金保, 等. 钛合金蜂窝壁板结构钎焊工艺[J]. 航空制造技术, 2009, 52(10): 96-98.
YUE X S, OUYANG X L, HOU J B, et al. Brazing process of titanium alloy honeycomb sandwich panel structure[J]. Aeronautical Manufacturing Technology, 2009, 52(10): 96-98(in Chinese).

[14] 静永娟, 李晓红, 岳喜山. TC1钛合金蜂窝夹层结构的钎焊工艺研究与分析[J]. 航空制造技术, 2012, 55(13): 137-139.
JING Y J, LI X H, YUE X S. Research and analysis of processing parameter for brazing honeycomb sandwich construction in titanium alloy[J]. Aeronautical Manufacturing Technology, 2012, 55(13): 137-139(in Chinese).

[15] 静永娟, 岳喜山, 李智渊, 等. 芯体缺失对钛合金蜂窝夹层结构强度的影响及规律研究[J]. 航空制造技术, 2013, 56(16): 143-145.
JING Y J, YUE X S, LI Z Y, et al. Influence from honeycomb core deletion on Ti-alloy honeycomb sandwich construction[J]. Aeronautical Manufacturing Technology, 2013, 56(16): 143-145(in Chinese).

[16] 刘晓宇. 钛合金蜂窝夹层结构力学性能分析与试验验证[D]. 西安: 西北工业大学, 2014: 13-30.
LIU X Y. Mechanical properties of titanium honeycomb sandwich structures analysis and experimental validation[D]. Xi'an: Northwestern Polytechnical University, 2014: 13-30(in Chinese).

[17] 岳喜山, 闫群, 赵伟, 等. 单侧面板裂纹损伤对钛合金蜂窝夹层结构弯曲性能影响[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(11): 2018-2025.
YUE X S, YAN Q, ZHAO W, et al. Influence of one side facesheet crack damage on flexural properties of titanium honeycomb sandwich structures[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(11): 2018-2025(in Chinese).

[18] 中国航空研究院. 复合材料结构设计手册[M]. 北京: 航空工业出版社, 2001: 554.
Chinese Aeronautical Establishment. Composite structure design manual[M]. Beijing: Aviation Industry Press, 2001: 554(in Chinese).

[19] ASTMD7137. Standard test method for measuring the damage resistance of a fiber reinforced polymer matrix composite to a drop-weight impact event: ASTM D7137[S]. Philadelphia, PA: American Society for Testing and Materials, 2007: 16.

[20] SYSTÈMES D. Abaqus 6.14 online documentation [EB/OL]. (2014-06-14)[2020-05-13]. http://130.149.89.49:2080/v6.14/index.html.

Influence of penetration damage on in-plane compression properties of titanium honeycomb sandwich cover structure

YANG Hao[1], XIE Zonghong[1], YANG Haibo[2], YUAN Peiyu[1], YUE Xishan[3], ZHAO Wei[1,*]

(1. School of Aeronautics and Astronautics, Sun Yat-Sen University, Guangzhou 510275, China;
2. AVIC Chengdu Aircraft Design & Research Institute, Chengdu 610091, China;
3. AVIC Manufacturing Technology Institute, Beijing 100024, China)

Abstract: During the service period, penetration damage may occur in the titanium honeycomb sandwich cover structure which will affect the in-plane compression properties of the sandwich cover structure. The influence of penetration damage on the in-plane compression properties of titanium honeycomb sandwich cover structure was studied by a combination of experiments and finite element methods. The results show that the in-plane compression failure load of the titanium honeycomb sandwich cover structure with penetration damage is slightly higher than that of the titanium honeycomb sandwich cover structure without damage. Moreover, the in-plane compression failure load increases with the increase of the diameter of penetration damage. The greatest variation is 9.33%, the maximum agreement between the failure load and test results is good, and the failure mode predicted by the finite element model is compatible with the test data.The finite element method can be used for engineering prediction of the in-plane compression properties of titanium honeycomb sandwich cover structure.

Keywords: titanium honeycomb sandwich structure; finite element method; experimental research; mechanical properties; penetrating damage

Received: 2020-05-13; **Accepted**: 2021-09-09; **Published Online**: 2021-09-15 09:48
URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210914.1716.011.html
* **Corresponding author**. E-mail: weida1985@126.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0235

声学超表面抑制高速边界层内宽频不稳定模态研究

王蔚彰[1]，孔维萱[2]，严昊[1]，赵瑞[1,*]
(1. 北京理工大学 宇航学院，北京 100081；2. 北京航天长征飞行器研究所，北京 100076)

摘 要：以声学超表面为研究对象，使用线性稳定性理论（LST），研究了声学超表面导纳相位与幅值对超声速平板边界层内宽频不稳定模态的影响规律。结果表明：当导纳相位θ接近0.5π时，第1模态被抑制的同时第2模态会被激发，且在较低频率范围内导纳幅值的增大能够使第1模态更加稳定；当导纳相位θ接近π时，可抑制第2模态但同时激发第1模态；整体上，导纳幅值越大，对不稳定模态的抑制或激发效果越明显。在此基础上，结合缝隙几何参数对导纳的影响，提出一种可实现性宽频抑制方案，通过分段设计声学超表面微结构的几何尺寸，实现了同时抑制第1模态和高频第2模态的目标,并使用e^N方法验证了转捩抑制效果。

关 键 词：声学超表面；不稳定模态；线性稳定性分析；边界层转捩；超声速流动
中图分类号：V211.3; O354.4
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2023)02-0388-09

在高超声速的飞行工况下，飞行器壁面的层流极易发展为湍流，该过程即为转捩[1]。转捩会使得飞行器壁面摩阻和壁面热流显著增加，从而使得飞行器载重比减小，燃油效率降低等。转捩问题是经典力学遗留的少数基础科学问题之一，与湍流问题一起被称为“百年难题”。随着高超声速飞行器的不断发展，有效控制高超声速边界层转捩愈发重要，进而降低飞行阻力，减小壁面热流，提高燃料效率[2-5]。目前的转捩控制技术可分为两大类：①主动控制技术，如壁面吹吸、等离子激励、二氧化碳注射等，由于需要在飞行器外部增设运行机构，不便应对高超声速飞行工况下严峻的气动力热环境，很难投入到实际工程应用当中；②被动控制技术，如粗糙元、波纹壁、声学超表面等，由于其机构设置简单，具有较高实用前景。其中声学超表面特征尺度(孔径)远小于边界层厚度，对基本流影响较小。由于声学超表面具有各种不同的材料特性和微结构形式，可通过多种作用机理影响转捩，应用前景更加广泛[6-8]。

对于可压缩流动，边界层内扰动可以分为快声波、慢声波、熵波和涡波。快、慢声波是相对自由流以声速传播的扰动，假设自由流的马赫数为 Ma，则快、慢声波的无量纲相速度分别为 c=1±1/Ma，可分别激发出快/慢 (F/S) 模态，主要区别在于相速度，在流场前端，F 模态的相速度趋近于 1+1/Ma，S 模态的相速度趋近于 1−1/Ma。快模态向下游发展到某个流向位置处时，其与慢模态相速度的实部相同，这个位置被称为同步点。同步点之前，慢模态为第1模态；同步点之后，慢模态为增长率较高的第2模态[9-11]。

Fedorov 等[2]最早使用线性稳定性理论[12](linear stability theory, LST)研究了规则微型圆孔超表面对第2模态的抑制效果，并在高超声速尖锥风洞试验中证实了声学超表面能够显著延长层流区域[13]。涂国华等[14]基于 Fedorov 的方法探索了多孔超表面的最优开孔率和孔半径，Zhao 等[15]考虑了相邻孔

收稿日期：2021-05-07；**录用日期**：2021-06-20；**网络出版时间**：2021-07-13 08:53
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210712.1441.006.html
基金项目：国家自然科学基金 (11872116,11991030,11991033)；火箭创新预研基金
*通信作者. E-mail：zr@bit.edu.cn

引用格式：王蔚彰，孔维萱，严昊，等. 声学超表面抑制高速边界层内宽频不稳定模态研究 [J]. 北京航空航天大学学报，2023，49（2）：388-396. WANG W Z，KONG W X，YAN H，et al. Acoustic metasurfaces for stabilization of broadband unstable modes in high speed boundary layer [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2023，49（2）：388-396（in Chinese）.

之间的干扰, 提出了具有更高预测精度的超表面阻抗模型, 并采用直接数值模拟方法(direct numerical simulation, DNS)详细分析了扰动与微结构相互作用演化过程[16-17]。郭启龙等[18]对较大尺寸的横向矩形微槽进行了数值模拟, 研究表明横向微槽在一定宽带频率范围内对第 2 模态有明显的抑制作用, 且开槽率越大, 抑制效果越好, 其中开槽率$\varphi = ns/L$, n 为开槽数, s 为微槽宽度, L 为整个开槽表面的流向长度。Tu 等[19]通过对比分析天地工况下的稳定性, 发现钝度雷诺数对转捩 N 值影响较大, 给出多个经验关系式, 提高转捩预测精度。刘强等[20]对高超声速边界层的主要失稳机制进行了概述, 分别从主动和被动控制 2 个方面详细介绍了延迟转捩控制技术的最新进展。

但是 Fedorov 等[21]针对金属毡的实验研究发现, 声学超表面在抑制第 2 模态的同时, 会引发第 1 模态的不稳定性, 并且该不稳定性随着壁面温度的下降而减弱。Wang 和 Zhong[22-23]发现声学超表面的放置位置及导纳相位角对边界层稳定性的抑制效果均有一定影响。Tian 等[24]提出一种反向设计方法, 在马赫数为 4 边界层流动中有效抑制第 2 模态, 同时不显著激发第 1 模态, 然而这种设计方法需要沿流向渐进改变微结构几何尺寸, 不易加工实现。更重要的是, 在该马赫数下, 同时存在第 1 模态和第 2 模态, 需要综合考虑。随后, 赵瑞等[25]针对第 1 模态进行了声学超表面的设计, 实现了在单频和宽频下抑制第 1 模态的目的, 但未考虑对第 2 模态的影响。

实际工程应用中, 声学超表面在抑制边界层转捩主导模态的同时, 应避免激发另一模态诱发转捩, 这样才能有效延长层流覆盖区域。基于该目的, 本文以马赫数为 4 的超声速边界层为研究对象, 使用 LST 研究了声学超表面导纳相位与幅值对各扰动模态的影响规律, 提出一种工程可实现的声学超表面设计方案。在综合考虑第 1 模态和第 2 模态的前提下, 能够实现宽频扰动抑制。

1　研究方法与模型

1.1　线性稳定性理论

用线性稳定性分析[26-29]研究可压缩黏性流体高超声速边界层中的不稳定性问题。

设扰动量$\boldsymbol{\phi}$为

$$\boldsymbol{\phi}(x,y,z,t) = \boldsymbol{\psi}(y)\mathrm{e}^{\mathrm{i}(\alpha x+\beta z-\omega t)} + \text{c.c.} \tag{1}$$

式中: $\boldsymbol{\psi} = \left[\hat{u},\hat{v},\hat{p},\hat{T},\hat{w}\right]^{\mathrm{T}}$($\hat{u}$与其他参数上方的符号表示扰动量); c.c.为共轭复数; u、v、w 分别为 x(流向), y(垂直于壁面), z(展向)方向上的速度分量; p为压力; T 为温度; α和β分别为复流向波数和展向波数; i 为虚数单位; t 为时间; ω为角频率。因本文假设来流扰动为二维扰动, 因此, z 方向上的参数 β与$\hat{w}$项均忽略不计。

将瞬时量表示为平均流和扰动量之和, 代入可压缩黏性流体的雷诺平均 Navier-Stokes 方程和气体状态方程可推导出扰动的控制方程为

$$C_t\frac{\partial\boldsymbol{\phi}}{\partial t}+C_x\frac{\partial\boldsymbol{\phi}}{\partial x}+C_y\frac{\partial\boldsymbol{\phi}}{\partial y}+C_z\frac{\partial\boldsymbol{\phi}}{\partial z}+C_0\boldsymbol{\phi}=C_{xx}\frac{\partial^2\boldsymbol{\phi}}{\partial x^2}+C_{xy}\frac{\partial^2\boldsymbol{\phi}}{\partial x\partial y}+C_{yy}\frac{\partial^2\boldsymbol{\phi}}{\partial y^2}+C_{xz}\frac{\partial^2\boldsymbol{\phi}}{\partial x\partial z}+C_{yz}\frac{\partial^2\boldsymbol{\phi}}{\partial y\partial z}+C_{zz}\frac{\partial^2\boldsymbol{\phi}}{\partial z^2}+F_n \tag{2}$$

式中: $\boldsymbol{C}$ 为五阶矩阵; F_n 为非线性项。

将式 (1) 代入式 (2) 中, 忽略非线性项, 可得

$$\hat{\boldsymbol{C}}_0\boldsymbol{\psi}+\hat{\boldsymbol{C}}_x\frac{\partial\boldsymbol{\psi}}{\partial x}+\hat{\boldsymbol{C}}_y\frac{\partial\boldsymbol{\psi}}{\partial y}=\boldsymbol{C}_{xx}\frac{\partial^2\boldsymbol{\psi}}{\partial x^2}+\boldsymbol{C}_{xy}\frac{\partial^2\boldsymbol{\psi}}{\partial x\partial y}+\boldsymbol{C}_{yy}\frac{\partial^2\boldsymbol{\psi}}{\partial y^2} \tag{3}$$

式中

$$\begin{cases}\hat{\boldsymbol{C}}_0 = -\mathrm{i}\omega\boldsymbol{C}_t+\boldsymbol{C}_0+\mathrm{i}\alpha\boldsymbol{C}_x+\mathrm{i}\beta\boldsymbol{C}_z+\\ \qquad \alpha^2\boldsymbol{C}_{xx}+\alpha\beta\boldsymbol{C}_{xz}+\beta^2\boldsymbol{C}_{zz}\\ \hat{\boldsymbol{C}}_x = \boldsymbol{C}_x-2\mathrm{i}\alpha\boldsymbol{C}_{xx}-\mathrm{i}\beta\boldsymbol{C}_{xz}\\ \hat{\boldsymbol{C}}_y = \boldsymbol{C}_y-\mathrm{i}\alpha\boldsymbol{C}_{xy}-\mathrm{i}\beta\boldsymbol{C}_{yz}\end{cases}$$

基于平行流假设, 流向的导数项可忽略不计, 式 (3) 可简化为

$$\hat{\boldsymbol{C}}_0+\hat{\boldsymbol{C}}_y\frac{\partial\boldsymbol{\psi}}{\partial y}-\boldsymbol{C}_{yy}\frac{\partial^2\boldsymbol{\psi}}{\partial y^2}=0 \tag{4}$$

边界条件为

$$\begin{cases}y=0:\hat{u}=\hat{w}=\hat{T}=0,\hat{v}=A\hat{p}\\ y\to\infty:\hat{u}=\hat{v}=\hat{w}=\hat{T}=0\end{cases} \tag{5}$$

式中: A为声学超表面的导纳。导纳A为声阻抗的倒数, 其值取决于材料特性、孔隙参数及扰动参数等。对于光滑壁面, $|A|=0$。声阻抗为声压与声流量之比, 表示声波在介质中传播时需要克服的阻力。

联立式 (4) 和式 (5), 通过数值方法求解得到α, 虚部为α_{i}, 则扰动波的增长率$\sigma=-\alpha_{\mathrm{i}}$。若$\alpha>0$, 即增长率$\sigma<0$,则表示扰动波处于不稳定状态, 本文采用$\sigma$表征扰动波的增长率大小。

1.2　e^N方法

e^N方法是基于线性稳定性理论, 通过累计不稳定波的线性增长率来预测转捩的一种半经验方法[30]。边界层内的小扰动逐步向下游传播, 进入不

稳定区域后扰动的幅值会被逐步放大。沿扰动传播的方向对增长率积分，可以得到幅值的放大倍数为

$$N(\omega,x)=\int_{x_0}^{x}\sigma(\omega,x)\mathrm{d}x \tag{6}$$

式中：x_0为积分起始位置；x为任意流向位置。

通常根据实验或经验设定一个转捩判据N_T，当N达到N_T时认为转捩发生。实际流动中，有多种不同频率的小扰动，可计算得到一族不同频率下的转捩判据N值曲线，取该族曲线的包络线，当N值包络达到N_T时，对应的位置认定为转捩发生位置，即转捩位置与N值包络应满足：

$$N(x)\equiv\max_{\omega}N(\omega,x)=N_\mathrm{T} \tag{7}$$

其直接连接了转捩位置x_tr与起始位置x_0处扰动的振幅比关系，可以写为

$$A(x_\mathrm{tr})/A(x_0)=\mathrm{e}^{N_\mathrm{T}} \tag{8}$$

1.3 缝隙型超表面的阻抗模型

假设来流为理想气体，普朗特数Pr=0.72，比热比γ=1.4。来流条件与文献[24]相同，即来流马赫数Ma=4，单位雷诺数Re=1.39×10^7，来流温度T_e^*=70.238 K，板长为0.4 m。平板壁面为等温壁T_w^*=295 K，上标*表示参数有量纲，边界层外缘参数用下标e表示。动力黏性系数μ^*通过Sutherland定律求得。速度u^*和v^*、动力黏性系数μ^*、温度T^*和密度ρ^*分别以边界层边缘处的速度U_e^*、μ_e^*、T_e^*和ρ_e^*进行无量纲化。压力p^*、流向波数α和无量纲角频率ω分别以$\rho_\mathrm{e}^*U_\mathrm{e}^{*2}$、$1/l^*$和$U_\mathrm{e}^*/l^*$作为量纲，其中无量纲角频率$\omega=2\pi f^*l^*/U_\mathrm{e}^*$，其中，$l^*=\sqrt{\mu_\mathrm{e}^*x^*/\left(\rho_\mathrm{e}^*U_\mathrm{e}^*\right)}$。

如图1(a)所示为缝隙型超表面在xOy面内的二维切面，$-y$方向为孔深方向。缝隙的孔宽为$2b$，孔深为H，周期为s。对应的孔隙率$n=2b/\mathrm{s}$，宽深比Ar=$2b/H$。x、y及长度等变量通过l^*进行无量纲化。图1(b)为缝隙型超表面的三维结构示意图。

缝隙型声学超表面的导纳式[24]为

$$A=-nMa\sqrt{T_\mathrm{w}\left(1-\frac{\tan(k_\mathrm{v}b)}{k_\mathrm{v}b}\right)}\cdot\sqrt{1+\frac{(\gamma-1)\tan(k_\mathrm{t}b)}{k_\mathrm{t}b}}\cdot\tanh\left(\mathrm{i}\omega hMa\sqrt{\frac{1+\frac{(\gamma-1)\tan(k_\mathrm{t}b)}{k_\mathrm{t}b}}{T_\mathrm{w}\left(1-\frac{\tan(k_\mathrm{v}b)}{k_\mathrm{v}b}\right)}}\right) \tag{9}$$

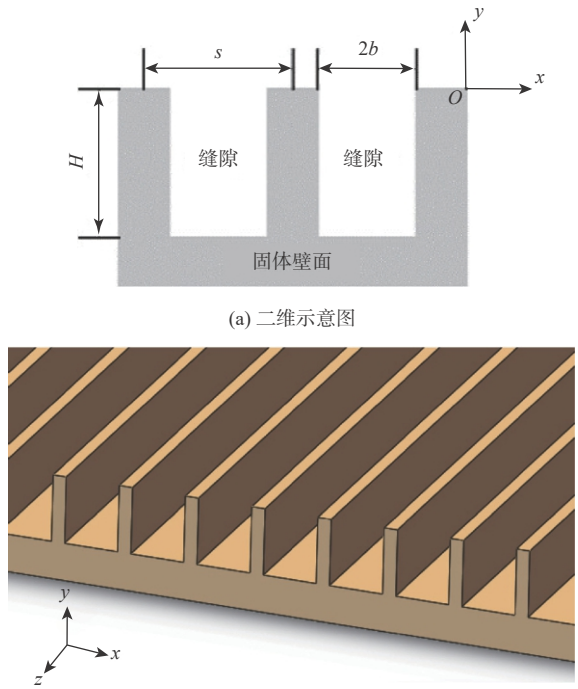
式中：k_v和k_t分别为无量纲黏性波数和热波数。

导纳A可表示为$A=|A|\mathrm{e}^{\mathrm{i}\theta}$。其中$|A|$为导纳幅值，$\theta$(实数)为导纳相位。每单位面积的声学超表面对扰动能量的影响为

$$E_\mathrm{w}=\frac{1}{4}(\hat{p}_\mathrm{w}+\mathrm{c.c.})(\hat{v}_\mathrm{w}+\mathrm{c.c.})=|A||\hat{p}|^2\cos\theta \tag{10}$$

式中：c.c.为相应的共轭复数；下标w为壁面参数。

由于声学超表面微结构对扰动波的黏性耗散作用，$E_\mathrm{w}<0$。因此，相位θ的取值范围是0.5π～1.5π。



(a) 二维示意图

(b) 三维示意图

图1 缝隙型声学超表面的示意图

Fig. 1 Schematic diagram of the aperture type acoustic metasurface

2 声学超表面设计

2.1 导纳对扰动模态的影响

如图2所示为光滑平板表面的线性稳定性分析结果，从图2中可以看出，在宽频范围下，平板边界层中同时存在第1模态与第2模态，且较小的无量纲角频率ω对应为第1模态，较大时对应第2模态。随着流向位置x的变化，第1模态和第2模态增长率大于0所对应的ω范围基本不变，第1模态在ω范围为0.03～0.12内增长率大于0，第2模态在ω范围为0.23～0.27内增长率大于0。因此，可以采用无量纲角频率ω表示第1/第2模态的不稳定性性质，与文献[24-25]结论相同。

以x=0.2 m处为例，进一步研究声学超表面导纳相位θ变化范围：0.5π～1.5π，幅值$|A|$变化范围为：

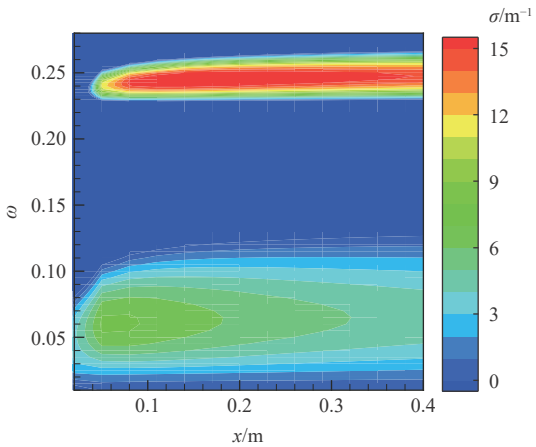


图 2　光滑平板表面不稳定模态的增长率

Fig. 2　Growth rates of unstable modes on smooth solid walls

1～8, 对边界层中的第 1/第 2 模态增长率的影响规律。从图 3(a) 中可以看出, 导纳相位$\theta = 0.5\pi$时, 第 1 模态可被抑制, 但同时, 第 2 模态会被激发; 从图 3(b) 中可以看出, 相位θ为 0.75π时, 第 2 模态受到抑制, 但同时, 第 1 模态会被激发; 且相位θ越接近π, 对第 2 模态的抑制效果越好, 其中图 3(c) 给出了θ为π的结果。整体来看, 幅值$|A|$越大, 对不稳定模态的抑制/激发效果越明显。

如图 4 所示, 以 $\omega = 0.12$ 表征第 1 模态, 此时光滑表面的增长率$\sigma = 0.62$, 固定导纳幅值等于 2, 研究导纳相位对第 1 模态增长率的影响。从图 4 中可以看出, 当$\theta<0.55\pi$时, 声学超表面可以对第 1 模态产生抑制效果。

对于相位θ接近 0.5π的情况, 在一定频率范围内(ω <0.12), 导纳幅值$|A|$的增大可以增强对第 1 模态的抑制效果, 但会增强对第 2 模态的激发效果, 并导致不稳定第 2 模态的频率降低, 甚至在同一频率下同时出现不稳定的第 1 模态和第 2 模态。因此对于本文算例, 当 ω 为 0.03～0.12 之间时(即第 1 模态), 导纳相位尽量接近 0.5π, 可抑制第 1 模态; 在 ω 为 0.23～0.27 之间时(即第 2 模态), 导纳相位大于 0.75π, 可抑制第 2 模态; 且在 ω 为 0.12～0.23 之间时(第 1/第 2 模态重叠区域), 尽可能使导纳幅值较小, 可减弱对第 2 模态的激发效果。总之, 通过在不同频率范围内调节导纳相位和幅值, 可实现宽频范围下抑制边界层第 1/第 2 模态扰动波。

2.2　微缝隙几何参数对导纳的影响

通过 2.1 节可获得导纳相位和幅值对边界层内不稳定模态的影响规律, 进一步研究超表面微结构几何参数对导纳相位和幅值的影响, 以期通过调整几何参数获取目标导纳。如图 1 所示, 超表面主要参数有孔隙率 n(0.1～0.8), 宽深比 Ar(0.1～1.5), 深度 H(0.1～2 mm), 分别研究宽频范围下各参数对导纳的影响。

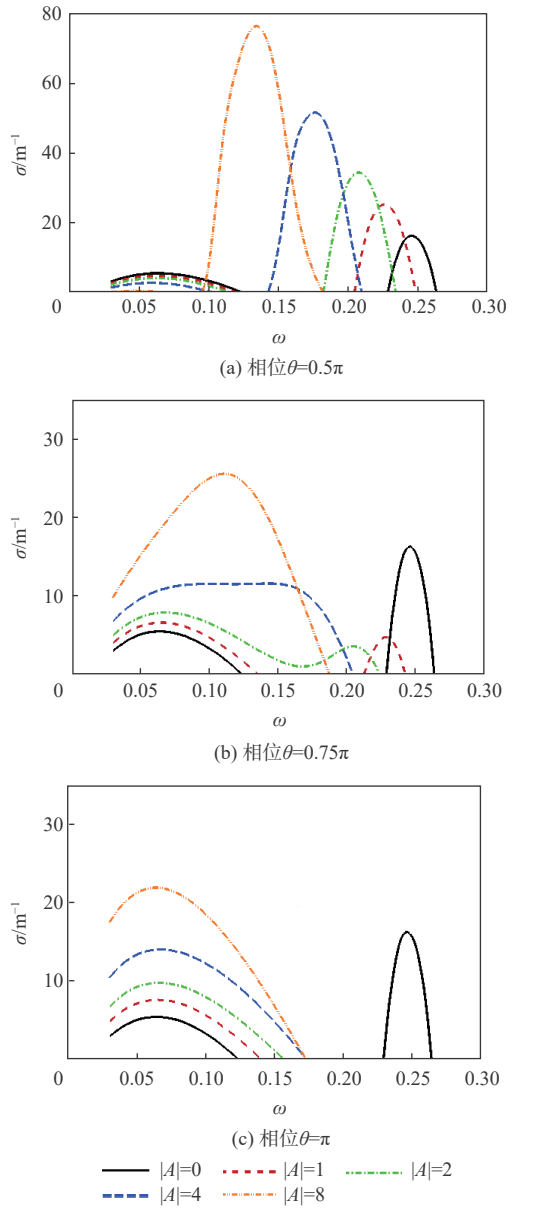


图 3　声学超表面导纳相位与幅值对不稳定模态增长率的影响

Fig. 3　Effects of admittance phase and amplitude of acoustic metasurface on the growth rates of unstable modes

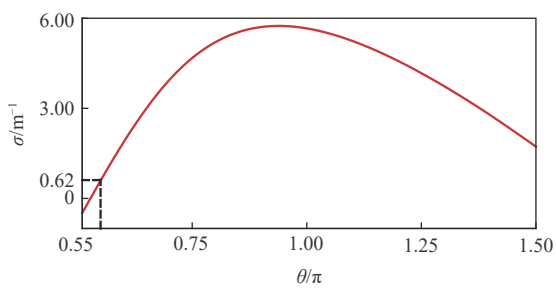
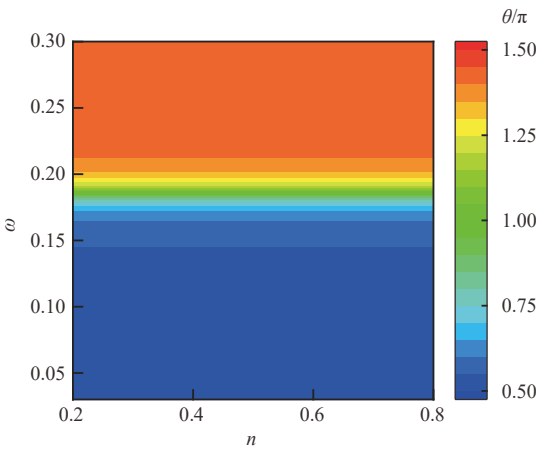


图 4　不同导纳相位对第 1 模态增长率的影响

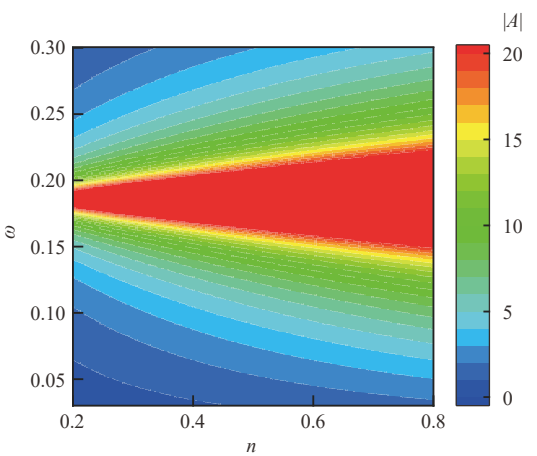
Fig. 4　Effects of admittance phase on the growth rates of the first mode

2.2.1 孔隙率 n

保持宽深比 Ar = 1.5, 深度 H = 0.5 mm 固定不变, 孔隙率 n 在 0.1～0.8 区间内变化。如图 5(a)所示, 固定 ω 下孔隙率对导纳相位没有影响, 随着 ω 的增加, 导纳相位从小到大逐渐增加; 在导纳相位增长较快的频率区域, 导纳幅值较大, 并且随着孔隙率 n 的增大而增大(见图 5(b))。在深度增加后, 基本变化规律不变, 导纳相位从小到大不断往复。



(a) 孔隙率对导纳相位θ的影响



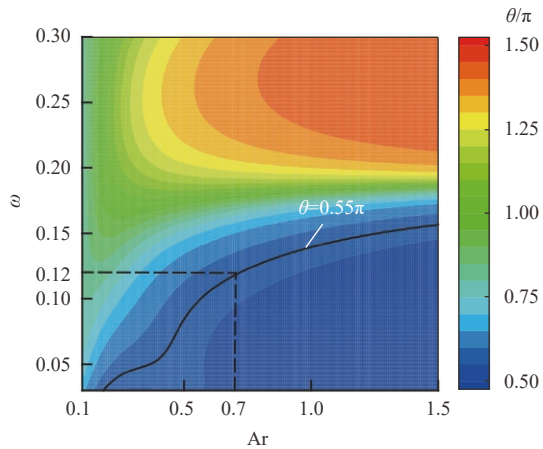
(b) 孔隙率对导纳幅值$|A|$的影响

图 5 孔隙率对导纳相位和导纳幅值的影响

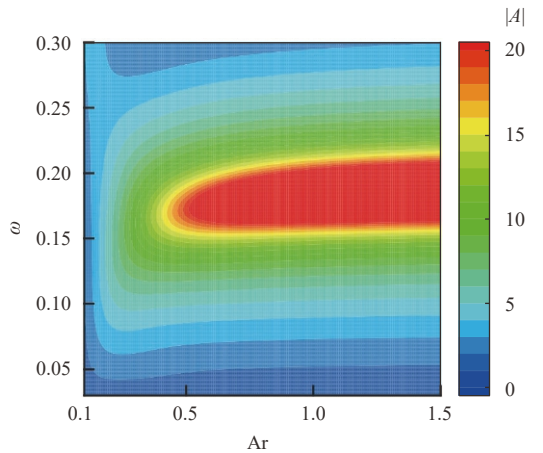
Fig. 5 Effect of n on admittance phase and amplitude

2.2.2 宽深比 Ar

保持孔隙率 n = 0.5, 深度 H = 0.5 mm 固定不变, 宽深比 Ar 在 0.1～1.5 区间内变化。如图 6(a)所示, 横向来看, 随着 Ar 的增加, 导纳相位在不同 ω 下呈单调变化, 变化幅度较小; 纵向来看, Ar 较小时, 导纳相位接近π, 且在宽频范围内的变化幅度较小; Ar 较大时, 导纳相位在宽频范围内从小到大逐渐增加; 在导纳相位增长较快的频率区域, 导纳幅值较大, 且随着宽深比 Ar 的增大而增大(见图 6(b))。结合 2.1 节的研究可得, 在较低频率下($0.03 < \omega < 0.12$), 导纳相位应小于 0.55π, 才可抑制第 1 模态,



(a) 宽深比对导纳相位θ的影响



(b) 宽深比对导纳幅值$|A|$的影响

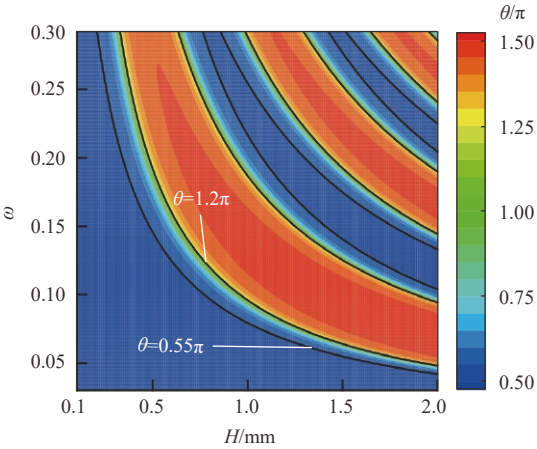
图 6 宽深比对导纳相位和导纳幅值的影响

Fig. 6 Effect of Ar on admittance phase and amplitude

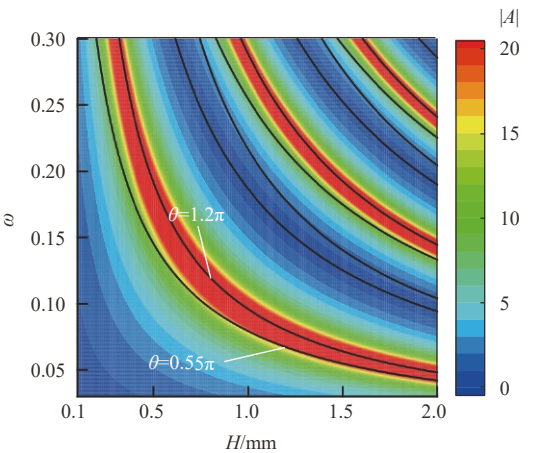
因此 Ar 需大于等于 0.7; 并且随着宽深比的增加, 导纳相位等于 0.55π时对应的幅值逐渐增大。

2.2.3 深度 H

保持 n = 0.5, Ar = 1.5 固定不变, 深度 H 在 0.1～2 mm 区间内变化。图 7 为不同孔深的二维缝隙声学超表面在宽频范围下导纳的变化规律。从图 7 中可以看出, 当孔深 $H < 0.2$ mm 时, 随着 ω 的增加, 导纳相位基本保持在 0.55π以下, 导纳幅值略微增加; 当 0.2 mm < H < 1 mm 时, 随着 ω 的增加, 导纳相位从 0.5π增加至 1.5π, 同时导纳幅值也会先增加再减小, 并且发现导纳相位在 0.55π～1.2π之间变化十分明显, 同时导纳幅值在该阶段内处于极大值; 当 $H > 1$ mm 时, 导纳相位和导纳幅值则会反复增加和减小。结合 2.1 节研究可得, 在较高频率下($\omega > 0.23$), 为抑制第 2 模态, 导纳相位应大于 0.75π, 因此, 深度 H 应限制在 0.1～1 mm 之间; 在第 1/第 2 模态重叠区域($0.12 < \omega < 0.23$),由于第 2 模态在导纳相位处于 0.55π～0.75π范围内且导纳幅值较大时, 增长率会被剧烈激发, 并且该阶段无法避免, 因此需要



(a) 导纳相位θ



(b) 导纳幅值$|A|$

图 7　深度对导纳相位与导纳幅值的影响

Fig. 7　Effect of H on admittance phase and amplitude

保证导纳幅值尽可能小。

2.3　可实现性宽频抑制方案

对于同时存在第 1 模态和第 2 模态的边界层流动, 在进行声学超表面微结构设计时, 需要同时考虑 2 种模态。在马赫数为 4 的来流条件下, 同时存在第 1 模态和第 2 模态, 因此, 既需要以抑制第 1 模态为目标进行声学超表面的优化设计, 又需要兼顾不过分激发第 2 模态甚至抑制第 2 模态。

根据 2.1 节的研究可得筛选二维缝隙参数的方法为:

1) $\omega < 0.12$ 时, 导纳相位小于 0.55π, 且导纳幅值较小, 可保证对第 1 模态的抑制效果;

2) 在第 1/第 2 模态重叠的频率区域, 需要取导纳幅值最小对应的参数, 可尽量减小对第 2 模态的激发效果;

3) $\omega > 0.23$ 时, 导纳相位大于 0.75π, 可保证对第 2 模态的抑制效果。

根据 2.2 节的研究可得微缝隙几何参数域为: 孔深 H (0.1～1 mm)、孔隙率 n (0.1～0.8) 和宽深比 Ar (0.7～1.5)。在不同 x 位置处, 通过在参数域中进行循环筛选得出抑制效果最优的缝隙参数, 并且保证所筛选出的参数符合式 (9) 使用条件: $s < \lambda$, 其中 s为缝隙周期长度, λ为扰动波波长。

根据如图 8 所示的流程进行筛选缝隙几何参数。

经筛选得到的不同流向位置处的最优缝隙参数, 如表 1 所示。其中宽深比 Ar 均为 0.7, 为筛选参数域内的最小值, 这是由于宽深比增加会导致对应导纳幅值增大, 与 2.2 节中的结论相吻合; 孔隙率不是最小值, 同时逐渐增加, 这是由于需要保证缝隙参数满足式 (9) 使用条件: $s < \lambda$; n 和 Ar 保证了导纳幅值最小, 减小了第 1/第 2 模态重叠区域的激发效果, 深度 H 不断增加则保证了不同流向位置处对

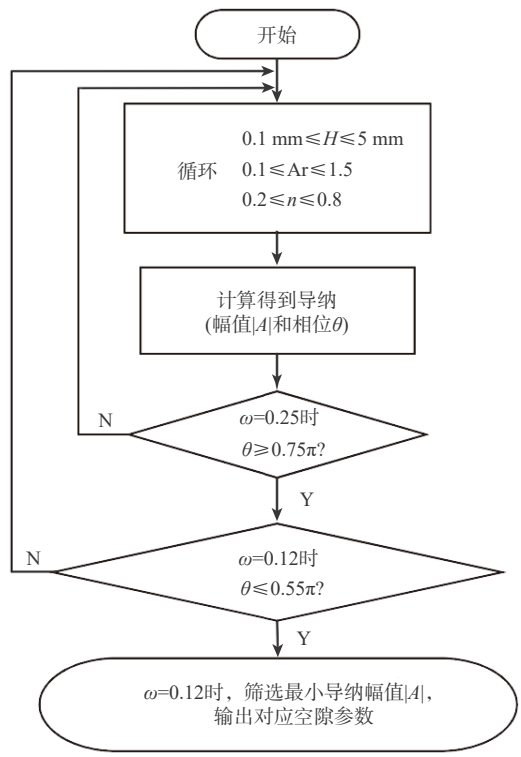


图 8　缝隙参数筛选流程

Fig. 8　Flow chart of slit parameter screening

表 1　不同 x 位置处的最优缝隙参数

Table 1　Optimal gap parameters at different x positions

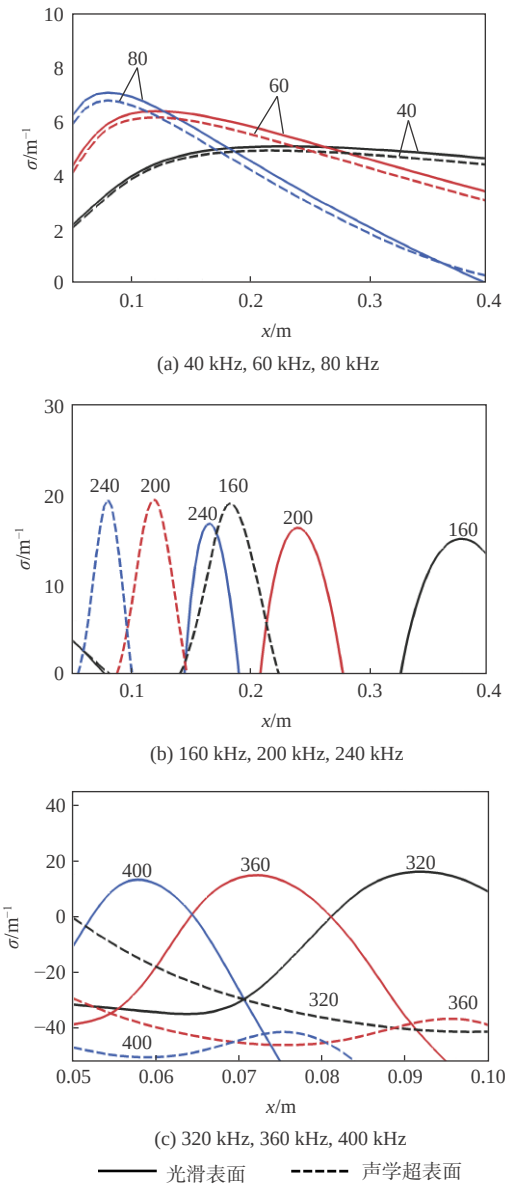
流向位置x/m	H/mm	n	Ar
0.10	0.28	0.12	0.7
0.15	0.37	0.12	0.7
0.20	0.44	0.13	0.7
0.25	0.51	0.13	0.7
0.30	0.57	0.14	0.7
0.35	0.63	0.14	0.7
0.40	0.68	0.14	0.7

低频第1模态和高频第2模态的抑制效果。

经多项式拟合深度后得：H=0.152 5+1.493 56x−0.503 79x^2。依据拟合式，分别设计2种声学超表面：①从0.05 m处开始，每0.01 m通过拟合公式给定新的孔隙参数进行分段，总计35段，记为声学超表面A；②进一步提高工程上的可实现性，从0.05 m处开始，每0.02 m分为一段，总计17段，记为声学超表面B。

2.4 线性稳定性分析

使用LST对声学超表面A宽频扰动抑制效果进行分析(超表面B结果类似，此处不再赘述)。如图9(a)所示，分段设计后的声学超表面A可对40～80 kHz范围内的扰动，即第1模态实现宽频抑制效果；如图9(b)所示，对于160～240 kHz范围内的扰动，即较低频率的第2模态，声学超表面可使其最大增长率位置前移，但不被过分激发；如图9(c)所示，对于320～400 kHz频率范围内的扰动，即高频第2模态，其作用范围较小，处于x在0.05～0.1 m之间，在该范围内可实现良好的宽频抑制效果。



(a) 40 kHz, 60 kHz, 80 kHz

(b) 160 kHz, 200 kHz, 240 kHz

(c) 320 kHz, 360 kHz, 400 kHz

图9 不同频率下扰动模态在声学超表面与光滑表面的增长率对比

Fig. 9 Growth rates of unstable modes at different frequencies on acoustic metasurface and smooth surface

采用e^{N}方法对该声学超表面的抑制效果进行验证，由于在低频下平板前端增长率始终为正，因此，统一将x=0.05 m处作为积分起始位置，所得结果如图10所示，与光滑表面相比，在40～80 kHz频率，声学超表面的N值始终都有下降，其中60 kHz为主导频率；在160～240 kHz频率，声学超表面的N值曲线前移，同时最大N值略微降低，这是由于低频第2模态前移所导致的；在300 kHz频率，声学超表面的N值小于0，完全被抑制。声学超表面N值曲线的变化规律与图9中所对应的增长率变化完全吻合。

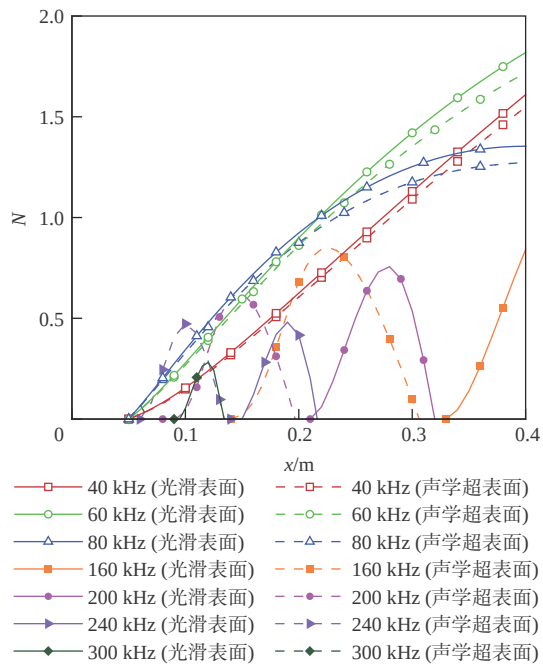


图10 声学超表面与光滑表面的N值曲线对比

Fig. 10 Comparisons of N-value curves of acoustic metasurface and smooth surface

如图11所示，由声学超表面与光滑表面的e^{N}包络线对比可得，声学超表面均使平板前端的N值增加，平板后端的N值减小。在N=1.82时，光滑表面对应的x位置为0.4 m，声学超表面对应的x位置为0.436 m，要比光滑表面延迟约9.24%。在相同流向位置x=0.4 m处时，声学超表面的N值为1.71，相比于光滑表面减小6.04%。相比于声学超表面A，声学超表面B由于分段数较少，对低频第2模态的前移与激发效果更明显，使得平板前端N值增加

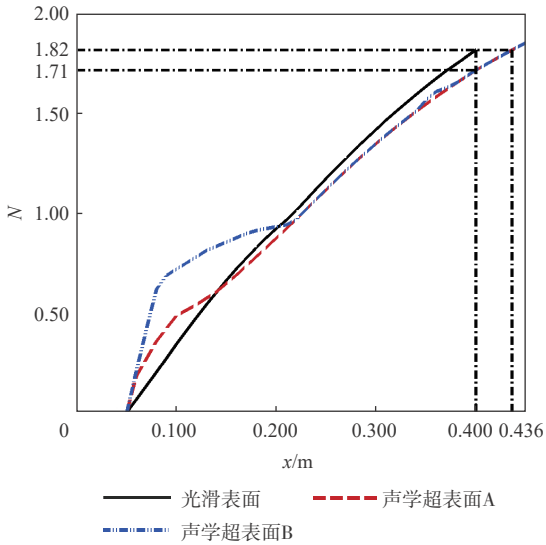


图 11　声学超表面与光滑表面 N 值包络线对比

Fig. 11　Comparisons of N-value envelopments of acoustic metasurface and smooth surface

的程度与范围更大; 由于对第 1 模态的抑制效果基本相同, 使得 2 种声学超表面在平板后端的 N 值基本不变。

3　结　论

本文使用 LST 计算分析了声学超表面的导纳对超声速平板边界层中第 1 模态和第 2 模态的影响规律。在 Ma 为 4 的工况下, 结合缝隙几何参数对导纳的影响, 提出一种可实现性宽频抑制的分段设计方案, 并采用 e^N 方法对声学超表面进行验证, 结果如下:

1) 当导纳相位减小至 0.5π时, 第 1 模态可被抑制, 但第 2 模态会被激发; 与此同时导纳幅值在部分频率范围内增大时, 抑制第 1 模态的效果更加显著, 一旦超出该范围会激发第 1 模态; 当导纳相位接近 π时, 第 2 模态受到抑制, 但第 1 模态会被激发; 整体来看, 幅值越大, 对不稳定模态的抑制/激发效果越明显。

2) 宽频抑制方案的声学超表面可以在宽频范围内同时抑制第 1 模态和高频第 2 模态, 且不过分激发低频第 2 模态。

3) 声学超表面使得平板前端 N 值略有增加, 平板后端 N 值降低; 在到达相同 N 值时, 声学超表面对应的 x 位置要比光滑表面延迟约 9.24%。

本文提出的可实现性宽频抑制方案针对 Ma 为 4 的工况下第 1 和第 2 模态, 忽略更高阶的模态影响。在此基础上, 后续将使用直接数值模拟对所优化设计的缝隙型声学超表面进行验证, 并与 LST 结果进行对比分析, 进一步研究声学超表面的工程应用价值。对于其他工况与更高阶的模态, 可采取类似的分析方法进行优化设计。

参考文献（References）

[1] 陈坚强, 涂国华, 张毅锋, 等. 高超声速边界层转捩研究现状与发展趋势[J]. 空气动力学学报, 2017, 35(3): 311-337.
CHEN J Q, TU G H, ZHANG Y F, et al. Hypersnonic boundary layer transition: What we know, where shall we go[J]. Acta Aerodynamica Sinica, 2017, 35(3): 311-337(in Chinese).

[2] FEDOROV A V, MALMUTH N D, RASHEED A, et al. Stabilization of hypersonic boundary layers by porous coatings[J]. AIAA Journal, 2001, 39(4): 605-610.

[3] RILEY Z B, DESHMUKH R, MILLER B A, et al. Characterization of structural response to hypersonic boundary-layer transition[J]. AIAA Journal, 2016, 54(8): 2418-2431.

[4] 李锋, 解少飞, 毕志献, 等. 高超声速飞行器中若干气动难题的实验研究[J]. 现代防御技术, 2014, 42(5): 1-7.
LI F, XIE S F, BI Z X, et al. Experimental study of several on aerodynamic problems on hypersonic vehicles[J]. Modern Defence Technology, 2014, 42(5): 1-7(in Chinese).

[5] MORKOVIN M, RESHOTKO E, HERBERT T. Transition in open flow systems-a reassessment[J]. Bulletin of the American Physical Society, 1994, 39(9): 1882.

[6] RESHOTKO E. Boundary layer instability, transition and control[C]// 32nd Aerospace Sciences Meeting and Exhibit. Reston: AIAA, 1994: 1.

[7] WAGNER A, KUHN M, MARTINEZ SCHRAMM J, et al. Experiments on passive hypersonic boundary layer control using ultrasonically absorptive carbon–carbon material with random microstructure[J]. Experiments in Fluids, 2013, 54(10): 1-10.

[8] ZHAO R, LIU T, WEN C Y, et al. Impedance-near-zero acoustic metasurface for hypersonic boundary-layer flow stabilization[J]. Physical Review Applied, 2019, 11(4): 044015.

[9] MA Y B, ZHONG X L. Receptivity of a supersonic boundary layer over a flat plate. Part 1. Wave structures and interactions[J]. Journal of Fluid Mechanics, 2003, 488: 31-78.

[10] FEDOROV A, TUMIN A. High-speed boundary-layer instability: Old terminology and a new framework[J]. AIAA Journal, 2011, 49(8): 1647-1657.

[11] BITTER N P, SHEPHERD J E. Stability of highly cooled hypervelocity boundary layers[J]. Journal of Fluid Mechanics, 2015, 778: 586-620.

[12] MACK L M. Boundary-layer linear stability theory, N84-33757[R]. [S.l]: The NASA Astrophysis Data System, 1984: 23-34.

[13] RASHEED A, HORNUNG H G, FEDOROV A V, et al. Experiments on passive hypervelocity boundary-layer control using an ultrasonically absorptive surface[J]. AIAA Journal, 2002, 40(3): 481-489.

[14] 涂国华, 陈坚强, 袁先旭, 等. 多孔表面抑制第二模态失稳的最优开孔率和孔半径分析[J]. 空气动力学学报, 2018, 36(2): 273-278.
TU G H, CHEN J Q, YUAN X X, et al. Optimal porosity and pore radius of porous surfaces for damping the second-mode instability[J]. Acta Aerodynamica Sinica, 2018, 36(2): 273-278(in Chinese).

[15] ZHAO R, LIU T, WEN C Y, et al. Theoretical modeling and optimization of porous coating for hypersonic laminar flow control[J]. AIAA Journal, 2018, 56(8): 2942-2946.

[16] ZHAO R, ZHANG X X, WEN C Y. Theoretical modeling of porous coatings with simple microstructures for hypersonic boundary-

layer stabilization[J]. AIAA Journal, 2019, 58(2): 981-986.

[17] ZHAO R, WEN C Y, LONG T H, et al. Spatial direct numerical simulation of the hypersonic boundary-layer stabilization using porous coatings[J]. AIAA Journal, 2019, 57(11): 5061-5065.

[18] 郭启龙, 涂国华, 陈坚强, 等. 横向矩形微槽对高超边界层失稳的控制作用[J]. 航空动力学报, 2020, 35(1): 135-143.
GUO Q L, TU G H, CHEN J Q, et al. Control of hypersonic boundary layer instability by transverse rectangular micro-cavities[J]. Journal of Aerospace Power, 2020, 35(1): 135-143(in Chinese).

[19] TU G H, CHEN J F, WAN B B, et al. Investigation on correlation between wind tunnel and flight for boundary layer stability and transition of MF-1 blunt cone[J]. Scientia Sinica, 2019, 49(12): 124701.

[20] 刘强, 涂国华, 罗振兵, 等. 延迟高超声速边界层转捩技术研究进展[J]. 航空学报, 2022, 43(7): 25357.
LIU Q, TU G H, LUO Z B, et al. Progress in hypersonic boundary layer transition delay control[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2022, 43(7): 25357(in Chinese).

[21] FEDOROV A, SHIPLYUK A, MASLOV A, et al. Stabilization of a hypersonic boundary layer using an ultrasonically absorptive coating[J]. Journal of Fluid Mechanics, 2003, 479: 99-124.

[22] WANG X W, ZHONG X L. The stabilization of a hypersonic boundary layer using local sections of porous coating[J]. Physics of Fluids, 2012, 24(3): 034105.

[23] WANG X W, ZHONG X L. Phase angle of porous coating admittance and its effect on boundary-layer stabilization[C]// 41st AIAA Fluid Dynamics Conference and Exhibit. Reston: AIAA, 2011: 3080.

[24] TIAN X, ZHAO R, LONG T, et al. Reverse design of ultrasonic absorptive coating for the stabilization of mack modes[J]. AIAA Journal, 2019, 57(6): 2264-2269.

[25] 赵瑞, 严昊, 席柯, 等. 声学超表面抑制第一模态研究[J]. 航空科学技术, 2020, 31(11): 104-112.
ZHAO R, YAN H, XI K, et al. Research on acoustic metasurfaces for the suppression of the first mode[J]. Aeronautical Science & Technology, 2020, 31(11): 104-112(in Chinese).

[26] MACK L M. Linear stability theory and the problem of supersonic boundary- layer transition[J]. AIAA Journal, 1975, 13(3): 278-289.

[27] MALIK M R. Numerical methods for hypersonic boundary layer stability[J]. Journal of Computational Physics, 1990, 86(2): 376-413.

[28] EL-HADY N M. Nonparallel stability of three-dimensional compressible boundary layers. Part 1: Stability analysis: NASA-CR-3245 [R]. Washington, D. C. : National Aeronautics and Space Administration, 1980: 1-38.

[29] MALIK M, MALIK M. Boundary-layer transition prediction toolkit [C]//28th Fluid Dynamics Conference. Reston: AIAA, 1997: 1904.

[30] 罗纪生. 高超声速边界层的转捩及预测[J]. 航空学报, 2015, 36(1): 357-372.
LUO J S. Transition and prediction for hypersonic boundary layers[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2015, 36(1): 357-372(in Chinese).

Acoustic metasurfaces for stabilization of broadband unstable modes in high speed boundary layer

WANG Weizhang[1], KONG Weixuan[2], YAN Hao[1], ZHAO Rui[1,*]

(1. School of Aerospace Engineering, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China;
2. Beijing Institute of Space Long March Vehicle, Beijing 100076, China)

Abstract: The influences of the admittance phase and amplitude of acoustic metasurfaces on the broadband unstable modes in a high-speed flat plate boundary layer are analyzed using linear stability theory (LST). It is demonstrated that when the admittance phase goes to 0.5 π, the first mode is suppressed while the second mode is simultaneously motivated. Moreover, the increase of amplitude within the lower frequency range can enhance the stability of the first mode. The Mack second mode is suppressed when the admittance phase tends to π, while the first mode is motivated. Generally, the larger the admittance amplitude is, the more obvious the suppression or excitation effect of unstable modes becomes. Besides, combined with the effect of aperture geometry parameters on the admittance, an engineering realizable broadband acoustic metasurface is proposed to suppress both the first and Mack second modes in Mach 4 boundary layer flow. It elaborately designs the piecewise microstructures to achieve the local favorite admittance phase and amplitude, and its performance is verified by the e^N method.

Keywords: acoustic metasurfaces; unstable modes; linear stability theory; boundary-layer transition; hypersonic flow

Received: 2021-05-07; **Accepted**: 2021-06-20; **Published Online**: 2021-07-13 08:53

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210712.1441.006.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (11872116,11991030,11991033); Rocket Innovation Research Fund

* **Corresponding author**. E-mail: zr@bit.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0217

横向联邦学习环境基于身份认证及密钥协商协议

任杰[1,2]，黎妹红[1,2,*]，杜晔[1,2]，尹李纶谨[1,2]

(1. 北京交通大学 智能交通数据安全与隐私保护技术北京市重点实验室，北京 100044；
2. 北京交通大学 计算机与信息技术学院，北京 100044)

摘　　要：近年来，联邦学习受到多个领域的广泛关注，而认证及会话密钥协商是保证通信实体之间安全传输、可靠通信的关键技术和基本的安全保障。根据横向联邦学习参与方数据特征，提出一种基于身份的无证书轻量级认证及密钥协商协议；参与方在密钥生成中心（KGC）完成注册后，利用公共参数计算各自的临时密钥和长期密钥完成认证、计算会话密钥；最后，采用扩展的CK（eCK）模型对所提协议进行安全性证明。性能分析表明：所提协议在计算性能和通信开销方面可以有效地控制成本，适用于单服务器下横向联邦学习的训练环境。

关 键 词：横向联邦学习；基于身份密码体制；无证书；认证及密钥协商；eCK模型
中图分类号：V221$^+$.3; TB553
文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2023)02-0397-09

人工智能的高速发展离不开大数据的支持，但是绝大多数企业数据质量低，尤其是对数据隐私保护的要求低，无法支撑构建精准的模型。为了解决“数据孤岛”的情况，联邦学习应运而生[1]。目前已有许多横向联邦学习的商业落地应用案例，但仍处于初级阶段，尤其是数据安全方面仍存在许多技术挑战，而认证及会话密钥协商是保证通信实体之间安全传输、可靠通信的关键技术和基本的安全保障。

随着用户量的增大，基于对称密码体制和基于公钥基础设施(public key infrastructure, PKI)的密码体制认证和密钥协商协议中存在密钥管理和维护的问题。1985年Shamir[2]提出基于身份的密码体制，将用户身份与公钥绑定，省去证书的参与，大大降低了PKI存储和管理上的消耗。因此，越来越多的基于身份的认证及密钥协商协议被相继提出。Boneh和Franklin[3]利用双线性对的理论设计基于身份的认证密钥协商协议。随后Jegadeesan等[4]及Bakhtiari-chehel cheshmeh和Hosseinzadeh[5]提出适用于分布式云计算环境下的移动设备的认证及密钥协商协议，具有双向认证、用户的不可追踪和不可否认等特性。但是Wu等[6]证明文献[5]提出的协议很容易受到中间人攻击和伪造攻击，因此，文献[6]改进了该协议，提供了具有更高安全性和有效性的协议。

由于双线性对的计算开销较大，且找出满足双线性对的群很困难，因此，一些研究提出了基于非双线性对进行密钥协商[7-17]。Zhu等[7]和Cao等[8]提出非双线性对基于身份的两方认证密钥协商协议(ID-2PAKA)，该协议中采用3次信息交换实现密钥协商。随后，Cao等[9]又在此基础上做了改进，通过2轮信息交换完成密钥协商，降低了计算开销和通信轮数。但是Islam和Biswas[10]分析了文献[9]提出的协议，发现该协议易受到已知会话特定临时信息攻击(known session-specific temporary information attack, KSTIA)和密钥偏移攻击(key off-set attack, KOA)，因此，文献[10]弥补了文献[9]的安全缺陷，可以对其他参与方的会话密钥做哈希检查，避免在信息交互的过程中出现篡改和假冒攻击。但是该

收稿日期：2021-04-27；录用日期：2021-07-11；网络出版时间：2021-07-30 17:03
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210730.1134.003.html
基金项目：国家自然科学基金(U1736114)；国家重点研发计划(2017YFB0802805)
*通信作者. E-mail：mhli1@bjtu.edu.cn

引用格式：任杰，黎妹红，杜晔，等. 横向联邦学习环境基于身份认证及密钥协商协议[J]. 北京航空航天大学学报，2023，49(2)：397-405.
REN J，LI M H，DU Y，et al. Identity-based authentication key agreement protocol for horizontal federated learning environment[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2023，49(2)：397-405 (in Chinese).

协议中缺少前向安全性。针对此问题，Daniel 等[11]针对文献 [10] 的协议做出了改进，并证明在扩展的 CK（extended Canetti-Krawczyk, eCK）模型[12]下是安全的。但是结合横向联邦学习环境，该协议只有在计算会话密钥后才能认证双方的身份。若协商阶段存在中间人攻击，则此次的会话密钥计算无效，给双方带来不必要的计算开销和通信开销。因此，本文结合横向联邦学习环境，提出了基于身份的椭圆曲线无证书的轻量级认证及会话密钥协商协议，在保证安全性的同时，权衡计算开销和通信开销，在实际的应用场景下具有更好的平衡性。

1 准备工作

1.1 相关困难问题及假设

本文的认证及会话密钥协商协议的安全性和证明条件依赖于以下问题：

1) 椭圆曲线离散对数问题（elliptic curve discrete logarithm problem, ECDLP）。设P_e和Q是椭圆曲线E上的2个解点，n为任意正整数，且$1<n<|E|$，其中$|E|$为椭圆曲线E的阶数。对于给定的P_e和n，计算$nP_e=Q$是容易的。但若已知P_e和Q两点，计算出n是极其困难的。

2) 计算性假设（computational diffie-hellman, CDH）。对于一个q阶环群G，其中，q为素数，P为群G的生成元，取任意整数$a,b\in Z_q^*$，其中，Z_q^*为乘法群，在给定P,aP,bP情况下无法在多项式时间内计算出abP。

3) 决定性假设（decision diffie-hellman, DDH）。对于一个q阶环群G，取任意整数$a,b,c\in Z_q^*$，在给定P，aP,bP,cP的情况下，判断是否有$\mathrm{CDH}(aP,bP)=cP$即$cP=abP$，是无法在多项式时间内完成的。

1.2 Forking 引理

给定一个安全参数为k的签名机制 (Kgen,sign, verf)，其中，Kgen为密钥生成算法，sign为签名算法，verf为验证算法。假设$\mathcal{A}$为概率多项式时间内的图灵机，其输入为公共数据，并用$q_h>0$表示$\mathcal{A}$访问随机预言机H的次数。假设在时间T内，$\mathcal{A}$以概率$\varepsilon\geqslant 7q_h/2^k$得到的有效签名$(m,r,h,s)$，其中，$m$为消息内容，$r$为承诺内容，$h$为关于$m$和$r$的哈希值，$s$为关于$h$和$r$的答案，则通过重放攻击，可以在有效时间$T'\leqslant 16Q_T/\varepsilon$内，以概率$\varepsilon'\geqslant 1/9$获得2个消息内容与承诺内容相同的有效签名$(m,r,h,s)$和$(m,r,h',s')$，且满足$h'\neq h$，其中，$h'$、$s'$为通过重放攻击后计算不同于$h$与$s$的哈希值和解密值。

1.3 eCK 安全模型

eCK模型主要是针对两方认证及密钥协商协议的一种安全性较强的形式化分析模型，虽然证明过程较为复杂，但是其安全性优势明显。在eCK模型中每个参与者或攻击者都被模拟成一个具备概率多项式时间的预言机，其以多项式次数执行协议，预言机$\Pi_{i,\mathrm{sj}}^t$表示用户i与服务器sj的第t次密钥协商。攻击者可以控制各方交换通信，还可以利用多种方式在eCK模型下被允许进行监听、篡改、重放等基本的攻击方式。在该模型下攻击者A可以请求以下查询。

1）Send$(\Pi_{i,\mathrm{sj}}^t,M)$查询。攻击者$A$向预言机$\Pi_{i,\mathrm{sj}}^t$发送消息$M$，预言机会按照协议执行返回给攻击者消息。如果允许Send查询，则攻击者A将控制所有的通信，并可以取消或修改现有的消息，插入新的消息，如果Send查询不被允许执行，则攻击者只能被动的监听参与方之间的消息传递。

2）StaticKeyReveal(U)查询。攻击者A可以通过该查询获得参与方U的长期私钥。

3）SessionKeyReveal$(\Pi_{i,\mathrm{sj}}^t)$查询。攻击者A可以获得在会话$\Pi_{i,\mathrm{sj}}^t$中协商计算的会话密钥。

4）EphemeralKeyReveal$(\Pi_{i,\mathrm{sj}}^t)$查询。攻击者A可以通过会话$\Pi_{i,\mathrm{sj}}^t$获得用户的临时私钥。

5）Establishedparty(U)查询。攻击者A可以利用此查询获得参与方的长期私钥。因此，若攻击者有发起该请求，则参与方是诚实的。

6）Test$(\Pi_{i,\mathrm{sj}}^t)$查询。攻击者A可以在实验的任何阶段选择新鲜的随机预言机$\Pi_{i,\mathrm{sj}}^t$进行该查询，但是只能发起一次。而查询的结果取决于随机选择的比特$\mathrm{bit}\in\{0,1\}$，当$\mathrm{bit}=0$时，将返回经协商后实际的会话密钥，否则会在会话密钥空间中选择随机值。

攻击者A会根据所有发起的查询请求，猜测bit的值为bit'，若bit' = bit，则攻击者A在本次游戏中获胜，定义获胜的优势$\mathrm{Adv}_{\Pi_{i,\mathrm{sj}}^t}(A)$如下：

$$\mathrm{Adv}_{\Pi_{i,\mathrm{sj}}^t}(A)=\left|\Pr(\mathrm{bit}=\mathrm{bit}')-1/2\right| \tag{1}$$

式中：Pr为概率。

定义 1 匹配会话。若某会话$\Pi_{i,\mathrm{sj}}$发起的消息被传输到$\Pi_{\mathrm{sj},i}$，$\Pi_{\mathrm{sj},i}$的应答消息被传回到$\Pi_{i,\mathrm{sj}}$，则两会话互为匹配会话。

定义 2 新鲜会话。如果预言机$\Pi_{i,\mathrm{sj}}^t$计算后得到了一个会话密钥SK，并满足以下条件：

1）预言机$\Pi_{i,\mathrm{sj}}^t$及匹配预言机$\Pi_{\mathrm{sj},i}$没有受到SessionKeyReveal的查询；

2）预言机$\Pi_{i,\mathrm{sj}}^t$及匹配预言机$\Pi_{\mathrm{sj},i}$没有受到StaticKeyReveal和EphemeralKeyReveal的查询；

3）若$\Pi_{i,\mathrm{sj}}^t$的匹配预言机不存在，且服务器sj未受到StaticKeyReveal的查询；此时会话是新鲜的。

定义 3 安全的会话密钥协商协议。若认证

及密钥协商协议满足以下条件:

1) 2 个相互匹配的随机预言机计算出相同的会话密钥;

2) 对于任意攻击者 A,$\mathrm{Adv}_{\Pi_{i,sj}^{t}}(A)$成功的概率是可忽略的。

此时该密钥协商协议在 eCK 模型下是安全的。

1.4　攻击者模型

在实际训练环境下, 会遭到各种类型的攻击和安全威胁。本文在方案设计中, 是基于横向联邦学习环境, 主要考虑以下几个方面的安全威胁。

1) 窃听攻击。在横向联邦学习环境中, 用户更多利用无线通信传递消息, 信道处于开放的状态, 因此, 攻击者可以监听通信信道传输的信息, 进而实现窃听攻击。

2) 攻击者可以对监听的信息进行拦截、重构和重放, 实现篡改攻击、伪造攻击、重放攻击等。

3) 密钥生成中心(key generation center, KGC)的半诚实性。在密钥生成中心会产生内部攻击, 恶意的参与方会盗取用户的密钥信息并利用在后续的密钥协商中。

2　认证及会话密钥协商协议描述

结合横向联邦学习环境中要求参与方在协议中的控制权, 本文提出单服务器环境下基于身份的无证书轻量级认证及密钥协商协议。在本文方案中, 首先, KGC 生成公开系统参数集合, 参与训练的用户和服务器在 KGC 完成注册, 并计算各自的临时密钥和长期密钥。之后, 参与方可对服务器发起认证协商请求。本节详细阐述了本文方案中的初始化模块、注册模块、认证及密钥协商模块。

2.1　初始化模块

在该系统中, KGC 定义循环加群 G, G 的素数阶 q。KGC 为循环加群选择生成元 P, 并选择随机值$x\in Z_q^*$, x 为系统主私钥, 计算系统公钥 $P_{\mathrm{pub}}=xP$。KGC 还需要定义 4 个哈希函数$H_1,H_2,H_3,H_{\mathrm{MAC}}$, 其式分别为

$$H_1=\{0,1\}\times G\to Z_q^* \tag{2}$$

$$H_2=\{0,1\}\times\{0,1\}\times\{0,1\}\to Z_q^* \tag{3}$$

$$H_3=\{0,1\}\times\{0,1\}\times G^4\to\{0,1\}^l \tag{4}$$

$$H_{\mathrm{MAC}}=G\times G\times\{0,1\}^l\to Z_q^* \tag{5}$$

式中: l 为最终会话密钥的长度。

完成式(2)~式(5)的计算后, KGC 会将 x 保密存储, 并公开系统参数集合$\{G,q,P,P_{\mathrm{pub}},H_1,H_2,H_3,H_{\mathrm{MAC}}\}$。

2.2　注册模块

当存在参与方申请参与联邦学习模型训练时, 需要参与方在 KGC 注册, 其注册详细流程如图 1 所示。注册过程描述如下。

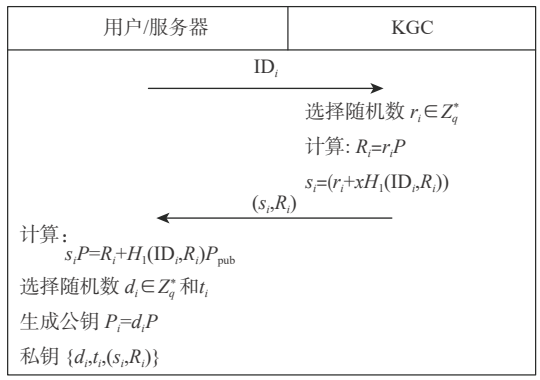


图 1　注册模块

Fig. 1　Registration module

1) 用户 i 给 KGC 发送身份标识ID_i, KGC 给用户 i 随机选择 $r_i\in Z_q^*$, 并计算 $R_i=r_iP$, $s_i=(r_i+xH_1(\mathrm{ID}_i,R_i))$, 因此, KGC 为用户生成部分私钥$(s_i,R_i)$, 并由安全信道发送给用户 i。

2) 当用户 i 收到 KGC 传来的部分私钥(s_i,R_i), 首先验证其准确性, 用户需要计算$s_iP=R_i+H_1(\mathrm{ID}_i,R_i)P_{\mathrm{pub}}$。若等式成立, 则证明用户 i 收到的为 KGC 发送的部分私钥组。

3) 用户私钥生成。用户私钥由 3 部分组成, 长期私钥、临时私钥和部分私钥。因此, 用户 i 随机选取一个随机数$d_i\in Z_q^*$和t_i, d_i 和 t_i 分别为长期私钥和临时私钥。计算公钥$P_i=d_iP$。因此, 用户 i 的私钥组为$\{d_i,t_i,(s_i,R_i)\}$, 公钥为P_i, 其中P_i可以放在公共目录中, 供其他密钥协商方使用。

服务器 sj 注册过程同用户i。

2.3　认证及会话密钥协商模块

注册完成后, 用户和服务器进行双向身份认证和会话密钥协商, 其协商流程如图 2 所示, 协商过程描述如下:

1) 用户 i 首先计算$T_i=t_iP$,利用私钥组$\{d_i,t_i,s_i\}$计算Q_i, 其式为$Q_i=t_i(s_i+d_i)^{-1}\mathrm{mod}q$, 其中 mod 为模型运算。随后参与方选择一个新鲜随机数 nonce, 利用H_2, 计算$H_i=H_2(\mathrm{ID}_i,T_i,\mathrm{nonce})$。当完成 H_i 的计算后, 用户i将消息$(\mathrm{ID}_i,R_i,Q_i,H_i,\mathrm{nonce})$发送给服务器 sj。

2) 当服务器 sj 收到来自用户 i 的认证请求后, 首先, 检查收到的新鲜随机值 nonce, 若该值在本次通信中具有新鲜性, 服务器 sj 即可将其作为后续会话密钥协商及模型训练的参数, 保证训练的安全性和训练参与方身份的有效性。然后, 服务器计算T_i', $T_i'=Q_i\left(P_i+R_i+H_i(\mathrm{ID}_i,R_i)P_{\mathrm{pub}}\right)$, 利用$T_i'$计算$H_i'=H_2\left(\mathrm{ID}_i,T_i',\mathrm{nonce}\right)$是否等于用户$i$传送过来的$H_i$, 若相等则证明服务器进入密钥协商阶段。

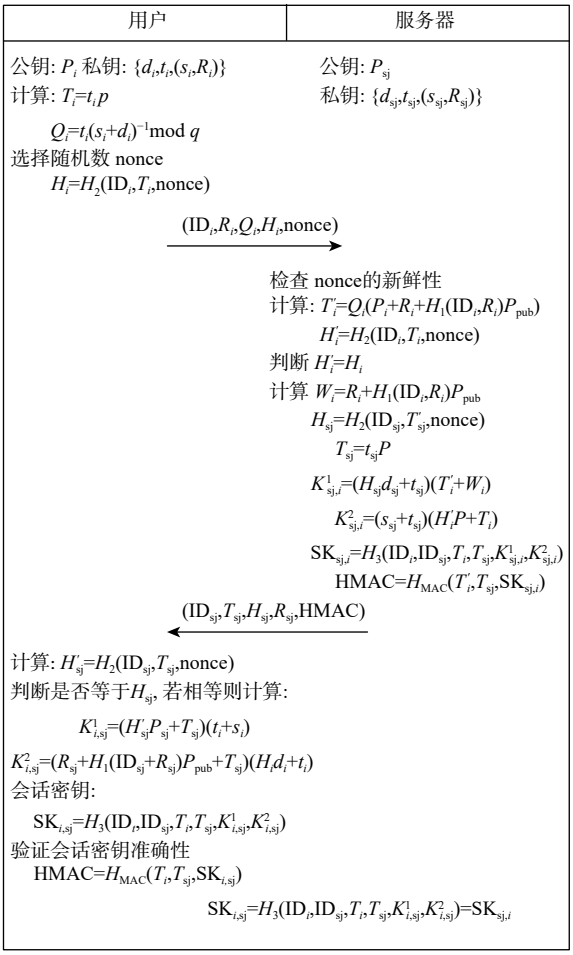


图2 认证及密钥协商模块

Fig. 2 Authentication and key agreement module

服务器利用私钥等参数,计算$W_i=R_i+H_1(ID_i,R_i)P_{pub}$、$H_{sj}=H_2(ID_{sj},T_{sj},nonce)$、$T_{sj}=t_{sj}P$, 接下来计算会话密钥参数, $K^1_{sj,i}=(H_{sj}d_{sj}+t_{sj})(T'_i+W_i)$、$K^2_{sj,i}=(s_{sj}+t_{sj})\cdot(H'_iP_i+T_i)$。即会话密钥$SK_{sj,i}=H_3(ID_i,ID_{sj},T_i,T_{sj},K^1_{sj,i},K^2_{sj,i})$, 服务器对SK计算哈希值, 生成$HMAC=H_{MAC}(T'_i,T_{sj},SK_{sj,i})$。完成第2步中的计算后, 服务器将消息$(ID_{sj},T_{sj},H_{sj},R_{sj}HMAC)$发送给用户$i$。

3) 当用户收到来自服务器的消息后, 首先, 计算$H'_{sj}=H_2(ID_{sj},T_{sj},nonce)$, 其结果是否等于$H_{sj}$, 若相等, 则可以判断$T_{sj}$的正确性及身份的合法性。然后用户计算会话密钥参数$K^1_{i,sj}$和$K^2_{i,sj}$, 其中:

$$K^1_{i,sj}=(H'_{sj}P_{sj}+T_{sj})(t_i+s_i) \tag{6}$$

$$K^2_{i,sj}=(R_{sj}+H_1(ID_{sj},R_{sj})P_{pub}+T_{sj})(H_id_i+t_i) \tag{7}$$

根据式(6)和式(7)的结果, 计算得到会话密钥为$SK_{i,sj}=H_3(ID_i,ID_{sj},T_i,T_{sj},K^1_{i,sj},K^2_{i,sj})$, 并计算$HMAC'=H_{MAC}(T_i,T_{sj},SK_{i,sj})$验证生成密钥的准确性, 若经过哈希计算后得到的值与接收到的HMAC相同, 则此次会话密钥协商完成。

3 安全性分析与证明

定理1 假设CDH是困难问题,哈希函数H_1、H_2、H_3是随机预言机, 则提出的模型在eCK模型下是安全的[11]。

证明 在1.3节提出的认证及密钥协商协议的正确性要求相匹配的会话要返回相同的会话密钥, 因此, 根据协议安全性要求, 只需要证明攻击者无法在概率多项式的时间内有不可忽略的概率赢得游戏来证明协议的安全性。

3.1 随机预言机安全模型

会话密钥SK的计算需要利用元组$(ID_i,ID_{sj},T_i,T_{sj},K^1_{i,sj},K^2_{i,sj})$, 发起$H_3$请求, 挑战者$C$会维护3个独立列表来模拟$H_1$、$H_2$、$H_3$, 挑战者$C$会将每一条输入输出记录在列表中。如果攻击者$A$发起了哈希请求, 并在列表中可以找到相匹配的某个参与方的值, 则挑战者C会将匹配的值输出给攻击者A, 否则挑战者C会随机生成一个值输出, 并将其记录在列表中。

H_1预言机。挑战者C为H_1预言机初始化一个空列表H_1^{List}, 在列表中每一个实体组成是$(ID_i,R_i,H_1)\in\{0,1\}^{len(ID_i)}\times G\times Z_q^*$, len(·)为计算消息bit长度的函数, 当挑战者C计算参与方的部分私钥后, 将该元组插入列表中。在游戏过程中, 若攻击者发起H_1请求, 挑战者C会在列表中查找是否有匹配的信息, 将查找元组输出给攻击者A, 否则挑战者C随机选择一个随机数N_{rad} $(N_{rad}\in Z_q^*)$, 返回给攻击者A, 同时将该值记录在H_1^{List}中。

H_2预言机。挑战者C为H_2预言机初始化一个空列表H_2^{List}, 在列表中每一个实体组成是$(ID_i,T_i,nonce,H_2)\in\{0,1\}^{len(ID_i)}\times\{0,1\}^{len(T_i)}\times\{0,1\}^{len(nonce_i)}\times Z_q^*$。在游戏过程中, 攻击者如果发起了$H_2$请求, 挑战者$C$会在列表中查找是否有匹配的信息, 如果有则直接将查找元组输出给攻击者A, 否则挑战者C要随机选择一个随机数N_{rad} $(N_{rad}\in Z_q^*)$, 返回给攻击者A, 同时将该值记录在H_2^{List}中。

H_3预言机。挑战者C为H_3预言机初始化一个空列表H_3^{List}, 在列表中每一个实体组成是$(ID_i,ID_{sj},T_i,T_{sj},K^1_{i,sj},K^2_{i,sj},SK)\in\{0,1\}\times\{0,1\}\times G^4\times\{0,1\}^l$, 挑战者$C$需要确保SessionSecretReveal请求与H_3预言机一致, 才能成功模拟H_3预言机。但是在某些情况下, 挑战者C可能无法得到所有元素以计算有效的会话密钥存储在H_3^{List}中, 因此, 挑战者C会维护另一张表l^{list}, 其中列表元素组成为$(ID_i,ID_{sj},T_i,T_{sj},SK')$。当有SessionSecretReveal请求时, 会首先检查l^{list}, 若列表中存在匹配的元素, 则返回对应的SK'给攻击者A, 并将其添加到H_3^{List}。否则检查H_3^{List}, 并利用

DDH oracle 模型检查共享密钥$K_{i,\mathrm{sj}}^1$、$K_{i,\mathrm{sj}}^2$的正确性, 正确则返回 SK, 并添加在l^{list}中, 否则挑战者 C 生成随机数$N_{\mathrm{rad}}, N_{\mathrm{rad}} \in \{0,1\}^l$, 并记录在$l^{\mathrm{list}}$列表中。

3.2　安全游戏模型设计

在会话$\Pi_{i,\mathrm{sj}}^{\mathrm{T}}$中, 攻击者可能模拟$\mathrm{ID}_i$, 因此, 挑战者 C 只知道另一方服务器 sj 的临时私钥t_{sj}, 并不知道ID_i的部分私钥已经被攻击者 A 获取, 此时挑战者 C 会向被攻击者 A 控制的诚实参与方中嵌入一个 CDH 假设问题, 挑战者 C 无法计算$K_{i,\mathrm{sj}}^1$、$K_{i,\mathrm{sj}}^2$的正确性, 但是仍然需要回答H_3请求和 SessionSecretReveal 请求, 因此, 当攻击者 A 请求H_3时, 会输入$\left(\mathrm{ID}_i, \mathrm{ID}_{\mathrm{sj}}, T_i, T_{\mathrm{sj}}, K_{i,\mathrm{sj}}^1, K_{i,\mathrm{sj}}^2\right)$。挑战者 C 首先会检查l^{list}中是否存在会话$\left(\mathrm{ID}_i, \mathrm{ID}_{\mathrm{sj}}, T_i, T_{\mathrm{sj}}\right)$或匹配会话$(\mathrm{ID}_{\mathrm{sj}}, \mathrm{ID}_i, T_{\mathrm{sj}}, T_i)$, 若找到匹配元组, 则验证$K_{i,\mathrm{sj}}^1, K_{i,\mathrm{sj}}^2$是否符合 DDH 条件, 即

$$\mathrm{DDH}\left(H_{\mathrm{sj}}P_{\mathrm{sj}} + T_{\mathrm{sj}}, T_i' + W_i, K_{i,\mathrm{sj}}^1\right) = 1 \tag{8}$$

$$\mathrm{DDH}\left(H_{\mathrm{sj}}P_{\mathrm{sj}} + T_{\mathrm{sj}}, W_i + T_i, K_{i,\mathrm{sj}}^2\right) = 1 \tag{9}$$

如果验证成功, 则返回H_3中的值 SK 作为答案, 因此, 攻击者可以获得此次会话协商的密钥。

假设$\mathrm{Adv}_A(\lambda)$代表给定条件下, 攻击者赢得游戏的优势, λ为安全参数, $\mathrm{ns}(\lambda)$为攻击者可以发起的最多会话次数, $\mathrm{ne}(\lambda)$为攻击者可以查询的最多参与者的数量, $\mathrm{nas}(\lambda)$为攻击者可激活的最多会话次数, $\mathrm{nq}(\lambda)$为攻击者可激活的与预言机H_3不同的哈希请求。由于H_3是随机预言机模型, 攻击者 A 可以有 2 种方法, 从测试会话中区分随机字符串。

1) 密钥重放攻击。攻击者 A 强制不匹配的会话计算与测试会话相同的会话密钥, 攻击者 A 可以通过查询不匹配会话的密钥获取测试会话的会话密钥。在安全游戏中, 根据假设前提, H_3是随机预言机, 猜测输出的会话密钥的概率是$O\left(1/2^l\right)$, 该值是可忽略的。由于 2 次会话是不相匹配的会话, 参与方是不同的, 退一步讲, 当攻击者选中的会话是重放密钥的协商双方, 但是由于不同的会话其使用的临时密钥是不同的, 因此, 攻击者想要通过密钥重放攻击猜测出本次会话密钥等同于找到H_3碰撞。而每一个攻击者最多可以请求$\mathrm{nas}(\lambda)$次会话, 因此发生碰撞的概率为$O\left(\mathrm{nas}/2^l\right)$, 该值是可忽略的, 因此通过情景 1, 攻击者是无法赢得游戏的。

2) 假冒攻击。假设$\Pi_{i,\mathrm{sj}}^{\mathrm{T}}$为测试会话, 当执行到某一步骤时, 攻击者 A 会在ID_i和$\mathrm{ID}_{\mathrm{sj}}$之间的测试会话中, 利用元组$\left(\mathrm{ID}_i, \mathrm{ID}_{\mathrm{sj}}, T_i, T_{\mathrm{sj}}, K_{i,\mathrm{sj}}^1, K_{i,\mathrm{sj}}^2\right)$发起$H_3$预言机的请求, 在这种情况下, 攻击者会自行计算$K_{i,\mathrm{sj}}^1$、$K_{i,\mathrm{sj}}^2$。在安全游戏中, 挑战者 C 利用攻击者 A 的优势从测试会话中区分随机字符串, 挑战者 C 自身有解决 CDH 问题的优势, 会模拟攻击者 A 的安全游戏, 并回答攻击者 A 的所有请求。在游戏开始前, 挑战者 C 猜测测试会话和攻击者可能采取的方法。为了达到这个目的, 挑战者从 ne 个参与者中选中 2 个, 从可激活的会话中 nas 中确定测试会话, 在此用$\Pi_{i,\mathrm{sj}}^{\mathrm{T}}$表示选择的测试会话, 挑战者 C 选择正确的参与实体及会话的概率为$1/\left[\mathrm{nas}(\lambda)\mathrm{ne}(\lambda)^2\right]$, 挑战者会根据可能出现的结果来模拟, 当挑战者 C 猜测错误时游戏终止, 否则游戏程序正常进行。

由于协议双方协商的机制, 需要存在与测试会话相匹配的会话, 基于该要求, 提出以下 2 个情景。

情景 1。所有的诚实参与者均没有与测试会话相匹配的会话。

情景 2。存在与测试会话相匹配的会话, 而且该会话由某个参与者所有。

假设测试会话为$\Pi_{i,\mathrm{sj}}^{\mathrm{T}}$, 与之相匹配的会话为$\Pi_{\mathrm{sj},i}^{\mathrm{S}}$。从该会话中可知, 会话密钥协商双方为$\mathrm{ID}_i$、$\mathrm{ID}_{\mathrm{sj}}$, 接下来就本节 2 个情景在 eCK 模型下进行安全证明。

3.3　安全性证明

3.3.1　情景 1 分析

攻击者 A 需要在测试会话中计算出协商的会话密钥, 当攻击者 A 发起测试会话的请求时, 实际上并不存在与之匹配的会话, 因此, 这种情景下攻击者并不知道参与方ID_i、$\mathrm{ID}_{\mathrm{sj}}$的临时私钥和长期私钥。假设挑战者 C 随机选择一个用户 i, 在该情境下, 挑战者 C 并不知道用户 i 的部分私钥及长期密钥, 攻击者 A 模拟服务器$\mathrm{ID}_{\mathrm{sj}}$, 但是并不知道服务器 sj 的部分私钥。因此, 初始化阶段, 挑战者 C 会模拟 KGC 为每一个协议参与方生成部分私钥组(s,R)。挑战者 C 会首先选择系统主公钥 X 并选择随机数, 计算$R_i = s_iP - h_iX$, 对于每一个参与者, 挑战者 C 都会发送部分密钥组(s_i,R_i)给攻击者 A, 并将元组$\{s_i,R_i,h_i\}$添加到H_1^{List}中, 令$h_i = H_1(\mathrm{ID}_i,R_i)$, 挑战者 C 会给攻击者提供用户 i 的临时私钥Y, 以及长期公钥Z。如果挑战者 C 选择了$\Pi_{i,\mathrm{sj}}^{\mathrm{T}}$作为测试会话, 则该游戏模拟不会失败。攻击者 A 会模拟服务器$\mathrm{ID}_{\mathrm{sj}}$按照协议的要求计算相应的应答元组中的元素, 在测试会话$\Pi_{i,\mathrm{sj}}^{\mathrm{T}}$中, 用户$\mathrm{ID}_i$从攻击者 A 处收到消息$\left(\mathrm{ID}_{\mathrm{sj}}, T_{\mathrm{sj}}, H_{\mathrm{sj}}, R_{\mathrm{sj}}, \mathrm{HMAC}\right)$, 其中$R_{\mathrm{sj}}$是由攻击者 A 随机生成, 对于$\mathrm{ID}_{\mathrm{sj}}$来说是不正确的, 挑战者 C 设置$H_1(\mathrm{ID}_i,R_i) = \overline{h_i} \in Z_q^*$。如果攻击者 A 以不可忽略的优势赢得游戏, 则需要利用元组$(\mathrm{ID}_i, \mathrm{ID}_{\mathrm{sj}}, Y, T_{\mathrm{sj}}, K_{i,\mathrm{sj}}^1, K_{i,\mathrm{sj}}^2)$发起对$H_3$请求, 其中:

$$K_{i,\mathrm{sj}}^1 = \left(H_{\mathrm{sj}}'Z + T_{\mathrm{sj}}\right)\left(D\log_y Y + s_i\right) \tag{10}$$

$$K_{i,\mathrm{sj}}^2 = \left(W_{\mathrm{sj},E} + T_{\mathrm{sj}}\right)\left(H_i D\log_y Z + D\log_y Y\right) \tag{11}$$

$$W_{\mathrm{sj}\to A} = R_{\mathrm{sj}} + H_1\left(\mathrm{ID}_{\mathrm{sj}}, R_{\mathrm{sj}}\right)X = R_{\mathrm{sj}} + \overline{h}_{\mathrm{sj}}X \tag{12}$$

式中: D 为解密。

因此基于式 (10)～式 (12) 的计算, 挑战者 C 仅

能获取部分私钥s_i，临时密钥$t_i=Y$和长期密钥$d_i=Z$，t_{sj}和d_{sj}及计算部分私钥的r_{sj}是由攻击者A选择的。攻击者A要获取临时密钥和长期密钥，需要发起LongKeyReveal和EphemeralKeyReveal请求。因此，为了解决CDH问题，挑战者C会检查攻击者A是否利用元组$(\mathrm{ID}_i,\mathrm{ID}_{\mathrm{sj}},Y,T_{\mathrm{sj}},K_{i,\mathrm{sj}}^1,K_{i,\mathrm{sj}}^2)$发起$H_3$预言机的请求，其中要求：

$$\mathrm{DDH}\left(H_{\mathrm{sj}}'Z+T_{\mathrm{sj}},Y+W_i,K_{i,\mathrm{sj}}^1\right)=1 \tag{13}$$

$$\mathrm{DDH}\left(W_{\mathrm{sj}\to E}+T_{\mathrm{sj}},H_iZ+Y,K_{i,\mathrm{sj}}^2\right)=1 \tag{14}$$

因为攻击者采用假冒攻击的方式请求本次测试会话，因此挑战者C利用Forking定理，采用与攻击者A相同的输入进行接下来的游戏分析。

挑战者C重新设置$H_1(\mathrm{ID}_i,R_i)=\widetilde{h}_i\in Z_q^*$，其中要求$\overline{h}_i\neq\widetilde{h}_i$，且攻击者还会利用元组$(\mathrm{ID}_i,\mathrm{ID}_{\mathrm{sj}},Y,T_{\mathrm{sj}},\tilde{K}_{i,\mathrm{sj}}^1,\tilde{K}_{i,\mathrm{sj}}^2)$发起对$H_3$预言机的请求，以实现概率多项式时间内赢得游戏，其中：

$$\widetilde{K}_{i,\mathrm{sj}}^1=\left(\widetilde{H}_{\mathrm{sj}}'Z+T_{\mathrm{sj}}\right)\left(D\log_yY+s_i\right) \tag{15}$$

$$\widetilde{K}_{i,\mathrm{sj}}^2=\left(\widetilde{W}_{\mathrm{sj}\to E}+T_{\mathrm{sj}}\right)\left(H_iD\log_xZ+D\log_yY\right) \tag{16}$$

$$\widetilde{W}_{\mathrm{sj}\to E}=R_{\mathrm{sj}}+H_1\left(\mathrm{ID}_{\mathrm{sj}},R_{\mathrm{sj}}\right)X=R_{\mathrm{sj}}+\widetilde{h}_{\mathrm{sj}}X \tag{17}$$

因此，当挑战者C检查到攻击者A发起了H_3预言机的请求时，会检查请求元组中是否满足条件：

$$\mathrm{DDH}\left(\widetilde{H}_{\mathrm{sj}}'Z+T_{\mathrm{sj}},Y+W_i,K_{i,\mathrm{sj}}^1\right)=1 \tag{18}$$

$$\mathrm{DDH}\left(\widetilde{W}_{\mathrm{sj}\to E}+T_{\mathrm{sj}},H_iZ+Y,K_{i,\mathrm{sj}}^2\right)=1 \tag{19}$$

并计算困难问题如下：

$$\begin{aligned}K_{i,\mathrm{sj}}^1-\widetilde{K}_{i,\mathrm{sj}}^1=&\left(H_{\mathrm{sj}}'Z+T_{\mathrm{sj}}\right)\left(D\log_yY+s_i\right)-\left(\widetilde{H}_{\mathrm{sj}}'Z+T_{\mathrm{sj}}\right)\cdot\\&\left(D\log_yY+s_i\right)=\left(H_{\mathrm{sj}}'Z-\widetilde{H}_{\mathrm{sj}}'Z\right)\left(D\log_yY+s_i\right)=\\&\left(H_{\mathrm{sj}}'-\widetilde{H}_{\mathrm{sj}}'\right)Z\left(D\log_yY+s_i\right)\end{aligned} \tag{20}$$

对于$K_{i,\mathrm{sj}}^1\sim\widetilde{K}_{i,\mathrm{sj}}^1$结果，挑战者$C$将解决如下CDH问题：

$$(Y,Z)=\left(H_{\mathrm{sj}}'-\widetilde{H}_{\mathrm{sj}}'\right)^{-1}\left(K_{i,\mathrm{sj}}^1-\widetilde{K}_{i,\mathrm{sj}}^1\right)-s_iZ=\left(D\log_yY\right)Z \tag{21}$$

而对于$K_{i,\mathrm{sj}}^2$、$\widetilde{K}_{i,\mathrm{sj}}^2$，计算如下：

$$\begin{aligned}K_{i,\mathrm{sj}}^2-\widetilde{K}_{i,\mathrm{sj}}^2=&\left(W_{\mathrm{sj}\to E}+T_{\mathrm{sj}}\right)\left(H_iD\log_yZ+D\log_yY\right)-\\&\left(\widetilde{W}_{\mathrm{sj}\to E}+T_{\mathrm{sj}}\right)\left(H_iD\log_yZ+D\log_yY\right)=\\&\left(W_{\mathrm{sj}\to E}-\widetilde{W}_{\mathrm{sj}\to E}\right)\left(H_iD\log_yZ+D\log_yY\right)=\\&\left(\left(R_{\mathrm{sj}}+\overline{h}_{\mathrm{sj}}X\right)-\left(R_{\mathrm{sj}}+\widetilde{h}_{\mathrm{sj}}X\right)\right)\cdot\\&\left(H_iD\log_yZ+D\log_yY\right)=\\&X\left(H_iD\log_yZ+D\log_yY\right)\left(\overline{h}_{\mathrm{sj}}-\widetilde{h}_{\mathrm{sj}}\right)\end{aligned} \tag{22}$$

对于$K_{i,\mathrm{sj}}^2-\widetilde{K}_{i,\mathrm{sj}}^2$的结果，挑战者$C$将解决CDH问题如下：

$$(X,Z)=H_i^{-1}\left(\left(\overline{h}_{\mathrm{sj}}-\widetilde{h}_{\mathrm{sj}}\right)^{-1}\left(K_{i,\mathrm{sj}}^2-\widetilde{K}_{i,\mathrm{sj}}^2\right)-\left(D\log_yY\right)X\right)=\left(D\log_yZ\right)X \tag{23}$$

因此，基于Forking引理，挑战者C与攻击者A的优势关系如下：

$$\mathrm{Adv}_{\Pi}(C)\geqslant\frac{\delta}{\mathrm{nas}(\lambda)\mathrm{ne}(\lambda)^2}\mathrm{Adv}_{\Pi}(A) \tag{24}$$

式中：δ为有效签名的概率。在情景1中，挑战者C随机选择测试会话的匹配会话来模拟该协议中，基于eCK模型下的分析，由于CDH问题求解的困难性，所以攻击者在该情境下赢得游戏的概率是可忽略的。

3.3.2 情景2分析

与情景1证明方法类似，当存在与测试会话$\Pi_{i,\mathrm{sj}}^{\mathrm{T}}$相匹配的会话$\Pi_{\mathrm{sj},i}^{\mathrm{M}}$后，攻击者处于被动的状态，只能观察参与方之间交互的信息。挑战者C会随机选择2个参与者i、sj所参与的会话。攻击者会伪造其中一方进行会话密钥协商，利用测试会话和其匹配会话计算出会话密钥SK，因此，首先需要计算出其中的$K_{i,\mathrm{sj}}^1$和$K_{i,\mathrm{sj}}^2$，并且通过其中的H_3预言机的请求获取会话密钥SK。由于攻击者发起的测试会话存在与其相匹配的会话，且在会话密钥协商过程中需要协商双方的长期私钥(d_i,d_{sj})、临时私钥(t_i,t_{sj})及部分私钥组(s_i,R_i)、$(s_{\mathrm{sj}},R_{\mathrm{sj}})$。由于存在测试会话，当选中了某个测试会话后，攻击者A会有正确的部分私钥信息，但是系统的主私钥可能泄露，因此，在初始阶段，挑战者C会模拟KGC生成每一个用户部分私钥，将$\{\mathrm{ID}_i,R_i\}$发送给攻击者，将$\{\mathrm{ID}_i,R_i,h_i\}$元组添加到$H_1^{\mathrm{list}}$列表中。

接下来挑战者C会随机选择2个协议参与方i和sj并选择2个其参与过的会话，利用eCK模型中定义的匹配会话要求，验证选择的2个会话是否匹配，而且每个参与方最多只能选择$\mathrm{ns}(\lambda)$次。因此，初始化结束后，攻击者已经知道参与者的部分私钥。由于在测试会话$\Pi_{i,\mathrm{sj}}^{\mathrm{T}}$中不能对同一参与者发起LongKeyReveal和EphemeralKeyReveal请求，因此假设攻击者A模拟sj，在会话密钥协商中的长期私钥是由参与方自行生成，长期公钥在初始化阶段完成计算，并存储在公共目录中。在此假设攻击者A已知sj和i的长期公钥，因此，攻击者在计算会话密钥中需要已知参与双方针对当前会话的临时私钥，结合该情景，攻击者主要面临如下问题：当测试会话$\Pi_{i,\mathrm{sj}}^{\mathrm{T}}$存在与之相匹配的会话$\Pi_{\mathrm{sj},i}^{\mathrm{M}}$，但是攻击者并不知道本次协商使用的临时私钥$t_i$和$t_{\mathrm{sj}}$。

对于该问题, 攻击者 A 发起 EphemeralKeyReveal 请求, 获取参与方 i 和 sj 的临时密钥。挑战者 C 在回答攻击者 A 的请求时会设置 i 临时密钥 X, sj 临时密钥 Y, 假如攻击者 A 选中了测试会话 $\Pi_{i,\mathrm{sj}}^{\mathrm{T}}$, 则该模拟可能不会失败。攻击者 A 若以不可忽略的概率赢得游戏, 需要利用元组 $\left(\mathrm{ID}_i, \mathrm{ID}_{\mathrm{sj}}, Y, T_{\mathrm{sj}}, K_{i,\mathrm{sj}}^1, K_{i,\mathrm{sj}}^2\right)$ 发起对 H_3 预言机的请求, 其中

$$K_{i,\mathrm{sj}}^1 = \left(H_{\mathrm{sj}}^{'} P_{\mathrm{sj}} + Y\right)\left(D\log_y X + s_i\right) \tag{25}$$

$$K_{i,\mathrm{sj}}^2 = \left(W_{\mathrm{sj}} \to A + Y\right)\left(H_i D\log_y P_i + D\log_y X\right) \tag{26}$$

为了解决 CDH 问题, 挑战者 C 会检查攻击者 A 是否发起 H_3 预言机的请求, 要求

$$\mathrm{DDH}\left(H_{\mathrm{sj}}^{'} P_{\mathrm{sj}} + Y, X + W_i, K_{i,\mathrm{sj}}^1\right) = 1 \tag{27}$$

$$\mathrm{DDH}\left(W_{\mathrm{sj}\to E} + Y, H_i P_i + X, K_{i,\mathrm{sj}}^2\right) = 1 \tag{28}$$

若满足条件, 则挑战者 C 计算如下 CDH 问题:

$$\begin{aligned}\widetilde{K}_{i,\mathrm{sj}}^1 = K_{i,\mathrm{sj}}^1 - H_{\mathrm{sj}}^{'} P_{\mathrm{sj}}\left(D\log_y X + s_i\right) - s_i Y = \left(H_{\mathrm{sj}}^{'} P_{\mathrm{sj}} + Y\right)\cdot \\ \left(D\log_y X + s_i\right) - H_{\mathrm{sj}}^{'} P_{\mathrm{sj}}\left(D\log_y X + s_i\right) - s_i Y = \\ \left(D\log_y X\right) Y\end{aligned} \tag{29}$$

$$\begin{aligned}\widetilde{K}_{i,\mathrm{sj}}^2 = K_{i,\mathrm{sj}}^2 - W_{\mathrm{sj}\to E}\left(H_i D\log_y P_i + D\log_y X\right) - H_i D\log_y P_i \cdot \\ Y = \left(W_{\mathrm{sj}\to E} + Y\right)\left(H_i D\log_y P_i + D\log_y X\right) - \\ W_{\mathrm{sj}\to E}\left(H_i D\log_y P_i + D\log_y X\right) - \left(H_i D\log_y P_i\right) Y = \\ \left(D\log_y X\right) Y\end{aligned} \tag{30}$$

攻击者 A 若在该问题成功进行伪造攻击, 则挑战者 C 一定能解决上述的 CDH 问题, 因此, 挑战者 C 与攻击者 A 的优势关系如下:

$$\mathrm{Adv}_{\Pi}(C) \geqslant \frac{1}{\mathrm{nas}(\lambda)^2 \mathrm{ne}(\lambda)^2}\mathrm{Adv}_{\Pi}(A) \tag{31}$$

综合 3.2 节中的安全问题及证明过程得出的挑战者 C 与攻击者 A 的关系, 当 $\mathrm{Adv}_{\Pi}(A)$ 是不可忽略的值时, $\mathrm{Adv}_{\Pi}(C)$ 也是不可忽略的, 攻击者若以不可忽略的概率赢得模拟游戏, 则需要挑战者 C 解决 CDH 问题, 由于 CDH 困难问题, 因此, 提出的该会话密钥协商协议在 eCK 模型下是安全的。

4　性能分析

为了更好的评价所提协议的安全性和有效性, 本节将分析 Daniel 等[13] 提出的方案、Xie 等[14] 提出的方案、Islam 和 Biawas [10] 提出的方案、郭松辉等 [15] 提出的方案与本节提出的基于身份认证及会话密钥协商方案进行比较。表 1 中对比分析了已有的 4 个协议及本节所提协议的安全属性, 5 组协议中均满足已知会话密钥安全和前向安全性, 但是 Xie 等[14] 和 Islam 和 Biawas [10] 提出的方案中无法满足双向认证及临时密钥泄露攻击, Daniel 等[13] 提出的方案可以对抗临时密钥攻击, 但是无法进行双向认证, 郭松辉等[15] 提出的方案中会话密钥协商前需要进行双向认证后再进行计算会话密钥, 但是存在临时密钥泄露的危险。

表 1　相关协议安全属性对比

Table 1　Security properties comparison among related protocols

协议	双向认证	临时私钥泄露	已知会话密钥安全	前向安全性
文献[14]	×	×	√	√
文献[13]	×	√	√	√
文献[10]	×	×	√	√
文献[15]	√	×	√	√
本文所提协议	√	√	√	√

本文所提协议中除了满足 eCK 模型下基本的安全属性, 还满足用户和服务器的双向认证后再进行会话密钥的计算, 而且在计算过程中基于 CDH 困难问题混淆临时密钥。因此, 结合横向联邦学习环境及现有的认证及密钥协商协议, 所提方案优于其他 4 个方案。

为了评估计算开销, 本节定义 T_{M} 为标量乘操作的计算时间, T_{A} 为点加运算[13]。分析协议计算性能比较如表 2 所示。

表 2　性能分析

Table 2　Performance analysis

协议	计算开销	通信轮数
文献[14]	$4T_{\mathrm{M}} + 4T_{\mathrm{A}}$	2
文献[13]	$10T_{\mathrm{M}} + 6T_{\mathrm{A}}$	2
文献[10]	$6T_{\mathrm{M}} + 4T_{\mathrm{A}}$	2
文献[15]	$4T_{\mathrm{M}} + 8T_{\mathrm{A}}$	2
本文所提协议	$6T_{\mathrm{M}} + 4T_{\mathrm{A}}$	2

表 2 的协议中均采用了无证书基于身份的认证及密钥协商协议, 消除了双线性对运算, 完成认证及密钥协商只需要 2 轮通信, 在通信开销上并没有频繁的信息交互, 但是在计算效率上, 虽然本文所提协议相对文献 [14] 提出的协议计算时间大于 $2T_{\mathrm{M}}$, 但是从安全性方面, 本文所提协议安全性更高, 因此, 综合安全性和计算开销, 所提方案更适合计算能力较低的终端设备作为用户完成与中央服务器的聚合, 更具备经济价值。

5　结　论

1) 本文结合横向联邦学习训练环境及现有的认证及会话密钥协商协议, 提出无证书的基于身份的轻量级认证及密钥协商协议。

2）所提协议中在双方完成双向认证后再进行会话密钥协商，避免因为攻击问题产生不必要的计算开销。

3）在安全性分析方面，除了传统的正确性分析和基本的安全属性分析，还引入eCK模型，通过模拟攻击者可能采用的攻击手段进行模拟游戏，证明所提协议的安全性能。

4）在计算性能和通信开销方面可以有效地控制成本，因此所提协议在实际应用场景中有较高的价值。

参考文献（References）

[1] MCMAHAN H B, MOORE E, RAMAGE D, et al. Communication-efficient learning of deep networks from decentralized data[C]// 20th International Conference on Artificial Intelligence and Statistics. Fort Lauderdale: PMLR, 2017: 1273-1282.

[2] SHAMIR A. Identity-based cryptosystems and signature schemes [C]//Advances in Cryptology. Berlin: Springer , 1985: 47-53.

[3] BONEH D, FRANKLIN M. Identity-based encryption from the Weil pairing[C]// Advances in Cryptology. 2001: 213-229.

[4] JEGADEESAN S, AZEES M, KUMAR P M, et al. An efficient anonymous mutual authentication technique for providing secure communication in mobile cloud computing for smart city applications[J]. Sustainable Cities and Society, 2019, 49: 101522.

[5] BAKHTIARI-CHEHELCHESHMEH S, HOSSEINZADEH M. A new certificateless and secure authentication scheme for ad hoc networks[J]. Wireless Personal Communications, 2017, 94(4): 2833-2851.

[6] WU L B, WANG J, RAYMOND CHOO K K, et al. An efficient provably-secure identity-based authentication scheme using bilinear pairings for Ad hoc network[J]. Journal of Information Security and Applications, 2017, 37: 112-121.

[7] ZHU R W, YANG G M, WONG D S. An efficient identity-based key exchange protocol with KGS forward secrecy for low-power devices[J]. Theoretical Computer Science, 2007, 378(2): 198-207.

[8] CAO X, KOU W, YU Y, et al. Identity-based authentication key agreement protocols without bilinear parings[J]. IEICE Transaction on Fundamentals, 2008, E91.A(12): 3833-3836.

[9] CAO X F, KOU W D, DU X N. A pairing-free identity-based authenticated key agreement protocol with minimal message exchanges[J]. Information Sciences, 2010, 180(15): 2895-2903.

[10] ISLAM S H, BISWAS G P. An improved pairing-free identity-based authenticated key agreement protocol based on ECC[J]. Procedia Engineering, 2012, 30: 499-507.

[11] DANIEL R M, RAJSINGH E B, SILAS S. An efficient ECK secure certificateless authenticated key agreement scheme with security against public key replacement attacks[J]. Journal of Information Security and Applications, 2019, 47: 156-172.

[12] LAMACCHIA B, LAUTER K, MITYAGIN A. Stronger security of authenticated key exchange[C]//International Conference on Provable Security. Berlin: Springer, 2007: 1-16.

[13] DANIEL R M, RAJSINGH E B, SILAS S. An efficient ECK secure identity based two party authenticated key agreement scheme with security against active adversaries[J]. Information and Computation, 2020, 275: 104630.

[14] XIE Y, WU L B, SHEN J, et al. Efficient two-party certificateless authenticated key agreement protocol under GDH assumption[J]. International Journal of Ad Hoc and Ubiquitous Computing, 2019, 30(1): 11.

[15] 郭松辉, 牛小鹏, 王玉龙. 一种基于椭圆曲线的轻量级身份认证及密钥协商方案[J]. 计算机科学, 2015, 42(1): 137-141.
GUO S H, NIU X P, WANG Y L. Elliptic curve based light-weight authentication and key agreement scheme[J]. Computer Science, 2015, 42(1): 137-141(in Chinese).

[16] 曹阳, 邓方安, 陈涛, 等. 一种基于身份可认证两方密钥协商方案[J]. 成都理工大学学报(自然科学版), 2016, 43(6): 757-761.
CAO Y, DENG F G, CHEN T, et al. A two-party key agreement scheme based on authenticated identity[J]. Journal of Chengdu University of Technology (Science & Technology Edition), 2016, 43(6): 757-761(in Chinese).

[17] 周彦伟, 杨波, 张文政. 一种改进的无证书两方认证密钥协商协议[J]. 计算机学报, 2017, 40(5): 1181-1191.
ZHOU Y W, YANG B, ZHANG W Z. An improved two-party authenticated certificateless key agreement protocol[J]. Chinese Journal of Computers, 2017, 40(5): 1181-1191(in Chinese).

Identity-based authentication key agreement protocol for horizontal federated learning environment

REN Jie[1, 2], LI Meihong[1, 2, *], DU Ye[1, 2], YIN Liguanjin[1, 2]

(1. Beijing Key Laboratory of Security and Privacy in Intelligent Transportation, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China;
2. School of Computer and Information Technology, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: In recent years, federated learning has received extensive attention in many fields, but this technology inevitably causes data transmission security problems. However, authentication and key agreement are important to ensure secure transmission and reliable communication between communicating entities. This study suggests a lightweight certificateless authentication and key agreement protocol that is identity-based and takes into account the data properties of horizontal federated learning. The participants need to register at the key generation center (KGC) and use public parameters to calculate their temporary keys and long-term keys which is to complete authentication and calculate the session key. Subsequently, the eCK model is used to prove the security of the protocol proposed in this paper. A thorough analysis shows that this protocol is appropriate for a single-server horizontal federated learning environment since it has full security features, low processing and communication costs.

Keywords: horizontal federated learning; identity-based cryptosystem; certificateless; authentication and key agreement; eCK model

Received: 2021-04-27; **Accepted**: 2021-07-11; **Published Online**: 2021-07-30 17:03

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210730.1134.003.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (U1736114); The National Key R & D Program of China (2017YFB0802805)

* **Corresponding author**. E-mail: mhli1@bjtu.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0222

基于自适应噪声方差的卫星定位故障检测法

陈含智[1]，孙蕊[1,*]，邱明[1]，毛继志[2]，胡浩亮[2]，张立东[2]

(1. 南京航空航天大学 民航学院，南京 211106；2. 中国航空无线电电子研究所 民航空管航空电子技术实验室，上海 201109)

摘 要：不同观测环境的实际观测噪声可能存在较大差别，因此，固定的噪声方差矩阵可能使基于卡尔曼滤波故障检测法的故障检测效果下降。对此，提出自适应噪声方差的卫星定位故障检测算法，利用滑动窗内的历史新息实时估计观测噪声方差矩阵，在此基础上构建故障检测量与识别量对故障进行检测与识别，利用不含故障的新息更新状态向量并解算出定位结果。实验结果表明：所提算法在静态模式下，可100%检测和识别的最小单阶跃故障为3 m，对持续时间为100 s、斜坡故障增长速率为0.2 m/s的斜坡故障识别比率为51.4%，可100%检测和识别的最小多故障为4 m；在动态模式下，可100%检测和识别的最小单阶跃故障为10 m，对持续时间为200 s、斜坡故障增长速率为0.2 m/s的斜坡故障识别比率为66.25%，可100%检测和识别的最小多故障为12 m。所提算法性能优于基于最小二乘和卡尔曼滤波的故障检测法。

关 键 词：全球卫星导航系统；全球卫星导航系统质量控制；故障检测；卡尔曼滤波；自适应滤波

中图分类号：V249.3

文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2023)02-0406-16

全球卫星导航系统(global navigation satellite system, GNSS)有着广泛的用途，在军事和民用领域发挥着重要作用。民航、自动驾驶等交通领域对GNSS观测数据的质量有较高的要求[1]。然而，观测环境容易造成含有较大误差的观测数据，即故障数据，如环境反射的卫星信号造成的多路径效应[2]。GNSS质量控制旨在保证复杂环境下GNSS的观测数据质量。故障检测算法作为GNSS质量控制的重要组成部分，通过检测和排除故障观测数据获得高精度可靠的定位结果，保障GNSS安全地应用于民航、自动驾驶等交通领域。目前为止，国内外学者已提出多种卫星定位故障检测算法。其中，Lee[3]提出的伪距比较法、Parkinson和Axelrad[4]提出的最小二乘残差法和Sturza[5]提出的奇偶矢量法都是对当前观测值进行一致性检验，被称为“快照法”[6]。一些学者又提出基于历史信息和当前信息一致性检验的“滤波法”。例如，针对“快照法”难以检测微小误差[7]，沙海等[8]提出一种基于滑动窗内多个历元残差矢量累积的抗差卡尔曼滤波方法。Bhattacharyya和Gebre-Egziabher[9]提出基于卡尔曼滤波的故障检测与保护水平计算方法。针对卡尔曼滤波不适用于非高斯问题[10]，王尔申等[11-12]又提出基于粒子滤波的故障检测法。刘江等[13]提出了适用于非线性观测特征的基于容积卡尔曼滤波的故障检测法。吴云[14]比较了“快照法”和“滤波法”，通过基于静态和动态数据的实验结果得出，“滤波法”的检测和识别性能优于“快照法”的结论。

基于卡尔曼滤波的故障检测法中，观测噪声方差矩阵影响故障检测量和卡尔曼增益矩阵的确定，进一步影响故障检测效果和滤波结果的精度，因此，准确确定观测噪声方差矩阵具有较大的意义。不同观测条件下的观测噪声可能有较大差别，例如

收稿日期：2021-05-06；**录用日期**：2021-08-09；**网络出版时间**：2021-09-14 15:20

网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210914.1232.003.html

基金项目：国家自然科学基金(42174025,41974033)；工信部民用飞机专项科研项目(MJ-2020-S-03)；江苏省“六大人才高峰”项目(KTHY-014)；中央高校基本科研业务费专项资金(KFJJ20200703)；江苏省自然科学基金(BK20211569)

* **通信作者**. E-mail：rui.sun@nuaa.edu.cn

引用格式：*陈含智，孙蕊，邱明，等. 基于自适应噪声方差的卫星定位故障检测法[J]. 北京航空航天大学学报，2023，49(2)：406-421. CHEN H Z，SUN R，QIU M，et al. An adaptive noise variance based fault detection algorithm for GNSS positioning[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2023，49(2)：406-421 (in Chinese).*

高速无人机上搭载接收机的观测噪声应明显大于静态接收机的观测噪声。因此，按照经验确定观测噪声方差矩阵并将其固定的做法并不合理，有可能造成滤波结果精度下降，甚至故障漏检和误检。

为改进基于卡尔曼滤波的故障检测法将观测噪声方差矩阵固定的策略，本文提出基于自适应噪声方差的卫星定位故障检测算法，利用滑动窗内的历史新息序列实时估计观测噪声方差矩阵，再重构故障检测量与识别量，与根据误警率确定的阈值比较来检测和识别故障，完成故障检测后计算卡尔曼增益矩阵，最后利用排除故障后的新息数据进行测量更新并输出滤波的状态向量作为定位结果。

1　本文算法

1.1　基于自适应噪声方差的卫星定位故障检测算法框架

本文所提算法的框架如图 1 所示：首先初始化滤波参数，预测下一历元的状态向量，再计算新息和观测噪声方差矩阵，接着计算故障检测量并通过与故障检测阈值比较以判断是否存在故障数据，若存在故障数据，则进行故障识别并排除故障数据，完成故障检测与识别后，计算该历元状态向量的最终估计值，输出该历元的定位结果。

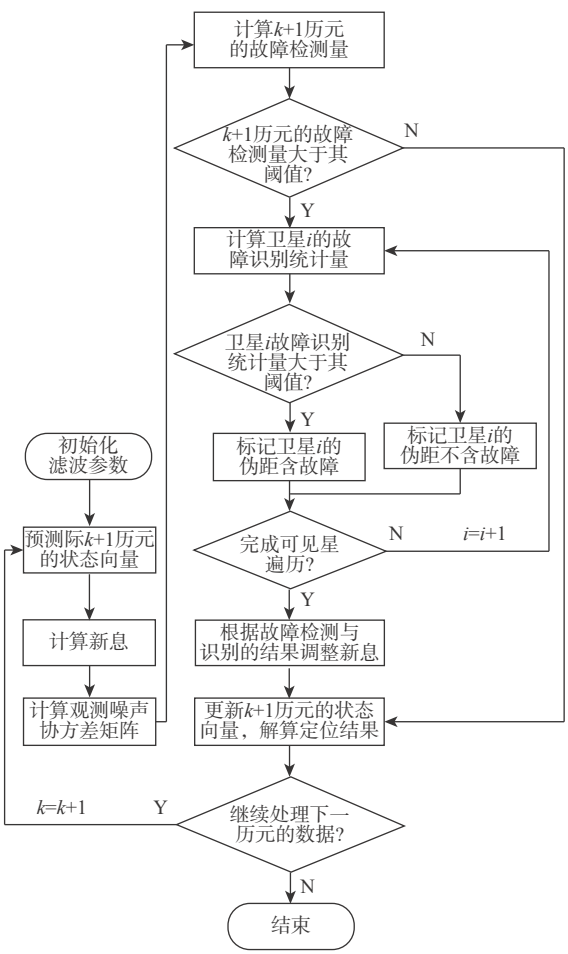


图 1　本文算法框架

Fig. 1　Framework of the proposed algorithm

1.2　状态方程和测量方程

设k历元状态向量为

$$\boldsymbol{X}_k=[x_k,y_k,z_k,r_k,x_k',y_k',z_k',r_k']^{\mathrm{T}} \tag{1}$$

式中：x_k、y_k和z_k分别为k历元时接收机在地心地固坐标系中的x轴、y轴和z轴坐标；r_k为k历元的接收机钟误差与光速的乘积；x_k'、y_k'和z_k'分别为k历元时接收机在地心地固坐标系中的x轴、y轴和z轴坐标对时间的导数，即接收机k历元时在x轴、y轴和z轴方向上的速度分量；r_k'为k历元时接收机钟误差与光速的乘积对时间的导数。

建立状态方程为

$$\boldsymbol{X}_{k+1}=\boldsymbol{\Phi}_{k+1|k}\boldsymbol{X}_k+\boldsymbol{W}_k \tag{2}$$

式中：$\boldsymbol{X}_{k+1}$为$k+1$历元的状态向量；$\boldsymbol{W}_k$为过程噪声，假设$\boldsymbol{W}_k$为高斯白噪声，其协方差矩阵为$\boldsymbol{Q}$；$\boldsymbol{\Phi}_{k+1|k}$为状态转移矩阵，其式为

$$\boldsymbol{\Phi}_{k+1|k}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{I}_{4\times4} & t\boldsymbol{I}_{4\times4}\\ \boldsymbol{0}_{4\times4} & \boldsymbol{I}_{4\times4}\end{bmatrix} \tag{3}$$

式中：$\boldsymbol{I}_{4\times4}$为 4 阶单位矩阵；$t$为$k$历元与$k+1$历元时间间隔；$\boldsymbol{0}_{4\times4}$为 4 阶零矩阵。

建立观测方程如下：

$$\boldsymbol{Z}_{k+1}=\boldsymbol{H}_{k+1}\boldsymbol{X}_{k+1}+\boldsymbol{V}_{k+1} \tag{4}$$

式中：$\boldsymbol{Z}_{k+1}$为观测向量；$\boldsymbol{H}_{k+1}$为观测矩阵；$\boldsymbol{V}_{k+1}$为伪距观测噪声，假设$\boldsymbol{V}_{k+1}$为高斯白噪声，其协方差矩阵为$\boldsymbol{R}_{k+1}$。

观测向量为

$$\boldsymbol{Z}_{k+1}=\begin{bmatrix}\rho_{k+1,1}-\tilde{\rho}_{k+1,1}+m_{k+1,1}x_k+n_{k+1,1}y_k+l_{k+1,1}z_k\\ \rho_{k+1,2}-\tilde{\rho}_{k+1,2}+m_{k+1,2}x_k+n_{k+1,2}y_k+l_{k+1,2}z_k\\ \vdots\\ \rho_{k+1,N_{k+1}}-\tilde{\rho}_{k+1,N_{k+1}}+m_{k+1,N_{k+1}}x_k+n_{k+1,N_{k+1}}y_k+l_{k+1,N_{k+1}}z_k\end{bmatrix} \tag{5}$$

式中：N_{k+1}为$k+1$历元可见星的数量；$\rho_{k+1,i}(i=1,2,\cdots,N_{k+1})$为$k+1$历元可见卫星$i$经过误差改正后的伪距；$\tilde{\rho}_{k+1,i}(i=1,2,\cdots,N_{k+1})$为$(x_{k+1},y_{k+1},z_{k+1})$的近似位置$(x_k,y_k,z_k)$到$k+1$历元的可见星$i$的距离；$m_{k+1,i}$、$n_{k+1,i}$、$l_{k+1,i}(i=1,2,\cdots,N_{k+1})$分别为$(x_k,y_k,z_k)$到$k+1$历元可见星$i$的方向余弦。

观测矩阵如下：

$$\boldsymbol{H}_{k+1}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{D}_{k+1} & \boldsymbol{0}_{N_{k+1}\times4}\end{bmatrix} \tag{6}$$

式中：$\boldsymbol{D}_{k+1}=\begin{bmatrix}m_{k+1,1} & n_{k+1,1} & l_{k+1,1} & 1\\ m_{k+1,2} & n_{k+1,2} & l_{k+1,2} & 1\\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots\\ m_{k+1,N_{k+1}} & n_{k+1,N_{k+1}} & l_{k+1,N_{k+1}} & 1\end{bmatrix}$；$\boldsymbol{0}_{N_{k+1}\times4}$为$N_{k+1}\times4$维零矩阵。

1.3 观测噪声方差矩阵

自适应滤波的一个目的是利用观测信息,实时估计和修正噪声统计特性或增益矩阵[15]。本文通过历史新息序列实时估计观测噪声方差矩阵。

根据状态方程,预测$k+1$历元的状态向量为

$$\hat{\boldsymbol{X}}_{k+1|k}=\boldsymbol{\Phi}_{k+1|k}\hat{\boldsymbol{X}}_k \tag{7}$$

式中:$\hat{\boldsymbol{X}}_{k+1|k}$为$k+1$历元状态向量的一步预测值;$\hat{\boldsymbol{X}}_k$为$k$历元状态向量的滤波估计值。

$\hat{\boldsymbol{X}}_{k+1|k}$的误差的协方差矩阵为

$$\boldsymbol{P}_{k+1|k}=\boldsymbol{\Phi}_{k+1|k}\boldsymbol{P}_k\boldsymbol{\Phi}_{k+1|k}^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{Q} \tag{8}$$

式中:$\boldsymbol{P}_k$为估计值$\hat{\boldsymbol{X}}_k$的误差协方差矩阵。

计算新息如下:

$$\boldsymbol{\eta}_{k+1}=\boldsymbol{Z}_{k+1}-\boldsymbol{H}_{k+1}\hat{\boldsymbol{X}}_{k+1|k} \tag{9}$$

理论上新息的协方差矩阵为

$$\boldsymbol{C}_{\eta_{k+1}}=\boldsymbol{H}_{k+1}\boldsymbol{P}_{k+1|k}\boldsymbol{H}_{k+1}^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{R}_{k+1} \tag{10}$$

根据极大似然准则,$\boldsymbol{C}_{\eta_{k+1}}$在长度为$L$的滑动窗(假设滑动窗内观测的可见星相同)内的最优估计值为[16]

$$\hat{\boldsymbol{C}}_{\eta_{k+1}}=\frac{1}{L}\sum_{j=j_0}^{k}\boldsymbol{\eta}_j\boldsymbol{\eta}_j^{\mathrm{T}} \tag{11}$$

式中:$j_0=k-L+1$。

为使滑动窗内最新的新息对新息协方差的估计起到更大的影响,对式(11)做如下调整:

$$\hat{\boldsymbol{C}}_{\eta_{k+1}}=\frac{2}{L(L+1)}\sum_{j=j_0}^{k}(j-k+L)\boldsymbol{\eta}_j\boldsymbol{\eta}_j^{\mathrm{T}} \tag{12}$$

于是,$\boldsymbol{R}_{k+1}$的估计值为

$$\hat{\boldsymbol{R}}_{k+1}=\frac{2}{L(L+1)}\sum_{j=j_0}^{k}(j-k+L)\boldsymbol{\eta}_j\boldsymbol{\eta}_j^{\mathrm{T}}-\boldsymbol{H}_{k+1}\boldsymbol{P}_{k+1|k}\boldsymbol{H}_{k+1}^{\mathrm{T}} \tag{13}$$

假设各颗卫星的伪距观测噪声互不相关,同时为了避免估计结果超出合理范围,对估计结果进行如下约束,得到修正后的伪距观测噪声协方差矩阵$\hat{\boldsymbol{R}}'_{k+1}$为

$$\hat{\boldsymbol{R}}'_{k+1}(p,q)=\begin{cases}\hat{\boldsymbol{R}}_{k+1}(p,q) & \beta_2\leqslant\dfrac{\hat{\boldsymbol{R}}_{k+1}(p,q)}{\sigma_0^2}\leqslant\beta_1,p=q\\ \beta_1\sigma_0^2 & \dfrac{\hat{\boldsymbol{R}}_{k+1}(p,q)}{\sigma_0^2}>\beta_1,p=q\\ \beta_2\sigma_0^2 & \dfrac{\hat{\boldsymbol{R}}_{k+1}(p,q)}{\sigma_0^2}<\beta_2,p=q\\ 0 & p\neq q\end{cases} \tag{14}$$

式中:$\hat{\boldsymbol{R}}'_{k+1}(p,q)$为$\hat{\boldsymbol{R}}'_{k+1}$的第$p$行第$q$列元素;$\hat{\boldsymbol{R}}_{k+1}(p,q)$为$\hat{\boldsymbol{R}}_{k+1}$的第$p$行第$q$列元素;$\sigma_0^2$为经验上伪距观测噪声方差的一般值(用户可以根据经验并结合使用本文所提算法时的观测环境进行设置);经验系数β_1一般可取2～5,经验系数β_2一般可取0.1～0.5。

基于$\hat{\boldsymbol{R}}'_{k+1}$的新息协方差矩阵为

$$\hat{\boldsymbol{C}}'_{\eta_{k+1}}=\boldsymbol{H}_{k+1}\boldsymbol{P}_{k+1|k}\boldsymbol{H}_{k+1}^{\mathrm{T}}+\hat{\boldsymbol{R}}'_{k+1} \tag{15}$$

1.4 故障检测

构建故障检测量为

$$\lambda_{k+1}=\boldsymbol{\eta}_{k+1}^{\mathrm{T}}(\hat{\boldsymbol{C}}'_{\eta_{k+1}})^{-1}\boldsymbol{\eta}_{k+1} \tag{16}$$

由统计理论可知,当$k+1$历元各伪距观测值均不含故障时:

$$\lambda_{k+1}\sim\chi^2(N_{k+1}-4) \tag{17}$$

式中:$\chi^2(N_{k+1}-4)$为自由度为$N_{k+1}-4$的卡方分布。

给定误警率P_{FA},故障检测阈值T_{D}可根据式(18)确定:

$$\int_0^{T_{\mathrm{D}}}f_{\chi^2(N_{k+1}-4)}(x)\mathrm{d}x=1-P_{\mathrm{FA}} \tag{18}$$

式中:$f_{\chi^2(N_{k+1}-4)}(x)$为$N_{k+1}-4$自由度的卡方分布的概率密度函数。

于是可以得到故障检测准则:若$\lambda_{k+1}\leqslant T_{\mathrm{D}}$,则该历元无故障发生;若$\lambda_{k+1}>T_{\mathrm{D}}$,则该历元有故障发生。

1.5 故障识别

若检测到有故障,则进一步识别故障。构建故障识别量为

$$\varphi_{k+1,i}=\frac{\left|\boldsymbol{\eta}_{k+1}(i)\right|}{\sqrt{\hat{\boldsymbol{C}}'_{\eta_{k+1}}(i,i)}} \tag{19}$$

式中:$\boldsymbol{\eta}_{k+1}(i)$为新息向量$\boldsymbol{\eta}_{k+1}$的第$i$个卫星;$\hat{\boldsymbol{C}}'_{\eta_{k+1}}(i,i)$为新息协方差矩阵$\hat{\boldsymbol{C}}'_{\eta_{k+1}}$的第$i$行第$i$列卫星,$i=1,2,\cdots,N_{k+1}$。

统计量$\varphi_{k+1,i}$在卫星i的观测数据无故障时服从标准正态分布。于是可以得到如下故障识别准则:若$\varphi_{k+1,i}\leqslant T_{\mathrm{R}}$,则卫星$i$的伪距不含故障;若$\varphi_{k+1,i}>T_{\mathrm{R}}$,则卫星$i$的伪距含故障。其中,$T_{\mathrm{R}}$为统计量$\varphi_{k+1,i}$的阈值,$T_{\mathrm{R}}$可根据式(20)确定:

$$\int_{T_{\mathrm{R}}}^{+\infty}\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\mathrm{e}^{-\frac{t^2}{2}}\mathrm{d}t=\frac{P_{\mathrm{FA}}}{2N_{k+1}} \tag{20}$$

式中:e为自然底数。

1.6 算法步骤

本节给出本文所提算法的详细步骤。

步骤1 对滤波参数进行初始化:令$k=0$,确定初始状态向量$\hat{\boldsymbol{X}}_0$,根据经验确定$\boldsymbol{P}_0$、$\boldsymbol{Q}$、L、P_{FA}、σ_0^2、β_1、β_2。

步骤2 根据式(7)预测$k+1$历元的状态向量$\hat{\boldsymbol{X}}_{k+1|k}$,根据式(8)计算$\boldsymbol{P}_{k+1|k}$。

步骤3 根据式(9)计算新息$\boldsymbol{\eta}_{k+1}$。

步骤4 确定观测噪声方差矩阵$\hat{\boldsymbol{R}}'_{k+1}$。若$k+1$历

元的所有可见星对应滑动窗内的新息序列的长度均等于L, 根据式 (14) 计算$\hat{\boldsymbol{R}}'_{k+1}$, 否则$\hat{\boldsymbol{R}}'_{k+1}=\sigma_0^2\boldsymbol{I}_{N_{k+1}\times N_{k+1}}$。根据式 (15) 计算$\hat{\boldsymbol{C}}'_{\boldsymbol{\eta}_{k+1}}$。

步骤 5　根据式 (16) 计算故障检测量, 并根据故障检测准则判断该历元是否存在故障数据。

步骤 6　若判断该历元不存在故障数据, 则直接进入步骤 8; 否则根据式 (19) 计算各颗卫星的故障识别量, 并根据故障识别准则识别故障卫星。

步骤 7　对$\boldsymbol{\eta}_{k+1}$进行如下调整:

$$\boldsymbol{\eta}'_{k+1}(i)=\begin{cases}\sqrt{\hat{\boldsymbol{C}}'_{\boldsymbol{\eta}_{k+1}}(i,i)} & \varphi_{k+1,i}>T_{\mathrm{R}}\\ \boldsymbol{\eta}_{k+1}(i) & \varphi_{k+1,i}\leqslant T_{\mathrm{R}}\end{cases}\tag{21}$$

式中: $\boldsymbol{\eta}'_{k+1}$为调整后的新息序列; $\boldsymbol{\eta}'_{k+1}(i)$为向量$\boldsymbol{\eta}'_{k+1}$的第$i$个卫星, $i=1,2,\cdots,N_{k+1}$。

步骤 8　更新$k+1$历元的状态向量$\hat{\boldsymbol{X}}_{k+1}$, 输出定位结果:

增益矩阵为

$$\boldsymbol{K}_{k+1}=\boldsymbol{P}_{k+1|k}\boldsymbol{H}_{k+1}^{\mathrm{T}}\left(\hat{\boldsymbol{C}}'_{\boldsymbol{\eta}_{k+1}}\right)^{-1}\tag{22}$$

于是测量更新后的$k+1$历元状态向量为

$$\hat{\boldsymbol{X}}_{k+1}=\hat{\boldsymbol{X}}_{k+1|k}+\boldsymbol{K}_{k+1}\boldsymbol{\eta}'_{k+1}\tag{23}$$

计算$\hat{\boldsymbol{X}}_{k+1}$误差的协方差矩阵

$$\boldsymbol{P}_{k+1}=(\boldsymbol{I}_{8\times 8}-\boldsymbol{K}_{k+1}\boldsymbol{H}_{k+1})\boldsymbol{P}_{k+1|k}\tag{24}$$

将$\hat{\boldsymbol{X}}_{k+1}$中的元素作为定位结果输出, 从而完成基于质量控制的定位解算过程。

步骤 9　k增加 1 重复步骤 2。

2　仿真验证与分析

本文设计了静态和动态 2 个实验, 通过向采集的真实静态和动态数据中加入相应的伪距粗差, 评估本文所提算法的故障检测性能。

本文定义了评价算法性能的指标。

故障检测比率(fault detection rate, FDR)为

$$R_{\mathrm{FD}}=\frac{n_{\mathrm{FD}}}{n_{\mathrm{F}}}\times 100\%\tag{25}$$

式中: n_{F}为一次实验中故障发生的历元数; n_{FD}为一次实验中故障发生且算法成功地检测到故障的历元数。

故障识别比率(fault identification rate, FIR)为

$$R_{\mathrm{FI}}=\frac{n_{\mathrm{FI}}}{n_{\mathrm{F}}}\times 100\%\tag{26}$$

式中: n_{FI}为一次实验中故障发生且算法正确地识别故障数据的历元数。

虚警比率(false alarm rate, FAR)为

$$R_{\mathrm{FA}}=\frac{n_{\mathrm{FA}}}{n_{\mathrm{N}}}\times 100\%\tag{27}$$

式中: n_{N}为一次实验中没有故障发生的历元数; n_{FA}为一次实验中没有故障发生, 但算法检测到故障的历元数。

漏检比率(missed detection rate, MDR)为

$$R_{\mathrm{MD}}=\frac{n_{\mathrm{MD}}}{n_{\mathrm{F}}}\times 100\%\tag{28}$$

式中: n_{MD}为一次实验中故障发生但是算法未检测到故障的历元数。易知$R_{\mathrm{FD}}+R_{\mathrm{MD}}=100\%$。

故障检测算法及定位结果的评估法均以最小二乘残差法和基于卡尔曼滤波的故障检测法为对照算法。其观测噪声方差矩阵均设置为$\sigma_0^2\boldsymbol{I}_{N_{k+1}\times N_{k+1}}$。

阶跃故障和斜坡故障是 2 种常见的故障类型。根据同时存在故障数量, 又可分为单故障和多故障。为了充分验证本文所提算法在不同使用环境(静态观测和动态观测)和不同故障类型下的性能, 本文设计如表 1 所示的实验场景。

表 1　本文的实验场景

Table 1　The designed scenarios

实验章节	数据类型	故障类型	具体描述
2.1.1节	静态数据(采样率10 Hz)	无故障	原始的静态观测数据。
2.1.2节		单阶跃故障	往卫星G09在观测时刻150～200 s(含150 s和200 s, 共501个历元)内的伪距中添加阶跃故障
2.1.3节		单斜坡故障	往卫星G09在观测时刻100～200 s(不含100 s, 含200 s, 共1 000个历元)内的伪距中添加斜坡故障
2.1.4节		多故障	往卫星G09和G16在观测时刻150～200 s(含150 s和200 s, 共501个历元)内的伪距中添加阶跃故障
2.2.1节	动态数据(采样率10 Hz)	无故障	原始的动态观测数据
2.2.2节		单阶跃故障	往卫星G10在观测时刻300～400 s(含300 s和400 s, 共1 001个历元)内的伪距添加阶跃故障
2.2.3节		单斜坡故障	往卫星G10在观测时刻400～600 s(不含400 s, 含600 s, 共2 000个历元)内的伪距添加斜坡故障
2.2.4节		多故障	往卫星G10和G12在观测时刻400～500 s(含400 s和500 s, 共1 001个历元)内的伪距中添加阶跃故障

2.1　基于静态数据的仿真实验

本文采用的静态数据于 2019 年 12 月 29 日在南京航空航天大学将军路校区图书馆附近观测获得。图 2 显示了实验所用的 GNSS 接收机的位置和观测环境。接收机的 GNSS 板卡型号为 NovAtel OEM7500, 采样率为 10 Hz。选取了其中上午 10:45—10:50 共 300 s 的 GPS 观测数据进行仿真实验。

接收机的参考位置通过千寻提供的网络实时



图 2 静态观测实验的环境

Fig. 2 The environment of static observation experiment

动态差分技术(network real time kinematic, NRTK)对接收机持续 1 h 的 GNSS 观测数据进行解算后得到。本文所提算法对首历元的数据利用最小二乘法进行解算得到初始状态向量,设置初始滤波参数 $\boldsymbol{P}_0=\mathrm{diag}(1,1,1,1,0,0,0,1)$(diag表示对角矩阵,() 中的元素为对角线元素),$\boldsymbol{Q}=0.1\boldsymbol{I}_{8\times8}$, $L=100$, $P_{\mathrm{FA}}=0.01\%$, $\sigma_0^2=1\ \mathrm{m}^2$, $\beta_1=5$, $\beta_2=0.1$。

2.1.1 原始静态数据的实验

3 种故障检测法对原始静态数据进行故障检测时的故障检测量如图 3 所示。实验中,他们的故障检测量均未超过阈值,虚警比率均为 0。

图 4 给出了本文所提算法对原始数据进行解算后定位误差的变化情况。表 2 对比了 3 种算法

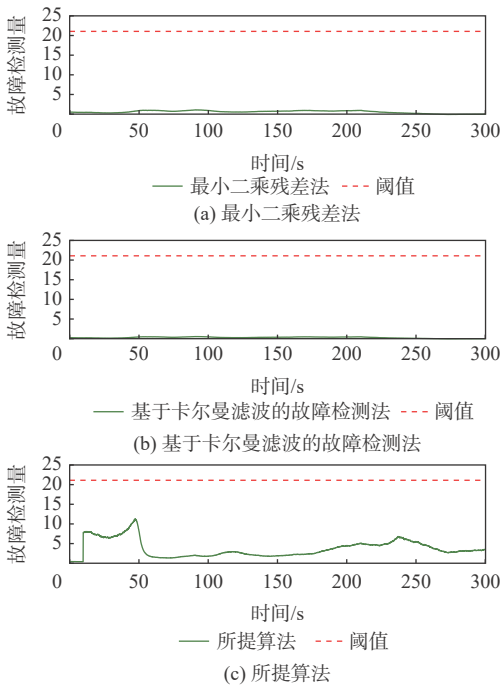


图 3 原始静态数据的故障检测量

Fig. 3 Fault detection statistics based on the original static data

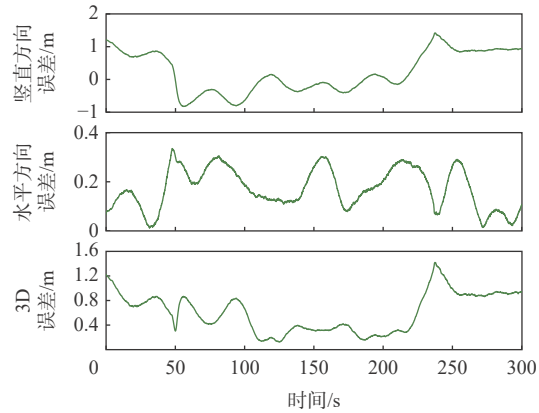


图 4 原始静态数据下所提算法的定位误差

Fig. 4 The positioning error of the proposed algorithm based on the original static data

表 2 原始静态数据的定位精度指标

Table 2 The positioning accuracy for the candidate algorithms based on the original static data

m

故障检测算法	方向	误差最大值	95%分位误差	均方根误差
最小二乘残差法	竖直	1.467	1.294	0.900
	水平	0.422	0.395	0.222
	3D	1.467	1.297	0.927
基于卡尔曼滤波的故障检测法	竖直	1.433	1.297	0.892
	水平	0.420	0.396	0.222
	3D	1.434	1.298	0.919
所提算法	竖直	1.418	1.126	0.657
	水平	0.335	0.292	0.191
	3D	1.420	1.131	0.685

的定位精度指标,可知本文所提算法的水平均方根误差为 0.191 m,水平方向上的定位精度相较于最小二乘残差法、基于卡尔曼滤波的故障检测法都提高了 13.96%;所提算法的 3D 均方根误差为 0.685 m,3D 定位精度与前 2 种算法相比分别提高了 26.11%和 25.46%。

2.1.2 含单阶跃故障静态数据的实验

往可见星 G09 在观测时刻 150～200 s(含 150 s 和 200 s)内的伪距添加 5 m 的阶跃故障后,使用本文所提算法和 2 种对照算法进行故障检测。故障检测量如图 5 所示,150 s 时所提算法的故障检测量阶跃至 135 m 左右超过阈值,故障检测量超出其阈值一直持续到 200 s。基于卡尔曼滤波的故障检测法与最小二乘残差法的故障检测量虽然也在故障发生期间阶跃升高,但却未超过故障检测阈值,因此未检测到故障。由图 6 可知,150～200 s 内所提算法在检测到故障后,G09 的故障识别量超过其阈值,被正确地标记为观测数据含故障的卫星。如表 3 所示,此时所提算法的故障检测比率和故障识别比率均为 100%,虚警比率为 0;而最小二乘残差法和基于卡尔曼滤波的故障检测法未能检测到故障。

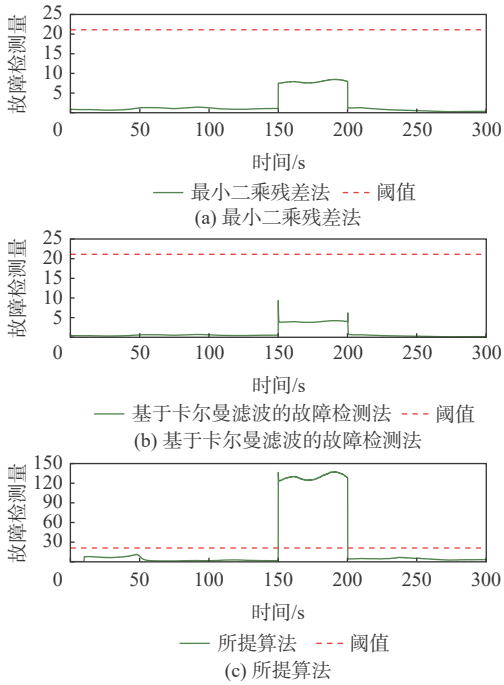


图 5　静态数据含 5 m 阶跃故障的故障检测量

Fig. 5　Fault detection statistics with a 5 m step error added on observations in the static mode

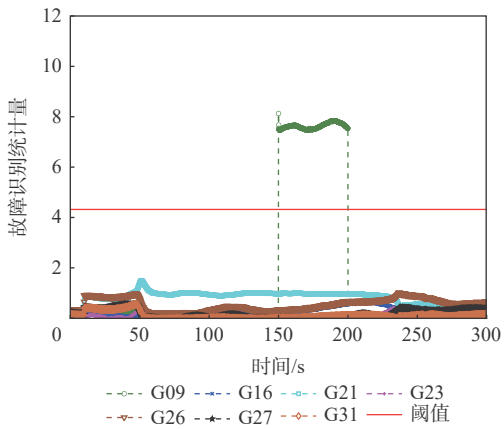


图 6　静态数据含 5 m 阶跃故障下所提算法的故障识别量

Fig. 6　Fault identification statistics of the proposed algorithm with a 5 m step error added on the observations in the static mode

表 3　静态数据含 5 m 阶跃故障下的故障检测指标

Table 3　Fault detection performance for a 5 m step error added on the static data　%

故障检测算法	FDR	FIR	FAR	MDR
最小二乘残差法	0	0	0	100
基于卡尔曼滤波的故障检测法	0	0	0	100
所提算法	100	100	0	0

由表 4 可知, 所提算法此时的水平均方根误差为 0.192 m, 3D 均方根误差为 0.687 m。对比对照算法的精度指标知, 相较于最小二乘残差法、基于卡尔曼滤波的故障检测法, 所提算法的水平定位精度分别提高 82.14% 和 82.17%, 3D 定位精度分别提高

表 4　静态数据含 5 m 阶跃故障下的定位精度指标

Table 4　The positioning accuracy for the candidate algorithms based on the static data with a 5 m step error　m

故障检测算法	方向	误差最大值	95%分位误差	均方根误差
最小二乘残差法	竖直	5.122	5.008	2.174
	水平	2.794	2.711	1.075
	3D	5.741	5.664	2.425
基于卡尔曼滤波的故障检测法	竖直	5.556	5.025	2.174
	水平	2.925	2.704	1.077
	3D	6.270	5.657	2.426
所提算法	竖直	1.418	1.126	0.659
	水平	0.335	0.286	0.192
	3D	1.420	1.131	0.687

71.67% 和 71.68%, 其中, 本文的定位精度均根据均方根误差计算得到。

若向可见星 G09 从观测时刻 150～200 s(含 150 s 和 200 s)内的伪距依次添加0, 1, …, 10 m的阶跃故障, 3 种算法的故障检测比率、故障识别比率、3D 均方根误差如图 7 所示。3 种算法的虚警比率始终为 0, 漏检比率因其和故障检测比率之和为 1。由图 7 可知所提算法和基于卡尔曼滤波的故障检测法分别自单星伪距故障超过 3 m 和 8 m 后达到 100% 的故障检测比率和故障识别比率。最小二乘残差法在单星伪距故障为 8 m 时, 故障检测比率达到 100%; 在单星伪距故障为 9 m 时, 故障识别比率达到 100%。所提算法在故障小于 2 m 时 3D 均方根误差随故障的增大而增大, 当故障超过 3 m 后, 由于所提算法能 100% 地检测并识别故障, 3D 均方根误差保持在 0.69 m。基于卡尔曼滤波的故障检测法的 3D 均方根误差随着故障增加至 6 m 而逐渐

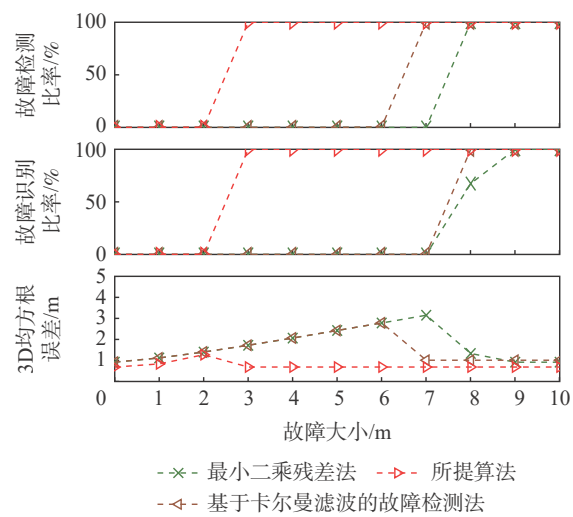


图 7　静态数据含不同大小的阶跃故障时的故障检测比率、故障识别比率和 3D 均方根误差

Fig. 7　The FDR, FIR and 3D accuracy (RMSE) for the candidate algorithms based on the static data with various step errors

上升至 3m 左右，在故障超过 7 m 后 3D 均方根误差下降至 1 m 左右。最小二乘残差法的 3D 均方根误差在 7 m 故障时超过 3m，随后随着故障的增加而降低。所提算法的 3D 均方根误差曲线始终在另外 2 种算法的下方，因此，所提算法在不同的故障条件下均具有最高的定位精度。

2.1.3 含单斜坡故障的静态数据下的实验

若在观测时刻 100～200 s(不含 100 s，含 200 s)内往可见星 G09 的伪距中添加以 0.2 m/s 的速率增大的斜坡故障，3 种算法的故障检测量如图 8 所示(T_{SE}为斜坡故障的持续时间；V_{SE}为斜坡故障的速率)。故障发生期间，3 种算法的故障检测量均逐渐上升，并在 150 s 之前超过阈值。所提算法开始检测到斜坡故障的时间要略微早于另外 2 种算法。

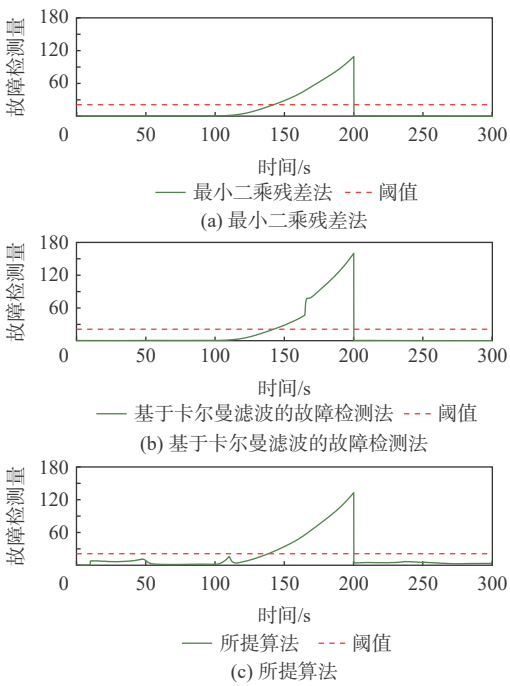


图 8 静态数据在T_{SE} = 100 s，V_{SE} = 0.2 m/s 故障下的故障检测量

Fig. 8 Fault detection statistics for the static data with a 0.2 m/s ramp error added for 100 s

图 9 中所提算法计算得到的 G09 卫星的故障识别量和其故障检测量一样于观测时刻 150 s 之前超过阈值，其伪距被识别出含有故障。图 10 说明基于卡尔曼滤波的故障检测法大约在观测时刻 160 s 后正确识别故障；识别出故障后，G09 的故障识别量经过了短时间的快速上升。图 11 说明最小二乘残差法仅在观测时刻 200 s 前的大约 20 s 时间内正确识别了故障。

表 5 计算了 3 种算法的故障检测指标。最小二乘残差法和基于卡尔曼滤波的故障检测法的故障检测比率均为 57.8%。虽然所提算法的故障检测比

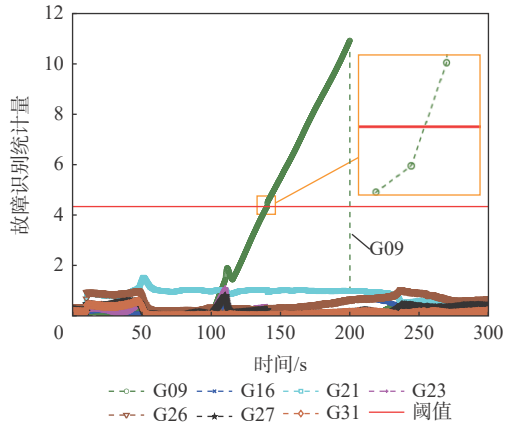


图 9 静态数据在T_{SE} = 100 s，V_{SE} = 0.2 m/s 故障下所提算法的故障识别量

Fig. 9 Fault identification statistics of the proposed algorithm with a 0.2 m/s ramp error added for 100 s in the static mode

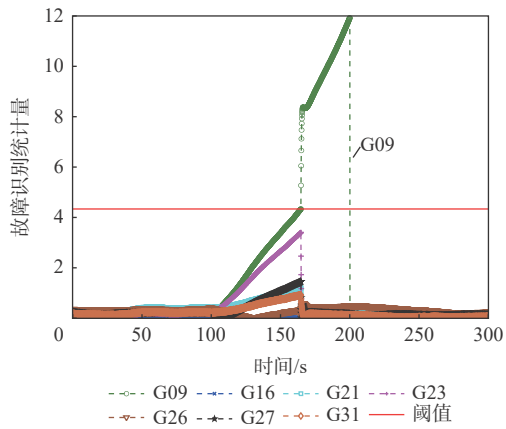


图 10 静态数据在T_{SE} = 100 s，V_{SE} = 0.2 m/s 故障下基于卡尔曼滤波的故障检测法的故障识别量

Fig. 10 Fault identification statistics of the KF-based method with a 0.2 m/s ramp error added for 100 s in the static mode

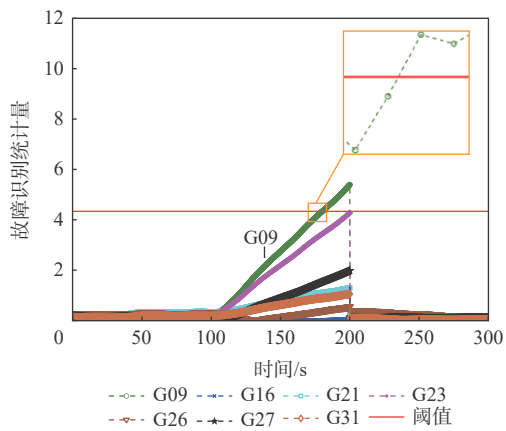


图 11 静态数据在T_{SE} = 100 s，V_{SE} = 0.2 m/s 故障下最小二乘残差法的故障识别量

Fig. 11 Fault identification statistics of the least square residual based method with a 0.2 m/s ramp error added for 100 s in the static mode

表 5　静态数据在 T_{SE} = 100 s，V_{SE} = 0.2 m/s 故障下的故障检测指标

Table 5　Fault detection performance for the candidate algorithms with a 0.2 m/s ramp error added for 100 s in the static mode

%

故障检测算法	FDR	FIR	FAR	MDR
最小二乘残差法	57.8	20	0	42.2
基于卡尔曼滤波的故障检测法	57.8	35.2	0	42.2
所提算法	61.6	51.4	0	38.4

率为 61.6% 较这 2 种算法没有明显地提高, 但是本文所提算法的故障识别比率为 51.4%, 明显地高于其他 2 种算法 20% 和 35.2% 的故障识别率。

表 6 对比了该种故障下 3 种算法的定位精度指标。所提算法的 3D 均方根误差为 0.712 m, 定位精度分别比 2 种对照算法提高 72.2% 和 64.4%。

图 12 显示了当卫星 G09 的观测时刻 100～200 s (不含 100 s, 含 200 s)内的斜坡故障速率从 0 m/s 增加到 0.5 m/s 时的实验结果。3 种算法的故障检测比率比较接近, 但所提算法的故障识别比率要明显高于其他 2 种算法。2 种对照算法的 3D 均方根误差先随斜坡故障的速率的增加而增加, 然后降低, 最大值超过了 2 m, 但是所提算法的 3D 均方根误差始终稳定地保持小于 1 m。

表 6　静态数据在 T_{SE} = 100 s，V_{SE} = 0.2 m/s 故障下的定位精度指标

Table 6　The positioning accuracy for the candidate algorithms with a 0.2 m/s ramp error added for 100 s in the static mode

m

故障检测算法	方向	误差最大值	95%分位点定位误差	均方根误差
最小二乘残差法	竖直	4.198	3.595	1.595
	水平	6.719	5.471	2.006
	3D	7.923	6.548	2.563
基于卡尔曼滤波的故障检测法	竖直	3.670	2.997	1.357
	水平	5.444	4.219	1.472
	3D	6.517	5.161	2.002
所提算法	竖直	1.418	1.125	0.657
	水平	1.150	0.424	0.275
	3D	1.420	1.134	0.712

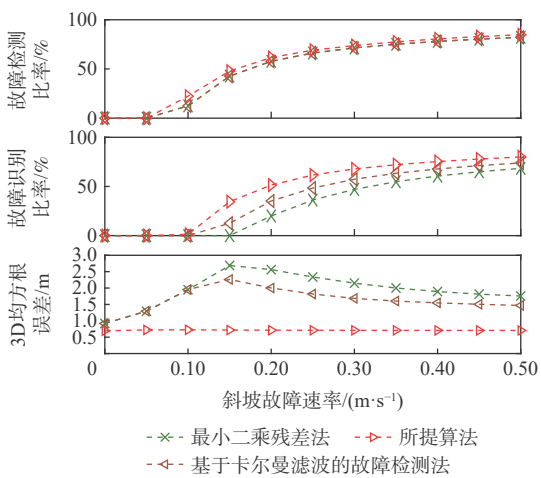


图 12　静态数据含不同大小的斜坡故障时的故障检测比率、故障识别比率和 3D 均方根误差

Fig. 12　The FDR, FIR and 3D accuracy (RMSE) for candidate algorithms with various ramp errors in the static mode

2.1.4　含多故障的静态数据的实验

最小二乘残差法基于单故障假设, 每个历元只能排除一个故障, 因此, 2.1.4 节和 2.2.4 节中的实验只将基于卡尔曼滤波的故障检测法作为对照组, 验证所提算法对多故障的检测性能。

观测时刻 150～200 s(含 150 s 和 200 s)内向卫星 G09 和 G16 的伪距中添加 5 m 的阶跃故障, 2 种算法的故障检测量如图 13 所示。故障发生期间, 所提算法的故障检测量始终高于阈值, 但是基于卡尔曼滤波的故障检测法未检测出故障。

如图 14 所示, 故障发生期间, 所提算法的卫星 G09 和 G16 的故障识别量均超过了阈值。

由表 7 可知, 所提算法能 100% 地检测和识别

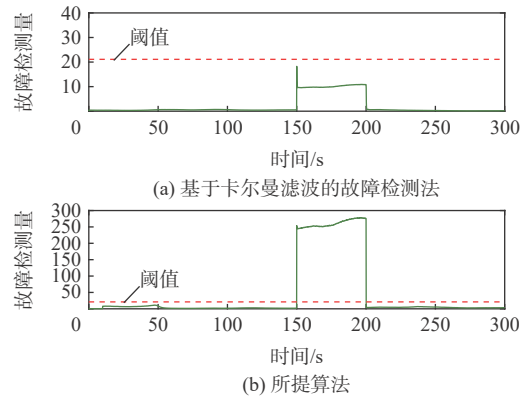


图 13　静态数据中卫星 G09 和 G16 的伪距同时含 5 m 的故障下的故障检测量

Fig. 13　Fault detection statistics for 5 m step errors added on the pseudorange of G09 and G16 in the static mode

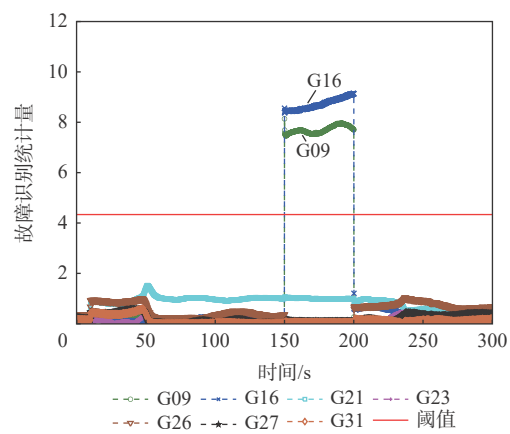


图 14　静态数据中卫星 G09 和 G16 的伪距同时含有 5 m 的阶跃故障下所提算法的故障识别量

Fig. 14　Fault identification statistics for 5 m step errors added on pseudorange of G09 and G16 in the static mode

2 颗卫星的伪距同时存在的 5 m 的阶跃故障。而基于卡尔曼滤波的故障检测法的故障检测检测比率和识别比率均为 0。

表 7 静态数据中卫星 G09 和 G16 的伪距同时有 5 m 的阶跃故障下的故障检测指标

Table 7 Fault detection performance for candidate algorithms with 5 m step errors added on pseudorange of G09 and G16 in static mode %

故障检测算法	FDR	FIR	FAR	MDR
基于卡尔曼滤波的故障检测法	0	0	0	100
所提算法	100	100	0	0

2 种算法的定位精度指标如表 8 所示。此时基于卡尔曼滤波的故障检测法的 3D 均方根误差为 1.773 m; 所提算法的 3D 均方根误差为 0.704 m, 定位精度大约均提高了 60.3%

表 8 静态数据中卫星 G09 和 G16 的伪距同时含有 5 m 的阶跃故障下的定位精度指标

Table 8 Positioning accuracy performance for candidate algorithms with 5 m step errors added on pseudorange of G09 and G16 in static mode m

故障检测算法	方向	误差最大值	95%分位点定位误差	均方根误差
基于卡尔曼滤波的故障检测法	竖直	1.432	1.301	0.813
	水平	4.316	3.957	1.576
	3D	4.328	3.965	1.773
所提算法	竖直	1.418	1.125	0.655
	水平	0.687	0.553	0.260
	3D	1.420	1.131	0.704

图 15 为向卫星 G10 和 G12 的观测时刻 150～200 s(含 150 s 和 200 s)内的伪距添加的阶跃故障逐渐增大后的故障检测和定位情况。不同大小的多故障下, 2 种算法的虚警比率均为 0。基于卡尔曼滤波的故障检测法能 100% 地检测超过 8 m 的多故障, 能 100% 地识别超过 10 m 的多故障。所提算法分别在多故障达到 3 m 和 4 m 时能 100% 地检测和识别多故障。多故障低于 2 m 时, 2 种算法的 3D 均方根误差比较接近, 但是随着多故障的进一步增加, 基于卡尔曼滤波的故障检测法的 3D 均方根误差在多故障低于 8 m 时一直上升至高于 2 m; 而所提算法的 3D 均方根始终大致地保持在低于 1 m 的水平。

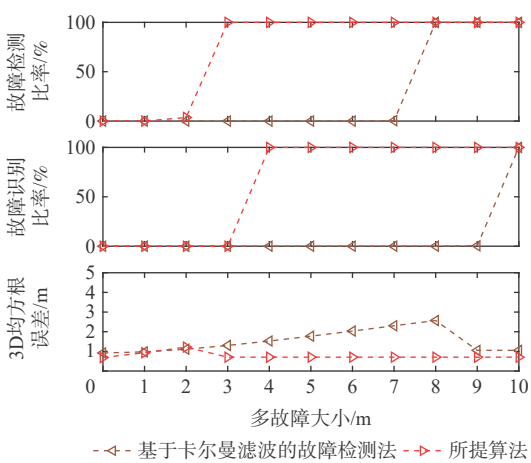


图 15 静态数据含不同大小的多故障时故障检测比率、故障识别比率和 3D 均方根误差

Fig. 15 FDR, FIR and 3D accuracy (RMSE) for candidate algorithms with various step errors on two satellites in the static mode

2.2 基于动态数据的仿真实验

本文采用的动态数据来自 2018 年 1 月 31 日于台湾南投进行的无人机动态观测实验。无人机的飞行轨迹如图 16 所示, 机载 GNSS 接收机型号为 Trimble BD 982, 采样率为 10 Hz。实验中使用的无人机的参考轨迹是通过机载 VLP-16 Velodyne 激光雷达进行近景摄影测量获得的, 具有 cm 级的定位精度。



图 16 无人机的飞行轨迹

Fig. 16 Flight trajectory of the unmanned aerial vehicle (UAV)

所提算法对第 1、第 2 个历元的数据利用最小二乘法进行解算得到初始状态向量, 设置初始滤波参数 $\boldsymbol{P}_0=\mathrm{diag}(10,10,10,10,2,2,2,2)$, $\boldsymbol{Q}=0.1\boldsymbol{I}_{8\times8}$, $L=100$, $P_{\mathrm{FA}}=0.01\%$, $\sigma_0^2=5\ \mathrm{m}^2$, $\beta_1=2$, $\beta_2=0.2$。

2.2.1 原始动态数据下的实验

由图 17 可知, 原始动态数据下, 3 种算法整个过程故障检测量均未超过故障检测阈值, 虚警比率都为 0。

所提算法对原始动态数据进行定位解算后各方向定位误差的变化情况如图 18 所示。定位精度指标如表 9 所示, 表 9 中所提算法的水平均方根误差和 3D 均方根误差分别为 1.567 m 和 2.233 m, 对比最小二乘残差法和基于卡尔曼滤波的故障检测法, 所提算法水平方向上的定位精度分别提高 1.14% 和 0.57%, 3D 方向上的定位精度分别提高 33.4% 和 32%。

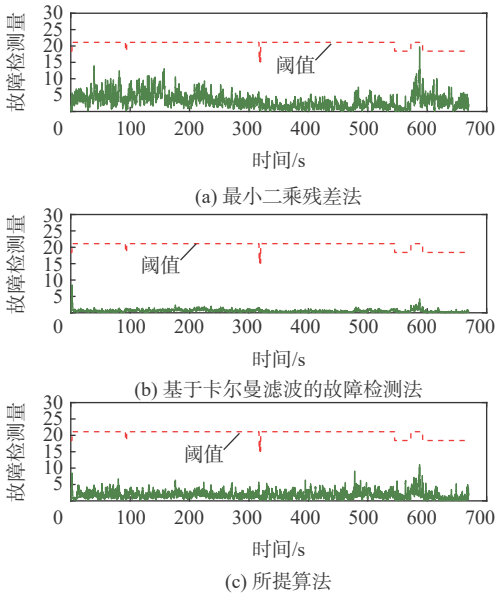


图 17　原始动态数据的故障检测量

Fig. 17　Fault detection statistics based on original dynamic data

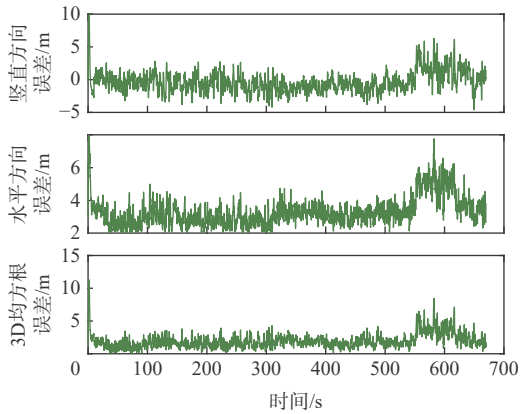


图 18　原始动态数据下所提算法的定位误差

Fig. 18　Positioning error of the proposed algorithm based on original dynamic data

表 9　原始动态数据的定位精度指标

Table 9　Positioning accuracy performance for candidate algorithms based on original dynamic data　m

故障检测算法	方向	误差最大值	95%分位误差	均方根误差
最小二乘残差法	竖直	6.481	4.765	2.955
	水平	4.590	2.881	1.585
	3D	7.289	5.069	3.353
基于卡尔曼滤波的故障检测法	竖直	9.920	4.466	2.891
	水平	5.976	2.933	1.558
	3D	11.267	4.743	3.284
所提算法	竖直	9.920	3.007	1.591
	水平	5.976	3.242	1.567
	3D	11.267	4.052	2.233

2.2.2　含单阶跃故障的动态数据下的实验

往可见卫星 G10 在观测时刻 300～400 s(含 300 s 和 400 s)内的伪距添加 10 m 的阶跃故障后, 使用本文所提算法和 2 种对照算法进行故障检测。

如图 19 所示, 观测时刻 300～400 s 内所提算法的故障检测量均高于故障检测阈值, 其余时间内低于阈值。对照算法中, 基于卡尔曼滤波的故障检测法在故障发生期间其故障检测量均低于阈值, 故障检测比率为 0, 而最小二乘残差法具有较高的故障检测比率。如图 20 所示, 所提算法的卫星 G10 的故障识别量在 300～400 s 内均超过相应阈值, 其他可见卫星的故障识别量在此段时间内均低于相应阈值, 因此, 所提算法能 100% 正确识别故障。图 21 表明最小二乘残差法在一半左右的故障发生的历元上未能正确识别故障。

如表 10 所示, 所提算法在处理单星伪距含 10 m

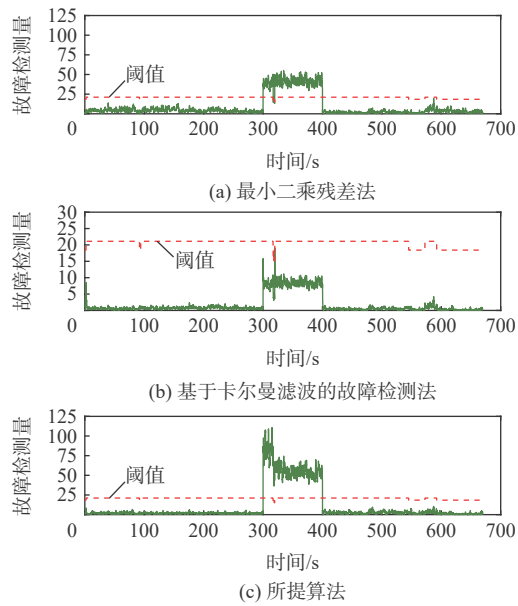


图 19　动态数据含 10 m 阶跃故障下的故障检测量

Fig. 19　Fault detection statistics with a 10 m step error added on observations in the dynamic mode

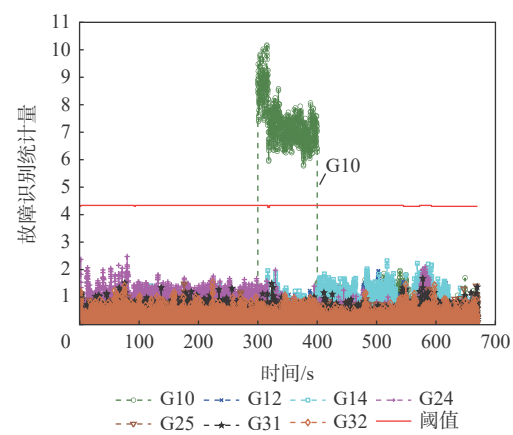


图 20　动态数据含 10 m 阶跃故障下所提算法的故障识别量

Fig. 20　Fault identification statistics with a 10 m step error added on observations in the dynamic mode

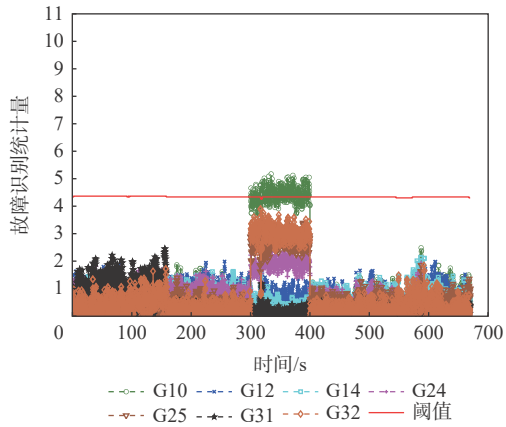


图 21 动态数据含 10 m 阶跃故障下最小二乘残差法的故障识别量

Fig. 21 Fault identification statistics of least square residual based method with a 10 m step error added on the observations in the dynamic mode

表 10 动态数据含 10 m 阶跃故障下的故障检测指标

Table 10 Fault detection performance for candidate algorithms with a 10 m step error added on the observations in the dynamic mode %

故障检测算法	FDR	FIR	FAR	MDR
最小二乘残差法	98.7	56.4	0	1.3
基于卡尔曼滤波的故障检测法	0	0	0	100
所提算法	100	100	0	0

故障的动态数据时，故障检测效果较好，故障检测比率和故障识别比率均为 100%，并且虚警比率为 0。最小二乘残差法的故障检测比率虽然也达到了 98.7%，但其故障识别比率却不到 60%；基于卡尔曼滤波的故障检测法未能检测到故障。

表 11 给出了所提算法与 2 种对照算法在处理含故障的动态数据时的定位精度指标，此时所提算法定位结果的水平均方根误差和 3D 均方根误差分别为 1.592 m 和 3.049 m，相较于最小二乘残差法，水平定位精度和 3D 定位精度分别提高 2.63% 和 39.87%；相较于基于卡尔曼滤波的故障检测法，水平定位精度和 3D 定位精度分别提高和 3.28% 和 52.33%。

若向可见星 G10 从 300～400s（含 300s 和 400s）内的伪距依次添加0,2,…,18 m的阶跃故障，3 种算法的故障检测效果如图 22 所示。由图 22 可知，为使故障检测比率和故障识别比率均达到 100%，所提算法和基于卡尔曼滤波的故障检测法分别需要故障超过 10 m 和 16 m。最小二乘残差法在故障超过 10 m 时故障检测比率达到 100%，在故障超过 12 m 时故障识别比率达到 100%。所提算法的 3D 均方根误差在故障增加到 2 m 的过程中经历了较为缓慢的上升，随后便基本稳定在 3 m。但是基于卡尔曼滤波的故障检测法的 3D 均方根误差在故障达

表 11 动态数据含 10 m 阶跃故障下的定位精度指标

Table 11 Positioning accuracy performance for candidate algorithms with a 10 m step error added on observations in dynamic mode m

故障检测算法	方向	误差最大值	95%分位误差	均方根误差
最小二乘残差法	竖直	22.460	14.069	4.800
	水平	4.590	2.947	1.635
	3D	22.668	14.401	5.071
基于卡尔曼滤波的故障检测法	竖直	18.823	14.622	6.180
	水平	5.976	3.020	1.646
	3D	19.239	14.854	6.396
所提算法	竖直	9.920	4.858	2.600
	水平	5.976	5.239	1.592
	3D	11.267	3.208	3.049

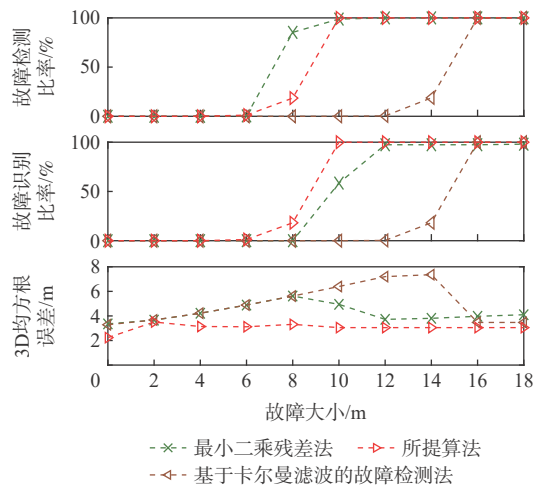


图 22 动态数据含不同大小的阶跃故障时的故障检测比率、故障识别比率、3D 均方根误差

Fig. 22 The FDR, FIR and 3D accuracy (RMSE) for the candidate algorithms based on dynamic data with various step errors

到 14 m 前一直都在上升，最高点的 3D 均方根误差超过了 7 m，当故障超过了 16 m，其 3D 均方根误差下降至 3.5 m 左右。最小二乘残差法的 3D 均方根误差在 8 m 故障时达到最大值 6 m。故障从 0 m 增加至 18 m 的过程中，所提算法的 3D 均方根误差始终是 3 种算法中最低的，所提算法在不同的故障条件下具有更高的定位精度。

2.2.3 含单斜坡故障的动态数据下的实验

本节实验中向卫星 G10 的伪距添加从观测时刻 400 ～600 s（不含 400 s，含 600 s）的速率为 0.2 m/s 的斜坡故障。

3 种算法对含斜坡故障的动态数据的故障检测量如图 23 所示。所提算法的故障检测量从 400 s 开始斜坡上升，并在 450 s 左右超过阈值，所提算法开始检测到斜坡故障。对照算法和所提算法有类似的故障检测量的变化情况；开始检测到斜坡故障的时间比较接近。

如图 24 所示，所提算法计算的卫星 G10 的故

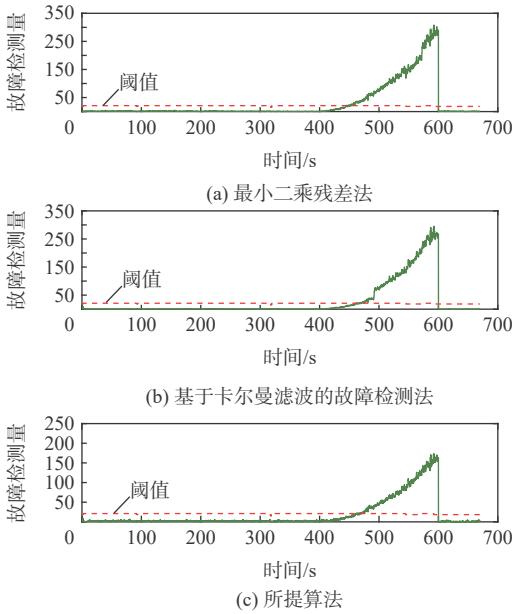


图 23　动态数据在T_{SE} = 200 s, V_{SE} = 0.2 m/s 故障下的故障检测量

Fig. 23　Fault detection statistics for the dynamic data with a 0.2 m/s ramp error added for 200 s

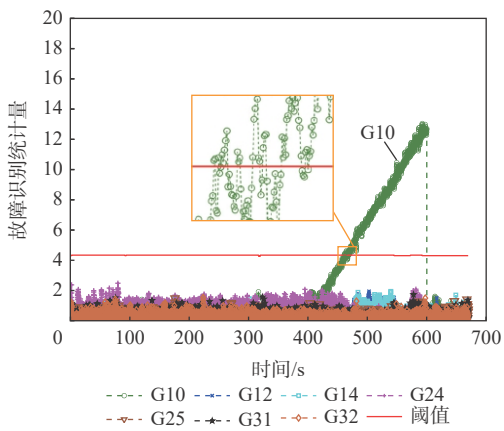


图 24　动态数据在T_{SE} = 200 s, V_{SE} = 0.2 m/s 故障下所提算法的故障识别量

Fig. 24　Fault identification statistics of the proposed algorithm with a 0.2 m/s ramp error added for 200 s in the dynamic mode

障识别量从 400 s 开始斜坡上升, 并大致在所提算法检测到故障的同一时间超过阈值, 此后一直到故障不再发生, 所提算法均能正确地识别故障。如图 25 所示为基于卡尔曼滤波的故障检测法识别出故障的时间要晚于所提算法。最小二乘残差法在斜坡故障增大到一定值后, 多颗卫星的故障识别量超过阈值, 此时将他们中的最大值对应的数据标记为故障数据。最小二乘残差法在故障发生期间的故障识别结果如图 26 所示。最小二乘残差法在 440 s 左右首次正确识别故障, 然后, 一小段时间内在正确识别故障和错误识别故障间波动, 过后便能一直正确识别含斜坡故障的数据。

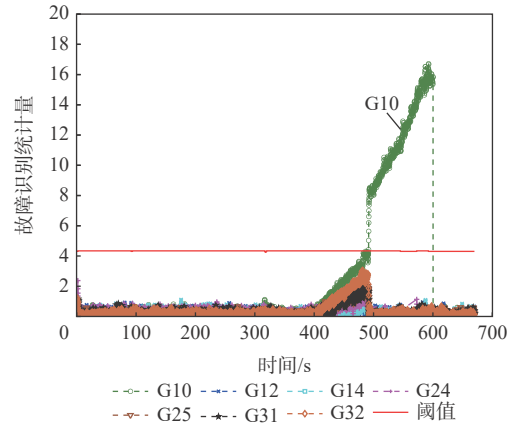


图 25　动态数据在T_{SE} = 200 s, V_{SE} = 0.2 m/s 故障下基于卡尔曼滤波的故障检测法的故障识别量

Fig. 25　Fault identification statistics of the KF-based method with a 0.2 m/s ramp error added for 200 s in the dynamic mode

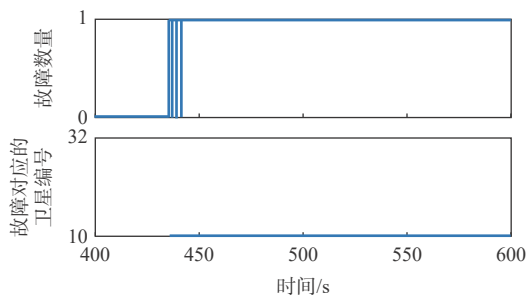


图 26　动态数据在T_{SE} = 200 s, V_{SE} = 0.2 m/s 故障下最小二乘残差法的故障识别结果

Fig. 26　Fault identification result of the least square residual based method with a 0.2 m/s ramp error added for 200 s in dynamic mode

由表 12 可知, 在该种斜坡故障条件下, 所提算法的故障检测比率和识别比率均为 66.25%。虽然最小二乘残差法和基于卡尔曼滤波的故障检测法的故障检测比率都略高于所提算法, 但是这 2 种算法的故障识别比率都明显低于所提算法。

表 13 计算了 3 种算法的定位精度指标, 2 种对照算法的 3D 均方根误差分别为 4.253 m 和 3.689 m, 然而所提算法的 3D 均方根误差为 2.552 m, 相较于 2 种对照算法分别降低 40% 和 30.2%。

图 27 中, 若向卫星 G10 的观测时刻 400～600 s (不含 400 s, 含 600 s)伪距中添加速率逐渐增加的

表 12　动态数据在T_{SE}= 200 s, V_{SE} = 0.2 m/s 故障下的故障检测指标

Table 12　Fault detection performance for candidate algorithm with a 0.2 m/s ramp error added for 200 s in dynamic mode

%

故障检测算法	FDR	FIR	FAR	MDR
最小二乘残差法	75.1	38.2	0	24.9
基于卡尔曼滤波的故障检测法	66.75	54.3	0	33.25
所提算法	66.25	66.25	0	33.75

表 13 动态数据在T_{SE}= 200 s，V_{SE} = 0.2 m/s 故障下定位精度指标

Table 13 Positioning accuracy for candidate algorithms with a 0.2 m/s ramp error added for 200 s in dynamic mode

m

故障检测算法	方向	误差最大值	95%分位误差	均方根误差
最小二乘残差法	竖直	18.743	4.570	2.575
	水平	11.845	8.743	3.385
	3D	20.681	8.814	4.253
基于卡尔曼滤波的故障检测法	竖直	9.920	4.453	2.776
	水平	8.845	5.956	2.429
	3D	11.267	6.124	3.689
所提算法	竖直	9.920	3.942	1.975
	水平	5.976	3.347	1.616
	3D	11.267	4.629	2.552

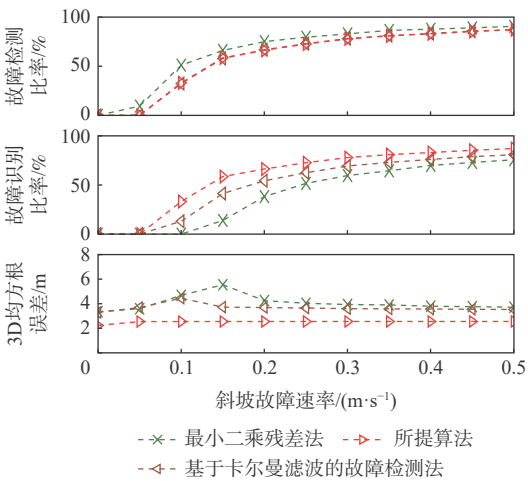


图 27 动态数据含不同大小的斜坡故障时的故障检测比率、故障识别比率和 3D 均方根误差

Fig. 27 The FDR, FIR and 3D accuracy (RMSE) for candidate algorithms with various ramp errors in the dynamic mode

斜坡故障，最小二乘残差法的故障检测比率一直略高于所提算法，但是所提算法的故障识别比率始终高于另外 2 种对照算法。此外所提算法的定位精度也始终高于 2 种对照算法。

2.2.4 含多故障的动态数据下的实验

本节比较分析所提算法对多故障的检测效果。如图 28 所示，当向卫星 G10 和 G12 在观测时刻 400 ～500 s(含 400 s 和 500 s)的伪距中注入 10 m 的阶跃故障时，基于卡尔曼滤波的故障检测法仅在十分少的历元检测到了故障；而所提算法能 100%地检测到多故障。

所提算法和基于卡尔曼滤波算法的故障检测量计算的故障识别量分别如图 29 和图 30 所示。由图 29 可知所提算法基本能正确识别多故障，只有在少量历元，卫星 G12 的故障识别量没有超过阈值，没有被识别出来。但是在图 30 中，只有十分少量的历元内，卫星 G12 的故障识别量超过了阈值，

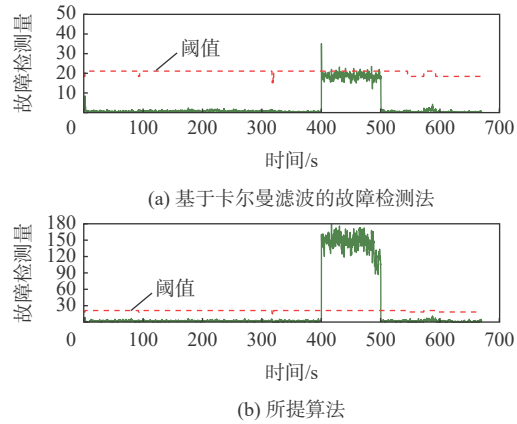


图 28 动态数据中卫星 G10 和 G12 同时含有 10 m 的故障下的故障检测量

Fig. 28 Fault detection statistics for 10 m step errors added on pseudorange of G10 and G12 in the dynamic mode

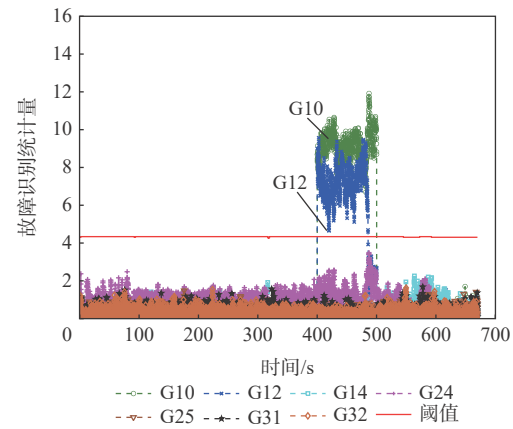


图 29 动态数据中卫星 G10 和 G12 的伪距同时含有 10 m 的阶跃故障下所提算法的故障识别量

Fig. 29 Fault identification statistics of the proposed algorithm with 10 m step errors added on the pseudorange of G10 and G12 in dynamic mode

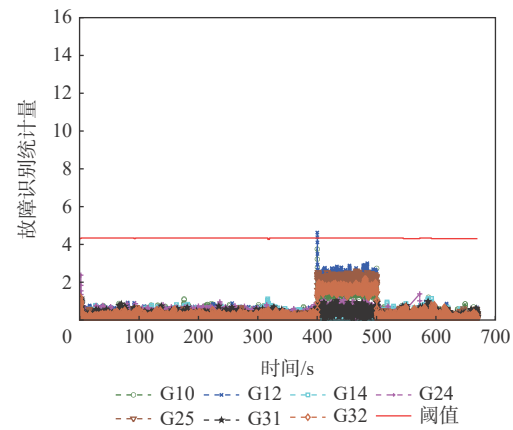


图 30 动态数据中卫星 G10 和 G12 的伪距同时含有 10 m 的阶跃故障下基于卡尔曼滤波的故障检测法的故障识别量

Fig. 30 Fault identification statistics of KF-based method with 10 m step errors added on pseudorange of G10 and G12 in dynamic mode

即使是在这些历元内, 多故障也不能被完全识别。

由表 14 可知基于卡尔曼滤波的故障检测法的故障检测比率仅为 3.7%, 故障识别比率为 0。所提算法的故障检测比率和故障识别比率分别为 100%和 85.6%, 显著优于基于卡尔曼滤波的故障检测法。

表 15 比较了 2 种算法的定位精度指标。所提算法的 3D 均方根误差为 2.645 m, 而基于卡尔曼滤波的故障检测法的 3D 均方根误差为 6.618 m。在动态数据含有 10 m 的多故障条件下, 所提算法的定位精度相较对照算法提高了 60.03%。

为了进一步比较 2 种算法的性能, 图 31 给出了卫星 G10 和 G12 的观测时刻 400～500 s(含 400 s 和 500 s)的伪距含有 0,2,…,16 m的阶跃故障时,

表 14　动态数据中卫星 G10 和 G12 的伪距同时含有 10 m 阶跃故障下的故障检测指标

Table 14　Fault detection performance for candidate algorithms with 10 m step errors added on pseudorange of G10 and G12 in dynamic mode　%

故障检测算法	FDR	FIR	FAR	MDR
基于卡尔曼滤波的故障检测法	3.7	0	0	96.3
所提算法	100	85.6	0	0

表 15　动态数据中卫星 G10 和 G12 的伪距同时含有 10 m 的故障下的定位精度指标

Table 15　Positioning accuracy performance for candidate algorithms with 10 m step errors added on pseudorange of G10 and G12 in dynamic mode　m

故障检测算法	方向	误差最大值	95%分位误差	均方根误差
基于卡尔曼滤波的故障检测法	竖直	17.316	15.237	6.382
	水平	5.976	3.018	1.756
	3D	17.476	15.496	6.618
所提算法	竖直	11.851	4.118	2.064
	水平	5.976	3.340	1.654
	3D	12.572	5.102	2.645

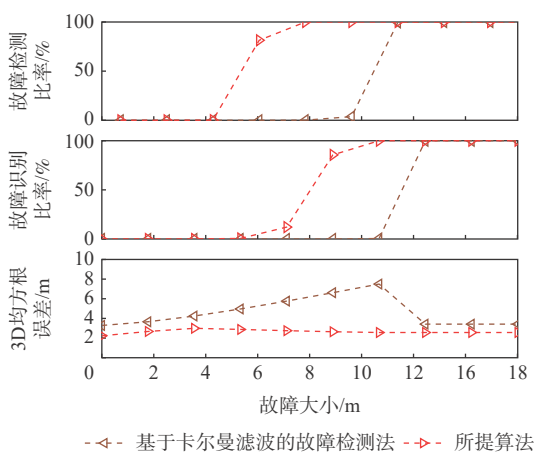


图 31　动态数据含不同大小的多故障时故障检测比率、故障识别比率和 3D 均方根误差

Fig. 31　The FDR, FIR and 3D accuracy RMSE for candidate algorithms with various step errors on two satellites

2 种算法的故障检测比率、故障识别比率和 3D 均方根误差。所提算法的故障检测比率和故障识别比率分别在多故障超过 8 m 和 12 m 时达到了 100%; 基于卡尔曼滤波的故障检测法的故障检测比率和故障识别比率分别在多故障超过 12 m 和 14 m 时达到了 100%。随着多故障从 0 增大到 18 m, 由于所提算法的滤波采取了自适应的噪声方差策略并且有能检测到较小的多故障, 所提算法的 3D 均方根误差一直稳定在 2 m 左右, 但是基于卡尔曼滤波的故障检测法在多故障达到了 12 m 时, 其 3D 均方根误差也达到了峰值 8 m。

3　结　论

本文提出了基于自适应噪声方差的卫星定位故障检测算法, 利用滑动窗内的新息序列实时估计观测噪声方差矩阵, 降低了设置观测噪声矩阵的主观性, 且能更好地适应实际观测噪声随观测环境而变化。在自适应噪声方差的基础上, 所提算法的故障检测量和故障识别量能更好地满足对应的统计学概率分布, 具有较高的故障检测比率和识别比率, 特别是对于微小故障; 而且完成故障检测后, 自适应噪声方差的策略也优化了卡尔曼增益矩阵, 一定程度上提高了滤波的精度。实验结果表明:

1) 若给定的静态数据中单星伪距的阶跃故障逐渐增大, 所提算法在阶跃故障超过 3 m 时, 其故障检测比率和故障识别比率同时达到 100%; 而基于卡尔曼滤波的故障检测法在阶跃故障超过 8 m 时, 其故障检测比率和故障识别比率才均达到 100%; 最小二乘残差法分别在阶跃故障超过 8 m 和超过 9 m 时, 达到了 100% 的故障检测比率和故障识别比率。

2) 若给定的静态数据中单星伪距的斜坡故障的速率逐渐增大, 所提算法和对照算法的故障检测比率的变化情况接近, 但所提算法的故障识别比率明显高于对照算法。

3) 若给定的静态数据所含的多故障逐渐增大, 所提算法分别在多故障超过 3 m 和超过 4 m 时 100%地检测和识别故障; 而基于卡尔曼滤波的故障检测法分别在多故障超过 8 m 和超过 10 m 时 100% 地检测和识别故障。

4) 若给定的动态数据中单星伪距的阶跃故障逐渐增加, 要使故障检测比率和识别比率同时达到 100%, 所提算法需要故障超过 10 m; 而基于卡尔曼滤波的故障检测法需要故障超过 16 m; 虽然最小二乘残差法在故障超过 10 m 时, 其故障检测比率也达到了 100%, 但故障超过 12 m 时其故障识别比率才能达到 100%。

5) 若给定的动态数据中单星伪距的斜坡故障

的速率逐渐增加，虽然最小二乘残差法的故障检测比率略高于所提算法，但是所提算法的故障识别比率一直明显高于另外2种对照算法。

6）若给定的动态数据所含的多故障逐渐增大，所提算法和基于卡尔曼滤波的故障检测法分别在故障超过8 m和12 m时，达到100%的故障检测比率；这2种算法分别在故障超过12 m和14m时，达到了100%的故障识别比率。

在本文所有故障情景下，由于所提算法采取了根据滑动窗中的历史新息估计观测噪声方差的策略，提高了基于卡尔曼滤波的故障检测法的故障检测比率和识别比率，同时优化了测量更新中各颗卫星的权重，所以应用所提算法进行质量控制后的3D均方根误差基本不随故障的增大而发生变化，其定位精度一直高于2种对照算法。

参考文献（References）

[1] MENG Q, HSU L T. Integrity for autonomous vehicles and towards a novel alert limit determination method[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D:Journal of Automobile Engineering, 2021, 235(4): 996-1006.

[2] HSU L T. GNSS multipath detection using a machine learning approach[C]//2017 IEEE 20th International Conference on Intelligent Transportation Systems. Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-6.

[3] LEE Y. Analysis of range and position comparison methods as a means to provide GPS integrity in the user receiver[J]. Navigation Journal of the Institute of Navigation, 1986: 1-17.

[4] PARKINSON B W, AXELRAD P. Autonomous GPS integrity monitoring using the pseudorange residual[J]. Navigation, 1988, 35(2): 255-274.

[5] STURZA M A. Navigation system integrity monitoring using redundant measurements[J]. Navigation, 1988, 35(4): 483-501.

[6] BROWN R G. A baseline GPS RAIM scheme and a note on the equivalence of three RAIM methods[J]. Navigation, 1992, 39(3): 301-316.

[7] 沙海, 黄新明, 刘文祥, 等. 基于非相干积累的微小伪距偏差RAIM方法研究[J]. 宇航学报, 2014, 35(6): 708-712.
SHA H, HUANG X M, LIU W X, et al. Research on the RAIM method based on non-coherent accumulation for tiny pseudo-range bias[J]. Journal of Astronautics, 2014, 35(6): 708-712(in Chinese).

[8] 沙海, 田丰, 王东会, 等. 用于消除缓变伪距偏差的抗差扩展卡尔曼滤波方法[J]. 国防科技大学学报, 2014, 36(5): 131-135.
SHA H, TIAN F, WANG D H, et al. A new robust extended Kalman filter method for eliminating the slowly growing pseudo-range error[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2014, 36(5): 131-135(in Chinese).

[9] BHATTACHARYYA S, GEBRE-EGZIABHER D. Kalman filter–based RAIM for GNSS receivers[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2015, 51(3): 2444-2459.

[10] 黄小平, 王岩. 卡尔曼滤波原理及应用: MATLAB仿真[M]. 北京: 电子工业出版社, 2015: 77-79.
HUANG X P, WANG Y. Principle and application of Kalman filter: MATLAB simulation [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2015: 77-79 (in Chinese).

[11] 王尔申, 庞涛, 曲萍萍, 等. 基于粒子滤波和似然比的接收机自主完好性监测算法[J]. 南京航空航天大学学报, 2015, 47(1): 46-51.
WANG E S, PANG T, QU P P, et al. RAIM algorithm based on particle filter and likelihood ratio method[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2015, 47(1): 46-51(in Chinese).

[12] 王尔申, 曲萍萍, 庞涛, 等. 粒子群优化粒子滤波的接收机自主完好性监测[J]. 北京航空航天大学学报, 2016, 42(12): 2572-2578.
WANG E S, QU P P, PANG T, et al. Receiver autonomous integrity monitoring based on particle swarm optimization particle filter[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42(12): 2572-2578(in Chinese).

[13] 刘江, 蔡伯根, 王剑, 等. 专用短程通信辅助的车辆卫星定位故障检测方法[J]. 中国公路学报, 2021, 34(11): 265-281.
LIU J, CAI B G, WANG J, et al. Dedicated short-range-communication-aided fault detection method for satellite-based vehicle positioning[J]. China Journal of Highway and Transport, 2021, 34(11): 265-281(in Chinese).

[14] 吴云. GNSS粗差检测的“快照”法与“滤波”法的比较研究[J]. 武汉大学学报·信息科学版, 2010, 35(6): 649-652.
WU Y. GNSS fault detection and identification performance comparison of snapshot and filtering[J]. Geomatics and Information Science of Wuhan University, 2010, 35(6): 649-652(in Chinese).

[15] 许明, 刘建业, 袁信. 自适应卡尔曼滤波在惯导初始对准中的应用研究[J]. 中国惯性技术学报, 1999, 7(3): 15-17.
XU M, LIU J Y, YUAN X. The application of adaptive Kalman filter technique in initial alignment of inertial navigation system[J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 1999, 7(3): 15-17(in Chinese).

[16] MOHAMED A H, SCHWARZ K P. Adaptive Kalman filtering for INS/GPS[J]. Journal of Geodesy, 1999, 73(4): 193-203.

An adaptive noise variance based fault detection algorithm for GNSS positioning

CHEN Hanzhi[1], SUN Rui[1,*], QIU Ming[1], MAO Jizhi[2], HU Haoliang[2], ZHANG Lidong[2]

(1. College of Civil Aviation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China;
2. Laboratory of ATM Avionics Technology, China Aeronautical Radio Electronics Research Institute, Shanghai 201109, China)

Abstract: As actual observation noises vary in different environments, the fixed noise variance matrix may degrade the performance of the Kalman filter (KF)-based fault detection method. To deal with this issue, we proposed an adaptive noise variance-based fault detection algorithm. Its fault detection and identification statistics are generated based on the real-time observation noise variance matrix estimated from historical innovations with a sliding window. The innovation without faults will then be used to update the state vector for positioning solutions. Both static and dynamic modes have been tested in the experiment. In the static mode, the proposed algorithm can provide a 100% fault detection rate (FDR) and fault identification rate (FIR) of the minimum single-step error of 3 m, and the FIR for the 0.2 m/s ramp error of 100 s is 51.4%. In addition, it can provide a 100% FDR and FIR of the minimum multiple error of 4 m. In the dynamic mode, the suggested algorithm can deliver a 100% FDR and FIR of the minimum single-step error of 10 m, and a 66.25% FIR for the 0.2 m/s ramp error of 200 s. In addition, it can provide a 100% FDR and FIR of the minimum multiple-error of 12 m. Its performance is superior to the least square residual-based method and the KF-based fault detection method.

Keywords: global navigation satellite system; global navigation satellite system quality control; fault detection; Kalman filter; adaptive filter

Received: 2021-05-06; **Accepted**: 2021-08-09; **Published Online**: 2021-09-14 15:20

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210914.1232.003.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (42174025,41974033); European Union's Horizon 2020 Research and Innovation Programme Under Grant Agreement No 875154 GreAT (MJ-2020-S-03); Jiangsu Provincial Six Talent Peaks Project (KTHY-014); The Fundamental Research Funds for the Central Universities (KFJJ20200703); Natural Science Foundation of Jiangsu Province (BK20211569)

*** Corresponding author**. E-mail: rui.sun@nuaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0234

火星进入舱配平翼机构展开冲击动力学分析

杨智杰[1]，王刚[2]，赵瑞杰[1]，王春洁[3]，赵军鹏[1,*]

(1. 北京航空航天大学 机械工程及自动化学院，北京 100191；2. 北京空间飞行器总体设计部，北京 100094；
3. 北京航空航天大学 虚拟现实技术与系统国家重点实验室，北京 100191)

摘　　要：在着陆巡视器进入火星大气的过程中，配平翼机构会根据指令由收拢状态展开，并在到达指定位置后锁定，进而将进入舱配平攻角降至合理范围内，因此，其展开动力学性能对后续任务的成败至关重要。以配平翼机构功能的顺利实现为背景，研究复合材料构件的冲击动力学分析方法，建立了其有限元分析模型并基于隐式动力学算法对其展开过程进行了仿真。通过与地面试验结果对比，验证了展开动力学分析模型的正确性。在此基础上，对配平翼机构进入火星大气过程中的2种气动载荷工况下的展开过程进行了分析；基于Hashin理论对碳纤维蒙皮翼板的强度进行了校核，在2种气动载荷工况下各铺层的纤维拉伸、纤维压缩、基体拉伸及基体压缩4种失效模式所对应的失效因子均处于安全范围。可对类似机构的展开冲击问题研究提供参考。

关 键 词：配平翼机构；有限元分析；展开锁定；冲击；Hashin理论
中图分类号：V415.4
文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2023)02-0422-08

配平翼机构是中国火星着陆巡视器的重要组成部分，其主要作用是在进入舱进入火星大气过程中，通过产生反向气动力矩来抵消质心偏移所产生的气动力矩，从而将进入舱攻角调整至合适范围内，进而为降落伞开伞提供先决条件，因此，火星进入舱配平翼机构的展开动力学性能非常重要。配平翼在由收拢状态展开并锁定的过程中可能会产生较大的冲击载荷，从而引起翼板结构上复合材料的损伤，因此，有必要对配平翼机构展开冲击过程进行分析，验证机构设计的合理性。

由于地面展开试验的时间成本和经济成本较高，且难以对配平翼机构进入火星大气过程中的实际工况进行准确模拟，因此，通过计算机仿真分析便成了对配平翼机构展开锁定冲击问题进行分析的重要手段之一。

现关于航天器机构展开冲击过程仿真的研究主要包括2种途径：①采用多体动力学理论建立机构的展开动力学分析模型，并基于多体动力学方法进行仿真，其中根据是否考虑机构部件的变形可分为多刚体动力学、多柔体动力学及刚柔耦合动力学分析；②采用有限元理论建立机构的展开动力学分析模型，并基于隐式或显式动力学算法进行展开过程仿真。

针对太阳翼展开锁定问题，任守志和刘立平[1]建立了太阳翼多柔体动力学仿真模型，对太阳翼展开过程进行了仿真分析，并给出影响太阳翼展开时间和展开结束角速度的主要因素。王晛等[2]采用多柔体动力学分析方法，对太阳翼地面展开锁定过程进行了仿真分析，并验证了仿真模型的正确性。濮海玲等[3]采用类似方法，对太阳翼在轨和地面试验展开过程进行了仿真分析，通过对2种仿真结果的对比，评估了阻尼器对太阳翼展开的影响。Zhang等[4]针对太阳翼的展开冲击问题，建立了多柔体动力学仿真模型，得到了较为准确的冲击载荷

收稿日期：2021-05-07；**录用日期**：2021-07-09；**网络出版时间**：2021-07-30 09:03
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210729.1618.003.html
基金项目：国家自然科学基金 (52105240)
*通信作者. E-mail：zhaojunpeng@buaa.edu.cn

引用格式：杨智杰，王刚，赵瑞杰，等. 火星进入舱配平翼机构展开冲击动力学分析 [J]. 北京航空航天大学学报，2023，49（2）：422-429.
YANG Z J，WANG G，ZHAO R J，et al. Dynamic analysis of deployment impact of trim-wing mechanism of Mars entry capsules [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2023，49（2）：422-429（in Chinese）.

结果。荣吉利等[5]采用有限元方法, 以圆形薄膜太阳翼为研究对象, 对其展开过程进行了动力学仿真分析, 研究了转角驱动函数对太阳翼展开稳定性的影响。

针对着陆器着陆冲击问题, 吴宏宇等[6-7]基于多刚体动力学分析方法, 建立了着陆器软着陆过程的动力学仿真分析模型, 并进行了仿真优化; 采用相同方法分别建立了着陆器 2 种模式下的动力学仿真模型, 并对其着陆冲击性能进行了分析。逯运通等[8]提出了一种刚柔耦合动力学分析方法, 基于该方法建立了月球着陆器着陆动力学仿真模型并进行了分析计算。吴宏宇等[9]建立了新型腿式着陆器的刚柔耦合动力学分析模型, 并对着陆器软着陆过程进行了仿真和优化。梁东平等[10-11]基于有限元理论, 对着陆器地面着陆冲击试验进行了有限元建模和仿真分析; 采用非线性有限元理论建立了单腿着陆冲击有限元模型, 并基于显式动力学算法进行了着陆冲击动力学仿真。

针对天线展开锁定和冲击问题, Li 和 Wang[12]采用多刚体动力学方法, 建立了环形桁架式可展开天线的展开动力学分析模型, 并对天线展开过程进行了仿真模拟, 但无法得到展开过程中天线变形和应力分布情况。李培[13]基于绝对坐标框架, 建立了大型星载环形桁架天线有限元模型,并对其展开过程进行了动力学分析。李团结等[14]结合刚柔耦合动力学和有限元分析, 实现了可展开天线展开过程的仿真分析。

对于太阳翼展开锁定、着陆器着陆冲击和天线展开锁定冲击等问题, 研究者已做了大量仿真和研究工作, 但针对配平翼机构展开冲击问题的研究较少, 且复合材料构件冲击损伤的仿真及校核难度较大, 尚没有形成系统性方法。而相比于多体动力学分析方法, 有限元仿真分析可以在获得机构展开性能的同时十分方便地对其结构强度进行校核, 并获得各部件在给定损伤容限下的潜在损伤模式, 故本文基于有限元仿真分析, 研究含复合材料构件的火星着陆巡视器配平翼机构展开过程分析方法。首先, 根据火星着陆巡视器配平翼机构的组成和结构特点研究其有限元建模方法, 然后基于隐式动力学算法研究其展开过程仿真分析方法, 通过与地面试验结果对比验证了所建立展开动力学分析模型的正确性。在此基础上, 对配平翼机构在着陆巡视器进入火星大气过程中 2 种气动载荷工况下的展开过程进行了分析, 并基于 Hashin 理论对碳纤维蒙皮翼板的强度进行了校核, 有效验证了配平翼机构设计的合理性。本文所提基于复合材料的结构有限元建模、仿真和失效分析方法可为类似航天器机构展开冲击动力学分析问题的研究提供参考。

1　配平翼机构的原理与有限元建模

如图 1 所示, 火星着陆巡视器配平翼机构主要由复合材料翼板、展开臂组件、翼板连接架、连杆、曲柄和阻尼器组成, 其中翼板与展开臂组件固连, 展开臂组件、连杆和曲柄共同构成曲柄摇杆机构, 展开臂组件与翼板固连并通过绕根部转轴转动将翼板展开至指定位置。阻尼器位于曲柄末端, 用于限制翼板展开过程中的最大速度。在火星进入舱进入火星大气前, 配平翼机构处于收拢状态; 配平翼机构在接收到展开指令后, 在驱动力矩的作用下展开至指定位置。

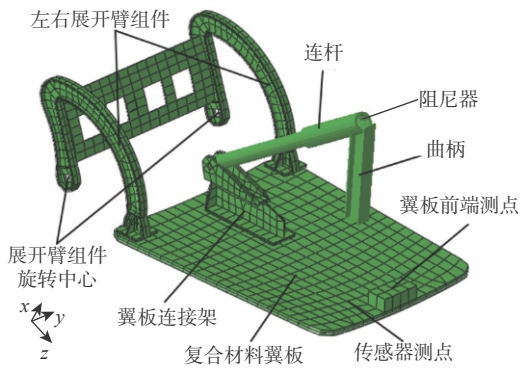


图 1　配平翼机构有限元模型

Fig. 1　Finite element model of trim-wing mechanism

该配平翼机构需要满足以下动力学指标: ①机构展开时间小于等于 800 ms; ②复合材料翼板各铺层不发生失效。

为了进行展开冲击动力学分析, 首先根据火星进入舱配平翼机构的组成和结构特点建立其有限元模型, 将复合材料翼板、展开臂组件和翼板连接架等效为壳单元, 将曲柄和连杆等效为梁单元。复合材料翼板结构采用常规壳单元 (conventional shell, CS) 进行模拟, 并对各铺层的材料、区域、层数、厚度和角度进行定义。展开臂组件、翼板连接架与复合材料翼板之间的螺栓连接均采用多点约束 (multiple point constraint, MPC) 模拟, 连杆与翼板连接架、连杆与曲柄之间的转动副均采用连接器单元 (connector element, CE) 模拟。在分析中, 对曲柄末端和展开臂组件旋转中心处除绕 y 轴旋转以外的自由度进行约束, 驱动力矩加载在曲柄末端, 作为翼板展开的动力。

在配平翼机构中, 展开臂组件、翼板连接架、连杆和曲柄等结构的材料为铝合金, 翼板使用铝蜂窝夹芯复合材料, 该材料由上下对称铺设的 4 层碳纤维复合材料蒙皮和中间的铝蜂窝芯层组成, 上层蒙皮角度分别为 0°、45°、−45°和 90°。

阻尼器根据试验中不同速度下阻尼力的测试

结果进行建模，阻尼力矩与扭转角速度之间的关系曲线，如图2所示。

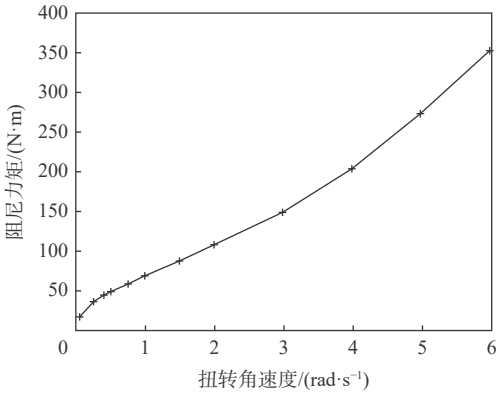


图2 阻尼力矩与扭转角速度关系曲线

Fig. 2 Relationship curve between damping torque and torsional angular velocity

2 展开过程冲击动力学分析

2.1 隐式动力学分析方法

基于所建立的有限元模型，利用隐式动力学分析方法，对配平翼机构进行展开动力学分析，以获取配平翼机构在各个工况下由收拢状态到展开锁定过程的展开时间、展开性能、翼板应力状况、强度裕度与在给定损伤容限下的潜在损伤模式。

根据动力学分析的基本理论，对于任意结构均可列出其动力学方程[15]：

$$\boldsymbol{M}\ddot{\boldsymbol{U}}+\boldsymbol{C}\dot{\boldsymbol{U}}+\boldsymbol{K}\boldsymbol{U}=\boldsymbol{R} \tag{1}$$

式中：$\boldsymbol{M}$为质量矩阵；$\boldsymbol{C}$为阻尼矩阵；$\boldsymbol{K}$为刚度矩阵；$\boldsymbol{R}$为外部作用载荷矢量，主要包括与时间相关的外力矢量及与位移和速度相关的非线性外力矢量和边界约束反力矢量；$\boldsymbol{U}$、$\dot{\boldsymbol{U}}$、$\ddot{\boldsymbol{U}}$分别为对应有限元组合体的位移、速度和加速度矢量。

对于动力学分析，利用隐式时间积分，分析$t+\Delta t$时刻的平衡方程：

$$\boldsymbol{M}^{t+\Delta t}\ddot{\boldsymbol{U}}+\boldsymbol{C}^{t+\Delta t}\dot{\boldsymbol{U}}+\boldsymbol{K}^{t+\Delta t}\boldsymbol{U}={}^{t+\Delta t}\boldsymbol{R} \tag{2}$$

根据Newmark积分法，系统的位移和速度向量可利用式(3)和式(4)进行求解：

$${}^{t+\Delta t}\boldsymbol{U}={}^{t}\boldsymbol{U}+{}^{t}\dot{\boldsymbol{U}}\Delta t+\left[\left(\frac{1}{2}-\alpha\right){}^{t}\ddot{\boldsymbol{U}}+\alpha{}^{t+\Delta t}\ddot{\boldsymbol{U}}\right]\Delta t^2 \tag{3}$$

$${}^{t+\Delta t}\dot{\boldsymbol{U}}={}^{t}\dot{\boldsymbol{U}}+\left[(1-\delta){}^{t}\ddot{\boldsymbol{U}}+\delta{}^{t+\Delta t}\ddot{\boldsymbol{U}}\right]\Delta t \tag{4}$$

式中：依据Newmark积分法的特点，δ和α分别取1/2和1/4。将求得的位移和速度向量代入式(2)，即可求解结构在不同时刻的加速度。

为获得翼板在给定损伤容限下潜在的损伤模式，使用Hashin理论作为纤维复合材料的失效准则，该准则考虑纤维拉伸、纤维压缩、基体拉伸及基体压缩4种破坏模式，4种破坏模式下的损伤因子计算表达式如下[16-17]：

纤维拉伸失效($\hat{\sigma}_{11}\geqslant 0$)：

$$F_{\mathrm{f}}^{\mathrm{t}}=\left(\frac{\hat{\sigma}_{11}}{X^{\mathrm{T}}}\right)^2+\beta\left(\frac{\hat{\tau}_{12}}{S^{\mathrm{L}}}\right)^2 \tag{5}$$

纤维压缩失效($\hat{\sigma}_{11}<0$)：

$$F_{\mathrm{f}}^{\mathrm{c}}=\left(\frac{\hat{\sigma}_{11}}{X^{\mathrm{C}}}\right)^2 \tag{6}$$

基体拉伸失效($\hat{\sigma}_{22}\geqslant 0$)：

$$F_{\mathrm{m}}^{\mathrm{t}}=\left(\frac{\hat{\sigma}_{22}}{Y^{\mathrm{T}}}\right)^2+\left(\frac{\hat{\tau}_{12}}{S^{\mathrm{L}}}\right)^2 \tag{7}$$

基体压缩失效($\hat{\sigma}_{22}<0$)：

$$F_{\mathrm{m}}^{\mathrm{c}}=\left(\frac{\hat{\sigma}_{22}}{2S^{\mathrm{T}}}\right)^2+\left[\left(\frac{Y^{\mathrm{C}}}{2S^{\mathrm{T}}}\right)^2-1\right]\frac{\hat{\sigma}_{22}}{Y^{\mathrm{C}}}+\left(\frac{\hat{\tau}_{12}}{S^{\mathrm{L}}}\right)^2 \tag{8}$$

式中：X^{T}为纵向拉伸强度；X^{C}为纵向压缩强度；Y^{T}为横向拉伸强度；Y^{C}为横向压缩强度；S^{L}为纵向剪切强度；S^{T}为横向剪切强度；β为纤维压缩剪切应力分布系数；$\hat{\sigma}_{11}$、$\hat{\sigma}_{22}$、$\hat{\tau}_{12}$为有效应力张量。

对翼板每个铺层每个时刻的失效因子进行计算，若存在某种破坏模式对应失效因子的值大于1，则该铺层会发生破坏；否则，在4种失效模式下翼板铺层均不会发生失效。

2.2 仿真模型试验验证

为验证有限元模型的准确性，以地面试验中的展开时间和翼板传感器测点处x方向最大加速度数值作为目标，对所建立的有限元分析模型进行修正。

配平翼机构在实际展开时会受到飞行气动载荷的作用，阻碍配平翼的展开。在地面试验中，在曲柄末端施加大小为240 N·m的驱动力矩，同时在展开臂组件旋转中心处加载如表1所示的等效阻力矩来模拟试验气动载荷的作用。

表1 试验气动载荷数据

Table 1 Data of the aerodynamic load test

转角/(°)	试验气动载荷/(N·m)
0	0
24	3.79
54	8.53
84	13.26
18	114

同时，基于隐式动力学分析方法对配平翼机构展开过程进行分析，驱动力矩及气动载荷模拟阻力矩的设置与地面试验相同，总分析时间设置为0.8 s。

试验气动载荷下的仿真结果与试验结果如表2所示。可以发现，展开时间的误差为4.4%，翼板传感器测点处x方向最大加速度误差为4.5%，因此，仿真值与试验值十分接近，验证了本文有限元模型

的正确性与可靠性。

表 2　试验气动载荷下仿真结果与试验结果对比

Table 2　Comparison of simulation results and results of aerodynamic load test

内容	展开时间/ms	传感器测点处x方向加速度/(m·s^{-2})
试验数据	500	194.3
仿真数据	478	185.5

注: 展开时间误差、传感器测点处x方向加速度误差分别为4.4%, 4.5%。

2.3　展开过程分析

根据验证过的模型, 可以对配平翼机构的展开过程进行更加详细的分析。翼板展开过程大致可以划分为 6 个不同的阶段, 即翼板受驱动力矩驱动的加速阶段、受翼板惯性力作用的减速阶段、受阻尼器作用的减速阶段、阻力矩与驱动力矩的平衡阶段、翼板接近展开的减速阶段及展开到位后的振动阶段, 如图 3 所示。垂直翼板方向加速度曲线, 如图 4 所示。

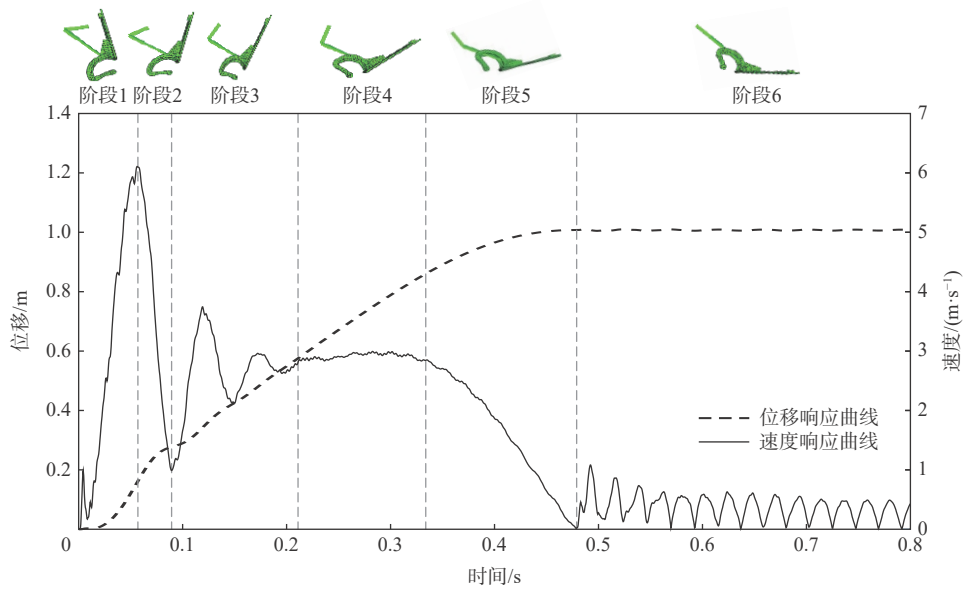


图 3　翼板前端测点处位移、速度曲线

Fig. 3　Displacement and velocity curve at the measuring point at the front end of the wing

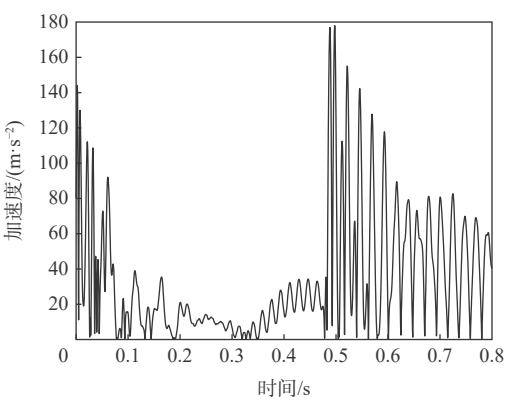


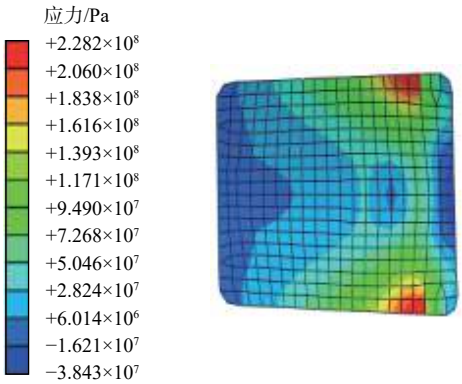
图 4　垂直翼板方向加速度曲线

Fig. 4　Acceleration curve perpendicular to the wing

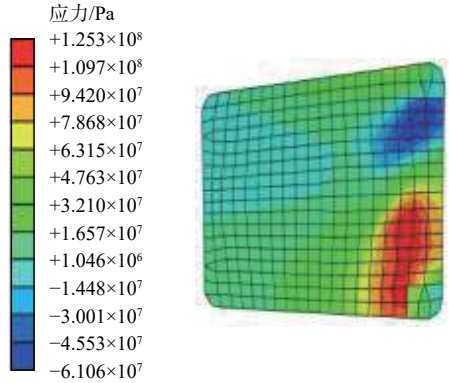
通过仿真分析发现, 在展开阶段初期, 翼板前端及传感器测点处速度在驱动力矩驱动下上升到最大值, 随后逐渐减慢。在展开锁定阶段, 翼板速度迅速下降为 0, 由于在锁定时刻翼板速度下降较快, 在此时刻会发生较大的冲击, 故可能引起翼板破坏。因此, 对配平翼翼板应力状态和强度裕度进行分析十分必要。

2.4　翼板应力状态分析

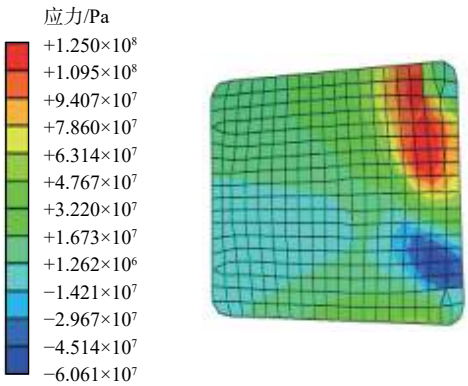
在展开冲击时刻, 复合材料翼板主应力云图, 如图 5 所示。由图 5 可知, 上蒙皮中 0°铺层的最大主应力出现在左、右展开臂组件与翼板连接位置, 其应力分布左右对称。上蒙皮中 45°铺层的最大主应力出现在左展开臂组件与翼板连接位置。上蒙皮中−45°铺层的最大主应力出现在右展开臂组件与翼板连接位置, 其铺层角度与上蒙皮 45°铺层对称, 故主应力结果也与其对称。上蒙皮中 90°铺层的最大主应力出现在左、右展开臂组件中间位置, 其结果左右对称。下蒙皮中 90°铺层的最大主应力出现在左、右展开臂组件的中间位置, 其结果左右对称。下蒙皮中−45°铺层的最大主应力出现在右展开臂组件与翼板连接架的中间位置。下蒙皮中 45°铺层的最大主应力出现在左展开臂组件与翼板连接位置, 其结果与下蒙皮−45°铺层对称。下蒙皮中 0°铺层的最大主应力出现在左、右展开臂组件与翼板连接位置, 其结果左右对称。仿真分析结果显示, 翼板各铺层均不会发生破坏, 与试验结果相符。



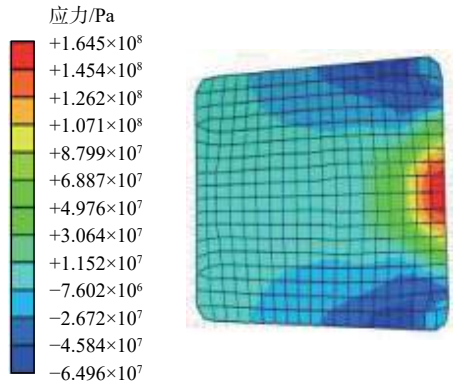
(a) 上蒙皮0°铺层



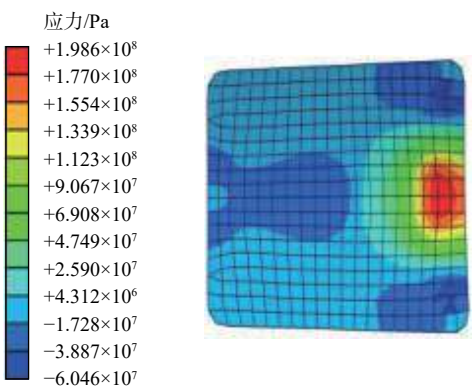
(b) 上蒙皮45°铺层



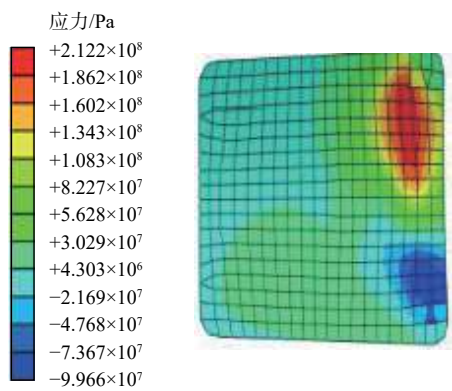
(c) 上蒙皮−45°铺层



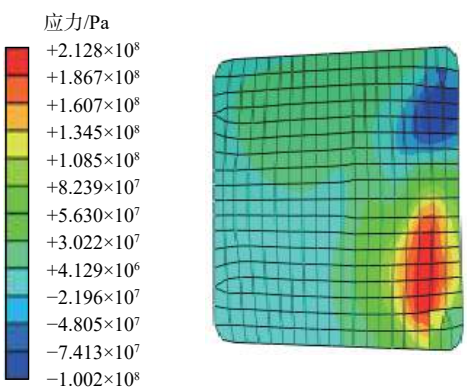
(d) 上蒙皮90°铺层



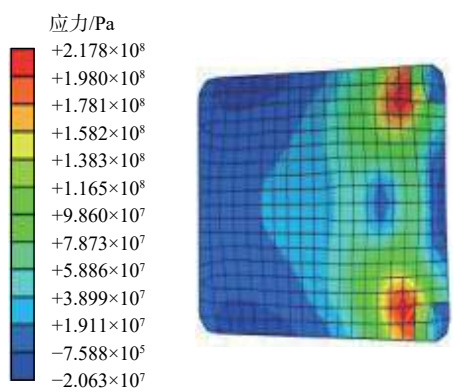
(e) 下蒙皮90°铺层



(f) 下蒙皮−45°铺层



(g) 下蒙皮45°铺层



(h) 下蒙皮0°铺层

图 5 翼板各铺层主应力云图

Fig. 5 Principal stress contours of each wing layer

3　实际工况分析

通过与地面试验结果对比验证展开动力学分析模型正确性的基础上, 基于修正后模型, 分析配平翼机构在实际工况下的展开过程, 其中共考虑配平翼机构在进入火星大气过程中 2 种气动载荷工况: 最小气动载荷工况和最大气动载荷工况, 2 种气动载荷的气动阻力矩与转角关系曲线, 如图 6 所示。其中, 总分析时间、约束条件、阻尼力矩、驱动力矩设置与第 2 节试验气动载荷下配平翼机构展开过程冲击动力学分析设置相同。

通过分析, 2 种实际气动载荷工况下配平翼机构的展开时间、翼板前端测点和传感器测点的加速度结果, 如表 3 所示。由表 3 可知, 随着阻力矩的增加, 配平翼机构展开时间变长, 对于翼板前端测点和传感器测点, 其 y 向加速度都较小, 对翼板展开性能影响较大的为 x 向加速度。

如表 4 所示, 由于上蒙皮中 45°铺层与上蒙皮−45°铺层角度对称, 主应力结果大致相等, 下蒙皮中−45°铺层与下蒙皮 45°铺层角度对称, 主应力结果也大致相等。

为分析蒙皮各铺层的强度裕度及失效形式, 计算各铺层 Hashin 损伤因子, 如表 5 所示。从表 5 中可以看出, 在 2 种气动载荷工况下, 4 种失效模式对应失效因子的值均小于 1, 故各铺层均不会发生破坏, 因此, 复合材料翼板不会发生断裂, 进一步说明了机构设计的合理性。

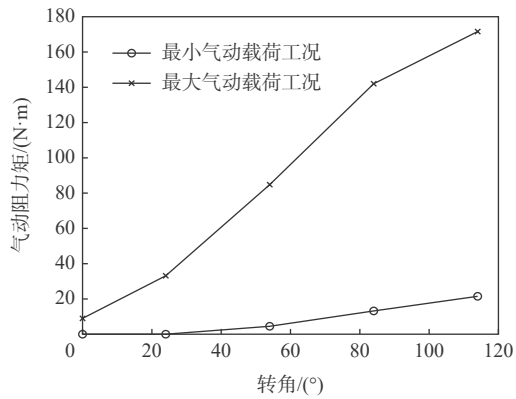


图 6　气动阻力矩与转角关系曲线

Fig. 6　Relationship curve between aerodynamic drag torque and rotation angle

表 3　不同工况下计算结果统计

Table 3　Statistics of calculation results under different conditions

工况	展开时间/ms	翼板前端测点加速度/(m·s^{-2})				传感器测点加速度/(m·s^{-2})			
		x向	y向	z向	幅值	x向	y向	z向	幅值
最小气动载荷工况	486.8	46.3	1.15	50.7	51.1	29.7	0.8	96.7	29
最大气动载荷工况	767.5	55.5	1.19	74.6	70.1	42.9	1.0	37.8	44.2

表 4　不同工况下翼板各铺层主应力统计

Table 4　Statistics of principal stress of each wing layer under different conditions

MPa

工况	主应力类型	上蒙皮各铺层主应力				下蒙皮各铺层主应力			
		0°铺层	45°铺层	−45°铺层	90°铺层	90°铺层	−45°铺层	45°铺层	0°铺层
最小气动载荷工况	最大主应力	233.5	130.9	130.7	172.9	171.7	206.5	206.8	216.9
	最小主应力	−40.4	−63.5	−63	−66.5	−60.7	−102.9	−103.5	−16.9
最大气动载荷工况	最大主应力	270.3	117.6	117.7	91.9	208.2	206.1	206.5	223.6
	最小主应力	−3.8	−63.1	−63.3	−42	−59.2	−100.6	−101.2	−23.7

表 5　不同工况下翼板各铺层的 Hashin 损伤因子统计

Table 5　Statistics of Hashin damage factor for each wing layer under different conditions

工况	失效模式	上蒙皮各铺层损伤因子				下蒙皮各铺层损伤因子			
		0°铺层	45°铺层	−45°铺层	90°铺层	90°铺层	−45°铺层	45°铺层	0°铺层
最小气动载荷工况	纤维受压破坏	0.210 5	0.082 7	0.082 3	0.101 0	0.037 2	0.058 3	0.058 5	0.050 1
	纤维受拉破坏	0.013 6	0.004 3	0.004 3	0.007 5	0.009 9	0.011 4	0.011 5	0.011 9
	基体受压破坏	0.008 1	0.002 9	0.002 4	0.001 3	0.000 1	0.001 2	0.001 0	0.010 2
	基体受拉破坏	0.009 6	0.012 9	0.012 4	0.014 6	0.016 6	0.016 4	0.017 3	0.018 1
最大气动载荷工况	纤维受压破坏	0.222 0	0.087 4	0.087 0	0.105 1	0.015 7	0.044 7	0.045 1	0.060 2
	纤维受拉破坏	0.019 0	0.004 1	0.004 1	0.002 2	0.010 9	0.011 8	0.011 9	0.012 5
	基体受压破坏	0.008 8	0.002 8	0.002 5	0.001 3	0.000 9	0.001 7	0.001 8	0.010 2
	基体受拉破坏	0.009 7	0.017 2	0.016 5	0.020 1	0.017 6	0.017 5	0.018 5	0.019 8

4 结 论

1）本文以火星着陆巡视器配平翼机构为研究对象，提出有限元建模方法，并基于隐式算法提出展开过程动力学仿真分析方法，通过与地面试验结果对比验证了展开动力学分析模型的正确性。

2）对配平翼机构在进入火星大气过程中2种气动载荷工况下的展开过程进行了分析，基于Hashin理论对碳纤维蒙皮翼板的强度进行了校核，给出了各部件在4种潜在损伤模式下的损伤容限。结果表明，基于隐式算法和Hashin理论可以解决含复合材料构件的航天器机构展开冲击过程中的应力分析和强度校核问题，可为类似航天器机构的分析提供借鉴和参考作用。

3）研究结果可为含复合材料构件的航天器机构的优化设计提供基础，为其铺层区域、层数、厚度和角度的设计及优化提供理论指导。

参考文献（References）

[1] 任守志, 刘立平. 零重力试验装置对太阳翼展开影响分析[J]. 航天器工程, 2008, 17(6): 73-78.
REN S Z, LIU L P. Influence of the zero-gravity test facility on the solar array's deployment test[J]. Spacecraft Engineering, 2008, 17(6): 73-78(in Chinese).

[2] 王晛, 陈天智, 柴洪友. 太阳翼地面展开锁定的动力学仿真分析[J]. 航天器工程, 2011, 20(3): 86-92.
WANG X, CHEN T Z, CHAI H Y. Dynamics simulation analysis of solar array ground deployment and locking[J]. Spacecraft Engineering, 2011, 20(3): 86-92(in Chinese).

[3] 濮海玲, 王晛, 杨巧龙. 黏滞型阻尼器对太阳翼展开性能的影响分析[J]. 航天器工程, 2013, 22(1): 54-59.
PU H L, WANG X, YANG Q L. Analysis of viscous damper effect on solar array deployment[J]. Spacecraft Engineering, 2013, 22(1): 54-59(in Chinese).

[4] ZHANG Z J, YUAN G Z, ZOU Y J. Study on latch-up impact loads during solar wing deployment[J]. Spacecraft Engineering, 2012, 21(1): 31-36.

[5] 荣吉利, 宋逸博, 刘志超, 等. 圆形薄膜太阳翼展开动力学分析与模态分析[J]. 宇航学报, 2020, 41(9): 1125-1131.
RONG J L, SONG Y B, LIU Z C, et al. Deployment dynamic analysis and modal analysis of circular membrane solar arrays[J]. Journal of Astronautics, 2020, 41(9): 1125-1131(in Chinese).

[6] 吴宏宇, 王春洁, 丁宗茂, 等. 着陆姿态不确定下的着陆器缓冲机构优化设计[J]. 宇航学报, 2018, 39(12): 1323-1331.
WU H Y, WANG C J, DING Z M, et al. Optimization design of a landing gear under uncertain landing attitude[J]. Journal of Astronautics, 2018, 39(12): 1323-1331(in Chinese).

[7] 吴宏宇, 王春洁, 丁宗茂, 等. 两种着陆模式下的着陆器缓冲机构构型优化[J]. 宇航学报, 2017, 38(10): 1032-1040.
WU H Y, WANG C J, DING Z M, et al. Configuration optimization of landing gear under two kinds of landing modes[J]. Journal of Astronautics, 2017, 38(10): 1032-1040(in Chinese).

[8] 逯运通, 宋顺广, 王春洁, 等. 基于刚柔耦合模型的月球着陆器动力学分析[J]. 北京航空航天大学学报, 2010, 36(11): 1348-1352.
LU Y T, SONG S G, WANG C J, et al. Dynamic analysis for lunar lander based on rigid-flexible coupled model[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2010, 36(11): 1348-1352(in Chinese).

[9] 吴宏宇, 王春洁, 丁建中, 等. 基于多工况的新型着陆器软着陆性能优化[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(4): 776-781.
WU H Y, WANG C J, DING J Z, et al. Soft landing performance optimization for novel lander based on multiple working conditions[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(4): 776-781(in Chinese).

[10] 梁东平, 柴洪友. 着陆冲击仿真月壤本构模型及有限元建模[J]. 航天器工程, 2012, 21(1): 18-24.
LIANG D P, CHAI H Y. Lunar soil constitutive model and finite element modeling for landing impact simulation[J]. Spacecraft Engineering, 2012, 21(1): 18-24(in Chinese).

[11] 梁东平, 柴洪友, 曾福明. 月球着陆器着陆腿非线性有限元建模与仿真[J]. 北京航空航天大学学报, 2013, 39(1): 11-15.
LIANG D P, CHAI H Y, ZENG F M. Nonlinear finite element modeling and simulation for landing leg of lunar lander[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2013, 39(1): 11-15(in Chinese).

[12] LI T J, WANG Y. Deployment dynamic analysis of deployable antennas considering thermal effect[J]. Aerospace Science and Technology, 2009, 13(4): 210-215.

[13] 李培. 大型星载环形桁架天线展开动力学研究[D]. 北京: 北京理工大学, 2016: 72-88.
LI P. Deployment dynamics of the large-scale hoop truss antenna of satellite[D]. Beijing: Beijing Institute of Technology, 2016: 72-88(in Chinese).

[14] 李团结, 张琰, 段宝岩. 周边桁架可展开天线展开过程仿真方法[J]. 系统仿真学报, 2008, 20(8): 2081-2084.
LI T J, ZHANG Y, DUAN B Y. Approach to deployable process simulation of circular truss deployable antenna[J]. Journal of System Simulation, 2008, 20(8): 2081-2084(in Chinese).

[15] BATHE K J. 有限元法(下)[M]. 轩建平, 译. 北京: 高等教育出版社, 2016: 319-339.
BATHE K J. Finite element procedures(II)[M]. XUAN J P, translated. Beijing: Higher Education Press, 2016: 319-339(in Chinese).

[16] HASHIN Z. Failure criteria for unidirectional fiber composites[J]. Journal of Applied Mechanics, 1980, 47(2): 329-334.

[17] HASHIN Z, ROTEM A. A fatigue failure criterion for fiber reinforced materials[J]. Journal of Composite Materials, 1973, 7(4): 448-464.

Dynamic analysis of deployment impact of trim-wing mechanism of Mars entry capsules

YANG Zhijie[1]，WANG Gang[2]，ZHAO Ruijie[1]，WANG Chunjie[3]，ZHAO Junpeng[1,*]

(1. School of Mechanical Engineering and Automation，Beihang University，Beijing 100191，China;
2. Beijing Institute of Spacecraft System Engineering，Beijing 100094，China;
3. State Key Laboratory of Virtual Reality and Systems，Beihang University，Beijing 100191， China)

Abstract: When a landing rover is entering the Martian atmosphere, its trim wing will be deployed from the retracted state and locked following instructions when arriving the target position. Then, the attack angle of the entry capsule will be trimmed to an appropriate range. Hence, the dynamic performance of the deployment is critical to subsequent missions. To realize the function of the trim wing deployment, an impact dynamics analysis of its composite material components was conducted. First, a finite element model for the trim wing deployment was established, and then the deployment process was simulated based on the implicit dynamic algorithm. The accuracy of the deployment dynamic analysis model was later verified by the ground test results. On this basis, the deployment process of the trim wing under two aerodynamic load conditions in entering the Martian atmosphere was analyzed, and the strength margin of the carbon fiber-skinned wing is calculated using the Hashin theory. Results show that under the two aerodynamic load conditions, the values of the four failure factors, which correspond to fiber stretching, fiber compression, matrix stretching, and matrix compression of each composite layer, are in a safe range. The findings provide a reference for future researches on the deployment and impact analysis of similar mechanism.

Keywords: trim-wing mechanism; finite element analysis; deployment lock; impact; Hashin theory

Received：2021-05-07；**Accepted**：2021-07-09；**Published Online**：2021-07-30 09：03
URL：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210729.1618.003.html
Foundation item：National Natural Science Foundation of China (52105240)
* **Corresponding author**. E-mail：zhaojunpeng@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0247

基于 Transformer 模型的滚动轴承剩余使用寿命预测方法

周哲韬[1]，刘路[1]，宋晓[2,*]，陈凯[3]

(1. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院，北京 100191；
2. 北京航空航天大学 网络空间安全学院，北京 100191；
3. 南京航空航天大学 机电学院，南京 210016)

摘　　要：准确的滚动轴承剩余使用寿命 (RUL) 预测对保证机械安全运行和减小维修损失起着至关重要的作用。为提高滚动轴承 RUL 预测准确率，提出一种基于 Transformer 模型的轴承 RUL 预测方法，充分利用其自注意力机制与编码器-解码器结构的优势，解决轴承 RUL 预测中序列过长而导致的记忆力退化问题，挖掘出输入特征与轴承 RUL 之间复杂映射关系。同时，采用三角函数变换与累积变换来修正输入特征的单调性与趋势性，使其能更好地表征滚动轴承的退化过程。在 PHM2012 数据集上的实验结果表明：所提方法相比于对比方法平均绝对误差分别降低了 9.25%、28.63%、34.14%，平均得分分别提高了 2.78%、19.79%、29.38%；在 XJTU-SY 数据集上的实验结果表明，所提方法相比于对比方法均方根误差降低了 17.4%，平均得分提高了 18.6%，进一步证明了其可行性与优越性。

关 键 词：滚动轴承；剩余使用寿命预测；Transformer 模型；自注意力机制；累积变换
中图分类号：V229^{+}.2; TH133.33; TP183
文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2023)02-0430-14

滚动轴承被称为“工业的关节”，是旋转机械设备的关键零件，广泛应用于各个工业领域[1]。如在航空航天领域，轴承是航空发动机承力传动系统[2]及航天器控制力矩陀螺[3]等设备的重要组成部分，其性能与质量直接影响了航空航天设备的安全性与可靠性。轴承若发生故障，轻则将导致设备故障、经济损失，重则将引发安全事故、人员伤亡。因此，准确、及时地预测轴承的剩余使用寿命(remaining useful life, RUL)对工业生产安全而言具有重大研究意义。

随着传感器、存储、网络传输等新技术的快速发展，轴承运行过程产生了大量的监测数据，利用这些数据来挖掘轴承退化信息，实现精确的 RUL 预测，是当前的研究热点[4]。基于数据驱动的轴承剩余使用寿命预测主要有 2 个步骤[5]：①从原始信号中提取具有趋势性的特征，来表征轴承性能退化的过程；②构建预测模型，使用传统机器学习或深度学习的方法，利用其拟合能力建立特征与剩余寿命间的关系。

特征提取是进行轴承 RUL 预测的前提，目的是提取出符合轴承退化趋势的特征用于表征退化过程。传统的特征提取方法是计算原始振动信号的统计特征，如均方根、峭度、峰峰值等，以及构造一些新的统计特征，如王冰等[6]采用的基于多尺度形态分解谱熵，李洪儒等[7]采用的二元多尺度熵。近年来，深度学习凭借其卓越的非线性函数自动映

收稿日期：2021-05-10；录用日期：2021-07-04；网络出版时间：2021-07-12 15:55
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210712.1407.004.html
基金项目：国家重点研发计划 (2018YFB1702703)
*通信作者. E-mail：songxiao@buaa.edu.cn

引用格式：周哲韬，刘路，宋晓，等. 基于 Transformer 模型的滚动轴承剩余使用寿命预测方法 [J]. 北京航空航天大学学报，2023，49（2）：430-443. ZHOU Z T，LIU L，SONG X，et al. Remaining useful life prediction method of rolling bearing based on Transformer model [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2023，49（2）：430-443 （in Chinese）.

射能力在滚动轴承特征提取领域得到广泛应用。如 Ren 等[8] 提出使用时间卷积网络从更大的振动信号感受野中提取特征; 杨宇等[9] 提出一种改进的深度信念网络, 直接以滚动轴承原始振动信号作为网络输入, 经过逐层抽象表示, 挖掘出原始振动信号深层本质特征。

但是文献 [6-9] 中时间卷积网络、深度信念网络等深度学习方法往往需要大量标签数据进行有监督微调, 标签数据的缺乏与难以获取严重制约了深度学习特征提取, 而传统统计特征在单调性与趋势性上相比于轴承退化趋势往往不尽人意。针对这些问题, 鉴于轴承退化是一个累积退化过程, 本文对传统特征采用累积变换的方式优化其单调性与趋势性, 使其在表征轴承退化过程中有更好的表现。

在对原始振动信号进行特征提取的基础上, 需要构建预测模型来对轴承 RUL 进行预测。轴承 RUL 预测本质上是时间序列预测问题, 而循环神经网络 (recurrent neural network, RNN) 在时间序列处理方面具有明显的优越性, 从而被广泛应用于轴承 RUL 预测领域。Guo 等[10] 采用 RNN 提取表征轴承退化的特征量进行轴承剩余寿命预测, 并用指数模型验证预测效果, 取得了很高的预测精度。Chen 等[11] 提取频谱的 5 个带通能量值作为特征, 提出了一种具有注意力机制的编解码框架的 RNN 用于轴承寿命预测。康守强等[12] 利用稀疏自动编码器进行特征提取, 采用双向长短期记忆神经网络进行轴承剩余寿命预测。

在处理时间序列时, RNN 下一时刻的输出取决于先前时刻的输出及当前时刻的状态, 这在本质上是一种串行的运行方式, 会严重制约模型运行速度[13]。同时, RNN 的每一次递归都伴随着信息的损耗, 导致其在输入长序列的条件下捕捉依赖关系的能力迅速衰减, 即出现记忆力退化现象。针对以上问题, 本文将采用基于 Transformer 的预测模型来进行轴承 RUL 预测。Transformer 模型的核心原理是自注意力机制 (self-attention), 其在具体实现上主要以矩阵乘法为基础, 从而可以捕捉输入序列中任意向量之间的依赖关系, 不受向量之间距离的影响。同时 self-attention 的这种运行原理实现了并行计算, 相比于只能串行计算的 RNN 极大地提升了运行速度[14]。基于以上特性, Transformer 一经提出就引起了研究者的广泛关注, 在机器翻译、阅读理解、文本摘要等多个领域展现出了优异的应用效果。本文将 Transformer 模型引入到滚动轴承 RUL 预测领域, 提出一种基于 Transformer 模型的滚动轴承剩余使用寿命预测方法, 属于 Transformer 模型的全新应用, 为其在工业领域增加了新的应用场景。

1　累积特征提取

滚动轴承常用的状态监测数据包括振动、声波和温度信号, 其中振动信号得到了广泛分析, 因为其提供了大量关于轴承内部异常的信息。但是滚动轴承的振动信号在采集时不可避免地会混入大量无意义的噪声信号, 这对轴承 RUL 的准确预测是不利的。因此, 本文采用离散小波变换对振动信号进行去噪, 通过小波分解、细节分量阈值处理和小波重构来剔除无意义的噪声, 将去噪后的振动信号进行特征提取。

本文对去噪后的振动信号进行三角函数变换与统计特征提取。三角函数可以是单调递增或单调递减的, 如反双曲正弦 (asinh) 和反正切 (atan) 函数, 其能将原始数据转换为更低的尺度, 所以将其作为振动信号的退化特征进行补充。三角函数变换按以下方式执行: 用三角函数逐因素操作单次采样振动信号 X, 并进行标准差计算以提取特征。同时, 选取一些滚动轴承 RUL 预测常用的统计特征作为退化特征, 具体信息如表 1 所示。其中: x_i 为单次采样振动信号 X 中的第 i 次采样值。

在现实生产环境中, 滚动轴承会不可避免地经历退化过程直至故障, 而能够反映轴承退化趋势的特征将有助于轴承 RUL 的准确预测。尽管表 1 所示的特征是基于专家知识提取的, 并且在一些应用中被证明是有效的, 但是传统的统计特征的单调性与趋势性相比于轴承退化趋势往往不尽如人意, 不能很好地表征退化趋势。针对这个问题, 鉴于轴承退化是一个累积退化过程, 本文采用了一种有效的特征变换方法, 即将提取的特征变换为相应的累积形式。具体来说, 累积变换是通过在时间序列上应用一个累积函数来进行的, 在这个时间序列中, 同时逐点执行累加和缩放操作, 然后使用累积特征来表征退化的趋势。累积变换执行如下:

$$c_{jn}=\frac{\sum_{a=1}^{n} f_j(a)}{\sqrt{\left|\sum_{a=1}^{n} f_j(a)\right|}} \quad j=1,2,\cdots,J;\ n=1,2,\cdots,N \tag{1}$$

式中: J 为特征种类数量; N 为特征值个数; $f_j(a)$ 为第 j 种特征的第 a 个特征值; c_{jn} 为 $f_j(a)$ 在 n 个特性值中的累积变换结果。从式 (1) 中可以看出, 如果存在噪声则其会随着累加操作而逐步被放大, 所以累积变换算法容易受到不必要噪声的影响, 因此, 在变换前对特征进行平滑处理是非常必要的。本

文采用 Savitzky-Golay 滤波器来提高数据精度的同时不失真信号的趋势。平滑过程通过线性最小二乘法采用低次多项式拟合相邻数据点的连续子集来实现。

表 1 特征和相应的计算公式

Table 1 Feature and corresponding formulas

特征	公式
反正切值标准差	$X_{\text{atan}}=\sigma\left(\ln[x_i+\sqrt{x_i^2+1}]\right)$
反双曲正弦标准差	$X_{\text{asinh}}=\sigma\left(\frac{i}{2}\ln\left(\frac{i+x_i}{i-x_i}\right)\right)$
标准差	$X_{\text{sd}}=\sqrt{\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}(x_i-\mu)^2}$
峰值	$X_{\text{P}}=\max\lvert X\rvert$
峰峰值	$X_{\text{p-p}}=\max(x_i)-\min(x_i)$
均方根	$X_{\text{rms}}=\sqrt{\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}{x_i}^2}$
上边界	$X_{\text{upper}}=\max(x_i)+\frac{1}{2}\frac{\max(x_i)-\min(x_i)}{n-1}$
脉冲因子	$X_{\text{if}}=\frac{X_{\text{P}}}{\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\lvert x_i\rvert}$
峰值因子	$X_{\text{cf}}=\frac{X_{\text{P}}}{X_{\text{rms}}}$
裕度系数	$X_{\text{mf}}=\frac{X_{\text{P}}}{\left(\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\sqrt{\lvert x_i\rvert}\right)^2}$
能量	$X_{\text{e}}=\sum_{i=1}^{n}{x_i}^2$
峭度	$X_{\text{k}}=\frac{\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}(x_i-\mu)^4}{{X_{\text{sd}}}^4}$
平均绝对值	$X_{\text{mav}}=\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\lvert x_i\rvert$
偏度	$X_{\text{sk}}=\frac{\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}(x_i-\mu)^3}{{X_{\text{sd}}}^3}$

在累积变换之后，设计度量来评估转换后特征的质量是至关重要的。一般来说，有 2 个常用的指标来评估构造的特征对 RUL 预测的适用性，即单调性和趋势性。

单调性反映了特征的增减趋势，是退化特征的重要组成部分。其计算方法如下：

$$M=\frac{\left|\text{No.of}\frac{d}{\text{d}x}>0-\text{No.of}\frac{d}{\text{d}x}<0\right|}{N-1} \tag{2}$$

式中：N 为特征值个数；$\frac{d}{\text{d}x}$为特征值的变化差异，在实际计算时为后一个特征值减前一个特征值；$\text{No.of}\frac{d}{\text{d}x}>0$为差异值大于 0 的个数；$M$=1、$M$=0 分别为特征的高度单调趋势和不单调趋势。

趋势性是用来描述退化状态如何随运行时间变化的。换句话说，这个度量表征了一个与特征及与时间的相关性有关的函数。其计算方法如下：

$$T=\frac{\left|\sum_{n=1}^{N}(x_n-\bar{x})(y_n-\bar{y})\right|}{\sqrt{\sum_{i=n}^{N}(x_n-\bar{x})^2\sum_{i=n}^{N}(y_n-\bar{y})^2}} \tag{3}$$

式中：x_n 和 y_n 分别为特征和时间的值；N 为特征值个数。T 的范围为 [−1, 1]，−1 为特征值严格递减，1 为特征值严格递增。

2 基于 Transformer 的滚动轴承 RUL 预测模型

在基于数据驱动的滚动轴承 RUL 预测的最新研究中，循环神经网络获得了广泛的应用（包括 RNN，长短期记忆神经网络，门控循环单元及各类变种模型），但其串行计算方式和长序列依赖捕捉不敏感仍严重制约了模型运行速度与预测精度。因此，本文提出一种基于 Transformer 结构的滚动轴承 RUL 预测模型，旨在提高轴承 RUL 预测的精度与速度。

Transformer 是一种基于注意力机制的神经网络，在自然语言处理等领域取得了良好的效果，但是其独特的结构限制了不能直接应用于 RUL 预测领域，如轴承 RUL 预测的数据与自然语言的词向量间的有效映射等问题。所以本文针对滚动轴承 RUL 预测场景进行了改进，结构如图 1 所示，模型由 4 个部分组成，分别为位置编码、编码器、解码器及全连接神经网络。

基于 Transformer 的滚动轴承 RUL 预测模型的核心在于其编码器与解码器结构，编码器与解码器均由 6 层相同层堆叠而成，其中编码器每一层包含多头自注意力机制和前馈神经网络 2 个子层，解码器每一层包含遮挡多头自注意力机制、编码-解码器多头注意力机制和前馈神经网络 3 个子层。

编码器负责将输入的滚动轴承特征序列进行编码，映射为包含输入特征信息的中间向量，其核心原理为自注意力机制。自注意力机制是注意力机制的变体，减少了对外部信息的依赖，更擅长捕捉数据或特征的内部相关性，主要是通过计算特征向量间的相似度来表征相关性，以此解决长距离依赖捕捉问题。自注意力机制的目的是从输入的滚动轴承特征序列中筛选出少量重要的信息，使用权重代表信息的重要性，使得模型聚焦于更为重要的信息上。

自注意力机制采用缩放点积注意力来计算特征矩阵的注意力值，先对查询矩阵和键矩阵进行点

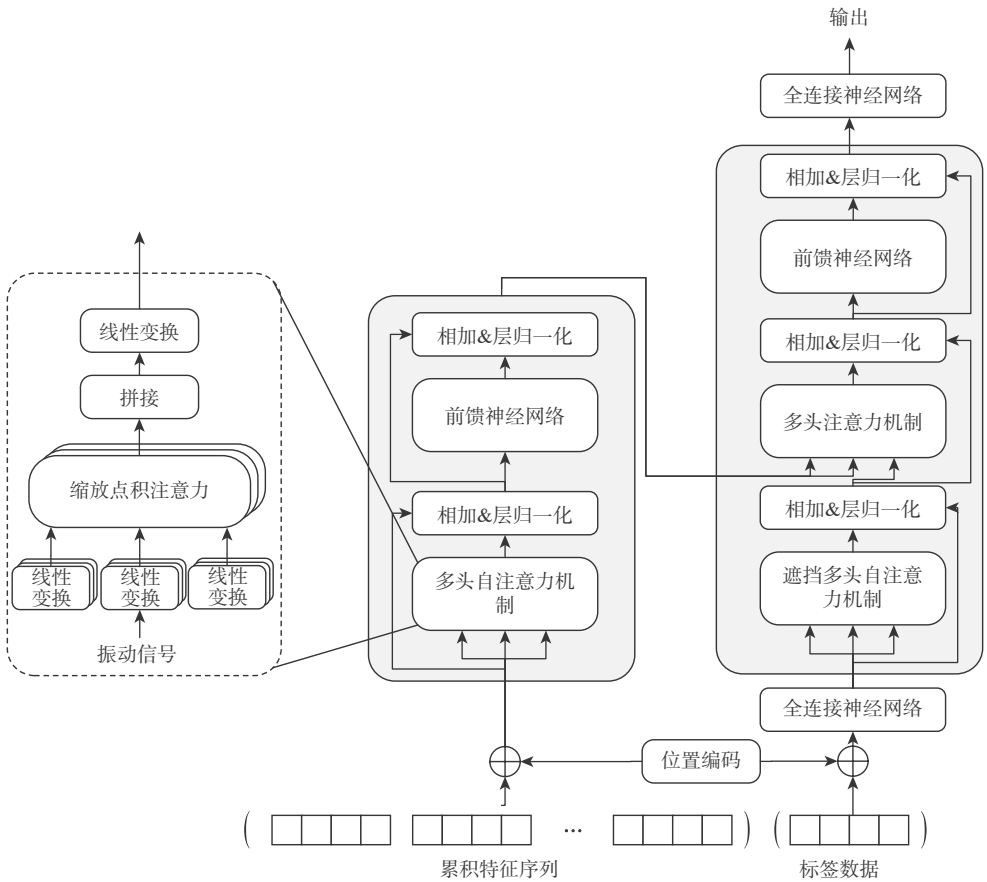


图 1　基于 Transformer 的轴承 RUL 预测模型

Fig. 1　Bearing RUL prediction model based on Transformer

积与 SoftMax 归一化来计算权重系数, 再根据权重系数对值矩阵进行加权求和, 如式 (4)～式 (7) 所示:

$$\text{Attention}(\boldsymbol{Q},\boldsymbol{K},\boldsymbol{V}) = \text{softmax}\left(\frac{\boldsymbol{Q}\boldsymbol{K}^{\mathrm{T}}}{\sqrt{d}}\right)\boldsymbol{V} \tag{4}$$

$$\boldsymbol{Q} = \boldsymbol{X}_{\mathrm{f}}\boldsymbol{W}^{\boldsymbol{Q}} \tag{5}$$

$$\boldsymbol{K} = \boldsymbol{X}_{\mathrm{f}}\boldsymbol{W}^{\boldsymbol{K}} \tag{6}$$

$$\boldsymbol{V} = \boldsymbol{X}_{\mathrm{f}}\boldsymbol{W}^{\boldsymbol{V}} \tag{7}$$

式中: $\boldsymbol{Q}$ 为查询矩阵; $\boldsymbol{K}$ 为键矩阵; $\boldsymbol{V}$ 为值矩阵。这 3 个矩阵由输入的特征矩阵 $\boldsymbol{X}_{\mathrm{f}}$ 分别与对应的权重矩阵 $\boldsymbol{W}^{\boldsymbol{Q}}$、$\boldsymbol{W}^{\boldsymbol{K}}$、$\boldsymbol{W}^{\boldsymbol{V}}$ 相乘得到, d 为 $\boldsymbol{Q}$、$\boldsymbol{K}$、$\boldsymbol{V}$ 的维数。

自注意力机制可以让模型聚焦于输入特征的某些重要信息, 但是单一的注意力机制只能在一个表现空间中学习到相关信息。为了综合输入序列包含信息的重要性, 采用多头自注意力机制在不同位置共同关注来自不同表现子空间的信息。多头自注意力机制其实是多个自注意力机制的拼接, 利用多个自注意力头分别学习不同表现子空间的信息, 再将多个注意力值进行拼接与线性变换, 得到最终的注意力值, 实现对不同约束条件的建模表达, 如式 (8) 和式 (9) 所示:

$$\text{MultiHead}(\boldsymbol{Q},\boldsymbol{K},\boldsymbol{V}) = \text{Concat}(h_1,h_2,\cdots,h_m)\cdot\boldsymbol{W} \tag{8}$$

$$h_k = \text{Attention}(\boldsymbol{X}\boldsymbol{W}_k^{\boldsymbol{Q}},\boldsymbol{X}\boldsymbol{W}_k^{\boldsymbol{K}},\boldsymbol{X}\boldsymbol{W}_k^{\boldsymbol{V}}) \tag{9}$$

式中: $\boldsymbol{W}_k^{\boldsymbol{Q}}$、$\boldsymbol{W}_k^{\boldsymbol{K}}$ 和 $\boldsymbol{W}_k^{\boldsymbol{V}}$ 分别为第 k 个注意力头 $\boldsymbol{Q}$、$\boldsymbol{K}$ 和 $\boldsymbol{V}$ 的权重矩阵; $\boldsymbol{W}$ 为多头注意力权重矩阵; m 为注意力头的数量; h_k 为第 k 个注意力头计算结果; Concat 函数表示用于拼接各个注意力头计算结果。

解码器负责将编码器输出的中间向量解码为输出序列, 其核心原理为编码-解码多头注意力机制及遮挡多头自注意力机制。编码器中的多头自注意力机制注重学习输入特征序列自身向量之间的依赖关系, 但为了提高滚动轴承 RUL 预测的精准度, 还应考虑输入特征序列与标签数据之间的依赖关系, 所以在解码器中采用了编码-解码多头注意力机制。编码-解码多头注意力机制与编码器的多头自注意力机制不同, 其键矩阵 $\boldsymbol{K}$ 与值矩阵 $\boldsymbol{V}$ 来自编码器的输出, 包含输入序列的信息, 查询矩阵 $\boldsymbol{Q}$ 来自遮挡多头自注意力机制模块的输出, 包含标签数据的信息。

遮挡多头自注意力机制模块的输入为标签数

据，其目的是利用多头自注意力机制学习标签数据之间的依赖关系，并将依赖关系输入编码-解码多头注意力机制模块，使整个基于Transformer的滚动轴承RUL预测模型可以综合学习输入特征向量之间的依赖关系、标签数据之间的依赖关系及二者相互的依赖关系。需要注意的是，在模型训练过程中，滚动轴承RUL的标记数据是已知的，解码器根据并行计算特性同时完成序列每个时间步的解码。这会导致在缩放点积注意力计算时，每个时间步的计算会学习到未来的标签数据信息，这是不符合现实规律的，所以需要在解码器的多头自注意力机制中加入遮挡操作，屏蔽未来的标签数据信息。具体的操作是在计算缩放点积注意力时，引入一个下三角及对角线均为1，上三角为0的矩阵，与 $\boldsymbol{QK}^{\mathrm{T}}$ 相乘，使得未来的序列信息置0。

为了解决网络深度增加反而影响轴承RUL预测准确率的问题，编码器与解码器的各个子层之间均添加了残差连接操作，关注训练前后差异部分变化，提升训练效果。同时，为了加快网络收敛，提升网络泛化能力，每个子层还同时采用了层归一化操作，如下：

$$o=\mathrm{LayerNorm}(b+\mathrm{Sublayer}(b)) \tag{10}$$

式中：b 为网络输入参数；Sublayer为每个子层内部的函数，本文中为各个注意力机制层处理函数和全连接前馈神经网络处理函数；LayerNorm为层归一化处理函数。

Transformer的一系列优点得益于其纯粹的注意力机制构造，但这使其失去了学习序列位置信息的能力。而在滚动轴承RUL预测场景中，序列中向量的位置信息代表着时刻信息，对RUL预测起到至关重要的作用。针对这个问题，在编码器与解码器的输入序列中加入位置编码操作，将位置信息整合到输入序列当中，如式(11)和式(12)所示：

$$\mathrm{PE}_{(p,2i)}=\sin\left(\frac{p}{10\,000^{\frac{2i}{d_{\mathrm{model}}}}}\right) \tag{11}$$

$$\mathrm{PE}_{(p,2i+1)}=\cos\left(\frac{p}{10\,000^{\frac{2i}{d_{\mathrm{model}}}}}\right) \tag{12}$$

式中：p 为特征向量的位置；d_{model} 为特征向量的维度，每一个特征向量的位置编码都是由不同频率的余弦正弦函数组成的，波长逐渐由2π增长到$20\,000\pi$。

Transformer模型最初是针对自然语言处理领域提出的，其输入特征与标签数据均为维度一致的词向量，相同的维度便于编码-解码多头注意力机制的直接计算。但在轴承RUL预测场景中，输入特征为多维数据，而标签则是一维的剩余寿命，两者的维度冲突导致编码-解码多头注意力机制无法运算。针对这个问题，本文在编码器输入端直接采用累积特征序列作为输入，在解码器输入端加入一层全连接网络，将输入标签序列进行升维，在输出端同样加入一层全连接网络进行降维，解决了基于Transformer的轴承RUL预测模型中输入特征与标签数据维度不一致的冲突。

3 滚动轴承RUL预测流程

基于累积特征与Transformer的滚动轴承RUL预测方法流程如图2所示，具体步骤如下。

步骤1 信号去噪。对滚动轴承原始振动信号进行离散小波变换，包括小波分解、细节系数阈值处理和小波重构，在消除异常噪声信号的同时保留有用的退化信息。

步骤2 特征提取。首先，根据已有的专家知识，在经过去噪的重构信号上计算出常用的轴承RUL预测统计特征，包括峰峰值、标准差、均方根、三角特征等；再利用Savitzky-Golay滤波器对所有统计特征进行平滑处理，以减少提取特征的波动和进一步滤除不需要的噪声；然后，对结果平滑处理的统计特征进行累积变换，优化特征的单调性与趋势性；最后，计算所有累积特征的单调性与趋势性值，以此来筛选用于训练与测试的特征，并划分训练集与测试集。

步骤3 Transformer模型构建。将训练集的特征进行最大、最小值归一化作为Transformer模型的输入，将寿命比值 P（剩余使用寿命与全寿命的比值）作为模型的标签数据，与轴承运行时间满足一次函数模型[15-18]。计算训练模型的均方误差(mean squared error, MSE)作为损失函数，采用Adam优化算法进行模型训练与优化，并采用Dropout技术防止模型过拟合。

步骤4 测试集验证。将测试集的累积特征输入到已经训练好的Transformer模型中，预测出特征对应的寿命比值 P。由于4.1节案例1中PHM2012测试集提供的是非全寿命数据（即记录滚动轴承从运行开始到某个时间点的数据），缺少退化过程末期的数据，所以需要将前半部分特征预测的寿命比值 P 进行拟合，以此预测滚动轴承的全寿命运行时间。由于 P 为寿命比值，与轴承运行时间满足一次函数模型，所以本文采用一次线性函数拟合来预测滚动轴承的RUL。

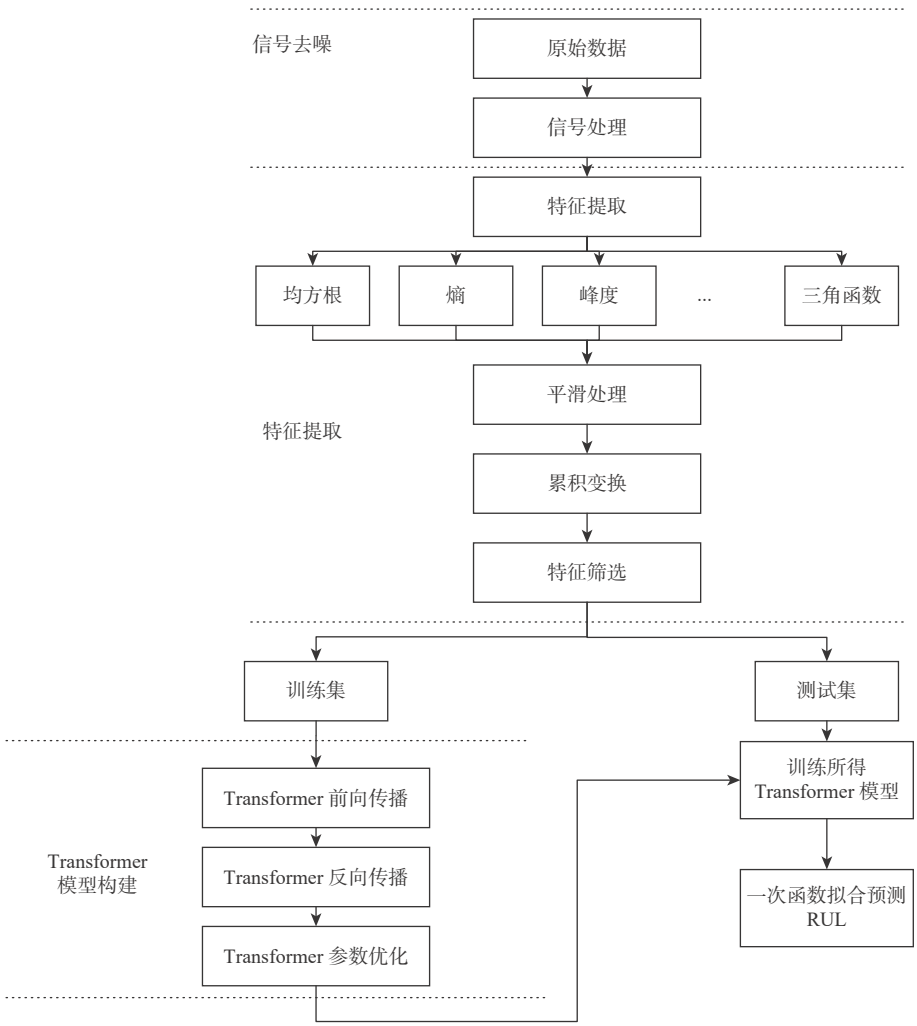


图 2　滚动轴承 RUL 预测流程

Fig. 2　Flow chart of RUL prediction for rolling bearings

4　实验验证

4.1　案例 1：PHM2012 数据集验证

4.1.1　PHM2012 数据集介绍

为了验证所提出的 RUL 预测方法的有效性与先进性, 本文首先采用 IEEE 协会在 PHM2012 数据挖掘挑战赛中提供的数据集, 该数据集由 PRONOSTIA 实验平台采集获得, 采集装置如图 3 所示。采集装置通过速度传感器和力矩传感器实现了 3 种不同工况下的滚动轴承加速退化, 进行了 17 次轴承全寿命周期实验, 利用加速度传感器采集了轴承水平方向与垂直方向共计 17 组原始振动信号数据集, 并将其划分为 6 组训练集与 11 组测试集。采集装置每隔 10 s 采集 0.1 s 内的原始振动信号, 采集频率为 25.60 kHz, 即每 10 s 采集 2 560 组样本数据。数据集的详细信息如表 2 所示, 具体实验内容参考文献 [19]。根据文献 [20-21] 中的相关研究, 水平振动信号通常比垂直振动信号给出更多的有用信息来跟踪轴承退化。因此, 本文仅使用水平振动信号进行实验。

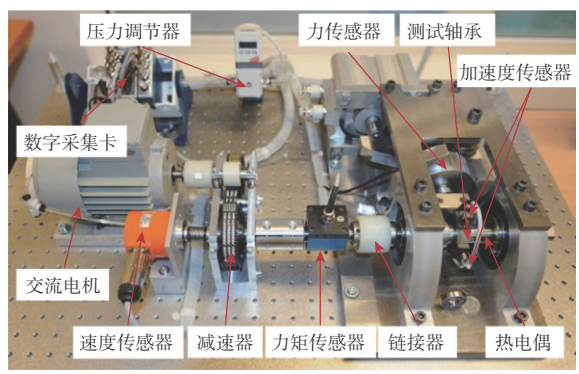


图 3　PRONOSTIA 采集平台

Fig. 3　The PRONOSTIA platform

4.1.2　特征提取与筛选

在对滚动轴承的原始振动信号进行特征提取之前, 本文采用离散小波变换对其进行去噪。其中小波分解采用多贝西四阶小波 (db4) 为母小波, 分解层数为 4, 细节分量阈值处理中采用软阈值函数和最大、最小阈值, 最后通过小波重构得到去噪后的信号。

根据第 3 节的预测流程, 原始振动信号去噪之后需要应用三角函数、提取统计特征和进行累积变

表 2 PHM2012 数据集工况信息

Table 2 Operating condition information of PHM2012 dataset

工况	径向力/N	转速/(r·min^{-1})	训练集	测试集
工况1	4 000	1 800	轴承1_1、轴承1_2	轴承1_3、轴承1_4、轴承1_5 轴承1_6 轴承1_7
工况2	4 200	1 650	轴承2_1、轴承2_2	轴承2_3、轴承2_4、轴承2_5、轴承2_6、轴承2_7
工况3	5 000	1 500	轴承3_1、轴承3_2	轴承3_3

化。如图 4 所示，传统的统计特征表现出较低的单调性与趋势性，这不利于 RUL 预测模型学习轴承的退化趋势，同时较高的尺度也不利于预测模型的训练过程。而结合了标准差与三角函数 (提取方案见表 1) 的三角特征具有更高的单调性、趋势性及更低的尺度，有利于预测模型的训练过程。

如图 5 所示，仍有大量数据驱动的滚动轴承 RUL 预测方法采用传统的时域、频域及时频域统计特征，但是这些传统的统计特征往往无法很好地表征轴承的退化趋势，如图 5(a) 和图 5(c) 所示，仅经过平滑处理的特征单调性与趋势性各不相同，单调性较差。而从图 5(b) 和图 5(d) 不难看出，累积变换后的特征表现出了更好的单调性与趋势性，说明本文采用的累积变换对于传统的统计特征的趋势性与单调性具有很好的优化作用。

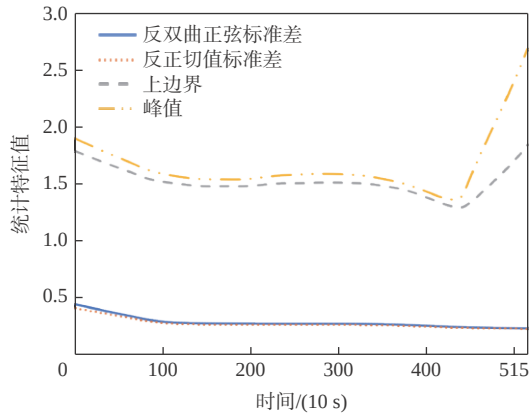


图 4 三角特征与传统特征对比

Fig. 4 Comparison of trigonometric features and classical features

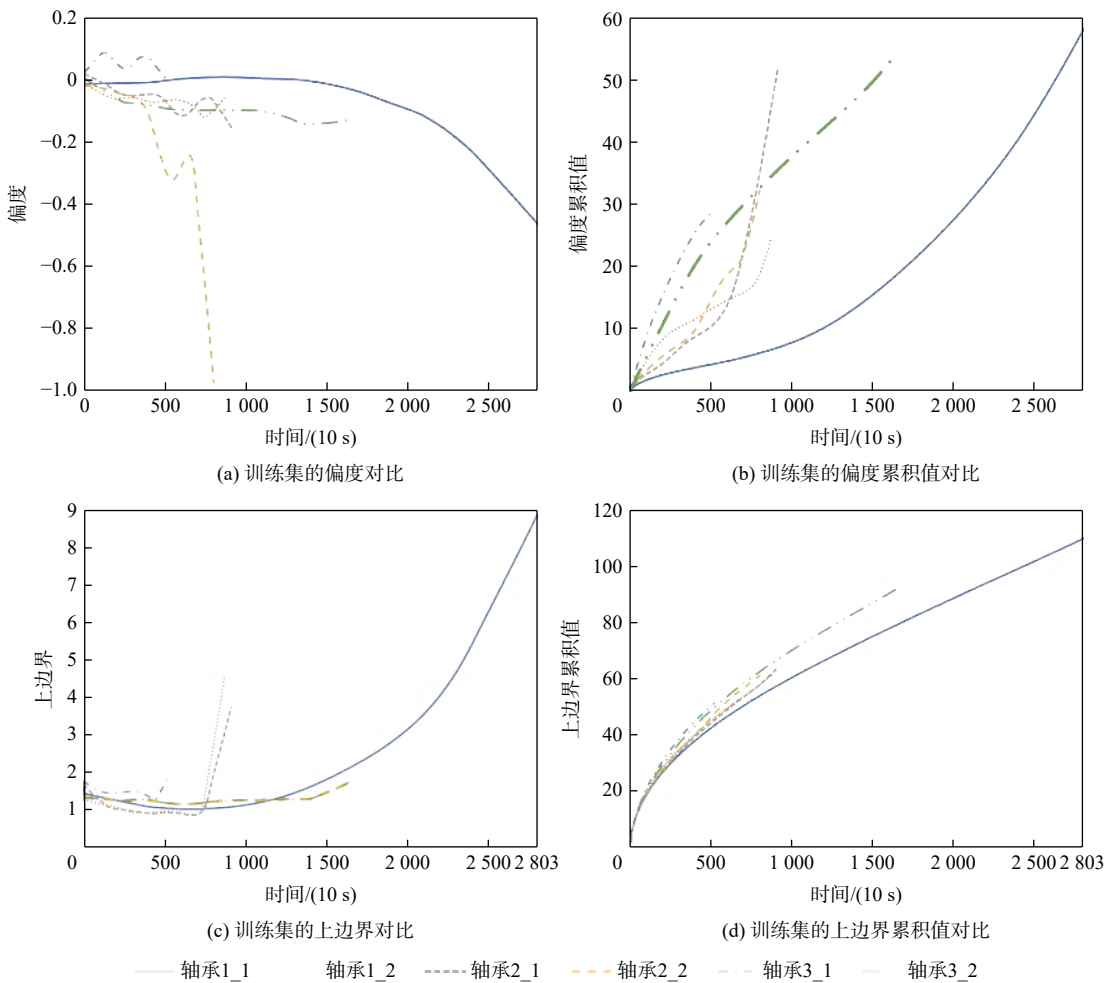


图 5 累积特征与传统特征对比

Fig. 5 Contrasts of cumulative features and classical features

为了更好地说明累积变换的优势与必要性, 本文采用式 (2) 和式 (3) 量化计算每种统计特征累积变化前后的单调性与趋势性, 表 3 显示了 6 个训练集的统计特征累积变化前后的单调性与趋势性平均值, 从表 3 中可以看出, 累积变化对本文选取的统计特征的单调性与趋势性具有非常明显的改进作用。由于在滚动轴承 RUL 预测中, 特征的单调性与趋势性越好, 越能表征轴承的退化趋势, RUL 预测的精度就越高, 因此, 本文舍弃了经过累积变换后单调性和趋势性仍然较差的平均绝对值, 将剩余 12 个统计特征的累积值输入 Transformer 预测模型进行模型训练。

表 3　累积变换前后比较

Table 3　Comparison before and after cumulative transformation

传统特征	单调性	趋势性	累积特征	单调性	趋势性
反双曲正弦标准差	0.57	0.71	反双曲正弦标准差	1	1
反正切值标准差	0.58	0.76	反正切值标准差	1	1
能量	0.50	0.64	能量	1	1
偏度	0.60	0.83	偏度	1	1
峭度	0.39	0.80	峭度	1	1
上边界	0.26	0.36	上边界	1	1
均方根	0.50	0.61	均方根	1	1
脉冲因子	0.54	0.78	脉冲因子	1	1
峰值因子	0.52	0.75	峰值因子	1	1
峰峰值	0.27	0.37	峰峰值	1	1
裕度系数	0.51	0.77	裕度系数	1	1
标准差	0.50	0.60	标准差	1	1
平均绝对值	0.59	0.70	平均绝对值	0.87	0.96

4.1.3　模型训练与预测结果分析

本文遵照 PHM2012 数据集的划分, 将轴承 1_1, 1_2, 2_1, 2_2, 3_1, 3_2 的全寿命数据作为训练集, 将剩余轴承的非全寿命数据作为测试集, 具体划分信息如表 4 所示。训练集经过累积变换与筛选后的 12 个累积特征需要输入 Transformer 预测模型进行模型训练。Transformer 预测模型是序列到序列 (sequence-to-sequence) 类型的模型, 需要确定输入数据与标签数据的序列长度, 过短的序列长度会导致 Transformer 的注意力机制不容易学习到各个时间步中的依赖信息, 过长的序列长度则需要巨大的计算量, 降低运算速度。因此, 本文选择 10 个时间步的累积特征作为输入序列, 10 个时间步的寿命比值 P 作为标签数据, 寿命比值 P 的计算式为

$$P=\frac{\mathrm{actRUL}_t}{\mathrm{actRUL}_0} \tag{13}$$

式中: actRUL_0 为轴承实际的全寿命数值, 如轴承 1_1 从投入使用到报废共采集了 2 803 组数据, 其寿命数值为 0～2 802, 则其 actRUL_0 为 2 802, 由于数据采样间隔为 10 s 一组, 所以轴承 1_1 真实的全寿命时间为 28 030 s; actRUL_t 则为 t 时刻轴承的剩余使用寿命数值。从寿命比值 P 的计算式不难看出, 其符合一次函数关系式, 所以在模型验证阶段本文也采用了拟合一次线性函数的方式来预测 RUL。

为了更好地让预测模型学习到累积特征与轴承 RUL 之间的映射关系, 本文将输入序列的步长设置为 1 个时间步, 如第 1 组输入为 1～10 时间步的累积特征序列, 第 2 组输入则为 2～11 时间步的累积特征序列, 每一组输入序列只留取输出序列中最后一个时间步的寿命比值 P 作为预测结果, 以此达到数据增强的效果。

本文 Transformer 预测模型的编码器与解码器

表 4　实验数据（PHM2012 轴承数据集）

Table 4　Experimental data(PHM2012 Datasets)

数据集划分	轴承编号	非全寿命时间/(10s)	全寿命时间/(10s)
训练集	1_1		2 803
	1_2		871
	2_1		911
	2_2		797
	3_1		515
	3_2		1 637
测试集	1_3	1 802	2 375
	1_4	1 139	1 428
	1_5	2 302	2 463
	1_6	2 302	2 448
	1_7	1 502	2 259
	2_3	1 202	1 955
	2_4	612	751
	2_5	2 002	2 311
	2_6	572	701
	2_7	172	230
	3_3	352	434

均由6层相同的模块层堆叠而成，所有的多头注意力层的头数均为2，所有前馈神经网络隐藏层神经元数量为256，初始学习率设置为0.000 1并随机初始化权重矩阵，使用均方误差（mean-square error，MSE）作为损失函数并通过Adam优化算法进行训练，训练与测试环境中CPU为Intel Core i7-10700F，GPU为NVIDIA GeForce RTX 2 060 SUPER，内存为16 GB，深度学习框架为Pytorch 1.6.0。

模型训练完毕后需要对其进行验证，与模型训练过程相同，将测试集的12种累积特征以10个时间步的长度输入预测模型中，预测出寿命比值P。

引言中提到Transformer模型相比于循环神经网络具有速度上的优势，为此本文在使用累计特征的基础上，采用了长短期记忆网络[22]（long short-term memory，LSTM）、门控循环单元[11]（gated recurrent unit，GRU）、双向长短期记忆网络[23]（bi-directional long short-term memory，BiLSTM）3种循环神经网络作为预测模型进行对比实验，实验结果如表5所示，其中的运行时间是根据11个测试集中每个样本的平均时间计算的。从表5的对比结果看出，Transformer模型在运行速度上具有明显的优势。

表5 运行速度对比结果

Table 5 Running speed comparison results

预测模型	运行时间/ms
Transformer	2.15
LSTM	3.47
GRU	3.33
BiLSTM	4.00

本文采用一次线性函数拟合预测的P值，得到P值的未来趋势，以此计算轴承RUL的预测值。部分测试轴承的测试及拟合结果如图6和图7所示。本文采用误差E_l来验证预测模型的好坏：

$$E_l=\frac{\text{actRUL}_l-\text{preRUL}_l}{\text{actRUL}_l}\times 100\% \tag{14}$$

式中：actRUL_l为第l个轴承实际的剩余使用寿命；preRUL_l为第l个轴承剩余使用寿命的预测结果。以轴承1_5为例，由表4可知，轴承1_5的全寿命数据为2 463组，非全寿命数据为2 302组，其中预测值的拟合直线与x轴的交点（即P=0轴承完全报废）为2 447组。由于数据采样间隔为10 s一组，所以actRUL_l实际剩余使用寿命为（2 463−2 302）×10=1 610 s，preRUL_l剩余使用寿命预测值为（2 447−2 302）×10=1 450 s，则误差为（1 610−1 450）/1 610=9.9%。

为了证明本文所提方法的有效性与必要性，本文设置了另外2种消融实验方案来与本文所提方法进行消融实验，2种消融实验方案详情如表6所示。其中经典统计特征指的是将累积特征中选取的12种特征未经累积变换的值输入预测模型中。文献[24]提出将Transformer模型用于航天涡扇发动机的RUL预测中，但其仅使用了Transformer模型的编码器结构，本文采用的是完整的Transformer编码器-解码器结构，相比于单编码器结构上进行了改进，所以在消融实验方案中将单编码器结构作为对比实验条件之一。

为了更好地将所提方法与消融实验方案及其他先进的预测方法进行比较，需要建立一个统一的评估指标来衡量预测结果的准确性。因此，本文采用IEEE PHM2012挑战赛规定的平均得分s作为方法比较时的衡量标准，平均得分s的计算方法如

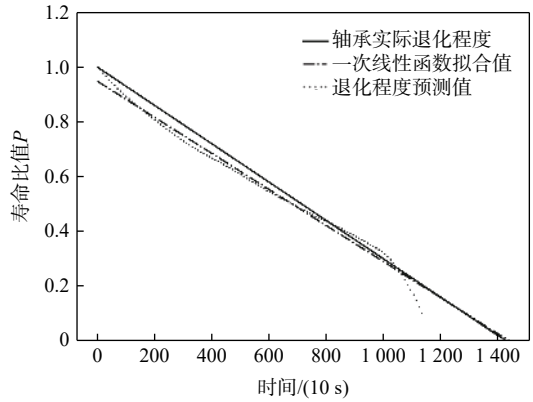


图6 轴承1_4预测结果

Fig. 6 Bearing 1_4 prediction results

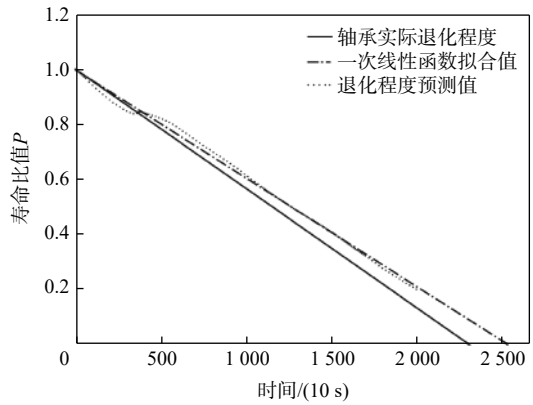


图7 轴承2_5预测结果

Fig. 7 Bearing 2_5 prediction results

表6 所提方法与其他2种方案的构成

Table 6 Composition of the proposed prediction method and other two schemes

预测方法	特征提取模型	预测模型
所提方法	累积特征	编码器-解码器结构Transformer模型
方案1	经典统计特征	编码器-解码器结构Transformer模型
方案2	累积特征	单编码器结构Transformer模型

式 (15) 和式 (16) 所示:

$$A_l=\begin{cases}\exp^{-\ln(0.5)\cdot(E_l/5)} & E_l\leqslant 0\\ \exp^{+\ln(0.5)\cdot(E_l/20)} & E_l>0\end{cases} \tag{15}$$

$$s=\frac{1}{L}\sum_{l=1}^{L}A_l \tag{16}$$

式中: E_l 为第 l 个轴承的误差; A_l 为第 l 个轴承的得分; L 为数据集的轴承总个数。

如图 8 所示为误差 E_l 与得分 A_l 之间的函数关系。从图 8 中可以看出, 正的误差比负的误差具有更高的得分。正的误差代表预测的 RUL 小于实际的 RUL, 即超前预测, 而负的误差代表预测的 RUL 大于实际的 RUL, 即滞后预测。在实际生产环境中, 超前预测带来的风险远远低于滞后预测, 所以这种得分计算方法对滞后预测进行了惩罚, 是公平且合理的。

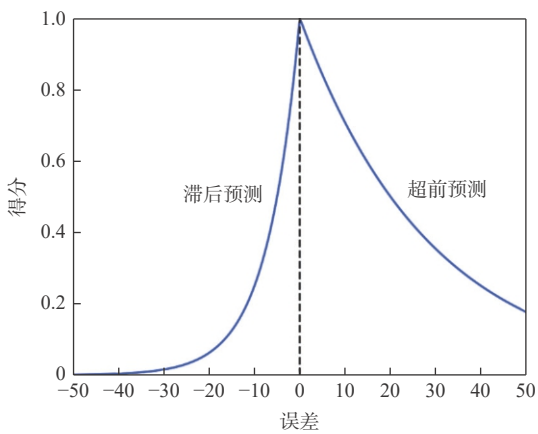


图 8　得分 A_l 与误差 E_l 的函数关系

Fig. 8　Function of A_l and error E_l

同时, 在表示 11 个测试轴承的整体预测误差的时候, 如果直接使用误差 E_l 的算数平均值, 有时会导致正负误差相互抵消, 出现较差的预测结果计算出较低的平均误差的情况, 针对这个问题, 本文采用平均绝对误差 $|\overline{E}|$ 表示测试轴承的整体预测误差:

$$|\overline{E}|=\frac{1}{L}\sum_{l=1}^{L}|E_l| \tag{17}$$

表 7、表 8 列出了 PHM 2012 数据集中 11 个轴承的数据在所提方法中的平均绝对误差与平均得分, 同时也列出了与 2 种消融实验方案及文献 [11,25-26] 方法的对比实验结果, 从对比实验结果可以看出:

1) 方案 1 同样使用编码器-解码器结构 Transformer 模型作为预测模型的情况下, 由于累积变换之前的传统统计特征单调性和趋势性很低, 无法表征滚动轴承的退化趋势, 所以表现出了极低的预测性能。而使用累积特征则大幅改善了这种情况, 使得平均绝对误差降低了 92.63%, 平均得分提高了 558.39%, 可见本文所采用的累积变换对于传统统计特征的单调性与趋势性起到了极强的修正作用, 对于轴承 RUL 的准确预测起到了至关重要的作用。

2) 方案 2 在同样使用累积特征作为输入的情况下, 完整编码器-解码器结构的 Transformer 模型相比于单编码器结构模型的平均绝对误差降低了 19.84%, 平均得分提高了 32.6%, 这是由于单编码器结构的 Transformer 模型只学习到了输入序列中各个特征向量之间的依赖关系, 而解码器结构的引入可以使得 Transformer 模型学习到标签数据中各个向量之间及输入特征与标签数据相互之间的依赖关系, 使得 RUL 的预测更为准确, 由此证明了本文所提方法在轴承 RUL 预测领域的优越性。

3) 综合前两点方案 1、方案 2 消融实验的对比分析可以看出, 本文所提方法的优越性是累积特征与 Transformer 模型综合作用的结果, 累积特征确

表 7　所提方法和对比方法在 PHM 2012 数据集 RUL 预测结果

Table 7　The RUL prediction results of the proposed method and comparison method in the PHM 2012 dataset

轴承型号	误差E_l					
	所提方法	方案1	方案2	文献[11]	文献[25]	文献[26]
1_3	74.17	−4 131	67.66	7.62	54.73	−1.04
1_4	−0.69	23.31	−98.81	69.77	38.48	85.81
1_5	9.9	336.75	10.45	−72.57	−99.4	−278.2
1_6	−12.33	102.39	−7.18	0.93	−120.0	19.18
1_7	83.62	132.32	82.48	85.99	70.65	−7.13
2_3	61.35	90.14	65.08	81.24	75.53	10.49
2_4	5.06	−196.3	14.49	9.04	19.81	51.8
2_5	−70.22	60.04	−53.99	28.19	8.2	28.8
2_6	0.78	102.82	5.13	24.92	17.87	−20.93
2_7	44.83	77.44	47.03	19.06	1.69	44.83
3_3	1.22	118.27	−1.23	2.09	2.93	−3.66

表 8 表 7 的预测结果比较

Table 8 Comparison of predicted results in Table 7

方法	平均绝对误差|E|	平均得分s
所提方法	33.05	0.458 9
方案1	448.30	0.069 7
方案2	41.23	0.346 0
文献[11]	36.42	0.446 5
文献[25]	46.31	0.383 1
文献[26]	50.18	0.354 7

保 Transformer 模型能够挖掘出原始振动和轴承健康状况之间的潜在关系，使其能够学到绝大部分测试轴承的退化趋势，并将滞后预测（E_l<0）的情况控制在较低范围内。但是仍有个别测试轴承的预测误差较大，如轴承 1_7，这是由于轴承 1_7 的测试数据占全寿命周期数据的比重较小，少量退化前期的数据不足以让模型准确预测到退化后期的 RUL。

4) 同时，本文所提方法相较于文献 [11,25-26] 的方法平均绝对误差分别降低了 9.25%、28.63%、34.14%，平均得分分别提高了 2.78%、19.79%、29.38%，由此进一步证明了本文所提方法在滚动轴承 RUL 预测方面的有效性与优越性。

4.2 案例 2：XJTU-SY 数据集验证

4.2.1 XJTU-SY 数据集介绍

为了进一步验证本文所提方法的有效性与先进性，本文还采用了 XJTU-SY 数据集进行验证。XJTU-SY 数据集由西安交通大学机械工程学院雷亚国教授团队设计并采集获得[27]，其实验平台如图 9 所示，该平台由交流电动机、电动机转速控制器、转轴、支撑轴承、液压加载系统和测试轴承等组成，能够在不同运行条件下对轴承进行加速退化实验，并获得完整的运行至失效数据。径向力由液压加载系统产生并施加到被测轴承的壳体上，转速由交流感应电机的速度控制器设定并保持。图 10 显示了正常和退化轴承的照片，可以看出，被测轴承的失效是由不同类型的故障引起的，包括内圈磨损、保持架断裂、外圈磨损、外圈断裂等。为了采集被测轴承的振动信号，2 个 PCB 352C33 单向加速度传感器分别通过磁座固定于测试轴承的水平和竖直方向上。采样频率设置为 25.6 kHz，每 1 min 记录 32 768 个数据点（即每 1 min 的采样时间为 1.28 s）。

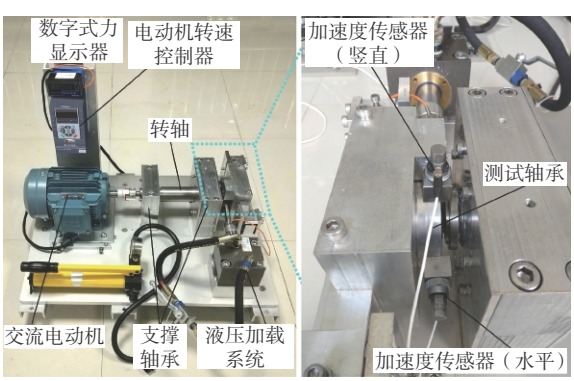
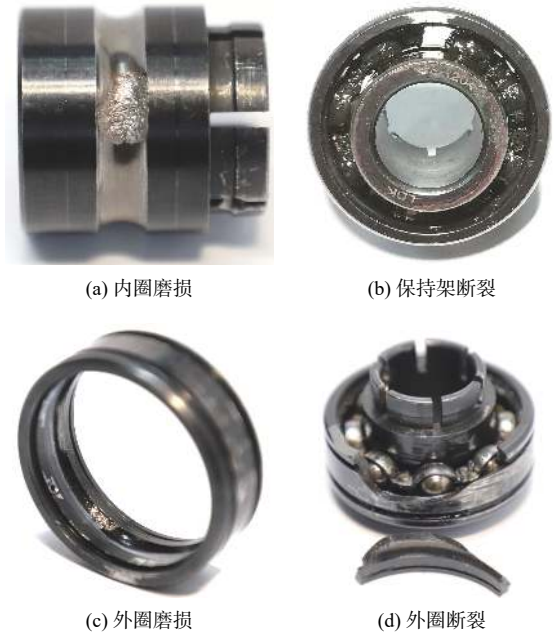


图 9 滚动轴承实验台

Fig. 9 Testbed of rolling element bearings



(a) 内圈磨损 (b) 保持架断裂

(c) 外圈磨损 (d) 外圈断裂

图 10 退化轴承照片

Fig. 10 Photographs of normal and degraded bearings

4.2.2 实验结果对比与分析

在 XJTU-SY 数据集的验证过程中，本文使用了与案例 1 相同的实验环境与操作流程进行训练与测试。为了验证所提方法的有效性与先进性，本文将实验结果与文献 [28] 的实验结果进行了比较，为了便于比较，本文采用了与该文献相同的实验方案，如表 9 所示。文献 [28] 得到了 4 种预测模型在 XJTU-SY 数据集上的实验结果，分别为基于剩余自注意力机制的时间卷积网络 (temporal convolutional network with residual self-attention mechanism, TCN-RSA)、深度可分卷积网络 (deep separable convolutional network, DSCN)、递归卷积神经网络 (region with CNN features, RCNN) 及相关向量机 (relevance vector machine, RVM)。采用均方根误差 (root mean square error, RMSE) 与平均得分 s 作为实验结果对比的衡量标准，RMSE 的计算如下：

$$\mathrm{RMSE}=\sqrt{\frac{1}{R}\sum_{r=1}^{R}(\mathrm{actP}_r-\mathrm{preP}_r)^2} \tag{18}$$

式中：actP_r 为第 r 个测试样例的寿命比值 P 的实际值；preP_r 为第 r 个测试样例的寿命比值 P 的预测值；R 为测试样例数量。

平均得分 s 的计算如式 (14) ～式 (16) 所示，但

表 9　实验方案

Table 9　The experimental scheme

径向力/N	转速/(r·min^{-1})	训练集	测试集
11 000	2 250	轴承2_1 轴承2_2 轴承2_3	轴承2_4 轴承2_5
10 000	2 400	轴承3_1 轴承3_2 轴承3_3	轴承3_4 轴承3_5

是由于 XJTU-SY 数据集提供的均为全寿命周期数据, 并未像案例 1 中 PHM2012 数据集一样截断了测试集的一部分数据用于规定寿命预测时间点, 所以本文在案例 2 的 s 计算中参照文献 [28] 的做法, 对所有测试样例均进行了平均得分 s 计算并取平均值。

实验的对比结果如表 10 所示, 从表 10 中可以看出, 本文所提方法预测模型相比于其他 4 种模型具有更低的 RMSE 及更高的平均得分, 相比于 TCN-RSA 模型 RMSE 降低了 17.4%, s 提高了 18.6%, 这进一步验证了本文所提方法的有效性与先进性。进一步对比可以发现, 深度学习模型 (Transformer、TCN-RSA、DSCN、RCNN) 的表现均优于传统的机器学习模型 (RVM), 这是由于传统机器学习模型局限于浅层学习, 对滚动轴承的退化过程学习能力有限, 而深度学习模型由于其突出的深层次学习能力, 可以更好地挖掘轴承退化信息, 建立更准确的滚动轴承 RUL 预测模型。而在这其中, Transformer 由于其强大的自注意力机制, 能够挖掘出输入特征与轴承退化程度自身及相互之间的依赖关系, 因此, 其表现优于其他 3 种深度学习模型。

表 10　XJTU-SY 数据集 RUL 预测结果与比较

Table 10　RUL prognostics results and comparisons on XJTU-SY dataset

模型	RMSE	平均得分
DSCN	0.074 9	0.416 5
RCNN	0.080 3	0.358 6
RVM	0.108 2	0.291 1
TCN-RSA	0.065 9	0.480 3
所提方法	0.054 4	0.569 7

5　结　论

本文提出了一种基于累积特征与 Transformer 模型的滚动轴承剩余使用寿命预测方法, 通过实验验证得到以下结论:

1) 本文采用的累积变换对于传统统计特征的单调性与趋势性具有很强的修正作用, 使得累积特征能够很好地表征轴承的退化趋势。实验证明, 在同样使用 Transformer 预测模型的情况下, 累积特征相比于传统统计特征平均绝对误差降低了 92.63%, 平均得分提高了 558.39%。

2) 本文提出的基于编码器-解码器结构 Transformer 模型的轴承 RUL 预测模型, 能够更好地挖掘出输入特征与轴承 RUL 之间复杂映射关系, 使得 RUL 的预测更为准确。实验证明, 在同样使用累积特征的情况下, 本文的预测模型相比于单解码器结构的 Transformer 预测模型平均绝对误差降低了 19.84%, 平均得分提高了 32.6%。

3) 本文所提方法能够确保预测模型挖掘出输入特征与轴承 RUL 之间复杂映射关系, 使其能够学到绝大部分测试轴承的退化趋势。案例 1 中的 PHM 2012 数据集验证实验证明, 本文所提方法平均绝对误差分别降低了 9.25%、28.63%、34.14%, 平均得分分别提高了 2.78%、19.79%、29.38%。

4) 本文在案例 2 中采用了 XJTU-SY 数据集进行进一步的验证, 实验表明, 本文所提方法均方根误差降低了 17.4%, 平均得分提高了 18.6%, 由此进一步证明了本文所提方法在滚动轴承 RUL 预测方面的有效性与优越性。

在后续的研究中, 应该注意到滞后预测的危害, 在实际生产环境中滞后预测相比于超前预测会带来更大的事故风险。本文所提方法虽然提高了整体预测精准度, 但在个别轴承的工况下还存在滞后预测(如案例 1 轴承 2_5 的实验结果), 下一步的研究重点应该是着眼于如何降低滞后预测误差或尽可能消除滞后预测。

参考文献 (References)

[1] 刘建昌, 权贺, 于霞, 等. 基于参数优化VMD和样本熵的滚动轴承故障诊断[J]. 自动化学报, 2022, 48(3): 808-819.
LIU J C, QUAN H, YU X, et al. Rolling bearing fault diagnosis based on parameter optimization VMD and sample entropy[J]. Acta Automatica Sinica, 2022, 48(3): 808-819(in Chinese).

[2] 张振良, 刘君强, 黄亮, 等. 基于半监督迁移学习的轴承故障诊断方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2019, 45(11): 2291-2300.
ZHANG Z L, LIU J Q, HUANG L, et al. A bearing fault diagnosis method based on semi-supervised and transfer learning[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2019, 45(11): 2291-2300 (in Chinese).

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

[4] 袁烨, 张永, 丁汉. 工业人工智能的关键技术及其在预测性维护中的应用现状[J]. 自动化学报, 2020, 46(10): 2013-2030.

YUAN Y, ZHANG Y, DING H. Research on key technology of industrial artificial intelligence and its application in predictive maintenance[J]. Acta Automatica Sinica, 2020, 46(10): 2013-2030(in Chinese).

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

[6] 王冰, 李洪儒, 许葆华. 基于多尺度形态分解谱熵的电机轴承预测特征提取及退化状态评估[J]. 振动与冲击, 2013, 32(22): 124-128.
WANG B, LI H R, XU B H. Motor bearing forecast feature extracting and degradation status identification based on multi-scale morphological decomposition spectral entropy[J]. Journal of Vibration and Shock, 2013, 32(22): 124-128 (in Chinese).

[7] 李洪儒, 于贺, 田再克, 等. 基于二元多尺度熵的滚动轴承退化趋势预测[J]. 中国机械工程, 2017, 28(20): 2420-2425.
LI H R, YU H, TIAN Z K, et al. Degradation trend prediction of rolling bearings based on two-element multiscale entropy[J]. China Mechanical Engineering, 2017, 28(20): 2420-2425(in Chinese).

[8] REN L, LIU Y X, WANG X K, et al. Cloud–edge-based lightweight temporal convolutional networks for remaining useful life prediction in IIoT[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2021, 8(16): 12578-12587.

[9] 杨宇, 张娜, 程军圣. 全参数动态学习深度信念网络在滚动轴承寿命预测中的应用[J]. 振动与冲击, 2019, 38(10): 199-205.
YANG Y, ZHANG N, CHENG J S. Global parameters dynamic learning deep belief networks and its application in rolling bearing life prediction[J]. Journal of Vibration and Shock, 2019, 38(10): 199-205(in Chinese).

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

[11] CHEN Y H, PENG G L, ZHU Z Y, et al. A novel deep learning method based on attention mechanism for bearing remaining useful life prediction[J]. Applied Soft Computing, 2020, 86: 105919.

[12] 康守强, 周月, 王玉静, 等. 基于改进SAE和双向LSTM的滚动轴承RUL预测方法[J]. 自动化学报, 2022, 48(9): 2327-2336.
KANG S Q, ZHOU Y, WANG Y J, et al. RUL prediction method of a rolling bearing based on improved SAE and Bi-LSTM[J]. Acta Automatica Sinica, 2022, 48(9): 2327-2336(in Chinese).

[13] 邱大伟, 刘子辰, 周一青, 等. 基于Transformer神经网络的滚动轴承故障类型识别[J]. 高技术通讯, 2021, 31(1): 1-11.
QIU D W, LIU Z C, ZHOU Y Q, et al. A novel fault type detection method of rolling bearing using Transformer neural networks[J]. Chinese High Technology Letters, 2021, 31(1): 1-11(in Chinese).

[14] VASWANI A, SHAZEER N, PARMAR N, et al. Attention is all you need[J/OL]. (2017-06-12)[2021-03-20].https://arxiv.org/abs/1706.03762.

[15] WANG B, LEI Y G, YAN T, et al. Recurrent convolutional neural network: A new framework for remaining useful life prediction of machinery[J]. Neurocomputing, 2020, 379: 117-129.

[16] MA M, MAO Z. Deep-convolution-based LSTM network for remaining useful life prediction[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2021, 17(3): 1658-1667.

[17] WANG B, LEI Y G, LI N P, et al. Deep separable convolutional network for remaining useful life prediction of machinery[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2019, 134: 106330.

[18] ZENG F C, LI Y M, JIANG Y H, et al. An online transfer learning-based remaining useful life prediction method of ball bearings[J]. Measurement, 2021, 176: 109201.

[19] NECTOUX P, GOURIVEAU R, MEDJAHER K, et al. PRONOSTIA: An ex-perimental platform for bearings accelerated degradation tests[C]//IEEE International Conference on Prognostics and Health M-anagement. Piscataway: IEEE Press, 2012: 1-8.

[20] SOUALHI A, MEDJAHER K, ZERHOUNI N. Bearing health monitoring based on Hilbert–Huang transform, support vector machine, and regression[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2015, 64(1): 52-62.

[21] SINGLETON R K, STRANGAS E G, AVIYENTE S. Extended Kalman filtering for remaining-useful-life estimation of bearings[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(3): 1781-1790.

[22] WANG F T, LIU X F, DENG G, et al. Remaining life prediction method for rolling bearing based on the long short-term memory network[J]. Neural Processing Letters, 2019, 50(3): 2437-2454.

[23] LUO J H, ZHANG X. Convolutional neural network based on attention mechanism and Bi-LSTM for bearing remaining life prediction[J]. Applied Intelligence, 2022, 52(1): 1076-1091.

[24] MO Y, WU Q H, LI X, et al. Remaining useful life estimation via transformer encoder enhanced by a gated convolutional unit[J]. Journal of Intelligent Manufacturing, 2021, 32(7): 1997-2006.

[25] HINCHI A Z, TKIOUAT M. Rolling element bearing remaining useful life estimation based on a convolutional long-short-term memory network[J]. Procedia Computer Science, 2018, 127: 123-132.

[26] HONG S, ZHOU Z, ZIO E, et al. Condition assessment for the performance degradation of bearing based on a combinatorial feature extraction method[J]. Digital Signal Processing, 2014, 27: 159-166.

[27] WANG B, LEI Y G, LI N P, et al. A hybrid prognostics approach for estimating remaining useful life of rolling element bearings[J]. IEEE Transactions on Reliability, 2020, 69(1): 401-412.

[28] CAO Y D, DING Y F, JIA M P, et al. A novel temporal convolutional network with residual self-attention mechanism for remaining useful life prediction of rolling bearings[J]. Reliability Engineering & System Safety, 2021, 215: 107813.

Remaining useful life prediction method of rolling bearing based on Transformer model

ZHOU Zhetao[1]，LIU Lu[1]，SONG Xiao[2,*]，CHEN Kai[3]

(1. School of Automation Science and Electrical Engineering，Beihang University，Beijing 100191，China;
2. School of Cyber Science and Technology，Beihang University，Beijing 100191，China;
3. College of Mechanical & Electrical Engineering，Nanjing University of Aeronautics and Astronautics，Nanjing 210016，China)

Abstract: Accurate rolling bearing remaining useful life (RUL) prediction is extremely important to assure the machine's safety and decrease damage repair. To improve the accuracy of rolling bearing RUL prediction, proposed a bearing RUL prediction method based on the Transformer model, made full use of its self-attention mechanism and the advantages of encoder-decoder structure, solved the memory degradation problem caused by the too-long sequence in bearing RUL prediction, found out the dependent relationship between the input feature and the bearing degradation degree. Meanwhile, trigonometric function transform and cumulative transform are used to correct the feature's monotony and tendency, representing the rolling bearing degradation process better. The average absolute error of RUL prediction based on the Transformer model is reduced by 9.25%, 28.63%, and 34.14%, while the average ss were increased by 2.78%, 19.79%, and 29.38%, according to experimental results on the PHM2012 dataset. Experimental results on the XJTU-SY dataset showed that compared with other prediction methods, the proposed model is reduced by 17.4%, and the average ss were increased by 18.6%, which indicates higher feasibility and superiority.

Keywords: rolling bearing; remaining useful life; Transformer model; self-attention; cumulative operation

Received：2021-05-10；**Accepted**：2021-07-04；**Published Online**：2021-07-12 15：55
URL：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210712.1407.004.html
Foundation item：National Key R & D Program of China (2018YFB1702703)
* **Corresponding author**. E-mail：songxiao@buaa.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0253

智能化舰船要害检测、轨迹预测与位姿估计算法

李晨瑄，李湉雨*，李梓正，曾维贵，胥辉旗
(海军航空大学 岸防兵学院，烟台 264001)

摘　　要：准确检测与打击舰船要害部位可有效提升反舰导弹毁伤效能。针对舰船要害部位检测精度低、导引误差解算精度不足等问题，提出基于深度学习的舰船要害关键点检测、轨迹预测与导引头位姿估计算法。融合深层语义信息与浅层定位信息，采用SoftPool池化保留细粒度特征，提升多角度多尺度舰船要害部位检测精度；将关键点检测结果与舰船空间结构建立映射，解算导引头三维位姿；引入长短期记忆网络挖掘要害打击点时空特征，实现多尺度舰船要害动态轨迹预测。实验结果表明：所提算法对舰船要害部位检测与轨迹预测精度高，导引头位姿估计结果较准确，满足自主突防视角反舰导弹对复杂海战场的态势感知需求。

关　键　词：目标检测；关键点网络；SoftPool；长短期记忆网络；位姿估计；反舰导弹
中图分类号：V243.5; TP751.1
文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2023)02-0444-13

舰船要害部位的精确打击能力是精确制导的关键技术之一。全方位的态势感知能力、高精度的目标检测能力，能够有效提升末制导段反舰导弹毁伤效能，具有重大研究意义。

舰船姿态、命中点位置严重影响反舰导弹对敌舰毁伤概率。反舰导弹不断接近舰船目标的过程中，舰船轮廓细节逐渐放大，基于角点检测[1]、特征匹配的目标检测方法易出现跟踪目标漂移，无法适应剧烈变化的舰船目标检测任务；不同的攻击进入角下，导引头探测所得舰船投影一致性差，基于局部特征提取的检测算法精度有待提升。由于卷积神经网络具有强大的特征提取能力，基于深度学习的目标检测技术一经提出，在辐射源识别、舰船目标检测[2]等领域得到广泛应用。文献[3]提出的舰船检测网络使用密集注意力特征聚合获取高分辨率特征图，通过密集连接与迭代融合提高网络泛化性能；文献[4]利用感兴趣区域改进YOLO(you only look once)网络，提取舰船候选特征，改善了高分辨率卫星图中的舰船识别精度。针对小尺度密集舰船检测精度低等问题，文献[5]结合YOLOv3-tiny网络与特征映射模块，增强了预测层获取重要特征的能力，取得了较高的检测精度；文献[6]提出了基于多层卷积特征融合的舰船检测网络，融合深层与浅层特征图，提升了多尺度船舶的检测效果。文献[1-6]中算法在不同任务场景下，均能较好实现舰船目标检测任务，但仍存在一定不足：①仍将舰船作为整体目标识别船型，无法准确检测舰船要害部位，细粒度特征利用不充分；②无法结合要害部位特征预测要害打击点轨迹，利用时空特征推断打击点运动趋势有利于提升毁伤概率；③算法仅输出二维图像检测结果，无法结合舰船三维结构改善导引误差解算精度。

基于关键点检测的人体姿态估计算法[7]通过给定图像，确定人体行为与动作。人体姿态估计算法DeepPose[8]引入卷积神经网络处理姿态估计问题，无需设计特征提取器，是深度学习用于人体姿态估计的里程碑；Tompson等[9]结合图像模型预测关键点热力图，提升了关节定位鲁棒性；卷积姿态机[10]

收稿日期：2021-05-14；**录用日期**：2021-06-25；**网络出版时间**：2021-07-05 11:25
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210705.1052.001.html
*通信作者. E-mail：lccxmail@163.com

引用格式：李晨瑄，李湉雨，李梓正，等. 智能化舰船要害检测、轨迹预测与位姿估计算法[J]. 北京航空航天大学学报，2023，49(2)：444-456. LI C X，LI T Y，LI Z Z，et al. Intelligent algorithm of warship's vital parts detection, trajectory prediction and pose estimation[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2023，49(2)：444-456 (in Chinese).

对网络特征层输出进行中继监督, 改善了网络加深导致的梯度消失问题。将人体姿态关键点检测算法创新性运用到舰船要害部位检测任务中, 利于提升反舰导弹对舰船要害打击点的检测准确度。空间目标的位姿测量技术[11]是航空航天、自动化领域研究的重要课题。光纤陀螺仪价格昂贵, 精度漂移误差大, 利用计算机视觉解决位姿估计问题, 测量精度高, 成本低廉。空间三维结构比二维平面具备更精确的打击点导引信息。反舰导弹突防过程中, 利用舰船要害时序运动信息实现打击点的轨迹拟合与预测, 有利于弹载控制系统及时调整飞行姿态, 进一步提升毁伤概率。

准确估计导引头三维位姿, 有助于导引误差的准确解算。综合分析精确制导反舰导弹作战需求, 本文提出一种基于深度学习的舰船要害关键点检测、打击点轨迹预测与导引头位姿估计(ship key points-long short term memory, SHKP-LSTM)算法。所提算法不依赖目标检测框, 利用热力图直接回归关键点特征, 引入了 SoftPool 池化获取细粒度特征图, 改善多尺度多角度舰船要害部位的检测精度; 结合舰船三维结构信息与 PnP(perspective-n-point) 算法, 估计导引头(相机)的三维位姿, 利于当前命中点与任务打击点导引误差的精确解算; 结合时空信息准确预测要害打击点的运动轨迹, 能够进一步提升控制系统解算效率与反舰导弹的毁伤概率。实验结果表明, 所提算法对舰船要害部位检测精度高, 位姿估计较准确, 要害打击点轨迹拟合与预测效果较好, 利于反舰导弹对舰船要害精确打击任务的实现。

1　所提算法实现与优化

将舰船要害部位定义为关键点, 直接检测关键点特征, 不依赖整体舰船检测框, 提升检测精度与实时性的同时, 降低了算法超参数; 根据关键点检测结果可推算舰船整体预测框, 结合舰船三维结构解算导引头位姿, 利用检测所得舰船要害关键点的时空序列特征, 合理预测要害打击点运动轨迹, 利于导弹飞行姿态的及时调整。精确解算当前命中点与任务打击点的导引误差, 能够显著提升末制导段反舰导弹对敌舰毁伤概率。

所提算法流程如图 1 所示。将导引头捕获的舰船视频数据输入 SHKP-LSTM 算法, 检测得到关键点像素坐标及关键点可见性; 反舰导弹接近舰船过程中, 舰船要害关键点检测信息具有时序性, 长短期记忆网络[12](long short-term memory, LSTM)能较好地处理时序数据, 可利用检测结果实现要害打击点的轨迹预测, 预测精度较高; 结合舰船坐标系下要害部位三维坐标, 将检测的关键点像素坐标与三维坐标建立投影映射, 通过 PnP 算法解算舰船坐标系下导引头三维位姿; 最后, 输出舰船要害关键点检测信息、预测轨迹及导引头三维位姿。将解算结果输入弹载计算机综控系统, 有利于反舰导弹对舰船要害部位打击精度的提升。

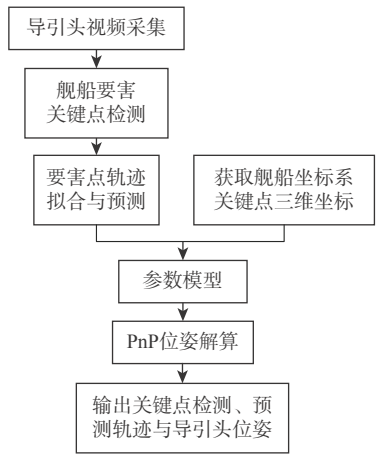


图 1　所提算法流程

Fig. 1　Proposed algorithm flow chart

1.1　所提算法框架

不依赖预选框(Anchor-Free)的检测网络无需处理冗余锚框与非极大值抑制等, 直接利用网络生成的热力图回归关键点特征。将基于 Anchor-Free 网络的人体姿态估计算法用于舰船要害部位的关键点检测, 直接分析特征参数定位与回归要害部位, 检测精度与实时性较好。轻型反舰导弹突防过程中, 视场内舰船要害部位具备多尺度成像特性, 且不同角度的要害部位成像差异大。综合权衡检测精度与速度, 本文提出一种融合深层语义信息与浅层定位信息的 Anchor-Free 舰船要害关键点检测、轨迹预测与导引头位姿估计 SHKP-LSTM 算法。所提算法结构如图 2 所示。

SHKP-LSTM 算法利用卷积神经网络提取特征, 将生成的关键点热力图输入检测结构, 检测结构回归得到舰船要害关键点类别与位置; 输入图像为 $I \in R^{W\times H\times 3}$, 关键点信息为 $\phi \in R^{W\times H\times N}$, 经特征提取网络生成目标中心点热力图 $\hat{Y} \in [0,1]^{\frac{W}{R}\times\frac{H}{R}\times c}$, 关键点热力图 $\hat{J} \in R^{\frac{W}{R}\times\frac{H}{R}\times N\times 2}$, 其中, R为尺寸缩放比例, N为检测关键点个数, c为检测目标数, W、H分别为图像的宽和高。如图 2 所示, 所提算法将卷积处理后的特征热力图输入检测结构, 关键点预测分支用于检测热力图目标中心与关键点中心, 尺度预测分支用于检测舰船目标的宽与高, 预测框基于目标中心点生成, 关键点偏移量预测分支用于回归关键点中心的偏移量。

通过成像分析与实验测试, 选取 CenterNet-DLA[13]作为主要特征提取网络。CenterNet-DLA 网络能够

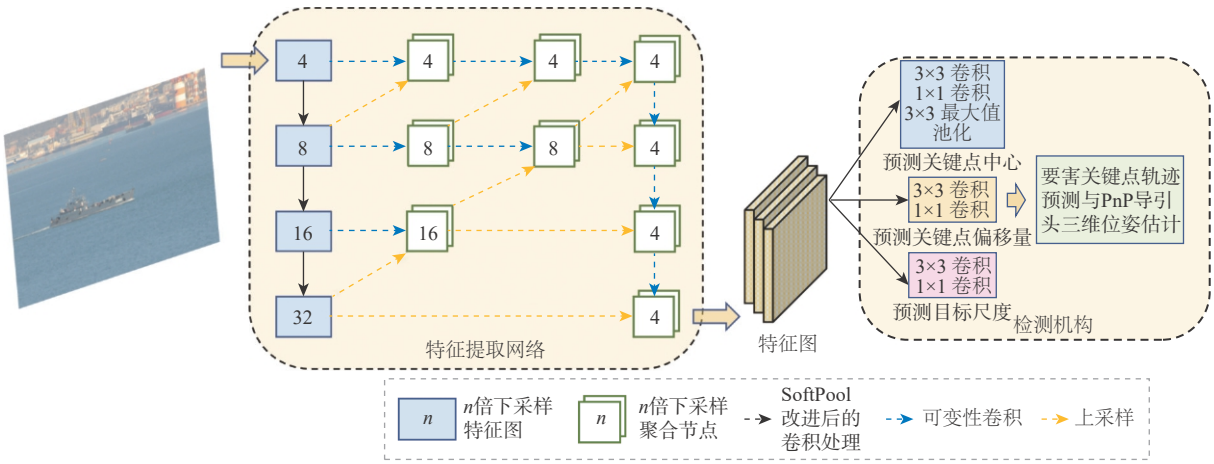


图2 SHKP-LSTM算法结构

Fig. 2 Structure of SHKP-LSTM algorithm

较好的融合深层语义信息与浅层定位信息，对投影一致性较差的舰船要害检测鲁棒性较好。针对图像特征剧烈变化导致检测精度较低的问题，利用SoftPool改进最大值池化，获取具备更多特征信息的细粒度特征图，可提升舰船要害关键点检测精度。卷积神经网络挖掘要害关键点空间依赖关系，LSTM分析动态轨迹数据的时序依赖关系。轨迹预测模块使用LSTM处理检测所得具有时序特征的要害关键点信息，挖掘其时间与空间运动趋势实现轨迹预测。结合PnP算法建立要害点二维检测结果与三维坐标的映射，解算导引头的三维位姿，获取更精确的导引信息，利于弹上综控系统及时调整导弹飞行姿态，从而进一步提升精确制导导弹的毁伤概率。

1.2 SoftPool池化

池化操作可用于降低特征维度，缓解网络过拟合风险，使池化内核中有用信息得以保留。原CenterNet-DLA网络利用最大值池化实现下采样，最大值池化保留池化内核中的局部最大值，部分舰船要害特征相似度较高，最大值池化易损失重要区分信息导致误检，检测剧烈变化的舰船图像同样需要高质量的细节特征。SoftPool[14]较好的结合softmax加权与指数函数特点，使池化内核中的重要属性分配到更大权重。在局部激活区域中，SoftPool为每个激活因子a_i分配了相应的权重w_i，如式(1)所示，非线性变换对池化内核中的所有激活因子实现了加权求和，由激活因子a_i与相应权重w_i共同实现。

$$\tilde{a}=\sum_{i\in R}a_i w_i=\sum_{i\in R}\frac{a_i\exp a_i}{\sum_{j\in R}\exp a_j} \tag{1}$$

式中：i为SoftPool处理的第i个激活区域；j为激活区域相关领域内的第j个像素特征；exp为底数为e的指数。

SoftPool池化原理如图3。在正向与反向传播期间，池化内核的激活梯度均得到更新。综合利用了池化内核中所有激活因子，仅增加了极少的内存，最大程度降低了特征损失，获取到高质量的细粒度特征图，能够提升舰船要害关键点检测精度。

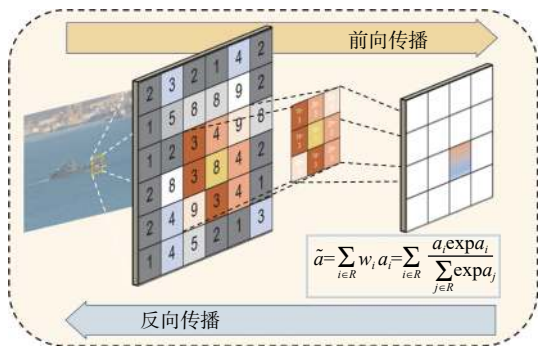


图3 SoftPool原理

Fig. 3 Principle of SoftPool

1.3 损失函数与梯度累加

依据SHKP-LSTM算法原理与舰船要害部位检测任务需求，定义损失函数。

关键点预测损失。关键点对应的中心点唯一，目标背景易产生较多负检测点，改进的Focal Loss损失函数可改善样本不均衡问题，关键点预测损失函数为

$$L_{\text{location}}=\frac{-1}{N}\sum_{xyc}\begin{cases}\left(1-\hat{Y}_{xyc}\right)^{\alpha}\lg\left(\hat{Y}_{xyc}\right) & Y_{xyc}=1\\ \left(1-Y_{xyc}\right)^{\beta}\left(\hat{Y}_{xyc}\right)^{\alpha}\lg\left(1-\hat{Y}_{xyc}\right) & Y_{xyc}\neq 1\end{cases} \tag{2}$$

式中：α和β为损失函数惩罚系数；N为关键点个数；Y_{xyc}为真实标签值；$\hat{Y}_{xyc}$为预测标签值。下标xyc表示第xy个像素点，其归属为第c类目标。

关键点偏移量预测损失。分析热力图中各关

键点特征, 将检测特征图与关键点真实坐标建立映射, 利用偏移量预测损失提升定位精度, 关键点偏移量预测损失为

$$L_{\text{off}}=\frac{1}{N}\sum_{l}\left|\hat{O}_{\tilde{p}}-\left(\frac{p}{R}-\tilde{p}\right)\right| \tag{3}$$

式中: l为第l个关键点; $\frac{p}{R}$为R倍下采样关键点坐标真值; $\tilde{p}$为关键点预测坐标; $\left(\frac{p}{R}-\tilde{p}\right)$为关键点真实坐标偏移量; $\hat{O}_{\tilde{p}}$为关键点预测坐标偏移量。

舰船尺度预测损失。舰船包围框由关键点坐标生成。为提升算法训练效果, 利用关键点预测损失与舰船尺度预测损失同时训练。舰船尺度预测损失为

$$L_{\text{size}}=\frac{1}{N}\sum_{l}\left|\hat{S}_{l_q}-s_q\right| \tag{4}$$

式中: $\hat{S}_{l_q}$为利用特征热力图预测所得舰船要害部位的目标尺寸; s_q为所得舰船要害部位的真实尺寸。

各个预测损失函数分别与相应权重相乘, 得到总体损失函数为

$$L_{\text{det}}=L_{\text{loc}(\text{keyp}+\text{bcent})}+\lambda_{\text{off}}L_{\text{off}(\text{keyp}+\text{bcent})}+\lambda_{\text{size}}L_{\text{size}} \tag{5}$$

式中: L_{loc}为关键点中心预测损失函数; $L_{\text{off(keyp+bcent)}}$为关键点中心预测损失与关键点偏移量预测损失, 均由要害关键点定位与舰船中心检测准确度计算。

检测数据对预测分支惩罚系数影响较小, 设置关键点预测分支逻辑回归惩罚系数$\alpha=2$、$\beta=4$, 关键点与目标中心点偏移损失权重$\lambda_{\text{off}}=0.1$, 检测尺度损失权重$\lambda_{\text{size}}=0.1$。

细粒度特征图可有效提升舰船要害关键点检测精度, GPU 显存及批训练量(batchsize)同样影响训练效果, 较大的 batchsize 有助于算法收敛。计算多个损失函数要求计算机同时存储多个计算图, 易导致训练过程硬件内存不足。梯度累加可使计算机在保留较少计算图的同时, 实现多任务共同训练, 有效扩充内存, 促进算法收敛。

1.4　基于 LSTM 的打击点预测

先进制导环境感知系统要求能够预测打击目标运动轨迹, 可为反舰导弹等精确制导进行路径规划与决策控制提供数据支撑。传统轨迹预测算法多基于运动模型, 无法适应剧烈变化的战场态势, 难以满足自主突防弹载感知的实际需求。LSTM 对时序轨迹数据分析挖掘能力较强, 在轨迹预测[15]与自动驾驶等领域应用广泛。

LSTM 是具有反馈连接的循环神经网络(recurrent neural network, RNN), 其特殊的网络结构极大改善了传统 RNN 的梯度消失和梯度爆炸等问题。LSTM 结构如图 4 所示。

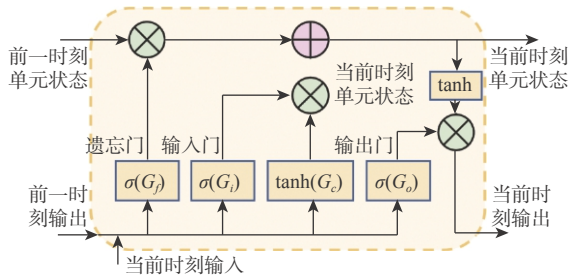


图 4　LSTM 元胞结构

Fig. 4　Structure of LSTM cell

LSTM 元胞门限与变量间的转换关系如下:

$$\begin{cases} f_t=\sigma\left(\boldsymbol{G}_{Xf}x_t+\boldsymbol{G}_{hf}h_{t-1}+b_f\right) \\ i_t=\sigma\left(\boldsymbol{G}_{Xi}X_t+\boldsymbol{G}_{hi}h_{t-1}+b_i\right) \\ o_t=\sigma\left(\boldsymbol{G}_{Xo}X_t+\boldsymbol{G}_{ho}h_{t-1}+b_o\right) \\ Y_t=g\left(\boldsymbol{G}_{\vec{h}Y}h_t+\boldsymbol{G}_{\overleftarrow{h}Y}h_t+b_Y\right) \\ m_t=f_tm_{t-1}+i_t\tanh\left(\boldsymbol{G}_{Xc}X_t+\boldsymbol{G}_{hc}h_{t-1}+b_c\right) \\ h_t=o_t\tanh\left(m_t\right) \end{cases} \tag{6}$$

式中: x_t为t时刻元胞的输入; h_t和m_t分别为t时刻元胞输出和元胞状态; σ为 sigmoid 激活函数; tanh为 tanh 激活函数; f_t为遗忘门; i_t为输入门; o_t为输出门; $\boldsymbol{G}$为各门限的权重矩阵; Y_t为门限输出; b为偏置量。

根据权重矩阵与偏置项, 遗忘门f_t决定了t时刻m_t中所包含$t-1$时刻元胞状态m_{t-1}的比例, 同理, LSTM 通过输入门i_t控制x_t对m_t的影响程度, 状态更新由m_{t-1}与当前状态共同确定; 输出门o_t控制t时刻元胞状态m_t, 确定输出h_t包含的状态比例, 门限与反馈结构使得 LSTM 能够保存较长时序信息。LSTM 结合关键点检测网络, 可充分利用检测所得时序信息, 实现要害打击点轨迹预测, 极大扩展了传统舰船目标检测算法的功能。

1.5　基于 PnP 的导引头位姿估计

单目视觉位姿测量算法原理简单、系统成本低、实时性好, 广泛用于计算机视觉中的空间定位任务。末制导段, 舰船图像尺度、角度变化较大, 灭点理论、逆透视变换等方法直接用于导引头位姿估计, 测量误差较大。当位姿多角度变化时, PnP 算法具有较好的计算精度与解算速度, 在已知相机内参的情况下, 可利用多对三维与二维点的投影映射关系, 求解导引头(相机)在相应坐标系下的位姿。

控制点在舰船坐标系下坐标为E_r^w, 相机坐标系下坐标为E_r^c, 利用旋转矩阵$\boldsymbol{U}$、平移矩阵$\boldsymbol{T}$, 建立控制点在舰船坐标系与相机坐标系下的映射关系为

$$\begin{bmatrix} E_r^c \\ 1 \end{bmatrix} = [\boldsymbol{U}\ \boldsymbol{T}] \begin{bmatrix} E_r^w \\ 1 \end{bmatrix} \tag{7}$$

式中：旋转矩阵$\boldsymbol{U}=\begin{bmatrix} u_{11} & u_{12} & u_{13} \\ u_{21} & u_{22} & u_{23} \\ u_{31} & u_{32} & u_{33} \end{bmatrix}$，$[u_{11}\ \ u_{21}\ \ u_{31}]^{\mathrm{T}}$为$x^w$轴在相机坐标系中的方向向量，$[u_{12}\ \ u_{22}\ \ u_{32}]^{\mathrm{T}}$、$[u_{13}\ \ u_{23}\ \ u_{33}]^{\mathrm{T}}$分别为$y^w$轴、$z^w$轴在相机坐标系中的方向向量。

相机标定得到内参矩阵$\boldsymbol{K}$，控制点像素坐标为$\{\xi_r\}$ $(r=1,2,\cdots)$，则

$$z_{\mathrm{e}} \begin{bmatrix} \xi_r \\ 1 \end{bmatrix} = \boldsymbol{K} \begin{bmatrix} E_r^c \\ 1 \end{bmatrix} \tag{8}$$

$$z_{\mathrm{e}} \begin{bmatrix} u_r \\ v_r \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_u & 0 & u_c \\ 0 & f_v & v_c \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} [\boldsymbol{U}\ \boldsymbol{T}] \begin{bmatrix} x_j^w \\ y_j^w \\ z_j^w \\ 1 \end{bmatrix} \tag{9}$$

式中：$(u_r\ \ v_r\ \ 1)^{\mathrm{T}}$为控制点像素坐标；$\left(x_j^w\ \ y_j^w\ \ z_j^w\ \ 1\right)^{\mathrm{T}}$为控制点在舰船坐标系下的齐次坐标；$z_{\mathrm{e}}$为尺度因子，即相机坐标系中控制点的$z$轴坐标值。

依据式(10)计算导引头(相机)绕x轴、y轴、z轴的旋转角θ_x、θ_y、θ_z：

$$\begin{cases} \theta_x = \arctan(u_{32}, u_{33}) \\ \theta_y = \arctan\left(-u_{31}, \sqrt{{u_{31}}^2 + {u_{33}}^2}\right) \\ \theta_z = \arctan(u_{21}, u_{11}) \end{cases} \tag{10}$$

PnP算法至少需要4对控制点及像素点。当关键点检测网络输出可见关键点个数为$n(n \geqslant 4)$时，为提升准确度，依据排列组合在n个舰船要害关键点中，依次选取4个点计算三维位姿，计算C_n^4次取平均值作为位姿估计结果。

2 实验设置

2.1 实验数据与实验环境

2.1.1 舰船要害关键点检测数据

末制导段，轻型反舰导弹多以低空掠海姿态飞行。执行对敌舰精确打击任务时，导引头视角以侧舷为主。文献[16]结合迁移学习[17]理论，论证了民船等相似舰船图像可作为正样本扩充数据集，辅助军舰等小样本数据的检测任务实现。由于实际战场环境采拍局限性较大，实验室利用高仿真度舰船模型实现海战场战法推演，根据反舰导弹突防作战与精确打击任务需求，打击雷达可阻碍舰船对来袭目标的探测能力，打击舰船火力设施可大幅削弱舰船战斗力，打击水线可有效击沉舰船，结合反舰导弹突防与精确打击任务需求，设定炮台、天线、驾驶舱等重要军事设施为舰船要害，标注舰船要害关键点如图5所示。原始数据囊括船模与实测舰船，视频数据为每秒20帧，单个视频时长约2 min。标注后的图像数据共6 672张，按照8∶1∶1划分训练集、测试集、验证集。

根据舰船三维结构，以舰首与舰尾中点连线为y轴，垂直于舰面的舰船天线延长线为z轴，依据右手坐标系确定x轴，x轴平行舰面并垂直于yOz所在平面，以舰船为中心建立坐标系如图6所示，并获取要害关键点在舰船坐标系下的三维坐标。

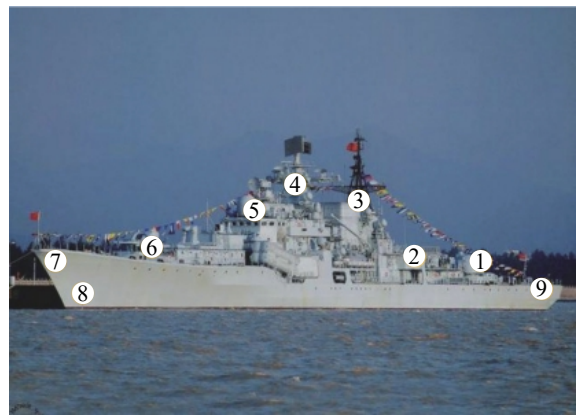


图5 舰船要害关键点

Fig. 5 Key-points of warship



图6 舰船坐标系

Fig. 6 Coordinate system of warship

2.1.2 实验环境

合理设置输入图像的降采样率，在保留较多细节特征的同时引入较少运算负担。实验测试$R=4$时，所提算法兼具较高的检测精度与检测速度。训练优化器为Adam，设置训练学习率逐步衰减，初始学习率为5×10^{-4}，初始迭代轮数为100，在第30轮、第45轮下降为先前的1/10，batchsize为8。实验环境如表1所示，其中，IDE (integrated development environment)为集成开发环境。

2.1.3 LSTM参数设置

合理设置LSTM网络参数能够以最小的时间消耗，达到最优的轨迹预测精度。如图7所示，隐藏层节点数增加将导致时间成本上升，隐藏层节点数过多会损害网络泛化能力，过少的节点数无法有

表 1　实验环境

Table 1　Experimental environment

参数	配置信息
CPU	AMD Ryzen 9 3900X
CPU显存	32 GB
GPU	GEFORCE RTX 2080Ti
GPU显存	11 GB
IDE	Pycharm、gedit、vim
系统	Ubuntu 16.04 LTS
语言	Python
加速环境	CUDA10.0, CuDNN7.6
深度学习框架	Pytorch1.0

效学习时序特征, 导致预测精度较低。基于反舰导弹突防作战实时性要求, 采用 4 层 LSTM 实现轨迹预测, 经实验测试, 权衡响应时间与预测精度后, 设置 LSTM 隐藏层节点数为 40, 初始学习率为 0.005。

合适的输入输出对轨迹预测实际应用影响显著。与长期时序相比, 短期时序对数据的时间依赖关系捕捉能力更强。如图 8 所示, 计算序列的增加需要的响应时间更多, 较短的输入序列导致特征学习不充分, 较长的序列使得累计漂移误差较大, 均可能导致预测误差的增加。输入序列长度为 10 时, 轨迹预测性能更优, 设定训练与预测序列比例为 7∶3。

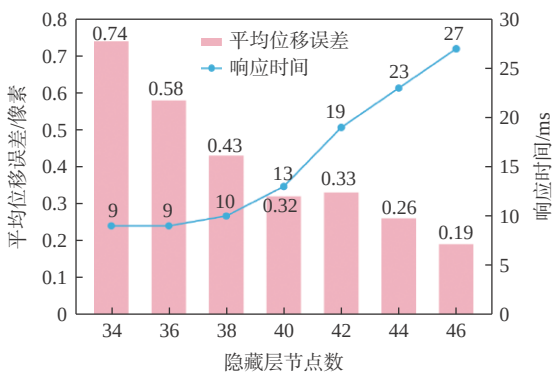


图 7　隐藏层节点数测试

Fig. 7　Testing on hidden layer node

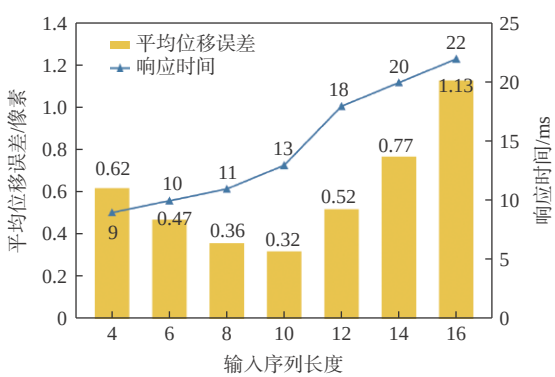


图 8　输入序列长度测试

Fig. 8　Length testing on input sequence

2.2　评估指标

1)舰船要害关键点检测评估指标。选取关键点相似度(object keypoint similarity, OKS)评价检测效果:

$$\mathrm{OKS}_g=\frac{\sum_u \exp\left(-d_{g_u}^2/2S_g^2\mu_u^2\right)\delta\left(v_{g_u}>1\right)}{\sum_u \delta\left(v_{g_u}>1\right)} \tag{11}$$

式中: g为检测类别; u为关键点标识; d_{g_u}为关键点真实值与预测值的欧式距离; S_g为预测目标的尺度因子; μ_u为第u个关键点的归一化因子, 对数据集中所有真实值计算标准差得到; v_{g_u}为关键点的标志位。OKS_g取值介于 [0,1] 之间, 预测值越接近 1, 表征预测效果越好。

分别计算 OKS_g=0.5,0.55,⋯,0.9,0.95 时的检测准确度, 计算平均准确率的均值(mean average precision, mAP)评价算法检测精度, 如式(12)所示, mAP 越大, 检测精度越高。引入每秒处理的图像帧数(frame per second, FPS)评价算法检测效率, FPS 越大, 表征算法检测速度越快。

$$\begin{cases}\mathrm{AP@}s=\dfrac{\sum_g \delta\left(\mathrm{OKS}_g>s\right)}{\sum_g 1}\\ \mathrm{mAP}=\mathrm{mean}\{\mathrm{AP@}(0.50:0.05:0.95)\}\end{cases} \tag{12}$$

式中: AP@s为当设定不同的阈值s时, 计算得出的平均准确率的值; mean为对计算结果取平均值。

2)轨迹预测评估指标。以平均位移误差(average displacement error, ADE)与最终位移误差(final displacement error, FDE)评估预测轨迹与真实轨迹的拟合程度。ADE 计算单个时间步的预测结果与真值之间的欧氏距离($L2$), 如式(13)所示。FDE 由最终时刻的预测结果与真值之间的距离计算, 如式(14)所示。

$$\begin{cases}\mathrm{ADE}(i)=\dfrac{1}{B}\sum_{t=1}^{B}\sqrt{(x_i-\hat{x}_i)^2+(y_i-\hat{y}_i)^2}\\ \mathrm{ADE}=\dfrac{1}{M}\sum_{i=1}^{M}\mathrm{ADE}(i)\end{cases} \tag{13}$$

$$\begin{cases}\mathrm{FDE}(i)=\sqrt{(x_iB-\hat{x}_iB)^2+(y_iB-\hat{y}_iB)^2}\\ \mathrm{FDE}=\dfrac{1}{M}\sum_{i=1}^{M}\mathrm{FDE}(i)\end{cases} \tag{14}$$

式中: M为预测轨迹的累计帧数; B为单个时间步长; $(\hat{x}_i,\hat{y}_i)$为舰船要害关键点预测坐标; (x_i,y_i)为关键点坐标真值。

ADE 与 FDE 越小, 表示利用已知要害时序特征预测得到的关键点运动轨迹与真值误差越小, 预

测轨迹越精确。

3)位姿估计评估指标。舰船要害检测视频数据由无人机搭载实验导引头同型相机掠海飞行捕获。将无人机记录的飞行数据,与利用投影映射模型解算所得舰船坐标系下的三维位姿对比,计算位姿估计结果与真值的相对误差,误差越小,解算精度越高。

3 实验结果与分析

3.1 舰船要害关键点检测

为更好评估SHKP-LSTM算法对舰船要害关键点检测效果,分别使用残差网络[18](ResNet)、残差网络与可变形卷积[13](Res-DCN)、深浅层聚合网络[19](Deep Layer Aggregation, DLA)、深浅层聚合网络与可变形卷积[13](CenterNet-DLA)、沙漏网络[20](Hourglass)作为对比实验,测试结果如表2所示,DLA34表示网络共34层。

表2 舰船关键点测试结果

Table 2 Test results of warship's key-points

算法	mAP/%	召回率/%	检测速度/FPS	参数量/10^6	模型规模/10^6
ResNet[18]	63.8	67.3	33	15.82	65.11
Res-DCN[13]	63.4	66.1	35	14.43	58.26
DLA34	81.8	86.7	26	18.16	75.76
CenterNet-DLA[19]	84.4	88.0	29	20.17	80.64
Hourglass[20]	87.4	90.9	13	191.25	779.88
所提算法	87.7	91.1	27	20.17	87.2

由表2可知,ResNet、Res-DCN、DLA34、CenterNet-DLA、Hourglass网络关键点检测结果mAP分别为63.8%、63.4%、81.8%、84.4%及87.4%,所提算法mAP为87.7%,分别提高23.9%、24.3%、5.9%、3.3%、0.3%。Hourglass网络层数较深,算法复杂度高,并加入了中级监督模块,因此检测精度高,检测速度仅为13 FPS,无法满足任务需求。所提算法利用卷积与反卷积提取特征,有效聚合深层语义信息与浅层定位信息,改善多分辨率特征图映射过程中的信息缺失,采用SoftPool改进最大值池化,较好保留了细粒度特征,对多尺度舰船要害检测具有鲁棒性,性能提升明显。由于所提算法需处理更高质量的特征图,运算量的提升导致检测速度降为27 FPS,仍高于DLA34与Hourglass网络,满足实时性要求。

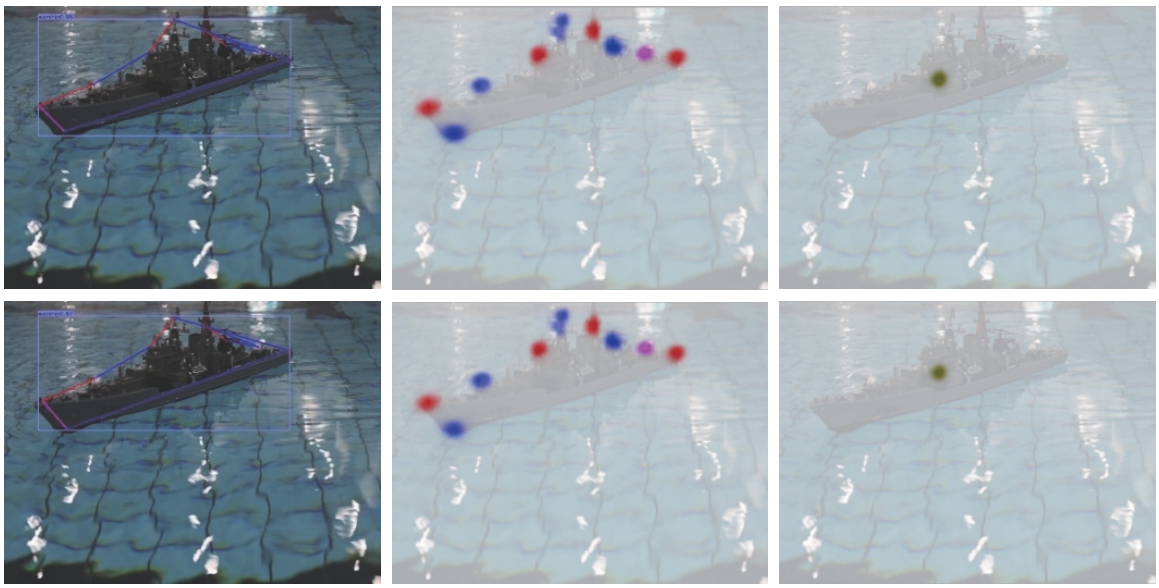
较低的算法复杂度与模型规模更利于舰船要害关键点检测模型在移动端的部署。ResNet网络结构简单,参数量较低;由于DLA有效聚合了多分辨率特征信息,深浅层特征聚合导致模型复杂度增加,可变形卷积引入偏移量,对不同尺度下的舰船要害部位特征要素描述更清晰,具备更优的检测特性,故CenterNet-DLA模型复杂度更高,模型规模更大。Hourglass实现了多尺度特征图的级联,各分辨率特征图间设置了中继监督模块,增强了算法的学习能力,但模型参数量与复杂度过高,检测速度仅为13 FPS,实时性无法满足。SoftPool能够改善深浅层特征聚合过程中,特征图下采样导致的重要信息损失,不同角度、不同尺度下的舰船要害关键点细粒度特征得到保留,提升检测准确率而不引入过多的模型参数,改进后的算法复杂度显著低于Hourglass网络,检测速度可达27 FPS,保证检测速度的同时具备较高的检测精度。

改进前后的算法对舰船要害关键点检测结果如图9所示。图9(a)~图9(e)第1行表示原CenterNet-DLA检测结果,第2行表示所提算法检测结果,第1列为检测效果图,第2列为要害关键点热力图,第3列为舰船中心点热力图。图9(a)~图9(c)为舰船模型检测结果,图9(d)和图9(e)为舰船实际场景检测结果。

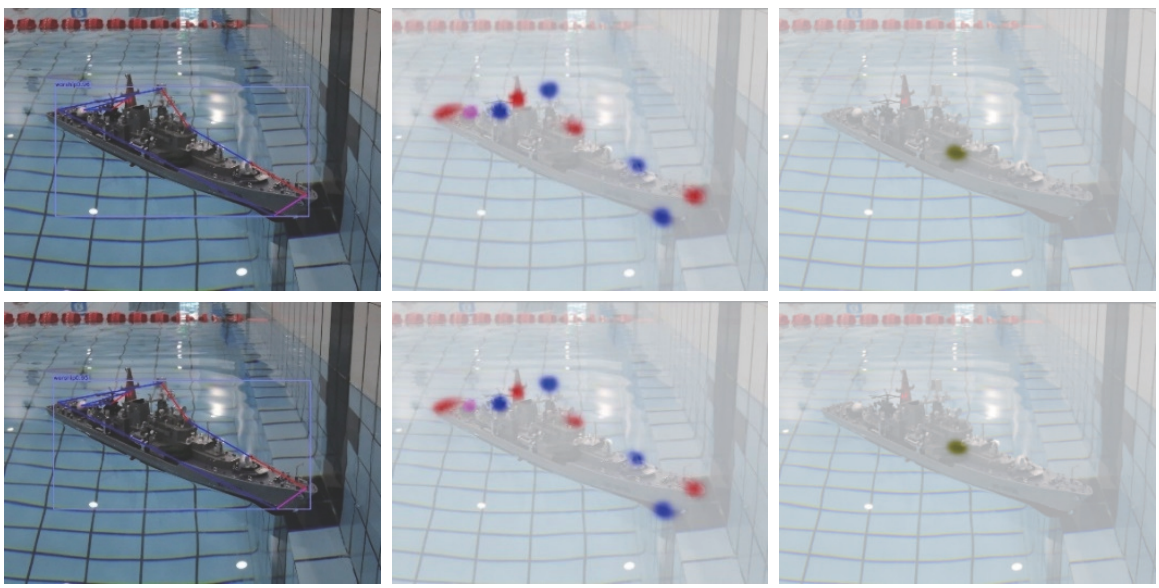
由关键点热力图可知,所提算法对具有相似特征的舰船关键点区分度更好,生成的关键点热力图定位精度更高;由图9(e)可知,本文算法对距离较远的小尺度要害关键点检测性能提升显著,论证了所提算法对多尺度舰船要害关键点具有较好的检测鲁棒性;由舰船目标中心点热力图可知,拍摄距离越近的舰船热力图中心点越大,距离远的热力图中心点较小,所提算法对不同尺度、不同姿态的舰船均可实现要害关键点精确检测与中心点准确定位。图9测试结果同时证明了,融合深层语义信息与浅层定位信息能够提升关键点定位精度,SoftPool改进最大值池化保留的细粒度特征更多,对尺度、角度变化剧烈的舰船要害部位检测任务适应性更好,检测结果更准确。

神经网络中的池化处理能够显著降低卷积层输出的特征参数实现降维,改善由于网络加深可能导致的过拟合问题,广泛应用于各类卷积神经网络结构中。不同池化方式对所提算法进行改进的测试结果如表3所示。

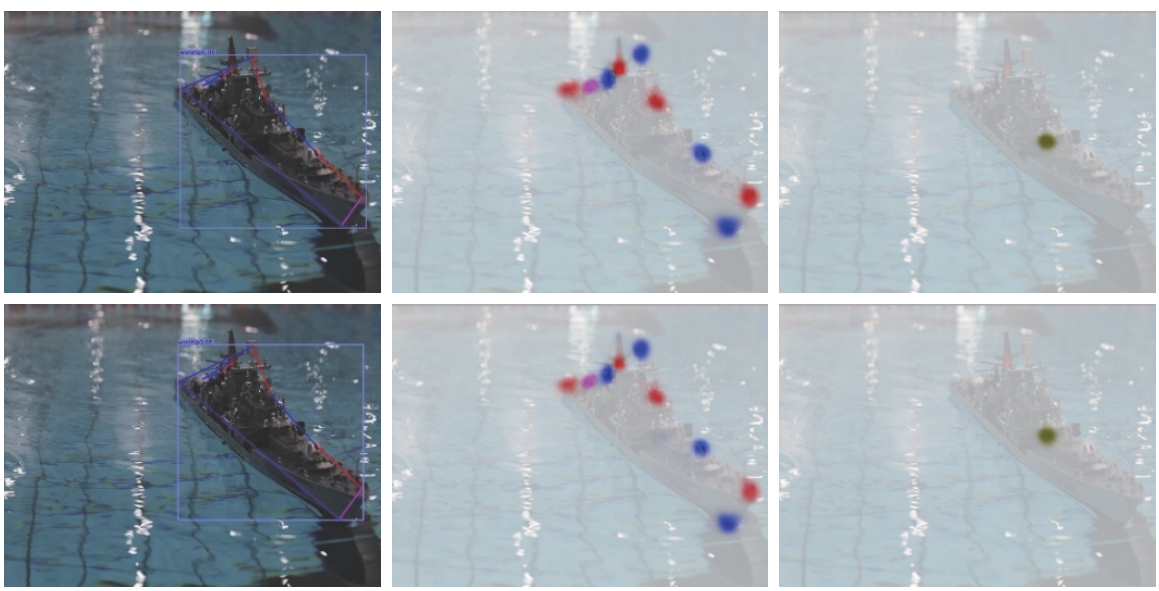
由表3可知,最大值池化仅保留池化内核中的局部最大值,运算简单但对于具有相似特征的舰船要害部位区分度不足;随机采样池化计算池化内核中特征的概率值,依据概率随机保留特征参量;空间金字塔池化依据特征图尺度调整计算参数,对不同尺度的特征图处理方式更灵活,mAP高于最大值池化与随机采样池化,但定位与检测准确性有待提升;SoftPool池化能够在不增加较多模型复杂度的同时,较好保留重要特征,正向与反向传播期间梯度权重均得到更新,最终池化结果由激活区域中的特征共同决定,SoftPool池化与最大值池化、随机采样池化、空间金字塔池化相比,mAP分别提升了3.3%、2.3%、1.8%。SoftPool池化算法检测速度为27 FPS,满足实时性要求,检测精度较高。



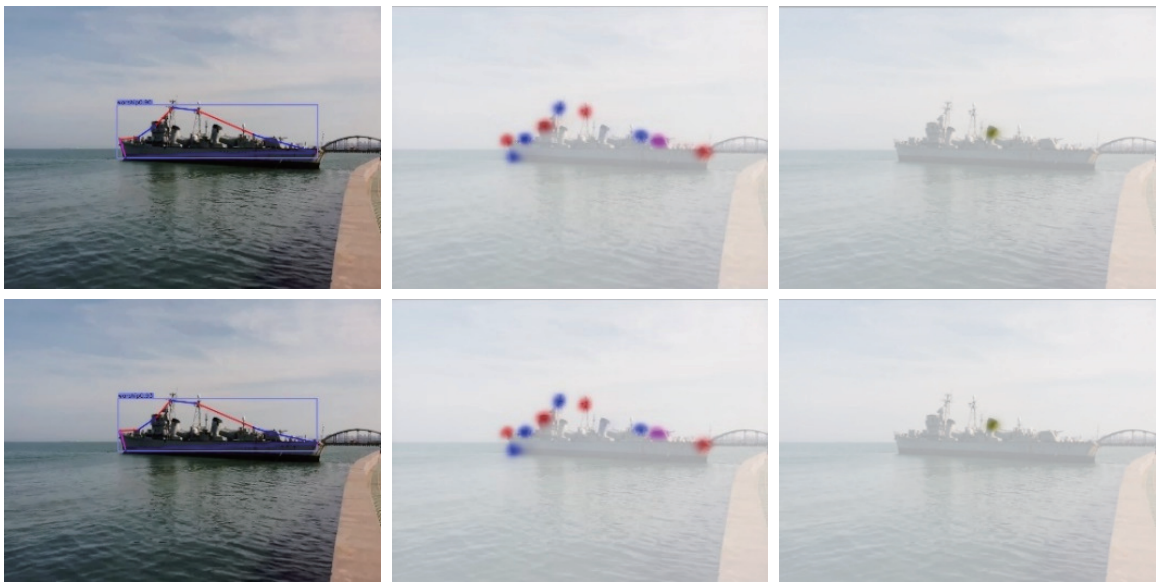
(a) 左舷视角关键点检测结果



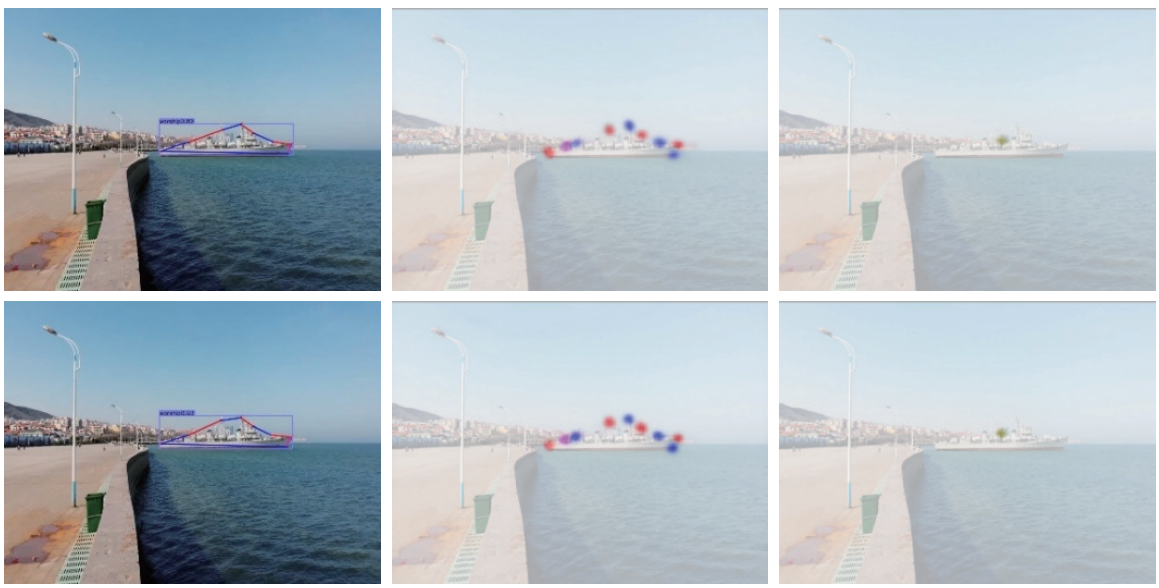
(b) 右舷视角关键点检测结果



(c) 纵向视角关键点检测结果



(d) 左舷视角关键点检测结果



(e) 右舷视角关键点检测结果

图 9 舰船关键点检测结果

Fig. 9 Detection results of warship's key-points

表 3 不同池化方式测试结果

Table 3 Test results of different poolings

池化方式	mAP/%	检测速度/FPS
最大值池化	84.4	29
随机采样池化	85.4	28
空间金字塔池化	85.9	29
SoftPool池化	87.7	27

损失函数变化曲线如图 10 所示，可知，所提算法损失函数值低于 ResNet、Res-DCN、DLA、CenterNet-DLA、Hourglass，特征学习能力更强，收敛速度更快，在训练 50 轮后，损失函数值基本稳定在 1.76 左右。可变形卷积相对于常规卷积增加了偏移，训练复杂度增加，故迭代初期损失与曲线波动性较大。由图 2 与图 10 可知，所提算法较好融合了深浅层特征，并利用 SoftPool 使细粒度的特征信息得以保留，多尺度下的要害关键点定位精度显著提升，良好的收敛效果与较低的损失函数值证明了所提算法改进的有效性。

3.2 三维位姿解算

基于图 6 舰船坐标系下的关键点三维坐标，结合检测所得关键点像素坐标，采用 PnP 算法解算导引头（相机）在舰船坐标系下的三维坐标及旋转角。

导引头三维位姿解算是以舰船为中心，基于所建立的舰船坐标系计算旋转矩阵与平移矩阵。由实测数据可知，海战场环境下的军舰持续受到自身横摇与纵摇影响，气流变化同样导致导引头视场内

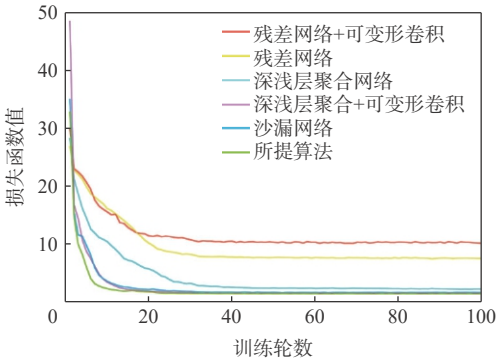


图 10　损失函数曲线

Fig. 10　Curve on loss function

舰船中心位置不断变化。对于图 9(d)与图 9(e)海面上的真实军舰而言, 为提升导引头对舰船要害部位打击精度, 需在相对舰船距离较远时准确检测要害关键点, 而距离较远时, 导引头(相机)相对舰船坐标系的 x、y 轴坐标值远大于 z 轴坐标值。实际战场环境采拍时, 获取准确的导引头相对舰船坐标系的旋转角较为困难, 由 PnP 算法中旋转矩阵与平移矩阵的转换关系可知, 旋转矩阵与平移矩阵之间的准确度具有耦合性。考虑到实际数据与设备测试的局限性, 实验利用无人机内置飞行控件记录的数据与激光测距仪得到导引头(相机)相对舰船的坐标真值, 计算相对误差作为导引头三维位姿估计的评价指标。图 9(a)～图 9(c)位姿解算结果如表 4 所示, 采用最大误差绝对值(maximum absolute error, MAE)与均方误差(mean square error, MSE)评估准确度。

表 4　位姿估计测试结果

Table 4　Test results of pose estimation

图像	坐标真值/cm	计算值/cm	MAE/cm	MSE/cm	旋转角/(°)
图9(a)	(−80,70,23)	(−82.23,73.89, 26.40)	3.89	3.25	−115, −45, −166
图9(b)	(82,83,40)	(79.23,79.86, 39.99)	3.14	2.417	−116, 43, 166
图9(c)	(42,103,40)	(40.14,99.62, 35.86)	4.14	3.267	−110, 14, 170

由表 4 可知, 舰船模型位姿估计结果 MAE 为 4.14 cm, MSE 可保持在 3.5 cm 之内。实测舰船位姿估计结果 MAE 为 343 cm, MSE 可保持在 300 cm 之内。舰船成像特征信息量同样影响位姿估计结果, 船模拍摄距离近, 细节特征丰富, 实测舰船距离较远, 故船模位姿估计结果精度高于实测舰船的位姿估计结果。导引头位姿估计准确度与关键点检测结果密切相关, 关键点检测精度越高, 位姿解算越准确。当导引头获取的舰船图像中, 部分关键点较为密集时, 可能造成位姿估计结果准确度降低。图 9(b)舰船图像细节更多, 特征更清晰, 因而图 9(b)位姿解算误差小于图 9(a)和图 9(c)。此外, 相机径向与切向畸变可能导致关键点检测位置偏移; 相机的架设位姿与关键点空间分布同样可能导致位姿估计误差。总体而言导引头(相机)位姿估计较为准确。

3.3　舰船要害点轨迹预测

导引头接近舰船的过程中, 舰船要害空间尺度与位移同时发生变化, 不同要害关键点运动轨迹存在差异, 为更好评估 LSTM 轨迹预测准确性, 选取卡尔曼滤波(Kalman Filter)算法、差分自回归移动平均模型(autoregressive integrated moving average model, ARIMA)算法作为对比。输入为视频序列中, 动态变化的要害关键点像素坐标。LSTM 与其他算法在舰船要害关键点检测数据上的测试结果如表 5 所示。

表 5 第 1 行同时给出了视频序列关键点检测结果、真实轨迹的平均位移误差(average displacement error, ADE)和最终位移误差(final displacement error, FDE)。对比实验设定 Kalman Filter 算法方差为 1×10^{-4}; ARIMA 算法依据贝叶斯信息量(Bayesianin formation criterion, BIC)准则进行模型定阶, 由舰船要害关键点时序数据确定自回归项数为 6, 差分阶数为 1, 滑动平均项数为 5, 用最小二乘法确定初值, 并结合极大似然法实现 ARIMA 轨迹预测。

如表 5 所示, 相同实验环境测试, LSTM 轨迹预测精度优于其他算法。Kalman Filter 算法对运动模型与量测模型依赖性较大, 且预测效果与试验参数设定密切相关, 准确度较低; ARIMA 预测效果优于 Kalman Filter 算法, 需根据 BIC 准则设定实验参数, 舰船要害关键点运动趋势剧烈变化时适应性不足, 轨迹预测精度有待提升; LSTM 对时空特征学习能力强, 对初始预测的不确定性及传入测量的不确定性适应性更好, 对剧烈变化的舰船要害关键点具有更优的轨迹预测准确度。

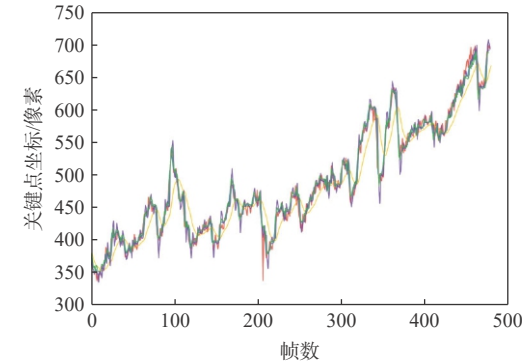
文献 [21] 指出多维坐标独立预测比多维同时预测的精度更高, 为更直观地分析预测准确度, 以视频帧数为横坐标, 随机抽取 3 段视频中, 舰船要害关键点单维度的运动轨迹, 将运动轨迹可视化测试后的结果如图 11 所示。

如图 11 所示, 导引头视场内的舰船要害关键点坐标呈现无规律波动, 小范围连续波动运动趋势拟合是轨迹预测的难点。Kalman Filter 算法测试曲线与真值变化趋势相符, 但平滑程度高, 无法准确拟合要害关键点小范围连续波动的轨迹, 预测误差较大; ARIMA 比 Kalman Filter 算法预测结果更接近真实值, 但曲线波动性较大, 且具有一定的滞后性,

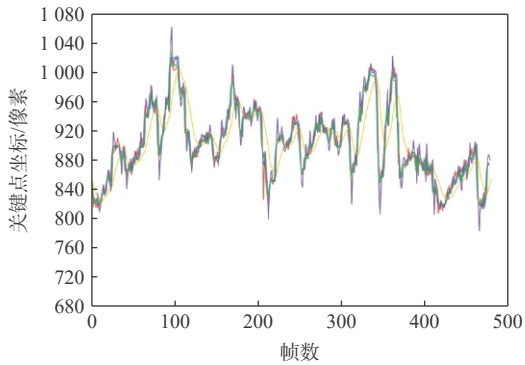
表 5　轨迹预测算法对比

Table 5　Comparison of trajectory prediction algorithms

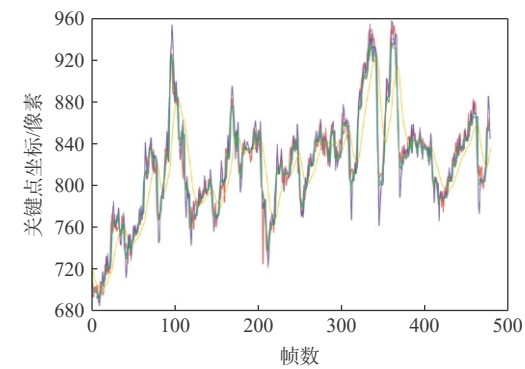
算法	ADE/像素	FDE/像素
关键点检测真值	0.303 2	1.450 6
Kalman Filter	1.139 8	2.671 2
ARIMA	0.963 5	2.045 6
LSTM	0.326 3	1.632 5



(a) 序列 1 随机抽取 500 帧的轨迹预测结果



(b) 序列 2 随机抽取 500 帧的轨迹预测结果



(c) 序列 3 随机抽取 500 帧的轨迹预测结果

图 11 轨迹预测结果

Fig. 11 Results on trajectory prediction

当舰船要害关键点位置剧烈变化时，ARIMA 预测结果与真值偏差较大，预测准确度有待提升。LSTM 能够较好拟合剧烈变化的要害关键点运动轨迹，对呈现无规律性的时序轨迹预测鲁棒性较好，特征学习能力强，预测结果与真值误差更小。

随机抽取视频序列中，帧数为 100～200 与帧数为 400～480 时的要害关键点运动轨迹，如图 12 所示。由表 5 与图 12 可知，与其他算法相比，LSTM 预测值与真实值之间的差异更小。LSTM 轨迹预测曲线能较好的反映舰船要害关键点运动趋势，出现小范围连续剧烈波动时，仍能够依据检测数据准确预测轨迹，与标注真值之间的误差更小，精度提升明显。LSTM 拟合的曲线中，影响预测精度的轨迹突变点更少，更加贴近实际轨迹。

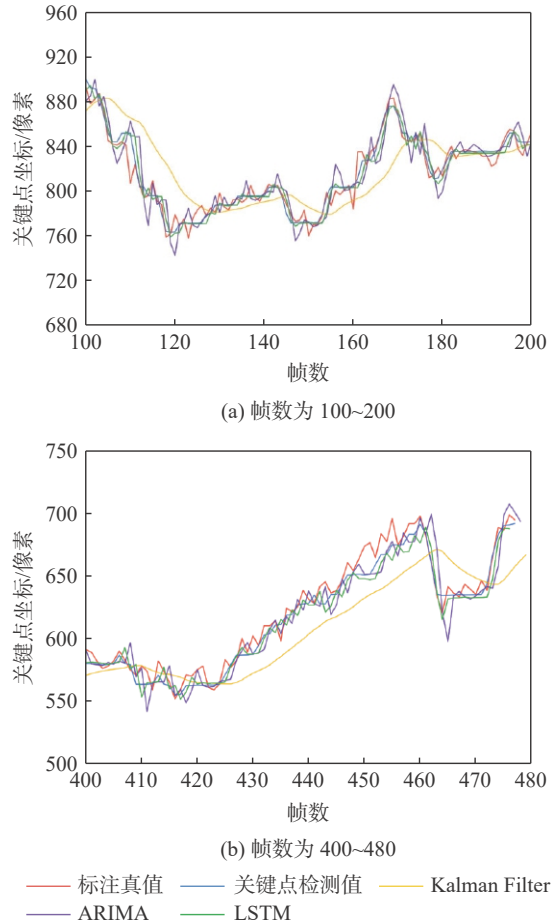


图 12 轨迹预测细节分析

Fig. 12 Detailed analysis of trajectory prediction

4 结 论

反舰导弹对舰船要害部位的精确打击能力是精确制导的关键技术之一。针对现有算法无法准确检测舰船要害部位，导引误差解算精度不足等问题，本文提出的 SHKP-LSTM 算法，构建了舰船要害部位检测数据进行实验，可实现动态变化下的多尺度舰船要害部位检测与轨迹预测，算法鲁棒性强，解算精度高，精确制导的研究思路得到扩展。

1）针对检测特征利用不充分的问题，融合深浅层特征可提高检测精度，SoftPool 可改善最大值池化导致的重要信息损失，获取的细粒度特征图提升了相似特征关键点的区分度，mAP 提升了 3.3%。

2）LSTM 算法对时序特征学习能力较强，轨迹预测准确度与实时性较好。利用时空维度特征准确预测舰船要害打击点运动轨迹，有助于提升精确制导反舰导弹的毁伤概率。

3）PnP 算法利用舰船三维结构特性与关键点检测结果解算导引头三维位姿。相对于二维像素坐标而言，利用三维信息解算所得当前命中点与任务打击点导引误差更精确。

如何针对遮挡或视野缺点中的舰船要害部位进行精确检测与轨迹预测是后续工作研究重点。

参考文献（References）

[1] 余瑞星, 吴虞霖, 曹萌, 等. 基于边缘与角点相结合的目标提取与匹配算法[J]. 西北工业大学学报, 2017, 35(4): 586-590.
YU R X, WU Y L, CAO M, et al. Target extraction and image matching algorithm based on combination of edge and corner[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2017, 35(4): 586-590(in Chinese).

[2] 苏娟, 杨龙, 黄华, 等. 用于SAR图像小目标舰船检测的改进SSD算法[J]. 系统工程与电子技术, 2020, 42(5): 1026-1034.
SU J, YANG L, HUANG H, et al. Improved SSD algorithm for small-sized SAR ship detection[J]. Systems Engineering and Electronics, 2020, 42(5): 1026-1034(in Chinese).

[3] GAO F, HE Y S, WANG J, et al. Anchor-free convolutional network with dense attention feature aggregation for ship detection in SAR images[J]. Remote Sensing, 2020, 12(16): 2619.

[4] TANG G, LIU S B, FUJINO I, et al. H-YOLO: A single-shot ship detection approach based on region of interest preselected network[J]. Remote Sensing, 2020, 12(24): 4192.

[5] 王玺坤, 姜宏旭, 林珂玉. 基于改进型YOLO算法的遥感图像舰船检测[J]. 北京航空航天大学学报, 2020, 46(6): 1184-1191.
WANG X K, JIANG H X, LIN K Y. Remote sensing image ship detection based on modified YOLO algorithm[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2020, 46(6): 1184-1191(in Chinese).

[6] ZHANG Y L, GUO L H, WANG Z F, et al. Intelligent ship detection in remote sensing images based on multi-layer convolutional feature fusion[J]. Remote Sensing, 2020, 12(20): 3316.

[7] 刘勇, 李杰, 张建林, 等. 基于深度学习的二维人体姿态估计研究进展[J]. 计算机工程, 2021, 47(3): 1-16.
LIU Y, LI J, ZHANG J L, et al. Research progress of two-dimensional human pose estimation based on deep learning[J]. Computer Engineering, 2021, 47(3): 1-16(in Chinese).

[8] TOSHEV A, SZEGEDY C. DeepPose: Human pose estimation via deep neural networks[C]// IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2014 : 1653-1660.

[9] TOMPSON J, JAIN A, LECUN Y, et al. Joint training of a convolutional network and a graphical model for human pose estimation[C]//Proceedings of the Conference on Neural Information Processing Systems. New York: Curran Associates Press, 2014: 1799-1807.

[10] WEI S H, RAMAKRISHNA V, KANADE T, et al. Convolutional pose machines[C]// IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2016: 4724-4732.

[11] 陈宗海, 裴浩渊, 王纪凯, 等. 基于单目相机的视觉重定位方法综述[J]. 机器人, 2021, 43(3): 373-384.
CHEN Z H, PEI H Y, WANG J K, et al. Survey of monocular camera-based visual relocalization[J]. Robot, 2021, 43(3): 373-384(in Chinese).

[12] ALAHI A, GOEL K, RAMANATHAN V, et al. Social LSTM: Human trajectory prediction in crowded spaces[C]// IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2016: 961-971.

[13] ZHOU X Y, WANG D Q, KRÄHENBÜHL P. Objects as points[EB/OL]. (2019-04-16)[2021-04-26]. https://arxiv.org/abs/1904.07850.

[14] STERGIOU A, POPPE R, KALLIATAKIS G. Refining activation downsampling with SoftPool[C]// IEEE/CVF International Conference on Computer Vision (ICCV). Piscataway: IEEE Press, 2021 : 10337-10346.

[15] ZENG W L, QUAN Z B, ZHAO Z Y, et al. A deep learning approach for aircraft trajectory prediction in terminal airspace[J]. IEEE Access, 2020, 8: 151250-151266.

[16] 黄洁, 姜志国, 张浩鹏, 等. 基于卷积神经网络的遥感图像舰船目标检测[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(9): 1841-1848.
HUANG J, JIANG Z G, ZHANG H P, et al. Ship object detection in remote sensing images using convolutional neural networks[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(9): 1841-1848(in Chinese).

[17] 张雪松, 庄严, 闫飞, 等. 基于迁移学习的类别级物体识别与检测研究与进展[J]. 自动化学报, 2019, 45(7): 1224-1243.
ZHANG X S, ZHUANG Y, YAN F, et al. Status and development of transfer learning based category-level object recognition and detection[J]. Acta Automatica Sinica, 2019, 45(7): 1224-1243(in Chinese).

[18] XIAO B, WU H P, WEI Y C. Simple baselines for human pose estimation and tracking[C]//Proceedings of the Conference on European Conference on Computer Vision. Berlin: Springer, 2018: 472-487.

[19] YU F, WANG D Q, SHELHAMER E, et al. Deep layer aggregation[C]// IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2018 : 2403-2412.

[20] NEWELL A, YANG K Y, DENG J. Stacked hourglass networks for human pose estimation[C]//Proceedings of the Conference on European Conference on Computer Vision. Berlin: Springer, 2016: 483-499.

[21] 王新, 杨任农, 左家亮, 等. 基于HPSO-TPFENN的目标机轨迹预测[J]. 西北工业大学学报, 2019, 37(3): 612-620.
WANG X, YANG R N, ZUO J L, et al. Trajectory prediction of target aircraft based on HPSO-TPFENN neural network[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2019, 37(3): 612-620(in Chinese).

Intelligent algorithm of warship's vital parts detection, trajectory prediction and pose estimation

LI Chenxuan，LI Tianyu*，LI Zizheng，ZENG Weigui，XU Huiqi

(Coast Guard Academy，Naval Aviation University，Yantai 264001，China)

Abstract：Accurate detection and attack of warship's vital parts can effectively improve the damage efficiency of anti-ship missile. Aiming at the problems of low detection accuracy on vital parts and insufficient accuracy of guidance error, this paper proposes an algorithm of warship's vital parts detection, trajectory prediction and pose estimation based on deep learning. The deep semantic information and shallow positioning information are integrated, and the SoftPool modules are used to preserve fine-grained features. The detection accuracy of multi-angle and multi-scale warship's vital parts is improved. Combining the detection results with the warship's space structure can establish the mapping relationship, which is used to calculate the three-dimensional position and posture of the seeker. The long short term memory network is introduced to mine the space-time characteristics of key-points to realize the dynamic trajectory prediction on multi-scale warship. Experimental results show that this algorithm has high accuracy in detection of warship's vital parts and trajectory prediction. The posture estimation results of the seeker are precise. The situational awareness requirement in complex marine battlefield of autonomous self-piloted anti-ship missiles is satisfied in independent penetration perspective.

Keywords：target detection; key-points network; SoftPool; long short term memory; pose estimation; anti-ship missile

Received：2021-05-14；**Accepted**：2021-06-25；**Published Online**：2021-07-05 11：25

URL：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210705.1052.001.html

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0254

FBMC/OQAM 系统中改进的峰均比抑制方法

李磊[1]，薛伦生[1,*]，陈西宏[1]，邹兵[2]

(1. 空军工程大学 防空反导学院，西安 710051；2. 中国人民解放军 93145 部队，南京 210000)

摘 要：针对偏移正交幅度调制的滤波器组多载波 (FBMC-OQAM) 系统中峰值平均功率比（PAPR）过高会引起失真且对信道估计性能造成影响的缺点，提出了一种基于相位旋转的干扰消除法（ICM-P）。该方法产生不同的相位序列，与传输数据相乘得到多组数据序列，分别计算其 PAPR，并选择 PAPR 最低的一组进行传输。仿真验证与分析表明：所提方法能有效降低系统过高的峰值平均功率比，误码率不高，且信道估计性能较原 ICM 方法没有明显下降。

关 键 词：滤波器组多载波；偏移正交幅度调制；峰值平均功率比；干扰消除法；相位旋转
中图分类号：TN914
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2023)02-0457-07

偏移正交幅度调制的滤波器组多载波 (filter bank multi-carrier with offset quadrature amplitude modulation, FBMC/OQAM) 是应用已久的正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)传输方案的一种新的替代方案[1-2]。与 OFDM 相比，FBMC/OQAM 采用的原型滤波器时频聚焦特性较好，且系统具有更高的频谱效率、更好的频谱抑制能力，增强了对时间和频率失准的鲁棒性[3]。其优良的特性引起了许多学者的研究，包括原型滤波器的设计[4-6]、频域均衡[7-9]、信道估计[10-12]、峰值平均功率比(峰均比)(peak-to-average power ratio, PAPR)抑制[13-15]、时间同步[16-17]等。

然而，FBMC/OQAM 放松正交条件仅在实数域中保持正交性[18]。因此，即使在无失真信道中，数据符号也会受到周围符号的固有干扰，这使得信道状态信息获取和多天线部署等信号处理任务更具挑战性。为确保系统在接收端可以完整恢复出传输信号，必须对信道状态信息进行估计。而 FBMC/OQAM 中存在的固有干扰会对系统的信道估计造成严重影响。为解决这一问题，学者们提出了多种信道估计方法，主要分为基于离散导频和基于导频序列的信道估计方法。其中，经典的基于导频序列的信道估计方法有干扰近似法(interference approximation method, IAM)、成对导频法(pairs of pilots, POP)和干扰消除法(interference cancellation method, ICM)。ICM 方法是利用原型滤波器的固有干扰系数重新设计导频序列结构，将导频间的固有干扰相互抵消，从而减小系统固有干扰对信道估计的影响。文献 [19-21] 是 3 种典型的 ICM 方法，对导频结构进行设计，抵消导频间固有干扰，保证了信道估计精度。但这 3 种方法的导频序列占用了 3 个偏移正交幅度调制 (offset quadrature amplitude modulation, OQAM) 符号，导频开销较大，实用性较低，且没有考虑一阶邻域外的干扰对信道估计的影响。基于此，文献 [22] 进行改进，用辅助导频 (auxiliary pilot, AP) 代替传统 ICM 的保护导频序列，以消除码间干扰对信道估计的影响，显著降低了 FBMC/OQAM 系统的导频开销，同时增大了系统固有干扰的消除范围，使系统的信道估计精度得到效提高。

同时，FBMC/OQAM 作为多载波系统，如果多

收稿日期：2021-05-14；**录用日期**：2021-11-01；**网络出版时间**：2021-11-16 08:44
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20211113.0924.001.html
基金项目：国家自然科学基金 (61671468)
*通信作者. E-mail：xuelunshengl@163.com

引用格式：李磊，薛伦生，陈西宏，等. FBMC/OQAM 系统中改进的峰均比抑制方法 [J]. 北京航空航天大学学报，2023，49（2）：457-463.
LI L，XUE L S，CHEN X H，et al. Improved peak-to-average ratio reduction method in FBMC/OQAM system [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2023，49（2）：457-463 （in Chinese）.

个子载波相位相同，那么在时域叠加的信号峰值幅度会过高，从而导致PAPR较高。发送端信号在通过功率放大器时会到达非线性区域，降低放大器工作效率且导致信号失真，引起误码率的增加。因此，降低系统过高的PAPR是非常有研究意义的[23]。

文献[22]有很好的信道估计性能，但其过高的PAPR在实际系统中并不实用。本文在该方法基础上进行改进，把插入的导频序列与原始符号组成新的数据符号，给新的数据符号乘以不同的相位旋转因子，分别计算其PAPR，并选择PAPR值最小的一组作为发送信号。通过仿真证明，在不影响其信道估计性能的前提下，系统过高的PAPR得到抑制，且误码率不高。

1 FBMC/OQAM系统特性

如图1所示，同样作为多载波系统的FBMC/OQAM，在结构上沿用OFDM系统的IFFT/FFT结构，有效降低了系统复杂度[24]。不同的是，OFDM系统采用循环前缀的方法对抗载波间干扰（inter carrier interference, ICI）和符号间干扰（inter symbol interference, ISI），然而FBMC/OQAM系统采用OQAM的调制方式，有效提高了频谱效率。

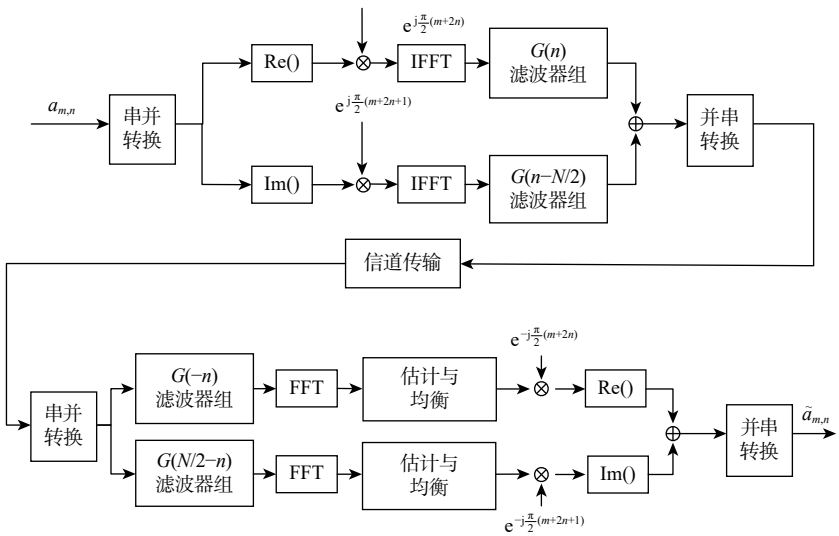


图1 FBMC/OQAM系统框图

Fig. 1 System block diagram of FBMC/OQAM

FBMC/OQAM的连续时间基带传输信号为

$$s(t)=\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{n=-\infty}^{+\infty}a_{m,n}g_{m,n}(t) \tag{1}$$

式中：$g_{m,n}(t)$表示滤波器在时频坐标(m,n)处的综合基函数，且

$$g_{m,n}(t)=g(t-n\tau_0)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi mv_0t}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_{m,n}} \tag{2}$$

其中：M为子载波的数量（M为偶数）；$a_{m,n}$为第m个子载波上传输的第n个符号；$g(t)$表示脉冲成型滤波器函数；τ_0为FBMC/OQAM相邻符号的实部与虚部的时间间隔；v_0为子载波间隔，且$v_0=1/T_0=1/(2\tau_0)$，T_0表示一个符号周期；$\phi_{m,n}$为相位因子，表达式为

$$\phi_{m,n}=\frac{\pi}{2}(m+n)-mn\pi \tag{3}$$

当基函数$g_{m,n}(t)$满足实数域正交的条件时，接收端才可以准确地恢复出发送端的信号，即

$$\left\langle g_{m,n}(t),g_{p,q}(t)\right\rangle_{\Re}=\Re\left\{\int_{-\infty}^{\infty}g_{p,q}^{*}(t)g_{m,n}(t)\,\mathrm{d}t\right\}=\delta_{m,p}\delta_{n,q} \tag{4}$$

式中，$\langle x,y\rangle$表示x和y的内积；$\Re\{\bullet\}$表示取实操作，“$*$”表示复共轭；δ为冲激函数，其定义为

$$\delta_{m,n}=\begin{cases}1 & m=n\\ 0 & m\neq n\end{cases} \tag{5}$$

在理想无失真信道条件下，即接收信号$r(t)=s(t)$，OQAM/OFDM系统在接收端时频格点(p,q)处的接收复数符号$r_{p,q}^{(\mathrm{c})}$为

$$r_{p,q}^{(\mathrm{c})}=\left\langle r(t),g_{p,q}(t)\right\rangle=\left\langle s(t),g_{p,q}(t)\right\rangle=\int s(t)g_{p,q}^{*}(t)\,\mathrm{d}t=\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{n=-\infty}^{+\infty}a_{m,n}\int g_{m,n}(t)g_{p,q}^{*}(t)\,\mathrm{d}t \tag{6}$$

定义$\left\langle g_{m,n},g_{p,q}\right\rangle=\mathrm{j}\langle g\rangle_{m,n}^{p,q}$，当$(m,n)\neq(p,q)$时，$\langle g\rangle_{m,n}^{p,q}$是纯实数项。则式(6)可以重新表示为

$$r_{p,q}^{(\mathrm{c})}=a_{p,q}+\mathrm{j}\sum_{(m,n)\neq(p,q)}a_{m,n}\langle g\rangle_{m,n}^{p,q} \tag{7}$$

式(7)中的第2项为系统的固有虚部干扰，假设信道理想无失真，接收端通过对$r_{p,q}^{(\mathrm{c})}$取实部操作就可以恢复出传输符号，即

$$\hat{a}_{p,q}=\Re\left\{r_{p,q}^{(\mathrm{c})}\right\}=a_{p,q} \tag{8}$$

在实际的多径信道中，ICI和ISI的存在会影响

传输符号的恢复过程, 因此, 信道估计是系统重构数据符号必不可少的环节。

信号经过脉冲传递函数为$h(t)$、带有高斯噪声$\eta(t)$的信道后, 接收信号表示为

$$r(t)=\int_0^{\Delta}h(\tau)s(t-\tau)\mathrm{d}\tau+\eta(t)=\sum_{n=-\infty}^{+\infty}\sum_{m=0}^{M-1}a_{m,n}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_{m,n}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi mv_0t}\cdot$$

$$\int_0^{\Delta}h(\tau)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi mv_0\tau}g(t-\tau-n\tau_0)\,\mathrm{d}\tau+\eta(t) \tag{9}$$

式中: Δ为信道的最大时延; $\eta(t)$为均值为 0、方差为Δ的高斯白噪声。

假设原型滤波器在符号间隔内变化缓慢, 符号时间间隔远大于信道脉冲响应长度, 即$g(t-\tau-n\tau_0)\approx g(t-n\tau_0)$, 此时式(9)可写为

$$r(t)=\int_0^{\Delta}h(\tau)s(t-\tau)\mathrm{d}\tau+\eta(t)=\sum_{n=-\infty}^{+\infty}\sum_{m=0}^{M-1}a_{m,n}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_{m,n}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi mv_0t}\cdot$$

$$\int_0^{\Delta}h(\tau)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi mv_0\tau}g(t-n\tau_0)\,\mathrm{d}\tau+\eta(t)=$$

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty}\sum_{m=0}^{M-1}a_{m,n}g_{m,n}(t)H_m+\eta(t) \tag{10}$$

式中: $H_m=\int_0^{\Delta}h(\tau)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi mv_0\tau}\mathrm{d}\tau$为信道的脉冲响应。

则对时频格点(p,q)处的接收信号进行解调可得到

$$r_{p,q}=a_{p,q}H_{p,q}+\underbrace{\mathrm{j}\sum_{(m,n)\neq(p,q)}a_{m,n}H_{m,n}\langle g\rangle_{m,n}^{p,q}}_{I_{p,q}}+\eta_{p,q} \tag{11}$$

式中: $I_{p,q}$表示系统的固有干扰。

从式 (11) 中可以得到, 即使不考虑信号经过信道时噪声的干扰, 由于 FBMC/OQAM 系统固有的虚部干扰$I_{p,q}$的存在, 仍然会对信道估计性能造成影响。因此, 要得到良好的信道估计性能, 就要消除 FBMC/OQAM 系统中的虚部干扰。

2　改进的基于相位旋转的干扰消除法

2.1　常见的 ICM 方法

FBMC/OQAM 系统采用干扰权重系数呈对称分布的原型滤波器[25], 可以根据此特点及对导频结构的合理设计来消除邻域内的固有干扰。ICM 就是基于此原理对导频结构重新设计。

最简单的结构 ICM-1 如图 2 所示, 其在偶数或奇数子载波上放置非零导频, 在其他子载波上则均放置零, 以消除 ICI 的影响; 将非零导频相邻的左右 2 列数据符号设为零, 以消除 ISI 的影响。

图 3 的导频结构 ICM-2 利用干扰权重系数在频率方向上的对称性来消除 ICI 的影响, 同时保留了两旁的零保护序列来消除 ISI 的影响, 且在所有子载波上均放置了非零导频。

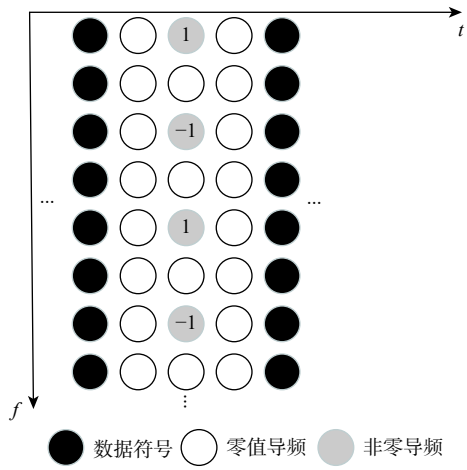


图 2　ICM-1 导频序列结构

Fig. 2　Frame configuration for ICM-1

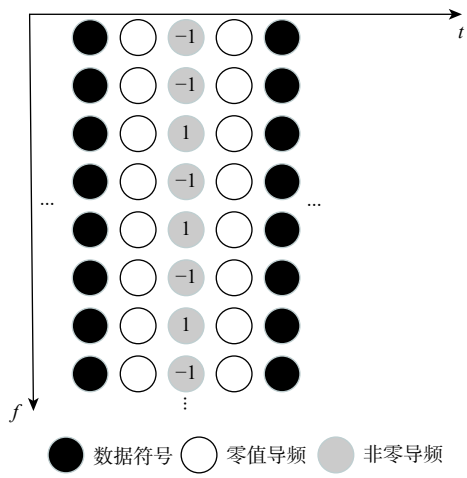


图 3　ICM-2 导频序列结构

Fig. 3　Frame configuration for ICM-2

图 4 的导频结构 ICM-3 则是同时利用干扰权重系数在时间和频率方向上的对称性来消除 ICI 和 ISI 的影响, 所有导频序列均放置非零导频, 避免了插值过程带来的误差影响。

上述 3 种方法导频序列均占用了 3 个 OQAM

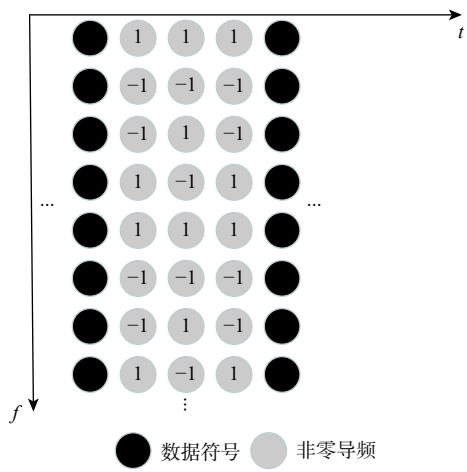


图 4　ICM-3 导频序列结构

Fig. 4　Frame configuration for ICM-3

信号，导频开销较大，使得其实用性较低。同时，其均假设虚部干扰只在一阶邻域内，忽略了一阶邻域外的虚部干扰对信道估计性能的影响。

考虑一阶邻域外的干扰时，式(11)应写为

$$r_{p,q}=a_{p,q}H_{p,q}+I^1_{p,q}+I^2_{p,q}+\eta_{p,q} \tag{12}$$

式中：

$$I^1_{p,q}=\mathrm{j}\sum_{\substack{p,q\in\Omega_{1,1},\\(p,q)\neq(m,n)}}a_{m,n}H_{m,n}\langle g\rangle^{p,q}_{m,n} \tag{13}$$

$$I^2_{p,q}=\mathrm{j}\sum_{\substack{p,q\notin\Omega_{1,1},\\(p,q)\neq(m,n)}}a_{m,n}H_{m,n}\langle g\rangle^{p,q}_{m,n} \tag{14}$$

式中：$\Omega_{1,1}$表示导频的一阶邻域。

针对上述3种ICM导频开销过大的问题，文献[22]的ICM-NEW去除了非零导频左右2列的零值保护序列，同时在非零导频左右均放置一个AP，以消除邻域内符号ISI对导频的影响。结构如图5所示。

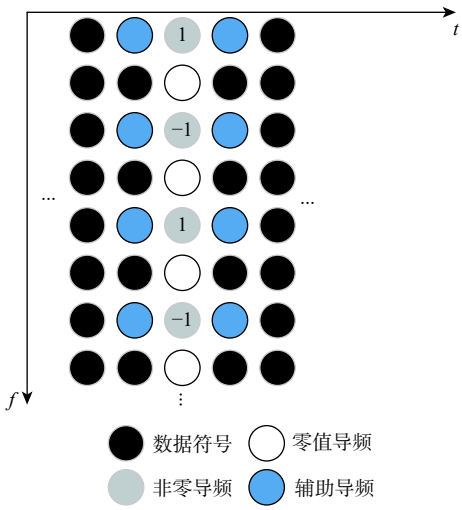


图5 ICM-NEW导频序列结构

Fig. 5 Frame configuration for ICM-NEW

2.2 ICM-P

上述几种ICM的信道估计性能与误码率性能都比较优越，尤其是ICM-NEW。但是作为实际应用，由于加入了导频序列，系统PAPR较高，经过发射端的功率放大器会引起失真，影响放大器的性能。本文主要针对ICM-NEW的PAPR较高的缺点进行改进。

根据采样定理对FBMC/OQAM系统进行采样，则离散时间发送信号为

$$s(k)=\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{n=-\infty}^{+\infty}a_{m,n}\underbrace{g\left(k-n\frac{M}{2}\right)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi}{M}m\left(k-\frac{L_g-1}{2}\right)}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_{m,n}}}_{g_{m,n}(k)} \tag{15}$$

式中：L_g为原型滤波器的长度。

ICM方法都是在时频格点图中插入导频符号进行信道估计，令第n个符号第m个子载波上的数据符号为$S^n_d(m)$，导频符号为$S^n_p(m)$，则本文提出的基于相位旋转的干扰消除法(interference cancellation method with phase rotation, ICM-P)步骤如下：

1) 将导频符号插入到数据符号中组成新的符号，即

$$\boldsymbol{S}=\boldsymbol{S}_d+\boldsymbol{S}_p \tag{16}$$

2) 定义相位旋转因子$\boldsymbol{P}^u$:

$$\boldsymbol{P}^u=\left[p^u(0),p^u(1),\cdots,p^u(M-1)\right]^{\mathrm{T}}$$
$$u=1,2,\cdots,U \tag{17}$$

式中：$p^u_n=\exp(\mathrm{j}\varphi^u_n)$，$\varphi^u_n$取$[0,\pi/2,\pi,3\pi/2]$，即$p^u_n$的取值为$[1,\mathrm{j},-1,-\mathrm{j}]$；$U$为相位旋转因子的组数。

3) 将新的符号$\boldsymbol{S}$与相位旋转因子$\boldsymbol{P}^u$进行点乘，得到不同的输出序列$\boldsymbol{S}_u$，即

$$\boldsymbol{S}_u=\langle\boldsymbol{S}\cdot\boldsymbol{P}^u\rangle=\left[\boldsymbol{S}^n(0)p^u(0),\cdots,\boldsymbol{S}^n(M-1)p^u(M-1)\right] \tag{18}$$

4) 将得到的序列$\boldsymbol{S}_u$分别进行IFFT得到时域序列$\boldsymbol{s}^u$。

5) 分别计算每个时域序列的PAPR，并选择PAPR值最小的作为发送端数据。

记使传输数据的PAPR值最小的相位旋转因子索引为v，则相位序列$\boldsymbol{P}^v$应同传输符号一起发送给接收端，以便接收端进行信道估计与传输数据的恢复。

2.3 CCDF曲线

FBMC/OQAM符号是在一个符号周期之内传输一帧符号，其PAPR的定义为

$$\mathrm{PAPR}=\frac{\max\limits_{k\in\{0,1,\cdots,M-1\}}|s(k)|^2}{E\left\{|s(k)|^2\right\}} \tag{19}$$

式中：$E\{\bullet\}$为信号的均值。

多载波系统在发送端由多个复数信号叠加，并经过多个子载波进行传输，如果子载波的相位相同，则多个信号的叠加会增加信号的瞬时峰值幅度，从而使PAPR增加。通常计算PAPR值大于某一门限值的概率，得到互补累积分布函数(complementary cumulative distribution function, CCDF)。CCDF是衡量系统峰均比高低的标准，即

$$\mathrm{CCDF}=P_r(\mathrm{PAPR}\geqslant\gamma)=1-(1-\mathrm{e}^{-\gamma})^M \tag{20}$$

式中：P_r为某一事件的概率；γ为门限值。

3 仿真分析

仿真选用IEEE 802.22标准信道中典型的多径信道A信道，各项参数如表1所示。主要仿真ICM-P在不同相位序列组数条件下及不同方法在不同子载波条件下的PAPR抑制性能、误码率性能、信道估计性能。

表 1　参数设置

Table 1　Fundamental parameters of simulations

参数	数值
原型滤波器类型	IOTA, 抽头数4
符号数	40
子载波数	64,256,1 024
相位旋转因子组数	4,8,16
信道编码	卷积码
信道路径时延/μs	[0, 2, 4, 7, 11, 14]
信道平均增益/dB	[0, −7, −15, −22, −24, −19]

3.1　PAPR 抑制性能

图 6 给出了 ICM-P 与 ICM-NEW、原始系统在载波数M为 256 时的 CCDF 曲线。可以看出, ICM-NEW 对导频序列重新设计后, 其 PAPR 较原始系统要高, 这更容易引起发送端信号的失真。ICM-P 与原始系统及 ICM-NEW 相比, PAPR抑制性能明显较好, 且随着相位序列组数 U 的增加, PAPR 进一步减小。当 $U=16$、CCDF = 10^{-3} 时, 系统 PAPR 较原始系统下降约 6.8 dB。

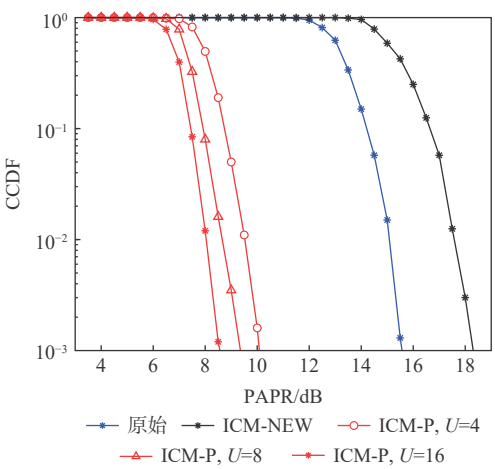


图 6　不同方法的 CCDF 曲线

Fig. 6　CCDF of different methods

图 7 给出了 ICM-P 与原始系统的 CCDF 曲线随子载波变化的曲线, 此时 ICM-P 的相位序列组数 U 为 16。可以得出, 随着子载波数目M的增加, 系统的 PAPR 值会有所增加, 但较原始系统相比, ICM-P 的 PAPR 抑制性能依旧明显。当子载波$M=1\,024$、CCDF=10^{-3} 时, ICM-P 的 PAPR 比原始信号降低约 6.6 dB。

3.2　误码率性能

ICM-P 与 ICM-NEW 的误码率 BER 性能曲线如图 8 所示。对于固定的子载波数目, 随着信噪比 SNR 不断增加, 系统的误码率不断降低。当相位序列组数$U=8$且子载波数目M相同时, ICM-P 的误码率性能较 ICM-NEW 相比有所提升, 且随着子载波数目M的增加, 系统的误码率越来越低, 即误码率性能越来越好。

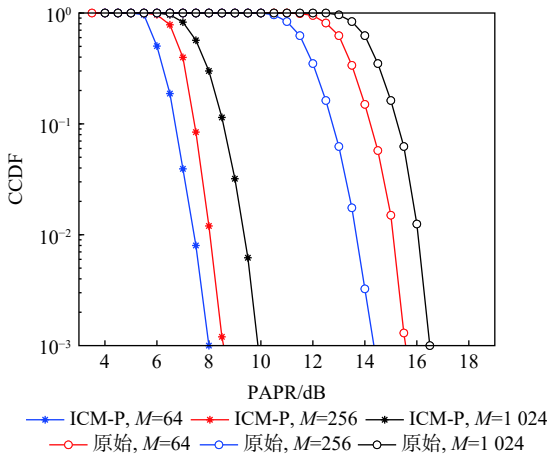


图 7　不同子载波的 CCDF 曲线

Fig. 7　CCDF of different subcarriers

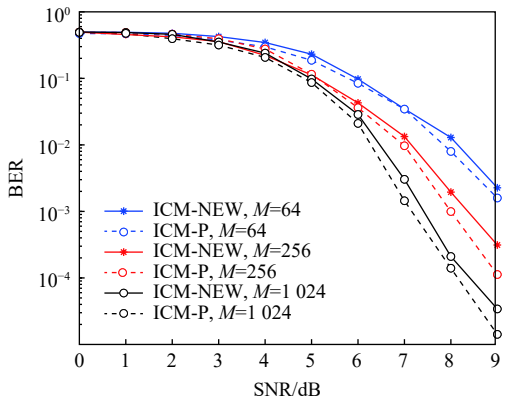


图 8　不同子载波的误码率曲线

Fig. 8　Bit error rate of different subcarriers

当子载波数目$M=256$时, 不同的相位序列组数的误码率性能曲线如图 9 所示。可以看出, 随着相位序列组数U的逐渐增多, 系统的误码率逐渐增高, 即误码率性能逐渐下降。

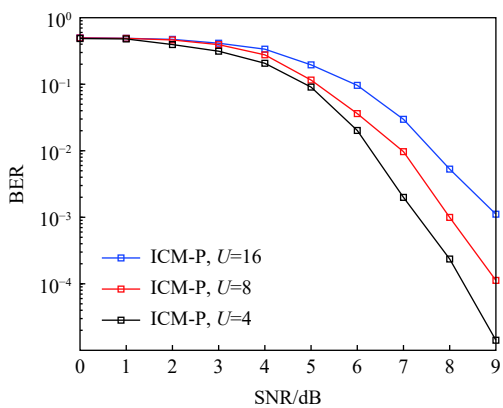


图 9　不同相位组数的误码率曲线

Fig. 9　Bit error rate of different phase groups

3.3　NMSE 性能

标准均方差(normalized mean squared error, NMSE)是衡量系统信道估计性能的指标。图 10 为子

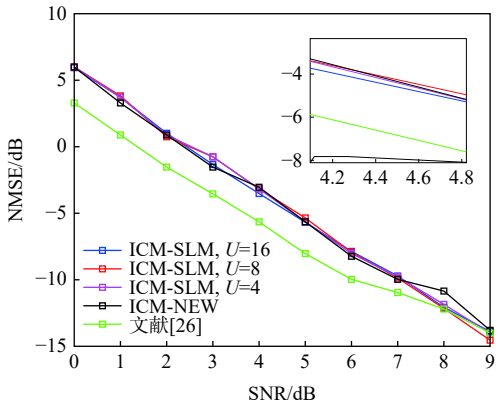


图 10 不同方法的 NMSE 曲线

Fig. 10 NMSE of different methods

载波数为 256 时几种方法的 NMSE 性能曲线。可以看出，ICM-P 与 ICM-NEW 的 NMSE 性能较为接近。当信噪比较小时，文献 [26] 的信道估计性能最好，但随着信噪比的逐渐增大，ICM-P 的信道估计性能与文献 [26] 所提 ICM 方法也逐渐接近。

3.4 复杂度分析

为对信道进行有效的估计，ICM-NEW 方法在原始系统中加入了非零导频与辅助导频，占用了一定的频带空间，且较原始系统相比复杂度有一定的增加。ICM-P 在 ICM-NEW 的基础上增加了相位旋转因子及 PAPR 的运算，运算量有所增加。但是，ICM-P 有效降低了系统的 PAPR，避免了信号经过功率放大器时的失真现象。ICM-P 牺牲了一定的复杂度，使系统的可靠度大大提升，且有效降低了系统的硬件成本。

4 结 论

ICM-P 对 ICM-NEW 的 PAPR 过高的缺点进行改进，通过传输数据与不同的相位序列相乘得到不同的序列，选择时域 PAPR 值最小的序列用于传输。通过仿真可以得出：

1）ICM-NEW 会增加系统的 PAPR，而 ICM-P 有很好的 PAPR 抑制性能。且系统的 PAPR 抑制性能随着相位序列组数 U 的增加越来越好，随着子载波数目 M 的减少越来越好。当 $M=256$、$U=16$、CCDF=10^{-3}时，ICM-P 的 PAPR 较原始系统下降约 6.8 dB；$M=1\,024$、$U=16$、CCDF=10^{-3}时，ICM-P 的 PAPR 比原始信号降低约 6.6 dB。

2）相同信噪比与子载波条件下，ICM-P 的误码率性能较 ICM-NEW 有所提升。且子载波数目增加，误码率性能增加，相位组数增加，误码率性能下降。

3）在固定信噪比与子载波数的条件下，ICM-P 与 ICM-NEW 的 NMSE 性能接近。

4）ICM-P 牺牲了一定的复杂度使系统的可靠度大大提升，且有效降低了系统的硬件成本。

参考文献（References）

[1] NISSEL R, SCHWARZ S, RUPP M. Filter bank multicarrier modulation schemes for future mobile communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(8): 1768-1782.

[2] CAUS M, PÉREZ-NEIRA A I, BAS J, et al. New satellite random access preamble design based on pruned DFT-spread FBMC[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(7): 4592-4604.

[3] RAVINDRAN R, VISWAKUMAR A. Performance evaluation of 5G waveforms: UFMC and FBMC-OQAM with cyclic prefix-OFDM system[C]//9th International Conference on Advances in Computing and Communication. Piscataway: IEEE Press, 2019: 6-10.

[4] WANG Y X, SONG R, WANG S N, et al. Study of the prototype filter and bit error rate for the filter bank multi-carrier system [C]//5th International Conference on Computer and Communication Systems. Piscataway: IEEE Press, 2020: 816-820.

[5] GALDINO I, ZAKARIA R, RUYET D L, et al. Short prototype filter design for OQAM-FBMC modulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(8): 9163-9167.

[6] TIAN Y, CHEN D, LUO K, et al. Prototype filter design to minimize stopband energy with constraint on channel estimation performance for OQAM/FBMC systems[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2019, 65(2): 260-269.

[7] YANG F, WANG Y, DING L H, et al. An improved equalization with real interference prediction scheme of the FBMC/OQAM system[J]. China Communications, 2021, 18(1): 120-129.

[8] REN D F, LI J, LU G Y, et al. Per-subcarrier RLS adaptive channel estimation combined with channel equalization for FBMC/OQAM systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(7): 1036-1040.

[9] ABENOV R R, POKAMESTOV D A, ROGOZHNIKOV E V, et al. FBMC/OQAM equalization scheme with linear interpolation[C]// International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences. Piscataway: IEEE Press, 2019: 130-133.

[10] LIU W F, SCHWARZ S, RUPP M, et al. Pairs of pilots design for preamble-based channel estimation in OQAM/FBMC systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(3): 488-492.

[11] NISAR M D, ANJUM W, JUNAID F. Preamble design for improved noise suppression in FBMC-OQAM channel estimation[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(9): 1471-1475.

[12] KOFIDIS E. On optimal multi-symbol preambles for highly frequency selective FBMC/OQAM channel estimation[C]//International Symposium on Wireless Communication Systems. Piscataway: IEEE Press, 2015: 556-560.

[13] KONG D J, ZHENG X, YANG Y L, et al. A novel DFT-based scheme for PAPR reduction in FBMC/OQAM systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(1): 161-165.

[14] LV S Y, ZHAO J H, YANG L H, et al. Genetic algorithm based bilayer PTS scheme for peak-to-average power ratio reduction of FBMC/OQAM signal[J]. IEEE Access, 2020, 8: 17945-17955.

[15] NA D J, CHOI K. DFT spreading-based low PAPR FBMC with embedded side information[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(3): 1731-1745.

[16] SEO B, SIM D, LEE T, et al. Efficient time synchronization meth-

od with adaptive resource configuration for FBMC systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(9): 5563-5574.

[17] THEIN C, FUHRWERK M, PEISSIG J. Frequency-domain processing for synchronization and channel estimation in OQAM-OFDM systems[C]//IEEE 14th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications. Piscataway: IEEE Press, 2013: 634-638.

[18] CHEN D, WANG W, JIANG T. New multicarrier modulation for satellite-ground transmission in space information networks[J]. IEEE Network, 2020, 34(1): 101-107.

[19] HU S, WU G, LI T, et al. Preamble design with ICI cancellation for channel estimation in OFDM/OQAM system[J]. IEICE Transactions on Communications, 2010, 93(1): 211-214.

[20] KANG S W, CHANG K H. A novel channel estimation scheme for OFDM/OQAM - IOTA system[J]. ETRI Journal, 2007, 29(4): 430-436.

[21] YOON T, IM S, HWANG S, et al. Pilot structure for high data rate in OFDM/OQAM-IOTA system[C]//Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE Press, 2008: 1-5.

[22] QIU S F, XUE L S, WU P. Improved interference cancelation channel estimation method in OFDM/OQAM system[J]. Mathematical Problems in Engineering, 2018, 2018: 7076967.

[23] HE Z M, ZHOU L Y, CHEN Y D, et al. Low-complexity PTS scheme for PAPR reduction in FBMC-OQAM systems[J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(11): 2322-2325.

[24] SIOHAN P, SICLET C, LACAILLE N. Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(5): 1170-1183.

[25] KOFIDIS E, KATSELIS D, RONTOGIANNIS A, et al. Preamble-based channel estimation in OFDM/OQAM systems: A review[J]. Signal Processing, 2013, 93(7): 2038-2054.

[26] LIU W F, RUPP M, SCHWARZ S, et al. Block-wise preamble design in OQAM/FBMC systems with interference cancellation[J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(3): 1015-1018.

Improved peak-to-average ratio reduction method in FBMC/OQAM system

LI Lei[1], XUE Lunsheng[1,*], CHEN Xihong[1], ZOU Bing[2]

(1. Air and Missile Defense College, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China;
2. Unit 93145 of the Chinese People's Liberation Army, Nanjing 210000, China)

Abstract: Aiming at the shortcomings of high peak-to-average power ratio (PAPR) in the filter bank multi-carrier system with offset quadrature amplitude modulation (FBMA/OQAM) system, which will cause distortion and affect the channel estimation performance, an interference cancellation method based on phase rotation (ICM-P) is proposed in this paper. This ICM-P method generates different phase sequences, obtains multiple sets of data sequences by multiplying with the transmission data, and calculates their PAPR respectively before selecting the group with the lowest PAPR for transmission. Simulation verification and analysis show that the ICM-P method can effectively reduce the excessive peak-to-average power ratio of the system, the bit error rate is not high, and the channel estimation performance is not significantly lower than the original ICM method.

Keywords: filter bank multi-carrier; offset quadrature amplitude modulation; peak-to-average power ratio; interference cancellation method; phase rotation

Received: 2021-05-14; **Accepted**: 2021-11-01; **Published Online**: 2021-11-16 08:44

URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20211113.0924.001.html

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (61671468)

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

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0255

基于滑动截获和信号相关的对流层散射频谱感知

米新平[1]，陈西宏[1]，刘强[1,*]，曹宇飞[2]，张爽[1]，宋新成[1]

(1. 空军工程大学 防空反导学院，西安 710051；2. 北京电子工程总体研究所，北京 100039)

摘 要：为提高对流层散射频谱感知的性能，提出了适应对流层散射多径衰落信道的频谱感知方案。针对对流层散射频谱感知性能低下的问题，在分集接收的基础上，分析对流层散射信道的时域扩散特性，提出滑动截获的方式截获信号，计算其最佳截获长度。同时，为降低噪声对检测性能的影响，利用信号的相关性，求出各截获窗内信号的相关矩阵，构造统计量，分别推导在Nakagami-m衰落信道模型下不同分集数时的检测概率和检测门限。通过仿真实验分析，验证在不同条件下所提频谱感知算法的性能，与传统算法相比，所提算法在对流层散射信道中适应性更好、性能更强。

关 键 词：对流层散射信道；频谱感知；时域扩散；相关矩阵；分集接收

中图分类号：TN911

文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2023)02-0464-08

随着科学技术的发展，信息通信领域正在向陆海空天地一体化方向发展，对无线电监测技术的发展带来了重大的挑战。无线电监测技术正从地面移动监测扩展到高空、近海、深海的无线环境监测，尤其是在非本土、陌生新环境中对电磁环境的主动快速感知和深度认知是保证国家电磁频谱安全、制电磁权的关键[1-4]。

对流层散射信道是对流层中不均匀散射体对入射的电磁波产生散射或反射作用，从而形成的一种具有超视距传播特点的信道。这种信道和传统的信道相比，具有越障能力强、单跳跨越距离大、抗截获能力好和抗核爆影响等特点[5]。利用对流层散射信道进行频谱感知可对天地一体监测系统进行有效补充，实现对作战区域内重点目标的超视距监测，对未来全球区域内联合作战中电磁频谱空间及频谱资源安全掌握等重大应用需求提供有效的技术支撑。

目前，频谱感知算法已经取得了一些研究成果，主要分为能量检测、循环平稳检测和匹配滤波检测[6-7]。能量检测可通过检测信号能量的大小来判别，其不受先验知识的影响，复杂度低，在频谱感知中有很好的应用前景，然而其对噪声异常非常敏感，检测性能取决于准确的噪声功率[8-10]。匹配滤波检测需要大量的信号先验知识，在实际应用中往往很难满足[11-12]。循环平稳检测则不需要信号的先验知识，不受噪声壁问题的影响，但计算复杂度相对较大[13-14]。

由于对流层散射信道是多径衰落信道，信号经过对流层散射后发生深度衰落信噪比降低，现有的频谱感知算法直接应用在对流层散射信道中性能会下降，需要根据对流层散射信道的特点对算法进行改进。分集接收是抗多径衰落通常采用的技术，分集接收的主要合并方式有选择式合并、等增益合并和最大比值合并[15]。文献[16]，证明了最大比值合并能够产生最大的信噪比，并推导了Nakagami-m衰落信道分集接收下的信噪比概率密度函数及能量检测的检测概率表达式，但由于能量检测对噪声的敏感，当噪声的方差随时间变化时，能量检测的

收稿日期：2021-05-17；**录用日期**：2021-08-29；**网络出版时间**：2021-09-15 11:57
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210914.1532.008.html
基金项目：国家自然科学基金 (61701525)
*通信作者. E-mail：dreamlq@163.com

引用格式：米新平，陈西宏，刘强，等. 基于滑动截获和信号相关的对流层散射频谱感知[J]. 北京航空航天大学学报，2023，49(2)：464-471.
MI X P，CHEN X H，LIU Q，et al. Tropospheric scattering spectrum sensing based on sliding interception and signal correlation[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2023，49(2)：464-471 (in Chinese).

效率会降低。文献 [17] 研究了对流层散射信道下阵列信号的检测问题, 基于时空样本协方差矩阵的二阶特性, 提出了一种基于捕获信号的时空相关性估计的盲检测器, 但由于对流层散射信道受天气、气象的影响较大, 信道的衰落相关性需要进一步评估, 因此该算法难以满足不同的环境需求。

为解决现有对流层散射信道频谱感知性能低下、适应性差的问题, 本文根据对流层散射信道时延特性和信号的相关性, 设计了一种能够满足对流层散射衰落环境中的频谱感知方案。首先, 使用分集接收技术采用最大比值合并的方法来抗多径衰落提高信噪比; 然后, 为降低对流层散射信道时域扩散造成的信号能量分散, 根据时域扩散函数, 确定最佳截获窗的长度, 并采用滑动窗的方式进行截获; 最后, 利用不同截获窗内信号的相关性, 设计假设检验的统计量, 推导在不同分集数下的检测概率和门限值。

1　对流层散射信道特性

对流层在大气层最底部, 分布着大量随机运动的不均匀体, 信号在传播过程中经过散射交叠区域, 造成接收信号发生多径衰落。多径衰落在时域中表现为电平的随机起伏, 导致信号的能量出现了时域扩散特性。归一化的时域扩散函数可由式(1)计算[18]:

$$\omega(\tau)=\frac{W(\tau)}{W_m}=\exp\left[1-m_1Z-b\left(Z^2+Z_m^2\right)\right]\frac{Z}{Z_m} \tag{1}$$

式中:

$$Z=\frac{c\tau}{\Theta_0}$$

$$b=\frac{2\Theta_{10}\Theta_{20}}{H^2\psi_{\mathrm{ve}}'^2}$$

$$m_1=\left[m_0+\gamma_0H-2\left(\frac{\Theta_{10}\theta_{20}+\Theta_{20}\theta_{10}}{\Psi_{\mathrm{ve}}'^2}\right)\right]\Big/H$$

$$\psi_{\mathrm{ve}}'^2=\frac{s_1\psi_{\mathrm{v1}}'^2+s_1\psi_{\mathrm{v2}}'^2}{2}$$

$$s_1=\frac{1}{s_2}=\frac{\Theta_{10}}{\Theta_{20}}$$

$$\psi_{\mathrm{v1}}'=\frac{\psi_{\mathrm{v1}}}{2\sqrt{\ln 2}}$$

$$\psi_{\mathrm{v2}}'=\frac{\psi_{\mathrm{v2}}}{2\sqrt{\ln 2}}$$

$$Z_m=\frac{\sqrt{m_1^2+8b}-m_1}{4b}$$

其中: c 为光速; Θ_0为最小散射角; Θ_{10}和Θ_{20}分别为发、收天线的视平线和发收连线的夹角; θ_{10}、θ_{20}分别为发、收天线主轴仰角; ψ_{v1}、ψ_{v2}分别为发、收天线垂直波束宽度; m_0、γ_0为气象因子; H为对流层高度。

图 1 为对流层散射信道的时域扩散图。其中, 天线参数和对流层气象因子设置如下: 发、收天线主轴仰角分别为$\theta_{10}=3.2°$、$\theta_{20}=3°$, 发、收天线垂直波束宽度分别为$\psi_{\mathrm{v1}}=1.5°$、$\psi_{\mathrm{v2}}=1.5°$, 对流层高度$H=10\,\mathrm{km}$, $m_0=4.7$、$\gamma_0=0.27$。由图 1 中可知, 归一化的时延扩散值随着时延的增加先增大后减小, 导致接收信号的能量在时域发生扩散信噪比降低, 不利于后续对信号进行检测。因此, 在接收端需要根据信道的时域扩散特点截取信号能量最集中的时间序列。

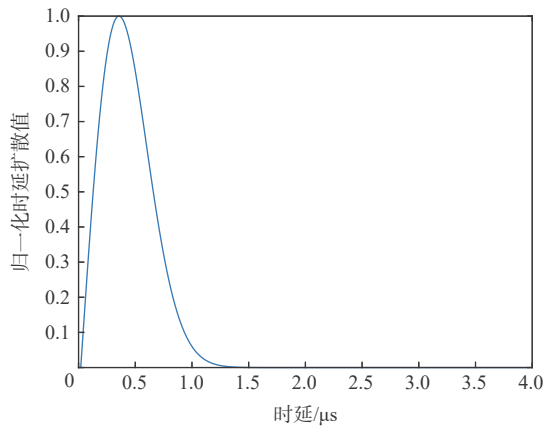


图 1　对流层散射信道时域扩散图

Fig. 1　Time domain diffusion map of tropospheric scattering channels

2　对流层散射频谱感知方案

为保证未来对流层散射认知无线电和军事频谱监测应用需求, 本节设计了对流层散射信道频谱感知方案, 如图 2 所示。由于对流层散射信道是多径衰落信道, 导致接收信号能量低并发生时域扩散。使用分集接收技术抗多径衰落, 根据物理环境和接收设备参数自适应地设置截获窗, 进一步抑制时域扩散, 利用信号的相关性定义假设检验的统计量, 在 Neyman-Pearson 准则下, 计算检测门限, 用恒虚警检测。

2.1　分集接收

在对流层散射信道中, 为有效解决多径衰落造成的接收信号电平起伏不定、信噪比低的问题, 通常在接收端采用分集接收的技术。在分集接收技术中, 信号的合成方式主要有 3 种: 选择合并、等增益合并和最大比值合并。由于最大比值合并在 3 种合并方式中能产生最大的信噪比, 在本文中, 为对抗多径衰落将最大比值合并的分集接收应用于频谱感知方案中。假设信号服从 Nakagami-m 信道模型, 在最大比值合并的分集接收下, 合并信号信噪比的概率密度函数为[19]

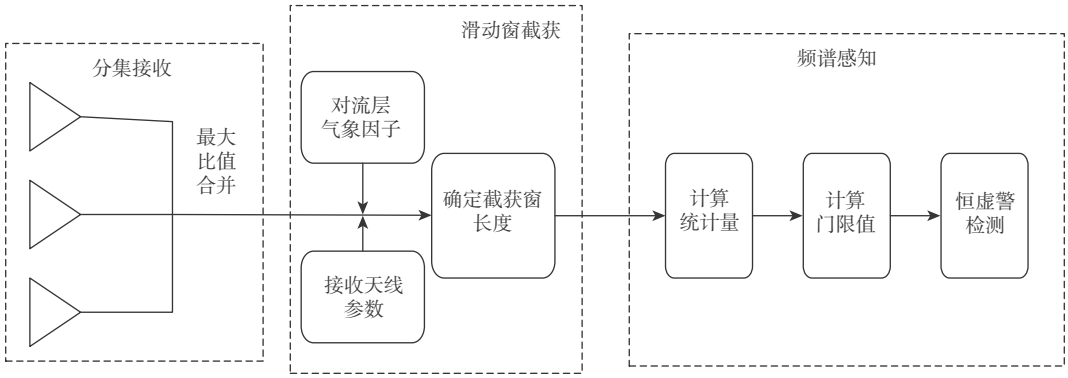


图2 对流层散射信道频谱感知方案

Fig. 2 Spectrum sensing scheme for tropospheric scattering channels

$$f_{\mathrm{Nak}}(\gamma)=\left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^{mL}\frac{\gamma^{mL-1}\mathrm{e}^{-\frac{m}{\bar{\gamma}}\gamma}}{\Gamma(mL)} \tag{2}$$

式中：γ为信噪比；$\bar{\gamma}$为平均信噪比；L为分集数；m为信道参数；$\Gamma(x)=\int_0^{\infty}t^{x-1}\mathrm{e}^{-t}\mathrm{d}t$为gamma函数。

2.2 滑动截获

对流层信号的能量发生时域扩散，为使接收的能量达到最大，需要对截获窗的长度进行计算。假设发射信号为矩形脉冲信号，则矩形脉冲信号的时域幅度扩散函数可表示为

$$P(t)=\int_{-\infty}^{+\infty}\frac{u(t)-u(t-\tau_0)}{\tau_0}\sqrt{\omega(t-\tau)}\mathrm{d}\tau \tag{3}$$

进而可得信号增益为[20]

$$G=\left(\int_{t_0}^{t_0+M}P^2(t)\mathrm{d}t\right)\frac{(\tau_0 f_{\mathrm{s}})^2}{Mf_{\mathrm{s}}} \tag{4}$$

式中：$u(t)$为矩形脉冲信号；t_0为截获起点；M为截获窗长度；f_{s}为采样频率；τ_0为发射脉冲的宽度。

图3为$f_{\mathrm{s}}=100\ \mathrm{MHz}$、$\tau_0=0.3\ \mu\mathrm{s}$时信号增益$G$随截获窗长度$M$变化的仿真曲线。可知，截获窗的信号增益随截获窗长度的变化而先增大后减小，存在最佳截获窗长度使信号增益达到最大。因此，可根据天线参数和气象因子自适应地选择截获窗的长度。由于信号的到达时间未知，可采用滑动截获的方式截获信号，当信号增益G最大时，对应的截获窗长度M则为最佳截获窗长度。

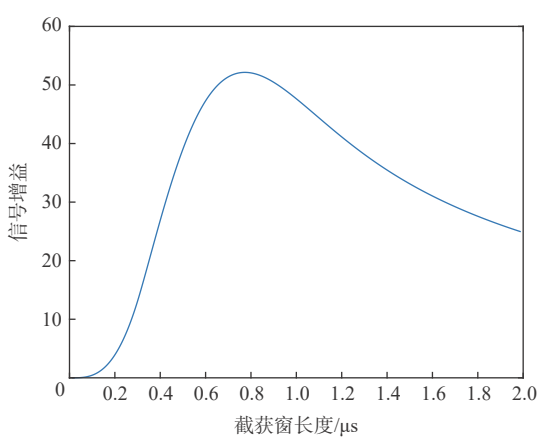


图3 信号增益随截获窗长度变化的仿真曲线

Fig. 3 Simulation curve of signal gain with intercept length

2.3 频谱感知

2.3.1 方案设计

将信号经过对流层散射信道传播后的频谱感知等效为以下二元假设问题：

$$y(t)=\begin{cases}w(t) & H_0\\ s(t)+w(t) & H_1\end{cases} \tag{5}$$

式中：$s(t)$为发射信号；$w(t)$为噪声；H_0表示未检测到信号；H_1表示检测到信号。

假设接收到K个截获窗内的信号可表示为

$$Y(k)=y(n+k)\quad 1\leqslant n\leqslant M,1\leqslant k\leqslant K \tag{6}$$

对各截获窗内的信号求相关矩阵$\boldsymbol{R}$，$\boldsymbol{R}$可由式(7)计算：

$$\boldsymbol{R}=\begin{bmatrix}r_{11} & r_{12} & \cdots & r_{1K}\\ r_{21} & r_{22} & \cdots & r_{2K}\\ \vdots & \vdots & & \vdots\\ r_{K1} & r_{K2} & \cdots & r_{KK}\end{bmatrix} \tag{7}$$

式中：$r_{ij}=E\left(\sum_{i=1}^{K}\sum_{j=1}^{K}\boldsymbol{Y}(i)\boldsymbol{Y}^{\mathrm{T}}(j)\right)$。

假设H_0的相关矩阵为

$$\boldsymbol{R}_{K\times K}|H_0=\begin{bmatrix}\delta_w^2 & 0 & 0 & 0\\ 0 & \delta_w^2 & 0 & 0\\ \vdots & \vdots & & \vdots\\ 0 & 0 & 0 & \delta_w^2\end{bmatrix}_{K\times K} \tag{8}$$

假设H_1的相关矩阵为

$$\boldsymbol{R}_{K\times K}|H_1=\begin{bmatrix}\delta_x^2+\delta_w^2 & \rho_{12}\delta_x^2 & \cdots & \rho_{1K}\delta_x^2\\ \rho_{21}\delta_x^2 & \delta_x^2+\delta_w^2 & \cdots & \rho_{2K}\delta_x^2\\ \vdots & \vdots & & \vdots\\ \rho_{K1}\delta_x^2 & \rho_{K2}\delta_x^2 & \cdots & \delta_x^2+\delta_w^2\end{bmatrix}_{K\times K} \tag{9}$$

式中：δ_w^2为噪声功率；δ_x^2为信号功率；ρ_{ij}为第i个截获窗和第j个截获窗内信号的幅度相关系数，且有$\rho_{ij}=\rho_{ji}$。

当采样频率远远大于载波频率且截获窗的滑动步长为一个采样间隔时, 可以认为K个截获窗内信号的幅度相关系数相等。因此, 定义新矩阵$\boldsymbol{G}_{K\times K}$如下:

$$\boldsymbol{G}_{K\times K}|H_0=\frac{\boldsymbol{R}_{K\times K}|H_0}{r_{ii}}=\begin{bmatrix}1&0&\cdots&0\\0&1&\cdots&0\\\vdots&\vdots&&0\\0&0&0&1\end{bmatrix} \tag{10}$$

$$\boldsymbol{G}_{K\times K}|H_1=\frac{\boldsymbol{R}_{K\times K}|H_1}{r_{ii}}=\begin{bmatrix}1&\rho\left(1-\frac{1}{\gamma+1}\right)&\cdots&\rho\left(1-\frac{1}{\gamma+1}\right)\\\rho\left(1-\frac{1}{\gamma+1}\right)&1&\cdots&\rho\left(1-\frac{1}{\gamma+1}\right)\\\vdots&\vdots&&\vdots\\\rho\left(1-\frac{1}{\gamma+1}\right)&\rho\left(1-\frac{1}{\gamma+1}\right)&\cdots&1\end{bmatrix} \tag{11}$$

取矩阵$\boldsymbol{G}$的次对角线和为检测的统计量, 即

$$T=\sum_{i=1}^{K}\boldsymbol{G}_{i(K+1-i)}=\rho\left(1-\frac{1}{\gamma+1}\right)(k-1)+1 \tag{12}$$

由大数定理可知, 统计量T服从正态分布, 因此统计量 T 服从的概率密度函数为

$$P_T(x|H_1)=\left(2\pi\varepsilon_1^2\right)^{-\frac{1}{2}}\exp\left[-\frac{(x-\mu_1)^2}{2\varepsilon_1^2}\right] \tag{13}$$

$$P_T(x|H_0)=\left(2\pi\varepsilon_0^2\right)^{-\frac{1}{2}}\exp\left[-\frac{(x-\mu_0)^2}{2\varepsilon_0^2}\right] \tag{14}$$

式中: ε_1为信号方差; ε_0为噪声方差; μ_1为信号均值; M_2为噪声均值。

在频谱感知中, 根据 Neyman-Pearson 准则, 在给定虚警概率α下, 要使检测概率最大, 可得检测门限值为

$$\eta=2\varepsilon_0^2Q^{-1}(\alpha)+\mu_0 \tag{15}$$

综上所述, 本文所提出的频谱感知算法如下:

步骤 1　初始化参数。截获窗长度 M, 截获窗数量K, 相关系数ρ、平均信噪比$\bar{\gamma}$, 分集接收数L, 虚警概率α。

步骤 2　计算在假设H_0下统计量T的均值$u_T|H_0$和方差$\varepsilon_T^2|H_0$。

步骤 3　计算检测门限$\eta=2\varepsilon_0^2Q^{-1}(\alpha)+\mu_0$。

步骤 4　计算统计量T。

步骤 5　进行判决, 如果$T>\eta$, 信号存在; 否则, 信号不存在。

2.3.2　性能分析

由 2.3.1 节可知, 在 2 种假设下统计量T满足:

$$T=\begin{cases}1 & H_0\\ \rho\left(1-\frac{1}{\gamma+1}\right)(k-1)+1 & H_1\end{cases} \tag{16}$$

由此计算T的均值和方差。

在假设H_0下:

$$u_T|H_0=\frac{1}{K} \tag{17}$$

$$\varepsilon_T^2|H_0=\frac{1}{K}-\frac{1}{K^2} \tag{18}$$

在假设H_1下:

$$u_T|H_1=\rho\left[1-E\left(\frac{1}{\gamma+1}\right)\right](k-1)+1 \tag{19}$$

$$\varepsilon^2|H_1=E\left[\rho^2\left(1-\frac{1}{\gamma+1}\right)^2(k-1)^2\right]-\left\{E\left[\rho\left(1-\frac{1}{\gamma+1}\right)(k-1)\right]\right\}^2=\rho^2(k-1)^2\cdot E\left[\left(1-\frac{1}{\gamma+1}\right)^2\right]-\rho^2(k-1)^2\left[E\left(1-\frac{1}{\gamma+1}\right)\right]^2 \tag{20}$$

由 2.1 节中可知, 在 Nakagami-m 信道模型中最大比值合并的分集接收下, 合并信号信噪比的概率密度函数为

$$f_{\mathrm{Nak}}(\gamma)=\left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^{mL}\frac{\gamma^{mL-1}e^{-\frac{m}{\bar{\gamma}}\gamma}}{\Gamma(mL)}$$

下面将分别求出在$m=1$, $L=3,4,5$时对应的均值、方差、检测门限和检测概率。

当$m=1, L=3$时(证明见附录 A):

$$u_T|H_1=\rho\left\{1-\frac{\left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^{mL}}{\Gamma(mL)}\left[-\bar{\gamma}+\bar{\gamma}^2-\mathrm{e}^{1/\bar{\gamma}}Ei\left(-\frac{1}{\bar{\gamma}}\right)\right]\right\}\cdot(k-1)+1 \tag{21}$$

$$\varepsilon^2|H_1=\rho^2(k-1)^2\cdot\left\{\frac{\left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^{mL}}{\Gamma(mL)}\cdot\frac{\bar{\gamma}\left(1+3\bar{\gamma}-2\bar{\gamma}^2+2\bar{\gamma}^3\right)+(1+4\bar{\gamma})\mathrm{e}^{1/\bar{\gamma}}Ei\left(-\frac{1}{\bar{\gamma}}\right)}{\bar{\gamma}}-\left[1-\frac{\left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^{mL}}{\Gamma(mL)}\left(-\bar{\gamma}+\bar{\gamma}^2-\mathrm{e}^{1/\bar{\gamma}}Ei\left(-\frac{1}{\bar{\gamma}}\right)\right)\right]^2\right\} \tag{22}$$

式中: $Ei(x)=\int_{-\infty}^{x}\frac{e^t}{t}\mathrm{d}t$为指数积分函数。

当$m=1, L=4$时:

$$u_T|H_1=\rho\left\{1-\frac{\left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^{mL}}{\Gamma(mL)}\left[\bar{\gamma}\left(1-\bar{\gamma}+2\bar{\gamma}^2\right)+\mathrm{e}^{1/\bar{\gamma}}Ei\left(-\frac{1}{\bar{\gamma}}\right)\right]\right\}\cdot(k-1)+1 \tag{23}$$

$$\varepsilon^2|H_1=\rho^2(k-1)^2\cdot\left\{\frac{\left(\frac{m}{\overline{\gamma}}\right)^{mL}}{\Gamma(mL)}\left[\frac{-(1+5\overline{\gamma})\mathrm{e}^{1/\overline{\gamma}}Ei\left(-\frac{1}{\overline{\gamma}}\right)}{\overline{\gamma}}+\left(6\overline{\gamma}^4-4\overline{\gamma}^3+3\overline{\gamma}^2-4\overline{\gamma}-1\right)\right]-\left[1-\frac{\left(\frac{m}{\overline{\gamma}}\right)^{mL}}{\Gamma(mL)}\left(\overline{\gamma}\left(1-\overline{\gamma}+2\overline{\gamma}^2\right)+\mathrm{e}^{1/\overline{\gamma}}Ei\left(-\frac{1}{\overline{\gamma}}\right)\right)\right]^2\right\} \tag{24}$$

当$m=1, L=5$时：

$$u_T|H_1=\rho\left\{1-\frac{\left(\frac{m}{\overline{\gamma}}\right)^{mL}}{\Gamma(mL)}\left[-\overline{\gamma}+\overline{\gamma}^2-2\overline{\gamma}^3+6\overline{\gamma}^4-\mathrm{e}^{1/\overline{\gamma}}Ei\left(-\frac{1}{\overline{\gamma}}\right)\right]\right\}\cdot(k-1)+1 \tag{25}$$

$$\varepsilon^2|H_1=\rho^2(k-1)^2\cdot\left\{\frac{\left(\frac{m}{\overline{\gamma}}\right)^{mL}}{\Gamma(mL)}\left[\frac{(6\overline{\gamma}+1)\mathrm{e}^{1/\overline{\gamma}}Ei\left(-\frac{1}{\overline{\gamma}}\right)}{\overline{\gamma}}+\left(24\overline{\gamma}^5-12\overline{\gamma}^4+6\overline{\gamma}^3-4\overline{\gamma}^2+5\overline{\gamma}+1\right)\right]-\left[1-\frac{\left(\frac{m}{\overline{\gamma}}\right)^{mL}}{\Gamma(mL)}\left(-\overline{\gamma}+\overline{\gamma}^2-2\overline{\gamma}^3+6\overline{\gamma}^4-\mathrm{e}^{1/\overline{\gamma}}Ei\left(-\frac{1}{\overline{\gamma}}\right)\right)\right]^2\right\} \tag{26}$$

检测门限η：

$$\eta=2\varepsilon_0^2Q^{-1}(\alpha)+\mu_0 \tag{27}$$

$$Q(x)=\int_x^{+\infty}\left(\frac{1}{2\pi}\right)^{1/2}\exp\left(-\frac{t^2}{2}\right)\mathrm{d}t \tag{28}$$

检测概率为

$$P_\mathrm{d}=Q\left(\frac{2\varepsilon_0^2Q^{-1}(\alpha)+\mu_0-\mu_1}{2\varepsilon_1^2}\right) \tag{29}$$

3 仿真与分析

为验证本文提出的对流层散射信道频谱感知性能，本节在不同参数的条件下进行频谱感知算法的仿真。

1）仿真1

设定截获窗之间幅度相关系数为$\rho=0.7$，天线参数和气象因子为第1节中所设置的参数，截获窗长度为2.2节中所得的$L=0.767$，滑动长度为$K=10$。图4为分集数分别为3、4、5时接收机操作特性曲线（ROC）。可知，虚警概率的变化对检测性能的影响很小，分集数不同时检测性能略有差异，但分集数的增加对检测性能ROC曲线的影响可以忽略。

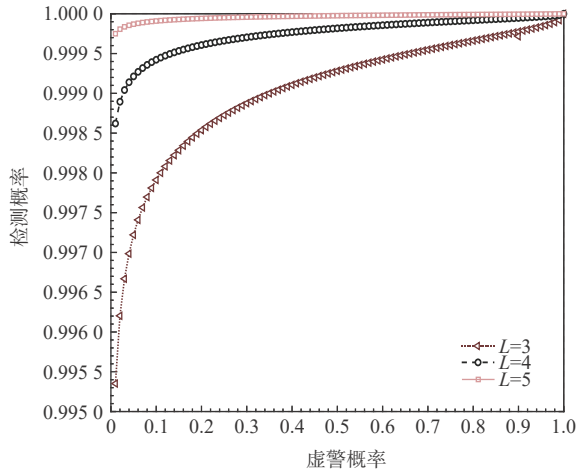


图4 接收机操作特性曲线

Fig. 4 Receiver operating characteristic curves

2）仿真2

设定虚警概率$\alpha=0.1$，滑动长度为$K=10$，其他参数设置和仿真1相同。图5为分集数分别为3、4、5时检测性能随信噪比的变化。可知，信噪比对检测性能的影响较大，当信噪比在−5 dB以上时，检测概率能达到1；当信噪比小于−10 dB时，检测性能急剧下降。同时，分集数为5时的检测性能要优于分集数为4和3时的检测性能。因此，增加分集接收的分集数量能有效提高检测性能。

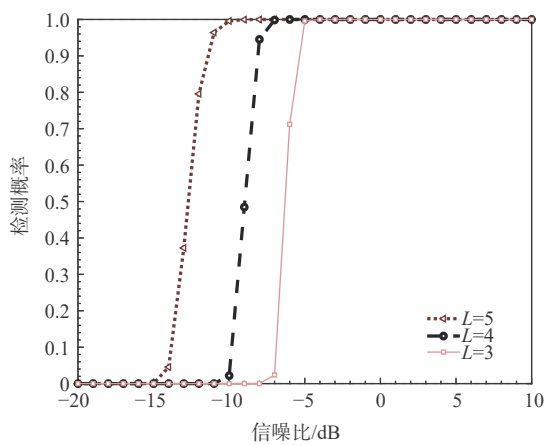


图5 检测性能随信噪比的变化曲线

Fig. 5 Variation curves of detection performance with signal-to-noise ratio

3）仿真3

为了验证本文方案的检测效果，将理论推导的检测结果和实际检测结果进行对比。在仿真1所设定的参数下，发射信号为FSK信号，载波频率为10 MHz，多径数量为7条，最大频偏为960 Hz，各径

的时延分别为{0,0.13,0.27,0.45,0.63,0.72,0.95}, 各径的功率衰减分别为{−10,−3,0,−2,−5,−8,−10} dB, 截获窗长度为仿真 1 中所得的$L=0.767$, 滑动长度为$K=10$, 设定虚警概率为$\alpha=0.1$。图 6 为不同信噪比下理论检测和实际检测的检测概率曲线。可知, 理论检测和实际检测有着一定的差距, 这是因为实际检测过程中设定了截获窗的长度, 在信噪比低时对信号截取之后噪声具有一定的相关性, 导致和理论检测有差异。

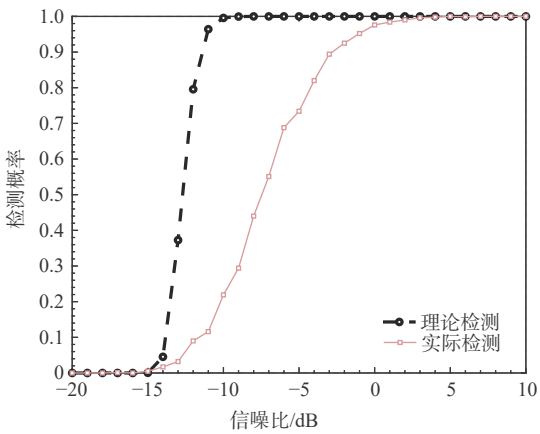


图 6　理论结果和实际结果对比曲线

Fig. 6　Comparison curves between theoretical and practical results

4) 仿真 4

为验证本文算法的优越性, 在多径衰落信道下, 将本文算法和文献 [16]中基于分集接收下能量检测的频谱感知算法、基于能量检测的频谱感知算法和文献 [21] 中基于快速傅里叶变化的频谱感知算法分别进行仿真, 结果如图 7 所示。可知, 本文算法的性能优于其他 3 种算法, 分集接收可以显著增强频谱感知能力。

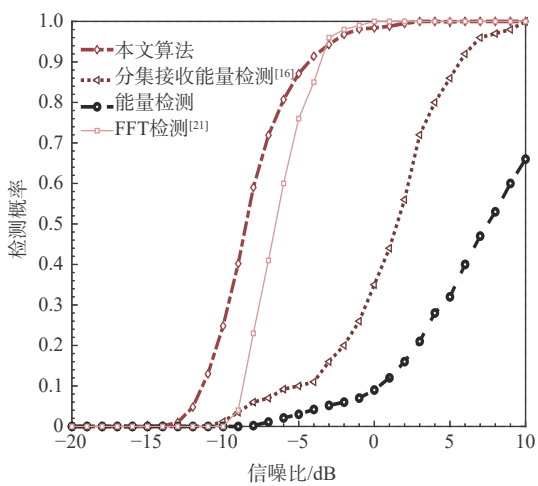


图 7　不同算法检测性能比较

Fig. 7　Comparison of detection performance of different algorithms

4　结　论

本文针对对流层散射信道频谱感知性能低下的问题提出了基于滑动截获和信号相关的方案, 仿真结果验证了利用滑动截获和信号相关性进行频谱感知可有效提高感知性能, 在适应性和感知性能方面要优于其他传统算法。

1) 滑动截获方式可以自适应地根据天线参数和气象条件改变最佳截获窗长度, 仿真实验结果验证, 通过利用滑动截获方式截获信号, 能够抑制对流层散射时域扩散造成的感知性能降低。

2) 为了降低噪声对感知性能的影响, 利用信号的相关性构造了相关矩阵和检测统计量, 推导了在不同分集数下检测概率和检测门限的显式表达式。

针对对流层散射频谱感知只是对单站感知进行研究, 但是单站感知的提升性能受限, 后续的研究重点将是多站合作感知, 充分利用数据融合技术, 提升对流层散射频谱感知的范围和性能。

参考文献（References）

[1] 吴启晖, 任敬. 电磁频谱空间认知新范式: 频谱态势[J]. 南京航空航天大学学报, 2016, 48(5): 625-632.
WU Q H, REN J. New paradigm of electromagnetic spectrum space: Spectrum situation[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 48(5): 625-632(in Chinese).

[2] 张余, 柳永祥, 张涛, 等. 电磁频谱战作战样式初探[J]. 航天电子对抗, 2017, 33(5): 14-17.
ZHANG Y, LIU Y X, ZHANG T, et al. The patterns of operations for the electromagnetic spectrum warfare[J]. Aerospace Electronic Warfare, 2017, 33(5): 14-17(in Chinese).

[3] 陈真佳. 海上电磁频谱感知与预测方法研究[D]. 海口: 海南大学, 2020.
CHEN Z J. Research on offshore electromagnetic spectrum sensing and prediction methods[D]. Haikou: Hainan University, 2020(in Chinese).

[4] 李硕, 李祯静, 朱松, 等. 美军电磁频谱战发展分析及启示[J]. 中国电子科学研究院学报, 2020, 15(8): 721-724.
LI S, LI Z J, ZHU S, et al. Development analysis and enlightenment of US army's electromagnetic spectrum warfare[J]. Journal of China Academy of Electronics and Information Technology, 2020, 15(8): 721-724(in Chinese).

[5] 石玲花. 对流层散射信道特性研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2020.
SHI L H. Study on characteristics of tropospheric scattering channel[D]. Xi'an: Xidian University, 2020(in Chinese).

[6] 张莹, 滕伟, 韩维佳, 等. 认知无线电频谱感知技术综述[J]. 无线电通信技术, 2015, 41(3): 12-16.
ZHANG Y, TENG W, HAN W J, et al. Review of spectrum sensing techniques in cognitive radio networks[J]. Radio Communica-

tions Technology, 2015, 41(3): 12-16(in Chinese).
[7] 郭文祥, 余志勇, 逄晨, 等. 认知无线电频谱感知技术综述[J]. 通信技术, 2018, 51(2): 261-265.
GUO W X, YU Z Y, PANG C, et al. Overview on cognitive radio spectrum sensing technology[J]. Communications Technology, 2018, 51(2): 261-265(in Chinese).
[8] SOOD V, SINGH M. On the performance of detection based spectrum sensing for cognitive radios[J]. IJECT, 2011, 2(3): 140-143.
[9] LÓPEZ-BENÍTEZ M, CASADEVALL F. Improved energy detection spectrum sensing for cognitive radio[J]. IET Communications, 2012, 6(8): 785-796.
[10] TARUNA S, BHUMIKA P. Simulation of cognitive radio using periodogram[J]. IJERT, 2013, 2(9): 2215-2222.
[11] GHOLAMIPOUR A H, GORCIN A, CELEBI H, et al. Reconfigurable filter implementation of a matched-filter based spectrum sensor for cognitive radio systems[C]//IEEE International Symposium of Circuits and Systems. Piscataway: IEEE Press, 2011: 2457-2460.
[12] SHARKASI Y F, MCLERNON D, GHOGHO M. Robust spectrum sensing in the presence of carrier frequency offset and phase noise for cognitive radio[C]//Wireless Telecommunications Symposium. Piscataway: IEEE Press, 2012: 1-5.
[13] BOUALLEGUE K, DAYOUB I, GHARBI M, et al. Blind spectrum sensing using extreme eigenvalues for cognitive radio networks[J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(7): 1386-1389.
[14] MEHRABIAN A, ZAIMBASHI A. Robust and blind eigenvalue-based multiantenna spectrum sensing under IQ imbalance[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(8): 5581-5591.
[15] 孙际哲, 陈西宏, 胡邓华. 认知对流层散射通信中的频谱感知[J]. 无线电通信技术, 2018, 44(5): 449-452.
SUN J Z, CHEN X H, HU D H. Spectrum sensing in cognitive troposcatter communications[J]. Radio Communications Technology, 2018, 44(5): 449-452(in Chinese).
[16] LI C L, CHEN X H, LIU X P. Cognitive tropospheric scatter communication[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(2): 1482-1491.
[17] WANG M N, WANG Z, CHENG Z, et al. Target detection for a kind of troposcatter over-the-horizon passive radar based on channel fading information[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2018, 12(4): 407-416.
[18] 张明高. 对流层散射传播[M]. 北京: 电子工业出版社, 2004.
ZHANG M G. Troposphere scatter propagation[M]. Beijing: Electronic Industry Press, 2004(in Chinese).
[19] HERATH S P, RAJATHEVA N. Analysis of equal gain combining in energy detection for cognitive radio over Nakagami channels[C]// 2008 IEEE Global Telecommunications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2008: 1-5.
[20] 王敬. 基于时、频域分析的对流层散射信号检测及DOA估计方法研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2016.
WANG J. Research on tropospheric scatter signal detection and DOA estimation based on time, frequency domain analysis[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2016 (in Chinese).
[21] TRIPTA, KUMAR A, SAHA S. FFT-based multiband spectrum sensing in SIMO in-band full-duplex cognitive radio networks[J]. Radio Science, 2020, 55(6): e2019RS006974.

附录 A:

当$m=1, L=3$时:

$$u_T|H_1=\rho\left[1-E\left(\frac{1}{\gamma+1}\right)\right](k-1)+1$$

由于信噪比$\gamma\geqslant 0$, 有

$$E\left(\frac{1}{\gamma+1}\right)=\int_0^{+\infty}\frac{1}{\gamma+1}\left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^{mL}\frac{\gamma^{mL-1}\mathrm{e}^{-\frac{m}{\bar{\gamma}}\gamma}}{\Gamma(mL)}\mathrm{d}\gamma=\frac{\left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^{mL}}{\Gamma(mL)}\cdot$$

$$\int_0^{+\infty}\frac{\gamma^{mL-1}}{\gamma+1}\mathrm{e}^{-\frac{m}{\bar{\gamma}}\gamma}\mathrm{d}\gamma=\frac{\left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^{mL}}{\Gamma(mL)}\left\{\mathrm{e}^{-\gamma/\bar{\gamma}}\left[\mathrm{e}^{(\gamma+1)/\bar{\gamma}}\cdot\right.\right.$$

$$\left.\left.Ei\left(-\frac{\gamma+1}{\bar{\gamma}}\right)-\bar{\gamma}(\bar{\gamma}+\gamma-1)\right]\right\}_0^{+\infty}=\frac{\left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^{mL}}{\Gamma(mL)}\cdot$$

$$\left[-\bar{\gamma}+\bar{\gamma}^2-\mathrm{e}^{1/\bar{\gamma}}Ei\left(-\frac{1}{\bar{\gamma}}\right)\right]$$

因此可得:

$$u_T|H_1=\rho\left\{1-\frac{\left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^{mL}}{\Gamma(mL)}\left[-\bar{\gamma}+\bar{\gamma}^2-\mathrm{e}^{1/\bar{\gamma}}Ei\left(-\frac{1}{\bar{\gamma}}\right)\right]\right\}\cdot$$

$$(k-1)+1$$

$$\varepsilon^2|H_1=E\left[\rho^2\left(1-\frac{1}{\gamma+1}\right)^2(k-1)^2\right]-$$

$$\left\{E\left[\rho\left(1-\frac{1}{\gamma+1}\right)(k-1)\right]\right\}^2=$$

$$\rho^2(k-1)^2E\left[\left(1-\frac{1}{\gamma+1}\right)^2\right]-$$

$$\rho^2(k-1)^2\left[1-E\left(\frac{1}{\gamma+1}\right)\right]^2$$

$$E\left[\left(1-\frac{1}{\gamma+1}\right)^2\right]=\frac{\left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^{mL}}{\Gamma(mL)}\int_0^{+\infty}\left(1-\frac{1}{\gamma+1}\right)^2\gamma^{mL-1}\cdot$$

$$\mathrm{e}^{-\frac{m}{\bar{\gamma}}\gamma}\mathrm{d}\gamma=\frac{\left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^{mL}}{\Gamma(mL)}\left\{\frac{1}{\bar{\gamma}(\gamma+1)}\mathrm{e}^{-\gamma/\bar{\gamma}}\left(-(4\bar{\gamma}+1)(\gamma+1)\cdot\right.\right.$$

$$\mathrm{e}^{(\gamma+1)/\bar{\gamma}}Ei\left(-\frac{\gamma+1}{\bar{\gamma}}\right)-\bar{\gamma}(2\bar{\gamma}^3(\gamma+1)+2\bar{\gamma}^2(\gamma^2-1)+$$

$$\left.\left.\bar{\gamma}(\gamma^3-\gamma^2+\gamma+3)+1)\right]\right\}_0^{+\infty}=\frac{\left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^{mL}}{\Gamma(mL)}\cdot$$

$$\left[\frac{\bar{\gamma}(1+3\bar{\gamma}-2\bar{\gamma}^2+2\bar{\gamma}^3)+(1+4\bar{\gamma})\mathrm{e}^{1/\bar{\gamma}}Ei\left(-\frac{1}{\bar{\gamma}}\right)}{\bar{\gamma}}\right]$$

$$\varepsilon^2|H_1=\rho^2(k-1)^2E\left[\left(1-\frac{1}{\gamma+1}\right)^2\right]-\left[\rho(k-1)E\left(1-\frac{1}{\gamma+1}\right]\right)^2=\rho^2(k-1)^2\cdot$$

$$\left\{\frac{\left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^{mL}}{\Gamma(mL)}\left[\frac{\bar{\gamma}\left(1+3\bar{\gamma}-2\bar{\gamma}^2+2\bar{\gamma}^3\right)+(1+4\bar{\gamma})\mathrm{e}^{1/\bar{\gamma}}Ei\left(-\frac{1}{\bar{\gamma}}\right)}{\bar{\gamma}}\right]-\left[1-\frac{\left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^{mL}}{\Gamma(mL)}\left(-\bar{\gamma}+\bar{\gamma}^2-\mathrm{e}^{1/\bar{\gamma}}Ei\left(-\frac{1}{\bar{\gamma}}\right)\right)\right]^2\right\}$$

Tropospheric scattering spectrum sensing based on sliding interception and signal correlation

MI Xinping[1]，CHEN Xihong[1]，LIU Qiang[1,*]，CAO Yufei[2]，ZHANG Shuang[1]，SONG Xincheng[1]

(1. Air and Missile Defense College，Air Force Engineering University，Xi'an 710051，China;
2. Beijing Institute of Electronic Engineering，Beijing 100039，China)

Abstract：To improve the performance of tropospheric scattering spectrum sensing, a spectral sensing scheme for tropospheric scattering multipath fading channels is presented. To solve the problem of poor perception of the tropospheric scattering spectrum, the time-domain diffusion characteristics of the tropospheric scattering channel are analyzed based on the distributed reception. The sliding intercept method is proposed to intercept the signal, and the optimal intercept length is calculated. Secondly, in order to reduce the influence of noise on the detection performance, the correlation matrix of signals in each intercept window is obtained by using the signal correlation, and the statistics are constructed. For various numbers of diversity in the Nakagami-m fading channel model, the detection probability and detection threshold are computed. Finally, the performance of the spectrum sensing algorithm under different conditions is verified by simulation analysis. Compared with traditional methods, this method has a better adaptability and better performance in tropospheric scattering channels.

Keywords：troposphere scattering channel；spectrum sensing；time domain diffusion；correlation matrix；diversified reception

Received：2021-05-17；**Accepted**：2021-08-29；**Published Online**：2021-09-15 11：57
URL：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210914.1532.008.html
Foundation item：National Natural Science Foundation of China (61701525)
* **Corresponding author**. E-mail：dreamlq@163.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0260

多应力耦合条件下氧气浓缩器退化建模

潘晋新[1]，景博[1]，焦晓璇[1,*]，王生龙[1]，黄崧琳[1]，方玲[2]

(1. 空军工程大学 航空工程学院，西安 710038；2. 航空工业合肥江航飞机装备股份有限公司，合肥 230000)

摘 要：耦合应力条件下的建模是故障预测与健康管理领域的难点问题。以氧气浓缩器地面试验退化建模为例，针对试验中2种应力线性相关且耦合作用于氧气浓缩器退化的问题，提出了一种机理模型与数据驱动联合的偏微分方程建模方法。基于退化机理分析建立偏微分方程的基本形式，利用数据驱动的方法确定方程具体参数。通过偏微分方程建模，对2种应力进行解耦分析，确定引气湿度的增加会加快氧气浓缩器的退化速率，发现随着氧气浓缩器工作性能的退化，氧气浓缩器氧分压对引气压力的敏感性减弱，确定氧分压随引气压力变化斜率为健康因子。通过卡尔曼滤波器模式识别，确定氧气浓缩器退化可分为平稳阶段与退化阶段，与实际服役环境下氧气浓缩器退化数据对比，验证了氧气浓缩器两阶段退化特性。

关 键 词：多应力耦合；退化建模；偏微分方程；氧气浓缩器；卡尔曼滤波

中图分类号：V245.3

文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2023)02-0472-10

故障预测与健康管理(prognostics and health management, PHM)技术的关键是建立退化模型[1]。然而，应用环境的多样化、复杂化给退化建模带来了诸多变量，在现实工况环境下，多种应力往往同时影响着产品的退化，如何综合考虑多种应力对产品的影响，建立能够反映多种应力的退化模型，是可靠性建模的难题[2-4]。

基于国内外研究，解决多应力耦合建模的方法主要有2种。①基于失效物理的退化模型。基于对系统退化机理的分析，找到作用于退化的关键应力及其作用模型，针对不同的应力作用对退化的耦合作用建立退化模型，并利用退化数据对模型参数进行拟合[5-9]。②基于数据驱动的退化建模。通过数据分析，选取退化趋势相符的退化模型，如伽马模型、维纳模型[10]等，将应力作为模型输入，健康参数作为模型输出，通过数据驱动的方法建立应力与退化的映射模型，从而得到产品在相关应力耦合作用下的退化模型[11-12]。

然而对于某些复杂设备，退化机理不明确，难以准确建立应力对产品退化的影响模型；在试验过程中，由于试验条件的限制，难以获取各个应力作用下理想的产品退化数据，基于数据驱动建模可能带来较大误差[13]。

针对以上问题，本文以氧气浓缩器地面试验退化建模为例，提出了一种机理模型与数据驱动联合的偏微分方程建模方法。将地面试验中影响产品退化的多个应力作为偏微分方程的自变量，退化指标氧分压作为因变量；针对试验过程中引气压力与引气湿度2种应力线性相关且耦合作用于产品退化的问题，将2种应力变量结合建立联合参数，并基于机理分析建立偏微分方程的基本形式，再通过数据驱动的方法确定方程具体参数。基于偏微分方程建模，结合机理模型对2种应力进行了解耦分析，得到了3个方面的结论：①在氧气浓缩器的退化机理方面，确定了引气湿度是影响氧气浓缩器退化的关键应力；②在健康因子选取方面，发现随着

收稿日期：2021-05-18；录用日期：2021-07-30；网络出版时间：2021-08-27 13:42
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210826.1634.001.html
基金项目：航空科学基金(20200033096001)；陕西省自然科学基金(2022JQ-586)
*通信作者. E-mail：1091313541@qq.com

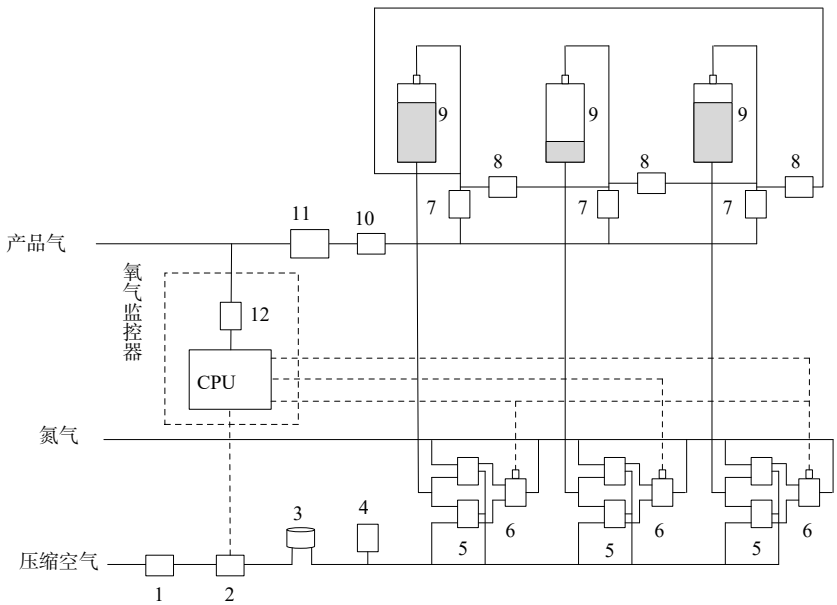
引用格式：潘晋新，景博，焦晓璇，等. 多应力耦合条件下氧气浓缩器退化建模[J]. 北京航空航天大学学报，2023，49(2)：472-481.
PAN J X，JING B，JIAO X X，et al. Degradation modeling of oxygen concentrator in multiple stress coupling[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2023，49(2)：472-481 (in Chinese).

氧气浓缩器的退化, 氧分压对引气压力的敏感性将会减弱, 因此选取氧分压随引气压力变化斜率作为健康因子; ③在氧气浓缩器的退化过程方面, 确定了氧气浓缩器的退化阶段可分为平稳阶段与退化阶段, 并通过实际服役环境数据对比验证了两阶段退化特性。

1　氧气浓缩器工作与退化原理

1.1　氧气浓缩器结构

机载氧气浓缩器采用三床式结构, 其结构原理如图 1 所示。



1—入口过滤器; 2—压力传感器; 3—进气罐; 4—安全活门;
5—电控气动阀; 6—电磁阀; 7—单向阀; 8—冲洗装置;
9—分子筛床; 10—出口过滤器; 11—储气罐; 12—氧分压传感器。

图 1　氧气浓缩器原理

Fig. 1　Schematic diagram of oxygen concentrator

在飞机空中制氧时, 从飞机发动机引出的压缩空气经过飞机环控系统净化、冷却后进入氧气浓缩器, 流经入口过滤器 1 进入进气罐 3 中的减压器, 经减压后的气体进入电控气动阀 5 和电磁阀 6, 电磁阀断电, 通过对电控气动阀膜上腔气压的间接控制, 使排气阀关闭, 进气阀开启, 进而使分子筛床 9 加压吸附, 并打开单向阀 7 输出富氧产品气, 同时通过冲洗装置 8 向另外 2 个分子筛床输出冲洗流量; 电磁阀通电, 使排气阀开启、进气阀关闭, 进而使分子筛床卸压解吸。3 个分子筛床如此交互循环工作, 实施加压吸附、卸压解吸和冲洗净化过程, 获得富氧产品气, 3 个分子筛床交互工作的相位差为 1/3 个循环周期, 如图 2 所示。通过对不同湿度的空气进行冲洗试验, 得到产氧最佳切换周期。随着冲洗流量的逐渐增大, 产品气氧浓度具有先上升后下降的趋势特征, 产氧最佳切换周期为 9 s。

氧气监控器从产品气输出管路中引出小股样品气进行采样, 实时检测产品气中的氧分压和温度; 同时, 氧气监控器通过感压管路与飞机座舱相通, 以测定座舱压力(高度); 经分析处理, 当判断氧分压不能满足生理需要时, 发出“氧气浓缩器故障”的告警信号。

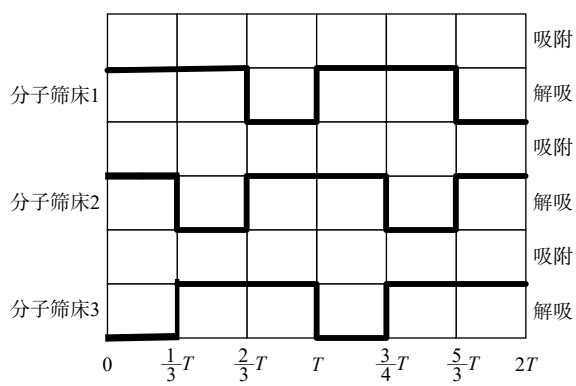


图 2　分子筛床工作流程

Fig. 2　Workflow of screen bed

1.2　变压吸附原理

变压吸附法利用分子筛的吸附特性分离空气中的氮和氧, 以获得飞行员使用的富氧产品气。分子的极性氮分子中含有弧电子对, 具有更大的四极矩, 其极性大于氧分子, 这种畸形增强了其在晶体中与分子筛骨架上分布的阳离子的作用能力。当空气流过氧气浓缩器分子筛时, 氮分子更有效地争夺了吸附晶格点, 而氧分子只是少量的被吸附。吸附气体中含氮量高, 流出气体含氧量高, 达到了浓缩氧气的目的。当整个分子筛床被饱和后, 可降低

床内压力，并用富氧产品气逆向冲洗吸附床，就可以解吸氮气，使吸附床恢复到吸附前的状态[14]。

机载氧气浓缩器中富氧分子筛吸附剂是钠、钾、钙、锂等的晶体状硅铝化合物，分子筛具有常规笼式骨架，如图 3 所示。

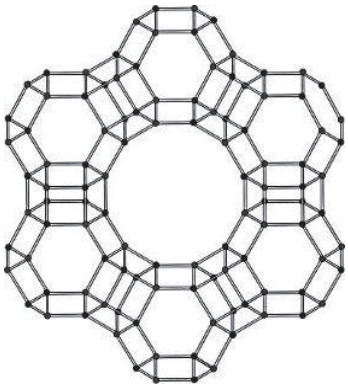


图 3 分子筛结构

Fig. 3 Molecular sieve structure

该骨架是由硅氧（SiO_2）四面体和铝氧（AlO_2）四面体通过氧桥相互连接而成的笼状结构单元，众多金属阳离子便分布在骨架上。其通用分子式为：$M_{x/n}[(AlO_2)_x(SiO_2)_y]wH_2O$。其中：$n$ 为阳离子 M 的价数；w 为每个单元晶胞中水分子数；x、y 均为整数且 $y/x \geqslant 1$。

1.3 氧气浓缩器退化机理

湿空气中主要成分是 H_2O 和 N_2，水汽的偶极矩与分子筛的阳离子发生强烈的相互作用，包围住可交换的阳离子，在分子筛的通道内形成更扩散阻塞区域，从而降低分子筛对 N_2 等第二吸附质的吸附。湿空气中由于水汽分子的存在，通过分子筛床时的吸附分离与干空气的情况发生了明显的变化，水汽分子在 N_2 分子之前被优先吸附，而且已经吸附了水汽分子的分子筛不再具有吸附 N_2 分子的能力。从宏观上说，水蒸气存在时相当于减少分子筛的装填量。再者，由于分子筛阳离子与水汽分子吸附作用要高于对气体分子的吸附，解吸被吸附的水汽分子就变得相对困难，若吸附剂所吸附的水汽不能在正常的变压吸附空气过程中得到很好的解吸，则必然导致系统气体分离产氧能力的下降。受机上条件的限制不能使用大型的除水装置，即使在引气管路中配备了高压除水设备，其储水能力及干燥效果也十分有限，即在通常情况下，引气中都会留存一定量的水蒸气，从而导致了氧气浓缩器性能的退化[15-16]。

2 试验设计

2.1 试验方案

为研究 YNQ-8 氧气浓缩器在飞机上引气边界条件下（压力、温度和湿度）的磨损情况和寿命，验证 YNQ-8 氧气浓缩器产品性能衰减规律，与航空工业合肥江航飞机装备股份有限公司合作，设计了氧气浓缩器退化试验。试验模拟机上引气压力、温度、湿度条件下 YNQ-8 氧气浓缩器减压器内腔零件磨损、变形，产品产氧性能及性能衰减规律。

设定 4 h 为一个工作周期模拟飞机一个起落架次，将引气压力按照 0.14 MPa、0.3 MPa、0.7 MPa、1.0 MPa、0.7 MPa、0.3 MPa、0.14 MPa 的应力谱进行循环试验，并在每一个工作周期后测试氧气浓缩器的性能下降情况，验证引气条件对产品的影响程度。由于水汽对分子筛吸附剂的污染是一个相对缓慢的过程，短时间内分子筛的吸附性能不会出现明显的变化，为充分论证影响趋势，设定工作总时长为 250 h。试验线路如图 4 所示。

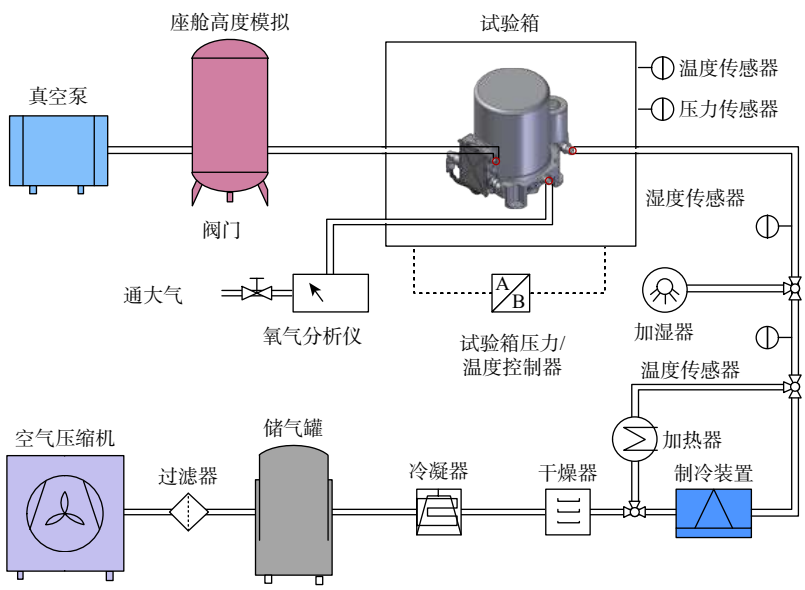


图 4 氧气浓缩器退化试验硬件连接图

Fig. 4 Diagram of hardware connection for oxygen concentrator degradation test

2.2　数据获取

将装配完整的氧气浓缩器置于低压舱内, 连接激励器, 通电通气。在飞机上, 飞机发动机引出的压缩空气经过飞机环控系统净化、冷却后进入氧气浓缩器, 引气温度基本保持, 因此, 控制温度恒定在 70 ℃ 左右。引气压力在 0.14 ～1.0 MPa 之间循环, 每 30 min 从最低压力 0.14 MPa 到最高压力 1.0 MPa 再到最低压力 0.14 MPa 之间循环转换, 每 4 h 为一循环周期。由于试验设置中采用加湿器的方式改变空气中的水含量, 而加湿器未设置湿度的控制, 引气压力的变化将会造成对分子筛引气湿度的变化。因此, 引气压力与引气湿度 2 个变量紧密相关。一个周期内的试验数据记录如表 1 所示。

表 1　氧气浓缩器退化试验数据记录

Table 1　Oxygen concentrator degradation test data

引气压力/MPa	引气湿度/(g·L^{-1})	引气温度/℃	氧浓度/%	氧分压/kPa
0.14	32.84	70	38.1	34.9
0.3	61.78	69	59.8	57.5
0.7	80.63	69	63.9	61.8
1.0	94.47	71	64.3	63.5
0.7	74.38	71	65	63.3
0.3	54.00	69	64.4	62.4
0.14	34.02	69	38.3	37.9

对于试验记录数据而言, 引气压力、引气湿度为试验的自变量, 引气温度为试验的无关变量, 氧浓度、氧分压为试验的因变量。从表 1 记录的数据中可以发现, 引气湿度的变化与引气压力紧密相关, 通过分析试验方案发现, 2 种数据的紧耦合是由于由空气加湿机构不可控, 引气压力的变化影响着气体吸入水汽的含量, 从而导致 2 种变量同比例线性变化。

3　基于偏微分方程的氧气浓缩器退化因素分析与健康因子提取

3.1　建模难点分析

将全寿命周期退化数据可视化后, 得到退化曲线如图 5 所示。由于在每个循环周期内, 引气压力不断循环变化, 导致氧分压也随着引气压力发生波动, 从全寿命周期数据来看, 退化过程是缓慢的, 引气压力变化造成的氧分压波动掩盖了整体退化趋势, 造成退化建模难以开展。因此, 需要从全寿命周期数据中提取出能够有效表征退化的健康因子, 通过健康因子建立退化模型, 以研究氧气浓缩器的退化及失效规律。

然而, 在试验过程中, 由于试验方案设置的原因, 引气压力与引气湿度 2 个自变量是同等比例变化的, 无法单独对 2 个自变量的作用效果进行控制。因此, 在 2 种应力耦合作用条件下, 如何解耦分析 2 种应力分别对氧气浓缩器作用的效果, 建立氧气浓缩器退化模型, 是对该试验条件下氧气浓缩器退化分析的难点问题。

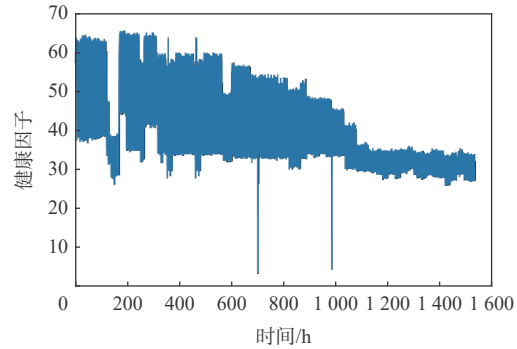


图 5　氧气浓缩器全寿命周期退化数据

Fig. 5　Life cycle degradation data of oxygen concentrator

针对该问题, 将 2 种应力变量结合建立联合参数, 并基于机理分析建立偏微分方程的基本形式, 再通过数据驱动的方法确定方程具体参数。

3.2　氧气浓缩器退化偏微分方程建立

通过分析发现, 在此次地面试验过程中, 引气压力的变化是自变量, 但是环境变量引气湿度随着引气压力的变化而发生变化, 经过相关性分析, 引气压力与引气湿度的皮尔逊相关系数达到 0.959, 因此可以判断引气压力与引气湿度线性极强相关。要分析引气湿度对引气压力的影响, 必须单独控制引气湿度从而判断氧分压的变化趋势, 然而由于引气压力与引气湿度的强相关性, 无法保持引气压力这一无关变量的一致性, 从数据中难以拟合分析得到有效的结论。

针对以上问题, 采用引气压力与引气湿度联合分析的方式进行建模。假设引气压力为 F,引气湿度为 H, 建立联合参数$x=(F,H)$,由于 F 与 H 的极强线性相关性, 当 F 变化时, H 同时线性变化, 因而 x 也同时线性变化, x 中同时蕴含了 F 与 H 的信息, 成为实验中影响氧分压的唯一自变量。

基于对氧气浓缩器的物理模型分析, 由于水汽对氧气浓缩器的影响, 氧气浓缩器的工作性能是随时间退化的, 这种退化直接反映在氧分压的下降上(实际服役条件下, 监测设备也是通过氧分压判定氧气浓缩器性能状态), 然而这种退化必然不是随时间线性均匀发生的, 为研究退化与应力之间的关系, 建立偏微分方程如下:

$$\frac{\partial y}{\partial t}=f(x,t) \tag{1}$$

式中: y 为氧分压; $\partial y/\partial t$为氧分压下降速率, 即氧气浓缩器的退化速率可以表示为关于 x 与时间 t 的联合分布函数 $f(x,t)$。

同时，在分析数据时发现，在某一时间点，x 的变化会影响氧分压 y 的数值，由于时间点固定，这种变化不是退化造成的，可以推断是由氧气浓缩器本身对 x 的敏感度决定的。然而，通过试验数据分析发现，随着工作时间的推进，x 引起氧分压数值变化的能力也在发生改变，为了分析这种变化趋势，建立偏微分方程如下：

$$\frac{\partial y}{\partial x}=g(t,x) \tag{2}$$

式中：$\partial y/\partial x$代表氧分压对 x 的敏感程度。

3.3 偏微分方程的引气湿度退化影响分析

基于偏微分方程建模，得到如式(1)所示的偏导函数，偏导函数$\partial y/\partial t$表示退化速率，蕴含氧气浓缩器退化速率的信息。因此，基于试验数据，从偏微分方程的定义出发，用数据拟合 $f(x,t)$关系式，分析试验中对氧气浓缩器退化速率造成影响的因素。

通过分析试验数据，联合分布 $f(x,t)$难以从数据上直接得出，因此，先求解 $f(x,t)$的边缘分布，固定引气压力与引气湿度，筛选出同一引气压力下的退化数据，从数据上拟合不同压力下的退化方程 $f(x=i,t)$。在试验过程中，联合参数 x 作为自变量不断变化，在不同 x 下的退化数据可视化如图 6～图 9 所示。

经过数据拟合，得到不同 x 数值下的退化方程如下：

$$y=\begin{cases}-4.234\times10^{-5}t^2-0.027t+36.88 & x=0.14\\ -6.095\times10^{-5}t^2-0.027t+55.133 & x=0.3\\ -7.061\times10^{-5}t^2-0.027t+59.605 & x=0.7\\ -41.813\times10^{-5}t^2-0.027t+61.884 & x=1\end{cases} \tag{3}$$

对 t 进行求导，得到

$$\begin{cases}\left.\dfrac{\partial y}{\partial t}\right|_{x=0.14}=-4.234\times10^{-5}t-0.027\\ \left.\dfrac{\partial y}{\partial t}\right|_{x=0.3}=-6.095\times10^{-5}t-0.027\\ \left.\dfrac{\partial y}{\partial t}\right|_{x=0.7}=-7.061\times10^{-5}t-0.027\\ \left.\dfrac{\partial y}{\partial t}\right|_{x=1}=-41.813\times10^{-5}t-0.027\end{cases} \tag{4}$$

因此，x=0.14、0.3、0.7、1 对应的退化系数为 -4.234×10^{-5}、-6.095×10^{-5}、-7.061×10^{-5}、-41.813×10^{-5}，从数据上可以得到，x 与 $f(x,t)$呈负相关关系，从而可以判断 x 将影响氧气浓缩器的退化速率。

在建模过程中，x 是联合引气压力 F 与引气湿度 H 的联合参数，具体 2 种应力如何作用于氧气浓缩器还需要进一步分析。然而，由于引气压力为 F 与引气湿度为 H 在试验过程中线性强相关，从试验数据上难以分辨 2 种应力的作用效果，采用退化机理分析的方式分析 2 种参数的作用。

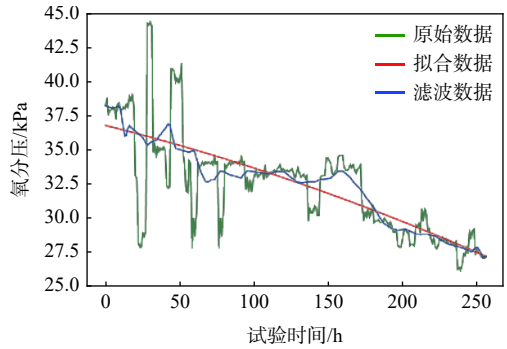


图 6 x=0.14 时的退化数据

Fig. 6 Degeneration data (x=0.14)

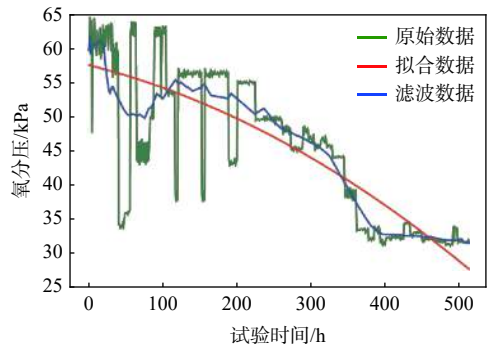


图 7 x=0.3 时的退化数据

Fig. 7 Degeneration data (x=0.3)

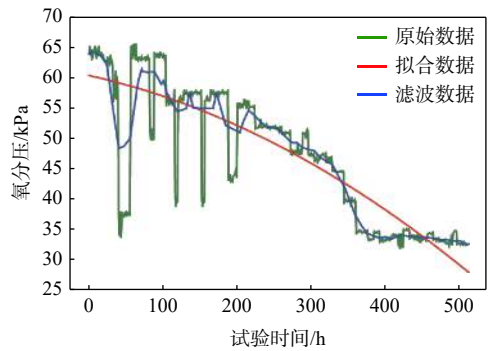


图 8 x=0.7 时的退化数据

Fig. 8 Degeneration data (x=0.7)

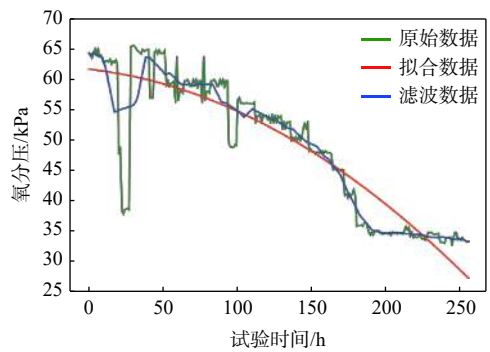


图 9 x=1 时的退化数据

Fig. 9 Degeneration data (x=1)

基于 1.3 节中的氧气浓缩器退化机理分析，氧气浓缩器的主要退化原因是由于水分子与分子筛的强烈作用，造成空气中的氮气难以与分子筛进行

吸附与解吸, 从而导致氧气浓缩器工作能力的降低。而联合参数 x 中的分量引气湿度 H, 正是水汽含量的直接指标, 影响着氧气浓缩器的退化速率, 因此可以判断: 引气湿度的增加将会引起退化的加速, 造成氧气浓缩器的快速老化与失效。因此, 在实际服役环境下, 要注意监控引气湿度这一参量, 防止因湿度过大造成氧气浓缩器服役寿命的缩短。

3.4　基于偏微分方程的健康因子提取

基于偏微分方程建模, 得到如式(2)所示的偏导函数, 偏导函数$\partial y/\partial x$表示联合参数 x 变化对氧分压造成的影响, 蕴含氧气浓缩器工作性能的信息。因此, 可以通过对$g(t,x)$进行分析求解, 研究氧气浓缩器工作性能的变化规律。

图 10 为全寿命周期内地面试验数据中联合参数 x 对氧分压的影响变化。可以发现, 在全寿命周期内, 随着时间的推进氧分压 y 对 x 的敏感程度越来越低。为进一步验证规律, 将每个试验循环的氧分压随联合参数 x 变化斜率可视化表示如图 11 所示。可以发现, 随着时间的推移, 氧分压对联合参数 x 的响应能力正在逐渐减弱, 这说明$\partial y/\partial x$是随着氧气浓缩器退化而逐渐降低的。

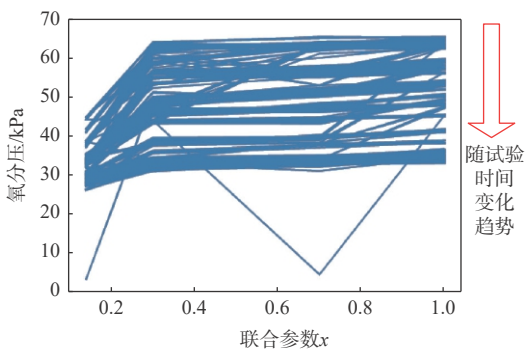


图 10　联合参数 x 与氧分压关系随时间的变化

Fig. 10　Relationship between x and oxygen partial pressure over time

同样, x 是联合引气压力 F 与引气湿度 H 的联合参数, 为进一步分析是哪个参数造成$\partial y/\partial x$的数值变化, 从氧气浓缩器机理模型入手展开分析。

从氧气浓缩器工作机理上来看, 气体的引入关系到分子筛吸附解析的实际效果。由于分子筛床由多层的笼式骨架化合物构成, 气体压力增大时, 有助于气体进入分子筛床内部, 与分子筛床充分开展吸附解吸作用。然而, 由于分子筛床吸附解吸能力有限, 气体压力过大, 引入过多气体将会来不及与分子筛床反应, 造成吸附解吸的不充分。这种对空气的处理能力是由分子筛内部性能特性决定。因此, 从相关参数上来看, 引气压力关系到与氧气浓缩器分子筛反应的气体量的多少, 是影响氧气浓缩器与气体作用效果的关键参数, 决定任一时间点氧气浓缩器吸附解吸实际作用效果。

基于以上分析可以判断, 在同一时间阶段, x 变化造成氧分压 y 波动的原因是引气压力的变化。因此, 提取氧分压随引气压力变化斜率作为氧气浓缩器退化的健康因子, 将每一个应力循环周期内氧分压变化与引气压力变化的比值作为氧气浓缩器在该时刻的健康指标。全寿命周期内的健康因子可视化如图 11 所示。可以初步发现, 健康因子随时间下降趋势明显, 但健康因子选取是否合理还需要进一步定量评价。

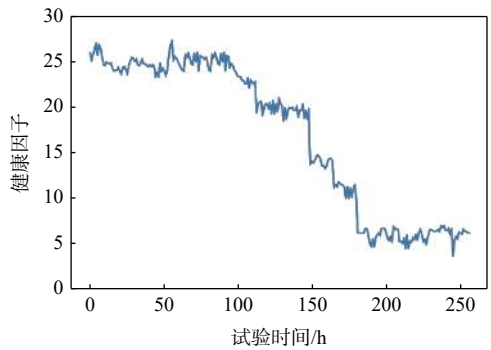


图 11　全寿命周期内氧分压与引气压力比值变化

Fig. 11　Variation of ratio of oxygen partial pressure to bleed air pressure over lifespan

为了定量评价健康因子构建方法的性能, 选择时间关联性 Corr 和单调性 Mon 2 个常用的评价指标。前者表征轴承的 HI 值和采样点的线性相关程度, 后者衡量 HI 曲线的单调变化趋势情况, 定义如下[17]:

$$\mathrm{Corr}=\frac{\left|\sum_{t=1}^{T}(H_t-\widetilde{H})(l_t-\widetilde{l})\right|}{\sqrt{\sum_{t=1}^{T}(H_t-\widetilde{H})^2\sum_{t=1}^{T}(l_t-\widetilde{l})^2}} \tag{5}$$

$$\mathrm{Mon}=\left|\frac{\text{Num-of-dF}>0}{T-1}-\frac{\text{Num-of-dF}<0}{T-1}\right| \tag{6}$$

式中: H_t 和 l_t 分别为第 t 个采样点处对应的 HI 曲线值和采样点编号; T 为全寿命周期的采样点数; $\widetilde{H}$和$\widetilde{l}$分别为所有健康因子曲线值和采样点编号的平均值; Num-of-dF>0 为 HI 曲线中相邻值之间微分大于 0 的个数, Num-of-dF< 0 为 HI 曲线中相邻值之间微分小于 0 的个数。。

对提取出的健康因子求单调性及关联性指标, 结果如表 2 所示。通过结果分析发现, 提取出的健康因子相比于限定引气压力得到的退化数据, 在时间关联性与单调性指标上远高于其他退化因子。

表 2　健康因子性能指标

Table 2　Health factor performance indicators

指标	HI				
	本文	0.14MPa	0.3MPa	0.7MPa	1MPa
Corr	0.968	0.718	0.852	0.903	0.877
Mon	0.796	0.582	0.603	0.616	0.573

4 基于卡尔曼滤波器的氧气浓缩器退化建模

4.1 Switching卡尔曼滤波器基本原理

Switching卡尔曼滤波器由多个标准卡尔曼滤波器组成，并针对每个退化过程建立模型，以反映其退化趋势。多个过滤器同时过滤单个样本的实时数据，广义伪贝叶斯(generalized pseudo-Bayesian, GPB)算法对前一时刻每个滤波器输出的状态估计值进行加权求和来实现系统状态的动态估计。Switching卡尔曼滤波的具体流程如下：

通过模型概率$\boldsymbol{S}_k^i$和模型转换概率$\boldsymbol{T}_{ij}$得到模型转换条件概率$\boldsymbol{S}_k^{i|j}$，其表示系统状态从$\boldsymbol{S}_{k-1}^i$转换为$\boldsymbol{S}_k^j$的概率：

$$\boldsymbol{S}_k^{i|j}=\frac{\boldsymbol{T}_{ij}\boldsymbol{S}_{k-1}^i}{\sum_{i=1}^{n}\boldsymbol{T}_{ij}\boldsymbol{S}_{k-1}^i} \tag{7}$$

根据每个滤波器在前一时刻的状态和每个滤波器的转换条件概率，通过折叠法更新输入状态$\boldsymbol{X}_{k-1}$和方差$\boldsymbol{P}_{k-1}^j$，如下：

$$\widetilde{\boldsymbol{X}}_{k-1}^j=\sum_{i=1}^{n}\boldsymbol{S}_k^{i|j}\hat{\boldsymbol{X}}_{k-1}^i \tag{8}$$

$$\widetilde{\boldsymbol{P}}_{k-1}^j=\sum_{i=1}^{n}\boldsymbol{S}_{k-1}^{i|j}\left[\boldsymbol{P}_{k-1}^i+\left(\hat{\boldsymbol{X}}_{k-1}^i-\hat{\boldsymbol{X}}_{k-1}^j\right)\left(\hat{\boldsymbol{X}}_k^i-\hat{\boldsymbol{X}}_{k-1}^j\right)^{\mathrm{T}}\right] \tag{9}$$

标准卡尔曼滤波器操作通过修正状态和方差，同时给出了各模型的状态估计$\boldsymbol{X}_{k-1}$和方差$\boldsymbol{P}_{k-1}^j$。在时间更新步骤后，通过状态测量和状态估计的偏差得到测量残差$\boldsymbol{V}_k$和残差方差$\boldsymbol{C}_k$，如下：

$$\boldsymbol{V}_k^i=\boldsymbol{T}_k^i-\boldsymbol{H}_k^i\hat{\boldsymbol{X}}_{k|k-1}^i \tag{10}$$

$$\boldsymbol{C}_k^i=\boldsymbol{H}_k^i\hat{\boldsymbol{P}}_{k|k-1}^i\boldsymbol{H}_k^{i\mathrm{T}}+\boldsymbol{R}_k^i \tag{11}$$

式中：$\boldsymbol{H}$为状态测量矩阵；$\boldsymbol{T}$为状态估计值；$\boldsymbol{R}$为测量噪声方差矩阵。

以残差方差的正态分布概率$\mathbf{Lm}_k^i$作为每个滤波器的概率，每个滤波器的概率为均值为0、残差方差为$\boldsymbol{C}_k^i$的正态分布在$\boldsymbol{V}_k^i$处的概率：

$$\mathbf{Lm}_k^i=N\left(\boldsymbol{V}_k^i;0,\boldsymbol{C}_k^i\right) \tag{12}$$

从状态转移矩阵和上一时刻每个模型的概率$\boldsymbol{S}_{k-1}^i$计算此时每个滤波器的概率$\mathbf{Lt}_k^i$：

$$\mathbf{Lt}_k^i=\sum_{i=1}^{n}\boldsymbol{T}_{ij}\boldsymbol{S}_{k-1}^i \tag{13}$$

结合测量残差导出的滤波器概率$\mathbf{Lm}_k^i$和状态转移导出的滤波器概率$\mathbf{Lt}_k^i$，定义各模型的归一化概率如下：

$$\boldsymbol{S}_k^i=\frac{\mathbf{Lm}_k^i\mathbf{Lt}_k^i}{\sum_{i=1}^{n}\left(\mathbf{Lm}_k^i\mathbf{Lt}_k^i\right)} \tag{14}$$

每次迭代更新的输入状态：

$$\hat{\boldsymbol{X}}_k=\sum_{i=1}^{n}\left(\boldsymbol{S}_k^i\hat{\boldsymbol{X}}_k^i\right) \tag{15}$$

每次迭代更新的输入方差：

$$\boldsymbol{P}_k=\sum_{i=1}^{n}\boldsymbol{S}_k^i\left[\boldsymbol{P}_k^i\left(\hat{\boldsymbol{X}}_k^i-\hat{\boldsymbol{X}}_k\right)\left(\hat{\boldsymbol{X}}_k^i-\hat{\boldsymbol{X}}_k\right)^{\mathrm{T}}\right] \tag{16}$$

式中：$i,j=1,2,\cdots,n$为滤波器序号，$k=1,2,\cdots,m$为时间。

不同模型之间的模型概率关系反映了目前各退化阶段的置信度。通过实时监测模型概率，可以判断退化过程的阶段。图12给出了滤波器更新前后2种状态的转换过程及各参数之间的关系[18]。

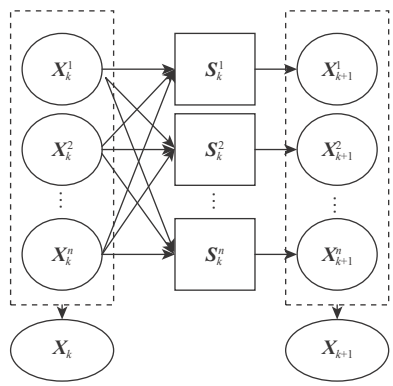


图12 Switching卡尔曼滤波原理[18]

Fig. 12 Principle of Switching Kalman filter[18]

4.2 基于Switching卡尔曼滤波器的退化模式识别

对提取出的退化健康因子进行初步数据拟合，结果如图13所示。通过数据拟合可以发现，氧气浓缩器退化并不是一个持续的过程，而是存在明显的分段性。

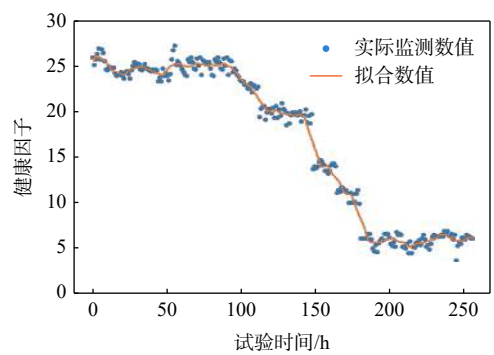


图13 退化数据拟合

Fig. 13 Degradation data fitting

基于Switching卡尔曼滤波器，对氧气浓缩器退化数据提取出的健康因子进行模式分类与辨识，各模式所具有的置信度如图14所示。结合图13的数据可以发现，氧气浓缩器在前76 h内氧气浓缩器

处于平稳阶段, 局部波动但整体趋势平稳, 从第 76 h 进入退化阶段, 氧分压开始趋势性下降, 直至到达阈值, 判定失效[19]。

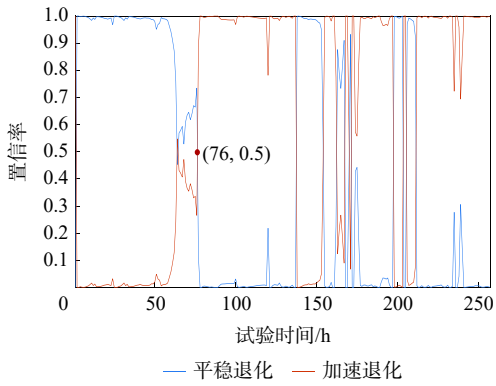


图 14　退化模式识别

Fig. 14　Degeneration pattern recognition

5　实际服役环境下氧气浓缩器退化数据验证

为进一步验证氧气浓缩器的退化模式, 通过对实际服役环境下氧气浓缩器的退化数据进行建模, 与试验环境下的退化数据与模型进行对比, 验证模型的准确性。

前期工作调研收集了某型飞机氧气浓缩器在实际服役环境下的退化数据。氧气浓缩器从装机到最终故障工作时长为 213 h, 将氧分压参数进行初步的数据清洗及坏值剔除, 得到全寿命周期退化数据如图 15 所示。

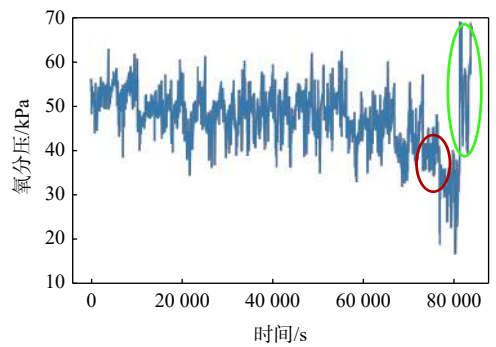


图 15　实际服役环境下氧气浓缩器退化数据

Fig. 15　Degradation data of oxygen concentrator in actual service environment

由图 15 可知, 氧分压下降过程中有一个较大幅度的突降(红圈标注)和较大幅度的突升(绿圈标注)。由于氧气浓缩器的退化是一个缓慢变化的过程, 不会出现突降与突升, 判断在红圈区域可能发生了膜片破损故障, 使氧分压降至阈值以下, 从而触发故障报警“氧分压低”。地面机务人员通过故障信息与相关其他信息定位故障外场可更换最小单元(line replaceable unit, LRU)位置为氧气浓缩器, 进而更换了氧气浓缩器, 氧气浓缩器氧分压回到正常状态, 因而出现绿圈的氧分压突升。通过询问厂家, 查询了该部件的返厂检修记录, 发现该氧气浓缩器故障原因系膜片破损, 与分析结果相一致。

在实际服役环境下, 通过数据的分析, 氧分压指标与 2 个参数相关性最强: 飞行高度和引气压力。一方面, 随着高度的增加, 大气压力降低, 对于解析过程而言, 环境压力的降低将会有利于氮气的排出, 因此, 高度的变化可能会引起氧分压的波动; 另一方面, 由于分子筛床由多层的笼式骨架化合物构成, 气体压力增大时, 有助于气体进入分子筛床内部, 与分子筛床充分开展吸附解吸作用。然而, 由于分子筛床吸附解吸能力有限, 气体压力过大, 引入过多气体将会来不及与分子筛床反应, 造成吸附解吸不充分。因此, 引气压力的变化将会影响分子筛的反应速率; 同时, 分子筛床工作状态可以看成是一个密闭容器, 由于温度基本保持一致, 压力与气体质量成正比, 压力的增大将会引入更多的气体, 造成反应气体量的变化。因此, 由于实际服役过程中, 高度与引气压力随飞行任务的变化而实时发生改变, 造成全寿命周期数据的波动, 难以有效识别氧气浓缩器的退化阶段及模式。针对这一问题, 采用限制高度与引气压力的方法, 减小环境因素对退化的影响。基于分析氧气浓缩器的稳定工作条件, 提取出退化数据中高度在 4 000～5 000 m、引气压力在 200～250 kPa 的数据, 在一个小波动范围内观察氧分压的退化, 得到数据如图 16 所示。

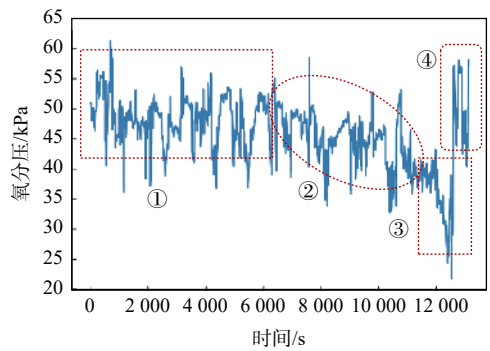


图 16　环境因素限制条件下氧气浓缩器退化数据

Fig. 16　Degradation data of oxygen concentrator under restriction of environmental factors

由图 16 可知, 该氧气浓缩器退化可以分为 4 个过程: ①平稳阶段, 氧分压整体趋势平稳, 局部数据波动; ②退化阶段, 氧分压整体呈下降趋势; ③膜片破损阶段, 氧分压急剧降低; ④换件阶段, 氧分压恢复正常水平。

从氧气浓缩器退化机理上进行分析, 初始工作阶段, 氧气浓缩器分子筛性能较为稳定, 氧分压趋势整体平稳, 略微波动; 工作一段时间后, 分子筛性

能逐渐退化，氧分压开始随时间发生降低，期间偶发膜片破损的故障，导致氧分压急剧降低，到达规定的失效阈值时，触发维修活动。分析结果与试验环境下得到的退化模型结论基本一致。

6 结 论

1）本文通过建立联合参数，将2个线性相关的耦合应力结合分析，再与其他应力共同建模，模型建立后，通过偏微分方程与机理分析对2种应力的作用效果进行分析解耦。

2）通过退化机理分析，确定多应力条件下氧气浓缩器退化的偏微分方程基本形式，再通过数据驱动的方法分析应力与退化因子之间的映射关系。

3）基于偏微分方程的解耦分析，确定了引气湿度的增加将会加快氧气浓缩器的退化速率。

4）基于偏微分方程的解耦分析，确定了氧分压随引气压力变化斜率可作为氧气浓缩器退化表征的健康因子。

5）通过卡尔曼滤波进行模式识别，确定氧气浓缩器退化可分为平稳阶段和退化阶段2个阶段，并通过实际服役环境下的退化数据验证了结论。

参考文献（References）

[1] 彭宇, 刘大同. 数据驱动故障预测和健康管理综述[J]. 仪器仪表学报, 2014, 35(3): 481-495.
PENG Y, LIU D T. Overview of data-driven fault prediction and health management[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2014, 35(3): 481-495(in Chinese).

[2] 张景元, 何玉珠, 崔唯佳. 基于多应力退化模型的智能电表可靠寿命预估[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(8): 1662-1669.
ZHANG J Y, HE Y Z, CUI W J. Reliability life prediction of smart electricity meter based on multi-stress degradation model[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(8): 1662-1669(in Chinese).

[3] 张振华, 史建新, 李小龙, 等. 增压锅炉冷态启动过程中耦合应力及疲劳分析[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2021, 42(7): 997-1002.
ZHANG Z H, SHI J X, LI X L, et al. Coupling stress and fatigue analysis of pressurized boiler during cold start-up of the supercharged boiler[J]. Journal of Harbin Engineering University, 2021, 42(7): 997-1002(in Chinese).

[4] 李超, 刘竞中, 王海宏, 等. 多载荷耦合作用下涡旋压缩机动涡旋盘的应力应变分析[J]. 流体机械, 2020, 48(10): 30-35.
LI C, LIU J Z, WANG H H, et al. Stress and strain analysis of orbiting scroll of scroll compressor under coupled action of multiple loads[J]. Fluid Machinery, 2020, 48(10): 30-35(in Chinese).

[5] WU J Y. A geometrically regularized gradient-damage model with energetic equivalence[J]. Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering, 2018, 328(1): 612-637.

[6] RAHI A. Vibration analysis of multiple-layer microbeams based on the modified couple stress theory: Analytical approach[J]. Archive of Applied Mechanics, 2020, 91(12): 1-10.

[7] WILEMAN A, PERINPANAYAGAM S, ASLAM S. Physics of failure (PoF) based lifetime prediction of power electronics at the printed circuit board level[J]. Applied Sciences, 2021, 11(6): 23-34.

[8] SUN B, LI Y, WANG Z L. A combined physics of failure and Bayesian network reliability analysis method for complex electronic systems[J]. Process Safety and Environmental Protection, 2021, 148(2): 698-710.

[9] 柳小伟, 宋辉, 郭美卿, 等. 基于电化学-应力耦合模型的锂离子电池硅/碳核壳结构的模拟与优化[J]. 物理学报, 2021, 70(17): 178201.
LIU X W, SONG H, GUO M Q, et al. Simulation and optimization of silicon/carbon core-shell structures in lithium-ion batteries based on electrochemical-mechanical coupling model[J]. Acta Physica Sinica, 2021, 70(17): 178201(in Chinese).

[10] 齐琦, 宋月. 带有测量误差的自适应维纳模型研究[J]. 统计与决策, 2020, 36(12): 55-58.
QI Q, SONG Y. Study on adaptive Wiener model with measurement errors[J]. Statistics and Decision, 2020, 36(12): 55-58(in Chinese).

[11] PARADIS K C, NAHEEDY K W, MATUSZAK M M, et al. The fusion of incident learning and failure mode and effects analysis for data-driven patient safety improvements[J]. Practical Radiation Oncology, 2021, 11(1): 106-113.

[12] FINEGAN D P, ZHU J, FENG X, et al. The application of data-driven methods and physics-based learning for improving battery safety[J]. Joule, 2020, 5(2): 316-329.

[13] CHEN Y Z, WANG Z X. Solution of multiple crack problem in a finite plate using coupled integral equations[J]. International Journal of Solids & Structures, 2012, 49(1): 87-94.

[14] 叶振华. 化工吸附分离过程[M]. 北京：中国石化出版社, 1992: 108-136.
YE Z H. Adsorption separation process in chemical industry[M]. Beijing: China Petrochemical Press, 1992: 108-136 (in Chinese).

[15] 张燕平, 赵宏韬. 测控技术在分子筛机载制氧领域的应用研究[C]//航空试验测试技术学术交流会, 2015: 297-299.
ZHANG Y P, ZHAO H T. Application of measurement and control technology in molecular sieve airborne oxygen production field[C]// Aeronautical Test and Test Technology Academic Exchange Conference, 2015: 297-299(in Chinese).

[16] 王世和, 卢灿, 许育林, 等. 分子筛氧气浓缩监控器可靠性技术及管理研究[J]. 兵器装备工程学报, 2017, 38(4): 105-108.
WANG S H, LU C, XU Y L, et al. The reliability technique and management study of molecular sieve oxygen concentrator controller[J]. Journal of Ordnance and Equipment Engineering, 2017, 38(4): 105-108(in Chinese).

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

[18] BOKER, G, LUNZE J. Stability and performance of switching Kalman filters[J]. International Journal of Control, 2002, 75(16-17): 1269-1281.

[19] 李娟, 景博, 焦晓璇, 等. 基于LSTAR的机载燃油泵多阶段退化建模[J]. 北京航空航天大学学报, 2017, 43(5): 880-886.

LI J, JING B, JIAO X X, et al. Multi-stage degradation modeling for airborne fuel pump based on LSTAR[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(5): 880-886(in Chinese).

Degradation modeling of oxygen concentrator in multiple stress coupling

PAN Jinxin[1], JING Bo[1], JIAO Xiaoxuan[1,*], WANG Shenglong[1], HUANG Songlin[1], FANG Ling[2]

(1. College of Aeronautics Engineering, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China;
2. Hefei Jianghang Aircraft Equipment Co., Ltd., of AVIC, Hefei 230000, China)

Abstract: Modeling under coupling stress is challenge in the field of fault prediction and health management. Based on the the ground degradation test of the oxygen concentrator, this research proposes a modeling framework with partial differential equations combining mechanism model and data driven model, which addresses the linear correlation of two stresses during the test and their coupling effect on the degradation. Based on the analysis of degradation mechanism of the basic form, data driven method is used to determine the specific parameter of partial differential equations. Then, the two stresses are decoupled based on the equations. Results show that the increase in the bleed air moisture content raises the degradation rate of the oxygen concentrator. Furthermore, as the oxygen concentrator performance degrades, the sensitivity of the oxygen partial pressure on the bleed air pressure is reduced. Therefore, the slope factor of the oxygen partial pressure to bleed air pressure is determined as the health indicator. The pattern recognition of Kalman filter shows that the oxygen concentrator degradation can be divided into stationary and degradation stages, which is verified by comparison with the degradation data of the oxygen concentrator in the actual service environment.

Keywords: multiple stress coupling; degradation modeling; partial differential equation; oxygen concentrator; Kalman filter

Received: 2021-05-18; **Accepted**: 2021-07-30; **Published Online**: 2021-08-27 13:42
URL: kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20210826.1634.001.html
Foundation items: Aeronautical Science Foundation of China (20200033096001); Nature Science Foundation of Shaanxi Province (2022JQ-586)
* **Corresponding author**. E-mail: 1091313541@qq.com

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0262

飞翼布局飞行器结构拓扑优化设计

王一为，雷锐午，汪辉*
(西北工业大学 航空学院，西安 710072)

摘　　要：飞翼布局飞行器由于具有气动效率高的优势，将成为未来航空飞行器发展的主流方向，然而结构质量限制了其性能的进一步提升，结构优化是实现结构减重的重要技术。以飞翼布局飞行器内部结构为研究对象，建立拓扑优化模型，以柔顺度作为目标函数，探究飞翼布局飞行器全机内部结构的最优布置方式，分析弯曲梁构件在飞翼布局飞行器结构优化中的作用和减重机制，根据拓扑优化结果建立重构模型，同时依据Boeing第二代结构设计建立标准模型，使用尺寸优化评估重构模型相较于标准模型的减重效果。结果表明：在等柔顺度时，重构模型相比标准模型质量减少14.53%；在等质量时，重构模型相比标准模型全机柔顺度降低47.90%，并减少了44.87%的z向最大位移，拓扑优化减重和增加刚度效果显著，验证了弯曲梁构件的减重作用。研究结果可为飞翼布局飞行器结构减重优化奠定基础，建立的优化评估机制可为飞翼布局飞行器的内部结构设计提供参考。

关　键　词：飞翼布局；拓扑优化；尺寸优化；弯曲梁；减重
中图分类号：V272; TB553
文献标志码：A　　**文章编号**：1001-5965(2023)02-0482-09

采用电力推进的飞行器方案具有减少噪声、排放和燃料消耗的优势[1-2]。目前，NASA为实现N+3性能目标设计了分布式混合电推进飞行器N3-X[3-4]，该飞行器采用洛马混合翼身(hybrid wing body, HWB)构型，相比传统构型可以提供更高的气动效率和更大的升阻比，而使用结构优化可以带来更大的减重效益。因此，结构优化技术的应用是实现未来飞行器设计目标的重点。

拓扑优化作为结构优化的重要组成部分被广泛应用在航空航天领域[5]。Eschenauer和Olhoff[6]使用气泡法(bubble method)并基于柔度最小化对翼肋的拓扑结构进行了优化；Krog等[7]对A380机翼翼肋进行了拓扑优化设计，总结了用于优化翼肋的不同方法。上述2项工作在固定的布置方式下进行，可以减轻构件质量，但是没有对结构的布置方式进行优化。宋龙龙等[8]对全动舵面进行热弹性拓扑优化，并且根据优化结果进行重构，通过3D打印将优化结果制作出来，体现了3D打印在未来拓扑优化应用上的重要作用；Maute和Allen[9]使用固体各向同性材料惩罚(solid isotropic material with penalty, SIMP)模型，在考虑流固耦合的基础上，对平板机翼的刚度进行了拓扑优化，但是优化结果特征不够清晰。同样针对机翼结构，Aage等[10]建立了一种优化求解工具，用于使用拓扑优化设计全尺寸飞机机翼的内部结构，根据拓扑优化结果构建了弯曲梁结构的机翼；Locatelli等[11]采用弯曲翼梁和翼肋的翼盒结构进行了拓扑和尺寸优化，证明超声速飞行器采用弯曲翼梁和翼肋相比于直梁和直翼肋减重19%。上述工作只关注了弯曲梁结构的减重效果，与简单直梁结构机翼对比突出弯曲构件的

收稿日期：2021-05-19；录用日期：2021-11-12；网络出版时间：2022-03-21 17:06
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20220321.0957.001.html
*通信作者. E-mail：wanghui2018@nwpu.edu.cn

引用格式：王一为，雷锐午，汪辉. 飞翼布局飞行器结构拓扑优化设计[J]. 北京航空航天大学学报，2023，49(2)：482-490.
WANG Y W，LEI R W，WANG H. Structural topology optimization of flying wing aircraft[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2023，49(2)：482-490 (in Chinese).

减重效果, 未与具备标准内部结构的机翼进行比较。随后, 朱继宏等[12] 总结了拓扑优化在航空航天领域结构设计中的最新进展和应用, 目前对航空飞行器的拓扑优化设计主要是针对飞行器部件进行的, 机翼作为提供升力的重要部分, 是近年来拓扑优化设计研究的重点。针对机翼拓扑优化的研究多采用常规机翼或简化翼盒, 具有内外翼转折和后掠角, 沿展向厚度均匀变化, 而飞翼布局采用全机一体化设计, 将机身和机翼融合, 形成特殊的翼身结构。

基于此, 本文以飞翼布局飞行器作为研究对象, 基于变密度法和序列二次规划(sequential quadratic programming, SQP)算法, 以柔顺度作为目标函数对飞翼布局飞行器整机进行拓扑优化, 分析拓扑优化结果的减重机理, 并对拓扑优化结果进行模型重构, 通过尺寸优化分析, 验证拓扑优化的减重和增加刚度的效果, 最终建立针对全机复杂构型结构优化的优化流程。

1　问题描述

将飞翼布局飞行器 N3-X 作为拓扑优化设计的研究对象, 如图 1 所示。N3-X 飞行器为 HWB 构型, 翼展 65.5 m, 机身长 41 m[13-14], 为后续表述更加清楚, 在图 1 中定义了机身和机翼的界限。中心体和机翼部分的厚度差距较大, 机体沿展向弦长和厚度变化都较为剧烈, 机翼部分具有大后掠、厚度小、机翼面积小的特点, 这样的特殊结构提高了拓扑优化设计的难度。

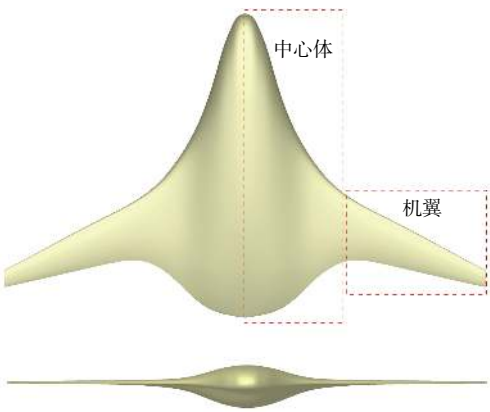


图 1　N3-X 模型

Fig. 1　N3-X model

在建立模型后, 通过计算流体动力学(computational fluid dynamics, CFD)数值模拟获得巡航状态下的气动载荷作为拓扑优化的优化条件, 针对拓扑优化结果的材料分布建立重构模型, 对重构模型进行尺寸优化分析, 与标准模型对比, 验证拓扑优化结果的减重和增加刚度的效果, 流程如图 2 所示。

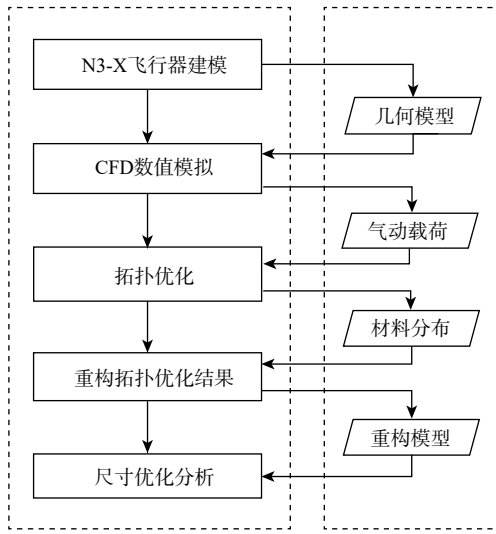


图 2　结构优化设计流程

Fig. 2　Flowchart of structural optimization

2　优化数学模型及灵敏度分析

2.1　优化方程

为了得到结构刚度最大的结构布置方式, 将整体结构的柔顺度作为优化目标, 这也是拓扑优化设计中最经常使用的目标函数:

$$C = \boldsymbol{U}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}\boldsymbol{U} \tag{1}$$

蒙皮柔顺度的定义为

$$C_{\mathrm{s}} = \boldsymbol{U}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}_{\mathrm{s}}\boldsymbol{U} \tag{2}$$

$$\boldsymbol{K}_{\mathrm{s}} = \sum_{e\in\Omega_{\mathrm{s}}} \boldsymbol{K}_{\mathrm{e}} \tag{3}$$

式中, Ω_{s}代表蒙皮整体结构; $\boldsymbol{C}$为柔顺度; $\boldsymbol{K}$为刚度矩阵; $\boldsymbol{U}$为有限元单元的位移量。

结合有限元数值方法, 将结构设计域离散为 n个单元, 将密度函数离散为一个 N维向量, 假设该向量为 $\boldsymbol{X} = (x_1, x_2, \cdots, x_n)$, x_i为单元i的伪密度值。伪密度值用来表述每个单元材料的有无, 伪密度值为 1 代表有材料, 伪密度值为 0 代表没有材料。可以将拓扑优化问题转化为

$$\begin{cases} \mathrm{Find}: x = \{x_i\}, i = 1,2,\cdots,n \\ \min: f(x) \\ \text{subject to}: \boldsymbol{K}\boldsymbol{U} = \boldsymbol{F} \\ \dfrac{\sum_{i=1}^{n} x_i v_i}{V} < f_{\mathrm{U}} \\ x_i \in \{0,1\}, i = 1,2,\cdots,n \end{cases} \tag{4}$$

式中: v_i为单位i的体积; V为结构总体积; f_{U}为给定的体分比上限。

在采用基于密度的优化模型后, 有限元离散后形成大规模 0-1 规划问题, 提高求解难度, 为此需要引入连续函数建立 0 和 1 之间设计变量和材料密度之间的映射关系, 将式(4)中的离散问题转换为

连续变量的问题，采用SIMP模型[15-16]。材料密度与弹性模量的关系可以表达为

$$E_i = E_0 x_i^p \tag{5}$$

式中：E_0为材料完全填充时的弹性模量；p为惩罚因子，一般设$p=3$。

得到优化模型为

$$\begin{cases} \text{Find}: x = \{x_i\}, i = 1,2,\cdots,n \\ \min: f(x) \\ \text{subject to}: \boldsymbol{KU} = \boldsymbol{F} \\ \qquad \dfrac{\sum_{i=1}^{n} x_i v_i}{V} < f_{\mathrm{U}} \\ \qquad 0 < \delta \leqslant x_i \leqslant 1, i = 1,2,\cdots,n \end{cases} \tag{6}$$

式中：δ为极小的正数来避免有限元分析中刚度矩阵的奇异性。

使用SQP算法[17]作为拓扑优化过程中的优化算法，在每轮迭代都会产生新的设计变量，作为验证柔顺度数值的输入变量，计算柔顺度数值和灵敏度后再进行迭代产生新设计变量，直到满足收敛条件。

2.2 拓扑优化模型

为得到最优的材料布局形式，分别选用机体柔顺度和蒙皮柔顺度作为拓扑优化设计的目标函数，采用相同的设计变量和约束条件：

$$\begin{cases} \text{Find}: x = \{x_i\}, i = 1,2,\cdots,n \\ \min: \begin{cases} C(x) = \boldsymbol{U}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{KU} \\ C_{\mathrm{s}}(x) = \boldsymbol{U}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}_{\mathrm{s}}\boldsymbol{U} \end{cases} \\ \text{subject to}: \boldsymbol{KU} = \boldsymbol{F} \\ \qquad \dfrac{\sum_{i=1}^{n} x_i v_i}{V} < f_{\mathrm{U}} \\ \qquad 0 < \delta \leqslant x_i \leqslant 1, i = 1,2,\cdots,n \end{cases} \tag{7}$$

式中：$C(x)$和$C_{\mathrm{s}}(x)$分别为机体和蒙皮的柔顺度。

2.3 灵敏度分析

使用SQP算法需要提供设计目标和约束条件关于设计变量的梯度以进行迭代优化过程。推导针对柔顺度相对伪密度设计变量的灵敏度，由式(1)得

$$\frac{\partial C}{\partial x_i} = \frac{\partial \boldsymbol{F}^{\mathrm{T}}}{\partial x_i}\boldsymbol{U} + \boldsymbol{F}^{\mathrm{T}}\frac{\partial \boldsymbol{U}}{\partial x_i} \tag{8}$$

对$\boldsymbol{KU} = \boldsymbol{F}$方程两边关于设计变量求导得

$$\frac{\partial \boldsymbol{K}}{\partial x_i}\boldsymbol{U} + \boldsymbol{K}\frac{\partial \boldsymbol{U}}{\partial x_i} = \frac{\partial \boldsymbol{F}}{\partial x_i} \tag{9}$$

结合式(8)和式(9)可得

$$\frac{\partial C}{\partial x_i} = \frac{\partial \boldsymbol{F}^{\mathrm{T}}}{\partial x_i}\boldsymbol{U} + \boldsymbol{U}^{\mathrm{T}}\frac{\partial \boldsymbol{F}}{\partial x_i} - \boldsymbol{U}^{\mathrm{T}}\frac{\partial \boldsymbol{K}}{\partial x_i}\boldsymbol{U} \tag{10}$$

根据SIMP插值模型，结合式(5)得

$$\frac{\partial \boldsymbol{K}}{\partial x_i} = \frac{\partial \boldsymbol{K}_i}{\partial x_i} = \frac{\partial \eta}{\partial x_i}\cdot\frac{1}{\eta}\boldsymbol{K}_i = \frac{p}{x_i}\boldsymbol{K} \tag{11}$$

式中：$\eta = x_i^p$；$\boldsymbol{K}_i$为单元i对应的刚度矩阵。

对于集中力载荷作用下，即不存在设计相关载荷时，$\dfrac{\partial \boldsymbol{F}^{\mathrm{T}}}{\partial x_i} = 0$，将式(11)代入式(10)得

$$\frac{\partial C}{\partial x_i} = -\boldsymbol{U}^{\mathrm{T}}\frac{\partial \boldsymbol{K}}{\partial x_i}\boldsymbol{U} = -\frac{\partial \eta_c}{\partial x_i}\cdot\frac{1}{\eta_c}\boldsymbol{U}_i^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}_i\boldsymbol{U}_i = -\frac{p}{x_i}C_i \tag{12}$$

式中：$C_i = \boldsymbol{U}_i^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}_i\boldsymbol{U}_i$为单元$i$对应的柔顺度。

同理，针对蒙皮柔顺度相对伪密度设计变量的灵敏度为

$$\frac{\partial C_{\mathrm{s}}}{\partial x_i} = -\boldsymbol{U}^{\mathrm{T}}\frac{\partial \boldsymbol{K}_{\mathrm{s}}}{\partial x_i}\boldsymbol{U} = -\frac{\partial \eta_c}{\partial x_i}\cdot\frac{1}{\eta_c}\boldsymbol{U}_i^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}_{si}\boldsymbol{U}_i = -\frac{p}{x_i}C_{si} \tag{13}$$

2.4 拓扑优化流程

建立如图3所示的拓扑优化流程。在定义模型设计域、设计载荷、约束和边界条件后，基于SIMP模型求解离散有限元单元的材料特性和单元刚度矩阵，进行目标函数和灵敏度分析，再基于SQP优化算法进行设计变量的更新。经过收敛条件的判断和优化流程的迭代得到最优的材料分布结果。

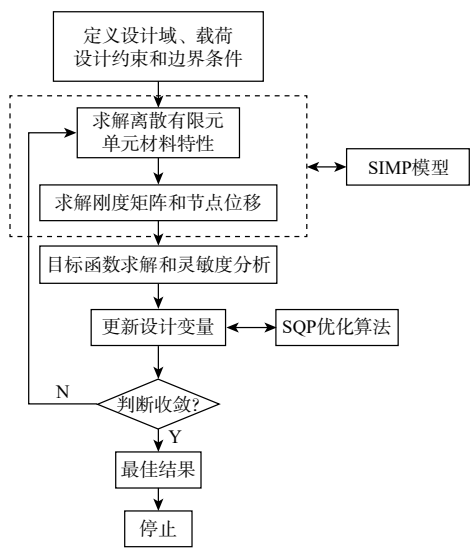


图3 拓扑优化问题求解流程

Fig. 3 Flowchart of topology optimization

2.5 尺寸优化模型

为保证拓扑优化效果的评估不受人为因素影响，对标准模型和重构模型进行尺寸优化，使用最优的尺寸布置方式进行比较：

$$\begin{cases} \text{Find}: Y = \{y_i\}, i = 1,2,\cdots,m \\ \begin{cases} \min: \text{Mass}(y) \\ \text{or} \\ \min: C(y) \end{cases} \\ \text{subject to}: y_{\min} \leqslant y_i \leqslant y_{\max}, i = 1,2,\cdots,m \\ \qquad \sigma_{\mathrm{M}} \leqslant \sigma_{\mathrm{d}} \end{cases} \tag{14}$$

式中：y_i为每个设计单元的厚度；m为设计变量的数目；$y_{\min}$、$y_{\max}$分别为设计变量的上、下界，分别设定为$y_{\min} = 0.003\ \mathrm{m}$；$y_{\max} = 0.03\ \mathrm{m}$，$\sigma_{\mathrm{M}}$和$\sigma_{\mathrm{d}}$分别为Von Mises最大应力和设计许用应力，表示应力约束。

3　N3-X 全机拓扑优化

3.1　有限元模型

对 N3-X 飞行器进行有限元网格划分, 网格采用四面体网格, 最大网格单元尺寸为 0.35 m, 最小网格单元尺寸为 0.03 m, 平均网格单元尺寸为 0.15 m。网格量为 109 万。有限元模型如图 4 所示。

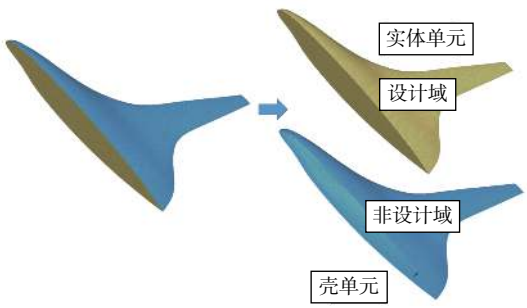


图 4　N3-X 有限元模型

Fig. 4　Finite element model of N3-X

3.2　气动载荷提取

为得到拓扑优化所需的气动载荷, 需要对 N3-X 飞行器建立数值分析网格, 如图 5 所示, 使用结构网格进行划分, 总网格量为 1 493 万。数值模拟巡航状态: 10 668 m 高度, 飞行速度 0.84 *Ma*, 3°迎角[18]。

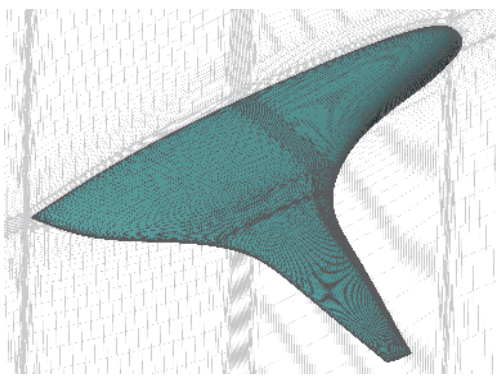


图 5　CFD 结构网格

Fig. 5　Structured mesh for CFD

3.3　拓扑优化结果及机理分析

以机体柔顺度作为目标函数, 共 109 万设计变量(n = 1 090 000), 体分比 0.25(f_U = 0.25), 使用铝合金作为机体和蒙皮的材料, 材料特性如表 1 所示。

表 1　材料属性

Table 1　Material properties

物理属性	密度/(kg·m^{-3})	弹性模量/MPa	泊松比
数值	2 780	72 000	0.3

在巡航载荷下得到的拓扑优化迭代过程如图 6 所示, 共经过 50 次迭代, 图中展示了第 10、20 和 30 次迭代的优化结果。

由图 6 可以看出,材料在机翼前后缘聚集, 在对称面没有产生完整的传力路径, 机翼内部结构不清晰, 难以针对优化结果进行后处理, 因此以机体柔顺度作为优化目标无法得到清晰的结果。目标函数为蒙皮柔顺度的拓扑优化过程如图 7 所示。

图 8 为拓扑优化结果的材料分布。材料在机身和机翼处的连续性较好, 传力路径完整, 材料没有在机翼前后缘位置堆积, 构成了完整的梁结构, 并从对称面延伸到翼梢。

N3-X 飞翼布局飞行器中心体厚度较大, 使用框结构和蒙皮可以产生较大的结构强度, 因此在机

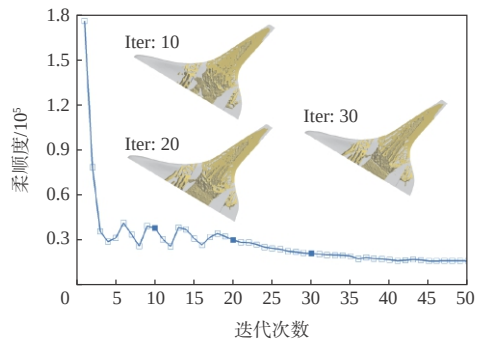


图 6　机体柔顺度为优化目标的拓扑优化迭代历程

Fig. 6　Iteration history with body compliance as optimization object

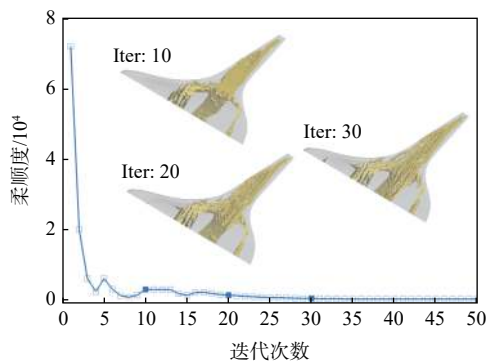


图 7　蒙皮柔顺度为优化目标的拓扑优化迭代历程

Fig. 7　Iteration history with skin compliance as optimization object

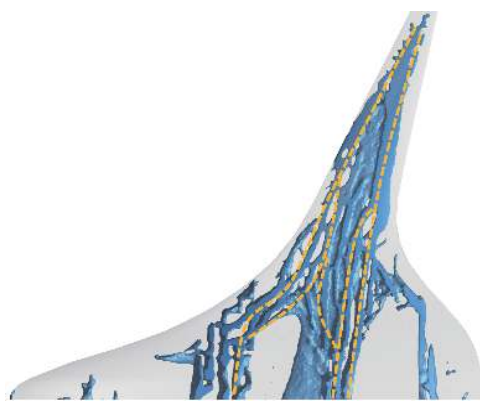


图 8　拓扑优化结果

Fig. 8　Result of topology optimization

头位置没有材料分布。拓扑优化结果的材料分布构成了多个弯曲梁构件，与传统的直梁相比，弯曲梁具有弯扭耦合的特点，并且可以提高蒙皮抗屈曲能力[19]。Jutte 等[20]研究了基于弯曲梁、翼肋结构的气动弹性问题，证明了机翼内部采用弯曲部件可以有效降低机翼质量。拓扑优化结构在外翼交接处建立了 3 个弯曲梁结果加强该位置的结构强度，并且可以作为新的传力路径将外翼段载荷传输到全机中心体位置，符合飞翼布局飞行器的受力特点[21]。大部分飞翼布局飞机的受力特点相似，综合上述分析，拓扑优化结果不仅针对 N3-X 飞行器适用，对于具备相似受力特点的飞翼布局飞行器都可以作为结构布置的参考。

4 优化结果分析

4.1 重构模型创建

为后续使用尺寸优化来验证拓扑优化效果，需要在遵循优化结果和飞行器传力基本原则的基础上，对拓扑优化结果进行重构。图 9 为重构后的飞行器内部结构布置情况。设置 3 根主梁，前梁延伸到翼梢，采用弯曲梁的形式进行布置，中梁以较小的弯曲曲率从对称面延伸到翼梢，后梁在靠近外翼交接处有一个转折，并且在外翼交界处连接到中梁。拓扑优化通过加强外翼交接处的结构强度来得到更大的总体刚度，因此，在外翼交接处再设置 3 个主要的承力构件，在靠近中梁的位置从对称面延伸出的 1 根辅助梁在外翼交接处连接到中梁，1 根弯曲梁从前梁和第 2 根翼肋交接处延伸到前梁，最后在上述 2 根辅助梁之间建立连接构件（第 3 根辅助梁）。

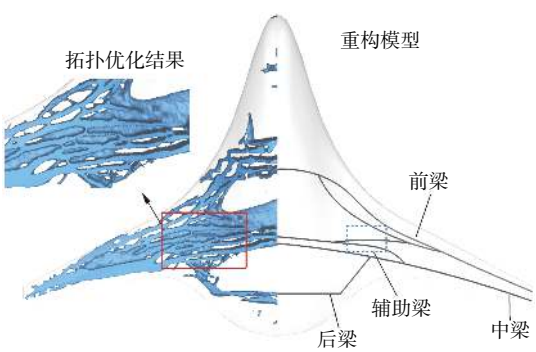


图 9 拓扑优化结果的重构模型

Fig. 9 Rebuilt model for topology optimization

4.2 标准模型创建

为研究拓扑优化带来的减重效益，需要建立一个对照模型。飞翼布局飞行器需要承担双重功能，作为客舱需要承载压力载荷，作为机翼需要承载机翼弯曲载荷，N3-X 飞行器属于 HWB 构型，气动载荷主要由中心体承载[21]，翼身融合体（blended wing body，BWB）构型因为受到的机翼弯矩和剪力峰值小于常规客机构型，结构布置也主要考虑的是建立中心体结构来承受客舱的压力载荷[22]，所以 HWB 和 BWB 构型的受载特点十分相似。因此，该对照模型根据更具代表性的 BWB 构型的内部结构进行建模。以 Boeing 设计的第二代结构布置作为参考[20]，对 N3-X 飞行器进行结构布置。

如图 10 所示，该结构布置包括前梁、后梁、和中梁，其中中梁作为中间加强梁。前梁在外翼交接处和机翼中段处有一个拐折，中间加强梁考虑到常规的构型布置，需要在外翼段给副翼和方向舵留出足够的安装空间，仅在中心体和外翼交接处有转折，在外翼段都为直线，考虑到发动机的传来的载荷，布置后梁进行发动机载荷的传递。结构布置一共 31 个翼肋，中心体的肋条和自由来流方向垂直，外翼段的大部分翼肋和前梁保持垂直。

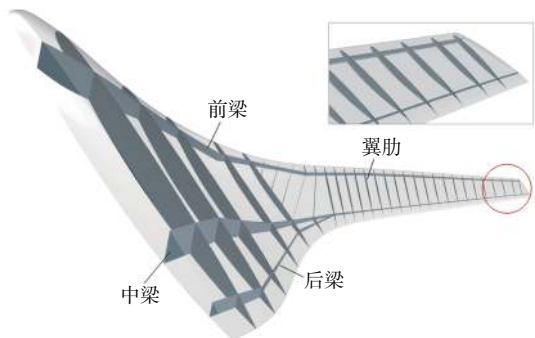


图 10 标准模型结构布置

Fig. 10 Standard model configuration

4.3 重构模型和标准模型对比分析

重构模型采用弯曲梁的形式，后梁和中梁的位置与标准模型相似，但没有在机头位置布置梁构件，前梁直接从机身中间位置向对称面延伸到翼梢，前梁布置方式的改变可以减少翼梁长度，减小结构质量。需要加强的位置主要集中在机翼和外翼交接处。在外翼交接处，重构模型根据拓扑优化结果建立弯曲辅助梁，优化结果只具备梁的特征，为了和标准模型进行对比并保证蒙皮不发生变形，需要在重构模型中构建翼肋，为保证对比的合理性（见图 11），在重构模型中设置和标准模型完全相同的翼肋布置方式，研究采用根据拓扑优化结果构建的弯曲梁所带来的减重和增加刚度的效果。

重构模型内部结构的布置方式是在典型飞翼布局飞行器 N3-X 基础上建立的，对于用途相似的飞翼布局飞行器都可以作为结构布置的参考，重构模型精确的减重效果通过使用尺寸优化获得。

4.4 尺寸优化分析

对比重构模型和标准模型可以看出，两者在构

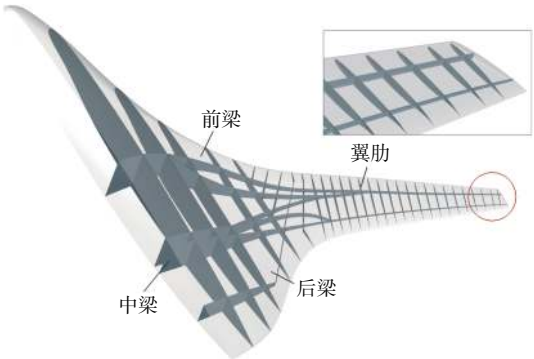


图 11　重构模型结构布置

Fig. 11　Rebuilt model configuration

件数量和构件布置方式上存在较大差异, 难以直接进行部件尺寸设定从而对比质量与刚度等特性, 而尺寸优化则可以直接得到最优的尺寸布置来进行比较, 这也是使用尺寸优化进行结果分析的优势。因此, 使用 TACS 求解器[23], 对标准模型和重构模型进行尺寸优化, 使用最优的尺寸布置方式进行比较。

为进行尺寸优化分析, 建立重构模型和标准模型的有限元模型, 如图 12 所示, 均采用四边形网格单元, 单元尺寸为 0.2 m, 标准模型共 35 116 个网格单元, 33 489 个单元节点, 重构模型共 37 225 个网格单元, 35 234 个单元节点。

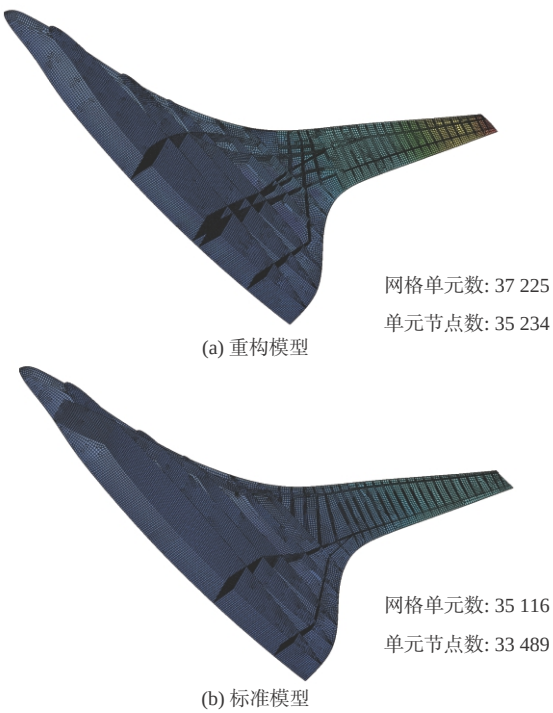


图 12　重构模型和标准模型的有限元模型

Fig. 12　Finite element model of rebuilt model and standard model

根据结构特点, 标准模型设置 191 个设计变量, 重构模型设置 217 个设计变量, 如图 13 所示。

对标准模型和重构模型进行以质量为目标函数的尺寸优化, 迭代过程中质量和柔顺度的收敛曲线如图 14 所示。经过尺寸优化, 重构模型的质量相比标准模型减少了 5 116 kg, 降低了 19.71%, 但是重构模型的柔顺度大于标准模型的柔顺度, 这是因为减重过多, 导致总刚度下降。因此, 为了更加准确地通过尺寸优化对比拓扑优化的效果, 将标准模型尺寸优化结果的质量和柔顺度作为重构模型尺寸优化的约束条件, 通过对比等柔顺度下质量和等质量下柔顺度来判断拓扑优化的效果。

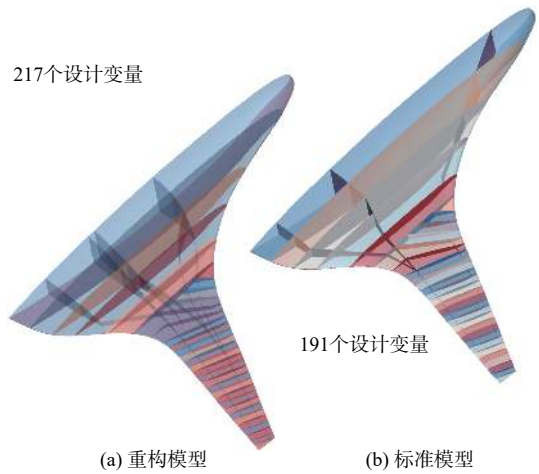


图 13　标准模型和重构模型的设计变量分布

Fig. 13　Distribution of design variables of standard model and rebuilt model

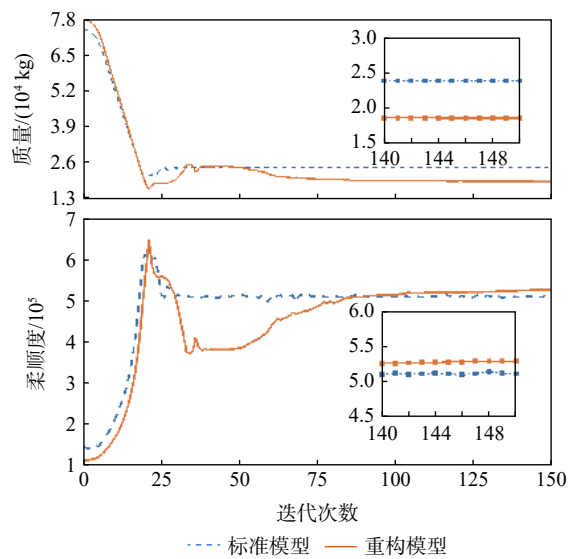
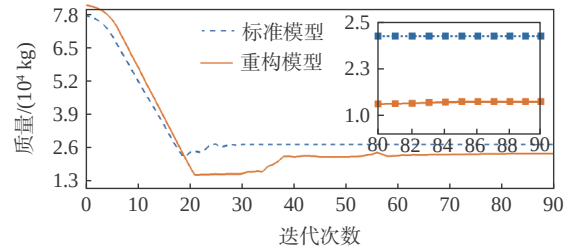


图 14　标准模型和重构模型的尺寸优化迭代过程

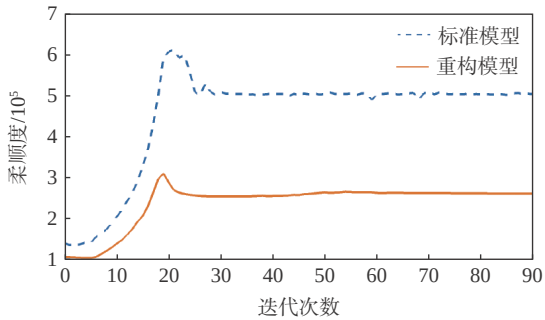
Fig. 14　Iteration history of sizing optimization for standard model and rebuilt model

对重构模型分别进行包含柔顺度约束和质量约束的尺寸优化, 得到图 15 所示的迭代过程曲线。在等柔顺度条件下, 采用弯曲梁结构的重构模型的质量相比标准模型减少了 3 455 kg; 在等质量条件下, 重构模型的柔顺度相比标准模型减少了 245 844 J。

图 16 对比了 z 向的位移大小, 更直观地表现刚度的增加效果, 翼梢 z 向位移相比标准模型降低了



(a) 等柔顺度对比质量



(b) 等质量对比柔顺度

图 15 质量约束和柔顺度约束的尺寸优化结果

Fig. 15 Sizing optimization with mass and compliance constraint

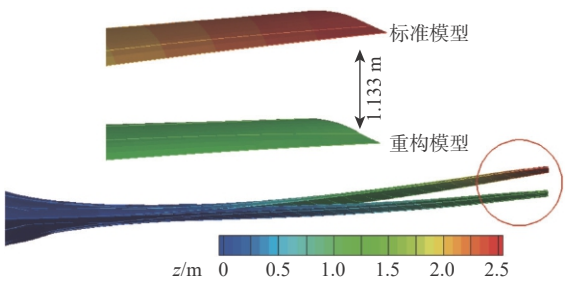


图 16 z 向位移对比

Fig. 16 Comparison of displacement in z direction

1.133 m, 降低了标准模型翼梢位移的 44.87%。尺寸优化结果证明, 在等质量条件下拓扑优化结果有明显的刚度增加效果。

将尺寸优化结果整理如表 2 所示, 表中重构模型 1 代表在应力约束和质量约束下得到的结果, 重构模型 2 代表在应力约束和柔顺度约束下得到的结果, 相比标准模型, 重构模型具有 14.53% 的减重效果, 可以减少 47.90% 的柔顺度和 44.87% 的 z 向位移。通过尺寸优化证明了采用弯曲梁结构的拓扑优化结果具备良好的减重和增加刚度的性能。目前, 因为弯曲构件的加工难度较大, 弯曲梁还没有实现工程层面的大规模应用, 但宋龙龙等[8] 建立的完整拓扑优化和制造流程表明了 3D 打印技术可以有效解决加工难度大等问题的可能性, 将拓扑优化和更为成熟的 3D 打印技术相结合, 未来就可以实现全机大规模拓扑优化的工程应用。

表 2 优化结果

Table 2 Optimization results

模型	质量/kg	柔顺度
标准构型	23 782	513 250
重构模型1	23 782	267 406(47.90%↓)
重构模型2	20 327(14.53%↓)	513 250

综合上述研究工作, 构建针对复杂构型的拓扑优化和尺寸优化分析流程, 具体如图 17 所示。该流程包括拓扑优化设计、针对拓扑优化结果建立重构模型、对重构模型进行尺寸优化从而评估拓扑优化结果的有效性。

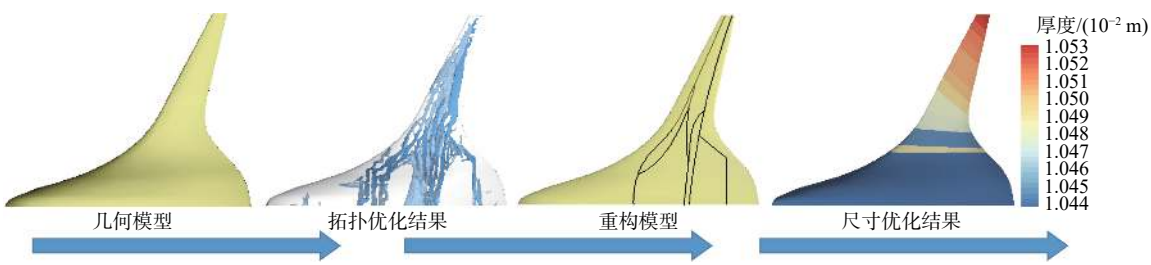


图 17 拓扑优化设计与尺寸优化

Fig. 17 Topology optimization design and sizing optimization

5 结 论

通过对电推进飞翼布局 N3-X 全机进行拓扑优化并对结果建立重构模型, 再使用尺寸优化与标准模型对比来验证拓扑优化效果, 得到如下结论:

1) 通过拓扑优化, 获得了传力路径完整、结构清晰的材料分布结果, 使用弯曲梁的布置方式, 可以减少构件数量, 提高外翼交接处的结构强度, 使用辅助梁可以增加传力路径, 将载荷传递到中心体位置。

2) 从弯曲梁的布置、质量、柔顺度及 z 向形变 4 个方面证明了飞翼布局 N3-X 飞行器拓扑优化结果的合理性。在等柔顺度时, 重构模型相比标准模型质量减少 14.53%; 在等质量时, 重构模型相比标准模型全机柔顺度降低 47.90%, 证明了拓扑优化结果的减重效果。并进一步验证了弯曲构件具备减重效果。

3) 建立了针对复杂构型的优化-评估机制, 证

明了尺寸优化不仅可以作为结构优化设计的一部分, 还可以作为拓扑优化效果的验证工具。

4) 根据典型飞翼布局飞行器建立的优化评估机制对于用途相同、构型和受力特点相似的飞翼布局飞行器的内部结构布置具有参考价值。

参考文献（References）

[1] 孔祥浩, 张卓然, 陆嘉伟, 等. 分布式电推进飞机电力系统研究综述[J]. 航空学报, 2018, 39(1): 51-67.
KONG X H, ZHANG Z R, LU J W, et al. Review of electric power system of distributed electric propulsion aircraft[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2018, 39(1): 51-67(in Chinese).

[2] 黄俊. 分布式电推进飞机设计技术综述[J]. 航空学报, 2021, 42(3): 624037.
HUANG J. Survey on design technology of distributed electric propulsion aircraft[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2021, 42(3): 624037(in Chinese).

[3] FELDER J, TONG M, CHU J. Sensitivity of mission energy consumption to turboelectric distributed propulsion design assumptions on the N3-X hybrid wing body aircraft[C]//48th AIAA/ASME/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference & Exhibit. Reston: AIAA, 2012: 3701.

[4] ARMSTRONG M J, ROSS C A H, BLACKWELDER M J, et al. Trade studies for NASA N3-X turboelectric distributed propulsion system electrical power system architecture[J]. SAE International Journal of Aerospace, 2012, 5(2): 325-336.

[5] VOGEL A, JUNKER P. Adaptive thermodynamic topology optimization[J]. Structural and Multidisciplinary Optimization, 2021, 63(1): 95-119.

[6] ESCHENAUER H A, OLHOFF N. Topology optimization of continuum structures: A review[J]. Applied Mechanics Reviews, 2001, 54(4): 331-390.

[7] KROG L, TUCKER A, KEMP M, et al. Topology optimisation of aircraft wing box ribs[C]//10th AIAA/ISSMO Multidisciplinary Analysis and Optimization Conference. Reston: AIAA, 2004: 4481.

[8] SONG L L, GAO T, TANG L, et al. An all-movable rudder designed by thermo-elastic topology optimization and manufactured by additive manufacturing[J]. Computers & Structures, 2021, 243(5): 35-47.

[9] MAUTE K, ALLEN M. Conceptual design of aeroelastic structures by topology optimization[J]. Structural and Multidisciplinary Optimization, 2004, 27(1): 27-42.

[10] AAGE N, ANDREASSEN E, LAZAROV B, et al. Giga-voxel computational morphogenesis for structural design[J]. Nature, 2017, 550(7674): 84-86.

[11] LOCATELLI D, MULANI S B, KAPANIA R K. Wing-box weight optimization using curvilinear spars and ribs (SpaRibs)[J]. Journal of Aircraft, 2011, 48(5): 1671-1684.

[12] ZHU J H, ZHANG W H, XIA L. Topology optimization in aircraft and aerospace structures design[J]. Archives of Computational Methods in Engineering, 2016, 23(4): 595-622.

[13] 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.

[14] GOLDBERG C, NALIANDA D, PILIDIS P, et al. Economic viability assessment of NASA's blended wing body N3-X aircraft[C]//53rd AIAA/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference. Reston: AIAA, 2017: 4604.

[15] ROZVANY G I N, ZHOU M, BIRKER T. Generalized shape optimization without homogenization[J]. Structural Optimization, 1992, 4(3-4): 250-252.

[16] BENDSØE M, SIGMUND O. Material interpolation schemes in topology optimization[J]. Archive of Applied Mechanics, 1999, 69: 635-654.

[17] BARCLAY A. SQP methods for large-scale optimization[D]. San Diego: University of California, 1999: 76-78.

[18] KIM H, LIOU M F. Flow simulation and drag decomposition study of N3-X hybrid wing-body configuration[J]. Aerospace Science & Technology, 2019, 85(2): 24-39.

[19] ROBINSON J H, DOYLE S, OGAWA G, et al. Aeroservoelastic optimization of wing structure using curvilinear spars and ribs (SpaRibs)[C]//17th AIAA/ISSMO Multidisciplinary Analysis and Optimization Conference. Reston: AIAA, 2016: 3994.

[20] JUTTE C V, STANFORD B K, WIESEMAN C D. Internal structural design of the common research model wing box for aeroelastic tailoring[R]. Washington, D. C. : NASA, 2015: 23-39.

[21] JEGLEY D C, PRZEKOP A, LOVEJOY A E, et al. Structural response of a stitched composite hybrid wing body center section[J]. Journal of Aircraft, 2021, 58(3): 580-590.

[22] LIEBECK R H. Design of the blended wing body subsonic transport[J]. Journal of Aircraft, 2004, 41(1): 10-25.

[23] KENNEDY G J, MARTINS J R R A. A parallel finite-element framework for large-scale gradient-based design optimization of high-performance structures[J]. Finite Elements in Analysis and Design, 2014, 87(9): 56-73.

Structural topology optimization of flying wing aircraft

WANG Yiwei，LEI Ruiwu，WANG Hui*

(School of Aeronautics，Northwestern Polytechnical University，Xi'an 710072，China)

Abstract：Flying wing aircraft will become the mainstream of future aircraft due to its high aerodynamic efficiency; however, its performance improvement is limited by structural weight. Structural optimization is an important technique to reduce structural weight. A topology optimization model is thus established based on the internal structure of flying wing aircraft with the compliance of the aircraft skin as the objective function. The optimal arrangement of this structure is studied, and the effect and weight reduction mechanism of curvilinear spars are investigated in the structural optimization of the aircraft. The rebuilt model and the standard model are developed according to the topology optimization results and the Boeing second generation structure design respectively, using sizing optimization to evaluate the effect of topology optimization. Results show that compared with the standard model, the rebuilt model decreases the mass by 14.53% with the same compliance. The compliance of the reconstructed model is decreased by 47.90% and the maximum z-displacement is reduced by 44.87% with the same quality, showing significant decrease in weight reduction and increase in stiffness for topology optimization. The weight reduction effect of curvilinear spars is also validated. The results of this study can lay a foundation for weight reduction optimization of flying wing aircraft, and the optimization-evaluation mechanism can provide insight into the internal structural design of flying wing aircraft.

Keywords：flying wing aircraft; topology optimization; sizing optimization; curvilinear spar; weight reduction

Received：2021-05-19；**Accepted**：2021-11-12；**Published Online**：2022-03-21 17：06

URL：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20220321.0957.001.html

* **Corresponding author**. E-mail：wanghui2018@nwpu.edu.cn

http://bhxb.buaa.edu.cn jbuaa@buaa.edu.cn
DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2021.0263

一种基于伪影估计的低剂量CT图像降噪方法

韩兴隆，上官宏*，张雄，韩泽芳，崔学英，王安红
(太原科技大学 电子信息工程学院，太原 030024)

摘 要：低剂量CT（LDCT）包含丰富组织结构、病理信息和分布极其不规律的噪声伪影，这2种信息的幅度值分布规律相似。因此，LDCT降噪任务易出现特征提取不充分、网络对噪声伪影方向特性敏感度不足及降噪结果过度平滑等问题。为此，应用U-Net网络作为去噪网络的基本模型，设计了一种基于伪影估计的LDCT降噪网络。所提网络模型主要包括主特征提取网络和方向敏感注意力子网络2部分。为充分利用不同尺度特征之间的差异性，提高特征提取有效性，在编解码U-Net结构基础上增加了一个稠密特征增强模块；为提高降噪网络对噪声伪影方向特征的敏感度，设计了一个方向敏感注意力子网络；为保障网络训练稳定性，设计了多种损失函数来共同优化网络训练过程。实验结果表明：与目前主流的LDCT降噪方法相比，所提方法降噪结果的视觉效果与量化指标均表现最佳。

关 键 词：低剂量CT；图像降噪；U-Net；注意力机制；噪声估计；特征融合
中图分类号：TN911.73；TP391
文献标志码：A **文章编号**：1001-5965(2023)02-0491-12

随着X射线计算机断层成像(computed tomography, CT)技术不断发展，CT图像在医学诊疗领域中的应用范围不断扩大。然而，重复进行X射线扫描可能会导致病人遭受过量辐射伤害[1]。因此，临床上倡导在保证CT图像诊断准确度的同时，将X射线对人体的辐射伤害降至最低[2]。降低辐射剂量又会导致图像被斑点噪声或非平稳条纹伪影污染，图像质量退化[3]。针对如何在尽可能低的扫描剂量条件下获取与常规剂量CT(normal-dose CT, NDCT)质量相近的CT图像，即低剂量CT(low-dose CT, LDCT)成像技术，国内外学者进行了大量研究，主流方法包括投影域方法、重建算法和后处理方法。后处理方法具有不依赖原始投影数据、不需要实时成像和可移植性强等特点，得到了广泛的应用。后处理方法主要分为传统方法和深度学习方法2类。

在传统后处理方法中，基于字典学习[4]和稀疏表示[5]的处理方法结构特征表征能力较强，对结构相对复杂的CT图像处理效果明显。考虑大尺度窗口内像素结构相似性的非局部均值(nonlocal means, NLM)[6]或其改进方法[7]的相关研究也是近年的主流研究方向。三维块匹配(block-matching and 3D, BM3D)滤波算法[8]结合了空间域中NLM降噪和变换域小波阈值收缩的优点，采用硬阈值线性变换减小相似性判断的复杂度，同时利用相似块域转换操作来降低相似块自身所含的噪声。这些传统后处理方法虽然可以实现简单的图像降噪任务，然而在伪影与结构高度相似的低密度区降噪效果不够理想，方法鲁棒性和泛化能力仍有待提高。

基于深度学习的LDCT图像降噪方法采用了数据表征能力强大的深度卷积神经网络(convolutional neural networks, CNN)作为模型结构，表现出巨大的性能优势，已成为该领域近年来的研究热点。典型的方法包括2D CNN[9]、3D CNN[10]和级联CNN[11]等。Kang等[12]将传统小波变换与深度学习相结合，在原图的小波域系数中抑制噪声的小波域成分，并应用重构算法得出抑制伪影噪声后的图像。Chen等[13]

收稿日期：2021-05-19；**录用日期**：2021-08-08；**网络出版时间**：2021-11-15 09:02
网络出版地址：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20211112.1113.001.html
基金项目：国家自然科学基金(62001321)；山西省高等学校科技创新项目(2019L0642)；山西省研究生教育创新项目(2020SY417,2020SY423)；山西省自然科学基金(201901D111261)
* **通信作者**. E-mail：shangguan_hong@tyust.edu.cn

引用格式：韩兴隆，上官宏，张雄，等. 一种基于伪影估计的低剂量CT图像降噪方法[J]. 北京航空航天大学学报，2023，49(2)：491-502. HAN X L，SHANGGUAN H，ZHANG X，et al. A low-dose CT image denoising method based on artifact estimation[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2023，49(2)：491-502 (in Chinese).

提出RED-CNN网络，采用基于恒等映射思想的残差结构进一步提高了特征表达能力。虽然上述算法在处理LDCT图像降噪问题时取得了一定效果，但仍存过拟合问题。为解决过拟合及网络特征提取能力不强等问题，研究者们在网络结构改进方面做了许多尝试。Ronneberger等[14]提出了一种基于编解码结构的U-Net网络，通过多个下采样和上采样操作对特征进行提取和重构，这种结构能够减小网络的运算复杂度，同时通过不同尺度特征的跨层连接实现特征的有效利用；Heinrich等[15]在U-Net网络的基础上增加了残差思想，通过增加残差图补充特征来改善网络的特征提取效果；Abdulkadir等[16]提出了一种3D U-Net网络，通过结构优化和数据增强，仅使用少量的标注数据就能获得较好的网络学习能力。传统U-Net网络及其改进算法仅考虑在编码端与解码端同尺度的非相邻层获取的特征图之间的关系，并没有充分利用不同尺度非相邻层特征图之间的互补性，使得所提取的图像特征不够充分。也有一些研究者致力于通过引入注意力网络来生成补充特征(如方向特征[17-18]、密度特征[19]、深度特征[20]与梯度特征[21]等)，从而加强网络对不同语义信息的描述能力。其中，Zhang等[22]提出的CBDnet网络中包括一个噪声估计注意力子网络，通过计算像素之间的相关性来对图像中所含噪声的强度进行预测，增强了网络对不同语义信息的描述能力；Wang等[23]提出的位置注意力子网，能够通过预估雨影或噪声的位置特征来提升网络的性能；张雄等[24]引入了估计噪声伪影强度的功能子网络，在一定程度上提高了算法鲁棒性；考虑到LDCT图像中伪影噪声的不确定性，Du等[25]将视觉注意力机制分别与生成器和判别器相结合，使得网络对伪影及其周围的结构信息更加敏感；Li等[26]提出了自注意力卷积神经网络(SACNN)；利用切片内外间的相关性，提升算法性能。尽管改进网络结构能够一定程度上提高网络对特征提取的充分性和有效性，但由于仅采用单一的目标函数来约束网络的最终输出结果，多数网络的降噪图像易出现细节丢失和过度平滑问题。例如，Liu等[27]仅采用均方误差来对降噪图像进行约束，但由于其目标函数的单一性，易导致图像出现边缘丢失及过平滑现象；You等[28]通过结构敏感损失对网络结构进行约束，并采用L2范数来进一步抑制图像中的噪声；Wolterink等[29]提出一种对抗损失，利用相互博弈的思想来约束网络，有效缓解了图像边缘丢失现象。这类方法在一定程度上提高了网络训练的稳定性，但网络计算复杂度较大，网络对噪声的描述能力较差，网络训练稳定性仍有待提升。

针对将U-Net应用于LDCT降噪任务出现的特征提取不充分、网络对噪声伪影方向特性敏感度不足及降噪结果过度平滑等问题，本文设计了一种基于伪影估计的LDCT降噪网络，包括主特征提取网络和方向敏感注意力子网络2部分。主特征提取网络稠密特征增强模块能够有效捕获跨尺度特征之间的相互关系，并对不同尺度特征之间的差异性进行充分利用，提高对特征提取的有效性；方向敏感注意力子网络能够输出伪影特征方向位置的掩码图，来进一步提高网络对伪影的敏感度。

1 本文方法

1.1 降噪模型

$\boldsymbol{Y}\in\mathbf{R}^{w\times h}$为给定的一幅大小为$w\times h$的被伪影噪声污染的LDCT图像，$\boldsymbol{X}\in\mathbf{R}^{w\times h}$表示与之对应的NDCT图像。一般地，认为LDCT图像由NDCT图像经一个复杂的降质过程退化而来，可以将这个复杂的降质过程建模为一种非线性映射关系T：$\boldsymbol{X}\in\mathbf{R}^{w\times h}\rightarrow\mathbf{R}^{w\times h}$。

$$\boldsymbol{Y}=T(\boldsymbol{X}) \tag{1}$$

LDCT图像降噪可以被看作是学习$\boldsymbol{Y}\rightarrow\boldsymbol{X}$映射关系的过程。

1.2 LDCT图像降噪网络

LDCT图像降噪的主要任务是在有效抑制伪影噪声的同时尽可能保留CT图像中所包含的丰富组织结构及病理信息，然而，由于LDCT中的伪影和噪声分布极其不规律，且与人体正常组织位置息息相关，很难建立一个通用统计模型将伪影和噪声从LDCT中准确分离出来且不产生新的伪影或噪声。解决这个问题的关键在于提高降噪网络对LDCT中“正常组织和病变”与“伪影和噪声”的敏感程度和特征提取的有效性。考虑到U-Net是一种由编码器和解码器2部分组成的呈对称结构的多尺度网络，除了能实现常规的特征提取与重构外，还能进行特征图的多尺度利用，而且其结构中还包含能将编码端所提取的特征补充到解码端的跳跃连接操作。因此，采用基于U-Net结构的网络来实现LDCT图像降噪可望获得更好的性能。但将其直接应用于LDCT图像降噪中还存在以下问题：①在特征重构过程中，来自不同尺度的特征图可能发挥着不尽相同的作用，相邻或非相邻层所提取出的特征图之间具备一定的相关性，而传统U-Net的解码器仅考虑了编码端与解码端同尺度的非相邻层获取的特征图之间的关系，并未充分利用不同尺度非相邻层获取特征图之间的互补性；②LDCT常被一些分布不均匀且方向随机的伪影污染，传统U-Net并未对图像的方向特征提取做针对性的结构设计；③传统U-Net在训练过程中仅采用单一的像素级L1损失进行约束，易导致降噪图像出现过平滑和部分细节特征丢失的现象。

针对 LDCT 图像的伪影噪声抑制问题, 本文设计了一个由主特征提取网络和方向敏感注意力子网络(direction-sensitive attention network, DA)2 部分组成的伪影噪声估计网络: ①为能够在有效提取特征的同时, 捕获跨尺度特征之间的相互关系, 并对不同尺度特征之间的差异性进行充分利用, 将主特征提取网络设计为能够同时提取不同尺度特征的编解码 U-Net 结构, 特别地, 在解码端设计了一个稠密特征增强模块(dense feature fusion-enhancement network, DFF); ②为提高降噪网络对分布不均匀且方向随机的伪影特征的敏感度, 设计了一个方向敏感注意力子网络, 该网络的输出为一个能够反映伪影方向特征的掩码图, 将此掩码图看作权重系数, 与主特征提取网络所提取的特征图相乘, 来获取伪影噪声估计图。此外, 本文通过多损失函数(即像素级 L1 损失、伪影一致性损失及伪影掩码损失)共同作用来保障降噪网络的性能。

1.2.1　主特征提取网络

本文设计的主特征提取网络为编解码结构。其编码端包括 8 个卷积层: 前 4 层主要用于提取 LDCT 图像的边缘、轮廓等浅层特征, 其中, 卷积层 1 采用的卷积核大小为 5×5、步长为 1, 卷积层 2～4 采用的卷积核大小均为 4×4、步长均为 2; 后 4 层主要用于提取 LDCT 图像的深层语义特征, 卷积层 5～8 采用的卷积核大小均为 5×5、步长均为 1。其解码端包括 8 个反卷积层: 反卷积层 1～4 采用的卷积核大小均为 5×5、步长均为 1; 反卷积层 5～7 采用的卷积核大小均为 4×4、步长均为 2; 反卷积层 8 采用的卷积核大小为 5×5、步长为 1。为考虑不同尺度非相邻层获取的特征图之间的特征互补性, 本文还在解码端设计了稠密特征增强模块 (见图 1), 对反卷积层 4～8 得到的特征图进行充分利用。首先, 分别对反卷积层 5～7(卷积核大小为 4×4、步长为 2)和反卷积层 8(除蓝色箭头外其余卷积核大小均为 4×4、步长为 2)得到的特征图进行下采样操作, 将不同尺度反卷积层上获取的特征图映射为与尺度较小的(其前面的)反卷积层获取的特征图大小一样的特征图; 其次, 分别将上一步下采样所得的特征图与尺度较小的(其前面的)反卷积层得到的特征图相减, 获取不同尺度下的残差特征图; 然后, 分别对不同尺度上的残差特征图进行上采样操作(卷积核大小为 4×4、步长为 2), 获取与不同尺度反卷积层输出的特征图大小相同的特征图; 最后, 分别将上一步上采样所得特征图与不同尺度反卷积层得到的特征图相加, 获得不同尺度反卷积层输出的最终特征图。

1.2.2　方向敏感注意力子网络

对 LDCT 图像进行卷积操作(卷积核大小为 3×3、步长为 1), 将所获取的特征图分 2 路送入方向敏感注意力子网络, 如图 1 所示。其中, 在上支路, 特征图会经过 3 个卷积层, 前 2 个卷积层为特征提取层, 卷积核大小均为 3×3、步长均为 1, 第 3 个卷积层为数据降维层, 卷积核大小为 1×1、步长为 1, 此后, 特征图通过 Sigmoid 函数作用, 可获取 4 个用来约束不同方向特征图的权重参数; 在下支路, 采用方向敏感注意力子网络对特征图进行 2 次特征提取。方向敏感注意力子网络采用变型的循环神经网络(recurrent neural network, RNN)实现。当特征图从左向右(或从右向左, 从上到下, 从下到上)进行移动时, 每向右移动一个像素, 网络将更新一个隐藏单元(上一个特征乘以权重, 再经 Relu 激活函数进行激活), 产生一个含有向右(或向上、向下、向左)方向信息的特征图; 分别将不同方向的特征图与上支路输出的 4 个权重参数相乘, 进而将所获

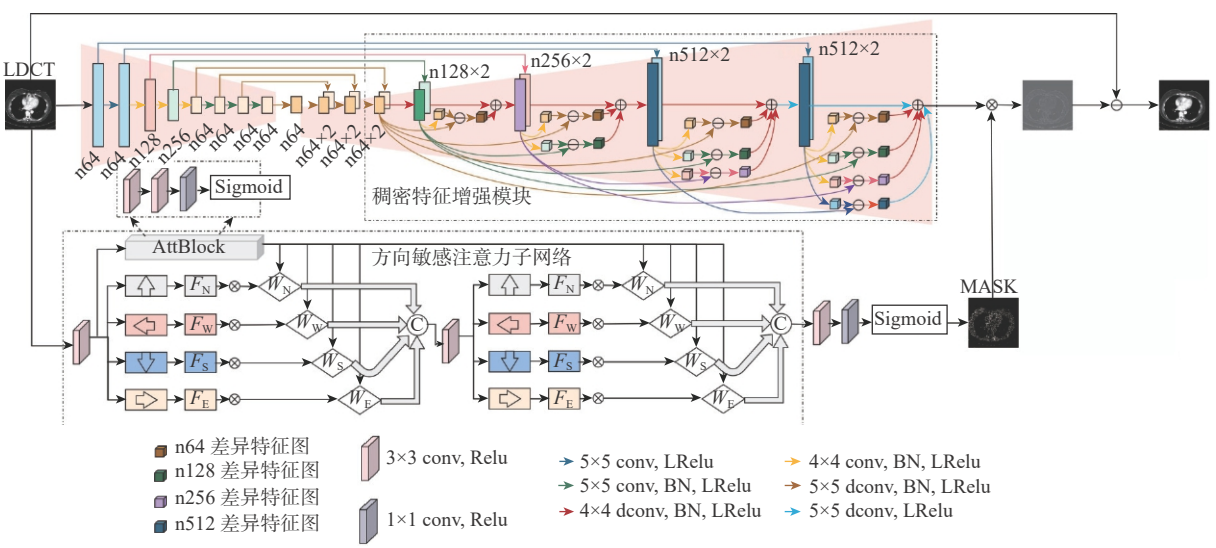


图 1　本文降噪整体框架

Fig. 1　Overall architecture of our proposed denoising network

取的 4 个特征图级联，经 Sigmoid 激活函数处理，输出能够反映伪影方向特征的掩码图。

1.2.3 损失函数

在训练过程中，为保障本文提出网络的整体降噪性能，采用多个损失函数，对网络的不同模块进行具有针对性的约束。采用伪影掩码损失来控制方向敏感注意力子网络的输出，使该子网络的输出尽可能接近理想伪影掩码图，其定义为

$$\boldsymbol{L}_M = E_{X,Y}\left[\left(\left\|\boldsymbol{M}-\hat{\boldsymbol{M}}\right\|_1\right)\right] \tag{2}$$

式中：E表示求数学期望，Y为输入的待降噪 LDCT，X为理想 NDCT；$\hat{\boldsymbol{M}}$为方向敏感注意力子网络输出的伪影掩码图；$\boldsymbol{M}$为理想伪影掩码图。$\boldsymbol{L}_M$越小，表明所生成的掩码图与理想掩码图越接近。

采用伪影一致性损失来控制伪影噪声估计网络的输出，使网络输出尽可能接近理想伪影图，其定义为

$$\boldsymbol{L}_A = E_{X,Y}\left[\left(\left\|\boldsymbol{A}-\hat{\boldsymbol{A}}\right\|_1\right)\right] \tag{3}$$

式中：$\boldsymbol{A}$为理想伪影图；$\hat{\boldsymbol{A}}$为伪影噪声估计网络输出的伪影图。

采用全局像素级 L1 损失来进一步保障整个网络所输出降噪图像的质量，其表达式为

$$\boldsymbol{L}_Q = E_{X,Y}\left[\left\|\boldsymbol{Y}-\hat{\boldsymbol{Y}}\right\|_1\right] \tag{4}$$

式中：$\hat{\boldsymbol{Y}}$为降噪后的图像。

本文的总损失为

$$\boldsymbol{L}_G = \boldsymbol{L}_M + \boldsymbol{L}_A + \boldsymbol{L}_Q \tag{5}$$

2 实验结果与分析

本文所有实验在包含 10 名匿名患者的成对 CT 图像（即每一幅 LDCT 均有与之相对应的 NDCT）的 MAYO 数据集[30]和成对真实图像的猪仔 (Piglet) 数据集[31]上进行。其中，随机从 MAYO 数据集中选取 1 811 对 CT 图像作为训练集，567 幅 LDCT 作为测试集；从 Piglet 数据集中随机选取 2 260 幅 CT 图像作为训练集，并将数据集中剩余的 CT 图像作为测试集。为了客观评估本文方法的降噪性能，将其与目前比较流行的 3 种降噪方法（即 BM3D[8]、RED-CNN[13]和 pix2pix[14]）的实验结果进行对比分析。采用峰值信噪比（peak-signal to noise ratio, PSNR）[32]、结构相似度（structure similarity, SSIM）[33]、视觉信息保真度（visual information fidelity, VIF）[34]、信息保真度准则（information fidelity criterion, IFC）[35]及噪声质量评价指标（noise quality measure index, NQM）[36]这 5 种客观评价指标来定量评估降噪图像的质量。其中，PSNR 是一种通过计算测试图像与标准图像之间对应像素点的灰度值差异来评价图像质量的指标，PSNR 值越高，表明测试图像与 NDCT 图像之间的失真越小。SSIM 是用来衡量测试图像与标准图像结构相似度的一种指标，SSIM 值越高，表明测试图像与标准图像的结构越相似。VIF 和 IFC 是用来计算测试图像与标准图像之间互信息量的评价指标，VIF（或 IFC）值越高，说明图像质量越好。NQM 是一种从噪声水平的角度衡量测试图像失真程度的图像质量评价指标，NQM 值越高，表示降噪效果越好。

本文所有实验均在 Pytorch 平台下使用 Python 语言进行，使用带有 NVIDIA GTX 2 080 Ti GPU 的图像处理设备对不同降噪网络进行训练和测试。在训练过程中，采用基于动量的 Adam[37]算法来对网络进行优化，并将参数设置为：$\beta_1 = 0.5$，$\beta_2 = 0.999$，学习率为 0.000 2。本文方法的迭代次数为 100，图 2 为本文方法中不同损失函数值的变化曲线。可知，随着迭代次数增加，3 种损失函数值均呈现先

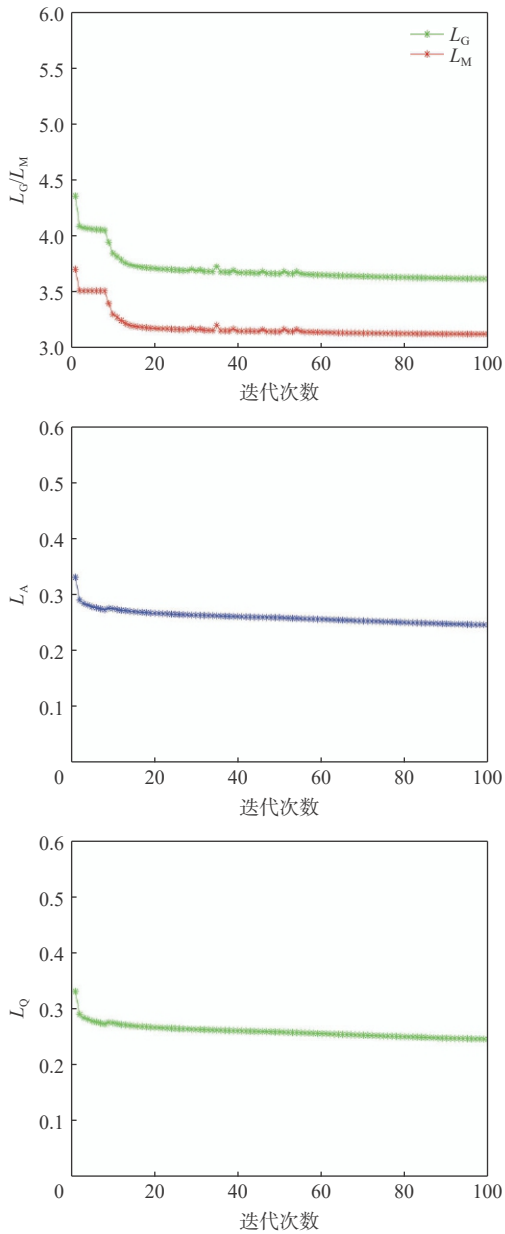


图 2 随迭代次数增加不同损失函数值的收敛曲线

Fig. 2 Network convergence curves of different loss function values as number of iterations increases

下降后逐步稳定的趋势, 迭代至 100 次时网络基本收敛。

2.1　视觉效果分析

本节在 MAYO 测试集中随机选取几种具有代表性的 LDCT 进行降噪处理, 并详细分析了不同方法降噪后图像的视觉效果。图 3 和图 4 分别从降噪图像视觉效果与伪影噪声抑制效果 2 个角度展示了不同方法对受严重横条状伪影污染的胸部 LDCT 的降噪结果。仔细观察图 3 可以发现, LDCT 被大量呈横条状的条形伪影及噪声污染, 这些干扰会增加医生对具有临床诊断意义的病变或组织形态作出准确判断的难度。从整体降噪效果来看, 4 种方法均能在一定程度上抑制 LDCT 中的伪影与噪声。其中, BM3D 的降噪图像中仍然可以明显看到大量伪影残留, 如图 3(b) 中上方矩形框所示; RED-CNN 的降噪图像中存在过度平滑、纹理细节丢失等现象, 如图 3(c) 中上方矩形框所示; pix2pix 与本文方法的降噪效果良好, 降噪图像中的过平滑现象均得到了有效缓解, 如图 3(d) 中上方矩形框所示, 比较而言, 本文方法的降噪图像分辨率更高, 如图 3(g) 中上方矩形框所示。此外, 为了进一步验证本文方法的优越性, 还通过分析不同方法降噪结果与 NDCT 的差值图中伪影噪声的残留量或细节边缘的保留程度来区分不同方法的降噪性能。其中, 差值图中伪影和噪声越少, 表明降噪结果与 NDCT 越接近; 反之, 差值图中伪影和噪声越多, 表明降噪结果与 NDCT 相差越大; 特别地, 差值图中细节边缘残留越少, 表明降噪结果对细节和边缘等保留效果越好。如图 4 所示, LDCT 与 NDCT 相减所获差值图为理想伪影噪声图, 其中包含大量伪影和噪声, BM3D、RED-CNN、pix2pix、本文方法降噪结果与 NDCT 的差值图包含伪影噪声的程度呈以下次序: BM3D>RED-CNN>pix2pix>本文方法。进一步观察图 4 中 ROI(a) 和 ROI(b) 可以发现, 不同降噪结果与 NDCT 的差值图中细节边缘的残留量呈以下次序: BM3D>RED-CNN>pix2pix>本文方法。ROI 表示局部感兴趣区域。由此可以看出, BM3D 方法抑制噪声和条状伪影的能力有限; RED-CNN 方法能够抑制更多的噪声和条状伪影, 但其代价是平滑了很多边缘细节; pix2pix 方法的噪声伪影抑制能力均优于前 2 种方法, 然而其边缘保留能力仍然不容乐观。比较而言, 本文方法降噪结果与 NDCT 的差值图中伪影噪声最少, 降噪结果与 NDCT 质量最接近, 这也从侧面反映了本文方法对伪影抑制能力更强, 结构保留更完整。

图 5 和图 6 分别展示了不同方法对含有低衰减病变或组织结构比较丰富的腹部 LDCT 的降噪结果。可以看出, 传统 BM3D 方法的降噪效果并不理想, 其降噪图像中存在结构失真和变形等问题; 由于仅采用像素级 L1 损失来约束网络训练过程, RED-CNN 的降噪图像中模糊化现象比较严重, 边缘细节保留效果不佳; pix2pix 是一种具有较好特征提取能力的编解码网络, 该网络除了采用像素级 L1 损失外, 还增加了对抗损失, 这使得网络能够在一定程度上抑制过平滑现象。从图 5(e) 和图 6(g) 可以看出, 本文方法在伪影噪声抑制和细节边缘保留 2 方面的表现均优于 pix2pix, 这主要得益于本文方

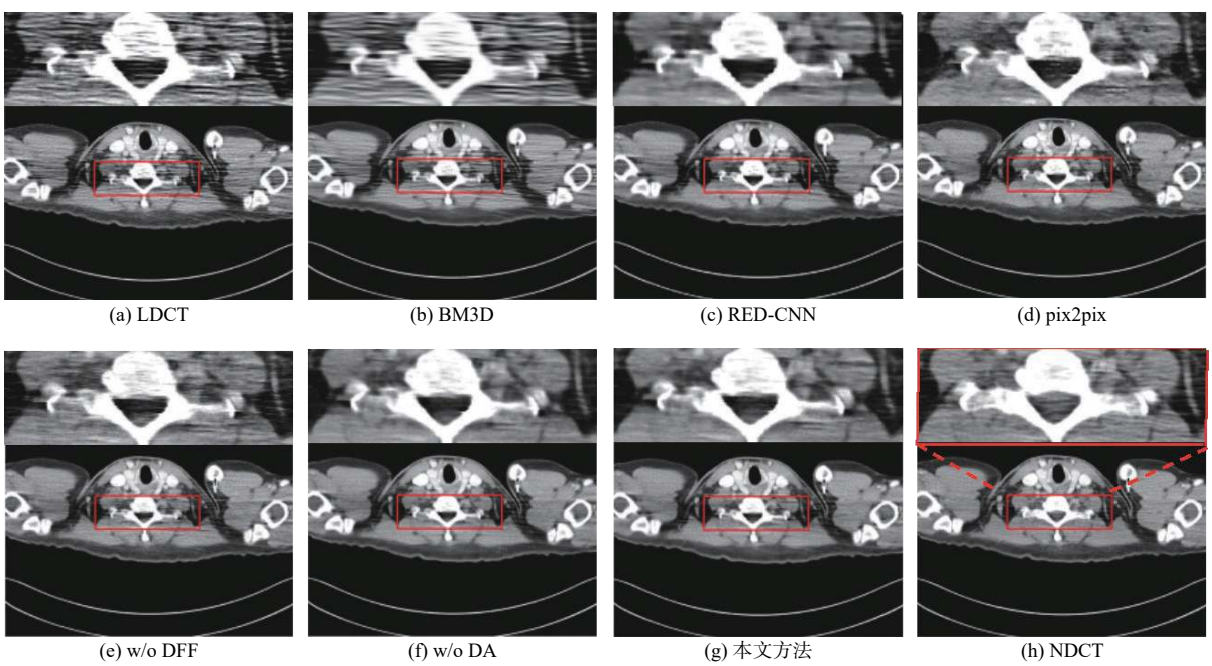


图 3　四种降噪方法对受横条状伪影污染的胸部 LDCT 的降噪结果

Fig. 3　Denoising results of 4 denoising methods on chest LDCT contaminated by horizontal stripe artifacts

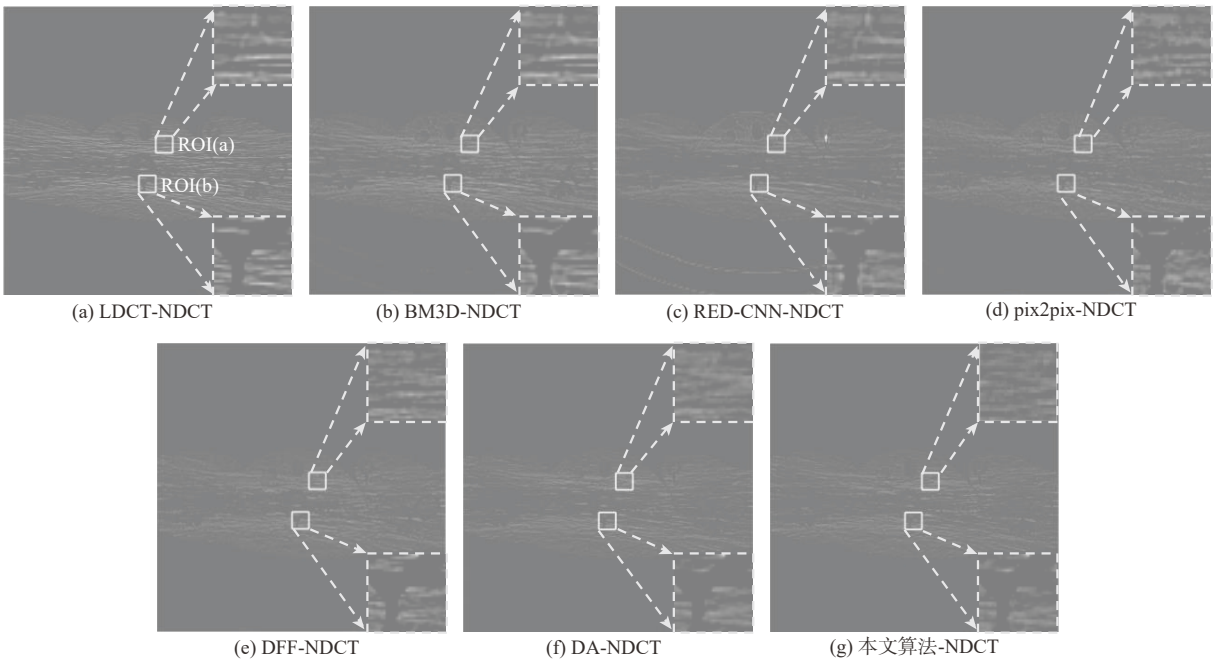


图 4　图 3 中不同降噪方法降噪结果与 NDCT 的差值图

Fig. 4　Difference between denoising results of different denoising methods and NDCT shown in Fig.3

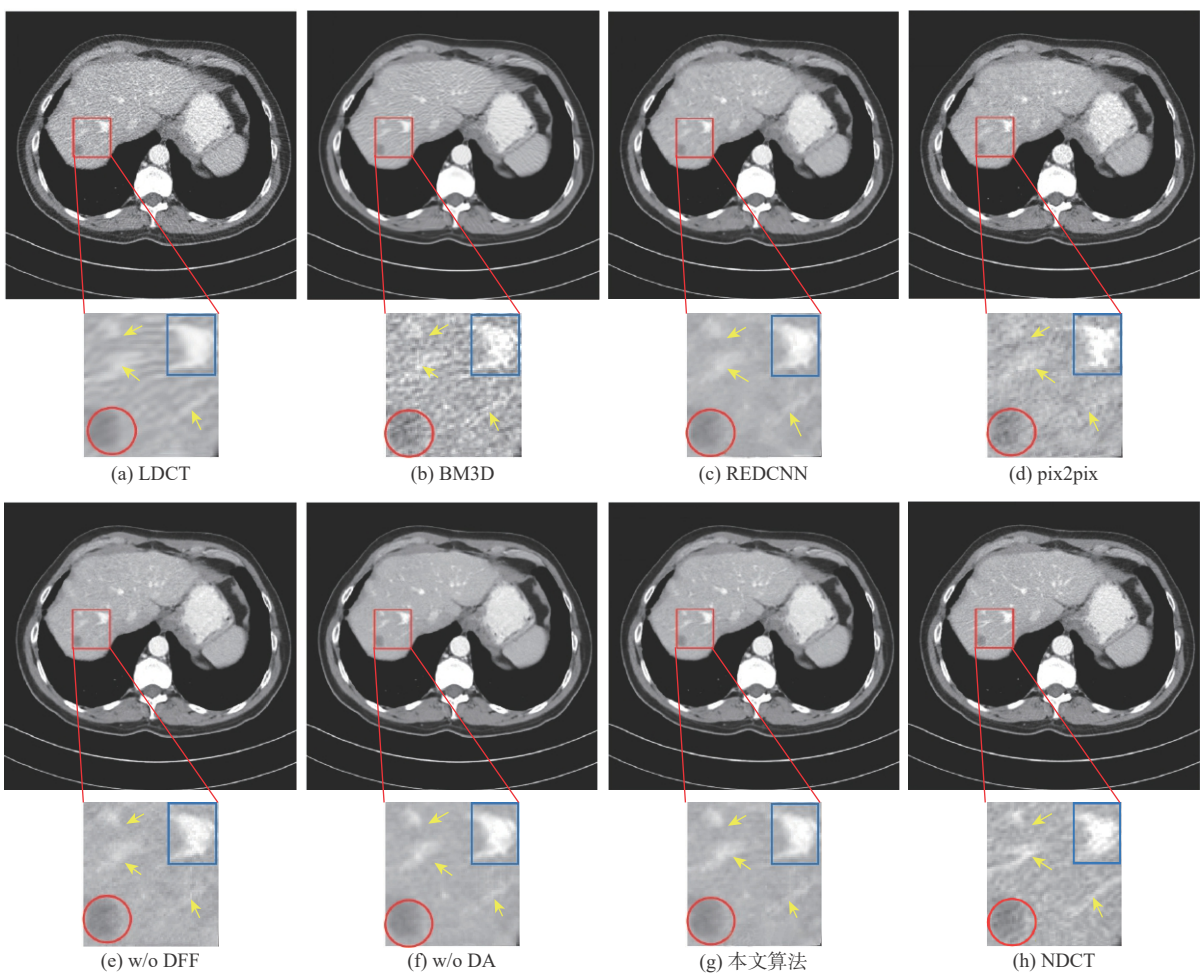


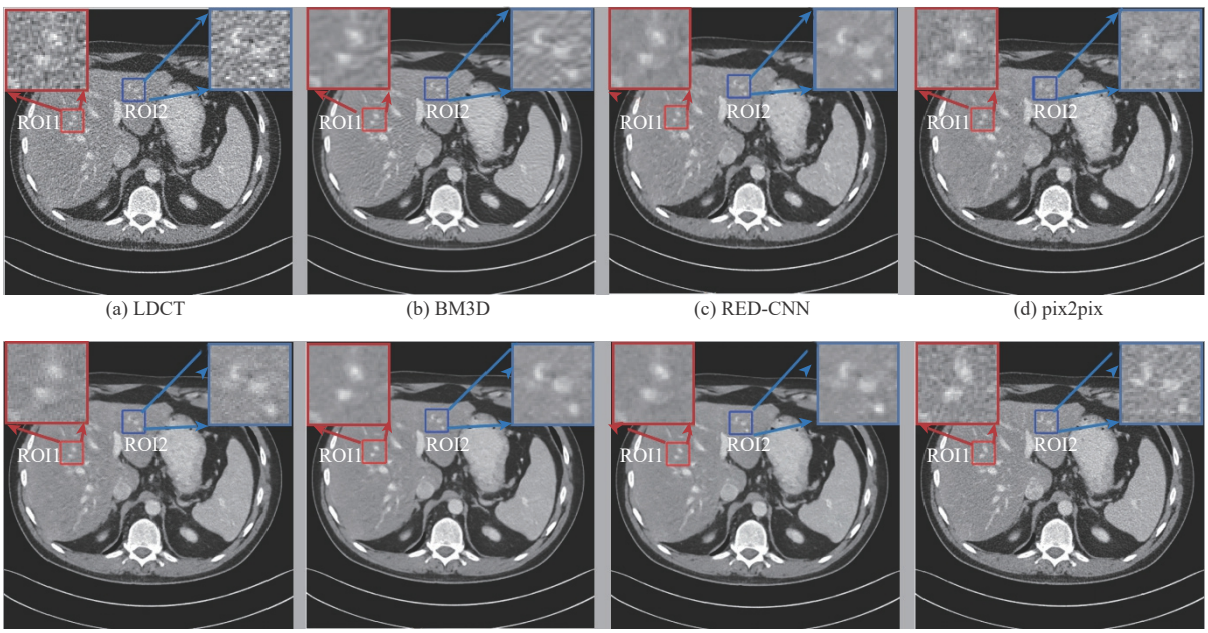
图 5　四种降噪方法对含有低衰减病变的腹部 LDCT 图像的降噪结果

Fig. 5　Denoising results of 4 denoising methods for abdominal LDCT image with lesions

法对其网络结构的改进: 一方面, 稠密特征增强网络提高了网络的特征提取能力; 另一方面, 方向敏感注意力子网络能够对提取待降噪图像中伪影噪声的特征起到积极作用; 此外, 多种损失函数的协同作用对整体网络降噪性能的提高起到了保障作用。

为了验证本文提出网络的泛化能力, 对包含 LDCT 的 Piglet 数据集进行了训练与测试。图 7 展示了不同方法在 Piglet 数据集上对 LDCT 图像的降噪结果。其中, LDCT 图像(见图 7(a))质量严重退化, 很难准确辨认出图像中的细微结构; 观察图 7(b)和图 7(c) 中 ROI 可以发现, BM3D 与 RED-CNN 的降噪图像中仍噪声残留, 去噪图像质量较差; pix2pix 方法对噪声的抑制效果比较明显, 能够在降噪的同时较好地保留图像的重要结构与边缘; 观察图 7(g) 可以发现, 与其他 3 种方法相比, 本文方法有效抑制了 LDCT 图像中的伪影噪声, 并更好地保留了图像细节, 且降噪效果与 NDCT 图像最相近。这也说明本文降噪网络具有较强的鲁棒性, 能够有效抑制 LDCT 图像中的伪影噪声。

为了进一步评估本文方法降噪效果的有效性,

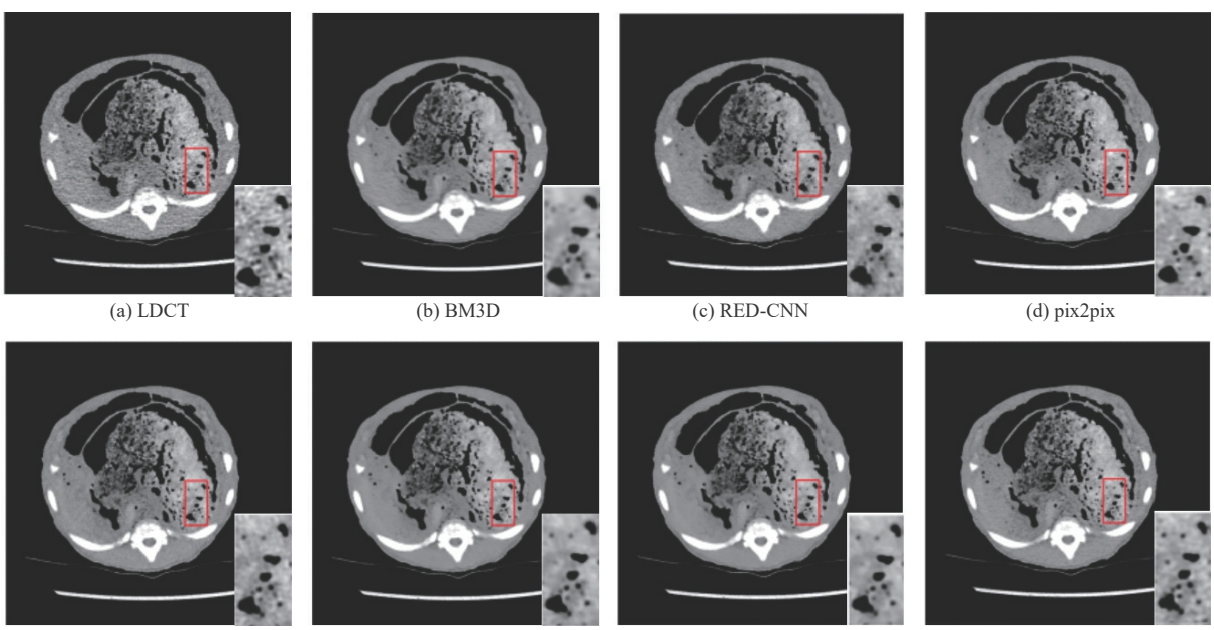


(a) LDCT　(b) BM3D　(c) RED-CNN　(d) pix2pix

(e) w/o DFF　(f) w/o DA　(g) 本文算法　(h) NDCT

图 6　四种降噪方法对组织结构比较丰富的腹部 LDCT 图像的降噪结果

Fig. 6　Denoising results of 4 denoising methods on abdomenal LDCT with rich tissue structure



(a) LDCT　(b) BM3D　(c) RED-CNN　(d) pix2pix

(e) w/o DFF　(f) w/o DA　(g) 本文算法　(h) NDCT

图 7　不同降噪方法在 Piglet 数据集上对 LDCT 图像的降噪结果

Fig. 7　Denoising results of different denoising methods on LDCT image on Piglet dataset

增加了医生的主观评价。具体操作方法如下：从实验数据集中随机选取 20 张样本图像，将这 20 张 LDCT 图像，经本文方法、BM3D、RED-CNN、pix2pix 方法分别处理后的 80 张去噪图像，以及 20 张 NDCT 图像，共计 120 张图像构成用于主观评价的图像数据集。所有样本图像的质量通过组织识别度、噪声抑制度和整体图像质量 3 个主观评价特征进行评估，采用 5 分主观标准（1=不可接受，2=不合格，3=可接受，4=良好，5=优秀）。3 位放射学专家（第 1 位有 8 年读片经验，第 2 位有 24 年读片经验，第 3 位有 15 年读片经验）分别对样本图像进行独立评价。对于每种方法对应的降噪图像子集，3 个质量分数以平均值表示。如表 1 所示，LDCT 图像得到的质量评分远低于 NDCT 图像，也低于各种方法处理后的图像。与其他方法相比，本文方法处理后的图像质量在组织识别度、噪声抑制度和整体图像质量上都最接近 NDCT 图像。进一步证明了本文方法对 LDCT 图像的去噪性能优于其他对比方法。

表 1 主观评价得分

Table 1 Subjective evaluation score

降噪方法	组织识别度	噪声抑制度	整体图像质量
LDCT	2.85	2.75	2.80
BM3D	2.95	3.15	3.10
RED-CNN	3.60	3.55	3.65
pix2pix	4.05	4.25	4.20
本文方法	4.35	4.45	4.45
NDCT	4.90	4.95	4.95

2.2 定量分析

为进一步对比 4 种算法的降噪性能，本节分析了不同降噪结果的量化表现。图 8 和图 9 分别展示了不同方法在整个 MAYO 测试集和 Piglet 测试集上获取的所有降噪结果的平均 PSNR 与 SSIM 值表现情况。从图 8 中可以看出，4 种方法降噪结果平均量化指标值的表现呈以下次序：pix2pix < BM3D < RED-CNN < 本文方法。与其他 3 种方法相比，本文降噪结果图的量化指标值表现最佳。同时对不同降噪方法下 PSNR 与 SSIM 的平均值（MEAN）和标准差（SD）进行评估，如表 2 所示。可以看出，尽管本文方法降噪结果的 PSNR 标准差较高，但是 SSIM 值却拥有较低的标准差，表明本文方法对不同的 LDCT 图像适应性能较好，降噪性能比较稳定。从图 9 中可以看出，4 种方法的平均 PSNR 和 SSIM 的量化指标分别呈以下次序：RED-CNN < BM3D < pix2pix < 本文方法，RED-CNN < pix2pix < BM3D < 本文方法，说明本文方法同样在 Piglet 数据集中的表现优于其他方法。表 3 展示了不同方法对 2 幅具有代表性的 LDCT 图像的降噪结果的定量比较。观察不同方法对胸部 LDCT 的降噪结果可以发现，BM3D 降噪图像的 PSNR 和 SSIM 值最低，RED-CNN 降噪图像的 VIF、IFC 与 NQM 值最低。特别地，本文降噪图像的 NQM 值远高于其

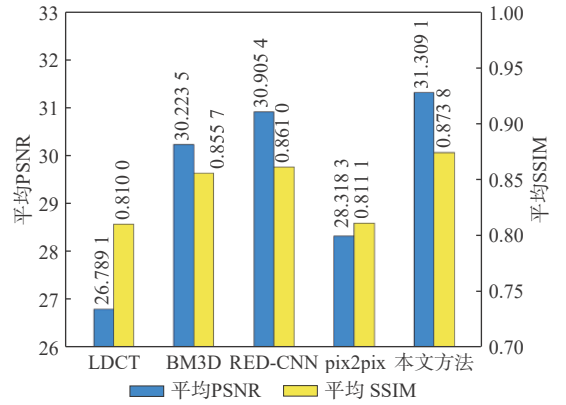


图 8 四种降噪方法在 MAYO 测试集上平均 PSNR 与 SSIM 量化指标表现

Fig. 8 Average PSNR and SSIM performance of four denoising methods on MAYO test sets

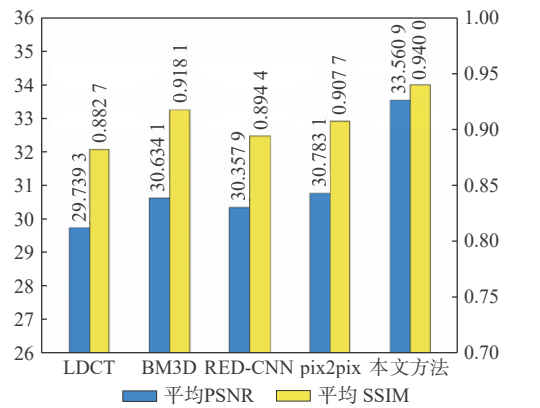


图 9 四种降噪方法在 Piglet 测试集上平均 PSNR 与 SSIM 量化指标表现

Fig. 9 Average PSNR and SSIM performance of four denoising methods on Piglet test sets

表 2 四种降噪方法在 MAYO 测试集上平均 PSNR 与 SSIM(平均值±标准差)

Table 2 Average PSNR and SSIM (MEAN±SD) of four denoising methods on MAYO test set

降噪方法	PSNR(MEAN±SD)	SSIM(MEAN±SD)
LDCT	26.789 1±1.978 2	0.810 0±0.053 5
BM3D	30.223 5±1.919 3	0.855 7±0.045 5
RED-CNN	30.905 4±1.764 7	0.861 0±0.041 8
Pix2pix	28.318 3±1.659 9	0.811 1±0.054 5
本文方法	31.309 1±1.744 2	0.873 8±0.041 0

他方法降噪图像的 NQM 值, 表明本文方法降噪结果图中失真程度远远小于其他方法, 其信息保留也更加完整。观察不同方法对腹部 LDCT 的降噪结果可以发现, 在 4 种方法的降噪结果中, pix2pix 降噪图像的量化表现最差, BM3D 与 RED-CNN 降噪图像的量化表现次之, 本文方法降噪图像的量化表现最好, 其 5 种量化指标均取得了最高值。此外, 本文分析了不同方法降噪结果在局部感兴趣区域的表现情况。如图 10 所示, 分析不同方法在同一 ROI 内量化指标可以发现, 在 ROI1 和 ROI2 上, 本文方法降噪结果的 PSNR、SSIM 和 VIF 值均是最高的, 其次依次为 RED-CNN、BM3D 和 pix2pix; 分析同一方法降噪结果在不同 ROI 内的量化表现可以发现, 除了 pix2pix 降噪图像 ROI1 的 PSNR 值低于 ROI2 的 PSNR 值, 其余 3 种方法降噪图像 ROI1 的 PSNR、SSIM 和 VIF 值均高于 ROI2 的 PSNR、SSIM 和 VIF 值。综上, 从量化角度分析本文方法的降噪效果均是最佳的。

表 3　四种降噪方法对 2 幅具有代表性的 LDCT 图像的降噪结果

Table 3　Denoising results of two representative LDCT images with four denoising methods

降噪方法	胸部LDCT图像					腹部LDCT图像				
	PSNR	SSIM	VIF	IFC	NQM	PSNR	SSIM	VIF	IFC	NQM
LDCT	23.072 9	0.828 8	0.409 5	1.998 5	16.925 3	22.886 9	0.696 0	0.243 2	1.949 8	24.522 6
BM3D	23.870 3	0.840 3	0.368 8	1.777 2	16.918 7	27.147 0	0.761 2	0.293 7	2.382 5	25.757 4
RED-CNN	25.279 7	0.876 4	0.314 7	1.395 0	16.341 7	27.543 2	0.768 8	0.293 3	2.372 6	25.247 4
pix2pix	26.414 1	0.870 0	0.374 1	1.769 4	17.436 1	25.583 1	0.706 3	0.263 2	2.048 4	23.407 6
本文方法	28.078 8	0.895 1	0.438 7	2.199 8	19.073 1	27.952 1	0.773 6	0.307 8	2.519 9	26.156 4

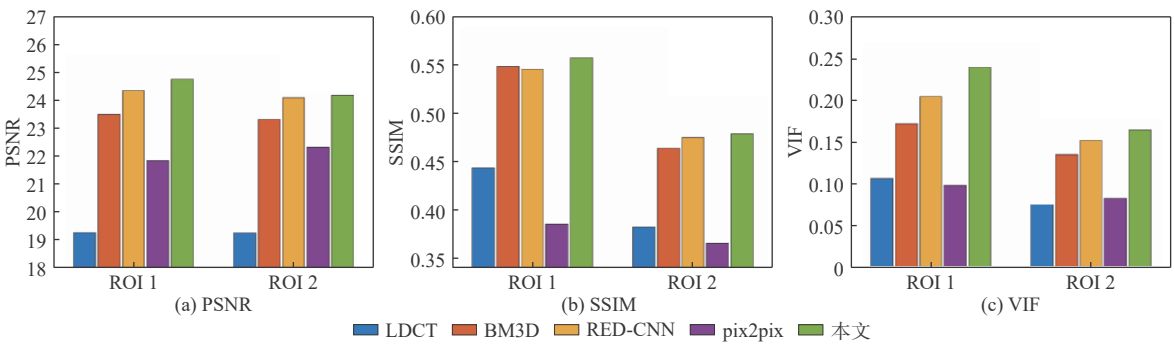


图 10　降噪图像局部 ROI 的 PSNR、SSIM 与 VIF 值

Fig. 10　PSNR, SSIM and VIF values of local ROI of denoised image

2.3　消融实验

与基于 CNN 的降噪网络相比, 本文降噪网络在其基础上分别增加了稠密特征增强模块和方向敏感注意力子网络。为了分析各个模块在降噪网络中所起的作用, 本文做了一组消融实验。表 4 展示了不同消融网络降噪结果的平均 SSIM 和 PSNR 值统计。分析数据可以发现, 虽然 w/o DFF 降噪结果的量化指标值最低, w/o DA 降噪图像的 2 种量化指标值与 w/o DFF 的降噪结果相比均表现更好, 图像质量有所改善, 但比较本文方法与 w/o DA 的降噪结果可以发现, 本文方法的平均 PSNR 与平均 SSIM 更高。进一步地, 观察消融网络降噪图像视觉效果(见图 3(e)～(g) 和图 6(e)～(g)), 可以发现, w/o DFF 的降噪图像中仍然残留部分噪声与伪影(见图 3(e)), 且降噪图像中模糊化现象比较严重(见图 6(e))。与 w/o DFF 相比, w/o DA 的降噪图像质量有很大提升(见图 3(f) 和图 6(f)), 这也说明, 与 DA 模块相比, DFF 模块在整体降噪网络中起到了更为关键的作用。进一步观察图 3(g) 与图 6(g),可以发现, 本文网络降噪图像分辨率更高, 降噪效果更加显著。综上, 本文所设计的 2 个模块均对网络性能的改善起到了积极作用。此外, 本文也做了一组损失函数消融实验。如表 5所示, 当采用不同组合的损失函数约束网络, 会得到不同的降噪结果。观察数据可以发现, 当采用伪影一致性损失、伪影掩码损失和像素级 L1 损失 3 个损失函数共同约束降噪网络时, 所获取的降噪结果表现最佳。该降噪结果的量化

表 4　网络结构消融对方法性能的影响

Table 4　Influence of network structure ablation on method performance

网络结构	平均SSIM	平均PSNR
w/o DFF	0.857 0	30.467 9
w/o DA	0.872 2	31.289 2
本文算法	0.873 8	31.309 1

表5 不同消融损失函数在测试集上降噪结果的平均PSNR与SSIM值

Table 5 Average PSNR and SSIM values of denoising results of different ablation loss functions on test set

子损失			平均SSIM	平均PSNR
伪影一致性损失	伪影掩码损失	像素级L1损失		
√			0.872 6	31.251 7
		√	0.872 4	31.273 4
√	√		0.873 3	31.268 7
	√	√	0.873 0	31.287 3
√		√	0.872 8	31.274 7
√	√	√	0.873 8	31.309 1

表现优于仅采用3个损失中的1个或2个来约束网络时所获取的降噪结果的量化表现。

2.4 运算时间

为了进一步分析本文方法的复杂度，分别对4种方法在相同数据集下的训练与测试时间进行了测试，如表6所示。可以发现，本文方法与RED-CNN、pix2pix方法相比，训练时间最长，主要原因是由于本文网络结构相对复杂，训练时所花费的时间最久，但本文的测试时间最短。综合视觉效果和量化指标表现来看，本文方法表现最佳。

表6 四种降噪方法的训练与测试时间比较

Table 6 Comparison of training and testing time under four denoising methods

降噪方法	训练时间/s	测试时间(s/幅)	迭代次数
BM3D		1.207 8	
RED-CNN	2 248.92	0.104 1	100
pix2pix	31 603.88	0.067 9	200
本文方法	85 766.74	0.014 7	100

3 结 论

1）本文方法能够实现较为优异的降噪性能，其中，针对同一数据集内不同类型的LDCT图像，能够学习不同尺度间特征的差异性，强化网络提取特征的能力，提高网络的降噪性能。

2）本文方法能够从各个角度来提取LDCT图像中伪影噪声的特征，弥补了因降噪位置不准确而导致的边缘细节丢失问题。

本文方法在一定程度上解决了LDCT图像降噪受不同程度噪声影响的问题，但针对噪声伪影难以有效分离的LDCT图像，如何设计出合理的网络结构来提升降噪网络的性能仍然是很有研究价值的课题。

参考文献（References）

[1] ZHANG H, HUANG J, MA J H, et al. Iterative reconstruction for X-ray computed tomography using prior-image induced nonlocal regularization[J]. IEEE Transactions on Bio-Medical Engineering, 2014, 61(9): 2367-2378.

[2] THOMAS L, SLOVIS M D. The ALARA (as low as reasonably achievable) concept in pediatric CT intelligent dose reduction[J]. Pediatric Radiology, 2002, 32(4): 219-220.

[3] 罗立民, 胡轶宁, 陈阳. 低剂量CT成像的研究现状与展望[J]. 数据采集与处理, 2015, 30(1): 24-34.
LUO L M, HU Y N, CHEN Y. Research status and prospect for low-dose CT imaging[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2015, 30(1): 24-34(in Chinese).

[4] 许琼. X线CT不完备投影数据统计重建研究[D]. 西安：西安交通大学,2012:129.
XU Q. Statistical reconstruction methods for insufficient X-ray CT projection data[D]. Xi'an: Xi'an Jiaotong University, 2012: 129(in Chinese).

[5] CHEN W B, SHAO Y L, JIA L N, et al. Low-dose CT image denoising model based on sparse representation by stationarily classified sub-dictionaries[J]. IEEE Access, 2019, 7: 116859-116874.

[6] BUADES A, COLL B, MOREL J M. A non-local algorithm for image denoising[C]//IEEE Computer Society Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2005: 60-65.

[7] CHEN Y, YANG Z, HU Y N, et al. Thoracic low-dose CT image processing using an artifact suppressed large-scale nonlocal means[J]. Physics in Medicine & Biology, 2012, 57(9): 2667-2688.

[8] FERUGLIO P F, VINEGONI C, GROS J, et al. Block matching 3D random noise filtering for absorption optical projection tomography[J]. Physics in Medicine & Biology, 2010, 55(18): 5401-5415.

[9] CHEN H, ZHANG Y, ZHANG W H, et al. Low-dose CT via convolutional neural network[J]. Biomedical Optics Express, 2017, 8(2): 679-694.

[10] SHAN H M, ZHANG Y, YANG Q S, et al. 3-D convolutional encoder-decoder network for low-dose CT via transfer learning from a 2D trained network[J]. IEEE Transactions on Medical Imaging, 2018, 37(6): 1522-1534.

[11] WU D F, KIM K, FAKHRI G E, et al. A cascaded convolutional neural network for X-ray low-dose CT image denoising[EB/OL]. (2017-08-28)[2021-05-01].https://arxiv.org/abs/1705.04267.

[12] KANG E, MIN J H, YE J C. Wavelet domain residual network (WavResNet) for low-dose X-ray CT reconstruction[EB/OL]. (2017-03-04)[2021-05-01].https://arxiv.org/abs/1703.01383.

[13] CHEN H, ZHANG Y, KALRA M K, et al. Low-dose CT with a residual encoder-decoder convolutional neural network[J]. IEEE Transactions on Medical Imaging, 2017, 36(12): 2524-2535.

[14] RONNEBERGER O, FISCHER P, BROX T. U-Net: Convolutional networks for biomedical image segmentation[C]//International Conference on Medical Image Computing and Computer-Assisted Intervention. Berlin: Springer, 2015: 234-241.

[15] HEINRICH M P, STILLE M, BUZUG T M, et al. Residual U-Net convolutional neural network architecture for low-dose CT denoising[J]. Current Directions in Biomedical Engineering, 2018, 4(1): 297-300.

[16] IEK, Z, ABDULKADIR A, LIENKAMP S S, et al. 3D U-Net:

Learning dense volumetric segmentation from sparse annotation[C]// International Conference on Medical Image Computing and Computer-Assisted Intervention. Berlin: Springer, 2016, 424-432.

[17] WANG T Y, YANG X, XU K, et al. Spatial attentive single-image deraining with a high quality real rain dataset[C]// IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2019: 12262-12271.

[18] SHEN Y Y, FENG Y D, WANG W M, et al. MBA-RainGAN: A multi-branch attention generative adversarial network for mixture of rain removal[C]//IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Piscataway: IEEE Press, 2022: 3418-3422.

[19] ZHANG H, PATEL V M. Density-aware single image de-raining using a multi-stream dense network[C]//IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2018: 695-704.

[20] HU X W, FU C W, ZHU L, et al. Depth-attentional features for single-image rain removal[C]//IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2019: 8014-8023.

[21] WANG Y L, ZHANG H K, LIU Y, et al. Gradient information guided deraining with a novel network and adversarial training[EB/OL]. (2019-10-09)[2021-05-01].https://arxiv.org/abs/1910.03839.

[22] GUO S, YAN Z F, ZHANG K, et al. Toward convolutional blind denoising of real photographs[C]//IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1712-1722.

[23] WANG Y, GONG D, YANG J, et al. An effective two-branch model-based deep network for single image deraining[EB/OL]. (2019-05-14) [2021-05-01]. https://arxiv.org/abs/1905.05404v1.

[24] 张雄, 杨琳琳, 上官宏, 等. 基于生成对抗网络和噪声水平估计的低剂量CT图像降噪方法[J]. 电子与信息学报, 2021, 43(8): 2404-2413.
ZHANG X, YANG L L, SHANGGUAN H, et al. A low-dose CT image denoising method based on generative adversarial network and noise level estimation[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2021, 43(8): 2404-2413(in Chinese).

[25] DU W C, CHEN H, LIAO P X, et al. Visual attention network for low-dose CT[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2019, 26(8): 1152-1156.

[26] LI M, HSU W, XIE X, et al. SACNN: Self-attention convolutional neural network for low-dose CT denoising with self-supervised perceptual loss network[J]. IEEE Transactions on Medical Imaging, 2020, 39(7): 2289-2301.

[27] LIU W, WANG Z, LIU X, et al. A survey of deep neural network architectures and their applications[J]. Neurocomputing, 2017, 234: 11-26.

[28] YOU C Y, YANG Q S, SHAN H M, et al. Structurally-sensitive multi-scale deep neural network for low-dose CT denoising[J]. IEEE Access, 2018, 6: 41839-41855.

[29] WOLTERINK J M, LEINER T, VIERGEVER M A, et al. Generative adversarial networks for noise reduction in low-dose CT[J]. IEEE Transactions on Medical Imaging, 2017, 36(12): 2536-2545.

[30] KYUNGSANG K, LI Z Q, MIN J H, et al. Low dose CT grand challenge[EB/OL]. [2021-05-01]. http://www.aapm.org/GrandChallenge/LowDoseCT/.

[31] SMITH K, JUSTIN K. Piglet dataset[EB/OL]. [2021-05-01]. http://homepage.usask.ca/ ～xiy525/.

[32] YAO S S, LIN W S, OOG E P, et al. Contrast signal-to-noise ratio for image quality assessment[C]//IEEE International Conference on Image Processing. Piscataway: IEEE Press, 2005, 1: 8835943.

[33] WANG Z, BOVIK A C, SHEIKH H R, et al. Image quality assessment: From error visibility to structural similarity[J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2004, 13(4): 600-612.

[34] SHEIKH H R, BOVIK A C. Image information and visual quality[J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2006, 15(2): 430-444.

[35] SHEIKH H R, BOVIK A C, DE VECIANA G. An information fidelity criterion for image quality assessment using natural scene statistics[J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2005, 14(12): 2117-2128.

[36] DAMERA-VENKATA N, KITE T D, GEISLER W S, et al. Image quality assessment based on a degradation model[J]. IEEE Transactions on Image Processing, 2000, 9(4): 636-650.

[37] DIEDERK P K, JIMMY L B. Adam: A method for stochastic optimization[C]//International Conference on Learning Representations (ICLR), 2015: 1-15.

A low-dose CT image denoising method based on artifact estimation

HAN Xinglong，SHANGGUAN Hong*，ZHANG Xiong，HAN Zefang，CUI Xueying，WANG Anhong

(School of Electronic Information Engineering，Taiyuan University of Science and Technology，Taiyuan 030024，China)

Abstract：Low-dose CT (LDCT) contains abundant tissue structure, pathological information and noise artifacts with extremely irregular distribution.These two different types of information have comparable amplitude distributions. Therefore, the LDCT denoising task is prone to some problems, such as insufficient feature extraction, insufficient network sensitivity to the directional characteristics of noise artifacts, and excessive smoothing of the denoising results. In response to the above problems, this work uses the U-Net network as the basic model of the denoising network, and designs a LDCT denoising network based on artifact estimation. The proposed network mainly includes two parts: the main feature extraction network and the direction-sensitive attention sub-network.Firstly, to better use the differences between various scale features and increase the efficiency of feature extraction, we add a dense feature improvement module to the codec U-Net structure. Secondly, we design a direction-sensitive attention subnetwork to improve the sensitivity of the denoising network to the direction characteristics of the noise artifacts. Finally, to ensure the stability of network training, we utilize a variety of loss functions to optimize the network training process. The experimental results show that the proposed algorithm is superior to other mainstream LDCT denoising algorithms in terms of visual effects and quantitative indicators.

Keywords：low-dose CT; image denoising; U-Net; attention mechanism; noise estimation; feature fusion

Received：2021-05-19；**Accepted**：2021-08-08；**Published Online**：2021-11-15 09：02

URL：kns.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20211112.1113.001.html

Foundation items：National Natural Science Foundation of China (62001321); Scientific and Technologial Innovation Programs of Higher Education Institutions in Shanxi (2019L0642); Excellent Graduate Innovation Project of Shanxi Province (2020SY417,2020SY423); Natural Science Foundation of Shanxi Province (201901D111261)

* **Corresponding author**. E-mail：shangguan_hong@tyust.edu.cn

《北京航空航天大学学报》征稿简则

《北京航空航天大学学报》是北京航空航天大学主办的以航空航天科学技术为特色的综合性自然科学学术期刊(月刊)。本刊以反映航空航天领域研究成果与动态、促进学术交流、培养科技人才和推动科技成果向社会生产力转化为办刊宗旨。本刊为中国自然科学技术核心期刊,并被 Ei Compendex 等国内外权威文献检索系统收录。本刊向国内外公开发行,为进一步提高办刊质量和所刊出文章的学术水平,特制定本简则。

1 论文作者及内容

1.1 本刊面向海内外所有学者。

1.2 主要刊载与航空航天科学技术有关的材料科学及工程、飞行器设计与制造、宇航科学与工程、信息与电子技术、控制技术和自动化工程、流体力学和动力工程、计算机科学及应用技术、可靠性工程与失效分析等领域的研究文章。航空航天科学技术民用方面以及具有航空航天工程背景的应用数学、应用物理、应用力学和工程管理等方面的文章也在本刊优先考虑之列。

2 来稿要求

2.1 论文应具有创新性、科学性、学术性和可读性。

2.2 论文为原创作品,尚未公开发表过,并且不涉及泄密问题。若发生侵权或泄密问题,一切责任由作者承担。

2.3 主题明确,数据可靠,图表清晰,逻辑严谨,文字精练,公式符号标准规范,标点符号正确。

2.4 文稿撰写顺序:中文题名(一般不超过 20 个汉字),作者中文姓名、单位、所在城市、邮政编码(作者顺序始终不得更改),中文摘要(包括目的、方法、结果及结论),中文关键词(5 ~ 8 个),中图分类号,引言,正文,参考文献,英文题名,作者英文姓名、单位、所在城市、邮政编码、国别,英文摘要,英文关键词。首、末页下角注明基金项目名称及编号,作者信息。

2.5 作者请登录本刊网页进行在线投稿。

3 稿件的审核、录用与版权

3.1 来稿须经专家两审和主编、编委讨论后决定刊用与否。

3.2 若来稿经审查后认定不宜在本刊发表,将及时告知作者。如果在投稿满 3 个月后仍未收到本刊任何通知,作者有权改投其他刊。在此之前,请勿一稿多投,否则一切后果自负。

3.3 来稿一经作者签字并在本刊刊出,即表明所有作者都已经认可其版权转至本刊编辑部。本刊在与国内外文献数据库或检索系统进行交流及合作时,不再征询作者意见。

邮寄地址: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

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49卷 第2期　2023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.49 No.2　February 2023

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　　国内定价：50.00元／期

ISSN 1001-5965