



中文核心期刊 中国科技核心期刊
中国电子学会雷达分会会刊

ISSN 1672-2337
CN 34-1264/TN

雷达科学与技术

RADAR SCIENCE AND TECHNOLOGY

2024 6

第22卷 第6期 Vol. 22 No.6



中国电子科技集团公司第三十八研究所 主办



《中文核心期刊要目总览》2023年版入编通知

《雷达科学与技术》主编先生/女士：

我们谨此郑重通知：依据文献计量学的原理和方法，经研究人员对相关文献的检索、统计和分析，以及学科专家评审，贵刊《雷达科学与技术》入编《中文核心期刊要目总览》2023年版（即第10版）之**电子技术、通信技术类**的核心期刊。

《中文核心期刊要目总览》2023年版从2021年10月开始研究，研究工作由北京大学图书馆主持，共32个单位的148位专家和工作人员参加了本项研究工作，全国各地9473位学科专家参加了核心期刊表的评审工作。经过定量筛选和专家定性评审，从我国正在出版的中文期刊中评选出1987种核心期刊。

评选核心期刊的工作是运用科学方法对各种刊物在一定时期内所刊载论文的学术水平和学术影响力进行综合评价的一种科研活动。该研究成果只是一种参考工具书，主要是为图书情报界、出版界等需要对期刊进行评价的用户提供参考，例如为各图书情报部门的中文期刊采购和读者导读服务提供参考帮助等，不应作为评价标准。谨此说明。

顺颂

撰安

编号：2023-J11272

《中文核心期刊要目总览》

2023年版编委会
图书馆

1101081604941



《雷达科学与技术》 编辑委员会

顾问 张履谦(院士) 王越(院士)
张锡祥(院士) 毛二可(院士)
张光义(院士) 黄培康(院士)
刘永坦(院士) 郭桂蓉(院士)
贲德(院士) 段宝岩(院士)
何友(院士) 吴一戎(院士)
王永良(院士) 苏东林(院士)
Mark E. Davis(美国)
Hugh Griffiths(英国)
Marc Lesturgie(法国)
Don Sinnott(澳大利亚)
Hermann Rohling(德国)

编辑委员会

主任 吴剑旗(院士)
常务副主任 张成伟
副主任 宗伟 盛景泰 程辉明 王璐
靳学明 张春城 胡元奎 张修社
谭贤四 王雪松 杨建宇 刘宏伟
委员 (以姓氏笔画为序)
万显荣 马敏 王伟 王俊
王勇 王露 叶春茂 代大海
曲智国 朱勇 朱庆明 邬伯才
刘涛 关键 江凯 孙文峰
杜兰 李川 李刚 李海
李健兵 杨广玉 吴良斌 位寅生
余继周 沙祥 宋虎 张良
张群 张红旗 张金元 张剑云
张根烜 陈利 陈辉 陈渤
罗健 金添 金谋平 胡程
胡泽宾 钮俊清 洪一 洪文
顾红 倪勇 倪国新 徐礼祥
黄勇 黄磊 黄金杰 黄钰林
曹锐 崔国龙 章仁飞 葛建军
曾涛 强勇 潘时龙 戴跃飞
主编 吴剑旗(院士)
执行主编 朱庆明 苏纪娟
副主编 松炳超
编辑部主任 王莉
编辑部 松炳超 王莉 黄穗 潘玉静

目次

基于GCN和CNN联合的SAR图像自动目标识别	秦基凯,刘峥,谢荣,冉磊(587)
机载双基地雷达杂波模拟方法及杂波特性分析	陈俊先,施龙飞,贾文通,杨源,关一夫(596)
非周期性瓦片在有限视场相控阵中的应用	强云飞,汪伟,伍瑞新,方小川(607)
一种基于深度学习残差网络的模糊函数赋型方法	肖相青,王元恺,胡进峰,刘军,钟凯,赵紫薇,李会勇(613)
基于发现概率的预警机机动部署研究	魏维斌,兰旭辉,彭思勇,孙定涛,任富强(620)
基于改进孤立森林的海面小目标检测方法	李雨笑,胡居荣,邢延潇,戴天石,张伟杰(628)
基于云模型的新体制机载气象雷达健康状态评估	章涛,王灿,黄佳琦,李凯成(637)
降雨对极化雷达ISAR成像影响及修正方法研究	琚新杰,李心达,甘琳,沈淳,李健兵(644)
基于多维度体系和组合权重的雷达多目标跟踪评估模型	黄黎斌,许红,倪柳柳,邢逸舟,全英汇(657)
基于发现概率的箔条干扰弹投放策略研究	卿朝进,何林颀,王子龙,张银杰,赵桂毅,林辉(672)
基于线性判别分析的海上目标检测算法	颜雯丽,丁昊,刘宁波,王中训(681)
一种高精度雷达目标回波模拟系统设计与实现研究	周巧玲,谢存,邵春雨(689)
基于人工表面等离子激元的高扫描率THz双波束漏波天线	程慧乾,白育堃(697)

Radar Science and Technology

(Bimonthly)

Vol.22 No.6

December 2024

CONTENTS

Automatic Target Recognition for SAR Images Based on the Combination of GCN and CNN	<i>QIN Jikai, LIU Zheng, XIE Rong, RAN Lei</i> (587)
Clutter Simulation Method and Clutter Characteristic Analysis for Airborne Bistatic Radar	<i>CHEN Junxian, SHI Longfei, JIA Wentong, YANG Yuan, GUAN Yifu</i> (596)
Application of Aperiodic Tiles in Limited Field-of-View Phased Array	<i>QIANG Yunfei, WANG Wei, WU Ruixin, FANG Xiaochuan</i> (607)
An Ambiguity Function Shaping Method Based on Deep Learning Residual Network	<i>XIAO Xiangqing, WANG Yuankai, HU Jinfeng, LIU Jun, ZHONG Kai, ZHAO Ziwei, LI Huiyong</i> (613)
Research on Maneuvering Deployment of AWACS Based on Detection Probability	<i>WEI Weibin, LAN Xuhui, PENG Siyong, SUN Dingtao, REN Fuqiang</i> (620)
Detection Method of Sea Surface Small Target Based on Improved Isolation Forest	<i>LI Yuxiao, HU Jurong, XING Yanxiao, DAI Tianshi, ZHANG Weijie</i> (628)
Health Status Assessment of New Airborne Weather Radar Based on Cloud Model	<i>ZHANG Tao, WANG Can, HUANG Jiaqi, LI Kaicheng</i> (637)
Study on the Effect of Rainfall on Polarized Radar ISAR Imaging and Calibration Methods	<i>JU Xinjie, LI Xinda, GAN Lin, SHEN Chun, LI Jianbing</i> (644)
Radar Multiple-Object Tracking Performance Evaluation Model Based on Multiple-Dimensional System and Combined Weight	<i>HUANG Libin, XU Hong, NI Liuliu, XING Yizhou, QUAN Yinghui</i> (657)
Research on Chaff Jamming Shell Launch Strategy Based on Detection Probability	<i>QING Chaojin, HE Linsi, WANG Zilong, ZHANG Yinjie, ZHAO Guiyi, LIN Hui</i> (672)
Detection Algorithm of Maritime Target Based on Linear Discriminant Analysis	<i>YAN Wenli, DING Hao, LIU Ningbo, WANG Zhongxun</i> (681)
Research and Design of a High-Precision Radar Target Echo Simulation System	<i>ZHOU Qiaoling, XIE Cun, SHAO Chunyu</i> (689)
High-Scanning-Rate Terahertz Dual-Beam Leaky-Wave Antenna Based on Spoof Surface Plasmon Polaritons	<i>CHENG Huiqian, BAI Yukun</i> (697)

DOI:10.3969/j.issn.1672-2337.2024.06.001

基于GCN和CNN联合的SAR图像自动目标识别

秦基凯, 刘 峥, 谢 荣, 冉 磊

(西安电子科技大学雷达信号处理全国重点实验室, 陕西西安 710071)

摘要: 基于卷积神经网络(Convolutional Neural Network, CNN)的合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)自动目标识别(Automatic Target Recognition, ATR)技术近些年来备受关注,已成为SAR图像解译领域的研究热点。然而,这类方法主要利用的是SAR图像的幅值信息,仅从局部区域中提取特征。鉴于SAR图像中的目标通常被视为散射中心的相干叠加,这些目标展现出复杂的结构和丰富的上下文信息。仅依靠CNN难以充分捕捉目标周围的全局信息,这可能会影响识别精度。因此,为了进一步提高识别性能,本研究引入图卷积网络(Graph Convolutional Network, GCN),提出一种结合GCN和CNN的SAR ATR方法。该方法首先利用传统CNN提取与SAR图像幅值相关的局部特征,接着通过构造图数据并应用GCN提取全局特征。此外,本研究还设计了多尺度GCN,通过融合不同尺度的特征来增强模型对图数据的学习能力。在模型训练阶段,采用标签平滑技术以缓解过拟合问题。通过端到端的训练策略,实现了GCN和CNN参数的联合优化,从而实现高精度的SAR图像目标识别。最终,通过在MSTAR和OpenSARship数据集上的实验表明,所提方法在识别性能上优于现有技术,并展现出卓越的泛化能力。

关键词: 合成孔径雷达; 图卷积网络; 卷积神经网络; 自动目标识别; 多尺度GCN

中图分类号: TN958; TP183

文献标志码: A

文章编号: 1672-2337(2024)06-0587-09

引用格式: 秦基凯, 刘峥, 谢荣, 等. 基于GCN和CNN联合的SAR图像自动目标识别[J]. 雷达科学与技术, 2024, 22(6): 587-595.

QIN Jikai, LIU Zheng, XIE Rong, et al. Automatic Target Recognition for SAR Images Based on the Combination of GCN and CNN [J]. Radar Science and Technology, 2024, 22(6): 587-595.

Automatic Target Recognition for SAR Images Based on the Combination of GCN and CNN

QIN Jikai, LIU Zheng, XIE Rong, RAN Lei

(National Key Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: The automatic target recognition (ATR) technology based on convolutional neural network (CNN) for synthetic aperture radar (SAR) has attracted much attention in recent years, becoming a research hotspot in the field of SAR image interpretation. However, these methods primarily utilize the amplitude information of SAR images and only extract features from local regions. Given that targets in SAR images are typically regarded as the coherent superposition of scattering centers, these targets exhibit complex structures and rich contextual information. It is difficult to fully capture the global information around the target by relying only on CNN, which may affect the recognition accuracy. Therefore, to further improve the recognition performance, this study introduces the graph convolutional network (GCN) and proposes a SAR ATR method combining GCN and CNN. This method first utilizes traditional CNN to extract local features related to the amplitude of SAR images, and then employs GCN to extract global features by constructing graph data. Additionally, a multi-scale GCN is designed to enhance the interpretation ability of the graph data by fusing features from different scales. During the model training phase, the label smoothing technique is employed to alleviate the overfitting. Through an end-to-end training strategy, the joint optimization of GCN and CNN parameters ensures a high-precision SAR image target recognition. Finally, experimental results on the MSTAR and OpenSARship datasets demonstrate that the proposed method outperforms the existing techniques in terms of recognition performance and exhibits superior generalization capability.

Key words: synthetic aperture radar; graph convolutional network; convolutional neural network; automatic target recognition; multi-scale GCN

收稿日期: 2024-03-26; 修回日期: 2024-05-06

基金项目: 国家自然科学基金(No.62001346)

0 引言

基于合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)的自动目标识别(Automatic Target Recognition, ATR)技术能准确预测目标类别,在实际中具有重要意义^[1-3]。

传统SAR ATR方法需要手工设计特征,严重依赖专业知识,且计算负担大、泛化性能较差^[4-8]。近年来,深度学习驱动SAR ATR方法^[9-11]备受关注。这类方法将特征提取与分类相结合,减少了对人工的依赖,表现出了优异的识别性能。尤其卷积神经网络(Convolutional Neural Network, CNN),已成为SAR ATR领域的首选技术。Chen等人^[9]提出了一种全卷积网络(A-convnet),该网络去除了全连接架构,以减少训练参数。Amrani等人^[12]从特征提取角度出发,利用CNN从SAR图像中提取深度特征,并对其进行融合以获取更鲁棒的表示能力。然而CNN方法通常是以固定尺寸大小的卷积核提取局部特征,在全局特征提取上受限。

本质上SAR图像的目标可视为多个散射中心(Scattering Center, SC)的相干叠加,具有复杂的空间关系。因此SAR图像自然地呈现出图结构特性,其中图像中的每个像素不仅与其邻近像素有关,还可能与远处的像素点产生联系,共同构筑一种复杂的图结构。传统的神经网络难以处理这类非结构化的图数据。而图卷积网络(Graph Convolutional Network, GCN)^[13]凭借其对图数据的天然适应性,能直接揭示像素间的空间关联,可挖掘图像的全局特征信息。GCN突破CNN仅在固定局部区域内进行卷积的限制,已在目标识别领域得到初步应用。文献[14]将SAR图像中目标的SC构建成图数据,然后利用GCN实现目标分类。然而它依赖SC的预先提取,SC提取的准确性直接影响识别结果,并且未实现端到端的识别。此外,GCN也被应用于Few-shot Learning,如Li等人^[15]提出一种基于图元学习的SAR ATR方法。Yang等人^[16]将GCN整合进关系网络,通过衡量样本间的相似度来实现SAR ATR。该类方法基于元学习,需要大量的元训练数据来学习泛化至新任务的策略,

其性能取决于元训练任务与新任务之间的相似度。然而实际中,构建大量相似的元训练任务不切实际。

为了进一步提升识别性能,本研究充分利用GCN与CNN各自的优点,提出一种基于GCN和CNN联合的SAR ATR方法。该方法采用GCN模块与CNN模块并行的方式实现了SAR图像的端到端识别。SAR图像被分别投送给两个模块:CNN模块用于提取SAR图像的局部特征;GCN模块首先将SAR图像构建为图数据,然后通过GCN模块提取全局特征。为增强模型对图数据的学习能力,设计了多尺度GCN来融合不同尺度的特征。最后将GCN和CNN提取的特征进行融合,进而完成目标识别。此外,采用标签平滑技术以减轻有限训练数据带来的过拟合问题。通过端到端的训练策略联合优化GCN与CNN参数,实现两者的相互补充和协同作用,达到了高精度识别效果。

1 基于GCN和CNN联合的SAR自动目标识别

1.1 总体介绍

本研究提出的基于GCN和CNN联合的SAR自动目标识别方法如图1所示。此方法融合了CNN和GCN两大核心模块:CNN模块以原始SAR图像为输入,通过多层次卷积操作提取出图像的局部特征;与此同时,GCN模块的首要步骤是构造图数据,这一过程包括将SAR图像划分为多个子图,将每个子图视为一个独立节点,使用K近邻计算节点间的相互连接关系,形成邻接矩阵。随后,这些节点及其邻接矩阵被输入到GCN中提取全局特征。最终,将这两个模块所提取的特征融合在一起,并借助标签平滑策略来计算分类损失,联合优化CNN和GCN的参数,实现SAR图像端到端的识别。值得注意的是,为了更好地表征图数据,GCN模块是由多个GCN层拼接构造成的多尺度GCN。而CNN模块直接采用了广受欢迎的网络^[13],为了聚焦于所提方法的核心创新,对其详细配置不再赘述。后续部分将进一步详细阐述本方法的其他关键环节。

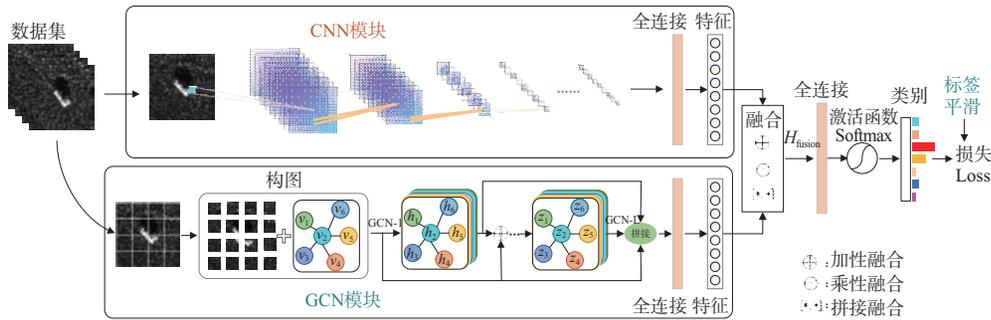


图1 所提方法总体架构

1.2 K近邻构图

图卷积网络只能作用于图结构数据,因此需要将SAR图像构建为拓扑图结构。由于SAR是单通道的灰度图,将SAR图像中每一个像素点视为一个节点是无法构造拓扑图的。为了实现端到端的操作并且提升模型的泛化性,本研究将SAR图像切分为若干子图,然后采用K近邻的方式构造图数据。K近邻构图步骤如下:

1) 特征表示:首先将SAR图像样本分割为一系列 $H \times H$ 像素大小的子图,然后将每个子图视为一个节点,并排列为一维的向量视为节点特征向量。因此每个样本可以用 $X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}^T$ 表示,其中 x_i 为当前样本的第 i 个节点特征向量。

2) 相似度计算:计算任意两节点 x_i 和 x_j 之间的距离(或相似度)。本文距离度量采用的是欧几里得距离,计算公式为

$$d_{ij} = \|x_i - x_j\|_2 \quad (1)$$

式中 $\|\cdot\|_2$ 为2范数。

3) 选择K近邻:对于每个节点 x_i ,找到与其距离最近的 K 个点。

4) 构建图:构建图 $G = (V, E)$,其中 V 是节点集合, E 是边集合。如果节点 x_j 是 x_i 的 K 近邻之一,则图中存在一条从 i 到 j 的边。通常用邻接矩阵 A 表示节点的邻接关系,其中矩阵的元素 $a_{ij} = 1$ 表示节点 j 是节点 i 的一个近邻。

1.3 多尺度GCN

介绍多尺度GCN之前,首先介绍单层GCN的工作流程。GCN的输入有两个:节点的特征向量 $X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}^T$ 和邻接矩阵 A 。在训练过程中,

A 通常被视为常量。GCN的流程可概括为以下3个步骤:

1) 节点特征聚合:对特征向量和邻接矩阵进行矩阵乘法运算。这一步骤的核心思想是同时聚合节点自身及其邻居节点的信息,将它们的特征信息进行融合和整合。

2) 全局权重加权:将聚合得到的信息与全局共享的权重矩阵相乘。这一步骤有助于加权调节不同节点特征之间的重要性,以便更好地反映节点之间的相互关系。

3) 非线性映射:通过添加激活函数完成非线性映射。这一步骤能够使得GCN模型能够学习复杂的非线性关系,并得到更具有判别性和表达能力的特征表示。

GCN的核心思想在于利用图中节点及其邻域节点的特征信息来生成新的节点特征表示,从而实现图数据的特征提取和表示学习。通过这种方式,GCN能够有效地捕捉图结构中的全局信息,为图数据的下游任务提供更加有效的特征表示。图2展示了GCN的聚集邻居节点特征信息的过程,它直观地说明了GCN模型是如何从图中提取和整合信息的。

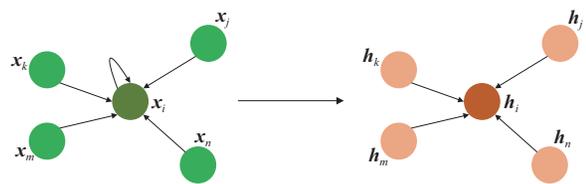


图2 聚集邻居节点过程

如图2所示, x_j, x_k, x_m 和 x_n 是节点 x_i 邻居节点, $S(i)$ 是节点 x_i 的邻居集合。经过卷积聚合操作后,节点 x_i 生成新的节点表示为 h_i ,公式表示为

$$h_i = \sum_{j \in S(i)} a_{ij} x_j \quad (2)$$

则 GCN 的一个神经网络层可以定义如下:

$$\mathbf{H}^l = f(\mathbf{H}, \mathbf{A}) = \sigma(\mathbf{A}\mathbf{H}\mathbf{W}^0) \quad (3)$$

式中: $\mathbf{H} = \mathbf{X}$ 是 GCN 网络的初始输入, 是初始图像特征; \mathbf{W}^0 是可训练的参数矩阵; $\sigma(\cdot)$ 是非线性映射函数, 本文中采用 ReLU 激活函数。

公式(3)只是一个简单的图卷积前向传播公式。邻接矩阵 \mathbf{A} 与节点特征矩阵 \mathbf{H} 相乘时, 只聚合了邻居节点的信息, 忽略了自身的特征信息。为了解决此问题, 将邻接矩阵 \mathbf{A} 与单位对角矩阵 \mathbf{I} 相加的结果 $\tilde{\mathbf{A}}$ 替换 \mathbf{A} , 表达如下:

$$\tilde{\mathbf{A}} = \mathbf{A} + \mathbf{I} \quad (4)$$

接着需对 $\tilde{\mathbf{A}}$ 进行归一化处理, 若不进行归一化, 进行卷积操作时, 节点度数多的节点计算得到的特征向量会变得很大, 度数少的节点特征向量会很小, 这样会改变每个节点特征原本的分布, 产生不可预测的问题, 导致梯度消失或爆炸。因此, 通常用度矩阵 \mathbf{D} 的逆矩阵乘以 $\tilde{\mathbf{A}}$ 完成归一化。然而相乘之后的邻接矩阵失去了对称性, 影响后续的计算, 故将 \mathbf{D}^{-1} 拆分成两个 $\mathbf{D}^{-\frac{1}{2}}$, 分别对 $\tilde{\mathbf{A}}$ 进行左

乘和右乘, 即可得到对称归一化的邻接矩阵:

$$\bar{\mathbf{A}} = \mathbf{D}^{-\frac{1}{2}} \tilde{\mathbf{A}} \mathbf{D}^{-\frac{1}{2}} \quad (5)$$

式中度矩阵 \mathbf{D} 为对角阵, 对角元素 $D_{ii} = \sum_j a_{ij}$ 。

故单层 GCN 公式修正为

$$\mathbf{H}^l = f(\mathbf{H}, \bar{\mathbf{A}}) = \sigma(\bar{\mathbf{A}}\mathbf{H}\mathbf{W}^l) \quad (6)$$

与 CNN 中的多层堆叠类似, 可堆叠多个 GCN 层以提升模型的表征能力, 多层 GCN 公式如下:

$$\mathbf{H}^{l+1} = f(\mathbf{H}^l, \bar{\mathbf{A}}) = \sigma(\bar{\mathbf{A}}\mathbf{H}^l\mathbf{W}^l) \quad (7)$$

式中 l 表示 GCN 的层数, $\mathbf{H}^0 = \mathbf{X}$, \mathbf{W}^l 表示第 l 层的权重参数。

然而随着迭代次数的增加和层数的加深, 图卷积神经网络中的节点往往趋于过平滑(Over Smooth, OS)状态, 即同一子图的节点具有相同的值或特征。本研究引入 ResNet 中的残差思想, 通过添加跳跃连接将各层的输入与输出进行拼接。最后还将每层的输出在特征维度上进行拼接融合, 使得每一层的特征都能够被有效利用, 以更好的学习不同尺度相邻节点的信息。因此, 构建了如图 3 所示的多尺度 GCN。

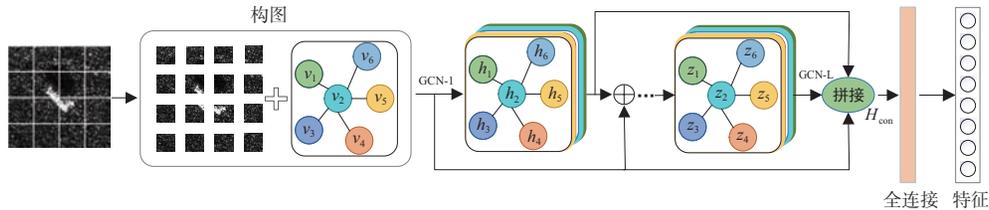


图 3 多尺度 GCN

经过多尺度特征的拼接后, 此时的特征可表示为 $\mathbf{H}_{\text{con}} = [\mathbf{H}^0, \mathbf{H}^1, \dots, \mathbf{H}^L]$, 随后经过一个全连接层进行映射, 最终输出多尺度 GCN 提取的全局特征。

1.4 损失函数

如图 1 所示, 对 CNN 和 GCN 模块提取的特征进行融合后, 即可得到特征 $\mathbf{H}_{\text{fusion}}$, 然后输入给一个全连接中, 然后通过 Softmax 函数预测类别结果, 可以表示为

$$\hat{y} = \text{Softmax}(\mathbf{W}_{\text{fc}}\mathbf{H}_{\text{fusion}} + \mathbf{b}) \quad (8)$$

式中 \mathbf{W}_{fc} 和 \mathbf{b} 分别为权重矩阵和偏置向量。

此外, 由于 SAR 图像通常样本量是有限的, 本文采用标签平滑^[14]操作以防止过拟合。对于标记

为真值 y 的训练样本, 标签平滑可以表示为

$$\mathbf{y}^{\text{LS}} = (1 - \varepsilon)\mathbf{y}_{\text{one-hot}} + \varepsilon/(T - 1) \quad (9)$$

式中, ε 为平滑参数, $\mathbf{y}_{\text{one-hot}}$ 为真实标签 \mathbf{y} 的 one-hot 编码向量, T 表示训练数据的类别数量。因此, 所提方法的最终损失函数如下所示:

$$L = -\frac{1}{2N} \sum_{i=1}^N y_i^{\text{LS}} \log(\hat{y}_i) \quad (10)$$

式中, N 为训练集中的样本个数, \hat{y}_i 为模型的输出概率。

1.5 训练过程

所提方法在训练过程中将 SAR 图像训练集分别输入 CNN 模块和 GCN 模块。在 CNN 模块中, 利用卷积神经网络提取特征 \mathbf{F}_c 。在 GCN 模块中, 首先采用 1.2 节的方式将 SAR 图像构造为图数据, 然

后对图数据使用多尺度GCN提取特征 H_{con} 。接下来将两个模块提取的特征进行融合,得到融合特征 H_{fusion} ,然后使用全连接层进行映射并利用激活函数得到目标类别。最后,借助标签平滑策略计算损失 L ,并利用梯度下降的方式最小化损失值,进而同步更新CNN和GCN模块参数。由于优化目标是使损失值逐渐减小,这意味着识别率将会逐步提高。具体的训练细节可参见表1。

表1 训练算法

算法:训练过程
输入:目标SAR训练集 $\{X_{train}, Y_{train}\}$, X_{train} 训练集的SAR图像, Y_{train} 训练集标签。迭代次数 $N = 500$, 批大小 $m_{batch} = 64$, 随机初始化CNN参数 ω_{CNN} 、GCN参数 ω_{GCN} , 优化器Adam, 参数 $b_1 = 0.9$, $b_2 = 0.999$, 学习率 $lr = 0.0002$ 。
输出:CNN参数 ω_{CNN} 、GCN参数 ω_{GCN}
1) For $i=1$ To N do
2) For $j=1$ To m_{batch} do
3) 从训练集采样 $(x, y) \sim \{X_{train}, Y_{train}\}$, 并构造图数据。
4) 计算输出损失 L , 同时更新参数
$\omega_{CNN} \leftarrow Adam\left(\frac{1}{m_{batch}} \sum_{j=1}^{m_{batch}} \frac{\partial L}{\partial \omega_{CNN}}, \omega_{CNN}, b_1, b_2, lr\right)$
和参数 $\omega_{GCN} \leftarrow Adam\left(\frac{1}{m_{batch}} \sum_{j=1}^{m_{batch}} \frac{\partial L}{\partial \omega_{GCN}}, \omega_{GCN}, b_1, b_2, lr\right)$ 。
5) End for
6) End for



图4 MSTAR 10类目标的光学图像和SAR图像

OpenSARship数据集是由上海交通大学高级传感技术中心(AST)公开用于SAR图像船只检测和分类的数据集。本文使用的是OpenSARship 1.0版本的数据,其中包含了41幅哨兵一号(Sentinel-1)SAR图像,共有11346个船只,包含多种舰船类型,如图5所示。由于该数据集中的各类别目标数量相差较大,有的仅有几个甚至一个样本,因此本文挑选4类数量相对较多的目标类别构建了训练集和测试集,如表3所示。实验时,训练集和测试集按比例7:3随机划分,并且为了减少实验的随机性,取10次重复实验结果的平均值。

2 实验结果和分析

2.1 数据描述和实验设置

为了评估所提方法的性能,本文实验采用公开实测的MSTAR数据集^[17]和OpenSARship数据集^[18]进行验证。

MSTAR数据集收集了X波段机载SAR图像的10类地面静态军用车辆目标,采集使用的是水平极化方式,方位向和距离向分辨率为0.3 m,方位角间隔约为 0.03° 。由于俯仰角 15° 、 17° 的数据比较齐全,通常选用 17° 的样本作为训练, 15° 的作为测试。图4展示了该数据集目标的光学图像和SAR图像,具体的目标类别和数量如表2所示。

表2 实验选用的MSTAR数据集

类别	17°	15°
BMP2(SN_9566)	232	196
BTR70(SN_C71)	233	196
T72(SN_132)	232	196
BTR60(k10yt7532)	256	195
T62(e51)	299	273
2S1(b01)	299	274
BRDM2(e71)	298	274
D7	299	274
ZIL131(e12)	299	274
ZSU234(d08)	299	274

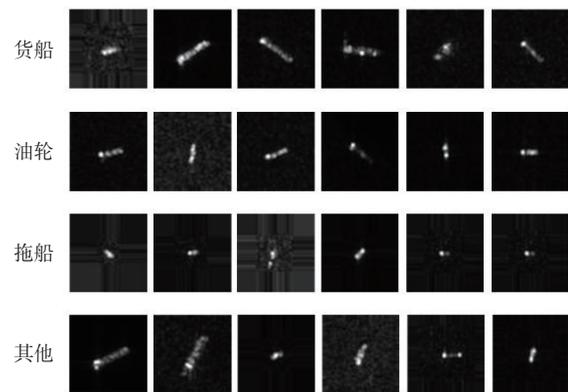


图5 OpenSARship数据集SAR图像

表3 实验采用的OpenSARship数据集

类别	极化方式	数量
货船	VV	2 254
油轮	VV	345
拖船	VV	62
其他	VV	196

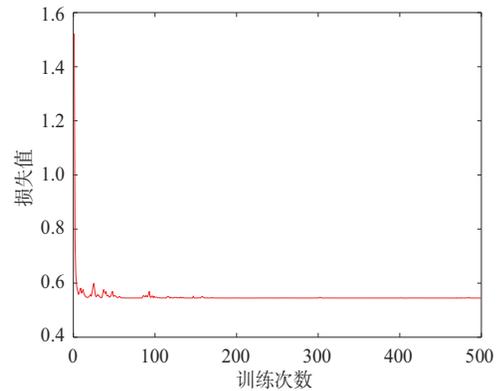
因为目标往往只占据整幅SAR图像的一小部分,为了降低背景无用信息的影响,实验中所有样本被裁剪为 64×64 像素大小,并做均值方差归一化预处理。K近邻构图的超参数K设置为9,分割的子图像素大小为 16×16 。GCN的层数设置为3,每个GCN层的输出特征维度为512,优化器为Adam,学习率为0.001,迭代次数为1 000。标签平滑因子设置为0.1,CNN和GCN模块采用拼接融合方式进行特征融合。此外还对比了几种传统的SAR ATR方法和基于深度学习的方法来评估所提方法的性能,评价指标为识别准确率/识别率^[19]。传统方法包括稀疏表示分类(Sparse Representation-based Classification, SRC)^[20]、K近邻(K-Nearest Neighbor, KNN)^[21]、支持向量机(Support Vector Machine, SVM)^[21]、字典学习和联合动态稀疏表示(DL-JD-SR)^[22],其中为了减少人为提取特征的干扰,KNN与SVM方法与文献[21]一致,均采用基于主成分分析(Principal Component Analysis, PCA)方法降维到100维后的特征数据,KNN中参数K设置为3;基于深度学习的方法包括VGGNet(VGG16)^[23]、DenseNet(DenseNet101)^[24]、A-ConvNet^[9]、基于分量分析的多尺度CNN(CA-MCNN)^[25]以及SC与GCN联合的方法(SC-GCN)^[16]。

所有实验均在软件平台Python 3.11、深度学习Pytorch 2.0库上完成,硬件设备为Dell Precision 5820 workstation (CPU: Intel i9-10920X, GPU: GeForce GTX 3090, RAM:64GB, Windows 10)。

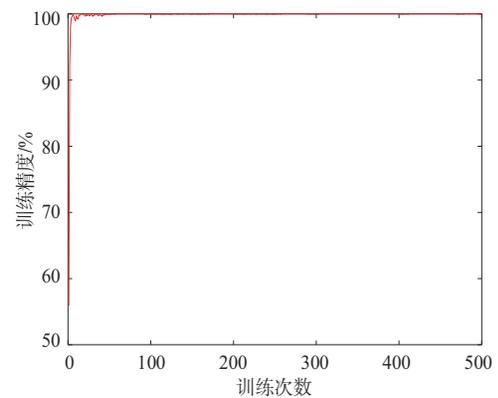
2.2 模型稳定性分析

在验证识别结果之前,首先检验所提模型训练过程损失函数和识别率的变化情况,如图6所示。

从图6(a)可以观察到,随着训练次数的增加,损失值迅速减小,并在大约100次训练后趋于稳定并收敛到最小值。这表明所提出的模型在训练过



(a) 训练损失变化



(b) 训练集识别率

图6 模型的训练过程

程中能够稳定地收敛。此外,图6(b)显示的训练集识别率随着训练次数的增加也呈现迅速提升并趋于稳定的趋势。因此,综合考虑两幅图的曲线变化,可以得出结论,所提出的网络模型能够有效训练,并且在训练集上能够获得较高的识别准确率。这为后续在测试集上的准确识别提供了保障。

2.3 识别结果

对MSTAR和OpenSARship数据的识别结果如图7所示。可以观察到,基于深度学习方法的识别率普遍优于传统方法。值得注意的是,在本文的实验中,光学图像中表现较好的VGGNet和DenseNet在SAR图像识别中表现不佳。这是因为SAR图像与光学图像在性质上存在本质区别,SAR图像是通过雷达系统发送和接收返回的微波信号获得的,其呈现为一系列SC的相干叠加特性。因此,SAR图像主要包含物体几何结构的信息,而非光学特性。此外,SAR图像的性能在很大程度上取

决于用于训练的数据集的大小,而本文采用的SAR图像数据集是有限的,因此它们的识别率不是最优的。A-ConvNet虽然采用了全卷积网络实现了端到端的识别,但对识别率的提升仍然有限。另外,CA-MCNN通过将SC特征与CNN特征融合,明显提升了识别率。SC-GCN通过将SC构造为图数据,并使用多尺度GCN完成识别,也大大提升了识别率。然而这些方法仍需要预先提取SC,SC提取的准确度会影响最终的准确率,并且也未实现端到端的识别。相比之下,所提方法不仅实现了端到端的识别,并且在两个数据集上均表现最优,特别是在不平衡的OpenSARship数据集上,展现出了较强的鲁棒性和泛化性。

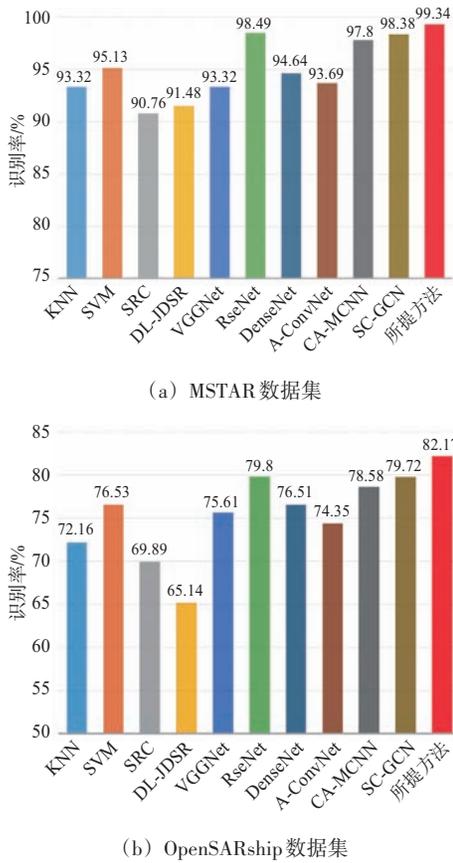


图7 识别结果

2.4 消融实验

本节基于MSTAR数据对模型进行消融实验,以分析GCN多尺度融合和标签平滑对识别率的影响,实验结果如表4所示。对比前两行,可以发现标签平滑的应用提高了1.44%的准确率。这是因为

为在有限的SAR图像训练数据下,标签平滑可以在一定程度上缓解过拟合现象。同样地,对比第1行和第3行,可发现多尺度GCN融合也能提升识别率,说明了多尺度的融合对SAR图像的特征是有益的。从第1行和第4行可以看出,同时使用多尺度融合和标签平滑,能够较大程度提升识别率,对MSTAR数据的识别率提升约为1.94%。总的来说,在SAR图像识别任务中,多尺度特征融合和标签平滑的结合使用可以有效地提升识别性能。

表4 消融实验

GCN多尺度融合	标签平滑	识别率/%
×	×	97.40
×	√	98.84
√	×	98.88
√	√	99.34

2.5 模型分析

本节仍以MSTAR数据为例,首先进行不同超参数的识别实验,分析图构建阶段不同K值和子图大小对模型识别性能的影响。结果如图8所示。

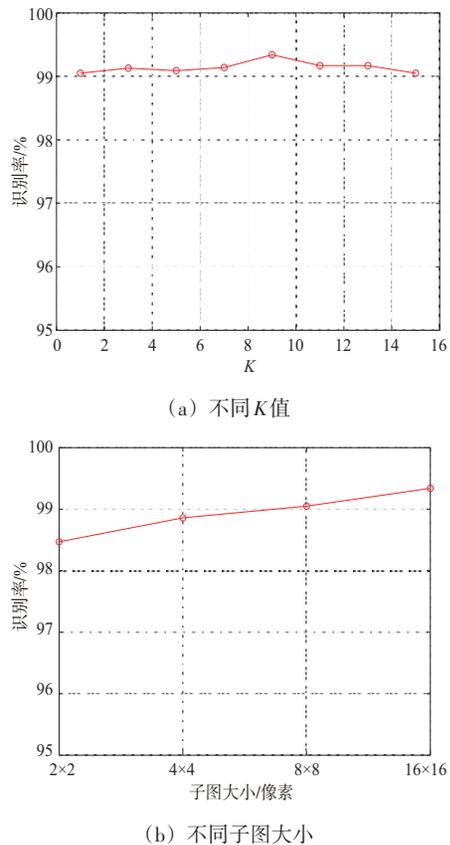


图8 识别率随K构图参数的变化

1) K 值的影响:从图8(a)看出, K 的最优值为9,并且随着 K 值的不同识别率仅有轻微的变化,说明所提方法对 K 值不敏感。

2) 子图大小的影响:从图8(b)可以看出,子图大小的最优值为 16×16 。当它小于 16×16 时,性能明显下降。说明当分割的子图变小时,可能会丢失一些重要的全局信息或者节点间的长距离依赖关系,进而影响模型的性能。

在图1的方案中,CNN模块和GCN模块提取的特征有3种不同的融合方式,接下来分析不同融合方式对识别率的影响。如图9所示,可以发现拼接融合是最优的。这是因为加性和乘性融合在融合时更改了原始特征,可能会破坏特征表示。具体来说,由于加性融合是简单地将两个特征向量相加,这可能会导致某些特征信息被另一种特征所掩盖,从而降低了特征的独立性和多样性。此外,加性融合并没有明确地考虑到特征之间的互相影响,可能导致融合后的特征表达不够优化。而乘性融合它可能会引入非线性,导致特征之间的交互更加复杂。并且乘性融合对于特征的值较小的部分会放大其影响,这可能会导致模型对噪声或不重要的特征过度敏感。相反拼接融合直接将两组特征拼接在一起,保留了两者的所有信息,包括局部和全局特征,提供了更加丰富的特征表示。此时模型可以自由地学习每个特征的权重,从而更好地适应任务需求。这种灵活性使得模型能够更好地捕捉数据之间的复杂关系,提高了模型的性能和泛化能力。

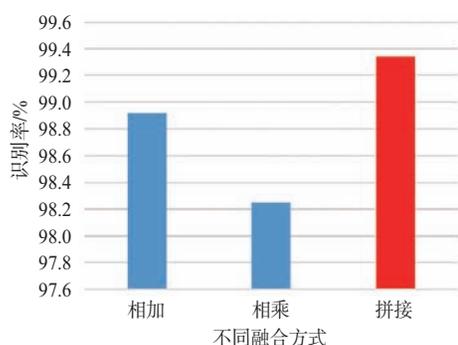


图9 不同融合方式识别结果

3 结束语

为了更有效地利用SAR图像特性,本文结合

GCN与CNN各自的优点,提出了一种基于GCN和CNN联合的SAR ATR方法。通过将多尺度GCN与CNN模块提取的特征融合来增强模型对数据的表征能力,并且采用标签平滑技术以缓解过拟合现象。通过端到端的训练策略联合优化GCN与CNN的参数,实现了两者的相互补充和协同作用,从而达到了高精度的SAR图像目标识别。通过在MSTAR和OpenSARship数据集上的实验验证表明,所提方法在识别性能上优于现有技术,并展现出更加卓越的泛化能力。

未来的工作将探索CNN和GCN提取特征的可视化问题,以增强模型的可解释性和可控性。此外还将集中在GCN的动态学习上,以增强开放集条件下对各种SAR目标的自适应能力,并进一步提高所提方法在不平衡SAR数据集上的鲁棒性。

参考文献:

- [1] QIN Jikai, LIU Zheng, RAN Lei, et al. A Target SAR Image Expansion Method Based on Conditional Wasserstein Deep Convolutional GAN for Automatic Target Recognition[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2022, 15:7153-7170.
- [2] 刘旗,刘永祥,张新禹.基于特征注意力融合元残差网络的小样本SAR目标识别[J].电子学报,2023,51(9):2366-2378.
- [3] 袁雪,韦楠楠,张兴敢.利用低数据率HRRP序列进行弹道中段目标识别[J].雷达科学与技术,2023,21(5):559-567.
- [4] QIN Jikai, LIU Zheng, RAN Lei, et al. An SAR Image Automatic Target Recognition Method Based on the Scattering Parameter Gaussian Mixture Model[J]. Remote Sensing, 2023, 15(15):3800.
- [5] 邢孟道,谢意远,高悦欣,等.电磁散射特征提取与成像识别算法综述[J].雷达学报,2022,11(6):921-942.
- [6] LIU Mengxing, CHEN Shaobo. Multi-Manifold Based Sparse Representation with Application to SAR Target Configuration Recognition[J]. Radio Science, 2022, 57(7):1-11.
- [7] SONG Wanying, QUAN Huan, CHEN Yuang, et al. SAR Image Feature Selection and Change Detection Based on Sparse Coefficient Correlation[C]//2022 17th International Conference on Control, Automation, Robotics and Vision, Singapore:IEEE, 2022:326-329.
- [8] DONG Qin. Recognition Method of Dim and Small Targets

- in SAR Images Based on Machine Vision[J]. International Journal of Advanced Computer Science and Applications, 2022, 13(9):982-990.
- [9] CHEN Sizhe, WANG Haipeng, XU Feng, et al. Target Classification Using the Deep Convolutional Networks for SAR Images[J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 2016, 55:4806-4817.
- [10] LI Jianwei, YU Zhentao, YU Lu, et al. A Comprehensive Survey on SAR ATR in Deep-Learning Era[J]. Remote Sensing, 2023, 15(5):1454.
- [11] 施端阳, 林强, 胡冰, 等. 深度学习在雷达目标检测中的应用综述[J]. 雷达科学与技术, 2022, 20(6):589-605.
- [12] AMRANI Moussa, JIANG Feng. Deep Feature Extraction and Combination for Synthetic Aperture Radar Target Classification [J]. Journal of Applied Remote Sensing, 2017, 11(4):042616.
- [13] BHATTI U A, TANG Hao, WU Guilu, et al. Deep Learning with Graph Convolutional Networks: an Overview and Latest Applications in Computational Intelligence [J]. International Journal of Intelligent Systems, 2023 (1):1-28.
- [14] LI Chen, DU Lan, LI Yi, et al. A Novel SAR Target Recognition Method Combining Electromagnetic Scattering Information and GCN[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2022, 19:1-5.
- [15] LI Liupeng, LIU Jing, SU Liyu, et al. A Novel Graph Metalearning Method for SAR Target Recognition[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2021, 18:1-5.
- [16] YANG Rui, XU Xin, LI Xirong, et al. Learning Relation by Graph Neural Network for SAR Image Few-shot Learning[C]// 2020 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Waikoloa, HI, USA: IEEE, 2020:1743-1746.
- [17] SHI Ji. SAR Target Recognition Method of MSTAR Data Set Based on Multi-Feature Fusion [C]//2022 International Conference on Big Data, Information and Computer Network, Sanya, China:IEEE, 2022:626-632.
- [18] HUANG Lanqing, LIU Bin, LI Boying, et al. OpenSAR-Ship: A Dataset Dedicated to Sentinel-1 Ship Interpretation [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2017, 11(1): 195-208.
- [19] 王艺卉, 闫文君, 段可欣, 等. 基于数据增强的小样本辐射源个体识别方法[J]. 雷达科学与技术, 2024, 22(1):104-110.
- [20] YANG Yinan, QIU Yuxia, LU Chao. Automatic Target Classification-Experiments on the MSTAR SAR Images [C]//Sixth International Conference on Software Engineering, Artificial Intelligence, Networking and Parallel/Distributed Computing and First ACIS International Workshop on Self-Assembling Wireless Network, Towson, MD, USA:IEEE, 2005:2-7.
- [21] SONG Haibo, JI Kefeng, ZHANG Yunshu, et al. Sparse Representation-Based SAR Image Target Classification on the 10-Class MSTAR Data Set[J]. Applied Sciences, 2016, 6(1):1-11.
- [22] SUN Yongguang, DU Lan, WANG Yan, et al. SAR Automatic Target Recognition Based on Dictionary Learning and Joint Dynamic Sparse Representation[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2016, 13: 1777 - 1781.
- [23] ZHAO Dandan, ZHANG Zhe, LU Dongdong, et al. CVGG-Net: Ship Recognition for SAR Images Based on Complex-Valued Convolutional Neural Network[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2023, 20:1-5.
- [24] CHENG Dongdong, DONG Zhangyu, WANG Jun, et al. A Dual-Scale Siamese Densely Connected Network with MRF for SAR Image Classification [J]. Remote Sensing Letters, 2022, 13(3):247-257.
- [25] LI Yi, DU Lan, WEI Di. Multiscale CNN Based on Component Analysis for SAR ATR [J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 2021, 60:1-12.

作者简介:

秦基凯 男, 博士, 主要研究方向为雷达信号处理、雷达目标识别、机器学习、深度学习。

刘 峥 男, 教授, 主要研究方向为雷达信号处理的理论与系统设计、雷达精确制导技术、雷达目标识别、多传感器信息融合。

谢 荣 男, 副教授, 主要研究方向为雷达信号处理的理论与系统设计、雷达精确制导技术、雷达抗干扰技术。

冉 磊 男, 副教授, 主要研究方向为无人机/弹载雷达成像技术、多通道/阵列雷达成像技术、SAR抗干扰成像技术、SAR图像目标检测与识别、雷达信号实时处理系统。

机载双基地雷达杂波模拟方法及杂波特性分析

陈俊先¹, 施龙飞¹, 贾文通², 杨源², 关一夫¹

(1. 国防科技大学电子科学学院 CEMEE 国家重点实验室, 湖南长沙 410073;

2. 中国人民解放军 93975 部队, 新疆乌鲁木齐 830000)

摘要: 机载双基地雷达对目标进行探测时,不同的收发平台几何配置和相对运动状态会导致接收到的杂波信号存在较大差异,从而影响目标的检测结果,因此需要研究不同双基场景下的杂波特性。本文研究了机载双基地雷达杂波模拟方法,对杂波散射单元相对方位角、俯仰角等参数的计算提出了一种更具普适性的方法,在此基础上重点分析了机载双基地雷达几何配置、收发波束指向等因素对杂波特性的影响。最后通过仿真杂波的距离-多普勒二维分布验证了本文所提杂波模拟方法的有效性。

关键词: 机载双基地雷达; 杂波模拟; 杂波特性; 距离-多普勒谱

中图分类号: TN958

文献标志码: A

文章编号: 1672-2337(2024)06-0596-11

引用格式: 陈俊先,施龙飞,贾文通,等. 机载双基地雷达杂波模拟方法及杂波特性分析[J]. 雷达科学与技术, 2024, 22(6): 596-606.

CHEN Junxian, SHI Longfei, JIA Wentong, et al. Clutter Simulation Method and Clutter Characteristic Analysis for Airborne Bistatic Radar[J]. Radar Science and Technology, 2024, 22(6): 596-606.

Clutter Simulation Method and Clutter Characteristic Analysis for Airborne Bistatic Radar

CHEN Junxian¹, SHI Longfei¹, JIA Wentong², YANG Yuan², GUAN Yifu¹

(1. State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environmental Effects on Electronics and Information System, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China; 2. Unit 93975 of PLA, Urumqi 830000, China)

Abstract: When the airborne bistatic radar system detects targets, different geometric configurations and relative motion states of the receiving and transmitting platforms can lead to large differences in received clutter signals, which will affect the detection results of targets. Therefore, it is necessary to study the clutter characteristics in different bistatic conditions. This article studies the clutter simulation method for airborne bistatic radar. A more applicable method for calculating parameters, such as the angle of the clutter cell grids, has been proposed. On this basis, the influence of factors such as geometric configuration of airborne bistatic radar and the direction of the transmitting and receiving beams on clutter characteristics is analyzed. Finally, the effectiveness of the clutter simulation method proposed in this paper is verified by simulating the range-Doppler two-dimensional distribution of the clutter.

Key words: airborne bistatic radar; clutter simulation; clutter characteristics; range-Doppler spectrum

0 引言

相比于单基地雷达,双基地雷达因具有良好的“四抗”(抗摧毁能力、抗电子干扰、抗低空入侵和抗隐形)而广受关注^[1]。但由于双基地雷达收发分置,其杂波特性较单基地雷达更为复杂,因此须深入研究机载双基地雷达杂波特性,才能设计合理的杂波抑制器,进而有效地抑制杂波。而机载双基地雷达系统昂贵的试验代价使其杂波的实测数据难以获得,此时通过杂波模拟来分析杂波特

性成为一种有效的手段。文献[2-8]通过模拟杂波空时二维谱对机载双基地雷达杂波特性进行分析,但未给出等距离环上杂波散射单元回波的模拟方法;文献[9]在考虑海、雨等杂波具有运动速度的情况下,分析了机载双基地雷达杂波的特性,但未考虑距离模糊带来的杂波回波堆积问题;文献[10]针对现代雷达动目标检测大多是从距离-多普勒域分析杂波并进行抑制的特点,提出给定双基探测距离和情况下的杂波模拟方法,但未分析影响杂波特性的因素。

此外,在模拟机载双基地雷达杂波时,需确定杂波散射单元相对于收发平台的位置信息。文献[11]以杂波散射单元相对于接收平台的方位角为参变量,给出了一种在指定坐标系下计算杂波散射单元位置信息的数学方法,但该方法无法确定位于收发平台在地面上投影点之间杂波散射单元的位置信息;文献[12]通过坐标变换的方法确定杂波散射单元在参考坐标系下的位置信息,但在仿真时无法确定所有杂波散射单元的位置信息;文献[13]给出了一种可求解位于收发平台在地面上投影点之间和之外的杂波散射单元相对于收发平台各项参数的计算方法,但建立的几何模型不适用于任意机载双基地几何场景。

本文在考虑距离模糊的情况下,给出了单个杂波散射单元回波模拟方法、探测区域内杂波合成信号的模拟方法,并为任意双基几何场景下计算杂波散射单元相对于收发平台方位角、俯仰角等参数提供了更具有普适性的数学方法。最后通过仿真机载双基地雷达杂波回波讨论了影响杂波特性的因素,为机载双基地雷达目标探测场景下杂波抑制方法的研究提供了重要基础。

1 机载双基地雷达杂波模拟方法

对机载双基地雷达杂波回波进行模拟时,需利用网格映像法将杂波区域划分成杂波散射单元,然后对位于同一等距离椭圆环的各个杂波散射单元回波分别进行模拟,进而通过相干叠加得到该等距离椭圆环的杂波信号。最后,对各距离环的杂波信号进行相干叠加,即可得到探测区域内的杂波信号。图1给出了机载双基地雷达杂波模拟流程图。

从图1可以看出,产生单个杂波散射单元回波是整个杂波模拟流程的关键。由于双基地雷达收发分置,单个杂波散射单元回波的多普勒频率、天线增益的求解变得较为复杂。

后文针对机载双基地雷达杂波仿真流程与单个杂波散射单元回波模拟中的关键步骤进行了阐述:1.1节给出利用网格映像法将杂波区域划分成杂波散射单元的流程;1.2节完成机载双基地雷达

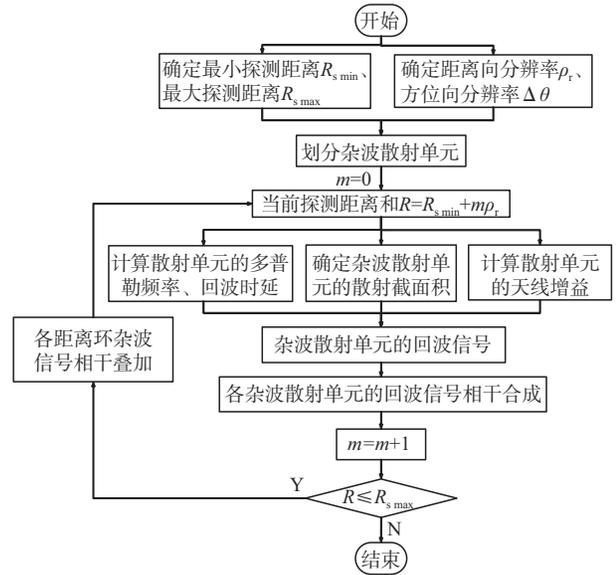


图1 机载双基地雷达杂波仿真流程

的杂波几何模型的建模;1.3节给出杂波散射单元散射截面积的求解公式;1.4节对不同参考系下杂波散射单元坐标的转换问题进行解答;1.5节给出计算单个杂波散射单元回波与杂波信号相干合成的方法;1.6节通过计算机仿真验证了所建立杂波空间几何模型与杂波模拟方法的正确性。

1.1 散射单元的划分

利用网格划分法对杂波散射区域进行划分的方式有两种:距离-多普勒划分法和距离环划分法^[14]。由于第二种方法简单且计算速度快,因此常采用距离环划分法对杂波区域进行划分。距离环划分法是在将杂波区域划分为多个 $\Delta R \times \Delta \theta$ 的网格单元,其中 ΔR 为距离环宽度, $\Delta \theta$ 为方位向间隔。

对于机载双基地雷达而言,通常将距离分辨率作为单位长度对距离环进行划分,以地距分辨率作为距离环宽度,地距分辨率可由距离分辨率计算。若机载双基地雷达发射信号的带宽为 B ,则机载双基地雷达系统的距离分辨率 $\rho_r = c/B$ 。设机载双基地雷达的最小双基探测距离和为 $R_{s,min}$,则第 k 个距离环的范围为 $(R_{s,min} + (k-1)\rho_r, R_{s,min} + k\rho_r)$ 。

图2给出机载双基地雷达地距分辨率与距离分辨率的关系。经一系列推导,可得出机载双基地雷达地距分辨率为 $\Delta R(\theta_R) = \Delta R_r(\theta_R) / \sin \phi^{[15]}$,

其中 $\Delta R_R(\theta_R)$ 为相邻距离环到接收天线的距离增量, ϕ 为接收波束俯角。

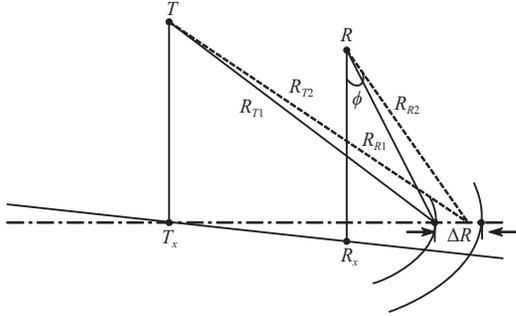


图 2 机载双基地雷达距离分辨特性

为保证多普勒分辨率, 方位向间隔取值需小于 $\Delta\theta = \lambda f_r / 2KV^{[16]}$, 其中 λ 为雷达工作波长, f_r 为脉冲重复频率, K 为相干脉冲数, V 为平台最大移动速度。

1.2 机载双基地雷达杂波几何模型

图 3 为机载双基地雷达的几何模型。假定地面水平, 以接收平台在地面上的投影为坐标原点, 建立 $OXYZ$ 坐标系。图中: T, R 分别代表发射平台和接收平台, 它们的坐标分别为 (T_x, T_y, T_z) 、 (R_x, R_y, R_z) ; R_T, R_R 分别为杂波散射单元 P 到发射平台 T 、接收平台 R 的距离; 双基探测距离和 $R_s = R_T + R_R$; T_{XOY} 为发射平台在地面上的投影; h_T 和 h_R 分别为发射平台与接收平台的飞行高度; L 为双基地基线; L_0 为双基地基线在地面上的投影; V_T, V_R 分别为发射平台、接收平台的飞行速度; δ_T, δ_R 分别为发射平台、接收平台飞行方向相对于基线的方位角; θ_T, θ_R 分别为杂波散射单元相对于发射平台、接收平台的方位角; φ_T, φ_R 分别为杂波散射单元相对于发射平台、接收平台的俯仰角; β 为双基地基角; ψ_T, ψ_R 分别为杂波散射单元相对于发射平台、接收平台的空间锥角; φ 为收发平台连线与 XOY 面的夹角; θ 为收发平台连线在 XOY 面上投影与 X 轴的夹角。

杂波散射单元 P 的多普勒频率为

$$f_d = \frac{V_T}{\lambda} \cos \psi_T + \frac{V_R}{\lambda} \cos \psi_R = \frac{V_T}{\lambda} \cos(\theta_T - \delta_T) + \frac{V_R}{\lambda} \cos(\theta_R - \delta_R) \quad (1)$$

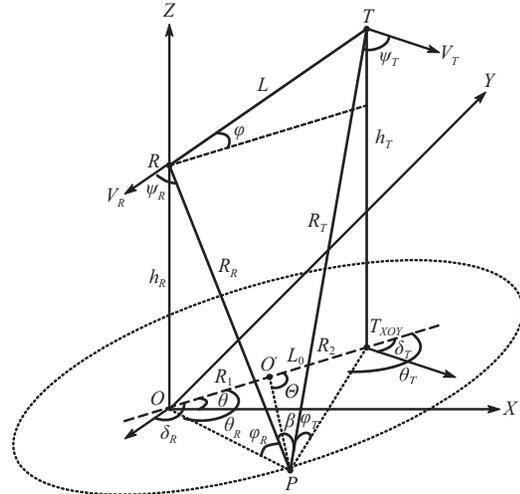


图 3 机载双基地雷达几何模型

杂波回波是接收平台收到所有等距离环上杂波散射单元回波信号的总和, 等距离环是以收发平台为焦点的椭球面与地面的交线(图 3 中的虚线椭圆)。若椭球面与地面有交线, 则双基地探测距离和需满足

$$R_s \geq R_{s, \min} = \sqrt{L^2 + 4h_T h_R} \quad (2)$$

以收发平台为焦点的椭球方程为

$$\frac{[(x - x_0) \cos \theta \cos \varphi + (y - y_0) \sin \theta + (z - z_0) \cos \theta \sin \varphi]^2}{a^2} + \frac{[-(x - x_0) \sin \theta \cos \varphi + (y - y_0) \cos \theta - (z - z_0) \sin \theta \sin \varphi]^2}{b^2} + \frac{[-(x - x_0) \sin \varphi + (z - z_0) \cos \varphi]^2}{b^2} = 1 \quad (3)$$

式中, (x_0, y_0, z_0) 为收发平台连线中点的坐标, $a =$

$$0.5R_s, b = \sqrt{a^2 - 0.25L^2}。$$

对式(3)化简:

$$b^2(x \cos \theta \cos \varphi + y \sin \theta + z \cos \theta \sin \varphi - \xi_x)^2 + a^2(-x \sin \theta \cos \varphi + y \sin \theta - z \sin \theta \sin \varphi - \xi_y)^2 + a^2(-x \sin \varphi + z \cos \varphi - \xi_z)^2 = a^2 b^2 \quad (4)$$

$$\begin{cases} \xi_x = x_0 \cos \theta \cos \varphi + y_0 \sin \theta + z_0 \cos \theta \sin \varphi \\ \xi_y = -x_0 \sin \theta \cos \varphi + y_0 \cos \theta - z_0 \sin \theta \sin \varphi \\ \xi_z = -x_0 \sin \varphi + z_0 \cos \varphi \end{cases} \quad (5)$$

令式(4)中 $z = 0$ 可求得图 3 中虚线椭圆的方程:

$$\begin{aligned} & b^2(x \cos \theta \cos \varphi + y \sin \theta - \xi_x)^2 + \\ & a^2(-x \sin \theta \cos \varphi + y \sin \theta - \xi_y)^2 + \\ & a^2(-x \sin \varphi - \xi_z)^2 = a^2 b^2 \end{aligned} \quad (6)$$

对式(6)进行化简可得

$$Ax^2 + Bxy + Cy^2 + Dx + Ey + 1 = 0 \quad (7)$$

$$\begin{cases} A = \frac{b^2 \cos^2 \theta \cos^2 \varphi + a^2 \sin^2 \theta \cos^2 \varphi + a^2 \sin^2 \varphi}{b^2 \xi_x^2 + a^2 \xi_y^2 + a^2 \xi_z^2 - a^2 b^2} \\ B = \frac{2b^2 \sin \theta \cos \theta \cos \varphi - 2a^2 \sin \theta \cos \theta \cos \varphi}{b^2 \xi_x^2 + a^2 \xi_y^2 + a^2 \xi_z^2 - a^2 b^2} \\ C = \frac{b^2 \sin^2 \theta + a^2 \cos^2 \theta}{b^2 \xi_x^2 + a^2 \xi_y^2 + a^2 \xi_z^2 - a^2 b^2} \\ D = \frac{-2\xi_x b^2 \cos \theta \cos \varphi + 2\xi_y a^2 \sin \theta \cos \theta + 2\xi_z a^2 \sin \varphi}{b^2 \xi_x^2 + a^2 \xi_y^2 + a^2 \xi_z^2 - a^2 b^2} \\ E = \frac{-2\xi_x b^2 \sin \theta - 2\xi_y a^2 \cos \theta}{b^2 \xi_x^2 + a^2 \xi_y^2 + a^2 \xi_z^2 - a^2 b^2} \end{cases} \quad (8)$$

则虚线椭圆中心 O' 的坐标为

$$\begin{cases} O'_x = \frac{BE - 2CD}{4AC - B^2} \\ O'_y = \frac{BD - 2AE}{4AC - B^2} \end{cases} \quad (9)$$

由式(9)可得图3中虚线椭圆中心 O' 在参考坐标系下的坐标 (O'_x, O'_y) , 则 O' 到参考坐标系原点的距离 $R_1 = \sqrt{O'^2_x + O'^2_y}$ 、 O' 到发射平台在地面上投影 T_{x0y} 的距离 $R_2 = O'T_x - R_1$ 。

设 O' 与杂波散射单元 P 的距离为 R , O' 与杂波散射单元 P 连线与 L_0 的夹角为 Θ , 由几何关系可得

$$a_0 R^2 + a_1 R + a_2 = 0 \quad (10)$$

$$\begin{cases} a_0 = 4 \cos^2 \Theta (R_1 + R_2)^2 - 4R_s \\ a_1 = 4(R_s^2 + R_1^2 + R_2^2 - R_2^2 - T_z^2)(R_1 + R_2) - 8R_s^2 R_1 \cos \Theta \\ a_2 = (R_s^2 + R_1^2 + R_2^2 - R_2^2 - T_z^2)^2 - 4R_s^2 (R_1^2 + R_2^2) \end{cases} \quad (11)$$

求解方程(10), 可以得到杂波散射单元 P 至虚线椭圆中心 O' 的距离 R , 再根据正余弦定理可求解杂波散射单元相对于收发平台的斜距、方位角、俯仰角等参数, 进而由式(1)求解杂波散射单元所对应的多普勒频率。

1.3 杂波散射单元的散射截面积

杂波散射单元的散射截面积 σ 等于杂波散射单元的面积 S 在接收平台方向上的散射能量, 即

$$\sigma = \sigma^0 S \quad (12)$$

式中: σ^0 为杂波散射单元的后向散射系数; $S = c\tau R_R \theta_{R,3\text{dB}} / 2 \cos^2(0.5\beta)^{[17]}$, c 为光速, τ 为脉压后的雷达脉冲宽度, $\theta_{R,3\text{dB}}$ 为接收波束的 3 dB 波束宽度。

通过对实测数据进行拟合, 人们总结出了适用于不同场景的杂波后向散射系数经验模型, 如修正等 γ 模型、Morchin 模型等。在本文后续仿真中选用 Morchin 模型对杂波后向散射系数进行拟合。Morchin 模型的数学表达式如下^[18]:

$$\sigma^0(r) = \frac{A\sigma_c^0 \sin \theta_g}{\lambda} + u (\cot \beta_0)^2 \exp \left[\frac{\tan^2(B - \theta_g)}{\tan^2 \beta_0} \right] \quad (13)$$

式中, λ 为雷达工作波长, θ_g 为擦地角。参考文献[19]中给出了海杂波、高山、沙漠等场景下 A 、 β_0 、 B 、 σ_c^0 、 u 的取值, 在此不再赘述。

1.4 天线增益计算

对机载双基地雷达杂波进行模拟时, 天线增益会影响杂波散射单元的回波幅度, 因此需通过坐标转换将杂波散射单元在 1.2 节所建立参考坐标系下的坐标变换到收发天线坐标系中, 进而求解收发天线对各杂波散射单元的增益。

坐标转换可分为坐标平移和坐标旋转两步进行: 坐标平移是指将参考坐标系的坐标原点平移至天线坐标系的坐标原点, 在数学上表现为对杂波散射单元的坐标减去参考坐标系原点在参考系下的坐标; 坐标旋转是指将平移后的参考系绕其各坐标轴旋转, 使得旋转后的参考系与天线坐标系重合, 在数学上表现为对杂波散射单元的坐标左乘一个坐标转换矩阵^[20]。

求得杂波散射单元在天线坐标系下的坐标后, 结合天线方向图函数可对各杂波散射单元的天线增益进行计算。需强调的是, 由于机载双基地雷达收发分置, 因此需将杂波散射单元在参考坐标系下的坐标分别转换至发射平台与接收平台的天线坐标系中计算天线增益。

1.5 杂波相干合成

在1.1~1.4节的基础上,本节根据雷达方程对杂波散射单元的回波幅度进行计算,并给出单个杂波散射单元回波与探测区域内杂波信号的数学表达式。

由雷达方程可知,杂波散射单元的回波幅度为

$$A = \sqrt{\frac{P_T G_T(\theta'_T, \varphi'_T) G_R(\theta'_R, \varphi'_R) \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R_T^2 R_R^2 L_s}} \quad (14)$$

式中: P_T 为雷达发射功率; $G_T(\theta'_T, \varphi'_T)$ 为发射增益; (θ'_T, φ'_T) 为杂波散射单元在发射天线坐标系下的方位角、俯仰角; $G_R(\theta'_R, \varphi'_R)$ 为增益, (θ'_R, φ'_R) 为杂波散射单元在接收天线坐标系下的方位角、俯仰角; σ 为杂波散射单元的散射截面积; L_s 为雷达发射接收综合损耗。

设雷达发射信号为 $S_T(t)$,则杂波散射单元的回波信号为

$$S(t) = AS_T(t - \tau) e^{-j2\pi f_d(t - \tau)} \quad (15)$$

式中, $\tau = R_T + R_R/c$ 为回波延时, f_d 为杂波散射单元的多普勒频率。

由于机载双基地雷达的探测距离一般都大于最大不模糊距离 R_u ,因此某一距离环的杂波信号应是多个距离环杂波信号的叠加。设第 m 个距离环中第 n 个杂波散射单元的回波为 $S_{mn}(t)$,则该距离环的杂波为

$$S_m(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{n=1}^N S_{mnl}(t) \quad (16)$$

式中, $N = \text{int}(2\pi/\theta)$ 为距离环中包含的杂波散射单元个数, $L = \text{int}[(R_{s,\max} - R_{s,\min})/R_u]$ 为模糊椭圆环个数, $R_{s,\max}$ 为最大双基探测距离和, $\text{int}(\cdot)$ 为取整函数。

将探测区域内所有距离环的杂波信号进行相干叠加,可得到整个探测区域的杂波信号:

$$S_R(t) = \sum_{m=1}^M S_m(t) \quad (17)$$

式中, M 为距离环的数目。

在1.1~1.5节中对机载双基地雷达杂波模拟方法及其关键步骤进行了详细阐述。为验证建立的杂波空间几何模型与杂波模拟方法的正确性,本文在1.6节中进行了仿真验证。

1.6 仿真验证

1.6.1 杂波空间几何模型验证

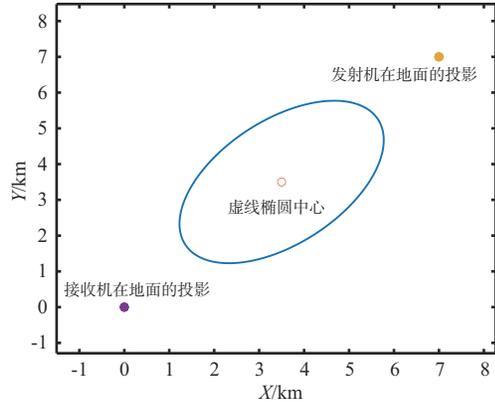
本节给定双基地雷达的几何配置,通过仿真机载双基地雷达杂波的等距离环与角度-多普勒迹,验证了2.2节中杂波空间几何模型的正确性。

机载双基地雷达系统几何配置如表1所示。

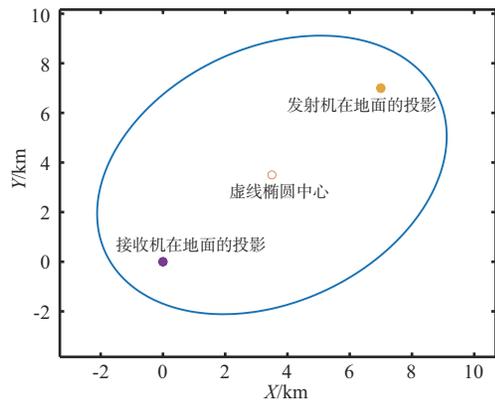
表1 机载双基地雷达几何配置参数

参数名称	量值
发射平台坐标/km	(7,7,6)
发射平台飞行速度/(m·s ⁻¹)	150
接收平台坐标/km	(0,0,3)
接收平台飞行速度/(m·s ⁻¹)	150

由式(2)可知,若以收发平台为焦点的椭球面与 XOY 面存在交线,则双基探测距离和需大于11.6 km。图4给出了双基探测距离和为12 km、15 km时,以收发平台为焦点的椭球面与 XOY 面的交线。从图4可以看出,文中所提的方法可求解位于任意等距离椭圆环的杂波散射单元的位置信息。



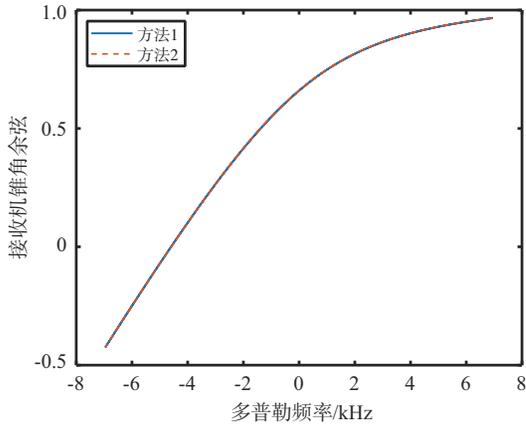
(a) $R_{\text{sum}} = 12 \text{ km}$



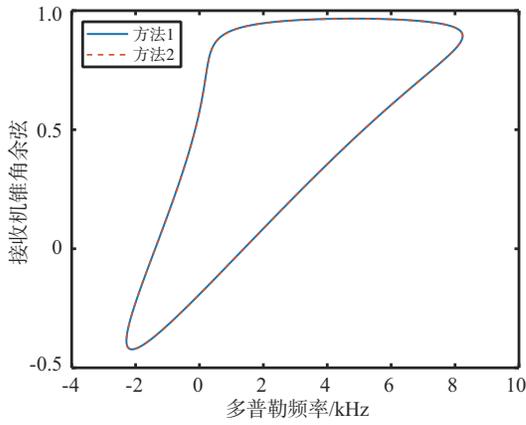
(b) $R_{\text{sum}} = 15 \text{ km}$

图4 参考坐标系下以收发平台为焦点的椭球与 XOY 面的交线

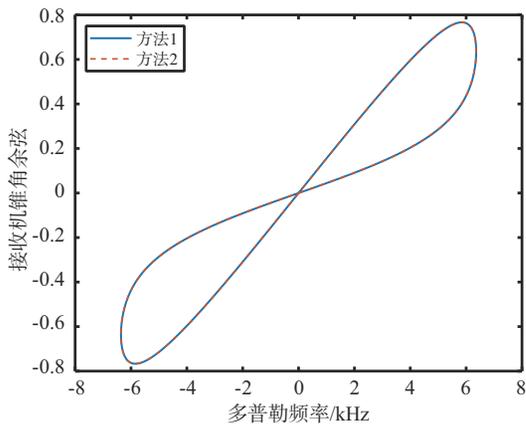
使用文中所提方法与参考文献[11]中所提方法对不同收发平台航向配置下的角度-多普勒轨迹进行仿真对比,结果如图5所示。图中:方法1代表使用本文中所提方法仿真得到的杂波角度-多普勒迹;方法2代表使用参考文献[11]中所提方法仿真得到的杂波角度-多普勒迹。



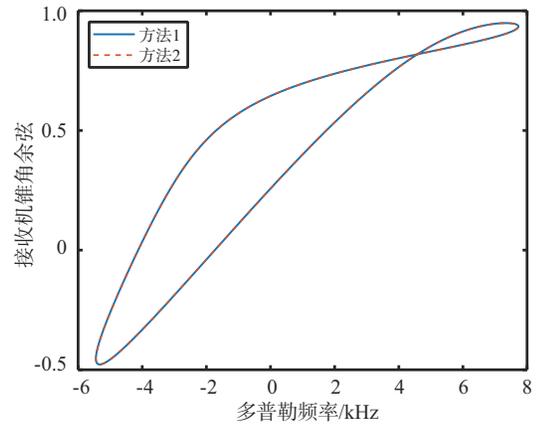
(a) 航向一致



(b) 航向垂直



(c) 航向平行

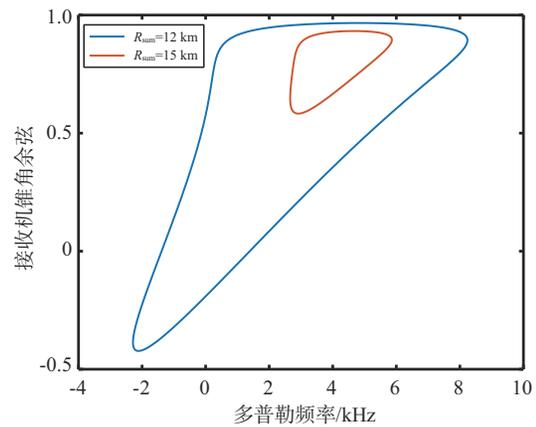


(d) 航向交叉

图5 不同几何场景下杂波角度-多普勒迹对比分析($R_{sum} = 15 \text{ km}$)

从图5可以看出,通过2.1节中所给出方法仿真得到的角度-多普勒迹与使用参考文献中所提方法得到的角度-多普勒迹一致,进一步证明了2.1节中双基地杂波空间几何模型的正确性。

参考文献所提方法假定杂波散射单元相对于接收平台的方位角 θ_r 从0到 2π 线性变化。当收发平台位于等距离椭圆环外侧时, θ_r 不再满足假设条件,此时参考文献所提方法不再适用。文中所提方法以等距离椭圆环中心与双基地基线在地面的投影之间的夹角为参变量,可求解位于任意等距离椭圆环的杂波-多普勒迹。仿真 $R_{sum} = 15 \text{ km}$ 、 12 km 时的杂波角度-多普勒迹如图6所示,其中: $R_{sum} = 12 \text{ km}$ 时,收发平台位于等距离椭圆环内侧; $R_{sum} = 15 \text{ km}$ 时,收发平台位于等距离椭圆环外侧。



(a) 航向垂直

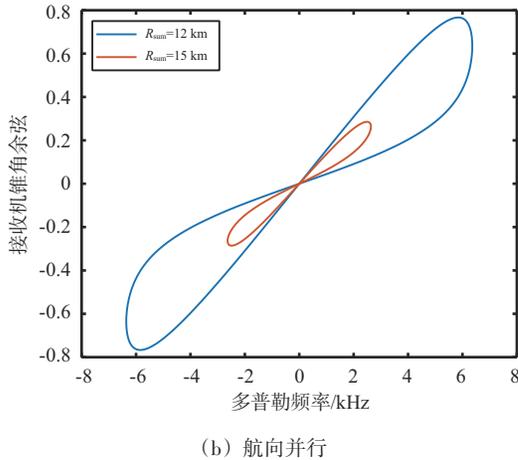


图6 不同探测距离和下的杂波角度-多普勒轨迹

1.6.2 杂波回波产生

本节给定机载双基地雷达的几何配置与收发平台的工作参数,通过仿真探测区域内的杂波距离-多普勒二维谱验证杂波模拟方法的正确性。

发射平台仿真参数设置如下:飞行高度 $h_T = 3$ km,飞行速度 $V_T = 150$ m/s,偏航角 $\delta_T = 0^\circ$,发射功率 $P_T = 15$ kW,发射天线方向图采用辛克函数,发射天线增益 $G_{T0} = 50$ dB,发射波束方位向指向 $\alpha_T = 60^\circ$,发射波束俯仰向指向 $\beta_T = 60^\circ$,发射波束方位向零点波束宽度 $\theta_{OT} = 20^\circ$,发射波束俯仰向零点波束宽度 $\varphi_{OT} = 20^\circ$,发射线性调频信号,信号带宽 $B = 4$ MHz,脉冲重复频率 $T_r = 20$ kHz,信号占空比 $D = 0.5$ 。

接收平台仿真参数设置如下:飞行高度 $h_R = 3$ km,飞行速度 $V_R = 150$ m/s,偏航角 $\delta_R = 0^\circ$,接收天线方向图采用辛克函数,接收天线增益 $G_{R0} = 50$ dB,接收波束方位向指向 $\alpha_R = 28^\circ$,接收波束俯仰向指向 $\beta_R = 43^\circ$,接收波束方位向零点波束宽度 $\theta_{OR} = 10^\circ$,接收波束俯仰向零点波束宽度 $\varphi_{OR} = 10^\circ$ 。

双基地系统的仿真参数设置如下:基线长度 $L = 2$ km,初始距离和 $R_{s,min} = 6.4$ km,最大作用距离和 $R_{s,max} = 100$ km,雷达发射接收综合损耗 $L_s = 10$ dB。

此时收发主波束指向同步,理论上回波信号中只存在一个位于(7.87 km, 4.49 kHz)(前者为主瓣杂波中心所对应的探测距离和,后者为主瓣杂波中心所对应的多普勒频率)附近的主瓣杂波。

仿真给定机载双基地雷达几何配置与收发平台工作参数下的杂波距离-多普勒谱如图7所示。

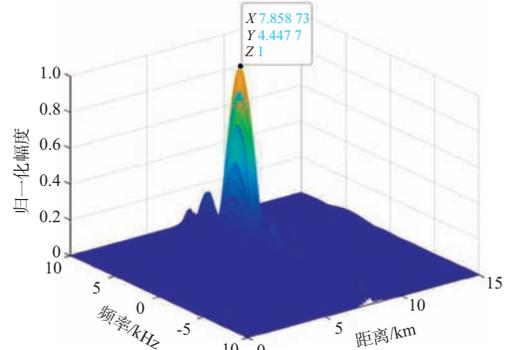


图7 杂波的距离-多普勒二维谱

从图7可知,杂波谱中只存在一个位于(7.85 km, 4.46 kHz)附近的主瓣杂波,仿真结果与理论分析一致,验证了杂波仿真流程的正确性和有效性。

2 杂波特性影响分析

由于不同的杂波类型、机载双基地雷达参数会导致杂波特性存在差异,因此需要分析不同场景下机载双基地雷达杂波的特性。

不同的杂波类型对杂波回波的影响主要体现在杂波后向散射系数上。大量实测数据表明,杂波后向散射系数与地形、雷达波段等因素有关。目前国内外学者已提出了许多的后向散射系数经验模型对特定场景下的杂波后向散射系数进行拟合。由于已有大量文献^[21-26]分析了不同类型杂波的特性,因此在第2节中未讨论杂波类型对杂波特性的影响。

机载双基地雷达参数对双基地雷达杂波特性的影响主要体现在双基地雷达的空间几何配置、载机速度、收发天线波束指向上:不同的空间几何配置、载机速度会导致各个杂波散射单元的回波具有不同的多普勒频率;收发波束是否同步照射会影响杂波回波中主瓣杂波的个数。本节在第1节给出机载双基地雷达杂波模拟方法的基础上,通过仿真不同场景下的机载双基地雷达杂波回波,分析机载双基地雷达的收发波束指向、空间几何配置、飞行速度对杂波特性的影响。

2.1 波束指向的影响

图8给出了机载双基地雷达杂波生成示意图。

由于收发平台分置,若收发主波束指向同步,则杂波回波信号中只存在一个由发射波束主瓣发射、接收主瓣接收的主瓣杂波。若收发主波束指向未同步,理论上会产生两个杂波能量峰值,一个是由发射波束主瓣发射的能量进入接收波束旁瓣产生,另一个由发射波束旁瓣发射的能量进入接收波束主瓣产生。

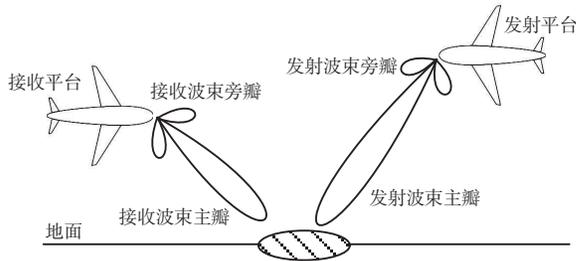
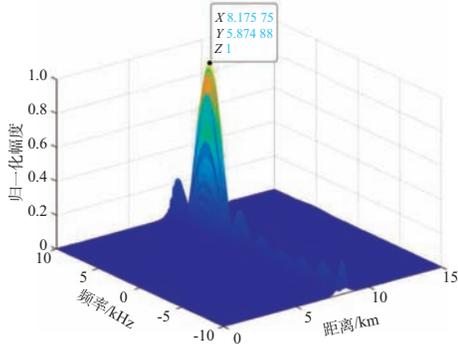


图8 机载双基地雷达杂波生成示意图

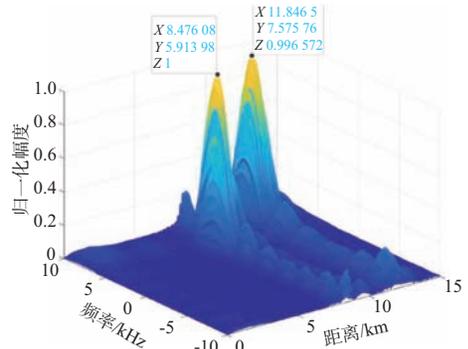
收发波束指向同步时的指向取值如下:发射波束指向为 $(30^\circ, 60^\circ)$ (前者为方位向指向,后者为俯仰向指向),接收波束指向为 $(14^\circ, 40^\circ)$ 。此时存在一个位于 $(8.15 \text{ km}, 5.88 \text{ kHz})$ 附近的主瓣杂波。

收发波束指向未同步时的指向取值如下:发射波束指向为 $(30^\circ, 60^\circ)$,接收波束指向为 $(24^\circ, 26^\circ)$ 。此时两个主瓣杂波中心所对应的探测距离和分别为 8.16 km 、 12.1 km ,由式(1)可知,两个主瓣杂波中心对应的多普勒频率分别为 5.88 kHz 、 7.50 kHz 。

仿真杂波的距离-多普勒谱如图9所示。从图9可知,若收发波束指向同步,杂波谱中只存在一个位于 $(8.17 \text{ km}, 5.87 \text{ kHz})$ 附近的主瓣杂波。若收发波束指向未同步,杂波谱中存在两个主瓣杂波,一个主瓣杂波位于 $(8.47 \text{ km}, 5.91 \text{ kHz})$ 附近,另一个主瓣杂波位于 $(11.8 \text{ km}, 7.57 \text{ kHz})$ 附近,仿真结果与理论分析一致。



(a) 收发波束指向同步



(b) 收发波束指向未同步

图9 不同收发波束指向配置下的距离-多普勒二维杂波谱

2.2 收发平台几何配置的影响

由式(1)可知,杂波散射单元所具有的多普勒频率会随着收发平台的飞行航向配置的变化而变化。下面选择4种典型的几何配置情况,通过仿真探测区域内的杂波距离-多普勒二维谱分析收发平台几何配置对杂波回波多普勒特性的影响。

收发波束指向设置如下:发射波束方位向指向 $\alpha_T = 30^\circ$,发射波束俯仰向指向 $\beta_T = 60^\circ$,接收波束方位向指向 $\alpha_R = 14^\circ$,接收波束俯仰向指向 $\beta_R = 40^\circ$ 。此时收发波束指向同步,杂波信号中只存在一个主瓣杂波。主瓣杂波中心所对应的探测距离和约为 8.15 km 。

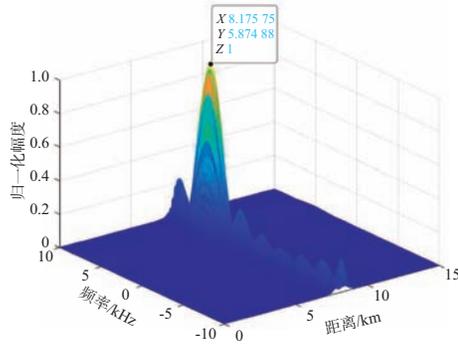
设置收发平台航向如表2所示。由式(1)可知,4种典型的几何配置场景下主瓣杂波中心的多普勒频率分别为 5.88 、 4.97 、 2.17 和 6.33 kHz 。

表2 收发平台航向取值

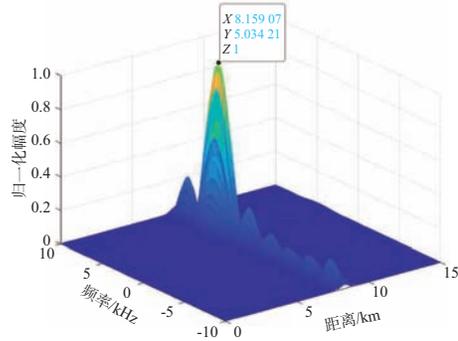
几何配置场景	发射平台偏航角/ $^\circ$	接收平台偏航角/ $^\circ$
场景1	0	0
场景2	90	0
场景3	90	90
场景4	30	14

仿真不同几何配置场景下杂波的距离-多普勒谱如图10所示。从图中可以看出,4种典型几何配置情况下的杂波回波中只存在一个位于探测距离和约为 8.15 km 处的主瓣杂波。4种典型几何配置情况下的主瓣杂波中心所对应的多普勒频率分别为 5.87 、 5.03 、 2.26 和 6.32 kHz ,仿真结果与理论分析一致。从仿真结果可以看出,虽然收发波束指

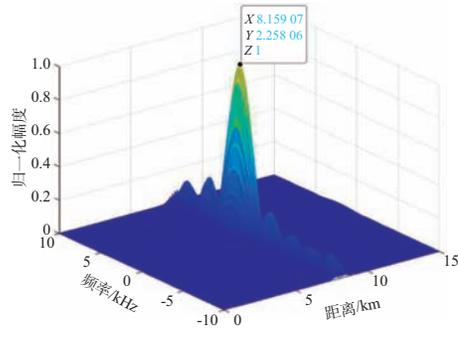
向同一杂波散射单元,但收发平台的几何配置不同,主瓣杂波峰值所对应的多普勒频率不同。



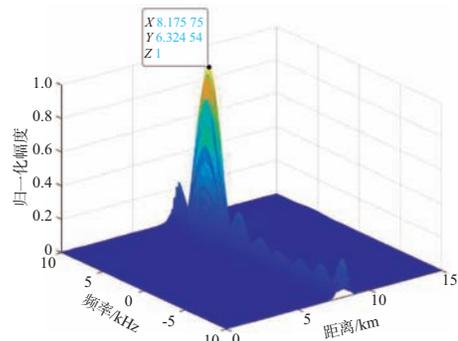
(a) 几何场景 1



(b) 几何场景 2



(c) 几何场景 3



(d) 几何场景 4

2.3 载机速度的影响

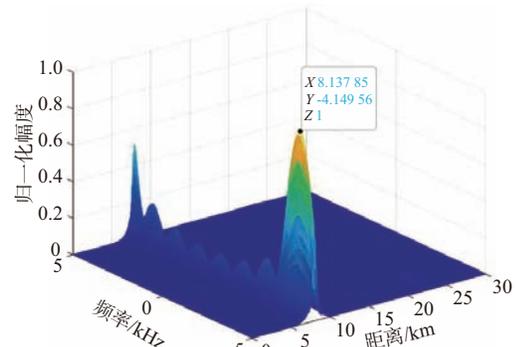
由式(1)可知:改变收发平台的飞行速度,杂波散射单元所具有的多普勒频率也会改变;若收发平台与杂波散射单元之间的空间锥角的余弦值不同,分别改变收发平台的飞行速度对杂波散射单元所具有的多普勒频率影响不同。因此需要分析载机速度对杂波回波多普勒特性的影响。

收发波束指向设置如下:发射波束方位向指向 $\alpha_T = 30^\circ$,发射波束俯仰向指向 $\beta_T = 60^\circ$,接收波束方位向指向 $\alpha_R = 14^\circ$,接收波束俯仰向指向 $\beta_R = 40^\circ$ 。设置收发平台飞行速度如表 3 所示。

表 3 收发平台飞行速度取值

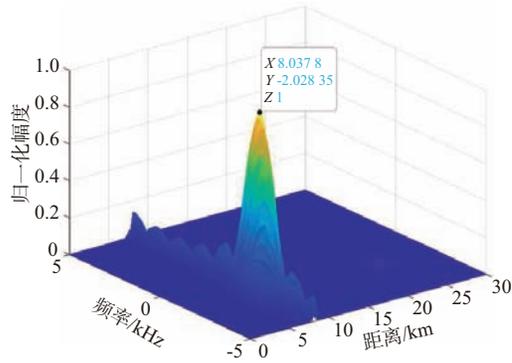
收发平台飞行速度配置	发射平台飞行速度/($\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$)	接收平台飞行速度/($\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$)
配置 1	150	150
配置 2	300	150
配置 3	150	300
配置 4	300	300
配置 5	480	480
配置 6	700	700

仿真不同收发平台飞行速度配置下杂波的距离-多普勒谱如图 11 所示。对比图 11(a)、(b)、(c) 可知,由于主瓣杂波中心所对应的杂波散射单元相对于收发平台的空间锥角的余弦值不同,分别将收发平台的飞行速度增大相同数值时主瓣杂波中心所具有的多普勒频率变化情况不同。对比图 11(a)、(d)、(e)、(f) 可知,随着收发平台速度的增大,旁瓣杂波在频率上混叠愈发严重,导致旁瓣杂波强度增大。

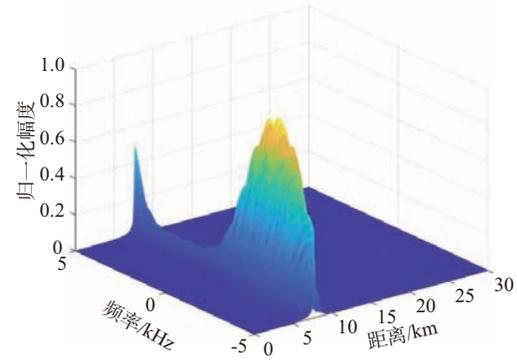


(a) 配置 1

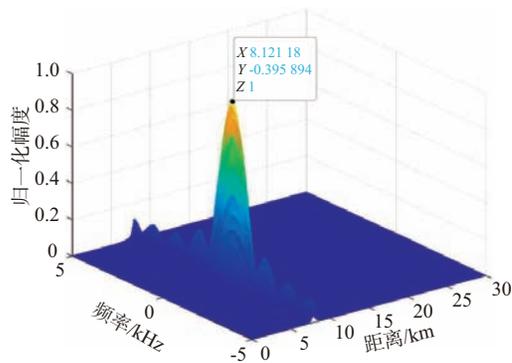
图 10 不同几何场景下的距离-多普勒二维杂波谱



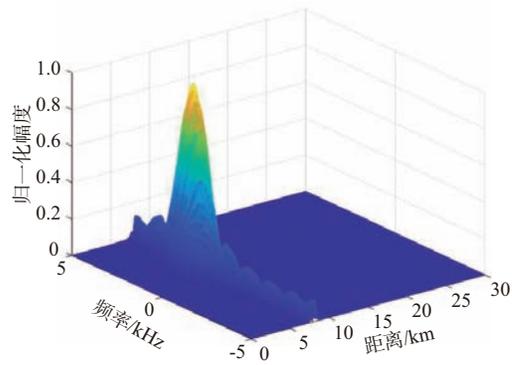
(b) 配置2



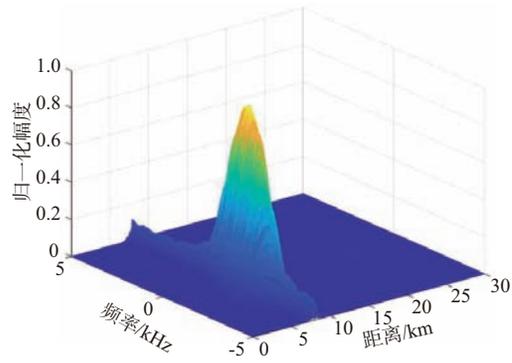
(f) 配置6



(c) 配置3



(d) 配置4



(e) 配置5

图11 不同载机速度下的距离-多普勒二维杂波谱

3 结束语

本文研究了机载双基地雷达杂波模拟问题,给出了机载双基地雷达杂波模拟方法,并针对杂波散射单元相对于收发平台的方位角、俯仰角等参数给出了一种更具有普适性的求解方法。通过仿真分析了机载双基地雷达空间几何配置、收发波束指向、收发平台飞行速度等因素对杂波特性的影响,为机载双基地雷达探测场景下杂波抑制方法研究提供了重要基础。

参考文献:

- [1] 夏德平. 机载双基地极化雷达系统研究[D]. 西安:西安电子科技大学,2022.
- [2] KLINTBERG J, MCKELVEY T, DAMMERT P. A Parametric Approach to Space-Time Adaptive Processing in Bistatic Radar Systems[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2022, 58(2):1149-1160.
- [3] 王安安, 谢文冲, 陈威, 等. 双基地机载雷达杂波和主瓣压制干扰抑制方法[J]. 系统工程与电子技术, 2023, 45(3):699-707.
- [4] XIONG Yuanyi, XIE Wenchong. Non-Stationary Clutter Suppression Method for Bistatic Airborne Radar Based on Adaptive Segmentation and Space-Time Compensation [J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2021, 15(9):1001-1015.
- [5] 岳琦, 吕晓德, 杨璟茂, 等. 机载双基雷达3D-STAP杂波抑制方法[J]. 雷达科学与技术, 2018, 16(4):416-422.
- [6] MALANOWSKI M, RYTEL-ANDRIANIK R, KULPA K, et al. Geometric Clutter Analysis for Airborne Passive Coherent Location Radar[J]. IEEE Trans on Geoscience and

- Remote Sensing, 2022, 60:1-14.
- [7] WANG Yi, ZHU Shengqi, HE Xiongpeng, et al. A Range-Ambiguous Clutter Suppression Method via EPC-MIMO Bistatic Airborne Radar [C]//2022 5th International Conference on Information Communication and Signal Processing, Shenzhen, China: IEEE, 2022:344-348.
- [8] 王悦, 袁俊泉, 黄忠言, 等. 距离模糊下天空双基地预警雷达杂波抑制方法[J]. 雷达科学与技术, 2019, 17(4): 389-395.
- [9] BAE J, PARK S Y. Modeling and Simulation of Airborne Bistatic Radar Clutter [C]//2019 IEEE International Symposium on Phased Array System & Technology, Waltham, USA: IEEE, 2019: 1-5.
- [10] 李迎春, 李景文. 距离门信号级的机载双基雷达地杂波模拟方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2011, 37(1): 25-30.
- [11] 杨璟茂, 吕晓德, 岳琦, 等. 机载双基雷达杂波分类及抑制方法[J]. 雷达科学与技术, 2018, 16(6): 608-614.
- [12] 王慧娟, 汤子跃, 朱振波, 等. 固定坐标系机载双基地雷达杂波建模与特性分析[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2019, 51(5): 110-117.
- [13] 胡滨, 何强, 武亚涛, 等. 机载双基地雷达空时二维杂波建模与特性分析[J]. 空天防御, 2022, 5(1): 37-44.
- [14] 韩琳丽. 机载相控阵雷达杂波模拟与慢速目标检测 [D]. 厦门: 厦门大学, 2021.
- [15] QIAN Guangzhao, WANG Yong. Analysis of Modeling and 2-D Resolution of Satellite-Missile Borne Bistatic Forward-Looking SAR [J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 2023, 61:1-14.
- [16] 赵莹辉. 共形阵机载雷达杂波处理方法研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2022.
- [17] SKOLNIK M I. Radar Handbook [M]. 2nd ed. New York: McGraw-Hill Company, 1990: 940-941.
- [18] 胡伟. 机载相控阵雷达回波模拟及杂波自适应抑制研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2023.
- [19] XIE Mingchi, YI Wei, KONG Lingjiang. Knowledge-Aided Space-Time Adaptive Processing Based on Morchin Model [C]//IET International Radar Conference, Hangzhou, China: IET, 2015:1-6.
- [20] 戴崇. 雷达目标动态 RCS 特性建模方法研究 [D]. 长沙: 国防科技大学, 2013.
- [21] YANG Boyu, JIANG Min, WANG Jianming, et al. Analysis of Cross-Polarized Characteristics of Sea Clutter Based on Airborne Radar Measured Data [C]//2022 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing, Xi'an, China: IEEE, 2022:1-5.
- [22] ANGELLIAUME S, ROSENBERG L, RITCHIE M. Modeling the Amplitude Distribution of Radar Sea Clutter [J]. Remote Sensing, 2019, 11(3):319-342.
- [23] RAHMAN S, VATTULAINEN A, ROBERTSON D A. Amplitude Characteristics of Littoral Sea Clutter Data at K-Band and W-Band [C]//2022 IEEE Radar Conference, New York, USA: IEEE, 2022:1-6.
- [24] WATTS S, ROSENBERG L. Challenges in Radar Sea Clutter Modelling [J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2022, 16(9):1403-1414.
- [25] CAO Chenghui, ZHANG Jie, ZHANG Xi, et al. Modeling and Parameter Representation of Sea Clutter Amplitude at Different Grazing Angles [J]. IEEE Journal on Miniaturization for Air and Space Systems, 2022, 3(4):284-293.
- [26] SONG Jie, XIONG Wei, CHEN Xiaolong, et al. Experimental Study of Maritime Moving Target Detection Using Hitchhiking Bistatic Radar [J]. Remote Sensing, 2022, 14(15):3611-3635.

作者简介:

陈俊先 男, 硕士研究生, 主要研究方向为雷达信号处理、新体制雷达信号处理算法。

施龙飞 男, 博士, 教授, 主要研究方向为雷达信号处理、雷达对抗技术。

贾文通 男, 高级工程师, 主要研究方向为雷达系统建模与性能分析。

杨源 男, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向为雷达系统建模与性能分析。

关一夫 男, 博士, 工程师, 主要研究方向为分布式探测技术、新体制雷达信号处理算法。

DOI:10.3969/j.issn.1672-2337.2024.06.003

非周期性瓦片在有限视场相控阵中的应用

强云飞^{1,2}, 汪伟³, 伍瑞新², 方小川⁴

(1. 中国电子科技集团公司第三十八研究所, 安徽合肥 230088; 2. 南京大学, 江苏南京 210023;
3. 安徽省天线与微波工程实验室, 安徽合肥 230088; 4. 伦敦玛丽女王大学, 英国伦敦 E1 4NS)

摘要: 本文提出了一种基于非周期瓦片(又称“Einstein”瓦片)的天线阵面密铺方法。由于非周期瓦片结构具有天然的非对称性,可以有效抑制大间距稀疏阵面的栅瓣电平。该天线阵面布局的显著优势在于,仅凭一种非周期瓦片便能实现平面阵列的无交叠、无间隙拼接,且无需依赖复杂的优化算法即可实现密铺布局。相比之下,传统周期瓦片的布局通常需要借助复杂的优化算法,这使得本文提出的方法在降低优化成本方面具备明显优势。此外,只需对瓦片内少数天线单元的位置进行优化,即可获得优异的栅瓣抑制效果。对于有限视场扫描雷达而言,本文提出的阵面布局方法极具吸引力。文中详细描述了天线阵面的布局方案及栅瓣抑制制度,并通过仿真计算验证了该方法的可行性。

关键词: 非周期瓦片; 栅瓣抑制; 有限视场; 相控阵天线

中图分类号: TN821+.8 文献标志码: A 文章编号: 1672-2337(2024)06-0607-06

引用格式: 强云飞, 汪伟, 伍瑞新, 等. 非周期性瓦片在有限视场相控阵中的应用[J]. 雷达科学与技术, 2024, 22(6):607-612.

QIANG Yunfei, WANG Wei, WU Ruixin, et al. Application of Aperiodic Tiles in Limited Field-of-View Phased Array[J]. Radar Science and Technology, 2024, 22(6):607-612.

Application of Aperiodic Tiles in Limited Field-of-View Phased Array

QIANG Yunfei^{1,2}, WANG Wei³, WU Ruixin², FANG Xiaochuan⁴

(1. The 38th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Hefei 230088, China; 2. Nanjing University, Nanjing 210023, China;
3. Anhui Province Engineering Laboratory for Antennas and Microwave, Hefei 230088, China; 4. Queen Mary University of London, London E1 4NS, U.K.)

Abstract: This article presents a tiling approach for antenna arrays based on aperiodic tiles (also known as “Einstein” tiles). Due to the inherent asymmetry of the aperiodic tile structure, the grating lobe level of the large spacing sparse array can be effectively suppressed. A significant advantage of the antenna array layout is its ability to realize a fully tiled plane with only one type of aperiodic tiles, achieving seamless tiling without overlaps or gaps, and the dense layout can be realized without relying on complex optimization algorithms, which can simplify the design methodology and enhance the overall performance. In contrast, the layout of traditional periodic tiles usually requires complex optimization algorithms, which makes the method proposed in this paper have obvious advantages in reducing optimization costs. In addition, excellent grating lobe suppression effect can be obtained by optimizing the position of a few antenna elements in the tile, and further enhancing the performance of the antenna array. For scanning radar with limited field of view, the array layout method proposed in this paper is highly attractive. The layout scheme of the antenna array and the grating lobe suppression are described in detail, and the feasibility of the method is verified by simulation calculations.

Key words: aperiodic tile; grating lobe suppression; limited field of view; phased array antenna

0 引言

随着需求的推动和技术的发展,相控阵天线在雷达、通信和测控等各个领域得到广泛应用,展现出低/超低副瓣、波束灵活赋形、扫描、多波束以

及易于构建高增益阵面等多种优点^[1]。有限视场扫描雷达,例如同步轨道对地通信雷达^[2]和合成孔径雷达^[3],其波束扫描角度范围很小。为了降低雷达阵面的成本,通常采用单元级/子阵级稀疏或稀疏,然而这种设计可能会导致雷达阵面出现栅瓣

收稿日期: 2024-03-22; 修回日期: 2024-08-21

基金项目: 国家自然科学基金(No.61771237)

现象。

为了解决栅瓣问题,已有许多研究探索了不同的抑制方法,其中一种有效的方法是子阵重叠技术。通过 Butler 矩阵或透镜馈电网络实现子阵重叠,并通过调节子阵内单元的幅度值,形成具有“平顶波瓣”特征的子阵方向图,这在有限扫描条件下能够有效抑制全阵的栅瓣现象^[4]。另一种方法是打破阵因子的周期性,以避免栅瓣位置的能量有效叠加,从而实现栅瓣抑制。常用的破坏子阵周期性的方法包括平移、旋转、错位和不同规模子阵的拼接组合。Hansen 最早提出通过随机化子阵相位中心来破坏周期性结构,从而降低最大栅瓣电平^[5]。采用规则矩形子阵的旋转布阵、不等间距平移或不同大小子阵的随机布阵,都可以有效抑制周期性栅瓣^[6],这一方法在大型相控阵中已得到应用^[7]。此外,文献^[8]通过结合幅度加权优化不同大小的子阵来抑制栅瓣。然而,这些方法往往存在物理口径利用率较低或子阵种类繁多的问题,这不利于低成本工程的实现。

非规则子阵同样能够有效破坏子阵相位中心的周期性,从而抑制栅瓣^[9-16]。Mailloux 等在其研究中首次提出了基于“L”形多米诺骨牌子阵的布阵方法^[9]。尽管子阵形状相同,这有助于降低工程设计难度,但在大规模阵面中对优化算法提出了更高的挑战。为了解决子阵密铺的问题,各种优化算法相继被提出,如遗传算法^[10]、X 算法^[11-12]和凸优化算法^[13-15]等。这些算法在小型或中等规模阵面中表现良好,但对于大规模阵面,随着优化变量的增加,优化时间急剧增加,甚至可能无法收敛。因此,分层子阵的设计策略应运而生^[16]。

以上所有方案均依赖复杂的优化算法进行天线子阵的排布。为降低优化复杂度,一些新颖的无需优化天线子阵位置的布阵方法被提出^[17-19]。例如,文献^[17]提出了一种基于钻石型瓦片的非周期密铺子阵划分技术,采用将圆形天线阵以阵面中心为圆心划分为 N 个全等扇区,并在每个扇区内实现密铺。当 $N=11$ 时,天线阵面的最大副瓣约为 -18 dB。文献^[18]分析了 6 种典型非周期密铺平面阵面的辐射波瓣特性,其中天线单元被放置在片的顶点处。此外,还有基于 Penrose 和 Dan-

zer 密铺的研究^[19],结合优化算法,仅优化每个片内天线单元的位置,在宽带内实现低副瓣,由于优化变量较少,时间成本显著降低。

本文提出了一种新型基于非周期瓦片实现平面密铺的天线阵面。这种阵面具备非周期性和完美填充的特点,不仅充分利用了阵面物理口径,还有效消除了周期性结构带来的栅瓣问题。此外,天线阵面布局无需借助复杂的优化算法,仅需对瓦片内少数天线单元位置进行优化,即可获得良好的效果。

1 非周期单片

自 20 世纪 60 年代初以来,数学家们一直致力于寻找一种非周期瓦片,它能够且仅能实现非周期的平面密铺。这种非周期瓦片被称为“Einstein”,源于德语的“ein stein”,意思是“一块石头”。直到 2023 年 4 月,史密斯等人发现了第一个非周期瓦片,命名为“帽子”瓦片,由 8 个风筝组成。另一种是“乌龟”瓦片,由 10 个风筝组成。非周期性瓦片的发现对数学和其他学科都具有重要意义^[20]。

所述的风筝瓦片,其形状如图 1(a)所示,它是组成非周期瓦片的基本图形。显然,图 1(b)中的非周期瓦片是非对称形状,其镜像图形如图 1(c)所示。值得注意的是,在物理、化学和工程等领域,这两种瓦片是可区分的,但在数学领域,它们的拓扑结构是相同的,可认为是同一种。

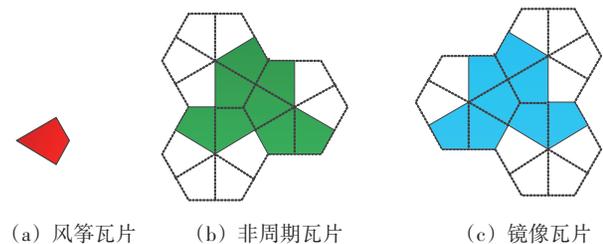


图1 风筝瓦片与非周期瓦片的关系

2 数值仿真分析及验证

2.1 示例 A: 帽子瓦片内包含一个天线单元

对于位于 x - y 面的天线阵,天线阵的波瓣图可以表述为

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N EF_n(\theta, \varphi) A_n \exp(jk(x_n * u + y_n * v)) \quad (1)$$

式中, N 为阵面单元数量, $EF_n(\theta, \varphi)$ 为单元波瓣图, k 为自由空间波数($k = 2\pi/\lambda$), A_n 为第 n 个单元激励电压幅度, (x_n, y_n) 为第 n 个单元的坐标。

对于非周期密铺的相控阵天线阵面, 天线单元的最小间距定义为^[19]

$$d_{\min} = \min(d_n), n=1, 2, \dots, N \quad (2)$$

式中, d_n 为第 n 个天线单元与周围天线单元之间的距离。

天线单元之间的等效间距定义为

$$d_{\text{eq}} = \sqrt{\frac{S_{\text{array}}}{N}} \quad (3)$$

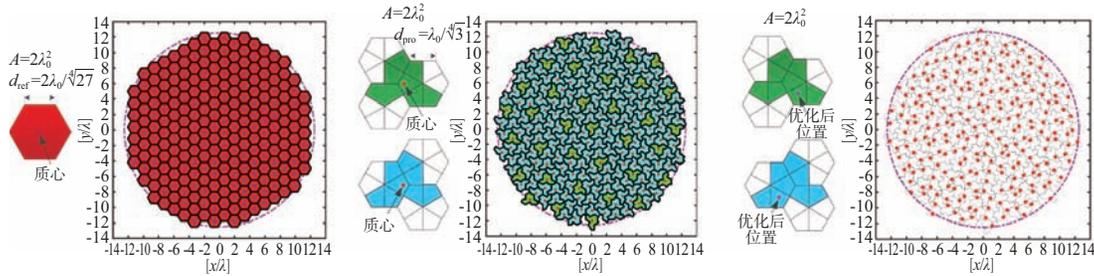
式中 S_{array} 为天线阵面的面积。

本文引入一个六边形瓦片作为参考, 基于六边形瓦片和帽子瓦片密铺的阵面布局分别参见图2(a)和图2(b)。天线阵面为圆形电口径, 直径约为 $25\lambda_0$ 。每个天线单元分别设置在对应瓦片的中心。为了保证两种瓦片的面积均等于 $2\lambda_0^2$, 六边形瓦片和帽子瓦片的边长分别设定为 $2\lambda_0/\sqrt[4]{27}$ 和 $\lambda_0/\sqrt[4]{3}$ 。这两种瓦片对应的有源通道(天线子阵)

数均为 238 个, 每个非周期瓦片对应一个有源通道。由公式(3)可知, 两个阵面中天线单元的等效间距 d_{eq} 也相同。

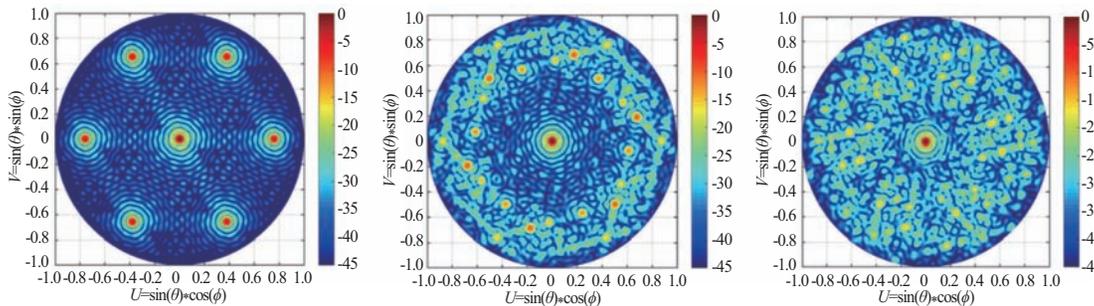
这两种阵面布局的仿真波瓣图参见图3(a)和图3(b), 相应阵面特性如表1所示。由于六边形瓦片密铺的阵面是规则排布, 且相邻单元间距大于 $1\lambda_0$, 因此波瓣图有明显的栅瓣, 最大栅瓣电平为 -3.7 dB。采用帽子瓦片阵面布局, 虽然相邻单元最小间距仍大于 $1\lambda_0$, 但由于帽子瓦片密铺的非周期性, 有效地降低了栅瓣电平, 最大栅瓣电平为 -9.5 dB, 与六边形瓦片密铺的布局相比, 最大栅瓣电平降低了约 5.8 dB, 证明了非周期瓦片在阵因子栅瓣抑制中的有效性。

为了进一步提升栅瓣抑制效果, 采用优化算法对帽子瓦片内的单元位置进行优化。基于优化后的帽子瓦片, 密铺阵面的布局如图2(c)所示, 仿真的波瓣图参见图3(c)。显然, 优化后的栅瓣被进一步打散, 更均匀地分布到整个副瓣空间内, 最大栅瓣电平为 -15 dB, 相比于六边形瓦片密铺阵面, 栅瓣电平降低了 11 dB。



(a) 六边形瓦片质心放置1个单元 (b) 非周期瓦片质心放置1个单元 (c) 优化非周期瓦片1个单元位置

图2 不同的天线阵面布局示意图(天线单元的位置标记为实心点)



(a) 图2(a)对应的波瓣图 (b) 图2(b)对应的波瓣图 (c) 图2(c)对应的波瓣图

图3 图2中不同天线阵面布局对应的仿真波瓣图

表 1 不同天线阵面布局的几何及辐射特性对比

阵面布局	图 2(a)	图 2(b)	图 2(c)
天线子阵数	238	238	238
等效间距(d_{eq})	$1.414\lambda_0$	$1.414\lambda_0$	$1.414\lambda_0$
最小间距(d_{min})	$1.519\lambda_0$	$1.186\lambda_0$	$0.838\lambda_0$
方向性系数/dB	30.90	31.25	31.52
最大栅瓣值/dB	-3.7	-9.5	-15.0

天线阵面的口径利用率计算公式为

$$Eff_{aperture} = \frac{10^{D_0/10}}{(4\pi A/\lambda^2)} \times 100\% \quad (4)$$

式中, D_0 为天线阵面法向最大方向性系数, A 为天线阵口径面积。参见表 1, 优化后的天线阵面的法向方向性系数为 31.52 dB, 经计算可得该天线阵的

口径利用率为 23.7%, 这是由于没有充分利用天线阵面口径。因此, 增加帽子瓦片内的单元数, 可以由包含多个天线单元的子阵代替, 充分利用天线子阵的面积, 对增加天线阵面增益是非常有效的手段。

2.2 示例 B: 帽子瓦片内安置 8 个天线单元

为了提升阵面口径利用率, 在帽子瓦片内安置 8 个天线单元, 采用无源网络合成后与 1 个有源通道连接。首先, 8 个天线单元分别规则地安置在 8 个风筝片的质心处, 基于该帽子瓦片子阵密铺的阵面参见图 4(a), 天线阵面在法向、扫描 10° 和 15° 的仿真波瓣图参见图 4(b)~(d)。

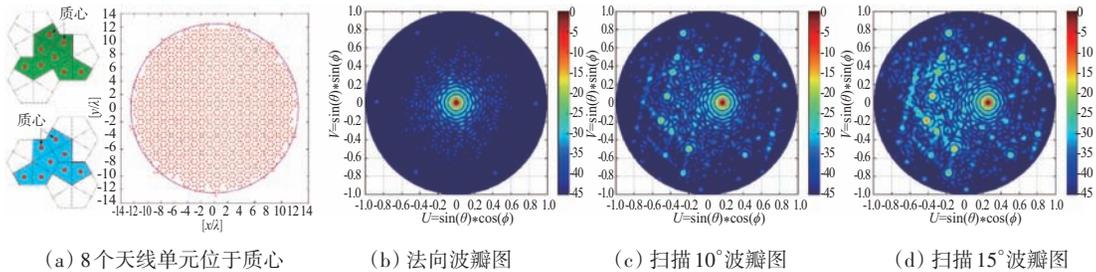


图 4 天线阵面规则布局及波瓣图

如图 5 所示, 对于图 4(a) 的布局, 阵面法向波束的第一副瓣和最大栅瓣值分别约为 -17 dB 和 -35.8 dB, 显然栅瓣得到很好的抑制。当天线阵面扫描角度增加时, 其最大栅瓣值也随之增加, 但第一副瓣的增幅较小; 当波束扫描角度在 13° 左右时, 最大栅瓣与第一副瓣电平值相当; 当波束扫描大于 13° 时, 最大栅瓣电平值大于第一副瓣电平值。

为了进一步提升天线阵面的波束扫描范围, 利用优化算法, 优化 8 个天线单元在对应的风筝片内位置。优化后的帽子瓦片布局见图 6(a), 相应的阵面法向、扫描 10° 和 15° 的仿真波瓣图如图 6(b)~(d) 所示。参见图 5, 相对于图 4(a) 规则阵面布局, 优化后阵面的第一副瓣与其相当, 但是在扫描角 15° 以内, 最大栅瓣增加缓慢, 且栅瓣值低于 -20 dB; 当优

化后阵面的扫描角到 18° 时, 最大栅瓣电平与第一副瓣相当, 显然, 优化后的天线阵面的扫描角得到有效扩展。

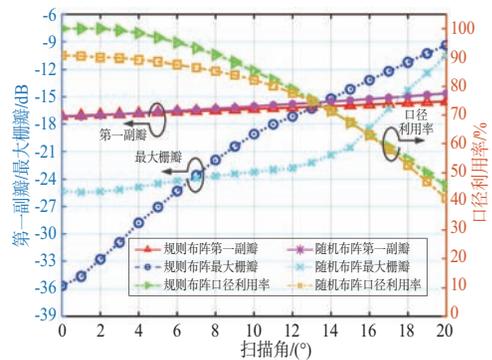


图 5 等加权态, 规则布阵及随机布阵的第一副瓣、最大栅瓣及口径效率的对比

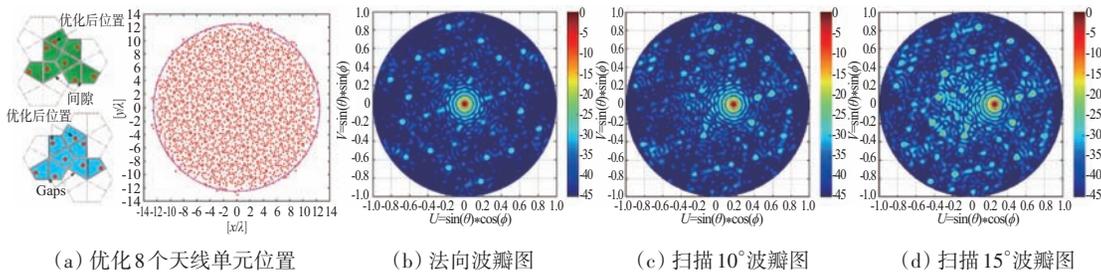


图 6 天线阵面优化布局及波瓣图

另外,优化后的阵面口径利用率约为90%。这主要是由于优化后阵面内各个天线单元的位置分布很不均匀,这会导致天线单元的投影等效面积无法完全覆盖整个天线口径,但是该天线阵面在 $\pm 15^\circ$ 范围内具有更优的栅瓣抑制效果,对于中低轨卫星具有较好的应用前景。

2.3 先进性对比

本文相比于已发表论文的先进性对比参见表2。文献[13,15]中瓦片数量只有一个,对于工程应用是非常具有吸引力,但是天线阵面布局的密铺是基于优化算法对每个子阵的位置进行迭代优化,随着阵面规模扩大,优化变量增加,优化难度会剧增,而本文中天线子阵的排布无须优化,针对不同的扫描范围,仅需对每个子阵(瓦片)内的少数的天线单元位置进行优化。文献[17,21]中的天线

子阵排布也无须依赖辅助的优化算法,布阵简单。但是文献[17]中的钻石形片是属于周期性瓦片,另外,文献[17]中的阵面布局有一个明显的等效中心,由于该天线阵面具有旋转对称性,若天线阵面仅开启部分天线子阵或者工作于多波束模式,其栅瓣抑制能力会降低。而本文中的天线阵面无任何周期性及旋转对称性,可以在仅开启部分的天线子阵或者工作于多波束模式,其仍具有较高的栅瓣抑制能力。文献[21]中天线阵面排布的是由两种瓦片组成的非周期性片组(彭罗斯非周期片组)。综上所述,本文是唯一的基于非周期瓦片密铺的天线阵面。因此,基于非周期瓦片的天线阵布局具有单一的子阵类型和非周期密铺优点,具有很好的栅瓣抑制能力,是一种非常有潜力的阵面设计方案。

表2 先进性对比表

对比项	示例A	示例B	文献[13]	文献[15]	文献[17]	文献[21]
瓦片类型的数量	1	1	1	1	1	2
瓦片的类型	非周期瓦片	非周期瓦片	周期瓦片	周期瓦片	周期瓦片	非周期片组
瓦片/片组的数量	238	238	54	54	242	25/35 [★]
瓦片/片组的面积	$2\lambda^2$	$2\lambda^2$	$2\lambda^2$	$2.3\lambda^2$	$1.87\lambda^2$	$2.1\lambda^2/3.4\lambda^2$ [☆]
副瓣/栅瓣最大值/dB	-15@(0°,0°)	-17.8@(0°,0°)	-9.6 [◆] @(20°,0°)	-15.2 [◆] @(20°,0°)	-18.2@(0°,20°)	-17@(20°,20°)

★:薄瓦片和厚瓦片的数量分别为35和25。

☆:薄瓦片和厚瓦片的数量分别为 $2.1\lambda^2$ 和 $3.4\lambda^2$ 。

◆:方位和俯仰面最大副瓣值。

3 结束语

本文首次提出了一种基于非周期瓦片的密铺平面阵。与传统的非周期片组相比,文中所使用的帽子形非周期瓦片仅需一种类型,这在工程应用中具有显著优势。相较于传统的周期瓦片,本文提出的非周期瓦片在阵面密铺过程中无需依赖复杂的优化算法,从而大大降低了优化成本。此外,只需对瓦片内少量的天线单元进行位置优化,即可实现出色的栅瓣抑制效果和高口径利用率,这对于有限视场的相控阵雷达,尤其是星载雷达,具有极高的应用前景。

参考文献:

[1] 张光义.相控阵雷达原理[M].北京:国防工业出版社,

2009.

- [2] BENCIVENNI C, IVASHINA M V, MAASKANT R, et al. Synthesis of Maximally Sparse Arrays Using Compressive Sensing and Full-Wave Analysis for Global Earth Coverage Applications[J].IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2016, 64(11):4872-4877.
- [3] 邢楷初,王宇,洪峻,等.GEO SAR天线波束指向定标中的误差分析[J].雷达科学与技术,2023,21(1):64-73.
- [4] AVSER B, FRAZITA R F, REBEIZ G M. Interwoven Feeding Networks with Aperture Sinc-Distribution for Limited-Scan Phased Arrays and Reduced Number of Phase Shifters [J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2018, 66(5):2401-2413.
- [5] HANSEN R C, CHARLTON G G. Subarray Quantization Lobe Decollimation [J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 1999, 47(8):1237-1239.

- [6] KRIVOSHEEV Y V, SHISHLOV A V, DENISENKO V V. Grating Lobe Suppression in Aperiodic Phased Array Antennas Composed of Periodic Subarrays with Large Element Spacing[J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2015, 57(1):76-85.
- [7] CRAWFORD J F, REED E, HINES J J, et al. Ground Based Radar-Prototype (GBR-P) Antenna[C]// IEE National Conference on Antennas and Propagation, York, UK: IET, 1999:249-252.
- [8] HAUPT R L. Optimized Weighting of Uniform Subarrays of Unequal Sizes[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2007, 55(4):1207-1210.
- [9] MAILLOUX R J, SANTARELLI S G, ROBERTS T M. Wideband Arrays Using Irregular (Polyomino) Shaped Subarrays [J]. Electronics Letters, 2006, 42 (18): 1019-1120.
- [10] JIANG Yi, ZHANG Shu, GUO Qiang, et al. Synthesis of Uniformly Excited Concentric Ring Arrays Using the Improved Integer GA [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2016, 15(6):1124-1127.
- [11] MIAO Ke, ZHANG Yi, YAO Chen, et al. Improved Algorithm X for Subarray Partition with Acceleration and Sidelobe Suppression [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2022, 21(7):1403-1407.
- [12] JIANG Hailing, GONG Yu, ZHANG Junyi, et al. Irregular Modular Subarrayed Phased Array Tiling by Algorithm X and Differential Evolution Algorithm [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2023, 22(7): 1532-1536.
- [13] DONG Wei, XU Zhenhai, LIU Xinghua, et al. Modular Subarrayed Phased-Array Design by Means of Iterative Convex Relaxation Optimization [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2019, 18(3):447-451.
- [14] ZHAO Feng, PAN Xiaoyi, XIE Qianpeng, et al. A Grating Lobe Suppression Method Based on Convex Relaxation Iterative Optimization in Limited-Scanning Planar Array [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2023, 22(6):1426-1430.
- [15] DONG Wei, XU Zhenhai, LIU Xinghua, et al. Irregular Subarray Tiling via Heuristic Iterative Convex Relaxation Programming [J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2020, 68(4):2842-2852.
- [16] LI Xinxin, DONG Wei, XU Zhenhai, et al. Hierarchical Array Design Strategy Composed of Irregular and Overlapped Subarrays in Large-Scale Planar Array [J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2021, 69(7):4217-4222.
- [17] MAKINO S, KADOGUCHI S, BETSUDAN S I, et al. An Aperiodic Array Antenna Using Diamond Tiles as Subarrays [C]// 3rd European Conference on Antennas and Propagation, Berlin, Germany:[s.n.], 2009:3479-3482.
- [18] PIERRO V, GALDI V, CASTALDI G, et al. Radiation Properties of Planar Antenna Arrays Based on Certain Categories of Aperiodic Tilings [J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2005, 53(2):635-644.
- [19] SPENCE T G, WERNER D H. Design of Broadband Planar Arrays Based on the Optimization of Aperiodic Tilings [J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2008, 56(1):76-86.
- [20] SMITH D, MYERS J S, KAPLAN C S, et al. An Aperiodic Monotile [J]. arXiv, 2023. <http://arxiv.org/abs/2303.10798>.
- [21] ISERNIA T, D'URSO M, BUCCI O M. A Simple Idea for an Effective Sub-Arraying of Large Planar Sources [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2009, 8:169-172.

作者简介:

强云飞 男,博士研究生,主要研究方向为相控阵天线及馈线系统。

汪伟 男,博士,研究员,主要研究方向为天线与微波系统。

伍瑞新 男,博士,教授,主要研究方向为天线与电波传播及人工电磁材料。

方小川 男,博士,主要研究方向为绿色电子。

DOI:10.3969/j.issn.1672-2337.2024.06.004

一种基于深度学习残差网络的模糊函数赋型方法

肖相青^{1,2}, 王元恺³, 胡进峰^{1,2}, 刘军³, 钟凯^{1,2}, 赵紫薇^{1,2}, 李会勇¹

(1. 电子科技大学, 四川成都 611731; 2. 电子科技大学长三角研究院(衢州), 浙江衢州 324000;
3. 中国电子科技集团公司第四十一研究所, 山东青岛 266555)

摘要: 基于模糊函数(Ambiguity Function, AF)赋型的恒模波形设计是雷达系统中的一项关键技术。该问题可构造为一个非线性的复四次问题(NP-hard)。现有的方法可分为两类:第一类方法通过松弛方式求解该问题,但不可避免地会引入近似误差;第二类方法直接求解该问题,但该类方法的参数选取较为困难。我们注意到深度神经网络是一个天然的非线性系统,与上述的非线性问题模型高度契合。因此,本文提出了一种基于深度学习残差网络的方法对AF赋型,该方法不需要松弛操作以及复杂的参数选取。具体步骤为:1)将该问题转化为一个无约束的相位优化问题;2)将该无约束问题的非凸目标函数构造为网络的损失函数;3)使用残差网络直接优化波形的相位。仿真结果表明,所提方法的信干比(Signal-to-Interference Ratio, SIR)有显著提升并且有着更好的目标探测性能。

关键词: 深度学习; 模糊函数; 残差网络; 恒模约束; 波形设计

中图分类号:TN958.2 文献标志码:A 文章编号:1672-2337(2024)06-0613-07

引用格式: 肖相青,王元恺,胡进峰,等.一种基于深度学习残差网络的模糊函数赋型方法[J]. 雷达科学与技术, 2024, 22(6):613-619.

XIAO Xiangqing, WANG Yuankai, HU Jinfeng, et al. An Ambiguity Function Shaping Method Based on Deep Learning Residual Network[J]. Radar Science and Technology, 2024, 22(6):613-619.

An Ambiguity Function Shaping Method Based on Deep Learning Residual Network

XIAO Xiangqing^{1,2}, WANG Yuankai³, HU Jinfeng^{1,2}, LIU Jun³, ZHONG Kai^{1,2}, ZHAO Ziwei^{1,2}, LI Huiyong¹

(1. University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China;
2. The Yangtze Delta Region Institute (Quzhou), University of Electronic Science and Technology of China, Quzhou 324000, China;
3. The 41st Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Qingdao 266555, China)

Abstract: Unimodular waveform design based on ambiguity function (AF) shaping is a crucial technique in radar systems. This problem is formulated as a nonlinear complex quartic optimization problem (NP-hard). The existing methods can be classified into two categories: the first one solves the problem by relaxing the original problem, but inevitably introducing approximation errors; the second one solves the problem directly, but the selection of parameters in this category is difficult. We notice that deep neural network is a naturally nonlinear system that is highly compatible with that nonlinear problem. Motivated by this, this paper proposes a method based on deep learning residual network for AF shaping without any relaxation or complex parameters selection. The specific steps are as follows: 1) The problem is transformed into an unconstrained phase optimization problem; 2) The non-convex objective function of the unconstrained problem is constructed as the loss function of the network; 3) The residual network is used to directly optimize the phase of the waveform. The simulation results show that the signal-to-interference ratio (SIR) of the proposed method is improved significantly, and it has better target detection performance.

Key words: deep learning; ambiguity function; residual network; constant modulus constraint; waveform design

0 引言

模糊函数(Ambiguity Function, AF)是评估雷

达系统目标探测性能的重要工具,反映了波形在时延与多普勒频率维度的相关特性。通过抑制AF特定时延-多普勒区域的旁瓣,可有效提升雷达系

收稿日期: 2024-05-08; 修回日期: 2024-06-28

基金项目: 国家自然科学基金(No.62231006); 国家重点研发计划(No.2023YFF0717400); 衢州市财政资助科研项目(No.2023D040, 2023D009, 2022D009, 2022D013和2022D033); 四川省科技计划项目(No.2023YFG0176)

统对具有特定距离和速度的目标的探测能力。此外,为使雷达系统非线性功率放大器的工作效率最大化,需要对波形施加恒模约束(Constant Modulus Constraint, CMC)。因此,基于 AF 赋型的恒模波形设计引起了广泛关注^[1-6]。

目前,解决该问题的方法可分为两类:第一类方法通过松弛该问题进行求解,这类方法引入的松弛误差会导致波形的性能下降;第二类方法直接对该问题求解,但该类方法的超参数选取较为困难,并且运算量较大。

在第一类方法中,文献[7]提出了一种加速迭代序列优化(Accelerated Iterative Sequential Optimization, AISO)方法,该方法通过将原四次问题松弛为一个二次问题降低了求解难度,但是该方法会产生较大的松弛误差。为了解决该问题,文献[8]通过构造原问题的替代函数提出了一种 MM(Majorization-Minimization)方法,但是找到契合原问题的替代函数较为困难;为了解决这一问题,文献[9]提出了一种坐标下降法(Coordinate Descent, CD),该方法将原问题分解为多个近似的一维的子问题,避免了构造替代函数,但是该算法的计算复杂度会随着信号长度的增长急剧上升。

在第二类方法中,文献[10]提出了一种分数交替方向惩罚(Fractional-Alternating Direction Penalty, FADPM)方法,该方法通过构建等效的惩罚项避免了对原问题的松弛,但该方法对惩罚参数的选取十分敏感。为了解决该问题,文献[11]提出了一种四阶黎曼信赖域(Quartic Riemannian Trust Region, QRTR)方法,该方法通过构建流形空间直接求解原问题,避免了惩罚参数的选取,但该方法需要计算 Hessian 矩阵,因此计算复杂度较高。为了降低计算复杂度,文献[12]提出了一种四阶梯度下降(Quartic Gradient Descent, QGD)方法,该方法仅需要推导一阶黎曼梯度,避免了计算 Hessian 矩阵,但该方法对步长因子的选取十分敏感。

我们注意到该问题具有明显的非线性特征,而深度学习(Deep Learning, DL)网络具有强大求解非线性问题的能力,并且网络参数可以自适应地更新迭代。因此,我们提出了一种基于深度学习残差网络(Residual Network, ResNet)的 AF 赋型

方法。首先,我们将该问题转化为一个无约束的相位优化问题。然后,将该问题的非凸目标函数构造为网络的损失函数。最后,ResNet 直接优化波形的相位。

本文的主要贡献如下:

1) 现有的 AF 赋型方法面临着松弛误差过大与超参数选取困难的问题,与现有方法不同,我们提出了一种基于深度学习残差网络的 AF 赋型方法,该方法无需松弛而且不需要复杂的参数选取,可直接对该复数四次问题进行求解;

2) 与现有方法相比,所提方法的信干比(Signal-to-Interference Ratio, SIR)比文献[9]和文献[12]中的方法分别提高了 70.47 dB 和 26.86 dB,同时具有更好的目标探测性能。

1 问题模型

考虑一个单输入单输出(Single-Input Single-Output, SISO)的雷达系统,发射的恒模波形为

$$\mathbf{s} = [e^{j\varphi(1)}, e^{j\varphi(2)}, \dots, e^{j\varphi(N)}]^T \quad (1)$$

式中, j 为虚数单位, N 为 \mathbf{s} 的长度, $\varphi(n) \in (0, 2\pi]$ 是 \mathbf{s} 的第 n 个相位, $(\cdot)^T$ 表示向量的转置。 \mathbf{s} 的模糊函数可表示为

$$AF_{\mathbf{s}}(r, v_h) = \frac{1}{\|\mathbf{s}\|_2^2} \left| \mathbf{s}^H \mathbf{J}^r \mathbf{y}_v \right|^2 \quad (2)$$

式中, $\|\cdot\|_2$ 表示向量的二范数, $|\cdot|$ 表示绝对值, $(\cdot)^H$ 表示向量的共轭转置, \mathbf{J}^r 为移位矩阵, 表示为

$$\mathbf{J}^r(l_1, l_2) = \begin{cases} 1, & l_1 - l_2 = r \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (l_1, l_2) \in \{1, \dots, N\}^2 \quad (3)$$

$\mathbf{y}_v = \mathbf{s} \odot \mathbf{p}(v)$, \odot 表示向量的点乘, 其中, $\mathbf{p}(v) = [1, e^{j2\pi v}, \dots, e^{j2\pi(N-1)v}]^T$, v 为归一化的多普勒频率, 对 v 离散化后可表示为 $v_h = -\frac{1}{2} + \frac{h}{N_v}$, $h = 0, \dots, N_v - 1$, N_v 是离散化的多普勒频点的数量。

根据式(2), \mathbf{s} 的加权积分旁瓣电平(Weighted Integrated Sidelobe Level, WISL)可表示为

$$\Upsilon(\mathbf{s}) = \sum_{r=0}^{N-1} \sum_{h=0}^{N_v-1} w(r, h) \|\mathbf{s}\|_2^2 AF_{\mathbf{s}}(r, v_h) \quad (4)$$

式中, $w(r, h)$ 为 (r, h) 处的权重值。令 $\mathbf{C}_m = \sqrt{w(r_m, h_m)} \cdot \mathbf{J}^r \text{diag}(\mathbf{p}(v_{h_m}))$, 最终的优化问题可构造为^[12]

$$\min_s \Upsilon(s) = \sum_{m=1}^M |s^H C_m s|^2 \quad (5)$$

$$\text{s.t. } |s(n)| = 1, \quad n = 1, 2, \dots, N$$

其中, (r_m, h_m) , $m = 1, 2, \dots, M$ 位于感兴趣的目标区域, M 为该目标区域中点的数量。

2 所提方法

式(5)是一个复杂的非线性问题(NP-hard), 现有方法一般通过松弛的方式来求解该问题。与现有方法不同, 我们利用深度学习神经网络强大的非线性求解能力直接对该问题求解, 无需松弛

操作。

通过将式(5)转化为无约束的相位优化问题, 并将代价函数作为深度学习的损失函数后, 式(5)可通过图1所示的深度学习框架进行求解。首先, 随机生成归一化的相位序列作为初始输入。然后, 前向传播模块中的残差网络输出的优化序列将用于后向传播模块中的损失函数计算。最后, 后向传播模块中的Adam优化器将根据损失函数的计算结果更新残差网络的参数。在整个处理流程中, 由于只涉及到波形相位的优化, 波形的模值始终保持恒定, 因此所提出的方法严格满足CMC。

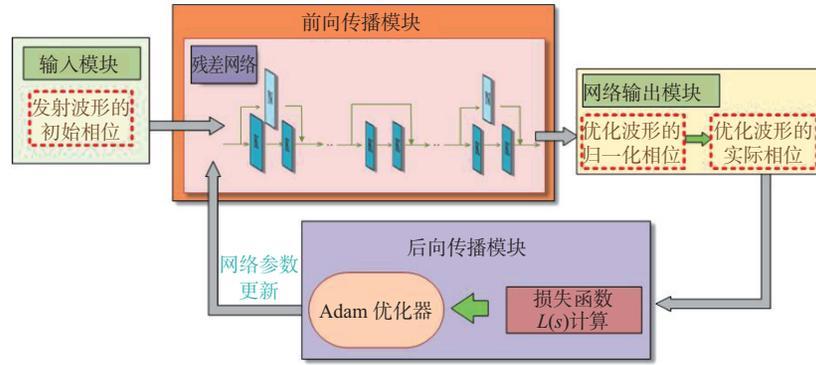


图1 所提的深度学习方法的整体处理框架

2.1 输入模块

由于波形 s 的相位变化不会对模值产生改变, 因此, 式(5)中的优化问题可等价转化为下列无约束的相位优化问题:

$$\min_x \Upsilon(s) = \sum_{m=1}^M |s^H(x) C_m s(x)|^2 \quad (6)$$

式中, $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{N \times 1}$ 为波形的归一化相位, 表示为 $\mathbf{x} = \mathbf{y}/2\pi$, \mathbb{R} 为实数集, 在输入模块中, 初始输入 \mathbf{x}_0 为随机的归一化相位序列, 即 $\mathbf{x}_0 \in (0, 1]$ 。

2.2 前向传播模块

为避免因网络层数加深造成的梯度消失和梯度爆炸^[13-14], 我们采用残差神经网络来构建前向传播模块, 每层网络均采用 sigmoid 函数作为激活函数, 表示为

$$\text{sigmoid}(\mathbf{u}) = \frac{1}{1 + e^{-\mathbf{u}}} \quad (7)$$

对于包含 I 个残差块的残差网络, 第 $2i-1$ 层网络 ($i=1, 2, \dots, I$) 输出 $\mathbf{x}_{2i-1} \in \mathbb{R}^{1 \times h_2}$ 表示为

$$\mathbf{x}_{2i-1} = \text{sigmoid}(\mathbf{x}_{2i-2} \times \mathbf{w}_{2i-1} + \mathbf{b}_{2i-1}) \quad (8)$$

式中, $\mathbf{x}_{2i-2} \in \mathbb{R}^{1 \times h_1}$ 为第 i 个残差块的输入, $\mathbf{w}_{2i-1} \in \mathbb{R}^{h_1 \times h_2}$ 和 $\mathbf{b}_{2i-1} \in \mathbb{R}^{1 \times h_2}$ 分别为该层的权重与偏置向量, h_1 为输入的维度, h_2 为第 $2i-1$ 层中的神经元个数。

第 $2i$ 层网络输出 $\mathbf{x}_{2i} \in \mathbb{R}^{1 \times h_3}$, 表示为

$$\mathbf{x}_{2i} = \text{sigmoid}(\mathbf{x}_{2i-1} \times \mathbf{w}_{2i} + \mathbf{b}_{2i} + \mathbf{x}'_{2i-2}) \quad (9)$$

相似地, $\mathbf{w}_{2i} \in \mathbb{R}^{h_2 \times h_3}$ 和 $\mathbf{b}_{2i} \in \mathbb{R}^{1 \times h_3}$ 分别为第 $2i$ 层的权重与偏置向量, h_3 为第 $2i-1$ 层中的神经元数量, 其中, $\bar{\mathbf{x}}_{2i-2}$ 保证了每个残差块输入与输出维度的一致性, 表示为

$$\bar{\mathbf{x}}_{2i-2} = \begin{cases} \mathbf{x}_{2i-2}, & h_1 = h_3 \\ \mathbf{x}_{2i-2} \times \hat{\mathbf{w}}_i + \hat{\mathbf{b}}_i, & h_1 \neq h_3 \end{cases} \quad (10)$$

式中, $\hat{\mathbf{w}}_i \in \mathbb{R}^{h_1 \times h_3}$ 和 $\hat{\mathbf{b}}_i \in \mathbb{R}^{1 \times h_3}$ 分别为维度转换层的权重与偏置向量。其中, 第1个和第 I 个残差块, 输入和输出的维度不一致。因此, h_3 分别设置为第1层网络的神经元个数与序列长度 N , 以确保前向传播的输出与初始信号的维度相同。

假设每个网络层含有 K 个神经元, 输入模块与前向传播模块的结构如图2所示。

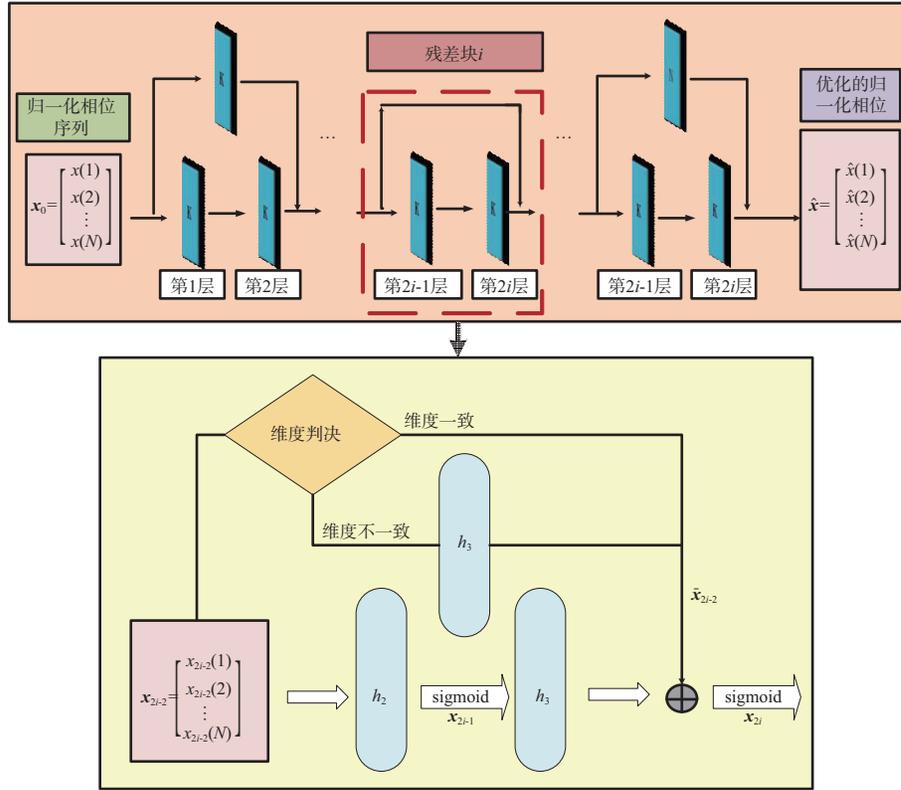


图 2 前向传播模块中的残差网络结构

2.3 网络输出模块

经由前向传播模块中的残差网络优化后,输出的归一化相位 \hat{x} 需要在输出模块中转化为实际相位,表示为 $\hat{y} = 2\pi \times \hat{x} = [\hat{y}(1), \hat{y}(2), \dots, \hat{y}(N)]^T$,对应的波形 $\hat{s} = e^{j\hat{y}}$ 将作为后向传播模块的输入计算损失函数,如图 3 所示。图中, $L(\hat{s})$ 为后向传播模块中的损失函数。

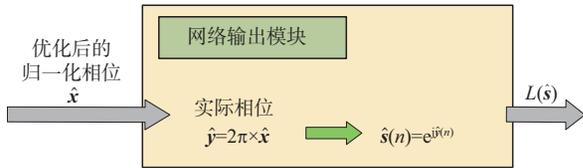


图 3 网络输出模块的结构

2.4 后向传播模块

将式(5)中的代价函数 $\tau(\hat{s})$ 设置为损失函数 $L(\hat{s})$,表示为

$$\min_{\mathbf{W}, \mathbf{B}} L(\hat{s}) = \tau(\hat{s}) = \sum_{m=1}^M (\hat{s}^H \mathbf{C}_m \hat{s}) (\hat{s}^H \mathbf{C}_m \hat{s})^H = \sum_{m=1}^M \mathbf{X}_m \mathbf{X}_m^H \quad (11)$$

式中, $\mathbf{X}_m = \hat{s}^H \mathbf{C}_m \hat{s}$, \mathbf{W}, \mathbf{B} 是前向传播模块中的网络参数 $\mathbf{W} = \{\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_{2i}\} \cup \{\hat{\mathbf{w}}_1, \hat{\mathbf{w}}_i\}$ 和 $\mathbf{B} = \{\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2, \dots, \mathbf{b}_{2i}\} \cup \{\hat{\mathbf{b}}_1, \hat{\mathbf{b}}_i\}$ 。由于深度学习神经网络是实值网络,只能对实数优化,需要对式(11)中的变量实虚分离后才能计算损失函数,式(11)可重新构造为

$$L(\hat{s}) = \sum_{m=1}^M \|\mathbf{X}_m\|_2^2 = \sum_{m=1}^M \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{X}_m) & \text{Im}(\mathbf{X}_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{X}_m) \\ \text{Im}(\mathbf{X}_m) \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中, $\text{Re}(\cdot)$ 表示矩阵/向量的实部, $\text{Im}(\cdot)$ 表示矩阵/向量的虚部,计算 \mathbf{X}_m 所涉及的实虚分离操作分别为

$$\hat{s} \Rightarrow \hat{s}' = \begin{bmatrix} \text{Re}(\hat{s}) \\ \text{Im}(\hat{s}) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}_m \Rightarrow \mathbf{C}'_m = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{C}_m) & -\text{Im}(\mathbf{C}_m) \\ \text{Im}(\mathbf{C}_m) & \text{Re}(\mathbf{C}_m) \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\hat{s}^H \Rightarrow \hat{s}'' = \begin{bmatrix} \text{Re}(\hat{s}^H) & -\text{Im}(\hat{s}^H) \\ \text{Im}(\hat{s}^H) & \text{Re}(\hat{s}^H) \end{bmatrix}$$

在式(13)的基础上, $[\text{Re}(\mathbf{X}_m) \quad \text{Im}(\mathbf{X}_m)] = (\hat{\mathbf{s}}^H \mathbf{C}_m' \hat{\mathbf{s}}')^T$, 其中, $\text{Re}(\mathbf{X}_m)$ 和 $\text{Im}(\mathbf{X}_m)$ 可分别由实数运算式(14)和式(15)得到:

$$\begin{aligned} \text{Re}(\mathbf{X}_m) &= \text{Re}(\hat{\mathbf{s}}^H) \text{Re}(\mathbf{C}_m) \text{Re}(\hat{\mathbf{s}}) - \text{Re}(\hat{\mathbf{s}}^H) \cdot \\ &\quad \text{Im}(\mathbf{C}_m) \text{Im}(\hat{\mathbf{s}}) - \text{Im}(\hat{\mathbf{s}}^H) \text{Re}(\mathbf{C}_m) \text{Im}(\hat{\mathbf{s}}) - \\ &\quad \text{Im}(\hat{\mathbf{s}}^H) \text{Im}(\mathbf{C}_m) \text{Re}(\hat{\mathbf{s}}) \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \text{Im}(\mathbf{X}_m) &= \text{Re}(\hat{\mathbf{s}}^H) \text{Re}(\mathbf{C}_m) \text{Im}(\hat{\mathbf{s}}) + \text{Re}(\hat{\mathbf{s}}^H) \cdot \\ &\quad \text{Im}(\mathbf{C}_m) \text{Re}(\hat{\mathbf{s}}) + \text{Im}(\hat{\mathbf{s}}^H) \text{Re}(\mathbf{C}_m) \cdot \\ &\quad \text{Re}(\hat{\mathbf{s}}) - \text{Im}(\hat{\mathbf{s}}^H) \text{Im}(\mathbf{C}_m) \text{Im}(\hat{\mathbf{s}}) \end{aligned} \quad (15)$$

根据损失函数计算结果, Adam 优化器将对 \mathbf{W}, \mathbf{B} 进行优化, 并对前项传播模块中的网络参数进行更新, 后向传播模块的结构如图4所示。

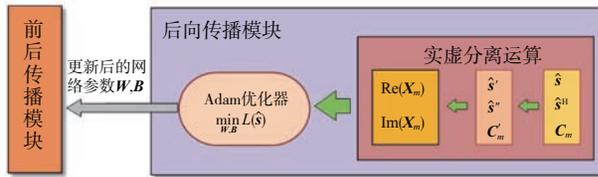


图4 后向传播模块的处理流程

3 仿真结果

在本节中, 我们对所提方法在目标区域的 WISL 的抑制性能和目标探测性能与文献[9]中的 CIAFIS 算法以及文献[12]中的 QGD 算法进行了对比。3种方法的初始输入均为长度 $N=50$ 的恒模随机相位序列, 多普勒频点个数为 $N_v=50$, $w(r, h)$ 设置为

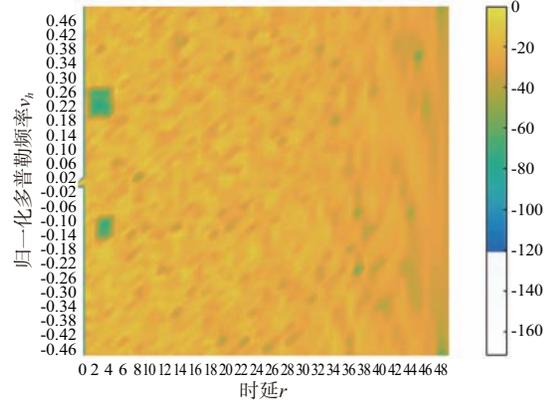
$$w(r, h) = \begin{cases} 1, (r, h) \in \{2, 3, 4\} \times \{35, 36, 37, 38\} \\ 1, (r, h) \in \{3, 4\} \times \{18, 19, 20\} \\ 0, \text{其他} \end{cases} \quad (16)$$

网络参数方面, 残差网络的残差块个数 $I=3$, 每个网络层包含 128 个神经元, 学习率设置为 0.000 1, 最大迭代次数 $D=1\ 000$ 。

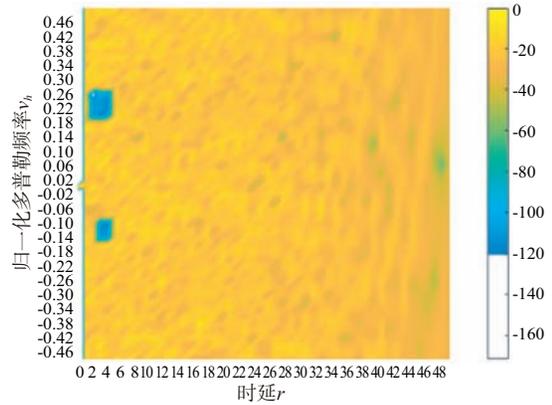
3.1 WISL 抑制性能

图5展示了 CIAFIS, QGD 以及所提方法的模糊函数图, 图中的红色矩形框标注了 $w(r, h)$ 中设定的目标区域。如图所示, 3种方法均能有效地在目标区域处的旁瓣进行抑制。在3种方法中, 所提算

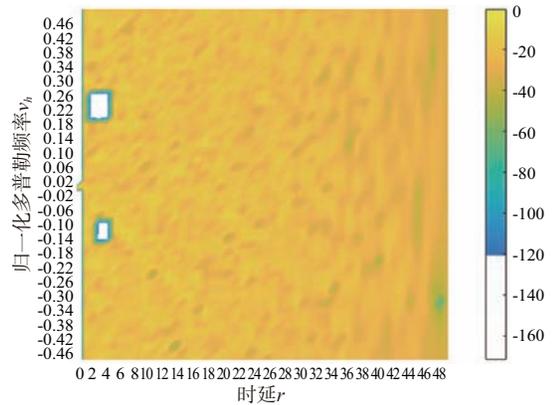
法可形成 120 dB 以下的凹口, 其他两种方法均未达到该水平。



(a) CIAFIS



(b) QGD

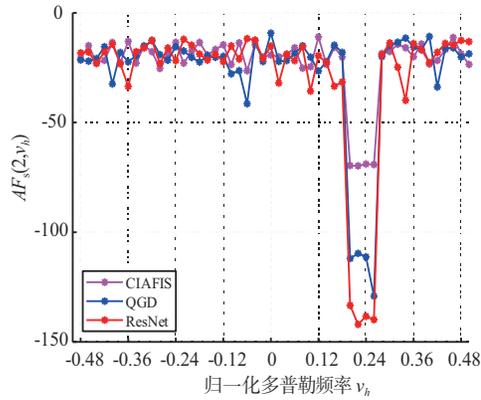


(c) 所提方法

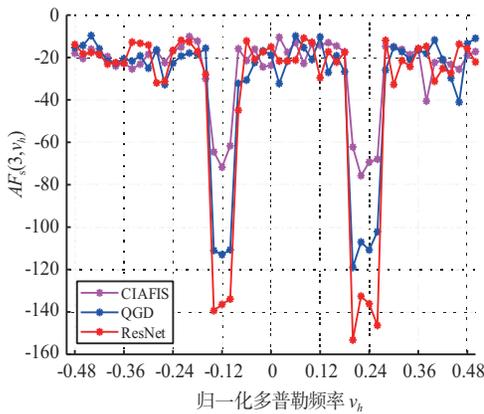
图5 CIAFIS, QGD与所提算法的模糊函数图

图6是3种算法在 $r=2$, $r=3$ 和 $r=4$ 处的模糊函数切片, 更加具体地描述了3种算法对目标区域 WISL 的抑制能力, 可以看到所提算法在3个距离切片处的模糊函数值均低于 CIAFIS 与 QGD, 分别

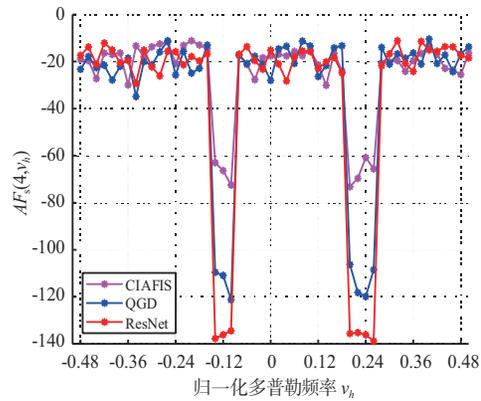
比 CIAFIS 和 QGD 低了 70 dB 和 20 dB 左右。



(a) $r = 2$



(b) $r = 3$



(c) $r = 4$

图 6 $r = 2, 3, 4$ 处的模糊函数切片图

另外,我们对比了该场景下 3 种方法的 SIR, 表示为

$$SIR = \frac{N^2}{\sum_{r=1}^N \sum_{h=1}^{N_r} w(r, h) \|s\|_2^2 AF_s(r, v_h)} \quad (17)$$

如表 1 所示,所提方法的 SIR 分别比 CIAFIS 和 QGD 方法高了 70.47 dB 和 26.86 dB,体现了所提方法对 WISL 强大的抑制能力。

表 1 CIAFIS, QGD 与所提方法的 SIR

CIAFIS	QGD	所提方法
53.42 dB	97.03 dB	123.89 dB

图 7 展示了 3 种算法的代价函数随迭代次数变化的曲线。可以看到所提算法在 1 000 次迭代后即可达到收敛值 3.635×10^{-8} , 该数值分别比 QGD 与 CIAFIS 分别低了 2 个和 8 个数量级,而这两种对比算法的迭代次数均高于所提算法,证明了所提算法拥有更好的收敛性能。

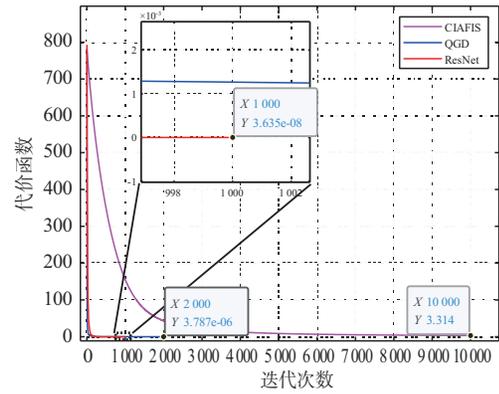


图 7 3 种算法的代价函数下降曲线

3.2 目标探测性能

考虑在 1 个速度为 320 m/s, 距离为 100 km 的强目标, 同时考虑 1 个弱目标, 速度为 1 200 m/s, 距离为 100.5 km, 两者的回波强度分别为 30 和 -25 dB。图 8 展示了 3 种方法得到的优化序列在噪声功率 σ^2 分别为 -40 dB 和 -10 dB 时的目标探测效果。如图 8(a) 与图 8(e) 所示, 初始序列仅能对强目标有效探测, 而弱目标则被强目标的回波旁瓣所遮掩。如图 8(b)~(d) 所示, 噪声功率为 -40 dB 时, 3 种方法均能探测到强目标和弱目标, 其中, QGD 与所提算法的分辨率要强于 CIAFIS 方法。如图 8(f)~(h) 所示, 当噪声功率上升到 -10 dB, CIAFIS 方法已经无法有效识别到弱目标, QGD 对弱目标的探测分辨率也有所下降, 而所提算法仍然可以清晰地探测到弱目标, 该结果表明, 所提方法具有更强的目标探测性能。

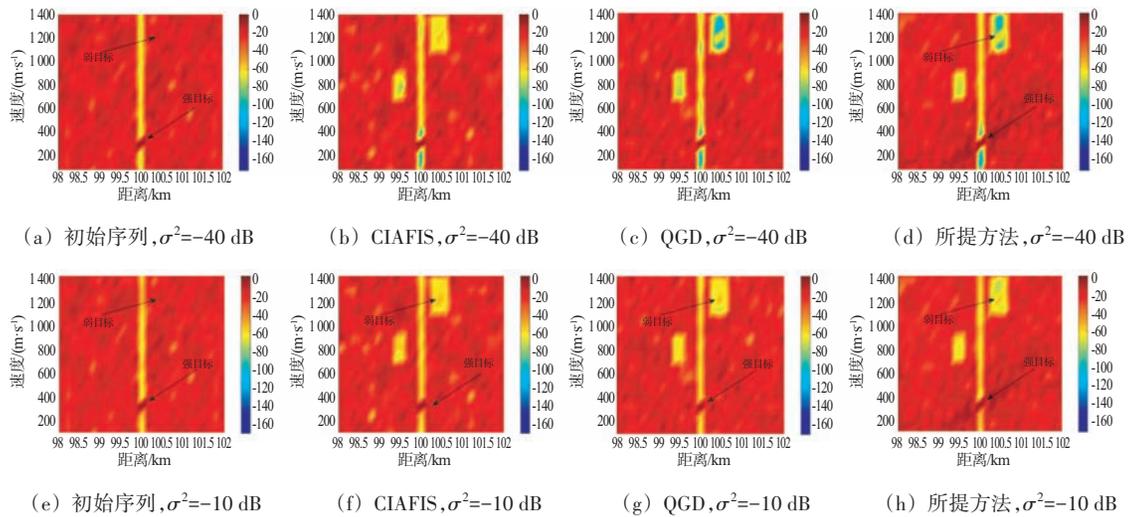


图8 不同噪声功率下3种算法的目标探测性能

4 结束语

本文对发射波形的模糊函数赋型进行了研究。该问题是一个恒模约束下的非线性问题(NP-hard)。现有方法往往需要对该问题进行松弛。为了解决该问题,我们利用深度学习残差神经网络强大的非线性优化能力,提出了一种无需松弛的模糊函数赋型方法。首先,我们将该问题转化为一个无约束的相位优化问题。然后,我们将该问题的非凸目标函数构造为网络的损失函数。最后,使用残差网络直接对波形的相位进行优化。仿真结果表明,所提算法有着更强的WISL抑制性能,并能有效提升雷达系统对弱目标的探测能力。

参考文献:

- [1] 杨晨,吴蕾,杨威,等.基于分式二次规划的互模糊函数赋形方法[J].雷达学报,2024,13(1):174-186.
- [2] YI Haoyu, JING Weidong, ZHANG Xinyu, et al. Quartic Optimization for Ambiguity Function Shaping via RTR Algorithm under ADPM Framework [C]//2022 IEEE 22nd International Conference on Communication Technology, Nanjing, China:IEEE, 2022:1060-1064.
- [3] YANG Jing, CUI Guolong, YU Xianxiang, et al. Cognitive Local Ambiguity Function Shaping with Spectral Coexistence[J].IEEE Access, 2018, 6:50077-50086.
- [4] WANG Fulai, FENG Sijia, YIN Jiapeng, et al. Unimodular Sequence and Receiving Filter Design for Local Ambiguity Function Shaping [J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 2022, 60:1-12.
- [5] ZHANG Cui, PEI Jifang, ZHANG Yujie, et al. Slow-Time Ambiguity Function Shaping with Spectral Coexistence for Cognitive Radar [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2023, 16:8418-8430.
- [6] QIU Xiangfeng, YANG Chen, JIANG Weidong, et al. Joint Design of Transmit Waveform and Receive Filter for Cross Ambiguity Function Synthesis [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2024, 13(3):839-843.
- [7] CUI Guolong, FU Yue, YU Xianxiang, et al. Local Ambiguity Function Shaping via Unimodular Sequence Design [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2017, 24(7):977-981.
- [8] 徐乃清,张劲东,李晨,等.基于MM算法的脉冲串模糊函数设计方法[J].雷达科学与技术,2020,18(6):599-604.
- [9] WU Linglong, BABU P, PALOMAR D P. Cognitive Radar-Based Sequence Design via SINR Maximization [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2016, 65(3):779-793.
- [10] YANG Jing, CUI Guolong, YU Xianxiang, et al. Dual-Use Signal Design for Radar and Communication via Ambiguity Function Sidelobe Control [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2020, 69(9):9781-9794.
- [11] QIU Xiangfeng, JING Weidong, ZANG Xinyu, et al. Quartic Riemannian Trust Region Algorithm for Cognitive Radar Ambiguity Function Shaping [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2022, 19:1-5.
- [12] ALHJAILI K, MONGA V, RANGASWAMY M. Quartic Gradient Descent for Tractable Radar Slow-Time Ambiguity Function Shaping [J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2020, 56(2): (下转第627页)

基于发现概率的预警机机动部署研究

魏维斌, 兰旭辉, 彭思勇, 孙定涛, 任富强

(空军预警学院, 湖北武汉 430019)

摘要: 针对预警机优化部署中,对已有地面雷达网状况和目标动态雷达散射截面(Radar Cross Section, RCS)特性考虑不全面的问题,基于动态RCS影响下的雷达发现概率,对在已有地面雷达网的前提下,按特定航线飞行的预警机机动组网部署位置进行了研究。对目标动态RCS模型进行了说明,从目标发现概率出发,建立了预警机与地面雷达组网区域覆盖模型,利用粒子群优化算法仿真计算了预警机机动部署位置。仿真结果表明,对于已有的地面雷达网,组织预警机机动部署至合适的位置,能有效提升拓展雷达网的区域覆盖范围,更好地发挥出对隐身目标的探测效果。

关键词: 预警机; 动态RCS; 发现概率; 雷达组网; 机动组网

中图分类号: TN959.73; E926.37

文献标志码: A

文章编号: 1672-2337(2024)06-0620-08

引用格式: 魏维斌, 兰旭辉, 彭思勇, 等. 基于发现概率的预警机机动部署研究[J]. 雷达科学与技术, 2024, 22(6): 620-627.

WEI Weibin, LAN Xuhui, PENG Siyong, et al. Research on Maneuvering Deployment of AWACS Based on Detection Probability[J]. Radar Science and Technology, 2024, 22(6): 620-627.

Research on Maneuvering Deployment of AWACS Based on Detection Probability

WEI Weibin, LAN Xuhui, PENG Siyong, SUN Dingtao, REN Fuqiang

(Air Force Early Warning Academy, Wuhan 430019, China)

Abstract: Aiming at the problem that the existing ground radar network and the dynamic radar cross section (RCS) characteristics of the target are not fully considered in the optimal deployment of the AWACS, based on the radar detection probability under the influence of the dynamic RCS, the maneuvering network deployment position of the AWACS flying on specific routes under the premise of the existing ground radar network is studied. The dynamic RCS model of the target is explained, and an area coverage model for the network between the AWACS and the ground radar is established based on the probability of target discovery. The particle swarm optimization algorithm is utilized to simulate and calculate the maneuvering deployment position of the AWACS. The simulation results indicate that for the existing ground radar network, organizing the AWACS to be deployed to the appropriate position can effectively enhance the area coverage of the extended radar network and improve the detection capabilities on stealth targets.

Key words: airborne warning and control system (AWACS); dynamic RCS; detection probability; radar networking; maneuvering networking

0 引言

预警机作为空中预警探测的重要手段,具有天线高、机动性好、部署方式灵活、可靠前部署等优点,能提高对低空、隐身等目标的探测能力,扩大搜索范围,有效弥补地面雷达盲区,是重要的机动组网作战力量。在已有雷达网盲区下,研究确定预警机机动部署位置,具有十分重要的现实

意义。

目前,公开发表的有关预警机协同探测的研究较多,如文献[1]区分预警雷达有无探测盲区,从两部机载预警雷达的组网入手,对多部机载预警雷达组网问题进行了研究,并给出了不同情况下的优化部署方法。文献[2]基于多预警机的实时探测覆盖区,研究提出了一种多预警机航线规划方法。文献[3]通过建立预警机组网优化部署

模型,提出了一种多预警机协同探测隐身目标的组网方法。文献[4]立足于穿透性制空作战背景下空中加油机的活动特点,研究提出了一种预警机优化部署配置发现掌握空中加油机的方法。文献[5]根据隐身目标 RCS 变化引起的发现概率情况,对机载预警雷达组合探测航线的探测效果进行了仿真,分析了不同预警机航线的探测效果。文献[6]针对不规则多边形责任区域,研究提出了一种基于稳定覆盖度和作战效能的预警机巡逻空域配置方法。文献[7]根据预警机的径向速度盲区,推导得出“绝对多普勒”表达式,并据此研究提出了一种多预警机协同部署方法。

可以看出,以上研究均是针对特定目的的预警机之间协同组网探测,关于如何充分利用预警机的灵活性,结合现有地面雷达网探测情况确定机动部署位置,充分发挥预警机与地面雷达的组网效能的研究较少。鉴于此,本文探讨了在已有地面雷达网这个约束条件下,运动中目标 RCS 变化引起的发现概率动态变化下的预警机机动组网部署方法。

1 目标动态 RCS

空中目标,特别是隐身目标,由于其在空间运动过程中位置、姿态的不断变化,使得其 RCS 具有动态变化特性^[8-10]。由于 RCS 的计算复杂,涉及因素多,常用各类统计分布模型进行计算^[11-12]。考虑到本文研究的重点是目标的 RCS 变化引起的发现概率变化,在此假设目标的 RCS 是连续变化的,满足以下 RCS 变化模型^[13]:

$$\begin{cases} \sigma = 10 \cdot \left(\frac{f(\varphi, \theta) - f(0, 0)}{f(0, 0)} - 2 \right) \\ f(\varphi, \theta) = \sqrt{(|\sin \varphi| + |\sin \theta|) + 0.1} \end{cases} \quad (1)$$

式中, σ 为目标的 RCS 值, φ 为雷达波束照射到目标的方位角, θ 为雷达波束照射到目标的俯仰角。二者的定义为:以目标机体中心为原点建立机体坐标系 $OXYZ$, 其中 X 轴平行于机身轴线指向前方, Z 轴位于目标对称平面内,垂直于 X 轴指向上方, Y 轴垂直于目标对称平面,指向由右手法则确定。定义雷达波束方位角 φ 为雷达视线在机体坐标系 OXY 平面投影与 OX 轴的夹角,雷达波束俯仰

角 θ 为雷达视线与机体坐标系 OZ 轴的夹角。具体关系如图 1 所示。

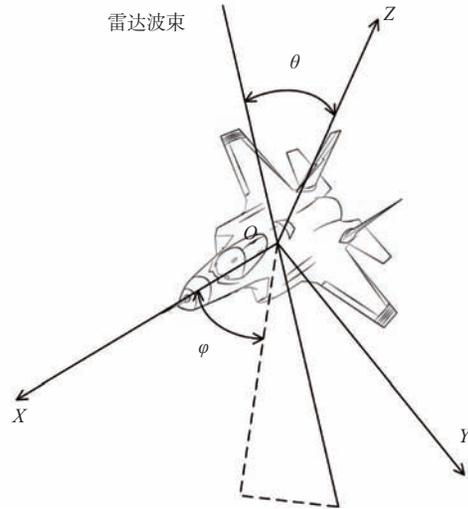


图1 雷达波束在机体坐标系中的方位角和俯仰角

在 t 时刻,雷达在机体坐标系中的坐标为 $(X(t), Y(t), Z(t))$, 则有

$$\begin{cases} \varphi(t) = \arctan \frac{Y(t)}{X(t)} \\ \theta(t) = \arccos \frac{Z(t)}{\sqrt{X(t)^2 + Y(t)^2 + Z(t)^2}} \end{cases} \quad (2)$$

2 雷达发现概率

无论是地面雷达还是预警机雷达,由于到雷达发现目标的概率,涉及因素多,使得发现概率的计算工作相当复杂、繁琐。为简化模型,对于地面单部雷达,雷达 i 对目标 j 的发现概率 $p_{d_{ij}}$ 为^[14]

$$p_{d_{ij}} = \frac{1}{1 + \left(\frac{c_2 R_{ij}^4}{\sigma_j} \right)^{c_1}} \quad (3)$$

式中, R_{ij} 为雷达 i 与目标 j 之间的距离, σ_j 为目标 j 的 RCS 值, c_1 和 c_2 为雷达系数,由雷达的类型、工作模式等确定。

对于机载预警雷达,其在巡逻航线 i 点处对目标 j 的发现概率 P_{ij} 可近似表达为^[15-16]

$$P_{ij} = 0.5 \frac{A R_{ij}^4}{\sigma_j} \quad (4)$$

式中, R_{ij} 为预警机雷达在巡逻航线 i 点与目标 j 之间的距离, σ_j 为目标 j 对于预警机雷达在巡逻航线 i 点的 RCS, A 为某一常数,其计算公式为

$$A = \frac{\sigma_m}{R_m^4} \quad (5)$$

式中, σ_m 和 R_m 分别为在某一发现概率下, 某目标 RCS 和该 RCS 下雷达的最大探测距离。

对于由 N 部雷达形成的雷达组网系统, 雷达网中有一部雷达发现目标即视为雷达网发现目标, 因此雷达网的发现概率为^[17]

$$P_D = 1 - \prod_{i=1}^N (1 - p_{d_i}) \quad (6)$$

式中, p_{d_i} 为各组网雷达的点迹发现概率。

3 预警机与地面雷达组网区域覆盖模型

当雷达(网)对某一目标的发现概率大于临界发现概率 p_{d_0} 时, 认为雷达(网)能掌握该目标。对于某一高度层, 当雷达(网)对某一区域内任意目标均能掌握时, 即认为在该高度层, 雷达(网)能覆盖该区域。显然, 对于指定高度层, 雷达(网)覆盖的区域越大, 雷达(网)对该区域的掌握能力就越好。据此, 引入雷达(网)覆盖率 ρ_h , 用以表征雷达(网)对高度层为 h 的某一区域的覆盖情况, 定义为在高度层为 h 下, 要求探测区域内, 雷达(网)覆盖区域面积 S_{coverage} 与要求探测区域面积 $S_{\text{detection}}$ 的比值, 即

$$\rho_h = \frac{S_{\text{coverage}}}{S_{\text{detection}}} \times 100\% \quad (7)$$

考虑到空中运动目标动态 RCS 引起的发现概率的动态变化^[18-20], 无法通过直接计算对区域内任一目标的发现概率来判断对该区域的覆盖情况, 直接使用雷达威力范围来计算雷达的覆盖情况也存在一定的局限性。对此, 借鉴微分思想和蒙特卡洛方法, 将要求探测的区域分为若干不同的小区域, 将每个小区域中心点看作一个目标, 如图2所示。考虑到隐身目标为了保持其突防、隐身能力, 在突防过程中通常不做大幅度机动动作, 假设隐身目标俯仰角和滚转角均为 0° , 用 $[0^\circ, 360^\circ]$ 内均匀分布的随机数代表某一个目标的航向角。

用雷达(网)对每个小区域中心点目标的掌握情况来代替对该小区域的覆盖情况。即当雷达(网)对空域中某一目标的发现概率大于临界发现概率 p_{d_0} 时, 认为预警机能掌握发现目标。则雷达 i

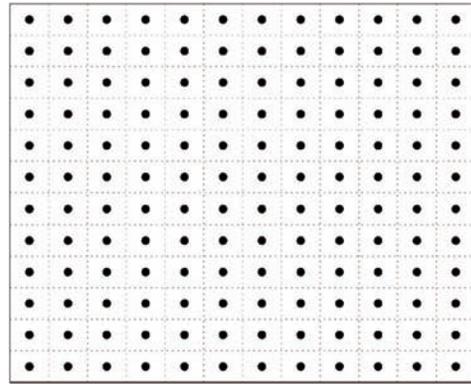


图2 探测区域划分示意图

对小区域 j 的掌握情况可表示为

$$d_{ij} = \begin{cases} 1, & p_{ij} \geq p_{d_0} \\ 0, & p_{ij} < p_{d_0} \end{cases} \quad (8)$$

雷达 i 对含有 m 个小区域的区域覆盖率为

$$\rho_i = \frac{\sum_{j=1}^m d_{ij}}{m} \quad (9)$$

雷达组网 i 对小区域 j 的掌握情况可表示为

$$D_{ij} = \begin{cases} 1, & P_{D_{ij}} \geq p_{d_0} \\ 0, & P_{D_{ij}} < p_{d_0} \end{cases} \quad (10)$$

式中, $P_{D_{ij}}$ 为雷达组网 i 对第 j 块小区域目标的发现概率。

雷达组网 i 对含有 m 个小区域的区域覆盖率为

$$\rho_{N_i} = \frac{\sum_{j=1}^m D_{ij}}{m} \quad (11)$$

预警机作为一个移动的空中雷达, 不能固定于某一点上空, 其预警探测范围是根据它的运动轨迹变化的。当预警机与地面雷达组网时, 考虑到预警机在飞行过程中, 其航线上每一个位置对周围目标的发现概率都是动态变化的, 此时无法直接使用公式(6)计算评估预警机与地面雷达组网后对某一空域的覆盖情况。对此, 取航线上的 n 个典型位置, 分别与地面雷达组网, 用平均区域覆盖率来表征预警机与地面雷达组网后的区域覆盖效果, 即

$$\bar{\rho} = \frac{\sum_{i=1}^n \rho_{N_i}}{n} = \frac{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m D_{ij}}{nm} \quad (12)$$

显然, 将区域划分得越细致, 预警机航线上位

置取得越多,计算的准确性就越高。

4 预警机机动部署仿真

根据预警机与地面雷达组网区域覆盖模型,可在已有地面雷达网前提下的预警机机动部署研究,看作是在已有地面雷达组网、预警机巡航航线确定等约束条件下,选择确定预警机最优机动部署位置,以对指定空域、特定高度的平均覆盖率最大的优化问题。即

$$\max \bar{\rho} = \frac{\sum_{i=1}^n \rho_{N_i}}{n} = \frac{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m D_{ij}}{nm}$$

$$\text{s.t.} \begin{cases} \text{area}_{\text{detection}} = \text{constant} \\ H_{\text{area}} = \text{constant} \\ \text{pos}_{\text{radar}} = \text{constant} \\ \text{perf}_{\text{radar}} = \text{constant} \\ \text{rout}_{\text{AWACS}} = \text{constant} \\ \text{perf}_{\text{AWACS}} = \text{constant} \end{cases} \quad (13)$$

式中, $\text{area}_{\text{detection}}$ 表示探测空域的大小, H_{area} 表示要求探测覆盖的高度层, $\text{pos}_{\text{radar}}$ 表示已有地面雷达组网中各雷达的部署位置, $\text{perf}_{\text{radar}}$ 和 $\text{perf}_{\text{AWACS}}$ 分别表示地面雷达的探测性能和预警机雷达的探测性能, $\text{rout}_{\text{AWACS}}$ 表示预警机的巡航航线, constant 表示各变量的值为确定值。

设计以下场景,在一个 $1\,000\text{ km} \times 1\,200\text{ km}$ 的矩形区域,已部署了3部地面雷达,因执行任务需要,现要在该区域组织预警机机动组网以提升雷达网在 8 km 高度层对隐身目标的探测概率。以千米为单位,将探测区域划分为 $1\,000 \times 1\,200$ 的网状小格,以区域左下角为原点建立地面直角坐标系。假设已有3部地面雷达的坐标分别为 $R_1(215.5, 255.5, 0)$, $R_2(225.5, 625.6, 0)$, $R_3(675.5, 400.5, 0)$ 。选取3部雷达的雷达系数取值均为 $c_1 = 1.05$, $c_2 = 7 \times 10^{-22[14]}$ 。根据雷达覆盖模型,仿真计算可得3部雷达组网在该高度层 $p_{d_0} = 0.8$ 时的覆盖情况如图3所示,此时雷达组网对该高度层的区域覆盖率为 57.26% 。

现需组织预警机对区域该高度层覆盖情况进行补充。对文献[21]中使用的粒子群算法进行改进,以仿真计算预警机机动部署位置。为体现已有雷达网这个约束条件,将粒子中已有雷达网中

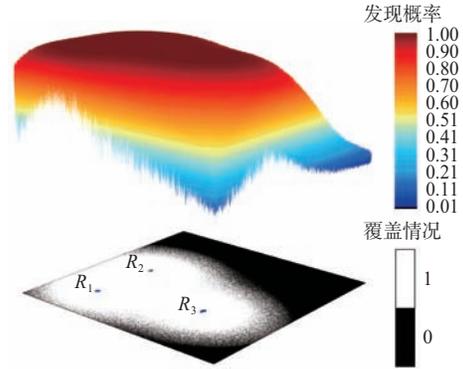


图3 机动组网前雷达网发现概率及覆盖情况

雷达的 x 轴速度和 y 轴速度均设置为 0 , 以保证在迭代寻优中,已有雷达网中各雷达位置的固定。在不考虑多普勒盲区、雷达下视探测盲区和地面杂波影响的情况下,取粒子数为 10 个,最大迭代次数 $T_{\text{max}} = 100$,采用线性递减权值策略确定迭代时的惯性因子,初始惯性因子 $\omega_{\text{init}} = 0.9$,迭代值最大次数的惯性因子 $\omega_{\text{end}} = 0.4$,学习因子 $a_1 = a_2 = 1.5$ 。假定某型预警机飞行高度 $H = 10\text{ km}$,其对 RCS 为 2 m^2 目标在发现概率为 0.5 时的探测距离为 400 km 。采用粒子群算法分别对预警机常用的跑道形、圆形、三角形和8字形航线^[22]的最优机动部署位置进行仿真计算。

4.1 跑道形航线

对于跑道形航线,其可由4个要素唯一确定:中心点位置 O_L 、正北方向顺时针与航线长边的夹角(方向角) θ_L 、长边长度 L 和转弯半径 r ,设定飞行长边 $L = 60\text{ km}$,转弯半径 $r = 16\text{ km}$ 。选取航迹上 A 、 B 、 C 等8个样本点,如图4所示。

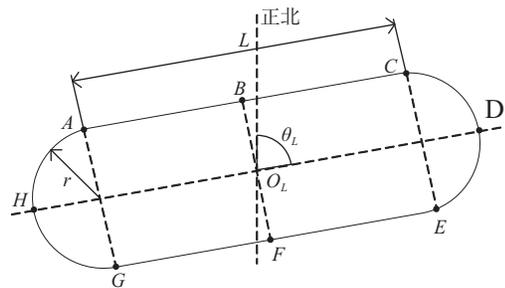


图4 预警机跑道形航线及取点

采用粒子群算法对预警机最优机动部署位置进行计算,可得此时预警机的跑道形航线的中心点位置坐标为 $O_L(591.957, 886.804, 10)$,方向角 $\theta_L =$

13.09°。该预警机每个样本点与地面雷达网的组网区域发现概率和发现掌握情况如图 5 所示。此

时区域平均覆盖率 92.22%，相比较与只有地面雷达网，覆盖率提高率 61.05%。

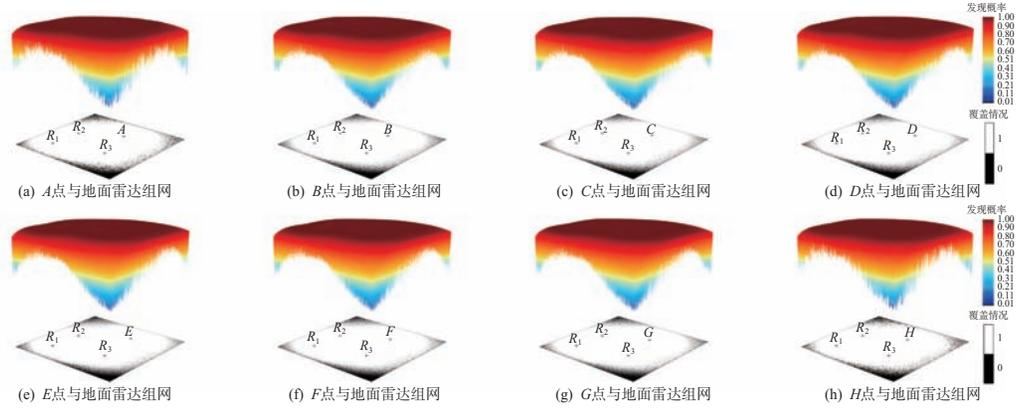


图 5 跑道形航线各样本点与地面雷达组网后发现概率和覆盖情况

此时,地面雷达与预警机跑道形航线的位置关系如图 6 所示。

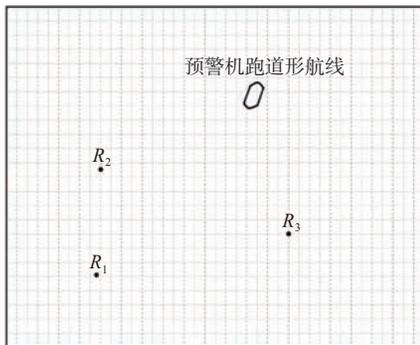


图 6 地面雷达与预警机跑道形航线位置图

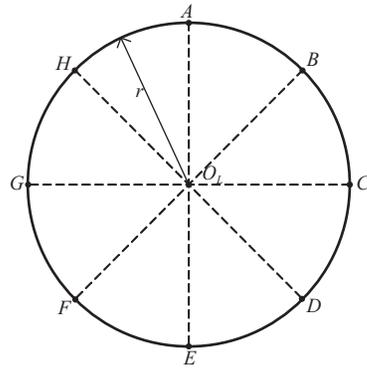


图 7 预警机圆形航线及取点

4.2 圆形航线

对于圆形航线,其可由 2 个要素唯一确定:中心点位置 O_L 和转弯半径 r ,假定其半径 $r = 20$ km,在航线上每隔 45° 选取 A、B、C 等 8 个样本点,如图 7 所示。

采用粒子群算法对预警机最优机动部署位置进行计算,可得此时预警机的跑道形航线的中心点位置坐标为 $O_L(585.639,879.134,10)$ 。该预警机每个样本点与地面雷达网的组网区域发现概率和发现掌握情况如图 8 所示。此时区域平均覆盖率 92.25%，相比较与只有地面雷达网，覆盖率提高率 61.11%。

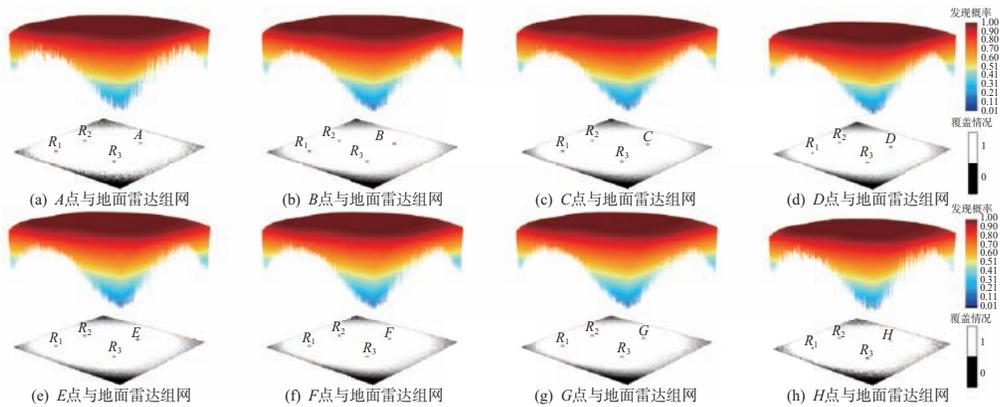


图 8 圆形航线各样本点与地面雷达组网后发现概率和覆盖情况

此时,地面雷达与预警机圆形航线的位置关系如图9所示。

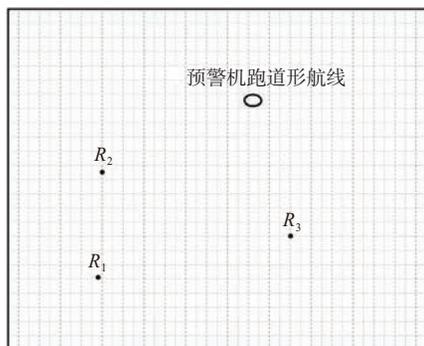


图9 地面雷达与预警机圆形航线位置图

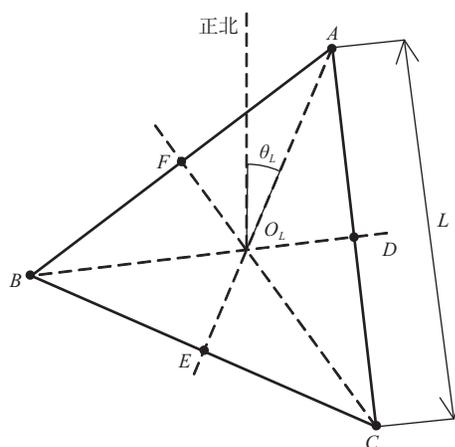


图10 预警机三角形航线及取点

4.3 三角形航线

对于三角形航线,为仿真方便,假定其为三边长度相同的正三角形,此时航线可由3个要素唯一确定:中心点位置 O_L 、正北方向顺时针与中心点和顶点的连线的夹角(方向角) θ_L 、三边长度 L ,设定飞行长边 $L = 60 \text{ km}$,选取三角形航迹顶点和各边中点 A 、 B 、 C 等6个点,如图10所示。

采用粒子群算法对预警机最优机动部署位置进行计算,可得此时预警机的跑道形航线的中心点位置坐标为 $O_L(579.267,890.789,10)$,方向角 $\theta_L = 55.64^\circ$ 。该预警机每个样本点与地面雷达网的组网区域发现概率和发现掌握情况如图11所示。此时区域平均覆盖率92.24%,相比较与只有地面雷达网,覆盖率提高率61.09%。

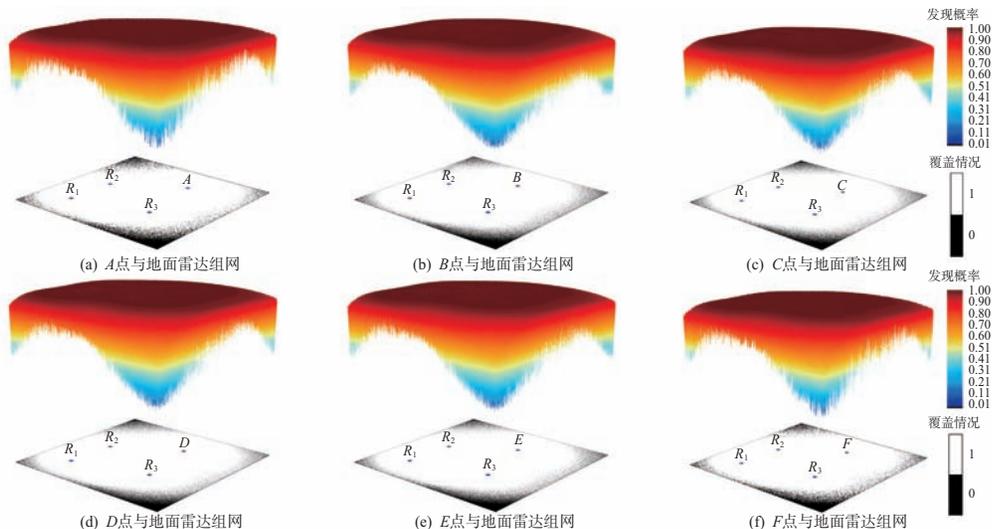


图11 三角形航线各样本点与地面雷达组网后发现概率和覆盖情况

此时,地面雷达与预警机三角形航线的位置关系如图12所示。

4.4 8字形航线

对于8字形航线,其可由4个要素唯一确定:中心点位置 O_L 、正北方向顺时针与航线左右两端顶点连线的夹角(方向角) θ_L 、长边长度 L 和转弯半径 r ,设定飞行长边 $L = 60 \text{ km}$,转弯半径 $r = 16 \text{ km}$ 。

选取航迹上 O_L 、 A 、 B 等7个样本点,如图13所示。

采用粒子群算法对预警机最优机动部署位置进行计算,可得此时预警机的跑道形航线的中心点位置坐标为 $O_L(566.613,888.697,10)$,方向角 $\theta_L = 166.73^\circ$ 。该预警机每个样本点与地面雷达网的组网区域发现概率和发现掌握情况如图14所示。此时区域平均覆盖率92.19%,相比较与只有地面雷达网,覆盖率提高率61%。

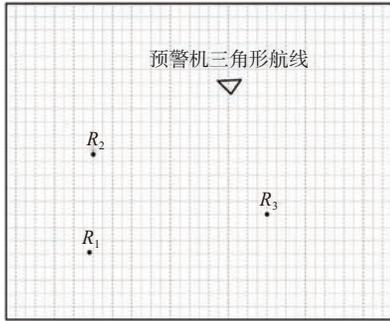


图 12 地面雷达与预警机三角形航线位置图

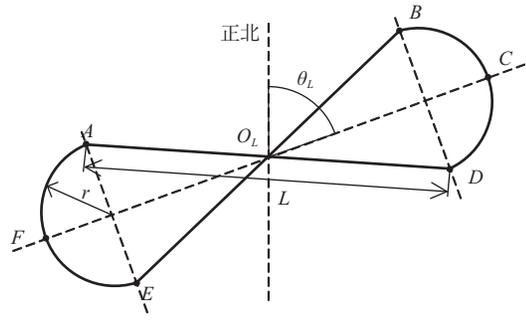


图 13 预警机 8 字形航线及取点

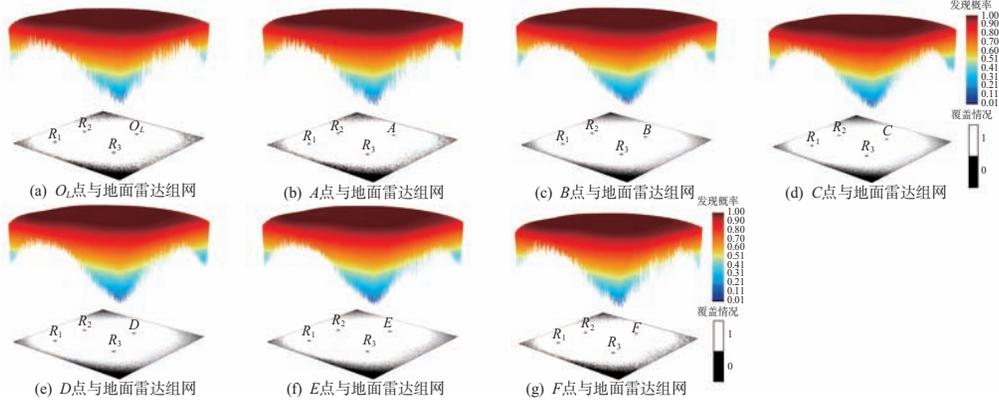


图 14 8 字形航线各样本点与地面雷达组网后发现概率和覆盖情况

此时,地面雷达与预警机 8 字形航线的位置关系如图 15 所示。

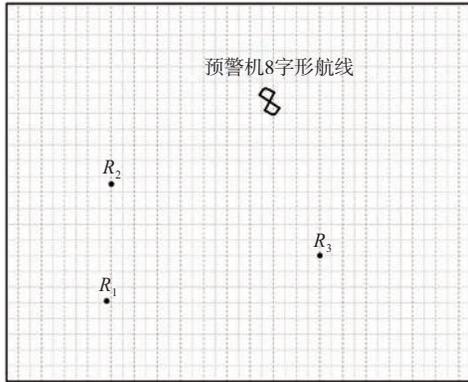


图 15 地面雷达与预警机 8 字形航线位置图

从仿真结果可以看出,对于某一区域某一高度层,在未组织机动组网前,由于探测区域内已有雷达装备数量及其部署位置已经确定,使得雷达网对该高度层的有效覆盖区域和未有效覆盖区域已基本固定,从而使得预警机机动组网的部署范围也基本确定。即当需要组织预警机进行机动组网,提升对目标区域特定高度层的覆盖率时,应优先重点加强对无法有效覆盖面积较大的区域进行

机动部署,以更好地发挥预警机的机动组网效果,达到有效覆盖率的最大化。

5 结束语

本文在已有雷达网的前提下,以目标动态 RCS 变化引起发现概率变化为出发点,通过建立预警机与地面雷达组网区域覆盖模型,采用粒子群算法对特定航线飞行的预警机最优机动部署位置进行求解。仿真表明,通过开展预警机机动部署并与地面雷达进行组网,能有效扩大雷达网的有效探测范围。但本文的研究目前还仅限于简单战场环境,未考虑到复杂电磁环境对雷达网发现概率的影响,这也是下一步的研究方向。

参考文献:

- [1] 王春光,叶江华,吴先翔.基于改进粒子群优化的机载预警雷达组网[J].计算机仿真,2013,30(8):19-22.
- [2] 祁炜,李侠,蔡万勇,等.多预警机协同探测能力及航线规划[J].系统工程与电子技术,2016,38(12):2764-2768.
- [3] 吴君辉,刘平,姬伟杰,等.预警机反隐身优化组网模型

- 研究[J]. 雷达科学与技术, 2017, 15(5):479-482.
- [4] 张佳琦, 曹毅. 基于萤火虫算法的预警机配置优化模型研究[J]. 舰船电子工程, 2022, 42(11):21-24.
- [5] 高鑫, 李林源, 占运鹏, 等. 机载预警雷达协同探测研究[J]. 火控雷达技术, 2023, 52(3):56-62.
- [6] 祁炜, 王海杰, 程东升, 等. 防空作战中多边形责任区预警机空域配置方法[J]. 现代防御技术, 2024, 52(1):74-82.
- [7] 黄伟平, 吴卫华, 蔡益朝. 基于绝对多普勒的多预警机协同补盲方法[J]. 系统工程与电子技术, 2024, 46(9):2951-2959.
- [8] 刘万萌, 童创明, 王童, 等. 飞机运动特征对动态RCS序列的影响分析[J]. 火力与指挥控制, 2017, 42(7):33-38.
- [9] 王大朋, 张晨新, 庄亚强. 运动特征对飞机动态RCS分布特性的影响分析[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2015, 16(4):19-23.
- [10] LIU Zhanqiang, LU Jiangliang, HU Yongqi, et al. Influence on Aircraft Dynamic RCS Statistical Characteristics from Flight Speed[C]// 2017 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium, Suzhou, China:IEEE, 2017:1-2.
- [11] 马前阔, 张小宽, 宗彬锋, 等. 基于改进混合对数正态分布模型的隐身飞机动态RCS统计特性分析[J]. 系统工程与电子技术, 2022, 44(1):34-39.
- [12] 孙佳兴, 姚慧婧. 基于联合处理的复杂目标RCS估计方法[J]. 雷达科学与技术, 2022, 20(2):181-186.
- [13] 丰富宝, 丁建江, 亓强, 等. 雷达组网探测巡航导弹能力建模与仿真[J]. 火控雷达技术, 2009, 38(4):13-17.
- [14] 蔡超, 葛超, 武振波, 等. 基于动态RCS的无人飞行器隐身突防航迹规划[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2022, 50(11):72-78.
- [15] 张华涛. 多频段雷达组网探测跟踪隐身目标研究[J]. 现代电子技术, 2014, 37(7):46-49.
- [16] 戴筠. 雷达组网反隐身技术可行性探讨[J]. 现代雷达, 1998, 20(3):9-14.
- [17] 丁建江, 许红波, 周芬. 雷达组网技术[M]. 北京:国防工业出版社, 2017.
- [18] 黄亚林, 张晨新, 刘凯越, 等. 基于动态RCS的隐身目标检测研究[J]. 微波学报, 2017, 33(1):58-62.
- [19] 黄亚林, 张晨新, 张小宽, 等. 基于动态RCS的机动目标探测概率计算方法[J]. 探测与控制学报, 2018, 40(1):54-59.
- [20] 张文远, 徐浩军, 陈增辉, 等. 基于动态RCS的隐身飞机探测概率研究[J]. 飞行力学, 2020, 38(1):61-65.
- [21] 郑贵文, 蒋奎. 基于粒子群算法的雷达网优化部署方法研究[J]. 无线电工程, 2016, 46(1):42-45.
- [22] 单博楠, 傅宇龙, 叶海军, 等. 预警机典型巡逻航线下探测性能分析及评估[J]. 中国电子科学研究院学报, 2019, 14(6):625-633.

作者简介:

魏维斌 男, 硕士研究生, 主要研究方向为防空反导预警。

兰旭辉 男, 博士, 教授, 主要研究方向为信息融合、军事信息系统与情报处理。

彭思勇 男, 硕士, 副教授, 主要研究方向为雷达兵种战术学。

孙定涛 男, 硕士研究生, 主要研究方向为防空反导预警。

任富强 男, 硕士研究生, 主要研究方向为防空反导预警。

(上接第619页)

1474-1489.

- [13] HU Jinfeng, WEI Zhiyong, LI Yuzhi, et al. Designing Unimodular Waveform(s) for MIMO Radar by Deep Learning Method[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2021, 57(2):1184-1196.
- [14] ZHONG Kai, HU Jinfeng, PAN Cunhua. Constant Modulus MIMO Radar Waveform Design via Iterative Optimization Network Method[J]. IEEE Trans on Instrumentation and Measurement, 2023, 72:1-11.

作者简介:

肖相青 男, 博士, 主要研究方向为雷达波形设计、深

度学习。

王元恺 男, 博士, 工程师, 主要研究方向为信号处理。

胡进峰 男, 博士, 教授, 主要研究方向为信号处理、雷达波形设计、深度学习、机器学习。

刘军 男, 本科, 正高级工程师, 主要研究方向为电磁频谱监测。

钟凯 男, 博士, 主要研究方向为信号处理、雷达波形设计、深度学习。

赵紫薇 女, 硕士, 主要研究方向为深度学习、信号处理。

李会勇 男, 博士, 教授, 主要研究方向为深度学习、信号处理、雷达波形设计。

基于改进孤立森林的海面小目标检测方法

李雨笑, 胡居荣, 邢延潇, 戴天石, 张伟杰

(河海大学, 江苏南京 210024)

摘要: 针对海杂波背景下的雷达弱目标检测问题以及孤立森林(isolation Forest, iForest)算法在处理高维数据时未充分利用雷达回波信号特征信息的问题,提出了一种基于改进多特征联合的孤立森林弱目标检测方法。该方法通过分析实测海杂波数据在时域、频域和时频域的特性构建了丰富的高维特征矩阵,在iForest算法中融合主成分分析算法进行数据降维,引入平均相关度构成双参数降维准则,以平衡主成分与原始特征之间的相关性。仿真结果表明,所提改进方法在不同海况以及极化方式下均能够有效提升海杂波背景下雷达弱目标检测的性能,且在虚警概率较低的情况下仍有较高的检测概率。

关键词: 雷达目标检测; 孤立森林算法; 主成分分析算法; 多特征联合; 海杂波

中图分类号: TN957.51

文献标志码: A

文章编号: 1672-2337(2024)06-0628-09

引用格式: 李雨笑, 胡居荣, 邢延潇, 等. 基于改进孤立森林的海面小目标检测方法[J]. 雷达科学与技术, 2024, 22(6): 628-636.

LI Yuxiao, HU Jurong, XING Yanxiao, et al. Detection Method of Sea Surface Small Target Based on Improved Isolation Forest [J]. Radar Science and Technology, 2024, 22(6): 628-636.

Detection Method of Sea Surface Small Target Based on Improved Isolation Forest

LI Yuxiao, HU Jurong, XING Yanxiao, DAI Tianshi, ZHANG Weijie

(Hohai University, Nanjing 210024, China)

Abstract: To address the problem of radar small target detection under sea clutter conditions and the issue that the isolation forest (iForest) algorithm does not fully utilize radar echo signal features when dealing with high-dimensional data, a method for weak target detection based on improved multi-feature joint isolation forest is proposed. This method constructs a rich high-dimensional feature matrix by analyzing the characteristics of actual sea clutter data in time domain, frequency domain and time-frequency domain. The principal component analysis is integrated into the isolation forest algorithm for data dimensionality reduction, introducing an average correlation-based dual-parameter criterion for dimensionality reduction to balance the correlation between the principal components and the original features. The simulation results demonstrate that the proposed method effectively enhances the detection performance of radar weak target under sea clutter conditions across different sea states and polarization modes, while maintaining a high detection probability under low false alarm rates.

Key words: radar target detection; isolation forest algorithm; principal component analysis; multi-feature union; sea clutter

0 引言

随着对海面小目标探测性能需求的日益高涨,研究有效的雷达海面目标检测方法具有重要的现实意义^[1]。由于海杂波的非高斯、非线性、非平稳特征,海面弱目标在风浪等海洋环境因素作

用下的不确定漂浮特性,以及海尖峰对弱目标形成的遮蔽现象等原因使得探测浮冰、潜艇潜望镜等海面漂浮小目标一直是雷达目标检测领域的难题^[2-4]。

近年来,人们提出了多种基于特征的检测技术,以提高海杂波中小目标的检测性能^[5-7]。文献

[8]将海面弱目标的检测问题重构为三维特征空间中的单类异常检测问题,通过基于三特征检测的快速凸壳学习算法,从仅包含杂波观测的特征向量中学习杂波的决策区域。文献[9]将K最近邻(K-Nearest Neighbor, KNN)算法和异常检测思想相结合,通过海杂波训练集在高维特征空间中的充分且遍历的超球面覆盖来确定决策区域,实现虚警可控的目标检测器设计。文献[10]将异常检测算法中的孤立森林(isolation Forest, iForest)算法引入到海面弱目标检测问题中,通过八维特征空间构建孤立森林进行异常检测判决,实现了可控虚警率下的浮动小目标检测。文献[11]利用目标与杂波的极化相干矩阵的特征值信息差异提出了一种基于极化联合特征值的雷达弱小目标检测方法,较基于特征值的检测方法有一定的性能提高。文献[12]综合考虑了全局和局部信息,提出一种融合孤立森林和局部离群因子(Local Outlier Factor, LOF)的离群点检测方法(FSIF-HDLOF),先利用iForest对原始数据集进行剪枝,然后通过定义加权融合公式来确定离群点,利用LOF进行更精确的检测。然而在不同海况下,海杂波各维度的特征以及重要性是不同的,现有的特征检测通常缺乏对复杂海况下的自适应性,从而限制了检测器泛化性能。此外,现有检测器大多计算复杂度较高,难以同时满足实时性和高准确需求,针对实际工程需求如何设计兼顾检测性能和计算效率的检测算法也成为了一大挑战。

本文针对不同海况下的海杂波特性进行了仿真分析和多特征提取,利用从时域、频域和时频域提取的9种特征构建差异性矩阵,设计了一种基于多特征联合的孤立森林雷达弱小目标检测方法,融合改进的主成分分析(Principal Component Analysis, PCA)算法来解决iForest算法处理高维数据的可行性。对于所提出的策略,通过IPIX数据集验证其性能,并考虑了极化方式、虚警率、海况以及观测时长性能因素影响。

1 数学建模和特征提取

1.1 数学检测模型

从数学角度我们可将雷达弱小目标检测问题描述为一个二元假设检验问题,公式如下:

$$\begin{cases} H_0 \begin{cases} x(n) = c(n), n = 1, 2, \dots, N \\ x_r(n) = c_r(n), r = 1, 2, \dots, R \end{cases} \\ H_1 \begin{cases} x(n) = t(n) + c(n) \\ x_r(n) = c_r(n), r = 1, 2, \dots, R \end{cases} \end{cases} \quad (1)$$

式中: H_0 为待测单元内不含目标的假设, H_1 为待测单元内含目标的假设; $x(n)$ 为雷达回波, $t(n)$ 为目标回波, $c(n)$ 为海杂波; N 为回波序列长度, R 为参考单元。

1.2 多特征分析

为了适应不同海况下的检测要求以及解决基于单一特征检测算法对海杂波和目标差异性刻画不足的问题,本文在原有相对平均幅度(Relative Average Amplitude, RAA)^[8]、相对多普勒向量熵(Relative Doppler Vector Entropy, RVE)、相对多普勒峰高(Relative Doppler Peak Height, RPH)^[13]、相对多普勒变系数(Relative Doppler Coefficient of Variance, RCV)^[10]、时频脊能量(Ridge Integration, RI)、连通域数目(Number of connected Regions, NR)和最大连通域大小(Maximum Size, MS)^[14-15]7个特征的基础上,补充提出特征信息熵(Information Entropy, IE)、频域峰均比(Frequency domain Peak-to-Average Ratio, FPAR)组成9个特征。

图1为HH极化方式下,以2级海况为例的海杂波和目标单元在不同特征中的概率分布直方对比图。图1(a)中目标单元RAA值普遍大于纯海杂波单元,目标单元的RAA分布在0~5之间,纯海杂波单元RAA分布在0~2之间;图1(b)中目标单元的IE主要分布于数值7~11之间,海杂波单元分布在数值4~9之间;图1(c)目标单元的FPAR主要集中在150左右,而海杂波单元主要集中在60左右;图1(d)海杂波的RVE普遍分布在0.9~1.3之间,而目标回波则主要分布在0.6~1.1之间;图1(e)目标单元RPH主要分布在0~8之间,海杂波单元的RPH主要在0~3之间;图1(f)目标回波的RCV分布在0.9~2.5之间,而海杂波单元的RCV则集中分布在数值0.4~1.2之间;图1(g)中目标单元和海杂波单元的RI分布完全分开;图1(h)和图1(i)中目标单元的NR和MS均仅有小部分重合。通过对比发现,上述9个特征中目标单元和海杂波单元均具

有较好的区分度,可以体现海杂波与含目标回波在能量、几何方面的显著不同,同时彼此之间又存在着某种互补关系,因此上述特征可以作为分类和识别的有效特征。

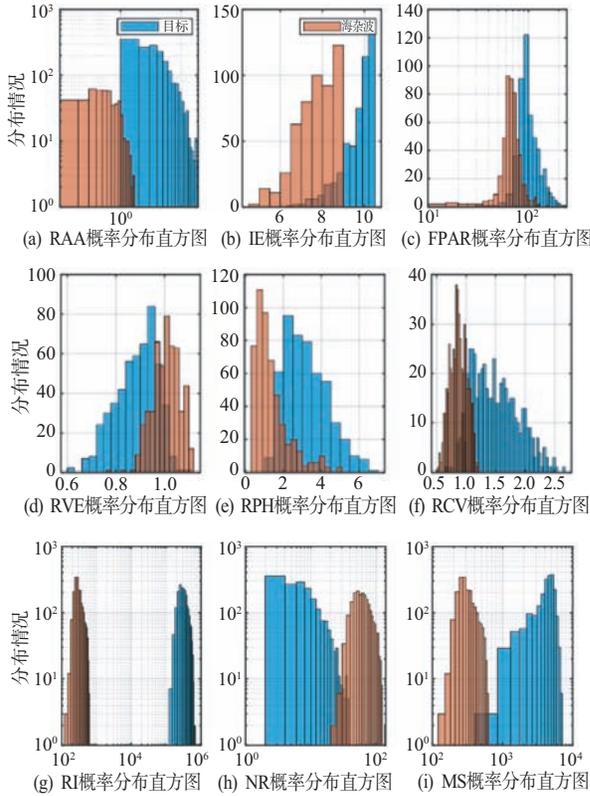


图1 不同特征中目标和海杂波分布直方图

1.3 多特征数据集构建

利用从多个域提取的9个特征构造多维特征矩阵 f :

$$f = [F_{c1}; F_{c2}; F_{c3}; \dots; F_{cK \times R}; F_{t1}; F_{t2}; F_{t3}; \dots; F_{tK}]^T \quad (2)$$

式中: F_{c_i} 和 F_{t_i} 分别为海杂波单元和目标单元的回波特征向量,大小为 $1 \times p$; p 为特征个数,这里 $p = 9$; $K \times R$ 为矩阵大小。则 M 是一个大小 $S \times p$ 的样本矩阵,这里 $S = K \times (R + 1)$ 。由于iForest适合处理大型数据且为了满足实际雷达检测任务中虚警率的需求,本文采用等间隔采样的方法以扩充数据集。

2 基于改进 iForest 算法的检测方法

2.1 传统 iForest 算法

传统 iForest 算法的实现过程如图2所示,首先

从原始数据中随机采样子集并选择子空间特征,随后基于所选取的子集和子空间特征递归构建孤立树(isolation Tree, iTree)合并成 iForest,再沿着每棵 iTree 的路径计算测试样本的路径长度,将所有 iTree 上的平均路径长度作为样本的异常分数,最后根据异常分数和真实标签计算受试工作者特征曲线(Receiver Operating Characteristic, ROC)和曲线下面积(Area Under Curve, AUC)值来评估 iForest 算法在异常检测任务上的性能表现。



图2 iForest算法实现过程

iForest 凭借其独特的机制和性能优势,保证了检测的鲁棒性,在海杂波背景下的雷达弱目标检测问题中展现出较强的适用性和潜力。

2.2 主成分分析算法改进

考虑到 iForest 算法在处理高维数据时随机选择样本及特征构建 iTree,导致特征信息漏用的问题,本文利用 PCA 算法来融合杂波和目标回波特征。

PCA 算法^[16]通过对原始数据集进行线性转换,按其所携带信息量的多少来选择主成分,将数据映射到新的坐标系中。在新坐标系下,每一个维度都代表了原始数据在特定方向上的投影,也反映了原始变量在维度上的信息比例。在 PCA 处理中首先需要对原始数据进行标准化,标准化具有消除尺度影响、避免数值范围差异等优点,但也会丢失原始数据中的重要信息。标准化后各指标方差一致,导致提取的主成分仅能反映指标间相互影响,无法完整呈现原始数据的全貌。针对这一问题,本文在传统 PCA 基础上引入了平均相关度,以评估主成分与原始特征的相关程度。

平均相关度的计算过程如下:

1) 对于每个主成分,使用皮尔逊相关系数计算它与所有原始特征之间的相关系数,来度量两个变量之间的线性关系强度。

2) 对于每个主成分,将其与所有原始特征的相关系数取绝对值,并计算平均值。

据此,对于第*i*个主成分,假设有*m*个原始特征,相关系数的计算公式为

$$r_i = \frac{\sum_{j=1}^m (x_j - \bar{x})(y_j - \bar{y})}{\sqrt{\sum_{j=1}^m (x_j - \bar{x})^2} \sqrt{\sum_{j=1}^m (y_j - \bar{y})^2}} \quad (3)$$

式中: x_j 和 y_j 分别为第*j*个样本在原始特征和第*i*个主成分上的取值; \bar{x} 和 \bar{y} 分别为原始特征和主成分的均值。对于相关系数的计算,样本之间的协方差矩阵和均值需要在PCA之前进行中心化和标准化处理,以确保结果的准确性。

对于第*i*个主成分,将其与所有*m*个原始特征的相关系数取绝对值,并求平均值,即可计算出该主成分与原始特征之间的平均相关度(Average Correlation, AC):

$$AC = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m |r_{ij}| \quad (4)$$

式中, r_{ij} 表示第*i*个主成分与第*j*个原始特征之间的相关系数。通过计算每个主成分的平均相关度,可以评估主成分与原始特征之间的整体相关性,并选择平均相关度超过某个阈值的主成分作为新的维度。

图3为相关系数矩阵的可视化分析,采用量化分类方法,可将特征间的相关系数按照其关联强弱程度划分为5个独立的区间。在0~1的绝对值范围内以0.2为步长进行等距分割,从而形成无相关、弱相关、中等相关、强相关、极强相关5个区间。

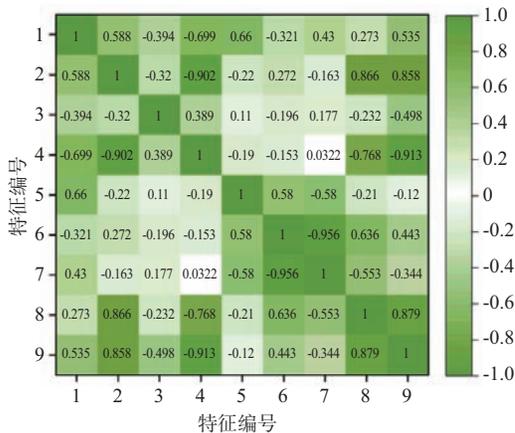


图3 相关系数矩阵

从图3可以看出,以特征9为例,其与特征2、4

和8存在极强相关,与特征1、3、6存在中等程度相关,与特征7存在弱相关,与特征5存在无相关。因此,可得时域、频域与时频域特征存在不同程度的相关性。通过消除高度相关特征,可有效减少信息冗余,同时降低后续高维空间处理的计算代价。相较于盲目地综合利用所有特征,这种有针对性的特征选择和融合更加科学合理,能够更好地满足复杂海杂波背景下的实际应用需求。

图4展示了改进PCA算法的具体流程图,包括基于PCA的数据降维和降维准则选择两部分。

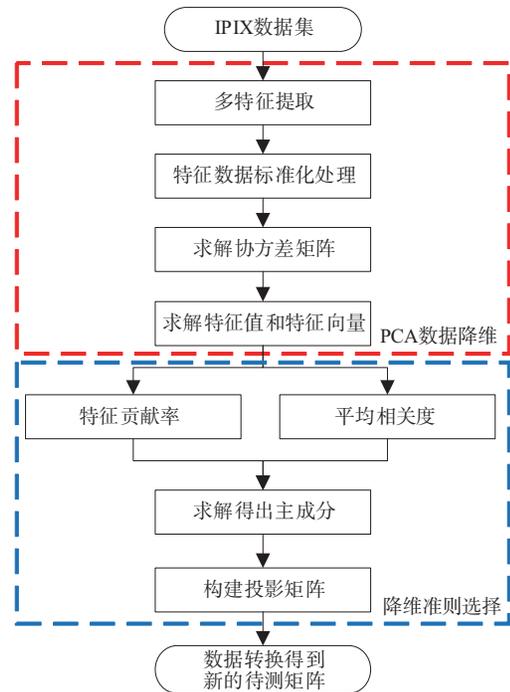


图4 基于双参数加权的多特征联合算法流程图

在数据降维阶段,利用标准化处理后的特征数据计算协方差矩阵,得到特征值和特征向量。在降维准则选择阶段,在传统PCA基础上引入平均相关度,形成双参数加权方法以评估主成分与原始特征的相关程度,从而构建投影矩阵。这种融合统计特性和相关分析的降维策略,能够在保留重要判别信息的同时,最大限度地避免标准化带来的信息损失。相比单纯依赖特征贡献率的特征选择,此处引入相关度约束兼顾了特征差异性和主成分代表性,有利于更准确刻画原始高维数据的内在结构。

2.3 基于双参数加权的多特征联合检测算法

本节设计了基于改进多特征联合的iForest检

测器,如图 5 所示,该方法可分为数据预处理和多特征联合检测两部分。在数据预处理阶段,对海杂波数据进行特征提取并组合成高维特征矩阵;在多特征联合检测阶段,通过在原始 PCA 算法中引入平均相关度这一概念,对特征矩阵进行降维处理,然后将其输入到孤立森林弱目标检测器中。最后,在给定虚警率下进行异常判决。

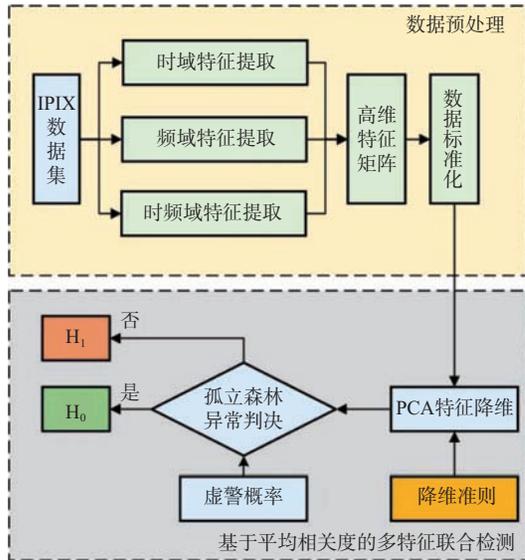


图 5 改进多特征联合的 iForest 算法整体框图

3 实验结果与分析

本文以加拿大 McMaster 大学提供的 1993 年和 1998 年 IPIX 雷达的 20 组实验数据为基础以验证所提出的优化算法的有效性和适用性。IPIX 雷达的载波频率为 9.39 GHz, 距离向采样率为 10 MHz, 对应的采样距离间隔为 15 m。IPIX 雷达的 1993 年数据以 1 000 Hz 的采样率持续运行 131.072 s, 以获取 131 072 个数据点。1998 年数据中每个数据集由 28 个相邻距离单元(持续运行 60 s)的 60 000 个相干脉冲序列组成。其中第 19 和第 20 数据集的距离分辨率分别为 15 m 和 9 m, 其余数据集的范围分辨率为 30 m。在传输和接收阶段, IPIX 雷达采用水平(H)和垂直(V)两种极化方式, 从而获取 4 种不同的极化组合数据, 分别为 HH、HV、VH 和 VV。

3.1 多特征联合可分性分析

由于高维特征空间中, 两类样本之间的分离

程度难以直观评估, 因此引入了 B 距离(Bhattacharyya Distance) 作为量化指标来评估不同特征组合在高维特征空间中的可分性。定义海杂波和目标样本的特征向量集合为

$$S_0 = \{\psi_i, i = 1, 2, \dots, I_0\}; S_1 = \{\psi_i, i = 1, 2, \dots, I_1\} \quad (5)$$

定义海杂波和目标样本的数学期望和协方差分别为

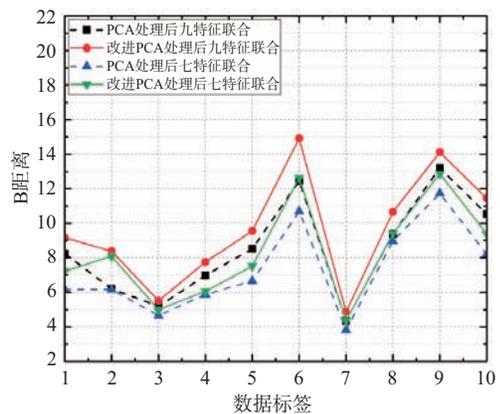
$$\mu_0 = \frac{1}{I_0} \sum_{i=1}^{I_0} \psi_i, \Sigma_0 = \frac{1}{I_0 - 1} \sum_{i=1}^{I_0} (\psi_i - \mu_0)(\psi_i - \mu_0)^T \quad (6)$$

$$\mu_1 = \frac{1}{I_1} \sum_{i=1}^{I_1} \psi_i, \Sigma_1 = \frac{1}{I_1 - 1} \sum_{i=1}^{I_1} (\psi_i - \mu_1)(\psi_i - \mu_1)^T \quad (7)$$

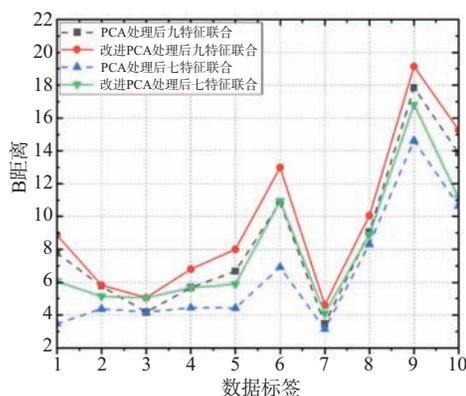
据此定义海杂波和目标样本集合 S_0 和 S_1 的 B 距离为

$$b_B(S_0, S_1) = \frac{1}{4} (\mu_0 - \mu_1)^T (\Sigma_0 + \Sigma_1)^{-1} (\mu_0 - \mu_1) + \frac{1}{2} \ln \left(\frac{\det(0.5(\Sigma_0 + \Sigma_1))}{\sqrt{\det(\Sigma_0)\det(\Sigma_1)}} \right) \quad (8)$$

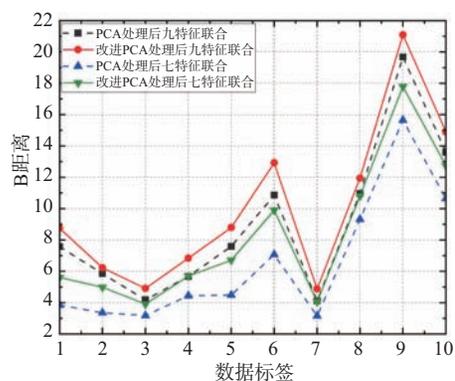
图 6 为观测时间为 512 ms 下前 10 组数据以 B 距离为指标利用 PCA 以及改进后 PCA 对九特征联合特征向量和七特征联合特征向量进行降维后的特征可分性分析, 可以得到: 1) 本文所提九特征联合的方法展现出良好的样本区分能力, 明显优于七特征联合。其中, VV 极化方式下的 B 距离最低, 两组交叉极化的 B 距离较为相近, 在多极化条件下均展现出良好的样本区分能力。2) 本文所提的双参数加权的 PCA 算法相比于原始基于特征贡献率的 PCA 算法对数据进行降维处理后 B 距离更大, 表明其选取的维度能够更为有效地平衡数据的降维效果和信息的保留程度。



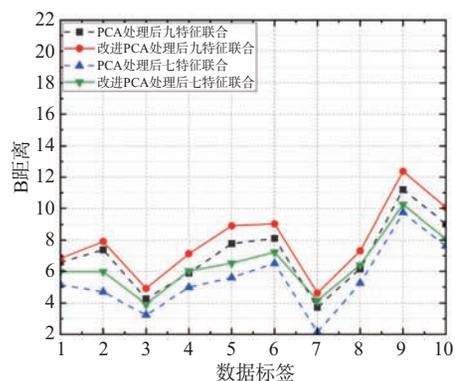
(a) HH 极化



(b) HV极化



(c) VH极化



(d) VV极化

图6 多特征联合特征向量的平均B距离图

3.2 算法性能验证

表1给出了在观测时间为512 ms、虚警率设置为 10^{-3} 下,使用IPIX数据集中20组数据4个极化通道的回波序列测试多类检测器的检测性能,包括分形检测器^[17]、三特征检测器^[8]、iForest检测器、LOF检测器^[12]、PCA检测器以及本文所提检测器。相比于传统的检测器,本文所提方法检测性能提升

明显,平均检测性能分别提升了0.585 7和0.338 9。较之原始iForest和LOF检测算法也有不错的表现,尤其是在VV极化模式下,平均检测性能分别提升了5.87%和5.06%。对比仅使用特征贡献率的PCA检测器也有1%~2%的性能提升。

表1 模型性能对比

检测器类别	HH	HV	VH	VV	平均
分形检测器	0.358 0	0.404 2	0.384 3	0.332 6	0.369 8
三特征检测器	0.592 4	0.626 1	0.644 5	0.603 4	0.616 6
iForest检测器	0.873 7	0.913 5	0.921 5	0.878 4	0.896 8
LOF检测器	0.881 3	0.923 2	0.930 4	0.884 5	0.904 9
PCA检测器	0.922 3	0.952 7	0.961 8	0.919 9	0.939 2
本文所提	0.944 6	0.967 5	0.973 4	0.936 3	0.955 5

可以发现,同一组数据集在不同极化方式下的检测概率差距很大。出现这一结果的原因在于平均信杂比(Average Signal to Clutter Ratio, ASCR)的不同,它直接影响着雷达系统对目标的探测能力。

图7为20组数据集的ASCR,可以看出不同数据集及极化模式下,目标回波平均信杂比差异显著。其中,VV模式下的ASCR最低,说明该模式下目标与海杂波的差异性较弱。两种交叉极化方式的ASCR是4种极化方式中最接近的,因此二者检测结果也较为接近,且在大部分数据集下平均信杂比高于其他极化方式,说明交叉极化方式在检测时更易捕捉到目标。

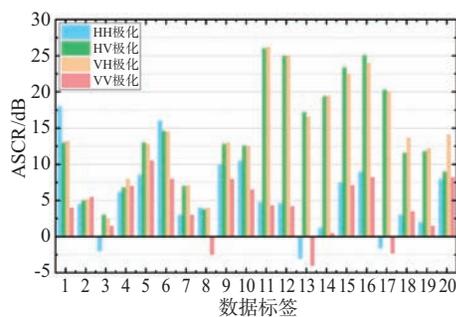
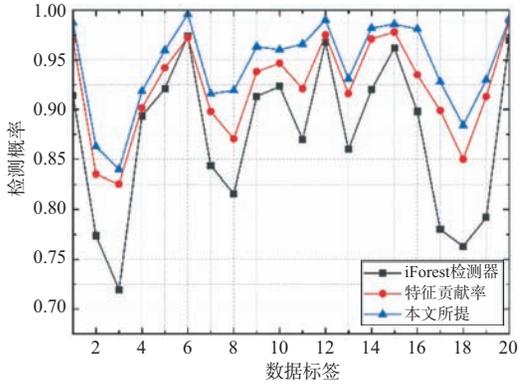


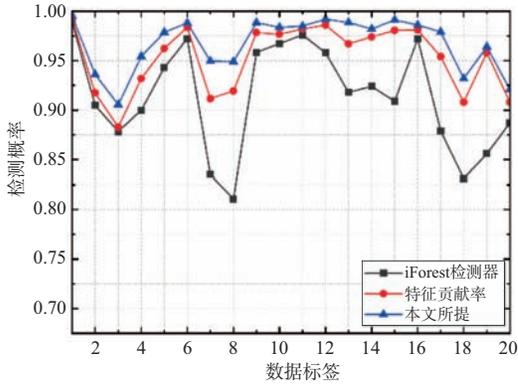
图7 不同极化方式下的ASCR

图8为iForest检测器、基于特征贡献率的多特征联合iForest检测器以及本文所提双参数加权的多特征联合iForest检测器在观测时长512 ms、虚警率 10^{-3} 下的检测性能。可以发现,在4种极化方式下,引入PCA算法后的iForest检测器的检测性能均优于原始iForest检测器。以HH极化为例,引

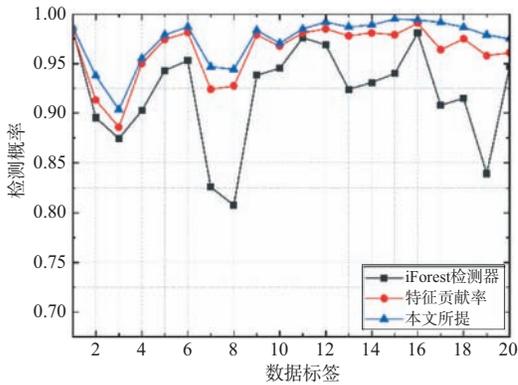
入PCA算法后的iForest检测器在2、3、17、18和19号数据集上检测性能提升最为明显。在其他数据集上也有较为不错的检测性能。其次,本文所提出的改进多特征联合的孤立森林弱目标检测方法,在部分数据集上取得显著的检测性能提升。以HH极化为例,所提检测器在3、17和18号数据文件上,对比原始算法分别提升了11.94%、14.82%和12.11%。同样地,较之基于特征贡献率的PCA算法,也有1.51%、2.93%和3.42%的检测性能提升。



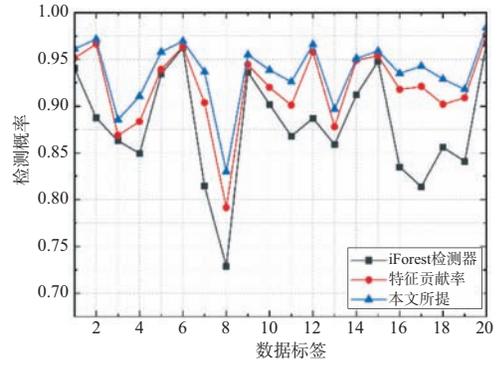
(a) HH极化



(b) HV极化



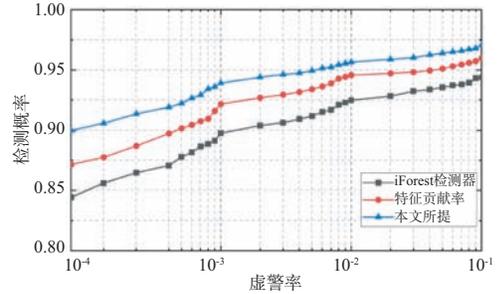
(c) VH极化



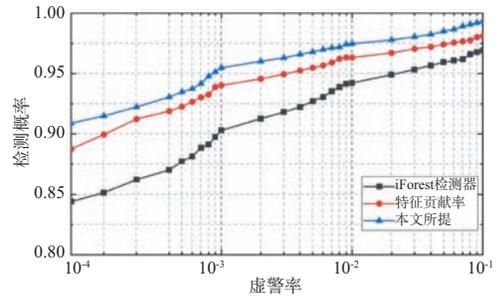
(d) VV极化

图 8 不同降维准则下 4 种极化的平均检测性能

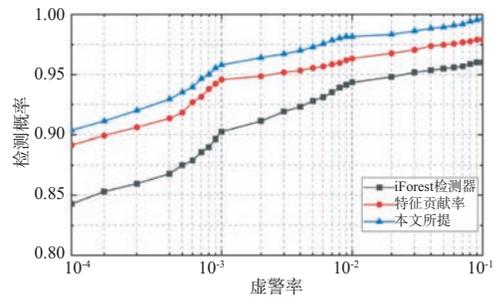
图 9 为应用不同降维准则的上述 3 种检测方法在 4 种极化方式下的 ROC 曲线,从极化方式角度评估了检测性能,并将虚警概率与极化方式综合考虑,对比分析在低虚警概率时的检测性能以及在不同数据极化方式时的泛化性能。



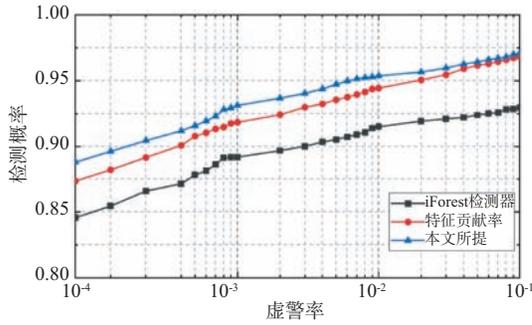
(a) HH极化



(b) HV极化



(c) VH极化



(d) VV极化

图9 4种极化方式下检测器的ROC曲线图

从图9可以观察到,在4种不同的极化方式下,与原始的iForest算法相比,采用PCA算法对数据进行降维处理后,系统检测性能显著增强,特别是在低虚警率的情况下,性能提升尤为突出。这意味着本文所提检测器能保持数据特征之间的相关性。然而,需要注意的是,随着虚警率的增加,3种检测器的性能差距有逐渐减小的趋势,由此表明基于改进多特征联合的孤立森林弱目标检测方法可以显著提高检测精度。

在实际探测任务中,风速、温度和天气等环境因素会导致雷达工作环境复杂多变。因此,检测方法需要适应不同探测环境下获取的数据。此外,在实际的雷达弱目标检测工程中,雷达需要快速获取海面信息,这就要求缩短观测时长。而观测时长的长短直接影响到雷达动态获取信息的能力,且不同观测时长获取的信息量也会有所差异。通常需要在信息获取速率和检测精度之间进行权衡,过短的观测时长可能会限制检测器获取到的信息,从而影响检测性能。因此,图10、图11分别通过实验测试验证了所提探测器在不同海况、不同观测时间下的探测性能。

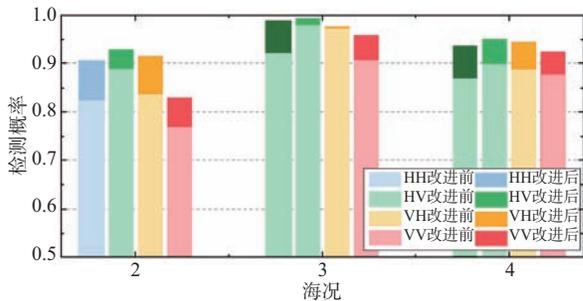


图10 不同海况下的检测概率

图10 选用 IPIX 数据集中代表 2、3 和 4 级海况

的#30、#280和#17号数据文件数据进行仿真分析以验证海况对检测概率的影响。可以得到本文所提方法取得了较好的检测性能,尤其是在4种极化方式的低海况下,相比于原始iForest算法检测性能提升显著。在3级海况下,本文所提方法检测准确率达到最高,在多种极化方式下,检测概率均可以达到0.95以上。相比之下,在2级海况下,检测概率最低。这是由于iForest算法本身对局部异常点敏感性不高,加之在低海况下弱目标回波和海杂波容易产生频谱混叠,进而导致检测性能较低。在高海况下,iForest算法可通过多特征联合在一定程度上减少此问题。而4级海况时,海杂波的后向电磁散射特性较强,海面的浪、涌所造成的海尖峰与目标回波相似且幅度较高,容易掩盖目标,此时检测概率略有降低。

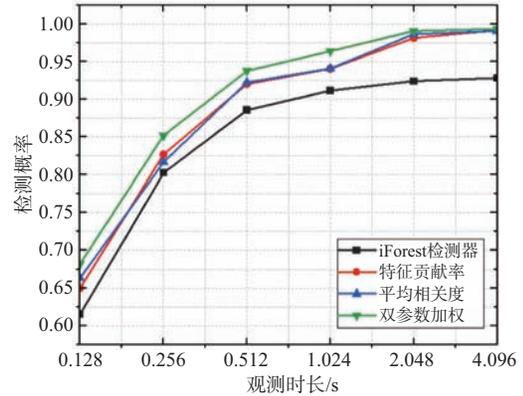


图11 不同观测持续时间下的检测概率

图11显示了极化方式为HH时,iForest检测器、基于特征贡献率的iForest检测器、基于平均相关度的iForest检测器以及基于平均相关度与特征贡献率双参数加权的iForest检测器在不同观测时长下的检测性能对比。结果表明,随着观测时长的增加检测概率显著提高,当观测时长为4096ms时,检测概率最高。当观测时长由2048ms增加至4096ms时,检测概率略微提升,说明此时观测时长的增加给检测器检测性能带来的提升已经接近饱和。本文所提检测器,在观测时长超过256ms,均能达到85%以上的检测概率,且优于其他3种检测器,这充分体现了所提方法在高精度、低时长等方面的优越性。

4 结束语

本文针对现有海杂波背景下雷达弱目标检测方法的不足,研究了异常检测思想在解决海杂波背景下雷达目标检测问题上的应用。首先从时域、频域等多个维度分别提取9个海杂波和目标之间的差异特征,从而将雷达回波序列映射到特征空间;其次提出基于改进多特征联合的孤立森林弱目标检测方法,融合PCA算法设计了结合平均相关性的双参数降维方法,该方法在PCA算法的基础上进行了改进,不仅比单纯基于特征贡献度的策略更为科学和合理,而且更有效地满足了复杂海杂波环境中雷达对弱目标的检测需求,具有容错率高、抗干扰能力强的优点。在低虚警概率 10^{-3} 下,本文所提检测方法比PCA检测方法和iForest检测方法分别提升了5.87%和1.63%。

参考文献:

- [1] CHEN Yaqing, SHEN Shijian, LEI Zhiyong. Small Target Detection on Sea Surface Based on Feature-Weighted Support Vector Machine [C]//2023 8th International Conference on Signal and Image Processing, Wuxi, China:IEEE, 2023:156-160.
- [2] PEI Jifang, YANG Yu, WU Zebiao, et al. A Sea Clutter Suppression Method Based on Machine Learning Approach for Marine Surveillance Radar [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2022, 15:3120-3130.
- [3] 董云龙, 张兆祥, 丁昊, 等. 基于三特征预测的海杂波中小目标检测方法[J]. 雷达学报, 2023, 12(4):762-775.
- [4] 关键, 伍僖杰, 丁昊, 等. 基于三维凹包学习算法的海面小目标检测方法[J]. 电子与信息学报, 2023, 45(5):1602-1610.
- [5] XU Shuwen, ZHENG Jibin, PU Jia, et al. Sea - Surface Floating Small Target Detection Based on Polarization Features [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2018, 15:1505-1509.
- [6] ZHAO Wenjing, JIN Minglu, CUI Guolong, et al. Eigenvalues - Based Detector Design for Radar Small Floating Target Detection in Sea Clutter [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2022, 19:1-5.
- [7] XIE Jianda, XU Xiaojian. Phase-Feature-Based Detection of Small Targets in Sea Clutter [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2021, 18:1-5.
- [8] SHUI Penglang, LI Dongchen, XU Shuwen. Tri-Feature-Based Detection of Floating Small Targets in Sea Clutter [J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2014, 50(2):1416-1430.
- [9] GUO Zixun, SHUI Penglang. Anomaly Based Sea-Surface Small Target Detection Using K-Nearest Neighbor Classification [J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2020, 56(6):4947-4964.
- [10] XU Shuwen, ZHU Jianan, JIANG Junzheng, et al. Sea-Surface Floating Small Target Detection by Multifeature Detector Based on Isolation Forest [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2021, 14:704-715.
- [11] 王威, 杨勇, 韩静雯. 基于极化联合特征值的雷达弱小目标检测方法[J]. 雷达科学与技术, 2024, 22(1):57-62.
- [12] 凌莉, 程张玉, 邹承明. 融合孤立森林和局部离群因子的离群点检测方法[J]. 计算机应用与软件, 2022, 39(12):278-283.
- [13] SHI Sainan, SHUI Penglang. Sea-Surface Floating Small Target Detection by One-Class Classifier in Time-Frequency Feature Space [J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 2018, 56(11):6395-6411.
- [14] 索莲. 强海杂波背景下的海面目标检测[D]. 北京:中国电子科技集团公司电子科学研究院, 2021.
- [15] 唐建军. 强海杂波中海面小目标检测算法研究[D]. 北京:中国电子科技集团公司电子科学研究院, 2022.
- [16] SAHA B N, RAY N, ZHANG Hong. Snake Validation: a PCA - Based Outlier Detection Method [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2009, 16(6):549-552.
- [17] LI Dongchen, SHUI Penglang. Floating Small Target Detection in Sea Clutter via Normalised Hurst Exponent [J]. Electronics Letters, 2014, 50(17):1240-1242.

作者简介:

李雨笑 女, 硕士研究生, 主要研究方向为海杂波背景下雷达弱目标检测。

胡居荣 女, 博士, 教授, 主要研究方向为信号处理。

邢延潇 男, 硕士研究生, 主要研究方向为雷达目标检测。

戴天石 男, 硕士研究生, 主要研究方向为雷达目标检测。

张伟杰 男, 硕士研究生, 主要研究方向为雷达目标检测。

DOI:10.3969/j.issn.1672-2337.2024.06.007

基于云模型的新体制机载气象雷达健康状态评估

章涛¹, 王灿¹, 黄佳琦², 李凯成¹

(1. 中国民航大学天津市智能信号与图像处理重点实验室, 天津 300300;
2. 中国商飞上海飞机设计研究院, 上海 201210)

摘要: 在分析新体制机载气象雷达系统的工作原理和基本组件的基础上, 选取发射机、接收机、信号处理机和有源相控阵雷达 T/R 组件为首要研究对象, 构建了多特征融合的气象雷达系统健康状态参数集, 采用层次分析法对各状态参数合理赋权, 针对新体制机载气象雷达健康状态评估问题, 提出了一种基于云模型的改进模糊综合评判法, 相较于传统的岭形隶属度函数, 该方法通过引入云模型的概念, 将模糊性和随机性纳入考量范围, 从而实现了更为全面和科学的健康状态评估。

关键词: 健康状态评估; 新体制机载气象雷达; 云模型; 模糊综合评价法

中图分类号: TN956; TN959.4

文献标志码: A

文章编号: 1672-2337(2024)06-0637-07

引用格式: 章涛, 王灿, 黄佳琦, 等. 基于云模型的新体制机载气象雷达健康状态评估[J]. 雷达科学与技术, 2024, 22(6): 637-643.

ZHANG Tao, WANG Can, HUANG Jiaqi, et al. Health Status Assessment of New Airborne Weather Radar Based on Cloud Model[J]. Radar Science and Technology, 2024, 22(6): 637-643.

Health Status Assessment of New Airborne Weather Radar Based on Cloud Model

ZHANG Tao¹, WANG Can¹, HUANG Jiaqi², LI Kaicheng¹

(1. Tianjin Key Laboratory for Advanced Signal Processing, Civil Aviation University of China, Tianjin 300300, China;
2. COMAC Shanghai Aircraft Design and Research Institute, Shanghai 201210, China)

Abstract: Based on the analysis of the working principle and basic components of the new airborne weather radar system, the transmitter, receiver, signal processor and active phased array radar T/R components are selected as the primary research objects, and a multi-feature fusion weather radar system health state parameter set is constructed. The analytic hierarchy process is used to reasonably weight each state parameter. Aiming at the health state evaluation problem of the new system airborne weather radar, an improved fuzzy comprehensive evaluation method based on cloud model is proposed. Compared with the traditional ridge membership function, this method takes fuzziness and randomness into consideration by introducing the concept of cloud model, so as to achieve a more comprehensive and scientific health status assessment.

Key words: health status assessment; new system airborne weather radar; cloud model; fuzzy comprehensive evaluation method

0 引言

机载气象雷达作为飞机关键探测设备, 其主要功能是通过屏幕显示不同波段雷达回波探测到的天气降雨等情况, 为机组人员提供直观的气象信息, 使其能及时观察到前方的天气状况, 特别是强降雨或风切变区域, 从而做出准确判断和决策,

有效避免飞机进入危险区域。自1993年起, 美国联邦航空管理局(FAA)明确要求所有民航客机必须安装机载气象雷达系统。鉴于机载应用的特殊性, 为确保在恶劣环境下的飞行安全, 实时监测机载气象雷达的健康状态至关重要。通过引入健康管理理念, 对雷达设备进行健康状态评估, 可以及时发现潜在的健康问题, 并采取相应的维护措施

收稿日期: 2024-05-29; 修回日期: 2024-08-07

基金项目: 工信部民用飞机专项科研项目(No.MJZ3-1N22); 国家重点研发计划(No.2022YFB3904303)

进行修复,从而有效延长雷达设备的使用寿命,提高设备的可靠性和稳定性,为飞行安全提供更加坚实的保障。

有源相控阵机载气象雷达是一种新体制气象雷达,相控阵具备灵活的波束控制能力,且具备的空时处理能力可有效提高杂波抑制性能,其收发装置只有 T/R 组件,所以相对传统机载雷达体积更小、重量更轻,可以更灵活地安装在飞机上,提供更广泛的应用场景和更高的部署效率。未来,机载气象雷达将采用多极化技术和相控阵技术来提升气象目标的检测能力。随着多极化和相控阵新体制机载气象雷达的发展和装备,其信号处理算法及硬件系统的复杂度较传统机载气象雷达有了大幅度增加,因此开展新体制机载气象雷达状态参数与健康监测技术研究对于促进国产机载气象雷达系统研制和运行维护具有重要意义。

在过去的十几年中,研究者们对雷达装备的性能评估进行了广泛的研究。文献[1]针对雷达各组件通过模糊规则评估组件健康状态,运用健康状态管理技术提升雷达性能。文献[2]通过研究相控阵雷达的健康状态监测,实现了雷达设备的预防性维修,对于提高雷达的可靠性和延长使用寿命具有重要意义。文献[3]构建了某型三坐标搜索雷达装备的健康状态评估体系,并基于故障关联和 SOM 网络对雷达收发模块进行评估。这种方法结合了故障分析和神经网络,为复杂系统的健康评估提供了新途径。文献[4]结合了层次分析法(AHP)和模糊综合评价方法,用于评估航天发射场雷达系统的健康状态,并提出了一种新的重要性度量指标,用于评估参数指标对当前系统健康状态的影响。文献[5]将模糊综合评价与 SVR 模型相结合,研究了雷达系统的健康状态评估方法。这种方法结合了传统的模糊评价与机器学习算法,提高了评估的准确性和效率。国内对相控阵体制机载雷达,特别是相控阵机载气象雷达的健康评估方法研究很少^[6-7]。在雷达装备健康评估的研究中,大部分关注点都集中在评估方法的完善上^[8-13],包括熵权法、模糊综合评价、机器学习算法等的应用^[14-16],而缺乏对健康状态指标参数的构建研究,尤其对于机载气象雷达系统这样结

构复杂的装备。健康状态参数的构建是评估方法的基础,缺乏科学、合理的状态参数将导致评估结果的不准确。此外,新体制相控阵机载气象雷达系统中的各个组件之间存在着复杂的关联关系。在评估整个系统的健康状态时,需要考虑和监测多个组件的状态,并且要考虑它们可能相互影响的情况。然而,传统的模糊综合评价方法无法直接进行这种综合评价。针对新体制多个组件间的关联关系和健康状态参数的模糊性问题,本文提出了一种改进模糊综合评判法,通过引入云模型隶属度函数^[17-18],可以对评估参数的不确定性进行建模和处理,有效提高健康状态评估中的模糊性。评估结果以云的形式表示,更直观地反映机载气象雷达的健康状态。

1 机载气象雷达健康状态参数

1.1 有源相控阵雷达的核心组件:T/R 模块

有源相控阵雷达由多个辐射单元组成,每个单元配备一个独立的 T/R 组件,这些组件根据既定的配置进行排列。波束形成器负责调节 T/R 组件的信号幅度及相位,以实现波束在空间的定向扫描。这些 T/R 组件的性能指标会对雷达系统的作用距离、接收灵敏度等核心性能造成影响。T/R 组件主要包含收发两个通道,其电路设计通常由射频 T/R 开关、移相器、限幅器、功率放大器、环形器以及控制电路等组成,能够实现快速切换收发状态。典型的 T/R 组件结构框图如图 1 所示。

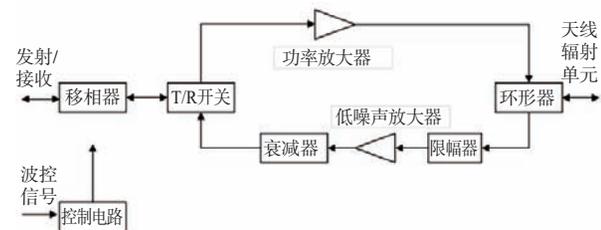


图 1 T/R 组件结构框图

1.2 新体制机载气象雷达系统组成

新体制机载气象雷达系统融入了多极化与相控阵技术,构成了一个先进的系统架构,如图 2 所示,其核心组件涵盖了雷达收发机、有源相控阵天线、信号处理机、数字波束形成器、控制与显示系

统等。有源相控阵技术的引入不仅使机载气象雷达具备了更高的目标探测分辨率和抗干扰能力,并且在发射和接收性能上直接受到T/R组件的影响。故障率较高的雷达收发模块、信号处理机和T/R组件是机载气象雷达中的核心组件,它们的正常工作对于整个雷达系统的性能至关重要,因此选这四部分作为对象层指标。

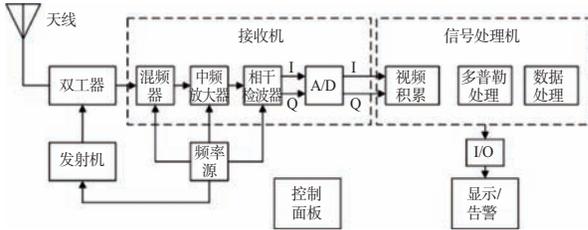


图2 机载气象雷达系统组成框图

1.3 健康状态评估指标集的选取

根据1.2节对机载气象雷达系统组成的分析,选取雷达发射机、接收机、信号处理机和T/R组件的健康监测特征,构建健康评估指标体系。由于机载气象雷达系统高度集成,故障表现出多样性和不确定性。在针对雷达状态进行监测的过程中,并非所有故障都能通过单一的状态参数得到。这种故障的不确定性以及故障间复杂的相互作用关系,为雷达健康状态评估带来了极大的挑战。为了更加全面、准确地评估雷达的健康状态,本文提出了一种对多个评估指标特征融合的评价方法。

相控阵体制作为机载气象雷达的核心组成部分,T/R组件扮演着重要的角色。因此,在机载气象雷达的状态参数构建中,确保T/R组件的健康状态能够有效评估,既能提高机载气象雷达的性能,又能保障雷达系统的可靠运行。对机载气象雷达可能遭遇的故障进行分析,在遵守客观性、灵活性、适应性、完整性和可衡量性的选取原则上,筛选出多个影响健康状态的相关参数。通过深入各系统分析,选定了机载气象雷达作为目标层指标,雷达发射机、雷达接收机、雷达信号处理机和有源相控阵雷达T/R组件作为对象层指标,并筛选出了工作比、水平噪声系数、移相精度等16个指标层指标。

构建的评估指标集如表1所示。

表1 机载气象雷达系统评估指标集

目标层	对象层	指标层
机载气象 雷达系统	雷达发射机	发射机脉宽
		发射机平均功率
		电源电压
		工作比
	雷达接收机	水平相位噪声
		发射通道端口驻波比
		水平噪声系数
		水平噪声电平
	雷达信号 处理机	水平噪声温度
		线性动态范围
		强度精度
		方位采样率
	T/R组件	仰角采样率
		移相精度
		插入损耗
		工作温度

2 雷达系统综合评价技术

2.1 云模型理论

李德毅教授于1995年提出的云模型,有效地促进了定性与定量之间的转化,同时也充分展现了综合评价的随机性和模糊性。以气象预测为例,该模型通过定义3个核心数字特征(E_x, E_n, H_e)来量化天气状况的定性评价。其中, E_x 期望值可以代表预测的平均气温, E_n 熵则反映了气温的波动范围或不确定性,而 H_e 超熵则进一步揭示了气温波动范围的离散程度。在实际应用中,云模型采用逆向云发生器将精确的数值(如历史气温数据)转换为云模型的参数,正向云发生器利用这些参数将云模型映射为具体的云滴,通过云图,可以直观地看到评价结果的分布情况。具体操作步骤如下所述:

1) 构建标准云

在划分论域的评价等级时,目前主要有3种方法:

(a) 正态云的“3En规则”

该方法适用于数据量较多的情况,通过对云参数进行代数运算得到。从正态云的“3En规则”

可以看出,论域中对定性概念有贡献的定量值绝大部分(约 99.74%)落在区间 $[E_{x-3}E_n, E_{x+3}E_n]$ 中。

(b) 论域的边界值

针对评语中存在的单边或双边约束问题,引入云理论,通过将其转化为云模型参数的方式,有效地对指标进行评估。具体做法为运用云理论中的计算公式(1),将双边约束的注释集转化为云参数,从而实现对指标的科学评估。

$$\begin{cases} Ex = (c_{\min} + c_{\max})/2 \\ En = (c_{\max} - c_{\min})/6 \\ He = k \end{cases} \quad (1)$$

其中 c_{\min} 为评语取值的最小边界, c_{\max} 为评语取值的最大边界, k 为常数,根据专家经验而定。

(c) 黄金分割法

这种方法是一种“主观”评估法,尤其适用于数据量较少的情况。设定 0.618 作为相邻评价等级模型参数之间的比例系数,这意味着模型参数之间存在一个特定的倍数关系。此外,随着评价等级逐渐接近论域 $[0,1]$ 的中心区域,其熵和超熵的值呈现出减小的趋势。为便于分析,本文将论域 $[0,1]$ 划分为 5 个不同的评价等级,并以论域的中心点 0.500 作为中等评价等级的基准点,设定其模型参数 Ex 为 0.500, He 为 0.005。这样的设置有助于更准确地利用云模型进行健康状态评估。

2) 计算指标云参数

依据专家对装备实际运行状况的评分结果,利用逆向云模型的方法,成功计算出各指标的评分均值与方差,并据此确定了相应的云参数。具体的计算过程参见公式(2)。

$$\begin{cases} \bar{X}_j = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k x_{ij} \\ S_j^2 = \frac{1}{k-1} \sum_{i=1}^k (x_{ij} - \bar{X}_j)^2 \\ Ex_j = \bar{X}_j \\ En_j = \sqrt{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k |x_{ij} - \bar{X}_j|} \\ He_j = \sqrt{|S_j^2 - En_j^2|} \end{cases} \quad (2)$$

3) 计算综合云参数

综合云是通过求解的权重及各指标云参数二次计算得到的,见公式(3)。

$$\begin{cases} Ex = \sum_{j=1}^n Ex_j w_j \\ En = \sqrt{\sum_{j=1}^n En_j^2 w_j} \\ He = \sum_{j=1}^n He_j w_j \end{cases} \quad (3)$$

式中, w_j 代表指标权重。

2.2 基于层次分析法的权重确定方法

在雷达设备的健康评估中,计算指标权重是非常重要的一环。目前主要有主观法与客观法两类权重确定方法。主观赋权法,依靠专家的丰富经验,通过专家对状态参数重要性的评估来设定权重。这种方法侧重于专家判断,能够充分反映专家的观点,主要包括层次分析法、优序图法等。而客观赋权法则依据评估指标实际的数据特征,通过统计分析和数据处理来得出权重。这种方法更侧重于数据的客观性和统计分析的结果,主要包括熵权法、CRITIC 法等。

每种权重确定方法都有其独特的优点和局限性。在确定机载气象雷达系统指标权重的方法时,由于当前数据量有限,并且在实际应用中,专家的知识 and 经验具有不可替代的价值,因此将层次分析法用来确定指标权重。通过两两比较的方式,层次分析法充分利用专家对各指标相对重要性的经验,能够将难以量化的评价指标进行量化处理,从而得出合理的评估指标权重,具体流程如图 3 所示。

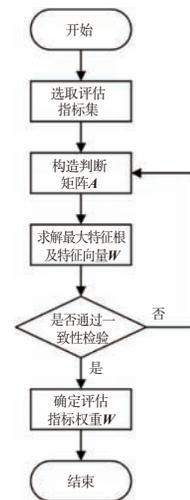


图 3 层次分析法流程图

2.3 基于云模型的改进模糊综合评判法

将云模型与层次分析法结合,具体健康状态评估步骤如下:

Step 1: 针对评估对象构建对应因素论域 $U = \{u_1, u_2, \dots, u_n\}$ 。

Step 2: 构建评语论域 $V = \{v_1, v_2, \dots, v_n\}$ 。

Step 3: 通过层次分析法求得各个指标权重 $W = \{w_1, w_2, \dots, w_n\}$ 。

Step 4: 利用云模型理论计算各指标的云参数。

Step 5: 计算系统综合云参数。

Step 6: 为了确定装备的健康状态,利用 MATLAB 软件将评语云模型和评价结果云模型进行可视化展示。通过观察生成的图形,可以准确判断评估对象的最终健康状态。

3 应用实例分析

3.1 仿真数据

由于相控阵机载气象雷达难以获得大量实测数据用于相关研究,因此通过仿真平台对有源相控阵机载气象雷达系统的发射机、接收机、雷达信号处理机和有源相控阵雷达 T/R 组件等关键部件的状态参数进行模拟分析。根据生成的模拟算例,得到机载气象雷达系统各个状态参数的工作范围如表 2 所示。查阅雷达维修手册可知,下面生成的气象雷达模拟数据存在以下故障问题:水平通道噪声系数超出阈值范围,并且发射机内部与天馈阻抗匹配较差而导致反射能量过多,导致驻波比过高,机载气象雷达系统属于“退化”状态。

表 2 机载气象雷达评估指标(模拟数据)

评估指标	模拟值	上限	下限	单位
发射机脉宽	89%	102%	0	μs
发射机平均功率	8%	15%	0	W
电源电压	9%	15%	0	V
工作比	11.0%	16%	0	无
水平相位噪声	0.08	0.3	0	dB
发射通道端口驻波比	1.52	2	0	无
水平噪声系数	3.18	3.27	2.43	dB
水平噪声电平	-80.69	-78.25	-83.35	dBm
水平噪声温度	284	333	212	°K

续表

评估指标	模拟值	上限	下限	单位
线性动态范围	78	80	70	dB
强度精度	0.9	1	0	dB
方位采样率	0.9	1	0	°
仰角采样率	0.15	0.175	0	°
移相精度	1.24	4	0	°
插入损耗	2.61	6	0	dB
工作温度	20	70	-40	°C

3.2 指标权重的计算

依据专家的实践知识和丰富经验,对机载气象雷达的评价指标进行了逐项对比,构建的判断矩阵 A 如下所示:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{3} & 3 & 6 & 4 & \frac{1}{3} \\ 3 & 1 & 6 & 4 & 5 & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{6} & 1 & 3 & 4 & \frac{1}{5} \\ \frac{1}{6} & \frac{1}{4} & \frac{1}{3} & 1 & \frac{1}{3} & \frac{1}{6} \\ \frac{1}{4} & \frac{1}{5} & \frac{1}{4} & 3 & 1 & \frac{1}{7} \\ 3 & 2 & 5 & 6 & 7 & 1 \end{bmatrix} \quad A_2 = \begin{bmatrix} 1 & 3 & 5 & 3 \\ \frac{1}{3} & 1 & 3 & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{5} & \frac{1}{3} & 1 & \frac{1}{4} \\ \frac{1}{3} & 3 & 4 & 1 \end{bmatrix}$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{3} \\ 2 & 1 & \frac{1}{3} \\ 3 & 3 & 1 \end{bmatrix} \quad A_4 = \begin{bmatrix} 1 & 3 & 5 \\ \frac{1}{3} & 1 & 3 \\ \frac{1}{5} & \frac{1}{3} & 1 \end{bmatrix}$$

然后根据规范列平均法,求得最大特征根 λ_{max} 分别为 6.589 2, 4.189 4, 3.053 6 和 3.038 5。再对上述的判断矩阵 A 进行一致性检验,计算出一致性比率(CR) < 0.1, 则一致性检验通过。最终确定各评估指标的权重 W 如下:

$$W_1 = (0.163\ 1, 0.287\ 7, 0.088\ 1, 0.037\ 1, 0.051\ 0, 0.373\ 0)$$

$$W_2 = (0.507\ 0, 0.146\ 8, 0.068\ 9, 0.277\ 4)$$

$$W_3 = (0.157\ 1, 0.249\ 3, 0.593\ 6)$$

$$W_4 = (0.637\ 0, 0.258\ 3, 0.104\ 7)$$

3.3 确定雷达健康状态

在构建标准云模型时,首先需要对雷达的健康状态进行多层次的分级界定。目前健康状态的分类等级从 2 级到 9 级不等^[19]。机载气象雷达作

为复杂系统,其性能退化过程是一个连续且包含多个中间阶段的过程,仅凭“健康”和“故障”两种状态无法全面描述其状态。与简单的单机设备不同,机载气象雷达具备更复杂的系统架构和冗余设计,这使其在部分组件出现故障时仍能通过降额运行或启用备用系统来维持关键功能^[20]。因此在等级划分时,机载气象雷达需要更多的健康等级来准确反映其性能状态。结合机载气象雷达的具体工作特性与故障模式,分析了其性能退化的表现特征,最终界定了“健康”“亚健康”“退化”“恶化”和“故障”这5种健康等级^[21]。机载气象雷达健康状态等级划分结果如表3所示。

表3 健康等级划分和维修决策

健康等级	健康等级描述	维修决策
健康	运行状态很好	维持现状,无需检修
亚健康	运行状态良好	持续关注,适当延长检修周期
退化	部件存在疲劳现象,有故障迹象	加强监测,制定维修计划
恶化	部分部件出现问题征兆	优先安排修复性维修
故障	发生故障,无法工作	立即维修

为了定量评估健康程度,通常选取分值论域为 $[x_{\min}, x_{\max}] = [0, 1]$ 。在设定5个评语的云参数时,本文采用了“黄金分割法”,提取机载气象雷达各指标仿真数据,将之标准化后结合云参数计算式得到分值论域内5个健康状态等级所对应的云模型参数如表4所示。

表4 健康状态评语对应云模型参数

健康状态评语	分值论域	云模型参数		
		E_x	E_n	H_e
健康		0	0.103	0.013
亚健康		0.309	0.064	0.008
退化	[0, 1]	0.5	0.039	0.005
恶化		0.691	0.064	0.008
故障		1	0.103	0.013

评语云如图4所示。

邀请5位行业专家根据相控阵机载气象雷达收发装置只有T/R组件、抗干扰能力强的自身特点,并综合雷达维修手册和表3的维修决策等知识,对机载气象雷达各指标进行打分。将打分情况代入公式(2),求解出各二级指标云参数。依据

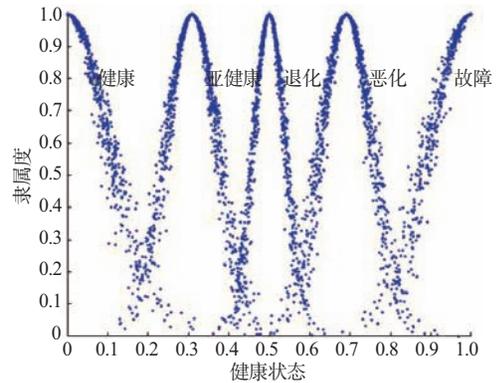


图4 云模型图

公式(3)计算出雷达系统综合云参数为 $C(E_x, E_n, H_e) = (0.45, 0.0353, 0.0048)$,最后借助MATLAB软件,将评价结果云模型和评语云模型在同一图中进行显示,如图5所示。

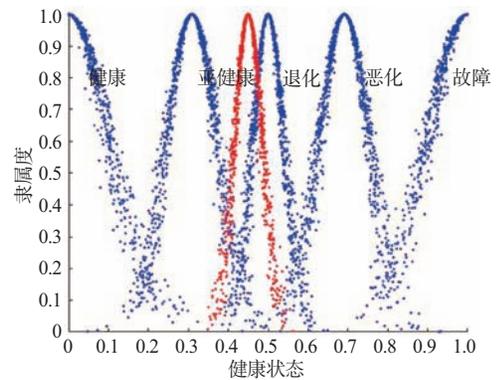


图5 评价云图

从图5可以直观地看出,评价结果云的位置介于“亚健康”云模型和“退化”云模型之间,但更趋近于“退化”。因此,可判断出此时的雷达系统处于“退化”状态,这与模拟算例中的实际情况一致,验证了本文所研究的云模型评估方法的有效性。由评价结果可知,雷达受水平噪声系数这一指标故障的影响较大,根据表3的维修决策,需要机组人员加强监测,并制定出维修计划以解决问题。

3.4 与其他隶属度函数的比较

为凸显所选云模型隶属度的优势,本文引入岭形隶属度函数进行对比分析。图6展示了对应5个健康等级的岭形隶属度函数图像,通过对比可以更加清晰地看出云模型隶属度在健康状态评估中的优越性。

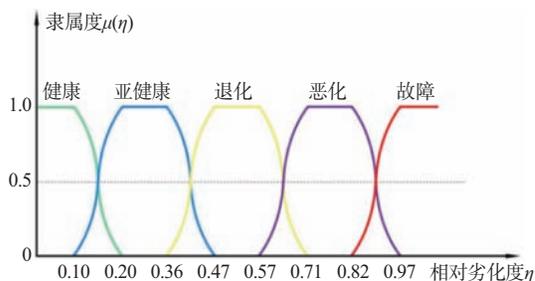


图6 岭形隶属度函数

根据上面的仿真数据和公式,计算得到机载气象雷达整体评估结果如表5所示。

表5 机载气象雷达健康状态评估结果

隶属度函数	健康	亚健康	退化	恶化	故障
岭形	0.168 7	0.256 6	0.298 4	0.239 7	0.036 9

根据最大隶属度原则,可以看出机载气象雷达处于“退化”状态,但评估结果十分接近“亚健康”状态,不易区分。通过比较表5和图5,可以发现使用云模型隶属度和岭形隶属度的评估结果相同,但这并不意味着两种方法在评估效能上等同。与云模型对比,岭形隶属度函数在以下几方面存在明显的局限性:

1) 岭形隶属度函数通过设定固定的隶属度函数曲线来求解指标隶属度,这失去模糊评判本身追求模糊的理念,难以精确描述隶属度的波动范围和不确定性。

2) 多个组件的综合评价困难。新体制机载气象雷达采用多个有源相控阵组件,每个组件都有特定的功能和性能。因此需要考虑和监测多个组件的状态,并考虑它们可能相互影响的情况。传统的模糊综合评价方法无法直接进行这种综合评价。

相比之下,采用云模型隶属度更具有以下优势:

1) 能够同时处理模糊性和随机性。在云模型中,通过引入熵和超熵的概念,能够精细地描述隶属度的波动范围和不确定性,实现了定性与定量之间的自然转换。

2) 反映多个组件间的关联关系。云模型通过云的数字特征和云发生器,能够更好地反映组件间的关联关系。它能够直观地展示评价结果,同时提供科学性的评估。

4 结束语

本文重点对新体制有源相控阵机载气象雷达的核心部件T/R组件进行讨论,提出了一种基于云模型改进模糊综合评价法的健康状态评估方法,针对机载气象雷达系统,构建了健康评估指标体系,包括1个目标层指标、4个对象层指标和16个指标层指标。经过实例分析得到的结果与模拟算例中的雷达健康状态一致,验证了云模型评估方法的有效性,并与传统的岭形隶属度函数对比,充分展示了云模型评估方法的模糊性和科学性。本文的研究为新体制机载气象雷达健康管理提供了高效的方法,在提升雷达系统性能稳定、保障飞行安全方面发挥重要的作用。

参考文献:

- [1] 邵威,许厚棣,金贤龙.基于模糊准则的雷达健康评估方法研究[J].雷达科学与技术,2021,19(2):152-155.
- [2] 高洪青.有源相控阵雷达状态监测与健康管理技术[J].计算机测量与控制,2016,24(9):146-148.
- [3] 吴冬寒.某型雷达健康状态评估与寿命预测方法研究[D].西安:西安电子科技大学,2020.
- [4] LI Chenyang, CHEN Hong, ZHANG Qin, et al. Health Status Assessment of Radar Systems at Aerospace Launch Sites by Fuzzy Analytic Hierarchy Process[J]. Quality and Reliability Engineering International, 2023, 39(8): 3385-3409.
- [5] YANG Yifei, ZHANG Maohui, DAI Yuewei. A Fuzzy Comprehensive CS-SVR Model-Based Health Status Evaluation of Radar[J]. PloS one, 2019, 14(3): e0213833.
- [6] 吕克洪,程先哲,李华康,等.电子设备故障预测与健康管理技术发展新动态[J].航空学报,2019,40(11):023285.
- [7] 李国发,王彦博,何佳龙,等.机电装备健康状态评估研究进展及发展趋势[J].吉林大学学报(工学版),2022,52(2):267-279.
- [8] 俞朝春.某型雷达发射机故障预测与健康管理关键技术研究[D].镇江:江苏科技大学,2022.
- [9] 黄晶.某雷达伺服系统的故障诊断和预测系统[D].镇江:江苏科技大学,2021.
- [10] 洪畅,翟栋梁,丁志辉,等.一种舰载雷达健康管理系统设计方法及实现[J].雷达与对抗,2023,43(2):11-14.
- [11] 赵梓芬.绝缘机器人健康状态评估方(下转第656页)

降雨对极化雷达 ISAR 成像影响及修正方法研究

据新杰, 李心达, 甘琳, 沈淳, 李健兵

(国防科技大学电子科学学院复杂电磁环境效应国家重点实验室, 湖南长沙 410073)

摘要: 极化逆合成孔径雷达(Pol-ISAR)能够对目标进行全天候高分辨成像观测,是获取空天目标信息的重要手段,但是复杂大气环境下的电波传播效应可能对成像结果造成重大影响。本文建立了全极化雷达在复杂降雨条件下的 ISAR 成像模型,分析了降雨环境下传播效应所导致的极化电磁波幅度衰减和相位误差,提出了传播效应对 ISAR 成像影响的修正方法,为多极化通道融合成像提供重要支撑。实验结果验证了复杂降雨条件下 ISAR 成像模型的正确性和传播效应修正方法的有效性。

关键词: 极化逆合成孔径雷达; 复杂降雨; 传播效应; 幅相误差

中图分类号: TN954; TN958.98

文献标志码: A

文章编号: 1672-2337(2024)06-0644-13

引用格式: 据新杰, 李心达, 甘琳, 等. 降雨对极化雷达 ISAR 成像影响及修正方法研究[J]. 雷达科学与技术, 2024, 22(6): 644-656.

JU Xinjie, LI Xinda, GAN Lin, et al. Study on the Effect of Rainfall on Polarized Radar ISAR Imaging and Calibration Methods [J]. Radar Science and Technology, 2024, 22(6): 644-656.

Study on the Effect of Rainfall on Polarized Radar ISAR Imaging and Calibration Methods

JU Xinjie, LI Xinda, GAN Lin, SHEN Chun, LI Jianbing

(State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environmental Effects on Electronics and Information System, College of Electronic Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Polarized inverse synthetic aperture radar (Pol-ISAR) is capable of all-weather, all-day and high-resolution imaging observation of targets, which is an important means of acquiring information about space targets. However, the radio wave propagation effect under complex atmospheric environment may have a significant impact on the imaging results. The ISAR imaging model of fully polarized radar under complex rainfall conditions is established. The polarized electromagnetic wave amplitude attenuation and phase error caused by the propagation effect under rainfall environment are analyzed. A method to calibrate the propagation effect on ISAR imaging is proposed, which provides important support for the fusion imaging of the multipolar channels. The experimental results verify the correctness of the ISAR imaging model and the effectiveness of the propagation effect calibration method under complex rainfall conditions.

Key words: polarized inverse synthetic aperture radar (Pol-ISAR); complex rainfall; propagation effect; amplitude-phase error

0 引言

逆合成孔径雷达 (Inverse Synthetic Aperture Radar) 通常被认为不受气候和昼夜影响, 具有全天候、全天时的工作能力, 在军事防空、航空航天和反导系统等领域的应用越来越广泛^[1-4]。极化作为电磁波除时域、频域和空域外另一表征电磁波信息的重要域, 能够获取目标更为完整的散射信息,

提升 ISAR 成像质量。在 Pol-ISAR 对空天目标成像时电磁波要穿越很长的路径, 在理想条件下这种影响不显著。然而当雷达工作在较高频段时, 就不得不考虑各气象粒子(雨、雾、雪等)对于极化电磁波的影响, 尤其是雷达处于低仰角时, 电磁波穿越雨雾环境的路径更长, 所发生的极化效应将更为显著。

早在 20 世纪 40 年代, Ryde^[5]就对降雨条件下

电磁波的散射和传播效应进行了研究,早期的研究一般把雨滴看作是球形,根据 Mie 散射理论研究计算降雨衰减^[6]。然而,实际降雨环境中雨滴并不是标准的球形,不同尺寸的雨滴在下落过程中会发生不同程度的形变,形变后的雨滴对水平极化电磁波和垂直极化电磁波的散射情况会有所差异,粗糙地把雨滴等效为标准球体会导致其与实际雨滴散射特性存在较大偏差。为了更真实地反映雨滴的实际形状,现阶段通常认为雨滴为底部带有凹槽的扁椭球状 Pruppacher-Pitter 型雨滴^[7],伴随产生了各种计算其散射特性的方法,其中应用比较广泛的有扩展 Mie 散射方法^[8]、点匹配法^[9]、Rayleigh-Gans 散射方法^[10]、T 矩阵法^[11-12]等。如果电磁波在到达目标的过程中需要穿越降雨等随机粒子,则还需要考虑电磁波在降雨粒子中的传播特性。2001 年,Bringi 等人^[13]运用 Oguchi 方法对降水媒质中的极化电磁波传播特性进行了研究,该方法适用于传输路径上降雨粒子比较均匀的场景;2004 年,李应乐对非均匀雨介质中的极化电磁波散射特性和传输特性开展了研究^[14],并于 2023 年提出了各向异性介质中的洛仑兹规范,对于强降雨条件下 THz 波段电磁波的散射和传播特性研究具有重要意义^[15]。尽管目前已有许多雨介质对电磁波散射和传播效应的研究,但是现有文献还没有将雨区散射和传播特性运用于 ISAR 成像分析中,尤其是对于 Pol-ISAR,极化是电磁波信息承载的重要特征域,雨滴的尺寸、形状、倾角以及雨滴谱分布,都可能对不同极化方式的 ISAR 成像产生重要影响。

对流层是地球大气的最低部分,从地表一直延伸到离地面约 12 km 的高度,在地基 ISAR 成像过程中,电磁波会穿越对流层中的大气、沉降粒子等,从而对成像产生一定不利影响。首先,降雨等粒子会对电磁波产生散射和吸收等效应,进而对 ISAR 成像质量造成影响。2001 年,赵振维^[16]指出降雨是制约 10 GHz 以上频段电磁波传播的最主要因素,雨滴对电磁波的散射和吸收会引起电磁波的衰减与去极化效应。2009 年, Danklmayer 等人^[17]指出降雨事件引起的衰减和后向散射已被确定为 SAR 图像退化和伪影产生的主要潜在原因,

且随着雷达工作频段的升高,由降水造成的传播效应将变得更加严重。2010 年,Marzano 等人^[18]探寻 X 波段星载合成孔径雷达对降水场的高分辨率探测,指出降雨会对 X 波段 SAR 产生衰减和分辨率退化等不利影响。2017 年,浙江大学的余水等人^[19]提出在合成孔径雷达对风场反演的过程中,由于受到降雨的衰减和后向散射影响,会使 SAR 图像中出现明显的暗带,影响海面风场的反演精度。2022 年,中国电波传播研究所的林乐科等人^[20]基于大量实测数据,建立了星地链路的雨衰减模型。然而这些研究大多集中在降雨对电磁波整体的衰减效应,较少考虑雨滴的微物理特性及其对极化电磁波相位差异的影响。

除了对电磁波产生衰减效应,降雨等粒子还会对电磁波产生相位误差。2008 年,弓树宏^[21]就对降雨条件下的介电特性进行研究,提出了一种改进的计算离散随机介质等效介电常数的计算模型。2015 年,田野等人^[22]指出实际对流层环境会引起折射率的改变,电磁波速率的变化会引起相位误差,从而影响图像重建。2018 年,Cong 等人^[23]指出大气延迟对合成孔径雷达的绝对测距和差分干涉测量有很大的影响,并用直接积分法对大气延迟进行了精确估计。2021 年,汪玲等人^[24]指出大气折射率波动会产生电磁波速率波动和大气吸收,表现为散射点在 SAR 图像中的重建位置误差和幅度误差。同年,西安电子科技大学的万明慧^[25]分析了对流层和电离层干扰对 ISAR 成像的影响,指出对流层的大气干扰会对 ISAR 成像产生沿距离向的偏移和方位向的散焦,并提出一种采用 Keystone 与 CS 算法相结合的修正方法。2023 年,Zhou 等人^[26]提出了一种基于深度学习(AtmNet)的对流层延迟校正方法,显著提高了 InSAR 测量精度。2024 年,研究者们提出通过实测气象数据的方式,以修正对流层延迟对 InSAR 的影响,在实际应用中发挥了明显的作用^[27-29]。目前国内外主要开展了对流层对 SAR 成像影响及修正方法的研究,但较少有降雨对 ISAR 影响机理的分析。尤其是对于 Pol-ISAR,不同极化下的成像可能出现位置偏差不一的现象,这会使得后续进行图像融合和机理解译时面临困难。因此亟需深入研究传输效

应对极化雷达成像的影响及修正方法,这对于提升恶劣气象环境下军事侦察具有重要意义。

针对上述降雨条件下 ISAR 成像研究的局限性,本文综合考虑了雨滴的微物理特性,对复杂降雨条件下的电波传播特性进行研究,定量分析降雨对全极化 ISAR 成像的影响。本文第1节首先建立了降雨条件下的电波传播模型,然后给出了降雨条件下的 ISAR 成像模型,并结合 Oguchi 方法对由降雨所导致的幅度误差和相位误差进行了分析;第2节提出了复杂降雨条件下 ISAR 误差修正的方法;第3节通过仿真实验验证了误差分析的正确性以及修正方法的有效性;第4节总结全文并得出结论。

1 降雨条件下 ISAR 成像模型

1.1 散射与传输模型

如图1所示,雷达在对空天目标进行 ISAR 成像时,雷达位置不动,获取不同角度上目标的回波,基于“转台模型”将目标的一维高分辨距离像和多普勒特征结合,得到目标的二维像。

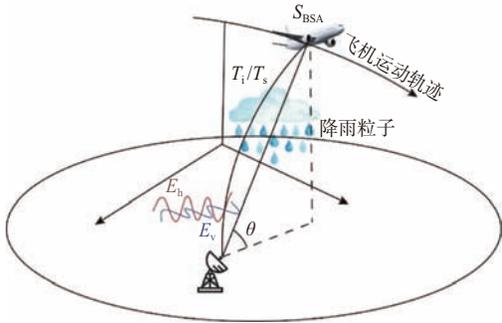


图1 雷达信号在降雨条件下传播模型

在没有任何传输介质中,观测目标处的人射电场表达式为

$$\begin{bmatrix} E_h^i \\ E_v^i \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{Z_0 G}{2\pi}} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \begin{bmatrix} M_h \\ M_v \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中, M_h 、 M_v 分别表示双极化天线发射的水平极化、垂直极化电磁波, E_h^i 、 E_v^i 分别表示目标处的水平极化、垂直极化入射电场, G 为天线增益, Z_0 为固有阻抗, r 为目标到雷达的距离, k_0 为波数。在实际情况下,当雷达和目标之间存在传输介质时,需要考虑极化电磁波的传输效应,此时目标处的人射电场表达式为

$$\begin{bmatrix} E_h^i \\ E_v^i \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{Z_0 G}{2\pi}} \frac{1}{r} \begin{bmatrix} T_{hh} & T_{hv} \\ T_{vh} & T_{vv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_h \\ M_v \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中, $T = \begin{bmatrix} T_{hh} & T_{hv} \\ T_{vh} & T_{vv} \end{bmatrix}$ 为电磁波在其传播路径上的雨区传输矩阵,球面波的相位项 $\exp(-jk_0 r)$ 被 T 所替换。需要说明的是,对于在传播路径上分区均匀的雨区,有 $T = T_N T_{N-1} \cdots T_1$, 其中 T_n 表示第 n 层均匀传播媒质的传输矩阵。

设 E^s 和 E^i 分别为接收天线回波和目标处入射电场的电场强度,二者与目标后向散射矩阵 S_{BSA} 的关系为

$$\begin{bmatrix} E_h^s \\ E_v^s \end{bmatrix} = \frac{1}{r} \begin{bmatrix} T_{hh} & T_{hv} \\ T_{vh} & T_{vv} \end{bmatrix} S_{BSA} \begin{bmatrix} E_h^i \\ E_v^i \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{Z_0 G}{2\pi}} \frac{1}{r^2} \begin{bmatrix} T_{hh} & T_{hv} \\ T_{vh} & T_{vv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{hh} & S_{hv} \\ S_{vh} & S_{vv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{hh} & T_{hv} \\ T_{vh} & T_{vv} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_h \\ M_v \end{bmatrix} \quad (3)$$

Oguchi 给出了稀疏分布离散媒质的传输矩阵,其各项因子分别表示为^[13]

$$\begin{cases} T_{hh} = e^{\lambda_1 r} \cos^2 \varphi + e^{\lambda_2 r} \sin^2 \varphi \\ T_{hv} = T_{vh} = (e^{\lambda_1 r} - e^{\lambda_2 r}) \frac{\sin 2\varphi}{2} \\ T_{vv} = e^{\lambda_1 r} \sin^2 \varphi + e^{\lambda_2 r} \cos^2 \varphi \end{cases} \quad (4)$$

对于传播媒质为对称轴与电磁波传播方向垂直 ($\varphi = 0^\circ$) 的定向椭球粒子,根据天线感应电压与回波电场的关系,可以得到理想天线接收端的双偏振感应电压为

$$\begin{bmatrix} V_h \\ V_v \end{bmatrix} = \frac{\lambda \sqrt{G}}{\sqrt{8\pi Z_0}} \begin{bmatrix} E_h^s \\ E_v^s \end{bmatrix} = \frac{\lambda G}{4\pi r^2} \begin{bmatrix} S_{hh} e^{2\lambda_1 r} & S_{hv} e^{(\lambda_1 + \lambda_2)r} \\ S_{vh} e^{(\lambda_1 + \lambda_2)r} & S_{vv} e^{2\lambda_2 r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_h \\ M_v \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中各参数为

$$\begin{cases} \lambda_1 = -jk_{\text{eff}}^h = -j \left[k_0 + \frac{j}{2} (P_{hh} + P_{vv} + \eta) \right] \\ \lambda_2 = -jk_{\text{eff}}^v = -j \left[k_0 + \frac{j}{2} (P_{hh} + P_{vv} - \eta) \right] \\ \eta = \sqrt{(P_{hh} - P_{vv})^2 + 4P_{hv}P_{vh}}, \varphi = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{2P_{vh}}{P_{hh} - P_{vv}} \right) \\ P = \begin{bmatrix} P_{hh} & P_{hv} \\ P_{vh} & P_{vv} \end{bmatrix} = -j \frac{2\pi}{k_0} \langle n S_{FSA} \rangle \end{cases} \quad (6)$$

式中, k_{eff}^h 、 k_{eff}^v 分别表示水平极化、垂直极化的复合波数, $\langle \cdot \rangle$ 表示取系统平均, n 为传播空间内雨滴的

个数, \mathbf{S}_{FSA} 为各雨滴的前向散射矩阵。

在式(6)传输矩阵的计算过程中,需要考虑雨区内所有雨滴粒子的平均散射效应。雨区内分布着不同体积大小的雨滴,每种尺寸对应一个数密度值,这种对应关系可以用雨滴谱来进行描述。Gamma 雨滴谱分布^[13]可以对各类降雨谱进行精确拟合,得到不同大小雨滴的分布概率,其表达式为

$$n(D) = N_w D^\mu \exp(-\eta D) \quad (7)$$

式中, N_w 为雨滴浓度的截距参数, D 为雨滴粒子直径, $\eta = 4.1R^{-0.21}$ 为斜率参数, R 为降雨率, $\mu = -1.575 + 1.365\eta - 0.0211\eta^2$ 为形状因子。

为了理论计算的方便,本文将雨滴都近似为没有缺口的椭球形状,在 Rayleigh-Gans 近似条件下,具有特定大小的单个雨滴前向散射矩阵 \mathbf{S}_{FSA} 可以表示为

$$\mathbf{S}_{\text{FSA}} = \begin{bmatrix} (S_{\text{hh}})_{\text{FSA}} & (S_{\text{hv}})_{\text{FSA}} \\ (S_{\text{vh}})_{\text{FSA}} & (S_{\text{vv}})_{\text{FSA}} \end{bmatrix}$$

$$(S_{\text{hh}})_{\text{FSA}} = -\frac{k_0^2}{4\pi\epsilon_0} [\alpha + (\alpha_z - \alpha) \sin^2\theta_b \sin^2\varphi_b]$$

$$(S_{\text{hv}})_{\text{FSA}} = (S_{\text{vh}})_{\text{FSA}} = \frac{k_0^2}{4\pi\epsilon_0} \left[\frac{(\alpha_z - \alpha)}{2} (\cos\theta_i \sin^2\theta_b \cdot \sin 2\varphi_b + \sin^2\theta_i \cos^2\theta_b \sin\varphi_b) \right]$$

$$(S_{\text{vv}})_{\text{FSA}} = \frac{k_0^2}{4\pi\epsilon_0} \left[\alpha + (\alpha_z - \alpha) (\cos^2\theta_i \sin^2\theta_b \cos^2\varphi_b + \sin^2\theta_i \cos^2\theta_b + \frac{\sin 2\theta_i \sin 2\theta_b \cos\varphi_b}{2}) \right] \quad (8)$$

式中, θ_b 和 φ_b 为决定雨滴轴面倾斜程度的两个角度, θ_i 为电磁波与椭球形雨滴纵轴之间的夹角, $\alpha_{x/y}$ 和 α_z 分别表示电场在 x/y 和 z 方向上的极化率,其表达式为

$$\alpha_z = V\epsilon_0(\epsilon_r - 1) \frac{1}{1 + \lambda_z(\epsilon_r - 1)}$$

$$\alpha_{x/y} = V\epsilon_0(\epsilon_r - 1) \frac{1}{1 + \lambda_{x/y}(\epsilon_r - 1)} \quad (9)$$

$$\lambda_x = \lambda_y = (1 - \lambda_z)/2$$

式中, V 为雨滴等效球体积, ϵ_0 为真空介电常数, ϵ_r 为雨滴的复相对介电常数, $\lambda_{x,y,z}$ 为椭球体的退偏振

$$\begin{bmatrix} V_{\text{h}} \\ V_{\text{v}} \end{bmatrix} = \sum_{k=1}^n \frac{\lambda G}{4\pi r_k^2} e^{-j2k_0 r_k} \begin{bmatrix} S_{\text{hh}}(t) e^{-2k_{\text{p,im}}^{\text{h}}(t)r_k} e^{-2jk_{\text{p,im}}^{\text{h}}(t)r_k} & S_{\text{hv}}(t) e^{-\left(k_{\text{p,im}}^{\text{h}}(t) + k_{\text{p,im}}^{\text{v}}(t)\right)r_k} e^{-j\left(k_{\text{p,im}}^{\text{h}}(t) + k_{\text{p,im}}^{\text{v}}(t)\right)r_k} \\ S_{\text{vh}}(t) e^{-\left(k_{\text{p,im}}^{\text{h}}(t) + k_{\text{p,im}}^{\text{v}}(t)\right)r_k} e^{-j\left(k_{\text{p,im}}^{\text{h}}(t) + k_{\text{p,im}}^{\text{v}}(t)\right)r_k} & S_{\text{vv}}(t) e^{-2k_{\text{p,im}}^{\text{v}}(t)r_k} e^{-2jk_{\text{p,im}}^{\text{v}}(t)r_k} \end{bmatrix}$$

$$\text{rect}\left(\frac{t - t_k}{T_p}\right) \exp\left[j2\pi f_c(t - t_k) + j\pi\gamma(t - t_k)^2\right] \begin{bmatrix} E_{\text{h}}^i \cos\varphi \\ E_{\text{v}}^i \sin\varphi e^{j\delta} \end{bmatrix} \quad (14)$$

因子。且 λ_z 为与雨滴粒子长短轴比相关的变量,本文采用 Thurai 等人^[30]提出的轴比函数对不同大小的雨滴采用不同方式拟合。

对于复合波数 $k_{\text{eff}}^{\text{h}}$ 、 $k_{\text{eff}}^{\text{v}}$ 可以进一步表示成复数形式:

$$\begin{cases} k_{\text{eff}}^{\text{h}} = k_{\text{re}}^{\text{h}} - jk_{\text{im}}^{\text{h}} \\ k_{\text{eff}}^{\text{v}} = k_{\text{re}}^{\text{v}} - jk_{\text{im}}^{\text{v}} \end{cases} \quad (10)$$

其实部和虚部可以分别表示为

$$\begin{cases} k_{\text{re}}^{\text{h}} = k_0 + \text{Re}\left[\frac{j}{2}(P_{\text{hh}} + P_{\text{vv}} + \eta)\right] = k_0 + k_{\text{p,re}}^{\text{h}} \\ k_{\text{im}}^{\text{h}} = -\text{Im}\left[\frac{j}{2}(P_{\text{hh}} + P_{\text{vv}} + \eta)\right] = k_{\text{p,im}}^{\text{h}} \\ k_{\text{re}}^{\text{v}} = k_0 + \text{Re}\left[\frac{j}{2}(P_{\text{hh}} + P_{\text{vv}} - \eta)\right] = k_0 + k_{\text{p,re}}^{\text{v}} \\ k_{\text{im}}^{\text{v}} = -\text{Im}\left[\frac{j}{2}(P_{\text{hh}} + P_{\text{vv}} - \eta)\right] = k_{\text{p,im}}^{\text{v}} \end{cases} \quad (11)$$

式中, k_{p} 是由于降雨粒子引起波数变化的“扰动”分量, Re 和 Im 分别表示取实部和虚部。因此,回波可以进一步表示为

$$\begin{bmatrix} V_{\text{h}} \\ V_{\text{v}} \end{bmatrix} = \frac{\lambda G}{4\pi r^2} e^{-j2k_0 r} \begin{bmatrix} S_{\text{hh}} e^{-2k_{\text{p,im}}^{\text{h}} r} e^{-2jk_{\text{p,im}}^{\text{h}} r} & S_{\text{hv}} e^{-\left(k_{\text{p,im}}^{\text{h}} + k_{\text{p,im}}^{\text{v}}\right)r} e^{-j\left(k_{\text{p,im}}^{\text{h}} + k_{\text{p,im}}^{\text{v}}\right)r} \\ S_{\text{vh}} e^{-\left(k_{\text{p,im}}^{\text{h}} + k_{\text{p,im}}^{\text{v}}\right)r} e^{-j\left(k_{\text{p,im}}^{\text{h}} + k_{\text{p,im}}^{\text{v}}\right)r} & S_{\text{vv}} e^{-2k_{\text{p,im}}^{\text{v}} r} e^{-2jk_{\text{p,im}}^{\text{v}} r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_{\text{h}} \\ M_{\text{v}} \end{bmatrix} \quad (12)$$

需要注意的是,式(12)是对于均匀雨区给出的表达式,对于非均匀雨区的情况,相应的传输响应由 $k_{\text{p}} r$ 变换为 $\int_0^r k_{\text{p}}(r) dr$ 。

1.2 降雨条件下宽带雷达的成像模型

在 ISAR 成像中,为获取高分辨率,通常使用宽带雷达信号,本文以线性调频信号(Linear Frequency Modulation, LFM)为代表进行研究,其时域表达式为

$$M = E^i \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) \exp\left(j2\pi f_c t + j\pi\gamma t^2\right) \quad (13)$$

式中, T_p 为脉冲宽度, E^i 为信号幅度, γ 为调频斜率, f_c 为中心频率, rect 为矩形窗函数。当目标可以表示为群强散射点集合,且相互之间的散射耦合不显著时, ISAR 回波信号可表示为 n 个散射中心回波的矢量和:

式中, φ 为发射电场与水平方向的夹角, δ 为水平方向入射电场超前垂直方向入射电场的相位角, $t_k = 2r_k/c$, r_k 为第 k 个散射点到雷达的距离。需要说明的是, 对于线性调频信号, 其特性表现为频率随时间线性变化。由于散射矩阵和传输波数均与频率

之间存在关联性, 因此, 极化散射分量和传输效应分量均为有时间相关的函数。

由于“扰动”波数的实部会对信号产生相位误差, 虚部对应的物理意义是对电磁波产生幅度误差, 全极化雷达 4 个极化通道的回波信号可以表示为

$$\begin{cases} V_{hh} = \sum_{k=1}^n \frac{\lambda G}{4\pi r_k^2} e^{-j2k_0(t)r_k} S_{hh}(t) \left| e^{-2k_{p,im}^h(t)r_k} E_h^i \right| \text{rect}\left(\frac{t-t_k}{T_p}\right) \exp\left(j2\pi f_c(t-t_k) + j\pi\gamma(t-t_k)^2 - 2jk_{p,re}^h(t)r_k\right) \\ V_{hv} = \sum_{k=1}^n \frac{\lambda G}{4\pi r_k^2} e^{-j2k_0(t)r_k} S_{hv}(t) \left| e^{-(k_{p,im}^h(t) + k_{p,im}^v(t))r_k} E_h^i \right| \text{rect}\left(\frac{t-t_k}{T_p}\right) \exp\left(j2\pi f_c(t-t_k) + j\pi\gamma(t-t_k)^2 - j(k_{p,re}^h(t) + k_{p,re}^v(t))r_k\right) \\ V_{vh} = \sum_{k=1}^n \frac{\lambda G}{4\pi r_k^2} e^{-j2k_0(t)r_k} S_{vh}(t) \left| e^{-(k_{p,im}^h(t) + k_{p,im}^v(t))r_k} E_v^i \right| \text{rect}\left(\frac{t-t_k}{T_p}\right) \exp\left(j2\pi f_c(t-t_k) + j\pi\gamma(t-t_k)^2 - j(k_{p,re}^h(t) + k_{p,re}^v(t))r_k\right) \\ V_{vv} = \sum_{k=1}^n \frac{\lambda G}{4\pi r_k^2} e^{-j2k_0(t)r_k} S_{vv}(t) \left| e^{-2k_{p,im}^v(t)r_k} E_v^i \right| \text{rect}\left(\frac{t-t_k}{T_p}\right) \exp\left(j2\pi f_c(t-t_k) + j\pi\gamma(t-t_k)^2 - 2jk_{p,re}^v(t)r_k\right) \end{cases} \quad (15)$$

通过对上式进行分析, 可以将 4 个极化通道的回波信号写成一个通用表达式:

$$V = \sum_{k=1}^n \frac{\lambda G}{4\pi r_k^2} e^{-j2k_0(t)r_k} S(t) \left| e^{-2k_{p,im}(t)r_k} E^i \right| \text{rect}\left(\frac{t-t_k}{T_p}\right) \cdot \exp\left(j2\pi f_c(t-t_k) + j\pi\gamma(t-t_k)^2 - 2jk_{p,re}(t)r_k\right) \quad (16)$$

对回波信号进行 Dechirp 解调处理, 参考信号为

$$S_{ref} = \text{rect}\left(\frac{t-t_{ref}}{T_p}\right) \exp\left(j2\pi f_c(t-t_{ref}) + j\pi\gamma(t-t_{ref})^2\right) \quad (17)$$

式中, $t_{ref} = 2R_{ref}/c$, R_{ref} 为目标的参考距离。解调后的输出信号为

$$V = \sum_{k=1}^n \frac{\lambda G}{4\pi r_k^2} e^{-j2k_0(t)r_k} S(t) \left| e^{-2k_{p,im}(t)r_k} E^i \right| \text{rect}\left(\frac{t-t_k}{T_p}\right) \cdot \exp\left(-j2\pi f_c \Delta\tau_k - j2\pi\gamma(t-t_{ref})\Delta\tau_k + j\pi\gamma\Delta\tau_k^2 - 2jk_{p,re}(t)r_k\right) \quad (18)$$

式中, $\Delta\tau_k = t_k - t_{ref} = 2(r_k - R_{ref})/c$, k_0 和 $k_{p,im}$ 随时间的变化对成像结果的影响并不显著, 相对误差约为 10^{-2} , 通常取脉冲宽度中心时刻的频率 f_c 所对应的波数作为近似值。但是 $k_{p,re}$ 随时间的变化却不能忽略, 这将影响 ISAR 距离向成像结果。此外, 对于硬目标而言, 其散射特性在单个脉冲宽度内变化相对较小, 在分析时通常可忽略散射矩阵分

量随时间的变化。根据附录所示的雨区散射特性, 式(11)中的 $k_{p,re}^h$ 、 $k_{p,re}^v$ 可以进一步表示为

$$\begin{aligned} k_{p,re}^h(t) &= \text{Re}\left[\frac{j}{2}(P_{hh} + P_{vv} + \eta)\right] \\ &= \text{Re}\left[-\frac{k_0(t)}{2\epsilon_0} [\alpha + (\alpha_z - \alpha) \sin^2\theta_b \sin^2\varphi_b]\right] \\ k_{p,re}^v(t) &= \text{Re}\left[\frac{j}{2}(P_{hh} + P_{vv} - \eta)\right] \\ &= \text{Re}\left[\frac{k_0(t)}{2\epsilon_0} [\alpha + (\alpha_z - \alpha) (\cos^2\theta_i \sin^2\theta_b \cos^2\varphi_b + \sin^2\theta_i \cos^2\theta_b + \frac{\sin 2\theta_i \sin 2\theta_b \cos \varphi_b}{2})]\right] \end{aligned} \quad (19)$$

式中, $k_0(t) = \frac{2\pi f(t)}{c} = \frac{2\pi(f_c + \gamma t)}{c}$ 是关于时间 t 的线性表达式, 因此 $k_{p,re}^h(t)$ 和 $k_{p,re}^v(t)$ 也是关于时间 t 的线性表达式。令 $t_s = t - t_{ref}$, 可直接对式(18)在快时间 t_s 进行傅里叶变换, 得到目标的一维距离像为

$$\begin{aligned} S(f, t_m) &= \sum_{k=1}^n \frac{\lambda G}{4\pi r_k^2} e^{-j2k_0 r_k} S \left| e^{-2k_{p,im} r_k} E^i \right| T_p \cdot \\ &= \text{sinc}\left[T_p\left(f + \gamma\Delta\tau_k + \frac{k_{p,re}(f)r_k}{2\pi}\right)\right] \cdot \\ &= \exp\left\{-j2\pi f_c \Delta\tau_k + j\pi\gamma\Delta\tau_k^2 - j2\pi f \Delta\tau_k\right\} \end{aligned} \quad (20)$$

对上式进行“去斜”和 RVP 项补偿并在慢时间 t_m 对其进行傅里叶变换,取幅值后得到最终 ISAR 成像结果为

$$S(f, f_m) = \sum_{k=1}^n \frac{\lambda G}{4\pi r_k^2} e^{-j2k_{p,rs} r_k} S \left| e^{-2k_{p,im} r_k} E^i \right| T_p T_m \cdot \text{sinc} \left[T_p \left(f + \frac{2\gamma}{c} y_k + \frac{k_{p,re}(f) r_k}{2\pi} \right) \right] \cdot \text{sinc} \left[T_m \left(f_m + \frac{2f_c}{c} \Omega x_k \right) \right] \quad (21)$$

这就是复杂降雨条件下的 ISAR 成像模型,其中 T_m 是慢时间总时长, (x_k, y_k) 为第 k 个理想点目标的坐标, Ω 为目标的转速。从式(21)所示的成像模型可以看出,由传播媒质引起的“扰动”波数的虚部会对电磁波产生衰减效应,使 ISAR 回波幅度降低。实部会对相位项产生一次相位误差,造成 ISAR 回波信号的延迟,从而导致 ISAR 成像后的距离向发生偏移。

2 降雨条件下幅相误差修正方法

2.1 基于雷达参量的降雨误差修正方法

相比于单极化 ISAR 成像,全极化 ISAR 成像能够获取目标各极化通道的散射信息,有效提升 ISAR 成像质量。然而,在雨区环境下,电磁波的传播受到降雨介质的影响会产生幅度误差和相位误差,且不同极化方式下的误差不同。幅度误差的存在直接影响了目标散射强度的测量出现偏差,进而影响对目标特性的准确判断。相位误差的存在则会导致 4 个极化通道的图像无法精确对齐,破坏了图像的空间一致性,对全极化融合成像的精度和可靠性产生不利影响。

为了克服上述问题,提出了一种基于雷达参量对降雨条件下回波信号进行修正的方法。对于双极化雷达,由两极化通道的回波可以获取的雷达参量包括比差分衰减 A_{dp} (dB/km) 和比差分相位 K_{dp} (rad/km),其表达式分别表示为对数关系和线性关系,是相应随距离的导数^[13]:

$$A_{dp} = \frac{d \left(20 \log_{10} |V_{dp}(r)| \right)}{dr} = \frac{d \left(20 \log_{10} \left| \frac{V_h(r)}{V_v(r)} \right| \right)}{dr} \quad (22)$$

$$K_{dp} = \frac{d\Phi_{dp}(r)}{dr} = \frac{d[\Phi_h(r) - \Phi_v(r)]}{dr}$$

式中, V_{dp} 和 Φ_{dp} 分别表示单位距离内两极化通道的幅度比和相位差, r 表示雨区传播距离。从式(15)可以看出,相对于 HH 极化而言, VV 极化通道的幅度

$$\text{比为 } V_{dp}^{vv} = \left| \frac{e^{-2k_{p,im}^v r}}{e^{-2k_{p,im}^h r}} \right|, \text{ 相位差为 } \Phi_{dp}^{vv} = -2j(k_{p,re}^v - k_{p,re}^h) r,$$

$$\text{HV/VH 极化通道的幅度比为 } V_{dp}^{hv/vh} = \left| \frac{e^{-k_{p,im}^v r}}{e^{-k_{p,im}^h r}} \right|, \text{ 相位}$$

差为 $\Phi_{dp}^{hv/vh} = -j(k_{p,re}^v - k_{p,re}^h) r$ 。可见在式(5)的情况

下, $V_{dp}^{hv/vh} = (V_{dp}^{vv})^{1/2}$, $\Phi_{dp}^{hv/vh} = \frac{1}{2} \Phi_{dp}^{vv}$ 。由式(22)可知,

通过雷达参量 A_{dp} 和 K_{dp} 可以计算得到两极化通道的幅度比 $V_{dp} = 10^{\int A_{dp} dr/20}$ 和相位差 $\Phi_{dp} = \int K_{dp} dr$, 实

现对回波信号进行修正,在一定程度上消除幅度误差和相位误差对成像质量造成的不利影响。若以 HH 极化通道作为参考,则误差修正后的回波信号可进一步表示为

$$\begin{cases} V'_{hh} = V_{hh} \\ V'_{hv} = \left| 10^{\int_0^r A_{dp} dr/20} \right| \cdot V_{hv} \cdot e^{-j \int_0^r K_{dp} dr} \\ V'_{vh} = \left| 10^{\int_0^r A_{dp} dr/20} \right| \cdot V_{vh} \cdot e^{-j \int_0^r K_{dp} dr} \\ V'_{vv} = \left| 10^{\int_0^r A_{dp} dr/10} \right| \cdot V_{vv} \cdot e^{-2j \int_0^r K_{dp} dr} \end{cases} \quad (23)$$

修正后的回波信号对于提高全极化 ISAR 融合成像质量具有重要意义。相位误差的修正使 4 个极化通道的图像实现对齐,便于后续进行融合成像;幅度误差的修正,有利于恢复目标散射强度的真实值,提升对目标特性的识别能力。

2.2 修正方法的有效性验证

在上一节中通过理论分析说明了修正方法的可行性。然而,为了检验修正方法的有效性和实际应用价值,还需对实际雷达情景进行验证分析。在实际工程应用中,由于 A_{dp} 和 K_{dp} 并不是通过直接测量得出,而是通过利用 Φ_{dp} 进行估计获取,这自然会在估计过程中引入一定程度的误差,从而影响误差修正精度。本文采用一种多项式拟合的方法对 Φ_{dp} 进行近似,并通过回归估计的方式实现了对 A_{dp} 和 K_{dp} 的有效估计,两者的估计标准差可以分别表示为^[31]

$$\sigma[\hat{K}_{dp}] = \frac{1}{\Delta r \sqrt{N(N-1)(N+1)/3}} \sigma[\hat{\Phi}_{dp}] \quad (24)$$

$$\sigma[\hat{A}_{dp}] = \beta \cdot \sigma[\hat{K}_{dp}] = \frac{\beta}{\Delta r \sqrt{N(N-1)(N+1)/3}} \sigma[\hat{\Phi}_{dp}] \quad (25)$$

式中, $\sigma[\hat{\Phi}_{dp}] = \left(\frac{1 - \rho_{co}^2}{\rho_{co}^2} \right) \frac{1}{2N^2} \sum_{n=-(N-1)}^{(N-1)} (N - |n|) |\rho[n]|^2$, ρ_{co} 为 HH 和 VV 极化通道回波信号的共偏振相关系数, $\rho[n]$ 为第 n 个信号样本之间的相关系数, Δr 为距离采样间隔, N 为雨区里的距离门数量, β 为 A_{dp} 与 K_{dp} 的近线性关系系数, 对于不同频率的电磁波, β 取值不同。

通过利用式(22)和式(23), 推导得到降雨条件下不同极化通道相对于 HH 极化通道的 ISAR 幅度衰减比值和位置偏移差值:

$$\begin{aligned} \Delta V_{vv} &= 10^{\int_0^r A_{dp} dr / 10} \\ \Delta V_{vh} &= \Delta V_{hv} = 10^{\int_0^r A_{dp} dr / 20} \\ \Delta R_{vv} &= \frac{c \int_0^r K_{dp} dr}{2\pi\gamma} \\ \Delta R_{vh} &= \Delta R_{hv} = \frac{c \int_0^r K_{dp} dr}{4\pi\gamma} \end{aligned} \quad (26)$$

式中, ΔV 和 ΔR 分别为幅度衰减比值和位置偏移差值。进一步地, 利用泰勒级数展开, ISAR 成像幅度衰减和位置偏移的修正误差可近似表示为

$$\begin{aligned} \sigma(\Delta V_{vv}) &\approx \frac{2\beta\sqrt{N}}{5\sqrt{N^2-1}} \sigma[\hat{\Phi}_{dp}] \\ \sigma(\Delta V_{vh}) &= \sigma(\Delta V_{hv}) \approx \frac{\beta\sqrt{N}}{5\sqrt{N^2-1}} \sigma[\hat{\Phi}_{dp}] \\ \sigma(\Delta R_{vv}) &\approx \frac{\sqrt{3N}c}{2\pi\gamma\sqrt{N^2-1}} \sigma[\hat{\Phi}_{dp}] \\ \sigma(\Delta R_{vh}) &= \sigma(\Delta R_{hv}) \approx \frac{\sqrt{3N}c}{4\pi\gamma\sqrt{N^2-1}} \sigma[\hat{\Phi}_{dp}] \end{aligned} \quad (27)$$

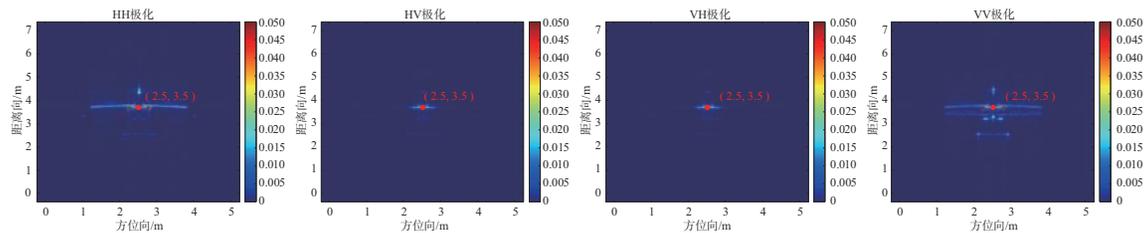


图2 “开拓者”无人机几何示意图

式中, $\sigma(\Delta V)$ 和 $\sigma(\Delta R)$ 分别表示幅度衰减和位置偏移真实值与修正值之间的标准差。通过对 A_{dp} 和 K_{dp} 的实际估计准确性进行分析, 可以进一步对 ISAR 成像幅度衰减和位置偏移的修正效果进行分析, 以验证本文提出修正方法的有效性和实际适用性。

3 仿真实验与结果分析

3.1 仿真数据与参数设置

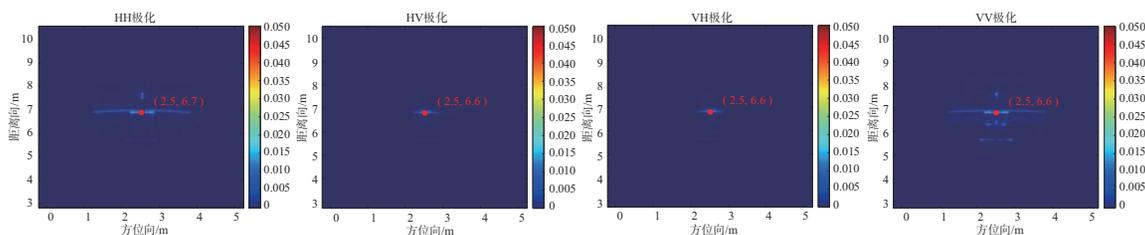
为验证上述降雨对 ISAR 成像影响模型的有效性和准确性, 本节选取“开拓者”无人机 FEKO 电磁仿真模型作为目标, 发射波形设置为 LFM 信号, 开展在不同雨滴谱参数、雷达工作频率、不同传输距离等参数条件下的 ISAR 仿真实验, 无人机几何示意图如图 2 所示, 其长度为 2.3 m, 翼展为 2.9 m, 高度为 0.66 m。当传播环境为理想无降雨条件时, 无人机中心坐标设置为 (2.5, 3.5)。

3.2 不同参数对 ISAR 成像影响仿真与分析

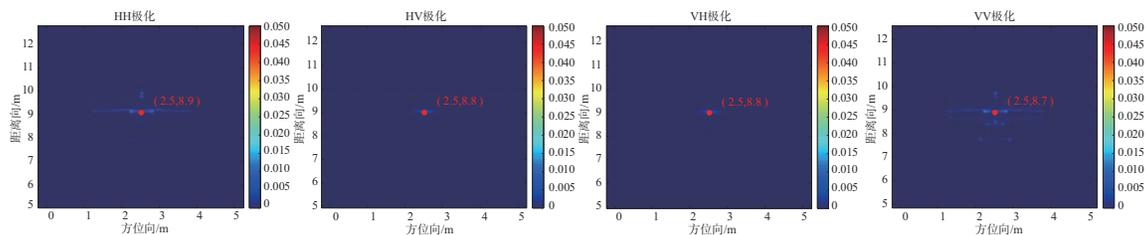
3.2.1 不同雨滴谱参数下的 ISAR 成像变化

本节验证不同雨滴谱参数对 ISAR 成像的影响, 由于雨滴谱参数主要影响因素为降雨率, 不同降雨率下雨滴谱分布不同, 各粒子直径的雨滴数量发生改变, 进而影响雨区的散射和传输特性, 因此也可以看作是验证不同降雨率对 ISAR 成像的影响。在工作频率为 15 GHz, 传输距离为 10 km 条件下, 开展不同降雨率下全极化 ISAR 成像实验, 仿真结果如图 3 所示。

(a) 无降雨条件下的全极化 ISAR 成像



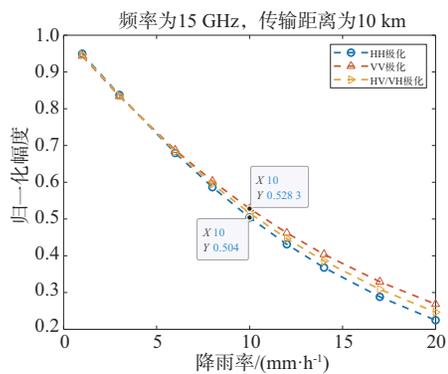
(b) 降雨率为 10 mm/h 下的全极化 ISAR 成像



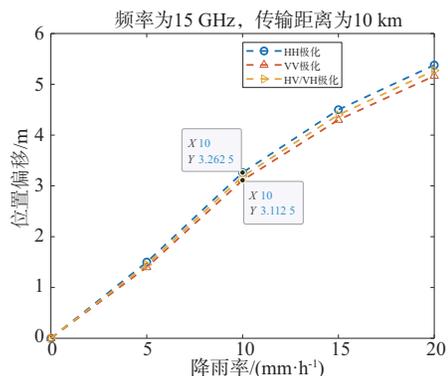
(c) 降雨率为 20 mm/h 下的全极化 ISAR 成像

图3 不同降雨率下的全极化 ISAR 成像

从图3仿真结果可以看出,降雨条件下的 ISAR 成像会发生能量衰减和距离向位置偏移的现象。图4给出了在工作频率为 15 GHz, 传输距离为 10 km 条件下, ISAR 成像的幅度衰减和位置偏移随降雨率的变化情况。



(a) 幅度变化



(b) 位置偏移

图4 不同降雨率下的幅度变化和位置偏移

从图3、图4可以看出,降雨率对于Ku波段的电磁波衰减具有显著影响。当降雨率为 10 mm/h 时, HH 极化电磁波衰减 5.952 dB, HV/VH 极化电磁波衰减 5.747 dB, VV 极化电磁波衰减 5.542 dB, 此时雨衰的影响已不可忽略; 当降雨率为 20 mm/h 时, HH 极化电磁波衰减 12.938 dB, HV/VH 极化电磁波衰减 12.192 dB, VV 极化电磁波衰减 11.446 dB, ISAR 图像已呈现出显著的模糊状况。此外,我们还发现在不同降雨率下,距离向也发生了不同程度的偏移。这种偏移在降雨率较小时并不明显,但在大雨条件下其影响却不可忽略,当降雨率达到 20 mm/h 时, HH 极化成像偏移 5.38 m, HV/VH 极化成像偏移 5.27 m, VV 极化成像偏移 5.17 m, 不同极化方式的偏移差可达到 0.2 m。若不对这一偏移进行校正,则会使多极化通道图像的融合难以实施。

通过仿真结果进一步分析现象背后的物理机理,当电磁波在降雨条件下传播时,雨滴会作为散射体使电磁波发生散射、吸收等效应,这些物理过程会直接影响电磁波的幅度、相位和极化状态。随着降雨率的增大,雨滴谱参数发生了改变,雨区单位体积内雨滴数量增多,雨滴平均直径变大。这些变化导致雨滴对电磁波的散射和吸收等效应显著增强,进而使电磁波产生幅度衰减和相位延迟效应,影响成像结果。在不同极化方式下,由降雨所引起的幅度和相位误差有所不同,这是由于

雨滴粒子在下落过程中并不是标准的球形,而是呈扁椭球形,电磁波在单个雨滴中的水平散射直径大于垂直方向,因而在雨区的传播过程中,雨滴对水平电磁波的传播效应会比对垂直电磁波更为明显。

3.2.2 不同频率下的 ISAR 成像变化

本节验证雷达中心频率对 ISAR 成像的影响。在降雨率为 10 mm/h,传输距离为 10 km 条件下,开展不同雷达频率下全极化 ISAR 成像实验,仿真结果如图 5 所示。对于 ISAR 雷达成像,为了获取目标高分辨率成像,电磁波通常工作于高频段,本节对频率为 10~40 GHz 的电磁波频率进行研究。

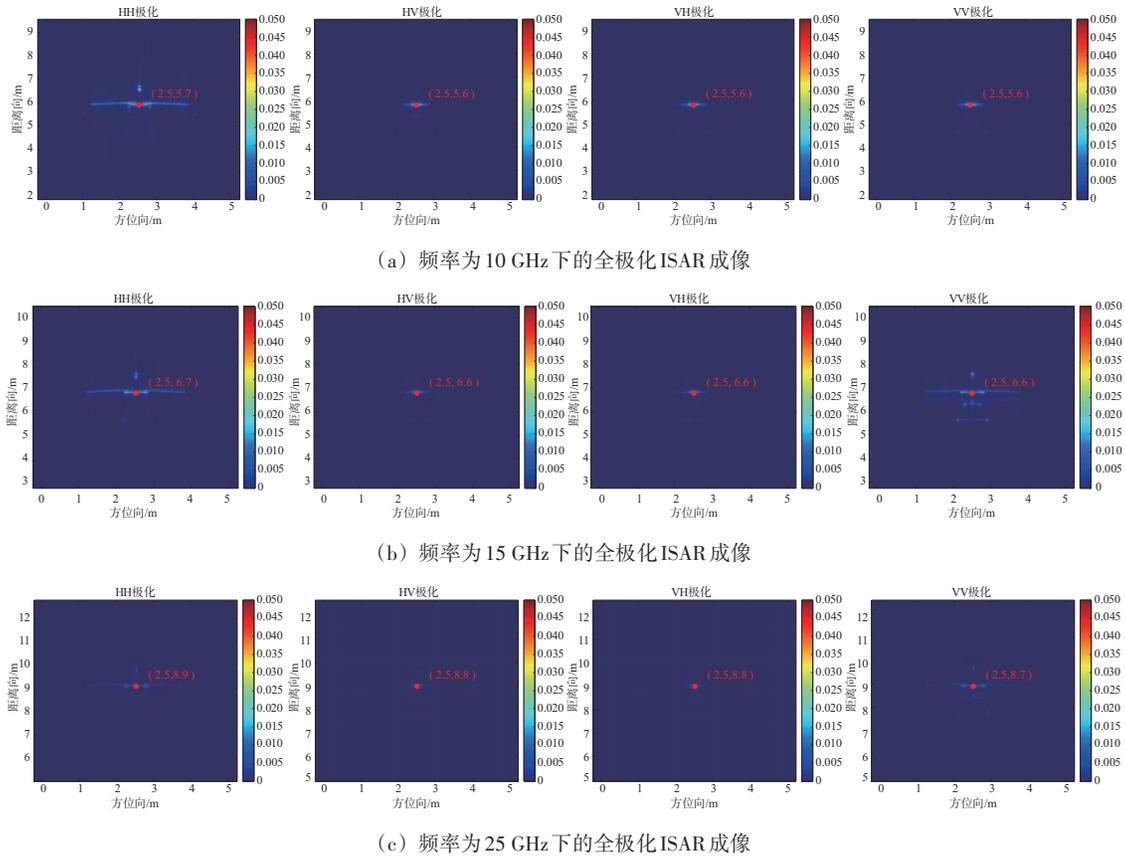


图 5 不同频率下的全极化 ISAR 成像

图 6 定量给出了在降雨率为 10 mm/h,传输距离为 10 km 条件下,ISAR 成像的幅度衰减和位置偏移随频率的变化情况。

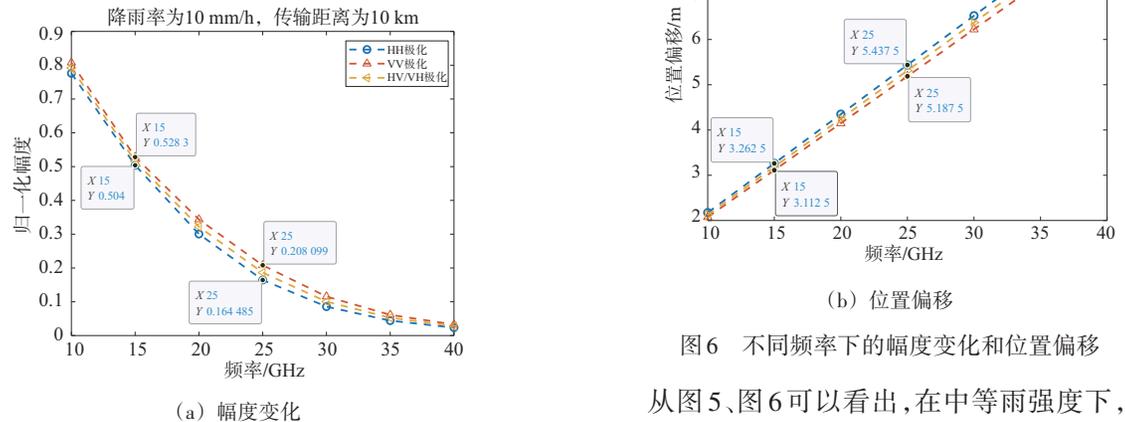


图 6 不同频率下的幅度变化和位置偏移

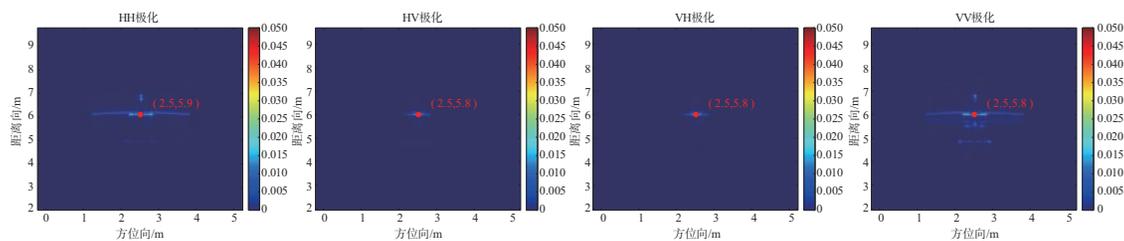
从图 5、图 6 可以看出,在中等雨强度下,ISAR

成像质量随频率的增大而下降,在特定频率范围内,信号穿过雨区后的归一化幅度随着雷达工作频率的增大而显著下降。其中,当雷达工作频率为 10 GHz 时,HH 极化电磁波衰减 2.2 dB, HV/VH 极化电磁波衰减 2.028 dB, VV 极化电磁波衰减 1.855 dB;当雷达工作频率为 25 GHz 时,HH 极化电磁波衰减 15.677 5 dB, HV/VH 极化电磁波衰减 14.656 1 dB, VV 极化电磁波衰减 13.634 6 dB,此时目标已经几乎完全淹没在背景噪声中。此外,由降雨引起的距离向偏移现象随频率呈线性变化,当雷达工作频率为 25 GHz 时,HH 极化成像偏移 5.437 5 m, HV/VH 极化成像偏移 5.312 5 m, VV 极化成像偏移 5.187 5 m。由此可见,高频段的电磁

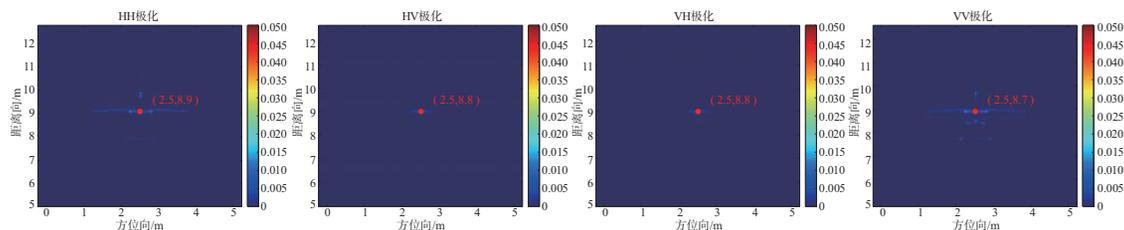
波更容易与水分子和雨滴发生相互作用,这是因为高频段的电磁波波长较短,更接近于雨滴的尺寸大小,从而增加了与雨滴相互作用的可能性,导致更多的电磁波能量被雨滴散射和吸收,使降雨对极化 ISAR 成像的影响更为显著。

3.2.3 不同传输距离下的 ISAR 成像变化

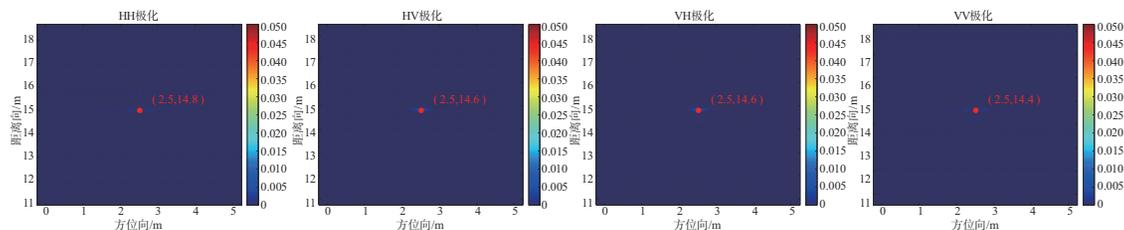
本节验证传输距离对 ISAR 成像的影响,在降雨率为 20 mm/h,频率为 15 GHz 条件下,开展不同传输距离下全极化 ISAR 成像实验,仿真结果如图 7 所示。实际情况下,雨顶高度通常为 5 km 左右,由于雷达仰角的不同,电磁波传播距离一般可以达到 20 km。



(a) 传输距离为 5 km 时的全极化 ISAR 成像



(b) 传输距离为 10 km 时的全极化 ISAR 成像



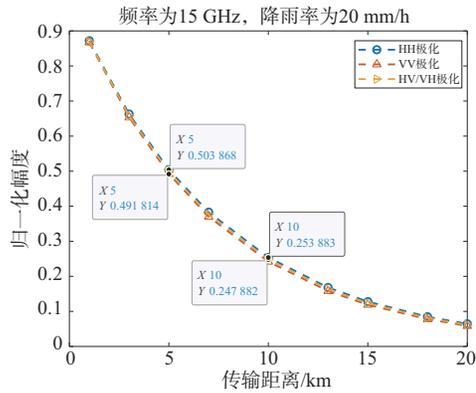
(c) 传输距离为 20 km 时的全极化 ISAR 成像

图 7 不同传输距离下的全极化 ISAR 成像

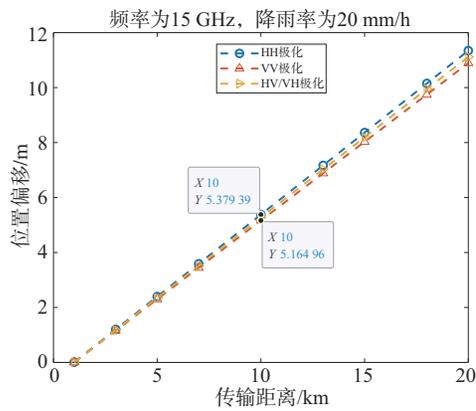
图 8 定量给出了在降雨率为 20 mm/h,频率为 15 GHz 条件下,ISAR 成像的幅度衰减和位置偏移随传输距离的变化情况。

从图 7、图 8 可以看出,随着传输距离的增加,由降雨导致的成像质量下降将更为显著。这是因为随着传输距离的增大,降雨对电磁波的影响产

生积累效应,使之与大气中的降雨粒子产生更多的相互作用,从而增强了降雨对 ISAR 成像的幅度衰减和位置偏移现象。此外,在实际探测过程中,传输距离一般随雷达仰角的降低而增大,当雷达在低仰角工作时,降雨对 ISAR 成像的影响通常会更为明显。



(a) 幅度变化



(b) 位置偏移

图8 不同传输距离下的幅度变化和位置偏移

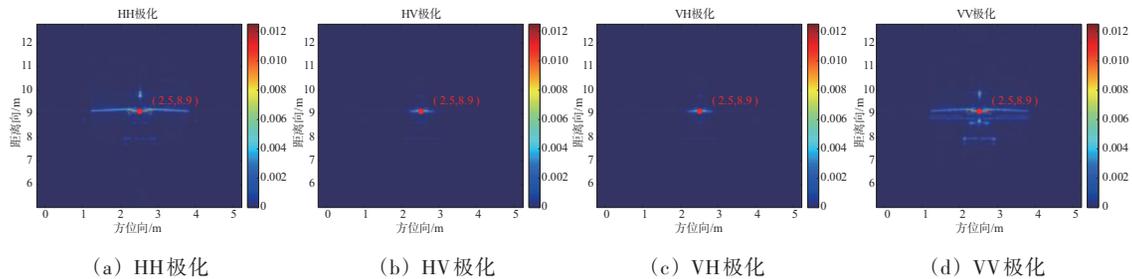


图9 误差修正后全极化ISAR成像

从仿真结果可以看出,经过误差修正后目标的回波强度虽不能恢复到无降雨条件下的回波强度,但是不同极化通道的相对散射强度能实现与无降雨条件下一致,4个极化通道的图像也实现了对齐。

3.3.2 误差修正效果检验与分析

接下来对本文修正方法的准确性进行定量分析和验证,如图10所示为某一降雨场景下相对于HH极化通道,其余极化通道ISAR成像幅度衰减和位置偏移的修正误差随传播路径 L 和距离间隔

综上所述,复杂降雨对ISAR成像有显著影响,在降雨率增加、雷达工作频率增大和传输距离增大的情况下,雨区对电磁波的影响更为明显。由降雨引起的电磁波幅度误差和相位误差,会分别导致ISAR图像中目标强度降低、重建位置发生沿距离向的偏移。特别是对于极化ISAR雷达,由于降雨对不同极化方式的影响机制不同,电磁波还会发生去极化效应,这种极化状态的转变会对目标信息的获取产生一定的影响。通过仿真实验得出,对于工作频率为10 GHz的雷达来说,电磁波在雨中传播时极化角会发生较大变化, $K_{dp,z}$ 在 $30^\circ \sim 120^\circ$ 之间变化是极为正常的现象。

3.3 降雨条件下误差修正仿真与分析

3.3.1 误差修正后ISAR成像

本节验证降雨条件下的ISAR成像误差修正方法的有效性。通过仿真实验得到不同降雨条件下两极化回波的比差分衰减 A_{dp} 和比差分相位 K_{dp} ,运用式(23)中提出的误差修正方法,利用雷达参量对接收到的回波信号进行幅度和相位补偿。如图9所示,仿真了在图7(b)所设定的降雨环境(频率为15 GHz,降雨率为20 mm/h,传输距离为10 km)下,经过误差修正后的全极化ISAR成像结果。

Δr 的变化情况。

从实验结果可以看出,对于相同的距离间隔 Δr ,随着传播路径 L 的增大,修正后的误差逐渐减小;对于相同的传播路径 L ,随着距离间隔 Δr 的减小,修正后的误差逐渐减小。实验结果表明,对于传播路径 L 超过5 km的降雨环境,本文提出的误差修正方法具有显著的有效性和适用性,幅度衰减的修正误差可控制在0.1 dB以内,位置偏移的修正误差可控制在0.021 m以内,能够达到对降雨所产生误差进行有效修正的效果。该方法为后续

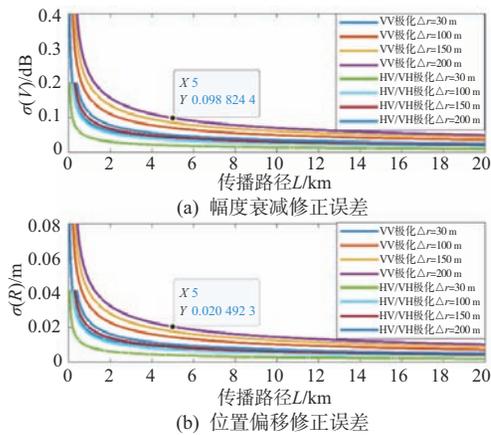


图10 不同传输距离下误差修正精度

ISAR 图像解译和全极化 ISAR 融合成像提供了技术支持。

4 结束语

本文主要研究了复杂降雨对全极化 ISAR 成像的影响。首先建立了降雨条件下的电波传播模型和 ISAR 成像模型,并结合 Oguchi 方法对由降雨所导致的幅度误差和相位误差进行了分析,其次提出了复杂降雨条件下 ISAR 误差补偿的方法,最后通过仿真实验验证了误差分析的正确性和补偿方法的有效性。结果表明:在不同雨区特性参数和极化方式下,一方面,复杂降雨条件下 ISAR 成像会产生沿距离向的偏移;另一方面,电磁波会产生不同程度的衰减,从而降低 ISAR 成像质量。通过误差补偿,可以恢复目标散射强度的真实值,并且使 4 个极化通道的图像实现对齐。本文的研究对于复杂气候条件下的 ISAR 应用具有重要参考价值,是后续全极化 ISAR 融合成像技术研究的支撑,所使用的基本分析方法也可以用于其他因素导致的 ISAR 成像误差分析。

参考文献:

[1] LIU Yingxi, ZHANG Qun, XIONG Shichao, et al. An ISAR Shape Deception Jamming Method Based on Template Multiplication and Time Delay[J]. *Remote Sensing*, 2023, 15(11):2762.
 [2] 田彪,刘洋,呼鹏江,等.宽带逆合成孔径雷达高分辨成像技术综述[J]. *雷达学报*, 2020, 9(5):765-802.
 [3] 冯靖凯,吴一凡,肖孟焯,等.空空目标的 FMCW ISAR 成像研究[J]. *微波学报*, 2023, 39(S1):350-353.

[4] 胡国伟,汪玲,朱岱寅.一种联合 TDCM 和 PFA 的空间目标大转角 ISAR 成像方法[J]. *雷达科学与技术*, 2024, 22(2):161-169.
 [5] RYDE J W. Echo Intensity and Attenuation Due to Clouds, Rain, Hail, Sand and Dust Storms at Centimeter Wavelengths [J]. *General Electric Research Laboratory*, 1941, 11(13):2412-2415.
 [6] MEDHURST R. Rainfall Attenuation of Centimeter Waves: Comparison of Theory and Measurement[J]. *IEEE Trans on Antennas and Propagation*, 1965, 13(4):550-564.
 [7] PRUPPACHER H R, PITTER R L. A Semi-Empirical Determination of the Shape of Cloud and Rain Drops [J]. *Journal of Atmospheric Sciences*, 1971, 28(1): 86-94.
 [8] GOUESBET G. Latest Achievements in Generalized Lorenz-Mie Theories: A Commented Reference Database [J]. *Annalen Der Physik*, 2014 (11/12):461-489.
 [9] 许丽生,陈洪滨,丁继烈,等.非球形粒子光散射计算研究的进展综述[J]. *地球科学进展*, 2014, 29(8):903-912.
 [10] MAUGHAN J B, CHAKRABARTI A, SORENSEN C M. Rayleigh Scattering and the Internal Coupling Parameter for Arbitrary Particle Shapes [J]. *Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer*, 2017, 189:339-343.
 [11] 刘夏,韩雁飞,李海,等.基于数值天气预报模式的机载天气雷达降雨目标极化特性仿真[J]. *雷达学报*, 2016, 5(2):190-199.
 [12] PENG Yunli, LI Jianbing, YIN Jiapeng, et al. Retrieval of the Characteristic Size of Raindrops for Wind Sensing Based on Dual-Polarization Radar [J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, 2021, 14:9974-9986.
 [13] BRINGI V N, CHANDRASEKAR V. *Polarimetric Doppler Weather Radar: Principles and Applications* [M]. New York: Cambridge University Press, 2001.
 [14] 李应乐.电磁波在雨介质中的传输特性及其中椭球类目标的散射特性研究[D].西安:西安电子科技大学,2005.
 [15] 李应乐,王明军.各向异性介质中电偶极子的太赫兹辐射特性[J]. *强激光与粒子束*, 2023, 35(6):70-78.
 [16] 赵振维.水凝物的电波传播特性与遥感研究[D].西安:西安电子科技大学,2001.
 [17] DANKLMAYER A, DORING B J, SCHWERDT M, et al. Assessment of Atmospheric Propagation Effects in SAR Images [J]. *IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing*, 2009, 47(10):3507-3518.
 [18] MARZANO F S, MORI S, CHINI M, et al. Potential of High-Resolution Detection and Retrieval of Precipitation

- Fields from X-Band Spaceborne Synthetic Aperture Radar over Land[J]. *Hydrology and Earth System Sciences*, 2011, 15(3):859-875.
- [19] 余水, 杨劲松, 贺双颜, 等. 降雨对 SAR 风场反演的影响及校正[J]. *海洋学报*, 2017, 39(9):40-50.
- [20] 林乐科, 赵振维, 卢昌胜, 等. 降雨特性及雨衰减建模研究[C]//第十七届全国电波传播年会会议论文集, 延安, 中国: 中国电子学会电波传播分会, 2022:035577.
- [21] 弓树宏. 电磁波在对流层中传输与散射若干问题研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2008.
- [22] 田野, 董锡超, 胡程. 对流层对地球同步轨道 SAR 成像的影响研究[J]. *信号处理*, 2015, 31(12):1562-1567.
- [23] CONG Xiaoying, BALSS U, RODRIGUEZ GONZALEZ F, et al. Mitigation of Tropospheric Delay in SAR and InSAR Using NWP Data: Its Validation and Application Examples [J]. *Remote Sensing*, 2018, 10(10):1515.
- [24] 汪玲, 孙玲玲, 宫蕊, 等. 大气折射率波动引起的 SAR 成像误差分析[J]. *电子与信息学报*, 2021, 43(3):665-673.
- [25] 万明慧. 超高分辨空间目标 ISAR 成像技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2021.
- [26] ZHOU Hao, DAI Keren, PIRASTEH S, et al. InSAR Spatial-Heterogeneity Tropospheric Delay Correction in Steep Mountainous Areas Based on Deep Learning for Landslides Monitoring [J]. *IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing*, 2023, 12(6):511-515.
- [27] 黄嘉艇, 孔扬, 王盼, 等. 基于实测气象参数的 InSAR 法研究[D]. 西安: 西安工业大学, 2023.
- [12] 赵子仪. 航空发动机燃油分配器健康状态评估及寿命预测研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2023.
- [13] 李学民, 张永福. 某雷达装备健康管理系统设计研究[J]. *电子制作*, 2023, 31(6):70-73.
- [14] ZHAO Yunsheng, LI Pengfei, WANG Tao, et al. Equipment Health Assessment Based on AHP-CRITIC Dynamic Weight [C]//2022 41st Chinese Control Conference, Hefei, China: IEEE, 2022:5841-5846.
- [15] HUO Lin, FEI Simiao, LV Chuan, et al. A Novel Methodology Based on Hidden Semi-Markov Model for Equipment Health Assessment [J]. *Vibroengineering Procedia*, 2014, 4:271-276.
- [16] 王惠悦. 基于 LSTM 的卫星姿态控制系统健康状态预测研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2022.
- [17] 周永林. 基于模糊综合评判的可信度评估模型及方法研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2017.
- [18] 曲若彤. 基于贝叶斯网络和云模型的卫星 ACS 健康状态评估[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2019.
- [19] 许开立, 陈宝智. 安全等级特征量及其计算方法[J]. *中国安全科学学报*, 1999(6):10-16.
- [20] 曾盛富, 梁浩全, 王岩, 等. 基于改进的组合赋权和云模型的平流层飞艇健康状态评估[J]. *北京航空航天大学学报*, 2024. [2024-10-14]. <https://doi.org/10.13700/j.bh.1001-5965.2023.0713>.
- [21] 章涛, 王灿, 刘孜雯, 等. 基于云模型的新体制机载气象雷达健康状态评估方法: 中国, CN202311791297.3 [P]. 2024-03-26.
- 作者简介:**
章涛 男, 博士, 教授, 主要研究方向为机载雷达信号处理及其应用研究。
王灿 女, 硕士, 主要研究方向为机载气象雷达系统性能评估及健康监测研究。
黄佳琦 女, 硕士, 工程师, 主要研究方向为机载健康管理中央维护子系统设计研究。
- 作者简介:**
据新杰 男, 硕士, 主要研究方向为 ISAR 成像、电波传播效应。
李心达 男, 硕士, 主要研究方向为极化雷达技术、电波传播效应。
甘琳 女, 博士, 主要研究方向为雷达无源干扰。
沈淳 男, 博士, 助理研究员, 主要研究方向为雷达探测与电子对抗。
李健兵 男, 博士, 教授、博士生导师, 主要研究方向为新体制雷达。

(上接第 643 页)

DOI:10.3969/j.issn.1672-2337.2024.06.009

基于多维度体系和组合权重的雷达多目标跟踪评估模型

黄黎斌¹, 许红¹, 倪柳柳², 邢逸舟¹, 全英汇³

(1. 西安电子科技大学杭州研究院, 浙江杭州 311231;
2. 中国人民解放军95859部队, 甘肃酒泉 735018;
3. 西安电子科技大学, 陕西西安 710071)

摘要: 针对目前雷达多目标跟踪的评估指标单一化、只能对特定类型关联算法进行评估和单一权重计算导致评估偏差等问题, 本文提出了基于宏观和精细的多维度指标体系并结合主客观组合权重, 构建雷达多目标跟踪评估模型。首先, 分别从多目标跟踪的航迹整体维度与航迹中点迹的精细变化角度入手, 提出宏观与精细两类指标对目标跟踪结果进行多维度的分析; 然后, 针对不同的数据关联方式采用软硬两种决策来对目标与实际航迹进行匹配并计算各指标值; 最后, 分别通过G1序列法和CRITIC法计算指标的主客观权重, 再通过最小二乘法将主客观权重融合为组合权重, 将其代入优化模型得到最终的多目标跟踪评估结果。实验结果表明, 该模型可以在稀疏、密集等多目标复杂运动场景下对多目标跟踪做出灵活全面的评估。

关键词: 宏观与精细指标; 组合权重; 数据关联; 软硬决策

中图分类号: TN953

文献标志码: A

文章编号: 1672-2337(2024)06-0657-15

引用格式: 黄黎斌, 许红, 倪柳柳, 等. 基于多维度体系和组合权重的雷达多目标跟踪评估模型[J]. 雷达科学与技术, 2024, 22(6): 657-671.

HUANG Libin, XU Hong, NI Liuliu, et al. Radar Multiple-Object Tracking Performance Evaluation Model Based on Multiple-Dimensional System and Combined Weight[J]. Radar Science and Technology, 2024, 22(6): 657-671.

Radar Multiple-Object Tracking Performance Evaluation Model Based on Multiple-Dimensional System and Combined Weight

HUANG Libin¹, XU Hong¹, NI Liuliu², XING Yizhou¹, QUAN Yinghui³

(1. Hangzhou Institute of Technology, Xidian University, Hangzhou 311231, China;

2. Unit 95859 of PLA, Jiuquan 735018, China; 3. Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: Aiming to address issues such as the reliance on a single evaluation index for radar multi-target tracking and the bias caused by using only one specific type of association algorithm and weight calculation, a comprehensive radar multiple-object tracking evaluation model is proposed in this paper. The model is based on macro and fine multi-dimensional index system, and incorporates both subjective and objective weight. Firstly, two types of indexes are introduced to analyze the target tracking results from the perspectives of overall track dimension and fine changes in point tracks. Secondly, for different data association methods, soft and hard decisions are employed to match targets with actual tracks and calculate each index value accordingly. Finally, to ensure comprehensive evaluation results, subjective weights and objective weights for indicators are determined using G1 sequence method and CRITIC method respectively. Then, these weights are fused into combined weights through least square method before being applied in an optimization model to obtain final multiple-object tracking evaluation results. The experimental findings demonstrate that this model can flexibly and comprehensively evaluate multiple-object tracking performance across various scenarios including sparse and dense environments.

Key words: macro and fine indicators; combined weight; data association; soft and hard decisions

0 引言

雷达多目标跟踪方法在无人飞行器^[1]、智能驾

驶等诸多领域都有广泛的应用前景, 其本质是从一系列包含噪声和杂波的不精确量测数据中, 对多个目标持续进行高精度稳定跟踪^[2], 现有的跟踪

收稿日期: 2024-04-11; 修回日期: 2024-06-12

基金项目: 国家自然科学基金(No.62301408); 博士后科学基金(No.2022M722503)

方法在效率和性能方面各有取舍,并且在关联算法的综合性能评估上还存在不足,因此需要定义量化指标对多目标跟踪过程中的关联航迹进行评估。

性能评估问题可以分为两个阶段:第一阶段是选择相关的有效指标,第二阶段是通过这些指标来评估单个分数^[3]。由于实际仿真中采用相控阵雷达模型,算法需要对雷达系统进行资源调度,因此雷达的功耗和时间需要加入评价体系。文献[4]设计了一套标准并对交互式多模型-多假设跟踪(IMM-MHT)和概率多假设跟踪(PMHT)等算法进行了评估,尽管上述算法都有能力进行多目标跟踪,但其所有仿真场景都是被设计成单目标的,使用的评价指标也没有考虑在多目标场景下的跟踪情况。

更完备的多目标跟踪评估模型始于文献[5],该文献中使用了一个由美加合作建立的雷达观测数据库,并制定了一系列跟踪性能指标。基于这些指标,Leung等人比较了联合概率数据互联(JPDA)和几种改良的最近邻算法的性能,最终指出使用匈牙利算法的全局最近邻算法(GNN)具有最佳的跟踪性能和稳定性。文献[6]阐述了在计算机视觉领域中常用多目标跟踪精确度(MOPT)和多目标跟踪准确性^[7](MOTA)来描述多目标跟踪系统的有效性,这在雷达领域内使用较少。豪斯多夫(Hausdorff)距离是测量两组物体之间距离的常用方法,可作为相似性度量方法^[8],它在评估多目标数据融合算法方面非常有用,但Hausdorff距离对物体数量的差异相对不敏感。为了克服不敏感的问题,文献[9]提出了最优子模式分配(OSPA)距离的概念,其参数可以解决两组元素数量不匹配的问题^[10],现已得到目标跟踪界的广泛认可和使用^[11-12],并且比Hausdorff距离在多目标误差评估方面具有更好的特性。

在确定指标权重方面,文献[13]采用了贝叶斯网络和直觉模糊法等方法来确定主观和客观权重,并对小样本及缺失数据进行了有效处理。文献[14]则采用了客观赋权法(CRITIC)确定权重,它能综合考虑指标的对比差异与相关性来衡量指

标的客观权重。文献[15]中建立预警系统作战效能评估指标体系,利用改进的优劣解距离(TOPSIS)法对系统的作战效能进行了定量分析。

在多目标跟踪过程中可能存在因错误关联、杂波等原因引起的虚假航迹和漏检造成的航迹中断等问题。本文首先从航迹形成整体过程和点迹的精细变化角度入手,提出基于宏观和精细的指标体系;然后,针对多目标跟踪算法的差异,采用软硬两种决策确定目标和航迹的匹配关系并计算相应指标值;最后,利用G1序列法和CRITIC法的组合权重对灰色关联算法^[16]进行优化,将仿真过程数据代入优化后的评估模型得到最终的多目标跟踪评估结论。

1 多维度指标体系

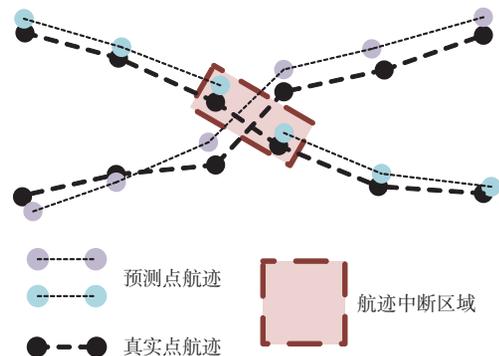
1.1 相关概念定义

1) 真实航迹:对于跟踪算法输出的实际航迹且航迹的所有量测点中至少有50%来自同一真实目标。

2) 虚假航迹:由跟踪算法输出且不满足真实航迹定义的其他航迹。

3) 航迹中断:如果某一真实航迹在 t 时刻被分配了某一真实目标的点迹,在 $t+m$ 时刻没有被分配任何量测点迹,则认为该航迹在 $t+m$ 时刻发生了航迹中断(如图1(a)所示)。

4) 航迹交换(或ID交换):如果某一真实航迹在 t 时刻被分配了某一真实目标的量测,而在 $t+m$ 时刻被分配了另一个真实目标的量测点迹,则认为该航迹在 $t+m$ 时刻发生了航迹交换(如图1(b)所示)。



(a) 航迹中断

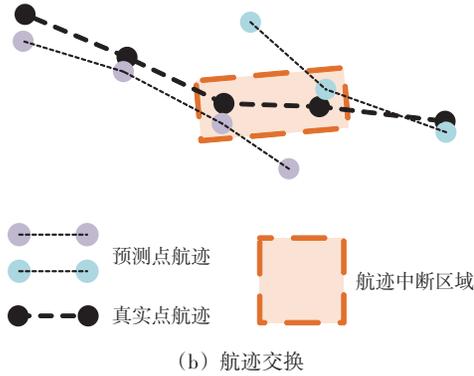


图1 复杂多目标场景下的航迹中断和航迹交换现象

1.2 多维度指标体系定义

为了能够系统、全面和科学地评估多目标跟踪算法的性能,服务雷达多目标跟踪算法的设计,以及为后续传感器态势感知和融合提供情报信息,本文设计了多维度指标体系,分别从宏观和精细角度选取指标进行全面的跟踪质量分析。

1.2.1 宏观指标体系

宏观指标体系主要以跟踪场景整体维度,从有效性、精确性和时效性方面评估算法性能,具体包含下列指标:

1) 真实航迹数目(N_{TT}):真实场景中有目标,跟踪算法正确检测出该目标的个数。显然,跟踪算法报告的真航迹数目越接近于真实目标数越好。该指标主要评估整体关联结果的正确性及航迹形成过程的连续性。

2) 假航迹个数(N_{FT}):真实场景中没有目标,跟踪算法误检出有目标存在的个数。该指标主要评估数据关联的正确性。

3) 目标掌握率(R_{TT}):在一段时间内,传感器在其探测范围内发现的真实目标航迹数与实际总航迹数的比值,计算公式如下:

$$R_{\text{TT}} = \frac{N_{\text{TT}}}{N_{\text{GT}}} \times 100\% \quad (1)$$

式中, N_{GT} 为实际总航迹数目。该指标主要评估算法对于目标的跟踪掌握情况。

4) 航迹维持率(R_{TM}):在一段时间内的真实航迹数与各航迹及其重新换批数的总和的比值。其中,总航迹数为经航迹关联模块关联后的总航迹数量;重新换批数为航迹中断后重新换批,这两批

航迹经航迹关联模块关联成为一条航迹的次数,在一段时间内,每批航迹重新换批次数为 M_i ,其中 i 为航迹计数,总航迹(经雷达航迹关联模块关联后)数为 N ,航迹维持率为

$$R_{\text{TM}} = \frac{N}{\sum_{i=1}^N (1 + M_i)} \times 100\% \quad (2)$$

5) 航迹误关联率(R_{EA}):所有真实航迹跟踪过程中发生错误关联的量测点数与该真实航迹总长度的比值。显然, R_{EA} 越小跟踪性能越好。计算公式如下:

$$R_{\text{EA}} = \frac{\sum_{j=1}^{N_{\text{TR}}} TP_j}{\sum_{i=1}^{N_{\text{GT}}} GP_i} \times 100\% \quad (3)$$

式中, TP_j 为第 j 条真实航迹错误关联点数, GP_i 为第 i 条真实航迹的关联总点数。该指标主要评估算法对于真实航迹的数据关联质量。

6) 目标量测的正确关联率(R_{MT}):关联过程中,量测点中正确关联到对应真实航迹的个数与所有来源于真实目标的量测总数之比。计算公式如下:

$$R_{\text{MT}} = \frac{\sum_{i=1}^{N_{\text{TR}}} N_i}{NT} \times 100\% \quad (4)$$

式中, N_i 为第 i 条真实航迹中来自真实目标量测的点数, NT 表示所有真实点数。该指标反映了跟踪算法对于来自真实目标量测点的关联成功率,从真实量测的角度评估数据关联算法的性能。

7) 位置均方根误差(R_p):通过跟踪算法输出的目标估计位置 and 对应匹配上的真实航迹的目标位置计算目标的均方根误差。

$$R_p = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_{\text{pred}}(i) - x_{\text{real}}(i))^2}{n}} \quad (5)$$

式中, $x_{\text{pred}}(i)$ 表示目标第 i 个点迹的估计位置, x_{real} 表示目标第 i 个点迹的真实位置。该指标主要评估不同算法之间的位置估计的精度差异。

8) 速度均方根误差(R_v):通过跟踪算法输出的目标估计速度和对应匹配上的真实航迹的目标速度计算目标的均方根误差。

$$R_V = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (v_{\text{pred}}(i) - v_{\text{real}}(i))^2}{n}} \quad (6)$$

式中, $v_{\text{pred}}(i)$ 表示目标第 i 个点迹的估计速度, $v_{\text{real}}(i)$ 表示目标第 i 个点迹的真实速度。该指标主要评估算法的速度估计精度。

9) OSPA 距离: OSPA 距离是被用来衡量集合间元素个数差异程度的度量(集合势), 可以综合考虑目标位置等运动状态的计算精度与目标关联航迹数目的差异。

$$d_{\text{ospa}} = \left(\frac{1}{n} \left(\min_{\pi \in \Pi_n} \sum_{i=1}^n d(c, x_i, \hat{x}_{\pi(i)})^p + c^p (m - n) \right) \right)^{1/p} \quad (7)$$

式中, 参数 c 是一个水平参数, 用于调节集合势的估计误差比重, x 表示目标真实状态集, \hat{x} 表示目标估计状态集, m 和 n 分别表示真实目标个数和估计目标个数, p 为范数阶数。

10) 运行时间(T_E): 一个采样时间间隔中, 跟踪算法进行一次跟踪处理过程的平均所需时间。该指标主要评估算法的时间复杂度。

1.2.2 精细指标体系

精细指标体系主要从目标微观维度评估算法的性能, 具体包含下列指标:

1) 航迹交换次数(N_{TS}): 该指标仅定义于真实航迹, 评估不同算法对于密集目标航迹关联的正确性差异。

2) 航迹交换率(R_{TS}): 某一真实航迹中航迹交换的量测点数与航迹量测总数的比值。显然 R_{TS} 越小算法性能越好。

$$R_{\text{TS}} = \frac{N_{\text{TS}}}{\sum_{i=1}^N GN_i} \times 100\% \quad (8)$$

式中, N 表示总航迹数, GN_i 表示第 i 条航迹的长度。该指标主要评估算法对于密集目标航迹关联的正确性。

3) 航迹中断次数(N_{TB}): 该指标主要用于评估跟踪算法的航迹关联的连续性。

2 性能评估指标计算方法

2.1 目标和航迹匹配关系方法

真实目标状态和跟踪算法输出航迹状态的匹配关系是算法性能评估的基础和前提。性能评估

指标计算需要综合考虑评估方式(蒙特卡罗、实测数据验证等)和算法关联特点(软判决或硬判决), 因此需要分别针对有 ID 辅助和无 ID 辅助条件下分别给出目标和航迹匹配关系确定方法。

2.1.1 有 ID 辅助的匹配关系确定方法

有 ID 辅助的匹配关系确定方法, 主要适用于采用硬判决方式的多目标跟踪算法的蒙特卡罗仿真性能评估。此时, 真实目标的量测点迹编号是先验已知的, 可将真实目标的量测编号与航迹量测点迹编号进行匹配判决, 进而可确定目标和航迹的匹配关系。

2.1.2 无 ID 辅助的匹配关系确定方法

无 ID 辅助的匹配关系确定方法, 主要适用于软决策多目标跟踪算法性能评估或评估方式为半实物仿真、实测数据验证等真实目标和量测点迹匹配关系未知的条件。

考虑在第 k ($k = 1, \dots, T$) 时刻, 跟踪器输出的 m 条航迹与真实目标数目 n 之间的匹配问题。假设在第 k 时刻, 分配代价矩阵为 $C_k \in \mathbb{R}^{m \times n}$, 其中航迹 j 分配给目标 i 的代价为 $c_k^{ij} \in C$ 。定义 $x^{ij} \in \{0, 1\}$ 为航迹 j 分配给目标 i 的二项决策变量, 航迹与真实目标的匹配关系可通过最小化分配代价实现, 即可表示为如下的 0-1 整数规划问题:

$$\begin{aligned} \min_{x \in X} & \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n c_k^{ij} x^{ij} \\ \text{s.t.} & \begin{cases} \sum_{i=1}^m x^{ij} = 1, j = 1, \dots, n \\ \sum_{j=1}^n x^{ij} = 1, i = 1, \dots, m \end{cases} \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $x \in X$ 是二项分配矩阵。对于公式(9)中的优化问题的求解, 有如下说明:

1) 该问题为线性分配问题, 可由拍卖算法^[17]或匈牙利算法^[18]在多项式计算复杂度内高效求解;

2) C_k 可参照真实目标状态和航迹状态的欧式距离或马氏距离定义。

2.2 基于组合权重-灰色关联方法的性能评估模型

灰色关联分析方法可以在一个灰色系统中衡量各因素之间发展变化趋势, 提供了衡量因素间关联程度的量化数据, 是一种多因素统计分析的

方法。多目标跟踪性能评估体系是一个典型的受多种因素影响的模型,本文借助组合权重的理论,将仿真获得的客观信息与主观经验进行组合赋权,极大提高了评价过程的精准性,具体流程如图2所示。

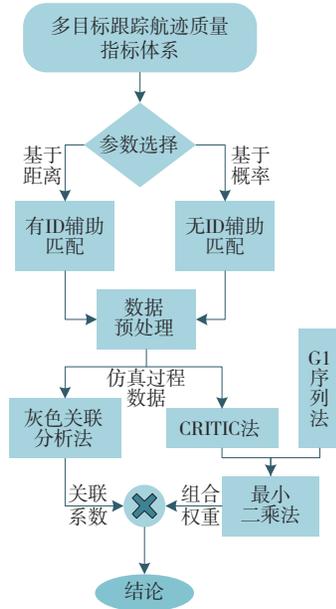


图2 评估流程图

a) 根据本文设计的宏观和精细指标,建立多目标跟踪航迹质量评估体系;

b) 结合不同的指标性质,利用G1序列法得到各指标的主观权重;

c) 按照1.2节定义的指标体系,采集仿真过程中不同跟踪算法的不同指标数据;

d) 基于仿真过程中的指标数据,利用CRITIC法计算各指标的客观权重值,然后结合步骤b)计算的主观权重进行基于最小二乘法的权重拟合,进而求得组合权重;

e) 利用步骤d)计算的权重对灰色关联算法进行优化,然后将仿真过程数据代入评估模型得到最终的多目标跟踪算法评估结果。

2.2.1 CRITIC 客观赋权法

CRITIC法是一种结合了指标之间的差异性和相关性的客观赋权法。差异性是通过计算标准差来表现的,即对于同一指标不同算法之间的标准差越大,说明该指标在评估时差异越明显,包含的信息量也越多,因此权重应当更大;相关性是衡量指标之间线性关系强度和方向的统计指标,通过

计算指标之间的皮尔逊相关系数来决定的,指标若是正相关,说明指标之间的正向线性相关,表明所包含的信息量越少,因此其权重应当更小。基于上述观点,假设有 n 个指标, m 个对比方案。可以构造指标基于差异性和相关性的信息量,设 C_j 表示第 j 个评价指标所包含的信息量,则 C_j 可以表示为

$$C_j = \sigma_j \cdot \sum_{t=1}^n (1 - r_{tj}), j = 1, 2, \dots, n \quad (10)$$

式中, σ_j 表示第 j 个指标的标准差, r_{tj} 表示指标 t 和 j 之间的相关系数,它们的计算方法分别为

$$\sigma_j = \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (x_{ij} - \mu_j)^2} \quad (11)$$

$$\mu_j = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m x_{ij}$$

$$r_{ij} = \frac{\sum_{i=1}^m (x_{it} - \mu_t)(x_{ij} - \mu_j)}{\sqrt{\sum_{i=1}^m (x_{it} - \mu_t)^2} \sqrt{\sum_{i=1}^m (x_{ij} - \mu_j)^2}} \quad (12)$$

对于CRITIC法而言, C_j 越大,对应指标包含的信息量就越多。因此可以进一步得到第 j 个指标的客观权重 β_j :

$$\beta_j = \frac{C_j}{\sum_{j=1}^n C_j}, j = 1, 2, \dots, n \quad (13)$$

2.2.2 G1 序列法

G1序列法是一种改进自层次分析法(AHP)的主观赋权法,传统的AHP通常需要构建判断矩阵,并对其进行一致性检验。G1法的优势在于无需构建判断矩阵,也就无需进行一致性检验^[19],与构造AHP判断矩阵相比时间复杂度会少得多。G1法流程与AHP类似,其基本流程如下:

设 $x_1, x_2, \dots, x_m (m \geq 2)$ 是经过无量纲化处理的 m 个指标。

1) 确定序关系。若指标 x_i 对于某个指标的重要程度不劣于 x_j 时,则记为 $x_i \geq x_j$,依次对所有指标进行排序。

2) 给出 x_{k-1} 与 x_k 间的相对重要程度的比值 r_k 判断。

3) 权重系数 w_k 的计算。

若给出的相对重要程度比值为 r_k ,则 w_m 为

$$w_m = (1 + \sum_{k=2}^m \sum_{i=k}^m r_i)^{-1} \quad (14)$$

$$w_{k-1} = r_k w_k (k = m, m-1, m-2, \dots, 3, 2) \quad (15)$$

2.2.3 最小二乘法求组合权重

G1序列法展现了不同指标对于评估者自身预估值量的差异,CRITIC法展现了不同指标之间客观信息量的差异。通过上述方法将两者进行组合优化,可以克服只使用一种赋权法带来的视角局限性,实现主观价值量和客观信息量的有效统一。本文选择基于最小二乘法的组合赋权法。

定义指标的主客观权重分别为 α 和 β :

$$\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n]^T \quad (16)$$

$$\beta = [\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_n]^T \quad (17)$$

拟得到最优组合指标权重为 ω :

$$\omega = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n]^T \quad (18)$$

在对包含 n 个指标的 m 项方案进行评估时,矩阵表达式设为 $X = (x_{ij})_{m \times n}$,同时建立如公式(19)

所示的基于最小二乘法的组合权重评估模型:

$$\min F(\omega) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n \left\{ [(\alpha_j - \omega_j)x_{ij}]^2 + [(\beta_j - \omega_j)x_{ij}]^2 \right\} \\ \sum_{j=1}^n \omega_j = 1, \omega_j \geq 0 \quad (19)$$

上式优化问题可利用拉格朗日乘数法求得最优解,定义构造函数为 $L(\omega, \lambda)$:

$$L = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n \left\{ [(\alpha_j - \omega_j)x_{ij}]^2 + [(\beta_j - \omega_j)x_{ij}]^2 \right\} + 2\lambda \left(\sum_{j=1}^n \omega_j - 1 \right) \quad (20)$$

由极值存在性条件可得

$$\frac{\partial L}{\partial \omega_j} = -\sum_{i=1}^n 2(\alpha_j + \beta_j - 2\omega_j)x_{ij}^2 + 2\lambda = 0, j = 1, 2, \dots, n \\ \frac{\partial L}{\partial \lambda} = 2 \left(\sum_{j=1}^n \omega_j - 1 \right) = 0 \quad (21)$$

进一步化简得到

$$\begin{bmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{e} \\ \mathbf{e}^T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\omega} \\ \lambda \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ 1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{B} = \text{diag} \left[\sum_{i=1}^m x_{i1}^2, \sum_{i=1}^m x_{i2}^2, \dots, \sum_{i=1}^m x_{im}^2 \right] \quad (22)$$

$$\mathbf{e} = [1, 1, \dots, 1]^T$$

$$\boldsymbol{\omega} = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n]$$

$$\mathbf{C} = \left[\sum_{i=1}^m \frac{1}{2} (\alpha_1 + \beta_1) x_{i1}^2, \sum_{i=1}^m \frac{1}{2} (\alpha_2 + \beta_2) x_{i2}^2, \dots, \sum_{i=1}^m \frac{1}{2} (\alpha_n + \beta_n) x_{in}^2 \right]^T \quad (23)$$

进而得到组合权重:

$$\boldsymbol{\omega} = \mathbf{B}^{-1} \left[\mathbf{C} + \frac{1 - \mathbf{e}^T \mathbf{B}^{-1} \mathbf{C}}{\mathbf{e}^T \mathbf{B}^{-1} \mathbf{e}} \mathbf{e} \right] \quad (24)$$

2.2.4 灰色关联分析法

1) 对 m 项方案,每项方案下有 n 个指标的系统进行灰色关联分析时,设其评价指标矩阵为 $\mathbf{A} = (a_{ij})_{m \times n}$ 。

2) 将评价指标矩阵 \mathbf{A} 归一化处理,得到归一化矩阵 $\mathbf{B} = (b_{ij})_{m \times n}$ 。

3) 计算关联系数矩阵 ξ 。

首先,选取指标最大值作为参考值 \mathbf{Z} ;然后,计算差序列 $\Delta_{ij} = |z_j - b_{ij}|$ 以及最大差 Δ_{\max} 和最小差 Δ_{\min} ;最后,关联系数矩阵 ξ 由式(25)表示:

$$\xi_{ij} = \frac{\Delta_{\min} + \rho \Delta_{\max}}{\Delta_{ij} + \rho \Delta_{\max}} \quad (25)$$

式中, ρ 为分辨系数,一般取 $\rho = 0.5$ 。

4) 结合主客观组合权重,计算各方案的最终灰色关联度 $r = \mathbf{w} \boldsymbol{\xi}$ 。

3 仿真实验

本节通过仿真实验评估MHT、最近邻(NN)算法、GNN、PDA和JPDA 5种关联算法的跟踪性能。仿真实验考虑目标分别在二维空间中做恒速运动(CV)、恒加速运动(CA)和恒转弯率运动(CT),设定目标状态向量为 $\mathbf{x} = [x \dot{x} y \dot{y}]^T$,由文献[20]可给出状态转移矩阵 \mathbf{F} 和观测矩阵 \mathbf{H} ,过程噪声协方差可表示为

$$\mathbf{Q}_k = \text{diag}(\mathbf{Q}_0, \mathbf{Q}_0) \quad (26)$$

其中恒速运动的 \mathbf{Q}_0 :

$$\mathbf{Q}_0 = \sigma_k^2 \begin{bmatrix} T_s^4/4 & T_s^3/2 \\ T_s^3/2 & T_s^2 \end{bmatrix} \quad (27)$$

恒加速度运动的 \mathbf{Q}_0 :

$$\mathbf{Q}_0 = \sigma_k^2 \begin{bmatrix} T_s^5/20 & T_s^4/8 & T_s^3/6 \\ T_s^4/8 & T_s^3/3 & T_s^2/2 \\ T_s^3/6 & T_s^2/2 & T_s \end{bmatrix} \quad (28)$$

恒转弯率运动的 \mathbf{Q}_k :

$$Q_k = \sigma_k^2 \begin{bmatrix} \frac{2(wT_s - \sin(wT_s))}{w^3} & \frac{(1 - \cos(wT_s))}{w^2} & 0 & \frac{(wT_s - \sin(wT_s))}{w^2} \\ \frac{(1 - \cos(wT_s))}{w^2} & T_s & \frac{(wT_s - \sin(wT_s))}{w^2} & 0 \\ 0 & \frac{(wT_s - \sin(wT_s))}{w^2} & \frac{2(wT_s - \sin(wT_s))}{w^3} & \frac{(1 - \cos(wT_s))}{w^2} \\ \frac{(wT_s - \sin(wT_s))}{w^2} & 0 & \frac{(1 - \cos(wT_s))}{w^2} & T_s \end{bmatrix} \quad (29)$$

其中, σ_k^2 表示过程噪声方差, 取值为 $\sigma_k^2 = 50 \text{ m}^2/\text{s}^3$, w 表示转弯率, T_s 表示传感器的观测时间间隔, 取 $T_s = 2 \text{ s}$, 仿真实验采用卡尔曼滤波(KF)为目标的运动状态进行预测与更新。

在航迹起始阶段采用 M/N 滑窗法, M 和 N 分别取值为 3 和 4, 即航迹起始的检测数 M 和滑窗中的扫描次数 N 的比值满足 $3/4$ 时, 作为正常航迹起始, 蒙特卡洛次数为 100 次。

杂波被设置为由随机噪声引起的虚假量测点, 其数量服从参数为 λV_k 的泊松分布:

$$P(|\{z\}_k^a| = n) = e^{-\lambda V_k} \frac{(\lambda V_k)^n}{n!} \quad (30)$$

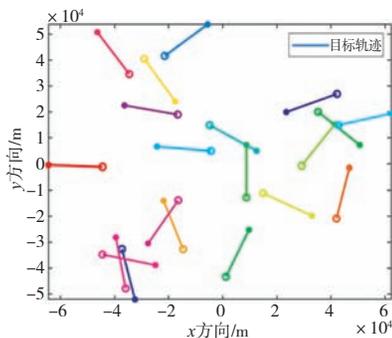
式中, λ 表示虚假量测的空间密度, 取值为 10^{-7} , V_k 表示探测区域的体积, 二维探测区域 x 方向与 y 方向范围都在 $(-50\,000 \text{ m}, 50\,000 \text{ m})$, 则 λV_k 是探测区域内的虚假量测数, 为 1 000, 生成的虚假量测点均匀分布在探测区域内。

实验平台: 操作系统为 Windows 11, CPU Intel Core™i7-10700(2.9 GHz), 内存为 32 GB, 编程环境为 MATLAB R2022a。

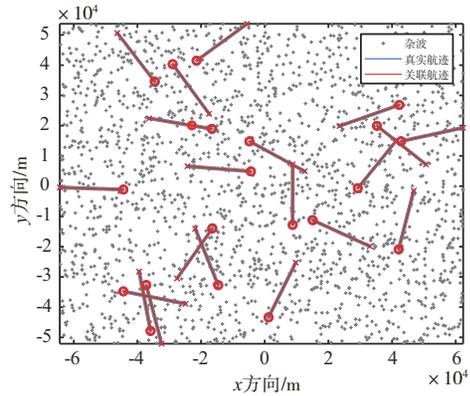
3.1 包含杂波的稀疏场景条件下跟踪性能的对比

设定仿真持续时间为 200 s, 稀疏场景目标数为 20 个, 杂波均匀分布在整个探测区域内。

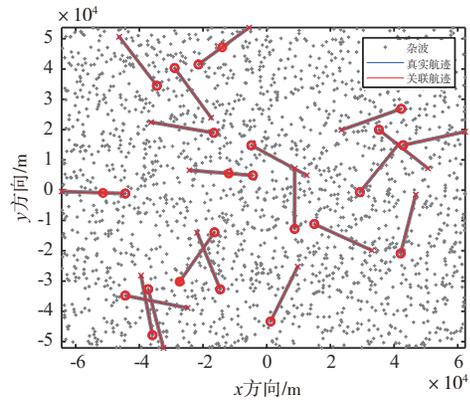
1) 目标按恒速运动的稀疏场景及仿真结果如图 3 所示。



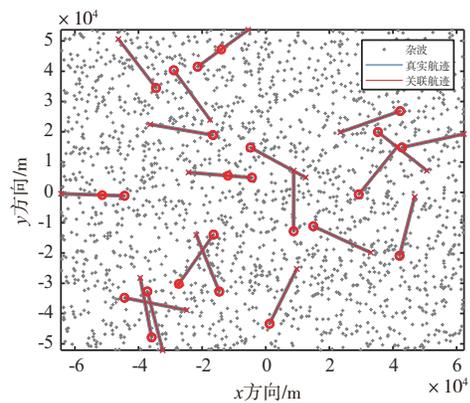
(a) 目标 CV 运动真实航迹



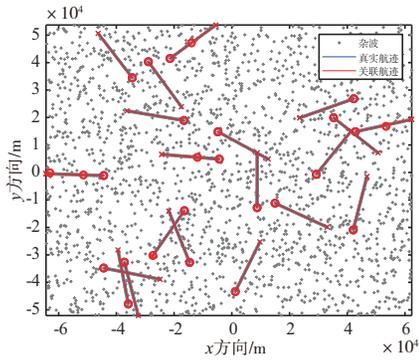
(b) MHT算法跟踪情况



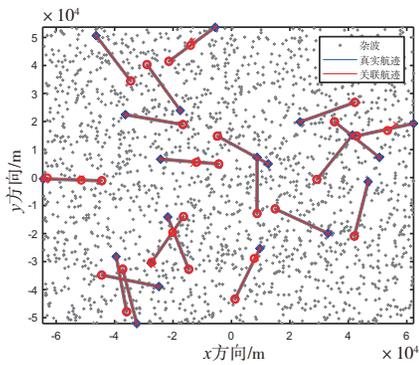
(c) NN算法跟踪情况



(d) GNN算法跟踪情况



(e) PDA算法跟踪情况



(f) JPDA算法跟踪情况

图3 稀疏场景下目标恒速运动的跟踪情况

对目标按恒速运动进行蒙特卡洛模拟 100 次, 仿真过程数据求均值可以得到如表 1 和表 2 指标数据。对于 PDA 和 JPDA 两种关联算法, 其在关联过程中会对于波门内的回波进行加权, 即最终关联上的回波是各个候选回波的加权和, 故航迹维持率、误关联率等精细指标无法计算, 后续关于 PDA 与 JPDA 算法的精细指标计算不再给出。

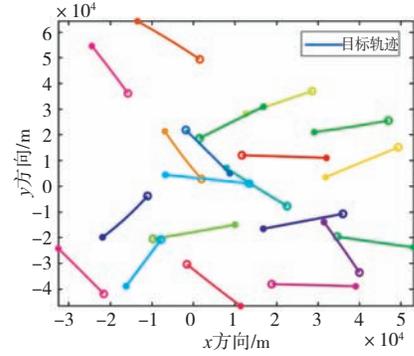
表 1 稀疏场景下恒速运动的多目标跟踪宏观指标结果

算法	T_E	N_{TT}	N_{FT}	R_{TT}	R_{TM}	R_{EA}	R_{MT}	R_p	R_V	OSPA
MHT	0.011 9	21.88	0.00	1.000 0	0.997 4	0.00	0.999 9	27.52	29.67	32.06
NN	0.002 6	22.50	0.12	0.994 8	0.995 8	0.00	0.999 9	27.56	29.70	33.71
GNN	0.002 8	22.56	0.12	0.994 9	0.997 2	0.00	0.999 9	27.56	29.70	33.71
PDA	0.003 7	24.23	0.55	0.978 6				33.14	30.42	179.11
JPDA	0.003 7	20.69	4.31	0.845 7				33.16	30.67	60.51

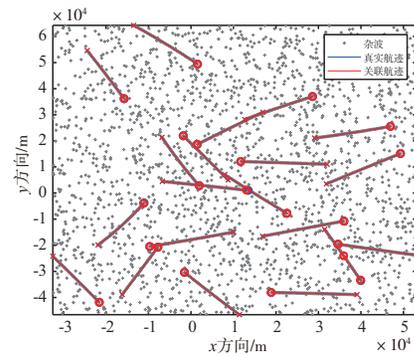
表 2 稀疏场景下恒速运动的多目标跟踪精细指标结果

算法	N_{TS}	R_{TS}	N_{TB}
MHT	0.060 0	0.000 02	1.88
NN	0.100 0	0.000 03	2.50
GNN	0.060 0	0.000 02	2.56
PDA			
JPDA			

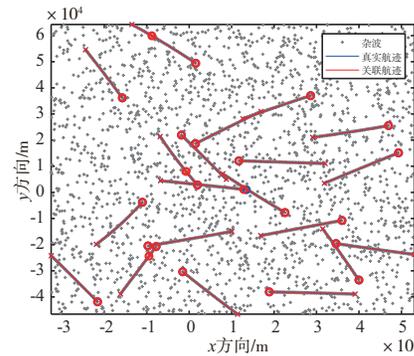
2) 目标按恒加速运动的稀疏场景及仿真结果如图 4 所示。



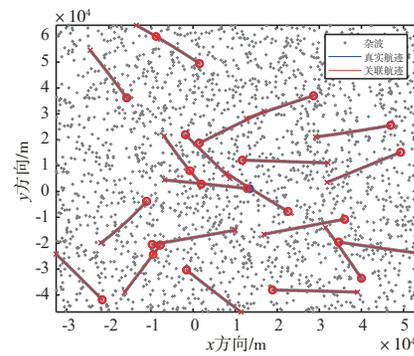
(a) 目标 CA 运动真实航迹



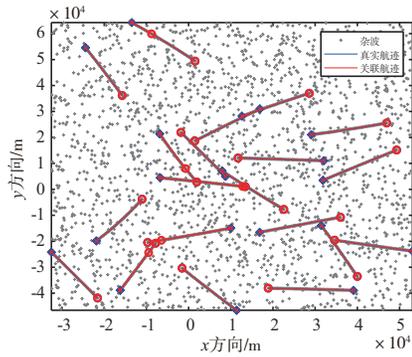
(b) MHT算法跟踪情况



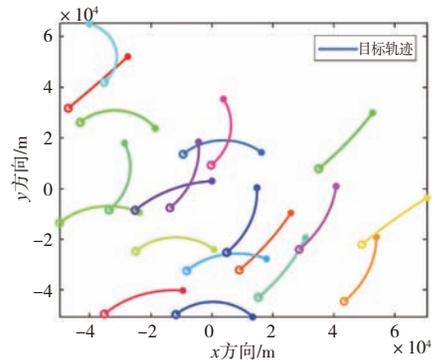
(c) NN算法跟踪情况



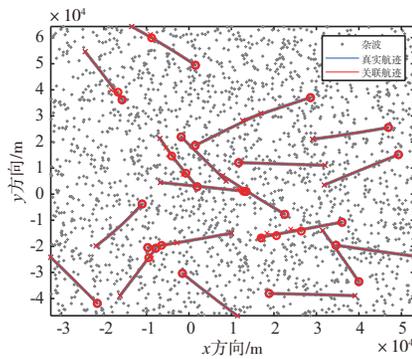
(d) GNN算法跟踪情况



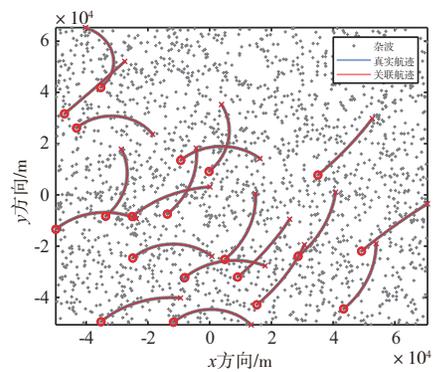
(e) PDA算法跟踪情况



(a) 目标CT运动真实航迹



(f) JPDA算法跟踪情况



(b) MHT算法跟踪情况

图4 稀疏场景下目标恒加速运动的跟踪情况

对目标按恒加速运动进行蒙特卡洛模拟100次,仿真过程数据求均值可以得到如表3和表4指标数据。

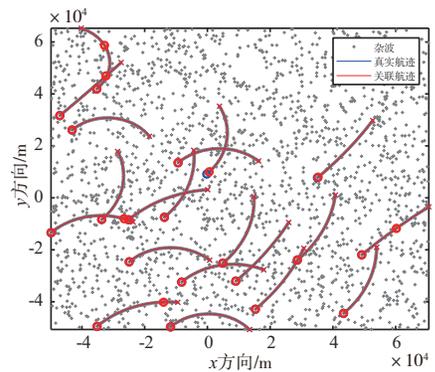
表3 稀疏场景下恒加速运动的多目标跟踪宏观指标结果

算法	T_E	N_{TT}	N_{FT}	R_{TT}	R_{TM}	R_{EA}	R_{MT}	R_P	R_V	OSPA
MHT	0.012 1	21.77	0.01	0.999 6	0.996 6	0.00	0.999 9	27.51	29.65	30.71
NN	0.002 7	22.81	0.05	0.997 9	0.997 5	0.00	0.999 9	27.57	29.71	31.28
GNN	0.002 9	22.91	0.05	0.997 9	0.997 8	0.00	0.999 9	27.57	29.72	31.70
PDA	0.003 8	24.75	0.51	0.974 5				33.21	30.64	190.68
JPDA	0.003 8	20.82	4.03	0.837 4				33.32	31.08	68.69

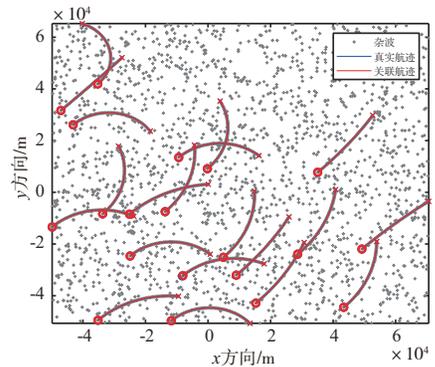
表4 稀疏场景下恒加速运动的多目标跟踪精细指标结果

算法	N_{TS}	R_{TS}	N_{TB}
MHT	0.060 0	0.000 03	1.98
NN	0.060 0	0.000 06	2.81
GNN	0.050 0	0.000 04	2.91

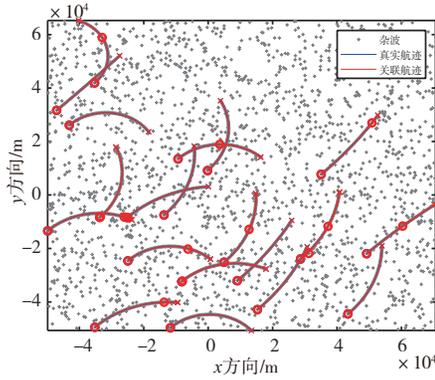
3) 目标按恒转弯率运动的稀疏场景及仿真结果如图5所示。



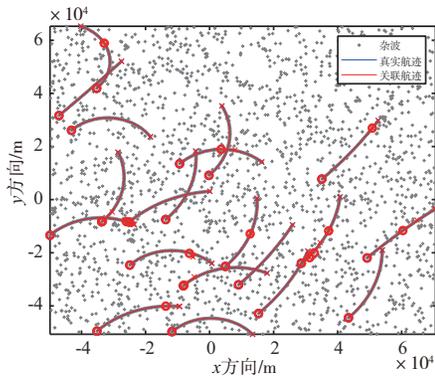
(c) NN算法跟踪情况



(d) GNN算法跟踪情况



(e) PDA算法跟踪情况



(f) JPDA算法跟踪情况

图5 稀疏场景下目标恒转弯率运动的跟踪情况

对目标按恒转弯率运动进行蒙特卡洛模拟 100 次, 仿真过程数据求均值可以得到如表 5 和表 6 指标数据。

表 5 稀疏场景下恒转弯率运动的多目标跟踪宏观指标结果

算法	T_E	N_{TT}	N_{FT}	R_{TT}	R_{TM}	R_{EA}	R_{MT}	R_P	R_V	OSPA
MHT	0.010 9	20.24	0.00	1.000 0	0.997 7	0.00	0.999 8	27.56	31.45	33.13
NN	0.002 7	20.50	0.10	0.995 4	0.996 5	0.00	0.999 8	27.59	31.39	33.35
GNN	0.002 9	20.50	0.10	0.995 4	0.997 0	0.00	0.999 8	27.59	31.38	33.18
PDA	0.003 9	27.94	0.69	0.959 3				33.97	32.87	224.45
JPDA	0.004 0	20.33	7.26	0.819 6				33.85	31.94	83.45

表 6 稀疏场景下恒转弯率运动的多目标跟踪精细指标结果

算法	N_{TS}	R_{TS}	N_{TB}
MHT	0.050 0	0.000 02	0.24
NN	0.070 0	0.000 02	0.50
GNN	0.060 0	0.000 02	0.50

表 1~表 6 分别给出了目标 CV 运动、CA 运动和 CT 运动条件下各关联算法的宏观和精细指标计算结果。分析图 3~图 5, 在包含杂波的稀疏场景中, 各关联算法都能准确跟踪上所有真实目标, 可以

发现, 尽管 NN 等算法通过 M/N 滑窗法起始航迹来减少杂波引起的虚假航迹影响, 但依托于 N-Scan 剪枝过程, MHT 算法对于杂波的处理仍要优于其他算法。

在不考虑算法平均时间指标对比 MHT、NN、GNN、PDA 和 JPDA 5 种算法的跟踪性能, 由公式 (24) 计算各运动场景对应的组合权重, CV 运动: $[0.159 9, 0.125 0, 0.259 6, 0.146 7, 0.113 2, 0.195 6]$; CA 运动: $[0.165 8, 0.125 0, 0.257 7, 0.145 3, 0.111 3, 0.195 0]$; CT 运动: $[0.127 7, 0.156 0, 0.272 8, 0.141 6, 0.116 0, 0.185 9]$ 。分别将其代入优化后的评估模型可以得到目标 CV 运动、CA 运动和 CT 运动条件下 5 种关联算法跟踪评估结果如表 7 所示。定量结果显示, MHT 算法在稀疏场景下要优于其他类型算法, 对于同一类型的算法而言, 基于距离的 NN 与 GNN 跟踪性能相近, 基于概率的 PDA 与 JPDA 的跟踪性能相近, 这是由于在稀疏场景下, 量测与航迹的分配冲突出现次数较少。故而在稀疏场景下两者差异较小。

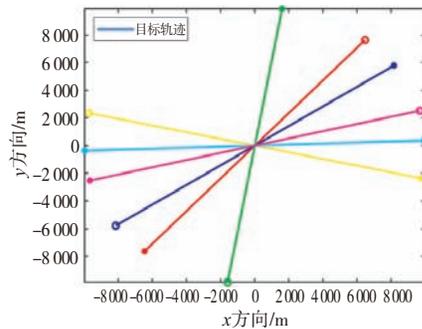
表 7 稀疏场景下多目标跟踪定量结果

运动模型	MHT	NN	GNN	PDA	JPDA
CV	0.935 7	0.883 4	0.882 4	0.515 6	0.515 7
CA	0.946 0	0.895 9	0.891 6	0.512 8	0.511 1
CT	0.990 0	0.971 2	0.973 1	0.509 5	0.503 5

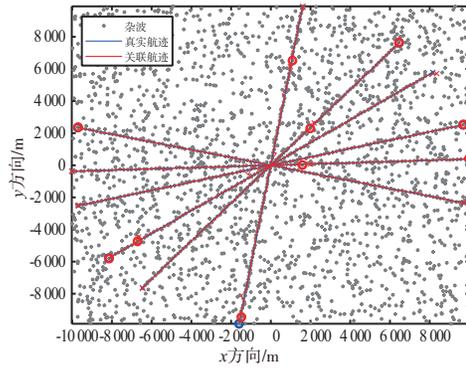
3.2 包含杂波的密集场景条件下跟踪性能的对比

本试验进一步考虑在含杂波的密集场景下各算法的多目标跟踪性能对比。设定仿真持续时间为 200 s, 密集场景目标为 6 个, 所有目标均在中心处发生航迹交叉。

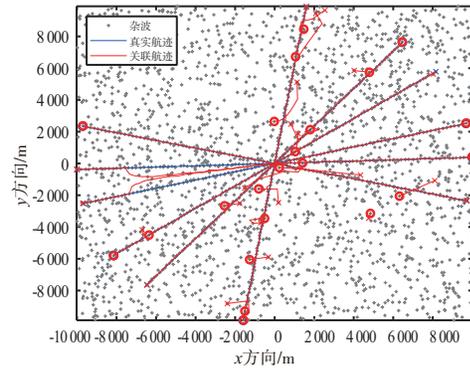
1) 目标按恒速运动的场景及仿真结果如图 6 所示。



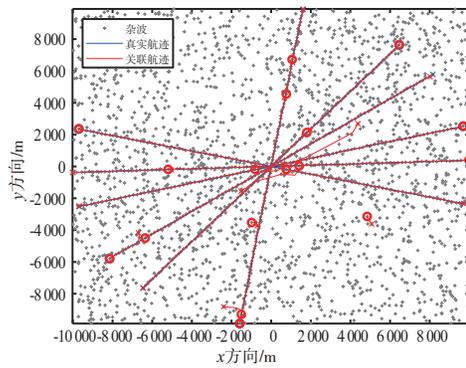
(a) 目标 CV 运动真实航迹



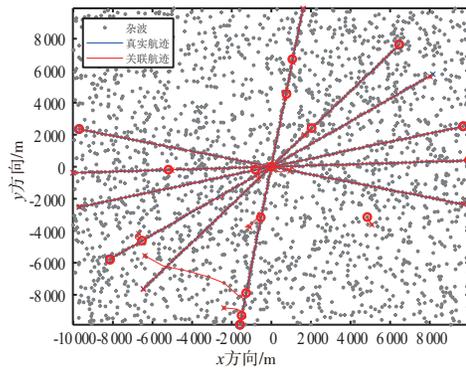
(b) MHT算法跟踪情况



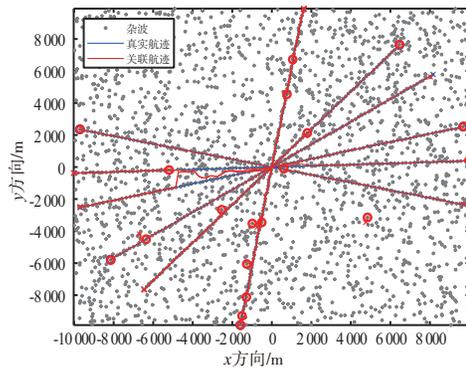
(f) JPDA算法跟踪情况



(c) NN算法跟踪情况



(d) GNN算法跟踪情况



(e) PDA算法跟踪情况

图6 密集场景下目标恒速运动的跟踪情况

对目标按恒速运动进行蒙特卡洛模拟 100 次的仿真过程数据求均值可以得到如表 8 和表 9 指标数据。

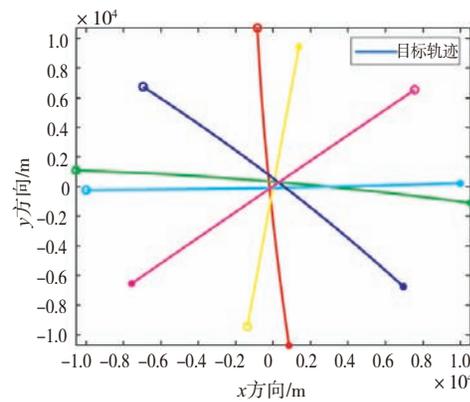
表 8 密集场景下恒速运动的多目标跟踪宏观指标结果

算法	T_E	N_{TT}	N_{FT}	R_{FT}	R_{TM}	R_{EA}	R_{MT}	R_p	R_V	OSPA
MHT	0.033 9	7.78	0.48	0.926 8	0.545 5	0.09	0.889 6	27.53	30.65	78.71
NN	0.002 1	9.79	8.56	0.513 4	0.500 0	0.12	0.845 2	27.61	31.46	195.81
GNN	0.002 3	9.01	8.09	0.563 7	0.533 3	0.10	0.876 2	27.50	31.73	169.83
PDA	0.003 0	10.84	19.05	0.353 6				79.56	36.07	668.42
JPDA	0.051 5	4.30	32.86	0.096 4				76.64	36.90	527.65

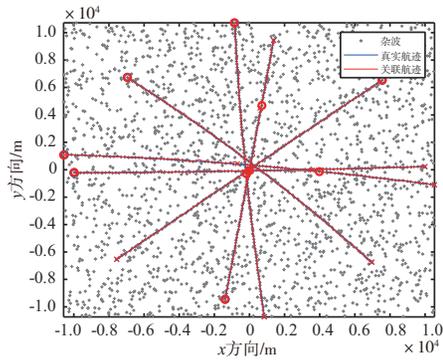
表 9 密集场景下恒速运动的多目标跟踪精细指标结果

算法	N_{TS}	R_{TS}	N_{TB}
MHT	4.98	0.110 4	1.78
NN	5.60	0.154 8	3.79
GNN	5.21	0.145 4	3.01

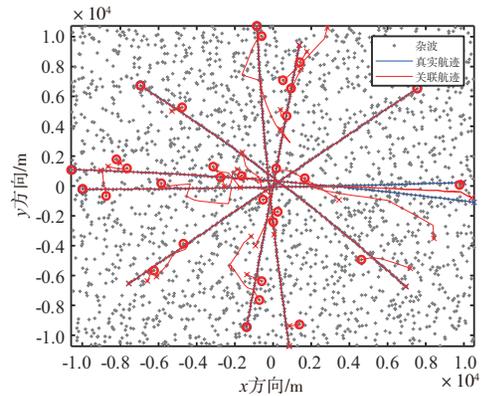
2) 目标按恒加速运动的场景及仿真结果如图 7 所示。



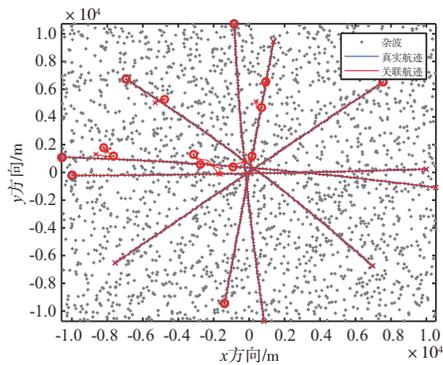
(a) 目标CA运动真实航迹



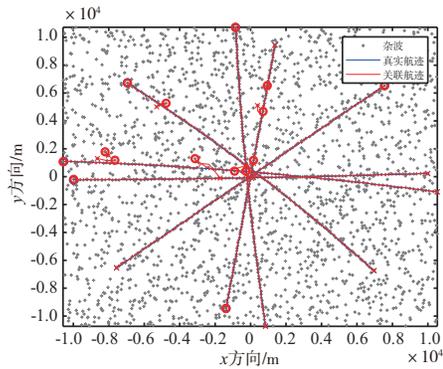
(b) MHT算法跟踪情况



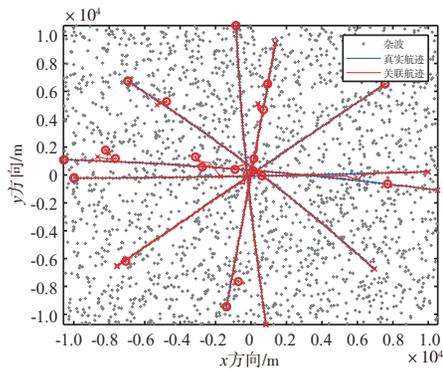
(f) JPDA算法跟踪情况



(c) NN算法跟踪情况



(d) GNN算法跟踪情况



(e) PDA算法跟踪情况

图 7 密集场景下目标恒加速运动的跟踪情况

对目标按恒加速运动进行蒙特卡洛模拟 100 次的仿真过程数据求均值可以得到如表 10 和表 11 指标数据。

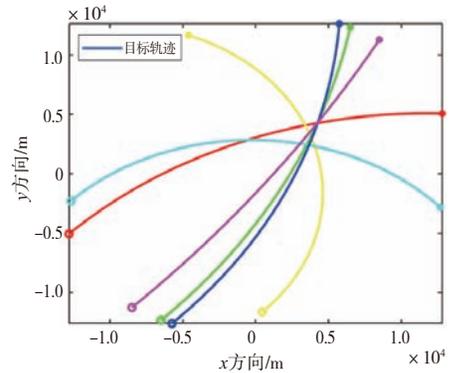
表 10 密集场景下恒加速运动的多目标跟踪宏观指标结果

算法	T_E	N_{TT}	N_{FT}	R_{TT}	R_{TM}	R_{EA}	R_{MT}	R_P	R_V	OSPA
MHT	0.039 4	8.50	0.07	0.991 2	0.739 4	0.09	0.889 8	27.51	30.53	65.82
NN	0.002 3	13.23	4.96	0.747 2	0.613 7	0.07	0.826 2	27.59	32.19	151.92
GNN	0.002 3	13.72	4.95	0.749 6	0.638 3	0.06	0.822 5	27.61	31.94	143.79
PDA	0.003 0	11.57	14.89	0.442 1				68.97	36.46	647.68
JPDA	0.053 7	4.76	26.29	0.155 8				67.02	34.99	480.41

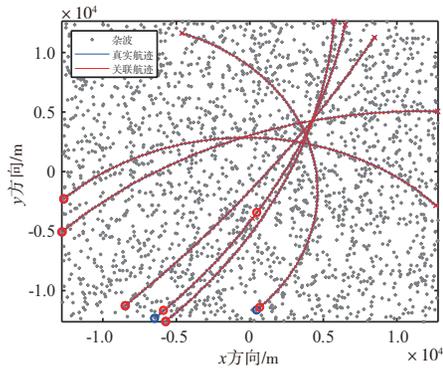
表 11 密集场景下恒加速运动的多目标跟踪精细指标结果

算法	N_{TS}	R_{TS}	N_{TB}
MHT	3.41	0.015 0	2.57
NN	7.72	0.125 5	7.24
GNN	7.21	0.149 9	7.73

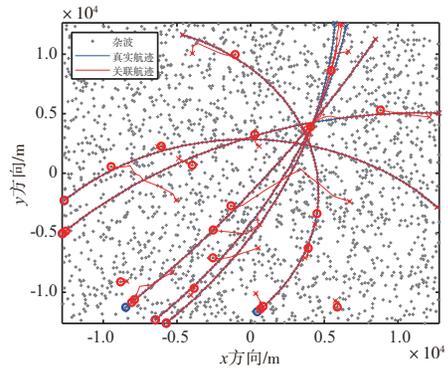
3) 目标按恒转弯率运动的场景及仿真结果如图 8 所示。



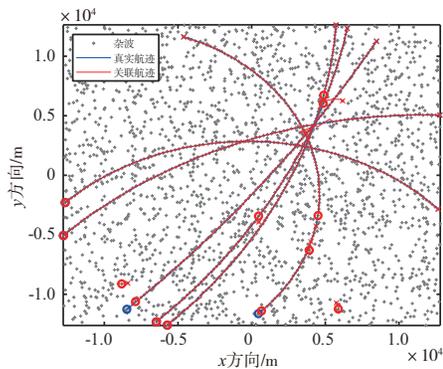
(a) 目标 CT 运动真实航迹



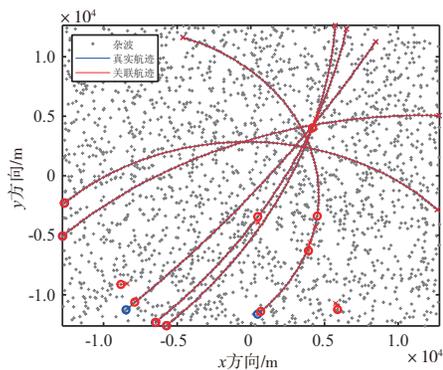
(b) MHT算法跟踪情况



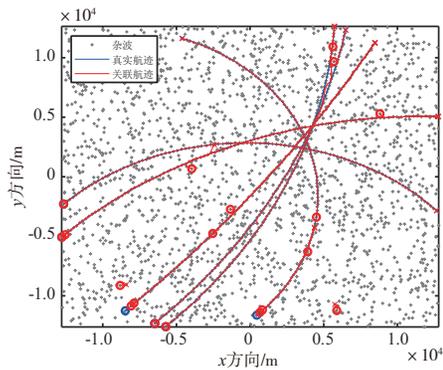
(f) JPDA算法跟踪情况



(c) NN算法跟踪情况



(d) GNN算法跟踪情况



(e) PDA算法跟踪情况

图8 密集场景下目标恒转弯率运动的跟踪情况

对目标按恒转弯率运动进行蒙特卡洛模拟100次的仿真过程数据求均值可以得到如表12和表13指标数据。

表12 密集场景下恒转弯率运动的多目标跟踪宏观指标结果

算法	T_E	N_{TT}	N_{FT}	R_{TT}	R_{TM}	R_{EA}	R_{MT}	R_p	R_V	OSPA
MHT	0.038 8	8.22	0.01	0.998 9	0.717 6	0.06	0.922 2	27.61	33.63	178.65
NN	0.002 3	10.34	4.89	0.721 5	0.505 0	0.07	0.927 0	27.69	35.44	226.51
GNN	0.002 4	11.04	5.12	0.732 2	0.530 7	0.08	0.897 7	27.73	35.77	128.75
PDA	0.003 0	10.51	10.49	0.515 6				69.56	38.60	683.83
JPDA	0.061 3	4.16	19.73	0.177 5				39.66	32.73	441.08

表13 密集场景下恒转弯率运动的多目标跟踪精细指标结果

算法	N_{TS}	R_{TS}	N_{TB}
MHT	4.00	0.077 8	2.26
NN	7.33	0.073 8	4.40
GNN	8.57	0.102 3	5.04

图6~图8中PDA和JPDA算法在中心处发生航迹交叉时会重合为一条,这是因为PDA和JPDA算法更新航迹最新点是通过计算波门内不同回波的加权和,即更新点为等效点,在当前密集场景下,两条相隔距离很近的航迹在更新过程中,由于波门重合,波门内回波基本相同,故计算的等效点为同一个点,因而出现两条航迹合并为一条的情况。图中可以明显看出,当两条航迹距离过近时,同样因为等效点相同也会发生航迹重合,这与理论一致。

分析图6~图8(e)和(f)在中心密集点处的跟踪情况,PDA出现了航迹中断,实际跟踪航迹偏离真实航迹等情况,对于真实航迹JPDA比PDA跟踪的更加稳定,这是由于JPDA相比PDA考虑了波门

重叠区域内的各个回波的来源情况,这也是导致在杂波密集时无效航迹个数增加的一个原因,可以在航迹起始时通过提高 M 和 N 的大小得到减少。

考虑算法平均时间指标外的所有指标,对比MHT、NN和GNN三类通过硬判决有ID辅助方式匹配的关联算法的跟踪性能,由公式(24)可以得到组合权重, CV运动:[0.040 5, 0.068 9, 0.167 7, 0.046 2, 0.056 7, 0.045 8, 0.138 5, 0.107 3, 0.122 0, 0.037 3, 0.076 2, 0.092 9];CA运动:[0.043 5, 0.049 6, 0.154 9, 0.036 4, 0.242 1, 0.039 2, 0.061 1, 0.053 7, 0.116 9, 0.035 0, 0.071 6, 0.096 0];CT运动:[0.041 9, 0.052 0, 0.159 5, 0.043 0, 0.036 5, 0.080 6, 0.058 4, 0.054 0, 0.234 8, 0.033 8, 0.111 0, 0.094 6]。分别将其代入优化后的评估模型可以得到目标CV运动、CA运动和CT运动条件下3种算法跟踪性能的定量结果,如表14所示。

表14 密集场景下使用硬判决的三类关联算法的多目标跟踪结果

运动模型	MHT	NN	GNN
CV	0.951 1	0.340 5	0.519 3
CA	0.838 6	0.407 9	0.502 5
CT	0.837 2	0.486 3	0.492 5

对于分别使用软硬两种判决方式的MHT、NN、GNN、PDA和JPDA算法,考虑共有指标来对比它们的跟踪性能,由公式(24)可以得到组合权重, CV运动:[0.226 8, 0.101 9, 0.233 3, 0.154 6, 0.114 6, 0.168 8];CA运动:[0.245 1, 0.100 1, 0.228 7, 0.153 4, 0.102 9, 0.168 9];CT运动:[0.162 6, 0.125 1, 0.254 8, 0.146 1, 0.133 0, 0.178 4]。分别将其代入优化后的评估模型可以得到目标CV运动、CA运动和CT运动条件下5种算法跟踪质量的定量结果,如表15所示。通过定性分析和定量结果可以明显发现在不考虑算法平均时间这一指标时,在本实验设计的3种目标运动方式中,MHT算法都要明显优于其他关联算法。

表15 密集场景下多目标跟踪定量结果(不考虑算法平均时间)

运动模型	MHT	NN	GNN	PDA	JPDA
CV	0.903 7	0.639 0	0.663 6	0.370 8	0.497 2
CA	0.903 7	0.652 4	0.655 9	0.388 2	0.518 6
CT	0.865 4	0.642 1	0.680 1	0.388 5	0.599 0

评估模型加入算法平均时间这一指标后对比所有关联算法,同理可以计算出5种算法的跟踪性能结果,如表16所示。

表16 密集场景下多目标跟踪定量结果(考虑算法平均时间)

运动模型	MHT	NN	GNN	PDA	JPDA
CV	0.754 5	0.753 9	0.768 1	0.557 8	0.448 2
CA	0.749 1	0.759 1	0.761 7	0.568 5	0.464 2
CT	0.729 6	0.749 3	0.773 1	0.566 7	0.532 3

对比表15和表16可以发现,由于NN与GNN算法平均时间接近且远低于NHT,当加入算法平均时间指标后,定量结果表明NN和GNN的总体跟踪性能要略优于MHT算法,因为MHT是一种在数据关联发生冲突时,形成多种假设以延迟做决定的算法,由于数据关联要保留所有可能的量测值,所以MHT的计算复杂度会大大增加,这与理论一致。同样对于基于概率的PDA与JPDA算法而言,模型加入算法平均时间这一指标后,JPDA的跟踪性能也低于PDA算法,这是由于JPDA考虑了相关波门的重叠区域内各个量测点的目标来源情况,对于密集交叉的场景可能出现组合爆炸的情况,这会大大增加算法平均时间,这也就导致其算法平均时间甚至高于MHT算法。故本文提出的多目标跟踪评估模型,可以在面对多种复杂运动场景以及受到软硬件等限制(如设备运行速度受限,内存不足等)的情况下,选择出最适合当前复杂情况的算法。

4 结束语

本文为了定量评估各关联算法的多目标跟踪效果,提出了一种基于多维体系和主客观结合的雷达多目标航迹质量评估体系。

1) 所构建的基于宏观和精细的多维度指标体系,在考虑复杂场景的基础上,充分利用航迹形成过程的整体趋势与构成航迹的点迹细微变化等多维度信息,建立航迹与航迹,量测与量测之间多方位态势指标体系,克服了多目标跟踪评估时的单一局限性,具有较强的灵活性。

2) 该模型通过G1序列法和CRITIC法组合优化指标权重,充分利用目标航迹态势的变化和决策者的偏好,通过客观信息与主观能动性相结合

的方式,使得评估结果更为合理。

此外,通过本文的仿真结果可以得出,在对实时性要求不高的一些场景中,MHT在应对密集杂波产生的虚假航迹处理以及密集目标产生的航迹中断等问题的处理上要优于其他算法,其缺点在于计算复杂度较高;如果考虑算法的普适性,NN与GNN在高实时性场景中比MHT等算法具有更广泛的应用。

参考文献:

- [1] 张晓杰,郑纪彬,苏涛,等.无人机集群协同搜索跟踪任务规划方法[J].雷达科学与技术,2022,20(5):480-491.
- [2] 靳俊峰,曾怡,廖圣龙.弹道导弹群目标跟踪分裂算法研究[J].雷达科学与技术,2020,18(3):321-326.
- [3] RISTIC B, VO B N, CLARK D, et al. A Metric for Performance Evaluation of Multi-Target Tracking Algorithms [J]. IEEE Trans on Signal Processing,2011,59(7):3452-3457.
- [4] RUAN Y, WILLETT P. Multiple Model PMHT and Its Application to the Benchmark Radar Tracking Problem [J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems,2004,40(4):1337-1350.
- [5] LEUNG H, HU Z, BLANCHETTE M. Evaluation of Multiple Radar Target Trackers in Stressful Environments [J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems,1999,35(2):663-674.
- [6] MILAN A, SCHINDLER K, ROTH S. Challenges of Ground Truth Evaluation of Multi-Target Tracking [C]// 2013 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition Workshops, Portland, OR, USA: IEEE, 2013: 735-742.
- [7] DENDORFER P, OSEP A, MILAN A, et al. MOTChallenge: A Benchmark for Single-Camera Multiple Target Tracking [J]. International Journal of Computer Vision, 2020, 129(4):845-881.
- [8] 黄玲,陈浩文,张伟.基于Hausdorff距离和变参差分进化的SAR图像配准[J].南京理工大学学报,2023,47(3):337-342.
- [9] SCHUHMACHER D, VO B T, VO B N, et al. A Consistent Metric for Performance Evaluation of Multi-Object Filters[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2008, 56(8): 3447-3457.
- [10] VU T, EVANS R. A New Performance Metric for Multiple Target Tracking Based on Optimal Subpattern Assignment [C]//International Conference on Information Fusion, Salamanca: IEEE, 2014:1-8.
- [11] LIU Mei, LI Huaguan, ZHOU Yunlai, et al. Output-Only Damage Detection of Shear Building Structures Using An Autoregressive Model-Enhanced Optimal Subpattern Assignment Metric[J]. Sensors, 2020,20(7):2050-2082.
- [12] LI Wei, HAN Chongzhao. Dual Sensor Control Scheme for Multi-Target Tracking[J]. Sensors, 2018,18(5):1653-1668.
- [13] WANG Xin, ZUO Jialiang, YANG Rennong, et al. Target Threat Assessment Based on Dynamic Bayesian Network[J].Journal of Physics: Conference Series, 2019(4): 042023.
- [14] 徐宇恒,程嗣怡,庞梦洋.基于CRITIC-TOPSIS的动态辐射源威胁评估[J].北京航空航天大学学报,2020,46(11):2168-2175.
- [15] 盖美庆,闫世强,程正宇,等.组合赋权TOPSIS法反导预警系统效能评估[J].火力与指挥控制,2020,45(10):43-47.
- [16] 王坚浩,王龙,张亮,等.灰色群组聚类和改进CRITIC赋权的供应商选择VIKOR多属性决策[J].系统工程与电子技术,2023,45(1):156-164.
- [17] 张鸿运,王磊,张旭,等.考虑子系统执行能力的多无人机协同任务规划[J].系统工程与电子技术,2023,45(1):127-138.
- [18] 刘兴宇,郭荣化,任成才,等.基于身份匈牙利算法的无人机蜂群分布式目标分配方法[J].兵工学报,2023,44(9):2824-2835.
- [19] 王学军,郭亚军.基于G1法的判断矩阵的一致性分析[J].中国管理科学,2006,14(3):65-70.
- [20] LI X R, JILKOV V P. Survey of Maneuvering Target Tracking. Part I. Dynamic Models [J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2003, 39(4):1333-1364.

作者简介:

黄黎斌 男,硕士研究生,主要研究方向为雷达多目标跟踪。

许红 男,博士,讲师,主要研究方向为目标跟踪与信息融合。

倪柳柳 男,博士,工程师,主要研究方向为信号处理。

邢逸舟 男,硕士研究生,主要研究方向为雷达数据处理。

全英汇 男,博士,教授,主要研究方向为电磁感知与目标探测。

基于发现概率的箔条干扰弹投放策略研究

卿朝进¹, 何林懿¹, 王子龙¹, 张银杰¹, 赵桂毅¹, 林辉²

(1. 西华大学电气与电子信息学院, 四川成都 610039; 2. 成都航天凯特机电科技有限公司, 四川成都 611730)

摘要: 针对大中型无人战斗机(Unmanned Combat Air Vehicle, UCAV)在中空环境下抵抗攻击和生存能力弱的问题,本文研究一种箔条干扰弹投放策略优化算法。该算法以发现概率为评估指标,在一定发现概率范围内寻求每个时隙下箔条干扰弹的最优投放策略。研究旨在尽量推迟UCAV被发现的时间,甚至实现全程都未被察觉,从而节省资源损耗,提高UCAV的生存能力和任务成功率。首先,建立箔条走廊掩护场景模型和发现概率模型;随后,形成时隙特定的箔条干扰弹数量最小化问题,并提出相应约束条件;最后,深入分析优化问题,结合数学分析方法,对最小化问题进行求解,得到每个时隙下的箔条干扰弹最优投放策略。仿真结果表明,所提出方法能够在降低发现概率的同时,减少我方作战资源的消耗,具有有效性和良好的健壮性。

关键词: 无人战斗机; 箔条干扰弹; 发现概率; 投放策略; 优化问题

中图分类号: TN972 文献标志码: A 文章编号: 1672-2337(2024)06-0672-09

引用格式: 卿朝进, 何林懿, 王子龙, 等. 基于发现概率的箔条干扰弹投放策略研究[J]. 雷达科学与技术, 2024, 22(6): 672-680.

QING Chaojin, HE Linsi, WANG Zilong, et al. Research on Chaff Jamming Shell Launch Strategy Based on Detection Probability[J]. Radar Science and Technology, 2024, 22(6):672-680.

Research on Chaff Jamming Shell Launch Strategy Based on Detection Probability

QING Chaojin¹, HE Linsi¹, WANG Zilong¹, ZHANG Yinjie¹, ZHAO Guiyi¹, LIN Hui²

(1. School of Electrical Engineering and Electronic Information, Xihua University, Chengdu 610039, China;

2. Chengdu Aerospace Kate Electromechanical Technology Co Ltd, Chengdu 611730, China)

Abstract: Aiming at the problem that large and medium-sized unmanned combat air vehicle (UCAV) has weak resistance to attack and survivability in a medium-altitude environment, this paper studies an optimization algorithm for the launch strategy of chaff jamming shells. The algorithm takes the detection probability as the evaluation index, and seeks the optimal launch strategy of chaff jamming shells in each time slot within a certain range of detection probability. The purpose of this study is to delay the detection of the UCAV as much as possible, and even to achieve the whole process undetected, thereby saving resource consumption and enhancing the survivability and mission success rate of the UCAV. Firstly, a chaff corridor cover scenario model and a detection probability model are established. Subsequently, the problem of minimizing the number of chaff jamming shells with specific time slots is formed, and the corresponding constraint conditions are proposed. Finally, the optimization problem is analyzed in depth, combining with mathematical analysis methods, to solve the minimization problem and obtain the optimal launch strategy for chaff jamming shells under each time slot. The simulation results indicate that the proposed method can reduce the detection probability while minimizing the consumption of our combat resources, delaying the time when the UCAV is detected by the enemy, and demonstrate effectiveness and good robustness.

Key words: unmanned combat air vehicle; chaff jamming shells; detection probability; launch strategy; optimization problem

0 引言

近年来,全球各国广泛采用无人战斗机(Un-

manned Combat Air Vehicle, UCAV)执行反恐行动和区域冲突任务^[1]。在实战场景中,UCAV因其对人力资源的低依赖性和卓越的环境适应能力而表

收稿日期: 2024-04-08; 修回日期: 2024-05-07

基金项目: 国家自然科学基金(No.62301447); 四川省科技计划资助项目(No.2023YFG0316); 四川省科技计划“揭榜挂帅项目”(No.23GSC00004); 西华大学校重点项目(No.Z1320929); 中国高校产学研创新基金(No.2021ITA10016)

现出显著优势。然而,其低空飞行特性和较低的时效性也构成了UCAV在操作中存在的潜在弱点,这也使其被敌方地面防空系统发现并击中的风险剧增^[2-3]。鉴于海外战场环境日趋复杂多变,现有大中型UCAV在中空环境下抵抗攻击及提高生存能力的需求日益迫切^[4-5]。为应对这一挑战,关键在于强化UCAV在飞行初始阶段乃至全程中的防御性能,即研究如何确保UCAV能够在敌方雷达探测下保持较低的可探测性或显著降低被雷达发现的概率^[6]。箔条干扰弹作为一种典型的无源干扰手段,在近现代雷达对抗中发挥着不可或缺的重要作用^[7-8]。随着战场局势的不断演变,箔条干扰弹的投放策略对UCAV的防御效能和生存能力产生着直接影响^[9]。因此,如何制定和优化箔条干扰弹的投放策略,一直是该研究领域的热点与难点。

针对箔条干扰弹投放问题,已有研究文献从不同角度进行了深入探讨,如文献[10-12]。文献[10]针对高分辨率相参雷达,建立了舰船模型和箔条干扰模型,探讨了最佳箔条干扰发射策略和舰船机动规避策略;文献[11]则对舰艇编队质心干扰运用策略进行了分析;此外,文献[12]采用改进灰狼算法对箔条干扰策略进行了研究。尽管文献[10-12]对箔条干扰弹投放进行了研究,但都针对UCAV位置已被敌方雷达锁定且已发射导弹进行打击的情形,旨在减小UCAV被击中的概率。

然而,在实际战场环境中,研究敌方发射导弹之前的箔条投放策略显得尤为关键。也有一些研究文献并未明显针对UCAV位置已被锁定且导弹已经发射的情形,如文献[13-15]。文献[13]根据多雷达和箔条运动的特点,分析箔条走廊的基本战术要求。文献[14]则针对不同体制雷达,研究了不同的箔条弹投放策略,并针对特定场景给出了详细的解算过程。文献[15]对雷达接收功率的经典公式进行了适应性改进,建立了箔条走廊的散射效应等模型,为箔条走廊战术运用参数的确定提供参考。此外,文献[16]以雷达的最大探测距离作为评估指标,提出一种针对动目标检测雷达的箔条干扰弹应用方法。而文献[17]则使用效费比作为指标,全面考虑了箔条干扰在电子对抗作战中的整体效能。

对于UCAV而言,延迟被敌方雷达锁定甚至不被敌方雷达发现是提高其生存能力的关键因素^[9]。虽然设置较低的发现概率可以降低敌方探测并锁定UCAV的概率,但一味追求每一时刻最小化发现概率会导致UCAV资源损耗显著增加,从而对其持久作战能力产生负面影响。因此,非常有必要将发现概率限制在一定范围内,以实现资源损耗和任务效能之间的优化平衡,确保UCAV在整个任务周期内能够有效执行任务。然而遗憾的是,此类基于发现概率提高UCAV生存能力的箔条弹投放策略还较为匮乏。

因此,本文研究基于发现概率的箔条干扰弹投放策略,在一定范围内减小被敌方雷达探测并锁定位置的概率,在降低敌方对我方发现概率的同时,减少我方作战资源的消耗。首先,建立箔条走廊掩护场景模型;随后,根据发现概率模型,建立箔条干扰弹数量最小化问题;然后,求解确定箔条干扰弹投放数量。鉴于实际战场环境中UCAV可能随时遭遇敌方雷达的探测和锁定,本文研究旨在尽量推迟UCAV被敌方发现的时间,甚至使其始终未被察觉,从而提高UCAV的生存能力和完成任务的成功率。

1 模型与问题形成

本节针对UCAV在空中情况下抵抗攻击和生存能力弱等的问题建立了掩护场景和基于发现概率的箔条干扰弹投放策略模型。首先,在1.1节对箔条走廊掩护场景进行描述;随后,在1.2节给出基本发现概率表达式,并在1.3节形成优化问题和相关约束。

1.1 箔条走廊掩护场景描述

研究场景如图1所示。为了模拟实际作战场景,UCAV沿既定航迹飞行,并投放箔条干扰弹掩护自身安全。其中,UCAV上装备有 N_{c} 颗箔条干扰弹,一颗箔条干扰弹中包含 N_{f} 根箔条。

将UCAV的整段飞行时间划分为 T 个时隙,假设每个时隙足够小,从而在每个时隙内UCAV与敌方雷达的距离近似相等,使UCAV可在每个时隙内投放箔条干扰弹,掩护UCAV自身位置不被敌方雷

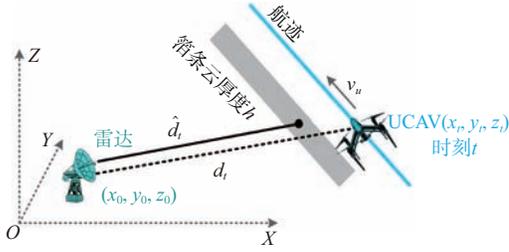


图1 箔条走廊掩护场景图

雷达发现或减小被发现的概率。在第 $t(t = 1, 2, \dots, T)$ 个时隙内,设UCAV的位置坐标为 (x_t, y_t, z_t) ,敌方雷达的位置坐标为 (x_0, y_0, z_0) ,则第 t 个时隙内UCAV和敌方雷达的距离 $d_t = \sqrt{(x_t - x_0)^2 + (y_t - y_0)^2 + (z_t - z_0)^2}$,可得在 T 个时隙形成的距离集合 D 可表示为

$$D = \{d_1, d_2, \dots, d_T\} \quad (1)$$

在第 t 个时隙,UCAV根据敌方雷达的发现概率判断该时隙内受到的威胁程度^[18]。因此,基于UCAV安全飞行考虑,本文研究箔条干扰弹投放优化策略,将敌方雷达对我方UCAV的最大发现概率限制在一定范围内。假设在第 t 个时隙内UCAV投放的箔条数量为 m_t ,则组合构成的箔条干扰弹数量 n_t 为

$$n_t = \left\lfloor \frac{m_t}{N_c} \right\rfloor \quad (2)$$

整理可得 T 个时隙投放的箔条数量集合 M 和箔条干扰弹数量集合 N 为

$$\begin{cases} M = \{m_1, m_2, \dots, m_T\} \\ N = \{n_1, n_2, \dots, n_T\} \end{cases} \quad (3)$$

根据箔条干扰弹投放数量集合 N , T 个时隙的发现概率集合 W 可表示为

$$W = \{P_d(1), P_d(2), \dots, P_d(T)\} \quad (4)$$

式中, $P_d(t)$ 为第 t 个时隙敌方雷达对UCAV的发现概率。根据敌方雷达对我方UCAV的发现概率,本文研究箔条干扰弹投放策略,最大化发现概率不超过我方期望的概率阈值的时隙数量(也即是,推迟UCAV被敌方雷达发现的时间)。

1.2 发现概率表达式

在第 t 个时隙,敌方雷达对UCAV的发现概率 $P_d(t)$ 为^[19]

$$P_d(t) = \exp\left[\frac{\ln P_{fa}}{1 + S_j(t)}\right] \quad (5)$$

式中, P_{fa} 为预定虚警概率, $S_j(t)$ 表示 t 时刻的信干噪比。根据文献[20-21], $S_j(t)$ 可表示为

$$S_j(t) = \frac{P_m(t)F_A}{P_{rc}(t) + P_n} \quad (6)$$

式中, $P_m(t)$ 和 $P_{rc}(t)$ 表示第 t 个时隙敌方雷达收到来自UCAV和箔条云的回波功率, $P_n(t)$ 表示雷达的噪声功率, F_A 表示雷达系统总损耗。式(6)中, $P_m(t)$ 、 $P_{rc}(t)$ 、 $P_n(t)$ 和 F_A 可表示为

$$\begin{cases} P_m(t) = \frac{P_t G_t^2 \lambda^2 \sigma_u}{(4\pi)^3 d_t^4} \cdot 10^{-0.2\beta h} \\ P_{rc}(t) = \frac{P_t G_t^2 \lambda^2 \sigma_c(t)}{(4\pi)^3 \hat{d}_t^4} \\ P_n(t) = k T_0 B F_n \\ F_A = \frac{\tau N_p}{T_r L_r} \end{cases} \quad (7)$$

式中: P_t 为雷达发射的峰值功率; G_t 为雷达发射天线增益; λ 为雷达工作波长,满足 $\lambda = c/f_0$,其中 $c = 3 \times 10^8$ m/s为光速, f_0 为雷达工作频率; σ_u 为UCAV的雷达散射截面(Radar Cross Section, RCS); β 为箔条云衰减系数,满足 $\beta = 0.73\lambda^2 \bar{n}$,这里, \bar{n} 为箔条云密度; h 为箔条云厚度; \hat{d}_t 为第 t 个时隙雷达与箔条云质心之间的距离; $\sigma_c(t)$ 为第 t 个时隙箔条云的RCS; $k = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K为玻耳兹曼常数; T_0 为标准温度,一般满足 $T_0 = 290$ K; B 为雷达工作带宽,满足 $B = 1/\tau$,这里, τ 为脉冲宽度; F_n 为噪声系数; N_p 为重复周期为 T_r 时的脉冲积累个数; L_r 为其他损耗。根据文献[21], \hat{d}_t 、 d_t 和 h 之间满足

$$\hat{d}_t = d_t - \frac{h}{2} \quad (8)$$

根据文献[19,22],单根箔条平均有效反射面积为 $\bar{\sigma} = 0.172\lambda^2$ 。因此,第 t 个时隙 m_t 根箔条形成的箔条云RCS为^[23]

$$\sigma_c(t) = m_t \bar{\sigma} = 0.172 m_t \lambda^2 \quad (9)$$

根据式(5)的发现概率 $P_d(t)$,本文从发现概率不超过给定阈值的视角出发,研究基于发现概率的箔条干扰弹投放数量优化策略。

1.3 问题形成

考虑到每个时隙可能投放箔条干扰弹,因此,第 t 个时隙的发现概率 $P_d(t)$ 是该时隙箔条数量 m_t 的函数。将第 t 个时隙的发现概率表示为 $f(m_t)$,根据式(5)~(9),可推导得到

$$f(m_t) = P_d(t) = \exp \left[\frac{\ln P_{fa}}{1 + \frac{F_A \hat{d}_t^4 P_i G_i^2 \lambda^2 \sigma_u \times 10^{-0.2\beta h}}{d_t^4 P_i G_i^2 \lambda^2 \bar{\sigma} m_t + d_t^4 (4\pi)^3 \hat{d}_t^4 P_n}} \right] \quad (10)$$

从UCAV在既定路径下安全可靠的飞行出发,需尽可能地确保每个时隙我方的UCAV不被敌方雷达发现。然而,不被发现,即发现概率 $f(m_t) = P_d(t) = 0$ 是极其苛刻的小概率事件。为此,本文研究我方可接受发现概率情况下的箔条干扰弹投放优化策略。

设各时隙安全飞行可接受的最大发现概率阈值为 ε ,从而有

$$\begin{cases} f(m_t) \leq \varepsilon, & \text{在第 } t \text{ 时隙的UCAV飞行视为安全} \\ f(m_t) > \varepsilon, & \text{在第 } t \text{ 时隙的UCAV飞行视为不安全} \end{cases} \quad (11)$$

介于此,本文的策略是:在不超过最大发现概率阈值的情况下,最小化投放箔条数量,以节省有限的箔条干扰弹,为后续时隙储备更多箔条干扰弹防护资源,推迟UCAV被敌方雷达发现的时间。于是,本文的问题可表示为

$$\begin{aligned} P_1: \min & m_t \\ \text{s.t.} & (C_1): m_t \in \mathbb{N}, \forall t \in \{1, 2, \dots, T\} \\ & (C_2): f(m_t) \leq \varepsilon, \forall t \in \{1, 2, \dots, T\} \\ & (C_3): \omega \frac{\sigma_u}{\bar{\sigma}} \leq m_t \leq N_{cb} N_c \\ & (C_4): \omega \frac{\sigma_u}{N_c \bar{\sigma}} \leq \left[\frac{m_t}{N_c} \right] \leq N_{cb} - \sum_{i=1}^{t-1} \left[\frac{m_i}{N_c} \right], \\ & \forall t \in \{2, 3, \dots, T\} \end{aligned} \quad (12)$$

在第 t 个时隙,各约束条件含义如下:

1) (C_1) 约束:箔条数量为自然数。

2) (C_2) 约束:如式(11),我方UCAV在时隙飞行安全的条件是箔条干扰弹投放后的发现概率值 $f(m_t) \leq \varepsilon$ 。

3) (C_3) 约束:

• UCAV在第1个时隙投放 m_1 根箔条形成的箔条云RCS至少为UCAV的RCS(即 σ_u)的 ω 倍;

• 第1个时隙投放的箔条数量 m_1 ,不能大于可投放的箔条数量总量 $N_{cb} N_c$,其中,一颗箔条干扰弹内的箔条数量 N_c 满足 $N_c = 1.3\sigma_u / \bar{\sigma}$ 。

4) (C_4) 约束:

• 该时隙投放了 $n_t = \lceil m_t / N_c \rceil$ 个箔条干扰弹后,形成的箔条云RCS至少为UCAV的RCS(即 σ_u)的 ω 倍;

• 第 t 个时隙投放的箔条干扰弹的数量 n_t 不能大于该时隙可投放的箔条干扰弹的数量(前 $t-1$ 个时隙投放后的剩余的箔条干扰弹的数量)。

2 基于发现概率的箔条干扰弹投放策略优化

本节针对第1节提出的最小化问题进行求解。首先,在2.1节详细描述求解过程;随后,在2.2节针对提出的问题综合分析,并整理形成求解算法。

2.1 拉格朗日乘子法求解

根据式(10),为便于表达和计算,可令其各变量为

$$\begin{cases} A = \ln P_{fa} < 0 \\ B = F_A \hat{d}_t^4 P_i G_i^2 \lambda^2 \sigma_u \times 10^{-0.2\beta h} > 0 \\ C = d_t^4 P_i G_i^2 \lambda^2 \bar{\sigma} > 0 \\ D = d_t^4 (4\pi)^3 \hat{d}_t^4 P_n > 0 \end{cases} \quad (13)$$

其中, A, B, C, D 均为非零常量。此时,式(10)可简化为

$$f(m_t) = \exp \left[\frac{A}{1 + \frac{B}{Cm_t + D}} \right] \quad (14)$$

根据问题 P_1 ,求得 m_t 的表达式(也即是, $f(m_t)$ 的反函数)为

$$m_t = \frac{B \ln f(m_t)}{A - \ln f(m_t)} - \frac{D}{C} \quad (15)$$

由于问题 P_1 的 (C_1) 可在求解之后进行约束; (C_3) 只在第一个时隙内约束; (C_4) 建立在时隙集

$\{1, 2, \dots, t-1\}$ 中投放箔条弹数量已知的情况下, 这里可先暂时放宽约束条件为

$$(C_5): \omega \frac{\sigma_u}{\bar{\sigma}} \leq f(m_t), \forall t \in \{1, 2, \dots, T\} \quad (16)$$

综上所述, 在第 t 个时隙内, 令式(15)中 $g(x) = m_t, x = f(m_t)$, 则将问题 P_1 可转化为问题 P_2 , 可表示为

$$P_2: \min g(x) = \min \frac{B \ln x}{A - \ln x} - D \quad (17)$$

s.t. $(C'_2): x \leq \varepsilon$

$(C'_3): \omega \frac{\sigma_u}{\bar{\sigma}} \leq g(x)$

采用拉格朗日乘子法, 将约束条件 (C'_2) 和 (C'_3) 表示为

$$\begin{cases} h_1(x) = x - \varepsilon \leq 0 \\ h_2(x) = \omega \frac{\sigma_u}{\bar{\sigma}} - g(x) \leq 0 \end{cases} \quad (18)$$

引入乘子 λ_1 和 λ_2 , 问题 P_2 转化为无约束联立等式求解问题, 有

$$L(x, \lambda_1, \lambda_2) = g(x) + \lambda_1 h_1(x) + \lambda_2 h_2(x) \quad (19)$$

根据式(19)列出 KKT 条件, 为

$$\begin{cases} \frac{\partial L}{\partial x} = \frac{dg}{dx} + \lambda_1 \frac{dh_1}{dx} + \lambda_2 \frac{dh_2}{dx} = 0 \\ \lambda_1 h_1(x) = 0 \\ \lambda_2 h_2(x) = 0 \\ \lambda_1 \geq 0 \\ \lambda_2 \geq 0 \\ h_1(x) \leq 0 \\ h_2(x) \leq 0 \end{cases} \quad (20)$$

求解式(20), 可分为两种情况讨论:

1) 当 $g(\varepsilon) \leq \omega \frac{\sigma_u}{\bar{\sigma}}$ 时, 问题 P_2 在约束条件内的解为

$$\begin{cases} x = \exp \left(\frac{A}{1 + \frac{B}{C \cdot \omega \frac{\sigma_u}{\bar{\sigma}} + D}} \right) \\ \lambda_1 = 0 \\ \lambda_2 = 1 \end{cases} \quad (21)$$

满足 $\lambda_1 \geq 0$ 和 $\lambda_2 \geq 0$, 如式(21)所示的解成立。此时, 问题 P_2 中 $g(x)$ 的最小值为

$$g(x) = \omega \frac{\sigma_u}{\bar{\sigma}} \quad (22)$$

2) 当 $g(\varepsilon) > \omega \frac{\sigma_u}{\bar{\sigma}}$ 时, 问题 P_2 在约束条件内的解为

$$\begin{cases} x = \varepsilon \\ \lambda_1 = -\frac{AB}{(\varepsilon C)(A - \ln \varepsilon)^2} \\ \lambda_2 = 0 \end{cases} \quad (23)$$

由式(13)可知, $A < 0$, 因此 λ_1 满足 $\lambda_1 \geq 0$, 如式(23)所示的解成立。此时, 问题 P_2 中 $g(x)$ 的最小值为

$$g(x) = \frac{B \ln \varepsilon}{A - \ln \varepsilon} - D \quad (24)$$

考虑存在约束条件 (C_1) , 根据上述解式(22)和式(24), 箔条数量 m_t 可整理为

$$m_t = \begin{cases} \left\lceil \omega \frac{\sigma_u}{\bar{\sigma}} \right\rceil, g(\varepsilon) \leq \omega \frac{\sigma_u}{\bar{\sigma}} \\ \left\lceil \frac{B \ln \varepsilon}{A - \ln \varepsilon} - D \right\rceil, g(\varepsilon) > \omega \frac{\sigma_u}{\bar{\sigma}} \end{cases} \quad (25)$$

此时, 该箔条数量干扰下的发现概率值 $f(m_t)$ 满足 $f(m_t) \leq \varepsilon$ 。约束条件 (C_3) 和 (C_4) 在第 2.2 节的算法中详细体现。

2.2 箔条干扰弹投放数量优化

在给定敌方雷达位置和UCAV的飞行路径的条件下, 根据 T 个时隙下UCAV与敌方雷达之间的距离集合 D , 利用式(8)可得到UCAV与箔条云质心之间的距离集合 \hat{D} 为

$$\hat{D} = \{\hat{d}_1, \hat{d}_2, \dots, \hat{d}_T\} \quad (26)$$

由于本文考虑采用发现概率作为指标判断是否投放箔条干扰弹以及投放数量, 可计算得到第 t 时隙下的初始发现概率值(即最大发现概率值) $P_{d, \text{nochaff}}(t)$ 为

$$P_{d, \text{nochaff}}(t) = \exp \left[\frac{\ln P_{fa}}{1 + \frac{P_t G_t^2 \lambda^2 \sigma_u F_A}{(4\pi)^3 d_t^4 P_n}} \right] \quad (27)$$

投放剩余全部箔条干扰弹干扰之后的发现概率值(即最小发现概率值) $P_{d, \max \text{chaff}}(t)$ 为

$$P_{d, \max \text{chaff}}(t) = \begin{cases} P_{d, \text{nochaff}}(t), N_{\text{last}}(t) = 0 \\ \exp \left[\frac{\ln P_{\text{fa}}}{1 + \frac{F_A \cdot P_1 G_1^2 \lambda^2 \sigma_u \hat{d}_i^4 \times 10^{-0.2Bh}}{d_i^4 P_1 G_1^2 \lambda^2 \bar{\sigma} N_{\text{last}}(t) + (4\pi)^3 d_i^4 \hat{d}_i^4 P_n}} \right], N_{\text{last}}(t) \neq 0 \end{cases} \quad (28)$$

式中, $N_{\text{last}}(t)$ 为在 t 时隙时UCAV中剩余的箔条干扰弹数量, 计算为

$$N_{\text{last}}(t) = N_{\text{cb}} - \sum_{i=1}^{t-1} \left\lfloor \frac{m_i}{N_c} \right\rfloor = N_{\text{cb}} - \sum_{i=1}^{t-1} n_i \quad (29)$$

根据实际对抗环境和上述的最大最小发现概率值, 箔条干扰弹投放可分为两种情况:

1) 当 $P_{d, \text{nochaff}}(t) < \varepsilon$ 或 $P_{d, \max \text{chaff}}(t) > \varepsilon$ 时

若 $P_{d, \text{nochaff}}(t) < \varepsilon$, UCAV可视为不受到雷达威胁; 若 $P_{d, \max \text{chaff}}(t) > \varepsilon$, 表示UCAV干扰失效, 如UCAV与敌方雷达的距离过近。在这种情况下, 即使UCAV采用干扰也视为必然会被发现。综上所述, 箔条干扰弹投放数量 n_i 和相应发现概率值 $P_d(t)$ 满足

$$\begin{cases} n_i = 0 \\ P_d(t) = P_{d, \text{nochaff}}(t) \end{cases} \quad (30)$$

2) 当 $P_{d, \max \text{chaff}}(t) \leq \varepsilon \leq P_{d, \text{nochaff}}(t)$ 时

UCAV可能会被雷达发现, 但采用干扰方式, 可减小被发现的概率。因此, 需要我方投放箔条干扰弹实施干扰措施, 掩护UCAV安全通行。

· 根据拉格朗日乘法求解(如2.1节所示)计算得到所需箔条数量 m_i ;

· 根据式(2)计算箔条干扰弹数量 n_i ;

· 根据式(29)得到 $N_{\text{last}}(t)$ 。此时, 若 $n_i \leq N_{\text{last}}(t)$, 则满足 $f(m_i) \leq \varepsilon$ 的最大发现概率阈值, UCAV飞行被视为安全; 若 $n_i > N_{\text{last}}(t)$, 则表明当前时隙下的箔条干扰弹数量不足, 无法达到发现概率 $f(m_i) \leq \varepsilon$ 的要求, 整理可得

$$P_d(t) = \begin{cases} f(n_i N_c), n_i \leq N_{\text{last}}(t) \\ f[N_{\text{last}}(t) N_c], n_i > N_{\text{last}}(t) \end{cases} \quad (31)$$

每个时隙下投放的箔条干扰弹数量集合 N 和发现概率集合 W 为

$$\begin{cases} N = \{n_1, n_2, \dots, n_T\} \\ W = \{P_d(1), P_d(2), \dots, P_d(T)\} \end{cases} \quad (32)$$

根据2.1和2.2节的叙述, 箔条干扰弹数量优化算法如表1所示。

表1 箔条干扰弹数量优化算法

输入: 时隙数 T 、UCAV与雷达的距离集合 D 、箔条云与雷达的距离集合 \hat{D} 、最大发现概率阈值 ε 、RCS倍数关系 ω 、箔条干扰弹数量 N_{cb} 、箔条数量 N_c 、UCAV的RCS σ_u 、虚警概率 P_{fa} 、箔条云密度 \bar{n} 、箔条云厚度 h 等

输出: 时隙 t 、箔条投放集合 M 、箔条干扰弹投放集合 N 、箔条干扰弹投放前每个时隙的发现概率 $P_{d, \text{nochaff}} \in \mathbb{R}^T$ 、箔条干扰弹投放后的发现概率集合 W

1) 根据式(27)计算得到无箔条干扰弹干扰时的发现概率值(即最大发现概率值) $P_{d, \text{nochaff}}$;

2) for $t = 1, 2, \dots, T$ do

根据式(29)和式(28)分别得到当前时隙下UCAV剩余的箔条干扰弹总数 $N_{\text{last}}(t)$ 和能达到的最小发现概率值 $P_{d, \max \text{chaff}}(t)$;

if $P_{d, \max \text{chaff}}(t) \leq \varepsilon \leq P_{d, \text{nochaff}}(t)$ then

根据利用拉格朗日乘法求解, 得到第 t 时隙上所需的箔条数量最小值 m_i ;

根据式(2)得到投放箔条干扰弹数量 n_i 和对应的发现概率最大值 $P_d(t)$;

根据式(29)得到目前为止UCAV上剩余的箔条干扰弹数量 $N_{\text{last}}(t)$;

根据得到的 $N_{\text{last}}(t)$ 由式(31)得到相应发现概率值 $P_d(t)$;

else

根据式(30)得到投放箔条干扰弹数量 n_i 和相应发现概率值 $P_d(t)$;

end if

end for

根据表1的优化策略, 我们在第3节中验证提出的优化策略的有效性和健壮性。

3 仿真实验验证

在本节中将验证提出方法在尽量推迟UCAV被敌方发现的时间上的有效性和健壮性。首先, 在3.1节, 我们给出仿真所需的参数设置; 随后, 在3.2和3.3节, 分别验证提出方法的有效性和健壮性。

3.1 参数设置

为了验证提出方法的有效性和健壮性, 本文进行基于图1的模拟仿真实验, 设敌方雷达位置为

$(x_0, y_0, z_0) = (0, 0, 0)$, 我方UCAV在敌方雷达附近沿既定路线飞行, 执行侦察任务。考虑将既定路线划分为 $T = 15$ 个时隙, 最大发现概率阈值 $\varepsilon = 0.4$, 其雷达、UCAV和箔条干扰弹的性能参数分别如表2、表3所示。

表2 雷达参数设置^[20]

参数	参数值
雷达发射功率	1 MW
雷达天线的增益	40 dB
雷达工作波长	10 cm
雷达工作带宽	4 MHz
噪声系数	1.1 dB
最小输出信噪比	11.2 dB
雷达各部分损耗	6 dB
相参积累脉冲数	1 000
重复周期	0.25 μ s

表3 UCAV和箔条干扰弹参数设置^[21,24]

参数	参数值
UCAV的RCS	2 m ²
箔条干扰弹数量	100颗
箔条云密度	0.5 根/m ³
箔条云厚度	100 m

为了验证提出方法具有有效性和健壮性, 设每个时隙下UCAV与雷达的距离如表4所示, 存在的关系曲线图如图2所示。

表4 每个时隙下的UCAV与雷达的距离值

时隙	UCAV与雷达的距离/m	时隙	UCAV与雷达的距离/m
1	884 340.3	9	677 984.3
2	824 234.9	10	706 813.9
3	771 035.5	11	746 549.5
4	726 261.3	12	795 558.8
5	691 550.8	13	852 243.2
6	668 473.5	14	915 177.8
7	658 253.9	15	983 163.1
8	661 488.4		

从图2可以看出, UCAV需先向雷达逐步靠近, 执行某侦察任务, 随后迅速飞离, 结束任务。在此过程中, UCAV需尽可能延迟被敌方锁定位置的时间, 提高存活率和生存力。

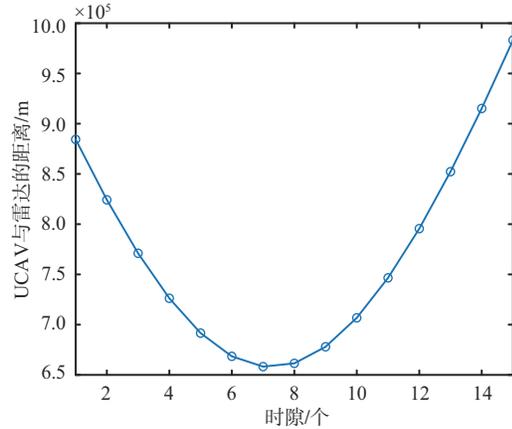


图2 UCAV与雷达的距离曲线雷达探测视图

3.2 有效性分析

设虚警概率 $P_{fa} = 1 \times 10^{-6}$, 若形成的箔条云RCS σ_c 至少为UCAV的RCS σ_u 的 $\omega = 2$ 倍, 投放箔条干扰弹前后的发现概率变化曲线如图3所示。其中, 每个时隙所需投放的箔条干扰弹数量如图4所示。

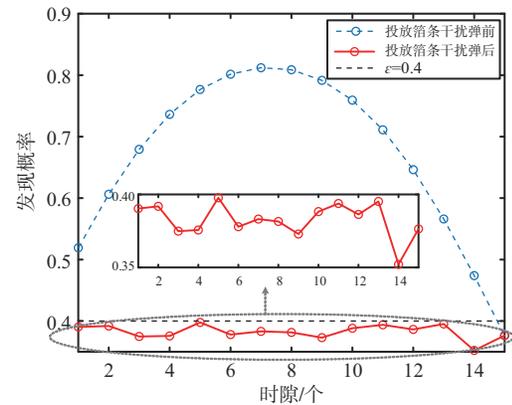


图3 投放箔条弹前后发现概率变化曲线

从图3可以看出:

1) 在同一个时隙内, 箔条干扰弹的投放能够显著降低发现概率值。例如, 在第5个时隙中, 相比箔条干扰弹投放前, 投放后的发现概率值从0.776 7降低至0.397 7。这是因为, 箔条干扰弹能够通过内部箔条形成的干扰回波降低信干噪比, 进而使得发现概率降低。

2) 在第15个时隙中, 投放箔条干扰弹前后的发现概率值保持一致, 均为0.376 4。这是因为, 此时UCAV与敌方雷达距离(如图2所示)较远, 敌方雷达不能可靠地检测到UCAV的具体位置; 并且未

投放箔条干扰弹时的发现概率已经达到既定阈值范围内,可视为UCAV处于安全状态,无需投放箔条干扰弹,因此,箔条干扰弹投放前后的发现概率值相同。

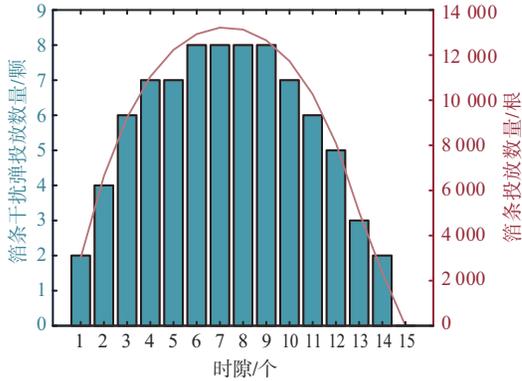


图4 每个时隙上的箔条和箔条干扰弹投放数量

从图4可以看出:

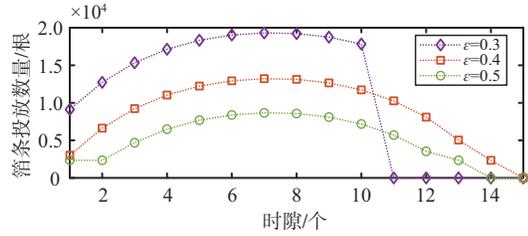
- 1) 箔条和箔条干扰弹数量在整体上趋近于抛物线变化。这是因为,随着UCAV和敌方雷达距离越近(远),发现概率越高(低),所需要的箔条数量越多(少),因此,箔条干扰弹投放数量越多(少)。
- 2) 当第15个时隙时,箔条和箔条干扰弹投放数量为0。这是因为,在第15个时隙下,最大发现概率已经达到既定的阈值范围内(如图3所示),不需要再投放箔条或箔条干扰弹进行干扰。
- 3) 由图4可知,箔条数量在第4~5个时隙和第6~9个时隙这两段时隙范围内,每段时隙所需投放的箔条干扰弹数量稳定在7颗和8颗。这是因为,箔条干扰弹内部含有一定的箔条数量,在此数量变化范围内,箔条干扰弹数量维持不变。

3.3 健壮性分析

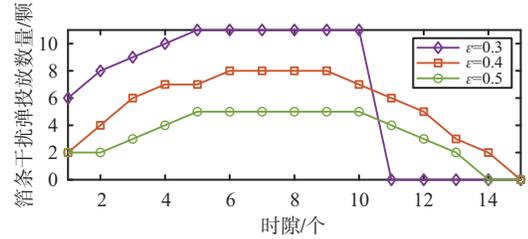
为了验证最大发现概率阈值 ϵ 对提出方法的影响,仿真设置最大发现概率阈值 ϵ 在 $\epsilon = 0.3$ 、 $\epsilon = 0.4$ 和 $\epsilon = 0.5$ 时的箔条和箔条干扰弹数量变化如图5所示,对应的发现概率性能如图6所示。除最大发现概率阈值 ϵ 变化外,其他仿真参数与3.1节中的参数设置保持一致。

从图5可以看出:

- 1) 随着阈值 ϵ 的增大,所需箔条和箔条干扰弹数量减少。例如,在第5个时隙内, $\epsilon = 0.3$ 、 $\epsilon = 0.4$ 和 $\epsilon = 0.5$ 的箔条数量依次降低为18 336,12 235



(a) 箔条投放数量



(b) 箔条干扰弹投放数量

图5 不同阈值 ϵ 下箔条和箔条干扰弹数量分析

和7 687根,其对应的箔条干扰弹数量则依次为11,7和5颗。其原因在于,随着阈值 ϵ 的增大,能够达到阈值的初始发现概率值越多,差异性越小,此时UCAV不再需要更多的箔条进行干扰便能达到阈值要求。

2) 当 $\epsilon = 0.3$ 时,在第11个时隙出现了箔条和箔条干扰弹数量骤降为0的情况。其原因在于,随着阈值 ϵ 的减小,所需箔条和箔条干扰弹数量增多,当 $\epsilon = 0.3$ 时,前10个时隙已经使用了 $6 + 8 + 9 + 10 + 11 \times 6 = 99$ 颗箔条干扰弹,在第11个时隙仅剩余1颗箔条干扰弹,无论如何都会被敌方雷达发现(如情况1)所示)。

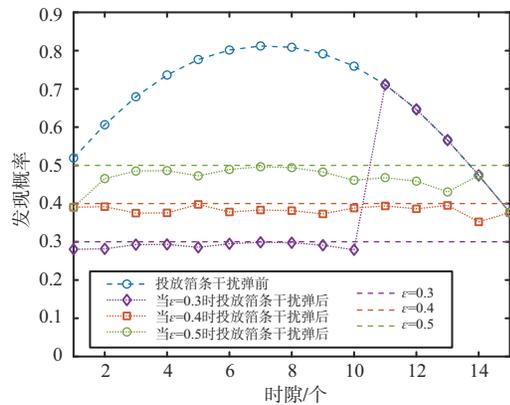


图6 不同阈值 ϵ 下发现概率性能分析

从图6可以看出:

- 1) 在第1~10个时隙中,随着最大发现概率阈

值 ε 的改变,箔条干扰弹投放后的发现概率性能并未受到明显的影响,依旧能够基本维持在相应 ε 基线范围内,这表明了在最大发现概率阈值 ε 变化的情况下,本文方法具有良好的健壮性。

2) 在第11个时隙开始直至结束中,当 $\varepsilon = 0.4$ 和 $\varepsilon = 0.5$ 时,本文方法依旧具有良好的稳定性能;然而,当 $\varepsilon = 0.3$ 时,箔条干扰弹投放前后发现概率值保持一致。其原因在于,在第11个时隙, $\varepsilon = 0.4$ 和 $\varepsilon = 0.5$ 时,UCAV上所剩余的箔条干扰弹数量较为充足,能够满足UCAV正常可靠的执行侦察任务;但 $\varepsilon = 0.3$ 时,UCAV上所剩余的箔条干扰弹数量已经不足以支撑安全飞行剩下的时隙(如图5所示),导致发现概率在此时隙下急剧上升,与投放前的发现概率值保持一致。此时,UCAV应选择另外的飞行路径,以尽可能提高其存活率。

4 结束语

针对大中型UCAV在中空环境下抵抗攻击和生存能力弱等问题,本文研究了一种箔条干扰弹投放策略优化算法。该算法以发现概率作为评估指标,不仅可以限制UCAV被敌方发现的概率值,节省箔条干扰弹资源,而且能够尽量推迟UCAV被敌方发现的时间,甚至使其始终未被察觉,从而提高UCAV的生存能力和完成任务的成功率。仿真验证了提出方法的有效性,展示了在面对最大发现概率阈值变化下该算法的健壮性。对于近现代电子对抗战争中的箔条干扰弹投放策略优化问题,本文研究提供了新的思路。此外,本文还有空间可以进一步探讨箔条干扰弹投放的组间隔、弹间隔参数,以及如何选择最优飞行路径等问题,以最大限度地提高UCAV的存活率和生存能力。

参考文献:

- [1] 金钰,谷全祥.2023年国外军用无人机装备技术发展综述[J].战术导弹技术,2024(1):33-47.
- [2] 王群.无人作战飞机的特点和未来发展[J].国防科技,2011,32(1):23-28.
- [3] 王波兰,施裕升,王晓科.面向防空实战问题的协同探测发展研究[J].雷达科学与技术,2021,19(5):598-603.
- [4] 张文茹,郭澍东.西方制裁下俄罗斯国防工业综合体的发展与启示[J].国防科技,2023,44(6):125-135.
- [5] 刘洋,谭思博.揭开智能化、无人化作战新篇章——2022年亚太国家(地区)无人机发展新动态[J].坦克装甲车辆,2022(22):45-51.
- [6] 董彦非,屈高敏,王超.无人攻击机生存力评估方法[J].火力与指挥控制,2016,41(8):28-32.
- [7] 叶强.直升机载箔条无源干扰投放策略技术研究[D].西安:西安电子科技大学,2021.
- [8] 刘景萍,韩可冬,刘斌,等.无线电引信抗箔条干扰综述[J].装备环境工程,2023,20(4):16-25.
- [9] 杨哲,李曙林,周莉,等.机载自卫压制干扰和箔条干扰下飞机生存力研究[J].北京理工大学学报,2013,33(4):375-379.
- [10] 张凯娜,吴上,张军周.对抗新型反舰导弹箔条质心干扰策略研究[J].舰船电子工程,2021,41(11):64-68.
- [11] 吴赐聪,于莹,程志锋.舰艇编队反导作战中质心干扰运用策略研究[J].舰船电子对抗,2023,46(1):8-13.
- [12] 裴立冠,刘经东,马春波.基于灰狼算法的箔条幕干扰构造方法研究[J].系统工程与电子技术,2024,46(2):437-445.
- [13] LV Mingshan, WANG Longtao. Research on the Efficiency of the Chaff Jamming Corridor[C]// 2017 4th International Conference on Information Science and Control Engineering, Changsha, China:IEEE, 2017:1673-1676.
- [14] 张铁军,范彬,李娟.机载雷达箔条弹投放及载机机动策略研究[J].雷达与对抗,2021,41(4):7-10.
- [15] 朱爱红,孙亮,刘明杰,等.箔条走廊干扰战术运用研究[J/OL].现代防御技术,1-7[2024-02-29].<http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.3019.TJ.20231107.1520.002.html>.
- [16] 卢景双,胡松,周瑞.箔条走廊对MTI雷达的干扰效能研究[J].舰船电子对抗,2009,32(4):31-33.
- [17] 李鑫,邱岩明,苗峰,等.箔条干扰走廊作战效能评估[J].舰船电子对抗,2010,33(4):47-49.
- [18] 葛超.无人飞行器隐身突防航迹规划及飞行走廊构建方法研究[D].武汉:华中科技大学,2022.
- [19] 陈伯孝.现代雷达系统分析与设计[M].西安:西安电子科技大学出版社,2012.
- [20] 杨继庚,董文锋.对预警机雷达的分布式组网干扰[J].电子信息对抗技术,2015,30(6):27-32.
- [21] 杜政,魏振华,徐小波,等.箔条弹掩护巡航导弹群突防协同设计模型[J].系统工程与电子技术,2014,36(4):702-707.
- [22] 刘艳平.箔条在电子战中的战术运用研究[J].舰船电子对抗,2017,40(2):28-31.

基于线性判别分析的海上目标检测算法

颜雯丽¹, 丁昊², 刘宁波², 王中训¹

(1. 烟台大学物理与电子信息学院, 山东烟台 264005; 2. 海军航空大学, 山东烟台 264001)

摘要: 传统单一特征检测方法的检测性能较差, 通过多特征联合检测方法可以有效提高检测性能。采用多特征联合检测方法在提高性能之外, 也会造成计算量增加以及信息冗余。对此提出了一种基于线性判别分析的海上目标检测方法, 将单一特征映射到二维特征空间中, 形成两组特征组合, RDPH-RVE特征组合和RPH-TEM特征组合, 并在二维特征组合基础上进行降维处理。通过将单一特征映射到二维空间中, 降低海杂波与目标重叠区域, 再通过线性判别分析方法, 将雷达回波数据在区分性更好的方向进行投影, 在保留信息的同时减少了计算量。

关键词: 特征提取; 小目标检测; 海杂波; 多特征联合

中图分类号: TN951; TN957.51

文献标志码: A

文章编号: 1672-2337(2024)06-0681-08

引用格式: 颜雯丽, 丁昊, 刘宁波, 等. 基于线性判别分析的海上目标检测算法[J]. 雷达科学与技术, 2024, 22(6):681-688.

YAN Wenli, DING Hao, LIU Ningbo, et al. Detection Algorithm of Maritime Target Based on Linear Discriminant Analysis [J]. Radar Science and Technology, 2024, 22(6):681-688.

Detection Algorithm of Maritime Target Based on Linear Discriminant Analysis

YAN Wenli¹, DING Hao², LIU Ningbo², WANG Zhongxun¹

(1. School of Physics and Electronic Information, Yantai University, Yantai 264005, China; 2. Naval Aviation University, Yantai 264001, China)

Abstract: The detection performance of the traditional single feature method is poor, and the detection performance can be effectively improved by multi-feature joint detection method. However, the use of multi-feature joint methods will not only improve the detection performance, but also lead to an increase in calculation and information redundancy. In this paper, a detection method for floating small targets based on linear discriminant analysis is proposed. The single feature is mapped to a two-dimensional feature space to form two groups of feature combinations, which named RDPH-RVE and RPH-TEM. Dimension reduction is carried out on the basis of two-dimensional feature combination. By mapping a single feature into a two-dimensional space, the overlapping area between sea clutter and the target is reduced. Then through the linear discriminant analysis method, the radar data is projected in a more distinguishable direction, which reduces the amount of calculation while retaining the information.

Key words: feature extraction; small target detection; sea clutter; multi-feature combination

0 引言

中国是一个海洋强国, 拥有绵长的海岸线和广袤的海域范围, 大量的海洋资源为我国的经济发展建设和国家安全提供了巨大保障。我国长期致力于海洋的保护以及海上目标检测工作。通过雷达系统对海洋环境进行监控, 利用雷达装备获取电磁波散射的回波信号, 可以分析出其中包含

的一些信息, 包括海洋的动态信息(比如浪高、风速)以及回波信号中的目标。

在进行对海探测时, 回波信号含目标信号和海面信号。海面信号对于海上目标检测是一种干扰信号, 称为海杂波^[1-2]。海杂波会随着海面变化而产生变化, 对海上目标检测的影响很大。此外, 海上小目标, 如小型船只、隐身目标, 具有极小的雷达散射截面积(RCS), 其回波信号微弱, 信杂比

(SCR)低,常被淹没在海杂波中^[3],检测难度更大。

近年来提出了许多改进的自适应检测器,提高了检测性能^[4-5]。在海上目标检测领域,传统方法利用回波信号的能量信息区分海杂波和目标。该方法对小目标检测性能难以达到预期,为此提出了特征检测方法。根据目标和杂波信号差异性,将两者从高重叠的观测空间映射到低重叠的特征空间,在特征空间中实现特征检测^[6]。

分形特征是较早应用的检测特征,海杂波和目标分形特性不同,文献[7]通过计算Hurst指数来检测目标。随着特征检测方法的发展,不同层面的特征被提出。考虑回波在时频域的能量散布程度有较大差异,文献[8]提出了时域信息熵特征。为提升低观测时间下检测性能,文献[9]提出基于时频脊变换的双特征检测方法,在时频分析的基础上,对时频脊进行Radon变换,提取峰值和频宽特征,构造一个双特征平面进行检测。

多特征联合检测可以利用不同特征之间的互补性,提高检测性能。特征检测技术从单一特征检测向多特征联合检测进行转变。根据特征在时域和频域差异,文献[10]提出了三特征检测方法,提取雷达回波信号的相对平均幅度、相对多普勒峰高和相对多普勒熵3个特征,对回波信号三特征联合检测,并且利用快速凸包算法实现分类。针对海上小目标在多普勒域中难以区分目标与海杂波问题,文献[11]通过对信号进行归一化的平滑伪维格纳-威利分布分析,提取出时频脊向量,连通区域个数和最大连通尺寸,通过时频域三特征联合检测与改进的凸包算法结合方法,实现对低速海上小目标的有效探测。

高维特征能够提高海上目标检测性能,但特征维度增加会导致冗余性增加,从而导致计算量增大。从高维特征空间压缩到低维特征空间中,保留高维特征信息同时减少计算量,提高海上目标检测效率。基于巴氏距离,文献[12]提出一种最大化类间巴氏距离的特征压缩方法,将高维特征空间特征压缩到三维特征空间中,然后利用凸包算法实现海上目标检测。文献[13-14]通过主成分分析方法,将极化域和特征域多特性融合,将高维特征降维到三维特征空间中,结合凸包学习算

法实现异常检测。

多特征联合检测,在提高检测性能的过程会伴随着计算复杂度的增加。利用单特征检测性能差,但计算复杂度低的特点,可以通过充分利用低维特征进行特征检测,在确保检测性能不受影响的前提下降低计算复杂度。本文将单一特征映射到二维特征空间中,在二维特征空间中对特征向量进行特征压缩。针对二维特征空间中特征组合效果的差异,对特征融合后的二维特征进行分析,并通过线性判别分析(Linear Discriminant Analysis, LDA)进行降维处理,在一维特征空间中利用蒙特卡洛方法实现目标检测。该方法将训练样本的特征值进行排序,将排序后的第 m 个值作为阈值 T ,根据阈值 T 大小确定所需虚警率的决策区域。

1 实测数据介绍

所选择的实测数据是由海军航空大学海上目标探测课题组对海探测试验获得的数据^[15],试验数据使用X波段固态全相参雷达,雷达天线如图1所示,雷达相关参数如表1所示。试验时,雷达架高约为80 m,雷达处于凝视的工作状态。在2.97海里处和3.19海里处分别有一灯浮标,如图2所示。



图1 雷达天线

表1 雷达参数表

雷达参数	参数设置
工作频段	X
工作频率范围	9.3~9.5 GHz
量程	0.062 5~96 nm
扫描带宽	25 MHz
距离分辨率	6 m
脉冲重复频率	1.6, 3, 5, 10 kHz
发射峰值功率	50 W
天线转速	2, 12, 24, 48 r/min
天线长度	1.8 m
天线工作方式	凝视, 扫描
天线极化方式	HH, VV
天线水平波束宽度	1.2°
天线垂直波束宽度	22°

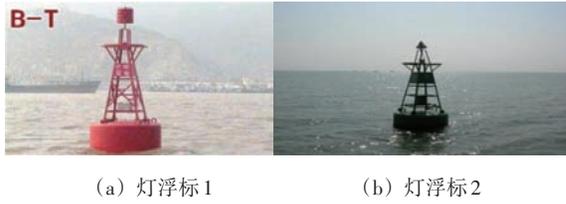


图2 灯浮标1和灯浮标2

为减少数据的不确定性或随机性,本文选取VV极化数据和HH极化数据共20组进行分析,所选取的数据如表2所示。估计每个数据信杂比(SCR),得到的信杂比如图3所示,信杂比随海况等级增加而增大。

表2 示例数据

数据编号	数据名称	海况等级	数据名称	海况等级
1	20221113030004_stare_VV	4	20221112220105_stare_HH	5
2	20221113100011_stare_VV	4	20221112230051_stare_HH	5
3	20221113120020_stare_VV	4	20221113020018_stare_HH	5
4	20221113130025_stare_VV	4	20221113070041_stare_HH	5
5	20221114030051_stare_VV	3	20221113180037_stare_HH	4
6	20221114140023_stare_VV	3	20221114130044_stare_HH	3
7	20221114180051_stare_VV	3	20221114150037_stare_HH	3
8	20221114190055_stare_VV	3	20221114190046_stare_HH	3
9	20221114210105_stare_VV	3	20221114210056_stare_HH	3
10	20221115010018_stare_VV	3	20221114220100_stare_HH	3

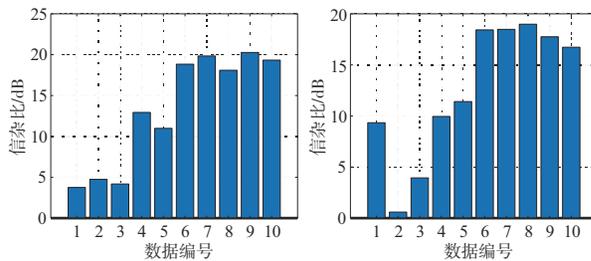


图3 不同数据信杂比

2 特征提取与分析

2.1 相对峰值峰高特征

相对峰值峰高(Relative Peak Height, RPH),指在时域上待测单元峰值与参考单元平均幅度的比值,反映出峰值起伏变化。

$$RPH(x_i; x_r) = \frac{\text{MAX}(x_i)}{\frac{1}{L-1} \sum_{i=1}^{L-1} x_r} \quad (1)$$

式中, L 表示参考单元和待测单元的回波长度, x_i 表示待测单元回波信号, x_r 表示参考单元回波信号。

从图4(a)的RPH特征可以看出,海杂波RPH特征值大于目标,目标峰值突变比海杂波弱,目标峰值与参考单元平均值比值较小。目标在不同时刻幅值变化小,海杂波会随着海浪起伏变化,目标幅值变化相对于海杂波比较平稳。

2.2 时域熵值均值特征

时域熵值均值(Time domain Entropy Mean, TEM),是待测单元时域信息熵的平均值,反映回波信号的混乱程度。时域熵值均值的计算如下:

$$TEM = \frac{1}{L+W-1} \sum_{i=1}^{L+W-1} s_i \quad (2)$$

其中,

$$s_i = - \sum_{n=i}^{i+W-1} f_a(n) \ln f_a(n) \quad (3)$$

$$f_a(n) = \frac{x_n}{\sum_{n=i}^{i+W-1} x_n} x \quad (4)$$

$x = [x_1, x_2, x_3, \dots, x_L]$ 是长度为 L 的时域信号, W 为矩形窗口的长度,对信号进行滑窗得到信号 $y_i = [x_i, \dots, x_{L+W-1}]$, $i = 1, 2, \dots, L+W-1$, s_i 是信号 y_i 在时域上的熵值。

通过图4(b)目标和海杂波TEM特征值分析。海杂波TEM特征值比目标大,其原因在于海杂波时域起伏剧烈,混乱程度更高,所以熵值更高。从熵值散布范围看,在海杂波影响下,海上小目标会发生无规则混乱运动,所以目标的分布范围较大。

2.3 相对多普勒峰高特征

相对多普勒峰高(Relative Doppler Peak Height, RDPH),是待检测单元与参考单元的平均多普勒峰值的比值,反映不同频率信号能量大小^[16]。RDPH计算公式如下:

$$RDPH(x_i; x_r) = \frac{DPH(x_i)}{\frac{1}{M} \sum_{e=1}^M DPH(x_r)} \quad (5)$$

其中,

$$DPH(x_i) = \frac{DAS(f_d^{\max}; x_i)}{\# \gamma \sum_{f_d \in f_d^{\max}(x_i + \gamma)} DAS(f_d; x_i)} \quad (6)$$

$$f_d^{\max}(x_i) = \arg \max \{ DAS(f_d; x_i) \} \quad (7)$$

$$\gamma = [-\delta_1, \delta_2] \cup [\delta_2, \delta_1]$$

DAS 表示多普勒幅度谱, f_d^{\max} 是最大值对应的频点, $\# \gamma$ 是区间 γ 内多普勒单元数, δ_1 是多普勒带宽, δ_2 是目标所占多普勒带宽。

从图 4(c) 的 RDPH 特征可以看出, 目标 RDPH 特征值大于海杂波。在多普勒域, 海杂波分布在较宽的频带内, 海杂波有一个较钝的峰; 目标的功率集中在几个频率上, 目标有一个尖峰, 目标的多普勒峰值大于杂波峰值。相比之下, 目标多普勒峰值平均值更大。目标在多普勒域峰值突变更明显。

2.4 相对多普勒向量熵特征

相对多普勒向量熵(Relative Vector Entropy, RVE)是待检测单元与参考单元的信息熵的比值。反映信号在频域上的混乱程度^[17], 计算方法为

$$RVE(x_i; x_r) = \frac{VE(x_i)}{\frac{1}{M} \sum_{e=1}^M VE(x_r)} \quad (8)$$

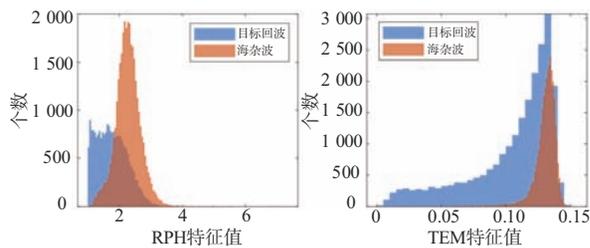
其中,

$$VE(x_i) = - \sum_{f_d} \overline{DAS}(f_d) \ln [\overline{DAS}(f_d)] \quad (9)$$

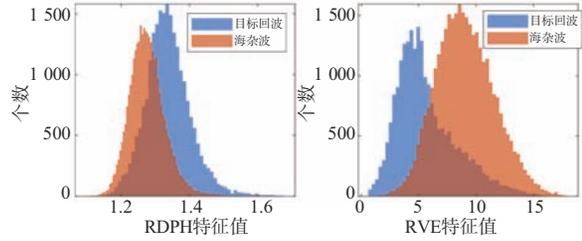
$$\overline{DAS}(f_d) = \frac{NDS(f_d)}{\sum_{f_d} NDS(f_d)} \quad (10)$$

\overline{DAS} 代表归一化的多普勒频谱, $VE(x_i)$ 代表待检测单元的多普勒向量熵。

对海杂波信号和目标信号进行 RVE 特征提取, 从图 4(d) 中可知, 海杂波 RVE 特征值比目标大。当待测单元中含有目标时, 回波信号多普勒混乱程度较小, 所以目标 RVE 特征值与纯海杂波更小。



(a) 目标回波与海杂波的RPH统计特性 (b) 目标回波与海杂波的TEM统计特性



(c) 目标回波与海杂波的RDPH统计特性 (d) 目标回波与海杂波的RVE统计特性

图4 4个特征统计特性

3 基于LDA的海上目标检测算法

通过上节分析可以看出, 时域、频域特征均对海杂波和目标具有一定的区分能力, 但是单特征应用存在较大的混叠区域, 对检测性能不利。为此, 较为通用的做法是增加特征维数, 在高维特征空间内对目标存在与否进行判决, 目前已从一维扩展到三维、七维甚至更高维。特征维数的增加, 对改善检测性能有利, 但与此同时也带来了运算量的大幅增加。特征降维是解决问题的良策, 其基本思路是将直接提取得到的多维特征, 通过投影、融合等处理, 将其压缩到低维特征空间中, 获得高维信息同时减少计算量。例如, 在文献[13]中, 采用主成分分析方法, 将不同数据域提取到的七维特征进行处理, 得到一个三维特征。采用何种方法对特征做降维处理更有利于目标检测, 是该环节需重点关注的问题。以PCA为例, 其按照类内最大方差进行线性投影降维, 对保留特征中的表征信息有利, 但由于没有利用特征的类别信息, 在区分海杂波和目标问题上并没有优势。因此, 对于目标检测而言, 更应关注如何保留特征中的类别信息, 而非保留表征信息。

3.1 基本思路

出于上述考虑, 该部分采用线性判别分析(LDA)实现特征降维处理。LDA又称为Fisher判别分析, 是一种有监督学习方法, 通过找到最佳投影方向来有效分类^[18]。其基本思想如下:

LDA算法将特征值从高维特征空间投影到低维特征空间中。在二维特征空间中, 对于给定的特征值, LDA算法将特征值投影到一条直线上达到降维目的。投影时, 我们希望两个类别间离得

越远,类别内离得越近。通过类内散度最小化,类间散度最大化的方式^[19],使投影后的特征同类之间更聚集,不同类之间更分散。

如图5所示,选择二维特征空间下RDPH-RVE特征组合通过LDA算法进行降维。投影后的特征,目标和杂波特征值之间距离较远,同类特征值之间距离很近。从示例图可以直观地看出,LDA算法进行投影时,投影效果比PCA算法的投影效果好。

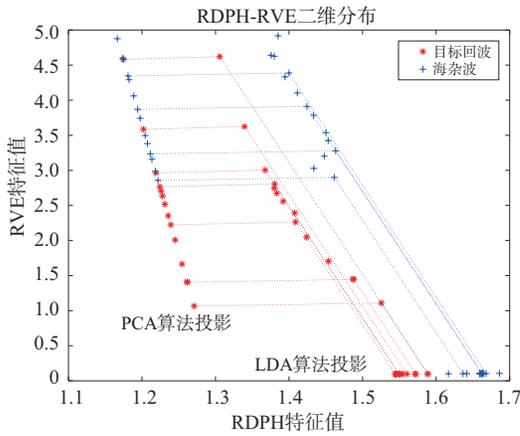


图5 LDA示意图

3.2 特征的二元检测问题

假设雷达发射一系列的脉冲信号,并且收到了长度为 N 的回波信号。雷达的回波信号中含有海杂波和噪声,对于回波信号中是否含有目标,可以表述成如下的二元假设问题^[20]。由于回波信号中的噪声的能量相对于海杂波较小,可以忽略不计。

$$\begin{cases} H_0: \begin{cases} x(n) = c(n), & n = 1, 2, \dots, N \\ x_r(n) = c_r(n), & r = 1, 2, \dots, R \end{cases} \\ H_1: \begin{cases} x(n) = t(n) + c(n), & n = 1, 2, \dots, N \\ x_r(n) = c_r(n), & r = 1, 2, \dots, R \end{cases} \end{cases} \quad (11)$$

其中, $x(n)$ 和 $x_r(n)$ 分别表示待测单元与参考单元的回波信号, $c(n)$ 和 $t(n)$ 分别表示海杂波和目标信号, H_0 假设表示待测单元中不含有目标,仅存在海杂波信号, H_1 假设表示雷达回波信号中含有目标。

3.3 检测算法流程

假设雷达收集的回波信号包含目标,可以将目标和海杂波看作两类样本数据。对回波信号特征

提取形成二维特征空间。特征组合可以由下式表示:

$$F = \{F_1, F_2\} \quad (12)$$

$$\begin{cases} T = \{F_{1t}, F_{2t}\}, t = a \times p \\ C = \{F_{1c}, F_{2c}\}, t = b \times p \end{cases} \quad (13)$$

其中, T 和 C 分别为海杂波和目标两类样本的特征值组合, a 为目标单元数量, b 为杂波单元数, p 为每个单元特征点个数。

假设特征点集合为 $x_{i,j}$, i 代表类别, j 代表第 j 个特征点, x_i 是第 i 类特征点的集合。通过LDA算法对特征向量投影,具体流程描述如下:

步骤1: 计算海杂波和目标两类目标特征样本的均值以及所有样本的均值,表达式为

$$m_i = \frac{1}{n_i} \sum_{x \in x_i} x, m = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^k \sum_{x \in x_i} x \quad (14)$$

步骤2: 计算类间散度矩阵 S_b 和类内散度矩阵 S_w 。传统的LDA算法在计算投影矩阵时,将所有特征样本看作相同贡献。 S_b 和 S_w 的表达式为

$$S_b = \sum_{i=1}^2 n_i (m_i - m)(m_i - m)^T \quad (15)$$

$$S_w = \sum_{i=1}^2 \sum_{x \in x_i} (x - m_i)(x - m_i)^T \quad (16)$$

本文对类内散度 S_w 进行加权求解,加权后的类内散度矩阵定义为 \hat{S}_w 。

$$\hat{S}_w = \sum_{i=1}^2 \sum_{x \in x_i} w(d_k)(x - m_i)(x - m_i)^T \quad (17)$$

$$w(d_k) = d_k^p (p \in \mathbb{R}^N, p > 0)$$

其中, $d_k = Maha(x_i^k, x)$,表示第 i 类中第 k 个特征与另一类特征之间的马氏距离,考虑了特征间的相关性。当距离 d 较小时,表示特征点位于远距离处,可以较好地地区分开,反之表示特征点位于目标与杂波重叠区域,不能较好地地区分。使用与 d 成反比的 w 进行加权,可将区分性较好的特征值赋予较小权重,区分性差的特征值增加权重,从而达到提高分类效果的目的。在本文中, p 取值为-0.9。

步骤3: 对杂波和目标的特征点进行投影,投影后的投影向量为 w_i ,这些投影向量构成了投影矩阵 W 。

利用LDA算法将高维特征空间投影到低维特征空间,通过求解投影矩阵 W 使同类数据更加聚集,不同类数据更加分散。对此,定义优化函数 $J(w)$ 。

$$J(w) = \frac{w^T S_b w}{w^T \hat{S}_w w} \tag{18}$$

步骤 4: 当优化函数 $J(w)$ 的分子最大化, 分母最小化, 此时优化函数 $J(w)$ 取得最大值, 所求的投影向量是我们想求的。运用拉格朗日乘子法可以得到公式(19), 此时 $J(w)$ 有最大值。

$$\hat{S}_w^{-1} S_b w = \lambda w \tag{19}$$

步骤 5: 求解特征值, 最大特征向量作为投影方向。

步骤 6: 对所有的特征点, 按照步骤 5 所得到的投影向量进行投影, 投影后的值为

$$y = W^T x \tag{20}$$

本文先提取回波信号的特征, 为提高特征可分性, 对特征进行帧平滑处理。根据二维特征空间下融合策略进行特征融合, 将融合后的二维特征经过 LDA 检测器, 获得降维后的特征。将新的特征通过蒙特卡洛检测器判断检测效果。流程图如图 6 所示。

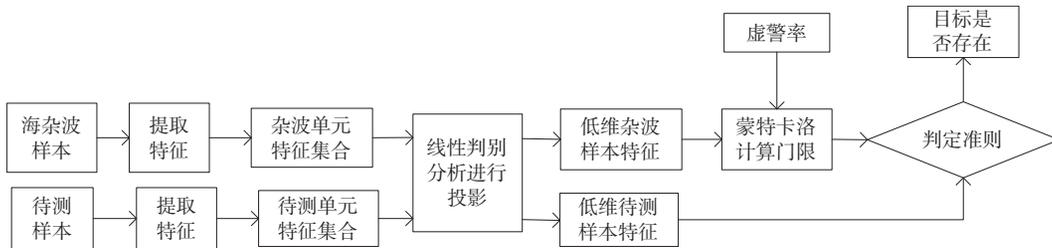


图 6 基于 LDA 检测器流程

4 试验结果与性能对比

4.1 特征选择

在二维特征空间下, 目标和杂波大小存在差异, 在空间中分布也不同, 不同特征的选择会影响检测概率。将上述所示特征映射到二维特征空间中, 形成 RDPH-RVE 特征组合和 RPH-TEM 特征组合, 特征组合结果如图 7 所示。在二维特征空间下, 如图 7(a) 呈“左下右上”型分布, 在特征为负相关时, 目标特征和杂波特征间重叠较少; 而图 7(b) 中特征组合也为“左下右上”型分布, 但特征间为正相关, 目标和杂波特征间重叠区域较多。

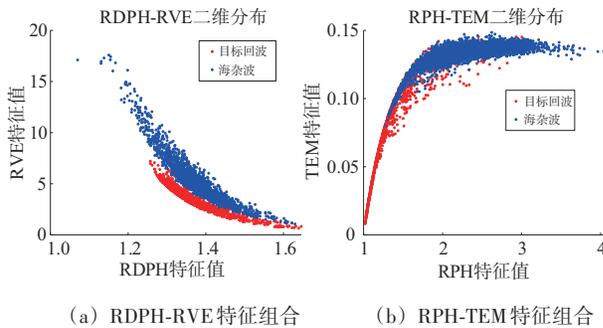
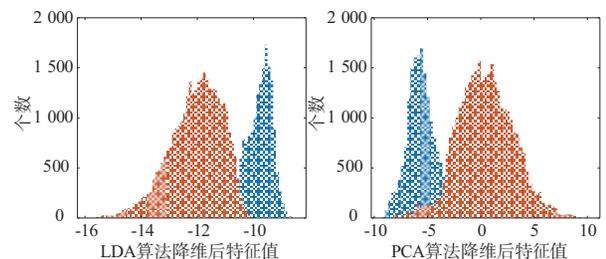


图 7 目标和杂波特征组合

4.2 检测器性能对比

实验时, 分别对 VV 极化和 HH 极化下共 20 组

数据进行分析。对于采集到的数据, 一个距离单元脉冲数为 131 072。将数据进行分段处理, 本文所选取的脉冲数为 128 和 256, 滑动窗口大小为 64; 实验时, 设置虚警率为 0.001。对回波数据进行特征提取, 并将上述所示特征进行帧平滑处理^[9], 以提高单一特征的可分性。将 RDPH-RVE 特征组合和 RPH-TEM 特征组合利用二维凸包算法进行分类检测。将 RDPH-RVE 特征组合和 RPH-TEM 特征组合分别用 LDA 算法和 PCA 算法进行降维处理, 分析算法优越性。在使用算法降维时, 由于 PCA 算法对特征值尺度非常敏感。故将 RDPH 特征值和 TEM 特征值采用线性插值法分别映射到 RVE 特征值和 RPH 特征值相同尺度下。对图 4 所选数据分别进行 LDA 和 PCA 算法处理, 得到如图 8 所示两者的直方图统计特性。分析直方图统计特性, LDA 算法进行降维后目标和杂波区分性更好。



(a) LDA 算法降维后特征值统计特征 (b) PCA 算法降维后特征值统计特征

图 8 LDA 算法和 PCA 算法降维后统计特性

对所选20组数据进行试验,得到的检测概率曲线如图9和图10所示。图9为RDPH-RVE特征组合的检测概率,图10为RPH-TEM特征组合的检测概率。

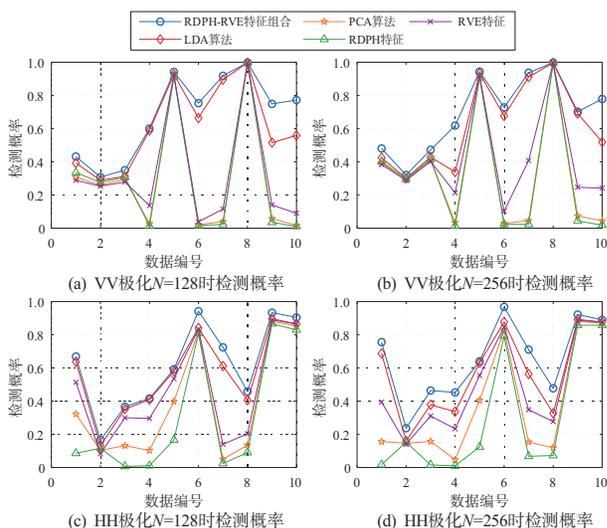


图9 RDPH-RVE组合下检测概率

图9是RDPH-RVE特征组合在VV极化和HH极化下的检测概率。RDPH-RVE特征组合包含两个维度的信息,所以检测概率最高。用PCA算法进行投影时,不考虑类别而是沿着所有数据方差最大的方向进行投影。利用LDA算法进行投影,投影方向为目标和杂波特征值更分散的方向,检测概率优于PCA算法。

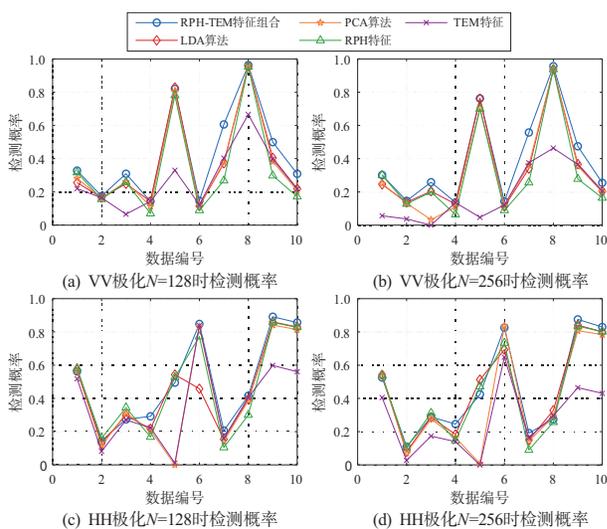


图10 RPH-TEM组合下检测概率

图10是RPH-TEM特征组合在VV极化和HH极化下检测概率曲线。由于RPH-TEM特征组合

重叠区域较多,检测性能比RDPH-TEM特征组合性能低。RPH-TEM特征组合包含两个维度的信息,检测概率最高。但根据图7(b)中RPH-TEM特征组合二维空间分布情况,在利用凸包算法进行检测时,凸包区域存在空档区域,目标特征值错判为杂波点导致检测概率低。用PCA算法和LDA算法进行投影时,方差最大的方向与目标和杂波特征值更分散的方向几乎一致,在RPH-TEM特征组合下,LDA算法和PCA算法检测性能接近,LDA算法优异性不能很好体现;而在RDPH-RVE特征组合下,LDA算法具有优异的降维效果。

5 结束语

本文提出一种在二维特征空间下基于线性判别分析的海上目标检测方法。选取了RDPH-RVE特征组合和RPH-TEM特征组合,并在二维特征组合基础上,分别对特征组合进行降维分析。基于实测数据结果分析,RDPH-RVE特征组合利用LDA算法进行降维检测概率比PCA算法降维检测概率更高。LDA算法投影时尽可能保留类别信息,投影方向为类间距离最大的方向;而PCA算法是沿着方差最大方向投影,在投影时不考虑类别信息。而RPH-TEM特征组合利用LDA算法降维效果和PCA算法降维效果相近,因为在投影过程中,类间距离最大的方向和方差最大的方向接近,投影后检测概率结果差异不大。RDPH-RVE特征组合下的两类特征在LDA算法降维时,在一维特征空间中可以得到区分性较好的特征。

参考文献:

- [1] 关键. 雷达海上目标特性综述[J]. 雷达学报, 2020, 9(4):674-683.
- [2] YANG Yang, YANG Boyu. Overview of Radar Detection Methods for Low Altitude Targets in Marine Environments [J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2024, 35(1):1-13.
- [3] 何友,黄勇,关键,等. 海杂波中的雷达目标检测技术综述[J]. 现代雷达, 2014, 36(12):1-9.
- [4] LIU Weijian, LIU Jun, GAO Yongchan, et al. Multichannel Signal Detection in Interference and Noise When Signal Mismatch Happens [J]. Signal Processing, 2020, 166:

- 107268.
- [5] LIU Weijian, LIU Jun, HAO Chengpeng, et al. Multichannel Adaptive Signal Detection: Basic Theory and Literature Review [J]. Science China Information Sciences, 2022, 65(2):121301.
- [6] 许述文, 白晓惠, 郭子薰, 等. 海杂波背景下雷达目标特征检测方法的现状与展望[J]. 雷达学报, 2020, 9(4): 684-714.
- [7] GUO Zixun, BAI Xiaohui, SHUI Penglang, et al. Small Target Detection in Sea Clutter Based on Normalized Hurst Exponent and Phase Linearity Degree [C]//2021 IEEE 6th International Conference on Signal and Image Processing, Nanjing, China: IEEE, 2021:108-112.
- [8] LI Yuzhou, XIE Pengcheng, TANG Zeshen. SVM-Based Sea-Surface Small Target Detection: a False-Alarm-Rate-Controllable Approach [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2019, 16(8):1225-1229.
- [9] 伍僖杰, 丁昊, 刘宁波, 等. 基于时频脊-Radon变换的海面小目标检测方法[J]. 信号处理, 2021, 37(9): 1599-1611.
- [10] SHUI Penglang, LI Dongchen, XU Shuwen. Tri-Feature-Based Detection of Floating Small Targets in Sea Clutter [J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2014, 50(2):1416-1430.
- [11] SHI Sainan, SHUI Penglang. Sea-Surface Floating Small Target Detection by One-Class Classifier in Time-Frequency Feature Space [J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 2018, 56(11):6395-6411.
- [12] SHUI Penglang, GUO Zixun, SHI Sainan. Feature-Compression-Based Detection of Sea-Surface Small Targets [J]. IEEE Access, 2019, 8:8371-8385.
- [13] 施赛楠, 杨静, 王杰. 基于多域多维特征融合的海面小目标检测[J]. 信号处理, 2020, 36(12):2099-2106.
- [14] LI Jingyi, SHUI Penglang, GUO Zixun, et al. Fast Principal Component Analysis-Based Detection of Small Targets in Sea Clutter [J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2022, 16(8):1282-1291.
- [15] 关键, 刘宁波, 王国庆, 等. 雷达对海探测试验与目标特性数据获取——海上目标双极化多海况散射特性数据集[J]. 雷达学报, 2023, 12(2):456-469.
- [16] 田凯祥, 李保珠, 王中训, 等. 低海况下多姿态海上目标特征分析[J]. 雷达科学与技术, 2024, 22(2):126-134.
- [17] 丁昊, 朱晨光, 刘宁波, 等. 高海况条件下海面漂浮小目标特征提取与分析[J]. 海军航空大学学报, 2023, 38(4):301-312.
- [18] ANOWAR F, SADAQUI S, SELIM B. Conceptual and Empirical Comparison of Dimensionality Reduction Algorithms (PCA, KPCA, LDA, MDS, SVD, LLE, ISOMAP, LE, ICA, t-SNE)-Science Direct [J]. Computer Science Review, 2021, 40:100378.
- [19] ZHU Fa, GAO Junbin, YANG Jian, et al. Neighborhood Linear Discriminant Analysis [J]. Pattern Recognition, 2022, 123:108422.
- [20] 许述文, 茹宏涛. 基于标签传播算法的海面漂浮小目标检测方法[J]. 电子与信息学报, 2022, 44(6): 2119-2126.

作者简介:

颜雯丽 女, 硕士研究生, 主要研究方向为海上目标特征检测。

丁昊 男, 博士, 副教授、硕士生导师, 主要研究方向为海杂波特性认知与抑制、海杂波中目标检测。

刘宁波 男, 博士, 教授, 主要研究方向为雷达信号智能处理、海上目标探测技术。

王中训 男, 博士, 教授, 主要研究方向为信源信道编码。

(上接第 680 页)

[23] 刘庆普, 沈允春. 箔条云雷达截面积(RCS)[J]. 航天电子对抗, 1987(2): 12-28.

[24] 陈静. 雷达箔条干扰原理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2007.

作者简介:

卿朝进 男, 博士(后), 教授, 主要研究方向为电子对抗、优化算法、干扰与抗干扰技术。

何林锶 女, 硕士研究生, 主要研究方向为电子对抗、

优化算法、干扰与抗干扰技术。

王子龙 男, 硕士研究生, 主要研究方向为电子对抗、优化算法、干扰与抗干扰技术。

张银杰 男, 硕士研究生, 主要研究方向为电子对抗、干扰与抗干扰技术。

赵桂毅 男, 硕士研究生, 主要研究方向为电子对抗、优化算法。

林辉 男, 硕士, 工程师, 主要研究方向为优化算法。

DOI:10.3969/j.issn.1672-2337.2024.06.012

一种高精度雷达目标回波模拟系统设计与实现研究

周巧玲, 谢存, 邵春雨

(陆军工程大学军械士官学校, 湖北武汉 430075)

摘要: 雷达目标回波模拟系统在雷达装备研制生产中具有广泛的应用,其模拟精度至关重要。本文提出了一种基于数字储频(DRFM),并结合数字化复合调制与高速综合解算分配的雷达目标回波模拟方法,对利用该方法设计和实现的雷达目标回波模拟系统距离模拟精度、速度模拟精度进行了测试验证。测试验证结果表明,采用本文所述雷达目标回波模拟方法,可为雷达装备调试、试验、检验提供高精度的雷达回波信号,对雷达目标回波的高精度模拟提供了一定的指导和参考。

关键词: 雷达目标回波; 高精度模拟; 距离模拟精度; 速度模拟精度

中图分类号: TN955*.2

文献标志码: A

文章编号: 1672-2337(2024)06-0689-08

引用格式: 周巧玲, 谢存, 邵春雨. 一种高精度雷达目标回波模拟系统设计与实现研究[J]. 雷达科学与技术, 2024, 22(6): 689-696.

ZHOU Qiaoling, XIE Cun, SHAO Chunyu. Research and Design of a High-Precision Radar Target Echo Simulation System[J]. Radar Science and Technology, 2024, 22(6): 689-696.

Research and Design of a High-Precision Radar Target Echo Simulation System

ZHOU Qiaoling, XIE Cun, SHAO Chunyu

(Ordnance NCO Academy, Army Engineering University of PLA, Wuhan 430075, China)

Abstract: Radar target echo simulation system is widely used in the development and production of radar equipment, the accuracy of its simulation is very important. A radar target echo simulation method based on digital radio frequency memory (DRFM), combined with digital composite modulation and high-speed comprehensive calculation and distribution is proposed in this paper. The range simulation accuracy and velocity simulation accuracy of the radar target echo simulation system designed and implemented by this method are tested and verified. The results show that the radar target echo simulation method described in this paper can provide high-precision radar target echo for debugging, experiment and checkout of radar equipment. It provides some guidance and reference for high-precision simulation of radar target echo.

Key words: radar target echo; high-precision simulation; range simulation accuracy; velocity simulation accuracy

0 引言

随着军事现代化进程的加快,各国投入了大量的科研力量进行雷达相关领域的研发工作^[1],雷达在国防、航天、军事、民用等各方面的应用越来越普及和广泛^[1-2],为了适应雷达设备的测试和验证需求,雷达回波模拟技术应运而生。雷达回波模拟技术的主要技术途径是对雷达的发射信号进行幅度、时延以及多普勒频率进行调制来模拟实际环境中的回波信号,具有灵活、高效、方便、安全系数和可重复度高等优点,在雷达系统的研发、调

试和性能评估的过程中,发挥着至关重要的作用^[3-4]。近年来,为了满足不同类型和不同体制雷达装备的测试和验证,各种类型的雷达目标回波模拟系统不断涌现,雷达目标回波模拟系统以其灵活多变及经济实用的优势^[5],已在雷达装备研制生产中得到了广泛的应用。因此,雷达目标回波模拟系统的模拟精度直接影响对雷达装备性能的测试、试验和检验,研究高精度雷达目标回波模拟系统对于雷达装备调试、试验、检验具有重要意义。

现代雷达类型繁多、体制多样,功能性能和使

用任务各异,对距离、速度、角度等测量精度的要求也不尽相同,但是目标检测作为雷达的基本功能之一^[6],始终是雷达装备不断提高目标测量精度,更好执行使用任务的原动力,从而使雷达装备对测量精度的追求永无止境。雷达目标回波模拟系统作为雷达装备测试和验证的重要手段,对目标回波的高精度模拟也将成为一个永久的命题。针对不同类型、体制、功能和使用任务的雷达装备,目标回波的高精度模拟要求各不相同,因此对高精度雷达目标回波模拟系统没有绝对统一的标准。通常目标回波距离模拟精度小于 1 m,目标回波速度模拟精度小于 1 m/s 的雷达目标回波模拟系统已可适应大部分雷达装备的调试、试验和检验需求,可作为高精度雷达目标回波模拟系统看待,并已在雷达装备研制生产过程中发挥着重要作用。本文针对现代雷达装备研制生产中所需的高精度目标回波模拟需求,提出了一种高精度雷达目标回波模拟系统的设计与实现方法,对高精度雷达目标回波模拟系统的研制提供了一定的指导和参考。

1 典型雷达目标回波模拟

雷达目标回波模拟本质上是一个相当复杂的过程,包括目标距离、目标速度、回波功率、回波 RCS 面积、目标 RCS 起伏特性、目标极化特性等众多方面的模拟,而且对于不同体制的雷达,其目标回波模拟所关注的回波特征和细节信息也不尽相同。因此,对于雷达目标回波的模拟而言,不但要还原雷达目标回波信号的物理特性和物理传输过程,还要针对雷达装备体制的不同,有针对性地模拟其目标回波的特征和细节信息。例如,文献[7]给出了雷达目标回波模拟过程中需模拟的雷达目标回波特征信息;文献[8]给出了一种一维距离像扩展目标模拟方法,对目标回波模拟中的目标 RCS 调制因子解算进行了论述。文献[9]利用 Swerling II 型和 Swerling IV 型目标起伏模型生成了距离扩展目标回波;文献[10]给出了一种基于联合处理的复杂目标 RCS 估计方法。

现代高分辨率雷达和 SAR 成像雷达等新体制雷达通常为采用脉冲压缩技术的脉冲压缩雷达,雷达脉冲压缩采用的信号可分为线性调频(LFM)信号、非线性调频信号和相位编码信号^[11],线性调

频脉冲雷达信号具有大的时宽带宽积^[12],是高分辨率雷达和 SAR 成像雷达等宽带雷达的主要信号形式之一。本文就以线性调频脉冲体制雷达为例,给出一种典型的雷达目标回波模型。

线性调频脉冲雷达的发射信号模型可描述为

$$S_t(t) = \sum_{n=1}^m \text{rect}\left(\frac{t - nT_r}{T_p}\right) A \exp(j2\pi f_0(t - nT_r) + j\pi k(t - nT_r)^2) \quad (1)$$

式中, T_r 为脉冲重复周期, T_p 为脉冲宽度, A 为发射信号的幅度, f_0 为发射信号的起始频率, k 为调频斜率, n 为雷达发射脉冲个数, m 为雷达发射脉冲的总个数。

对于距离为 R 、速度为 V 的线性调频体制雷达目标,其回波信号模型可描述为

$$S_r(t) = \sum_{n=1}^m \text{rect}\left(\frac{t - nT_r - \tau}{T_p}\right) U_s(n) \exp(j2\pi f_0 \cdot (t - nT_r - \tau) + j\pi k(t - nT_r - \tau)^2) \cdot \exp(j2\pi f_d(t - nT_r - \tau)) \quad (2)$$

式中, τ 为雷达目标回波延迟, f_d 为目标移动的径向速度导致的目标回波多普勒频移。其中:

a) 目标回波延迟模型

$$\tau = \frac{2R}{c} \quad (3)$$

式中, τ 为目标回波的时间延迟量, R 为目标距离, c 为光速。

b) 目标回波多普勒频移模型

$$f_d = \frac{2V}{\lambda} = \frac{2Vf}{c} \quad (4)$$

式中, f_d 为目标移动速度导致的回波多普勒频移, V 为目标至雷达的径向速度, λ 为雷达的波长, f 为雷达载频, c 为光速。

2 模拟系统设计与实现

雷达目标回波模拟方法主要包括光纤延迟法、直接产生法、数字延迟线(PDDL)法和数字储频(DRFM)法等,其中数字储频(DRFM)法是目前最为流行的雷达目标回波模拟方法。一种高精度雷达目标回波模拟系统采用基于数字储频(DRFM),结合数字化复合调制+高速综合解算分配的方法进行系统的设计与实现,其系统组成原理框图如图 1 所示。

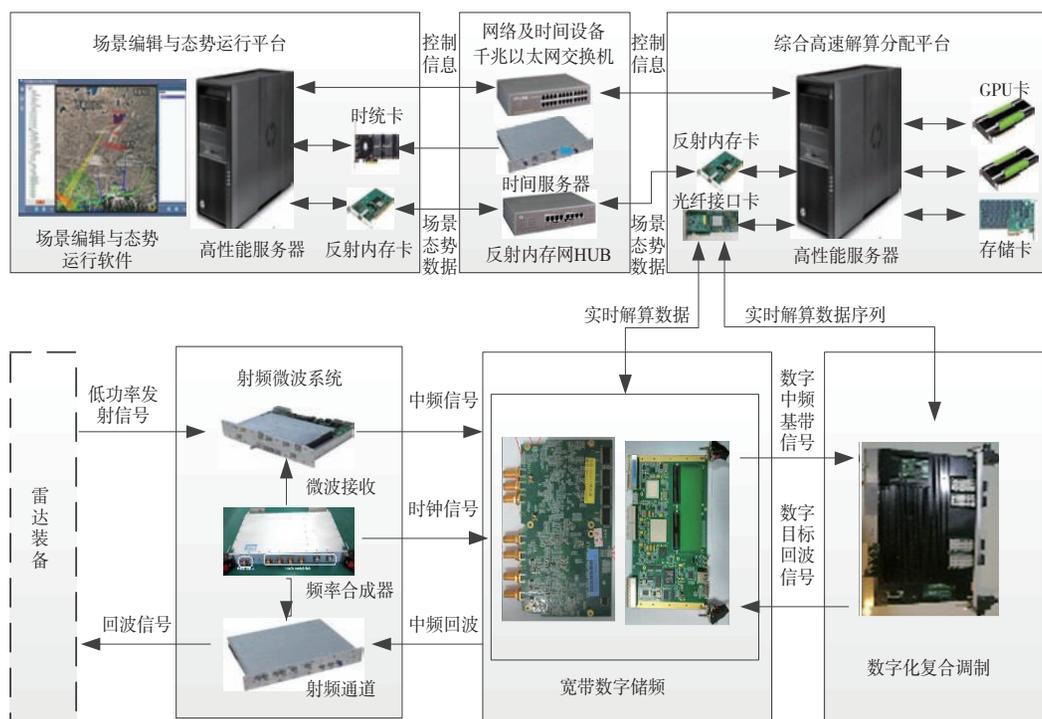


图1 系统组成原理框图

其中,场景编辑与态势运行平台是配有反射内存卡、时统卡的高性能服务器,主要负责系统场景编辑、任务规划、资源调度、态势显示、运行过程控制和时间同步等任务。综合高速解算分配平台为配有双GPU模块、反射内存卡、高速大容量存储卡、光纤通信接口卡的高性能服务器,用于实现系统场景态势数据、目标电磁散射特性数据等数据信息的实时解算。数字化复合调制单元为大规模、高性能的FPGA阵列,主要接收经宽带数字储频单元延迟调制后的数字中频基带信号和综合高速解算分配平台的场景态势数据、目标电磁散射特性数据,进行目标数字信号的复合调制,实现目标 RCS 电磁散射特性调制、数字多普勒调制和极化特征调制等,生成数字目标回波信号。宽带数字储频单元接收射频微波系统中的微波接收机输出的雷达中频基带信号,对雷达中频基带信号进行高速采样、存储、延迟,生成数字中频信号,同时接收数字化复合调制单元送来的数字中频目标回波信号,将数字中频目标回波信号恢复为雷达中频回波信号。微波射频微波系统接收雷达装备的低功率射频发射信号,完成雷达射频发射信号的侦收测量和下变频等处理,产生雷达中频基带信

号,并对宽带数字储频单元送来的雷达中频回波信号进行上变频、幅度调制,输出雷达射频目标回波信号。系统建立了千兆以太网和反射内存网组成的双网系统,分别用于实现系统的非实时信息传输和实时数据传输,并通过时统设备向系统提供统一的时统信息和系统同步信息。文献[13]和文献[14]分别对雷达回波模拟器和雷达目标回波模拟系统的关键技术进行了论述,此处不在赘述。

雷达最根本的任务是从雷达目标回波中提取目标的距离、速度和空间角度位置信息,因此,距离模拟精度和速度模拟精度自然而然地成为了雷达目标回波模拟系统的两个关键精度指标,对雷达目标回波模拟系统的性能评判具有重要意义。下面着重给出所述高精度雷达目标回波模拟系统的回波距离模拟过程和速度的模拟过程,并对系统的回波距离模拟精度和回波速度模拟精度进行仿真和实测验证。

3 回波距离与速度模拟

3.1 回波距离模拟过程

基于数字储频(DRFM)法进行雷达目标回波距离模拟主要是采用存储转发方式,对雷达信号

进行高速采样、存储、延迟转发,通过“公式(3)目标回波延迟模型”进行目标回波距离所对应的目标延迟量解算和调制控制。

从雷达目标回波运动的物理过程来看,雷达目标回波在距离域上的运动是一个连续运动的过程。目前的雷达目标回波模拟系统一般为数字系统或数字系统控制的半实物中频仿真系统和射频仿真系统,且都是根据模拟系统的硬件运算资源和控制资源,设定一定的系统仿真周期和内部运算节拍,按照仿真周期和内部运算节拍更新目标运动参数和模拟控制参数,对雷达目标回波进行距离上的离散化运动控制。因此,对目标回波距离上的运动模拟是离散的,无法实现目标回波在距离上的连续运行模拟。但要保证雷达装备对运动目标距离和速度信息的正确提取,就必须保证模拟目标运动状态的离散量与真实目标的误差小于雷达的最小距离分辨单元。这就需要根据模拟系统的硬件运算资源,尽量减小系统仿真周期和内部运算节拍,从而达到提高目标运动参数和模拟控制参数的更新周期。然而对于减小系统仿真周期和内部运算节拍,总会受到系统硬件运算资源和控制资源的限制,系统的仿真周期和内部运算节拍不可能无限小,因此需要根据模拟系统的硬件运算资源和控制资源设计即能保证系统目标运动参数和模拟控制参数解算时间,又能保证目标运行航迹距离误差精度的系统仿真周期和内部运算节拍。高精度雷达目标回波模拟系统在加强系统硬件运算资源和控制资源的基础上,对系统仿真周期和内部运算节拍进行逐级设计,以达到逐级缩短系统仿真周期,减小内部运算和参数更新节拍的目的,其实现过程和仿真时序如图 2 和图 3 所示。

其中,目标延迟调制是以宽带数字储频单元和数字化调制单元中控制电路 FPGA 的时钟周期进行计数得到目标回波的延时控制信息的,FPGA 时钟频率越高,相应的时钟周期越短,目标回波延时的控制精度也就越高。高精度雷达目标回波模拟系统 FPGA 采用的时钟为 200 MHz,在每一个时钟周期对应的的时间节拍(5 ns)内进行一次目标延迟调制,宽带数字储频单元采样、存储雷达数字基带信号数据就会被整体延迟一个时钟节拍(5 ns),

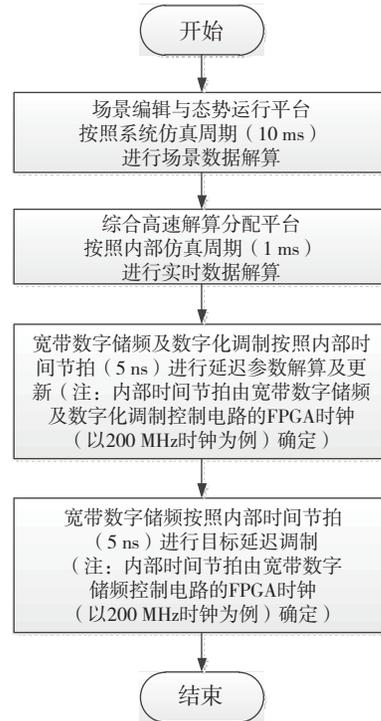


图 2 系统仿真周期和运算节拍实现过程

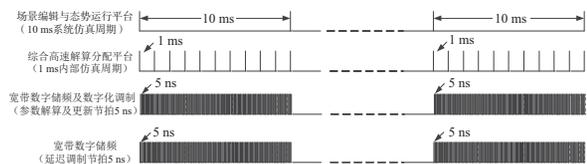


图 3 系统仿真周期和运算节拍仿真时序图

对应的目标回波最小延迟量为

$$\tau = \frac{1}{f_{\text{clk}}} = \frac{1}{200 \text{ MHz}} = 5 \times 10^{-9} \text{ s} \quad (5)$$

对应的目标回波最小延时距离为

$$R = \frac{\tau \cdot c}{2} = 0.75 \text{ m} \quad (6)$$

系统的延时控制字计算公式为

$$R_w = \text{round}\left(\frac{\tau}{f_{\text{clk}}}\right) \quad (7)$$

延时控制字计算过程中,采用四舍五入的方式,以保证目标延迟控制误差不会累积,所得控制字与实际目标延迟的最大理论偏差可小至 0.5 个时钟周期。

3.2 回波速度模拟过程

基于数字储频(DRFM)法进行雷达目标回波速度模拟时,主要采用全数字化的 DDS 技术进行目标多普勒频率的数字调制,通过“公式(4)目标

回波多普勒频移模型”进行目标回波速度对应的多普勒频率的解算和频率控制字产生。

全数字化的DDS技术具有频率分辨率高、频率切换速度快、相位噪声低和频率稳定度高的优点,已成为现代频率合成技术的佼佼者^[12]。采用全数字化的DDS技术进行目标多普勒频率的数字调制,可有效提高目标回波速度模拟精度和稳定度。全数字化的DDS原理上由相位累加器、波形查找表、数模转换器、低通滤波器和参考时钟组成,其基本工作流程为:相位累加器在频率控制字(Frequency Control Word, FCW)K的控制下,以参考时钟频率为采样率,在相位累加器中产生待合成信号的线性相位的离散取样值,通过查找表变换,将数字相位取样值序列,转化为对应波形的幅度数字取样值序列。DDS的基本原理如图4所示。

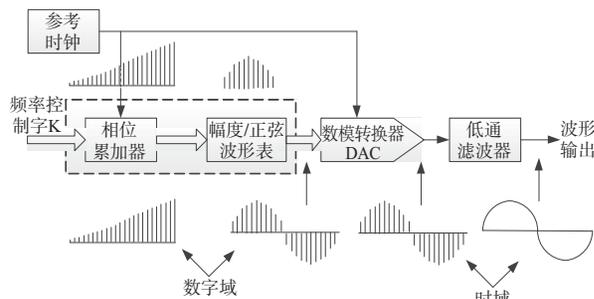


图4 全数字化DDS基本原理框图

系统适应的雷达信号最小载频为0.38 GHz,如果要求的目标速度精度为1 m/s,根据“公式(4)目标回波多普勒频移模型”,则可计算目标回波对应的目标多普勒频率为

$$f_d = \frac{2V}{\lambda} = \frac{2Vf}{c} \approx 2.5 \text{ Hz} > 1 \text{ Hz}$$

即在雷达信号为0.38 GHz,目标速度精度为1 m/s的情况下,对应的目标多普勒频率精度约为2.5 Hz,则实现多普勒频率产生的DDS频率精度必须小于2.5 Hz。

为了实现雷达目标回波速度的高精度模拟,采用全数字化的DDS技术,并合理控制DDS的查询地址位宽,可将产生的多普勒频率信号的频率分辨率和频率精度控制在1 Hz以内。信号采样率 f_s 、信号频率精度 m_{fd} 、查询地址位宽 W_d 之间的关系为

$$m_{fd} = \frac{f_s}{2^{W_d}} \quad (8)$$

根据公式(8)确定DDS的查询地址位宽 W_d 为32 bit,可满足多普勒频率精度的要求。

4 仿真验证

4.1 回波距离精度仿真

为了验证系统的目标回波距离精度,取目标1的距离为500 m,目标2的距离为501 m,信号带宽为100 MHz,系统FPGA时钟为200 MHz,采用MATLAB进行仿真,将模拟的两个相隔1 m的目标的“回波时域波形”与经雷达匹配滤波处理后的“目标延时调制结果”进行对比,对应的仿真结果如图5和图6所示。

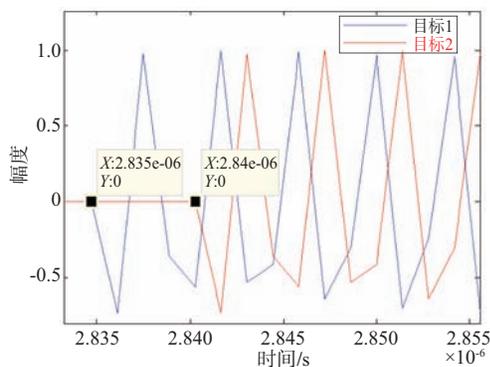


图5 目标的回波时域波形仿真结果

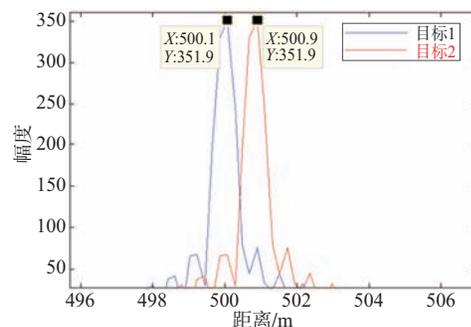


图6 目标延时调制仿真结果

图5为目标1回波和目标2回波的时域波形对比,可知目标1回波和目标2回波时域上的延迟量之差为

$$\Delta\tau_{121} = 2.84 \times 10^{-6} - 2.835 \times 10^{-6} = 0.005 \times 10^{-6} \text{ s} = 5 \text{ ns}$$

换算成两个目标的距离之差为

$$\Delta R_{121} = \frac{\tau_1 \cdot c}{2} = 0.75 \text{ m}$$

即目标1和目标2的距离相隔0.75 m,与两个

目标的实际相隔距离 1 m 之间误差为 0.25 m,这主要是由于系统 FPGA 的时钟为 200 MHz 引起的。

图 6 为经过雷达匹配滤波处理后的目标延时调制结果,可知目标 1 位于 500.1 m 处,目标 2 位于 500.9 m 处,据此可得到:

目标 1 的模拟误差(目标 1 目标模拟距离与理论设置距离之差)为

$$\Delta R_1 = 500.1 - 500 = 0.1 \text{ m}$$

目标 2 的模拟误差(目标 2 目标模拟距离与理论设置距离之差)为

$$\Delta R_2 = 501 - 500.9 = 0.1 \text{ m}$$

目标 1 和目标 2 之间的距离之差为

$$\Delta R_{122} = 500.9 - 500.1 = 0.8 \text{ m}$$

即目标 1 和目标 2 的距离相隔 0.8 m,与两个目标的实际相隔距离 1 m 之间的误差为 0.2 m,这主要是由于系统 FPGA 的时钟为 200 MHz 和仿真精度引起的误差。

根据以上仿真可知,目标 1 和目标 2 的模拟距离与实际距离的误差为 0.1 m;目标 1、目标 2 的模拟距离相隔与实际距离相隔 1 m 之间的误差为 0.2~0.25 m;因此,可知系统的目标回波距离模拟精度小于 1 m。

4.2 回波速度精度仿真

为了验证系统的目标回波速度精度,取目标 1 的速度为 100 m/s,目标 2 的速度为 101 m/s,信号频率为 0.38 GHz,系统 FPGA 时钟为 200 MHz,采用 MATLAB 进行仿真,对模拟的两种速度的“目标回波频域波形”与经雷达 PD 处理后的“目标速度调制结果”进行对比,对应的仿真结果如图 7 和图 8 所示。

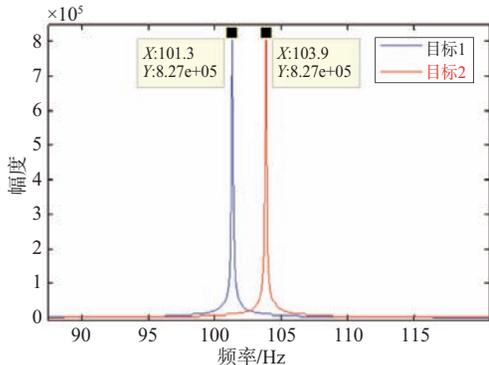


图 7 目标回波频域波形

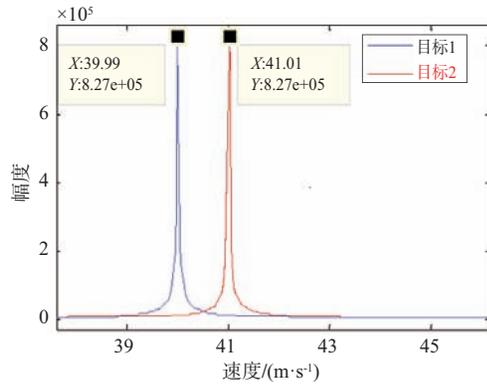


图 8 目标速度调制仿真结果

图 7 为目标 1 回波和目标 2 回波的频域波形对比,可知目标 1 回波和目标 2 回波的多普勒频率为 101.3 Hz,换算成速度为

$$V_{11} = \frac{f_{d1} \cdot \lambda}{2} = \frac{f_{d1} \cdot c}{2f} = \frac{101.3 \times 3 \times 10^8}{2 \times 0.38 \times 10^9} = 39.99 \text{ m/s}$$

目标 2 的多普勒频率为 103.9 Hz,换算成速度为

$$V_{12} = \frac{f_{d2} \cdot \lambda}{2} = \frac{f_{d2} \cdot c}{2f} = \frac{103.9 \times 3 \times 10^8}{2 \times 0.38 \times 10^9} = 41.01 \text{ m/s}$$

目标 1 回波和目标 2 回波的多普勒频率 Δf_d 之差为

$$\Delta f_{d12} = 103.9 - 101.3 = 2.6 \text{ Hz}$$

换算成两个目标的速度之差为

$$\Delta V_{12} = \frac{f_{d12} \cdot \lambda}{2} = \frac{f_{d12} \cdot c}{2f} = \frac{2.6 \times 3 \times 10^8}{2 \times 0.38 \times 10^9} = 1.02 \text{ m/s}$$

即目标 1 和目标 2 的模拟速度之差为 1.02 m/s,与两个目标的实际速度之差 1 m 之间的误差为 0.02 m/s。这主要是由于仿真精度引起的误差。

图 8 为经过雷达 PD 处理后的目标速度调制仿真结果,可知模拟目标 1 回波和目标 2 回波的速度分别为

$$V_{21} = 39.99 \text{ m/s}$$

$$V_{22} = 41.01 \text{ m/s}$$

图 8 中的速度值 -39.99 m/s 和 -41.01 m/s 的“-”号仅代表速度的方向,此处仅取速度值。

模拟目标 1 回波和目标 2 回波的速度之差为

$$\Delta V_{121} = 41.01 - 39.99 = 1.02 \text{ m/s}$$

即目标 1 和目标 2 的模拟速度之差为 1.02 m/s,与两个目标的实际速度之差 1 m 之间的误差为 0.02 m/s,这主要是由于仿真精度引起的误差。

根据以上仿真可知,目标 1 和目标 2 的模拟速度与实际速度的误差为 0.01 m;模拟的目标 1、目

标2的速度差与两个目标的实际速度1 m/s之间的误差为0.02 m/s;因此,可知系统的目标回波速度模拟精度小于1 m。

5 实测验证

5.1 回波距离精度实测结果

为了验证系统的目标回波距离精度,使用射频信号源模拟雷达信号,作为目标模拟系统的输入信号,使用示波器测试目标回波的距离延迟,再利用“公式(3)目标回波延迟模型”推导出目标距离与目标回波延迟的换算公式为

$$R = \frac{\tau \cdot c}{2} \quad (9)$$

利用目标距离与目标回波延迟的换算公式可将目标延迟换算成目标距离。

测试验证时,设置信号源信号频率为3 000 MHz、脉冲宽度为1 μ s、重复周期为1 ms。设置目标距离为509 m、目标速度为0 m/s,使用示波器测量的目标距离延迟测量结果如图9所示。保持雷达信号参数不变,更改目标距离为510 m,目标速度为0 m/s,使用示波器测量的目标距离延迟测量结果如图10所示。

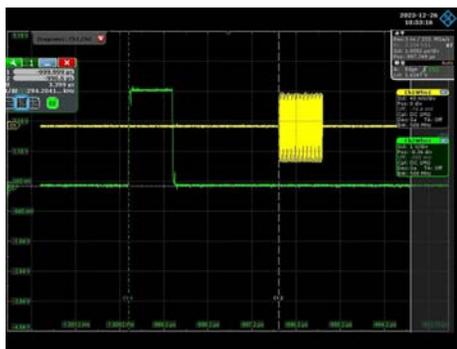


图9 目标距离为509 m时的目标距离延迟测试结果

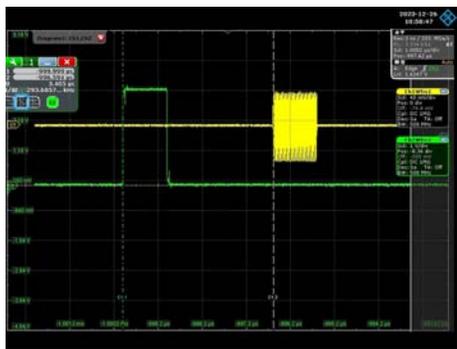


图10 目标距离为510 m时的目标距离延迟测试结果

由图9、图10可知,第一次目标距离延迟测量结果为3.399 μ s,与实际理论距离延迟值3.396 μ s相差0.003 μ s(3 ns),根据“公式(9)目标距离与目标回波延迟的换算公式”换算成目标距离为0.45 m;第二次目标距离延迟测量结果为3.405 μ s,与实际理论距离延迟值3.402 μ s相差0.003 μ s(3 ns),根据“公式(9)目标距离与目标回波延迟的换算公式”换算成目标距离为0.45 m;两次的目标距离延迟测量结果相差0.006 μ s(6 ns),根据“公式(9)目标距离与目标回波延迟的换算公式”换算成目标距离差为0.9 m,与两次目标的实际距离差1 m之间的误差为0.1 m。由此,可知系统的目标回波距离模拟精度小于1 m。

系统全目标距离范围内的目标回波距离实测结果如表1所示。

表1 雷达目标回波距离实测结果

信号频率/GHz	设置目标距离/km	测量延时/ μ s	计算目标距离/km	误差/m
0.38	0.150	1.003 2	0.150 376	0.38
	0.600	4.004 8	0.600 304	0.30
	100	667.131 2	100.000 451	0.45
	100.001	667.131 2	100.000 451	-0.55
	300	2 001.384 4	299.999 974	-0.03
	0.150	1.004 9	0.150 031	0.03
4	0.600	4.007 1	0.600 050	0.05
	100	667.135 4	100.000 481	0.48
	100.001	667.140 8	100.001 291	0.29
	300	2 001.391 2	300.000 394	0.39
	0.150	1.003 3	0.149 641	-0.36
	0.600	4.005 9	0.599 720	-0.28
9	100	667.135 9	100.000 406	0.41
	100.001	667.139 1	100.000 886	-0.11
	300	2 001.388 5	299.999 839	-0.16
	0.150	1.004 9	0.150 031	0.03
	0.600	4.008 4	0.600 244	0.24
	18	100	667.136 4	100.000 631
100.001		667.138 6	100.000 961	-0.04
300		2 001.385 7	299.999 570	-0.43

经过实测验证,可知系统的目标回波距离模拟精度小于1 m,可满足目标回波距离的高精度模拟要求。

5.2 回波速度精度实测结果

为了验证系统的目标回波速度精度,测试目标回波多普勒频率时,首先使用频谱仪测量信号源的载频,并用频谱仪 marker 功能标记雷达信号频率峰值;然后利用目标模拟系统模拟目标回波,用频谱仪测量目标回波信号频率,并用 marker 功能标记模拟的目标回波信号频率峰值,标记的目标回波信号频率峰值与标记的雷达信号频率峰值之差即为目标的多普勒频率,再利用“公式(4)目标回波多普勒频移模型”推导得到目标速度与目标多普勒频率的换算公式为

$$V = \frac{f_d \cdot \lambda}{2} = \frac{f_d \cdot c}{2f} \quad (10)$$

利用目标速度与目标多普勒频率的换算公式可将目标多普勒频率换算成目标速度。

测试验证时,设置雷达信号的载频为 1 000 MHz、脉冲宽度为 1 μ s、重复周期为 1 ms。设置目标初始距离为 500 m、目标速度为 0 m/s;运行目标模拟系统进行目标回波模拟,使用频谱仪测量并标记模拟的目标回波信号频率峰值(由于目标速度为 0 m/s,因此标记的目标回波信号频率峰值与标记的雷达信号频率峰值之差为 0)。保持雷达信号参数不变,设置目标初始距离为 500 m、目标速度为 0.15 m/s;运行目标模拟系统进行目标回波模拟,使用频谱仪再次测量并标记模拟的目标回波信号频率峰值。这样使用频谱仪测量两次标记的峰值之差,得到的目标多普勒频率测量结果如图 11 所示。



图 11 目标回波速度调制实测结果

由图 11 可知,测量的目标多普勒值相差为 0.9 Hz,根据“公式(10)目标速度与目标多普勒频率的换算公式”换算成速度为 0.14 m/s,与实际速度 0.15 m/s 误差 0.1 m/s,且调制多普勒频率误差小于 0.1 Hz,根据“公式(10)目标速度与目标多普勒频率的换

算公式”换算成目标回波速度约为 0.015 m/s。由此可知,系统的目标回波速度模拟精度小于 1 m/s。

系统全频率和全速度范围内的目标回波速度实测结果如表 2 所示。

表 2 雷达目标回波速度实测结果

雷达载频/GHz	设置速度/($\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$)	理论测量值/Hz	测量频偏值/Hz	误差/Hz
0.38	-5 000	12 675.435 62	12 675.9	0.46
	300	-760.526 137 1	-760.6	-0.07
	5 000	-12 675.435 62	-12 675.6	-0.16
4	-5 000	133 425.638 1	133 425.4	-0.24
	600	-16 011.076 57	-16 011.3	-0.22
	5 000	-133 425.638 1	-133 425.3	0.34
6	-5 000	200 138.457 1	200 138.2	-0.26
	150	-6 004.153 714	-6 004.2	-0.05
	5 000	-200 138.457 1	-200 138.2	0.26
9	5 000	-300 207.685 7	-300 207.4	0.29
	600	-36 024.922 28	-36 024.7	0.22
	-5 000	300 207.685 7	300 207.4	-0.29
18	-5 000	600 415.371 4	600 415	-0.37
	-600	72 049.844 56	72 049.4	-0.44
	5 000	-600 415.371 4	-600 415.6	-0.23

经过实测验证,可知系统的目标回波速度模拟精度小于 1 m/s,可满足目标回波速度的高精度模拟要求。

6 结束语

为验证高精度雷达目标回波模拟系统的模拟精度,分别进行了 MATLAB 仿真验证和实测验证。通过 MATLAB 进行仿真,对比了系统模拟的两个间隔 1 m 的“目标回波时域波形”与经匹配滤波后的“目标延时调制结果”,以及系统模拟的两种速度的“目标回波频域波形”与经 PD 处理后的“目标速度调制结果”。通过实测验证,实测了系统模拟的两个间隔 1 m 的目标回波距离和全目标距离范围内的目标回波距离,以及系统模拟的两种速度的目标回波速度和系统全频率、全速度范围内的目标回波速度。仿真和实测结果表明:所述高精度雷达目标回波模拟系统的目标回波距离模拟精度小于 1 m,目标回波速度模拟精度小于 1 m/s。证明所述高精度雷达目标回波模拟系统满足目标回波距离和目标回波速度的高精度模拟要求,可为雷达装备的调试、试验、检验提供高精(下转第 702 页)

DOI:10.3969/j.issn.1672-2337.2024.06.013

基于人工表面等离子激元的高扫描率 THz 双波束漏波天线

程慧乾, 白育堃

(天津理工大学集成电路科学与工程学院, 天津 300384)

摘要: 本文提出了一种工作在太赫兹频段的紧凑型高增益、高扫描率双波束漏波天线, 该天线由两个具有相同调制周期的半模集成波导(HMSIW)漏波天线和一个功率回收结构组成。前者在 HMSIW 的顶部表面蚀刻周期性槽以引入人工表面等离子激元(SSPP)慢波效应, 通过向周期性槽引入正弦调制, 使得在接近 SSPP 截止频率的窄带宽内实现高扫描率的漏波辐射, 后者通过在两个漏波天线之间加功率回收结构, 产生两个对称的波束, 从而进一步提高了天线的波束扫描率。结果表明, 在工作频段 1.25~1.31 THz(相对带宽 4.6%)内, 双波束扫描角度为 80°, 波束扫描率为 17.4, 最大增益达到了 14.4 dBi, 此外天线结构由一维扩展到二维, 整体尺寸较小, 在太赫兹无线通信和雷达探测系统中具有较大的应用潜力。

关键词: 漏波天线; 高扫描率; 半模集成波导; 人工表面等离子体激元

中图分类号: TN822+.6

文献标志码: A

文章编号: 1672-2337(2024)06-0697-06

引用格式: 程慧乾, 白育堃. 基于人工表面等离子激元的高扫描率 THz 双波束漏波天线[J]. 雷达科学与技术, 2024, 22(6): 697-702.

CHENG Huiqian, BAI Yukun. High-Scanning-Rate Terahertz Dual-Beam Leaky-Wave Antenna Based on Spoof Surface Plasmon Polaritons[J]. Radar Science and Technology, 2024, 22(6): 697-702.

High-Scanning-Rate Terahertz Dual-Beam Leaky-Wave Antenna Based on Spoof Surface Plasmon Polaritons

CHENG Huiqian, BAI Yukun

(School of Integrated Circuit Science and Engineering, Tianjin University of Technology, Tianjin 300384, China)

Abstract: In this paper, a compact high-gain, high-scanning-rate and dual-beam leaky-wave antenna (LWA) operating in the terahertz frequency band is proposed. The antenna consists of two half-mode substrate integrated waveguide (HMSIW) LWAs with the same modulation period and a power-recycling semicircular structure. Firstly, a high-scanning-rate LWA is realized by means of periodically etched slots on the top surface of HMSIW, which introduces the slow wave effect of spoof surface plasmonic polaritons (SSPP), combined with a sinusoidal modulation which leads to the LWA radiation in the narrow frequency band in proximity to the cutoff frequency of SSPPs. Then, two symmetrical scanning beams are produced by two parallel HMSIW LWAs connected at one end through a semicircular structure, which further enhances the beam scanning rate. It is found that in the operating band of 1.25~1.31 THz (i.e., a relative bandwidth of 4.6%), the proposed antenna achieves a dual-beam scanning angle of 80°, a beam scanning rate of 17.4, and a maximum gain of 14.4 dBi. In addition, the antenna structure evolves from one-dimension to two-dimensions, exhibiting a small overall size. It can be applied in terahertz wireless communication and radar detection systems.

Key words: leaky-wave antenna; high-scanning-rate; half-mode substrate integrated waveguide; spoof surface plasmon polaritons

0 引言

随着通信技术的快速发展, 制造工艺精度越来越高, 尺寸越来越小, 对天线的设计要求也越来

越高。太赫兹波段在微波与红外光之间, 相比于其他波段的波, 有着自己独特的优点^[1], 在气象卫星、生物医学、环境监测等领域有着广泛的应用。

近几年, 人们对于表面等离子体激元(Surface

收稿日期: 2024-03-08; 修回日期: 2024-04-24

基金项目: 天津市自然科学基金项目(No. 19JCYBJC16100); 天津市创新创业培训计划项目(No. 202210060027)

Plasmon Polaritons, SPP)的研究越来越多,由于其在太赫兹和微波频段,金属表面不能有效地激发SPP,所以为了解决这一问题,提出了人工表面等离子体激元(Spoof Surface Plasmon Polaritons, SSPP)。SSPP是通过在金属表面周期性地挖孔或者开槽的方式,实现了在太赫兹以及微波频段内激发SPP,因为其独特的色散特性以及较强的场限制能力,在太赫兹通信等领域被广泛地研究。

漏波天线(Leaky-Wave Antenna, LWA)作为一种行波天线,由于其具有独特的辐射特性以及出色的波束扫描特性,成为天线研究的热点^[2]。基片集成波导(Substrate Integrated Waveguide, SIW)是一种性能出色的平面导波结构,有着体积小、成本低和易于集成等特点^[3-4]。因此SIW结构是实现低成本、低剖面漏波天线的优秀解决方案,在太赫兹无线通信系统领域备受关注^[5-6]。目前频谱资源短缺,节省资源可以有效地减少资源浪费以及降低通信成本,而且还能防止同一频段内信号间的干扰。因此在漏波天线上实现窄带宽大角度扫描成为目前研究热点^[7]。对于扫描波束的应用,往往需要高扫描率,扫描率(ΔR)表示在每1%的相对带宽内扫描角度变化的能力。其定义为波束的扫描角度范围($\Delta\theta$)与相对带宽($BW\%$)的比值($\Delta R = \Delta\theta / BW\%$)。高扫描率的天线可以在很窄的带宽内实现大角度测量。从系统的角度上简化收发器架构和信号处理器,在汽车雷达领域有着广泛的应用。

传统漏波天线存在的一个重要问题是扫描率低^[8],这是因为传统漏波天线的相位常数对于频率不敏感^[9]。近年来,大部分漏波天线的研究工作主要集中在单波束漏波天线的研究,对于双波束漏波天线的研究相对较少^[10-12],双波束天线能在同一频点上辐射双波束,对于多目标检测以及跟踪有着重要的作用,为了方便评估双波束漏波天线的扫描性能,双波束的扫描率定义为每个波束的扫描率之和,因此设计一款太赫兹高扫描率双波束漏波天线在实际工程应用等方面都有一定意义。文献^[13]提出了通过在天线中间馈电以及在两边设置多个端口,产生了双波束,天线实现了13.8的扫描率,但是天线馈电结构复杂。文献^[14]提出了将不同周期的结构单元蚀刻在SIW表面上设计双波束天线,但是扫描率小于5。文献^[15]提出了

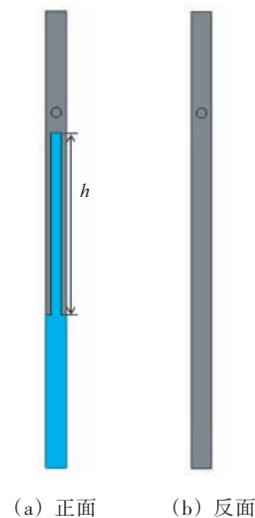
基于正弦调制电抗叠加表面的非对称双波束漏波天线,通过两种不同周期的表面电抗叠加产生了双波束辐射,实现了12.9的扫描率,但是天线尺寸较大。因此设计一种高扫描率、紧凑型双波束漏波天线具有重要意义。

本文提出了一种基于太赫兹频段半模集成波导(Half Mode Substrate Integrated Waveguide, HMSIW)结构的高扫描率对称双波束漏波天线,该天线具有SIW和SSPP的传播特性,通过半模集成波导与正弦调制电抗表面原理相结合,引入功率回收结构,实现了紧凑型高扫描率双波束天线,所设计的天线在太赫兹领域表现出令人满意的性能。

1 天线设计原理及结构

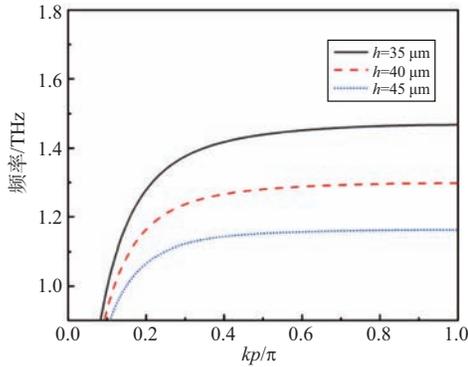
1.1 单元结构

本文提出的双波束漏波天线是基于混合SIW-SSPP特性而设计的,首先利用CST的本征模求解器模拟了HMSIW-SSPP单元结构的色散特性。图1(a)和图1(b)是基于HMSIW结构的SSPP单元结构正、背面图,介质基板采用的是介电常数为2.65、厚度为 $5\ \mu\text{m}$ 的聚四氟乙烯(F4B),金属层采用的PEC材质,厚度为 $0.18\ \mu\text{m}$;图1(c)为所提出基于HMSIW结构SSPP单元色散曲线,从图中可以看出,当频率逐渐接近截止频率时,表面波群速度急剧下降,曲线变得平坦,相位常数随频率的变化更加显著。因此可以通过适当的调制方式将色散曲线接近截止频率的区域转移到快波区间,从而实现高扫描率的漏波天线。



(a) 正面

(b) 反面



(c) 单元色散曲线

图1 单元结构和色散曲线

1.2 漏波天线辐射原理

漏波天线使用快波向外界空间辐射电磁波,一般SSPP中的导波工作在慢波区,不能直接产生辐射,需要引入周期性结构,周期性调制引入无限空间谐波,其相位常数可以表示为

$$\beta_n = \beta_0 + 2n\pi/p, n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (1)$$

式中, β_n 表示 n 次空间谐波的相位常数, β_0 为基模的相位常数, p 为调制周期, n 为空间谐波常数, k_0 为真空中的相位常数。漏波辐射仅在满足周期性结构辐射条件下的谐波中产生,当 $\beta_n < k_0$ 时,工作在快波模式,当 $\beta_n > k_0$ 时,工作在慢波模式。我们通常选择空间谐波 $n=-1$, 其波数可表示为

$$\beta_{-1} = \beta - 2\pi/p \quad (2)$$

因此通过对周期 p 进行调整,可以满足条件 $\beta_{-1} < k_0$, 从而向外辐射电磁波。

1.3 HMSIW 漏波天线结构

图2为HMSIW漏波天线结构正面图,天线整体尺寸 $L \times W$, 左右两端是馈电结构。天线介质基板采用的是F4B基板制成(介电常数为2.65,损耗角正切为0.001,厚度为 $5 \mu\text{m}$), SIW是通过在介质基板上挖金属通孔形成的。金属通孔直径为 s , 间隔为 s_1 。基板上表面金属蚀刻周期性的凹槽, 凹槽宽度为 s , 周期为 s_1 , 深度为 h_2 。凹槽正弦调制周期为 p 。天线两端有一段宽度渐变的阻抗匹配段, 馈线宽度从 W_1 渐变到 W_2 , 长度为 L_2 , 该天线一共有17个周期的槽缝, 长度从 h_1 变化到 h_2 , 经CST仿真软件优化后, 天线参数配置如表1所示。

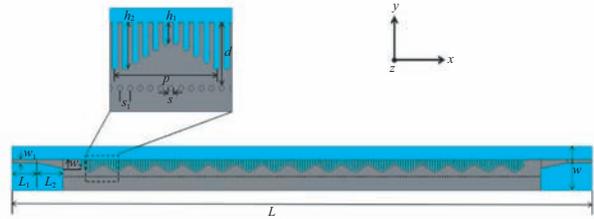


图2 HMSIW漏波天线结构

表1 天线结构尺寸 μm

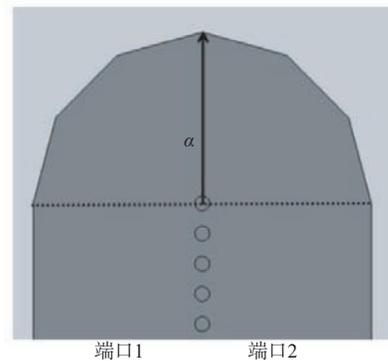
参数	参数值	参数	参数值	参数	参数值
L	2 200	W_2	30	s_1	10
W	200	h_1	18	s	5
L_1	92.5	h_2	40	a	56.5
W_1	12	d	56.5	p	100
L_2	100				

1.4 双波束漏波天线结构

图3显示了半模集成波导双波束漏波天线结构, 该天线结构由两个具有相同正弦调制结构的HMSIW漏波天线和一个半圆功率回收结构组成。该结构是上下对称的, 输入功率被馈送到第一个HMSIW漏波天线辐射波束1, 然后经过半圆功率回收结构被反向馈送到第二个HMSIW漏波天线辐射波束2, 功率在两个漏波天线结构中沿着不同的方向进行馈送。图4(a)是HMSIW的半圆功率回收结构, 图4(b)给出了半圆功率回收结构模拟电场分布, 功率回收结构的主要作用是减少功率的损耗以及改变功率从不同方向的馈送, 从图中可以看出功率从上端口到下端口是可以通过的。



图3 双波束天线结构图



(a) 结构图

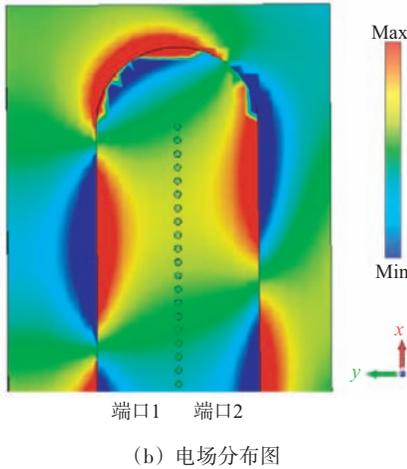


图4 半圆功率回收结构图和电场分布图

2 天线仿真结果及分析

对所设计的天线进行仿真分析,图5给出了在其他参数不变的情况下,参数 a 对 S_{11} 、 S_{21} 的影响。图5(a)为半圆半径 a 不同取值时的 S_{11} 图,可以看出在频带1.25~1.31 THz范围内,随着 a 增大, S_{11} 值逐渐变大,这是因为当半圆结构的半径 a 变大,会导致输入功率经过回收结构时,被反转到第二个HMSIW漏波天线功率减小,很大一部分功率被返回到输入端口,从而影响着 S_{11} 数值。当 $a=56.5\ \mu\text{m}$ 时, S_{11} 最低,天线性能较好。图5(b)显示了 a 不同取值时的 S_{21} 图,可看出 S_{21} 低于-10 dB,这意味着能量能有效地馈入天线,大部分能量被辐射出去。

图6显示了天线在1.26 THz和1.29 THz处的远场辐射3D方向图,该天线激发了对称双波束,与前文理论分析相符,并且天线具有较好的方向

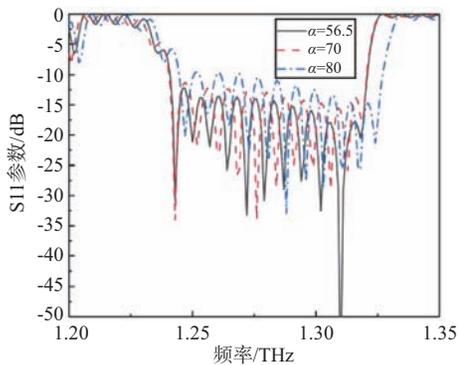
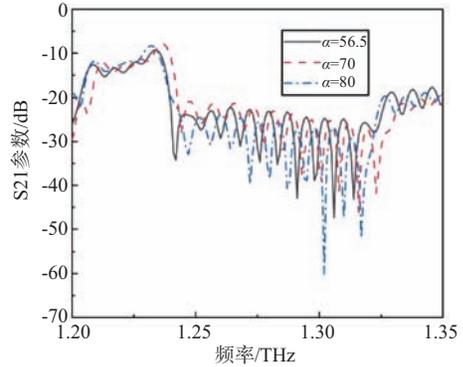
(a) 不同 a 对应的 S_{11} 

图5 天线仿真的S参数

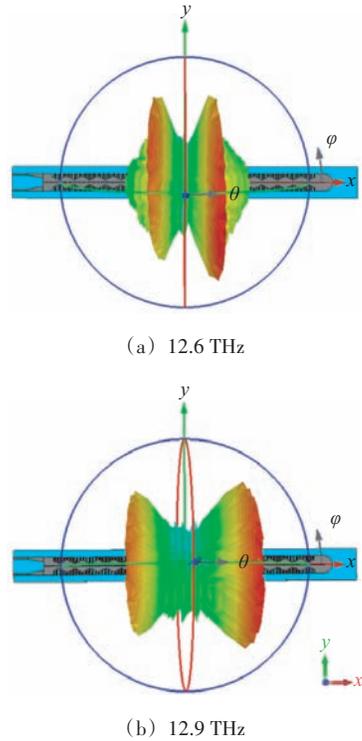


图6 12.6和12.9 THz频率下3D方向图

性,同时天线的波束角度随频率的改变而变化,说明漏波天线具有频扫特性。

图7显示了天线在1.25、1.28和1.31 THz 3个频点处的E面方向图,结果表明,在1.25~1.31 THz频带内(4.6%的相对带宽),波束1的扫描范围 $11^\circ\sim 51^\circ$,波束2的扫描范围 $-51^\circ\sim -11^\circ$,扫描总角度 80° ,此天线达到了17.4的高扫描率。

图8显示了天线的增益图,在1.25~1.31 THz的频段内,辐射波束1的最小增益为13.9 dBi,最大增益为14.4 dBi。辐射波束2的最小增益为7 dBi,

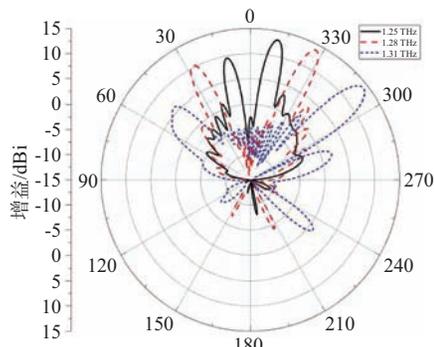


图7 双波束天线的E面方向图

最大增益为10.7 dBi。在相同频率下,波束1的增益高于波束2的增益,这是因为大部分功率先从端口1馈入第一天线辐射波束1,很少的剩余功率则通过功率回收结构反向馈送到第二天线辐射波束

2。结果表明该天线在工作频带内有较高的增益。

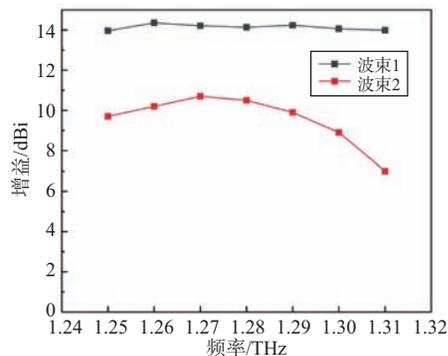


图8 天线的仿真增益图

表2为本文所提出天线与部分参考文献中天线性能的比较。通过对比可见,本文所提出天线具有结构紧凑、带宽小、扫描率高、增益大等优点。

表2 天线性能比较

文献	带宽	天线尺寸	单个波束扫描率	双波束扫描率	最大增益
[13]	10.7~11.7 GHz (8.9%)	300 mm×70 mm (11.54λ ₀ ×2.69λ ₀)	Beam 1:6.9(-16°~+78°) Beam 2:6.9(+14°~+76°)	13.8	12.6 dBi
[14]	12.5~15.5 GHz (21.4%)	220 mm×20 mm (10.52λ ₀ ×0.95λ ₀)	Beam 1:2.66(-55°~+2°) Beam 2:1.82(+15°~+54°)	4.48	11.5 dBi
[15]	8.65~9.5 GHz (9.3%)	221 mm×32 mm (6.72λ ₀ ×0.97λ ₀)	Beam 1:6.77(-65°~-2°) Beam 2:6.13(-6°~+51°)	12.9	8.2 dBi
本文	1.25~1.31 THz (4.6%)	2 300 μm×200 μm (9.58λ ₀ ×0.83λ ₀)	Beam 1:8.7(+11°~+51°) Beam 2:8.7(-51°~-11°)	17.4	14.4 dBi

3 结束语

本文提出了一种工作在太赫兹频段的紧凑型高扫描率HMSIW-SSPP双波束漏波天线,该天线由两个相同的HMSIW-SSPP漏波天线和半圆功率回收结构组成,所提出的天线在1.25~1.31 THz带宽内,最大增益达到了14.4 dBi,实现了80°的扫描,达到了17.4的高扫描率,与其他双波束漏波天线相比,该天线具有结构紧凑、增益高、扫描率高的特性,在多目标探测和跟踪雷达方面具有潜在的应用前景。

参考文献:

- [1] 罗健,段宗明.片上雷达技术研究进展及发展趋势[J].雷达科学与技术,2022,20(4):355-369.
- [2] WANG Hongjian, YI Min, MA Minzheng, et al. Terahertz Groove Gap Waveguide Leaky Wave Antenna[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2023, 65(1):213-216.

- [3] 罗伟.基于SIW的W波段CTS天线阵列设计[J].无线通信技术,2023,32(4):43-46.
- [4] GUAN Dongfang, DING Can, QIAN Zuping, et al. Broadband High-Gain SIW Cavity-Backed Circular-Polarized Array Antenna[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2016, 64(4):1493-1497.
- [5] 朱宏彬,纪磊,李晓春,等.基于慢波半模基片集成波导的紧凑型平衡滤波器设计[J].电子学报,2023,51(10):2739-2746.
- [6] HE Yejun, CHEN Yaling, ZHANG Long, et al. An Overview of Terahertz Antennas [J]. China Communications, 2020, 17(7):124-165.
- [7] JIANG Huan, CAO Xiangyu, LIU Tao, et al. Single-Beam Leaky-Wave Antenna with Wide Scanning Angle and High Scanning Rate Based on Spoof Surface Plasmon Polariton [J]. Chinese Physics B, 2022, 31(10):460-466.
- [8] ZHANG Aofang, YANG Rui, LI Dong, et al. Metasurface-Based Tapered Waveguide Slot Array Antennas for Wide Angular Scanning in a Narrow Frequency Band [J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2018, 66(8):4052-

- 4059.
- [9] LIU Juhua, JACKSON D R, LI Yuanxin, et al. Investigations of SIW Leaky-Wave Antenna for Endfire-Radiation with Narrow Beam and Sidelobe Suppression [J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2014, 62(9):4489-4497.
- [10] KARMOKAR D K, ESSELLE K P, BIRD T S. Wideband Microstrip Leaky-Wave Antennas with Two Symmetrical Side Beams for Simultaneous Dual-Beam Scanning [J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2016, 64(4): 1262-1269.
- [11] BAI Yukun, LI Sen. Terahertz Dual-Beam Leaky-Wave Antenna Based on Composite Spoof Surface Plasmon Waveguide [J]. Optoelectronics Letters, 2023, 19(2): 72-76.
- [12] ZHANG Chenghao, REN Jian, DU Xiaoyu, et al. Dual-Beam Leaky-Wave Antenna Based on Dual-Mode Spoof Surface Plasmon Polaritons [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2021, 20(10):2008-2012.
- [13] SARKAR A, MUKHERJEE S, SHARMA A, et al. SIW-Based Quad-Beam Leaky-Wave Antenna with Polarization Diversity for Four-Quadrant Scanning Applications [J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2018, 66(8):3918-3925.
- [14] GENG Yunjie, WANG Junhong, LI Zheng, et al. Dual-Beam and Tri-Band SIW Leaky-Wave Antenna with Wide Beam Scanning Range Including Broadside Direction [J]. IEEE Access, 2019, 7:176361-176368.
- [15] PENG Zhen, YANG Wanghui, SHI Shuhai, et al. High Scanning Rate Asymmetrical Dual-Beam Leaky Wave Antenna Using Sinusoidally Modulated Reactance Superposing Surface [J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2022, 70(12):12258-12263.

作者简介:

程慧乾 男, 硕士研究生, 主要研究方向为太赫兹天线。

白育堃 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为毫米波/太赫兹天线、基于光波导的器件设计。

(上接第696页)

度的雷达回波信号, 对高精度雷达目标回波模拟系统的研制具有一定的指导意义和参考价值。

参考文献:

- [1] 张华童. 高性能雷达目标回波模拟器研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2017.
- [2] 刘耀文, 饶烜, 朱炳祺. 一体化信号相位连续性对模糊函数的影响[J]. 雷达科学与技术, 2022, 20(6): 663-670.
- [3] 刘霖. 雷达回波模拟器控制软件设计与实现[D]. 成都: 电子科技大学, 2016.
- [4] 吕晶晶. 多普勒导航雷达回波信号仿真[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2018.
- [5] 黄凡夫. 雷达多目标回波模拟技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2014.
- [6] 施端阳, 林强, 胡冰, 等. 深度学习在雷达目标检测中的应用综述[J]. 雷达科学与技术, 2022, 20(6): 589-605.
- [7] 张坤峰, 罗杰. 雷达目标回波模拟研究与实现[J]. 舰船电子对抗, 2012, 35(3): 81-84.
- [8] 孔令峰, 张坤峰. 一维距离像扩展目标模拟方法研究[J]. 舰船电子工程, 2013, 33(11): 43-45.
- [9] 郑志杰, 万显荣, 胡仕波, 等. 基于窗口参数估计的距离扩展目标CFAR检测[J]. 雷达科学与技术, 2022, 20(6): 614-622.
- [10] 孙佳兴, 姚慧婧. 基于联合处理的复杂目标RCS估计方法[J]. 雷达科学与技术, 2022, 20(2): 181-186.
- [11] 韦旺, 汪洁, 朱琪, 等. 一种改进窗函数非线性组合的旁瓣抑制性能研究[J]. 雷达科学与技术, 2023, 21(5): 517-525.
- [12] 张武才, 潘明海, 陈诗弘. 基于LFM子脉冲的宽带雷达目标回波模拟方法[J]. 系统工程与电子技术, 2017, 39(4): 768-774.
- [13] 任亚欣, 王瑞斌, 侯涛. 雷达回波模拟器的设计与实现[J]. 火控雷达技术, 2021, 50(1): 98-101.
- [14] 罗杰, 孔令峰, 张坤峰. 一种高分辨力雷达扩展目标模拟系统设计与实现[J]. 电子科技, 2023, 36(9): 93-102.

作者简介:

周巧玲 女, 硕士, 讲师, 主要研究方向为雷达信号处理。

谢存 男, 硕士, 讲师, 主要研究方向为雷达工程。

邵春雨 男, 硕士, 讲师, 主要研究方向为雷达技术、信号处理。

《雷达科学与技术》2024 年第 22 卷总目次

第一期

一种整数抽取结合小数插值重采样技术研究
 单长胜,尹曙明,郑哲,郝利云(1)

基于毫米波雷达的非视距目标探测和定位方法研究
 蒋留兵,张泽,车俐(5)

用于 SAR 图像舰船目标检测的 MAF-Net 和 CS 损失
 张丽丽,蔡健楠,刘雨轩,屈乐乐(14)

基于 D³AR 的半球共形阵低空风切变风速估计方法
 李海,唐芳,李双双(21)

晶圆级树脂低成本 W 波段封装天线微系统
 齐晓琳,崔晶宇,李霄,张先乐,彭扶瑶,戴扬,杨凝(29)

一种基于稀疏贝叶斯学习的离网 DOA 估计算法
 张宇,景鑫磊,蒋忠进(35)

基于 FMCW 雷达的人体生命体征信号预测算法
 杨路,雷雨霄,余翔(43)

基于极化联合特征值的雷达弱小目标检测方法
 王威,杨勇,韩静雯(57)

高频雷达射频干扰抑制的自适应接收滤波设计
 杨贤,张华冲,李华(63)

非合作多基地雷达系统性能仿真分析
 司梦祥,杨风暴,宋杰(69)

基于多维矩特征联合的 K 分布杂波参数估计
 施赛楠,高季娟,李东宸(77)

被动雷达海上目标探测实验研究
 谭文清,宋杰,庄敬敬,王中训(87)

一种适用于低频 InSAR 的改进空变维纳预滤波算法
 夏路福,冯东,李建鹏,安道祥,周智敏(93)

基于数据增强的小样本辐射源个体识别方法
 王艺卉,闫文君,段可欣,于楷泽(104)

高功率密度高动态性能毫米波固态发射组件研究
 夏照,徐小帆,张海兵,陈文俊(111)

第二期

非合作式双基地雷达系统设计与验证
 郝成阳,周婉婷,徐海洲,刘磊,杨君(119)

低海况下多姿态海上目标特征分析
 田凯祥,李保珠,王中训,刘宁波(126)

基于三通道 CNN-GSAM-LSTFEM 网络的雷达人体切向动作识别
 屈乐乐,祝诗卉(135)

多次散射中心横向位置属性及图像表征
 胡进,何思远,张云华,李婉聪(145)

基于 DQN 和功率分配的 FDA-MIMO 雷达抗扫频干扰
 周长霖,王春阳,宫健,谭铭,包磊,刘明杰(155)

一种联合 TDCM 和 PFA 的空间目标大转角 ISAR 成像方法
 胡国伟,汪玲,朱岱寅(161)

基于多尺度注意力机制 ResNet 的雷达工作模式识别
 卓奕弘,熊敬伟,潘继飞,郭林青(170)

矩形空洞探地雷达成像曲线厚度变化规律研究
 韩佳明,马鑫,刘宇辰(180)

基于主被动复合导引头的干扰态势构建
 刘伟强,陈莉,黄子纯,董阳阳,李小鹏,董春曦(187)

零中频接收数字阵列镜像抑制的性能分析与方法
 贾可新,吴瑞荣(199)

MIMO 探地雷达随机步进频信号旁瓣抑制
 毛雪,晋良念(209)

基于三维原子范数的机载 MIMO 雷达 STAP 算法
 朱燃,李港,董子正,王穗,章涛(218)

某型机载雷达连接螺栓振动疲劳特性研究
 袁汉钦,赵蒙(226)

基于 16 相快速滤波实现采样率 4~8 GS/s 中频信号预处理
 王利华,赵微微(231)

第三期

预编码-TR 联合峰均比抑制算法研究
 刘方正,曾瑞琪,龚阳,韩振中(237)

基于 MIMO-FMCW 雷达的多人生命体征检测
 屈乐乐,杨研(247)

基于 KA-SRCN-pSTAP 的低空风切变风速估计方法
 李海,朱玥琪,郭景瑞(255)

联合自适应 LASSO 与块稀疏贝叶斯直接定位方法
 罗军,张顺生(265)

基于改进带宽自适应 ACMD 的信号分离方法
 方国俊,王国丽,邓志安(275)

SAR 图像舰船检测的神经网络关联剪枝方法
 张丽丽,王贤俊,屈乐乐,刘雨轩(284)

基于参数解耦的变分贝叶斯自适应卡尔曼滤波
 许红,刘欣蕊,邢逸舟,全英汇(291)

一种适用于集群无人机超分辨的波束域方位估计算法
 周清晨,李晓萌,沈显照,许明明(300)

DRFM 干扰在 OFDM 新体制雷达中的研究
 陈朝,王甲,樊常力,钟旭洲(306)

基于 CFAR-CNN 的轻量级海上目标检测
 刘世琦,匡华星,杨昊成(312)

具有谐波抑制功能的多极化微带天线阵设计
 傅世强,付嘉琪,陈逸遥,徐之遐(321)

基于相位补偿核的 GNSS-SAR 改进后向投影成像算法
 周鹏,马明玉,张晰,张振华,张杰(326)

基于 TOEPLITZ 重构的压缩感知嵌套阵列 DOA 估计
 李荣禄, 汤建龙, 袁永强(334)

基于互质阵列的阵元排布优化方法
 洪艳军, 唐 骏, 袁江南, 张廷伟, 王光翌(341)

自适应多普勒频移的二相码信号处理方法
 ... 陈 华, 李 勇, 薛卫东, 杨宝平, 赵 勇, 高艳辉, 岳亮辉(349)

第四期

SAR 干扰与抗干扰技术专题

空天基合成孔径雷达多域抗干扰技术综述 江 凯(355)

SAR 干扰技术综述 胡泽宾(369)

多阶段联合的 SAR 图像灵巧压制干扰检测方法
 张皓宇, 全斯农, 田元荣, 邢世其, 朱 海(377)

干扰位置可控的 SAR 散射波干扰方法
 ... 陈长风, 陈思阳, 董阳阳, 张 扬, 张钰清, 邹 猛, 王玉叶(385)

SAR 射频干扰区域-强度特征提取与联合评估网络
 张 驰, 安洪阳, 娄明悦, 李中余, 武俊杰, 杨建宇(391)

学术研究

基于截断核范数和 PM 算子的稀疏面阵角度估计算法
 龙伟军, 徐艺卓, 郭宇轩, 杜 川(400)

基于遗传算法的机载中重频高效多维优化
 ... 牛利民, 范明意, 刘 扬, 张卫清, 杨广玉, 朱宣城, 王 飞(410)

改进三维最大类间方差的 SAR 图像海陆分割算法
 李雨轩, 刘 峥, 冉 磊(416)

基于深度展开网络的 SFGPR 压缩感知成像方法
 孙延鹏, 尹鑫茂, 屈乐乐(427)

基于椭圆模型的斜视星载 SAR 距离模糊仿真
 蔡佳睿, 吕继宇(434)

基于元知识转移的认知雷达波形设计
 王兴家, 王 彬, 刘岳巍, 晏学成, 丁 峰(443)

雷达高度表延时多普勒匹配定位网络
 刘 丛, 鲁彦希, 刘高正, 谭龙龙, 李 芳, 杨 磊(454)

车载机动式测控站结构设计 关宏山, 朱志远, 时海涛(464)

第五期

基于小波变换的雷达脉冲间歇收发回波联合重构方法
 乔振宇, 刘晓斌, 谢艾伦, 赵 锋, 王 玲(469)

一种改进的 GMPHD 高机动多目标跟踪算法
 郝维冰, 李 明(478)

基于自适应阈值卷积网络的抗干扰雷达目标识别
 王佳豪, 陈澍元, 赵书敏, 蒋忠进(487)

基于 FMCW 雷达的多目标生命体征检测与干扰抑制算法
 蒋留兵, 贺跃龙, 车 俐, 黄乾超(495)

低信噪比下信号联合参数测量与识别方法
 王胜华, 邓宇坤, 赵晨博, 贺鹏超, 曹运合(507)

基于全局自适应提取的目标 RCS 成像测量算法
 程人民, 谢 荣, 冉 磊, 刘 峥(515)

高速机动平台 SAR 成像 PRF 设计方法
 杨 琳, 朱国辉, 汪 洋, 胡 虹(524)

基于自适应波束形成技术的相邻目标生命体征检测
 ... 熊俊军, 司 军, 陈家瑞, 马振康, 柏 磊, 吴 俭, 丁传威(532)

一种面向空情雷达模拟训练的对抗操作性能级建模与仿真
 刘奇东, 汪 敏, 范红旗(541)

一种基于微多普勒和机器学习的无人机目标分类识别技术
 郇 政, 周良将, 董书航, 温智磊(549)

基于轮廓和方位角的单线激光雷达旋转扫描快速空间构网
 陈文博, 张代聪, 李 倩, 余继龙, 钟世龙(557)

基于毫米波雷达的三维特征自适应融合人体动作识别算法
 李程辉, 蒋俊正, 周 芳(569)

机动平台大斜视 SAR 散射波干扰方法研究
 肖 冰, 李 根, 粘朋雷(578)

第六期

基于 GCN 和 CNN 联合的 SAR 图像自动目标识别
 秦基凯, 刘 峥, 谢 荣, 冉 磊(587)

机载双基地雷达杂波模拟方法及杂波特性分析
 陈俊先, 施龙飞, 贾文通, 杨 源, 关一夫(596)

非周期性瓦片在有限视场相控阵中的应用
 强云飞, 汪 伟, 伍瑞新, 方小川(607)

一种基于深度学习残差网络的模糊函数赋型方法
 肖相青, 王元恺, 胡进峰, 刘 军, 钟 凯, 赵紫薇, 李会勇(613)

基于发现概率的预警机机动部署研究
 魏维斌, 兰旭辉, 彭思勇, 孙定涛, 任富强(620)

基于改进孤立森林的海面小目标检测方法
 李雨笑, 胡居荣, 邢延潇, 戴天石, 张伟杰(628)

基于云模型的新体制机载气象雷达健康状态评估
 章 涛, 王 灿, 黄佳琦, 李凯成(637)

降雨对极化雷达 ISAR 成像影响及修正方法研究
 琚新杰, 李心达, 甘 琳, 沈 淳, 李健兵(644)

基于多维度体系和组合权重的雷达多目标跟踪评估模型
 黄黎斌, 许 红, 倪柳柳, 邢逸舟, 全英汇(657)

基于发现概率的箔条干扰弹投放策略研究
 ... 卿朝进, 何林颀, 王子龙, 张银杰, 赵桂毅, 林 辉(672)

基于线性判别分析的海上目标检测算法
 颜雯丽, 丁 昊, 刘宁波, 王中训(681)

一种高精度雷达目标回波模拟系统设计与实现研究
 周巧玲, 谢 存, 邵春雨(689)

基于人工表面等离子激元的高扫描率 THz 双波束漏波天线
 程慧乾, 白育堃(697)



中国科技核心期刊

(中国科技论文统计源期刊)

收录证书

CERTIFICATE OF SOURCE JOURNAL
FOR CHINESE SCIENTIFIC AND TECHNICAL PAPERS AND CITATIONS

雷达科学与技术

经过多项学术指标综合评定及同行专家
评议推荐，贵刊被收录为“中国科技核心期
刊”（中国科技论文统计源期刊）。

特颁发此证书。



Institute of Scientific and Technical Information of China

北京复兴路 15 号 100038 www.istic.ac.cn

2023年9月



- 《中国学术期刊(光盘版)》全文收录期刊
- 《万方数据—数据化期刊群》入编期刊
- 《中文核心期刊要目总览》入编期刊
- 《中国学术期刊综合评价数据库》来源期刊
- 《中国核心期刊(遴选)数据库》收录期刊
- 《中文科技期刊数据库》收录期刊
- 《日本科学技术振兴机构数据库》收录期刊

本刊已被国内各主要数据库(如 CNKI 等)收录,所发表的论文将同时通过互联网进行网络出版或提供信息服务,以适应信息化发展的需要,扩大大刊以及作者的知识信息交流渠道。作者向本刊所投稿件一经录用,即一次性支付作者著作权使用费(包括印刷版、光盘版和网络版等各种使用方式的费用)。



雷达科学与技术

Leida Kexue yu Jishu
(双月刊·2003年创刊)
2024年第22卷第6期

Radar Science and Technology

(Bimonthly · Started in 2003)
Vol.22 No.6 2024

主管单位 中国电子科技集团公司	Competent Authorities	China Electronics Technology Group Corporation
主办单位 中国电子科技集团公司第三十八研究所	Sponsored by	The 38th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation
编辑出版 《雷达科学与技术》编辑部	Edited & Published by	Editorial Department of Radar Science and Technology
通信地址 安徽省合肥市 9023 信箱 60 分箱	Address	P.O.Box 9023-60, Hefei, China
邮政编码 230088	Postcode	230088
电 话 (0551) 65391270	Telephone	(0551)65391270
电子信箱 radarst@163.com	E-mail	radarst@163.com
网 址 http://radarst.ijournal.cn	Website	http://radarst.ijournal.cn
印 刷 合肥添彩包装有限公司	Printed by	Hefei Tiancai Packaging Co., Ltd.
发 行 《雷达科学与技术》编辑部	Distributed by	Editorial Department of Radar Science and Technology
发行范围 国内外公开发刊		

国际标准连续出版物号 ISSN 1672-2337
国内统一连续出版物号 CN 34-1264/TN

国内定价: 30.00 元 / 期
180.00 元 / 年