



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

2025 5

第23卷 第5期 Vol. 23 No.5



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

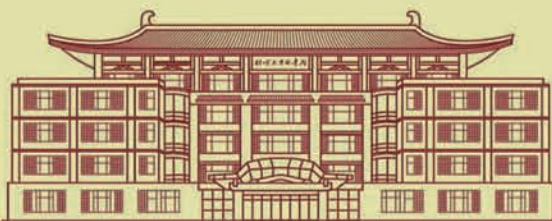
编号：2023-J11272

《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)
賁德(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) Hugh Griffiths(英)
Marc Lesturgie(法) Don Sinnott(澳)
Hermann Rohling(德)

编辑委员会

主任 吴剑旗(院士)

常务副主任 张成伟 杨建宇

副主任 刘宏伟 张修社 马林 谭贤四
洪文 杨小鹏 位寅生 张春城
余继周 朱庆明 杜兰

委员 (以姓氏笔画为序)

丁东阳 万显荣 万海东 马汉清
王壮 王岩 王勇 王璐
王露 王威鹏 毛云祥 仇晓兰
凤宏晓 孔令讲 龙伟军 史治国
朱岱寅 刘丹 刘伟 刘杰
刘涛 刘一民 刘宁波 江凯
孙合敏 苏洪涛 李刚 李明
李品 李勇 李大圣 李天成
李均阁 李健兵 李海彬 杨吟华
吴文 宋思盛 张帆 张寅
张建明 张剑云 张海君 张慧玲
张增辉 陆炫宇 陈渤 陈小龙
陈晓辉 陈曾平 武国宁 武俊杰
明峰 罗迎 罗健 金林
金添 周共健 郑纪彬 赵婵娟
查林 洪弘 秦琨 袁子雄
莫修辞 夏正欢 顾杰 钱君辉
倪国新 徐丰 徐绍剑 徐晓天
高红卫 陶然 黄平平 黄金杰
黄钰林 盛景泰 董云龙 董智文
景凯 程强 靳学明 雷鹏
蔡兴雨 熊朝华

主编 吴剑旗(院士)

执行主编 苏纪娟

副主编 王莉

编辑部 潘玉静 黄穗 松炳超

目次

基于VAE-WGAN的海杂波幅度-时频联合生成建模

…………… 刘宁波,刘新亮,董云龙,丁昊,关键,孙殿星(473)

基于时空统一补偿的天基分布式雷达动目标相参合成方法

…………… 张晓波,李相海,徐星苑,高翔,杨志伟(482)

基于双通道图特征联合的海面小目标检测

…………… 施赛楠,姜苏桐,汪佳俊,李焘(491)

基于星载分布式InSAR系统姿态分析的基线估计方法研究

…………… 田家奇,梁维斌,王亚芬,柴会明,林梓(503)

BF体制毫米波雷达设计与点云聚类方法研究

…………… 闫紫航,张华,阎博,孙景荣(513)

基于同步脉冲的模式5信号个体识别方法

…………… 夏韶俊,胡泽宾,牛勤,孔祥明月,杨钟灵(523)

可增强回波信噪比的RIS辅助外辐射源雷达信号处理算法

…………… 赵志欣,李周章,林应运,陈远帅(529)

非合作双基地雷达ECA-CMAP杂波抑制方法

…………… 梁师源,潘嘉蒙,鲍庆龙,肖怀铁(540)

基于相对速度的单通道机载聚束SAR动目标干扰抑制算法

…………… 申文杰,王佩悦,王彦平,林赞,李洋,
白泽朝,蒋雯,赵新亚(551)

基于RCS数据的矩形体卫星尺寸估计研究 …… 张显,杨波威(563)

SHARAD和RoPeR的火星乌托邦平原南部介电常数反演研究

…………… 段迪文,孟旭,刘海,李鉴辉,刘超,王向宇(569)

空域置零与多波束赋形优化方法研究 …… 杨云高(577)

车载相控阵雷达天线指向精度分析与测试方法研究

…………… 祝崇辉,赵文,贺照鹏,邹敏,石同武(582)

Radar Science and Technology

(Bimonthly)

Vol.23 No.5

October 2025

CONTENTS

Joint Magnitude-Time-Frequency Generative Modeling of Sea Clutter Using VAE-WGAN	LIU Ningbo, LIU Xinliang, DONG Yunlong, DING Hao, GUAN Jian, SUN Dianxing(473)
A Method for Coherent Synthesis of Moving Targets Based on Spatio-Temporal Unified Compensation in Space-Based Distributed Radar	ZHANG Xiaobo, LI Xianghai, XU Xingyuan, GAO Xiang, YANG Zhiwei(482)
Sea-Surface Small Target Detection Based on Joint Graph Features in Dual Channels	SHI Sainan, JIANG Sutong, WANG Jiajun, LI Tao(491)
Research on Baseline Estimation Method Based on Attitude Analysis of Spaceborne Distributed InSAR System	TIAN Jiaqi, LIANG Weibin, WANG Yafen, CHAI Huiming, LIN Zi(503)
BF System Millimeter-Wave Radar Design and Point Cloud Clustering Method Research	YAN Zihang, ZHANG Hua, YAN Bo, SUN Jingrong(513)
Specific Emitter Identification for Mode 5 Signal Based on Synchronous Pulse	XIA Shaojun, HU Zebin, NIU Qin, KONG Xiangmingyue, YANG Zhongling(523)
RIS-Assisted Passive Radar Signal Processing Algorithm for Enhanced Echo Signal-to-Noise Ratio	ZHAO Zhixin, LI Zhouzhang, LIN Yingyun, CHEN Yuanshuai(529)
ECA-CMAP Clutter Suppression Method for Passive Bistatic Radar	LIANG Shiyuan, PAN Jiameng, BAO Qinglong, XIAO Huaitie(540)
Single-Channel Airborne Spotlight SAR Moving Target Interference Suppression Algorithm Based on Relative Velocity	SHEN Wenjie, WANG Peiyue, WANG Yanping, LIN Yun, LI Yang, BAI Zechao, JANG Wen, ZHAO Xinya(551)
Research on Size Estimation of Rectangular Satellite Based on RCS Data	ZHANG Xian, YANG Bowei(563)
Permittivity Map of the Southern Utopia Planitia on Mars Inverted from SHARAD and RoPeR	DUAN Diwen, MENG Xu, LIU Hai, LI Jianhui, LIU Chao, WANG Xiangyu(569)
Research on Optimization Methods for Spatial Nulling and Multi-Beamforming	YANG Yungao(577)
Analysis and Test Methods for the Pointing Accuracy of the Vehicle-Mounted Phased Array Radar Antenna	ZHU Chonghui, ZHAO Wen, HE Zhaopeng, ZOU Min, SHI Tongwu(582)

基于VAE-WGAN的海杂波幅度-时频联合生成建模

刘宁波¹, 刘新亮², 董云龙¹, 丁昊¹, 关键¹, 孙殿星²

(1. 海军航空大学信息融合研究所, 山东烟台 264001; 2. 哈尔滨工程大学, 黑龙江哈尔滨 150001)

摘要: 针对传统统计模型在模拟海杂波时频特性中的局限性, 本文提出了一种基于改进生成对抗网络 (Generative Adversarial Network, GAN) 的海杂波数据生成方法。通过将复数海杂波分解为幅度和时频分量, 分别输入变分自编码器-沃瑟斯坦生成对抗网络 (Variational Autoencoder-Wasserstein Generative Adversarial Network, VAE-WGAN) 进行训练, 利用VAE的潜在空间编码和WGAN的稳定对抗训练融合生成复杂幅度分布与时变特性、并兼具幅度与相位特性的复数信号。为增强模型性能, 引入梯度惩罚机制约束鉴别器Lipschitz连续性, 有效缓解模式崩溃问题; 集成自注意力模块强化对海尖峰 (Sea Spikes) 等局部强散射特征的捕捉能力, 显著提升生成信号的时空相关性。实验设计覆盖2~5级海况, 每级海况分别构建[64, 64]、[128, 128]、[256, 256]三组数据集, 共完成12组交叉验证, 结果表明, 生成数据在幅度分布、归一化频谱、时间相关性及时频特性上与实测数据高度一致, 验证了模型对跨海况场景与变尺度时序数据的泛化能力。

关键词: 海杂波; 生成对抗网络; 时频特性; 数据增强

中图分类号: TN959.72

文献标志码: A

文章编号: 1672-2337(2025)05-0473-09

引用格式: 刘宁波, 刘新亮, 董云龙, 等. 基于VAE-WGAN的海杂波幅度-时频联合生成建模[J]. 雷达科学与技术, 2025, 23(5): 473-481.

LIU Ningbo, LIU Xinliang, DONG Yunlong, et al. Joint Magnitude-Time-Frequency Generative Modeling of Sea Clutter Using VAE-WGAN[J]. Radar Science and Technology, 2025, 23(5): 473-481.

Joint Magnitude-Time-Frequency Generative Modeling of Sea Clutter Using VAE-WGAN

LIU Ningbo¹, LIU Xinliang², DONG Yunlong¹, DING Hao¹, GUAN Jian¹, SUN Dianxing²

(1. Institute of Information Fusion, Naval Aviation University, Yantai 264001, China; 2. Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

Abstract: To address the limitations of traditional statistical models in simulating the time-frequency characteristics of sea clutter, a sea clutter data generation method based on an enhanced generative adversarial network (GAN) is proposed in this paper. The complex sea clutter is decomposed into amplitude and time-frequency components, which are separately fed into a variational autoencoder-Wasserstein generative adversarial network (VAE-WGAN) for training. The outputs are then integrated to synthesize complex signals with both amplitude and phase characteristics. To enhance the model performance, a gradient penalty mechanism is introduced to constrain the Lipschitz continuity of the discriminator, effectively mitigating the mode collapse. A self-attention module is incorporated to strengthen the model's ability to capture localized strong scattering features, such as sea spikes, significantly improving the spatiotemporal correlation of generated signals. Experiments cover sea states 2~5, with three datasets of dimensions [64, 64], [128, 128], and [256, 256] constructed for each sea state. Twelve cross-validation trials demonstrate that the synthetic data exhibit high consistency with measured data in amplitude distribution, normalized spectrum, temporal correlation, and time-frequency characteristics. These results validate the model's generalization capability across varying sea states and multi-scale temporal scenarios.

Key words: sea clutter; generative adversarial network; time-frequency characteristics; data enhancement

0 引言

海杂波作为雷达电磁波与动态海面相互作用

产生的后向散射回波^[1], 是影响海上目标检测的核心干扰源。其物理特性受海面风速、波浪形态、雷达极化方式等多因素耦合影响, 呈现出显著的非

平稳、非均匀和非高斯特征。在高分辨率雷达体制下,海杂波中频繁出现的海尖峰现象,表现为持续时间短、功率高的孤立脉冲,极易导致虚警率升高,严重制约慢速小目标的检测性能。研究表明,海尖峰的时频特性(如多普勒谱展宽、幅度分布非对称性)与目标信号存在高度重叠,传统恒虚警率(Constant False Alarm Rate, CFAR)检测方法在复杂海况下的适用性显著降低^[2]。因此,构建精确的海杂波时频特性模型,对优化雷达信号处理算法、提升目标检测概率具有关键意义。

长期以来,零记忆非线性变换(Zero Memory Nonlinearity, ZMNL)和球不变随机过程(Spherically Invariant Random Process, SIRP)是海杂波仿真的主流方法^[3]。ZMNL通过非线性映射生成特定分布的随机序列,但其功率谱受变换过程干扰,难以准确复现实测数据的频谱特性^[4]。SIRP虽能独立控制幅度分布与功率谱,但其参数估计依赖经验模型,协方差矩阵估计误差易导致生成信号的时空相关性失真。例如,在K分布杂波仿真中,SIRP需预设纹理分量的统计参数,而实际海面动态变化使参数先验信息获取困难,导致模型泛化能力受限。此外,传统方法对复数信号的相位特性建模能力不足,难以满足现代雷达全极化信号处理的需求。这些缺陷在高分辨率、低掠射角场景下尤为突出,需要新型数据驱动方法突破统计模型的固有限制。

生成对抗网络(GAN)通过生成器与鉴别器的对抗训练,可自动学习复杂数据分布,为海杂波建模提供了新思路。早期研究如Vanilla GAN在Wi-Fi信号生成中已验证其分布拟合能力,但存在模式崩溃和训练不稳定的固有问题^[5]。为了缓解模式崩溃,文献[6]通过引入VAE编码器KL散度最小化学习海杂波的潜在分布,解码器结合重参数化技巧重构信号,确保生成过程的可微性和分布连续性,VAE利用其显式概率建模能力有效缓解了模式崩溃现象。Wasserstein GAN(WGAN)通过引入Wasserstein距离替代Jensen-Shannon散度,显著提升了生成样本的多样性和训练稳定性。文献[7]进一步改进的WGAN-GP模型采用梯度惩罚(Gradient Penalty)机制,约束鉴别器的Lipschitz连续性,解决了权重剪裁导致的梯度消失问题,对GAN

训练不稳定的问题提供了有效帮助。生成对抗网络及其衍生模型虽然在合成数据生成方面展现出卓越性能^[8],然而现有的GAN框架多聚焦于实数信号生成(如图像、音频波形),而对复数信号(如雷达信号、SAR图像、通信信号)的联合幅度-相位建模研究不足,特别是针对海杂波的建模任务仍存在显著局限性^[9-12]。海杂波数据因其非平稳时空耦合特性及高维非线性统计分布,导致传统GAN框架在训练过程中频繁出现梯度弥散与模式坍塌现象^[13]。特别地,海杂波数据生成需满足多尺度特征保真约束,要求生成模型不仅能维持训练稳定性,还需精确捕获相位相干性与多普勒谱相关性^[14]。

基于以上分析,本文针对传统GAN存在的梯度消失与振荡问题,提出VAE-WGAN网络,通过潜在空间结构化约束与Wasserstein距离优化实现稳定训练;针对相位失真问题,进一步提出幅度-相位联合建模的双通道VAE-WGAN框架,通过复数信号解耦与短时傅里叶变换将复信号分解为幅度与时频分量,并引入自注意力机制使幅度通道约束长拖尾分布匹配度,相位通道减少高频成分的生成偏差。

1 幅度-相位联合建模及网络框架构建原理

本节主要介绍了海杂波基于双通道VAE-WGAN网络的幅度-时频联合建模方法。在网络中引入VAE和WGAN-GP两种网络,通过两个网络之间的联合生成来实现对海杂波特性的仿真。特别地,在网络构建中,考虑到海杂波为复数数据且非平稳特性难以仿真,本文构造了幅度-相位联合建模的双通道VAE-WGAN框架,分别实现对海杂波平稳特性和非平稳特性的有效仿真。

1.1 幅度-相位联合建模

整体网络生成杂波数据流程如图1所示。本研究采用两个独立的VAE-WGAN网络分别处理时频数据和幅度数据。每个网络都通过其自身的训练过程学习数据的特征和分布,最终形成两个参数和权重不同的网络。具体步骤如下:

1) 时频数据生成:一维实测海杂波通过短时傅里叶变换(Short-Time Fourier Transform, STFT)得到二维时频数据并对每一个元素取模后输入VAE-WGAN网络,使网络可以直接学习仿真海杂波时频特性,生成的仿真时频数据随后通过逆短时傅里叶变换(Inverse Short-Time Fourier Transform, ISTFT)处理,得到一维的仿真相位数据。虽然取模操作会丢失时频数据的相位信息,逆变换后可能会导致波形偏移或震荡失真,但是本文仅分析时频域能量分布,可以忽略该问题。

2) 幅度数据生成:实测数据取模值得到幅度数据,输入VAE-WGAN网络,学习海杂波序列的平稳特性,生成仿真幅度数据。

3) 数据融合:将ISTFT处理后的仿真相位数据的相位提取出来,与仿真幅度数据的幅度相结

合, $x' = |x|e^{j\theta}$, 在不丢失幅度信息和时频特性的情况下生成最终的仿真复数数据。

通过这种分离训练和数据融合的方法,本研究的模型能够充分利用时频数据和幅度数据的特征,生成更接近真实海杂波数据的仿真结果。

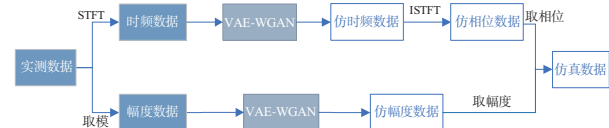


图1 整体网络生成杂波数据流程

1.2 双通道VAE-WGAN网络模型框架

本节描述了VAE-WGAN网络框架的组成部分,并对网络中的各个组成部分的作用及原理进行了解释和分析。整体网络框架如图2所示,共包含3个网络部件,即编码器、生成器和鉴别器。

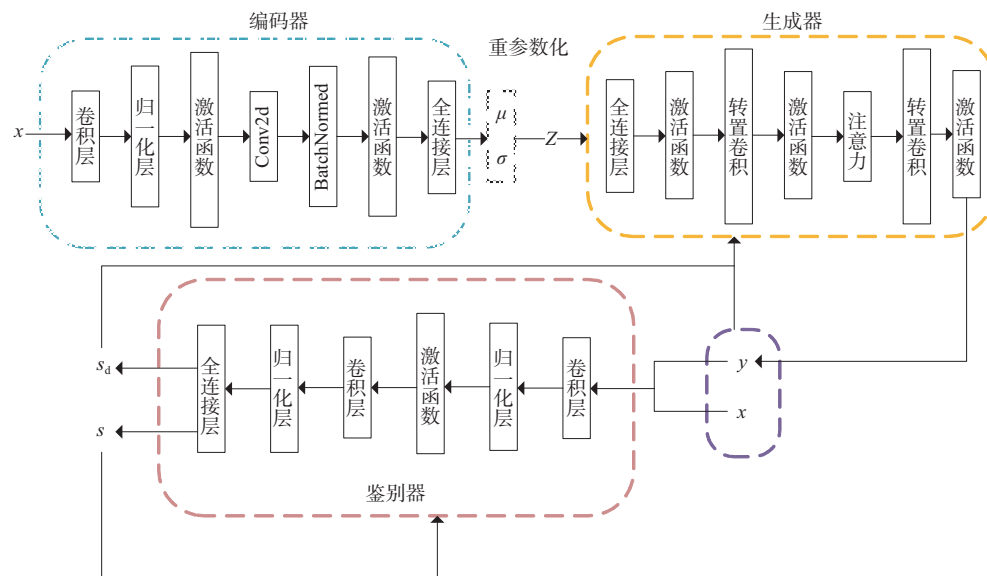


图2 VAE-WGAN的网络架构图

WGAN的生成器同时也是VAE的解码器。编码器中使用批归一化(Batch Normalization, BN)层,通过标准化输入减少内部协变量偏移,减少输入活动的方差,有助于稳定学习过程,减少对权重初始化的依赖。但是由于鉴别器模块要对每个样本独立地施加梯度惩罚,所以在鉴别器的模型架构中不能使用BN算法,而是选择利用权重归一化(Weight Normalization, WN)来代替BN层。它通过改变权重向量的长度和方向来改善优化问题的条件,从而加快随机梯度下降的收敛速度,不

依赖于批次大小,不会向梯度中引入噪声,并且计算量更小。

文章模型3个核心部件分别是:

1) 变分自编码器(VAE)

作为概率生成模型的代表性方法,VAE通过潜在空间参数化重构实现对数据深层统计规律的编码^[15]。在本文模型中,VAE利用KL散度驱动的变分推断策略,将输入信号映射至各向异性高斯分布的潜在空间,并通过可微采样生成统计特性可验证的合成数据。模型中编码器负责将输入数

据 x 映射到潜在空间的一个概率分布(本文选取的是正态分布),正态分布参数 μ 和 σ 均由编码器生成。随后通过重参数化技巧获得隐变量 z 。重参数化公式如式(1)所示,式中 ϵ 为服从标准正态分布的噪声。重参数化技巧将随机变量的采样过程转化为可微的函数,从而减少了梯度估计的方差,使得模型更稳定。

$$z = \mu + \sigma \odot \epsilon, \epsilon \sim N(0, 1) \quad (1)$$

2) 带有梯度惩罚的瓦瑟斯坦生成对抗网络(WGAN-GP)

WGAN-GP是GAN的重要改进版本,通过引入梯度惩罚项,解决了传统GAN在训练过程中的模式坍塌和训练不稳定问题^[16]。在海杂波生成任务中,WGAN-GP通过约束生成器和鉴别器之间的梯度,确保鉴别器满足Lipschitz条件,从而实现更稳定的训练过程和更好的收敛性。这一改进使得生成器能够生成更加多样化且高质量的海杂波数据,避免了数据生成的单一性和发散性。

3) 自注意力机制

海杂波数据具有复杂的空间和时间相关性,

传统的卷积神经网络难以有效捕捉这些复杂特征关系。通过引入稀疏注意力模式或低秩逼近等优化技术,自注意力机制在处理大规模海杂波数据时的计算效率得到了显著提升,使其能够高效地应用于实际任务中^[17]。此外,本研究引入自注意力机制,能够动态地关注数据中不同位置和特征之间的关系,从而生成更为真实和高质量的海杂波数据。

本文以[256,256]大小的数据集为例展示模型参数设计,如图3所示,输入数据 x 从编码器输入逐层减小,最终通过全连接层转化为两个长度为64的一维向量,并重构为变量 z ,输入生成器后通过转置卷积逐层增大恢复为[256,256]大小的生成数据,并与实测数据一起输入鉴别器进行判断。这里需要设置合适的损失函数来让生成器和鉴别器相互对抗来提高模型的学习能力。本文模型的单元化设计可以通过增加或减少单元数量来改变输入与输出数据的数据大小,有利于验证模型对不同尺寸大小数据的适应能力。

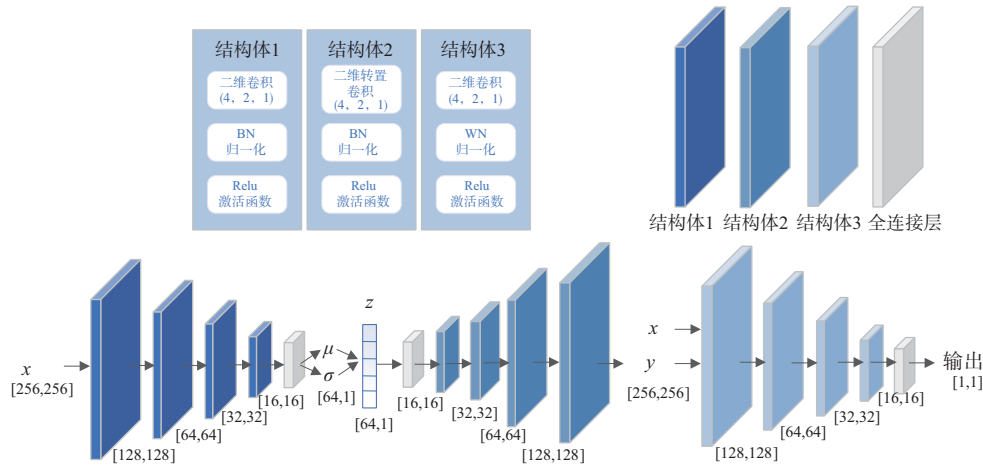


图3 模型参数设计与数据尺寸变化过程

1.3 损失函数

VAE-WGAN的损失函数设计需要综合VAE和WGAN的核心思想,结合两者的数学目标与正则化机制。

1) 鉴别器损失函数

由于鉴别器在训练阶段只涉及自身,因此可以直接将 x 和 y 作为输入样本进行训练。WGAN通

过使用Wasserstein距离来强化模型的训练,使得生成的样本更稳定。这种距离被表述为鉴别器输出的期望值差异:

$$W(p_{\text{real}}, p_{\text{fake}}) = E_{x \sim p_{\text{real}}}[D(x)] - E_{z \sim p_z(z)}[D(x)] + 10 \times \text{gradient_penalty} \quad (2)$$

公式(2)中 $W(p_{\text{real}}, p_{\text{fake}})$ 衡量的是真实数据分布和生成数据分布之间的某种差异度量, $E_{x \sim p_{\text{real}}}[D(x)]$

为鉴别器 D 对从真实数据分布中采样得到的数据的输出的期望, $E_{z \sim p_z(z)}[D(x)]$ 为鉴别器 D 对从生成数据分布(由潜在变量分布生成的数据)中采样得到的数据的输出的期望,也就是把生成器生成的样本 x 输入到鉴别器 D 中,再对这些输出结果求平均。

其中, $gradient_penalty$ 为梯度惩罚项,如公式(3)所示, $\nabla_{\hat{x}} D(\hat{x})$ 表示鉴别器 D 关于插值样本 $\hat{x}$ 的梯度, $\|\nabla_{\hat{x}} D(\hat{x})\|_2$ 是该梯度的 L_2 范数, $E_{\hat{x}}$ 表示对所有插值样本 $\hat{x}$ 求期望。

$$gradient_penalty = E_{\hat{x}} \left[\left(\|\nabla_{\hat{x}} D(\hat{x})\|_2 - 1 \right)^2 \right] \quad (3)$$

鉴别器的损失函数为

$$L_D = -W(p_{real}, p_{fake}) = -\left(E_{x \sim p_{real}}[D(x)] - E_{z \sim p_z(z)}[D(x)] + 10 \times gradient_penalty \right) \quad (4)$$

2) 变分自编码器损失函数

VAE 的损失函数包括重构损失和 KL 散度部分,如公式(5)所示,重构损失 L_{recon} 采用 BCE(Binary Cross-Entropy) 损失函数, KL 散度可由公式(6)计算得到,式中 β 为根据训练轮数调整的系数, M 为潜在变量的维度, $logvar_l$ 为第 l 个潜在变量的对数方差, μ_l 为第 l 个潜在变量的均值。

$$L_{VAE} = L_{recon} + L_{KL} \quad (5)$$

$$L_{KL} = -0.5 \times \beta \times \sum_{l=1}^M \left(1 + logvar_l - \mu_l^2 - \exp(logvar_l) \right) \quad (6)$$

本文使用逐步增加 β 的方法,也称为 β -VAE。该方法开始时使用较低的 β 值,随着训练的进行逐渐增大,最终达到目标值。这种策略可帮助模型在初期更好地拟合训练数据,而在后期又能增强潜在空间的规范性。

3) 生成器损失函数

生成器的损失需结合 Wasserstein 距离和 VAE 的部分,在这里,生成器的目标是 minimized 重构损失、KL 散度,同时最大化 Wasserstein 距离,计算公式如式(7)所示:

$$L_G = L_{recon} + L_{KL} - \gamma W(p_{real}, p_{fake}) \quad (7)$$

VAE 的重构损失要求生成数据精确拟合输入,而 WGAN 鼓励生成数据分布覆盖真实分布,可

能导致生成样本多样性优先于局部精确性。训练时通过动态调整权重(如调整 KL 散度损失权重 β 与 Wasserstein 损失权重 γ) 平衡两者。

2 仿真分析

本节利用仿真分析验证该模型对海杂波统计特性的模拟能力以及对不同海况、不同长度序列的泛化能力,实验设计 12 组数据集:覆盖 2~5 级海况, 64/128/256 三组步长,共完成 12 组跨参数域交叉验证,并在幅度分布、频谱、时间相关性及时频特性等方面进行结果分析。

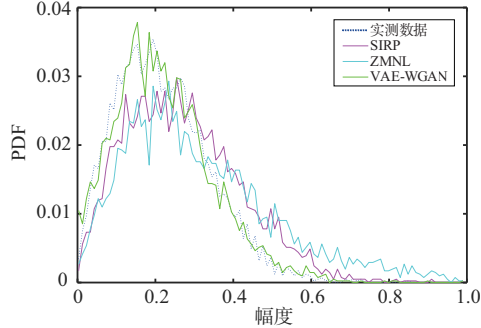
实验依托 Python3.10.14、PyTorch2.4.0、CUDA12.1 环境,运行于 Windows11 64 位系统,硬件配置为 AMD Ryzen9 处理器、16 GB 内存以及 NVIDIA4060 GPU。训练 2 000 个 epoch, batch 大小设为 64。VAE 部分采用 Adam 优化器,学习率 0.000 2; WGAN 鉴别器则使用无动量的 RMSprop 优化器,学习率 0.000 1。

实验数据源自“雷达学报网站”2022 年第 1 期“雷达对海探测数据共享计划”,属于 X 波段不同海况下的雷达试验数据^[18]。下边以 4 级海况[64, 64]大小数据为实测数据进行分析,构建数据集时,选取 1~400 距离单元,使数据只包含海杂波数据不含目标,脉冲总长度为 131 072,以 4 096 个脉冲为一组、2 048 个脉冲为采样间隔,共 25 600 组数据,其中 20 480 组用作训练集,5 120 组数据作为测试集,其中每一组数据都包含幅度数据和时频数据。本文主要从以下几个维度评估生成数据质量:

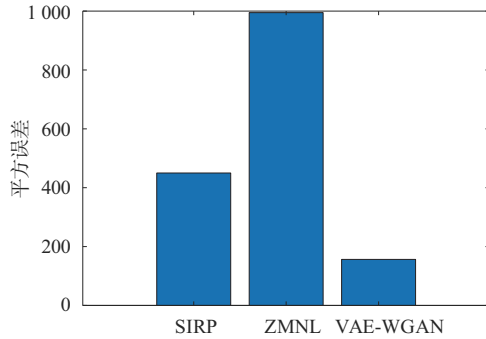
1) 幅度分布特性验证:对比实测与本文模型生成海杂波数据的幅度分布一致性。分别计算出实测数据、本文模型仿真数据、基于 K 分布的传统仿真方法 ZMNL 和 SIRP 仿真数据基于累积分布函数的微分计算概率密度函数(Probability Density Function, PDF),设定脉冲数为 4 096,脉冲区间数为 100,两种传统方法的参数都是通过实测数据计算得来。图 4 结果表明,VAE-WGAN 生成数据的幅度概率分布与实测数据拟合程度优于两种传统方法,尤其在分布尾部的拟合效果。本文通过卡方误差量化仿真误差,其计算公式为

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^n \frac{(O_i - E_i)^2}{E_i} \quad (8)$$

式中, O_i 为第 i 个观测值(实际值), E_i 为第 i 个期望值(理论值或模型预测值), n 为数据点的总数。VAE-WGAN 的卡方误差更低, 证实其能够真实模拟海杂波的幅度分布。



(a) 概率密度曲线



(b) 基于卡方误差的幅度分析拟合优度对比

图4 幅度分布特性验证结果

2) 频谱特性验证: 运用归一化功率谱估计方法分析频谱特性的一致性。利用 1 024 点快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT) 估计功率谱, 采用 512 点汉明窗和 256 点重叠数。生成数据与实测数据的归一化功率谱密度曲线结果如图 5 所示, 拟合度较高。通过计算余弦相似度量仿真误差, 具体计算公式为

$$\text{Cosine Similarity} = \frac{\sum_{i=1}^n (X_i - Y_i)}{\sqrt{\sum_{i=1}^n X_i^2} \times \sqrt{\sum_{i=1}^n Y_i^2}} \quad (9)$$

计算结果为 0.85, 表明 VAE-WGAN 生成模型在频谱特性上与实测数据具有较高的一致性。

3) 时间相关性验证: 对比实测与生成数据的

时间自相关函数曲线, 如图 6 所示, 二者几乎完全重合。通过计算余弦相似度量仿真误差, 结果为 0.81, 这表明生成的海杂波数据在模拟时间相关性方面效果良好。

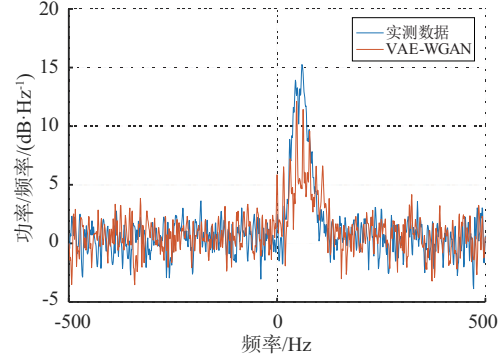


图5 归一化功率谱曲线对比

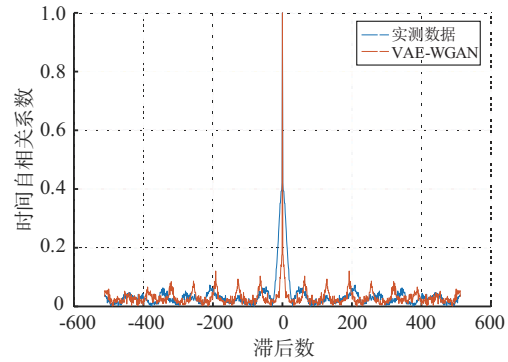
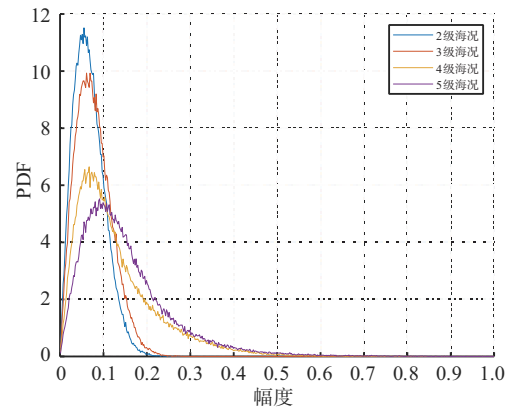
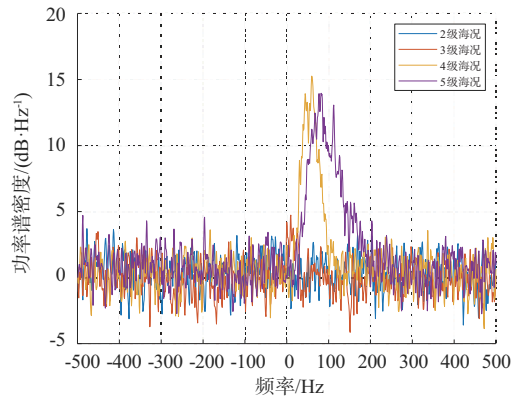


图6 归一化时间自相关系数对比

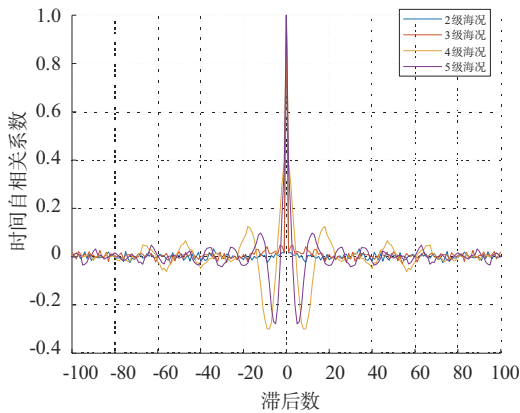
4) 泛化能力验证: 为验证模型跨海况泛化能力, 补充 2 级到 5 级海况的统计特性分析, 如图 7 所示, 包括 2 级到 5 级海况下的幅度分布、归一化功率谱及时间自相关函数对比结果。跨海况验证充分证明, 模型在 2 级至 5 级海况范围内展现出卓越的泛化能力。



(a) 幅度概率密度对比曲线



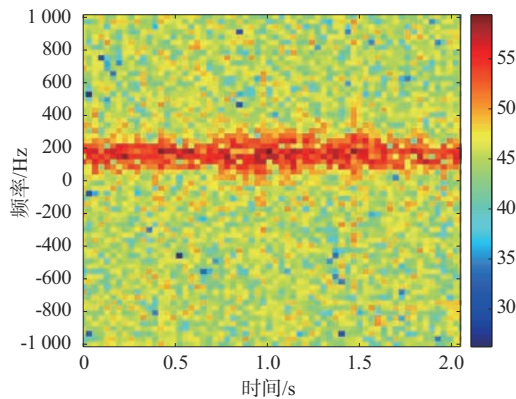
(b) 归一化功率谱对比曲线



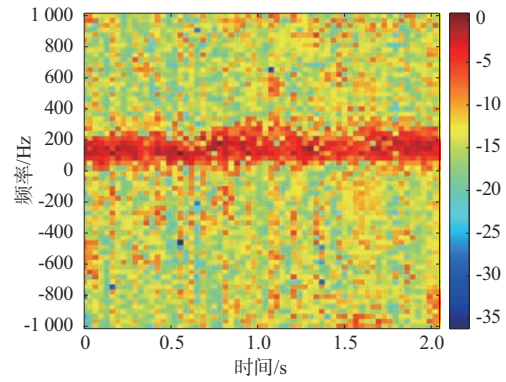
(c) 时间自相关函数对比曲线

图7 2级到5级海况统计特性对比曲线

5) 时频特性验证: 鉴于海杂波的非平稳特性, 需利用STFT对数据进行时频分析。分析实测与生成海杂波数据的时频特性, 如图8所示, 生成数据在零频附近与实测数据能量分布相似, 但是其他频率分量存在一些噪声干扰。本文通过时频谱质心和带宽^[19]对仿真效果进行验证。



(a) 实测数据



(b) 生成数据

图8 64×64数据时频图

对每个样本时频图第30个时刻的质心与带宽进行统计分析, 计算每个时刻的频谱质心与均方根带宽如公式(10)~(11)所示:

$$Q = \sum_{f_c/2}^{f_s/2-1} \hat{S}(f_i) \quad (10)$$

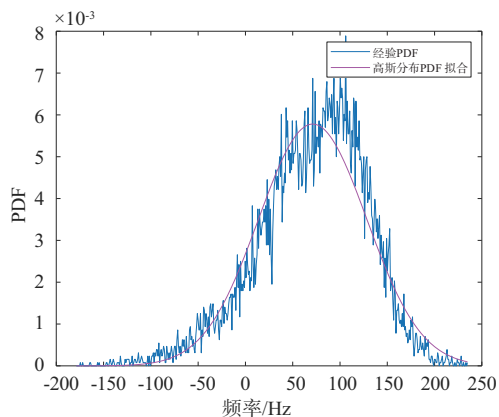
$$\hat{f}_c = \frac{1}{Q} \sum_{-f_c/2}^{f_s/2-1} f_i \hat{S}(f_i) \quad (11)$$

$$\hat{B}_w = \sqrt{\frac{1}{Q} \sum_{-f_c/2}^{f_s/2-1} (f_i - \hat{f}_c)^2 \hat{S}(f_i)} \quad (12)$$

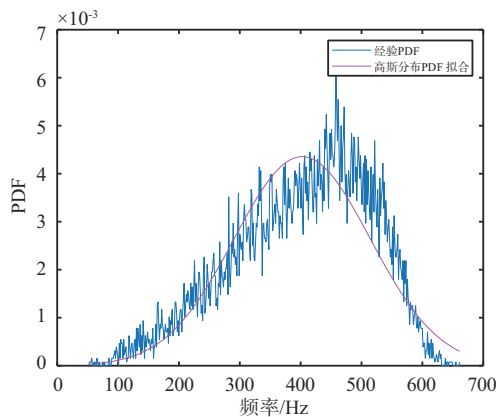
式中: Q 为该信号多普勒谱的功率水平; f_s 为脉冲重复频率, 该期数据的脉冲重复频率为 2 000 Hz; $S(f_i)$ 为第 i 个频点处的功率谱密度; f_c 为质心; B_w 为带宽。

本文将质心和带宽的经验PDF曲线与其高斯分布拟合曲线进行对比, 如图9所示, 发现其PDF曲线与高斯分布拟合效果良好, 说明各时刻的频谱质心与均方根带宽符合高斯分布。这种分布特性源于海杂波的物理本质: 时频谱的质心偏移和带宽展宽由海面大量独立散射体的多普勒频移叠加形成。根据中心极限定理, 当独立随机因素数量足够多时, 其统计特性必然趋近高斯分布。本文通过计算均方根误差定量验证该假设, 从图10可以看到, 高斯分布显著优于瑞利分布、对数正态分布和韦布尔分布。选择高斯分布建模不仅符合物理规律, 其对称性和可导性更为Z分数置信区间评估提供数学基础。

本文以统计学Z分数为衡量, Z分数也叫标准分数(Standard Score), 它是以标准差为尺子去度量某一原始分数偏离平均数的距离, 这段距离含



(a) 质心



(b) 带宽

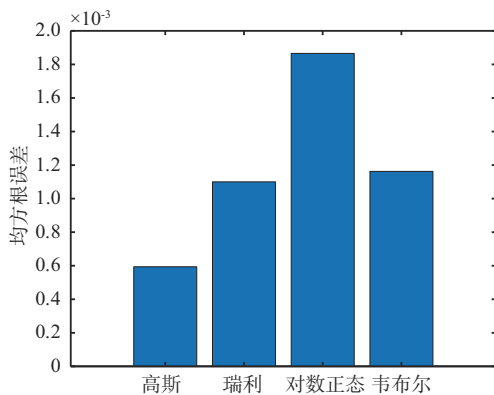
图9 $T=30$ 时测试集时频图质心与带宽PDF拟合曲线

图10 不同分布拟合度均方根误差检验

有几个标准差, Z 分数就是几。从而确定这一数据在全体数据中的位置。计算公式为

$$Z = \frac{x - \mu}{\sigma} \quad (13)$$

式中, x 为生成数据时频图的质心和带宽, μ 和 σ 为验证集质心和均方根带宽的均值和标准差。本文

选择以 $|Z| \leq 2$ 为标准, 此时高斯分布置信区间 $(\mu - 2\sigma, \mu + 2\sigma)$ 对应的置信度大约是 95%, 若某时刻的质心和均方根带宽满足 $|Z| \leq 2$, 则认为该时刻的仿真成功的。最终, 以所有时刻的仿真成功率作为评价模型性能的标准。

此次对比实验中, 分别选取了不同网络在 4 种海况等级和 3 种大小数据集上的准确率和每 100 个 epoch 的运行时间, 如表 1~3 所示。其中 GAN 网络对应的是全连接网络, DCGAN 对应的是卷积网络, WGAN 是在卷积网络的基础上增加了梯度惩罚约束, VAE 代表的是全连接网络加上潜在空间特征提取, 以此验证不同模块在海杂波数据生成中的性能差异。[64, 64] 与 [256, 256] 代表的是数据集中单个数据序列长度, 对比的是网络在长序列数据的可扩展性。每个网络都选用 Adam 优化器, 学习率设为 0.000 2, 卷积层参数设置和本文模型一样选择二维卷积层 Conv2d(4, 2, 1)。

表1 不同网络在[64,64]数据集上的准确率和运行时间

生成网络	2级海况	3级海况	4级海况	5级海况	运行时间/s
GAN	76.6%	90.6%	96.9%	89.1%	100
DCGAN	76.6%	89.1%	93.8%	84.4%	135
WGAN	81.3%	93.8%	98.4%	90.6%	140
VAE	82.8%	90.6%	96.9%	93.8%	180
VAE-WGAN	90.6%	93.8%	98.4%	95.3%	140

表2 不同网络在[128,128]数据集上的准确率和运行时间

生成网络	2级海况	3级海况	4级海况	5级海况	运行时间/s
GAN	81.3%	86.7%	85.9%	89.8%	200
DCGAN	82%	87.5%	88.3%	90.6%	215
WGAN	83.6%	93.8%	94.5%	93.7%	300
VAE	82.8%	91.4%	92.9%	94.5%	280
VAE-WGAN	92.2%	98.4%	96.9%	94.5%	270

表3 不同网络在[256,256]数据集上的准确率和运行时间

生成网络	2级海况	3级海况	4级海况	5级海况	时间/s
GAN	84%	84.8%	84.4%	82.4%	2 000
DCGAN	64.8%	76.2%	81.6%	73.8%	575
WGAN	82.8%	83.2%	86.7%	85.5%	1 150
VAE	83.6%	83.6%	91.4%	84.8%	800
VAE-WGAN	93.8%	95.7%	93.8%	94.5%	920

VAE-WGAN 模型通过融合 VAE 的重参数化技术与 WGAN 的梯度惩罚机制, 在多海况、多规模数据场景中展现出优势。实验表明, 其 VAE 模块

通过潜在空间特征提取有效解决了传统模型对微弱时频特征捕捉不足的问题,在2级海况下准确率达93.8%,较DCGAN提升29%;WGAN模块的梯度惩罚约束显著提升训练稳定性,使5级海况准确率稳定在94.5%以上,同时将[256,256]数据训练耗时压缩至标准GAN的46%(920 s)。相较于单一架构模型,VAE-WGAN的复合设计通过参数共享与联合优化(KL散度+Wasserstein距离)实现了效率与性能的平衡:时间增长系数(6.57)低于WGAN(8.21),数据扩展波动(0.8%)仅为WGAN的2/3,且在[256,256]数据集上综合准确率较次优模型提升10.2个百分点,验证了其在高复杂度动态系统建模中的鲁棒性与可扩展性。

3 结束语

本研究提出基于双通道VAE-WGAN网络的海杂波数据仿真方法,通过双通道对抗架构同步优化海杂波的平稳统计特性与动态时频特征,结合自注意力机制精准捕获幅度分布的长拖尾特性和高频能量成分,有效解决了传统方法的模式崩溃、相位失真瓶颈问题。此外,12组数据集实验表明,该方法在低/高海况下分别实现了弱散射体统计重构与非平稳时频结构建模,以及对长序列数据仿真的稳健性。该框架为复杂电磁环境仿真提供了新范式,在雷达系统优化、目标检测算法验证等领域具有重要应用价值,未来将进一步融合物理模型增强极端场景的生成可信度。

参考文献:

- [1] ZHANG Zijun, FAN Yifei, ZHANG Shaofeng, et al. Statistical Characteristics Analysis Based on a Measured Ku-Band Sea Clutter Dataset[C]//2024 IEEE 7th International Conference on Electronic Information and Communication Technology, Xi'an, China: IEEE, 2024:664-667.
- [2] 黄勇,陈小龙,关键.实测海尖峰特性分析及抑制方法[J].雷达学报,2015,4(3):334-342.
- [3] ZHANG Bo, LUO Feng, ZHANG Linrang, et al. Covariance Matrix Estimation Method in Compound Gaussian Sea Clutter[C]//2011 CIE International Conference on Radar, Chengdu, China: IEEE, 2011:1965-1967.
- [4] 丁昊,董云龙,刘宁波,等.海杂波特性认知研究进展与展望[J].雷达学报,2016,5(5):499-516.
- [5] GOODFELLOW I, POUGET-ABADIE J, MIRZA M, et al. Generative Adversarial Networks[J]. Communications of the ACM, 2020, 63(11):139-144.
- [6] ZHU Yanping, HUANG Lei, CHEN Jixin, et al. VGDOCoT: A Novel DO-Conv and Transformer Framework via VAE-GAN Technique for EEG Emotion Recognition[J]. Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering, 2024, 25(11):1497-1514.
- [7] 屈乐乐,王禹桐.基于WGAN-GP的微多普勒雷达人体动作识别[J].雷达科学与技术,2022,20(2):195-201.
- [8] LIU Songzuo, YAN Honglu, MA Lu, et al. UACC-GAN: A Stochastic Channel Simulator for Underwater Acoustic Communication[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2024,49(4):1605-1621.
- [9] 李昆,朱卫纲.基于MDGAN网络的数据集扩增方法[J].雷达科学与技术,2020,18(2):211-217.
- [10] HOU Lingyi, WANG Xiao, YANG Bo, et al. Retrieval of Three-Dimensional Wave Surfaces from X-Band Marine Radar Images Utilizing Enhanced Pix2Pix Model[J]. Journal of Marine Science and Engineering, 2024, 12(12):2229-2245.
- [11] 丁斌,夏雪,梁雪峰.基于深度生成对抗网络的海杂波数据增强方法[J].电子与信息学报,2021,43(7):1985-1991.
- [12] CHATTERJEE S, HAZRA D, BYUN Y-C. GAN-Based Synthetic Time-Series Data Generation for Improving Prediction of Demand for Electric Vehicles[J]. Expert Systems with Applications, 2024(3):125838.
- [13] SMITH J, JOHNSON R. Generative Models in Radar Systems: Opportunities and Challenges[J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2023, 38(3):34-45.
- [14] 李骁,施赛楠,董泽远,等.基于时频域深度网络的海面小目标特征检测[J].雷达科学与技术,2022,20(2):209-216.
- [15] RONG C,OUYANG Shuxin,SUN Huabo.Anomaly Detection in QAR Data Using VAE-LSTM with Multihead Self-Attention Mechanism [J]. Mobile Information Systems, 2022(30):8378187.
- [16] GULRAJANI I, AHMED F, ARJOVSKY M, et al. Improved Training of Wasserstein GANs[C]//Neural Information Processing Systems, Long Beach, California, USA: [s.n.], 2017:5767-5777.
- [17] APARNA V, HRIDIKA K V, NAIR P S, et al. Automating Dose Prediction in Radiation Treat- (下转第490页)

基于时空统一补偿的天基分布式雷达 动目标相参合成方法

张晓波¹, 李相海², 徐星苑², 高翔², 杨志伟²

(1. 中国电子科学研究院, 北京 100041; 2. 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: 本文面向天基分布式雷达对高速机动目标的探测需求, 针对平台空间位置差异和目标高速机动特性导致的回波距离走动和多普勒跨越问题, 提出了天基分布式雷达对空间高速机动目标的时空二维相参积累方法。本文基于回波时间-空间相位历程设计了分布式雷达节点间和节点内的时空二维联合补偿函数, 将节点空间合成补偿与节点内目标运动补偿纳入统一框架。首先, 建立分布式一发多收等效为单节点自发自收的等效补偿函数模型, 通过包络距离修正和空间相位差的补偿, 将分布式各节点的回波时域过程完全统一, 从而实现回波空间相参积累。其次, 进行节点内目标回波的时域两维走动修正, 实现高速机动目标的时域脉冲相参积累。为提高计算效率, 在GRFT的基础上把目标相参积累问题转换为目标角度、速度和加速度等参数估计问题, 实现天基分布式雷达对空间目标的积累检测。最后, 通过仿真实验对方法的有效性进行了评估, 仿真结果证明该方法能够准确估计目标参数, 相参积累增益与理论分析吻合。

关键词: 天基分布式雷达; 相参积累; 高速机动目标; 扩展GRFT

中图分类号: TN959.73

文献标志码: A

文章编号: 1672-2337(2025)05-0482-09

引用格式: 张晓波, 李相海, 徐星苑, 等. 基于时空统一补偿的天基分布式雷达动目标相参合成方法[J]. 雷达科学与技术, 2025, 23(5):482-490.

ZHANG Xiaobo, LI Xianghai, XU Xingyuan, et al. A Method for Coherent Synthesis of Moving Targets Based on Spatio-Temporal Unified Compensation in Space-Based Distributed Radar[J]. Radar Science and Technology, 2025, 23(5):482-490.

A Method for Coherent Synthesis of Moving Targets Based on Spatio-Temporal Unified Compensation in Space-Based Distributed Radar

ZHANG Xiaobo¹, LI Xianghai², XU Xingyuan², GAO Xiang², YANG Zhiwei²

(1. China Academy of Electronics and Information Technology, Beijing 100041, China;

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

Abstract: This study addresses the detection requirements of space-based distributed radar system for high-speed maneuvering space targets. Aiming at the problems of echo range migration and Doppler crossing caused by platform spatial position difference and target high-speed maneuvering characteristics, a spatio-temporal two-dimensional coherent accumulation method for space-based distributed radar is proposed. Based on the spatio-temporal phase history of target echoes, the algorithm designs a spatio-temporal joint compensation function between and within distributed radar nodes and incorporates the node spatial synthesis compensation and intra-channel target motion compensation into a unified processing framework. Firstly, an equivalent compensation function model is established under the distributed one-transmitter and multi-receiver configuration, emulating a monostatic transceiver mode. Through envelope range correction and spatial phase difference compensation, the echo time-domain process of distributed nodes is completely unified, so as to achieve spatial coherent accumulation. Secondly, the time domain two-dimensional walk correction of the target echo in the node is carried out to realize the time domain pulse coherent accumulation of the high-speed maneuvering target. To enhance the computational efficiency, on the basis of generalized Radon-Fourier transform (GRFT), the target coherent accumulation problem is transformed into parameter estimation problems such as target angle, velocity, and acceleration, thereby the accumulation detection of space-based distributed radar for space targets is realized. Finally, the effectiveness of the method is evaluated by simulation experiments. The simulation results show that the method can

收稿日期: 2025-06-14; 修回日期: 2025-09-01

基金项目: 雷达信号处理全国重点实验室支持计划项目(No.JKW202404); 国家自然科学基金青年项目(No.62501454)

accurately estimate the target parameters, and the coherent accumulation gain is consistent with the theoretical analysis.

Key words: space-based distributed radar; coherent accumulation; high-speed maneuvering target; extended GRFT

0 引言

随着航空航天技术的高速发展,空间轨道飞行器对空间安全构成威胁,对现有的探测系统带来巨大的挑战^[1]。天基雷达可实现大范围探测,在空间高速运动目标探测应用中具有巨大的优势^[2]。与单基地雷达相比,天基分布式雷达可以通过时间-空间两维积累来获得更高的目标信噪比(SNR),推远雷达探测距离^[3]。利用时间与空间联合相参积累可等效扩大虚拟孔径,获得更高的目标测速和测角精度,显著提升对运动目标的探测能力^[4-5]。但是空间分布式雷达在探测弱小散射目标时仍面临诸多问题。空间目标通常 RCS 较小,雷达回波信号能量极低,需要通过时间、空间多维度相参积累提升目标信噪比,但目标参数未知条件下的积累检测面临巨大挑战^[6-7]:一方面,卫星平台与目标之间存在高速相对运动导致目标回波出现“跨距离-跨多普勒”现象^[8];另一方面,分布式卫星构型动态变化,且星间基线较长,导致不同分布式雷达节点间的斜距差和相位调制规律存在较大差异,增加了目标相参合成处理的难度。因此,天基分布式雷达对空间微弱目标进行探测处理时,相参积累的难点在于参数未知条件下的包络对齐和相位差补偿。

针对弱小散射目标探测难题,典型的方法是通过增加相参积累时间以获得高 SNR,从而完成目标检测。空间目标与雷达存在复杂的相对运动,导致脉压后包络峰值偏移(即跨距离现象)和多普勒中心频率随脉冲变化(即跨多普勒现象)的问题,进而导致传统的 MTD 方法目标积累能量损失较大甚至失效。针对目标高速运动导致的距离走动问题,有学者提出 KT、RFT 和 AR-MTD 等方法^[9-14],其核心思路是对回波数据沿距离维进行抽取操作来校正目标距离走动,然后通过 FFT 实现目标快速积累检测。但是这类方法的局限是对目标的加速度、加加速度等高阶运动补偿效果不佳。针对存在径向加速度的目标长时间积累问题,有

学者提出 SOKT、WVD、LVD、Radon-FrFT 和 GRFT 等算法用于矫正距离弯曲^[15-19]。特别地,对于低 SNR 信号,GRFT 算法具有良好的性能。但该方法的局限是对于高阶运动目标需要进行高维参数空间搜索,运算复杂度较高。

针对天基分布式雷达时间-空间两维相参合成难题,有学者分析了不同雷达节点之间距离和相位偏差的影响^[20]。其结果表明,分布式雷达时间和空间二维相参合成需要对节点间二维偏差进行矫正和补偿,从而减小信号包络走动和相位调制带来的相参积累损失。针对这类目标回波相参合成问题,通常采用基于目标参数估计和积累补偿的手段,消除目标距离走动和多普勒调制。常规的参数估计和补偿算法采用先时域后空域的分级补偿思路,但是,对于低 SNR 目标,分级补偿处理的相参损失会累积并放大。文献[6]结合多站定位原理,建立了目标在笛卡尔坐标空间的参数化运动模型,通过求解高维参数集来实现目标参数估计与相参积累。但是该方法对分布式构型,阵列基线长度等有着严格的要求,对系统设计要求更高,增加了信号处理难度,并带来性能损失。此外,上述方法在天基分布式雷达探测应用中存在相位历程模型失配,参数估计精度和相参积累效率严重恶化等问题。针对天基分布式雷达目标运动的复杂特性与低 SNR 条件下的时间-空间两维相参合成难题,本文提出基于扩展 GRFT 的联合多节点和多脉冲的时空二维积累补偿方法。

本文提出的基于扩展 GRFT 的天基分布式雷达运动目标时空联合相参积累方法,实现了目标空间角度、速度和加速度等参数估计与相参积累。创新之处在于设计了空间和时间二维联合补偿校正函数,将目标距离、角度、速度和加速度等参数估计纳入统一框架,实现时空二维相参积累。首先建立等效补偿函数模型将分布式一发多收等效为单节点自发自收;然后,通过包络平移和空间相位补偿,将分布式各节点的回波时域过程变统一,进而完成接收节点空间相参合成;最后,在空间合

成的基础上进行节点内目标回波的时域两维走动矫正,完成高速机动目标的时域脉冲相参积累。此外,为提高计算效率,本文在GRFT的基础上扩展了对目标空间参数的搜索估计,同时进行节点间和节点内的联合补偿,实现多个节点间目标信号的相参积累,有效提升探测性能。

1 分布式相参模型

天基分布式雷达是由多个编队卫星通过信号级协同完成目标探测任务,图1给出了由 K 个节点组成的天基分布式雷达几何示意图。

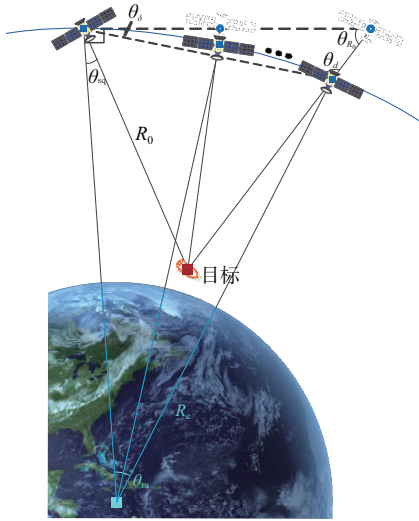


图1 天基分布式雷达几何概念示意图

假设第 i 个节点初始空间位置为 $\mathbf{P}_i = [x_i, y_i, z_i]^T$,速度为 $\mathbf{V}_i = [V_{xi}, V_{yi}, V_{zi}]^T$,目标初始空间位置为 $\mathbf{P}_{tar} = [x_t, y_t, z_t]^T$,速度为 $\mathbf{V}_{tar} = [V_{xt}, V_{yt}, V_{zt}]^T$ 。则第 i 个雷达节点到目标的发射、接收斜距矢量可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{ti}(t_m) &= \mathbf{P}_i - \mathbf{P}_{tar} + (\mathbf{V}_i - \mathbf{V}_{tar})t_m \\ \mathbf{R}_{ij}(t_m) &= \mathbf{P}_j - \mathbf{P}_{tar} + (\mathbf{V}_j - \mathbf{V}_{tar})t_m \end{aligned} \quad (1)$$

式中 $t_m = m/PRF$ ($m = 1, 2, \dots, N_a$) 为慢时间, N_a 为一个相干处理间隔(CPI)内的脉冲数。第 j 个节点接收到的第 i 个节点发射的目标回波双程斜距为

$$R_{ij}(t_m) = \|\mathbf{R}_{ti}(t_m)\| + \|\mathbf{R}_{ij}(t_m)\| \quad (2)$$

本文以基带波形采用LFM信号为例,假设第 j 个节点接收的来自第 i 个节点发射的信号,给出回

波经过脉压后的信号模型:

$$\begin{aligned} s_{ij}(\hat{t}, t_m) &= A \operatorname{sinc} \left(B \left(\hat{t} - \frac{R_{ti}(t_m) + R_{ij}(t_m)}{c} \right) \right) \\ &\quad \exp \left(-j2\pi f_c \frac{R_{ti}(t_m) + R_{ij}(t_m)}{c} \right) \end{aligned} \quad (3)$$

式中, A 表示目标信号幅度, f_c 表示系统的中心频率, $R_{ti}(t_m)$ 和 $R_{ij}(t_m)$ 分别为发射、接收斜距矢量 $\mathbf{R}_{ti}(t_m)$ 和 $\mathbf{R}_{ij}(t_m)$ 的模值。由以上信号模型可见,分布式雷达接收节点之间的斜距历程差将导致各节点接收的回波信号存在包络时延和相位差。因此,补偿各节点的斜距历程差是分布式雷达相参合成的核心。对于同一发射信号,节点 j_1 与节点 j_2 接收到的目标回波信号斜距差表示为

$$\begin{aligned} \Delta R_{j_1 j_2}(t_m) &= R_{j_1}(t_m) - R_{j_2}(t_m) = \\ &\quad \left\| \mathbf{P}_{j_1} - \mathbf{P}_{tar} + (\mathbf{V}_{j_1} - \mathbf{V}_{tar})t_m \right\| - \\ &\quad \left\| \mathbf{P}_{j_2} - \mathbf{P}_{tar} + (\mathbf{V}_{j_2} - \mathbf{V}_{tar})t_m \right\| \end{aligned} \quad (4)$$

借鉴多项式斜距模型,本文以第1个节点发射为例,对其接收的第 i 个节点的斜距历程进行泰勒展开:

$$\begin{aligned} R_{li}(t_m) &= R_{li}(t_m) + R_{ri}(t_m) = \\ &\quad R_0 + v_r t_m + 0.5 a_r t_m^2 + \dots \end{aligned} \quad (5)$$

式中, t_m 表示方位慢时间, v_r 为目标径向速度, a_r 为目标径向加速度。

根据以上几何模型与信号模型可知,制约天基分布式雷达相参合成的关键是各个分布式节点到目标的斜距历程具有时变和空变的特点。对于单节点内的数据,由于目标径向速度、加速度甚至更高阶运动参数的影响,将会导致回波包络峰值所处距离和多普勒频率随慢时间变化,即距离走动和多普勒扩散;而各节点间的回波信号的斜距差存在对分布式空间基线、目标空间角度的依赖性。总之,天基分布式雷达时间-空间两维相参合成的难点在于目标信号的“跨距离-跨多普勒”问题,是由目标运动和平台空间位置差异共同引入的,在回波信号中目标的相位历程与时域运动和空域角度耦合混叠。并且,天基分布式雷达实现相参合成的难点在于目标的角度及运动参数无法预知。因此,设计精准的回波包络和相位补偿函数是实现分布式相参合成的关键。

2 基于时空统一补偿的天基分布式雷达运动目标相参合成方法

天基分布式雷达探测空间目标时,平台与目标之间的高速相对运动导致其斜距历程呈现出二阶甚至高阶运动过程,在雷达回波信号中表现为跨距离、跨多普勒现象。特别是空间目标通常 RCS 较小,雷达回波信号能量极低,需要通过时间、空间多维度相参积累提升目标信噪比。针对这类目标回波,通常采用基于目标参数估计和积累补偿的手段,消除目标距离走动和多普勒调制。常规的参数估计和补偿采用先时域后空域的分级补偿思路,但是,对于低 SNR 目标,分级补偿处理的相参损失会累积并放大。为此,本文提出了基于扩展 GRFT 的时间和空间联合估计补偿的分布式雷达相参积累方法。核心是基于回波时间-空间相位历程,设计时空二维补偿函数同时实现目标相参积累及其角度、速度和加速度等参数的估计。首先,本文将各接收节点间的空间相位差补偿转化为对空间角度参数估计,可避免对星历数据等先验依赖。然后,结合 GRFT 算法将目标距离、角度、速度和加速度等参数估计纳入统一框架,实现回波数据节点间和节点内二维联合补偿校正。最后,通过先空域补偿后时域包络相位校正的方式避免高维参数搜索,降低算法运算复杂度。本文算法的流程图如图 2 所示。

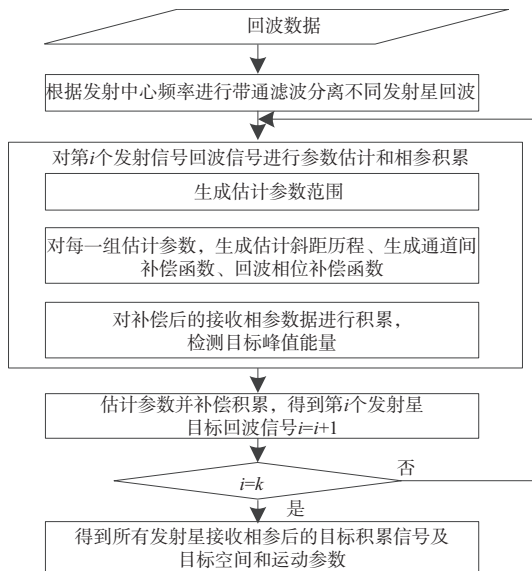


图2 本文算法流程图

本文所提的基于时间和空间相差联合估计补偿的分布式雷达目标相参积累方法,核心思想是以第 1 个节点的中心时刻为统一时间基准,将时间维度的目标运动距离历程和空间维度的阵列波程差统一用时延差 $\hat{t}$ 来表示。通过构造参量化的时延差补偿函数,将分布式各节点的空域波程差补齐的同时实现回波时域过程统一。进而沿着距离维进行目标回波信号的抽取,并补偿二次相位,将目标时域的包络和相位对齐,即可利用 FFT 完成目标积累。该过程将传统的时域 GRFT 算法扩展为时空联合估计参数并补偿,从而得到目标的速度、加速度以及空间角度参数估计结果:

$$\max_{\hat{t}, \hat{R}_0, \hat{v}_r, \hat{a}_r, \theta_{sq}} \left| \text{FFT} \left[S_c(\hat{t}, \hat{R}_0, \hat{v}_r, \hat{a}_r, \theta_{sq}) \right] \right|^2 \quad (6)$$

式中, θ_{sq} 为空域角度参数, $\hat{v}_r, \hat{a}_r$ 为时域运动参数。

本文所提的扩展 GRFT 时空联合相参积累方法,关键在于设计时空二维补偿函数,使得目标信噪比最大化。时空二维补偿函数的构造方式如下:

$$S_c(\hat{t}, t_m; \hat{R}_0, \hat{v}_r, \hat{a}_r) = \text{IFFT} \left[\sum_j^k \text{FFT} [s_j(\hat{t}, t_m), \hat{t}] \cdot H_{sj}(f_r, t_m, \hat{R}_0, \hat{\theta}_{sq}) \right] \cdot H_T(t_m, \hat{a}_r) \quad (7)$$

式中,第一项 $H_{sj}(f_r, t_m, \hat{R}_0, \hat{\theta}_{sq})$ 为空间补偿函数,在目标空间参数搜索估计过程中将 $\hat{R}_0, \hat{\theta}_{sq}$ 当作搜索参数,并在快时间频率-方位慢时间域构造二维补偿函数 H_{sj} 如下:

$$H_{sj}(f_r, t_m) = H_{Rj}(f_r, t_m) \odot H_{Dj}(f_r, t_m) \quad (8)$$

式中, f_r 表示快时间频域变量, $H_{Rj}(f_r, t_m)$ 表示包络偏移校正补偿函数, $H_{Dj}(f_r, t_m)$ 表示相位补偿函数。该补偿函数的作用是通过包络对齐和相位校正,使得每个节点接收到的回波时域过程完全相同。第二项 $H_T(t_m, \hat{a}_r)$ 为时域补偿函数,需要通过多项式模型构造补偿函数,对目标加速度参数搜索估计实现补偿。下文详细介绍了空间相参补偿函数和时域脉冲补偿函数的具体构建方式,以及时间-空间相位差联合估计补偿的详细推导过程。

2.1 分布式节点空间相参补偿函数

分布式节点空间相参合成需要补偿节点位置

偏移引入的回波包络走动和相位偏差。本文采用分布式雷达一发多收斜距等效模型,利用每个平台与主节点接收斜距之间的差值进行包络时延操作,来自第*i*个节点发射第*j*个节点接收信号的包络偏移校正频域补偿表达式为

$$S_{ij}(f_r, t_m) = FFT[S_{ij}(\hat{t}, t_m), \hat{t}] \cdot H_{Rj}(f_r, t_m) \quad (9)$$

式中, $H_{Rj}(f_r, t_m)$ 表示包络偏移校正补偿函数:

$$H_{Rj}(f_r, t_m) = \exp\{j2\pi f_r [R_{ij}(t_m) - R_{i1}(t_m)]/c\} \quad (10)$$

其中, $R_{ij}(t_m) - R_{i1}(t_m)$ 表示第*i*个节点发射第*j*个节点接收信号的空间位置差导致的斜距差。

每个卫星独立完成距离包络对齐后,可认为杂波在距离维已完全对齐,信号仅存在空间角度导致的相位差。其中,相位差中的线性相位将造成目标多普勒中心频率偏移,二阶项将造成多普勒频率的扩展。天基雷达对目标的探测距离较远,通常可满足远场条件,因而不同节点间的相位差仅和目标的角有关,对信号的相位补偿可直接在频域操作:

$$\hat{S}_{ij}(f_r, t_m) = S_{ij}(f_r, t_m) \cdot H_{Dj}(f_r, t_m) \quad (11)$$

式中, $H_{Dj}(f_r, t_m)$ 表示相位补偿函数:

$$H_{Dj}(t_m) = \exp\{j2\pi [R_{ij}(t_m) - R_{i1}(t_m)]/\lambda\} \quad (12)$$

补偿后得到回波,进行叠加得到分布式雷达接收相参回波信号:

$$S_i(\hat{t}, t_m) = \sum_j^K \hat{S}_{ij}(f_r, t_m) \quad (13)$$

将接收相参回波信号变换至距离时域:

$$s_i(\hat{t}, t_m) = IFFT[S_i(f_r, t_m), f_r] \quad (14)$$

由前面的包络和相位两步补偿可以看出,进行节点间距离和相位补偿关键是如何准确计算节点间的斜距历程差。针对不同接收节点,本文采用直线轨迹近似的方式计算斜距历程差。首先将分布式卫星平台近似为直线轨迹,计算每个节点到目标的近似斜距 R'_i ,之后计算真实轨迹与目标之间斜距和近似斜距的差值 ΔR_i ,最后得到每个节点的真实斜距 R_{in} 。

如图3所示,在跟飞构型下,将第1个节点卫星设为主节点,并将其初始斜距设为 R_0 ,则节点*i*

的近似斜距历程表示为

$$R'_i(t_m) = \sqrt{R_0^2 + d_i^2 - 2R_0 d_i \sin \theta_{sq}} \quad (15)$$

式中, d_i 为节点*i*到主节点初始位置之间的距离, θ_{sq} 为斜视角。根据探测几何关系,在蓝色虚线构成的三角形中利用正弦定理,可推导出近似斜距与真实斜距差 ΔR_i 的表达式:

$$\Delta R_i(t_m) = d_i \cdot \sin \theta_\delta / \sin \theta_d \quad (16)$$

式中, θ_δ 为对应卫星真实轨迹与虚拟轨迹的角度偏差, $\theta_\delta = \theta_m/2$, θ_m 为当前节点与主节点之间轨道弧长所对应的地心角,计算公式为 $\theta_m \approx d_i/(H + R_e)$, R_e 为地球半径。

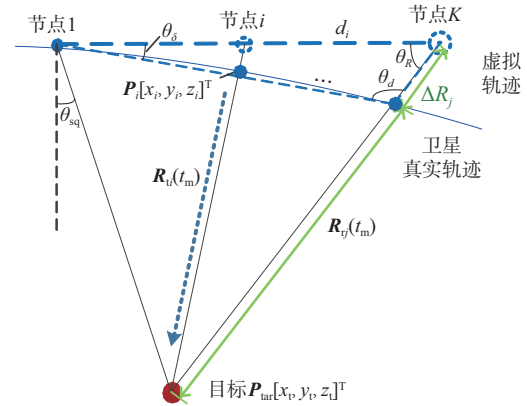


图3 天基分布式雷达探测空间目标几何示意图

此外,式(16)中的参量 θ_d 表示卫星真实轨迹与斜距矢量的夹角:

$$\theta_d = 180 - \theta_R - \theta_\delta \quad (17)$$

$$\theta_R = \arccos\left[\frac{d_i - R_0 \sin \theta_{sq}}{R'_i}\right] \quad (18)$$

式中, θ_R 为对应卫星虚拟轨迹与斜距矢量的夹角。

2.2 时域脉冲相参补偿函数

天基分布式雷达探测空间目标时,平台与目标之间的高速相对运动导致其斜距历程呈现出二阶甚至高阶运动过程,在雷达回波信号中表现为跨距离、跨多普勒现象。时域过程的补偿思路是将目标斜距历程建模为多项式模型,然后通过逐级参数搜索的方式补偿距离走动和多普勒调制。本文以空间轨道目标为例,在机动性较小的情况下将斜距历程近似到二阶,与之对应的时延模型可表示为

$$\hat{\tau} = \frac{2}{c} \left(\hat{R}_0 + \hat{v}_r t_m + 0.5 \hat{a}_r t_m^2 \right) \quad (19)$$

因此,可依据时延模型构造时域脉冲补偿函数:

$$H_D(t_m) = \exp \left(j2\pi \frac{a_r t_m^2}{\lambda_i} \right) \quad (20)$$

上式中,通过对目标加速度参数搜索即可完成目标时域脉冲积累,更高阶运动补偿原理类似,本文不作过多展开。

2.3 扩展GRFT时空联合相参积累方法处理流程

本文提出了基于扩展GRFT的时间和空间联合估计补偿的分布式雷达相参积累方法。将时间维度的目标运动距离历程和多节点空间维度的波程差,统一归到回波信号的包络时延和相位中,通过包络校正和相位补偿实现目标相参积累。本文所提算法的详细步骤流程如下:

输入:

- 1) 系统核心参数,包括卫星轨道高度、基线长度、波束中心斜视角等;
- 2) 多节点-多脉冲原始回波数据;
- 3) 加速度参数搜索精度。

步骤1: 数据预处理,对各节点数据进行通道带内误差均衡与平台运动补偿;

步骤2: 基于空间斜距差补偿包络偏移和相位差,完成空间相参合成;

1) 利用公式(16)通过空间基线与目标角度构造回波空间合成补偿函数;

2) 利用空间补偿函数对回波进行包络对齐和相位补偿;

3) 利用公式(9)将补偿校正后的多节点数据进行空间合成;

步骤3: 利用公式(20)构造时域相位补偿函数,对空间相参合成后的回波进行时域相位补偿和脉冲积累;

步骤4: 搜索目标加速度参数,在目标积累信噪比最大化准则下获得最终的目标参数估计结果。

输出: 多节点空时二维联合相参积累检测结果与参数估计值。

3 仿真实验

本文结合天基分布式雷达动目标探测的斜距随时间/空间的动态特性,将目标时间-空间二维相参积累问题整体考虑,提出了实现目标角度、速度和加速度等参数估计与相参积累的统一框架。前文介绍了时间和空间联合估计补偿的分布式雷达相参积累方法的基本原理与实现步骤,本节通过仿真实验证明所提方法的有效性。考虑采用由3个节点构成的分布式雷达系统,具体系统参数如表1所示,动目标运动参数如表2所示。

表1 分布式雷达系统参数

参数	参数值	参数	参数值
载频 f_c	0.5 GHz	脉宽 T_p	30 μ s
带宽 B	5 MHz	采样率 f_s	6 MHz
重频 PRF	1 200 Hz	脉冲数 N_a	360

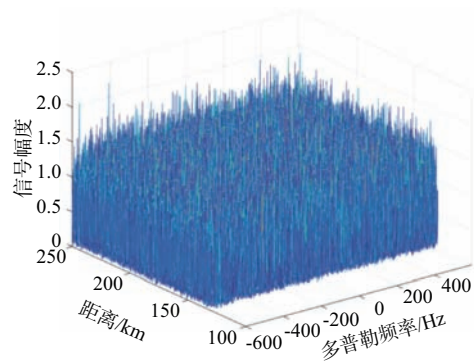
表2 动目标运动参数

目标	初始斜距/ km	速度/ ($\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$)	加速度/ ($\text{m} \cdot \text{s}^{-2}$)	角度/($^\circ$)
1	150.599	4 026	203.5	0.220
2	160.599	4 026	203.5	0.211
3	175.599	4 176	203.5	0.197

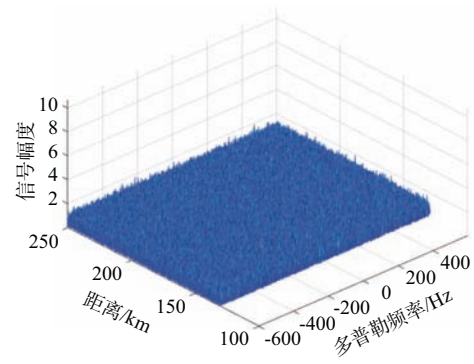
3.1 目标相参处理仿真结果

下面通过本文所提方法进行目标参数估计与目标相参积累处理,用于分析所提算法性能。图4(a)是单节点补偿前的目标距离-多普勒图,可看出对于快速运动且存在机动的空间目标,不对目标进行包络走动和二次相位补偿无法完成脉冲积累;图4(b)是单节点补偿后的目标距离-多普勒图;图4(c)是多节点时空二维相参合成后的积累结果,目标完成相参积累后在距离-多普勒域形成峰值。对比图4(a)~(c)可以看出,采用本文方法处理后目标信噪比获得极大程度改善,证明本方法可实现分布式雷达运动目标时空二维相参合成。目标速度参数估计结果如图5所示,目标速度参数搜索过程会在径向速度-加速度二维参数空间形成尖峰状响应,峰值位置对应为目标参数的估计值。图6(a)是不含噪声条件下的目标回波包络走动仿真结果,可看出目标存在很明显的跨距离走动现象;图6(b)是多节点时空二维相参合成后

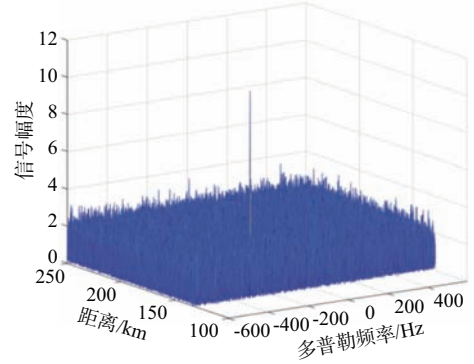
的多目标积累检测结果,与之相应的目标参数估计结果如表 3 所示,可以看出,本文方法能够准确地估计目标参数。



(a) 单节点补偿前距离-多普勒图



(b) 单节点补偿后距离-多普勒图



(c) 多节点相参合成后距离-多普勒图

图 4 单目标仿真结果

表 3 动目标参数估计结果

目标	初始斜距/ km	速度/ ($\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$)	加速度/ ($\text{m}\cdot\text{s}^{-2}$)	角度/ $(^{\circ})$
1	150.6	4 025.98	203.498	0.245
2	160.6	4 275.98	203.498	0.216
3	175.599	4 175.98	203.498	0.201

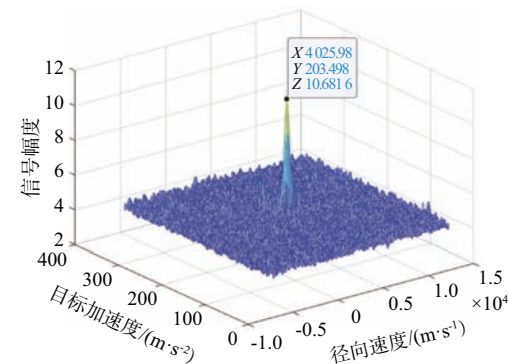
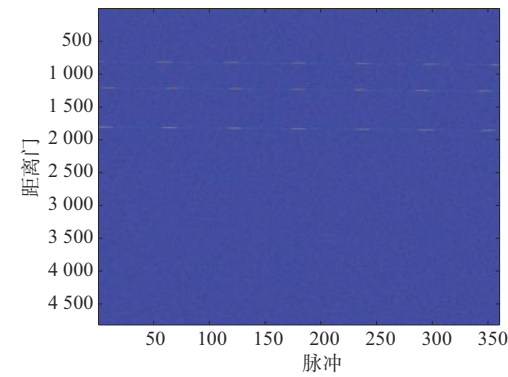
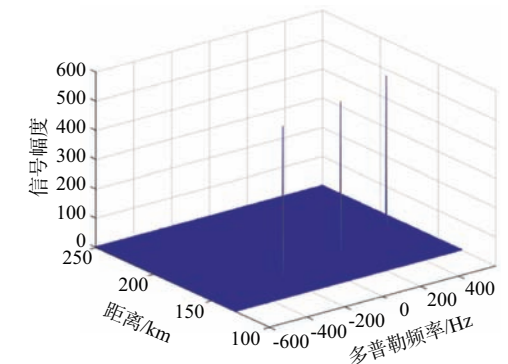


图 5 目标径向速度-加速度参数估计结果



(a) 目标距离走动仿真结果图



(b) 多节点相参合成后距离-多普勒图

图 6 多目标仿真结果

对于多个不同距离、速度、角度的目标,采用基于 GRFT 的时空联合相参积累方法可以准确估计目标的参数,包括初始斜距、速度、加速度和空间锥角。经过时间-空间二维联合矫正补偿,得到二维积累后的目标能量峰值,实现微弱目标信号相参积累。该方法在实现目标相参积累的同时,也可准确估计目标的距离、速度、角度参数,便于后续目标跟踪等处理,从而提升分布式雷达对微弱目标的探测能力。

3.2 算法复杂度分析

对于空间分布式雷达目标时空二维相参积累来说,处理算法的运算资源主要消耗在包络走动补偿和多普勒相位补偿过程,特别是针对高速机动目标需要完成高阶参数搜索。下面以GRFT算法的频域实现为例,分析其运算复杂度。不失一般性,假设雷达快时间采样点数为 N_r ,慢时间脉冲采样点数为 N_a ,空间角度参数搜索次数 N_s ,目标运动一次项搜索次数 N_1 ,二次项搜索点数为 N_2 ,三次项搜索点数为 N_3 ,主要步骤的运算量如下:

1) 回波数据时域到频域的变换操作,单节点需要完成 N_a 次 N_r 点FFT运算,其中包括 $2N_a N_r \log_2 N_r$ 乘法运算与 $3N_a N_r \log_2 N_r$ 次加法运算,则 K 个节点运算量为 $2KN_a N_r \log_2 N_r$ 次乘法与 $3KN_a N_r \log_2 N_r$ 。

2) 回波数据距离包络矫正操作,需要进行 $4KN_s N_1 N_2 N_3 \cdot N_r N_a$ 次乘法运算与 $2KN_s N_1 N_2 N_3 \cdot N_r N_a$ 次加法运算。

3) 回波数据频域到时域的逆变换操作, K 个节点运算量为 $2KN_a N_r \log_2 N_r$ 次乘法与 $3KN_a N_r \log_2 N_r$ 。

4) 对数据多普勒相位补偿操作,需要进行 $4N_2 N_3 \cdot N_r N_a$ 次乘法运算以及 $2N_2 N_3 \cdot N_r N_a$ 次加法运算。

5) 数据变换到距离-多普勒域,需要进行 $2N_r N_a \log_2 N_r$ 次乘法运算与 $3N_r N_a \log_2 N_r$ 次加法运算。

综上,本文所提算法的总运算复杂度为

$$2(2K+1) \cdot N_r N_a \log_2 N_r + (4KN_s N_1 N_2 N_3 + 4N_2 N_3) \cdot N_r N_a \quad (21)$$

由以上分析可知,本文所提方法的运算资源消耗集中在参数搜索过程,工程应用中可采用先空域搜索再时域搜索的方式,降低运算量。

4 结束语

本文提出了一种时间-空间二维联合矫正补偿的目标相参积累方法,实现目标角度、速度和加速度等参数估计与相参积累,可用于天基分布式雷达高速机动目标积累检测。该方法结合天基分布式雷达动目标探测的斜距随时间/空间的动态特性,将目标时间-空间二维相参积累问题整体考虑,

设计出了包络校正和相位补偿的时空二维补偿函数。首先,构造与目标角度参数有关的补偿函数实现各节点回波包络对齐,并通过相位补偿实现各节点空间相参合成。然后,利用扩展GRFT算法对合成后的回波进行距离走动和多普勒扩展补偿。最终,在最大化目标信噪比条件下实现目标时空二维相参合成,同时完成目标空间角和运动参数估计。仿真实验证明了所提方法的有效性,所提方法能够准确估计动目标参数并实现目标相参积累信噪比得益最大化,可提升天基分布式雷达高速机动目标检测性能。此外,本文方法的运算效率还可以进一步提高,未来的工作将进一步研究降低算法计算复杂度的快速实现算法。

参考文献:

- [1] 孟二龙,高桂清,董浩,等.武器装备智能化发展思考[J].兵工自动化,2021,40(6):12-15.
- [2] 孙旭,范明意,张佳佳,等.星载分布式雷达相参合成效率随机误差影响分析[J].雷达科学与技术,2025,23(3):343-348.
- [3] 鲁耀兵,张履谦,周荫清,等.分布式阵列相参合成雷达技术研究[J].系统工程与电子技术,2013,35(8):1657-1662.
- [4] 吴翔宇.空间分布式相参雷达回波建模及快速仿真方法研究[D].西安:西安电子科技大学,2024.
- [5] 李相海.空间分布式雷达地形起伏杂波抑制与动目标参数估计方法研究[D].西安:西安电子科技大学,2022.
- [6] WANG Mingxing, LI Xiaolong, GAO Longji, et al. Signal Accumulation Method for High-Speed Maneuvering Target Detection Using Airborne Coherent MIMO Radar [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2023, 71:2336-2351.
- [7] LI Xianghai, YANG Zhiwei, HE Shun, et al. Nonhomogeneous Clutter Suppression Based on Terrain Elevation Interferometric Phase Compensation in Multi-Satellite Formation Systems[J]. Digital Signal Processing, 2022(3):1-15.
- [8] ZHANG Juan, DING Tong, ZHANG Linrang, et al. Long-time Coherent Integration Algorithm for High-Speed Maneuvering Target Detection Using Space-Based Bistatic Radar [J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 2022, 60:1-16.
- [9] WANG Mingxing, LI Xiaolong, ZHANG Zerui, et al. Coherent Integration and Parameter Estimation for High-

- Speed Target Detection with Bistatic MIMO Radar [J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 2023, 61: 1-15.
- [10] ZENG Cengcang, WANG Fangzhou, LI Hongbin, et al. Target Detection for Distributed MIMO Radar with Non-orthogonal Waveforms in Cluttered Environments [J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2023, 59(5):5448-5459.
- [11] LU Jiaxin, LIU Feifeng, SUN Jingyi, et al. Joint Estimation of Target Parameters and System Deviations in MIMO Radar with Widely Separated Antennas on Moving Platforms [J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2021, 57(3):3015-3028.
- [12] LI Zhe, DING Zegang, WANG Yinzi, et al. Space Target Detection Based on DBF and GRFT for Ground-Based Distributed Radar [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2024, 21:1-5.
- [13] RAO Xuan, TAO Haihong, SU Jia, et al. Axis Rotation MTD Algorithm for Weak Target Detection [J]. Digital Signal Processing, 2014(3):81-86.
- [14] YANG Jiefang, ZHANG Yunhua, MI Yunpeng, et al. A Novel Algorithm for Maneuvering Target Coherent Integration Based on Second-Order Keystone and Radon Fourier Transform [C]//IET International Radar Conference, Chongqing, China: IET, 2023:2458-2463.
- [15] 黄鹏辉. 复杂运动目标长时间相参积累方法研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2017.
- [16] ZOU Yifei, LI Xiukun, YU Ge. Adaptive WVD Cross-Term Removal Method Based on Multidimensional Property Differences [J]. Journal of Marine Science and Application, 2025, 24:774-788.
- [17] LI Xiaolong, CUI Guolong, YI Wei, et al. Coherent Integration for Maneuvering Target Detection Based on Radon-Lv's Distribution [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2015, 22(9):1467-1471.
- [18] 陈小龙, 黄勇, 关键, 等. MIMO 雷达微弱目标长时积累技术综述[J]. 信号处理, 2020, 36(12):1947-1964.
- [19] DENG Jiangyun, SUN Zhi, CHEN Haixu, et al. Passive Localization Method of LFM Signal Transmitter Based on Multi-Channel Joint Accumulation in FrFT Domain [C]//International Conference on Information Fusion, Venice, Italy: IEEE, 2024:1-6.
- [20] LIU Xinghua, XU Zhenhai, LIU Xiang, et al. A Clean Signal Reconstruction Approach for Coherently Combining Multiple Radars [J]. Journal on Advances in Signal Processing, 2018(1):1-11.

作者简介:

张晓波 男, 博士, 研究员, 主要研究方向为雷达系统。

李相海 男, 博士, 讲师, 主要研究方向为天基分布式雷达微弱目标信号相参处理。

徐星苑 女, 博士研究生, 主要研究方向为高速机动目标探测成像。

高翔 男, 硕士研究生, 主要研究方向为天基分布式雷达 SAR-GMTI 处理。

杨志伟 男, 博士, 教授, 主要研究方向为天基雷达空中动目标探测成像。

(上接第481页)

- ment Planning Using Self-Attention-Based Dense Generative Adversarial Network [C]//Fourth Congress on Intelligent Systems, Singapore: Springer, 2024:15-28.
- [18] 刘宁波, 董云龙, 王国庆, 等. X 波段雷达对海探测试验与数据获取[J]. 雷达学报, 2019, 8(5):656-667.
- [19] 周子铂, 王鑫奎, 蔡万勇, 等. 联合时频分析和谱估计的机动目标 ISAR 成像[J]. 雷达科学与技术, 2021, 19(4):393-402.

作者简介:

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。

刘新亮 男, 硕士研究生, 主要研究方向为海杂波仿真和特征分析。

董云龙 男, 博士, 教授, 主要研究方向为多传感器信息融合、雷达目标检测与跟踪。

丁昊 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为海杂波特异性认知与抑制、海杂波中目标检测。

关键 男, 博士, 教授, 主要研究方向为雷达信号处理、海上目标探测检测。

孙殿星 男, 博士, 副研究员, 主要研究方向为机动目标跟踪、信息融合。

基于双通道图特征联合的海面小目标检测

施赛楠^{1,2}, 姜苏桐¹, 汪佳俊¹, 李 焘^{3,4}

- (1. 南京信息工程大学电子与信息工程学院, 江苏南京 210044;
2. 南京信息工程大学江苏省大气环境与装备技术协同创新中心, 江苏南京 210044;
3. 杭州电子科技大学自动化学院, 浙江杭州 310018;
4. 南京电子技术研究所, 江苏南京 210013)

摘要: 目前,海面小目标已成为海洋雷达探测的重点和难点对象。现有的检测方法局限于雷达回波幅度或频谱的单方面信息的使用,难以有效探测小目标。为此,本文提出一种基于双通道图特征联合的海面小目标检测方法。首先,从雷达复回波序列中提取时域相位序列和频域幅度序列,生成时域-频域双通道。在每个通道,分别生成连通图,为检测提供丰富的相关性。其次,在时域通道,通过分析图拉普拉斯矩阵特征值的差异性,选取最大和次大特征值的融合值作为第一特征,衡量图的连通密度。在频域通道,通过提取度矩阵的对角线非零元素,计算其熵值作为第二特征,衡量图顶点分布的分散度。然后,将两个特征作为检测统计量,并判断是否落在具有目标引导的凸包算法决定的判决区域内,获得检测结果。最后,使用实测数据的实验结果表明,所提出的检测器在复杂探测环境下能够获得稳健且高效的检测性能。

关键词: 海杂波; 目标检测; 双通道; 连通图; 特征联合

中图分类号: TN957 文献标志码: A 文章编号: 1672-2337(2025)05-0491-12

引用格式: 施赛楠, 姜苏桐, 汪佳俊, 等. 基于双通道图特征联合的海面小目标检测[J]. 雷达科学与技术, 2025, 23(5): 491-502.

SHI Sainan, JIANG Sutong, WANG Jiajun, et al. Sea-Surface Small Target Detection Based on Joint Graph Features in Dual Channels[J]. Radar Science and Technology, 2025, 23(5): 491-502.

Sea-Surface Small Target Detection Based on Joint Graph Features in Dual Channels

SHI Sainan^{1,2}, JIANG Sutong¹, WANG Jiajun¹, LI Tao^{3,4}

- (1. School of Electronics and Information Engineering, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China;
2. Jiangsu Collaborative Innovation Center of Atmospheric Environment and Equipment Technology, Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044, China;
3. School of Automation, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China;
4. Nanjing Research Institute of Electronics Technology, Nanjing 210013, China)

Abstract: Currently, sea-surface small targets have become the focus and difficulty of marine radar detection. The existing detection methods are limited to the use of unilateral information such as radar echo amplitude or spectrum, making it difficult to effectively detect small targets. Thus, a sea-surface small target detection method using dual-channel joint graph features (DC-JGF) is proposed in this paper. Firstly, the time-domain phase sequence and the frequency-domain amplitude sequence are extracted from the radar complex echo sequence to generate the time-frequency domain dual channel. In each channel, graphs are generated separately to provide rich correlation information. Secondly, in the time domain channel, the largest and the second-largest eigenvalues of graph Laplacian matrix are fused as the first feature to evaluate the graph density. In the frequency domain channel, by extracting non-zero elements from the diagonal of the degree matrix, the entropy value is calculated as the second feature to measure the dispersion of the vertex distribution of the graph. Then, the two features are used as detection statistics to determine whether they fall within the decision region given by the convex hull algorithm with target guidance. The detection results are obtained. Finally, experimental results using measured data demonstrate that the proposed detector can achieve robust and efficient detection performance in complex detection environments.

Key words: sea clutter; target detection; dual channels; connected graph; feature fusion

收稿日期: 2024-11-08; 修回日期: 2024-12-28

基金项目: 国家自然科学基金(No.62201184); 江苏省“双创团队”资助项目(No.JSSCTD202308)

0 引言

海面小目标已成为海洋雷达探测的重点和难点对象,对海上航行安全、国防安全等具有重要的意义^[1-2]。感兴趣的海面小目标主要有救生筏、海面漂浮物、小船等。由于小目标具有雷达截面积小、运动速度慢、机动性弱等典型特点,目标回波往往淹没在强杂波背景中。传统检测器单纯依靠回波能量或频谱往往性能损失严重,出现大量虚警点。因此,挖掘多域数据进行联合,是提升小目标检测的有效途径。

在雷达信号处理中,通常采用长时观测技术来提高信杂比。当观测时间长达几百毫秒至几秒时,动态海杂波呈现出非平稳、非均匀、非高斯性的复杂特性^[3-4],小目标呈现出时变的多普勒偏移。此时,动态海面的非线性特性可采用分形理论描述。Hu 等人^[5]提出基于 Hurst 指数的海面目标检测方法,反映了动态海杂波幅度的分形特性。Guo 等人^[6]提出全域 Hurst 指数融合的检测方法,充分利用了复数回波、幅度、相位的分形特性。但是,基于分形的检测器一般需要几秒以上才能获得较好的性能。为此,Shui 等人^[7]从时域和频域提取 3 个特征,在三维特征空间中进行联合检测,开启了多维特征检测框架。随后,施赛楠等人^[8]进一步联合时频域特征,提出基于随机森林的七维特征检测。Bai 等人^[9]又增加相位域的 3 个特征,提出基于角度异常检测的十一维特征检测。随着具有互补性特征的数目增加,检测器的性能也随之提升,同时带来了高维特征分类器设计的困难。一些学者引入了 K 近邻、一类支持向量机、决策树^[10-12]等,试图通过调节参数控制虚警率,但结构复杂且计算量大。因此,综合考虑检测性能和计算复杂性,建议在低维设计更加有效的特征。

事实上,海杂波和目标回波序列之间存在较好的相关性,然而传统检测器中缺失了这种相关性。为此,Yan 等人^[13]首次将图方法引入信号检测中,通过构建频谱序列的连通图,充分获取数据间的相关性。并且,提出基于图谱(Graph on Spectrum, GS)的检测器,在连通图上提取拉普拉

斯矩阵的次大特征值作为检测统计量,在高信杂比下具有较好的检测性能。随后,时艳玲等人^[14]进一步考虑了连通图中各条边的连通次数,将拉普拉斯矩阵的最大特征值作为检测统计量,实现基于图连通密度(Connected Density of Graph, CDG)的小目标检测。在此基础上,许述文等人^[15]融合了频域相对多普勒峰高特征^[7]和图的连通密度^[14],将两者的比值作为检测统计量。当目标落在主杂波带外且具有高信杂比时,该检测器具有较好的性能。此外,许述文等人^[16]挖掘了 8 个特征之间的相关性信息,并采用图注意力网络实现检测。综上,可以发现海杂波和含目标回波主要差异性来源于时域幅值和频谱幅值,暂时缺乏对相位序列的应用。

为此,本文提出基于双通道图特征联合的海面小目标检测方法,充分挖掘雷达复时间序列的信息,以提高小目标检测性能。主要创新点体现在以下两个层面。在数据层面,采用时域-频域双通道,在保留频谱幅度信息的基础上,进一步增加时域相位信息。在检测层面,提取两个精心设计的特征,衡量图连通密度和图节点分散度。并结合具有目标引导的凸包算法,实现二维特征平面内的异常检测。

1 检测问题描述和数据生成

1.1 雷达目标检测问题

在雷达目标检测中,雷达发射机发送长度为 N 的连续脉冲信号。经过海面与目标的反射后,雷达通过接收天线接收回波。在接收机经过下变频、匹配滤波、脉冲压缩等处理后,进行回波中是否有目标信号的判决。此时,可以将判断雷达回波中是否存在目标的问题描述为以下的二元假设检验^[5-9]。

$$\begin{cases} H_0: z(n) = c(n), n = 1, 2, \dots, N \\ H_1: z(n) = s(n) + c(n), n = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (1)$$

式中, $z(n)$ 为待检测单元(Cell Under Test, CUT), $c(n)$ 表示海杂波回波, $s(n)$ 表示目标回波。如果 CUT 中仅有海杂波,判决为 H_0 假设,即目标不存在;如果 CUT 含有目标回波,则判决为 H_1 假设,即目标存在。

1.2 双通道数据生成

目前,基于图的目标检测方法仅使用频域幅度信息^[13-15]。为了更多的挖掘到雷达回波的信息,本文采用时域-频域双通道数据,提取幅度和相位信息。在时域通道,计算复时间序列 $z(n)$ 的幅度序列和相位序列

$$|z(n)| = \sqrt{\operatorname{Re}[z(n)]^2 + \operatorname{Im}[z(n)]^2}, n=1,2,\dots,N$$

$$\arg[z(n)] = \begin{cases} \arctan\left\{\frac{\operatorname{Im}[z(n)]}{\operatorname{Re}[z(n)]}\right\}, \operatorname{Re}[z(n)] > 0 \\ \pi + \arctan\left\{\frac{\operatorname{Im}[z(n)]}{\operatorname{Re}[z(n)]}\right\}, \operatorname{Re}[z(n)] < 0, \operatorname{Im}[z(n)] > 0 \\ \arctan\left\{\frac{\operatorname{Im}[z(n)]}{\operatorname{Re}[z(n)]}\right\} - \pi, \operatorname{Re}[z(n)] < 0, \operatorname{Im}[z(n)] < 0 \\ -\frac{\pi}{2}, \operatorname{Re}[z(n)] = 0, \operatorname{Im}[z(n)] < 0 \\ \frac{\pi}{2}, \operatorname{Re}[z(n)] = 0, \operatorname{Im}[z(n)] > 0 \end{cases} \quad (2)$$

式中, $|\cdot|$ 表示取幅度, $\arg[\cdot]$ 表示取相位, $\operatorname{Re}[\cdot]$ 表示取实部, $\operatorname{Im}[\cdot]$ 表示取虚部。在频域通道,复回波时间序列 $z(n)$ 的多普勒频谱为

$$Z(k) = \sum_{n=1}^N z(n) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}k(n-1)}, k=1,2,\dots,N \quad (3)$$

然后,按照式(2)计算频谱的幅度序列 $|Z(k)|$ 和相位序列 $\arg[Z(k)]$ 。

下面,讨论如何选取通道的序列,保证后续获得更优的检测性能。考虑到图通过序列的前后关系生成,所以序列的波动性与图的性质密切相关。海杂波和含目标回波两者之间的波动性差异越大,反映在图的某些特性上差异也越大,越有利于检测。因此,引入变差系数(Coefficient of Variation, CV)衡量序列的波动程度,定义为标准差和均值的比值。图1画出了不同距离单元下的CV曲线,目标位于第8个距离单元,第7、9、10为影响单元,其余为海杂波单元。在图1(a)和图1(b)中,时域幅度的CV值随机分布在14个距离单元内,目标单元和海杂波单元的CV值差异较小。然而,时域相位的CV值呈现规律性,目标单元和海杂波的CV值有显著的区别性。在图1(c)和图1(d)中,海杂波单元和目标单元在频域幅度和频域相位上的变化规律相同,但两者在幅度上差异性更大。在频谱幅度上,目标单元和海杂波单元CV值差异性

与信杂比密切相关,在高信杂比下两者的差异性更大。因此,采用CV值相差大的序列所生成的图具有更大的区分性。综上,选择时域相位序列与频域幅度序列,用于后续图生成。

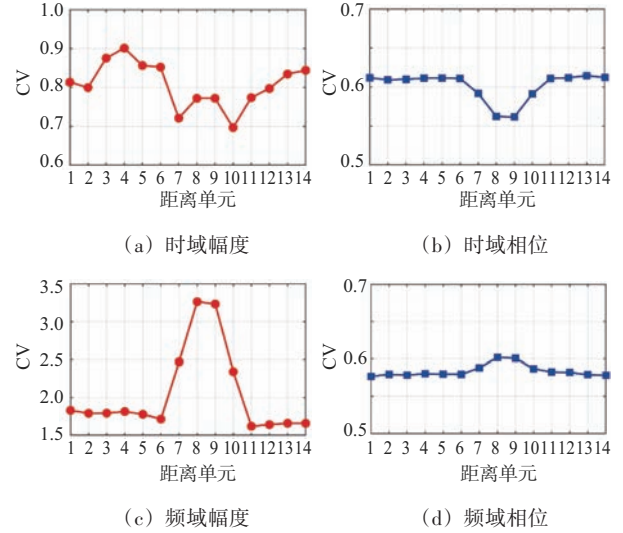


图1 双通道幅度和相位的波动性分析

2 基于双通道图特征联合的检测方法

2.1 检测器结构

针对雷达回波复序列,本文挖掘时域相位序列和频域幅度序列的特征,提出一种基于双通道图特征联合(Dual-Channel Joint Graph Features, DC-JGF)的检测器。图2给出了DC-JGF检测器的流程图,包含检测分支和训练分支。在检测分支中,首先,CUT中 N 个连续脉冲回波转换为双通道序列,即时域的相位序列和频域的幅度序列。其次,对时域-频域双通道序列进行特征提取,所有的特征来源于各个通道的连通图。在时域通道,提取拉普拉斯矩阵的最大特征值和次大特征值的均值,即融合特征(Fused Feature, FF)。在频域通道,提取度矩阵的熵特征(Entropy Feature, EF)。然后,将两个特征构成一个二维的特征向量 ξ ,作为检测统计量。最后,在二维特征空间中,若 ξ 落在判决区域 Ω 内,则CUT为海杂波;反之,CUT中含有目标。在训练分支中,从大量的海杂波时间序列中获得 M 个特征向量,组成训练集合。然后,在给定的虚警率 P_{fa} 条件下,获取基于目标引导的快速凸包学习算法的判决区域,为检测分支提供门限信息。

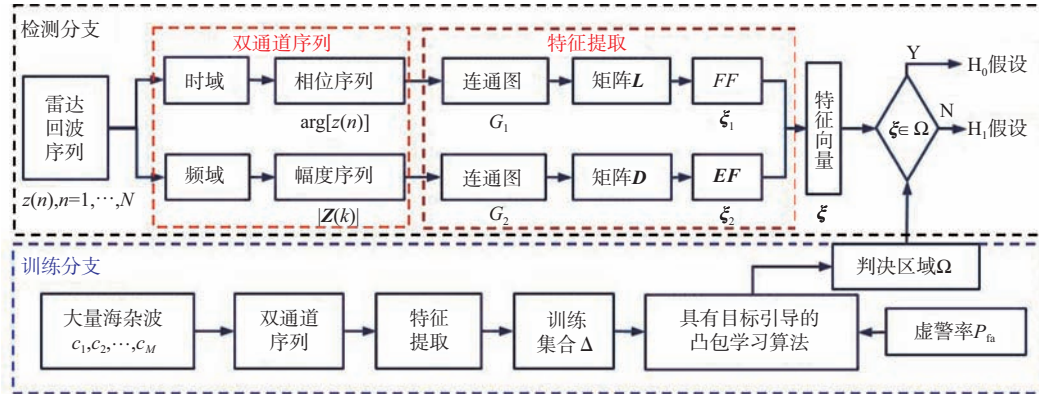


图2 DC-JGF检测器流程图

2.2 连通图构建

首先,将序列 $x(n)$ 映射到 $(0,1)$ 区间,得到归一化序列

$$U(n) = \frac{x(n) - \min_{n=1, \dots, N} [x(n)]}{\max_{n=1, \dots, N} [x(n)] - \min_{n=1, \dots, N} [x(n)]}, n = 1, 2, \dots, N \quad (4)$$

式中, $\max$ 表示取最大值, $\min$ 表示取最小值。然后,对归一化序列 U 进行均匀量化,得到量化序列

$$Q(n) = i, \frac{i-1}{\gamma} \leq U(n) \leq \frac{i}{\gamma}, i = 1, 2, \dots, \gamma \quad (5)$$

式中, γ 为量化点数。最后,对量化序列 $Q(n)$ 生成连通图

$$G(Q(n)) = (V, E) \quad (6)$$

式中: $V = \{1, 2, \dots, \gamma\}$ 为顶点集; E 为边集,表示序列之间的连接关系。假设 $Q(n)$ 对应的量化值为2, $Q(n+1)$ 对应的量化值为3,则增加一条由顶点2指向顶点3的有向边,当前权重为1。依次类推,可以得到 γ 个顶点之间的邻接矩阵

$$A = \begin{bmatrix} \omega_{11} & \omega_{12} & \cdots & \omega_{1\gamma} \\ \omega_{21} & \omega_{22} & \cdots & \omega_{2\gamma} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \omega_{\gamma 1} & \omega_{\gamma 2} & \cdots & \omega_{\gamma\gamma} \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中, ω_{ij} 为权重,表示从第 i 顶点到第 j 个顶点连接的总次数。

图3演示了双通道中海杂波和含目标序列的图结构。设置序列长度 $N=512$,量化数 $\gamma=10$ 。图中顶点数为10个,带箭头的连接线表示图的有向边,数值代表连接次数。在时域通道,含目标图的边分布较为稀疏,图连通度较小。海杂波图的边

分布较为稠密,接近全连接图,图连通度较大。在频域通道,含目标回波图的顶点分布极为不均衡,少数节点度高度集中,而大部分顶点度数极小。然而,海杂波图顶点分布相对更均衡,不存在孤立节点。这些特性反映了海杂波和含目标回波序列的差异性,在后续检测中具有重要的意义。

2.3 双通道特征提取

2.3.1 时域通道

在连通图中,海杂波和含目标序列在连通密度和顶点分布上存在明显差异性。为了描述这种差异性,从邻接矩阵 A 出发,得到拉普拉斯矩阵^[17]

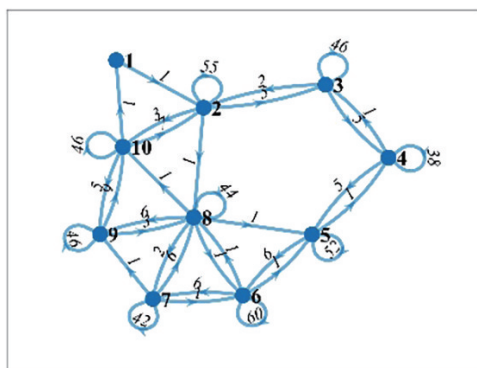
$$L = D - A \quad (8)$$

式中, D 为度矩阵,表明不同量化值顶点间的连接情况。度矩阵为对角矩阵,即

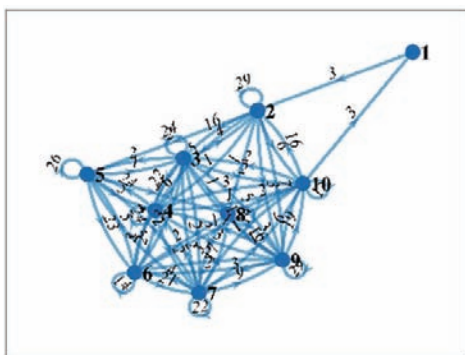
$$D(i, i) = \sum_{j=1}^{\gamma} A(i, j) \quad (9)$$

对角元素描述了对应顶点的度数。那么,拉普拉斯矩阵的对角元素 L_{ii} 等于顶点 i 的度减去自环数,非对角元素 $L_{ij} (i \neq j)$ 表示顶点 i 和 j 的连接关系。这种构造方式不仅反映顶点与其邻居顶点间的关系,也反映了顶点和整体图的联系,适用于分析复杂网络结构。因此,拉普拉斯矩阵在图论、谱聚类、机器学习等方面有广泛的应用。

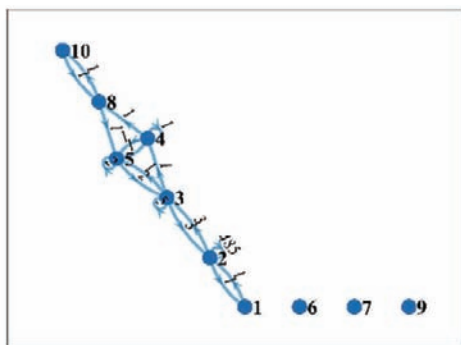
在时域通道,如图3(a)和图3(b)所示,含目标相位序列的图连通密度小,而海杂波相位序列的图连通密度大。这种连通密度可以通过拉普拉斯矩阵的特征值描述。文献[13]将次大特征值作为检测统计量,而文献[14]将最大特征值作为检测统计量。事实上,拉普拉斯矩阵所有特征值都蕴



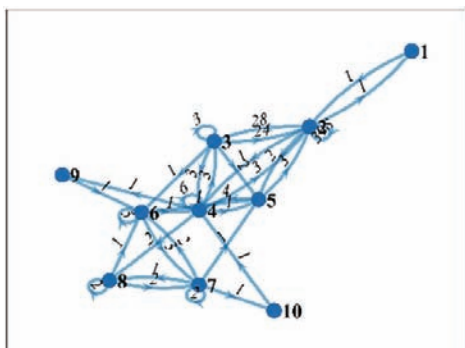
(a) 含目标序列(时域通道)



(b) 海杂波序列(时域通道)



(c) 含目标序列(频域通道)



(d) 海杂波序列(频域通道)

图3 海杂波和含目标序列的连通图生成演示

含关于图连通密度的信息。为此,需要研究如何选取合适的特征值以及选取多少个特征值。

根据时域相位序列 $\arg[\mathbf{x}(n)]$ 生成连通图 G_1 , 计算拉普拉斯矩阵 L 。然后,计算拉普拉斯矩阵 L 的降序特征值

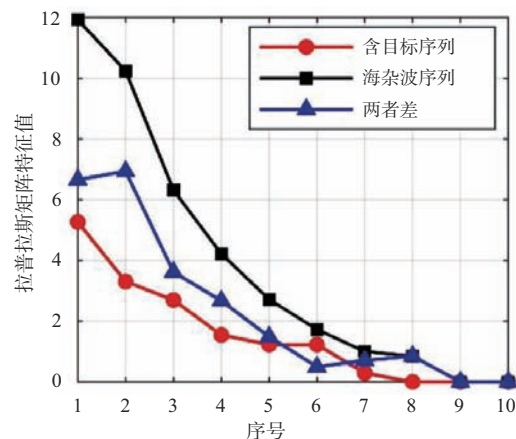
$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_n \quad (10)$$

在图4(a)中,海杂波的 L 矩阵特征值明显大于含目标回波的。这表明海杂波相位序列构成的图具有较大的连通密度,并且最大特征值最能反映自身序列的这一特性。然而,检测更加关注的是海杂波和含目标回波两者之间的差异性,差异性越大,越利于提高检测性能。因此,求解两者特征值的差值。可以发现,随着特征值逐渐下降,含目标回波和海杂波之间的差异性逐渐减小。并且,在第3个特征值后,两者的差异性显著减小。

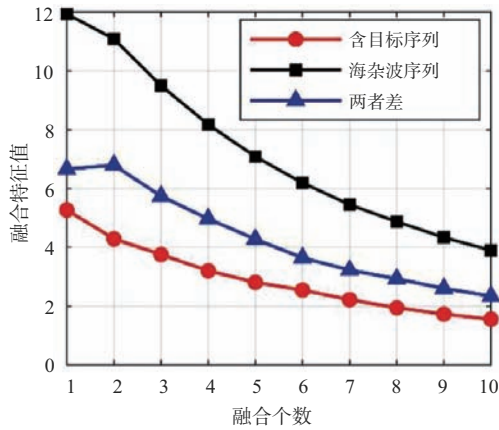
接下来,有必要研究选取多少个特征值进行检测。在图4(b)中,横轴是融合特征值的个数,纵轴是均匀融合后的特征值。当融合个数为1,此时取最大特征值。由于特征值已按照从大到小排序,所以随着融合个数增加,融合的平均特征值逐步减少。这表明越大的特征值越重要,可以去除一部分小的特征值。在蓝色曲线上,当取融合个数为2时,海杂波和含目标回波两者的连通密度差异性最大。因此,将最大和次大特征值的平均值作为最终的融合特征(FF)

$$\xi_{FF} = \frac{\lambda_1 + \lambda_2}{2} \quad (11)$$

FF 值越大,表明图的连通密度越大,图越稠密。



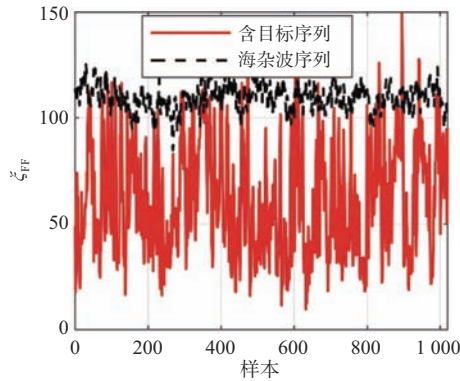
(a) 单一特征



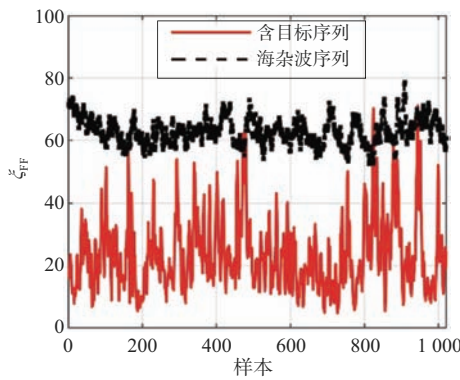
(b) 融合特征

图4 拉普拉斯矩阵特征值分析

图5讨论了时域幅度和相位的图连通密度的差异性。在图5(a)中,对于时域幅度序列生成的图,含目标序列与海杂波序列的FF值有一定区分度,但在许多样本中两者值相近,甚至出现前者超过后者的,即特征混淆现象。这在检测中会出现高虚警率,导致检测概率下降。在图5(b)中,对于



(a) 时域幅度



(b) 时域相位

图5 时域幅度和相位序列的FF分布

时域相位序列生成的图,含目标序列的FF值与杂波序列的FF值具有显著的区分性,仅在个别样本上出现特征混淆。这意味着时域相位更有利于提取FF,更能反映海杂波和含目标回波在连通密度上的差异性。

2.3.2 频域通道

在频域通道,如图3(c)和图3(d)所示,含目标幅度序列的顶点分布较为集中,而海杂波幅度序列的顶点分布较为分散。这种顶点分布分散度可以通过度矩阵的熵描述。在度矩阵中,对角线元素反映了顶点与其他顶点(包括自己)的连接次数。熵能够描述图顶点连接的混乱程度,在海面小目标检测中也有一定的应用^[18]。

假设度矩阵 D 对角线元素构成的向量为

$$\mathbf{d} = \text{diag}(\mathbf{D}) \quad (12)$$

那么,去除 $\mathbf{d}$ 中的零元素得到非零向量

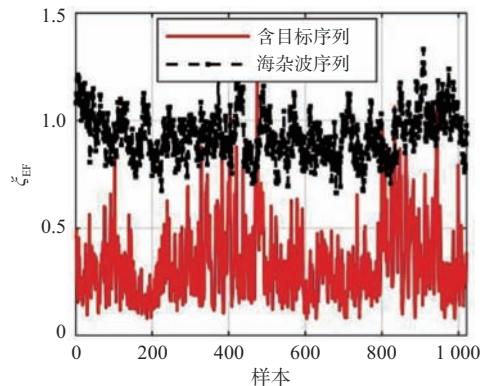
$$\mathbf{d}_{nz} = [d(i) | d(i) \in \mathbf{d}, d(i) \neq 0] \quad (13)$$

记 γ_0 为矩阵 $\mathbf{d}_{nz}$ 的长度,如果每个顶点都有连接到其他顶点的边,则 γ_0 的值等于量化等级 γ 。然后,计算度矩阵的熵特征(EF)

$$\xi_{EF} = -\sum_{i=1}^{\gamma_0} p_i \lg(p_i), p(i) = \frac{d_{nz}(i)}{\sum_{i=1}^{\gamma_0} d_{nz}(i)} \quad (14)$$

EF值越大,表示顶点分布越混乱,连接分散且复杂,每个顶点的度(即与其他节点的连接数)有较大的变化。反之,EF值越小,表示顶点分布较为有序,顶点的连接较为集中。

图6分析了频域幅度序列和相位序列的EF分布情况。从整体上看,海杂波序列的EF值大于含目标序列的EF值,这表明海杂波频谱序列具有更



(a) 频域幅度

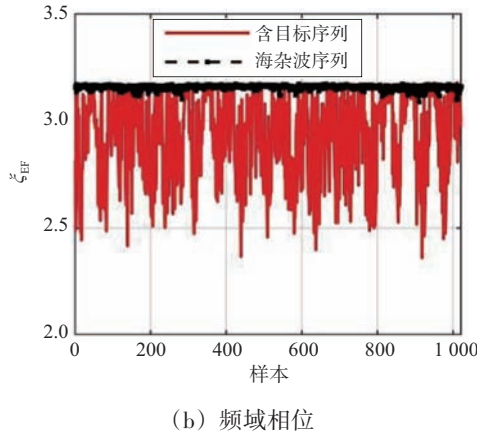


图6 频域幅度和相位序列的EF分布

大的离散度,而含目标频谱序列具有一定的规则性。在图6(a)中,从频域幅度中提取的含目标EF值主要分布在0~0.5之间,而海杂波的EF值波动在1上下。含目标序列和海杂波序列的特征混杂现象较少,两者界限清晰。在图6(b)中,从频域相位中提取的EF值,海杂波序列整体值在3.2附近,与含目标序列的EF值存在较多的重叠,难以区分海杂波和含目标回波。因此,在频域通道,选择幅度进行提取特征具有一定的合理性。

2.4 二维特征空间判决区域

事实上,时域相位和频域幅度反映了雷达回波的不同域信息,可以进行联合检测,从而提高检测性能。因此,将双通道提取的FF和EF构成一个二维的特征向量

$$\xi = [\xi_{FF}, \xi_{EF}]^T \quad (15)$$

那么,式(1)中的检测问题,转换为二维特征空间的异常检测问题

$$\begin{cases} H_0: \xi \in \Omega \\ H_1: \xi \notin \Omega \end{cases} \quad (16)$$

式中, Ω 表示判决区域,由虚警率 P_{fa} 决定。海杂波为正常样本,含目标回波为异常样本。当雷达开机并获得大量的海杂波序列样本后,判决区域可通过二维快速学习凸包算法获得。

在二维特征空间中,传统的快速学习凸包算法是按照面积最小为原则进行不断剔除虚警点。但是,这种方法没有考虑到含目标回波所在的位置,只保证去除距离中心最远的离散点,但不一定是目标的点。因此,本文将含目标回波的先验信

息,作为引导信息,提出具有目标引导的凸包学习算法。具体算法步骤如下:

步骤1: 输入训练集 Δ 和虚警率 P_{fa}

按照图2中的训练分支,从大量海杂波序列中获取 M 个特征向量,构成训练集 $\Delta = \{\xi_i, i = 1, 2, \dots, M\}$ 。根据给定的虚警率 P_{fa} ,确定虚警点数目为 $[M \times P_{fa}]$,其中 $[\cdot]$ 是取整。

步骤2: 设置目标引导点

从特征提取过程中,得到含目标回波的先验信息,即含目标回波的两个特征值都小于海杂波。因而,含目标回波的特征向量更容易聚集的区域为

$$\Omega_{H_1} = \left\{ (x, y)^T; 0 \leq x < \min_{i=1, \dots, M} \{\xi_i(1)\}, \right. \\ \left. 0 \leq y < \min_{i=1, \dots, M} \{\xi_i(2)\} \right\} \quad (17)$$

选择目标可能区域的任意一点作为引导点,记为 $O(x, y)$ 。

步骤3: 获取判决区域

首先,生成一个二维凸包,将训练集 Δ 全部包住,记顶点为 $q_1, q_2, \dots, q_Q$ 。在 Q 个顶点中,寻找到目标引导点 O 的欧式距离最近的点

$$j = \arg \min_i (|q_i - O|, i = 1, 2, \dots, Q) \quad (18)$$

并将第 j 个顶点 q_j 作为虚警点剔除,更新训练集 Δ 。然后,重复上述操作,继续删除虚警点,直到剔除所需求的虚警点,停止算法。

图7演示了二维特征平面上的判决区域获取过程,横轴为FF值,纵轴为EF值。海杂波训练集为10 210个特征向量,虚警率 $P_{fa}=0.001$ 。红色虚线框为目标引导区域,图中选取了原点作为引导点。黑色直线表示凸包判决区域,落在凸包外共

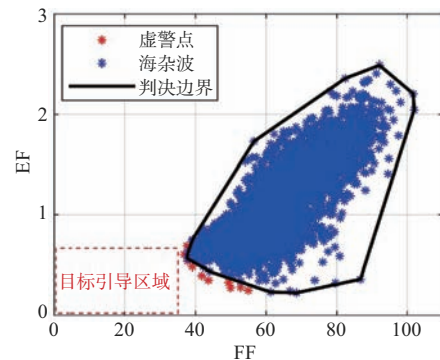


图7 具有目标引导的二维凸包判决区域演示

10个虚警点。可以发现,所有的虚警点都集中在离目标引导区域最近的位置,也就是最可能判决为含目标的位置。虽然凸包的面积不是最小的,但是去除的虚警点是最准确的,更加符合实际雷达检测。

在实际探测环境中,雷达一旦开机,可获得大量当前杂波环境下的训练数据。凸包训练属于离线训练,不影响检测器的在线检测时间。当杂波环境发生改变时,需要重新启动凸包训练,更新判决区域,保证检测器对当前环境的实时感知。

3 实验结果与性能分析

3.1 IPIX实测数据介绍

在海面小目标检测中,1993年加拿大 McMaster 大学公开的 IPIX 雷达数据集^[19]已成为公认的数据集。IPIX 雷达具有 HH、HV、VH、VV 四种极化方式,工作在驻留模式,载波频率为 9.39 GHz,距离分辨率为 30 m,脉冲重复频率为 1 kHz,波束宽度 0.9°。测试小目标为锚固定的包裹着金属丝网的塑料球,球直径 1 m,随海浪上下起伏。该数据的具体风速、风向、海况等环境参数可以参考文献^[19]。每组数据共有 14 个距离单元,每个距离单元包含 2^{17} 个脉冲,即驻留时间为 131 s,海况包含 2~4 级。图 8 列出了 10 组数据在 4 种极化方式下的平均信杂比(Signal-to-Clutter Ratio, SCR)。交叉极化(HV、VH)的平均 SCR 要大于同相极化(HH、VV),VV 极化下的平均 SCR 最小。从整体上来看,不同数据的平均 SCR 差异较大,取值范围从 -2 dB 到 18 dB,具有较大的动态范围。同时,数据涉及了 2 级海况、3 级海况和 4 级海况,可用于测试不同海况下的检测性能。

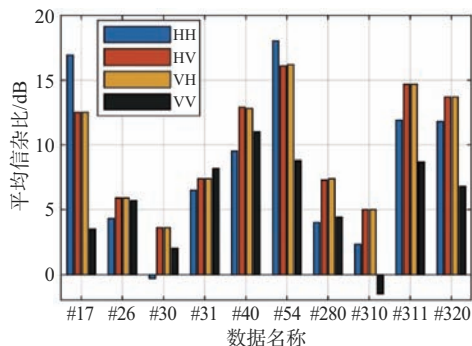


图8 10组数据在4种极化下的平均信杂比

3.2 参数设置

在连通图构建时,采用有限离散值对观测序列进行量化,势必会丢失部分信息。为了保证信息的完整性,量化点数 γ 越多越好。但随着 γ 增加,计算复杂度也相应增加,同时也会带来冗余信息。因此,有必要讨论合理选择量化点数。

设置序列长度 $N=512$,结果如图9所示。可以发现,量化点数与检测概率的曲线有先上升后下降的过程,4种极化下呈现相同的现象。在 HH 极化下,当 $\gamma>10$ 后,检测概率出现明显的下降趋势,随后保持平稳,这意味着太多的量化点数反而会带来冗余信息。对于交叉极化, γ 在 7~10 之间具有较好的稳健性能。对于 VV 极化, γ 在 7~12 之间性能最佳。综合考虑计算量、检测性能和极化方式,本文建议 $\gamma=10$ 。在实际探测环境中,可根据多种因素进行折中选取。

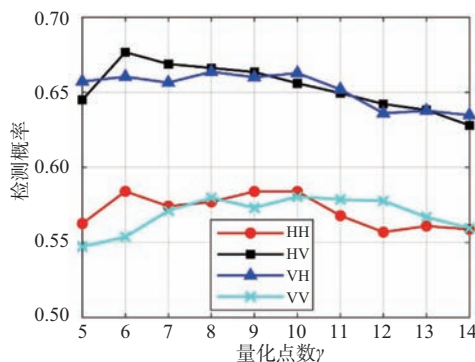


图9 量化点数对性能的影响

3.3 性能对比分析

下面,在不同实测数据下验证检测器的性能。设置脉冲累积数 $N=512$,虚警率 $P_{fa}=10^{-3}$ 。为了保证样本数量,序列之间存在重叠,每段间隔为 128。图 10 给出了 5 种检测器在不同数据和极化方式下的检测性能对比。在 5 种检测器中,基于 Hurst 指数检测器^[5]、基于 GS 检测器^[13]和基于 CDG 检测器^[14]性能大幅度差于其余两种检测器。这是因为这 3 个检测器局限于单个特征,性能势必弱于多个特征联合。当观测时间为 0.512 s 时,基于 Hurst 指数检测器^[5]在 HH、HV、VH、VV 四种极化下的平均检测概率分别为 0.248, 0.351, 0.351, 0.290。Hurst 指数可以反映时域幅度序列的分形特性,但需要

观测时间达到几秒以上,其在短时间上,性能损失严重。基于GS检测器^[13]提取了频域幅度拉普拉斯矩阵的次大特征值,平均检测概率分别为0.190, 0.367, 0.399, 0.329。除了HH极化,其余极化方式下具有微弱的性能提升。相对于GS检测器^[13],除了VV极化,基于CDG检测器^[14]有一定提升,平均检测概率为0.291, 0.297, 0.396, 0.136。这主要是考虑了连通图的顶点之间的连接次数,但这种提升性能有限,需要进一步挖掘不同通道内的信息。相对于这3种单特征检测器,基于三特征检测器^[7]有了显著的性能提升,平均检测概率分别为0.534, 0.622, 0.619, 0.518。这是因为联合了时域幅度1个特征和频域幅度2个特征,主要反映了海杂波和含目标回波在幅度和能量分布上的差异性。该检测器在平均信杂比高的数据下,具有很好的检测性能。从整体上来看,提出的DC-JGF检测器具有最佳的检测性能,检测概率分别为0.584, 0.656, 0.663, 0.580。特别是,在平均SCR较小的情况下,比如数据#280和数据#310,该检测器仍获得最优检测器。相对于基于三特征检测器^[7],提出的检测

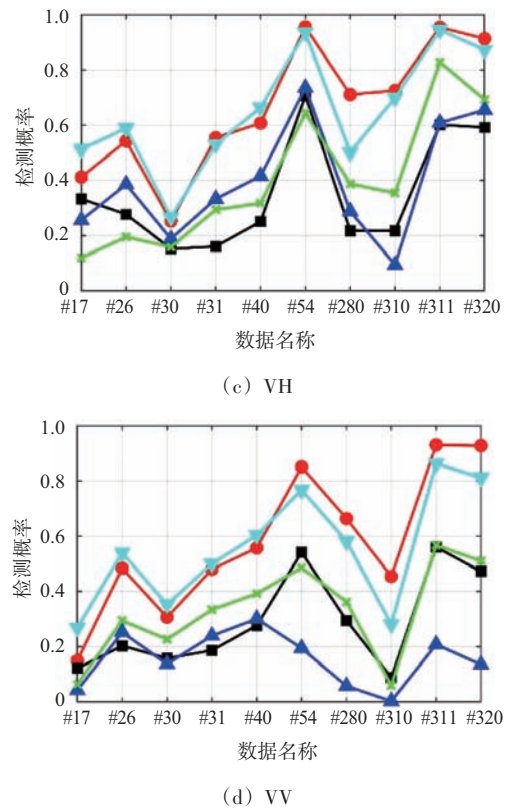
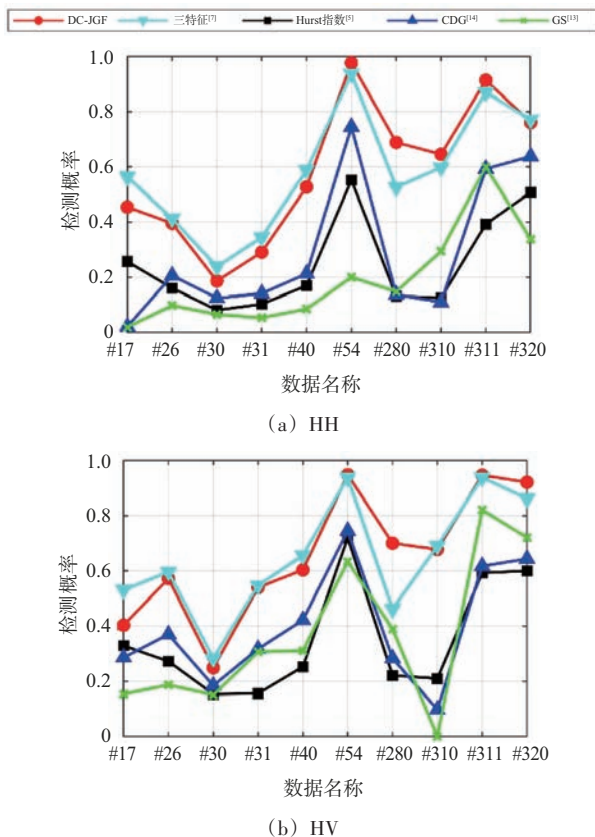


图10 不同数据下5种检测器性能对比

器在仅使用2个特征时仍有8.4%的性能提升。这是因为相位序列比幅度序列受SCR影响较小,在低SCR下仍能探测。所以,提出的DC-JGF检测器虽然维度上性能会略差于基于三特征检测器^[7],但是两个精心设计的特征弥补了维度上的性能损失。

接下来,讨论脉冲累积数 N 对于检测性能的影响,如表1所示。设置 $N=256, 512, 1\ 024$ (即观测时间为0.256, 0.512, 1.024 s),虚警率 $P_{fa}=10^{-3}$,其他参数与前面实验保持一致。4个数值依次代表HH、HV、VH、VV极化下的10组数据平均检测概率。从表中可以归纳以下3个结论。第一,随着脉冲累积数增加,所有检测器的性能均有显著提升。第二,在所有检测器中,提出DC-JGF检测器的整体性能最佳。与基于三特征检测器^[7]相比,在低观测时长时,两者检测性能接近。但是,随着脉冲累积数的上升,在 $N=1\ 024$ 时达到12.7%的性能提升。第三,分析所使用两个通道特征的性能。FF检测器和EF检测器只使用本文提出的单个特征进行检测。可以发现,时域相位特征整体性能优

于频域幅度特征,且在所有观测时长上的性能均优于基于Hurst指数检测器^[5]、基于GS检测器^[13]、基于CDG检测器^[14]。但是,在#26、#30、#31的VV极化下,EF检测器反而优于FF检测器,这表明这两个特征在复杂环境下可以进行互补。同时,这

也证实了所提出特征的有效性,融合了较多的含目标和海杂波的差异性特性。由此可见,在复杂多变的实际探测环境中,本文提出的DC-JGF检测器可以获得高效且稳健的性能,特别是在观测时长达秒级时。

表1 不同脉冲累积数下4种极化的平均检测概率

检测器	$N=256$ (0.25 s)	$N=512$ (0.512 s)	$N=1024$ (1.024 s)
Hurst指数检测器 ^[5]	0.169/0.254/0.244/0.147	0.248/0.351/0.351/0.290	0.324/0.469/0.469/0.396
GS检测器 ^[13]	0.169/0.254/0.244/0.147	0.190/0.367/0.399/0.329	0.173/0.376/0.373/0.336
CDG检测器 ^[14]	0.207/0.300/0.297/0.086	0.291/0.297/0.396/0.136	0.327/0.472/0.466/0.200
三特征检测器 ^[7]	0.507/0.605/0.595/0.511	0.534/0.622/0.619/0.518	0.588/0.674/0.667/0.542
FF检测器	0.425/0.449/0.470/0.434	0.558/0.604/0.599/0.506	0.628/0.670/0.667/0.562
EF检测器	0.260/0.412/0.411/0.258	0.266/0.388/0.411/0.273	0.254/0.470/0.462/0.293
DC-JGF检测器	0.519/0.608/0.588/0.510	0.584/0.656/0.663/0.580	0.663/0.739/0.732/0.650

注:加粗表示每一列的最大值。

下面,使用1998年IPIX数据^[19]验证检测器的性能。数据名称为19980204_163113_ANTSTEP,雷达载频为9.39 GHz,距离分辨率为30 m,脉冲重复频率为1 kHz,工作在驻留模式下,波束宽度为 0.9° 。图11(a)给出了HV极化下的时间-距离幅度分布,一共28个距离单元,观测时间为60 s。可以看到,海杂波幅度在时间-距离二维平面上呈现空时变特性,呈现出较强的非高斯特性。测试目标为漂浮的小船,位于第24个距离单元内。可以计算平均SCR为16.9 dB,但目标单元具有较强的幅度起伏特性,这会增加检测的难度。图11(b)~(f)

给出了5种检测器的检测结果, $N=512$, $P_{fa}=10^{-3}$ 。当平均SCR较高时,基于Hurst指数检测器^[5]、基于GS检测器^[13]、基于CDG检测器^[14]的检测概率分别为0.626,0.761,0.860,检测性能良好。此时,基于三特征检测器^[7]的检测概率为0.880,没有太明显的性能提升。这说明在高SCR下,维度的增益不会太明显,也就是说更重要的是设计有效的特征。相对于基于三特征检测器^[7],提出的DC-JGF检测器的检测概率为0.989,性能提升12.4%。这得益于相位序列和幅度序列双通道信息联合以及精心设计的两个特征。

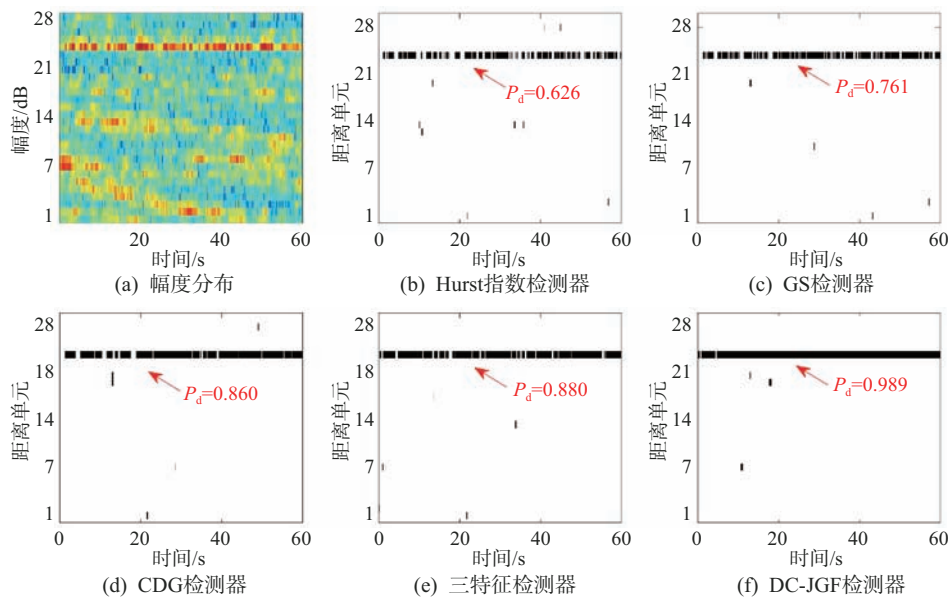
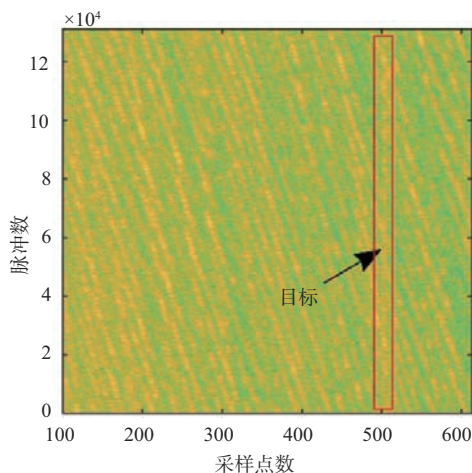


图11 实测数据检测结果

最后,使用海军航空大学公开的雷达对海探测试验数据进行验证^[20]。实验采用天奥 SPPR50P-HH 雷达,工作在驻留模式,射频频率为 9.3 GHz,脉冲重复频率为 2 000 Hz,距离分辨率为 6 m,采样点间隔 2.5 m。数据名 20221112150043_stare_HH,采用 T2LFM 信号,脉宽为 8 μ s,水平波束宽度 1.2°。图 12(a)为脉冲-采样点幅度分布图,500 个采样点,每个采样点包含 2^{17} 个脉冲。可以清晰看到,海杂波在时间上呈现空时纹理特性,且具有较强的非高斯特性。在图 12(b)中,测试目标为钢材质浮标,浮体直径为 2.4 m,海面以上高度约 4.1 m,呈现锚定漂浮状态。测试目标位于 498~506 个采样点,平均 SCR 为 4.5 dB,海况等级为 4 级。考虑到目标占据多个采样点,将功率最大的第 503 个采样点作为目标所在位置,用于测试检测器的性能。



(a) 实测数据幅度分布



(b) 灯浮标 1

图 12 实测数据幅度分布和测试目标

表 2 给出了 5 种检测器在不同累积脉冲数 N 下的检测概率,虚警率为 $P_{fa}=10^{-3}$ 。门限由蒙特卡洛试验 10 万次以上获得,保证达到给定虚警率。从表 2 中可知,基于 Hurst 指数检测器^[5]的检测概率低于 0.1,处于无法工作状态,这是因为观测时间为 ms 级别,并且 SCR 较低。基于 GS 检测器^[13]和基于 CDG 检测器^[14]的检测概率低于 0.3,这是因为只采用了频域幅度数据,意味着检测器性能高度依赖于 SCR。基于三特征检测器^[7]虽然有 3 个特征的联合使用,但 3 个特征来自于时域幅度和频域幅度,同样性能与 SCR 密切相关。在低 SCR 条件下,本文提出的 DC-JGF 检测器取得最佳的检测效果。这主要得益于时域通道的相位序列的使用,与 SCR 相关性较小。

表 2 实测数据下 5 种检测器的检测概率

检测器	$N=256$ (0.128 s)	$N=512$ (0.256 s)	$N=1\ 024$ (0.512 s)
Hurst 指数检测器 ^[5]	0.033	0.074	0.109
GS 检测器 ^[13]	0.098	0.184	0.312
CDG 检测器 ^[14]	0.037	0.102	0.141
三特征检测器 ^[7]	0.271	0.379	0.422
DC-JGF 检测器	0.555	0.598	0.688

注:加粗表示每一列的最大值。

4 结束语

本文主要研究了一种基于双通道图特征联合的海面小目标检测方法。在现有图目标检测仅利用频谱幅度的基础上,增加了时域相位序列信息,并精心设计了两个特征,反映了海杂波和含目标回波的图连通密度和图顶点的差异性。同时,发展了具有目标引导的快速凸包学习算法,有助于获得更加准确的判决区域。最后,IPIX 雷达实测数据验证了所提算法的高效性和稳健性,可用于实际复杂多变的杂波环境。

参考文献:

- [1] 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.
- [2] 陈小龙,何肖阳,邓振华,等.雷达微弱目标智能化处理技术与应用[J].雷达学报,2024,13(3):501-524.
- [3] WARD K D, TOUGH R J A, WATTS S. Sea Clutter: Scattering, the K Distribution and Radar Performance [M].

- UK: Institute of Engineering Technology, 2013.
- [4] 施赛楠, 高季娟, 李东宸. 基于多维矩特征联合的K分布杂波参数估计[J]. 雷达科学与技术, 2024, 22(1): 77-86.
- [5] HU Jing, TUNG Wenwen, GAO Jianbo. Detection of Low Observable Targets Within Sea Clutter by Structure Function Based Multifractal Analysis [J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2006, 54(1):136-143.
- [6] GUO Zixun, SHUI Penglang, BAI Xiaohui. Small Target Detection in Sea Clutter Using All-dimensional Hurst Exponents of Complex Time Sequence[J]. Digital Signal Processing, 2020, 101:102707.
- [7] SHUI Penglang, LI Dongchen, XU Shuwen. Tri-Feature-Based Detection of Floating Small Targets in Sea Clutter [J]. IEEE Trans on Aerospace & Electronic Systems, 2014, 50(2):1416-1430.
- [8] 施赛楠, 杨静, 董泽远. 基于高维特征域随机森林的海面小目标检测[J]. 现代雷达, 2022, 44(3):63-69.
- [9] BAI Xiaohui, XU Shuwen, ZHU Jianan, et al. Floating Small Target Detection in Sea Clutter Based on Multifeature Angle Variance[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2023, 16:9422-9436.
- [10] LI Yuzhou, XIE Pengcheng, TANG Zechen, et al. 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.
- [11] ZHOU Hongkuan, JIANG Tao. Decision Tree Based Sea-Surface Weak Target Detection with False Alarm Rate Controllable [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2019, 26(6):793-797.
- [12] GUO Zixun, SHUI Penglang. Anomaly-Based Sea-Surface Small Target Detection Using K-Nearest-Neighbour Classification [J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2020, 56(6):4947-4964.
- [13] YAN Kun, WU Hsiao-Chun, XIAO Hailin, et al. Novel Robust Band-Limited Signal Detection Approach Using Graphs[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(1): 20-23.
- [14] 时艳玲, 姚婷婷, 郭亚星. 基于图连通密度的海面漂浮小目标检测[J]. 电子与信息学报, 2021, 43(11):3185-3192.
- [15] 许述文, 焦银萍, 白晓惠, 等. 基于频域多通道图特征感知的海面小目标检测[J]. 电子与信息学报, 2023, 45(5):1567-1574.
- [16] 许述文, 何绮, 茹宏涛. 基于无监督图互信息最大化的海面小目标异常检测[J]. 电子与信息学报, 2024, 46(7):2712-2720.
- [17] MACHARETE R R, DEL-VECCHIO R R, TEIXEIRA H, et al. A Laplacian Eigenbasis for Threshold Graphs [J]. Special Matrices, 2024, 12(1):86-119.
- [18] 施赛楠, 姜丽, 曹鼎, 等. 基于频域相对样本熵的海面小目标特征检测[J]. 南京信息工程大学学报(自然科学版), 2023, 15(4):429-438.
- [19] Cognitive Systems Laboratory. IPIX Radar Database[EB/OL]. [2024-08-15]. <http://soma.mcmaster.ca/ipix.php>.
- [20] 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.

作者简介:

施赛楠 女, 博士, 副教授, 主要研究方向为雷达信号处理、微弱目标检测、气象雷达探测。

姜苏桐 女, 硕士, 主要研究方向为海面目标检测与识别。

汪佳俊 男, 硕士, 主要研究方向为无人机检测、智能网络检测。

李 焘 女, 博士, 副教授, 主要研究方向为SAR图像处理、目标检测与识别。

基于星载分布式InSAR系统姿态分析的 基线估计方法研究

田家奇^{1,2,3}, 梁维斌^{1,2}, 王亚芬^{1,2,3}, 柴会明^{1,2}, 林梓^{1,2}

- (1. 中国科学院空天信息创新研究院, 北京 100094;
2. 中国科学院空间信息处理与应用系统技术重点实验室, 北京 100190;
3. 中国科学院大学电子电气与通信工程学院, 北京 100049)

摘要: 星载分布式干涉合成孔径雷达(Interferometric Synthetic Aperture Radar, InSAR)系统编队缠绕飞行, 双星姿态相对变化导致基线系统误差动态变化, 单定标场地基线定标结果求均值的传统基线估计方法无法有效适用于未定标弧段。针对这一问题, 本文提出了一种基线估计方法。该方法对基线系统误差及双星各自系统误差进行分析, 将基线定标结果转换至卫星系统误差, 然后结合未定标弧段卫星轨道参数、运动姿态完成该弧段的基线误差推算。本文仿真了卫星飞行过程中传统基线估计方法和本文所提基线估计方法对应的测量高程差和相对姿态以及卫星系统误差的变化关系, 并采用我国星载分布式InSAR系统实测数据进行实验验证。实验结果表明, 本文所提基线估计方法相较于传统基线估计方法能够提高未定标弧段的地面高程测量精度, 为星载分布式InSAR系统基线定标结果应用提供一种新方法。

关键词: 星载分布式InSAR; 基线估计方法; 系统误差; 基线定标

中图分类号: TN957.52

文献标志码: A

文章编号: 1672-2337(2025)05-0503-10

引用格式: 田家奇, 梁维斌, 王亚芬, 等. 基于星载分布式InSAR系统姿态分析的基线估计方法研究[J]. 雷达科学与技术, 2025, 23(5): 503-512.

TIAN Jiaqi, LIANG Weibin, WANG Yafen, et al. Research on Baseline Estimation Method Based on Attitude Analysis of Spaceborne Distributed InSAR System[J]. Radar Science and Technology, 2025, 23(5): 503-512.

Research on Baseline Estimation Method Based on Attitude Analysis of Spaceborne Distributed InSAR System

TIAN Jiaqi^{1,2,3}, LIANG Weibin^{1,2}, WANG Yafen^{1,2,3}, CHAI Huiming^{1,2}, LIN Zi^{1,2}

- (1. Aerospace Information Research Institute, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100094, China;
2. Key Laboratory of Technology in Geo-spatial Information Processing and Application System, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;
3. School of Electronic, Electrical and Communication Engineering, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Spaceborne distributed interferometric synthetic aperture radar (InSAR) system flying in formation winding, the relative attitude change of the two satellites leads to the dynamic change of baseline system error. The traditional baseline estimation method of calculating the mean value of baseline calibration results for a single calibration site cannot be effectively applied to uncalibrated arcs. A baseline estimation method is proposed in this paper to solve this problem. The baseline system error and the system error of the two satellites are analyzed, and the baseline calibration result is converted to the satellite system error. Then the baseline error of the uncalibrated arc is calculated by combining the orbit parameters and motion attitude of the satellite. The variations of the elevation difference, the relative attitude and the system error of the traditional baseline estimation method and the proposed baseline estimation method during the flight of the satellite are simulated, and the experimental results are verified by the measured data of the Chinese spaceborne distributed InSAR system. The experimental results show that the proposed baseline estimation method can improve the ground elevation measurement accuracy of the uncalibrated arc compared with the traditional baseline estimation method, and provide a new method for the application of baseline calibration results of spaceborne distributed InSAR system.

Key words: spaceborne distributed InSAR; baseline estimation method; systematic error; baseline calibration

0 引言

星载分布式 InSAR 系统是合成孔径雷达 (Synthetic Aperture Radar, SAR) 技术和卫星编队有机结合的航天干涉雷达系统,通过两颗或多颗 SAR 卫星编队飞行,利用干涉原理测制高精度数字高程模型 (Digital Elevation Model, DEM)^[1]。2010 年,德国宇航中心发射 TanDEM-X 卫星,与 TerraSAR-X 卫星编队飞行,首次实现了星载双星分布式干涉测量^[2]。近年来,我国星载分布式 InSAR 系统蓬勃发展,成功发射了 TH-2、LT-1 和 HT-1 等 InSAR 系统^[3-5],有效弥补了我国在三维地形测绘领域的技术短板,为高精度地形数据的获取提供了重要支撑。相较于星载重轨 InSAR 系统和双天线 InSAR 系统,星载分布式 InSAR 系统具有重访周期短、雷达回波相干性好、干涉基线长度长、测制精度高等优点,但需要两颗或多颗卫星协同工作,实施难度相对较大且高程测量精度受干涉基线影响大。

干涉基线是指 InSAR 系统对地面同一目标进行观测时,主辅雷达两次成像时刻 SAR 天线相位中心 (Antenna Phase Center, APC) 的连线,简称基线^[6]。目前常采用全球导航卫星系统 (Global Navigation Satellite System, GNSS) 双频载波相位差分测量技术实现星间基线高精度测量,主要包括 GNSS 天线相位中心测量、相对定轨以及 GNSS 天线相位中心和 SAR 天线相位中心坐标转换三部分。星载分布式 InSAR 系统受内部硬件老化、温度变化和卫星平台飞行姿态不稳定等因素影响,导致 GNSS 相位中心、SAR 天线相位中心和雷达姿态产生测量误差,降低基线测量精度^[7]。基线精度是影响星载分布式 InSAR 系统测量高程精度的重要因素,基线定标技术能够对基线测量过程中的系统误差进行定标并校准,是获取高精度 DEM 的必要手段,目前多采用单定标场地实现基线定标。文献[8-16]分析了目标高程对基线的敏感度,建立敏感度方程,利用地面控制点 (Ground Control Points, GCPs) 或参考 DEM 信息完成星载分布式 InSAR 系统基线定标;文献[14-15,17-19]根据 InSAR 测高原理,建立基线偏差方程,利用 GCPs 完成星载分布式 InSAR 系统基线定标。为降

低定标结果偶然性的影响,上述文献采用多次定标结果求均值作为全弧段基线测量系统误差完成基线修正。星载分布式 InSAR 系统采用异轨道面编队缠绕飞行,双星需要调整各自运动姿态以保证观测同一地面目标。双星运动姿态的相对变化导致双星各自系统误差相对关系发生变化,影响合成的基线系统误差,降低 InSAR 系统的测高精度,单定标场多次定标结果求均值的传统基线估计方法无法精确应用至卫星未定标弧段。

针对上述基线定标结果应用存在的问题,本文对星载分布式 InSAR 系统双星姿态进行分析,提出了一种基线估计方法,实现多景基线定标结果的拓展应用:首先建立坐标系对基线测量误差和双星各自系统误差进行分析,根据坐标系间的旋转关系将双星各自系统误差以及基线定标结果旋转至地固系;然后根据双星姿态数据及已有定标结果实现双星各自系统误差求解,并建立基线误差外推模型,该模型保证了基线误差外推过程中双星各自系统误差的地理一致性;最后根据未定标弧段的双星轨道参数和运动姿态外推该弧段基线误差,修正 GNSS 天线获取的基线初始值,提高 InSAR 系统测量精度。该方法考虑了卫星姿态对基线测量系统误差的影响,确保了基线估计结果的准确性和适用性。

1 坐标系的建立及其转换关系

1) 地固坐标系 $X_g Y_g Z_g$

坐标原点为地心 O , OX_g 轴指向本初子午线与赤道的交点, OZ_g 轴指向北极, OY_g 垂直于平面 $X_g OZ_g$ 且构成右手坐标系。

2) 惯性坐标系 $X_o Y_o Z_o$

坐标原点为地心 O , OX_o 轴指向春分点, OZ_o 轴指向北极, OY_o 垂直于平面 $X_o OZ_o$ 且构成右手坐标系。

3) 轨道平面坐标系 $X_v Y_v Z_v$

坐标原点为地心 O , OX_v 轴指向卫星轨道近地点, OZ_v 轴指向卫星飞行角动量方向, OY_v 轴垂直于平面 $X_v OZ_v$ 且构成右手坐标系。

4) 卫星平台坐标系 $X_r Y_r Z_r$

坐标原点为卫星质心 O_s , $O_s X_r$ 轴指向卫星速度方向, $O_s Z_r$ 轴与 OZ_v 轴方向相同, $O_s Y_r$ 轴垂直于

平面 X_rOZ_r 且构成右手坐标系。

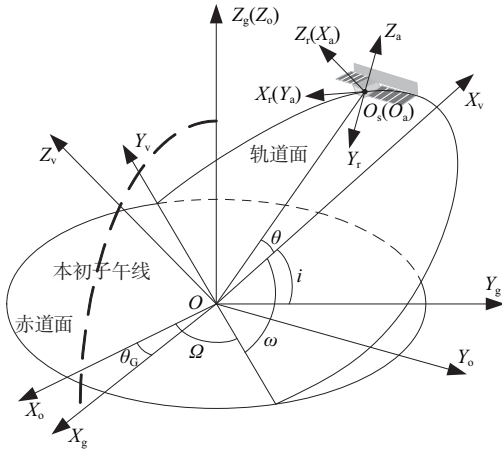
5) 卫星星体坐标系 $X_eY_eZ_e$

坐标原点为卫星质心 O_s , O_sX_e 轴与卫星滚动轴重合, O_sZ_e 轴与卫星偏航轴重合, O_sY_e 轴与卫星俯仰轴重合。

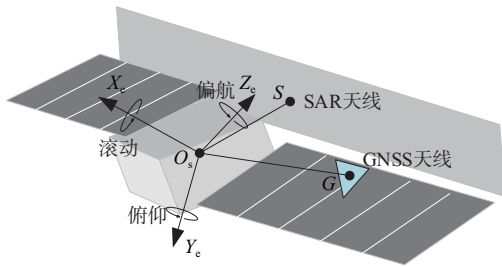
6) APC坐标系

坐标原点为主雷达天线相位中心 O_a , O_aY_a 轴指向卫星速度方向, O_aX_a 轴垂直于平面 OO_aY_a , O_aZ_a 轴满足右手螺旋法则。

设卫星飞行过程中轨道六根数半长轴为 a 、偏心率为 e 、轨道倾角为 i 、升交点赤径为 Ω 、近地点幅角为 ω 、真近点角为 θ 、航迹角为 γ 、横滚角为 θ_r 、偏航角为 θ_y 、俯仰角为 θ_p 、格林尼治时角为 θ_G , 如图1所示为各坐标系及卫星轨道示意图。



(a) 地固系、惯性系、轨道平面系、卫星平台系和APC系示意图



(b) 卫星星体坐标系示意图

图1 卫星轨道及坐标系示意图

卫星星体坐标系首先绕 O_sY_e 轴、 O_sZ_e 轴和 O_sX_e 轴分别对卫星俯仰角、偏航角和横滚角进行旋转得到卫星平台坐标系, 其次绕 O_sZ_r 轴对真近点角和航迹角进行旋转得到轨道平面坐标系, 然后绕 OZ_v 轴、 OY_v 轴和 OZ_v 轴分别对卫星近地点幅角、轨道倾角和升交点赤径进行旋转得到惯性坐标系, 最后对岁差矩阵、章动矩阵和格林尼治时角进行旋转得到地固坐标系。

令 $L_x(\alpha)$ 为向量绕 X 轴逆时针旋转 α 度的旋转矩阵, $L_y(\alpha)$ 为向量绕 Y 轴逆时针旋转 α 度的旋转矩阵, $L_z(\alpha)$ 为向量绕 Z 轴逆时针旋转 α 度的旋转矩阵, 则 $L_x(\alpha)$ 、 $L_y(\alpha)$ 和 $L_z(\alpha)$ 分别为

$$L_x(\alpha) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \alpha & -\sin \alpha \\ 0 & \sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$L_y(\alpha) = \begin{bmatrix} \cos \alpha & 0 & \sin \alpha \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \alpha & 0 & \cos \alpha \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$L_z(\alpha) = \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha & 0 \\ \sin \alpha & \cos \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

卫星星体坐标系旋转至地固坐标系的流程图及对应的旋转矩阵如图2所示^[20]。其中 $L_x(-\varepsilon_M - \Delta\varepsilon)L_z(-\Delta\varphi)L_x(\varepsilon_M)$ 为章动矩阵, $\Delta\varepsilon$ 为交角章动, $\Delta\varphi$ 为黄经章动, ε_M 为平黄赤交角, $L_z(-z_A)L_y(-\theta_A)L_z(-\xi_A)$ 为岁差矩阵。设卫星位置向量为 $\vec{R}$, 速度向量为 $\vec{v}$, 角动量为 $\vec{h}$, 升交线矢量为 $\vec{n}$, 儒略世纪数 t , 引力常数 μ , 黄道与月球平轨道升交点黄经 Ω , 月球平黄经 L , 太阳平黄经 L' , 各旋转角度及旋转矩阵 L_s 计算如下:

$$a = -\frac{\mu}{v^2 - 2\mu/R} \quad (4)$$

$$\vec{h} = \vec{R} \times \vec{v} \quad (5)$$

$$\vec{e} = \frac{1}{\mu} \left[\left(v^2 - \frac{\mu}{R} \right) \vec{R} - (\vec{R} \cdot \vec{v}) \vec{v} \right] \quad (6)$$

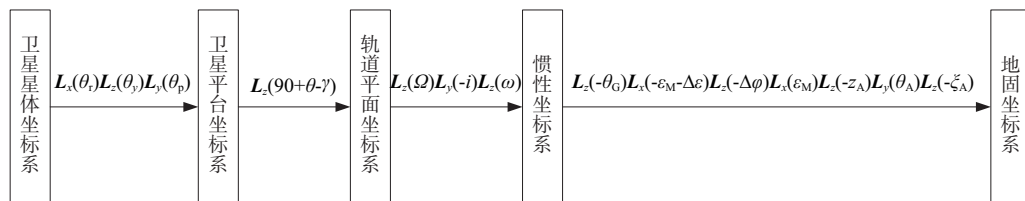


图2 坐标系旋转流程图

$$i = \arccos\left(\frac{\vec{Z}_g \cdot \vec{h}}{|\vec{h}|}\right) \quad (7)$$

$$\omega = \arccos\left(\frac{\vec{n} \cdot \vec{e}}{n \cdot e}\right) \quad (8)$$

$$\Omega = \arccos\left(\frac{\vec{n} \cdot \vec{X}_g}{|\vec{n}|}\right) \quad (9)$$

$$\theta = \arccos\left(\frac{\vec{e} \cdot \vec{R}}{e \cdot R}\right) \quad (10)$$

$$\gamma = \arctan\left(\frac{e \sin \theta}{1 + e \sin \theta}\right) \quad (11)$$

$$\Delta \varepsilon = 9.20'' \cos(\Omega_1) + 0.57'' \cos(2L) + 0.10'' \cos(2L') - 0.09'' \cos(2\Omega_1) \quad (12)$$

$$\Delta \varphi = -17.20'' \sin(\Omega_1) - 1.32'' \sin(2L) - 0.23'' \sin(2L') + 0.21'' \sin(2\Omega_1) \quad (13)$$

$$\varepsilon_M = 23^\circ 26' 21.448'' - 46.815 0'' t - 0.000 59'' t^2 + 0.001 813'' t^3 \quad (14)$$

$$\xi_A = 2 306.218 1'' t + 0.301 88'' t^2 + 0.017 998'' t^3 \quad (15)$$

$$\theta_A = 2 004.310 9'' t - 0.426 65'' t^2 - 0.041 833'' t^3 \quad (16)$$

$$z_A = 2 306.218 1'' t + 1.094 68'' t^2 + 0.018 203'' t^3 \quad (17)$$

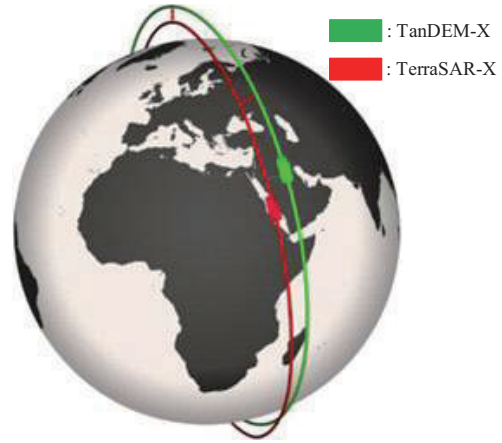
$$\begin{aligned} L_S = & L_z(-\theta_G) L_x(-\varepsilon_M - \Delta \varepsilon) L_z(-\Delta \varphi) L_x(\varepsilon_M) \cdot \\ & L_z(-z_A) L_y(\theta_A) L_z(-\xi_A) L_z(\Omega) L_y(-i) \cdot \\ & L_z(\omega) L_z(90 + \theta - \gamma) L_x(\theta_r) L_z(\theta_y) L_y(\theta_p) \end{aligned} \quad (18)$$

2 基线误差估计方法

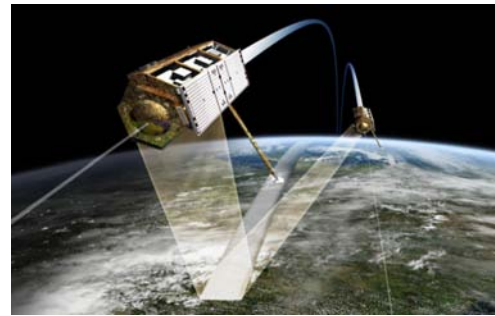
星载分布式 InSAR 系统采用编队飞行完成干涉测量,其星间基线时刻变化,如图3所示为德国宇航中心发射的 TanDEM-X 和 TerraSAR-X InSAR 系统运行示意图^[2]。为研究基线的变化情况,本节对基线系统误差进行分析并建立基线误差外推模型,实现全弧段基线高精度估计。

2.1 基线系统误差分析

如图4所示为星载分布式 InSAR 系统基线测量示意图,其中 G_A 和 G_B 分别为 A 星和 B 星 GNSS 天



(a) 双星编队飞行示意图



(b) 对地观测示意图

图3 德国 TanDEM-X 和 TerraSAR-X InSAR 系统运行示意图

线相位中心, O_A 和 O_B 分别为 A 星和 B 星质心, S_A 和 S_B 分别为 A 星和 B 星 SAR 天线相位中心。则该 InSAR 系统基线测量公式可以表示为

$$\begin{aligned} \vec{S}_A \vec{S}_B = & \vec{O}_A \vec{O}_B - \vec{O}_A \vec{S}_A + \vec{O}_B \vec{S}_B = \\ & \vec{G}_A \vec{G}_B + \vec{O}_A \vec{G}_A - \vec{O}_B \vec{G}_B - \vec{O}_A \vec{S}_A + \vec{O}_B \vec{S}_B \end{aligned} \quad (19)$$

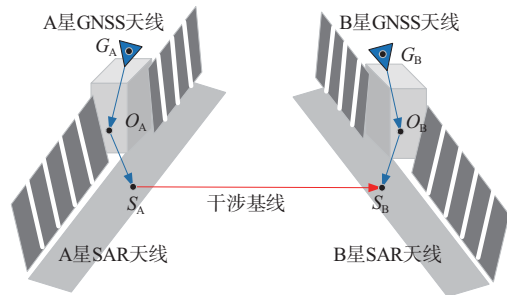


图4 星载分布式 InSAR 系统基线测量示意图

基线测量误差包括随机误差和系统误差,其分类如图5所示。随机误差具有偶然性和不规则性,在此不作深入研究。系统误差包括双星各自的 GNSS 天线安装误差 G_i 、卫星平台变形引起的

GNSS天线位置误差 G_d 、GNSS天线相位中心测量误差 G_m 、SAR天线安装误差 S_i 、卫星平台形变引起的SAR天线位置误差 S_d 以及SAR天线相位中心测量误差 S_m 。令 $\delta = G_i + G_m + G_d - S_i - S_m - S_d$ 为卫星星体坐标系下的系统误差,如图6所示为单星系统误差示意图。

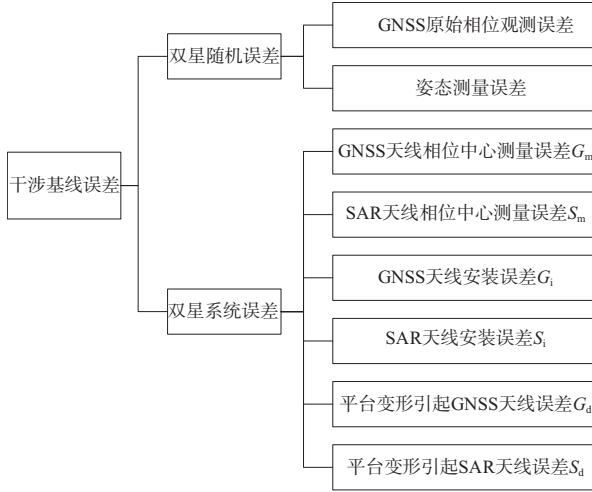
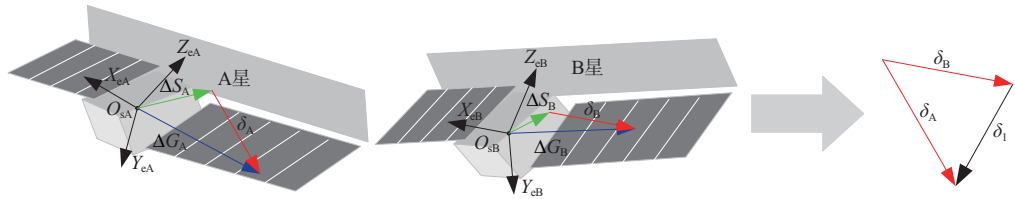
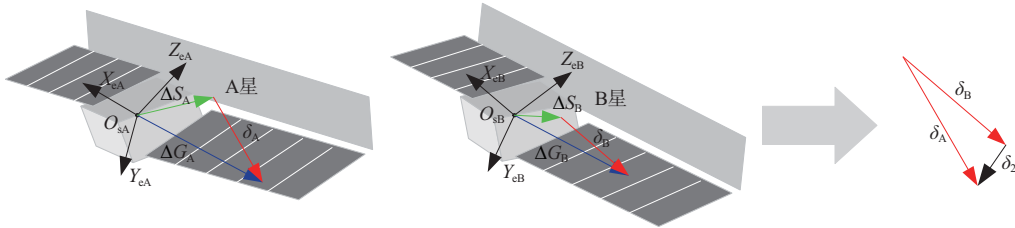


图5 干涉基线误差分类

设A星为主星,当B星姿态相对A星变化时,B星系统误差在A星星体坐标系中的向量随之变化,影响合成后的基线系统误差。如图7所示为基线系统误差合成示意图,其中 δ_A 和 δ_B 分别为A、B星各自系统误差, δ_1 和 δ_2 分别为两个状态下的基线测量系统误差。



(a) 状态1基线系统误差合成示意图



(b) 状态2基线系统误差合成示意图

图7 基线系统误差合成示意图

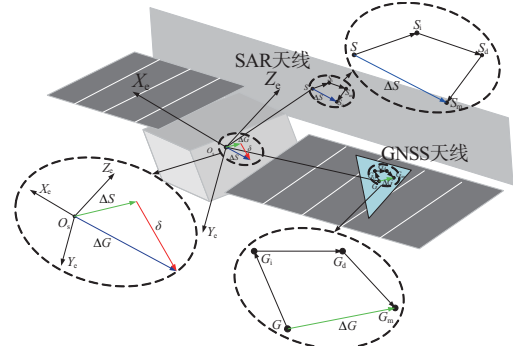


图6 单星系统误差示意图

2.2 基线误差外推模型

设卫星星体坐标系下GNSS天线安装误差为 $\Delta G_i = (\Delta G_{ix}, \Delta G_{iy}, \Delta G_{iz})$, GNSS天线相位中心测量误差为 $\Delta G_m = (\Delta G_{mx}, \Delta G_{my}, \Delta G_{mz})$, 卫星形变引起的GNSS天线位置误差 $\Delta G_d = (\Delta G_{dx}, \Delta G_{dy}, \Delta G_{dz})$, SAR天线安装误差为 $\Delta S_i = (\Delta S_{ix}, \Delta S_{iy}, \Delta S_{iz})$, SAR天线相位中心测量误差为 $\Delta S_m = (\Delta S_{mx}, \Delta S_{my}, \Delta S_{mz})$, 卫星形变引起的SAR天线位置误差 $\Delta S_d = (\Delta S_{dx}, \Delta S_{dy}, \Delta S_{dz})$ 。设A星旋转矩阵为 L_{SA} , B星旋转矩阵为 L_{SB} , 则基线表示为

$$\begin{aligned} \overrightarrow{S_A S_B} = & \overrightarrow{G_A G_B} + \overrightarrow{O_A G_A} + L_{SA} \cdot (\Delta G_{iA} + \Delta G_{mA} + \Delta G_{dA}) - \\ & \overrightarrow{O_B G_B} - L_{SB} \cdot (\Delta G_{iB} + \Delta G_{mB} + \Delta G_{dB}) - \\ & \overrightarrow{O_A S_A} - L_{SA} \cdot (\Delta S_{iA} + \Delta S_{mA} + \Delta S_{dA}) + \\ & \overrightarrow{O_B S_B} + L_{SB} \cdot (\Delta S_{iB} + \Delta S_{mB} + \Delta S_{dB}) \quad (20) \end{aligned}$$

由基线计算公式(20)推导地固坐标系下基线的系统误差:

$$\begin{aligned} \Delta \vec{S}_A \vec{S}_B = & \vec{L}_{SA} \cdot (\Delta G_{iA} + \Delta G_{mA} + \Delta G_{dA}) - \vec{L}_{SB} \cdot (\Delta G_{iB} + \Delta G_{mB} + \Delta G_{dB}) - \\ & \vec{L}_{SA} \cdot (\Delta S_{iA} + \Delta S_{mA} + \Delta S_{dA}) + \vec{L}_{SB} \cdot (\Delta S_{iB} + \Delta S_{mB} + \Delta S_{dB}) = \\ & \vec{L}_{SA} \cdot \begin{bmatrix} \Delta G_{ixA} + \Delta G_{mxA} + \Delta G_{dxA} - \Delta S_{ixA} - \Delta S_{mxA} - \Delta S_{dxA} \\ \Delta G_{iyA} + \Delta G_{myA} + \Delta G_{dyA} - \Delta S_{iyA} - \Delta S_{myA} - \Delta S_{dyA} \\ \Delta G_{izA} + \Delta G_{mzA} + \Delta G_{dzA} - \Delta S_{izA} - \Delta S_{mzA} - \Delta S_{dzA} \end{bmatrix} - \\ & \vec{L}_{SB} \cdot \begin{bmatrix} \Delta G_{ixB} + \Delta G_{mxB} + \Delta G_{dxB} - \Delta S_{ixB} - \Delta S_{mxB} - \Delta S_{dxB} \\ \Delta G_{iyB} + \Delta G_{myB} + \Delta G_{dyB} - \Delta S_{iyB} - \Delta S_{myB} - \Delta S_{dyB} \\ \Delta G_{izB} + \Delta G_{mzB} + \Delta G_{dzB} - \Delta S_{izB} - \Delta S_{mzB} - \Delta S_{dzB} \end{bmatrix} = \\ & \vec{L}_{SA} \cdot \delta_A - \vec{L}_{SB} \cdot \delta_B \end{aligned} \quad (21)$$

式中 $\delta_A = (\Delta x_A, \Delta y_A, \Delta z_A)^T$ 和 $\delta_B = (\Delta x_B, \Delta y_B, \Delta z_B)^T$ 分别为星体坐标系下 A 星和 B 星的系统误差,且在卫星飞行过程中保持恒定。已知 InSAR 系统在状态 1 的基线定标结果为 $\delta_1 = (\Delta B_{x1}, \Delta B_{y1}, \Delta B_{z1})^T$, A、B 星各自旋转矩阵为 $\vec{L}_{SA1}$ 和 $\vec{L}_{SB1}$;在状态 2 的基线定标结果为 $\delta_2 = (\Delta B_{x2}, \Delta B_{y2}, \Delta B_{z2})^T$, A、B 星各自旋转矩阵为 $\vec{L}_{SA2}$ 和 $\vec{L}_{SB2}$,建立系统误差解算方程:

$$\begin{cases} \vec{L}_{SA1} \cdot \begin{bmatrix} \Delta x_A \\ \Delta y_A \\ \Delta z_A \end{bmatrix} - \vec{L}_{SB1} \cdot \begin{bmatrix} \Delta x_B \\ \Delta y_B \\ \Delta z_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta B_{x1} \\ \Delta B_{y1} \\ \Delta B_{z1} \end{bmatrix} \\ \vec{L}_{SA2} \cdot \begin{bmatrix} \Delta x_A \\ \Delta y_A \\ \Delta z_A \end{bmatrix} - \vec{L}_{SB2} \cdot \begin{bmatrix} \Delta x_B \\ \Delta y_B \\ \Delta z_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta B_{x2} \\ \Delta B_{y2} \\ \Delta B_{z2} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (22)$$

根据方程(22)解算的 AB 星系统误差 δ_A 和 δ_B 结合任意状态 t 卫星飞行姿态数据计算的旋转矩阵 $\vec{L}_{SAi}$ 和 $\vec{L}_{SBi}$ 建立该状态下的基线误差 δ_i 外推模型:

$$\delta_i = \vec{L}_{SAi} \cdot \delta_A - \vec{L}_{SBi} \cdot \delta_B \quad (23)$$

3 实验

3.1 仿真分析

1) 理论状态分析

为分析卫星飞行过程中 InSAR 系统的基线长度及双星相对位置关系,实验使用 InSAR 系统绕轨道运行 5 700 s 内(约绕地球飞行一圈)的轨道数据进行仿真。设初始时刻 A 星和 B 星的轨道六根数如表 1 所示,设 A 星天线相位中心为 A, B 星天线相位中心为 B,地心为 O,图 8 和图 9 仿真了 InSAR 系统运行 5 700 s 内基线长度以及 $\angle OAB$ 的变化情况,并以 A 星为主星建立 APC 坐标系,对 B 星在该坐标系下的位置进行仿真,如图 10 所示。

表 1 初始时刻卫星各项参数

仿真参数	A 星	B 星
半长轴	6 976.600 5 km	6 976.600 7 km
轨道 偏心率	0.002 22	0.002 18
轨道 轨道倾角	97.743 0°	97.742 9°
六 升交点赤经	327.321 9°	327.317 7°
根 近地点幅角	66.030 7°	64.765 8°
数 真近点角	172.049 0°	173.313 4°

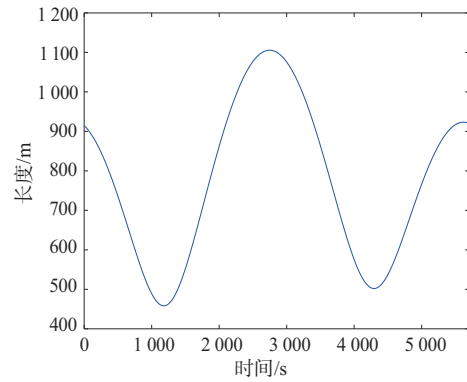


图 8 InSAR 系统飞行 5 700 s 内基线长度变化情况

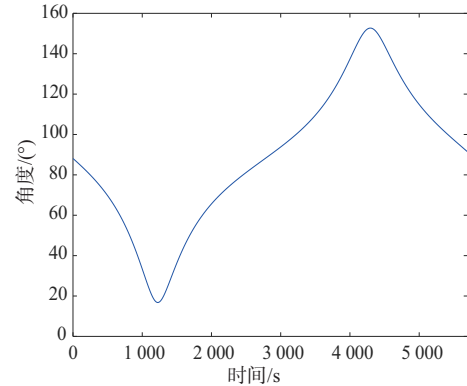


图 9 InSAR 系统飞行 5 700 s 内 $\angle OAB$ 变化情况

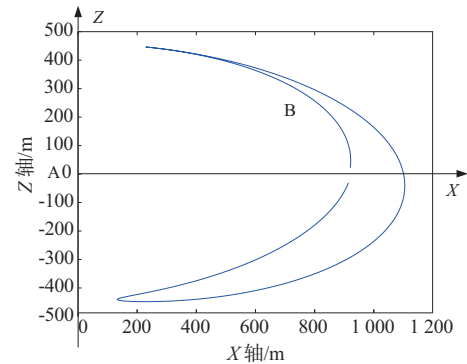


图 10 B 星相对于 A 星位置关系

根据图 10 双星位置关系,选择两个近似状态进行系统误差分析,如图 11 所示。假定 A 星在两

状态卫星姿态不变,保持轨道高度615 km,下视角 15° 观测地面目标。设 P 为A星观测的地面目标,状态1B星相位中心为 B_1 ,基线长度为1 000 m, $\angle OAB_1 = 90^\circ$,B星下视角为 θ_1 ;状态2B星相位中心为 B_2 ,基线长度为460 m, $\angle OAB_2 = 20^\circ$,B星下视角为 θ_2 。为保证B星在不同状态能够和A星观测同一区域,B星需要调整姿态以满足相应下视角要求。根据几何关系,计算可得B星两次下视角变化 $\Delta\theta = \theta_1 - \theta_2 \approx 0.083\ 058^\circ$ 。当B星具有2 cm系统误差时,由B星姿态角改变 $\Delta\theta$ 引起平行基线长度变化0.028 992 mm,导致高程变化约为0.119 6 m,本文认为当两种方法测量高程差的绝对值大于0.1 m时,该误差不可忽略。

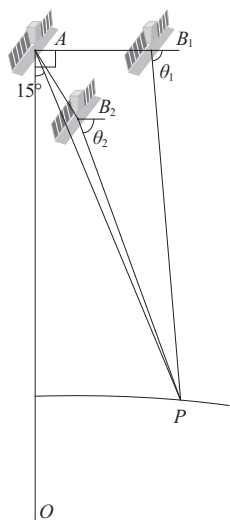


图11 InSAR系统状态示意图

2) 实际状态分析

选择我国某InSAR系统飞行过程中的两次实测卫星姿态数据如表2所示,对卫星系统误差进行分析,推导不同状态下多次定标结果求均值的基线估计方法(以下简称传统方法)和本文基于双星姿态的基线估计方法(以下简称本文方法)的测量高程差,仿真出两种方法测量高程差与B星星体坐标系下三轴系统误差的变化关系,仿真结果如图12所示。

图12仿真结果表明两种方法测量高程差对星体坐标系下 X_e 轴系统误差的敏感度最高。在此基础上,通过仿真研究两种方法测量高程差与双星姿态角相对变化的关系。令初始时刻B星姿态角(横滚角、俯仰角和偏航角)与A星相

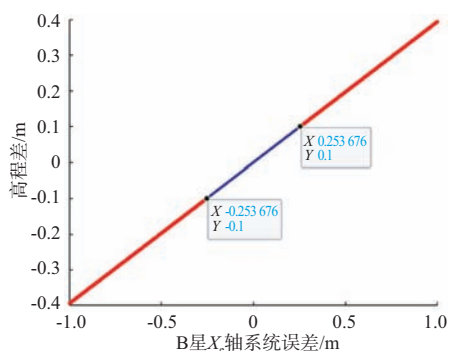
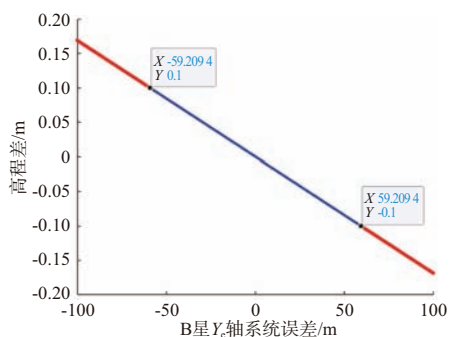
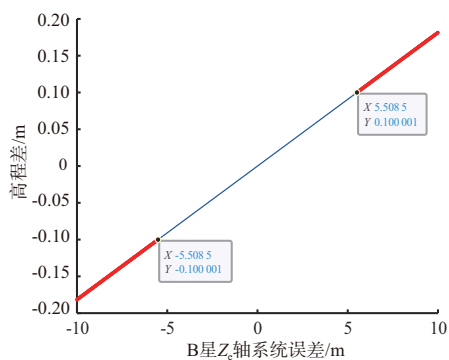
(a) 两种方法测量高程差与 X_e 轴系统误差关系(b) 两种方法测量高程差与 Y_e 轴系统误差关系(c) 两种方法测量高程差与 Z_e 轴系统误差关系

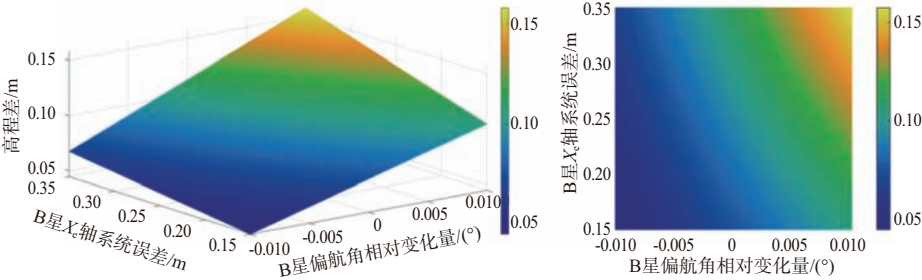
图12 两种方法测量高程差与B星星体坐标系下三轴系统误差关系

同,改变B星姿态角的大小以模拟B星相对A星姿态变化,仿真两种方法高程差随B星相对姿态角以及 X_e 轴系统误差的变化情况如图13所示。

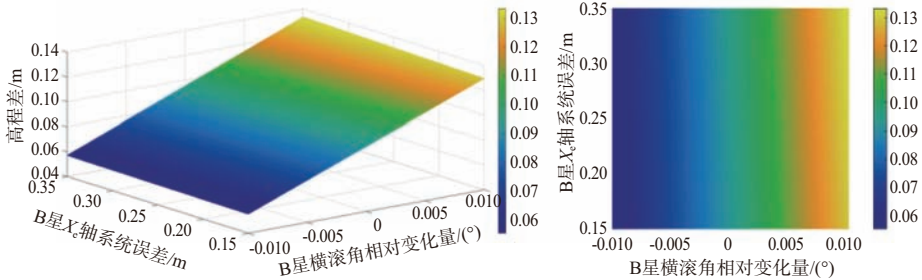
上述仿真结果表明:在理论状态下,当星体坐标系下 X_e 轴系统误差大于2 cm时,姿态对测量高程的影响不可忽略;在表2所示状态下,当双星姿态角相对变化大于 0.005° 时,姿态对测量高程的影响不可忽略。

表 2 卫星姿态数据

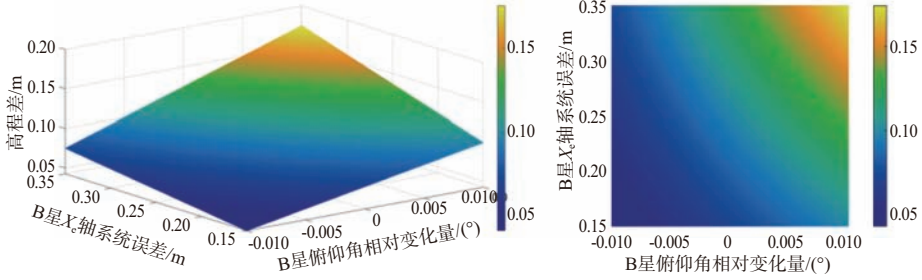
参数		场景 1		场景 2	
		A 星	B 星	A 星	B 星
成像时间		2024/04/09	2024/04/09	2024/08/04	2024/08/04
卫星位置/ m	OX_g 轴	-658 435.277	-658 122.719	-1 527 286.156	-1 526 965.861
	OY_g 轴	5 249 497.169	5 249 580.262	5 155 241.978	5 155 356.055
	OZ_g 轴	4 551 832.049	4 552 404.999	4 450 235.806	4 450 849.790
卫星速度/ ($m \cdot s^{-1}$)	OX_g 轴	741.245	741.539	-69.989	-69.682
	OY_g 轴	4 988.682	4 988.544	4 935.138	4 935.099
	OZ_g 轴	-5 629.989	-5 629.481	-5 724.639	-5 724.096
姿态角/($^{\circ}$)	横滚角	-0.000 360	-0.000 235	-0.001 235	-0.000 237
	俯仰角	0.079 615	0.078 062	0.078 763	0.077 391
	偏航角	2.849 179	2.848 982	2.902 099	2.902 245



(a) 高程差与偏航角变化量和系统误差关系



(b) 高程差与横滚角变化量和系统误差关系



(c) 高程差与俯仰角变化量和系统误差关系

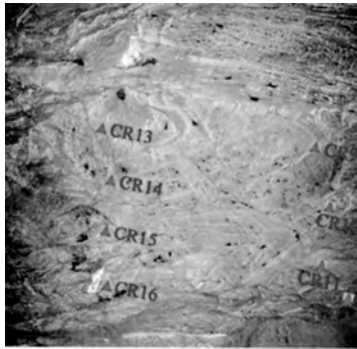
图 13 两种方法高程差与姿态角相对变化量和 B 星 X_g 轴系统误差关系

3.2 实测数据

本文所提基线估计方法及精度检验需要在轨卫星及定标场地支持,本文选择我国目前在轨星载分布式InSAR系统,结合新疆哈密戈壁地区定标场地和酒泉地区定标场地进行实验。新疆定标场具备机载激光雷达获取的点云数据和GCPs数据,可用于基线定标及精度检验;酒泉定标场具备GCPs数据,同样可用于精度检验。如图14所示为我国新疆定标场控制点实物图及分布情况。



(a) 新疆定标场控制点实物图



(b) 新疆定标场控制点分布情况

图14 新疆定标场示意图

1) 基线定标数据的选取

实验选取该InSAR系统于2024年4月和6月拍摄的两景新疆定标场数据用于AB星系统误差计算。如表3所示为两定标场景的各项参数。

表3 新疆定标场基线定标结果			
参数	定标场景1	定标场景2	
日期	2024/04/09	2024/06/08	
主星	A星	A星	
GCPs个数	5	6	
基线定标结果/m	$O_B X_B$ 轴	-0.007 773 66	-0.007 897 19
	$O_B Y_B$ 轴	-0.009 672 95	-0.029 108
	$O_B Z_B$ 轴	0.004 749 46	0.010 286 8

2) 实验验证数据的选取

实验分别选取该InSAR系统于2024年8月、2024年10月拍摄的酒泉定标场数据和2024年8月拍摄的新疆定标场数据,三景验证数据包括了卫星飞行过程中不同时段和不同拍摄场景,实验通过基线改正前后GCPs的高程测量值对本文方法进行验证。如表4所示为三景验证数据的各项参数。

表4 验证场景各项参数			
参数	验证场景1	验证场景2	验证场景3
日期	2024/08/04	2024/10/11	2024/08/07
主星	A星	A星	A星
GCPs个数	6	6	4
地点	酒泉	酒泉	新疆

表5所示为三景验证数据的基线误差修正量,包括传统定标结果求均值的估计方法和本文所提基于双星姿态的估计方法。表6对比了无修正量、加入传统方法以及加入本文方法修正量后,各验证场景内GCPs的绝对高程误差和相对高程误差。绝对高程误差是指GCPs的测量高程与真实高程之间的偏差,衡量了GCPs高程测量的绝对准确性;相对高程误差是指不同GCPs之间测量高程差异,衡量了GCPs高程测量的相对一致性。

表 5 各验证场景基线修正量				
基线修正量		验证场景 1	验证场景 2	验证场景 3
传统方法基线修正量/m	$O_{\text{g}} X_{\text{g}}$ 轴	-0.010 286 5	-0.009 364 11	-0.004 101 25
	$O_{\text{g}} Y_{\text{g}}$ 轴	-0.017 008 2	-0.017 495 8	-0.019 431 4
	$O_{\text{g}} Z_{\text{g}}$ 轴	0.007 301 11	0.007 389 65	0.007 348 24
本文方法基线修正量/m	$O_{\text{g}} X_{\text{g}}$ 轴	-0.010 717 9	-0.009 285 27	-0.001 735
	$O_{\text{g}} Y_{\text{g}}$ 轴	-0.014 257 1	-0.014 696 5	-0.024 432
	$O_{\text{g}} Z_{\text{g}}$ 轴	0.012 203 9	0.010 790 6	-0.002 221 02

表6 各验证场景GCPs高程测量精度				
	高程精度	验证场景1	验证场景2	验证场景3
无修正量	绝对高程误差/m	4.702 149	7.518 087	5.481 84
	相对高程误差/m	0.948	0.343	0.131
传统方法	绝对高程误差/m	2.523 435	0.759 16	1.912 026
	相对高程误差/m	0.972	0.405	0.089
本文方法	绝对高程误差/m	0.955 766	0.311 35	1.782 370
	相对高程误差/m	0.96	0.397	0.046 997

表6实验结果表明,在不同时段、不同拍摄场景的GCPs绝对高程误差相较于传统方法均有所

降低,证明了本文方法相较于传统方法能够提高星载分布式InSAR系统的高程测量精度。

4 结束语

针对传统星载分布式InSAR系统基线定标结果应用不准确的问题,本文对星载分布式InSAR系统双星姿态进行分析,提出一种新的基线估计方法。该方法利用已知基线定标结果,完成卫星星体坐标系下的系统误差求解,然后根据卫星任意时刻的姿态数据推算该时刻的基线偏差实现基线估计。与传统多景基线定标结果求均值的方法相比,本文所提方法考虑了卫星轨道及姿态对基线的影响,提高了星载分布式InSAR系统基线定标结果应用的合理性。

参考文献:

- [1] 楼良盛,刘志铭,张昊,等.天绘二号卫星关键技术[J].测绘学报,2022,51(12):2403-2416.
- [2] ZINK M, MOREIRA A, HAJNSEK I, et al. TanDEM-X: 10 Years of Formation Flying Bistatic SAR Interferometry[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2021, 14:3546-3565.
- [3] 向建冰,吕孝雷,付希凯,等.天绘二号双星InSAR成像与DSM生成技术[J].测绘学报,2022,51(12):2493-2500.
- [4] 邓云凯,王宇,刘开雨,等.陆探一号卫星SAR载荷关键技术[J].测绘学报,2024,53(10):1881-1895.
- [5] 杨娜,廖通达,路聚峰,等.航天宏图一号合成孔径雷达卫星系统及应用[J].卫星应用,2024(7):12-19.
- [6] 齐阳.我国LT-1编队InSAR基线定标方法研究[D].北京:中国科学院大学,2021.
- [7] 李世忠,邵龙,黄志勇,等.分布式InSAR卫星系统星间高精度基线测量方法[C]//第八届高分辨率对地观测学术年会论文集,北京:中科院空天信息创新研究院,2022:485-499.
- [8] ZINK M, GEUDTNER D. Calibration of the Interferometric X-SAR System on SRTM[C]// IEEE 1999 International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Germany: IEEE, 1999:227-229.
- [9] MALLORQUI J J, BARA M, BROQUETAS A. Calibration Requirements for Airborne SAR Interferometry[C]// European Remote Sensing, Barcelona, Spain: [s.n.], 2000:267-278.
- [10] GONZALEZ J H, BACHMANN M, KRIEGER G, et al. Development of The TanDEM-X Calibration Concept: Analysis of Systematic Errors[J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 2010, 48(2):716-726.
- [11] GONZALEZ J H, ANTONY J W, BACHMANN M, et al. Bistatic System and Baseline Calibration in TanDEM-X to Ensure the Global Digital Elevation Model Quality[J]. ISPRS Journal of Photogrammetry and Remote Sensing, 2012, 73:3-11.
- [12] ANTONY J W, GONZALEZ J H, SCHWERDT M, et al. Results of the TanDEM-X Baseline Calibration[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2013, 6(3):1495-1501.
- [13] 曾友兵.高精度机载InSAR外定标方法研究[D].北京:中国科学院大学,2016.
- [14] 钱方明.微波干涉测绘卫星干涉定标关键技术研究[D].郑州:战略支援部队信息工程大学,2020.
- [15] 钱方明,陈刚,楼良盛,等.天绘二号卫星两种基线定标模型比较分析[J].测绘学报,2022,51(12):2425-2432.
- [16] 齐阳,王宇,洪峻,等.TwinSAR-L基线定标中的参考高程误差分析[J].雷达科学与技术,2022,20(1):58-64.
- [17] 陈刚,汤晓涛,钱方明.星载InSAR立体基线定标方法[J].武汉大学学报(信息科学版),2014,39(1):37-41.
- [18] MOU Jingwen, WANG Yu, HONG Jun, et al. Baseline Calibration of L-Band Spaceborne Bistatic SAR TwinSAR-L for DEM Generation[J]. Remote Sensing, 2023, 15(12):3024-3044.
- [19] YANG Qingyue, WANG Jili, WANG Yingjie, et al. Image-Based Baseline Correction Method for Spaceborne InSAR with External DEM[J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 2023, 61:3238707.
- [20] 路瑞峰,高强,李科,等.分布式InSAR基线转换及其误差分析[J].上海航天,2012,29(2):7-12.

作者简介:

田家奇 男,硕士,主要研究方向为星载分布式InSAR系统基线定标。

梁维斌 男,博士,研究员,主要研究方向为量化遥感理论方法。

王亚芬 女,硕士,主要研究方向为星载SAR、InSAR数据处理。

柴会明 男,博士,助理研究员,主要研究方向为InSAR成像、TomoSAR成像。

林梓 男,硕士,助理研究员,主要研究方向为星载SAR、InSAR数据处理。

BF体制毫米波雷达设计与点云聚类方法研究

闫紫航, 张 华, 阎 博, 孙景荣

(西安电子科技大学空间科学与技术学院, 陕西西安 710126)

摘要: 近些年,毫米波雷达体积小、质量轻、处理速度快以及检测精度高,使其在智慧交通领域的应用越来越广泛。毫米波雷达有着不同的波束体制,原理会有所不同。针对波束合成(Beam Forming, BF)体制毫米波雷达,本文首先介绍了波束合成及扫描原理,进而设计了合适的微带阵列天线,采用四芯片级联的方式,研制雷达硬件射频板;在此基础上,给出雷达探测目标获取数据的流程,结合BF体制雷达下的目标数据及点云特征,提出了一种利用区域生长思想的目标点云聚类方法;最后,通过实测实验,验证了该方法的可行性和有效性,通过对比传统的DBSCAN算法,该方法可以有效解决两个目标距离较近时容易聚成一个目标的问题,同时在点云数较大的情况下可以有效减少处理耗时。该方法为BF体制雷达平台的目标检测、跟踪和识别等应用提供了有力支撑,具有广阔的应用前景和实用价值。

关键词: 毫米波雷达; 四芯片级联; BF体制; 区域生长; 点云聚类

中图分类号: TN958

文献标志码: A

文章编号: 1672-2337(2025)05-0513-10

引用格式: 闫紫航, 张华, 阎博, 等. BF体制毫米波雷达设计与点云聚类方法研究[J]. 雷达科学与技术, 2025, 23(5): 513-522.

YAN Zihang, ZHANG Hua, YAN Bo, et al. BF System Millimeter-Wave Radar Design and Point Cloud Clustering Method Research[J]. Radar Science and Technology, 2025, 23(5): 513-522.

BF System Millimeter-Wave Radar Design and Point Cloud Clustering Method Research

YAN Zihang, ZHANG Hua, YAN Bo, SUN Jingrong

(School of Aerospace Science and Technology, Xidian University, Xi'an 710126, China)

Abstract: In recent years, millimeter-wave radars have become more and more widely used in the field of smart transportation due to their small size, light weight, fast processing speed and high detection accuracy. Millimeter-wave radars have different beam systems and their principles are different. For beamforming (BF) system millimeter-wave radars, this paper first introduces the principle of beamforming and scanning, and then designs a suitable microstrip array antenna. The radar hardware RF board is developed by cascading four chips. On this basis, the process of obtaining data for radar target detection is given. Combined with the target data and point cloud features under the BF radar, a target point cloud clustering method using the regional growth idea is proposed. Finally, the feasibility and effectiveness of this method are verified through field experiments. By comparing with the traditional DBSCAN algorithm, this method can effectively solve the problem that two targets are easily clustered into one target when the distance between two targets is close. At the same time, it can effectively reduce the processing time when the number of point clouds is large. This method provides strong support for the application of target detection, tracking and recognition of the BF radar platform, and has broad application prospects and practical value.

Key words: millimeter-wave radar; four-chip cascade; BF system; regional growth; point cloud clustering

0 引言

随着智慧交通系统的迅猛发展,毫米波雷达技术作为其核心组成部分,不仅在车载领域发展迅速,也正逐步在交通监测与管理领域展现出其

不可替代的优势^[1-2]。尤其是在复杂多变的天气条件下,如大雨、大雾等,传统基于摄像头的监测手段往往面临严峻挑战,其检测效果并不理想,对车辆目标的准确识别与跟踪会存在较大的偏差^[3]。相比之下,毫米波雷达凭借其高分辨率、强抗干扰

性及全天候工作能力,成为了提升交通监测精度与可靠性的关键技术之一,其应用前景愈发广阔^[4]。为此越来越多的研究人员开始研究毫米波雷达的车辆目标探测问题。

目前,对于毫米波雷达的研究主要集中在两种体制上:单波束雷达和波束合成体制雷达。单波束雷达虽然结构简单,但其角分辨率较低,无法对多目标进行精确探测和跟踪^[5]。与此相比,BF体制毫米波雷达利用天线阵列的相控原理,能够通过控制每个天线单元的相位,形成特定方向的波束,并实现水平扫描。这种方式可以显著提高雷达的角分辨率,支持对多个目标的同时探测和跟踪,满足智能交通系统对车辆目标精确探测的要求^[6]。

现有的BF体制毫米波雷达虽然在探测精度上有了显著提升,但其数据处理仍面临一些挑战。由于波束扫描的特性,同一目标可能会在多个不同角度下产生多个探测点云,这些点云在后续处理时需要进行聚类,将同一目标的多个点合并为一个点目标。然而,现有的目标点云聚类算法存在着一定的局限性。以K-means算法为代表的划分法通过确定分类数目 K 后,将距离作为分类指标,按照簇内的点分布紧密且簇间的距离相对大的规则进行聚类,直至聚类结果不再更新,此方法对 K 值较敏感,以及随机确定的初始中心,会影响算法的收敛速度和聚类结果^[7]。文献[8]中的DBSCAN是基于空间数据点分布密度的算法,其对噪声不敏感,能发现任意形状的簇,但当不同类数据相距较近时聚类效果会略差,影响聚类结果。此外,随着雷达数据点的增加,DBSCAN算法的计算复杂度也随之上升,影响了实时性,出现“掉帧”现象。

针对上述问题,本文在深入研究BF体制毫米波雷达技术原理的基础上,进行了以下几方面的创新设计与优化:

1) 天线阵列与射频板设计。本文设计了基于微带阵列天线的雷达硬件射频板,采用四芯片级联技术,提升了天线的集成度与性能稳定性,为后续的波束合成与扫描奠定了坚实基础。

2) 目标点云聚类算法创新。针对BF体制雷

达生成的稀疏点云特征,本文提出了一种基于区域生长策略的高效聚类方法。首先进行聚类核心点的确定与选取,再利用区域生长策略进行聚类,有效避免了传统算法在复杂场景下的局限性,能够更准确地识别并聚类车辆目标,即便在车辆间距较近的情况下也能实现有效区分。

3) 实验验证与性能分析。通过实测实验,本文验证了所提聚类方法在实际道路车辆监测中的有效性,并对比了传统DBSCAN算法在数据处理耗时方面的差异。实验结果表明,本文设计的BF体制毫米波雷达及其聚类方法在提升目标识别精度与降低系统延迟方面均有效,为智慧交通系统的进一步发展提供了有力支持。

1 BF体制原理及实现

1.1 波束扫描原理

波束扫描的概念应用在相控阵雷达中,相控阵雷达通过调整各天线单元的发射相位实现合成后的波束指向不同的方向,采用电子方式的波束扫描代替了传统的机械旋转扫描方式,可实现波束的快速、灵活扫描,大大提高了雷达的扫描速度和精度。

相控阵雷达的波束扫描原理是基于电磁波的干涉与叠加原理。阵列中的每个辐射单元都可以看作是一个点源,它们发出的电磁波在空间中传播并相遇时,会发生干涉现象。通过精确控制每个辐射单元的相位,可以使得在特定方向上的电磁波相干叠加,从而形成一个强波束;而在其他方向上,由于相位差异,电磁波则会相互抵消,形成弱波束或零波束。这样,通过调整各辐射单元的相位,就可以实现波束在空间中的快速扫描。

具体来说,相控阵雷达的波束扫描是通过电子移相器实现的。电子移相器能够精确地控制每个辐射单元的相位,使其按照预定的规律变化。当需要改变波束指向时,只需调整各辐射单元的相位分布,即可使波束指向新的方向。这种电子扫描方式不仅速度快,而且精度高,可以实现对目标的快速追踪和精确定位。利用该原理设计32通道天线阵列,波束合成指向示意图如图1所示。

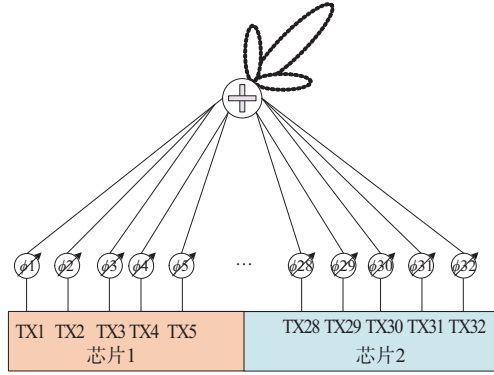


图1 合成波束指向示意图

相较传统雷达,BF体制雷达波束指向更加灵活,能实现无惯性快速扫描,数据率高;对复杂目标环境的适应能力强,同时抗干扰性能好。

1.2 BF体制射频天线设计与实现

毫米波雷达天线阵列设计采用微带阵列天线方案,微带阵列天线主要优势在于天线体积小、结构简单、易与MMIC集成^[9]。因此雷达采用微带阵列天线方案。根据工程经验可知单个矩阵贴片天线的增益为7~8 dBi。因此需要对发射天线进行阵列设计以达到要求。

由于阵列天线的辐射方向图由 G_E 与阵列因子 G_A 组成的。元件因子 G_E 表示单个天线元件的辐射方向图,一般来说阵列天线中的所有天线元件具有相同的元件因子。阵列因子主要取决于阵列的结构(阵列排列间隔)以及波束权重(幅度与相位)^[10]。所以当单个发射天线元件设计完成以后,雷达整体的发射功率与性能指标主要取决于阵列因子,均匀线阵的标准化阵列因子如式(1)所示。

$$|F(\theta)| = \left| \frac{\sin \left[\frac{\pi N d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]}{N \sin \left[\frac{\pi d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]} \right| \quad (1)$$

式中, d 表示天线阵元间隔, θ 表示目标方向角, θ_0 表示合成波束指向角。

合成波束指向角 θ_0 与相邻阵元馈电相位差 ϕ 关系如下:

$$\phi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_0 \quad (2)$$

目标方向角 θ 与目标回波到达相邻阵元的相位差(空间相应差) φ 关系如下:

$$\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta \quad (3)$$

根据式(1)可得,当 $\theta = \theta_0$ 时,有 $|F(\theta)|_{\max} = |F(\theta_0)| = 1$,此时由式(2)可得,波束指向角 θ_0 如式(4)所示。

$$\theta = \theta_0 = \sin^{-1} \frac{\lambda \cdot \phi}{d \cdot 2\pi} \quad (4)$$

合成波束指向角由相邻发射天线的馈电相位差 ϕ 决定,所以在实际应用中,可以通过改变每个TX通道的相位值,改变发射天线阵列之间相位差,进而改变波束指向角,从而实现波束合成。本文中用到的毫米波雷达射频芯片的每个TX通道均包含一个独立的移相器,移相精度为 5.625° ,可以通过对移相器进行编程来控制发射天线波束合成指向。雷达射频前端有32个TX通道,以TX1为基准,假设需要的合成波束指向角为 θ ,则32个发射通道的移相器矢量表示如下:

$$\bar{s} = [s_1, s_2, s_3, \dots, s_N] = [0 \ 2\pi \frac{d_2}{\lambda} \sin \theta \ 2\pi \frac{d_3}{\lambda} \sin \theta \ \dots \ 2\pi \frac{d_{32}}{\lambda} \sin \theta] \quad (5)$$

雷达系统发射端采用32根微带阵列天线组成发射天线阵列,阵列间隔为90 mil,阵列均匀排布,天线排布方式如图2所示。

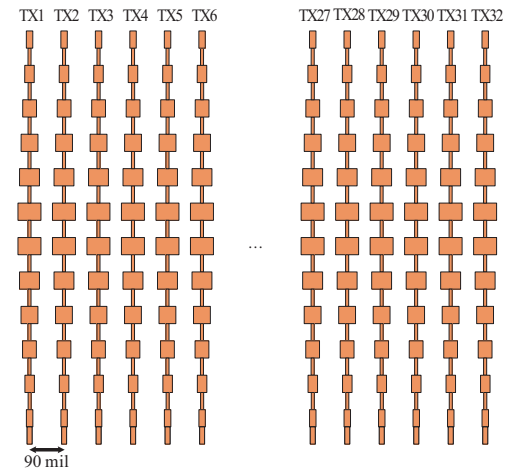


图2 微带阵列天线排布方式

雷达射频硬件采用四芯片级联的方案,其中两个芯片用来发射电磁波信号,另外两个芯片用来接收电磁波信号。发射和接收的天线阵列排布方式均如图2所示,通过此排布方式,可以更好地

实现波束合成指向,雷达硬件射频板如图3所示。

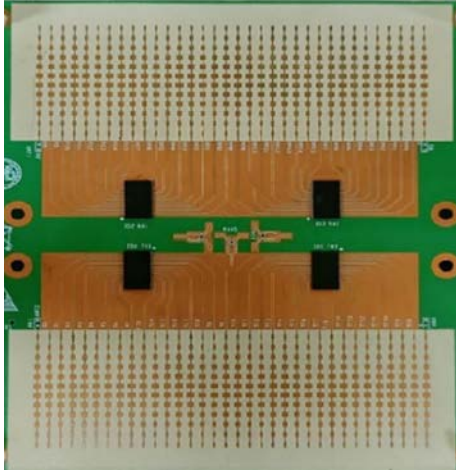


图3 毫米波雷达射频板硬件图

2 BF体制雷达数据获取

本文提到的毫米波雷达采用的是相控阵波束合成体制,发射调频连续波(Frequency Modulated Continuous Wave, FMCW)对目标进行探测,这与周期性发射短脉冲的传统脉冲雷达系统不同。FM-CW雷达系统所用信号的频率随时间变化呈线性升高。

在获取目标数据时,雷达首先通过射频天线发射信号,然后接收来自目标的反射信号。当车辆目标出现在雷达探测范围内,雷达的接收天线会收到目标的反射信号,进一步对回波信号做处理,以获得目标位置、速度及角度等信息。

射频接收天线收到目标回波信号以后,将回波信号与当前发射信号进行混频,来自混频器的中频信号由ADC单元转换成数字信号进行信号处理。在数字信号处理系统中,通过基于距离维和速度维的快速傅里叶变换对Chirp信号组进行处理得到包含目标位置和速度信息的二维距离-多普勒矩阵(2D-RDM)。最后通过恒虚警率(Constant

False-Alarm Rate, CFAR)检测算法可以得到目标的位置和速度^[11]。数据获取流程如图4所示。

通过以上流程,在CFAR检测之后,就可以得到目标的检测结果,对目标的检测结果以点云的形式呈现。

3 目标点云聚类方法实现

当雷达对目标进行探测形成点云后,为了后续对目标进行跟踪,每个目标应该被聚成一个目标点,因此需要考虑聚类问题。毫米波雷达获取的是目标的径向信息,点云数据分布沿切向发散,存在角分辨率低、输出稀疏、分布不均匀等缺点,同时还存在噪声杂波和虚假目标影响^[12]。为了更好地进行目标稳定跟踪,需要一个较好的点云聚类方法,有必要设计一种方法来提高毫米波雷达点云聚类性能。

在聚类过程中,首先进行的应该是选取聚类核心点,核心点的数量决定了点云在聚类过程中会聚为几类,因此确定聚类核心点对聚类的结果有很大的影响。在此之后,点云基于核心点进行聚类操作。

3.1 聚类核心点的确定与选取

对于聚类核心点,应该同时具备两个特点:一是本身的密度大,即它被密度不超过它的邻居包围;二是与其他密度更大的数据点之间的欧式距离相对更大^[13]。

本文将使用毫米波雷达采集点云数据,所有的样本点集合记为 $A = \{a_i\}_{i=1}^n$,对集合中的点进行聚类。计算两点之间的欧式距离记为 d_{ij} ,我们将欧式距离按照升序进行排序,定义截断距离 d_c 为第 r 个 d_{ij} ,其中 r 由式(6)计算可得。式中 p 是一个可设置的百分比参数,根据应用场景的不同可以进行修改。设置的参数 p 值越大,过滤出的簇数越多。

$$r = \text{round}\left(\frac{n(n-1)}{2} * p\right) \quad (6)$$

每个数据点密度记为 ρ_i ,可通过式(7)计算得到:

$$\rho_i = \sum_{j \in N \setminus \{i\}} e^{-\left(\frac{d_{ij}}{d_c}\right)^2} \quad (7)$$

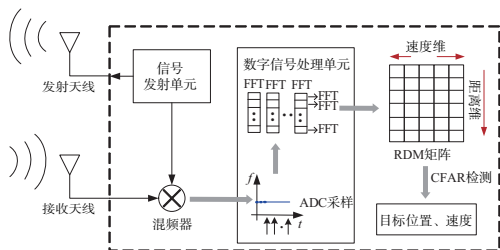


图4 目标距离、速度获取流程图

对于每一个数据点,寻找到比其本身密度更大的数据点,如果有更大密度的数据点,则距离特征值应选择较小的;如果找不到密度更大的数据点,让距离特征值取最大。最终可以通过每一个点的密度特征和距离特征来确定是否可以成为聚类核心点,距离特征值的取值如式(8)所示。

$$\sigma_i = \begin{cases} \min_{j \in N^i} \{d_{ij}\}, N^i \neq \emptyset \\ \max_{j \in N} \{d_{ij}\}, N^i = \emptyset \end{cases} \quad (8)$$

式中, $N^i = \{k \in N: \rho_k > \rho_i\}$ 。

通过对数据样本点集中每一个点都进行计算,得到密度特征和距离特征二维坐标,即 (ρ_i, σ_i) ,将每一个点的 (ρ_i, σ_i) 在平面坐标中画出(以密度特征 ρ_i 为横坐标,距离特征 σ_i 为纵坐标),可以得到二维平面的散点图,散点图右上方的点满足聚类核心点要求的特点,即 ρ_i 和 σ_i 均较大,这样可以通过二维平面散点图确定聚类核心点。密度特征和距离特征二维散点图如图5所示。

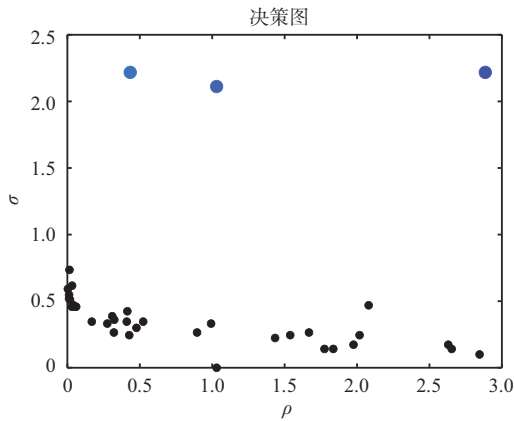


图5 二维特征散点图

从图5可以看出,蓝色点满足密度特征和距离特征都较大,符合核心点的特点,通过决策图可以确定出3个核心点,在确定了潜在的核心点后,以核心点为中心进一步进行后续的聚类处理。

由于核心点的选择对后续聚类的效果影响很大,因此需要确保核心点选择的准确性。为了保证其准确性,引入核心点预采样策略。对于不同类型的目标,因其大小不同,故雷达进行探测所形成的点云形状不同,分布于不同的单元格。通过已知的雷达波形参数,可进一步算出探测范围内最小目标占据的单元格数,由此构成的目标点云

形状长度记为 L ,宽度为 W 。以长小于 $L/2$ 、宽小于 $W/2$ 为间隔对目标点云进行采样,如此便能确保,至少有一个包含真实目标的数据点被作为种子点。采样完得到的预选核心点,进一步通过上文中距离特征和密度特征完成核心点的筛选,优先对密度特征和距离特征都较大的核心点进行区域生长,以此保证核心点选取的准确性。流程如图6所示。

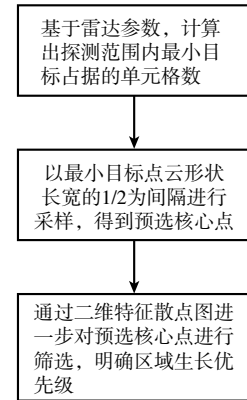


图6 核心点选取流程图

3.2 基于区域生长的点云聚类方法

在确定好聚类中心点后,点云中其余点如何准确合适地聚类在一起,是需要进一步研究的。为了解决传统聚类算法无法解决的问题,提出一种基于区域生长的点云聚类方法,该方法可以在无需初始参数的情况下对数据点进行聚类,并获得更加准确的聚类效果。

区域生长是一种普遍用于图像分割的方法^[14],基于像素相似性,从给定的“种子点”开始,通过逐步添加与该点相似的像素来扩展区域,直到满足一定条件为止^[15]。利用该思想,通过改进,采用区域生长的方法,同样也可以对雷达的目标点云进行聚类,聚类本质上是雷达的目标点云集合起来构成不同的区域。在雷达数据处理单元,会得到目标的二维位置信息,形成目标点云图。通过3.1节中的方式选取聚类核心点,作为生长的起点,然后将核心点周围相近的目标点合并到核心点所在的区域中。而新的点继续作为种子向四周生长,直到再没有满足条件的目标点可以包括进来,则该区域生长结束。

在雷达获得目标的点云之后,采用区域生长方法进行聚类。首先,建立一个网格地图,将处理后的雷达点云数据分布在这个网格地图中,根据3.1节选出聚类的核心点,将该点作为“种子点”,设置搜索区域跨度,搜索区域的大小将会影响聚类的效果,因此这个参数需要根据不同的情况设置不同的值。以“种子点”为中心,在设定好的搜索区域进行搜索,若该区域内存在雷达的目标点,说明该点与核心点距离较近,应该聚为一类,则将这些点归进这一类;再以这些新加入的点为中心,在其周围的搜索区域进行搜索,看是否有满足条件的点。遍历所有的点,直到没有新的点添加进来,当前核心点的区域生长聚类结束。当所有核心点都完成区域生长操作,雷达的该帧数据就完成了聚类步骤。将所有步骤画成流程框图如图7所示。

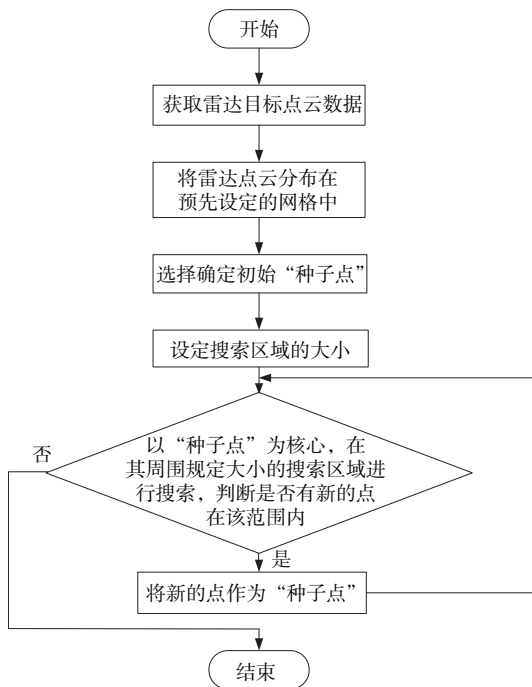


图7 区域生长流程框图

区域生长的过程示意图如图8所示。

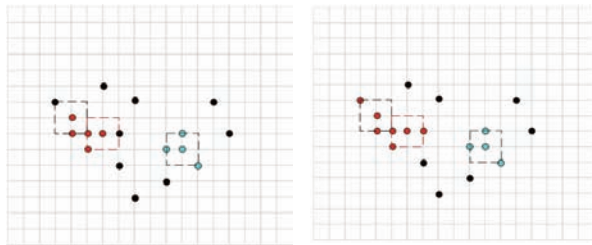
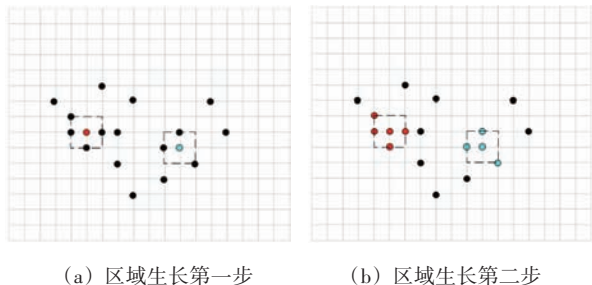


图8 点云区域生长过程示意图

上述所有目标点云通过区域生长方法以后,聚成了两类,红色点为一类,绿色点为一类。其他没有被聚类的点为噪声点,在点云聚类过程中,噪声点会影响聚类效果,因此好的聚类方法所聚类的结果应不受噪声点的影响。

本文所用到的BF体制毫米波雷达在工作时,波束将会以一定的角度步进从左到右进行扫描,扫描示意图如图9所示,由于波束宽度较窄,在这样的扫描方式下,一个车辆目标将会被邻近的多个不同波束扫描到,因而一个目标将会形成多个目标点,因此波束从左到右扫描一遍,将会形成目标点云。固定的角分辨率会导致在笛卡尔坐标系中点云密度的变化,点云密度会因距离而不同,近距离目标的点云密度比较大,点与点之间的距离较近;远距离目标的点云密度较小,点数稀疏,数据量小^[16]。点云特征如图10所示。

点云在采用区域生长进行聚类的过程中,由于目标距离雷达的位置不同,其呈现的点云形状会有所不同,因此聚类的范围大小也会不同。为了更好地说明点云在不同距离下的呈现差别,通过实测采集了大量的目标点云数据,图11为不同距离下的目标点云特征图。

图11中的结果是大量数据统计后的结果,具有一定的代表性,可以更好地表征点云的分布特

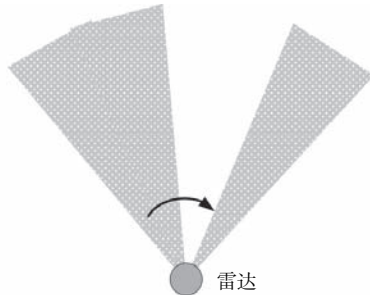


图9 雷达波束扫描示意图

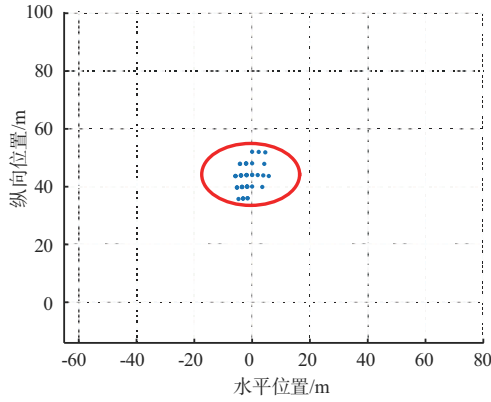


图10 雷达形成的单目标的点云图

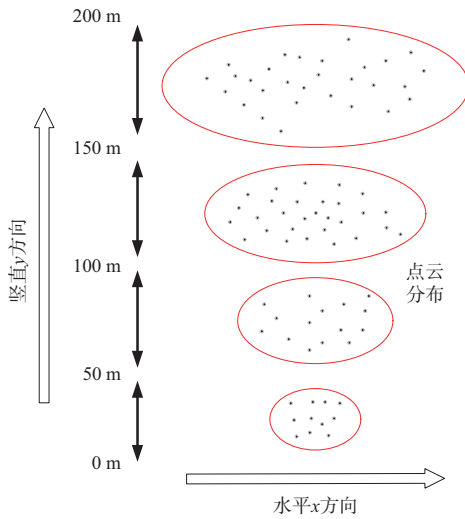


图11 不同距离下的目标点云特征图

点。通过图11可以看出,点云分布整体呈椭圆状,在近距离处,目标的点云比较密集,在较远距离处,目标点云分布较稀疏,水平方位上分布较散。

针对上述的点云分布特征,合适的区域生长策略可以提升最终的聚类效果。在区域生长聚类过程中,初始种子点坐标记为 (x_0, y_0) ,搜索区域大小参数设为 $(\Delta x, \Delta y)$,设置好该参数后,便在水平方向上 $(x_0 - \Delta x, x_0 + \Delta x)$ 范围、竖直方向上 $(y_0 - \Delta y, y_0 + \Delta y)$ 范围内进行搜索。在迭代搜索过程中,水平方向上的区域生长步进 Δx 依据点的纵向位置大小进行调整更新,关系式如下:

$$\Delta x = My \quad (9)$$

式中, M 为常数。当目标点云纵向位置 y 越大,在区域生长时水平生长步进就越大,有效应对远距离处点云稀疏分散的问题。

区域生长的过程中,并不是无限制地进行生长,应根据实际情况加以限制,从而达到一个更好的聚类效果。本研究主要应用在交通道路上进行车辆探测,对于行驶的车辆目标,其水平方向和竖直方向都有一定的大小,通过大量测试可以得到大车和小车的点云分布情况,区域生长过程中已生长的尺寸大小记为 (A_x, A_y) , A_x 代表水平方向尺寸大小, A_y 代表竖直方向尺寸大小,设定阈值 $(\theta_{mx}, \theta_{my})$ 。 θ_{mx} 代表水平方向阈值限制, θ_{my} 代表竖直方向阈值限制。区域生长在限制条件式(10)下进行:

$$\begin{cases} A_x \leq \theta_{mx} \\ A_y \leq \theta_{my} \end{cases} \quad (10)$$

针对应用场景中的不同类型的目标,阈值设定也将不同。统计大量实测数据,得到不同距离下不同目标以及杂波的点云数量分布,对结果进行了归一化处理,得到不同类型目标的点云分布趋势如图12所示。从图中可以看出,在同一距离下,目标类型越大,其点云分布越多;对于同一类型目标,随着目标距离越远,点云分布数量逐渐减少。

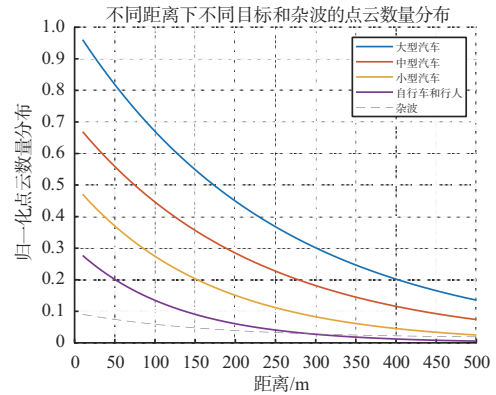


图12 不同类型目标的点云统计分布

通过上述分析,阈值可根据此分布进行设定,满足不同类型目标的聚类特点,进一步保证聚类效果。

4 实测效果

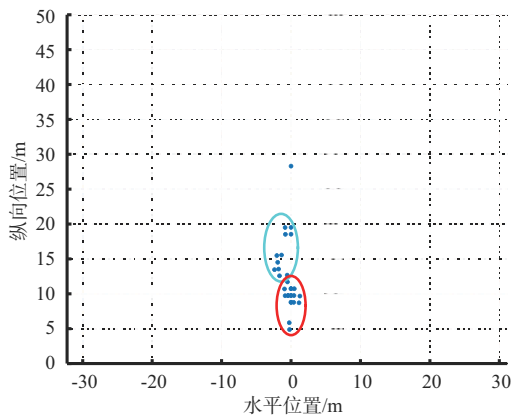
为了验证该方法的有效性,进行了室外道路实际测量,并获取相应的雷达点云数据。实验所用毫米波雷达的射频硬件如图3所示,该雷达支持水平方向左右各 15° 的视角。对于该雷达的参数配置如表1所示。

表 1 雷达参数配置

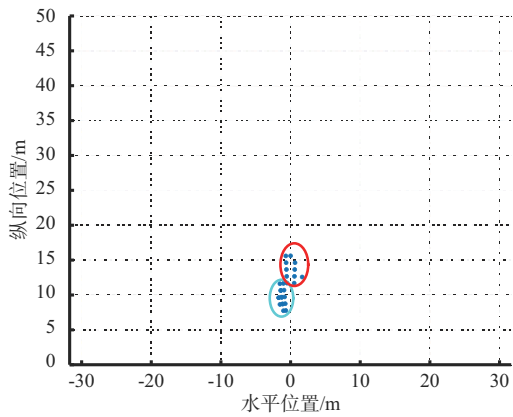
参数	参数值
起始频率 f_c	78 GHz
Chirp 上升沿时长 T_0	25 μ s
Chirp 下降沿时长 T_1	2.7 μ s
波束扫描范围	$-12.5^\circ \sim 12.5^\circ$
扫描步进角度	2.5°
距离分辨率	0.976 m
速度分辨率	0.536 m/s

首先测试目标数量较少情况下的聚类效果,选取一段合适的路段,测量时雷达安置在距离地面高度 1.8~2 m 处,调整好雷达的角度,使雷达能够更好地探测到道路上的车辆目标,以便形成比较丰富的点云。实验所针对的目标主要是小型 5 座客车,在车辆运动的过程中,采集多帧数据,进行后续聚类分析。

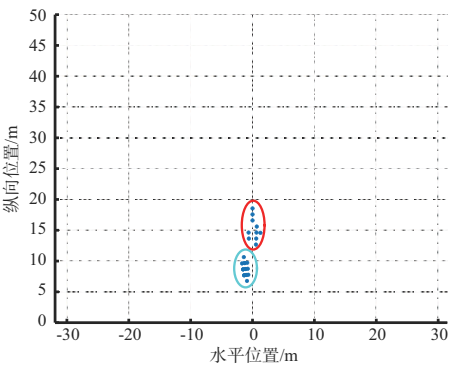
在实验过程中,选取合适的道路行驶的车辆,采集雷达的多帧数据。如图 13 所示,从采集到的点云可以看出,两辆车相向行驶,不断靠近,并驶离。



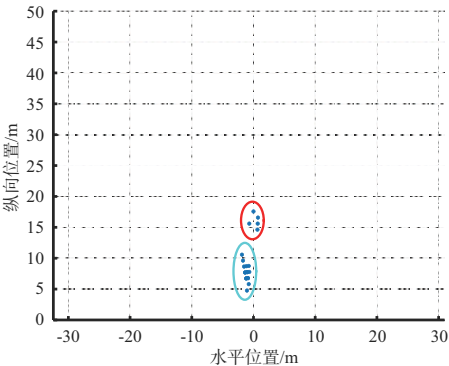
(a) 第 18 帧数据



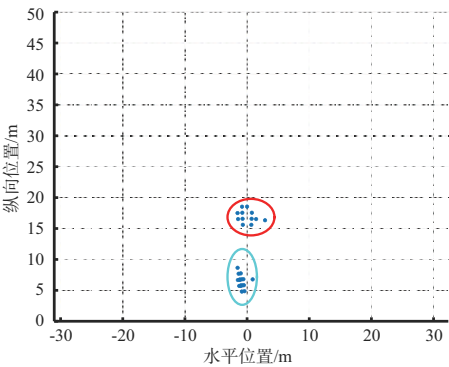
(b) 第 19 帧数据



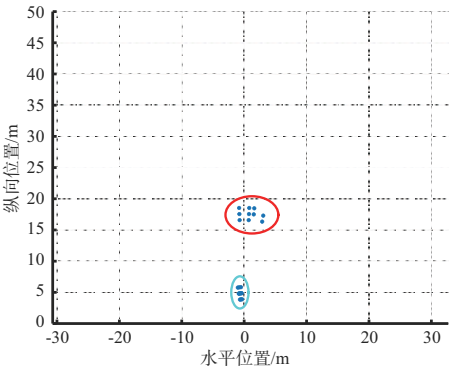
(c) 第 20 帧数据



(d) 第 21 帧数据



(e) 第 22 帧数据



(f) 第 23 帧数据

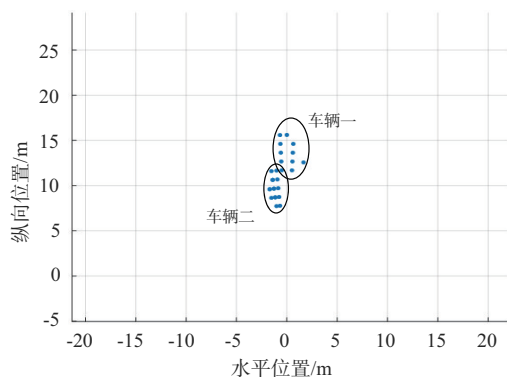
图 13 实验采集的多帧点云数据

只针对其中某一帧的数据进行聚类处理,选取两辆车行驶距离靠得较近时刻,对点云数据进行聚类操作,测试车辆实验场景如图14所示。

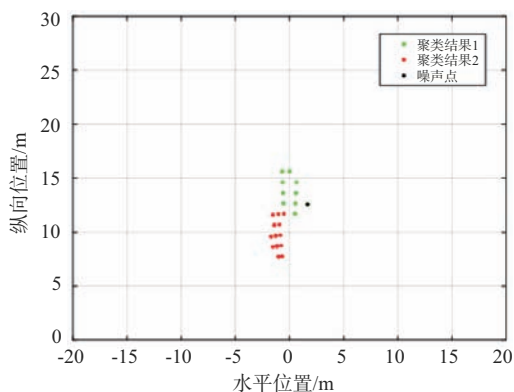


图14 实验场景图

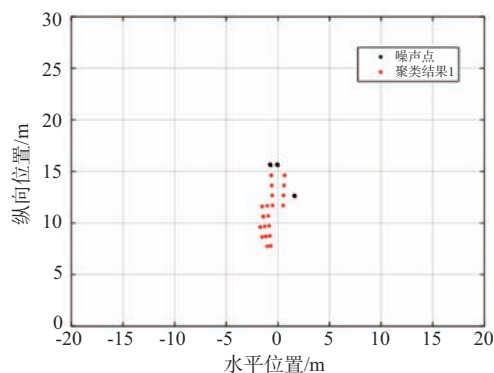
与该场景对应的点云数据及聚类结果如图15所示。



(a) 聚类前的原始点云数据



(b) 基于区域生长方法聚类后的结果



(c) 传统DBSCAN方法聚类后的结果

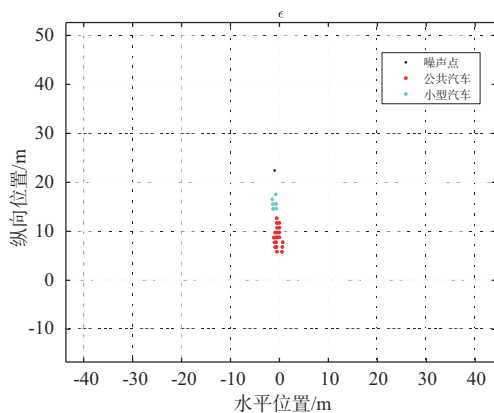
图15 实验测试点云数据及其聚类结果

从上述聚类结果可以看出,两目标在较近的情况下,采用文中的基于区域生长的聚类方法可以有效地对目标车辆进行聚类,并且聚类结果符合实际情况;然后传统的DBSCAN方法将两个较近的目标聚成了一类,显然与实际情况不符。通过实测验证,该方法不仅可以有效解决两个靠得太近目标不易进行区分的问题,同时在聚类过程中也大大降低了计算量,提高了处理效率。

针对不同类型的目标,均进行了测试,采集目标数据并进行分析,图16和图17展示了测试场景及点云数据聚类结果图。图16(a)中对行驶中的公共汽车和小型汽车进行了探测,当两辆车相距较近时,聚类结果依然符合实际情况,如图16(b)所示。图17(a)中进一步验证小型汽车和自行车两类不同目标的聚类效果,测试过程中,自行车和小型汽车同向行驶,采集两目标相距较近时的探测数据,聚类结果如图17(b)所示。由此可见,该聚类方法对于不同类型的目标均适用。



(a) 测试场景

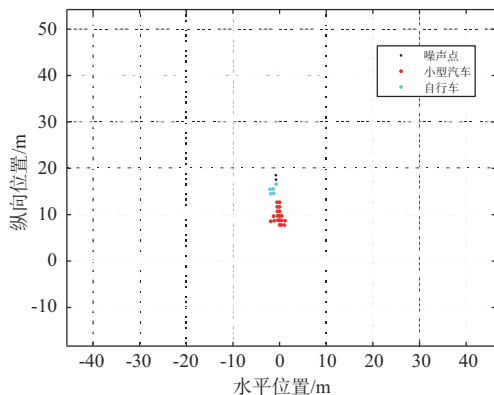


(b) 点云聚类后的结果

图 16 公共汽车和小型汽车测试场景及结果



(a) 测试场景



(b) 点云聚类后的结果

图 17 小型汽车和自行车测试场景及结果

考虑到算法处理速度的问题,实验过程中也采集了大量目标数据,比较基于区域生长的聚类方法和传统的 DBSCAN 聚类算法在处理过程中的耗时,对比结果如表 2 所示。

表 2 不同点云数算法处理耗时比较

点云数量	本文所提算法/ms	传统 DBSCAN 算法/ms
161	3.552	3.598
287	6.635	6.754
378	8.537	8.937
497	12.049	13.145
560	12.877	13.972
819	20.951	22.753
1 127	27.209	30.218

上述对比通过大量的点云数据来对算法处理耗时进行分析,由于硬件平台对数据处理会因运行时间长短有所变化,所以试验分析时采用了大量数据,上述数据为统计后的平均结果,具有一定的代表性。从数据结果可以看出,当点云数较少时,本文提出的算法虽然比传统的 DBSCAN 算法有改善,但是耗时改善的并不明显,但是当点云数较多,达到上千点云数时,可以看出耗时改善的较为明显,该方法可以有效地应用在车流量较大的场景中,进一步加快数据处理速度。

5 结束语

本文针对 BF 体制毫米波雷达,从其波束合成原理出发,设计相应的微带天线,并研制雷达硬件射频板。在此基础上研究了 BF 体制毫米波雷达稀疏点云聚类方法,通过对现有聚类的分析和优化,利用区域生长的思想,提出一种适用于 BF 体制雷达的高效聚类方法,该方法不仅可以有效解决两个靠得太近目标不易进行区分的问题,同时在聚类过程中也大大降低了计算量,提高了处理效率。通过实际测试,验证了该方法可以有效提高聚类的准确性和实时性。该方法不仅为 BF 体制雷达的目标检测与识别提供了有力支持,也为其他类型雷达的数据处理提供了有益的参考。

参考文献:

- [1] 李家强,任梦豪,危雨萱,等.基于轻量化网络的车载雷达目标分类方法[J].雷达科学与技术,2023,21(6):597-604.
- [2] 赵聪,师钰鹏,丁德隆,等.智慧公路毫米波雷达感知精度分析与验证[J].中国公路学报,2024,37(1):205-214.
- [3] 王西.新基建背景下智慧高速多元融合感知技术应用浅谈[J].中国交通信息化,2020(6):(下转第 528 页)

基于同步脉冲的模式5信号个体识别方法

夏韶俊¹, 胡泽宾¹, 牛勤¹, 孔祥明月¹, 杨钟灵²

(1. 中国电子科技集团公司第三十八研究所, 安徽合肥 230088;

2. 中国人民解放军93145部队, 江苏南京 210000)

摘要: 敌我识别模式5信号采用Walsh软扩频、MSK调制等技术,提高信息容量和安全性的同时也使得对模式5信号的个体识别变得困难。针对这个问题,利用模式5信号同步脉冲码元固定的特点,提出两种针对模式5信号的个体识别方法:基于同步脉冲瞬时相位特征的个体识别方法和基于同步脉冲互相关特征的个体识别方法。仿真试验结果表明,在信噪比12 dB条件下,基于同步脉冲瞬时相位特征的个体识别方法正确率90.4%,基于同步脉冲互相关特征的个体识别方法正确率94.8%,且两种方法的性能都要优于传统个体识别方法。

关键词: 敌我识别模式5; 个体识别; 同步脉冲; 瞬时相位; 互相关

中图分类号: TN971

文献标志码: A

文章编号: 1672-2337(2025)05-0523-06

引用格式: 夏韶俊, 胡泽宾, 牛勤, 等. 基于同步脉冲的模式5信号个体识别方法[J]. 雷达科学与技术, 2025, 23(5): 523-528.

XIA Shaojun, HU Zebin, NIU Qin, et al. Specific Emitter Identification for Mode 5 Signal Based on Synchronous Pulse[J]. Radar Science and Technology, 2025, 23(5): 523-528.

Specific Emitter Identification for Mode 5 Signal Based on Synchronous Pulse

XIA Shaojun¹, HU Zebin¹, NIU Qin¹, KONG Xiangmingyue¹, YANG Zhongling²

(1. The 38th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Hefei 230088, China;

2. Unit 93145 of PLA, Nanjing 210000, China)

Abstract: Mode 5 signal used in the identification friend or foe (IFF) system adopts technologies such as Walsh soft spread spectrum and MSK modulation to improve the information capacity and security, while making specific emitter identification (SEI) of the Mode 5 signal difficult. To address this issue, two SEI methods for Mode 5 signal are proposed by using the fixed characteristics of synchronous pulse: SEI method based on the instantaneous phase features of synchronous pulses and SEI method based on the cross-correlation features of synchronous pulses. The simulation results show that under the condition of signal-to-noise ratio of 12 dB, the accuracy of the method based on the instantaneous phase feature is 90.4%, and the accuracy of the method based on the cross-correlation feature is 94.8%. The performance of both SEI methods proposed in this paper is better than the traditional ones.

Key words: IFF mode 5; specific emitter identification; synchronous pulse; instantaneous phase; cross-correlation

0 引言

目前 Mark 系列敌我识别系统 (Identification Friend or Foe, IFF) 应用非常广泛, 全新的 Mark XIIA 敌我识别系统在 Mark XII 敌我识别系统上进行了升级, 其最主要的特点便是增加了模式5技术。模式5信号采用RS编码、Walsh软扩频、MSK调制等技术, 提高了信息的安全性, 使得侦察设备对其截获

和解译变得困难^[1]。个体识别技术利用发射机细微指纹特征对辐射源个体进行识别, 因此将个体识别技术用在对 IFF 模式5信号的识别上, 有助于实现对 Mark XIIA 敌我识别系统的情报侦察。

个体识别技术可大致分为基于特征提取的方法和基于深度学习的方法^[2]。基于特征提取的方法首先提取信号个体特征, 然后利用分类器对辐射源个体进行分类识别。常用的个体特征包括瞬

态包络特征^[3]、频谱特征^[4]、星座图特征^[5]、极化特征^[6]等,常用的分类器包括支持向量机、决策树、近邻算法等。基于深度学习的方法,利用深度神经网络进行特征提取和个体分类,无需人工提取个体特征。文献[7]利用深度卷积神经网络对卫星通信信号进行个体识别,验证了在强多普勒环境下利用卷积神经网络进行卫星个体识别的有效性。文献[8]使用深度残差收缩网络,有效消除信号噪声,个体识别正确率提升明显。

IFF 模式 5 信号不同于传统通信或雷达信号,其是 MSK 调制短脉冲信号。针对 MSK 调制信号,文献[9]和[10]提出基于信息维数特征和平方谱特征的个体识别方法,但是只有在接收样本时间较长(20 ms)时才能获得较好的识别效果。文献[11]利用集成的深度神经网络对 MSK 调制电台进行个体识别,其对信号长度也有要求,实验中所用的信号长度大于 500 采样点。文献[12]提出了针对敌我识别系统的个体识别方法,所采用的多脉冲综合技术能显著提高识别正确率,但其只是将敌我识别信号当作普通雷达脉冲,并没有充分挖掘 IFF 模式 5 信号的特殊性。

目前对 IFF 模式 5 信号的研究多集中在对其检测^[13-14]和干扰^[15]上,而没有针对模式 5 信号的个体识别研究。本文从模式 5 信号自身的特殊性出发,利用模式 5 信号同步脉冲 MSK 调制码元固定的特点,提取同步脉冲瞬时相位特征和同步脉冲互相关特征用于对模式 5 信号的个体识别。

1 模式 5 信号简介

IFF 模式 5 询问信号由同步脉冲(P1~P4)、旁瓣抑制脉冲(L1~L2)和数据脉冲(D1~D11)组成^[1],如图 1 所示。模式 5 应答信号由同步脉冲和数据脉冲组成^[13],其中 level1 应答信号格式如图 2 所示。

询问和应答信号都采用 MSK 差分调制,码速率都是 16 MHz。同步脉冲都是 1 μ s 脉宽,由固定的 16 比特二进制编码 a ($a=0111100010001001$),经过 MSK 差分调制后形成。因此模式 5 询问和应答信号都可以利用其同步脉冲的特点进行个体识别研究。

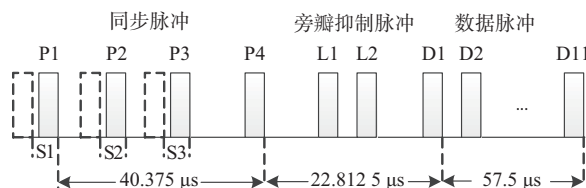


图 1 模式 5 询问信号格式

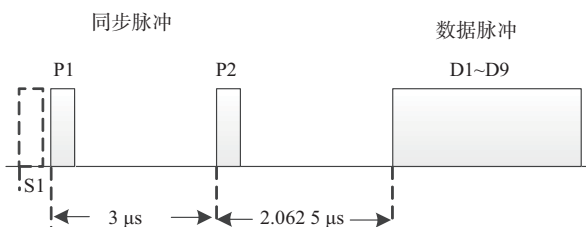


图 2 模式 5 应答 level1 信号格式

2 基于同步脉冲的个体识别方法

2.1 同步脉冲检测

目前流行且有效的检测方法,就是利用同步脉冲编码固定的特性,采用互相关算法,检测同步脉冲^[13]。

接收到的理想同步脉冲信号可表示为

$$S_{\text{pre}}(t) = A \cos(2\pi f_c t + \varphi(t, a) + \varphi_0) \quad (1)$$

式中, A 是信号幅度, f_c 是载频, φ_0 是初相, $\varphi(t, a)$ 是 MSK 编码时变相位,与码元 a 有关。

设置参考正交信号:

$$I_{\text{ref}}(t) = \cos(2\pi f_c t + \varphi(t, a)) \quad (2)$$

$$Q_{\text{ref}}(t) = \sin(2\pi f_c t + \varphi(t, a)) \quad (3)$$

式中, $\varphi(t, a)$ 与式(1)中的相同。

将接收信号 $S_{\text{pre}}(t)$ 与参考正交信号 $I_{\text{ref}}(t)$ 和 $Q_{\text{ref}}(t)$ 分别进行相乘再积分可得

$$I_{\text{temp}} = \frac{1}{T} \int_0^T S_{\text{pre}}(t) \cdot I_{\text{ref}}(t) dt = \frac{1}{2} A \cos(\varphi_0) \quad (4)$$

$$Q_{\text{temp}} = \frac{1}{T} \int_0^T S_{\text{pre}}(t) \cdot Q_{\text{ref}}(t) dt = -\frac{1}{2} A \sin(\varphi_0) \quad (5)$$

计算接收信号与参考信号互相关结果:

$$M_1 = (I_{\text{temp}})^2 + (Q_{\text{temp}})^2 = \frac{1}{4} A^2 \quad (6)$$

计算接收信号自相关结果:

$$M_2 = \frac{1}{T} \int_0^T [A \cos(2\pi f_c t + \varphi(t, a) + \varphi_0)]^2 dt = \frac{1}{2} A^2 \quad (7)$$

将互相关结果与自相关结果相除,去掉幅度 A 的影响:

$$R = \frac{M_1}{M_2} = \frac{1}{2} \quad (8)$$

最后,将 R 与设置好的门限相比较,若超过门限,则说明检测到同步脉冲。这种方法不仅能检测到同步脉冲,还能通过相关峰的位置精确定位同步脉冲的到达时间。

检测到同步脉冲后,就可以提取信号指纹特征用于个体识别。本文充分利用同步脉冲编码固定的特点,提出两种指纹特征提取算法:同步脉冲瞬时相位特征和互相关特征。

2.2 同步脉冲瞬时相位特征

同步脉冲经过数字下变频后获得正交基带离散信号:

$$I_{\text{pre}}(n) = A \cos(\varphi(n, a) + \varphi_0) \quad (9)$$

$$Q_{\text{pre}}(n) = A \sin(\varphi(n, a) + \varphi_0) \quad (10)$$

式中, n 为采样点($n = \{1, 2, \dots, N\}$, N 是一个同步脉冲总的采样点数),其他参数意义与式(1)相同。

提取离散信号的瞬时相位:

$$\varphi'_n = \arctan(I_{\text{pre}}(n)/Q_{\text{pre}}(n)) = \varphi(n, a) + \varphi_0 \quad (11)$$

为了消除初始相位 φ_0 的影响,仅保留有意义的部分,将每个采样点的相位减去第一个采样点的相位:

$$\varphi_n = \varphi'_n - \varphi'_1 = \varphi(n, a) - \varphi(1, a) \quad (12)$$

此时 $\varphi_1 = 0$ 。定义同步脉冲瞬时相位特征向量如下:

$$\varphi = \{\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_N\} \quad (13)$$

如图3所示是两个不同敌我识别模式5辐射源的同步脉冲瞬时相位特征相量,每个辐射源取10个脉冲,不同辐射源用不同颜色区分。这两个

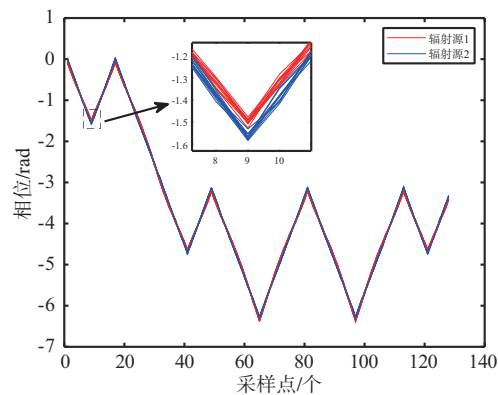


图3 不同辐射源瞬时相位特征比较

辐射源参数设置见表1中的辐射源1和辐射源2,信噪比都是12 dB。可以看出,在有些地方红色线条(辐射源1)和蓝色线条(辐射源2)之间是能明确区分的,预示着同步脉冲瞬时相位特征可以应用于模式5辐射源个体识别。

2.3 同步脉冲互相关特征

设置参考复基带离散信号为

$$S_{\text{ref}}(n) = \cos(\varphi(n, a)) + j \sin(\varphi(n, a)) \quad (14)$$

接收信号的复数形式:

$$S_{\text{pre}}(n) = I_{\text{pre}}(n) + jQ_{\text{pre}}(n) \quad (15)$$

接收信号与参考信号的互相关结果如下:

$$R_k = \sum_{n=1}^N S_{\text{pre}}(n) \cdot S_{\text{ref}}^*(n-k) \quad (16)$$

式中, k 为时间滞后,取值为 $[-(N-1), N-1]$ 之间的整数; $*$ 表示共轭运算。

为了消除信号幅度 A 的影响,取 R_k 的幅度并作归一化处理:

$$C_k = \frac{|R_k| - \min(|R_k|)}{\max(|R_k|) - \min(|R_k|)} \quad (17)$$

式中, $|R_k|$ 表示 R_k 的模。

定义同步脉冲互相关特征向量如下:

$$C = \{C_{-(N-1)}, \dots, C_k, \dots, C_{N-1}\} \quad (18)$$

如图4所示是两个不同敌我识别模式5辐射源的归一化互相关特征相量。这两个辐射源的参数设置见表1中的辐射源1和辐射源2,信噪比都是12 dB。可以看出,在有些地方红色线条(辐射源1)和蓝色线条(辐射源2)之间是能明确区分的,预示着同步脉冲互相关特征可以应用于模式5辐射源个体识别。

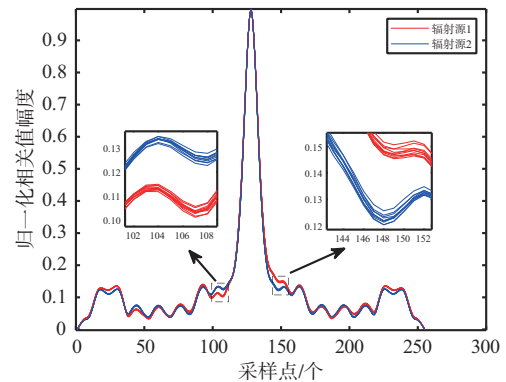


图4 不同辐射源与理想信号的互相关特征比较

表 1 不同辐射源参数设置

辐射源	Saleh 功放非线性参数				IQ 失衡	
	α_1	β_1	α_2	β_2	幅度	相位
1	2.16	1.15	4.00	9.10	-0.11 dB	-1.28°
2	1.96	0.99	2.53	2.82	0.28 dB	-0.61°
3	1.66	0.06	0.15	0.35	-0.31 dB	0.94°
4	2.06	1.05	19.09	9.00	0.11 dB	0.46°
5	1.33	0.34	5.45	12.99	-0.19 dB	0.25°

3 性能仿真验证

3.1 实验参数设置

由于最新的 Mark XII A 敌我识别装备尚未普及,导致难以采集并标注大量模式 5 信号用于个体识别研究。本文从辐射源射频指纹特征产生机理出发,通过模拟发射机通道畸变来产生不同的辐射源个体,这也是射频指纹研究中的常用手段^[5,16-17]。

本文通过 Matlab 模拟产生模式 5 同步脉冲基带信号:脉宽为 1 μ s,采样率为 64 MHz,二进制编码 $a=0111100010001001$ 经过 MSK 差分调制,每个码元 4 个采样点,一个脉冲共 64 个采样点。

类似文献[5]和[16],通过设置发射机功放非线性失真和 IQ 失衡参数,来模拟 5 个不同的辐射源个体。其中功放非线性失真采用 Saleh 模型,参数设置与文献[16]一致,如表 1 所示。

在同一信噪比条件下,为每个辐射源生成 1 000 个同步脉冲,提取脉冲的瞬时相位特征 φ 和互相关特征 C 。用这两种特征数据分别训练分类器,分类器采用支持向量机。特征数据按 70:15:15 的比例分为训练集、验证集和测试集,训练集和验证集用于训练分类器,测试集用于性能测试。

3.2 两种指纹特征的有效性测试

在信噪比 12 dB 条件下,分别测试瞬时相位特征和互相关特征的个体识别正确率。图 5 和图 6 分别给出这两种特征个体识别结果的混淆矩阵。瞬时相位特征个体识别平均正确率达 90.4%,互相关特征个体识别平均正确率达 94.8%。仿真试验结果说明基于瞬时相位特征和互相关特征的个体识别算法都是有效的,信噪比 12 dB 条件下识别正

确率都优于 90%。

可以看出基于互相关特征个体识别算法要优于基于瞬时相位特征个体识别算法。其原因通过比较图 3 和图 4 可以发现,不同辐射源的互相关特征的区分度比瞬时相位特征的区分度更大,更适合用于模式 5 信号的个体识别。

瞬时相位特征个体识别效果最差的是辐射源 5,正确率为 79.7%;互相关特征个体识别效果最差的是辐射源 3,正确率为 87.9%。说明瞬时相位特征和互相关特征具有一定的差异性,而不是完全同质的,可以进行优势互补。综合这两种特征的个体识别正确率如图 7 所示,特征综合后的个体识别正确率要优于单个特征的正确率,且每个辐射源的识别正确率都超过 90%。

输出类	目标类					
	1	2	3	4	5	
	150 20.0%	1 0.1%	0 0.0%	0 0.0%	3 0.4%	97.4% 2.6%
	2 0.3%	129 17.2%	0 0.0%	3 0.4%	0 0.0%	96.3% 3.7%
	0 0.0%	0 0.0%	134 17.9%	1 0.1%	15 2.0%	89.3% 10.7%
	0 0.0%	4 0.5%	4 0.5%	143 19.1%	8 1.1%	89.9% 10.1%
5	1 0.1%	0 0.0%	16 2.1%	14 1.9%	122 16.3%	79.7% 20.3%
	98.0% 2.0%	96.3% 3.7%	87.0% 13.0%	88.8% 11.2%	82.4% 17.6%	90.4% 9.6%

图 5 瞬时相位特征个体识别混淆矩阵

输出类	目标类					
	1	2	3	4	5	
	145 19.3%	0 0.0%	0 0.0%	0 0.0%	0 0.0%	100% 0.0%
	0 0.0%	153 20.4%	0 0.0%	2 0.3%	0 0.0%	98.7% 1.3%
	0 0.0%	0 0.0%	145 19.3%	0 0.0%	20 2.7%	87.9% 12.1%
	0 0.0%	1 0.1%	0 0.0%	128 17.1%	3 0.4%	97.0% 3.0%
4	0 0.0%	0 0.0%	9 1.2%	4 0.5%	140 18.7%	91.5% 8.5%
5	100% 0.0%	99.4% 0.6%	94.2% 5.8%	95.5% 4.5%	85.9% 14.1%	94.8% 5.2%

图 6 互相关特征个体识别混淆矩阵

输出类	1	158 21.1%	0 0.0%	0 0.0%	0 0.0%	0 0.0%	100% 0.0%
	2	0 0.0%	146 19.5%	0 0.0%	2 0.3%	0 0.0%	98.6% 1.4%
	3	0 0.0%	0 0.0%	127 16.9%	0 0.0%	10 1.3%	92.7% 7.3%
	4	0 0.0%	0 0.0%	0 0.0%	156 20.8%	5 0.7%	96.9% 3.1%
	5	0 0.0%	0 0.0%	7 0.9%	1 0.1%	138 18.4%	94.5% 5.5%
		100% 0.0%	100% 0.0%	94.8% 5.2%	98.1% 1.9%	90.2% 9.8%	96.7% 3.3%
		目标类					

图7 特征综合个体识别混淆矩阵

3.3 个体识别性能比较

MSK调制在通信信号中较常用,目前文献也有几种针对MSK通信信号的个体识别方法,如基于信息维数特征^[9]和基于平方谱特征^[10]的方法。在信噪比1~15 dB的条件下,将上述两种方法与本文所述方法进行比较,以验证本文算法的优越性。

图8所示是不同算法的个体识别正确率。可以看出本文所提基于互相关特征的个体识别算法正确率最高,在信噪比15 dB时正确率达98.8%;其次是基于瞬时相位特征的个体识别算法,在信噪比15 dB时正确率达95.2%。两种算法的正确率都优于传统的基于信息维数特征和基于平方谱特征的个体识别方法。这是因为传统算法是基于信号统计特征,需要长时间的信号积累(大于20 ms)才能获得较好的识别效果。而模式5信号同步脉冲脉宽只有1 μ s,传统算法显然不适用。而本文所

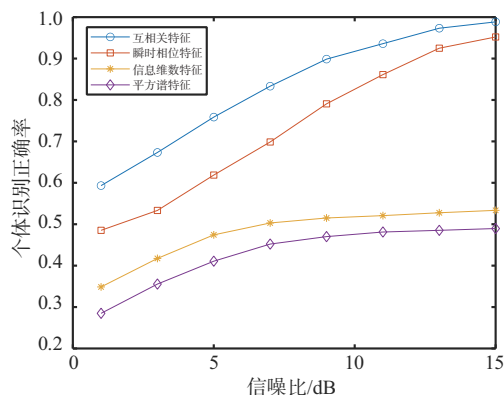


图8 不同个体识别方法性能比较

提算法,充分利用了同步脉冲码元固定的特点,提取的瞬时相位特征向量和互相关特征向量都包含了每个采样点的信息,信息利用率更高,因此只需要单个脉冲就可以获得较高的个体识别正确率。

4 结束语

本文利用敌我识别模式5信号同步脉冲码元固定的特点,提出了两种针对模式5信号的个体识别算法:基于同步脉冲瞬时相位特征的个体识别方法和基于互相关特征的个体识别方法。仿真试验结果显示,基于互相关特征的个体识别方法优于基于瞬时相位特征的个体识别方法,且所提两种方法都优于传统个体识别方法,验证了本文所提算法的优越性。后续工作将采集真实模式5信号来验证本文算法,并研究能同时利用模式5信号同步脉冲和数据脉冲的个体识别算法。

参考文献:

- [1] 欧阳超,付志波,宋玉龄,等.基于模式5系统的扩频调制解调技术研究[J].现代雷达,2023,45(8):65-68.
- [2] JAGANNATH A, JAGANNATH J, KUMAR P S P V. A Comprehensive Survey on Radio Frequency (RF) Fingerprinting: Traditional Approaches, Deep Learning, and Open Challenges[J]. Computer Networks, 2022, 219:109455.
- [3] 许敏,李博涵,王凯,等.特定辐射源个体识别算法研究[J].电子测量与仪器学报,2021,35(10):116-123.
- [4] SHEN Guanxiong, ZHANG Junqing, MARSHALL A, et al. Towards Scalable and Channel-Robust Radio Frequency Fingerprint Identification for LoRa[J]. IEEE Trans on Information Forensics and Security, 2022, 17:774-787.
- [5] ZHANG Junqing, WOODS R, SANDELL M, et al. Radio Frequency Fingerprint Identification for Narrowband Systems, Modelling and Classification[J]. IEEE Trans on Information Forensics and Security, 2021,16:3974-3987.
- [6] 张梓轩,齐子森,许华,等.采用极化特征的通信辐射源个体识别方法[J].西安交通大学学报,2023,57(10):207-220.
- [7] OLIGERI G, SCIANCALEPORE S, RAPONI S, et al. PAST-AI: Physical-Layer Authentication of Satellite Transmitters via Deep Learning[J]. IEEE Trans on Information Forensics and Security, 2023, 18:274-289.
- [8] 唐震,乔晓强,张涛,等.基于深度残差收缩网络的辐射源个体识别方法[J].电子测量技术,2022,45(9):168-174.

- [9] 张泽君,程伟,杨瑞娟,等.航空信道下基于双谱和信息维数的通信电台个体识别[J].空军预警学院学报,2016,30(1):21-25.
- [10] 张泽君,程伟,杨瑞娟,等.航空信道下一种通信电台个体识别方法[J].空军预警学院学报,2016,30(2):106-110.
- [11] 幸晨杰,王良刚.应用深度神经网络和集成学习的电台个体识别[J].电讯技术,2021,61(9):1059-1065.
- [12] 方棉花,陈朝.针对敌我识别系统的个体识别研究[J].雷达科学与技术,2023,21(3):298-302.
- [13] 文博龙.新型敌我识别器中应答机数字处理系统设计[D].成都:电子科技大学,2013.
- [14] JIANG Yifan, YANG Zhutian, BO Chao, et al. Continuous IFF Response Signal Recognition Technology Based on Capsule Network [C]//3rd EAI International Conference, Xining, China: Springer, 2021:455-468.
- [15] DUAN Huanhuan, CHENG Yufan, SHEN Bingbing, et al. LFM Interference Cancellation Algorithm Based on MDPT-WC for Mark XHIA Mode 5 [C]//IEEE 20th International Conference on Communication Technology, Nanjing, China: IEEE, 2020:246-252.
- (上接第522页)
- 125-126.
- [4] 龙学军,谭志国,高枫.多传感器融合路侧感知技术应用现状分析[J].中国交通信息化,2021(10):137-140.
- [5] 李晓辉,李欢洋,吕思婷,等.毫米波通感一体化中的混合波束赋形算法[J].系统工程与电子技术,2023,45(5):1512-1517.
- [6] RAD M K, ANDARGOLI S M H. Power Control and Beamforming in Passive Phased Array Radars for Low Probability of Interception [J]. Digital Signal Processing, 2021, 117:103165.
- [7] 杨柳.K-means 聚类算法性能分析与优化研究[J].火控雷达技术,2019,48(2):16-19.
- [8] DADGARNIA A, SADEGHI M T. A Novel Method of Deinterleaving Radar Pulse Sequences Based on a Modified DBSCAN Algorithm [J]. China Communications, 2023, 20(2):198-215.
- [9] 毛永艳.平面阵列天线设计与优化[D].西安:西安电子科技大学,2021.
- [10] 韩旭,于大群.相控阵天线指向测量误差分析及消除方法研究[J].微波学报,2023,39(2):52-57.
- [11] 丁左武,徐杰,周龙,等.车载毫米波雷达目标检测综述[J].电讯技术,2024,64(4):655-662.
- [12] 鞠夕强,孟文,孟祥印,等.一种改进的毫米波雷达聚类算法[J].科学技术与工程,2021,21(20):8537-8543.
- [13] CAO Lin, LIU Yunxiao, WANG Dongfeng, et al. A Novel Density Peak Fuzzy Clustering Algorithm for Moving Vehicles Using Traffic Radar [J]. Electronics, 2019, 9(1): 9010046.
- [14] 高晶,蔡幸福,刘志强,等.基于区域生长的目标检测方法[J].北京工业大学学报,2016,42(6):856-861.
- [15] 王义敏,秦永元.基于区域生长的SAR图像目标检测方法研究[J].计算机应用,2009,29(1):45-46.
- [16] 钟晋孝,晋良念.毫米波雷达目标点云稳健自适应聚类方法[J].科学技术与工程,2022,22(5):1936-1943.
- 作者简介:**
- 夏韶俊 男,硕士,高级工程师,主要研究方向为电子侦察系统设计。
- 胡泽宾 男,博士,正高级工程师,主要研究方向为电子对抗系统设计。
- 牛勤 女,博士,高级工程师,主要研究方向为电子侦察系统设计。
- 孔祥明月 男,硕士,工程师,主要研究方向为电子侦察系统设计。
- 杨钟灵 女,学士,助理工程师,主要研究方向为雷达电子。

可增强回波信噪比的 RIS 辅助外辐射源 雷达信号处理算法

赵志欣, 李周章, 林应运, 陈远帅

(南昌大学信息工程学院, 江西南昌 330031)

摘要: 针对外辐射源雷达由于采用非合作照射源而导致的目标信噪比低、易被直达波和多径等干扰掩盖等目标探测难题, 本文研究可增强回波信噪比的可重构智能表面(RIS)辅助外辐射源雷达系统和相应的目标参数估计方法。在分析建立 RIS 辅助的外辐射源雷达系统模型和信号模型的基础上, 首先研究外辐射源雷达系统配置下 RIS 的设置方法, 建立以提升接收信号的信噪比(SCNR)和保证直达波接收功率为准则的 RIS 反射系数优化问题, 并理论推导 RIS 反射系数的全局最优解, 从根本上解决弱目标探测问题; 然后, 研究 RIS 辅助下外辐射源雷达的信号处理方法, 提出了一种基于时变 RIS 与稀疏重构的目标多参数估计方法, 可实现对目标时延、速度和方位等参数的同时估计; 最后实验验证了所提方法的有效性和优越性。

关键词: 外辐射源雷达; 可重构智能表面; 目标多参数估计; 稀疏重构

中图分类号: TN958.97

文献标志码: A

文章编号: 1672-2337(2025)05-0529-11

引用格式: 赵志欣, 李周章, 林应运, 等. 可增强回波信噪比的 RIS 辅助外辐射源雷达信号处理算法[J]. 雷达科学与技术, 2025, 23(5): 529-539.

ZHAO Zhixin, LI Zhouzhang, LIN Yingyun, et al. RIS-Assisted Passive Radar Signal Processing Algorithm for Enhanced Echo Signal-to-Noise Ratio[J]. Radar Science and Technology, 2025, 23(5): 529-539.

RIS-Assisted Passive Radar Signal Processing Algorithm for Enhanced Echo Signal-to-Noise Ratio

ZHAO Zhixin, LI Zhouzhang, LIN Yingyun, CHEN Yuanshuai

(School of Information Engineering, Nanchang University, Nanchang 330031, China)

Abstract: Aiming at the challenges of low target signal-to-noise ratio (SNR), susceptibility to direct wave and multipath interference, and other target detection problems arising from the use of non-cooperative illumination sources, this paper studies the reconfigurable intelligent surface (RIS)-assisted passive radar system which can enhance the echo SNR and the corresponding target parameter estimation method. On the basis of analyzing and establishing the RIS-assisted passive radar system and signal model, firstly, the RIS configuration within the passive radar framework is explored. The RIS reflection coefficient optimization problem is established to improve the signal-to-clutter-plus-noise ratio (SCNR) of the received signal and ensure the direct wave receiving power. The global optimal solution of the RIS reflection coefficient is deduced theoretically, and the problem of weak target detection is solved fundamentally. Then, the signal processing method for RIS-assisted passive radar is investigated, and a multi-parameter estimation method based on time-varying RIS and sparse reconstruction is proposed, which can estimate the target parameters such as time delay, velocity, and azimuth simultaneously. Experimental results demonstrate the effectiveness and superiority of the proposed method.

Key words: passive radar; reconfigurable intelligent surface (RIS); target multi-parameter estimation; sparse reconstruction

0 引言

外辐射源雷达利用第三方数字广播电视信号

进行目标探测与跟踪, 具有良好的隐蔽性和抗干扰能力^[1]。然而, 实际应用中, 由于地面信号源对空辐射效率不足, 目标回波信号微弱, 易被直达波

和多径杂波淹没,即使在距离-多普勒(RD)谱中也难以区分。针对此问题,现有方法主要分为空域杂波抑制^[2-4]和基于稀疏表示的技术^[5-7],前者通过自适应滤波抑制干扰,后者利用稀疏优化估计目标参数。然而,这些方法仍然不能从根本上提升目标信噪比,限制了外辐射源雷达在复杂电磁环境下的综合探测性能。

可重构智能表面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)作为无线通信领域的新兴技术,通过动态调控表面反射特性提升信号质量与系统性能,展现出多场景应用潜力。文献[8]作为该领域的经典综述,系统梳理了RIS信号处理技术体系,涵盖基础理论、核心技术和前沿进展,为研究人员构建了完整理论框架。RIS通过其组成的众多低成本、低能耗的无源元件阵列,能够精准控制电磁波的传播方向,主动塑造和改善信号传播环境,从而在不增加额外发射功率的前提下,显著提升通信系统性能,但是它们主要集中在研究通信信道估计和RIS波束优化设计方法上^[9-10]。

近年来,RIS辅助雷达目标探测定位亦引发关注。文献[11]考虑了信号带宽、载波频率以及RIS、雷达和目标的大小和相对位置对雷达系统与RIS联合使用时的信号处理模型的影响,深入分析了这些因素如何直接影响系统的波束形成、成像分辨率以及信号捕获效率等关键参数,并就RIS在目标检测任务中的部署方案提供了初步建议。文献[12]将文献[11]中的研究进一步推广到多输入多输出雷达情况,得出了RIS应该靠近雷达收发器的结论。文献[13]针对雷达和期望目标之间不存在直接路径的情况,研究了基于目标反射功率参数均方误差最小的RIS反射相位矩阵优化设计方法,分析了RIS辅助雷达目标定位的性能优势。文献[14]提出了一种基于最大化目标接收信号平均信噪比(SNR)的RIS反射系数优化设计方法,提高了多输入多输出雷达的接收功率和目标探测性能。文献[15]研究了接收机波束和RIS反射相位矩阵的联合优化方法,以降低无源雷达的直达波路径干扰、增强目标回波的功率。但以上方法均未给出具体的信号处理或目标参数估计方法。文献[16]利用RIS辅助雷达进行车辆定位,提出了

基于接收信号信干噪比(SINR)最大的RIS反射系数优化方法和基于原子范数最小化的目标方位估计方法。为降低文献[16]的方位估计计算复杂度,文献[17]研究了交替方向优化算法。以上方法虽然给出了一些目标方位的估计方法,但一方面未考虑直达波等多径杂波的影响,另一方面未同时考虑目标时延和多普勒等参数的估计问题。

因此,鉴于RIS技术在雷达检测与测量中改善信号质量、增强系统探测能力等方面具有的巨大潜力,本文将其应用到外辐射源雷达中以从根本上解决其面临的低信噪比目标探测问题,并考虑存在多径杂波的情况下从信号处理算法的角度研究RIS辅助下的外辐射源雷达系统设计和目标多参数估计方法。本文的主要内容如下:1)建立了RIS辅助外辐射源雷达的信号模型,并通过与常规外辐射源雷达信号模型的对比,指出其在信号处理上的差异;2)研究外辐射源雷达系统配置下RIS的设置方法,建立以提升接收信号信噪比(SCNR)为准则的RIS反射系数矢量优化问题,并理论推导RIS反射系数矢量的全局最优解,使达到对散射回波信号的增强与噪声以及干扰信号的有效抑制目的;3)研究RIS辅助下外辐射源雷达的信号处理方法,提出了一种基于时变RIS与稀疏重构的目标参数估计方法,可实现对目标时延、速度和方位等参数的同时估计。

1 系统模型

如图1所示,典型的外辐射源雷达系统一般由两个接收天线组成。第一通道被称为参考通道,它直接指向第三方信号源来接收直达波信号。该通道旨在提供外辐射源雷达在信号处理阶段需要使用的干净的传输信号。第二个通道被称为监测通道,它定向朝向外辐射源雷达要监测的区域,并从该区域收集目标反射的低功率信号。当监测通道的天线和参考通道的天线并置时,监测通道的接收信号可表示为

$$y_{\text{surv}}(t) = c_0 d(t) + \sum_{i=1}^{N_i} c_i^{c'} d(t - \tau_i^{c'}) + \sum_{q=1}^{N_q} c_q^{m'} d(t - \tau_q^{m'}) e^{j2\pi f_q t} + z(t) \quad (1)$$

式中: $d(t)$ 为直达波,它是发射信号的时延信号; N_i 和 N_q 分别为模拟的多径条数及目标个数; c_0, c_i^c 和 c_q^m 分别为直达波、第 i 条多径和第 q 个目标的复包络幅度; τ_i^c 和 τ_q^m 分别为第 i 条多径和第 q 个目标的时间延迟; f_q 为第 q 个目标的多普勒频移; $z(t)$ 为监测通道中的高斯白噪声。

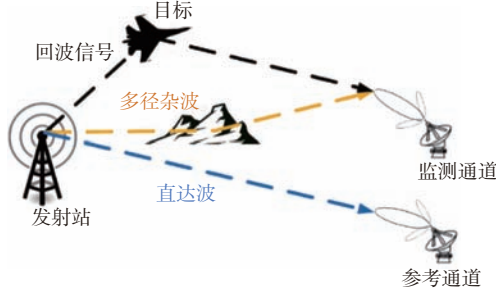


图1 常规的外辐射源雷达示意图

外辐射源雷达与主动雷达不同,要分别对监测通道回波 $y_{\text{surv}}(t)$ 和参考通道回波进行杂波抑制和直达波提取作为参考信号,即 $x_{\text{ref}}(t) = d(t)$,然后通过两通道回波的匹配滤波或基于稀疏表示理论来估计目标的距离(即时延 τ_q^m)和速度(即多普勒 f_q)。对于参考通道,要能保证直达波的功率以被提取作为参考信号;对于监测通道,由于面临复杂的电磁干扰,如地面广播电视信号的直达波和多径反射,导致目标回波的信噪比较低,因此目标会被杂波掩盖,这对于参数估计和目标探测带来不小的挑战。

为解决上述问题,本文将RIS引入外辐射源雷达系统中,研究可增强目标回波信噪比的RIS辅助外辐射源雷达系统设计和目标参数估计方法。与常规外辐射源雷达系统目标易被直达波或强多径掩盖不同,如图2所示的RIS辅助外辐射源雷达由于RIS的加入,一方面不仅为雷达系统提供了一个额外的信号路径,而且通过调整RIS反射单元改变信号的电磁特性,可达到在削弱杂波信号的同时加强目标回波的效果。因此,RIS辅助的雷达系统信号模型成分更复杂。另一方面,RIS辅助的外辐射源雷达系统在接收端不再有分别指向目标和发射站方向的两通道回波,而是仅拥有一个指向RIS方向的单通道回波,需要优化设计RIS参数使该单通道回波既能保证直达波的提取又使目标回波不

被掩盖,还需要能利用目标相对于RIS单元的空间特性差异实现目标时延、速度和方位信息的多参数同时估计。本文以ULA型RIS为例研究RIS辅助的外辐射源雷达系统的信号模型。

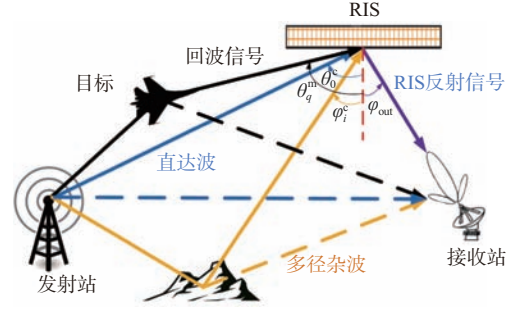


图2 RIS辅助的外辐射源雷达示意图

首先需要注意的是,除了图1中常规的路径情况外,经过RIS的反射路径也成为RIS辅助外辐射源雷达系统信号传播的一部分。此外,由于多重反射信号的功率水平一般较低可以忽略,所以RIS辅助的外辐射源雷达系统得到的接收信号由发射站→RIS→接收站路径中的直达波 $d(t)$ 、发射站→障碍物→RIS→接收站路径中多径杂波、发射站→目标→RIS→接收站路径中的目标回波,以及发射站→接收站路径中的直达波 $d(t)$ 、发射站→障碍物→接收站路径中的多径杂波、发射站→目标→接收站路径中的目标回波与噪声组成。RIS辅助的外辐射源雷达系统得到的接收信号可表示为

$$y_{\text{surv}}(t) = \sum_{i=0}^{N_i} c_i^c \mathbf{a}_R^H(\varphi_{\text{out}}) \text{diag}(\mathbf{g}) \mathbf{a}_R(\theta_i^c) d(t - \tau_i^c) + \sum_{q=1}^{N_q} c_q^m \mathbf{a}_R^H(\varphi_{\text{out}}) \text{diag}(\mathbf{g}) \mathbf{a}_R(\theta_q^m) d(t - \tau_q^m) e^{j2\pi f_q t} + \sum_{i=0}^{N_i} c_i^{c'} d(t - \tau_i^{c'}) + \sum_{q=1}^{N_q} c_q^{m'} d(t - \tau_q^{m'}) e^{j2\pi f_q t} + z(t) \quad (2)$$

式中: N_i 和 N_q 分别为多径杂波和目标的数量; c_i^c, c_q^m 分别为通过RIS路径的第 i 条多径杂波和第 q 个目标的复包络幅度; τ_i^c, τ_q^m 分别为通过RIS路径的第 i 条多径杂波和第 q 个目标的时间延迟; $c_i^{c'}, c_q^{m'}$ 分别为没有通过RIS路径的第 i 条多径杂波和第 q 个目标的复包络幅度; $\tau_i^{c'}, \tau_q^{m'}$ 分别为没有通过RIS路径的第 i 条多径杂波和第 q 个目标的时间延迟; f_q 为第 q 个目标的多普勒频移; $\text{diag}(\mathbf{g})$ 表示RIS的相位

矩阵, $\text{diag}(\cdot)$ 是一个常见的数学函数, 通常用于构造对角矩阵或提取矩阵的对角线元素, 其中 $\mathbf{g} = [e^{j\varphi^{(1)}}, e^{j\varphi^{(2)}}, \dots, e^{j\varphi^{(M)}}]$ 为 RIS 的反射系数矢量, $\varphi^{(m)}$ 为反射系数的相位; $z(t)$ 为高斯白噪声。在所考虑的系统模型中, 角度的物理定义如下: 在从发射站到 RIS 的路径中, θ_i^c 和 θ_q^m 表示第 i 条多径杂波和第 q 个目标的入射信号与 RIS 法线的夹角; 在 RIS 到接收站的路径中, φ_{out} 表示反射信号与 RIS 法线的夹角; 那么 RIS 处阵列的导向矢量 $\mathbf{a}_R(\theta)$ 表示为 $\mathbf{a}_R(\theta) = \mathbf{f}(\theta, M)$, 其中

$$\mathbf{f}(\theta, M) = [1, e^{-j2\pi d \sin \theta / \lambda}, \dots, e^{-j2\pi (M-1) d \sin \theta / \lambda}]^T \quad (3)$$

式中, d 表示相邻阵元之间的距离, λ 表示信号波长, θ 表示信号的入射方向角, M 表示阵列的阵元数量, T 表示矩阵转置。

从接收信号 $y_{\text{surv}}(t)$ 的表达式中, 可以发现 RIS 辅助外辐射源雷达接收信号是由功率不同的各种信号组成的, 等号右边除噪声外的其他四项分别对应发射站→RIS→接收站路径中的多径杂波和发射站→目标→RIS→接收站路径中的目标回波, 以及发射站→接收站路径中的多径杂波和发射站→目标→接收站路径中的目标回波。由于 RIS 辅助外辐射源雷达的接收波束仅对准 RIS 反射方向, 因此式(2)第 1、2 项路径的回波功率会得到提升, 而可以忽略第 3、4 项路径, 即 $0 \approx c_i^c \approx c_q^m \ll c_q^c < c_i^c$ 。那么, 接收信号可被简化为

$$\begin{aligned} y_{\text{surv}}(t) &= \sum_{i=0}^{N_i} c_i^c \mathbf{a}_R^H(\varphi_{\text{out}}) \text{diag}(\mathbf{g}) \mathbf{a}_R(\theta_i^c) d(t - \tau_i^c) + \\ &\quad \sum_{q=1}^{N_q} c_q^m \mathbf{a}_R^H(\varphi_{\text{out}}) \text{diag}(\mathbf{g}) \mathbf{a}_R(\theta_q^m) d(t - \tau_q^m) e^{j2\pi f_d t} + \\ z(t) &= \sum_{i=0}^{N_i} c_i^c \mathbf{g} \mathbf{b}(\theta_i^c) d(t - \tau_i^c) + \sum_{q=1}^{N_q} c_q^m \mathbf{g} \mathbf{b}(\theta_q^m) \cdot \\ &\quad d(t - \tau_q^m) e^{j2\pi f_d t} + z(t) \end{aligned} \quad (4)$$

式中, $\mathbf{b}(\theta) = \mathbf{a}_R^*(\varphi_{\text{out}}) \odot \mathbf{a}_R(\theta) = [1, e^{-j2\pi d(\sin \theta - \sin \varphi_{\text{out}})/\lambda}, \dots, e^{-j2\pi (M-1)d(\sin \theta - \sin \varphi_{\text{out}})/\lambda}]^T$, $\odot$ 表示哈达玛乘积, 上标*表示取复数共轭。

针对直达波提取问题, 借助非合作照射源的数字调制, RIS 辅助外辐射源雷达系统同样可以通过解调再重构的方法提取直达波作为参考信号^[18]。

然而, 由式(4)可见, 虽然 RIS 辅助的外辐射源雷达接收信号同样视为由直达波、多径杂波、目标等路径回波组成, 但与一般外辐射源雷达各路径回波可认为是直达波经不同时延和多普勒频移的副本不同, RIS 辅助的外辐射源雷达接收信号的各路径回波在直达波经过时延和多普勒频移副本的基础上, 还调制了 RIS 的反射系数矢量 $\mathbf{g}$ 。因此, 一方面可以通过优化设计 RIS 的反射系数矢量 $\mathbf{g}$ 调整接收信号中各成分的功率, 以解决外辐射源雷达目标探测所面临的参考信号获取和目标信噪比过低而被杂波掩盖等问题; 另一方面需要注意与一般外辐射源雷达系统基于匹配滤波结果获取目标的时延和多普勒参数不同, 如果 RIS 的反射系数矢量是时变的, 则导致 RIS 辅助外辐射源雷达回波信号不能直接表示为直达波的不同时延或多普勒副本, 因而不能直接使用常规的匹配滤波处理或稀疏表示建模, 这直接影响了目标参数的获取过程。另外, 由式(4)可见, RIS 辅助外辐射源雷达因为只有对准 RIS 的波束指向, 不能通过常规接收天线阵列获取目标的方位信息, 因此只能通过利用第 q 个目标相对于 RIS 的方向差异来估计得到第 q 个目标相对于 RIS 的方位参数 θ_q^m 。

2 RIS 反射系数矢量的优化设计

从前文可知, 引入 RIS 主要是为了解决外辐射源雷达目标探测所面临的参考信号获取和目标信噪比过低而被杂波掩盖等问题, 本节首先研究以提升接收信号的 SCNR 和保证直达波接收功率为准则的 RIS 反射系数矢量优化问题。本节从信号模型出发, 推导得到接收信号的 SCNR 表达式, 进一步建立综合考虑直达波功率和目标信噪比的优化框架, 旨在通过调整 RIS 的反射系数矢量 $\mathbf{g}$ 来优化接收信号的 SCNR 比值。

基于式(4)定义 $I_i(t) = c_i^c d(t - \tau_i^c)$, $Q_q(t) = c_q^m d(t - \tau_q^m) e^{j2\pi f_d t}$, 可得 $\mathbf{I}(t) = [I_1(t), I_2(t), \dots, I_{N_i}(t)]^T$, $\mathbf{Q}(t) = [Q_1(t), Q_2(t), \dots, Q_{N_q}(t)]^T$, 将接收到的信号简化为

$$y_{\text{surv}}(t) = \mathbf{g} \mathbf{b}(\theta_0^c) c_0^c d(t) + \mathbf{g} \mathbf{B}(\theta^c) \mathbf{I}(t) + \mathbf{g} \mathbf{B}(\theta^m) \mathbf{Q}(t) + z(t) \quad (5)$$

在这里定义 $\mathbf{B}(\theta^c) = [\mathbf{b}(\theta_1^c), \mathbf{b}(\theta_2^c), \dots, \mathbf{b}(\theta_{N_i}^c)]$, $\mathbf{B}(\theta^m) = [\mathbf{b}(\theta_1^m), \mathbf{b}(\theta_2^m), \dots, \mathbf{b}(\theta_{N_q}^m)]$ 。可见, 式(5)前三项分别

为直达波、多径杂波和目标。

由式(5)可得,接收信号的SCNR衡量的是有用信号与杂波和噪声的比值,它可以表示成关于RIS反射系数矢量 $\mathbf{g}$ 的函数:

$$f(\mathbf{g}) = \frac{\xi \left\{ \left\| \mathbf{gB}(\theta^m) \mathbf{Q}(t) \right\|_2^2 \right\}}{\xi \left\{ \left\| \mathbf{gB}(\theta^c) \mathbf{I}(t) \right\|_2^2 \right\} + \xi \left\{ \left\| \mathbf{gB}(\theta_0^c) c_0^c d(t) \right\|_2^2 \right\} + \xi \left\{ \left\| \mathbf{z}(t) \right\|_2^2 \right\}} \quad (6)$$

式中 $\xi\{\cdot\}$ 表示数学期望运算,根据 $\|\mathbf{A}\|_2^2 = \text{tr}(\mathbf{A}\mathbf{A}^H)$,其中 $\text{tr}\{\cdot\}$ 是矩阵的迹,可得

$$f(\mathbf{g}) = \frac{\text{tr}\{\mathbf{gB}(\theta^m) \mathbf{A} \mathbf{B}^H(\theta^m) \mathbf{g}^H\}}{\text{tr}\{\mathbf{gB}(\theta^c) \mathbf{\Omega} \mathbf{B}^H(\theta^c) \mathbf{g}^H\} + \left\| \mathbf{gB}(\theta_0^c) \right\|_2^2 \gamma c_0^c P_s + N \sigma_z^2} \quad (7)$$

式中, P_s 为发射信号的功率, $\mathbf{\Omega} = \gamma^2 P_s \text{diag}\{ |c_1^c|^2, |c_2^c|^2, \dots, |c_N^c|^2 \}$ 为多径信号的功率矩阵, $\mathbf{A} = \gamma^2 P_s \text{diag}\{ |c_1^m|^2, |c_2^m|^2, \dots, |c_N^m|^2 \}$ 为目标信号的功率矩阵, σ_z^2 为噪声的方差即噪声功率, N 为噪声采样点数。

因此,接收信号SCNR的提高问题就可以转化为在某些约束条件下RIS反射系数矢量 $\mathbf{g}$ 的优化设计问题,即通过改变RIS的反射系数矢量 $\mathbf{g}$ 实现接收信号所需的目标信噪比和杂波信噪比。接收信号的SCNR比值越高,目标信号越容易从干扰中被检测到,雷达性能越好。

在实际雷达系统中,目标和多径可以在任意方向,即多径方位 θ^c 和目标方位 θ^m 未知。然而,一般情况下,发射站到RIS的方位 θ_0^c 是已知的。因此,在RIS辅助外辐射源雷达系统中,为了提高接收信号的SCNR并确保直达波的接收功率,通常会通过设置调整因子 $\rho = 10^{((low - SNR_{\text{直达波}})/10)}$ 来降低来自发射站方向 θ_0^c 的功率。与此同时,为避免RIS过度抑制直达波,必须设定一个功率阈值下限 low ,以确保直达波在抑制后仍然保留一定的功率。根据以上要求制定如下优化问题:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{g}} & \left\| \mathbf{gB}(\theta_0^c) \right\|_2^2 \\ \text{s.t.} & \quad |\mathbf{g}| \leq 1 \\ & \left\| \mathbf{gB}(\theta_0^c) \right\|_2^2 \geq \rho \end{aligned} \quad (8)$$

因为有

$$\left\| \mathbf{gB}(\theta_0^c) \right\|_2^2 = \text{tr}\{\mathbf{B}(\theta_0^c) \mathbf{B}^H(\theta_0^c) \mathbf{g}^H \mathbf{g}\} \quad (9)$$

优化问题可以近似为以下问题:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{G}'} & \text{tr}\{\mathbf{B}(\theta_0^c) \mathbf{B}^H(\theta_0^c) \mathbf{G}'\} \\ \text{s.t.} & \quad \mathbf{G}'_{m_R, m_R} = 1 \quad (m_R = 1, 2, \dots, M_R) \\ & \mathbf{G}' \geq 0 \\ & \mathbf{G}' \text{ 是一个厄米特矩阵} \\ & \text{tr}\{\mathbf{B}(\theta_0^c) \mathbf{B}^H(\theta_0^c) \mathbf{G}'\} \geq \rho \end{aligned} \quad (10)$$

该优化问题更形式化地表达为一个半定规划(SDP)问题,通过凸优化cvx工具箱得到最优解 $\tilde{\mathbf{G}}$ 。由于 $\mathbf{G}' = \mathbf{g}^H \mathbf{g}$,为了得到最优的RIS反射系数矢量 $\tilde{\mathbf{g}}$,可以采用高斯随机化的方法^[16]。具体步骤如下:

通过特征值分解,可得

$$\tilde{\mathbf{G}} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{U}^H \quad (11)$$

优化得到新的RIS的反射系数矢量:

$$\tilde{\mathbf{g}} = e^{j \text{ang}(U \sqrt{\mathbf{\Sigma}} \boldsymbol{\varepsilon})} \quad (12)$$

式中, $\text{ang}(\cdot)$ 为变量的角度, $\boldsymbol{\varepsilon}$ 为随机生成的服从复高斯正态分布的向量,将 $\tilde{\mathbf{g}}$ 记为 $\mathbf{g}$ 。

3 基于时变RIS与稀疏重构的目标多参数估计方法

如前文所述,RIS辅助的外辐射源雷达系统在信号处理方面与常规外辐射源雷达系统存在显著差异。本节提出了一种基于时变RIS与稀疏重构的目标多参数估计方法,它首先将信号按间隙划分,并通过优化设计使RIS反射系数在间隙内固定、间隙间变化,以此构造随时间变化的RIS系统。该方法通过主动配置RIS,充分利用目标相对于间隙间RIS的方位差异对系统维度进行了拓展,结合间隙内匹配滤波和间隙间空域稀疏优化的目标探测方法,可实现对目标时延、速度和方位的同时估计。

3.1 间隙划分和RIS动态配置

首先利用“解调-再调制”技术对接收信号进行重构,以获得参考信号。随后将参考信号和监测信号划分为 H 个间隙,采用第2节的优化方法得到每个间隙内RIS的反射系数矢量,但在不同时段间

是变化的。

通过随机产生 $L (L \gg H)$ 个随机向量 $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_L$, 且 $\varepsilon_l (l = 1, 2, \dots, L)$ 服从均值为 0、方差为 $\tilde{\mathbf{G}}$ 的复高斯正态分布, 即 $\varepsilon \sim N(0, \tilde{\mathbf{G}})$; 优化得到 RIS 的反射系数矢量:

$$\tilde{\mathbf{g}}_l = e^{j \arg(U \sqrt{\Sigma} \varepsilon_l)} \quad (13)$$

并对每一个向量 $\tilde{\mathbf{g}}_l$ 计算代价函数:

$$\beta_l = \|\tilde{\mathbf{G}} - \tilde{\mathbf{g}}_l^H \tilde{\mathbf{g}}_l\|_2 \quad (14)$$

最后, 选取使 β_l 最小所对应的 H 个随机向量, 得到 $\tilde{\mathbf{g}}_h$ 并记为 $\mathbf{g}_h (h = 1, \dots, H)$ 。进而可以将参考信号和接收信号分成 H 个时隙。

参考信号的第 h 时隙表达形式为

$$x_h(k) = x_{\text{ref}}(k + hT_b) \text{rect}[(k - T_b/2)T_b] \quad (15)$$

式中, $k = 1, 2, \dots, T_b, T_{\text{int}}$ 为数据总长度, T_b 为每段数据长度, T_b 和 T_{int} 的关系为 $T_b = T_{\text{int}}/H$ 。当 $-1/2 \leq x \leq 1/2$ 时, $\text{rect}(x)$ 为 1, 否则为 0。需要注意的是, 时隙划分时时隙长度 T_b 和段数 H 的选取与目标的特性有关, 一般应保证目标待估计参数在此期间保持平稳状态, T_b 越大对目标的速度分辨率越高, H 越大对目标的方位分辨率越高。

监测信号的第 h 时隙可表示为

$$y_h(k) = y_{\text{surv}}(k + hT_b) \text{rect}\left(\frac{k - (T_b + \tau_{\max})/2}{T_b + \tau_{\max}}\right) \quad (16)$$

式中, $k = 1, 2, \dots, T_b + \tau_{\max}$, $\tau_{\max}$ 为最大回波时延。此外, 外辐射源雷达的时隙化处理完全是接收端的行为, 因此无需对发射端的协议进行任何修改。

3.2 基于匹配滤波的时隙信号时延-多普勒谱图获取方法

将每个时隙内的参考信号和监测信号进行匹配滤波, 获取对应 H 个时隙的 RD 谱图, 第 h 时隙的参考信号与接收信号进行二维匹配滤波可表示为

$$\psi_h(\tau, f_d) = \sum_{k=0}^{K-1} y_h(k) x_h^*(k - \tau) e^{-j2\pi f_d k/K} \quad (17)$$

式中, τ 为时延, f_d 为多普勒频移, $*$ 表示取复数共轭。若二维匹配滤波相关处理之后得到的 RD 谱中出现了尖峰, 则代表在这个位置存在目标, 并且该谱峰在 RD 谱中对应的时延和多普勒频率值就是目标信号相对直达波信号的到达时间差和多普

勒频率差。

将式(16)代入式(17)可表示为

$$\psi_h(\tau, f_d) = \mathbf{g}_h \sum_{i=0}^{N_i} \mathbf{b}(\theta_i^c) C_{i,h}(\tau, f_d) + \mathbf{g}_h \sum_{q=1}^{N_q} \mathbf{b}(\theta_q^m) \cdot E_{q,h}(\tau, f_d) + Z_h(\tau, f_d) \quad (18)$$

式中: $C_{i,h}(\tau, f_d) = \sum_{k=0}^{K-1} C_i^c d_h(k - \tau_i^c) d_h^*(k - \tau) e^{-j2\pi f_d k/K}$ 表示多径干扰相关后的复包络信息; $E_{q,h}(\tau, f_d) = \sum_{k=0}^{K-1} C_q^m d_h(k - \tau_q^m) e^{j2\pi f_d k/K} d_h^*(k - \tau) e^{-j2\pi f_d k/K}$ 表示目标回波相关后的复包络信息; $Z_h(\tau, f_d) = \sum_{k=0}^{K-1} z_h(k) d_h^*(k - \tau) e^{-j2\pi f_d k/K}$ 表示噪声相关后的结果信息。

3.3 时延-多普勒单元稀疏建模与方位估计的压缩感知求解

将目标可能出现的时延单元离散为 $\{\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_d, \dots, \tau_D\}$ 共计 D 个网格, 多普勒频率的离散为 $\{-f_p, \dots, -f_p, \dots, 0, \dots, f_p, f_{p+1}, \dots, f_p\}$ 共计 $2P+1$ 个网格, 针对每个离散的 RD 单元上收集 H 个时隙的观测数据, 并将这些数据组合成一个向量。基于此构建特定 RD 单元数据的不同方位向空间域数据的稀疏模型, 采用压缩感知算法求解对应不同方位分量的稀疏系数。接着, 按方位归类数据生成 RD 图, 最终估计得到回波的时延、速度和方位值。把同一 RD 单元的 H 个时隙数据组成向量, 可以将式(18)写成向量形式, 时延-多普勒单元可表示为

$$\psi(\tau_d, f_p) = \mathbf{GBQ} + \mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_1 \\ \mathbf{g}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{g}_H \end{bmatrix} [\mathbf{b}(\theta_0^c), \mathbf{b}(\theta_1^c), \dots, \mathbf{b}(\theta_q^m)] + \begin{bmatrix} C_0(\tau_d, f_p) \\ C_1(\tau_d, f_p) \\ \vdots \\ E_q(\tau_d, f_p) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z_1(\tau_d, f_p) \\ Z_2(\tau_d, f_p) \\ \vdots \\ Z_H(\tau_d, f_p) \end{bmatrix} \quad (19)$$

式中, $\psi(\tau_d, f_p) = [\psi_1(\tau_d, f_p), \psi_2(\tau_d, f_p), \dots, \psi_H(\tau_d, f_p)]^T$, $C_i(\tau_d, f_p) = \sum_{h=1}^H C_{i,h}(\tau_d, f_p)/H$, $E_q(\tau_d, f_p) = \sum_{h=1}^H E_{q,h}(\tau_d, f_p)/H$ 。不同时隙匹配滤波的复包络受随机噪声影响较小, 其整体近似为一个均值。

根据式(19)可知, 每个时延-多普勒单元向量

$\psi(\tau_d, f_p)$ 可以被建模为目标方位信号的 $\mathbf{b}(\theta^m)$ 和杂波方位信号 $\mathbf{b}(\theta^c)$ 的线性组合。由于在 RIS 辅助的外辐射源雷达真实场景的整个监视区域中目标和杂波数量很少,因此时延-多普勒单元向量 $\psi(\tau_d, f_p)$ 在空间域中是稀疏的,通过采用离散观测区间的方法将目标可能出现的角度方位离散为 $\{\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{N_d}, \dots, \theta_{N_d}\}$ 共 N_d 来构造稀疏字典,故基于空间域的稀疏表示模型为

$$\psi(\tau_d, f_p) = \mathbf{G}\mathbf{D}\mathbf{X}(\tau_d, f_p) + \mathbf{Z} \quad (20)$$

式中, $\mathbf{D} \in \mathbb{C}^{M_R \times N_d}$ ($M_R \ll N_d$) 是基于空间域的稀疏表示模型的稀疏字典,其列矢量为各个方向的导向矢量 $\mathbf{b}(\theta_n)$ 组成, θ_n 取值范围是 $[-90^\circ, 90^\circ]$, N_d 是构建稀疏字典 $\mathbf{D}$ 时采用的角度采样数, $\mathbf{X}(\tau_d, f_p)$ 是当前时延-多普勒单元 $\psi(\tau_d, f_p)$ 内需要求解的各个方向信号的复幅度, $\mathbf{G}$ 是时变 RIS 的测量矩阵。由于 $\psi(\tau_d, f_p)$ 中最多只有 $N_i + N_q + 1$ 个真实存在目标,仅占稀疏字典 $\mathbf{D}$ 中设置的角度采样个数 N_d 中的一小部分,即 $\mathbf{X}(\tau_d, f_p)$ 中非零稀疏的个数远小于角度采样个数 N_d , 因此向量 $\mathbf{X}(\tau_d, f_p)$ 是一个稀疏向量。

通过将 $\mathbf{X}(\tau_d, f_p)$ 的稀疏性约束添加到式(20), 将其转换为以下优化问题:

$$\min_{\mathbf{X}(\tau_d, f_p)} \|\psi(\tau_d, f_p) - \mathbf{G}\mathbf{D}\mathbf{X}(\tau_d, f_p)\|_2^2 + \gamma \|\mathbf{X}(\tau_d, f_p)\|_1 \quad (21)$$

即可得到当前时延-多普勒单元 $\psi(\tau_d, f_p)$ 内包含的各个方向信号的复幅度 $\mathbf{X}(\tau_d, f_p)$, 式中 γ 是一个常数。当各个时延-多普勒单元 $\psi(\tau_d, f_p)$ 内每个方位上的信号幅度 $\mathbf{X}(\tau_d, f_p)$ 都提取出来以后,需要按方位归类每个时延-多普勒单元,重构后得到各方位上的 RD 谱图。若在重构后方位 RD 谱图出现明显的尖峰,则确定在这个方位上的位置存在目标;并且该谱峰在 RD 谱中对应的时延和多普勒频率值就是目标信号相对直达波信号的到达时间差和多普勒频率差。

4 仿真与结果分析

本节分析了所提算法在仿真场景下的目标检测结果,并与传统的外辐射源雷达系统进行了比较,场景仿真参数如表 1 所示。为评估算法的目标

检测能力,本节设计了一个包含不同信噪比回波的多目标仿真场景,选用高频段正交频分复用 (OFDM) 信号作为发射信号。OFDM 是一种多载波调制技术,可提高系统总数据传输速率,对多径效应和频率选择性衰落具有较强的适应能力,简化信号处理使其能利用 FFT/IFFT 降低计算复杂度。

表 1 仿真参数

参数描述	参数值
RIS 单元数 M_R	64
发射站到 RIS 法线的方向角 θ_0^e	-30
反射信号与 RIS 法线的方向角 φ_{out}	0
空间范围	$-90^\circ \sim 90^\circ$, 间隔为 1°
时延单元数	40
多普勒单元数	300
直达波下限 low/dB	35

为验证基于时变 RIS 的目标检测算法的有效性,仿真中设置了 OFDM 参数(工作频率 150 MHz, 带宽 96 kHz, 子载波总数 256, 有效子载波 213, 保护间隔 64, 载波频率间隔 444.44 Hz, 16-QAM 调制)。时隙设计为每时隙包含 300 个 OFDM 符号, 共 32 个时隙。

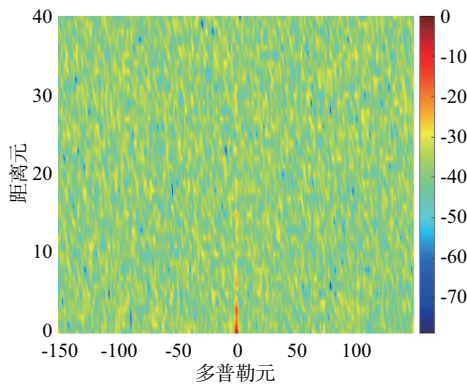
对于监测信号,仿真了 9 条多径杂波,相应的杂噪比(CNR)分别设置为:最强路径 CNR=45 dB, 其他 8 条多径 CNR 对应取值为 25 dB 到 10 dB、间隔为 -2 dB; 相应的时延取值为 0~24 距离元, 间隔为 3 距离元; 所有杂波路径相对 RIS 方位角取值为 -30° 到 10° , 间隔为 5° 。为了更直观地评估稀疏表示算法在实际情况下的目标检测能力,本节的接收信号中同时添加了具有不同参数的多个目标,如表 2 所示。此外,假设目标和杂波都是点散射的,并且噪声被建模为高斯白噪声。接下来分别从 RIS 对外辐射源雷达目标回波信噪比提升能力和目标多参数估计能力两方面进行方法验证和分析。

表 2 仿真的目标参数

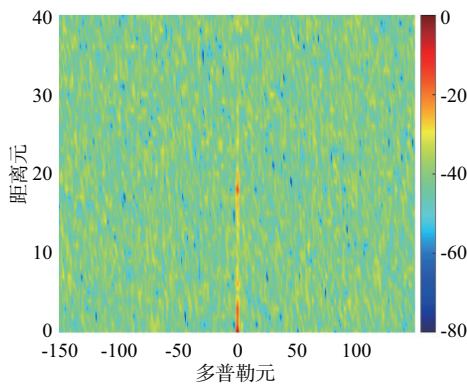
参数	目标			
	T1	T2	T3	T4
信噪比/dB	13	10	3	8
采样点延迟	10	13	8	15
多普勒频移/Hz	19	-37	-28	45
相对 RIS 方位/ $^\circ$	-54	-44	45	47

4.1 RIS优化设计对外辐射源雷达目标回波信噪比的提升效果

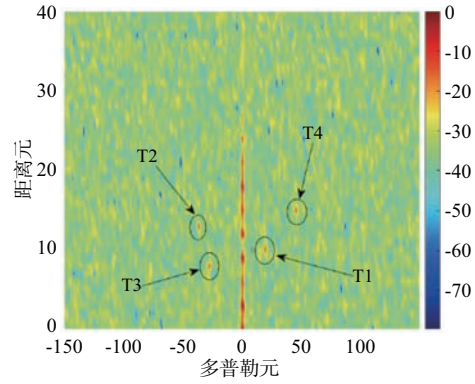
本节首先通过与无RIS的常规外辐射源雷达和基于随机优化反射系数的RIS辅助外辐射源雷达接收信号进行对比,分析了本文所提优化设计RIS对外辐射源雷达目标回波信噪比的提升性能,结果如图3所示。具体做法如下:首先依据表2所示的目标参数和所给的多径杂波参数,生成未添加RIS下的常规外辐射源雷达经过匹配滤波处理后的RD谱图,反映未经RIS优化时雷达对目标的检测能力,为后续的性能比较提供参考;然后,将本文第2节所提出的方法与随机RIS相位设计方案(每个RIS单元相位均匀分布在 $0\sim 2\pi$ 之间的随机方案)进行了比较,即通过分别采用所提的方法和随机方法对RIS反射系数矢量进行了优化,利用优化后的RIS反射系数矢量 $\mathbf{g}$ 生成经过RIS优化后的接收信号,再将得到的接收信号与参考信号进行二维匹配滤波得到RD谱。



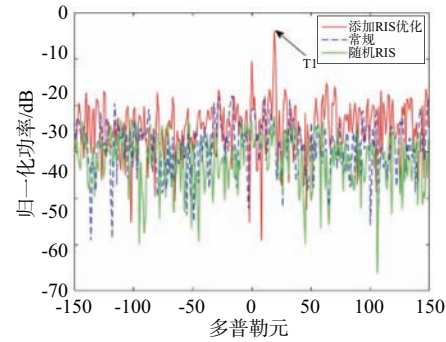
(a) 未添加RIS常规下获得的RD谱



(b) 添加随机RIS辅助获得的RD谱



(c) 添加本文方法优化RIS辅助获得的RD谱



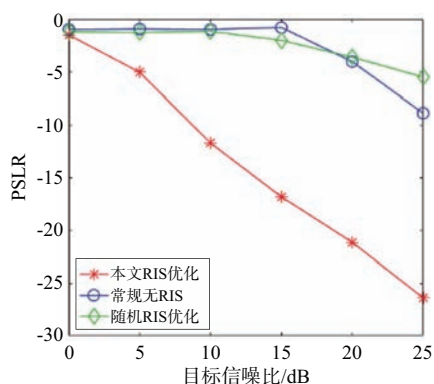
(d) 距离元为10的多普勒截面图

图3 不同雷达系统在多目标场景下的检测结果

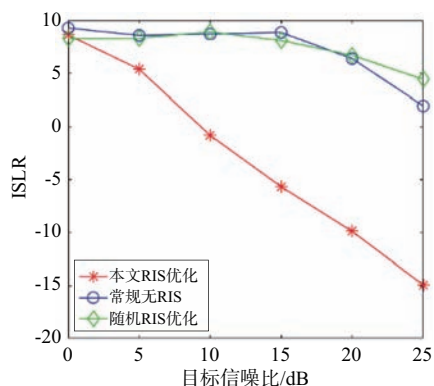
图3分别给出了接收信号在常规外辐射源雷达、随机RIS辅助外辐射源雷达、本文方法优化RIS辅助外辐射源雷达3种不同雷达系统经过信号处理后获得的RD谱,图3(a)是未添加RIS的常规外辐射源雷达在没有使用任何杂波抑制方法情况下的RD谱,从图中可以看出,模拟的多目标完全被杂波掩盖,在RD谱上只能看到CNR非常强的零频多径杂波,可见未添加RIS的常规系统在多径干扰环境下的局限性,以及目标信号在低信噪比条件下的探测难度。图3(b)和(c)分别是监测信号在使用添加随机RIS辅助的外辐射源雷达系统和添加RIS优化辅助的外辐射源雷达系统之后匹配滤波得到的RD谱。对比可见:添加本文方法优化RIS辅助的外辐射源雷达系统,在无需杂波抑制的情况下,由于极大地提高了目标的信噪比,使原本在常规外辐射源雷达中被杂波掩盖的目标成功地在RD谱中凸显了出来,4个峰值与表2给定的目标参数一致。而图3(c)添加本文方法优化RIS辅助获得的RD谱比图3(b)添加随机RIS辅助获得

的RD谱目标检测效果更好,证明了本文所提RIS反射系数矢量优化方法提高目标回波信噪比的有效性。图3(d)给出了更直观的目标时延截面对比图。

接下来通过定量分析来比较不同处理方法下的目标探测性能,可以使用峰值旁瓣比(PSLR)和积分旁瓣比(ISLR)^[19]进行评估。处理过程如下:添加一个具有不同信噪比的目标回波,将目标信噪比设置为0~25 dB,步长为5 dB,杂波环境的设置方式与多目标场景的杂波环境相同。在每个目标信噪比下,基于3个不同雷达系统的目标探测方法,分别执行100次蒙特卡罗仿真处理,最后得到不同目标信噪比下3个系统模型的PSLR和ISLR处理结果,如图4所示。从理论上来说,为了防止弱目标被强目标的副瓣掩盖,PSLR和ISLR越低,目标检测的性能越好。



(a) PSLR定量评估结果



(b) ISLR定量评估结果

图4 不同信噪比下3种系统的定量评估

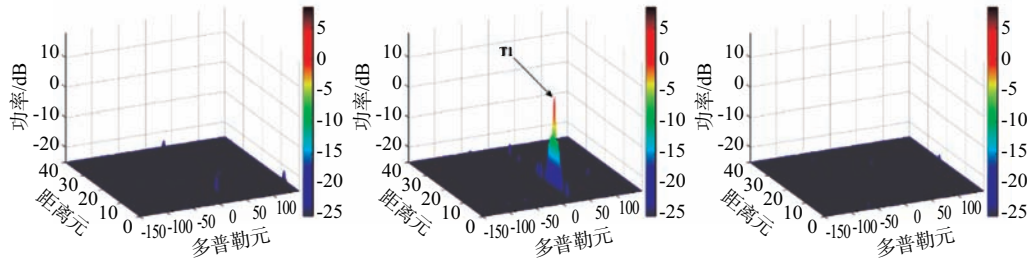
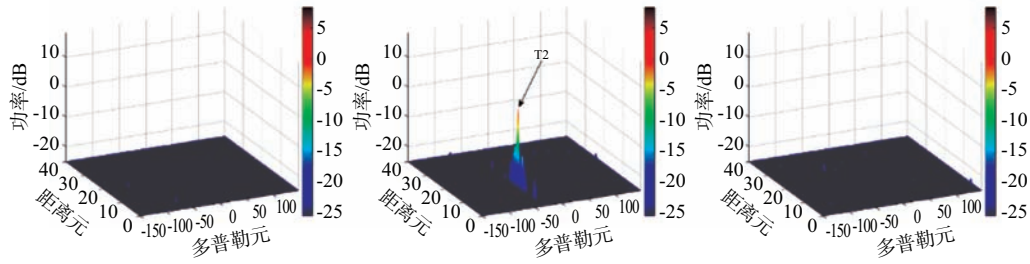
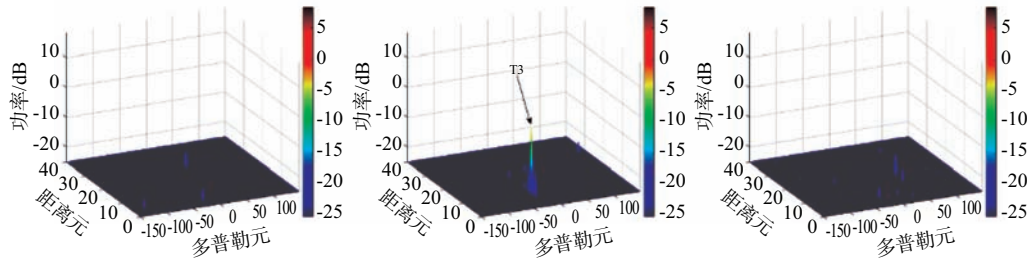
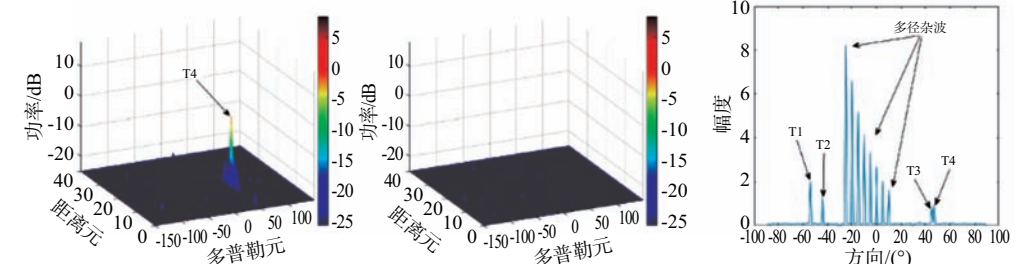
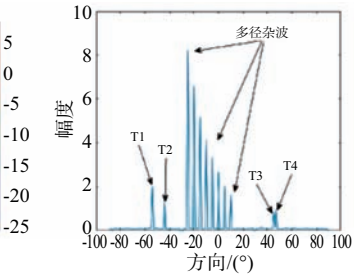
从实验数据中可以明显看出,添加RIS优化的外辐射源雷达系统在PSLR和ISLR方面均优于未

添加RIS的常规外辐射源雷达系统和随机RIS辅助的外辐射源雷达系统。随着目标信噪比的提高,添加RIS优化的雷达系统的PSLR和ISLR值显著降低。这一趋势表明,RIS优化能够显著减少旁瓣对目标信号的干扰,提升目标检测的精度。具体而言,添加RIS优化的雷达系统不仅在低信噪比情况下表现出更好的旁瓣抑制能力,在高信噪比情况下,PSLR和ISLR值也持续降低,这表明RIS优化能够在广泛的信噪比范围内持续提升目标检测性能。相比之下,未添加RIS的雷达系统在PSLR和ISLR的改善上表现有限,而随机RIS优化虽然有所改进,但效果不及系统优化的RIS设计。这进一步验证了RIS优化对目标检测性能的提升作用。通过观察进一步发现,添加RIS优化的外辐射源雷达目标检测方法的PSLR和ISLR与目标信噪比成反比。当目标SNR依次增加5 dB时,相应的PSLR和ISLR均匀地减少约5 dB。总体上,分析结果与PSLR和ISLR的定义一致,这进一步说明了所提出算法的正确性。

4.2 时变RIS辅助外辐射源雷达的目标时延、多普勒与方位估计

图5展示了时变RIS辅助的外辐射源雷达在单接收通道下实现时延、多普勒和方位参数联合估计。目标具体参数见表2。首先,接收信号和参考信号被分段处理,通过匹配滤波获得每段的时延-多普勒数据。随后,将数据离散化为若干网格单元,并构建基于稀疏表示的RD单元数据模型。通过使用正交匹配追踪(OMP)算法处理数据向量,进而重构RD谱图。重构后的RD谱图中显著的谱峰值不仅确认了目标的存在,还提供了目标方位的精确信息。

在图5的多个子图中,除了目标回波方向RD谱图外,其他方向RD谱图没有出现显著的峰值,进一步排除了误检测的可能性。通过分析这些谱峰所对应的时延和多普勒频率值,可以精确地确定目标的位置及其相关参数。特别是图5(a)~(d)中重构后目标方位RD谱图峰值与目标的设定参数完全一致,验证了目标定位的准确性。图5(e)展示了稀疏重构后各方位和信号强度分析结果,

(a) 重构后目标T1附近所在方位RD谱图($-55^\circ, -54^\circ, -53^\circ$)(b) 重构后目标T2附近所在方位RD谱图($-45^\circ, -44^\circ, -43^\circ$)(c) 重构后目标T3附近所在方位RD谱图($44^\circ, 45^\circ, 46^\circ$)(d) 重构后目标T4附近所在方位RD谱图($47^\circ, 48^\circ$)

(e) 稀疏重构后各方位和信号强度分析结果

图5 目标方位域RD谱重构分布

可以看到经过信号积累处理后,时延-多普勒单元内的主要信号是目标的主瓣信号和若干强干扰副瓣信号。这一观测结果进一步确认了目标的精准定位和方位信息,展示了稀疏重构技术在从复杂背景中提取目标信号方面的强大能力。为了有效区分目标主瓣与干扰副瓣,可以通过分析各个方位的时延-多普勒图中的时延和多普勒频移来实现。目标主瓣通常具有明显的时延和多普勒频移

特征,而干扰副瓣则可能表现为在不同的时延和零多普勒频移上分布的干扰峰值。通过这种方式可以有效分离主瓣信号与副瓣干扰,从而提升目标检测的准确性。

因此,本文提出的基于时变RIS辅助的辐射源雷达信号处理算法在单接收通道条件下,能够准确实现目标的时延、速度和方位估计。该算法通过详细的数据处理流程和OMP算法,提供了有效

的目标检测方法。在实际应用中,可以优化算法处理流程,通过添加杂波抑制处理,进一步提高目标检测的准确性和鲁棒性。

5 结束语

本文建立了一个基于RIS辅助外辐射源雷达目标定位的综合框架,包括RIS相位设计和多目标参数估计的信号处理方法。首先,提出了一种RIS反射系数矢量优化方法,旨在提升接收信号SCNR并确保直达波信号的接收功率。通过与随机优化方法的对比,证明了该方法能够有效减少直达波路径干扰,同时增加目标回波的反射功率,使目标回波在接收信号中无需杂波抑制即可清晰呈现。接下来,针对单接收通道下目标参数(如时延、速度和方位)估计的问题,提出了一种基于时变RIS与稀疏重构的信号处理方法。该方法通过将接收信号分段处理,并设计随时变的RIS反射系数,充分利用目标与RIS之间的方位差异,并结合基于稀疏优化的目标检测方法,实现了多目标参数的同时估计。仿真结果验证了所提方法的可行性,展示了其准确估计目标时延、速度和方位信息的能力。

参考文献:

- [1] 万显荣,易建新,占伟杰,等.基于多照射源的被动雷达研究进展与发展趋势[J].雷达学报,2020,9(6):939-958.
- [2] 赵志欣,朱斯航,徐超,等.DRM外辐射源雷达多普勒扩展杂波抑制算法研究[J].现代雷达,2017,39(5):46-49.
- [3] SUN Quande, SHAN Tao, FENG Yuan, et al. A Frequency Domain Clutter Suppression Approach for Passive Radar[J]. IEEE Sensors Journal, 2024, 24(9):14916-14929.
- [4] ATTALAH M A, LAROUCSI T, GINI F, et al. Range-Doppler Fast Block LMS Algorithm for a DVB-T-Based Passive Bistatic Radar[J]. Signal, Image and Video Processing, 2019, 13(1):27-34.
- [5] 孙全德,单涛,赵娟,等.基于压缩感知的外辐射源雷达目标参数估计方法[J].北京理工大学学报,2023,43(12):1298-1307.
- [6] ZHAO Zhixin, CAO Yulong, WANG Yuhao, et al. Transmitted - Signal - Free Target Information Extraction for OFDM - Based Passive Radar with Time - Varying Sparse Model[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2023, 20:3503405.
- [7] NIKAEIN H, ZEFREH R G, GAZOR S. Target Detection and Interference Cancellation in Passive Radar Sensors via Group - Sparse Regression[J]. IEEE Sensors Journal, 2023, 23(18):21484-21492.
- [8] PAN Cunhua, ZHOU Gui, ZHI Kangda, et al. An Overview of Signal Processing Techniques for RIS/IRS-Aided Wireless Systems[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2022, 16(5):883-917.
- [9] BASAR E. Reconfigurable Intelligent Surface - Based Index Modulation: A New Beyond MIMO Paradigm For 6G[J]. IEEE Trans on Communications, 2020, 68(5):3187-3196.
- [10] HONG Sheng, PAN Cunhua, REN Hong, et al. Robust Transmission Design for Intelligent Reflecting Surface - Aided Secure Communication Systems with Imperfect Cascaded CSI[J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2021, 20(4):2487-2501.
- [11] BUZZI S, GROSSI E, LOPS M, et al. Radar Target Detection Aided By Reconfigurable Intelligent Surfaces[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2021, 28:1315-1319.
- [12] BUZZI S, GROSSI E, LOPS M, et al. Foundations of MIMO Radar Detection Aided by Reconfigurable Intelligent Surfaces[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2022, 70:1749-1763.
- [13] ESMAEILBEIG Z, MISHRA K V, SOLTANALIAN M. IRS - Aided Radar: Enhanced Target Parameter Estimation via Intelligent Reflecting Surfaces[C]//2022 IEEE 12th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop, Trondheim, Norway: IEEE, 2022:286-290.
- [14] LU Wei, DENG Bin, FANG Qiqing, et al. Intelligent Reflecting Surface - Enhanced Target Detection in MIMO Radar[J]. IEEE Sensors Letters, 2021, 5(2):7000304.
- [15] 邹鲲,杨宾峰,来磊,等.IRS辅助的无源双基地雷达直达波干扰抑制[J].雷达科学与技术,2023,21(5):482-488.
- [16] CHEN Zhimin, CHEN Peng, GUO Ziyu, et al. A RIS - Based Vehicle DOA Estimation Method with Integrated Sensing and Communication System[J]. IEEE Trans on Intelligent Transportation Systems, 2024, 25(6):5554-5566.
- [17] CHEN Peng, CHEN Zhimin, MIAO Pu, et al. RIS-ADMM: A RIS and ADMM-Based Passive and Sparse Sensing Method with Interference Removal (下转第550页)

非合作双基地雷达ECA-CMAP杂波抑制方法

梁师源, 潘嘉蒙, 鲍庆龙, 肖怀铁

(国防科技大学电子科学学院, 湖南长沙 410073)

摘要: 非合作双基地雷达收发分置的布局模式很大程度上规避了电磁干扰,然而其在工作面临大量的近程地杂波干扰,目标淹没在大量杂波中难以检测,尤其对于以脉冲雷达为外辐射源的非合作双基地雷达而言,杂波的处理更加困难。本文面向以脉冲雷达为外辐射源的非合作双基地雷达,针对其实际工作中面临大量近程地杂波掩盖目标的问题,提出了时域单脉冲ECA-CMAP杂波抑制方法。首先在经典的时域杂波抑制方法ECA的基础上提出了基于杂波时延估计的改进方案,在抑制近程地杂波的同时将目标完整地保留下来,且将信杂比提升约50 dB;其次,提升目标信杂比后结合使用Nitzberg杂波图算法进一步提高目标检测概率。仿真和实测数据验证了算法的有效性。

关键词: 非合作双基地雷达; 运动目标检测; 地杂波抑制; 时域扩展相消; 杂波图; 单脉冲处理

中图分类号: TN958.97

文献标志码: A

文章编号: 1672-2337(2025)05-0540-11

引用格式: 梁师源, 潘嘉蒙, 鲍庆龙, 等. 非合作双基地雷达ECA-CMAP杂波抑制方法[J]. 雷达科学与技术, 2025, 23(5): 540-550.

LIANG Shiyuan, PAN Jiameng, BAO Qinglong, et al. ECA-CMAP Clutter Suppression Method for Passive Bistatic Radar[J]. Radar Science and Technology, 2025, 23(5): 540-550.

ECA-CMAP Clutter Suppression Method for Passive Bistatic Radar

LIANG Shiyuan, PAN Jiameng, BAO Qinglong, XIAO Huaitie

(College of Electronic Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Passive bistatic radar (PBR) avoids electromagnetic interference to a great extent because of the layout mode of transmitting and receiving separately. However, it faces a lot of short-range ground clutter interference in its work, and it is difficult to detect the target when it is submerged in a lot of clutter, especially for PBR with pulse radar as its external radiation source, the clutter processing is more difficult. In this paper, a time-domain monopulse extensive cancellation algorithm-clutter map (ECA-CMAP) clutter suppression method is proposed for PBR with pulse radar as external radiation source, aiming at the problem that it faces a large number of short-range ground clutter to cover up the target in practical work. Firstly, based on the classical time domain clutter suppression method ECA (extensive cancellation algorithm), an improved scheme based on clutter time delay estimation is proposed, which can suppress short-range ground clutter and keep the target intact, and the signal-to-clutter ratio is increased by nearly 50 dB, and the target detection probability is further improved by using Nitzberg clutter map algorithm. Simulation and result of measured data processing verify the effectiveness of the algorithm.

Key words: passive bistatic radar; moving target detection; ground clutter suppression; time domain extensive cancellation; clutter map; monopulse processing

0 引言

现代战争中雷达面临越来越多的新型干扰,非合作双基地雷达(PBR)只收不发的模式使其拥有良好的抗干扰性能,在实现隐蔽探测的同

时,成本低、部署灵活且战场生存能力强,逐渐成为近年来雷达领域的研究热点^[1]。非合作辐射源主要包括数字调频广播^[2]、移动通信信号^[3]和GNSS^[4]等,近年来逐渐涌现以脉冲雷达为外辐射源的非合作双基地探测系统,相比于其他的连续

波外辐射源,脉冲雷达发射功率大且方向增益高,系统可探测范围更广。然而在实际工作中,由于非合作辐射源波束扫描灵活,且与接收机距离较远,接收机得到的信号中存在大量的地杂波,而且这些杂波的能量通常较强,导致近程目标回波淹没在其中难以检测,因此非合作双基地雷达在做目标检测前,通常需要对监视通道进行杂波抑制处理^[5]。杂波抑制通常包含两大阶段:1)信号处理阶段:空域上根据杂波干扰的不同方向进行抑制,时域上利用参考通道对监视通道滤波从而对消杂波,频域上采取距离多普勒处理实现目标与杂波的分离;2)数据处理阶段,通常采用恒虚警率检测的方法甄别目标和剩余杂波^[6]。然而,以脉冲雷达为外辐射源的非合作双基地雷达杂波抑制仍存在很多难题:1)近程目标与杂波通常同时出现在主瓣,空域的旁瓣对消等方法无法处理主瓣杂波;2)时域处理通常使用一些滤波器来滤除杂波,但滤波器可能导致回波相位等关键信息的缺失或紊乱;3)脉冲信号可利用的数据长度很短,相参积累等频域处理往往效果不佳;4)能量微弱的目标淹没在大量强能量的杂波之中,只靠恒虚警率检测方法根本无法分辨强杂波和弱目标。尽管如此,仍可以从这些难题中找到突破口:地杂波虽然有高楼、山体等诸多种类,但其位置却是固定的,因此杂波环境是相对平稳的,杂波的到达时延固定。因此可以根据地杂波的这一特性进一步研究时域杂波抑制方法。

时域杂波抑制的典型方法有最小均方误差(Least Mean Square, LMS)、归一化最小均方误差(Normalized Least Mean Square, NLMS)、递归最小二乘法(Recursive Least Square, RLS)等^[7],这类算法统称为自适应维纳滤波类算法,需要设计合适阶数的滤波器,运算量通常较大且在实际使用中有可能丢失相位信息。另一类算法是扩展相消算法(Extensive Cancellation Algorithm, ECA),最初由Colone等人^[8]提出,该方法基于最小二乘算法,将回波投影至杂波子空间的正交空间中,从而实现杂波对消。为了提高算法的性能,该团队及其他研究人员在ECA的基础上又相继提出ECA-B(ECA-Batches)^[8]、ECA-S(ECA-Sliding)^[9]等快速算

法,杂波消除效果良好。但由于ECA的提出主要针对连续波外辐射源,而脉冲信号可利用数据长度相比连续波非常短,尤其是当近程微弱目标混叠在大量强杂波之中时,扩展相消所使用的多普勒滤波器将失去作用,从而导致目标被一同抑制。通过改进ECA的扩展杂波子空间可以较好地解决上述问题,但杂波消除之后的杂波旁瓣和一些剩余杂波幅度依然高于目标,因此可以考虑结合杂波图算法提高目标的检测概率。

杂波图(Clutter Map)能够记录雷达检测环境中的杂波分布和强度,属于恒虚警率(CFAR)检测的一种,常用于实际工程中。杂波图分为静态杂波图和动态杂波图,静态杂波图在建立之后便不再更新,存储的是检测环境中固定的杂波强度与所处方位。而动态杂波图随着雷达波束扫描进行更新,在杂波稳定的检测环境之中,可以辅助动目标检测。Nitzberg杂波图检测技术是较为经典的杂波图算法^[10],它的原理是通过雷达每次扫描后的采样值不断更新判决门限,当有目标出现时则会超过门限从而完成检测。但由于强杂波会将判决门限抬得很高,在实际应用中单纯地使用杂波图算法仍不能检测到目标。

综上所述,本文提出了时域单脉冲ECA-CMAP(ECA-Clutter MAP)杂波抑制算法,首先针对ECA的扩展杂波子空间提出了基于杂波时延估计的改进子空间,在时域抑制大部分近程地杂波的同时,有效保留混叠在其中的目标分量;其次再结合Nitzberg杂波图检测算法辨别剩余杂波和感兴趣目标,提高目标检测概率。

1 信号处理模型

1.1 信号接收模型

非合作双基地雷达在工作时,接收机分别设置参考通道和监视通道,参考通道波束对准外辐射源方向,直接接收辐射源发射的信号,其信号模型可以表示为

$$s_{\text{ref}}(t) = s_d(t) + n(t) \quad (1)$$

式中 $s_d(t)$ 为辐射源的直射信号, $n(t)$ 为噪声。而监视通道波束对准动目标所在空域,接收目标反射的回波,由于外辐射源的非合作形式,且距离较

远,监视通道除了接收到动目标回波之外,还会接收到外辐射源的直射信号及大量的多径杂波^[11],其回波模型可以表示为

$$s_{\text{surv}}(t) = s_d(t) + \sum_{m=1}^M A_{c,m} \cdot s_c(t - \tau_m) + \sum_{n=1}^N A_{t,n} \cdot s_t(t - \tau_n) + n(t) \quad (2)$$

式中, $s_c(t)$ 和 $s_t(t)$ 分别是多径杂波信号和动目标回波信号, M 、 N 分别是杂波和目标的数目, τ_m 和 τ_n 分别为杂波和目标的时延, $A_{c,m}$ 和 $A_{t,n}$ 为杂波和目标的复幅度。其中直达波、地杂波的能量通常强于目标回波,杂波的脉压旁瓣也会将回波的底噪抬高,影响目标的检测性能^[12]。

1.2 扩展相消算法

时域扩展相消算法的核心思想是:利用参考通道信号构造时域扩展杂波子空间,利用最小二乘准则将回波信号投影至杂波子空间的正交空间之中,所得结果即为对消杂波后的信号。

假设监视通道采样信号 s_{surv} 表示为

$$s_{\text{surv}} = [s(1) \ s(2) \ \cdots \ s(N)] \quad (3)$$

若想对消掉 R 个距离单元内的地杂波,则需要对参考通道采样 $N + R - 1$ 个点:

$$s_{\text{ref}} = [s_r(-R+2) \ s_r(-R+1) \ \cdots \ s_r(-1) \ s_r(0) \ s_r(1) \ \cdots \ s_r(N)] \quad (4)$$

式中 $s_r(n) = 0 (n \leq 0)$ 。

根据参考信号 s_{ref} 构建 $(N + R - 1) \times R$ 维的时域扩展杂波子空间 S_{ref} :

$$S_{\text{ref}} = [s_{\text{ref}} \ D s_{\text{ref}} \ D^2 s_{\text{ref}} \ \cdots \ D^{R-1} s_{\text{ref}}] \quad (5)$$

式中, D 是采样延迟矩阵,由 0、1 组成,定义如下:

$$D = d\{ij\}_{i,j=1,\dots,N+R-1}, d_{ij} = \begin{cases} 1, i = j + 1 \\ 0, i \neq j + 1 \end{cases} \quad (6)$$

考虑地杂波的相位漂移以及子空间冗余等问题,最终的杂波子空间 X 由下式获得:

$$X = B [A_{-p} S_{\text{ref}} \cdots A_{-1} S_{\text{ref}} \ S_{\text{ref}} \ A_1 S_{\text{ref}} \cdots A_p S_{\text{ref}}] \quad (7)$$

式中, B 是入射矩阵,确保算法作用于 S_{ref} 的最后 N 行数据,如式(8)所示; A_p 为第 p 个多普勒单元所对应的相位漂移对角矩阵,如式(9)所示。

$$B = b\{ij\}_{i=1,\dots,N,j=1,\dots,N+R-1}, b_{ij} = \begin{cases} 1, i = j - R + 1 \\ 0, i \neq j - R + 1 \end{cases} \quad (8)$$

$$A_p = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{j2\pi p} & 0 & \cdots & \vdots \\ 0 & 0 & e^{j2\pi p \cdot 2} & 0 & \vdots \\ \vdots & \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & e^{j2\pi p(N+R-2)} \end{bmatrix} \quad (9)$$

因此最终构建的杂波子空间 X 为 $2(p+1) \times R$ 维的列向量矩阵,其中的每一个列向量代表一个子空间元素。对消杂波后的信号为

$$s_{\text{ECA}} = s_{\text{surv}} - X\alpha \quad (10)$$

式中 α 是监视通道采样信号 s_{surv} 在杂波子空间 X 上的投影系数向量。

1.3 Nitzberg 杂波图算法

Nitzberg 杂波图检测技术利用地杂波的时域相对平稳性^[13],在每一个杂波检测单元处利用一阶递归滤波器对杂波背景强度估计值进行迭代更新,即获得每个杂波检测单元独立的检测门限供后续目标检测,因此 Nitzberg 杂波图检测技术也称为杂波图点技术,其原理框图如图 1 所示。

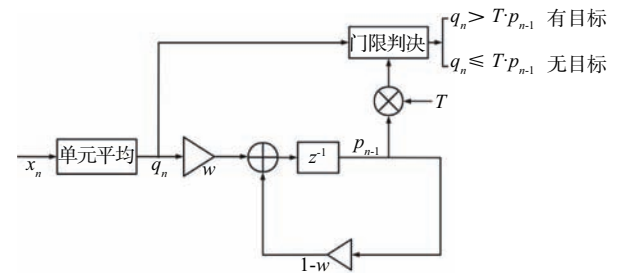


图1 Nitzberg 杂波图检测技术原理框图

图1中 q_n 是杂波图输入:

$$q_n = \frac{1}{AD} \sum_{d=1}^D \sum_{a=1}^A x_n(a,d) \quad (11)$$

式中, D 、 A 分别是一个杂波检测单元内的距离单元与方位单元的个数, (a,d) 为距离-方位单元的坐标,分别代表方位与距离。 p_n 是杂波背景强度估计,遵循以下的更新准则:

$$p_n(k) = w \sum_{i=0}^{n-1} (1-w)^i q_{n-i}(k) \quad (12)$$

$p_n(k)$ 是第 k 个杂波检测单元、第 n 次扫描后的杂波背景强度估计值, w 是遗忘因子,取值区间为 $(0,1)$ 。

假设热噪声、杂波和目标的总和服从瑞利分布^[14],且雷达每一次扫描获得的回波数据独立同

分布,目标的起伏模型符合Swerling I型。则每次扫描后的杂波图输入 q 的概率密度函数为

$$f(q) = \begin{cases} \frac{1}{\mu} \exp\left(-\frac{q}{\mu}\right), & H_0 \\ \frac{1}{\mu(1+\lambda)} \exp\left(-\frac{q}{\mu(1+\lambda)}\right), & H_1 \end{cases} \quad (13)$$

式中, μ 为噪声与杂波的总功率强度, λ 为目标相对于多径杂波的平均信杂比(SCR), H_0 表示假设当前检测单元中未检测到目标, H_1 则为假设检测单元中存在目标,自适应判决准则为

$$q_n(k) - T \cdot p_{n-1}(k) \begin{cases} q_n(k) \leq T \cdot p_{n-1}(k), & H_0 \\ q_n(k) > T \cdot p_{n-1}(k), & H_1 \end{cases} \quad (14)$$

式中 T 为门限因子^[15]。当检测结果为 H_1 时表示检测到目标,此时不更新杂波图数据,否则根据式(12)更新检测门限,作为下一次扫描的判决标准。

经过推导,检测概率 P_d 和虚警概率 P_f 的表达式分别为

$$P_d = \prod_{i=0}^{\infty} \left(1 + \frac{Tw(1-w)^i}{1+\lambda} \right)^{-1} \quad (15)$$

$$P_f = \prod_{i=0}^{\infty} \left(1 + Tw(1-w)^i \right)^{-1} \quad (16)$$

由式(16)可以看出, P_f 不受杂波功率变化的影响,那么通过设定 P_f 的值便可以计算出门限因子 T ,再将 T 的值代入式(15)中就可得到检测概率 P_d 。将虚警概率 P_f 设为 10^{-6} ,针对不同遗忘因子,图2示出了检测概率随信杂比变化的曲线关系图,从图中可以看出,随着遗忘因子的增大,要想获得相同的检测概率必须提高信杂比,即随着遗忘因子的增大,CFAR损失越大。

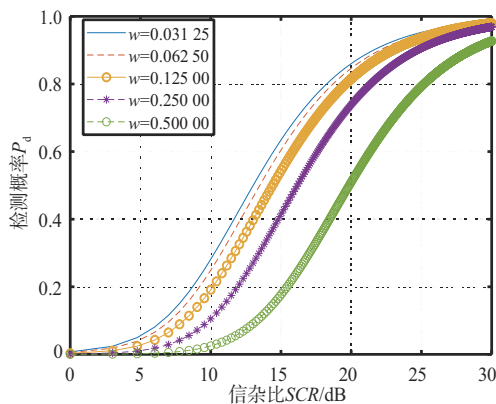


图2 检测概率与信杂比的关系曲线

1.4 ECA-CMAP算法

如公式(5)所示,在时域处理中使用ECA算法抑制杂波时,其杂波子空间是由直达波信号在距离范围 R 内的依次时延信号构成的,由于单脉冲的多普勒分辨率不足,投影至该杂波子空间的所有信号分量都将被抑制。为了解决这一场景问题,本文根据ECA算法的杂波子空间构建原理,对式(5)提出如下改进:

$$S'_{\text{ref}} = \left[D^{R_1-1} s_{\text{ref}} D^{R_1} s_{\text{ref}} D^{R_1+1} s_{\text{ref}} \cdots D^{R_{N_c}-1} s_{\text{ref}} D^{R_{N_c}} s_{\text{ref}} D^{R_{N_c}+1} s_{\text{ref}} \right] \quad (17)$$

式中, $R_1, R_2, \dots, R_{N_c}$ 分别是 N_c 个杂波所处的距离单元,而 $R_{N_c}-1$ 和 $R_{N_c}+1$ 距离单元的设置是为了进一步抑制杂波的峰值旁瓣。杂波所处的距离单元由匹配滤波器输出的最大信噪比信号的峰值点估计所得,匹配滤波器采用如下的信号互相关执行:

$$r(m) = \sum_{n=0}^N s_{\text{surv}}(n) \cdot s_{\text{ref}}(n+m) \quad (18)$$

式中, m 代表匹配滤波后的信号采样点, n 代表回波采样点。

式(17)中的杂波子空间针对的是参考通道直达波纯净的情况。但非合作双基地雷达在实际工作时,参考通道接收到的直达波通常伴随着多径干扰,难以精准提取直达波用以匹配滤波。考虑到目标混叠在大量到达时间相近的杂波之间,为了避免到达时延与杂波非常接近的目标被抑制,采用下式的杂波子空间进行对消:

$$S''_{\text{ref}} = \left[D^{R_1} s_{\text{ref}} \cdots D^{R_{N_c}} s_{\text{ref}} \right] \quad (19)$$

由式(17)和式(19)可知,改进后的时域扩展杂波子空间摒弃了许多冗余的采样延迟信号,并且原来的 $(N+R-1) \times R$ 维矩阵变为 $(N+R-1) \times N_c$ 、 $(N+R-1) \times 3N_c$ 维矩阵,最终的杂波子空间 X 由 $(2p+1) \times R$ 维列向量降低至 $(2p+1) \times N_c$ 、 $(2p+1) \times 3N_c$ 维,矩阵计算的复杂度大幅降低,其中 $N_c \ll R$ 。这种对于杂波子空间的优化,能够较准确地消除强地杂波,同时最大程度保留混叠在其中的运动目标。

ECA-CMAP算法的总体执行步骤如图3所示,

首先利用参考通道的直达波信号与回波通道信号进行匹配滤波,通过脉压信号的峰值点判断所有杂波分量所处的距离单元,从而估计杂波的到达时延,构建时延估计杂波子空间;其次,根据ECA的执行步骤抑制杂波;最后对杂波抑制后的信号使用Nitzberg杂波图算法进行门限检测,得到最终的目标检测结果。

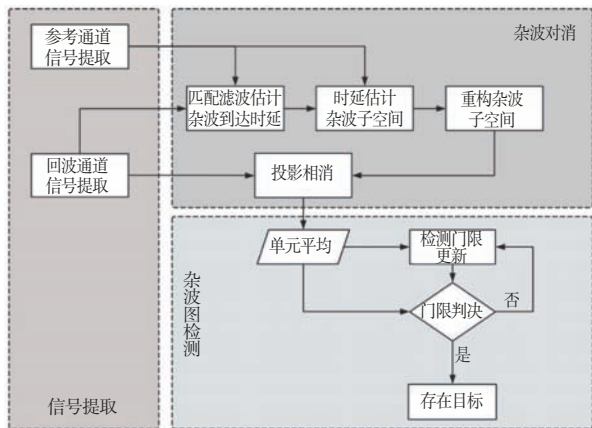


图3 ECA-CMAP算法执行框图

2 仿真实验

本文考虑到非合作雷达实际工作环境的非理想性,在2.1节和2.2节分别仿真分析了参考通道直达波无多径干扰、参考通道直达波存在多径干扰两种情况,以验证所提算法在理想状态和非理想状态下的有效性。

2.1 参考通道无多径

根据实际脉冲体制雷达的工作参数以及实际的工作环境,分别模拟了非合作辐射源信号、接收端参考通道和监视通道接收信号,其中参考通道包含直达波和噪声,监视通道包含直达波、多径杂波、目标回波和噪声,噪声均为高斯白噪声,辐射源仿真信号采用恒模线性调频信号,具体参数如表1所示,杂波和目标仿真参数如表2所示,目标速度为50 m/s,处于第68距离单元,其中一个距离单元的长度为30 m。非均匀环境下的地杂波的幅度分布通常用韦布尔分布^[16]描述,因此表2中的杂波幅度均由韦布尔随机数生成器生成。

表1 辐射源仿真参数

参数	参数值
脉宽/ μs	10
带宽/MHz	2
载频/GHz	1.5
脉冲重复间隔(PRI)/ μs	200
采样率/MHz	5

表2 杂波和目标仿真参数

种类	参数	
	距离单元	原始幅度/dB
直达波	1	70
杂波1	35	30
杂波2	45	31
杂波3	55	33
杂波4	65	29
杂波5	75	26
杂波6	85	23
杂波7	95	30
杂波8	105	45
杂波9	115	35
杂波10	125	29
目标	68	-20

在杂波图算法处理中,雷达前5次扫描是对杂波背景幅度的估计与更新,从第6次扫描开始目标持续出现,杂波图算法的参数设置如表3所示。

表3 杂波图参数

参数	参数值
虚警率 P_f	10^{-6}
遗忘因子 w	0.062 5
门限因子 T	18.125
雷达扫描次数 L	50

匹配滤波是输出信噪比最大的最优滤波器,但若对回波信号直接进行匹配滤波,也很难在大片杂波中识别目标,不仅是因为目标信噪比远远低于杂波,而且杂波旁瓣会使得信号噪声基底抬高从而进一步遮掩目标,如图4所示。此时信杂比过小,直接使用杂波图算法也无法检测出目标。

使用ECA算法对消杂波可以取得较好的效果,但单脉冲处理时多普勒分辨率不足,因此混叠在大片杂波中的目标也会被一同抑制,如图5(a)所示。而本文提出的基于杂波时延估计的ECA在对消杂波的同时可以很好地保留目标,而且仿真计

算时间由原先的 12.735 s 提升至 3.365 s。如图 5(b) 所示,改进后的算法将目标信杂比提升了约 50 dB,此时应用杂波图算法可以有效检测到目标^[17]。如图 6 所示,分别为雷达第 1 次、第 6 次和第 50 次扫描时的杂波图结果,经过前 5 次扫描对杂波背景强度的估计和更新,从第 6 次扫描开始,检测门限逐渐稳定并可以持续检测到目标所出现的距离单元。

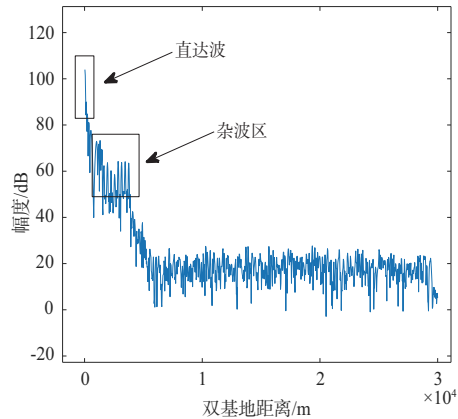
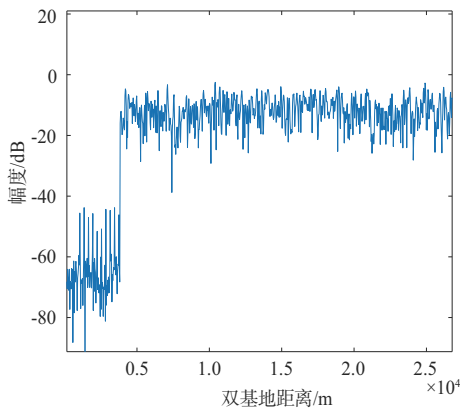
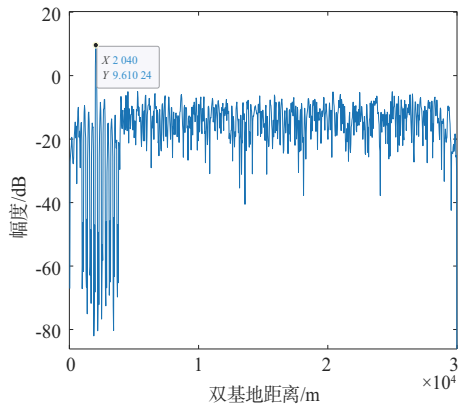


图4 回波信号直接匹配滤波结果

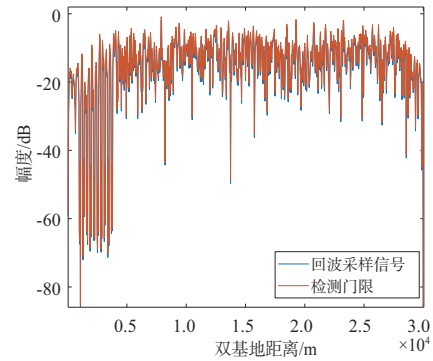


(a) 原ECA算法对消

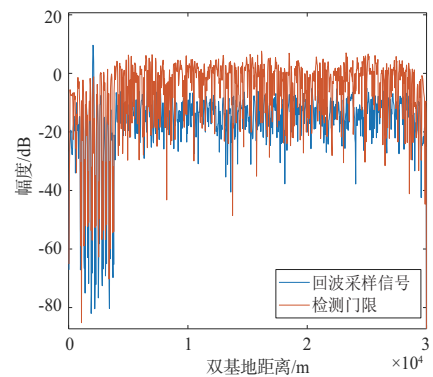


(b) 基于杂波时延估计的ECA算法对消

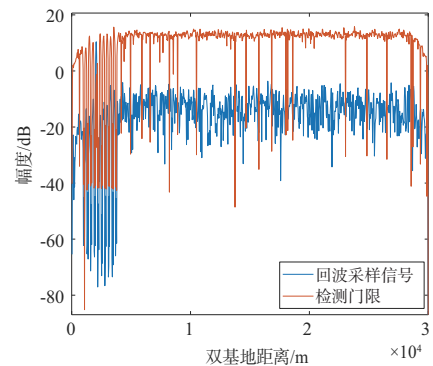
图5 ECA算法改进前后对消效果对比



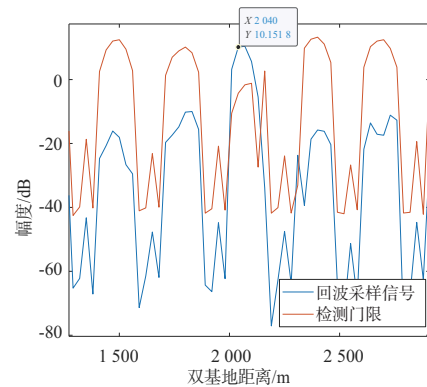
(a) 第1次扫描



(b) 第6次扫描



(c) 第50次扫描



(d) 第50次扫描、2.04 km局部放大

图6 杂波图算法检测结果

目标检测结果如图7所示,可以直观看出从雷达第6次扫描开始持续检测出目标,但由于目标速度相对较低、雷达扫描次数较少,因此目标并没有出现距离单元走动。

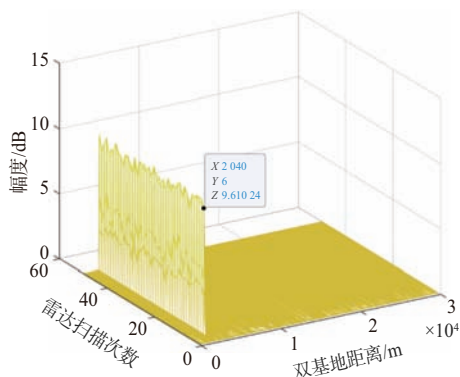


图7 目标检测结果

2.2 参考通道有多径

考虑到实际非合作双基地雷达参考通道的直达波往往伴随着多径干扰,用于匹配滤波的直达波并不纯净,对此进行非纯净参考信号条件下ECA-CMAP算法的检测效果仿真,对比分析算法的性能。参考通道直达波及其多径、目标的仿真参数如表4所示,其余参数与2.1节一致。

表4 直达波及其多径、目标仿真参数

种类	参数	
	距离单元	原始幅度/dB
直达波	1	70
多径1	2	27
多径2	3	31
多径3	4	30
多径4	5	26
多径5	6	29
多径6	7	39
多径7	8	31
多径8	9	8
多径9	10	25
多径10	11	29
目标	68	31

由于参考通道多径信号密集,使用ECA等算法抑制多径极易破坏直达波的相位,因此直接截取直达波作为参考信号,以对回波信号进行匹配滤波,结果如图8所示。

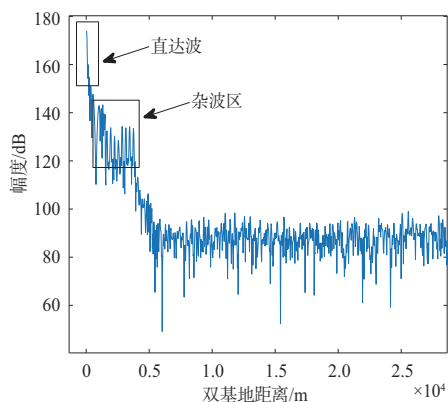
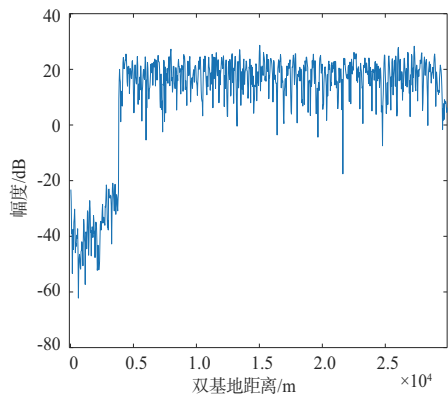
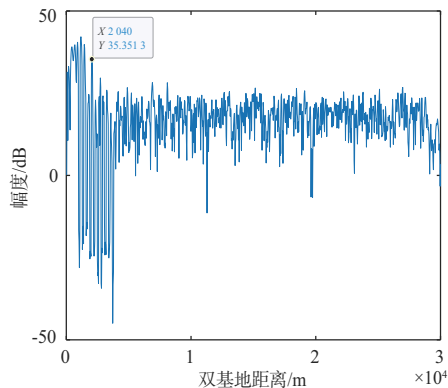


图8 回波信号直接匹配滤波结果

参考信号受到多径影响,导致回波匹配滤波后的峰值、旁瓣以及噪声基底均被抬高,但改进后的ECA仍然可以将目标保留,如图9所示。ECA-CMAP算法的检测效果如图10所示,当目标在雷达第6次扫描中出现时,便可以立即被检测到,唯一与2.1节不同的是,由于用于匹配滤波的直达波并不纯净,信杂比的改善效果略有下降,且检测结果中存在大量的虚警点,如图11所示,算法要想获得较高检测概率需要目标具备更高的信杂比。



(a) 原ECA算法对消



(b) 基于杂波时延估计的ECA算法对消

图9 ECA算法改进前后对消效果对比图

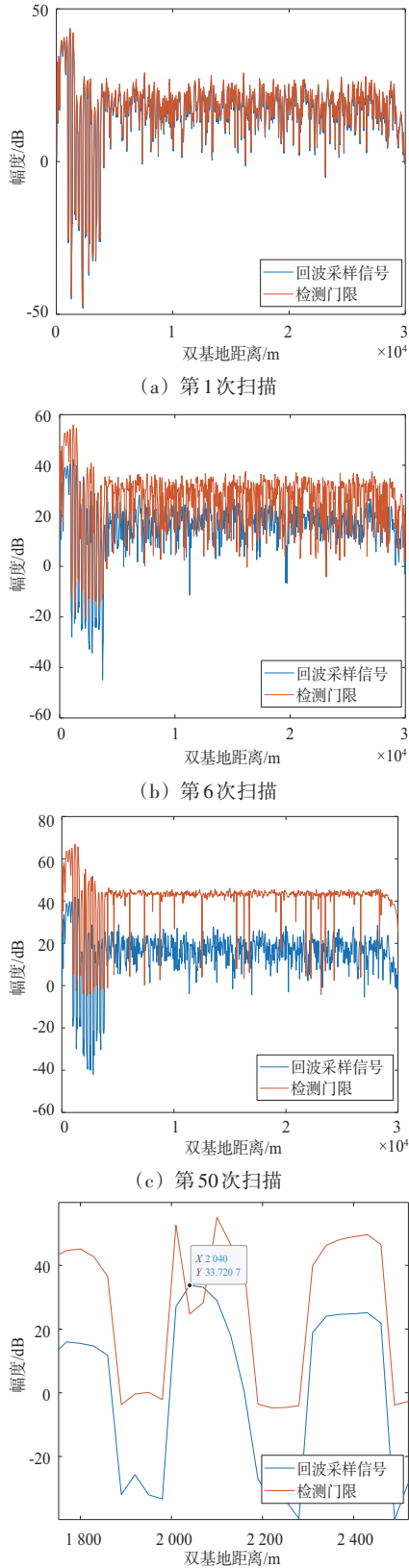


图10 杂波图算法检测结果

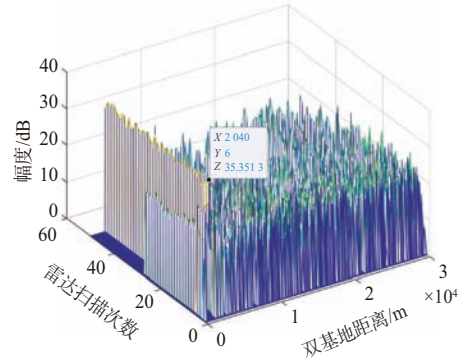


图11 目标检测结果

通过上述对比实验可以得出,与Nitzberg杂波图算法相比,ECA-CMAP算法在杂波背景下的目标检测概率有较大的优势。经过1 000次蒙特卡洛仿真,ECA-CMAP算法仅需目标信杂比达到-15 dB,便可获得较高且较稳定的检测概率。图12展示了在表3参数下,参考通道有/无多径情况下的ECA-CMAP算法、基于非线性映射的Nitzberg杂波图算法^[18]以及Nitzberg杂波图算法的检测概率曲线,ECA-CMAP算法在低信杂比的条件下便可获得较高的检测概率。

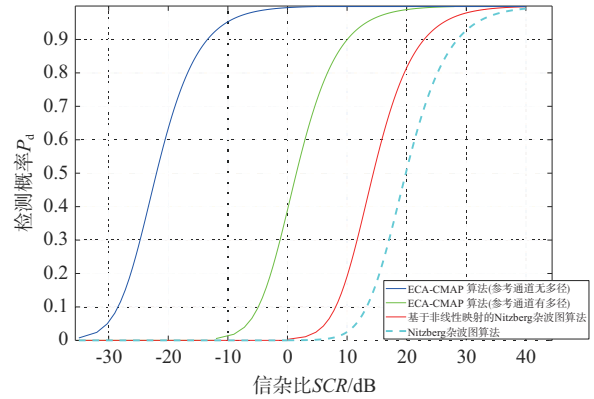


图12 检测概率与信杂比的关系曲线

在参考通道纯净和非纯净两种情况下,通过时延估计的ECA对消杂波后,公式(15)中的信杂比 λ 相应地提高约50 dB,此时再使用杂波图算法目标的检测概率大幅增加,新的检测概率如下所示:

$$P'_d = \prod_{i=0}^{\infty} \left(1 + \frac{Tw(1-w)^i}{1 + \lambda + 50 \text{ dB}} \right)^{-1} \quad (20)$$

3 实测数据验证

实测数据采用某非合作双基地雷达目标探测跟踪实验项目的数据,接收端分别设有参考通道

和监视通道,参考通道对准外辐射源所在方位,监视通道对准目标所在空域,不区分波束。由第2节的仿真可知,使用参考通道中不纯净的直达波时算法性能有所下降,且实际环境中多径效应影响更大,因此本文使用重构的直达波作为参考信号,其中信号参数均由线性调频参数估计方法^[19]得出,经验证与实际辐射源参数基本一致,如表5所示。杂波图算法参数设置与仿真一致,采用50次雷达扫描周期,其中前5次扫描是对杂波背景幅度的估计与更新,从第6次扫描开始进行杂波图检测,其余参数设置如表3所示。

表5 外辐射源信号参数

参数	参数值
脉宽/ μs	100
带宽/MHz	5
载频/GHz	2.8
脉冲重复间隔(PRI)/ μs	1 000
采样率/MHz	10

回波信号直接进行匹配滤波的结果如图13所示,其中目标混叠在杂波区之中,目标信噪比约为10 dB。图14分别给出了原ECA算法和本文所提基于杂波时延估计的ECA算法抑制杂波的结果,表6是算法在MATLAB软件中计算速度的对比,软件所在电脑平台使用基于x64的Intel Core i7-12700H处理器,机带RAM为32 GB,内存为1 TB。

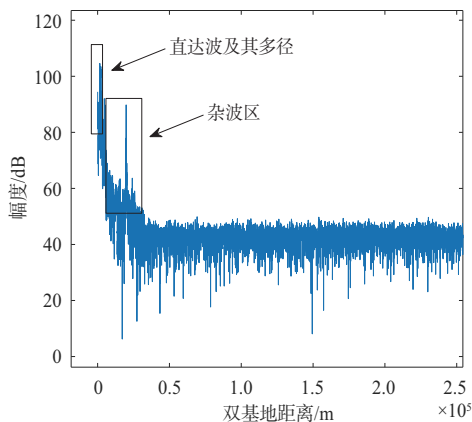
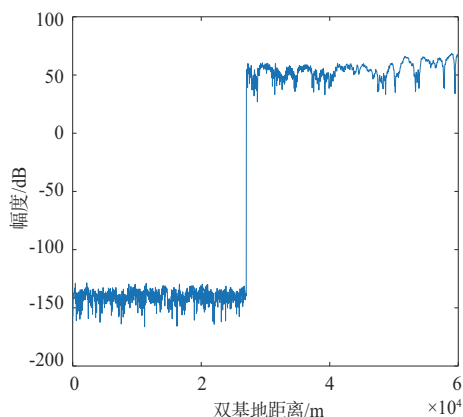


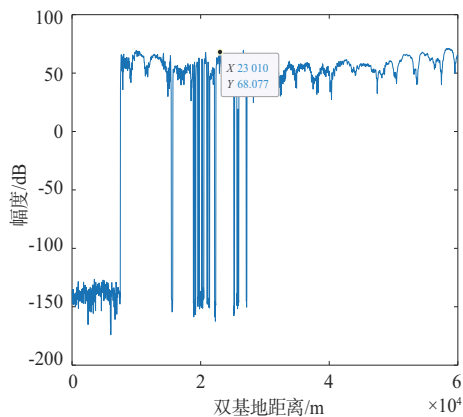
图13 回波信号直接匹配滤波结果

表6 ECA改进前后计算速度对比

数据类型	计算时间	
	改进前	改进后
仿真数据	12.735	3.365
实测数据	29.578	7.391



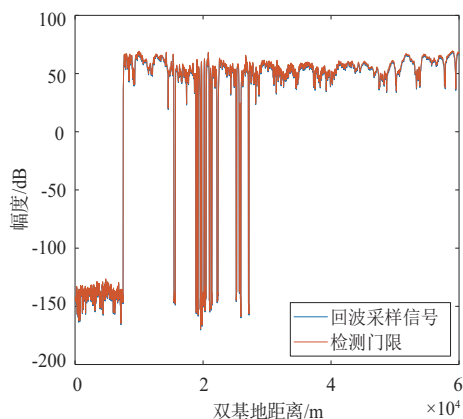
(a) 原ECA算法对消



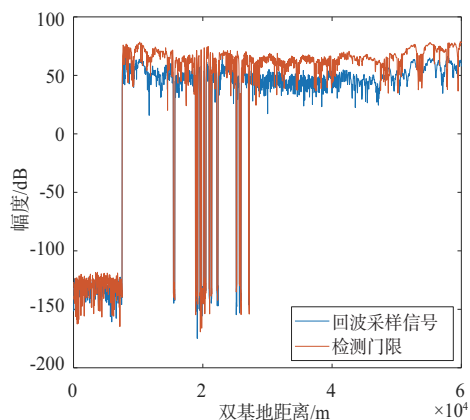
(b) 基于杂波时延估计的ECA算法对消

图14 ECA算法改进前后对消效果对比图

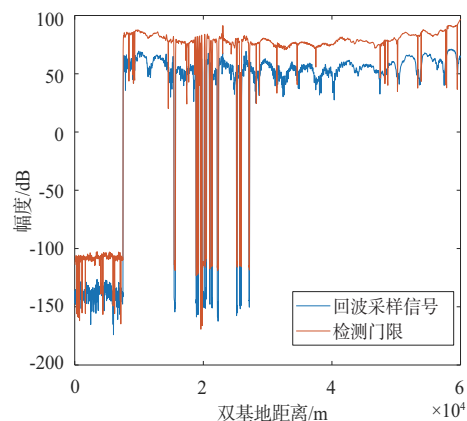
在实测数据的处理中,经过杂波对消后,杂波的旁瓣和一些剩余杂波仍然对目标有很大的遮掩影响,匹配滤波结果中无法直接发现目标,但杂波对消后信杂比的提升使得Nitzberg杂波图算法检测目标的概率大大提升。如图15所示,分别是第1



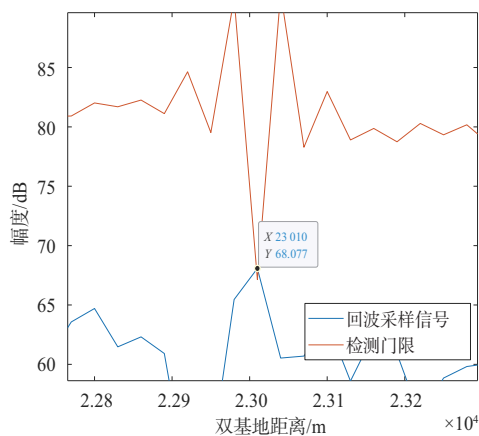
(a) 第1次扫描



(b) 第6次扫描



(c) 第50次扫描



(d) 第50次扫描、23.01 km局部放大

图15 杂波图算法检测结果

次、第6次和第50次扫描的杂波图检测结果。经过前5次的杂波背景估计与更新,从第6次扫描起便可检测到目标。图15(d)中第23.01 km处的信号采样值通过检测门限,经验证后与真实目标所在的位置相同。

与2.2节的仿真结果类似,实测数据的检测结果中也存在大量的虚警点,如图16所示,因此实际应用ECA-CMAP算法时、尤其在复杂环境下,仍需要目标具备尽可能高的信噪比。

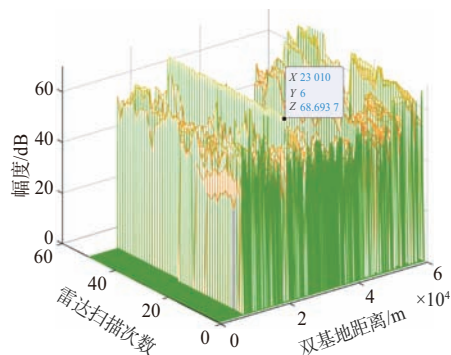


图16 目标检测结果

4 结束语

非合作双基地雷达在利用第三方脉冲雷达辐射源进行目标探测时,近程目标通常会淹没在大量的强地杂波中无法检测,经典的ECA是针对连续波信号设计的,而对线性调频脉冲信号做单脉冲处理时可利用的数据长度较短,无法获取有效的目标多普勒信息,为此本文在ECA的基础上提出了基于杂波时延估计的改进子空间,能够有针对性地消除强地杂波并且提高了矩阵计算效率。此外,为了处理对消后的剩余杂波,文中再度结合了Nitzberg杂波图检测技术,提出了ECA-CMAP算法。ECA-CMAP算法能够在低信杂比的条件下获得较大的目标检测概率,并且面对参考通道直达波不纯净的情况也有较好的检测性能。

尽管ECA-CMAP算法在仿真和实测数据中均有较好的表现,但在实测数据处理中仍然需要目标具备尽可能高的信杂比,才能保证较高且较稳定的检测概率,后续工作中还须进一步研究复杂杂波环境下的杂波子空间构建准则,实现有效、稳定的检测性能。

参考文献:

- [1] KUSCHEL H, CRISTALLINI D, OLSEN K E. Tutorial: Passive Radar Tutorial[J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2019, 34(2):2-19.
- [2] 胡越洋,易建新,万显荣,等.基于多初级假设的FM广

- 播外辐射源雷达网航迹起始算法[J]. 雷达学报, 2024, 13(3):601-612.
- [3] ZUO Luo, WANG Jun, CHEN Gang. Doppler Ambiguity Analysis and Suppression for LTE-Based Passive Bistatic Radars[J]. *Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering*, 2021, 22(8):1140-1152.
- [4] 李中余, 黄川, 武俊杰, 等. 基于GNSS的无源雷达海面目标检测技术综述[J]. 雷达科学与技术, 2020, 18(4):404-416.
- [5] WANG Yasen, BAO Qinglong, WANG Dinghe, et al. An Experimental Study of Passive Bistatic Radar Using Uncooperative Radar as a Transmitter[J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2015, 12(9):1868-1872.
- [6] 邹俊杰, 程丰, 万显荣. 外源雷达空时联合恒虚警检测分析与实验[J]. 雷达科学与技术, 2022, 20(4):415-420.
- [7] 沈显照, 杨鹏程. 一种频域脉冲最小均方误差杂波对消算法[J]. 雷达科学与技术, 2023, 21(2):151-156.
- [8] COLONE F, O'HAGAN D W, LOMBARDO P, et al. A Multistage Processing Algorithm for Disturbance Removal and Target Detection in Passive Bistatic Radar[J]. *IEEE Trans on Aerospace & Electronic Systems*, 2009, 45(2):698-722.
- [9] 张坚, 万显荣, 刘玉琪. 外辐射源雷达滑窗扩展相消算法并行实现[J]. 雷达科学与技术, 2017, 15(2):115-119.
- [10] NITZBERG R. Clutter Map CFAR Analysis[J]. *IEEE Trans on Aerospace & Electronic Systems*, 1986, 22(4):419-421.
- [11] 彭泽胄, 郝洪民, 胡伟东, 等. 杂波背景下多普勒测速雷达信号处理算法研究[J]. 电子测量技术, 2024, 47(21):122-129.
- [12] TAN D K P, LESTURGIE M, SUN H B, et al. Random Range Sidelobes Analysis and Suppression in Airborne Passive Radar[C]//IET International Conference on Radar Systems, Glasgow, UK: [s.n.], 2012:559-563.
- [13] 秦天慈, 王中训, 黄勇, 等. 雷达恒虚警目标检测处理技术综述[J]. 探测与控制学报, 2023, 45(3):1-11.
- [14] YANG Wei, ZHANG Liang, YANG Liru, et al. A General Evaluation System for Optimal Selection Performance of Radar Clutter Model[J]. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2023, 34(6):1520-1525.
- [15] KIM B, JIN Y, BAE J, et al. Efficient Clutter Cancellation Algorithm Based on a Suppressed Clutter Map for FMCW Radar Systems[J]. *Journal of Electromagnetic Engineering and Science*, 2023, 23(5):449-451.
- [16] 洪伟, 马艳艳, 程义. 基于杂波分布特性的恒虚警率检测器设计[J]. 舰船电子对抗, 2023, 46(4):89-93.
- [17] 王蓓. 基于杂波图的恒虚警处理技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2018.
- [18] 贾创. 复杂背景下雷达恒虚警检测算法研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2023.
- [19] 贲广利. 线性调频信号参数估计方法研究[D]. 长春: 中国科学院大学, 2022.

作者简介:

- 梁师源 男, 硕士研究生, 主要研究方向为自动目标识别。
- 潘嘉蒙 男, 博士, 讲师, 主要研究方向为雷达信号处理。
- 鲍庆龙 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为雷达信号处理。
- 肖怀铁 男, 博士, 教授, 主要研究方向为自动目标识别。

(上接第539页)

- [J]. *IEEE Communications Letters*, 2024, 28(4):867-871.
- [18] 张勋, 万显荣, 易建新, 等. 基于最优杂波抑制的外辐射源雷达参考信号可信重构[J]. 电子与信息学报, 2021, 43(11):3193-3200.
- [19] LELLOUCH G, MISHRA A K, INGGIS M. Design of OFDM Radar Pulses Using Genetic Algorithm Based Techniques[J]. *IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems*, 2016, 52(4):1953-1966.

作者简介:

- 赵志欣 女, 博士, 副教授, 主要研究方向为外辐射源雷达、雷达信号处理。
- 李周章 男, 硕士研究生, 主要研究方向为新体制外辐射源雷达信号处理。
- 林应运 男, 硕士研究生, 主要研究方向为新体制外辐射源雷达信号处理。
- 陈远帅 男, 硕士研究生, 主要研究方向为外辐射源雷达信号处理。

DOI:10.3969/j.issn.1672-2337.2025.05.009

基于相对速度的单通道机载聚束SAR动目标 干扰抑制算法

申文杰, 王佩悦, 王彦平, 林 贲, 李 洋, 白泽朝, 蒋 雯, 赵新亚

(北方工业大学信息学院雷达监测技术实验室, 北京 100144)

摘要: 机载聚束合成孔径雷达(Spotlight SAR)是一种SAR的高分辨率成像模式。其基本原理是通过固定区域进行连续观测来实现分米级的高分辨率成像。这种高分辨成像在军事和民用领域中有着极其重要的应用,尤其是在目标判读、解译和识别等方面具有显著优势。然而,随着分辨率的提升,在长时间观测过程中,观测区域内的动目标会产生较长、形态较复杂的散焦和偏移信号。这些信号覆盖在城市建筑物等重要对象上时,会显著降低图像的解译和目标识别的效果。针对上述问题,本文提出了两种动目标干扰抑制方法,第一种方法是通过将相对速度与距离多普勒算法(Range Doppler Algorithm, RDA)相结合,通过迭代调整相对速度参数,使得散焦的动目标能够重新聚焦。在每次迭代中,通过最大幅度指标来检验和判断动目标的重聚焦效果。重聚焦完成后,利用掩膜分离出重聚焦的动目标,再通过逆回波操作恢复出原始的动目标回波信号。最后,通过将原始回波信号减去恢复的动目标回波,即可得到静止场景的回波信号,进而利用距离多普勒算法实现静止场景成像。第二种方法是基于图像序列的动目标干扰抑制方法。该方法通过分割子孔径获得图像序列,在子孔径图像序列中检测并生成掩膜去除散焦动目标信号,进而将处理的图像序列复数据累加生成高分辨静止场景图像。本文采用半物理合成数据进行实验,并通过相关性和相干性运算进行评估,实验结果表明,第一种方法能够有效分离动目标与静止场景回波且效果优于第二种方法。

关键词: 相对速度; 距离多普勒算法; 动目标聚焦; 回波分离

中图分类号: TN959.73

文献标志码: A

文章编号: 1672-2337(2025)05-0551-12

引用格式: 申文杰, 王佩悦, 王彦平, 等. 基于相对速度的单通道机载聚束SAR动目标干扰抑制算法[J]. 雷达科学与技术, 2025, 23(5): 551-562.

SHEN Wenjie, WANG Peiyue, WANG Yanping, et al. Single-Channel Airborne Spotlight SAR Moving Target Interference Suppression Algorithm Based on Relative Velocity[J]. Radar Science and Technology, 2025, 23(5): 551-562.

Single-Channel Airborne Spotlight SAR Moving Target Interference Suppression Algorithm Based on Relative Velocity

SHEN Wenjie, WANG Peiyue, WANG Yanping, LIN Yun, LI Yang, BAI Zechao, JANG Wen, ZHAO Xinya

(Radar Monitoring Technology Laboratory, School of Information Science and Technology,
North China University of Technology, Beijing 100144, China)

Abstract: Airborne spotlight synthetic aperture radar (Spotlight SAR) is a high resolution imaging mode of SAR. The basic principle is to achieve decimeter-level high-resolution imaging by continuous observation of fixed areas. This high-resolution imaging has extremely important applications in military and civilian fields, especially in target interpretation and recognition. However, with the improvement of resolution, in the long-term observation process, the moving target in the observation area will produce longer and more complex defocus and offset signals. When these signals cover important objects such as urban buildings, the effect of image interpretation and target recognition will be significantly reduced. In view of the above problems, two methods of moving target interference suppression are proposed in this paper. The first method is to combine the relative velocity with the range Doppler algorithm (RDA), and adjust the relative velocity parameters iteratively so that the defocused moving target can be refocused. In each iteration, the refocusing effect of the moving target is tested and judged by the maximum amplitude index. After the refocusing is completed, the

收稿日期: 2024-09-20; 修回日期: 2025-02-14

基金项目: 国家自然科学基金(No.62131001, 62201011); 国家重点研发青年科学家项目(No.2023YFB3905200); 北京市教委科研计划项目资助(No.KM202210009004); 北方工业大学毓秀创新项目资助(No.2024NCUTYXCX210)

refocused moving target is separated by the mask, and the original moving target echo signal is recovered by the inverse echo operation. Finally, by subtracting the recovered moving target echo from the original echo signal, the echo signal of the static scene can be obtained, and then the range Doppler algorithm is used to realize the imaging of the static scene. The second method is a moving target interference suppression method based on image sequence. The method obtains an image sequence by segmenting the sub-aperture, detects and generates a mask in the sub-aperture image sequence to remove the defocusing moving target signal, and then accumulates the processed image sequence complex data to generate a high-resolution static scene image. In this paper, semi-physical synthetic data are used for experiments, and evaluated by correlation and coherence operations. The experimental results show that the first method can effectively separate the moving target from the static scene echo and the effect is better than the second method.

Key words: relative velocity; range Doppler algorithm (RDA); moving target focusing; echo separation

0 引言

合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)是一种全天候、全天时的高分辨率微波遥感成像雷达^[1]。它是利用合成孔径原理、脉冲压缩技术获得距离向和方位向高分辨遥感图像的雷达成像系统^[1-3]。同时,它作为全天候全天时工作的探测系统,已经广泛应用于国民经济的各个领域。它在地形测绘与地质研究、农业林业、海洋研究、军事侦察等方面具有广泛的应用^[4]。

机载聚束合成孔径雷达(Spotlight SAR)是一种SAR的高分辨成像模式,其显著特点是通过控制雷达天线的指向,使其在数据采集期间始终对准成像区域的中心。这种方法允许雷达对关注的成像区域进行较长时间的照射,从而有效增加合成孔径的长度,获得比一般条带SAR更宽的多普勒带宽。这一特性显著提高了方位向的分辨率^[4],使得聚束式SAR能够实现分米级的高分辨率成像。这种高分辨率成像在军民领域的目标判读、解译和识别等应用中具有极其重要的作用。

近年来,聚束式SAR因其高分辨率成像特性,受到了广泛关注。然而,随着成像分辨率的提升,在长时间观测过程中,观测区域内的动目标可能会产生复杂的散焦和偏移信号。这些信号在成像中表现为形态复杂的干扰,严重降低了成像质量。因此,如何有效抑制这些动目标干扰,成为提升SAR成像质量的重要挑战。为了解决这一问题,研究者们正在探索多种干扰抑制算法和技术,以确保在高分辨率成像条件下仍能获得清晰、准确的图像。

SAR系统面向的是静止场景和静止目标进行

成像处理,动目标成像会发生偏移和散焦现象^[5-7]。在静止场景的雷达图像中,动目标由于其具有二维速度,会导致在合成孔径雷达图像中出现偏移或散焦效应。这种现象通常表现为较长形态复杂的散焦和偏移信号。当这些干扰信号覆盖在城市建筑物等重要目标上时,会显著降低图像的可解释性和目标识别的准确性。这不仅影响了图像的整体质量,还可能对后续的应用,如目标判读、解译和识别,造成严重的干扰。为了确保提取图像信息的准确性,并提高目标判读、解译和识别的性能,迫切需要研究动目标与静止场景回波的有效分离方法。通过精确地分离动目标和静止背景的回波,可以有效去除动目标的干扰信号,从而提高图像的清晰度和可用性^[8-9]。

前期围绕动目标与静止场景信号分离的问题,主要是针对机载和星载平台开展工作,许多学者提出了不同的算法来消除SAR图像中由动目标引起的伪影。德国的Schulz^[10-11]基于空时自适应原理,提出了一种面向多通道动目标干扰抑制方法,并通过实际数据完成了算法验证,有效去除了干扰信号,该方法针对多通道系统,其硬件及算法过于复杂,无法适用于现有广泛存在的单通道SAR系统。西电研究团队^[12-13]进一步发展了该方法,将其由常规条带多通道模式拓展至高分宽幅模式,实现了降采样条件下的动目标干扰抑制。本文提出了两种单通道系统下的动目标干扰去除方法。

第一种方法是基于单通道聚束式SAR系统的基于相对速度的重聚焦技术将动目标与静止场景回波分离方法。该方法在原有思路的基础上引入重聚焦的技术思路,通过在子孔径中将动目标重聚焦再进行抑制,实现静止场景的最小化损失。

具体步骤如下,首先利用相对速度概念与距离多普勒算法相结合,通过调整相对速度参数使得动目标聚焦,然后利用掩膜分离动目标聚焦点,再利用逆回波操作恢复原始动目标回波信号,最后利用原始回波信号减去恢复的动目标回波,即可得到静止场景回波,进而利用距离多普勒(Range Doppler, RD)实现静止场景成像。第二种方法是我们团队之前提出的方法^[14],基于图像序列的动目标干扰抑制方法。该方法通过分割子孔径获得图像序列,在子孔径图像序列中检测并生成掩膜去除散焦动目标信号,进而将处理的图像序列复数据累加生成高分辨静止场景图像。

1 动目标干扰抑制算法

本节将介绍两种动目标干扰抑制算法,以应对合成孔径雷达成像中因动目标引起的干扰问题。其中,算法一是基于相对速度的聚束式SAR静止与运动目标回波分离算法,这是本文的主要研究内容,将进行详细阐述。该算法通过分析目标的相对速度特征,能够有效区分静止场景与动目标的回波,从而实现高效的干扰抑制。算法二是我们团队早期提出的基于图像序列的动目标干扰抑制方法。尽管该算法在实际应用中取得了一定的效果,但与基于相对速度的算法相比,其在处理复杂场景时的鲁棒性和准确性仍有待提升。

1.1 基于相对速度的动目标干扰抑制算法

1.1.1 基于相对速度的聚束SAR动目标信号模型

假设雷达以匀速 v_s 沿 y 轴运动。 y 轴表示沿方位向, x 轴表示沿着距离向,坐标原点 O 位于雷达轨道的中点处。此时雷达处于坐标原点,其坐标表示为 $(0, v_s t)$ 。动目标沿方位向和沿距离向的速度分别用 v_a 和 v_r 来表示。场景中的动目标在 $t=0$ 时刻,位于点 $P(x_0, y_0)$ 处,其速度为 (v_r, v_a) 。因此该动目标的坐标可以表示为 $(x_0 + v_r t, y_0 + v_a t)$,可以将瞬时斜距表达式为

$$R(t) = \sqrt{(x_0 + v_r t)^2 + (y_0 + (v_a - v_s)t)^2} \quad (1)$$

雷达接收信号经dechirp处理得到的输出信号为

$$s(t_r, t_a) = A \cdot \exp \left[-j \frac{4\pi}{\lambda} R(t_r, t_a) \right] \cdot \exp \left[-j \frac{4\pi K_r}{c^2} (R(t_r, t_a) - R_{\text{ref}})^2 \right] \cdot \exp \left[-j \frac{4\pi}{c} K_r (R(t_r, t_a) - R_{\text{ref}}) \left(t_r - \frac{2R_{\text{ref}}}{c} \right) \right] \quad (2)$$

式中, A 为复常数, λ 为载波波长, c 为光速, K_r 为距离向调频率, R_{ref} 为参考距离,一般选取在场景中心。

图1为方位零时刻引入相对速度后的聚束SAR与动目标几何关系图。从图1中关系可以看出,在引入相对速度进行等效后,雷达平台坐标由 $(0, v_s t)$ 等效为 $(0, v'_s t)$ 。在 $t=0$ 时刻,动目标位于点 $P(x_0, y_0)$ 处,目标速度为 (v_r, v_a) 。在经过相对速度变换后,运动目标 P 旋转 θ 度后可以等效为点目标 P' ,此时的点目标 P' 可以视为静止目标。动目标的位置由原来的 $(x_0 + v_r t, y_0 + v_a t)$ 等效为 (x'_0, y'_0) 。

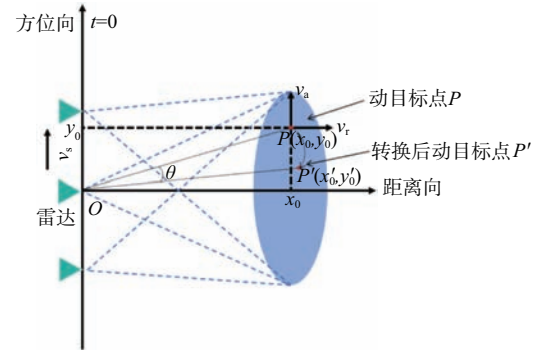


图1 基于相对速度的聚束SAR与动目标几何关系图

构造的相对速度变换关系如下所示,其中 v'_s 为等效后的相对平台速度, θ 表明了其旋转角度。根据上述几何模型和运动假设, v'_s 和 θ 为定值。

$$v'_s = \sqrt{(v_s - v_a)^2 + v_r^2} \quad (3)$$

$$\theta = \arctan \left(\frac{|v_r|}{|v_s - v_a|} \right) \quad (4)$$

将式(3)和式(4)代入式(1),并进行相应数学推导,我们可以将距离等式修改如下:

$$R(t) = \sqrt{(x_0 \cos \theta - y_0 \sin \theta)^2 + ((x_0 \sin \theta + y_0 \cos \theta) - v_s t)^2} \quad (5)$$

由于 (x_0, y_0) 均为常数,因此引入变量 x'_0 和 y'_0 用于对上式进行简化,简化后的表达式为

$$\begin{cases} x'_0 = x_0 \cos \theta - y_0 \sin \theta \\ y'_0 = x_0 \sin \theta + y_0 \cos \theta \end{cases} \quad (6)$$

$$R(t) = \sqrt{(x'_0)^2 + (y'_0 - v'_s t)^2} \quad (7)$$

这里将上式与静止点目标的瞬时斜距表达式进行对比,在式(1)中,令 v_r 和 v_a 分别为零,可以得到聚焦 SAR 静止目标的瞬时斜距表达式为

$$R(t) = \sqrt{(x_0)^2 + (y_0 - v_s t)^2} \quad (8)$$

经过对比分析,我们发现引入相对速度后,原本复杂的动目标信号模型可以等效为与静止信号模型相同的形式。这一转变带来了显著的优势。首先,这种等效处理显著降低了信号的复杂程度,使得对动目标信号特性的分析变得更加直观和高效,其次,在对动目标信号进行重聚焦处理时,简化后的信号模型使得我们可以充分利用现有的成像算法。这意味着我们不必从零开始开发新算法,而是可以在现有算法的基础上进行优化和改进。这种方法不仅提高了算法的开发效率,还降低了算法改造的难度。而不同点在动目标的位置由 (x_0, y_0) 投影到了 (x'_0, y'_0) ,投影后的坐标由相对速度 v'_s 及其旋转角度 θ 所决定。

1.1.2 基于相对速度算法概述

动目标与静止场景回波的分离是合成孔径雷达成像领域中一个不可或缺的重要研究方向。本文主要聚焦于单通道 SAR 系统中静止目标与运动目标的回波分离问题。在上一节中,我们推导了基于相对速度的动目标信号模型,通过将相对速度变换引入距离等式,有效地降低了原有信号模型的复杂程度。在此基础上,本文将相对速度模型与距离多普勒算法(RDA)相结合,提出了一种新的回波分离方法。具体而言,我们通过调整相对速度参数,使得散焦的动目标能够重新聚焦。在重聚焦之后,我们采用掩膜技术来分离重聚焦后的动目标信号。通过掩膜处理,可以有效区分动目标与静止场景的回波,从而实现高效的信号分离。接下来,我们利用逆回波操作恢复原始动目标回波信号。最终,通过上述步骤,我们成功获得了静止场景的回波数据,并利用距离多普勒算法实现了静止场景的成像。算法的整体流程如图2所示,清晰地展示了数据输入到最终静止场景成像的各个步骤。

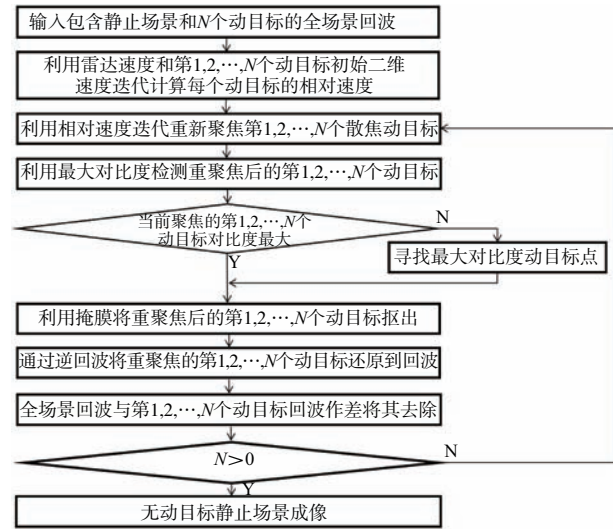


图2 算法流程图

1.1.3 算法内容

算法流程如图2所示。首先输入全场景回波,此回波为静止场景回波 $I_{\text{static}}(t_r, t_a)$ 和动目标的回波 $I_{\text{dynamic}}(t_r, t_a)$,如下:

$$I(t_r, t_a) = I_{\text{static}}(t_r, t_a) + I_{\text{dynamic}}(t_r, t_a) \quad (9)$$

式中, t_r 代表距离向, t_a 代表方位向。

接下来进行基于相对速度信号模型的RD成像算法迭代处理运算。根据动目标参数计算出已知的第1,2,...,N个动目标的相对速度和角度。相对速度和角度计算公式与式(3)和式(4)相同,如下:

$$v'_s = \sqrt{(v_s - v_a)^2 + v_r^2} \quad (10)$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{|v_r|}{|v_s - v_a|}\right) \quad (11)$$

基于此相对速度可以将第1,2,...,N个在雷达速度下的散焦的动目标重聚焦:

$$I_{\text{focus}1,2,\dots,N}(t_r, t_a) = I(t_r, t) \cdot \vartheta(v_{s1,2,\dots,N}, \theta) \quad (12)$$

式中, $\vartheta(\cdot)$ 为相对速度运算。

将重聚焦的动目标进行最大对比度检测,若此动目标与周围噪声的幅比为最大,则为所要去除的动目标,公式如下:

$$C_{\text{max}} = \frac{|A_{\text{target}} - A_{\text{noise}}|}{A_{\text{noise}}} \quad (13)$$

式中, A_{target} 为重聚焦的动目标的幅值, A_{noise} 为周围噪声区域的幅度均值。

接下来将此动目标利用掩膜矩阵 T 进行抠取。掩膜矩阵是自定义的,用于精确覆盖重聚焦后的动目标区域。掩膜矩阵的每个位置包含一个二进制值(通常为0或1),其中值为1的区域表示有效信号区域,需进行后续处理;值为0的区域则表示无效信号区域,不需处理。也就是说,在重聚焦第 N 个动目标后,当前成像图是包含了第 N 个动目标的整体矩阵,可以通过自定义的掩膜矩阵 T 与该矩阵逐位相乘,来精准提取出重聚焦的动目标区域。此二值化矩阵表示为

$$B_{1,2,\dots,N}(t_r, t_a) = T \{ I_{\text{focus}1,2,\dots,N}(t_r, t_a) \} \quad (14)$$

通过逆回波方法,即RD的逆运算,将掩膜后的数据通过该方法逆运算得到第1,2,..., N 个动目标的回波。方位压缩逆回波函数如式(15)所示,距离徙动校正的逆回波函数如式(16)所示。

$$H = \exp(j \cdot \pi / k_a \cdot f_a^2) \quad (15)$$

$$G = \exp(-j \cdot 4\pi \cdot f_r \cdot \lambda^2 \cdot R \cdot f_a^2 \cdot 0.125 / (c \cdot vr^2)) \quad (16)$$

将二值化矩阵 $B_{1,2,\dots,N}(t_r, t_a)$ 通过与逆回波函数相乘得到第1,2,..., N 个动目标的回波:

$$I_{\text{backscatter}1,2,\dots,N}(t_r, t_a) = H \cdot [B_{1,2,\dots,N}(t_r, t_a)] \cdot G \quad (17)$$

将原始全场景图像回波与动目标回波进行作差运算得到将第1,2,..., N 个动目标抠取之后的场景回波。通过RD算法正运算,即式(15)和式(16)的共轭,重建出无动目标的静止场景图像。

回波分离流程主要步骤示意图如图3所示。

1) 第一步是输入原始数据,包括静止场景数据和动目标数据,图3 Step1 中将点阵作为静止场景,红色的曲线为动目标;

2) 第二步是基于相对速度动目标重聚焦,图3 Step2 中点阵由点延伸为线,代表场景散焦,红色的点为重聚焦后的动目标点;

3) 第三步是对动目标的最大对比度检测,如图3 Step3;

4) 第四步是重聚焦动目标点掩膜处理、动目标的逆回波操作、原始回波与动目标回波差分与静止场景的重建。

1.2 基于图像序列的动目标干扰抑制算法

基于图像序列的动目标干扰抑制算法的主要

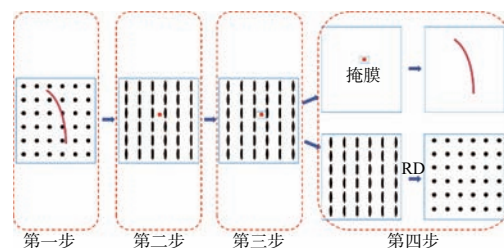


图3 回波分离流程示意图

思路相对简单,该方法通过对子孔径进行分割,获得图像序列,并在这些子孔径图像序列中检测和生成掩膜,以去除散焦的动目标信号。随后,将处理后的图像序列复数据累加,从而生成高分辨率的静止场景图像。

此算法的整体算法流程如图4所示。对于第 n 个输入序列,首先生成相应的背景图像。接下来,对预处理后的图像序列与背景图像进行差分,由于背景中没有动目标信号,这一差分过程可以有效提取出每个序列对应的静止场景信息。随后,将差分结果输入到恒虚警(CFAR)检测器中,以检测运动目标并生成第 n 个图像序列的掩膜。

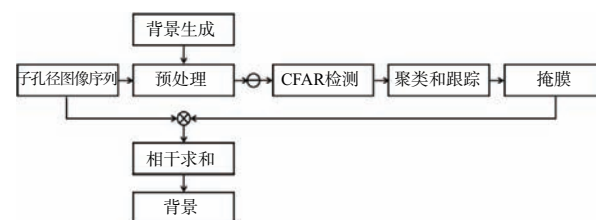


图4 算法流程图

需要注意的是,CFAR处理结果中可能存在一定的误检(如噪声和残余杂波),因此后续需要进行聚类跟踪以提高检测的准确性。我们的目标是获得高分辨率的背景图像,如果不将这些误检排除在检测结果之外,可能会导致静止场景信息的丢失。在这一过程中,我们采用基于密度的聚类方法,例如基于密度的空间聚类(DBSCAN),来提取所有潜在目标。由于DBSCAN能够识别较低密度的区域,而动目标和残留杂波通常具有较高的密度,因此这一方法可以有效降低噪声。

对于残余杂波和运动目标的区分,我们可以使用卡尔曼跟踪等方法进行处理。这是因为在重叠的图像序列中,杂波是静止的,而目标则是连续运动的。最后一步是消除每个预处理图像序列中的运动目标伪影,并进行相干求和。原始的子孔

径图像序列以复数值存储,因此我们使用掩膜去除相应图像序列中的伪影,并将其求和。整个图像序列被分为若干个重叠的集合,通过从每个集合中选择相邻的子孔径图像组成全孔径,从而获得高分辨率的静止场景图像。

2 仿真实验与结果分析

2.1 基于相对速度的动目标干扰抑制算法仿真实验

为了验证所提出算法的可行性,我们采用半物理仿真方法设计了一个不含动目标的静止场景作为真值。在这个静止场景中,我们引入了7个动目标,以模拟真实环境中的复杂情况。通过本文所提出的算法,我们成功地分离出了无动目标的静止场景回波和动目标的回波,分离得到的无动目标的回波再经过RD成像得到新的不含动目标的静止场景。为了评估动目标点剔除的效果,我们采用了相关性和相干性的运算方法。此外,通过对比分离前后的图像,我们可以直观地观察到动目标的干扰如何影响静止场景的成像效果。

2.1.1 参数设置与场景信息

仿真的参数如表1和表2所示。

表1 雷达系统仿真参数

参数	参数值
中心频率/GHz	9.7
发射脉宽/ μs	2.5
信号带宽/MHz	50
脉冲重复频率/Hz	2 126
雷达到场景中心距离/m	4 000
雷达运动速度/($\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$)	150
合成孔径角/($^{\circ}$)	5

表2 动目标仿真参数

目标	坐标/m	速度/($\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$)
T1	(3 980,0)	(0,5)
T2	(4 050,-20)	(0,3)
T3	(4 000,20)	(5,2)
T4	(4 015,5)	(3,7)
T5	(4 050,10)	(5,0)
T6	(3 970,10)	(0,3)
T7	(3 950,20)	(0,4)

图5展示了从桑迪亚(Sandia)miniSAR数据集中截取的实测数据场景图像。我们将该场景的幅

度信息用作仿真场景回波的幅度,从而生成一个静止场景的仿真模型。图6则呈现了该实测场景经过距离多普勒算法处理后的成像结果图。



图5 miniSAR数据实测场景图像

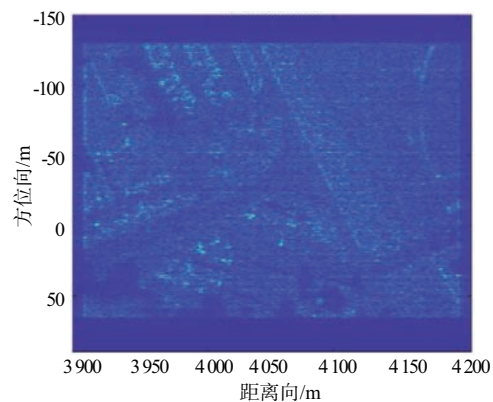
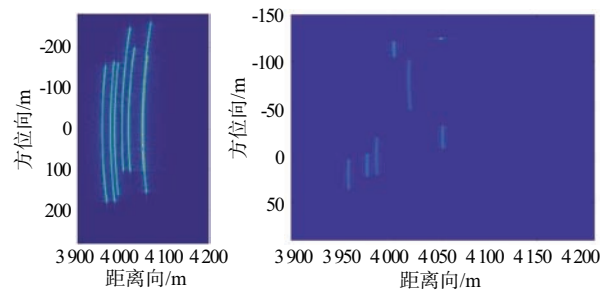


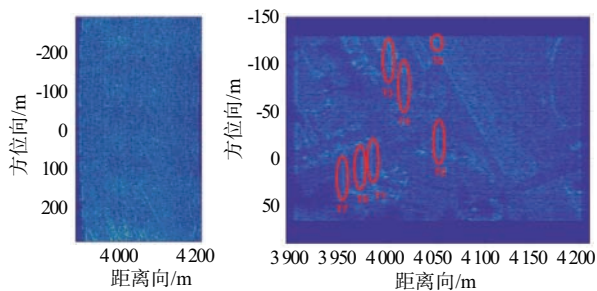
图6 实测场景成像结果

图7(a)为T1,T2,T3,T4,T5,T6和T7七个动目标的回波图,图7(b)为7个动目标的RD成像结果,可明显看出动目标T1,T2,T3,T4,T5,T6和T7具有散焦和偏移的情况,图7(c)为全场景回波,其中包含了7个动目标的回波及背景杂波的回波,图7(d)为全场景经过RD算法处理后的成像结果,图中明显显示出动目标T1,T2,T3,T4,T5,T6和T7的伪影,表明这些动目标在成像过程中对静止场景的干扰。



(a) 动目标回波

(b) 动目标RD成像结果



(c) 动目标和场景的合成回波 (d) 全场景成像结果

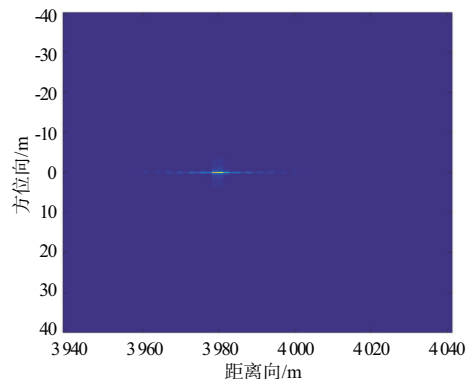
图7 真值图像

值得注意的是,图6的成像结果在后续处理中作为真值参考。这一过程不仅有助于评估动目标去除算法的有效性,也为进一步的算法优化和实际应用提供了重要的数据支持。通过对比不同图像的特征,我们能够深入分析动目标对成像质量的影响。

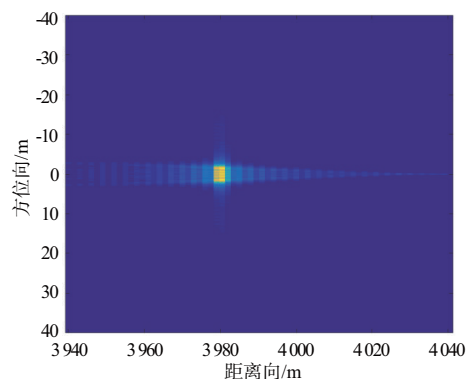
2.1.2 算法处理结果

接下来以动目标T1作为对象进行相对速度迭代过程概述。

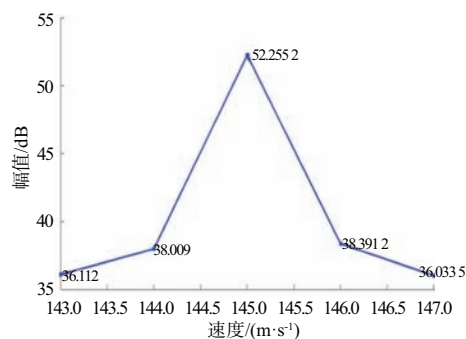
图7(b)中T1是基于雷达速度为150 m/s的RD成像图,通过相对速度的迭代,其过程如图8(a)~(c)所示,以T1为例,速度分别设置为144, 145和146 m/s时,动目标T1的聚散焦状态,将其在(3980,0)点进行最大幅度检测,若此动目标与周围噪声的幅度比为最大,即聚焦效果最好,就为所要去除的动目标,图8(d)为绘制的幅值-速度折线图,显而易见,速度为145 m/s时是幅值最大的动目标聚焦状态,此时达到相对速度值。图8(e)为T1在速度为145 m/s时的聚焦状态,T2,T3为散焦状态的RD成像结果。图8(f)为T1放大图,T2,T3,T4,T5,T6和T7用同样方法。



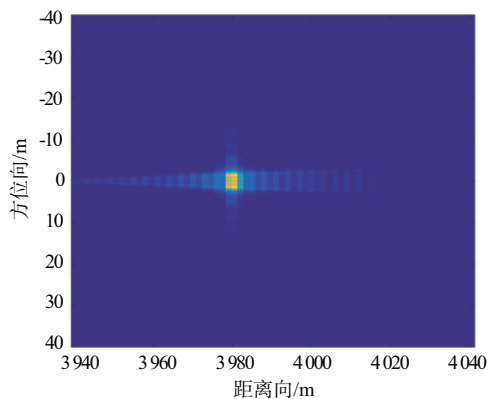
(b) 145 m/s



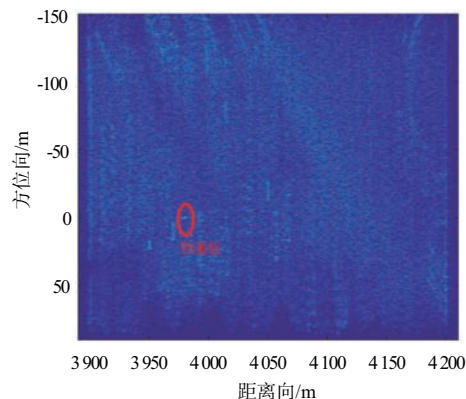
(c) 146 m/s



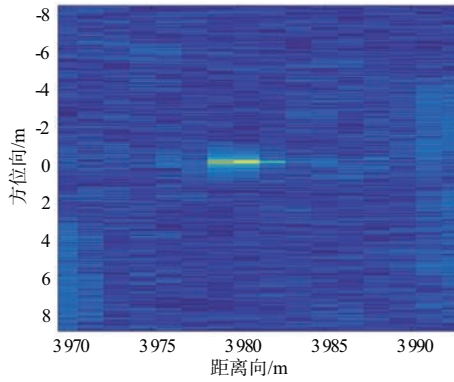
(d) 幅值-速度图



(a) 144 m/s



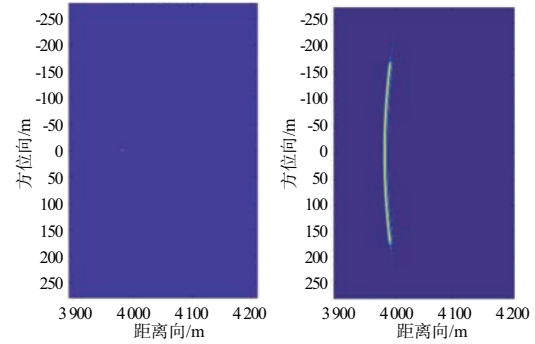
(e) T1 聚焦,T2,T3,T4,T5,T6和T7散焦



(f) T1 聚焦放大图

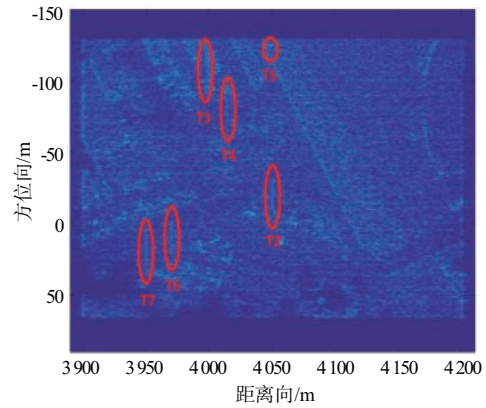
图8 T1 最大幅度检测并聚焦

接下来将动目标T1,T2,T3,T4,T5,T6和T7依次利用掩膜进行抠取。将抠出的动目标点T1,T2和T3,通过逆回波方法,即RD的逆运算,将掩膜处理后的数据逆运算得到动目标的回波。将原始全场景图像回波与动目标回波进行作差运算得到将动目标抠除之后的场景回波。通过RD算法正运算,还原出抠出动目标的场景图像。图9(a)为掩膜抠出T1,再通过逆回波操作恢复到回波,如图9(b)所示,原始回波与动目标逆回波作差之后进行RD成像,如图9(c)所示。3个动目标迭代处理,最终就可以得到无动目标静止场景成像结果。



(a) T1 掩膜

(b) T1 逆回波



(c) 成像结果

图9 T1 利用掩膜进行抠取后成像结果

图10(a)~(g)为T1,T2,T3,T4,T5,T6和T7七

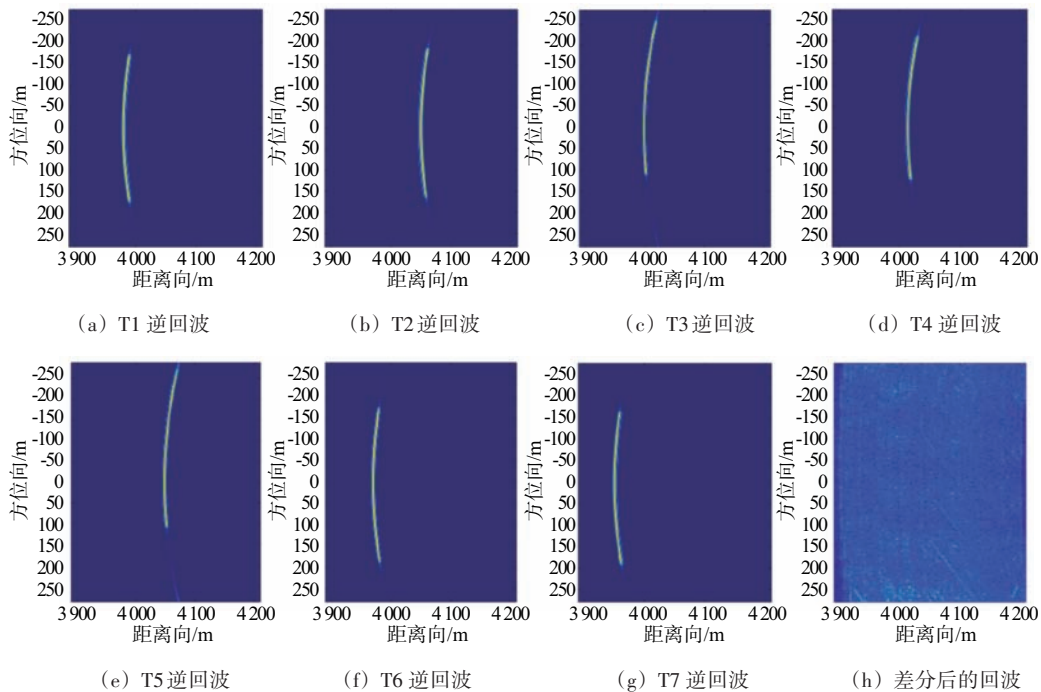
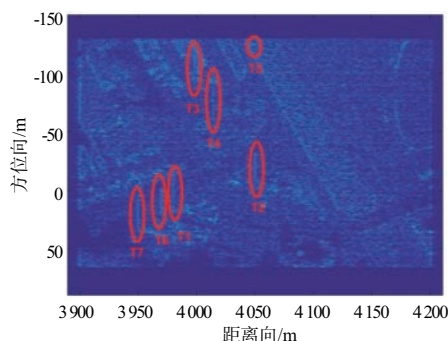


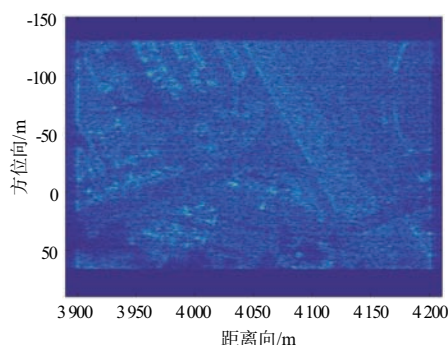
图10 T1,T2,T3,T4,T5,T6和T7逆回波结果及差分后静止场景回波

个动目标掩膜后的逆回波结果,图10(h)为T1,T2,T3,T4,T5,T6和T7与原始回波差分后的静止场景回波。

接下来对比成像结果,图11(a)为不做本文算法处理的全场景RD成像结果图,图11(b)为算法处理后的无动目标场景RD成像结果图。



(a) 全场景RD成像



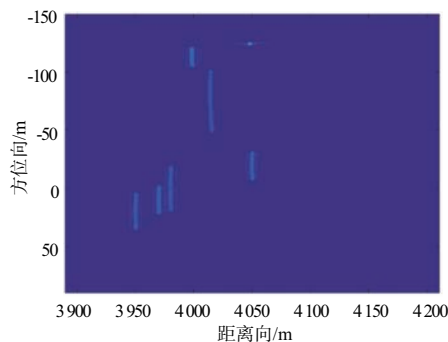
(b) 相对速度处理后的RD成像

图11 成像结果对比

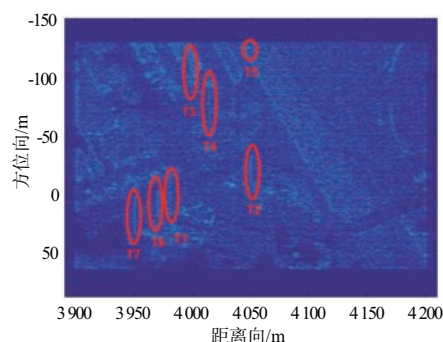
2.2 基于图像序列的动目标干扰抑制算法仿真实验

2.2.1 场景信息

为了形成对比,仿真参数和场景信息与算法一设置相同。图12作为真值,图12(a)为全孔径成像中动目标长轨迹,图12(b)为全孔径成像图。



(a) 全孔径成像中动目标长轨迹



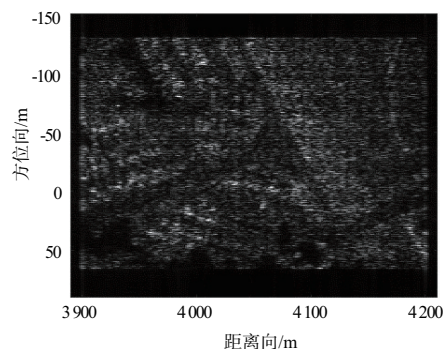
(b) 全孔径成像

图12 真值图像

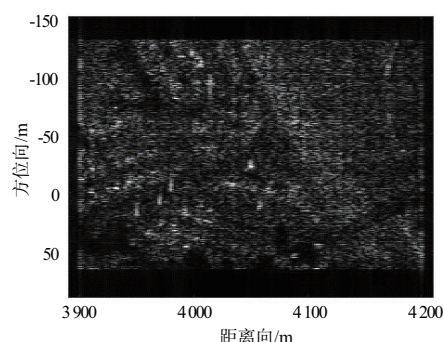
2.2.2 算法处理结果

首先将图12(b)进行二维傅里叶运算,将此全孔径傅里叶运算后的成像分为4个子孔径图像,接着对这4个子孔径图再进行傅里叶变换。

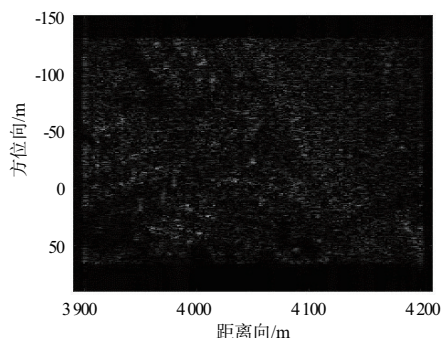
接下来以第一个子孔径图为例对算法流程进行概述,首先通过中值滤波提取背景(静止场景),如图13(a)所示,也就是静止场景灰度图,第一个子孔径成像如图13(b)所示,图13(c)为前景图(动目标),由此可得到掩膜,将其与子孔径成像图(复图像)相乘,动目标即可被抑制。每个子孔径图像如此迭代操作后将掩膜处理后子孔径背景图累加即可得到静止场景成像。



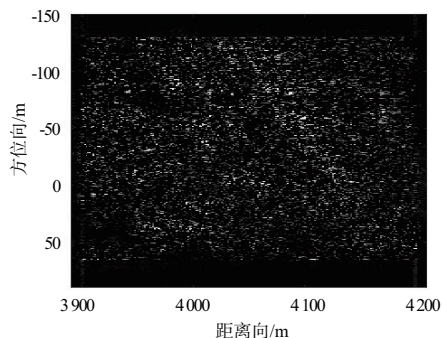
(a) 背景图



(b) 子孔径图



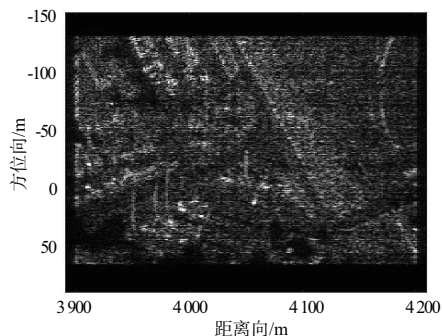
(c) 子孔径前景图



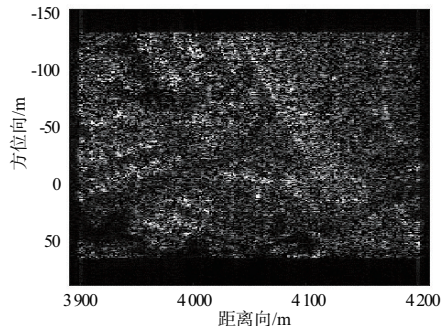
(d) 掩膜后子孔径背景图

图13 算法处理获得子孔径背景图

图14(a)为不做算法处理的灰度图像,图14(b)为最后累加得到的动目标去除后的静止场景图像。



(a) 原始全场景成像图



(b) 4个掩膜后子孔径累加图

图14 成像结果对比

2.3 实验结果

相关性是衡量两个信号或图像在时间或空间上相似程度的指标。通过计算两个信号在不同偏移量下的点积累加,可以反映出两者的匹配程度。相关性常用于评估信号在时空位置上是否一致,或者在图像处理中评估两幅图像的整体相似性。

式(18)中 $I_1(x, y)$, $I_2(x, y)$ 表示两幅不同的图像数据矩阵, m, n 表示偏移量(即在 x 和 y 方向上的平移)。 $R_{I_1, I_2}(m, n)$ 是所求相干性。

$$R_{I_1, I_2}(m, n) = \sum_x \sum_y I_1(x, y) I_2(x - m, y - n) \quad (18)$$

相干性是衡量两个信号在相位和幅度上相似程度的指标。如式(19)所示, I_1, I_2 是不同的图像数据矩阵,其在相同位置 (x, y) 的相干性为 γ 。其中, $I_1(i, j)$, $I_2(i, j)$ 是复数形式的像素值。

$$\gamma(x, y) = \frac{\left| \sum_{i,j} I_1(i, j) I_2^*(i, j) \right|}{\sqrt{\sum_{i,j} |I_1(i, j)|^2 \sum_{i,j} |I_2(i, j)|^2}} \quad (19)$$

回波分离的效果首先通过相关性的运算进行评估。通过MATLAB读取雷达图像数据,即读取静止场景数据、静止场景加动目标点的全场景数据和动目标点去掉之后重建出的静止场景数据,经过相关性函数运算,两种算法得到的结果如表3所示。

表3 相关性计算结果

方法	算法一	算法二
不做算法处理	0.903 15	0.903 15
做算法处理	0.988 71	0.986 45

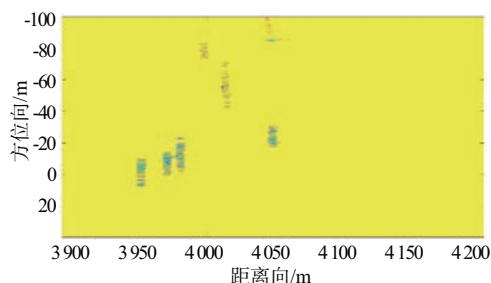
接着通过相干性运算进行评估。通过MATLAB读取静止场景数据、静止场景加动目标点的全场景数据和动目标点去掉之后重建出的静止场景数据的相位信息,经过相干性函数运算,两种算法得到结果如表4所示。

表4 相干性计算结果

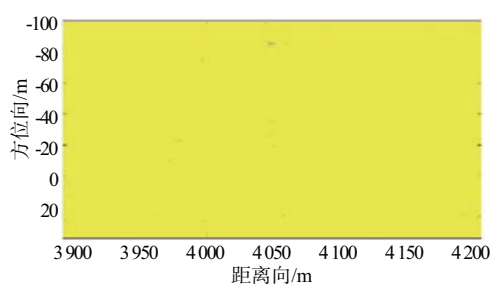
方法	算法一	算法二
不做算法处理	0.938 62	0.938 62
做算法处理	0.992 73	0.979 11

图15为相干性图像,其中图15(a)和(c)为静止场景加动目标点全场景的图像数据和静止场景

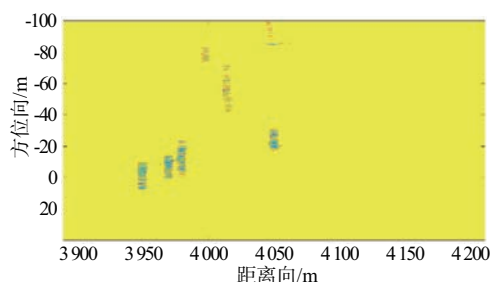
的图像数据的相关性图像,图15(b)和(d)为静止场景的图像数据和动目标点去掉之后重建出的静止场景数据的相关性图像。



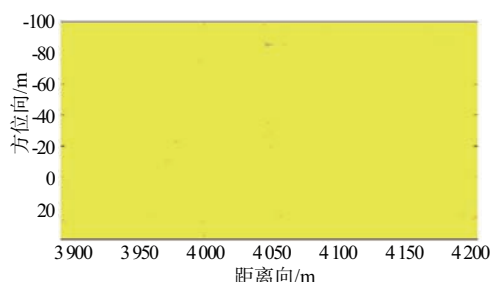
(a) 算法一处理前



(b) 算法一处理后



(c) 算法二处理前



(d) 算法二处理后

图15 相关性图像

通过静止场景的图像数据和动目标点去掉之后重建出的静止场景数据进行相关性和相干性运算来判断静止场景真值和经过本文算法处理后静止场景的相关性和相干性;通过静止场景加动目

标点全场景的图像数据和静止场景的图像数据进行相关性和相干性运算来判断在静止场景中加入动目标的合成数据真值(不经过本文算法处理)和静止场景真值的相关性和相干性。算法一计算出来相关性分别为0.988 71和0.903 15,算法二计算出来相关性分别为0.987 445和0.903 15,算法一计算出来相干性分别为0.992 73和0.938 63,算法二计算出来相干性分别为0.988 279和0.938 63,可以看到动目标抑制后的图像与无动目标的真值图像相比,相关性和相干性更高,从而验证了本文算法的有效性,并且可以得到算法一优于算法二。

3 结束语

Spotlight SAR通过持续照射实现分米级高分辨率成像,广泛用于地形监测、灾害评估和军事侦察。但高分辨率下动目标会产生散焦和位移伪影,覆盖关键区域时降低图像质量和识别准确性,可能引发误判。针对上述问题,本文提出了两种消除动目标特征的方法,第一种方法是基于单通道聚束式SAR系统的基于相对速度的重聚焦技术将动目标与静止场景回波分离方法。该方法在原有思路的基础上引入重聚焦的技术思路,通过在子孔径中将动目标重聚焦再进行抑制,实现静止场景的最小化损失。具体步骤如下:首先利用相对速度概念与距离多普勒算法相结合,通过调整相对速度参数使得动目标聚焦,然后利用掩膜分离动目标聚焦点,再利用逆回波操作恢复原始动目标回波信号,再利用原始回波信号减去恢复的动目标回波,即可得到静止场景回波,进而利用RD实现静止场景成像。第二种方法是我们团队之前提出的方法,是基于图像序列的动目标干扰抑制方法。该方法通过分割子孔径获得图像序列,在子孔径图像序列中检测并生成掩膜去除散焦动目标信号,进而将处理的图像序列复数据累加生成高分辨静止场景图像。

为验证这两种方法的有效性,本文采用半物理合成数据进行了实验,并通过相关性和相干性运算对结果进行了评估。实验结果表明,第一种方法在动目标与静止场景回波的分离效果上明显优于第二种方法。这主要是因为第一种方法在抑

制子孔径散焦动目标信号的同时,有效去除了覆盖的静止场景信号,从而导致静止场景信号的损失较少,保持了较高的图像分辨率。

参考文献:

- [1] 井丽红. 聚束式SAR的成像算法及抗干扰研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2012.
- [2] WANG Fengfei, ZHANG Lei, CAO Yunhe, et al. High-Resolution Bistatic Spotlight SAR Imagery with General Configuration and Accelerated Track [J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 2023, 61:1-18.
- [3] SHI Tianyue, MAO Xinhua, JAKOBSSON A, et al. Extended PGA for Spotlight SAR-Filtered Backprojection Imagery [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2022, 19:1-5.
- [4] 范馨月. 聚束式合成孔径雷达成像处理研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2005.
- [5] FU Ziyu, LI Minchao, CUI Lizhen, et al. Parameter Estimation of Ground Moving Targets in Synthetic Aperture Radar Systems Based on Vortex Echo Data [J]. Physica Scripta, 2024, 99(4):045010.
- [6] SONG J, KIM D J, HWANG J H, et al. Effective Vessel Recognition in High Resolution SAR Images Utilizing Quantitative and Qualitative Training Data Enhancement from Target Velocity Phase Refocusing [J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 2023, 62:1-14.
- [7] YIN Zhongzhe, ZHENG Mingjie, REN Yuwei. A ViSAR Shadow - Detection Algorithm Based on LRSD Combined Trajectory Region Extraction [J]. Remote Sensing, 2023, 15(6):1542.
- [8] REIGBER A, ALIVIZATOS E, POTSIS A, et al. Extended Wavenumber-Domain Synthetic Aperture Radar Focusing with Integrated Motion Compensation [J]. IEEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation, 2006(3):301-310.
- [9] WANG Yuhua, SHI Tianyue, LIU Yanqi, et al. Signatures of Moving Target in Spotlight SAR Imagery [C]//2022 14th International Conference on Signal Processing Systems, Jiangsu, China: IEEE, 2022:369-372.
- [10] SCHULZ F. Post-Doppler Space-Time Filtering for Suppressing Moving Target Signals in Multi-Channel SAR Data [C]//2008 5th IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop, Darmstadt, Germany: IEEE, 2008:468-472.
- [11] SCHULZ F. Suppressing Moving Target Artifacts in Multi-Channel Stripmap SAR Images by Space-Doppler Filtering [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2011, 5(3):494-503.
- [12] LI Xueshi, XING Mengdao, XIA Xianggen, et al. Simultaneous Stationary Scene Imaging and Ground Moving Target Indication for High-Resolution Wide-Swath SAR System [J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 2016, 55:4224-4239.
- [13] LI Xueshi, XING Mengdao, ZHANG Y D, et al. Spectrum Compression Space-Time Adaptive Processing for TOPS SAR System [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2015, 12:434-438.
- [14] SHEN Wenjie, LIN Yun, LI Yang, et al. Moving Targets Artifacts Removal in Multiaspect SAR Imagery Based on Logarithm Background Subtraction [J]. IEEE Journal on Miniaturization for Air and Space Systems, 2023, 4(1): 62-69.

作者简介:

申文杰 男, 博士, 讲师, 主要研究方向为SAR动目标检测与成像。

王佩悦 女, 硕士研究生, 主要研究方向为SAR信号处理。

王彦平 男, 博士, 教授, 主要研究方向为智能雷达、雷达形变监测、智能预警技术。

林 贇 女, 博士, 副研究员, 主要研究方向为多角度SAR三维成像技术。

李 洋 男, 博士, 教授, 主要研究方向为极化SAR、雷达多目标跟踪、封闭空间雷达定位与构图。

白泽朝 男, 博士, 讲师, 主要研究方向为星载/地基InSAR技术理论和应用研究。

蒋 雯 女, 博士, 讲师, 主要研究方向为雷达智能感知与对抗、雷达系统仿真。

赵新亚 女, 硕士研究生, 主要研究方向为动目标阴影检测与速度估计。

基于 RCS 数据的矩形体卫星尺寸估计研究

张 显, 杨波威

(浙江大学航空航天学院, 浙江杭州 310007)

摘 要: 传统的基于 RCS 数据的卫星尺寸估计方法主要采用椭球体模型进行等效, 这种估计方法对矩形体卫星尺寸估计不够准确。本文主要研究矩形体卫星的尺寸估计技术, 基于构成矩形体卫星的矩形平板的 RCS 等效公式, 研究矩形平板的长和宽与 RCS 序列特征的关系; 通过矩形体卫星运动姿态建模, 实现卫星在轨运动姿态角计算。在上述研究基础之上, 提出基于 RCS 数据的矩形体卫星尺寸估计方法, 能够实现利用 RCS 数据对矩形体卫星的长和宽进行估计。实验结果表明, 该方法能有效提升矩形体卫星的尺寸估计准确度, 为空间目标特征识别提供新的方法和思路。

关键词: 矩形体卫星; 雷达截面积; 卫星姿态; 尺寸估计

中图分类号: TN951

文献标志码: A

文章编号: 1672-2337(2025)05-0563-06

引用格式: 张显, 杨波威. 基于 RCS 数据的矩形体卫星尺寸估计研究[J]. 雷达科学与技术, 2025, 23(5): 563-568.

ZHANG Xian, YANG Bowei. Research on Size Estimation of Rectangular Satellite Based on RCS Data [J]. Radar Science and Technology, 2025, 23(5): 563-568.

Research on Size Estimation of Rectangular Satellite Based on RCS Data

ZHANG Xian, YANG Bowei

(School of Aeronautics and Astronautics, Zhejiang University, Hangzhou 310007, China)

Abstract: The traditional satellite size estimation method based on RCS data mainly uses ellipsoid model for equivalence, which is not accurate enough for estimating the size of rectangular satellites. This article mainly studies the size estimation technology of rectangular satellite. Based on the RCS equivalent formula of the rectangular flat plate that constitutes the rectangular satellite, the relationship between the length and width of the rectangular flat plate and the RCS sequence characteristics is studied; By modeling the motion attitude of a rectangular satellite, the calculation of the satellite's in orbit motion attitude angle has been achieved. Based on the above research, a method for estimating the size of rectangular satellite based on RCS data is proposed, which can estimate the length and width of rectangular satellite by using RCS data. The experimental results show that this method can effectively improve the accuracy of size estimation for rectangular satellites, providing a new method and idea for spatial target feature recognition.

Key words: rectangular satellite; radar cross section; satellite attitude; size estimation

0 引 言

随着空间技术的迅速发展, 世界各国对太空资源的开发和利用日益增加, 这导致空间碎片数量急剧增加^[1], 也给在轨航天器安全和人类宇航活动带来持续性威胁和挑战。如何有效对空间目标进行探测跟踪和识别判定, 从而更好地掌握太空目标的位置、速度、尺寸等属性信息, 对维护太空资产安全和保障太空环境安全具有重要意义。

雷达是探测和跟踪空间目标的重要设备, 其获取的空间目标雷达截面积(Radar Cross Section, RCS)数据对空间目标的识别判定具有重要作用, 是空间目标电磁特性的重点研究方向^[2]。通过对 RCS 数据的分析研究, 可以识别判断空间目标的形状、姿态、尺寸等各种属性信息。其中, 利用 RCS 数据对空间目标的尺寸进行估计是其中一个重要的研究方向, 它主要获取空间目标的尺寸特性, 从而能够为空间目标身份识别、空间碰撞预警等环

节提供特征信息支持。

在利用 RCS 数据进行空间目标尺寸估计时,传统方法是空间目标等效为一个椭球体^[3],基于椭球体模型的 RCS 数据中,长轴和短轴的比值不随椭球体大小影响这一特性,计算椭球体的长短轴之比,进而计算得到椭球体的长轴和短轴,并将该结果作为空间目标的尺寸估计结果^[4]。该方法计算过程简便,但作用对象过于泛化,针对性不强,导致尺寸估计结果往往不够准确。

当前,人造卫星的主体结构一般为矩形体^[5],这样的形体结构更有利于卫星在火箭体内层叠放置,从而实现一箭多星批量发射^[6],降低发射成本。如美国 SpaceX 公司发射的数千颗“星链”卫星,其主体结构和太阳能帆板均为矩形体^[7];许多航天科创公司和研究机构则大量研制立方体卫星,其结构简单,造价便宜,非常适合作为次级载荷批量发射。

本文围绕矩形体卫星尺寸估计问题开展研究,从矩形平板的 RCS 等效公式出发,研究矩形平板 RCS 序列和其长宽的对应关系,并通过对卫星运动姿态进行建模,实现了对卫星过境姿态角的计算,进而实现对矩形体卫星的尺寸估计。相比于传统的椭球体等效方法,本文方法针对性强,对矩形体卫星的尺寸估计准确度具有明显的提升。

1 矩形平板 RCS 特性

1.1 RCS 定义

RCS 全称为 Radar Cross Section,即雷达截面积,它用于表征目标在面对雷达照射时的截面积大小,其值可通过目标处的雷达波入射电磁强度和雷达接收到的目标散射波电场强度表示^[8],具体公式如下:

$$RCS = \lim_{r \rightarrow \infty} 4\pi r^2 \frac{|E_s|^2}{|E_0|^2} \quad (1)$$

式中, E_0 表示目标处的雷达波入射电场强度, E_s 表示雷达接收到的目标散射波电场强度, r 表示目标距雷达的距离。

此外,也可以通过雷达接收功率表达式来计算目标的雷达截面积。雷达接收功率表达式为

$$P_r = \left(\frac{P_t G_t}{4\pi R^2} \right) \left(\frac{\sigma}{4\pi R^2} \right) (A_r) \quad (2)$$

式中, P_t 为雷达的发射功率, P_r 为雷达接收的回波功率, G_t 为发射天线增益, A_r 为接收天线有效面积, R 为雷达至目标的斜距, σ 为雷达散射截面积。

由于目标的径向运动以及目标的姿态旋转,目标朝向雷达的面不断变化,导致目标散射波电场强度不断变化,雷达测得的目标 RCS 为一条随时间变化的序列。此外,目标的外形结构、表面材料电磁特性、雷达波频率等也会影响测得的目标 RCS 大小。因而可以说,目标 RCS 序列蕴含着目标的尺寸、形状、旋转速度等信息,可以研究目标 RCS 序列,从中提取空间目标的相关物理特征。

1.2 矩形平板 RCS 等效公式

如图 1 所示,在 xy 平面内有一个理想导电的矩形平板,其两个边的长度分别用 a 和 b 表示。对于 xz 平面内线性极化的入射波(波长为 λ),其散射 RCS 可由公式(3)确定^[9]:

$$\sigma = \frac{b^2}{\pi} \left| \sigma_{1V} - \sigma_{2V} \left[\frac{1}{\cos \theta} + \frac{\sigma_{2V}}{4} (\sigma_{3V} + \sigma_{4V}) \right] \sigma_{5V}^{-1} \right|^2 \quad (3)$$

式中:

$$\sigma_{1V} = \cos(ka \sin \theta) - j \frac{\sin(ka \sin \theta)}{\sin \theta} \quad (4)$$

$$\sigma_{2V} = \frac{e^{j(ka - \frac{\pi}{4})}}{\sqrt{2\pi} (ka)^{3/2}} \quad (5)$$

$$\sigma_{3V} = \frac{(1 + \sin \theta) e^{-jka \sin \theta}}{(1 - \sin \theta)^2} \quad (6)$$

$$\sigma_{4V} = \frac{(1 - \sin \theta) e^{jka \sin \theta}}{(1 + \sin \theta)^2} \quad (7)$$

$$\sigma_{5V} = 1 - \frac{e^{j(2ka - \frac{\pi}{2})}}{8\pi(ka)^3} \quad (8)$$

式中,

$$k = 2\pi/\lambda \quad (9)$$

上述矩形平板的 RCS 计算公式(在文中标记为“等效公式(1)”)在视角 $0^\circ \leq \theta \leq 50^\circ$ 时成立且非常精确。

当入射角向 y 轴方向偏离角度 φ 时,一个理想导电的矩形平板的后向散射 RCS 可以近似表达为

$$\sigma = \frac{4\pi a^2 b^2}{\lambda^2} \left(\frac{\sin(ak \sin \theta \cos \varphi)}{ak \sin \theta \cos \varphi} \cdot \frac{\sin(bk \sin \theta \sin \varphi)}{bk \sin \theta \sin \varphi} \right)^2 (\cos \theta)^2 \quad (10)$$

该计算公式(在文中标记为“等效公式(2)”)仅在视角 $\theta \leq 20^\circ$ 时成立。

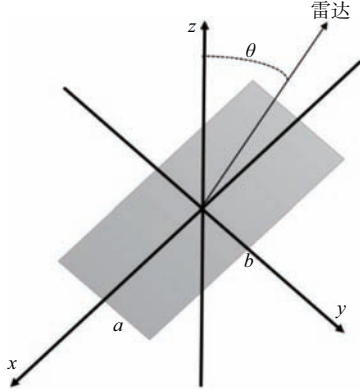


图1 矩形平板模型示意图

1.3 等效公式仿真验证

在一个示例中,取矩形平板两个边长分别为2 m、1 m(即 $a=2$ m、 $b=1$ m),雷达波频率为1 GHz,使用Feko电磁仿真软件仿真该目标RCS,同时利用上述两种等效公式计算目标在俯仰角 θ 变化范围为 $0^\circ \sim 80^\circ$ 、方位角 φ 为 0° 时的RCS,相关结果如图2所示。

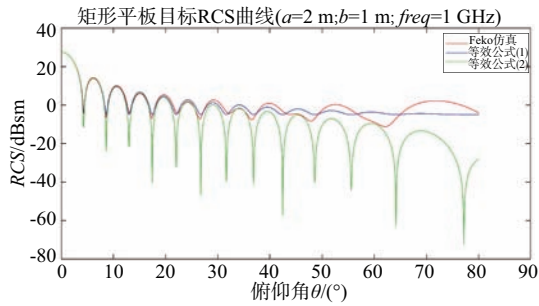


图2 使用Feko仿真和公式计算得到的矩形平板RCS曲线

由图2可见,当俯仰角小于 50° 时,仿真结果(红色曲线)和“等效公式(1)”计算得到的RCS曲线(蓝色曲线)基本一致;当俯仰角大于 50° 后,两条曲线的差值有所增大。利用“等效公式(2)”计算得到的RCS曲线(绿色曲线)在俯仰角小于 30° 以内区间同上述两条曲线基本一致,仅在曲线的极小值点区域出现更小的极小值。

因而可以说,“等效公式(1)”相比于“等效公式(2)”的计算结果更精确,但两种等效公式的极小值点对应的俯仰角位置同仿真结果基本一致。

1.4 矩形平板尺寸估计方法

由于“等效公式(2)”包含两个角度变化,更加符合真实情况,因而可利用公式(10)计算极小值点出现的位置,可将公式(10)改写为

$$\sigma = \left[\frac{4\pi a^2 b^2}{\lambda^2} (\cos \theta)^2 \right] \left(\frac{\sin(bk \sin \theta \sin \varphi)}{bk \sin \theta \sin \varphi} \right)^2 \left(\frac{\sin(ak \sin \theta \cos \varphi)}{ak \sin \theta \cos \varphi} \right)^2 \quad (11)$$

公式(11)等号右侧,前面的中括号部分内容大于0,可代表震荡的幅度值,和极值点无关;中间的小括号部分内容中,当 $bk \sin \theta \sin \varphi$ 取值为 π 的非0整数倍时,该部分的值为0,对应着公式取值的极小值点;最后的小括号部分内容中,当 $ak \sin \theta \cos \varphi$ 取值为 π 的非0整数倍时,该值为0,对应着公式取值的极小值点。

根据公式(11),矩形平板RCS在俯仰角 θ 取值为 0° 时取得极大值,即

$$\sigma_{\max} = \frac{4\pi a^2 b^2}{\lambda^2} \quad (12)$$

同时,公式(11)的极小值点满足条件:

$$bk \sin \theta \sin \varphi = n \cdot \pi \quad ak \sin \theta \cos \varphi = n \cdot \pi \quad (13)$$

因而,在对矩形平板目标进行尺寸估计时,可以先进行姿态角的计算,得到RCS和姿态角的对应曲线。然后根据公式(12),求解RCS极大值,得到包含 a, b 的一个等式;根据公式(13),求解出姿态角中若干个极小值点对应的俯仰角,得到包含 a, b 的若干个等式。利用这些等式,可以计算出目标的 a 或 b 。

如,对于第一个极小值点($n=1$),其对应的俯仰角为 θ 、方位角为 φ ,则尺寸 a 或 b 可用如下公式计算得到:

$$a = \frac{\pi}{k \sin \theta \cos \varphi} = \frac{\lambda}{2 \cdot \sin \theta \cos \varphi} \quad (14)$$

$$b = \frac{\lambda}{a} \cdot \sqrt{\frac{\sigma_{\max}}{4\pi}}$$

或

$$a = \frac{\lambda}{b} \cdot \sqrt{\frac{\sigma_{\max}}{4\pi}} \quad (15)$$

$$b = \frac{\pi}{k \sin \theta \sin \varphi} = \frac{\lambda}{2 \cdot \sin \theta \sin \varphi}$$

由于上述公式具有两种计算结果,无法确定哪一项结果为更加准确的结果。此时可以选择两个极小值点进行计算,将两组计算结果中 a 、 b 估值更一致的结果作为最终计算结果。如可以选择 $n=\pm 1$ 对应的两个极小值点进行计算,或者选择 $n=1$ 、 2 对应的两个极小值点进行计算($n=2$ 时,可按照公式(13)进行计算)。

在一个示例中,利用Feko电磁仿真软件仿真得到矩形平板的一条RCS曲线($\varphi=0^\circ$),如图3所示。

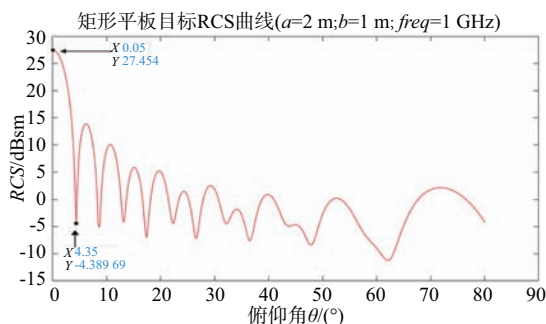


图3 矩形平板目标RCS曲线

该RCS曲线中,第一个极小值点对应的俯仰角为 4.35° 。由于 $\varphi=0^\circ$,可依据公式(14)计算得到尺寸 a 为1.98 m;RCS曲线中俯仰角为 0° 时对应的RCS极大值为27.454 dBsm,可转换为 556.42 m^2 ,可依据公式(15)计算得到尺寸 b 为1.01 m。该方法计算得到的 a 、 b 的值同仿真目标的实际尺寸($a=2 \text{ m}$, $b=1 \text{ m}$)非常接近,表明该方法可行性强、准确度高。

2 卫星运动姿态角计算

第1节介绍了矩形平板RCS等效公式,基于该公式给出了矩形平板的尺寸估计方法。可以看到,在矩形平板的尺寸估计过程中,需要用到目标的姿态角信息,而雷达测量得到的目标RCS数据中并不包含这些信息,因而需要构建卫星运动姿态矩阵,从运动数据中解析目标的运动姿态^[10]。正常工作的卫星主要处于三轴稳定状态,因而这里主要计算三轴稳定卫星的运动姿态。

2.1 三轴稳定卫星本体坐标系

工作卫星一般处于三轴稳定状态,其稳定方

向一般同目标的任务需求有关。如遥感卫星需要将其遥感相机稳定对准地面方向,通信卫星天线指向通信服务区域等。这里主要构建卫星稳定轴向对准地面的运动场景。

假设三轴稳定卫星对地轴为 Z 轴,卫星在轨运动方向为 X 轴,以右手法则确定的另一个方向为 Y 轴,构建卫星本体坐标系。卫星在J2000坐标系下的位置信息用 (x, y, z) 表示,速度信息用 (dx, dy, dz) 表示。基于目标在轨运动信息,卫星本体坐标系在J2000坐标系^[11]下的坐标轴方向可简单表示如下:

$$\begin{cases} X\text{轴: } \mathbf{Axis}_x = \left(\frac{dx}{\Delta_x}, \frac{dy}{\Delta_x}, \frac{dz}{\Delta_x} \right), \Delta_x = \sqrt{(dx)^2 + (dy)^2 + (dz)^2} \\ Z\text{轴: } \mathbf{Axis}_z = \left(-\frac{x}{\Delta_z}, -\frac{y}{\Delta_z}, -\frac{z}{\Delta_z} \right), \Delta_z = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \\ Y\text{轴: } \mathbf{Axis}_y = \mathbf{Axis}_z \times \mathbf{Axis}_x \end{cases} \quad (16)$$

式中, $\mathbf{Axis}_x$ 表示卫星本体坐标系的 X 轴在J2000坐标系下的单位矢量, $\mathbf{Axis}_z$ 表示卫星本体坐标系的 Z 轴在J2000坐标系下的单位矢量, $\mathbf{Axis}_y$ 表示卫星本体坐标系的 Y 轴在J2000坐标系下的单位矢量。

空间目标运动的轨道一般是椭圆轨道,目标对地心方向同目标运动方向并不是严格意义上的垂直关系,因而上面公式计算得到的 X 轴和 Z 轴并不完全垂直。在 Z 轴方向不变的情况下,可以对构建的坐标系 X 轴和 Y 轴进行一次修正,得到修正后的三轴稳定卫星本体坐标系如下:

$$\begin{cases} Z\text{轴: } \mathbf{Axis}_{z\text{-new}} = \mathbf{Axis}_z \\ X\text{轴: } \mathbf{Axis}_{x\text{-new}} = \mathbf{Axis}_x - (\mathbf{Axis}_x \cdot \mathbf{Axis}_z) \mathbf{Axis}_z \\ Y\text{轴: } \mathbf{Axis}_{y\text{-new}} = \mathbf{Axis}_z \times \mathbf{Axis}_{x\text{-new}} \end{cases} \quad (17)$$

当目标在轨运动位置变化后,可利用上式快速计算出目标当前的本体坐标系指向。

2.2 运动姿态角计算

上文计算构建了三轴稳定卫星在任意时刻的本体坐标系,该坐标系的三轴方向由J2000坐标系下的三坐标表示。要计算目标运动时雷达视线方向的姿态角,只需要计算雷达视线方向向量在卫星本体坐标系内对应的姿态角和方位角即可。

假设地面雷达在J2000平赤道地心坐标系下的坐标为 (x_r, y_r, z_r) ,目标当前在J2000坐标系下的坐标为 (x, y, z) ,则卫星反射电磁波至雷达方向的向量可表示为

$$\mathbf{D}_r = (x_r - x, y_r - y, z_r - z) \quad (18)$$

根据俯仰角和方位角的定义,结合目标本体坐标系在J2000下的表示,则卫星至雷达矢量方向对应的目标姿态角表示如下:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{俯仰角 } \theta = \arctan \left(\frac{\mathbf{D}_r \cdot \mathbf{Axis}_{x-\text{new}}}{\mathbf{D}_r \cdot \mathbf{Axis}_{z-\text{new}}} \right) \\ \text{方位角 } \varphi = \arctan \left(\frac{\mathbf{D}_r \cdot \mathbf{Axis}_{y-\text{new}}}{\mathbf{D}_r \cdot \mathbf{Axis}_{x-\text{new}}} \right) \end{array} \right. \quad (19)$$

目标运动过程中,任意时刻目标相对雷达的姿态角均可以通过上述公式计算得到。

3 矩形体卫星尺寸估计方法

3.1 RCS仿真

矩形体由6个矩形平面构成,当该类型的目标以三轴稳定形态通过雷达观测空域时,雷达主要能够观测到该目标的一个平面,因而其RCS特征在一定观测角度范围内同矩形平板较为一致。

利用Feko电磁仿真软件仿真矩形体目标、“矩形平板一”、“矩形平板二”这3个目标随俯仰角变化产生的RCS曲线。矩形体目标形状为矩形体,规模大小为 $1\text{ m} \times 1\text{ m} \times 2\text{ m}$,其 $1\text{ m} \times 1\text{ m}$ 的平面正对地面;“矩形平板一”形状为长方形,其边长为 $1\text{ m} \times 1\text{ m}$,用于模拟矩形体目标的 $1\text{ m} \times 1\text{ m}$ 平面;“矩形平板二”形状为长方形,其边长为 $1\text{ m} \times 2\text{ m}$,用于模拟矩形体目标的 $1\text{ m} \times 2\text{ m}$ 平面。两个矩形平板被雷达观测的视角同对应的矩形体目标平面一致。在入射波频率为 1 GHz 的情况下,3个目标的RCS曲线如图4所示。

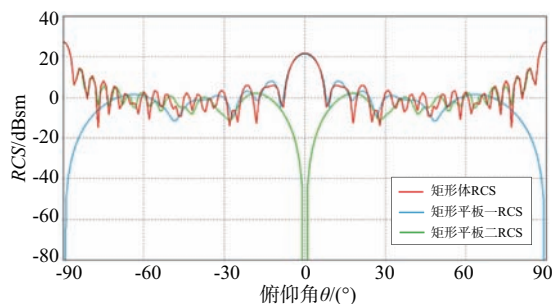


图4 矩形体和2个矩形平板的RCS曲线对比

图4中,红色曲线为矩形体目标的RCS曲线,蓝色为“矩形平板一”的RCS曲线,绿色为“矩形平板二”的RCS曲线。可以看出,当俯仰角在 $[-30^\circ, 30^\circ]$ 范围内时,矩形体的RCS曲线同“矩形平板一”的RCS曲线较为一致;当俯仰角在 $[-90^\circ, -60^\circ]$ 或 $[60^\circ, 90^\circ]$ 范围内时,矩形体的RCS曲线同“矩形平板二”的RCS曲线较为一致。因而可以总结出,当矩形体某一平面的俯仰角在 30° 范围内时,矩形体的RCS曲线可用与该平面尺寸一致的矩形平板RCS进行代替。

3.2 矩形体卫星尺寸估计

3.1节的仿真结果表明,在俯仰角范围为 30° 以内时,矩形体卫星的雷达照射面的RCS同该平面对应的矩形平板RCS一致,可以使用矩形平板尺寸估计方法来对矩形体卫星的雷达观测面尺寸进行估计。

在矩形体卫星尺寸估计时,首先应当按照第2节内容进行卫星姿态角计算,将RCS时间序列转换为带有姿态角信息的RCS序列。随后,可按照1.4节中矩形平板尺寸估计方法,寻找RCS序列中的极小值点和最大值点,利用这些点对应的姿态角信息对目标的尺寸进行计算。由于两组计算公式对应着两种情况,最后还需要对比两种计算结果,从中确定最为合理的结果,并作为最终的尺寸估计结果。本文主要利用计算结果的“标准差/均值”大小来衡量两种计算结果的一致性,并选取“标准差/均值”较小的一组计算结果作为最终的尺寸估计结果。

3.3 计算案例

3.3.1 单条数据处理

在一个示例中,我们利用某立方体卫星的一条RCS数据对该方法进行验证。该卫星为边长 0.3 m 的立方体卫星,其RCS序列和计算得到的姿态角序列如图5所示。

目标的RCS最大值为 -0.0656 dBsm ,即 0.9850 m^2 。RCS最大值左侧低点的姿态角值为 $(44.24^\circ, -62.45^\circ)$,右侧低点的角度值为 $(-28.77^\circ, 74.68^\circ)$ 。利用矩形平板目标尺寸估计方法,计算得到该目标的两个极小值点的尺寸计算结果,如表1所示。

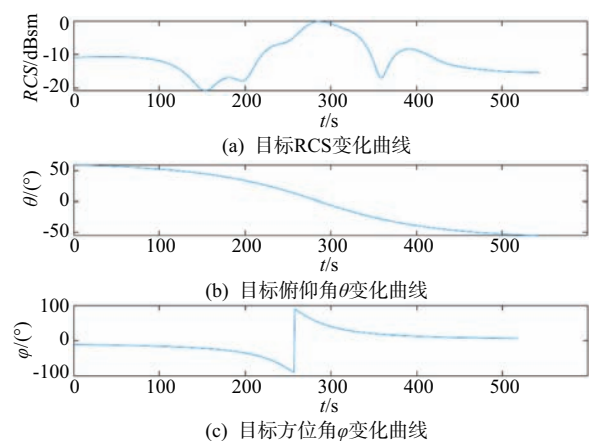


图5 某立方体卫星的RCS和姿态角变化曲线

表1 RCS序列的两个极小值点尺寸计算结果

参量	公式(14)		公式(15)	
	a	b	a	b
左侧极值点计算结果	0.464 8 m	0.180 7 m	0.242 5 m	0.346 4 m
右侧极值点计算结果	1.179 6 m	0.071 2 m	0.323 1 m	0.259 9 m
均值	0.822 2 m	0.126 0 m	0.282 8 m	0.303 2 m
标准差/均值	0.434 7	0.434 7	0.142 5	0.142 7

从计算结果可以看出,公式(15)的尺寸计算结果的“标准差/均值”取值更小,表明该公式在两个极值点得到的尺寸计算结果更为接近,因而选取公式(15)的计算结果作为最终值,从而确定目标的尺寸估计结果为0.282 8 m和0.303 2 m。该计算结果同立方体卫星的边长(0.3 m)非常接近,表明本方法对矩形体卫星尺寸估计效果明显。

与此同时,基于该目标RCS数据,利用基于椭球体模型的尺寸估计方法对该目标的尺寸进行估计,并同本文矩形体卫星尺寸估计结果进行对比,结果见表2。

表2 两种尺寸估计方法结果对比

方法	尺寸 a /m	a 的偏离度	尺寸 b /m	b 的偏离度	综合偏离度
椭球体模型估计法	0.488 1	62.7%	0.171 0	43.0%	52.9%
本文方法	0.282 8	5.7%	0.303 2	1.1%	3.4%

由表2的两种方法对应的结果可以看出,利用基于椭球体模型的尺寸估计方法计算得到的目标尺寸同原尺寸偏离较大,而利用本文提出的矩形体卫星尺寸估计方法计算得到的目标尺寸同原尺寸偏离较小,表明本文方法更加适用于矩形体卫星尺寸估计。

3.3.2 多条数据批处理

在另一个示例中,我们利用某立方体卫星的一批RCS数据对该方法进行验证。该卫星为边长1.0 m的立方体卫星,共有10条包含方位角和俯仰角的RCS数据。利用本文方法对这些数据进行处理,计算得到的目标尺寸估计结果如表3所示。

表3 某立方体卫星尺寸估计结果

数据序号	尺寸 a 估值/m	尺寸 b 估值/m
1	1.003 5	1.023 3
2	1.012 2	1.013 9
3	1.001 0	1.025 4
4	1.010 4	1.016 2
5	0.998 6	1.027 9
6	1.282 7	0.800 9
7	1.009 0	1.017 3
8	1.072 5	0.957 0
9	1.000 5	1.025 4
10	1.005 5	1.020 0
结果均值	1.035 9	0.992 7

本文方法对该立方体卫星的尺寸估计结果为1.035 9 m×0.992 7 m,非常接近该立方体卫星的实际尺寸。估计结果的偏离度仅为2.2%,表明该评估结果非常准确。

4 结束语

本文首先研究了矩形平板的RCS等效公式以及RCS序列特征,提出了矩形平板目标尺寸估计方法。在矩形平板目标尺寸估计的基础上,结合三轴稳定卫星的在轨姿态计算方法,提出了矩形体卫星的尺寸估计方法,并通过实验案例验证了本方法的有效性。实验对比表明,本文提出的矩形体卫星尺寸估计方法在进行矩形体卫星尺寸估计时,其估值结果优于基于椭球体模型的尺寸估计方法。本文方法针对性强,非常适用于基于RCS数据的矩形体卫星的尺寸估计,在空间目标特性识别中具有一定的应用价值。

参考文献:

[1] 胡坤娇,罗健.我国空间监视地基雷达系统分析[J].雷达科学与技术,2008,6(2):87-91.

[2] 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. (下转第590页)

DOI:10.3969/j.issn.1672-2337.2025.05.011

SHARAD 和 RoPeR 的火星乌托邦平原南部 介电常数反演研究

段迪文, 孟旭, 刘海, 李鉴辉, 刘超, 王向宇

(广州大学土木与交通工程学院, 广东广州 510006)

摘要: 雷达是探测火星次表层结构和属性的重要手段。火星勘测轨道飞行器(Mars Reconnaissance Orbiter, MRO)搭载的 SHARAD(Shallow Radar)在过去的近20年间已基本实现了对整个火星的环绕探测,为探索火星提供了大量宝贵数据。然而,当前针对 SHARAD 数据的反演和解释研究主要针对其中包含次表层反射的部分,占比最多的表面反射数据没有得到充分利用。2021年,美国“毅力号”火星车和我国“祝融号”火星车先后成功着陆在 Jezero 撞击坑和乌托邦(Utopia)平原南部。两者均搭载了探地雷达设备并采集了大量数据,为 SHARAD 表面反射数据的标定提供了关键依据。本文首先对 SHARAD 数据进行处理,剔除电离层、卫星姿态和地面粗糙度的影响。然后对“祝融号”上搭载的火星次表层探测雷达(Mars Rover Penetrating Radar, RoPeR)低频通道雷达数据进行处理和反演,用于标定 SHARAD 数据的表面反射功率。最后,基于 SHARAD 表面反射功率反演了火星乌托邦平原南部的介电常数分布图。结果表明乌托邦平原南部表面物质的相对介电常数较为均匀(3.5~4.5),但其南部高地的介电常数略高于北部低地。本研究提出了一种联合 SHARAD 和 RoPeR 的数据处理与反演方法,有助于提高火星雷达大范围数据处理和解释能力,深化火星表面性质和演化历史的认识。

关键词: 火星; SHARAD 雷达; 火星次表层探测雷达; 反演; 介电常数

中图分类号:TN959.7

文献标志码:A

文章编号:1672-2337(2025)05-0569-08

引用格式:段迪文,孟旭,刘海,等. SHARAD 和 RoPeR 的火星乌托邦平原南部介电常数反演研究[J]. 雷达科学与技术,2025,23(5):569-576.

DUAN Diwen, MENG Xu, LIU Hai, et al. Permittivity Map of the Southern Utopia Planitia on Mars Inverted from SHARAD and RoPeR[J]. Radar Science and Technology, 2025, 23(5):569-576.

Permittivity Map of the Southern Utopia Planitia on Mars Inverted from SHARAD and RoPeR

DUAN Diwen, MENG Xu, LIU Hai, LI Jianhui, LIU Chao, WANG Xiangyu

(School of Civil Engineering and Transportation, Guangzhou University, Guangzhou 510006, China)

Abstract: Radar is a crucial tool for detecting subsurface structures and properties on Mars. The shallow radar (SHARAD) aboard the Mars reconnaissance orbiter (MRO) has conducted almost comprehensive orbital surveys of Mars over the past two decades, which provides a lot of valuable data for detection of Mars. However, the current research on the inversion and interpretation of SHARAD data mainly focuses on the part containing subsurface reflection, and the surface reflection data, which accounts for the largest proportion, has not been fully utilized. In 2021, the US “Perseverance” rover and China’s “Zhurong” rover successfully landed in Jezero Crater and southern Utopia Planitia, respectively. Both rovers were equipped with ground-penetrating radar systems and collected a large amount of data, providing crucial references for calibrating SHARAD surface reflection data. Firstly, the SHARAD data is processed to eliminate the influence of ionosphere interference, satellite attitude and ground roughness. Then, the low-frequency channel radar data from Mars rover penetrating radar (RoPeR) on “Zhurong” rover are processed and inverted to calibrate the surface reflection power of SHARAD data. Finally, a permittivity distribution map of the southern Utopia Planitia is generated based on the processed SHARAD surface reflection power. The results indicate that the permittivity map in southern Utopia Planitia is relatively uniform, ranging from 3.5 to 4.5, but the permittivity values in the southern highland are slightly higher than those in the northern lowland. A data processing and inversion method by combining SHARAD and RoPeR is proposed in this study, which can help improve the large-scale data processing and interpretation

收稿日期: 2025-02-28; 修回日期: 2025-04-15

基金项目: 国家自然科学基金(No.52179126, 52379099); 广东省基础与应用基础研究基金项目(No.2024A1515010934)

capabilities of Mars radar and enhance the understanding of Mars surface properties and evolution history.

Key words: Mars; SHARAD; RoPeR; inversion; permittivity

0 引言

深空探测雷达是当前探测月球和火星等深空目标的重要地球物理方法^[1-2]。其原理是利用电磁波在地下传播的过程中遇到介电性质存在差异的界面时会产生反射、散射、绕射等,通过滤波、时频分析、偏移和反演等多种数据处理与成像方法对地下结构和介质属性进行解释。深空探测雷达的工作频率范围在几兆赫兹到上千兆赫兹之间,对应的分辨率从数百米至分米级别。由于具有采集速度快、设备便携、可穿透性等优势,美国、日本、欧洲以及我国均已研制了多款搭载在轨道器或巡视器上的深空探测雷达系统并成功应用^[3-5]。

2003年,欧洲航天局发射的火星快车上搭载了火星地下和电离层探测先进雷达系统(Mars Advanced Radar for Subsurface and Ionosphere Sounding, MARSIS)^[5]。MARSIS的工作频率为1.3~5.5 MHz之间的4个带宽为1 MHz的窄带,能够探测数百米至几千米深度的地下结构,但其垂直分辨率较低,约为150 m。2005年,美国宇航局发射的火星勘测轨道飞行器(Mars Reconnaissance Orbiter, MRO)上搭载了SHARAD(Shallow Radar)^[6]。SHARAD的工作频率为15~25 MHz,其垂直分辨率和沿轨水平分辨率分别为约15 m和300 m。Mouginot等提取了MARSIS雷达数据中的表面回波功率,并进行了地形与电离层衰减校正,构建首个火星全球表面介电常数分布图^[7]。但由于MARSIS的数据覆盖率较低,其结果缺乏细节信息。与MARSIS雷达数据相比,SHARAD雷达数据的分辨率、信噪比和覆盖率都更高,因此火星轨道雷达数据的分析和解释主要使用SHARAD数据。Castaldo等基于MOLA地形数据,将火星极地地区作为纯净的水冰对SHARAD雷达数据进行了标定和反演,构建了火星全球介电常数图^[8]。Lauro等利用MOLA(Mars Orbiter Laser Altimeter)数据筛选平坦区域回波后,反演了火星北极地区Boreales Scopuli区域的基底单元的介电常数^[9]。但是目前的火星轨道雷达数据反演仍存在两个问题:1)由于处理过程复杂,雷

达数据中有效占比最大的表面反射信息没有得到充分利用;2)尚未有火星样本返回,轨道雷达数据的反演缺乏准确标定。

与轨道雷达探测器不同,安装在火星着陆巡视器上的探地雷达系统可以对巡视路径下方的次表层结构进行高分辨率探测。在火星探测中,美国宇航局的“毅力号”火星车于2021年2月成功着陆在Jezero撞击坑。“毅力号”上搭载的火星地下探测雷达成像仪(Radar Imager for Mars' Subsurface Exploration, RIMFAX)的科学目标是探测火星过去的沉积层、寻找地下水冰以及探测可能保存的有机物质^[10]。Casademont等使用双曲线拟合方法反演了“毅力号”火星车获得的RIMFAX雷达数据,计算结果显示Jezero撞击坑浅表层(5 m内)的相对介电常数平均值为8.9^[11]。2021年5月,我国“天问一号”火星探测任务的“祝融号”火星车成功着陆在乌托邦平原南部,其搭载的火星次表层探测雷达系统(Mars Rover Penetrating Radar, RoPeR)旨在寻找次表层水冰、远古大洋存在证据及可能保存的生命迹象^[4,12]。Liu等针对RoPeR高频数据提出了一种改进的双曲线拟合方法,通过解决反演过程中非唯一解提高了反演精度^[13]。然而,由于火星车行驶范围非常有限,轨道雷达数据仍是分析大范围地下结构和介质属性的主要依据。例如,祝融号火星车的巡视距离仅为约1.9 km,其有限的探测范围远不足以揭示乌托邦平原南部的区域地质特征。

为解决上述难题,本文首先对SHARAD雷达数据进行处理,剔除了受电离层、卫星姿态和表面粗糙度影响的数据。之后,处理并反演了RoPeR低频数据用于标定SHARAD雷达数据的表面反射功率。最后,利用处理后的SHARAD雷达数据估算了乌托邦平原南部(20°N~30°N, 100°E~120°E)的表面介电常数分布图并进行了地质解释。

1 数据处理与反演方法

本文提出的介电常数反演流程如图1所示,主要包括RoPeR数据处理、双曲线拟合、SHARAD数

据处理以及SHARAD数据反演等。

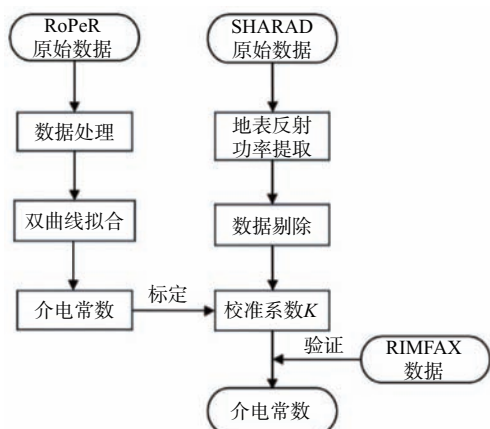


图1 介电常数反演流程图

1.1 RoPeR数据处理

RoPeR低频通道通过一对单极子天线发射和采集雷达数据,具体参数如表1所示。其工作频率为15~95 MHz。本文处理了RoPeR低频通道前1 200 ns的数据用于反演和解释,具体的数据处理步骤如图2所示。

表1 RoPeR低频通道参数^[4]

天线类型	单极子天线
天线频率	15~95 MHz
天线高度	903 mm
探测深度	100 m(冰)
时窗	15 000 ns

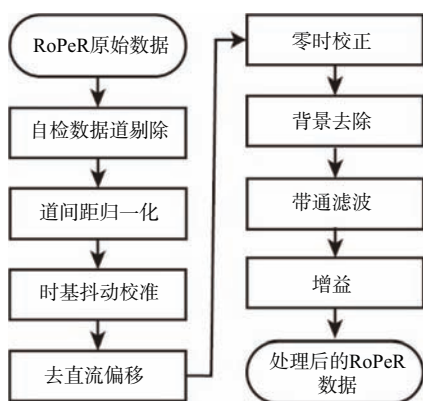


图2 RoPeR低频通道数据处理步骤

1) 自检数据道剔除:自检数据道指专门用于检查雷达工作状态的数据,在相应的数据标签文件中被标记为“Self_test”,需要剔除。

2) 道间距归一化:早期的RoPeR低频通道数

据的道间距为50 cm,但2021年8月17日之后的数据道间距调整为25 cm,本文通过插值处理使道间距统一为25 cm。

3) 时基抖动校准:时基抖动是指雷达系统在进行数据采集时受采样时间影响产生的微小随机偏差。本文采用互相关算法将所有数据道的直达波进行对齐,以确保雷达数据解释的准确性。

4) 去直流偏移:在使用模数转换器对模拟信号进行数字化时,输出通常包含一个小的直流分量。为消除RoPeR雷达数据中的直流偏移,本文分别对每一道原始数据进行减去该道平均值处理:

$$A'(n) = A(n) - \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} A(i), n:0 \rightarrow N-1 \quad (1)$$

式中, $A(n)$ 是一道原始雷达数据, $A'(n)$ 是去除直流后的雷达数据, n 表示单道数据中的第 n 个样本数, N 是该道数据的总采样点数。

5) 零时校正:根据数据说明,低频通道原始数据的212.5 ns位置对应实际的数据零时,因此该时间之前数据被删除。

6) 背景去除:RoPeR的背景噪声主要来源于天线系统的振铃效应、地表的多次反射以及火星车的反射。本文采用滑动窗口滤波方法消除背景噪声:

$$A'' = A' - \frac{1}{Num} \sum_{i=0}^{Num} A'(i) \quad (2)$$

式中, A' 是原始雷达数据, A'' 是去背景后的数据, Num 为滑动窗口中的数据道数,本文中 Num 取值为30。

7) 带通滤波:采用梯形带通滤波器来提高雷达数据信噪比,该滤波器使用汉明窗来确保通带与阻带之间的平滑过渡,具体参数为:低频边界为15 MHz和50 MHz,高频边界为70 MHz和95 MHz。

8) 增益:为了补偿信号随深度衰减的影响,采用包络增益曲线对雷达信号进行处理。包络增益曲线的计算步骤为:首先对雷达数据进行希尔伯特变换计算包络,之后将包络进行叠加和归一化,最后取其倒数作为增益曲线。

1.2 RoPeR数据反演

双曲线拟合方法可以根据雷达图像中的双曲

线反射形态反演介电常数,进而解释地下介质的物质成分和地质成因^[13]。本文推导了包含空气层折射的双曲线拟合方法,用于RoPeR雷达数据反演(见图3)。根据菲涅尔定律,可以推导出以下方程:

$$\sqrt{\varepsilon_0} \sin \theta_1 = \sqrt{\varepsilon_r} \sin \theta_2 \quad (3)$$

式中, θ_1 和 θ_2 分别是电磁波入射角和反射角, ε_0 和 ε_r 分别是真空和地下介质的相对介电常数,且 $\varepsilon_0=1$ 。当探地雷达沿着测线移动时,探地雷达天线与埋藏物体之间的单程距离 R 为

$$R = h \sec \theta_1 + H \sqrt{\varepsilon_r} \sec \theta_2 \quad (4)$$

式中, H 是天线的高度, h 是埋藏物体的深度。天线与埋藏物体之间的水平距离 x 可以表示为

$$x = h \tan \theta_1 + H \tan \theta_2 \quad (5)$$

基于公式(3)、(4)和(5),天线到地下目标的单程距离 R 与两者水平距离 x 之间的双曲线关系为

$$\frac{R^2}{\varepsilon_r H^2} - \frac{x^2}{H^2} = 1 + \frac{2 \cos \theta_1}{\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta_1}} \frac{h}{H} + \frac{1 - \varepsilon_r \sin^2 \theta_1}{\varepsilon_r \cos^2 \theta_1} \frac{h^2}{H^2} \quad (6)$$

根据公式(6)不同双曲线的顶点位置和次表层介电常数可以生成一系列双曲线,再通过手动对RoPeR低频通道中的双曲线进行特征点提取来拟合生成的双曲线。两者误差最小时对应的介电常数即为反演的次表层介电常数。

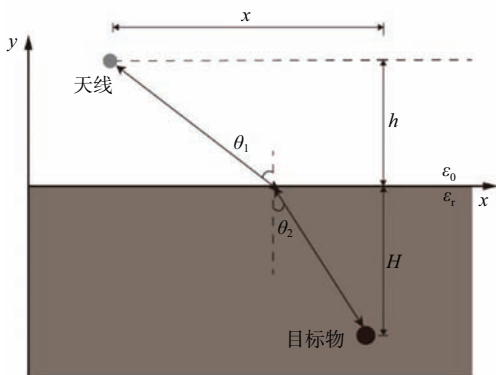


图3 电磁波传播过程的示意图

1.3 SHARAD 雷达数据处理

SHARAD 雷达数据采集高度通常在250~316 km的高空,因此其表面反射功率受电离层效应、卫星姿态(滚转角)和地表粗糙度的影响^[14]。为了确保

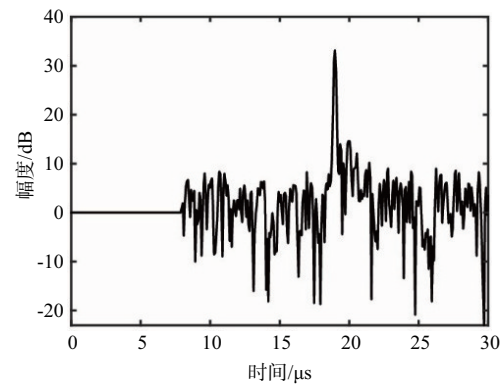
反演结果的可靠性和准确性,本文对SHARAD雷达数据进行以下处理:

1) 表面反射功率提取:SHARAD雷达图像中的第一个强反射对应地表反射,其位置可以通过以下公式确定^[7]:

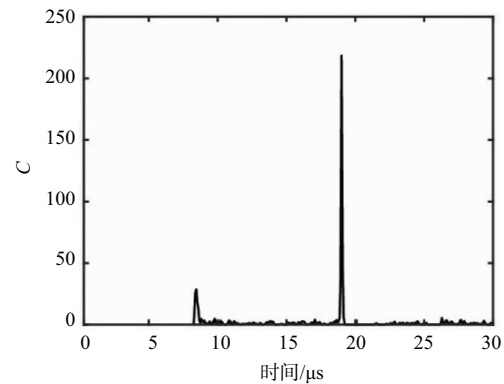
$$C(i) = \frac{|S(i)|^2}{\text{mean}(|S(i-1:i-30)|^2)} \quad (7)$$

式中, $S(i)$ 表示在传播时间 i 下的SHARAD信号强度。在此公式中,当 $|S(i)|$ 达到峰值时, $C(i)$ 达到最大值,且此时的时间索引 i 表示地表回波的位置。

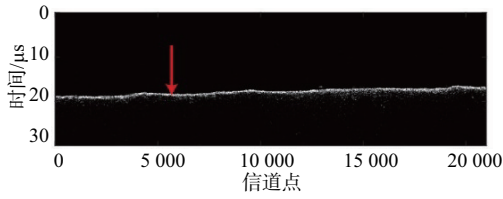
图4(a)为一道SHARAD雷达数据,图4(b)为根据公式(7)计算得到的 C 值。对比两者发现 C 在18.9 μs 处最大,该位置对应道数据的表面反射功率为33.14 dB。之后,将该算法用于轨道编号1911202的雷达数据,如图4(c)所示,该轨数据共包含20 964道信号。计算得到的地表反射位置如图4(d)所示,结果表明该算法能够准确定位SHARAD雷达数据中的表面反射位置,进而自动提取对应的表面反射功率。



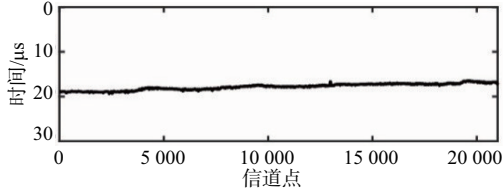
(a) SHARAD时域信号



(b) 时域信号对应的 C 值



(c) SHARAD 雷达剖面(图中红色箭头表示(a)中时域信号的位置)



(d) 提取的地表反射位置

图4 SHARAD 表面反射自动提取示意图

2) 电离层影响剔除:电离层的高电子密度导致雷达信号显著衰减。为了避免电离层影响,本文仅使用夜间轨道雷达数据。

3) 卫星姿态影响剔除:卫星姿态影响 SHARAD 发射电磁波在火星表面的入射角,为保证数据的一致性,本文使用翻滚角在 $90^\circ \pm 1^\circ$ 范围内的雷达数据。

4) 地表粗糙度影响剔除:地表粗糙度是决定 SHARAD 表面反射功率的重要参数,然而当前的火星表面高程数据的分辨率不能定量表征地表粗糙度的影响。本文计算了 SHARAD 雷达数据的 -3 dB 脉冲宽度,剔除该宽度大于 150 ns 的数据^[9],如图 5 所示。

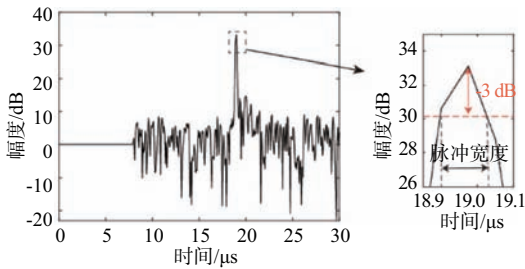


图5 SHARAD 雷达数据的-3 dB 宽度计算示意图

1.4 SHARAD 雷达数据反演

根据 Porcello 等(1974年)提出的方法,地表回波功率 P_s 可以表示为^[15]

$$P_s = P_t \left(\frac{G\lambda}{8\pi H} \right)^2 |R_s|^2 L_s \quad (8)$$

式中, P_t 是传输功率, G 是天线增益, λ 是雷达波长, H 是飞行器高度, R_s 是地表反射系数, L_s 是地表粗糙度损失项。

根据 RoPeR 反演结果和 SHARAD 在该区域的表面反射功率,定义校准系数 K :

$$K = P_t \left(\frac{G\lambda}{8\pi} \right)^2 = \frac{P_{s0} H_{s0}^2}{|R_{s0}|^2 L_{s0}} \quad (9)$$

式中, P_{s0} 、 R_{s0} 、 L_{s0} 和 H_{s0} 分别是 SHARAD 在祝融号着陆区的表面回波功率、表面反射系数、地表粗糙度损失项和卫星轨道高度。经地表粗糙度影响剔除后, L_{s0} 可以忽略,则校准系数 K 简化为

$$K = \frac{P_{s0} H_{s0}^2}{|R_{s0}|^2} \quad (10)$$

在得到校准常数 K 后,其他位置处的地表反射系数可根据 SHARAD 表面反射功率 P_s 和轨道高度 H 根据下列公式计算得到:

$$|R_s|^2 = \frac{P_s H^2}{K} \quad (11)$$

地表反射系数 R_s 与次表层相对介电常数 ϵ_r 存在关系:

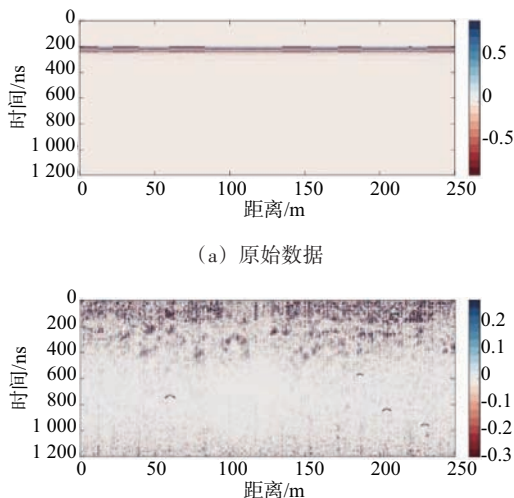
$$|R_s|^2 = \left(\frac{1 - \sqrt{\epsilon_r}}{1 + \sqrt{\epsilon_r}} \right)^2 \quad (12)$$

2 结果和解释

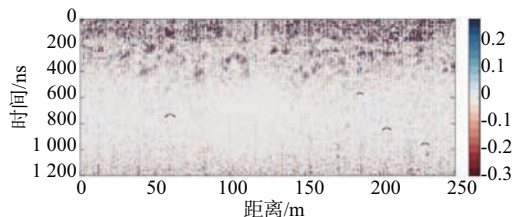
2.1 RoPeR 结果

图 6(a) 为 RoPeR 低频通道的原始数据,图 6(b) 为经过数据处理之后的数据,处理步骤包括自检数据道剔除、道间距归一化、时基抖动校准、去直流偏移、零时校正、背景去除、带通滤波以及增益。经过处理后的雷达数据信噪比明显提升,从图中可以看出 0~100 ns 深度范围内的雷达反射比较杂乱,100~500 ns 深度范围内包含了多个较连续的倾斜反射。之后,本文采用了 1.2 节的双曲线拟合算法计算了“祝融号”火星车巡视路径下方地层的介电常数,共选取 42 道双曲线,前 250 m 所选取的双曲线位置及介电常数在图 6(b) 和 (c) 中列出。

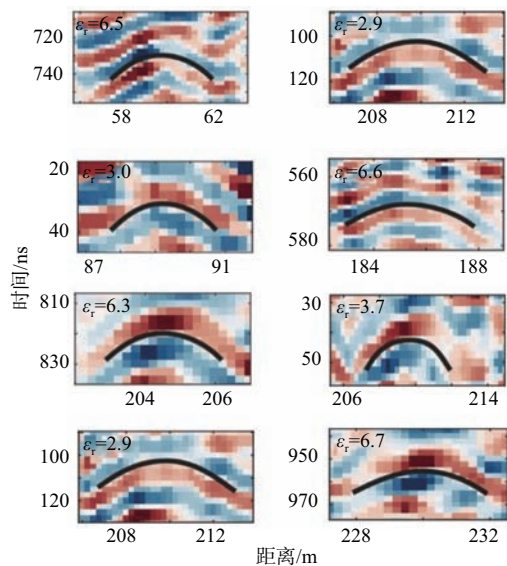
对反演的介电常数数值进行插值,用相对介电常数 4.9 进行时程转换后得到如图 7(a) 所示的



(a) 原始数据



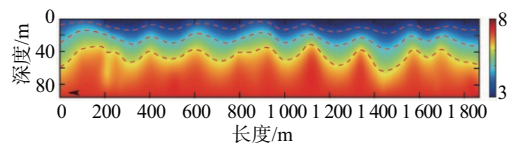
(b) 处理后数据及双曲线拟合结果



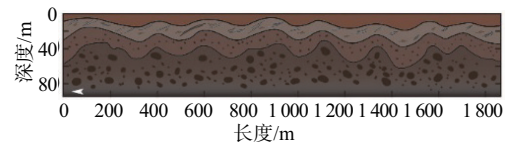
(c) 双曲线拟合结果放大图

图6 前250 m的RoPeR低频通道雷达图

介电常数剖面图。从图中发现,“祝融号”火星车巡视路径下方地层的相对介电常数在3~7.8之间,且介电常数值随着深度的增加逐渐增大,对应地下介质的密度也逐渐增大。根据图7(b),将着陆区地下结构划分为4个主要分层:表层(0~10 m)具有较低的相对介电常数,主要为火星表面风化层或松散的堆积物;第二层(10~30 m)具有适中的相对介电常数(4~5),可能是古代大洋的沉积物;第三层(30~50 m)显示出较高的相对介电常数(5~6),可能为破碎的基岩;第四层(50~85 m)具有最高的相对介电常数(6~7.8),表明其为较密实的基岩。



(a) 插值得到的介电常数剖面图

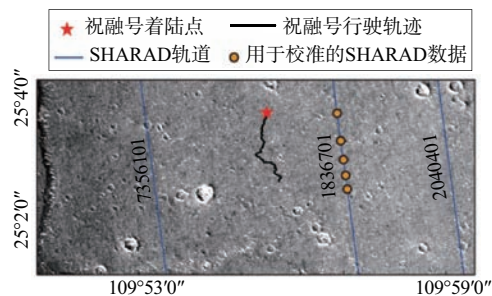


(b) 地质解释图

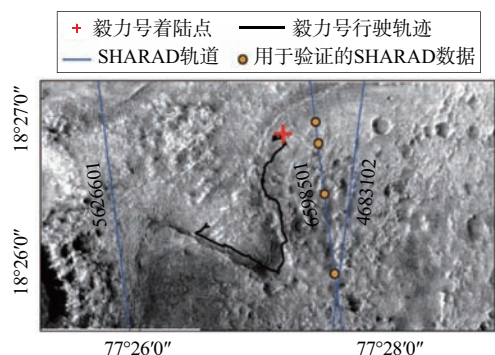
图7 RoPeR低频通道结果

根据前人研究结果,对于火星北半球低地单元,SHARAD表面反射包含了约10 m深度范围内的次表层参数信息^[16]。因此,本文使用图7(a)中0~10 m范围内的平均介电常数(4.32)来计算校准系数 K 。图8(a)为“祝融号”火星车的巡视路径,该区域内1836701轨道的SHARAD雷达数据距离最近。如图8(a)所示,经过数据处理后,该轨数据中有5个数据点满足计算要求,这些数据点的反射功率在26.83~26.99 dB之间,平均值为26.89 dB。根据公式(10),校准系数 K 的值为 1.67×10^{12} 。

本文利用RIMFAX数据对计算得到的校准系数 K 进行验证。轨道6598501的SHARAD数据经处理后有4个数据道距离“毅力号”的行驶区域最近,如图8(b)所示,这些数据道的表面反射功率在55.1~55.9 dB之间,平均反射功率为55.6 dB。根据公式(10)和计算的校准常数 K ,反演的相对介电常数为8.12~8.26,平均值为8.2。Casademont等反演得到的次表层平均相对介电常数约为8.9^[11]。两者之间的绝对误差为-0.7,证明了本文所提出数据处理和反演方法的有效性。



(a) 用于校准的SHARAD数据(轨道1836701)

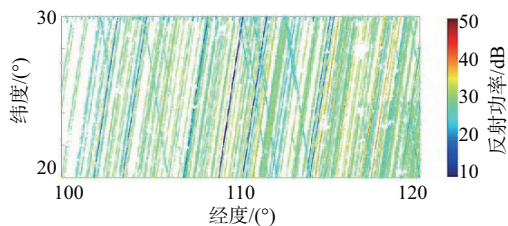


(b) 用于验证的SHARAD数据(轨道6598501)

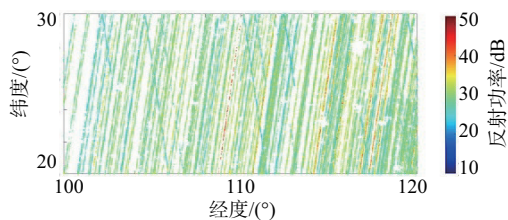
图8 SHARAD数据位于CTX图像中的位置

2.2 乌托邦平原南部介电常数图

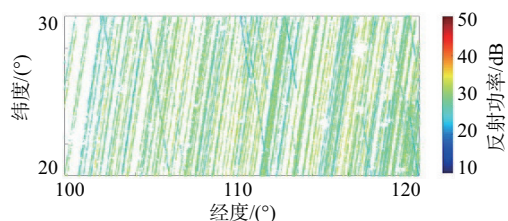
本文的研究区域为 $20^{\circ}\text{N}\sim 30^{\circ}\text{N}$, $100^{\circ}\text{E}\sim 120^{\circ}\text{E}$, 包含391轨SHARAD雷达数据。图9(a)为原始数据直接提取的表面反射功率,从图中可以看到存在部分轨道反射功率明显偏高或者偏低的现象。图9(b)~(d)分别为经过使用电离层、卫星姿态和地表粗糙度数据剔除处理后的表面反射功率,经过处理后的轨道反射功率变得更加均匀。经过处理后,数据道从2 233 849个减少至87 962个,如图9(d)所示。



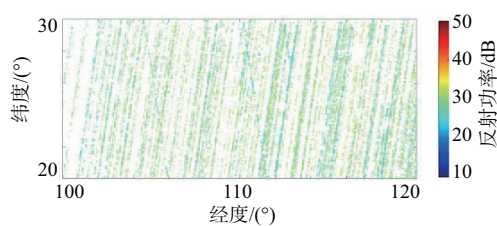
(a) 原始数据



(b) 电离层影响剔除后的数据



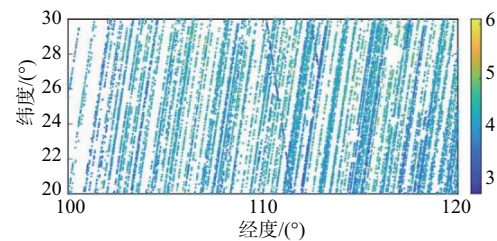
(c) 卫星姿态影响剔除后的数据



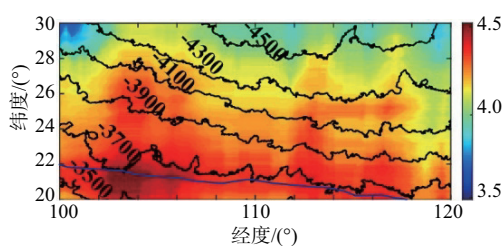
(d) 地表粗糙度影响剔除后的数据

图9 SHARAD雷达数据处理过程

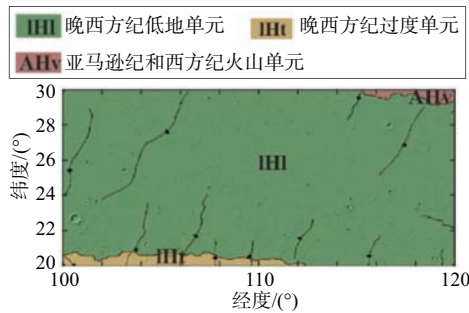
使用处理后的地表回波功率(图9(d))反演研究区域的次表层介电常数,结果如图10(a)所示。反演的介电常数在3.5~4.5范围内,平均值为4.0,与前人研究成果一致^[8]。图10(b)为在图10(a)基础上进行插值和平滑获得,图中黑线代表等高线,蓝线代表海岸线^[17],表现出了更多的细节。具体地,研究区域南部的介电常数值较高,而北部区域的值较低。该差异与研究区域的火星地质单元比较符合,其南部为晚西方纪过度单元,而北部为晚西方纪低地单元(图10(c))^[18]。晚西方纪过度单元由泥流、河流、湖泊的沉积物和火山岩组成,而晚西方纪低地单元由河流、湖泊、海洋沉积物以及崩积物组成。因此南部地层的组成介质相对于北部地层更粗糙且密度也更高,也就是介电常数的值要更高,与我们的反演结果一致。由于本文反演计算的次表层介电常数分布图仅能反映表面以下约10 m范围内的介质信息,其成因可能与乌托邦平原早期大洋的沉积物或后期的撞击、风化等表面重塑产物有关^[19]。



(a) 介电常数散点图



(b) 对图(a)进行插值和平滑后的介电常数图



(c) 火星地质图

图 10 研究区域的介电常数图与地质图

3 结束语

本文提出了一种联合轨道雷达和巡视器雷达的火星表面介电常数反演方法,得到了乌托邦平原南部的表层介电常数分布图。结果表明研究区域的介电常数在 3.5~4.5 范围内,但是整体呈现南高北低的特征。本文结果中呈现的介电常数分布与乌托邦平原的演化历史相关,未来可用于分析火星古海洋的存在和演变过程。此外,本文提出的方法极大简化了火星轨道雷达表面反射信号的处理和反演过程并得到了验证,该方法可用于更大范围(如乌托邦平原其他区域或克律塞平原等)的表层介电常数反演,为寻找火星次表层水冰、研究火星过去地质历史等提供数据支持。

参考文献:

- [1] 丁泽刚,曾涛,张光伟,等.分布式地基雷达深空探测技术[J].雷达科学与技术,2022,20(1):28-33.
- [2] 龙腾,丁泽刚,曾涛,等.地基深空探测雷达研究进展与展望[J].信号处理,2024,40(1):56-72.
- [3] LI Chao, ZHENG Yikang, WANG Xin, et al. Layered Subsurface in Utopia Basin of Mars Revealed by Zhurong Rover Radar [J]. Nature, 2022, 610:308-312.
- [4] ZHOU Bin, SHEN Shaoxiang, LU Wei, et al. The Mars Rover Subsurface Penetrating Radar Onboard China's Mars 2020 Mission [J]. Earth and Planetary Physics, 2020, 4(4):345-354.
- [5] JORDAN R, PICARDI G, PLAUT J, et al. The Mars Express MARSIS Sounder Instrument [J]. Planetary and Space Science, 2009, 57(14):1975-1986.
- [6] SEU R, PHILLIPS R J, BICCARI D, et al. SHARAD Sounding Radar on the Mars Reconnaissance Orbiter [J]. Journal of Geophysical Research: Planets, 2007, 112(E5): E05S05.
- [7] MOUGINOT J, POMMEROL A, KOFMAN W, et al. The 3 - 5MHz Global Reflectivity Map of Mars by MARSIS/ Mars Express: Implications for the Current Inventory of Subsurface H₂O [J]. Icarus, 2010(2):612-625.
- [8] CASTALDO L, MEGE D, GURGUREWICZ J, et al. Global Permittivity Mapping of the Martian Surface from SHARAD [J]. Earth and Planetary Science Letters, 2017, 462: 55-65.
- [9] LAURO S E, MATTEI E, SOLDVIERI F, et al. Dielectric Constant Estimation of the Uppermost Basal Unit Layer in the Martian Boreales Scopuli Region [J]. Icarus, 2012 (1):458-467.
- [10] HAMRAN S-E, PAIGE D A, AMUNDSEN H E F, et al. Radar Imager for Mars' Subsurface Experiment-RIMFAX [J]. Space Science Review, 2020(8):128.
- [11] CASADEMONT T M, EIDE S, SHOEMAKER E S, et al. Rimfex Ground Penetrating Radar Reveals Dielectric Permittivity and Rock Density of Shallow Martian Subsurface [J]. Journal of Geophysical Research: Planets, 2023(5):e2022JE007598.
- [12] 杨佳琦,邵芸,卞小林,等.基于祝融号火星车表层探测雷达的乌托邦平原浅表层结构分析[J].中国科学院大学学报(中英文),2025,42(1):116-125.
- [13] LIU Renrui, XU Yi, CHEN Ruonan, et al. An Improved Hyperbolic Method and Its Application to Property Inversion in Martian Tianwen-1 GPR Data [J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 2023, 61:5104014.
- [14] CAMPBELL B A, MORGAN G A, BERNARDINI F, et al. Calibration of Mars Reconnaissance Orbiter Shallow Radar (SHARAD) Data for Subsurface Probing and Surface Reflectivity Studies [J]. Icarus, 2021(5):114358.
- [15] PORCELLO L J, JORDAN R L, ZELENKA J S, et al. The Apollo Lunar Sounder Radar System [J]. Proceedings of the IEEE, 1974, 62(6):769-783.
- [16] CROCI R, SEU R, FLAMINI E, et al. The Shallow Radar (SHARAD) Onboard the NASA MRO Mission [J]. Proceedings of the IEEE, 2011, 99(5):794-807.
- [17] CLIFFORD S M, PARKER T J. The Evolution of the Martian Hydrosphere: Implications for the Fate of a Primordial Ocean and the Current State of the Northern Plains [J]. Icarus, 2001(1):40-79.
- [18] TANAKA K L, SKINNER J A, DOHM J M, et al. Geological Map of Mars [M]. [S.l.]: Astrogeology (下转第 590 页)

空域置零与多波束赋形优化方法研究

杨云高

(江苏自动化研究所, 江苏连云港 222000)

摘要: 随着现代电磁环境越来越复杂,对空域多波束形成的要求越来越高,而数字阵列雷达有着波形灵活设计、多波束形成便捷可控等优点。但在复杂的战场环境下数字阵列天线如何在强干扰环境下实现深零陷抑制,或者在一定宽度的角度范围实现零陷抑制的同时,保持阵列天线的发射功率是一个值得研究的问题。本文基于数字阵列雷达开展其多样多波束形成方法的研究工作,通过对加权幅度进行约束,减轻了各个天线上的加权幅度的起伏特性,在保持性能的同时获得了更高的发射效率。

关键词: 数字阵列雷达; 空域置零; 多波束赋形; 幅度加权

中图分类号: TN957; TN958.92

文献标志码: A

文章编号: 1672-2337(2025)05-0577-05

引用格式: 杨云高. 空域置零与多波束赋形优化方法研究[J]. 雷达科学与技术, 2025, 23(5): 577-581.

YANG Yungao. Research on Optimization Methods for Spatial Nulling and Multi-Beamforming[J]. Radar Science and Technology, 2025, 23(5): 577-581.

Research on Optimization Methods for Spatial Nulling and Multi-Beamforming

YANG Yungao

(Jiangsu Automation Research Institute, Lianyungang 222000, China)

Abstract: As the modern electromagnetic environment becomes more complex, the demand for spatial multi-beamforming is growing. The digital array radar (DAR) exhibits advantages such as flexible waveform design and controllable multi-beam generation. However, in the complex battlefield environments, how to achieve deep null suppression against strong interferences, or implement null suppression in a certain width of the angle range while maintaining transmitting power is a challenging problem. In this paper, based on the digital array radar, the research work of its diverse multi-beamforming method is carried out. By constraining the weighted amplitude, the fluctuation characteristics of the weighted amplitude on each antenna are reduced, and higher transmission efficiency is obtained while maintaining performance.

Key words: digital array radar; spatial nulling; multi-beamforming; amplitude weighting

0 引言

现代电磁环境越来越复杂,波束赋形技术^[1-6]是阵列天线需要具备的功能。阵列雷达的信号处理需要实现多路目标与信号的同时处理、检测与跟踪,对不同距离的目标存在能量分配不合理的问题。同时,传统的抗干扰技术所产生的自适应零陷,其凹口一般较窄。由于传播环境的非平稳性、天线平台的转动以及干扰的非平稳性等原因,干扰源回波信号往往也具有非平稳性。当干扰信号非平稳性过强,则计算权矢量的快拍与含有期望信号的快拍之间也会产生权矢量失配问题,即

在自适应方向图中,干扰容易移出零陷位置,从而造成空域自适应处理性能的下降。为此需要进一步研究稳健的干扰自适应抑制方法。

目前有效的波束综合优化方法主要有自适应波束形成方法^[7-9]、凸优化算法^[10]和非线性优化方法^[11-15]等。其中,自适应波束形成方法理论简单,实现容易,但在非理想情况下性能变差。凸优化通过将波束生成问题转换为凸优化问题进行求解,其计算复杂度较高,但性能较好,适合于多波束应用背景。非线性优化方法包括遗传算法^[11-12]、粒子群优化算法^[13-14]、序列二次规划算法^[15]等,但该类算法存在一些局限性,往往无法达到最优解。

针对传统的波束赋形优化方法并未对加权幅度进行约束,导致发射功率效率急剧下降的问题,本文提出的算法对整体功率以及单个天线加权幅度进行约束,并使用 CVX 凸优化算法实现多波束赋形,可以得到强干扰深零陷、大宽度零陷以及多个次波束等优化发射波束。所提的算法可以在复杂场景下,比如多干扰、危险区域低副瓣以及同时多个不同增益的波束情况下,具有良好的性能。

1 信号模型

假设数字阵列雷达的阵元是均匀线性分布排列的,当阵列输入为平面波时,阵列的空间滤波响应,也就是阵列方向图定义为阵列输出(通常只考虑阵列输出幅度或功率)与平面入射角的关系。对于均匀线阵,其空间响应(即波束)完全取决于权矢量:

$$\mathbf{w} = [w_1, \dots, w_N]^T \quad (1)$$

式中, N 为阵元个数。入射角为 θ 的平面波入射到阵列,此时阵列的导向矢量 $\mathbf{a}(\theta)$ 为

$$\mathbf{a}(\theta) = [1, e^{j\beta}, \dots, e^{j(N-1)\beta}]^T \quad (2)$$

式中, $\beta = 2\pi d \sin \theta / \lambda$ 。辐射方向图函数为

$$F(\theta) = |\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta)| \quad (3)$$

最小二乘准则是针对优化问题提出的技术,又称之为最小平方方法。它通过最小化误差平方和的方法来寻求最佳的函数匹配。考虑一个多自变量的函数,建立如下函数模型:

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_n) \quad (4)$$

通过给予自变量 $x_1, x_2, \dots, x_n$ 适当的参数,使得上述的函数模型能与期望值 $\bar{y}$ 相匹配。参数按如下准则选取:使得 y 与 $\bar{y}$ 之差的平方和最小,即

$$\min_{x_i} \|y - \bar{y}\|_2 \quad (5)$$

对于本文提出的优化问题,设目标方向图为 $F_d(\theta)$ 。根据最小二乘误差准则,建立如下方向图综合优化模型:

$$\begin{cases} \min_w \|F(\theta_m) - F_d(\theta_m)\|_2, \theta_m \in \Theta_{\text{main}}, m = 1, 2, \dots, M \\ \text{s.t. } F(\theta_s) \leq \xi, \theta_s \in \Theta_{\text{side}}, s = 1, 2, \dots, S \\ F(\theta_e) \leq \varepsilon, \theta_e \in \Theta_{\text{null}}, e = 1, 2, \dots, E \end{cases} \quad (6)$$

式中, ξ 为预先设定的最大旁瓣电平, ε 为零

陷方向的最大电平, $\theta_s \in \Theta_{\text{side}} (s = 1, 2, \dots, S)$ 、 $\theta_m \in \Theta_{\text{main}} (m = 1, 2, \dots, M)$ 和 $\theta_e \in \Theta_{\text{null}} (e = 1, 2, \dots, E)$ 分别表示旁瓣区 Θ_{side} 、主瓣区 Θ_{main} 和零陷区 Θ_{null} 的有限采样近似, $F_d(\theta_m)$ 为主瓣区方向(包括雷达目标方向和通信方向)的期望方向图,其为正实数。

为了设计具有高辐射效率的阵列,可以考虑在方向图设计算法的最优化过程中增加功率约束,即

$$\sum_{i=1}^N |w_i|^2 \leq \delta \quad (7)$$

式中, δ 为加权系数的约束值,用以控制权矢量的稳健性和阵列增益损失。

采用 CVX 求解该问题,代价函数和约束条件可表示为

$$\begin{cases} \min_w \|F(\theta_m) - F_d(\theta_m)\|_2, \theta_m \in \Theta_{\text{main}}, m = 1, 2, \dots, M \\ \text{s.t. } \|F(\theta_s)\|_\infty \leq \xi, \theta_s \in \Theta_{\text{side}}, s = 1, 2, \dots, S \\ \|F(\theta_e)\|_\infty \leq \varepsilon, \theta_e \in \Theta_{\text{null}}, e = 1, 2, \dots, E \\ \|\mathbf{w}\|_2 \leq \delta \end{cases} \quad (8)$$

2 改进算法

在上述优化算法中,并没有对加权幅度进行约束,然而在各个发射天线上的加权幅度波动过大是我们不希望看到的,因为这增加了发射机的要求,并且限制了其功放的效率。为了约束加权幅度,我们首先对各个发射天线组成的加权矢量做范数约束,亦即是各个加权幅度的总和是固定的,然后在目标函数中优化各个阵元加权幅度,使其对均值回归,从而减轻各个天线上的加权幅度的起伏特性。根据这一思路,我们得到如下的优化问题模型:

$$\begin{cases} \min_w \|\mathbf{w} - \delta/N\|_2 \\ \text{s.t. } \|F(\theta_m) - F_d(\theta_m)\|_2 \leq \sigma, \theta_m \in \Theta_{\text{main}}, m = 1, 2, \dots, M \\ \|F(\theta_s)\|_\infty \leq \xi, \theta_s \in \Theta_{\text{side}}, s = 1, 2, \dots, S \\ \|F(\theta_e)\|_\infty \leq \varepsilon, \theta_e \in \Theta_{\text{null}}, e = 1, 2, \dots, E \\ \|\mathbf{w}\|_2 = \delta \end{cases} \quad (9)$$

式中, σ 为一个常数因子, 是主瓣波束逼近期望波束的度量。根据上述改进优化技术, 即可提升阵列天线发射效率。

为了定量分析加权幅度的起伏情况, 我们把加权幅度的均值回归程度定义为

$$MR = \frac{\max |w|}{\text{mean} |w|} \quad (10)$$

式中, mean 表示取均值。 MR 的值越小, 表示起伏越小, 当 $MR=1$ 时, 表示所有的加权幅度都相同, 亦即是只做移相优化。在下面的仿真分析中, 我们用 MR_0 表示原算法的起伏度量, 而用 MR_1 表示改进算法的起伏度量。

3 仿真分析

仿真参数设置为: 线阵阵元数为 32, 雷达主瓣方向为 0° , 主瓣的期望幅度归一化为 1, 旁瓣电平为 -20 dB , $\delta = 0.5$, 阵元间距为半波长。下面的仿真中若无特殊说明均采用上述所设参数。在改进算法的参数设置中 $\sigma = 10^{-4}$, $\delta = 1$ 。

3.1 主瓣与宽零陷

在此试验中, 设宽零陷的角度范围为 $(30^\circ \sim 50^\circ)$, 要求零陷深度为 -50 dB , 根据上述优化问题求解, 得到的结果如图 1 和图 2 所示。从图 1 可以看出, 我们在雷达目标方向形成了主瓣波束, 并且对指定的空间角度范围形成了具有一定宽度的零陷。所得发射波束的旁瓣电平和零陷深度均符合期望。此类波束在空间中一定宽度的角度区域对其进行零陷, 这是为了应对敌方密集角度干扰或者危险区域的低截获。对比图 2 可以发现, 在相同的零陷深度约束下, 原算法的宽零陷要比改进算

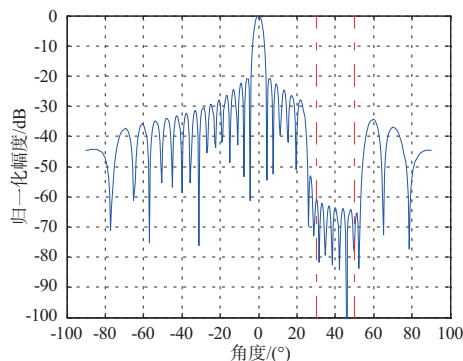


图1 原算法的发射波束

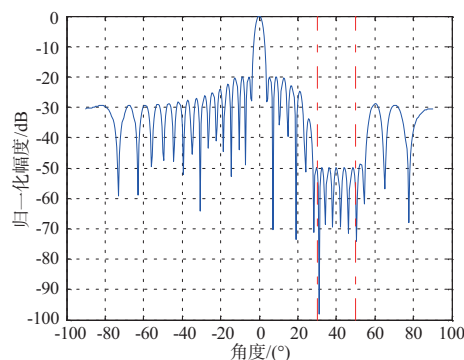


图2 改进算法的发射波束

法的深 10 dB , 这是因为不做约束的加权幅度往往能获得比预设要好的效果, 但是从图 2 可以看出, 对加权幅度约束后仍然能获得期望的零陷深度。此时有 $MR_0=1.36$, $MR_1=1.28$, 这说明改进算法的加权幅度的起伏波动较小, 有利于提高发射机的功放效率。

3.2 主瓣与多个强干扰零陷

在此试验中, 设有 3 个强干扰的方向分别为 -60° , -30° 和 40° , 其零陷深度均低于 -80 dB 。根据上述优化问题求解, 得到的结果如图 3 和图 4 所示。

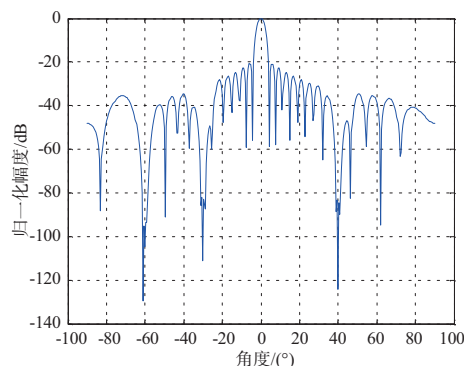


图3 原算法的发射波束

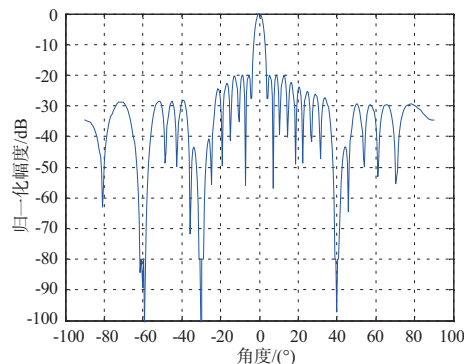


图4 改进算法的发射波束

从图3和图4可以看出,所得发射波束在多个强干扰方向形成了低于-80 dB的深度零陷,这是为了应对敌方的强有源干扰情况,深零陷可以在空域抑制其对雷达的干扰。此时可以计算出 $MR_0=1.35$, $MR_1=1.30$,加权幅度的起伏波动比较接近,这说明形成深零陷时所需的加权自由度较大,可优化的空间变小。

3.3 主瓣、深零陷以及宽零陷

在此试验中,设有一个强干扰的方向为 -50° ,零陷深度为-80 dB,宽零陷的角度范围为 $(30^\circ \sim 50^\circ)$,零陷深度为-50 dB。根据上述优化问题求解,得到结果如图5和图6所示。

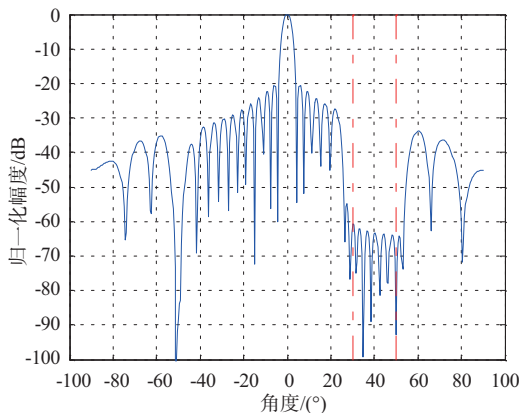


图5 原算法的发射波束

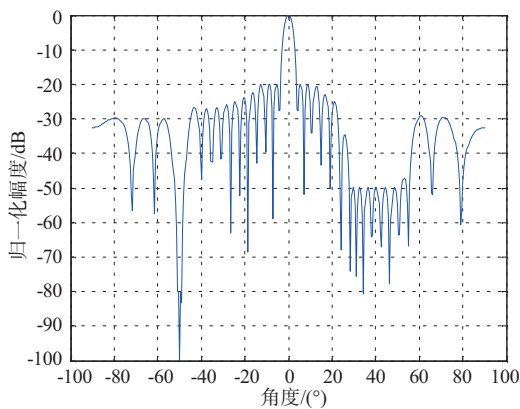


图6 改进算法的发射波束

从图5和图6可以看出,所得波束同时形成了深度零陷和宽零陷,这可以对应上述两种敌方干扰的综合。此时可以计算出, $MR_0=1.35$, $MR_1=1.29$ 。

3.4 多波束优化

在此试验中,除主瓣外,有3个次波束分别在 -40° , 30° 和 60° ,其幅度分别为-20 dB,-40 dB和-60 dB。根据上述优化问题求解,得到的结果如图7和图8所示。

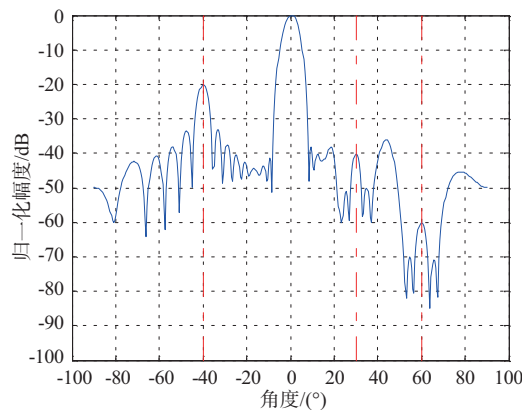


图7 原算法的发射波束

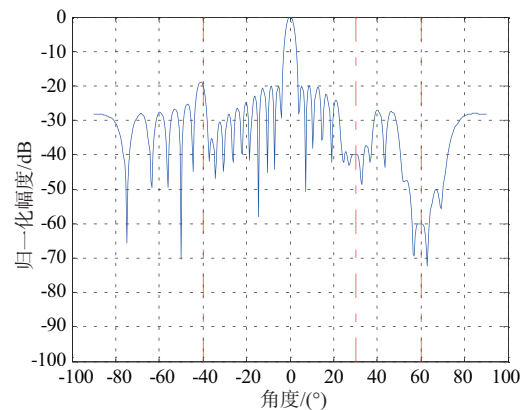


图8 改进算法的发射波束

从图7和图8可以看出,所得波束在指定的角度区域形成了不同幅度需求的次波束,用于对不同距离的目标方向进行辐射,同时不占用雷达主瓣过多的发射功率,从而降低了对雷达威力范围的影响。虽然改进算法由于权值约束的关系所形成的次波束形状较差一些,但也能满足要求。此时, $MR_0=2.27$, $MR_1=1.32$,这说明了原算法的加权幅度起伏波动性较大,会严重影响发射机的功放效率;而改进算法的加权幅度起伏波动较小,阵列发射效率更高。

综上所述,改进算法与原算法的比较如表1所示,可以看出,在各种情况下,本算法发射的功率

效率更有优势。

表 1 改进算法与原算法的对比

算法	宽零陷	多个深零陷	深零陷+宽零陷	多波束
原算法 MR_0	1.36	1.35	1.35	2.27
改进算法 MR_1	1.28	1.30	1.29	1.32

4 结束语

对比分析了原算法和改进算法的MR值之后,可以发现,改进算法的MR值在不同发射波束形成需求的情况下均稳定在1.30左右,而原算法在形成零陷的情况下其MR值较小,与改进算法的MR值接近,但是在形成深度的次波束的情况下,MR值几乎增大了一倍。本文算法对阵元幅相误差要求较高,所以首先要对阵元幅相误差进行校正。因此针对实际应用的需求,采用改进算法优化发射波束的加权幅度。本文对各种复杂要求的发射波束设计进行了研究分析,在采用CVX凸优化方法的发射波束形成中,可以获得强干扰深零陷,较大宽度零陷以及多个次波束等的发射波束,通过仿真试验可以说明,数字阵列在发射波束设计上的灵活性,以及应对各种不同波束形状需求的鲁棒性,能够很好地胜任复杂战场环境的目标探测、空域覆盖、空域滤波等需求。

参考文献:

[1] 魏法,杨明磊,何小静,等.基于改进粒子群算法的平面阵同时多波束赋形方法[J].系统工程与电子技术,2022,44(6):1789-1797.

[2] 毕伟.面向毫米波高铁通信的多波束赋形方案研究[D].西安:长安大学,2021.

[3] VUCIC M, VODEARKA K, BELLOTTI M J. Phase-Only Synthesis of Pencil Beams via Sequential Quadratic Programming[C]// 2025 19th European Conference on Antennas and Propagation, Stockholm, Sweden: IEEE, 2025:198-202.

[4] CHARLISH A, HOFFMANN F, DEGEN C, et al. The Development from Adaptive to Cognitive Radar Resource Management[J].IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2020, 35(6):8-19.

[5] 杨佳敏.一种基于优化算法的多波束赋形方法[J].航天电子对抗,2015,31(4):49-52.

[6] 刘彦平,侯蓉晖.多波束赋形在非正交多址接入技术中的应用研究[J].电子学报,2021,49(11):2138-2145.

[7] 高志奇,张恩赏,黄平平.基于共轭梯度加速的自适应二次约束零陷展宽方法研究[J].信号处理,2025,41(4):595-608.

[8] 张诚禹,马文峰,潘子豪,等.低复杂度协方差矩阵重构鲁棒自适应波束形成算法[J].陆军工程大学学报,2025,4(2):96-104.

[9] 蔡篮娴,姜园,赵磊.复杂相干干扰场景下的稳健自适应波束形成器[J].信号处理,2025,41(1):99-112.

[10] 路东伟,马佳智,刘甲磊,等.基于凸优化的双极化阵列发射波束唯相位调控方法[J].雷达科学与技术,2025,23(2):119-124.

[11] ZENG Guoqi, LI Siyin, YAN Zhang, et al. Low Side Lobe Pattern Synthesis Using Projection Method with Genetic Algorithm for Truncated Cone Conformal Phased Arrays [J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2014, 25(4):554-559.

[12] DASHKEVICH A, ROSOKHA S, VORONTSOVA D. Simulation Tool for the Drone Trajectory Planning Based on Genetic Algorithm Approach [C]//2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology, Kharkiv, Ukraine: IEEE, 2020:387-390.

[13] 苏志刚,陈欣然,郝敬堂.基于粒子群优化的圆阵列波束形成方法[J].系统工程与电子技术,2020,42(7):1449-1454.

[14] ISMAIL T H, HAMICI Z M. Array Pattern Synthesis Using Digital Phase Control by Quantized Particle Swarm Optimization[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2010, 58(6):2142-2145.

[15] MA Yihan, GUO Yibing, LUO Qi, et al. Phase-Only Pattern Synthesis of Domino Tiling Irregular Arrays Based on Deep Reinforcement Learning and Gradient-Descent Optimization[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2025, 73(8):5623-5636.

作者简介:

杨云高 男,硕士,高级工程师,主要研究方向为雷达火控系统信号与数据处理。

车载相控阵雷达天线指向精度分析与测试方法研究

祝崇辉, 赵文, 贺照鹏, 邹敏, 石同武

(上海航天电子技术研究所, 上海 201109)

摘要: 针对作战平台高机动、机构运动、所处地形复杂、外部环境多变等特点, 车载相控阵雷达要准确测量目标位置, 高精度的天线指向尤为重要。本文以车载相控阵雷达天线为研究对象, 研究了机械指向误差的来源, 对所有误差进行建模评估和敏感度分析, 结合工程实现对各装置进行精度分解、设置传感器进行监测, 从设计角度进行精度补偿、保证。根据各装置的特点, 分时分段测试各装置及整车状态下的精度, 结合测试仪器精度和测试数据, 对天线机械指向进行补偿, 结合远场两种试验进行验证。经数据对比, 该天线指向精度分析与测试方法可以提高车载相控阵雷达天线机械指向准确度和可信度, 具有一定的工程参考价值。

关键词: 车载雷达; 机械指向; 精度分析; 测试方法

中图分类号: TN957.2; TN957.8

文献标志码: A

文章编号: 1672-2337(2025)05-0582-09

引用格式: 祝崇辉, 赵文, 贺照鹏, 等. 车载相控阵雷达天线指向精度分析与测试方法研究[J]. 雷达科学与技术, 2025, 23(5): 582-590.

ZHU Chonghui, ZHAO Wen, HE Zhaopeng, et al. Analysis and Test Methods for the Pointing Accuracy of the Vehicle-Mounted Phased Array Radar Antenna[J]. Radar Science and Technology, 2025, 23(5): 582-590.

Analysis and Test Methods for the Pointing Accuracy of the Vehicle-Mounted Phased Array Radar Antenna

ZHU Chonghui, ZHAO Wen, HE Zhaopeng, ZOU Min, SHI Tongwu

(Shanghai Aerospace Electronic Technology Institute, Shanghai 201109, China)

Abstract: In response to the characteristics of high mobility of combat platforms, mechanical motion, complex terrain, and dynamic external environments, achieving high-precision antenna pointing is crucial for vehicle-mounted phased array radars to ensure accurate target positioning. Focusing on the antenna of vehicle-mounted phased array radars, this study investigates the sources of mechanical pointing errors and establishes error models for evaluation and sensitivity analysis. Combined with the engineering feasibility, the precision decomposition of each device is carried out, sensors are deployed to monitor deviations, while design-based precision compensation and safeguards are implemented from the design point of view. Precision testing is conducted for individual components and the integrated system under segmented conditions. Combined with the instrument accuracy and test data, antenna mechanical pointing errors are compensated. Validation is performed through two types of far-field experiments. Data comparison demonstrates that the proposed analysis and testing methodology enhances the accuracy and reliability of antenna mechanical pointing in vehicle-mounted phased array radars, offering valuable insights for engineering applications.

Key words: vehicle-mounted radar; mechanical pointing; precision analysis; test method

0 引言

车载雷达具有高集成、高机动、所处地形复杂等特点, 通过载车平台的调平装置、雷达升降装置、雷达俯仰装置、雷达方位转台等多个机构动作来实现车载雷达的工作展开状态和撤收运输状态

的转换^[1-4]。车载相控阵雷达要实现准确测量目标位置, 高精度的天线指向是必要条件; 而车载振动、冲击、风载荷等复杂运动场景下的多物理场耦合误差建模, 低成本硬件与高可靠、高精度需求的矛盾, 所处平台各装置的多样性和复杂性带来的加工、安装、传动误差及其综合作用, 这些都将影

响天线指向精度^[5-7]。

孙京、李岩等人以星载天线、光电设备为例,主要从天线、光电双轴指向机构的装配误差、方位运动误差、俯仰运动误差、热变形误差等方面进行了指向精度分析,未考虑星载平台带来的误差^[8-9]。张赟霞、韩旭等人以相控阵天线为例,从天线行间距、架设、热变形、机械转动误差、空气折射误差等方面进行指向精度分析,未考虑天线装载平台带来的误差^[10-11]。

目前较为常见的是在天线系统中增设导航/姿态仪设备,而车载雷达天线的高机动、小重量尺寸要求,使得该方案在车载雷达中工程实现较为困难。本文以某典型车载相控阵雷达为例,针对天线指向机械精度误差、标定误差进行研究,考虑载车平台、升降装置、高频箱天线等静结构的误差来源及补偿,再对各误差进行建模、敏感度分析、补偿。

1 车载雷达天线指向精度误差分析

如图1所示为相控阵雷达天线的展开工作状态,天线阵面安装在高频箱体70°倾角的面上,俯仰方向为电扫描;高频箱体安装在方位转台上,实现360°方位机械扫描;方位转台安装在升降装置上,实现天线架高;升降装置安装在载车平台上,载车平台在调平装置作用下调整至指定水平精度,进而实现雷达在野外阵地稳定工作。

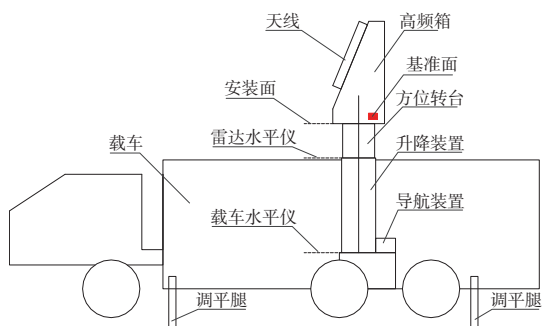


图1 车载雷达结构示意图

由图1可知,该雷达架设动作为载车调平→举升→方位旋转。天线指向精度误差按方向分为方位测角误差和俯仰测角误差,这两类误差按机械结构组成为各装置运动精度及其安装面的加工精度,包括:方位转台的伺服控制精度、动态水平度;升降装置的扭转精度;载车平台的调平精度,

以及各级装置安装面的加工精度等,如图2所示^[12]。根据雷达任务书指标,总体设计师结合经验与仿真计算,分配到天线方位测角机械精度误差为6',天线俯仰测角机械精度误差为6'。

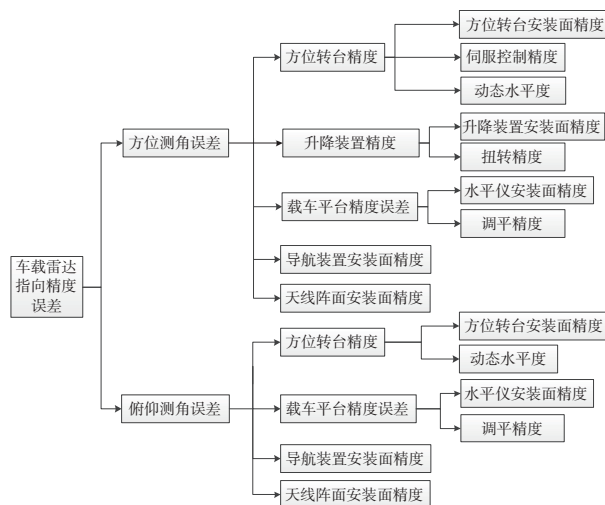


图2 车载雷达指向精度误差分解图

2 车载雷达天线指向精度设计与保证

2.1 机械指向精度的分解与建模

为明确各装置误差对天线指向精度的影响,先确定绝对坐标系,再根据各误差的特点建立总误差矩阵,将误差通过空间坐标变换转化到天线指向坐标系(误差坐标系)中,再选取雷达天线威力范围内的目标点,求得目标点在绝对坐标系和误差坐标系下,方位角度的差值和俯仰角度的差值,即为天线指向误差 E :

$$E = \prod_{i=1}^n E_i \quad (1)$$

式中, E 为总误差变换矩阵, E_i 为各系统误差变换矩阵, n 为误差变换矩阵个数。

天线指向误差 E 主要包括以下部分:1)载车调平后,横(X 方向)、纵(Y 方向)方向的误差 α_1 、 α_2 ,载车平台结构安装面形位公差产生的角度横(X 方向)、纵(Y 方向)偏差 α_3 、 α_4 ;2)升降装置的扭转误差 α_5 ,上、下安装面平行度产生的角度偏差 α_6 、 α_7 ;3)方位转台伺服控制误差 α_8 ,方位转台动态水平度误差 α_9 ;4)导航装置的平面度产生的角度偏差 α_{10} ;5)天线阵面的倾斜度误差产生的角度偏差 α_{11} 。

以载车所在位置建立绝对坐标系 O_1 。在载车调平状态下,沿坐标系 O_1 的 x 轴旋转 α_1 、沿 y 轴旋

转 α_2 后建立坐标系 O_2 ,变换矩阵为 E_1 (公式(2));沿坐标系 O_2 的 x 轴旋转 α_3 、沿 y 轴旋转 α_4 后,在举升机构底面建立坐标系 O_3 (平移距离量级与雷达威力相比很小,可忽略不计,下同),变换矩阵为 E_2 (公式(3));沿坐标系 O_3 的 z 轴平移 h 后,在举升机构顶面建立坐标系 O_4 ;沿坐标系 O_4 的 z 轴旋转 α_5 、 x 轴旋转 α_6 、沿 y 轴旋转 α_7 后建立坐标系 O_5 ,变换矩阵为 E_3 (公式(4));沿坐标系 O_5 的 z 轴旋转 α_8 、 x 轴旋转 α_9 后在方位转台回转支撑处建立坐标系 O_6 ,变换矩阵为 E_4 (公式(5));沿坐标系 O_6 的 z 轴旋转 α_{10} 、 x 轴旋转 α_{11} 后在天线中心建立坐标系 O_7 ,变换矩阵为 E_5 (公式(6))。各坐标系之间的转换如图3所示。

$$E_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \alpha_1 & -\sin \alpha_1 & 0 \\ 0 & \sin \alpha_1 & \cos \alpha_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \alpha_2 & 0 & \sin \alpha_2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\sin \alpha_2 & 0 & \cos \alpha_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$E_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \alpha_3 & -\sin \alpha_3 & 0 \\ 0 & \sin \alpha_3 & \cos \alpha_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \alpha_4 & 0 & \sin \alpha_4 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\sin \alpha_4 & 0 & \cos \alpha_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$E_3 = \begin{bmatrix} \cos \alpha_5 & -\sin \alpha_5 & 0 & 0 \\ \sin \alpha_5 & \cos \alpha_5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \alpha_6 & -\sin \alpha_6 & 0 \\ 0 & \sin \alpha_6 & \cos \alpha_6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$E_4 = \begin{bmatrix} \cos \alpha_7 & 0 & \sin \alpha_7 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\sin \alpha_7 & 0 & \cos \alpha_7 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \alpha_8 & -\sin \alpha_8 & 0 & 0 \\ \sin \alpha_8 & \cos \alpha_8 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \alpha_9 & -\sin \alpha_9 & 0 \\ 0 & \sin \alpha_9 & \cos \alpha_9 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$E_5 = \begin{bmatrix} \cos \alpha_{10} & -\sin \alpha_{10} & 0 & 0 \\ \sin \alpha_{10} & \cos \alpha_{10} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \alpha_{11} & -\sin \alpha_{11} & 0 \\ 0 & \sin \alpha_{11} & \cos \alpha_{11} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

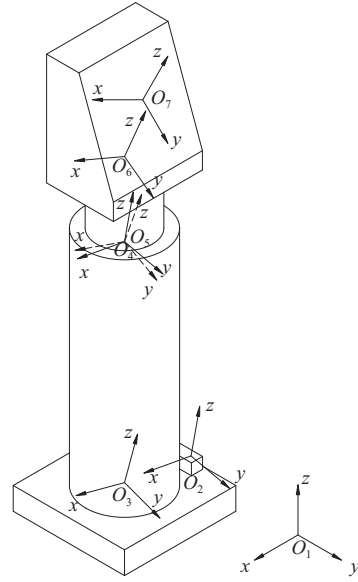


图3 载车-升降-方位式雷达天线坐标系示意图

为得到雷达实际工作时,雷达威力范围内,俯仰工作角度下,各方位角度的天线指向误差,沿坐标系 O_5 的 x 轴旋转 γ (在该雷达中,俯仰工作角度 γ 取 70°)、沿 z 轴旋转 β 得到实时天线指向坐标系,变换矩阵为 A :

$$A = \begin{bmatrix} \cos \gamma & -\sin \gamma & 0 & 0 \\ \sin \gamma & \cos \gamma & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \beta & -\sin \beta & 0 \\ 0 & \sin \beta & \cos \beta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

选取雷达初始状态的目标点 P_0 ,经过公式(8)计算后得到 P :

$$P_{(x,y,z)} = EAP_{0(x_0,y_0,z_0)} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} x & y & z & 1 \end{bmatrix}^T = EA \begin{bmatrix} x_0 & y_0 & z_0 & 1 \end{bmatrix}^T$$

式中: P_0 为雷达初始状态($\beta=0, \gamma=0$)时的坐标点,为 $[0 \ 0 \ R \ 1]$,其中 R 为雷达的威力范围半径; P 为考虑误差 E 因素的条件,俯仰工作角度下,不同方位角度的坐标值。

故雷达的方位指向误差 $\Delta\beta$ 和俯仰指向误差 $\Delta\gamma$ 为

$$\Delta\beta = \begin{cases} \beta_E - \beta = \arcsin(x/\sqrt{(x^2 + y^2)}) - \beta \\ (0^\circ \leq \beta < 90^\circ, 270^\circ \leq \beta < 360^\circ, \gamma = 70^\circ) \\ \pi - \beta_E - \beta = \pi - \arcsin(x/\sqrt{(x^2 + y^2)}) - \beta \\ (90^\circ \leq \beta < 270^\circ, \gamma = 70^\circ) \end{cases} \quad (9)$$

$$\Delta\gamma = \gamma_E - \gamma = \arccos(z/\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}) - \gamma$$

$$(0^\circ < \beta \leq 360^\circ, \gamma = 70^\circ) \quad (10)$$

式中, β_E 为当绝对坐标系的方位角度为 β 时, 天线指向坐标系下该点的方位角度; γ_E 为当绝对坐标系的俯仰角度为 γ 时, 天线指向坐标系下该点的俯仰角度; (x, y, z) 为该点在天线指向坐标系下的坐标。

2.2 机械指向精度分解

基于图2, 明确各项误差的取值范围和方向, 单独分析某项误差对指向精度的影响, 见表1。

表1 机械指向精度分解表

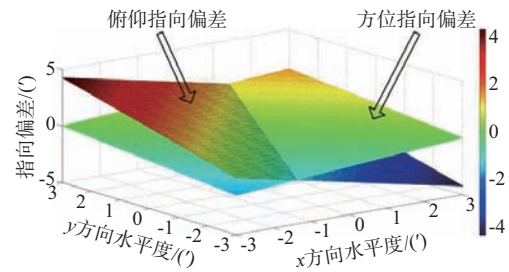
分系统	指标	方向
载车平台	调平精度 $\pm 3'$	$-3' \leq x \leq 3', -3' \leq y \leq 3'$
	位置公差: 水平仪安装面与升降装置安装面平行度 0.1 mm	
	形状公差: 载车水平仪安装面平面度 0.1 mm、升降装置安装面平面度 0.1 mm	$-3' \leq x \leq 3', -3' \leq y \leq 3'$
	扭转度 $3'$	$-3' \leq z \leq 3'$
升降装置	位置公差: 升降装置上下安装面平行度 0.1 mm	$-3' \leq x \leq 3', -3' \leq y \leq 3'$
方位转台	伺服控制精度 $1'$	$-1' \leq z \leq 1'$
	动态水平度 $1.5'$	$-1.5' \leq x \leq 1.5'$
导航装置	位置公差: 导航主机基准面与载车纵向中心线平行度 0.1 mm	$-1' \leq z \leq 1'$
天线阵面	位置公差: 安装面倾斜度 0.25 mm	$-0.5' \leq x \leq 0.5'$

1) 调平精度

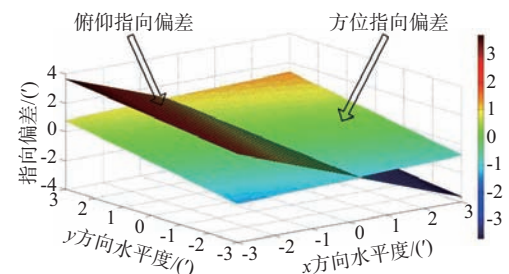
选定8个 β 值, 确定每个目标点 P_i 的坐标, 以 x 方向水平度 α_1 和 y 方向水平度 α_2 为自变量, 确认变换矩阵后再根据公式(9)和公式(10), 求得 $\Delta\beta$ 、 $\Delta\gamma$ 相对于 α_1 、 α_2 的函数, 如图4所示, 并取最大值记录在表2中。

表2 水平度引起的天线指向偏差表

方位角度/(°)	指向偏差(俯仰角度 70°)	
	方位指向偏差/(°)	俯仰指向偏差/(°)
0	1.09	3.00
15	1.34	3.67
30	1.49	4.10
45	1.54	4.24
60	1.49	4.10
75	1.34	3.67
90	1.09	3.00



(a) $\beta=15^\circ, \gamma=70^\circ$



(b) $\beta=45^\circ, \gamma=70^\circ$

图4 水平度与雷达指向偏差的关系

计算过程中发现, 天线指向误差随方位工作角度的增加满足周期变化的规律(周期 90°), 为简化计算量只取 $0^\circ \leq \beta \leq 90^\circ$ 范围内进行研究。将表2中数据分别进行拟合, 得到在工作角度下, 水平度引起的指向偏差最大值的分布情况, 如图5所示。

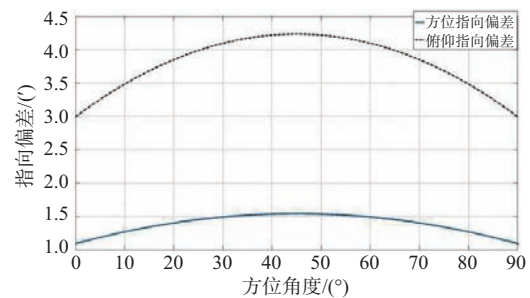


图5 水平度引起的指向偏差分布图

由图5可知, 在方位工作角度 ($0^\circ \sim 90^\circ$) 范围内, 俯仰指向偏差和方位指向偏差均是先增大后减小, 最大值均出现在方位 45° 的位置。

2) 结构安装面形位公差

水平仪、升降装置等结构安装面由于存在加工误差会产生形位公差, 根据表1可得, 经变换后的形位公差方向、取值与调平精度的取值一致, 误差矩阵相同, 故其对天线指向精度的影响也一致。升降装置上下安装面平行度对天线指向精度的影

响也采用同一计算方法。

3) 升降装置扭转度

升降装置采用多级伸缩缸筒结构,受加工装配因素影响,在举升过程中会产生扭转,该误差会直接影响天线的指向精度。计算方法同 1),求得 $\Delta\beta$ 、 $\Delta\gamma$ 相对于 α_5 的函数,得到扭转度与指向偏差的关系,如图 6 所示,扭转度对天线俯仰指向偏差无影响,方位指向偏差与扭转度呈正比例函数关系,斜率为 1。在方位工作角度 ($0^\circ \sim 360^\circ$) 范围内,方位指向偏差的最大值始终为 $3'$ 。

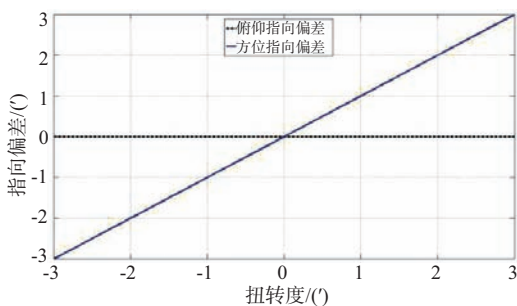


图6 扭转度与指向偏差的关系

4) 伺服控制精度

天线方位旋转由伺服系统驱动,采用负反馈的控制逻辑保证天线方位转动精度,数据齿轮的回差、编码器的误差、伺服的控制误差会直接作用在天线方位指向偏差上,计算方法与 3) 相同,伺服控制精度对天线俯仰指向偏差无影响,方位指向偏差与伺服控制精度呈正比例函数关系,斜率为 1。在方位工作角度 ($0^\circ \sim 360^\circ$) 范围内,方位指向偏差的最大值始终为 $1'$ 。导航主机安装面的位置公差对天线指向精度的影响也采用同一计算方法,变换矩阵相同,最终结果也相同。

5) 动态水平度

计算过程如 1),以动态水平度 α_7 为自变量,求得 $\Delta\beta$ 、 $\Delta\gamma$ 相对于 α_7 的函数,并取最大值记录在表中。计算过程中发现,天线指向偏差随方位工作角度的增加满足周期变化的规律,为简化计算量只取 $0^\circ \leq \beta \leq 180^\circ$ 范围内进行研究。

将表 3 数据进行拟合,得到在工作角度下,动态水平度引起的指向偏差的最大值分布情况,如图 7 所示。

表 3 动态水平度引起的指向偏差表

方位角度/(°)	指向偏差(俯仰角度 70°)	
	方位指向偏差/(')	俯仰指向偏差/(')
0	0	1.50
15	0.14	1.45
30	0.27	1.30
45	0.39	1.06
60	0.47	0.75
75	0.53	0.39
90	0.55	0
105	0.53	0.39
120	0.47	0.75
135	0.39	1.06
150	0.27	1.30
165	0.14	1.45
180	0	1.50

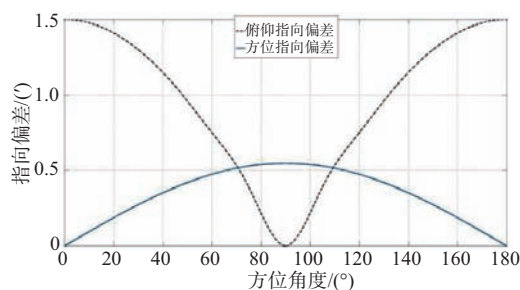


图7 动态水平度引起的方位指向偏差分布图

由图 7 可知,在方位工作角度 ($0^\circ \sim 180^\circ$) 范围内,俯仰指向偏差先减小后增大,最小值出现在方位 90° 的位置,最大值出现在方位 0° 和 180° 的位置;方位指向偏差先增大再减小,最大值出现在方位 90° 的位置,最小值出现在方位 0° 和 180° 的位置。

6) 天线阵面的位置公差

天线阵面的位置公差变换矩阵与动态水平度类似,但由于天线阵面安装在方位转台之上,故其不影响方位角度偏差,只影响俯仰角度偏差,在方位工作角度 ($0^\circ \sim 360^\circ$) 范围内,俯仰角度偏差最大值为定值 $0.5'$ 。

将公式 (1)~公式 (10) 编入 MATLAB 软件中, $\alpha_1 \sim \alpha_{11}$ 取最大值求解,得到各项误差共同作用对天线指向精度的影响,如图 8 所示。

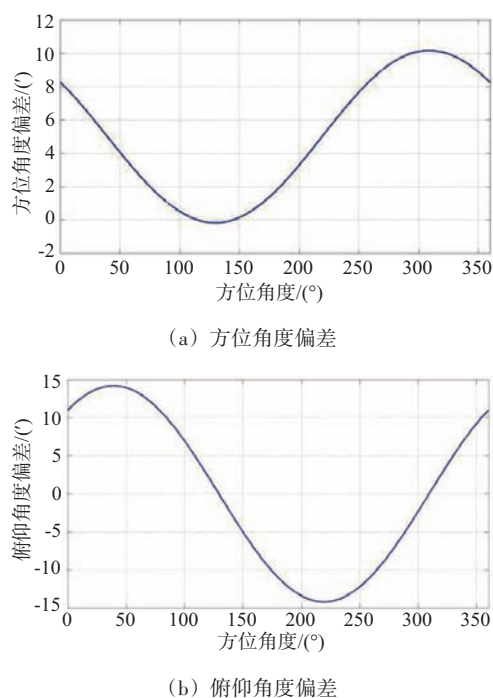


图8 天线指向偏差

由图8(a)可知,在方位工作角度($0^{\circ}\sim 360^{\circ}$)范围内,方位角度偏差先减小后增大,再减小,最大值出现在方位 309° ,为 $10.17'$;最小值出现在方位 130° ,为 $-0.17'$ 。由图8(b)可知,在方位工作角度($0^{\circ}\sim 360^{\circ}$)范围内,俯仰角度偏差先增大后减小,再增大,最大值出现在方位 39° ,为 $14.21'$;最小值出现在方位 219° ,为 $-14.21'$ 。

2.3 各装置精度指标设计与保证

2.3.1 载车平台

载车平台是雷达设备的承载平台,工作时调平设备将载车平台水平度控制在 $3'$ 内。为此,将载车水平仪、定位定向导航设备安装在升降设备前后两侧,并与升降设备底部安装基准面共面,且与底盘大梁固连。在水平仪旁设置一个标校水平仪安装面,与水平仪安装面共面;在定位定向导航设备旁,设置一个定向标校棱镜安装面,与底部安装面垂直,如图9所示。水平仪和定位定向导航设备均可实时反馈安装面的水平度,二者可以进行数据对比与校正。

2.3.2 升降装置

升降装置主要是将雷达天线举升至工作高

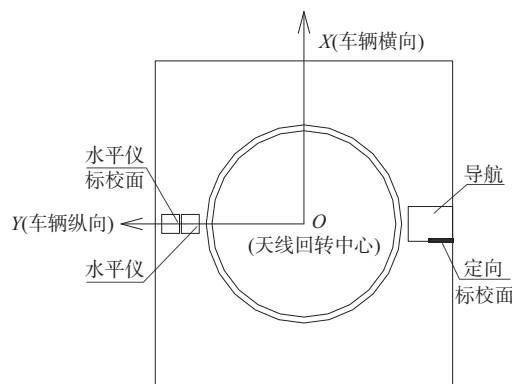


图9 载车平台传感器安装示意图

度,避免受周围建筑、树木影响。升降装置采用升降筒多级双作用油缸举升方式实现雷达天线举高;通过多级内置液压机械锁锁定、多个楔形定位机构过约束定位,实现高、低位时上下安装面的水平度误差 $3'$ 以内,高低位时上下安装面扭转误差 $3'$ 以内。

为此,将雷达水平仪安装在升降装置顶部,如图1所示,与方位转台安装基准面共面,可以实时检测升降装置上安装面的水平度,并将此数据实时上传至雷达显控台。

2.3.3 方位转台

方位转台主要由回转轴承、动力齿轮箱、数据齿轮箱和复合汇流系统等部件组成,实现天线、电子设备的光电液旋转导通,实现天线 360° 机械扫描、调转功能。方位转台的传动误差由传动齿轮的加工精度保证;传动回差在装配过程中通过调整齿轮中心距保证;动态水平度由回转轴承的齿隙、轴承端面的跳动及安装面的加工精度保证。上述3种误差在方位转台装配时可通过测量得到^[9]。

实际使用中,伺服系统通过编码器反馈的角度值实时修正天线的真实方位角度,即将传动误差、传动回差等合并成伺服控制误差。

2.3.4 高频箱、天线等静结构

高频箱为天线的主支撑部件,只需保证高频箱底部安装面的加工平面度,高频箱的 70° 倾角面的平面度、倾斜度。在高频箱内、底部设置一基准面,如图1所示;天线框架侧面设置一基准面,天线框架正面倾斜度设置若干标校点基准面,如图10所示。

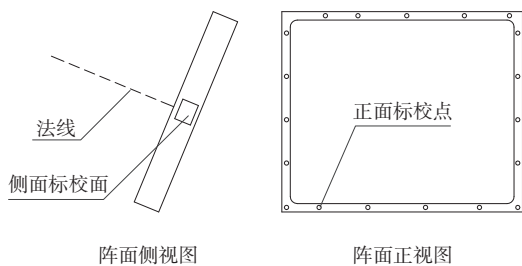


图10 天线阵面、标校面示意图

2.4 机械指向精度设计值

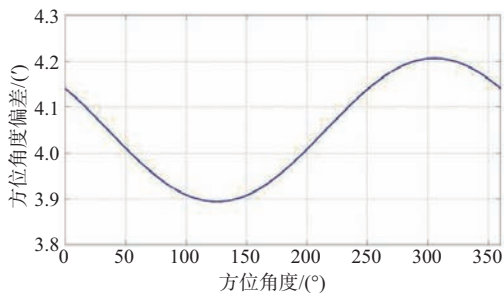
对 $\alpha_1 \sim \alpha_{11}$ 各项误差进行标定修正,修正后的 α_1 、 α_2 为水平仪的精度;修正后的 α_3 、 α_4 、 α_9 、 α_{10} 、 α_{11} 为激光跟踪仪的精度;修正后的 α_6 、 α_7 为标校水平仪的精度, α_5 、 α_8 无法进行实时监测标定,结果见表4。

表4 误差设计修正表

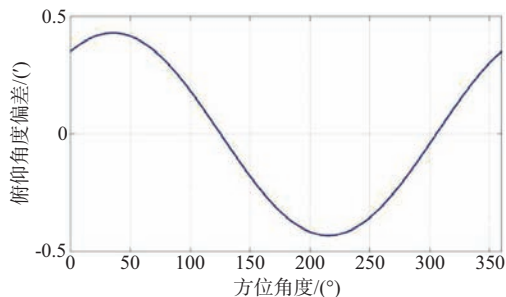
误差项目		修正前/(')	修正后/(')
调平精度(x方向)	α_1	3.0	0.10
调平精度(y方向)	α_2	3.0	0.10
载车平台形位公差(x方向)	α_3	3.0	0.05
载车平台形位公差(y方向)	α_4	3.0	0.05
升降装置扭转度	α_5	3.0	3.00
升降装置位置公差(x方向)	α_6	3.0	0.10
升降装置位置公差(y方向)	α_7	3.0	0.10
伺服控制精度	α_8	1.0	1.00
动态水平度	α_9	1.5	0.05
导航设备位置公差	α_{10}	1.0	0.05
天线阵面位置公差	α_{11}	0.5	0.05

将修正后 $\alpha_1 \sim \alpha_{11}$ 的最大值代入公式(1)~公式(10),得到修正后各项误差共同作用对天线指向精度的影响,如图11所示。

修正后方位角度偏差的最大值为4.21',最小值为3.89';俯仰角度偏差最大值为0.43',最小值



(a) 方位角度偏差



(b) 俯仰角度偏差

图11 修正后天线指向偏差

为-0.43'。与修正前天线指向偏差变化规律一致,虽然方位角度偏差最小值增大,但偏差值的幅值由10.34'降至0.32';俯仰角度偏差极值、幅值均大幅减小。故设计值能满足技术指标要求。

3 车载雷达天线指向精度测试与验证

3.1 机械精度测试

在各装置出厂前,机械加工精度(安装面)、装配精度,可在检验阶段使用三坐标测量仪进行测试并记录;升降装置的扭转精度在单机出厂前,可通过带载试验通过经纬仪进行测试并记录。该测试的意义是控制精度范围,防止总装结束后偏差过大。

阵面安装在高频箱上后,再与方位转台结合,组成天线系统,然后进行整车总装。整车总装后,在展开状态,使用激光跟踪仪测试阵面的倾斜角度、阵面侧面标校面与导航定向标校面的平行度,旋转一周,每45°记录一次。该测试的意义是记录数据,进行天线机械俯仰、方位误差的补偿修正;每年定期或重大任务前,测试并补偿修正。

3.2 基准面与传感器数据标校

在载车平台总装调试阶段,使用高精电子水平仪、陀螺寻北仪分别对载车水平仪(水平仪标校面)、导航定向进行标校,确保其精度达到要求。在整车总装结束后,使用高精电子水平仪,测试高频箱内基准面,在展开状态旋转一周,每45°记录一次,并同步记录雷达水平仪数据。该测试的意义是标校雷达水平仪,确定总装后的动态水平度;每年定期或重大任务前,测试并补偿修正。

3.3 天线指向精度补偿

将各测试数据进行汇总处理,结合测量仪器的精度,得出各误差项目的实际补偿修正值,如表5所示,再填入雷达显控补偿界面中完成天线机械指向精度的补偿修正。

表5 天线指向机械精度实际补偿表

项目	测试值/(′)	补偿修正值/(′)
调平精度(x 方向)	α_1	
调平精度(y 方向)	α_2	
载车平台形位公差(x 方向)	α_3	2.5
载车平台形位公差(y 方向)	α_4	2.4
扭转度	α_5	2.5
升降装置位置公差(x 方向)	α_6	2.6
升降装置位置公差(y 方向)	α_7	1.9
伺服控制精度	α_8	0.8
动态水平度	α_9	1.3
导航设备位置公差	α_{10}	0.8
天线阵面位置公差	α_{11}	0.5

注:伺服控制精度 α_8 ,使用工装将经纬仪固定在转台中心,360°一圈调转8次,观察远处固定点,经纬仪差值与调转值的差值,即为伺服控制精度。扭转度 α_5 测试方法同理。

3.4 远场测试验证

在远场,有以下两种方式进行测试验证:1)探测地标,车辆停放在已知坐标的点,探测多个已知坐标的静态地理目标,通过雷达数据录取解析获得探测静态目标的距离、方位数据,与静态地理目标相对车辆点位的距离和方位真值进行对比,即可测试验证天线方位精度。由于静态目标与车辆停放点的相对海拔高度差值较小,验证天线俯仰精度具有一定的局限性。2)探测靶机,车辆停放在已知坐标的点,探测携带北斗定位/GPS定位装置的固定翼/多旋翼靶机,靶机飞行一般为固定航线,航线相对雷达定高(海拔高度5 km以上),结合定向或定距(30 km以上),解析北斗/GPS数据真值和雷达探测值,即可对距离、方位、俯仰值进行比测验证。

将远场测试值分解得到天线指向机械精度总值,如表6所示,方位机械精度优于设计值、俯仰机

械精度劣于设计值;经过设计、测试、标定得到的补偿值,补偿至数据处理中,天线指向机械精度值优于指标要求。

表6 天线指向机械精度对比表

项目	远场测试值/(′)	分配值(指标要求)/(′)
方位机械精度	3.5	6
俯仰机械精度	1	6

4 结束语

车载相控阵雷达固定在载车平台上,经各类机构将雷达收拢至小包络尺寸内,载车高机动、机构运动、外部环境多变等因素都将导致雷达天线指向机械精度的下降。研究天线指向机械精度的来源、重要度分析、设计与保证、复测与补偿具有重要的意义。通过研究可以得出以下结论:

1) 车载相控阵雷达的天线指向机械精度误差,要全面考虑误差来源,包括载车平台的调平精度,升降机构的扭转、高低位水平精度,方位转台的伺服控制精度、动态水平度,高频箱、天线的加工、安装精度,导航设备的安装面加工安装、安装精度,以及各类传感器及标定传感器的精度。

2) 经误差建模分析,敏感度从大到小的顺序为:升降装置的扭转度、方位转台的动态水平度、载车水平度、装置的加工安装精度;只有升降装置的扭转度是个随机值,未做补偿,其余均可由水平仪、激光跟踪仪、陀螺经纬仪等设备进行测试和补偿修正。

3) 通过机械指向误差的来源、建模评估和敏感度分析,开展设计保证、复测和修正补偿,经过远场测试,天线机械指向精度达到了设计指标,该方法具有一定工程参考价值。后续可针对升降装置的扭转度在工程实现方面开展研究,进行补偿,进一步优化方位机械指向精度。

参考文献:

- [1] 刘志学. 高机动雷达的系统设计[J]. 雷达科学与技术, 2004, 2(2): 65-68.
- [2] 关宏山, 朱志远, 时海涛. 车载机动式测控站结构设计[J]. 雷达科学与技术, 2024, 22(4): 464-468.
- [3] MENG Qingqin, YANG Chunpeng, ZHOU Hanxuan, et al. Structural Enhancement and Thermal Deformation Analy-

- sis of Antenna Arrays in Vehicle-Mounted Phased Array Radar: A Heat Dissipation Perspective [J]. International Journal of Heat and Technology, 2023, 41(4):838-846.
- [4] CHEN Long, HONG Linfeng. Lightweight Design of a High Mobility Vehicle-Based Radar [C]//Third International Conference on Mechanical Design and Simulation, Xi'an, China: SPIE, 2023:1263904.
- [5] 马林, 杨文军, 程望东, 等. 精密跟踪测量雷达技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2024.
- [6] 唐宝富, 张轶群, 周金柱. 智能结构与相控阵雷达[M]. 北京: 科学出版社, 2022.
- [7] 刘炳辉, 程春红, 袁海平. 雷达结构精度影响因素与测量的分析研究[J]. 电子机械工程, 2019, 35(1):5-10.
- [8] 孙京, 马兴瑞, 于登云. 星载天线双轴定位机构指向精度分析[J]. 宇航学报, 2007, 28(3):545-550.
- [9] 李岩, 范大鹏. 光电稳定机构指向误差建模与敏感度分析[J]. 国防科技大学学报, 2008, 30(1):104-109.
- [10] 张赟霞, 任波. 一种地基相控阵天线指向系统性误差分析[J]. 微波学报, 2018, 34(4):16-21.
- [11] 韩旭, 于大群. 相控阵天线指向测量误差分析及消除方法研究[J]. 微波学报, 2023, 39(2):52-57.
- [12] 何文杰, 张增太, 房景仕, 等. 某测量雷达天线座轴系设计与精度测量[J]. 雷达科学与技术, 2021, 19(3):332-336.
- 作者简介:**
祝崇辉 男, 高级工程师, 主要研究方向为雷达结构总体。
赵文 男, 高级工程师, 主要研究方向为雷达结构总体。
贺照鹏 男, 工程师, 主要研究方向为雷达结构总体。
邹敏 女, 研究员, 主要研究方向为雷达总体。
石同武 男, 研究员, 主要研究方向为雷达结构总体。
- (上接第568页)
- [3] LAMBOUR R, RAJAN N, MORGAN T, et al. Assessment of Orbital Debris Size Estimation from Radar Cross-Section Measurements [J]. Advances in Space Research, 2004, 34(5):1013-1020.
- [4] 于春锐, 梁甸农, 董臻, 等. 基于窄带雷达 RCS 序列的空间目标尺寸估计[J]. 空间科学学报, 2010, 30(3):250-254.
- [5] 刘芑, 韩飞, 曾惠忠, 等. 一箭多星发射微小卫星构型设计[J]. 航天器工程, 2020, 29(5):57-64.
- [6] 刘江, 田宗军, 徐欣, 等. 一种适合组批部署的小卫星构型与结构设计[J]. 航天器工程, 2023, 32(5):63-68.
- [7] 季鹏飞, 张煜晨, 华松逸, 等. “星链”卫星低成本建设因素及方法研究[J]. 科技创新与生产力, 2023, 44(10):36-39.
- [8] 于兴伟, 张学文, 侯鑫宇, 等. 基于窄带 RCS 数据的低速旋转空间目标识别研究[J]. 现代雷达, 2022, 44(7):75-81.
- [9] MAHAFFZA B R. Radar Systems Analysis and Design Using Matlab [M]. USA: CRC Press, 2000.
- [10] 高治明, 罗子娟, 李雪松, 等. 卫星辅助的无人机视觉惯性自主定位方法[J]. 导航与控制, 2024, 23(2):41-50.
- [11] 李心草, 倪培双, 裴昊, 等. 基于 ISAR 图像的空间卫星目标姿态估计 [C]//2024 年全国微波毫米波会议, 北京: 中国电子学会, 2024:338-340.
- 作者简介:**
张显 男, 硕士, 工程师, 主要研究方向为信号处理、目标识别。
杨波威 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为卫星通信网络、人工智能技术。

(上接第576页)

- Research Program (USGS), 2014.
- [19] LI Jianhui, LIU Hai, MENG Xu, et al. Ancient Ocean Coastal Deposits Imaged on Mars [J]. Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America, 2025, 122(9):e2422213122.

作者简介:

段迪文 男, 硕士研究生, 主要研究方向为探地雷达无损检测和深空探测。

孟旭 男, 博士, 讲师, 主要研究方向为探地雷达无

损检测、数字信号处理和探月雷达数据反演。

刘海 男, 博士, 教授, 主要研究方向为城市工程物探、无损检测和深空探测。

李鉴辉 男, 博士研究生, 主要研究方向为探地雷达数据处理、深空探测和火星地质解释。

刘超 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为大型地下工程施工及维护和地下工程智慧感知及智能施工。

王向宇 男, 博士, 主要研究方向为探地雷达成像和数据反演。



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。

中国科学技术信息研究所

Institute of Scientific and Technical Information of China

北京复兴路 15 号 100038

www.istic.ac.cn

2024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



雷达科学与技术

Leida Kexue yu Jishu
(双月刊 • 2003 年创刊)
2025 年 第 23 卷 第 5 期

Radar Science and Technology

(Bimonthly • Started in 2003)
Vol.23 No.5 2025

主管单位 中国电子科技集团公司

主办单位 中国电子科技集团公司第三十八研究所

编辑出版 《雷达科学与技术》编辑部

通信地址 安徽省合肥市 9023 信箱 60 分箱

邮政编码 230088

电 话 (0551) 65391270

电子信箱 radarst@163.com

网 址 <http://radarst.ijournal.cn>

印 刷 合肥添彩包装有限公司

发 行 《雷达科学与技术》编辑部

发行范围 国内外公开发行

Competent Authorities China Electronics Technology Group Corporation

Sponsored by The 38th Research Institute of
China Electronics Technology Group Corporation

Edited & Published by Editorial Department of Radar Science
and Technology

Address P.O.Box 9023-60, Hefei, China

Postcode 230088

Telephone (0551)65391270

E-mail radarst@163.com

Website <http://radarst.ijournal.cn>

Printed by Hefei Tiancai Packaging Co., Ltd.

Distributed by Editorial Department of Radar Science
and Technology

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