

方位多脉冲互补的SAR抗间歇采样转发干扰低旁瓣波形与滤波器联合设计方法

钟鸣远 安洪阳* 武俊杰* 娄明悦 米彦松 陈绍桦 李中余 杨建宇

(电子科技大学信息与通信工程学院 成都 611731)

摘要: 针对合成孔径雷达(SAR)在抗间歇采样转发干扰(ISRJ)时, 现有抗干扰波形成像旁瓣高的问题, 该文提出利用SAR多脉冲积累成像所带来的方位自由度, 通过多脉冲互补同时提升抗干扰与成像低旁瓣能力, 首先构建了方位多脉冲互补模式下的SAR点扩展函数(PSF)信号模型, 在此基础上, 建立了以最大化干扰抑制性能与最小化PSF旁瓣水平为核心目标的非凸多目标联合优化模型。为求解该复杂非凸优化问题, 该文设计了一种二维联合优化抗ISRJ互补波形算法。该算法采用交替迭代优化框架将原问题解耦为波形与滤波器两个子问题, 通过闭式更新实现波形与滤波器的协同设计。实验结果表明, 相较于现有传统单波形抗干扰方法的最优结果, 该文所提方法将干扰积分电平比(JILR)和干扰峰值电平比(JPLR)分别提升了12.85 dB和3.83 dB, 同时将积分旁瓣比(ISLR)和峰值旁瓣比(PSLR)改善了24.96 dB和11.40 dB。该文方法不仅显著提升了抗干扰性能, 同时有效抑制了距离旁瓣与距离-方位耦合旁瓣, 显著改善了复杂电磁干扰环境下的合成孔径雷达成像质量。

关键词: 合成孔径雷达; 间歇采样转发干扰; 互补波形; 非匹配滤波器; 旁瓣抑制

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2026)x-0001-16

DOI: 10.12000/JR26123

CSTR: 32380.14.JR26123

引用格式: 钟鸣远, 安洪阳, 武俊杰, 等. 方位多脉冲互补的SAR抗间歇采样转发干扰低旁瓣波形与滤波器联合设计方法[J]. 雷达学报(中英文), 待出版. doi: 10.12000/JR26123.

Reference format: ZHONG Mingyuan, AN Hongyang, WU Junjie, *et al.* Azimuth multipulse complementary joint design for SAR anti-isrj and low sidelobe[J]. *Journal of Radars*, in press. doi: 10.12000/JR26123.

Azimuth Multipulse Complementary Joint Design for SAR Anti-ISRJ and Low Sidelobe

ZHONG Mingyuan AN Hongyang* WU Junjie* LOU Mingyue
MI Yansong CHEN Shaohua LI Zhongyu YANG Jianyu

(School of Information and Communication Engineering, University of Electronic Science and Technology of
China, Chengdu 611731, China)

Abstract: To address the high imaging sidelobe levels associated with existing antijamming waveform design methods for Synthetic Aperture Radar (SAR) under Interrupted-Sampling Repeater Jamming (ISRJ), this paper exploits the degrees of freedom provided by coherent multipulse integration in SAR imaging. Multipulse complementarity enables simultaneous improvement of antijamming capability and low-sidelobe imaging performance. Specifically, an SAR Point Spread Function (PSF) signal model is first established for the azimuth multipulse complementary waveform mode. Based on this model, a nonconvex multiobjective joint optimization

收稿日期: 2026-07-06; 改回日期: 2026-08-12; 网络出版: 2026-xx-xx

*通信作者: 武俊杰 junjie_wu@uestc.edu.cn; 安洪阳 anhongyanga@163.com

*Corresponding Authors: WU junjie, junjie_wu@uestc.edu.cn; AN Hongyang, anhongyanga@163.com

基金项目: 国家自然科学基金(62431008, 62471098), 雷达探测感知全国重点实验室开放基金(2401074240410)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (62431008, 62471098), The Foundation of National Key Laboratory of Radar Detection and Sensing (2401074240410)

责任编辑: 黄岩 Corresponding Editor: HUANG Yan

©The Author(s) 2026. This is an open access article under the CC-BY 4.0 License

(<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)

framework is developed to maximize jamming suppression and minimize PSF sidelobe levels. To solve this challenging optimization problem, a two-Dimensional Joint Optimization of Complementary waveforms for Anti-ISRJ (2D-JOCA) algorithm is proposed. By adopting an alternating iterative optimization framework, the algorithm decomposes the original problem into two subproblems—waveform and filter optimization—and achieves their cooperative design through closed-form updates. Experimental results demonstrate that, compared with the best results of existing traditional single-waveform antijamming methods, the proposed approach improves the jamming integrated level ratio and jamming peak level ratio by 12.85 and 3.83 dB, respectively, while reducing the integrated sidelobe ratio and peak sidelobe ratio by 24.96 and 11.40 dB, respectively. The proposed approach not only significantly enhances antijamming capability but also effectively suppresses range sidelobes and range–azimuth coupled sidelobes, thereby improving SAR imaging quality in complex electromagnetic interference environments.

Key words: Synthetic Aperture Radar (SAR); Interrupted Sampling Repeater Jamming (ISRJ); Complementary waveform; Mismatched filter; Sidelobe suppression

1 引言

合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)具备全天时、全天候、高分辨对地观测能力,已广泛应用于军事侦察、海洋监视、灾害评估和资源勘探等领域^[1-3]。随着电磁环境日益复杂,SAR系统面临各类有源相干干扰的严重威胁。目前,针对SAR的有源干扰主要分为压制性干扰与欺骗性干扰两大类^[4]。在众多先进干扰样式中,特别是基于数字射频存储(Digital Radio Frequency Memory, DRFM)的间歇采样转发干扰(Interrupted Sampling Repeater Jamming, ISRJ),能够通过截获、存储、调制和转发雷达信号,在SAR图像中形成虚假目标或遮蔽区域,显著削弱SAR图像解译和目标检测能力^[5-7]。

针对抗间歇采样转发干扰的问题,现有的技术途径主要可归纳为接收端被动处理、发射端主动设计和发射波形与接收滤波器的联合设计3类研究。对于接收端被动处理方法,其主要策略是基于信号或图像特征进行干扰滤除或重构。文献^[8]联合干扰感知与精确提取干扰参数,实现了参数化的干扰重构与消除;文献^[9,10]利用特征滤波技术,在匹配滤波前剔除了波形域中的干扰成分;文献^[11]引入深度学习,采用自监督学习感知SAR图像中的纹理异常以实现干扰抑制;文献^[12]将交替方向乘子法(Alternating Direction Method of Multipliers, ADMM)展开为可解释的深度神经网络,有效解决了传统压缩感知人工调参的难题;文献^[13]提出了复数域快速迭代收缩阈值算法网络(Complex-Valued Fast Iterative Shrinkage-Thresholding Algorithm Network, CV-FISTA-Net),通过残差学习与迁移学习策略,显著增强了信号保真度及对动态干扰的鲁棒性;文献^[14]构建了端到端的抗干扰

检测模型,无需估计干扰参数即可直接从受干扰回波中识别真实目标。

然而,接收端被动处理可以利用的自由度极其有限,不仅难以应对低信噪比、低信干比的场景,还会因滤波产生较高的旁瓣。对于雷达发射端主动设计方法,其核心思路是增加波形维度的自由度,从而提高真实目标回波与干扰信号之间的可分离性。文献^[15]主动引入了脉内正交编码;文献^[16]利用了脉间与脉内频点捷变技术;文献^[17]则采用了脉内频率编码联合调频斜率捷变等波形自由度;文献^[18]引入了认知雷达架构,通过在线贪心搜索动态划分正交的掩护与探测子脉冲,实现了迷惑干扰与目标探测的有效兼顾。对于收发联合设计方法,其优势在于同时挖掘收发两端的自由度,最大程度地抑制干扰能量。文献^[19]提出了波形与非匹配滤波器的联合设计的方法;文献^[20]基于主分量最小化(Majorization-Minimization, MM)算法实现了抗干扰序列的高效生成;文献^[21]对联合优化算法做出了进一步改进。文献^[22]将该联合设计技术引入SAR系统,验证了收发联合设计在抗ISRJ成像中的有效性。

为了进一步拓展抗干扰的自由度,研究人员开始引入多脉冲处理的思想。例如,文献^[23-25]分别将脉间波形捷变、多普勒容忍恒模互补波形、完全互补码引入抗ISRJ领域,进一步抑制了干扰能量。然而,现有体制设计的波形在直接应用于二维成像时距离向旁瓣较高,高旁瓣在复杂场景中极易导致强散射点遮蔽弱目标,严重降低成像质量^[26,27]。多脉冲互补体制的高自由度为破解该难题提供了新思路,文献^[28]表明合理设计的互补波形在保持距离分辨率的同时能大幅降低SAR距离旁瓣;文献^[29]进一步提出了面向SAR旁瓣抑制的互补波形设计方法,通过点扩展函数(Point Spread Function,

PSF)赋形显著降低了成像旁瓣。综上所述,现有抗ISRJ波形因受限于距离旁瓣与距离-方位耦合旁瓣高的问题,难以满足复杂场景的高质量成像需求。如何基于PSF发掘多脉冲体制自由度,设计出兼顾ISRJ抑制与低旁瓣的联合优化方案,是当前亟待解决的关键问题。

因此,针对抗ISRJ与低旁瓣成像的双重需求,本文提出一种方位多脉冲互补的SAR抗间歇采样转发干扰低旁瓣波形与滤波器联合设计方法。该方法的核心思路在于协同利用发射端脉间互补捷变特征与接收端非匹配滤波自由度。一方面,利用跨脉冲的波形捷变打乱干扰信号的相位历程,迫使干扰能量在方位向聚焦时发生非相干积累;另一方面,在多脉冲相干积累过程中,通过PSF赋形使得距离旁瓣在方位脉压后实现互补相消。本文基于多脉冲互补机制构建了点扩展函数信号模型与干扰模型,并在建模中施加了恒模约束、频谱约束以及主瓣一致性约束,综合建立了非凸的多目标联合优化模型。针对该复杂非凸优化问题,本文提出了二维联合优化抗ISRJ互补波形(Two-Dimensional Joint Optimization of Complementary waveforms for Anti-ISRJ, 2D-JOCA)算法。该算法通过交替迭代框架将原问题解耦为波形与滤波器两个子问题,在求解过程中高效地处理了非凸的恒模约束集合与频谱约束集合,通过闭式更新实现波形与滤波器的协同设计。仿真结果表明,所提方法在显著提升抗干扰性能的同时,有效压制了距离旁瓣与距离-方位耦合旁瓣,显著提升了复杂电磁干扰环境下的SAR成像质量。

2 方位脉冲互补捷变下的抗ISRJ的问题建模

为兼顾抗间歇采样转发干扰与低旁瓣成像的双重需求,本节围绕方位多脉冲互补展开信号建模与优化问题的构建。首先,建立非匹配滤波体制下的SAR点扩展函数模型;其次,针对抗ISRJ场景,建立多脉冲体制下的干扰信号模型;最后,综合干扰抑制和低旁瓣需求,构建波形与接收滤波器的联合优化模型。

2.1 SAR波形捷变模式下点扩展函数建模

SAR点扩展函数代表系统对点目标的二维冲激响应,它突破了一维相关的局限,直观反映了旁瓣分布规律,是判断实际成像质量的依据。基于此,本文考虑雷达以正侧视模式工作,系统在一个合成孔径的时间内以 M 个方位时刻采集回波。不同于传统SAR在每个脉冲重复间隔发射相同波形,波形捷

变模式下第 m 个方位时刻发射的波形记为 x_m , $m = 1, 2, \dots, M$ 。其观测几何场景如图1所示。

考虑发射波形为相位编码波形,其离散形式可以表示为

$$\mathbf{x}_m = [x_{1m} \ x_{2m} \ \dots \ x_{Nm}]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1} \quad (1)$$

其中, N 为相位编码的码长,满足恒模约束, $|x_{nm}| = 1, n \in \mathcal{N} = \{1, 2, \dots, N\}$ 。

为抑制间歇采样转发干扰,本文引入非匹配滤波器^[20]。第 m 个脉冲对应的非匹配滤波器记为:

$$\mathbf{h}_m = [h_{1m} \ h_{2m} \ \dots \ h_{Nm}]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1} \quad (2)$$

其中,非匹配滤波器满足能量约束 $\mathbf{h}_m^H \mathbf{h}_m = N$ 。

SAR进行距离向脉冲压缩后,其离散形式可表示为

$$\mathbf{c}_m(k) = \mathbf{h}_m^H \mathbf{J}_k \mathbf{x}_m, k = -(N-1), -(N-2), \dots, N-1 \quad (3)$$

其中, $\mathbf{J}_k$ 为移位矩阵,其元素满足:若 $j-i=k$ 时, $\mathbf{J}_k(i, j) = 1$; 否则 $\mathbf{J}_k(i, j) = 0$ 。当 $k=0$ 时, $\mathbf{c}_m(0) = \mathbf{h}_m^H \mathbf{x}_m$ 即为脉冲压缩主瓣峰值。

方位压缩后, SAR点扩展函数可表示为^[29]

$$\text{PSF}(k, a) = \sum_{m=1}^M \mathbf{c}_m(k) \mathbf{g}_m(a) \quad (4)$$

其中, $\mathbf{g}_m(a)$ 为方位匹配滤波第 a 个输出对第 m 个脉冲的响应系数,由SAR方位多普勒历程决定。

2.2 间歇采样转发干扰信号模型

间歇采样转发干扰机对SAR发射信号进行间断采样和转发。传统单波身体制下,间歇采样信号为矩形包络脉冲串,其离散形式记为 $\mathbf{p} = [p_1 \ p_2 \ \dots \ p_N]^T$,其中 $p_n \in \{0, 1\}$, $p_n = 1$ 表示波形的第 n 个码片被采样。对于多脉冲体制,设第 m 个方位脉冲对应的离散采样向量为 $\mathbf{p}_m = [p_{m,1} \ p_{m,2} \ \dots \ p_{m,N}]^T$,其中 $p_{m,n} \in \{0, 1\}$ 。 $p_{m,n} = 1$ 表示第 m 个脉

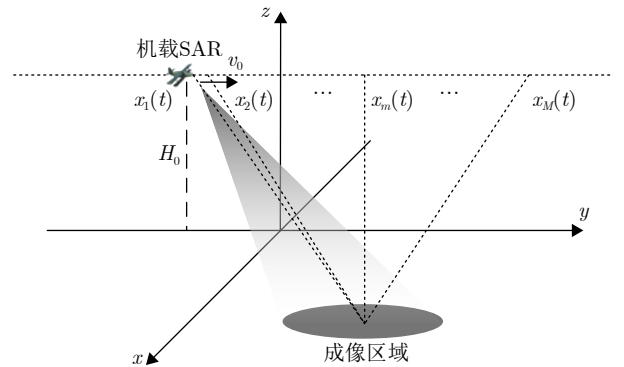


图1 机载SAR波形捷变模式观测几何示意图

Fig. 1 Schematic diagram of observation geometry for airborne SAR waveform agility mode

冲的第 n 个码片被采样。向量 $\mathbf{p}_m$ 的具体元素分布由二维间歇采样转发干扰的距离向占空比、方位向占空比、采样间隔和采样上升沿联合决定。通过引入随 m 变化的 $\mathbf{p}_m$, 即可在离散模型中完整表征二维采样的动态特性。则第 m 个脉冲对应的ISRJ信号离散形式可表示为

$$\mathbf{x}_{\text{jam},m} = \mathbf{x}_m \odot \mathbf{p}_m \quad (5)$$

其中, $\odot$ 表示Hadamard积。

ISRJ回波经非匹配滤波器 $\mathbf{h}_m$ 处理后的输出可利用矩阵表示。定义ISRJ卷积矩阵^[22]:

$$\Phi_{j,m} = \begin{bmatrix} p_N x_{N m} & \cdots & p_1 x_{1 m} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & p_1 x_{1 m} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & p_N x_{N m} & \cdots & p_1 x_{1 m} \end{bmatrix}^H \quad (6)$$

则ISRJ信号经非匹配滤波器的输出为

$$\mathbf{s}_m = \Phi_{j,m} \mathbf{h}_m \quad (7)$$

其积分能量为

$$E_{\text{jam},m} = \mathbf{h}_m^H \Phi_{j,m}^H \Phi_{j,m} \mathbf{h}_m \quad (8)$$

ISRJ信号脉冲压缩输出峰值可表示为

$$r_m = (\mathbf{h}_m \odot \mathbf{p}_m)^H \mathbf{x}_m \quad (9)$$

2.3 联合优化问题建模

基于前文建立的信号模型与干扰模型分析可知, 多脉冲体制具备实现旁瓣互补抵消以及干扰能量非相干积累的理论潜力。如图2所示, 本文构建的波形-滤波器联合设计框架旨在充分利用优势, 具体实现以下3个目标: (1)抗间歇采样转发干扰: 通过联合设计非匹配滤波器, 利用波形捷变自由度抑制ISRJ的积分能量与峰值能量, 实现对干扰的高效抑制; (2)旁瓣抑制: 利用互补波形设计特性, 针对SAR点扩展函数进行整形优化, 从根本上压制距离旁瓣及距离-方位耦合旁瓣; (3)确保回波方位相干积累: 通过施加主瓣一致性约束, 保持各脉冲压缩主瓣峰值的幅相稳定性, 确保SAR系统在方位维的相干积累性能。

(1) 抗间歇采样转发干扰建模

传统单波形体制下, 由于缺乏脉间调制自由度, ISRJ信号往往具有跨脉冲的强相位一致性, 在SAR方位向处理时极易产生相干叠加。针对此问题, 本文利用多脉冲互补体制的脉间捷变优势来破坏干扰信号的相干, 在联合设计中引入随机相位和小幅值约束^[22], 将干扰峰值的目标值设为 $c e^{i\theta_m}$, 其中 c 为趋近于零的小正数, θ_m 为随机相位。通过最小化 $|(\mathbf{h}_m \odot \mathbf{p}_m)^H \mathbf{x}_m - c e^{i\theta_m}|^2$, 可使干扰峰值在各

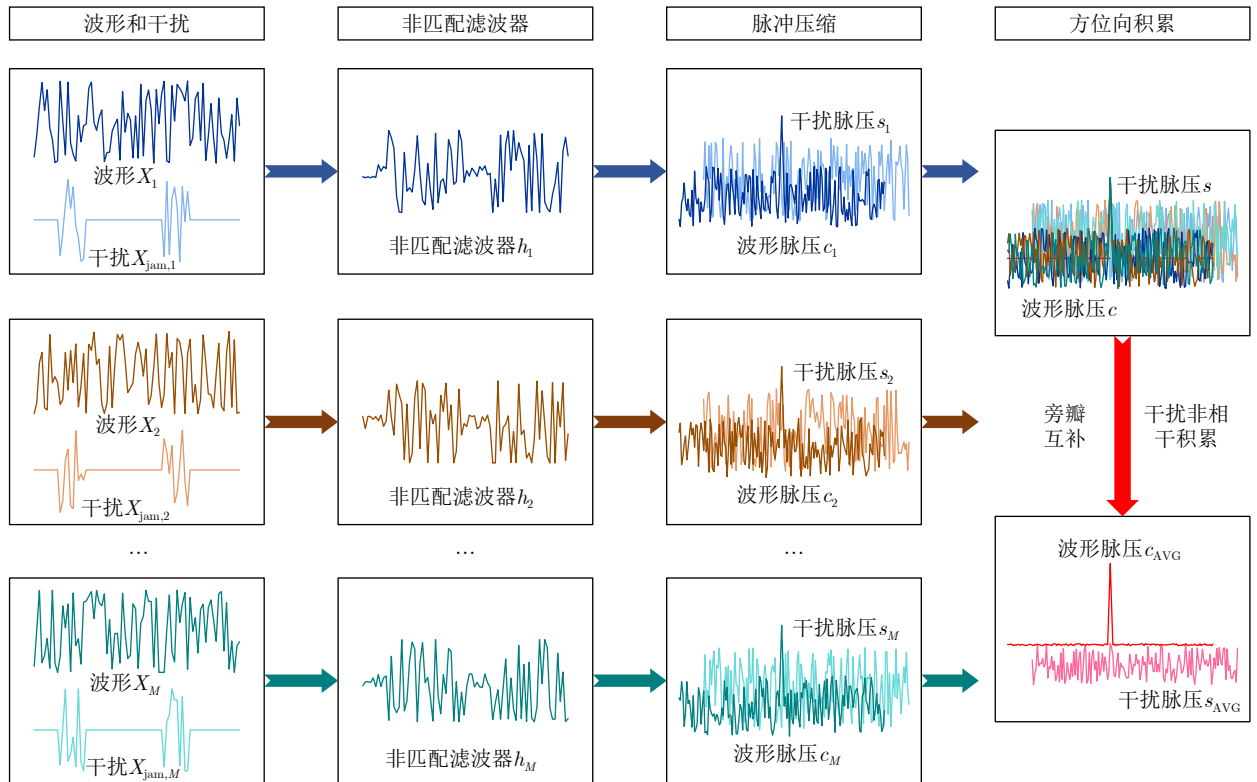


图2 二维联合优化抗ISRJ互补波形与滤波器联合处理架构

Fig. 2 Joint processing architecture of two-dimensional jointly optimized anti-ISRJ complementary waveforms and filters

脉冲间呈现随机的相位，从而在方位压缩后无法相干积累，有效抑制干扰成像。

针对该多脉冲体制，ISRJ抑制的总代价函数被设计为包含干扰积分能量项与干扰峰值控制项的组合形式：

$$f_{\text{ISRJ}}(\mathbf{X}, \mathbf{H}) = \sum_{m=1}^M \left[\mathbf{h}_m^H \Phi_{j,m}^H \Phi_{j,m} \mathbf{h}_m + \lambda_2 \left| (\mathbf{h}_m \odot \mathbf{p}_m)^H \mathbf{x}_m - c e^{j\theta_m} \right|^2 \right] \quad (10)$$

其中， $\lambda_2 > 0$ 为干扰峰值控制权重， c 为预设的小正数， $\theta_m \in [0, 2\pi)$ 为随机相位。第1项最小化ISRJ信号经非匹配滤波后的积分能量，第2项将干扰峰值压制至幅度 c 并强制施加随机相位。

(2) 点扩展函数旁瓣抑制建模

常规单波身体制下，受限于有限的自由度，单波形对距离旁瓣的抑制能力十分有限^[29]。为突破单波形瓶颈，引入多脉冲互补体制。该体制利用方位向自由度，使不同脉冲的距离旁瓣在方位聚焦后相干相消，从而在保持距离分辨率的同时大幅抑制成像旁瓣。对于式(4)，通过设计点扩展函数 $k \neq 0$ 且 $a = 0$ 的区域，即可实现对距离向旁瓣的抑制。

此外，由于多脉冲脉间波形的不一致性，其距离旁瓣在方位压缩后难以相干对齐，对于式(4)，在 $k \neq 0$ ， $a \neq 0$ 处会产生距离-方位耦合旁瓣，这类耦合旁瓣会抬升图像背景、掩盖弱散射目标，并降低SAR图像动态范围^[29]。

为抑制距离旁瓣与距离-方位耦合旁瓣，推广文献^[29]中基于匹配滤波的PSFWISL指标，定义非匹配滤波下的点扩展函数加权积分旁瓣(PSFWISL)为

$$f_{\text{PSF}}(\mathbf{X}, \mathbf{H}) = \sum_{\substack{k=-(N-1) \\ k \neq 0}}^{N-1} \sum_{a=1}^M \omega(k, a) \cdot \left| \sum_{m=1}^M (\mathbf{h}_m^H \mathbf{J}_k \mathbf{x}_m) \mathbf{g}_m(a) \right|^2 \quad (11)$$

其中， $\omega(k, a) \geq 0$ 为旁瓣权重函数， $\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1 \ \mathbf{x}_2 \ \dots \ \mathbf{x}_M]$ ， $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \dots \ \mathbf{h}_M]$ 。

(3) 回波信号方位相干积累建模

在传统单波形SAR中，所有脉冲使用相同的波形和匹配滤波器，脉冲压缩主峰 $|x|^2 = N$ 为固定实数，方位聚焦可通过方位匹配滤波器实现。然而，在波形捷变模式下采用非匹配滤波器时，每个脉冲的主瓣峰值为 $\mathbf{h}_m^H \mathbf{x}_m$ ，该值的幅度和相位可能随脉冲变化。若主瓣峰值的幅度和相位不一致，一方面，幅度的跨脉冲无规律起伏会直接扭曲对目标真

实散射系数的估计；另一方面，相位的随机变化则会在目标位置引入额外的方位调制，破坏多普勒历程的相参性，导致SAR的方位向不能相干积累。因此，为保证波形捷变与非匹配滤波器联合设计后仍能实现SAR相干成像并真实还原目标的辐射特性，可以施加如下主瓣峰值一致性约束：

$$\mathbf{h}_m^H \mathbf{x}_m = b, m = 1, 2, \dots, M \quad (12)$$

其中， b 为预设的正实数常量。考虑到直接求解该严格等式约束的高维非凸优化问题极其困难，为了方便后续算法的求解，该硬约束在实际构建总目标函数时将以罚函数的软约束形式出现。

该约束确保了所有脉冲的脉压主瓣峰值具有相同的幅度和零相位，从而目标的多普勒历程不受波形捷变的影响，方位聚焦可采用标准的方位匹配滤波实现。此外， b 的取值决定了非匹配滤波信号处理增益，对于脉冲压缩，匹配滤波是白噪声环境下的最优滤波器，能够得到最大的信号处理增益。非匹配滤波器则能够以信号处理增益的损耗为代价抑制旁瓣，因此在联合设计问题中，应进一步充分考虑对信号处理增益损耗的控制。信号处理增益损耗是非匹配滤波SNR和匹配滤波SNR的比值，其表达式为

$$\text{LPG} = 10 \lg \frac{|\mathbf{h}_m^H \mathbf{x}_m|^2}{(\mathbf{h}_m^H \mathbf{h}_m)(\mathbf{x}_m^H \mathbf{x}_m)} = 10 \lg \frac{b^2}{N^2} \quad (13)$$

因此，为限制非匹配滤波器带来的信噪比损失，同时实现的主瓣相位一致性约束，基于罚函数方法引入代价函数：

$$f_{\text{main}}(\mathbf{X}, \mathbf{H}) = \sum_{m=1}^M |\mathbf{h}_m^H \mathbf{x}_m - b|^2 \quad (14)$$

其中， $b > 0$ 为预设主瓣峰值。

该惩罚项迫使所有脉冲的脉压主瓣峰值趋近于固定正实数 b ，从而保证方位聚焦的相参性。 b 的取值应根据实际应用场景所能允许的最大信噪比损失确定。

为了保证所提联合设计方案的工程实用性，必须对发射波形与接收滤波器施加相应的物理约束。首先，出于最大化发射功率与提升高功率放大器工作效率的工程考虑，发射波形需满足严格的恒模约束；其次，为控制非匹配滤波带来的噪声放大，还需对接收滤波器实施能量约束；最后，为满足系统的带限要求，引入频谱兼容约束以限制信号的带外能量。

综合上述代价函数及约束，利用Pareto优化框架，联合波形与非匹配滤波器设计的优化问题建模为

$$\begin{aligned}
\min_{\{\mathbf{x}_m, \mathbf{h}_m\}_{m=1}^M} \quad & \varepsilon \sum_{\substack{k=-(N-1) \\ k \neq 0}}^{N-1} \sum_{a=1}^M \omega(k, a) \\
& \left| \sum_{m=1}^M g_m(a) \mathbf{h}_m^H \mathbf{J}_k \mathbf{x}_m \right|^2 \\
& + (1 - \varepsilon) \left[\sum_{m=1}^M \sum_{k=-(N-1)}^{N-1} \left| \mathbf{h}_m^H \mathbf{J}_k (\mathbf{x}_m \odot \mathbf{p}_m) \right|^2 \right. \\
& + \lambda_2 \sum_{m=1}^M \left| (\mathbf{h}_m \odot \mathbf{p}_m)^H \mathbf{x}_m - c e^{j\theta_m} \right|^2 \left. \right] \\
& + \lambda_1 \sum_{m=1}^M \left| \mathbf{h}_m^H \mathbf{x}_m - b \right|^2 \\
\text{s.t.} \quad & \begin{cases} |\mathbf{x}_m(n)| = 1, n = 1, 2, \dots, N; m = 1, 2, \dots, M \\ \mathbf{h}_m^H \mathbf{h}_m = N, m = 1, 2, \dots, M \\ |f_n^H \mathbf{x}_m| \leq q_{nm}, n = 1, 2, \dots, N; m = 1, 2, \dots, M \end{cases} \quad (15)
\end{aligned}$$

其中, $\varepsilon \in [0, 1]$ 为Pareto权值, 平衡PSF旁瓣抑制与ISRJ干扰抑制的性能; $\lambda_1 > 0$ 为主瓣峰值约束的惩罚参数, 应取较大值以有效控制峰值; $\lambda_2 > 0$ 为干扰峰值控制权重; $\mathcal{M} = \{1, 2, \dots, M\}$; q 为频谱约束的掩膜。

该问题为非凸四次优化问题, 包含恒模约束和滤波器能量约束等非凸集合, 难以直接求解。本文将在第3节提出此问题的求解框架。

3 二维联合优化抗ISRJ互补波形算法

针对上述非凸四次优化问题, 本节提出二维联合优化抗ISRJ互补波形算法。本算法采用交替迭代优化方法对式(15)进行求解, 将原问题分解为滤波器优化子问题与波形优化子问题, 并通过主分量最小化方法以及交替方向乘子法(ADMM)的迭代求解框架构造可高效求解的近似更新步骤。

3.1 交替迭代优化框架

记原问题目标函数为

$$\begin{aligned}
\mathcal{J}(\mathbf{X}, \mathbf{H}) = & \varepsilon f_{\text{PSF}}(\mathbf{X}, \mathbf{H}) + (1 - \varepsilon) f_{\text{ISRJ}}(\mathbf{X}, \mathbf{H}) \\
& + \lambda_1 f_{\text{main}}(\mathbf{X}, \mathbf{H}) \quad (16)
\end{aligned}$$

其中, $\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1 \ \mathbf{x}_2 \ \dots \ \mathbf{x}_M]$ 为发射波形集合, $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \dots \ \mathbf{h}_M]$ 为非匹配滤波器集合。当 $\mathbf{X}$ 固定时, $\mathcal{J}(\mathbf{X}, \mathbf{H})$ 关于每个滤波器 $\mathbf{h}_m$ 为二次型; 当 $\mathbf{H}$ 固定时, $\mathcal{J}(\mathbf{X}, \mathbf{H})$ 关于每个波形 $\mathbf{x}_m$ 亦可整理为带约束的二次优化问题。

基于这一结构, 本文采用如下交替优化框架:

$$\mathbf{H}^{(l+1)} \leftarrow \arg \min_{\mathbf{H} \in \mathcal{C}_h} \mathcal{J}(\mathbf{X}^{(l)}, \mathbf{H}) \quad (17)$$

$$\mathbf{X}^{(l+1)} \leftarrow \arg \min_{\mathbf{X} \in \mathcal{C}_x} \mathcal{J}(\mathbf{X}, \mathbf{H}^{(l+1)}) \quad (18)$$

其中, $\mathcal{C}_h$ 表示滤波器能量约束集合, $\mathcal{C}_x$ 表示波形恒模约束与频谱约束共同构成的可行集合。

为便于后续推导, 本文约定 $\mathbf{F}_N$ 表示 N 点非归一化DFT矩阵, 即 $\mathbf{F}_N^H \mathbf{F}_N = N \mathbf{I}_N$, 其对应的逆变换为 $\text{IFFT}(\mathbf{z}) = \mathbf{F}_N^H \mathbf{z} / N$ 。

3.2 固定波形时的滤波器优化的子问题

当波形集合 $\mathbf{X}$ 固定时, 式(15)关于滤波器的子问题为

$$\begin{aligned}
\min_{\mathbf{H}} \quad & \mathcal{J}_h(\mathbf{H}) = \varepsilon f_{\text{PSF}} + (1 - \varepsilon) f_{\text{ISRJ}} + \lambda_1 f_{\text{main}} \\
\text{s.t.} \quad & \mathbf{h}_m^H \mathbf{h}_m = N, m \in \mathcal{M} \quad (19)
\end{aligned}$$

该问题为二次目标函数与非凸能量约束集合耦合的非凸优化问题。本节基于MM原理推导其闭式近似解。

对PSF目标函数求梯度, 定义脉冲间互相关向量: $\mathbf{r}(k) = [\mathbf{r}_1(k) \ \mathbf{r}_2(k) \ \dots \ \mathbf{r}_M(k)]^T \in \mathbb{C}^M$, 其中 $\mathbf{r}_m(k) = \mathbf{h}_m^H \mathbf{J}_k \mathbf{x}_m$, 令方位压缩系数矩阵 $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N_f \times M}$ 满足 $[\mathbf{G}]_{a,m} = g_m(a)$, 旁瓣权重矩阵 $\mathbf{\Omega}_k = \text{diag}(\omega(k, 1), \omega(k, 2), \dots, \omega(k, N_f))$ 。则PSF目标函数可写为

$$f_{\text{PSF}} = \sum_{\substack{k=-(N-1) \\ k \neq 0}}^{N-1} \mathbf{r}^H(k) \mathbf{\Psi}_k \mathbf{r}(k), \mathbf{\Psi}_k = \mathbf{G}^H \mathbf{\Omega}_k \mathbf{G} \quad (20)$$

由Wirtinger导数, 其关于 $\mathbf{h}_m^*$ 的梯度为

$$\nabla_{\mathbf{h}_m^*} f_{\text{PSF}} = \sum_{k \neq 0} [\mathbf{\Psi}_k \mathbf{r}(k)]_m^* \mathbf{J}_k \mathbf{x}_m \quad (21)$$

对ISRJ目标函数求梯度, 记 $\tilde{\mathbf{x}}_m = \mathbf{x}_m \odot \mathbf{p}_m$, 其对应的Toeplitz自相关矩阵 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{x}},m} = \mathbf{\Phi}_{j,m}^H \mathbf{\Phi}_{j,m}$ 。ISRJ积分能量项和峰值能量项的梯度分别为

$$\nabla_{\mathbf{h}_m^*} f_{\text{ISL}} = \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{x}},m} \mathbf{h}_m \quad (22)$$

$$\nabla_{\mathbf{h}_m^*} f_{\text{peak}} = \lambda_2 \tilde{\mathbf{x}}_m (\tilde{\mathbf{x}}_m^H \mathbf{h}_m - c e^{j\theta_m}) \quad (23)$$

由于 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{x}},m}$ 为Toeplitz矩阵, $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{x}},m} \mathbf{h}_m$ 可通过 $2N$ 点FFT实现快速计算:

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{x}},m} \mathbf{h}_m = [\mathbf{F}_{2N}^H \text{diag}(|\mathbf{F}_{2N} \tilde{\mathbf{x}}_m|^2) \mathbf{F}_{2N} \mathbf{h}_m]_{1:N} \quad (24)$$

对主瓣约束项求梯度, 其梯度为

$$\nabla_{\mathbf{h}_m^*} f_{\text{main}} = \lambda_1 \mathbf{x}_m (\mathbf{x}_m^H \mathbf{h}_m - b) \quad (25)$$

综合上述梯度, 定义:

$$\begin{aligned}
\mathbf{d}_m^{(l)} = & \varepsilon \sum_{k \neq 0} [\mathbf{\Psi}_k \mathbf{r}^{(l)}(k)]_m^* \mathbf{J}_k \mathbf{x}_m + (1 - \varepsilon) [\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{x}},m} \mathbf{h}_m^{(l)} \\
& + \lambda_2 \tilde{\mathbf{x}}_m \tilde{\mathbf{x}}_m^H \mathbf{h}_m^{(l)}] + \lambda_1 \mathbf{x}_m \mathbf{x}_m^H \mathbf{h}_m^{(l)} + \text{const} \quad (26)
\end{aligned}$$

设 $\mathbf{A}_h$ 为目标函数 $\mathcal{J}_h$ 关于 $[\mathbf{h}_1^T \mathbf{h}_2^T \cdots \mathbf{h}_M^T]^T$ 的Hessian矩阵。由于 $\mathbf{A}_h \succ \mathbf{0}$ ，对任意 $\mu_h \geq \lambda_{\max}(\mathbf{A}_h)$ ，有：

$$\begin{aligned} \mathcal{J}_h(H) \leq & \mu_h \sum_{m=1}^M \|\mathbf{h}_m\|^2 + 2\text{Re} \left\{ \sum_{m=1}^M \mathbf{h}_m^H \left(\mathbf{d}_m^{(l)} - \mu_h \mathbf{h}_m^{(l)} \right) \right\} \\ & - 2\lambda_1 b \text{Re} \{ \mathbf{h}_m^H \mathbf{x}_m \} - 2(1-\varepsilon)\lambda_2 c \\ & \cdot \text{Re} \{ e^{-j\theta_m} \mathbf{h}_m^H \tilde{\mathbf{x}}_m \} + \text{const} \end{aligned} \quad (27)$$

在能量约束 $\|\mathbf{h}_m\|^2 = N$ 下，上界函数中的二次项退化为常数。为简化计算，利用各代价函数Hessian的和结构以及三角不等式，可构造如下便于计算的紧上界：

$$\begin{aligned} \mu_h = & \varepsilon \mu_{\text{PSF}} + (1-\varepsilon) \left[\max_{m,\ell} |[\mathbf{F}_{2N} \tilde{\mathbf{x}}_m]_\ell|^2 \right. \\ & \left. + \lambda_2 \max_m \|\tilde{\mathbf{x}}_m\|^2 \right] + \lambda_1 N \end{aligned} \quad (28)$$

其中， $\mu_{\text{PSF}} = \sum_{k=-(N-1)}^{N-1} \sum_{a=1}^{N_f} \omega(k, a) \{ [\|\mathbf{G}_F^2 \mathbf{e}_s(k)\|_a + [\|\mathbf{G}_F^2 \mathbf{e}_p(k)\|_a] \}$ ， $\mathbf{e}_s(k), \mathbf{e}_p(k) \in \mathbb{R}^M$ 分别为各脉冲波形在滞后 k 下重叠区间内的截断能量向量，其第 m 个分量定义为 $[\mathbf{e}_s(k)]_m = \sum_{n=|k|+1}^N |x_{m,n}|^2$ ， $[\mathbf{e}_p(k)]_m = \sum_{n=1}^{N-|k|} |x_{m,n}|^2$ ，分别对应相关运算中波形不同时延的能量。

令

$$\tilde{\mathbf{r}}_m^{(l)} = \mathbf{d}_m^{(l)} - \mu_h \mathbf{h}_m^{(l)} - \lambda_1 b \mathbf{x}_m - (1-\varepsilon)\lambda_2 c e^{j\theta_m} \tilde{\mathbf{x}}_m \quad (29)$$

则主分量函数在能量约束下的最小化等价于：

$$\min_{\|\mathbf{h}_m\|^2=N} \text{Re}(\mathbf{h}_m^H \tilde{\mathbf{r}}_m^{(l)}) \quad (30)$$

由Cauchy-Schwarz不等式可得非匹配滤波器的闭式更新：

$$h_m^{(l+1)} = -\sqrt{N} \frac{\tilde{r}_m^{(l)}}{\|\tilde{\mathbf{r}}_m^{(l)}\|_2}, \quad m \in \mathcal{M} \quad (31)$$

3.3 固定滤波器时波形优化的子问题

当滤波器集合 $\mathbf{H} = \mathbf{H}^{(l+1)}$ 固定时，式(15)关于波形的子问题为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{X}} \mathcal{J}_x(\mathbf{X}) = & \varepsilon f_{\text{PSF}} + (1-\varepsilon) f_{\text{ISRJ}} + \lambda_1 f_{\text{main}} \\ \text{s.t. } & |x_{nm}| = 1, n \in \mathcal{N}, m \in \mathcal{M} \\ & |\mathbf{f}_n^H \mathbf{x}_m| \leq q_{nm}, n \in \mathcal{N}, m \in \mathcal{M} \end{aligned} \quad (32)$$

该问题同时包含非凸恒模约束和线性频谱掩模约束，难以直接获得闭式解。本节引入ADMM框架将两类约束解耦：恒模约束通过MM原理直接处理，而频谱约束则通过辅助变量求解。

引入辅助变量 $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1 \mathbf{y}_2 \cdots \mathbf{y}_M] \in \mathbb{C}^{N \times M}$ ，令 $\mathbf{y}_m = \mathbf{F}_N \mathbf{x}_m$ 。定义投影集合 $\mathcal{Y}_m = \{\mathbf{y} \in \mathbb{C}^N : |\mathbf{y}_n| \leq q_{nm}, \}$ 则式(32)等价于

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{X}, \mathbf{Y}} \mathcal{J}_x(\mathbf{X}) + \sum_{m=1}^M \mathcal{I}_{\mathcal{Y}_m}(\mathbf{y}_m) \\ \text{s.t. } \begin{cases} \mathbf{y}_m = \mathbf{F}_N \mathbf{x}_m \\ |x_{nm}| = 1 \end{cases} \end{aligned} \quad (33)$$

其中， $\mathcal{I}_{\mathcal{Y}_m}(\cdot)$ 为集合 $\mathcal{Y}_m$ 的指示函数：

$$\mathcal{I}_{\mathcal{Y}_m}(\mathbf{y}_m) = \begin{cases} 0, & \mathbf{y}_m \in \mathcal{Y}_m \\ +\infty, & \mathbf{y}_m \notin \mathcal{Y}_m \end{cases} \quad (34)$$

引入对偶变量 $\mathbf{u}_m \in \mathbb{C}^N$ 与惩罚参数 $\rho_m > 0$ ，推广Lagrange函数为

$$\begin{aligned} \mathcal{L}_\rho(\mathbf{X}, \mathbf{Y}, \mathbf{U}) = & \mathcal{J}_x(\mathbf{X}) + \sum_{m=1}^M \left[\mathcal{I}_{\mathcal{Y}_m}(\mathbf{y}_m) \right. \\ & \left. + \frac{\rho_m}{2} \left\| \mathbf{y}_m - \mathbf{F}_N \mathbf{x}_m + \frac{\mathbf{u}_m}{\rho_m} \right\|_2^2 \right] \end{aligned} \quad (35)$$

类似于滤波器子问题的求解，PSF, ISRJ 和主瓣代价函数关于 $\mathbf{x}_m^*$ 的梯度分别为

$$\nabla_{\mathbf{x}_m^*} f_{\text{PSF}} = \sum_{k \neq 0} [\boldsymbol{\Psi}_k \mathbf{r}(k)]_m \mathbf{J}_k^H \mathbf{h}_m \quad (36)$$

$$\nabla_{\mathbf{x}_m^*} f_{\text{ISL}} = \mathbf{p}_m \odot [\mathbf{R}_{h,m}(\mathbf{x}_m \odot \mathbf{p}_m)] \quad (37)$$

$$\nabla_{\mathbf{x}_m^*} f_{\text{peak}} = \lambda_2 \tilde{\mathbf{h}}_m \left(\tilde{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{x}_m - c e^{j\theta_m} \right) \quad (38)$$

$$\nabla_{\mathbf{x}_m^*} f_{\text{main}} = \lambda_1 \mathbf{h}_m \left(\mathbf{h}_m^H \mathbf{x}_m - b \right) \quad (39)$$

其中， $\tilde{\mathbf{h}}_m = \mathbf{h}_m \odot \mathbf{p}_m$ ， $\mathbf{R}_{h,m} = \mathbf{A}_{j,m}^H \mathbf{W} \mathbf{A}_{j,m}$ 为以 $\mathbf{h}_m$ 构造的Toeplitz矩阵，其乘法运算同样可以通过 $2N$ 点FFT加速实现。

令

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_m^{(s,l)} = & \varepsilon \nabla_{\mathbf{x}_m^*} f_{\text{PSF}} + (1-\varepsilon) (\nabla_{\mathbf{x}_m^*} f_{\text{ISL}} + \nabla_{\mathbf{x}_m^*} f_{\text{peak}}) \\ & + \lambda_1 \nabla_{\mathbf{x}_m^*} f_{\text{main}} + \rho_m \mathbf{F}_N^H \\ & \cdot \left(\mathbf{F}_N \mathbf{x}_m^{(s,l)} - \mathbf{y}_m^{(s)} - \frac{\mathbf{u}_m^{(s)}}{\rho_m} \right) \end{aligned} \quad (40)$$

并构造MM上界参数：

$$\begin{aligned} \mu_x = & \varepsilon \mu'_{\text{PSF}} + (1-\varepsilon) \left[\max_{m,n} |[\mathbf{F}_{2N} \tilde{\mathbf{h}}_m]_n|^2 \right. \\ & \left. + \lambda_2 \max_m \|\tilde{\mathbf{h}}_m\|^2 \right] + \lambda_1 N + \rho_{\max} N \end{aligned} \quad (41)$$

由MM原理，恒模约束下的波形闭式更新为

$$\mathbf{x}_m^{(s,l+1)} = \exp \left[j \arg \left(\mu_x \mathbf{x}_m^{(s,l)} - \mathbf{z}_m^{(s,l)} \right) \right] \quad (42)$$

其中， $\arg(\cdot)$ 为逐元素提取相位。

波形MM内循环 L_x 执行次后进入辅助变量更新。

给定 $\mathbf{X}^{(s+1)}$ ，辅助变量子问题：

$$\mathbf{y}_m^{(s+1)} = \arg \min_{\mathbf{y}_m \in \mathcal{Y}_m} \left\| \mathbf{y}_m - \mathbf{F}_N \mathbf{x}_m^{(s+1)} + \frac{\mathbf{u}_m^{(s)}}{\rho_m} \right\|_2^2 \quad (43)$$

具有闭式解:

$$\mathbf{y}_m^{(s+1)} = \begin{cases} \tilde{\mathbf{y}}, & |\tilde{\mathbf{y}}| \leq q_m \\ q_m \cdot \frac{\tilde{\mathbf{y}}}{|\tilde{\mathbf{y}}|}, & |\tilde{\mathbf{y}}| > q_m \end{cases} \quad (44)$$

其中, $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{F}_N \mathbf{x}_m^{(s+1)} - \mathbf{u}_m^{(s)} / \rho_m$

对偶变量按ADMM标准格式更新:

$$\mathbf{u}_m^{(s+1)} = \mathbf{u}_m^{(s)} + \rho_m \left(\mathbf{y}_m^{(s+1)} - \mathbf{F}_N \mathbf{x}_m^{(s+1)} \right) \quad (45)$$

为提升收敛速度并避免惩罚参数选取不当引起的数值不稳定, 本文采用如下自适应策略。记原始残差 $r_m^{(s+1)} = \left\| \mathbf{y}_m^{(s+1)} - \mathbf{F}_N \mathbf{x}_m^{(s+1)} \right\|_2$, 若残差未充分下降, 则增大惩罚参数:

$$\rho_m^{(s+1)} = \begin{cases} \rho_m^{(s)}, & r_m^{(s+1)} \leq \delta_1 r_m^{(s)} \\ \delta_2 \rho_m^{(s)}, & r_m^{(s+1)} > \delta_1 r_m^{(s)} \end{cases} \quad (46)$$

其中, $\delta_1 \in (0, 1)$ 为残差下降阈值, $\delta_2 > 1$ 为惩罚参数增长因子。为防止对偶变量数值发散, 对其施加幅度裁剪:

$$\mathbf{u}_m^{(s+1)} \leftarrow \frac{\mathbf{u}_m^{(s+1)}}{\max \left(1, \left\| \mathbf{u}_m^{(s+1)} \right\|_\infty / v_{\max} \right)} \quad (47)$$

其中, $v_{\max}$ 为预设阈值。

3.4 算法流程、收敛准则与复杂度分析

综合滤波器子问题与波形子问题的求解步骤, 本文提出的2D-JOCA算法流程如**算法1**所示。算法以交替迭代方式更新 $\mathbf{H}$ 与 $\mathbf{X}$, 其中 $\mathbf{X}$ 的更新嵌套ADMM外层迭代与MM内层迭代。终止条件为相邻两次迭代的目标函数相对下降率小于阈值 ζ 或达到最大迭代次数 $L_{\max}$ 。

本单次外层迭代的计算开销主要来自波形更新与滤波器更新两部分。

波形更新部分PSF旁瓣梯度由互相关FFT、方位维矩阵乘法及延迟相关的梯度构成, 复杂度为 $\mathcal{O}(MN \log N + MN_f N + MN^2)$, 其中 N_f 为方位维采样点数, 一般取 M ; ISRJ相关梯度通过FFT卷积实现, 复杂度为 $\mathcal{O}(MN \log N)$; 主瓣约束梯度、ADMM对偶变量更新与频谱投影的复杂度分别为 $\mathcal{O}(MN)$ 、 $\mathcal{O}(MN)$ 与 $\mathcal{O}(MN \log N)$ 。综合得波形更新复杂度为

$$\mathcal{O}(MN_f N + MN^2) \quad (48)$$

滤波器更新部分矩阵-向量乘法均经FFT加速实现, 复杂度为

$$\mathcal{O}(MN \log N) \quad (49)$$

综上, 单次外层迭代的总复杂度可表示为

$$\mathcal{O}(MN_f N + MN^2) \quad (50)$$

本文所提算法采用交替迭代、MM, ADMM的三层嵌套结构, 其收敛性可由已有理论结果直接保证: 滤波器子问题中MM算法的单调下降性与收敛性已在文献[30]中给出严格证明; 波形子问题所采用的ADMM框架的收敛性已在文献[31]中给出严格证明; 外层关于交替迭代算法在目标函数下有界且满足Kurdyka-Łojasiewicz性质时收敛至驻点[32]。本文目标函数各项非负故下有界, 且变量均为多项式函数, 满足上述条件, 因此迭代序列收敛至目标函数的一个驻点。

4 仿真实验

为验证所提面向SAR抗ISRJ的互补低旁瓣波形与非匹配滤波器联合设计方法在抗ISRJ干扰、抑制PSF旁瓣以及成像方面的性能, 本节设计3节仿真实验: 波形抗ISRJ性能验证; 波形旁瓣性能验证; 多点目标场景及扩展目标场景下的抗ISRJ成像仿真。

仿真在配备NVIDIAGPU的MATLAB平台上完成, SAR系统参数如**表1**所示。对于本文仿真, 信号处理增益损耗统一设定为-1 dB, 频域约束的掩膜由参考的LFM频谱放大1.5倍生成, 以确保满

算法 1 2D-JOCA

Alg. 1 2D-JOCA

输入: $\mathbf{X}^{(0)}, \mathbf{H}^{(0)}$, 权重 $w, \varepsilon, \lambda_1, \lambda_2, q$, 惩罚 $\rho_m^{(0)}$;

输出: $\mathbf{X}^*, \mathbf{H}^*$;

重复

1: 由式计算 $\mathbf{d}_m^{(i)}$, $m = 1, 2, \dots, M$;

2: 由式(28)构造MM上界 μ_h ;

3: 由式(31)更新 $\mathbf{h}_m^{(i+1)}$;

4: 更新滤波器 $\mathbf{H}$;

重复

5: 由式计算 $\mathbf{z}_m^{(s, \ell)}$ 与 μ_x ;

6: 由式更新 $\mathbf{x}_m^{(s, \ell+1)}$;

7: 由式更新 $\mathbf{y}_m^{(s+1)}$;

8: 由式更新 $\mathbf{u}_m^{(s+1)}$;

9: 由式更新 $\rho_m^{(s+1)}$ 并裁剪 $\mathbf{u}_m^{(s+1)}$;

10: $s = s + 1$

直到满足内层迭代次数

11: 更新波形 $\mathbf{X}^{(i+1)} \leftarrow \mathbf{X}^{(s+1)}$;

12: $i = i + 1$;

直到满足停止条件。

足带外约束。为直观展示波形性能，图3展示了本文提出的2D-JOCA算法波形的时域、滤波器的时域以及波形的频谱，验证了所设计的波形满足本方法的约束条件。

为评估本文提出的2D-JOCA算法的性能，实验环节选取了以下两种具有代表性的收发联合设计方法作为对比方法：(1)文献[21]方法：基于黎曼乘积流形优化框架，通过黎曼共轭梯度(Riemannian Conjugate Gradient, RCG)算法直接同时优化发射恒模波形与接收滤波器(后续简称RCG算法)。(2)文献[22]方法：基于主分量最小化框架，在交替优化架构下协同设计相位编码波形及其对应的非匹配滤波器(后续简称MM算法)。

4.1 波形抗ISRJ性能验证

为了验证所提波形对抗间歇采样转发干扰的能力，在设定距离向占空比为0.2、方位向占空比为0.5的条件下，对干扰信号与非匹配滤波器在脉冲压缩后的响应进行了分析。图4展示了不同方法下干扰信号与滤波器互相关函数的对比结果。为了体现本文方法的非相干积累特性，针对所提的2D-JOCA算法(联合互补)，选取了波形集中的前256个波形，并将它们经采样生成的干扰信号与滤波器的

互相关函数进行了累加。关于选取波形对结果的具体影响，将在后续实验中予以展示。同时，为了便于直观比较各方法的干扰峰值，已将所有干扰峰值统一对齐至延迟为0处。为定量评估抗干扰性能，本文采用干扰积分电平比(Jamming Integrated Level Ratio, JILR)与干扰峰值电平比(Jamming Peak Level Ratio, JPLR)作为核心评价指标，上述两个指标的具体数学表达式如下。

干扰积分电平比用于衡量整个区间内干扰信号的总能量与主瓣峰值能量的比值[23]：

$$JILR = 10\lg \frac{\sum_k \left| \sum_{m=1}^M s_{k,m} \right|^2}{\left| \sum_{m=1}^M h_m^H x_m \right|^2} \quad (51)$$

干扰峰值电平比用于衡量干扰信号产生的最大峰值幅度与主瓣峰值幅度的比值：

$$JPLR = 20\lg \frac{\max_k \left| \sum_{m=1}^M s_{k,m} \right|}{\left| \sum_{m=1}^M h_m^H x_m \right|} \quad (52)$$

其中， s_k 表示干扰信号在互相关输出中的旁瓣序列， $h^H x$ 为主瓣峰值响应。

结合表2的抗ISRJ性能对比数据可以看出，传统的单波形设计方法抗ISRJ的能力相对有限，其干扰抑制水平存在上限。尽管本文提出的2D-JOCA算法在单波形模式下的抗干扰效果依然有限，但其通过引入多波形捷变机制破坏了多脉冲间的相位约束，成功依靠干扰能量在方位向的非相干积累，显著提升了系统的整体抗干扰性能，其干扰积分电平比达到了-23.37 dB，干扰峰值电平比进一步降低至-28.17 dB。相比于传统方法与单个波形处理，

表 1 机载SAR系统仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters of airborne SAR system

类型	数值	类型	数值
平台高度	3000 m	码长	200
载频	10 GHz	距离向采样点数	512
带宽	300 MHz	方位脉冲数	512
脉宽	0.5 μ s	脉冲重复频率	500 Hz
采样率	400 MHz	目标中心坐标	(5000 m, 0, 0)
平台速度	150 m/s	干扰占空比	20%

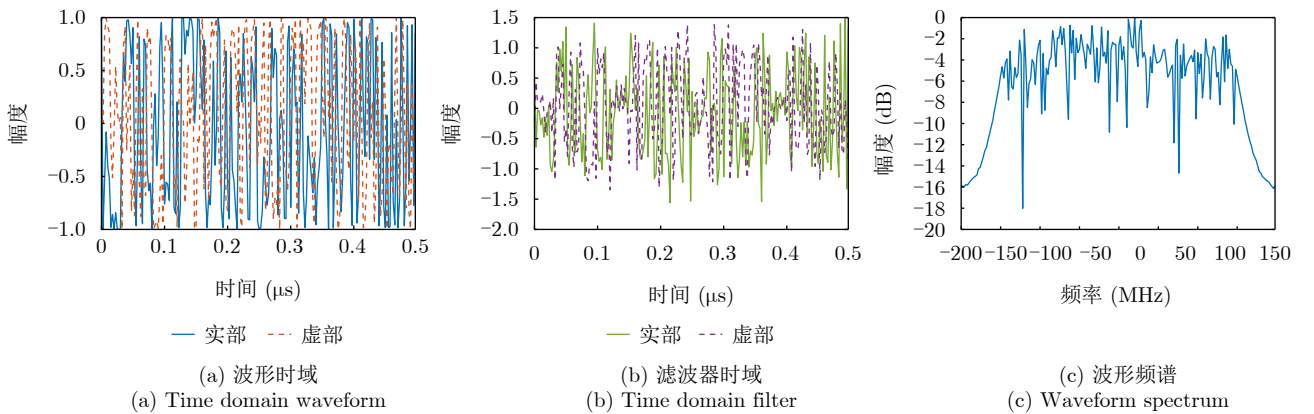


图 3 单个波形的性能

Fig. 3 Performance of a single waveform

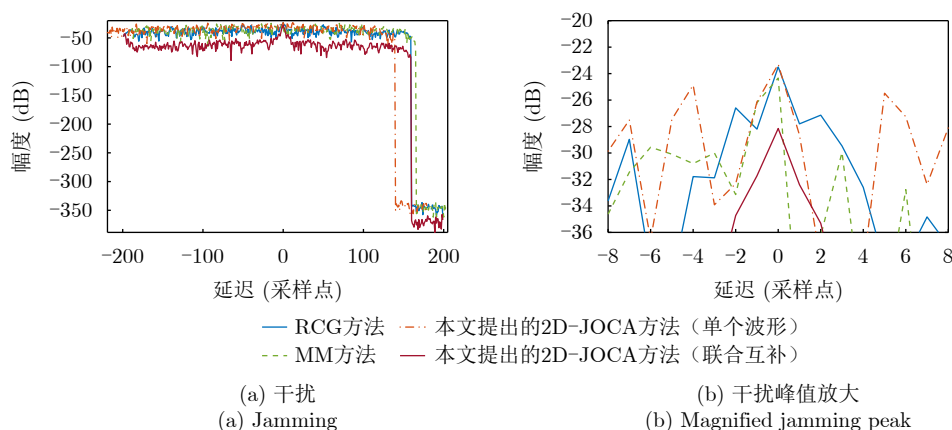


图4 不同方法干扰与滤波器的互相关函数对比

Fig. 4 Comparison of cross-correlation functions between jamming and filters of different methods

表2 抗ISRJ性能对比(dB)

Tab. 2 Comparison of anti-ISRJ performance (dB)

算法	JILR	JPLR
RCG算法 ^[21]	-10.52	-23.50
MM算法 ^[22]	-7.31	-24.34
2D-JOCA算法(单个波形)	-6.48	-23.29
2D-JOCA算法(联合互补)	-23.37	-28.17

联合互补策略有效实现了对干扰能量的深度抑制以及对干扰峰值抑制。

在SAR的高分辨成像过程中,干扰进一步演化为二维间歇采样转发干扰。由于距离向采样信号不影响回波慢时间的相位历程,而方位向采样信号也不影响快时间的相位历程,因此SAR面临的二维间歇采样转发干扰在信号模型上等效于“距离向间歇采样”与“方位向间歇采样”的串联^[33]。为验证本文提出的2D-JOCA算法在方位向间歇采样场景下的鲁棒性,进行了1000次随机抽取方位向波形的蒙特卡罗实验,如图5所示。结果表明:在方位向干扰占空比为0.25(抽取128个脉冲)和0.5(抽取256

个脉冲)时,干扰的JPLR均值分别为-28.14 dB和-28.15 dB,且波动区间极小,分别收敛于 $[-28.42, -27.84]$ dB与 $[-28.35, -27.96]$ dB。实验充分证明:本文提出的2D-JOCA算法能彻底瓦解干扰的方位相干性,其稳定的非相干积累状态不受方位向脉冲随机缺失与占空比变化的影响,具备极高的系统稳定性。

根据相关文献研究,间歇采样转发干扰依据干扰机转发策略的不同,一般可以分为3种典型模式:间歇采样直接转发干扰(Interrupted Sampling and Direct Repeater Jamming, ISDRJ)、间歇采样重复转发干扰(Interrupted Sampling and Periodic Repeater Jamming, ISPRJ)以及间歇采样循环转发干扰(Interrupted Sampling and Cyclic Repeater Jamming, ISCRJ)^[8]。具体而言,ISDRJ是指干扰机对信号片段采样结束后,立刻延时转发一次;ISPRJ是对当前采样到的雷达信号切片在周期内进行连续多次的重复转发;而ISCRJ则是将当前及之前的历史采样切片结合起来进行循环交错转发。如图4,前文主要展示并分析了算法在ISDRJ

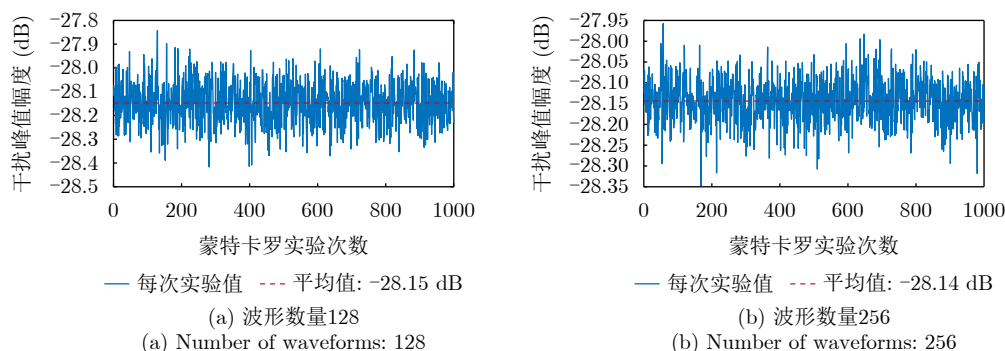


图5 非相干积累验证的蒙特卡罗实验结果

Fig. 5 Monte Carlo experiment results of non-coherent integration verification

场景下的脉压与互相关结果。为了全面验证本文算法的鲁棒性与适用性，图6将补充展示针对ISPRJ与ISCRJ这两种更为复杂的干扰模式的对抗效果。在此次补充仿真中，干扰机的参数均设置为采样一次、转发3次的模式。

对比实验结果清晰地表明，在面临不同样式的间歇采样转发干扰时，本文所提的2D-JOCA算法(联合互补)均能取得最好的干扰抑制效果，且干扰峰值并未因转发方式改变而恶化。上述实验分析充分表明，本文方法不仅适用于单一的转发模式，面对干扰机复杂多变的间歇采样转发策略，也展现出了良好的适应潜力与一定的鲁棒性。

综合上述分析可以得出，若仅单独评估本文生成的单个波形及其滤波器的表现，其单脉冲的抗干扰指标并不占优势。然而，本文提出的2D-JOCA算法在抗干扰性能中展现出的优势，其根本原因在于脉冲间的联合设计，多波形调制迫使干扰信号在方位向处理时发生非相干积累。这种设计不仅打破了单波形的性能瓶颈，成功提升了整体抗干扰性能，而且在不同的方位向间歇采样参数配置下，面

对各种复杂的干扰转发模式，均展现出了对抗多样化干扰的工程潜力。

4.2 波形旁瓣性能验证

为了进一步定量评估所设计波形与滤波器的脉冲压缩性能，我们将本文提出的2D-JOCA算法与现有文献中的方法进行了对比。评价旁瓣抑制能力的核心指标为峰值旁瓣比(Peak Sidelobe Ratio, PS LR)和积分旁瓣比(Integrated Sidelobe Ratio, IS LR)。图7给出了不同方法处理后的波形与滤波器的互相关函数对比结果，对应的旁瓣性能量化指标如表3所示。

结合图7和表3的数据分析可知，传统的RCG算法和MM算法虽然具备一定的低旁瓣能力，但其互相关函数的基底依然较高，PS LR分别停留在 -31.39 dB和 -24.28 dB。本文提出的2D-JOCA算法在仅提取单个波形及其滤波器进行脉冲压缩时，其旁瓣水平(IS LR为 -8.34 dB，PS LR为 -26.44 dB)与现有方法性能相当。然而，当系统利用本文联合互补设计的波形集进行跨脉冲处理后，波形的旁瓣

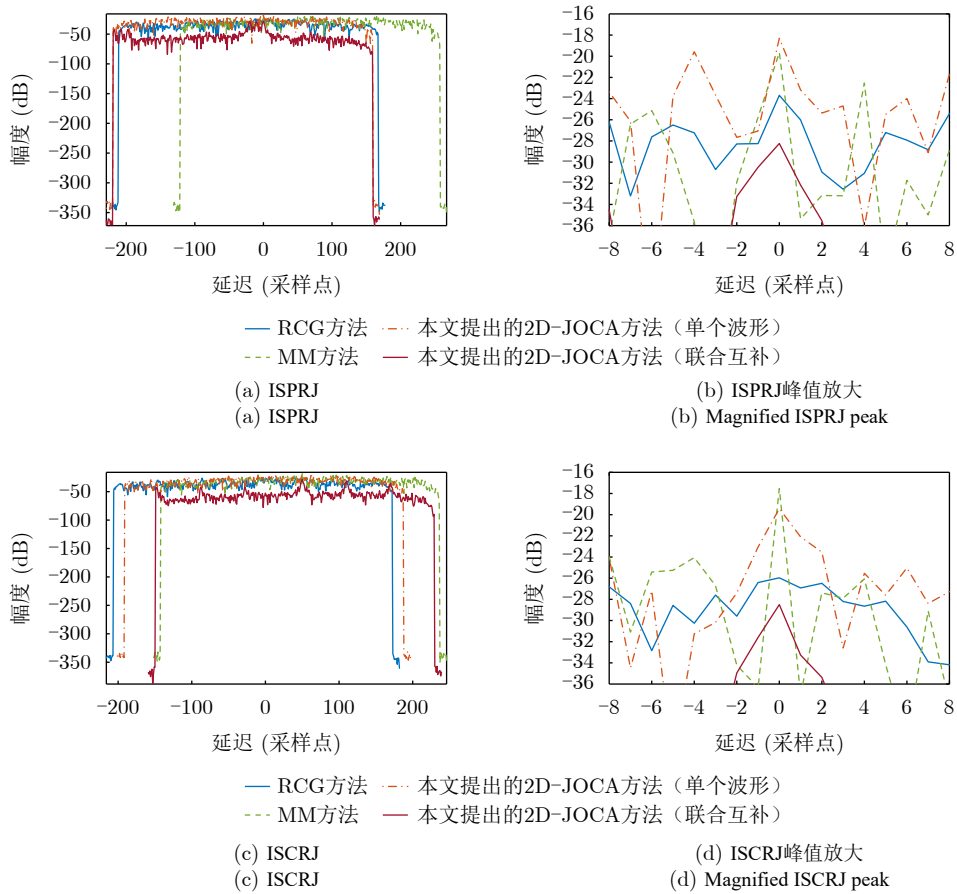


图6 干扰机不同转发策略干扰与滤波器的互相关函数对比

Fig. 6 Comparison of cross-correlation functions between jamming and filters under different jammer forwarding strategies

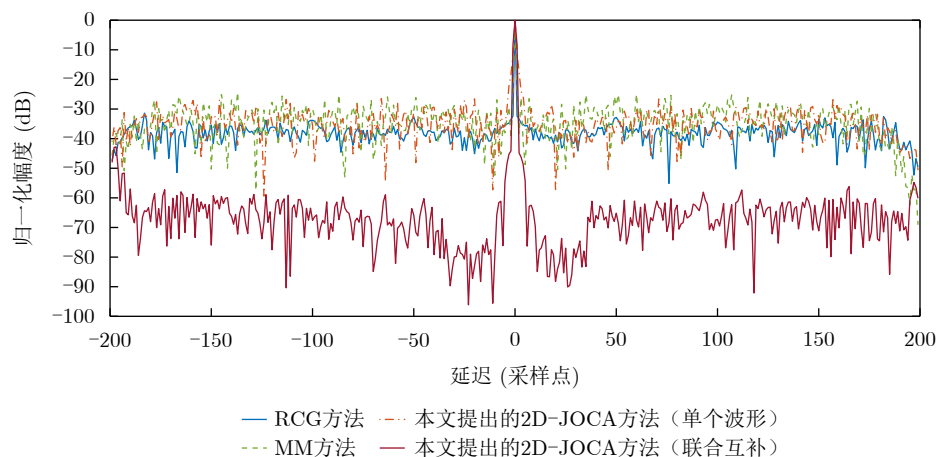


图7 不同方法波形与滤波器的互相关函数对比

Fig. 7 Comparison of cross-correlation functions between waveforms and filters of different methods

表3 波形性能对比(dB)

Tab. 3 Comparison of waveform performance (dB)

算法	ISLR	PSLR
RCG算法 ^[21]	-11.68	-31.39
MM算法 ^[22]	-6.04	-24.28
2D-JOCA算法(单个波形)	-8.34	-26.44
2D-JOCA算法(联合互补)	-36.64	-42.79

互补特性得以充分利用。如图7中红色实线所示,其旁瓣被明显抑制,最终联合互补方法的ISLR大幅下降至-36.64 dB,PSLR优化至-42.79 dB。这一结果直观地证明了本文提出的2D-JOCA算法能够有效利用多脉冲的相位相干性,实现了距离维旁瓣抑制与抵消。

为验证所提波形与滤波器联合设计方法在波形捷变SAR成像中的旁瓣抑制效果,本节进行了点目标场景仿真。本场景重点对比了两种波形体制下的点扩展函数表现:一种是未进行PSF低旁瓣优化设计的常规抗干扰捷变波形(下文简称“捷变波形”),

另一种是本文提出的2D-JOCA算法波形。仿真得到的点扩展函数如图8所示。

如图8(a)所示,传统抗干扰方法随机生成的捷变波形虽然能够破坏干扰的相干积累,但由于其在发射端未对多脉冲波形的点扩展函数进行专门的设计与约束,使得距离旁瓣无法通过脉冲间的互补效应进行抑制,同时不同方位脉冲间的不一致性会在信号处理后引入额外的幅相调制,会产生严重的距离-方位耦合旁瓣。从图中可以直观地看到,该方法对距离旁瓣的抑制能力十分有限,不仅如此,未经优化的距离-方位耦合旁瓣如同密集的尖峰杂波,大幅抬升了PSF的基底。相比之下,图8(b)展示了本文提出的2D-JOCA算法的点扩展函数。该算法在多波形联合优化框架中,引入了PSF加权积分旁瓣的最小化约束,通过合理设计不同方位脉冲的相关特性,使得距离旁瓣在方位积累后能够有效相互抵消。对比结果表明,本文提出的2D-JOCA算法显著抑制了距离旁瓣与散乱的距离-方位耦合旁瓣,有效保障了SAR系统的成像性能。

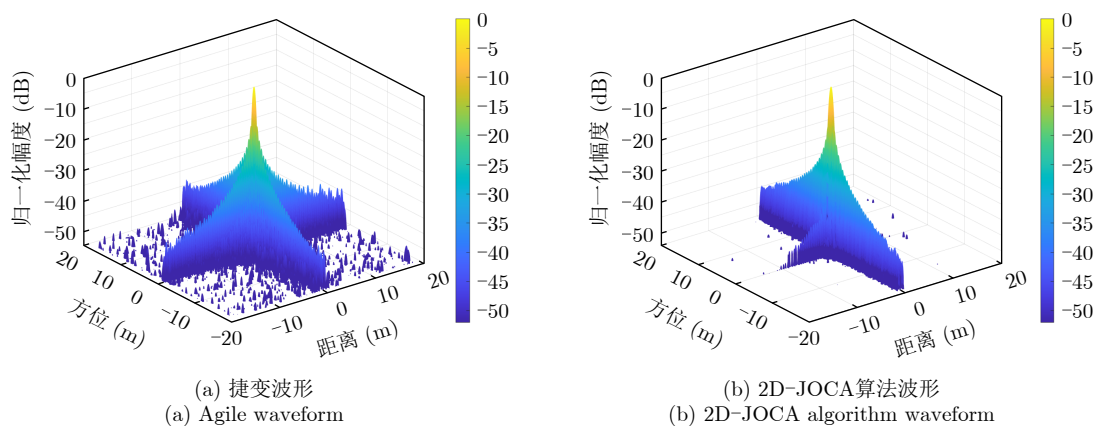


图8 点扩展函数

Fig. 8 Point spread function

4.3 多点目标场景及扩展目标场景下的抗ISRJ成像仿真

为揭示波形距离旁瓣对成像质量的深层影响,本节构建了距离向分布的多点目标场景。该场景沿距离向等间距排布了7个点目标,相邻点目标之间的间隔均为50 m,形成一维点序列。同时,设定干扰机恰好位于该点阵最中间的目标点位置。在多目标与间歇采样转发干扰存的复杂电磁环境下,若成像系统的旁瓣及干扰抑制能力不足,各散射点残余的假目标与高旁瓣将在距离维上相互混叠。图9展示了3种不同波形优化体制下,该多点目标场景成像后的距离向剖面对比。如图9(a)和图9(b)所示,采用单波形方法进行成像时,虽然具备一定的抗干扰能力,但由于其波形对脉压旁瓣的控制能力有限,旁瓣的叠加将严重影响图像的质量。

相比之下,图9(c)展示了本文提出的2D-JOCA算法的成像结果。可以清晰地观察到,得益于多波形在方位向相干累积时的互补抵消机制,以及捷变调制对ISRJ信号的非相干处理,7个目标点的主瓣清晰,相互之间的旁瓣的累计依旧不会影响成像的动态范围。在点阵叠加的复杂背景下,本文提出的2D-JOCA算法不仅有效去除了ISRJ造成的假目标,还将整个距离向的成像基底底噪显著压制至-40 dB左右。这一结果进一步验证了所提方法在多目标密集场景下,能够打破单波形体制瓶颈,实现极低旁瓣的高质量SAR成像。

为了进一步验证设计的有效性,本节进一步进行了分布式场景仿真,采用SRSD数据集[34]获得的SAR图像用于生成回波,仿真中将图中像素点的大小直接作为扩展目标场景散射点的强度进行仿真。图10给出了6种方案下的扩展目标场景成像结果。如图10(b)中,LFM受ISRJ干扰后,两艘船之间出现大量散射点,影响SAR图像的解译以及舰船

目标的识别。图10(c)和图10(d)中,通过波形联合滤波器的设计有效抑制了ISRJ的假目标,但众多强点形成的距离旁瓣的叠加影响了图像的质量。图10(e)中,通过脉间波形捷变同样有效抑制了ISRJ的假目标,然而图片中出现了明显的距离-方位耦合旁瓣形成的散射点,严重影响图像质量。

为了客观定量地评估不同方案的成像恢复质量,本文引入了结构相似度(Structural Similarity, SSIM)与峰值信噪比(Peak Signal-to-Noise Ratio, PSNR)两个核心评价指标,具体的各项抗ISRJ成像性能对比数据如表4所示。为对不同方案的成像质量进行定量评估,表4给出了抗ISRJ成像性能的对比指标。

由于扩展场景中相邻强散射点密集,大量分布式强散射点的旁瓣沿距离向相互叠加,在弱散射区域形成明显的旁瓣。图10(f)中,所提方法不仅抑制了ISRJ假目标,且由于在PSF域施加了二维加权积分旁瓣约束,强散射点周围的旁瓣显著减小,相邻舰船与码头结构边界清晰可辨,整体成像质量最接近参考结果。结合表4的数据可知,2D-JOCA算法波形的结构相似度提升至0.8552,2D-JOCA算法的实际PSNR计算值为31.9421 dB,已微幅超越了无干扰LFM的31.9396 dB。本文方法抗干扰成像结果可以超越无干扰下的LFM成像的原因在于复杂扩展场景中强散射点密集,传统LFM固有的高旁瓣会严重影响成像质量,而本文方法通过PSF赋形显著降低了旁瓣(该现象在文献[29]中也得到了印证)。以上结果充分表明,在复杂场景下的成像表现中,本文方法全面优于传统的单波形体制。

5 总结与展望

针对单波形体制在抗ISRJ成像中旁瓣高的问题,本文提出了一种方位多脉冲互补的SAR抗间歇采样转发干扰低旁瓣波形与滤波器联合设计方法。

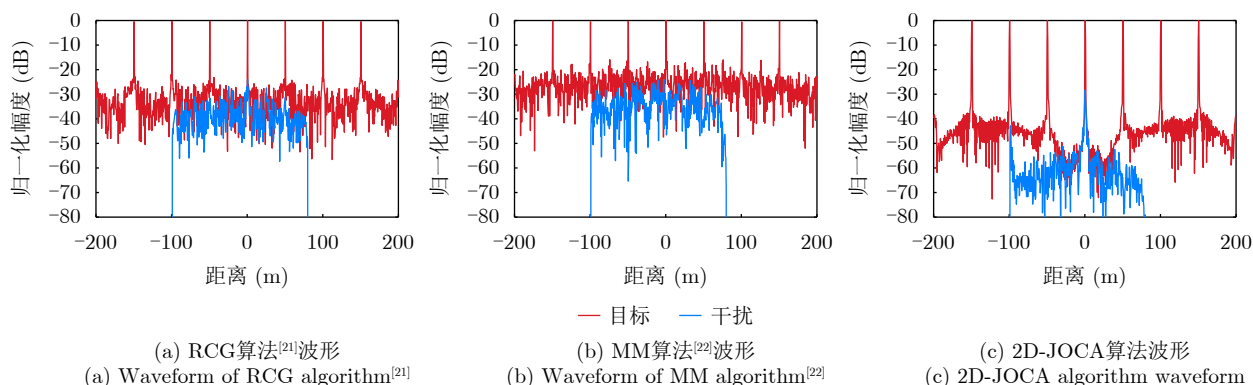


图9 点阵目标场景抗ISRJ成像结果距离向剖面对比

Fig. 9 Comparison of range profiles of anti-ISRJ imaging results in point array target scene

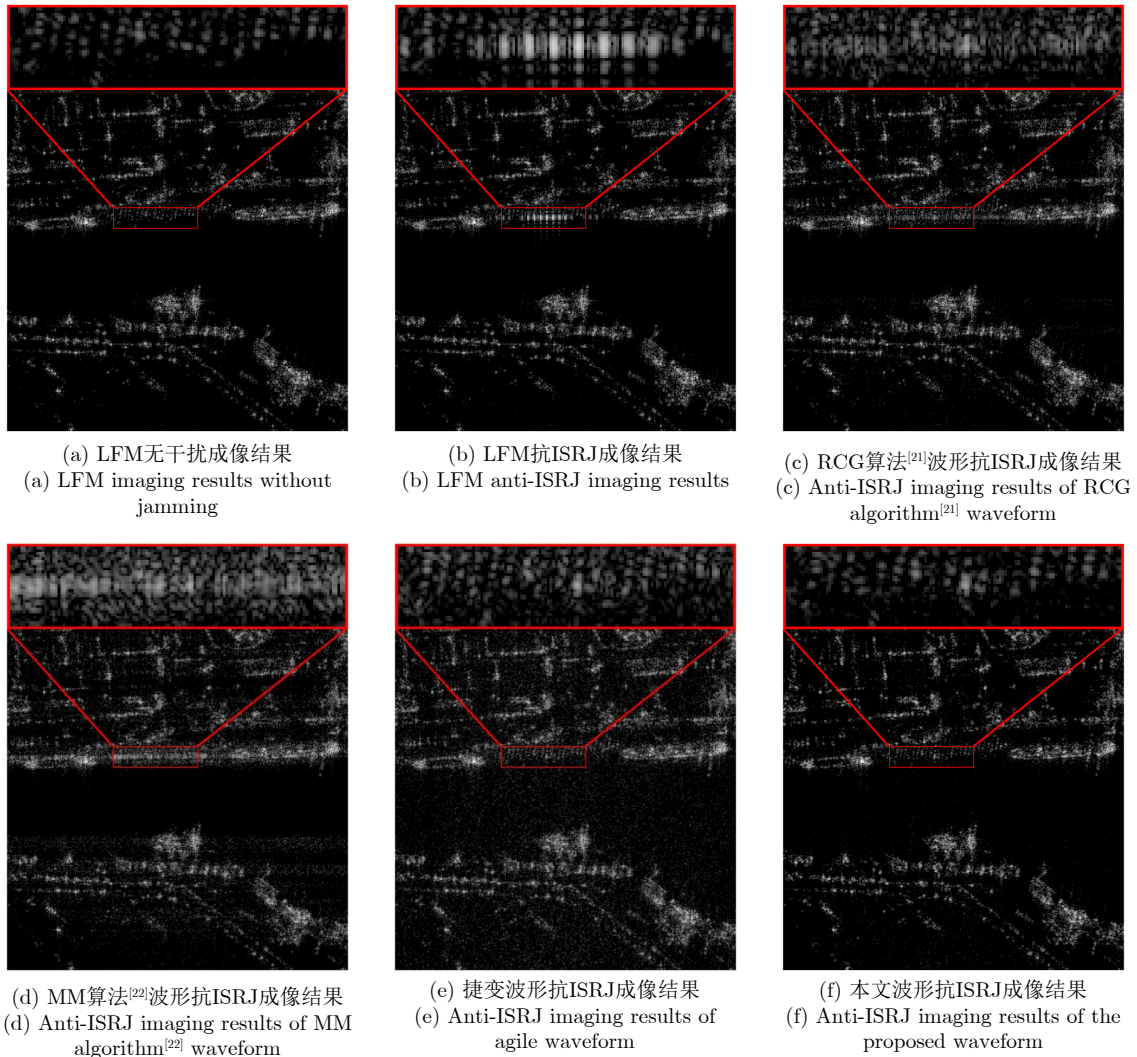


图 10 扩展目标场景抗ISRJ二维成像结果对比

Fig. 10 Comparison of 2D anti-ISRJ imaging results in extended target scene

表 4 抗ISRJ成像性能对比

Tab. 4 Comparison of anti-ISRJ imaging performance

方法	SSIM	PSNR
LFM无干扰	0.8340	31.94 dB
LFM抗ISRJ	0.8304	31.60 dB
RCG算法 ^[21] 波形抗ISRJ	0.8221	31.30 dB
MM算法 ^[22] 波形抗ISRJ	0.7763	30.55 dB
捷变波形抗ISRJ	0.8128	31.39 dB
2D-JOCA算法波形抗ISRJ	0.8552	31.94 dB

该方法跳脱了单一波形优化的传统思路,利用方位多脉冲自由度,以SAR点扩函数的加权积分旁瓣电平为目标,在多重约束下对波形集与滤波器集进行联合优化。性能提升的根本原因源于脉冲间联合设计的优势:一方面,通过多波形在方位维的相干累积实现距离旁瓣的互补抵消,显著降低旁瓣;另一方面,利用跨脉冲的捷变调制迫使ISRJ信号在方

位处理时发生非相干积累,大幅提升抗干扰能力。相较于传统的波形设计方法,本文提出的2D-JOCA算法能够在进一步抑制干扰的同时提升成像质量。

利益冲突 所有作者均声明不存在利益冲突

Conflict of Interests The authors declare that there is no conflict of interests

参考文献

- [1] . CURLANDER J C and MCDONOUGH R N. Synthetic Aperture Radar[M]. New York: Wiley, 1991.
- [2] 杨建宇. 雷达对地成像技术多向演化趋势与规律分析[J]. 雷达学报, 2019, 8(6): 669–692. doi: [10.12000/JR19099](https://doi.org/10.12000/JR19099).
YANG Jianyu. Multi-directional evolution trend and law analysis of radar ground imaging technology[J]. *Journal of Radars*, 2019, 8(6): 669–692. doi: [10.12000/JR19099](https://doi.org/10.12000/JR19099).
- [3] CHEN Jianlai, LI Mengliang, YU Hanwen, *et al.* Full-

- aperture processing of airborne microwave photonic SAR raw data[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2023, 61: 5218812. doi: [10.1109/TGRS.2023.3323947](https://doi.org/10.1109/TGRS.2023.3323947).
- [4] 黄岩, 赵博, 陶明亮, 等. 合成孔径雷达抗干扰技术综述[J]. 雷达学报, 2020, 9(1): 86–106. doi: [10.12000/JR19113](https://doi.org/10.12000/JR19113).
HUANG Yan, ZHAO Bo, TAO Mingliang, et al. Review of synthetic aperture radar interference suppression[J]. *Journal of Radars*, 2020, 9(1): 86–106. doi: [10.12000/JR19113](https://doi.org/10.12000/JR19113).
- [5] WANG Xuesong, LIU Jiancheng, ZHANG Wenming, et al. Mathematic principles of interrupted-sampling repeater jamming (ISRJ)[J]. *Science in China Series F: Information Sciences*, 2007, 50(1): 113–123. doi: [10.1007/s11432-007-2017-y](https://doi.org/10.1007/s11432-007-2017-y).
- [6] ZHAO Bo, HUANG Lei, LI Jian, et al. Deceptive SAR jamming based on 1-bit sampling and time-varying thresholds[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, 2018, 11(3): 939–950. doi: [10.1109/JSTARS.2018.2793247](https://doi.org/10.1109/JSTARS.2018.2793247).
- [7] 李永祯, 黄大通, 邢世其, 等. 合成孔径雷达干扰技术研究综述[J]. 雷达学报, 2020, 9(5): 753–764. doi: [10.12000/JR20087](https://doi.org/10.12000/JR20087).
LI Yongzhen, HUANG Datong, XING Shiqi, et al. A review of synthetic aperture radar jamming technique[J]. *Journal of Radars*, 2020, 9(5): 753–764. doi: [10.12000/JR20087](https://doi.org/10.12000/JR20087).
- [8] 王荣清, 谢旌阳, 田彪, 等. 联合干扰感知与参数估计的抗间歇采样转发干扰方法[J]. 雷达学报(中英文), 2024, 13(6): 1337–1354. doi: [10.12000/JR24153](https://doi.org/10.12000/JR24153).
WANG Rongqing, XIE Jingyang, TIAN Biao, et al. Integrated jamming perception and parameter estimation method for anti-interrupted sampling repeater jamming[J]. *Journal of Radars*, 2024, 13(6): 1337–1354. doi: [10.12000/JR24153](https://doi.org/10.12000/JR24153).
- [9] 万鹏程, 白渭雄, 付孝龙. 基于FrFT的LFM间歇采样转发干扰对抗方法[J]. 火力与指挥控制, 2018, 43(10): 35–39. doi: [10.3969/j.issn.1002-0640.2018.10.007](https://doi.org/10.3969/j.issn.1002-0640.2018.10.007).
WAN Pengcheng, BAI Weixiong, and FU Xiaolong. Fractional Fourier transform-based LFM radars for countering interrupted-sampling repeater jamming[J]. *Fire Control & Command Control*, 2018, 43(10): 35–39. doi: [10.3969/j.issn.1002-0640.2018.10.007](https://doi.org/10.3969/j.issn.1002-0640.2018.10.007).
- [10] 苏汉宁, 潘嘉蒙, 鲍庆龙, 等. 基于波形域的匹配滤波前抗间歇采样转发干扰方法[J]. 雷达学报(中英文), 2024, 13(1): 240–252. doi: [10.12000/JR23149](https://doi.org/10.12000/JR23149).
SU Hanning, PAN Jiameng, BAO Qinglong, et al. Anti-interrupted sampling repeater jamming method in the waveform domain before matched filtering[J]. *Journal of Radars*, 2024, 13(1): 240–252. doi: [10.12000/JR23149](https://doi.org/10.12000/JR23149).
- [11] 韩朝贺, 岑熙, 崔嘉禾, 等. 纹理异常感知SAR自监督学习干扰抑制方法[J]. 雷达学报, 2023, 12(1): 154–172. doi: [10.12000/JR22168](https://doi.org/10.12000/JR22168).
HAN Zhaoyun, CEN Xi, CUI Jiahe, et al. Self-supervised learning method for SAR interference suppression based on abnormal texture perception[J]. *Journal of Radars*, 2023, 12(1): 154–172. doi: [10.12000/JR22168](https://doi.org/10.12000/JR22168).
- [12] HUANG Quan, WEI Shaopeng, and ZHANG Lei. Interpretable ADMM-CSNet for interrupted sampling repeater jamming suppression[J]. *Digital Signal Processing*, 2025, 156: 104850. doi: [10.1016/j.dsp.2024.104850](https://doi.org/10.1016/j.dsp.2024.104850).
- [13] HUANG Quan and ZHANG Lei. Interrupted sampling repeater jamming suppression using complex-valued FISTA-Net[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2026, 62: 3270–3286. doi: [10.1109/TAES.2025.3646182](https://doi.org/10.1109/TAES.2025.3646182).
- [14] LV Qinzhe, QUAN Yinghui, SHA Minghui, et al. Deep neural network-based interrupted sampling deceptive jamming countermeasure method[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, 2022, 15: 9073–9085. doi: [10.1109/JSTARS.2022.3214969](https://doi.org/10.1109/JSTARS.2022.3214969).
- [15] 周畅, 汤子跃, 余方利, 等. 基于脉内正交的抗间歇采样转发干扰方法[J]. 系统工程与电子技术, 2017, 39(2): 269–276. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2017.02.06](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2017.02.06).
ZHOU Chang, TANG Ziyue, YU Fangli, et al. Anti intermittent sampling repeater jamming method based on intrapulse orthogonality[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2017, 39(2): 269–276. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2017.02.06](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2017.02.06).
- [16] 刘智星, 杜思予, 吴耀君, 等. 脉间-脉内捷变频雷达抗间歇采样干扰方法[J]. 雷达学报, 2022, 11(2): 301–312. doi: [10.12000/JR22001](https://doi.org/10.12000/JR22001).
LIU Zhixing, DU Siyu, WU Yaojun, et al. Anti-interrupted sampling repeater jamming method for interpulse and intrapulse frequency-agile radar[J]. *Journal of Radars*, 2022, 11(2): 301–312. doi: [10.12000/JR22001](https://doi.org/10.12000/JR22001).
- [17] 王晓戈, 李槟槟, 陈辉, 等. 基于脉内频率编码联合调频斜率捷变波形的ISRJ对抗方法[J]. 雷达学报(中英文), 2024, 13(5): 1019–1036. doi: [10.12000/JR24046](https://doi.org/10.12000/JR24046).
WANG Xiaoge, LI Binbin, CHEN Hui, et al. Anti-ISRJ method based on intrapulse frequency-coded joint frequency modulation slope agile radar waveform[J]. *Journal of Radars*, 2024, 13(5): 1019–1036. doi: [10.12000/JR24046](https://doi.org/10.12000/JR24046).
- [18] WANG Yi, YU Xianxiang, YANG Jing, et al. Cognitive radar subpulses waveform design via online greedy search[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2025, 73: 1122–1137. doi: [10.1109/TSP.2025.3543868](https://doi.org/10.1109/TSP.2025.3543868).
- [19] ZHOU Kai, LI Dexin, SU Yi, et al. Joint design of transmit waveform and mismatch filter in the presence of interrupted sampling repeater jamming[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2020, 27: 1610–1614. doi: [10.1109/LSP.2020.3021667](https://doi.org/10.1109/LSP.2020.3021667).
- [20] 周凯, 何峰, 粟毅. 一种快速抗间歇采样转发干扰波形和滤波器联合设计算法[J]. 雷达学报, 2022, 11(2): 264–277. doi: [10.12000/JR22015](https://doi.org/10.12000/JR22015).
ZHOU Kai, HE Feng, and SU Yi. Fast algorithm for joint waveform and filter design against interrupted sampling repeater jamming[J]. *Journal of Radars*, 2022, 11(2): 264–277. doi: [10.12000/JR22015](https://doi.org/10.12000/JR22015).

- [21] QIU Xiangfeng, ZHANG Xinyu, JIANG Weidong, *et al.* Transmit-receive joint optimization method for target measurement under interrupted sampling repeater jamming scenarios[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2025, 74: 8505218. doi: [10.1109/TIM.2025.3553247](https://doi.org/10.1109/TIM.2025.3553247).
- [22] ZHOU Kai, LI Dexin, QUAN Sinong, *et al.* SAR waveform and mismatched filter design for countering interrupted-sampling repeater jamming[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2022, 60: 5214514. doi: [10.1109/TGRS.2021.3107328](https://doi.org/10.1109/TGRS.2021.3107328).
- [23] ZHOU Kai, SU Yi, WANG Daoyou, *et al.* Improved SAR interrupted-sampling repeater jamming countermeasure based on waveform agility and mismatched filter design[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2023, 61: 5206916. doi: [10.1109/TGRS.2023.3270351](https://doi.org/10.1109/TGRS.2023.3270351).
- [24] 王福来, 庞晨, 殷加鹏, 等. 一种多普勒容忍的抗间歇采样转发干扰恒模互补波形和接收滤波器联合设计方法[J]. *雷达学报*, 2022, 11(2): 278–288. doi: [10.12000/JR22020](https://doi.org/10.12000/JR22020).
WANG Fulai, PANG Chen, YIN Jiapeng, *et al.* Joint design of Doppler-tolerant complementary sequences and receiving filters against interrupted sampling repeater jamming[J]. *Journal of Radars*, 2022, 11(2): 278–288. doi: [10.12000/JR22020](https://doi.org/10.12000/JR22020).
- [25] 徐嘉臻, 杨威, 杨晨, 等. 抗转发干扰的完全互补码波形和接收滤波器联合设计[J]. *雷达科学与技术*, 2025, 23(2): 150–157. doi: [10.3969/j.issn.1672-2337.2025.02.005](https://doi.org/10.3969/j.issn.1672-2337.2025.02.005).
XU Jiazhen, YANG Wei, YANG Chen, *et al.* Joint design of complete complementary code waveform and receiving filters against sampling repeater jamming[J]. *Radar Science and Technology*, 2025, 23(2): 150–157. doi: [10.3969/j.issn.1672-2337.2025.02.005](https://doi.org/10.3969/j.issn.1672-2337.2025.02.005).
- [26] VESPE M and GREIDANUS H. SAR image quality assessment and indicators for vessel and oil spill detection[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2012, 50(11): 4726–4734. doi: [10.1109/TGRS.2012.2190293](https://doi.org/10.1109/TGRS.2012.2190293).
- [27] XIANG Deliang, LI Wenhong, SUN Xiaokun, *et al.* Sidelobe suppression for high-resolution SAR imagery based on spectral reshaping and feature statistical difference[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2024, 62: 5211314. doi: [10.1109/TGRS.2024.3394405](https://doi.org/10.1109/TGRS.2024.3394405).
- [28] WU Youming, FU Kun, DIAO Wenhui, *et al.* Range sidelobe suppression approach for SAR images using chaotic FM signals[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2022, 60: 5219915. doi: [10.1109/TGRS.2021.3137903](https://doi.org/10.1109/TGRS.2021.3137903).
- [29] TAN Youshan, AN Hongyang, LI Zhongyu, *et al.* Complementary waveform design for SAR range sidelobe suppression[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2025, 63: 5205011. doi: [10.1109/TGRS.2025.3542836](https://doi.org/10.1109/TGRS.2025.3542836).
- [30] SUN Ying, BABU P, and PALOMAR D P. Majorization-minimization algorithms in signal processing, communications, and machine learning[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2017, 65(3): 794–816. doi: [10.1109/TSP.2016.2601299](https://doi.org/10.1109/TSP.2016.2601299).
- [31] BOYD S, PARIKH N, CHU E, *et al.* Distributed optimization and statistical learning via the alternating direction method of multipliers[J]. *Foundations and Trends in Machine Learning*, 2011, 3(1): 1–122. doi: [10.1561/22000000016](https://doi.org/10.1561/22000000016).
- [32] BOLTE J, SABACH S, and TEBoulLE M. Proximal alternating linearized minimization for nonconvex and nonsmooth problems[J]. *Mathematical Programming*, 2014, 146(1/2): 459–494. doi: [10.1007/s10107-013-0701-9](https://doi.org/10.1007/s10107-013-0701-9).
- [33] LI Ningning, WANG Zan, WEI Tingting, *et al.* 2D-ISRJ suppression in synthetic aperture radar data via a three-step approach: Detection, location, and mitigation[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, 2025, 18: 21653–21671. doi: [10.1109/JSTARS.2025.3599628](https://doi.org/10.1109/JSTARS.2025.3599628).
- [34] LEI Songlin, LU Dongdong, QIU Xiaolan, *et al.* SRSDD-v1.0: A high-resolution SAR rotation ship detection dataset[J]. *Remote Sensing*, 2021, 13(24): 5104. doi: [10.3390/rs13245104](https://doi.org/10.3390/rs13245104).

作者简介

钟鸣远, 博士生, 主要研究方向为合成孔径雷达波形设计等。

安洪阳, 副教授, 主要研究方向为SAR成像与抗干扰等。

武俊杰, 教授, 主要研究方向为双/多基SAR、智能化雷达成像等。

娄明悦, 博士, 主要研究方向为合成孔径雷达抗干扰等。

米彦松, 硕士生, 主要研究方向为盲信号处理、多源协同目标跟踪等。

陈绍桦, 硕士生, 主要研究方向为基于深度学习的合成孔径雷达波形设计等。

李中余, 教授, 主要研究方向为双/多基SAR运动目标检测与成像、外辐射源雷达探测与成像等。

杨建宇, 教授, 主要研究方向为前视雷达成像、双/多基SAR成像、新体制雷达探测与成像等。

(责任编辑: 于青)