

基于子阵波束设计的空时二维杂波抑制方法

万福海^① 许京伟^{*①} 廖桂生^① 王伟伟^②

^①(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

^②(中国空间技术研究院西安分院 西安 710000)

摘要: 机载雷达接收端采用子阵处理时面临栅瓣杂波导致的复杂空时耦合分布, 使主瓣波束方向存在多个由栅瓣杂波导致的检测性能凹口, 目标检测性能恶化严重。针对此问题, 该文首先分析了子阵处理中栅瓣杂波空时谱分布特性, 并在此基础上提出了基于接收子阵波束设计的空时二维杂波抑制方法。该方法采用重叠子阵构型方案, 通过子阵方向图设计形成在子阵间栅瓣区域处的宽凹口, 实现对子阵间栅瓣区域杂波的预滤波。进一步构建子阵级空时处理器, 由于栅瓣杂波已经在子阵内完成预滤波, 避免了栅瓣杂波在空时二维平面上的耦合扩散, 从而提高了杂波抑制和动目标检测性能。仿真结果表明, 所提方法显著改善了栅瓣杂波区的输出信杂噪比损失性能。

关键词: 空时自适应处理; 重叠子阵; 栅瓣杂波抑制; 子阵方向图; 预滤波

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2024)05-1061-12

DOI: 10.12000/JR24064

引用格式: 万福海, 许京伟, 廖桂生, 等. 基于子阵波束设计的空时二维杂波抑制方法[J]. 雷达学报(中英文), 2024, 13(5): 1061–1072. doi: 10.12000/JR24064.

Reference format: WAN Fuhai, XU Jingwei, LIAO Guisheng, *et al.* Space-time two-dimensional clutter suppression method based on subarray beam pattern design[J]. *Journal of Radars*, 2024, 13(5): 1061–1072. doi: 10.12000/JR24064.

Space-time Two-dimensional Clutter Suppression Method Based on Subarray Beam Pattern Design

WAN Fuhai^① XU Jingwei^{*①} LIAO Guisheng^① WANG Weiwei^②

^①(National Key Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

^②(China Academy of Space Technology (Xi'an), Xi'an 710000, China)

Abstract: Airborne radar receivers that utilize subarray processing face challenges owing to the complex space-time coupling distribution caused by grating-lobe clutter. This results in multiple performance notches in the main beam, which severely affects target detection performance. To address this issue, we analyze the characteristics of grating-lobe clutter distribution in subarray processing and propose an approach for space-time clutter suppression based on the design of a receiving subarray beam pattern. Our approach leverages an overlapping subarray scheme to form wide nulls in the regions between subarrays where grating-lobe clutter is prevalent through beam pattern design. This design facilitates grating-lobe clutter pre-filtering between subarrays. Furthermore, we develop a subarray-level space-time processor that avoids the grating-lobe clutter coupling diffusion in the space-time two-dimensional plane by performing clutter pre-filtering within each subarray. This strategy enhances clutter suppression and moving-target-detection capabilities. Simulation

收稿日期: 2024-04-11; 改回日期: 2024-05-09; 网络出版: 2024-06-12

*通信作者: 许京伟 xujingwei1987@163.com *Corresponding Author: XU Jingwei, xujingwei1987@163.com

基金项目: 国家自然科学基金(61931016, 62071344), 陕西省自然科学基金基础研究计划(2023-JC-JQ-55)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61931016, 62071344), Natural Science Basic Research Project of Shaanxi Province (2023-JC-JQ-55)

责任主编: 谢文冲 Corresponding Editor: XIE Wenchong

©The Author(s) 2024. This is an open access article under the CC-BY 4.0 License

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

results verify that the proposed method can remarkably improve the output signal to clutter plus noise ratio loss performance in grating-lobe clutter regions.

Key words: Space-Time Adaptive Processing (STAP); Overlapping subarray; Grating-lobe clutter suppression; Subarray beampattern; Pre-filtering

1 引言

空时自适应处理(Space-Time Adaptive Processing, STAP)技术^[1,2]利用空间和时间二维自由度能够实现对杂波的抑制,是机载/星载等运动平台雷达动目标检测的关键技术^[3-6]。受计算复杂度和训练样本的约束,实际中通常采用降维降秩类空时处理技术^[7-9]。子阵化结构在实际系统中应用广泛,能够有效缓解系统计算复杂度,同时可以达到近似最优的杂波抑制性能^[10]。但是接收端采用子阵处理会因为子阵间距大于半波长导致栅瓣杂波经过空时耦合后位于主瓣波束区域,造成主瓣波束区域内存在多个由栅瓣杂波产生的性能检测凹口,当对主瓣方向进行目标检测时就会出现多个多普勒盲速值,严重恶化动目标检测性能。因此,当接收端采用子阵处理结构时,抑制栅瓣杂波具有重要的实际应用价值。

杂波抑制是机载/星载等雷达系统研制过程中存在的技术难点,到目前为止,已有诸多文献对距离模糊杂波抑制^[11-13]、非均匀杂波抑制^[14,15]以及非平稳杂波抑制^[16,17]等问题进行了深入研究,栅瓣杂波抑制同样也是该领域一直存在的关键问题。目前,抑制子阵间栅瓣的方法主要是基于非规则子阵^[18]和非周期子阵^[19]等非传统阵列设计思路。非规则子阵核心思想是通过子阵进行旋转、镜像、平移操作,依靠子阵自身带来的非规则性打破相位中心周期性引起的栅瓣^[20-27]。文献^[20]对非规则子阵平铺建模进行了详细讨论。文献^[22]提出一种启发式迭代凸松弛框架实现了非规则子阵精确孔径覆盖,并且借助多任务贝叶斯压缩感知求解器给出了启发式的初始迭代点,进一步提升了方向图栅瓣抑制性能。文献^[26]在引入字典矩阵、稀疏激励向量和稀疏二进制向量的基础上将非规则阵列合成问题建模为混合整数规划问题进行求解,可以保证栅瓣强度控制在约束范围内。但是非规则子阵类设计方法的优化目标往往局限于栅瓣抑制而忽略了实际工程制造难度,缺乏重复性的子阵结构布局使得阵面加工及馈电线路复杂异常,难以在实际工程中开展。非周期子阵类方法通过优化每个规则且相同的子阵列移动方式和中心位置也可解决栅瓣抑制问题。遗传算法^[28-31]和梯度算法^[32-34]被广泛用于该子阵构型。在文献^[29]中,行子阵的随机交错位移量被使用遗传

算法进行优化以便抑制栅瓣电平。文献^[31]将子阵位置的优化扩展到二维,包括子阵的错位和旋转。文献^[32]提出一种基于位置梯度和sigmoid函数的优化算法实现栅瓣消除。文献^[33]基于可变步长的自适应梯度搜索算法研究了大单元间距非周期子阵的优化问题。但是基于优化算法的非周期子阵类方法存在的问题是:随着阵元数目增多,算法解空间增长,导致运算量增加、收敛速度变慢,无法得到最优解甚至失效,难以保证在大规模阵列情况下算法的稳健性与实时性。鉴于非规则子阵和非周期子阵在实际工程应用中存在的局限性,考虑在阵面可模块化生产、馈电网络便于工程实现的规则子阵中实现栅瓣杂波抑制具有重要的研究价值。

本文针对接收端子阵处理时因栅瓣杂波空时耦合至主波束区导致主瓣方向动目标检测性能损失的问题,采用规则的**重叠子阵构型提出了一种基于接收子阵波束设计的栅瓣杂波抑制方法**。首先,在重叠子阵架构下分别估计子阵间栅瓣区域杂波耦合至空时二维平面的位置及相关杂波功率,据此构建接收子阵内栅瓣杂波协方差矩阵;其次,借助该矩阵,子阵波束设计问题可建模为最小方差无失真响应(Minimum Variance Distortionless Response, MVDR)形式且具有**闭式解**;最后,设计的子阵方向图可在子阵间栅瓣区域形成宽凹口,能够在子阵级STAP处理前完成对栅瓣区域杂波的预滤波,避免了栅瓣杂波在空时平面的耦合扩散,动目标检测性能被提升。仿真验证了本文方法的有效性。

2 信号模型

考虑一个装备线性阵列的正侧视机载雷达系统,如图1所示。平台高度 H 且沿 y 轴正向以速度 v 飞行,雷达工作波长 λ ,一个相干处理时间内积累脉冲数为 K 。假设由阵元间距 $d = \lambda/2$ 的 N 个阵元组成的均匀线性阵列(Uniform Linear Array, ULA)以全阵发射信号,接收时为降低后续自适应处理运算量,将ULA均匀划分为 N_s 个重叠子阵,子阵内包含 N_e 个阵元,子阵之间重叠 N_o 个阵元,接收端采用重叠子阵时的回波信号处理流程如图2所示。

假设地面某散射单元 S 相对雷达的斜距为 R_ℓ ,方位角和俯仰角分别是 θ 和 φ ,则散射单元 S 对应的全维接收空域导向矢量如下:

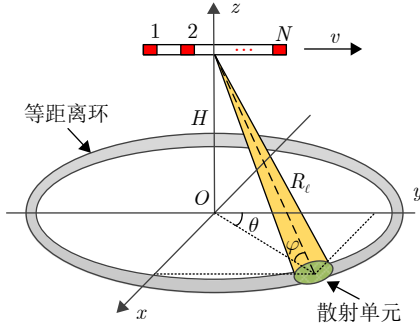


图1 正侧视机载雷达几何构型

Fig. 1 Side-looking airborne radar geometry model

$$\mathbf{a}_r(f_e) = [1, e^{j2\pi f_e}, \dots, e^{j2\pi(N-1)f_e}]^T \in \mathbb{C}^N \quad (1)$$

其中, $f_e = d \cos \varphi \cos \theta / \lambda$ 为阵元级空间频率, 上标 T 代表转置操作, \mathbb{C}^N 表示 $N \times 1$ 维复数矢量。

本文考虑相控阵(Phased Array, PA)雷达体制, 在发射端可形成指向目标方向的波束, 在接收端首先利用式(2)所示的空域降维变换矩阵 T 对回波数据进行重叠子阵内波束合成处理

$$\begin{cases} \mathbf{T} = [\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \dots, \mathbf{t}_i, \dots, \mathbf{t}_{N_s}] \in \mathbb{C}^{N \times N_s} \\ \mathbf{t}_i = [\mathbf{0}_{1 \times (i-1)(N_e - N_o)}, \mathbf{1}_{1 \times N_e} \odot \mathbf{w}_e, \\ \mathbf{0}_{1 \times (N - N_e - (i-1)(N_e - N_o))}]^T \end{cases} \quad (2)$$

其中, $\mathbb{C}^{N \times N_s}$ 表示 $N \times N_s$ 维复数矩阵, 且 T 满足 $T^H T = \mathbf{I}_{N_s \times N_s}$, 上标 H 表示共轭转置, \mathbf{I} 表示单位阵。 $\mathbf{t}_i \in \mathbb{C}^N$, $\mathbf{0}$ 代表 0 矢量, $\mathbf{1}$ 代表元素全为 1 的矢量, \mathbf{w}_e 表示接收重叠子阵内波束形成权矢量, 常规处理是令 $\mathbf{w}_e = [1, e^{j2\pi f_{e0}}, \dots, e^{j2\pi(N_e-1)f_{e0}}]^T \in \mathbb{C}^{N_e}$, 其表示每个重叠子阵内以第 1 个阵元为参考时的接收波束形成静态权矢量, $f_{e0} = d \cos \varphi_0 \cos \theta_0 / \lambda$,

φ_0 和 θ_0 分别为目标的俯仰角和方位角, \odot 表示 Hadamard 积。对 \mathbf{t}_i 的解释是: 当考虑对第 i 个重叠子阵进行波束合成时, \mathbf{t}_i 中仅第 i 个重叠子阵对应的元素上取值为 \mathbf{w}_e 中的数值, 其余元素均为 0。通过降维变换矩阵 T 可以将接收端维度是 $N \times 1$ 的全维空域导向矢量降维成维度是 $N_s \times 1$ 的子阵级接收空域导向矢量, 即

$$\mathbf{a}_s(f_s) = T^H \mathbf{a}_r(f_e) \in \mathbb{C}^{N_s} \quad (3)$$

其中, $f_s = d_s \cos \varphi \cos \theta / \lambda$ 为子阵级空间频率, 对于均匀重叠子阵, $d_s = (N_e - N_o)d$ 表示相邻子阵间的间距。

由于本文提出的接收子阵波束设计方法主要实现子阵间栅瓣区域杂波的预滤波(在第 3 节讨论), 因此引入接收阵元幅相误差来测试所提方法的稳健性。该误差矢量可由式(4)给出:

$$\begin{cases} \mathbf{e} = [e_1, e_2, \dots, e_{N_s}]^T \in \mathbb{C}^{N_s} \\ e_n = (1 + \kappa_n) e^{j\vartheta_n}, n = 1, 2, \dots, N_s \end{cases} \quad (4)$$

其中, κ_n 和 ϑ_n 分别表示第 n 个接收阵元上的幅度误差和相位误差, κ_n 服从高斯随机分布, 即 $N(1, \kappa_0^2)$, ϑ_n 在区间 $[-\vartheta_0, \vartheta_0]$ 内服从均匀分布。因此, 考虑阵元幅相误差后的全维接收空域导向矢量为 $\mathbf{a}_r(f_e) = \mathbf{a}_r(f_e) \odot \mathbf{e}$ 。为简明清晰, 不再对考虑幅相误差后的全维接收空域导向矢量重新定义符号。

此外, 时域导向矢量具有如下形式:

$$\mathbf{a}_d(f_d) = [1, e^{j2\pi f_d}, \dots, e^{j2\pi(K-1)f_d}]^T \in \mathbb{C}^K \quad (5)$$

其中, $f_d = 2v \cos \varphi \cos \theta / (\lambda f_{PRF})$ 表示归一化多普勒频率, f_{PRF} 是脉冲重复频率。因此, 接收目标时空快拍数据形式如下:

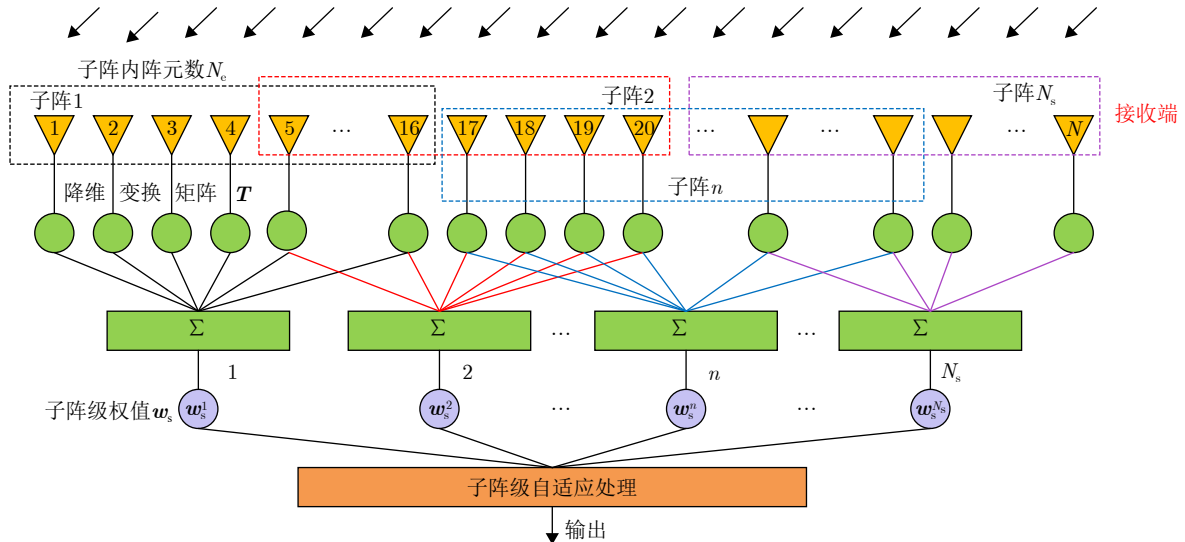


图2 阵列接收信号处理流程图

Fig. 2 Flowchart of array receiving signal processing

$$\mathbf{x}_s = \rho_0 \mathbf{T}^H \mathbf{a}_r(f_{e0}) \otimes \mathbf{a}_d(f_{d0}) \in \mathbb{C}^{N_s K} \quad (6)$$

其中, ρ_0 表示考虑发射方向图增益等因素的目标幅度, f_{d0} 是目标多普勒频率, \otimes 表示Kronecker积。假定各杂波块统计独立, 不考虑距离模糊情形时任意距离门杂波空时快拍数据可建模为各杂波块回波信号的叠加^[35]。

$$\mathbf{x}_c = \sum_{i=1}^{N_c} \rho_i \mathbf{T}^H \mathbf{a}_r(f_{e,i}) \otimes \mathbf{a}_d(f_{d,i}) \in \mathbb{C}^{N_s K} \quad (7)$$

其中, N_c 为距离环上杂波块个数, $\rho_i, f_{e,i}, f_{d,i}$ 分别表示考虑发射方向图调制等因素的杂波块回波幅度、空间频率和多普勒频率。则对于单个距离门, 离散矢量化后的全部回波数据表示如下:

$$\mathbf{x} = \mathbf{x}_s + \mathbf{x}_c + \mathbf{x}_n \quad (8)$$

其中, $\mathbf{x}_n = \tilde{\mathbf{T}}^H \mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_s K}$ 表示子阵级噪声信号, $\tilde{\mathbf{T}} = \mathbf{T} \otimes \mathbf{I}_{K \times K} \in \mathbb{C}^{N_s K \times N_s K}$, $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_s K}$ 表示均值为0方差为 σ_n^2 的高斯白噪声。

3 栅瓣杂波空时谱特性分析

3.1 栅瓣杂波谱模糊分析

杂波的空时谱是定义在空间频率和多普勒频率二维谱平面上的杂波功率谱。接收端采用重叠子阵配置时的杂波空时Capon谱表示如下:

$$P(f_s, f_d) = \frac{1}{\mathbf{a}(f_s, f_d)^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(f_s, f_d)} \quad (9)$$

其中, $\mathbf{R} = (1/L) \sum_{\ell=1}^L \mathbf{x}_\ell \mathbf{x}_\ell^H \in \mathbb{C}^{N_s K \times N_s K}$ 表示利用待检测距离门数据相邻数据集作为训练样本经最大似然估计得到的杂波加噪声协方差矩阵, L 为训练样本个数, $\mathbf{x}_\ell = \mathbf{x}_{c,\ell} + \mathbf{x}_{n,\ell} \in \mathbb{C}^{N_s K}$ 为第 ℓ 个距离门回波数据, $\mathbf{a}(f_s, f_d) = \mathbf{a}_s(f_s) \otimes \mathbf{a}_d(f_d) \in \mathbb{C}^{N_s K}$ 为子阵级杂波空时导向矢量。

根据数字信号处理理论, 雷达经过空域采样(即每个阵元的采样)和时域采样(即每个脉冲时刻的采样)之后, 杂波的空时谱将在空间频率轴和多普勒频率轴上以采样频率为间隔进行周期延拓。通常, 对于采用固定脉冲重复频率 f_{PRF} 的ULA, 时间采样率即为 f_{PRF} , 可将接收信号多普勒频率除以 $f_{PRF} = 1/T$ 进行归一化, 其中 T 为脉冲重复周期。通过类比, 空间频率 $f_s = d_s \cos \varphi \cos \theta / \lambda$ 可以看作 $(N_e - N_o) \cos \varphi \cos \theta / \lambda$ 对空间采样率 $1/d$ 归一化的结果。由于空间频率和时间频率是按照各自的采样频率归一化所得, 因此, 杂波谱将在空域和时域上以1为间隔进行周期延拓。如果在空域或时域不满足Nyquist采样定理, 那么杂波谱经延拓后将在观测区域(通常指空间频率为 $[-0.5, 0.5]$, 多普勒频率

为 $[-0.5, 0.5]$ 的空时区域)内产生空间模糊和多普勒模糊。

接收端采用重叠子阵处理时子阵间距 d_s 通常大于半波长 d , 则空域采样频率间隔不满足Nyquist采样定理, 杂波谱沿空域周期拓展后将产生空间模糊。此外, 杂波的多普勒带宽为 $B_d = 2v/d$, 若 $f_{PRF} < B_d$, 则系统会产生多普勒模糊。但是本文给出的雷达系统参数满足 $2vT/d = 1$, 即 $f_{PRF} = B_d$, 刚好达到不出现多普勒模糊的临界条件, 即不考虑多普勒模糊。图3(a)给出了空域延拓之前的杂波谱, 它分布于空间频率为 $[-(N_e - N_o)/2, (N_e - N_o)/2]$, 多普勒频率为 $[-0.5, 0.5]$ 的空时区域内(此处设置 $N_e - N_o = 4$)。空域和时域周期延拓后的杂波谱如图3(b)所示。

可见, 由于多普勒满足无模糊条件, 因此时域周期延拓后的杂波谱并不模糊到观测区域内。但是原始杂波谱经空域延拓后, 会在观测区域内出现多条空时耦合的杂波谱。因子阵间的栅瓣区域与主瓣区域呈现周期分布, 对应到空间频率上也具有周期性, 因此原始杂波谱经空域延拓后栅瓣区域杂波将空时耦合至主瓣空间频率域内, 即主瓣空间频率域内出现多条栅瓣杂波谱, 若这些栅瓣杂波谱占据了目标多普勒频率, 直接采用子阵级STAP处理在抑制栅瓣杂波的同时也会消除目标, 产生多普勒盲速现象, 严重恶化动目标检测性能。

3.2 栅瓣杂波谱数目与重叠阵元数关系分析

根据3.1节分析可知, 空时耦合至主瓣波束区域内的栅瓣杂波谱数目越多, 检测性能凹口则越多, 目标检测性能损失就越严重。事实上, 当接收端采

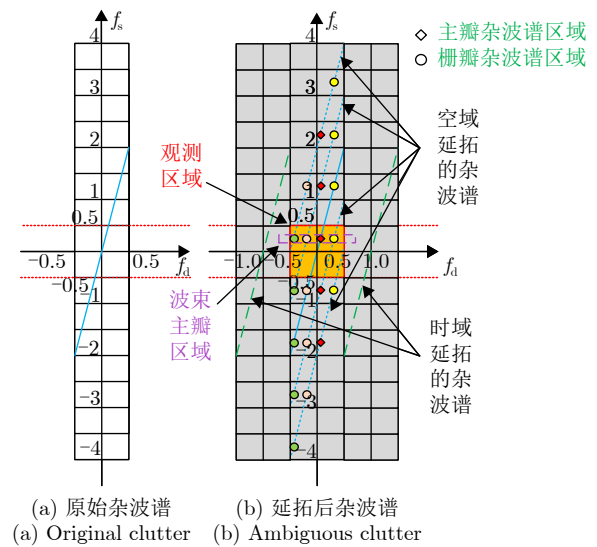


图3 杂波模糊示意图

Fig. 3 Schematic of clutter ambiguity

用重叠子阵配置时,子阵间阵元重叠数会直接影响耦合至主瓣波束内的栅瓣杂波谱数目,本节将对此进行分析。考虑位于方位角 θ_i ,俯仰角 φ_i 位置处的杂波块,对于接收端采用重叠子阵结构的正侧视机载雷达系统,该杂波块空间频率表示为

$$f_{s,i} = \frac{d_s \cos \varphi_i \cos \theta_i}{\lambda} \quad (10)$$

多普勒频率表示为

$$f_{d,i} = \frac{2v \cos \varphi_i \cos \theta_i}{\lambda f_{\text{PRF}}} \quad (11)$$

将式(10)代入式(11),并结合 $d_s = (N_e - N_o)d$ 可推导出杂波空间频率与多普勒频率之间满足线性关系 $f_{s,i} = \chi f_{d,i}$, χ 表示杂波脊的斜率且形式如下:

$$\chi = \frac{(N_e - N_o)d f_{\text{PRF}}}{2v} \quad (12)$$

杂波脊斜率 χ 表征了杂波谱空间模糊至观测区域内的次数。若将重叠子阵内阵元数 N_e 固定,则子阵间重叠的阵元数越少, χ 越大,即空间模糊到观测区域的杂波谱数目越多,进一步表明耦合至主瓣波束区域内的栅瓣杂波谱数目也越多。图4给出了 $N_e = 16$ 时3组不同阵元重叠数 N_o 情形下的重叠子阵空时二维杂波谱示意图。当阵元重叠数分别为14, 13, 12时,按照式(12)可计算出杂波脊斜率 χ ,则空间模糊至观测区域内的杂波谱数目分别为2, 3, 4,在波束主瓣区域内,除主瓣杂波谱外(蓝色实线所示),还分别存在1, 2, 3条栅瓣杂波谱(蓝色虚线所示)。

4 栅瓣杂波抑制方法

4.1 栅瓣杂波在空时平面内位置分布计算

考虑栅瓣杂波抑制策略之前,应先确定出栅瓣

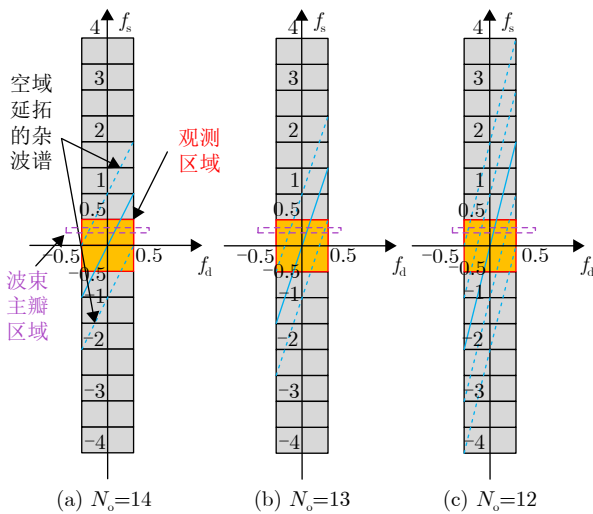


图4 不同阵元重叠数时杂波空时谱示意图

Fig. 4 Space-time clutter spectrum diagram with different array overlapping numbers

杂波在空时二维平面内的具体位置。子阵周期性规则划分且子阵间距大于半波长会导致栅瓣产生,除方位角 θ_0 ,俯仰角 φ_0 的波束主瓣方向外,在空间其余方向可产生与主瓣增益接近的栅瓣,即满足如下关系时将出现栅瓣:

$$\frac{d_s \cos \varphi \cos \theta}{\lambda} - \frac{d_s \cos \varphi_0 \cos \theta_0}{\lambda} = \pm n, \quad n = 1, 2, \dots \quad (13)$$

对式(13)进行数学推导可得全部栅瓣杂波谱中心对应的方位角 θ_g 的集合为

$$\Xi_\theta = \left\{ \theta_g | \theta_g = \arccos \left(\left\langle \cos \theta_0 \pm \frac{n\lambda}{(d_s \cos \varphi_0)} \right\rangle_{(-1,1)} \right) \right\} \quad (14)$$

其中, $\langle \rangle_{(-1,1)}$ 表示在区间 $[-1, 1]$ 内取值, $\theta_g \in [0, \pi]$ 。则全部栅瓣杂波谱中心对应的空间频率 f_s 的集合为

$$\Xi_{f_s} = \left\{ f_s | f_s = \frac{d_s \cos \varphi_0 \cos \theta_g}{\lambda}, \theta_g \in \Xi_\theta \right\} \quad (15)$$

根据正侧视机载雷达空时耦合关系,对应于 Ξ_{f_s} ,全部栅瓣杂波谱中心对应的多普勒频率 f_d 的集合为

$$\Xi_{f_d} = \left\{ f_d | f_d = \frac{2v}{d_s f_{\text{PRF}}} f_s, f_s \in \Xi_{f_s} \right\} \quad (16)$$

根据式(15)和式(16)可知,第 p 条栅瓣杂波谱的中心在空时平面内真实的位置分布为

$$\Upsilon_p = \{ (f_s^p, f_d^p) | f_s^p \in \Xi_{f_s}, f_d^p \in \Xi_{f_d} \} \quad (17)$$

其中, $p = 1, 2, \dots, P$,假设共有 P 条栅瓣杂波谱,即式(14)一式(17)表示的集合中元素数均为 P 。

由于子阵处理时杂波谱将产生空域模糊,栅瓣杂波将耦合至主瓣波束内。因此,在空时观测区域内,空域模糊后第 p 条栅瓣杂波谱的中心在空时平面内位置分布为

$$\Upsilon_p = \{ (f_s^p, f_d^p) | f_s^p = f_{s_0}, f_d^p \in \Xi_{f_d} \} \quad (18)$$

其中, f_{s_0} 表示波束主瓣指向对应的子阵级空间频率。

4.2 所提方法

根据4.1节分析可知,所有栅瓣杂波谱中心出现在空时平面的位置为 $\Upsilon = \Upsilon_1 \cup \Upsilon_2 \dots \Upsilon_P$,当栅瓣杂波空时耦合后占据了期望目标的空间频率和多普勒频率位置,即 $(f_{s_0}, f_{d_0}) \in \Upsilon$,直接利用子阵级输出的数据进行STAP处理虽然能够消除栅瓣杂波,但是目标也会被抑制,恶化了动目标检测性能。针对该问题,本文提出一种可行的解决思路:在接收端重叠子阵内进行方向图权矢量 w_e 设计,使子阵方向图在子阵间栅瓣区域形成宽且深的凹口,实现对子阵间栅瓣区域杂波的预滤波。进一步构建子阵级空时处理器抑制空时耦合的主瓣杂波和旁瓣杂

波, 由于栅瓣杂波在子阵内已经被预滤除, 子阵级STAP处理时原本被栅瓣杂波谱占据的空时位置处的目标信号将不会被抑制, 因此提升了动目标检测性能。在设计子阵方向图时, 若能够根据栅瓣区域杂波信息构建出栅瓣杂波协方差矩阵, 则可以借助MVDR准则对子阵方向图权矢量 \mathbf{w}_e 建立求解模型, 在保持目标信号能量基础上使用子阵方向图在栅瓣杂波区域形成零陷并对其进行抑制, 即

$$\begin{cases} \min_{\mathbf{w}_e} \mathbf{w}_e^H \mathbf{R}_e \mathbf{w}_e \\ \text{s.t. } \mathbf{w}_e^H \mathbf{a}_e(f_{e0}) = 1 \end{cases} \quad (19)$$

其中, $\mathbf{R}_e \in \mathbb{H}_{N \times N}$ 表示根据栅瓣区域杂波信息构建的子阵内杂波协方差矩阵, \mathbb{H} 表示Hermitian矩阵, $\mathbf{a}_e(f_{e0}) \in \mathbb{C}^N$ 为子阵内目标空域导向矢量。MVDR波束形成器可通过Lagrange乘子法求得:

$$\mathbf{w}_e = \frac{\mathbf{R}_e^{-1} \mathbf{a}_e(f_{e0})}{\mathbf{a}_e^H(f_{e0}) \mathbf{R}_e^{-1} \mathbf{a}_e(f_{e0})} \quad (20)$$

由式(20)可知, 求解接收子阵内方向图权矢量 \mathbf{w}_e 的关键在于如何重构 \mathbf{R}_e 。本文提出的方法是将 \mathbf{R}_e 建立为栅瓣杂波区域对应的所有子阵内空域导向矢量与其相关杂波功率的线性组合。

首先, 确定栅瓣杂波区域对应的子阵内空域导向矢量。由于接收端子阵内空域方向图和多普勒滤波器具有一定的波束宽度, 且杂波在空间具有扩展性, 则栅瓣区域杂波较强的能量部分主要分布在以 $\hat{\mathbf{Y}}_p, p=1, 2, \dots, P$ 为中心的一定空时区间内。如果仅考虑在第 p 个栅瓣方位角 Ξ_p^p 处形成单个零点, 则无法有效消除第 p 个栅瓣杂波区域内所有杂波。因此需要对接收子阵方向图的零点进行一定展宽, 确保对栅瓣区域杂波实现有效的预滤波。具体的, 通过给定一个方位角宽度 $\Delta\theta$, 则 Ξ_p^p 展宽后的范围为 $[\Xi_p^p - \Delta\theta/2, \Xi_p^p + \Delta\theta/2]$, 等价的子阵内空间频率展宽范围是 $[f_e^p - \Delta f_e/2, f_e^p + \Delta f_e/2]$, 其中 $f_e^p = d \cos \varphi_0 \cos \Xi_p^p / \lambda$, Δf_e 是对应于 $\Delta\theta$ 的空间频率展宽量。将上述第 p 个栅瓣杂波区域沿空域维离散化可得

$$f_e^{p,i} \sim U\left(f_e^p - \frac{\Delta f_e}{2}, f_e^p + \frac{\Delta f_e}{2}\right) \quad (21)$$

其中, $f_e^{p,i}$ 表示第 p 个栅瓣杂波区域内第 i 个离散的子阵内空间频率点, $p=1, 2, \dots, P$, $i=1, 2, \dots, I$, I 表示每个栅瓣区域内离散化的子阵内空间频率点总数, $U(\cdot)$ 表示均匀分布函数。因此第 p 个栅瓣杂波区域内任意离散空间频率点对应的子阵内空域导向矢量为

$$\mathbf{a}_e(f_e^{p,i}) = [1, e^{j2\pi f_e^{p,i}}, \dots, e^{j2\pi(N_e-1)f_e^{p,i}}]^T \quad (22)$$

其次, 确定栅瓣区域内杂波功率。根据式(18)可知空域模糊到主瓣波束内的第 p 条栅瓣杂波谱的中心在空时二维平面内的分布, 将该栅瓣杂波区域分别沿空域维和多普勒维离散化:

$$\left. \begin{aligned} f_s^{p,i} &\sim U\left(f_{s0} - \frac{\Delta f_s}{2}, f_{s0} + \frac{\Delta f_s}{2}\right) \\ f_d^{p,j} &\sim U\left(\Xi_{fd}^p - \frac{\Delta f_d}{2}, \Xi_{fd}^p + \frac{\Delta f_d}{2}\right) \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

其中, $f_s^{p,i}$ 表示空域模糊至波束主瓣内的第 p 个栅瓣杂波区域中第 i 个子阵级空间频率点, $f_d^{p,j}$ 为空域模糊到主瓣内的第 p 个栅瓣杂波区域中第 j ($j=1, 2, \dots, J$)个多普勒频率点, J 表示每个栅瓣区域内离散化的多普勒频率点总数, Δf_d 为多普勒滤波器3 dB宽度。因此, 由 $f_s^{p,i}$ 和 $f_d^{p,j}$ 可以得到对应的子阵级杂波空时导向矢量为

$$\mathbf{a}(f_s^{p,i}, f_d^{p,j}) = \mathbf{a}_s(f_s^{p,i}) \otimes \mathbf{a}_d(f_d^{p,j}) \quad (24)$$

利用Capon谱估计可计算式(23)中空时离散点处的子阵级栅瓣杂波功率为

$$\hat{P}(f_s^{p,i}, f_d^{p,j}) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(f_s^{p,i}, f_d^{p,j}) \hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}(f_s^{p,i}, f_d^{p,j})} \quad (25)$$

其中, $\hat{\mathbf{R}}$ 表示发射端与接收端重叠子阵内均采用常规静态权时得到的子阵级样本协方差矩阵, 这可由收发端采用上述处理过程的实际接收数据得到。

显然, 当每个栅瓣杂波区域内都选择最大值作为栅瓣杂波功率估计值时, 更容易保证接收子阵方向图产生足够深的零陷, 因此第 p 个栅瓣区域内的所有离散点处的杂波功率取值可由式(26)统一确定。

$$\hat{\sigma}_p^2 \approx \max \left\{ \hat{P}(f_s^{p,i}, f_d^{p,j}) \right\} \quad (26)$$

其中, $\max\{\cdot\}$ 表示取最大值操作。根据式(22)和式(26)可重构出接收子阵内对应于子阵间栅瓣区域的杂波协方差矩阵为

$$\mathbf{R}_e = \sum_{p=1}^P \sum_{i=1}^I \hat{\sigma}_p^2 \mathbf{a}_e(f_e^{p,i}) \mathbf{a}_e^H(f_e^{p,i}) \in \mathbb{H}_{N \times N} \quad (27)$$

为保证 \mathbf{R}_e 的可逆性, 可对 \mathbf{R}_e 进行对角加载, 即 $\hat{\mathbf{R}}_e = \mathbf{R}_e + \eta \mathbf{I}_{N_e \times N_e}$, η 表示对角加载等级。用 $\hat{\mathbf{R}}_e$ 替换式(20)中的 \mathbf{R}_e 可得到接收端重叠子阵方向图权矢量 \mathbf{w}_e 。

基于前述分析可知, 接收数据首先经过本文提出的重叠子阵权矢量 \mathbf{w}_e 进行子阵内波束合成, 可保证子阵间栅瓣区域杂波位于子阵方向图零陷区,

在子阵内实现栅瓣杂波的预滤波。然后,基于消除了栅瓣杂波的子阵级数据进一步构建子阵级STAP处理器,并使用该处理器对子阵级数据进行滤波,可抑制剩余空时耦合的主瓣杂波和旁瓣杂波,子阵级STAP处理器权矢量如下:

$$\mathbf{w}_s = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(f_{s_0}, f_{d_0})}{\mathbf{a}^H(f_{s_0}, f_{d_0}) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(f_{s_0}, f_{d_0})} \quad (28)$$

其中, $\mathbf{a}(f_{s_0}, f_{d_0})$ 表示子阵级目标空时导向矢量。

5 仿真结果

本节通过仿真实验对所提方法有效性进行了验证, 机载正侧视雷达参数见表1。

5.1 子阵间阵元重叠数对栅瓣杂波谱影响

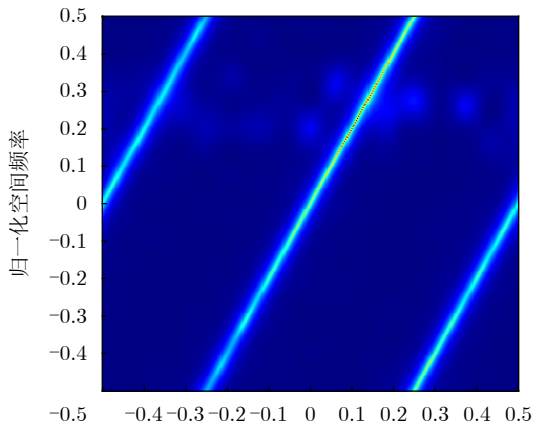
图5给出了不同阵元重叠数情况下的重叠子阵空时二维杂波谱分布仿真结果。正侧视阵列构型下, 杂波空时耦合为线性耦合关系, 其斜率为 $d_s f_{PRF} / (2v)$ 。在给定重频与平台飞行速度参数条件下, 固定子阵

内阵元数 $N_e = 16$, 随着阵元重叠数 N_o 减小, 子阵间距增大, 则斜率越大。随着斜率增加, 空时二维功率谱在多普勒维呈现多次折叠现象, 即相同角度的杂波对应的多普勒值有多个, 并随着斜率的增大

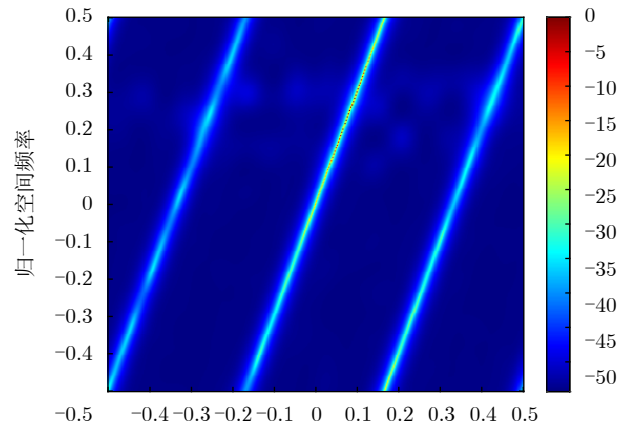
表 1 雷达系统仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters of radar system

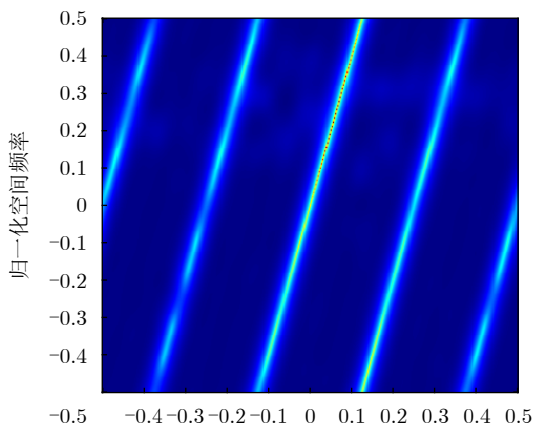
| 参数 | 数值 | 参数 | 数值 |
|--------|---------|----------|---------|
| 阵元总数 | 52 | 子阵数 | 10 |
| 子阵内阵元数 | 16 | 重叠阵元数 | 12 |
| 脉冲数 | 16 | 工作载频 | 1.2 GHz |
| 波长 | 0.25 m | 脉冲重频 | 2 kHz |
| 信号带宽 | 5 MHz | 平台高度 | 10 km |
| 平台速度 | 125 m/s | 目标方位角 | 82.79° |
| 目标俯仰角 | 4.99° | 目标斜距 | 115 km |
| 空间频率展宽 | 0.1 | 多普勒滤波器带宽 | 0.06 |
| 幅度误差 | 0.03 | 相位误差 | 3° |
| 信噪比 | -5 dB | 杂噪比 | 50 dB |



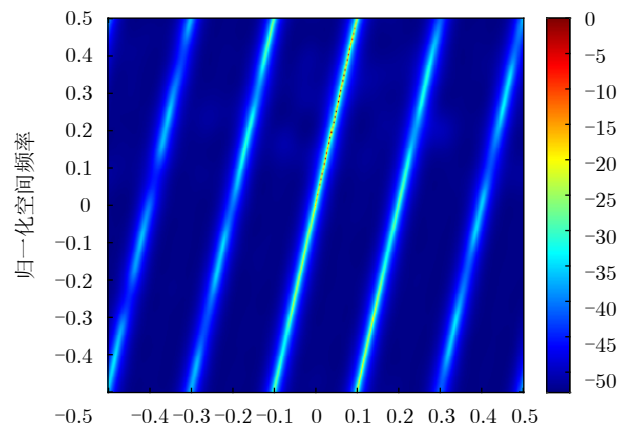
(a) $N_o=14$



(b) $N_o=13$



(c) $N_o=12$



(d) $N_o=11$

图 5 不同阵元重叠数下的杂波谱分布

Fig. 5 Space-time clutter spectrum with different array overlapping numbers

而增多。因此,对于主瓣方向进行目标检测时,存在多个多普勒盲速值,即改善因子存在多个凹口。

5.2 子阵方向图比较

图6比较了采用静态权(Quiescent Weight)的PA雷达(PA-QUI)、30 dB切比雪夫窗(Chebyshev Win)的PA雷达(PA-Chev)、协方差矩阵锥化(Covariance Matrix Tapers, CMT)方法^[36]的PA雷达以及本文方法时的接收子阵方向图。根据表1参数及式(14)可知子阵间栅瓣区域中心的方位角集合为 $\Xi_\theta = \{51.14^\circ, 112.11^\circ, 151.44^\circ\}$,图6中以黄色虚线标注。相较于PA-QUI, PA-Chev和PA-CMT方法,采用本文方法设计的子阵方向图能够在3个栅瓣区域形成更低且更宽的零陷,且零陷区域位置较为精准,表明本文方法将具备更好的栅瓣杂波预滤波能力。

5.3 空时谱比较

图7给出了期望目标在空时二维平面内的分布,该图将用于说明空时耦合的栅瓣杂波会占据目标位置。图7中红色实线是根据表1参数及3.1节杂波空域模糊原理画出的模糊杂波示意图,可见目标被空时耦合至波束主瓣区域的栅瓣杂波覆盖。具体分析为,波束主瓣指向对应的空间频率为 $f_{e0} = 0.25$,目标多普勒频率为 $f_{d0} = 0.3125$ 。假设记第 p 个栅瓣杂波(Grating-Lobe Clutter, GLC)区域为GLC p ,则GLC 1的中心方位角为 $\theta_g = 51.14^\circ$ (见图6分析)。根据式(16)可知GLC 1耦合至波束主瓣区域时的中心多普勒频率也为0.3125,因此GLC 1将占据目标所在多普勒频率位置。

图8分别展示了使用ULA, PA-QUI, PA-Chev, PA-CMT和本文方法得到的杂波空时Capon谱。由

于存在阵元幅相误差,杂波谱在空域维度上存在一定展宽。GLC 1区域内红色五角星表示目标位置,其空间频率-多普勒频率参数为 $[0.25, 0.3125]$ 。此外GLC 2和GLC 3区域的中心位置参数分别为 $[0.25, -0.1875]$, $[0.25, -0.4375]$ 。由图8可知,ULA由于阵元间距为半波长因此除了沿主对角线分布的杂波脊外不存在栅瓣杂波,但是PA-QUI, PA-Chev, PA-CMT和本文方法由于采用子阵接收处理因而会在波束主瓣区域存在空时耦合的栅瓣杂波。但是采用本文方法后,在目标位于的GLC 1区域内杂波强度明显弱于PA-QUI, PA-Chev方法,说明本文方法可以在接收子阵内对栅瓣区域杂波实现有效的预滤波,GLC 2和GLC 3区域内也有类似结果。

5.4 子阵级STAP滤波后距离-多普勒谱分析

图9分别给出了采用PA-QUI, PA-Chev, PA-CMT和本文方法后,子阵级STAP滤波后输出的距离-多普勒谱。根据表1参数计算可知,目标的距离门-多普勒参数为 $[1334, 0.3125]$,主杂波区域中心的多普勒频率为0.0625,由图9可知采用4种方法处理后主杂波均有较多剩余。但是,对于多普勒中心频率分别为0.3125, -0.1875 , -0.4375 的栅瓣杂波区域GLC 1, GLC 2, GLC 3, PA-QUI方法没有很好地滤除栅瓣杂波,栅瓣杂波剩余最大。PA-Chev方法相对于PA-QUI方法由于子阵方向图旁瓣更低,因此栅瓣杂波抑制能力相对较强,栅瓣杂波剩余有所减少。PA-CMT方法产生的子阵方向图虽然在子阵间栅瓣杂波区域产生了零陷,但是零陷深度并不理想,在多普勒频率为 -0.1875 , 0.3125 附近还是存在少量的剩余栅瓣杂波。但是本文方法设计的子阵方向图由于较前3种方式在子阵间栅瓣杂波区域可实现更深更宽的零陷,且3个零陷区域深度基本一

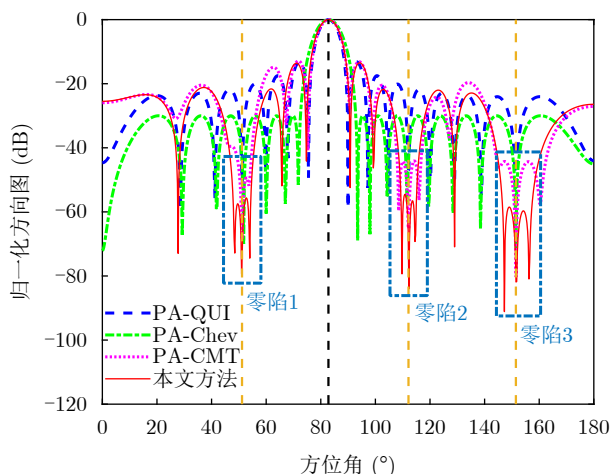


图6 接收子阵方向图

Fig. 6 Receive subarray beam pattern

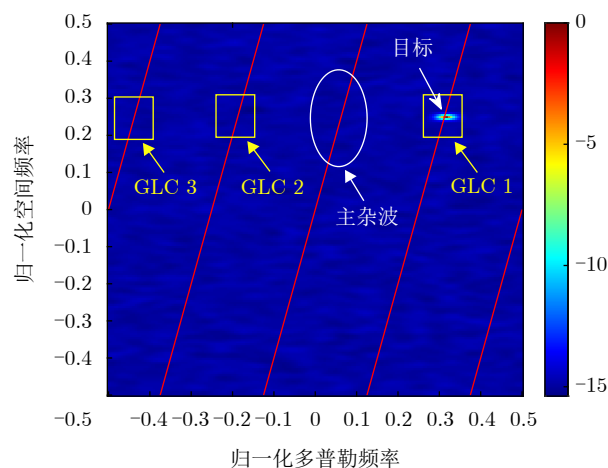


图7 目标在空时平面位置分布

Fig. 7 Space-time distribution of the target

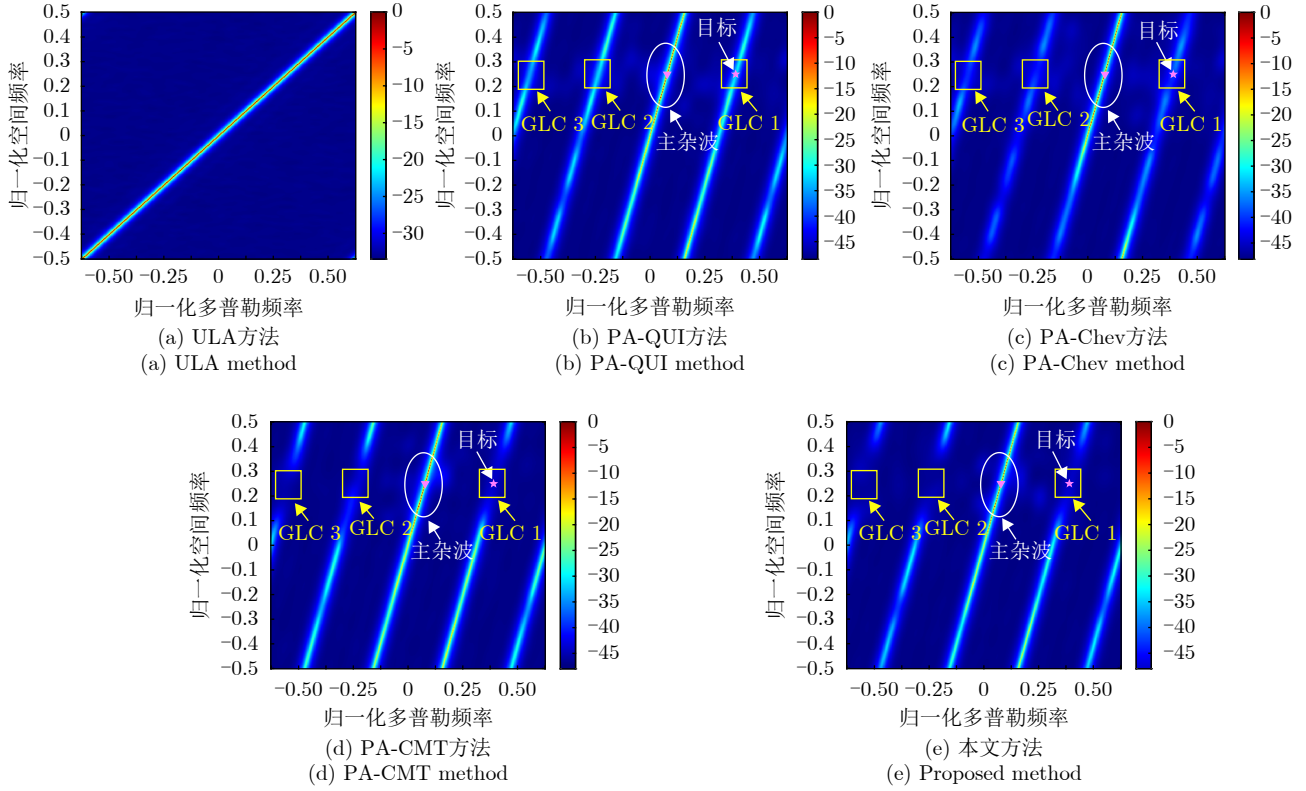


图 8 杂波空时Capon谱

Fig. 8 Clutter space-time Capon spectrum

致，因此可以很好地滤除全部栅瓣杂波，目标能够被有效地检测。

5.5 输出性能分析

图10对比了考虑和不考虑阵元幅相误差时输出信杂噪比(Signal to Clutter plus Noise Ratio, SCNR)与输入杂噪比(Clutter to Noise Ratio, CNR)关系曲线。SCNR定义如下：

$$\text{SCNR} = \frac{\sigma_0^2 |\mathbf{w}_s^H \mathbf{a}(f_{s0}, f_{d0})|^2}{\mathbf{w}_s^H \mathbf{R} \mathbf{w}_s} \quad (29)$$

其中， $\sigma_0^2 = \mathbb{E}[|\rho_0|^2]$ 为期望目标功率。

鉴于ULA未使用子阵处理因此不存在栅瓣杂波，将其作为对比的处理器。由图10可知，在整个输入CNR观测范围内本文方法的性能较其余方法都最接近ULA。无论是否考虑幅相误差，当CNR较小时，即 $\text{CNR} \in [0 \text{ dB}, 25 \text{ dB}]$ ，PA-QUI, PQ-Chev, PA-CMT与本文方法输出SCNR基本一致，这是因为杂波强度较小时，考虑到发射方向图调制作用，发射方向图旁瓣已经能对强度较小的栅瓣杂波进行很大程度抑制，栅瓣杂波剩余较少，此时接收端子阵再使用本文提出的方向图合成方法对子阵间栅瓣区域杂波进行预滤波，相较于其余方法性能改善并不明显，所以上述4种方法在小CNR下输出SCNR接近。但是当 $\text{CNR} > 25 \text{ dB}$ 时，考虑或不考虑幅相

误差，本文方法都将优于其他方法，因为此时仅靠发射方向图旁瓣对栅瓣区域强度较大的杂波进行抑制能力有限，此时接收端子阵采用本文提出的波束设计方法，会在子阵内进一步抑制栅瓣杂波，因此相对于PA-QUI, PA-Chev, PA-CMT方法，可明显改善输出SCNR性能。

图11给出了考虑阵元幅相误差时输出SCNR损失性能结果，SCNR损失定义如下：

$$\text{SCNR损失} = \frac{|\mathbf{w}_s^H \mathbf{a}(f_{s0}, f_{d0})|^2}{\mathbf{w}_s^H \mathbf{R} \mathbf{w}_s} \frac{\sigma_n^2}{N_s K} \quad (30)$$

图11给出了固定目标方位角 $\theta_0 = 82.79^\circ$ 时，各方法输出SCNR损失性能对比结果。由图11可知，对于PA-QUI方法和采用30 dB切比雪夫权的PA-Chev方法，栅瓣杂波多普勒区域性能损失都很大，分别存在17~20 dB和10~11 dB的SCNR损失；当采用PA-CMT方法时，栅瓣杂波多普勒区域SCNR损失有一定程度改善，存在5~6 dB的SCNR损失；但是使用本文方法后，由于栅瓣杂波被有效抑制，因此SCNR损失性能被提升最明显，在栅瓣杂波多普勒区域SCNR损失大约在4 dB。

6 结语

雷达接收端采用子阵处理方式会因其稀疏性导致栅瓣杂波空时耦合至主波束内进而产生多个检测

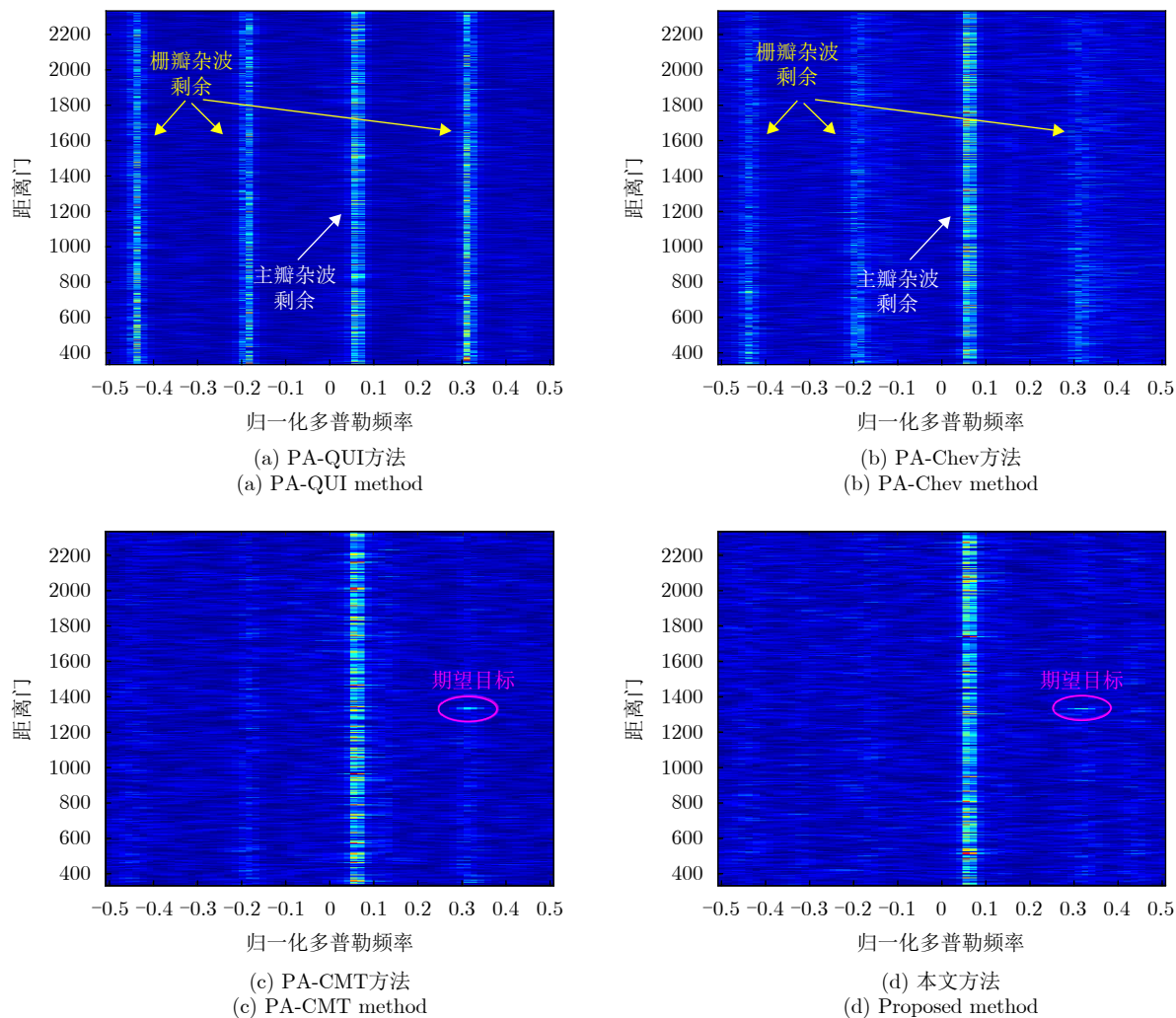


图9 距离-多普勒谱结果

Fig. 9 Range-Doppler spectrum

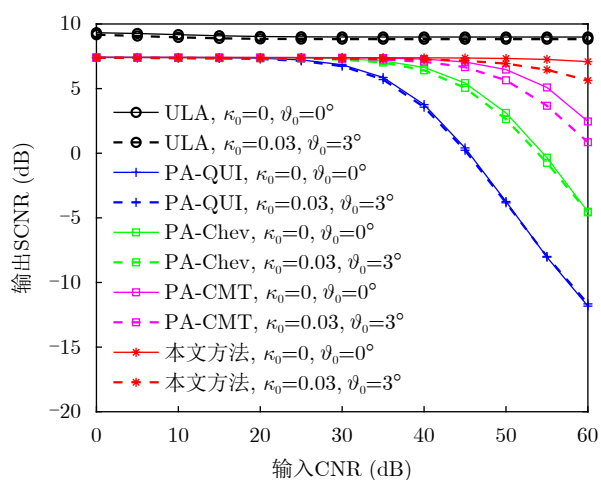


图10 有无幅相误差情形下输出SCNR与输入CNR曲线

Fig. 10 Output SCNR versus input CNR with or without amplitude and phase error

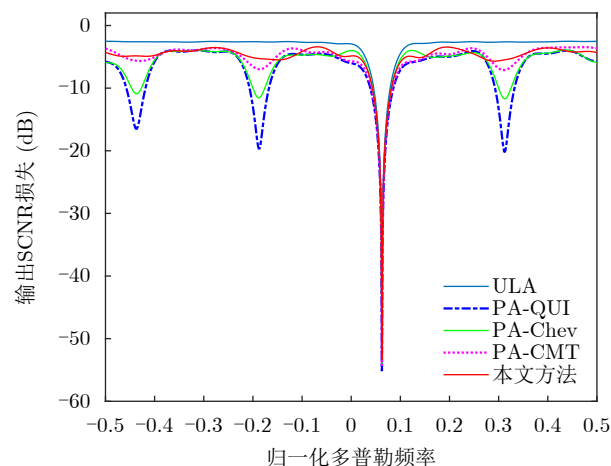


图11 输出SCNR损失与多普勒频率变化关系

Fig. 11 Output SCNR loss versus Doppler frequency

性能凹口, 严重恶化目标检测性能。本文针对栅瓣杂波抑制问题, 提出了基于接收子阵波束设计的栅

瓣杂波滤除方法, 可实现子阵方向图在子阵间栅瓣区域的零陷控制, 能够在子阵内对栅瓣杂波进行预滤波。对于杂波强度较大的场景, 所提方法能够有

效地衰减栅瓣杂波能量, 改善栅瓣区域SCNR损失性能, 提升子阵处理时的杂波抑制和动目标检测能力, 因此所提方法可用于解决当前子阵处理时面临的栅瓣杂波抑制难题。

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] BRENNAN L, MALLET J, and REED I. Adaptive arrays in airborne MTI radar[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1976, 24(5): 607–615. doi: [10.1109/TAP.1976.1141412](https://doi.org/10.1109/TAP.1976.1141412).
- [2] 谢文冲, 王永良, 熊元斌. 机载雷达空时自适应处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2024: 86–95.
XIE Wenchong, WANG Yongliang, and XIONG Yuanyi. Space Time Adaptive Processing Technique for Airborne Radar[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2024: 86–95.
- [3] XU Jingwei, LIAO Guisheng, and SO H C. Space-time adaptive processing with vertical frequency diverse array for range-ambiguous clutter suppression[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2016, 54(9): 5352–5364. doi: [10.1109/TGRS.2016.2561308](https://doi.org/10.1109/TGRS.2016.2561308).
- [4] WEN Cai, HUANG Yan, PENG Jinye, *et al.* Slow-time FDA-MIMO technique with application to STAP radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2022, 58(1): 74–95. doi: [10.1109/TAES.2021.3098100](https://doi.org/10.1109/TAES.2021.3098100).
- [5] SONG Di, FENG Qi, CHEN Shengyao, *et al.* Space-time adaptive processing using deep neural network-based shrinkage algorithm under small training samples[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2023, 59(6): 9697–9703. doi: [10.1109/TAES.2023.3255840](https://doi.org/10.1109/TAES.2023.3255840).
- [6] 阚庆云, 许京伟, 廖桂生. 和差天线空时自适应测角方法及性能分析[J]. 电子学报, 2023, 51(1): 42–49. doi: [10.12263/DZXB.20211458](https://doi.org/10.12263/DZXB.20211458).
KAN Qingyun, XU Jingwei, and LIAO Guisheng. Angle estimation approach and performance analysis for STAP with sum-difference antenna[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2023, 51(1): 42–49. doi: [10.12263/DZXB.20211458](https://doi.org/10.12263/DZXB.20211458).
- [7] XIE Lei, HE Zishu, TONG Jun, *et al.* A recursive angle-Doppler channel selection method for reduced-dimension space-time adaptive processing[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2020, 56(5): 3985–4000. doi: [10.1109/TAES.2020.2983533](https://doi.org/10.1109/TAES.2020.2983533).
- [8] HUANG Penghui, ZOU Zihao, XIA Xianggen, *et al.* A novel dimension-reduced space-time adaptive processing algorithm for spaceborne multichannel surveillance radar systems based on spatial-temporal 2-D sliding window[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2022, 60: 5109721. doi: [10.1109/TGRS.2022.3144668](https://doi.org/10.1109/TGRS.2022.3144668).
- [9] GOLDSTEIN J S and REED I S. Reduced-rank adaptive filtering[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1997, 45(2): 492–496. doi: [10.1109/78.554317](https://doi.org/10.1109/78.554317).
- [10] HERD J S and CONWAY M D. The evolution to modern phased array architectures[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2016, 104(3): 519–529. doi: [10.1109/JPROC.2015.2494879](https://doi.org/10.1109/JPROC.2015.2494879).
- [11] HE Xiongpeng, LIAO Guisheng, ZHU Shengqi, *et al.* Range ambiguous clutter suppression approach with elevation time diverse array[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2022, 58(1): 359–373. doi: [10.1109/TAES.2021.3101786](https://doi.org/10.1109/TAES.2021.3101786).
- [12] ZHANG Tianfu, WANG Zhihao, XING Mengdao, *et al.* Research on multi-domain dimensionality reduction joint adaptive processing method for range ambiguous clutter of FDA-Phase-MIMO space-based early warning radar[J]. *Remote Sensing*, 2022, 14(21): 5536. doi: [10.3390/rs14215536](https://doi.org/10.3390/rs14215536).
- [13] LI Yuanshuai, CHANG Shaoqiang, LIU Zihao, *et al.* Range ambiguity suppression under high-resolution estimation using the MUSIC-AP algorithm for pulse-Doppler radar[J]. *Signal Processing*, 2024, 214: 109237. doi: [10.1016/j.sigpro.2023.109237](https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2023.109237).
- [14] WU Yong, TANG Jun, and PENG Yingning. On the essence of knowledge-aided clutter covariance estimate and its convergence[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2011, 47(1): 569–585. doi: [10.1109/TAES.2011.5705692](https://doi.org/10.1109/TAES.2011.5705692).
- [15] WANG Degen, WANG Tong, CUI Wenchen, *et al.* A clutter suppression algorithm via enhanced sparse Bayesian learning for airborne radar[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2023, 23(10): 10900–10911. doi: [10.1109/JSEN.2023.3263919](https://doi.org/10.1109/JSEN.2023.3263919).
- [16] VARADARAJAN V and KROLIK J L. Joint space-time interpolation for distorted linear and bistatic array geometries[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, 54(3): 848–860. doi: [10.1109/TSP.2005.862941](https://doi.org/10.1109/TSP.2005.862941).
- [17] WANG Yongliang, DUAN Keqing, and XIE Wenchong. Cross beam STAP for nonstationary clutter suppression in airborne radar[J]. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2013, 2013: 276310. doi: [10.1155/2013/276310](https://doi.org/10.1155/2013/276310).
- [18] MAILLOUX R J, SANTARELLI S G, ROBERTS T M, *et al.* Irregular polyomino-shaped subarrays for space-based active arrays[J]. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2009, 2009: 956524. doi: [10.1155/2009/956524](https://doi.org/10.1155/2009/956524).
- [19] 黄飞, 盛卫星, 马晓峰. 随机错位子阵阵列天线及其优化设计[J]. 电波科学学报, 2008, 23(5): 917–921. doi: [10.3969/j.issn.1005-0388.2008.05.023](https://doi.org/10.3969/j.issn.1005-0388.2008.05.023).
HUANG Fei, SHENG Weixing, and MA Xiaofeng. Plane antenna arrays with randomly staggered subarrays and its optimal design[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2008,

- 23(5): 917–921. doi: [10.3969/j.issn.1005-0388.2008.05.023](https://doi.org/10.3969/j.issn.1005-0388.2008.05.023).
- [20] XIONG Ziyuan, XU Zhenhai, CHEN Siwei, *et al.* Subarray partition in array antenna based on the algorithm X[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2013, 12: 906–909. doi: [10.1109/LAWP.2013.2272793](https://doi.org/10.1109/LAWP.2013.2272793).
- [21] KARADEMIR S, PROKOPYEV O A, and MAILLOUX R J. Irregular polyomino tiling via integer programming with application in phased array antenna design[J]. *Journal of Global Optimization*, 2016, 65(2): 137–173. doi: [10.1007/s10898-015-0354-8](https://doi.org/10.1007/s10898-015-0354-8).
- [22] DONG Wei, XU Zhenhai, LIU Xinghua, *et al.* Irregular subarray tiling via heuristic iterative convex relaxation programming[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2020, 68(4): 2842–2852. doi: [10.1109/TAP.2019.2955070](https://doi.org/10.1109/TAP.2019.2955070).
- [23] ROCCA P, ANSELMINI N, POLO A, *et al.* An irregular two-sizes square tiling method for the design of isophoric phased arrays[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2020, 68(6): 4437–4449. doi: [10.1109/TAP.2020.2970088](https://doi.org/10.1109/TAP.2020.2970088).
- [24] ZHOU Jian, WANG Yiqing, WANG Zhangling, *et al.* Irregular subarray tiling via rotational symmetry[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2023, 22(4): 903–907. doi: [10.1109/LAWP.2022.3228108](https://doi.org/10.1109/LAWP.2022.3228108).
- [25] MA Yankai, YANG Shiwen, CHEN Yikai, *et al.* High-directivity optimization technique for irregular arrays combined with maximum entropy model[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2021, 69(7): 3913–3923. doi: [10.1109/TAP.2020.3044653](https://doi.org/10.1109/TAP.2020.3044653).
- [26] YANG Feng, MA Yankai, LONG Weijun, *et al.* Synthesis of irregular phased arrays subject to constraint on directivity via convex optimization[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2021, 69(7): 4235–4240. doi: [10.1109/TAP.2020.3044632](https://doi.org/10.1109/TAP.2020.3044632).
- [27] JIANG Hailing, GONG Yu, ZHANG Junyi, *et al.* Irregular modular subarrayed phased array tiling by algorithm X and differential evolution algorithm[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2023, 22(7): 1532–1536. doi: [10.1109/LAWP.2023.3250260](https://doi.org/10.1109/LAWP.2023.3250260).
- [28] TOYAMA N. Optimization of aperiodic array patterns using GA and SDA[C]. 2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Washington, USA, 2005: 69–72. doi: [10.1109/APS.2005.1551737](https://doi.org/10.1109/APS.2005.1551737).
- [29] WANG Hao, FANG Dagang, and CHOW Y L. Grating lobe reduction in a phased array of limited scanning[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2008, 56(6): 1581–1586. doi: [10.1109/TAP.2008.923354](https://doi.org/10.1109/TAP.2008.923354).
- [30] 程乃平, 潘点飞. 大型阵列天线子阵划分及栅瓣抑制方法[J]. 信号处理, 2014, 30(5): 535–543. doi: [10.3969/j.issn.1003-0530.2014.05.007](https://doi.org/10.3969/j.issn.1003-0530.2014.05.007).
- CHENG Naiping and PAN Dianfei. Subarray partition method and grating lobe suppression for large array antenna[J]. *Journal of Signal Processing*, 2014, 30(5): 535–543. doi: [10.3969/j.issn.1003-0530.2014.05.007](https://doi.org/10.3969/j.issn.1003-0530.2014.05.007).
- [31] KRIVOSHEEV Y V, SHISHLOV A V, and DENISENKO V V. Grating lobe suppression in aperiodic phased array antennas composed of periodic subarrays with large element spacing[J]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2015, 57(1): 76–85. doi: [10.1109/MAP.2015.2397155](https://doi.org/10.1109/MAP.2015.2397155).
- [32] XU Xiaomin, LIAO Cheng, ZHOU Liang, *et al.* Grating lobe suppression of non-uniform arrays based on position gradient and sigmoid function[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 106407–106416. doi: [10.1109/ACCESS.2019.2932123](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2932123).
- [33] YANG Gongqing, ZENG Hui, and XU Zhenhai. Adaptive gradient search algorithm for displaced subarrays with large element spacing[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2021, 20(7): 1155–1159. doi: [10.1109/LAWP.2021.3074253](https://doi.org/10.1109/LAWP.2021.3074253).
- [34] ELAYAPERUMAL S and RAJAGOPAL S. Design of antenna array architecture with large inter element spacing and low grating lobes[C]. 2021 IEEE International Conference on Electronics, Computing and Communication Technologies, Bangalore, India, 2021: 1–6. doi: [10.1109/CONECCT52877.2021.9622535](https://doi.org/10.1109/CONECCT52877.2021.9622535).
- [35] LIU Zhixin, ZHU Shengqi, XU Jingwei, *et al.* Range-ambiguous clutter suppression for STAP-based radar with vertical coherent frequency diverse array[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2023, 61: 5106517. doi: [10.1109/TGRS.2023.3291738](https://doi.org/10.1109/TGRS.2023.3291738).
- [36] GUERCI J R. Theory and application of covariance matrix tapers for robust adaptive beamforming[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1999, 47(4): 977–985. doi: [10.1109/78.752596](https://doi.org/10.1109/78.752596).

作者简介

万福海, 博士生, 主要研究方向为空时自适应处理、阵列信号处理。

许京伟, 博士, 副教授, 主要研究方向为雷达系统建模、阵列信号处理、波形分集雷达(频率分集阵和空时编码阵列)等。

廖桂生, 博士, 教授, 主要研究方向为雷达系统技术与阵列处理、雷达稀疏成像处理等。

王伟伟, 研究员, 主要研究方向为星载雷达技术、雷达动目标检测、合成孔径雷达成像、阵列信号处理等。

(责任编辑: 于青)