

DOI: 10.20189/j.cnki.CN/61-1527/E.202602004

基于 MSNR-JBSS 的雷达组网系统 抗主瓣压制干扰方法

韩晓斐, 刘骋域*, 张 琪, 何华锋, 周 涛
(火箭军工程大学, 西安 710025)

摘 要: 针对现有抗主瓣压制干扰方法依赖干扰类型、干扰角度等先验信息的问题, 提出一种基于最大信噪比的联合盲源分离 (maximum signal-to-noise ratio for joint blind source separation, MSNR-JBSS) 的雷达组网系统抗主瓣压制干扰方法。首先, 该方法以组网系统各雷达站为基准雷达, 对雷达接收信号进行延时估计与补偿; 然后, 基于 MSNR 准则进行联合盲源分离处理, 获得以每部雷达为基准的目标径向距离信息; 最终, 基于多站联合定位的数据级融合方法实现目标精确定位。该方法虚拟扩展了信号通道数, 增强了源信号的分离效果, 且无需提前获取干扰类型、干扰角度、信号源个数等先验信息。仿真结果表明: 所提方法抗干扰与定位性能均优于对比方法。在相同仿真条件下, 所提方法的输出峰值旁瓣比平均低于对比方法 1.5~3 dB; 在干噪比 100 dB、信噪比 10 dB 的强干扰场景中, 目标定位精度可达 3.971 m, 较对比方法提升显著, 充分验证了通过 JBSS 虚拟扩展信号通道数提高抗干扰性能的有效性。

关键词: 雷达抗干扰; 雷达组网系统; 盲源分离; 主瓣压制干扰

中图分类号: TN974

文献标志码: A

文章编号: 2097-2741(2026)02-0044-11

随着电子技术的飞速发展, 雷达面临的电磁环境日趋复杂^[1], 其中主瓣干扰问题尤为突出。此类干扰经天线主瓣方向进入接收机, 在空、时、频等维度上与目标高度重合, 极易导致雷达接收机饱和、产生密集假目标淹没真实目标等情况发生, 严重影响了雷达系统的目标检测^[2]与参数估计^[3]。传统的旁瓣对消^[4-5]、旁瓣匿隐^[6-7]、超低旁瓣^[8]等技术对其干扰抑制效果有限。因此, 研究有效的抗主瓣干扰方法对提升雷达环境适应性至关重要。

由天线主瓣方向进入的大功率噪声或密集假目标是典型的主瓣压制干扰。现有的单站雷达抗主瓣压制干扰方法主要分为波形设计^[9-14]和信号处理^[15-20]两类。波形设计类方法需要利用干扰先验信息, 针对性较强, 泛化性较弱。基于极化滤波、

阻塞矩阵预处理 (blocking matrix preprocessing, BMP)^[21]、特征子空间投影^[22-23]等的信号处理类方法, 也对干扰类型、干扰到达角等先验信息依赖较大。由于单站雷达信息维度有限, 其抗干扰能力面临瓶颈。因此, 利用多部雷达组网进行协同处理成为重要途径。多部雷达组网系统可通过数据级和信号级融合, 充分发挥雷达组网空间分集与信息互补优势, 显著提升系统对主瓣压制干扰的抗干扰能力。

目前雷达组网系统的抗主瓣压制干扰主要有基于矩阵求逆、特征投影及协方差重构、斜投影预处理等方法。Han 等^[24]提出了一种基于波束空间的正交消除抗主瓣干扰方法, 该方法基于最小均方误差 (minimum mean square error, MMSE) 准则形成指向干扰且与真实目标方向正交的波束,

收稿日期: 2025-11-07

修回日期: 2025-12-24

录用日期: 2026-02-28

基金项目: 国家自然科学基金 (62473376); 陕西省高层次人才特殊支持计划 (TZ0328); 火箭军工程大学青年基金 (2023QN-B012)

第一作者: 韩晓斐 (1993—), 女, 讲师, 博士, 主要从事装备试验鉴定与雷达抗干扰技术研究。E-mail: hanxf0806@163.com

***通信作者:** 刘骋域 (2005—), 男, 本科, 主要从事雷达抗干扰技术研究。E-mail: 15182112449@163.com

引用格式: 韩晓斐, 刘骋域, 张琪, 等. 基于 MSNR-JBSS 的雷达组网系统抗主瓣压制干扰方法[J]. 火箭军工程大学学报, 2026, 40 (2): 44-54. HAN Xiaofei, LIU Chengyu, ZHANG Qi, et al. An anti-mainlobe suppressive jamming method for radar networked systems based on MSNR-JBSS[J]. Journal of Rocket Force University of Engineering, 2026, 40 (2): 44-54.

从而滤除干扰。周伟光等^[25]提出了一种双站对消抗主瓣干扰方法, 基于主站与辅站中的目标回波不相关、干扰信号具有相关性的差异, 利用辅站干扰信号抵消掉主站干扰信号。浦伟铭等^[26]通过对干扰样本进行幅度和相位双补偿, 基于最小方差无失真响应 (minimum variance distortionless response, MVDR) 准则进行自适应波束形成, 从而抑制主瓣干扰信号。上述方法也均需提前已知干扰先验信息。Yu 等^[27]提出了一种基于噪声子空间投影的多站雷达主瓣干扰抑制方法, 利用干扰信号的能量聚集在一个单秩子空间内, 而目标回波信号能量散布于整个信号空间的差异, 构造噪声子空间投影矩阵滤除干扰。但是, 此方法要求干扰功率远大于目标回波信号功率, 且干扰抑制效果与特征值个数的选取有关。

近年来, 盲源分离算法^[28]也逐渐被用于雷达组网系统中。葛萌萌等^[29]采用相关法估计各站雷达干扰信号相对延迟并进行补偿, 然后利用基于最大信噪比的盲源分离 (maximum signal-to-noise ratio for blind source separation, MSNR-BSS) 算法对目标和干扰进行分离。Ge 等^[30]建立了一个特定子阵列配置模型, 然后利用 BSS 算法在每一个子阵中分离目标与干扰信号, 最后采用稀疏信号恢复方法, 利用所有子阵中分离出的目标信号联合估计出目标到达角度。上述主瓣干扰抑制方法大多采用基于特征矩阵联合近似对角化 (joint approximate diagonalization of eigenmatrix, JADE) 的 BSS 方法, 该方法应用时均需求解高阶累积量, 运算量较大, 且需要确定信号源个数。高霞等^[31]提出一种基于 MSNR-BSS 的方法, 主要应用于频率分集阵列-多输入多输出 (frequency diversity array multiple input multiple output, FDA-MIMO) 雷达, 当干扰和目标的到达角度相等时, 得益于 FDA-MIMO 雷达天线方向图距离-角度二维依赖特性, 仍可达到干扰抑制目的。此方法虽无需目标或干扰距离、角度先验信息, 但仍需提前估计目标和干扰个数。Han 等^[32]提出一种结合信号级处理和数据级融合定位的抗主瓣压制干扰方法, 在该方法中单站雷达首先单独进行盲源分离、干扰抑制、恒虚警率 (constant false alarm rate, CFAR) 检测等信号级处理, 获取目标径向距离量测信息, 然后结合各雷达站空间分布位置进行多站联合定位。该方法本质上并未实现对各雷达站接收信号的信号级融合处理, 多站联合定位仅属于量测信息的数据级融合, 因此该方法的信息

融合程度不高。盲源分离的必要条件之一是要要求观测信号通道数大于信号源个数, 信号通道数越大, 信号空间自由度越高, 分离效果越好。当信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR) 较低或干扰场景中信号源个数较多时, 单站雷达站观测信号通道数有限, 一定程度上限制了其信号分离效果。

针对上述问题, 本文提出一种基于最大信噪比的联合盲源分离 (maximum signal-to-noise ratio for joint blind source separation, MSNR-JBSS) 的雷达组网系统抗主瓣压制干扰方法。该方法以组网系统各站雷达为基准雷达, 对组网系统接收到的所有雷达信号进行估计和补偿延时, 然后采用联合盲源分离、脉冲压缩、CFAR 检测等方法对时域对齐后的信号进行处理, 获得以每部雷达站为基准测得的目标径向距离, 最终基于多站联合定位的数据级融合方法实现目标精确定位。本文方法无需提前知晓信号源个数, 并且通过信号级融合处理, 增大了观测信号通道数, 能够有效提高信号分离和抗干扰效果。

1 雷达组网系统接收信号模型

雷达组网系统抗主瓣压制干扰场景由 K 部雷达、 P 个干扰机以及 M 个目标组成, 每部雷达均为具有 L 个阵元的均匀线阵。雷达组网系统中只有一部雷达为发射/接收站, 其余雷达均为接收站。干扰机和目标均位于远场区, 干扰机置于目标上, 干扰属于自卫式干扰。干扰机可以产生大功率的噪声调幅 (noise amplitude modulation, NAM)、频谱弥散 (smeared spectrum, SMSP)、切片干扰 (chopping & interleaving, C&I) 等主瓣压制干扰。

1) 目标回波信号模型

假设第 k 部雷达站的位置为 (x_{rk}, y_{rk}, z_{rk}) , 第 m 个目标的位置为 (x_{tm}, y_{tm}, z_{tm}) , 雷达发射线性调频信号为 $s_T(t)$ 。目标位于远场区域, 因此目标到同一部雷达中每个阵元的距离都近似相等。第 k 部雷达的第 l 个阵元接收到的目标回波信号为

$$T_{k,l} = \sum_{m=1}^M \alpha_{k,T_m} s_T \left(t - \frac{R_{l,m} + R_{k,m}}{c} \right) \cdot \exp \left\{ -j2\pi \frac{R_{l,m} + R_{k,m}}{c} \right\} \cdot \exp \left\{ j2\pi \frac{(l-1)d}{\lambda} \sin \theta_{k,T_m} \right\} \quad (1)$$

式中: α_{k,T_m} 为第 k 部雷达站接收到的第 m 个目标回波信号的幅度; $R_{l,m}$ 、 $R_{k,m}$ 分别为第 1 部雷达站和

第 k 部雷达站至第 m 个目标的距离； $c = 3 \times 10^8$ m/s 为电磁波传播速度； λ 为波长； d 为阵元间距离； θ_{k,T_m} 为第 k 部雷达站接收到的第 m 个目标回波信号的到达角方向。

2) 干扰信号模型

干扰机位于目标附近，假设干扰机的雷达散射截面（radar cross section, RCS）可以忽略不计，干扰机自身的回波信号可以不予考虑。第 k 部雷达站中第 l 个阵元接收到的干扰回波信号为

$$J_{k,l} = \sum_{p=1}^P \beta_{k,l_p} s_{l_p} \left(t - \frac{R_{k,p}}{c} \right) \exp \left\{ -j2\pi \frac{R_{k,p}}{c} \right\} \cdot \exp \left\{ j2\pi \frac{(l-1)d}{\lambda} \sin \theta_{k,l_p} \right\} \quad (2)$$

式中： β_{k,l_p} 为第 k 部雷达站接收到的第 p 个干扰源干扰信号的幅度； $s_{l_p}(t)$ 为第 p 个干扰源产生的干扰信号； $R_{k,p}$ 为第 p 个干扰源至第 k 部雷达站的距离； θ_{k,l_p} 为第 k 部雷达站接收到的第 p 个干扰源干扰信号的到达角方向。

3) 雷达组网接收信号模型

雷达接收到的混合信号由探测区域内的目标回波、干扰信号及噪声信号构成。第 k 部雷达站中第 l 个阵元接收到的回波信号为

$$\mathbf{x}_{k,l}(t) = T_{k,l}(t) + J_{k,l}(t) + \omega_{k,l}(t) \quad (3)$$

式中： $\omega_{k,l}(t)$ 是均值为 0、方差为 σ_k^2 的复高斯白噪声。

第 k 部雷达站 L 个阵元接收到的信号矢量为

$$\mathbf{x}_k(t) = [\mathbf{x}_{k,1}(t), \mathbf{x}_{k,2}(t), \dots, \mathbf{x}_{k,L}(t)]^T \quad (4)$$

2 基于 MSNR-JBSS 的雷达组网系统抗主瓣压制干扰方法

针对主瓣压制干扰严重影响雷达系统性能且

现有抗主瓣压制干扰方法大部分需要提前已知干扰角度、干扰类型、信号源个数等先验信息的问题，本文提出一种基于 MSNR-JBSS 的雷达组网系统抗主瓣压制干扰方法。假定雷达组网系统已通过高精度时频同步网络，解决了全网节点的时钟同源与初相同步问题。在此基础上，本文基于 MSNR-JBSS、CFAR 检测、干扰抑制等信号级处理，基于多站联合定位的数据级融合处理，最终实现目标精确定位。该方法技术路线如图 1 所示。

2.1 延时估计与补偿

假设组网中所有雷达照射同一区域，干扰机产生的压制干扰均从主瓣进入雷达接收机。由于同一目标或干扰至不同雷达接收站的距离不同，各接收站的接收信号间存在一定延时差，因此在进行 JBSS 的统一处理前，需要对各接收站的接收信号进行时域对齐。通过不同接收站接收信号间的互相关函数可以估计得到不同接收站信号间的延时差，以雷达站 1 为例，延时补偿后的信号可表示为

$$\mathbf{x}(t) = [\mathbf{x}_1(t), \mathbf{x}_2(t - \tau_{12}), \dots, \mathbf{x}_k(t - \tau_{1k})]^T, \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (5)$$

式中： $\mathbf{x}(t)$ 由所有接收站中所有接收通道的信号构成，其维数为 $(K \times L) \times N_r$ ， N_r 为快拍数， $\mathbf{x}_k(t)$ 由式 (4) 给出； τ_{1k} 表示信号由雷达站 1 发射至雷达站 k 接收的信号延时差，可通过计算雷达站 1 和雷达站 k 之间接收信号互相关函数的最大值求得，即

$$\tau_{1k} = \arg \max_{\tau} \{ \mathbf{x}_1(t) \otimes \mathbf{x}_k^*(t - \tau) \} \quad (6)$$

经过延时补偿后的对齐信号可表示为

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{S}(t) + \mathbf{J}(t) + \omega(t) \quad (7)$$

式中： $\mathbf{S}(t)$ 、 $\mathbf{J}(t)$ 、 $\omega(t)$ 分别表示延时补偿后的目标回波信号矢量、干扰信号矢量和噪声矢量。

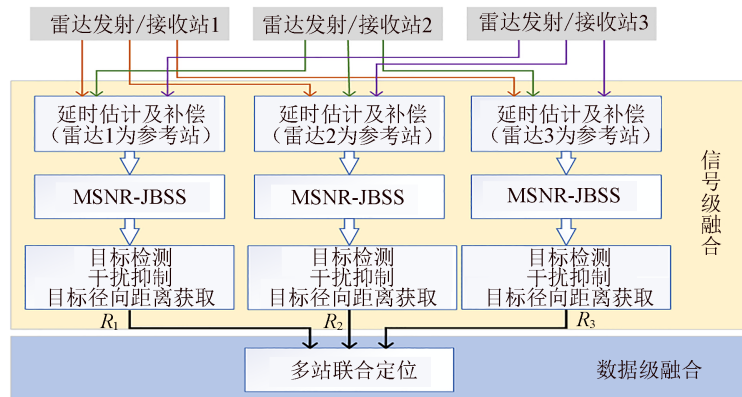


图 1 本文方法技术路线

Fig. 1 Schematic of the proposed method

其中

$$S(t) = \begin{bmatrix} \sum_{m=1}^M \alpha_{1,T_m} s_T \left(t - \frac{2R_{1,m}}{c} \right) \exp \left\{ -j2\pi \frac{2R_{1,m}}{c} \right\} \cdot \\ \exp \left\{ j2\pi \frac{(l-1)d}{\lambda} \sin \theta_{1,T_m} \right\} \\ \sum_{m=1}^M \alpha_{2,T_m} s_T \left(t - \frac{R_{1,m} + R_{2,m}}{c} - \tau_{12} \right) \cdot \\ \exp \left\{ -j2\pi \frac{R_{1,m} + R_{2,m}}{c} \right\} \cdot \\ \exp \left\{ j2\pi \frac{(l-1)d}{\lambda} \sin \theta_{2,T_m} \right\} \\ \vdots \\ \sum_{m=1}^M \alpha_{K,T_m} s_T \left(t - \frac{R_{1,m} + R_{K,m}}{c} - \tau_{1K} \right) \cdot \\ \exp \left\{ -j2\pi \frac{R_{1,m} + R_{K,m}}{c} \right\} \cdot \\ \exp \left\{ j2\pi \frac{(l-1)d}{\lambda} \sin \theta_{K,T_m} \right\} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$J(t) = \begin{bmatrix} \sum_{p=1}^P \beta_{1,J_p} s_{J_p} \left(t - \frac{R_{1,p}}{c} \right) \exp \left\{ -j2\pi \frac{R_{1,p}}{c} \right\} \cdot \\ \exp \left\{ j2\pi \frac{(l-1)d}{\lambda} \sin \theta_{1,J_p} \right\} \\ \sum_{p=1}^P \beta_{2,J_p} s_{J_p} \left(t - \frac{R_{2,p}}{c} - \tau_{12} \right) \exp \left\{ -j2\pi \frac{R_{2,p}}{c} \right\} \cdot \\ \exp \left\{ j2\pi \frac{(l-1)d}{\lambda} \sin \theta_{2,J_p} \right\} \\ \vdots \\ \sum_{p=1}^P \beta_{K,J_p} s_{J_p} \left(t - \frac{R_{K,p}}{c} - \tau_{1K} \right) \exp \left\{ -j2\pi \frac{R_{K,p}}{c} \right\} \cdot \\ \exp \left\{ j2\pi \frac{(l-1)d}{\lambda} \sin \theta_{K,J_p} \right\} \end{bmatrix} \quad (9)$$

2.2 MSNR-JBSS 处理

本文考虑的主瓣压制干扰形式为噪声调制类压制干扰或 SMSP 密集假目标压制式干扰, 干扰信号与目标回波信号相互独立。在信号分离前, 首先采用零均值化处理和白化处理对时域对齐后的信号进行预处理。零均值化处理用于除去接收信号中的直流分量。白化处理用于对雷达接收信号 $\mathbf{x}_k(t)$ (即原始雷达接收信号) 进行去相关处理, 使得白化后观测信号 $\mathbf{x}'_k$ 的协方差矩阵为单位矩阵。白化后的信号计算表达式为

$$\mathbf{x}'_k = \mathbf{Q} \mathbf{x}_k(t) = [\mathbf{x}'_{k,1}(t), \mathbf{x}'_{k,2}(t), \dots, \mathbf{x}'_{k,L}(t)]^T \quad (10)$$

式中: $\mathbf{x}'_k$ 为白化后的信号; $\mathbf{Q}$ 为白化矩阵, 可通过对原始雷达观测信号 $\mathbf{x}_k$ 的协方差矩阵进行特征值分解求得。 $\mathbf{x}_k$ 的协方差矩阵特征分解可表示为

$$\mathbf{R}_{\mathbf{x}_k} = E[\mathbf{x}_k \mathbf{x}_k^H] = \mathbf{B} \mathbf{A} \mathbf{B}^H \quad (11)$$

白化矩阵可表示为

$$\mathbf{Q} = \mathbf{A}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{B}^H \quad (12)$$

式中: $(\cdot)^H$ 表示共轭转置; $\mathbf{A}$ 表示由特征值构成的对角矩阵, $\mathbf{B}$ 为特征矩阵。

联合盲源分离的目的是求解一个分离矩阵 $\mathbf{W}$, 利用该分离矩阵与雷达组网系统接收到的混合信号相乘, 即可将目标回波信号、干扰信号和噪声信号分离在不同通道中。MSNR-JBSS 方法的特点是信噪比越大分离效果越好, 可依据这一特点建立信噪比函数。将源信号 $\mathbf{s}_k$ 与分离信号 $\mathbf{y}_k$ 的误差 $\mathbf{e}_k = \mathbf{s}_k - \mathbf{y}_k$ 作为噪声信号, SNR 函数可表示为

$$\mathbf{y}_{\text{SNR}} = 10 \lg \frac{\mathbf{s}_k \cdot \mathbf{s}_k^T}{(\mathbf{s}_k - \mathbf{y}_k) \cdot (\mathbf{s}_k - \mathbf{y}_k)^T} \quad (13)$$

源信号 $\mathbf{s}_k$ 为未知信号, 分离信号 $\mathbf{y}_k$ 为 $\mathbf{s}_k$ 的估计信号, 其包含噪声, 因此利用 $\mathbf{y}_k$ 滑动平均后的信号 $\tilde{\mathbf{y}}_k$ 近似代替 $\mathbf{s}_k$ 。SNR 函数可进一步表示为

$$F(\mathbf{y}_k) = \mathbf{y}_{\text{SNR}} \approx 10 \lg \frac{\tilde{\mathbf{y}}_k \cdot \tilde{\mathbf{y}}_k^T}{(\tilde{\mathbf{y}}_k - \mathbf{y}_k) \cdot (\tilde{\mathbf{y}}_k - \mathbf{y}_k)^T} \quad (14)$$

式中: $\mathbf{y}_k = \mathbf{W} \mathbf{x}'_k$, $\tilde{\mathbf{y}}_k = \mathbf{W} \tilde{\mathbf{x}}'_k$; $\tilde{\mathbf{x}}'_k$ 表示对 $\mathbf{x}'_k$ 进行滑动平均后的信号。

$$\tilde{\mathbf{x}}'_k(n) = \frac{1}{Z} \sum_{z=1}^{Z-1} \mathbf{x}'_k(n-z), z=0, 1, \dots, Z-1 \quad (15)$$

式中: Z 表示滑动平均窗的尺寸。

式 (14) 可进一步写为

$$F(\mathbf{W}, \mathbf{x}'_k) \approx 10 \lg \frac{\mathbf{W} \tilde{\mathbf{x}}'_k \tilde{\mathbf{x}}'^T_k \mathbf{W}^T}{\mathbf{W} (\tilde{\mathbf{x}}'_k - \mathbf{x}'_k) (\tilde{\mathbf{x}}'_k - \mathbf{x}'_k)^T \mathbf{W}^T} \quad (16)$$

令

$$\mathbf{C} = \tilde{\mathbf{x}}'_k \tilde{\mathbf{x}}'^T_k \quad (17)$$

$$\tilde{\mathbf{C}} = (\tilde{\mathbf{x}}'_k - \mathbf{x}'_k) (\tilde{\mathbf{x}}'_k - \mathbf{x}'_k)^T \quad (18)$$

$$\mathbf{V} = \mathbf{W} \mathbf{C} \mathbf{W}^T \quad (19)$$

$$\mathbf{U} = \mathbf{W} \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{W}^T \quad (20)$$

则

$$F(\mathbf{W}, \mathbf{x}'_k) \approx 10 \lg \frac{\mathbf{W} \mathbf{C} \mathbf{W}^T}{\mathbf{W} \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{W}^T} = 10 \lg \frac{\mathbf{V}}{\mathbf{U}} \quad (21)$$

以分离矩阵 $\mathbf{W}$ 为自变量对上式两边求梯度

$$\frac{\partial F}{\partial \mathbf{W}} = \frac{2\mathbf{W}}{\mathbf{V}} \mathbf{C} - \frac{2\mathbf{W}}{\mathbf{U}} \tilde{\mathbf{C}} \quad (22)$$

目标函数 $F(\mathbf{W}, \mathbf{x}'_k)$ 的极值点为上式零点, 即

$$\mathbf{W} \mathbf{C} = \frac{\mathbf{V}}{\mathbf{U}} \mathbf{W} \tilde{\mathbf{C}} \quad (23)$$

通过求解式 (23) 即可得分离矩阵 $\mathbf{W}$, 上式的解由矩阵 $\tilde{\mathbf{C}} \cdot \mathbf{C}^{-1}$ 的特征向量构成, $\mathbf{W}$ 的维度为 $L \times L$ 。第 k 部雷达站 L 个阵元的分离信号 $\mathbf{y}_k$ 可表

示为

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{W}\mathbf{x}'_k = [\mathbf{y}_{k,1}(t), \mathbf{y}_{k,2}(t), \dots, \mathbf{y}_{k,L}(t)]^T \quad (24)$$

式中: $\mathbf{y}_k$ 的每一行都代表一个信号源的估计信号。

2.3 目标径向距离获取

经过信号预处理和 JBSS 处理, 目标回波信号和干扰信号被分离在不同通道内, 因此需进一步确定目标回波所在通道。对所有分离通道的信号进行脉冲压缩, 第 k 部雷达站第 l 个通道脉冲压缩后的信号可表示为

$$g_{k,l}(t) = \int y_{k,l}(t) s_T(t) dt \quad (25)$$

式中: $y_{k,l}(t)$ 为第 k 部雷达站第 l 个通道的脉冲压缩前的信号; $s_T(t)$ 为雷达发射的线性调频信号。

为了确认目标信号通道, 需要对每一个通道进行 CFAR 检测。将目标所在信号通道进行累加, 然后再次进行 CFAR 检测, 最终确定目标径向距离。分别以组网内的不同接收站为参考站重复上述步骤, 即可获得 K 个由第 1 部雷达站至目标再到第 k 部雷达站的距离量测值 R_k ($k = 1, 2, \dots, K$)。

2.4 多站联合定位

3 部雷达站构成的组网系统经过上述信号级融合处理可以获得 3 个目标距离值 R_1 、 R_2 、 R_3 。雷达站 1 为发射/接收站, 其余 2 部雷达站只接收信号。基于三球定位原理对目标进行联合定位, 需要提前获得目标相对于各接收站的距离信息, 此距离信息 r_k 可表示为

$$r_k = R_k - \frac{R_1}{2}, k = 1, 2, 3 \quad (26)$$

然后基于 3 部接收站空间位置 (x_{Rk}, y_{Rk}, z_{Rk}) 和目标至各站的径向距离 r_k , 通过求解式 (27) 即可获得目标空间位置 (x_0, y_0, z_0) 。

$$\begin{cases} (x_{R1} - x_0)^2 + (y_{R1} - y_0)^2 + (z_{R1} - z_0)^2 = r_1^2 \\ (x_{R2} - x_0)^2 + (y_{R2} - y_0)^2 + (z_{R2} - z_0)^2 = r_2^2 \\ (x_{R3} - x_0)^2 + (y_{R3} - y_0)^2 + (z_{R3} - z_0)^2 = r_3^2 \end{cases} \quad (27)$$

3 仿真实验与分析

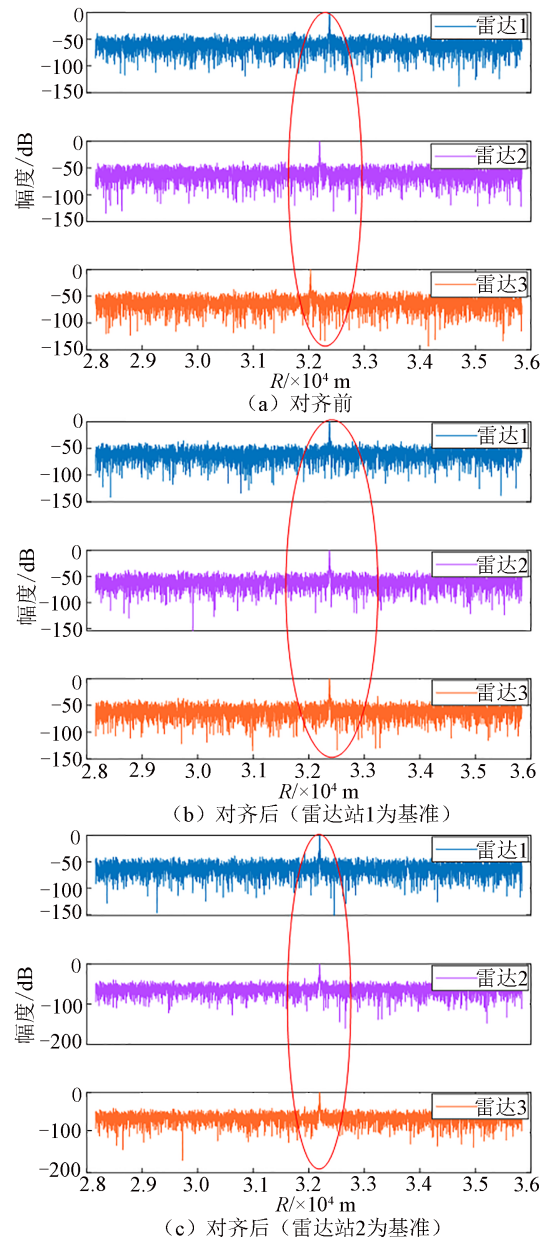
本文方法适用于抑制多种与雷达目标回波相独立的主瓣压制式干扰, 以 NAM 干扰为例对所提方法进行验证。假设仿真组网系统中雷达个数为 3, 空间分布位置分别为 $(8e3, 28e3, 30e3)$ m、 $(15e3, 30e3, 30e3)$ m、 $(8e3, 50e3, 30e3)$ m。由雷达 1 发射线性调频信号, 带宽为 20 MHz, 载频为 16 GHz, 脉冲重复频率为 8 MHz, 采样频率为 80

MHz, 脉冲宽度为 $12 \mu s$ 。假设组网系统探测同一远场区域, 区域中只有一个感兴趣的目标, 目标位置为 $(10e, 40e3, 0)$ m。

3.1 信号对齐仿真验证实验

为便于观察各通道信号对齐结果, 设置 3 部雷达的阵元个数均为 1, SNR、干噪比 (jamming-to-noise ratio, JNR) 分别为 10、15 dB。目标信号和干扰信号到达各雷达主瓣的角度分别为 $\theta_T = 0^\circ$, $\theta_I = 0.5^\circ$ 。如图 2 所示, 分别为组网系统所有通道接收信号直接脉冲压缩后的归一化结果, 以及以 3 部雷达站为参考站所有通道接收信号经时域对齐、脉冲压缩后的归一化结果。

由图 2 可以看出, 分别以 3 部雷达为参考站的所有通道信号均在时域完成了延时估计与补偿。



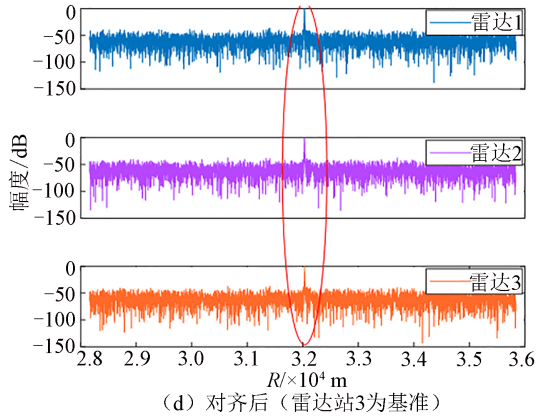


图 2 信号时域对齐前后脉冲压缩结果对比

Fig. 2 Comparison of pulse compression results pre- and post-signal time-domain alignment

3.2 抗干扰效果仿真验证实验

设置每部雷达的阵元个数为 4, 3 部雷达进行组网后的信号级处理总通道数为 12 个, 快拍数设为 4 096, 目标信号和干扰信号到达各雷达主瓣的角度分别为 $\theta_t = 0^\circ$, $\theta_j = 1^\circ$ 。当 $\text{SNR} = 10 \text{ dB}$, $\text{JNR} = 50 \text{ dB}$ 时, 以雷达 1 为基准站, 仿真验证所提方法的抗 NAM 主瓣压制干扰效果。

图 3 为各通道信号经过时域对齐、JBSS 处理的脉冲压缩结果, 可以看出, 经 JBSS 处理后目标分布于个别通道中。JBSS 处理后各通道信号目标检测结果如图 4 所示。

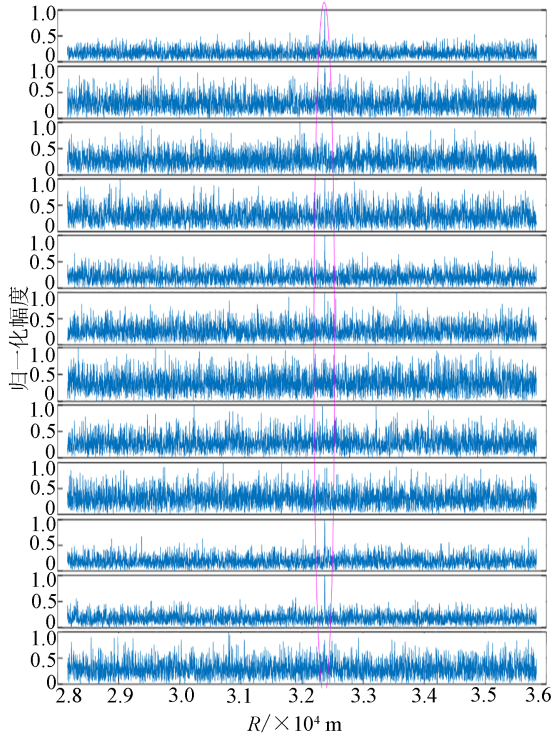


图 3 JBSS 处理后各通道信号脉冲压缩结果

Fig. 3 Pulse compression results of different channels after JBSS processing

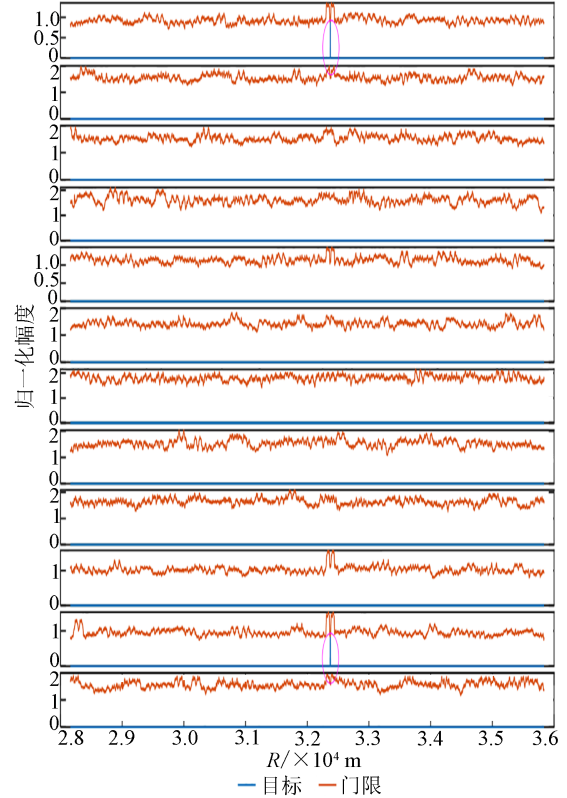


图 4 JBSS 处理后各通道信号目标检测结果

Fig. 4 Target detection results of different channels after JBSS processing

由图 4 可以看出, 利用 CFAR 检测对各通道分离信号进行目标检测后, 第 1 个通道和第 11 个通道均检测到目标。确认了目标通道后, 对所有目标通道进行叠加, 最终再次进行 CFAR 检测, 确定目标距离。图 5 为 NAM 主瓣干扰抑制效果, 图 6 为目标通道信号叠加后的 CFAR 检测结果。由图 5 可以看出, 本文方法的干扰抑制效果明显。

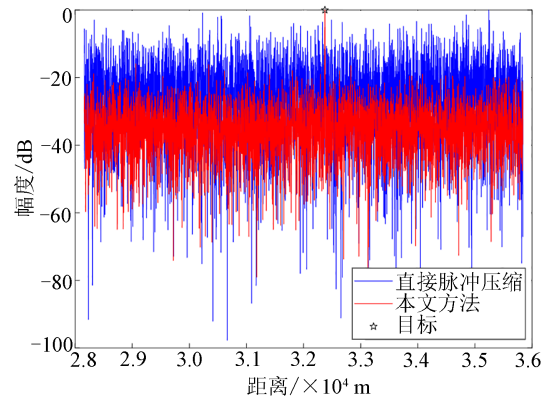


图 5 NAM 主瓣干扰抑制效果

Fig. 5 Anti-mainlobe jamming suppression performance of NAM

由图 6 可以看出, 利用本文方法进行干扰抑制后检测到的目标径向距离为 32 373.1 m, 而仿真时

设置的目标距离雷达站 1 的距离为 32 372.83 m, 误差仅为 0.27 m。由此可知, 本文方法估计出的径向距离与真实值非常接近。

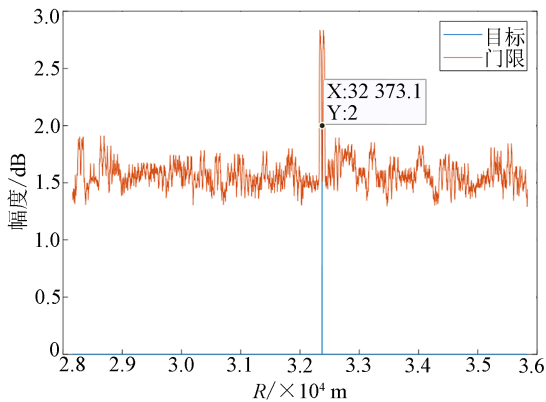


图 6 目标通道叠加后最终 CFAR 检测结果

Fig. 6 Final CFAR detection results of target channels after superimposing

3.3 抗干扰性能仿真分析实验

为验证所提方法的抗干扰性能, 仿真分析了本文方法分离信号与原始信号相似系数 r 随 SNR、JNR 的变化情况, 对比了本文方法与文献[32]方法、JADE-BSS 方法、传统匹配滤波方法的峰值旁瓣比 (peak-to-side lobe ratio, PSLR) 随 SNR、JNR 的变化情况, 此外还对比分析了本文方法、文献[32]方法、JADE-BSS 方法的目标定位误差 σ_{target} 随 SNR、JNR 的变化情况。

仿真参数设置情况与 3.2 节保持一致。当 JNR 为 50 dB, 将 SNR 由 5 dB 增加到 15 dB; 固定 SNR 为 10 dB 不变, 将 JNR 由 0 dB 增加到 100 dB。在上述 2 种情况下分析 r 、PSLR、 σ_{target} 随 SNR、JNR 的变化情况, 仿真结果分别如图 7~9 所示。

由图 7 可以看出, 当 JNR 保持不变, 本文方法 3 部雷达中目标分离信号与源信号的相似系数 r 随着 SNR 的增大缓慢增大, SNR 由 5 dB 逐渐增大至 15 dB, r 由 0.46 增大至 0.49。SNR 一定, r 随着

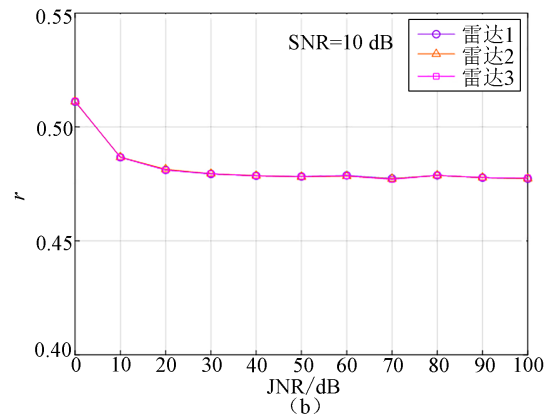
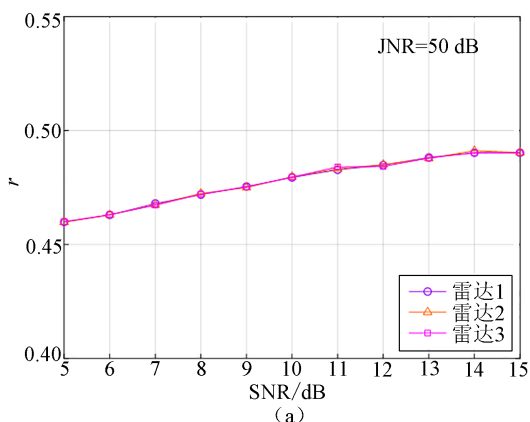


图 7 r 随 SNR、JNR 变化情况

Fig. 7 Variations of r with SNR and JNR

JNR 的增大略微降低, 最后基本稳定在 0.48 左右。由此可得, 在大功率干扰条件下, 本文方法的信号分离效果受 SNR 影响较大, 受 JNR 影响较小。

由图 8 (a) 可知, 当 JNR=50 dB 时, 传统匹配滤波方法 PSLR 接近于 0 dB, 目标基本上被干扰完全淹没。本文方法、文献[32]方法和 JADE-BSS 方法的 PSLR 均随着 SNR 的增大而降低, 且

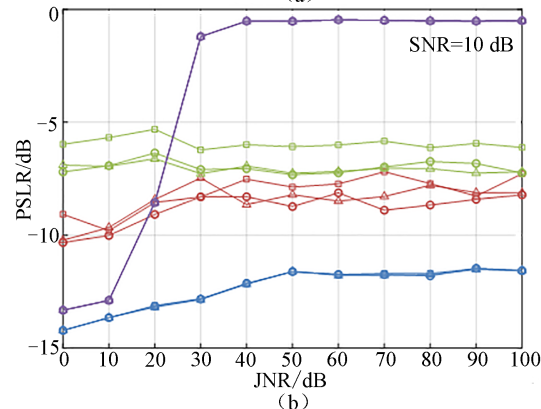
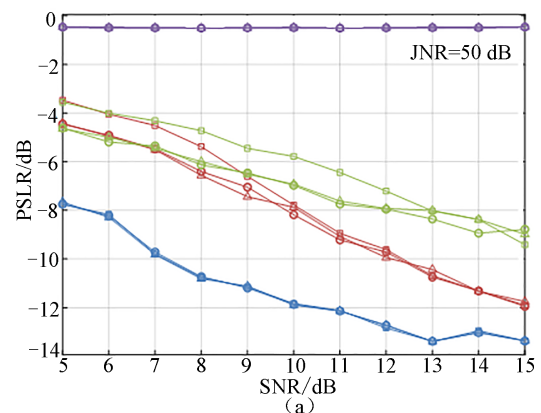


图 8 PSLR 随 SNR、JNR 变化情况

Fig. 8 Variations of PSLR with SNR and JNR

本文方法的 PSLR 始终比 JADE-BSS 方法低至少 3 dB, 比文献[32]方法低至少 1.5 dB。

由图 8 (b) 可以看出, SNR=10 dB, 干扰功率较小时, 传统匹配滤波方法的 PSLR 也相对较低, 此时目标可以被检测出来。随着 JNR 逐渐增大, 传统匹配滤波法逐渐失效, 而其他 3 种方法 PSLR 增大幅度很小, 说明 BSS 方法具有良好的抗大功率主瓣压制干扰效果。随着 JNR 的增大, 本文方法 PSLR 同样始终低于其他两种方法, 当 SNR=10 dB, JNR=100 dB 时, 本文方法 PSLR 仍比效果较好的文献[32]方法约低 3 dB, 因此本文方法的抗干扰效果最优。

由图 9 可以看出, 随着 SNR 的增大, 3 种方法的目标定位误差均逐渐降低, 而随着 JNR 的增大, 3 种方法的目标定位误差变化幅度不大。当 JNR=100 dB, SNR=10 dB 时, 本文方法的目标定位精度约等于 3.971 m, 目标定位效果明显优于其他 2 种方法。

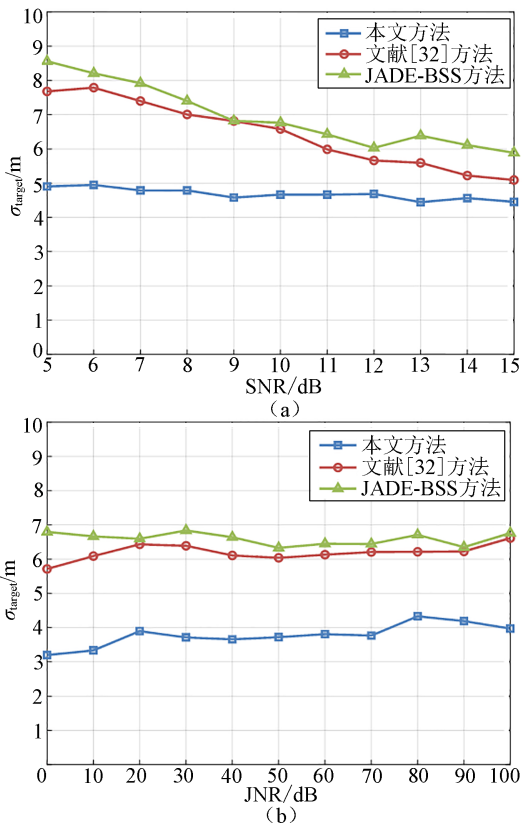


图 9 σ_{target} 随 SNR、JNR 变化情况
Fig. 9 Variations of σ_{target} with SNR and JNR

为更全面评估本文方法的性能, 在处理器为 Intel (R) Core (TM) Ultra 5 125H (3.60 GHz) 的 64 位 Windows 操作系统上进行了不同算法处理时间的对比实验, 实验结果如表 1 所示。

由表 1 可知, 本文方法的处理时长在三种算法中居中。文献[32]方法各雷达站单独进行盲源分离与干扰抑制, 没有时间对齐步骤, 且盲源分离处理的数据量相对较少, 因此文献[32]方法处理时间低于本文方法。JADE-BSS 方法虽然也是各雷达站单独进行信号处理, 但 JADE-BSS 需求解高阶累积量, 计算复杂, 因此该方法用时最长。

表 1 不同算法处理时间
Table 1 Processing time for different algorithms

本文方法	文献[32]方法	JADE-BSS 方法
0.115 236	0.078 355	0.130 876

综上所述, 本文方法在大功率 NAM 主瓣压制干扰场景下具有较好的干扰抑制效果, 其抗干扰效果和目标定位精度均优于文献[32]和 JADE-BSS 方法, 且在处理时间上相比于 JADE-BSS 也更具优势。与文献[32]和 JADE-BSS 方法相比, 本文方法能够联合雷达组网系统中接收站的所有信号通道, 通过信号延时估计与补偿后, 对接收信号进行统一的盲源分离处理, 相当于虚拟扩展了信号通道数, 因此本文方法的分离效果更好, 干扰抑制效果也更好。

4 研究展望与结论

针对现有抗主瓣压制干扰方法依赖干扰类型、干扰角度等先验信息的问题, 本文提出一种基于最大信噪比的联合盲源分离的雷达组网系统抗主瓣压制干扰方法, 主要结论如下。

1) 通过联合盲源分离、脉冲压缩、CFAR 检测等方法对时域对齐后的信号进行处理, 获取了以每部雷达站为基准的目标径向距离, 且计算结果与目标径向距离真实值非常接近, 误差仅为 0.27 m。

2) 在大功率 NAM 主瓣压制干扰环境下, 本文方法表现出优异的干扰抑制性能, 能够有效抑制强干扰、提升信噪比, 保持较高的目标检测能力。在相同仿真条件下, 本文方法的 PSLR 平均低于对比方法 1.5~3 dB; 在 JNR 为 100 dB、SNR 为 10 dB 的强干扰场景中, 目标定位精度达 3.971 m, 较对比方法提升显著。此外本文方法处理时间更短, 具备更好的实时性与工程应用潜力。

需要指出的是, 本文方法目前基于单发多收雷达组网体制, 且信号时间对齐仅考虑了相对传

播距离延时, 未考虑系统时钟同源等系统级时间同步问题, 距离算法工程实现面临一定挑战。为此, 未来将针对多发多收协同体制、系统级时间对齐等方向开展研究, 同时可进一步探索融合极化信息的BSS方法以提升算法分离性能。

参考文献

- [1] 王洋洋, 曹菲. 基于广义回归神经网络插值的雷达引信回波模拟[J]. 火箭军工程大学学报, 2024, 38(5): 69-80.
Wang Yangyang, Cao Fei. Radar fuse echo simulation based on generalized regression neural network interpolation[J]. Journal of Rocket Force University of Engineering, 2024, 38(5): 69-80.
- [2] 赵晶钰, 李敏, 陈谢发, 等. 融合注意力机制与全局信息的SAR舰船目标检测算法[J]. 火箭军工程大学学报, 2024, 38(4): 40-46.
Zhao Jingyu, Li Min, Chen Xiefa, et al. SAR ship target detection algorithm combining attention mechanism and global information[J]. Journal of Rocket Force University of Engineering, 2024, 38(4): 40-46.
- [3] Wang Liyuan, He Huafeng, Li Zhen, et al. Main-lobe jamming suppression via joint polarization-range-doppler processing[J]. Remote Sensing, 2025, 17(12): 1995.
- [4] Vendik O G, Kozlov D S. Phased antenna array with a sidelobe cancellation for suppression of jamming[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2012, 11: 648-650.
- [5] Lee Y, Shieh H W. Adaptive decision-feedback generalised sidelobe canceller against desired signal and interference non-stationarity[J]. IET Signal Processing, 2011, 5(5): 488-498.
- [6] Farina A, Gini F. Calculation of blanking probability for the sidelobe blanking for two interference statistical models[J]. IEEE Signal Processing Letters, 1998, 5(4): 98-100.
- [7] Dinler D, Candan C, Koc S. A study on the performance of a complementary auxiliary antenna pattern for main-lobe blanker[C]//2018 IEEE Radar Conference (RadarConf18). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2018: 1178-1182.
- [8] Keizer W P M N. Fast low-sidelobe synthesis for large planar array antennas utilizing successive fast Fourier transforms of the array factor[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2007, 55(3): 715-722.
- [9] 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.
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.
- [10] Yang Jing, Aubry A, De Maio A, et al. Design of constant modulus discrete phase radar waveforms subject to multi-spectral constraints[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2020, 27: 875-879.
- [11] Xu Leilei, Zhou Shenghua, Liu Hongwei, et al. Repeat radar jammer suppression for a colocated MIMO radar[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2019, 13(9): 1448-1455.
- [12] 张杰, 陈婉迎, 吴悦. 认知雷达二维自适应抗干扰捷变波形设计[J]. 雷达科学与技术, 2019, 17(4): 415-420, 425.
Zhang Jie, Chen Wanying, Wu Yue. Adaptive anti-jamming design for two-dimensional waveform agility in cognitive radar system[J]. Radar Science and Technology, 2019, 17(4): 415-420, 425.
- [13] Yildirim A, Kiranyaz S. Smart binary phase-coding for pulse-compression radar: an electronic protection technique against repeater jamming[J]. IET Wireless Sensor Systems, 2024, 14(3): 47-55.
- [14] Iqbal Y, Khalid M R, Jawad M. An effective jamming suppression method against DRFM-based complex range false targets[C]//2022 19th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology (IBCAST). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2022: 1005-1010.
- [15] Bahar Safa Hanbali S. Countering self-protection smeared spectrum jamming against chirp radars[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2021, 15(4): 382-389.
- [16] 张仁李, 朱蕾, 邱爽, 等. 单脉冲测角的二维分级主旁瓣干扰联合抑制方法[J]. 电子与信息学报, 2024, 46(1): 213-221.
Zhang Renli, Zhu Lei, Qiu Shuang, et al. Two-dimensional hierarchical mainlobe and sidelobe jamming suppression algorithm for monopulse angle estimation[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2024, 46(1): 213-221.
- [17] 王宵龙, 曹菲. 基于广义斜投影的雷达抗主瓣干扰方法[J]. 火箭军工程大学学报, 2024, 38(2): 39-48.
Wang Xiaolong, Cao Fei. An anti main-lobe interference method based on generalized oblique projection[J]. Journal of Rocket Force University of Engineering, 2024, 38(2): 39-48.
- [18] Pan Bunian, Dong Luxin, Yu Xianxiang, et al.

- Joint polarization space-time processing for mainlobe jamming via CP decomposition[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2023, 23(13): 14781-14794.
- [19] Lu Lu, Gao Meiguo. An improved sliding matched filter method for interrupted sampling repeater jamming suppression based on jamming reconstruction[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2022, 22(10): 9675-9684.
- [20] 谭睿. 分布式雷达空时频域信号协同设计抗主瓣干扰方法研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2024: 2-6.
Tan Rui. Research on the method of spatial-time-frequency cooperative signal design against mainlobe jamming for distributed radars[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2024: 2-6.
- [21] 沈伟, 谢文冲, 陈威, 等. 基于Household变换阻塞矩阵的机载雷达抗主瓣干扰方法[J]. *空军预警学院学报*, 2020, 34(4): 250-255.
Shen Wei, Xie Wenchong, Chen Wei, et al. Anti-mainlobe jamming method of airborne radar based on household transform blocking matrix[J]. *Journal of Air Force Early Warning Academy*, 2020, 34(4): 250-255.
- [22] 毛家琪, 罗丰, 韦婧歆. 基于特征子空间的强主瓣干扰抑制方法[J]. *信号处理*, 2021, 37(2): 268-275.
Mao Jiaqi, Luo Feng, Wei Jingxin. Strong mainlobe interference suppression method based on eigensubspace[J]. *Journal of Signal Processing*, 2021, 37(2): 268-275.
- [23] 陈卓, 贾维敏, 金伟, 等. 一种稳健的多主瓣干扰抑制方法[J]. *系统工程与电子技术*, 2020, 42(3): 544-549.
Chen Zhuo, Jia Weimin, Jin Wei, et al. Robust multiple mainlobe interferences suppression method[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2020, 42(3): 544-549.
- [24] Han Bowen, Yang Xiaopeng, Lan Tian, et al. Mainlobe jamming suppression method based on beamspace orthogonal cancellation for distributed array radar[C]//IET International Radar Conference (IET IRC 2020). London: IET, 2021: 844-847.
- [25] 周伟光, 谭怀英, 李归, 等. 双站对消抗主瓣干扰技术研究[J]. *现代雷达*, 2018, 40(7): 83-86.
Zhou Weiguang, Tan Huaiying, Li Gui, et al. Investigation on dual station cancellation of mainlobe jamming suppression technology[J]. *Modern Radar*, 2018, 40(7): 83-86.
- [26] 蒲伟铭, 梁振楠, 陈新亮, 等. 一种鲁棒的分布式雷达主瓣干扰抑制方法[J]. *信号处理*, 2022, 38(2): 250-257.
Pu Weiming, Liang Zhennan, Chen Xinliang, et al. A robust method for mainlobe interference suppression based on distributed array radar[J]. *Journal of Signal Processing*, 2022, 38(2): 250-257.
- [27] Yu Hengli, Liu Nan, Zhang Linrang, et al. An interference suppression method for multistatic radar based on noise subspace projection[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2020, 20(15): 8797-8805.
- [28] 刘荣, 余志勇, 韩佳, 等. 结合蛻螂优化算法和基于密度的噪声应用空间聚类算法的欠定盲源分离混合矩阵估计[J]. *火箭军工程大学学报*, 2023, 37(5): 63-70.
Liu Rong, Yu Zhiyong, Han Jia, et al. Underdetermined blind source separation mixing matrix estimation based on DBO and DBSCAN[J]. *Journal of Rocket Force University of Engineering*, 2023, 37(5): 63-70.
- [29] 葛萌萌, 崔国龙, 孔令讲, 等. 分布式雷达盲源分离干扰抑制算法[J]. *信号处理*, 2017, 33(12): 1562-1570.
Ge Mengmeng, Cui Guolong, Kong Lingjiang, et al. Jamming suppression based on blind source separation in distributed radars[J]. *Journal of Signal Processing*, 2017, 33(12): 1562-1570.
- [30] Ge Mengmeng, Cui Guolong, Yu Xianxiang, et al. Main lobe jamming suppression via blind source separation sparse signal recovery with subarray configuration[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2020, 14(3): 431-438.
- [31] 高霞, 全英汇, 李亚超, 等. 基于BSS的FDA-MIMO雷达主瓣欺骗式干扰抑制方法[J]. *系统工程与电子技术*, 2020, 42(9): 1927-1934.
Gao Xia, Quan Yinghui, Li Yachao, et al. Mainlobe deceptive jamming suppression with FDA-MIMO radar based on BSS[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2020, 42(9): 1927-1934.
- [32] Han Xiaofei, He Huafeng, He Chuan, et al. An anti-range-deception-jamming method for networked moving radar based on trajectory optimization[J]. *Sensors*, 2025, 25(15): 4675.

An Anti-Mainlobe Suppressive Jamming Method for Radar Networked Systems Based on MSNR-JBSS

HAN Xiaofei, LIU Chengyu*, ZHANG Qi,
HE Huafeng, ZHOU Tao

(Rocket Force University of Engineering, Xi'an 710025, China)

ABSTRACT: To address the reliance of existing anti-mainlobe suppressive jamming methods on prior information, such as jamming type and direction, a method for radar networks to counter mainlobe suppressive jamming based on the maximum signal-to-noise ratio for joint blind source separation (MSNR-JBSS) was proposed. First, each radar in the networked system was sequentially designated as the reference radar, and all the received radar signals were estimated and compensated. Subsequently, the JBSS processing was conducted based on the MSNR criterion to obtain the radial-range information of the target, with each radar serving as a reference. Finally, precise target localization was achieved using a data-level fusion approach based on multi-station joint localization. The proposed method virtually expanded the number of signal channels and enhanced the separation performance of source signals, requiring no prior information such as jamming type, jamming direction, or number of signal sources. Simulation results demonstrate that the proposed method outperforms the comparative methods in terms of both anti-jamming performance and localization accuracy. Under the same simulation conditions, the output peak-to-side lobe ratio is, on average, 1.5–3 dB lower than that of the benchmark methods. In a strong interference scenario with a jamming-to-noise ratio of 100 dB and a signal-to-noise ratio of 10 dB, the target localization accuracy reaches 3.971 m, showing a significant improvement over the compared approaches. These results verify the improvement in the anti-jamming performance achieved by virtually expanding the number of signal channels through the JBSS.

KEYWORDS: radar anti-jamming; radar networked system; blind source separation; mainlobe suppressive jamming

(编辑: 吴文冬)