

• 成电青年学者·信息与通信工程专栏 •

主瓣伴随干扰下数字子阵雷达和差波束测角方法



余显祥^{1*}, 严正欣², 潘步年¹, 汪 兵², 崔国龙¹

(1. 电子科技大学信息与通信工程学院 成都 611731; 2. 中国电子科技集团第二十九研究所 成都 610036)

【摘要】针对数字子阵体制雷达在强主瓣干扰存在情况下弱目标的到达方向 DOA 估计问题, 提出了一种和差波束测角方法。首先, 建立了多子阵和差波束结构下的主瓣干扰与目标回波的接收模型。然后, 根据目标回波与干扰信号在时域上的不相关特性, 对每个子阵列采用盲源分离算法分离目标回波与干扰信号, 进而联合各子阵分离的目标回波/干扰信号, 采用单脉冲测角技术实现目标/干扰 DOA 估计。最后, 通过数值仿真实验验证了分析算法的有效性及性能。

关键词 盲源分离; 数字子阵; DOA 估计; 主瓣伴随干扰; 和差波束

中图分类号 TN974 文献标志码 A doi:10.12178/1001-0548.2022283

Digital Sub-Array Radar Sum-Difference DOA Estimation Method in the Presence of Mainlobe Following Jamming

YU Xianxiang^{1*}, YAN Zhengxin², PAN Bunian¹, WANG Bing², and CUI Guolong¹

(1. School of Information and Communication Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 611731;

2. Southwest China Research Institute of Electronic Equipment Chengdu 610036)

Abstract Aiming at the estimation problem of the Direction of Arrival (DOA) of weak targets in the presence of strong mainlobe interference for digital sub-array radar, this paper proposes a sum-difference beam angle measurement method. Firstly, a receiving model of the mainlobe interference and target echo under the multi-subarray sum-difference beam structure is established. Then, according to the uncorrelated characteristics of the target echo and the interference signal in the time domain, blind source separation is used for each sub-array to separates the target echo and interference signal, and monopulse angle measurement technology is used to achieve target/interference DOA estimation via combining the target echo/interference signal separated by each sub-array. Finally, the effectiveness and analysis performance of this method is verified by numerical simulation experiment.

Key words blind source separation; digital sub-array; estimation of the direction of arrival; mainlobe following jamming; sum-difference beams

在未来军事电磁频谱战中, 雷达通常工作于复杂电磁环境中, 主瓣干扰作为一种典型的干扰形式, 已经严重降低了雷达系统性能。在目标角度测量方面, 大功率主瓣干扰的存在极大影响了目标到达方向 (direction of arrival, DOA) 估计的准确性。因此, 如何在强主瓣干扰环境中精确估计目标 DOA 是亟需解决的问题, 具有重要的理论价值和实际意义。

文献 [1] 提出了一种干扰阻塞方法 (interference jamming method, IJM) 来获取变换矩阵与干扰噪声矩阵抑制的关系, 进而使用空间谱估计算法 (multiple signal classification, MUSIC) 或其他频谱估计方法

估计目标 DOA。文献 [2-3] 通过构造阻塞矩阵, 实现干扰抵消, 从而有效估计目标的 DOA。但上述方法均需要精确已知干扰信号的角度信息。文献 [4] 提出了一种基于扩展噪声子空间的强干扰条件下目标 DOA 估计方法, 该方法首先对噪声子空间进行扩展, 然后使用常规 MUSIC 方法估计目标 DOA。文献 [5] 通过构造干扰子空间的正交投影矩阵对接收阵列信号做预处理, 再利用基于旋转不变技术的信号参数估计 (estimating signal parameter via rotational invariance techniques, ESPRIT) 算法实现目标 DOA 估计。但上述两种方法均需要先验已知干扰信号的

收稿日期: 2022-09-21; 修回日期: 2023-02-03

基金项目: 国家自然科学基金 (U19B2017, 62101097); 中国博士后科学基金 (2020M680147, 2021T140096)

作者简介: 余显祥 (1991-), 男, 博士, 副教授, 主要从事雷达波形设计与处理、最优理论算法及阵列信号处理等方面的研究。

*通信作者: 余显祥, E-mail: xianxiangyu@uestc.edu.cn

数量。文献 [6-8] 研究了子阵列以及自适应波束成形设计方法来抑制干扰并估计目标 DOA, 但主要针对旁瓣干扰, 当存在大功率主瓣干扰时, 算法失效。文献 [9] 提出了一种基于迭代最小二乘和空间差分平滑的混合信号 DOA 估计算法, 可以有效估计多个源信号的 DOA, 但无法区分目标与干扰。文献 [10] 利用盲源分离算法分离目标成分与干扰成分, 并重构干扰信号, 然后利用 CLEAN 算法在空间谱上对消干扰, 实现目标 DOA 估计。在此基础上, 文献 [11] 研究了一种特定的子阵配置结构, 利用子阵滑窗机制, 在每个子阵内实现目标与干扰分离, 最后联合各子阵分离的目标回波, 利用稀疏信号的重构算法有效估计目标 DOA, 解决了主瓣干扰存在情况下相干源目标 DOA 估计问题。

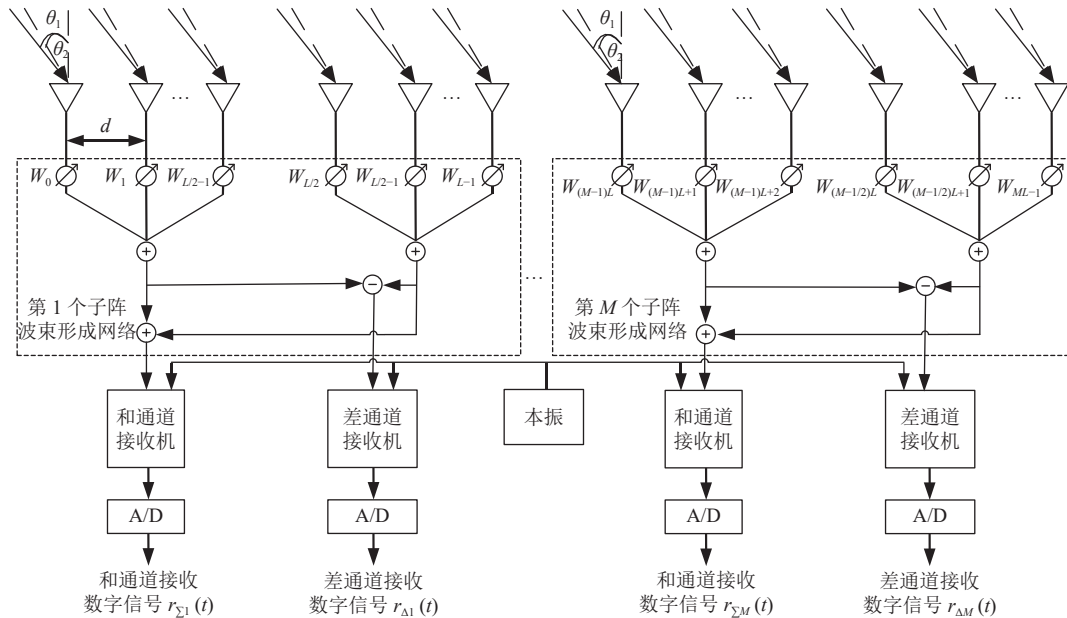


图1 子阵和差通道信号形成原理图

假设目标存在于空间远场位置处, 其距离为 R_1 , 空间角度为 θ_1 , 则第 i ($i = 1, 2, \dots, M$) 个子阵和差通道接收的目标回波数字信号分别表示为:

$$s_{\Sigma i}(t) = \alpha s(t - \tau_s) \times \sum_{n=0}^{L-1} \exp\left(-j2\pi \frac{d}{\lambda} ((i-1)L + n)(\sin\theta_1 - \sin\Omega)\right) \quad (1)$$

$$s_{\Delta i}(t) = \alpha s(t - \tau_s) \times \left\{ \sum_{n=L/2+1}^{L-1} \exp\left(j2\pi \frac{d}{\lambda} ((i-1)L + n)(\sin\theta_1 - \sin\Omega)\right) - \sum_{n=0}^{L/2} \exp\left(j2\pi \frac{d}{\lambda} ((i-1)L + n)(\sin\theta_1 - \sin\Omega)\right) \right\} \quad (2)$$

但上述两种算法计算量较大, 不利于工程化实现。

随着高性能数字硬件和数字处理技术的不断发展, 灵活、高性能、低成本的数字阵列雷达逐渐走向实用。本文针对数字子阵体制雷达, 提出了一种主瓣干扰下和差波束测角方法。首先, 对每个子阵列采用盲源分离算法分离目标回波与干扰信号; 然后, 联合各子阵分离得到的估计目标/干扰信号构建和差信号, 并利用单脉冲和差波束测角方法实现目标/干扰的 DOA 估计。

1 信号模型

考虑如图 1 所示的均匀线阵 (uniform linear array, ULA) 的数字子阵雷达系统, 假设该系统具有 $L \times M$ 个阵元, 将其划分为 M 个结构相同的子阵, 每个子阵包含 L 个阵元。

式中, $s_{\Sigma i}(t)$ 和 $s_{\Delta i}(t)$ 分别表示第 i 个子阵和通道与差通道接收的目标回波; α 为目标回波复幅度; $s(t)$ 为雷达发射信号; $\tau_s = 2R_1/C$; C 为光传播速度; Ω 表示波束指向方向; λ 为雷达工作波长; d 为阵元间距。

假设在雷达探测范围内有一干扰机, 其距离为 R_2 , 空间角度为 θ_2 , 满足 $|\theta_2 - \theta_1| \leq$ 主瓣宽度, 连续不断地发射大功率干扰信号阻止雷达探测目标, 则第 i ($i = 1, 2, \dots, M$) 个子阵和通道与差通道接收的干扰数字信号分别为:

$$J_{\Sigma i}(t) = (\beta J(t) + \alpha_J s(t - \tau_J)) \times \sum_{n=0}^{L-1} \exp\left(j2\pi \frac{d}{\lambda} ((i-1)L + n)(\sin\theta_2 - \sin\Omega)\right) \quad (3)$$

$$J_{\Delta i}(t) = (\beta J(t) + \alpha_J s(t - \tau_J)) \times \left\{ \sum_{n=L/2+1}^{L-1} \exp\left(j2\pi \frac{d}{\lambda} ((i-1)L+n)(\sin\theta_2 - \sin\Omega)\right) - \sum_{n=0}^{L/2} \exp\left(j2\pi \frac{d}{\lambda} ((i-1)L+n)(\sin\theta_2 - \sin\Omega)\right) \right\} \quad (4)$$

式中, $J_{\Sigma i}(t)$ 和 $J_{\Delta i}(t)$ 分别表示第 i 子阵和通道与差通道接收的干扰信号; β 为干扰信号复幅度; $J(t)$ 为干扰机发射信号; α_J 为干扰机反射的雷达回波复幅度; $\tau_J = 2R_2/C$ 为干扰机反射回波信号时延。

第 i 个子阵和差通道接收的总信号经过数字采样后可分别表达为:

$$r_{\Sigma i}(t) = s_{\Sigma i}(t) + J_{\Sigma i}(t) + n_{\Sigma i}(t) \quad (5)$$

$$r_{\Delta i}(t) = s_{\Delta i}(t) + J_{\Delta i}(t) + n_{\Delta i}(t) \quad (6)$$

式中, $n_{\Sigma i}(t)$ 和 $n_{\Delta i}(t)$ 为噪声。

将第 i 个子阵的接收信号改写为矩阵形式:

$$\mathbf{x}_i(t) = \mathbf{A}_i \mathbf{s}_i(t) + \mathbf{n}_i(t) \quad (7)$$

式中,

$$\mathbf{x}_i(t) = [r_{\Sigma i}(t), r_{\Delta i}(t)]^T \quad (8)$$

$$\mathbf{A}_i = \begin{bmatrix} a_{\Sigma i}(\theta_1), a_{\Sigma i}(\theta_2) \\ a_{\Delta i}(\theta_1), a_{\Delta i}(\theta_2) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\mathbf{s}_i(t) = [\alpha s(t - \tau_s), \beta J(t) + \alpha_J s(t - \tau_J)]^T \quad (10)$$

$$\mathbf{n}_i(t) = [n_{\Sigma i}(t), n_{\Delta i}(t)]^T \quad (11)$$

$$a_{\Sigma i}(\theta) =$$

$$\sum_{n=0}^{L-1} \exp\left(j2\pi \frac{d}{\lambda} ((i-1)L+n)(\sin\theta - \sin\Omega)\right) \quad (12)$$

$$a_{\Delta i}(\theta) =$$

$$\left\{ \sum_{n=L/2+1}^{L-1} \exp\left(j2\pi \frac{d}{\lambda} ((i-1)L+n)(\sin\theta - \sin\Omega)\right) - \sum_{n=0}^{L/2} \exp\left(j2\pi \frac{d}{\lambda} ((i-1)L+n)(\sin\theta - \sin\Omega)\right) \right\} \quad (13)$$

式中, $[\bullet]^T$ 表示转置操作。

2 和差波束测角方法

首先, 利用盲源分离算法进行干扰抑制, 然后联合分离后的目标信号/干扰信号形成和差波束, 利用和差测角方法实现目标/干扰角度的准确估计, 算法流程图如图 2 所示。

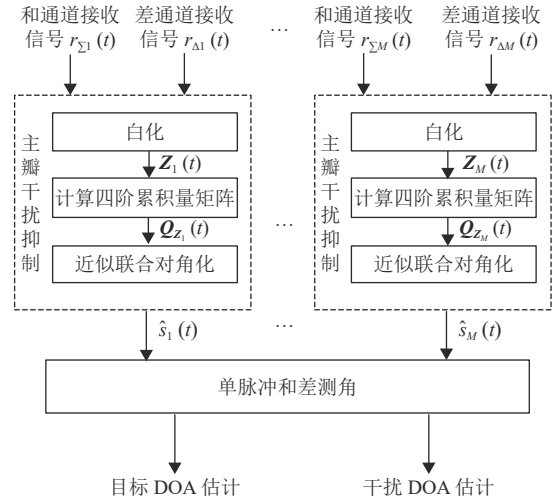


图 2 算法流程图

2.1 主瓣干扰抑制

盲源分离广泛应用于生物医学信号处理、图像处理、阵列信号处理、语音识别及移动通信等领域, 近年来也逐渐应用于雷达抗主瓣干扰领域^[12-18]。由于目标回波与干扰信号在时域上的不相关特性, 可以用盲源分离算法将目标回波成分和干扰成分分离开来。本文采用分离性能好, 运算量小的特征矩阵近似联合对角化 (joint approximate diagonalization of eigen-matrices, JADE) 算法^[19]。JADE 算法主要分为白化、求四阶累积量矩阵、联合对角化 3 个过程。

1) 白化: 求第 i ($i = 1, 2, \dots, M$) 个子阵和差通道接收信号 $\mathbf{x}_i(t)$ 的协方差矩阵 \mathbf{R}_i , 并进行特征值分解, 则白化矩阵为 $\mathbf{W}_i = \mathbf{\Lambda}^{-1/2} \mathbf{U}^H$, $\mathbf{\Lambda}$ 为 \mathbf{R}_i 的大特征值构成的对角矩阵, \mathbf{U} 为特征向量矩阵, 由每个特征值对应的特征向量组成, 则白化后的信号为: $\mathbf{z}_i(t) = \mathbf{W}_i \mathbf{x}_i(t) = \mathbf{W}_i \mathbf{A}_i \mathbf{s}_i(t) + \mathbf{W}_i \mathbf{n}_i(t)$ 。

2) 求四阶累积量矩阵: 高斯白噪声的四阶累积量为零, 且高阶累积量不受高斯噪声的影响, 因此对白化信号 $\mathbf{z}_i(t)$ 求四阶累积量并记为 $K_{pqkl}(\mathbf{z}_i)$, $p, q, k, l \in \{1, 2, \dots, N\}$, N 为源信号数目; 定义白化信号 $\mathbf{z}_i(t)$ 的四阶累积量矩阵 $\mathbf{Q}_{z_i}(M)$ 的第 (p, q) 元素^[15] 为:

$$[\mathbf{Q}_{z_i}(M)]_{pq} = \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N K_{pqkl}(\mathbf{z}_i) m_{kl}$$

式中, M 为任意 $N \times N$ 矩阵; m_{kl} 为矩阵 M 的第 (k, l) 元素。

3) 联合对角化: 为了得到稳健的效果, 取一矩阵组 $\{\mathbf{M}_1, \mathbf{M}_2, \dots, \mathbf{M}_P\}$, 并对其中每个矩阵求四阶累积量矩阵 $\mathbf{Q}_{z_i}(\mathbf{M}_r)$ ($r = 1, 2, \dots, P$), 使得 $\mathbf{Q}_{z_i}(\mathbf{M}_r)$ 都尽

可能对角化, 即联合对角化^[20], 从而求出解混合矩阵 \mathbf{V} , 估计出源信号: $\hat{\mathbf{s}}_i(t) \approx \mathbf{V}^H \mathbf{z}_i(t)$ 。

估计出的源信号矢量 $\hat{\mathbf{s}}_i(t)$ 的每一个元素即为分离后的目标回波/干扰信号。通过对每个信号进行多脉冲相干积累找出分离信号中的目标回波, 从而达到干扰抑制的目的。

2.2 单脉冲和差测角

经过盲源分离后, 可以得到每个子阵分离的源信号 $\hat{\mathbf{s}}_1(t), \hat{\mathbf{s}}_2(t), \dots, \hat{\mathbf{s}}_M(t)$, 其中包含各子阵分离的目标信号 $\{\hat{\mathbf{s}}_1(t), \hat{\mathbf{s}}_2(t), \dots, \hat{\mathbf{s}}_M(t)\}$ 和干扰信号 $\{\hat{\mathbf{j}}_1(t), \hat{\mathbf{j}}_2(t), \dots, \hat{\mathbf{j}}_M(t)\}$, 且各目标信号与干扰信号满足相位关系, 可以利用单脉冲测角技术估计目标与干扰的 DOA, 本文以目标信号进行阐述说明。以子阵 1 为参考, 和波束 $y_\Sigma(t)$ 与差波束 $y_\Delta(t)$ 分别构建为:

$$\begin{aligned} y_\Sigma(t) &= \sum_{n=1}^{M/2} \hat{\mathbf{s}}_n(t) + \sum_{n=M/2+1}^M \hat{\mathbf{s}}_n(t) \\ y_\Delta(t) &= \sum_{n=1}^{M/2} \hat{\mathbf{s}}_n(t) - \sum_{n=M/2+1}^M \hat{\mathbf{s}}_n(t) \end{aligned} \quad (14)$$

根据单脉冲和差波束测角原理^[21], 差波束与和波束幅度之比为:

$$\frac{y_\Delta}{y_\Sigma} = -j \tan\left(\pi \frac{d}{2\lambda} ML(\Delta\theta \cos\Omega)\right) \quad (15)$$

式中, $\Delta\theta$ 为目标角度 θ_1 与波束指向角度 Ω 之间的偏角。因此将式 (14) 的结果代入式 (15) 可得:

$$\Delta\theta = \frac{2\lambda}{\pi d ML \cos\Omega} \arctan\left[j \frac{y_\Delta}{y_\Sigma}\right] \quad (16)$$

可得目标 DOA 估计为:

$$\hat{\theta}_1 = \Delta\theta + \Omega \quad (17)$$

3 仿真分析

仿真 1: 考虑子阵数为 $M=2$, 每个子阵包含 $L=16$ 个阵元的数字子阵雷达系统, 阵元间距 $d=0.15$ m, 其中该雷达系统的 3 dB 主瓣宽度 $\theta_M \approx 3.17^\circ$, 假设发射信号为线性调频信号^[22], 其表达式为:

$$s(t) = \exp\left(j2\pi\left(f_0 t + Bt^2/\tau\right)\right) \quad -\frac{\tau}{2} \leq t \leq \frac{\tau}{2} \quad (18)$$

式中, f_0 为中心频率, 设为 1 GHz; 信号带宽为 $B=10$ MHz; 信号脉宽为 $\tau=10$ μ s; 采样频率为 20 MHz。

考虑一个目标与一个主瓣支援式干扰的情况, 假设目标距离为 $R_1=6.75$ km, 入射角度为 $\theta_1=27.5^\circ$; 干扰信号为噪声调频干扰^[23], 中心频率 $f_j=1$ GHz, 振幅 $U_j=1$, 调频斜率 $K_{FM}=10^7$, 空间距离

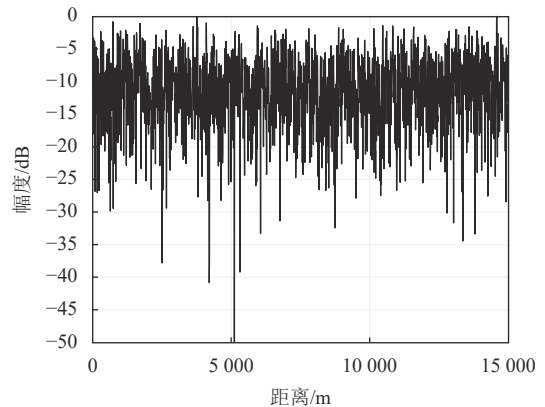
$R_2=7.5$ km, 入射角度 $\theta_2=30.3^\circ$, 满足 $|\theta_2 - \theta_1| \leq \theta_M$, 即目标与干扰都位于主瓣内。

信噪比 SNR、干噪比 JNR 分别定义为:

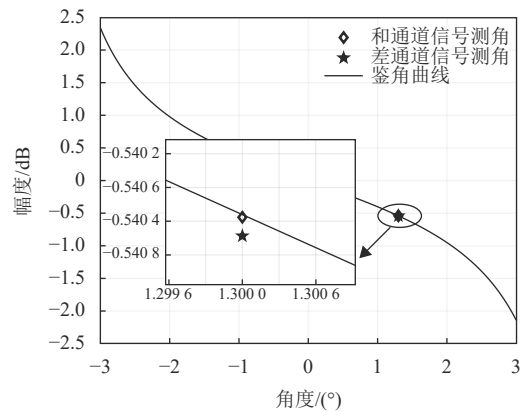
$$\begin{aligned} \text{SNR} &= 10 \lg\left(\frac{\alpha^2}{\sigma_n^2}\right) \\ \text{JNR} &= 10 \lg\left(\frac{\beta^2}{\sigma_n^2}\right) \end{aligned} \quad (19)$$

式中, σ_n^2 表示噪声功率, 数值取为 0 dB。仿真实验中设置 SNR = 0 dB, JNR = 35 dB。

图 3a 表明在大功率噪声调频干扰下, 通过匹配滤波完全无法检测出目标。从图 3b 可以看到, 未进行干扰抑制时, 利用和差通道信号估计的结果都为 1.3° , 则 DOA 估计为 30.3° , 即干扰信号的角度, 无法估计目标 DOA。造成该结果的原因是功率压制干扰的存在导致回波混合信号的相位主要由干扰信号的相位决定, 此时, 由和差波束测角估计得到的 DOA 为干扰信号的 DOA。



a. 匹配滤波结果



b. 和差波束测角结果

图3 噪声调频干扰下干扰抑制前处理结果

本文采用 JADE 算法将干扰信号与目标回波进

行分离, 分离信号匹配滤波结果如图 4 所示。图 4a 显示目标被成功检测, 距离在 6 758 m 处时, 与设置的真实目标位置误差很小。图 4b 显示没有检测出目标, 即说明分离信号 1 为目标信号成分, 分离信号 2 为干扰信号成分。

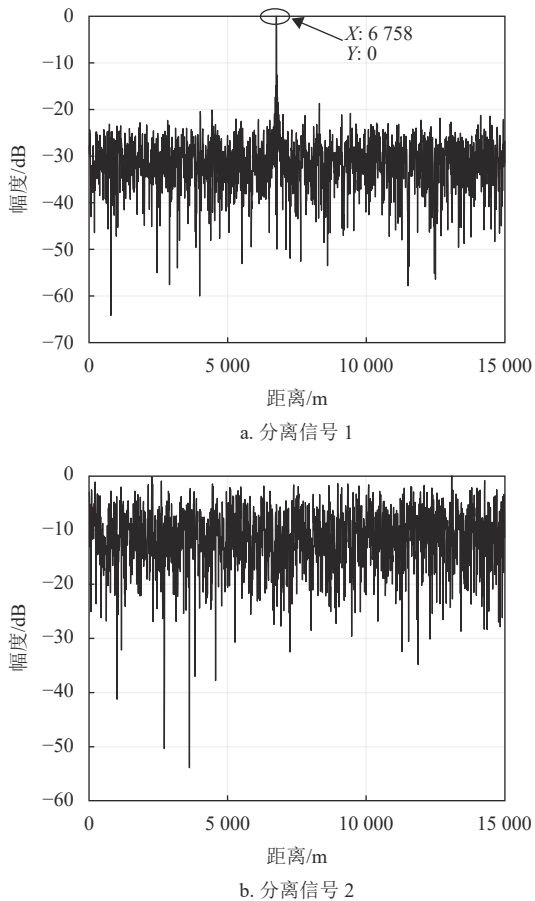


图 4 噪声调频干扰下分离信号匹配滤波结果

将各子阵分离的目标/干扰信号联合构建和差波束, 得到差波束与和波束之比, 如图 5 所示。从图 5 读出目标信号的幅度比为 0.654 9, 目标与波束指向的偏角为 -1.501° , 则目标 DOA 估计为 27.499° ; 干扰信号的幅度比为 $-0.544 5$, 干扰与波束指向的偏角为 1.308° , 则干扰 DOA 估计为 30.308° , 两仿真结果均与实际结果相符, 验证了本文方法的有效性。

仿真 2: 改变 θ_2 , 其变化范围为 $[27.5^\circ, 30.5^\circ]$; 设子阵数 $M=4$, 子阵阵元数 $L=8$; $\text{SNR}=10 \text{ dB}$, $\text{JNR}=35 \text{ dB}$, 其余参数与仿真 1 中保持一致, 仿真结果如图 6 所示。

从图 6 可以看到, 当 $|\theta_2 - \theta_1| < 1.5^\circ$ 时, 目标 DOA 估计结果与实际不符, 偏差较大, 说明此时目标 DOA 估计受干扰影响, 即干扰信号未被完全

抑制; 当目标与干扰的角度差满足 $|\theta_2 - \theta_1| \geq 1.5^\circ$, 目标 DOA 估计结果均为 27.5° , 与实际结果相符, 说明此时目标与干扰完全分离, 目标 DOA 估计不受干扰的影响。此结果表明, 在此参数条件下, 若目标与干扰的角度差满足 $|\theta_2 - \theta_1| > \theta_M/2$ 时, 目标可以与干扰信号完全分离, 即干扰完全被抑制, 目标 DOA 估计不受干扰的影响。

仿真 3: 改变干扰类型, 分别用噪声调幅干扰^[23]与频谱弥散 (smeared spectrum, SMSP) 干扰^[24]替换噪声调频干扰, 其余参数保持不变, 仿真结果如图 7 所示。

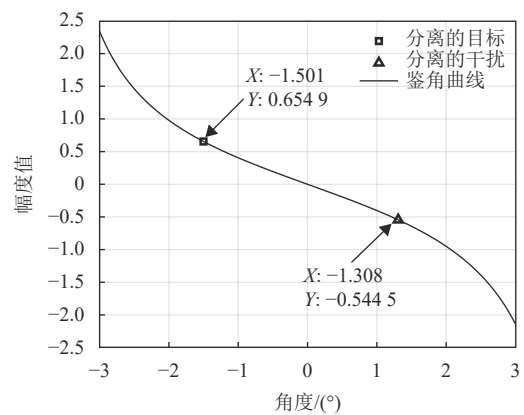


图 5 分离信号的差波束与和波束之比

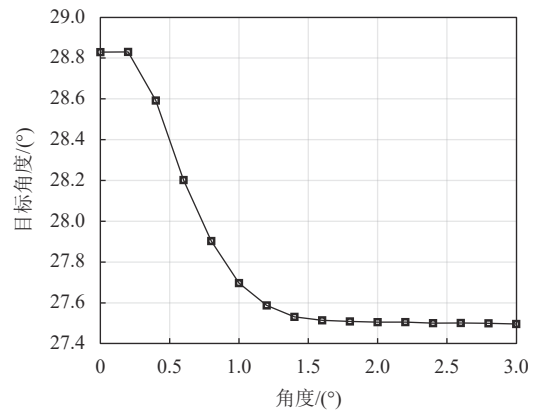


图 6 目标 DOA 估计随目标与干扰角度差的变化

从图 7a 读出目标信号的幅度比为 0.643 9, 目标与波束指向的偏角为 -1.481° , 则目标 DOA 估计为 27.519° ; 干扰信号的幅度比为 $-0.541 6$, 干扰与波束指向的偏角为 1.302° , 则干扰 DOA 估计为 30.302° 。图 7b 结果显示目标 DOA 估计为 27.517° , 干扰 DOA 估计为 30.311° 。在不同干扰下, 本文算法的仿真结果均与实际结果相符, 表明本文方法可以有效抑制噪声调幅、频谱弥散等多种类型干扰,

并精确估计目标/干扰的 DOA。

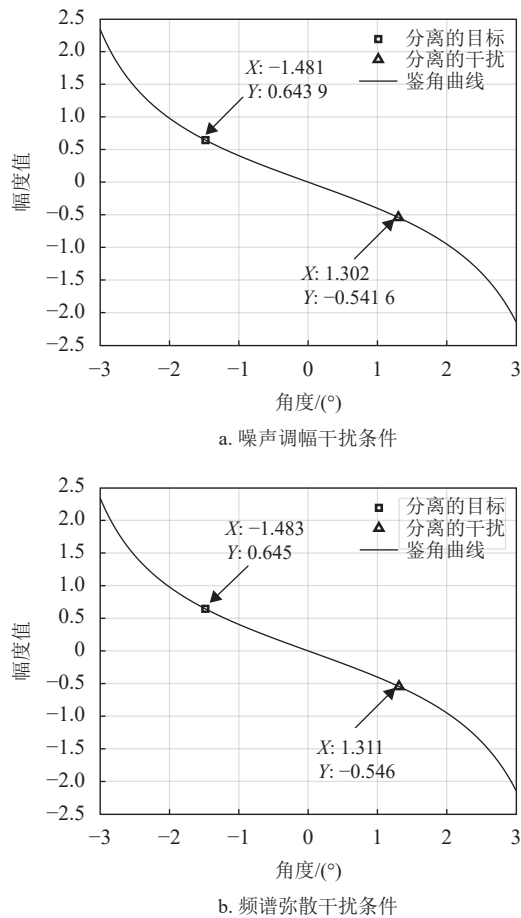


图7 不同干扰下分离信号的差波束与和波束之比

仿真4: 考虑空间中同时同时存在噪声调频干扰与 SMSP 干扰, 设定噪声调频干扰入射角度 $\theta_2 = 29.0^\circ$, SMSP 干扰入射角度 $\theta_3 = 30.5^\circ$, 信噪比SNR = 15 dB, JNR = 40 dB, 其他参数保持不变, 仿真结果如图8所示。

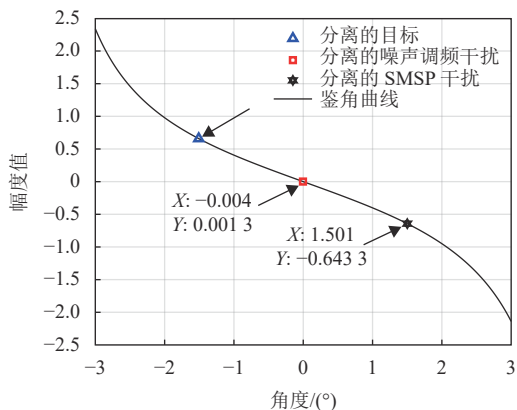


图8 多干扰下分离信号的差波束与和波束之比

图8结果显示, 目标信号的幅度比为 0.658 6,

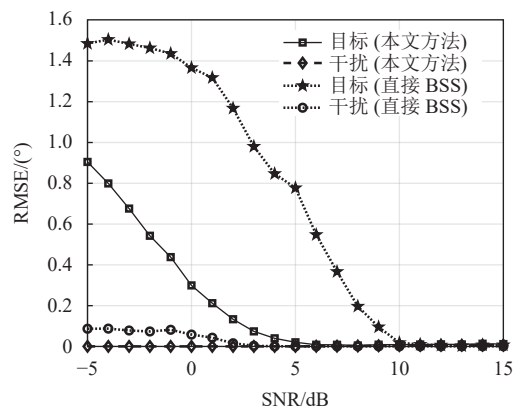
目标与波束指向的偏角为 -1.508° , 则目标 DOA 估计为 27.492° ; 噪声调频干扰信号的幅度比为 0.001 3, 干扰与波束指向的偏角为 -0.004° , 则噪声调频干扰 DOA 估计为 28.996° ; SMSP 干扰信号的幅度比为 $-0.643 3$, 干扰与波束指向的偏角为 1.501° , 则干扰 DOA 估计为 30.501° 。在空间中同时存在噪声调频干扰与 SMSP 干扰时, 本文算法的仿真结果均与实际结果相符, 表明本文方法在干扰个数超过一个的条件下仍然适用。

仿真5: 本文以未通过子阵和差通道的阵列信号, 直接进行盲源分离, 然后利用和差波束测角的方法为对比, 进行性能分析。仿真中干扰为噪声调频干扰, 子阵数为 4, 每个子阵包含 8 个阵元, 其余参数与仿真一中保持不变。考虑估计结果存在的误差, 以均方根误差 (RMSE) 为评价指标, 设置蒙特卡洛次数为 K , 其表达式为:

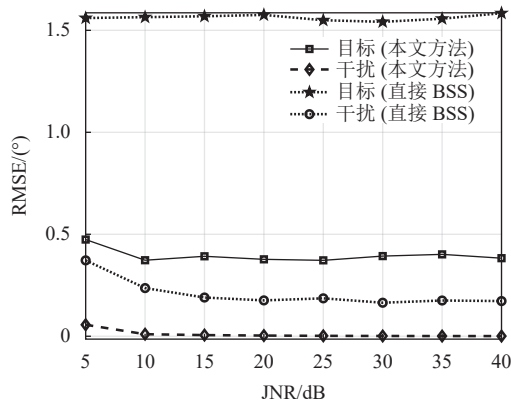
$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\theta - \hat{\theta}_k)^2} \quad (20)$$

式中, θ 表示目标/干扰的真实角度; $\hat{\theta}_k$ 为目标/干扰第 k 次蒙特卡洛的估计角度。

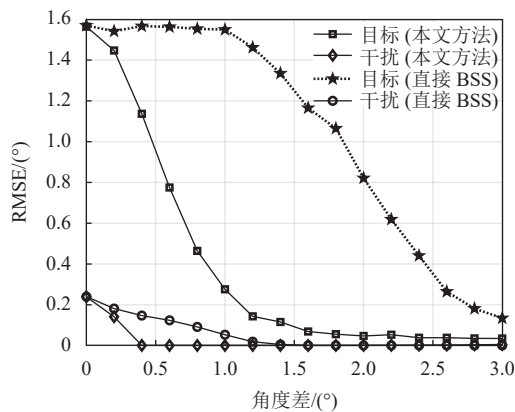
从图9a可以看到两种方法所得目标/干扰 DOA 估计误差随 SNR 增大而变化较小, 但本文方法所得目标和干扰的 DOA 估计误差均小于对比方法, 说明本文方法效果更好。图9b表明两种算法随干噪比的变化影响较小, 基本保持不变, 本文方法估计的目标与干扰的 DOA 误差均优于对比方法。图9c显示两种方法估计结果的 RMSE 都随着目标与干扰角度差增大而减小, 并逐渐趋于稳定, 但可以看到本文所提方法的 RMSE 随角度差增大而减小更快, 表明本文方法性能更好。



a. RMSE 随 SNR 的变化曲线 (JNR=35 dB)



b. RMSE 随 JNR 的变化曲线 (SNR=0 dB)



c. RMSE 随目标与干扰角度差的变化曲线 (SNR=10 dB, JNR=35 dB)

图9 性能分析结果

4 结束语

本文提出了一种新的方法来解决存在主瓣干扰时目标 DOA 估计的问题,该方法能成功地抑制主瓣干扰,并精确实现目标和干扰的 DOA 估计。本文方法不仅能在噪声类压制干扰下精确估计目标/干扰 DOA,在 SMSF 干扰存在时依然有效。此外,通过性能分析,该方法受 JNR 的影响较小,具有很好的鲁棒性和实用性。并且,该方法不仅适用于数字子阵体制雷达和全数字阵列雷达,还适用于相控阵雷达,具有较广的应用范围。

参 考 文 献

[1] CHEN H, WANG Y L. Interference jamming DOA estimation algorithm[C]//Antennas and Propagation Society International Symposium. Washington: IEEE, 2005: 358-361.

[2] LIU B Y, GUAN G, MATSUSHITA S Y, et al. Compressive sensing based direction-of-arrival estimation in MIMO radars in presence of strong jamming via blocking matrix[C]//2018 IEEE 10th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM).

Sheffield: IEEE, 2018: 292-296.

- [3] 陈辉, 苏海军. 强干扰/信号背景下的 DOA 估计新方法[J]. *电子学报*, 2006, 34(3): 530-534.
- CHEN H, SU H J. A new approach to estimate DOA in presence of strong jamming/signal suppression[J]. *ACTA ELECTRONICA SINICA*, 2006, 34(3): 530-534.
- [4] QU J Y, LI X, WEN Y J. A new method for weak signals' DOA estimation in the presence of strong interferences[C]//IEEE International Conference on Signal Processing. Beijing: IEEE, 2012: 320-323.
- [5] 董惠, 徐婷婷, 王纯. 强干扰背景下二维弱信号 DOA 估计的修正投影阻塞法[J]. *信号处理*, 2013, 29(2): 221-227.
- DONG H, XU T T, WANG C. Two-Dimensional weak signal DOA estimation based on corrected projection jam method in the presence of strong interference[J]. *Journal of Signal Processing*, 2013, 29(2): 221-227.
- [6] YU K B. Adaptive digital beamforming for super-resolution angle estimation in jamming[C]//2009 IEEE Radar Conference. Pasadena: IEEE, 2009: 1-4.
- [7] 周成伟, 郑航, 顾宇杰, 等. 互质阵列信号处理研究进展: 波达方向估计与自适应波束成形[J]. *雷达学报*, 2019, 8(5): 558-577.
- ZHOU C W, ZHENG H, GU Y J, et al. Research progress on coprime array signal processing: direction-of-arrival estimation and adaptive beamforming[J]. *Journal of Radars*, 2019, 8(5): 558-577.
- [8] 舒汀, 陈新竹, 余啟波, 等. 子阵级数字波束成形抗多主瓣干扰及测角技术[J]. *现代雷达*, 2016, 38(12): 22-26, 55.
- SHU T, CHEN X Z, YU K B, et al. Multiple jamming cancellation using adaptive sub-array DBF for angle estimation[J]. *Modern Radar*, 2016, 38(12): 22-26, 55.
- [9] 陈明建, 胡振彪, 陈林, 等. 非均匀噪声背景下混合信号 DOA 估计算法[J]. *信号处理*, 2019, 35(2): 168-175.
- CHEN M J, HU Z B, CHEN L, et al. The algorithm for direction-of-arrival for uncorrelated and coherent signals estimation in the presence of unknown nonuniform noise fields[J]. *Journal of Signal Processing*, 2019, 35(2): 168-175.
- [10] GE M M, CUI G L, YU X X, et al. Mainlobe jamming suppression via blind source separation[C]//2018 IEEE Radar Conference. Oklahoma City: IEEE, 2018: 914-918.
- [11] GE M M, CUI G L, YU X X, et al. Main lobe jamming suppression via blind source separation sparse signal recovery with subarray configuration[J]. *IET Radar, Sonar Navig*, 2020, 14(3): 431-438.
- [12] ZHOU B L, LI R F, LIU W J, et al. A BSS-based space-time multi-channel algorithm for complex-jamming suppression[J]. *Digit Signal Process*, 2019, 87: 86-103.
- [13] LUO S C, YING X, HAO C, et al. An algorithm of radar deception jamming suppression based on blind signal separation[C]//International Conference on Computational Problem-Solving. Chengdu: IEEE, 2011: 2801-2806.
- [14] HUANG G M, YANG L X, SU G Q. Blind source separation used for radar anti-jamming[C]//International Conference on Neural Networks & Signal Processing. Nanjing: IEEE, 2003: 1382-1385.
- [15] 王建明, 伍光新, 周伟光. 盲源分离在雷达抗主瓣干扰中

- 的应用研究[J]. *现代雷达*, 2010, 32(10): 46-49.
WANG J M, WU G X, ZHOU W G. A study on radar mainlobe jamming suppression based on blind source separation algorithm[J]. *Modern Radar*, 2010, 32(10): 46-49.
- [16] 周青松, 王文涛, 王珽, 等. 盲分离算法和 FRFT 联合抗雷达主瓣干扰技术研究[J]. *信号处理*, 2015, 31(8): 1004-1011.
ZHOU Q S, WANG W T, WANG J, et al. A study on radar mainlobe jamming suppression technique based on method of BSS-FRFT union[J]. *Journal of Signal Processing*, 2015, 31(8): 1004-1011.
- [17] 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 M M, CUI G L, KONG L J, et al. Jamming suppressing based on blind source separation in distributed radars[J]. *Signal Processing*, 2017, 33(12): 1562-1570.
- [18] 王文涛, 张剑云, 李小波, 等. Fast ICA 应用于雷达抗主瓣干扰算法研究[J]. *信号处理*, 2015, 31(4): 497-503.
WANG W T, ZHANG J Y, LI X B, et al. A study on radar mainlobe jamming suppression algorithm based on Fast ICA[J]. *Journal of Signal Processing*, 2015, 31(4): 497-503.
- [19] 葛萌萌. 认知雷达多维联合抗主瓣干扰研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2021.
GE M M. Cognitive radar mainlobe jamming suppression methods via multidimensional signal design and processing[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2021.
- [20] 王可. 盲源分离的复值非正交联合对角化算法研究[D]. 大连: 大连理工大学, 2013.
WANG K. Research on complex-valued non-orthogonal joint diagonalization algorithms for blind source separation[D]. Dalian: Dalian University of Technology, 2013.
- [21] 孙海浪, 侯庆禹, 陈昌云, 等. 单脉冲和差波束及测角方法研究[J]. *航天电子对抗*, 2012, 28(1): 42-44.
SUN H L, HOU Q Y, CHEN C Y, et al. Study on the method of sum and difference patterns and angle method[J]. *Aerospace Electronic Warfare*, 2012, 28(1): 42-44.
- [22] 望明星, 李小龙, 王辰宇, 等. 基于信息熵的分布式 MIMO 雷达回波相位补偿与相参积累方法[J]. *信号处理*, 2021, 37(6): 966-974.
WANG M X, LI X L, WANG C Y, et al. Entropy-Based phase compensation and coherent integration method for distributed MIMO radar[J]. *Journal of Signal Processing*, 2021, 37(6): 966-974.
- [23] 赵国庆. 雷达对抗原理[M]. 第2版. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2012.
ZHAO G Q. Principle of radar countermeasure[M]. 2nd ed. Xi'an: Xidian University Press, 2012.
- [24] SPARROW M J, CIKALO J. ECM techniques to counter pulse compression radar: US, US10877192[P], 2006-07-25.

编辑 刘飞阳