

文章编号: 2095-4980(2022)08-0830-06

一种适用于任意平面阵的零陷展宽并加深算法

王晓君, 李笑添*

(河北科技大学 信息科学与工程学院, 河北 石家庄 050000)

摘要: 高动态环境下常规协方差矩阵锥化(CMT)零陷展宽算法在零陷展宽后深度会变浅, 且应用于二维平面阵上时需要信号来向信息。为此提出了干扰来向扰动服从Laplace分布的零陷展宽并加深算法。该算法首先对信号模型重新建模, 并基于模型推导了二维Laplace算法; 之后利用投影变换提取出数据中的干扰分量, 并通过系数加权增强干扰分量; 重新构造协方差矩阵, 利用零陷展宽算法扩展干扰来向; 最后结合功率倒置(PI)算法完成干扰抑制。仿真实验表明, 所提算法不但能够在零陷展宽算法的基础上实现零陷加深, 提高了抗干扰算法稳健性, 并且能够适用于任意平面阵。

关键词: 高动态; 零陷展宽并加深; 任意平面阵; 抗干扰

中图分类号: TN911.72

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2020347

An anti-jamming algorithm for arbitrary planar array based on null widening and deepening

WANG Xiaojun, LI Xiaotian*

(College of Information Science and Engineering, Hebei University of Science and Technology, Shijiazhuang Hebei 050000, China)

Abstract: The depth of traditional Covariance Matrix Taper(CMT) null widening algorithms will become shallower after the null broadening under high dynamic conditions. A novel null widening algorithm based on Laplace distribution is proposed. Firstly, the signal model is reformulated and the two-dimensional Laplace algorithm can be derived. Secondly, the algorithm extracts the interference components by projection transformation from the data, and enhances the interference components by weighting the coefficients. Then, null widening algorithm is adopted to expand interference direction based on the reconstructed covariance matrix. Finally, the Power Inversion(PI) algorithm is utilized to suppress the interference. Simulation shows that the depth of the proposed algorithm is increased on the basis of the null widening algorithm, and the robustness of the anti-jamming algorithm is improved. Being applicable to arbitrary planar arrays, the algorithm possesses great practical significance in engineering.

Keywords: high dynamic; null widening and deepening; arbitrary planar array; anti-jamming

当卫星导航接收机处于高动态环境下时, 干扰的来向会在一个很小的范围内快速变化。常规静态或者低动态下的抗干扰算法形成的窄零陷无法应对快速的干扰来向变化, 即使计算出上一时刻的权值, 也很难跟踪下一时刻的干扰来向, 于是干扰将被移出零陷范围, 导致抗干扰算法失效^[1]。

目前普遍采用零陷展宽算法来应对上述问题, 主要分为两类方法: 一类是干扰加噪声协方差(Interference-Plus-Noise Covariance, INC)矩阵重构类算法。GU等在文献[2]中提出了一种利用期望信号来向区域空间谱估计值重构INC矩阵, 从而将期望信号成分从采样协方差矩阵(Sampling Covariance Matrix, SCM)中剔除的算法, 但是需要期望信号的来向作为先验信息, 这在全球导航卫星系统(Global Navigation Satellite System, GNSS)信号中不易实现。王海洋、姚志成等在文献[3]中提出了一种利用干扰信号空间谱估计值重新设定零陷展宽区域内空间谱的算

收稿日期: 2020-07-23; 修回日期: 2020-09-16

基金项目: 国防科技重点实验室基金资助项目(6142205190401)

*通信作者: 李笑添 email:849185826@qq.com

法, 虽然不需要估计期望信号的来向, 但是需要进行空间谱搜索, 提高了计算复杂度。INC 矩阵重构类算法性能虽然优异, 但是计算复杂, 且需要干扰信号来向作为先验信息, 部分算法甚至还需要期望信号来向信息, 而这些信息在 GNSS 系统中是不易获取的。第二类是基于协方差矩阵锥化(CMT)的零陷展宽算法。Mailloux 最先提出了 CMT 零陷展宽思想, 他在文献[4]中设置假想的若干个虚拟干扰源构造新的协方差矩阵并计算锥化矩阵, 通过对 SCM 进行锥化处理来展宽零陷。Zatman 在文献[5]中提出将原始窄带干扰信号替换为对应的宽带干扰信号, 以此来达到展宽零陷的目的。国内李荣锋等在文献[6]中指出可通过假设干扰信号来向变化服从高斯分布模型来实现零陷展宽, 在此基础上, 丛玉良等在文献[7]中又通过投影变换实现了对零陷加深, 但是高斯分布并不能较好地模拟高动态环境下的干扰变化。之后, 王海洋等在文献[8]中提出了干扰来向变化服从三角分布模型的 CMT 零陷展宽算法, 但是只有应用在一维线阵时才不需要干扰的来向先验信息, 且同样出现了零陷变浅的问题。

相比 INC 矩阵重构类算法, CMT 算法所需的计算量更低且易于实现, 但其缺点也很明显: 一是在展宽零陷的同时, 零陷深度也会变浅, 这是由于 CMT 算法将干扰功率分散至虚拟干扰上, 降低了干扰的平均功率; 二是部分算法只有在应用于二维线阵时才不需要干扰的来向先验信息, 大大降低了算法的实用性。针对上述问题, 本文提出了一种零陷展宽并加深的 CMT 算法。所提算法基于 Laplace 分布模型, 能够较好地模拟高动态环境下的干扰来向分布, 之后通过投影变换增强了干扰功率, 进而实现了零陷加深, 提高了算法稳健性。最后改进了二维的 Laplace 算法, 使其能够适用于任意平面阵, 大大增强了算法的实用性。

1 系统数学模型

本节将对二维信号模型重新建模, 实际工程中可以根据需要自行设计阵列排布。

考虑一由 M 个全向阵元组成的任意平面阵, 假设 L 个 GNSS 信号与 Q 个干扰信号从远场入射, 则信号的模型可以表示为:

$$X(t) = X_s(t) + X_I(t) + n = \sum_{l=1}^L \mathbf{a}(\theta_l, \varphi_l) s_l(t) + \sum_{q=1}^Q \mathbf{a}(\theta_q, \varphi_q) s_q(t) + n \quad (1)$$

式中: $X_s(t), X_I(t), n$ 分别表示 t 时刻阵列天线接收到的期望信号、干扰信号与噪声; (θ_l, φ_l) 分别为第 l 个期望信号的俯仰角与方位角; (θ_q, φ_q) 分别为第 q 个干扰信号的俯仰角与方位角; $s_l(t), s_q(t)$ 分别为期望信号和干扰信号的复包络; $\mathbf{a}(\theta) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 为信号的空域导向矢量, \mathbb{C} 表示复数集。对于任意二维平面阵, 空域导向矢量可由 X 轴与 Y 轴两个方向上的延时叠加得到, 两个方向上的导向矢量可以分别表示为:

$$\mathbf{a}_x(\theta, \varphi) = \left[e^{j \frac{2\pi x_1 \sin(\theta) \cos(\varphi)}{\lambda}}, e^{j \frac{2\pi x_2 \sin(\theta) \cos(\varphi)}{\lambda}}, \dots, e^{j \frac{2\pi x_M \sin(\theta) \cos(\varphi)}{\lambda}} \right]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{a}_y(\theta, \varphi) = \left[e^{j \frac{2\pi y_1 \sin(\theta) \sin(\varphi)}{\lambda}}, e^{j \frac{2\pi y_2 \sin(\theta) \sin(\varphi)}{\lambda}}, \dots, e^{j \frac{2\pi y_M \sin(\theta) \sin(\varphi)}{\lambda}} \right]^T \quad (3)$$

式中: (x_m, y_m) 分别表示第 m 个阵元的横、纵坐标, $m=1, 2, \dots, M$; j 为虚数单位; λ 为入射波波长; 上标 $\{\cdot\}^T$ 表示矩阵转置。那么二维平面阵的空域导向矢量可以表示为:

$$\mathbf{a}(\theta, \varphi) = \mathbf{a}_x(\theta, \varphi) \otimes \mathbf{a}_y(\theta, \varphi) = \left[e^{j\mathbf{u}^T(\theta, \varphi)\mathbf{P}_1}, e^{j\mathbf{u}^T(\theta, \varphi)\mathbf{P}_2}, \dots, e^{j\mathbf{u}^T(\theta, \varphi)\mathbf{P}_M} \right] \quad (4)$$

式中: $\{\otimes\}$ 表示 Kronecker 积; $\mathbf{u}(\theta, \varphi)$ 为波束矢量; \mathbf{P}_m 为第 m 个阵元的位置矢量。分别可以表示为:

$$\mathbf{u}(\theta, \varphi) = \frac{2\pi}{\lambda} \begin{bmatrix} \sin(\theta) \cos(\varphi) \\ \sin(\theta) \sin(\varphi) \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{P}_m = d_m [\cos r_m, \sin r_m]^T \quad (6)$$

式中: d_m 为第 m 个阵元与参考阵元之间的欧式距离, 即 $d_m = \sqrt{x_m^2 + y_m^2}$; r_m 为第 m 个阵元与 X 轴逆时针夹角。

在实际高动态环境下, 由于 GNSS 信号功率低的特性, 期望信号的空域导向矢量不易获取, 所以工程上常采用功率倒置(PI)抗干扰算法抑制强干扰, 其目标函数为:

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = (\mathbf{s}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{s})^{-1} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{s} \quad (7)$$

式中: \mathbf{s} 为约束矢量, $\mathbf{s} = [1, 0, \dots, 0]^T$; \mathbf{R} 为理想协方差矩阵; 上标 $\{\cdot\}^H$ 表示厄米特转置。

实际工程中, 信号的统计信息难以获得, 因而常采用采样协方差矩阵(SCM) $\hat{\mathbf{R}}$ 代替, 其表达式为:

$$\tilde{\mathbf{R}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K X(k)X^H(k) \quad (8)$$

式中 K 为快拍数, 且当 $K \rightarrow \infty$ 时, 有 $\tilde{\mathbf{R}} \rightarrow \mathbf{R}$ 。将 $\tilde{\mathbf{R}}$ 替换式(7)中的 \mathbf{R} 即可完成权值的计算。

2 适用于任意平面阵的 Laplace 零陷展宽算法

本节将基于新的信号模型改进 Laplace 算法, 使其能够适用于任意二维平面阵。

假设在高动态环境下, 第 q 个干扰信号的来向为:

$$\begin{cases} \bar{\theta}_q = \theta_q + \Delta\theta_q \\ \bar{\varphi}_q = \varphi_q + \Delta\varphi_q \end{cases} \quad (9)$$

式中: (θ_q, φ_q) 分别为干扰信号初始来向俯仰角、方位角; $(\Delta\theta_q, \Delta\varphi_q)$ 分别为干扰信号俯仰角、方位角的变化幅度, 并假设都服从均值为 0, 方差分别为 $2\xi_{q1}^2$ 、 $2\xi_{q2}^2$ 的 Laplace 分布; $(\bar{\theta}_q, \bar{\varphi}_q)$ 为干扰信号来向真实值。此时, 构造 Laplace 算法平均协方差矩阵:

$$\bar{\mathbf{R}}_L(m, n) = \sum_{q=1}^Q \sigma_q^2 \iint f(\Delta\theta_q, \Delta\varphi_q) e^{j[P_m - P_n] \mathbf{u}(\bar{\theta}_q, \bar{\varphi}_q)} d(\Delta\theta_q) d(\Delta\varphi_q) + \sigma_n^2 \delta_{mn} \quad (10)$$

式中: (m, n) 为第 m 行、 n 列元素, $m, n = 1, 2, \dots, M$; σ_q^2 为第 q 个干扰功率; $f(\Delta\theta_q, \Delta\varphi_q)$ 为 $(\Delta\theta_q, \Delta\varphi_q)$ 的联合概率密度函数; σ_n^2 为噪声功率; δ_{mn} 为 Kronecker δ 函数。

由于 $\Delta\theta_q, \Delta\varphi_q$ 相互独立, 将 $\mathbf{u}(\bar{\theta}_q, \bar{\varphi}_q)$ 进行一阶泰勒级数展开可得:

$$\mathbf{u}(\bar{\theta}_q, \bar{\varphi}_q) \approx \frac{2\pi}{\lambda} \begin{bmatrix} \sin \theta_q \cos \varphi_q - \Delta\varphi_q \sin \theta_q \sin \varphi_q + \Delta\theta_q \cos \theta_q \cos \varphi_q \\ \sin \theta_q \sin \varphi_q + \Delta\varphi_q \sin \theta_q \cos \varphi_q + \Delta\theta_q \sin \theta_q \cos \varphi_q \end{bmatrix} \quad (11)$$

将式(11)代入式(10)得:

$$\bar{\mathbf{R}}_L(m, n) \approx \sum_{q=1}^Q \sigma_q^2 e^{j \frac{2\pi}{\lambda} [P_m - P_n] \mathbf{u}(\bar{\theta}_q, \bar{\varphi}_q)} \frac{1}{1 - \mathbf{D}_{mn}^2 \xi_{q1}^2} \frac{1}{1 - \mathbf{F}_{mn}^2 \xi_{q2}^2} + \sigma_n^2 \delta_{mn} \quad (12)$$

式中:

$$\mathbf{D}_{mn} = j \frac{2\pi}{\lambda} [P_m - P_n] \mathbf{D} \begin{bmatrix} \cos \theta_q \cos \varphi_q \\ \cos \theta_q \sin \varphi_q \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\mathbf{F}_{mn} = j \frac{2\pi}{\lambda} [P_m - P_n] \mathbf{F} \begin{bmatrix} -\sin \theta_q \sin \varphi_q \\ \sin \theta_q \cos \varphi_q \end{bmatrix} \quad (14)$$

注意到式(12)中, 累加项为输入信号协方差矩阵, 所以得到锥化矩阵 \mathbf{T}_L 为:

$$\mathbf{T}_L = \frac{1}{1 - \mathbf{D}_{mn}^2 \xi_{q1}^2} \frac{1}{1 - \mathbf{F}_{mn}^2 \xi_{q2}^2} \quad (15)$$

将 $\mathbf{D}_{mn}, \mathbf{F}_{mn}$ 代入式(15)得到:

$$\mathbf{T}_L(m, n) = \frac{1}{1 + [\xi_{q1} (\mathbf{G}_{mn} \cos \theta_q \cos \varphi_q + \mathbf{H}_{mn} \cos \theta_q \sin \varphi_q)]^2} \times \frac{1}{1 + [\xi_{q2} (-\mathbf{G}_{mn} \sin \theta_q \sin \varphi_q + \mathbf{H}_{mn} \sin \theta_q \cos \varphi_q)]^2} \quad (16)$$

式中: $\mathbf{G}_{mn} = \frac{2\pi}{\lambda} (d_m \cos r_m - d_n \cos r_n)$; $\mathbf{H}_{mn} = \frac{2\pi}{\lambda} (d_m \sin r_m - d_n \sin r_n)$ 。

当无法估计干扰来向的变化范围时, 考虑满足运动中所需要扩张的最大角度, 并且当 $\xi_{q1} = \xi_{q2} = \xi_q$ 时, 根据三角函数展开式, 式(16)可以化简为:

$$\bar{\mathbf{T}}_L(m, n) = \frac{1}{1 + \left(\xi_{\max} \sqrt{\mathbf{G}_{mn}^2 + \mathbf{H}_{mn}^2} \right)^2} \quad (17)$$

式中 ξ_{\max} 为满足最大扩张角度所对应的 ξ_q , 可以先验信息来确定。

若是基于一维线阵，许多文献中都有详细推导^[9]，本文由于篇幅关系不再赘述，直接给出锥化矩阵公式：

$$\bar{T}_L(m, n) = \frac{1}{1 + (A_{mn} \xi_{\max})^2} \quad (18)$$

式中 $A_{mn} = (m - n)\pi$ 。

最后，将锥化矩阵与 SCM 相乘即可得到锥化后的协方差矩阵：

$$\bar{\mathbf{R}}_L = \tilde{\mathbf{R}} \circ \bar{\mathbf{T}}_L \quad (19)$$

式中 $\{\circ\}$ 表示 Hadamard 积。

3 基于 Laplace 分布的零陷展宽并加深算法

上一节推导了适用于任意平面阵的 Laplace 零陷展宽算法表达式，但是 CMT 类零陷展宽算法在展宽零陷的同时也会使其变浅，针对这一问题又提出了一种零陷加深算法。

将式(8)中的 SCM 进行特征值分解得：

$$\tilde{\mathbf{R}} = \sum_{m=1}^M \lambda_m \mathbf{e}_m \mathbf{e}_m^H \quad (20)$$

式中： λ_m 为 $\tilde{\mathbf{R}}$ 的特征值； $\mathbf{e}_m \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 为其对应的特征矢量；将 λ_m 按照降序排列，即 $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_Q > \lambda_{Q+1} = \dots = \lambda_M = \sigma_n^2$ 。由于 GNSS 信号中干扰信号功率远远大于噪声功率与期望信号功率，所以前 Q 个大特征值即为干扰分量特征值，而其对应的特征矢量集合 $\mathbf{U}_I = [\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_Q] \in \mathbb{C}^{M \times Q}$ 即为干扰子空间。根据特征子空间性质，干扰信号空域导向矢量张成的子空间同样构成干扰子空间^[10]，即：

$$\text{span}\{\mathbf{a}(\theta_1, \varphi_1), \mathbf{a}(\theta_2, \varphi_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_Q, \varphi_Q)\} = \text{span}\{\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_Q\} \quad (21)$$

接下来将输入数据进行投影变换，提取干扰分量，再进行系数加权，得到预处理后的采样数据：

$$\bar{\mathbf{X}}(k) = \mathbf{X}(k) + gT\mathbf{X}(k) = (\mathbf{I}_k + gT)\mathbf{X}(k) \quad (22)$$

根据特征子空间理论，得到干扰子空间的投影矩阵：

$$\mathbf{T} = \mathbf{U}_I(\mathbf{U}_I^H \mathbf{U}_I)^{-1} \mathbf{U}_I^H \quad (23)$$

式中 g 为加权系数，改变其可以调整干扰分量强度，干扰分量在加权后功率变为原来的 $(1+g)^2$ 倍，单位为 dB。之后，将 $\bar{\mathbf{X}}(k)$ 替换式(8)中的 $\mathbf{X}(k)$ 即可完成预处理：

$$\tilde{\mathbf{R}}_T = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \bar{\mathbf{X}}(k) \bar{\mathbf{X}}^H(k) = (\mathbf{I}_K + gT) \tilde{\mathbf{R}} (\mathbf{I}_K + gT)^H \quad (24)$$

最终，将经过预处理后的 $\tilde{\mathbf{R}}_T$ 替换式(20)中的 $\tilde{\mathbf{R}}$ 完成协方差矩阵锥化处理，并代入 PI 算法中即可实现抗干扰零陷展宽并加深。

4 性能仿真

为验证本文所提算法进行了仿真实验。为模拟 GNSS 信号仿真环境，选取带宽为 20.46 MHz 的 BD-2 B3 频点 C/A 码卫星导航信号为期望信号，信噪比为典型值 -20 dB，输入噪声为高斯白噪声，快拍数为 500。为消除实验误差，每组仿真都将进行 100 次蒙特卡洛实验。

1) 实验 1：不同阵型下本文算法性能分析

均匀线阵：阵元个数为 8，阵元间距为半波长，设置一个窄带干扰信号，入射角为 0° ，输入干噪比为 40 dB。假设 $\xi_{\max} = 0.1$ ，加权系数 $g=10$ 。仿真结果如图 1 所示，可以看到普通 Laplace 算法在展宽零陷的同时也将使其变浅，导致零陷深度低于 PI 算法，而本文算法不但零陷更宽，而且有效加深了零陷，比 PI 算法对应的零陷深度深了 6 dB 左右。

矩形阵：阵元个数为 16，组成 4×4 的方阵，阵列间隔为半波长，设置 2 个互不影响的窄带干扰，来向分别为 $(50^\circ, 120^\circ)$ 、 $(50^\circ, 240^\circ)$ ，前者为俯仰角，后者为方位角，输入干噪比都为 40 dB。假设 $\xi_{\max} = 0.1$ ，加权系数 $g=10$ 。仿真结果如图 2 所示，可以看到普通 Laplace 零陷展宽算法在展宽零陷后零陷深度依旧浅于 PI 算法，而本文算法零陷更宽，深度较 PI 算法深了 5 dB 左右。

均匀圆阵：阵元个数为 7，阵列半径为半波长，设置 2 个互不影响的窄带干扰，来向分别为 $(50^\circ, 120^\circ)$ 、 $(50^\circ,$

240°), 输入干噪比都为 40 dB。假设 $\zeta_{\max}=0.1$, 加权系数 $g=10$ 。仿真结果如图 3 所示, 可以看到本文算法同样有效加深了零陷, 比 PI 算法深了 9 dB 左右。

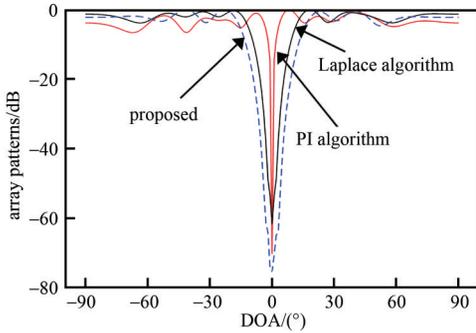


Fig.1 Array patterns of uniform linear array
图 1 阵列方向增益(均匀线阵)

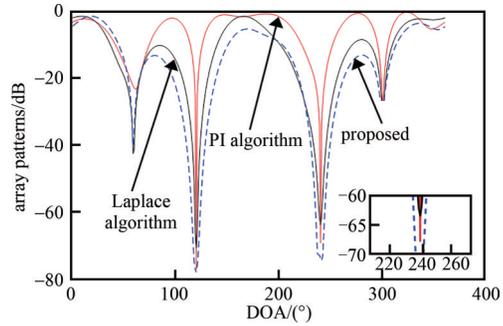


Fig.2 Array patterns of rectangular array
图 2 阵列方向增益(矩形阵)

仿真中选取了工程中常用的 3 种阵型, 事实上所提算法能够适用于任何平面阵, 实际使用中可以根据需求自行设计阵列排布。

2) 实验 2: 不同加权系数对算法性能影响

采用 8 阵元均匀线阵, 间距为半波长, 设置一个窄带干扰, 来向为 0°, 输入干噪比为 40 dB。假设 $\zeta_{\max}=0.1$ 。在加权系数 g 分别为 1,10,20 时, 对应的零陷比较如图 4 所示, 可以看到随着加权系数的增大, 虽然零陷的宽度更宽了, 但是零陷深度在变浅。

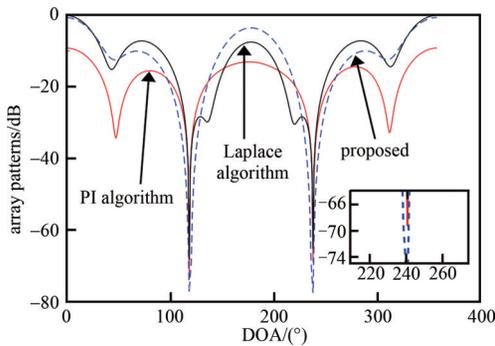


Fig.3 Array patterns of uniform circular array
图 3 阵列方向增益(均匀圆阵)

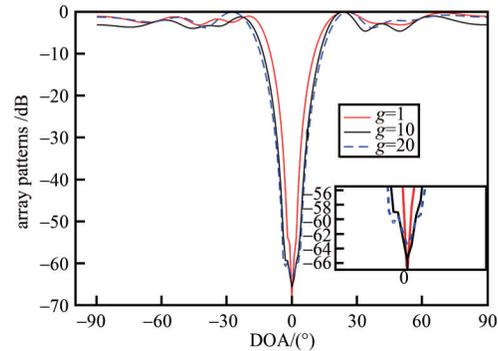


Fig.4 Array patterns under different weighting coefficients
图 4 不同加权系数下的阵列方向增益

接下来分析在不同加权系数下, 阵列输出干噪比的变化, 如表 1 所示, 加权系数从 1~100, 可以看到随着系数增加, 阵列输出干噪比在不断增加, 这是由于增加了干扰总功率, 所以导致抗干扰处理后的干扰残余增加, 但随着系数的进一步提高, 输出干噪比的增加也趋于平缓。

表 1 加权系数 g 与输出干噪比关系

Table 1 Relation between deepening parameter g and output Jammer-to-Noise Ratio(JNR)

weighting coefficient g	1	5	10	15	20	50	100
output JNR	1.55	3.31	3.95	4.31	4.75	7.04	7.63

综上, 通过提高加权系数 g , 可以加宽零陷, 但是零陷深度会变浅且输出干噪比也会有所提高, 实际工程中要根据需要权衡。

3) 实验 3: 不同展宽系数对算法性能的影响

采用 8 阵元均匀线阵, 间距为半波长, 设置一个窄带干扰, 来向为 0°, 输入干噪比为 40 dB, 假设 $g=10$ 。展宽系数 ζ_{\max} 分别选取 0.1°、0.5°、1°, 对应的零陷如图 5 所示, 可以看到, 随着系数的增大, 零陷宽度也在变宽, 但是深度却变浅了, 说明 ζ_{\max} 并不是越大越好, 同样需要根据实际需要设定。

4) 实验 4: 不同干扰来向扰动对算法性能的影响

为体现出高动态环境下快速干扰对算法性能的影响, 本仿真将先根据初始干扰来向计算出自适应权值, 之后增加干扰角度扰动, 并利用初始权值完成对后续干扰的抑制, 最后分析各种算法性能。采用 8 阵元均匀线阵, 间距为半波长, 设置一个窄带干扰, 来向为 0°, 提升输入干噪比至 60 dB。假设 $\zeta_{\max}=0.1$, $g=10$ 。结果如图 6 所

示, 可以看到 PI 算法在角度扰动为 0.1° 时输出干噪比就已经开始上升, 性能大幅下降, 说明常规抗干扰算法无法有效应对快速干扰。普通 Laplace 算法在角度扰动低于 0.6° 时性能略高于本文算法, 但之后性能也开始下降, 这是由两方面原因引起的: 一是角度扰动已经超出了零陷展宽范围, 导致后续干扰无法得到抑制; 二是因为增加了输入干噪比, 普通 Laplace 算法的零陷深度不足以完全滤除强干扰。本文算法输出干噪比最稳定, 当角度扰动高于 1.4° 时才开始明显上升, 但也低于其余两种算法, 说明其针对快速干扰有很强的稳健性。

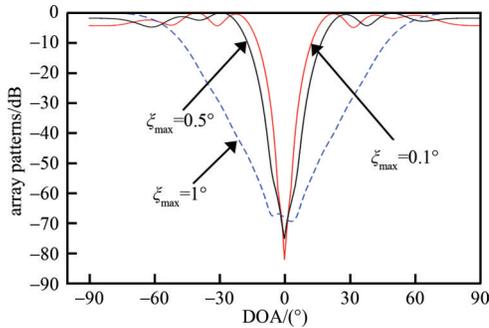


Fig.5 Array patterns under different broadening coefficients
图5 不同展宽系数下的阵列方向增益

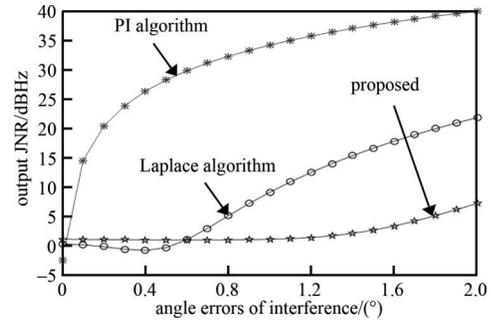


Fig.6 Output JNR under different interference directions
图6 不同干扰角度扰动下的输出干噪比

5 结论

首先, 针对部分 CMT 零陷展宽算法在应用于二维平面阵时需要估计干扰来向的问题, 本文基于 Laplace 零陷展宽算法, 重新对二维信号进行了建模, 并基于模型改进了 Laplace 算法过程, 使其能够适用于任意二维平面阵且不需要估计干扰来向。然后, 针对其在展宽零陷的同时, 零陷深度也会降低的问题, 又对算法进行了进一步优化。仿真实验表明, 本文算法通过改变加权系数与展宽系数, 能够有效加深零陷深度, 且零陷宽度较普通 Laplace 算法也有所提升, 但是 2 个系数的选取需要根据实际需求权衡。

参考文献:

- [1] 毛晓军. 高性能阵列天线稳健自适应波束形成技术研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工程大学, 2017. (MAO Xiaojun. Study on the high performance robust adaptive beamforming in antenna arrays[D]. Harbin, China: Harbin Engineering University, 2017.)
- [2] GU Y J, LESHEM A. Robust adaptive beam forming based on interference covariance matrix reconstruction and steering vector estimation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(7):3881-3885.
- [3] 王海洋, 姚志成, 范志良, 等. 高速运动环境下 GNSS 接收机阵列抗干扰算法[J]. 系统工程与电子技术, 2020, 42(11):2409-2417. (WANG Haiyang, YAO Zhicheng, FAN Zhiliang, et al. Anti-jamming algorithm for GNSS receivers with array antenna in high speed environment[J]. Systems Engineering and Electronics, 2020, 42(11):2409-2417.)
- [4] MAILLOUX R J. Covariance matrix augmentation to produce adaptive array pattern troughs[J]. Electronics Letters, 1995, 31(10):771-772.
- [5] ZATMAN M. Production of adaptive array troughs by dispersion synthesis[J]. Electronics Letters, 1995, 31(25):2141-2142.
- [6] 李荣锋, 王永良, 万山虎. 自适应天线方向图干扰零陷加宽方法研究[J]. 现代雷达, 2003(2):42-45. (LI Rongfeng, WANG Yongliang, WAN Shanhu. Research on adapted pattern null widening techniques[J]. Modern Radar, 2003(2):42-45.)
- [7] 丛玉良, 冯达, 李宏磊. 基于零陷展宽并加深的高动态 GNSS 抗干扰算法[J]. 吉林大学学报(信息科学版), 2020, 38(1):1-8. (CONG Yuliang, FENG Da, LI Honglei. High dynamic GNSS anti-jamming algorithms based on nulling widening and deepening [J]. Journal of Jilin University(Information Science Edition), 2020, 38(1):1-8.)
- [8] 王海洋, 刘光斌, 范志良, 等. 一种针对 GNSS 接收机的宽零陷抗干扰算法[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2019, 51(4):94-98. (WANG Haiyang, LIU Guangbin, FAN Zhiliang, et al. A null widening anti-jamming algorithm for GNSS receivers[J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2019, 51(4):94-98.)
- [9] LU Dan, WU Renbiao, WANG Wenyi. Robust widenull anti-jamming algorithm for high dynamic GPS[C]// 2012 IEEE 11th International Conference on Signal Processing. Beijing: IEEE, 2012.
- [10] ZHENG Zhi, WANG Wenqin, HING Cheung So, et al. Robust adaptive beam forming using a novel signal power estimation algorithm[J]. Digital Signal Processing, 2019(95):102574.

作者简介:

王晓君(1973-), 男, 博士, 教授, 主要研究领域为实时信号处理算法设计与工程实现等. email:183515462@qq.com.

李笑添(1996-), 男, 硕士, 主要研究领域为阵列信号处理、信号干扰以及抗干扰。