

文章编号: 2095-4980(2021)05-0838-07

基于功率估计的高动态 GNSS 抗干扰零陷展宽算法

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: 全球卫星导航系统(GNSS)接收机在高速运动状态下时, 干扰来向的快速变化会导致阵列抗干扰算法性能下降, 为此, 提出一种基于功率估计的抗干扰零陷展宽算法。根据特征值将采样协方差矩阵划分为信号子空间与噪声子空间, 通过子空间投影确立信号导向矢量与功率的线性关系; 利用线性关系估计干扰功率, 并根据零陷展宽需求重新设定干扰区域内的信号功率; 最后, 以干扰区域内功率的估计值为基础重构干扰加噪声协方差矩阵, 求解阵列权矢量。仿真表明, 相比其他零陷展宽算法, 所提算法在相同展宽下具有更深的零陷, 阵列输出信干噪比也有所提升。

关键词: 子空间估计; 协方差矩阵重构; 功率估计; 零陷展宽

中图分类号: TN911.7

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2020335

Null widening algorithm for GNSS using a novel signal power estimation in high speed environment

WANG Xiaojun, LI Xiaotian

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

Abstract: When Global Navigation Satellite System(GNSS) receivers move in high dynamic environment, the Directions Of Arrival(DOAs) corresponding to interferences may change rapidly, which will reduce the performance of anti-jamming algorithm. A novel null widening algorithm based on signal power estimation is proposed. Firstly, according to the eigenvalues, the Sampling Covariance Matrix(SCM) is divided into signal subspace and noise subspace, and a set of linear equations is established based the signal subspace projection. Then, the signal powers around interferences are reset according to the required null width based on the linear equations. Finally, the Interference-plus-Noise Covariance(INC) matrix can be reconstructed with the reset signal power, based on which the weight vector is solved. Simulation shows that the proposed algorithm has a deeper null than other algorithms when the null width keeps the same, and the Signal to Interference Noise Ratio(SINR) of array output is also improved.

Keywords: subspace estimation; covariance matrix reconstruction; power estimation; null widening

全球卫星导航系统(GNSS)由于其定位精确度高、全天候使用的特点得到广泛应用。但实际使用中, 卫星导航信号的功率要比噪声基底还低 20 dB, 极易受到强干扰信号压制而出现失锁现象。现代 GNSS 信号接收机为了达到抗干扰的目的, 常采用自适应阵列天线来抑制强干扰信号。其核心原理是基于线性约束最小功率(Linear Constraint Minimum Power, LCMP)准则, 为不同的天线阵元通道赋权值, 使其能够在干扰信号来向上自适应地形成零陷, 从而消除干扰, 得到最优的阵列输出。但基于传统 LCMP 准则的抗干扰算法形成的零陷较窄, 当接收机处于高动态环境下时, 快速运动的干扰其波达方向会在一个很小的范围内快速变化, 而波束形成器计算下一时刻权值需要一段时间, 上一时刻的权值又不能匹配新数据, 于是干扰被移出零陷范围, 进而导致抗干扰算法性能急剧下降, 甚至失效^[1]。

为解决 GNSS 接收机高动态环境下干扰信号快速移动的问题, 目前有两类常用的方法: 一是基于协方差矩阵锥化(Covariance Matrix Taper, CMT)的零陷展宽算法。Malioux 最先提出了 CMT 零陷展宽思想, 他在文献 [2]中指出在真实干扰的周围设置虚拟干扰源, 并通过虚拟干扰加噪声协方差(Interference-plus-Noise Covariance,

收稿日期: 2020-07-18; 修回日期: 2020-08-17

基金项目: 国防科技重点实验室基金资助项目(6142205190404)

INC)矩阵计算锥化矩阵,之后对采样协方差矩阵(Sampling Covariance Matrix, SCM)进行锥化处理后再求取值,这样自适应波束形成器就会在这些虚拟干扰源处形成数量众多的零陷,以此达到展宽零陷的目的;Zatman 在文献[3]中通过假设阵列实际接收的窄带干扰信号具有一定的带宽实现了零陷展宽;在 Malioux 与 Zatman 的基础上,国内李荣锋等在文献[4]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;同样,王海洋和卢丹等分别在文献[5-6]提出了干扰信号来向变化服从三角分布模型和 Laplace 分布模型的 CMT 零陷展宽算法。CMT 类算法是一种经典的零陷展宽算法,实现简单且计算量小,也不需要干扰信号的来向先验信息,但其缺点是在展宽零陷的同时深度也会变浅,降低了其抑制强干扰的能力;二是 INC 矩阵重构类算法。GU 等在文献[7]中提出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 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 GNSS 信号中不易实现。王海洋、姚志成等在文献[8]中提出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法,这种算法不需要估计期望信号的来向且效果优异,但需要进行空间谱的谱峰搜索,增加了算法计算量。除这两类算法以外,近年来出现了一些新兴的零陷展宽算法,李文兴等在文献[9]提出一种基于投影变换与对角加载的零陷展宽算法,这种算法通过设置虚拟干扰来计算子空间投影矩阵,之后将 SCM 向虚拟干扰子空间中投影,获得干扰信息,最后通过对角加载来稳定噪声功率,从而实现零陷展宽。但这种算法在低信噪比时性能会下降,且对角加载因子的选取缺乏科学有效的手段。

综上,本文提出一种基于功率估计的 INC 矩阵重构算法。该算法通过建立信号导向矢量与功率的线性关系直接估计出干扰功率,避免了空间谱搜索过程,之后将干扰来向附近的功率估计值根据需求重新设定,从而实现零陷展宽。

1 阵列信号模型

考虑 M 阵元的均匀线阵(Uniform Linear Array, ULA),阵列间距为 d ,如图 1 所示。GNSS 信号从远场入射到射频前端时可视为平面波,平面波与阵列法向夹角为信号来向 θ ,经过射频前端的放大、滤波、模拟下变频后信号降为中频信号,再经过 AD 采样为数字中频信号,之后通过下变频、低通等一系列处理得到基带信号。自适应阵列天线通过对每路阵元通道赋权值,完成信号的抗干扰处理,之后送入捕获跟踪模块与导航信号解算模块。

假设 L 个 GNSS 信号与 Q 个同频宽带干扰信号从远场入射。信号的模型可表示为:

$$X(t) = X_s(t) + X_1(t) + n = \sum_{l=1}^L a(\theta_l) s_l(t) + \sum_{q=1}^Q a(\theta_q) s_q(t) + n \quad (1)$$

式中: $X_s(t), X_1(t), n$ 分别为 t 时刻阵列天线接收到的期望信号、干扰信号与噪声; θ_l 为第 l 个期望信号来向; θ_q 为第 q 个干扰信号来向; $s_l(t), s_q(t)$ 分别为期望信号和干扰信号的复包络; $a(\theta) \in \mathbf{C}^{M \times 1}$ 为信号的空域导向矢量。对于均匀线阵,空域导向矢量可以表示为:

$$a(\theta) = \left[1, e^{j \frac{2\pi d \sin(\theta)}{\lambda}}, \dots, e^{j \frac{2\pi(M-1)d \sin(\theta)}{\lambda}} \right]^T \quad (2)$$

式中 λ 为入射波波长。

实际高动态环境下,由于 GNSS 信号功率低,期望信号的空域导向矢量不易获取,工程上常采用基于 LCMP 准则的抗干扰算法抑制强干扰,即保证参考阵元信号无失真的前提下整个阵列输出功率最低,其代价函数为:

$$\min_w \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{i+n} \mathbf{w} \quad \text{subject to } \mathbf{w}^H \mathbf{f}_M = 1 \quad (3)$$

式中: \mathbf{w} 为自适应权矢量; $\mathbf{f}_M = [1, 0, \dots, 0]^T$; \mathbf{R}_{i+n} 为干扰加噪声协方差矩阵:

$$\mathbf{R}_{i+n} = E \left\{ [x_i(t) + n][x_i(t) + n]^H \right\} = \sum_{q=1}^Q \sigma_q^2 a_q(\theta) a_q^H(\theta) + \sigma_n^2 \mathbf{I}_M \quad (4)$$

式中: $E\{\cdot\}$ 表示数学期望; $\mathbf{I}_M \in \mathbf{C}^{M \times M}$, 为单位阵; σ_q^2 为第 q 个干扰信号功率; σ_n^2 为噪声功率。可以利用拉格朗日乘法得到阵列自适应权矢量:

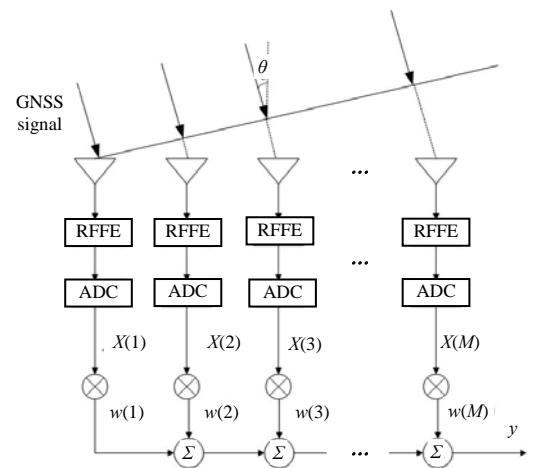


Fig.1 Adaptive array antenna
图 1 自适应阵列天线

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = (\mathbf{f}_M^H \mathbf{R}_{i+n}^{-1} \mathbf{f}_M)^{-1} \mathbf{R}_{i+n}^{-1} \mathbf{f}_M \quad (5)$$

由于实际接收的数据中包含期望信号, 无法得到理想的 \mathbf{R}_{i+n} , 工程上常采用 SCM 作为 \mathbf{R}_{i+n} 的无偏估计:

$$\tilde{\mathbf{R}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k) \quad (6)$$

式中: K 表示快拍数; $\mathbf{x}(k)$ 表示第 k 个快拍数据。式(5)可重新表达为:

$$\mathbf{w} = (\mathbf{f}_M^H \tilde{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{f}_M)^{-1} \tilde{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{f}_M \quad (7)$$

则第 l 个 GNSS 信号对应的阵列输出信干噪比可表示为:

$$R_{\text{SIN}}(l) = \frac{B \sigma_l^2 |\mathbf{w}^H \mathbf{a}_l(\theta)|^2}{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{i+n} \mathbf{w}} \quad (8)$$

式中: B 为信号带宽; σ_l^2 为第 l 个 GNSS 信号的功率。

2 基于功率估计的零陷展宽算法

2.1 算法提出

对式(4)中的理想 INC 矩阵 \mathbf{R}_{i+n} 进行特征值分解:

$$\mathbf{R}_{i+n} = \mathbf{R}_i + \mathbf{R}_n = \sum_{q=1}^Q \lambda_q \mathbf{e}_q \mathbf{e}_q^H + \sum_{q=Q+1}^M \lambda_q \mathbf{e}_q \mathbf{e}_q^H = \mathbf{U}_s \boldsymbol{\Sigma}_s \mathbf{U}_s^H + \mathbf{U}_n \boldsymbol{\Sigma}_n \mathbf{U}_n^H \quad (9)$$

式中: \mathbf{R}_i 为干扰分量协方差矩阵; \mathbf{R}_n 为噪声分量协方差矩阵; λ_q 为 \mathbf{R}_{i+n} 的特征值, $\mathbf{e}_q \in \mathbf{C}^{M \times 1}$ 为其对应的特征矢量; 将 λ_q 按照降序排列, 即 $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_Q > \lambda_{Q+1} = \dots = \lambda_M = \sigma_n^2$, 其中前 Q 个较大值对应干扰分量的特征值, 其对应的特征矢量集合 $\mathbf{U}_s = [\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_Q] \in \mathbf{C}^{M \times Q}$ 为干扰信号子空间, 而后 $M-Q$ 个较小值对应噪声分量的特征值, 其对应的特征值矢量集合 $\mathbf{U}_n = [\mathbf{e}_{Q+1}, \mathbf{e}_{Q+2}, \dots, \mathbf{e}_M] \in \mathbf{C}^{M \times (M-Q)}$ 为噪声子空间; $\boldsymbol{\Sigma}_s = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_Q) \in \mathbf{C}^{Q \times Q}$ 和 $\boldsymbol{\Sigma}_n = \text{diag}(\lambda_{Q+1}, \lambda_{Q+2}, \dots, \lambda_M) \in \mathbf{C}^{(M-Q) \times (M-Q)}$ 为特征值组成的对角阵。

由于 $[\mathbf{U}_s, \mathbf{U}_n] \in \mathbf{C}^{M \times M}$ 是酉矩阵, 有:

$$[\mathbf{U}_s, \mathbf{U}_n][\mathbf{U}_s, \mathbf{U}_n]^H = \mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^H + \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H = \mathbf{I}_M \quad (10)$$

即:

$$\mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H = \mathbf{I}_M - \mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^H \quad (11)$$

结合式(9)与式(11)可得

$$\mathbf{R}_{i+n} = \mathbf{U}_s \bar{\boldsymbol{\Sigma}}_s \mathbf{U}_s^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_M \quad (12)$$

式中 $\bar{\boldsymbol{\Sigma}}_s = \boldsymbol{\Sigma}_s - \sigma_n^2 \mathbf{I}_Q$ 。

比较式(4)和式(12)可得

$$\mathbf{R}_i = \mathbf{U}_s \bar{\boldsymbol{\Sigma}}_s \mathbf{U}_s^H \quad (13)$$

进一步得到:

$$\sum_{q=1}^Q \sigma_q^2 \mathbf{a}_q(\theta) \mathbf{a}_q^H(\theta) = \sum_{q=1}^Q \mu_q \mathbf{e}_q \mathbf{e}_q^H \quad (14)$$

式中 $\mu_q = \lambda_q - \sigma_n^2$ 。

以上推导证明干扰协方差矩阵的特征矢量集合张成的子空间即为干扰子空间:

$$\text{span}\{\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_Q\} = \text{span}\{\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_Q\} \quad (15)$$

根据矩阵线性空间理论, 任何一个空域导向矢量 \mathbf{a}_q 都可以用其子空间的基向量集合 \mathbf{U}_s 线性表示, 即:

$$\mathbf{a}_q = l_{q1} \mathbf{e}_1 + l_{q2} \mathbf{e}_2 + \dots + l_{qQ} \mathbf{e}_Q \quad (16)$$

式中 $l_{q1}, l_{q2}, \dots, l_{qQ}$ 为投影系数, 目的是将 \mathbf{a}_q 投影于子空间 \mathbf{U}_s 。由式(16)可以得到:

$$\mathbf{e}_q \mathbf{e}_q^H = (l_{q1} \mathbf{e}_1 + l_{q2} \mathbf{e}_2 + \dots + l_{qQ} \mathbf{e}_Q) (l_{q1}^* \mathbf{e}_1^H + l_{q2}^* \mathbf{e}_2^H + \dots + l_{qQ}^* \mathbf{e}_Q^H) \quad (17)$$

将式(17)代入式(14)的等式左侧:

$$\begin{aligned} \sum_{q=1}^Q \sigma_q^2 \mathbf{a}_q(\theta, \varphi) \mathbf{a}_q^H(\theta, \varphi) &= \sum_{q=1}^Q \sigma_q^2 (l_{q1} l_{q1}^* \mathbf{e}_1 \mathbf{e}_1^H + \dots + l_{q1} l_{qQ}^* \mathbf{e}_1 \mathbf{e}_Q^H + l_{q2} l_{q1}^* \mathbf{e}_2 \mathbf{e}_1^H + \dots + l_{q2} l_{qQ}^* \mathbf{e}_2 \mathbf{e}_Q^H + \dots + l_{qQ} l_{q1}^* \mathbf{e}_Q \mathbf{e}_1^H + \dots + l_{qQ} l_{qQ}^* \mathbf{e}_Q \mathbf{e}_Q^H) = \\ & (l_{11} l_{11}^* \sigma_1^2 + \dots + l_{Q1} l_{Q1}^* \sigma_Q^2) \mathbf{e}_1 \mathbf{e}_1^H + (l_{12} l_{12}^* \sigma_1^2 + \dots + l_{Q2} l_{Q2}^* \sigma_Q^2) \mathbf{e}_2 \mathbf{e}_2^H + \dots + (l_{1Q} l_{1Q}^* \sigma_1^2 + \dots + l_{QQ} l_{QQ}^* \sigma_Q^2) \mathbf{e}_Q \mathbf{e}_Q^H + \\ & (l_{11} l_{12}^* \sigma_1^2 + \dots + l_{Q1} l_{Q2}^* \sigma_Q^2) \mathbf{e}_1 \mathbf{e}_2^H + (l_{11} l_{13}^* \sigma_1^2 + \dots + l_{Q1} l_{Q3}^* \sigma_Q^2) \mathbf{e}_1 \mathbf{e}_3^H + \dots + (l_{12} l_{11}^* \sigma_1^2 + \dots + l_{Q2} l_{Q1}^* \sigma_Q^2) \mathbf{e}_2 \mathbf{e}_1^H + \\ & (l_{12} l_{13}^* \sigma_1^2 + \dots + l_{Q2} l_{Q3}^* \sigma_Q^2) \mathbf{e}_2 \mathbf{e}_3^H + \dots + (l_{1N} l_{1(Q-2)}^* \sigma_1^2 + \dots + l_{Q(Q-2)} l_{Q(Q-2)}^* \sigma_Q^2) \mathbf{e}_Q \mathbf{e}_{Q-2}^H + \\ & (l_{1N} l_{1(Q-1)}^* \sigma_1^2 + \dots + l_{Q(Q-1)} l_{Q(Q-1)}^* \sigma_Q^2) \mathbf{e}_Q \mathbf{e}_{Q-1}^H = \sum_{q=1}^Q (l_{1q} l_{1q}^* \sigma_1^2 + \dots + l_{Qq} l_{Qq}^* \sigma_Q^2) \mathbf{e}_q \mathbf{e}_q^H + \\ & \sum_{q=1}^Q \sum_{p=1, p \neq q}^Q (l_{1q} l_{1p}^* \sigma_1^2 + \dots + l_{Qq} l_{Qp}^* \sigma_Q^2) \mathbf{e}_q \mathbf{e}_p^H \end{aligned} \quad (18)$$

文献[10]证明了等式右侧第二项为 0, 结合式(14)得到:

$$\sum_{q=1}^Q (l_{1q} l_{1q}^* \sigma_1^2 + \dots + l_{Qq} l_{Qq}^* \sigma_Q^2) \mathbf{e}_q \mathbf{e}_q^H = \sum_{q=1}^Q \mu_q \mathbf{e}_q \mathbf{e}_q^H \quad (19)$$

进而可得:

$$l_{1q} l_{1q}^* \sigma_1^2 + \dots + l_{Qq} l_{Qq}^* \sigma_Q^2 = \mu_q, \quad q = 1, 2, \dots, Q \quad (20)$$

将式(20)转换为线性方程组的形式, 即:

$$\mathbf{H} \mathbf{p} = \mathbf{u} \quad (21)$$

式中: $\mathbf{p} = [\sigma_1^2, \sigma_2^2, \dots, \sigma_Q^2]^T \in \mathbf{C}^{Q \times 1}$; $\mathbf{u} = [\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_Q]^T \in \mathbf{C}^{Q \times 1}$; $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} l_{11} l_{11}^* & l_{21} l_{21}^* & \dots & l_{Q1} l_{Q1}^* \\ l_{12} l_{12}^* & l_{22} l_{22}^* & \dots & l_{Q2} l_{Q2}^* \\ \dots & \dots & \ddots & \vdots \\ l_{1Q} l_{1Q}^* & l_{2Q} l_{2Q}^* & \dots & l_{QQ} l_{QQ}^* \end{bmatrix} \in \mathbf{C}^{Q \times Q}$ 。

以上推导证明, 在估计出 \mathbf{H} 和 \mathbf{u} 后即可根据式(21)计算出功率矢量 \mathbf{p} 。实际上, 投影系数矩阵 \mathbf{H} 可以用以下形式求出:

$$\mathbf{H} = \mathbf{C} \circ \mathbf{C}^T \quad (22)$$

式中: $\{\circ\}$ 表示 Hadamard 积; $\mathbf{C} = \begin{bmatrix} l_{11} & l_{21} & \dots & l_{Q1} \\ l_{12} & l_{22} & \dots & l_{Q2} \\ \dots & \dots & \ddots & \vdots \\ l_{1Q} & l_{2Q} & \dots & l_{QQ} \end{bmatrix} \in \mathbf{C}^{Q \times Q}$ 。

将式(16)变为矩阵乘法形式:

$$\mathbf{a}_q = \mathbf{U}_s [l_{q1} \quad l_{q2} \quad \dots \quad l_{qQ}]^T \quad (23)$$

由于 \mathbf{U}_s 为酉矩阵, 得到 \mathbf{C} 的另一种形式:

$$\mathbf{C} = \mathbf{U}_s^H \mathbf{A} \quad (24)$$

式中 \mathbf{A} 为阵列流形矩阵, 满足 $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_Q]$ 。

结合式(22)与式(24)得到投影系数矩阵 \mathbf{H} 的表达式:

$$\mathbf{H} = (\mathbf{U}_s^H \mathbf{A}) \circ (\mathbf{U}_s^H \mathbf{A})^T \quad (25)$$

式(25)说明 \mathbf{H} 只与干扰子空间 \mathbf{U}_s 和阵列流形矩阵 \mathbf{A} 有关, 通过估计 \mathbf{U}_s 和 \mathbf{A} 即可计算出 \mathbf{H} 。

由 $\mu_q = \lambda_q - \sigma_n^2$, \mathbf{u} 可通过下面的表达式计算:

$$\mathbf{u} = \text{diag}(\boldsymbol{\Sigma}_s - \sigma_n^2 \mathbf{I}_Q) \quad (26)$$

式中的噪声功率可以通过对较小特征值求均值来估计:

$$\hat{\sigma}_n^2 = \frac{1}{M-Q} \sum_{q=Q+1}^M \lambda_q \quad (27)$$

在式(25)中, \mathbf{A} 是彼此不相干的 M 个阵列天线阵列流形, 因此 $\mathbf{C} = \mathbf{U}_s^H \mathbf{A}$ 必然是满秩矩阵, 但 \mathbf{H} 却不一定是满秩的, 所以式(21)中的 \mathbf{p} 可以利用式(28)计算:

$$\hat{\mathbf{p}} = \mathbf{H}^\dagger \mathbf{u} \quad (28)$$

式中: $\mathbf{H}^\dagger = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H$; $\{\cdot\}^\dagger$ 表示 Moore-Penrose 伪逆。

通过以上计算即可估计出干扰功率 $\hat{\boldsymbol{p}} = [\hat{\sigma}_1^2, \hat{\sigma}_2^2, \dots, \hat{\sigma}_Q^2]^T$ 以及噪声功率 $\hat{\sigma}_n^2$ 。之后根据需要, 设定好零陷展宽区间, 具体步骤为: 以第 q 个干扰为例, 选择其来向角度 α_q 为中心, 按照实际需求将其左右相邻若干角度范围设置为展宽区间, 假设区间内相邻角度的步长为 δ , 则整个展宽区间长度为 $G\delta$, 由于左右邻域同时进行扩展, 不妨设 G 为偶数, 即左右邻域范围相等, 实际中可以根据需要自行设定左右邻域的各自范围, 则第 q 个干扰的展宽区间和区间内角度对应的信号功率估计值分别为:

$$\Theta_q = \left\{ \alpha_q - \frac{G\delta}{2}, \dots, \alpha_q, \dots, \alpha_q + \frac{G\delta}{2} \right\} \quad (29)$$

$$\hat{p}(\Theta_q) = \{0, \dots, \hat{\sigma}_q^2, \dots, 0\} \quad (30)$$

展宽区间内, 只有干扰来向处有功率 $\hat{\sigma}_q^2$, 则将区域内所有虚拟干扰功率全部用 $\hat{\sigma}_q^2$ 进行重新设定, 即可提高整个区域内的干扰功率, 即:

$$\hat{p}(\Theta_q) = \{\hat{\sigma}_q^2, \dots, \hat{\sigma}_q^2, \dots, \hat{\sigma}_q^2\} \quad (31)$$

经过重置功率后的 INC 矩阵为:

$$\hat{\boldsymbol{R}}_{i+n} = \sum_{q=1}^Q \hat{\sigma}_q^2 \hat{\boldsymbol{a}}_q \hat{\boldsymbol{a}}_q^H + \hat{\sigma}_n^2 \boldsymbol{I}_M \quad (32)$$

将重构后的 $\hat{\boldsymbol{R}}_{i+n}$ 作为 LCMP 准则抗干扰算法的输入, 即可完成零陷展宽。

2.2 算法步骤

基于功率估计的零陷展宽算法:

- 1) 利用 DOA 估计算法得到干扰信号的 DOA 信息以及信源个数, 并计算干扰空域导向矢量与阵列流形。
- 2) 通过快拍数据计算 SCM, 对其进行特征值分解, 并将其按照信源个数划分为信号子空间与噪声子空间。
- 3) 利用干扰信号阵列流形与子空间, 基于式(25)计算出投影系数矩阵 \boldsymbol{H} 。
- 4) 利用式(27)估计噪声功率, 并通过式(26)计算 \boldsymbol{u} 。
- 5) 利用式(28)计算出 $\hat{\boldsymbol{p}}$, 得到各干扰的功率估计值。
- 6) 根据需要设定好零陷展宽区间, 并将相应区间内的干扰功率重新设定。
- 7) 利用式(32)得到重构后的 INC 矩阵, 将其作为抗干扰算法输入即可完成零陷展宽。

3 性能仿真

为验证本文所提算法, 进行仿真实验。仿真环境为: 阵元个数 $M=8$ 的均匀线阵, 间距为半波长, 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。期望信号来向为 0° , 信噪比为典型值 -20 dB。设置 2 个同频宽带干扰, 来向分别为 $-30^\circ, 30^\circ$, 干噪比都为 40 dB。为消除实验误差, 每组仿真都进行 100 次蒙特卡洛实验。

实验 1 本文算法与其他算法零陷深度、宽度比较
首先比较本文算法与经典线性约束最小方差 (Linearly Constrained Minimum-Variance, LCMV) 算法、Laplace 零陷展宽算法以及近年来一些学者提出的基于投影变换与对角加载算法 (Projection and Diagonal loading Null Broadening Beamforming, PDNBB)、基于空间谱估计的零陷展宽算法 (Spatial Spectrum estimation Algorithm, SSA) 形成零陷的深度与宽度。如图 2 所示, 经典 LCMV 算法形成的是窄零陷; Laplace 算法虽有效展宽了零陷, 但没有改变总增益, 零陷变浅; PDNBB 算法虽然也展宽了零陷, 但在低信噪比下展宽效果有限。SSA 算法与本文算法都有效展宽了零陷, 由于改变了信号总功率, 极大地增加了零陷深度, 本文算法形成的零陷比 SSA 算法深了 7 dB, 证明本文算法展宽零陷的性能与其他算法相当, 且深度更深, 是一种更适用于 GNSS 接收机的零陷展宽算法。

实验 2 不同干扰个数下本文算法与其他算法阵列输出 SINR 比较

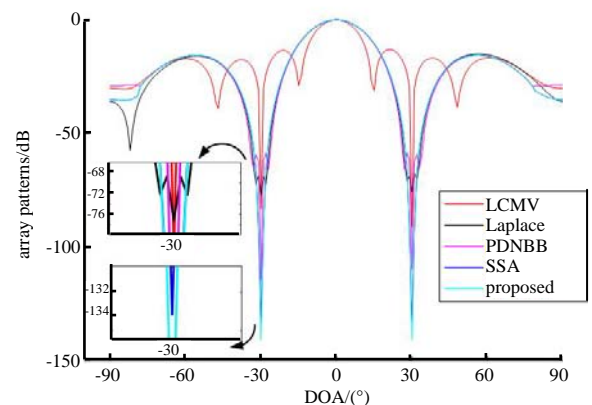


Fig.2 Array patterns using various algorithms
图 2 阵列方向增益图

在不同干扰个数下, 比较本文算法与其他算法的阵列输出 SINR, 如图 3~图 5 所示。2 个干扰时, 可以看到 PDNBB 算法在输入信噪比低的情况下输出 SINR 最低, 但随着信噪比的增加会不断提升。经典 LCMV 算法总体上呈上升态势, 但随着信噪比的增加, 曲线趋近平缓。Laplace 算法、SSA 算法与本文算法的输出 SINR 都随信噪比的提升而上升, 但本文算法的输出 SINR 明显高于 Laplace 算法, 也高于 SSA 算法; 3 个干扰时, PDNBB 算法随信噪比的提高, 输出 SINR 慢慢超过了经典 LCMV 算法, SSA 算法性能也在不断靠近本文算法, 但两者的输出 SINR 都明显高于 Laplace 算法; 4 个干扰时, SSA 算法性能已非常接近本文算法性能, 但输出 SINR 略低于本文算法。可见, 随着干扰个数的提升, PDNBB 算法性能会逐渐超过经典 LCMV 算法, SSA 算法性能会逐渐提升并接近本文算法, 但两者都高于 Laplace 算法。综上, 本文算法具有最高的输出 SINR, 性能更好。

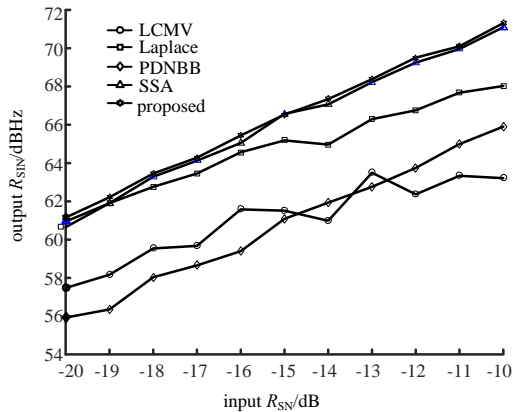


Fig.3 Array output SINR with two interferences
图 3 2 个干扰时阵列输出 SINR

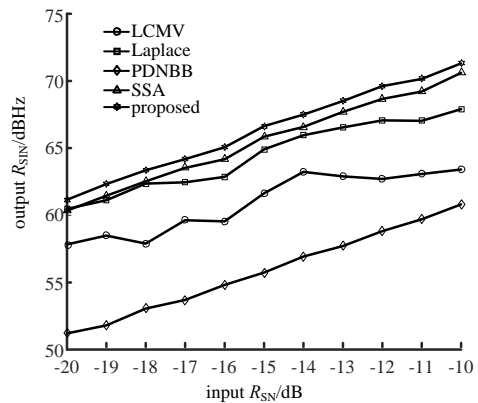


Fig.4 Array output SINR with three interferences
图 4 3 个干扰时阵列输出 SINR

实验 3 不同展宽角度对本文算法性能的影响

分析本文算法在不同展宽角度下的性能, 为了清晰演示展宽角度对算法性能的影响, 仿真中加大了展宽角度, 实际应用中只需按照设定展宽区间即可。假设 1 个来向为 0° 的宽带干扰信号从远场入射, 展宽角度从 4°增加到 20°, 步长为 4°, 如图 6 所示, 随着展宽区间的增大, 本文算法形成的零陷也在不断增加, 但零陷深度在变浅。随着展宽角度的增大, 阵列的输出 SINR 也在降低, 如图 7 所示。说明展宽角度并不是越大越好, 要根据需要权衡展宽角度、零陷深度、输出 SINR 来设定展宽区间。

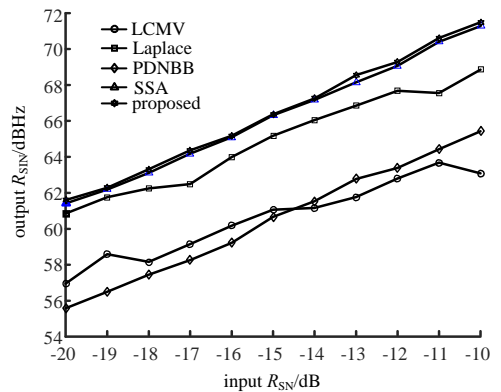


Fig.5 Array output SINR with four interferences
图 5 4 个干扰时阵列输出 SINR

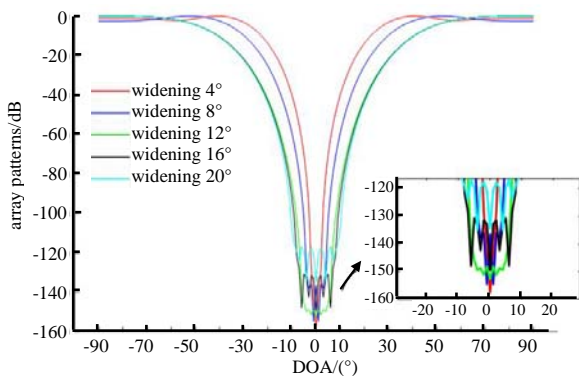


Fig.6 Array patterns with different widening angles
图 6 不同展宽角度阵列方向增益图

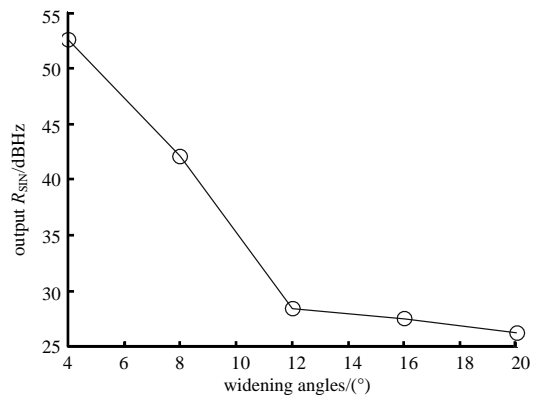


Fig.7 Array output SINR with different widening angles
图 7 不同展宽角度阵列输出 SINR

4 结论

本文提出了一种适用于高动态环境下的 INC 矩阵重构零陷展宽算法, 其基于对干扰功率的估计, 通过重新设定干扰来向附近区域内的信号功率来实现抗干扰零陷展宽。通过计算机仿真, 本算法较经典 LCMV 算法、基于 CMT 思想的 Laplace 零陷展宽算法、基于子空间投影的 PDNBB 算法以及同样基于 INC 矩阵重构的 SSA 算法拥有更深的零陷与阵列输出 SINR, 性能更优异, 并且可以根据需要自行设定展宽区间, 是一种实用性好、可操作性强的零陷展宽算法。

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] MAILLOUX R J. Covariance matrix augmentation to produce adaptive array pattern troughs[J]. Electronics Letters, 1995, 31(10):102-105.
- [3] ZATMAN M. Production of adaptive array troughs by dispersion synthesis[J]. Electronics Letters, 1995,31(25):2141-2142.
- [4] 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, 2003,25(2):42-45. (LI Rongfeng, WANG Yongliang,WANG Shanhu. Research on adapted pattern null widening techniques[J]. Modern Radar, 2003,25(2): 42-45.)
- [5] 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.)
- [6] LU Dan,WU Renbiao,WANG Wenyi. Robust widenull anti-jamming algorithm for high dynamic GPS[C]// Proceedings of 2012 IEEE 11th International Conference on Signal Processing. Beijing,China:IEEE, 2012:378-381.
- [7] GU Y J,LESHEM A. Robust adaptive beamforming based on interference covariance matrix reconstruction and steering vector estimation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012,60(7):3881-3885.
- [8] 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/OL]. 系统工程与电子技术, 2019:1-10. (WANG Haiyang,YAO Zhicheng,FAN Zhiliang,et al. Anti-jamming algorithm for GNSS receivers with array antenna in high speed environment[J/OL]. Systems Engineering and Electronics, 2019:1-10.)
- [9] 赵宇,李文兴,毛晓军,等. 一种抗阵列流型误差的波束形成零陷展宽方法[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2018,39(1): 163-168. (ZHAO Yu,LI Wenxing,MAO Xiaojun,et al. Null broadening beamforming against array calibration errors[J]. Journal of Harbin Engineering University, 2018,39(1):163-168.)
- [10] ZHENG Z,WANG W Q,SO H C,et al. Robust adaptive beamforming using a novel signal power estimation algorithm[J]. Digital Signal Processing, 2019(95):102574.

作者简介:

王晓君(1973-), 男, 河北省张家口市人, 博士, 教授, 硕士生导师, 主要研究领域为实时信号处理算法设计和工程实现等.email:183515462@qq.com.

李笑添(1996-), 男, 河北省廊坊市人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为阵列信号处理.

(上接第 830 页)

作者简介:

丁学用(1979-), 男, 硕士, 副教授, 主要研究方向为高功率微波源.email:dng2008ding@163.com.

王连胜(1982-), 男, 硕士, 副教授, 主要研究方向为电磁超材料设计与应用.

强 蕾(1989-), 女, 博士, 副教授, 主要研究方向为半导体器件物理.