

基于中值滤波预处理的强冲击噪声背景测向方法

安春莲¹, 杨古月², 杨延菊¹

(1. 重庆文理学院重庆市高校新型储能器件及应用工程研究中心, 重庆 402160; 2. 西南电子设备研究所, 四川成都 610000)

摘要: 冲击噪声环境下的测向算法大多基于分数低阶统计量, 其不仅计算复杂度较高, 而且对强冲击噪声的适应性也较差. 通过对冲击噪声的分布特性进行研究和分析, 利用其冲击成分出现概率相对较低且具有随机性的特点, 提出了基于中值滤波的测向新方法, 并推导了冲击噪声背景测向的克拉美罗界. 首先, 引入中值滤波方法对阵列接收数据进行平滑处理, 滤除冲击噪声, 并提出了针对强冲击噪声的改进方法, 然后利用传统的二阶矩方法求阵列接收数据协方差矩阵并进行波达方向 (Direction Of Arrival, DOA) 估计. 理论分析和仿真验证结果表明: 所提方法处理过程简单, 对低信噪比和强冲击噪声情况下的测向性能有很大的改善和提高.

关键词: DOA 估计; 冲击噪声; 中值滤波预处理; 分数低阶统计量

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2021)06-1159-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.12263/DZXB.20200392

DOA Estimation Under Strong Impulsive Noise Based on Median Value Filtering

AN Chun-lian¹, YANG Gu-yue², YANG Yan-ju¹

(1. Chongqing Engineering Research Center of New Energy Storage Devices and Applications,

Chongqing University of Arts and Sciences, Chongqing 402160, China;

2. Southwest China Research Institute of Electronic Equipment, Chengdu, Sichuan 610000, China)

Abstract: The present direction of arrival (DOA) estimation methods in impulsive noise environment are mostly based on the fractional lower order statistics, which has huge computational complexity and poor performance at strong impulsive noise. By researching and analyzing the distribution of the impulsive noise, we propose a method based on the median value filtering utilizing the low probability and randomness of the impulse. And we present the Cramer-Rao bound (CRB) of angle estimation in the impulsive noise. The median value filtering method is applied to the array received data to eliminate the impulse noise, and the improved method is derived for DOA estimation in strong impulsive noise. Then, the common second-order moment method can be exploited to estimate the DOAs. Theoretical analysis and simulation results show that the proposed method has small computational load as well as excellent performance, and can improve the estimation performance at low signal to noise ratio and strong impulsive noise remarkably.

Key words: direction of arrival estimation; impulsive noise; median value filtering preprocessing; fractional lower order statistics

1 引言

在很多实际应用领域, 噪声并不满足理想的高斯分布, 而是表现出不同程度的冲击特性, 如宇宙电磁波、低频大气噪声和各种人为干扰噪声等, 这类噪声被称为冲击噪声^[1]. 而经典的波达方向估计算法^[2-4]大多是

基于高斯白噪声模型提出的, 其在冲击噪声背景下会失效. 经研究表明, 可以使用 $S\alpha S$ 过程来对冲击噪声进行建模, 并使用特征指数 α ($0 < \alpha \leq 2$) 来描述噪声冲击性的强弱程度^[5]. 因此, 研究冲击噪声背景下的测向算法具有重要的理论价值和现实意义.

针对冲击噪声背景测向问题, 国内外学者先后提

出一系列新思路和新方法,取得了较为丰硕的成果.其研究范畴覆盖分数低阶统计量^[6-8]、多维寻优^[9,10]、幅度门限处理^[11,12]等,针对窄带信号^[11]、宽带信号^[13]、相干信号^[14]以及分布式信号^[15]等多种信号环境.基于分数低阶统计量的分数低阶矩、分数低阶协方差算法是早期针对冲击噪声测向提出的,其在强冲击噪声背景时估计失效或性能退化.高洪元等学者通过对分数低阶协方差矩阵进行重构,提出了重构分数低阶协方差(Reconstructed Fractional Lower Order Covariance, RFLOC)方法^[8],有效提高了 DOA 估计性能.但是基于分数低阶统计量的方法涉及到分数低阶矩的计算,运算复杂度较高,且一般都需要事先估计合适的低阶参数 p ,不同的参数 p 会产生不同的估计结果.基于稀疏理论^[9]和无穷范数处理方法^[10],又产生了一类通过智能算法多维寻优实现冲击噪声测向的方法,其在一定程度上对测向性能和测向精度有所改善,但此类算法需要进行多维寻优,具有巨大的计算量,且对强冲击噪声环境适应性较差.通过对阵列接收数据的幅值上限进行估计和处理^[11,12],能够有效去除噪声冲击性,使得二阶矩类测向算法可直接应用,具有计算相对简便且性能优良的特点,但是其预处理过程涉及先验参数设置,且在强冲击噪声时的估计性能有待进一步提高.

综上所述,通过对阵列接收数据进行预处理,消除冲击噪声,从而能够直接计算阵列接收数据的二阶矩,进而完成测向,是值得研究的方向.基于对冲击噪声分布特性和统计特征的研究与分析,利用其噪声冲击的随机性和小概率特征,引入中值滤波方法^[16]对阵列接收数据进行幅值滤波,可以有效地滤除冲击噪声,从而可以直接计算阵列数据的二阶矩用于 DOA 估计.所提方法处理过程简单,计算复杂度低,易于工程实现;且估计性能优良,尤其是可以极大地提高测向算法在低信噪比和强冲击噪声时测向性能.

2 数据模型

首先,建立阵列接收数据模型如图 1 所示:考虑有 N 个相互独立的远场窄带信号入射到均匀线阵,阵元数目为 M .阵列噪声服从 SaS 分布,且满足空间和时间均相互独立,则阵列在 t 时刻的接收数据 $\mathbf{X}(t)$ 可表示为:

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{A}\mathbf{S}(t) + \mathbf{N}(t) \quad (1)$$

且

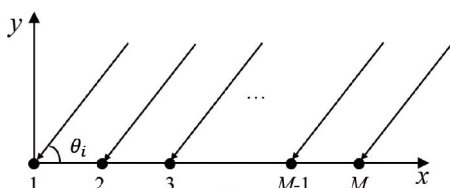


图1 阵列模型示意图

$$\begin{cases} \mathbf{X}(t) = [x_1(t), \dots, x_M(t)]^T \\ \mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_N)] \\ \mathbf{a}(\theta_i) = [1, u_i, \dots, u_i^{M-1}]^T \\ \mathbf{S}(t) = [s_1(t), \dots, s_N(t)]^T \\ \mathbf{N}(t) = [n_1(t), \dots, n_M(t)]^T \end{cases}$$

其中, \mathbf{A} 表示阵列流型矩阵; $\mathbf{S}(t)$ 和 $\mathbf{N}(t)$ 分别表示 t 时刻的信号数据矩阵和噪声数据矩阵; $x_m(t)$ 表示 t 时刻第 m ($m=1, \dots, M$) 个阵元位置处的接收数据; $\mathbf{a}(\theta_i)$ 表示第 i 个信号的阵列导向矢量,且 $u_i = e^{-j2\pi d \cos \theta_i / \lambda}$, d 表示阵元间距, λ 表示信号波长, $i=1, \dots, N$, θ_i 表示第 i 个信号的入射角度.

可以使用 SaS 分布对冲击噪声进行建模,由于 SaS 分布不存在固定的概率密度函数,经常使用其特征函数来进行描述,其特征函数可以表示为:

$$\varphi(w) = e^{(j\alpha w - \gamma |w|^\alpha)} \quad (2)$$

其中, $\alpha \in (0, 2]$, 是 SaS 过程的特征指数,用于描述 SaS 过程冲击性的强弱程度, α 取值越小, SaS 过程的冲击性越强,当 $\alpha=2$ 时,表示高斯分布; ε 表示位置参数,它是 SaS 分布概率密度函数的对称点,类似于二阶过程的均值,当 $\alpha \in (1, 2]$ 时, ε 表示均值,当 $\alpha \in (0, 1]$ 时, SaS 分布不存在有限的均值, ε 表示中值; γ 是分散系数 ($\gamma > 0$), 表示样本相对均值的分散程度,类似于二阶过程的方差.本文中讨论的冲击噪声满足标准 SaS 分布,即 $\varepsilon=0, \gamma=1$.

3 基于中值滤波的测向新方法

3.1 基于中值滤波的冲击噪声平滑方法

对于服从 SaS 分布的冲击噪声,其特征指数决定了冲击的强度,即它决定了 SaS 分布概率密度函数的形状. α 越小,对应概率密度函数的拖尾就越大,即 SaS 随机过程取得大的数值的概率就越大,也即冲击性越强.根据 SaS 分布的特征函数描述,我们可以得出结论:对于满足 SaS 分布的冲击噪声,其取值为大冲击值的概率相对其均值或中值而言要小得多,且冲击出现的时机具有随机性.可见,冲击噪声的冲击性是随机的,其只在少数位置产生大的冲击信号,而在大多数没有冲击的位置,其幅值相对很小,只是我们无法预知其在什么时刻产生大的冲击.

一直以来,针对冲击噪声背景的测向算法大多是从适应噪声特性的角度出发,如基于分数低阶统计量的方法.在文献[11,12]中,提出一种冲击噪声背景下对信号幅值上限进行估计的方法,然后依据幅值上限对阵列接收数据的幅值做截断处理,开辟了对冲击噪声进行改造和预处理的新思路.该方法能够有效削弱噪声冲击性,并直接使用二阶矩,避免了求解分数低阶

矩,计算量相对较低,且估计性能优于分数低阶统计量一类方法.但是,该方法中涉及可变参数的选取,需要特征指数作为先验参数,给测向性能带来了不稳定性.

中值滤波是一种非线性数字滤波器技术,经常用于去除图像或者其它信号中的噪声.其设计思想就是检查输入信号中的采样并判断它是否代表了信号,使用由奇数个采样组成的观察窗来实现这项功能,观察窗口中的数值进行排序,位于观察窗中间的中值作为输出.在图像处理中,中值滤波对于消除孤立的噪声点具有很好的效果.结合冲击噪声的分布特性,其冲击往往也是随机孤立产生的,因此将中值滤波用于冲击噪声的平滑处理将会取得良好的处理效果.

下面介绍具体的利用中值滤波进行幅度预处理的方法.对阵列接收数据矩阵进行中值滤波,设窗口长度为 $2K+1$, K 为整数.快拍数为 L 时的阵列接收数据矩阵 X 为:

$$X = [X(1), \dots, X(L)] \quad (3)$$

令 \bar{X} 是由 X 中对对应位置各元素的幅值组成的矩阵.则使用中值滤波后,阵列接收数据矩阵 X_{med} 第 i 行、第 t 列 ($i=1, \dots, M, t=K+1, \dots, L-K$) 元素为:

$$X_{med}(i, t) = \frac{A_{med}(i, t) X(i, t)}{\bar{X}(i, t)} \quad (4)$$

其中, $A_{med}(i, t)$ 为阵列接收数据第 i 行、第 t 列的中值滤波结果,其计算公式为:

$$A_{med}(i, t) = \text{median}(\bar{X}(i, t-K:t+K)) \quad (5)$$

其中,函数 $\text{median}(\ast)$ 表示求向量的中值.

然而,在冲击噪声很强的情况,中值滤波对冲击噪声平滑效果变差,存在局部野值,会降低所提方法在强冲击噪声背景下的处理性能.此时,可考虑引入全局中值对滤波结果进行调整,我们将此处理称为中值滤波门限处理.经此处理的阵列接收数据 X_{medc} 第 i 行、第 t 列元素为:

$$X_{medc}(i, t) = \begin{cases} \frac{T_{med}(i) X(i, t)}{\bar{X}(i, t)}, & A_{med}(i, t) > T_{med}(i) \\ \frac{A_{med}(i, t) X(i, t)}{\bar{X}(i, t)}, & A_{med}(i, t) \leq T_{med}(i) \end{cases} \quad (6)$$

其中, $T_{med}(i) = \text{median}(\bar{X}(i, :))$.

处理后的阵列接收数据矩阵可进一步分别表示为:

$$X_{med} = AS + N_{med} \quad (7)$$

$$X_{medc} = AS + N_{medc} \quad (8)$$

其中, X_{med} 和 N_{med} 分别表示利用中值滤波进行预处理后的阵列接收数据和剩余的噪声成分, X_{medc} 和 N_{medc} 分别表示利用中值滤波门限进行预处理后的阵列接收数据和剩余的噪声成分.

经上述中值滤波幅度预处理所得阵列接收数据

X_{med} 和 X_{medc} 中的噪声成分已经被平滑或滤除,不再具有冲击特性,因而可以用基于二阶矩的测向方法实现 DOA 估计.所提中值滤波方法不需要先验参数,只需根据阵列接收数据进行中值滤波处理,处理流程简单,运算简便,易于工程实现.为了验证所提方法在低信噪比、强冲击噪声背景下的处理性能,图 2 给出了广义信噪比为 5dB 时,所提中值滤波法和中值滤波门限处理法以及文献[12]的方法在不同特征指数 α 下的阵列接收数据幅值和去冲击预处理后的数据幅值.

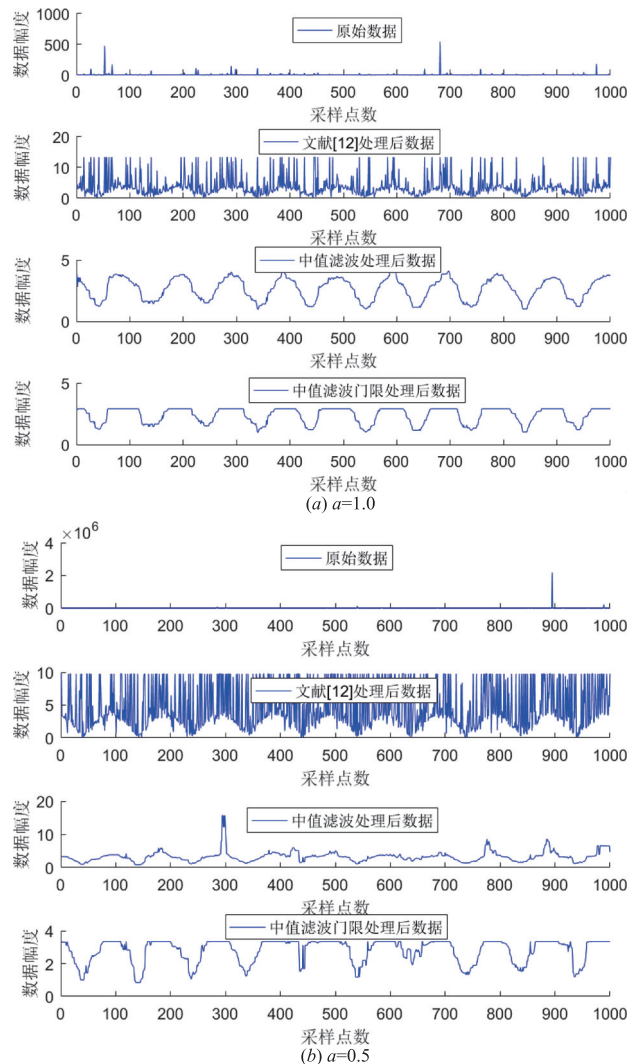


图2 几种方法在不同特征指数时的处理效果

从图 2 可以看出,在 $\alpha = 1.0$ 时,噪声冲击不是很强烈,中值滤波的 2 种方法都能很好地滤除冲击噪声,中值滤波处理较高地还原了信号包络,中值滤波门限处理则存在一定的削顶现象.文献[12]的方法虽去除了大部分噪声冲击,但由于使用单一门限限幅,还残余了很多噪声,尤其是在强冲击噪声时,对信号幅值门限的估计准确度进一步降低,信号仍然有可能会淹没在残

余噪声中. 而在 $\alpha = 0.5$ 的强冲击噪声环境下, 使用中值滤波仍然能够有效滤除冲击噪声, 基本还原信号包络, 只是在少数冲击分布相对密集的地方存在野值, 此时, 借助整体中值辅助滤波, 可进一步滤除冲击成分, 但仍然存在削顶现象. 通过本次仿真可以有效验证基于中值滤波的方法对冲击噪声具有优良的平滑效果, 将其作为冲击噪声背景测向时的预处理手段对提升测向性能具有重要意义, 且该方法在工程当中易于实现.

3.2 利用二阶矩进行 DOA 估计

经过中值滤波处理, 已经有效地平滑了冲击噪声, 可以直接对预处理后的阵列接收数据矩阵 \mathbf{X}_{med} 和 \mathbf{X}_{medc} 求二阶矩和高阶矩, 其对应的阵列数据协方差矩阵 \mathbf{R}_{med} 和 \mathbf{R}_{medc} 分别为:

$$\mathbf{R}_{\text{med}} = \text{E}[\mathbf{X}_{\text{med}}\mathbf{X}_{\text{med}}^{\text{H}}] = \mathbf{A}\mathbf{R}_{\text{S}}\mathbf{A}^{\text{H}} + \mathbf{J}_{\text{med}} \quad (9)$$

$$\mathbf{R}_{\text{medc}} = \text{E}[\mathbf{X}_{\text{medc}}\mathbf{X}_{\text{medc}}^{\text{H}}] = \mathbf{A}\mathbf{R}_{\text{S}}\mathbf{A}^{\text{H}} + \mathbf{J}_{\text{medc}} \quad (10)$$

其中, $\mathbf{R}_{\text{S}} = \text{E}[\mathbf{S}\mathbf{S}^{\text{H}}]$, 表示信号数据协方差矩阵; \mathbf{J}_{med} 和 \mathbf{J}_{medc} 为 M 维矩阵, 表示残余噪声的协方差矩阵.

由于实际采样快拍数是有限的, 且经过预处理后的噪声分布特性不能准确描述, \mathbf{R}_{med} 和 \mathbf{R}_{medc} 只是对角占优的矩阵. 对 \mathbf{R}_{med} 和 \mathbf{R}_{medc} 斜对角线上的元素进行平均可以起到平滑的作用, 则可得新的协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{\text{med}}$ 和 $\hat{\mathbf{R}}_{\text{medc}}$

$$\hat{\mathbf{R}}_{\text{med}} = \begin{bmatrix} r(0) & r(-1) & \cdots & r(1-M) \\ r(1) & r(0) & \cdots & r(2-M) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r(M-1) & r(M-2) & \cdots & r(0) \end{bmatrix} \quad (11)$$

且

$$\begin{cases} r(n) = \frac{1}{M-n} \sum_{i=1}^{M-n} \mathbf{R}_{\text{med}}(i+n, i) \\ r(-n) = \frac{1}{M-n} \sum_{i=1}^{M-n} \mathbf{R}_{\text{med}}(i, i+n) \end{cases} \quad (12)$$

其中, $0 \leq n \leq M-1$. $\hat{\mathbf{R}}_{\text{medc}}$ 的计算方法同 $\hat{\mathbf{R}}_{\text{med}}$.

分别对重构矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{\text{med}}$ 和 $\hat{\mathbf{R}}_{\text{medc}}$ 进行特征值分解, 可以分别获得由 N 个大特征值所对应的特征向量组成的矩阵 \mathbf{U}_{S} , 即信号子空间; 由 $M-N$ 个小特征值所对应的特征向量组成的矩阵 \mathbf{U}_{N} , 即噪声子空间. 最后, 可使用广为熟知的 MUSIC 算法、ESPRIT 算法等完成 DOA 估计.

所提测向方法处理流程总结如下:

(1) 根据式(4)和式(5)以及所设定的窗口长度, 对阵列接收数据进行中值滤波, 得到中值滤波处理后的阵列接收数据 \mathbf{X}_{med} ;

(2) 对于中值滤波门限处理方法, 进一步根据式(6)引入全局中值对滤波结果进行调整, 得到调整处理后的阵列接收数据 \mathbf{X}_{medc} ;

(3) 分别计算阵列数据协方差矩阵 \mathbf{R}_{med} 和 \mathbf{R}_{medc} , 并利用式(11)和式(12)进一步对阵列数据协方差矩阵进

行噪声平滑处理;

(4) 分别对平滑处理后的阵列数据协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{\text{med}}$ 和 $\hat{\mathbf{R}}_{\text{medc}}$ 进行特征分解, 并利用传统的基于二阶矩的 MUSIC 算法、ESPRIT 算法等实现 DOA 估计.

3.3 克拉美罗界推导

克拉美罗界是评估测向算法估计性能的一个重要指标, 在这一小节将针对冲击噪声背景下测向算法的克拉美罗界进行推导. 针对波达方向参数 $\boldsymbol{\Gamma} = [\boldsymbol{\theta}]$ 的克拉美罗界是我们求解的目标, 其可以表示为:

$$\text{CRB}(\hat{\boldsymbol{\Gamma}}_i) \geq [\mathbf{J}_{\boldsymbol{\Gamma}}^{-1}]_{ii} \quad (13)$$

其中, $\hat{\boldsymbol{\Gamma}}_i$ 是对 $\boldsymbol{\Gamma}$ 中元素 $\boldsymbol{\Gamma}_i$ 的估计, $\mathbf{J}_{\boldsymbol{\Gamma}}$ 表示 Fisher 信息矩阵, 其第 i 行第 j 列的元素可表示为:

$$\mathbf{J}_{ij} = \text{E} \left[\frac{\partial \ln f_{\mathbf{X}}(\mathbf{X})}{\partial \boldsymbol{\Gamma}_i} \frac{\partial \ln f_{\mathbf{X}}(\mathbf{X})}{\partial \boldsymbol{\Gamma}_j} \right] \quad (14)$$

其中, $f_{\mathbf{X}}(\mathbf{X})$ 表示阵列接收数据的概率密度函数.

随机变量的概率密度函数一般是对其特征函数进行反傅里叶变换求得, 而 SoS 稳定分布没有固定的概率密度函数, 因此针对冲击噪声测向性能的克拉美罗界推导具有较大的难度. 此时, 可采用柯西-高斯混合模型^[17]对 SoS 稳定分布进行建模, 从而近似得到 SoS 稳定分布的概率密度函数. 对于任意复数 v , 其可以表示为 $v = \bar{v} + j\tilde{v}$, \bar{v} 和 \tilde{v} 分别表示其实部和虚部. 设冲击噪声满足参数为 $\boldsymbol{\Omega}$ 的圆对称分布, 其概率密度函数为 $f_n(\bar{n}, \tilde{n})$. 根据式(1), 有:

$$f_{\mathbf{X}}(\mathbf{X}) = \prod_{i=1}^L \prod_{m=1}^M f_n[\bar{x}_m(t) - \bar{g}_m(\boldsymbol{\Gamma}, t), \tilde{x}_m(t) - \tilde{g}_m(\boldsymbol{\Gamma}, t)] \quad (15)$$

其中, $\bar{x}_m(t)$ 和 $\tilde{x}_m(t)$ 分别表示阵元 m 第 t 个快拍数据的实部和虚部; $\mathbf{G}(\boldsymbol{\Gamma}, t) = \mathbf{X}(t) - \mathbf{N}(t) = \mathbf{A}\mathbf{S}(t)$, 表示阵列接收数据中的信号成分, $\bar{g}_m(\boldsymbol{\Gamma}, t)$ 和 $\tilde{g}_m(\boldsymbol{\Gamma}, t)$ 分别表示 $g_m(\boldsymbol{\Gamma}, t)$ 的实部和虚部, 且 $\mathbf{G}(\boldsymbol{\Gamma}, t) = [g_1(\boldsymbol{\Gamma}, t), g_2(\boldsymbol{\Gamma}, t), \dots, g_M(\boldsymbol{\Gamma}, t)]$. 则:

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_{ij} &= I_i(\boldsymbol{\Omega}) \sum_{i=1}^L \sum_{m=1}^M \frac{\partial \bar{g}_m(\boldsymbol{\Gamma}, t)}{\partial \boldsymbol{\Gamma}_i} \frac{\partial \tilde{g}_m(\boldsymbol{\Gamma}, t)}{\partial \boldsymbol{\Gamma}_j} \\ &\quad + I_i(\boldsymbol{\Omega}) \sum_{i=1}^L \sum_{m=1}^M \frac{\partial \tilde{g}_m(\boldsymbol{\Gamma}, t)}{\partial \boldsymbol{\Gamma}_i} \frac{\partial \bar{g}_m(\boldsymbol{\Gamma}, t)}{\partial \boldsymbol{\Gamma}_j} \\ I_i(\boldsymbol{\Omega}) &= \text{E} \left\{ \left[\frac{\partial f_n(\bar{n}, \tilde{n})}{\partial \bar{n}} \right]^2 \right\}, I_i(\boldsymbol{\Omega}) = \text{E} \left\{ \left[\frac{\partial f_n(\bar{n}, \tilde{n})}{\partial \tilde{n}} \right]^2 \right\} \end{aligned} \quad (16)$$

由于冲击噪声满足圆对称分布, 有 $f_n(\bar{n}, \tilde{n}) = f_n(\pm \bar{n}, \pm \tilde{n}) = f(\sqrt{\bar{n}^2 + \tilde{n}^2})$, 即 $I_i(\boldsymbol{\Omega})$ 和 $I_i(\boldsymbol{\Omega})$ 都可表示为:

$$I_i(\boldsymbol{\Omega}) = \pi \int_0^{\infty} \frac{[f'(\xi)]^2}{f(\xi)} \xi d\xi \quad (17)$$

综上, Fisher 信息矩阵可以表示为:

$$J_{\Gamma} = I_c(\Omega) \sum_{t=1}^L \operatorname{Re} \left[\left(\frac{\partial \mathbf{G}(\Gamma, t)}{\partial \Gamma} \right)^H \left(\frac{\partial \mathbf{G}(\Gamma, t)}{\partial \Gamma} \right) \right] \quad (18)$$

根据 Fisher 信息矩阵得到波达方向的克拉美罗界表达式:

$$\operatorname{CRB}(\theta) = \frac{\left\{ \sum_{t=1}^L \operatorname{Re} [\mathbf{D}_{S(t)}^H \mathbf{D}^H \mathbf{P}_A^\perp \mathbf{D} \mathbf{D}_{S(t)}] \right\}^{-1}}{I_c(\Omega)} \quad (19)$$

其中, $\mathbf{D}_{S(t)} = \operatorname{diag}(\mathbf{S}(t))$; $\mathbf{D} = [\mathbf{d}(\theta_1), \dots, \mathbf{d}(\theta_N)]$, $\mathbf{d}(\theta_i) = \partial \mathbf{a}(\theta_i) / \partial \theta_i$; $\mathbf{P}_A^\perp = \mathbf{I} - \mathbf{A}(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H$.

4 实验仿真及结果

为了验证所提方法在强冲击噪声和弱冲击噪声背景下的有效性,本文进行了仿真试验,将所提中值滤波的 2 种方法与文献[12]中的幅度处理方法和文献[8]中的 RFOLC 方法以及克拉美罗界进行仿真对比实验. 实验仿真中采用 8 元均匀线阵,阵元间距为半波长,信号从 0° 到 180° 角度范围入射到阵列,冲击噪声满足标准 $S\alpha S$ 分布,快拍数为 1000,广义信噪比 ρ_{GSNR} 定义为:

$$\rho_{\text{GSNR}} = 10 \lg \left\{ \frac{\mathbb{E}[|s(t)|^2]}{\gamma} \right\} \quad (20)$$

其中, $\mathbb{E}[|s(t)|^2]$ 表示信号功率. 如无特别说明,仿真统计 DOA 估计成功概率时,当所估计的信号角度与实际信号角度的绝对值之差小于等于 1° 时,认为估计成功. 均方根误差的计算采用:

$$\theta_{\text{MSE}} = \sqrt{\frac{1}{NL_0} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^{L_0} (\theta_i - \hat{\theta}_{ij})^2} \quad (21)$$

式中, L_0 表示独立实验的次数,在仿真中取 500, $\hat{\theta}_{ij}$ 表示 θ_i (真实值) 的第 j 次估计值.

仿真 1 为了验证所提方法的有效性并观察中值滤波窗口长度对滤除冲击噪声效果的影响,对所提算法估计性能随窗口长度变化的 DOA 估计性能进行仿真. 两个窄带远场独立信号分别从 60° 和 80° 入射到阵列上,采用 ESPRIT 算法进行 500 次独立试验,图 3 给出了本文所提中值滤波处理法在不同信噪比和特征指数时的测向性能随着滤波窗口长度变化的曲线. 图 4 给出了广义信噪比为 5dB 时,本文所提中值滤波处理法在不同信噪比、特征指数和窗口长度时的测向性能随着阵列快拍数据长度变化的曲线.

从图 3 可以看出,所提中值滤波方法对窗口长度要求不高,对中值滤波窗口长度不敏感,从节约计算成本角度出发,所提方法中值滤波窗口长度取值越小越好. 所提中值滤波方法在强冲击噪声和低信噪比环境下的估计成功概率很高,具有优良的估计性能;且估计性能随着信噪比的增加而提高,也随着特征指数的增加而提高. 在特征指数为 0.1,信噪比为 0dB 的极端恶劣条

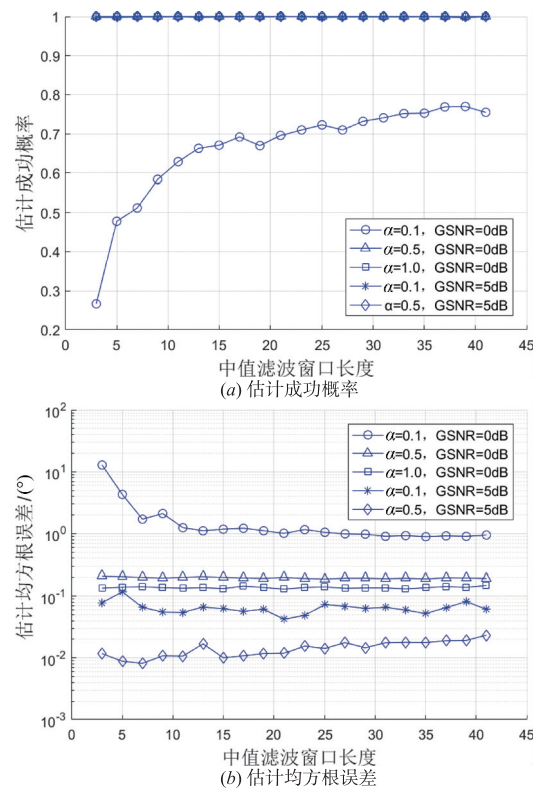


图3 估计性能随滤波窗口长度变化曲线

件下,窗口长度大于 10 时,中值滤波方法基本还是能够达到 60% 以上的估计成功概率,但此时估计性能还是存在较为严重的恶化甚至失效. 这是由于在极强冲击噪声时,冲击信号密度增大,中值滤波后仍然存在一定的野值,致使估计性能恶化或失效,而随着信噪比提升到 5dB 时,测向精度大幅提升,估计成功概率也大幅提高到 100%. 可见,所提方法对于强冲击噪声背景下的测向性能具有极大的改善作用,同时还保持良好的弱冲击噪声背景测向性能.

从图 4 可以看出,所提中值滤波方法窗口长度分别为 5、11 和 21 时,其估计性能在阵列数据快拍大于等于 50 时估计性能稳定,估计成功概率非常高,基本都能达到 100%. 中值滤波窗口长度取值为 5 时,估计精度更高,同时计算成本也更低(滤波窗口越长越消耗计算成本). 可见所提方法对于冲击噪声起到了很好的平滑作用,快拍数要求低,且对低信噪比情况的适应性优良.

仿真 2 两个窄带远场独立信号分别从 40° 和 60° 入射到阵列上,当广义信噪比为 5dB,图 5 分别给出了特征指数 $\alpha = 1.0$ 和 $\alpha = 0.5$ 时,使用 MUSIC 谱峰搜索方法进行 50 次独立试验,4 种方法的空间谱. 中值滤波窗口长度为 21; $\alpha = 1.0$ 时,RFLOC 参数为 0.3; $\alpha = 0.5$ 时,RFLOC 参数为 0.15.

从图 5 可以看出,在冲击噪声不强时,4 种方法都能正确估计且估计性能优良,所提基于中值滤波的 2 种

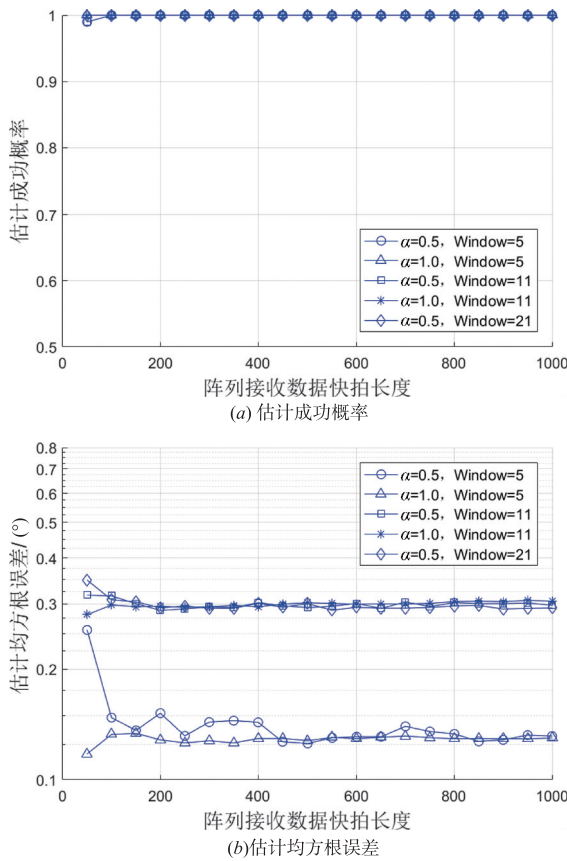


图4 估计性能随阵列快拍数变化曲线

方法具有更为集中和尖锐的谱峰。随着噪声冲击性的增强,即 α 减小,4种方法的性能都有不同程度下降:文献[12]中的方法随着噪声冲击性的增强,估计性能下降较为严重,存在偶尔估计失效的情况;RFLOC方法和所提的基于中值滤波的方法性能略有下降,但估计结果稳定;所提基于中值滤波门限处理法由于利用了整体中值辅助滤波,性能下降较小。相较而言,所提中值滤波门限处理法在强冲击噪声时仍能稳定估计,精度也更高,具有更好的估计性能。

仿真3 两个窄带远场独立信号从 45° 和 60° 入射,采用ESPRIT算法进行500次独立试验,图6给出了 $\alpha = 1.0$ 时,4种方法的估计性能以及克拉美罗界(CRB)随广义信噪比变化的曲线,其中,RFLOC参数取值为0.3。

从图6可知,特征指数 $\alpha = 1.0$,本文提出的2种方法在低信噪比时均显著优于文献[12]中的方法和RFLOC方法,且估计精度亦更为接近克拉美罗界,从而验证了所提出的中值滤波处理方法能够更好的消除冲击噪声。文献[12]中的方法在低信噪比时估计均方根误差很大,这是由于在低信噪比时,其偶尔存在幅度门限估计偏差太大,造成估计失效的情况。在低信噪比时,所提基于中值滤波门限处理法估计性能更为优良,这

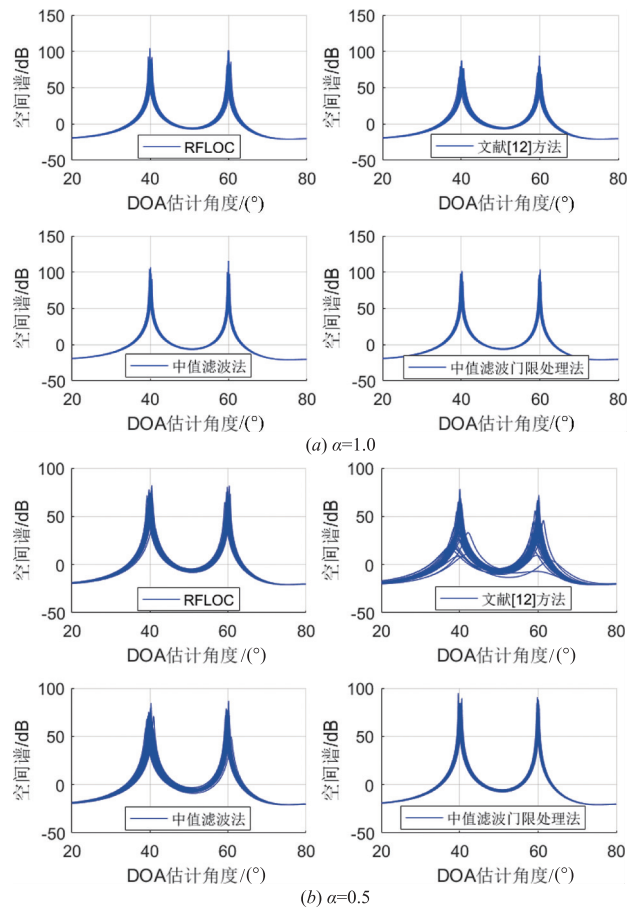


图5 不同特征指数时的空间谱

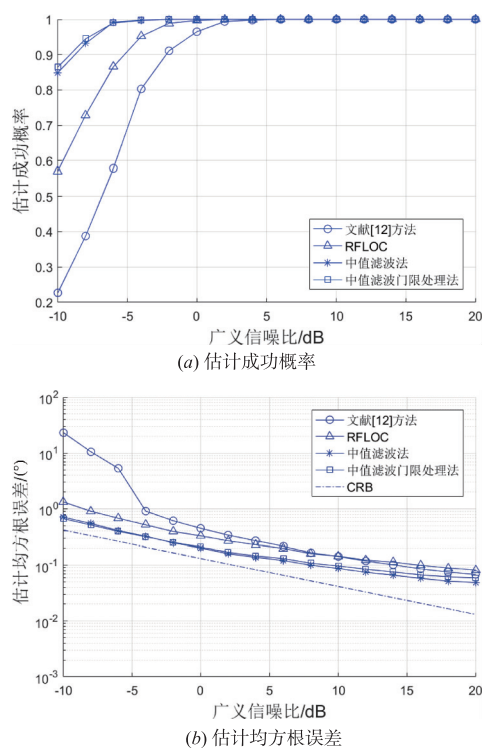


图6 $\alpha=1.0$ 时估计性能随信噪比变化曲线

是由于低信噪比时中值滤波存在一定的野值,通过利用整体中值辅助滤波,可以对这些野值做进一步地剔除,从而提高了低信噪比时的估计性能.图 6(b)还显示,随着信噪比增加,中值滤波法的估计均方根误差更低,这是由于中值滤波门限处理法损失了部分有用信号,即图 2 所示的削顶现象,从而使得估计精度相对中值滤波法降低.

仿真 4 两个窄带远场独立信号从 60° 和 70° 入射,采用 ESPRIT 算法进行 500 次独立试验,广义信噪比为 20dB,图 7 给出了 4 种方法的估计性能随特征指数 α 的变化曲线.

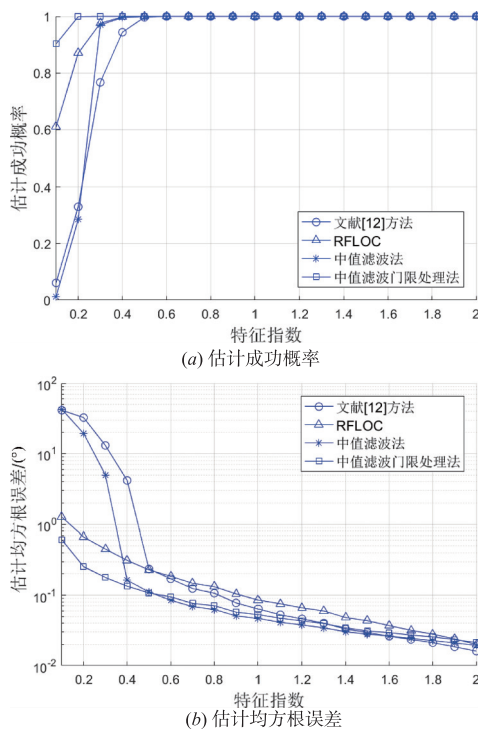


图7 估计性能随 α 变化曲线

从图 7 可以看出,文献[12]中的方法在 $\alpha < 0.4$ 的强冲击噪声时,估计性能严重退化. RFLOC 方法对冲击噪声的适应性较好,但估计性能不如基于中值滤波的方法.本文所提的中值滤波法在 $\alpha < 0.3$ 的强冲击噪声背景下,滤波后仍然存在较为严重的野值或冲击成分,导致有时估计性能严重恶化或者失效;而在 $\alpha \geq 0.3$ 时,中值滤波效果稳定,估计性能迅速提高.所提中值滤波门限处理法由于利用整体中值辅助滤波,能够有效改善强冲击噪声时的测向性能.

5 结语

通过对 SaS 过程分布特性的分析和研究,利用中值滤波原理,提出了中值滤波法对阵列接收数据进行预处理,从而平滑冲击噪声,实现简单高效的冲击噪声

背景测向,并推导了冲击噪声背景测向的克拉美罗界.为了改善中值滤波法在强冲击噪声和低信噪比时的估计性能,利用整体中值辅助滤波,提出了中值滤波门限处理法.所提方法无需估计先验参数,且处理过程简单,易于工程实现.理论分析和实验仿真验证表明,所提方法极大的提高了冲击噪声背景测向算法在低信噪比和强冲击噪声环境下的测向性能.

参考文献

- [1] Ma X Y, Nikias C L. Joint estimation of time delay and frequency delay in impulsive noise using fractional lower order statistics [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1996, 44 (11): 2669 – 2687.
- [2] Schmidt R O. Multiple emitter location and signal parameter estimation [J]. IEEE Trans Antennas & Propagation, 1986, 34(3): 276 – 280.
- [3] 张彦奎,王大鸣,等.基于双向传播算子的互质面阵二维波达方向估计[J].电子学报,2019,47(3):576 – 583.
Zhang Y K, Wang D M, et al. Two-dimensional DOA estimation with coprime rectangular array using bi-directional propagator method [J]. Acta Electronica Sinica, 2019, 47 (3): 576 – 583. (in Chinese)
- [4] Li Q, Su T, Wu K. Accurate DOA estimation for large-scale uniform circular array using a single snapshot [J]. IEEE Communications Letters, 2019, 23(2): 302 – 305.
- [5] Tsihrintzis G A, Nikias C L. Fast estimation of the parameters of alpha-stable impulsive interference [J]. IEEE Trans Signal Process, 1996, 6(44): 1492 – 1503.
- [6] Hari K V S, Lalitha V. Subspace-based DOA estimation using fractional lower order statistics [A]. 2011 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing [C]. Prague: IEEE, 2011. 2580 – 2583.
- [7] Panagiotis T, Chrysostomos L N. The robust covariation-based MUSIC (ROC-MUSIC) algorithm for bearing estimation in impulsive noise environments [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1996, 44(7): 1623 – 1633.
- [8] 高洪元,刁鸣.重构分数低阶协方差的子空间拟合测向算法[J].电波科学学报,2009,24(4):729 – 734.
Gao H Y, Diao M. Direction finding of signal subspace fitting algorithm based on reconstructed fractional lower order covariance [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2009, 24 (4): 729 – 734. (in Chinese)
- [9] 王鹏,邱天爽,等.脉冲噪声下基于稀疏表示的韧性 DOA 估计方法[J].电子学报,2018,46(07):1537 – 1544.
Wang P, Qiu T S, et al. A robust DOA estimation method based on sparse representation for impulsive noise environments [J]. Acta Electronica Sinica, 2018, 46(07): 1537 – 1544. (in Chinese)

- [10] Gao H Y, Li J, et al. Direction finding of bistatic MIMO radar based on quantum-inspired grey wolf optimization in the impulsive noise [J]. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2018, 75(1): 1–14.
- [11] 刁鸣, 安春莲. 冲击噪声背景下的 DOA 估计新方法 [J]. 北京邮电大学学报, 2013, 36(05): 99–104.
Diao M, An C L. A novel DOA estimation method in impulsive noise [J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2013, 36(05): 99–104. (in Chinese)
- [12] 刁鸣, 刘磊, 等. 冲击噪声背景下独立信号与相干信号并存的测向自适应新方法 [J]. 中南大学学报(自然科学版), 2016, 47(01): 108–113.
Diao M, Liu L, et al. DOA estimation for uncorrelated and coherent signals in impulsive noise [J]. Journal of Central South University (Science and Technology), 2016, 47(01): 108–113. (in Chinese)
- [13] Li L, Nicolas H Y, et al. Parameter estimation based on sigmoid transform in wideband bistatic MIMO radar system under impulsive noise environment [J]. Sensors, 2019, 19(2): 1–8.
- [14] Shi Y M, Mao X P, et al. Robust relaxation for coherent DOA estimation in impulsive noise [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2019, 26(3): 410–414.
- [15] Quan T, Qiu T S, et al. A novel direction finding algorithm for distributed sources under impulsive noise environments [J]. International Journal of Electronics and Communications, 2020, 117(3): 1–10.
- [16] 赵鹏, 蒋宇中, 等. 基于局部方差中值滤波的极/超低频信道噪声抑制方法 [J]. 电子学报, 2019, 47(4): 955–961.

Zhao P, Jiang Y Z, et al. Channel noise suppression method based on median filtering using local variance for extreme/super low frequency communications [J]. Acta Electronica Sinica, 2019, 47(4): 955–961. (in Chinese)

- [17] Li X, Sun J, et al. Bi-parameter CGM model for approximation of α -stable PDF [J]. Electronics Letters, 2008, 44(18): 1096–1097.

作者简介



安春莲 女, 1987 年 2 月出生, 重庆璧山人, 博士, 高级工程师. 研究方向: 阵列信号处理, 多元信息融合.

E-mail: ancl2019@163.com



杨古月 男, 1987 年 11 月出生, 吉林四平人, 硕士, 工程师. 研究方向: 电磁兼容技术、信号处理技术.

E-mail: 644290295@qq.com



杨延菊 女, 1985 年 4 月出生, 河北邢台人, 博士, 副教授. 研究方向: 工程电磁场与智能探测技术.

E-mail: 962232045@qq.com