

强干扰背景下基于局部空间差分算法的 相干目标 DOA 估计

林 斌, 胡国平*, 郑桂妹, 周 豪

(空军工程大学防空反导学院, 西安, 710051)

摘要 针对传统算法对强干扰背景下相干目标的波达方向(direction of arrival, DOA)估计效率低、精度不高等问题,在构造干扰阻塞矩阵消除特定方向强干扰的基础上,基于局部空间差分算法进行相干目标的 DOA 估计。首先通过接收信号矩阵的角度信息构造阻塞矩阵来剔除协方差矩阵的强干扰信息,然后利用局部空间差分算法将协方差矩阵划分为若干子阵,从而充分提取有效信息并实现解相干,最后利用线性算子算法完成对目标的 DOA 估计,避免高复杂度的谱峰搜索。结果表明:该算法有效提高了数据利用率,有较好的解相干效果,能够在不同的信噪比和快拍数条件下获得比传统算法更低的估计偏差和更高的成功概率。

关键词 相干信号;强干扰信号;阵列信号处理;局部差分算法;波达方向估计

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2022.02.006

中图分类号 TN953 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2022)01-0034-05

A Coherent Target DOA Estimation Based on Local Spatial Difference Algorithm under Conditions of Strong Interference Background

LIN Bin, HU Guoping, ZHENG Guimei, ZHOU Hao

(Air Defense and Antimissile School, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China)

Abstract Aimed at the problems that the traditional algorithm is low in efficiency and low in accuracy of the direction of arrival (DOA) estimation in coherent targets under conditions of strong interference background, on the basis of constructing the interference blocking matrix to eliminate strong interference in a specific direction, a DOA estimation of coherent targets is made based on the local spatial difference algorithm. First, the blocking matrix is constructed by the angle information of the received signal matrix to eliminate the strong interference information of the covariance matrix, and then the covariance matrix is divided into several sub-matrices using the local spatial difference algorithm, fully extracting the effective information. Finally, the linear operator method is utilized for completing the DOA of the target estimation. The algorithm effectively improves the data utilization. The simulations show that the proposed method is low in estimation deviation and high in success probability in comparison with the traditional algorithm under conditions of strong interference background.

收稿日期: 2021-07-16

基金项目: 国家自然科学基金(62071476)

作者简介: 林 斌(1997—),男,福建莆田人,硕士生,研究方向为阵列信号处理。E-mail:1347579672@qq.com

通信作者: 胡国平(1964—),男,江西南昌人,教授,博士生导师,研究方向为雷达信号处理、雷达反隐身技术、无线通信技术和图像处理。E-mail:hgp6068@163.com

引用格式: 林斌, 胡国平, 郑桂妹, 等. 强干扰背景下基于局部空间差分算法的相干目标 DOA 估计[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2022, 23(2): 34-38. LIN Bin, HU Guoping, ZHENG Guimei, et al. A Coherent Target DOA Estimation Based on Local Spatial Difference Algorithm under Conditions of Strong Interference Background[J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2022, 23(2): 34-38.

Key words coherent source; strong interference signal; array signal processing; local spatial difference algorithm; direction of arrival estimation

随着战场电磁环境的日益复杂,雷达探测面临越来越多的电磁干扰,使得雷达对目标的探测愈发困难^[1-4]。强电磁干扰会将目标的回波信号掩盖,或者使信号处理机、接收机过载^[5-6]。当干扰信号的功率相对回波信号较大时,如果直接利用所接收的数据进行波达方向估计,会将强干扰造成的伪峰当成信源的波峰,从而导致正确的角度被误读^[7-9]。目前解决该问题的一种方法是信号分离,主要有松弛算法^[10]、清除算法^[11],此类算法将所有信号的阵列输出部分分离成多个数据块,然后根据干扰信号的特征找出含有干扰信号的数据块并剔除,从而达到目标识别的目的,但此类算法存在复杂度高的问题。另一种是扩展噪声子空间算法^[12],该算法首先进行特征值分解,然后找出干扰信号的特征向量,将其编入噪声子空间,在此基础上进行常规 DOA 估计。另外,还有苏成晓、陈辉等人提出的干扰阻塞法(jamming jam method, JJM)及其扩展运用^[13-17],由于其低复杂度和高可靠性,在强干扰条件下弱源角度估计中得到广泛应用。其核心思想是利用信号接收矩阵的角度信息构造干扰阻塞矩阵,对接收信号协方差矩阵的干扰信号进行剔除。针对强干扰背景下相干信源的 DOA 估计,邱连龙等人通过修正的 Toeplitz 算法对相干信号进行解相干处理,然后运用干扰阻塞矩阵法抑制干扰信号的影响^[18];刘正堂、程彦杰等人在此基础上进行改进,提高了对非平稳噪声的抑制性能^[19],但这两种算法都存在估计性能不佳的情况。

针对强干扰背景下对相干信号 DOA 估计精度不高的问题,本文对文献[20]所提算法进行了改进,首先构建阻塞矩阵对信号协方差矩阵进行降维处理,对降维后的协方差矩阵的所有列向量划分为重叠的子向量后形成相应的协方差子阵,然后利用子阵进行局部空间差分提取样本协方差矩阵的所有数据信息,最后采用线性算子完成对目标的 DOA 估计。与传统算法相比,该算法有更高的数据利用率,从而具有更高的估计精度和成功率。

1 信号模型

假设 K 个远场窄带信号和 J 个强干扰信号 $S_i(t)$ ($i=1, 2, \dots, J, \dots, K+J$) 入射到均匀线阵,入射角是 θ_i ,假设前 J 个为强干扰信号,其功率满足 $\sigma_1^2 > \sigma_2^2 > \dots > \sigma_J^2 \gg \sigma_{J+1}^2 > \dots > \sigma_{K+J}^2$ 。阵元的间距 d

为信号波长的二分之一,该阵列由 M 个阵元组成,其中各单元为全向性的,则阵列的第 m 个阵元在 t 时刻的接收信号可表示为:

$$x_m(t) = \sum_{i=1}^{K+1} S_i(t) \exp\{j(m-1)\pi \sin(\theta_i)\} + n_m(t) \quad (1)$$

式中: $n_m(t)$ 为第 m 个阵元在 t 时刻的高斯白噪声; $S_i(t)$ 为第 i 个信源或干扰的复包络。

阵元输出的矢量表示为:

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{A}(\theta) \mathbf{S}(t) + \mathbf{N}(t) \quad (2)$$

式中: $\mathbf{A}(\theta) = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_J), \dots, \mathbf{a}(\theta_{K+J})]$ 为 $M \times (K+J)$ 维方向矩阵, $\mathbf{S}(t)$ 为 $(K+J) \times 1$ 维信号向量, $\mathbf{N}(t)$ 为 $M \times 1$ 维加性噪声矢量, $\mathbf{a}(\theta_i) = [1, \exp(-j\pi \sin \theta_i), \dots, \exp(-j\pi(M-1) \sin \theta_i)]^T$, $(\cdot)^T$ 表示矩阵的转置。

则阵列信号的数据协方差矩阵 \mathbf{R} 为:

$$\mathbf{R} = E\{\mathbf{X}\mathbf{X}^H\} = \mathbf{A}(\theta) \mathbf{R}_s \mathbf{A}^H(\theta) + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (3)$$

式中: $(\cdot)^H$ 表示矩阵共轭转置; $\mathbf{R}_s = E\{\mathbf{S}(t)\mathbf{S}(t)^H\}$; σ_n^2 表示噪声功率。

2 强干扰剔除与目标解相干

式(3)所求协方差矩阵含有强干扰信号信息,若此时对数据协方差子阵进行特征值分解,会出现 J 个大特征值,导致空间谱曲线产生 J 个伪峰,对此,需要对该信号进行剔除。

先假设强干扰信号数为 1,入射角度为 θ_J ,定义 1 个 $(M-1) \times M$ 维的干扰阻塞矩阵 $\mathbf{T}^H(\theta)$ 为:

$$\mathbf{T}^H(\theta) = \begin{bmatrix} 1 & -e^{j\pi \sin(\theta)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & -e^{j\pi \sin(\theta)} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & -e^{j\pi \sin(\theta)} \end{bmatrix}_{(M-1) \times M} \quad (4)$$

则可以推导出:

$$\mathbf{T}^H(\theta) \mathbf{A}(\theta) = \mathbf{T}^H(\theta) [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_{K+J})] = [\mathbf{b}(\theta_1), \mathbf{b}(\theta_2), \dots, \mathbf{b}(\theta_{K+J})] \quad (5)$$

式中: $\mathbf{b}(\theta_i) = \{1 - e^{j\pi[\sin(\theta) - \sin(\theta_i)]}\} \mathbf{a}(\theta_i)$, $i=1, 2, \dots, K+J$ 。

当 $\theta = \theta_J$ (θ_J 为强干扰的角度) 时,式(4)中 $\mathbf{b}(\theta_J) = 0$,可以化简为:

$$\mathbf{B}(\theta) = [\mathbf{b}(\theta_1), \mathbf{b}(\theta_2), \dots, \mathbf{b}(\theta_{J-1}), \mathbf{b}(\theta_{J+1}), \dots, \mathbf{b}(\theta_{K+J})] \quad (6)$$

式(6)表明,只要获取强干扰源的入射方向就可以构造干扰矩阵对阵列信号矩阵 \mathbf{T} 进行变换来消

除强干扰影响。

同理,若需要同时剔除 J 个干扰,则阻塞矩阵应构造为:

$$\mathbf{T}^H = \prod_{j=1}^J \mathbf{T}_j \quad (7)$$

式中: \mathbf{T}_j 为 $(M-j) \times (M-j+1)$ 维的矩阵。

对式(7)降维后的接收数据为:

$$\mathbf{R}_y = \mathbf{T}^H \mathbf{R} \mathbf{T} = \mathbf{T} + \sigma_n^2 \mathbf{T}^H \mathbf{T} \quad (8)$$

式中的噪声项变为 $\sigma_n^2 \mathbf{T}^H \mathbf{T}$ 。

此时,可以说基本从协方差矩阵去除了干扰信息,但协方差矩阵中仍然存在相干信号信息,若有 P 个信号相干,则协方差矩阵的秩会降为 $M-J-P$,相应的信号子空间维度也会降为 $M-J-P$ 。要使协方差矩阵的秩恢复就需要解相干,为此本文采用数据利用率高的局部空间差分算法进行解相干处理。

如图 1 所示,本文算法将矩阵 \mathbf{R}_y 的第 1 列均分为 N 个重叠的子向量,子向量的长度为 $Q(Q=M-N+1)$,第 2 列到第 $(N-1)$ 列的每一列自下而上划分为 $N-q+1$ (q 为列数)个子向量,而第 N 列到 M 列的元素表示为协方差子阵:

$$\mathbf{K}_N \mathbf{R}_y \mathbf{K}_N^H (\mathbf{K}_N = [0_{Q(N-1)} \mathbf{I}_Q]) \quad (9)$$

图 1 剔除干扰后的信号协方差矩阵

以第 1 列为例,第 q 个子向量是第 q 个信号列及其第 1 个元素之间的协方差值。其中,第 q 个子向量信号模型为:

$$\mathbf{y}_q(t) = \mathbf{K}_q \mathbf{y}(t) = \mathbf{B}_Q \Phi^{q-1} \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}_q \quad (10)$$

式中: $\mathbf{K}_q = [0_{Q(q-1)} \mathbf{I}_Q 0_{Q(M-q)}]$; \mathbf{B}_Q 是由阵列方向矩阵 \mathbf{B} 的前 Q 行组成的子矩阵; $\Phi = \text{diag}[e^{j\pi \sin(\theta)_1}, e^{j\pi \sin(\theta)_2}, \dots, e^{j\pi \sin(\theta)_K}]$; $\mathbf{s}(t)$ 为剔除干扰后的信号向量; \mathbf{n}_q 是其对应的噪声矢量。 $\mathbf{y}_y(t)$ 的第 1 个元素可以表示为:

$$y_{1q}(t) = \mathbf{e}_1 \mathbf{y}_q(t) = \bar{\mathbf{b}}_1 \Phi^{q-1} \mathbf{s}(t) + \mathbf{e}_1 \mathbf{n}_q \quad (11)$$

式中: $\bar{\mathbf{b}}_1$ 是 \mathbf{B}_Q 的第 1 行, \mathbf{e}_1 为 $1 \times Q$ 的单位向量,即第 1 个元素为 1,其他元素为 0 的向量。

提取第 1 列元素后,第 1 个协方差子阵为:

$$\mathbf{R}_1 = \{E[\mathbf{y}_1(t) \mathbf{y}_{11}^*(t)], \dots, E[\mathbf{y}_q(t) \mathbf{y}_{11}^*(t)], \dots, E[\mathbf{y}_N(t) \mathbf{y}_{11}^*(t)]\} = \mathbf{B}_Q \{ \mathbf{R}_s'^{-H} \bar{\mathbf{b}}_1, \Phi \mathbf{R}_s'^{-H} \bar{\mathbf{b}}_1, \dots, \Phi^{N-1} \mathbf{R}_s'^{-H} \bar{\mathbf{b}}_1 \} + \mathbf{A}_1 \quad (12)$$

式中: $\mathbf{A}_1 = [\mathbf{e}_1^T, \mathbf{0}_{\theta \times 1}, \dots, \mathbf{0}_{\theta \times 1}]_{Q \times N}$; \mathbf{R}_s' 为上文提到的剔除干扰后的信号子空间; $(\cdot)^*$ 表示共轭。

同样,第 q 列对角线下方的元素分为了 $N-q+1$ 个子向量,所以,第 q 个协方差子阵:

$$\mathbf{R}_q = \{E[\mathbf{y}_1(t) \mathbf{y}_{1q}^*(t)], E[\mathbf{y}_2(t) \mathbf{y}_{1q}^*(t)], \dots, E[\mathbf{y}_N(t) \mathbf{y}_{1q}^*(t)]\} = \mathbf{B}_Q \{ \Phi^{q-1} \mathbf{R}_s'^{-H} \bar{\mathbf{b}}_1, \dots, \Phi^{N-1} \mathbf{R}_s'^{-H} \bar{\mathbf{b}}_1 \} + \mathbf{A}_q \quad (13)$$

式中: $\mathbf{A}_q = \{ \mathbf{e}_1^T, \mathbf{0}_{Q \times 1}, \dots, \mathbf{0}_{Q \times 1} \}_{Q \times (N-q+1)}$ 。

噪声协方差矩阵 \mathbf{A}_q 是一个 $Q \times (N-q+1)$ 的单位矩阵,第一个元素为 1,其他元素为 0,所以噪声部分集中在矩阵 \mathbf{R}_q 的第一列。为了抑制噪声矩阵的影响,建立初始矩阵:

$$\mathbf{C}_q = \{E[\mathbf{y}_1(t) \mathbf{y}_{11}^*(t)], 0, \dots, 0\}_{Q \times (N-q+1)} = \mathbf{B}_Q \{ \mathbf{R}_s'^{-H} \bar{\mathbf{b}}_1, 0, \dots, 0 \} + \mathbf{A}_q \quad (14)$$

其中 $q=1, 2, \dots, N-1$,结合公式(13)和(14),建立第 q 个空间差分矩阵:

$$\mathbf{D}_q = \mathbf{C}_q - \mathbf{J}_Q \mathbf{R}_q^* = \mathbf{B}_Q \mathbf{\Pi}_q \quad (15)$$

式中: $\mathbf{\Pi}_q = \{ \mathbf{R}_s'^{-H} \bar{\mathbf{b}}_1 - \Phi^{Q-q} \mathbf{R}_s'^{-H} \bar{\mathbf{b}}_1, \dots, -\Phi^{Q-N} \mathbf{R}_s'^{-H} \bar{\mathbf{b}}_1 \}$, \mathbf{J}_Q 表示 $Q \times Q$ 维的反对角矩阵,其中反对角线上元素均为 1。式(15)只对噪声部分进行差分运算,而完全保留非噪声部分,信息损失可以大大减少,互相关部分也可以抑制噪声的影响。

利用复对称性将右上协方差矩阵同左下矩阵联合起来,最终的空间差分矩阵可以表示为:

$$\mathbf{D} = [\mathbf{D}_0, \mathbf{J}_Q \mathbf{D}_0^*] \quad (16)$$

式中: $\mathbf{D}_0 = \{ \mathbf{D}_1, \mathbf{D}_2, \dots, \mathbf{D}_{N-1}, \mathbf{D}_N \}$ 。

3 本文算法

由文献[21]可知,如果 $Q \geq 2K$,则 \mathbf{D} 的秩等于信号个数的 2 倍,即 $\text{rank}(\mathbf{D}) = 2K$ 。根据这一理论将矩阵 \mathbf{D} 分成 2 个子矩阵 $[\mathbf{D}_{Q1}^T, \mathbf{D}_{Q2}^T]^T$,其中 \mathbf{D}_{Q1} 由矩阵 \mathbf{D} 的前 $2K$ 行组成, \mathbf{D}_{Q2} 由后 $Q-2K$ 行组成,因为 \mathbf{D}_{Q1} 、 \mathbf{D}_{Q2} 都是满秩的 Vandermonde 矩阵,所以存在一个 $2K+(Q-2K)$ 线性算子 \mathbf{P} ,使 $\mathbf{D}_{Q2} = \mathbf{P}^H \mathbf{D}_{Q1}$ 。

将 \mathbf{B}_Q 与 \mathbf{D} 一样划分为 2 个矩阵 $[\mathbf{B}_{Q1}^T, \mathbf{B}_{Q2}^T]^T$, \mathbf{B}_{Q1} 、 \mathbf{B}_{Q2} 分别由矩阵 \mathbf{B}_Q 的前 $2K$ 行和后 $Q-2K$ 行组成,所以存在 $\mathbf{B}_{Q2} = \mathbf{P}^H \mathbf{B}_{Q1}$ 。

线性算子 \mathbf{P} 可以表示为:

$$\mathbf{P} = (\mathbf{B}_{Q1}^{-1})^H \mathbf{B}_{Q2}^H = (\mathbf{D}_{Q1} \mathbf{D}_{Q1}^H)^{-1} \mathbf{D}_{Q1} \mathbf{D}_{Q2}^H \quad (17)$$

为方便下列计算,定义 $\mathbf{\Omega} = [\mathbf{P}^T, -\mathbf{I}_{Q-2K}]$,可以得到 $\mathbf{\Omega}^H \mathbf{B}_Q = \mathbf{0}_{(Q-2K) \times 2K}$ 。同样,定义 $\mathbf{a}(\theta) = [1, \dots, e^{-j\pi(Q-1)\sin(\theta)}]^T$, θ 的估计值 $\hat{\theta}$ 就是最小化代价函数

$f(\theta)$ 时所取的值。

$$f(\theta) = \mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{\Pi} \mathbf{a}(\theta) \quad (18)$$

式中: $\mathbf{\Pi} = \mathbf{\Omega}(\mathbf{\Omega}^H \mathbf{\Omega})^{-1} \mathbf{\Omega}^H$ 。

根据上述分析,总结本文算法如下:

步骤 1 由阵元输出矢量 $\mathbf{X}(t)$ 估计阵列的数据协方差矩阵 \mathbf{R} ;

步骤 2 构造干扰阻塞矩阵 \mathbf{T} , 消除强干扰信号的影响, 得到校正后的矩阵 \mathbf{R}_y ;

步骤 3 根据式(13)得到第 q 个协方差子阵 \mathbf{R}_q , 并构建第 q 个空间差分矩阵 \mathbf{D}_q ;

步骤 4 根据式(15)得到最终的空间差分矩阵 \mathbf{D} ;

步骤 5 计算式(16)中的线性算子 \mathbf{P} , 并利用式(17)中的代价函数得到 DOA。

4 仿真结果与分析

假设阵列上阵元的数量为 $M=12$, 相干信号数目为 2, 强干扰数目为 1。第 k 个信号的信噪比定义为 $10\lg(\sigma_k^2/\sigma_n^2)$; 干信比定义为 $10\lg(\sigma_j^2/\sigma_k^2)$; 干噪比定义为 $10\lg(\sigma_j^2/\sigma_n^2)$ 。其中, σ_k^2 为第 k 个信号的功率, σ_j^2 为强干扰信号功率, σ_n^2 为噪声功率。

4.1 强干扰背景下算法分辨能力

仿真设定目标信号入射角为 -15° 和 15° , 强干扰信号入射角度为 40° , 干信比为 10 dB, 信噪比为 0 dB, 快拍数为 250。图 2 给出了常规 MUSIC 算法、文献[16]提出的 JJM 算法、文献[18]提出的修正 Toeplitz 算法和本文算法的空间谱曲线。

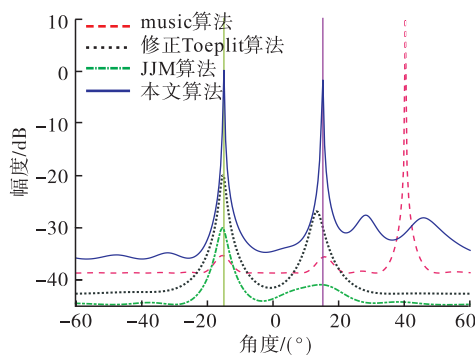


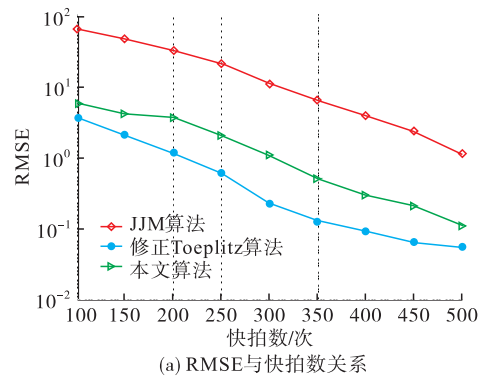
图 2 空间谱曲线比较

图 2 表明, 常规 MUSIC 算法极易将强干扰信号形成的伪峰当做真实目标的波峰, 导致无法估计出相干目标的波达角; JJM 算法虽然能够抑制强干扰信号, 但对相干信号估计效果较差; 修正的 Toeplitz 算法可以较好地抑制干扰来估计目标角度, 但与真正的目标角度存在一定误差。而本文所提出的算法能够有效准确地估计目标角度, 原因是采用

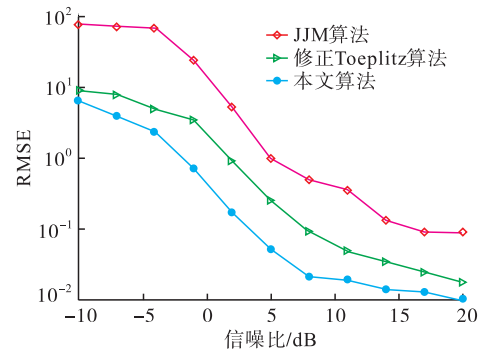
的局部空间差分算法充分利用了数据协方差矩阵的所有信息, 使得估计精度有较大的提升。

4.2 误差性能分析

进行蒙特卡罗实验次数为 500, 图 3(a) 中给出信噪比为 0 dB, 快拍数按步长 50 从 100 变化到 500, 干噪比、信噪比同上, 分别作出 JJM 算法、修正 Toeplitz 算法和本文算法的均方根误差 (root mean square error, RMSE) 随快拍数的变化曲线。图 3 (b) 为快拍数为 250, 信噪比按步长 3 dB 从 -10 dB 变化到 20 dB, 给出的 RMSE 随信噪比变化的对比曲线。



(a) RMSE 与快拍数关系



(b) RMSE 与信噪比关系

图 3 RMSE 误差分析

从图 3 可以看出, 本文算法估计精度要好于修正 Toeplitz 算法, 而修正 Toeplitz 算法与 JJM 算法相比有更高的估计性能。在强干扰的背景下, 当快拍数以及信噪比增大到一定程度, 3 种算法的性能差距较小。

4.3 成功概率分析

成功概率是实际运用中重要的参数。对 3 种算法进行 500 次蒙特卡罗实验, 图 4(a) 中, 在信噪比为 0 dB 下, 快拍数按步长 50 从 100 变化到 500, 干噪比、信噪比同上, 分别给出 JJM 算法、修正 Toeplitz 算法和本文算法的成功概率随快拍数的变化曲线。同样, 图 4(b) 中给出在快拍数为 250 时, 信噪比按步长 3 dB 从 -10 dB 变化到 20 dB, 3 种算法成功概率随信噪比变化的曲线。

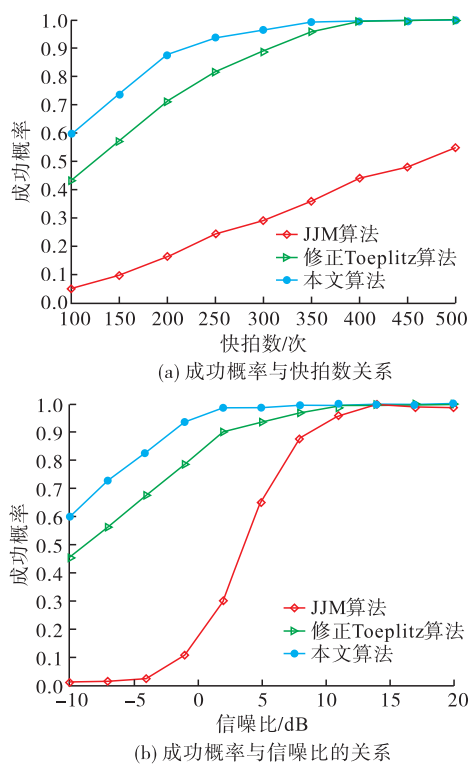


图4 算法成功概率分析

从图4可以看出, JJM算法在低信噪比下,表现一般,本文算法和修正Toeplitz算法估计概率在多数情况下要好于JJM算法,但本文算法相对于修正Toeplitz算法有着更高的成功概率,尤其是在信噪比以及快拍数不高的限制下,对比修正Toeplitz算法能更好地估计目标的波达方向。

4.4 时间复杂度分析

对3种算法进行500次蒙特卡罗实验,仿真设定2个目标信号和1个强干扰信号,快拍数为250,干噪比、信噪比同上, JJM算法、修正Toeplitz算法和本文算法的仿真时间分别为0.7026、0.9527、0.9030,可以看出, JJM算法仿真时间最短,但其性能较差。而本文算法较修正Toeplitz算法运算时间较少,原因是本文算法通过使用线性算子来计算波达角,运算量有一定下降。

5 结语

针对强干扰背景下对于相干目标的测向问题,本文提出了一种基于干扰阻塞及局部空间差分的DOA估计算法,该算法首先通过信号矩阵构造干扰阻塞矩阵剔除干扰降维,然后对协方差矩阵进行局部空间差分运算得到重构矩阵,该方法在强干扰条件下充分利用了数据信息,提高了测向性能,最后利用线性算子进行了DOA估计,降低了复杂度。实验结果表明,所提算法能够很好地在强干扰环境下对相干信号进行DOA估计,尤其在低信噪比、低快

拍数条件下,其性能相比传统算法具有更高的精度以及准确率,有利于在今后复杂多变的电磁环境下得到更好的运用。

参考文献

- [1] WANG Z, SCHAEGER R F, SKOGLUND M, et al. Strong Secrecy for Interference Channels Based on Channel Resolvability[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2018. DOI: 10.1109/TIT.2018.2834508.
- [2] ORLANDO D. A Novel Noise Jamming Detection Algorithm for Radar Applications[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2016. DOI: 10.1109/LSP.2016.2645793.
- [3] YANG Y, ZHANG Y, LONG Y. Wideband Sparse Spatial Spectrum Estimation Using Matrix Filter with Nulling in A Strong Interference Environment[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2018, 143(6): 3891.
- [4] 张赫, 陈华伟. 一种强干扰环境下的离格稀疏贝叶斯DOA估计方法[J]. 数据采集与处理, 2019, 34(6): 1019-1029.
- [5] FU W, HU Z, LI D. A Sorting Algorithm for Multiple Frequency-Hopping Signals in Complex Electromagnetic Environments[J]. Circuits, Systems, and Signal Processing, 2020, 39(1): 1-23.
- [6] ZHANG C, HAN Y, ZHANG P, et al. Research on Modern Radar Emitter Modelling Technique under Complex Electromagnetic Environment[J]. The Journal of Engineering, 2019, (20): 7134-7138.
- [7] ZHANG Z, XUE Y, MA R, et al. An Easy-Implemented Confidence Filter for Signal Processing in the Complex Electromagnetic Environment[J]. Microelectronics Reliability, 2018, 88-90: 225-229.
- [8] 张怀根, 何强. 机载雷达抗干扰技术现状与发展趋势[J]. 现代雷达, 2021, 43(3): 1-7.
- [9] TIAN Y, LIANG G, FU J. Direction Estimation of Coherent Signals Based on the Symmetry of Uniform Linear Array[J]. Proceedings of Meetings on Acoustics, 2019, 33(1): 1-9.
- [10] 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.
- [11] 王璐, 李素姣, 张耀天, 等. 利用周期重复CLEAN的GNSS欺骗式干扰抑制算法[J]. 信号处理, 2015, 31(12): 1636-1641.
- [12] 张静, 廖桂生, 张洁. 强信号背景下基于噪声子空间扩充的弱信号DOA估计方法[J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(6): 1279-1283.

