

基于平行因子分析的近场循环平稳信源 方位角和距离联合估计

刘妍妍, 孙晓颖, 刘国红

(吉林大学通信工程学院, 吉林长春 130022)

摘要: 提出一种基于平行因子分析的近场循环平稳信源方位角和距离联合估计算法, 该算法利用阵元的观测数据计算三个三阶循环矩矩阵, 构建循环统计量域的平行因子模型, 并利用三线性交替最小二乘法分解, 由分解矩阵求出信源参数. 算法能有效抑制任意统计分布的平稳噪声, 去除循环平稳干扰, 且无需谱峰搜索和参数配对过程. 均方根误差的仿真实验结果表明所提算法对信号参数具有较高估计精度.

关键词: 无线定位; 参数估计; DOA; 近场源; 平行因子

中图分类号: TN957.51 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2013) 10-1958-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.10.014

Joint Estimation for DOA and Range of Near-field Cyclostationary Sources Based on PARAFAC

LIU Yan-yan, SUN Xiao-ying, LIU Guo-hong

(Department of Communication Engineering, Jilin University, Changchun, Jilin, 130022, China)

Abstract: This paper proposes a new algorithm based on parallel factor (PARAFAC) analysis for direction of arrival (DOA) and range estimation of near-field cyclostationary sources. We compute three third-order cyclic moment matrices using the uniform linear array outputs. A parallel factor model is constructed in the cyclic statistics domain and solved via trilinear alternating least squares (TALS). Both DOA and range of each source can be obtained without spectral searching and pairing parameters. This algorithm can effectively suppress the additive stationary noise with any distribution and the cyclostationary interference. The simulation results of the root mean square error (RMSE) confirm the satisfactory performance of the proposed method.

Key words: wireless location; parameter estimation; direction of arrival (DOA); near-field source; parallel factor (PARAFAC)

1 引言

通信、雷达、声纳和地震探测等系统中的人工信号通常为循环平稳信号, 其数字特征通常用循环统计量来描述^[1]. 利用信号的循环平稳特性进行信号处理能够有效抑制噪声和干扰, 基于信号循环平稳特性的信源定位技术在民用和军用领域有着广泛的应用. 早期有关循环平稳信源定位问题的研究主要集中在远场情况, 即当信源位于远场区时, 信号波前视为平面波, 在定位模型中信源参数与阵元位置为线性关系, 模型简单且待估计参数只有角度, 循环平稳信源远场 DOA 估计算法^[2-5]发展至今已日趋成熟. 但是当信源位于近场区域 (阵列孔

径的非涅尔区) 时, 信号波前曲率不能忽略, 定位模型中参数为非线性关系, 估计参数不但包括角度还包括距离. 由于近场循环平稳信源定位算法发展较晚且定位模型复杂, 目前无论在深度上还是在广度上都远不如远场算法, 研究高性能的近场循环平稳信源定位算法具有重要的理论和应用价值.

现有的近场循环平稳信源定位算法主要包括 MUSIC 和 ESPRIT 两类. Lee J. H. 和 Tung C. H. 提出了一种循环相关远场近似算法^[6], 该算法在远场近似方法^[7]的基础上, 利用二阶循环统计量估计出近场循环平稳信源的方位角. 文献^[7]将距离作为引起近场模型和远场模型之间误差的因素, 通过对远场协方差矩阵进行修正,

利用 MUSIC 方法估计出近场源角度,但是无法估计出信源距离.文献[8]提出一种近场循环平稳信号定位算法,用四阶循环累积量矩阵代替 2-D MUSIC^[9]算法中的协方差矩阵.以上两种方法都是基于 MUSIC^[10]方法,必须通过谱峰搜索获取待估计参数.黄家才等提出一种基于空时域三阶循环统计量的近场源二维参数估计方法^[11],在 ESPRIT^[12,13]算法基础上,构造多个空时域三阶循环矩阵,通过求解旋转矩阵获得信源参数.该算法虽然同时利用了信号的空间和时间信息,但是在信源数较多时需要参数配对过程.文献[17]提出一种乘性与加性噪声共存下基于三阶循环矩的近场循环平稳信源定位方法,该算法利用预校准法抑制乘性噪声后利用 TLS-ESPRIT 求解参数,需要参数配对过程.基于 ESPRIT 的定位算法利用二维矩阵进行数据处理,包含信源参数信息的旋转矩阵是通过多次矩阵分解得到的,在对旋转矩阵做特征值分解时,不同信源参数对应的特征值顺序并不一一对应,因而当信源数目大于一时必须进行参数配对.参数配对增加了算法的复杂性,在低信噪比时往往出现配对模糊现象,导致参数估计错误.

平行因子(PARAFAC)分析是一种三维矩阵处理方法,在满足 Kruskal 条件下平行因子模型具有唯一可辨识性^[14],可以在一次矩阵分解中得到含信源参数信息的矩阵,使参数天然配对.平行因子分析已经在远场平稳源^[15]和近场平稳源^[16]多参量联合估计中应用,有效避免了谱峰搜索和参数配对问题.

为此本文提出一种基于三阶循环矩与平行因子分析的近场循环平稳信源二维参数联合估计算法.该算法利用循环统计量构造不同阵元间的三阶循环矩阵以及循环统计量域的平行因子模型,通过三线性交替最小二乘方法(TALS)分解模型得到信源参数,可避免谱峰搜索和参数配对过程,只需进行一次模型分解即可实现信源方位角和距离参数的联合估计,同时利用平稳信号和不同循环频率干扰信号的循环统计量为零的特性有效抑制了平稳噪声和循环平稳干扰.

2 信号模型

近场源定位的空间模型如图 1 所示,假设 M 个循环平稳信号入射到 $P = 2N + 1$ 个全向传感器阵元组成的均匀线阵上,阵元间距为 d .以阵元 0 作为参考阵元,第 m 个信源位置参数表示为 (θ_m, r_m) ,其中 θ_m, r_m 分别表示信源到参考阵元的方位角和距离.第 n 个传感器阵元接收数据表示为

$$x_n(t) = \sum_{m=1}^M s_m(t) e^{j(\omega_m n + \varphi_m n^2)} + n_n(t), \quad -N \leq n \leq N \quad (1)$$

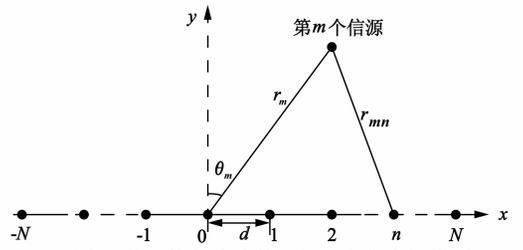


图1 基于均匀线阵的近场源定位空间模型

其中, $\omega_m = -2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta_m$, $\varphi_m = \pi \frac{d^2}{\lambda r_m} \cos^2 \theta_m$. $n_n(t)$ 为第 n 个阵元上的加性噪声,第 m 个信源信号表示为 $s_m(t) = z_m(t) e^{j\omega_0 t}$, $m = 1, 2, \dots, M$, $z_m(t)$ 为 $s_m(t)$ 的时变包络信号.

为保证算法的可行性,对信号和噪声作如下假设:

假设 1 信源信号为相互独立的窄带循环平稳随机过程,包络 $z_m(t)$ 是零均值非高斯平稳过程,具有非零偏态.

假设 2 阵元数目 $P = 2N + 1$ 满足 $N > M$,阵元间距 $d \leq \lambda/4$, λ 为信号波长.

假设 3 加性噪声 $n_n(t)$ 为相互独立的平稳过程,且与信源独立.

3 算法描述

3.1 三阶循环矩的计算

根据上述假设以及三阶循环矩定义^[17],可得

$$M_{3,x}^c(0, -n-1, -n) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T E \{ x_0(t) x_{-n-1}(t) x_{-n}^*(t) \} e^{-j\omega_0 t} \quad (2)$$

其中

$$\begin{aligned} & E \{ x_0(t) x_{-n-1}(t) x_{-n}^*(t) \} \\ &= \sum_{m=1}^M m_{3,z_m} e^{j(-\omega_m + \varphi_m)} e^{j2\varphi_m n} e^{j\omega_0 t} + R_n(0) \sum_{m=1}^M \mu_{z_m} e^{j\omega_0 t} \\ &+ \mu_n \sum_{m=1}^M R_{z_m}(0) e^{-j[\omega_m(-n) + \varphi_m(-n)^2]} \\ &+ \mu_n \sum_{m=1}^M R_{z_m}(0) e^{j[\omega_m(-n-1) + \varphi_m(-n-1)^2]} e^{j2\omega_0 t} \\ &+ \mu_n \sum_{m=1}^M R_{z_m}(0) e^{j(-\omega_m + \varphi_m)} e^{j2\varphi_m n} \\ &+ R_n(0) \sum_{m=1}^M \mu_{z_m} e^{j[\omega_m(-n-1) + \varphi_m(-n-1)^2]} e^{j\omega_0 t} \\ &+ R_n(0) \sum_{m=1}^M \mu_{z_m} e^{-j[\omega_m(-n) + \varphi_m(-n)^2]} e^{-j\omega_0 t} + m_{3,n} \quad (3) \end{aligned}$$

此处, $\mu_{z_m}, R_{z_m}(0), m_{3,z_m}$ 分别为 $z_m(t)$ 的均值、方差和三阶矩; $\mu_n, R_n(0), m_{3,n}$ 分别为加性噪声的均值、方差和三阶矩.

根据假设条件,将式(3)代入式(2)可得

$$M_{3,x}^c(0, -n-1, -n)$$

$$\begin{aligned}
&= \sum_{m=1}^M m_{3,z_m} e^{j(-\omega_m + \varphi_m)} e^{j2\varphi_m n} \delta(\omega_0 - \alpha) \\
&+ \mu_n \sum_{m=1}^M R_{z_m}(0) e^{-j[\omega_m(-n) + \varphi_m(-n)^2]} \delta(\alpha) \\
&+ \mu_n \sum_{m=1}^M R_{z_m}(0) e^{j[\omega_m(-n-1) + \varphi_m(-n-1)^2]} \delta(2\omega_0 - \alpha) \\
&+ \mu_n \sum_{m=1}^M R_{z_m}(0) e^{j(-\omega_m + \varphi_m)} e^{j2\varphi_m n} \delta(\alpha) + m_{3,n} \delta(\alpha) \quad (4)
\end{aligned}$$

δ 为冲击函数, 即 $\delta(\theta) = \begin{cases} 1 & \theta = 0 \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$, $\theta \in [0, 2\pi)$. 当循环频率 $\alpha = \omega_0$ 时, 式(4)可变为

$$M_{3,x}^\alpha(0, -n-1, -n) = \sum_{m=1}^M m_{3,z_m} e^{j(-\omega_m + \varphi_m)} e^{j2\varphi_m n} \quad (5)$$

由式(5)可得三阶循环矩阵 M_1^α , 其第 (p, q) 个元素 $(1 \leq p, q \leq N)$ 可表示为

$$\begin{aligned}
M_1^\alpha(p, q) &= M_{3,x}^\alpha(0, q-p-1, q-p) \\
&= \sum_{m=1}^M m_{3,z_m} e^{j(-\omega_m + \varphi_m)} e^{j2\varphi_m(p-q)} \quad (6)
\end{aligned}$$

式(6)的矩阵形式为

$$M_1^\alpha = \mathbf{A} M_2^\alpha \mathbf{\Omega}^* \mathbf{\Phi} \mathbf{A}^H \quad (7)$$

其中, 符号“ $*$ ”表示复共轭, “ H ”表示共轭转置. $M_2^\alpha = \text{diag}(M_{3,z_1}^\alpha, M_{3,z_2}^\alpha, \dots, M_{3,z_M}^\alpha)$ 为信源信号包络 $z_m(t)$ 的三阶循环矩阵; $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_M]$, $\mathbf{a}_m = [1, e^{j2\varphi_m}, \dots, e^{j2(N-1)\varphi_m}]^T$, 为阵列方向矢量; $\mathbf{\Omega} = \text{diag}(e^{j\omega_1}, e^{j\omega_2}, \dots, e^{j\omega_M})$, $\mathbf{\Phi} = \text{diag}(e^{j\varphi_1}, e^{j\varphi_2}, \dots, e^{j\varphi_M})$.

同理, 可以计算另外两个三阶循环矩阵

$$M_{2,x}^\alpha(0, n+1, n) = \sum_{m=1}^M m_{3,z_m} e^{j(\omega_m + \varphi_m)} e^{j2\varphi_m n} \quad (8)$$

$$M_{3,x}^\alpha(0, -n, -n+1) = \sum_{m=1}^M m_{3,z_m} e^{j(-\omega_m - \varphi_m)} e^{j2\varphi_m n} \quad (9)$$

由以上两个三阶循环矩阵可得矩阵 M_2^α 和 M_3^α , 其第 (p, q) 个元素分别为

$$\begin{aligned}
M_2^\alpha(p, q) &= M_{2,x}^\alpha(0, p-q+1, p-q) \\
&= \sum_{m=1}^M m_{3,z_m} e^{j(\omega_m + \varphi_m)} e^{j2\varphi_m(p-q)} \quad (10)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
M_3^\alpha(p, q) &= M_{3,x}^\alpha(0, q-p, q-p+1) \\
&= \sum_{m=1}^M m_{3,z_m} e^{j(-\omega_m - \varphi_m)} e^{j2\varphi_m(p-q)} \quad (11)
\end{aligned}$$

M_2^α 和 M_3^α 的矩阵形式表示为

$$M_2^\alpha = \mathbf{A} M_2^\alpha \mathbf{\Omega} \mathbf{\Phi} \mathbf{A}^H \quad (12)$$

$$M_3^\alpha = \mathbf{A} M_3^\alpha \mathbf{\Omega}^* \mathbf{\Phi}^* \mathbf{A}^H \quad (13)$$

由 $\mathbf{\Omega}$ 和 $\mathbf{\Phi}$ 的表示形式可知, 只需得到 $\mathbf{\Omega}$ 和 $\mathbf{\Phi}$ 对角线元素的相位角 ω_m 和 φ_m , 便可估计出信源的方位角 θ_m 和距离 r_m .

3.2 平行因子模型的构造

由三阶循环矩阵 M_1^α 、 M_2^α 和 M_3^α 构造 $N \times N \times 3$ 维

平行因子模型

$$\mathbf{X}^\alpha = \begin{bmatrix} \mathbf{X}^\alpha(:, :, 1) \\ \mathbf{X}^\alpha(:, :, 2) \\ \mathbf{X}^\alpha(:, :, 3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_1^\alpha \\ M_2^\alpha \\ M_3^\alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} M_2^\alpha \mathbf{\Omega}^* \mathbf{\Phi} \mathbf{A}^H \\ \mathbf{A} M_2^\alpha \mathbf{\Omega} \mathbf{\Phi} \mathbf{A}^H \\ \mathbf{A} M_3^\alpha \mathbf{\Omega}^* \mathbf{\Phi}^* \mathbf{A}^H \end{bmatrix} \quad (14)$$

令 $\mathbf{C} = \mathbf{A}^H$, 式(14)的 Khatri-Rao 积^[14]形式为

$$\mathbf{X}^\alpha = (\mathbf{D} \Theta \mathbf{A}) \mathbf{C}^T \quad (15)$$

其中, $\mathbf{D} = \begin{bmatrix} g^{-1}(M_2^\alpha \mathbf{\Omega}^* \mathbf{\Phi}) \\ g^{-1}(M_2^\alpha \mathbf{\Omega} \mathbf{\Phi}) \\ g^{-1}(M_3^\alpha \mathbf{\Omega}^* \mathbf{\Phi}^*) \end{bmatrix}$, $g^{-1}(\mathbf{\Lambda})$ 表示由对角阵

$\mathbf{\Lambda}$ 的对角元素构成的行向量, Θ 表示矩阵的 Khatri-Rao 积.

式(14)所示的平行因子模型还可表示为

$$\mathbf{Y}^\alpha = (\mathbf{A} \Theta \mathbf{C}^T) \mathbf{D}^T \quad (16)$$

$$\mathbf{Z}^\alpha = (\mathbf{C}^T \Theta \mathbf{D}) \mathbf{A}^T \quad (17)$$

当平行因子模型 \mathbf{X}^α 分解所得的矩阵 \mathbf{D} 、 \mathbf{A} 、 \mathbf{C} 具有唯一性时, 算法才能有效估计出信源参数. 矩阵 \mathbf{A} 与 \mathbf{C} 为 $N \times M$ 维的范得蒙矩阵, 并且 $N > M$, 故矩阵 \mathbf{A} 和 \mathbf{C} 的 k -秩满足 $k_A = k_C = M$. 矩阵 \mathbf{D} 为 $3 \times M$ 维矩阵, 其线性独立的最大列数为 $\min(3, M)$, 故 $k_D = \min(3, M)$. 根据平行因子模型唯一分解性定理^[14], 当 M 满足 $k_D + k_A + k_C \geq 2M + 2$ 时, 即信源个数 $M \geq 2$ 时, 所构建的平行因子模型 \mathbf{X}^α 具有唯一可辨识性, 可以通过 TALS 方法求解.

3.3 平行因子模型求解及近场源参量联合估计

利用三线交替最小二乘 (TALS) 方法分解 PARAFAC 模型 \mathbf{X}^α 得到分解矩阵 \mathbf{D} 、 \mathbf{A} 、 \mathbf{C} 的估计值 $\hat{\mathbf{D}}$ 、 $\hat{\mathbf{A}}$ 、 $\hat{\mathbf{C}}$. 用于平行因子模型拟合的 TALS 过程为:

重复求解式(18)~式(20)所示的最小二乘问题, 得到复原矩阵的估计值, 直到算法收敛.

$$\hat{\mathbf{C}} = \arg \min_{\mathbf{C}} \|\mathbf{X}^\alpha - (\mathbf{D} \Theta \mathbf{A}) \mathbf{C}\|_F^2 \quad (18)$$

$$\hat{\mathbf{D}}^T = \arg \min_{\mathbf{D}^T} \|\mathbf{Y}^\alpha - (\mathbf{A} \Theta \mathbf{C}^T) \mathbf{D}^T\|_F^2 \quad (19)$$

$$\hat{\mathbf{A}}^T = \arg \min_{\mathbf{A}^T} \|\mathbf{Z}^\alpha - (\mathbf{C}^T \Theta \mathbf{D}) \mathbf{A}^T\|_F^2 \quad (20)$$

TALS 方法在 MATLAB 中的具体实现可通过文献[18]给出的 COMFAC 工具包完成.

利用 TALS 方法分解平行因子模型, 求解 \mathbf{D} 得估计值 $\hat{\mathbf{D}}$, 则 ω_m 和 φ_m 的估计值可表示为

$$\hat{\omega}_m = \frac{1}{2} \text{angle} \left(\frac{\hat{\mathbf{D}}(2, m)}{\hat{\mathbf{D}}(1, m)} \right) \quad (21)$$

$$\hat{\varphi}_m = \frac{1}{2} \text{angle} \left(\frac{\hat{\mathbf{D}}(3, m)}{\hat{\mathbf{D}}(1, m)} \right) \quad (22)$$

利用式(23)和(24)得到近场源的方位角 θ_m 和距离 r_m 估计值

$$\hat{\theta}_m = \text{asin} \left(\frac{-\hat{\omega}_m \lambda}{2\pi d} \right) \quad (23)$$

$$\hat{r}_m = \frac{\pi d^2 \cos^2 \hat{\theta}_m}{\lambda \hat{\varphi}_m} \quad (24)$$

4 算法实现步骤

总结上述算法过程,论文所提方法计算步骤归纳为:

步骤 1:根据式(2)、(5)、(6)和式(8)~(11)计算阵列输出的三阶循环矩矩阵 M_1^3, M_2^3, M_3^3 .

步骤 2:将所计算的三阶循环矩矩阵 M_1^3, M_2^3, M_3^3 作为平行因子模型的切片构造如式(14)所示的平行因子模型 X^a .

步骤 3:利用 TALS 算法分解平行因子模型 X^a ,得到矩阵 D 估计值 \hat{D} ,如式(19)所示.

步骤 4:根据式(21)和式(22)计算 ω_m 和 φ_m 的估计值.

步骤 5:通过式(23)和(24)计算信源方位角和距离参数估计值 $\hat{\theta}_m$ 和 \hat{r}_m .

5 仿真实验分析

实验中均匀线阵阵元数为 $P = 15$,阵元间距为 $\lambda/4$,近场信源数 $M = 2$.信源 s_1 和 s_2 方位角 θ 和距离 r 参数为 $[\theta_1, r_1] = [25^\circ, 0.25\lambda], [\theta_2, r_2] = [10^\circ, 0.5\lambda]$;两个

信源信号的载波频率为 $\omega_0 = \pi/4$; 包络信号 $z_m(t)$ 服从参数为 1 的指数分布.为了体现本文算法的有效性,将本文算法与文献[6]、文献[17]算法在相同仿真条件下进行仿真实验比较.所有实验均做 200 次 Monte-Carlo 仿真.

论文所有仿真信噪比(SNR)与参数估计值 $\hat{\theta}, \hat{r}$ 均方根误差(RMSE-Root Mean Square Error) $RMSE_{\hat{\theta}}, RMSE_{\hat{r}}$; 定义分别为

$$SNR = 10 \lg \frac{E\{s(t)s^H(t)\}}{E\{n(t)n^H(t)\}} \quad (25)$$

$$RMSE_{\hat{\theta}} = \sqrt{\frac{1}{N_r} \sum_{i=1}^{N_r} (\hat{\theta}_i - \theta)^2} \quad (26)$$

$$RMSE_{\hat{r}} = \sqrt{\frac{1}{N_r} \sum_{i=1}^{N_r} \left(\frac{\hat{r}_i - r}{r}\right)^2} \quad (27)$$

其中, $\hat{\theta}_i$ 为参数 θ 的估计值, \hat{r}_i 为参数 r 的估计值, N_r 为蒙特卡罗实验次数.

实验 1 分析算法对平稳噪声的抑制能力,背景噪声 $n_n(t)$ 分别为高斯白噪声、指数分布噪声和指数分布噪声通过二阶 AR 模型(参数为 $(-1.8, 0.9)$)产生的非高斯色噪声.快拍数为 1024,信噪比由 0dB 变化到 30dB 时,三种不同噪声情况下参数估计值的均方根误差曲线分别如图 2、图 3 和图 4 所示.

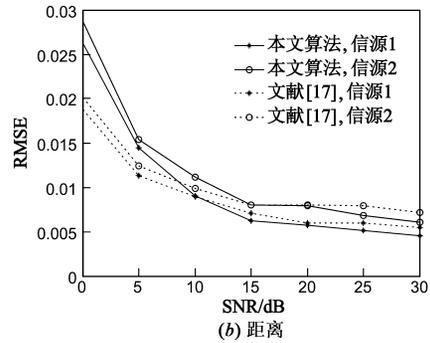
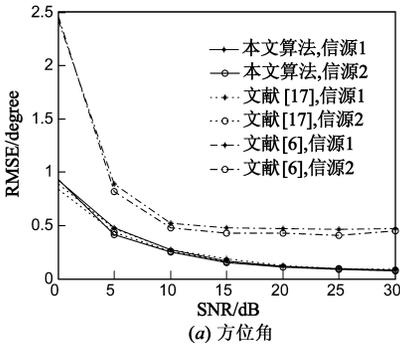


图2 高斯白噪声情况下参数RMSE随信噪比变化曲线

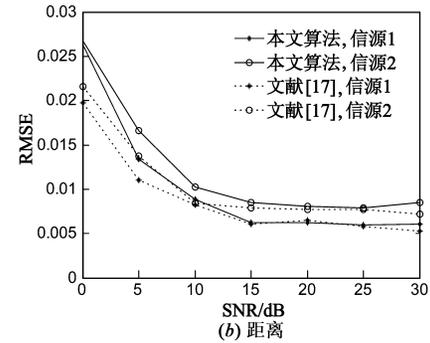
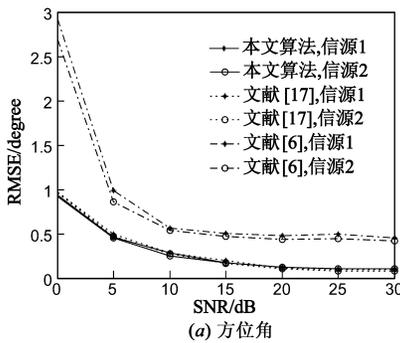


图3 指数噪声情况下参数RMSE随信噪比变化曲线

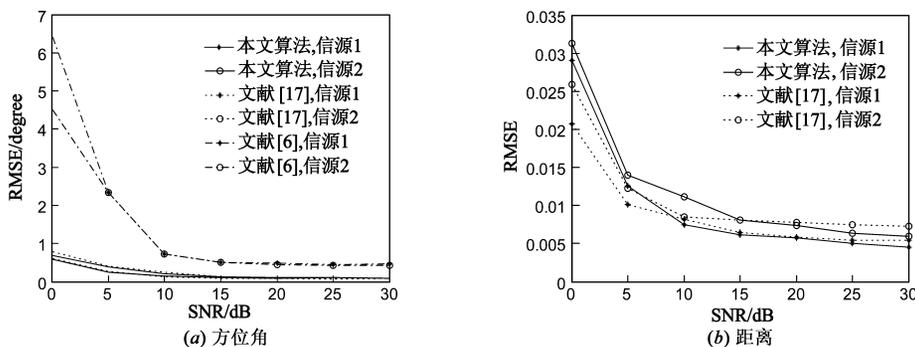


图4 非高斯色噪声情况下参数RMSE随信噪比变化曲线

实验 2 分析算法去除循环平稳干扰的性能. 信源 s_1 、 s_2 和 s_3 参数分别为 $[\theta_1, r_1] = [30^\circ, 0.25\lambda]$, $[\theta_2, r_2] = [20^\circ, 0.5\lambda]$, $[\theta_3, r_3] = [10^\circ, 0.7\lambda]$, 其中信源 s_3 为干

扰信源其载波频率为 $\omega' = 0.7\pi$, 噪声为非高斯色噪声. 快拍数为 1024, 信噪比由 0dB 变化到 30dB 时, 信源 s_1 、 s_2 参数估计值的均方根误差曲线如图 5 所示.

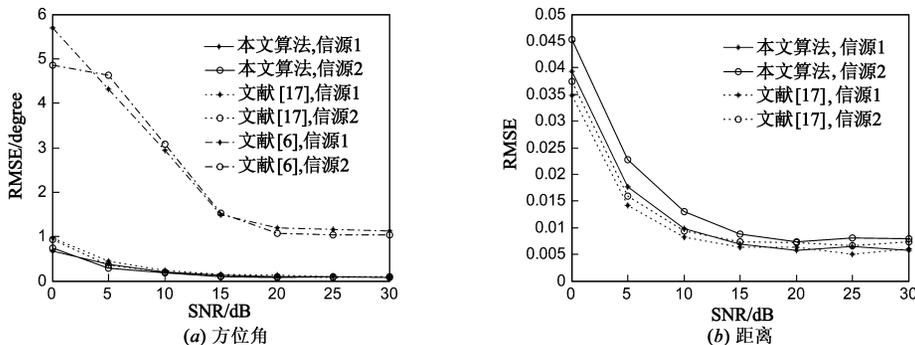


图5 存在循环平稳干扰时参数RMSE随信噪比变化曲线

仿真结果及分析表明:

由仿真实验 1 和实验 2 的结果可知算法在高斯白噪声、指数分布噪声和非高斯色噪声情况下均具有良好的估计性能, 且能去除不同频率的循环平稳干扰. 在快拍数固定时, 算法估计精度随信噪比的增加而提高, 在信噪比达到 15dB 以后趋于稳定. 与文献[6]中算法相比, 本文算法在不同噪声下的角度估计精度均高于文献[6]中算法, 且在信噪比为 10dB 及以下时仍具较好的估计精度. 与文献[17]中算法具有相似的角度估计精度, 距离估计精度在低信噪比时略低于文献[17], 主要是因为本文算法利用三线性交替最小二乘求解参数时需要迭代过程, 迭代次数对算法估计精度有一定影响. 但是文献[17]采用 TLS-ESPRIT 方法求解信源参数, 需要参数配对过程, 当信源数较多时容易出现配对模糊.

6 结论

基于三阶循环统计量和平行因子分析, 提出一种近场循环平稳信源二维参数联合估计方法. 首先计算 ULA 阵列特定阵元观测数据的三阶循环矩向量, 重复使用向量元素构造三个三阶循环矩矩阵, 接着在循环统计量域构造平行因子模型, 并利用三线性交替最小

二乘方法分解模型, 在此基础上计算信源的到达角和距离参数. 算法利用循环统计量有效抑制了加性平稳噪声, 去除循环平稳干扰, 应用平行因子分析避免了谱峰搜索和参数配对过程. 仿真实验结果表明所提算法在不同分布的平稳噪声下及低信噪比时仍具有较好的参数估计精度.

参考文献

- [1] Gardner W A. An introduction to cyclostationary signals[A]. Cyclostationarity in Communications and Signal Processing [C]. New York: IEEE Press, 1994, CH. 1.
- [2] Stephan V S. Performance analysis of the cyclic MUSIC method of direction estimation for cyclostationary signals[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(11): 3043 - 3050.
- [3] Lee Y T, Lee J H. Direction - finding methods for cyclostationary signals in the presence of coherent sources[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2001, 49(12): 1821 - 1826.
- [4] 黄知涛, 周一宇, 姜文利. 基于最小方差谱估计的循环平稳信号到达角估计方法[J]. 电子学报, 2005, 33(9): 1590 - 1593.

- Huang Zhitao, Zhou Yining, Jiang Wenli. Direction-of-Arrival estimation method for cyclostationary signals using the minimum variance spectral estimation[J]. Acta Electronic Sinica, 2005, 33(9): 1590 – 1593. (in Chinese)
- [5] 张聪, 陈德莉, 卢焕章. 基于循环互相关的二维波达方向估计方法[J]. 信号处理, 2009, 25(6): 847 – 852.
Zhang Cong, Chen Deli, Lu Huanzhang. Cyclic cross-correlation based two-dimensional DOA estimation approach[J]. Signal Processing, 2009, 25(6): 847 – 852. (in Chinese)
- [6] Lee J H, Tung C H. Estimating the bearing of near-field cyclostationary signals[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(1): 110 – 118.
- [7] Lee J H, Chen Y M, Yeh C C. A covariance approximation method for near-field direction finding using a uniform linear array[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1995, 43(5): 1293 – 1298.
- [8] Xuezi Yan, Sunxun Wang, Ke Wang and Hong Jiang. Localization of Near Field Cyclostationary Source Based on Fourth-Order Cyclic Cumulant [A]. 9th International Conference on Signal Processing (ICSP'08) [C]. Oct. 26 ~ 29, 2008, IEEE Press, 2008. 1629 – 1632.
- [9] Huang Y D and Barkat M. Near-field multiple source localization by passive sensor array[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1991, 39(7): 968 – 975.
- [10] Ralph O Schmidt. Multiple emitter location and signal parameter estimation[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1986, 34(3): 276 – 280.
- [11] Huang J C, Shi Y W, Zhang W D. Third-order cyclic moment based DOA and range estimation of near-field sources[A]. 8th International Conference on Signal Processing (ICSP'06) [C]. 16 – 20 Nov. 2006, Beijing, IEEE Press, 2006. 16 – 20.
- [12] Richard R, Thomas K. ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques[J]. IEEE Transactions on Acoustics Speech and Signal Processing, 1989, 37(7): 984 – 995.
- [13] Yuen N, Friedlander B. Performance analysis of higher order ESPRIT for localization of near-field sources[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1998, 46(3): 709 – 719.
- [14] Sidropoulos N D, Bro R, Giannakis G B. Parallel factor analysis in sensor array processing[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2000, 48(8): 2377 – 2388.
- [15] 刘国红, 孙晓颖, 王波. 非均匀噪声下频率及二维到达角的联合估计[J]. 电子学报, 2011, 39(10): 2427 – 2430.
Liu Guohong, Sun Xiaoying, Wang Bo. Joint estimation for Frequency and 2-D DOA in Nonuniform Noise[J]. Acta Electronic Sinica, 2011, 39(10): 2427 – 2430. (in Chinese)
- [16] 梁军利, 冀邦杰, 赵峰, 张军英. 一种基于平行因子分析的近场源定位新方法[J]. 电子学报, 2007, 35(10): 1909 – 1915.
Liang Junli, Ji Bangjie, Zhao Feng, Zhang Junying. A new near-field source localization algorithm using Parallel Factor analysis[J]. Acta Electronic Sinica, 2007, 35(10): 1909 – 1915. (in Chinese)
- [17] 孙晓颖, 王波, 姜宏. 乘性噪声背景下基于三阶循环矩的二维近场源定位方法[J]. 电子学报, 2009, 37(7): 1324 – 1328.
Sun Xiaoying, Wang Bo, Jiang Hong. Two dimensional near field source localization based on third-order cyclic moment in multiplied noise[J]. Acta Electronic Sinica, 2009, 37(7): 1324 – 1328. (in Chinese)
- [18] Sidiropoulos N D COMFAC: matlab code for LS fitting of the complex model in 3-D[OL]. 1998, [http://www. Telecom, tuc; gr/~nikos](http://www.Telecom.tuc.gr/~nikos).

作者简介



刘妍妍 女, 1990年6月生于河南省遂平县, 吉林大学通信工程学院硕士研究生. 主要研究方向为阵列信号处理.

E-mail: liuyyjan@126.com.

孙晓颖(通信作者) 男, 1969年8月生于吉林省公主岭市, 吉林大学通信工程学院教授, 博士生导师, 主要研究方向为信号参量估计理论及应用与电磁兼容技术.

E-mail: sunxy@jlu.edu.cn.

刘国红 女, 1986年10月生于内蒙古自治区通辽市, 博士研究生, 主要研究方向为阵列信号处理.

E-mail: liugh10@mails.jlu.edu.cn.