

无需参数配对的近场源距离、方位、频率联合估计算法

马克江¹, 李 军¹, 吴云韬², 廖桂生¹

(1. 西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西西安 710071;

2. 武汉工程大学计算机科学与工程学院, 湖北武汉 430073)

摘要: 本文提出了一种无需参数配对的近场源距离、方位、频率联合估计算法. 通过对构造的阵列输出信号四阶累量矩阵进行一定的变换构造处理得到一个新的矩阵, 利用其相应的特征值及特征向量估计出三维参数, 无需谱峰搜索, 算法适于任意高斯噪声环境. 与现有算法相比, 本文算法参数估计结果能自动配对, 而无需再进行配对过程. 最后, 计算机仿真结果证实了提出方法的有效性.

关键词: 近场源; 四阶累积量; 距离估计; 方位估计; 频率估计; 自动配对

中图分类号: TN911.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 06-1454-05

Joint Ranges DOA's and Frequencies Estimation of Near-Field Sources Without Pairing Parameters

MA Ke-jiang¹, LI Jun¹, WU Yun-tao², LIAO Gui-sheng¹

(1. Key Laboratory for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;

2. Department of computer science and engineer, Wuhan University, Wuhan, Hubei 430073, China)

Abstract: A new method for joint estimation of ranges direction-of-arrivals (DOA's) and frequencies of multiple near-field sources without pairing parameters is presented. A new matrix has been obtained from the transformation of the constructed four-order cumulant matrix. The parameters are directly given by the eigenvalues and eigenvectors of the new matrix. Compared with several existing methods, the proposed method can achieve automatic pairing. Finally, the simulation results are presented to validate the performance of the proposed method.

Key words: near-field source; cumulant; DOA estimate; range estimate; frequency estimate; automatic pairing

1 引言

近场源定位问题, 它不同于远场源, 此时平面波前的假设不再成立, 必须用球面波前描述信源, 并增加信源的距离参数来确定信源位置, 因此现有的基于远场源的阵列高分辨 DOA 估计方法(利用线性相位假设)并不能直接应用到近场的情形. 在雷达、声纳、电子侦察以及地震探测等领域, 近场源定位都有广泛的应用.

在最近几年, 针对近场源定位的许多方法被相继提出, 如最大似然估计方法^[1]、二维 MUSIC 方法^[2,3]、root-MUSIC 方法^[4]等, 但是它们都需要进行谱峰搜索, 计算量很大. 在现有的方法中, Challa 和 Shamsunder 等^[5,6]提出的基于高阶累积量的总体最小二乘 ESPRIT-like 方法不需要任何搜索计算, 参数估计具有闭式解, 但需要构造高维的累积量矩阵, 计算量仍很大, 并且需要进行参数配对.

现有的近场源定位方法都假定各信号源具有相同

的载波频率且频率是已知的, 在各频率不同且频率未知的信号环境下其应用将受到限制, 为此, 文献[7,8]讨论了近场源的频率、DOA、及距离三维参数联合估计问题, 然而, 上述方法仍需要对估计的参数进行配对. 而且文献[8]中利用特征矢量估计参数时所用的公式有时会出现相位模糊问题. 虽然文献[9]提出了一种无需参数配对的近场源定位方法, 但它是基于二阶统计量方法, 只适用于高斯白噪声环境. 针对上述问题, 本文提出了一种改进的基于累量域的联合距离、DOA 及频率估计方法, 该方法计算量适中, 且可以给出参数估计的闭式解, 且估计结果参数自动配对.

2 信号模型

假定有 P 个近场窄带信号源入射到间距为 d 的均匀线阵(如图 1), 在解调到中频并采样后, 第 i 个信号可以表示为 $s_i(t)e^{j\omega_i t}$, 故第 m 个阵元上的接收信号可表示为^[1~4]:

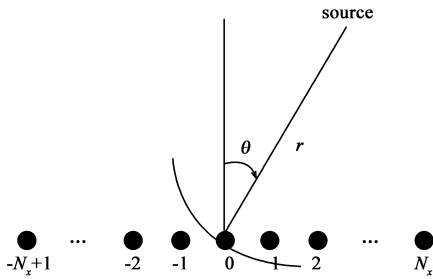


图1 阵列结构示意图

$$x_m(t) = \sum_{i=1}^P s_i(t) e^{j\omega_i t} e^{j\tau_{mi}} + n_m(t), \quad -N_x + 1 \leq m \leq N_x \quad (1)$$

式中 $n_m(t)$ 是加性高斯噪声, τ_{mi} 是第 i 个信源在阵元 m 与 0 之间的传播时延^[1-4],

$$\tau_{mi} = \frac{2\pi r_i}{\lambda_i} \left(\sqrt{1 + \frac{m^2 d^2}{r_i^2}} - \frac{2md \sin\theta}{r_i} - 1 \right) \approx \gamma_i m + \phi_i m^2 \quad (2)$$

$$\gamma_i = -2\pi \frac{d}{\lambda_i} \sin(\theta_i), \quad \phi_i = \pi \frac{d^2}{\lambda_i r_i} \cos^2(\theta_i) \quad (3)$$

式(2)由 Fresnel 近似可得到. θ_i, r_i 是第 i 个信源的入射角与距离, λ_i 是其波长, d 与 λ_i 满足 $d \leq \lambda_i/4$.

写成矩阵形式,式(1)为:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{B}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (4)$$

式中 $\mathbf{x} = [x_{-N_x+1}, \dots, x_0, \dots, x_{N_x}]^T$

$$\mathbf{s} = [s_1 e^{j\omega_1 t}, \dots, s_P e^{j\omega_P t}]^T$$

$$\mathbf{n} = [n_{-N_x+1}, \dots, n_{N_x}]^T$$

$$\mathbf{B} = [\mathbf{b}_1, \dots, \mathbf{b}_P]$$

$$\mathbf{b}_i = [e^{j(-N_x+1)\omega_i + j(-N_x+1)^2\phi_i}, \dots, e^{jN_x\omega_i + jN_x^2\phi_i}]^T$$

不失一般性,文中作如下假设:

(1) $s_1(t), \dots, s_P(t)$ 信源是零均值、非高斯、统计独立的窄带平稳过程,且具有非零峰度;

(2) 阵元噪声 $n_i(t)$ 为零均值、白或色的高斯过程,并与信源统计独立;

(3) 信源的距离 r_i, r_j , DOA 参数 θ_i, θ_j 满足 $\phi_i \neq \phi_j, i \neq j$;

(4) 阵元间距 $d \leq \lambda_i/4$, 而且 $N_x > P$.

3 三维参数估计

类似于文献[7],我们首先定义下面的四阶累积量 C_1 , 其第 (m, n) 元素为

$$C_1(m, n) = \text{cum}\{x_m^*(t), x_{m+1}(t), x_{n+1}^*(t), x_n(t)\} \quad 0 \leq m, n \leq N_x - 1 \quad (5)$$

简单推导可得:

$$C_1(m, n) = \sum_{i=1}^P c_{4s_i} e^{j2(m-n)\phi_i} \quad (6)$$

式中 c_{4s_i} 表示信源 s_i 的非零归一化峰度,式(6)写成矩阵形式

$$\mathbf{C}_1 = \mathbf{A}\mathbf{C}_{4s}\mathbf{A}^H \quad (7)$$

式中上标H表示共轭转置,矩阵 $\mathbf{A}_{N_x \times P}$ 的第 i 列可表示为

$$\mathbf{a}_i = [1 e^{j2\phi_i} \dots e^{j2(N_x-1)\phi_i}]^T, i = 1, \dots, P \quad (8)$$

由前面的假设(1)所有信源均具有非零峰度,所以 \mathbf{C}_{4s} 是一个可逆的对角矩阵,并且有 $\mathbf{C}_{4s}^H = \mathbf{C}_{4s}$.

进一步地,对于不同的阵元及时间滞后,我们定义如下累积量矩阵:

$$\mathbf{C}_2(m, n) = \text{cum}\{x_m^*(t+1), x_{m+1}(t), x_{n+1}^*(t), x_n(t)\} \quad \mathbf{C}_2 = \mathbf{A}\mathbf{C}_{4s}\mathbf{\Lambda}^H\mathbf{A}^H \quad (9)$$

$$\mathbf{C}_3(m, n) = \text{cum}\{x_{m-1}^*(t), x_m(t), x_{n-1}^*(t), x_{n-1}(t)\} \quad \mathbf{C}_3 = \mathbf{A}\mathbf{C}_{4s}\mathbf{\Omega}^H\mathbf{A}^H \quad (10)$$

$$\mathbf{C}_4(m, n) = \text{cum}\{x_{m-1}^*(t), x_m(t), x_{n+1}^*(t), x_n(t)\} \quad \mathbf{C}_4 = \mathbf{A}\mathbf{C}_{4s}\mathbf{\Phi}^H\mathbf{A}^H \quad (11)$$

$$\mathbf{C}_5(m, n) = \text{cum}\{x_{m-1}^*(t), x_m(t+1), x_{n+1}^*(t), x_n(t)\} \quad \mathbf{C}_5 = \mathbf{A}\mathbf{\Lambda}\mathbf{C}_{4s}\mathbf{\Phi}^H\mathbf{A}^H \quad (12)$$

$$\mathbf{C}_6(m, n) = \text{cum}\{x_m^*(t), x_{m+1}(t), x_{n-1}^*(t), x_{n-1}(t)\} \quad \mathbf{C}_6 = \mathbf{A}\mathbf{\Phi}\mathbf{C}_{4s}\mathbf{\Omega}^H\mathbf{A}^H \quad (13)$$

其中: $\mathbf{\Phi} = \text{diag}[e^{j2\phi_1}, e^{j2\phi_2}, \dots, e^{j2\phi_P}]$

$$\mathbf{\Omega} = \text{diag}[e^{-j2\gamma_1}, \dots, e^{-j2\gamma_P}]$$

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag}[e^{j\omega_1}, \dots, e^{j\omega_P}]$$

式(9)、(12)推导时应用了信号的窄带假设,即 $s_i(t) \approx s_i(t+1)$.

由前面给出的累积量矩阵,我们可构造如下矩阵:

$$\mathbf{D}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 \\ \mathbf{C}_2^H \\ \mathbf{C}_3^H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{A}\mathbf{\Lambda} \\ \mathbf{A}\mathbf{\Omega} \end{bmatrix} \mathbf{C}_{4s}\mathbf{A}^H \quad (14)$$

$$\mathbf{D}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_4 \\ \mathbf{C}_5 \\ \mathbf{C}_6^H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{A}\mathbf{\Lambda} \\ \mathbf{A}\mathbf{\Omega} \end{bmatrix} \mathbf{\Phi}^H \mathbf{C}_{4s}\mathbf{A}^H \quad (15)$$

由式(14)我们可定义矩阵 $\mathbf{B}(\omega, \gamma, \phi)$

$$\mathbf{B}(\omega, \gamma, \phi) = \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{A}\mathbf{\Lambda} \\ \mathbf{A}\mathbf{\Omega} \end{bmatrix} = [\mathbf{b}(\omega_1, \gamma_1, \phi_1), \dots, \mathbf{b}(\omega_P, \gamma_P, \phi_P)] \quad (16)$$

$$\mathbf{b}(\omega_i, \gamma_i, \phi_i) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\omega_i} \\ e^{-j2\gamma_i} \end{bmatrix} \otimes \mathbf{a}(\phi_i) \quad (17)$$

其中 \otimes 表示 Kronecker 积,从式(17)可以看出,新的导向向量中同时包含信源的参数 ω, γ 和 ϕ , 并且它们自动分开,因此,我们可以利用这一性质实现参数的自

动配对.

为了简便, 我们把 $\mathbf{B}(\omega, \gamma, \phi)$ 写为 \mathbf{B} , 则式(14)、(15)简化为

$$\mathbf{D}_1 = \mathbf{B}\mathbf{C}_{4s}\mathbf{A}^H \quad (18)$$

$$\mathbf{D}_2 = \mathbf{B}\Phi^H\mathbf{C}_{4s}\mathbf{A}^H \quad (19)$$

因为矩阵 \mathbf{B} 列满秩, 所以由式(18)有

$$\mathbf{C}_{4s}\mathbf{A}^H = (\mathbf{B}^H\mathbf{B})^{-1}\mathbf{B}^H\mathbf{D}_1$$

代入式(19)得:

$$\mathbf{D}_2 = \mathbf{B}\Phi(\mathbf{B}^H\mathbf{B})^{-1}\mathbf{B}^H\mathbf{D}_1 \quad (20)$$

对 \mathbf{D}_1 进行奇异值分解得:

$$\mathbf{D}_1 = [\mathbf{U}_1 \mathbf{U}_2] \begin{bmatrix} \Sigma & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{V}^H$$

$$\mathbf{U}_1 = [\mathbf{u}_1 \cdots \mathbf{u}_p], \mathbf{U}_2 = [\mathbf{u}_{p+1} \cdots \mathbf{u}_{N_x}] \quad (21)$$

其中, $\Sigma = \text{diag}\{\sigma_1, \dots, \sigma_p\}$. 因而有下式成立:

$$\mathbf{D}_1^H\mathbf{U}_2 = \mathbf{A}\mathbf{C}_{4s}\mathbf{B}^H\mathbf{U}_2 = 0 \quad (22)$$

因为 $\mathbf{A}\mathbf{C}_{4s}$ 列满秩, 所以有 $\mathbf{B}^H\mathbf{U}_2 = 0$, 再结合 \mathbf{U}_1 和 \mathbf{U}_2 正交这一事实, 可得:

$$\text{span}(\mathbf{B}) = \text{span}(\mathbf{U}_1) \quad (23)$$

令 $\{\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_p\}$ 表示矩阵 \mathbf{D}_1 的 P 个非零奇异值所对应的右奇异矢量. 我们定义 \mathbf{D}_1 的伪逆为:

$$\mathbf{D}_1^\# = \sum_{i=1}^p \frac{1}{\sigma_i} \mathbf{v}_i \mathbf{u}_i^H \quad (24)$$

由(23)式可知, 矩阵 \mathbf{B} 和 $\mathbf{U}_1 = \{\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_p\}$ 张成相同的列空间, 则有 $\mathbf{U}_1 \mathbf{U}_1^H \mathbf{B} = \mathbf{B}$. 所以

$$\begin{aligned} \mathbf{D}_1 \mathbf{D}_1^\# \mathbf{B} &= \left(\sum_{i=1}^p \sigma_i \mathbf{u}_i \mathbf{v}_i^H \right) \left(\sum_{i=1}^p \frac{1}{\sigma_i} \mathbf{v}_i \mathbf{u}_i^H \right) \mathbf{B} \\ &= \left(\sum_{i=1}^p \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H \right) \mathbf{B} = \mathbf{U}_1 \mathbf{U}_1^H \mathbf{B} = \mathbf{B} \end{aligned} \quad (25)$$

结合式(20)、(24)、(25)可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{D}_2 \mathbf{D}_1^\# \mathbf{B} &= \mathbf{B}\Phi^H(\mathbf{B}^H\mathbf{B})^{-1}\mathbf{B}^H\mathbf{D}_1 \mathbf{D}_1^\# \mathbf{B} \\ &= \mathbf{B}\Phi^H(\mathbf{B}^H\mathbf{B})^{-1}\mathbf{B}^H\mathbf{B} = \mathbf{B}\Phi^H \end{aligned} \quad (26)$$

我们对矩阵 $\mathbf{D}_2 \mathbf{D}_1^\#$ 进行特征分解得:

$$\mathbf{C} = \sum_{i=1}^p \phi_i \mathbf{e}_i \mathbf{e}_i^H = \mathbf{E}\mathbf{W}\mathbf{E}^H \quad (27)$$

其中 $\mathbf{W} = \text{diag}(\phi_1, \dots, \phi_p)$ 为 \mathbf{C} 的 P 个非零特征值构成的对角阵, $\mathbf{E} = [\mathbf{e}_1, \dots, \mathbf{e}_p]$ 为相应的特征矢量构成的矩阵.

结合式(26)、(27), 由于 $\text{rank}(\mathbf{D}_2 \mathbf{D}_1^\#) = P$, Φ 为一 $P \times P$ 维对角矩阵, 其对角元素各不相同(由假设(3)保证), 且 \mathbf{B} 为列满秩矩阵, 所以 Φ 的估计能够由 \mathbf{C} 的 P 个非零特征值(\mathbf{W} 的对角元素)得到; 而 \mathbf{A} 的估计则可以由所对应的特征向量矩阵 \mathbf{E} 得到, 即 \mathbf{a}_i 可以由相应的特征矢量 \mathbf{e}_i 估计得到.

则我们可以得到 $\hat{\phi}_i$ 的估计:

$$\hat{\phi}_i = -\text{angle}(\phi_i) / 2 \quad (28)$$

从式(16)、(17)我们可以发现, \mathbf{B} 可以分成三个部分, 而这三个部分之间所不同的只是相位因子 $e^{j\omega_i}$ 和 $e^{-j2\gamma_i}$. 因此, 利用这一特点, 我们可以得到频率的估计:

$$\hat{\omega}_i = \frac{1}{N_x} \sum_{k=1}^{N_x} \left(-\text{angle} \left(\frac{\mathbf{e}_{i,k}}{\mathbf{e}_{i,k+2N_x}} \right) \right) \quad (29)$$

$\hat{\gamma}_i$ 的估计:

$$\hat{\gamma}_i = \frac{1}{2N_x} \sum_{k=1}^{N_x} \left(\text{angle} \left(\frac{\mathbf{e}_{i,k}}{\mathbf{e}_{i,k+2N_x}} \right) \right) \quad (30)$$

其中 $\mathbf{e}_{i,k}$ 表示列向量 \mathbf{e}_i 的第 k 个元素.

从信号的频率估计值 $\hat{\omega}_i$ 即可得到波长的估计值, 记为 $\hat{\lambda}_i$, 则可得对应的角度, 距离的估计为:

$$\hat{\theta}_i = -\sin^{-1} \left(\frac{\hat{\lambda}_i \hat{\gamma}_i}{2\pi d} \right) \quad (31)$$

$$\hat{r}_i = \frac{\pi d^2 \cos^2(\hat{\theta}_i)}{\hat{\lambda}_i \hat{\phi}_i} \quad (32)$$

文献[7]给出的方法要经过 3 次独立的矩阵特征分解来估计三维参数, 虽然分解的 3 个矩阵有相同的特征矢量空间, 但是每次分解的特征矢量顺序可能不同, 所以还要进行额外的参数配对过程, 需进行两次配对; 文献[8]同样需要进行参数配对, 只不过它需经过两次独立特征分解来估计三维参数, 只需一次配对. 相比之下, 本文方法是通过对构造的矩阵进行一次特征分解利用其特征值及相应的特征向量估计出三维参数, 由其特征值及特征向量的一一对应关系, 故所得到的参数估计值自动配对.

若阵元总数为 $2N$, 本文及文献[7,8]构造的累积量矩阵的维数为 $N \times N$, 可见有 N 个阵元孔径损失; 文献[9](采用阵元总数为 $2N+1$ 的均匀线阵)构造的矩阵维数为 $N \times N$, 孔径损失更严重(有 $N+1$ 个阵元孔径的损失). 可见, 本文方法及文献[7,8]方法与文献[9]相比有一个阵元的节约, 但仍存在孔径损失的问题, 如何有效提高孔径利用率将是下一步工作所要考虑的重点.

4 仿真实验

为验证本文所提方法的性能, 我们做如下两组实验. 实验中我们均考虑由 13 个阵元组成的均匀线阵, 阵元间距为 $d = \min(\lambda_i/4)$. 两个等功率统计独立, 中心频率分别为 $f_1 = 2\text{MHz}$, $f_2 = 4\text{MHz}$, 带宽均为 20KHz 的窄带信源分别从位置 $\theta_1 = 30^\circ$, $r_1 = 1.5\lambda_1$ 及 $\theta_2 = 15^\circ$, $r_2 = 0.8\lambda_2$ 入射到该阵列上, 采样频率为 20MHz . 均作 500 次 monte carlo 仿真, 频率、到达角和距离的单位分别取为 MHz 、度和波长. 使用 RMSE 作为性能准则:

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{N_e} \sum_{e=1}^{N_e} (\hat{\alpha}_e - \alpha_{\text{true}})^2}$$

为了比较, 我们同时给出了两组实验的文献[7,8]算法的仿真结果.

实验 1 主要测试本文算法及文献[7,8]算法性能随信噪比的变化情况.数据长度为 1100 个快拍,当信噪比 SNR 从 0dB 到 25dB 变化时,两个信源到达角、频率及距离的估计 RMSE 如图 2 所示.

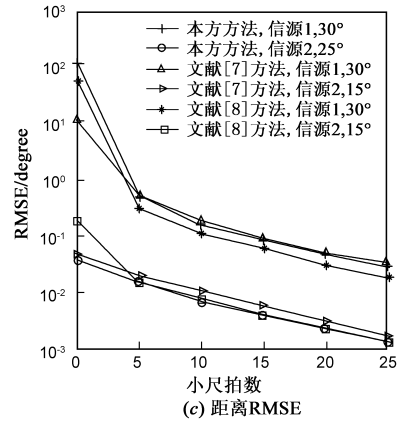
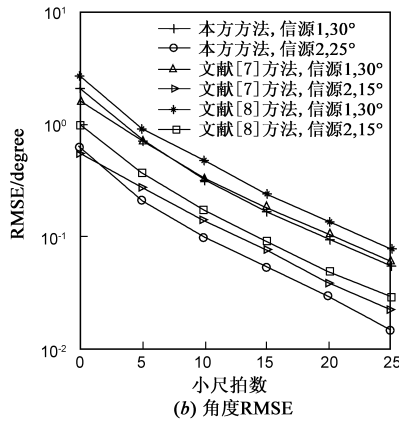
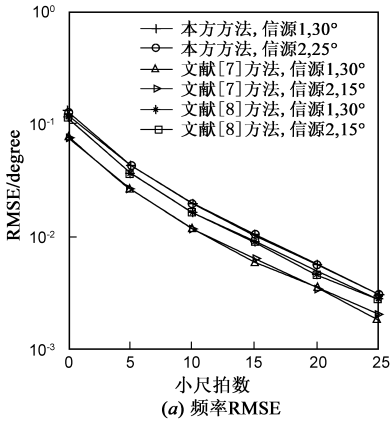


图2 两信源参数估计RMSE随SNR变化曲线

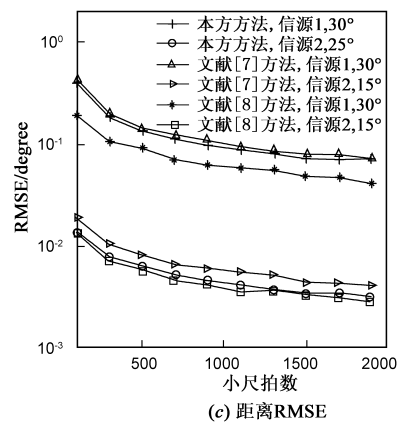
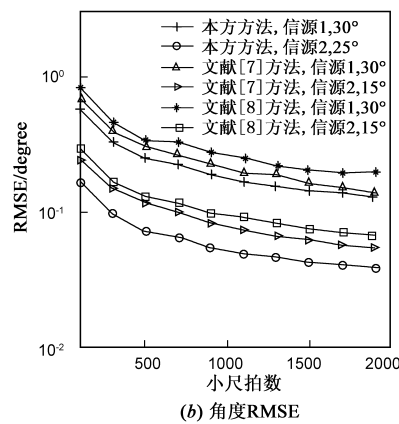
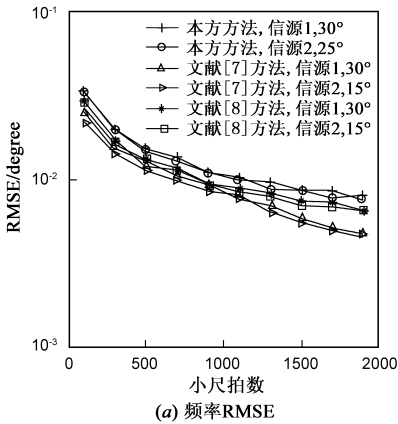


图3 两信源参数估计RMSE随采样数变化曲线

从以上实验可以看出:(1)本文算法频率的估计精度不如文献[7]的类 ESPRIT 算法和文献[8]算法;(2)本文算法角度的估计精度明显优于文献[7]和文献[8];(3)本文算法距离的估计精度稍差于文献[8],但优于文献[7].

可见,与类 ESPRIT 算法^[7]相比,本文算法的角度估计及距离估计精度都有改善,因为它充分利用了矩阵 D_1 和 D_2 的信息.

5 总结

基于四阶累积量,本文给出了一种载频未知情况下基于近场源的距离和波达方向、频率联合估计新算法,通过对构造的阵列输出信号四阶累积量矩阵进行一定的变换构造处理得到一个新的矩阵,利用其相应的特征值及特征向量估计出三维参数,无需谱峰搜索,算法适于任意高斯噪声环境.与现有算法相比,本文算法参数估计结果能自动配对,而无需再进行配对过程.但是本文方法同样存在孔径损失的问题,下一步工作将

实验 2 主要测试本文算法及文献[7,8]算法性能随快拍数的变化情况.信噪比固定为 15dB,当数据长度从 100 到 1900 个快拍数变化时,两个信源到达角、频率及距离的估计 RMSE 如图 3 所示.

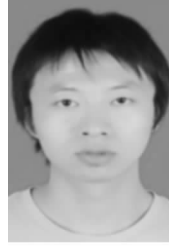
考虑如何提高孔径利用率.

参考文献:

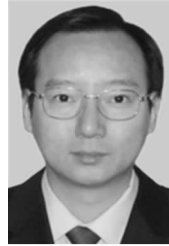
- [1] Swindlehurst A L, Kailath T. Passive direction of arrival and range estimation for near-field sources[A]. The 4th annual AS-SP Workshop on Spectrum Estimation and Modeling, Minneapolis, MN[C]. USA: IEEE Press, 1988. 123 - 128.
- [2] Huang Y D, Barkat M. Near-field multiple sources localization by passive sensor array[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 1991, 39(7): 968 - 975.
- [3] Russell Jeffers, Kristinc L B, Harry L, Van Trees. Broadband Passive Range Estimation using MUSIC [A]. Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing[C]. Orlando, Florida, USA: IEEE Press, 2002. 2920 - 2922.
- [4] Weiss A J, Friedlander B. Range and bearing estimation using polynomial rooting[J]. IEEE J Ocean Engr, 1993, 18(2): 130 - 137.
- [5] Yuen Norman, Friedlander B. Performance analysis of higher

- order ESPRIT for localization of near-field sources[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1998, 46(3): 709 – 719.
- [6] Challa R N, Shamsunder S. Higher-order subspace based algorithms for passive localization of near-field sources[A]. Proc of 29th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove[C]. CA, USA: IEEE Press, 1995. 777 – 781.
- [7] 陈建峰, 张贤达, 吴云韬. 近场源距离、频率及到达角联合估计算法[J]. 电子学报, 2004, 32(5): 803 – 806.
Chen J F, Zhang X D, Wu Y T. Algorithm for joint estimating range, DOA and frequency of near field source[J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(5): 803 – 806. (in Chinese)
- [8] Chen Jianfeng, Zhu Xiaolong, Zhang Xianda. A new algorithm for joint range-DOA-frequency estimation of near-field sources [J]. EURASIP Journal on Applied Signal Processing, 2004, 2004(3): 386 – 392.
- [9] 梁军利, 王诗俊, 高丽等. 一种无需参数配对的近场源定位新算法[J]. 电子学报, 2007, 35(6): 1123 – 1127.
Liang Junli, Wang Lishi, Gao Li, et al. A novel near-field source localization algorithm without pairing parameters [J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(6): 1123 – 1127. (in Chinese)

作者简介:



马克江 男, 1984 年出生于云南曲靖, 西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室硕士研究生, 研究方向为 MIMO 雷达、阵列信号处理。
E-mail: laomakejiang@163.com



李 军 男, 1972 年生, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为 MIMO 雷达、阵列信号处理。

