

基于四阶累积量的近远场源多参数联合估计算法

徐元欣* 王安国 聂仲尔
(天津大学电子信息工程学院 天津 300072)

摘要: 该文提出了一种新的基于四阶累积量的信源多参数联合估计方法, 可实现信源频率、方位及距离的联合估计。该算法无需峰值搜索, 适用于任意高斯噪声环境, 可有效降低阵列孔径损失。算法中, 通过选取特定序号阵元上的输出构造四阶累积量矩阵, 有效地避免了因同时存在远场源时出现的矩阵降秩现象, 因而该算法适用于近场、远场或混合信源的参数估计。仿真结果验证了提出方法的有效性。

关键词: 信号处理; 信源定位; 近场源; 远场源; 四阶累积量

中图分类号: TN911.23

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)06-1379-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.01311

Joint Multi-parameters Estimation of Near-field and Far-field Sources Based on the Fourth Order Cumulant

Xu Yuan-xin Wang An-guo Nie Zhong-er

(School of Electronic and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: A new algorithm for jointly estimating multi-parameters (the frequency, Direction Of Arrival (DOA) and range) of sources is proposed. The proposed algorithm does not require spectral peak search, and can be applied to arbitrary Gaussian noise environment. It can reduce the aperture loss. Moreover, the fourth order cumulant matrices are constructed using the special sensor outputs, and the rank reduction of matrices can be avoided when the far-field sources impinging on an array of sensors. So the proposed algorithm can be used to estimate the parameters of near-field, far-field and mixed sources. The performance of the proposed method is validated by simulations.

Key words: Signal processing; Source localization; Near-field; Far-field; Fourth order cumulant

1 引言

空间信源的定位问题是阵列信号处理中的重要研究内容之一, 其在无线通信、声纳、雷达、导航及地震探测等领域有着广泛的应用。按照信源与阵列之间的距离大小可分为远场源定位和近场源定位。远场源的波前为平面波, 信源的位置由到达角给出。当信源位于近场时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。因此基于远场源的估计方法不能直接应用于近场情形, 反之亦然。

针对近场情况, 各国学者近年来提出了许多方法, 如最大似然估计方法^[1]、2维MUSIC方法^[2]等, 这两种算法均需要峰值搜索, 计算量大。为避免峰值搜索, 文献[3,4]提出了基于高阶累积量的总体最小二乘ESPRIT-like方法, 它虽无需搜索计算, 但需

要构造高阶矩阵和参数配对, 且孔径损失严重。以上算法都假定各信源具有相同的载波频率, 且频率已知, 因而其应用受到限制。对于载波未知的情况, 则需要计算距离、方位及相应的载波频率, 而且还须正确配对。为此, 文献[5-7]提出了近场源的频率、方位及距离3维参数联合估计方法。但它们都不同程度地存在一些不足: 文献[5]中利用特征矢量估计参数, 有时会出现相位模糊问题, 文献[6]需要构造高阶矩阵, 计算量大, 且文献[5,6]阵列孔径损失严重; 文献[7]需要两次参数配对。在远场情况下, 文献[8]提出了一种频率角度联合估计算法, 此算法需参数配对。文献[9]对文献[8]做了进一步的改进, 避免了参数配对且提高了估计精度。

上述算法都是单独针对近场或远场情况提出的。实际应用中, 阵列接收的信号有可能是远场、近场或两种信源的混合, 如基于麦克风阵列的声源定位。最近文献[10]提出了混合信源参数的联合估计方法, 但该方法假设载频已知, 且需峰值搜索, 需构造高阶累积量矩阵, 计算量大。本文提出了一种

2010-11-29 收到, 2011-03-30 改回

国家 973 计划项目(2007CB310605)资助课题

*通信作者: 徐元欣 xxuyuanxin@163.com

在载频未知情况下实现混合信源参数联合估计的算法,它可对信源频率、方位和距离实现联合估计。该方法仅需简单的参数配对,无需峰值搜索,且有效地降低了阵列孔径损失。

2 信号模型

假设有 L 个窄带独立信源(远场或近场)入射到间距为 d 的均匀线阵,如图1所示,其中0点设为信号相位的参考点。设 $s_l(t)e^{j2\pi f_l t}$ 是第 l 个窄带信源,中心频率为 f_l 。对信号以速率 f_s (满足奈奎斯特抽样定理)进行抽样后,第 i 个阵元接收到的信号可以表示为^[6,7]

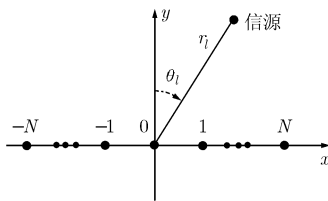


图1 阵列结构示意图

$$x_i(k) = \sum_{l=1}^L s_l(t) e^{j\omega_l k} e^{j\tau_{il}} + n_i(k), \quad -N \leq i \leq N, \quad k = 0, \dots, K-1 \quad (1)$$

式中 $n_i(k)$ 是加性噪声, K 是快拍数; $\omega_l = 2\pi f_l / f_s$ 是抽样后所得的数字频率; τ_{il} 是第 l 个信源在阵元 i 与参考阵元之间的相位差,如果第 l 个信源是近场源,则 τ_{il} 有如下形式^[6,7]:

$$\tau_{il} = i\gamma_l + i^2\varphi_l \quad (2)$$

记第 l 个信号的波长、到达角及距离分别为 λ_l, θ_l 和 r_l 则

$$\gamma_l = -2\pi(d/\lambda_l) \sin(\theta_l) \quad (3)$$

$$\varphi_l = \pi(d^2/(\lambda_l r_l)) \sin^2(\theta_l) \quad (4)$$

如果第 l 个信源是远场源,即 r_l 无穷大,则 $\varphi_l = 0, \tau_{il}$ 有如下形式^[10]:

$$\tau_{il} = i\gamma_l \quad (5)$$

因此,对于近场和远场源,式(1)可分别写为式(6a)和式(6b)。

$$x_i(k) = \sum_{l=1}^L s_l(t) e^{j\omega_l k} e^{j(i\gamma_l + i^2\varphi_l)} + n_i(k) \quad (6a)$$

$$x_i(k) = \sum_{l=1}^L s_l(t) e^{j\omega_l k} e^{j(i\gamma_l)} + n_i(k) \quad (6b)$$

不失一般性,文中作如下假设:

(1)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。信源的个数是已知的;

(2)阵元噪声为零均值、白或色的高斯过程,并与信源统计独立;

(3)对于不同的信源 $i \neq j$,满足 $\gamma_i \neq \gamma_j, \omega_i \neq \omega_j$;

(4)阵元间距 $d \leq \lambda/4, L < 2N + 1$ 。

3 算法描述

由式(2)和式(5)可知,近场源在阵元间的相位差含有 γ_l, φ_l 两个参数。远场源时 φ_l 恒为零,因此只有 γ_l 一个参数。近场源和远场源共有的部分是 γ_l 。算法的基本思想是先构造两个累积量矩阵,估计出共有参数 γ_l (此时可同时估计出信源载频),接着再构造出两个累积量矩阵,结合已估计出的 γ_l ,计算出 φ_l 。 φ_l 是否为零,可作为判断近、远场信源的依据。最后把 γ_l, φ_l 的值代入式(3)和式(4),即可计算出信源的距离和方位。

为估计 γ_l ,首先定义四阶累积量矩阵 C_1 ,其 m 行 n 列元素如式(7)所示。

$$C_1(m, n) = \text{cum}\{x_m(k), x_{-m}^*(k), x_n^*(k), x_{-n}(k)\} = \sum_{l=1}^L c_{4,sl} e^{j2m\gamma_l} (e^{j2n\gamma_l})^* \quad (7)$$

其中 $-N \leq m, n \leq N$ 。进一步利用累积量的性质,经简单推导可得

$$C_1 = B C_{4s} B^H \quad (8)$$

式中 $C_{4s} = \text{diag}(c_{4,s1}, \dots, c_{4,sL})$ 是 $L \times L$ 的矩阵, $B = [b_1, \dots, b_L]$ 是 $(2N+1) \times L$ 的矩阵,且 $c_{4,sl}, b_l$ 分别有式(9),式(10)形式,

$$c_{4,sl} = \text{cum}\{s_l(t), s_l^*(t), s_l^*(t), s_l(t)\} \quad (9)$$

$$b_l = [e^{-j2N\gamma_{sl}}, e^{-j(2N-2)\gamma_{sl}}, \dots, 1, \dots, e^{j2N\gamma_{sl}}]^T \quad (10)$$

其中 $l = 1, \dots, L$ 。

类似矩阵 C_1 的定义,同时利用时间滞后,定义新的累积量矩阵 C_2 ,其 m 行 n 列元素定义如式(11)所示

$$C_2(m, n) = \text{cum}\{x_m(k+1), x_{-m}^*(k), x_n^*(k), x_{-n}(k)\} \quad (11)$$

对于窄带信号, $x_m(k) \approx x_m(k+1)$,故式(11)可写为

$$C_2 = B \Phi C_{4s} B^H \quad (12)$$

其中 $\Phi = \text{diag}(e^{j\omega_1}, \dots, e^{j\omega_L})$ 。

对矩阵 C_1 进行特征值分解,有

$$C_1 = \sum_{l=1}^L \rho_l \mathbf{u}_l \mathbf{u}_l^H \quad (13)$$

其中 $P = \text{diag}(\rho_1, \dots, \rho_L)$ 和 $U = [\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_L]$ 分别是 C_1 的 L 个非零的特征值和对应的特征向量构成的矩阵。定义矩阵 C_1 的伪逆 $C_1^\#$ 为

$$C_1^\# = \sum_{l=1}^L \rho_l^{-1} \mathbf{u}_l \mathbf{u}_l^H \quad (14)$$

通过简单的推导可得^[5]

$$C_2 C_1^\# B = B \Phi \quad (15)$$

从式(15)可以看出, $e^{j\omega_1}, \dots, e^{j\omega_L}$ 是 $\mathbf{C}_2\mathbf{C}_1^\#$ 的 L 个非零特征值, \mathbf{B} 的各列是相应的特征向量。对 $\mathbf{C}_2\mathbf{C}_1^\#$ 进行特征值分解可得

$$\mathbf{C}_2\mathbf{C}_1^\# = \sum_{l=1}^L \zeta_l \mathbf{h}_l \mathbf{h}_l^H \quad (16)$$

其中 $\mathbf{Z} = \text{diag}(\zeta_1, \dots, \zeta_L)$ 和 $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_L]$ 分别是 $\mathbf{C}_2\mathbf{C}_1^\#$ 的 L 个非零特征值和对应的特征向量构成的矩阵。由式(10), 式(12)和式(15)知, 数字频率 ω_l 和列向量 \mathbf{b}_l 的估计值分别为

$$\hat{\omega}_l = \arg(\zeta_l) \quad (17)$$

$$\hat{\mathbf{b}}_l = \frac{\mathbf{h}_l}{\mathbf{h}_l^H(N+1)} \quad (18)$$

由式(10), 式(18)可以得到 γ_l 的估计值。

$$\hat{\gamma}_l = \frac{1}{4N} \sum_{i=1}^{2N} \frac{\hat{\mathbf{b}}_l^H(i+1)}{\hat{\mathbf{b}}_l^H(i)} \quad (19)$$

至此, 可得到 γ_l 的估计值。类似地, 也可单独估计 φ_l 。但此时构造矩阵时应当合理选择阵列序号, 否则会出现矩阵的降秩现象而使算法失效, 不能正确估计 φ_l 。下面具体的分析一下降秩原因。

文献[5,6]定义的“方向矩阵” \mathbf{A} 有如下形式:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j2\varphi_1} & e^{j2\varphi_2} & \dots & e^{j2\varphi_L} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ e^{j2(N-1)\varphi_1} & e^{j2(N-1)\varphi_2} & \dots & e^{j2(N-1)\varphi_L} \end{bmatrix} \quad (20)$$

如果第 l 个信源是远场源, 则 $\varphi_l = 0$, 那么 \mathbf{A} 中第 l 列将变成 $[1, \dots, 1]^T$, 当有两个或两个以上远场源时, 矩阵 \mathbf{A} 不再是满列秩矩阵, 此时文献[5,6]中提出的算法将失效。为了避免这种现象, 在此, 定义如下矩阵:

$$\mathbf{C}_3(m, n) = \text{cum}\{x_m(k), x_0^*(k), x_n^*(k), x_0(k)\} \quad (21)$$

$$\mathbf{C}_4(m, n) = \text{cum}\{x_m(k+1), x_0^*(k), x_n^*(k), x_0(k)\} \quad (22)$$

写成矩阵形式分别为

$$\mathbf{C}_3 = \mathbf{D}\mathbf{C}_{4s}\mathbf{D}^H \quad (23)$$

$$\mathbf{C}_4 = \mathbf{D}\Phi\mathbf{C}_{4s}\mathbf{D}^H \quad (24)$$

式中 $\mathbf{D} = [\mathbf{d}_1, \dots, \mathbf{d}_L]$ 是 $(2N+1) \times L$ 的矩阵, 且 \mathbf{d}_l 有如下形式:

$$\mathbf{d}_l = [e^{j[\gamma_l(-N)+\varphi_l(-N)^2]}, \dots, 1, \dots, e^{j[\gamma_l(N)+\varphi_l(N)^2]}]^T \quad (25)$$

其中 $l = 1, \dots, L$ 。

从 \mathbf{D} 的形式可以看出, 当存在远场源时, \mathbf{D} 仍是满列秩矩阵, 算法不会因同时存在远场源而失效。

与估计 γ_l 类似, 对 \mathbf{C}_3 进行特征值分解, 按照式(14)定义出 \mathbf{C}_3 的伪逆 $\mathbf{C}_3^\#$, 简单的推导可得^[5]

$$\mathbf{C}_4\mathbf{C}_3^\#\mathbf{D} = \mathbf{D}\Phi \quad (26)$$

再对 $\mathbf{C}_4\mathbf{C}_3^\#$ 进行特征值分解, 可得

$$\mathbf{C}_4\mathbf{C}_3^\# = \sum_{l=1}^L \mu_l \boldsymbol{\nu}_l \boldsymbol{\nu}_l^H \quad (27)$$

其中 $\mathbf{M} = \text{diag}(\mu_1, \dots, \mu_L)$ 和 $\mathbf{N} = [\boldsymbol{\nu}_1, \dots, \boldsymbol{\nu}_L]$ 分别是 $\mathbf{C}_4\mathbf{C}_3^\#$ 的 L 个非零特征值和对应的特征向量构成的矩阵。从式(26)可以看出, $e^{j\omega_1}, \dots, e^{j\omega_L}$ 是 $\mathbf{C}_4\mathbf{C}_3^\#$ 的 L 个非零特征值, \mathbf{D} 的各列是相应的特征向量。进一步由式(24), 式(25)和式(27)知, 数字频率 ω_l 和列向量 \mathbf{d}_l 的估计值分别为

$$\hat{\omega}_l = \arg(\mu_l) \quad (28)$$

$$\hat{\mathbf{d}}_l = \frac{\boldsymbol{\nu}_l}{\boldsymbol{\nu}_l^H(N+1)} \quad (29)$$

为了估计 φ_l , 将 \mathbf{d}_l 写成矩阵相乘的形式, 即

$$\mathbf{d}_l = \mathbf{d}_{1l}\mathbf{d}_{2l} \quad (30)$$

式中

$$\mathbf{d}_{1l} = \text{diag}(e^{j(-N)\varphi_l}, e^{j(-N+1)\varphi_l}, \dots, e^{j(N)\varphi_l}) \quad (31)$$

$$\mathbf{d}_{2l} = [e^{j\varphi_l(-N)^2}, e^{j\varphi_l(-N+1)^2}, \dots, e^{j\varphi_l(N)^2}]^T \quad (32)$$

由第3个假设可知, \mathbf{d}_{1l} 是可逆矩阵, 将式(19)代入式(31), 进一步由式(30)可知

$$\hat{\mathbf{d}}_{2l} = \hat{\mathbf{d}}_{1l}^{-1}\hat{\mathbf{d}}_l \quad (33)$$

那么 φ_l 的估计值为

$$\hat{\varphi}_l = [\hat{\mathbf{d}}_{2l}^H(N-1) + \hat{\mathbf{d}}_{2l}^H(N) + \hat{\mathbf{d}}_{2l}^H(N+2) + \hat{\mathbf{d}}_{2l}^H(N+3)]/10 \quad (34)$$

由于 γ_l 、 φ_l 的估计值是由独立的两次特征值分解得到的, 所以在计算式(33)之前需要参数配对, 使 γ_l 、 φ_l 一一对应。两次特征值分解都估计出了信号的载频, 可以将此作为参数配对的依据。设参数对 (γ_m, φ_n) 是一一对应, 则 n 需满足

$$n = \arg \min_{1 < n' < L} |\hat{\omega}_m - \hat{\omega}_{n'}| \quad (35)$$

综上所述, 本文算法可描述为:

步骤1 按式(7), 式(11)计算矩阵 \mathbf{C}_1 、 \mathbf{C}_2 。

步骤2 由式(14)计算 \mathbf{C}_1 的伪逆 $\mathbf{C}_1^\#$, 并对 $\mathbf{C}_2\mathbf{C}_1^\#$ 进行特征值分解, 获得 L 大特征值构成的对角阵 \mathbf{Z} 和其对应的特征向量 \mathbf{H} 。

步骤3 按式(17), 式(19)估计载频 ω_l 和 γ_l 。

步骤4 按式(21), 式(22)计算矩阵 \mathbf{C}_3 、 \mathbf{C}_4 。求出 \mathbf{C}_3 的伪逆 $\mathbf{C}_3^\#$, 并对 $\mathbf{C}_4\mathbf{C}_3^\#$ 进行特征值分解, 获得 L 大特征值构成的对角阵 \mathbf{M} 和其对应的特征向量 \mathbf{N} 。

步骤5 按式(28)再次估计出载频 ω_l , 并按式(35)进行参数配对, 按式(34)估计 φ_l 。

步骤6 最后由式(3), 式(4)及 $\omega_l = 2\pi f_l/f_s$ 可得, 估计频率、角度和距离的估计值分别为

$$\hat{f}_l = \frac{(\hat{\omega}_l + \hat{\omega}_l')f_s}{4\pi} \quad (36)$$

$$\hat{\theta}_l = \arcsin\left(-\frac{\hat{\gamma}_l \hat{\lambda}_l}{2\pi d}\right) \quad (37)$$

$$\hat{r}_l = \frac{\pi d^2}{\lambda_l \hat{\varphi}_l} \cos^2(\hat{\theta}_l) \quad (38)$$

式中波长的估计值 $\hat{\lambda}_l$ 可由 \hat{f}_l 得出。当第 l 个信源是远场源时, $\hat{\varphi}_l$ 的值应该接近零, 所以 $\hat{\varphi}_l$ 可作为判断近远场的依据(远场时只需计算频率和角度)。

文献[5,6]采用的阵列结构含有偶数个阵元, 本文算法有奇数个阵元。为了讨论方便, 设文献 [5,6] 的阵列有 $2N$ 个阵元, 文献[9]和本文的阵列有 $2N+1$ 个阵元。

文献[6,9]无需参数配对, 因为所有参数的估计都是基于一次矩阵分解, 本文算法以及文献[5], 参数的估计是基于两次独立的特征值分解因此需要参数配对。文献[5,6]构造的高阶累计量矩阵的维数是 $N \times N$ 最多可估计出 $N-1$ 个信源的参数, 本文算法构造的矩阵维数可达到 $(2N+1) \times (2N+1)$ 最多可估计出 $2N$ 个信源的参数, 降低了孔径损失。在计算复杂度方面, 由于高阶累计量矩的构造及其分解占据了算法计算量的主要部分, 我们只考虑这两项的计算量。构造一个 $N \times N$ 高阶累计量矩所需的计算复杂度为 $O(9N^2K)$, 对其进行特征值分解的计算量为 $O(4N^3/3)$, K 表示快拍数。本文算法需要构造 4 个累积量矩阵, 并需要四次特征值分解, 维数都是 $(2N+1) \times (2N+1)$, 所以计算复杂度是 $O(36(2N+1)^2K + 16(2N+1)^3/3)$, 高于文献[5]其计算量为 $O(27N^2K + 4N^3)$ 。

4 仿真实验

本文假设 $N=2$, 即有 5 个阵元组成的均匀线阵, 阵元间距 $d = \min(\lambda_m)/4$ 。两个等功率统计独立, 中心频率分别为 $f_1=3$ MHz, $f_2=4$ MHz, 带宽均为 25 kHz 的窄带信源入射到该阵列上。频率、到达角和距离的单位分别取为 MHz、度和波长。试验中数据长度是 300 个快拍, 采样频率为 20 MHz, 每次的估计值取 500 次独立实验的均值, 使用均方根误差

RMSE 作为性能准则:

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{r=1}^M (\hat{x}_r - x)^2} \quad (39)$$

式中 \hat{x}_r 代表参数的估计值。为验证本文所提出算法的性能, 做如下 3 组实验。

实验 1 主要测试本文算法在近场源时的性能。本次实验中假设有两个信源处在阵列的近场区域, 其位置分别为 $\{\theta_1 = 10^\circ, r_1 = 1.0\lambda_1\}$, $\{\theta_2 = -5^\circ, r_2 = 0.5\lambda_2\}$ 。(注意文献[5]的阵列结构与本文略有不同, 阵元个数是偶数个, 所以假设其有 6 个阵元, 其它参数设置不变)。仿真结果示于图 2-图 5。

从图 2 可以看出, 文献[9]的角度估计值波动较大, 且不以真实值为中心, 而本文算法角度的估计值在真实值上下小范围波动。由此可知, 文献[9]的算法不适于近场源。从图 3-图 5 可以看出, 本文算法的频率、角度和距离的估计精度与文献[5]对比都有明显的提高, 这是由于本文算法充分利用了阵列接收的信号, 降低了孔径损失。

实验 2 主要测试本文算法在混合信源时的性能。假设有两个信源, 其中一个信源是远场源, 方位是 $\theta_1 = 10^\circ$, 另一个信源是近场源, 位置是 $\{\theta_2 = -5^\circ, r_2 = \lambda_2\}$ 。仿真结果如图 6-图 9 所示。(文献[5]有 6 个阵元, 其它参数设置不变)

从图 6 可以看出, 文献[9]的角度估计值波动较大, 且不以真实值为中心, 而本文算法角度的估计值以真实值为中心, 仅有小范围波动。由此可知文献[9]的算法不适合于混合源。

从图 7-图 9 可知, 文献[5]的方法在这种情况下没有失效, 从式(20)可以看出此时只有一列为单位向量, 并不会引起矩阵降秩, 但是当有两个或两个以上远场源时算法将失效(详见实验 3 及式(20))。

实验 3 主要测试本文算法在远场源时的性能。本次实验中假设有两个信源都处在阵列的远场区域, 其方位分别为 $\theta_1 = 10^\circ, \theta_2 = -5^\circ$ 。仿真结果如图 10-图 12 所示。

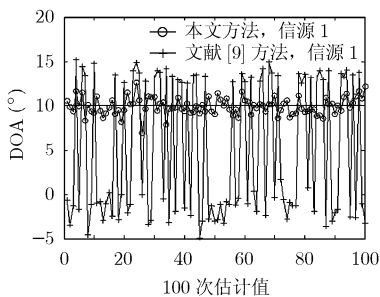


图 2 DOA 估计的 100 次实现(近场源, SNR=10 dB)

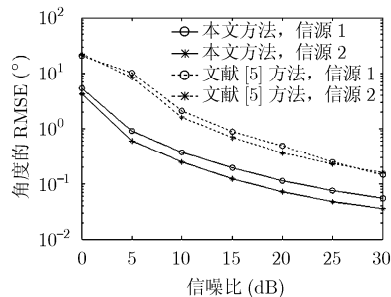


图 3 角度估计值的 RMSE 随信噪比变化曲线(近场源)

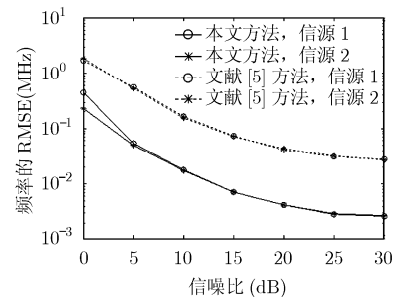


图 4 频率估计值的 RMSE 随信噪比变化曲线(近场源)

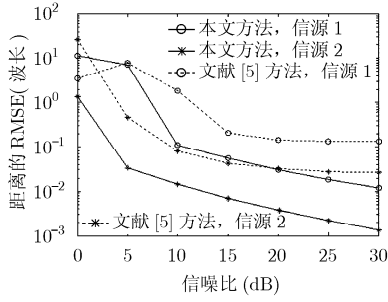


图 5 距离估计值的 RMSE 随信噪比变化曲线(近场源)

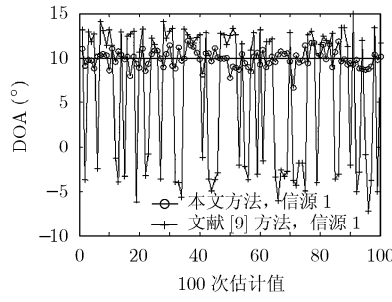


图 6 DOA 估计的 100 次实现(混合源, SNR=10 dB)

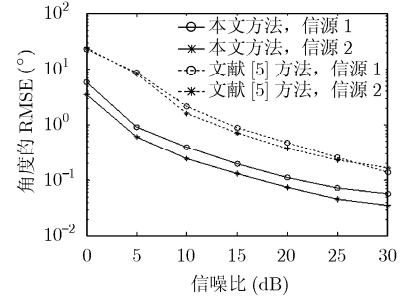


图 7 角度估计值的 RMSE 随信噪比变化曲线(混合源)

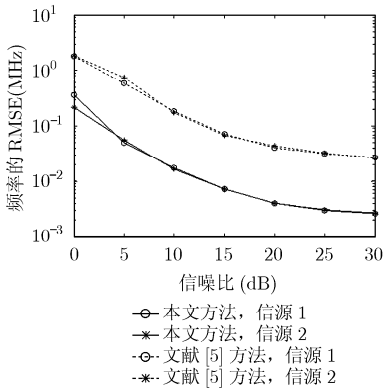


图 8 频率估计值的 RMSE 随信噪比变化曲线(混合源)

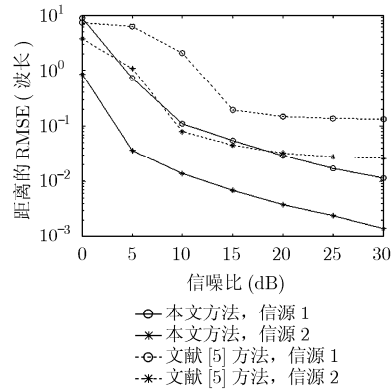


图 9 距离估计值的 RMSE 随信噪比变化曲线(混合源)

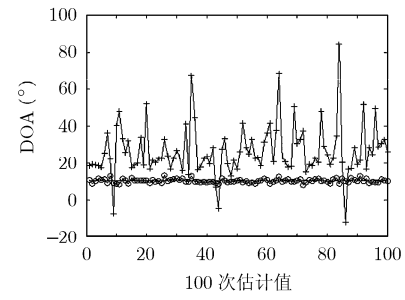


图 10 DOA 估计的 100 次实现(远场源, SNR=10 dB)

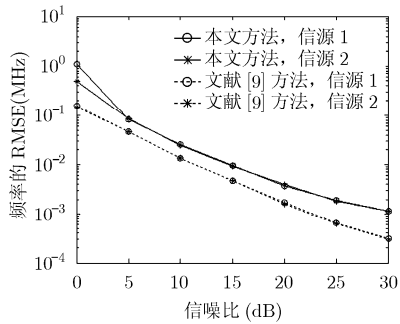


图 11 频率估计值的 RMSE 随信噪比变化曲线(远场源)

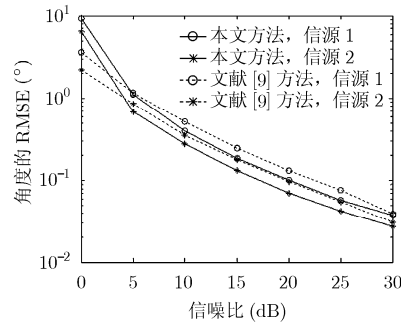


图 12 角度估计值的 RMSE 随信噪比变化曲线(远场源)

从图 10 可以看出, 文献[5]的角度估计值波动较大, 且不以真实值为中心, 而本文算法角度的估计值以真实值为中心, 波动范围小。由此可知, 文献[5]的算法不适合于远场源。

从图 11 和图 12 可知, 本文算法频率的估计性能略低于文献[9], 但角度的估计性能较好。同时从以上 3 组实验可以看出, 本文算法无论在近场源、远场源还是在混合源的情况下都可以实现对信源参数的精确估计。

5 结束语

基于四阶累积量, 本文提出了一种在载频未知情况下的信源频率、方位角和距离的联合估计算法。

通过构造两组特殊的累积量矩阵, 分步实现对 γ_i, φ_i 的估计, 避免了因 φ_i 为零而出现的矩阵降秩现象, 因此本文算法适用于近场源、远场源和混合信源的情况。同时该算法无需峰值搜索且有效降低了孔径损失。与现有的近场源算法相比在估计精度上有了很大提高。

参考文献

[1] Chen J C, Hudson R E, and Kung Y. Maximum likelihood source localization and unknown sensor location estimation for wideband signals in the near-field [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2002, 50(8): 1843-1854.

[2] 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.
- [3] Yuen N and 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.
- [4] Challa R N and Shamsunder S. High-order subspace based algorithms for passive localization of near-field sources [C]. Proc 29th Asilomar Conference on Signals, Systems, Computers, Pacific Grove, CA, USA, IEEE Press, 1995: 777-781.
- [5] Chen Jian-feng, Zhu Xiao-long, and Zhang Xian-da. A new algorithm for joint range-DOA-frequency estimation of near-field sources [J]. *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, 2004, (3): 386-392.
- [6] 马克江, 李军, 吴云韬, 等. 无需参数配对的近场源距离、方位、频率联合估计算法[J]. 电子学报, 2010, 38(6): 1454-1458. Ma Ke-jiang, Li Jun, and Wu Yun-tao, *et al.*. Joint ranges DOA's and frequencies estimation of near-field sources without pairing parameters [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2010, 38(6): 1454-1458.
- [7] 吴云韬, 侯朝焕, 等. 一种基于高阶累积量的近场源距离、频率和方位联合估计算法[J]. 电子学报, 2005, 33(10): 1893-1896.
- Wu Y T and Hou C H, *et al.*. Joint ranges DOA's and frequencies estimation of multiple near-field sources using cumulant [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2005, 33(10): 1893-1896.
- [8] Lemma A N, Van der Veen A J, and Deprettere E F. Analysis of joint angle-frequency estimation using ESPRIT[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2003, 51(5): 1264-1283.
- [9] Liu Fu-lai, Wang Jin-kuan, and Du Rui-yan. Unitary-JAFE algorithm for joint angle-frequency estimation based on Frame-Newton method[J]. *Signal Processing*, 2010, 90(3): 809-820.
- [10] Liang Jun-li and Liu Ding. Passive localization of mixed near-field and far-field sources using two-stage MUSIC algorithm [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(1): 108-120.
- 徐元欣: 男, 1986 年生, 硕士生, 研究方向为 DOA 估计、压缩感知.
- 王安国: 男, 1958 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为通信系统理论、天线理论与设计、射频电路分析与设计.
- 聂仲尔: 男, 1986 年生, 硕士生, 研究方向为时空编码、DOA 估计.