

# 一种基于高阶累积量的近场源四维参数联合估计算法

梁军利<sup>1,2</sup>, 冀邦杰<sup>1,2</sup>, 赵 峰<sup>3</sup>, 张军英<sup>3</sup>

(1. 水下信息处理与控制国家重点实验室, 陕西西安 710075; 2. 中国船舶重工集团公司第 705 研究所, 陕西西安 710075;  
3. 西安电子科技大学计算机学院, 陕西西安 710071)

**摘 要:** 本文提出了一种新的多个近场窄带信源距离、频率及二维到达角四维参数联合估计算法。首先基于特定序号阵元输出计算的高阶累积量构造 4 个矩阵, 接着结合这些矩阵的结构特点构造 3 个新的矩阵, 然后基于新构造矩阵分解得到的特征值和特征向量联合估计信源参数。与现有的方法相比, 本文给出的方法有效提高了阵列孔径利用率, 参数自动配对。仿真结果表明该算法是有效的。

**关键词:** 阵列信号处理; 近场源; 定位; 二维到达角; 高阶累积量

**中图分类号:** TN911. 23 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 09-1734-05

## Four-Dimensional Parameter Estimation of Near-Field Source Using Higher-Order Cumulant

LIANG Jun li<sup>1,2</sup>, JI Bang-jie<sup>1,2</sup>, ZHAO Feng<sup>3</sup>, ZHANG Jun ying<sup>3</sup>

(1. National Key Laboratory for Underwater Information Process and Control, Xi'an, Shaanxi 710075, China;  
2. The 705<sup>th</sup> Research Institute, China Shipbuilding Industry Corporation, Xi'an, Shaanxi 710075, China;  
3. School of Computer, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

**Abstract:** We propose a novel joint estimation algorithm for range, frequency, and two dimensional (2D) direction of arrival (DOA) of each narrowband source in the near field. The proposed method constructs four matrices using the higher order cumulants of the properly chosen sensor outputs, and forms three new ones using the four matrices, then estimates the source parameters from the new ones' eigenvalues and the corresponding eigenvectors. In comparison with the conventional methods, the proposed approach efficiently uses the array aperture, and pairs parameters automatically. Finally, the simulation results are presented to validate the performance of the proposed method.

**Key words:** array signal processing; near field source; localization; two dimensional (2D) direction of arrival (DOA); higher order cumulant

### 1 引言

近场源定位问题, 即近场源距离、到达角等参数的联合估计问题, 在声纳、雷达、语音、电子监控及地震探测等领域有着广泛的应用。不同于远场源, 近场源需用球面波描述波前, 采用菲涅尔(Fresnel)近似描述阵元之间的相位差, 从而一些成熟有效的远场源定位算法不再适用。

近年来, 各国学者提出了一些有效的近场源定位方法, 如二维 MUSIC 方法<sup>[1,2]</sup>、路径跟踪方法<sup>[3]</sup>、加权线性预测方法<sup>[4]</sup>、高阶 ESPRIT 方法<sup>[5-9,12,13]</sup> 等等。但这些方法或者假定载频已知<sup>[1,2,4,8,9]</sup>、或者需要进行谱峰搜索<sup>[1,2]</sup>、或者需要进行参量配对<sup>[4,8]</sup> (参量配对对于近场

源定位尤其对于包含二维到达角估计的定位问题非常重要, 因为其参数(频率、二维到达角及距离)估计是在参量正确配对的基础上进行的, 如果参量配对错误, 则直接导致不能正确估计信源参数)、或者基于完全对称的十字阵列引起阵列孔径严重损失<sup>[8]</sup>、或者要求信源和接收阵列位于同一平面仅估计一维到达角<sup>[5-7,9,12,13]</sup>、或者仅适用于高斯白噪声环境<sup>[8,9]</sup>。

不同于文献[12,13]给出的基于高阶累积量的近场源定位方法, 本文重新设计阵列结构, 使得本文方法能够估计空间信源二维到达角; 不同于文献[12,13], 本文充分利用新阵列和 Toeplitz 矩阵的结构特点, 基于四阶累积量构造 4 个高维 Toeplitz 矩阵, 较之文献[8]中给出的方法(亦能估计空间信源二维到达角)有效提高阵列

孔径利用率; 此外巧妙利用这 4 个矩阵本身结构特点构造 3 个新的矩阵, 使得信源的四维参数可由这 3 个新构造矩阵的特征值和共有的特征向量闭式给出且自动配对. 另外由于本文算法使用了四阶累积量, 所以适用于任意加性高斯噪声环境.

## 2 信号模型描述

假设有  $L$  个近场窄带信源入射到由  $x$  子阵 ( $2p$  个阵元) 和  $y$  子阵 ( $3$  个阵元) 构成. 阵元间距为  $d$ 、阵元总个数为  $2p + 2$  的十字阵列, 如图 1 所示,  $(-p+1, 0)$ 、 $(-p+2, 0)$ 、 $(-1, 0)$ 、 $(0, 0)$ 、 $(1, 0)$ 、 $(p-1, 0)$ 、 $(p, 0)$  两子阵的交叉阵元  $(0, 0)$  选做相位参考阵元. 将信源变频到

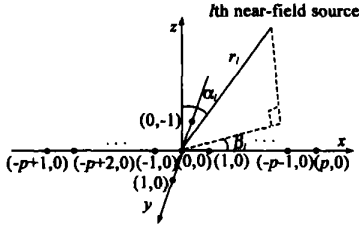


图 1 阵列结构示意图

中频并采样后, 则  $k$  时刻第  $(i, 0)$  和  $(0, m)$  个阵元接收的信号可以分别表示为:

$$x_{i,0}(k) = \sum_{l=1}^L s_l(k) e^{j\omega_k} e^{j\tau_{xl}(i)} + n_{i,0}(k), \quad i = -p + 1, \dots, -1, 0, 1, \dots, p \quad (1)$$

$$x_{0,m}(k) = \sum_{l=1}^L s_l(k) e^{j\omega_k} e^{j\tau_{yl}(m)} + n_{0,m}(k), \quad m = -1, 1 \quad (2)$$

式(1)、(2)中,  $s_l(k) e^{j\omega_k}$  为第  $l$  个窄带信号, 其中心频率为  $\omega_l$ ;  $n_{i,0}(k)$ 、 $n_{0,m}(k)$  为加性噪声; 令  $\lambda_l$ 、 $\alpha_l$ 、 $\beta_l$  和  $r_l$  分别表示第  $l$  个信号的波长、俯仰角、方位角及距离, 则第  $l$  个信号在阵元  $(i, 0)$  和  $(0, m)$  与参考阵元  $(0, 0)$  之间的相位差  $\tau_{xl}(i)$ 、 $\tau_{yl}(m)$  可以分别表示为:

$$\tau_{xl}(i) = \frac{2\pi r_l}{\lambda} \left[ \sqrt{1 + \frac{i^2 d^2}{r_l^2} - \frac{2id \sin \alpha_l \cos \beta_l}{r_l}} - 1 \right] \quad (3)$$

$$\tau_{yl}(m) = \frac{2\pi r_l}{\lambda} \left[ \sqrt{1 + \frac{m^2 d^2}{r_l^2} - \frac{2md \sin \alpha_l \sin \beta_l}{r_l}} - 1 \right] \quad (4)$$

采用菲涅尔近似, 忽略泰勒级数展开二阶以上的高次项, 则相位差  $\tau_{xl}(i)$ 、 $\tau_{yl}(m)$  可以分别近似为:

$$\tau_{xl}(i) \approx \frac{2\pi r_l}{\lambda} \left[ \frac{i^2 d^2}{2r_l^2} - \frac{id \sin \alpha_l \cos \beta_l}{r_l} - \frac{i^2 d^2 \sin^2 \alpha_l \cos^2 \beta_l}{2r_l^2} \right] = \gamma_{xl} i + \phi_{xl} i^2 \quad (5)$$

$$\tau_{yl}(m) \approx \frac{2\pi r_l}{\lambda} \left[ \frac{m^2 d^2}{2r_l^2} - \frac{md \sin \alpha_l \sin \beta_l}{r_l} - \frac{m^2 d^2 \sin^2 \alpha_l \sin^2 \beta_l}{2r_l^2} \right] = \gamma_{yl} m + \phi_{yl} m^2 \quad (6)$$

式(5)、(6)中,

$$\gamma_{xl} = -\frac{2\pi d \sin \alpha_l \cos \beta_l}{\lambda} \quad (7)$$

$$\phi_{xl} = \frac{\pi d^2 (1 - \sin^2 \alpha_l \cos^2 \beta_l)}{\lambda r_l} \quad (8)$$

$$\gamma_{yl} = -\frac{2\pi d \sin \alpha_l \sin \beta_l}{\lambda} \quad (9)$$

$$\phi_{yl} = \frac{\pi d^2 (1 - \sin^2 \alpha_l \sin^2 \beta_l)}{\lambda r_l} \quad (10)$$

采用菲涅尔近似后, 式(1)、(2)可以分别表示为:

$$x_{i,0}(k) = \sum_{l=1}^L s_l(k) e^{j\omega_k} e^{j(i\gamma_{xl} + i^2 \phi_{xl})} + n_{i,0}(k), \quad i = -p + 1, \dots, -1, 0, 1, \dots, p \quad (11)$$

$$x_{0,m}(k) = \sum_{l=1}^L s_l(k) e^{j\omega_k} e^{j(m\gamma_{yl} + m^2 \phi_{yl})} + n_{0,m}(k), \quad m = -1, 1 \quad (12)$$

不失一般性, 作如下假设:

- (1) 信源为零均值、相互独立的窄带随机过程, 具有非零峰度;
- (2) 阵元噪声为零均值、白或色高斯噪声, 并与信源独立;
- (3) 对于不同的信源  $i \neq j$ , 满足  $\gamma_{xi} \neq \gamma_{xj}$ ,  $\gamma_{yi} \neq \gamma_{yj}$  和  $\phi_{xi} \neq \phi_{yj}$ ;
- (4) 阵元间距  $d \leq \min(\lambda)/4$ , 且  $L \leq p$ .

## 3 算法描述

定义四阶累积量矩阵  $C_1$ , 其第  $m$  行  $q$  列元素定义如式(13)所示:

$$C_1(m, q) = \text{cum}(x_{0,0}(k), x_{0,0}^*(k), x_{m-q+1,0}(k), x_{m-q,0}^*(k)) = \sum_{l=1}^L c_{4,sl} e^{j(\gamma_{xl} + \phi_{xl})} e^{j2(m-q)\phi_{xl}} \quad (13)$$

式(13)中, 上标\* 表示共轭,  $c_{4,sl} = \text{cum}(s_l(k), s_l^*(k), s_l(k), s_l^*(k))$  为第  $l$  个信源峰度.

令  $C_{4s} = \text{diag}[c_{4,s_1}, \dots, c_{4,s_L}]$ ,  $\Phi_1 = \text{diag}[e^{j\gamma_{x1}}, \dots, e^{j\gamma_{xL}}]$ ,  $\Lambda = \text{diag}[e^{j\phi_{x1}}, \dots, e^{j\phi_{xL}}]$ ,  $\mathbf{b}_i = [1, e^{j2\phi_{xi}}, \dots, e^{j2(p-1)\phi_{xi}}]^T$ ,  $i = 1, \dots, L$ ,  $\mathbf{B} = [\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2, \dots, \mathbf{b}_L]$ , 则矩阵  $C_1$  可表示为:

$$C_1 = \mathbf{B} \Phi_1 \Lambda C_{4s} \mathbf{B}^H \quad (14)$$

这里上标 T 表示转置, H 表示共轭转置. 类似矩阵  $C_1$  的定义, 考虑将阵元  $(1, 0)$  和  $(-1, 0)$  作为导引阵元, 定义矩阵  $C_2$ :

$$C_2(m, q) = \text{cum}(x_{1,0}(k), x_{-1,0}^*(k), x_{m-q+1,0}(k), x_{m-q,0}^*(k)), \quad 0 < m, q \leq p \quad (15)$$

$$C_2 = \mathbf{B} \Phi_2 \Lambda C_{4s} \mathbf{B}^H \quad (16)$$

定义

$$\mathbf{s}(k) = [s_1(k) e^{j\omega_k}, \dots, s_L(k) e^{j\omega_k}] \quad (17)$$

$$\Phi_2 = \text{diag}[e^{j\alpha_1}, \dots, e^{j\alpha_L}] \quad (18)$$

对于窄带信号, 有

$$\mathbf{s}(k+1) \cong \Phi_2 \mathbf{s}(k) \quad (19)$$

类似矩阵  $C_1$ 、 $C_2$  的定义, 考虑不同的时间及阵元

滞后, 定义矩阵  $C_3$ :

$$C_3(m, q) = \text{cum}(x_{0,0}(k+1), x_{0,0}^*(k), x_{m-q+1,0}(k), x_{m-q,0}^*(k)), \quad 0 < m, q \leq p \quad (20)$$

$$C_3 \cong B \Phi_2 \Phi_1 \Lambda C_4 B^H \quad (21)$$

考虑将阵元(0, -1)和(0, 1)作为导引阵元, 定义矩阵  $C_4$ :

$$C_4(m, q) = \text{cum}(x_{0,1}(k), x_{0,-1}^*(k), x_{m-q+1,0}(k), x_{m-q,0}^*(k)), \quad 0 < m, q \leq p \quad (22)$$

$$C_4 \cong B \Phi_3 \Phi_1 \Lambda C_4 B^H \quad (23)$$

式(23)中,  $\Phi_3 = \text{diag}[e^{j2\gamma_{y1}}, e^{j2\gamma_{y2}}, \dots, e^{j2\gamma_{yL}}]$ .

由于所有信源具有非零峰度, 因此矩阵  $C_4$  为一可逆的对角阵. 此外由于信源的参量各不相同及  $L \leq p$ , 因此矩阵  $B$  列满秩, 矩阵  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  和  $C_4$  是秩为  $L$  的  $p \times p$  维矩阵.

对矩阵  $C_1$  进行特征值分解, 有

$$C_1 = \sum_{l=1}^L v_l u_l u_l^H = UVU^H \quad (24)$$

式(24)中,  $V = \text{diag}[v_1, v_2, \dots, v_L]$  和  $U = [u_1, u_2, \dots, u_L]$  分别为  $C_1$  仅有的  $L$  个非零特征值和对应的特征向量构成的矩阵(特征值构成的为对角阵). 显然有  $B = UT$ ,  $T$  为一可逆矩阵.

定义矩阵  $C_1$  的伪逆

$$C_1^\# = \sum_{l=1}^L v_l^{-1} u_l u_l^H = UV^{-1}U^H \quad (25)$$

从而有

$$UU^H B = UU^H (UT) = U(U^H U)T = UT = B \quad (26)$$

$$\begin{aligned} C_2 C_1^\# B &= B \Phi_1^\# \Lambda C_4 B^H (UV^{-1}U^H) B \\ &= B \Phi_1^\# (B^H B)^{-1} B^H B \Phi_1 \Lambda C_4 B^H (UV^{-1}U^H) B \\ &= B \Phi_1^\# (B^H B)^{-1} B^H (C_1) (UV^{-1}U^H) B \\ &= B \Phi_1^\# (B^H B)^{-1} B^H UVU^H UV^{-1}U^H B \\ &= B \Phi_1^\# (B^H B)^{-1} B^H (UU^H B) \\ &= B \Phi_1^\# (B^H B)^{-1} B^H B = B_1 \Phi_1^\# \end{aligned} \quad (27)$$

同理可得

$$C_3 C_1^\# B = B \Phi_2 \quad (28)$$

$$C_4 C_1^\# B = B \Phi_3 \quad (29)$$

由式(27)~(29)可见,  $B$  的各列同为  $C_2 C_1^\#$ 、 $C_3 C_1^\#$  和  $C_4 C_1^\#$  的特征向量,  $e^{j2\gamma_{x_l}}$ 、 $e^{j\omega_l}$  和  $e^{j2\gamma_{y_l}}$  分别为矩阵  $C_2 C_1^\#$ 、 $C_3 C_1^\#$  和  $C_4 C_1^\#$  对应特征向量的  $b_l = [1, e^{j2\phi_{x_l}}, \dots, e^{j2(p-1)\phi_{x_l}}]^T$ 、仅有的  $L$  个非零特征值,  $l = 1, \dots, L$ . 尽管  $e^{j2\gamma_{x_l}}$ 、 $e^{j\omega_l}$  和  $e^{j2\gamma_{y_l}}$  是矩阵  $C_2 C_1^\#$ 、 $C_3 C_1^\#$  和  $C_4 C_1^\#$  各自进行特征值分解获得的, 但由于对应于同一特征向量  $b_l = [1, e^{j2\phi_{x_l}}, \dots, e^{j2(p-1)\phi_{x_l}}]^T$ , 从而可以利用特征值和特征向量一一对应的关系, 将  $e^{j2\gamma_{x_l}}$ 、 $e^{j\omega_l}$ 、 $e^{j2\gamma_{y_l}}$  和  $b_l = [1, e^{j2\phi_{x_l}}, \dots, e^{j2(p-1)\phi_{x_l}}]^T$  自动配对.

基于上述分析, 本文建议算法可以描述为:

步骤 1: 按式(13)~(23)计算矩阵  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  和  $C_4$ :

步骤 2: 按式(24)~(29)计算矩阵  $C_1$  的伪逆  $C_1^\#$  及  $C_2 C_1^\#$ 、 $C_3 C_1^\#$  和  $C_4 C_1^\#$ ;

步骤 3: 对  $C_2 C_1^\#$ 、 $C_3 C_1^\#$  和  $C_4 C_1^\#$  进行特征值分解, 并按特征值和特征向量一一对应的关系, 获得自动配对的  $L$  组参量  $\{\xi_{x,l} = e^{j2\gamma_{x_l}}, \xi_{\omega,l} = e^{j\omega_l}, \xi_{y,l} = e^{j2\gamma_{y_l}}, \xi_{\phi,l} = [1, e^{j2\phi_{x_l}}, \dots, e^{j2(p-1)\phi_{x_l}}]^T\}$ ,  $l = 1, \dots, L$ ;

步骤 4: 令  $\angle(\cdot)$  表示取  $\cdot$  的相角, 则利用上述  $L$  组参量可以获得信源中心频率  $\omega_l$  及包含信源参数信息的过渡参量的估计值  $\gamma_{x_l}$ 、 $\phi_{x_l}$  和  $\gamma_{y_l}$ :

$$\omega_l = \angle[\xi_{\omega,l}] \quad (30)$$

$$\gamma_{x_l} = (\angle[\xi_{x,l}]) / 2 \quad (31)$$

$$\gamma_{y_l} = (\angle[\xi_{y,l}]) / 2 \quad (32)$$

$$\phi_{x_l} = \frac{1}{2(p-1)} \sum_{i=1}^{p-1} \left[ \angle \left[ \frac{\xi_{x,l}(i+1)}{\xi_{x,l}(i)} \right] \right] \quad (33)$$

步骤 5: 令  $\lambda$  表示从第  $l$  个信号的频率估计值  $\omega_l$  得到的波长估计值, 结合  $\gamma_{x_l}$ 、 $\phi_{x_l}$  和  $\gamma_{y_l}$  的定义, 可以得到信源俯仰角、方位角和距离的估计值如下所示:

$$\hat{\alpha}_l = \text{asin} \left[ \frac{\sqrt{(\gamma_{y_l} \lambda)^2 + (\gamma_{x_l} \lambda)^2}}{\sqrt{4\pi^2 d^2}} \right] \quad (34)$$

$$\hat{\beta}_l = \text{atan} \left[ \frac{\gamma_{y_l}}{\gamma_{x_l}} \right] \quad (35)$$

$$\hat{r}_l = \frac{\pi d^2}{\phi_{x_l} \lambda} (1 - \sin^2 \hat{\alpha}_l \cos^2 \hat{\beta}_l) \quad (36)$$

文献[8]将  $x$  子阵和  $y$  子阵视做独立的阵列, 按通常对称阵列的处理方法[9]估计各自子阵的参量( $x$  子阵的参量为  $(\gamma_{x_l}, \phi_{x_l})$ ,  $y$  子阵的参量为  $(\gamma_{y_l}, \phi_{y_l})$ ), 然后利用复杂的二次相位转换方法[10]配对参量; 而本文巧妙地设计阵列结构, 在计算式(22)时使用阵元(0, -1)和(0, 1)作为导引阵元, 使得两个子阵参量的计算有机联系起来, 并利用计算得到的 4 个高阶累积量矩阵的结构特点巧妙构造 3 个新的矩阵, 使得包含信源参数的参量(利用特征值和特征向量一一对应关系)自动配对, 从而可以正确估计信源参数.

若阵元总个数为  $2p + 2$ , 文献[8]中给出的算法构造的矩阵维数仅为  $[(2p + 1)/4] \times [(2p + 1)/4]$ , 阵列孔径损失严重, 而本文给出的方法则可以达到  $p \times p$  维.

此外文献[8]中的算法是建立在信源中心频率已知的基础上的, 而本文给出的方法可以同时估计信源频率.

文献[8]中算法计算复杂度约为  $O(3(2p + 1)^2 m / 8 + 9(2p + 1)^3 / 8)$  ( $m$  为快拍数); 本文给出的算法计算复杂度为  $O(36p^2 m + 4p^3)$ , 主要来自于高阶累积量矩阵

的计算, 高于文献[8]中的方法; 但同时由于使用了四阶累积量使得本文算法亦适用于任意加性高斯噪声环境。

#### 4 实验结果与分析

考虑有两个等功率信源入射到阵列上, 其对应的参数分别为: 中心频率分别为 2MHz (即  $0.2\pi$  rad/s, 采样率为 20MHz) 和 2.5MHz (即  $0.25\pi$  rad/s), 距离分别为  $r_1 = 0.1\lambda_1$  和  $r_2 = 0.25\lambda_2$ , 二维到达角分别为 ( $\alpha_1 = 0.3491$ rad,  $\beta_1 = 0.6981$ rad) 和 ( $\alpha_2 = 0.523$ rad,  $\beta_2 = 0.8727$ rad). 阵元间距取为  $d = \min(\lambda/4)$ . 这两个信源的带宽均为 25kHz. 每个实验独立运行 200 次。

文献[8]采用完全对称的十字阵列, 阵元数按  $(4q + 1)$  配置 ( $q \geq L$ ), 为估计  $L$  个信源的参数至少需要  $(4L + 1)$  个阵元; 本文给出的方法采用如图 1 所示的十字形阵列, 阵元数则按  $(2m + 2)$  配置 ( $m \geq L$ ), 为估计  $L$  个信源的参数至少需要  $(2L + 2)$  个阵元。

实验 1 主要测试本文算法和文献[8]中算法性能随信噪比变化情况. 数据长度为 400 个快拍. 考虑两种算法有不同的阵列结构, 运行本文算法时采用 12 个阵元组成的如图 1 所示的阵列, 运行文献[8]中算法时采用 13 个阵元组成的完全对称的十字形阵列. 当信噪比从 0dB 变化到 20dB 时, 第 1 个和第 2 个信源各自的二维到达角、频率及距离的估计 MSE 分别如图 2 中 (a)、(b) 所示。

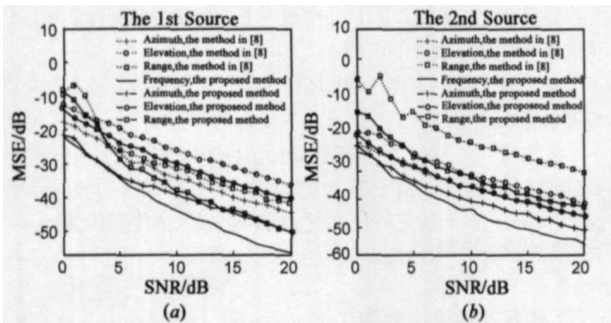


图 2 信源各参数估计值的 MSE 随信噪比变化曲线

实验 2 主要测试本文算法和文献[8]中算法性能随快拍数变化情况. 两种算法各自的阵列配置同实验 1. 信噪比为 10dB. 当数据长度从 200 快拍变化到 2000 快拍时, 第 1 个和第 2 个信源各自的二维到达角、频率及距离的估计 MSE 分别如图 3 中 (a)、(b) 所示。

实验 3 主要测试本文算法和文献[8]中算法性能在小阵元数情况下随阵元个数变化情况. 信噪比为 10dB. 数据长度为 400 快拍. 考虑两种算法有不同的阵列结构, 本文算法阵元数从 6 变化到 12 (阵列配置关系, 仅能取 6, 8, 10, 12), 而[8]中方法从 9 变化到 13 (阵列配置关系, 仅能取 9, 13). 当阵元数变化时, 第 1 个和

第 2 个信源各自的二维到达角、频率及距离的估计 MSE 分别如图 4 中 (a)、(b) 所示。

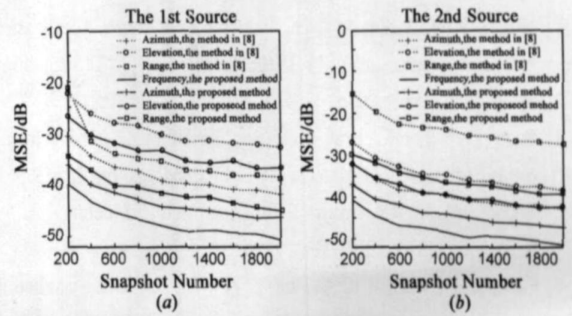


图 3 信源各参数估计值的 MSE 随快拍数变化曲线

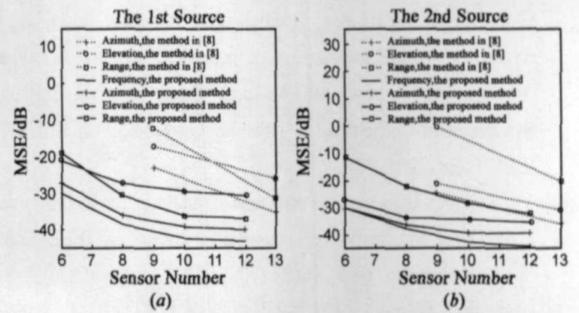


图 4 信源各参数估计值的 MSE 随阵元数变化曲线

从以上实验可以看出, 本文建议算法性能明显好于文献[8]中给出的方法, 尽管文献[8]中的方法是在信号中心频率已知的情况下建立的. 原因在于本文给出的方法有效设计阵列结构, 使得在相同阵元个数情况下, 阵列孔径利用率较之文献[8]显著提高, 在信噪比低达 0dB 时对于中心频率亦有较高的估计精度, 从而基于信源频率估计值的其他信源参数估计精度高于文献[8]中方法. 同时从以上实验也可以看出, 距离阵列较近的信源 (信源 1) 的距离估计精度要高于距离较远的信源 (信源 2), 而其他参数估计精度接近. 当阵元数少于 9 时, 文献[8]中的方法已无法估计 2 个信源的参数, 而本文方法仍可以正确估计信源参数。

#### 5 结论

基于高阶累积量, 本文提出了一种近场源距离、中心频率和二维到达角联合估计新方法. 本文给出了一种新的十字型阵列结构, 选择特定序号阵元输出计算 4 个高阶累积量矩阵, 利用其结构特点构造 3 个新的矩阵, 使得信源参数可由新构造矩阵的特征值及特征向量闭式给出. 该方法有效提高阵列孔径利用率, 无须谱峰搜索, 参数自动配对, 且适用于任意加性高斯噪声环境. 下一步考虑如何减小本文算法的计算复杂度。

参考文献:

[1] Jeffers R, Kristine L B, Van T H L. Broad band passive range

- estimation using MUSIC[ A ]. Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing[ C ]. Orlando, USA: IEEE Press, 2002. 2920– 2922.
- [ 2 ] Huang Y D, Barkat M. Near field multiple source localization by passive sensor array[ J ]. IEEE Trans Antennas Propagation, 1991, 39(7): 968– 975.
- [ 3 ] Storer D, Nehorai A. Path following algorithm for passive localization of near field sources[ A ]. Proceedings of fifth ASSP Workshop on Spectrum Estimation and Modeling [ C ]. Rochester, USA: IEEE Press, 1990. 322– 326.
- [ 4 ] Grosicki E, Meraim K A, Hua Y. A weighted linear prediction method for near field source localization[ J ]. IEEE Trans Signal Processing, 2005, 53(10): 3651– 3660.
- [ 5 ] Challa R N, Shamsunder S. High order subspace based algorithms for passive localization of near field sources[ A ]. Proceedings of Twenty Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers[ C ]. Pacific Grove, California, USA: IEEE Press, 1995. 777– 781.
- [ 6 ] Yuen N, Friedlander B. Performance analysis of higher order ESPRIT for localization of near field sources[ J ]. IEEE Trans Signal Processing, 1998, 46(3): 709– 719.
- [ 7 ] 周 , 冯大政, 等. 一种新的近场源参数估计的子空间方法[ J ]. 西安电子科技大学学报, 2006, 33(1): 41– 45.  
Zhou Y, Feng D Z, et al. New subspace method for the estimation of parameters of near field sources[ J ]. Journal of Xidian University, 2006, 33(1): 41– 45. (in Chinese)
- [ 8 ] Meraim K A, Hua Y. 3-D near field source localization using second order statistics[ A ]. Proceedings of of Thirty First Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers[ C ]. Pacific Grove, California, USA: IEEE Press, 1997. 1307– 1311.
- [ 9 ] Meraim K A, Hua Y, Belouchrani A. Second order near field source localization: algorithm and performance analysis[ A ]. Proceedings of of Thirtieth Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers[ C ]. Pacific Grove, California, USA: IEEE Press, 1996. 723– 727.
- [ 10 ] Ikram M Z, Meraim K A, Hua Y. Fast quadratic phase transform for estimating the parameters of multicomponent chip signals[ J ]. Digital Signal Processing, 1997, 7(2): 127– 135.
- [ 11 ] Liao G S, So H C, Ching P C. Joint time delay and frequency estimation of multiple sinusoids[ A ]. Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing[ C ]. Salt Lake City, USA: IEEE Press, 2001. 3121– 3124.
- [ 12 ] 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 jointly estimating range, DOA and frequency of near field source[ J ]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(5): 803– 806. (in Chinese)
- [ 13 ] 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, Hou C H, Wang R, 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. (in Chinese)

#### 作者简介:

梁军利 男, 1978 年 6 月生, 2004 年 3 月获西安电子科技大学计算机应用专业硕士学位, 2004 年 4 月起在中科院攻读信号与信息处理专业博士学位, 主要研究方向为阵列信号处理、自适应滤波及智能信号处理. E-mail: heery\_2004@hotmail.com

冀邦杰 男, 1966 年生, 高级工程师, 硕士生导师, 水下信息处理与控制国家重点实验室主任. 主要研究方向为信号检测与处理, 获各种成果 6 项, 发表论文 30 余篇.

赵 峰 男, 1974 年生, 博士生. 主要研究方向为雷达目标识别、智能信息处理等.

张军英 女, 1961 年生, 教授, 博士生导师, 中国电子学会高级会员, IEEE 会员, 西安电子科技大学学科带头人. 目前主要从事信号处理、人工神经网络、智能信息处理、生物信息学、遗传算法、模式识别等方面的研究工作, 已发表学术论文 80 余篇.