

基于稀疏对称阵列的近场源定位

刘亮¹, 陶建武¹, 黄家才²

(1. 空军航空大学航空控制工程系, 吉林长春 130022; 2. 南京工程学院自动化学院, 江苏南京 211167)

摘要: 在阵元数目一定的情况下, 为了扩大阵列的孔径, 本文采用非均匀稀疏对称阵列, 其阵元间距不受四分之一载波波长的限制. 为了避免由此带来的角度模糊问题和复杂的二维搜索, 本文基于降秩思想, 提出了近场源波达方向 (DOA, Direction Of Arrival) 和距离的无模糊估计方法并且分析了角度估计的模糊性. 此方法利用二阶统计量, 只需进行一维搜索, 且参数自动配对. 因此, 计算量大大地减少, 且在阵元个数有限的情况下, 大大地提高了空间分辨率. 计算机仿真结果证实了此方法的有效性.

关键词: 信号处理; 近场源定位; 降秩; 稀疏对称阵列; DOA 估计; 距离估计; DOA 模糊

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 06-1307-06

Near-Field Source Localization Based on Sparse Symmetric Array

LIU Liang¹, TAO Jian-wu¹, HUANG Jia-cai²

(1. The Department of Control Engineering, Aviation University, Changchun, Jilin 130022, China;

2. Automation Department, Nanjing Institute of Technology, Nanjing, Jiangsu 211167, China)

Abstract: In order to enlarge the array aperture in the case of having determinate number of sensors, this paper utilizes a sparse symmetric array which allows the inter-element spacing to exceed the quarter-wavelength upper limit. To avoid the direction-of-arrival (DOA) ambiguity and complicated 2-D search, a method based on rank reduction (RARE) has been presented for estimating the DOA and range of near-field sources without ambiguity. And the ambiguity of DOA estimation is analyzed. The algorithm utilizes second-order statistics and only requires 1-D search, and all parameters are automatically matched. Therefore the computational burden is reduced and the spatial resolution is enhanced when the number of sensors is limited. Simulations are included to show the validity of this proposed method.

Key words: signal processing; near field source localization; rank reduction; sparse symmetric array; DOA estimate; range estimate; DOA ambiguity

1 引言

空间信号源参数估计问题是阵列信号处理的重要研究内容, 广泛地应用于雷达、声纳和通信等领域. 现今, 许多研究都是在远场假设条件下进行的^[1]. 然而, 当信源距离接收阵列较近时, 即信源位于近场条件下, 平面波的假设不再成立, 信号以球面波的形式通过阵列, 此时需估计信源的 DOA 和距离参数, 这就是近场源定位问题.

由于现有的基于远场源假设的阵列高分辨率 DOA 估计方法不能直接应用到近场的情形, 近年来, 针对近场源定位的许多方法被相继提出^[2~12]. 文献[2]给出了最大似然估计方法, 虽然它具有最优的统计性能, 但是由于它需要优化一个高度非线性的代价函数, 通常需要

多维搜索, 因而计算量非常巨大. 文献[3]把传统的一维 MUSIC 方法推广到二维参数估计情形, 然而二维 MUSIC (Multiple Signal Classification) 方法需要搜索方向角和距离两个参数, 因而计算负担很大. 为了避免多维搜索, 文献[4~8]提出了基于高阶累积量的近场源定位方法, 不需搜索而且参数自动配对, 但需要构造高阶累积量矩阵, 计算负担仍然很大. 与高阶累积量相比, 二阶统计量的计算量明显减少, 文献[9~11]采用二阶统计量实现了近场信源多维参数的联合估计. 文献[12]采用对称阵列, 将扩展 ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) 方法 (GESPRIT) 引入到近场源定位, 此方法只需多次的一维搜索, 大大地降低了计算的负担.

信号 DOA 估计的分辨率依赖于阵列的孔径大小、

阵元数目、快拍数以及信噪比^[13],因而增大阵列孔径是提高 DOA 估计分辨率的方法之一.然而,以上所述的近场源定位方法,为了避免角度模糊,均假设阵元均匀分布且相邻阵元间距不大于四分之一载波波长,在阵元个数一定的情况下,限制了阵列的孔径和空间分辨率.为了扩大阵列的孔径并避免由此带来的角度模糊问题,本文采用非均匀稀疏对称阵列,其阵元间距不受四分之一载波波长的限制,基于降秩(RARE,RANk REDuction)思想^[14,15],提出了近场源 DOA 和距离的无模糊估计方法.此方法利用二阶统计量,只需进行一维搜索,且参数自动配对.因此,计算量大大地减少,且在阵元个数有限的情况下,大大地提高了空间分辨率.

2 近场信号模型

考虑 $2M+1$ 个阵元构成的非均匀稀疏对称线性阵列,如图 1 所示.阵元分布在 y 轴上,设阵元位置以 $d/4$ 为单位,则位置矢量为 $Y = d(n_{-M} \dots n_0 \dots n_M)$,并假设 n_m 均为整数,其中 $n_0 = 0$.

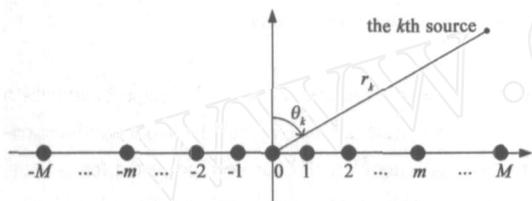


图1 近场源稀疏对称阵列示意图

假定 $K(K < M+1)$ 个相互独立的近场窄带波入射到上述阵列,信源 k 的方位角和距离参数为 $\{\theta_k, r_k\}_{k=1}^K$.以阵元 0 为参考阵元,则阵元 m 接收的信号可表示为^[2]

$$x_m(t) = \sum_{k=1}^K s_k e^{j\mu_k m} + n_m(t), \quad -M \leq m \leq M \quad (1)$$

其中, $s_k(t)$ 为阵元 m 接收并解调后的基带信号, $n_m(t)$ 为阵元 m 上的加性白噪声, μ_{mk} 为第 k 个信号在第 m 个阵元与参考阵元之间的传播时延引起的相位差.它可由菲涅尔(Fresnel)近似表示^[2,8,12]

$$\mu_{mk} = \frac{2}{k} \left[\sqrt{1 + \frac{n_m^2 d^2}{r_k^2} - \frac{2n_m d \sin \theta_k}{r_k}} - 1 \right] \mu_k n_m + k n_m^2 \quad (2)$$

$$\mu_k = -2 \frac{d}{k} \sin \theta_k, \quad \theta_k = \frac{d^2}{k r_k} \cos^2 \theta_k \quad (3)$$

其中,参数 λ_k 为第 k 个信号的波长, $\theta_k \in (-\pi/2, \pi/2)$ 是 z 轴与第 k 个信号入射方向之间的夹角, r_k 为第 k 个信源与参考阵元之间的距离,且 $0.62(D^3/\lambda_k)^{1/2} < r_k < 2D^2/\lambda_k$, D 表示阵列的孔径^[12]. μ_k 和 θ_k 分别为方位角 θ_k 和距离 r_k 的非线性函数.则式(1)可近似表示为

$$x_m(t) = \sum_{k=1}^K s_k e^{j(\mu_k n_m + k n_m^2)} + n_m(t), \quad -M \leq m \leq M \quad (4)$$

式(4)可以写成矩阵的形式:

$$X(t) = AS(t) + N(t) \quad (5)$$

式中:

$$X(t) = [x_{-M}(t), \dots, x_0(t), \dots, x_M(t)]^T \quad (6)$$

$$A = [a(-M, r_1), a(-M, r_2), \dots, a(-M, r_K)] \quad (7)$$

$$a(-M, r_k) = [e^{j(\mu_k n_{-M} + k n_{-M}^2)}, \dots, e^{j(\mu_k n_0 + k n_0^2)}, \dots, e^{j(\mu_k n_M + k n_M^2)}]^T \quad (8)$$

$$S(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_K(t)]^T \quad (9)$$

$$N(t) = [n_{-M}(t), \dots, n_0(t), \dots, n_M(t)]^T \quad (10)$$

$[\cdot]^T$ 表示矢量转置运算.本文作如下假设:

(1) $\{s_k(t)\}_{k=1}^K$ 为零均值、高斯、统计独立的窄带平稳过程,各信源的 DOA 互不相同;

(2) 阵列的加性噪声 $n_m(t)$ 为零均值的高斯白噪声,各阵元之间噪声相互独立,且与信源不相关;

(3) 阵列中各阵元是各向同性,且不存在通道不一致、互耦等因素的影响,空间增益为 1.

阵列的协方差矩阵为 $R = E[X(t)X^H(t)]$,式中 $[\cdot]^H$ 表示矢量共轭转置. R 特征值分解为

$$R = U_s \Lambda_s U_s^H + U_n \Lambda_n U_n^H \quad (11)$$

其中, $U_s = [u_1, u_2, \dots, u_K]$ 是由对应于 K 个较大特征值的 K 个特征向量组成的矩阵,而 U_n 是由对应于其余较小特征值的特征向量组成的矩阵.

3 近场源 DOA 估计

由于阵列为对称线阵,如图 1,即 $n_{-m}^2 = n_m^2 (m = 1, 2, \dots, M)$,故阵列的导向矢量可以写为

$$a(-M, r) = [e^{j(\mu_{-M} + n_{-M}^2)}, \dots, e^{j(\mu_0 + n_0^2)}, \dots, e^{j(\mu_M + n_M^2)}]^T = V(\theta, r) h(\theta, r) \quad (12)$$

式中, $V(\theta)$ 为 $(2M+1) \times (M+1)$ 维矩阵

$$V(\theta) = \begin{bmatrix} e^{j\mu_{-M}} & & & & \\ & \ddots & & & \\ & & \ddots & & \\ & & & \ddots & \\ & & & & e^{j\mu_0} \\ & & & & & \ddots \\ & & & & & & e^{j\mu_M} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$h(\theta, r)$ 为 $(M+1) \times 1$ 维的列向量

$$h(\theta, r) = [e^{j\mu_{-M}}, \dots, e^{j\mu_0}]^T \quad (14)$$

在已知阵列的协方差矩阵 R 时,由子空间原理得

$$a^H(\theta, r) U_n U_n^H a(\theta, r) = 0, \quad \theta = \theta_1, \dots, \theta_K, r = r_1, r_2, \dots, r_K \quad (15)$$

将式(12)代入式(15),得

$$\begin{aligned} & a^H(\theta, r) U_n U_n^H a(\theta, r) \\ &= h^H(\theta, r) V^H(\theta) U_n U_n^H V(\theta) h(\theta, r) \\ &= h^H(\theta, r) C(\theta) h(\theta, r) = 0 \end{aligned} \quad (16)$$

式中 $C(\theta)$ 为 $(M+1) \times (M+1)$ 维矩阵

$$C(\theta) = V^H(\theta) U_n U_n^H V(\theta) \quad (17)$$

从式(16)和(17)可以看出, $h(\theta, r)$ 中包含近场信号源的距离和方向角参数, 而 $C(\theta)$ 中仅包含方向角 θ . 由式(14)可知 $h(\theta, r) \neq 0$, 且 $C(\theta)$ 为非负定的共轭对称矩阵, 式(16)成立的充要条件为 $C(\theta)$ 是奇异矩阵. 当 $K < M, (2M+1) \times (2M+1-K)$ 矩阵 U_n 的列秩不小于 $M+1$, 通常 $C(\theta)$ 为满秩矩阵^[14], 只有当 θ 取为信号的真实方位角 $\theta_k, k=1, \dots, K$ 时, 矩阵 $C(\theta)$ 降秩, 即 $\text{rank}\{C(\theta_k)\} < M+1$, 使 $C(\theta)$ 变为奇异矩阵, 因此可以由下式得到 DOA 的估计

$$\hat{\theta} = \arg \max_{\theta} \frac{1}{\det[C(\theta)]} \quad (18)$$

下面讨论式(15)和式(18)对 DOA 估计的一致性, 即充分性: 当 θ 取为信号的真实方位角 $\theta_k, k=1, \dots, K$ 时, 式(15)和式(18)同时成立; 必要性: 当式(18)成立时, $\hat{\theta}$ 的取值与由式(15)得出的值一致.

(1) 充分性: 当取 θ 为信号的真实方位角和真实距离 $\{\theta_k, r_k\}_{k=1}^K$ 时, $a(\theta_k, r_k)$ 位于阵列协方差矩阵的信号子空间中, 由子空间原理可知下式成立

$$\begin{aligned} & a^H(\theta_k, r_k) U_n U_n^H a(\theta_k, r_k) \\ &= h^H(\theta_k, r_k) V^H(\theta_k) U_n U_n^H V(\theta_k) h(\theta_k, r_k) \\ &= h^H(\theta_k, r_k) C(\theta_k) h(\theta_k, r_k) = 0 \end{aligned} \quad (19)$$

又因为 $h(\theta_k, r_k) \neq 0$, 所以要使上式成立, 则矩阵 $C(\theta_k)$ 降秩, 即 $\text{rank}\{C(\theta_k)\} < M+1$, 使 $C(\theta_k)$ 变为奇异矩阵, 即 $\det[C(\theta_k)] = 0$. 所以充分性成立.

(2) 必要性: 式(12)可以写为

$$\begin{aligned} a(\theta, r) &= V(\theta) h(\theta, r) = [v_M(\theta), v_{M-1}(\theta), \dots, v_0(\theta)] \\ & \quad [h_M(\theta, r), h_{M-1}(\theta, r), \dots, h_0(\theta, r)]^T \\ &= \sum_{i=0}^M v_i(\theta) h_i(\theta, r) \end{aligned} \quad (20)$$

即 $a(\theta, r)$ 可以表示为向量 $v_M(\theta), v_{M-1}(\theta), \dots, v_0(\theta)$ 的线性组合. 由噪声子空间的性质可得 $U_n^H U_n = I$, 其中 I 为单位矩阵. 当式(18)成立时, 式(17)可以写为

$$\begin{aligned} C(\theta) &= V^H(\theta) U_n U_n^H V(\theta) = V^H(\theta) U_n U_n^H U_n U_n^H V(\theta) \\ &= G^H(\theta) G(\theta) \end{aligned} \quad (21)$$

其中, $G(\theta) = U_n U_n^H V(\theta) = [g_M(\theta), g_{M-1}(\theta), \dots, g_0(\theta)]$, 从而得到: $g_i = U_n U_n^H v_i(\theta), i=0, 1, \dots, M$. 由式(21)可知, 矩阵 $C(\theta) = G^H(\theta) G(\theta)$ 为 Hermite 矩阵且 $\text{rank}\{C(\theta)\} < M+1$, 所以 $\text{rank}\{G^H(\theta) G(\theta)\} = \text{rank}\{G(\theta)\} < M+1$, 从而 $G(\theta)$ 的列向量 $g_M(\theta), g_{M-1}(\theta), \dots, g_0(\theta)$ 线性相关, 所以存在复矢量 $\mathbf{g} = [g_M, g_{M-1}, \dots, g_0]^T \neq \mathbf{0}$ 使下式成立

$$\sum_{i=0}^M i g_i(\theta) = \sum_{i=0}^M i [U_n U_n^H v_i(\theta)] U_n U_n^H \sum_{i=0}^M i v_i(\theta) = 0 \quad (22)$$

令 $\tilde{a}(\theta) = \sum_{i=0}^M i v_i(\theta) = V(\theta) \mathbf{g}$, 则式(22)可以写为

$$U_n U_n^H \tilde{a}(\theta) = 0 \quad (23)$$

上式左乘 $\tilde{a}^H(\theta)$ 得

$$\tilde{a}^H(\theta) U_n U_n^H \tilde{a}(\theta) = 0 \quad (24)$$

由子空间原理可知, 矢量 $\tilde{a}(\theta)$ 应位于阵列协方差矩阵的信号子空间中, 当 $\theta = h(\theta, r)$ 时, $\tilde{a}(\theta) = a(\theta, r)$, 所以由式(18)得出的 DOA 的估计与由式(15)得出的 DOA 的估计是一致的. 由此可见, $a(\theta, r)$ 只是 $\tilde{a}(\theta)$ 的特殊情况, 本文对 DOA 的估计方法实质上是以 $\tilde{a}(\theta)$ 为虚拟导向矢量的 MUSIC 方法.

4 近场源距离估计

将 DOA 的估计值 $\hat{\theta}_k (k=1, 2, \dots, K)$ 代入式(15)中的 $a(\theta, r)$, 噪声子空间由式(11)已经求出, 因此第 k 个信源距离的谱函数可以通过 MUSIC 方法获得.

$$f_{\text{MUSIC}}^k(r) = \frac{1}{a^H(\hat{\theta}_k, r) U_n U_n^H a(\hat{\theta}_k, r)}, k=1, 2, \dots, K \quad (25)$$

由此可知, 对谱函数进行 K 次一维搜索即可得到与 $\hat{\theta}_k$ 相对应的距离估计 $\hat{r}_k, k=1, 2, \dots, K$, 从而避免了参数配对带来的巨大计算量. 对于 K 个信号源, 本文算法只需 $(K+1)$ 次一维搜索即可完成对近场信源的定位.

5 DOA 估计模糊性分析

从上面的分析可知, 由式(18)估计信号的 DOA, 实质上是以 $\tilde{a}(\theta)$ 为虚拟导向矢量的 MUSIC 方法, 所以, 本文方法出现 DOA 模糊的机理与 MUSIC 方法相同.

令复矢量 $\mathbf{b} = [b_M e^{j\phi_M}, b_{M-1} e^{j\phi_{M-1}}, \dots, b_0 e^{j\phi_0}]^T \neq \mathbf{0}$, 则

$$\tilde{a}(\theta) = V(\theta) \mathbf{b} = \begin{bmatrix} b_M e^{j(\mu_{n, M} + \phi_M)} \\ \dots \\ b_0 e^{j(\mu_{n_0} + \phi_0)} \\ \dots \\ b_M e^{j(\mu_{n_M} + \phi_M)} \end{bmatrix} \quad (26)$$

显然, 虚拟导向矢量 $\tilde{a}(\theta)$ 的每个元素都是复指数的形式, 所以它们将会以 2π 为周期. 设 θ 为真实的信号方位角, $\hat{\theta}$ 为方位角的估计值, 则由 $\tilde{a}(\theta) = \tilde{a}(\hat{\theta})$ 可得

$$\begin{bmatrix} b_M e^{j(\mu(\hat{\theta})_{n, M} + \phi_M)} \\ \dots \\ b_0 e^{j(\mu(\hat{\theta})_{n_0} + \phi_0)} \\ \dots \\ b_M e^{j(\mu(\hat{\theta})_{n_M} + \phi_M)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_M e^{j(\mu(\theta)_{n, M} + \phi_M)} \\ \dots \\ b_0 e^{j(\mu(\theta)_{n_0} + \phi_0)} \\ \dots \\ b_M e^{j(\mu(\theta)_{n_M} + \phi_M)} \end{bmatrix} \quad (27)$$

将 $\mu(\theta) = -2 \frac{d}{\lambda} \sin \theta$ 和 $\mu(\hat{\theta}) = -2 \frac{d}{\lambda} \sin \hat{\theta}$ 代入式(27), 其幅角满足下式

$$(-2 \frac{d}{\sin \theta}) n_m = (-2 \frac{d}{\sin \theta}) n_m + 2 k_m, \quad m = -M, \dots, 0, \dots, M \quad (28)$$

整理得

$$n_m(\sin \theta - \sin \hat{\theta}) = \frac{k_m}{d} \quad (29)$$

其中 k_m 是与 n_m 对应的整数. 由式(29)可得

$$\hat{\theta} = \arcsin(\sin \theta + \frac{k_m}{d n_m}) = \arcsin(\sin \theta + \frac{c k_m}{n_m}) \quad (30)$$

其中 $c = d/\lambda$. 由式(30)可知 k_m 可能取多个整数值, 因此 $c k_m/n_m$ 取值的集合可记为 $p_m = \{c k_m/n_m\}$. 所以, 当 $p_{-M} \dots p_M = \{0\}$ 时, 即所有集合的交集只包含一个元素且此元素等于零, 不产生角度模糊, 即阵列各阵元均在真实信号方向角处产生峰值, 而其它峰值出现在不同的方向角处, 对于整个阵列来说, 就可保证谱估计时在模糊方向的峰值很低, 也就可视为无模糊^[16]. 当所有集合的交集 $p_{-M} \dots p_M$ 包含 0 和其它非零元素时, 将会在非零元素所对应的方向角处形成很大的伪峰, 从而产生角度模糊.

在阵元数目和信号数一定的条件下, 所有的 $n_m (m = 1, \dots, M)$ 为递增互异整数且其最大公约数为 1 时, 此时 $p_{-M} \dots p_M = \{0\}$, DOA 估计无模糊. 采用反证法证明如下: 假设 $p_{-M} \dots p_M \neq \{0\}$, 即 $p_{-M} \dots p_M$ 至少含有一个除 0 元素以外的其它元素, 不妨设为 l , 则有

$$\frac{c k_{-M}}{n_{-M}} = \dots = \frac{c k_M}{n_M} = l \quad (31)$$

因为线阵的测角范围为 $(-90^\circ, 90^\circ)$, 所以 $|\sin \hat{\theta} - \sin \theta| = |c k_m/n_m| < 2$, 由于 $d = \lambda/4$, 则 $c = 4$ 为一常数, 所以 $|k_m/n_m| < 2/c = 1/2$. 式(31)可以写为

$$\frac{k_{-M}}{n_{-M}} = \dots = \frac{k_M}{n_M} = \frac{l}{c} = \frac{p}{q} \quad (32)$$

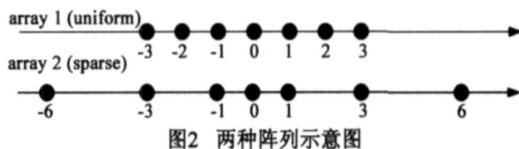
其中, p 和 q 为互质整数, p/q 为 l/c 的最简形式且 $|p/q| < 1/2$, 所以 $q = 1$. 由式(32)可知, n_{-M}, \dots, n_M 皆为 q 的整数倍, 即它们皆有公因子 $q = 1$, 这与所有的 $n_m (m = 1, \dots, M)$ 的最大公约数为 1 相矛盾, 所以结论成立, $p_{-M} \dots p_M = \{0\}$, 由前面的分析可得 DOA 估计无模糊.

例如当阵元位置矢量为 $Y = \frac{1}{4}(-6, -3, -1, 0, 1, 3, 6)$ 时, $c = 4, |4 k_m/n_m| < 2, 1, 3, 6$ 为递增互异整数且最大公约数为 1, 从而可得 $\left\{ \frac{4 k_m}{1} \right\}, \left\{ \frac{4 k_m}{3} \right\}, \left\{ \frac{4 k_m}{6} \right\} = \{0\}$, 所以不会产生角度模糊. 通过大量的仿真实验也证实了这一结论的正确性.

6 计算机仿真

在下面的仿真实验中, 考虑由 7 个阵元组成的两种

阵列, 如图 2 所示. (1) 阵元均匀的分布在坐标轴上, 阵元间距为 $d = \lambda/4$, 位置矢量为 $Y = d(-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3)$, 记为阵列 1 或均匀阵列 (uniform); (2) 阵元非均匀分布在坐标轴上, 取阵元单位间距为 $d = \lambda/4$, 位置矢量为 $Y = d(-6, -3, -1, 0, 1, 3, 6)$, 记为阵列 2 或稀疏阵列 (sparse). 为了验证本文方法的有效性, 本文方法 (简称为 RARE) 将与文献 [12] 中的方法 (简称为 G-ESPRIT) 作比较.



实验 1 DOA 和距离的谱峰. 两个相互独立等功率的近场信号源入射到上述两种阵列上, 信源参数分别为 $\theta_1 = -20^\circ, r_1 = 3.5, \theta_2 = 30^\circ, r_2 = 4.5$. 实验中快拍数为 500, 信噪比为 20dB. 仿真结果如图 3 和图 4 所示, 可以看出不论是阵列 1 (均匀阵列) 还是阵列 2 (稀疏阵列), 两种方法均在真实角度和距离处形成了谱峰, 而且没有出现“伪峰”, 可以很好地分辨出这两个信号的方位角和距离. 但与 G-ESPRIT 方法相比, 本文方法形成的谱峰更加尖锐, 而且具有更大的增益. 此外, 从图 4 可以看出, 稀疏阵列形成的距离的谱峰明显比均匀阵列的谱峰好.

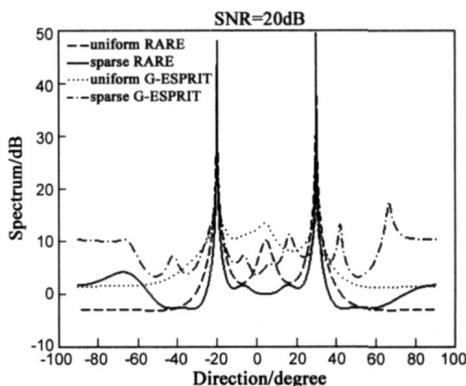


图3 两种方法在两种阵列下 DOA 谱峰图

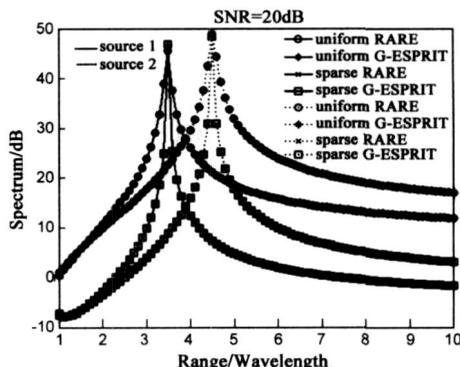


图4 两种方法在两种阵列下距离谱峰图

实验 2 DOA 空间分辨率. 两个相互独立等功率的近场信号源入射到上述两种阵列上, 信源参数分别为 $\theta_1 = 29.5^\circ, r_1 = 3.5$, $\theta_2 = 30^\circ, r_2 = 4.5$. 实验中快拍数为 500, 信噪比为 20dB. 仿真结果如图 5 所示, 可以看出无论是本文方法还是 G ESPRIT 方法, 均匀阵列都仅在两个角度处形成一个峰值, 不能分辨出这两个信号, 而稀疏阵列则能很好的分辨出这两个信号, 这说明稀疏阵列的空间分辨率明显高于均匀阵列. 而且本文方法所形成谱峰的角度接近于真实角度, G ESPRIT 方法所形成谱峰的角度偏离了真实角度, 这说明本文方法具有较高的估计精度.

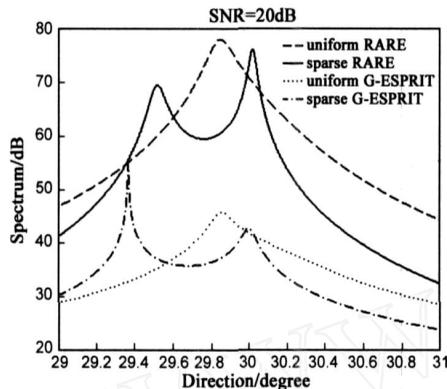


图5 DOA的空间分辨率

实验 3 算法统计性能分析. 假设条件与实验 1 相同, 进行 100 次 Monte-Carlo 实验. 图 6 为 DOA 和距离的均方根误差 (RMSE) 与信噪比 (SNR) 的关系, 可以看出 DOA 和距离的 RMSE 均随着 SNR 的增大而减小. 由图 6 可以看出, 在相同阵列结构的情况下, 本文方法的 DOA 估计性能好于 G ESPRIT 方法; 在相同算法的情况下, 稀疏阵列的性能好于均匀阵列. 还可以看出无论是本文方法还是 G ESPRIT 方法, 对距离的估计, 稀疏阵列的性能明显好于均匀阵列. 而且对信号源 1 距离的估计精度

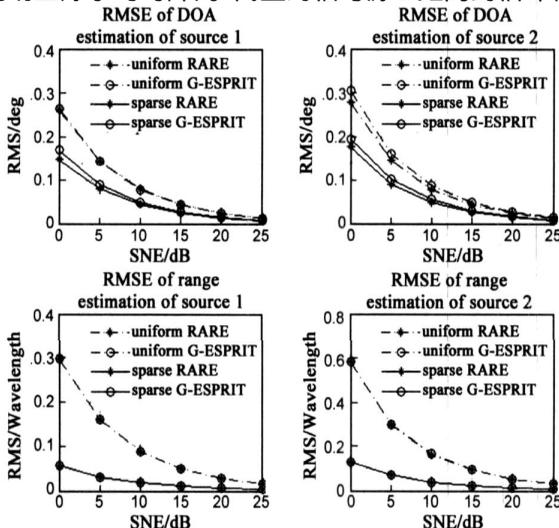


图6 信号源DOA和距离估计的RMSE

好于信号源 2. 而且, 在相同阵列结构的情况下, 本文方法的距离估计性能与 G ESPRIT 方法相同, 这是由于本文采用的距离估计算法与文献[12]的方法是相同的.

7 结论

基于非均匀稀疏对称线性阵列, 本文利用降秩思想提出了多个近场信号源 DOA 和距离无模糊估计方法, 并且分析了角度估计的模糊性. 稀疏阵列的采用, 打破了阵元间距不大于四分之一载波波长的限制, 在阵元数目一定的情况下, 扩大了阵列的孔径, 提高了 DOA 估计的分辨率和精度. 采用降秩方法, 避免了非均匀稀疏阵列的角度模糊问题和复杂的二维搜索. 此方法仅利用二阶统计量, 并且采用多个一维搜索代替复杂的二维搜索, 无须参数配对, 降低了计算的负担. 计算机仿真验证了本方法的有效性.

参考文献:

[1] H Krim, M Viberg. Two decades of array processing research: The parametric approach [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 1996, 13(4): 67 - 94.

[2] A L Swindlehurst, T Kailath. Passive direction of arrival and range estimation for near-field sources [J]. IEEE Spec Est and Mod Workshop, 1988, (3 - 5): 123 - 128.

[3] Huang Y D, Barkat M. Near-field multiple sources localization by passive sensor array [J]. IEEE Trans Antennas Propagation, 1991, 39(7): 968 - 975.

[4] Challa R N, Shamsunder S. Higher-order subspace based algorithm 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.

[5] 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 Jian-feng, ZHANG Xian-da, WU Yun-tao. An algorithm for jointly estimation range, DOA and frequency of near field source [J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(5): 803 - 806. (in Chinese)

[6] 吴云韬, 侯朝焕, 王荣, 孙小东. 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 Yun-tao, HOU Chao-huan, WANG Rong, SUN Xiao-dong. Joint range DOA's and frequencies estimation of multiple near-field sources using cumulant [J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(10): 1893 - 1896. (in Chinese)

[7] 梁军利, 冀邦杰, 赵峰, 张军英. 一种基于高阶累积量的近场源四维参数联合估计算法 [J]. 电子学报, 2007, 35(9): 1734 - 1739. LIANG Jun-li, JI Bang-jie, ZHAO Feng, ZHANG Jun-ying.

- Four dimensional parameter estimation of near-field source using higher-order cumulant[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(9): 1734 - 1739. (in Chinese)
- [8] 黄家才, 石要武, 陶建武. 一种新的近场源距离及到达角联合估计算法[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(11): 2738 - 2742.
Huang Jia-cai, Shi Yao-wu, Tao Jian-wu. A new method for range and DOA estimation of near-field sources[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2007, 29(11): 2738 - 2742. (in Chinese)
- [9] J Huang, Y Shi, W Zhang, J Tao. Joint DOA, range and polarization estimation of near-field sources using second order statistics[A]. Proceeding Fifth International Conference on Machine Learning And Cybernetics [C]. Dalian, 2006. 3470 - 3474.
- [10] 王波, 王树勋. 一种基于二阶统计量的近场源三维参数估计方法[J]. 电子与信息学报, 2006, 28(1): 45 - 49.
Wang Bo, Wang Shu-xun. A three-dimension parameter estimation method of near field sources based on second statistics [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2006, 28(1): 45 - 49. (in Chinese)
- [11] 梁军利, 王诗俊, 等. 一种无须参数配对的近场源定位新算法[J]. 电子学报, 2007, 35(6): 1122-1128.
LIANG Jun-li, WANG Shi-jun, et al. A novel near-field source localization algorithm without pairing parameters [J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(6): 1122 - 1128. (in Chinese)
- [12] Wanjun Zhi, Michael Yar-Wah Chia. Near-field source localization via symmetric subarrays [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2007, 14(6): 409 - 412.
- [13] Cadzow J A, Kim Y S, Shiue D C. General direction-of-arrival estimation: A signal subspace approach [J]. IEEE Trans Aerosp Electron Syst, 1989, 25(1): 31 - 47.
- [14] M Pesavento, A B Gershman, K M Wong. Direction finding in partly calibrated sensor arrays composed of multiple subarrays [J]. IEEE Trans Signal Processing, 2002, 50(9): 2103 - 2115.
- [15] Chong Meng Samson See, Alex B Gershman. Direction-of-arrival estimation in partly calibrated subarray-based sensor arrays [J]. IEEE Trans Signal Processing, 2004, 52(2): 329 - 338.
- [16] 陈辉, 王永良, 万山虎. 利用阵列几何设置改善方位估计[J]. 电子学报, 1999, 27(9): 97 - 99.
CHEN Hui, WANG Yong-liang, WAN Shan-hu. Performance improvement in estimating direction-of-arrival by array geometry arrangement [J]. Acta Electronica Sinica, 1999, 27(9): 97 - 99. (in Chinese)

作者简介:



刘亮 男, 1985年9月出生于江苏省徐州市. 现为空军航空大学硕士研究生. 研究方向为阵列信号处理.

Email: liuliang320324@yahoo.com.cn



陶建武 男, 1959年5月出生于吉林省吉林市, 博士, 空军航空大学教授, 硕士生导师. 主要从事阵列信号处理及应用, 非平稳信号处理等方面的研究工作. 2005年作为访问学者赴加拿大滑铁卢大学电子工程系研修, 曾获军队科技进步奖三项, 发表论文40多篇, 其中30多篇进入SCI和EI等国际著名检索.

Email: jianwu.tao@gmail.com

黄家才 男, 1977年出生于江苏, 博士, 讲师, 主要研究方向为矢量阵列信号处理及应用, 非平稳信号分析与处理.

Email: huangjiacai2000@126.com