

宽带双圈圆阵二维 DOA 系统中通道复增益估计方法

何明浩¹, 胡林华², 唐志凯²

(1. 清华大学自动化系, 北京 100084; 2. 武汉空军雷达学院微波工程系, 武汉 430019)

摘 要: 本文研究了基于双圈圆阵的二维 DOA 估计系统中通道复增益的估计问题. 通过将阵列分割成子阵的办法, 将问题转化为线阵系统中信号方向角和通道增益的联合估计问题. 运用信号子空间对信号 DOA 和通道增益的约束关系, 在无校准源时, 可以得到通道增益的估计.

关键词: 双圈圆形阵列; 二维 DOA 估计; 通道增益校正

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 12-1816-04

Approach for Sensor Gains Estimation in 2-D DOA System with Broad Band Dual Circular Array

HE Ming-hao¹, HU Lin-hua², TANG Zhi-kai²

(1. Department of Automation, Tsinghua University, Beijing 100084, China;

2. Department of Microwave Engineering, Air Force Radar Academy, Wuhan 430019, China)

Abstract: The problem of sensor gains estimation is studied in two-dimension(2-D) DOA estimation system with dual circular array. By dividing the array into linear sub-arrays, we can transform the problem into combined estimation of DOA and sensor gains in linear array system. Under the constraint of DOA angles and sensor gains in the signal subspace, the estimation of sensor gain can be obtained without any calibration source.

Key words: dual circular array; 2-D DOA; sensor gains calibration

1 引言

DOA 估计系统中的通道不一致性会引起算法的估计精度下降. 在工程中, 通道不一致性的自校正方法较为有效^[1-4]. 众多自校正算法都是约束在一维 DOA 参数估计的范围内. 随着技术的发展, 要求获得信号的多维 DOA 参数信息, 因此在信号多维 DOA 参数的估计中如何对阵列进行校正受到越来越多的关注.

基于双圈圆阵的 DOA 估计能提供信号到达角的二维信息, 且在任何方位上都具有近似相同的精度和分辨率. 但其算法的估计精度仍受到通道不一致性的影响, 目前还未见到有效的自校正方法, 本文针对该问题展开研究.

2 阵列数据模型

本文采用的双圈圆阵如下: $N = 36$ 个全向阵元均匀分布在同平面内的两个同心圆周上, 两圆半径分别为 $r_1 = 5\lambda$, $r_2 = 3\lambda$ (λ 为工作频段中心频率的波长). 阵列分布几何平面图如图 1 所示. 建立一球坐标系. 考虑实际应用情况, 俯仰角为 $\varphi \in [-\pi/2, \pi/2]$, 方位角为 $\theta \in [0, 2\pi]$. 任一阵元 n 的位置坐标为:

$$P_n = \begin{cases} (r_1 \cos \gamma_{1n}, r_1 \sin \gamma_{1n}, 0), & n \text{ 为奇数} \\ (r_2 \cos \gamma_{2n}, r_2 \sin \gamma_{2n}, 0), & n \text{ 为偶数} \end{cases}$$

$$\gamma_{1n} = 2\pi(n-1)/N$$

$$\gamma_{2n} = 2\pi(n-2)/N$$

设有一窄带平面波, 波数为 k_0 , 沿方向 (θ, φ) 入射, 其方向矢量可以表示为 $\gamma = (\sin\varphi\cos\theta, \sin\varphi\sin\theta, \cos\varphi)$, 则阵列流形为:

$$a(\theta, \varphi) = \begin{bmatrix} e^{j\mu_1} \\ e^{j\mu_2} \\ \vdots \\ e^{j\mu_N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{jk_0 r_1 \sin\varphi \cos(\theta - \gamma_{11})} \\ e^{jk_0 r_2 \sin\varphi \cos(\theta - \gamma_{22})} \\ \vdots \\ e^{jk_0 r_2 \sin\varphi \cos(\theta - \gamma_{236})} \end{bmatrix} \quad (1)$$

μ_n 为平面波波前到达第 n 阵元时相对原点的相位延迟, 当各接收通道参数完全相同, M 个窄带信号从方向 $[(\theta_1, \varphi_1), (\theta_2, \varphi_2), \dots, (\theta_M, \varphi_M)]$ 入射到阵列时, t 时刻一次快拍数据的矩阵表示为:

$$X(t) = As(t) + n(t) \quad (2)$$

其中: $X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T$

$$A = [a(\theta_1, \varphi_1), a(\theta_2, \varphi_2), \dots, a(\theta_M, \varphi_M)]$$

$$s(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_M(t)]^T$$

$$n(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_N(t)]^T$$

实际应用中总是存在通道不一致性, 此时式(2)变为:

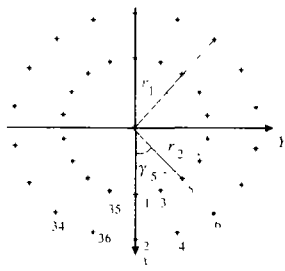
$$X(t) = \Gamma As(t) + n(t) \quad (3)$$

收稿日期: 2001-10-19; 修回日期: 2002-05-20

其中 $\Gamma = \text{diag}(1, g_2 e^{j\phi_2}, \dots, g_N e^{j\phi_N})$, g_i 和 ϕ_i 分别为通道 i 相对通道 1 的增益幅度和相位差. 测量快拍数为 L 时, 各通道输出数据协方差矩阵的最大似然估计为:

$$\hat{R}_{xx}(L) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L X(l) X^H(l)$$

(4) 图 1 双圈圆阵几何图形



上角标 H 代表矩阵共轭转置, 当 L 足够大时:

$$\lim_{L \rightarrow \infty} \{ \hat{R}_{xx}(L) \} = E[\hat{R}_{xx}(L)] = \Gamma A s(t) s^H(t) A^H \Gamma^H + \sigma_n^2 I = R_{ss} + \sigma_n^2 I \quad (5)$$

R_{ss} 天线接收信号的互相关矩阵, σ_n^2 加性白噪声的方差, 通道不一致性校准主要是根据测量数据估计出 Γ .

3 通道增益幅度 g_i 的估计方法

将数据协方差矩阵 R_{xx} 进行特征值分解:

$$R_{xx} = E_s \Lambda_s E_s^H + \sigma_n^2 E_n E_n^H \quad (6)$$

其中 E_s 是 R_{xx} 的 M 个较大特征值对应特征向量组成的矩阵, 其列向量张成子空间与由矩阵 ΓA 的列向量张成信号子空间相同. Λ_s 是对角阵, 其对角线上的元素是与之相对应的特征值 $\{ \lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M \}$. E_n 是 R 的 $(N - M)$ 个较小特征值对应的特征向量组成的矩阵, 其列向量张成子空间即噪声子空间. σ_n^2 是 $(N - M)$ 个较小特征值的近似平均值, σ_n^2 的估计值为:

$$\hat{\sigma}_n^2 = \frac{1}{N - M} \sum_{i=N-M+1}^N \lambda_i \quad (7)$$

通道增益幅度的估值可以从式(5)中得到, 矩阵 R_{xx} 的对角线上的元素为接收通道输出功率的估计值, 即:

$$\begin{aligned} r_{n,n} &= E(x_n x_n^H) \\ &= \lim_{L \rightarrow \infty} \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^M g_n e^{j\phi_n} e^{j\phi_{n+1}} s_i(1) [g_n e^{j\phi_n} e^{j\phi_{n+1}} s_i(1)]^* + \sigma_n^2 \\ &= g_n^2 \sum_{i=1}^M \sigma_i^2 + \hat{\sigma}_n^2 \end{aligned} \quad (8)$$

其中 $\sum_{i=1}^M \sigma_i^2$ 为信号功率 p_s , 由于 $g_1 = 1$, 即 $\hat{p}_s = E(x_1 x_1^H - \sigma_n^2)$, 所以信号功率的估计可以由 $\hat{p}_s = r_{1,1} - \hat{\sigma}_n^2$ 得出. 由式(8)可以得出通道增益幅度的估计式为:

$$g_n = \frac{\sqrt{r_{n,n} - \hat{\sigma}_n^2}}{\sqrt{r_{1,1} - \hat{\sigma}_n^2}} \quad (9)$$

可以利用通道增益幅度估值对数据矩阵进行修正, 因此接下来只要估计代表通道增益相位不一致性的量 $\Gamma_0 = \text{diag}(1, e^{j\phi_2}, \dots, e^{j\phi_N})$.

4 Γ_0 的估计方法

在多维 DOA 估计中如果用通道增益与来波方向进行轮换迭代的方法进行通道不一致性的自校正, 需要进行与迭代次数相同的多维谱峰搜索, 其算法复杂度可想而知. 通道增益的不一致性属于与到达角无关的随机阵列扰动的一种, 由于

一维 MUSIC 算法对于该类扰动的鲁棒性要优于多维估计算法^[6], 因此用一维 MUSIC 算法对通道增益校准可以获得较好效果. 针对本文阵列的特殊性, 先将通道复增益估计问题转化为一维线阵的通道复增益的估计问题, 即把双圈圆阵分成多个子线阵; 然后利用到达角和通道增益的联合估计方法对子线阵进行校正; 最后对模糊问题进行讨论.

4.1 子线阵的形成方法

图 1 所示的双圈圆阵可以以每条直径为一维线阵分成 $(N/4 = 9)$ 个子线阵, 每个子线阵独立进行通道增益估计须找出一个参考通道. 添加一位于阵列中心的通道为辅助通道(0 通道), 可以构成结构相同的子阵列, 工程实现也比较方便, 而且各子阵通道增益的估计可以并行进行. 不失一般性, 考虑位于角度为 γ 上的子阵如图 2.

所示, 图中 n 为 $[1, 18]$ 内的奇数.

图 2 中子线阵在球面坐标系中对于任意二维到达角 (θ, φ) 的信号, 以原点为参考点的阵列流形为:

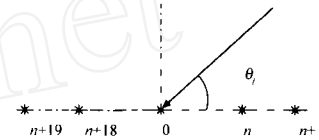


图 2 子线阵的几何图形

$$\mathbf{a}(\theta, \varphi) = [e^{j\mu_{n+19}} \ e^{j\mu_{n+18}} \ e^{j\mu_0} \ e^{j\mu_n} \ e^{j\mu_{n+1}}]^T \quad (10)$$

式(10)中上角标代表矩阵的转置, 且:

$$\mu_i = \frac{2\pi r_i}{\lambda} \cos(\theta, \gamma) \sin\varphi \quad (11)$$

其中 $i = [(n + 19), (n + 18), 0, n, (n + 1)]$. 若只孤立考虑该子线阵对于一维到达角 θ_i 的信号, 以“0”号阵元为参考阵元阵列流形为:

$$\mathbf{a}(\theta_i) = [e^{j\mu_{n+19}} \ e^{j\mu_{n+18}} \ e^{j\mu_0} \ e^{j\mu_n} \ e^{j\mu_{n+1}}]^T \quad (12)$$

式(12)中:

$$\mu_i = \frac{2\pi r_i}{\lambda} \cos(\theta_i) \quad (13)$$

由于式(11)、(12)表示的阵列流形的形式相同且参考点相同, 对比式(11)和式(12)可以得到以下影射关系

$$\theta_i = \arccos(\cos(\theta - \gamma) \sin\varphi) \quad (14)$$

通过式(14)的影射关系, 二维到达角估计中通道复增益的估计问题可以转化为一维线阵到达角 θ_i 和通道复增益的联合估计问题.

4.2 子线阵的到达角与通道增益的联合估计

设 M 个远场信号被该子线阵接收, 并且存在通道增益幅相不一性和加性污染噪声情况下阵列输出仍可以写为:

$$X(t) = \Gamma A s(t) + n(t) \quad (15)$$

其中 $A = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_M)]$, $\mathbf{a}(\theta_i)$ 表示如式(12), 其余各量的含义与式(3)相同. 利用通道增益幅度估值对数据矩阵进行修正后, 可以假设 Γ 中 $g_i = 1$, 子线阵将“0”通道作为参考通道即 $\phi_0 = 0$. 信号的协方差矩阵估计方法和其展开式仍如式(4)和(5). 特征值分解仍为:

$$R = E_s \Lambda E_s^H + \sigma_n^2 E_n E_n^H$$

如诸多文献中所证明^[8,9], E_s 是 R 的 M 个较大特征向量组成的矩阵, 其列向量张成子空间与矩阵 $\Gamma A = \Gamma [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_M)]$ 的列向量张成的信号子空间相同, 因此 $\Gamma \mathbf{a}(\theta_i)$ 在

信号子空间的投影即是本身:

$$P_{E_s} \Gamma \mathbf{a}(\theta_i) = \mathbf{E}_s (\mathbf{E}_s^H \mathbf{E}_s)^{-1} \mathbf{E}_s^H \Gamma \mathbf{a}(\theta_i) = \Gamma \mathbf{a}(\theta_i)$$

其中 $i = 1, 2, \dots, M$, P_{E_s} 为投影算子, 由于 $(\mathbf{E}_s^H \mathbf{E}_s)^{-1} = \mathbf{I}$, 所以上式可以写为:

$$\mathbf{E}_s \mathbf{E}_s^H \Gamma \mathbf{a}(\theta_i) = \Gamma \mathbf{a}(\theta_i), \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (16)$$

令 $\mathbf{D}_i = \text{diag}\{\mathbf{a}(\theta_i)\}$, \mathbf{D}_i 为酉矩阵:

$$\mathbf{D}_i^H \mathbf{D}_i = \mathbf{D}_i \mathbf{D}_i^H = \mathbf{I} \quad (17)$$

另定义 $\mathbf{V} = \text{vector}(\Gamma)$, 即 \mathbf{V} 由 Γ 对角线上的元素组成, 则式(16)可写为:

$$\mathbf{E}_s \mathbf{E}_s^H \mathbf{D}_i \mathbf{V} = \mathbf{D}_i \mathbf{V}, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (18)$$

由式(17), 式(18)可得到:

$$\mathbf{D}_i^H \mathbf{E}_s \mathbf{E}_s^H \mathbf{D}_i \mathbf{V} = \mathbf{V}, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (19)$$

即通道增益构成的向量是 $\mathbf{W}_i = \mathbf{D}_i^H \mathbf{E}_s \mathbf{E}_s^H \mathbf{D}_i$ 对应特征值为“1”的特征向量. 因为 $\|\mathbf{W}_i\| = 1$, 所以“1”为 \mathbf{W}_i 最大的特征值, 记为 $\lambda_{\max i}$, 对式(19)中 M 求和:

$$\sum_{i=1}^M \mathbf{W}_i \mathbf{V} = \mathbf{W} \mathbf{V} \left(\sum_{i=1}^M \lambda_{\max i} \right) \mathbf{V} \quad (20)$$

其中 $\mathbf{W} = \sum_{i=1}^M \mathbf{W}_i = \sum_{i=1}^M \mathbf{D}_i^H \mathbf{E}_s \mathbf{E}_s^H \mathbf{D}_i$, 即通道增益组成向量是 \mathbf{W} 最大特征值对应的特征向量^[11].

至此可以得到子线阵增益自校正算法, 总结如下:

(1) 初始化, $\mathbf{A} = \mathbf{A}_0$, 若已有先验知识则通过先验知识确定, 否则可假设各通道增益完全一致, 运用 MUSIC 方法估计信号 DOA, 然后由式(12)可得到 \mathbf{A}_0 .

(2) 对 \mathbf{W} 进行特征值分解, 将最大特征值对应特征向量作为通道向量估计 $\hat{\mathbf{V}}$.

(3) 将 $\hat{\mathbf{V}}$ 用 \hat{v} 进行归一化, 即以通道“0”为参考通道.

(4) 用 $\hat{\mathbf{V}}$ 修正 MUSIC 算法, 更新信号 DOA, 然后更新 \mathbf{A} . 重复 2~3 直到信号 DOA 值及 $\hat{\mathbf{V}}$ 收敛于某一固定值.

在算法第二步中, 如果运用 MUSIC 算法, 则修正的代价函数为 $P(\theta) = \frac{1}{\|\mathbf{E}_s^H \Gamma \mathbf{a}(\theta)\|^2}$. 子线阵通道增益估计算法的收敛性关系到整个圆阵通道增益估计算法的可靠性和可行性, 幸运的是已有文献证明过该类迭代算法不仅在蒙特卡罗实验中是几乎绝对收敛的, 在数学原理上也是如此. 但仍存在以下问题:

(1) 给定 \mathbf{A} , 被式(20)约束产生的 Γ 是否唯一.

(2) 给定通道的复增益 Γ , 对应的 \mathbf{A} 是否唯一.

对于问题 1, 给定 \mathbf{A} , $\mathbf{W} = \sum_{i=1}^M \mathbf{D}_i^H \mathbf{E}_s \mathbf{E}_s^H \mathbf{D}_i = \mathbf{W}^H$ 为 Hermitian 矩阵, 由 Hermitian 矩阵性质: 对进行特征值分解有对应于完全的特征向量系 x_1, x_2, \dots, x_N 的特征值 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N$, 即 λ_{\max} 必为 \mathbf{W} 的单重特征值. 由此唯一^[11].

对于问题 2, 由于通道不一致性仅仅影响了具体的 $\hat{\mathbf{R}}$ 的 M 个较大特征向量张成的子空间与噪声子空间的正交性^[9], 并不会影响 \mathbf{A} 的唯一性. 然而在上述算法第一、三步需用 MUSIC 方法进行一维搜索, 由于阵元间距大于半波长且只有 5 个阵元, 必定产生模糊谱峰^[7,8]. 下面的分析表明虽然线阵测向模糊但仍可以得到的唯一估计.

4.3 线阵测向模糊性对联合估计算法的影响

根据 MUSIC 算法, 在谱峰方向上有:

$$\mathbf{E}_N^H = \mathbf{a}(\theta) = 0 \quad (21)$$

由 $\mathbf{a}(\theta)$ 的表达式(12)可见, 可知 $e^{j\mu}$ 取得唯一值^[8], 即可以求得 M_a 个方向向量 $\mathbf{a}(\theta_m)$, 虽然 $M_a \geq 1$, 但在真值 θ_s 对应的模糊值 θ_a 处有 $\mathbf{a}(\theta_s) = \mathbf{a}(\theta_a)$, 即相互独立的方向向量 $\mathbf{a}(\theta_m)$ ($m = 1, 2, \dots, M$) 的解是唯一的. 因此式(7)中 \mathbf{E} 的列向量张成子空间与矩阵 $\Gamma \mathbf{A}$ 列向量张成信号子空间相同, 式(16)的关系仍可以满足, 即线阵的测向模糊并不会对通道增益的估计产生影响, 上部分的第二个问题也解决了. 由于线阵测向模糊特性有利于通道增益估计算法的简化, 现仍进行简要分析.

$e^{j\mu}$ 取得唯一值, 由指数函数的周期性, μ 的解可为 $\mu_s \pm 2k\pi$. 当 $d/\lambda < 0.5$ 时, 均匀线阵中 $e^{j\mu}$ 的唯一解对应 $\theta_s = \cos^{-1}(\lambda\mu/2\pi d)$ 和 $(\pi - \theta)$ 两值. 通常将 $\pi - \theta_s$ 作为镜象方向对待. 线阵中除了镜象模糊, 假如真实值 θ_s 对应的模糊值为 θ_a , 那么由于 $e^{j\mu}$ 取得唯一值, 所以:

$$e^{j\frac{2\pi d}{\lambda} \cos(\theta_s)} = e^{j\frac{2\pi d}{\lambda} \cos(\theta_a)} \quad (22)$$

图 2 中的 5 元线阵, 由于是非均匀线阵, 且 $\mathbf{d} = \lambda[5, 3, 0, 3, 5]$, 距离参考阵元有两种距离, 即 $r_1 = 5\lambda$, $r_2 = 3\lambda$. 当 $\theta_s \neq \pi/2$ 时, 对于 $r_1 = 5\lambda$, $\cos(\theta_s)$ 和 $\cos(\theta_a)$ 有以下关系^[8]:

$$\frac{2\pi r_1}{\lambda} \cos(\theta_s) = \mu \quad (23)$$

$$\frac{2\pi r_1}{\lambda} \cos(\theta_a) = \mu + 2k_1\pi \quad (24)$$

考虑到余弦函数的值域, 上式中 k_1 的取值为 $k_1 = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm 4, -5\cos(\theta_s)/|\cos(\theta_s)|$. 式(23) - (24)化简得

$$\cos(\theta_a) = \cos(\theta_s) + k_1/5 \quad (25)$$

同理对于 $r_2 = 3\lambda$ 可以得到:

$$\cos(\theta_a) = \cos(\theta_s) + k_2/3$$

$$k_2 = (0, \pm 1, \pm 2, -3)\cos(\theta_s)/|\cos(\theta_s)|$$

当 $\cos(\theta_a) = \cos(\theta_s)$ 时出现模糊值, 即当 $k_1/5 = k_2/3 = -\cos(\theta_s)/|\cos(\theta_s)|$ 时有:

$$\cos(\theta_a) = \cos(\theta_s) - \cos(\theta_s)/|\cos(\theta_s)| \quad (26)$$

由式(26), 当 $\theta_s \neq \pi/2$ 时, $\cos(\theta_a)$ 与 $\cos(\theta_s)$ 的符号相反, 且 $\Gamma \mathbf{a}(\theta_a) = \Gamma \mathbf{a}(\theta_s)$, 同理当 $\theta_s = \pi/2$ 时, $\theta_a = 0$ 或 π , 所以在子线阵通道增益估计的迭代算法的第一、四步只需在 $[0, \pi/2]$ 内进行谱峰搜索即可, 然而由于高阶测向模糊的存在^[7], 当 $M = 4$ 时在 $[0, \pi/2]$ 内存在 $M_a = 6$ 个谱峰, 所以在第二步求 $\mathbf{W} = \sum_{i=1}^M \mathbf{D}_i^H \mathbf{E}_s \mathbf{E}_s^H \mathbf{D}_i$ 时 i 应在 $[1, M]$ 的整数范围内求和.

5 仿真验证

为了验证本文算法的有效性, 进行计算机仿真实验, 用计算机产生 Γ 方法如下:

$$g_i = 0.5 + 2 * \text{rand}g_i$$

$$\varphi_i = \frac{\pi}{6} (\text{rand}\varphi_i - 0.5)$$

其中 $\text{rand}g_i$ 和 $\text{rand}\varphi_i$ 为 $[0, 1]$ 内服从均匀分布并且相互独立的随机数. 两个频率为频段中心频率的窄带平面波沿着方向 $(\theta, \varphi) = (30^\circ, 90^\circ)$ 和 $(42^\circ, 70^\circ)$ 入射到图 1 所示的双圈圆阵上, $\text{SNR} = 10\text{dB}$, 快拍数为 256. 对 Γ 进行估计, 得出 $\hat{\Gamma}$ 与 Γ 的均方误差为 0.0047.

同样在单源存在, $\text{SNR} = 10\text{dB}$, 快拍数为 256 时, 在平面波的方向角分量 $\theta = 75^\circ$ 时, $\hat{\Gamma}$ 对 Γ 估计的均方误差值 (MSE) 随俯仰角分量 $\varphi \in [-45^\circ, 45^\circ]$ 的变化曲线如图 3. 平面波方向角分量为 $\varphi = 30^\circ$ 时, $\hat{\Gamma}$ 对估计的均方误差值 (MSE) 随方向角分量 $\theta \in [-90^\circ, 90^\circ]$ 的变化曲线如图 4, 可以看出在两条曲线的整个变化区间内, MSE 值非常小, 因此证明了估计算法的有效性和稳定性.

6 小结

本文给出了对多维信号 DOA 估计中双圈圆阵的校正算法, 该校正算法在添加辅助通道后分割子阵时, 由于各子阵结构相同在实际工程运用时可以进行并行处理, 且该算法适用于可以分割成子线阵的任意形状的平面阵. 并且进行一维搜索时, 可以缩小搜索范围, 简化算法的复杂度. 但在本算法中由于分割的子线阵阵元数 $N_i = 5$, 因此在信号源数 $M \geq 5$ 时算法的有效性还有待证明. 最后进行了计算机仿真验证, 证明了算法在 $M < 5$ 时的有效性.

参考文献:

- [1] A Paulraj, T Kailath. Direction of arrival estimation by eigenstructure methods with unknown sensor gain and phase[J]. Proc IEEE ICASSP, 1985, 640 ~ 643.

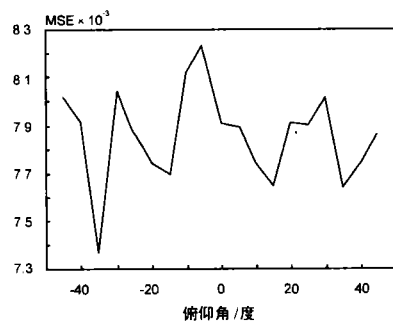


图 3 MSE 值随俯仰角(度)的变化曲线

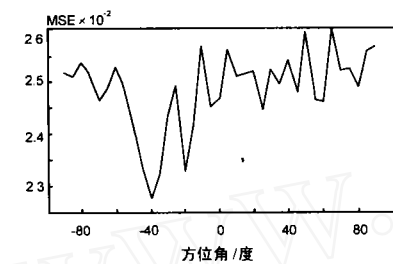


图 4 MSE 值随方位角(度)的变化曲线

- [2] V C Soon, L Tong, Y F Huang, R Liu. A Subspace method for estimating sensor gains and phases [J]. IEEE Trans on signal processing, 1994, 42(4): 973 ~ 976.
- [3] Ching-Yih Tseng, David D Feldman, Lloyd J Griffiths. Steering vector estimation in uncalibrated arrays [J]. IEEE Trans on signal processing, 1995, 43(6): 1397 ~ 1411.
- [4] Antony P C Ng. Direction -of-arrival estimates in the presence of wavelength Gain and Phase Errors [J]. IEEE Trans on signal processing, 1995, 43(1): 225 ~ 232.
- [5] Cherian P Mathews, Michel D Zoltowski. Eigenstructure techniques for 2-D angel estimation with uniform circular arrays [J]. IEEE Trans on signal processing, 1994, 42(9): 2395 ~ 2407.
- [6] A Lee Swindlehurst, Thomas Kailath. A performance analysis of subspace-based methods in the presence of model errors, Part II: Multidimensional algorithms [J]. IEEE Trans on signal processing, 1993, 41(9): 2882 ~ 2890.
- [7] Kan-Chye Tan, Geok-Lian Oh, M H Er. A study of the uniqueness of steering' vectors in array processing [J]. IEE Trans. on signal processing, 1993, 34: 245 ~ 256.
- [8] 周希元 肖先赐. 空间谱估计测向关键技术专题研究报告 [M]. 成都: 电子科技大学出版社, 1998.
- [9] 刘德树, 罗景清, 张剑云. 空间谱估计及其应用 [M]. 合肥: 中国科学技术大学出版社, 1997.
- [10] 罗利春. 通道失配无源校正算法的收敛性分析 [J]. 电子科技大学学报. 1993, 22(4): 356 ~ 361.
- [11] G W 斯图尔特著 (王国荣等译). 矩阵计算引论 [M]. 上海: 上海科学技术出版社, 1980.

作者简介:



何明浩 男, 1963 年 9 月生于江苏江阴. 武汉空军雷达学院微波工程系主任, 教授. 现在清华大学自动化系模式识别与智能系统专业攻读博士学位. 主要研究领域有雷达和电子对抗系统、天线信号处理. 曾获军队级科技进步奖 7 项, 发表学术论文 40 余篇.



胡林华 男, 1962 年 12 月生于湖北武汉. 1990 年获武汉大学空间物理专业硕士学位, 现为武汉空军雷达学院微波工程系副教授. 主要研究领域有天线信号处理、目标的 RCS 特性和计算电磁场理论. 获军队级科技进步奖 1 项, 发表学术论文 20 余篇.