

Y形阵列宽带信号二维来波方向估计

李绍滨, 林磊, 胡航

(哈尔滨工业大学 电子与信息工程学院, 150001 哈尔滨, huhang@hit.edu.cn)

摘要: 利用Y形阵列结构的特点,提出一种宽带信号二维来波方向的估计方法.该方法在相干信号子空间法的基础上,通过采用流型矩阵展开的方式获得聚焦矩阵,并针对聚焦后的协方差矩阵,利用基于子阵的ESPRIT算法和二维MUSIC算法进行联合估计,从而提高了测向精度且减小了谱峰搜索的范围.理论分析和计算机仿真实验表明,该方法对于非相干信号源和相干信号源都具有较好的估计效果,并具有较低的计算量.

关键词: 阵列信号处理;宽带;测向;Y形阵

中图分类号: TN957.2

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2012)01-0067-04

2-D direction of arrival estimation for wideband signals based on Y-shaped array

LI Shao-bin, LIN Lei, HU Hang

(School of Electronics and Information Engineering, Harbin Institute of Technology, 150001 Harbin, China, huhang@hit.edu.cn)

Abstract: A 2-D direction of arrival (DOA) estimation method for wideband signals is proposed for the advantage of Y-shaped array. Based on the coherent signal-subspace method (CSM), focusing matrix is computed by expanding steering matrix. Furthermore this method adopts ESPRIT algorithm based on subarray and 2-D MUSIC together to improve the estimation precision and to reduce the range of peak searching. Theoretical analysis and computer simulation demonstrate its correctness both for incoherent sources and coherent sources, and the computational effort is reduced remarkably.

Key words: array signal processing; wideband; direction finding; Y-shaped array

传统的空间谱估计理论和算法大都是针对处理窄带信号的假设建立的.随着信息与通信技术的日益发展,信号频带宽度越来越向宽带甚至超宽带方向发展.人们日益意识到建立在窄带信号假设基础上的测向算法的局限性,从而开始了对情况更复杂的宽带信号测向技术的研究.目前针对宽带信号测向的高分辨算法主要有:非相干信号处理方法(ISM)和相干信号子空间法(CSM)等^[1-2].由于相干信号子空间法相对于前者具有更高的估计性能和较小的计算量,且能处理相干信号源存在的情况,因此已成为宽带信号来波方向估计领域的主流.

对信号进行二维来波方向估计须使用平面阵列.Y形阵作为一种新的接收阵列形式在文献[3-4]中曾有过研究,分析表明,Y形阵无论是在测向精度潜力,还是在角度分辨力和方位一致性等方面相对于其他阵列形式都具有一定的优势.将Y形阵应用于宽带来波信号的方向估计中可望取得较好的测向性能.本文就是在采用Y形阵列结构的基础上对宽带信号的二维来波方向估计进行研究.

1 CSM算法的基本原理

相干信号子空间法(Coherent Signal-Subspace Method, CSM)是宽带阵列信号处理的经典算法,其思想是首先通过离散傅里叶变换得到信号带宽内的多个频率点分量,再采用聚焦变换将带宽内各个频率点下的信号子空间变换到参考频点下的同一个信号子空间,利用窄带高分辨方法估计出

收稿日期: 2010-12-29.

资助项目: 航空科学基金资助项目(20092077010).

作者简介: 李绍滨(1948—),男,教授,博士生导师.

信号的 DOA. 该方法可以在不牺牲阵列有效孔径的条件下实现相干信号来波方向估计, 具有较高的分辨力.

假设空间有 K 个远场宽带平面波信号源入射到 N 个阵元构成的 Y 形阵列上, Y 形阵由 3 条同一平面内夹角互为 120° 且在一端相连的臂构成. 每条臂上阵元个数为 M , 且有 $K < M$, 各信号源入射方位角和俯仰角分别为: $(\theta_1, \varphi_1), (\theta_2, \varphi_2), \dots, (\theta_K, \varphi_K)$. 每条臂上各阵元间距相等, 且为 d . 各阵元的信号接收机包括高频级、变频级以及中频级等 3 个部分, 信号通过高频放大、变频等步骤后形成中频接收信号. 以阵列中心阵元为参考阵元, 各信号源通过中心阵元后的中频输出信号为 $so_1(t), so_2(t), \dots, so_K(t)$, 则有第 i 个阵元的输出信号为

$$xo_i(t) = \sum_{k=1}^K e^{j2\pi f_0 \tau_{ik}} \cdot so_k(t + \tau_{ik}) + no_i(t).$$

假定各阵元噪声 $no_i(t)$ 为平稳高斯白噪声, 相互独立且功率相同, 信号与噪声也相互独立, 式中: $i = 0, 1, \dots, N-1$; $\tau_{ik} = d_i \sin \varphi_k \cos(\theta_k - \gamma_i) / c$ 为信号 $so_k(t)$ 在第 i 个阵元上相对于中心阵元的时间延迟; d_i 为第 i 个阵元与中心阵元的间距; γ_i 为第 i 个阵元与 x 轴正向的夹角; c 为波速.

对各阵元的输出数据 $xo_i(t)$ 作离散傅里叶变换, 则在信号带宽内得到的各离散频率点上各阵元输出的信号频率分量为

$$Xo_i(f_j) = \sum_{k=1}^K So_k(f_j) e^{j2\pi(f_0+f_j)\tau_{ik}} + No_i(f_j). \quad (1)$$

式中: $i = 0, 1, \dots, N-1$; $j = 1, 2, \dots, J$.

令 $f_{0j} = f_0 + f_j$, 将式(1)写成矢量形式为

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(f_j) &= \mathbf{A}(f_{0j}, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi}) \mathbf{S}(f_j) + \mathbf{N}(f_j), \\ j &= 1, 2, \dots, J. \end{aligned}$$

式中: $\mathbf{X}(f_j)$ 为 N 个阵元输出频域数据矢量; $\mathbf{N}(f_j)$ 为 N 个阵元噪声频域数据矢量; $\mathbf{S}(f_j)$ 为 K 个中频信号频域数据矢量; $\mathbf{A}(f_{0j}, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi})$ 为空间阵列的 $N \times K$ 维流型矩阵, 且有

$$\mathbf{A}(f_{0j}, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi}) = [\mathbf{a}(f_{0j}, \theta_1, \varphi_1), \mathbf{a}(f_{0j}, \theta_2, \varphi_2), \dots, \mathbf{a}(f_{0j}, \theta_K, \varphi_K)]. \quad (2)$$

频率点 f_{0j} 的信号频域协方差矩阵 \mathbf{R}_j 为

$$\mathbf{R}_j = \mathbf{E}(\mathbf{X}(f_j) \mathbf{X}^H(f_j)) =$$

$$\mathbf{A}(f_{0j}, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi}) \mathbf{R}_s(f_j) \mathbf{A}^H(f_{0j}, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi}) + \delta^2 \mathbf{I}.$$

不同频率点下的流型矩阵不相同, 因此不能直接将协方差矩阵进行相加. 为此, 可以将各频率点下的流型矩阵变换到同一个参考频率点上来. 这里将参考频率点选为中心频率 f_0 处.

由于各个频点 $\mathbf{A}(f_{0j}, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi})$ 的秩皆为信号个数

K , 因此必存在 N 维非奇异方阵 $\mathbf{T}(f_{0j}, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi})$, 有

$$\mathbf{T}(f_{0j}, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi}) \mathbf{A}(f_{0j}, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi}) = \mathbf{A}(f_0, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi}). \quad (3)$$

矩阵 $\mathbf{T}(f_{0j}, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi})$ 称为聚焦矩阵^[5]. 聚焦后, 各频点下的流型矩阵所包含的频率信息相同. 因此, 可对聚焦后阵列各频点下的协方差矩阵求和.

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \mathbf{T}(f_{0j}, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi}) \mathbf{R}_j \mathbf{T}^H(f_{0j}, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi}) = \\ &\mathbf{A}(f_0, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi}) \bar{\mathbf{R}}_s \mathbf{A}^H(f_0, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi}) + \\ &\frac{\delta^2}{J} \sum_{j=1}^J \mathbf{T}(f_{0j}, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi}) \mathbf{T}^H(f_{0j}, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi}). \quad (4) \end{aligned}$$

式中 $\bar{\mathbf{R}}_s = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \mathbf{R}_s(f_j)$.

考虑到实际接收数据长度有限, 无法得到 \mathbf{R}_j 的准确值, 通常采用以下方法来得到估计值. 首先, 将阵列输出分成互不重叠的 L 个时段, 再把每个时段内的数据作离散傅里叶变换, 得到信号带宽内 J 个离散频率点的信号. 需注意的是, 各个时段时长必须远大于信号带宽的倒数, 以保证信号间互不相关, 此时 $\mathbf{A}(f_{0j}, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi})$ 为列满秩. 设第 l 段观测数据在离散频率点 $f_j (j = 1, 2, \dots, J)$ 上的阵列输出频域数据矢量为 $\mathbf{X}_l(f_j)$, 则频率点 f_j 上的输出信号频域协方差矩阵可得

$$\tilde{\mathbf{R}}_j = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{X}_l(f_j) \mathbf{X}_l^H(f_j).$$

由此聚焦后整个阵列输出的协方差矩阵为

$$\tilde{\mathbf{R}} = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \mathbf{T}(f_{0j}, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi}) \tilde{\mathbf{R}}_j \mathbf{T}^H(f_{0j}, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi}).$$

由式(4)可见, 聚焦后的流型矩阵 $\mathbf{A}(f_{0j}, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi})$ 列满秩, 因此可以直接对协方差矩阵 $\tilde{\mathbf{R}}$ 采用 MUSIC 等窄带处理算法求得信号的方位信息. 对 $\tilde{\mathbf{R}}$ 进行特征分解, 求出小特征值对应的特征向量, 得到噪声子空间 \mathbf{U}_N , 利用空间谱估计公式为

$$P_{\text{MUSIC}}(\theta, \varphi) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(f_0, \theta, \varphi) \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \mathbf{a}(f_0, \theta, \varphi)}.$$

通过搜索 (θ, φ) 寻找 P_{MUSIC} 的峰值可确定信号方向.

由式(3)可见, $\mathbf{T}(f_{0j}, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi})$ 的求取不但与频率点 $f_{0j} (j = 1, 2, \dots, J)$ 有关, 而且还和信号的来波方位 $(\boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi})$ 有关, 因此通常为了求得聚焦矩阵, 往往需用其他方法先估计角度到达的大致方向, 此估计的准确度对算法的性能有着很大的影响. 本文利用 Y 形阵的旋转对称特性, 采用基于阵列流型多项式展开的方法^[6] 构造聚焦矩阵. 该方法构造的聚焦矩阵与信号的来波方向无关, 从而避免了由角度预估计误差所带来的聚焦算法性能下降和额外运算量问题.

2 基于流型展开的聚焦方法

对于上述阵列和信号模型,可以将式(2)中的方向矢量 $\mathbf{a}(f_{0j}, \theta_k, \varphi_k)$ 表示为

$$\mathbf{a}(f_{0j}, \theta_k, \varphi_k) = [1, \mathbf{a}_1^T(f_{0j}, \theta_k, \varphi_k), \mathbf{a}_2^T(f_{0j}, \theta_k, \varphi_k), \mathbf{a}_3^T(f_{0j}, \theta_k, \varphi_k)]^T. \quad (5)$$

$$\text{其中: } \mathbf{a}_m(f_{0j}, \theta_k, \varphi_k) = \begin{bmatrix} e^{j2\pi f_{0j} r_1 \sin \varphi_k \cos(\theta_k - \eta_m)/c} \\ e^{j2\pi f_{0j} r_2 \sin \varphi_k \cos(\theta_k - \eta_m)/c} \\ \vdots \\ e^{j2\pi f_{0j} r_{M-1} \sin \varphi_k \cos(\theta_k - \eta_m)/c} \end{bmatrix};$$

$$\eta_m = 2\pi(m-1)/3, m = 1, 2, 3.$$

$r_i (i = 1, 2, \dots, M-1)$ 为 Y 形阵每条臂上的第 i 个阵元到中心阵元的距离.

由 Jacobi-Anger 展开式^[6]可知

$$e^{i x \cos \theta} = \sum_{n=0}^{+\infty} i^n (2n+1) j_n(x) P_n(\cos \theta). \quad (6)$$

式中: x 为正数; $j_n(x)$ 为球面贝塞尔函数; $P_n(\cdot)$ 为勒让德函数.

由于式(6)中的展开式项数为无穷多,为此可利用球面贝塞尔函数 $j_n(x)$, 当 $n \rightarrow \infty$ 时逐渐趋于 0 的特性,取多项式的阶数 $G = [2\pi r_{M-1}/\lambda_{\min}]$ 进行近似^[6],其中 $[\cdot]$ 表示取整.

利用 Y 形阵结构,取式(6)的前 G 项代入,可以将式(5)中频点 f_{0j} 对应的方向向量改写为

$$\mathbf{a}(f_{0j}, \theta_k, \varphi_k) = \bar{\mathbf{J}}(K_j r) \mathbf{P}(\theta_k, \varphi_k) = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{J}}_1(K_j r) & \mathbf{0}_{M \times (G+1)} & \mathbf{0}_{M \times (G+1)} \\ \mathbf{0}_{(M-1) \times (G+1)} & \bar{\mathbf{J}}_2(K_j r) & \mathbf{0}_{(M-1) \times (G+1)} \\ \mathbf{0}_{(M-1) \times (G+1)} & \mathbf{0}_{(M-1) \times (G+1)} & \bar{\mathbf{J}}_3(K_j r) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{P}(\sin \varphi_k \cos \theta_k) \\ \mathbf{P}(\sin \varphi_k \cos(\theta_k - \frac{2\pi}{3})) \\ \mathbf{P}(\sin \varphi_k \cos(\theta_k + \frac{2\pi}{3})) \end{bmatrix}.$$

并有 $K_j = 2\pi f_{0j}/c$, 而 $\mathbf{0}_{M \times (G+1)}$ 和 $\mathbf{0}_{(M-1) \times (G+1)}$ 为相应维数的全 0 元素矩阵.

由此可以将流型矩阵分解为

$$\mathbf{A}(f_{0j}, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi}) = \bar{\mathbf{J}}(K_j r) \hat{\mathbf{P}}(\boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi}). \quad (7)$$

式中 $\hat{\mathbf{P}}(\boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi}) = [\hat{\mathbf{P}}(\theta_1, \varphi_1), \dots, \hat{\mathbf{P}}(\theta_K, \varphi_K)]$. 易见 $\bar{\mathbf{J}}(K_j r)$ 只与信号的频率有关而与信号的来波方向无关,由式(7)代入式(3)可知

$$\mathbf{T}(f_{0j}) \bar{\mathbf{J}}(K_j r) = \bar{\mathbf{J}}(K_0 r).$$

于是可得聚焦矩阵为

$$\mathbf{T}(f_{0j}) = \bar{\mathbf{J}}(K_0 r) [\bar{\mathbf{J}}^H(K_j r) \bar{\mathbf{J}}(K_0 r)]^{-1} \bar{\mathbf{J}}^H(K_j r).$$

式中 $K_0 = 2\pi f_0/c$ 由此可以得到了与信号的来波方向无关的聚焦矩阵,从而避免了角度的预估计. 用此聚焦矩阵按照前述 CSM 方法,将不同频点下

的方向矩阵聚焦到参考频率,即可进行二维来波方向估计.

3 二维来波方向估计

对于阵列和信号模型,可利用阵列每条臂上的平移结构,在 Y 形阵的每条臂上获得两个完全相同的阵列 Z_{i1} 和 Z_{i2} ($i = 1, 2, 3$), Z_{i1} 和 Z_{i2} 之间的间距为 d ($d < \lambda_{\min}$). 根据 ESPRIT 算法^[7],将聚焦后的协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}$ 进行特征分解,得到特征值中 K 个较大值所对应的特征向量所组成的信号子空间 $\mathbf{U}_s = [\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2, \dots, \mathbf{V}_K]_{N \times K}$, 由于信号子空间和各方向矢量 $\mathbf{a}(f_0, \theta_k, \varphi_k)$, ($k = 1, 2, \dots, K$) 所张成的子空间为同一空间,因此,有且仅有一个非奇异矩阵 \mathbf{F} , 使得

$$\mathbf{U}_s = \mathbf{A}(f_0, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Phi}) \mathbf{F}.$$

取出 \mathbf{U}_s 中阵列 Z_{i1} 和 Z_{i2} ($i = 1, 2, 3$) 各阵元所对应的行 $\mathbf{U}_{S_{i1}}$ 和 $\mathbf{U}_{S_{i2}}$, 易得

$$\mathbf{U}_{S_{i1}} = \mathbf{A}_{i1} \mathbf{F},$$

$$\mathbf{U}_{S_{i2}} = \mathbf{A}_{i1} \boldsymbol{\psi}_i \mathbf{F}. \quad (8)$$

式中 \mathbf{A}_{i1} 为阵列 Z_{i1} 所对应的流型矩阵. 由式(8)可得

$$\mathbf{U}_{S_{i2}} = \mathbf{U}_{S_{i1}} \mathbf{F}^{-1} \boldsymbol{\psi}_i \mathbf{F} = \mathbf{U}_{S_{i1}} \boldsymbol{\Psi}_i. \quad (9)$$

式中: $i = 1, 2, 3$; $\boldsymbol{\Psi}_i$ 为对角阵, 并有

$$\boldsymbol{\Psi}_m = \text{diag}[e^{j2\pi f_0 d \sin \varphi_1 \cos(\theta_1 - \eta_m)/c}, \dots, e^{j2\pi f_0 d \sin \varphi_k \cos(\theta_k - \eta_m)/c}].$$

式中 $\eta_m = 2\pi(m-1)/3$, $m = 1, 2, 3$. 将 Y 形阵划分为由方位角为 0 和方位角为 $2\pi/3$ 的两臂所组成的子阵 1, 由方位角为 $2\pi/3$ 和方位角为 $4\pi/3$ 的两臂所组成的子阵 2, 以及由方位角为 $4\pi/3$ 和方位角为 0 的两臂所组成的子阵 3. 以子阵 1 为例讨论.

由式(9)可知, $\boldsymbol{\Psi}_1 = (\mathbf{U}_{S_{11}}^H \mathbf{U}_{S_{11}})^{-1} \mathbf{U}_{S_{11}}^H \mathbf{U}_{S_{12}}$ 的特征值即等于 $\boldsymbol{\psi}_1$ 的对角线元素, 同理亦有 $\boldsymbol{\Psi}_2 = (\mathbf{U}_{S_{21}}^H \mathbf{U}_{S_{21}})^{-1} \mathbf{U}_{S_{21}}^H \mathbf{U}_{S_{22}}$ 的特征值等于 $\boldsymbol{\psi}_2$ 的对角线元素, $(\cdot)^H$ 为共轭转置. 因此,通过联立 $\boldsymbol{\psi}_1$ 和 $\boldsymbol{\psi}_2$ 即可解出来波方向 (θ_k, φ_k) , $k = 1, 2, \dots, K$. 由于 $\boldsymbol{\psi}_1$ 、 $\boldsymbol{\psi}_2$ 中特征值与特征向量的排列顺序没有固定对应关系,因此需要将两次分解的参数配对^[8]. 由于 \mathbf{F}_1 和 \mathbf{F}_2 的不同仅仅体现在列向量的顺序,因此一定存在 $\mathbf{K} \times \mathbf{K}$ 维的置换矩阵 \mathbf{P} , 使得

$$\mathbf{F}_1 = \mathbf{F}_2 \mathbf{P}.$$

将算子 \mathbf{P} 作用于 $\boldsymbol{\psi}_2$, 可得

$$\boldsymbol{\psi}'_2 = \mathbf{P}^H \boldsymbol{\psi}_2 \mathbf{P}.$$

由于特征值和特征向量之间的对应关系是确定的,因此有 $\boldsymbol{\psi}'_2$ 与 $\boldsymbol{\psi}_1$ 的对角线元素对齐,对于 \mathbf{P} 有

$$\mathbf{P} = (\mathbf{F}_2^H \mathbf{F}_2)^{-1} \mathbf{F}_2^H \mathbf{F}_1.$$

当 ψ_1 与 ψ_2' 对齐后,将两式联立可得

$$\begin{bmatrix} d\cos 0 & d\sin 0 \\ d\cos \frac{2\pi}{3} & d\sin \frac{2\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin \varphi_k \cos \theta_k \\ \sin \varphi_k \sin \theta_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \arg[\psi_1(k, k)] \frac{c}{2\pi f_0} \\ \arg[\psi_2'(k, k)] \frac{c}{2\pi f_0} \end{bmatrix} \quad (10)$$

由式(10)即可解出使用子阵1估计得到的信号来波方向,记为 $(\theta_{1,k}, \varphi_{1,k})$, $k = 1, 2, \dots, K$. 同理,分别可得到子阵2和子阵3估计得到的信号来波方向 $(\theta_{2,k}, \varphi_{2,k})$ 和 $(\theta_{3,k}, \varphi_{3,k})$, $k = 1, 2, \dots, K$.

将3个子阵的估计结果取算术平均,即得到对信号来波方向的估计值. 由于对相同的来波方向而言,各子阵的相对位置是不一样的,因而各子阵得到的估计性能亦有所不同. 为进一步提高估计精度,可对3个子阵的估计结果分别计算权值后,进行加权平均^[4],从而进一步减少估计偏差.

上述基于子阵的 ESPRIT 算法是一种对来波方向估计的“闭式”算法,它相对 MUSIC 算法无需进行二维谱峰搜索,具有较小的计算量. 然而,仿真表明 MUSIC 算法较基于子阵的 ESPRIT 算法而言有更低的估计偏差. 对此,可以采用将 ESPRIT 算法所得结果作为 MUSIC 算法谱峰搜索的初值的方法. 对于相同的搜索步长,谱峰搜索的计算量与搜索范围成正比,即有

$$\frac{C_E}{C_M} = \frac{R_E}{R_M} \quad (11)$$

式中: C_E 为采用基于子阵的 ESPRIT 算法估计结果为初值的搜索计算量; R_E 为对应的搜索范围; C_M 为直接进行 MUSIC 算法的谱峰搜索计算量; R_M 为对应的搜索范围. R_M 由来波方位角和俯仰角所属区间决定,一般有方位角区间为 $[0, 360^\circ)$, 俯仰角区间为 $[0, 90^\circ)$, 即 $R_M = 360^\circ \times 90^\circ$; R_E 由粗值估计精度决定,按仿真实验条件,当信噪比 > -15 dB 时,为留有余量,方位角搜索可取在初值的 $\pm 4^\circ$ 范围,俯仰角可取初值的 $\pm 3^\circ$ 范围,即 $R_E = 8^\circ \times 6^\circ$. 代入式(11),可见上述情况下, R_E 仅为 R_M 的 $1/675$. 这显然极大减小了谱峰搜索的计算量,且又能够实现 MUSIC 算法的高精度优点,获得较高的估计性能.

4 仿真实验

利用计算机仿真实验对本方法的测向性能进行统计,以验证方法的有效性. 仿真中所使用的 Y 形阵阵元数 $N = 22$. 信号带宽为 8 MHz,中频为

35 MHz,采样频率为 20 MHz,8 位量化. 每段观测时间为 $3.2 \mu\text{s}$ (64 个点),32 次快拍,通过 FFT 变换,每个信号在带宽内分成 25 ($64 \times$ 带宽 8 MHz / 采样率 20 MHz = 25.6) 个频率点.

实验 1 对非相干宽带信号源的测向性能分析.

入射非相干信号源数 $P = 2$,来波方向分别为 $(\theta_1, \varphi_1) = (200^\circ, 30^\circ)$, $(\theta_2, \varphi_2) = (110^\circ, 12^\circ)$,两信号功率相等. 平均功率信噪比从 -15 dB 变化到 0 dB,进行 100 次独立实验,统计采用本方法测向时信噪比的变化对宽带信号测向精度的影响,如图 1 所示. 图 1 中测向精度由两入射信号测向均方根误差 (RMSE) 的算术平均值来表征.

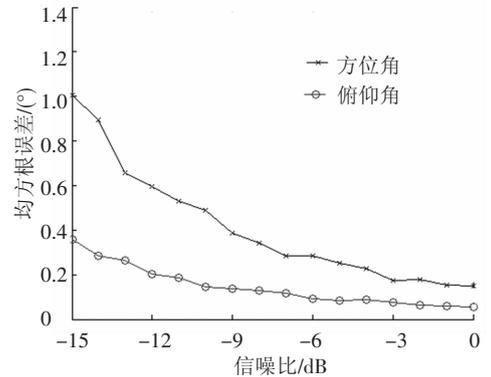


图 1 信噪比对非相干信号测向精度的影响

实验 2 对相干宽带信号源的测向性能分析.

入射相干宽带信号源数 $P = 2$,来波方向分别为 $(\theta_1, \varphi_1) = (200^\circ, 30^\circ)$, $(\theta_2, \varphi_2) = (110^\circ, 12^\circ)$,两信号功率相等. 平均功率信噪比从 -15 dB 变化到 0 dB,进行 100 次独立实验,统计采用本方法测向时信噪比的变化对相干信号的测向精度的影响,如图 2 所示. 图 2 中测向精度由两入射信号测向的均方根误差 (RMSE) 的算术平均值来表征.

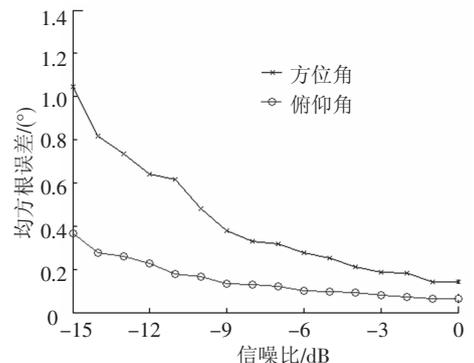


图 2 信噪比对相干信号测向精度的影响