

# 共形阵列天线信源方位与极化状态的联合估计算法

齐子森<sup>1,2</sup>, 郭 英<sup>1</sup>, 王布宏<sup>1</sup>, 王永良<sup>2</sup>

(1. 空军工程大学信息与导航学院, 陕西西安 710077; 2. 空军雷达学院兵器运用工程军队重点实验室, 湖北武汉 430019)

**摘 要:** 针对共形天线阵列流形的特点, 提出了共形阵列天线信源方位与极化状态的联合估计算法. 算法的方位估计不需要信源极化状态的任何信息, 估计精度高、分辨力强, 在完成信源方位估计的同时, 还可以精确的估计出信源的极化状态, 不需要参数配对, 实现了共形阵列天线信源方位与极化状态的联合估计. 算法仅需要二维参数搜索, 计算量比已有的联合估计算法小, 且适用于任意共形载体, 具有广泛的应用范围. 对算法参数估计的理论性能进行了分析推导, 给出了参数估计的 CRB (Cramer-Rao Bound), 并通过 Monte-Carlo 仿真实验验证了理论分析的正确性与算法的有效性.

**关键词:** 共形阵列天线; DOA; 极化; 性能分析

**中图分类号:** TN911.7

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112 (2012) 12-2562-05

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.12.034

## Joint DOA and Polarization Estimation Algorithm for Conformal Array Antenna

QI Zi-sen<sup>1,2</sup>, GUO Ying<sup>1</sup>, WANG Bu-hong<sup>1</sup>, WANG Yong-liang<sup>2</sup>

(1. School of Information and Navigation, Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710077, China;

2. Key Research Lab, Wuhan Radar Academy, Wuhan, Hubei 430010, China)

**Abstract:** Considering the special manifold characteristic of conformal array, a joint DOA and polarization estimation algorithm is proposed based on rank-deficiency theory. The new algorithm can achieve accurate and high-resolution DOA estimation without the exact knowledge of the source polarization. Simultaneously, favorable polarization estimation can also be acquired jointly with DOA estimation. The proposed method can be applied to arbitrary conformal array structure and only high-dimensional nonlinear search associated with the 2D DOA estimation is involved in its implementation. Compared with the classical joint DOA and polarization estimation algorithm based on high-dimensional nonlinear search, this reduces the computational complexity considerably. The theory performance is analyzed and the CRB (Cramer-Rao Bound) is derived for this algorithm. Monte-Carlo simulation results are provided to demonstrate the performance analysis and the effectiveness of the proposed method.

**Key words:** conformal array antenna; direction-of-arrival; polarization; performance analysis

## 1 引言

由于共形阵列天线<sup>[1~4]</sup>的单元方向图指向不一致, 信源方位与极化状态的耦合是高分辨 DOA (Direction-Of-Arrival) 估计的难点. 与经典线阵、面阵不同, 共形天线阵列流形的多极化特性要求共形天线的流形建模必须考虑信源极化状态的影响, 使得大多数已有的高分辨 DOA 估计算法在共形阵列天线中失效.

对共形阵列天线信源方位估计的已有研究主要集中在导向矢量建模<sup>[2]</sup>、简化模型条件下的经典算法移植与性能分析<sup>[3,4]</sup>以及针对特殊共形载体的盲极化 DOA 估计算法<sup>[5]</sup>. 文献[2]详细分析了共形阵列天线的流形

特点, 给出了共形天线阵列流形建模的统一方法. 在此基础上, 文献[3]在假设信源极化状态已知条件下, 分析了 MUSIC 算法在不同阵列形式中的 DOA 估计性能. 文献[5]针对锥面共形载体, 通过合理的阵元设置, 提出了锥面共形阵列天线盲极化 DOA 估计算法, 但该算法不适用于其他结构的共形阵列. 文献[6]中通过序列采样方法, 实现了信号极化状态与 DOA 的联合估计, 但由于减少了接收通道, 阵列口径受到较大损失. 因此, 有必要探讨更简单、有效且适用于多种共形载体的信源方位估计算法.

本文基于秩损理论提出了共形阵列天线信源方位与极化状态的联合估计算法. 算法的方位估计基于二维

参数搜索实现,不涉及信源极化状态的任何信息,并且与信源极化状态自动配对。

## 2 共形阵列天线的数据模型

对于  $m$  元共形阵列,在远场中有  $n(m > n)$  个窄带独立点源以平面波入射(波长为  $\lambda$ ),其导向矢量可表示为:

$$\mathbf{a}(\theta, \phi) = [r_1 e^{-j2\pi \frac{\mathbf{P}_1 \cdot \mathbf{u}}{\lambda}}, r_2 e^{-j2\pi \frac{\mathbf{P}_2 \cdot \mathbf{u}}{\lambda}}, \dots, r_m e^{-j2\pi \frac{\mathbf{P}_m \cdot \mathbf{u}}{\lambda}}]^T \quad (1)$$

$$\mathbf{u} = \sin(\theta) \cos(\phi) \mathbf{X} + \sin(\theta) \sin(\phi) \mathbf{Y} + \cos(\theta) \mathbf{Z} \quad (2)$$

$$r_i = (g_{i\theta}^2 + g_{i\phi}^2)^{1/2} (k_{i\theta}^2 + k_{i\phi}^2)^{1/2} \cos(\theta_{igk})$$

$$= |\mathbf{g}_i| |\mathbf{p}_i| \cos(\theta_{igk}) = \mathbf{g}_i \cdot \mathbf{p}_i = g_{i\theta} k_{i\theta} + g_{i\phi} k_{i\phi} \quad (3)$$

$$\mathbf{g}_i = g_{i\theta}(\theta, \phi) \mathbf{u}_{\theta} + g_{i\phi}(\theta, \phi) \mathbf{u}_{\phi} \quad (4)$$

$$\mathbf{p}_i = k_{i\theta} \mathbf{u}_{\theta} + k_{i\phi} \mathbf{u}_{\phi} \quad (5)$$

$$\mathbf{u}_{\theta} = \cos(\theta) \cos(\phi) \mathbf{X} + \cos(\theta) \sin(\phi) \mathbf{Y} - \sin(\theta) \mathbf{Z} \quad (6)$$

$$\mathbf{u}_{\phi} = -\sin(\phi) \mathbf{X} + \cos(\phi) \mathbf{Y} \quad (7)$$

将式(3)代入式(1):

$$\mathbf{a}(\theta, \phi) = [\mathbf{a}_{\theta}(\theta, \phi), \mathbf{a}_{\phi}(\theta, \phi)] \begin{bmatrix} k_{i\theta} \\ k_{i\phi} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\mathbf{a}_{\theta}(\theta, \phi) = [g_{1\theta} e^{-j2\pi \frac{\mathbf{P}_1 \cdot \mathbf{u}}{\lambda}}, \dots, g_{m\theta} e^{-j2\pi \frac{\mathbf{P}_m \cdot \mathbf{u}}{\lambda}}]^T \quad (9)$$

$$\mathbf{a}_{\phi}(\theta, \phi) = [g_{1\phi} e^{-j2\pi \frac{\mathbf{P}_1 \cdot \mathbf{u}}{\lambda}}, \dots, g_{m\phi} e^{-j2\pi \frac{\mathbf{P}_m \cdot \mathbf{u}}{\lambda}}]^T \quad (10)$$

式中,  $\mathbf{u}$  为信号的方向矢量,  $\theta$  和  $\phi$  为俯仰角和方位角;  $r_i$  表示第  $i$  个阵元对单位强度入射信号的响应(图 1);  $\mathbf{g}_i$  表示第  $i$  个阵元的单元方向图;  $g_{i\theta}$ ,  $g_{i\phi}$  为第  $i$  个阵元单元方向图在基矢量上的分量;  $k_{i\theta}$ ,  $k_{i\phi}$  表示入射信号极化状态;  $\theta_{igk}$  为  $\mathbf{g}_i$  与  $\mathbf{p}_i$  的夹角;  $\mathbf{P}_i$  为第  $i$  阵元与坐标原点构成的位置矢量。

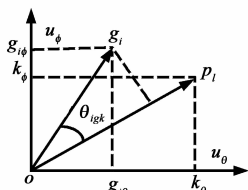


图1 阵元对入射信号的响应<sup>[5]</sup>

忽略绝对相位信息,极化参数可表示为<sup>[7]</sup>:

$$\begin{bmatrix} k_{i\theta} \\ k_{i\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ k e^{-j\delta} \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中,  $k$  为任意实数,  $e^{-j\delta}$  ( $0 < \delta \leq 2\pi$ ) 为相位差。

噪声扰动后的快拍数据可表示为:

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}\mathbf{S} + \mathbf{N} = (\mathbf{A}_{\theta}\mathbf{K}_{\theta} + \mathbf{A}_{\phi}\mathbf{K}_{\phi})\mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (12)$$

$$\mathbf{S} = [s_1, s_2, \dots, s_n]^T \quad (13)$$

$$\mathbf{N} = [n_1, n_2, \dots, n_n]^T \quad (14)$$

$$\mathbf{A}_{\theta} = [\mathbf{a}_{\theta}(\theta_1, \phi_1), \mathbf{a}_{\theta}(\theta_2, \phi_2), \dots, \mathbf{a}_{\theta}(\theta_n, \phi_n)] \quad (15)$$

$$\mathbf{A}_{\phi} = [\mathbf{a}_{\phi}(\theta_1, \phi_1), \mathbf{a}_{\phi}(\theta_2, \phi_2), \dots, \mathbf{a}_{\phi}(\theta_n, \phi_n)] \quad (16)$$

$$\mathbf{K}_{\theta} = \mathbf{I}_{n \times n} \quad (17)$$

$$\mathbf{K}_{\phi} = \text{diag}(k_1 e^{-j\delta_1}, k_2 e^{-j\delta_2}, \dots, k_n e^{-j\delta_n}) \quad (18)$$

式(12)~(18)中,  $\mathbf{A}$  表示流形矩阵;  $\mathbf{S}$  是信号矢量;  $\mathbf{N}$  为加性高斯白噪声;  $\theta_i, \phi_i$  分别表示第  $i$  个人射信号的俯仰角与方位角。

阵列输出数据的协方差矩阵定义为:

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{X}\mathbf{X}^H] = \mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (19)$$

式中,  $(\cdot)^H$  表示取共轭转置,  $\mathbf{R}_s = E[\mathbf{S}\mathbf{S}^H]$  为信源协方差矩阵,  $\sigma^2$  为噪声功率,  $\mathbf{I}$  为  $m \times m$  的单位阵。

对协方差矩阵  $\mathbf{R}$  进行特征值分解:

$$\mathbf{R} = \mathbf{U}_s \mathbf{\Sigma}_s \mathbf{U}_s^H + \mathbf{U}_N \mathbf{\Sigma}_N \mathbf{U}_N^H \quad (20)$$

其中,  $\mathbf{U}_s$  和  $\mathbf{U}_N$  分别由  $n$  个大特征值  $m-n$  个小特征值对应的特征矢量构成,  $\mathbf{\Sigma}_s$  和  $\mathbf{\Sigma}_N$  分别为  $n$  个大特征值和  $m-n$  个小特征值构成的对角阵。

当快拍数有限时,  $\mathbf{R}$  的统计一致估计为:

$$\hat{\mathbf{R}} = \mathbf{X}\mathbf{X}^H/N = \hat{\mathbf{U}}_s \hat{\mathbf{\Sigma}}_s \hat{\mathbf{U}}_s^H + \hat{\mathbf{U}}_N \hat{\mathbf{\Sigma}}_N \hat{\mathbf{U}}_N^H \quad (21)$$

## 3 信源方位与极化状态的联合估计算法

假设噪声子空间估计值为  $\hat{\mathbf{U}}_N$ , 则根据子空间原理有<sup>[5]</sup>:

$$\mathbf{a}(\theta_i, \phi_i)^H \hat{\mathbf{U}}_N \hat{\mathbf{U}}_N^H \mathbf{a}(\theta_i, \phi_i) = 0, i = 1, 2, \dots, n \quad (22)$$

对应本文问题,即

$$\mathbf{a}(\theta_i, \phi_i, k_i, \delta_i)^H \hat{\mathbf{U}}_N \hat{\mathbf{U}}_N^H \mathbf{a}(\theta_i, \phi_i, k_i, \delta_i) = 0 \quad (23)$$

所以可以定义如下优化问题来实现共形阵列天线信源方位与极化状态的联合估计:

$$[\hat{\theta}, \hat{\phi}, \hat{k}, \hat{\delta}] = \arg \min_{\theta, \phi, k, \delta} \mathcal{Q} \quad (24)$$

$$\mathcal{Q} = \mathbf{a}(\theta, \phi, k, \delta)^H \hat{\mathbf{U}}_N \hat{\mathbf{U}}_N^H \mathbf{a}(\theta, \phi, k, \delta) \quad (25)$$

对式(24)直接求解难度较大,将式(8)与式(11)式代入,则有:

$$\begin{bmatrix} 1 \\ k_i e^{-j\delta_i} \end{bmatrix}^H \mathbf{Q}(\theta_i, \phi_i) \begin{bmatrix} 1 \\ k_i e^{-j\delta_i} \end{bmatrix} = 0 \quad (26)$$

$$\mathbf{Q}(\theta_i, \phi_i) = [\mathbf{a}_{\theta}(\theta_i, \phi_i), \mathbf{a}_{\phi}(\theta_i, \phi_i)]^H \cdot \hat{\mathbf{U}}_N \hat{\mathbf{U}}_N^H [\mathbf{a}_{\theta}(\theta_i, \phi_i), \mathbf{a}_{\phi}(\theta_i, \phi_i)] \quad (27)$$

由秩损理论<sup>[8,9]</sup>, 当且仅当  $\theta, \phi$  取信源的真实方位时矩阵  $\mathbf{Q}$  秩损. 因此

$$[\hat{\theta}, \hat{\phi}] = \arg \max_{\theta, \phi} \frac{1}{\lambda_{\min}[\mathbf{Q}]} \quad (28)$$

$$\text{或 } [\hat{\theta}, \hat{\phi}] = \arg \max_{\theta, \phi} \frac{1}{\det[\mathbf{Q}]} \quad (29)$$

$$\mathbf{u}_{\min} = \mathbf{u}_{\min}[\mathbf{Q}] \quad (30)$$

进一步解得

$$\hat{k} = \text{abs}[\mathbf{u}_{\min}(2)/\mathbf{u}_{\min}(1)] \quad (31)$$

$$\hat{\delta} = \delta[\mathbf{u}_{\min}(2)/\mathbf{u}_{\min}(1)] \quad (32)$$

其中,  $\lambda_{\min}[\cdot]$  为求矩阵最小特征值的算子,  $u_{\min}[\cdot]$  为求矩阵最小特征值对应特征向量的算子。

## 4 算法性能分析

### 4.1 参数估计统计一致性的证明

当共形阵列快拍数  $N \rightarrow \infty$  时, 数据协方差矩阵的估计值趋近于真值:

$$\hat{\mathbf{R}} = \mathbf{X}\mathbf{X}^H / N \rightarrow \mathbf{R} \quad (33)$$

噪声子空间的估计值  $\hat{\mathbf{U}}_N$  也将趋近于真值:

$$\hat{\mathbf{U}}_N \rightarrow \mathbf{U}_N \quad (34)$$

所以信源方位参数估计问题可以表示为:

$$\begin{aligned} [\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\boldsymbol{\phi}}] &= \arg \min_{\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi}} \det[\mathbf{Q}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi})] \text{ 或} \\ [\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\boldsymbol{\phi}}] &= \arg \min_{\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi}} \lambda_{\min}[\mathbf{Q}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi})] \end{aligned} \quad (35)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi}) &= [\mathbf{a}_{\boldsymbol{\theta}}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi}), \mathbf{a}_{\boldsymbol{\phi}}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi})]^H \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \\ &\quad \cdot [\mathbf{a}_{\boldsymbol{\theta}}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi}), \mathbf{a}_{\boldsymbol{\phi}}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi})] \end{aligned} \quad (36)$$

只有当矩阵  $\mathbf{Q}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi})$  奇异时, 式(35)才可以取最小值 0。所以, 要证明信源方位参数估计的一致性, 只要证明矩阵  $\mathbf{Q}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi})$  秩损的充要条件是:  $[\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi}]$  表征着某一空间信源的真实方位。即:

$$\begin{aligned} [\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi}] &= [\boldsymbol{\theta}_i, \boldsymbol{\phi}_i], i = 1, 2, \dots, n \Leftrightarrow \det[\mathbf{Q}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi})] = 0 \text{ 或} \\ \lambda_{\min}[\mathbf{Q}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi})] &= 0 \end{aligned} \quad (37)$$

充分条件由式(26)可直接得到。必要条件使用反证法证明。若与信源方位相异的  $[\boldsymbol{\theta}_{n+1}, \boldsymbol{\phi}_{n+1}]$  使矩阵  $\mathbf{Q}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\phi})$  奇异, 则有:

$$\mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}_{n+1}, \boldsymbol{\phi}_{n+1})^H \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}_{n+1}, \boldsymbol{\phi}_{n+1}) = 0 \quad (38)$$

所以, 矢量  $\mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}_{n+1}, \boldsymbol{\phi}_{n+1})$  应位于阵列协方差矩阵的信号子空间中, 可得:

$$\mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}_{n+1}, \boldsymbol{\phi}_{n+1}) = L[\mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}_1, \boldsymbol{\phi}_1), \mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}_2, \boldsymbol{\phi}_2), \dots, \mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}_n, \boldsymbol{\phi}_n)] \quad (39)$$

式中,  $L[\cdot]$  表示某一线性算子。式(39)表明, 当有  $n+1$  ( $n+1 < m$ ) 组方位参数  $[\boldsymbol{\theta}_i, \boldsymbol{\phi}_i], i = 1, 2, \dots, n+1$  时,  $n+1$  个阵列导向矢量线性相关, 且  $n+1 < m$ 。这与阵列流形无秩  $n-1$  模糊假设相矛盾。信源方位参数估计的一致性得证。

当快拍数  $N \rightarrow \infty$  时, 极化参数可表示为:

$$\hat{\mathbf{P}}_l = \begin{bmatrix} 1 \\ \hat{\mathbf{k}} e^{j\delta_l} \end{bmatrix} = u_{\min}[\mathbf{Q}] \text{ 且 } u_{\min}(1) = 1 \quad (40)$$

为了证明信源极化参数估计的统计一致性, 需要证明: 对任一首 1 的列矢量  $\tilde{\mathbf{P}}_l$  满足:

$$\tilde{\mathbf{P}}_l = \begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{k}_i e^{j\delta_i} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \tilde{\mathbf{P}}_l^H \mathbf{Q}(\boldsymbol{\theta}_i, \boldsymbol{\phi}_i) \tilde{\mathbf{P}}_l = 0; i = 1, 2, \dots, n \quad (41)$$

式(41)的充分条件可由式(26)直接得到, 必要条件只需证明矩阵  $\mathbf{Q}(\boldsymbol{\theta}_i, \boldsymbol{\phi}_i) = 0$  的零空间维数为 1, 且它们零特征值对应的首 1 特征矢量等于信源极化参数矢量  $\mathbf{P}_l$ 。假设矩阵  $\mathbf{Q}(\boldsymbol{\theta}_i, \boldsymbol{\phi}_i) = 0$  的零空间维数为  $c_i$ , 且  $c_i > 1$ , 则

有下式成立:

$$\tilde{\mathbf{P}}_l^H \mathbf{Q}(\boldsymbol{\theta}_i, \boldsymbol{\phi}_i) \tilde{\mathbf{P}}_l = 0, i = 1, 2, \dots, n; t_i = 1, 2, \dots, c_i \quad (42)$$

由于对阵列流形的无秩  $n-1$  模糊的假设, 式(42)成立当且仅当  $c_i = 1$  且

$$\tilde{\mathbf{P}}_l = \hat{\mathbf{P}}_l = \begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{k}_i e^{j\delta_i} \end{bmatrix}, i = 1, 2, \dots, n; t_i = 1, 2, \dots, c_i \quad (43)$$

由此可证明极化参数估计的统计一致性。

### 4.2 信源方位估计与极化状态估计的 CRB

假设信源相关矩阵  $\mathbf{R}_s$  已知, 且噪声方差归一化为 1。则阵列协方差矩阵  $\mathbf{R}$  中包含  $4n$  个未知参数。将待估计参数矢量记为:

$$\mathbf{Z}^T = [\theta_1, \phi_1, \theta_2, \phi_2, \dots, \theta_n, \phi_n, k_1, \delta_1, k_2, \delta_2, \dots, k_n, \delta_n] \quad (44)$$

方位参数与极化参数联合估计的 CRB 为:

$$E[(\hat{\mathbf{Z}} - \mathbf{Z})(\hat{\mathbf{Z}} - \mathbf{Z})^T] \geq \mathbf{CRB} \quad (45)$$

$$\mathbf{CRB} = \mathbf{F}^{-1} \quad (46)$$

$4n \times 4n$  的 Fisher 矩阵  $\mathbf{F}$  的第  $i$  行  $j$  列元素  $F_{ij}^{[10]}$  为:

$$\begin{aligned} F_{ij} &= N \cdot \text{trace} \left[ \mathbf{R}^{-1} \frac{\partial \mathbf{R}}{\partial \mathbf{Z}_i} \mathbf{R}^{-1} \frac{\partial \mathbf{R}}{\partial \mathbf{Z}_j} \right] \\ &= 2N \cdot \text{Re} \{ \text{trace} [\mathbf{D}_i \mathbf{R}_s \mathbf{A}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{R}_s \mathbf{D}_j^H \mathbf{R}^{-1}] \\ &\quad + \text{trace} [\mathbf{D}_i \mathbf{R}_s \mathbf{A}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{D}_j \mathbf{R}_s \mathbf{A}^H \mathbf{R}^{-1}] \} \end{aligned} \quad (47)$$

$$\mathbf{D}_i = \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \mathbf{Z}_i} \quad (48)$$

当信源极化状态已知时,  $\mathbf{CRB}_1$  为:

$$\mathbf{CRB}_1 = \mathbf{F}_1^{-1} \quad (49)$$

$$\mathbf{F}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{\theta\theta}, \mathbf{F}_{\theta\phi} \\ \mathbf{F}_{\phi\theta}, \mathbf{F}_{\phi\phi} \end{bmatrix} \quad (50)$$

## 5 计算机仿真实验

**实验 1** 空间两个窄带、远场、独立信源, 方位分别为  $\theta_1 = 60^\circ, \phi_1 = 10^\circ; \theta_2 = \theta_1 + 5^\circ, \phi_2 = \phi_1 + 5^\circ$ , 为了便于与极化参数已知的 MUSIC 算法比较, 两信源极化参数相同, 为  $k = 7, \delta = 30^\circ$ 。

在信噪比为 20dB, 1000 次快拍时, 图 2 分别给出了式(28)、式(29)算法以及极化已知时 MUSIC 算法的空间谱。可知, 在相同仿真条件下, 本文所提算法对信源方位的估计效果与极化状态先验已知的 MUSIC 算法大致相当。

**实验 2** 阵列结构同实验 1。空间两独立窄带信源方位为  $\theta_1 = 70^\circ, \phi_1 = 20^\circ; \theta_2 = 75^\circ, \phi_2 = 25^\circ$ , 极化状态为  $k_1 = 7, \delta_1 = 30^\circ, k_2 = 2, \delta_2 = 200^\circ$ , 信噪比从 0dB 变化到 50dB, 快拍次数为 1000, 对算法进行 100 次 Monte-Carlo 实验, 角度搜索间隔为  $0.05^\circ$ 。

表 1 给出了式(29)算法与式(28)算法对其中一个

表 1 对信源 1 极化参数的估计(真值为  $k_1=7, \delta_1=30^\circ$ )

SNR/dB	$k_1$ 估计均值(度)		$k_1$ 估计方差(度)		$\delta_1$ 估计均值(度)		$\delta_1$ 估计方差(度)	
	式(29)	式(28)	式(29)	式(28)	式(29)	式(28)	式(29)	式(28)
4	7.2410	7.2405	0.4077	0.3440	29.8567	29.8776	7.4294	7.3544
14	6.9950	7.0069	0.0503	0.0530	29.9193	29.9085	0.6793	0.6909
24	7.0479	7.0479	0.0497	0.0497	29.9375	29.9600	0.1764	0.1764
34	7.0220	7.0190	0.0487	0.0480	29.9609	29.9063	0.1478	0.1457
44	7.0555	7.0115	0.0392	0.0382	29.9978	29.8585	0.1454	0.1450
50	7.0358	7.0099	0.0319	0.0304	29.9279	29.9189	0.1497	0.1488

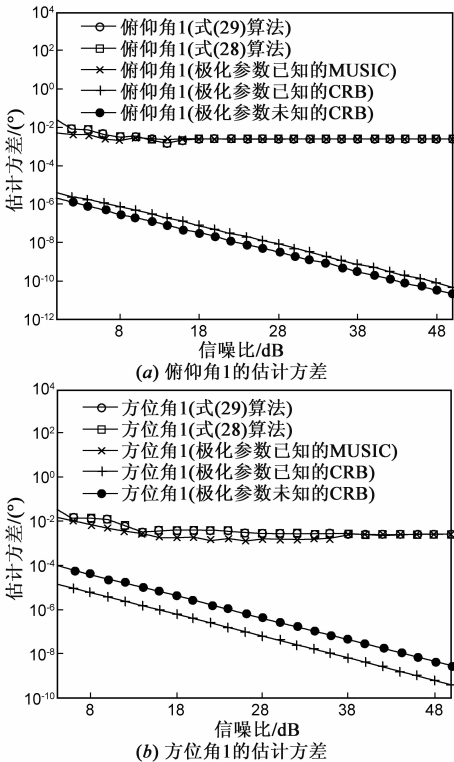
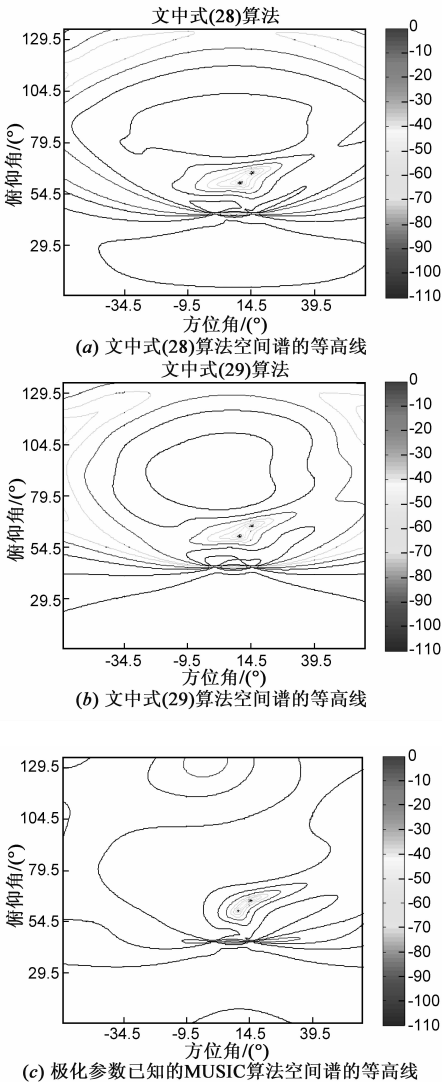


图3 俯仰角和方位角的估计性能

6 结论

本文提出的共形阵列信源方位与极化状态的联合估计算法中,信源方位估计不需要任何极化状态的先验信息,估计精度高,分辨力强;算法在方位估计的同时,可精确估计出信源的极化状态,适用范围广且对阵列几何结构无特殊要求. Monte-Carlo 实验表明,所提算法可很好解决共形阵列天线信源方位与极化状态的联合估计问题.

参考文献

[1] L Josefsson, P Persson. Conformal Array Antenna Theory and Design[M]. Canada: Wiley-IEEE Press, 2006.  
[2] 王布宏,郭英,王永良.共形天线阵列流形的建模方法

信源极化参数估计的均值与方差.由表 1 可知,两算法在低信噪比条件下对相位差的估计效果较差,但随着信噪比的增加,估计效果逐渐变好,当信噪比充分大时,估计均值与方差均达到了很好的效果. 总之,仿真实验充分说明了理论分析的正确性与算法的有效性.

- [J]. 电子学报, 2009, 37(3): 481 – 484.
- WANG Bu-hong, GUO Ying, WANG Yong-liang. Array manifold modeling for conformal array antenna [J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(3): 481 – 484. (in Chinese)
- [3] 齐子森, 郭英, 王布宏. 共形阵列天线 MUSIC 算法性能分析[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(11): 2674 – 2677.
- QI Zi-sen, GUO Ying, WANG Bu-hong. Performance analysis of MUSIC for conformal array[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008, 30(11): 2674 – 2677. (in Chinese)
- [4] Kyungjung Kim, Tapan K Sarkar. DOA estimation utilizing directive elements on a conformal surface [A]. Proceedings of IEEE 2003 Radar Conference[C]. Alabama, USA: IEEE, 2003. 91 – 96.
- [5] 齐子森, 郭英, 姬伟峰, 王布宏. 锥面共形阵列天线盲极化 DOA 估计算法[J]. 电子学报, 2009, 37(9): 1919 – 1925.
- QI Zi-sen, GUO Ying, JI Wei-feng, WANG Bu-hong. Blind DOA estimation algorithm for conical conformal array antenna with respect to polarization diversity[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(9): 1919 – 1925. (in Chinese)
- [6] Roy R, Kailath T. ESPRIT-a subspace rotation approach to estimation of parameters of cisoids in noise[J]. IEEE Trans on ASSP, 1986, 34(10): 1340 – 1342.
- [7] R O Schmidt. Multiple emitter location and signal parameter estimations[J]. IEEE Trans Antennas and Propagation, 1986, 34(3): 276 – 280.
- [8] 王布宏, 王永良, 陈辉. 方位依赖阵元幅相误差校正的辅助阵元法[J]. 中国科学 E 辑, 2004, 34(8): 906 – 918.
- WANG B H, WANG Y L, CHEN H. Array calibration of angularly dependent gain and phase uncertainties with carry-on instrumental sensors[J]. Science in China, 2004, 34(8): 906 – 918. (in Chinese)

- [9] M Pesavento, A Gershman. Direction finding in partly calibrated sensor array composed of multiple subarrays[J]. IEEE Trans on SP, 2002, 50(9): 2103 – 2115.
- [10] James J R, Hall P S, Wood C. Microstrip Antenna Theory and Design[M]. New York: Peter Peregrinus, 1981.

## 作者简介



**齐子森** 男, 1982 年 12 月出生于河北省保定市. 现为空军工程大学博士生, 研究方向: 高分辨 DOA 估计方法.

E-mail: qizisen@163.com



**郭英** 女, 1961 年 12 月出生于山西省临汾市. 教授, 博士生导师, 中国通信学会陕西省分会常务理事、陕西省信号处理学会常务理事、中国电子学会高级会员, 发表学术论文 50 余篇, 其中 SCI、EI 检索十余篇. 主要研究领域为: 通信信号处理、自适应信号处理等.

E-mail: Guoying\_dsp@sina.com

**王布宏** 男, 1975 年 12 月出生于山西省太原市, 副教授, 博士(后), 已发表论文 40 多篇, 其中进入 SCI、EI 等三大索引的论文 30 多篇. 主要研究领域为: 阵列信号处理、阵列校正等.

E-mail: wbhcx@yahoo.com.cn

**王永良** 男, 1965 年生于浙江嘉兴, 教授, 博士生导师. 已发表论文 200 多篇, 其中进入 SCI、EI 等三大索引的论文 90 多篇. 主要研究领域为: 雷达技术、阵列信号处理、自适应信号处理等.

E-mail: wylqqf@public.wh.hb.cn