

锥面共形阵列信源方位和极化参数的联合估计算法

张树银* 郭英 齐子森

(空军工程大学电讯工程学院 西安 710077)

摘要: 该文用交叉电偶极子对在锥面共形载体表面构造极化敏感阵列, 在建立其快拍数据模型的基础上实现了信源方位和极化参数的联合估计。算法首先通过合理的矩阵变换将阵列流形中的信源方位和极化信息“去耦合”, 然后分别根据秩损理论和旋转不变子空间思想对其进行估计, 最后通过一种轮换比配对方法实现信源方位和极化参数的联合估计。Monte-Carlo 仿真实验表明, 所提算法可以很好地解决锥面共形阵列的多参数联合估计问题。

关键词: 锥面共形阵列天线; 参数联合估计; 极化敏感阵列; 旋转不变子空间

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)10-2407-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.00070

Joint Estimation of 2D DOA and Polarization with Conical Conformal Array Antenna

Zhang Shu-yin Guo Ying Qi Zi-sen

(Institute of Telecommunication Engineering, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

Abstract: A conical polarization sensitive conformal array is structured with crossed dipole elements and its data model is built, on the basis of which, a joint two Dimensional Directional Of Arrival (2D DOA) and polarization estimation algorithm is given. In the algorithm, the 2D DOA and polarization information of incident signals are de-coupled first through appropriate transformation to manifold matrix of the array, and then they are estimated separately according to rank reduction theory and Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques (ESPRIT) algorithm. The final result of joint 2D DOA and polarization estimation is achieved by employing a new designed alternative comparing parameter match algorithm. Monte-Carlo simulation results show that the proposed algorithm is competent to solve the multiple parameter estimation problem based on conical conformal array antenna.

Key words: Conical Conformal Array Antenna (CAA); Joint parameter estimation; Polarization sensitive array; Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques (ESPRIT)

1 引言

近几十年以来, 空间信源参数估计尤其是波达方向(Direction Of Arrival, DOA)估计理论逐渐趋于成熟, 利用电磁矢量传感器构造极化敏感阵列对空间信源的 DOA、极化状态等多维参数进行联合估计逐渐引起人们重视^[1-7], 成为阵列信号处理领域新的研究热点之一。目前, 多维参数估计研究已取得大量成果, 如文献[1, 2]分别利用极化敏感均匀线阵和面阵在旋转不变子空间(ESPRIT)算法基础上对窄带信号 DOA 和极化状态的进行联合估计; 文献[3]通过引入延时矩阵在估计 DOA 和极化参数的同时实行了载波频率估计; 文献[4, 5]等分别结合多

重信号分类算法(Multiple Signal Classification, MUSIC), ESPRIT 算法等思想探讨了相干源及近场源等条件下的多参数估计问题。但是, 上述研究均针对均匀线阵或面阵等平面阵列展开, 有关 3 维立体阵尤其是共形阵列^[8-10]的参数估计研究很少有人涉及, 而极化参数研究更是少见。

在共形阵列中, 由于载体表面曲率的影响, 各天线单元的方向图指向存在明显差异, 且载体对整个阵列存在遮蔽效应^[8, 9]。上述特点的存在为共形阵列参数估计带来较大难度。文献[8]基于阵列分割思想提出了共形阵列 DOA 估计的 MUSIC 算法, 但是文中采用的是简化的阵列模型, 并未考虑天线单元方向图的极化差异。文献[9]弥补了上述缺陷将极化参数引入建立了更加精确的共形阵列导向矢量模型, 但由于所采用的阵元形式的限制, 作者并未给出极化参数的计算方法。

2011-01-20 收到, 2011-07-25 改回

国家自然科学基金(60601016)和陕西省自然科学基金研究计划(2010JQ8003)资助课题

*通信作者: 张树银 zsy2504@163.com

本文在文献[9]的基础上利用交叉电偶极子对构造共形阵列,首先推导建立了其快拍数据模型,然后通过对阵列流形矩阵进行合理的形式变换将信号的DOA与极化信息“去耦合”,利用角度搜索实现了信源的2维DOA估计。在此基础上,根据单曲率共形载体特殊的结构特点寻找满足旋转不变关系的成对子阵,利用ESPRIT算法和DOA估计值得到信源极化参数。此外,为了完成信源方位和极化参数的配对,本文还提出一种轮换比对的配对方法。论文详细阐述了算法的基本原理,并给出了实验仿真数据和性能分析结果。

2 锥面共形阵列结构与窄带数据模型

2.1 锥面共形阵列的结构

为了克服载体的遮蔽效应,根据阵列分割思想^[8-10]将整个阵列平均划分为3个子阵(如图1所示),每个子阵负责120°的方位角覆盖。由于3个子阵的结构及参数估计算法完全相同,本文所有的推导和仿真实验等均针对子阵1进行,通过综合所有子阵的参数估计结果即可获得整个空间范围内的所有入射信号参数。为了表述方便,将构成子阵1的4组沿锥面母线排列的电偶极子均匀线阵分别记为 $l_1 \sim l_4$ 。

2.2 锥面共形阵列的窄带数据模型

根据天线单元的电磁响应特性分别建立图2所示的全局和局部坐标系,并以局部坐标系为参考定义天线单元的单位方向图。

假设全极化的远场窄带平面波沿 $-\mathbf{u}$ 入射,信源参数为 $(\theta, \phi, \gamma, \eta)$ 。其中, θ 和 ϕ 分别为入射信号的俯仰角和方位角, γ 和 η 为描述入射信号极化特性的两个极化角。由阵列结构和全局/局部坐标系设置可知,空间入射信号的俯仰角和方位角在局部坐标系中分别为

$$\theta'_i = \cos^{-1}(\sin \theta \cos \phi \sin \phi'_{y_i} \cos \theta_0 - \sin \theta \sin \phi \cos \phi'_{y_i} \cos \theta_0 + \cos \theta \sin \theta_0) \quad (1)$$

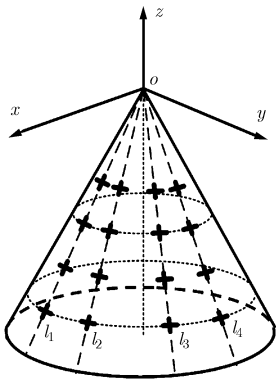


图1 锥面共形极化敏感阵列结构

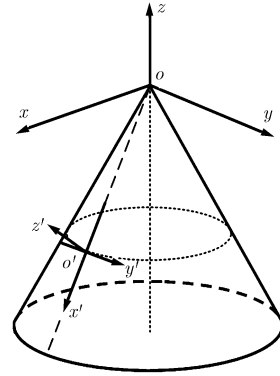


图2 全局及局部坐标系设置

$$\phi'_i = \arctan\left[\frac{(\sin \theta \cos \phi \cos \phi'_{y_i} + \sin \theta \sin \phi \sin \phi'_{y_i})}{(\sin \theta \cos \phi \sin \phi'_{y_i} \sin \theta_0 - \sin \theta \sin \phi \cos \phi'_{y_i} \sin \theta_0 - \cos \theta \cos \theta_0)}\right] \quad (2)$$

式中 ϕ'_{y_i} 表示局部坐标轴 \mathbf{y}'_i 在全局坐标系中的方位角。

则阵元接收的信号极化矢量可表示为

$$\mathbf{r}_i = \begin{bmatrix} u_{x'_i} \\ u_{y'_i} \end{bmatrix} = \boldsymbol{\Omega}_i (\mathbf{G}'_i \cdot \mathbf{E}'_i) = \begin{bmatrix} \cos \theta'_i \cos \phi'_i & -\sin \phi'_i \\ \cos \theta'_i \sin \phi'_i & \cos \phi'_i \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} g_\theta(\theta'_i, \phi'_i) \\ g_\phi(\theta'_i, \phi'_i) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_{\theta'_i} \\ E_{\phi'_i} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{E}'_i = \begin{bmatrix} E_{\theta'_i} \\ E_{\phi'_i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\theta\theta'_i} & u_{\phi\theta'_i} \\ u_{\theta\phi'_i} & u_{\phi\phi'_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_\theta \\ E_\phi \end{bmatrix} = \mathbf{U}_i \begin{bmatrix} \sin \theta e^{j\eta} \\ \cos \gamma \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中 $g_\theta(\theta'_i, \phi'_i)$ 、 $g_\phi(\theta'_i, \phi'_i)$ 为第 i 阵元方向图 $\mathbf{g}(\theta'_i, \phi'_i)$ 在 $\mathbf{u}_{\theta'_i}$ 和 $\mathbf{u}_{\phi'_i}$ 方向的投影分量; \mathbf{U}_i 为全局坐标系到第 i 阵元局部坐标系的映射矩阵,其值可由全局和局部坐标系的关系得到。

若阵列的阵元数为 m ,则由式(1)–式(4)可得阵列的导向矢量为^[9]

$$\mathbf{a}(\theta, \phi, \gamma, \eta) = [\mathbf{r}_1 \exp(-j2\pi \mathbf{P}_1 \cdot \mathbf{u}/\lambda), \mathbf{r}_2 \exp(-j2\pi \mathbf{P}_2 \cdot \mathbf{u}/\lambda), \dots, \mathbf{r}_m \exp(-j2\pi \mathbf{P}_m \cdot \mathbf{u}/\lambda)]^T \quad (5)$$

$$\mathbf{P}_i = |\mathbf{P}_i| (\cos \theta_{P_i} \cos \phi_{P_i} \mathbf{x} + \cos \theta_{P_i} \sin \phi_{P_i} \mathbf{y} - \sin \theta_{P_i} \mathbf{z}) \quad (6)$$

$$\mathbf{u} = \cos \theta \cos \phi \mathbf{x} + \cos \theta \sin \phi \mathbf{y} - \sin \theta \mathbf{z} \quad (7)$$

\mathbf{u} 和 \mathbf{P}_i 分别为入射信号的方向矢量和全局坐标系中第 i 阵元与坐标原点的距离矢量, θ_{P_i} 和 ϕ_{P_i} 分别为矢量 \mathbf{P}_i 在全局坐标系中的俯仰角和方位角。

当入射信源数为 n 时,阵列流形矩阵为

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1(\theta_1, \phi_1, \gamma_1, \eta_1), \mathbf{a}_2(\theta_2, \phi_2, \gamma_2, \eta_2), \dots, \mathbf{a}_n(\theta_n, \phi_n, \gamma_n, \eta_n)] \quad (8)$$

则阵列接收的快拍数据矩阵可以写为

$$\mathbf{X} = \mathbf{A} \mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (9)$$

$$\mathbf{S} = [s_1, s_2, \dots, s_n]^T \quad (10)$$

\mathbf{N} 为高斯噪声, s_j 为 n 个基带采样信号。

3 信源方位与极化参数的联合估计算法

算法首先根据子空间原理和秩损理论通过角度搜索获得信源方位参数；然后结合 ESPRIT 思想，利用 \mathbf{x}'_i 轴向和 \mathbf{y}'_i 轴向短偶极子的接收数据估计极化参数；最后对信源方位和极化参数进行配对。下面分别阐述信源方位和极化参数估计以及配对算法的基本原理。

3.1 方位角和俯仰角估计

由式(9)，阵列输出数据的协方差矩阵为

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{X}\mathbf{X}^H] = \mathbf{A}\mathbf{R}_S\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (11)$$

式中 $\mathbf{R}_S = E[\mathbf{S}\mathbf{S}^H]$ 为信源 \mathbf{S} 的协方差矩阵， σ^2 为噪声功率。

对 \mathbf{R} 进行特征值分解：

$$\mathbf{R} = \mathbf{U}_S\mathbf{\Sigma}_S\mathbf{U}_S^H + \mathbf{U}_N\mathbf{\Sigma}_N\mathbf{U}_N^H \quad (12)$$

其中 $\mathbf{\Sigma}_S$ 为大特征值构成的对角阵， \mathbf{U}_S 为其对应的特征矢量矩阵； $\mathbf{\Sigma}_N$ 为小特征值构成的对角阵， \mathbf{U}_N 为其对应的特征矢量矩阵。

根据子空间原理有

$$\mathbf{a}(\theta, \phi, \gamma, \eta)^H \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \mathbf{a}(\theta, \phi, \gamma, \eta) = 0 \quad (13)$$

考虑到噪声和有限快拍采样的影响，定义以下优化问题估计信源方位与极化状态：

$$[\hat{\theta}, \hat{\phi}, \hat{\gamma}, \hat{\eta}] = \arg \min_{\theta, \phi, \gamma, \eta} \mathbf{a}(\theta, \phi, \gamma, \eta)^H \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \mathbf{a}(\theta, \phi, \gamma, \eta) \quad (14)$$

从共形阵列的流形矩阵可知，不同母线上阵元接收的信号差异除来源于波程差导致的相位差之外，还受到方向图旋转的影响。由于阵列单元的方向图响应、波程差导致的相位差以及极化参数等耦合在一起，利用平面阵的参数估计方法很难对各参量进行单独求解。而式(14)的求解则涉及到 4 维参量优化问题，运算量相当可观，也非最佳解决方案。

考虑对式(8)的阵列流形矩阵做如下变换：

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{a}'_1, 0_{m \times 3} \\ 0_{m \times 1}, \mathbf{a}'_2, 0_{m \times 2} \\ 0_{m \times 2}, \mathbf{a}'_3, 0_{m \times 1} \\ 0_{m \times 3}, \mathbf{a}'_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{r}_1 \\ \mathbf{r}_2 \\ \mathbf{r}_3 \\ \mathbf{r}_4 \end{bmatrix} = \mathbf{A}'\mathbf{r}' \quad (15)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{a}'_k(\theta, \phi) &= [\exp(-j2\pi/\lambda \cdot \mathbf{P}_{k,1} \cdot \mathbf{u}), \exp(-j2\pi/\lambda \\ &\quad \cdot \mathbf{P}_{k,2} \cdot \mathbf{u}), \dots, \exp(-j2\pi/\lambda \cdot \mathbf{P}_{k,m} \cdot \mathbf{u})], \\ k &= 1, 2, \dots, 4 \end{aligned} \quad (16)$$

由子空间原理可知，流形矩阵 \mathbf{A} 与噪声子空间 \mathbf{U}_N 有如下关系成立：

$$\mathbf{A}^H \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \mathbf{A} = \mathbf{r}'^H \mathbf{Q} \mathbf{r}' = 0 \quad (17)$$

其中 $\mathbf{Q} = \mathbf{A}'^H \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \mathbf{A}'$ 。

当且仅当 (θ, ϕ) 为信源的真实方位时，式(17)成

立。由于 \mathbf{r}' 不全为 0，根据秩损理论，可通过 2 维角度搜索得到成对的入射信源方位角和俯仰角估计值。

$$\begin{aligned} [\hat{\theta}_j, \hat{\phi}_j] &= \arg \max_{\theta, \phi} \left\{ \frac{1}{\lambda_{\min}[\mathbf{Q}]} \right\}, \\ 0 &\leq \theta \leq \pi, 0 \leq \phi \leq 2\pi \end{aligned} \quad (18)$$

3.2 极化参数估计

由式(3)可知，构成电偶极子对的两个短偶极子对信源 s_j 的输出比值(极化比)^[1-3] 为

$$k_j = \frac{u_{x'}(j)}{u_{y'}(j)} = \frac{\chi_i \cos \theta'_j \cos \phi'_j E_{\theta'_i} - \sin \phi'_j E_{\phi'_i}}{\chi_i \cos \theta'_j \sin \phi'_j E_{\theta'_i} + \cos \phi'_j E_{\phi'_i}} \quad (19)$$

其中 $\chi_i = g_{\theta_i}(\theta'_i, \phi'_i)/g_{\phi_i}(\theta'_i, \phi'_i)$ 。由锥面共形载体的结构特点及 $g_{\theta_i}(\theta'_i, \phi'_i)$ ， $g_{\phi_i}(\theta'_i, \phi'_i)$ 的定义可知， χ_i 的取值随着天线单元所处的母线位置的不同而变化；而对于同一母线上的天线单元， χ_i 具有相同的取值。因此，为了满足 ESPRIT 算法所要求的旋转不变关系，只有位于同一母线的天线单元接收数据可供利用。为了表述方便，将 χ_i 统一记为 $\chi_{l_i} \sim \chi_{l_i}$ ，分别对应构成子阵 1 的均匀线阵 $l_1 \sim l_4$ 。

以 l_1 为例给出极化参数的计算方法。将式(4)代入式(19)并进行变换得

$$\begin{aligned} \varepsilon_j &= \tan \gamma_j e^{j\eta_j} \\ &= -\frac{\chi_{l_1} u_{\phi'_i} \cos \theta'_j (1 - k_j \tan \phi'_j) - u_{\phi'_i} (k_j + \tan \phi'_j)}{\chi_{l_1} u_{\theta'_i} \cos \theta'_j (1 - k_j \tan \phi'_j) - u_{\theta'_i} (k_j + \tan \phi'_j)} \end{aligned} \quad (20)$$

可见，信号的极化参数完全包含在 k_j 中，只要解出 k_j 便可由方位角和俯仰角估计值及式(1)，式(2)，式(20)得到 γ_j ， η_j 。分别取式(8)阵列流形矩阵的奇数行和偶数行构造矩阵 \mathbf{A}_{k_1} ， \mathbf{A}_{k_2} ，则两者之间具有如下关系^[1-3]：

$$\mathbf{A}_{k_2} = \mathbf{A}_{k_1} \mathbf{\Phi}_k \quad (21)$$

由子空间原理可知，数据协方差矩阵大特征值对应的特征矢量张成的子空间与阵列流形矩阵张成的子空间相等，即 $\text{span}(\mathbf{U}_S) = \text{span}(\mathbf{A})$ 。此时存在唯一的变换矩阵 \mathbf{T} 使得 $\mathbf{U}_S = \mathbf{A}\mathbf{T}$ 。按照由 \mathbf{A} 划分 \mathbf{A}_{k_1} ， \mathbf{A}_{k_2} 的方式将信号子空间 \mathbf{U}_S 划分为 \mathbf{U}_{k_1} ， \mathbf{U}_{k_2} ，则

$$\mathbf{U}_{k_2} = \mathbf{U}_{k_1} \mathbf{\Psi}_k = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{\Phi}_k \mathbf{T} \quad (22)$$

其中 $\mathbf{\Phi}_k = \text{diag}(k_1, k_2, \dots, k_n)$ ， $\mathbf{\Psi}_k$ 的特征值 k_j 即为 $\mathbf{\Phi}_k$ 的对角元素。

依据最小二乘 ESPRIT^[11] 的结论，有

$$\mathbf{\Psi}_k = (\mathbf{U}_{k_1}^H \mathbf{U}_{k_1})^{-1} \mathbf{U}_{k_1}^H \mathbf{U}_{k_2} \quad (23)$$

对 $\mathbf{\Psi}_k$ 进行特征值分解并将特征值 k_j 其代入式(20)，解得极化参数为

$$\left. \begin{aligned} \hat{\gamma}_j &= \tan^{-1}(|\varepsilon_j|) \\ \hat{\eta}_j &= \arg(\varepsilon_j) \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

同理, 由 $l_2 \sim l_4$ 可分别得到 3 组类似结果, 取其均值即得到极化参数的最终估计结果。

3.3 配对算法

由于本文的信源方位和极化参数为分别用不同的方法得到, 文献[1-3]中的配对方法不再适用。为此, 本文提出一种基于轮换比对的新方法。以两个信源为例, 配对步骤如下:

(1) 利用同一母线上的均匀线阵 l_1 上的阵元接收数据计算极化比 \hat{k} ($\hat{k} = [\hat{k}_1, \hat{k}_2]$);

(2) 根据式(20), 式(24), 由估计的俯仰角 $\hat{\theta}$ ($\hat{\theta} = [\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2]$) 和方位角 $\hat{\phi}$ ($\hat{\phi} = [\hat{\phi}_1, \hat{\phi}_2]$) 计算得到一组极化参数 $[\gamma_{11}, \eta_{11}]$; 交换 \hat{k} 中元素顺序即 $\hat{k} = [\hat{k}_2, \hat{k}_1]$ 计算得到第 2 组极化参数 $[\gamma_{12}, \eta_{12}]$;

(3) 同理由 l_2, l_3, l_4 分别得到 $[\gamma_{21}, \eta_{21}], [\gamma_{22}, \eta_{22}], [\gamma_{31}, \eta_{31}], [\gamma_{32}, \eta_{32}], [\gamma_{41}, \eta_{41}], [\gamma_{42}, \eta_{42}]$;

(4) 构造算法从以上 8 组估计值中找出最为接近的 4 组并取其均值即得到配对后的信源方位和极化参数估计值: $[\hat{\theta}_1, \hat{\phi}_1, \hat{\gamma}_1, \hat{\eta}_1], [\hat{\theta}_2, \hat{\phi}_2, \hat{\gamma}_2, \hat{\eta}_2]$ 。

3.4 多参数联合估计算法的步骤

根据以上推导和阐述, 可得共形阵列多参数联合估计算法的步骤为:

(1) 由子阵 1 的 x'_i 轴(或 y'_i 轴)向短偶极子接收的快拍数据估计协方差矩阵 R ;

(2) 由式(8), 式(15), 式(16)通过形式变换将信源方位信息与极化信息“去耦合”;

(3) 根据式(18)构造空间谱估计器, 通过 2 维搜索将等于信源数的多个峰值位置所对应的方位角和俯仰角作为信源方位估计值;

(4) 分别通过式(19)-式(23)由 $l_1 \sim l_4$ 接收的快拍数据求极化比;

(5) 根据 3.3 节计算极化参数, 同时完成极化参数和信源方位的配对。

4 计算机仿真实验

阵列结构如图 1, 阵元间隔为 $\lambda/2$, 圆锥顶角 $\theta = 2\theta_0 = \pi/2$ 。两个远场入射信号参数分别为 $[\theta_1, \phi_1, \gamma_1, \eta_1] = [75^\circ, 65^\circ, 55^\circ, 45^\circ]$; $[\theta_2, \phi_2, \gamma_2, \eta_2] = [65^\circ, 55^\circ, 45^\circ, 50^\circ]$ 。

实验 1 为了检验算法的性能, 以子阵阵元数 $m = 24$ 为例进行 200 次的 Monte-Carlo 实验。其中, 快拍数据为 500, 信噪比从 0 dB 以 2 dB 间隔递增至 40 dB, 角度搜索步长为 0.025° 。

分别统计入射信号 θ, ϕ, γ 和 η 的(总体)估计成功率(成功实验的定义见文献[9]), 得图 3 曲线。

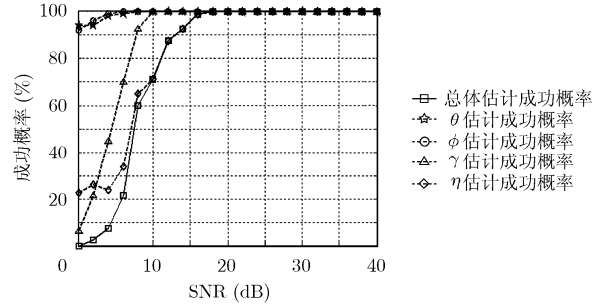


图3 估计成功率

从图中看出, 方位角和俯仰角的估计成功率较高, 基本保持在 90% 以上; 受信噪比和信源方位估计精度的综合影响, 极化参数的估计成功率相对较低, 但当信噪比大于 15 dB 时也基本保持在较高水平。

图 4 为对本文和文献[9]中算法 DOA 估计性能的比较。从图中看出, 两种算法的信源方位角与俯仰角的估计标准差均较小, 误差水平满足高分辨的要求。其中, 本文对俯仰角的估计标准差与文献[9]算法相当; 单看标准差, 本文的方位角的估计性能略优于文献中的方法。

表 1 为本文与文献[9]中 DOA 估计算法的偏差。从表中数据可知, 低信噪比条件下两者性能相当, 但是当信噪比较高时, 由于搜索步长的限制, 本文算法偏差保持在 0.02° 左右(与 0.025° 的角度搜索步长一致), 而文献[9]的角度估计偏差随信噪比的提高而持续减小。

图 5 为极化参数估计的性能曲线。从图中看出, 相对于信源方位, 极化参数的估计标准差和偏差明显较大, 当信噪比较低(小于 10 dB)时尤为明显。这是由于极化参数的估计误差除直接来源于噪声干扰外, 还受信源方位估计精度的影响。同时由 3.2 节可知, 极化参数是由 $l_1 \sim l_4$ 的接收数据分别单独计算的, 因此只有 6 个阵元(由子阵分割思想确定的子阵阵元数为 24)的接收数据可利用, 子阵孔径的大小限制了信源极化参数的估计精度。

实验 2 为了验证阵元数目对极化参数估计的影响, 用方位角和俯仰角的真值代替估计值, 然后对极化参数进行估计并统计其估计性能。其中, 信噪比 SNR 为 10 dB, 阵元数从 16 以 4 为间隔递增至 60, Monte-Carlo 实验次数为 200 次。

图 6 为极化参数估计性能与阵元数目的关系曲线。从图上看, 阵元数目对本文算法性能尤其对极化参数估计性能具有较大影响, 随着阵元数的增加, 极化参数估计的标准差和偏差均显著降低。

5 结束语

由于共形载体表面曲率变化的影响, 构成极化

表 1 信源方位的估计偏差 (°)

SNR (dB)	本文算法				文献[9]算法			
	θ_1	θ_2	ϕ_1	ϕ_2	θ_1	θ_2	ϕ_1	ϕ_2
0	1.1231	0.2081	0.5745	0.1559	0.9395	0.4269	0.2974	0.4822
8	0.2856	0.0248	0.0531	0.0343	0.5116	0.2189	0.2383	0.3049
16	0.0132	0.0271	0.0364	0.0206	0.0404	0.0231	0.0284	0.0208
24	0.0253	0.0256	0.0218	0.0251	0.0128	0.0033	0.0124	0.0039
32	0.0228	0.0264	0.0256	0.0242	0.0004	0.0009	0.0023	0.0019
40	0.0282	0.0221	0.0248	0.0246	0.0001	0.0007	0.0011	0.0002

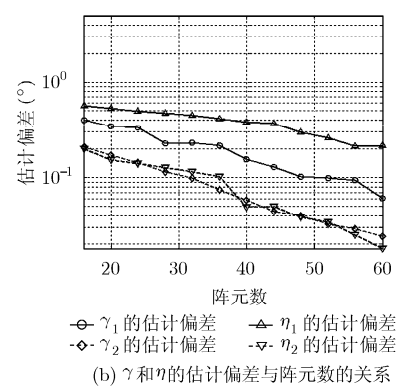
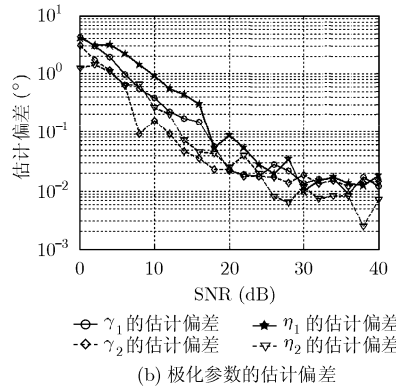
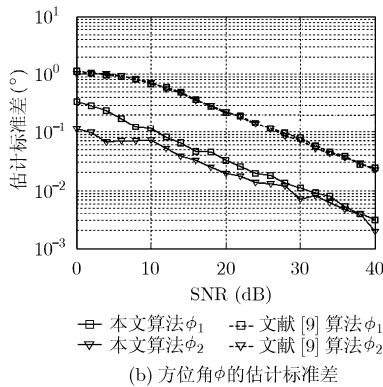
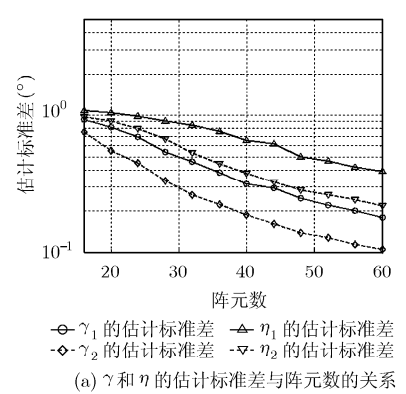
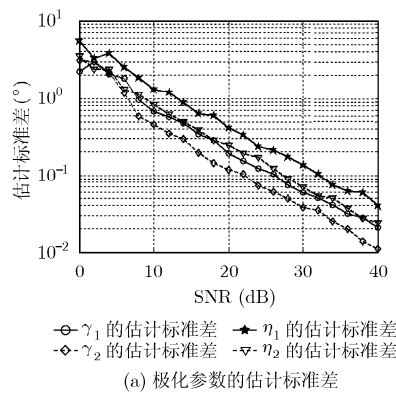
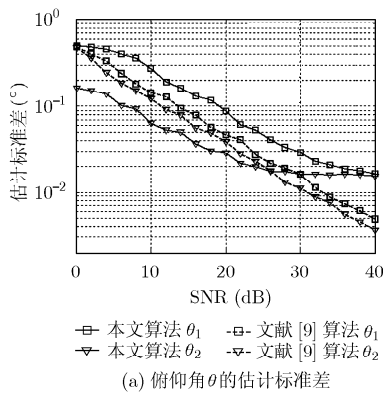


图 4 信源方位估计的性能

图 5 极化参数的估计性能

图 6 极化参数的估计性能与阵元数的关系(SNR = 10 dB)

敏感阵列的电偶极子对阵元方向图指向不一致，使得常规的平面阵列流形建模方法和参数估计方法不再适用。本文详细推导建立了锥面共形极化敏感阵列的快拍数据模型，在此基础上分别根据秩损理论和 ESPRIT 算法实现了信源方位和极化参数的联合估计。Monte-Carlo 仿真实验表明，所提算法可以很好地解决锥面极化敏感共形阵列的多维参数联合估计问题，验证了算法的有效性。但是，由于文中 DOA 估计采用 2 维角度搜索实现，因此运算量较大，硬件实现面临较大挑战，研究更加快速、高效的 DOA 估计方法将是下一步的工作重点。

参考文献

[1] Li J and Compton R T. Angle and polarization estimation using ESPRIT with a polarization sensitive array[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1991, 39(9): 1376-1383.

[2] Li J and Compton R T. Two-dimensional angle and polarization using ESPRIT algorithm[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1992, 40(5): 550-555.

[3] 王建英, 陈天麒. 用 L 阵实现频率、二维到达角和极化的联合估计[J]. *电波科学学报*, 2001, 16(1): 30-33.

Wang Jian-ying and Chen Tian-qi. Joint frequency two dimensional arrival angle and the polarization estimation

- using an L array [J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2001, 16(1): 30–33.
- [4] 黄家才, 石要武, 陶建武. 多径循环平稳信号二维波达方向估计——极化域平滑法[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(5): 1110–1114.
- Huang Jia-cai, Shi Yao-wu, and Tao Jian-wu. 2-D direction finding of cyclostationary signals with polarization smoothing algorithm in multipath environment[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(5): 1110–1114.
- [5] 刘兆霆, 何劲, 刘中. 线性电磁矢量阵列的空时极化平滑算法及相干源多参数估计[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(12): 3032–3036.
- Liu Zhao-ting, He Jin, and Liu Zhong. Spatial-temporal polarization smoothing for joint frequency, 2-D DOA, and polarization estimation of coherent sources with linear electromagnetic vector sensors array[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(12): 3032–3036.
- [6] 刘勇, 李永祯, 戴幻尧, 等. 基于极化二元阵雷达的空域虚拟极化滤波算法[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(11): 2747–2750.
- Liu Yong, Li Yong-zhen, Dai Huan-yao, *et al.*. The spatial virtual polarization filtering algorithm based on dual polarized antenna radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(11): 2747–2750.
- [7] Mohammed Nabil El Korso, Rémy Boyer, Alexandre Renaux, *et al.*. Statistical resolution limit of the uniform linear cocompact orthogonal loop and dipole array[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(1): 425–431.
- [8] 杨鹏, 杨峰, 聂在平, 等. MUSIC 算法在柱面共形天线阵 DOA 估计中的应用研究[J]. 电波科学学报, 2008, 23(2): 288–291.
- Yang Peng, Yang Feng, Nie Zai-ping, *et al.*. DOA estimation of cylindrical conformal array by MUSIC algorithm[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2008, 23(2): 288–291.
- [9] 齐子森, 郭英, 姬伟峰, 等. 锥面共形阵列天线盲极化 DOA 估计算法. 电子学报, 2009, 37(9): 1919–1925.
- Qi Zi-sen, Guo Ying, Ji Wei-feng, *et al.*. Blind DOA estimation algorithm for conical conformal array antenna with respect to polarization diversity[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2009, 37(9): 1919–1925.
- [10] 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, and Wang Bu-hong. Performance analysis of MUSIC for conformal array[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(11): 2674–2677.
- [11] 王永良, 陈辉, 彭应宁, 等. 空间谱估计理论与算法[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004: 185–211.
- 张树银: 男, 1982 年生, 博士生, 研究方向为阵列信号处理及通信信号处理.
- 郭英: 女, 1961 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为通信信号处理及自适应信号处理.
- 齐子森: 男, 1982 年生, 博士生, 研究方向为高分辨 DOA 估计及通信信号处理.