

锥面共形阵列天线的极化-DOA估计

刘 帅, 周洪娟, 金 铭, 乔晓林

(哈尔滨工业大学电子与信息工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 由于共形载体曲率的影响, 锥面共形阵列中的阵元不仅具有不同指向的方向图, 而且具有不同的极化特性, 从而使得共形阵列呈现多极化特性。利用锥面共形阵列的多极化特性, 针对现有共形阵列下空间超分辨率算法对信号极化参数估计缺失这一问题, 结合多重信号分类(multiple signal classification, MUSIC)算法实现了入射信号的极化参数与二维波达方向(direction of arrival, DOA)的联合估计。算法对阵列形式无特殊要求, 不需要参数配对; 在此基础上进一步对算法的估计性能进行了理论分析与推导, 给出了算法多参数估计的克拉美-罗边界(Cramer-Rao bound, CRB)。最后通过计算机仿真验证了算法的有效性。

关键词: 锥面共形阵列天线; 极化; 波达方向; 性能分析; 克拉美-罗边界

中图分类号: TN 911.7

文献标志码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1001-506X.2012.02.07

Polarization-DOA estimation for conical conformal array antennas

LIU Shuai, ZHOU Hong-juan, JIN Ming, QIAO Xiao-lin

(School of Electronics and Information Engineering, Harbin Institute of Technology,
Harbin 150001, China)

Abstract: The different orientations and polarization characteristics of elements in a conical conformal array, which are caused by the variable curvature of the platform, make the polarization diversity of the conformal array. Aiming at the polarization parameter estimation deficiency of the spatial super-resolution algorithm based on conformal array, the polarization diversity of the conical conformal array and the multiple signal classification (MUSIC) algorithm are combined to realize polarization parameters and 2D direction of arrival (DOA) estimation of the sources, the algorithm has less restriction on array distribution and is needless for parameter association. Moreover the performance of the joint parameters estimation algorithm is analyzed and the Cramer-Rao bound (CRB) is derived. The availability of the method is verified by computer simulation.

Keywords: conical conformal array antenna; polarization; direction of arrival (DOA); performance analysis; Cramer-Rao bound (CRB)

0 引 言

共形阵列天线是由共形载体上的共形辐射单元构成的阵列天线, 在星载、机载、弹载以及通信等领域具有满足空气动力学要求, 节省空间, 减轻重量, 充分利用孔径等优点, 因此具有广泛的应用前景。共形阵列天线的研究主要集中在共形辐射单元设计及辐射特性研究^[1-3]、共形天线阵列的分析和综合优化^[4-6]等领域。在基于共形阵列天线超分辨率算法的研究方面, 文献[7-8]给出了共形阵列天线流形的建模方法, 奠定了共形阵列信号处理的基础。文献[9-10]针对锥面共形、柱面共形、球面共形天线等共形阵列给出了多重信号分类(multiple signal classification, MUSIC)算法^[11]的性能分析, 但未对入射信号极化参数估计性能进行

讨论。文献[12]针对锥面共形阵列的一种特殊形式子阵, 利用 ESPRIT^[13] (estimation of signal parameters via rotational invariance techniques)算法实现了入射信号极化参数未知条件下的波达方向(direction of arrival, DOA)估计, 但对阵列形式的特殊要求使得其在工程应用中受到一定的限制。

本文讨论的共形阵列单元极化形式单一, 从而一般具有简单的结构。但由载体曲率导致的单元方向图指向差异, 阵元局部坐标系在阵列全局坐标系中的旋转关系和极化分量的旋转关系, 使得共形阵列天线具有多极化特性, 这种情况在工程应用中更具有普遍性。文章正是针对共形阵列天线的多极化特点, 利用 MUSIC 算法实现了入射信号极化参数和 DOA 参数的联合估计。从而避免了文献[12]中 ESPRIT 方法对阵列形式的特殊要求, 以及参数配对等问

题。在此基础上论文推导了共形阵列天线多参数估计的克拉美-罗边界(Cramer-Rao bound, CRB),并通过计算机仿真实验验证了方法的有效性。

1 阵列结构和数学模型

1.1 锥面共形天线阵列结构

图 1 为锥面共形阵列天线^[7],原点处存在一个阵元,其

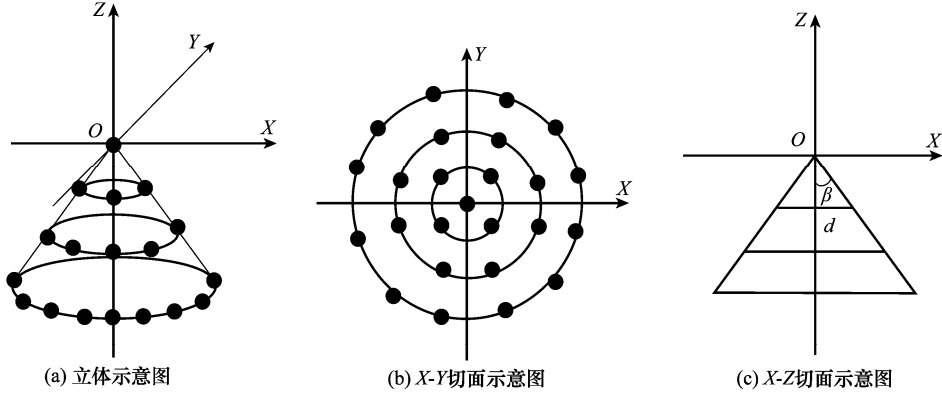


图 1 锥面共形阵列天线结构

1.2 数学模型

对于如图 2 所示,具有任意几何结构的 N 元传统阵列,其接收信号模型可以表示为

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}(\theta, \varphi) \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (4)$$

式中, $\mathbf{x}(t)$ 为 $N \times 1$ 快拍数据矢量; $\mathbf{s}(t)$ 为 $M \times 1$ 入射信号矢量; $\mathbf{n}(t)$ 为 $N \times 1$ 阵列噪声矢量; $\mathbf{A}(\theta, \varphi)$ 为阵列流形矩阵。

$$\mathbf{A}(\theta, \varphi) = [\mathbf{a}(\theta_1, \varphi_1), \mathbf{a}(\theta_2, \varphi_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_M, \varphi_M)] \quad (5)$$

$$\mathbf{a}(\theta_i, \varphi_i) = [\exp(-j\omega \mathbf{r}_1 \cdot \mathbf{v}_i), \exp(-j\omega \mathbf{r}_2 \cdot \mathbf{v}_i), \dots, \exp(-j\omega \mathbf{r}_N \cdot \mathbf{v}_i)]^T \quad (6)$$

$$\omega = 2\pi/\lambda \quad (7)$$

$$\mathbf{r}_k = [x_k, y_k, z_k] \quad (8)$$

$$\mathbf{v}_i = [\sin(\theta_i) \cos(\varphi_i), \sin(\theta_i) \sin(\varphi_i), \cos(\theta_i)] \quad (9)$$

式中, $\mathbf{a}(\theta_i, \varphi_i)$ 为第 i 个人射信号的导向矢量; λ 为入射信号波长; \mathbf{r}_k 第 k 个阵元的位置矢量; \mathbf{v}_i 为第 i 个人射信号的方向矢量。

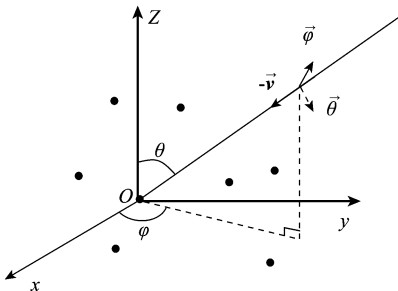


图 2 三维阵列坐标示意图

由于共形天线阵列中阵元坐标系的旋转关系和极化分量的旋转关系,使得锥面共形天线导向矢量由入射信号参

下排列了若干圆环阵, n 为由上至下的圆环阵序号, d 为圆环阵间距离,每个圆环阵包含 $4n$ 个阵元,每个圆环阵中阵元序号 m 按逆时针方向排序,阵元起始角度位于 $\pi/4n$ 。因此,阵元的坐标可以表示为

$$x_{nm} = nd \times \tan \beta \cos [\pi/4n + \pi(m-1)/(2n)] \quad (1)$$

$$y_{nm} = nd \times \tan \beta \sin [\pi/4n + \pi(m-1)/(2n)] \quad (2)$$

$$z_{nm} = -nd \quad (3)$$

数 $(\theta, \varphi, \gamma, \eta)$ 共同确定。其中, γ, η 为入射信号的极化参数,具体定义如下:对于传播方向上的任意一点,在该点的传播横截面上电场矢量的端点为随时间变化的一个极化椭圆,椭圆的形状、倾角和旋向取决于两个方向电场幅度比以及相位差。定义 $\tan \gamma = A_x/A_y$ 表示 y 方向电场幅度与 x 方向电场幅度比, $\eta = \phi_y - \phi_x$ 表示 y 方向电场和 x 方向电场的相位差,取值范围为 $\gamma \in [0, \pi/2], \eta \in [0, 2\pi)$ 。

对于锥面共形天线阵列,其导向矢量为

$$\tilde{\mathbf{A}}(\theta, \varphi, \gamma, \eta) = \mathbf{A}(\theta, \varphi) \odot \mathbf{P}(\gamma, \eta) = [\tilde{\mathbf{a}}(\theta_1, \varphi_1, \gamma_1, \eta_1), \dots, \tilde{\mathbf{a}}(\theta_M, \varphi_M, \gamma_M, \eta_M)] \quad (10)$$

$$\mathbf{P}(\gamma, \eta) = [\mathbf{p}(\gamma_1, \eta_1), \mathbf{p}(\gamma_2, \eta_2), \dots, \mathbf{p}(\gamma_M, \eta_M)] \quad (11)$$

$$\tilde{\mathbf{a}}(\theta_i, \varphi_i, \gamma_i, \eta_i) = \mathbf{a}(\theta_i, \varphi_i) \odot \mathbf{p}(\gamma_i, \eta_i) \quad (12)$$

式中, \odot 表示矩阵 Hadamard 乘积。

$$\mathbf{p}(\gamma_i, \eta_i) = [p_{1i}, p_{2i}, \dots, p_{Ni}]^T \quad (13)$$

$$p_{ki} = \mathbf{u}_i \cdot \mathbf{g}_k \quad (14)$$

$$\mathbf{g}_k = g_{k\theta} \mathbf{E}_\theta + g_{k\varphi} \mathbf{E}_\varphi \quad (15)$$

$$\mathbf{u}_i = u_{\theta i} \mathbf{E}_\theta + u_{\varphi i} \mathbf{E}_\varphi \quad (16)$$

$$u_{\theta i} = \sin(\gamma_i) \exp(j\eta_i), u_{\varphi i} = \cos(\gamma_i) \quad (17)$$

式中, $p_{ki} (k=1, \dots, N)$ 为第 i 个人射信号极化矢量在第 k 个阵元极化方向图上的投影,如图 3 所示; $\mathbf{E}_\theta, \mathbf{E}_\varphi$ 为全局坐标系中正交极化基矢量,方向如图 3 所示; \mathbf{u}_i 为第 i 个人射信号的极化矢量; $u_{\theta i}, u_{\varphi i}$ 为第 i 个人射信号极化在全局坐标系中的正交极化分量表示; \mathbf{g}_k 为第 k 个阵元方向图在全局坐标系中的正交极化分量表示; $g_{k\theta}, g_{k\varphi}$ 为文献[7]中利用欧拉旋转实现的阵元极化方向图的全局旋转变换,其中原点处阵元的全局极化方向图与局部极化方向图一致,无需作旋转变换,其他阵元的具体变换步骤如下^[7]:

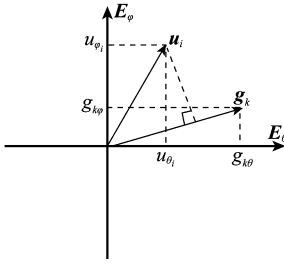


图 3 入射信号极化在阵元极化方向图的投影

步骤 1 将全局坐标系内 (θ, φ) 处的单位矢量进行直角坐标表示:

$$x = \sin \theta \cos \varphi, y = \sin \theta \sin \varphi, z = \cos \theta \quad (18)$$

步骤 2 利用欧拉旋转变换将全局直角坐标转换至阵元 k 的局部直角坐标并得到局部极坐标中对应的方位 $(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k)$;与图 1 阵列形式对应的旋转变换欧拉角及欧拉旋转变换矩阵分别定义为式(19)和式(20):

$$D_{nm} = \pi/(4n) + \pi(m-1)/(2n), E_{nm} = \pi/2 - \beta, F_{nm} = 0 \quad (19)$$

$$\mathbf{R}(D_k, E_k, F_k) =$$

$$\begin{bmatrix} -\sin D_k \sin F_k + \cos E_k \cos D_k \cos F_k & \cos D_k \sin F_k + \cos E_k \sin D_k \cos F_k & -\sin E_k \cos F_k \\ -\sin D_k \cos F_k - \cos E_k \cos D_k \sin F_k & \cos D_k \cos F_k - \cos E_k \sin D_k \sin F_k & \sin E_k \sin F_k \\ \sin E_k \cos D_k & \sin E_k \sin D_k & \cos E_k \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$[\tilde{x}_k, \tilde{y}_k, \tilde{z}_k]^T = \mathbf{R}(D_k, E_k, F_k)[x, y, z]^T \quad (21)$$

$$\tilde{\theta}_k = \arccos(\tilde{z}_k), \tilde{\varphi}_k = \arctan(\tilde{y}_k/\tilde{x}_k) \quad (22)$$

步骤 3 由阵元的局部极坐标响应 $\mathbf{g}_k(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k)$ 得到其在局部直角坐标下的表示:

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_k(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k) &= g_{k\tilde{\theta}}(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k)\mathbf{E}_{\tilde{\theta}}(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k) + g_{k\tilde{\varphi}}(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k)\mathbf{E}_{\tilde{\varphi}}(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k, \\ \tilde{\varphi}_k) &= g_{k\theta}(\theta_k, \varphi_k)\mathbf{E}_{\theta}(\theta_k, \varphi_k) + g_{k\varphi}(\theta_k, \varphi_k)\mathbf{E}_{\varphi}(\theta_k, \varphi_k) \end{aligned} \quad (23)$$

式中, $g_{k\tilde{\theta}}(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k), g_{k\tilde{\varphi}}(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k)$ 为第 k 个阵元在局部坐标系下方向图的极化表示, 并存在以下关系:

$$\begin{cases} g_{kX} = g_{k\tilde{\theta}}(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k) \cos \tilde{\theta}_k \cos \tilde{\varphi}_k - g_{k\tilde{\varphi}}(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k) \sin \tilde{\varphi}_k \\ g_{kY} = g_{k\tilde{\theta}}(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k) \cos \tilde{\theta}_k \sin \tilde{\varphi}_k - g_{k\tilde{\varphi}}(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k) \cos \tilde{\varphi}_k \\ g_{kZ} = -g_{k\tilde{\theta}}(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k) \sin \tilde{\theta}_k \end{cases} \quad (24)$$

步骤 4 由阵元方向图的局部直角坐标表示以及欧拉旋转变换得到阵元方向图的全局直角坐标表示:

$$\begin{aligned} [g_{kX}, g_{kY}, g_{kZ}]^T &= \mathbf{R}^{-1}(D_k, E_k, F_k)[g_{k\tilde{X}}, g_{k\tilde{Y}}, g_{k\tilde{Z}}]^T = \\ &= \mathbf{R}^T(D_k, E_k, F_k)[g_{k\tilde{X}}, g_{k\tilde{Y}}, g_{k\tilde{Z}}]^T \end{aligned} \quad (25)$$

步骤 5 最后将全局直角坐标下的阵元方向图转换为全局极坐标表示, 得到 $g_{k\theta}, g_{k\varphi}$:

$$\begin{aligned} g_{k\theta}(\theta_k, \varphi_k) &= -g_{kZ}/\sin \theta \\ g_{k\varphi}(\theta_k, \varphi_k) &= -g_{kX} \sin \varphi + g_{kY} \cos \varphi \end{aligned} \quad (26)$$

由以上建模过程可知, 虽然单个阵元的极化形式单一, 但经过旋转变换后的阵列极化形式表现为多样性, 本文正是利用阵列极化形式的多样性, 结合 MUSIC 算法, 研究锥面共形阵列天线的极化-DOA 联合估计。理论上来说, 本文方法也可以用于柱面共形, 球面共形等其他共形阵列天线的多参数估计。

2 锥面共形阵列天线的极化-DOA 多参量估计

2.1 极化-DOA 多参量估计

假设有 M 个独立的信号源入射到锥面共形阵列上, 各

阵元叠加的噪声符合高斯分布且相互独立。阵列输出协方差矩阵定义为

$$\mathbf{R}_x = E\{\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)\} = \tilde{\mathbf{A}}\mathbf{R}_s\tilde{\mathbf{A}}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (27)$$

式中, $\mathbf{R}_s = E\{\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)\}$; σ^2 为噪声方差; \mathbf{I} 为 $N \times N$ 单位阵。 \mathbf{R}_x 的估计值为: $\hat{\mathbf{R}}_x = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{x}(t_k)\mathbf{x}(t_k)^H$ 。

对 \mathbf{R}_x 进行特征值分解有

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H = \sum_{i=1}^N \lambda_i \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H \quad (28)$$

式中, $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M, \lambda_{M+1}, \dots, \lambda_N\}$, 且有 $\lambda_{M+1} = \dots = \lambda_N = \sigma^2$ 。 M 个大的特征值对应的特征向量构成信号子空间:

$$\langle \mathbf{S} \rangle = \text{span}\{\mathbf{U}_s\} \quad (29)$$

$N-M$ 个小特征值构成噪声子空间:

$$\langle \mathbf{N} \rangle = \text{span}\{\mathbf{U}_N\} \quad (30)$$

式中, $\mathbf{U}_s = [\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_M]$; $\mathbf{U}_N = [\mathbf{u}_{M+1}, \dots, \mathbf{u}_N]$ 。不难看出, 阵列信号矢量张成子空间与信号子空间相同, 并且与噪声子空间正交。即

$$\text{span}\{\tilde{\mathbf{A}}\} = \text{span}\{\mathbf{U}_s\} \quad (31)$$

$$\text{span}\{\tilde{\mathbf{A}}\} \perp \text{span}\{\mathbf{U}_N\} \quad (32)$$

定义极化-DOA 联合谱表达式为

$$P(\theta, \varphi, \gamma, \eta) = \frac{1}{\|\tilde{\mathbf{a}}(\theta, \varphi, \gamma, \eta)^H \mathbf{U}_N\|^2} \quad (33)$$

对式(33)进行四维搜索, 得到 M 个极大值所对应的参数值即为对信号参数 $(\theta_i, \varphi_i, \gamma_i, \eta_i)$ 的估计。

文献[12]采用的方法需要构造 3 条对夹角有特殊要求的母线, 在阵列入射信号为多个的情况下 ($M \geq 2$), 应用 ESPRIT 算法进行二维角参数估计时, 由于对旋转不变关系矩阵进行特征值分解后不能保证所选取的特征值对应同一入射信号的相位差, 因此该方法使用时需要考虑参数配对问题。由式(33)知, 本文采用 MUSIC 方法实现极化-DOA 参数的联合估计, 因此算法对阵列形式无特殊要求, 并且在

极化-DOA 联合谱计算过程中实现了信号极化-DOA 参数的联合估计,不需要进行参数配对。但需要对待估计的参数进行四维空间搜索,导致本文方法的计算量偏大,但随着智能优化算法的发展以及 DSP, FPGA 等高性能计算芯片运算能力的提高,这一问题将逐步得到解决。

2.2 极化-DOA 联合估计的 CRB

假设观测到快拍数为 K ,待估计参数为

$$\mathbf{v} = \{\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_M, \varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_M, \gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_M, \eta_1, \eta_2, \dots, \eta_M\}$$

此时锥面共形阵列天线参数估计的 CRB 可由 Fisher 信息矩阵 \mathbf{F} 确定。即 $\text{Var}\{\hat{\mathbf{v}}_i\} \geq f_{ii}$, f_{ii} 为 Fisher 信息矩阵 \mathbf{F} 逆矩阵 \mathbf{F}^{-1} 的对角线元素。Fisher 信息矩阵 \mathbf{F} 的具体形式为

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{\theta\theta} & \mathbf{F}_{\theta\varphi} & \mathbf{F}_{\theta\gamma} & \mathbf{F}_{\theta\eta} \\ \mathbf{F}_{\varphi\theta} & \mathbf{F}_{\varphi\varphi} & \mathbf{F}_{\varphi\gamma} & \mathbf{F}_{\varphi\eta} \\ \mathbf{F}_{\gamma\theta} & \mathbf{F}_{\gamma\varphi} & \mathbf{F}_{\gamma\gamma} & \mathbf{F}_{\gamma\eta} \\ \mathbf{F}_{\eta\theta} & \mathbf{F}_{\eta\varphi} & \mathbf{F}_{\eta\gamma} & \mathbf{F}_{\eta\eta} \end{bmatrix} \quad (34)$$

Fisher 信息矩阵 \mathbf{F} 的第 i 行第 j 列元素 F_{ij} 为^[12,14]

$$F_{ij} = K \times \text{tr} \left[\mathbf{R}^{-1} \frac{\partial \mathbf{R}}{\partial v_i} \mathbf{R}^{-1} \frac{\partial \mathbf{R}}{\partial v_j} \right] = 2K \times \text{Re} \{ \text{tr} [\mathbf{D}_i \mathbf{R}_i \tilde{\mathbf{A}}^H \mathbf{R}^{-1} \tilde{\mathbf{A}} \mathbf{R}_j \mathbf{D}_j^H \mathbf{R}^{-1}] + \text{tr} [\mathbf{D}_j \mathbf{R}_j \tilde{\mathbf{A}}^H \mathbf{R}^{-1} \tilde{\mathbf{A}} \mathbf{R}_i \mathbf{D}_i^H \mathbf{R}^{-1}] \} \quad (35)$$

$$\mathbf{D}_i = \frac{\partial \tilde{\mathbf{A}}}{\partial v_i} \quad (36)$$

由式(10)可知

$$\frac{\partial \tilde{\mathbf{A}}}{\partial \theta_i} = \frac{\partial \mathbf{A}(\theta, \varphi)}{\partial \theta_i} \odot \mathbf{P}(\gamma, \eta) \quad (37)$$

$$\frac{\partial \tilde{\mathbf{A}}}{\partial \varphi_i} = \frac{\partial \mathbf{A}(\theta, \varphi)}{\partial \varphi_i} \odot \mathbf{P}(\gamma, \eta) \quad (38)$$

$$\frac{\partial \tilde{\mathbf{A}}}{\partial \gamma_i} = \mathbf{A}(\theta, \varphi) \odot \frac{\partial \mathbf{P}(\gamma, \eta)}{\partial \gamma_i} \quad (39)$$

$$\frac{\partial \tilde{\mathbf{A}}}{\partial \eta_i} = \mathbf{A}(\theta, \varphi) \odot \frac{\partial \mathbf{P}(\gamma, \eta)}{\partial \eta_i} \quad (40)$$

利用 Fisher 信息矩阵 \mathbf{F} 的对称性^[15],求解 \mathbf{F} 的上三角或下三角位置处的元素,可得参数 \mathbf{v} 的 CRB 为

$$\text{CRB}_{\mathbf{v}} = \text{diag}(\mathbf{F}^{-1}) \quad (41)$$

式中, $\text{diag}(\cdot)$ 表示取矩阵的对角线元素。

3 仿真实验

为验证本文方法的有效性,在本节对算法进行 Monte Carlo 仿真,并将仿真结果与 CRB 进行比较。

仿真条件:阵列形式如图 1 所示, $d = 0.1 \text{ m}$, $\beta = 20^\circ$, $n = 3$,阵元个数 25;阵元在局部坐标下的方向图 $g'_{k\varphi} = \begin{cases} 1, & 0 \leq \theta \leq \pi/2 \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$, $g'_{k\varphi} = 0$;快拍数 $K = 200$,入射信号参数 $(\theta, \varphi, \gamma, \eta) = (7^\circ, 68^\circ, 60^\circ, 90^\circ)$ 。参数估计的 CRB 为式(41)所示。

遍历信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR),分别进行 200 次独立仿真实验,统计参数估计的均方根误差 (root mean square error, RMSE),并与 CRB 进行比较,如图 4、图 5 所示。

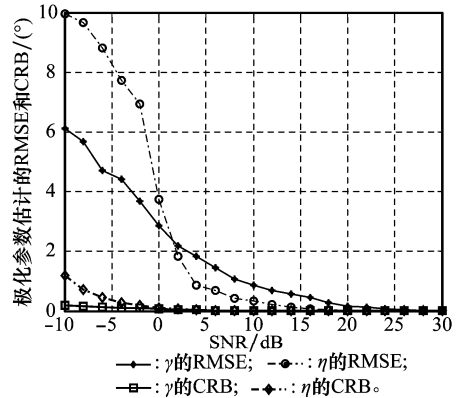


图 4 极化参数估计的 RMSE,CRB 与信噪比关系

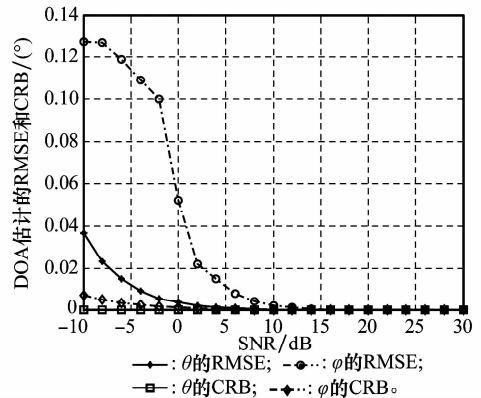


图 5 DOA 估计的 RMSE,CRB 与信噪比关系

从仿真结果可以看出,随着 SNR 的提高,极化和 DOA 参数估计性能都逐渐逼近估计的 CRB,具备较好的估计效果。

4 结论

本文针对锥面共形阵列的多极化特性,建立锥面共形阵列信号模型,结合 MUSIC 算法实现了信号极化-DOA 联合估计,并对算法的参数估计性能进行了理论推导。仿真结果表明,随着 SNR 的提高,参数估计精度不断逼近 CRB,证明了方法的有效性。同时,本文方法在保证不出现角模糊的条件下,对阵列形式无特殊要求,无需参数配对,在解决计算量的前提下具有实际应用价值。

参考文献:

[1] Abbaspour M, Hassani H R. Wideband planar patch antenna array on cylindrical surface[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2009(8): 394 - 397.

[2] Andrea V, Gentili G B. Dual-polarized cylindrically conformal microstrip patch antennas and arrays[C]// *Proc. of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, 2010: 1 - 3.

[3] Gerini G, Zappelli L. Multilayer array antennas with integrated frequency selective surfaces conformal to a circular cylindrical surface[J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 2005, 53(6): 2020 - 2030.

[4] Sun J S, Goshi D S, Itoh T. Optimization and modeling of sparse

- conformal retrodirective array[J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 2010, 58(3): 977 - 981.
- [5] Jacobsson P, Rylander T. Gradient-based shape optimisation of conformal array antennas[J]. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2010, 4(2): 200 - 209.
- [6] Li W T, Shi X W, Hei Y Q, et al. A hybrid optimization algorithm and its application for conformal array pattern synthesis[J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 2010, 50(10): 3401 - 3406.
- [7] 王布宏, 郭英, 王永良, 等. 共形天线阵列流形的建模方法[J]. 电子学报, 2009, 37(3): 481 - 484. (Wang B H, Guo Y, Wang Y L, et al. Array manifold modeling for conformal array antenna[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2009, 37(3): 481 - 484.)
- [8] Wang B H, Guo Y. Array manifold modeling for arbitrary 3D conformal array antenna[C]// *Proc. of the IEEE International Workshop on Antenna Technology*, 2008: 562 - 565.
- [9] 齐子森, 郭英, 王布宏, 等. 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 Z S, Guo Y, Wang B H, et al. Performance analysis of MUSIC for conformal array[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(11): 2674 - 2677.)
- [10] Qi Z S, Guo Y. Performance analysis of MUSIC for conformal array[C]// *Proc. of the International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, 2007: 168 - 171.
- [11] Schmidt R O. Multiple emitter location and signal parameter estimation[J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 1986, 34(3): 276 - 280.
- [12] 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[J]. 电子学报, 2009, 37(9): 1919 - 1925. (Qi Z S, Guo Y, Ji W F, 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.)
- [13] Roy R, Kailath T. ESPRIT-estimation of signal parameter via rotational invariance techniques[J]. *IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1989, 37(7): 984 - 995.
- [14] Friedlander B, Weiss A J. Direction finding in the presence of mutual coupling[J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 1991, 39(3): 273 - 284.
- [15] 徐振海. 极化敏感阵列信号处理的研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2005. (Xu Z H. Signal processing based on polarization sensitive array[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2005.)

(上接第 235 页)

参考文献:

- [1] Hyvarinen A, Karhunen J, Oja E. *Independent component analysis*[M]. New York: Wiley, 2001.
- [2] Cichocki A, Amari S. *Adaptive blind signal and image processing: learning algorithms and applications*[M]. New York: Wiley, 2002.
- [3] Comon P, Jutten C. *Handbook of blind source separation: independent component analysis and applications*[M]. Oxford: Elsevier, 2010.
- [4] Bruckstein A, Donoho D, Elad M. From sparse solutions of systems of equations to sparse modeling of signals and images[J]. *SIAM Review*, 2009, 51(1): 34 - 81.
- [5] Starck J L, Murtagh F, Fadili J M. *Sparse image and signal processing: wavelets, curvelets, morphological diversity*[M]. New York: Cambridge University Press, 2010.
- [6] 石光明, 刘丹华, 高大化, 等. 压缩感知理论及其研究进展[J]. 电子学报, 2009, 37(5): 1070 - 1081. (Shi G M, Liu D H, Gao D H, et al. Advances in theory and application of compressed sensing[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2009, 37(5): 1070 - 1081.)
- [7] 金谷, 谷源涛, 梅顺良. 压缩采样技术及其应用[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(2): 470 - 475. (Jin J, Gu Y T, Mei S L. An introduction to compressed sampling and its applications[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(2): 470 - 475.)
- [8] 李树涛, 魏丹. 压缩传感综述[J]. 自动化学报, 2009, 35(11): 1 - 7. (Li S T, Wei D. A survey on compressive sensing[J]. *Acta Automatica Sinica*, 2009, 35(11): 1 - 7.)
- [9] Candes E, Romberg J, Tao T. Robust uncertainty principles: exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information[J]. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2006, 52(2): 489 - 509.
- [10] Donoho D L. Compressed sensing[J]. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2006, 52(4): 1289 - 1306.
- [11] Candes E J, Tao T. Near optimal signal recovery from random projections: universal encoding strategies[J]. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2006, 52(12): 5406 - 5425.
- [12] Bofill P, Zibulevsky M. Underdetermined blind source separation using sparse representations[J]. *Signal Processing*, 2001, 81(11): 2353 - 2362.
- [13] Li Y, Cichocki A, Amari S. Analysis of sparse representation and blind source separation[J]. *Neural Computation*, 2004, 16(6): 1193 - 1234.
- [14] Georgiev P G, Theis F, Cichocki A. Sparse component analysis and blind source separation of underdetermined mixtures[J]. *IEEE Trans. on Neural Networks*, 2005, 16(4): 992 - 996.
- [15] Abrard F, Deville Y. A time - frequency blind signal separation method applicable to underdetermined mixtures of dependent sources[J]. *Signal Processing*, 2005, 85(7): 1389 - 1403.
- [16] Li R, Wang F S. Blind dependent sources separation method using wavelet[J]. *International Journal of Computer Applications in Technology*, 2011, 41(3 - 4): 296 - 302.
- [17] Tropp J A, Wright S J. Computational methods for sparse solution of linear inverse problems[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2010, 98(6): 948 - 958.
- [18] Tropp J A, Gilbert A C. Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit[J]. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2007, 53(12): 4655 - 4666.