

柱面共形阵列天线盲极化 2D DOA 估计

张 玲, 郭 英, 齐子森, 张坤峰

(空军工程大学信息与导航学院, 西安, 710077)

摘要 针对柱面共形阵列天线的 DOA 估计问题, 充分利用柱面载体的单曲率特性, 通过合理的阵元设置, 基于子空间原理, 提出了盲极化 2D DOA 估计算法。首先, 利用一条母线上的阵元构成子阵 1, 基于 ESPRIT 算法, 实现信源俯仰角估计。然后, 利用剩余阵元构成子阵 2, 结合子空间原理以及俯仰角估计值, 通过一维参数搜索完成方位角估计, 并实现了俯仰角与方位角的自动配对。该算法在不需要信源极化状态与阵元方向图任何信息的情况下进行二维来波方向估计, 估计精度高、分辨力强。同时, 所提算法不需要额外的参数配对, 简化了估计方法的步骤, 计算量小, 易于实现。在不同信噪比、快拍数条件下的计算机 Monte-Carlo 仿真实验表明, 所提算法可有效地解决共形阵 DOA 估计问题。

关键词 柱面共形阵列天线; Direction-of-Arrival 估计; 子空间

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2016.03.015

中图分类号 TN911.7 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2016)03-0078-07

An Estimation of Blind 2D DOA on Cylindrical Conformal Array Antenna with Respect to Polarization Diversity

ZHANG Ling, GUO Ying, QI Zisen, ZHANG Kunfeng

(Information and Navigation College, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

Abstract: A blind 2D DOA estimation algorithm for cylindrical conformal array antenna with respect to polarization is proposed by utilizing the characteristics of the singly curved surface of cylindrical carrier based on typical space DOA estimation theory. The algorithm is used to estimate direction of source exactly without knowing the source polarization and the element pattern. Meanwhile, the method can simplify the estimation without parameters pairing. The new algorithm can be implemented just by using a one-dimensional search and solution of equation. The first simulation estimates the performance of pitch and azimuth angle in the case of different SNR and the same snapshots by using Monte-Carlo statistical experiment. The second simulation utilizes the pattern of list to reveal the estimation result of pitch angle, and compares the influence on the estimation of azimuth angle by equation (32) and (33) algorithm in the case of the same SNR and different snapshots. The two simulations demonstrate that the effectiveness of the proposed method is verified.

Key words: cylindrical conformal array antenna; Direction-of-Arrival estimation; subspace

收稿日期: 2015-12-08

基金项目: 国家自然科学基金(61005042)

作者简介: 张 玲(1991-), 女, 上海人, 硕士生, 主要从事信号处理研究. E-mail: 191749667@qq.com

引用格式: 张玲, 郭英, 齐子森, 等. 柱面共形阵列天线盲极化 2D DOA 估计[J]. 空军工程大学学报:自然科学版, 2016, 17(3): 78-84. ZHANG Ling, GUO Ying, QI Zisen, et al. An Estimation of Blind 2D DOA on Cylindrical Conformal Array Antenna with Respect to Polarization Diversity[J]. Journal of Air Force Engineering University: Natural Science Edition, 2016, 17(3): 78-84.

共形阵列天线^[1]因其能够贴合载体外形结构的特性,逐渐迈入天线领域的主流地位。但正是由于这一特性使得共形阵列天线在放置阵元之后,各个阵元方向图指向不同,这是因为载体表面曲率不一致而产生的,因此,信源的方位估计必须考虑与极化状态耦合的情况。所以,在利用共形阵列天线估计波达方向时,需要将信源极化状态的影响纳入考虑范畴。在建立共形天线的阵列导向矢量矩阵的时候需要考虑多极化特性,因此不能单纯地将适用于普通线性阵列的 DOA 估计算法直接应用到共形阵列天线当中。所以,针对共形阵列天线流形多极化的特点,对共形阵的信源来波方向估计算法的研究具有必要性。

目前,共形阵列天线 DOA 估计技术的主流方案大致可以分为以下 3 类:①阵列流形建模^[2-4];②特定条件下典型算法嫁接与性能分析^[5-8];③规则共形载体阵列天线的盲极化波达方向算法^[9]。王布宏、郭英^[4]等人通过分析共形阵列天线导向矢量集合的特点,运用欧拉(Euler)变换公式将局部坐标系中的阵元方向图转换到全局坐标系中,该方法统一了共形阵列天线流形建模方式,为共形阵列天线信号处理(Signal Processing, SP)技术的研究打下铺垫。文献[9]利用 ESPRIT^[10]典型算法实现在盲极化的前提下利用锥面共形特征的阵列进行对信源来波方向的估计,并分析该方法在理论与统计性能方面的贡献,但其不适用于其他形状共形阵列天线的信源来波估计。柱面形状的载体出现在大部分飞行器外形结构中,在航空航天以及其他方面有着较高的使用率,是规则共形天线载体的一个重要类型。柱形表面虽然也是单曲率特性,但其母线相互平行的特点使得文献[9]所提算法不再适用。已有柱面共形阵列天线的 DOA 估计方法^[11-12]对极化矢量参数^[13-14]的考虑不够完整:忽略了极化矢量中正交分量引起的相位差,仅考虑极化矢量对正交分量幅度比的影响。入射信号的极化信息不仅含有正交分量的幅度比信息,还有正交分量的相位差信息^[15]。由此可见,现有的共形阵列 DOA 估计技术都存在各自的局限,因此需要研究适用性更强的估计算法。

本文基于柱面共形阵列天线阵列导向矢量集合特点,利用柱面共形载体的单曲率特性和子空间原理,先求出俯仰角,再代入算法公式搜索符合条件的方位角。由于对阵元合理布局,以及对方位信息和极化信息的去耦合,使得搜索由二维变成一维,计算量大大减小,且不需要对参数进行配对。子阵分割的方法减小了参数搜索范围,进而进一步简化了算法计算量。最后运用计算机蒙特卡洛仿真实验,对算

法的有效性进行验证。

1 柱面共形阵列天线数据建模

首先,对柱面共形阵列天线进行建模。图 1 为柱面共形阵列天线结构。按照图 1(a)所示,将柱面共形阵列划分成 3 个结构相同的子阵列,每个子阵负责探测 120°的信源来波方向,子阵内所有阵元能够响应入射到该范围内的来波信号,运用子阵分割^[9]能够减小方位角估计步骤中的搜索范围,并且能够有效减少共形载体的遮蔽效应。

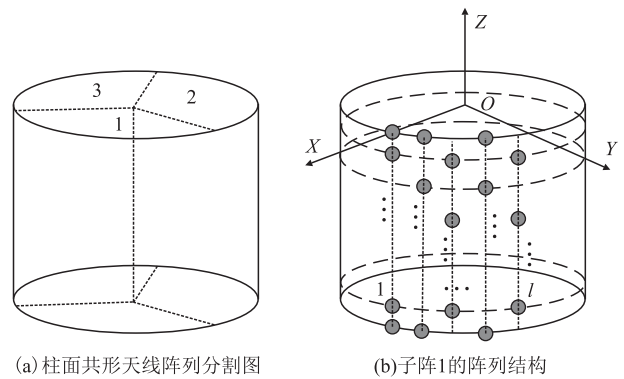


图 1 柱面共形阵列天线

Fig.1 Cylindrical conformal array antenna

文献[2~4]基于单元方向图旋转变换法,总结出了共形阵列天线导向矢量建模的统一方法。在此基础上,对于 m 元柱面共形阵列(见图 1),在远场中有 $n(m \geq n)$ 个窄带独立点源以平面波入射(波长为 λ),以全局坐标系原点为参考,柱面共形阵列天线的导向矢量为:

$$\mathbf{a}(\theta, \varphi) = [r_1 e^{-j2\pi \frac{P_1 u}{\lambda}}, r_2 e^{-j2\pi \frac{P_2 u}{\lambda}}, \dots, r_m e^{-j2\pi \frac{P_m u}{\lambda}}]^T \quad (1)$$

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

$$r_i = (\mathbf{g}_{i\theta}^2 + \mathbf{g}_{i\varphi}^2)^{1/2} (k_\theta^2 + k_\varphi^2)^{1/2} \cos(\theta_{igk}) = |\mathbf{g}_i| |\mathbf{p}_l| \cos(\theta_{igk}) = \mathbf{g}_i \cdot \mathbf{p}_l = \mathbf{g}_{i\theta} k_\theta + \mathbf{g}_{i\varphi} k_\varphi \quad (3)$$

式中: \mathbf{u} 为信源单位矢量在全局坐标系中的坐标; θ 为信源俯仰角,表示来波信号相对位置矢量与全局坐标系 Z 轴的夹角; φ 为信源方位角,表示来波信号方向矢量在 XOY 面上的投影与 X 轴的夹角; r_i 表示子阵中第 i 个阵元对单位信号的响应表达式; \mathbf{g}_i 为第 i 个阵元的方向图表达式; $\mathbf{g}_{i\theta}$ 、 $\mathbf{g}_{i\varphi}$ 分别为第 i 个阵元方向图在信源构成的矢量基 \mathbf{u}_θ 、 \mathbf{u}_φ 上的单位矢量; k_θ 、 k_φ 分别表示来波信号极化状态; \mathbf{p}_l 为来波信号的电场矢量; θ_{igk} 为 \mathbf{g}_i 与 \mathbf{p}_l 2 个向量之间的夹角。 \mathbf{P}_m 是阵元位置矢量表达式(相对于原点)。图 2 为子阵中阵元对单位信号的响应。

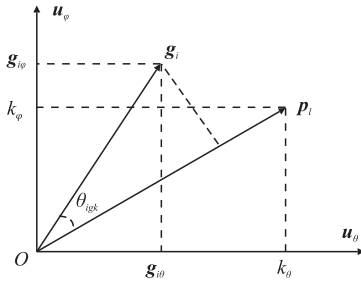


图2 阵元在全局坐标系中对入射信号的响应

Fig.2 Array elements response to incoming signal in global coordinates

来波信号的极化信息体现为电场矢量正交分量的幅度比与相位差^[15],所以极化参数可表示为:

$$\begin{bmatrix} k_\theta \\ k_\varphi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ k e^{-j\delta} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: k 表示任意实数; $e^{-j\delta}$ ($0 < \delta \leq \pi$) 表示相对相位差。

叠加噪声后的快拍数矩阵可表示为:

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}\mathbf{S} + \mathbf{N} = (\mathbf{A}_\theta \mathbf{K}_\theta + \mathbf{A}_\varphi \mathbf{K}_\varphi) \mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (5)$$

$$\mathbf{S} = [s_1, s_2, \dots, s_n]^T \quad (6)$$

$$\mathbf{N} = [n_1, n_2, \dots, n_n]^T \quad (7)$$

$$\mathbf{A}_\theta = [a_\theta(\theta_1, \varphi_1), a_\theta(\theta_2, \varphi_2), \dots, a_\theta(\theta_n, \varphi_n)] \quad (8)$$

$$\mathbf{A}_\varphi = [a_\varphi(\theta_1, \varphi_1), a_\varphi(\theta_2, \varphi_2), \dots, a_\varphi(\theta_n, \varphi_n)] \quad (9)$$

$$\mathbf{K}_\theta = \mathbf{I}_{n \times n} \quad (10)$$

$$\mathbf{K}_\varphi = \text{diag}(k_1 e^{-j\delta_1}, k_2 e^{-j\delta_2}, \dots, k_n e^{-j\delta_n}) \quad (11)$$

式(5~11)中: \mathbf{A} 为导向矢量集合; \mathbf{S}, \mathbf{N} 为加性高斯白噪声矢量; $\mathbf{K} = \text{diag}(k_1, k_2, \dots, k_n)$ 表示主对角线元素是 k_1, k_2, \dots, k_n 的对角阵。

阵列输出数据的协方差矩阵定义为:

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{X}\mathbf{X}^H] = \mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (12)$$

式中: \mathbf{R}_s 为信源的协方差矩阵; σ^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:

$$\mathbf{R} = \mathbf{U}_s \sum_s \mathbf{U}_s^H + \mathbf{U}_n \sum_n \mathbf{U}_n^H \quad (13)$$

式中: 将特征值按顺序排序, 取最后 n 个值为主对角线的对角阵 \sum_s , 以及对应的特征矢量为列向量构成的矩阵 \mathbf{U}_s , \sum_n 为前 $m-n$ 个值为主对角线的对角阵; \mathbf{U}_n 为对应特征矢量为列向量构成的矩阵; \mathbf{U}_s 张成矩阵 \mathbf{R} 的信号子空间; \mathbf{U}_n 张成噪声子空间。

在有限次快拍条件下, 协方差矩阵 \mathbf{R} 的统一估计为:

$$\hat{\mathbf{R}} = \mathbf{X}\mathbf{X}^H/N = \hat{\mathbf{U}}_s \sum_s \hat{\mathbf{U}}_s^H + \hat{\mathbf{U}}_n \sum_n \hat{\mathbf{U}}_n^H \quad (14)$$

由于柱面共形载体具有单曲率特性, 所以柱面共形阵列天线的导向矢量具有以下特点:

同一母线上阵元的单元方向图指向一致, 故可将阵元分为 l 组(见图1), 每组中阵元对来波信号的响应相同, 即式(1)中的 r_i 可以分为 l 组, 且每组的 r_i 相等。共形天线阵列导向矢量集合的特点完全由 r_i 体现, 在柱面共形阵列天线中, 可充分利用 r_i 的分组特性, 将信源方位与极化状态去耦, 实现柱面共形阵列天线的盲极化 DOA 估计。

2 柱面共形阵列天线盲极化 2D DOA 估计算法

共形阵列天线来波方位估计是多参数估计问题, 由于共形阵列天线导向矢量建模引入了信源极化状态的表征参数, 参数维数增加使得共形阵列天线来波信号方位估计变得复杂。本文利用柱面体的单曲率特性, 通过合理的阵元设置(见图1), 基于子空间原理, 提出了柱面共形阵列天线盲极化 2D DOA 估计算法。

2.1 信源俯仰角估计

如图1所示, 母线1上相邻阵元间隔为0.5倍波长, 将母线1上的 m_1 个阵元分为3部分: 1~ m_1-1 阵元为第1部分, 2~ m_i 阵元为第2部分。则此2部分构成的子阵对应阵元间距离矢量为 $\Delta\mathbf{p}_1, \Delta\mathbf{p}_1 = 0.5\lambda\theta_{\Delta p_1} = 180^\circ$, 且 $\Delta\mathbf{p}_1$ 与 XOY 面垂直。所以, 母线1上子阵对的导向矢量具有如下关系:

$$\mathbf{a}_{12}(\theta, \varphi) = \mathbf{a}_{11}(\theta, \varphi) \exp(-j(2\pi/\lambda)\Delta\mathbf{p}_1 \cdot \mathbf{u}) \quad (15)$$

$$\mathbf{a}_{11}(\theta, \varphi) = r_1 [e^{-j2\pi\frac{\mathbf{p}_1 \cdot \mathbf{u}}{\lambda}}, e^{-j2\pi\frac{\mathbf{p}_2 \cdot \mathbf{u}}{\lambda}}, \dots, e^{-j2\pi\frac{\mathbf{p}_{m_1-1} \cdot \mathbf{u}}{\lambda}}]^T \quad (16)$$

$$\mathbf{a}_{12}(\theta, \varphi) = r_1 [e^{-j2\pi\frac{\mathbf{p}_2 \cdot \mathbf{u}}{\lambda}}, e^{-j2\pi\frac{\mathbf{p}_3 \cdot \mathbf{u}}{\lambda}}, \dots, e^{-j2\pi\frac{\mathbf{p}_{m_1} \cdot \mathbf{u}}{\lambda}}]^T \quad (17)$$

式中: $\Delta\mathbf{p}_1 \cdot \mathbf{u}$ 表示两矢量 $\Delta\mathbf{p}_1, \mathbf{u}$ 的点乘。由 ESPRIT 算法机理可知, 式(15~17)所示子阵对满足 ESPRIT 算法对成对阵列的要求, 两阵列间距离为 $\Delta\mathbf{p}_1$, 且与信源的极化状态以及单元方向图无关, 同时由于 $\Delta\mathbf{p}_1$ 与 XOY 面垂直, 使得矢量 $\Delta\mathbf{p}_1$ 引起的相位差与方位角无关, 所以可利用此特殊条件, 在不考虑信源方位角的条件下实现信源俯仰角估计, 具体流程如下:

结合式(14), 在信源个数已知条件下, 可从母线1上阵元接收的快拍数据求得阵列 $\mathbf{a}_{11}(\theta, \varphi)$ 与阵列 $\mathbf{a}_{12}(\theta, \varphi)$ 的信号子空间估计值 $\hat{\mathbf{U}}_{S11}, \hat{\mathbf{U}}_{S12}$ 。由 ESPRIT 算法可知:

$$\hat{\mathbf{U}}_{S12} = \hat{\mathbf{U}}_{S11} \boldsymbol{\psi}_1 \quad (18)$$

$$\boldsymbol{\psi}_1 = (\hat{\mathbf{U}}_{S11}^H \hat{\mathbf{U}}_{S11})^{-1} \hat{\mathbf{U}}_{S11}^H \hat{\mathbf{U}}_{S12} \quad (19)$$

$$\mathbf{A}_{12} = \mathbf{A}_{11} \mathbf{w}_1 \quad (20)$$

$$\boldsymbol{\psi}_1 = \mathbf{T}_1^{-1} \mathbf{w}_1 \mathbf{T} \quad (21)$$

$$\mathbf{w}_1 = \text{diag}[\exp(-j(2\pi/\lambda)\Delta \mathbf{p}_1 \cdot \mathbf{u}_1), \dots, \exp(-j(2\pi/\lambda)\Delta \mathbf{p}_1 \cdot \mathbf{u}_n)] \quad (22)$$

$$\Delta \mathbf{p}_1 \cdot \mathbf{u}_i = 0.5\lambda [\sin(\theta_{\Delta p_1}) \cos(\phi_{\Delta p_1}) \sin(\theta_i) \cos(\phi_i) + \sin(\theta_{\Delta p_1}) \sin(\phi_{\Delta p_1}) \sin(\theta_i) \sin(\phi_i) + \cos(\theta_{\Delta p_1}) \cos(\theta_i)] = 0.5\lambda \cos(\theta_{\Delta p_1}) \cos(\theta_i) - 0.5\lambda \cos(\theta_i) \quad (23)$$

式中: \mathbf{T}_1 为唯一的非奇异矩阵。所以矩阵 $\boldsymbol{\psi}_1$ 的特征值矢量 \mathbf{z} 与矩阵 \mathbf{w}_1 对角元素构成的矢量对应。

故有:

$$\hat{\theta}_i = a \cos[\text{angle}[\mathbf{z}_i]/\pi] \quad (24)$$

式中: $a \cos[\cdot]$ 为求反余弦算子; $\text{angle}[\cdot]$ 为求复数相角算子。

2.2 信源方位角估计

图 1 中,位于母线 2, 3, ..., l 上阵元个数均为 m_2 , 结合柱面共形载体的单曲率特性, 母线 2, 3, ..., l 上所有阵元 ($m_2(l-1)$ 个) 的导向矢量可表示为:

$$\mathbf{a}_2(\theta, \varphi) = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_{22}(\theta, \varphi), \mathbf{0}_{m_2 \times (l-2)} \\ \mathbf{0}_{m_2 \times 1}, \mathbf{a}_{23}(\theta, \varphi), \mathbf{0}_{m_2 \times (l-3)} \\ \mathbf{0}_{m_2 \times 2}, \mathbf{a}_{24}(\theta, \varphi), \mathbf{0}_{m_2 \times (l-4)} \\ \vdots \\ \mathbf{0}_{m_2 \times (l-2)}, \mathbf{a}_{2l}(\theta, \varphi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_2 \\ r_3 \\ \vdots \\ r_l \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\mathbf{a}_{2i}(\theta, \varphi) = [e^{-j2\pi \frac{r_{i1} \cdot \mathbf{u}}{\lambda}}, e^{-j2\pi \frac{r_{i2} \cdot \mathbf{u}}{\lambda}}, \dots, e^{-j2\pi \frac{r_{im_2} \cdot \mathbf{u}}{\lambda}}]^\text{T}, i=2, 3, \dots, l \quad (26)$$

结合式(14),在信源个数先验已知条件下,可从母线 2, 3, ..., l 上阵元接收的快拍数据求得阵列 $\mathbf{a}_2(\theta, \varphi)$ 接收数据协方差矩阵分解后得到的噪声子空间估计值 $\hat{\mathbf{U}}_N$ 。由子空间原理^[16]有:

$$\mathbf{a}_2(\theta_i, \varphi_i)^\text{H} \hat{\mathbf{U}}_N \hat{\mathbf{U}}_N^\text{H} \mathbf{a}_2(\theta_i, \varphi_i) = 0, i=1, 2, \dots, n \quad (27)$$

将式(25)代入式(27):

$$\begin{bmatrix} r_2 \\ r_3 \\ \vdots \\ r_l \end{bmatrix}^\text{H} \mathbf{Q}(\theta_i, \varphi_i) \begin{bmatrix} r_2 \\ r_3 \\ \vdots \\ r_l \end{bmatrix} = 0, i=1, 2, \dots, n \quad (28)$$

$$\mathbf{Q}(\theta_i, \varphi_i) = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_{22}(\theta, \varphi), \mathbf{0}_{m_2 \times (l-2)} \\ \mathbf{0}_{m_2 \times 1}, \mathbf{a}_{23}(\theta, \varphi), \mathbf{0}_{m_2 \times (l-3)} \\ \mathbf{0}_{m_2 \times 2}, \mathbf{a}_{24}(\theta, \varphi), \mathbf{0}_{m_2 \times (l-4)} \\ \vdots \\ \mathbf{0}_{m_2 \times (l-2)}, \mathbf{a}_{2l}(\theta, \varphi) \end{bmatrix}^\text{H}$$

$$\hat{\mathbf{U}}_N \hat{\mathbf{U}}_N^\text{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_{22}(\theta, \varphi), \mathbf{0}_{m_2 \times (l-2)} \\ \mathbf{0}_{m_2 \times 1}, \mathbf{a}_{23}(\theta, \varphi), \mathbf{0}_{m_2 \times (l-3)} \\ \mathbf{0}_{m_2 \times 2}, \mathbf{a}_{24}(\theta, \varphi), \mathbf{0}_{m_2 \times (l-4)} \\ \vdots \\ \mathbf{0}_{m_2 \times (l-2)}, \mathbf{a}_{2l}(\theta, \varphi) \end{bmatrix} \quad (29)$$

由于 $r_i, i=2, 3, \dots, l$ 不全为 0, 所以式(28)成立的充要条件是矩阵 $\mathbf{Q}(\theta, \varphi)$ 为奇异矩阵。当 $m_3 \geq n+l-1, m_3 = m_2(l-1)$ (即阵列 $\mathbf{a}_2(\theta, \varphi)$ 噪声子空间的维数 $\geq l-1$), 且导向矢量 $\mathbf{a}_2(\theta, \varphi)$ 满足无秩 m_3-1 模糊时, 矩阵 \mathbf{Q} 为满秩的, 当且仅当 θ, φ 取信源的真实方位时矩阵 \mathbf{Q} 秩损^[17-18]。因为信源俯仰角已获得估计值 $\hat{\theta}$, 所以, 可以实现信源方位角估计:

$$\hat{\boldsymbol{\varphi}} = \arg \max_{\theta, \varphi} \frac{1}{\lambda_{\min}[\mathbf{Q}]} \quad (30)$$

或者:

$$\hat{\boldsymbol{\varphi}} = \arg \max_{\theta, \varphi} \frac{1}{\det[\mathbf{Q}]} \quad (31)$$

综上所述,信源来波角度的估计过程与信源极化状态以及单元方向图无关,即为盲极化估计。而且,通常的二维角参数估计需要进行俯仰角与方位角的配对,使得俯仰角与方位角的分维估计变得复杂,增加了算法开销。本文所提算法不需要额外的参数配对过程,可实现俯仰角与方位角的自动配对,算法简洁,易于实现,具有很大的优越性。

2.3 算法步骤描述

1)由快拍数据计算母线 1 上所有阵元构成阵列的协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_1$, 以及母线 2, 3, ..., l 上所有阵元构成阵列的协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_2$;

2)计算 $\hat{\mathbf{R}}_1$ 与 $\hat{\mathbf{R}}_2$ 的特征分解,获得 $\hat{\mathbf{R}}_2$ 的信号子空间 $\hat{\mathbf{U}}_{S11}, \hat{\mathbf{U}}_{S12}$, 以及 $\hat{\mathbf{R}}_2$ 的噪声子空间 $\hat{\mathbf{U}}_N$;

3)根据式(19~24)获得信源俯仰角估计值 $\hat{\boldsymbol{\theta}} = [\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \dots, \hat{\theta}_n]$;

4)根据式(28~31)构造空间谱估计器:

$$P(\varphi) = \frac{1}{\det[\mathbf{Q}]_{\theta=\hat{\theta}}} \quad (32)$$

或者:

$$P(\varphi) = \frac{1}{\lambda_{\min}[\mathbf{Q}]_{\theta=\hat{\theta}}} \quad (33)$$

将空间谱 $P(\hat{\boldsymbol{\varphi}})$ 代入信源俯仰角估计值 $\hat{\boldsymbol{\theta}} = [\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \dots, \hat{\theta}_n]$ 后的最高峰对应的方位角作为信源方位角的估计值 $\hat{\boldsymbol{\varphi}} = [\hat{\varphi}_1, \hat{\varphi}_2, \dots, \hat{\varphi}_n]$, 并结合所代入的俯仰角获得最终的信源方位估计值 $[\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\boldsymbol{\varphi}}] =$

$$[(\hat{\theta}_1, \hat{\varphi}_1), (\hat{\theta}_2, \hat{\varphi}_2), (\hat{\theta}_n, \hat{\varphi}_n)]。$$

3 仿真实验

仿真实验 1 (估计性能与信噪比的关系):

阵列结构以及全局坐标系见图 1, 母线 1 上相邻阵元间隔 0.5 倍波长, 其它母线上相邻阵元间隔 1 倍波长, $l=5$, 总阵元个数 $m=24$, 其中 $m_1=8, m_2=4$ 。柱面横截面半径为 5 倍波长。此阵列负责 120° 方位角 ($\varphi \in [0^\circ, 120^\circ]$) 范围内的信源方位估计。空间 2 个窄带、远场、独立信源, 方位分别为 $\theta_1 = 60^\circ, \varphi_1 = 10^\circ; \theta_2 = \theta_1 + 5^\circ, \varphi_2 = \varphi_1 + 5^\circ$, 两信源极化参数分别为 $k_1=7, \delta_1=30^\circ; k_2=5, \delta_2=130^\circ$ 。天线单元方向图为^[19]:

当 $0 \leq \theta'_j \leq \pi/2$ 时:

$$g_\theta(\theta'_j, \varphi'_j) = J_2(\pi d \sin(\theta'_j)/\lambda) - J_0(\pi d \sin(\theta'_j)/\lambda) [\cos(\varphi'_j) - \text{sqrt}(-1) \sin(\varphi'_j)] \quad (34)$$

$$g_\varphi(\theta'_j, \varphi'_j) = J_2(\pi d \sin(\theta'_j)/\lambda) + J_0(\pi d \sin(\theta'_j)/\lambda) \cos(\theta'_j) [\sin(\varphi'_j) - \text{sqrt}(-1) \cos(\varphi'_j)] \quad (35)$$

当 $\theta'_j > \pi/2$ 时:

$$g_\theta(\theta'_j, \varphi'_j) = 0 \quad (36)$$

$$g_\varphi(\theta'_j, \varphi'_j) = 0 \quad (37)$$

式中: J_0, J_2 分别为为零阶和二阶第一类贝塞尔函数; θ'_j, φ'_j 分别是信号在局部坐标系中角度信息。

在 2 000 次快拍, 信噪比从 0 dB 变化到 50 dB, 间隔为 2 dB 的条件下, 对本文式(32)、(33)算法进行了 200 次 Monte-Carlo 统计实验, 在 Monte-Carlo 仿真实验中角度搜索间隔为 0.01° , 且当估计值与真值的偏差小于 2° 时认为估计成功。定义成功概率: 成功概率 = $\frac{\text{估计成功实验次数}}{\text{总的实验次数}}$; 定义估计偏差: 估计偏差 = $\text{abs}(\text{估计均值} - \text{真值})$ 。定义估计方差: 估计方差 = $\frac{\sum (\text{估计值} - \text{估计均值})^2}{n}$, 其中 n 为成功估计实验次数。图 3~5 分别给出了本文算法对信源方位估计的性能与信噪比关系的曲线图。由仿真结果可知, 信源角度估计的成功概率随着信噪比的增大而增大 (见图 3), 估计偏差与估计方差呈减小的趋势 (见图 4、图 5)。

在相同仿真条件下, 算法对俯仰角的估计性能优于对方位角的估计性能。仿真实验表明, 所提算法可以很好地解决盲极化情况下的柱面共形阵列天

线 2D DOA 估计问题。

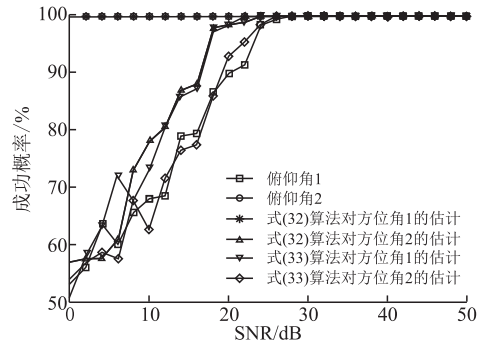


图 3 信源方位估计成功概率与信噪比的关系曲线

Fig.3 Curve relation between success rate of estimation of source signal direction and SNR

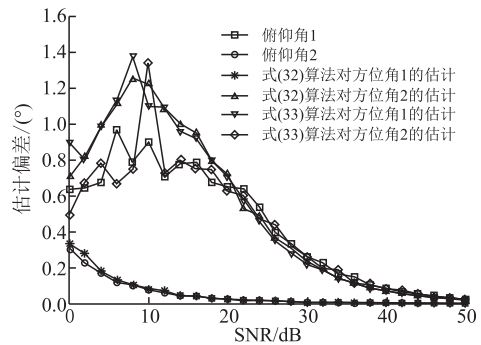


图 4 信源方位估计偏差与信噪比的关系曲线

Fig.4 Curve relation between estimation deviation of source signal direction and SNR

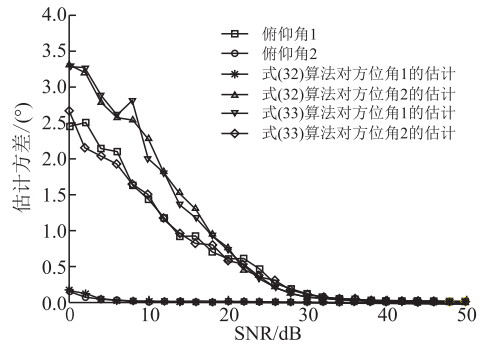


图 5 信源方位估计方差与信噪比的关系曲线

Fig.5 Curve relation between estimation variance of source signal direction and SNR

仿真实验 2 (估计性能与快拍数的关系):

阵列结构与仿真实验 1 相同, 空间 2 个窄带、远场、独立信源, 方位分别为 $\theta_1 = 45^\circ, \varphi_1 = 25^\circ; \theta_2 = 50^\circ, \varphi_2 = 30^\circ$, 两信源极化参数分别为 $k_1=3, \delta_1=60^\circ; k_2=8, \delta_2=100^\circ$ 。单元方向图与仿真实验 1 相同, 信噪比为 20 dB, 快拍数从 1 000 变化到 11 000, 间隔为 500。在此基础上, 本文式(32)、(33)算法进行了 200 次 Monte-Carlo 统计实验, 其他条件(搜索步进)以及设定均与实验 1 相同。实验结果表明, 本文对方位角的 2 种估计算法性能基本相同, 具体见表 2、表 3。随着快拍数的增加, 对信源方位参数的

估计均值与方差均达到了很好的效果(见表 1~表 3)。仿真实验充分说明了 2 种算法均是有效的。

表 1 对信源俯仰角的估计(真值为 $\theta_1 = 45^\circ, \theta_2 = 50^\circ$)

Tab.1 Estimation on pitch angle of source signal
(truth value $\theta_1 = 45^\circ, \theta_2 = 50^\circ$)

快拍数	俯仰角 1 的		俯仰角 2 的	
	估计均值/(°)	估计方差/(°)	估计均值/(°)	估计方差/(°)
1 000	45.010 0	0.017 5	49.998 6	0.002 6
3 000	44.993 4	0.007 1	49.998 4	0.000 8
5 000	44.997 2	0.004 1	49.998 4	0.000 5
7 000	44.998 6	0.003 5	49.999 6	0.000 3
9 000	44.997 8	0.002 3	50.000 6	0.000 3
11 000	45.000 3	0.002 0	49.999 4	0.000 2

表 2 对信源方位角 1 的估计(真值为 $\varphi_1 = 25^\circ, \varphi_2 = 30^\circ$)

Tab.2 Estimation on azimuth angle of source signal 1
(truth value $\varphi_1 = 25^\circ, \varphi_2 = 30^\circ$)

快拍数	估计均值/(°)		估计方差/(°)	
	式(32)	式(33)	式(32)	式(33)
	算法	算法	算法	算法
1 000	24.219 7	24.050 0	2.568 3	2.577 1
3 000	24.650 5	24.713 0	1.867 9	1.789 1
5 000	24.868 5	24.813 6	1.534 5	1.788 7
7 000	25.239 4	25.046 6	1.371 8	1.188 9
9 000	24.960 2	25.032 2	1.058 7	1.206 4
11 000	25.3732	25.462 5	1.095 0	0.922 4

表 3 对信源方位角 2 的估计(真值为 $\varphi_1 = 25^\circ, \varphi_2 = 30^\circ$)

Tab.3 Estimation on azimuth angle of source signal 2
(truth value $\varphi_1 = 25^\circ, \varphi_2 = 30^\circ$)

快拍数	估计均值/(°)		估计方差/(°)	
	式(32)	式(33)	式(32)	式(33)
	算法	算法	算法	算法
1 000	30.019 4	30.025 4	0.848 6	0.824 1
3 000	30.024 2	30.155 4	0.301 8	0.280 3
5 000	30.018 0	29.999 0	0.203 4	0.200 4
7 000	30.008 0	29.990 5	0.124 5	0.103 6
9 000	29.988 4	29.974 0	0.103 0	0.113 5
11 000	30.010 0	29.996 1	0.085 0	0.088 1

4 结语

本文针对柱面共形载体,根据柱面共形阵列天线形状特点,建立了窄带远场数据模型,基于子空间原理,提出了柱面共形阵列天线盲极化 2D DOA 估计算法。信源角度参数估计不需要任何信源极化状态与单元方向图的先验信息,估计精度高,分辨力强,可实现角度参数的自动配对。算法通过参数的一维搜索和方程求解,完成信源方位估计,计算步骤简洁,易于实现。统计实验表明本文算法能够在

快拍数或较高信噪比情况下,有效解决未知极化信息的柱面天线的波达方向估计。

参考文献(References):

[1] JOSEFSSON L, PERSSON P. Conformal array antenna theory and design[M]. Canada: Wiley-IEEE Press, 2006.

[2] WANG Buhong, GUO Ying, WANG Yongliang. Frequency-Invariant Pattern Synthesis of Conformal Array with Low Cross-Polarization[J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2008, 2(5): 442-450.

[3] WANG Buhong, GUO Ying. Array Manifold Modeling for Arbitrary 3D Conformal Array antenna[C]// Proceedings of 2008 IEEE International Workshop on Antenna Technology. Chiba, Japan, 2008: 562-565.

[4] 王布宏, 郭英, 王永良. 共形天线阵列流形的建模方法[J]. 电子学报, 2009, 37(3): 481-484.

WANG Buhong, GUO Ying, WANG Yongliang. Array Manifold Modeling for Conformal Array Antenna[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(3): 481-484. (in Chinese)

[5] 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 Zisen, GUO Ying, WANG Buhong. Performance Analysis of MUSIC for Conformal Array[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008, 30(11): 2674-2677. (in Chinese)

[6] 杨鹏, 杨峰, 聂在平, 等. MUSIC 算法在柱面共形天线阵中的应用研究[J]. 电波科学学报, 2008, 23(2): 288-291.

YANG Peng, YANG Feng, NIE Zaiping, et al. DOA Estimation of Cylindrical Conformal Array by MUSIC Algorithm[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2008, 23(2): 288-291. (in Chinese)

[7] KIM Kyungjung, SARKAR Tapan K. DOA Estimation Utilizing Directive Elements on A Conformal Surface[C]// Proceedings of IEEE 2003 Radar Conference. 2003: 91-96.

[8] WORMS J G. Superresolution with Conformal Broadband Antenna Arrays[C]// Proc 2002 IEEE Radar Conf. Long Beach, CA: IEEE, 2002: 425-431.

[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[J]. 电子学报, 2009, 37(9): 1919-1925.

QI Zisen, GUO Ying, JI Weifeng, 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. (in

- Chinese)
- [10] ROY R, KAILATH T. ESPRIT-A Subspace Rotation Approach to Estimation of Parameters of Cissoids in Noise[J]. IEEE Trans on ASSP, 1986, 34(10): 1340-1342.
- [11] 齐子森, 郭英, 王布宏, 等. 基于 ESPRIT 算法的柱面共形阵列天线 DOA 估计[J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33(8): 1727-1731.
QI Zisen, GUO Ying, WANG Buhong, et al. DOA Estimation for Cylindrical Conformal Array Antenna Based on ESPRIT Algorithm [J]. Systems Engineering and Electronics, 2011, 33(8): 1727-1731. (in Chinese)
- [12] 司伟建, 万良田, 田作喜. 基于柱面共形阵列天线的快速波达方向估计[J]. 系统工程与电子技术, 2013, 35(8): 1589-1595.
SI Weijian, WAN Liangtian, TIAN Zuoxi. Fast DOA Estimation Based on Cylindrical Conformal Array Antenna [J]. Systems Engineering and Electronics, 2013, 35(8): 1589-1595. (in Chinese)
- [13] 李杰然, 许稼. 共形阵列信号 DOA 和极化状态联合估计研究[J]. 雷达科学与技术, 2015, 13(2): 159-163.
LI Jieran, XU jia. Research on Conformal Array Antenna Signal DOA and Polarization State Joint Estimation[J]. Radar Science and Technology, 2015, 13(2): 159-163. (in Chinese)
- [14] 刘超, 丁志中. 极化分集下的共形阵列波达方向估计[J]. 电波科学学报, 2015, 30(2): 274-281.
- LIU Chao, DING Zhizhong. Conformal Array DOA estimation on Polarization Diversity[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2015, 30(2): 274-281. (in Chinese)
- [15] 庄钊文, 徐振海, 肖顺平, 等. 极化敏感阵列信号处理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2005.
ZHUANG Zhaowen, XU Zhenhai, XIAO Shunping, et al. Polarization Sensitive Array Signal Processing [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2005. (in Chinese)
- [16] Schmidt R O. Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimations[J]. IEEE Trans Antennas and Propagation, 1986, 34(3): 276-280.
- [17] 王布宏, 王永良, 陈辉, 等. 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: 信息科学, 2004, 34(8): 906-918.
WANG Buhong, WANG Yongliang, CHEN Hui, et al. Array Calibration of Angularly Dependent Gain and Phase Uncertainties with Carry-on Instrumental Sensors[J]. Science in China Series E Information Sciences, 2004, 34(8): 906-918. (in Chinese)
- [18] PESAVENTO M, GERSHMAN A. Direction Finding in Partly Calibrated Sensor Array Composed of Multiple Subarrays[J]. IEEE Trans on SP, 2002, 50(9): 2103-2115.
- [19] JAMES J R, HALL P S, WOOD C. Microstrip Antenna Theory and Design[M]. New York: Peter Peregrinus, 1981.

(编辑: 徐楠楠)