

# 柱面共形阵列天线的极化-DOA估计

彭文灿, 魏江, 瞿颜, 郭陈江

(西北工业大学电子信息学院, 陕西 西安 710129)

**摘要:**共形阵列受共形载体曲率的影响,呈现多极化特性,在共形阵列天线的波达方向(direction of arrival, DOA)估计的研究中考虑信号的极化参数就显得非常重要,现有共形阵列下空间超分辨率算法常缺失对信号极化参数的估计。针对柱面共形阵列的多极化特性,建立含有人射信号极化参数的柱面共形天线的导向矢量模型,结合 MUSIC(multiple signal classification)算法实现了入射信号的极化参数与二维波达方向的联合估计,对阵列形式无特殊要求,不需要参数配对。仿真结果表明,改进方法能有效应用于柱面共形阵列的 DOA 估计,并提高了信号的分辨率。

**关键词:**柱面共形阵列天线;极化;波达方向

**中图分类号:**TN911.7 **文献标识码:**A

## Polarization-DOA Estimation for Cylindrical Conformal Array Antenna

PENG Wen-can, WEI Jiang, QU Yan, GUO Chen-jiang

(School of Electronics and Information, University of Northwestern Polytechnical, Xi'an Shanxi 710129, China)

**ABSTRACT:** Conformal array antenna has polarization diversity, which is caused by the curvature of conformal carrier. It is important to contain polarization parameter of incident signals in the study of direction of arrival(DOA) of incident sources. However, the spatial super-resolution algorithm based on conformal array is short of the polarization parameter estimation. Aiming at the polarization diversity of cylindrical conformal array, an array manifold model for cylindrical conformal array was established with polarization parameters of incident signals, combined with the multiple signal classification (MUSIC) algorithm, to realize polarization and 2D direction of arrival estimation of the sources. The algorithm has less restriction on array distribution and is needless for parameter association. Simulation results demonstrate that this method can be efficiently used in cylindrical conformal array for DOA estimation and readily be extended to other curve conformal arrays.

**KEYWORDS:** Cylindrical conformal array antenna; Polarization; Direction of arrival(DOA)

### 1 引言

共形阵列天线是附着在共形载体上的天线单元构成的阵列天线,具备节省布阵空间、减轻阵列重量等优点,因此具有广泛的应用前景。受共形载体曲率变化的影响,共形阵列中处于不同空间位置的天线单元存在极化排列差异,使得共形阵列天线表现出多极化特性(polarization diversity, PD)<sup>[1-2]</sup>。阵列流形的多极化特性是共形阵列天线信号处理的特点和难点。针对共形阵列的流形特点,研究共形阵列天线高分辨波达方向(direction of arrival, DOA)估计方法具有重要的意义,对共形阵列天线 DOA 估计技术的已有研究主要是在共形阵列流形的简化模型上展开<sup>[3-7]</sup>,对于充分考虑共形天线流形特点,实现共形阵列天线高分辨率 DOA 估计的研究报道并不多见<sup>[8]</sup>。

针对共形天线的特点,文献[1-2]给出了共形天线阵列流形的建模方法,奠定了共形阵列信号处理的基础。文献[3]采用子阵分割的方法克服了共形载体的遮挡效应,将经典超分辨率算法引入到共形阵列中;在此基础上,文献[4]基于阵列插值技术,将共形曲面变化近似为“等效”的面阵,从而实现了柱面共形共形阵列的 DOA 估计。两种方法简化了阵列流形的建模过程,但是均未完全考虑天线单元极化方向图的影响。文献[5-6]针对锥面共形、柱面共形、球面共形等天线共形阵列给出了 MUSIC 算法<sup>[7]</sup>的性能分析,但未对入射信号的极化参数估计性能进行讨论。文献[8]针对柱面共形阵列的一种特殊子阵,利用 ESPRIT<sup>[9]</sup>(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。文献[10]利用锥面共形阵列的多极化特性,结合 MUSIC(multiple signal classification)算法实现了入射信号的极化参数与二维波达方

基金项目:西北工业大学研究生创业种子基金项目(Z2012072)

收稿日期:2012-12-10

向的联合估计,取得了很好地估计效果。但是该算法利用了锥面共形载体的多极化特性和曲率特性,仅讨论了锥面共形阵列天线,没有解决共形阵列天线的极化-DOA估计问题。综上可见,目前充分考虑共形阵列天线特点的极化-DOA估计研究还不充分。柱面共形阵列天线是最为常见的、具有重要应用前景的共形阵列之一,对柱面共形阵的高分辨率极化-DOA估计方法研究很有必要。

本文针对柱面共形阵列的多极化特点和曲面特性,在阵列的快拍数据模型中引入阵列入射信号的极化参数,利用欧拉旋转变换将阵元局部极化方向图向全局旋转变换,结合MUSIC算法实现了入射信号极化参数和DOA参数的联合估计,避免了文献[8]中ESPRIT方法对阵列形式的特殊要求,并且无需参数配对。

## 2 柱面共形阵列天线窄带数据模型

图1为 $N \times M$ 柱面共形天线<sup>[1]</sup>, $N$ 是圆环阵的个数, $M$ 是每一个圆环阵中的阵元数。定义 $n$ 为由下至上的圆环阵序号, $m$ 表示每个圆环阵中的逆时针方向的阵元序号, $R$ 表示圆环半径, $Z_0$ 表示圆柱阵与 $X$ 轴的距离, $\theta_0$ 表示对称圆环阵上的末阵元与 $X$ 轴的夹角, $\beta$ 为相邻两阵元间的夹角,表示为 $\beta = (2\theta_0)/(M-1)$ , $d$ 为相邻两圆环阵之间的距离,表示为 $d = (2Z_0)/(N-1)$ 。

在本文中定义如下坐标系: $[X, Y, Z]$ 表示阵列全局直角坐标; $[\tilde{X}, \tilde{Y}, \tilde{Z}]$ 表示阵元局部直角坐标; $[r, \theta, \varphi]$ 表示阵列全局极坐标; $[\tilde{r}, \tilde{\theta}, \tilde{\varphi}]$ 表示阵元局部极坐标。

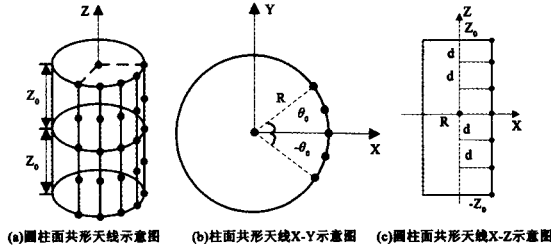


图1 圆柱面共形天线结构

一般阵元方向图 $g_k(\tilde{\theta}, \tilde{\varphi})$ 的定义和设计都是以本地局部坐标系为参考, $g_k(\tilde{\theta}, \tilde{\varphi})$ 表示第 $k$ 个阵元在局部坐标系内 $(\tilde{\theta}, \tilde{\varphi})$ 的方向图,现利用文献[1]中欧拉旋转实现阵元极化方向图的全局旋转变换,即将局部阵元方向图 $g_k(\tilde{\theta}, \tilde{\varphi})$ 转换为全局阵元方向图 $g_k(\theta, \varphi)$ ,为建立柱面共形阵列天线的窄带数据模型做准备。由文献[1]知与图1阵列形式对应的欧拉旋转变换角表示为:

$$D_{nm} = \pi - \theta_0 + (m-1)\beta, E_{nm} = -\pi/2, F_{nm} = 0 \quad (1)$$

阵元的旋转变换步骤如下<sup>[1]</sup>:

1) 将 $N \times M$ 的阵元矩阵转换为一维矩阵,设第 $k$ 个阵元在全局坐标系的方位角为 $\varphi_k$ ,俯仰角为 $\theta_k$ ,且 $k$ 与 $n, m$ 的对应关系为: $k = (n-1) \times M + m$ ,则在 $(\theta_k, \varphi_k)$ 处单位矢量可用直角坐标表示:

$$x = \sin\theta\cos\varphi, y = \sin\theta\sin\varphi, z = \cos\theta \quad (2)$$

2) 使用欧拉旋转变换将全局直角坐标转换到第 $k$ 个阵元的局部直角坐标中,并利用三角关系得到局部极坐标中对应的方位角 $(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k)$ ,转换关系可表示为:

$$[\tilde{X}_k, \tilde{Y}_k, \tilde{Z}_k]^T = R(D_k, E_k, F_k) [x, y, z]^T \quad (3)$$

$$\tilde{\theta}_k = \arccos(\tilde{z}_k), \tilde{\varphi}_k = \arctan(\tilde{y}_k/\tilde{x}_k) \quad (4)$$

式(3)中, $R(D_k, E_k, F_k)$ 是与图1阵列形式对应欧拉旋转变换矩阵,其表达式为:

$$R(D_k, E_k, F_k) = \begin{bmatrix} -\sin D_k \sin F_k + \cos E_k \cos D_k \cos F_k & \cos D_k \sin F_k + \cos E_k \sin D_k \cos F_k & -\sin E_k \cos F_k \\ -\sin D_k \sin F_k - \cos E_k \cos D_k \cos F_k & \cos D_k \sin F_k - \cos E_k \sin D_k \cos F_k & \sin E_k \cos F_k \\ \sin E_k \cos D_k & \sin E_k \sin D_k & \cos E_k \end{bmatrix} \quad (5)$$

3) 以单元载体切平面为 $\tilde{X} - \tilde{Y}$ 平面,切平面的法线 $\tilde{Z}$ 为轴,建立单元的局部坐标系,将局部阵元方向图 $g_k(\tilde{\theta}, \tilde{\varphi})$ 用局部极坐标中的正交极化分量表示:

$$g_k(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k) = g_{k\theta}(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k) \hat{a}_{\theta}(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k) + g_{k\varphi}(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k) \hat{a}_{\varphi}(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k) \quad (6)$$

式中, $\hat{a}_{\theta}(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k), \hat{a}_{\varphi}(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k)$ 表示局部坐标系中正交极化基矢量, $g_{k\theta}(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k), g_{k\varphi}(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k)$ 表示第 $k$ 个阵元在局部坐标系下方向图的极化表示。

4) 利用极坐标与直角坐标的对应关系,得到第 $k$ 个阵元方向图的局部极坐标 $g_k(\tilde{\theta}, \tilde{\varphi})$ 在局部直角坐标下的表示:

$$\begin{cases} g_{kX} = g_{k\theta}(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k) \cos \tilde{\theta}_k \cos \tilde{\varphi}_k - g_{k\varphi}(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k) \sin \tilde{\varphi}_k \\ g_{kY} = g_{k\theta}(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k) \cos \tilde{\theta}_k \sin \tilde{\varphi}_k + g_{k\varphi}(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k) \cos \tilde{\varphi}_k \\ g_{kZ} = -g_{k\theta}(\tilde{\theta}_k, \tilde{\varphi}_k) \sin \tilde{\theta}_k \end{cases} \quad (7)$$

5) 利用欧拉旋转变换,将阵元方向图的局部直角坐标系表示转换成阵元方向图的全局直角坐标表示,又 $R^{-1}(D_k, E_k, F_k) = R^T(D_k, E_k, F_k)$ ,则第 $k$ 个阵元方向图的全局直角坐标表示为:

$$[g_{kX}, g_{kY}, g_{kZ}]^T = R^T(D_k, E_k, F_k) [g_{kX}, g_{kY}, g_{kZ}]^T \quad (8)$$

6) 最后,再将第 $k$ 个阵元方向图的全局直角坐标下的阵元方向图转换到全局极坐标下,可表示为:

$$g_{k\theta}(\theta_k, \varphi_k) = -g_{kZ}/\sin\theta \quad (9)$$

$$g_{k\varphi}(\theta_k, \varphi_k) = -g_{kX}\sin\varphi + g_{kY}\cos\varphi$$

通过以上步骤即完成了局部方向图到全局方向图的转换,现将第 $k$ 个阵元方向图在全局坐标系中的正交极化分量表示 $g_{k\theta}, g_{k\varphi}$ 应用于柱面共形阵列天线的窄带数据模型中。

建立如图2所示的坐标系,具有任意几何结构的 $N_1$ 元传统阵列,在阵列远场区有 $D$ 个入射信号,其接收信号模型可以表示为<sup>[10]</sup>:

$$x(t) = A(\theta, \varphi)s(t) + n(t) \quad (10)$$

式中, $x(t)$ 表示 $N_1 \times 1$ 快拍数据矢量; $s(t)$ 表示 $D \times 1$ 入射信号矢量; $n(t)$ 表示 $N_1 \times 1$ 阵列噪声矢量; $A(\theta, \varphi)$ 表示阵列流形矩阵。

$$A(\theta, \varphi) = [a(\theta_1, \varphi_1), a(\theta_2, \varphi_2), \dots, a(\theta_D, \varphi_D)] \quad (11)$$

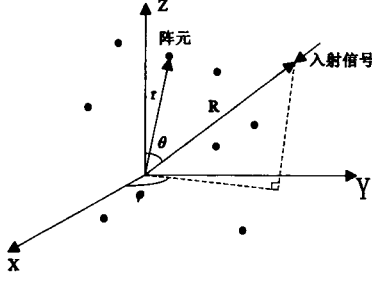


图2 三维阵列坐标示意图

$$a(\theta_i, \varphi_i) = [\exp(-jk_0 r_1 \cdot R_i), \exp(-jk_0 r_2 \cdot R_i), \dots, \exp(-jk_0 r_{N_1} \cdot R_i)]^T \quad (12)$$

$$k_0 = 2\pi/\lambda_0 \quad (13)$$

$$r_k = [x_k, y_k, z_k] \quad (14)$$

$$R_i = [\sin(\theta_i)\cos(\varphi_i), \sin(\theta_i)\sin(\varphi_i), \cos(\theta_i)] \quad (15)$$

式(15)中,  $a(\theta_i, \varphi_i)$  表示第  $i$  个人射信号的导向矢量;  $\theta_i$  表示入射信号的俯仰角;  $\varphi_i$  表示入射信号的方位角;  $\lambda_0$  表示入射信号波长;  $k_0$  表示波数;  $r_k$  表示第  $k$  个阵元的坐标矢量;  $R_i$  表示第  $i$  个人射信号的方位矢量。

根据共形天线阵列中阵元坐标的旋转关系和极化分量的旋转关系, 柱面共形天线导向矢量的入射信号参数  $(\theta, \varphi, \gamma, \eta)$  应由入射信号的方位参数  $(\theta, \varphi)$  和极化参数  $(\gamma, \eta)$  共同确定, 对于如图1所示的柱面共形天线, 建立其导向矢量:

$$\bar{A}(\theta, \varphi, \gamma, \eta) = A(\theta, \varphi) \odot P(\gamma, \eta) = [\bar{a}(\theta_1, \varphi_1, \gamma_1, \eta_1), \dots, \bar{a}(\theta_D, \varphi_D, \gamma_D, \eta_D)] \quad (16)$$

其中

$$P(\gamma, \eta) = [p(\gamma_1, \eta_1), p(\gamma_2, \eta_2), \dots, p(\gamma_D, \eta_D)] \quad (17)$$

$$\bar{a}(\theta_i, \varphi_i, \gamma_i, \eta_i) = a(\theta_i, \varphi_i) \odot p(\gamma_i, \eta_i) \quad (18)$$

上式中:

$$p(\gamma_i, \eta_i) = [p_{1i}, p_{2i}, \dots, p_{N_1i}]^T \quad (19)$$

$$p_{ki} = u_i \cdot g_k \quad (20)$$

$$g_k = g_{k\theta} \hat{a}_\theta + g_{k\varphi} \hat{a}_\varphi, u_i = u_{i\theta} \hat{a}_\theta + u_{i\varphi} \hat{a}_\varphi \quad (21)$$

$$u_{i\theta} = \sin(\gamma_i) \exp(j\eta_i), u_{i\varphi} = \cos(\gamma_i) \quad (22)$$

式(22)中, 入射信号的极化参数  $\gamma, \eta$  具体定义为: 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, 且  $\tan\lambda = A_y/A_x$  表示  $Y$  方向电场幅度与  $X$  方向电场幅度比 ( $\gamma \in [0, \pi/2]$ ),  $\eta = \varphi_y - \varphi_x$  表示  $Y$  方向电场和  $X$  方向电场的相位差 ( $\eta \in [0, 2\pi]$ );

$\odot$  表示矩阵 Hadamard 乘积。如图3所示,  $\hat{a}_\theta$  和  $\hat{a}_\varphi$  表示全局坐标系中正交极化基矢量;  $p_{ki} (k = 1, \dots, N_1)$  表示第  $i$  个人射信号极化矢量在第  $k$  个阵元极化方向图上的投影;  $u_i$  表示第  $i$  个人射信号的极化矢量;  $u_{i\theta}, u_{i\varphi}$  表示第  $i$  个人射信号极化在全局坐标系中的正交分量;  $g_k$  表示第  $k$  个阵元极化方向图;  $g_{k\theta}, g_{k\varphi}$  即为上述中利用欧拉旋转实现的阵元极化方向图的全局旋转变换, 表示第  $k$  个阵元方向图在全局坐标系中的正

交极化分量。

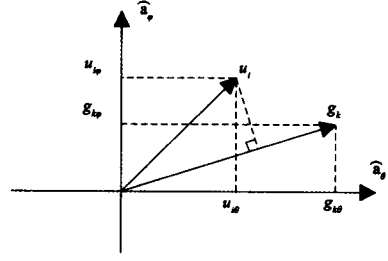


图3 入射信号极化矢量在阵元极化方向图上的投影

### 3 柱面共形阵列天线的极化 - DOA 多参数估计

假设有  $D$  个独立的信号源入射到有  $N_1$  个阵元的柱面共形阵列上, 各阵元叠加的噪声符合高斯分布且相互独立。天线阵相关矩阵为:

$$R_{xx} = E[x \cdot x^H] = \bar{A} R_{ss} \bar{A}^H + R_{nn} \quad (23)$$

其中,  $R_{ss} = E[s \cdot s^H]$ ;  $R_{nn} = \sigma_n^2 I$ ,  $\sigma_n^2$  为噪声方差,  $I$  为单位阵。

对  $R_{xx}$  进行特征分解有:

$$R_{xx} = U_s \sum_s U_s^H + U_n \sum_n U_n^H \quad (24)$$

求出  $R_{xx}$  的特征值和特征向量。式中,  $U_s$  是由  $D$  个大特征值对应的特征矢量张成的子空间 ( $N_1 \times D$  维矩阵);  $\sum_s$  是由对应的特征值组成的对角阵。  $U_n$  是由  $N_1 - D$  个小特征值对应的特征矢量张成的子空间即噪声空间 ( $N_1 \times (N_1 - D)$  维矩阵);  $\sum_n$  是由对应的特征值组成的对角阵。对不相关信号, 最小特征值等于噪声的方差。然后构成噪声特征向量张开的  $N_1 \times (N_1 - D)$  维子空间。

$$U_n = [e_1 \ e_2 \ \dots \ e_{N_1-D}] \quad (25)$$

由矩阵理论可以证明阵列导向矢量  $a$  所张成的子空间与信号子空间  $U_s$  是等价的, 理想条件下数据空间中的信号子空间与噪声子空间是相互正交的, 即信号子空间中的导向矢量与噪声子空间正交。

$$\bar{a}^H(\theta, \varphi, \gamma, \eta) U_n = 0 \quad (26)$$

利用噪声子空间的特征向量与天线阵导向向量在到达角处的正交性, 可以得到 MUSIC 的伪谱为:

$$P_{MUSIC}(\theta, \varphi, \gamma, \eta) = \frac{1}{|\bar{a}^H(\theta, \varphi, \gamma, \eta) U_n U_n^H \bar{a}(\theta, \varphi, \gamma, \eta)|} \quad (27)$$

考虑到实际接收数据矩阵是有限长的, 即数据协方差矩阵的最大似然估计为

$$R_{xx} = \hat{R}_{xx} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L x x^H \quad (28)$$

对  $\hat{R}_{xx}$  进行特征分解可以得到噪声子空间特征矢量矩阵  $\hat{U}_n$ 。由于噪声的存在,  $\bar{a}$  与  $\hat{U}_n$  并不完全正交, 只能是一个趋于零的一个数, 因此, 不会出现无限大的峰值。在这种情况下, MUSIC 算法的谱估计公式为:

$$P_{MUSIC}(\theta, \varphi, \gamma, \eta) = \frac{1}{|\tilde{a}^H(\theta, \varphi, \gamma, \eta) \hat{U}_N \hat{U}_N^H \tilde{a}(\theta, \varphi, \gamma, \eta)|} \quad (29)$$

对式(29)进行四维搜索,得到 $D$ 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。

现有的基于 MUSIC 算法的二维波达估计公式为:

$$P_{MUSIC}(\theta, \varphi) = \frac{1}{|a^H(\theta, \varphi) \hat{U}_N \hat{U}_N^H a(\theta, \varphi)|} \quad (30)$$

和式(30)相比,式(29)实现了信号极化-DOA参数的联合估计,不需要进行参数配对。因为需要对待估计的参数进行四维搜索,所以本文方法的计算量偏大,但随着 DSP, FPGA 等高性能计算芯片运算能力的提高和智能优化算法的发展,这一问题将逐步得到解决。

#### 4 仿真研究

本实验对比经典 MUSIC 算法与本文算法对多个来波信号的 DOA 估计。仿真条件:阵列形式如图1所示,  $z_0 = 0.5\lambda$ ,  $N = 3, M = 7, \theta_0 = \pi/2$ , 圆柱半径  $R = 0.6\lambda$ , 阵元个数 21; 阵元在局部坐标下的方向图  $g_{k\theta} = 0, g_{k\varphi} = \begin{cases} 1, 0 \leq \varphi \leq \pi/2 \\ 0, \text{其他} \end{cases}$ ; 快拍数  $K = 100$ 。

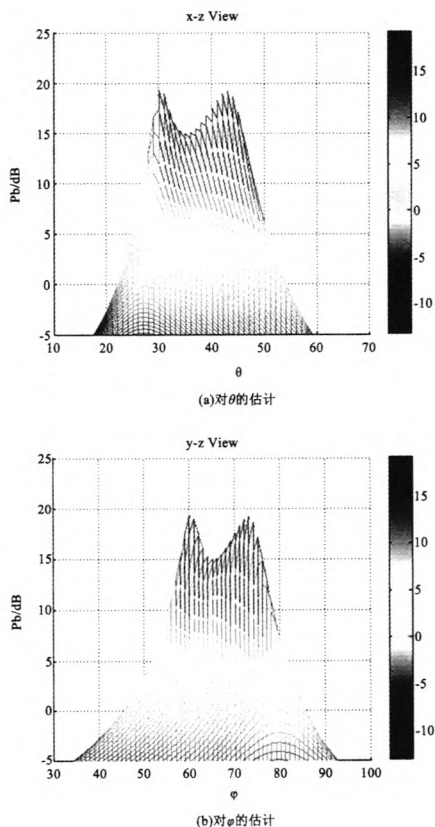


图4 利用式(30)得到的信号 DOA 估计

仿真数据:假设有三个来波信号,且这三个来波信号的入射信号参数 $(\theta, \varphi, \lambda, \eta)$ 分别为 $(30, 60, 30, 45)$ ,  $(40, 70,$

$60, 30)$ ,  $(45, 75, 45, 60)$ ,从数据可知这三个来波信号具有不同的极化信息。

图4为利用式(30)的经典算法得到的信号 DOA 估计,图5为利用式(29)的本文算法在假设已知极化信息的前提下进行搜索后得到的信号 DOA 估计。

从仿真结果可以看出,采用 MUSIC 的经典算法,无法分辨出相邻较近的两个信号(如图4),而采用本文算法,计算得到的空间谱(如图5)谱峰尖锐,可以很好地分辨出三个信号。

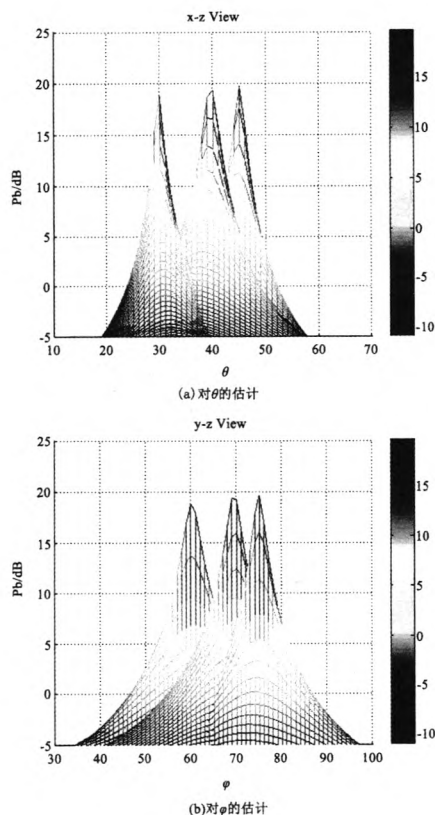


图5 利用式(29)得到的信号 DOA 估计

#### 5 结论

本文针对柱面共形阵列的多极化特性,建立柱面共形天线信号模型,利用欧拉旋转变换将阵元局部极化方向图向全局旋转变换,结合 MUSIC 算法实现了信号极化-DOA 联合估计。仿真结果表明,入射信号极化信息的差异有助于分辨出相邻较近的两个信号,提高了信号分辨率,证明了该方法的有效性。此外,该方法对阵列形式无特殊要求,无需参数配对,且具有一般性,可以应用于共形阵列天线。

#### 参考文献:

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

(下转第 207 页)

析模拟结果可以得出以下结论:

1) 液雾粒径总体上沿着轴向距离增加方向逐渐增大,这是由于随着轴向速度减小,气液两相间相互作用减弱导致的。

2) 液雾粒径变化受气液比 ALR 影响比较大,在一定范围内随着 ALR 增大,粒径减小,与实验研究结论相吻合。

3) 在具体截面上,液雾粒径沿径向变化的主要趋势是随着径向距离增大而增大,其原因是随着径向距离增大射流速度减小,二次雾化中破碎作用也跟随减弱,而碰撞合并的几率则增大,所以粒径增大。

4) 轴向距离 10cm-20cm 时,射流场液滴粒径主要分布在  $15\mu\text{m} \sim 45\mu\text{m}$ ,此范围内液雾射流已经较为稳定,雾化工质被良好雾化。

#### 参考文献:

- [1] 黄镇宇,等. 撞击式多级雾化水煤浆喷嘴的试验研究[J]. 火力发电, 2001,30(3):40-42.
- [2] Lin Jianzhong, Qian Lijuan, Xiong Hongbin. Relationship between deposition properties and operating parameters for droplet onto surface in the atomization impinging spray[J]. Power Technology, 2009,191:340-348.
- [3] 胡莹超. 水煤浆气化喷嘴冷态模化试验研究与新型喷嘴开发研究[D]. 杭州:浙江大学, 2011.
- [4] 侯凌云,侯晓春. 喷嘴技术手册[M]. 北京:中国石化出版社, 2007:186-187.

- [5] A H Lefebvre, X F Wang, C A Martin. Spray characteristics of aerated-liquid pressure atomizers[J]. AIAA J Prop Powder. 1988, 4(4).
- [6] T C Roesler, A H Lefebvre. Studies on aerated-liquid atomization[J]. Int J Turbo Jet Engines, 1989,6:221-30.
- [7] H E Buckner, P E Sojka. Effervescent atomization of high viscosity fluids. Part 1: Newtonian liquids[J]. Atomization Sprays. 1991, 1:239-52.
- [8] 刘联胜,等. 气液质量流量比对气泡雾化喷嘴燃烧特性的影响[J]. 燃烧科学与技术, 2007,13(1):10-14.
- [9] 张丽丽,周慎杰,陈举华. 气流式喷嘴流体雾化干燥过程的 CFD 分析[J]. 计算机仿真, 2008,25(12):329-322.
- [10] 刘猛,段钰锋,张铁男. 气泡雾化高黏度流体的实验研究[J]. 中国电机工程学报, 2011,31(32):82-86.
- [11] 陈亮,宋文艳,肖隐利. 超燃冲压发动机燃烧室液体射流雾化数值模拟[J]. 计算机仿真, 2008,25(3):75-78.
- [12] 钱丽娟,熊红兵,林建忠. 液体物性对雾化射流液雾粒径的影响[J]. 工程热物理学报, 2008,29(2):247-251.
- [13] 刘联胜,等. 气泡雾化喷嘴喷雾平均直径在下游流场中的分布[J]. 工程热物理学报, 2001,22(5):653-657.



#### [作者简介]

毛传林(1988-),男(汉族),浙江省丽水市人,硕士研究生,主要研究领域为高粘流体雾化特性;  
钱丽娟(1982-),女(汉族),浙江省湖州市人,讲师,硕士研究生导师,主要研究领域为多相流、雾化射流数值模拟。

#### (上接第 176 页)

- [2] Wang Bu-hong, Guo Ying, Wang Yong-liang. Array manifold modeling for arbitrary 3D conformal array antenna[C]. Proc. of the IEEE International Workshop on Antenna Technology, 2008:526-565.
- [3] 齐子森等. 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.
- [4] Yang Peng, Yang Feng, Nie Zai-ping. DOA estimation with sub-array divided technique and interpolated ESPRIT algorithm on a cylindrical conformal array antenna[J]. Progress in Electromagnetics Research, 2010,103:201-216.
- [5] 杨鹏等. 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.
- [6] Qi Zi-sen, GUO-Ying. Performance analysis of MUSIC for conformal array[C]. Proc. of the International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2007:168-171.
- [7] Schmidt. Multiple emitter location and signal parameter estimation[J]. IEEE Trans. On Antennas and Propagation, 1986,34(3):276-280.
- [8] 齐子森等. 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):1727-1733.
- [9] Roy, Kailath. ESPRIT-estimation of signal parameter via rotational

invariance techniques[J]. IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1989,37(7):984-995.

- [10] 刘帅等. 锥面共形阵列天线的极化-DOA 估计[J]. 系统工程与电子技术 2012,34(2):0253-0258.
- [11] Abbaspour, Hassani. Wideband planar patch antenna array on cylindrical surface[J]. IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters, 2009(8):394-397.



#### [作者简介]

彭文灿(1987.07-),女(汉族),湖北天门人,西北工业大学硕士研究生,研究方向:共形阵的波达估计;

魏江(1968.10-),男(汉族),湖北武汉人,副教授,西北工业大学硕士研究生导师,研究方向:图像处理与可视化技术 DSP 及其应用、嵌入式系统应用;

瞿颜(1987.09-),男(汉族),江苏南通人,西北工业大学博士研究生,研究方向:阵列天线方向图综合;

郭陈江(1963.03-),男(汉族),陕西渭南人,西北工业大学教授,西北工业大学博士研究生导师,研究方向:电磁散射、天线、电磁兼容等。

## 如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



### HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

### CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



### 13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



## 关于易迪拓培训:

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网([www.mweda.com](http://www.mweda.com)),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

## 我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

## 联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>