

基于 L 型线阵的二维分布源参数估计方法

张贵闵, 王惠刚, 张春雷

(西北工业大学航海学院, 陕西西安 710072)

摘要: 针对二维分布源信号波达方向估计问题, 提出了一个新的二维分布源模型及其参数估计方法。将基于角度信号密度函数的一维相干分布源模型扩展至二维, 推导了二维分布源的广义阵列方向向量。在 L 型线阵下, 利用广义 MUSIC 算法, 首先估计出俯仰角及其扩散参数, 然后利用估计出来的俯仰角及扩散参数对方位角及扩散参数进行估计。仿真实验表明, 所提出的二维相干分布源参数估计算法具有良好的定向精度。

关键词: 二维分布源; 广义 MUSIC 算法; 波达方向估计; L 型线阵

中图分类号: TB566

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2014)-03-0204-05

DOI 编码: 10.3969/j.issn1000-3630.2014.03.004

A parameter estimation method of 2D distributed source based on L-shape uniform array

ZHANG Gui-min, WANG Hui-gang, ZHANG Chun-lei

(School of Marine Science and Technology, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, Shaanxi, China)

Abstract: This paper proposes a new 2D distributed source model and the parameter estimation method of 2D distributed source aiming at the DOA estimation problem. A one-dimensional coherently distributed source model based on angular signal intensity has been expanded into two dimensions and a generalized steering vector has been deduced for 2D distributed source. Using the generalized MUSIC algorithm, the elevation and its angle spreading can be estimated firstly, then the azimuth and its angle spreading can be derived with the estimated elevation and elevation spreading based on L-shape uniform array. The simulation experiments show that the proposed DOA estimated method achieves high localization accuracy.

Keyword: 2D distributed source; generalized MUSIC; Direction of Arrival(DOA); L-shape uniform array;

0 引言

在信号波达方向(Direction Of Arrival, DOA)估计中, 当目标与基阵的距离较远时, 目标的大小和形状可忽略, 因而可假定为点目标模型。点源信号作为一种数学上的近似和简化, 在一定条件下能够描述一般的 DOA 估计问题。但当信源的空间分布特性不能被忽略时, 点源模型往往不能描述阵列观测数据, 导致定位精度急剧下降。

当距离较近时, 目标的各个部位都反射信号, 此时就应该把目标看作是空间分布源或扩展目标。在城市中障碍物比较密集的地方, 由于环境的影响, 点目标周围存在很多反射体, 导致点目标的反射回波经过多条路径以不同的方向被基阵接收, 而

反射体的分布是随机分布在目标周围。如浅海环境下潜艇的反射信号, 应该把目标和周围的反射体整体看作是分布源或扩展源。因此, 分布源 DOA 的估计问题具有很强的应用价值。

以往分布源信号参数估计研究对一维分布源研究较多。文献[1]提出了两种分布式信源模型: 基于角度信号密度函数的相干分布式信源和基于角度功率密度函数的不相干分布式信源, 并将点信源 MUSIC(Multiple Signal Classification)方法推广到分布式信源, 即 DSPE(Distributed Signal Parameter Estimator)算法。文献[2]提出了基于高斯混合模型的一维非相干分布式信源的 EM(Expectation Maximization)算法。由于二维模型的复杂度大, 二维分布源参数估计问题的研究进展比较缓慢。针对二维相干分布源, 只有不多的几种 DOA 估计方法被提出。其中, 文献[3-6]利用 L 型线阵和均匀圆阵, 提出了几种 DOA 估计方法, 这些方法利用阵型的特殊性, 把四维参数估计问题转变成两个二维参数估计问题, 有效降低了算法的计算量。但是这些二

收稿日期: 2013-11-25; 修回日期: 2014-03-06

基金项目: 西北工业大学基础研究基金(JCY20130109)资助项目。

作者简介: 张贵闵(1989-), 女, 江苏人, 硕士研究生, 研究方向为信息与信号处理。

通讯作者: 王惠刚, E-mail: wanghg74@nwpu.edu.cn.

维参数估计方法均建立在把二维信号分布源模型的密度函数建模为指数衰减的级数展开形式^[3,7]，不能很好地描述实际的分布源分布特性，因而并不具有普遍意义。文献[8]利用特殊的双 L 型线阵，提出了基于 TLS-ESPRIT 的二维 DOA 估计方法，解决了多源参数匹配问题，但是由于阵型复杂，实际中难以应用。

本文以二维分布源信号为研究对象，首次将基于角度信号密度函数的一维相干分布源模型^[1,9]扩展至二维，并利用 L 型线阵特殊的结构，推导了基于该阵型的广义方向向量，成功将俯仰角和方位角分离开来估计，在角度扩散不大的条件下，本文方法取得很好的定位精度，此外，本文算法适合多种角度信号密度函数的二维分布源，鲁棒性很好。

1 信号模型

1.1 一维分布源模型

在一维阵列信号处理中，假定存在 Q 个远场目标回波信号 $s(t)$ ，那么基阵的接收信号可以建模为

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{A}(\theta) s(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

其中： $\mathbf{A}(\theta) = [\mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_Q)]$ ， $\mathbf{a}(\theta_q)$ ， $q=1, \dots, Q$ 是一维的阵列方向向量； θ 是方位角； $\mathbf{n}(t)$ 是时间和空间上的白噪声，且与发射信号 $s(t)$ 无关。

如果信号不是点源，而是分布式信号，在空间占据一定的角度范围，应该看作为一维分布源信号，因此式(1)中的一维点目标模型就扩展到一维分布源模型，单个一维分布源在基阵上的接收信号可表示为

$$\mathbf{x}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \mathbf{a}(\theta) s(\theta, \psi, t) d\theta + \mathbf{n}(t) \quad (2)$$

式中： $s(\theta, \psi, t)$ 是分布源信号； θ 和 ψ 分别是分布源的扩散角和空间角分布参数； ψ 由两个参数表示，即中心波达方向角 θ 和角度扩散 σ 。如果分布源信号之间是相干的，那么 $s(\theta, \psi, t)$ 可以表示成

$$s(\theta, \psi, t) = s(t) p(\theta, \psi) \quad (3)$$

$p(\theta, \psi)$ 是角度信号密度函数，常见的分布有高斯分布、均匀分布和拉普拉斯分布等。写成式(1)的形式，那么分布源广义方向矢量

$$\mathbf{b}(\psi) = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \mathbf{a}(\theta) p(\theta, \psi) d\theta \quad (4)$$

考虑 Q 个窄带分布源的情况， t 时刻阵列的观测数据为

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{q=1}^Q s_q(t) \mathbf{b}(\psi_q) + \mathbf{n}(t) \quad (5)$$

观测数据的协方差矩阵定义为

$$\mathbf{R}_x = E\{\mathbf{x}_t \mathbf{x}_t^H\} = \mathbf{B} \mathbf{P}_s \mathbf{B}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_M \quad (6)$$

其中： $\mathbf{B} = [\mathbf{b}(\psi_1), \mathbf{b}(\psi_2), \dots, \mathbf{b}(\psi_Q)]$ ； \mathbf{P}_s 为分布源信号的协方差矩阵； σ_n^2 为噪声的功率。

考虑阵元个数为 M 的均匀线阵(Uniform Linear Array, ULA)，阵元间距为 d ，那么阵列的方向向量为 $\mathbf{a}(\theta) = [1, e^{j2\pi d/\lambda \sin\theta}, \dots, e^{j2\pi(M-1)d/\lambda \sin\theta}]$ ，若信号的角度信号密度函数服从某一特定的分布 $p(\theta, \psi)$ ，均值为 θ ，方差为 σ^2 ，故也可以表示为 $p(\tilde{\theta}, \sigma)$ ，其中 $\tilde{\theta} = \theta - \theta$ 。在小角度扩散条件下，也就是 $\tilde{\theta}$ 只有在角度偏差很小时，式(7)近似成立：

$$\sin\theta = \sin\theta \cos\tilde{\theta} + \cos\theta \sin\tilde{\theta} \approx \sin\theta + \cos\theta \cdot \tilde{\theta} \quad (7)$$

那么在 ULA 阵列下服从分布 $p(\tilde{\theta}, \sigma)$ 的广义方向向量的第 m 个元素表示为

$$\begin{aligned} b(\theta, \sigma)_m &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} e^{j2\pi d/\lambda(m-1)\sin\theta} p(\tilde{\theta}, \sigma) d\tilde{\theta} = \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} e^{j2\pi d/\lambda(m-1)[\sin\theta + \cos\theta \cdot \tilde{\theta}]} p(\tilde{\theta}, \sigma) d\tilde{\theta} = \\ &= e^{j2\pi d/\lambda(m-1)\sin\theta} \times \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} e^{j2\pi d/\lambda(m-1)\cos\theta \cdot \tilde{\theta}} p(\tilde{\theta}, \sigma) d\tilde{\theta} \end{aligned} \quad (8)$$

由特征函数的定义可知

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} e^{j2\pi d/\lambda(m-1)\cos\theta \cdot \tilde{\theta}} p(\tilde{\theta}, \sigma) d\tilde{\theta} = \\ &= \frac{1}{\pi} \Psi_{\tilde{\theta}}(2\pi d/\lambda(m-1)\cos\theta \cdot \sigma) \end{aligned} \quad (9)$$

其中， $\Psi_{\tilde{\theta}}(v)$ 是 $p(\tilde{\theta}, 1)$ 的特征函数。

高斯分布的角度信号密度函数是分布源中常见的类型^[6]。当角度信号密度函数服从高斯分布时，可知 $\tilde{\theta} \sim N(0, \sigma^2)$ 分布，那么 $\tilde{\theta}/\sigma \sim N(0, 1)$ 。对于标准正态分布，其特征函数为 $\Psi_{\tilde{\theta}}(v) = e^{-v^2/2}$ ，在角度信号密度函数服从高斯分布时，广义方向向量的第 m 个元素表示为

$$b(\theta, \sigma)_m = C e^{j2\pi d/\lambda(m-1)\sin\theta} \times e^{[-2\pi^2(d/\lambda)^2(m-1)^2 \cos^2\theta \sigma^2]} \quad (10)$$

这里， C 为常系数，因此分布源信号的方向向量可以整理为

$$\mathbf{b}(\theta, \sigma) = \mathbf{a}(\theta) \odot \Psi_{\tilde{\theta}} \quad (11)$$

其中， \odot 为 Kronecker 积，即矩阵各元素对应相乘， $\Psi_{\tilde{\theta}} = [1, e^{[-2\pi^2(d/\lambda)^2 \cos^2\theta \sigma^2]}, \dots, e^{[-2\pi^2(d/\lambda)^2(M-1)^2 \cos^2\theta \sigma^2]}]$ 。

1.2 二维分布源模型

将一维分布源扩展成二维分布源，需要新增加两个参数俯仰角 ϕ 及其角度扩散 ρ ，由式(2)可知，

单个二维分布源在基阵上的接收信号可表示为

$$\mathbf{x}(t) = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_{-\pi}^{\pi} \mathbf{a}(\Theta, \Phi) s(\Theta, \Phi, \psi, \zeta, t) d\Theta d\Phi + \mathbf{n}(t) \quad (12)$$

式中, Φ 表示俯仰角角度扩展, 值得注意的是, 这里的 ζ 由 2 个参数 $[\phi, \rho]$ 组成, 这也是我们感兴趣的参数。同样的, 式(12)中, 相干分布源信号 $s(\Theta, \Phi, \psi, \zeta, t)$ 可以表示为

$$s(\Theta, \Phi, \psi, \zeta, t) = s(t) p(\Theta, \Phi, \psi, \zeta) \quad (13)$$

当角信号分布函数 $p(\Theta, \Phi, \psi, \zeta)$ 服从高斯分布时, $p(\Theta, \Phi, \psi, \zeta)$ 在方位角 θ 和俯仰角 ϕ 上是独立可分的, 那么联合分布 $p(\Theta, \Phi, \psi, \zeta)$ 可以表示为

$$p(\Theta, \Phi, \psi, \zeta) = p(\Phi, \zeta) p(\Theta, \psi) \quad (14)$$

在二维分布源条件下, 广义方向向量为

$$\mathbf{b}(\psi, \zeta) = \frac{1}{2\pi^2} \times \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_{-\pi}^{\pi} \mathbf{a}(\Theta, \Phi) p(\Theta, \psi) p(\Phi, \zeta) d\Theta d\Phi \quad (15)$$

这里, 引入一个 L 型均匀线阵, 如图 1 所示。

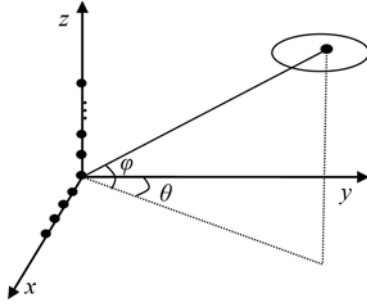


图 1 L 型均匀线阵
Fig.1 Sketch of L-shape uniform array

阵元安放在 x 轴和 z 轴上, 阵元间距都是 d , 阵元数均为 M , $\mathbf{a}_z(\phi) = [1, e^{j2\pi d/\lambda \sin\phi}, \dots, e^{j2\pi(M-1)d/\lambda \sin\phi}]$ 是 z 轴上的方向向量, x 轴的方向向量 $\mathbf{a}_x(\theta, \phi) = [1, e^{j2\pi d/\lambda \cos\phi \sin\theta}, \dots, e^{j2\pi(M-1)d/\lambda \cos\phi \sin\theta}]$ 。令 $\tilde{\phi} = \Phi - \phi$, 在小角度扩散假设条件下, 得到

$$\cos\Phi = \cos\phi \cos\tilde{\phi} - \sin\phi \sin\tilde{\phi} \approx \cos\phi - \sin\phi \cdot \tilde{\phi} \quad (16)$$

同样的, $p(\Theta, \psi)$ 和 $p(\Phi, \zeta)$ 可以写成 $p(\tilde{\theta}, \sigma)$ 和 $p(\tilde{\phi}, \rho)$, 为了表示方便, 令 $\Delta_m = 2\pi d/\lambda(m-1)$, 那么 z 轴上方向向量为

$$\begin{aligned} \mathbf{b}_z(\zeta)_m &= \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j\Delta_m \sin\Phi} p(\tilde{\theta}, \sigma) p(\tilde{\phi}, \rho) d\tilde{\theta} d\tilde{\phi} \approx \\ & \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} p(\tilde{\theta}, \sigma) d\tilde{\theta} \times \int_{-\pi/2}^{\pi/2} e^{j\Delta_m [\sin\phi + \cos\phi \tilde{\phi}]} p(\tilde{\phi}, \rho) d\tilde{\phi} = \\ & e^{j\Delta_m \sin\phi} \frac{1}{2\pi^2} \times \int_{-\pi}^{\pi} p(\tilde{\theta}, \sigma) d\tilde{\theta} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} e^{j\Delta_m \cos\phi \tilde{\phi}} p(\tilde{\phi}, \rho) d\tilde{\phi} = \\ & e^{j\Delta_m \sin\phi} \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} e^{j\Delta_m \cos\phi \tilde{\phi}} p(\tilde{\phi}, \rho) d\tilde{\phi} = \\ & \frac{1}{2\pi^2} \times e^{j\Delta_m \sin\phi} \times \Psi'_z(\Delta_m \cos\phi \cdot \rho) \end{aligned} \quad (17)$$

式(17)中, 用到了性质 $\int_{-\pi}^{\pi} p(\tilde{\theta}, \sigma) d\tilde{\theta} = 1$ 。比较式(8)和式(17), 发现 z 轴上的广义方向向量的形式和一维分布源是一致的。在 x 轴上, 广义方向向量为

$$\begin{aligned} \mathbf{b}_x(\psi, \zeta)_m &= \frac{1}{2\pi^2} \times \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j\Delta_m \cos\Phi \sin\theta} p(\tilde{\theta}, \sigma) p(\tilde{\phi}, \rho) d\tilde{\theta} d\tilde{\phi} \approx \\ & \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} p(\tilde{\phi}, \rho) d\tilde{\phi} \times \int_{-\pi}^{\pi} e^{j\Delta_m \cos\Phi [\sin\theta + \cos\theta \tilde{\theta}]} p(\tilde{\theta}, \sigma) d\tilde{\theta} = \\ & \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} e^{j\Delta_m \sin\theta \cos\Phi} p(\tilde{\phi}, \rho) d\tilde{\phi} \times \\ & \int_{-\pi}^{\pi} e^{j\Delta_m \cos\Phi \cos\theta \tilde{\theta}} p(\tilde{\theta}, \sigma) d\tilde{\theta} \approx \\ & \frac{1}{2\pi^2} \Psi'_x(\Delta_m \cos\Phi \cos\theta \cdot \sigma) e^{j\Delta_m \sin\theta \cos\Phi} \times \\ & \int_{-\pi/2}^{\pi/2} e^{-j\Delta_m \sin\theta \sin\phi \tilde{\phi}} p(\tilde{\phi}, \rho) d\tilde{\phi} = \\ & \frac{1}{2\pi^2} e^{j\Delta_m \sin\theta \cos\Phi} \times \Psi'_x(\Delta_m \cos\Phi \cos\theta \cdot \sigma) \times \\ & \Psi'_z(-\Delta_m \sin\theta \sin\phi \cdot \rho) \end{aligned} \quad (18)$$

式中, 在角度扩散不大的前提下取了近似, 也就是取 $\cos\Phi \approx \cos\phi$ 。以上推导获得了很有意思的结论: 在 L 型均匀线阵 x 和 z 轴上广义方向向量为

$$\begin{cases} \mathbf{b}_z(\zeta) = \mathbf{a}_z(\phi) \odot \Psi'_z \\ \mathbf{b}_x(\psi, \zeta) = \mathbf{a}_x(\theta, \phi) \odot \Psi'_x \odot \Psi'_z \end{cases} \quad (19)$$

在分布源角度信号密度函数服从高斯分布时, 特征函数分别为

$$\begin{cases} \Psi'_z = [1, e^{-0.5\Delta_m^2 \cos^2\phi \rho^2}, \dots, e^{-0.5\Delta_m^2 \cos^2\phi \rho^2}] \\ \Psi'_x = [1, e^{-0.5\Delta_m^2 \sin^2\theta \sin^2\phi \rho^2}, \dots, e^{-0.5\Delta_m^2 \sin^2\theta \sin^2\phi \rho^2}] \\ \Psi'_\theta = [1, e^{-0.5\Delta_m^2 \cos^2\theta \cos^2\phi \sigma^2}, \dots, e^{-0.5\Delta_m^2 \cos^2\theta \cos^2\phi \sigma^2}] \end{cases} \quad (20)$$

那么, L 型线阵在 z 轴和 x 轴上的输出分别为

$$\begin{cases} \mathbf{x}_z(t) = \sum_{q=1}^Q s_q(t) \mathbf{b}_{z,q}(\zeta) + \mathbf{n}(t) \\ \mathbf{x}_x(t) = \sum_{q=1}^Q s_q(t) \mathbf{b}_{x,q}(\psi, \zeta) + \mathbf{n}(t) \end{cases} \quad (21)$$

此时, 阵元输出的协方差矩阵为 $\mathbf{R} = E\{\mathbf{x}_i \mathbf{x}_i^H\}$, 而实际的观测数据常常用样本协方差矩阵表示:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{N} \mathbf{X} \mathbf{X}^H \quad (22)$$

其中, N 表示样本的快拍数。借鉴经典的 MUSIC 算法思想, 根据信号空间正交性有^[6,9]

$$\begin{cases} \mathbf{b}_z^H(\zeta) \mathbf{U}_{z,N} = 0 \\ \mathbf{b}_x^H(\psi, \zeta) \mathbf{U}_{x,N} = 0 \end{cases} \quad (23)$$

其中, $\mathbf{U}_{z,N}$, $\mathbf{U}_{x,N}$ 分别为 z 轴和 x 轴的阵元输出协方差矩阵 \mathbf{R}_z 和 \mathbf{R}_x 的噪声子空间。

2 L 型线阵参数估计

由于 L 型线阵能够将二维分布源俯仰角 ϕ_q 和对应的扩散 ρ_q 单独估计，其中 $q=1, 2, \dots, Q$ ，且得到了在 z 轴和 x 轴上的广义方向向量，因而在参数估计时利用 L 型线阵带来的特殊优势，四维参数估计问题可以转化为两个二维参数估计问题，从而避免了复杂的四维谱峰搜索，降低了运算量，这也是利用 L 型线阵的好处。

参数估计的步骤如下：

(1) 利用 L 型线阵的 z 轴阵元输出，根据式(23)给出的正交性，可以得到分布源信号参数的广义 MUSIC 谱：

$$f(\phi, \rho) = \frac{\|\mathbf{b}_z(\zeta)\|^2}{\mathbf{b}_z^H(\zeta) \hat{\mathbf{U}}_{z,N} \hat{\mathbf{U}}_{z,N}^H \mathbf{b}_z(\zeta)} \quad (24)$$

这里用 $\hat{\mathbf{U}}_{z,N}$ 作为 z 轴协方差矩阵 \mathbf{R}_z 的噪声子空间的估计。

(2) 俯仰角及其角度扩散的估计可由式(25)给出：

$$(\hat{\phi}_q, \hat{\rho}_q) = \arg \max_{(\phi, \rho)} f(\phi, \rho), \quad q=1, 2, \dots, Q \quad (25)$$

(3) 对于方位角及其角度扩散 (θ_q, σ_q) 的估计，利用已估计出的 $(\hat{\phi}_q, \hat{\rho}_q)$ 代入 x 轴的广义 MUSIC 谱

$$f(\theta, \sigma, \hat{\phi}, \hat{\rho}) = \frac{\|\mathbf{b}_x(\psi, \zeta)\|^2}{\mathbf{b}_x^H(\psi, \zeta) \hat{\mathbf{U}}_{x,N} \hat{\mathbf{U}}_{x,N}^H \mathbf{b}_x(\psi, \zeta)} \quad (26)$$

其中 $\hat{\mathbf{U}}_{x,N}$ 为 x 轴协方差矩阵 \mathbf{R}_x 噪声子空间的估计。方位角及其角度扩散的估计可由式(27)给出：

$$(\hat{\theta}_q, \hat{\sigma}_q) = \arg \max_{(\theta, \sigma)} f(\theta, \sigma, \hat{\phi}_q, \hat{\rho}_q) \quad (27)$$

3 仿真实验与分析

为验证本文提出的分布源模型及参数估计算法，考虑阵元间隔 $d=\lambda/2$ ， z 轴和 x 轴上的阵元数都取 16，如图 1 所示。分布源的个数 $Q=2$ ，两个分布源参数分别为 $(\theta_1, \sigma_1, \phi_1, \rho_1) = (20^\circ, 3^\circ, 20^\circ, 3^\circ)$ 和 $(\theta_2, \sigma_2, \phi_2, \rho_2) = (45^\circ, 3^\circ, 65^\circ, 3^\circ)$ ，信噪比为 15 dB。由公式(24)、(25)可以得到俯仰角及扩散参数如图 2 所示，将两个分布源的俯仰角及扩散参数分别代入到公式(26)、(27)即可得到图 3 及图 4。可以看出，本文推导的模型可以给出较准确的空间角和角度扩散的估计。

为了验证本文方法 DOA 估算精度随信噪比的改变，假设远场有一个相干分布源入射到阵列，分布参数为 $(20^\circ, 3^\circ, 20^\circ, 3^\circ)$ ，在快拍数 N 为 1000 的条

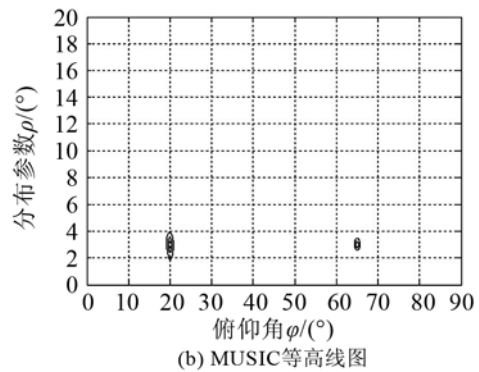
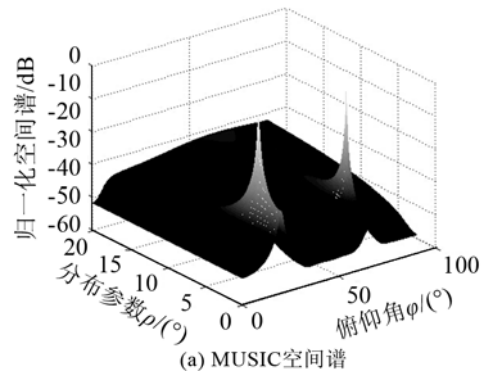


图 2 方位角及其扩散参数的空间谱及等高线图
Fig.2 Spatial spectrum and contour of the elevation and its spreading parameter

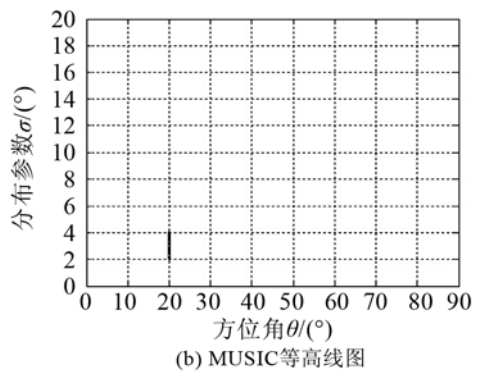
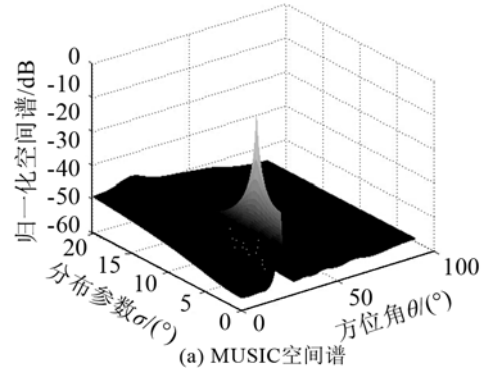


图 3 $(\theta_1, \sigma_1) = (20^\circ, 3^\circ)$ 的空间谱及其等高线图
Fig.3 Spatial spectrum and contour for $(\theta_1, \sigma_1) = (20^\circ, 3^\circ)$

件下，以不同的信噪比分别进行 200 次独立的 Monte-Carlo 仿真实验，得到如图 5、图 6 所示的空间角以及角度扩散估计的均方误差随信噪比变化

的曲线。其中，空间角和角度扩散估计的均方误差定义为

$$RMSE_{\alpha} = \sqrt{E[(\hat{\alpha} - \alpha)^2]} \quad (28)$$

从图 5 和图 6 中可以看出，本文采用的 DOA 估计方法具有很好的空间角度的估计精度，在 0 dB 条件下定位误差在 0.5°以下，具有很强的鲁棒性。需要特别指出的是，在方位角的估计中，推导过程取了近似，因此方位角的误差相对俯仰角较大。

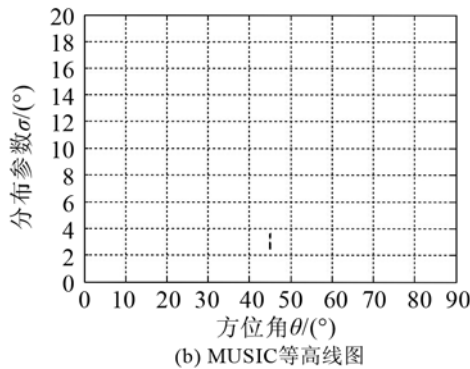
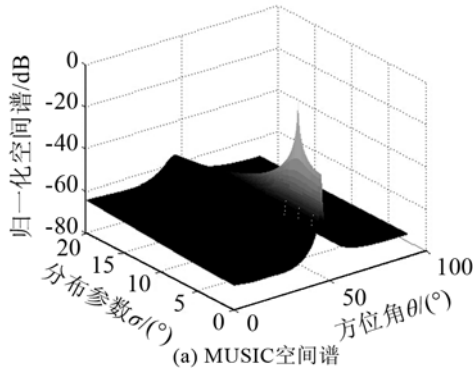


图 4 $(\theta_2, \sigma_2) = (45^\circ, 3^\circ)$ 的空间谱及其等高线图
Fig.4 Spatial spectrum and contour for $(\theta_2, \sigma_2) = (45^\circ, 3^\circ)$

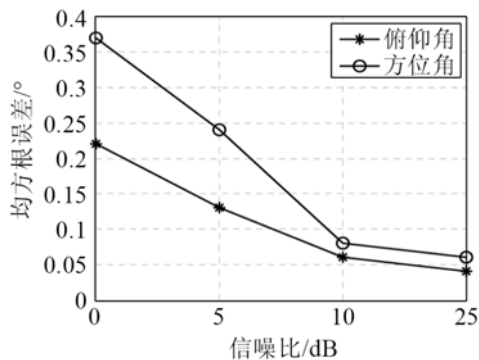


图 5 方位角、俯仰角均方误差随信噪比的变化
Fig.5 RMSEs of the azimuth and elevation estimates versus SNR

4 结 论

本文在基于角度信号密度函数的一维相干分布源模型的基础上，将一维分布源模型扩展到二维，在 L 型线阵条件下推导了广义的阵列方向向量，首

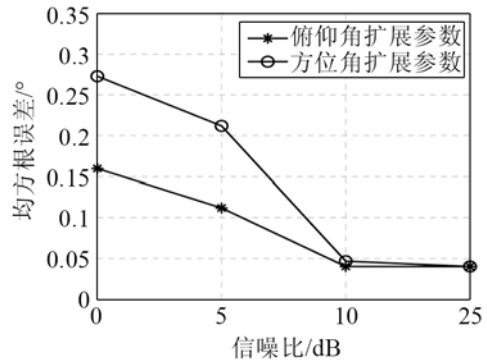


图 6 方位角、俯仰角角度扩散均方误差随信噪比的变化
Fig.6 RMSEs of the azimuth and elevation spreading estimates versus SNR

次得到了基于角度信号密度函数的二维相干分布源模型。借鉴传统 MUSIC 算法思想进行参数估计，利用 L 型线阵的特殊阵型，避免了四维谱峰搜索，相比传统算法，降低了计算复杂度。仿真实验表明，本文提出的模型和 DOA 参数估计算法具有较高的定位精度。

参 考 文 献

- [1] Valae S, Champagne B, Kabal P. Parametric localization of distributed sources[J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 1995, 43(9): 2144-2153.
- [2] Wang H, Li S, Li H, et al. Gaussian mixture model approximation of total spatial power spectral density for multiple incoherently distributed sources[J]. IET Signal Processing, 2013, 7(4): 306-311.
- [3] LEE S R, SONG I, CHANG T, et al. Distributed source location estimation using a circular array[C]// ISSPA, 1996: 341-344.
- [4] LEE S R, SONG I, LEE Y U, et al. Estimation of distributed elevation and azimuth angles using linear arrays[C]// MILCOM, 1996: 868-872.
- [5] WAN Q, YANG W L. Low-complexity estimator for two-dimensional DOA under a distributed source model[C]// CIE International Conference on Radar, Chengdu, 2001: 814-818.
- [6] LEE S R, SONG I, KWON H, et al. Low-complexity estimation of 2D DOA for coherently distributed sources[J]. Signal Processing, 2003, 83(8): 1789-1802.
- [7] Lee S R, Choi M S, Bang M W, et al. A three-dimensional distributed source modeling and direction of arrival estimation using two linear arrays[J]. IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics Communications and Computer Sciences e Series a, 2003, 86(1): 206-214.
- [8] 郑植, 李广军, 滕云龙, 等. 一种相干分布源二维中心 DOA 估计方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2009, 23(12): 21-26.
ZHENG Zhi, LI Guangjun, TENG Yunlong, et al. A method for the 2D central DOA estimation of coherently distributed sources[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument. 2009, 23(12): 21-26.
- [9] 韩英华, 汪晋宽, 宋昕, 等. 基于 Schur-Hadamard 积波束形成的相干分布式信源参数估计[J]. 系统工程与电子技术, 2008, 30(11): 2099-2102.
HAN Huaying, WANG Jinkuan, SONG Xin, et al. Parameter estimation based on schur-hadamard product beamforming for coherently distributed source[J]. System Engineering and Electronics, 2008, 30(11): 2099-2102.