

# 非相干分布源2D-DOA与角度扩展估计新方法

张高毅, 唐 斌

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

**【摘要】**介绍了一种新的非相干分布源的2D-DOA与角度扩展估计方法。该方法根据非相干分布源协方差矩阵的结构特点,将协方差分离成两个分别由相位信息和幅度信息重建的矩阵。从相位信息中利用传统的点源方法即可估计得到2D-DOA;从幅度信息中借助特殊阵列结构设计,即可实现角度扩展的估计,从而实现非相干分布源的2D-DOA与角度扩展分离估计。计算机仿真验证了算法的性能。

**关键词** 角度扩展; 波达方向; 非相干分布源; 矩阵重构

中图分类号 TN92

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2009.06.005

## New 2D-DOA and Angular Spread Estimation Method for Incoherently Distributed Source

ZHANG Gao-yi and TANG Bin

(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

**Abstract** According to the structure covariance matrix, the covariance matrix can be separated into two matrices rebuilt by phase information and amplitude information, respectively. The 2D-DOA could be estimated from the rebuilt phase information matrix by using traditional methods. Based on specially array geometry designation, the angular spread could be estimated by substituting the estimated DOA into the amplitude information vector. Thus such separation realizes separable estimations of 2D-DOA and angular spread for incoherently distributed sources. Computer simulation validated the performance of the method.

**Key words** angular spread; DOA; incoherently distributed source; matrix rebuild

在雷达、声纳和无线通信中,信号散射现象会导致信号源的空间域、时间域和频率域的扩展。点源模型不能很好地描述这种信道的特征,可利用分布源模型描述信道的散射特性。文献[1]将分布源分为相干分布源(CD)和非相干分布源(ICD)。相干分布源可利用点源的传统子空间方法进行处理<sup>[2-3]</sup>;对于非相干分布源,由于其协方差矩阵会出现“秩多”现象,即子空间分解后估计的信号子空间维数大于实际信号个数。传统的点源子空间方法会受到限制,需要对传统的方法进行推广,如DSPE<sup>[1]</sup>和DISPARE<sup>[4]</sup>等将MUSIC算法推广到非相干分布源的情况,但都需要二维搜索。COMET-EXIP<sup>[5]</sup>则利用非相干分布源的空间频率近似模型,实现角度和角度扩展的去耦估计。该算法将二维搜索问题转化为两个一维搜索问题。文献[6]借助特殊设计的阵列结构,将ESPRIT算法推广到非相干分布源的情况。文献[7]利用信号角功率密度的中心矩和非中心矩来近

似协方差矩阵,在对DOA的初始估计基础上,无需搜索即可估计得到角度和角度扩展。文献[8]提出的GC方法则是将Capon波束形成方法推广到非相干分布源情况,可实现多个非相干分布源参数估计。文献[9]利用无噪协方差矩阵的行向量和采样伪噪声子空间之间的正交性,避免子空间分解,通过多维搜索实现多非相干分布源参数估计。

以上算法大多研究非相干分布源一维波达方向估计问题,仅文献[10]将COMET算法扩展应用于非相干分布源二维波达方向与角度扩展估计,该方法需要多维搜索。对于非相干分布源二维波达方向与角度扩展估计的研究较少。本文借鉴文献[11]的两步方法,结合非相干分布源的角度扩展不影响协方差矩阵元素的相位的特点,在估计得到协方差矩阵后,分别提取出协方差矩阵的每一个元素的相位信息和幅度信息;然后利用相位信息重建协方差矩阵,则重建后的协方差矩阵不包含角度扩展信息,且消除

收稿日期: 2008-07-01; 修回日期: 2008-09-22

基金项目: 部级预研项目

作者简介: 张高毅(1982-),男,博士生,主要从事超视距阵列接收信号多参数估计技术方面的研究。

了协方差矩阵的“秩多”现象。这样对重建后的协方差矩阵利用MUSIC等传统方法即可实现2D-DOA的估计。在获得DOA估计后, 将其代入利用幅度信息重建的矩阵即可获得角度扩展信息的估计, 计算机仿真验证了算法的有效性。

### 1 信号模型

设相同频率  $L$  个信号在存在散射的情况下入射到  $M$  元阵列, 阵元位置如图 1 所示。接收信号为:

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{i=1}^L s_i(t) \sum_{1 \leq k, p \leq N} \gamma_{i,k,p}(t) \times \mathbf{a}(\theta_i + \tilde{\theta}_{i,k}(t), \phi_i + \tilde{\phi}_{i,p}(t)) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

式中  $L$  为信源数;  $s_i(t)$  为第  $i$  个信号源;  $N^2$  为方位和俯仰方向反射的总体数量;  $\theta_i$ 、 $\phi_i$ 、 $\tilde{\theta}_{i,k}(t)$  和  $\tilde{\phi}_{i,p}(t)$  分别为第  $i$  个源的方位角、俯仰角及其方位和俯仰随机角度偏移;  $\gamma_{i,k,p}(t)$  为第  $i$  个源在方位角方向上的第  $k$  次反射和在俯仰角方向上第  $p$  次反射的复增益。

阵列流型定义为:

$$\mathbf{a}(\theta, \phi) = [\exp(-j2\pi(x_1 \cos \theta \cos \phi + y_1 \sin \theta \cos \phi + z_1 \sin \phi) / \lambda), \exp(-j2\pi(x_2 \cos \theta \cos \phi + y_2 \sin \theta \cos \phi + z_2 \sin \phi) / \lambda), \dots, \exp(-j2\pi(x_M \cos \theta \cos \phi + y_M \sin \theta \cos \phi + z_M \sin \phi) / \lambda)] \quad (2)$$

式中  $\lambda$  为波长;  $x_M$ 、 $y_M$  和  $z_M$  为第  $M$  个阵元的坐标。

噪声  $\mathbf{n}(t)$  为零均值复周期高斯随机过程, 即:

$$E(\mathbf{n}(t)\mathbf{n}(s)^H) = \sigma_n^2 \mathbf{I}_M \delta(t, s) \quad (3)$$

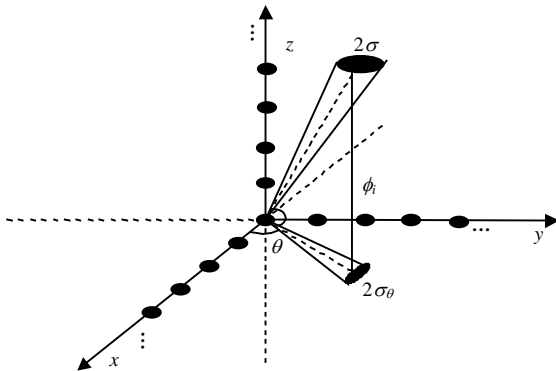


图 1 阵列结构

假设增益因子  $\gamma_{i,k,p}(t)$  在时域是平稳的, 束与束之间独立, 源与源间独立, 零均值且圆周是对称的, 即:

$$E(\gamma_{i_1, k_1, p_1}(t) \gamma_{i_2, k_2, p_2}^*(s)) = \frac{\sigma_{\gamma_{i_1}}^2}{N^2} \delta(i_1, i_2) \delta(k_1, k_2) \delta(p_1, p_2) \delta(t, s) \quad (4)$$

$$E(\gamma_{i,k,p}(t)) = 0 \quad (5)$$

且:

$$E(\gamma_{i,k,p}(t) \gamma_{i,k,p}(s)) = 0 \quad (6)$$

假设充分反射的情况下, 空间相关函数为:

$$E(x_i(t)x_n^*(t)) = \sum_{i=1}^L S_i \iint f_i(\tilde{\theta}) g_i(\tilde{\phi}) \times \exp[-j2\pi / \lambda (x_{i_n} \cos \theta_i \cos \phi_i + y_{i_n} \sin \theta_i \cos \phi_i + z_{i_n} \sin \phi_i)] d\tilde{\theta} d\tilde{\phi} + \sigma_n^2 \delta(l, n) \quad (7)$$

式中  $x_{i_n} = x_i - x_n$ ;  $y_{i_n} = y_i - y_n$ ;  $z_{i_n} = z_i - z_n$ ;

$$S_i = E(|s_i(t)|^2) \sigma_{\gamma_i}^2$$

式(7)的泰勒扩展为:

$$E(x_i(t)x_n^*(t)) = \sum_{i=1}^L S_i \exp[-j2\pi \times (x_{i_n} \cos \theta_i \cos \phi_i + y_{i_n} \sin \theta_i \cos \phi_i + z_{i_n} \sin \phi_i) / \lambda] \times \int f_i(\tilde{\theta}) \exp[j2\pi \tilde{\theta} (x_{i_n} \sin \theta_i \cos \phi_i - y_{i_n} \cos \theta_i \cos \phi_i) / \lambda] d\tilde{\theta} \times \int g_i(\tilde{\phi}) \exp[j2\pi \tilde{\phi} (x_{i_n} \cos \theta_i \sin \phi_i + y_{i_n} \sin \theta_i \sin \phi_i - z_{i_n} \cos \phi_i) / \lambda] d\tilde{\phi} + \sigma_n^2 \delta(l, n) \quad (8)$$

由上式可见, 积分部分为方位角和俯仰角概率分布函数的傅里叶变换。经过积分近似运算, 空间相关矩阵可写为:

$$\mathbf{R}_x = E(\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)) = \sum_{i=1}^L S_i \mathbf{B}_i + \sigma_n^2 \mathbf{I}_M \quad (9)$$

式中  $\mathbf{B}_i = \mathbf{R}_i \odot \mathbf{F}_i \odot \mathbf{G}_i$ ,  $\odot$  为 Schur-Hadamard 乘积。

$$\mathbf{R}_i(l, n) = \exp \left[ -\frac{j2\pi}{\lambda} (x_{i_n} \cos \theta_i \cos \phi_i + y_{i_n} \sin \theta_i \cos \phi_i + z_{i_n} \sin \phi_i) \right] \quad (10)$$

对高斯分布:

$$f_i(\tilde{\theta}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\theta_i}} e^{-1/2((\tilde{\theta}-\theta_i)^2/\sigma_{\theta_i}^2)}$$

$\mathbf{F}_i$  和  $\mathbf{G}_i$  分别为:

$$\mathbf{F}_i(l, n) = \exp[-2\pi^2 \sigma_{\theta_i}^2 (x_{i_n} \sin \theta_i \cos \phi_i - y_{i_n} \cos \theta_i \cos \phi_i)^2 / \lambda^2] \quad (11)$$

$$\mathbf{G}_i(l, n) = \exp[-2\pi^2 \sigma_{\phi_i}^2 (x_{i_n} \cos \theta_i \sin \phi_i + y_{i_n} \sin \theta_i \sin \phi_i - z_{i_n} \cos \phi_i)^2 / \lambda^2] \quad (12)$$

通过盲信道辨识方法对多个非相干分布源进行分离, 可将问题简化为单个非相干分布源的参数估

计问题<sup>[11]</sup>。下面介绍一种新的针对单个非相干分布源的角度和角度扩展估计方法。

## 2 参数估计方法

首先估计非相干分布源信号协方差矩阵:

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T x(t)x^H(t) - \hat{\sigma}_n^2 \mathbf{I}_M \quad (13)$$

式中  $\hat{\sigma}_n^2$  为估计得到的噪声方差, 可通过奇异值分解后取其  $(2M/3)-1$  个小奇异值的平均值得到。

对协方差矩阵进行重构得到相位信息矩阵和角度信息矩阵如下:

$$\mathbf{R}_p(l, n) = \text{angle}(\hat{\mathbf{R}}(l, n)) \quad (14)$$

$$\mathbf{R}_a(l, n) = \left| \hat{\mathbf{R}}(l, n) \right| \quad (15)$$

对  $\mathbf{R}_p$  的每一个元素以零频做正交调制, 恢复得到协方差矩阵的相位信息矩阵为:

$$\mathbf{R}_{pr}(l, n) = \cos(\mathbf{R}_p(l, n)) + j\sin(\mathbf{R}_p(l, n)) = \exp^{j\mathbf{R}_p(l, n)} \quad (16)$$

对此相位信息矩阵用MUSIC算法求解, 即可得到非相干分布源的角度信息  $\hat{\theta}$  和  $\hat{\phi}$ 。对  $\mathbf{R}_{pr}$  作奇异值分解, 从将其左特征向量的后  $M-1$  列取出作为噪声子空间  $\mathbf{E}_{npr}$ , 非相干分布源的角度信息  $(\hat{\theta}, \hat{\phi})$  可由下式估计得到:

$$(\hat{\theta}, \hat{\phi}) = \arg \max_{\theta, \phi} \frac{1}{\left\| \mathbf{a}(\theta, \phi)' \mathbf{E}_{npr} \mathbf{E}_{npr}' \mathbf{a}(\theta, \phi) \right\|} \quad (17)$$

对幅度信息矩阵平滑可得幅度信息平滑向量  $\bar{\mathbf{R}}_a$ 。将估计得到的角度信息带入幅度信息向量, 由最小均方拟合方法, 即可得到角度扩展的估计。

为实现方位角和俯仰角角度扩展的分离估计, 从图1可取  $z$  轴上阵元对应协方差矩阵元素获得  $\hat{\mathbf{R}}_a(l, n)$ , 取  $x$  轴上阵元对应元素获得  $\bar{\mathbf{R}}_a(l, n)$ , 对  $\hat{\mathbf{R}}_a(l, n)$ 、 $\bar{\mathbf{R}}_a(l, n)$  分别做主次对角线上元素平滑得到  $\hat{\mathbf{R}}_a(k)$ 、 $\bar{\mathbf{R}}_a(k)$ 。

由式(11)和式(12)可得, 当  $\hat{x}_{in} = 0, \hat{y}_{in} = 0$  时, 有:

$$\hat{\mathbf{R}}_a(k) = \exp[-2\pi^2 \sigma_\phi^2 \hat{z}_{in}^2 \cos^2 \phi / \lambda^2] \quad (18)$$

当  $\hat{y}_{in} = 0, \hat{z}_{in} = 0$  时, 有:

$$\bar{\mathbf{R}}_a(k) = \exp[-2\pi^2 \sigma_\phi^2 \hat{x}_{in}^2 \sin^2 \theta \cos^2 \phi / \lambda^2] \times \exp[-2\pi^2 \sigma_\phi^2 \hat{z}_{in}^2 \cos^2 \theta \sin^2 \phi / \lambda^2] \quad (19)$$

由式(18)知, 在估计得到  $\hat{\phi}$  后, 代入式(18)即可估计得到  $\hat{\sigma}_\phi^2$ 。由式(19)知, 在估计得到  $\hat{\theta}$ 、 $\hat{\phi}$  和  $\hat{\sigma}_\phi^2$  后, 代入式(19)即可估计得到  $\hat{\sigma}_\theta^2$ 。即:

$$\hat{\sigma}_\phi^2(k) = \frac{\lambda^2 \ln(\hat{\mathbf{R}}_a(k) / \bar{\mathbf{R}}_a(1))}{-2\pi^2 \hat{z}_{in}^2 \cos^2 \hat{\phi}} \quad (20)$$

$$\hat{\sigma}_\theta^2(k) = \frac{\lambda^2 \ln(\bar{\mathbf{R}}_a(k) / \bar{\mathbf{R}}_a(1))}{-2\pi^2 \hat{x}_{in}^2 \sin^2 \hat{\theta} \cos^2 \hat{\phi}} - \hat{\sigma}_\phi^2(k) \text{ctg}^2 \hat{\theta} \text{tg}^2 \hat{\phi} \quad (21)$$

可分别得到  $(M/3)-1$  个  $\hat{\sigma}_\theta^2$  和  $\hat{\sigma}_\phi^2$  的估计值, 对它们作算术平均, 即可得到最终估计。

## 3 参数估计CRB推导

设信号待估参数向量为  $\boldsymbol{\eta} = [S \ \sigma_n^2 \ \theta \ \sigma_\theta \ \phi \ \sigma_\phi]$ , 参数估计的CRB由Bang氏公式给出:

$$E\{(\hat{\boldsymbol{\eta}} - \boldsymbol{\eta})(\hat{\boldsymbol{\eta}} - \boldsymbol{\eta})^T\} \geq \mathbf{FIM}^{-1} \quad (22)$$

FIM的第  $mn$  元素定义为:

$$\mathbf{FIM}_{mn} = N \text{Tr} \left\{ \mathbf{R}_x^{-1} \frac{\partial \mathbf{R}_x}{\partial \eta_m} \mathbf{R}_x^{-1} \frac{\partial \mathbf{R}_x}{\partial \eta_n} \right\} \quad (23)$$

则由式(9)有:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathbf{R}_x}{\partial \theta_i} &= \mathbf{B}_i \times \\ &\exp(-j2\pi(-x_{in} \sin \theta_i \cos \phi_i + y_{in} \cos \theta_i \cos \phi_i) / \lambda) \times \\ &\exp(-2\pi^2 \sigma_{\theta_i}^2 (x_{in} \cos \theta_i \cos \phi_i + y_{in} \sin \theta_i \cos \phi_i) / \lambda^2) \times \\ &\exp(-2\pi^2 \sigma_{\phi_i}^2 (-x_{in} \sin \theta_i \sin \phi_i + y_{in} \cos \theta_i \cos \phi_i) / \lambda^2) \times \\ &4(x_{in} \sin \theta_i \cos \phi_i - y_{in} \cos \theta_i \cos \phi_i) \times \\ &(x_{in} \cos \theta_i \sin \phi_i + y_{in} \sin \theta_i \sin \phi_i - z_{in} \cos \phi_i) \\ \frac{\partial \mathbf{R}_x}{\partial \sigma_{\theta_i}^2} &= \mathbf{B}_i \times \\ &\exp(-2\pi^2 \sigma_{\theta_i}^2 (x_{in} \sin \theta_i \cos \phi_i - y_{in} \cos \theta_i \cos \phi_i)^2 / \lambda^2) \times \\ &(-2\pi^2 (x_{in} \sin \theta_i \cos \phi_i - y_{in} \cos \theta_i \cos \phi_i)^2 / \lambda^2) \\ \frac{\partial \mathbf{R}_x}{\partial \phi_i} &= \mathbf{B}_i \exp(-j2\pi(-x_{in} \cos \theta_i \sin \phi_i - \\ &y_{in} \sin \theta_i \sin \phi_i + z_{in} \cos \phi_i) / \lambda) \times \\ &\exp(-2\pi^2 \sigma_{\theta_i}^2 (-x_{in} \sin \theta_i \sin \phi_i + y_{in} \cos \theta_i \sin \phi_i) / \lambda^2) \times \\ &\exp(-2\pi^2 \sigma_{\phi_i}^2 (x_{in} \cos \theta_i \cos \phi_i + \\ &y_{in} \sin \theta_i \cos \phi_i + z_{in} \sin \phi_i) / \lambda^2) \times \\ &4(x_{in} \sin \theta_i \cos \phi_i - y_{in} \cos \theta_i \cos \phi_i) \times \\ &(x_{in} \cos \theta_i \sin \phi_i + y_{in} \sin \theta_i \sin \phi_i - z_{in} \cos \phi_i) \\ \frac{\partial \mathbf{R}_x}{\partial \sigma_{\phi_i}^2} &= \mathbf{B}_i \exp(-2\pi^2 \sigma_{\phi_i}^2 (x_{in} \cos \theta_i \sin \phi_i + \\ &y_{in} \sin \theta_i \sin \phi_i - z_{in} \cos \phi_i)^2 / \lambda^2) \times \\ &(-2\pi^2 (x_{in} \cos \theta_i \sin \phi_i + y_{in} \sin \theta_i \sin \phi_i - \\ &z_{in} \cos \phi_i)^2 / \lambda^2) \end{aligned}$$

则有CRB界为:

$$\text{var}(\eta_m) \geq [\mathbf{FIM}^{-1}(\boldsymbol{\eta})]_{mm} \quad (24)$$

即第  $m$  个参数估计的方差为FIM的逆的第  $m$  个对角线上的元素, 可将参数估计的均方根误差与  $\sqrt{\text{var}(\eta_m)}$  比较来考查算法的性能。

### 4 仿真实验

信号由式(1)产生, 多径数为500, 将本文算法与CRB做比较。

实验1: 算法与信噪比的关系。

仿真条件: 阵元数为18, 方位角为20°, 俯仰角为15°, 快拍数100, 方位角和俯仰角角度扩展方差分别为4和3, 信噪比从-10 dB变化到30 dB, 步长为5 dB, 仿真次数为200次。角度和角度扩展方差估计的均方根误差随信噪比变化如图2和图3所示。由图2和图3可看出, MRD算法方位角和角度扩展估计性能随信噪比增加变好。角度估计随信噪比增加估计渐进接近CRB, 在低信噪比下仍有较高的估计精度。角度扩展估计性能在低信噪比时较差, 这是由于在信噪比较低时噪声对协方差的幅度影响较大。在信噪比较高时, 估计性能渐进接近CRB。方位角度扩展估计均方根误差由于受其他各参数估计误差的影响, 其估计误差较大。

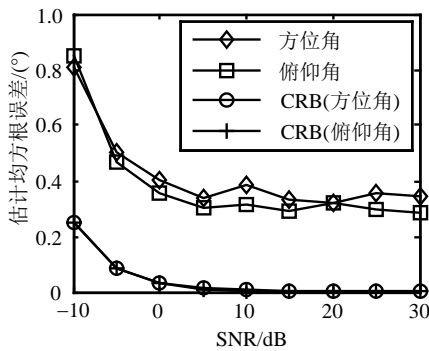


图2 角度估计均方根误差与信噪比的关系

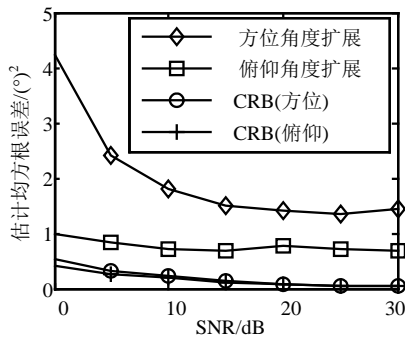


图3 角度扩展估计均方根误差与信噪比的关系

实验2: 算法与快拍数的关系。

仿真条件: 阵元数为18, 方位角为20°, 俯仰角为15°, 方位角和俯仰角角度扩展方差分别为4和3, 信噪比为10 dB, 快拍数由20变化到200, 步长为20, 仿真次数为200次。角度和角度扩展估计的均方根误差随快拍数变化如图4和图5所示。由图4和图5可知, MRD算法方位角和角度扩展估计均方根误差随快拍数增加而变小, MRD算法角度估计和角度扩展估

计性能在快拍数较大时渐进趋近CRB。方位角度扩展估计均方根误差由于受其他参数估计的影响, 估计误差较大。

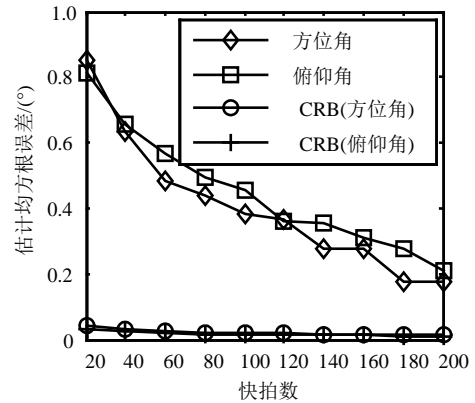


图4 方位角估计均方根误差与快拍数关系

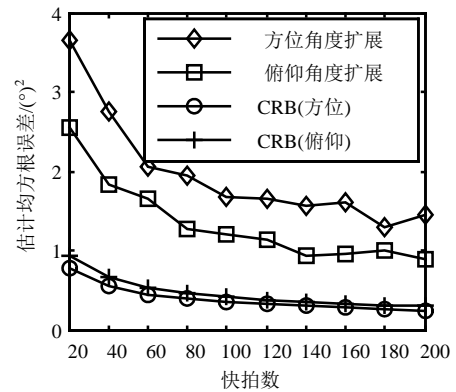


图5 角度扩展估计均方根误差与快拍数关系

实验3: 算法与角度扩展方差的关系。

仿真条件: 阵元数为18, 方位角为20°, 俯仰角为15°, 信噪比为10 dB, 快拍数为100, 方位角和俯仰角角度扩展方差分别为由1变化到10, 步长为1, 仿真次数为200次。角度估计的均方根误差随角度扩展方差变化如图6和图7所示。由图6和图7可知, MRD算法方位角估计均方根误差随角度扩展变大而变大, 在角度扩展方差较大时, 方位角和俯仰角角度估计均方根误差仍较小。

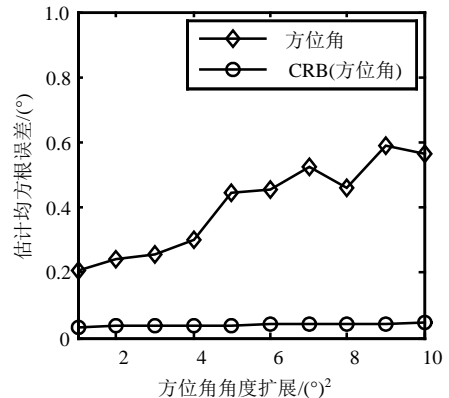


图6 方位角估计均方根误差与角度扩展关系

需要说明的是,传统MUSIC方法在估计2D-DOA时因无法正确确认信号子空间维数将失效,且无法提取出角度扩展信息。其他的基于子空间方法的改进算法,如DSPE算法<sup>[1]</sup>、DISPARE算法<sup>[4]</sup>、COMET算法<sup>[10]</sup>在估计本文的参数时需要四维搜索,且需要初始值估计或假设,其误差均较大。从以上仿真可知,本文方法可有效地估计非相干分布源2D-DOA与角度扩展,且各参数估计可有效地逼近CRB。

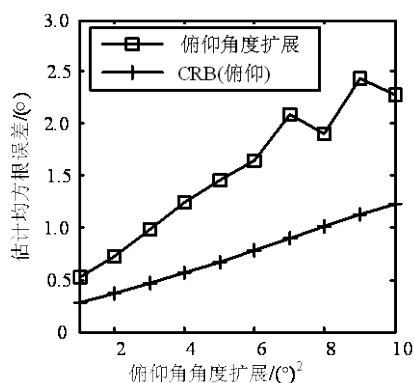


图7 俯仰角估计均方根误差与角度扩展关系

## 5 结论

本文提出了一种基于矩阵重构的非相干分布源2D-DOA和角度扩展分离估计算法。从协方差矩阵元素的相位信息中提取出非相干分布源的角度信息,利用传统的MUSIC算法即可估计得到方位角和俯仰角,将其代入重构矩阵部分元素的幅度信息中,从而估计得到方位角和俯仰角的角度扩展。该算法将四维优化问题简化成二维搜索问题,角度扩展估计无需搜索,降低了算法复杂度,计算机仿真验证了算法的有效性。仿真表明,角度估计在低信噪比下仍有较高的估计精度,在高信噪比下能有效地估计角度扩展。

### 参 考 文 献

[1] VALAEE S, CHAMPAGNE B, KABAL P. Parametric localization of distributed sources[J]. IEEE Tran Signal

Processing, 1995, 43(9): 2144-2153.

- [2] ZHANG Gao-yi, TANG Bin. Decoupled estimation of 2D DOA for coherently distributed source using 3D matrix pencil method[J]. Eurasip Journal on Advances in Signal Processing, 2008, 2008: 1-7.
- [3] 万 群, 杨万麟. 相干分布式目标一维波达方向搜索迭代估计方法[J]. 电子科技大学学报, 2000, 29(6): 583-586.  
WAN Qun, YANG Wan-lin. An iterative approach for DOA estimation of correlated distributed sources based on 1-dimensional DOA search[J]. Journal of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, 2000, 29(6): 583-586.
- [4] MENG Y, STOICA P, WONG K M. Estimation of the directions of arrival of spatially dispersed signals in array processing[J]. IEE Proc-Radar, Sonar, Navig, 1996, 143(1): 1-9.
- [5] BESSON O, STOICA P. Decoupled estimation of DOA and angular spread for a spatially distributed source[J]. IEEE Trans Signal Processing, 2000, 48(7): 1872-1882.
- [6] SHAZPANAH S, VALAEE S, BASTANI M H. Distributed source localization using ESPRIT algorithm[J]. IEEE Trans Signal Processing, 2001, 49(10): 2169-2178.
- [7] SHAHBAZPANAH S, VALAEE S, GIRSHMAN A B. A covariance fitting approach to parametric localization of multiple incoherently distributed sources[J]. IEEE Trans Signal Processing, 2004, 52(3): 592-600.
- [8] HASSANIEN A, SHAHBAZPANAH S, GIRSHMAN A B. A generalized capon estimator for localization of multiple spread sources[J]. IEEE Trans Signal Processing, 2004, 52(1): 280-283.
- [9] ZOUBIN A, WANG Y. Efficient subspace-based estimator for localization of multiple incoherently distributed sources [J]. IEEE Trans Signal Processing, 2008, 56(2): 532-542.
- [10] BOUJEMAA H. Extension of COMET algorithm to multiple diffuse source localization in azimuth and elevation [J]. Euro Trans Telecomms, 2005, 16: 557-566.
- [11] SOUDEN M, AFFES S, BENESTY J. A two-stage approach to estimate the angles of arrival and the angular spreads of locally scattered sources[J]. IEEE Trans Signal Processing, 2008, 56(5): 1968-1983.

编辑 税 红