

## 一种新的近场源距离及到达角联合估计算法

黄家才<sup>①</sup> 石要武<sup>①</sup> 陶建武<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(吉林大学通信工程学院 长春 130022)

<sup>②</sup>(空军航空大学 长春 130022)

**摘要:** 该文提出一种基于三阶循环矩的近场源距离以及到达角联合估计算法。该算法充分利用了信号的循环平稳特性以及其空、时域信息,通过构造时空矩阵并进行特征分解获得二维参数的闭式估计。该方法计算简单,无需谱峰搜索,而且二维参数自动配对。与现有的方法相比,该文算法并不要求阵列具有中心对称结构,因此避免了阵列孔径的损失;此外该算法对任意分布的加性平稳噪声以及具有不同循环频率的干扰信号有较好的抑制能力。计算机仿真实验验证了该方法的有效性。

**关键词:** DOA估计; 近场源; 距离估计; 循环平稳

中图分类号: NT971

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)11-2738-05

## A new Method for Range and DOA Estimation of Near-Field Sources

Huang Jia-cai<sup>①</sup> Shi Yao-wu<sup>①</sup> Tao Jian-wu<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(College of Communication, Jilin University, Changchun 130022, China)

<sup>②</sup>(University of Aeronautics, Changchun 130022, China)

**Abstract:** A new method based on third-order cyclic moment is presented for joint estimation of Directions-Of-Arrival (DOA's) and range of near-field sources. By exploiting the cyclostationarity and space-time information of the signals, the parameters are directly given by the eigendecomposition of certain constructed DOA-matrix. Compared with several existing approaches, the loss of array aperture is voided since the proposed method doesn't need a symmetrical array. Moreover, the proposed method can effectively suppress the additive stationary noises with any distribution and interfering signals with different cyclic frequency, and the parameters match automatically in the process. Some numerical simulations illustrate the effectiveness of the proposed algorithm.

**Key words:** DOA estimate; Near-field source; Range estimate; Cyclostationarity

### 1 前言

空间信源的定位一直是阵列信号处理中的一个重要研究课题。根据信源距离接收阵列的远近,信源的定位可分为远场信源定位和近场信源定位。在远场信源定位中,由于信源距离接收阵列较远,通常假设来波信号以平面波的形式穿过接收阵列,此时信源的位置由其波达方向(DOA)给出。当空间信源接近阵列时,来波信号以球面波的形式穿过接收阵列,此时基于远场的定位方法不再适用,信源的位置要用距离及DOA来联合确定<sup>[1-3]</sup>,这就是近场源定位问题。近场源的情况经常出现在声纳、电子侦察和地震勘探等领域中。

近年来,国内外学者相继提出许多近场源DOA及距离的估计方法。文献[1]首先给出了最大似然估计方法。虽然该方法具有最优的估计性能,但它需要多维搜索,当存在多个信

号源时其计算量非常庞大。Huang<sup>[3]</sup>提出了近场源定位的二维MUSIC方法,该方法需要搜索方向角和距离两个参数,因而计算量是非常可观的。文献[4]提出了路径跟踪(path-following)算法,将二维MUSIC方法转化为多个一维搜索问题,从一定程度上减轻了二维搜索带来的计算负担,但在路径计算时,计算量依然很大。文献[5]提出了路径跟踪的改进算法。文献[6]基于二阶统计量,用线性预测的方法估计出近场源的距离和方向角。文献[7]进一步利用二阶统计量,提出了近场源距离、方向角和仰角的三维参数估计方法。文献[8]在载波频率未知的情况下,利用二阶统计量,给出了近场源载波频率、距离和方向角估计。文献[9-12]提出了应用高阶累积量估计近场源参数的方法。

现有近场源参数估计方法大都基于信号的空间特性,而对信号的时间特性没有充分利用。本文充分利用信号在时域的循环平稳特性,提出一种基于三阶循环矩的近场源定位新算法。该方法利用非对称阵列构造时空矩阵,并通过特征分解获得二维参数的闭式估计,且参数自动配对。与现有的方

2006-05-11收到, 2006-10-16改回

吉林大学研究生创新基金(502039), 国家自然科学基金(69872012)和吉林省基础研究计划基金(20030519)资助课题

法相比，本文算法并不要求阵列具有中心对称结构，因此避免了阵列孔径的损失；此外该算法对任意分布的加性平稳噪声以及具有不同循环频率的干扰信号有较好的抑制作用。

## 2 信号模型

假设  $K$  个近场非高斯窄带循环平稳信号源  $\{s_k(t)\}_{k=1}^K$  入射到间距为  $d$  的均匀线阵，如图 1 所示。以“0”号阵元为参考阵元，则第  $p$  个阵元上的接收信号可表示为

$$x_p(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) e^{j\tau_{pk}} + n_p(t), \quad p = 0, \dots, P \quad (1)$$

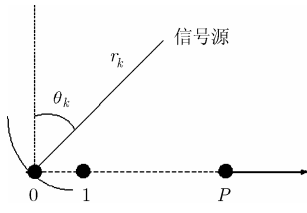


图 1 阵列结构示意图

式中  $n_p(t)$  是加性噪声； $s_k(t) = z_k(t) e^{j\omega_0 t}$  为第  $k$  个采样信号， $z_k(t)$  为信号的包络， $\omega_0$  为信号的载波频率； $\tau_{pk}$  是第  $k$  个信源在阵元  $p$  与参考阵元 0 之间的相位差，由 Fresnel 近似得到 [6,7]

$$\tau_{pk} = \frac{2\pi r_k}{\lambda_0} \left[ \sqrt{1 + \frac{p^2 d^2}{r_k^2} - \frac{2pd \sin \theta_k}{r_k}} - 1 \right] \approx p w_k + p^2 \varphi_k \quad (2)$$

$$w_k = -2\pi \frac{d}{\lambda_0} \sin \theta_k, \quad \varphi_k = \pi \frac{d^2}{\lambda_0 r_k} \cos^2 \theta_k \quad (3)$$

式中  $\theta_k$ ， $r_k$  为第  $k$  个信源的入射角和距离， $\lambda_0$  为信号波长。利用上述近似，式(1)可写为

$$x_p(t) = \sum_{k=1}^K z_k(t) e^{j\omega_0 t} e^{j(p w_k + p^2 \varphi_k)} + n_p(t), \quad p = 0, \dots, P \quad (4)$$

不失一般性，文中作如下假设：

(1) 信源包络  $z_k(t)$  为非高斯、统计独立的窄带实平稳过程，具有零均值和非零三阶矩；

(2) 信源的 DOA 距离参数满足  $\varphi_i \neq \varphi_j$ ，且  $w_i \varphi_i \neq w_j \varphi_j$ ，对于  $i \neq j$ ；

(3) 阵元噪声  $n_p(t)$  为任意分布的平稳噪声，且与信源统计独立；

(4) 阵元间距  $d \leq \lambda_0 / 4$ ，而且  $K \leq P - 1$ 。

## 3 基于三阶循环矩的二维参数联合估计算法

### 3.1 算法推导

循环平稳信号  $u(t)$  的三阶循环矩由其三阶时变矩的 Fourier 展开系数给出 [13]，即

$$\begin{aligned} M_{3,u}^\alpha(\tau_1, \tau_2) &\triangleq \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \sum_{t=0}^{T-1} m_{3,u}(t, \tau_1, \tau_2) e^{-j\alpha t} \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \sum_{t=0}^{T-1} E \left\{ u(t) u(t + \tau_1) u^*(t + \tau_2) \right\} e^{-j\alpha t} \quad (5) \end{aligned}$$

式中  $(\cdot)^*$  表示复共轭。根据式(5)的定义，构造阵元  $x_0(t)$ ， $x_{p+1}(t)$  以及  $x_p(t)$  上的三阶循环互矩

$$\begin{aligned} M_{3,x}^\alpha(\tau, 0, p+1, p) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \sum_{t=0}^{T-1} E \left\{ x_0(t + \tau) x_{p+1}(t) x_p^*(t) \right\} e^{-j\alpha t} \quad (6) \end{aligned}$$

根据式(4)以及假设(1)，假设(3)，三阶时变互矩可表示如下：

$$\begin{aligned} &E \left\{ x_0(t + \tau) x_{p+1}(t) x_p^*(t) \right\} \\ &= E \left\{ \left[ \sum_{i=1}^K z_i(t + \tau) e^{j\omega_0(t+\tau)} + n_0(t + \tau) \right] \right. \\ &\quad \cdot \left[ \sum_{l=1}^K z_l(t) e^{j\omega_0 t} e^{j(p+1)w_l + j(p+1)^2 \varphi_l} + n_{p+1}(t) \right] \\ &\quad \cdot \left. \left[ \sum_{k=1}^K z_k^*(t) e^{-j\omega_0 t} e^{-j(p w_k + p^2 \varphi_k)} + n_p^*(t) \right] \right\} \\ &= \sum_{k=1}^K E \left\{ z_k(t + \tau) z_k(t) z_k^*(t) \right\} e^{j(w_k + \varphi_k)} e^{2j\varphi_k p} e^{j\omega_0(t+\tau)} \\ &\quad + \sum_{k=1}^K E \left\{ z_k(t + \tau) \right\} E \left\{ n_{p+1}(t) n_p^*(t) \right\} e^{j\omega_0(t+\tau)} \\ &\quad + \sum_{k=1}^K E \left\{ z_k(t + \tau) z_k(t) \right\} E \left\{ n_p^*(t) \right\} e^{j(p+1)w_k + j(p+1)^2 \varphi_k} e^{j\omega_0(2t+\tau)} \\ &\quad + \sum_{k=1}^K E \left\{ z_k(t + \tau) z_k^*(t) \right\} E \left\{ n_{p+1}(t) \right\} e^{j\omega_0 \tau} e^{-j(p w_k + p^2 \varphi_k)} \\ &\quad + \sum_{k=1}^K E \left\{ z_k(t) z_k^*(t) \right\} E \left\{ n_0(t + \tau) \right\} e^{j(w_k + \varphi_k)} e^{2j\varphi_k p} \\ &\quad + \sum_{k=1}^K E \left\{ z_k(t) \right\} E \left\{ n_0(t + \tau) n_p^*(t) \right\} e^{j(p+1)w_k + j(p+1)^2 \varphi_k} e^{j\omega_0 t} \\ &\quad + \sum_{k=1}^K E \left\{ z_k^*(t) \right\} E \left\{ n_0(t + \tau) n_{p+1}(t) \right\} e^{-j(p w_k + p^2 \varphi_k)} e^{-j\omega_0 t} \\ &\quad + E \left\{ n_0(t + \tau) n_{p+1}(t) n_p^*(t) \right\} \quad (7) \end{aligned}$$

为方便起见，作如下定义：

$\mu_{z_k} \triangleq E \left\{ z_k(t) \right\}$ ； $R_{z_k}(\tau) \triangleq E \left\{ z_k(t + \tau) z_k(t) \right\}$ ； $m_{3,z_k}(\tau) \triangleq E \left\{ z_k(t + \tau) z_k(t) z_k^*(t) \right\}$ ； $\mu_n \triangleq E \left\{ n_p(t) \right\}$ ， $p = 0, \dots, P$ ； $m_{3,n}(\tau) \triangleq E \left\{ n_0(t + \tau) n_{p+1}(t) n_p^*(t) \right\}$ 。其中  $\mu_{z_k}$ ， $R_{z_k}(\tau)$ ， $m_{3,z_k}(\tau)$  分别为  $z_k(t)$  的均值、相关函数和三阶矩； $\mu_n$ ， $m_{3,n}(\tau)$  分别为噪声的均值和三阶矩。由假设(1)可知  $\mu_{z_k} = 0$ ，因此式(7)又可写为

$$\begin{aligned} &E \left\{ x_0(t + \tau) x_{p+1}(t) x_p^*(t) \right\} \\ &= \sum_{k=1}^K m_{3,z_k}(\tau) e^{j(w_k + \varphi_k)} e^{2j\varphi_k p} e^{j\omega_0(t+\tau)} \\ &\quad + \sum_{k=1}^K R_{z_k}(\tau) \mu_n^* e^{j(p+1)w_k + j(p+1)^2 \varphi_k} e^{j\omega_0(2t+\tau)} \\ &\quad + \sum_{k=1}^K R_{z_k}(\tau) \mu_n e^{j\omega_0 \tau} e^{-j(p w_k + p^2 \varphi_k)} \\ &\quad + \sum_{k=1}^K R_{z_k}(0) \mu_n e^{j(w_k + \varphi_k)} e^{2j\varphi_k p} + m_{3,n}(\tau) \quad (8) \end{aligned}$$

根据式(6)和式(8)，可以得到

$$\begin{aligned}
& M_{3,x}^\alpha(\tau, 0, p+1, p) \\
&= \sum_{k=1}^K m_{3,z_k}(\tau) e^{j\omega_0\tau} e^{j(w_k+\varphi_k)} e^{2j\varphi_k p} \delta(\omega_0 - \alpha) \\
&+ \sum_{k=1}^K R_{z_k}(\tau) e^{j\omega_0\tau} \mu_n^* e^{j(p+1)w_k + j(p+1)^2\varphi_k} \delta(2\omega_0 - \alpha) \\
&+ \sum_{k=1}^K R_{z_k}(\tau) \mu_n e^{j\omega_0\tau} e^{-j(pw_k + p^2\varphi_k)} \delta(\alpha) \\
&+ \sum_{k=1}^K R_{z_k}(0) \mu_n e^{j(w_k+\varphi_k)} e^{2j\varphi_k p} \delta(\alpha) + m_{3,n}(\tau) \delta(\alpha) \quad (9)
\end{aligned}$$

式中  $\delta$  为 Kronecker delta 函数

$$\delta(\theta) = \begin{cases} 1, & 0 \pmod{2\pi} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (10)$$

在式(9)中, 取  $\alpha = \omega_0$ , 则有

$$M_{3,x}^\alpha(\tau, 0, p+1, p) = \sum_{k=1}^K m_{3,z_k}(\tau) e^{j\omega_0\tau} e^{j(w_k+\varphi_k)} e^{2j\varphi_k p} \quad (11)$$

在实际计算中,  $M_{3,x}^\alpha(\tau, 0, p+1, p)$  通常用单一记录估计

$$M_{3,x}^\alpha(\tau, 0, p+1, p) = \frac{1}{T} \sum_{t=0}^{T-1} x_0(t+\tau) x_{p+1}^*(t) x_p^*(t) e^{-j\alpha t} \quad (12)$$

同理, 定义阵元  $x_1(t)$ ,  $x_{p-1}(t)$  以及  $x_p(t)$  上的三阶循环互矩, 并取  $\alpha = \omega_0$ , 可得

$$\begin{aligned}
& M_{3,x}^\alpha(\tau, 1, p-1, p) \\
&= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \sum_{t=0}^{T-1} E \{ x_1(t+\tau) x_{p-1}^*(t) x_p^*(t) \} e^{-j\alpha t} \\
&= \sum_{k=1}^K m_{3,z_k}(\tau) e^{j\omega_0\tau} e^{2jw_k} e^{2j\varphi_k p} \quad (13)
\end{aligned}$$

式(12)和式(13)中, 分别令  $p = 0, \dots, P-1$  和  $p = 1, \dots, P$ , 可得其矩阵形式如下:

$$\begin{aligned}
\mathbf{B}_1(\tau) &= [M_{3,x}^\alpha(\tau, 0, 1, 0), \dots, M_{3,x}^\alpha(\tau, 0, P, P-1)]^T \\
&= \mathbf{A}\Phi\Omega\mathbf{M}_{3,z}(\tau) \quad (14)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{B}_2(\tau) &= [M_{3,x}^\alpha(\tau, 1, 0, 1), \dots, M_{3,x}^\alpha(\tau, 1, P-1, P)]^T \\
&= \mathbf{A}\Phi^2\Omega^2\mathbf{M}_{3,z}(\tau) \quad (15)
\end{aligned}$$

式中  $\mathbf{A} = [a(\varphi_1), \dots, a(\varphi_K)]$  为  $P \times K$  矩阵, 且

$$a(\varphi_k) = [1, e^{2j\varphi_k}, \dots, e^{2j(P-1)\varphi_k}]^T \quad (16)$$

$$\Phi = \text{diag} \{ e^{j\varphi_1}, \dots, e^{j\varphi_K} \} \quad (17)$$

$$\Omega = \text{diag} \{ e^{jw_1}, \dots, e^{jw_K} \} \quad (18)$$

$$\mathbf{M}_{3,z}(\tau) = [m_{3,z_1}(\tau) e^{j\omega_0\tau}, \dots, m_{3,z_K}(\tau) e^{j\omega_0\tau}]^T \quad (19)$$

其中  $\text{diag} \{ \cdot \}$  表示对角阵。

### 3.2 时空矩阵的构造

对  $\mathbf{B}_1(\tau)$ ,  $\mathbf{B}_2(\tau)$  在  $N$  个  $\tau$  ( $\tau = T_s, 2T_s, \dots, NT_s$ ) 上进行采样, 得到“伪快拍矩阵”为

$$\mathbf{X} = [\mathbf{B}_1(T_s), \dots, \mathbf{B}_1(NT_s)] = \mathbf{A}\Phi\Omega\mathbf{M}_{3,z} \quad (20)$$

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{B}_2(T_s), \dots, \mathbf{B}_2(NT_s)] = \mathbf{A}\Phi^2\Omega^2\mathbf{M}_{3,z} \quad (21)$$

其中

$$\mathbf{M}_{3,z} = [\mathbf{M}_{3,z}(T_s), \dots, \mathbf{M}_{3,z}(NT_s)] \quad (22)$$

由假设(2)可知,  $\mathbf{A}$ ,  $\Phi$ ,  $\Omega$ ,  $\mathbf{M}_{3,z}$  为满秩矩阵。定

义时空矩阵

$$\mathbf{D} = \mathbf{Y}\mathbf{X}^\# \quad (23)$$

其中  $\mathbf{X}^\#$  为  $\mathbf{X}$  的伪逆, 根据文献[14], 有下式成立

$$\mathbf{D}\mathbf{A} = \mathbf{A}\Psi \quad (24)$$

其中

$$\Psi = \Phi\Omega = \text{diag} \{ e^{j(w_1+\varphi_1)}, \dots, e^{j(w_K+\varphi_K)} \} \quad (25)$$

式(24)表明, 矩阵  $\Psi$  的对角元素为矩阵  $\mathbf{D}$  的特征值, 而  $\mathbf{A}$  的列向量为矩阵  $\mathbf{D}$  的特征向量。对  $\mathbf{D}$  进行特征分解并进行处理, 即可得到信源的 DOA 和距离估计。

### 3.3 近场源 DOA 和距离估计

对  $\mathbf{D}$  进行特征分解

$$\mathbf{D} = \sum_{k=1}^K \xi_k \mathbf{V}_k \mathbf{V}_k^H \quad (26)$$

其中  $\Psi$  的对角元素  $[\Psi]_{k,k}$  等于  $\mathbf{D}$  的非零特征值  $\xi_k$ , 而矩阵  $\mathbf{A}$  的第  $k$  列向量  $a(\varphi_k)$  等于该特征值所对应的特征向量  $\mathbf{V}_k = [v_k(1), v_k(2), \dots, v_k(P)]^T$ 。从  $\mathbf{V}_k$  中即可得到  $\varphi_k$  的估计:

$$\hat{\varphi}_k = \frac{1}{2(P-1)} \sum_{p=1}^{P-1} \text{angle} \left( \frac{v_k(p+1)}{v_k(p)} \right) \quad (27)$$

从式(25)中可得到  $w_k$  的估计

$$\hat{w}_k = \text{angle}(\xi_k) - \hat{\varphi}_k \quad (28)$$

从而得到 DOA 和距离估计 ( $k = 1, \dots, K$ )

$$\hat{\theta}_k = \sin^{-1} \left( -\frac{\lambda_0}{2\pi d} \hat{w}_k \right) \quad (29)$$

$$\hat{r}_k = \frac{\pi d^2}{\lambda_0 \hat{\varphi}_k} \cos^2 \hat{\theta}_k \quad (30)$$

因为特征向量  $\mathbf{V}_k$  和特征值  $\xi_k$  是一一对应的, 因此上述 DOA 和距离估计自动配对。此外, 从上面的推导过程可以看出, 本文算法并不要求阵列具有中心对称结构, 因此避免了阵列孔径的损失。

## 4 计算机仿真结果

在下面的仿真实验中, 考虑均匀线性阵列由 8 个阵元组成 ( $P = 7$ ), 阵元间距为  $d = \lambda_0/4$ 。假设信号的包络  $z_k(t)$  为指数分布随机过程(参数为 0.5), 并将其均值取为零。载波频率为  $\omega_0 = 2\pi/5$ , 数据长度为 2000, 伪快拍数为  $N = 30$ 。每个实验都独立运行 50 次估计各个参数。

**实验 1** 两个统计独立的空间循环平稳信号分别从位置  $\theta_1 = 10^\circ$ ,  $r_1 = 5\lambda_0$  及  $\theta_2 = 20^\circ$ ,  $r_2 = 0.5\lambda_0$  入射到该阵列。阵元噪声  $n_p(t)$  为高斯分布的白噪声, 其参数为 (0.2, 0.25)。估计结果如图 2 所示, 可以看出本文方法在非零均值加性高斯白噪声的情况下, 仍能正确估计信源的 DOA 和距离参数。

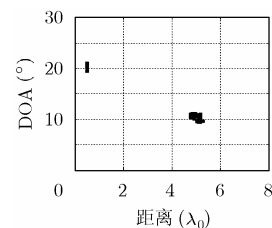


图 2 DOA 和距离估计(非零均值高斯白噪声)

**实验 2** 两个信源入射,其参数同实验 1。阵元噪声  $n_p(t)$  为指数分布的白噪声,其参数为 0.2。估计结果如图 3 所示。从图中可以看到,本文方法对非高斯噪声也有很好的抑制作用。

**实验 3** 两个信源的参数同实验 1。考虑阵元噪声  $n_p(t)$  为非高斯非对称分布的有色噪声,由指数分布白噪声通过 MA 滤波器产生:

$$n_p(t) = e_p(t) + 0.5e_p(t-1), \quad p = 0, \dots, P$$

$$e_p(t) \sim \text{i.i.d. 指数分布}(\lambda=0.2)$$

估计结果如图 4 所示。从估计结果可以看出,本文方法对非高斯非对称分布的有色噪声同样有较好的抑制作用。

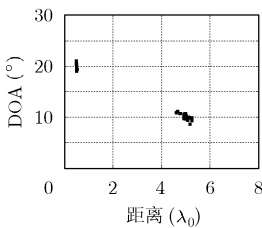


图 3 DOA 和距离估计  
(指数分布白噪声)

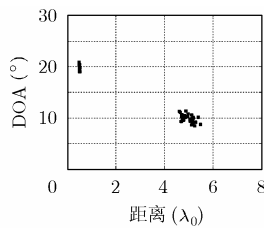


图 4 DOA 和距离估计  
(非高斯非对称分布色噪声)

**实验 4** 验证本文算法对干扰信号的抑制能力。一个感兴趣信号(SOI)从  $\theta_1 = 15^\circ$ ,  $r_1 = 4\lambda_0$  入射;另一个载波频率为  $\omega_{\text{int}} = 3\pi/5$  的干扰信号从  $\theta_2 = 25^\circ$ ,  $r_2 = \lambda_0$  入射,与 SOI 同功率。 $n_p(t)$  为零均值高斯白噪声,定义信噪比  $\text{SNR} = 10 \lg(\sigma_s^2/\sigma_n^2)$ ,其中  $\sigma_s^2$  和  $\sigma_n^2$  分别表示信号和噪声的方差。选择  $\alpha = \omega_0$ , SOI 的 DOA、距离估计的均方根误差(RMSE)如图 5 所示。RMSE 定义如下

$$\text{RMSE} = \sqrt{E\{(\hat{a} - a_{\text{true}})^2\}} \quad (31)$$

其中  $\hat{a}$  表示参数  $a_{\text{true}}$  的估计值。从结果可以看出,本文方法能较好地抑制具有不同循环频率的干扰信号,并且随着 SNR 的增加,估计性能相应提高。

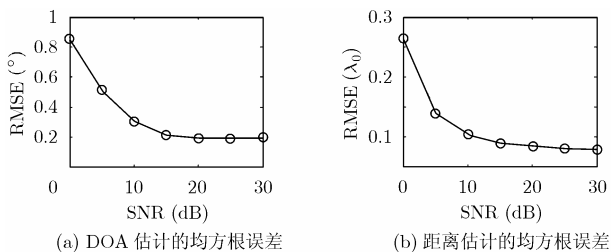


图 5 DOA、距离估计的均方根误差与 SNR 的关系

### 5 结束语

本文提出一种基于三阶循环矩的近场源 DOA, 距离联合估计算法。该方法无需谱峰搜索, 直接给出参数的闭式解, 且二维参数自动配对。本文方法没有要求阵列具有中心对称

结构, 因此避免了阵列孔径的损失。由于使用了三阶循环矩, 该方法不仅能抑制具有不同循环频率的干扰信号, 而且能抑制任意分布的加性平稳噪声, 无论其是高斯或非高斯, 零均值或非零均值, 白或色的。仿真结果验证了所提方法的有效性。

### 参考文献

- [1] Swindlehurst A L and Kailath T. Passive direction of arrival and range estimation for near-field sources [A]. in 4th Annual ASSP Workshop on Spectrum Estimation and Modeling[C]. Minneapolis, MN, USA: AASSPWSEM, 1988: 123-128.
- [2] Kim J H, et al. Passive ranging sonar based on multi-beam towed array [J]. *Proc IEEE Oceans*, 2000, 3(9):1495-1499.
- [3] Huang Y D and Barkat M. Near-field multiple sources localization by passive sensor array [J]. *IEEE Trans. on Antennas Propagation*, 1991, 39(7): 968-975.
- [4] Starer D and Nehorai A. Path-following algorithm for passive localization of near-field sources [J]. 5<sup>th</sup> ASSP Workshop on Spectrum Estimation and Modeling, USA, 1990: 322-326.
- [5] Lee J H, Lee C M, and Lee K K. A modified path-following algorithm using a known algebraic path [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1999, 47 (5): 1407-1409.
- [6] Abed-Meraim K, Hua Y B, and Belouchrani A. Second-order near-field source localization: algorithm and performance analysis [A]. Proceedings of A silomar conference [C], Pacific Grove, USA: CA, 1996: 723-727.
- [7] Abed-Meraim K and Hua Y B. 3-D near field source localization using second order statistics. Conference Record of the Thirty-First A silomar Conference on Signals, Systems & Computers, Pacific Grove, CA USA, 1998: 1307-1311.
- [8] 王波, 王树勋. 一种基于二阶统计量的近场源三维参数估计方法[J]. *电子与信息学报*, 2006, 28(1): 45-49.  
Wang Bo and Wang Shu-xun. A three-dimensional parameter estimation method, of near field sources based on second statistics. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2006, 28(1): 45-49.
- [9] Challa R N and Shamsunder S. High-order subspace-based algorithms for passive localization of near-field sources[C]. 29th Asilomar Conference, CA USA, 1995: 777-781.
- [10] 陈建峰, 张贤达, 吴云韬. 近场源距离、频率及到达角联合估计算法[J]. *电子学报*, 2004,32(5):803-806.  
Chen J F, Zhang X D, and Wu Y T. An algorithm for jointly estimating range DOA and frequency of near field source[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2004, 32(5): 803-806.
- [11] 王洪洋, 廖桂生, 王万林. 近场源频率、波达方向和距离的联合估计方法[J]. *电波科学学报*, 2004, 19(6): 718-721.  
Wang Hong-yang, Liao Gui-Sheng, and Wang Wang-Lin. Joint frequency, direction of arrival and range estimation for

- near-field sources. *Chinese Journal of Radio Science*, 2004,19(6): 718-721.
- [12] 吴云韬, 侯朝焕 王 荣, 孙小东. 一种基于高阶累积量的近场源距离、频率和方位联合估计算法[J]. 电子学报, 2005, 33(10): 23-26.  
Wu Yun-tan, Hou Chao-hua, Wang R, and Sun Xiao-dong. Joint ranges DOA's and frequencies estimation of multiple near-field sources using cumulant. *Acta Electronica Sinica*, 2005, 33(10): 23-26.
- [13] Gardner W A, and Spooner C M. The cumulant theory of cyclostationary time series, part I: foundation part II: development and application. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1994, 42(12): 3387-3429.
- [14] 金梁, 殷勤业. 时空 DOA 矩阵法[J]. 电子学报, 2000, 28(6): 8-12.  
Jin Liang, and Yin Qin-ye. Space-time DOA matrix method. *Acta Electronica Sinica*, 2000, 28(6):8-12.
- 黄家才: 男, 1977年生, 博士生, 研究方向矢量阵列信号处理及应用、非平稳信号分析与处理、发表论文10余篇.
- 石要武: 男, 1954年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为非平稳信号处理及应用, 阵列信号处理、弱信号检测等, 发表论文60余篇.
- 陶建武: 男, 1959 年生, 教授, 博士, 主要从事电子测量及阵列信号 DOA 估计的研究.