第55卷第6期
2015年11月

大连理工大学学报
Journal of Dalian University of Technology

Vol. 55, No. 6
Nov. 2015

电子与信息工程、管理工程

文章编号：1000-8608(2015)06-0625-07

基于四阶累积量的近场源多参数联合估计

王　鹏[1]，邱天爽[*1]，李景春[2]，谭海峰[2,3]

（1.大连理工大学 电子信息与电气工程学部，辽宁 大连　116024；
2.国家无线电监测中心，北京　100037；
3.北京邮电大学 信息与通信工程学院，北京　100876）

摘要：提出了一种近场窄带信源多参数联合估计新方法，通过所构造四阶累积量矩阵的特征值及其特征向量就可以直接获得近场源频率、方位及距离三维参数的联合估计，无须峰值搜索，适用于任意高斯噪声环境.与现有方法相比，所提方法有效地避免了阵列孔径损失，而且算法简单高效.仿真综合结果表明了新方法的有效性.

关键词：近场源定位；四阶累积量；DOA 估计；频率估计；距离估计

中图分类号：TN911.72　　**文献标识码：**A　　**doi：**10.7511/dllgxb201506010

0　引　言

空间信源的位置估计是阵列信号处理与应用中的基本问题之一，也是声呐、雷达、地震探测以及电子侦察等领域的重要任务之一.根据信源与阵列天线的位置关系，可以将空间信源分为远场源和近场源.在传播过程中，远场源的波前可以用平面波进行描述，其位置可由单一的波达方向(direction of arrival，DOA)给出，然而当信源靠近菲涅尔区即近场情况下，此时电磁传播过程中的波前曲率不可忽略，必须采用球面波进行描述，其位置则需利用距离和 DOA 进行联合确定.

针对近场源的参数估计问题，文献[1]提出了最大似然估计法，文献[2]提出将 1D-MUSIC 算法扩展为 2D-MUSIC 方法，以实现近场源的位置估计，但需要进行二维峰值搜索.为了减小计算量，学者们相继提出了 Root-MUSIC 方法[3]、路径跟踪算法[4]以及 CA-MUSIC 方法[5]等多种方法，但仍需进行多次一维峰值搜索，计算量十分可观.为此，学者们进一步提出了无须峰值搜索的方法[6-16]，其中以 Challa 等[9]和 Yuen 等[10]为代表提出的 ESPRIT-like 方法[9-16]最受关注，该方法通过构造合适的累积量矩阵并采用子空间旋转不变技术进行信源参数的估计，具有封闭的数学表达式，不需要任何峰值搜索，而且高阶累积量对高斯噪声具有鲁棒性，因此该类算法适用于任意形式的高斯噪声环境.

文献[9-12]提出了多个近场窄带信源的方位与距离的联合估计方法，但该类方法假设多个信源具有相同载频且频率已知，不适用于载频不同且未知电磁环境.针对这一不足，文献[13-16]提出了近场窄带信源频率、方位以及距离三维参数的联合估计方法，取得较好效果的同时也存在一定的不足，主要体现在两个方面：一是采用中心对称接收阵列的方法损失了部分阵列孔径，参数估计分辨能力低；二是采用非中心对称接收阵列的方法提高了孔径利用率，却需要构造多个累积量矩阵，计算量较大.为弥补以上不足，本文提出一种改进的近场窄带多信源参数估计方法，通过所构造四阶累积量矩阵的特征分解实现 DOA、频率以及距离参数的联合估计.

1　信号模型

假设空间存在 P 个近场窄带信源，入射到一

收稿日期：2015-04-06；　**修回日期：**2015-09-09.
基金项目：国家自然科学基金资助项目(61139001，61172108，81241059).
作者简介：王　鹏(1989-)，男，博士生，E-mail：wangpeng.0706@163.com；邱天爽*(1954-)，男，博士，教授，博士生导师，E-mail：qiutsh@dlut.edu.cn.

个阵元个数为 M 的均匀线阵(见图1),阵元间距为 d,接收到的信号经过下变频至中频并以采样频率 f_s 进行抽样,当以阵元0为参考阵元时,第 m 个阵元上的接收数据可以表示为

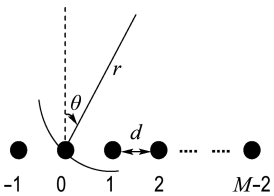

图1 均匀线阵结构图

Fig. 1 Uniform linear sensor array configuration

$$x_m(k)=\sum_{i=1}^{P} s_i(k)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_i k}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\tau_{mi}}+w_m(k);$$
$$-1\leqslant m\leqslant M-2, k=0,\cdots,K-1 \tag{1}$$

式中:K 是快拍数;$w_m(k)$ 为第 m 个接收阵元的噪声;$\omega_i=2\pi f_i/f_s$,是第 i 个信源的数字频率;τ_{mi} 是第 i 个信源在阵元 m 相对参考阵元相位差,由信源位置(r_i,θ_i)唯一确定[1].

$$\tau_{mi}=\frac{2\pi r_i}{\lambda_i}\left(\sqrt{1+\frac{m^2d^2}{r_i^2}-\frac{2md\sin\theta_i}{r_i}}-1\right)\approx \gamma_i m+\phi_i m^2 \tag{2}$$

$$\gamma_i=-2\pi\frac{d}{\lambda_i}\sin\theta_i,\ \phi_i=\pi\frac{d^2}{\lambda_i r_i}\cos^2\theta_i \tag{3}$$

其中 r_i 表示第 i 个信源到参考阵元的距离,θ_i 和 λ_i 分别表示第 i 个信源的入射角以及波长.为了简化信号模型,本文作如下假设:

(1)信源为窄带平稳随机过程,满足均值为零,峰度值非零,且信源之间相互独立;

(2)噪声为高斯过程,满足均值为零,阵元间噪声以及噪声与信源之间相互独立;

(3)对于不同的信源 $i\neq j$,满足 $\omega_i\neq\omega_j$,$\gamma_i\neq\gamma_j$,$\phi_i\neq\phi_j$;

(4)阵元间距 $d\leqslant\min(\lambda_i)/4$,信源个数已知并满足 $P<M$.

2 三维参数联合估计方法

定义大小为 $M\times M$ 的四阶累积量矩阵 $\boldsymbol{C}_1$,形式如下:

$$\boldsymbol{C}_1\triangleq\mathrm{cum}(x_0(k)\quad x_0^*(k)\quad x_m(k)\quad x_n^*(k)) \tag{4}$$

将式(1)代入式(4),在假设(1)和(2)下,结合四阶累积量的性质[17]可以得到

$$C_1(m,n)=\sum_{i=1}^{P}\mathrm{cum}(s_i(k)\quad s_i^*(k)\quad s_i(k)\quad s_i^*(k))\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}(m-n)\gamma_i+\mathrm{j}(m^2-n^2)\phi_i}\approx \sum_{i=1}^{P}c_{4s_i}\mathrm{e}^{\mathrm{j}(m-n)\gamma_i+\mathrm{j}(m^2-n^2)\phi_i} \tag{5}$$

对于 $-1\leqslant m,n\leqslant M-2$,可以将式(5)写成矩阵形式:

$$\boldsymbol{C}_1=\boldsymbol{A}\boldsymbol{C}_{4s}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}} \tag{6}$$

其中 $\boldsymbol{C}_{4s}=\mathbf{diag}\{c_{4s_1},c_{4s_2},\cdots,c_{4s_P}\}$,是以信源峰度值 c_{4s_i} 为对角元素的矩阵;$\boldsymbol{A}$ 是大小为 $M\times P$ 的阵列流形,其第 i 列称为导向矢量,可以表示为

$$\boldsymbol{a}_i=(\mathrm{e}^{\mathrm{j}(-1)\gamma_i+\mathrm{j}(-1)^2\phi_i}\quad 1\quad\cdots\quad \mathrm{e}^{\mathrm{j}(M-2)\gamma_i+\mathrm{j}(M-2)^2\phi_i})^{\mathrm{T}} \tag{7}$$

在窄带假设条件下,有 $s_i(k+1)\approx s_i(k)$ 成立,经过推导得到两个新的累积量矩阵 $\boldsymbol{C}_2$、$\boldsymbol{C}_3$:

$$\boldsymbol{C}_2\triangleq\mathrm{cum}(x_0(k+1)\quad x_0^*(k)\quad x_m(k)\quad x_n^*(k))\approx \boldsymbol{A}\boldsymbol{\Omega}\boldsymbol{C}_{4s}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}} \tag{8}$$

$$\boldsymbol{C}_3\triangleq\mathrm{cum}(x_1(k)\quad x_{-1}^*(k)\quad x_m(k)\quad x_n^*(k))\approx \boldsymbol{A}\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{C}_{4s}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}} \tag{9}$$

式中:$\boldsymbol{\Omega}=\mathbf{diag}\{\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_1},\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_2},\cdots,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_P}\}$,$\boldsymbol{\Phi}=\mathbf{diag}\{\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\gamma_1},\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\gamma_2},\cdots,\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\gamma_P}\}$.

由假设条件(1)和(3)可知,矩阵 $\boldsymbol{C}_1$ 列满秩且秩为 P,对其进行特征分解得到

$$\boldsymbol{C}_1=\sum_{i=1}^{M}\rho_i\boldsymbol{u}_i\boldsymbol{u}_i^{\mathrm{H}} \tag{10}$$

M 个特征值满足 $\rho_1\geqslant\rho_2\geqslant\cdots\geqslant\rho_P>\rho_{P+1}=\cdots=\rho_M=0$,$\boldsymbol{u}_i$ 是第 i 个特征值对应的特征向量.

定义矩阵 $\boldsymbol{C}_1$ 的伪逆 $\boldsymbol{C}_1^{\#}$ 为

$$\boldsymbol{C}_1^{\#}=\sum_{i=1}^{P}\frac{1}{\rho_i}\boldsymbol{u}_i\boldsymbol{u}_i^{\mathrm{H}} \tag{11}$$

经过数学推导[13]可以得到

$$\boldsymbol{C}_2\boldsymbol{C}_1^{\#}\boldsymbol{A}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{\Omega} \tag{12}$$

由假设(1)和(3)可知,矩阵 $\boldsymbol{A}$ 和 $\boldsymbol{\Omega}$ 分别为列满秩矩阵和可逆对角阵.对矩阵 $\boldsymbol{C}_2\boldsymbol{C}_1^{\#}$ 进行特征分解得到的 P 个非零特征值就对应着 $\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_1},\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_2},\cdots,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_P}$.

$$\boldsymbol{C}_2\boldsymbol{C}_1^{\#}=\sum_{i=1}^{M}\xi_i\boldsymbol{v}_i\boldsymbol{v}_i^{\mathrm{H}} \tag{13}$$

通过下式可以得到数字频率的估计:

$$\hat{\omega}_i=\mathrm{angle}(\xi_i) \tag{14}$$

angle(·)表示对"·"求辐角.对累积量矩阵 $\boldsymbol{C}_3$ 进行相似的处理可以得到

$$\boldsymbol{C}_3\boldsymbol{C}_1^{\#}\boldsymbol{A}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{\Phi} \tag{15}$$

同样地，对 $\boldsymbol{C}_3\boldsymbol{C}_1^{\#}$ 进行特征分解得到的 P 个非零特征值对应 $e^{j2\gamma_1}, e^{j2\gamma_2}, \cdots, e^{j2\gamma_P}$.

$$\boldsymbol{C}_3\boldsymbol{C}_1^{\#}=\sum_{i=1}^{M}\sigma_i\boldsymbol{b}_i\boldsymbol{b}_i^{\mathrm{H}} \tag{16}$$

通过下式可以得到 γ_i 的估计为

$$\hat{\gamma}_i=\frac{1}{2}\mathrm{angle}(\sigma_i) \tag{17}$$

通过特征值对应的特征向量就可以得到 ϕ_i 的估计

$$\hat{\phi}_i=\frac{\sum_{q=1}^{M-1}\mathrm{angle}(b_i(q+1)/b_i(q))-\frac{1}{2}(M-1)\mathrm{angle}(\sigma_i)}{(M-1)(M-3)} \tag{18}$$

由式(17)和(18)可以看出，$\hat{\gamma}_i$、$\hat{\phi}_i$ 是由同一个矩阵的特征分解估计得到，能够实现参数的自动匹配. $\hat{\omega}_i$ 由另外一个矩阵的特征分解估计得到，由于两次特征分解得到的特征向量是相同的，理论上可以实现参数的自动配对. 然而在实际计算中，两次特征分解是独立的，特征值及其对应特征向量的排列不是一一对应的，因此还需要进行简单的配对. 假设参数$(\hat{\omega}_i, \hat{\gamma}_j, \hat{\phi}_j)$是一一对应的，则 i、j 需满足

$$j=\arg\max_{1\leqslant l\leqslant P}|\tilde{\boldsymbol{v}}_i^{\mathrm{H}}\tilde{\boldsymbol{b}}_l| \tag{19}$$

其中$\tilde{\boldsymbol{v}}_i=\boldsymbol{v}_i/v_i(2)$，$\tilde{\boldsymbol{b}}_l=\boldsymbol{b}_l/b_l(2)$.

综上，可以得到近场窄带信源的频率、方向以及距离的三维参数$(\hat{\omega}_i, \hat{\theta}_i, \hat{r}_i)$估计为

$$\begin{aligned}&\hat{\omega}_i=\mathrm{angle}(\xi_i)\\&\hat{\theta}_i=\arcsin(-\hat{\gamma}_i/(2\pi d/\hat{\lambda}_i))\\&\hat{r}_i=\pi d^2\cos^2\hat{\theta}_i/\hat{\lambda}_i\hat{\phi}_i;\ \hat{\lambda}_i=2\pi c/\hat{\omega}_i f_s\end{aligned} \tag{20}$$

其中 c 为电磁波的传播速度，$\hat{\gamma}_i$ 和$\hat{\phi}_i$ 分别由式(17)和(18)估计得到.

假设本文所用接收阵列由 M 个阵元组成，M 为偶数，文献[13-14]采用中心对称结构，由接收数据所构造的高阶累积量矩阵大小是$(M/2)\times(M/2)$，有 $M/2$ 个阵元孔径的损失，最多可估计 $M/2-1$ 个信源. 本文和文献[15-16]采用非中心对称结构，由接收数据所构造的累积量矩阵维数是 $M\times M$，避免了阵列天线的孔径损失，最多可估计 $M-1$ 个信源.

由于四阶累积量矩阵的构造以及矩阵的特征分解是算法运算复杂度的主要体现，本文主要考虑这两项的计算复杂度. 利用快拍数为 K 的接收数据构造一个大小为 $M\times M$ 高阶累积量矩阵的计算复杂度为$O(9M^2K)$，对其进行特征分解的计算复杂度为 $O(4M^3/3)$. 本文方法共需要构造 3 个 $M\times M$ 高阶累积量矩阵，并需要 3 次特征分解，所以计算复杂度为 $O(27M^2K+4M^3)$，低于采用同样结构的文献[15]和[16]，其计算复杂度分别为 $O(36M^2K+272M^3/3)$ 和 $O(54M^2K+72M^3)$. 在参数配对方面，本文方法需要一次参数配对，文献[15]需要进行两次参数配对，而文献[16]则不需要参数配对.

3　仿真实验

考虑一个阵元数目 $M=8$ 的均匀线阵，阵元间距 $d=\min(\lambda_i)/4$，空间存在两个等功率且统计独立的近场窄带信源，中心频率分别为 $f_1=3$ MHz，$f_2=4$ MHz. 仿真实验中采样频率为 10 MHz，本文以均方根误差 e_{rms} 作为方法性能的评价准则，结果由 $L=300$ 次独立实验统计得到：

$$e_{\mathrm{rms}}=\sqrt{\frac{1}{L}\sum_{l=1}^{L}(\hat{x}_l-x)^2} \tag{21}$$

其中$\hat{x}_l$ 代表本文方法得到的参数估计值，x 代表参数的真值.

实验 1　比较本文方法与文献[14-16]方法在不同信噪比下的近场源参数估计性能，其中信噪比 R_{sn}从 0 dB 到 25 dB 变化，数据长度为 2 000 个快拍，入射角度分别为 $\theta_1=-15°$，$\theta_2=30°$，到参考阵元的距离分别为 $r_1=1.5\lambda_1$，$r_2=0.8\lambda_2$.

图 2 给出了不同 R_{sn} 下不同方法参数估计 e_{rms}的变化曲线. 从图中可以看出，在频率估计方面，本文方法的性能比文献[16]方法略差，与文献[15]方法估计性能相当，明显优于文献[14]方法. 这是因为文献[14]方法采用了中心对称结构阵列，具有较大的孔径损失而导致各参数估计性能都比较低. 相比于文献[16]方法，本文构造高阶累积量矩阵个数少，估计频率所用的高阶累积量矩阵维数小，因而频率估计性能略差. 在到达角估计方面，本文方法与文献[15]方法估计性能基本相同，略优于文献[16]方法，明显优于文献[14]方法. 而在距离估计方面，本文方法则明显优于文献[14-16]中的方法.

实验 2 比较本文方法与文献[14-16]方法在不同快拍数下的参数估计性能，其中信噪比 R_{sn} 固定为 20 dB，数据长度范围为 500 到 2 500 个快拍，入射角度分别为 $\theta_1=-15°$，$\theta_2=30°$，到参考阵元的距离分别为 $r_1=1.5\lambda_1$，$r_2=0.8\lambda_2$.

图 3 给出了不同快拍数下参数估计 e_{rms} 的变化曲线. 从图中可以看出，各方法性能随快拍数的增加而提高，方法之间的性能比较结果与实验 1 结论相同：本文方法除在频率估计性能略差于文献[16]方法以外，其他两个参数都能取得比其他方法更加精确的估计结果. 此外，由实验 1 和实验 2 的结果还可以发现，位置较近信源的距离参数估计精度明显高于位置较远信源的参数估计结果，这与文献[10]的理论分析是一致的，说明了本文方法的有效性.

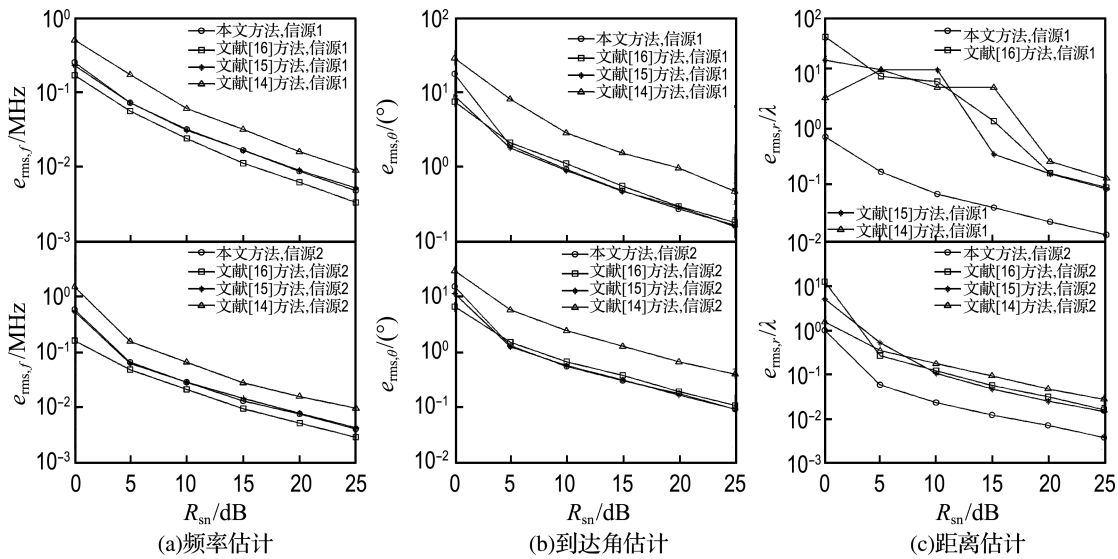

图 2 不同信噪比下的近场源参数估计误差

Fig. 2 Errors of parameters estimation for near-field sources under different SNR

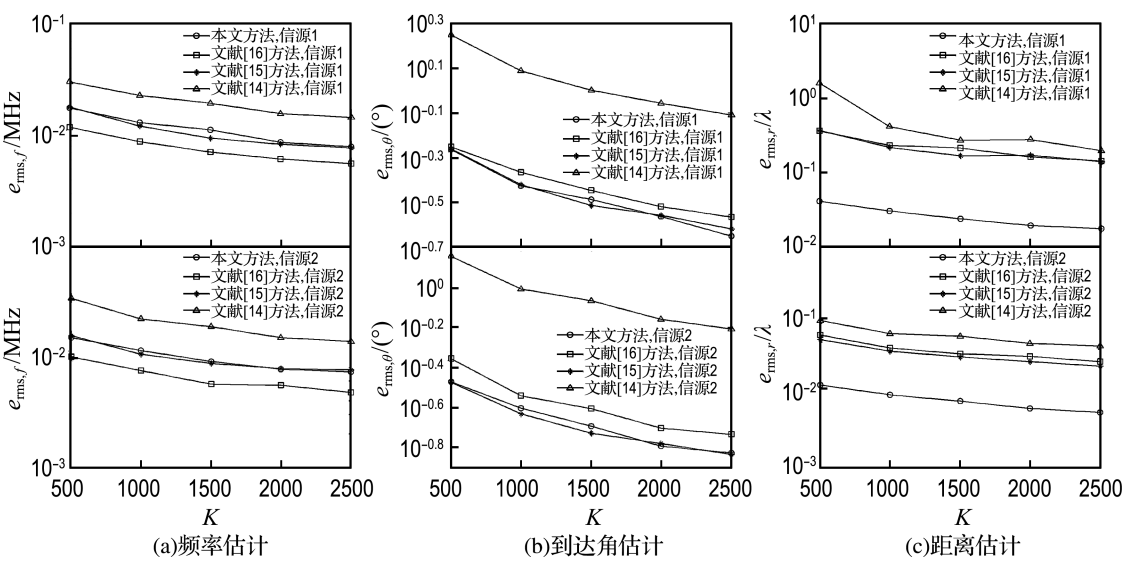

图 3 不同快拍数下的近场源参数估计误差

Fig. 3 Errors of parameters estimation for near-field sources under different snapshots

实验 3 比较本文方法与文献[14-16]方法在不同入射角下的参数估计性能. 其中，信噪比固定为 20 dB，信源 1 入射角 θ_1 从 0°变化至 30°，信源 2 入射角固定为 $\theta_2=30°$，到参考阵元的距离分

别为 $r_1=1.5\lambda_1$，$r_2=0.8\lambda_2$.

图 4 给出了不同入射角下的参数估计 e_{rms} 变化曲线. 从图中可以看出，随着信源 1 入射方向的变化，各信源参数估计性能与实验 1 和实验 2 中的结论是一致的. 此外还可以发现，在距离和频率不同的情况下，同一方向的两个信源是可以分离的. 需要指出的是，本文方法和文献[14]方法的距离参数估计误差会随着两个信源入射方向的接近而增大.

实验 4　比较本文方法与文献[14-16]方法在不同距离下的参数估计性能. 其中，信噪比固定为 20 dB，信源 1 的入射角 $\theta_1=-15°$，信源 2 的入射角 $\theta_2=30°$，到参考阵元的距离分别为 r_1 从 $0.5\lambda_1$ 变化至 $4\lambda_1$，$r_2=0.8\lambda_2$.

图 5 给出了不同距离参数下的 e_{rms} 变化曲线. 除文献[14]方法以外，其余方法的频率估计、到达角估计以及信源 2 的距离估计 e_{rms} 随信源 1 距离的增大没有明显的变化，而信源 1 的距离估计 e_{rms} 则随距离的增大而增大. 文献[14]方法在 $r_1=0.5\lambda_1$ 时参数估计误差较大，这是因为此时两信源的距离参数几乎相等，不能充分保证文献[14]方法中要求两者距离参数不相等的假设.

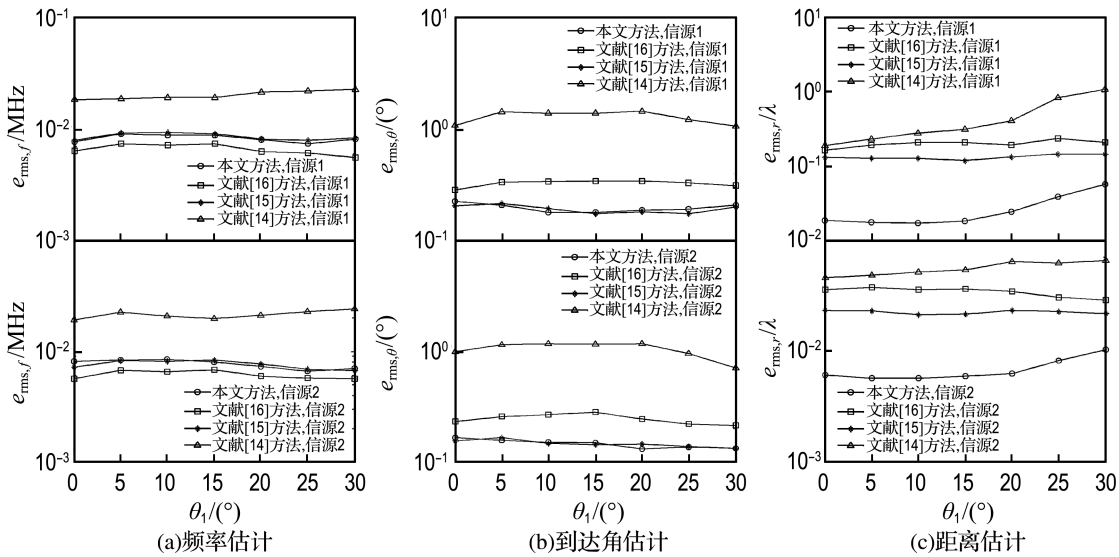

图 4　不同信源 1 入射角下近场源参数估计误差

Fig. 4　Errors of parameters estimation for near-field sources under different DOAs of source 1

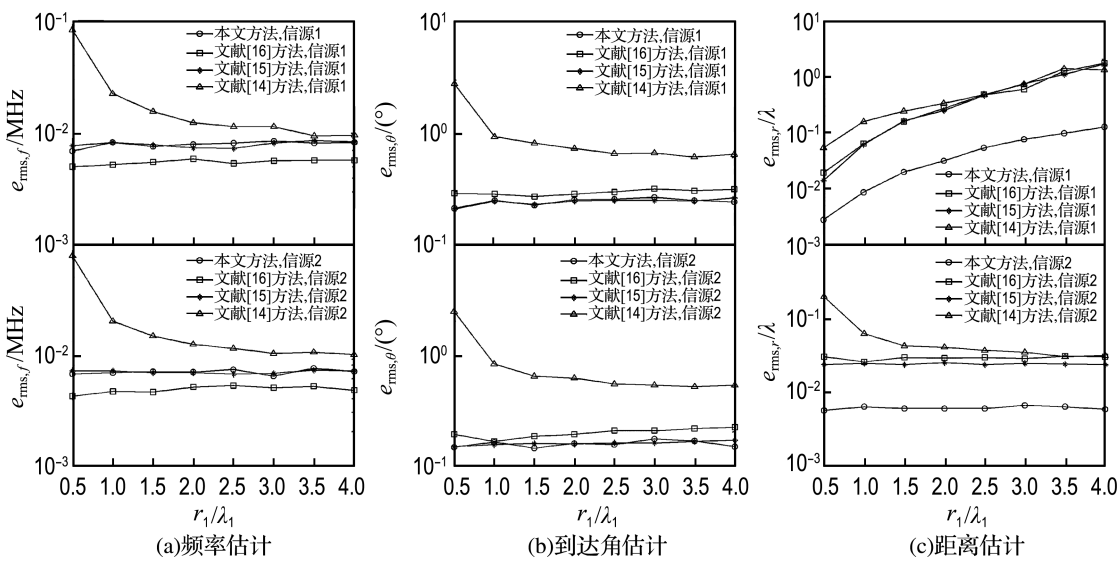

图 5　不同距离下近场源参数估计误差

Fig. 5　Errors of parameters estimation for near-field sources under different ranges

实验 5 比较本文方法与文献[15-16]方法的复杂度,信噪比固定为 20 dB,数据长度范围为 500 到 2 500 个快拍,统计 300 次 Monte-Carlo 实验的运行时间.

表 1 给出了相同条件下不同方法的运行时间,从表中可以看出,文献[16]方法运行时间约为本文方法的 1.8 倍,文献[15]方法运行时间约为本文方法的 1.3 倍,与理论分析是一致的,说明本文方法具有更低的运算复杂度.

表 1 不同方法运算复杂度比较

Tab. 1 Comparison of computational complexity for different methods

快拍数	复杂度/s		
	本文方法	文献[15]方法	文献[16]方法
500	15.82	18.85	28.10
1 000	17.28	22.59	31.85
1 500	20.17	26.08	37.63
2 000	23.25	29.68	43.28
2 500	27.66	35.80	51.81

4 结 语

本文提出了一种改进的近场窄带信源多参数估计方法,能够实现多信源的频率、距离以及 DOA 的联合估计.通过采用非对称阵列结构以达到避免阵列孔径损失的目的,通过构造新的累积量矩阵以达到降低算法的计算复杂度的效果.最后,仿真实验结果表明,本文方法除在频率估计精度方面略低于文献[16]方法外,其他两个参数的估计精度均高于其他方法,尤其是距离参数估计精度明显高于其他方法,证明了本文方法的有效性.此外,本文方法在保证参数估计精度的同时,有效地缩短了运行时间,说明了本文方法的工程应用价值.

参考文献:

[1] Kailath T, Swindlehurst A L. Passive direction-of-arrival and range estimation for near-field sources [C] // **Fourth Annual ASSP Workshop on Spectrum Estimation and Modeling**. Piscataway: IEEE, 1988: 123-128.

[2] Jeffers R, Bell K L, Van Trees H L. Broadband passive range estimation using MUSIC [J]. **ICASSP, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing - Proceedings**, 2002, **3**: 2921-2924.

[3] Weiss A J, Friedlander B. Range and bearing estimation using polynomial rooting [J]. **IEEE Journal of Oceanic Engineering**, 1993, **18**(2): 130-137.

[4] Starer D, Nehorai A. Passive localization on near-field sources by path following [J]. **IEEE Transactions on Signal Processing**, 1994, **42**(3): 677-680.

[5] Noh H, Lee C Y. A covariance approximation method for near-field coherent sources localization using uniform linear array [J]. **IEEE Journal of Oceanic Engineering**, 2015, **40**(1): 187-195.

[6] Gazzah H, Delmas J P. CRB-based design of linear antenna arrays for near-field source localization [J]. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, 2014, **62**(4): 1965-1974.

[7] CHEN Jian, LIU Guo-hong, SUN Xiao-ying. Computationally efficient near-field source localization using third-order moments [J]. **EURASIP Journal on Advances in Signal Processing**, 2014, **2014**(1): 1-8.

[8] 王 超,魏玺章. 基于联合对角化的近场源三维参数估计[J]. 雷达科学与技术, 2014, **12**(1): 63-68, 75.
WANG Chao, WEI Xi-zhang. Estimating 3-D parameters of near-field sources based joint diagonalization [J]. **Radar Science and Technology**, 2014, **12**(1): 63-68, 75. (in Chinese)

[9] Challa R N, Shamsunder S. High-order subspace-based algorithms for passive localization of near-field sources [C] // **The Twenty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (Volume: 2)**. Los Alamitos: IEEE Computer Society Press, 1995: 777-781.

[10] Yuen N, Friedlander B. Performance analysis of higher order ESPRIT for localization of near-field sources [J]. **IEEE Transactions on Signal Processing**, 1998, **46**(3): 709-719.

[11] WU Yun-tao, MA Lin, HOU Chao-huan, *et al*. Subspace-based method for joint range and DOA estimation of multiple near-field sources [J]. **Signal Processing**, 2006, **86**(8): 2129-2133.

[12] 梁军利,刘 丁,张军英. 基于 ESPRIT 方法的近场

源参数估计[J]. 系统工程与电子技术，2009，**31**(6)：1299-1302.
LIANG Jun-li，LIU Ding，ZHANG Jun-ying. New ESPRIT approach to near-field source parameter estimation [J]. **Systems Engineering and Electronics**，2009，**31**(6)：1299-1302.（in Chinese）

[13] 马克江，李　军，吴云韬，等. 无需参数配对的近场源距离、方位、频率联合估计算法[J]. 电子学报，2010，**38**(6)：1454-1458.
MA Ke-jiang，LI Jun，WU Yun-tao，*et al*. Joint ranges DOA′s and frequencies estimation of near-field sources without pairing parameters [J]. **Acta Electronica Sinica**，2010，**38**(6)：1454-1458.（in Chinese）

[14] 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 Jian-feng，ZHANG Xian-da，WU Yun-tao. An algorithm for jointly estimating range DOA and frequency of near field source [J]. **Acta Electronica Sinica**，2004，**32**(5)：803-806.（in Chinese）

[15] 吴云韬，侯朝焕，王　荣，等. 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)：1893-1896.
WU Yun-tao，HOU Chao-huan，WANG Rong，*et al*. Joint ranges DOA′s and frequencies estimation of multiple near-field sources using cumulant [J]. **Acta Electronica Sinica**，2005，**33**(10)：1893-1896.（in Chinese）

[16] 马克江，李　军，吴云韬，等. 基于累量域的近场源三维参数联合估计算法[J]. 系统工程与电子技术，2010，**32**(10)：2041-2044.
MA Ke-jiang，LI Jun，WU Yun-tao，*et al*. Joint estimative method of three-dimensional parameters for near-field sources based on cumulant [J]. **Systems Engineering and Electronics**，2010，**32**(10)：2041-2044.（in Chinese）

[17] Mendel J M. Tutorial on higher-order statistics (spectra) in signal processing and system theory：Theoretical results and some applications [J]. **Proceedings of the IEEE**，1991，**79**(3)：278-305.

Estimation of joint multi-parameters of near-field sources based on the fourth-order cumulant

WANG Peng[1]，QIU Tian-shuang[*1]，LI Jing-chun[2]，TAN Hai-feng[2,3]

（1. Faculty of Electronic Information and Electrical Engineering，Dalian University of Technology，Dalian 116024，China；
2. The State Radio Monitoring Center，Beijing 100037，China；
3. School of Information and Communication Engineering，Beijing University of Posts and Telecommunications，Beijing 100876，China）

Abstract：A novel joint multi-parameters estimation method for near-field narrow-band sources is proposed. The frequencies，DOAs（direction of arrival，DOA）and ranges of near-field sources are directly estimated by the eigenvalues and the eigenvectors of the constructed fourth-order cumulant matrices. The proposed method does not require any peak search and can be applied to arbitrary Gaussian noise environment. Compared with several existing methods，the proposed method avoids the loss of array aperture and reduces the computational complexity. The comprehensive simulation results demonstrate the validity of this new method.

Key words：near-field sources localization；the fourth-order cumulant；DOA estimation；frequency estimation；range estimation