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

吴云韬, 侯朝焕, 王 荣, 孙小东
(中国科学院声学研究所数字系统集成部, 北京 100080)

摘 要: 本文提出了一种基于高阶累积量的近场源距离、方位及频率三维参数联合估计方法, 该方法利用构造的累积量矩阵的特征分解获得信号子空间, 三维参数估计分别由构造的矩阵的特征值直接估计得到, 算法计算简单而无需任何搜索且适于任意高斯噪声环境, 与现有的方法相比, 本文算法由于无需利用阵列的中心对称结构, 因而有效的避免了阵列的孔径损失. 最后, 计算机仿真实验验证了算法的性能.

关键词: 近场源; DOA 估计; 距离估计; 频率估计; 高阶累积量
中图分类号: TN957.52 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2005) 10-1893-04

Joint Ranges DOA's and Frequencies Estimation of Multiple Near-Field Sources Using Cumulant

WU Yun-tao, HOU Chao-huan, WANG Rong, SUN Xiao-dong
(Integrated Digital System Laboratory, Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)

Abstract: A new subspace method based on Cumulant is presented for joint estimation of ranges directions-of-arrival (DOA's) and frequencies of multiple near-field sources impinging on an array of sensors. The parameters of sources are directly given by the eigenvalues of certain constructed matrices. Compared with several existing methods, the loss of array aperture is effectively avoided and hence the performance improvement of parameter estimation is achieved. Simulation results show that the proposed method outperform an ESPRIT-like method.

Key words: near-field source; DOA estimate; range estimate; frequency estimate; cumulant

1 引言

空间谱估计是近二十年来发展起来的一门新兴信号处理理论. 常规的空间谱估计方法有 ML、WSF、MUSIC、ESPRIT 和 MN(最小内积) 等[1], 这些算法都假定信号源为远场入射到接收阵列, 因而, 由阵列接收的信号源具有平面波前, 在平面波前的假设前提下, 信号源的位置由信号的到达方向(一维或二维方向) 来确定. 然而, 当信号源靠近阵列而位于阵列孔径的近场时(即 Fresnel 区域), 信号的平面波前的近似不再有效[2~12], 此时, 近场源相对于阵列孔径需用球面波前来精确描述, 波前的形状随阵列的位置具有非线性变化特性, 信号源的位置必须用距离和到达方向来共同确定, 近场源的定位也就归结为信号源的距离(Range) 和到达方向(DOA) 联合估计问题, 近场源的情况经常出现在声纳[2~4], 语音(语音源的定位和分离), 电子监控及地震探测等领域[8].

由于现有的基于远场源的阵列高分辨 DOA 估计方法(利用线性相位假设) 并不能直接应用到近场的情形, 在最近几年, 针对近场源定位的许多方法被相继提出, 文献[3] 中首先给出了最大似然估计方法, 其给出的估计具有最优的统计性能, 但它需要高维搜索, 是高度非线性的计算, 在多个信号源时, 其计算量将是非常庞大的. 针对窄带信号模型, Huang[4], Jeffers[5] 等先后推广了传统的一维 MUSIC 方法, 提出了二维 MUSIC 方法而实现了距离和 DOA 的联合估计, 然而, 二维 MUSIC 需要二维搜索. 为降低其计算量, Starer[6] 等基于分维处理提出了改进的基于路径跟踪搜索(path-following) 的 2-DMUSIC 方法, 从一定的程度上减轻了二维搜索带来的计算负荷, 但仍然要求一维搜索. 类似的工作还有文献[7] 提出的改进的路径搜索算法以及 Weiss 和 Friedlander[9] 利用一给定的距离值用 root-MUSIC 方法实现 DOA 的估计, 使得 2-DMUSIC 方法计算更加简单, 但其距离估计仍然需要一维搜索实现. 在现有的方法中, Challa 和 Shamsunder[10] 等提出的基于高阶累积量的总体最小二乘 ESPRIT-like 方法不需要任何搜索计算, 参数估计具有闭式解, 因而具有计算简单的优点, 其缺陷是阵列孔径损失大.

现有的近场源定位方法都假定各信号源具有相同的载波频率且频率是已知的, 在各频率不同且频率未知的信号环境下其应用将受到限制, 为此, 文献[12, 13] 讨论了近场源的频率、DOA、及距离三维参数联合估计问题, 然而, 上述文献中都

收稿日期: 2004-11-29; 修回日期: 2005-05-23

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

需要利用接收阵列阵元位置坐标的中心对称结构, 因而阵列孔径损失严重且导致角度估计分辨能力下降. 为弥补上述方法的缺陷, 本文提出了一种改进的基于累量域的联合距离、DOA 及频率估计方法, 该方法无需利用阵列的中心对称结构因而没有孔径损失, 且可以给出参数估计的闭式解, 而估计结果也只需简单的参数配对.

2 问题描述及基本算法

假定有 K 个近场窄带信号源入射到间距为 d 的 N 元均匀线阵(如图 1 所示), 在解调到中频并抽样后, 第 i 个信号可表示为 $e^{j\omega_i t}s_i(t)$, 故第 m 个阵元上的接收信号可表示为:

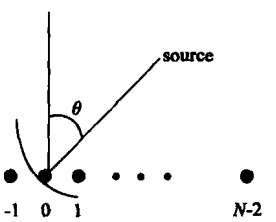


图 1 阵列结构示意图

$$x_m(t)=\sum_{i=1}^{K}s_i(t)e^{j\omega_i t}e^{j\tau_{mi}}+n_m(t),\quad -1\leqslant m\leqslant N-2 \tag{1}$$

式中 $n_m(t)$ 是加性高斯噪声, τ_{mi} 是第 i 个信源在阵元 m 与参考阵元 0 之间的传播时延

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

$$\gamma_i=-2\pi\frac{d}{\lambda_i}\sin(\theta_i),\quad \phi_i=\pi\frac{d^2}{\lambda_i r_i}\cos^2(\theta_i)$$

式(2)由 Fresnel 近似得到. θ_i, r_i 是第 i 个信源的入射角与距离, λ_i 是其波长, d 与 λ_i 满足 $d\leqslant\frac{\lambda_i}{4}$. 我们假定 K 个信源 $[s_1(t), s_2(t), \cdots, s_K(t)]$ 为非高斯分布.

写成矩阵, 式(1)可表示为:

$$\boldsymbol{x}(t)=\boldsymbol{A}\boldsymbol{s}(t)+\boldsymbol{n}(t) \tag{3}$$

式中

$$\boldsymbol{x}=[x_{-1},\cdots,x_0,\cdots,x_{N-2}]^{\mathrm{T}}$$

$$\boldsymbol{s}=[s_1e^{j\omega_1 t},\cdots,s_Ke^{j\omega_K t}]^{\mathrm{T}}$$

$$\boldsymbol{n}=[n_{-1},n_0,\cdots,n_{n-2}]^{\mathrm{T}}$$

$$\boldsymbol{A}=[\boldsymbol{a}_1,\cdots,\boldsymbol{a}_K]$$

$$\boldsymbol{a}_i=[e^{j(-1)\gamma_i+j(-1)^2\phi_i},1,e^{j(\gamma_i+\phi_i)},\cdots,e^{j(N-1)\gamma_i+j(N-2)^2\phi_i}]^{T}$$

不失一般性, 文中作如下假设:

(1)信源 $s_1(t),\cdots,s_K(t)$ 是零均值、非高斯、统计独立的窄带平稳过程, 且具有非零峰度;

(2) 阵元噪声 $n_i(t)$ 为零均值、白或色的高斯过程, 并与信源统计独立;

(3) 信源的距离 DOA 参数满足 $\phi_i\neq\phi_j$, 对于 $i\neq j$;

(4) 阵元间距 $d\leqslant\lambda_i/4$; 而且 $N>K$.

首先定义如下的四阶累积量矩阵,

$$\boldsymbol{C}_1\triangleq\mathrm{cum}\{x_0(t),x_0^*(t),\boldsymbol{x}(t),\boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}(t)\} \tag{4}$$

利用累积量的性质, 很容易推得

$$\boldsymbol{C}_1=\boldsymbol{A}\boldsymbol{C}_{4s}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}} \tag{5}$$

式中 $\boldsymbol{C}_{4s}$为对角矩阵, 其对角元素 c_{4sk}表示信源峰度。类似地, 利用时间滞后及不同的阵元滞后, 我们可以定义如下的累积量矩阵:

$$\boldsymbol{C}_2\triangleq\mathrm{cum}(x_0(t+1),x_0^*(t),\boldsymbol{x}(t),\boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}(t))=\boldsymbol{A}\Phi_1\boldsymbol{C}_{4s}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}$$

$$\boldsymbol{C}_3\triangleq\mathrm{cum}(x_0(t),x_{-1}^*(t),\boldsymbol{x}(t),\boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}(t))=\boldsymbol{A}\Phi_2\boldsymbol{C}_{4s}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}$$

$$\boldsymbol{C}_4\triangleq\mathrm{cum}(x_1(t),x_{-1}^*(t),\boldsymbol{x}(t),\boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}(t))=\boldsymbol{A}\Phi_3\boldsymbol{C}_{4s}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}$$

上式中 $\boldsymbol{C}_2$ 的推出利用了信号的窄带假设, 即 $s_k(t)\approx s_k(t+1)$. 同时, 从以上的定义可以看出, 本文仅需要利用对称的三个导引阵元$\{x_{-1}(t),x_0(t),x_1(t)\}$便可以获得 ESPRIT- like 方法所需要的累积量矩阵, 而文[10~13]所提方法都需要利用阵列的中心对称结构来构造 ESPRIT- like 方法所需要的累积量矩阵, 因而阵列孔径损失较大.

其中 $\Phi_k(k=1,2,3)$分别为

$$\begin{aligned}\Phi_1&=\mathrm{diag}[e^{j\omega_1},\cdots,e^{j\omega_K}]\\ \Phi_2&=\mathrm{diag}[e^{j(\gamma_1-\phi_1)},\cdots,e^{j(\gamma_K-\phi_K)}]\\ \Phi_3&=\mathrm{diag}[e^{j2\gamma_1},\cdots,e^{j2\gamma_K}]\end{aligned} \tag{6}$$

由累积矩阵 $\boldsymbol{C}_i(i=1,2,3,4)$, 我们可以构造如下的 $4N\times N$ 矩阵

$$\boldsymbol{C}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{C}_1\\ \boldsymbol{C}_2\\ \boldsymbol{C}_3\\ \boldsymbol{C}_4\end{bmatrix}=\boldsymbol{B}\boldsymbol{C}_{4s}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}} \tag{7}$$

式中

$$\boldsymbol{B}=[\boldsymbol{A},\boldsymbol{A}\Phi_1,\boldsymbol{A}\Phi_2,\boldsymbol{A}\Phi_3]^{\mathrm{T}} \tag{8}$$

类似于 ESPRIT- like 算法[10], 对矩阵 $\boldsymbol{C}$ 作子空间分解

$$\boldsymbol{C}=\boldsymbol{E}\Sigma\boldsymbol{E}^{\mathrm{H}} \tag{9}$$

式中, $\boldsymbol{E}=[\boldsymbol{e}_1,\cdots,\boldsymbol{e}_N]$ 为由特征矢量组成的酉矩阵; $\Sigma=\mathrm{diag}[\sigma_1,\cdots,\sigma_N]$ 为由特征值组成的对角矩阵, 而且 $\sigma_1>\cdots>\sigma_K>\sigma_{K+1}=\cdots\sigma_N=0$. 因此, 我们可以由非零特征值的个数估计信源个数 K. 若累积量矩阵由有限个快拍估计, 则 N-K 个最小特征值非零. 我们可以用信息论的方法如最小描述长度准则(MDL)([11])来估计信源个数.

由式(8)、(9), 矩阵 $\boldsymbol{C}$ 的 K 个大特征值对应的特征矢量 $\boldsymbol{E}_s=[\boldsymbol{e}_1,\boldsymbol{e}_2,\cdots,\boldsymbol{e}_K]$ 构成信号子空间. 由于 $\mathrm{span}\{\boldsymbol{E}_s\}=\mathrm{span}\{\boldsymbol{B}\}$, 因此存在一个非奇异的矩阵 $\boldsymbol{T}_{K\times K}$, 使得

$$\boldsymbol{E}_s\boldsymbol{T}\approx\boldsymbol{B} \tag{10}$$

把 $\boldsymbol{E}_s$ 分成四个 $N\times K$ 的矩阵 $\boldsymbol{E}_0$, $\boldsymbol{E}_x$, $\boldsymbol{E}_y$, $\boldsymbol{E}_z$, 即

$$\boldsymbol{E}_s=[\boldsymbol{e}_1\boldsymbol{e}_2\cdots\boldsymbol{e}_K]=\begin{bmatrix}\boldsymbol{E}_0\\ \boldsymbol{E}_x\\ \boldsymbol{E}_y\\ \boldsymbol{E}_z\end{bmatrix} \tag{11}$$

由式(10), 可得

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{E}_0\\ \boldsymbol{E}_x\\ \boldsymbol{E}_y\\ \boldsymbol{E}_z\end{bmatrix}\boldsymbol{T}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{A}\\ \boldsymbol{A}\Phi_1\\ \boldsymbol{A}\Phi_2\\ \boldsymbol{A}\Phi_3\end{bmatrix} \tag{12}$$

因此

$$\boldsymbol{E}_x\boldsymbol{T}=\boldsymbol{E}_0\boldsymbol{T}\Phi_1,\ \boldsymbol{E}_y\boldsymbol{T}=\boldsymbol{E}_0\boldsymbol{T}\Phi_2,\ \boldsymbol{E}_z\boldsymbol{T}=\boldsymbol{E}_0\boldsymbol{T}\Phi_3 \tag{13}$$

令

$$\Gamma=\boldsymbol{T}\Phi_1\boldsymbol{T}^{-1},\ \Psi=\boldsymbol{T}\Phi_2\boldsymbol{T}^{-1},\ \Upsilon=\boldsymbol{T}\Phi_3\boldsymbol{T}^{-1} \tag{14}$$

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

则

$$\boldsymbol{E}_x = \boldsymbol{E}_0\Gamma,\ \boldsymbol{E}_y = \boldsymbol{E}_0\Psi,\ \boldsymbol{E}_z = \boldsymbol{E}_0\Upsilon \tag{15}$$

从式(14), 我们可以看到, Γ, Ψ, Υ 的特征值分别为对角矩阵 Φ_1, Φ_2, Φ_3 的对角元素, 由式(15)得

$$\Gamma = \boldsymbol{E}_0^{\dagger}\boldsymbol{E}_x,\ \Psi = \boldsymbol{E}_0^{\dagger}\boldsymbol{E}_y,\ \Upsilon = \boldsymbol{E}_0^{\dagger}\boldsymbol{E}_z \tag{16}$$

式中 † 表示伪逆, 设 Γ, Ψ, Υ 的特征值估计分别为 $\tilde{\omega}_i$, ϕ_i, φ_i ($i = 1, 2, \cdots, K$), 则角度、距离和频率三个参数的估计分别为

$$\theta_i = \sin^{-1}\left(\frac{\angle(\varphi_i)}{-\frac{4\pi d}{\lambda_i}}\right) \tag{17}$$

$$\hat{r}_i = \frac{2\pi d^2\cos^2(\theta_i)}{\lambda_i\angle(\varphi_i - 2\phi_i)} \tag{18}$$

$$\omega_i = \angle(\tilde{\omega}_i) \tag{19}$$

式中∠表示取相角. 由上面的推导, 理论上每个信源的参数自动配对, 因为它们有相同的特征矢量空间, 但在实际计算中, 由于 Γ, Ψ, Υ 是通过三次独立的特征分解得到的, 其中的特征值与特征向量的排列次序是随机的, 因此所得的三组特征矢量可能顺序不同, 所以需要对三次特征分解的参数进行配对, 我们可以采用文献[14]的方法进行两次简单的配对.

3　仿真结果

为验证本文所提算法的性能, 我们做如下两组实验. 我们考虑由 $N = 6$ 个阵元组成的均匀线性阵列, 阵元间距为 $d = \min(\frac{\lambda_i}{4})$. 每个实验都独立运行 500 次估计各个参数. 两组实验中, 我们假定两源的归一化中心频率分别为 $\omega_1 = 0.2$, $\omega_2 = 0.4$. 使用根均方误差 *RMSE* 作为性能准则:

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N_e}\sum_{i=1}^{N_e}(\alpha - \alpha_{\text{true}})^2}$$

实验一、两个等功率统计独立的空间信号分别从位置 $\theta_1 = 40^\circ$, $r_1 = 5\lambda_1$ 及 $\theta_2 = 20^\circ$, $r_2 = 0.5\lambda_2$ 入射到该阵列上. 信噪比 SNR 从 0dB 到 30dB 变化, 数据长度为 $T = 2000$ 次快拍. 两个信源到达角、频率及距离的估计如图 2~4 所示. 图中"-"线表示本文算法的结果,"*"表示文献[12]中所提算法. 从图中可以看到, 在不同信噪比和采样数条件下(信噪比固定为 SNR = 20dB), 本文算法的三维参数估计性能均优于文[12]中所提方法的估计性能.

实验二、阵元数为 $N = 4$, 信噪比固定为 SNR = 20dB, 采样数为 $T = 500$. 估计结果如图 6 所示, 不同参数条件下, 两算法均能估计出两个信源的位置参数. 但从图中, 可以看到本文算法由于避免了孔径损失, 其参数估计精度优于文[12]的方法; 同时, 从图中两者的距离估计结果可以看出, 对距离阵列较近的信号源的估计精度明显要高于位置较远的那个信源, 而两个信源角度的估计精度则比较接近, 这与文[11]的理论分析也是一致的.

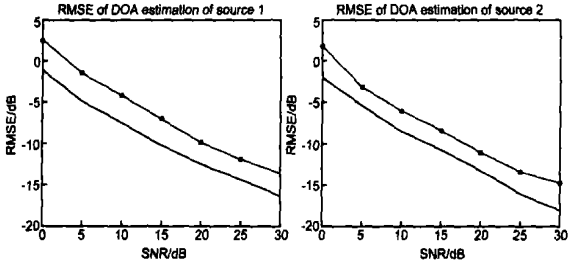


图 2　两源角度估计的根均方误差随 SNR 的变化曲线

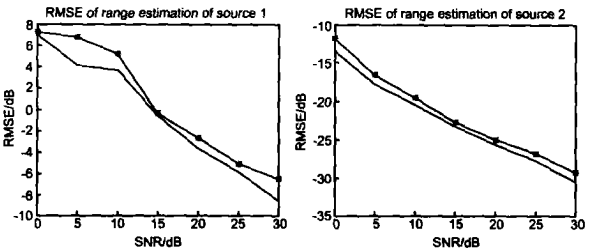


图 3　两源距离估计的根均方误差随 SNR 的变化曲线

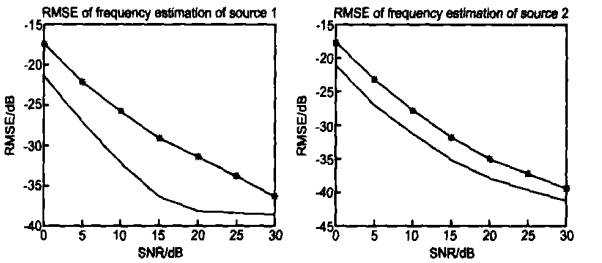


图 4　两源频率估计的根均方误差随 SNR 的变化曲线

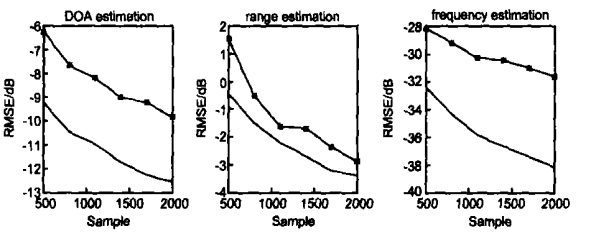


图 5　信源一的参数估计的根均方误差随采样数的变化曲线

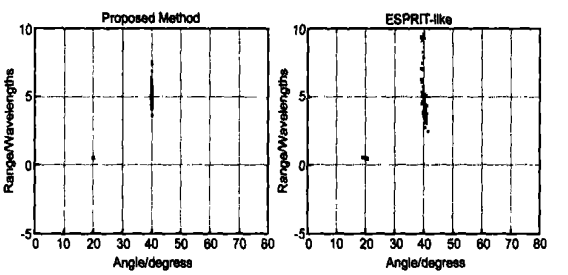


图 6　小阵元数及短数据条件下两源参数估计结果

表 **1**　利用不同算法估计 N 个信号源的各项比较

Algorithm	Minimum number of sensors	Search required	Intialization required	Pair required
2-D MUSIC[7, 9]	N+ 1	Yes	Yes	No
ESPRIT-like [10, 12, 13]	2N	No	No	Yes
WLP method[11]	2N+ 1	No	No	Yes
本文算法	N+ 1	No	No	Yes

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

4 总结

基于四阶累积量,本文给出了一种载频未知情况下基于近场源的距离和波达方向(DOA)、频率联合估计新算法,通过构造的阵列输出信号四阶累量矩阵使空间信号三维参数估计无需谱峰搜索,参数仅需简单配对,算法适于任意高斯噪声环境.与现有的方法相比,本文算法有效避免了阵列的孔径损失因而具有更好的参数估计性能.最后,计算机仿真结果证实了提出方法的有效性.限于篇幅,针对本文算法的性能分析将另文给出.

参考文献:

[1] H Krim, M Viberg. Two decades of array processing research: The parametric approach[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 1996, 13(4): 67- 94.

[2] J H Kim, I S Yang, K M Kim, W T Oh. Passive ranging sonar based on multi-beam towed array[J]. Proc IEEE Oceans, 2000, 3(9): 1495- 1499.

[3] A L Swindlelhurst, T Kailath. Passive direction of arrival and range estimation for near field sources[A]. IEEE Spec Est and Mod Workshop, 1988. 123- 128.

[4] Y D Huang, M Barkat. Near-field multiple sources localization by passive sensor array[J]. IEEE Trans. Antennas and Propag, 1991, 39(7): 968- 975.

[5] Russell Jeffers, Kristinc L B, Harry L. Van Trees, Broadband Passive Range Estimation Using MUSIC[C]. Proc. IEEE Int Conf Acoust Speech, Signal Processing, Orlando, Florida, USA, 2002. 2920- 2922.

[6] D Starer, A Nehorai. Path-following algorithm for passive localization of near-fileld sources[J]. 5th ASSP Workshop on Spectrum Estimation and Modeling, 1990. 322- 326.

[7] J H Lee, C M Lee, K K Lee. A modified path-following algorithm using a known algebraic path[J]. IEEE Trans Signal Processing, 1999, 47(5): 1407- 2400.

[8] C M Lee, K S Yoon, K K Lee. Efficient algorithm for localising 3-D narrowband multiple sources[J]. IEE Proc. Radar, Sonar Navig, 2001, 48(1): 23- 26.

[9] A J Weiss, B Friedlander. Range and bearing estimation using polynomial rooting[J]. IEEE J Ocean Engr, 1993, 18(2): 130- 137.

[10] R N Challa, S Shamsunder. Higher-order Subspace Basedalgorithms for Passive Localization of Near-field Sources[A]. in Proc 29th Asilomar Conf Signals System Computer. Pacific Grove[C]. CA: 1995. 777- 781.

[11] Norman Yuen, Benjamin Friedlander. Performance analysis of higher-order ESPRIT for localization of near-field sources[J]. IEEE Trans Signal Processing, 1998, 46(3): 709- 719.

[12] 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 Alogorithm for Jointly Estimating ramge, Doa and Frequency of Near Field Source[J]. ACTA ELECTRONICA SINICA, 2004, 32(5): 803- 806. (in Chinese)

[13] Wang Hongyang, Liao Guisheng, Li Zhenfang. Joint frequency, Direction of Angle and Range Estimation for Near-ield Sources[C]. ICSP' 2004 Proceedings, Beijing, China: 2004. 475- 478.

作者简介:



吴云韬 男, 1974 年出生于湖北利川, 2003 年获西安电子科技大学博士学位, 2004 年 6 月进入中国科学院声学研究所作博士后研究, 主要从事阵列信号处理方面的研究, 感兴趣的领域为信号检测、参数估计及其应用研究等.
E-mail: ytwu@sina.com.



侯朝焕 男, 1936 年出生于四川自贡, 中国科学院院士、IEEE Fellow、中国声学会理事长、中国电子学会会士, 主要从事数字信号处理的理论研究与应用, 包括图像与视频信号处理, 芯片设计, 数字系统的设计与实现.

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net