

速度传感器阵列近场声源定位的孔径扩展算法

刘兆霆, 潘张鑫

(绍兴文理学院电子信息工程系, 浙江绍兴 312000)

摘要: 采用速度传感器阵列提出了一种近场声源定位(距离和 DOA 估计)的新算法. 与目前提出的其它算法相比, 本文算法有以下几个优点: 无需计算高阶累积量, 从而有较低的计算量; 能够实现参数估计的自动配对; 阵元间隔无需限制在 $1/4$ 波长内, 并可以通过增加阵元间隔扩展阵列孔径, 从而提高算法的参数估计精度. 论文最后给出了仿真实验, 验证了算法的定位性能.

关键词: 速度传感器; 近场声源; 距离; 相干源波达角

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2013)05-0848-04

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.05.003

Extended-Aperture Near-Field Acoustic Source Localization Algorithm with a Velocity-Sensor Array

LIU Zhao-ting, PAN Zhang-xin

(Department of Electronic Engineering, Shaoxing University, Shaoxing, Zhejiang 312000, China)

Abstract: A novel algorithm for near-field acoustic source localization, i. e., range and Direction-of-Arrival (DOA) estimation by using a velocity sensor array is proposed in this paper. Compared with the existing algorithms, the proposed one has the following advantages: No need to compute higher-order cumulants, hence having lower computational loads; achieving automatic pairing in range and DOA estimation, and having no limitation of the intersensor spacing within $1/4$ -wavelength, and enabling to obtain higher estimation accuracy by increasing the intersensor spacing for a larger array aperture. Monte-Carlo simulations are presented to verify the efficacy of the proposed algorithm.

Key words: velocity-sensor; near-field acoustic source; range; direction-of-arrival (DOA)

1 引言

水下声学矢量传感器由 2~3 个速度传感器外加一个可选择的压力传感器构成. 速度传感器为正交导向, 能够分别测量笛卡尔坐标系中的声波振速分量. 在过去的几十年中, 声学矢量传感器在理论和工程应用上都受到了广泛的重视, 由声学矢量传感器构成的矢量阵列成为水下声源定位的重要工具, 已经提出了许多有效的算法, 如文献[1,2]给出了单个声矢量传感器的参数估计算法, 文献[3,4]给出了稀疏声矢量阵列的参数估计算法, 文献[5]给出了一种非常有效的相干源波达角 (Direction-of-Arrival, DOA) 估计算法, 文献[6]利用速度传感器作为 MIMO 阵列的接收阵提出了波达角和发射角联合估计算法等.

上述算法主要是针对远场信号, 当信号源靠近阵列而位于其近场时, 近场源需用球面波 (而非平行波) 描述波前, 并采用菲涅尔 (Fresnel) 近似描述阵元之间的相位

差, 这使得许多远场源定位算法不再适用. 针对近场源定位问题, 即近场源距离和 DOA 的联合估计问题, 国内外学者也提出了许多算法, 例如最大似然算法^[7]、多维 MUSIC 算法^[8] 和高阶 ESPRIT 算法^[9,10] 等, 这些算法要求多维参数搜索或者计算高阶统计量, 有较高的运算量. 为此, 一些基于二阶统计量的近场源参数估计算法被提出^[11,12]. 然而, 这些近场源定位算法均要求阵元间隔必须小于四分之一波长, 否则将会导致估计值的模糊问题. 事实上, 增加阵元间隔扩展了阵列的有效孔径, 从而会使得参数估计值有更高的精度和分辨率. 需要指出的是, 对于大孔径阵列, 信号源往往处于近场, 因此研究孔径扩展阵列的近场信号源定位更有实际意义.

基于上述原因, 本文提出了一种近场声源定位的新算法, 该算法采用由速度传感器构成的均匀线性阵列, 能够通过孔径扩展带来提高参数的估计性能; 另外, 算法无需多维参数搜索或者计算高阶统计量, 并能够实现参数估计的自动配对.

2 信号模型

考虑 K 个近场、窄带、非相干声源信号入射到一个由 $2M$ 个阵元构成的均匀线性阵列(如图 1 所示, $K < 2M$). 阵元间隔为 Δ , 每一个阵元由一对速度传感器构成, 它们分别指向 y 轴和 z 轴, 那么第 m 个阵元中的两个速度传感器可测得的方位信息为

$$\mathbf{c}_{m,k} = [\sin\theta_{m,k}, \cos\theta_{m,k}]^T \quad (1)$$

其中 $-\pi/2 < \theta_{m,k} \leq \pi/2$ 表示第 k 个近场源信号相对第 m 个阵元的 DOA. 以第 0 个阵元作为参考阵元, 并令 $c_k = c_{0,k}$ 和 $\theta_k = \theta_{0,k}$. 在解调到中频并抽样后, 第 k 个近场窄带声源信号为 $s_k(t) e^{j\omega_k t}$, 其中 $s_k(t)$ 表示信号的复幅度, $\omega_k = 2\pi f_k / f_{\text{samp}}$, f_{samp} 为采样频率, $f_k \neq f_l$ ($k \neq l$) 为信号的载波频率. 这样, 第 m 个阵元上的接收信号可表示为一个 2 维矢量:

$$\mathbf{x}_m(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) e^{j\omega_k t} \mathbf{c}_{m,k} e^{j\tau_{m,k}} + \mathbf{n}_m(t) \quad (2)$$

式中 $\mathbf{n}_m(t)$ 表示高斯噪声矢量, $\tau_{m,k} \approx \gamma_k m + \phi_k m^2$ 为第 i 个信源在阵元 m 与参考阵元 0 之间的传播时延, 其中 $\gamma_k = -2\pi\Delta \sin\theta_k / \lambda_k$, $\phi_k = \pi\Delta^2 \cos^2\theta_k / \lambda_k l_k$, λ_k 和 l_k 分别是第 k 个信号的波长和其到参考阵元的距离. 式写成矩阵的形式为:

$$\mathbf{z}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{w}(t) \quad (3)$$

其中

$$\mathbf{z}(t) = [\mathbf{x}_{-(M-1)}^T(t), \dots, \mathbf{x}_0^T(t), \mathbf{x}_1^T(t), \dots, \mathbf{x}_M^T(t)]^T \in \mathbb{C}^{4M \times 1}$$

$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t) e^{j\omega_1 t}, \dots, s_K(t) e^{j\omega_K t}]^T$$

$$\mathbf{w}(t) = [\mathbf{n}_{-(M-1)}^T(t), \dots, \mathbf{n}_0^T(t), \mathbf{n}_1^T(t), \dots, \mathbf{n}_M^T(t)]^T,$$

$$E\{\mathbf{w}(t_1) \mathbf{w}^H(t_2)\} = \delta(t_1 - t_2) \mathbf{I}_{4M \times 4M}$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_K] \in \mathbb{C}^{4M \times K}$$

$$\mathbf{a}_k = [\mathbf{b}_{-(M-1),k}^T, \dots, \mathbf{b}_{0,k}^T, \mathbf{b}_{1,k}^T, \dots, \mathbf{b}_{M,k}^T]^T,$$

$$\mathbf{b}_{m,k} = \mathbf{c}_{m,k} e^{j\tau_{m,k}} \quad (4)$$

定义 $l_{m,k}$ 表示第 k 个近场源信号和第 m 个阵元之间的距离, 并有 $l_k = l_{0,k}$. 图 1 显示, 在第 k 个目标、第 m 个阵元以及参考阵元之间构成了一个平面三角形, 因此利用正弦定理, 我们可以得到:

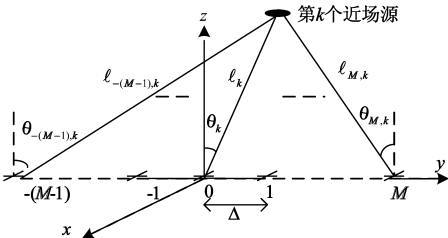


图1 速度传感器阵列近场源定位示意图

$$l_k = \left| \frac{m\Delta \sin(\pi/2 - \theta_{m,k})}{\sin(\theta_{m,k} - \theta_k)} \right| = \left| \frac{m\Delta \cos\theta_{m,k}}{\sin(\theta_{m,k} - \theta_k)} \right|, \quad m = -(M-1), \dots, -1, 1, \dots, M \quad (5)$$

式(5)在提出的算法中将得到应用.

3 提出的算法

3.1 DOA 和距离的无模糊估计

根据信号为窄带的假设, 我们有 $\mathbf{s}(t+1) \cong \mathbf{\Phi}\mathbf{s}(t)$, 其中 $\mathbf{\Phi} = \text{diag}[e^{j\omega_1 t}, \dots, e^{j\omega_K t}]$, 因此由式(3)可得到 $\mathbf{z}(t+1) = \mathbf{A}\mathbf{\Phi}\mathbf{s}(t) + \mathbf{w}(t+1)$. 定义 $\bar{\mathbf{z}} = [\mathbf{z}^H(t), \mathbf{z}^H(t+1)]^H$, 那么其相关矩阵可表示为 $\mathbf{R} = E\{\bar{\mathbf{z}}(t) \bar{\mathbf{z}}^H(t)\} = \mathbf{B}\mathbf{P}\mathbf{B}^H$, 其中 $\mathbf{P} = E\{\mathbf{s}(t) \mathbf{s}^H(t)\}$ 表示信号的相关矩阵, 而 $\mathbf{B} = [\mathbf{A}^H, (\mathbf{A}\mathbf{\Phi})^H]^H \in \mathbb{C}^{8M \times K}$.

特征值分解有 $\mathbf{R} = \mathbf{U}_s \text{diag}(\psi_1, \dots, \psi_K) \mathbf{U}_s^H$, 其中 ψ_k ($k=1, \dots, K$) 为 \mathbf{R} 的 K 个大特征值, 它们对应的特征矢量为 \mathbf{U}_s 的列向量. 根据子空间算法, 存在一个非奇异矩阵 \mathbf{T} 满足 $\mathbf{B} = \mathbf{U}_s \mathbf{T}$, 从而 $\mathbf{A} = \mathbf{U}_{s,1} \mathbf{T}$ 和 $\mathbf{A}\mathbf{\Phi} = \mathbf{U}_{s,2} \mathbf{T}$, 即有 $\mathbf{U}_{s,1}^\dagger \mathbf{U}_{s,2} = \mathbf{T}\mathbf{\Phi}\mathbf{T}^{-1}$ (6) 其中 $\mathbf{U}_{s,1} = \mathbf{U}_s(1:4M, K)$, $\mathbf{U}_{s,2} = \mathbf{U}_s(1+4M:8M, K)$, $\mathbf{U}_{s,1}^\dagger = (\mathbf{U}_{s,1}^H \mathbf{U}_{s,1})^{-1} \mathbf{U}_{s,1}^H$, \dagger 表示伪逆. 这样, 我们可以通过式(6)推导出信号的频率 $\omega_k = \arg(\psi_k)$, 以及相应的波长 $\lambda_k = 2\pi c / \omega_k f_s$.

实际情况下, 相关矩阵 \mathbf{R} 是通过有限快拍估计得到的 $\hat{\mathbf{R}} = \sum_{t=1}^N \bar{\mathbf{z}}(t) \bar{\mathbf{z}}^H(t) / N$, 因此对 $\hat{\mathbf{R}}$ 特征值分解后, 得到的是估计值 $\hat{\omega}_k$ 和 $\hat{\lambda}_k$, 以及 $\hat{\mathbf{U}}_{s,1}$, $\hat{\mathbf{U}}_{s,2}$ 和 $\hat{\mathbf{T}}$. 据此, 我们可进一步获得导向矩阵的估计

$$\hat{\mathbf{A}} = [\hat{\mathbf{a}}_1, \dots, \hat{\mathbf{a}}_K] = (\hat{\mathbf{U}}_{s,1} \hat{\mathbf{T}} + \hat{\mathbf{U}}_{s,2} \hat{\mathbf{T}} \hat{\mathbf{\Phi}}^{-1}) / 2 \quad (7)$$

根据 \mathbf{a}_k 的定义, 我们可由 $\hat{\mathbf{a}}_k$ 可得到 $\mathbf{b}_{m,k}$ 的估计 $\hat{\mathbf{b}}_{m,k} = \hat{\mathbf{a}}_k (2m + 2M - 1 : 2m + 2M)$ ($m = -(M-1), \dots, -1, 0, 1, \dots, M; k=1, \dots, K$). 然后, 由式(4)和(1)的关系得到 DOA 为:

$$\hat{\theta}_{m,k} = \tan^{-1}(\hat{\mathbf{b}}_{m,k}(1) / \hat{\mathbf{b}}_{m,k}(2)) \quad (8)$$

注意到在式(8)中 $\hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{0,k}$. 利用得到 $\hat{\theta}_{m,k}$ ($k \neq 0$) 并结合式, 我们可以得到信号源距离的估计

$$\hat{l}_k = \left(\sum_{m=-(M-1)}^{-1} \left| \frac{m\Delta \cos\hat{\theta}_{m,k}}{\sin(\hat{\theta}_{m,k} - \hat{\theta}_k)} \right| + \sum_{m=1}^M \left| \frac{m\Delta \cos\hat{\theta}_{m,k}}{\sin(\hat{\theta}_{m,k} - \hat{\theta}_k)} \right| \right) / (2M - 1) \quad (9)$$

显然, 式(8)和(9)得到的 DOA 和距离估计是唯一的, 不存在模糊问题.

3.2 DOA 和距离的解模糊估计

区别于式(8)和(9), 我们也可以从空间相位因子 $q_{m,k} \triangleq e^{j\tau_{m,k}} = e^{j(\gamma_k m + \phi_k m^2)}$ 获得信号的 DOA 和距离估计. 为此我们先计算出 $q_{m,k}$ 的估计:

$$\hat{q}_{m,k} = \begin{cases} 1, & m = 0 \\ \hat{\mathbf{c}}_{m,k}^\dagger \hat{\mathbf{b}}_{m,k} / \hat{\mathbf{c}}_{0,k}^\dagger \hat{\mathbf{b}}_{0,k}, & m \neq 0 \end{cases} \quad (10)$$

其中 $\hat{\mathbf{c}}_{m,k}$ 是利用式(8)的结果得到式(1)的估计. 接下

来,我们利用阵列结构的对称关系^[11]计算 $e^{j\hat{\gamma}_k}$ 和 $e^{j\hat{\beta}_k m^2}$ 的估计. 由于

$$e^{j2(m-1)\hat{\beta}_k} = \hat{q}_{m-M+1}, \hat{k}\hat{q}_{m-M}^*, \hat{k}\hat{q}_{-(M-2)}^*, \hat{k}\hat{q}_{-(M-1)}, k \triangleq \eta_{k,m} \quad (11)$$

$$e^{j[2\hat{\gamma}_k + 2(m-1)\hat{\beta}_k]} = \hat{q}_{m-M+1}, \hat{k}\hat{q}_{m-M}^*, \hat{k}\hat{q}_{M-2}^*, \hat{k}\hat{q}_{M-1}, k \triangleq \xi_{k,m} \quad (12)$$

并且 $\hat{\gamma}_k = -2\pi\Delta\sin\hat{\theta}_k/\hat{\lambda}_k$, $\hat{\beta}_k = \pi\Delta^2\cos^2\hat{\theta}_k/\hat{\lambda}_k\hat{l}_k$, 因此可以得到

$$e^{j4\pi\Delta\sin\hat{\theta}_k/\hat{\lambda}_k} = \frac{1}{2M-1} \sum_{m=1}^{2M-1} \eta_{k,m}/\xi_{k,m} \triangleq \alpha_k \quad (13)$$

$$e^{j2\pi\Delta^2\cos^2\hat{\theta}_k/\hat{\lambda}_k\hat{l}_k} = \frac{1}{4M-4} \sum_{m=1}^{2M-2} (\eta_{k,m+1}/\eta_{k,m} + \xi_{k,m+1}/\xi_{k,m})/2 \triangleq \beta_k \quad (14)$$

这样,利用式(13)和(14)也可以分别得到 DOA 和距离的估计. 但是,由于阵元间隔 Δ 大于波长的 $1/4$, 使得利用式(13)和(14)计算 DOA 和距离的估计值是非唯一的, 即

$$\hat{\theta}_k(n) = \sin^{-1}\left(\frac{\hat{\lambda}_k \arg(\alpha_k)}{4\pi\Delta} + \frac{\hat{\lambda}_k}{2\Delta}n\right), \quad \lceil -2\Delta/\hat{\lambda}_k + \arg(\alpha_k)/2\pi \rceil \leq n \leq \lfloor 2\Delta/\hat{\lambda}_k + \arg(\alpha_k)/2\pi \rfloor \quad (15)$$

$$\hat{l}_k(i) = \frac{2\pi\Delta^2\cos^2\hat{\theta}_k^{\text{ref}}}{\hat{\lambda}_k \arg(\beta_k) + 2i\pi\hat{\lambda}_k}, \quad (16)$$

$$\lceil -\arg(\beta_k)/2\pi \rceil \leq i \leq \lfloor \Delta^2/\lambda_k \hat{l}_k^{\text{ref}} - \arg(\beta_k)/2\pi \rfloor$$

也就是说,式(15)和(16)中的 DOA 和距离的估计存在模糊性,其中 $\lceil x \rceil$ 和 $\lfloor x \rfloor$ 分别表示对 x 下取整和上取整,且 $n \geq 1$ 和 $i \geq 1$ 均为整数. 而式(16)中 $\hat{\theta}_k^{\text{ref}}$ 和 \hat{l}_k^{ref} 分别表示利用式(8)和(9)得到的 DOA 和距离的估计.

为了解决这种模糊问题,我们进一步利用 $\hat{\theta}_k^{\text{ref}}$ 和 \hat{l}_k^{ref} 作为参考,得到如下解模糊的估计:

$$\hat{\theta}_k = \sin^{-1}\left(\frac{\lambda_k \arg(\alpha_k)}{4\pi\Delta} + \frac{\lambda_k}{2\Delta}n^0\right), \quad n^0 = \underset{n}{\operatorname{argmin}} |\hat{\theta}_k(n) - \hat{\theta}_k^{\text{ref}}| \quad (17)$$

$$\hat{l}_k = \frac{2\pi\Delta^2\cos^2\hat{\theta}_k^{\text{ref}}}{\lambda_k \arg(\beta_k) + 2i^0\pi\lambda_k}, \quad i^0 = \underset{i}{\operatorname{argmin}} |\hat{l}_k(i) - \hat{l}_k^{\text{ref}}| \quad (18)$$

式(17)和(18)的估计方法均利用了阵列的孔径(通过 Δ 度量)信息,因此相比式(8)和(9)的估计方法有更高的估计精度和分辨率.

从上面的推导可知,得到的距离和 DOA 估计是自动配对的;另外,本文算法只利用了二阶统计量,因此比基于高阶累积量的近场源定位算法有更低计算量.

4 计算机仿真

在本节,我们通过仿真实验来验证本文所提算法的性能. 仿真结果为 500 次蒙特卡罗实验的统计结果,并采用了 $N = 400$ 个快拍数. 假设图 1 给出的阵列包含 16 个速度传感器(即 $M = 4$),信号采样频率为 $f_{\text{samp}} = 15\text{MHz}$,并考虑两个近场声源,其参数分别为: $\omega_1 = 0.4\pi$

rad/s 和 $\omega_2 = 0.5\pi$ rad/s(即波长分别为 $\lambda_1 = 100$ 和 $\lambda_2 = 80$)、 $\theta_1 = 25^\circ$ 、 $\theta_2 = 40^\circ$ 、 $l_1 = 2.5\lambda_1$ 、 $l_2 = 3.0\lambda_2$. 为了进行性能比较,我们也给出了文献[11]算法(记为 Liang)的估计结果,该算法采用了 16 个压力传感器构成的线性阵列. 从硬件消耗上看,这样两种算法是相等的.

图 2 给出了两个信号源 DOA 的均方根估计误差与信号比的关系. 对于本文的方法,我们考虑了三种不同阵元间隔的情况: $\Delta = \lambda_{\min}/4$ 、 $\Delta = \lambda_{\min}$ 和 $\Delta = 2\lambda_{\min}$, 其中 $\lambda_{\min} = \min\{\lambda_1, \lambda_2\}$, 而对于文献[11]算法,固定阵元间隔 $\Delta = \lambda_{\min}/4$ (由于该算法只能应用用在阵元间隔小于 $1/4$ 波长的情况). 图中, θ_k^{ref} 表示由式计算得到的无模糊估计值,而 θ_k 表示由式计算得到的解模糊估计值. 可以看到,随着阵元间隔的增加,DOA 的解模糊估计值有更低的估计误差. 因此,相比文献[11]算法,本文算法的优点在于可通过采用更大的阵元间隔来提高定位精度.

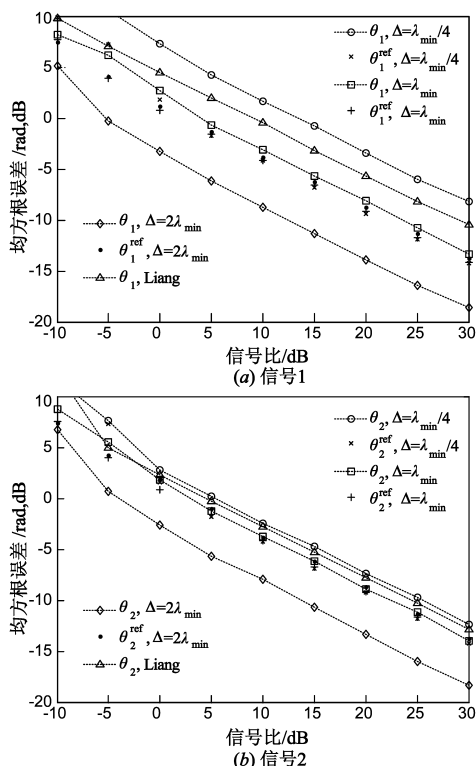


图 2 DOA 估计的均方根误差与信号比的关系

图 3 给出两个信号源距离的均方根估计误差与信号比的关系. 类似地,图中的 r_k^{ref} 表示由式(9)计算得到的无模糊估计值,而 r_k 表示由式(18)计算得到的解模糊估计值. 该图也显示,本文算法可通过采用更大阵元间隔来提高近场源距离的估计精度. 另外,比较图 2 和图 3,我们也发现,增加阵元间隔也改善无模糊距离估计 r_k^{ref} (见图 3),但无模糊 DOA θ_k^{ref} 的估计误差却没有明显的变化(见图 2). 这主要是由于通过式(8)推得到的 θ_k^{ref} 与阵元间隔 Δ 无关,因此对阵元间隔的变化不敏感.

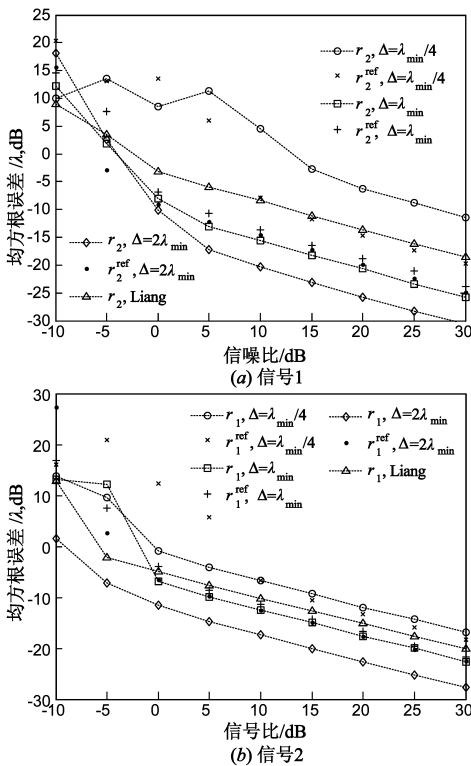


图3 距离估计的均方根误差与信号比的关系

5 结论

本文采用速度传感器阵列给出了一种近场源定位的新算法.该算法与大多数其他的算法不同,允许阵元间隔超过 $1/4$ 波长,并能够通过增加阵元间隔来提高近场源 DOA 和距离的估计精度;另外,算法无需计算高阶累积量,有较低运算量;并能够实现估计值的自动配对.

参考文献

- [1] Shokouh J A, Keshavarz H. A vector-hydrophone's minimal composition for finite estimation-variance in direction-finding near/without a reflecting boundary[J]. IEEE Trans Signal Process, 2007, 55(6): 2785 - 2794.
- [2] Tam P K, Wong K T. Cramér-rao bounds for direction finding by an acoustic vector sensor under non-ideal gain-phase responses, noncollocation, or nonorthogonal orientation[J]. IEEE Trans Signal Process., 2009, 9(8): 969 - 982.
- [3] Wong K T, Zoltowski M D. Extended-aperture underwater acoustic multisource azimuth-elevation direction-finding using uniformly but sparsely spaced vector hydrophones[J]. IEEE J Oceanic Eng, 1997, 22(4): 659 - 672.
- [4] 顾陈,等.基于传播算子的声学矢量传感器阵列扩展孔径二维 DOA 估计算法[J].电子学报, 2010, 38(10): 2377 - 2382. Gu C, et al. Extended-aperture two-dimensional DOA estimation with acoustic vector sensor array using the propagator

method[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(10): 2377 - 2382. (in Chinese)

- [5] Tao J, Chang W, Shi Y. Direction-finding of coherent sources via particle-velocity-field smoothing[J]. IET Radar Sonar Navig, 2008, 2(2): 127 - 134.
- [6] He J, Swamy M N S, Omair Ahmad M. Joint DOD and DOA estimation for MIMO array with velocity receive sensors[J]. IEEE Trans on signal process. Letters, 2011, 18(7): 399 - 402.
- [7] Chen J C, Hudson R E, Kung Y. Maximum-likelihood source localization and unknown sensor location estimation for wide-band signals in the near-field[J]. IEEE Trans Signal Process, 2002, 50(8): 1843 - 1854.
- [8] Hung H S, et al. 3-D MUSIC with polynomial rooting for near-field source localization [A]. In Proc IEEE Int Conf Acoust, Speech, Signal Process[C]. Atlanta, USA, 1996, 6: 3065 - 3068.
- [9] Liang J, Liu D. Passive localization of mixed near-field and far-field sources using two-stage MUSIC algorithm[J]. IEEE Trans Signal Process, 2010, 58(1): 108 - 120.
- [10] 吴云韬,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 Y, 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)
- [11] Liang J, Zhao F, et al. A computational efficient algorithm for joint range-DOA-frequency estimation of near-field sources [J]. Digital Signal Process, 2009, 19(4): 596 - 611.
- [12] Grosicki E, Abed-Meraim K, Hua Y. A weighted linear prediction method for near-field source localization [J]. IEEE Trans Signal Process, 2005, 53(10): 3651 - 3660.

作者简介



刘兆霆 男, 1975 年出生于江西铅山, 讲师, 2011 年获南京理工大学博士学位. 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: liuzhaoting@163.com



潘张鑫 男, 1978 年出生于浙江绍兴, 讲师, 2007 年获浙江大学博士学位. 主要从事电路与系统方面的研究.
E-mail: yifanpan@126.com