

强多途环境下水听器阵列位置近场有源校正方法

王燕 邹男 梁国龙

A geometric calibration method of hydrophone array with known sources in near field under strong multipath

Wang Yan Zou Nan Liang Guo-Long

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 64, 024304 (2015) DOI: 10.7498/aps.64.024304

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.024304>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2015/V64/I2>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

基于赛利斯模型和分数阶微分的兰姆波信号消噪

Noise suppression for Lamb wave signals by Tsallis mode and fractional-order differential

物理学报.2014, 63(18): 184301 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.184301>

一种新的稳健波束形成算法及其一维搜索策略

A new robust adaptive beamforming and the one-dimensional search strategy

物理学报.2014, 63(15): 154303 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.154303>

基于半定规划和秩-1分解的稳健波束形成

Robust adaptive beamforming based on semi-definite programming and rank-one decomposition

物理学报.2013, 62(18): 184302 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.184302>

用信号处理技术及传播理论还原雷声频谱

Thunder acoustic spectrum obtained by using digital signal processing and propagation effects

物理学报.2013, 62(8): 084303 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.084303>

强多途环境下水听器阵列位置近场有源校正方法*

王燕¹⁾²⁾ 邹男^{1)2)†} 梁国龙¹⁾²⁾

1) (哈尔滨工程大学, 水声技术重点实验室, 哈尔滨 150001)

2) (哈尔滨工程大学水声工程学院, 哈尔滨 150001)

(2014年5月14日收到; 2014年7月28日收到修改稿)

针对水听器阵列近场强多途环境下的校正需求, 提出了一种高精度的多辅助源阵列位置校正方法. 综合近场点源非平面波模型和泰勒近似原理, 构建了近场阵元位置二维误差模型, 进而获得信号特征向量与阵元位置误差的线性映射关系. 推导并计算了校正模型的克拉美罗界 (CRB). 研究了多途对阵元位置校正的影响, 将多途干扰视为位置已知的相干源, 提出了多途补偿策略. 理论及仿真结果表明, 近场多辅助源阵列位置校正方法具有较高的精度, 在低信噪比时接近 CRB, 对于辅助源位置等误差具有一定的容忍度, 且适用于强多途环境. 湖试验证了方法结论的正确性.

关键词: 阵元位置校正, 近场, 多途, 克拉美罗界

PACS: 43.60.+d, 43.30.Yj, 43.60.Fg, 43.20.Ye

DOI: 10.7498/aps.64.024304

1 引言

水听器阵列常被用于水下目标高精度方位估计或定位^[1-3], 阵列误差是影响测量精度的重要因素之一^[4]. 阵列误差校正分为有源校正^[5,6]和自校正^[7], 前者的优势在于校正精度高, 而后者不需要辅助源位置信息, 便于测量^[8]. 多数现存的校正方法都适用于远场条件^[9], 而对于拥有较长阵列孔径或使用较高频率信号的声纳系统而言, 需要建立近场校正模型, 进而实现水池或者港内的阵列预校正^[10]. 另外, 外场校正就面临水声信道强多途问题, 这也是水声测量必须解决的问题之一^[11-13]. 文献^[14]建立了拖曳线列阵的近场校正模型, 利用拖曳阵阵元间距近似不变的特点将二维阵列位置误差近似为一维误差, 减少了辅助源个数, 采用信号子空间拟合方法求解并讨论了多途问题. 但该方法只适于拖曳阵, 且对多途没有给出较好的解决方法, 当反射信号功率较大时方法失效. 文献^[15]基

于绝对最大似然估计原理, 采用粒子群优化方法求解阵位误差, 并运用衰退对角加载方法解决高信噪比条件下目标函数多极点近似问题. 虽然没有采用近似运算, 测量精度高, 但是运算量极大, 不易于实时运算.

本文研究舷侧阵声纳的位置校正, 阵列位置误差的主要来源是安装误差和由舰艇壳体挤压产生的误差. 对于孔径较大的舷侧阵, 实现水池预校正或是港口内校正是很困难的. 为了在近场多途环境下, 获得易于实现的高精度阵列位置校正, 本文针对上述微扰误差, 构造了二维阵元位置误差模型, 建立了位置误差与信号特征向量的线性映射关系, 分析了位置校正方法的克拉美罗界 (CRB). 将多途视为位置已知的相干声源, 提出了阵列校正多途补偿方法, 实现了强多途条件下的近场多辅助源阵元位置误差校正方法. 仿真结果表明, 本方法运算量小, 精度高, 具有一定的容错能力. 湖试验证了该方法是一种高效的阵元位置校正方法.

* 国家高技术研究发展 (批准号: 2013AA09A503)、国家自然科学基金 (批准号: 51279043, 61201411) 和海军装备预研基金 (批准号: 1011204030104) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: zounan@hrbeu.edu.cn

2 阵元位置误差模型与问题描述

许多阵元位置估计方法都采用平面波入射模型, 适用于声源位于远场的情况, 即距离 $R \gg D^2/\lambda$, 其中 D 为阵列孔径, λ 为入射波波长. 当测试空间受限、孔径较大或信号频率较高时, 上述条件难以满足. 此时, 声波沿球面波入射, 模型如图 1 所示.

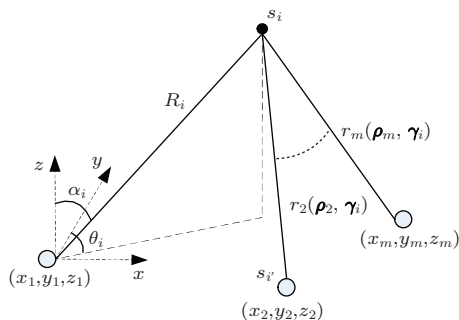


图 1 近场球面波模型

设阵列由 M 个无指向性水听器构成, 阵型任意, 近场存在 N 个时空独立的窄带声源, 即在空间和时间上均不相干的辅助声源, 则对应第 i 个源接收信号矢量为

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_{ri}(t) &= \mathbf{A}(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\gamma}_i) s_i(t) + \mathbf{n}(t) \\ i &= 1, 2, \dots, N, \end{aligned} \quad (1)$$

$s_i(t)$ 为第 i 个辅助源发射信号, $\mathbf{n}(t)$ 是均值为零, 方差为 σ^2 的复高斯白噪声矩阵. 在很多应用中白噪声的假设是不成立的, 因此需要估计噪声协方差矩阵, 用于信号预白化. 不失一般性, 以第一个水听器为参考阵元 (位于坐标原点且位置误差为 0). 导向矢量 $\mathbf{A}(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\gamma}_i)$ 中, $\boldsymbol{\rho}$ 表示与阵列位置有关的量, $\boldsymbol{\gamma}_i$ 表示第 i 个辅助源的位置信息.

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\rho} &= [\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_M], \\ \boldsymbol{\rho}_m &= [x_m, y_m, z_m]^T, \\ m &= 1, 2, \dots, M; \\ \boldsymbol{\gamma}_i &= [\alpha_i, \theta_i, R_i], \\ i &= 1, 2, \dots, N, \end{aligned} \quad (2)$$

α_i 为信号入射方向与 z 轴的夹角, θ_i 为声源在 xy 平面上的投影与 y 轴的夹角, R_i 为辅助源到参考阵元的距离. 导向矢量 $\mathbf{A}(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\gamma}_i)$ 可表示为

$$\mathbf{A}(\boldsymbol{\rho}, \boldsymbol{\gamma}_i)$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{R_i}{r(\boldsymbol{\rho}_2, \boldsymbol{\gamma}_i)} \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} (r(\boldsymbol{\rho}_2, \boldsymbol{\gamma}_i) - R_i) \right] \\ \vdots \\ \frac{R_i}{r(\boldsymbol{\rho}_M, \boldsymbol{\gamma}_i)} \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} (r(\boldsymbol{\rho}_M, \boldsymbol{\gamma}_i) - R_i) \right] \end{bmatrix}, \quad (3)$$

其中, $r(\boldsymbol{\rho}_m, \boldsymbol{\gamma}_i)$ 为第 i 个声源与第 m 个阵元的距离

$$\begin{aligned} r(\boldsymbol{\rho}_m, \boldsymbol{\gamma}_i) &= \{(R_i \sin(\alpha_i) \sin(\theta_i) - x_m)^2 \\ &\quad + (R_i \sin(\alpha_i) \cos(\theta_i) - y_m)^2 \\ &\quad + (R_i \cos(\alpha_i) - z_m)^2\}^{1/2}. \end{aligned} \quad (4)$$

当阵列存在阵元位置误差时 (为简化模型只考虑二维误差)

$$\begin{cases} x_m = x_{0m} + \Delta x_m \\ y_m = y_{0m} + \Delta y_m \\ z_m = z_0 \end{cases} \quad m = 1, 2, \dots, M, \quad (5)$$

其中, (x_{0m}, y_{0m}, z_0) 表示阵元标称位置, $(\Delta x_m, \Delta y_m, 0)$ 为阵元位置误差, 且有 $\Delta x_1 = \Delta y_1 = 0$. 当辅助源位置已知时, 导向矢量为阵元位置误差的非线性函数. 上述模型中有 $N(M-1)$ 个独立时延可测, 如 (3) 式所示, 存在 $2(M-1)$ 个阵元位置未知量. 为了使阵元位置有惟一解, 当 $M \geq 2$ 时, 辅助源个数需要满足 $N \geq 2$.

对于远场问题, 导向矢量可以通过对数运算化简为线性函数, 而近场导向矢量是一个复杂的非线性函数, 通常采用优化算法求解. 而优化算法带来的直接问题是: 初值选取、局部极点和大量运算量, 并且很难保证目标函数在各种环境中的稳健性.

此外, 多途一直是水声信号处理中不可忽视的问题^[16], 在浅海, 水面反射系数可以近似达到 -1 , 在强反射条件下若仍按照上述模型求解, 许多方法会失效^[14,17,18].

3 强多途环境下近场源阵列位置校正方法

3.1 近场多辅助源阵元位置校正

为了解决近场校正的非线性函数求解问题, 本文根据远场特征向量类阵列校正方法, 采用线性近似, 求解近场模型. 当辅助源位置和阵元位置标称

值已知时, 第 i 个源的导向矢量可以表示为阵列位置误差矢量的函数 $\mathbf{A}_i(\Delta\mathbf{x}, \Delta\mathbf{y})$.

$$\begin{aligned}\Delta\mathbf{x} &= [\Delta x_1, \Delta x_2, \dots, \Delta x_M]^T, \\ \Delta\mathbf{y} &= [\Delta y_1, \Delta y_2, \dots, \Delta y_M]^T.\end{aligned}\quad (6)$$

对于阵列安装误差而言, 阵元位置误差通常是存在于标称值附近的微小扰动, 因此满足泰勒一阶近似条件:

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_i(\Delta\mathbf{x}, \Delta\mathbf{y}) \\ \approx \mathbf{A}_i(\mathbf{0}, \mathbf{0}) + \dot{\mathbf{A}}_{ix}(\mathbf{0}, \mathbf{0})\Delta\mathbf{x} + \dot{\mathbf{A}}_{iy}(\mathbf{0}, \mathbf{0})\Delta\mathbf{y} \\ i = 1, 2,\end{aligned}\quad (7)$$

其中, $\mathbf{A}_i(\mathbf{0}, \mathbf{0})$ 为阵列标称位置对应的导向矢量; $\dot{\mathbf{A}}_{ix}(\mathbf{0}, \mathbf{0})$, $\dot{\mathbf{A}}_{iy}(\mathbf{0}, \mathbf{0})$ 为误差矩阵 $[\Delta\mathbf{x}, \Delta\mathbf{y}]^T = \mathbf{0}$ 时的导向矢量关于 x 和 y 的一阶导数.

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{A}}_{ix}(\mathbf{0}, \mathbf{0}) &= \text{diag}[a_{x1}, a_{x2}, \dots, a_{xM}], \\ \dot{\mathbf{A}}_{iy}(\mathbf{0}, \mathbf{0}) &= \text{diag}[a_{y1}, a_{y2}, \dots, a_{yM}], \\ a_{xm} &= -A_{im} \frac{\partial r_m}{\partial x_m} \left(r_m^{-1} + j \frac{2\pi}{\lambda} \right) \Big|_{\Delta x_m=0}, \\ a_{ym} &= -A_{im} \frac{\partial r_m}{\partial y_m} \left(r_m^{-1} + j \frac{2\pi}{\lambda} \right) \Big|_{\Delta y_m=0}, \\ \frac{\partial r_m}{\partial x_m} &= -r_m^{-1} (R_i \sin(\alpha_i) \sin(\theta_i) - x_m), \\ \frac{\partial r_m}{\partial y_m} &= -r_m^{-1} (R_i \sin(\alpha_i) \cos(\theta_i) - y_m).\end{aligned}\quad (8)$$

其中 A_{im} 为 $\mathbf{A}_i(\mathbf{0}, \mathbf{0})$ 的第 m 项, 第 i 个接收信号矢量的阵列协方差矩阵可以表示为

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_i &= E[\mathbf{s}_{ri}(t)\mathbf{s}_{ri}^H(t)] \\ &= \mathbf{A}_i(\Delta\mathbf{x}, \Delta\mathbf{y})\mathbf{S}_i\mathbf{A}_i(\Delta\mathbf{x}, \Delta\mathbf{y})^H + \sigma_i^2\mathbf{I},\end{aligned}\quad (9)$$

式中, $\mathbf{S}_i = E[\mathbf{s}_i(t)\mathbf{s}_i^H(t)]$ 为信号协方差矩阵, σ_i^2 为噪声方差. 对 $\mathbf{R}_i$ 进行特征值分解有

$$\mathbf{R}_i = \mathbf{U}_S \boldsymbol{\Sigma}_S \mathbf{U}_S^H + \mathbf{U}_N \boldsymbol{\Sigma}_N \mathbf{U}_N^H, \quad (10)$$

$\mathbf{U}_S$, $\mathbf{U}_N$ 分别为信号子空间和噪声子空间, $\boldsymbol{\Sigma}_S$, $\boldsymbol{\Sigma}_N$ 分别表示 $\mathbf{S}_i$ 特征值矩阵和噪声特征值矩阵. 设最大特征值对应的特征向量为

$$\mathbf{e}_i = [e_{i1}, e_{i2}, \dots, e_{iM}]^T, \quad (11)$$

且有

$$\mathbf{A}_i(\Delta\mathbf{x}, \Delta\mathbf{y}) = k_i \mathbf{e}_i \quad k_i = 1/e_{i1}. \quad (12)$$

将 (12) 式代入 (7) 式得到线性方程组

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{A}}_{1x}(\mathbf{0}, \mathbf{0}) \dot{\mathbf{A}}_{1y}(\mathbf{0}, \mathbf{0}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\mathbf{x} \\ \Delta\mathbf{y} \end{bmatrix} \\ = k_1 \mathbf{e}_1 - \mathbf{A}_1(\mathbf{0}, \mathbf{0}), \\ \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{A}}_{2x}(\mathbf{0}, \mathbf{0}) \dot{\mathbf{A}}_{2y}(\mathbf{0}, \mathbf{0}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\mathbf{x} \\ \Delta\mathbf{y} \end{bmatrix} \\ = k_2 \mathbf{e}_2 - \mathbf{A}_2(\mathbf{0}, \mathbf{0}), \end{cases} \quad (13)$$

求解方程组 (13) 即可获得阵列位置误差矢量.

3.2 强多途环境下阵元位置校正

当多途存在时, 导向矢量 $\mathbf{A}_i(\Delta\mathbf{x}, \Delta\mathbf{y})$ 变得更加复杂

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{A}}_i(\Delta\mathbf{x}, \Delta\mathbf{y}) \\ = \mathbf{A}_i(\Delta\mathbf{x}, \Delta\mathbf{y}) + \sum_l \mathbf{A}r_{li}(\Delta\mathbf{x}, \Delta\mathbf{y}),\end{aligned}\quad (14)$$

其中, $\mathbf{A}r_{li}(\Delta\mathbf{x}, \Delta\mathbf{y})$ 表示第 l 个反射路径对应的导向矢量

$$\mathbf{A}r_{li}(\Delta\mathbf{x}, \Delta\mathbf{y}) = \begin{bmatrix} f_{1i}^l f_{2i}^l \\ \vdots \\ f_{Mi}^l \end{bmatrix} \otimes \begin{bmatrix} \frac{R_i}{r_{1i}^l(\Delta\mathbf{x}, \Delta\mathbf{y})} \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} (r_{1i}^l(\Delta\mathbf{x}, \Delta\mathbf{y}) - R_i) \right] \\ \frac{R_i}{r_{2i}^l(\Delta\mathbf{x}, \Delta\mathbf{y})} \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} (r_{2i}^l(\Delta\mathbf{x}, \Delta\mathbf{y}) - R_i) \right] \\ \vdots \\ \frac{R_i}{r_{Mi}^l(\Delta\mathbf{x}, \Delta\mathbf{y})} \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} (r_{Mi}^l(\Delta\mathbf{x}, \Delta\mathbf{y}) - R_i) \right] \end{bmatrix}, \quad (15)$$

“ $\otimes$ ”表示对应项相乘, f_{mi}^l 和 $r_{mi}^l(\Delta\mathbf{x}, \Delta\mathbf{y})$ 分别表示第 i 个辅助源的第 l 个反射路径对应的虚源到第 m 个阵元的反射系数和声程.

$$r_{mi}^l(\Delta\mathbf{x}, \Delta\mathbf{y})$$

$$\begin{aligned} &= \{(R_i \sin(\alpha_i) \sin(\theta_i) - x_m)^2 \\ &\quad + (R_i \sin(\alpha_i) \cos(\theta_i) - y_m)^2 \\ &\quad + (z^l - z_m)^2\}^{1/2},\end{aligned}\quad (16)$$

z^l 为等效虚源深度. 接收信号为

$$\begin{aligned}\tilde{s}_{ri}(t) &= \tilde{\mathbf{A}}(\Delta\mathbf{x}, \Delta\mathbf{y})s_i(t) + \mathbf{n}(t) \\ i &= 1, 2, \dots, N,\end{aligned}\quad (17)$$

显而易见, 接收的直反声信号是相干的, 而特征分解不能区分相干源. 因此, 特征分解最大特征值对应的特征向量 $\tilde{\mathbf{e}}_i$ 包含了直反声两部分的导向矢量

$$\tilde{\mathbf{A}}_i(\Delta\mathbf{x}, \Delta\mathbf{y}) = \tilde{k}\tilde{\mathbf{e}}_i \quad \tilde{k} = \tilde{A}_{i1}/\tilde{e}_{i1}, \quad (18)$$

式中 $\tilde{A}_{i1}$ 为矢量 $\tilde{\mathbf{A}}_i(\Delta\mathbf{x}, \Delta\mathbf{y})$ 的第一项. 因此, 在强多途环境中 (13) 式变为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{A}}_{1x}(\mathbf{0}, \mathbf{0})\tilde{\mathbf{A}}_{1y}(\mathbf{0}, \mathbf{0}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\mathbf{x} \\ \Delta\mathbf{y} \end{bmatrix} \\ = \tilde{k}\tilde{\mathbf{e}}_1 - \tilde{\mathbf{A}}_1(\mathbf{0}, \mathbf{0}), \\ \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{A}}_{2x}(\mathbf{0}, \mathbf{0})\tilde{\mathbf{A}}_{2y}(\mathbf{0}, \mathbf{0}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\mathbf{x} \\ \Delta\mathbf{y} \end{bmatrix} \\ = \tilde{k}\tilde{\mathbf{e}}_2 - \tilde{\mathbf{A}}_2(\mathbf{0}, \mathbf{0}), \end{cases} \quad (19)$$

$\tilde{\mathbf{A}}_{ix}(\mathbf{0}, \mathbf{0})$ 和 $\tilde{\mathbf{A}}_{iy}(\mathbf{0}, \mathbf{0})$ 分别表示误差矩阵等于 $\mathbf{0}$ 时导向矢量 $\tilde{\mathbf{A}}_i(\Delta\mathbf{x}, \Delta\mathbf{y})$ 关于 x 和 y 的一阶导数. 为求解方程组 (19), 需采用相关或倒谱等 [19] 方法测量多途反射系数.

4 近场多辅助源阵元位置估计的 CRB

估计非随机参数 $\boldsymbol{\delta}$

$$\boldsymbol{\delta} = [x_2, x_3, \dots, x_M, y_2, y_3, \dots, y_M]. \quad (20)$$

$\boldsymbol{\delta}$ 的估计方差下界 CRLB($\boldsymbol{\delta}$) 由 (21) 式给出 [20,21]:

$$\begin{aligned}E[(\boldsymbol{\delta} - \hat{\boldsymbol{\delta}})(\boldsymbol{\delta} - \hat{\boldsymbol{\delta}})^T] \\ \geq \left[-E \left\{ \frac{\partial^2 \log p(\mathbf{S}_r | \boldsymbol{\delta})}{\partial \boldsymbol{\delta} \partial \boldsymbol{\delta}^T} \right\} \right]^{-1} \\ = [\mathbf{J}]^{-1} = \text{CRLB}(\boldsymbol{\delta}),\end{aligned}\quad (21)$$

其中 $p(\mathbf{S}_r | \boldsymbol{\delta})$ 为似然函数, $\mathbf{J}$ 为 Fisher 信息矩阵, 它的第 m 行 n 列分量表示为 [22]

$$\begin{aligned}J_{mn} &= -E \left\{ \frac{\partial^2 \log p(\mathbf{S}_r | \boldsymbol{\delta})}{\partial \delta_m \partial \delta_n^T} \right\} \\ &= K \cdot \text{tr} \left\{ \mathbf{R}^{-1} \frac{\partial \mathbf{R}}{\partial \delta_m} \mathbf{R}^{-1} \frac{\partial \mathbf{R}}{\partial \delta_n^T} \right\},\end{aligned}\quad (22)$$

K 表示独立观测快拍数, $\mathbf{R}$ 表示接收数据实协方差矩阵. 令

$$\bar{\mathbf{R}} = \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{R} = \mathbf{A} \left(\frac{\mathbf{S}}{\sigma^2} \right) \mathbf{A}^H + \mathbf{I} = \mathbf{A} \mathbf{P} \mathbf{A}^H + \mathbf{I},$$

$$\mathbf{W} = \mathbf{A}^H \mathbf{A},$$

$$\mathbf{Q} = (\mathbf{P}^{-1} + \mathbf{W})^{-1}, \quad (23)$$

进而得到

$$\begin{aligned}\mathbf{J} &= K \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{xx} & \mathbf{J}_{xy} \\ \mathbf{J}_{yx} & \mathbf{J}_{yy} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{J}_{xx} &= 2\text{Re}\{(\dot{\mathbf{A}}_x \mathbf{Q} \mathbf{A}^H) \otimes (\dot{\mathbf{A}}_x \mathbf{Q} \mathbf{A}^H)^T \\ &\quad + (\dot{\mathbf{A}}_x (\mathbf{P} - \mathbf{Q}) \dot{\mathbf{A}}_x^H) \otimes \bar{\mathbf{R}}^{-T}\}, \\ \mathbf{J}_{yy} &= 2\text{Re}\{(\dot{\mathbf{A}}_y \mathbf{Q} \mathbf{A}^H) \otimes (\dot{\mathbf{A}}_y \mathbf{Q} \mathbf{A}^H)^T \\ &\quad + (\dot{\mathbf{A}}_y (\mathbf{P} - \mathbf{Q}) \dot{\mathbf{A}}_y^H) \otimes \bar{\mathbf{R}}^{-T}\}, \\ \mathbf{J}_{xy} &= 2\text{Re}\{(\dot{\mathbf{A}}_x \mathbf{Q} \mathbf{A}^H) \otimes (\dot{\mathbf{A}}_y \mathbf{Q} \mathbf{A}^H)^T \\ &\quad + (\dot{\mathbf{A}}_x (\mathbf{P} - \mathbf{Q}) \dot{\mathbf{A}}_x^H) \otimes \bar{\mathbf{R}}^{-T}\}, \\ \mathbf{J}_{yx} &= \mathbf{J}_{xy}.\end{aligned}\quad (24)$$

由于本文采用时空独立辅助声源, 两辅助源间无干扰, 因此上式中

$$\begin{aligned}\mathbf{A} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 \\ \mathbf{A}_2 \end{bmatrix} \\ &= [1, A_{12}, \dots, A_{1M}, 1, A_{22}, \dots, A_{2M}]^T.\end{aligned}\quad (25)$$

又因为以第一个阵元为参考, 即第一个阵元位置确定已知, 因此

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{A}}_x &= \left[0, \frac{\partial A_{12}}{\partial x_2}, \dots, \frac{\partial A_{1M}}{\partial x_M}, 0, \frac{\partial A_{22}}{\partial x_2}, \dots, \frac{\partial A_{2M}}{\partial x_M} \right]^T, \\ \dot{\mathbf{A}}_y &= \left[0, \frac{\partial A_{12}}{\partial y_2}, \dots, \frac{\partial A_{1M}}{\partial y_M}, 0, \frac{\partial A_{22}}{\partial y_2}, \dots, \frac{\partial A_{2M}}{\partial y_M} \right]^T,\end{aligned}\quad (26)$$

其中, 导数的求解参见 (8) 式. 注意到若将 (25) 式和 (26) 式代入 (24) 式所得到的 $\mathbf{J}_{2M \times 2M}$ 是不满秩的, 因此要提前剔除参考阵元所对应的行列, 得到 $2(M-1) \times 2(M-1)$ 维 Fisher 矩阵, 代入 (21) 式, 即可得到近场多辅助源阵元位置估计的 CRB.

5 仿真分析及实验验证

5.1 仿真分析

实验 1 以均匀线阵为例, 验证近场多辅助源阵元位置校正理论的正确性, 并分析阵元位置校正对近场定位能力的改善.

由于阵列孔径较小, 常规聚焦波束形成方法在近场几乎没有距离分辨力, 为了说明阵列校正对近

场定位能力的改善, 本文中的近场定位均采用对阵元位置较为敏感的MVDR聚焦波束形成方法.

仿真条件: 信噪比 20 dB, $M = 10$, 半波长间距 $d = \lambda/2$, 随机产生标准差为 $0.1d$ 的二维阵位误差. 辅助源 $N = 2$, 入射方向为 $[70^\circ, -40^\circ]$ 和 $[70^\circ, 30^\circ]$, 距离均为 $D^2/(2\lambda)$, 采用 1000 个快拍. 两待测目标方位为 0° 和 45° , 距离均为 D^2/λ .

图 2 为实验 1 仿真结果. 如图 2(a) 所示, 近场

多辅助源阵元位置估计方法可以较为准确地估计得到阵元位置, 验证了本文方法的正确性. 声图测量是近场聚焦波束形成定位方法的关键, 由声图的亮点位置可以实现目标定位. 如图 2(b), (c), (d) 所示, 对于近场目标, 未校正时阵元位置误差使得定位精度受到严重影响, 尤其是距离精度, 阵列校正后的定位精度与采用阵元真实位置的定位精度基本相同.

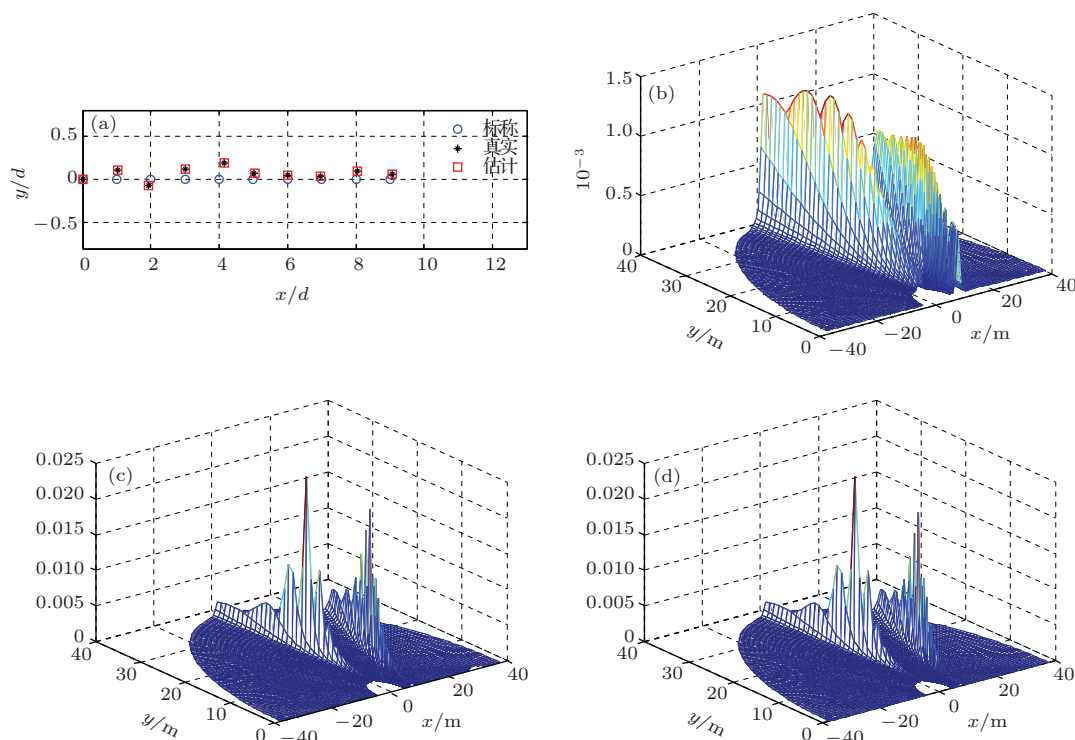


图 2 (网刊彩色) 阵元位置估计结果及校正前后目标定位结果 (a) 阵元位置估计结果; (b)—(d) 目标声图: 标称位置、真实阵元位置、阵列估计位置

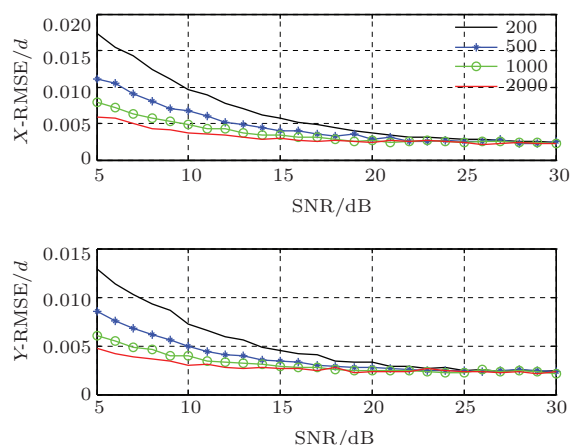


图 3 (网刊彩色) 不同快拍数下阵元位置估计 RMSE 随 SNR 的变化

实验 2 在实验 1 的基础上, 研究阵元位置估计均方根误差 (RMSE) 随 SNR、快拍数和辅助源位

置误差的变化.

图 3 为 500 次蒙特卡罗实验得到的不同快拍数条件下, 阵元位置估计 RMSE 随 SNR 的变化. RMSE 随着快拍数增加而减小, 当 $\text{SNR} > 25$ dB 时趋于平稳, 估计精度不再随快拍数变化. 可见, 算法的性能受信噪比和快拍数的影响, 当信噪比较高时 ($\text{SNR} > 25$ dB), 快拍数可以显著减小.

图 4 为 1000 个快拍、500 次蒙特卡罗实验得到的有、无辅助源位置误差时的阵元位置估计 RMSE 和 CRB 的对比图. 其中, 辅助源方位误差标准差为 $[0.05^\circ, 0.05^\circ]$, 距离误差标准差为 5 cm. 可见, 信噪比越小算法阵元位置估计精度越接近 CRB, 原因是泰勒近似带来的误差随着信噪比的升高而越

发明明显. 当辅助源位置存在误差时, 方法依然有效, 但RMSE增大. 同理, 辅助源误差影响随着信噪比的升高而越发明显. 图4证明了近场多辅助源阵元位置估计方法对辅助源位置误差有一定的容忍度, 且在低SNR下, 估计RMSE接近CRB.

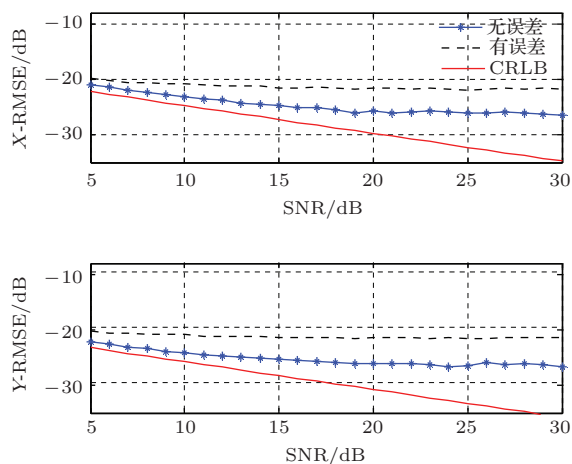


图4 (网刊彩色) CRB和阵元位置估计RMSE对比

实验3 分析算法阵元位置估计RMSE随两辅助源方位的变化.

仿真条件: 在实验1的基础上, 固定一个辅助源方位分别为 $[70^\circ, 0^\circ]$, $[70^\circ, -40^\circ]$, $[70^\circ, 40^\circ]$, 另一个辅助源方位由 $[70^\circ, -90^\circ]$ 向 $[70^\circ, 90^\circ]$ 变化, 做1000次蒙特卡罗实验.

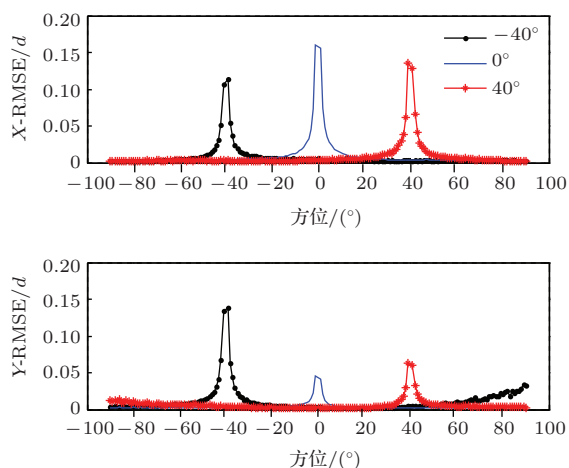


图5 (网刊彩色) 辅助源位于不同方位的阵元位置估计RMSE

如图5所示, 当两辅助源方位重合时, 阵元位置不可测, 估计误差趋于无穷大. 两辅助源方位开角小于 20° 时, 阵元位置估计误差随着开角增大而减小, 大于 20° 时性能趋于平稳. 但当两辅助源方位开角大于 70° 时, Y方向的估计误差开始增

大. 为保证算法性能, 两辅助源方位开角 $\Delta\theta$ 应满足 $\Delta\theta \in [20, 70]^\circ$.

实验4 验证强多途环境下近场校正理论的正确性, 并分析强多途环境下阵元位置校正对近场定位能力的改善.

仿真条件: 在实验1的基础上, 设水听器深度5 m, 水深25 m. 多途模型只考虑直达声、海面 and 海底一次反射声, 海面和海底反射系数分别在 $[-0.8, -0.9]$ 和 $[0.1, 0.3]$ 区间内随机选取.

图6(a), (b)分别为多途补偿前后的阵元位置估计结果, 证明了本文强多途环境下阵元位置校正方法可以在强反射条件下修正阵元位置. 图6(c)为采用阵元标称位置得到的声图, 此时距离分辨力基本丧失. 图6(d), (e), (f)分别表示采用真实阵元位置、未补偿多途阵元位置估计值和补偿后的阵元位置估计值的声图测量结果. 对比三幅图可以发现, 在强多途环境下, 多途补偿阵元位置估计技术可以基本恢复阵列的近场定位能力.

本文提出的强多途环境下阵元位置估计方法的性能受多途反射系数、多途估计精度和辅助源参数误差影响, 多途反射系数中起主要影响的是海面反射系数.

实验5 定量分析海面反射系数、多途估计精度和辅助源参数误差对强多途环境下阵元位置估计方法的影响. 在实验4的基础上, 做1000次统计, 其中, 辅助源误差设为标准差为 $(0.05^\circ, 0.05^\circ)$ 方向误差和5 cm距离误差.

图7为强多途环境下阵元位置估计方法的RMSE随海面反射系数的变化曲线. 可见, 算法的性能随着海面一次反射声系数的减小而提高. 在强多途环境下, 近场阵元位置估计方法仍可以获得较高的估计精度, RMSE可以保持在 4.5×10^{-3} 倍阵元间距以下.

海洋声信道可以看作缓慢时变的相关多途信道, 但由于海面起伏、平台摇摆等原因, 测得的多途反射系数往往会存在一定误差. 图8为强多途环境下阵元位置估计RMSE随反射系数估计误差变化曲线. 可见, 阵元位置估计RMSE随反射系数误差的增大而增加, 但仍有一定的容忍度.

图9为有无辅助源位置误差条件下, 强多途环境下阵元位置估计RMSE随SNR的变化. 对比图4和图9, 存在多途时, 即使采用多途补偿方法, 阵元位置估计性能仍然受到影响, 不存在辅助源位

置误差时精度下降约 1 dB, 存在辅助源位置误差时精度下降约 2 dB. 可见, 在多途环境下, 辅助源位

置误差对测量精度影响较大, 但依然能够满足多数情况下的校正精度要求.

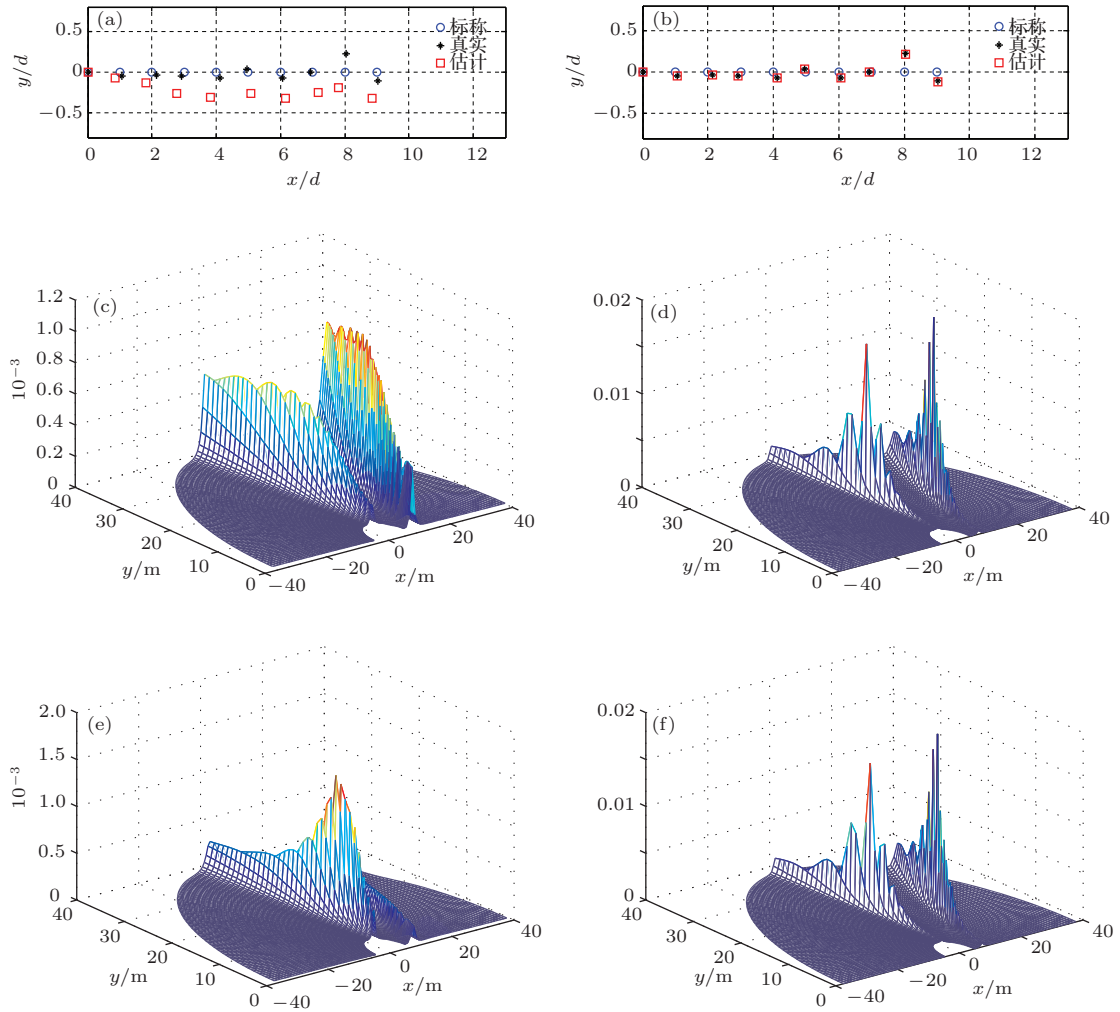


图6 (网刊彩色) 强多途环境下阵元位置校正结果及近场目标定位结果 (a) 未补偿多途的近场多辅助源阵元位置估计结果; (b) 补偿多途后的近场多辅助源阵元位置估计结果; (c) 目标声图(阵元标称位置); (d)——(f) 目标声图: 实际阵元位置、未补偿多途时阵元位置估值、补偿多途后阵元位置估值

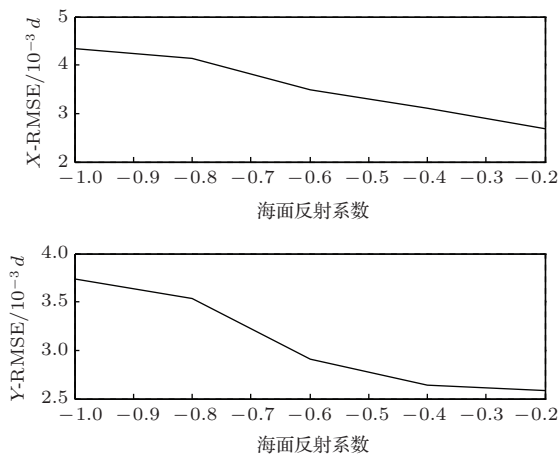


图7 强多途环境下阵元位置估计 RMSE 随海面反射系数的变化

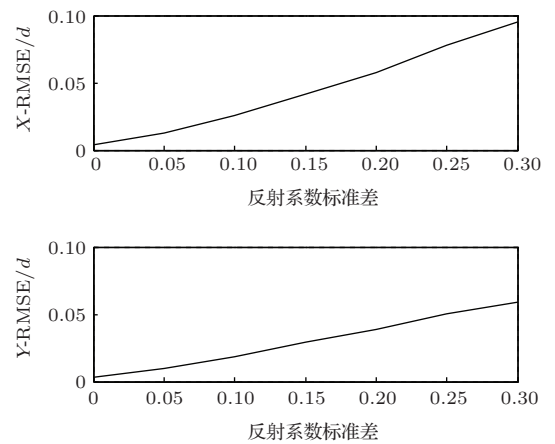


图8 强多途环境下阵元位置估计 RMSE 随反射系数估计误差的变化

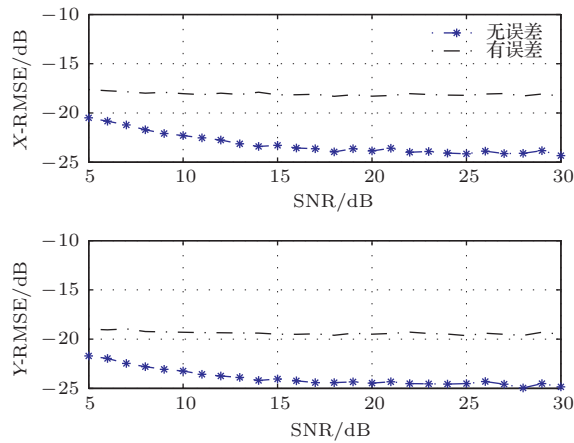


图9 辅助源位置误差对强多途环境下阵元位置估计方法性能的影响

5.2 湖试分析

2014年1月于千岛湖715试验场进行了阵列校正试验,图10所示为试验布局.均匀线阵,阵元均安装于钢架上.阵元数 $M=5$,阵元间距 $d=0.2\text{ m}$,以3号阵元为基准.阵元与目标深度均为 2 m ,以阵中心为坐标原点,中心阵元为参考阵元.辅助源距原点 2.9 m ,满足近场条件,采用宽带连续噪声信号,频率 $1\text{—}6\text{ kHz}$,采样率 51.2 kHz ,入射方向为 -42.2° 和 -19.3° .需要说明的是,湖试中采用宽带信号得到的阵元位置校正结果相当于各窄带信号校正结果的均值.试验中,阵列由转台控制,首先调整转台,由目测找到目标 0° 方向,此后,通过读取转台刻度与 0° 方位的刻度差作为目标方位.

近场多辅助源阵元位置校正结果如图11所示,其中圆圈代表阵元标称位置,方框为未补偿多途时的阵元位置估计结果,星号为补偿多途后的阵元位

置估计结果.由于阵元间是刚性连接,因此阵元间相对位置误差较小(毫米量级).而试验中的 0° 基准是通过目测得到的,存在一定的方位误差,因此图11的校正结果是可信的.又因为,试验中测得归一化海面反射强度较弱($0.2\text{—}0.35$),因此多途影响并不明显.

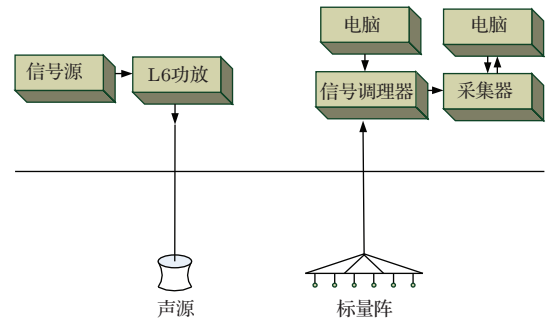


图10 试验布局

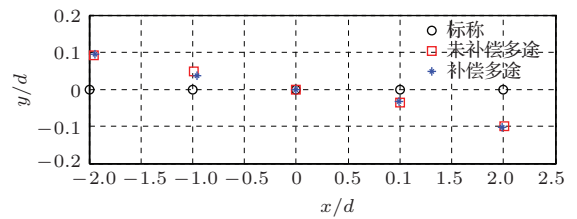


图11 (网刊彩色) 阵元位置校正结果

在近场设置目标声源,方位 -12.0° ,距离 2.9 m ,MVDR近场聚焦定位结果见图12和表1.

可见,强多途环境下阵元位置校正提高了阵列定位精度,证明了多途补偿可以修正阵元位置误差,改善定位性能.

表1 近场目标定位结果

	阵列标称位置		无多途补偿的阵元估计位置		多途补偿的阵元估计位置	
	估计值	绝对误差	估计值	绝对误差	估计值	绝对误差
方位/ $^\circ$	-14.9980	2.9980	-12.0005	0.0005	-11.9976	0.0024
距离/m	2.8004	0.0996	3.0997	0.1997	2.9004	0.0004

6 结 论

提出了一种适用于强多途环境的近场多辅助源阵元位置误差校正方法.该方法基于远场特征向量阵列校正原理,通过构建近场声信号非平面波传播模型,采用泰勒近似方法,生成了信号特征向量

与阵元位置误差的线性映射关系.针对多途影响,根据线性声学理论,补偿映射模型,进而获得稳健的高精度近场阵元位置校正方法.主要内容及结论包括:

1) 推导了近场信号特征向量与二维阵元位置误差的线性表达式,简化了算法的求解过程;

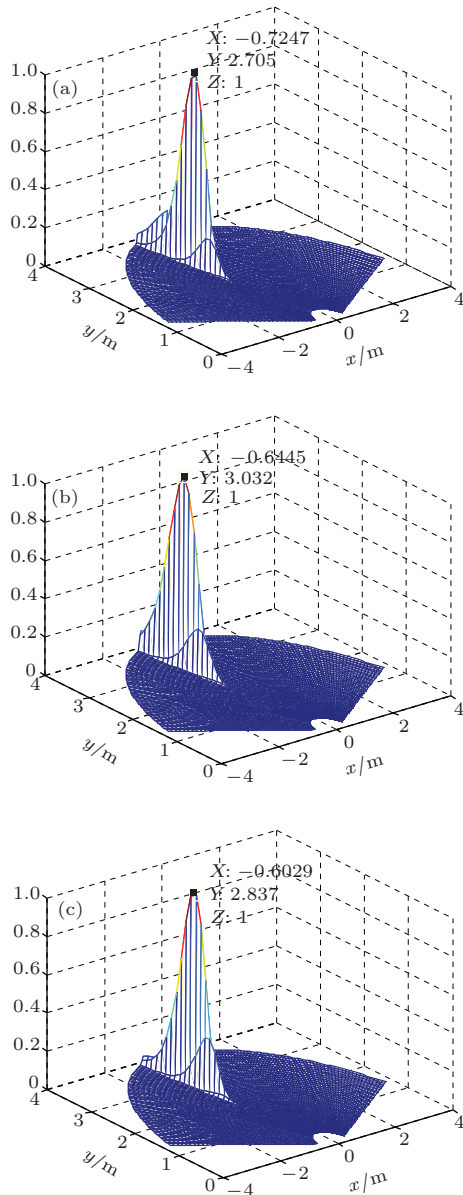


图12 (网刊彩色) 定位结果 (a)–(c) 目标声图: 阵元标称位置、未补偿多途时阵元位置估值、补偿多途后阵元位置估值

2) 提出了强多途环境下阵元位置校正方法, 扩展了阵元校正方法的适用范围;

3) 推导了近场多辅助源阵元位置校正方法的CRB, 为算法的性能评估提供了依据;

4) 仿真及试验结果证明了本文提出的阵元位置校正方法在近场强多途环境下的有效性, 校正后可显著提高阵列定位精度; 算法对于辅助源位置误差和反射系数估计误差具有一定的容忍度, 阵元位置估计RMSE受信噪比、快拍数、两辅助源方位开角和反射系数的影响, 信噪比和快拍数可互为补偿, 且两辅助源方位开角满足 $\Delta\theta \in [20^\circ, 70^\circ]$ 为宜.

提出的阵元位置校正方法还可以推广为幅相

和阵元位置联合校正, 线性近似不仅适用于特征向量类校正方法由远场到近场的变化, 还可应用于子空间类方法, 具有一定的通用性.

参考文献

- [1] Liang G L, Ma W, Fan Z, Wang Y L 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 144302 (in Chinese) [梁国龙, 马巍, 范展, 王逸林 2013 物理学报 **62** 144302]
- [2] Eric W, Michael A, John C 2013 *J. Field Robot.* **30** 519
- [3] Shi J, Yang D S, Shi S G 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 064301 (in Chinese) [时洁, 杨德森, 时胜国 2011 物理学报 **60** 064301]
- [4] Christian M S, Stefan S, Reinhard F 2013 *IEEE Trans. Antennas and Propag.* **61** 4063
- [5] André Y, Marianna V I, Bob M 2013 *IEEE Trans. Antennas and Propag.* **61** 3538
- [6] Wang D, Yao H, Wu Y 2012 *Acta Electron. Sin.* **40** 2382 (in Chinese) [王鼎, 姚晖, 吴瑛 2012 电子学报 **40** 2382]
- [7] Jungtai K, Hyun J Y, Byung W J, Joohwan C 2010 *IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett.* **9** 1259
- [8] Madhu N, Martin R 2011 *IET Signal Process.* **5** 97
- [9] Boon P N, Joni P L, Meng H E, Aigang F 2009 *IEEE Trans. Antennas and Propag.* **57** 1963
- [10] Wang Z L, Zhou M, Gao C Y, Zhang W 2012 *Chin. Phys. B* **21** 064202
- [11] Yin Y L, Zhou F, Qiao G, Liu S Z 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 224302 (in Chinese) [尹艳玲, 周锋, 乔钢, 刘松佐 2013 物理学报 **62** 224302]
- [12] Yin J W, Hui J Y, Guo L X 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 1753 (in Chinese) [殷敬伟, 惠俊英, 郭龙祥 2008 物理学报 **57** 1753]
- [13] Zhang T W, Yang K D, Ma Y L 2010 *Chin. Phys. B* **12** 124301
- [14] Hee Y P, Ki M K, Hyun W K 2008 *IEEE J. Oceanic Engineer.* **33** 215
- [15] Wan S, Chung P J, Mulgrew B 2012 *IET Signal Process.* **6** 456
- [16] Duan R, Yang K D, Ma Y L, Lei B 2012 *Chin. Phys. B* **21** 124301
- [17] Amir L, Mati M 2000 *IEEE Trans. SIGNAL Process.* **48** 53
- [18] Charles N F, Robert A S 1999 *IEEE Trans. Aerospa. Electron. Syst.* **35** 1369
- [19] Wang Y, Zou N, Fu J, Liang G L 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 034302 (in Chinese) [王燕, 邹男, 付进, 梁国龙 2014 物理学报 **63** 034302]
- [20] Anthony J W, Benjamin F 1989 *IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing* **37** 1958
- [21] Shen M F, Liu Y, Lin L X 2009 *Chin. Phys. B* **18** 1761
- [22] Li J, Zhao Y J, Li D H 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 130701 (in Chinese) [李晶, 赵拥军, 李冬海 2014 物理学报 **63** 130701]

A geometric calibration method of hydrophone array with known sources in near field under strong multipath*

Wang Yan¹⁾²⁾ Zou Nan^{1)2)†} Liang Guo-Long¹⁾²⁾

1) (Science and Technology on Underwater Acoustic Laboratory, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

2) (College of Underwater Acoustic Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

(Received 14 May 2014; revised manuscript received 28 July 2014)

Abstract

In order to meet the demand of underwater acoustic array calibration in near field with strong reflection, a high-precision geometric calibration method with known sources is proposed. Colligating the principles of non-plane wave model of point source and the Taylor approximation, a two-dimensional geometry error model for near field is established. And then the line mapping relationship is obtained between geometric error of sensors and signal eigen vector. Cramer-Rao bound (CRB) of this mode is deduced and analyzed. The influence of multipath on geometric calibration is studied. The strong reflections are compared to the coherent sources at a known position, and the compensation strategy is realized. The results from theory and simulation show that the precision of geometry calibration technique with accessorial sources in near field is high and it is close to the CRB in the case of low SNR. The method has a certain tolerance for the position error of accessorial sources. And it is applicable for multipath. Pool test results further verify the correctness of these results.

Keywords: array geometry calibration, near field, multipath, Cramer-Rao bound

PACS: 43.60.+d, 43.30.Yj, 43.60.Fg, 43.20.Ye

DOI: 10.7498/aps.64.024304

* Project supported by the National High Technology Research and Development Program of China (Grant No. 2013AA09A503), the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 51279043, 61201411), and the Navy Equipment Pre-Research Foundation, China (Grant No. 1011204030104).

† Corresponding author. E-mail: zounan@hrbeu.edu.cn