

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2209838

基于四阶累积量的测深侧扫声纳波达方向估计方法研究*

董聚兵^{1,2,3}, 刘晓东^{1,3,4}

(1. 中国科学院声学研究所 北京 100190; 2. 中国科学院大学 北京 100049; 3. 北京市海洋声学装备工程技术研究中心 北京 100190; 4. 中国科学院声学研究所声场声信息国家重点实验室 北京 100190)

摘要:针对高频测深侧扫声纳工作时会受到高斯色噪声影响的问题,提出基于四阶累积量及幅相误差自校正的波达方向估计方法。首先,计算声纳回波信号的四阶累积量,得到协方差矩阵;其次,采用加权平均算法对协方差矩阵进行降维处理,得到构造矩阵;再次,通过恢复构造矩阵的 Toeplitz 特性完成幅相校正,并增加相位线性拟合算法进一步提升校正效果;最后,采用求根多重信号分类(Root-MUSIC)算法求解得到波达方向估计。仿真结果表明,本文算法的角度估计均方误差相对于基于自校正的 Root-MUSIC 算法有约 0.07° 的提升,改善了四阶累积量算法在阵元幅相误差条件下估计精度下降的问题。海试数据分析表明,本文算法的相对测深精度相对于基于自校正 Root-MUSIC 算法有约 0.03%~0.08% 的提升,且在水平距离 90 m 范围内的满足 0.75% 的测深精度标准。仿真和海试数据均证明了本文算法在高斯色噪声及阵元幅相误差条件下的 DOA 估计性能优于传统算法。

关键词:测深侧扫声纳;四阶累积量;虚拟阵元;幅相校正

中图分类号: TH761 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 510.40

Research on the DOA estimation method of bathymetric side scan sonar based on fourth-order cumulant

Dong Jubing^{1,2,3}, Liu Xiaodong^{1,3,4}

(1. Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China; 2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China; 3. Beijing Engineering Technology Research Center of Acoustic Equipment, Beijing 100190, China; 4. State Key Laboratory of Acoustics, Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract: The high-frequency bathymetric side-scan sonar is affected by Gaussian color noise. To address this issue, a direction of arrival estimation method based on the fourth-order cumulant and amplitude-phase errors self-correction is proposed. First, the fourth-order cumulant of sonar echo signal is calculated to obtain the covariance matrix. Secondly, the weighted average algorithm is used to reduce the dimension, and obtain the construction matrix after dimension reduction. Thirdly, the amplitude and phase correction are accomplished by recovering the Toeplitz properties of the construction matrix. The phase linear fitting algorithm is added to further improve the correction effect. Finally, the Root-MUSIC algorithm is used to obtain the DOA estimation. Compared with the self-correction Root-MUSIC algorithm, simulation results show that mean square error of the proposed algorithm angle estimation is improved by about 0.07°, which improves the problem that the estimation accuracy of the fourth-order cumulant algorithm decreases under the condition of the amplitude-phase errors of the array elements. Compared with the self-correcting Root-MUSIC algorithm, the sea test data analysis shows that the relative bathymetric accuracy of the algorithm in this article is improved by about 0.03%~0.08% and the bathymetric accuracy standard of 0.75% is satisfied within the horizontal distance of 90 m. Both simulation and sea trail data prove that the DOA estimation performance of the proposed algorithm is better than the traditional algorithm under the conditions of Gaussian color noise and array elements amplitude-phase error.

Keywords: bathymetric sides can sonar; fourth-order cumulant; virtual array element; amplitude and phase correction

0 引言

探测声纳目前在海洋测绘、水下搜救、水下考古及科学实验等多个领域都有广泛的应用。其中测深侧扫声纳以其结构简单、垂直航迹分辨率高及对载体平台要求低的特点,广泛应用于 ROV、AUV 及深海拖曳设备等多种水下载体平台,是获取水下高分辨率地形地貌的重要手段^[1-4]。

测深侧扫声纳按照工作频率的不同可以划分为:低频测深侧扫声纳(工作频率 ≤ 400 kHz)、高频测深侧扫声纳(工作频率:400 kHz~1 MHz)及超高频测深侧扫声纳(工作频率 ≥ 1 MHz)。其中,低频测深侧扫声纳的探测距离远,但分辨率相对较低,通常用于海底大范围的粗略扫测;超高频测深侧扫声纳的探测距离近,但分辨率极高,通常用于水下微小目标的精细探测;高频测深侧扫声纳则介于两者之间,探测距离适中,同时又具备较高的侧扫与测深分辨率,因此适用范围也更为广泛。

测深侧扫声纳通常采用基于阵列信号处理的波达方向估计方法(direction of arrival, DOA)。朱维庆等^[5]提出了采用总体最小二乘 ESPRIT (estimating signal parameter via rotational invariance techniques) 算法进行 DOA 估计,并研究了在阵元互耦条件下的理论性能,但该算法是基于高斯白噪声的假设,且 ESPRIT 算法的角度估计均方误差略高于 MUSIC (multiple signal classification) 算法;Krautner 等^[6]提出了 CAATI (computed angle-of-arrival transient imaging) 算法,该算法可以估计出多个回波信号的方位和幅度,但在低信噪比下的 DOA 估计精度较差,同时也未考虑阵元幅相误差的影响;Liu 等^[7]提出了一种基于四阶累积量的 MUSIC 算法,该算法在高斯色噪声和阵元互耦条件下,可有效抑制高斯噪声的影响,并在低信噪比下获得良好的角度估计性能;唐建红等^[8]提出了 MFOC-MUSIC(modified fourth-order cumulant MUSIC)算法,该算法在四阶累积量矩阵的基础上,去除了矩阵运算中的数据冗余,实现了虚拟阵列扩展,并对高斯色噪声也起到了一定的抑制作用,但该算法同样未考虑阵元幅相误差的影响。

实际工作中高频测深侧扫声纳相对于低频测深侧扫声纳,更容易受到多种干扰因素的影响,其中对 DOA 估计精度影响较大的干扰因素包括高斯色噪声^[9]及阵元幅相误差^[10],为了消除以上干扰因素的影响,提出了基于四阶累积量及幅相校正的波达方向估计(self-correcting modified fourth-order cumulant root MUSIC, CMFOC-Root-MUSIC)算法。首先采用基于四阶累积量的降维算法去抑制高斯色噪声^[11],然后分析阵元幅相误差对降维算法

的影响,并采用改进的幅相校正算法对虚拟线阵进行幅相校正,最后通过 Root-MUSIC 算法得到 DOA 估计结果^[12]。本文通过仿真实验对比了所提算法与传统算法的 DOA 估计精度及幅相校正算法的效果,最后通过海试数据验证了本文算法的有效性。

1 算法结构与信号模型

1.1 算法的基本结构

基于四阶累积量及幅相校正的波达方向估计方法的核心思想是:在高斯色噪声环境下,为了达到更高的 DOA 估计精度,首先采用基于四阶累积量的降维算法对均匀线阵的接收信号进行处理,并增加了加权平均算法增强对色噪声的抑制,然后得到一个虚拟线阵及相应的构造矩阵,为了抑制阵元幅相误差对降维算法的影响,采用基于 Toeplitz 特性的幅相校正算法对构造矩阵进行幅相误差校正,并增加线性拟合算法进一步提升相位校正效果,最后对恢复 Toeplitz 特性的构造矩阵采用 Root-MUSIC 算法求解得到波达方向估计。

1.2 信号数学模型

高频测深侧扫声纳换能器共有 M 个连续线阵组成的接收阵元,当有 P 个窄带信号 $s_i(t)$ ($i = 1, 2, \dots, P$) 从方向 $[\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_p]$ 入射到 M 阵元时,阵列的输出可表示为:

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{F}\mathbf{A}(\theta)\mathbf{S}(t) + \mathbf{N}(t) \quad (1)$$

其中,阵列流型 $\mathbf{A}(\theta) = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_p)]$, 导向矢量 $\mathbf{a}(\theta_i)$ 可表示为:

$$\mathbf{a}(\theta_i) = [1, e^{-j2\pi f_0 d \sin(\theta_i)/c}, \dots, e^{-j2\pi f_0 (M-1) d \sin(\theta_i)/c}]^T \quad (2)$$

信号矢量 $\mathbf{S}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_p(t)]^T$, 噪声矢量 $\mathbf{N}(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_M(t)]^T$, 幅相误差矩阵 $\mathbf{F} = \text{diag}[\alpha_1 \exp(j\phi_1), \alpha_2 \exp(j\phi_2), \dots, \alpha_M \exp(j\phi_M)]$, 其中 α_i 代表第 i 通道的幅度扰动, ϕ_i 则代表第 i 通道的相位扰动。

2 算法描述

2.1 基于四阶累积量的降维算法

换能器阵列接收信号 $\mathbf{X}(t)$, 其四阶累积量可用下式表示^[13]:

$$\begin{aligned} C_{4x}(k_1, k_2, k_3^*, k_4^*) &= \text{cum}(k_1, k_2, k_3^*, k_4^*) = \\ &E(x_{k_1} x_{k_2} x_{k_3}^* x_{k_4}^*) - E(x_{k_1} x_{k_3}^*) E(x_{k_2} x_{k_4}^*) - \\ &E(x_{k_1} x_{k_4}^*) E(x_{k_2} x_{k_3}^*) - E(x_{k_1} x_{k_2}) E(x_{k_3}^* x_{k_4}^*) \end{aligned} \quad (3)$$

其中, $1 \leq k_1, k_2, k_3, k_4 \leq M$, 对于 k_1, k_2, k_3, k_4 的不同取值组合,共可取得 M^4 个值,可以把 M^4 个值放入

$M^2 \times M^2$ 的矩阵 \mathbf{R}_4 中, 矩阵如下所示:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_4((k_1 - 1)M + k_2, (k_3 - 1)M + k_4) = \\ \mathbf{C}_{4k}((k_1, k_2, k_3^*, k_4^*)) = E((X \otimes X)(X \otimes X)^H) - \\ E(X \otimes X)E(X \otimes X)^H - E(XX^H) \otimes E(XX^H) = \\ \mathbf{B}(\theta)\mathbf{C}_s\mathbf{B}^H(\theta) \end{aligned} \quad (4)$$

阵列的导向矢量变为:

$$\begin{aligned} \mathbf{b}(\theta) = (\mathbf{\Gamma} \odot \mathbf{a}(\theta)) \otimes (\mathbf{\Gamma} \odot \mathbf{a}(\theta)) = \\ (\mathbf{\Gamma} \otimes \mathbf{\Gamma}) \odot (\mathbf{a}(\theta) \otimes \mathbf{a}(\theta)) = \hat{\mathbf{\Gamma}} \odot \mathbf{b}(\theta) \end{aligned} \quad (5)$$

变换后的导向矢量为 $\mathbf{b}(\theta) = \mathbf{a}(\theta) \otimes \mathbf{a}(\theta)$, 四阶累积量变换将 M 个阵元扩展成 M^2 个阵元, 但由于存在大量重复阵元, 有效阵元仅为第 $1, 2, \dots, M$ 阵元及第 kM 阵元 ($k = 2, 3, \dots, M$), 通过对重复阵元进行降维处理^[9], 可虚拟出包含 $2M - 1$ 个独立阵元的均匀线阵。

2.2 幅相误差对降维算法的影响分析

由于换能器阵元客观存在幅相误差, 特别是高频测深侧扫声纳换能器由于阵元间距较小, 由阵元位置误差导致的幅相误差随之增大, 下面以三阵元的均匀线阵为例, 分析幅相误差对导向矢量的影响, 各阵元的幅相误差可表示为:

$$\mathbf{\Gamma} = [\alpha_1 \exp(j\phi_1) \quad \alpha_2 \exp(j\phi_2) \quad \alpha_3 \exp(j\phi_3)] \quad (6)$$

理想的三阵元阵列的导向矢量表示为: $\mathbf{a}(\theta) = [1 \quad \exp(-jkd) \quad \exp(-jk2d)]$, 含幅相误差的阵列导向矢量为: $\hat{\mathbf{a}}(\theta) = \mathbf{\Gamma} \odot \mathbf{a}(\theta)$, 采用降维算法处理后的导向矢量表示为 $\hat{\mathbf{b}}(\theta) = (\mathbf{\Gamma} \otimes \mathbf{\Gamma}) \odot (\mathbf{a}(\theta) \otimes \mathbf{a}(\theta))$ 。

因此, 幅相误差矩阵变为:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{\Gamma}} = \mathbf{\Gamma} \otimes \mathbf{\Gamma} = \\ [\alpha_1^2 \exp(j2\phi_1) \quad \alpha_1 \alpha_2 \exp(j\phi_1 + j\phi_2) \quad \alpha_1 \alpha_3 \exp(j\phi_1 + j\phi_3) \\ \alpha_1 \alpha_2 \exp(j\phi_1 + j\phi_2) \quad \alpha_2^2 \exp(j2\phi_2) \quad \alpha_2 \alpha_3 \exp(j\phi_2 + j\phi_3) \\ \alpha_1 \alpha_3 \exp(j\phi_1 + j\phi_3) \quad \alpha_2 \alpha_3 \exp(j\phi_2 + j\phi_3) \quad \alpha_3^2 \exp(j2\phi_3)] \end{aligned} \quad (7)$$

由式(7)可知, 处理后的幅相误差大于实际阵元的幅相误差, 其中幅度误差是相应阵元幅度误差的乘积, 相位误差则是相应阵元相位误差的和, 因此必须对幅相误差进行校正, 才能达到较高的 DOA 估计精度。

2.3 传统的幅相校正算法

传统均匀线阵进行 DOA 估计时, 通常会采用 MUSIC、ESPRIT 等阵列信号处理方法, 采用以上方法得到的协方差矩阵具备 Toeplitz 特性, 当受到阵元幅相误差影响时, 协方差矩阵的 Toeplitz 特性会遭到破坏, 而通过恢复协方差矩阵的 Toeplitz 特性, 可以克服阵元幅相误差的影响, 有效提高 DOA 估计性能。

假设一个包含 M 个阵元的均匀线阵, 其协方差矩阵 \mathbf{R}_x 具有 Hermitian Toeplitz 特性, 也即 $r_{ij} = r_{ji}^* = r_{j-i}$ 。

当仅考虑幅度误差时, 以 \mathbf{R}_x 主对角线上第一阵元为参考点, 设其通道增益 $\alpha_1 = 1$, 可估算增益误差^[14-15]:

$$\alpha_i = (\hat{r}_{ii}/\hat{r}_{11})^{1/2} \quad i = 2, 3, \dots, M \quad (8)$$

进行增益误差校正后的协方差矩阵可表示为:

$$\bar{r}_{ij} = \hat{r}_{11} \cdot \hat{r}_{ij} / (\hat{r}_{ii} \cdot \hat{r}_{jj})^{1/2} \quad i, j = 1, 2, \dots, M \quad (9)$$

当校正完幅度误差, 需要校正相位误差, 以第一斜对角线为例, 设 $r_{11} = |r_{11}| \exp(j\omega_1)$, 则 $\bar{r}_{12}, \bar{r}_{23}, \dots, \bar{r}_{(M-1)M}$ 的相位可表示为:

$$\begin{cases} \Delta_1 = \omega_1 + \phi_2 - \phi_1 \\ \Delta_2 = \omega_1 + \phi_3 - \phi_2 \\ \vdots \\ \Delta_{M-1} = \omega_1 + \phi_{M-1} - \phi_{M-2} \end{cases} \quad (10)$$

由于 $\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_{M-1}$ 满足均值为 0, 方差为 σ_f^2 的高斯分布, 若设 $\mathbf{\Delta} = (\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_{M-1})^T$, $\mathbf{e} = (1, 1, \dots, 1)^T$, 则可得 $E(\mathbf{\Delta}) = \omega_1 \mathbf{e}$, 采用最优线性无偏估计, 可得:

$$\begin{cases} \hat{\omega}_1 = \mathbf{k}^T \mathbf{\Delta} \\ \mathbf{k} = \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{e} / (\mathbf{e}^T \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{e}) \end{cases} \quad (11)$$

其中:

$$\mathbf{\Lambda} = \begin{vmatrix} 2 & -1 & & & \\ -1 & 2 & -1 & & \\ & \ddots & \ddots & \ddots & \\ & & -1 & 2 & -1 \\ & & & -1 & 2 \end{vmatrix} \sigma_f^2 \quad (12)$$

当得到第一斜对角线 ω_1 的估计值 $\hat{\omega}_1$ 后, 将对角线上的元素全部用 $|r_{12}| \exp(j\hat{\omega}_1)$ 代替, 其他对角线也采用相同方法, 从而恢复协方差矩阵的 Toeplitz 特性。

2.4 基于自校正的 CMFOC-Root-MUSIC 算法

结合 2.1 和 2.3 节, 提出了基于四阶累积量及幅相误差自校正的 CMFOC-Root-MUSIC 算法, 该算法的主要实现步骤如下:

1) 四阶累积量计算

根据 M 元均匀线阵接收到的信号 $\mathbf{X}(t)$, 按照式(4), 计算其四阶累积量协方差矩阵 \mathbf{R}_4 。

2) 加权平均算法及降维处理

为了提高计算效率通常会采用降维算法, 协方差矩阵 \mathbf{R}_4 在进行降维处理时增加了对重复阵元进行加权平均的方式(加权系数 = 1 时为算数平均), 从而提高了算法的抗噪声的性能, 加权平均算法可表示为:

$$\begin{cases} \mathbf{C}_{(2M-1, M^2)}(i, :) = \\ \frac{1}{i} \sum_{j=1}^i k_j \mathbf{R}_{4(M^2, M^2)}((j-1)(M-1) + i, :) \quad (i \leq M) \\ \mathbf{C}_{(2M-1, M^2)}(i, :) = \\ \frac{1}{i} \sum_{j=1}^{2M-i} k_j \mathbf{R}_{4(M^2, M^2)}(M(M-j+1) - 2M + i + j, :) \quad (i > M) \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} \mathbf{C}_{4(2M-1,2M-1)}(:,i) = \frac{1}{i} \sum_{j=1}^i k_j \mathbf{R}_{4(2M-1,M^2)}(:,(j-1)(M-1)+i) & (i \leq M) \\ \mathbf{C}_{4(2M-1,2M-1)}(:,i) = \frac{1}{i} \sum_{j=1}^{2M-i} k_j \mathbf{R}_{4(2M-1,M^2)}(:,M(M-j+1)-2M+i+j) & (i > M) \end{cases} \quad (14)$$

完成降维处理后,实现了将 M^2 个重复阵元虚拟成 $2M-1$ 个独立阵元,后续可采用幅相校正算法进行幅相校正,降维后的四阶累积量构造矩阵可表示为:

$$\mathbf{R}_{4(M^2,M^2)} \rightarrow \mathbf{C}_{(2M-1,M^2)} \rightarrow \mathbf{C}_{4(2M-1,2M-1)} \quad (15)$$

3) 幅相误差校正算法

虚拟线阵的构造矩阵 \mathbf{C}_4 理论上具有 Toeplitz 结构,其阵列流形是 $2M-1$ 元的均匀线阵,根据式(8)、(11),可以得到虚拟线阵的增益误差矩阵 $\hat{\boldsymbol{\alpha}} = (\hat{\alpha}_2, \hat{\alpha}_3, \dots, \hat{\alpha}_{2M-1})$ 和相位矩阵 $\hat{\boldsymbol{\omega}} = (\hat{\omega}_1, \hat{\omega}_2, \dots, \hat{\omega}_{2M-2})$,完成幅度误差校正后得到构造矩阵 $\tilde{\mathbf{C}}_4$ 。

4) 相位线性拟合算法

当完成幅度误差的修正后,由下式可知理想情况下 \tilde{r}_{1i} 的相位 ω_i 是线性的:

$$\begin{cases} \tilde{r}_{11} = r_0 = \sum_{k=1}^p \sigma_k^2 + \sigma_n^2 \\ \tilde{r}_{1i} = \sum_{k=1}^p \sigma_k^2 \exp[-j2\pi \sin\theta_k (d_i - d_1)/\lambda] \\ i = 1, 2, \dots, 2M-1 \end{cases} \quad (16)$$

其中, r_0 是 \mathbf{R}_x 主对角线上的值。因此在幅相误差校正算法基础上增加了相位线性拟合,即对 $2M-1$ 点数据 (x_i, y_i) 做 $y = ax + b$ 一阶线性拟合,阵元序号 $x_i = i$, 阵元相位 $y_i = \hat{\omega}_{i-1}$, 其中 $i = 1, 2, \dots, 2M-1$, 其系数可以由下式求出:

$$\begin{cases} a = \frac{(2M-1) \sum_{i=1}^{2M-1} x_i y_i - \sum_{i=1}^{2M-1} x_i \sum_{i=1}^{2M-1} y_i}{(2M-1) \sum_{i=1}^{2M-1} x_i^2 - \left(\sum_{i=1}^{2M-1} x_i\right)^2} \\ b = \frac{\sum_{i=1}^{2M-1} y_i \sum_{i=1}^{2M-1} x_i^2 - \sum_{i=1}^{2M-1} x_i \sum_{i=1}^{2M-1} x_i y_i}{(2M-1) \sum_{i=1}^{2M-1} x_i^2 - \left(\sum_{i=1}^{2M-1} x_i\right)^2} \end{cases} \quad (17)$$

由式(17)得到新的相位矩阵 $\tilde{\boldsymbol{\omega}} = (\tilde{\omega}_0, \tilde{\omega}_1, \dots, \tilde{\omega}_{2M-2})$, 构造矩阵 $\tilde{\mathbf{C}}_4$ 第 i 条对角线上的元素用 $|r_{1i}| \exp(j\tilde{\omega}_{i-1})$ 代替完成相位校正, 后续采用 Root-MUSIC 算法求解^[16]。

2.5 CMFOC-Root-MUSIC 算法复杂度分析

本文所提算法的复杂度主要来源于如下3个方面: 首先是基于四阶累积量的降维算法, 其次是幅相误差校

正算法中相位校正运算, 最后是 Root-MUSIC 算法的特征值分解。假设计算四阶累积量时采用的声纳数据有 N 个采样点, 考虑到协方差矩阵具备 Hermitian 特性, 只需计算其中 $M^2(M^2+1)/2$ 个元素, 因此四阶累积量共需要 $7NM^2(M^2+1)/2$ 次乘法操作, 加权平均算法则需要 $2M^4 + 4M$ 次乘法操作; 幅相误差校正算法的计算量约为 $11M^3 - 22M^2 + 17M$; 最后采用 Root-MUSIC 算法进行特征值分解, 其计算量为 $11(2M-1)^3$; 因此整个算法的整体运算复杂度约为:

$$7NM^2(M^2+1)/2 + 2M^4 + 99M^3 - 154M^2 + 87M - 66。$$

3 算法仿真

为了验证本文算法在不同条件下的 DOA 估计性能及幅相校正效果, 进行了以下仿真, 仿真采用如下参数: 接收阵元数 $M = 6$, 阵元间距为发射信号的半波长, 快拍数选择 300, 蒙特卡洛循环次数为 500。

3.1 不同背景噪声下本文算法的 DOA 估计性能仿真

仿真时不考虑阵元幅相误差, 在高斯白噪声及高斯色噪声背景下分别进行 DOA 估计误差的仿真。其中发射波形采用单频信号, 频率 $f_s = 400$ kHz, 入射信号角度 $\theta = 20^\circ$, 信噪比 $SNR = 0 \sim 20$ dB。

高斯白噪声背景下的仿真如图1所示, ESPRIT 算法、基于自校正的 ROOT-MUSIC (C-ROOT-MUSIC) 算法、改进的基于四阶累积量的 ROOT-MUSIC (MFOC-ROOT-MUSIC) 算法及本文算法均达到了较高的 DOA 估计精度, 但却未考虑实际存在的多种干扰; 高斯色噪声背景下的仿真如图2所示, 本文算法及 MFOC-Root-MUSIC 算法的 DOA 估计性能均优于 ESPRIT 算法和 C-Root-MUSIC 算法, 证明四阶累积量类算法可以较好的抑制高斯色噪声, 考虑到多部声纳会协同工作, 因此高斯色噪声更符合实际的噪声环境。

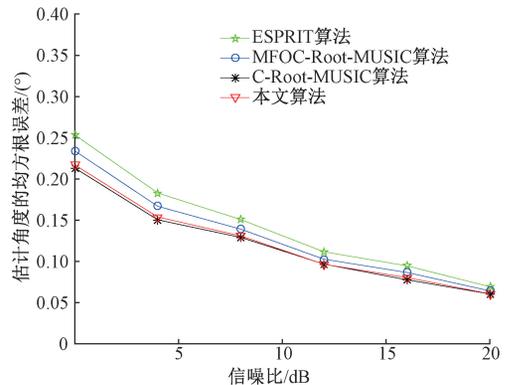


图1 高斯白噪声背景下算法性能对比
Fig. 1 Algorithm performance comparison with Gaussian white noise

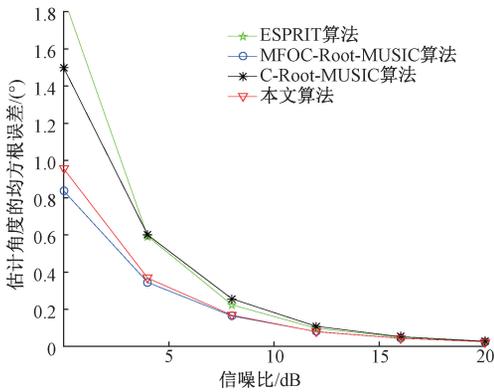


图 2 高斯色噪声背景下算法性能对比
Fig. 2 Algorithm performance comparison with Gaussian color noise

3.2 幅相误差条件下本文算法的 DOA 估计性能仿真

在高斯色噪声及阵元幅相误差条件下,仿真时分别采用单频信号和线性调频信号,单频信号的频率 $f_s = 400$ kHz,线性调频信号的起始频率 $f_s = 420$ kHz,带宽 $BW = 20$ kHz,入射信号角度 $\theta = 20^\circ$,信噪比 $SNR = 0 \sim 20$ dB,幅度误差 α_i 满足均值为 1,方差为 0.15 的高斯分布,相位误差 ϕ_i 则满足均值为 0,方差为 8.5° 的高斯分布。

单频信号在高斯色噪声及幅相误差条件下的仿真如图 3 所示,在低信噪比下 MFOC-Root-MUSIC 算法和本文算法的 DOA 估计精度均优于 C-Root-MUSIC 算法,而在高信噪比下 MFOC-Root-MUSIC 算法由于阵元幅相误差导致 DOA 估计性能略差于 C-Root-MUSIC 算法,而经过幅相校正后本文算法的角度估计均方差相对于 C-Root-MUSIC 算法提升约 0.07° 。线性调频信号在高斯色噪声及幅相误差条件下的仿真如图 4 所示,本文算法的 DOA 估计精度同样优于 C-Root-MUSIC 算法,证明本文算法可以解决 MFOC-Root-MUSIC 算法在高信噪比条件下 DOA 估计精度下降的问题。

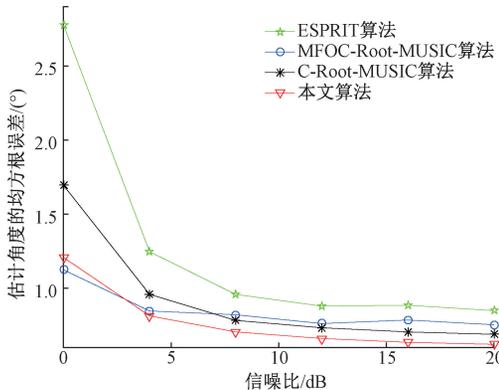


图 3 幅相误差条件下采用单频信号的算法性能对比
Fig. 3 Algorithm performance comparison using single frequency signal under the condition of amplitude and phase error

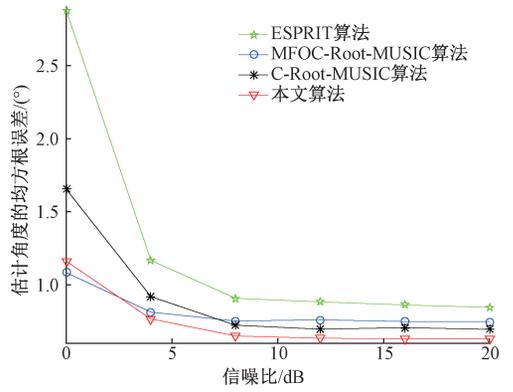


图 4 幅相误差条件下采用线性调频信号的算法性能对比
Fig. 4 Algorithm performance comparison using chirp signal under the condition of amplitude and phase error

3.3 色噪声及幅相误差条件下幅相校正算法仿真

仿真时采用线性调频信号,起始频率设置为 $f_s = 420$ kHz,带宽 $BW = 20$ kHz,入射信号角度 $\theta = 20^\circ$,信噪比 $SNR = 10/20$ dB,幅度误差为 $\alpha_i = [1, 1.143, 0.955, 0.844, 0.984, 1.193]$,相位误差为 $\phi_i = [0^\circ, 3.882^\circ, 3.339^\circ, -11.057^\circ, -5.090^\circ, 5.112^\circ]$ 。

已知 6 阵元的幅度误差 α_i 和相位误差 ϕ_i ,由于降维算法将 6 个实际阵元扩展成 11 个虚拟阵元,因此根据式(13)、(14),可推导出虚拟阵元的理论幅度误差 g_i 和相位误差 θ_i ,对比幅相校正算法得到的幅度补偿系数和相位值,可以评估幅相校正算法的效果。

幅度补偿系数对比如表 1 所示,在 20 dB 信噪比下幅度补偿系数的平均估计误差为 $0.012 \sim 0.015$,最大误差不超过 0.06,因此可认为在高信噪比下幅度补偿系数达到了很高的估计精度;在 10 dB 信噪比下幅度补偿系数的平均估计误差为 $0.065 \sim 0.087$,除边缘阵元外幅度补偿系数仍保持了较高的估计精度。

相位估计值及相位误差对比如表 2 所示,在 20 dB 信噪比下虚拟阵元的相位平均估计误差为 $1.02^\circ \sim 1.32^\circ$,最大误差不超过 2.4° ,相对于虚拟阵元的初始平均相位误差 3.14° 有了较大提升,因此可认为在高信噪比条件下的相位估计值保持了较高的估计精度;在 10 dB 信噪比下各虚拟阵元的相位平均估计误差为 $1.68^\circ \sim 1.94^\circ$,误差有所上升估计但仍保持了相对较高的估计精度。

4 海试试验验证

高频测深侧扫声纳包含一套声纳电子分机和两个声纳换能器阵,如图 5 所示,两侧换能器阵分别安装在电子分机的侧下方,工作时声纳电子分机处理经海底反射的

表1 不同信噪比条件下幅度补偿系数对比

Table 1 Comparison of amplitude compensation coefficients under different signal-to-noise ratios

| 阵元号 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 平均 |
|------------|---|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| 幅度误差 g_i | 1 | 1.143 | 1.072 | 0.956 | 0.958 | 1.037 | 1.047 | 0.963 | 0.993 | 1.174 | 1.423 | 0.093 |
| 测试 1/20 dB | 1 | 1.144 | 1.075 | 0.962 | 0.968 | 1.047 | 1.059 | 0.980 | 1.017 | 1.209 | 1.467 | 0.015 |
| 测试 2/20 dB | 1 | 1.140 | 1.069 | 0.962 | 0.965 | 1.043 | 1.054 | 0.979 | 1.016 | 1.196 | 1.461 | 0.012 |
| 测试 3/20 dB | 1 | 1.146 | 1.079 | 0.965 | 0.962 | 1.045 | 1.059 | 0.979 | 1.006 | 1.193 | 1.483 | 0.014 |
| 测试 4/10 dB | 1 | 1.157 | 1.096 | 0.975 | 0.981 | 1.071 | 1.103 | 1.036 | 1.098 | 1.396 | 1.812 | 0.087 |
| 测试 5/10 dB | 1 | 1.147 | 1.080 | 0.981 | 0.988 | 1.057 | 1.081 | 1.029 | 1.094 | 1.334 | 1.694 | 0.065 |
| 测试 6/10 dB | 1 | 1.146 | 1.095 | 1.001 | 0.996 | 1.072 | 1.105 | 1.060 | 1.111 | 1.350 | 1.778 | 0.086 |

表2 不同信噪比条件下相位估计值及相位误差对比

Table 2 Comparison of phase estimates and phase errors under different signal-to-noise ratios

| 阵元号 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 平均 |
|--------------------|-----|------|-------|--------|--------|-------|------|-------|-------|--------|--------|------|
| 理论相位($^{\circ}$) | 0 | 61.6 | 123.1 | -175.3 | -113.7 | -52.2 | 9.4 | 70.9 | 132.5 | -165.9 | -104.4 | - |
| 相位误差 θ_i | 0 | 3.88 | 5.14 | -0.74 | -3.70 | -0.47 | 1.10 | -1.89 | -7.32 | 0.02 | 10.22 | 3.14 |
| 测试 1/20 dB | 2.4 | 63.5 | 124.6 | -174.4 | -113.3 | -52.2 | 8.9 | 70.0 | 131.0 | -167.9 | -106.8 | 1.32 |
| 测试 2/20 dB | 2.2 | 63.5 | 124.7 | -174.1 | -112.9 | -51.7 | 9.5 | 70.7 | 132.0 | -166.8 | -105.6 | 1.03 |
| 测试 3/20 dB | 2.3 | 63.6 | 124.8 | -173.9 | -112.6 | -51.3 | 10.0 | 71.3 | 132.6 | -166.1 | -104.9 | 1.02 |
| 测试 4/10 dB | 1.8 | 62.8 | 123.8 | -175.2 | -114.2 | -53.2 | 7.8 | 68.8 | 129.9 | -169.1 | -108.1 | 1.68 |
| 测试 5/10 dB | 1.2 | 62.2 | 123.2 | -175.8 | -114.8 | -53.8 | 7.2 | 68.2 | 129.2 | -169.7 | -108.7 | 1.94 |
| 测试 6/10 dB | 1.2 | 62.2 | 123.3 | -175.7 | -114.7 | -53.6 | 7.4 | 68.5 | 129.5 | -169.4 | -108.4 | 1.78 |

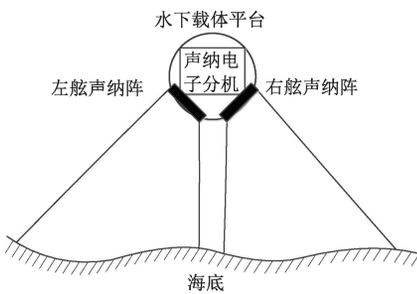


图5 高频测深侧扫声纳工作示意图

Fig. 5 Schematic diagram of high frequency bathymetric side scan sonar

回波信号后得到单 ping 测深侧扫数据,当载体平台继续向前航行,多 ping 测深侧扫数据可以拼成反映地貌特征二维侧扫图和反映地形特征三维测深图。

声纳换能器阵的阵元结构如图6所示,换能器沿纵向划分为多条等间距的均匀线阵,每条线阵的间距均为半波长,其中包括6条连续线阵作为接收阵元,1条线阵作为发射阵元,其余线阵均为哑元;工作时发射信号采用线性调频信号,起始频率 $f_s = 420$ kHz,带宽 $BW = 20$ kHz,接收信号的采样率为 100 kHz。

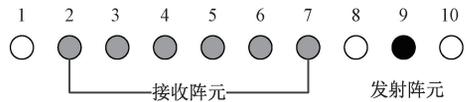


图6 高频换能器阵列阵元设计

Fig. 6 Design of high frequency transducer array

4.1 基于本文算法的单 ping 海试数据验证

为了验证本文算法在高频测深侧扫声纳系统上的实际性能,因此选用某次海试的单 ping 数据进行验证,海试区域的水深约为 7 730 m,单侧测线宽度约为 110 m。由于海试区域的地形较为平坦,为了更好地反应测深结果地形起伏的变化,因此计算时选取较大区间,即每次计算水平距离每 4 m 范围内的测深结果在 95% 置信度下的相对测深精度 $\alpha^{[17]}$:

$$\alpha = \frac{1.96 \cdot \sigma}{D} \times 100\% \quad (18)$$

其中, σ 为测深点的标准差, D 为声纳的距底高度。

MFOC-Root-MUSIC 算法和 Root-MUSIC 算法的测深结果及相对测深精度对比如图 7、8 所示。图 7 中 MFOC-Root-MUSIC 算法的测深结果相对于 Root-MUSIC 算法整体向右上方偏移,造成了其近端方差减小,中部方差增

大,同时其中部的相对测深精度相对于 Root-MUSIC 算法也没有优势,主要原因是阵元幅相误差造成了高信噪比下 DOA 估计精度下降;在水平距离 90 m 左右的平坦区域, MFOC-Root-MUSIC 算法的测深结果方差更小,其相对测深精度也优于 Root-MUSIC 算法,证明在低信噪比下四阶累积量类算法的 DOA 估计精度更高。

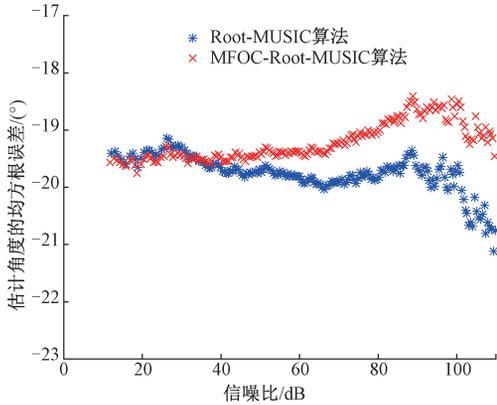


图 7 不同算法的测深结果对比

Fig. 7 Bathymetric results comparison of different algorithms

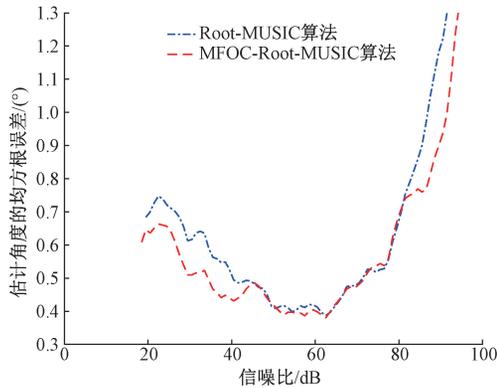


图 8 不同算法的相对测深精度对比

Fig. 8 Relative bathymetric accuracy comparison of different algorithms

本文算法和 C-Root-MUSIC 算法的测深结果及相对测深精度对比如图 9、10 所示。在测深结果的对比中,本文算法的测深数据在近端和中部更为平坦,方差也更小,同时其相对测深精度相较于 C-ROOT-MUSIC 算法,有约 0.03%~0.08% 的提升,证明本文算法修正了阵元幅相误差的影响,突出了四阶累积量类算法在高斯色噪声条件下 DOA 估计精度高的特点,解决了 MFOC-Root-MUSIC 算法在高信噪比下测深精度下降的问题。

4.2 基于本文算法的多 ping 海试数据验证

如图 11、12 所示分别是采用 C-Root-MUSIC 算法和本文算法处理连续 50 ping 数据得到的测深结果。测深

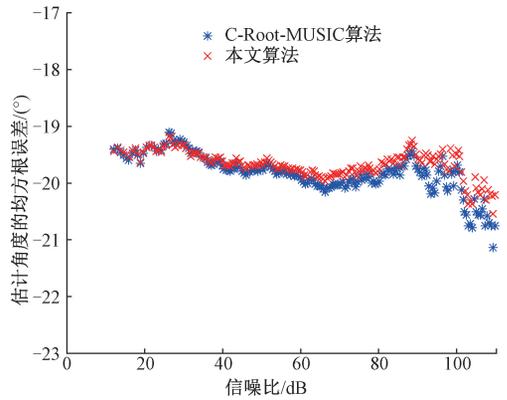


图 9 不同算法的测深结果对比

Fig. 9 Bathymetric results comparison of different algorithms

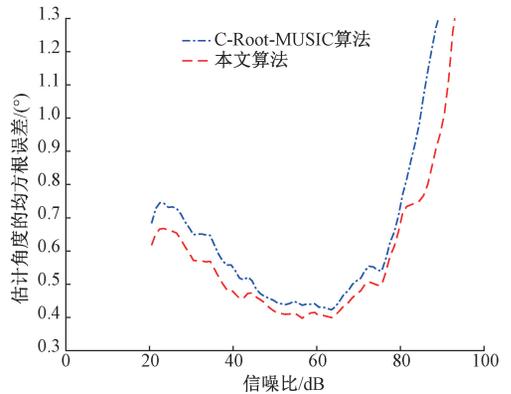


图 10 不同算法的相对测深精度对比

Fig. 10 Relative bathymetric accuracy comparison of different algorithms

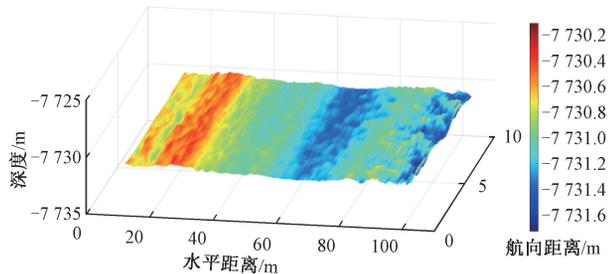


图 11 C-Root-MUSIC 算法的测深结果

Fig. 11 Bathymetric results of the C-Root-MUSIC algorithm

图的深度显示范围均为 $[-7730.2\text{ m}, -7731.6\text{ m}]$,从测深图的对比中可知,在近端本文算法测深结果的起伏略小于 C-ROOT-MUSIC 算法,在中部和远端本文算法测深结果的最大起伏分别为 0.3 m 和 0.6 m,均优于 C-Root-MUSIC 算法的 0.5 m 和 0.9 m,以上结果与单 ping 测深结果的对比基本相符,证明采用本文算法可以获得测深方差优于传统算法的测深结果。

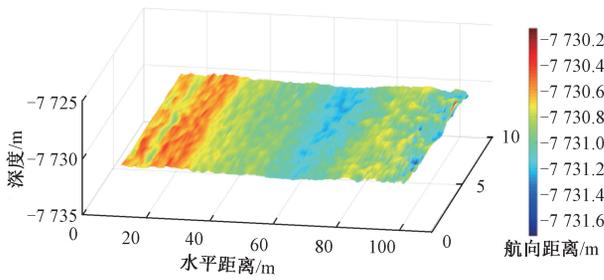


图 12 本文算法的测深结果

Fig. 12 Bathymetric results of the algorithm in this article

如图 13 所示,该图是将 50ping 数据合成一次测深结果处理后得到的相对测深精度对比图。在近端本文算法相对于 C-Root-MUSIC 算法有约 0.05% 的提升,在远端受航向地形起伏影响有约 0.03% 的提升,以上证明本文算法 DOA 估计精度优于 C-Root-MUSIC 算法。

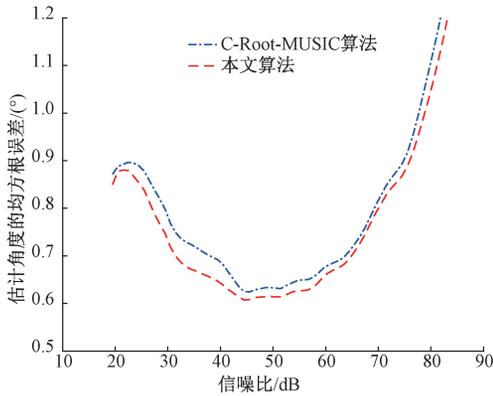


图 13 不同算法相对测深精度对比

Fig. 13 Relative bathymetric accuracy comparison of different algorithms

4.3 基于幅相校正算法的多 ping 海试数据验证

如图 14 所示,下图是采用幅相校正算法处理连续 3 ping 数据得到幅度补偿系数、相位补偿值及初始相位的对比图。在近端和中部高信噪比条件下 (≥ 20 dB),幅度补偿系数和相位补偿值均较为接近,其中各通道的幅度补偿系数最大差值为 0.06,相位补偿值的最大差值为 2.2° ,证明在高信噪比条件下幅相校正算法可以较好的校正阵元幅相误差;在远端较低信噪比条件下 (≤ 15 dB),幅度补偿系数的差异随着信噪比的下降略有增大,但各通道的最大差值不超过 0.12,相位补偿值的差异则较大,经分析认为信噪比降低是导致初始相位差异的主要原因,远端的初始相位如图 14(c) 所示,其中 4 通道的初始相位最大差值达到 14.9° ,而相位补偿后 4 通道的相位最大差值仅为 1.8° ,可以认为幅相校正算法在低信噪比条件下也有一定的效果。

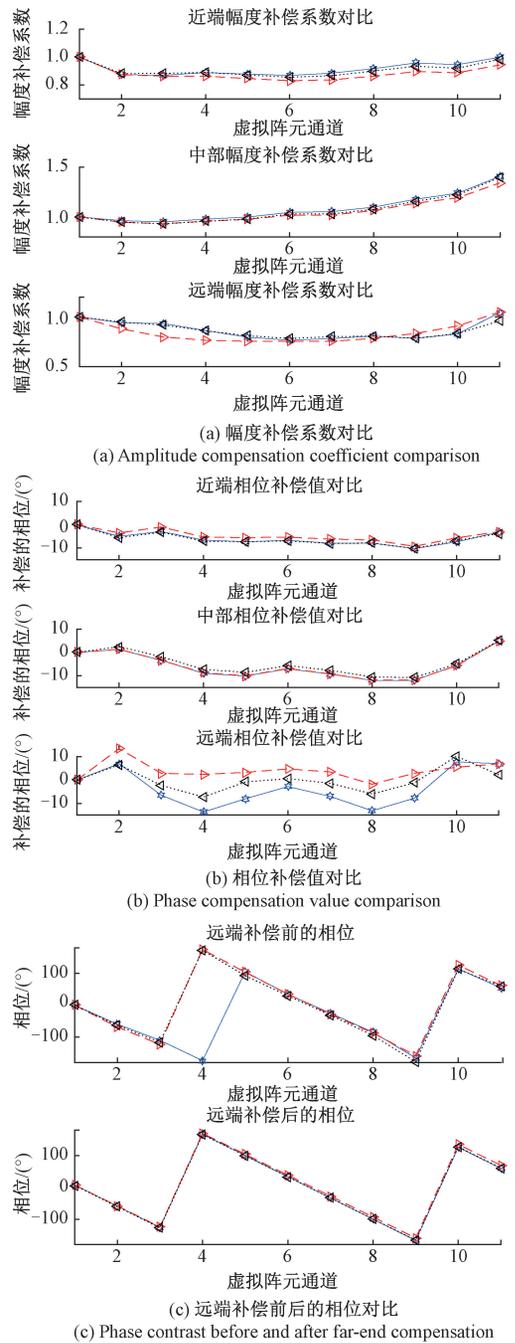


图 14 多 ping 海试数据的幅相校正结果对比

Fig. 14 Amplitude and phase correction results comparison of multi-ping sea trial data

为了更好地评估本文算法在高频测深侧扫声纳系统中的性能,选取单 ping 数据的测深结果进行分析,将每 2 m 范围内的测深点计算标准差,并根据式 (18) 计算其相对测深精度 α ,按照第五版 IHO 海道测量标准^[18],95% 置信度下的特级测深精度为 0.75%。

如表 3 所示为不同算法相对测深精度结果对比,本文提出的 CMFOC-Root-MUSIC 算法的在水平距离 90 m

的范围内满足 0.75% 的测深精度标准,而传统的 C-Root-MUSIC 算法仅在 86 m 范围内满足 0.75% 的测深精度标准,因此证明本文算法在远端低信噪比情况下,可有效增大高频测深侧扫声纳的作用距离。

表 3 95% 置信度下不同算法的相对测深精度对比

Table 3 Relative bathymetric accuracy comparison of different algorithms under 95% confidence

| 算法 | 水平距离/m | | | |
|---------------------|--------|-------|-------|-------|
| | 86 | 87 | 90 | 91 |
| CMFOC-Root-MUSIC 算法 | 0.56% | 0.58% | 0.74% | 0.78% |
| C-Root-MUSIC 算法 | 0.69% | 0.78% | 0.99% | 1.02% |

5 结 论

针对高频测深侧扫声纳在高斯色噪声及阵元幅相误差条件下进行 DOA 估计时,传统算法估计精度不足的问题,本文提出了 CMFOC-Root-MUSIC 算法,并将本文算法与多种传统算法进行对比。仿真结果表明,在高斯色噪声及阵元幅相误差的条件下,传统基于四阶累积量的降维算法会出现在高信噪比下 DOA 估计精度下降的问题,而本文算法在降维算法的基础上增加了改进的幅相误差校正算法,修正了阵元幅相误差的影响,因此拥有优于其他对比算法的 DOA 估计性能。对海试数据的分析表明,在遇到较大的地形起伏时,本文算法可以获得测深方差优于传统算法的测深结果,且其相对测深精度在水平距离 90 m 范围内满足 0.75% 的测深精度标准,达到了较高的测深精度。

参考文献

- [1] 程亚楠,刘晓东,张东升,等. 利用测深侧扫数据和明暗恢复形状方法实现地形修正[J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(7):159-168.
CHENG Y N, LIU X D, ZHANG D SH, et al. Realization of terrain correction utilizing bathymetric sidescan data and shape from shading methods [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019, 40(7): 159-168.
- [2] FEZZANI R, ZERR B, ALI M, et al. Fusion of swath bathymetric data: Application to AUV rapid environment assessment [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2019, 44(1):111-120.
- [3] XIE Y P, BORE N, FOLKESSON J. Inferring depth contours from sidescan sonar using convolutional neural nets[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2020, 14(2): 328-334.
- [4] WESTLEY K, MCNEARY R. Archaeological applications of low-cost integrated sidescan sonar single-beam echo sounder systems in irish inland waterways [J]. Archaeological Prospection, 2017, 24(1):37-57.
- [5] 朱维庆,刘晓东,张东升,等. 多子阵子空间拟合波达方向估计[J]. 声学学报, 2006(2):120-125.
ZHU W Q, LIU X D, ZHANG D SH, et al. Estimating the directions of arrival based on multi-subarray subspace fitting [J]. Chinese Journal of Acoustics, 2006(2): 120-125.
- [6] KRAEUTNER P H, BIRD J S, CHARBONNEAU B, et al. Multiangle swath bathymetry sidescan quantitative performance analysis [C]. OCEANS' 02 MTS/IEEE. IEEE, 2002, 4: 2253-2263.
- [7] LIU C, YE Z F, ZHANG Y F. DOA estimation based on fourth-order cumulants with unknown mutual coupling [J]. Signal Processing, 2009, 89(9): 1839-1843.
- [8] 唐建红,司锡才,初萍. 改进的基于四阶累积量的 MUSIC 算法[J]. 系统工程与电子技术, 2010, 32(2): 256-259.
TANG J H, SI X C, CHU P, et al. Improved MUSIC algorithm based on fourth-order cumulants [J]. Systems Engineering and Electronics. 2010, 32(2):256-259.
- [9] 孙兵,阮怀林,吴晨曦,等. 非均匀噪声条件下的互质阵列欠定 DOA 估计方法[J]. 电子与信息学报, 2021, 43(12):3687-3694.
SUN B, RUAN H L, WU CH X, et al. Underdetermined direction of arrival estimation for coprime array in the presence of nonuniform noise [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2021, 43(12):3687-3694.
- [10] 程亚楠,刘晓东,张东升,等. 基元扰动对三维前视声纳测向性能的影响分析[J]. 网络新媒体技术, 2020, 9(5):15-24.
CHENG Y N, LIU X D, ZHANG D SH, et al. Influence of sensor uncertainty on the direction estimation of 3D forward-looking sonar [J]. Network New Media Technology, 2020, 9(5):15-24.
- [11] 单泽彪,鲁胜麟,刘小松,等. 基于高阶累积量的阵列式超声波传感器风速风向测量[J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(6):279-286.
SHAN Z B, LU SH L, LIU X S, et al. Wind speed and direction measurement with array ultrasonic sensors based on high-order cumulant [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 42(6): 279-286.
- [12] 李蜀丰,徐永绍,刘秉政,等. 基于改进 MUSIC 的声源定位方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(8):

212-219.

LI SH F, XU Y SH, LIU B ZH, et al. Sound source localization method based on improved MUSIC [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2021, 35(8): 212-219.

- [13] SHI H P, LENG W, WANG A G, et al. Fast orthonormal propagator direction-finding algorithm based on fourth-order cumulants [J]. Applied Computational Electromagnetics Society Journal, 2015, 30(6): 638-644.
- [14] 韩芳明,张守宏,潘复平. 阵列误差对 MUSIC 算法性能的影响与校正[J]. 西安电子科技大学学报, 2003(5): 585-589.
HAN F M, ZHANG SH H, PAN F P. Effect of array uncertainty on the performance of MUSIC and its calibration [J]. Journal of Xidian University, 2003(5): 585-589.
- [15] LI Y, ER M H. Theoretical analyses of gain and phase error calibration with optimal implementation for linear equispaced array [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(2): 712-723.
- [16] SHI J, ZHANG Q F, TAN W J, et al. Underdetermined DOA estimation for wideband signals via focused atomic norm minimization [J]. Entropy, 2020, 22(3): 359.
- [17] 刘晓东,王舒文,张东升,等. 高分辨率测深侧扫声纳系统测深精度评估方法[J]. 海洋测绘, 2016, 36(5): 28-31.
LIU X D, WANG SH W, ZHANG D SH, et al. Sounding accuracy assessment method of high-resolution bathymetric side-scan sonar system [J]. Hydrographic Surveying and Charting, 2016, 36(5): 28-31.
- [18] S-44. IHO standards for hydrographic surveys (5th Edition) [S]. Monaco: International Hydrographic Bureau, 2008.

作者简介



董聚兵, 2007 年于河南大学获得学士学位, 2012 年于北方工业大学获得硕士学位, 现为中国科学院声学研究所助理研究员、中国科学院声学研究所博士研究生, 主要研究方向为水声信号与信息处理。

E-mail: dongjubing@mail.ioa.ac.cn

Dong Jubing received his B.Sc. degree from Henan University in 2007, and received his M.Sc. degree from North China University of Technology in 2012. He is currently an assistant research fellow and a Ph. D. candidate in the Institute of Acoustic, Chinese Academy of Sciences. His main research interests include underwater acoustic signal and information processing.



刘晓东 (通信作者), 1998 年于北京交通大学获得学士学位, 分别在 2001 年和 2004 年于中国科学院声学研究所获得硕士学位和博士学位, 现为中国科学院声学研究所研究员、博士生导师, 主要研究方向为海洋声学技术与声信号处理、高分辨率水下声成像。

E-mail: liuxd@mail.ioa.ac.cn

Liu Xiaodong (Corresponding author) received his B.Sc. degree from Beijing Jiaotong University in 1998, received M.Sc. and Ph. D. degrees both from Institute of Acoustic, Chinese Academy of Sciences in 2001 and 2004, respectively. He is currently a research fellow and a Ph. D. advisor in the Institute of Acoustic, Chinese Academy of Sciences. His main research interests include marine acoustic technology and acoustic signal processing, and high resolution acoustic imaging.