

DOI:10.20079/j.issn.1001-893x.240506003

基于 FrFT 改进迭代自适应法的 DOA 估计 多波束声呐成像方法*

蒋留兵^{a,b}, 杨海鑫^a, 车俐^{a,b}, 黄乾超^a

(桂林电子科技大学 a. 信息与通信学院; b. 广西无线宽带通信与信号处理重点实验室, 广西 桂林 541004)

摘要:针对主动声呐在水下环境对目标方位估计受低信噪比影响的问题,提出了一种基于分数阶傅里叶变换(Fractional Fourier Transform, FrFT)改进迭代自适应法的波达方向(Direction of Arrival, DOA)估计多波束声呐成像方法。首先对水听器收到的回波信号进行 FrFT,通过 FrFT 预处理将宽带线性调频(Linear Frequency Modulation, LFM)信号变换为分数域的窄带信号,避免了交叉干扰项的影响;然后在 FrFT 域对 LFM 信号进行聚焦并对噪声进行抑制;最后在 FrFT 域内实现迭代自适应法,同时优化了功率谱估计方法以精确进行 DOA 估计。所提方法在低信噪比且不增加传感器阵元的情况下,相较于传统的 DOA 估计方法具有更好的估计精度与更小的均方根误差,可以显著提高成像效果。仿真结果表明,距离向的峰值旁瓣比可达到-13.364 dB,积分旁瓣比可达到-9.723 dB,方位向的峰值旁瓣比可达到-13.874 dB,积分旁瓣比可达到-10.034 dB。

关键词:主动声呐成像;水下波达方向估计;分数阶傅里叶变换;迭代自适应法

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



微信扫描二维码
听独家语音释文
与作者在线交流
享本刊专属服务

中图分类号:TB566;TP391.41 文献标志码:A 文章编号:1001-893X(2025)11-1921-08

A DOA Estimation Method for Multi-beam Sonar Imaging Based on Improved Iterative Adaptive Approach Using FrFT

JIANG Liubing^{a,b}, YANG Haixin^a, CHE Li^{a,b}, HUANG Qianchao^a

(a. School of Information and Communication; b. Key Laboratory of Wireless Broadband Communication and Signal Processing in Guangxi, Guilin University of Electronic Science and Technology, Guilin 541004, China)

Abstract: For the problem of target azimuth estimation under low signal-to-noise ratio (SNR) for active sonar in underwater environments, a direction of arrival (DOA) estimation multi-beamforming sonar imaging method based on fractional Fourier transform (FrFT)-enhanced iterative adaptive approach (IAA) is proposed. Firstly, the echo signals received by hydrophones are subjected to FrFT preprocessing, transforming the wideband linear frequency modulation (LFM) signals into narrowband signals in the fractional domain to avoid the influence of cross-interference terms. Then, focusing on LFM signals and suppressing noise in the FrFT domain is achieved. Finally, the iterative adaptive method is implemented in the FrFT domain, optimizing the power spectrum estimation method for accurate DOA estimation. Compared with traditional DOA estimation methods, the proposed method achieves better estimation accuracy and smaller root mean square error under low SNR conditions without increasing sensor array elements. It significantly improves imaging effectiveness, as indicated by simulation results showing sidelobe levels -13.364 dB for peak sidelobe ratio in the range direction and -9.723 dB for integrated sidelobe ratio, -13.874 dB for peak sidelobe ratio in the azimuth direction and -10.034 dB for integrated sidelobe ratio.

Key words: active sonar imaging; underwater DOA estimation; fractional Fourier transform; iterative adaptive approach

* 收稿日期:2024-05-06;修回日期:2024-07-18

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61561010);广西创新驱动发展专项(桂科 AA21077008);广西无线宽带通信与信号处理重点实验室 2022 年主任基金项目(GXKL06220102, GXKL06220108);八桂学者专项经费资助(2019A51);桂林电子科技大学研究生教育创新计划资助项目(2023YXW02, YCSW2023317, 2022YCXS080)

通信作者:杨海鑫 Email:1017728408@qq.com

0 引言

水下声呐成像技术作为海洋探索与利用中的一项关键技术,已在海洋勘探、航海导航、水下地形绘制、搜救任务及军事侦察等多个领域得到了广泛应用^[1]。该技术主要通过主动声呐系统,借助波束形成与脉冲压缩两大核心技术,实现对水下目标的高精度成像。波束形成技术通过调整接收到的多个传感器信号的相位与幅度,增强来自特定方向的信号而抑制其他方向的信号,以此提升声呐系统对特定目标或区域的聚焦能力,进而优化成像质量^[2]。在主动声呐成像过程中,需要特别考虑波束主瓣宽度与旁瓣峰值两个关键参数。波束主瓣宽度,即声呐波束主瓣的角宽度,直接关系到声呐系统的方向分辨率,其中较小的主瓣宽度意味着更高的方向分辨能力。旁瓣峰值指的是主瓣之外的次要波束峰值,其过大会干扰成像质量和目标识别的准确性^[3]。因此,为了优化成像效果,波束形成与脉冲压缩技术中的角度信息成为改进的焦点,包括虚拟内插阵元技术、目标角度数量扩充、目标角度精度提升及角度估计优化等方法^[4],均在不断提高声呐成像技术的性能与应用范围。

近年来,国内外许多学者对提高目标角度估计方法展开了深入研究,提出了一些方法,其中一种方法是通过入射信号波达方向(Direction of Arrival, DOA)估计来更精确地获取目标的方位信息^[5]。主动声呐在水下环境下对目标探测受到海洋环境噪声干扰严重,为了有效提高获取目标方位信息的正确率并抑制混响干扰,需要不断提高方向分辨率。过去几十年内涌现出了许多经典的算法,如:文献[6]针对多重信号分类(Multiple Signal Classification, MUSIC)算法在低信噪比、小快拍数的条件下效果不佳的问题,提出了通过酉变换将线阵数据实数化,依据子空间特征向量重构子空间和校正矩阵,结合信号子空间投影技术实现目标方位估计,但在数据量较大时计算复杂度较高;文献[7]利用阵列信号空域的稀疏性,提出的多选正交匹配追踪(Multiple Choice Orthogonal Matching Pursuit, MC-OMP)方法,可以有效选取稀疏解原子,从而在处理邻近目标时增强了准确性,但该算法仍然基于正交匹配追踪(Orthogonal Matching Pursuit, OMP),在计算上较为复杂,且在低信噪比条件下性能不佳;文献[8]在 MUSIC 算法的基础上结合了改进的交叉操作的遗传算法(Genetic Algorithm Multiple Signal

Classification, GA-MUSIC),提高了算法的实时性能和搜索成功率,但该算法可能会陷入局部最优解,而无法达到全局最优解;文献[9]通过构造两个特征向量的 Toeplitz 矩阵,然后进行空间平滑以获得无偏估计,并利用 MUSIC 算法估计相干信号的 DOA 估计,然而在信噪比较低的情况下,准确率无法得到保证。

在传统的主动声呐系统中,为了获取目标区域的详细信息,一般会尽量增加声呐系统的信号带宽^[10]。然而,由于系统硬件的实施难度,实现超宽带的声呐系统不仅复杂且成本高昂,而且操作性不佳,因此依靠超宽带来提高分辨率的方法效果并不理想。本文提出了一种多波束声呐成像技术,该技术基于均匀直线阵列模型。核心算法采用分数阶傅里叶变换(Fractional Fourier Transform, FrFT)对接收到的回波信号进行分析,目的是确定最优的旋转阶数,以便在分数域内进行信号处理。此过程中,脉冲压缩技术被用于提取目标的距离信息。通过采用迭代自适应法(Iterative Adaptive Approach, IAA)得到信号的功率谱,从而实现了在低信噪比环境下对目标真实方位信息的高精度估计。该方法能够以较少的迭代次数在小快拍、低信噪比的情况下实现高精度的 DOA 估计。与传统算法相比,本文所提出的 DOA 估计方法在估计精度方面展现出显著优势。

1 水下目标回波信号模型

为了提升水下目标检测的效率,增强主动声呐系统对干扰的抵抗力及其频率分辨力,宽带调频信号经常被主动声呐用于发射。假设发射信号为

$$s(t) = \exp[j2\pi(f_0 t + kt^2/2)] \quad (1)$$

式中:起始频率为 f_0 ;调频斜率 $k = (f_1 - f_0)/T$;信号脉宽 $t = [-T/2, T/2]$ 。根据声呐目标回波的亮点模型^[11],单个亮点的传递函数为

$$H(\vec{r}, \omega) = A(\vec{r}, \omega) e^{j\omega\tau} e^{j\varphi} \quad (2)$$

式中:单频率 ω 的单色波沿 \vec{r} 方向入射至目标; A 、 τ 、 φ 分别为目标散射强度因子、时延因子和相位因子。因此,目标回波信号可以表示为

$$S(t) = \sum_{i=1}^N A_i s_i(t - \tau_i) e^{-j\varphi_i} \quad (3)$$

式中: A_i 为第 i 个目标的振幅; τ_i 为第 i 个目标的时延; φ_i 为第 i 个目标的相位。

假设有一个均匀线阵,该阵列包含 L 个阵元,阵元间距为 d ,且阵元间距 d 的值为入射波长 λ 的一

半。阵列共接收 M 个窄带远场信号, 其中 $M < L$, 阵列模型如图 1 所示。可以将信号表示为

$$\mathbf{Y}(t) = \mathbf{A}\mathbf{S}(t) + \mathbf{N}(t) \quad (4)$$

式中: $\mathbf{Y}(t)$ 为 $M \times 1$ 维的快拍数据矢量; $\mathbf{N}(t)$ 为 $M \times 1$ 维的噪声数据矢量; $\mathbf{S}(t)$ 是 $N \times 1$ 维的空间信号矢量; \mathbf{A} 为 $M \times N$ 维的阵列流形矢量。

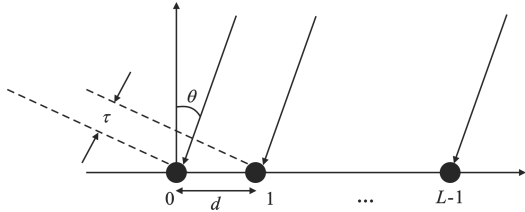


图 1 均匀直线阵列模型

2 目标成像方法

本文提出的目标成像方法中, 整个过程被分为 3 个步骤。第一步对接收到的阵列信号进行处理, 具体通过匹配滤波技术实现基带信号的解调, 并据此估算出阵列相对于目标的距离延迟 τ 。第二步通过 FrFT 改进 IAA 算法, 同时对信号功率谱进行修正。该算法的高精度特性使得目标 DOA 估计更为准确。第三步, 利用已获得的距离延迟 τ 和 DOA, 对成像区域进行扫描, 以实现目标的精确成像。此方法通过融合 FrFT 与 IAA 算法的优点, 显著提升了成像的精度和效能。

2.1 分数阶傅里叶变换

分数阶傅里叶变换代表傅里叶变换的一种泛化形式, 它通过在时频域内以原点为中心进行任意角度的旋转操作, 允许对信号在时域与频域之间的分数维度进行深入分析^[12]。同时, FrFT 可以看成是线性调频 (Linear Frequency Modulation, LFM) 信号基的分解, 因此对 LFM 具有很好的时频聚集性, 更适合处理线性调频信号。对于信号 $s(t)$ 的分数阶傅里叶变换的定义如下:

$$F_{\alpha}(u) = F^{\alpha}\{s(t)\}(u) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)K_{\alpha}(u, t)dt \quad (5)$$

式中: α 为旋转角度; F^{α} 为分数阶傅里叶算子; $K_{\alpha}(u, t)$ 为 FrFT 的核函数, 表达式为

$$K_{\alpha}(u, t) = \begin{cases} A_{\alpha} \exp(j/2(t^2 + u^2) \cot \alpha - jtucsc \alpha), & \alpha \neq n\pi \\ \delta(t-u), & \alpha = 2n\pi \\ \delta(t+u), & \alpha = (2n-1)\pi \end{cases} \quad (6)$$

式中: $A_{\alpha} = \sqrt{(1-j \cot \alpha)/2\pi}$; $n \in \mathbb{Z}$; $\alpha = p\pi/2$, p 为旋转阶次。式(6)中得到核函数的调频率为 $\cot \alpha$ 。在 FrFT 域中, 为了 LFM 信号呈现出尖峰特性, 即达到最佳旋转角度 $\tilde{\alpha}$, 必须确保 LFM 信号的调频率与 FrFT 核函数的调频率一致。利用时频旋转特性可得 $\tan \theta = -\cot \alpha$, 其中 θ 为 LFM 信号的时频旋转角度, 可得在最佳旋转角度 $\tilde{\alpha}$ 下调频斜率为

$$k = -\cot \tilde{\alpha} \quad (7)$$

2.2 构造分数域导向矢量

根据主动声呐发射信号, 在图 1 中, 参考阵元 0 接收的信号 $s(t)$ 为

$$s_0(t) = \exp[j2\pi(f_0 t + kt^2/2)] \quad (8)$$

对式(8)进行 FrFT 变换得到

$$F_{\alpha_0}(u) = \beta \cdot \exp[j \frac{u^2(2k \cot \alpha - 1) + 4\pi f_0 u \csc \alpha - 4\pi^2 f_0^2}{2(2k + \cot \alpha)}] \quad (9)$$

式中: $\beta = \sqrt{(1+j \tan \alpha)/(1+2\pi k \tan \alpha)}$ 。对于参考阵元距离 ld 的第 l 个阵元接收的信号 $f_l(t)$ 进行 FrFT, 得到

$$F_{\alpha_l}(u) = F_{\alpha_0}(u) \exp[j \frac{2\pi k \tau_l^2 - 4\pi k u \tau_l \sec \alpha - 4\pi f_0 \tau_l}{2(1+2\pi k \tan \alpha)}] + F_{ae}(u) \quad (10)$$

式中: $\tau_l = ld \sin \theta / c$ 为第 l 个阵元相对于参考阵元 0 的时延, 其中 c 为在水下的声速 (一般认为是 $c = 1500 \text{ m/s}$), θ 为入射角度与阵元法线的夹角; $F_{ae}(u)$ 为均值为 0 且服从高斯分布的白噪声 $e(t)$ 的分数阶傅里叶变换。根据式(10)可以得出阵列流形为

$$\mathbf{a}(u, \alpha, \theta) = [\exp[j\pi \frac{k\tau_1^2 - 2ku\tau_1 \sec \alpha - 2f_0\tau_1}{1+2k \tan \alpha}], \exp[j\pi \frac{k\tau_2^2 - 2ku\tau_2 \sec \alpha - 2f_0\tau_2}{1+2k \tan \alpha}], \dots, \exp[j\pi \frac{k\tau_l^2 - 2ku\tau_l \sec \alpha - 2f_0\tau_l}{1+2k \tan \alpha}]]^T \quad (11)$$

通过在分数域寻找信号的谱峰值, 将式(7)代入阵列流形表达式(11)可以得出信号在最佳旋转角度下的导向矢量为

$$\mathbf{a}(u, \tilde{\alpha}, \theta) = [\exp[j\pi(k\tau_1 + \frac{2u\tau_1}{\sin \alpha} - 2f_0\tau_1)], \exp[j\pi(k\tau_2 + \frac{2u\tau_2}{\sin \alpha} - 2f_0\tau_2)], \dots, \exp[j\pi(k\tau_l + \frac{2u\tau_l}{\sin \alpha} - 2f_0\tau_l)]]^T \quad (12)$$

因此,观测模型可将式(4)改写为

$$Y(u, \tilde{\alpha}) = A(u, \tilde{\alpha}) S_i(u, \tilde{\alpha}) + N(u, \tilde{\alpha}) \quad (13)$$

式中: S_i 和 N 分别表示第 i 个信号与噪声的 FrFT; 在分数域内, $A(u, \tilde{\alpha})$ 表示为

$$A(u, \tilde{\alpha}) = [a(u, \tilde{\alpha}, \theta_1), \dots, a(u, \tilde{\alpha}, \theta_l)] \quad (14)$$

2.3 改进的 IAA 算法

通过 2.2 节式(13)得到信号的阵列流形,在受限于有限快拍数量的条件下,信号协方差矩阵可以被描述为

$$\mathbf{R} = \frac{1}{N} \mathbf{Y} \mathbf{Y}^H = \mathbf{A} \mathbf{P} \mathbf{A}^H \quad (15)$$

式中: $\mathbf{P} = \text{diag}(p)$ 是一个 $L \times L$ 的对角阵, 对角元素 p 是扫描网格上每一个角度的信号能量。干扰和噪声的协方差矩阵为

$$\mathbf{Q}(\theta_l) = \mathbf{R} - \mathbf{P}_l \mathbf{a}(u, \tilde{\alpha}, \theta_l) \mathbf{a}^H(u, \tilde{\alpha}, \theta_l) \quad (16)$$

随后,通过基于加权最小二乘法(Weighted Least Squares, WLS)构建的代价函数 J_w [13] 为

$$J_w = \sum_{n=1}^N [Y(u, \tilde{\alpha}) - \mathbf{a}(u, \tilde{\alpha}, \theta_l) s_l(u, \tilde{\alpha}, n)]^H \mathbf{W}(\theta_l) \cdot [Y(u, \tilde{\alpha}) - \mathbf{a}(u, \tilde{\alpha}, \theta_l) s_l(u, \tilde{\alpha}, n)], \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (17)$$

当 J_w 达到最小时,此时的 $s_l(u, \tilde{\alpha}, n)$ 成为最小二乘加权量, \mathbf{W} 即为加权矩阵。当 $\mathbf{W} = \mathbf{I}$ 时,为非加权最小二乘估计。将式(17)对 $s_l(u, \tilde{\alpha}, n)$ 求偏导数,并令偏导数为零,则得最小二乘的估计量为

$$\hat{s}_l(u, \tilde{\alpha}, n) = \frac{\mathbf{a}^H(u, \tilde{\alpha}, \theta_l) \mathbf{W} Y(u, \tilde{\alpha})}{\mathbf{a}^H(u, \tilde{\alpha}, \theta_l) \mathbf{W} \mathbf{a}(u, \tilde{\alpha}, \theta_l)}, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (18)$$

则估计的均方误差为

$$E[(s_l(u, \tilde{\alpha}, n) - \hat{s}_l(u, \tilde{\alpha}, n))(s_l(u, \tilde{\alpha}, n) - \hat{s}_l(u, \tilde{\alpha}, n))^H] = (\mathbf{a}^H(u, \tilde{\alpha}, \theta_l) \mathbf{W} \mathbf{a}(u, \tilde{\alpha}, \theta_l))^{-1} \mathbf{I} \mathbf{a}^H(u, \tilde{\alpha}, \theta_l) \mathbf{W} \mathbf{Q}(\theta_l) \mathbf{W} \mathbf{a}^H(u, \tilde{\alpha}, \theta_l) (\mathbf{a}^H(u, \tilde{\alpha}, \theta_l) \mathbf{W} \mathbf{a}(u, \tilde{\alpha}, \theta_l))^{-1} \quad (19)$$

当 $\mathbf{W} = \mathbf{Q}^{-1}(\theta_l)$ 时,可以证明加权最小二乘法估计的均方根误差是所有加权矩阵下最小的。此时,可以获得最佳加权最小二乘估计量为

$$\hat{s}_l(u, \tilde{\alpha}, n) = \frac{\mathbf{a}^H(u, \tilde{\alpha}, \theta_l) \mathbf{Q}^{-1}(\theta_l) Y(u, \tilde{\alpha})}{\mathbf{a}^H(u, \tilde{\alpha}, \theta_l) \mathbf{Q}^{-1}(\theta_l) \mathbf{a}(u, \tilde{\alpha}, \theta_l)} \quad (20)$$

根据矩阵求逆定理可得

$$\hat{s}_l(u, \tilde{\alpha}, n) = \frac{\mathbf{a}^H(u, \tilde{\alpha}, \theta_l) \mathbf{R}^{-1} Y(u, \tilde{\alpha})}{\mathbf{a}^H(u, \tilde{\alpha}, \theta_l) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(u, \tilde{\alpha}, \theta_l)} \quad (21)$$

为了计算信号在空域的功率谱 p , 根据声呐阵列信号处理 [14], 按照等角度划分原则, 在空间域中构建一个过完备表示的网格 $\Delta = (\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_z)$, 其中 $Z \gg M > L$, 在网格 Δ 中对应角度构成的导向矢量 $\mathbf{G} = [g(\delta_1), g(\delta_2), \dots, g(\delta_z)]$, 对网格每个点的功率进行估计:

$$\hat{p}^{(1)}(\delta_z) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |\hat{s}_{\delta_z}(u, \tilde{\alpha}, n)|^2 = \frac{\sum_{n=1}^N |\mathbf{a}^H(u, \tilde{\alpha}, \delta_z) Y(u, \tilde{\alpha})|^2}{\mathbf{a}^H(u, \tilde{\alpha}, \delta_z) \mathbf{a}(u, \tilde{\alpha}, \delta_z) N} \quad (22)$$

式中: $\hat{s}_{\delta_z}(u, \tilde{\alpha}, n)$ 和 $\hat{p}(\delta_z)$ 分别是网格 Δ 中角度所对应的信号分量和功率分量。根据式(15)不断更新网格 Δ 中的功率谱, 第 k 次迭代为

$$\hat{\mathbf{R}}^{(k)} = \hat{\mathbf{A}}(\Delta) \hat{\mathbf{P}}^k(\Delta) \hat{\mathbf{A}}^H(\Delta) \quad (23)$$

将式(23)代入式(21)可得

$$\hat{s}_l^{(k+1)}(u, \tilde{\alpha}, n) = \frac{\mathbf{a}^H(u, \tilde{\alpha}, \theta_l) \hat{\mathbf{R}}^{-1(k)} Y(u, \tilde{\alpha})}{\mathbf{a}^H(u, \tilde{\alpha}, \theta_l) \hat{\mathbf{R}}^{-1(k)} \mathbf{a}(u, \tilde{\alpha}, \theta_l)} \quad (24)$$

同理,将式(24)代入式(22)可得

$$\hat{p}^{(k+1)}(\delta_z) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |\hat{s}_{\delta_z}^{(k+1)}(u, \tilde{\alpha}, n)|^2 \quad (25)$$

通过不断迭代直至满足预定的收敛条件 ε , $\|\hat{p}^{(k+1)}(\Delta) - \hat{p}^{(k)}(\Delta)\|_2^2 < \varepsilon$, 计算出信号在设定网格 $\Delta = (\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_z)$ 上的功率谱密度分布。

利用文献[15]计算噪声方差得到噪声功率 $\hat{\sigma}_n^2$ 对功率谱进行修正。首先利用计算 IAA 求解过程中的信号分量得到噪声分量:

$$\hat{e}(n) = Y(u, \tilde{\alpha}) - \sum_{l=1}^L \hat{\mathbf{A}}(u, \tilde{\alpha}) \hat{s}_l(u, \tilde{\alpha}, n) \quad (26)$$

通过计算噪声分量的方差,实现对噪声功率 $\hat{\sigma}_n^2$ 的更精确估计。随后,对功率谱进行了进一步修正,以精确获取修正后的峰值功率分量

$$\hat{p}_l = \hat{p}_l - \frac{\hat{\sigma}_n^2}{M} \quad (27)$$

3 实验仿真与分析

本节通过将本文算法 FIAA 与传统 MUSIC [16]、IAA [17]、OMP [18]、改进的 GA-MUSIC 算法 [8] 以及 I-MUSIC [9] 在估计精度、角度分辨力以及均方根误差等方面进行对比,验证 FIAA 算法的有效性。仿真

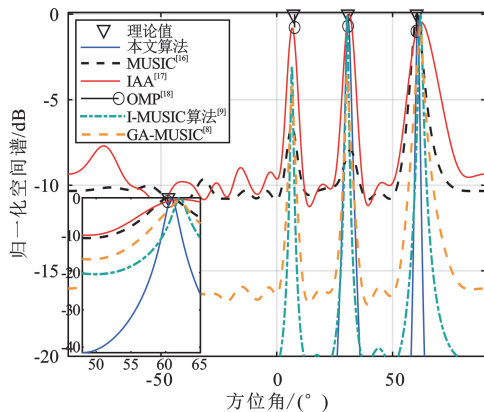
环境为 MATLAB2021b。为了深入评估本文所提出的算法性能,引入了均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE)作为评估指标,以此量化算法的估计精度。其计算公式为

$$RMSE = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \sqrt{\frac{1}{J} \sum_j (\hat{\theta}_{lj} - \theta_l)^2} \quad (28)$$

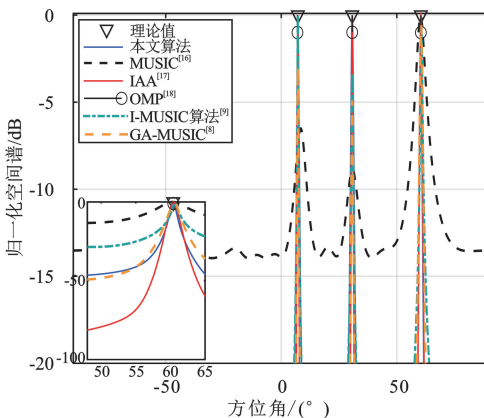
式中: J 为蒙特卡罗实验模拟次数; L 代表入射到阵列上的信号总数;对于每个入射信号, θ_l 表示其真实的到达方向,而 $\hat{\theta}_{lj}$ 则指在第 j 次蒙特卡罗实验中第 l 个人射信号的估计值。

3.1 不同信噪比下多种 DOA 估计对比实验

图 2 为两种条件下 FIAA、MUSIC^[16]、IAA^[17]、文献[9]算法的空域对比。仿真参数设置:考虑 3 个人射角度分别为 $[7.2^\circ, 30.7^\circ, 60.4^\circ]$, 传感器阵列采用阵元数 $M=8$ 的均匀直线阵列,阵元间距 $d=\lambda/2$,快拍数 $N=100$,过完备表示的网格 Δ 搜索范围为 $[-90^\circ, 90^\circ]$,搜索步长为 0.1° 。



(a) SNR=-6 dB



(b) SNR=10 dB

图 2 不同算法的归一化空间谱对比

在图 2(a)中,在 SNR = -6 dB 条件下, MUSIC 算法能够大致区分目标角度,但在 30.7° 附近的谱峰相对较弱,且在 60.4° 处的角度估计与实际目标位置存在较大偏差。同时,IAA、OMP、I-MUSIC 以及 GA-MUSIC 算法也在这些角度上表现出了各自不同程度的误差。相较之下,图 2(a)左下角在 $[58^\circ, 62^\circ]$ 放大处可以看出,在 60.4° 处本文算法依旧可以准确估计,所对比的 5 种算法均产生不同程度的误差,由此可得本文算法能够有效识别 3 个目标角度,并且具备较为窄幅的主瓣特性,从而在角度估计上提供了更高的准确性。

从图 2(b)的结果分析中可见,随着 SNR 的增加,6 种算法的谱峰变得更加清晰和锐利,本文算法在主瓣宽度方面显现出明显的优势,其主瓣呈现更为窄幅的特性,可以更精确地定位目标的真实角度。通过观察图 2(b)左下角 $[48^\circ, 65^\circ]$ 的放大部分可以明显看出,相对于其他算法,本文方法在角度估计的性能上表现出显著的提升。

综上所述,本文算法在提升角度估计精度方面具有显著的实用性。

3.2 均方根误差 RMSE 对比实验

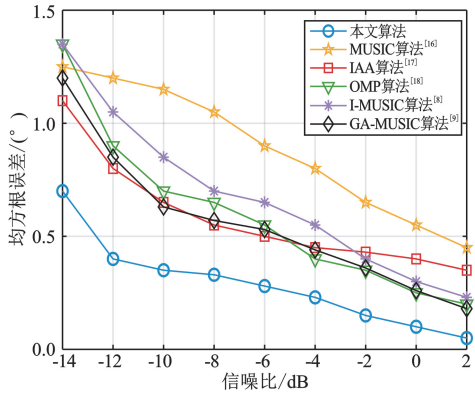
图 3 为 6 种算法 DOA 估计 RMSE 变化曲线。仿真条件设置如下:考虑入射角度分别为 $[30.7^\circ, 60.4^\circ]$,进行 200 次蒙特卡罗独立重复实验。图 3(a)中,SNR = $[-14 : 2 : 2]$ dB,快拍数 $N=100$;图 3(b)中,SNR = 0 dB, $N=[50 : 50 : 500]$ 。

从图 3(a)可知,随着 SNR 的提升,所对比的 6 种算法的 RMSE 均有不同程度的下降。值得关注的是,相较于 MUSIC^[16]、IAA^[17]、OMP^[18]、I-MUSIC^[9] 以及 GA-MUSIC 算法^[10],本文算法在 RMSE 表现上更为优异。特别是本文所提算法通过 FrFT 域的最优旋转阶数选择,实现了对噪声影响的有效抑制。在低信噪比环境下,该算法的性能优势更为显著,进一步凸显了其优越性。

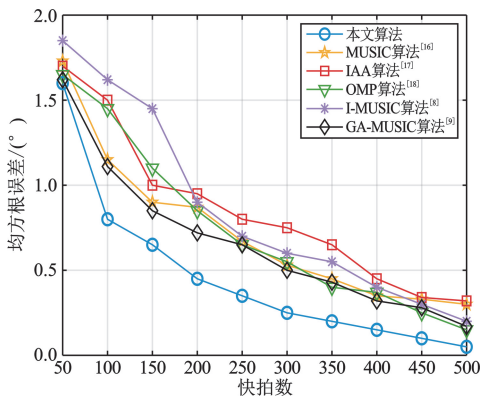
由图 3(b)可知,随着快拍数的增加,所比较的 6 种算法的均方根误差均呈现下降趋势。在这一对比中,本文所提算法表现出了显著的优越性,相较于

其他算法,其 RMSE 降低更为明显。这一结果体现了本文算法在处理增加的快拍数时的高效性和鲁棒性。

对而言,本文算法不仅展现了卓越的精确度,同时也证明了其在分辨率方面的高效性能。



(a) RMSE 随 SNR 变化曲线



(b) RMSE 随快拍数变化曲线

图 3 均方根误差 RMSE 变化曲线

综上所述,不论是随着 SNR 的提升还是快拍数的增加,本文算法得益于在 FrFT 域对噪声的抑制,显著改进了在低信噪比、低快拍数情况下的性能表现,在均方根误差方面相比对比的另外 5 种算法有更明显的下降趋势,这一结果证明了本文算法在高精度角度估计中的优势。

3.3 角度分辨率对比实验

为了验证本文算法对于角度分辨率的有效性,设置仿真条件如下:考虑入射角度分别为 $[30^\circ, 33^\circ]$, SNR = 10 dB, 快拍数 $N = 500$ 。从图 4 和图 5 的对比分析中明显观察到,当信号源的角度差接近 3° 时,传统 MUSIC 算法表现出了分辨力的不足;相

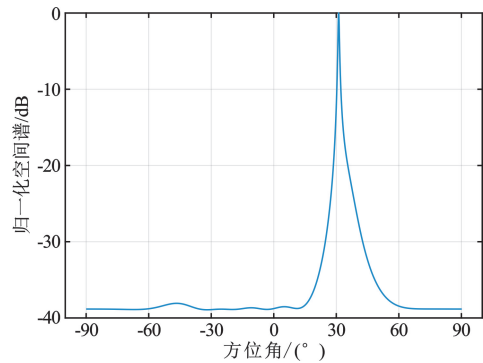


图 4 经典 MUSIC 算法所得的谱图

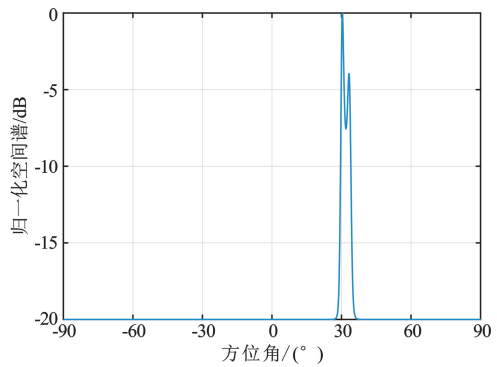


图 5 本文算法所得的谱图

3.4 多目标成像仿真实验

对多目标成像进行仿真,仿真参数如下:中心频率 $f = 2.25$ MHz;阵元间距 $d = \lambda/2$;设定了 30 个目标点,这些点按照特定的几何排列进行配置。在距离维度上,这些目标点被划分为每组 6 个点的序列,每个点与相邻点之间的间隔固定为 7 m。此外,序列的起始点距离换能器为 7 m,终点则位于 42 m 处。在方位维度上,每一组点目标相对于其前一组进行了 30° 的角度偏移,角度从 $-60^\circ \sim 60^\circ$ 以确保能够全面覆盖观测区域。阵元个数为 128 个,带宽 $B = 9$ kHz,成像角度范围为 $[-75^\circ, 75^\circ]$,每隔 1° 形成一个波束,共 151 个波束。多目标成像仿真结果如图 6 所示。选取图 6 中标出的点 A (7 m, 0°) 进行成像性能分析,成像结果如图 7 所示。

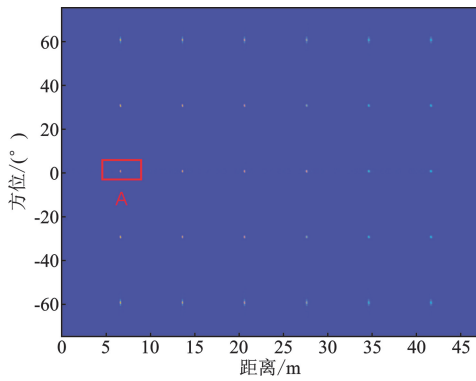
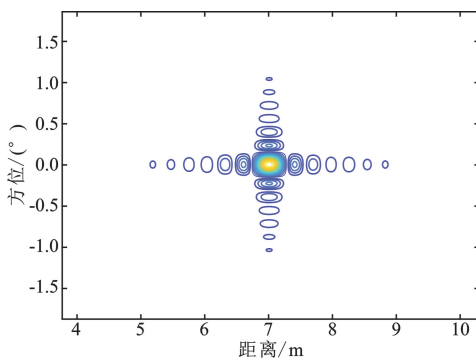
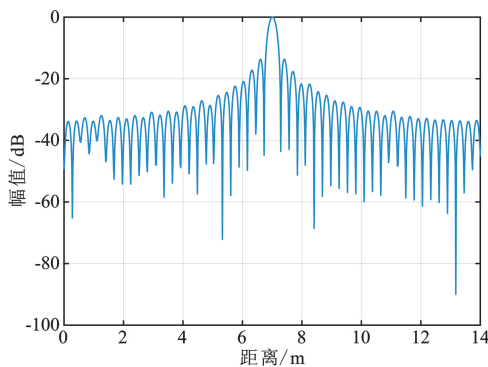


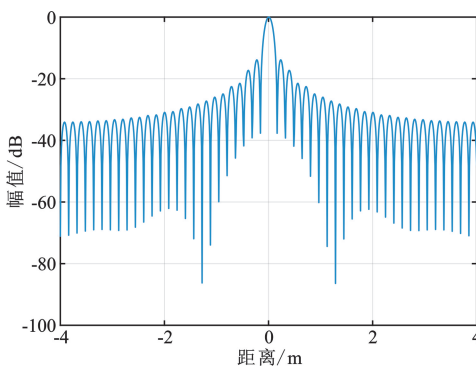
图 6 多目标成像仿真



(a) 本文成像算法结果



(b) 距离向剖面图



(c) 方位向剖面图

图 7 成像质量分析

从图 7(a)中可以看出点 A 的距离和方位精确度较高。根据图 7(b)距离向波形,峰值旁瓣比为 -13.364 dB,积分旁瓣比为 -9.723 dB;根据图 7(c)方位向波形,峰值旁瓣比为 -13.874 dB,积分旁瓣比为 -10.034 dB,可以得出本文所提算法精确性得以保证。

4 结束语

本文研究了在水下环境中多波束声呐的成像算法,提出了一种基于 FrFT^[19]改进的 IAA 算法,成功解决了信号受到噪声干扰从而导致方位估计精度降低的问题。在理论上验证了该算法的可行性,通过与传统的 DOA 估计算法进行综合比较,并结合水下成像仿真验证,充分展示了所提方法在低信噪比环境和快拍数较少的条件下,相较于传统算法具有更高的估计精度。

本文是在均匀线阵的基础上对目标成像算法进行的研究,后续针对如何将算法扩展到 L 型阵列进行三维成像以及优化算法迭代次数进行研究。

参考文献:

- [1] 周吉祥,刘慧敏,陆凯,等.深海 ARV 在海洋资源调查中的应用及展望[J].海洋地质前沿,2024,40(2):93-102.
- [2] CHEN P, TIAN X, CHEN Y W. Optimization of the digital near-field beamforming for underwater 3-D sonar imaging system [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2010, 59(2):415-424.
- [3] ZHU B B, HAN G J, XUE H H, et al. An algorithm of grating lobe suppression based on virtual array element interpolation [C]//2017 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing. Xiamen: IEEE, 2017: 1-3.
- [4] 陈文晟,许小剑.三种虚拟阵元内插超分辨率测向算法的性能对比[J].北京航空航天大学学报,2011,37(5):545-550.
- [5] AHMED N, WANG H G, RAJA M A Z, et al. Performance analysis of efficient computing techniques for direction of arrival estimation of underwater multi targets [J]. IEEE Access, 2021, 9: 33284-33298.
- [6] 金彦亮, 阎儒坤, 汪小勇, 等. 基于酉重构子空间的一维 DOA 估计[J]. 应用科学学报, 2023, 41(6): 926-939.
- [7] VOICU Z I C, CIOCHINA S, ANGHEL A. A multiple choice OMP algorithm for DOA estimation [C]//2020 12th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence. Bucharest: IEEE, 2020: 1-5.
- [8] LAN C F, CHEN H, ZHANG L, et al. Underwater acoustic

- DOA estimation of incoherent signal based on improved GA-MUSIC[J]. IEEE Access, 2023, 11: 69474–69485.
- [9] 吴志勇, 饶伟, 贾凤勤. 针对相干信号 DOA 估计的改进 MUSIC 算法[J]. 电讯技术, 2023, 63(9): 1355–1360.
- [10] YANG H, YANG Z, LI Y T, et al. High-resolution imaging using synthetic bandwidth and small array [C]//Global Oceans 2020. Biloxi: IEEE, 2020: 1–5.
- [11] 汤渭霖. 声呐目标回波的亮点模型[J]. 声学学报, 1994, 19(2): 92–100.
- [12] CHEN R, WANG Y M. Universal FRFT-based algorithm for parameter estimation of chirp signals[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2012, 23(4): 495–501.
- [13] YANG X, WANG H J, LIU K, et al. Minimax and WLS designs of digital FIR filters using SOCP for aliasing errors reduction in BI-DAC[J]. IEEE Access, 2019, 7: 11722–11735.
- [14] 陈敬军, 范威. 阵列信号维纳滤波用于主动声呐图像增强处理[J]. 声学技术, 2021, 40(6): 858–863.
- [15] 揭允康, 张雯, 李想, 等. 一种基于迭代自适应的离网格 DOA 估计方法[J]. 电子与信息学报, 2023, 45(10): 3805–3811.
- [16] SCHMIDT R. Multiple emitter location and signal parameter estimation [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1986, 34(3): 276–280.
- [17] 魏柱柱, 黄翔东, 解红岩. 基于迭代自适应方法的空间信号估计[C]//第七届全国信号和智能信息处理与应用学术会议. 郑州: 中国高科技产业化研究会, 2013: 366–369.
- [18] REN X L, WAN Q, CHEN H. A fast method for DOA estimation of coherent signal from sparse signal reconstruction perspective [C] // 2011 7th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. Wuhan: IEEE, 2011: 1–4.
- [19] 段渝, 杨青, 李中余, 等. 基于短时 FrFT 的双基雷达舰船成像最优时间段选取方法[J]. 现代雷达, 2023, 45(1): 18–25.

作者简介:

蒋留兵 男, 1973 年生于江苏泰兴, 硕士, 研究员, 主要研究方向为宽带信号与信息处理。

杨海鑫 男, 1999 年生于福建平潭, 硕士研究生, 主要研究方向为声呐信号处理。

车俐 女, 1977 年生于广西桂林, 硕士, 高级实验师, 主要研究方向为雷达信号处理。

黄乾超 男, 1999 年生于广西贵港, 硕士研究生, 主要研究方向为雷达信号处理。