

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2514666

基于波束锐化的零陷干扰抑制算法*

陈超日^{1,2,3}, 魏雨萌^{1,2,3}, 陈学良⁴, 王 浩⁴, 朱广平^{1,2,3}

(1. 哈尔滨工程大学水声技术全国重点实验室 哈尔滨 150001; 2. 哈尔滨工程大学极地海洋声学与技术应用教育部重点实验室 哈尔滨 150001; 3. 哈尔滨工程大学水声工程学院 哈尔滨 150001; 4. 中船重工海声科技有限公司 宜昌 443000)

摘 要:针对传统波束形成算法中主瓣宽度较大、干扰抑制能力不足以及在相干干扰环境下性能显著退化等问题,提出了一种基于波束锐化的零陷干扰抑制技术,具体包括 H-LCMV 和 H-CTMV 两种算法。该方法将均匀线性阵列划分为左右两个子阵,分别计算各子阵的零陷波束权矢量,使得各子阵独立形成具有零陷特性的波束输出。基于子阵间固有的相位延迟构造权因子,通过非线性超波束运算对左右子阵的输出进行融合,从而在加深干扰方向零陷深度的同时,实现主瓣的显著锐化。该技术不仅适用于非相干与相干干扰场景,还可以通过构造修正矩阵将多个强度均等的虚拟干扰源替代单一实际干扰源,将零陷扩展为具有一定宽度的凹陷区间,从而有效提升算法对干扰方向轻微扰动时的稳健性。仿真结果与中国南海海域的试验数据表明,相较于传统方法,所提算法在波束主瓣宽度上实现了明显压缩,同时在干扰方向获得超过 20 dB 的零陷加深,有效增强了目标分辨能力与干扰抑制性能。同时锐化后的算法具有更精准的指向精度,有效克服了海洋噪声引起的波束指向偏离问题,充分验证了该技术在强干扰与相干源条件下对目标探测的有效性,为提升声呐系统在复杂水声环境中的探测性能提供了技术支撑。

关键词:水声信号处理;零陷干扰抑制;波束形成;波束锐化

中图分类号: TH766 TN911.7 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.40

Nulling interference suppression algorithm based on beam sharpening

Chen Chaori^{1,2,3}, Wei Yumeng^{1,2,3}, Chen Xueliang⁴, Wang Hao⁴, Zhu Guangping^{1,2,3}

(1. National Key Laboratory of Underwater Acoustic Technology, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China;
2. Key Laboratory for Polar Acoustics and Application of Ministry of Education, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China;
3. College of Underwater Acoustic Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China;
4. CSIC Haisheng Technology Co., Ltd., Yichang 443000, China)

Abstract: To address the issues of a wide mainlobe width, insufficient interference suppression capability, and performance degradation in coherent interference environments associated with conventional beamforming algorithms, this paper proposes a null interference suppression technique based on beam sharpening, specifically including the H-LCMV and H-CTMV algorithms. This method divides a uniform linear array into left and right subarrays, computes the null-steering beam weight vectors for each subarray independently, enabling each subarray to form beam outputs with null characteristics. Based on the inherent phase delay between the subarrays, weight factors are constructed, and the outputs of the left and right subarrays are fused through nonlinear hyper-beamforming operations, thereby achieving significant mainlobe sharpening while deepening the null depth in the interference direction. This technique is applicable to both in coherent and coherent interference scenarios. Furthermore, by constructing a correction matrix to replace a single actual interference source with multiple virtual ones of equal intensity, the null is expanded into a notch with a certain width, effectively enhancing the algorithm's robustness against slight perturbations in the interference direction. Simulation results and experimental data from the South China Sea show that, compared to traditional methods, the proposed algorithm significantly compresses the mainlobe width while achieving a null deepening of over 20 dB in the interference direction, effectively improving target resolution and interference suppression performance. Furthermore, the sharpened algorithm exhibits more precise pointing precision, effectively mitigating beam

收稿日期: 2025-11-10 Received Date: 2025-11-10

* 基金项目: 国家自然科学基金(52371347)项目资助

pointing deviation caused by ocean noise. These results fully validate the effectiveness of the proposed technique for target detection under strong interference and coherent source conditions, providing technical support for improving the detection performance of sonar systems in complex underwater acoustic environments.

Keywords: underwater acoustic signal processing; null interference suppression; beamforming; beam sharpening

0 引言

在水声目标探测、定位与通信中,波束形成通过空域滤波将多阵元声呐数据加权合成,实现对目标方向的信号增强、干扰抑制和背景噪声降低的效果。随着应用场景的日益复杂,干扰环境愈发多样,如何有效抑制干扰成为提升波束形成性能的核心问题。

自适应波束形成算法是解决干扰问题最常规的方法,区别于传统的波束形成方法,自适应波束形成能够根据实时接收的信号特征和环境变化,自主调整波束的方向和形状。这种自适应性使得其在复杂和多变的信号环境中,能够更有效地应对干扰和噪声,提高信号质量和系统性能^[1]。最小方差无畸变响应(minimum variance distortionless response, MVDR)算法、协方差矩阵修正(covariance matrix reconstruction, CMR)算法、变步长最小均方(variable step size least mean square, VSSLMS)算法、递归最小二乘(recursive least square, RLS)算法、约束最小方差(constrained minimum variance, CMV)算法、线性约束最小方差(linearly constrained minimum variance, LCMV)算法等是比较常见的自适应波束形成算法^[2-4],它们根据信号和干扰的实时变化动态调整天线阵列的权重,有效地提高了系统的性能,在复杂环境、多信号处理等场景有着重要研究价值。经典的LCMV波束形成器通过约束期望方向增益为1、同时最小化输出功率,可在干扰方向自动形成深零陷^[5-6]。在理想阵列校准与充足快拍条件下,其可在干扰角度处产生理论上无限深的零陷,且算法性能与阵列孔径、干扰功率及快拍数密切相关^[7]。然而,当存在导向矢量误差或快拍不足时,零陷深度显著下降,需结合稳健算法保持性能^[8]。自适应波束形成往往存在稳健性差等问题,研究人员为此提出了对角加载技术,该方法能够有效缓解协方差矩阵病态所带来的影响,从而提升算法稳健性。其基本原理是在协方差矩阵中引入一个对角矩阵,通过改变对角元素来避免特征值过小的情况,提升矩阵的稳定性和可逆性^[9-10]。然而,对角加载量的选择并不是一个固定的值,通常依赖于实际经验和具体应用场景的需求,需要不断进行实验和调整,以找到最适合的对角加载量。

当干扰源位置发生快速变动、载体平台产生振动,或自适应权值更新速率无法匹配干扰变化时,极易出现加权矢量训练数据与应用数据失配的情况,导致干扰信号

移出零陷区域,进而使波束形成器的干扰抑制性能大幅下降。为应对这一问题,可以应用自适应波束形成算法本身对干扰方向产生零陷的特点,扩大零陷覆盖范围,实现对位置存在扰动的干扰信号的有效抑制,增强算法的干扰抑制效果。零陷展宽技术通过对波束方向图的零陷区域进行优化设计,通过人为“加宽”零陷,将干扰可能存在的整个角度区间纳入深零陷范围,从而显著提升系统稳健性。Mailloux^[11]提出在采样协方差矩阵对角加载基础上叠加“角度散布干扰”分量,实现自动展宽零陷。李润等^[12]通过拉普拉斯分布构造锥化矩阵,并与原始协方差矩阵重构实现零陷展宽。高志奇等^[13]利用空间平滑预处理解相干获取初始权值,通过最速迭代抑制干扰形成波束,并结合协方差矩阵重构展宽加深零陷。

传统方法获取窄主瓣、低旁瓣波束需增大阵列孔径,这对高频声呐而言难以实现。因此,在不改变阵列物理孔径的前提下通过技术手段实现波束锐化,成为提升高频雷达性能的关键方向,目前相关研究主要围绕超波束理论、虚拟阵列扩展、斜投影理论三大技术路径展开。基于超波束理论的波束锐化方法通过子阵划分与波束运算优化实现波束窄化,是相对成熟的技术体系。Schlieter^[14]首次将超波束形成(hyper beamforming, HBF)技术应用于水下声呐探测,通过将阵列划分为左右对称子阵,计算“和波束”与“差波束”并经非线性运算生成窄波束,为该技术在雷达领域的应用奠定基础。聂良春^[15]将HBF技术引入波束锐化研究,进一步验证其在相同阵列孔径下降低旁瓣电平、收窄波束宽度的有效性。纪小雪等^[16]则用超波束形成方法提高高度向成像分辨率,并结合粒子群优化算法和快速因子反投影,实现多基线圆周合成孔径声呐回波信号的高分辨率三维成像,拓展了超波束技术的适用场景。

基于虚拟阵列扩展的波束锐化方法,通过算法生成虚拟阵元等效增大阵列孔径,为物理阵元难以扩容的场景提供解决方案。李朋卓等^[17]通过对接接收信号频域输出进行多子带划分并消除固有相位,利用子带间由目标距离带来的相移构成的复指数等比数列特点,分别采用线性预测和最小二乘估计进行虚拟子带预测实现虚拟扩展。苏志刚等^[18]的研究表明,基于粒子群优化的波束形成方法在扩展阵元时,主瓣宽度随扩展阵元数增加而持续收窄,且主瓣分裂风险低于线性预测方法,在相同扩展规模下对邻近目标的分辨能力更优。

基于斜投影理论的波束锐化方法是新兴技术方向,凭借算子对干扰的强抑制能力,实现窄波束与高抗干扰性的结合^[19]。王宵龙等^[20]采用无谱峰搜索极化参数估计方法降低运算复杂度,并利用广义斜投影滤波器以实现主瓣干扰抑制。余黎煌等^[21]获取独立信号的角度估计后,通过斜投影算子剔除独立信号分量以重构协方差矩阵。孟昊宇等^[22]通过构建特征值斜投影预处理矩阵滤除主瓣干扰,然后通过对角加载降低协方差矩阵失配的影响。

现有的自适应波束形成算法尽管有效实现了干扰抑制,但仍面临着波束指向宽、计算复杂度高等挑战。因此本文围绕干扰抑制下的波束主瓣锐化开展研究,在零陷波束形成中引入超波束非线性运算,提出了波束锐化的零陷波束形成算法。这类算法不仅算法低复杂度,而且能够有效减小波束主瓣宽度,提升零陷抑制性能。

1 零陷波束形成

考虑一个由 $2M$ 个阵元组成的均匀线性阵列,对于一个来自方向的窄带平面波信号,其到达各个阵元时会产生相应的相位差。通常将这些相位差信息构成的向量称为该方向的导向矢量。因此对于均匀线性阵列,其导向矢量如式(1)所示。

$$\mathbf{a}(\theta) = [1, e^{-j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin\theta}, e^{-j2\pi\frac{2d}{\lambda}\sin\theta}, \dots, e^{-j(2M-1)\frac{2\pi d}{\lambda}\sin\theta}]^T \quad (1)$$

式中: d 是阵元间距; λ 是信号波长; T 表示转置。在 t 时刻,阵列接收到的信号向量 $\mathbf{X}(t)$ 可以表示为期望信号、干扰信号以及噪声信号的叠加,如式(2)所示。

$$\mathbf{X}(t) = \sum_{i=1}^D \mathbf{a}(\theta_i) s_i(t) + \sum_{i=D+1}^{D+I} \mathbf{a}(\theta_i) s_i(t) + \mathbf{n}(t) \quad (2)$$

其中,前 D 个 $\mathbf{a}(\theta_i)$ 和 $s_i(t)$ 为每个期望信号的导向矢量和信号波形,且前 D 个 θ_i 是期望信号方向。后面 I 个 $\mathbf{a}(\theta_i)$ 和 $s_i(t)$ 为每个干扰信号的导向矢量和干扰波形,且后面 I 个 θ_i 是干扰信号方向,为了方便说明假设期望信号与干扰信号共 K 个信源 ($K = D + I$),导向矢量写作 $\mathbf{a}(\theta_k)$, $k = 1, \dots, D, D+1, \dots, D+I$ 。且 $\mathbf{n}(t)$ 是加性高斯白噪声向量。为了不失真地接收期望信号,找到一个最优的权向量 $\mathbf{w}_{\text{opt}}$,它能在最小化阵列总输出功率,实现抑制干扰和噪声的同时,满足对期望信号和干扰信号方向的特定响应约束。即 $\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_d) = 1$ 且 $\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_i) = 0$ 。将所有约束条件整合起来,可以写成一个统一的矩阵形式。因此零陷波束形成的优化问题,其数学表述如式(3)所示。

$$\begin{cases} \min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \\ \text{s. t. } \mathbf{C}^H \mathbf{w} = \mathbf{g} \end{cases} \quad (3)$$

式中: $\mathbf{C} = [\mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_D)]$; $\mathbf{g} = [1, 1, \dots, 1]^T$; $\mathbf{R} = E[\mathbf{X}(t)\mathbf{X}(t)^H]$ 。这是一个典型的二次规划问题,可以

通过拉格朗日乘法求得其闭式解,该闭式解的表达式如式(4)所示。

$$\mathbf{w}_{\text{LCMV}} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{g} \quad (4)$$

式(4)是基于 LCMV 准则的零陷波束形成器的最优权向量^[23-24]。当只有一个期望信号约束而无零陷约束时(即 $\mathbf{C} = \mathbf{a}(\theta_d)$ 且 $\mathbf{g} = 1$),该公式退化为标准 MVDR 波束形成器的权向量。

2 波束锐化的零陷波束形成

2.1 波束锐化的 LCMV 算法

由于 LCMV 算法波束主瓣较宽,导致邻近目标信号入射时,主瓣会重合导致算法性能下降。因此可以采用分裂子阵的技术,对形成波束进行锐化,实现主瓣变窄以及零陷加深。将式(1)中阵元数为 $2M$ 的均匀线阵划分为左右两个阵元数量相等的子阵。左子阵的导向矢量 $\mathbf{a}_L(\theta)$ 和右子阵的导向矢量 $\mathbf{a}_R(\theta)$ 可以表达为它们各自阵元的相位延迟的函数,如式(5)和(6)所示。

$$\mathbf{a}_L(\theta) = [1, e^{-j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin\theta}, \dots, e^{-j(M-1)\frac{2\pi d}{\lambda}\sin\theta}]^T \quad (5)$$

$$\mathbf{a}_R(\theta) = [e^{-j2\pi M\frac{d}{\lambda}\sin\theta}, e^{-j2\pi(M+1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta}, \dots, e^{-j2\pi(2M-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta}]^T = f(\theta) \mathbf{a}_L(\theta) \quad (6)$$

式中: $f(\theta) = e^{-j2\pi M(d/\lambda)\sin\theta}$ 。可以看出, $\mathbf{a}_L(\theta)$ 与 $\mathbf{a}_R(\theta)$ 之间的区别主要在于各个元素相位 $f(\theta)$, 其中后者的每个元素相对于前者的对应元素多了一个相位延迟。对于左右子阵的协方差矩阵,仅考虑只有信源没有噪声的情况,设阵列左子阵和右子阵接收到的数据为 $\mathbf{X}_L(t)$ 和 $\mathbf{X}_R(t)$, 其表达式如式(7)和(8)所示。

$$\mathbf{X}_L(t) = \sum_{k=1}^K \mathbf{a}_L(\theta_k) s_k(t) + \mathbf{N} \quad (7)$$

$$\mathbf{X}_R(t) = \sum_{k=1}^K \mathbf{a}_R(\theta_k) s_k(t) + \mathbf{N} = \sum_{k=1}^K f(\theta_k) \mathbf{a}_L(\theta_k) s_k(t) + \mathbf{N} \quad (8)$$

当各个阵元接收到的噪声相互独立且服从同一分布,并且左右子阵接收信源相互独立,它们协方差矩阵的关系,如式(9)所示。

$$\mathbf{R}_R = \mathbf{X}_R \mathbf{X}_R^H \approx \mathbf{X}_L \mathbf{X}_L^H = \mathbf{R}_L \quad (9)$$

可以推导出左子阵和右子阵的 LCMV 权矢量,如式(10)和(11)所示。

$$\mathbf{w}_{L-\text{LCMV}} = \mathbf{R}_L^{-1} \mathbf{C}_L (\mathbf{C}_L^H \mathbf{R}_L^{-1} \mathbf{C}_L)^{-1} \mathbf{g} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{R-\text{LCMV}} &= \mathbf{R}_R^{-1} \mathbf{C}_R (\mathbf{C}_R^H \mathbf{R}_R^{-1} \mathbf{C}_R)^{-1} \mathbf{g} = \\ &\mathbf{R}_L^{-1} \mathbf{C}_L f(\mathbf{C}_L^H \mathbf{f}^H \mathbf{R}_L^{-1} \mathbf{C}_L f)^{-1} \mathbf{g} = \\ &\mathbf{R}_L^{-1} \mathbf{C}_L (\mathbf{C}_L^H \mathbf{R}_L^{-1} \mathbf{C}_L)^{-1} f \mathbf{g} \end{aligned} \quad (11)$$

式中: $\mathbf{f} = [f(\theta_1), \dots, f(\theta_D)]^T$ 。由式(10)和(11)可以看出对于 LCMV 权矢量,同样也有相同的相位延迟。那么

可以得到左子阵的 LCMV 波束输出为 $\mathbf{B}_{\text{L-LCMV}} = \mathbf{w}_{\text{L-LCMV}}^{\text{H}} \cdot \mathbf{a}_{\text{L}}(\theta)$, 而右子阵的输出为 $\mathbf{B}_{\text{R-LCMV}} = \mathbf{w}_{\text{R-LCMV}}^{\text{H}} \cdot \mathbf{a}_{\text{R}}(\theta)$ 。对左右子阵的 LCMV 波束输出进行非线性超波束运算^[25], 实现算法的波束锐化。因此将锐化后的 LCMV 算法称为 H-LCMV 算法, 该算法的波束输出如式 (12) 所示。

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_{\text{H-LCMV}} &= [(|\mathbf{B}_{\text{L-LCMV}}| + |\mathbf{B}_{\text{R-LCMV}}|)^n - \\ & (|\mathbf{B}_{\text{R-LCMV}} - \mathbf{B}_{\text{L-LCMV}}|)^n]^{\frac{1}{n}} = \\ & 2 (|\mathbf{B}_{\text{L-LCMV}}|^n - |\mathbf{B}_{\text{L-LCMV}}| |1 - f(\theta_k - \theta)|^n)^{\frac{1}{n}} = \\ & 2 |\mathbf{B}_{\text{L-LCMV}}| \left[1 - \left| \sin M \frac{d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_k) \right|^n \right]^{\frac{1}{n}} \end{aligned} \quad (12)$$

通过式 (12) 可以看出, 锐化后波束性能源自两个部分, 一个是 $|\mathbf{B}_{\text{L-LCMV}}|$ 即左子阵 LCMV 算法波束输出, 其能够有效凸显信源方位并在干扰方位上形成零陷实现抑制。另一个则是左右子阵权矢量相位差构建的权因子 $[1 - |\sin(M(d/\lambda)(\sin \theta - \sin \theta_k))|^n]^{\frac{1}{n}}$, 有效减小主瓣宽度并降低整体波束的背景级。该权因子包含干扰信号方位, 但由于左子阵 LCMV 波束已经形成零陷, 因此不会对干扰起到凸显的作用, 并由于整体背景级的降低也会实现零陷的加深。

基于 LCMV 算法的零陷展宽核心设计思路是, 采用多个强度均等且互不相关的虚拟干扰源, 替代传统算法中单一的实际干扰源。具体实现需通过特定矩阵对采样协方差矩阵进行修正, 其关键步骤为: 利用修正矩阵 $\mathbf{L}$ 对原始采样协方差 $\mathbf{R}$ 实施修改操作, 修改后的采样协方差矩阵如式 (13) 所示。

$$\hat{\mathbf{R}} = \mathbf{R} \odot \mathbf{L} \quad (13)$$

其中, 符号 “ $\odot$ ” 代表 Hadamard 运算, $\hat{\mathbf{R}}$ 即经过修正后用于后续计算的协方差矩阵。修正矩阵 $\mathbf{L}$ 的第 m 行第 n 列元素遵循特定数学规律, 其表达式如式 (14) 所示。

$$[\mathbf{L}]_{mn} = \frac{\sin((m-n) \cdot \Delta\theta)}{(m-n) \cdot \Delta\theta} = \text{sinc}((m-n)\Delta\theta/\pi) \quad (14)$$

式中: $\text{sinc}(x) = \pi x \sin(\pi x)$; 参数 $\Delta\theta$ 是零陷展宽的宽度。通过精准控制零陷展宽的范围, 以适配不同场景下的干扰抑制需求。通过 (14) 式可以看出修正矩阵与导向矢量等信息无关, 因此可以将同一修正矩阵 $\mathbf{L}$ 应用于左右子阵的协方差矩阵, 以实现零陷展宽。修正后的左右权矢量如式 (15) 和 (16) 所示。

$$\hat{\mathbf{w}}_{\text{L-LCMV}} = \hat{\mathbf{R}}_{\text{L}}^{-1} \mathbf{C}_{\text{L}} (\mathbf{C}_{\text{L}}^{\text{H}} \hat{\mathbf{R}}_{\text{L}}^{-1} \mathbf{C}_{\text{L}})^{-1} \mathbf{g} \quad (15)$$

$$\hat{\mathbf{w}}_{\text{R-LCMV}} = \hat{\mathbf{R}}_{\text{R}}^{-1} \mathbf{C}_{\text{R}} (\mathbf{C}_{\text{R}}^{\text{H}} \hat{\mathbf{R}}_{\text{R}}^{-1} \mathbf{C}_{\text{R}})^{-1} \mathbf{g} =$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{\text{L}}^{-1} \mathbf{C}_{\text{L}} (\mathbf{C}_{\text{L}}^{\text{H}} \hat{\mathbf{R}}_{\text{L}}^{-1} \mathbf{C}_{\text{L}})^{-1} \mathbf{f}_{\text{g}} \quad (16)$$

并通过式 (12) 的非线性运算, 实现在锐化波束主瓣的同时, 也能够干扰信号可能出现的方位区间内形成

较宽零陷。即便干扰位置发生小幅扰动, 仍能将其纳入零陷覆盖范围, 实现对干扰信号的有效抑制。

2.2 波束锐化的 CTMV 算法

传统自适应波束形成器在相干干扰 (如多径干扰) 存在时, 会出现严重性能退化甚至因期望信号抵消而失效, 因此相关学者提出了互补变换最小方差算法 (complementary transformed minimum variance, CTMV) 算法^[26]。其核心思想是通过一个线性互补变换, 将原始的阵列接收数据转换为一个新的数据向量, 该变换的设计目标是在完全抑制期望信号的同时, 最大限度地保留相干干扰, 并且最小化对不相关干扰和噪声成分的失真。通过这种变换, 将原本棘手的“期望信号与相干干扰的互抵消”问题, 转化为一个更易处理的“仅包含干扰和噪声”的经典波束形成问题。变换矩阵 $\mathbf{T}$ 通过一个约束优化问题求解, 其数学表述如式 (17) 所示。

$$\min_{\mathbf{T}} \text{tr} \{ (\mathbf{T} - \mathbf{I}) \mathbf{R} (\mathbf{T} - \mathbf{I})^{\text{H}} \} \quad \text{s. t.} \quad \mathbf{T} \mathbf{A}_c = \mathbf{H}_c \quad (17)$$

其中, $\mathbf{A}_c = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_k)]$ 是基于估计的方位角构建的导向矩阵 (包含期望信号与相干干扰), $\mathbf{H}_c = [\mathbf{0}_D, \mathbf{a}(\theta_{D+1}), \dots, \mathbf{a}(\theta_{D+I})]$ 是约束的目标矩阵, 该约束确保了完全抑制期望方向的同时, 保留相干干扰。为了解决数据协方差矩阵 $\mathbf{R}$ 可能病态的问题, 引入一个对角加载项 λ 进行修正, 即 $\bar{\mathbf{R}} = \mathbf{R} + \lambda \mathbf{I}$ 。使用修正后的矩阵 $\bar{\mathbf{R}}$ 来代替。该优化问题的解如式 (18) 所示。

$$\mathbf{T} = \mathbf{I} - (\mathbf{A}_c - \mathbf{B}_c) (\mathbf{A}_c^{\text{H}} \bar{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{A}_c)^{-1} \mathbf{A}_c^{\text{H}} \bar{\mathbf{R}}^{-1} \quad (18)$$

对变换后的数据 $\mathbf{T}\mathbf{x}(t)$ 进行波束形成, 其协方差矩阵为 $\mathbf{T}\mathbf{R}\mathbf{T}^{\text{H}}$ 。然而, 由于 $\mathbf{T}$ 不是满秩矩阵, 导致 $\mathbf{T}\mathbf{R}\mathbf{T}^{\text{H}}$ 是奇异的。另外变换后噪声的协方差变为 $\sigma_n^2 \mathbf{T}\mathbf{T}^{\text{H}}$, 不再是白噪声。为此, 需要对变换后的协方差矩阵进行修正, 将其噪声部分替换回白噪声假设, 其数学表示如式 (19) 所示。

$$\tilde{\mathbf{R}} = \mathbf{T}\mathbf{R}\mathbf{T}^{\text{H}} - \sigma_n^2 \mathbf{T}\mathbf{T}^{\text{H}} + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (19)$$

通过在修正后的协方差矩阵 $\tilde{\mathbf{R}}$ 上求解问题, 约束条件转化为在期望信号方向保持无失真响应, 并得到 CTMV 算法的权矢量, 如式 (20) 所示。

$$\mathbf{w}_{\text{CTMV}} = \tilde{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{A}_c (\mathbf{A}_c^{\text{H}} \tilde{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{A}_c)^{-1} \tilde{\mathbf{g}} \quad (20)$$

式中: $\tilde{\mathbf{g}} = [1, \dots, 1, 0, \dots, 0]^{\text{T}}$, 包含信源数 D 个 1 与干扰数 I 个 0。CTMV 算法在波束形成之前预先从数据中剔除期望信号, 从而根本上避免了传统方法中因互相关导致的信号抵消问题。由于变换矩阵 $\mathbf{T}$ 使得变换后的矩阵仅包含干扰和噪声, 对于波束锐化中的左右子阵, 可以认为其变换后的协方差矩阵也是近似相等的, 其数学表示如式 (21) 所示。

$$\tilde{\mathbf{R}}_{\text{L}} = \mathbf{T}_{\text{L}} \mathbf{R}_{\text{L}} \mathbf{T}_{\text{L}}^{\text{H}} - \sigma_n^2 \mathbf{T}_{\text{L}} \mathbf{T}_{\text{L}}^{\text{H}} + \sigma_n^2 \mathbf{I} \approx \tilde{\mathbf{R}}_{\text{R}} \quad (21)$$

由此可以得到左右子阵 CTMV 算法权矢量, 如式 (22) 和 (23) 所示。

$$\mathbf{w}_{\text{L-CTMV}} = \tilde{\mathbf{R}}_L^{-1} \mathbf{A}_L (\mathbf{A}_L^H \tilde{\mathbf{R}}_L^{-1} \mathbf{A}_L)^{-1} \tilde{\mathbf{g}} \quad (22)$$

$$\mathbf{w}_{\text{R-CTMV}} = \tilde{\mathbf{R}}_R^{-1} \mathbf{A}_R (\mathbf{A}_R^H \tilde{\mathbf{R}}_R^{-1} \mathbf{A}_R)^{-1} \tilde{\mathbf{g}} = \tilde{\mathbf{R}}_L^{-1} \mathbf{A}_L (\mathbf{A}_L^H \tilde{\mathbf{R}}_L^{-1} \mathbf{A}_L)^{-1} \tilde{\mathbf{f}} \mathbf{g} \quad (23)$$

式中: $\tilde{\mathbf{f}} = [f(\theta_1), \dots, f(\theta_K)]^T$, 包含信源与干扰对应的相位差。利用左右子阵的 CTMV 权向量实现波束锐化, 得到 H-CTMV 波束输出结果, 如式 (24) 所示。

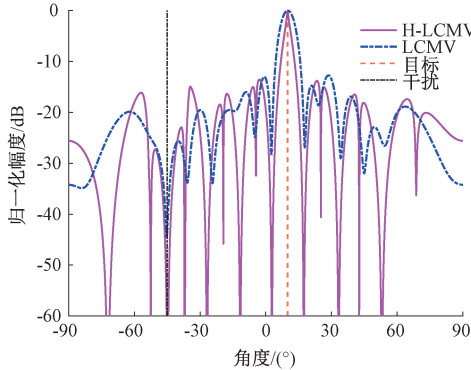
$$\mathbf{B}_{\text{H-CTMV}} = [(\mathbf{B}_{\text{L-CTMV}} + \mathbf{B}_{\text{R-CTMV}})^n - (\mathbf{B}_{\text{R-CTMV}} - \mathbf{B}_{\text{L-CTMV}})^n]^{\frac{1}{n}} + N = 2|\mathbf{B}_{\text{L-CTMV}}| \left[1 - \left| \sin M \frac{d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_k) \right|^n \right]^{\frac{1}{n}} + N \quad (24)$$

3 算法仿真与分析

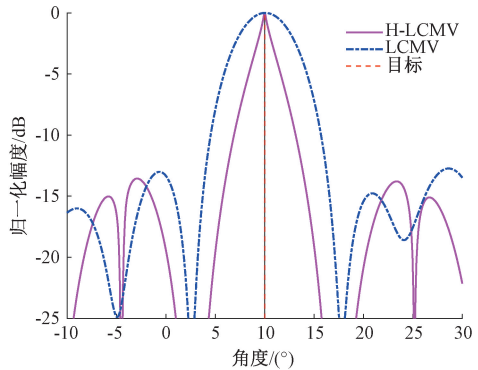
在仿真实验中, 采用阵元数为 16 的等间距线列阵,

目标信源和干扰信源均为非相干的 CW 脉冲信号, 频率为 5 kHz, 快拍数为 200。在信噪比为 10 dB、信干比为 0 dB 的条件下, 绘制 LCMV 算法和锐化后的 LCMV 算法波束图。其中超波束锐化指数为 0.6, 单情况下目标方位为 10°, 干扰方位为 -45°; 多目标情况下目标方位为 5° 和 15°, 干扰方位为 -40° 和 -60°。

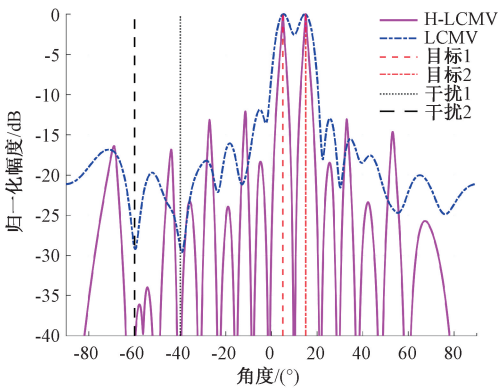
如图 1(a) 和 (b) 所示, 在单目标的零陷波束形成中, LCMV 算法的 -3 dB 主瓣宽度为 6.7°, 而锐化后的 H-LCMV 算法的 -3 dB 主瓣宽度则为 1.8°, 实现在主瓣宽度上的大幅减小。同时 H-LCMV 算法在 -45° 干扰上零陷为 -51.9°, 小于 LCMV 算法的 -38.3°。波束锐化的效果在多目标邻近情况时体现得更加明显, 在图 1(c) 和 (d) 中可以明显看出, H-LCMV 算法能够在两个邻近目标之间存在有明显凹陷, 其凹陷幅度为 -46.9 dB, 远低于 LCMV 算法的 -2.4 dB, 有效地凸显了邻近的波束主瓣。



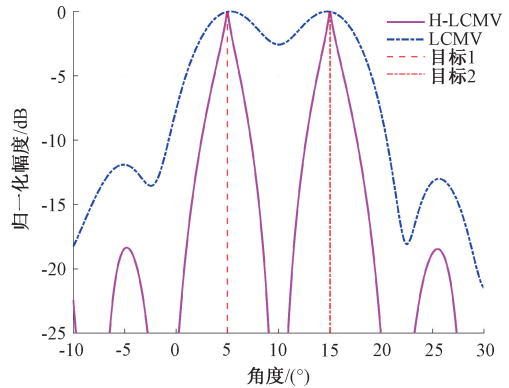
(a) 单目标零陷波束形成图
(a) Null beamforming pattern for single target



(b) 单目标零陷波束形成局部放大图
(b) Local magnified view of null beamforming for single target



(c) 多目标零陷波束形成图
(c) Null beamforming pattern for multiple targets



(d) 多目标零陷波束形成局部放大图
(d) Local magnified view of null beamforming for multiple targets

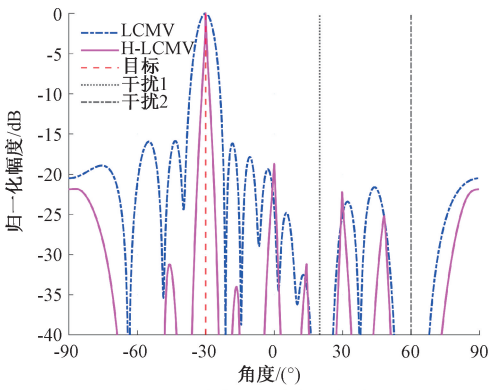
图 1 LCMV 算法与 H-LCMV 算法零陷波束形成

Fig. 1 Null beamforming of LCMV algorithm and H-LCMV algorithm

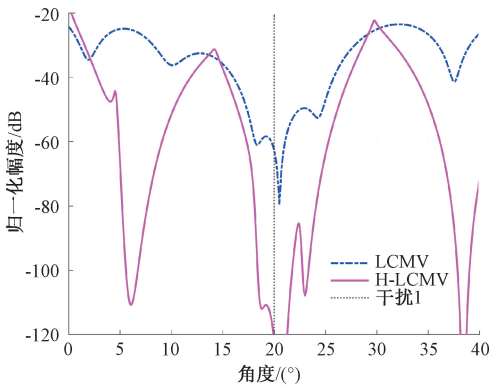
为了验证波束锐化的零陷展宽技术, 利用修正矩阵 $\mathbf{L}$ 在干扰方向上进行范围为 5° 的波束展宽。仿真条件与之前相同, 目标方位为 -30°, 干扰方位为 20° 和 60°。

通过图 2 可以看出, 在应用修正矩阵的零陷展宽技术后, 波束锐化技术仍保持了其优良性能。在保持较低主瓣宽度的同时, 有效实现了零陷展宽。另外 H-LCMV

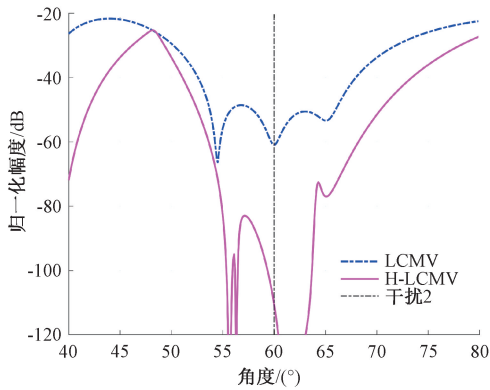
算法的展宽零陷约为 -80 dB, 远低于 LCMV 算法的 -55 dB。



(a) 零陷展宽波束形成图
(a) Null widening beamforming pattern



(b) 20°零陷展宽局部放大图
(b) Local magnified view of null widening at 20°



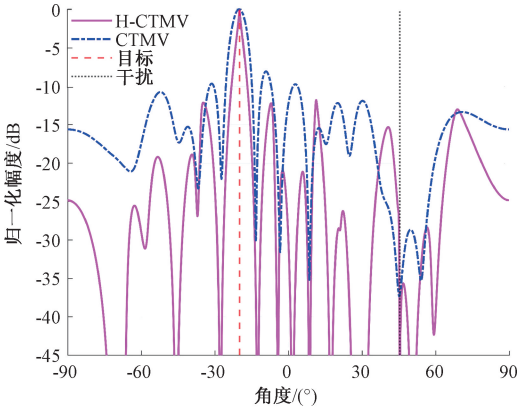
(c) 60°零陷展宽局部放大图
(c) Local magnified view of null widening at 60°

图 2 LCMV 算法与 H-LCMV 算法零陷展宽波束形成
Fig. 2 Null widening beamforming of LCMV algorithm and H-LCMV algorithm

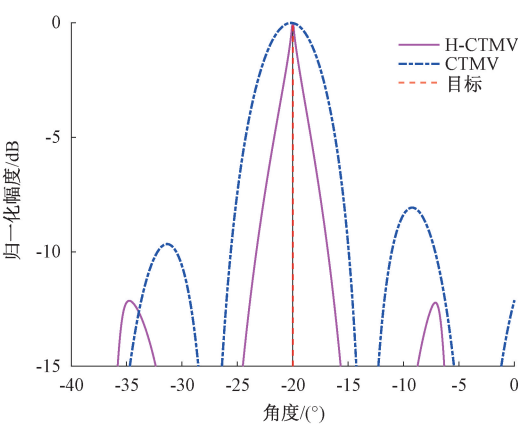
同样采用与之前相同的仿真实验条件, 设置干扰与目标为相干信号, 绘制 CTMV 算法和锐化后的 CTMV 算法波束图。其中超波束锐化指数为 0.6, 目标方位为 -20° , 干扰方位为 45° 。

如图 3 所示, 在相干干扰条件下, 波束锐化技术同样较传统算法具有显著优势。CTMV 算法 -3 dB 主瓣宽度

为 6.4° , 锐化后的 H-CTMV 算法的 -3 dB 主瓣宽度为 2.0° , 同样实现在主瓣宽度上的减小。同时 H-CTMV 算法在 45° 干扰上零陷为 -57.5 dB, 低于 CTMV 算法的 -37.1 dB。



(a) 零陷波束形成图
(a) Null beamforming pattern



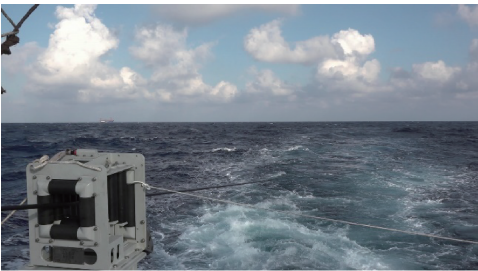
(b) 局部放大图
(b) Local magnified view

图 3 CTMV 算法与 H-CTMV 算法零陷波束形成
Fig. 3 Null beamforming of CTMV algorithm and H-CTMV algorithm

4 中国南海试验及数据分析

海上试验在 2022 年 1 月份于中国南海海域进行, 试验由两艘试验船配合完成。其中一条试验船搭载发射声呐设备, 另一条试验船搭载拖曳阵声呐以 2 m/s 的速度匀速行驶。在试验过程中, 发射声呐和拖曳阵布放于水深 150 m, 海试的试验场景如图 4 所示。

选取拖曳阵中的 22 个等间距连续阵元, 阵元间距为 0.13 m, 发射信号为宽带脉冲信号, 信号频率为 $3\ 600 \sim 3\ 900$ Hz。信源位置为 85° , 干扰位置为 156° , 由于干扰类型未知, 因此同时采用相干与非相干零陷算法并绘制算法波束图如图 5~7 所示。



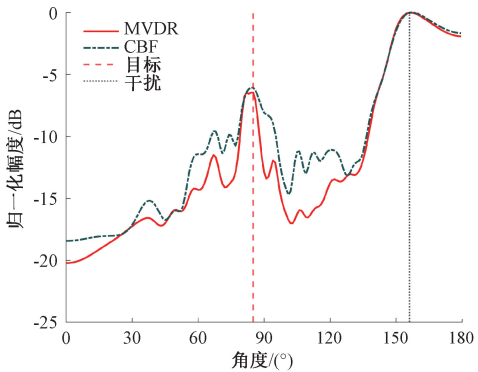
(a) 拖曳阵布放图
(a) Deployment pattern of towed array



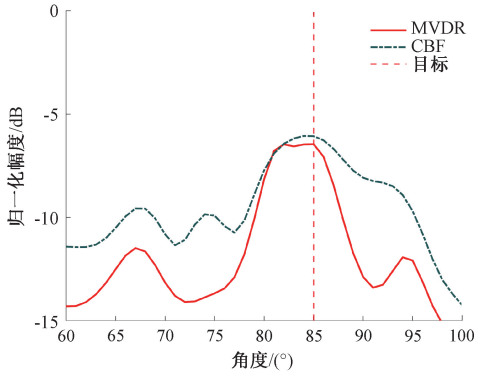
(b) 发射声源布放图
(b) Deployment diagram of transmitting sound source

图 4 海试现场照片

Fig. 4 On-site photos of sea trial experiment



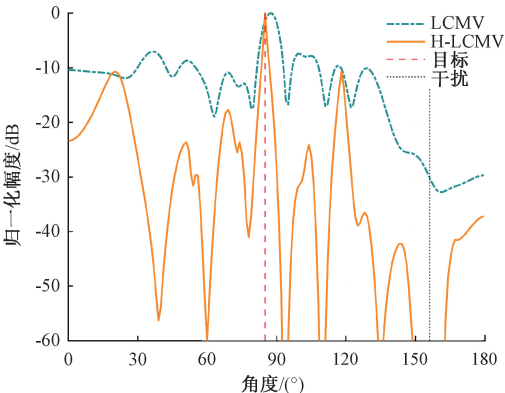
(a) 零陷波束形成图
(a) Null beamforming pattern



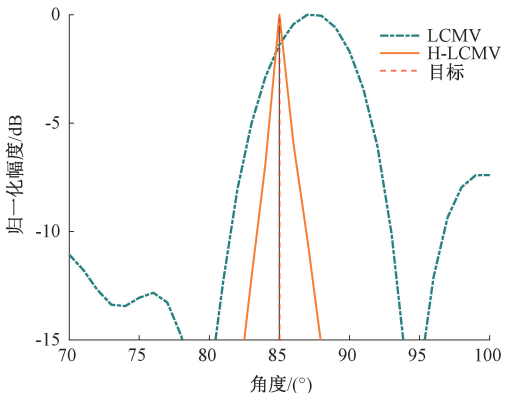
(b) 局部放大图
(b) Local magnified view

图 5 传统方法下海试试验数据波束图

Fig. 5 Beam pattern of sea trial test data using traditional method



(a) 零陷波束形成图
(a) Null beamforming pattern

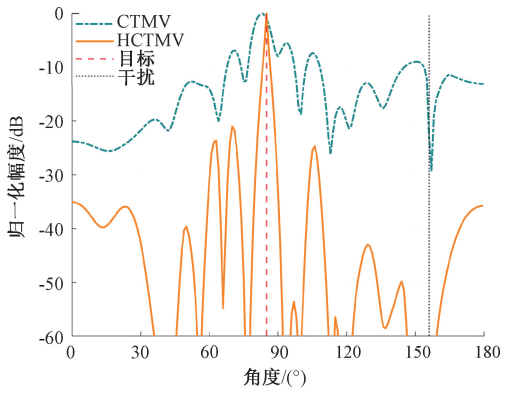


(b) 局部放大图
(b) Local magnified view

图 6 H-LCMV 算法海试试验数据波束图

Fig. 6 Beam pattern of sea trial test data using H-LCMV algorithm

由海试数据绘制的波束图可以看出,锐化后的波束形成相较于传统算法优势明显。H-LCMV 算法与 H-CTMV 算法的 -3 dB 主瓣宽度为 1.1° 和 0.9° ,而 LCMV 算法与 H-CTMV 算法则为 7.1° 与 7.5° ,体现了波束锐化在波束主瓣宽度上的优良性能。



(a) 零陷波束形成图
(a) Null beamforming pattern

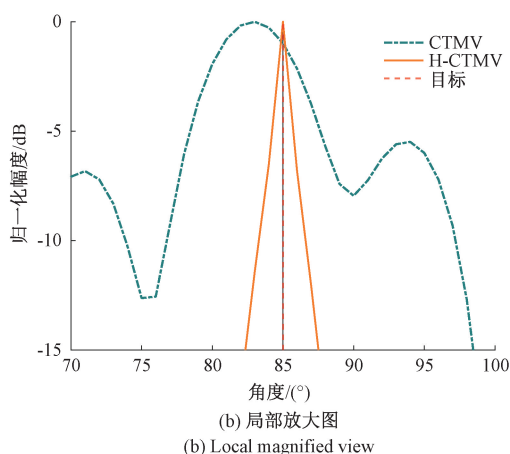


图7 H-CTMV算法海试试验数据波束图

Fig.7 Beam pattern of sea trial test data using H-CTMV algorithm

在 156° 方向的干扰上,H-LCMV算法为 -40.4 dB,大幅小于LCMV算法的 -27.3 dB,H-CTMV算法为 -89.6 dB也同大幅小于CTMV算法的 -23.2 dB。因此验证了波束锐化技术在干扰上形成更深的零陷,而且由于H-CTMV已知干扰方向,因此零陷效果优于H-LCMV算法。另外在波束形成中,LCMV和CTMV由于海洋噪声等原因发生了实际波束指向与预成波束指向方向偏离,而H-LCMV与H-CTMV算法则精准地指向了预设方向 85° 。由此验证了本文所提算法的有效性,但是另一方面也说明该算法依赖于对目标方位的精确估计。

5 结 论

针对传统自适应波束形成算法在主瓣宽度、零陷深度及相干干扰抑制等方面的不足,提出了基于波束锐化的零陷干扰抑制方法,包括H-LCMV算法和H-CTMV算法。该方法通过分裂子阵构建相位差权因子,结合非线性超波束运算,在保持干扰方向零陷深度的同时显著锐化主瓣宽度。针对相干干扰场景,引入线性互补变换从数据中剔除期望信号,避免了信号对消问题。此外,通过协方差矩阵修正实现了零陷展宽,增强了算法对干扰方向扰动的鲁棒性。

仿真结果和2022年中国南海试验验证了所提算法的有效性。数据的处理结果表明,H-LCMV和H-CTMV算法主瓣宽度和零陷深度显著优于传统算法。试验结果证实了该技术在真实海洋环境下的优良性能,有效解决传统算法主瓣宽、零陷浅的问题,在非相干和相干干扰环境下均表现出优异的干扰抑制能力和目标分辨能力,为复杂水声环境中的目标探测提供技术支撑。

参考文献

- [1] ZHANG H S, LIU X G, XU L J, et al. A novel beamforming based on deconvolution for angular super-resolution[J]. Signal Processing, 2025, 230: 10986.
- [2] 桑怀胜, 李峥嵘. 智能天线的原理、自适应波束形成算法的研究进展与应用[J]. 国防科技大学学报, 2001(6): 83-89.
SANG H SH, LI ZH R. The principle adaptive beamforming algorithms study status and applications of smart antennas[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2001(6): 83-89.
- [3] 曹素莎, 韩军, 全亮, 等. 一种基于RLS算法的XPIC技术研究[J]. 电子测量技术, 2018, 41(19): 39-43.
CAO S SH, HAN J, QUAN L, et al. Research on cross polarization interference cancellation based on RLS[J]. Electronic Measurement Technology, 2018, 41(19): 39-43.
- [4] 梁涛, 杨波, 朱敏, 等. 基于波束形成的均匀方阵虚拟基元定位方法[J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(2): 266-274.
LIANG T, YANG B, ZHU M, et al. Virtual element localization method of uniform square array based on beamforming[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 42(2): 266-274.
- [5] FROST O L. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing[J]. Proceedings of the IEEE, 1972, 60(8): 926-935.
- [6] 孙纯, 方尔正. 矢量阵自适应零陷强干扰抑制目标方位估计方法[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2023, 44(10): 1741-1747.
SUN CH, FANG ER ZH. Adaptive null strong interference suppression DOA estimation method for vector arrays[J]. Journal of Harbin Engineering University, 2023, 44(10): 1741-1747.
- [7] CAPON J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis[J]. Proceedings of the IEEE, 1969, 57(8): 1408-1418.
- [8] LUO J, ZHU H R, ZHANG SH R, et al. Low complexity neural network guided robust space-time adaptive wideband beamforming[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2026, 62: 479-492.
- [9] TAN Y M, LI Y, CHENG W, et al. Robust adaptive beamforming via subspace-based diagonal loading in planar FDA-MIMO radar for main lobe interference suppression[J]. Digital Signal Processing, 2026, 172(C): 105869.
- [10] 徐中明, 李怡, 张志飞, 等. 弹性网正则化广义逆波

- 束形成算法改进[J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(6): 243-252.
- XU ZH M, LI Y, ZHANG ZH F, et al. Generalized inverse beamforming with improved elastic net regularization[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 42(6): 243-252.
- [11] MAILLOUX R J. Covariance matrix augmentation to produce adaptive array pattern troughs [J]. Electronics Letters, 1995, 31(10): 771-772.
- [12] 李润, 王垚, 郝放, 等. 高动态场景下的极化空时零陷展宽算法[J]. 北京航空航天大学学报, 2023, 49(5): 1231-1237.
- LI R, WANG Y, HAO F, et al. Polarization space-time null broadening algorithm in high dynamic scenes [J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2023, 49(5): 1231-1237.
- [13] 高志奇, 张恩赏, 黄平平. 基于最速方法的宽零陷干扰抑制自适应波束形成方法研究[J]. 信号处理, 2025, 41(6): 1086-1096.
- GAO ZH Q, ZHANG EN SH, HUANG P P. Wide-null interference suppression in adaptive beamforming based on a novel fastest iterative method[J]. Journal of Signal Processing, 2025, 41(6): 1086-1096.
- [14] SCHLIETER H R. Passive sonar detection improvement by hyper beam technique [C]. Proceedings of UDT Europe, 2006: 7A. 2.
- [15] 聂良春. 超波束(HBF)用于波束锐化[J]. 声学技术, 2008, 27(6): 892-895.
- NIE L CH. Hyper beamforming (HBF) technique for beam narrowing[J]. Technical Acoustics, 2008, 27(6): 892-895.
- [16] 纪小雪, 曾赛, 杜选民, 等. 采用粒子群优化的多基线圆周合成孔径声呐三维成像方法[J]. 声学学报, 2025, 50(5): 1206-1217.
- JI X X, ZENG S, DU X M, et al. Three-dimensional imaging method for multi-baseline circular synthetic aperture sonar based on particle swarm optimization[J]. Acta Acustica, 2025, 50(5): 1206-1217.
- [17] 李朋卓, 马晓川, 刘宇, 等. 虚拟频带扩展距离维波束形成算法[J]. 声学学报, 2025, 50(2): 500-510.
- LI P ZH, MA X CH, LIU Y, et al. Virtual frequency band extended range-dimensional beamforming method[J]. Acta Acustica, 2025, 50(2): 500-510.
- [18] 苏志刚, 陈欣然, 郝敬堂. 基于粒子群优化的圆阵列波束形成方法[J]. 系统工程与电子技术, 2020, 42(7): 1449-1454.
- SU ZH G, CHEN X R, HAO J T. Circular array beamforming method based on particle swarm optimization[J]. Systems Engineering and Electronics, 2020, 42(7): 1449-1454.
- [19] 王栗沅, 何华锋, 何耀民, 等. 基于 SVT 的广义斜投影三维极化滤波方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2025, 51(2): 633-643.
- WANG L Y, HE H F, HE Y M, et al. Generalized oblique projection three-dimensional polarization filtering method based on SVT[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2025, 51(2): 633-643.
- [20] 王宵龙, 曹菲. 基于广义斜投影的雷达抗主瓣干扰方法[J]. 火箭军工程大学学报, 2024, 38(2): 39-48.
- WANG X L, CAO F. Radar anti-mainlobe interference method based on generalized oblique projection [J]. Journal of Rocket Force University of Engineering, 2024, 38(2): 39-48.
- [21] 余黎煌, 张剑宇, 张石. 基于斜投影算子的混合信号 DOA 估计算法[J]. 东北大学学报(自然科学版), 2023, 44(10): 1401-1407.
- SHE L H, ZHANG J Y, ZHANG SH. DOA estimation algorithm of mixed signals based on oblique projection operator[J]. Journal of Northeastern University (Natural Science), 2023, 44(10): 1401-1407.
- [22] 孟昊宇, 杨小鹏, 高升, 等. 基于特征值斜投影的主瓣干扰抑制方法[J]. 信号处理, 2022, 38(2): 439-444.
- MENG H Y, YANG X P, GAO SH, et al. Main lobe interference suppression method based on eigenvalue oblique projection [J]. Journal of Signal Processing, 2022, 38(2): 439-444.
- [23] 郭业才, 陈小燕, 王超, 等. LCMV 分频的改进维纳滤波后置波束形成算法[J]. 电子测量与仪器学报, 2017, 31(10): 1646-1652.
- GUO Y C, CHEN X Y, WANG CH, et al. Improved Wiener filtering post beamforming algorithm with LCMV frequency division [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2017, 31(10): 1646-1652.
- [24] 刘剑锋, 霍效新. 一种基于加权多循环频率的盲波束形成算法[J]. 电子测量与仪器学报, 2016, 30(4): 613-620.
- LIU J F, HUO X X. Novel blind adaptive beamforming algorithm based on weighted multi-cycle frequency [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2016, 30(4): 613-620.
- [25] CHEN C R, ZHU G P, SUN H. A class of high-resolution DOA estimation algorithms based on hyper-beamforming[J]. Digital Signal Processing, 2025, 158: 104921.

[26] LEE T S, LIN T T. Coherent interference suppression with complementally transformed adaptive beamformer[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1998, 46(5): 609-617.

作者简介



陈超日,2021 年于哈尔滨工程大学获得学士学位,现为哈尔滨工程大学博士研究生,主要研究方向为水声信号处理。
E-mail:chaorichen@hrbeu.edu.cn

Chen Chaori received his B.Sc. degree from Harbin Engineering University in 2021. He is currently a Ph.D. candidate at Harbin Engineering University. His main research interest is underwater acoustic signal processing.



魏雨萌,2022 年于哈尔滨工程大学获得学士学位,现为哈尔滨工程大学在读硕士,主要研究方向为阵列信号处理。
E-mail:yumengwei08@foxmail.com

Wei Yumeng received her B.Sc. degree from Harbin Engineering University in 2022. She is currently pursuing her master's degree at Harbin Engineering University. Her main research interest is array signal processing.



陈学良,2002 年于长安大学获得学士学位,2012 年于哈尔滨工程大学获得硕士学位,现为中船重工海声科技有限公司高级工程师,主要研究方向为声呐总体技术。
E-mail:22147831@qq.com

Chen Xueliang received his B.Sc. degree from Chang'an University in 2002, and his M.Sc. degree from Harbin Engineering University in 2012. He is currently a senior engineer at CSIC Hai Sheng Technology Co., Ltd. His main research interest is sonar system technology.



王浩,2010 年于哈尔滨工程大学获得学士学位,2013 年于哈尔滨工程大学获得硕士学位,现为中船重工海声科技有限公司高级工程师,主要研究方向为水声侦察与探测。
E-mail:36609357@qq.com

Wang Hao received his B.Sc. degree from Harbin Engineering University in 2010, and his M.Sc. degree from Harbin Engineering University in 2013. He is currently a senior engineer at CSIC Hai Sheng Technology Co., Ltd. His main research interests include underwater acoustic reconnaissance and detection.



朱广平(通信作者),2003 年于东北林业大学获得学士学位,2009 年于哈尔滨工程大学获得博士学位,现为哈尔滨工程大学副教授,主要研究方向为海洋混响中主动声呐目标探测、极地声学技术。
E-mail:guangpingzhu@hrbeu.edu.cn

Zhu Guangping (Corresponding author) received his B.Sc. degree from Northeast forestry university in 2003, his Ph.D. degree from Harbin engineering university in 2009. He is currently an associate professor at Harbin engineering university. His main research interests include active sonar target detection in ocean reverberation, polar acoustic technology.