

# 基于稀疏贝叶斯学习的深海近海面 垂直阵列宽带声源定位\*

李 健<sup>1,2,3</sup> 李 赫<sup>1,2</sup> 郭新毅<sup>1,2,3†</sup> 马 力<sup>1,2,3</sup>

(1 中国科学院声学研究所 北京 100190)

(2 中国科学院水声环境特性重点实验室 北京 100190)

(3 中国科学院大学 北京 100049)

2023 年 9 月 11 日收到

2023 年 12 月 8 日定稿

**摘要** 针对深海声影区宽带声源无源定位中传统多重谱方法存在的干涉结构不完整、深度分辨率不足以及波束形成栅瓣干扰等问题,提出了一种基于稀疏贝叶斯学习的高分辨定位方法。首先通过射线理论建立深海声影区模型,将接收信号的频率-角度干涉特征映射至深度-距离域;之后将稀疏贝叶斯学习引入声源定位过程,在抑制俯仰角栅瓣干扰的同时提升角度分辨力,保证干涉结构的完整性;并进一步将该方法拓展至声源深度估计问题,实现深度维的高分辨解算。海试结果表明,稀疏贝叶斯学习方法应用于深海宽带声源无源定位能有效实现多目标分辨定位。

**关键词** 深海, 声影区, 宽带声源定位, 频率干涉结构, 稀疏贝叶斯学习

PACS: 43.30, 43.60

DOI: 10.12395/0371-0025.2023222

CSTR: 32049.14.11-2065.2023222

## Broadband source localization using near-surface vertical array in deep ocean based on sparse Bayesian learning

LI Jian<sup>1,2,3</sup> LI He<sup>1,2</sup> GUO Xinyi<sup>1,2,3†</sup> MA Li<sup>1,2,3</sup>

(1 *Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences* Beijing 100190)

(2 *Key Laboratory of Underwater Acoustic Environment, Chinese Academy of Sciences* Beijing 100190)

(3 *University of Chinese Academy of Sciences* Beijing 100049)

Received Sept. 11, 2023

Revised Dec. 8, 2023

**Abstract** This study addresses the limitations of traditional multispectral methods for passive localization of broadband acoustic sources within the deep-sea shadow zone, including incomplete interference structures, insufficient depth resolution, and beamforming grating lobe interference. A high-resolution localization method based on sparse Bayesian learning (SBL) is proposed. First, a model of deep-sea shadow zone is established using ray theory, which maps the frequency-angle interference characteristics of the received signals to the depth-range domain. Then, the SBL is introduced into the source localization process to suppress elevation-angle grating lobe interferences while improving angular resolution, thus ensuring the integrity of the interference structures. The method is further extended to estimate the source depth, achieving high-resolution depth-dimensional resolution. Sea trial results demonstrate that the SBL-based approach effectively resolves multi-target localization in passive monitoring of deep-sea broadband acoustic sources.

**Keywords** Deep ocean, Sound shadow zone, Broadband source localization, Frequency interference structure, Sparse Bayesian learning

\* 国家自然科学基金项目 (11874384, 12404518) 资助

† 通讯作者: 郭新毅, guoxinyi@mail.ioa.ac.cn

## 引言

深海水下目标无源定位<sup>[1]</sup>常用的传统方法包括匹配场处理、利用多途时延到达结构定位、利用干涉结构特征定位等。其中匹配场处理利用水声信道特性,通过寻找模糊曲线的峰值确定声源位置。然而,深海环境下实现高精度定位需要大尺寸孔径,且该方法对环境参数较为敏感,限制了匹配场处理在深海水下目标无源定位中的应用<sup>[2]</sup>。在深海环境下,多途时延特征和干涉结构特征是声场的重要特征物理量,本质上是通过本征声线间到达时延差的信息,利用形成的时间到达结构或频率干涉条纹进行声源定位。这种方法稳定性强、计算效率,无需大量的环境参数输入即可实现目标的无源定位。

研究人员首先分析了直达声区中的声场干涉结构并据此提取目标深度信息。McCargar 和 Zurk<sup>[3,4]</sup>提出一种基于洛埃德镜干涉结构的目标深度估计方法,指出声源深度与信号谱的周期振荡结构存在傅里叶变换的关系,将垂直阵布放于临界深度以下,可对稳定运动的窄带声源深度进行估计。Kniffin 等<sup>[5]</sup>在此基础上进一步研究了频率、角度、信噪比等对深度估计结果的影响,将深度估计从多维频域分析简化为单参数提取。基于可靠声路径的声场干涉结构定位方法对于宽带和窄带目标均适用。文献 [6-10] 分析了可靠声路径的物理特性,对接收信号时频图中的干涉条纹进行匹配进而估计声源深度,并利用干涉条纹对运动声源位置进行动态估计。Zheng 等<sup>[11,12]</sup>从声能量角度出发,根据干涉结构提取声能量起伏曲线,通过非相干匹配波束处理估计声源深度,相对于传统方法对较浅声源具有更好的性能。王文博等<sup>[13]</sup>提出了多重傅里叶变换的深海宽带目标深度估计方法,讨论了该方法在目标深度估计中的有效范围,指出该方法可对不同深度的多目标同时进行定位,并利用海试数据进行了验证。Li<sup>[14]</sup>提出了一种基于正交匹配追踪算法的深海水下宽带源被动深度估计方法,将其应用于标量垂直线阵列和单矢量传感器数据,提高了深度估计分辨率,利用南海实验数据对两种数据分别进行了验证。

为了提高定位能力,拓展定位方法的应用范围,许多学者进一步开展了深海声影区声场干涉结构特性的研究。翁晋宝等<sup>[15,16]</sup>研究了深海声影区中的频率-距离干涉结构,发现影区声场存在两种频率干涉周期,两种干涉周期均随着收发距离的增加而增大,并分别随着声源深度、接收水听器深度的增加而减

小,该研究通过匹配干涉结构实现了基于单水听器的影区声源位置估计。唐帅等<sup>[17]</sup>利用波导不变量理论研究了深海干涉条纹的特征,深海会聚区内存在明显干涉条纹,波导不变量为正且近似为 1,可用于判断目标运动态势。朱方伟等<sup>[18]</sup>分析了海底反射区声波到达结构与声源接收器深度的调制关系,进而提出了用于声源深度估计的匹配到达结构方法,利用水平阵提取波数构建拷贝场,与实际接收信号匹配估计声源深度。徐嘉璘等<sup>[19]</sup>分析了声场强度随频率、收发深度与接收位置的垂直到达角之间的变化关系,提出一种基于深海海底反射声场干涉结构的水下宽带近海面声源深度估计方法,并结合海试数据对爆炸声源进行了验证。

深海海底反射区宽带目标无源定位中存在两方面的问题,一是处理信号频率的问题,由于未知宽带声源的频率范围很宽,垂直阵列的间距很容易超过半波长,导致阵列波束输出结果出现栅瓣,影响声源的频率干涉结构;二是现有多重谱分析方法本身位置估计分辨率不高,尤其是目标深度是通过对干涉结构进行谱变换得到的,而谱变换时产生的旁瓣较高,使得真实目标与旁瓣混淆,不易分辨。基于以上问题,本文提出了基于稀疏贝叶斯学习的深海近海面垂直阵列宽带声源定位方法。稀疏贝叶斯学习(SBL)<sup>[20]</sup>属于压缩感知技术,其通过贝叶斯框架求解欠定线性问题的稀疏解,在快拍数、阵元数受限时具有更优的估计性能。相较于 L1 正则化<sup>[21]</sup>等传统方法,SBL 不仅可实现高概率信号重构,还能通过自动确定稀疏度规避正则化参数设置,有效克服凸优化方法计算复杂度高的缺陷。目前该技术已应用于波达方向估计<sup>[22,23]</sup>、目标定位<sup>[24]</sup>、多途时延估计<sup>[25]</sup>等多个领域。针对近海面垂直线列阵,本文基于等声速假设构建多步 SBL 定位模型,通过建立声源位置与频率-掠射角干涉结构的映射关系,利用波束形成数据实现声源深度-距离维同步高分辨估计,并结合深海实验数据对该方法的有效性进行了验证。

## 1 深海近海面干涉声场建模

根据射线声学理论<sup>[26]</sup>,深海水下点源激发的接收声场是由本征声线能量干涉叠加形成。在深海环境下利用 Bellhop<sup>[27]</sup>仿真水下点源激发的声场,结果如图 1 所示。声源位于水下 50 m 深,声源频率为 200 Hz,海深为 3800 m,海底为单层半无限基底,声速剖面为深海典型 Munk 剖面,声道轴设置在 1300 m 深度。在设置的环境下,声源位置为  $(0, z_s)$  的

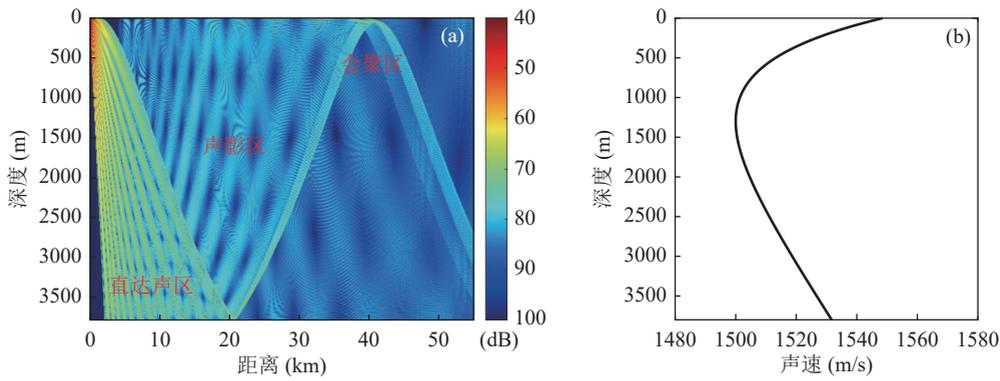


图1 Munk 剖面及对应声场示意图 (a) Munk 剖面下传播损失; (b) Munk 剖面

点源在接收点  $(r, z)$  处声压可以表示为本征声线声压的叠加。点声源以掠射角  $\alpha_0$  出射的单根本征声线到达接收点的声压可表示为

$$p(r, z) = A(r, z)e^{i2\pi ft}V, \quad (1)$$

其中,  $r$  为声源与接收点的水平距离,  $z_s$  和  $z$  分别表示声源和接收点的深度,  $A(r, z)$  表示声压幅度,  $V$  为声线路径上经过各海面、海底界面总的反射系数, 和掠射角  $\alpha_0$  有关,  $f$  为声源频率,  $t$  表示声线的传播时间。声线的幅度表达式为

$$A(r, z) = |I|^{\frac{1}{2}} = \sqrt{\frac{W \cos \alpha_0}{r|\partial r/\partial \alpha|_{\alpha_0} \sin \alpha_z}}, \quad (2)$$

其中,  $W$  是单位立体角内的辐射声功率,  $\alpha_z$  为声线到达接收点的接收掠射角, 声线掠射角都规定为正值。考虑各条声线相干叠加, 则点声源激发的声压总和为

$$p(r, z) = \sum_{m=1}^N A_m e^{i2\pi ft_m} V_m, \quad (3)$$

其中,  $N$  为本征声线的条数,  $A_m$  表示第  $m$  条声线的幅度,  $V_m$  为第  $m$  条声线传播路径上经过海面、海底界面多次反射叠加总的反射系数。

声源位于海水表层时所激发的声场在空间上可以划分为直达声区, 声影区和会聚区, 分别对应直达声线到达区, 反射声线到达区, 和反转声线到达区。

在影区内, 声场的主要能量由海底反射声线贡献。海底反射系数一般较小, 声线的大部分能量会透射到海底, 因而经过多次海底反射的声线对声场能量贡献较少, 可以忽略。假定海面为镜面反射, 反射系数为  $-1$ , 影区声场能量只考虑经过一次海底反射的声线的贡献。一次海底反射声线仅包括 4 条声线路径, 如图 2 所示, 分别为海底反射 (BR)、海面-海底反射 (SBR)、海底-海面反射 (BSR) 和海面-海底-海面反射 (SBSR) 声线。

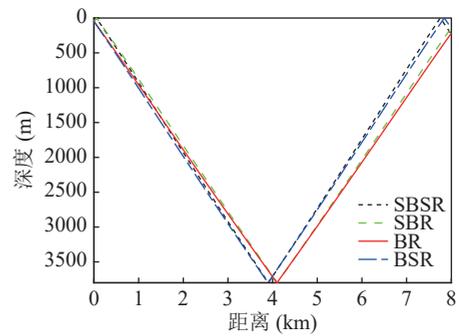


图2 海面 200 m 接收处本征声线

这 4 条声线叠加贡献的声场可表示为

$$p(r, z; f) = \frac{S(f)\sqrt{W}}{4\pi} \left( \frac{\sqrt{F_1}}{R_1} V_{b1} e^{i2\pi ft_1} - \frac{\sqrt{F_2}}{R_2} V_{b2} e^{i2\pi ft_2} - \frac{\sqrt{F_3}}{R_3} V_{b3} e^{i2\pi ft_3} + \frac{\sqrt{F_4}}{R_4} V_{b4} e^{i2\pi ft_4} \right), \quad (4)$$

其中,  $t_i$  代表第  $i$  条声线的传播时间, 在声源和接收水听器深度均较小时, 4 条声线轨迹近似, 聚焦因子  $F_i$ 、斜距  $R_i$  和一次海底反射系数  $V_{bi}$  也近似, 在这样的情况下, 考虑到接收器处的声场主要由海面和海底两个方向的来波叠加形成, 则式 (4) 可简化为

$$p(r, z; f) \approx \frac{S(f)}{4\pi} \frac{\sqrt{WF_1}}{R_1} V_{b1} \left[ e^{i2\pi ft_1} (1 - e^{i2\pi f \Delta t_1}) + e^{i2\pi ft_3} (1 - e^{i2\pi f \Delta t_2}) \right], \quad (5)$$

其中,  $\Delta t_1 = t_2 - t_1$  表示来自海底方向的 SBR 与 BR 声线间的传播时间差,  $\Delta t_2 = t_4 - t_3$  表示来自海面方向的 SBSR 与 BSR 声线间的传播时间差, 根据文献 [15], 这两个传播时间差可写为

$$\Delta t_1 = t_2 - t_1 \approx \frac{2}{c_0} \int_0^{z_s} \sqrt{n^2(z) - \cos^2 \alpha_2} dz, \\ \Delta t_2 = t_4 - t_3 \approx \frac{2}{c_0} \int_0^{z_s} \sqrt{n^2(z) - \cos^2 \alpha_4} dz, \quad (6)$$

其中,  $n(z)$  为折射率,  $c_0$  代表声源深度处的声速,  $\alpha_2$

和  $\alpha_4$  分别代表海面-海底反射和海面-海底-海面反射声线的掠射角。假设声线近似为直线传播,即声线在深度上看作等声速传播,则两个传播时间差可以进一步近似为

$$\Delta t_1 \approx \frac{2z_s \sin \theta_1}{c_0}, \quad \Delta t_2 \approx \frac{2z_s \sin \theta_2}{c_0}. \quad (7)$$

由于声线掠射角数值基本相同,所以  $\Delta t_1$  和  $\Delta t_2$  近似相等,两个方向来波形成基本相同的干涉周期,频率干涉周期  $\Delta f = 1/\Delta t_1 = 1/\Delta t_2$ ,其数值与声源深度和声线到达的掠射角  $\theta_1$  和  $\theta_2$  有关。声源深度越大,掠射角越大,频率干涉周期越小;声源深度越小,掠射角越小,频率干涉周期越大。通过均匀垂直阵列估计波达方向 (DOA),假设垂直阵接收到达角近似等于声源掠射角,则在频率-掠射角域上,声场会在  $\theta_1$  和  $\theta_2$  两个方向随频率干涉周期  $\Delta f$  呈现明暗相间的干涉结构,通过提取来波方向和频域干涉周期,可以估计得到声源深度:

$$z_s \approx \frac{c_0}{2 \sin \theta_1 \Delta f} = \frac{c_0}{2 \sin \theta_2 \Delta f}. \quad (8)$$

近海面收发情况下,声源深度和接收深度远小于两倍海深,假定声线沿直线传播,假设海深为  $H$ ,则水平距离  $r$  和接收掠射角  $\theta$  存在以下近似关系:

$$r \approx \frac{2H}{\tan \theta}. \quad (9)$$

通过式 (8) 和式 (9),可以进一步将频率-掠射角域干涉结构转换到声源深度-接收距离域,实现声源位置的估计。

## 2 基于常规波束形成的定位方法与仿真分析

由前述推导可知,在单个接收水听器处可接收到频域上呈明显干涉结构的声场,若采用垂直阵进行接收,可将接收器上的时域信号进行傅里叶变换,得到信号频谱结构,再通过频域进行常规波束形成 (CBF),将垂直阵接收声场呈现为频率-掠射角的宽带波束输出图。

若海水平均声速为  $c$ ,使用阵元间距为  $d$  的  $N$  元均匀垂直阵在近海面接收,对应于  $\theta$  方向的加权向量可写为

$$\mathbf{w}(\theta) = \frac{1}{\sqrt{N}} \left[ 1, e^{i\omega d \sin \theta/c}, \dots, e^{i\omega(N-1)d \sin \theta/c} \right]^T, \quad (10)$$

其中,  $\omega$  为信号角频率,则对  $k$  个来波方向进行角度扫描形成的阵列流形矩阵为

$$\Phi = [\mathbf{w}(\theta_1), \mathbf{w}(\theta_2), \dots, \mathbf{w}(\theta_k)]. \quad (11)$$

常规波束形成器的输出功率可以表达为

$$\mathbf{B}(\theta_j, f) = |\mathbf{w}(\theta_j)^H \mathbf{p}(f)|^2, \quad (12)$$

式中,  $\mathbf{p}$  是声源频率为  $f$  时接收到的声场向量,上标  $H$  表示共轭转置。当波束扫描角度与真实来波方向相同时,不仅波束形成器输出功率得到极大值,且会提高接收信号的信噪比,呈现出更为明显的干涉结构。在  $\theta_1$  来波方向上的波束输出可写为

$$\mathbf{B}(\theta_1, f) = 2 \left[ N \frac{S(f)}{4\pi} \frac{\sqrt{WF_1}}{R_1} V_{b1} \right]^2 [1 - \cos(2\pi f \Delta t_1)]. \quad (13)$$

$\theta_2$  方向上的波束输出也是同样形式,只需将对应参数替换,最终声源形成的频率干涉结构由这两个方向的来波构成。为提取信号来波方向的频率干涉周期,可对波束输出图再次进行傅里叶变换,与时域信号傅里叶变换相似,二次变换后能量最高的位置对应频率干涉周期的倒数,即声线到达时延差:

$$u^* = \arg \max_u \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} \mathbf{B}(\theta_1, f) \cdot e^{i2\pi u f} df. \quad (14)$$

得到频率干涉周期后,可以进行坐标变换,即可得到不同干涉周期对应的声源深度和声源距离,从而获得声源深度-声源距离的输出图。

对于水下宽带声源,当干涉结构的频率周期超过声源的频带宽度时,将难以准确估计频率干涉周期,进而无法估计声源深度。可根据傅里叶变换的对应关系确定深度定位分辨率:

$$\Delta z = \frac{c}{(f_{\max} - f_{\min}) 2 \sin \theta_1}. \quad (15)$$

当声源深度小于  $\Delta z$  时,声源处于定位盲区,无法进行深度定位。由式 (15) 可以看出深度分辨率同时与频域带宽及掠射角有关,频域带宽越宽,深度分辨率越高,定位精度越高;接收距离越近,掠射角越大,深度分辨率越高,定位精度越高。而水平距离估计的分辨率由垂直阵的角度分辨力,即阵列的空间孔径决定。综上所述,本文所提定位方法的适用目标为声影区宽带声源。

利用 Bellhop 基于射线模型仿真典型深海条件下阵列接收的声场,验证本文所提近海面垂直阵定位方法适用情况。仿真的海洋环境参数如上节所示,接收阵为 16 元 6 m 等间隔近海面垂直阵,最上端首阵元位于 120 m 处,使用 CBF 方法得到波束输出图,扫描角度间隔为  $1^\circ$ 。结果如图 3 所示,对于 50 m 深度 8 km 处单一目标,垂直阵信号在频域通过 CBF 得到频率-掠射角域输出图。仿真结果与理论推导吻

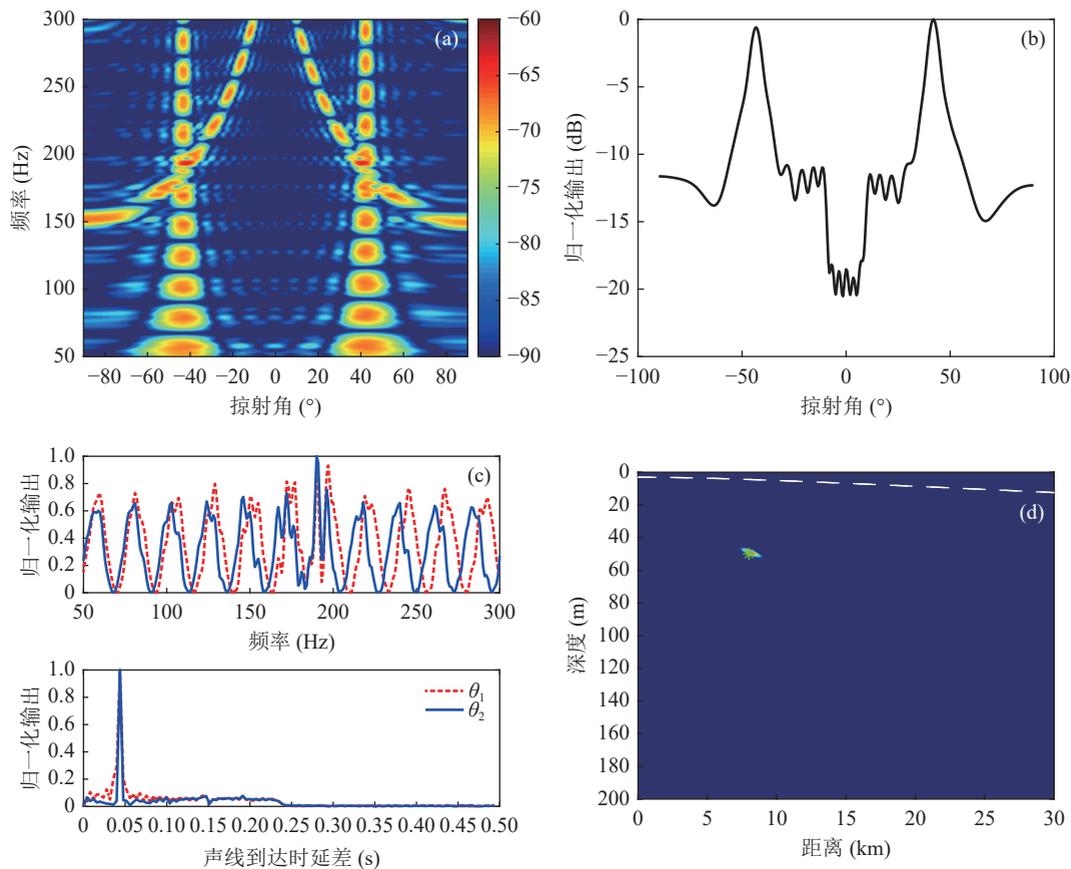


图3 单一声源定位图 (a) 50~300 Hz, CBF 波束输出图; (b) 宽带条件下方位估计; (c) 正、负方向来波输出强度及时延差; (d) 深度-距离估计结果

合, 在垂直阵接收角度上形成了正负两个方向的来波, 正方向来波对应着 SBSR 与 BSR 两条声线, 负方向来波对应着 SBR 与 BR 两条声线, 两个方向对应着相同的干涉图案, 将波束形成输出的干涉结构进一步进行傅里叶变换提取干涉周期可得深度-距离输出图, 图 3(d) 中绿色星号表示声源的真实位置, 白色虚线表示声源可定位深度临界值。

对于近海面阵列接收的情况, 两个来波方向对称, 都携带声源信息, 但波束形成时会在对称来波方向形成栅瓣, 即正角度方向来波在负角度形成栅瓣, 而负角度方向来波在正角度形成栅瓣, 这样就破坏了来波方向干涉结构故而难以从干涉结构中提取正确的干涉周期, 进而影响目标估计深度, 在多目标情况下多个栅瓣互相干扰对目标定位影响尤为严重。

对于多目标情况, 因同距离不同深度的相干目标会在同一掠射角形成干涉结构从而无法分辨, 仅讨论不同距离上的目标。对于不同距离的目标, 当三个声源分别位于 (50 m, 8 km), (50 m, 10 km), (50 m, 12 km) 时, 仿真结果如图 4(a) 所示。如果频带足够宽, 可尽量减小栅瓣的影响, 达到多目标位置估计的效果。频带较窄时, 除了会影响深度上的分辨力, 同

时根据单目标的波束输出图, 在不同的频带会显示出不同的特点: (1) 当频带内频率较低时, 如图 4(b) 所示, 波束输出的主瓣较宽, 在距离维度上分辨能力较差, 对于近距离编队情况无法有效分辨两个相近目标, 但同时不会产生栅瓣; (2) 当频带处于栅瓣影响区域时, 如图 4(c) 所示, 对来波方向进行波束形成产生的栅瓣会对对称方向的频率-掠射角干涉结构产生影响, 在声源深度估计上产生干扰和误差; (3) 当频带内频率较高时, 如图 4(d) 所示, 波束形成的主瓣和栅瓣在掠射角域是互相分离的, 主瓣干涉结构不会受到对称方向栅瓣影响, 但栅瓣本身会在转换到深度距离域时形成一个伪峰, 若明显可见某来波方向, 对其进行变换即可, 若多个目标时主瓣和栅瓣混叠则不能准确定位。

若要精确分辨多个目标, 需在角度维即距离维进行高分辨处理; 若要准确获取目标深度, 尽量避免伪峰和旁瓣影响, 需在深度维进行高分辨处理。以上两个问题存在相似的特点, 即目标在角度维和深度维上的结果都存在稀疏性, 因此采取稀疏贝叶斯学习方法分别在掠射角和深度维上处理, 可以提高声源定位深度分辨力和距离分辨力。

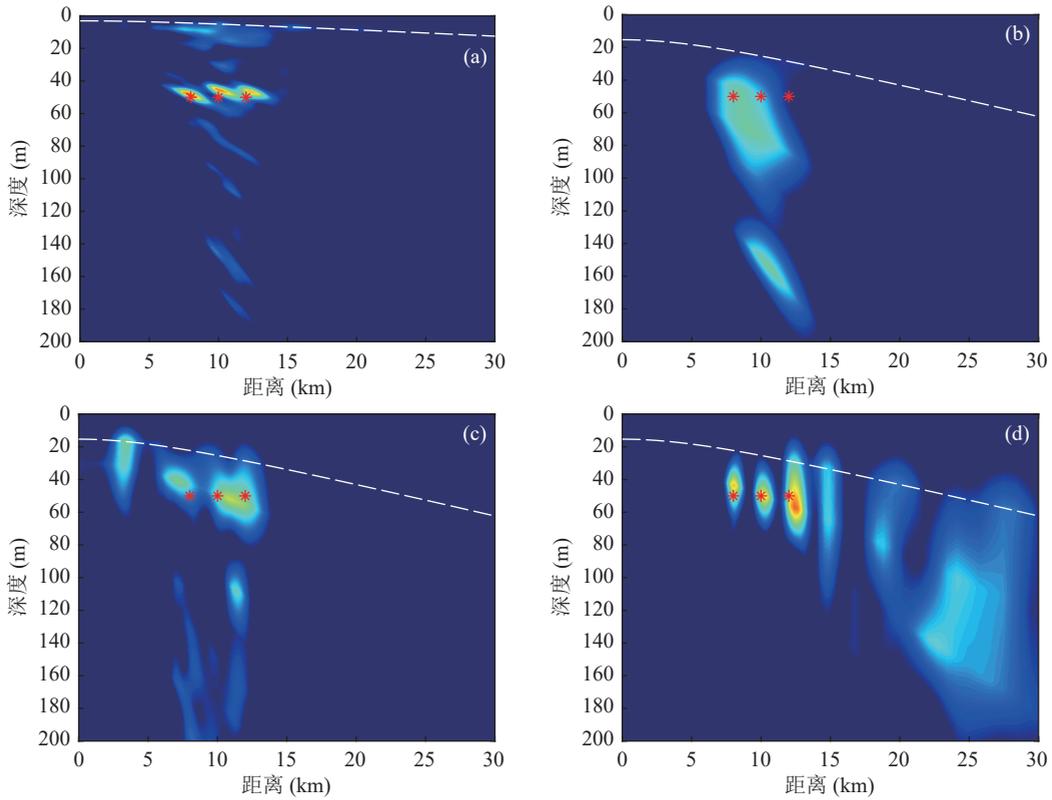


图4 不同频带下多目标定位结果 (a) 50~300 Hz 频带; (b) 50~100 Hz 频带; (c) 150~200 Hz 频带; (d) 250~300 Hz 频带

### 3 基于稀疏贝叶斯学习的定位方法与仿真分析

#### 3.1 稀疏贝叶斯学习方法

稀疏贝叶斯学习通过超参数化高斯先验建模解的稀疏性,并基于贝叶斯推断实现参数自适应优化,其本质为一种迭代加权 L1 算法,在全局收敛性、稀疏解概率及参数自适应性方面具有优势,已成功应用于阵列信号处理等领域。

根据 SBL 算法建立稀疏化表示的线性模型:

$$\mathbf{x} = \Phi \mathbf{w} + \boldsymbol{\varepsilon}, \Phi \in \mathbb{C}^{V \times M}, \mathbf{w} \in \mathbb{C}^{M \times 1}, \quad (16)$$

式中,  $\mathbf{x}$  为观测数据向量,  $\Phi$  为观测矩阵,  $\mathbf{w}$  为稀疏信号源向量,其中非零值表示该索引处存在信号。假定噪声  $\boldsymbol{\varepsilon}$  是均值为 0、方差为  $\sigma^2 \mathbf{I}$  的加性复高斯随机过程,其中  $\mathbf{I}$  为单位向量,且与信号不相关,则  $\mathbf{x}$  依然服从高斯分布:

$$P(\mathbf{x}|\mathbf{w}) = (2\pi \sigma^2)^{-V/2} e^{-\frac{1}{2\sigma^2} (\mathbf{x} - \Phi \mathbf{w})^H (\mathbf{x} - \Phi \mathbf{w})}. \quad (17)$$

根据自动相关决策 (ARD) 理论,假定  $\mathbf{w}$  先验分布是由超参数  $\boldsymbol{\gamma}$  产生,符合均值为 0、方差为  $\boldsymbol{\gamma}$  的高斯分布,即

$$P(\mathbf{w}; \boldsymbol{\gamma}) \sim N(\mathbf{0}, \boldsymbol{\gamma} \mathbf{I}). \quad (18)$$

估计  $\mathbf{w}$  可由  $\arg \max_{\mathbf{w}} P(\mathbf{w}|\mathbf{x}; \boldsymbol{\gamma})$  获得,由贝叶斯公式可得后验概率分布:

$$P(\mathbf{w}|\mathbf{x}; \boldsymbol{\gamma}) = \frac{P(\mathbf{x}|\mathbf{w})P(\mathbf{w}; \boldsymbol{\gamma})}{P(\mathbf{x}; \boldsymbol{\gamma})} = \frac{P(\mathbf{x}|\mathbf{w})P(\mathbf{w}; \boldsymbol{\gamma})}{\int P(\mathbf{x}|\mathbf{w})P(\mathbf{w}; \boldsymbol{\gamma}) d\mathbf{w}} \sim N(\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{\Sigma}), \quad (19)$$

式中,  $\boldsymbol{\mu}$  和  $\boldsymbol{\Sigma}$  分别表示均值向量和协方差矩阵:

$$\boldsymbol{\mu} = \boldsymbol{\Gamma} \Phi^H \boldsymbol{\Sigma}_x^{-1} \mathbf{x}, \boldsymbol{\Sigma} = \boldsymbol{\Gamma} - \boldsymbol{\Gamma} \Phi^H \boldsymbol{\Sigma}_x^{-1} \Phi \boldsymbol{\Gamma}, \quad (20)$$

其中,  $\boldsymbol{\Gamma} = \text{diag}(\boldsymbol{\gamma})$ ,  $\boldsymbol{\Sigma}_x = \sigma^2 \mathbf{I} + \Phi \boldsymbol{\Gamma} \Phi^H$ 。

实际上超参数  $\boldsymbol{\gamma}$  决定了  $\mathbf{w}$  的稀疏度和信号能量大小,为了获取  $\boldsymbol{\gamma}$  的估计,采用证据最大化方法,也称为第二类最大似然法。将问题拓展至多快拍模型,假设快拍数为  $T$ ,第二类似然函数可写为

$$L(\boldsymbol{\Lambda}, \sigma^2) = -2 \ln \int P(\mathbf{X}|\mathbf{W})P(\mathbf{W}; \boldsymbol{\Lambda}) d\mathbf{W} = -2 \ln P(\mathbf{X}; \boldsymbol{\Lambda}) = T \ln |\boldsymbol{\Sigma}_x| + \sum_{n=1}^T \mathbf{x}_n^H \boldsymbol{\Sigma}_x^{-1} \mathbf{x}_n, \quad (21)$$

其中,  $\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_T]$ ,  $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_T]$ ,  $\boldsymbol{\Lambda} = [\boldsymbol{\gamma}_1, \dots, \boldsymbol{\gamma}_N]^T$ , 下标  $m$  和  $n$  分别表示变量的行数和列数。相对于使用期望最大化算法迭代,可使用更快收敛的不动点方程优化更新参数  $\boldsymbol{\gamma}$  和  $\sigma^2$ :

$$\begin{aligned}\gamma_m^{(\text{new})} &= \frac{\|\boldsymbol{\mu}_m\|_2^2}{T(1-\gamma_m^{-1}\Sigma_{mm})}, m=1, \dots, V, \\ (\sigma^2)^{(\text{new})} &= \frac{\|X-\Phi U\|}{T\left(M-V+\sum_{m=1}^V \frac{\Sigma_{mm}}{\gamma_m}\right)}, m=1, \dots, V, \quad (22)\end{aligned}$$

其中,  $U = [\boldsymbol{\mu}_1, \dots, \boldsymbol{\mu}_T]$ 。通过以上步骤可以给出 SBL 估计得到的稀疏解。

### 3.2 基于 SBL 的深海干涉结构宽带声源定位

声源位置估计分为两个子问题, 分别是距离估计和深度估计。距离估计通过基于 SBL 的阵列信号 DOA 估计结合等声速假设反推获得, 深度估计通过对不同来波方向的干涉结构根据 SBL 建立线性观测矩阵来获取。后一步的观测数据来源于第一步的估计结果, 所以也可将该处理方法表述为通过分步 SBL 进行声源位置估计。

#### 3.2.1 基于 SBL 的 DOA 估计方法

在 DOA 估计中, SBL 多快拍线性模型为

$$X = \Phi W + \varepsilon, \quad (23)$$

式中,  $X \in \mathbf{C}^{N \times T}$  为  $N$  元垂直阵列接收到的声压观测数据,  $\Phi \in \mathbf{C}^{N \times M}$  是垂直阵列的阵列流形矩阵,  $M$  为方位域  $\theta$  扫描角度的个数, 对于  $N$  元间距为  $d$  的均匀垂直阵列, 该矩阵可写为

$$\Phi = [\mathbf{w}(\theta_1), \dots, \mathbf{w}(\theta_M)], \quad (24)$$

其中,  $\mathbf{w}(\theta_m) = [1, e^{i\omega d \sin \theta_m / c}, \dots, e^{i\omega(N-1)d \sin \theta_m / c}]^T$ 。

$W = [v_1, \dots, v_M]^T \in \mathbf{C}^{M \times T}$  为稀疏信源矩阵, 具有行稀疏性, 表示方位域扫描范围上存在信号与否, 若方位域存在多个方向来波, 第  $n$  个来波方向记为  $\theta_n$ , 对应的信号为  $s_n$ , 则

$$v_m = \begin{cases} s_n, & \theta_m = \theta_n \in \theta, \\ 0, & \text{其他.} \end{cases} \quad (25)$$

对于宽带情况, 处理方式类似于多快拍方式, 但每个频点下观测矩阵是不同的, 要分别构造不同频点下的观测矩阵。

#### 3.2.2 基于 SBL 的深度提取方法

由上文推导的式 (8) 和式 (14) 可知, 声源的深度估计来自于频率干涉结构中干涉周期的估计, 而干涉周期的估计来自于对频率结构的谱变换。将其用离散化形式表示, 则式 (14) 可进一步写为

$$u^* = \arg \max_u \sum B(\theta_1, f) e^{i2\pi u f}. \quad (26)$$

此时该变换是一个线性变换, 即来波方向的干涉结构与谱变换输出存在线性关系, 同时该变换输

出在时延差域具备稀疏性, 对于特定角度的干涉结构, 只有当  $u$  取值为从该角度到达的两条本征声线的到达时延差时输出有值, 其他情况下输出为零, 故而可以应用稀疏贝叶斯方法提取声源深度。

将 SBL 多快拍线性模型应用于该变换:

$$X = \Phi W + \varepsilon, \quad (27)$$

此时,  $X \in \mathbf{C}^{F \times T}$  为 DOA 估计获取的存在频率干涉结构的角度的输出功率谱矩阵  $B(f, \theta_g)$ ,  $F$  代表观测频率点的个数, 取决于带宽和频率间距  $f_d$ ,  $\Phi$  此时为频率干涉结构的观测矩阵, 则  $\Phi \in \mathbf{C}^{F \times K}$  可写为

$$\Phi = [\mathbf{a}(z_1), \dots, \mathbf{a}(z_K)], \quad (28)$$

其中,  $\mathbf{Z} = [z_1, \dots, z_K]$  为通过式 (8) 将本征声线到达时延差转换为声源深度的稀疏化表示, 表示声源位置的所有  $K$  个可能的取值, 此时对应的加权向量为  $\mathbf{a}(z_k) = [1, e^{i2\pi(2z_k \sin \theta_g / c_0) \cdot f_d}, \dots, e^{i2\pi(2z_k \sin \theta_g / c_0) \cdot (F-1)f_d}]^T$ 。  $W = [v(z_1), \dots, v(z_K)]^T \in \mathbf{C}^{K \times T}$  为稀疏信源矩阵, 具有行稀疏性, 表示声源深度域扫描范围上存在信号与否。

根据上节仿真, 单个近海面目标在接收阵上会在正负两个掠射角处形成干涉结构, 两个掠射角的干涉结构均可以估计得到声源深度。为了估计结果的稳定性, 将两个掠射角信息综合使用, 将其作为观测数据的两次快拍, 基于多快拍 SBL 模型进行声源深度估计。

### 3.3 基于 SBL 的声源定位性能仿真分析

采用上节仿真环境, 利用 16 元垂直阵列接收目标信号, SBL 在波束形成时扫描角度范围为  $-90^\circ \sim 90^\circ$ , 扫描间隔为  $1^\circ$ , 对于单目标情况, SBL 方法的仿真结果如图 5 所示, 正方向来波对应 SBSR 与 BSR 两条声线, 负方向来波对应 SBR 与 BR 两条声线。由图 5(a)(b) 可见, 相比传统波束形成方法, SBL 角度分辨力更强, 具有更窄的主瓣, 不会在对称来波方向形成栅瓣进而对对称方向形成的干涉结构造成影响, 从而可以充分利用两个来波方向形成的干涉结构进行声源定位, 提高了定位效果, 如图 5(c)(d) 所示。

对于多目标情况, 根据上节仿真条件, 采用 SBL 方法在不同频率窄带范围内进行声源定位, 由图 6 看出, SBL 算法可以提高目标估计的性能, 提升该方法的多目标分辨性能。当存在栅瓣干扰时, 需要考虑原有频率干涉结构被破坏的程度, 当干涉结构比较完整时, SBL 算法可以避免栅瓣影响, 提升位置估计性能, 而当干涉结构破坏严重时则无法准确定位。这是波束形成方法的固有限制决定的, 高分辨算法并不能完全解决栅瓣干扰的问题。但从图 7

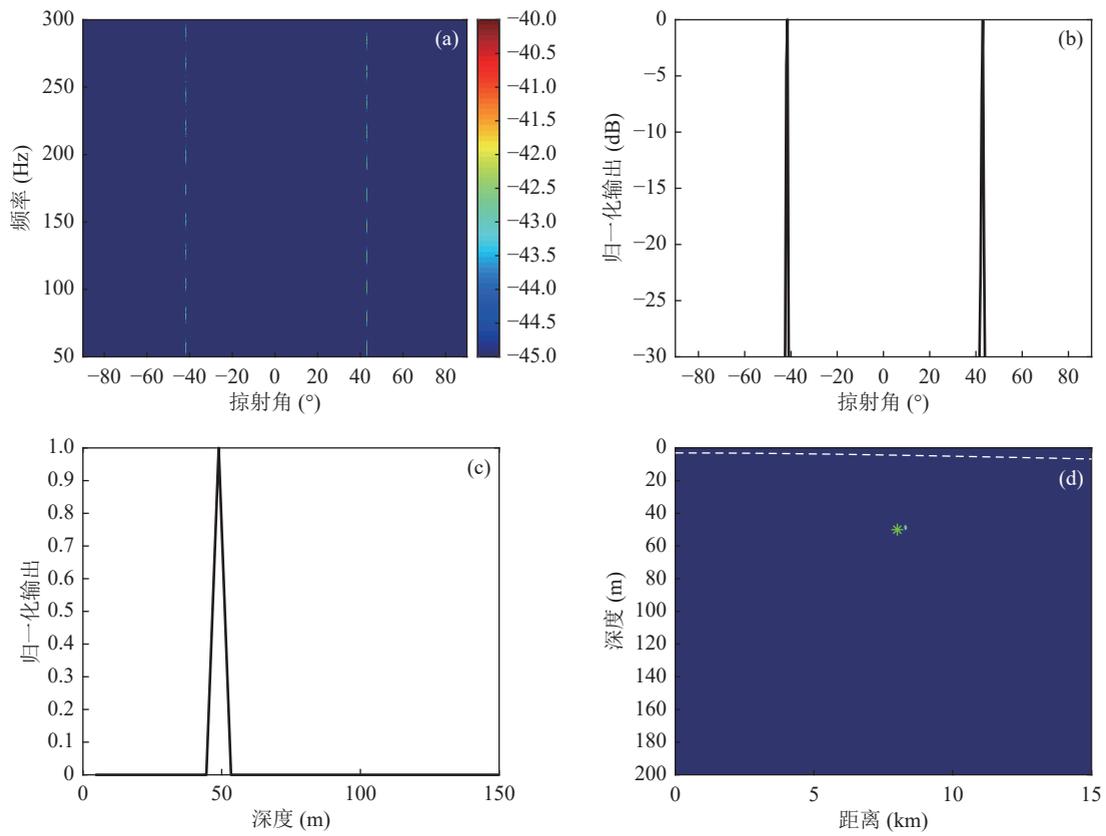


图 5 声源定位结果 (SBL 方法) (a) 50~300 Hz, 波束输出图; (b) 宽带声源方位估计; (c) 目标深度提取; (d) 最终定位结果

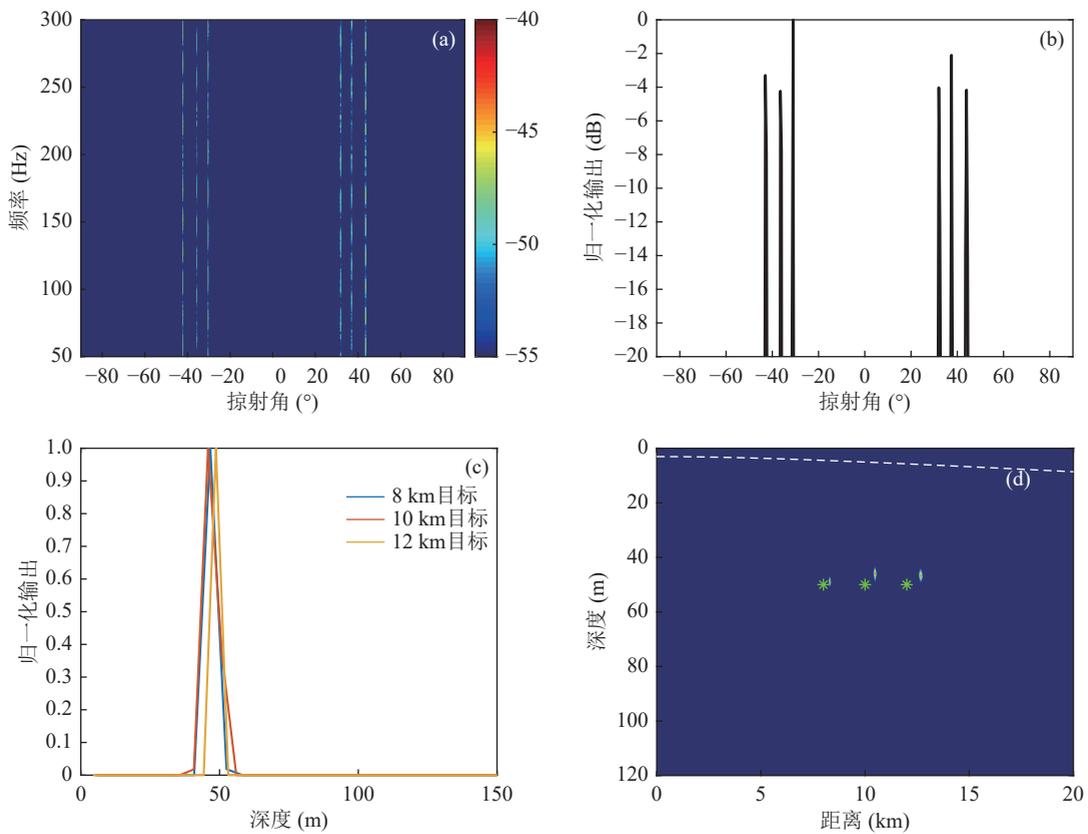


图 6 多目标定位效果 (SBL 方法) (a) 50~300 Hz, 波束输出图; (b) 宽带声源方位估计; (c) 目标深度提取; (d) 最终定位结果

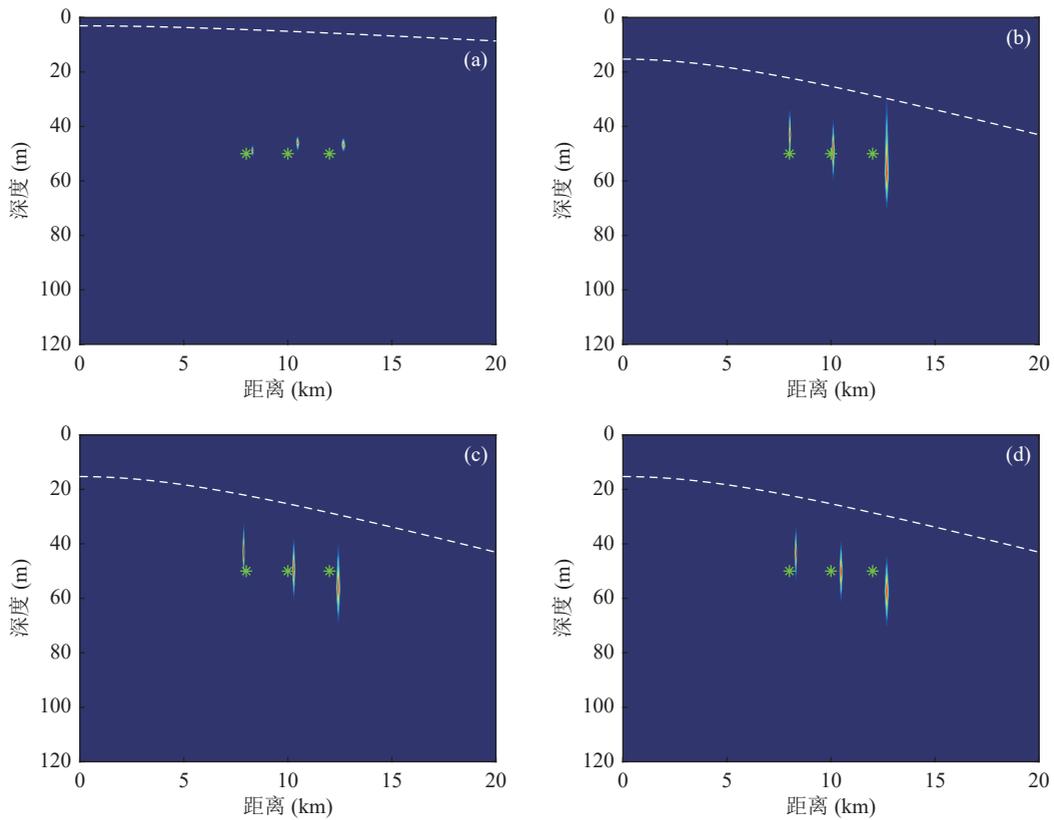


图 7 不同频带下多目标定位效果 (SBL 方法) (a) 50~300 Hz 频带; (b) 50~100 Hz 频带; (c) 150~200 Hz 频带; (d) 250~300 Hz 频带

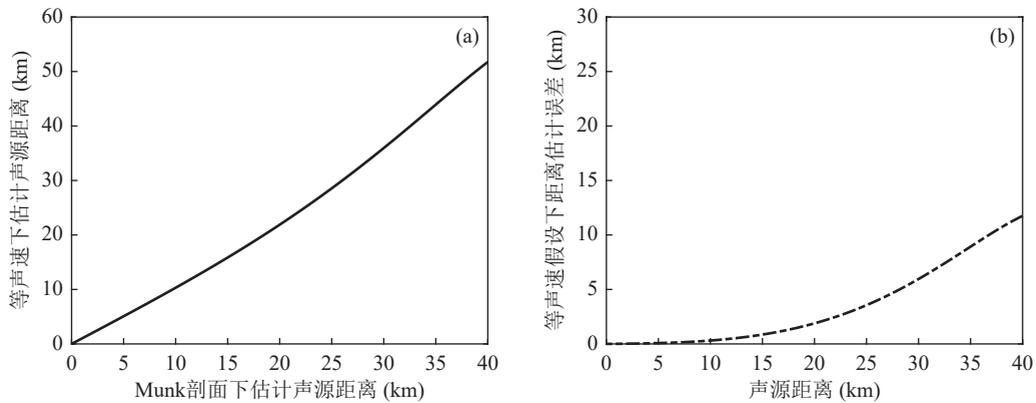


图 8 等声速假设下声源距离估计误差 (a) 等声速估计结果与 Munk 剖面对比; (b) 理论距离估计误差

看, SBL 算法的高分辨可以使主瓣和栅瓣都更窄, 使栅瓣对来波方向干涉结构的影响降低, 各频带都可实现高分辨定位, 这在一定程度上提高了方法的适用性。

### 3.4 误差分析

#### 3.4.1 声速剖面对声源距离估计的影响

上述声源位置估计方法建立在理想等声速模型假设上, 为研究实际声速剖面对该方法的影响, 对比分析深海典型声速剖面 Munk 剖面与理想等声速剖面的估计结果。声源和接收阵都位于海水表层, 声

线需经海底反射到达, 因此可近似认为距离只与声线掠射角有关。根据深海射线声传播模型, 通过声源处的掠射角可以计算本征声线的水平传播距离:

$$r(\theta_s) = \cos \theta_s \int_{z_s}^{z_r} \frac{dz}{\sqrt{(c(z_s)/c(z))^2 - \cos^2 \theta_s}}, \quad (29)$$

其中,  $\theta_s$  为声线在声源处的掠射角,  $z_s$  和  $z$  分别为声源深度和接收深度。认为接收掠射角和声源掠射角近似相等, 由此可以得到 Munk 剖面 and 等声速条件下声源距离的估计。由图 8 可见, 距离估计误差在近距离内随声源距离增加变化较慢, 到 20 km 处误差

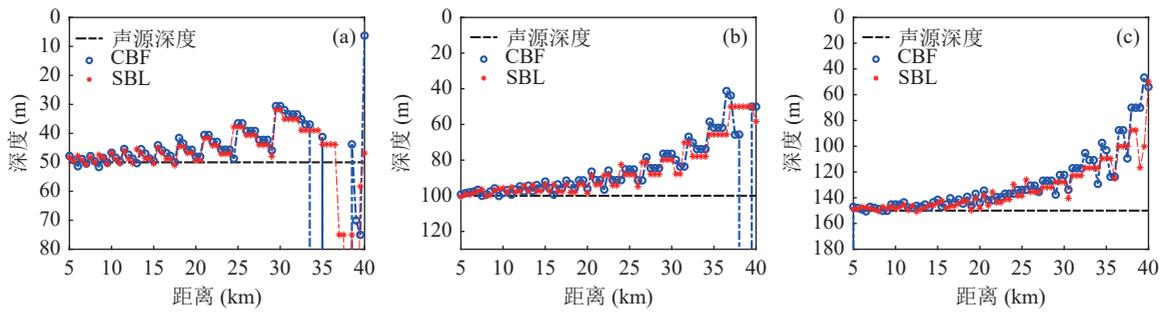


图9 等声速假设对声源深度估计影响 (a) 50 m 声源; (b) 100 m 声源; (c) 150 m 声源

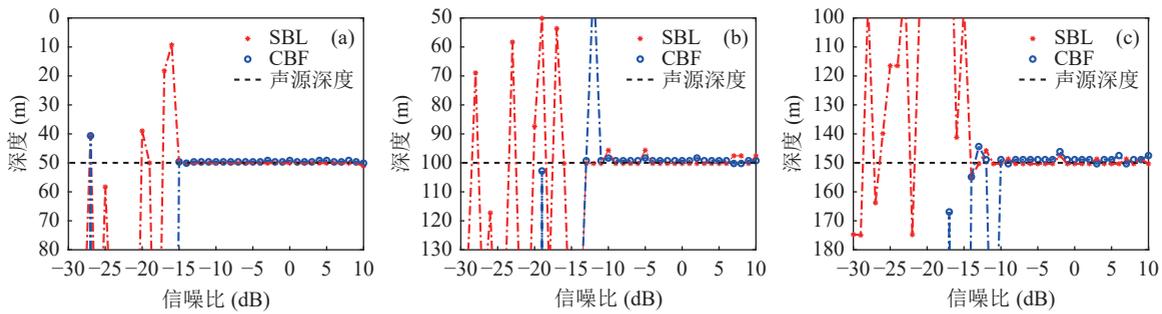


图10 信噪比对声源深度估计影响 (a) 50 m 声源; (b) 100 m 声源; (c) 150 m 声源

小于 2 km, 在远距离情况下估计误差随声源距离增加而增加较快, 到 30 km 处误差小于 6 km。

### 3.4.2 声速剖面对声源深度估计的影响

声速剖面对声源深度估计的影响不同于距离, 声源深度为 50 m, 100 m, 150 m 的仿真结果分别如图 9(a)(b)(c) 所示, 在 20 km 的范围内, 深度估计结果相对较为稳定, 深度估计误差在 10 m 以内, SBL 算法和传统方法区别不大。然而, 当深度超过 20 km 时, 深度估计结果开始出现显著下降。这种估计误差的增加可以归因于等效声速剖面误差的存在, 误差随距离增加而显著增加, 说明声速剖面误差对深度估计的影响随距离逐渐加大。深海中声速剖面分布并不是理想的等声速分布, 而是存在深海声道轴, 当深度超过 20 km 时, 声速剖面误差的积累效应开始显现, 从而导致深度估计性能明显下降。

### 3.4.3 接收信噪比对声源深度估计的影响

由图 10 仿真结果可见, 三种情况下 SBL 算法和传统方法在深度估计方面表现相似, 不同信噪比条件下效果相对一致, 但不同声源深度对不同信噪比下深度估计结果略有影响。在本仿真环境中对于不同深度声源, 信噪比高于 -10 dB 以上时, SBL 算法和传统方法都能够稳定地实现定位效果。

这种一致性体现了 SBL 算法的优秀能力, 在提供更高的位置分辨率的同时, 在低信噪比环境下仍能与传统算法保持相近性能, 能够对声源深度进行

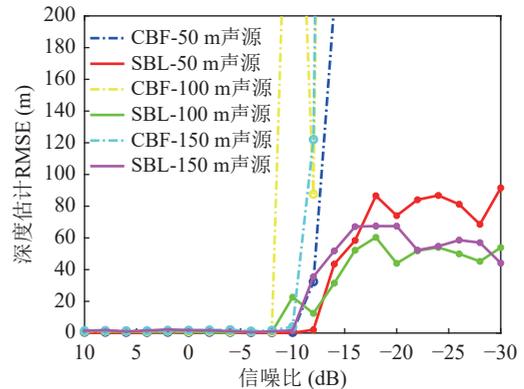


图11 不同信噪比下深度估计性能

准确估计, 而不易受噪声的干扰。采用蒙特卡罗方法仿真 SBL 算法与传统方法在不同信噪比环境下深度估计结果的稳定性, 平均深度估计误差  $E_m$  定义为均方根误差:

$$E_m = \sqrt{\frac{1}{N_m} \sum_{n=1}^{N_m} (\hat{z} - z_s)^2}, \quad (30)$$

其中,  $\hat{z}$  为估计声源深度,  $N_m$  为进行蒙特卡罗检验的次数。此处  $N_m = 100$ , 即每个信噪比条件下分别使用 SBL 方法和传统方法进行 100 次深度估计, 仿真结果如图 11 所示。SBL 算法通过对声源位置的压缩感知和稀疏表达, 能够有效地抑制旁瓣和栅瓣, 并在 -10 dB 以上的信噪比环境下仍可保持算法估计性能。

## 4 实验数据处理与验证

### 4.1 实验概况

实验数据来自 2022 年 9 月在中国南海某海区进行的深海声传播实验, 实验信号采用拖曳发射和定点发射两种作业方式。

拖曳发射时声源以 150 m 左右深度由近及远驶离接收阵, 同时发射 190~260 Hz 的线性调频信号, 具体拖曳深度由设备自带深度传感器读取; 定点实验时声源位于接收阵 24 km 处, 在 50 m, 100 m, 150 m 深度分别发射 200~400 Hz 的双曲调频信号。

接收阵列采用 16 元深海均匀垂直阵, 阵元间隔 6 m, 最上端位于海面下 120 m, 各阵元深度由该阵元处布放的深度传感器校正, 垂直阵采样率为 25600 Hz。实验环境如图 12(a) 所示。

水文数据由投弃式温盐深仪测量获得, 测量最大深度为 2000 m, 海面存在约 36 m 深的表面声道, 深海声道轴约在 1130 m 处, 到 2000 m 深度时温度和盐度基本恒定, 2000 m 以下深度的声速剖面由深海声速经验公式结合水文测量值补全, 补全后的整体声速剖面如图 12(b) 所示。实验所在海域海深变化不大, 所使用的信号频段也相对较低, 可近似认为是水平不变的环境, 平均海深为 3803 m, 海深主要影响距离估计而不影响深度估计。

近海面接收阵受海面风力影响和海流影响, 易产生偏移误差。一方面, 垂直偏移影响波束形成时的相位补偿, 会对此方法产生影响, 对此可以采用该阵元处布放的深度传感器校正深度; 另一方面, 水平偏移会影响阵形, 使阵列不再垂直接收, 而是产生一个倾斜角, 这会对实际波达角度估计产生影响, 但校正深度后对声源深度估计影响较小, 主要影响声源距离估计结果。在本次实验期间, 实验海况较为良

好, 接收阵元深度由深度传感器在实验期间测量的平均值确定。

### 4.2 实验数据处理

为了观察声源在不同距离下受栅瓣干扰的情况, 取声源距离分别在 6 km, 11 km 和 16 km 处的接收信号进行宽带波束形成, 分别采用 CBF、最小方差无失真响应算法 (MVDR) 和 SBL 方法处理, 结果如图 13 所示, 可见同仿真结果吻合, 信号在垂直阵的正负对称方向上形成了类似的干涉结构, 两个方向信号强度并无明显不同, 且受阵元间距影响会在波束形成时形成栅瓣。在此次实验条件下, 6 km 以内及 16 km 以外传统波束形成方法产生的栅瓣均不会影响来波方向的主瓣干涉结构, 能够有效实现声源位置估计; 而在 6~16 km 范围内, 正负两个来波方向形成的栅瓣会和对称位置的主瓣混叠, 严重影响频率干涉结构, 从而无法实现声源位置估计。

对三个位置的实验数据分别采用 MVDR 方法、SBL 方法和 CBF 方法分别进行 DOA 估计和深度估计, 结果如图 14 和图 15 所示。在 DOA 估计上, 相对 CBF 和 MVDR 方法, SBL 方法具有更高的分辨力和更低的旁瓣, 对栅瓣有更好的抑制能力, 可以一定程度上避免栅瓣对干涉结构的破坏, 在到达角和深度估计上表现出更好的性能。SBL 算法在声源定位和声信号处理领域具有广泛的应用前景, 在提高测量精度和减少干扰方面有重要意义。对于特定的应用场景, 仍需要根据实际需求综合考虑, 选择合适的算法。

对于多目标定位场景, 根据声场的可加性, 将拖曳声源在不同距离处两个接收信号叠加视为存在不同距离的两目标时的接收信号。使用传统变换方法和 SBL 方法分别对该叠加信号进行目标定位, 结果如图 16 所示。多次谱变换的传统方法由于波束形成时多目标栅瓣互相干扰, 使得变换到目标距离-深

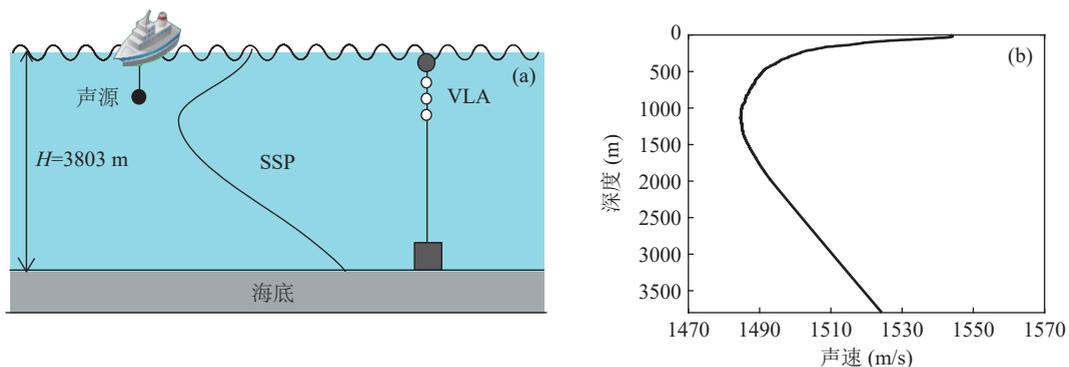


图 12 实验环境概况 (a) 实验环境示意图; (b) 实测声速剖面

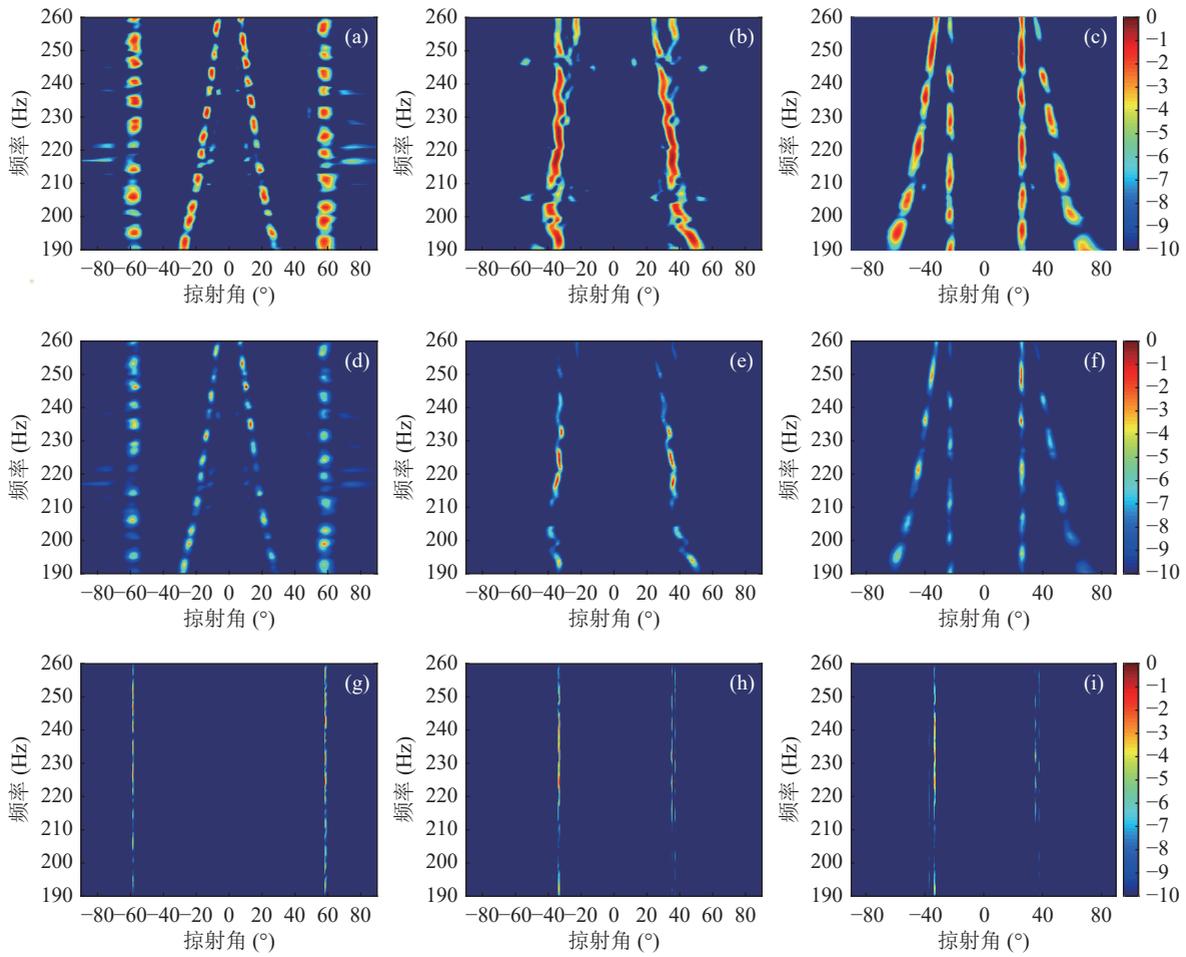


图 13 不同距离接收信号波束输出图 (a) 6 km 声源 CBF; (b) 11 km 声源 CBF; (c) 16 km 声源 CBF; (d) 6 km 声源 MVDR; (e) 11 km 声源 MVDR; (f) 16 km 声源 MVDR; (g) 6 km 声源 SBL; (h) 11 km 声源 SBL; (i) 16 km 声源 SBL

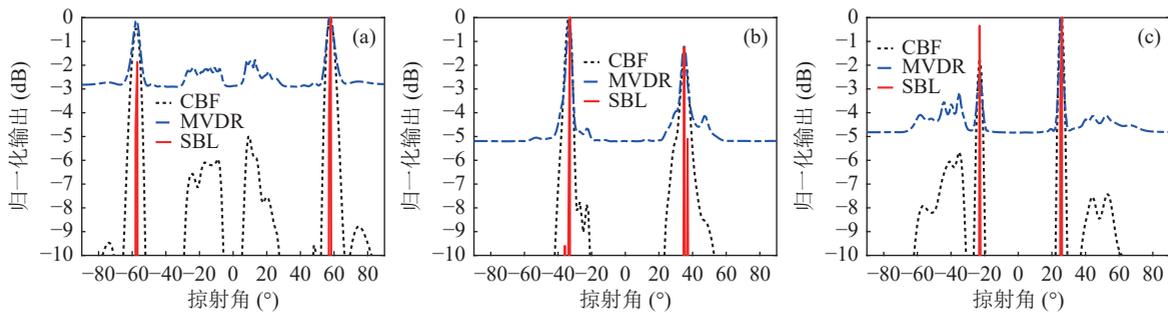


图 14 不同方法方位估计效果对比 (a) 6 km 声源; (b) 11 km 声源; (c) 16 km 声源

度域时会产生海面和水下多个伪峰,影响目标的准确定位,而 SBL 方法可以有效避免栅瓣变换产生的伪峰,提高目标估计的准确性。

对拖曳实验中发射的调频信号进行处理,考虑声源距离为 15~30 km 的信号,在此范围内既不会存在栅瓣对干涉结构的影响,也不会受直达声线和反转声线的干扰,更有利于声源定位。根据 3.4.2 节仿真结果,由于声速剖面不是理想等声速,声源估计深度会随声源距离增加而偏小,在此可以用实测声速

剖面先仿真不同距离下的深度估计误差,然后将其补偿到数据结果当中,深度补偿后的结果和误差如图 17 所示,CBF、MVDR 和 SBL 方法的平均深度估计误差相差不大,分别为 22.24 m, 22.92 m, 16.14 m。频带较窄影响估计结果的稳定性,一是因为频带较窄时会降低深度估计的分辨力,增大估计误差,二是因为频带较窄时算法稳定性较差,在某子带内干涉结构不清晰或被破坏时,更宽的频带有助于保持结果的稳定性。

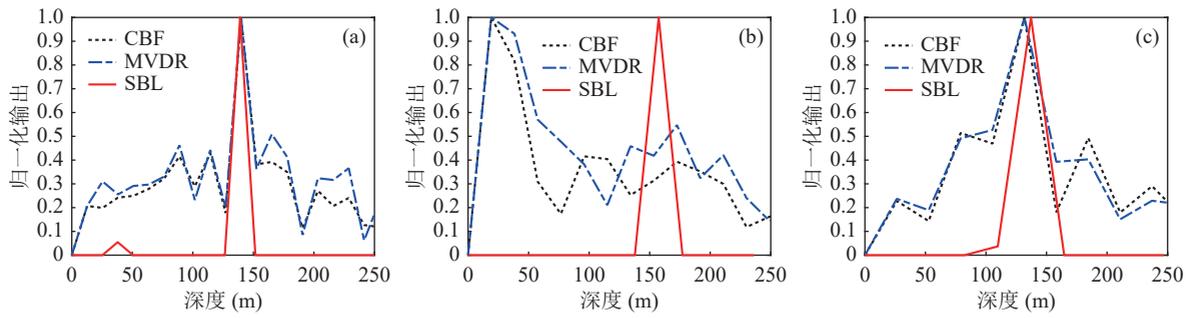


图 15 不同方法深度估计效果对比 (a) 6 km 声源; (b) 11 km 声源; (c) 16 km 声源

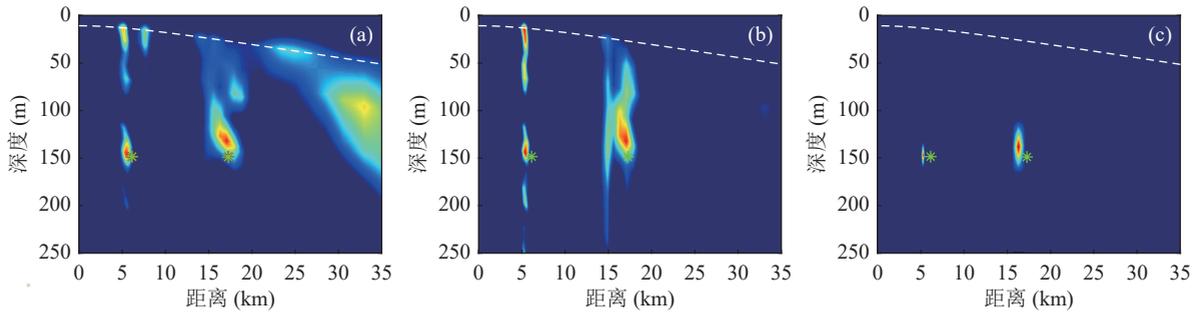


图 16 不同方法目标定位效果对比 (a) CBF 定位结果; (b) MVDR 定位结果; (c) SBL 定位结果

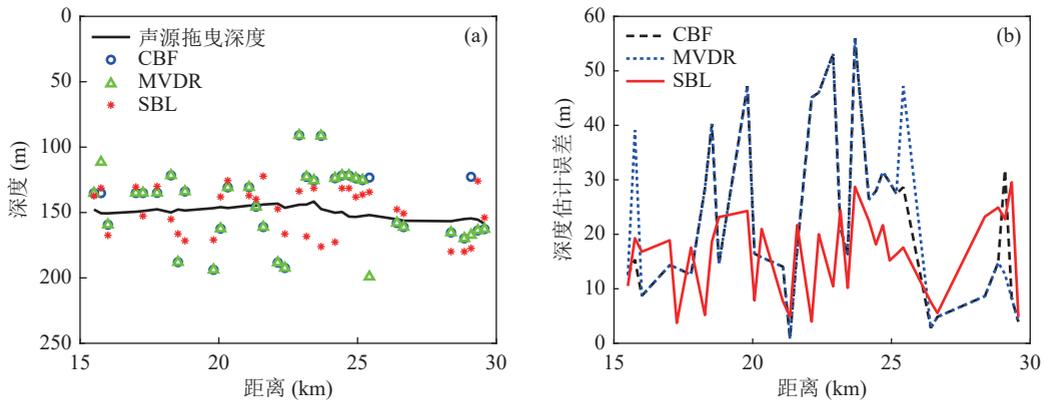


图 17 实验期间发射信号深度估计 (a) 不同方法深度估计结果; (b) 深度估计误差

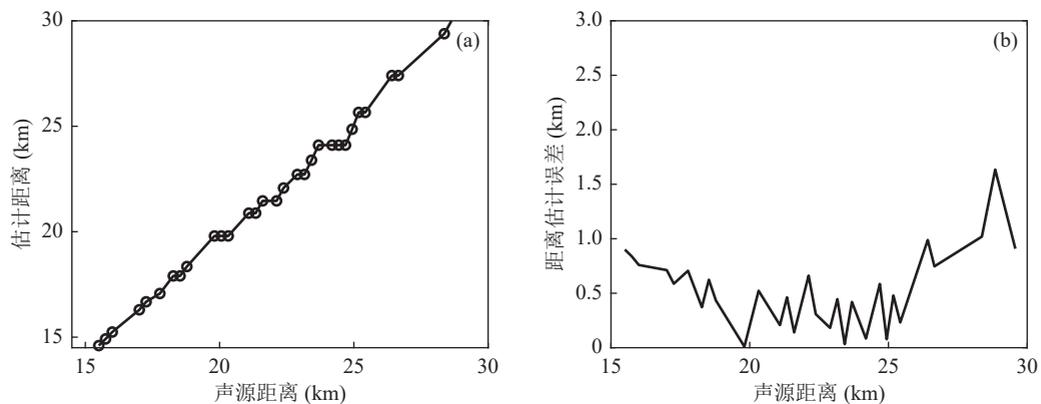


图 18 实验期间发射信号距离估计 (a) 声源距离估计结果; (b) 距离估计误差

拖曳声源距离估计结果表现较好, 三种算法的估计结果一致, 如图 18 所示, 在 16~30 km 内, 距离估计误差先减小后增大, 最大估计误差不超过 2 km, 优

于仿真结果。其原因可能是将接收掠射角近似为声源出射角造成的误差, 和等声速近似造成的距离估计误差产生反向叠加, 进而导致估计结果误差较小。

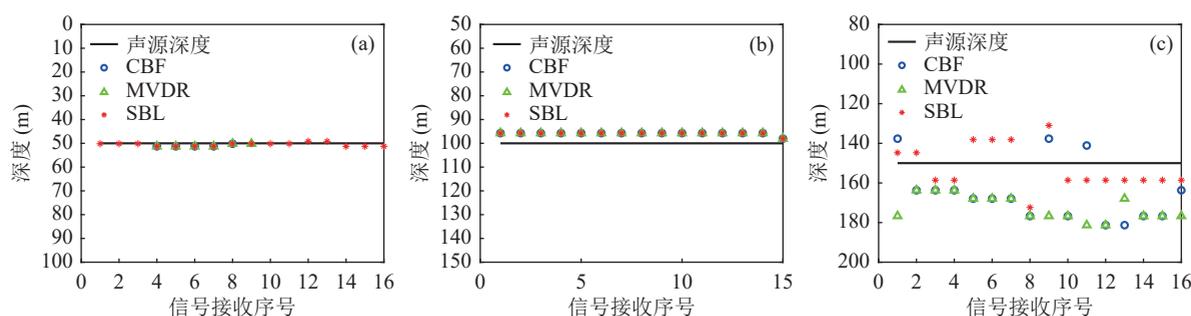


图 19 不同深度连续深度估计图 (a) 50 m 声源; (b) 100 m 声源; (c) 150 m 声源

使用 200~400 Hz 的双曲调频信号进行进一步定点实验, 在 24 km 的距离上将声源吊放于 50 m, 100 m, 150 m 三个深度上进行信号的连续发射, 验证更宽频带下估计结果的稳定性, 同样补偿了实测声速在该距离下对估计结果的影响。如图 19 所示, 在 24 km、200 Hz 带宽下, 对于 50 m 深度声源, SBL 方法可以准确估计出声源深度, 而 CBF 和 MVDR 方法无法稳定准确地得出结果; 对于 100 m 深度声源, 三种方法均可以准确稳定地估计出声源深度; 对于 150 m 深度声源, 三种方法估计结果不稳定。根据实验数据, SBL 方法更接近真实结果, 误差存在的原因可能是声源深度位于深度定位网格交界处附近, 易产生深度估计结果的波动。

## 5 结论

本研究提出了一种基于稀疏贝叶斯学习的深海声影区宽带声源高分辨无源定位方法, 解决了传统多重谱分析过程中产生的干涉结构不完整、深度估计分辨率较差等问题, 实现了深海影区多目标情况下的高分辨声源位置估计, 有效探测距离拓展至 16~30 km, 且无需依赖精确海洋环境参数。稀疏贝叶斯学习方法通过压缩感知机制抑制旁瓣和栅瓣干扰, 在 -10 dB 以上信噪比条件下保持稳定的距离与深度分辨力, 其多目标定位能力优于传统多重谱分析方法, 但受物理原理限制, 密集目标场景仍存在限制。深海实验结果表明, 该方法对窄带信号具有环境鲁棒性, 且垂直阵阵形误差影响较小, 在深海声影区声源定位中具备良好的有效性和显著的工程应用潜力。

## 参 考 文 献

- 1 杨坤德, 李辉, 段睿. 深海声传播信道和目标被动定位研究现状. *中国科学院院刊*, 2019; **34**(3): 314–320
- 2 苏林, 马力, 宋文华, 等. 声速剖面对不同深度声源定位的影响. *物理学报*, 2015; **64**(2): 272–279
- 3 McCargar R K, Zurk L M. Depth-based suppression of moving interference with vertical line arrays in the deep ocean. *J. Acoust. Soc. Am.*, 2012; **132**(3): 2081
- 4 McCargar R K, Zurk L M. Depth-based signal separation with vertical line arrays in the deep ocean. *J. Acoust. Soc. Am.*, 2013; **133**(4): 320–325
- 5 Kniffin G P, Boyle J K, Zurk L M, et al. Performance metrics for depth-based signal separation using deep vertical line arrays. *J. Acoust. Soc. Am.*, 2016; **139**(1): 418–425
- 6 Duan R, Yang K D, Ma Y L, et al. A reliable acoustic path: Physical properties and a source localization method. *Chin. Phys. B*, 2012; **21**(12): 276–289
- 7 Duan R, Yang K, Li H, et al. A performance study of acoustic interference structure applications on source depth estimation in deep water. *J. Acoust. Soc. Am.*, 2019; **145**(2): 903–916
- 8 Duan R, Yang K, Ma Y, et al. Moving source localization with a single hydrophone using multipath time delays in the deep ocean. *J. Acoust. Soc. Am.*, 2014; **136**(2): 159–165
- 9 Yang K D, Xu L, Yang Q, et al. Striation-based source depth estimation with a vertical line array in the deep ocean. *J. Acoust. Soc. Am.*, 2018; **143**(1): 8–12
- 10 Li H, Yang K D, Duan R, et al. Joint estimation of source range and depth using a bottom-deployed vertical line array in deep water. *Sensors*, 2017; **17**(6): 1315
- 11 Zheng G Y, Yang T C, Ma Q M, et al. Matched beam-intensity processing for a deep vertical line array. *J. Acoust. Soc. Am.*, 2020; **148**(1): 347–358
- 12 Zhou L S, Zheng G, Yang T C. Target depth estimation by frequency interference matching for a deep vertical array. *Appl. Acoust.*, 2022; **186**: 108493
- 13 王文博, 苏林, 王臻, 等. 利用宽带声场频率-掠射角干涉结构的深海直达声区目标深度估计方法. *声学学报*, 2021; **46**(2): 161–170
- 14 Li H, Wang T, Su L, et al. High-resolution passive depth estimation for broadband sources in deep water based on orthogonal matching pursuit algorithm. *Appl. Acoust.*, 2023; **208**: 109383
- 15 翁晋宝, 李风华, 郭永刚. 典型深海声场频率-距离干涉结构分析及实验研究. *声学学报*, 2016; **41**(3): 330–342
- 16 翁晋宝, 杨燕明. 深海中利用单水听器的影区声源无源测距测深方法. *声学学报*, 2018; **43**(6): 905–914
- 17 唐帅, 笄良龙, 徐国军, 等. 基于波导不变量的深海船舶噪声特征研究. *船舶力学*, 2018; **22**(7): 888–895
- 18 朱方伟, 郑广赢, 刘福臣. 基于深海海底反射区匹配到达结构的声源深度估计方法. *哈尔滨工程大学学报*, 2021; **42**(10): 1510–1517

- 19 徐嘉璘, 郭良浩, 闫超. 利用深海海底声反射区频域干涉结构的声源深度估计方法. *声学学报*, 2023; **48**(3): 425–436
- 20 Tipping M E. Sparse Bayesian learning and the relevance vector machine. *J. Mach. Learn. Res.*, 2001; **1**(3): 211–244
- 21 Malioutov D, Cetin M, Willsky A S. A sparse signal reconstruction perspective for source localization with sensor arrays. *IEEE Trans. Signal. Process.*, 2005; **53**(8): 3010–3022
- 22 Gerstoft P, Mecklenbrauker C F, Xenaki A, *et al.* Multisnapshot sparse Bayesian learning for DOA. *IEEE Signal Proc. Lett.*, 2016; **23**(10): 1469–1473
- 23 Nannuru S, Koochakzadeh A, Gemba K L, *et al.* Sparse Bayesian learning for beamforming using sparse linear arrays. *J. Acoust. Soc. Am.*, 2018; **144**(5): 2719–2729
- 24 Gemba K L, Nannuru S, Gerstoft P, *et al.* Multi-frequency sparse Bayesian learning for robust matched field processing. *J. Acoust. Soc. Am.*, 2017; **141**(5): 3411–3420
- 25 Ma X, Li J, Huang Y, *et al.* Measurement of echo reduction for passive-material samples using sparse Bayesian learning and least squares estimation. *J. Acoust. Soc. Am.*, 2021; **150**(5): 3251–3262
- 26 Jensen F B, Kuperman W A, Porter M B, *et al.* Computational ocean acoustics. New York: Springer, 2011: 65–153
- 27 Porter M B, Bucker H P. Gaussian beam tracing for computing ocean acoustic fields. *J. Acoust. Soc. Am.*, 1987; **82**(4): 1349–1359

## 声学消息

### 王季卿教授去世

我国著名建筑声学家、建筑技术科学专家、建筑物理教育家, 同济大学物理科学与工程学院声学研究所、建筑与城市规划学院教授王季卿同志于 2025 年 3 月 2 日因病医治无效, 在美国旧金山逝世, 享年 96 岁。

王季卿教授 1929 年 12 月出生于上海。1951 年 6 月毕业于之江大学建筑系, 并到上海震旦大学工学院工作, 1952 年 9 月院系调整到同济大学, 在建筑系、声学研究所长期从事建筑声学的教学和科研工作。1956 年加入九三学社, 曾担任上海市第七、八届政协委员, 九三学社第八、九届中央委员、同济大学主委。

王季卿教授曾任中国声学学会常务理事、全国声学标准化技术委员会委员、上海市声学学会理事长、中国建筑学会建筑物理委员会主任, 是中国声学学会首批会士。王季卿教授曾担任《声学学报》(中、英文版)编委, 《声学技术》主编、《噪声与振动控制》副主编, 以及《应用声学》、《Building Acoustics》(英国主办)等学术期刊的编委。

王季卿教授治学严谨, 锐意创新, 桃李满天下。主编、合著和译著出版十六部专著, 发表二百余篇学术论文, 主持起草五项国家标准, 其中《建筑隔声测量规范》获建设部科技成果二等奖。他在厅堂音质和房屋隔声领域作出了突出贡献, 是我国建筑声学学科的开拓者之一。王季卿教授在传统戏场方面的研究成果, 受到国内外建筑界和声学界广泛关注。

王季卿教授长期活跃于国际声学舞台, 推动了我国建筑声学研究的国际化交流。鉴于其在建筑声学领域的学术成就和促进国际学术交流方面的杰出贡献, 2000 年他被授予改革开放后的第一位中国籍美国声学学会荣誉会士。

王季卿教授的逝世是中国声学界的重大损失。

沉痛悼念并深切缅怀王季卿教授!

(同济大学 毛东兴、莫方朔 2025 年 3 月)