

频率自适应最优权重阵列干涉条纹处理技术^{*}

徐国军 赵建昕 笪良龙[†] 韩 梅

(海军潜艇学院 青岛 266199)

2016 年 1 月 28 日收到

2016 年 6 月 3 日定稿

摘要 考虑长基线水平阵列波束形成对声场模式呈现的滤波特征,建立了一种随频率改变滤波通带的阵列权矢量设计方法。基于简正波理论,结合声场波束形成特点,在分析了常规波束形成信号 LOFAR 谱图干涉条纹的清晰度和条纹结构不同于单水听器输出信号条纹现象基础上,采用线性等式约束的二次优化模型,给出了一种频率自适应的最优权重估计。数值仿真验证和试验数据分析表明,利用该方法设计的最优权重阵列波束处理,可以滤波出 SRBR (Surface-Reflected Bottom-Reflected) 或 N-SRBR (Non-Surface-Reflected Bottom-Reflected) 模式组成的波束形成信号,信号谱图干涉条纹斜率与理论分析基本一致。

PACS 数: 43.30, 43.60

A frequency adaptive optimal array weighted method of interference striations

XU Guojun ZHAO Jianxin DA Lianglong HAN Mei

(Navy Submarine Academy Qingdao 266199)

Received Jan. 28, 2016

Revised Jun. 3, 2016

Abstract Considering the filter properties of the long horizontal line array (HLA) to the sound field modes, we established an adaptive optimal method to design HLA weights, which can change the filter pass band with the frequency. Using the normal modes theory and combining with the feature of the sound field HLA beam forming, and analyzing the differences of definition and slope in the LOFAR (Low Frequency Analysis Recording) spectrogram between the single-hydrophone and the beam former, a frequency adaptive optimal estimate was obtained by solving a quadratic optimization model with linear equality constraint. The numerical simulation and the experimental data analysis indicated that we can obtain the beam former signal with the designed optimal array weight which was made up by the Surface-Reflected Bottom-Reflected modes or Non-Surface-Reflected Bottom-Reflected modes. The slope of striations in the signal spectrogram fitted well with the theoretical analysis.

引言

无源定位是海洋声场波导不变量理论最直接的一个应用方向^[1-6]。文献 7 和文献 8 根据浅海声场波导不变量的特性,利用单水听器获取的信号时频谱干涉条纹,研究了目标的距离估计,其方法简单、直观。但是,由于单水听器通常是无指向性的,当海区存在多个目标声源时,在接收处各声源的信号相

互干涉,使水听器接收信号的条纹变得模糊,不利于目标的定位。为克服这一问题, T. C. Yang 提出了利用水平线阵基于均匀权重的波束形成方法,对线阵输出低频信号的干涉结构进行了分析^[9],发现线阵波束输出低频信号的 LOFAR (Low Frequency Analysis Recording) 谱图中仍然可观测到与单水听器呈现的几乎相同的干涉条纹结构,且干涉条纹更清楚,有利于目标的定位。林旺生等探讨了矢量水平线阵常规波束形成器的波束声强、声强流等干涉特性,同样

^{*} 教育部“新世纪优秀人才支持计划 NCET”项目和“国家 530 专项 2015 年军队项目”资助

[†] 通讯作者: 笪良龙, dalianglong@sohu.com

认为, 矢量水平线列阵常规波束形成器目标波束跟踪输出的波束声强、声强流、动能密度等输出呈现类似单基元的空(时)频率谱图, 尽管条纹强度、分布等条纹细节受波束图调制而产生变化, 但是条纹斜率不改变^[10]。余赟^[11-12]和 Altan Turgut^[13]在研究基于波导不变性的水下目标运动分析时, 都利用了均匀权重条件下的线列阵波束形成信号干涉条纹估计波导不变量数值, 并进一步用其对目标进行测距。

然而, 在上述文献的研究中, 均未考虑阵列长度、信号频率和环境声速信息等与波束形成信号之间的内在联系, 更没有研究阵元权矢量差异对于波束形成信号在声场模态的滤波特性。其波束形成过程仅针对短线阵及低频段信号, 忽视了阵长和分析频率与阵列波束响应函数主瓣宽度的关系, 以及主瓣宽度对输出条纹的影响。实际上, 当线阵变长时, 基于均匀权重的波束形成, 主瓣宽度变窄, 当宽度小于声场中第 1 号简正波模态与最大号简正波模态水平波数差(记为信号模态宽度, 随频率升高而变宽)时, 线阵输出信号只由部分模态组成, 这相当于是对输出信号的模态进行了滤波, 选择了较少的部分模态, 结果导致了其 LOFAR 谱图中干涉条纹结构相对于单水听器的干涉条纹结构发生了变化, 如本文中图 6、图 7 所示(后文将详细分析其原因)。因此, 当线阵长度较长或信号频率较高时, 在波束形成过程中存在着声场模态的滤波或选择问题。

一般认为, 海洋声场由两类简正波模态共同作用组成, 它们分别为 SRBR 模态和 N-SRBR 模态^[14-15], 其中 SRBR 模态形成的声场一般受到海底影响, 模态之间相互干涉生成的条纹对应的波导不变量约等于 1; 而 N-SRBR 模态一般为水体中传播的模态, 其形成的声场受海底影响较小, 模态之间相互干涉生成的条纹对应的波导不变量无统一数值。显然, 上述两种模态的有效分离对于海底地声参数反演^[16-18]、基于声场干涉结构的目标定位^[10-13](如仅利用 SRBR

模态形成声场展开研究)和水平阵匹配场定位^[19](如利用 N-SRBR 模态, 抑制海底地声参数误差的影响)都将提供一种全新的研究思路。

为此, 论文在探讨线阵长度对干涉结构影响机理的基础上, 利用线阵波束响应主瓣宽度与信号模态宽度的对比关系, 研究一种最优权重的线阵处理方法, 使阵列波束形成输出信号 LOFAR 谱图中呈现出模态滤波的结果。

论文首先在分析声场简正波分类的基础上, 利用群速度和相速度的关系, 讨论了不同类简正波模态构成声场的波导不变量值差异; 随后分析了均匀权重条件下, 长线阵波束输出信号 LOFAR 谱图中干涉条纹结构与频率、线阵长度的内在联系; 在此基础上, 利用函数逼近的思想, 构造了一个线性等式约束的二次优化模型, 并给出了一种频率自适应的最优权重设计方法, 使得阵列波束形成输出信号可以由确定类的简正波模态形成; 最后对算法进行了数值仿真和试验数据验证。

1 声场简正波分类与波导不变量

在水平不变的海洋环境中, 当声源和接收器之间的距离远大于海深时, 由简正波理论知, $(0, z_s)$ 处的点声源对距离为 r 、深度为 z 处产生的声压 $p(r, z, \omega)$ 为:

$$p(r, z, \omega) = \frac{i}{\sqrt{8\pi r \rho(z_s)}} e^{-i\pi/4} \sum_{m=1}^{\infty} \varphi_m(z_s) \varphi_m(z) \frac{e^{ik_{rm}r}}{\sqrt{k_{rm}}} \tag{1}$$

其中, $\varphi_m(z)$, k_{rm} 分别为第 m 号本征函数和水平波数。式 (1) 表明声场是由一系列简正波叠加而成, 每号简正波对应于一个水平波数。

依据文献 14 和文献 15 可将简正波分为两类: 海面反射-海底反射简正波 (SRBR) 和反转类简正波 (N-SRBR)。如图 1 所示, 其中 $c_{seafloor}$ 是底质声速

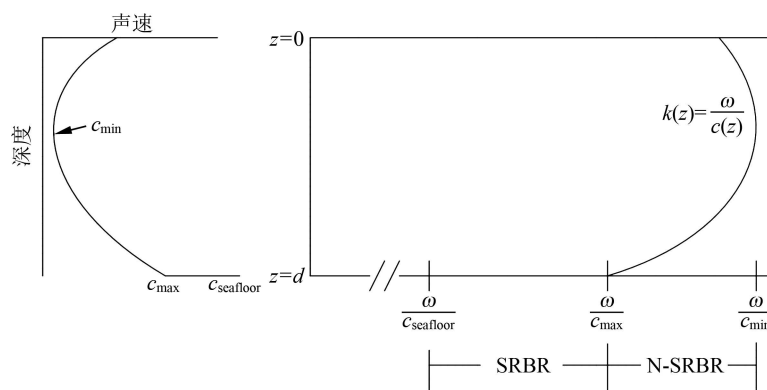


图 1 简正波类型与声速剖面关系图

(对于硬质海底可认为 $c_{\text{seafloor}} \approx \infty$), c_{max} 是水体最大声速, c_{min} 是水体的最小声速。SRBR 简正波水平波数或相速度满足 $\omega/c_{\text{seafloor}} < k_{rm} < \omega/c_{\text{max}}$ 或 $c_{\text{max}} < v_{pm} < c_{\text{seafloor}}$, N-SRBR 简正波水平波数或相速度满足 $\omega/c_{\text{max}} < k_{rm} < \omega/c_{\text{min}}$ 或 $c_{\text{min}} < v_{pm} < c_{\text{max}}$, v_{pm} 是第 m 号简正波的相速度。

由式 (1), 海洋声场环境中目标信号声强为:

$$I(r, \omega) = \sum_q A_q^2 + \sum_{m,l;m \neq l} A_l A_m \cos(\Delta k_{ml} r), \quad (2)$$

其中, m, l 分别是简正波号数, $\Delta k_{ml} = k_{rm} - k_{rl}$ 为水平波数差。由式 (2) 可知声强由两部分组成: 一部分是各个简正波自身随距离和频率缓慢改变, 另一部分由于余弦函数的周期性, 随距离变化而出现振荡, 而正是这种振荡导致了声强图上的干涉条纹。显然, 声强图中的明暗条纹是由一系列余弦波叠加形成。记:

$$I_{ml}(r, \omega) = A_l A_m \cos(\Delta k_{ml} r). \quad (3)$$

由文献 1 知, 对于特定的频率, 可由群慢度 S_g (群速度倒数) 与相慢度 S_p (相速度倒数) 表示波导不变

量为:

$$\frac{1}{\beta(S_p)} = -\frac{dS_g}{dS_p}. \quad (4)$$

图 2 和图 3 为某正梯度声速剖面 and 实测声速剖面与其简正波群速度与相速度关系图, 图中每点代表一号模态, 仿真时取信号频率 500 Hz, 声源、接收深度均为 10 m。

由图 2 可知, 相速度大于 1540 m/s 的各点可近似连成一条线段, 其斜率近似等于 -1, 而小于 1540 m/s 的各点则无这一特征。而图 3 中所有点可近似连成一条线段, 且斜率近似为 -1。结合图 1 可知, 对于图 2 所示剖面条件下, 简正波模态相速度满足 $1540 \text{ m/s} < v_{pm} < 1580 \text{ m/s}$ 时, 为 SRBR 模态, 在相速度大于 1540 m/s 的简正波模态中任取两个模态 m, l , 有 $\beta_{ml} \approx 1$ (即相速度大于 1540 m/s, 各模态组成的声场波导不变量为 1); 而相速度满足 $1500 \text{ m/s} < v_{pm} < 1540 \text{ m/s}$ 时, 为 N-SRBR 模态, 任取两模态 m, l 时, β_{ml} 值不统一。图 3 所示剖面可近似为均匀层, 其所有模态都为 SRBR 模态, 任取两模态其波导不变量 β_{ml} 值为 1。

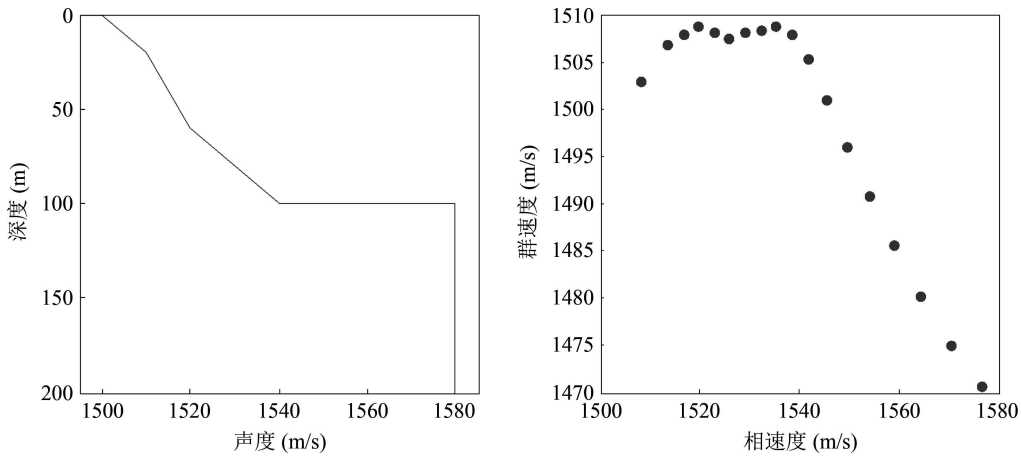


图 2 某正梯度声速剖面及群速度与相速度关系图

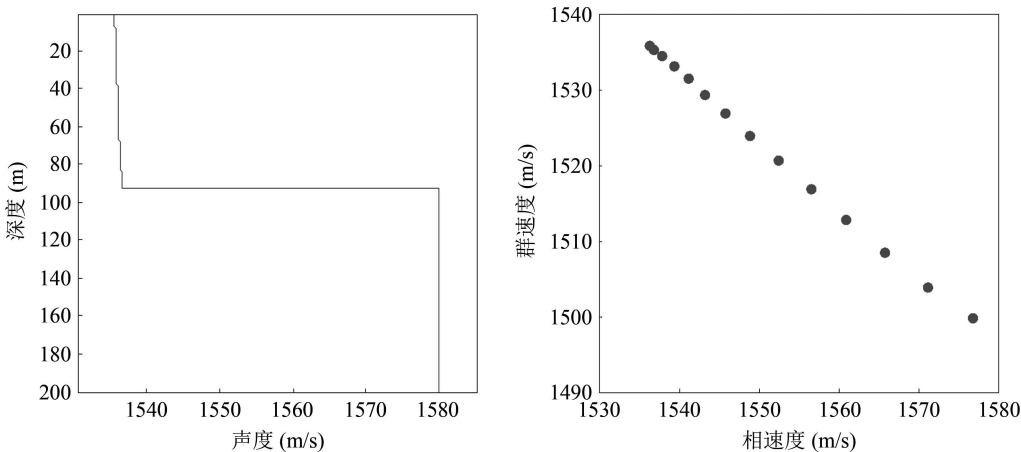


图 3 某实测声速剖面及群速度与相速度关系图

综上所述, 通过仿真数据分析可得出如下结论: 对于 SRBR 模态组成的声场有波导不变量值约等于 1, 而 N-SRBR 模态组成的声场其波导不变量值不确定。

2 均匀权重的线阵波束信号干涉条纹特征分析

对于水平线阵, 声信号的波束响应函数为^[9-10]:

$$\gamma_T(\omega, \theta_d, \theta_s, r_c; \mathbf{w}) = \sum_m A_m \exp(-ik_{rm}r_c) \gamma(\omega, k_d - k_{mS}; \mathbf{w}), \quad (5)$$

其中:

$$\gamma(\omega, k_d - k_{mS}; \mathbf{w}) = \sum_{n=1}^N \exp[i(k_0 \sin \theta_d - k_{rm} \sin \theta_s) d_j] w_n$$

为单频平面波的波束响应函数, $k_0 = \omega/c_0$ 为线阵深度对应声速 c_0 (实际可以取剖面中任意声速) 的水平波数, θ_d 和 θ_s 分别为线阵导向方位和目标方位与线阵法线的夹角, N 为线阵的阵元数, $k_d = k_0 \sin \theta_d$, $k_{mS} = k_{rm} \sin \theta_s$, $d_j = d(j-1) - d(N-1)/2$, $j = 1, 2, \dots, N$, d 为阵元间隔, $\mathbf{W} = [w_1, w_2, \dots, w_n]^T$ 为线阵各阵元权重向量。将波束响应函数的共轭相乘可得类似于声场声强表达式:

$$|\gamma_T(\omega, \theta_d, \theta_s, r_c; \mathbf{W})|^2 = \left| \sum_m A_m \exp(-ik_m r_c) \gamma(\omega, k_d - k_{mS}; \mathbf{W}) \right|^2 = \sum_m A_m^2 |\gamma(\omega, k_d - k_{mS}; \mathbf{W})|^2 + \sum_{m,l;m \neq l}^M A_m A_l \cos(\Delta k_{ml} r_c) \gamma(\omega, k_d - k_{mS}; \mathbf{W}) \gamma(\omega, k_d - k_{lS}; \mathbf{W}), \quad (6)$$

易见, 式 (6) 也存在引起干涉的 \cos 因子项, 其幅度受到 $\gamma(\omega, k_d - k_{mS}; \mathbf{W}) \gamma(\omega, k_d - k_{lS}; \mathbf{W})$ 的调制。

当阵元权重相等时, 即均匀权重条件下, 该调制项为:

$$\gamma(\omega, k_d - k_{mS}; \mathbf{W}) \gamma(\omega, k_d - k_{lS}; \mathbf{W}) = \left(\frac{\sin\left(\frac{Nd}{2}(k_0 \sin \theta_d - k_m \sin \theta_s)\right)}{\sin\left(\frac{d}{2}(k_0 \sin \theta_d - k_m \sin \theta_s)\right)} \right) \left(\frac{\sin\left(\frac{Nd}{2}(k_0 \sin \theta_d - k_l \sin \theta_s)\right)}{\sin\left(\frac{d}{2}(k_0 \sin \theta_d - k_l \sin \theta_s)\right)} \right). \quad (7)$$

图 4 给出了波束处理信号与单水听器接收信号的 LOFAR 谱图对比分析, 其中仿真条件为 51 元阵,

间距为 2 m, 显然, 两者的波导不变条纹形状基本一致, 阵列输出信号信噪比得到明显提高。

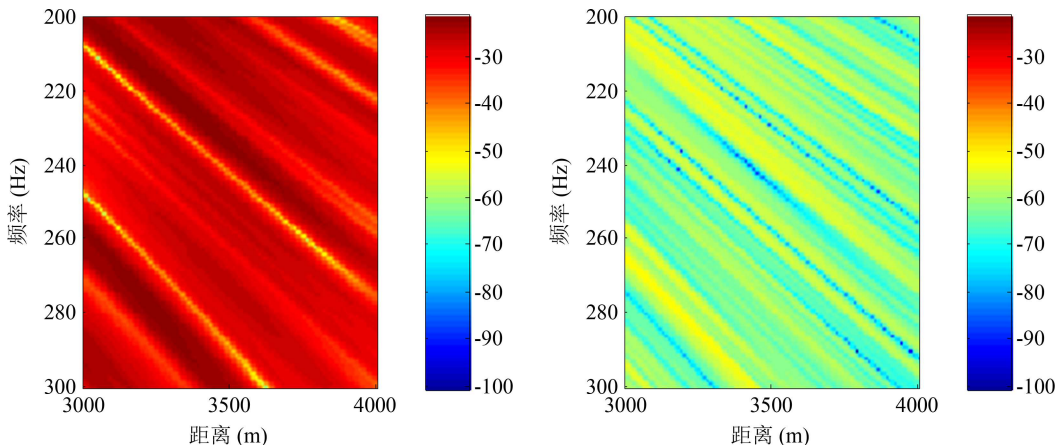


图 4 目标方位与线阵导向方位同为 90° 时的波束形成 (左) 与单水听器 (右) 输出条纹

记 $x = k_0 \sin \theta_d - k_m \sin \theta_s$, 注意到 $\sin b(x) = \sin(xNd/2)/\sin(xd/2)$ 为周期性函数, 如图 5 所示。当 $xNd/2 \ll \pi$ 时, 函数取最大值; 当 $xNd/2$ 增大, 函数值快速减小直至 $xd/2 \approx \pi$ 。在阵列导向方向与目标方位一致即 $\theta_d = \theta_s = \theta$ 时, 有 $x_m = k_0 - k_m$ 。令 $BW_{1/2}$ 为 $\sin b(x)$ 函数主瓣宽度一半 (即 $2\pi/Nd$), 当 $x_m > BW_{1/2}$ 时, 则 $\sin b(x)$ 取值较小, 则可认为第 m 号模态对阵列束形成信号贡献很小。

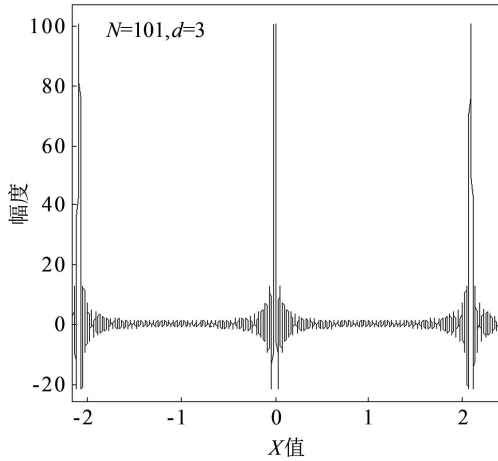


图 5 $\sin b(x)$ 函数响应图

分析式 (6) 和式 (7) 可知, 任意两号模态 m, l 干涉形成的条纹幅值由 $\sin b(x_m)$ 和 $\sin b(x_l)$ 乘积确定, 而 $x_m = (k_0 - k_m) \sin \theta$ 和 $x_l = (k_0 - k_l) \sin \theta$ 又分别与其模态水平波数和线阵波数 k_0 差有关 ($\theta_d = \theta_s = \theta$)。若 $x_m > BW_{1/2}$ 时, 无论 x_l 为何值, $\sin b(x_m)$ 和 $\sin b(x_l)$ 的乘积值都将较小, 此时有 m 号模态对声场的贡献可忽略。这正是均匀权重的线阵波束形成输出信号与单水听器输出信号干涉结构不一致的原因, 也是线阵波束形成可对模态进行滤波的原因。

此外, $\sin b(x)$ 的主瓣宽度为 $4\pi/Nd$, 这表明线阵的长度 (Nd) 与主瓣宽度成反比, 结合 $\sin b(x)$ 的窄波束响应特征以及式 (7) 的调制特点, 可见, 随着线阵长度的增加, 线阵波束形成输出信号逐渐呈现出模态选择特征。

在图 2 所示剖面环境中, 图 6 和图 7 分别给出了线阵深度 10 m、目标源深度 10 m、距离区间 3000~5000 m、分析频率区间为 300~600 Hz 和 1000~1400 Hz, 线阵长度分别取 300 m 和 100 m 时, 采用均匀权重处理获得的 LOFAR 谱图与单水听器接收信号 LOFAR 谱图输出对比结果。可见随着线阵长度的增加和频率的提高, 线阵输出条纹与单水听器

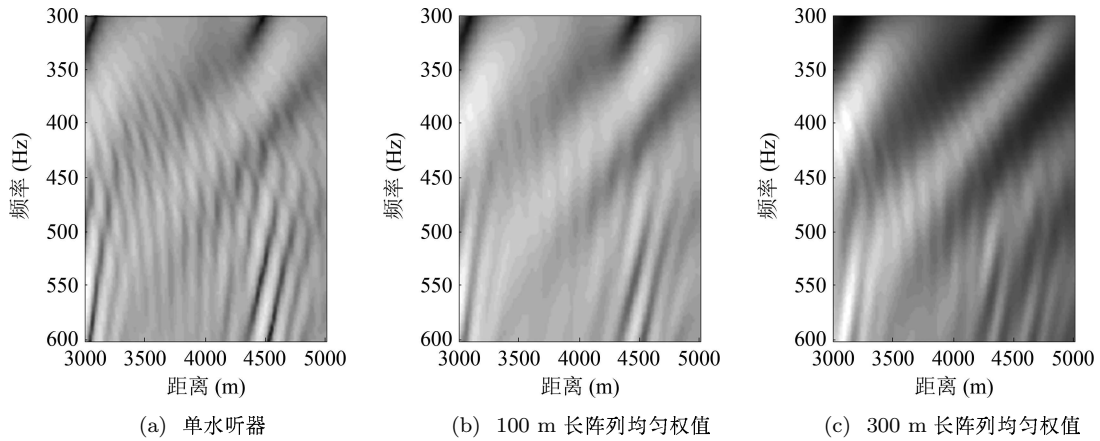


图 6 频率为 300~600 Hz 时 LOFAR 谱图对比

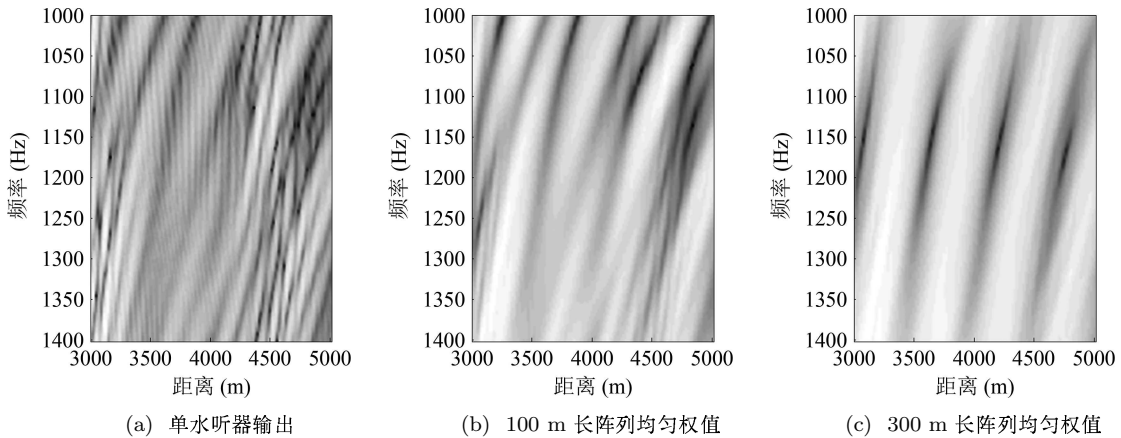


图 7 频率为 1000~1400 Hz 时 LOFAR 谱图对比

输出条纹差异逐渐变大。这是由于当线阵为 100 m 时, $\sin b(x)$ 函数主瓣宽度约为 0.12, 而模态水平波数值区间长度为 0.106 (对应频率为 500 Hz), 主瓣宽度能包含大部分声场模态; 当线阵长度为 300 m 时, $\sin b(x)$ 函数主瓣宽度约为 0.04, 远小于 0.106, 主瓣宽度只能包含少部分声场模态, 即只有较少模态对阵列波束输出信号干涉起作用。

此外, 声场模态水平波数值区间随频率增加而增加, 但在确定阵长条件下, $\sin b(x)$ 函数主瓣宽度不随频率而改变, 因此, 当频率足够大使声场信号模态宽度大于阵列波束响应函数主瓣宽度时, 波束形成输出信号条纹与单水听器输出条纹将出现差异, 且频率越大, 这种差异越大。

综上所述, 当线阵足够长或处理的信号频段足够高时, 基于均匀权重的阵列波束形成信号条纹与单水听器输出条纹会存在差异。显然, 当利用水平线阵输出信号进行目标定位、海底地声参数反演时, 这种差异的存在会严重影响估计结果, 特别是为获得高的目标方位分辨力和信号增益而使用长线阵时或者当目标辐射声信号频段较大时, 这种影响更大。

因此, 为克服长线阵的波束形成输出信号特点对目标距离估计的影响, 或者说利用这种模态分离的特征更好地实现目标定位或地声参数反演, 本文下一节将分析非均匀权重的线阵波束输出特征, 并提出一种频率自适应的最优权重设计方法, 实现简正波模态分离, 获得期望模态干涉形成条纹结构。

3 频率自适应的最优权重设计方法

针对均匀权重的线阵存在的上述不足, 下面讨论一种新的权重设计方法。利用线阵对于模态的选择特性, 获取所需的模态形成声场 (如仅由 SRBR 模态或仅由 N-SRBR 模态)。为便于认识这一过程, 我们将阵列处理过程理解为空间滤波, 令其波束响应为 $H(k)$, k 为阵列波数。

对于单频平面波, 波束处理的目的是获取某一方向的信号而抑制其它方向的信号, 因此理想的滤波器 $H(k)$ 是波数 k 空间的一个脉冲 (如 $k=\theta$ 为角度空间时)。然而, 当利用阵列处理观察波导不变条纹时, 其理想的滤波器 $H(k)$ 并非是关于 k 空间的一个脉冲响应, 这是因为干涉模式是由不同模态的相互干涉引起的, 需要一定范围的 k 值 (模态范围)。因此, 可以通过设计阵列权矢量, 使滤波器 $H(k)$ 的通带包含所需的模态, 而滤除其它模态。如为观察由 SRBR 模态干涉形成的波导不变条纹, 可设计阵列权矢量使带通滤波器满足:

$$H(k) = \begin{cases} 0, & k < \left(\frac{\omega}{c_{\text{seafloor}}}\right) \sin \theta_s = k_{\text{低}}, \\ 1, & \left(\frac{\omega}{c_{\text{seafloor}}}\right) \sin \theta_s \leq k \leq \left(\frac{\omega}{c_{\text{max}}}\right) \sin \theta_s, \\ 0, & k > \left(\frac{\omega}{c_{\text{max}}}\right) \sin \theta_s = k_{\text{高}}, \end{cases} \quad (8)$$

其中 $c_{\text{seafloor}}, c_{\text{max}}$ 物理意义如前文所述。

由式 (5), 可知:

$$\gamma(\omega, \Delta k; \mathbf{w}) = \sum_{j=1}^N \exp(-i\Delta k d_j) w_j = \sum_{j=1}^N w_j \cos(\Delta k d_j), \quad (9)$$

其中 $\Delta k = k_d - k_{mS}$ 。如果 $Nd \rightarrow \infty$, 可设计确定的权矢量 \mathbf{w} 使式 (9) 逼近理想带通滤波器式 (8), 但是由于线阵长度的有限性, 所以在长度一定的情况下, 存在着如何选择权重使得式 (9) 的输出结果与式 (8) 的误差最小的问题, 即选择最优权重, 使线阵波束响应最优逼近矩形窗。

为了研究方便, 结合数字滤波器理论, 选择奇数元线阵, 声场中心为中心阵元对应的位置, 阵元如前所述为等间隔, 间距为 d , 权重关于阵元中心是对称的, 则式 (9) 中的余弦函数的周期为 $l = 2\pi/d$ 。进一步, 将式 (8) 作平移变换, 化为以 0 点为中心的矩形函数,

$$g(x) = \begin{cases} 1, & -\frac{B}{2} < x < \frac{B}{2}, \\ 0, & -\frac{l}{2} \leq x \leq -\frac{B}{2} \text{ 或 } \frac{B}{2} \leq x \leq \frac{l}{2}, \end{cases} \quad (10)$$

其中 $B = (\omega \sin \theta_s / c_{\text{max}}) - (\omega \sin \theta_s / c_{\text{seafloor}})$ 。

则上述最优逼近矩形窗问题可表示为如下优化问题:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{W}, \lambda} F(\lambda, \mathbf{W}) &= \int_{-l/2}^{l/2} \left[\sum_{i=1}^N w_i \cos(xd_i) - g(x) \right]^2 dx, \\ \text{s.t. } & \mathbf{1}^T \mathbf{W} = 1. \end{aligned}$$

利用拉格朗日乘法, 注意到权重的对称性和阵元位置的对称性, 上述优化问题等价于:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{W}, \lambda} F(\lambda, \mathbf{W}) &= \\ & \int_{-l/2}^{l/2} \left[\sum_{i=1}^N w_i \cos(xd_i) - g(x) \right]^2 dx + 2\lambda (\mathbf{1}^T \mathbf{W} - 1) = \\ & \mathbf{W}^T \mathbf{A} \mathbf{W} - 2\mathbf{W}^T \mathbf{c} + 2\lambda (\mathbf{W}^T \mathbf{a} - 1) + 2B, \end{aligned} \quad (11)$$

其中:

$$W = (w_1 \ w_2 \ \cdots \ w_{(N+1)/2})^T, \quad d_i = \left(i - \frac{N+1}{2}\right) d, \quad i = 1, 2, \dots, \frac{N-1}{2},$$

$$c = \left(\frac{4 \sin(Bd_1/2)}{d_1} \ \frac{4 \sin(Bd_2/2)}{d_2} \ \cdots \ \frac{4 \sin(Bd_{(N-1)/2}/2)}{d_{(N-1)/2}} \ B\right)^T,$$

$$A = \text{diag} \left(\frac{4 \cos\left(\frac{ld_1}{2}\right) \sin\left(\frac{ld_1}{2}\right)}{d_1} + 2l \ \cdots \ \frac{4 \cos\left(\frac{ld_{(N-1)/2}}{2}\right) \sin\left(\frac{ld_{(N-1)/2}}{2}\right)}{d_{(N-1)/2}} + 2l \ l \right),$$

$$a = (2 \ 2 \ \cdots \ 2 \ 1)^T.$$

解之得权重的最优估计为：

$$W = A^{-1} \left[c + \frac{1 - a^T A^{-1} c}{a^T A^{-1} a} \cdot a \right]. \quad (12)$$

由于 $k_{\text{高}}$ 和 $k_{\text{低}}$ 都与频率 f 有关，因此对于不同的频率，带通滤波器的中心频率和通带宽度都将不同，由式 (12) 计算的权重会随频率自适应的改变。下面以频率 f 分别为 500 Hz, 1000 Hz, 201 元水平阵列、阵元间距 1.5 m 为例进行仿真，声速剖面如图 2 所示，图 8 为仿真结果。易见，最优权重的阵列波束随着频率的增加，其通带宽带增加，而均匀权重的阵列波束宽带不随频率变化；将设计权重波束输出与矩形窗对比可知，随着频率增加，式 (9) 越来越逼近理想滤波器。

4 数值验证

4.1 仿真分析

下面对上述波导不变条纹线阵分析进行数值仿真验证，选取典型的浅海声速剖面如图 2 所示，海底半空间环境，声速为 1580 m/s, 密度 1.76 g/cm³, 衰减系数为 0.5 dB/λ。阵元个数为 201, 间距为 1.5 m, 目标深度 12 m, 水平线阵悬浮于深度 12 m 处，目标相对线阵距离变化范围为 3000~5000 m。

图 9(a) 为单水听器接收信号 LOFAR 谱图；

图 9(b) 为波数通带为 $\omega/1540 \sim \omega/1500$ 的最优权重滤波处理结果；图 9(c) 为通带为 $\omega/1580 \sim \omega/1540$ 的最优权重滤波处理结果；图 9(d) 为均匀权重时的阵列波束形成输出结果。比较各图可以发现，通过最优权重滤波可实现线阵波束域信号的模态滤波。显然，不同类型模态组成信号 LOFAR 谱图中条纹结构存在显著差异。

分析图 9 不难发现，单水听器输出条纹与 N-SRBR 模态形成条纹结构比较接近，表明海洋环境中主要的传播模态为 N-SRBR 模态即反转类模态，与实际相符；单水听器输出条纹与 SRBR 模态形成条纹结构差异较大，条纹方向相反，说明单水听器输出条纹基本不含 SRBR 模态即反射类模态；单水听器输出条纹与均匀权重的常规波束形成输出条纹结构差异同样比较明显，这是由于当前阵长条件和处理频段条件下，阵列输出对信号模态进行了滤波的结果，部分模态被滤除。

考虑到负跃层声速剖面环境下声场干涉条纹的复杂性和重要性，我们选择该环境下，线阵阵元分别选择均匀权重和最优权重两种方式，比较其波束域输出信号的 LOFAR 谱图的结果。图 10 给出了单水听器、均匀权重和最优权重 (选择 SRBR 模态) 其干涉条纹与波导不变量为 1 时对应条纹 (对应图中黑色实线) 的比较，结果说明经线阵最优权重滤波处理后，

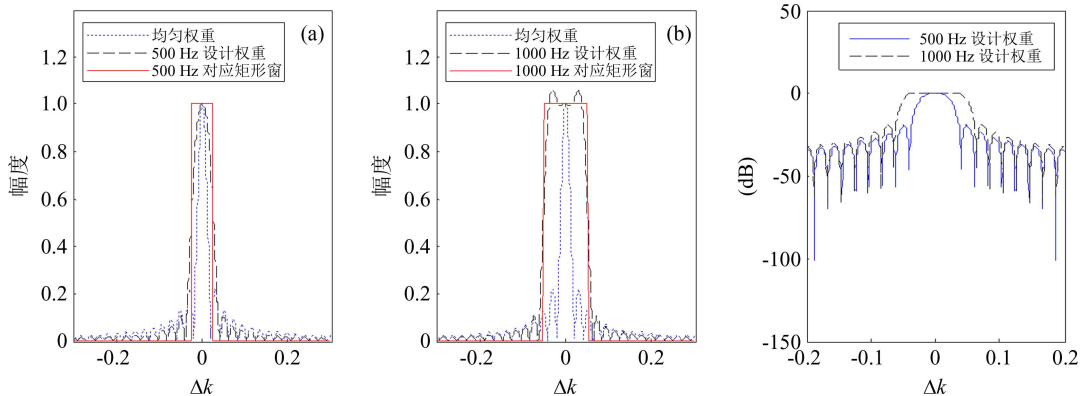


图 8 不同权重波束结果比较

阵列输出的信号干涉条纹斜率一致性更加清晰、条纹结构更加完整，与波导不变量为 1 时对应条纹具有更好的相似性。

4.2 试验数据分析

以南海某海区 2011 年 11 月份一次定位试验为例，对获取的某商船信号进行数据验证分析。试验

中水平线阵各阵元位置关系如图 11 所示，阵长约 170 m，阵元间距为 5 m(由于海流的影响，阵型有一定变化，数据处理时进行了修正)，海区声速剖面如图 3 所示，阵列深度为 93 m。取 5 分钟数据进行处理，目标方位估计结果如图 12 所示。图 13 为对商船数据阵列处理结果，图 13(a) 为均匀权重阵列波束输出 LOFAR 谱图，图 13(b) 为最优权重阵列波束

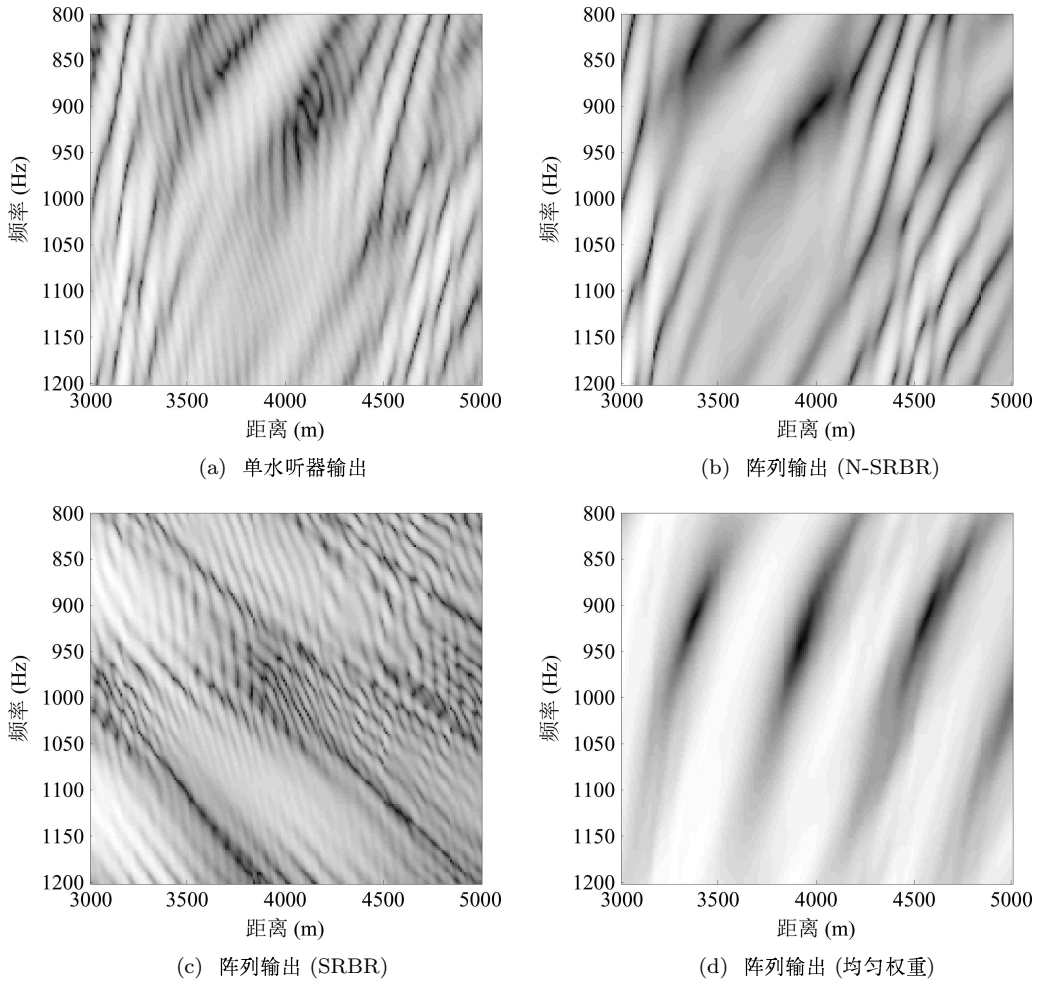
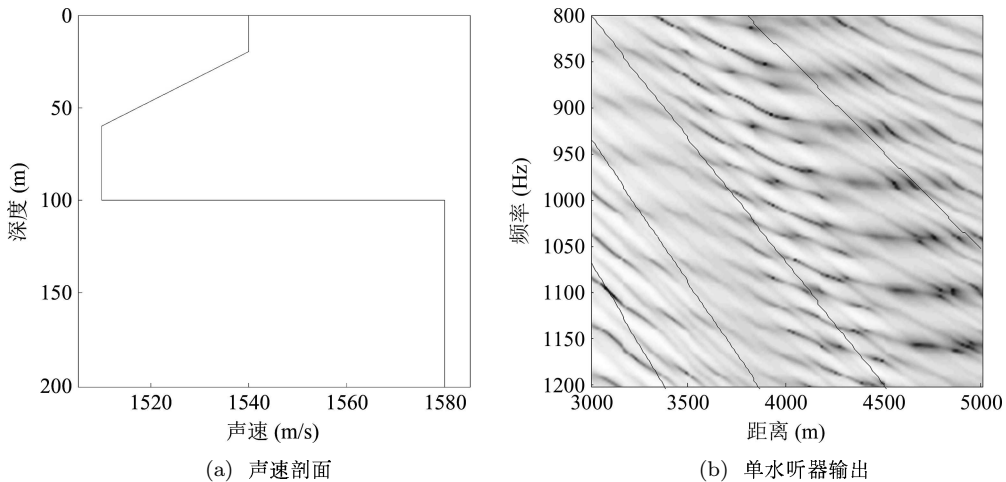


图 9 单水听器输出与线阵滤波输出 LOFAR 谱图对比



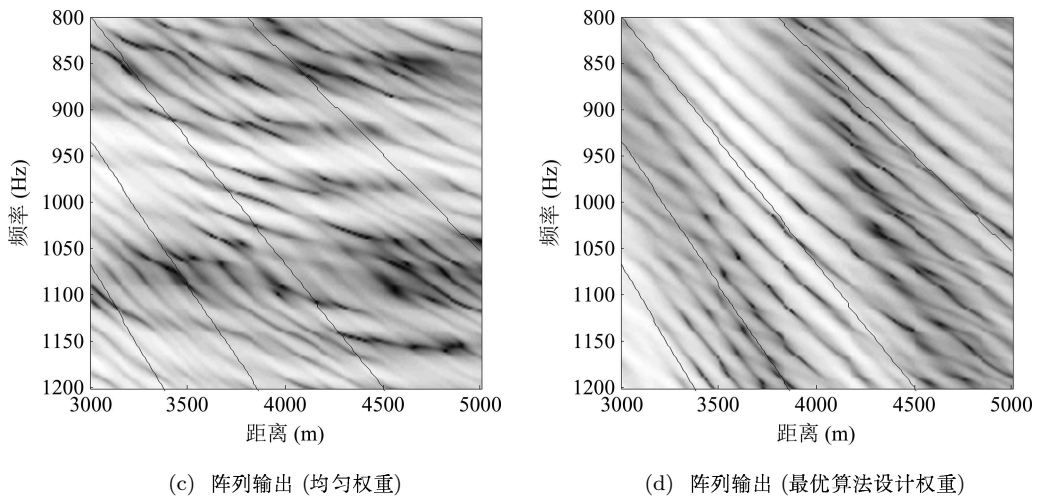


图 10 负跃层声速剖面及线阵滤波前后条纹对比

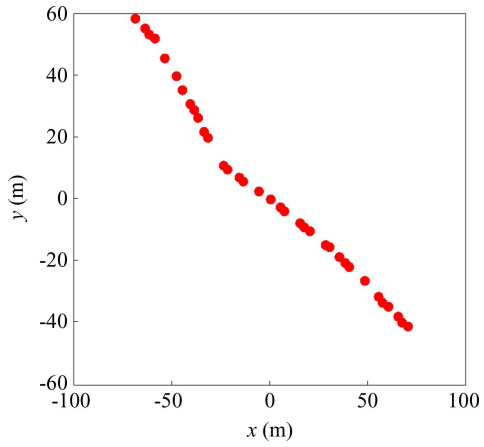


图 11 阵列位置示意

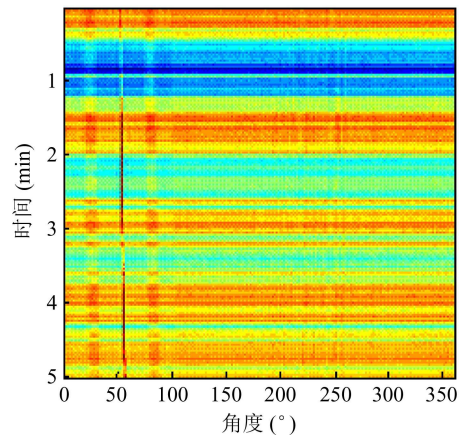


图 12 商船目标方位估计结果

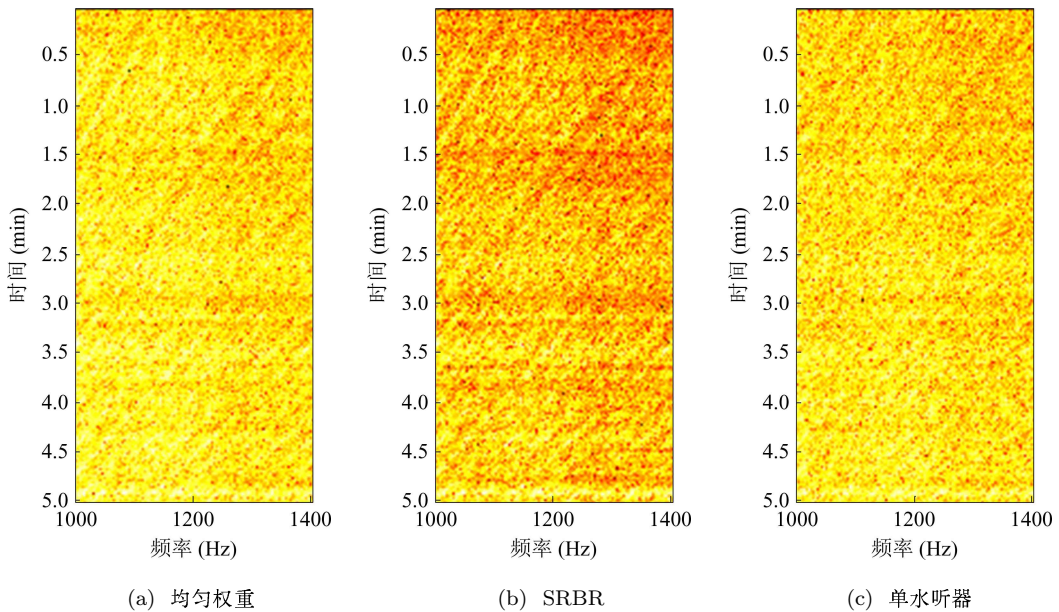


图 13 阵列处理结果对比图

输出(选取 SRBR 模态) LOFAR 谱图,图 13(c)为阵列中间水听器接收信号 LOFAR 谱图。

分析图 13 中各子图干涉条纹可知,3 种情况下的 LOFAR 谱图干涉条纹斜率差异不大,这是由于海区环境声速近似为均匀层,声场模态大部分为 SRBR 模态,其波导不变量约为 1。但是在条纹的清晰度上还是存在着一定的差异,最优权重阵列波束输出(选取 SRBR 模态)的 LOFAR 谱图干涉条纹更加连续、明显。海试数据结果表明文中提出的方法确实对声场模态进行了一定的滤波,证明该方法是可行和有效的。

5 结论

在长基线阵或中高频信号条件下,理论分析和仿真图例均表明,均匀权重的阵列波束输出信号 LOFAR 谱图干涉条纹结构不同于单水听器输出的条纹,其阵列波束形成输出信号 LOFAR 谱图中条纹仅由部分模态组成。利用长基线阵的这种滤波特性,在理论上给出了一种频率自适应的最优权重估计方法,该权重是唯一、最优的。利用该权重可使阵列波束响应函数主瓣最优逼近矩形窗,从而使波束输出信号仅由选择的模态组成,实现声场简正波模态滤波处理。仿真和试验数据验证分析显示,该方法是有有效且可行的。该方法的进一步应用研究,对于利用声场干涉条纹进行的水下目标定位、地声参数反演等诸多领域都有重要的理论价值。

6 致谢

中国科学院声学所综合声呐技术实验室组织实施了本文中所述的海上试验,并提供了真实可靠的实测处理数据,向参与此次试验的全体同仁对本文的支持表示感谢。

参 考 文 献

- 1 D'Spain G L, Kuperman W A. Application of waveguide invariants to analysis of spectrograms from shallow water environments that vary in range and azimuth. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 1999; **106**(5): 2454—2468
- 2 Thode A M. Source ranging with minimal environmental information using a virtual receiver and waveguide invariant theory. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 2000; **108**(4): 1582—1594
- 3 Goldhahn R, Hickman G, Krolic J. Waveguide invariant broadband target detection and reverberation estimation. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 2008; **124**(5): 2841—2851
- 4 Tao H, Krolic J L. Waveguide invariant focusing for broadband beamforming in an oceanic waveguide. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 2008; **123**(3): 1338—1346
- 5 Cockrell K L, Schmidt H. Robust passive range estimation using the waveguide invariant. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 2010; **127**(5): 2780—2789
- 6 LI Qihu. A new method of passive ranging for underwater target: distance information extraction based on waveguide invariant. *Chinese Journal of Acoustics*, 2015; **34**(2): 97—106
- 7 QI Yubo, ZHOU Shihong, REN Yun *et al.* Passive source range estimation with a single receiver in shallow water. *Chinese Journal of Acoustics*, 2015; **34**(1): 1—14
- 8 Tao H, Hickman G, Krolic J, Kemp M. Single hydrophone passive localization of transiting acoustic sources. *IEEE Oceans Eur. Aberdeen, Scotland*, 2007: 18—21
- 9 Yang T C. Beam intensity striations and applications. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 2003; **113**(3): 1342—1352
- 10 林旺生. 基于矢量声场的水下被动探测与定位技术研究. 哈尔滨工程大学, 2013: 46—55
- 11 YU Yun, HUI Junying. Passive ranging based on acoustic field interference structure using double arrays (elements). *Chinese Journal of Acoustics*, 2012; **30**(3): 262—274
- 12 余赟, 惠俊英, 殷敬伟, 惠娟, 王自娟. 基于波导不变量的目标运动参数估计及被动测距. *声学学报*, 2011; **36**(3): 258—264
- 13 Turgut A, Orr M, Rouseff D. Broadband source localization using horizontal-beam acoustic intensity striations. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 2010; **127**(1): 73—83
- 14 Jensen F B, Kuperman W A, Porter M B, Schmidt H. *Computational Ocean Acoustics*. AIP Press/Springer, New York, 2000: 16—17
- 15 Cockrell K L, Schmidt H. A modal Wentzel-Kramers-Brillouin approach to calculating the waveguide invariant for non-ideal waveguides. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 2011; **130**(1): 72—83
- 16 Heaney K D. Rapid geoacoustic characterization: applied to range-dependent environments. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2004; **29**(1): 43—50
- 17 Heaney K D. Rapid geoacoustic characterization using a surface ship of opportunity. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2004; **29**(1): 88—99
- 18 Heaney K D, Sternlicht D D, Teranishi A M, Castile B. Active rapid geoacoustic characterization using a seismic survey source. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2004; **29**(1): 100—109
- 19 张同伟, 杨坤德, 马远良等. 浅海中水平线列阵深度对匹配场定位性能的影响. *物理学报*, 2010; **59**(5): 3294—3301