

基于干扰抑制方法和引导声源的 水平阵被动目标测距

石万山¹, 徐 鹏^{2,3}, 任岁玲^{2,3}

(1. 海军驻沈阳地区电子系统军事代表室, 辽宁沈阳 110003;
2. 中国科学院声学研究所声场声信息国家重点实验室, 北京 100190; 3. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘要: 基于引导声源的被动测距由于其对环境参数较少的要求受到了广泛关注。而处于浅海复杂环境下的被动声呐中, 目标信号的声场干涉结构可能被邻近方位上的强干扰的旁瓣掩盖或改变, 影响最终的测距精度。首先利用基于特征分解的自适应干扰抑制方法对强干扰环境中的接收信号进行干扰抑制, 获得更高信噪比和信干比的目标信号; 然后采用自适应的最小方差无失真波束形成器方法进行水平阵波束形成, 得到更精确的目标声源声场干涉结构; 其次基于干涉条纹的波导不变量特点, 利用引导声源与目标声源干涉条纹的关系进行目标声源被动测距。实验结果验证了该方法的有效性和应用的可行性。

关键词: 干扰抑制; 波导不变量; 引导声源; 被动测距

中图分类号: O427.9

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2014)-03-0193-06

DOI 编码: 10.3969/j.issn1000-3630.2014.03.002

Passive source ranging using a horizontal array based on an adaptive interference suppression method and a guide source

SHI Wan-shan¹, XU Peng^{2,3}, REN Sui-ling^{2,3}

(1. Shenyang Military Representative Office of Electronic System of Navy, Shenyang 110003, Liaoning, China;
2. State Key Laboratory of Acoustics, Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;
3. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: It is generally difficult to localize a weak source for a passive system in the presence of strong interferences. Passive source ranging using a guide source based on the intensity striation is widely concerned due to its little requirement of environmental information. Beam intensity striation has higher processing gain based on a horizontal array, but it still could be confused by the sidelobes of the stronger interferences. In this case, an eigenanalysis-based adaptive interference suppression (EAAIS) method is used to improve the signal-to-noise ratio (SNR) and signal-to-interference ratio (SIR) of the target signal. Then the preprocessed target signal is used to obtain the more accurate and clearer beam intensity striations for passive target source ranging based on a guide source. The experimental results demonstrate the effectiveness and feasibility of the proposed range estimation method.

Key words: interference suppression; waveguide invariant parameter; guide source; passive range estimation

0 引言

弱目标信号的被动测距一直是声呐系统被动测距的热点和难点问题之一。常用的声源定位方法如匹配场处理^[1](Matched-Field Processing, MFP), 利用声场环境信息计算拷贝场, 通过测量场与拷贝场相关实现被动声源定位, 但其定位精度依赖于声场环境信息的准确性。近年来, 基于波导不变量理论

的被动声源定位方法受到广泛关注。如基于 MFP 旁瓣结构的被动声源定位^[2], 基于声强二维离散傅里叶变换的定位方法^[3]等。此类方法有效定位的前提是波导不变量已知^[4]。基于三阵元干涉结构匹配的几何定位方法不需要估计波导不变量^[5,6], 但是阵元间隔要求较大。因此, 声呐系统的定位方法希望利用较少的环境参数, 尽量减小对声场计算模型的要求或对模型失配不敏感。Thode^[7]提出了基于引导声源的垂直阵被动定位方法, 不需要计算声场模型, 根据预先已知的引导声源的位置, 利用干涉结构的斜率估计未知目标声源的距离。

但实际应用中, 垂直阵布放时的阵型与最终的接收阵型误差较大, 且多信源干扰较强的情况下,

收稿日期: 2014-02-21; 修回日期: 2014-05-23

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(11125420)。

作者简介: 石万山(1964—), 男, 辽宁沈阳人, 高级工程师, 研究方向为水声工程。

通讯作者: 徐鹏, E-mail: xupeng112@mails.ucas.ac.cn

由单个阵元接收数据获得的目标声源的声场干涉结构往往被强干扰或背景噪声所掩盖。水平接收阵列在精确已知目标方位的前提下,可以利用波束形成增强信噪比,使得阵列输出的声场干涉结构信噪比更高, Yang^[8]已经证明波束形成后的声场干涉条纹与单个阵元的干涉条纹相同。但当干扰距离目标较近时,干扰在目标角度上较高的旁瓣依然会对弱目标的干涉结构产生影响,尤其当目标被完全掩盖时。因此,本文结合干扰抑制方法和引导声源测距理论,利用水平阵进行弱目标被动测距。首先利用有效的干扰抑制方法对强干扰环境中水平阵列接收的信号进行干扰抑制^[9],为后续处理提供具有较高信干比和信噪比的互谱密度矩阵,同时与最小方差无失真波束形成器(Minimum Variance Distortionless Response, MVDR)方法^[10]相结合估计更为准确的目标方位;然后再利用 MVDR 方法对准目标方位进行水平阵波束形成,得到更精确的目标声源声场干涉结构;其次基于波导不变量理论,利用引导声源与目标声源干涉结构的关系进行目标声源被动测距。

1 理论分析

本节首先简单介绍基于特征分解的自适应干扰抑制(Eigenanalysis-based Adaptive Interference Suppression, EAAIS)方法^[9],其次给出基于引导声源的水平阵声源测距原理,然后与干扰抑制方法相结合,给出目标被动测距方法。

1.1 干扰抑制方法

根据波束形成理论,对于阵元数目为 M 、阵元间隔为 Δ 的水平均匀线阵, D 个信源从不同方位入射,其中一个为目标信号, $D-1$ 个是干扰。以频域实现为例,第 k 时刻采样、第 m 个阵元接收数据中频率分量 ω_l 对应的接收数据为

$$x_m(\omega_l, k) = s_0(\omega_l)H_m(\omega_l, r_0(k)) + \sum_{d=1}^{D-1} s_d(\omega_l)H_m(\omega_l, r_d(k)) + n_m(\omega_l, k) \quad m=1, 2, \dots, M \quad (1)$$

其中: $s_d(\omega)$ 和 $H_m(\omega, r_d(k))$ 为第 d 个声源的频谱及其水声信道传输函数, $s_0(\omega)$ 和 $H_m(\omega, r_0(k))$ 属于目标信号,其他属于干扰; $n_m(\omega, k)$ 为加性高斯白噪声的频域表示。 $H_m(\omega, r_d(k))$ 用简正波模型表示为

$$H_m(\omega, r_d(k)) = \sum_n A_n(\omega, r_d(k) + r_m, z, z_d) \cdot e^{j[k_n(\omega)(r_d(k) + r_m) + \frac{\pi}{4}]} \quad (2)$$

其中: $A_n(\omega, r_d(k) + r_m, z, z_d)$ 和 $k_n(\omega)$ 为第 n 号简正波的幅度和水平波数; $r_d(k)$ 为第 d 个信源到接收阵第一个阵元的距离; $r_m = (m-1)\Delta \sin \phi_d$ 为第 m 个阵元到第一个阵元的声程差; z 为整个水平阵的布放深度; ϕ_d 和 z_d 分别为第 d 个声源的方位和深度。

由 K 组采样数据估计得到的第 t 帧接收数据的互谱密度矩阵为

$$\mathbf{R}_x(\omega_l, t) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{x}(\omega_l, k) \mathbf{x}^H(\omega_l, k) \quad (3)$$

其中, $\mathbf{x}(\omega_l, k) = [x_1(\omega_l, k) \cdots x_m(\omega_l, k) \cdots x_M(\omega_l, k)]^T$, 上标 T 和 H 分别表示矩阵的转置和共轭转置操作。

对互谱密度矩阵 $\mathbf{R}_x(\omega_l, t)$ 进行特征分解,有:

$$\mathbf{R}_x(\omega_l, t) = \sum_{m=1}^M \lambda_m(\omega_l, t) \mathbf{v}_m(\omega_l, t) \mathbf{v}_m^H(\omega_l, t) \quad (4)$$

其中, $\lambda_m(\omega_l, t)$ 和 $\mathbf{v}_m(\omega_l, t)$ 分别表示 $\mathbf{R}_x(\omega_l, t)$ 的第 m 个特征值及其对应的特征向量。相应地,第 m 个特征向量的常规空间功率谱估计为

$$BV_m(\omega_l, \phi, t) = \mathbf{a}^H(\omega_l, \phi) \mathbf{v}_m(\omega_l, t) \mathbf{v}_m^H(\omega_l, t) \mathbf{a}(\omega_l, \phi) \quad m=1, 2, \dots, M \quad (5)$$

其中, $\mathbf{a}(\omega_l, \phi) = [1 e^{j\omega_l \Delta \sin \phi / c_0} \cdots e^{j\omega_l (M-1) \Delta \sin \phi / c_0}]^T$ 为常规波束形成的阵列流形向量; c_0 为接收处的声速。理论上讲, $BV_m(\omega_l, \phi, t)$ 代表了方位 ϕ 上的信源对第 m 个特征向量的贡献。如果 $BV_m(\omega_l, \phi, t)$ 最大值所对应的角度为 ϕ_d ,则表示当前特征向量由第 d 个信源主导。因此,通过判断每个特征向量的主导信源是否属于感兴趣的目标信源,即可以区分得到目标信号子空间和非目标信号子空间。

实际应用中,目标的真实方位一般无法预先准确知道,但往往可以依据一些先验信息来确定目标的方位大概落在某个角度范围内。假定目标方位为 $\phi_{\text{TOI}} \in \Phi_{\text{T}} = [\phi_{\text{T1}}, \phi_{\text{T2}}]$,且在此角度范围内没有干扰。构造如下判决因子:

$$PR_m = \frac{\max_{\phi \in [\phi_{\text{T1}}, \phi_{\text{T2}}]} BV_m(\omega_l, \phi, t)}{\max_{\phi \in [0^\circ, 180^\circ]} BV_m(\omega_l, \phi, t)}, \quad m=1, 2, \dots, M \quad (6)$$

其中, PR_m 表示第 m 个特征向量的空间功率谱估计中目标方位范围内的最大值与所有角度范围内最大值的比值,因此有 $PR_m \leq 1$ 。

(1) 如果 $PR_m < 1$,表示对应的第 m 个特征向量中贡献最大的不是目标信号,可以认为当前特征向量由干扰或者背景噪声主导,将其划入非目标信号子空间 $\mathbf{v}_m(\omega_l, t) \in \tilde{\mathbf{U}}_1(\omega_l, t)$ 。

(2) 如果 $PR_m = 1$,表示对应的第 m 个特征向量中贡献最大的不是干扰,可以认为当前特征向量由目标信号或者背景噪声主导,我们将其划入非干扰

子空间 $\mathbf{v}_m(\omega_l, t) \in \tilde{\mathbf{U}}_T(\omega_l, t)$ 。

由此可以很容易地将所有特征向量分离得到由非目标信号主导的子空间 $\tilde{\mathbf{U}}_1(\omega_l, t)$ 和非干扰主导的子空间 $\tilde{\mathbf{U}}_T(\omega_l, t)$ ：

$$\begin{cases} PR_m < 1 \Rightarrow \mathbf{v}_m(\omega_l, t) \in \tilde{\mathbf{U}}_1(\omega_l, t) \\ PR_m = 1 \Rightarrow \mathbf{v}_m(\omega_l, t) \in \tilde{\mathbf{U}}_T(\omega_l, t) \end{cases} \quad (7)$$

$$m=1, 2, \dots, M$$

利用正交投影方法将得到的非目标信号子空间从互谱密度矩阵中去除，得到修正后的互谱密度矩阵 $\bar{\mathbf{R}}_x(\omega_l, t)$ 为

$$\bar{\mathbf{R}}_x(\omega_l, t) = \mathbf{P}_\perp(\omega_l, t) \mathbf{R}_x(\omega_l, t) \mathbf{P}_\perp^H(\omega_l, t), \quad (8)$$

其中， $\mathbf{P}_\perp(\omega_l, t) = \mathbf{I} - \tilde{\mathbf{U}}_1(\omega_l, t) \tilde{\mathbf{U}}_1^H(\omega_l, t)$ 。

理论上，当各个信源之间相互独立正交时，每个信源主导的特征向量之间不存在能量泄漏，EAAIS 干扰抑制方法可以完全去除噪声和目标角度范围外的干扰，且不会损失目标信号的能量。但实际应用中，由于有限的阵列孔径和空间采样数据、以及受信噪比和信干比等因素的影响，难以保证采样所得到目标和干扰信号之间完全独立，从而使得目标和干扰信号对每一个特征向量都有贡献。保留由目标主导的特征向量的同时，也保留了部分干扰。因此，在实际应用中难以得到最佳的干扰抑制效果，但我们可以通过选择合适的目标角度范围来得到更接近理论性能极限的次最佳效果。EAAIS 干扰抑制方法详细的讨论参考文献[9]。

将修正后的 $\bar{\mathbf{R}}_x(\omega_l, t)$ 进一步应用于方位估计中，可以得到更可靠的目标方位参数。宽带非相干的 MVDR 和干扰抑制后的 MVDR(EAAIS-MVDR) 的空间功率谱估计分别为

$$B(\phi, t) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{w}^H(\omega_l, \phi) \mathbf{R}_x(\omega_l, t) \mathbf{w}(\omega_l, \phi) \quad (9)$$

$$\bar{B}(\phi, t) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \bar{\mathbf{w}}^H(\omega_l, \phi) \bar{\mathbf{R}}_x(\omega_l, t) \bar{\mathbf{w}}(\omega_l, \phi) \quad (10)$$

其中： L 为处理带宽内的频点数； $\mathbf{w}(\omega_l, \phi)$ 和 $\bar{\mathbf{w}}(\omega_l, \phi)$ 分别为干扰抑制前后 MVDR 的权向量，表示如下：

$$\mathbf{w}(\omega_l, \phi) = \frac{\mathbf{R}^{-1}(\omega_l, t) \mathbf{a}(\omega_l, \phi)}{\mathbf{a}^H(\omega_l, \phi) \mathbf{R}^{-1}(\omega_l, t) \mathbf{a}(\omega_l, \phi)} \quad (11)$$

$$\bar{\mathbf{w}}(\omega_l, \phi) = \frac{\bar{\mathbf{R}}^{-1}(\omega_l, t) \mathbf{a}(\omega_l, \phi)}{\mathbf{a}^H(\omega_l, \phi) \bar{\mathbf{R}}^{-1}(\omega_l, t) \mathbf{a}(\omega_l, \phi)} \quad (12)$$

$\bar{B}(\phi, t)$ 最大值所对应的角度 $\hat{\phi}_0(t)$ 即为第 t 帧目标方位的估计值。因此，EAAIS 方法可以为后续水平阵的波束形成提供更精确的目标信号方位角 $\hat{\phi}_0(t)$ 和具有更高信噪比和信干比的互谱密度矩阵 $\bar{\mathbf{R}}_x(\omega_l, t)$ 。

1.2 基于引导声源的被动测距

考虑实际接收数据模型(式(1))在 K 次样本累积下，第 m 个阵元的声强为

$$IX_m(\omega_l, t) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |x_m(\omega_l, k)|^2 = |s_0(\omega_l)|^2 |H_m(\omega_l, r_0(t))|^2 + \sum_{d=1}^{D-1} |s_d(\omega_l)|^2 |H_m(\omega_l, r_d(t))|^2 + |n_m(\omega_l, t)|^2 \quad (13)$$

$$m=1, 2, \dots, M$$

其中： $|H_m(\omega_l, r_d(t))|^2 = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |H_m(\omega_l, r_d(k))|^2$ ，

$$|n_m(\omega_l, t)|^2 = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |n_m(\omega_l, k)|^2$$

假设所有声源之间互不相干。式(13)的三项分别表示目标信号、干扰以及噪声对干涉声场结构的贡献。当干扰或噪声能量大于目标信号能量时，目标信号的干涉声场结构会受到明显影响。经 MVDR 波束形成后，阵列输出的声强为

$$X(\omega_l, t) = \mathbf{w}^H(\omega_l, \hat{\phi}_0(t)) \mathbf{R}_x(\omega_l, t) \mathbf{w}(\omega_l, \hat{\phi}_0(t)) \quad (14)$$

$$t \in [t_{\text{start}}, t_{\text{end}}]$$

其中， $t \in [t_{\text{start}}, t_{\text{end}}]$ 表示目标存在的时间范围， $\mathbf{w}(\omega_l, \hat{\phi}_0(t))$ 如式(11)所示， $\hat{\phi}_0(t)$ 为目标信号的方位角，由式(12)得到。相对于单个阵元的干涉声场结构(式(13))，阵列波束形成后，由于空间处理增益的作用，目标声场干涉结构(式(14))的信噪比和信干比得到了显著提高^[8]。本文利用波束形成之后的干涉声场结构进行被动测距。

暂且忽略背景噪声，对单位强度的点声源，根据简正波模型所表示的单个阵元的接收声压和声强，距离-频率平面上声强的干涉条纹如图 1 所示。

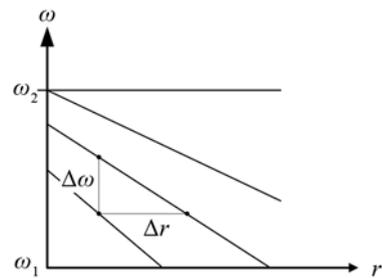


图1 声强在距离-频率平面上的干涉条纹
Fig.1 The sketch map of the acoustic intensity versus range and frequency

从图 1 可以看到，声强在距离-频率上呈周期性振荡结构。为了讨论方便和简单化，不失一般性，暂仅考虑第 n_1 和 n_2 号简正波。图 1 中 $\Delta\omega$ 与 Δr 分别为频率与距离的振荡周期，其中频率周期 $\Delta\omega$ 可由第 n_1 和 n_2 号简正波的群速度 ($v_{n_1}^g$, $v_{n_2}^g$) 表示为^[11]

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{\Delta t_{n_1 n_2}} = 2\pi \left/ \left(r \left| \frac{1}{v_{n_1}^g} - \frac{1}{v_{n_2}^g} \right| \right) \right. \quad (15)$$

其中： r 表示声源距离； $\Delta t_{n_1 n_2}$ 表示两号筒正波到达接收点的时间差。根据波导不变量的定义：

$$\beta_{n_1 n_2} = - \left(\frac{1}{v_{n_1}^p} - \frac{1}{v_{n_1}^g} \right) / \left(\frac{1}{v_{n_2}^p} - \frac{1}{v_{n_2}^g} \right) \quad (16)$$

即波导不变量 $\beta_{n_1 n_2}$ 与简正波号数、频率有关。频率的振荡周期 $\Delta\omega$ 与声源距离有如下关系：

$$r\Delta\omega = 2\pi \left| \beta_{n_1 n_2} \right| \left| \frac{1}{v_{n_1}^p} - \frac{1}{v_{n_1}^g} \right| \quad (17)$$

在同一水平不变波导环境中，由引导声源干涉结构得到的波导不变量和目标声源得到的波导不变量是相同的(只与环境条件、工作频率有关)，则引导声源的距离 r_g 和对应的 $\Delta\omega_g$ 与目标声源的距离 r_o 和对应 $\Delta\omega_o$ 可以由式(17)得到

$$r_g \Delta\omega_g = r_o \Delta\omega_o \quad (18)$$

当已知引导声源的距离 r_g 和干涉结构中对应的 $\Delta\omega_g$ 时，目标声源的距离估计值可以通过求解目标声源的干涉条纹得到，即为：

$$r_o = r_g \left(\frac{\Delta\omega_g}{\Delta\omega_o} \right) \quad (19)$$

实际应用中，目标声源的时间-频率干涉条纹可以由单个阵元接收数据式(13)或者整个水平阵通过波束形成的阵列输出式(14)得到。在本文的实验数据处理中，因为没有设置独立引导声源，假设某一段时间段 Δt_o 的目标声源为引导声源，其他时间段用于目标声源的距离估计， t 时刻的目标距离 $r_o(t)$ 为

$$r_o(t) = r_o(t_o) \left(\frac{\Delta\omega_o(t_o)}{\Delta\omega_o(t)} \right) \quad (20)$$

其中： $r_o(t_o)$ 表示引导声源目标距离(距离已知)； $\Delta\omega_o(t_o)$ 和 $\Delta\omega_o(t)$ 分别表示时间段 Δt_o 内和第 t 帧处理时目标声源干涉声场条纹所对应的频率间隔，如图 2 所示。

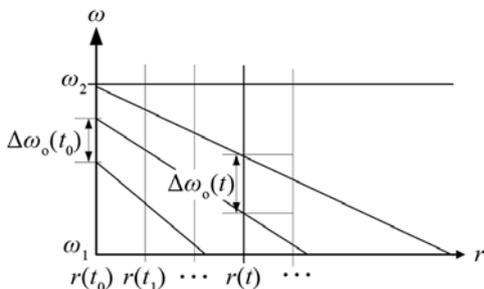


图 2 基于引导声源时间段距离-频率干涉结构的被动测距

Fig.2 Passive range estimation based on the frame of the guide target beam intensity striation

当引导声源确定后，被动测距的精度主要依赖于目标声源干涉声场条纹和引导声源的距离。实际应用中，引导声源的位置一般是已知的，或者可以

预先估计得到，因此，基于引导声源的定位关键问题是获得较为清晰准确的目标信号的干涉声场条纹参数。

1.3 干扰抑制方法在水平阵被动测距中的应用

多信源强干扰情况下，水平阵在精确预知目标方位前提下，通过波束形成可以提高目标信号的干涉条纹的信噪比。但是，当邻近方位上的干扰较强时，其在目标方位上的旁瓣依然会使得目标信号的干涉结构发生改变或模糊。因此，本文首先利用 EAAIS 方法干扰抑制后获得目标信号具有更高信噪比和信干比的互谱密度矩阵 $\bar{\mathbf{R}}_x(\omega, t)$ 和更精确的目标方位 $\hat{\phi}_0(t)$ ；然后利用自适应的 MVDR 方法进行水平阵波束形成，获得更精确的目标信号的干涉声场结构，可以较为准确地估计出 $\Delta\omega(t)$ ；最后将目标声源某一段时间段内的声场干涉结构作为引导声源产生的干涉声场结构，利用式(20)实现其它时刻的目标声源被动测距。

经 EAAIS 方法干扰抑制后式(14)声强的时间-频率干涉结构更新为

$$\bar{\mathbf{X}}(\omega, t) = \bar{\mathbf{w}}^H(\omega, \hat{\phi}_0(t)) \bar{\mathbf{R}}_x(\omega, t) \bar{\mathbf{w}}(\omega, \hat{\phi}_0(t)) \quad t \in [t_{\text{start}}, t_{\text{end}}] \quad (21)$$

其中， $\bar{\mathbf{R}}_x(\omega, t)$ 和 $\bar{\mathbf{w}}(\omega, \hat{\phi}_0(t))$ 分别由式(8)和(12)得到。干扰抑制后，基于引导声源的被动距离估计，即式(20)变为

$$\bar{r}_o(t) = r_o(t_o) \left(\frac{\Delta\bar{\omega}_o(t_o)}{\Delta\bar{\omega}_o(t)} \right) \quad (22)$$

其中， $\Delta\bar{\omega}_o(t_o)$ 和 $\Delta\bar{\omega}_o(t)$ 分别为干扰抑制后的引导声源和目标声源干涉结构对应的频率间隔。

对于某一帧处理，同一频段内式(20)中所对应的频率间隔 $\Delta\omega_o(t_o)$ 可能有多个，如图 2 中时刻 t_1 ，频段 $\omega_1 \sim \omega_2$ 内，有两个 $\Delta\omega_o(t)$ ，而第 t 时刻只有一个 $\Delta\omega_o(t)$ 。因此，在最后距离估计时，对每个 $\Delta\omega_o(t)$ 分别进行距离估计，然后将多个距离估计结果累加平均，以减小距离估计误差，提高被动测距可靠性。

2 实验研究

通过一次海试数据的处理和分析来验证本文声源被动测距方法的有效性。2005 年 6 月，中国科学院声学研究所声场声信息国家重点实验室在某海域进行了一次海底水平阵声学测量实验，配合实验的目标为一艘小型水面船。实验海区水深约 30 m，水中声速剖面如图 3 所示，在深度 3~9 m 之间存在一个声速跃变层，属于典型的夏季浅海水文条件。海底水平接收阵及其各个阵元的位置分布如图

4 所示，阵元数 43 个，阵元间距约 1.5 m。采样频率为 4000 Hz；接收处声速为 1493.0 m/s，360°全方位搜索的角度间隔为 1°。

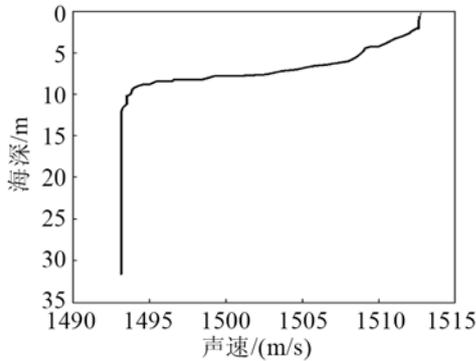


图 3 实验期间的水中声速垂直剖面
Fig.3 Sound speed profile during the experiment

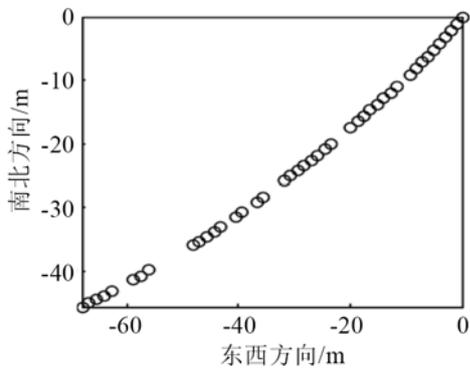
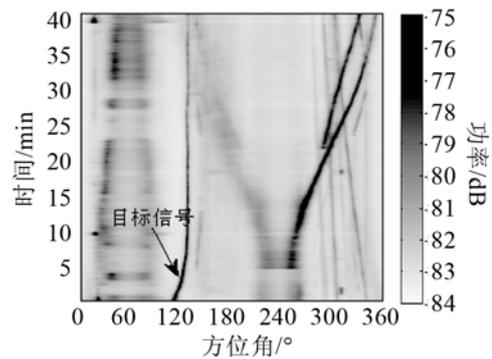


图 4 水下接收阵位置分布
Fig.4 Deployment of the horizontal array

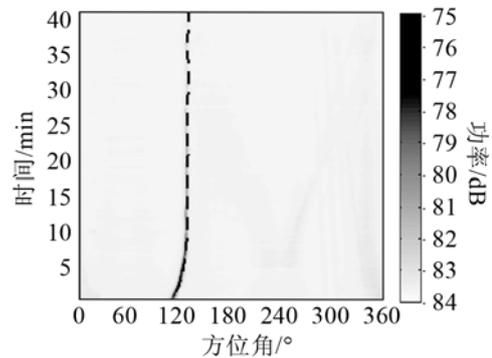
图 5 所示为干扰抑制前后 MVDR 方法的空间方位谱。处理过程中，使用频率为 200~300 Hz，共 104 个频点；单次 FFT 的时间长度为 1 s，互谱密度矩阵的数据样本长度为 6 s。图 5(a)中箭头所示为合作目标，其它方位的信号对合作目标来说属于干扰。可以看到，随着目标远离接收阵引起强度的减弱，以及强干扰的出现，目标信号的真实方位轨迹被强干扰所掩盖。由于接收阵接近于直线阵，如图 4 所示，从而在 50°和 250°左右出现镜像声源。EAAIS 方法干扰抑制后的 EAAIS-MVDR 的结果如图 5(b)所示，可以看到，干扰被有效地抑制掉了，背景和旁瓣较低，且目标方位的估计值与 GPS 测量值符合得较好。

考虑到频率越低、干涉声场结构越简单，且避开合作目标明显的线谱频段，选择频段 158~208 Hz、时间段 10~35 min 左右的干涉声场结构进行处理。干扰抑制前后利用 MVDR 方法波束形成获得的目标信号干涉声场结构如图 6 所示。MVDR 方法和 EAAIS-MVDR 方法所用的目标方位角由图 5(b)的 EAAIS-MVDR 方法获得。可以看到，干扰抑制

后，目标峰值与背景之间的差异更大，即具有更高的信噪比。由于有限采样和信噪比较低等非理想因素影响，EAAIS 方法在干扰抑制的同时也引起了目标信号能量的微弱损失。但基于引导声源的被动测距，其精度主要依赖于干涉声场条纹的清晰度和准确度，在确保目标信号检测的前提下，干涉峰值的大小对其影响较小。从后续图 7 干扰抑制后更为准确的测距结果也可以看出来，干扰抑制后的条纹准确度更高一些。



(a) 干扰抑制前 MVDR 方法的空间方位谱。



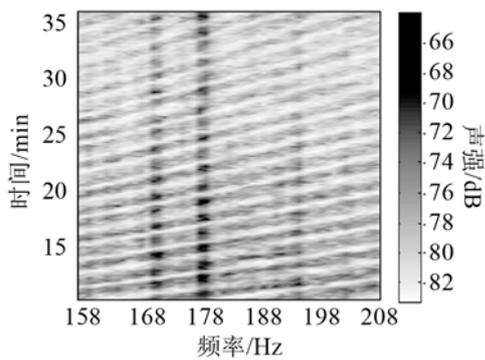
(b) 干扰抑制后 EAAIS-MVDR 方法的空间方位谱。

图 5 干扰抑制前后 MVDR 空间方位谱。红色箭头指示合作目标，红色虚线表示 GPS 测量得到的目标方位。

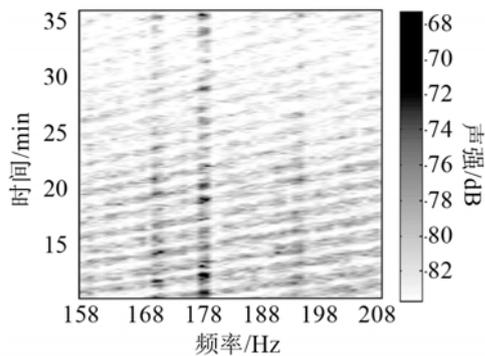
Fig.5 Bearing-distribution obtained by (a) MVDR method and (b) EAAIS-MVDR method.

图 7 所示为利用干扰抑制前后的干涉声场结构和引导声源进行目标被动测距的结果。可以看到，干扰抑制后，利用 EAAIS-MVDR 方法的干涉声场条纹，距离估计结果与 GPS 测量值符合更好，测距误差更小。干扰抑制前的平均测距误差约为 6.27%，干扰抑制后的平均测距误差约为 4.29%。结果表明，EAAIS 方法提高了干涉声场条纹估计的准确度，从而提高了利用干涉声场结构进行引导声源被动测距的精度。

总的来说，EAAIS 方法可以为后续目标测距提供信噪比和信干比更高的目标信号，从而使得常规的基于引导声源的被动测距方法具有更广泛的应



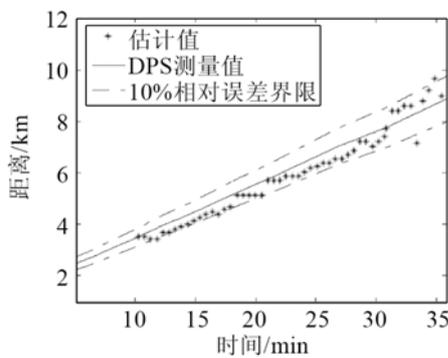
(a) 干扰抑制前 MVDR 方法的干涉声场结构



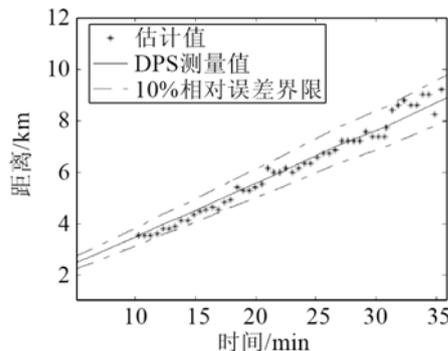
(b) 干扰抑制后 EAAIS-MVDR 方法的干涉声场结构

图6 干扰抑制前后 MVDR 的干涉声场结构。工作频率 158~208Hz, 频率间隔约为 1Hz

Fig.6 Beam intensity striations obtained by (a) MVDR method and (b) EAAIS-MVDR method



(a) 利用图 6(a)的干涉声场条纹的测距结果



(b) 利用图 6(b)的干涉声场条纹的测距结果

图7 利用干扰抑制前后的干涉声场条纹被动测距的结果

Fig.7 Range estimation based on a guide source and different beam intensity striations. (a) MVDR method, (b) EAAIS-MVDR method

用范围, 定位精度更高。

3 结 论

本文将一种特征分解的干扰抑制(EAAIS)方法应用于基于引导声源的被动目标测距中。首先利用 EAAIS 方法干扰抑制后具有更高信噪比和信干比的目标信号以及更准确的目标方位, 结合自适应的 MVDR 波束形成方法, 获得更清晰准确的目标信号干涉声场条纹; 然后基于波导不变理论与干涉条纹特性, 利用引导声源实现水平阵目标被动测距。理论与实验研究结果表明, 干扰抑制之后, 目标信号具有更高的信噪比和信干比, 从而获得了更准确清晰的干涉条纹, 提高了测距精度。因此, 结合干扰抑制方法和引导声源的被动测距方法是有效的, 在实际应用中具有可行性。为了进一步的实际应用, 后续还将结合干扰抑制方法和引导声源被动测距方法进行深入的实验验证。

参 考 文 献

- [1] Baggeroer A B, Kuperman W A, Mikhalevsky P N. An overview of matched field methods in ocean acoustics[J]. IEEE J. Ocean. Eng., 1993, 18(4): 401-424.
- [2] Thode A M, Kuperman W A, D'Spain G L. Localization using Bartlett matched-field processor sidelobes[J]. J. Acoust. Soc. Am., 2000, 107(1): 278-286.
- [3] Cockrell K L, Schmidt H. Robust passive range estimation using the waveguide invariant[J]. J. Acoust. Soc. Am., 2010, 127(5): 2780-2789.
- [4] 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[J]. J. Acoust. Soc. Am., 1999, 106(5): 2454-2468.
- [5] Chun S Y, Kim S Y, Kim K M. Underwater wideband source localization using the interference pattern matching[C]// Proc. IEEE Oceans, 2007: 1-3.
- [6] Kim S Y, Chun S Y, Kim K M. Underwater source localization using the interference pattern matching in range dependent environments[C]// Proc. IEEE Oceans, 2008: 1-3.
- [7] Thode Aaron M. Source ranging with minimal environmental information using a virtual receiver and waveguide invariant theory[J]. J. Acoust. Soc. Am., 2000, 108(4): 1582-1594.
- [8] YANG T C. Beam intensity striations and applications[J]. J. Acoust. Soc. Am., 2003, 113(3): 1342-1352.
- [9] 任岁玲, 葛凤翔, 郭良浩. 基于特征分析的自适应干扰抑制[J]. 声学学报, 2013, 38(3): 272-280.
- [10] REN Suiling, GE Fengxiang, GUO Lianghao. Eigenanalysis-based adaptive interference suppression[J]. Acta Acustica, 2013, 38(3): 272-280.
- [11] Capon J. High-resolution frequency-wave number spectrum analysis[J]. Proc IEEE, 1969, 57(8): 1408-1418.
- [11] 苏晓星. 浅海声场的水平纵向相对于波导不变性研究[D]. 中国科学院研究生院博士学位论文.
- SU Xiaoxing. Longitudinal correlations and waveguide invariance of the acoustical field in shallow water[D]. Graduated University of Chinese Academy of Sciences, A thesis of Doctor.