

一种基于 warping 变换的浅海脉冲声源被动测距方法

王冬 郭良浩 刘建军 戚聿波

Passive impulsive source range estimation based on warping operator in shallow water

Wang Dong Guo Liang-Hao Liu Jian-Jun Qi Yu-Bo

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 65, 104302 (2016) DOI: 10.7498/aps.65.104302

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.104302>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2016/V65/I10>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

传感器网络基于特征值分解的信号被动定位技术

Passive source localization using RROA based on eigenvalue decomposition algorithm in WSNs

物理学报.2014, 63(5): 054304 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.054304>

水平变化浅海声波导中模态特征频率与声源距离被动估计

Modal characteristic frequency in a range-dependent shallow-water waveguide and its application to passive source range estimation

物理学报.2014, 63(4): 044303 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.044303>

利用时域波形快速反演海底单参数的方法

A rapid inversion scheme for seabed single parameter using time-domain impulse response

物理学报.2013, 62(22): 224303 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.224303>

浅海矢量声场干涉结构形成机理及试验研究

The mechanism of the interference structure in shallow water vector acoustic field and experimental investigation

物理学报.2013, 62(14): 144301 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.144301>

鲁棒惯性地形辅助导航算法研究

Robust inertial terrain aided navigation algorithm

物理学报.2012, 61(10): 104301 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.61.104301>

一种基于warping变换的浅海脉冲声源 被动测距方法*

王冬¹⁾²⁾ 郭良浩^{1)†} 刘建军¹⁾ 戚聿波¹⁾

1)(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)

2)(中国科学院大学, 北京 100049)

(2015年12月30日收到; 2016年3月2日收到修改稿)

针对浅海波导中脉冲声源被动测距问题, 提出了一种利用接收信号的能量密度函数进行warping变换的声源被动测距方法. 对于浅海波导, 接收信号的能量密度函数中不同号筒正波相干部分, 经warping变换后输出结果的频谱中包含与声源和接收器位置无关的不变性频率特征. 这些特征频率在数值上等于理想波导中相干的两号筒正波的截止频率差, 与海底参数无关, 因此仅需已知海水中的平均声速和海水深度便可计算出特征频率值. 当声源距离未知时, 利用特征频率的提取值与真实特征频率之间的关系可以实现快速测距, 极大地提高了计算速度. 为了验证方法的有效性, 对2011年11月黄海海域水声实验的接收脉冲数据进行了处理, 测距结果与实测距离符合良好, 平均测距误差在8%以内.

关键词: 浅海, 被动测距, warping变换, 能量密度函数

PACS: 43.60.-c, 43.60.Jn

DOI: 10.7498/aps.65.104302

1 引言

浅海声源被动测距一直是水声工作者致力于研究的内容. 现有的被动测距方法主要有三点几何测距、匹配场处理方法和基于波导不变量的被动测距方法. 三点几何测距是已经实用化的被动测距技术, 这种方法要求高精度时延估计、刚性基阵和较大的基阵物理孔径, 因此远程测距精度不高, 并且该方法对到达信号采用平面波假设, 未考虑浅海波导的多途频散效应, 使得其在浅海的测距性能大打折扣^[1,2]. 匹配场处理充分考虑了声场的多途相干特性, 但测距效果依赖于准确的海洋环境参数和声场计算模型, 并且拷贝场计算量大, 技术实现难度非常大^[3,4]. 基于波导不变量的处理方法, 利用具有稳健性的声场距离-频率干涉条纹进行测距, 但波导不变量并不是恒定不变的, 与声场环境和频率

等参数有关, 限制了其实际应用范围^[5-7].

近年来, 基于warping变换的信号处理方法逐渐被应用于水声学领域. Warping变换是一种酉等价变换, 由Baraniuk等^[8]首先在信号处理领域提出. 水声学中, warping变换实际上是利用简正波频散特性的信号处理方法, 将各号筒正波的非线性相位变换为线性相位, 进而达到简正波分离的目的, 目前已被应用于声源被动测距、海洋环境参数反演^[9-11]、气泡脉动消除^[12]以及温跃层结构浅海中简正波间干涉和波导不变量起伏的分析等^[13]. 在被动测距方面, Bonnel等^[14]提出利用两个已知水平间距的水听器上两号筒正波到达时间差之比实现脉冲信号被动测距的方法, 但其测距精度受到提取的频散曲线精度、水听器间距和选取的分析频率的影响, 近距离测距误差较大. 此外, Bonnel等^[15]还提出在分离出单号筒正波的前提下, 利用反向传播方法对目标进行被动测距, 但该方法需

* 国家自然科学基金(批准号: 61571436)资助的课题.

† 通信作者. E-mail: glh2002@mail.ioa.ac.cn

要已知准确的海洋环境参数, 并利用声场模型计算简正波的水平波数. Lopatka 等^[16]通过引入模式符号, 利用两号简正波的相位差实现被动测距, 该方法同样需要已知环境参数, 并利用声场模型计算拷贝场. 国内, 戚聿波^[17]根据简正波水平波数差和波导不变量的关系, 提出一种 β -warping 算子, 该算子可将简正波互相关函数变换为时延随声源距离线性变化的脉冲序列, 进而可以实现被动测距, 但该方法需要使用一个已知距离的引导声源来获得脉冲序列的时延随距离的变化率. 此外, 戚聿波还分析了理想波导中接收信号自相关函数 warping 变换的频谱特征, 并将其应用于被动测距, 包括利用自相关函数 warping 变换频谱匹配的方法实现被动测距^[18,19]和利用分离出的某两号简正波互相关函数的频域相位与简正波水平波数差的线性关系进行测距^[20]. 但其将适用于理想波导频散关系的 warping 算子直接应用于一般浅海波导, 未考虑海底对接收信号的影响, 虽然信号自相关函数 warping 变换频谱中也包含不变性频率特征, 但无法通过理论分析得到其具体值, 因此只能利用一个已知距离的引导声源或者已知海洋环境参数, 并利用声场计算模型仿真获得该特征频率.

为了解决已有被动测距方法中 warping 变换的特征频率不能解析求解的问题, 本文根据浅海波导简正波的频散公式, 提出了利用接收信号的能量密度函数进行 warping 变换的被动测距方法. 接收信号的能量密度函数经 warping 变换后输出结果的频谱中包含与声源和接收器位置无关的不变性频率特征, 并且这些特征频率在数值上等于理想波导中相干的两号简正波的截止频率差, 与海底参数无关. 因此, 仅需已知平均声速和海水深度便可计算出特征频率, 进而实现快速测距, 避免了已有测距算法中引导声源的使用和拷贝场的计算.

本文的结构如下: 第二部分介绍了海水声速随深度变化的一般浅海波导中简正波的频散公式; 第三部分分析了接收信号能量密度函数 warping 变换的频谱特征, 给出了特征频率的解析解; 第四部分提出了一种利用接收信号能量密度函数 warping 变换频谱特征的快速测距方法; 第五部分通过实验数据验证了该测距方法的有效性; 最后是全文总结.

2 浅海波导简正波频散公式

考虑海水声速随深度变化的一般浅海波导, 设海水声速剖面为

$$c(z) = \bar{c}[1 - a(z)], \quad (1)$$

其中, $a(z)$ 为声速随深度的变化量, \bar{c} 为平均声速, 满足

$$\bar{c} = \frac{1}{D} \int_0^D c(z) dz, \quad (2)$$

D 为海水深度. 结合 (1) 和 (2) 式不难得出

$$\int_0^D a(z) dz = 0. \quad (3)$$

根据 (1) 式, 海水介质波数可以表示为

$$k(z) = \frac{\omega}{c(z)} \approx \bar{k}[1 + a(z)], \quad (4)$$

其中 $\bar{k} = \omega/\bar{c}$.

记 k_{rm} 为第 m 号简正波的水平波数, 则本征声线的循环距离为

$$S(k_{rm}) = 2 \int_0^D \frac{k_{rm}}{\sqrt{k^2(z) - k_{rm}^2}} dz. \quad (5)$$

本征声线的传播时间为

$$T(k_{rm}) = 2 \int_0^D \frac{k(z)}{c(z)\sqrt{k^2(z) - k_{rm}^2}} dz. \quad (6)$$

由于海水声速随深度变化, (5) 式和 (6) 式中的积分可以通过在平均声速 \bar{c} 处的泰勒展开进行化简. 将积分核展开成泰勒级数, 保留一阶项, 并结合 (3) 式, 则循环距离可化为

$$\begin{aligned} S(k_{rm}) &\approx 2 \int_0^D k_{rm} \left[\frac{1}{\sqrt{\bar{k}^2 - k_{rm}^2}} - \frac{\bar{k}^2}{(\bar{k}^2 - k_{rm}^2)^{3/2}} a(z) \right] dz \\ &= \frac{2Dk_{rm}}{\sqrt{\bar{k}^2 - k_{rm}^2}} - \frac{2\bar{k}^2}{(\bar{k}^2 - k_{rm}^2)^{3/2}} \int_0^D a(z) dz \\ &= \frac{2Dk_{rm}}{\sqrt{\bar{k}^2 - k_{rm}^2}}. \end{aligned} \quad (7)$$

类似地, 本征声线的循环时间可以表示为

$$\begin{aligned} T(k_{rm}) &\approx 2 \int_0^D \left[\frac{\bar{k}}{\bar{c}\sqrt{\bar{k}^2 - k_{rm}^2}} + \frac{\bar{k}^2 - 2k_{rm}^2}{\bar{c}(\bar{k}^2 - k_{rm}^2)^{3/2}} a(z)\bar{k} \right] dz \\ &= \frac{2D\bar{k}}{\bar{c}\sqrt{\bar{k}^2 - k_{rm}^2}}. \end{aligned} \quad (8)$$

波束位移射线简正波理论中简正波的群速度表达式为^[21]

$$v_m^g = \frac{S(k_{rm}) + \delta_1(k_{rm}) + \delta_2(k_{rm})}{T(k_{rm}) + \tau_1(k_{rm}) + \tau_2(k_{rm})}, \quad (9)$$

其中, $\delta_1(k_{rm})$ 和 $\delta_2(k_{rm})$ 分别为本征声线在上、下边界处的波束位移, $\tau_1(k_{rm})$ 和 $\tau_2(k_{rm})$ 分别为声线在上、下边界处的时间延迟.

设波导上边界为自由海面, 则 $\delta_1(k_{rm}) = 0$, $\tau_1(k_{rm}) = 0$. 对于接收信号能量的主要集中频段, 满足 $\delta_2(k_{rm}) \ll S(k_{rm})$, $\tau_2(k_{rm}) \ll T(k_{rm})$, 则群速度表达式可近似为

$$v_m^g = \frac{S(k_{rm}) + \delta_2(k_{rm})}{T(k_{rm}) + \tau_2(k_{rm})} \approx \frac{S(k_{rm})}{T(k_{rm})}(1 + \varepsilon), \quad (10)$$

其中

$$\varepsilon = \frac{\delta_2(k_{rm})}{S(k_{rm})} - \frac{\tau_2(k_{rm})}{T(k_{rm})}. \quad (11)$$

将(7)和(8)式代入(10)式中, 并考虑到群速度的另一种表达式 $v_m^g = r_0/t$, 可得水平波数

$$k_{rm} = \frac{\bar{k}r_0}{\bar{c}t(1 + \varepsilon)}, \quad (12)$$

其中, r_0 为声源与水听器之间的水平距离.

对于海面和海底反射类简正波, 海面反射相移为 $-\pi$, 海底反射相移为 $\varphi_b = -2\phi_b$. 本征方程可以写为

$$2 \int_0^D \sqrt{k^2(z) - k_{rm}^2} dz = (2m - 1)\pi - \varphi_b, \quad (13)$$

$m = 1, 2, \dots$

与(5)和(6)式的处理方法相同, 将(13)式左边的积分展开成泰勒级数, 保留一阶项, 本征方程可以化为

$$2 \int_0^D \left[\sqrt{\bar{k}^2 - k_{rm}^2} + \frac{\bar{k}^2}{\sqrt{\bar{k}^2 - k_{rm}^2}} a(z) \right] dz = (2m - 1)\pi - \varphi_b, \quad m = 1, 2, \dots, \quad (14)$$

进一步化简可得

$$D\sqrt{\bar{k}^2 - k_{rm}^2} = \frac{2m - 1}{2}\pi - \frac{\varphi_b}{2}. \quad (15)$$

将(12)式代入(15)式, 并利用 $\bar{k} = 2\pi f/\bar{c}$, 可得瞬时频率为

$$f(t_\varepsilon) = \frac{\left(2m - 1 + \frac{2\phi_b}{\pi}\right)\bar{c}t_\varepsilon}{4D\sqrt{t_\varepsilon^2 - \left(\frac{r_0}{\bar{c}}\right)^2}}, \quad (16)$$

其中 $t_\varepsilon = t(1 + \varepsilon)$. 将(16)式在 t 处进行泰勒展开, 并保留一阶项, 可得

$$f(t) = \hat{f}(t) + \hat{f}'(t) \cdot (t_\varepsilon - t), \quad (17)$$

其中

$$\hat{f}(t) = \frac{\left(2m - 1 + \frac{2\phi_b}{\pi}\right)\bar{c}t}{4D\sqrt{t^2 - \left(\frac{r_0}{\bar{c}}\right)^2}}, \quad (18)$$

$\hat{f}'(t)$ 为 $\hat{f}(t)$ 对时间 t 的导数. 经过进一步化简可得

$$f(t) = \frac{\left(2m - 1 + \frac{2\phi_b}{\pi}\right)\bar{c}t}{4D\sqrt{t^2 - \left(\frac{r_0}{\bar{c}}\right)^2}} + \frac{\bar{c}}{4D\pi} \frac{2}{\sqrt{t^2 - \left(\frac{r_0}{\bar{c}}\right)^2}} \phi_b'. \quad (19)$$

(19)式即为一般浅海波导中简正波瞬时频率表达式. 由于信号的瞬时频率是瞬时相位的导数, 所以简正波的瞬时相位可以表示为

$$\begin{aligned} \psi_m(t) &= 2\pi \int_{t_r}^t f(u) du \\ &= \frac{2\pi}{4D} \left[(2m - 1)\bar{c}\sqrt{t^2 - \left(\frac{r_0}{\bar{c}}\right)^2} + \frac{2}{\pi} (\bar{c}\phi_b) \sqrt{t^2 - \left(\frac{r_0}{\bar{c}}\right)^2} \right] \\ &= 2\pi [f_{cm}\xi(t) + \chi(t)], \end{aligned} \quad (20)$$

其中

$$f_{cm} = \frac{(2m - 1)\bar{c}}{4D}, \quad (21)$$

$$\xi(t) = \sqrt{t^2 - \left(\frac{r_0}{\bar{c}}\right)^2}, \quad (22)$$

$$\chi(t) = \frac{\bar{c}\phi_b(t)\xi(t)}{2D\pi}. \quad (23)$$

因此, 浅海波导中接收脉冲信号表达式为

$$p(r_0, t) = \sum_{m=1}^M a_m(t) e^{i2\pi[f_{cm}\xi(t) + \chi(t)]}. \quad (24)$$

3 接收信号能量密度函数的 warping 变换

由简正波瞬时相位表达式(20)可以看出, f_{cm} 为绝对硬海底理想波导中第 m 号简正波的截止频率, $\chi(t)$ 中包含了海底对信号瞬时相位的贡献. 在非理想波导中, 海底反射系数的相位是时间 t 的复

杂函数, 与海底模型有关, 很难获得其解析表达式, 所以很难找到适应于一般浅海波导频散关系的 warping 算子. 如果采用理想波导的 warping 变换算子对接收信号进行 warping 变换, 虽然也可以达到分离简正波的目的, 但由于受到 $\phi_b(t)$ 的影响, 无法通过理论分析计算出变换的特征频率. 而对接收信号的能量密度函数进行 warping 变换, 则可以有效消除这一项的影响, 使得特征频率有明确的解析表达式.

根据 (24) 式可得接收信号的能量密度函数为

$$e_p(r_0, t) = |p(r_0, t)|^2 = \sum_{m=1}^M a_m^2(t) + \sum_{n=1}^M \sum_{m \neq n}^M a_m(t)a_n(t) \times e^{i2\pi(f_{cm}-f_{cn})t}. \quad (25)$$

利用时域 warping 算子

$$h(t) = \sqrt{t^2 + \left(\frac{r_0}{c}\right)^2}, \quad (26)$$

对其进行 warping 变换可得

$$(W_h e_p)(r_0, t) = \left| \frac{t}{h(t)} \right|^{\frac{1}{2}} \left[\sum_{m=1}^M a_m^2(h(t)) + \sum_{n=1}^M \sum_{m \neq n}^M a_m(h(t)) a_n(h(t)) e^{i2\pi(f_{cm}-f_{cn})t} \right], \quad (27)$$

式中, 第一项为相同号简正波相干部分, 在频域上集中在零频率附近; 第二项为不同号简正波相干部分, 在频域上表现为一系列频率为 $f_{cm} - f_{cn}$ 的单频信号, 并且这些信号对应的频率与声源和水听器的位置无关, 仅与波导环境参数有关. 记 $f_{m-n} = f_{cm} - f_{cn}$ 为变换的特征频率, 忽略相同号简正波相干部分的影响, 可得

$$(W_h e_{p2})(r_0, t) = \left| \frac{t}{h(t)} \right|^{\frac{1}{2}} \sum_{n=1}^M \sum_{m \neq n}^M a_m(h(t)) a_n(h(t)) \times e^{i2\pi(f_{cm}-f_{cn})t}, \quad (28)$$

由理想波导简正波截止频率公式可得

$$f_{m-n} = f_{cm} - f_{cn} = \frac{(m-n)\bar{c}}{2D}. \quad (29)$$

因此, $(W_h e_{p2})(r_0, t)$ 的傅里叶变换频谱中的特征频率与 m, n 并不是一一对应的关系, 而是将号数差相同的一系列简正波组合变换为相同频率的单频

信号. 根据简正波理论, 浅海波导中某一距离和深度上的接收信号往往由一组号数相邻的简正波叠加而成. 因此, 两号简正波号数差越小, 变换的特征频率越小, 对应的简正波组合越多, 特征频率幅度越大; 反之, 两号简正波号数差越大, 变换的特征频率越大, 对应的简正波组合越少, 特征频率幅度越小. 因此, 很容易得出 $(W_h e_{p2})(r_0, t)$ 的傅里叶变换频谱中的特征频率分别为 $\bar{c}/(2D), 2\bar{c}/(2D), 3\bar{c}/(2D), 4\bar{c}/(2D)$ 等, 只与平均声速和海水深度有关. 一般情况下, 相邻号简正波相干产生的特征频率 $\bar{c}/(2D)$ 处频谱幅度最大.

图 1 为仿真的理想波导和 Pekeris 波导中不同距离处接收信号的能量密度函数经 warping 变换后的频谱图. 两种波导水深均为 100 m, 海水声速为 1500 m/s, 声源和接收器均位于海底, 声源带宽为 100—200 Hz. Pekeris 波导海底声速为 1600 m/s, 密度为 1.9 g/cm³, 衰减系数为 0.1 dB/λ. 从图中可以看出, 对于不同的声源距离, 接收信号能量密度函数的 warping 变换谱峰对应的频率基本

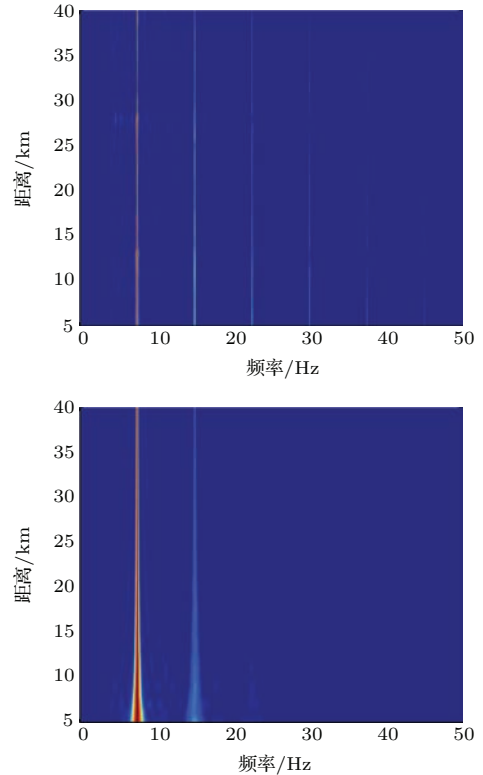


图 1 理想波导和 Pekeris 波导中接收信号的能量密度函数 warping 变换频谱 (a) 理想波导; (b) Pekeris 波导
Fig. 1. Frequency spectrum of the warped energy density function of the received signal in ideal and Pekeris waveguide: (a) Ideal waveguide; (b) Pekeris waveguide.

不变. 另外, 图 1 (a) 中 7.5, 15, 22.5 和 30 Hz 处存在四条明显的亮线, 分别对应于 $m-n=1$, $m-n=2$, $m-n=3$ 和 $m-n=4$ 的简正波组合相干产生的谱峰; 而 Pekeris 波导中由于海底反射和吸收, 仅有低号简正波能进行远距离传播, 所以图 1 (b) 中仅能看出 7.5 和 15 Hz 处由 $m-n=1$ 和 $m-n=2$ 的简正波组合相干产生的谱峰.

当声源的真实距离为 r_0 而假设声源距离为 r 时, 接收信号表达式为

$$\begin{aligned} \tilde{p}(r, t) &= p\left(t + \frac{r_0}{c} - \frac{r}{c}\right) \\ &= \sum_{m=1}^M \hat{a}_m(t) \exp\left\{i2\pi\left[f_{cm}\sqrt{\left(t + \frac{r_0}{c} - \frac{r}{c}\right)^2 - \left(\frac{r_0}{c}\right)^2} + \chi\left(t + \frac{r_0}{c} - \frac{r}{c}\right)\right]\right\}. \end{aligned} \quad (30)$$

其中

$$\hat{a}_m(t) = a_m\left(t + \frac{r_0}{c} - \frac{r}{c}\right).$$

接收信号的能量密度函数为

$$\begin{aligned} e_{\tilde{p}2}(r, t) &= \sum_{n=1}^M \sum_{m \neq n}^M \hat{a}_m(t) \hat{a}_n(t) \exp\left[i2\pi(f_{cm} - f_{cn})\right. \\ &\quad \left. \times \sqrt{\left(t + \frac{r_0}{c} - \frac{r}{c}\right)^2 - \left(\frac{r_0}{c}\right)^2}\right], \end{aligned} \quad (31)$$

利用 warping 算子

$$h(t) = \sqrt{t^2 + \left(\frac{r}{c}\right)^2}, \quad (32)$$

对其进行 warping 变换得

$$\begin{aligned} (W_h e_{\tilde{p}2})(r, t) &= \left|\frac{t}{h(t)}\right|^{\frac{1}{2}} \sum_{n=1}^M \sum_{m \neq n}^M \hat{a}_m(h(t)) \hat{a}_n(h(t)) \\ &\quad \times \exp\left\{i2\pi(f_{cm} - f_{cn})\right. \\ &\quad \left. \times \sqrt{\left(\sqrt{t^2 + \left(\frac{r}{c}\right)^2} + \frac{r_0}{c} - \frac{r}{c}\right)^2 - \left(\frac{r_0}{c}\right)^2}\right\}. \end{aligned} \quad (33)$$

Warping 变换实际上是在 $h(t)$ 处对信号进行重采样, 设信号展宽为 Δt , 则有效采样时间为 $r/c < t < r/c + \Delta t$, 因此 $h(t)$ 应满足 $r/c < h(t) < r/c + \Delta t$, 即 $t < [2\Delta t \cdot (r/c) + (\Delta t)^2]^{1/2}$. 一般情况下, $\frac{\Delta t}{r/c} \ll 1$, 所以

$$\frac{t}{r/c} < \sqrt{\frac{2\Delta t}{r/c} + \frac{(\Delta t)^2}{(r/c)^2}} \ll 1.$$

进而有

$$\begin{aligned} \sqrt{t^2 + (r/c)^2} &= \frac{r}{c} \sqrt{1 + \frac{t^2}{(r/c)^2}} \\ &\approx \frac{r}{c} \left[1 + \frac{t^2}{2(r/c)^2}\right] \\ &= \frac{r}{c} + \frac{t^2}{2(r/c)}, \left(\sqrt{t^2 + (r/c)^2} - \frac{r}{c} + \frac{r_0}{c}\right)^2 \\ &\quad - \left(\frac{r_0}{c}\right)^2 \approx \left(\frac{t^2}{2r/c}\right)^2 + \frac{r_0}{r} t^2. \end{aligned}$$

因此, (33) 式可以重写为

$$\begin{aligned} (W_h e_{\tilde{p}2})(r, t) &= \left|\frac{t}{h(t)}\right|^{\frac{1}{2}} \sum_{n=1}^M \sum_{m \neq n}^M \hat{a}_m(h(t)) \hat{a}_n(h(t)) \\ &\quad \times e^{i2\pi(f_{cm} - f_{cn})\sqrt{\frac{r_0}{r}}\left(t + \frac{t^3}{8rr_0/c^2}\right)}. \end{aligned} \quad (34)$$

此时变换的特征频率记为 $\tilde{f}_{m-n}(r)$, 则

$$\tilde{f}_{m-n}(r) \approx \sqrt{\frac{r_0}{r}} f_{m-n}. \quad (35)$$

以上文中的 Pekeris 波导为例, 声源距离 r_0 为 22.5 km. 图 2 从上到下依次为假设声源距离 r 为 16.5, 22.5 和 27 km 时 $(W_h e_{\tilde{p}2})(r, t)$ 的频谱. 从图 2 中可以看出, 当 $r > r_0$ 时, $\tilde{f}_{m-n}(r) < f_{m-n}$; 当 $r < r_0$ 时, $\tilde{f}_{m-n}(r) > f_{m-n}$, 并且不同假设距离下特征频率的提取值与真实特征频率之间的关系满足 (35) 式.

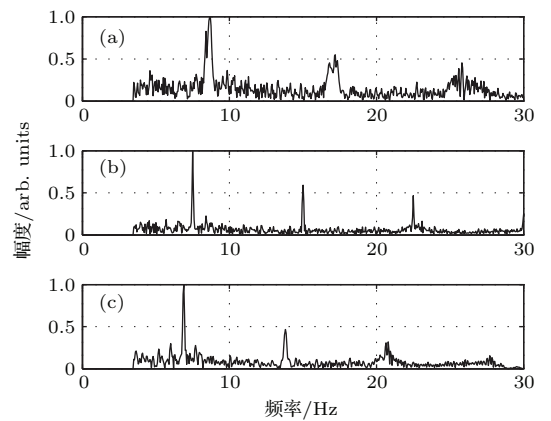


图 2 Pekeris 波导中不同假设距离下接收信号能量密度函数 warping 变换的频谱

Fig. 2. Spectrum of the warped energy density function of the received signal at different supposed ranges in Pekeris waveguide.

4 被动声源距离估计方法

通过上面的分析和仿真可知,接收信号能量密度函数的warping变换频谱中包含与声源和接收器位置无关、只与海洋环境参数有关的不变性频率特征,并且该特征频率在数值上等于理想波导中相干的两号筒正波的截止频率差,与海底参数无关.因此,仅需利用声速仪测得海水声速 $c(z)$ 和海水深度 D ,计算出平均声速 \bar{c} ,再利用(29)式便可快速计算出特征频率 f_{m-n} .当声源距离未知时,假设声源距离为 r ,利用提取的特征频率 $\tilde{f}_{m-n}(r)$ 与真实特征频率 f_{m-n} 之间的关系快速计算出实际距离.由(35)式可得

$$r_0 = (\tilde{f}_{m-n}^2(r)/f_{m-n}^2)r. \quad (36)$$

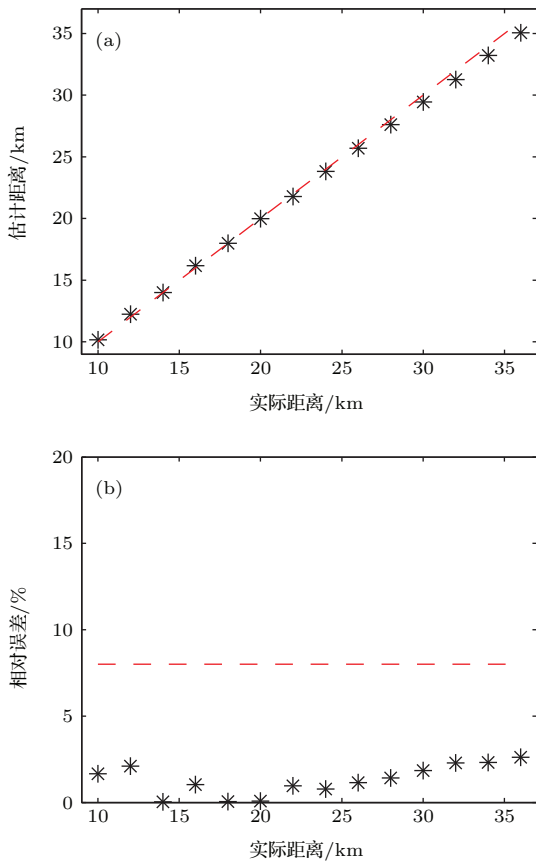


图3 (网刊彩色) Pekeris波导中不同信号的距离估计结果和相对误差 (a) 估计距离与实际距离对比; (b) 估计的相对误差

Fig. 3. (color online) Range estimation results of signals and relative errors in Pekeris waveguide: (a) Comparison of the estimated ranges with real ranges; (b) relative errors.

图3给出了上文所述的Pekeris波导中10—36 km处信号的距离估计结果和相对误差.其中,图3(a)中红色虚线代表实际距离,黑色星号代表估计距离;图3(b)中红色虚线为8%误差线,黑色星号代表相对误差.

5 浅海实验数据处理结果

2011年11月声传播实验在黄海海域进行.实验海区海水深度约为73 m,方差为3 m,海水声速剖面近似等声速,声速为1480 m/s.声源采用25 m/38 g信号弹,接收阵为布放于海底的32元水平线列阵.本文只采用阵元1的接收信号.

图4为25.2 km处的接收信号经过带通滤波后的信号波形和其能量密度函数经过warping变换的频谱,其中带通滤波器的滤波带宽为30—150 Hz.

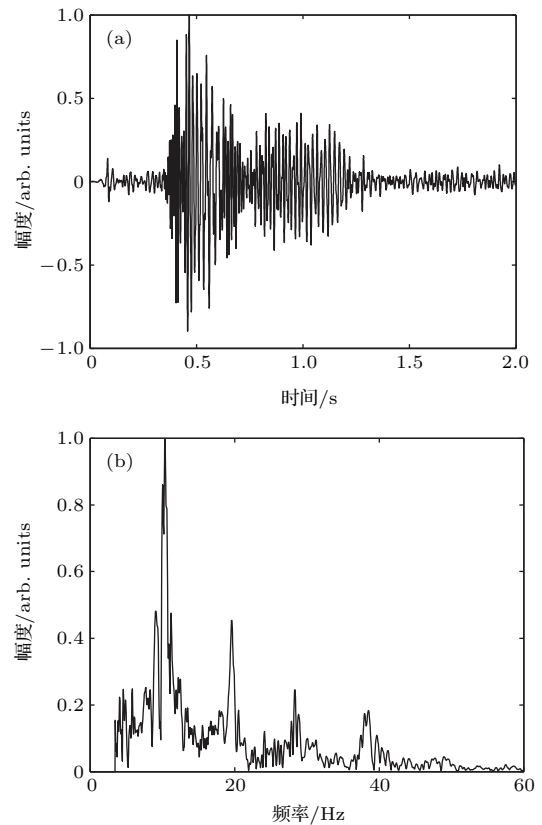


图4 25.2 km处接收信号波形及其能量密度函数经warping变换后的频谱 (a) 信号波形; (b) 能量密度函数经warping变换的频谱

Fig. 4. waveform of the received signal and spectrum of the warped energy density function: (a) Waveform of the received signal; (b) spectrum of the warped energy density function.

图5为48.9 km处的接收信号波形及其能量密度函数经过warping变换的频谱.

观察图4(b)和图5(b)可以发现, 两图中10和20 Hz附近都存在两个明显的峰值, 分别对应于 $m - n = 1$ 和 $m - n = 2$ 的简正波组合相干成分, 两峰值频率与理论计算值符合较好. 而对于 $m - n = 3$ 和 $m - n = 4$ 的简正波相干成分, 即图中的第三个和第四个峰值, 由于高号简正波经过远距离传播, 能量已经很低, 并且受到噪声的影响, 实际变换的峰值频率与理论值存在一定的偏差, 因此, 在测距过程中尽量不要选择这两个频率作为参考频率.

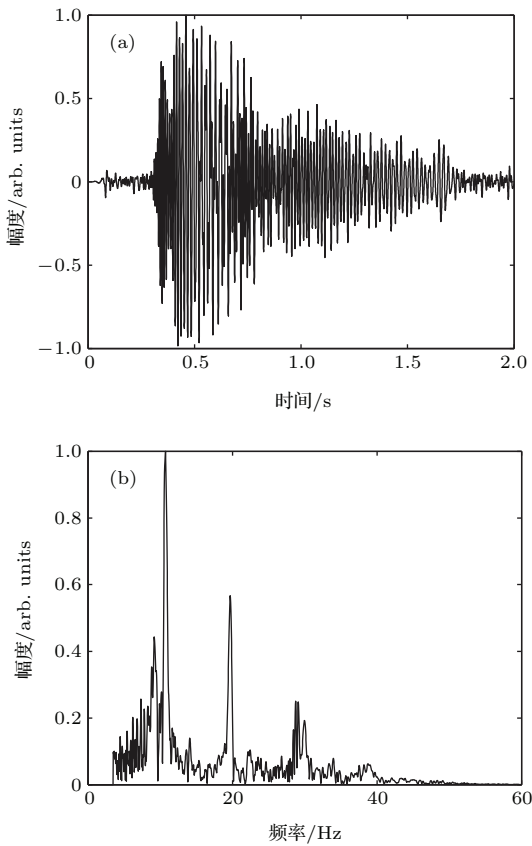


图5 48.9 km处接收信号波形及其能量密度函数经warping变换后的频谱 (a) 信号波形; (b) 能量密度函数经warping变换的频谱

Fig. 5. Waveform of the received signal and spectrum of the warped energy density function in 48.9 km: (a) Waveform of the received signal; (b) spectrum of the warped energy density function.

为了说明 $(W_h e_{\bar{p}2})(r, t)$ 的频谱与假设声源距离的关系, 以实测距离 $r_0 = 25.2$ km 处的接收信号为例, 图6从上到下依次为假设声源距离 r 为 10, 25.2 和 40 km 时 $(W_h e_{\bar{p}2})(r, t)$ 的频谱. 三个频谱图中都可以明显地看出由相邻号简正波组合相干产

生的谱峰, 不同假设距离时, 谱峰对应的频率不同, 当 $r < r_0$ 时, 谱峰频率大于特征频率 f_{m-n} ; 反之, 当 $r > r_0$ 时, 谱峰频率小于特征频率 f_{m-n} .

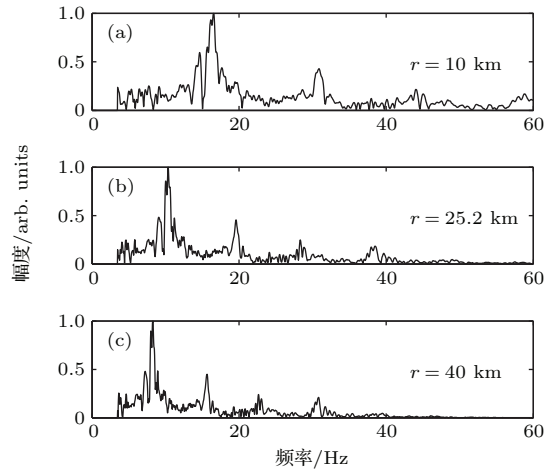


图6 不同假设距离下接收信号能量密度函数warping变换频谱

Fig. 6. Spectrum of the warped energy density function of the received signal at different supposed ranges.

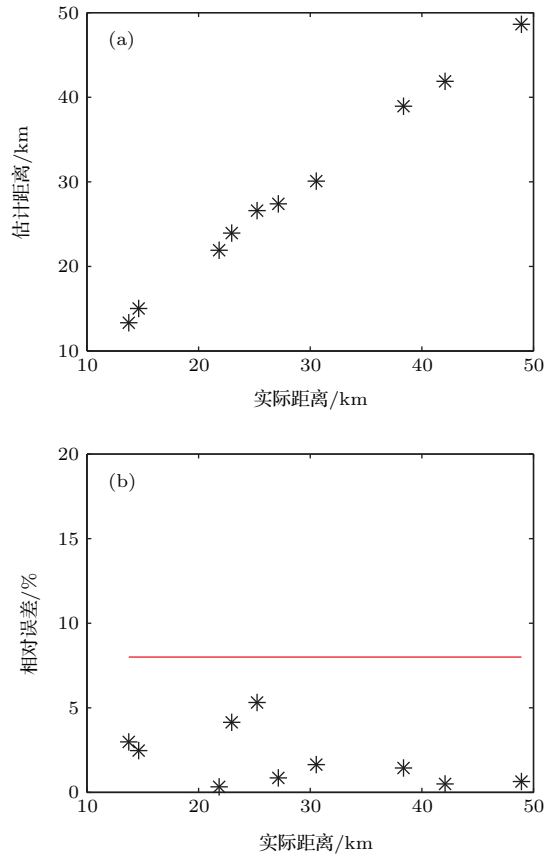


图7 全部信号的距离估计结果和相对误差 (a) 估计距离与实测距离对比; (b) 估计距离的相对误差

Fig. 7. Range estimation results and relative errors: (a) Comparison of the estimated ranges with real ranges; (b) relative errors.

图7为对所有接收信号经过处理得到的距离估计结果和相对误差. 其中, 图7(b)中实线为8%误差线, 星号代表相对误差. 其相对误差都在8%以内, 可见该方法对浅海中的脉冲信号具有一定的测距精度.

6 结 论

浅海波导中, 接收信号能量密度函数 warping 变换输出结果的频谱中包含不变性频率特征, 本文推导出该特征频率的理论值为理想波导中相干的两号简正波的截止频率差, 只与海水中的平均声速和海水深度有关, 与海底参数无关. 当声源距离未知时, 利用特征频率的提取值与真实特征频率之间的近似关系便可实现快速测距. 本文提出的对接收信号的能量密度函数的 warping 变换, 有效地消除了海底对变换的特征频率的影响, 解决了直接对接收信号或其自相关函数进行 warping 变换时特征频率不能解析求解的问题. 在被动测距时, 避免了已有测距算法中引导声源的使用和拷贝场的计算, 极大地提高了计算速度. 本文利用2011年黄海海域水声实验获得的信号弹脉冲声数据对本方法进行了验证, 测距结果与实测距离符合良好, 平均测距误差在8%以内.

感谢参加2011年黄海海域水声实验的全体工作人员, 他们的辛苦工作为本文的科研工作提供了宝贵的实验数据.

参考文献

- [1] Mao W N 2001 *Journal of Southeast University* **3** 1 (in Chinese) [毛卫宁 2001 东南大学学报 **3** 1]
- [2] Song X J, Hui J Y, Yin D M, Li Y M 2005 *Appl. Acoust.* **24** 133 (in Chinese) [宋新见, 惠俊英, 殷冬梅, 李艳梅 2005 应用声学 **24** 133]
- [3] Bucker H P 1976 *J. Acoust. Soc. Am.* **59** 368
- [4] Baggeroer A B, Kuperman W A, Mikhalevsky P N 1993 *IEEE J. Ocean. Eng.* **18** 401
- [5] Lee S, Makris N C 2006 *J. Acoust. Soc. Am.* **119** 336
- [6] Thode A M, Kuperman W A, D' Spain G L, Hodgkiss W S 2000 *J. Acoust. Soc. Am.* **107** 278
- [7] Rakotonarivo S, Kuperman W A 2012 *J. Acoust. Soc. Am.* **132** 2218
- [8] Baraniuk R G, Jones D L 1995 *IEEE Trans. Sign. Process.* **43** 2269
- [9] Bonnel J, Nicolas B, Mars J I 2010 *J. Acoust. Soc. Am.* **128** 719
- [10] Bonnel J, Chapman N R 2011 *J. Acoust. Soc. Am.* **130** EL101
- [11] Niu H Q, He L, Li Z L, Zhang R H, Nan M X 2014 *Acta Acoust.* **39** 1 (in Chinese) [牛海强, 何利, 李整林, 张仁和, 南明星 2014 声学学报 **39** 1]
- [12] Niu H Q, Zhang R H, Li Z L, Guo Y G, He Li 2013 *Chin. Phys. Lett.* **30** 804301
- [13] Zhou S H, Niu H Q, Ren Y, He L 2013 *Science China: Phys. Mech. Astron.* **43** s68 (in Chinese) [周士弘, 牛海强, 任云, 何利 2013 中国科学: 物理学 力学 天文学 **43** s68]
- [14] Bonnel J, Touzé G L, Gervaise C 2008 *Oceans 2008* Quebec City, September 15–18, 2008, p1
- [15] Bonnel J, Thode A 2013 *ICA 2013 Montreal* Montreal, Canada, June 2–7, 2013 p070066
- [16] Lopatka M, Touzé G L, Nicolas B, Cristol X, Mars J I, Fattaccioli D 2010 *J. Adv. Signal Proc.* **2010** 304103
- [17] Qi Y B, Zhou S H, Zhang R H, Ren Y 2015 *Acta Phys. Sin.* **63** 074301 (in Chinese) [戚聿波, 周士弘, 张仁和, 任云 2015 物理学报 **63** 074301]
- [18] Qi Y B, Zhou S H, Ren Y 2015 *Acta Acoust.* **64** 144 (in Chinese) [戚聿波, 周士弘, 任云 2015 声学学报 **64** 144]
- [19] Qi Y B, Zhou S H, Zhang R H, Zhang B, Ren Y 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 044303 (in Chinese) [戚聿波, 周士弘, 张仁和, 张波, 任云 2014 物理学报 **63** 044303]
- [20] Qi Y B 2015 *Ph. D. Dissertation* (Beijing: University of Chinese Academy of Sciences) (in Chinese) [戚聿波 2015 博士学位论文 (北京: 中国科学院大学)]
- [21] Niu H Q 2014 *Ph. D. Dissertation* (Beijing: University of Chinese Academy of Sciences) (in Chinese) [牛海强 2014 博士学位论文 (北京: 中国科学院大学)]

Passive impulsive source range estimation based on warping operator in shallow water^{*}

Wang Dong¹⁾²⁾ Guo Liang-Hao^{1)†} Liu Jian-Jun¹⁾ Qi Yu-Bo¹⁾

1) (State Key Laboratory of Acoustics, Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

2) (University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

(Received 30 December 2015; revised manuscript received 2 March 2016)

Abstract

An approach to passive impulsive source range estimation in shallow water is proposed. The approach is based on warping transformation of the energy density function of the received signal. Because of the influence of the sea bottom, it is difficult to find a warping operator adapted to the dispersion characteristics of modes in shallow water. Even though the modes can be separated from each other by using the warping operator adapted to the ideal waveguide, it is impossible to obtain the analytic solutions of the characteristic frequencies, while the energy density function of the received signal is not affected by the sea bottom. Like the received signal and the autocorrelation function of the signal, the frequency spectrum of the warped energy density function of the received signal also owns invariable frequency features. These characteristic frequencies equal the difference in the cut-off frequency between two modes in ideal waveguide, which are easy to calculate with the knowledge of the depth and the average sound speed of the water. What is more, the warping operator transforms mode pairs in energy density function with the same mode number difference into one monotone, which means one characteristic frequency is not unique for one mode pair. In shallow water, the acoustic field is typically composed of a group of modes with close mode numbers. Therefore, the smaller the mode number difference, the more the mode pairs, and the higher the spectral peak of the corresponding monotone is. When the source range is unknown, the approximate relation formula between the extracted characteristic frequency in a supposed source range and the real characteristic frequency is derived, based on which a fast passive source range estimation method is proposed. The proposed method successfully avoids using the guide source and the calculation of replica field, which is necessary in existing passive range estimation algorithms. And applying warping operator to the energy density function of the received signal makes it easy to obtain the analytic solutions of the characteristic frequencies, which is impossible in previous researches. The method is successfully applied to the Yellow Sea impulsive signal data collected by a single hydrophone in November 2011. The mean relative error of range estimation is less than 8%.

Keywords: shallow water, range estimation, warping, energy density function

PACS: 43.60.-c, 43.60.Jn

DOI: 10.7498/aps.65.104302

^{*} Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61571436).

[†] Corresponding author. E-mail: glh2002@mail.ioa.ac.cn