

一种基于 β -warping 变换算子的被动声源距离估计方法

戚聿波 周士弘 张仁和 任云

A passive source ranging method using the waveguide-invariant-warping operator

Qi Yu-Bo Zhou Shi-Hong Zhang Ren-He Ren Yun

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 64, 074301 (2015) DOI: 10.7498/aps.64.074301

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.074301>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2015/V64/I7>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

水平变化波导中的简正波耦合与能量转移

Mode coupling and energy transfer in a range-dependent waveguide

物理学报.2014, 63(21): 214302 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.214302>

浅海内波影响下的波导不变量变化特性分析

Time-varying characteristics of the waveguide invariant under internal wave condition in the shallow water area

物理学报.2014, 63(19): 194303 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.194303>

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>

基于频散特征的单水听器模式特征提取及距离深度估计研究

Studies on mode feature extraction and source range and depth estimation with a single hydrophone based on the dispersion characteristic

物理学报.2013, 62(9): 094303 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.094303>

一种水平变化可穿透波导中声传播问题的耦合简正波方法

A coupled-mode method for sound propagation in a range-dependent penetrable waveguide

物理学报.2013, 62(9): 094302 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.094302>

一种基于 β -warping变换算子的被动声源距离估计方法*

戚聿波¹⁾²⁾ 周士弘^{1)†} 张仁和¹⁾ 任云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) (中国科学院大学物理学院, 北京 100049)

(2014年7月6日收到; 2014年10月23日收到修改稿)

基于浅海简正波水平波数差与波导不变量之间的关系, 本文提出了一种适用于水平不变浅海声波导中接收信号自相关函数的频域卷绕变换算子. 该算子可以将接收信号自相关函数中的简正波互相关成分变换为时域上可分离的脉冲序列, 且脉冲序列的相对延迟时间包含声源距离信息. 利用已知距离的引导声源, 由单水听器记录的脉冲信号即可实现被动声源距离估计. 对仿真和实验获得的脉冲信号数据处理结果验证了该变换算子用于被动声源距离估计的有效性.

关键词: 波导不变量, 卷绕变换, 声源距离被动估计, 自相关函数

PACS: 43.30.Bp, 43.60.Jn, 43.30.Wi

DOI: 10.7498/aps.64.074301

1 引言

由于海面 and 海底边界的作用, 波导中传播的声波往往存在多途和频散现象. 各个简正波往往在时间和频率上混叠, 传统时频分析方法无法将其高分辨地分离. 卷绕(warping)变换为简正波的分离提供了一种途径. 文献[1]首先将卷绕变换引入信号分析与处理. 若目标信号的瞬时相位表达式已知, 利用相应的时域卷绕变换算子在时间轴上的重采样可以将信号变为单频信号, 由传统的窄带滤波器就可以分离目标信号. 时域卷绕变换近几年在浅海水下声波导中有了较广泛的应用. 文献[2]根据 Pekeris 波导中简正波瞬时相位的特点, 提出了针对浅海波导的时域卷绕变换算子 $h(t) = \sqrt{t^2 + t_r^2}$, 其中 t_r 为信号到达时间. 此后, 该算子被用于海洋环境参数反演[3]、声源定位[4]、气泡脉动的消除[5]以及具温跃层结构浅海中简正波间干涉及其波导不变量起伏的分析[6]. 在波导不变量约等于1的浅海声波导中, 简正波互相关函数的瞬时相位与简正

波本身的瞬时相位在表达式形式上类似, 利用时域卷绕算子 $h(t)$ 可以提取波导特征频率, 并用于浅海水平不变波导的被动声源距离估计[7]. 文献[8]在绝热简正波声场理论基础上, 进一步将该算子推广到水平变化波导. 文献[9]基于波束位移射线简正波(BDRM)理论, 给出了 Pekeris 波导简正波更准确的瞬时相位理论表达式, 并由此提出了一种修正时域卷绕变换算子, 使得变换后简正波的特征频率更接近其截止频率.

水下声波导的频域卷绕变换首先由文献[10]提出, 可用于消除简正波的频散, 将单个简正波变换为脉冲序列. 但实际应用中, 该方法不能同时解决多个简正波的消频散问题. 文献[11]给出了高频情况下简正波水平波数的近似表达式. 之后, 文献[12]利用该表达式提出了一种消频散变换, 通过在二维平面上的搜索消除了多号简正波的频散.

传统卷绕变换算子局限于海底反射类简正波贡献为主的浅海声场情况. 由这类简正波贡献的声场中, 波导不变量接近于1. 对于海水中折射类简正波贡献的声场来说, 其波导不变量通常小于0, 传

* 国家自然科学基金(批准号: 11174312, 10974218, 11125420)和中国科学院百人计划基金资助的课题.

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

统卷绕变换算子不再适用. 利用简正波水平波数差与波导不变量之间的关系^[13,14], 本文首先提出了一种针对接收信号自相关函数的频域卷绕变换算子. 在一定的频带范围内, 由于波导不变量可以统一刻画一簇简正波水平波数差随频率的变化关系, 仅通过一维频域的重采样, 该算子可以将接收信号自相关函数中的简正波互相关成分变为时域上可分离的脉冲序列. 然后利用仿真数据验证了变换后脉冲序列延时与声源距离呈线性关系. 最后利用已知距离的引导源, 由脉冲序列对应的延时提取出了目标声源距离信息, 并通过实验数据对该测距方法进行了验证.

2 基于波导不变量的频域卷绕变换算子

浅海水平不变声波导中, 若声源在 $t = 0$ 时刻发射信号, 远场声场可以用简正波表示为^[15]

$$P(f) = |S(f)| \sum_{m=1}^M A_m(f) e^{jk_{rm}(f)r + j\theta(f)}, \quad (1)$$

其中, $|S(f)|$ 表示声源激发谱幅度, $\theta(f)$ 为声源激发谱相位, M 表示波导中传播的简正波号数, $k_{rm}(f)$ 为第 m 号简正波的水平波数, r 为信号收发距离, $A_m(f)$ 为第 m 号简正波幅度, $A_m(f) = \frac{1}{\rho\sqrt{8\pi r}} \psi_m(z_s)\psi_m(z) \frac{e^{j\pi/4}}{\sqrt{k_{rm}(f)}}$, $\psi_m(z)$ 表示简正波的本征函数, z_s 和 z 分别为声源深度和水听器深度, ρ 表示声源处的海水密度. 由于波导的频散特性, 简正波水平波数 $k_{rm}(f)$ 随着频率 f 非线性变化.

被动接收系统中目标声源发射信号的時刻往往是未知的, 假设为 $t = t_0$, 由 (1) 式, 此时接收声场可以表示为

$$P(f) = |S(f)| \sum_{m=1}^M A_m(f) e^{jk_{rm}(f)r} \times e^{j\theta(f)} e^{-j2\pi ft_0}. \quad (2)$$

在已知第 m 号简正波水平波数 $k_{rm}(f)$ 的情况下, 由其随频率的变化关系可以构建出该号简正波的频域卷绕变换算子, 但是这种算子仅消除了第 m 号简正波的频散, 而不能消除其他号简正波的频散. 同时, 由于信号激发时刻 t_0 未知及声源激发谱相位 $\theta(f)$ 的影响, 变换后的第 m 号简正波仍不是脉冲序列. 因此, 在实际水下声波导中, 很难实现对声源激发谱相位和信号激发时刻 t_0 未知的接收信

号本身进行频域卷绕变换. 而对接收信号取自相关处理可以解决上述问题.

由 (2) 式可得, 接收信号自相关函数的频域表达式为

$$R(f) = |S(f)|^2 \left(\sum_{m=1}^M |A_m(f)|^2 + \sum_{n=1}^M \sum_{m \neq n}^M A_m(f) \times A_n^\dagger(f) e^{j(k_{rm}(f) - k_{rn}(f))r} \right), \quad (3)$$

其中, 上标 \dagger 为复共轭算符. 括号中第一项表示所有简正波本身的自相关成分, 第二项为不同简正波的互相关成分. 由 (3) 式可以看出, 接收信号的自相关处理不仅消除了由声源发射信号时刻未知引入的相移 $e^{-j2\pi ft_0}$, 也消去了声源激发谱相位 $e^{j\theta(f)}$. 因此, 对接收信号自相关函数进行频域卷绕变换时, 避免了声源激发谱相位未知和信号激发时刻 t_0 未知的问题. 构建接收信号自相关函数的频域卷绕变换算子, 关键在于获取简正波水平波数差随频率的变化关系. 浅海水平不变声波导环境下, 该关系可以由波导不变量来描述^[13,14]:

$$k_{rm}(f) - k_{rn}(f) = \gamma_{mn} f^{-1/\beta}, \quad (4)$$

式中, β 为波导不变量, γ_{mn} 为与简正波号数有关的常数. γ_{mn} 和 β 与海洋环境参数有关. 利用 (4) 式给出的简正波水平波数差的表达式, (3) 式中的简正波互相关成分可以表示为

$$R_2(f) = |S(f)|^2 \sum_{n=1}^M \sum_{m \neq n}^M A_m(f) \times A_n^\dagger(f) e^{jr\gamma_{mn} f^{-1/\beta}}. \quad (5)$$

根据 (5) 式, 定义频域卷绕 (β -warping) 变换算子为

$$w(f) = C f^{-\beta}, \quad (6)$$

其中 C 为一常数, 用于保证频域卷绕变换重采样的频带包含原始信号的整个频带或者与原始信号频带有最大的重叠区域, C 的取值方法见附录. 变换后的简正波互相关成分为

$$\begin{aligned} & FW\{R_2(f)\} \\ &= \sqrt{\left| \frac{dw(f)}{df} \right|} |S(Cf^{-\beta})|^2 \\ &\times \sum_{n=1}^M \sum_{m \neq n}^M A_m(Cf^{-\beta}) A_n^\dagger(Cf^{-\beta}) \\ &\times e^{jr\gamma_{mn} C^{-1/\beta} f}, \end{aligned} \quad (7)$$

其中, $\sqrt{|dw(f)/df|} = \sqrt{|\beta C| f^{-\beta-1}}$ 为能量守恒因子. 由上式可得, 频域卷绕变换算子可以将接收信号自相关函数中的简正波互相关函数变为时延随着声源距离线性增大的脉冲序列, 相对于接收信号自相关函数峰值对应的时间零点, 脉冲序列延迟时间为

$$t_{mn} = r\gamma_{mn}C^{-1/\beta}/2\pi. \quad (8)$$

为了验证上述理论分析, 首先给出由 KRAKEN^[16] 程序计算得到的 Pekeris 波导仿真声场的处理结果. 波导水深为 100 m, 声源和接收器均置于海底, 海水声速为 1500 m/s, 海底声速为 1600 m/s, 海底密度为 1.9 g/cm³, 海底吸声系数为 0.2 dB/λ. 声源带宽为 $[f_1, f_2] = [100, 200]$ Hz. 对于 Pekeris 波导, 低号简正波的波导不变量约等于 1. 依照附录, 为了保证卷绕变换重采样的频率范围包含信号的整个频带, 这里 $C = f_1 f_2 = 2 \times 10^4$. 与简正波互相关成分相比, 简正波自相关成分的能量主要集中在零延时点附近. 因此, 将前 0.04 s 的接收信号自相关函数 (其是关于时间对称的函数, 这里仅取其右边单边函数) 置零以消除简正波自相关成分. 图 1 给出了收发距离为 79 km 的接收信号自相关函数经过频域卷绕变换前后的时域序列对比. 从图 1(b) 可以看出, 接收信号自相关函数经过变换后变为多个时域上可分离的脉冲序列, 每个脉冲序列对应着一组简正波互相关函数. 为了说明脉冲序列延迟时间 t_{mn} 与收发距离的关系, 图 2 给出了不同收发距离的接收信号自相关函数经过变换后的能量瀑布图. 从图中可以看出同一组简正波互相关函数对应的脉冲序列延迟时间与收发距离呈线性关系, 这与 (8) 式的结论相同.

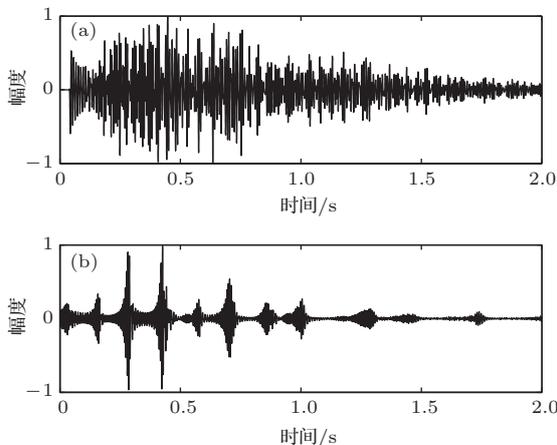


图 1 Pekeris 波导中收发距离为 79 km 的接收信号自相关函数经过变换前后的时域序列对比 (a) 变换前; (b) 变换后

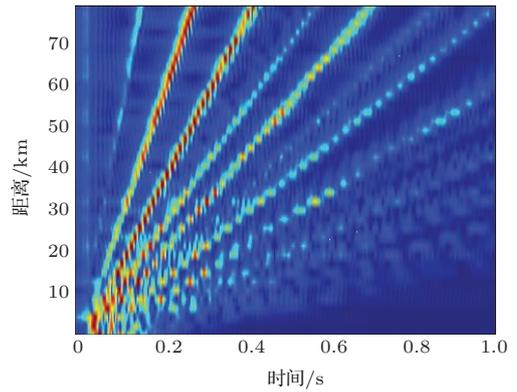


图 2 (网刊彩色) Pekeris 波导中不同收发距离的接收信号自相关函数经过变换后的能量瀑布图

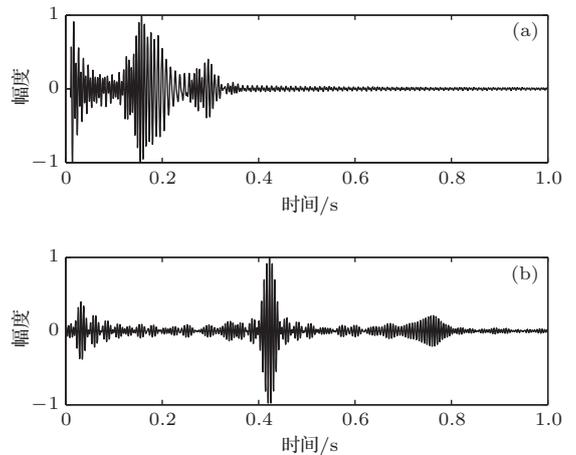


图 3 n^2 -linear 波导中收发距离为 79 km 的接收信号自相关函数经过变换前后的时域序列对比 (a) 变换前; (b) 变换后

下面给出海水折射系数平方随深度线性变化波导 (n^2 -linear 波导) 情况下的仿真结果. 海深为 100 m, 海水声速由海面处 1500 m/s 增加到海底处 1560 m/s. 海底声速为 1600 m/s, 海底密度为 1.8 g/cm³, 海底吸声系数为 0.1 dB/λ. 声源带宽为 $[f_1, f_2] = [100, 200]$ Hz. 声源和接收器深度均为 15 m. 该波导环境下, 对远距离传播声场起主要贡献的是海水中折射的低号简正波, 波导不变量近似等于 -3, 而高号海底海面反射简正波贡献相对要弱得多. 依照附录, C 的取值范围为 $f_2^{1+\beta} \leq C \leq f_1^{1+\beta}$, 即 $2.5 \times 10^{-5} \leq C \leq 1.0 \times 10^{-4}$, 这里 C 取为 2.5×10^{-5} . 同样对接收信号自相关函数的前 0.01 s 序列点置零. 图 3 给出了收发距离为 79 km 的接收信号自相关函数经过频域卷绕变换前后的时域序列对比. 从图 3(b) 可以看出, 经过变换后的接收信号自相关函数存在一个很明显的峰, 对应着第 1 和第 2 号简正波的互相关函数. 图 4 为不同收发距离的接收信号自相关函数经过变换后的

能量瀑布图。瀑布图中存在两条斜线，分别对应着变换后的第1和第2号简正波、第1和第3号简正波的互相关函数。而图中垂直方向的直线来自于未去除干净的简正波自相关成分。对于 n^2 -linear 波导，(8) 式描述的脉冲延迟时间与声源距离的线性关系依然成立。

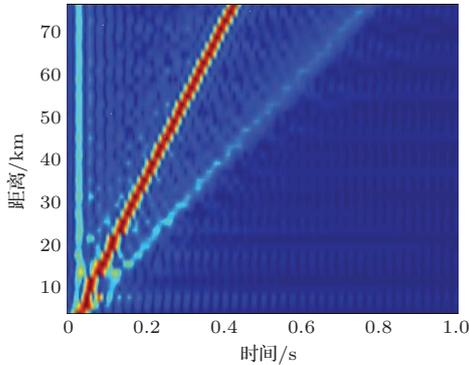


图4 (网刊彩色) n^2 -linear 波导中不同收发距离的接收信号自相关函数经过变换后的能量瀑布图

3 单水听器被动声源距离估计方法

通过上面的理论分析与仿真结果可知，简正波互相关函数经频域卷绕变换后的脉冲序列时延随着声源距离线性变化，由(8)式直接利用脉冲序列延迟时间来估计声源距离时需要知道 γ_{mn} 。获取 γ_{mn} 有两种方法，一种是通过声场模型计算得到多个频点的水平波数差，然后按照(4)式进行曲线拟合，但该方法需要知道详细的海洋环境参数信息。另外一种方法是利用已知距离的引导声源，对其接收信号自相关函数进行频域卷绕变换，由变换后的脉冲序列延迟时间和已知距离信息，根据(8)式计算得到 γ_{mn} 。本文采用第二种方法。假设引导源距离为 r_g ，第 m 号简正波和第 n 号简正波的互相关函数经过频域卷绕变换后的脉冲序列延迟时间为 t_{gmn} ；目标声源距离为 r ，第 m 号简正波和第 n 号简正波的互相关函数经过频域卷绕变换后的脉冲序列延迟时间为 t_{rmn} 。由(8)式可得

$$t_{gmn} = \gamma_{mn} C^{-1/\beta} r_g / 2\pi, \quad (9)$$

$$t_{rmn} = \gamma_{mn} C^{-1/\beta} r / 2\pi. \quad (10)$$

由(9)和(10)式解得目标声源的距离为

$$r = \frac{t_{rmn}}{t_{gmn}} r_g. \quad (11)$$

(11) 式为由一组简正波互相关函数估计得到的目标声源距离，当接收信号自相关函数存在多个

简正波组合时，可以取多组简正波互相关函数的距离估计平均值作为目标声源的估计距离。

4 实验数据处理结果

本文的实验数据来自于2011年12月19—20日在北黄海海域进行的声传播测量实验。实验海域海水声速剖面近似等声速，声速为1480 m/s。水深约73 m，方差为3 m。在该波导环境下，波导不变量近似等于1。声源采用25 m/38 g信号弹，投弹时间均按GPS时钟进行记录。接收信号由布放于海底的一条不等间距32阵元水平线列阵潜标记录。本文只分析前两个阵元接收的实验信号。

图5给出了阵元1接收的48 km处投掷的信号弹信号经过带通滤波后的归一化波形，滤波带宽为60 Hz到200 Hz。图6为该信号自相关函数经过频域卷绕变换前后的时域序列对比，其中 C 取为 1.2×10^4 且前0.01 s的接收自相关函数被置零。经过变换后的接收信号自相关函数仅存在一个能量较强的脉冲。图6(b)中红线为由希尔伯特变换获得的序列包络，本文由包络最大值对应的时间来计算脉冲序列时延 t_{mn} 。

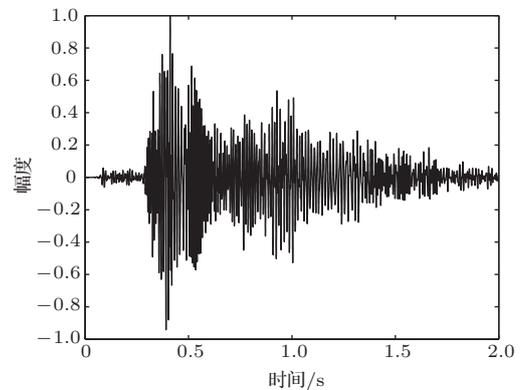


图5 阵元1接收的48 km处投掷的信号弹信号经过带通滤波后的归一化波形

将48 km处投掷的信号弹作为引导源，由脉冲序列延迟时间计算得到 $\gamma_{mn} = 0.399$ 。利用上一节提出的声源距离估计方法，图7给出了所有信号弹投掷点的距离估计结果，两阵元的估计距离基本一致。图8为阵元1接收的不同投掷距离的信号自相关函数经过频域卷绕变换后的能量瀑布图，纵轴为实测距离。从图中可以看出，变换后的简正波互相关函数脉冲序列延迟时间与声源距离呈线性关系。对实验数据的处理结果表明，基于波导不变量的频域卷绕变换算子在实际环境中是适用的。

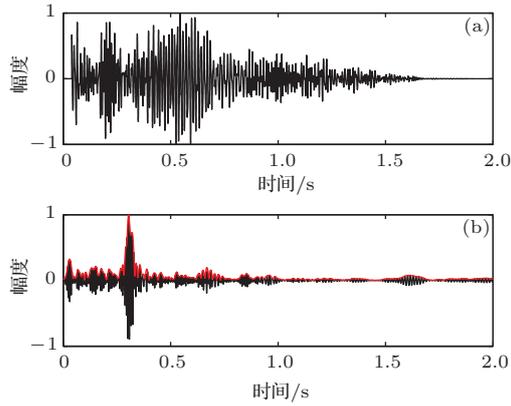


图6 (网刊彩色) 阵元1接收的48 km处投掷的信号弹信号自相关函数经过变换前后的时域序列对比 (a)变换前; (b)变换后

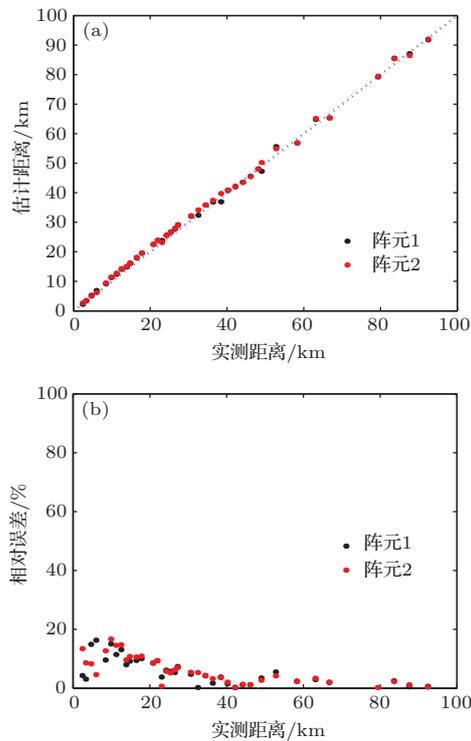


图7 (网刊彩色) 全部信号弹投掷点的距离估计结果和相对误差 (a) 估计距离与实测距离对比; (b) 相对误差

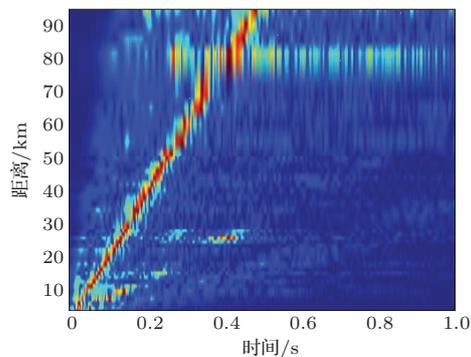


图8 (网刊彩色) 阵元1接收的不同投掷距离的信号自相关函数经过变换后的能量瀑布图

5 结 论

利用波导不变量描述的简正波水平波数差随频率的变化关系, 本文提出了一种适用于接收信号自相关函数的频域卷绕变换算子. 由仿真和实验数据验证了该变换算子可以将接收信号自相关函数中的简正波互相关成分变为时域上可分离的脉冲序列, 且脉冲序列延迟时间与声源距离成正比. 最后, 利用已知距离的引导源及其接收信号自相关函数变换后的脉冲序列延迟时间, 提出了一种单水听器的被动声源测距方法, 利用北黄海海域获得的声传播测量实验数据对方法的有效性进行了验证.

附录 常数 C 的取值

假设原始信号的有效频带范围为 $[f_1, f_2]$. 由 (6) 式, 当 $\beta < 0$ 时, 频域卷绕变换重采样后的频率范围为 $[Cf_1^{-\beta}, Cf_2^{-\beta}]$. 若要求重采样的频率范围包含信号的整个频带, 则有

$$\begin{aligned} Cf_1^{-\beta} &\leq f_1, \\ Cf_2^{-\beta} &\geq f_2, \end{aligned} \quad (A1)$$

即 $f_2^{1+\beta} \leq C \leq f_1^{1+\beta}$. 当 $\beta \leq -1$ 时, C 取该范围内的任意值都可以保证频域卷绕变换的重采样范围包含原始信号的整个频带. 当 $-1 < \beta < 0$ 时, 方程 (A1) 无解, 此时重采样的频率不能包含信号的整个频带. 这种情况下 C 取 $f_1^{1+\beta}$ 或者 $f_2^{1+\beta}$.

当 $\beta > 0$ 时, 频域卷绕变换重采样范围为 $[Cf_2^{-\beta}, Cf_1^{-\beta}]$. 若要求重采样的频率范围包含信号的整个频带, 则有

$$\begin{aligned} Cf_2^{-\beta} &\leq f_1, \\ Cf_1^{-\beta} &\geq f_2, \end{aligned} \quad (A2)$$

即 $f_2 f_1^\beta \leq C \leq f_1 f_2^\beta$. 当 $\beta \geq 1$ 时, C 取该范围内的任意值都可以保证频域卷绕变换的重采样范围包含原始信号的整个频带. 当 $0 < \beta < 1$ 时, 方程 (A2) 无解, 此时重采样的频率不能包含信号的整个频带. 这种情况下 C 取 $f_2 f_1^\beta$ 或者 $f_1 f_2^\beta$.

参考文献

- [1] Baraniuk R G, Jones D L 1995 *IEEE Trans. Signal Processing* **43** 2269
- [2] Touz  G L, Nicolas B, Mars J I, Lacoume J 2009 *IEEE Trans. Signal Processing* **57** 1783
- [3] Bonnel J, Nicolas B, Mars J I, Walker S C 2010 *J. Acoust. Soc. Am.* **128** 719

- [4] Lopatka M, Touzé G L, Nicolas B, Cristol X, Mars J I, Fattaccioli D 2010 *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing* **2010** 304103
- [5] Niu H Q, Zhang R H, Li Z L, Guo Y G, He L 2013 *Chin. Phys. Lett.* **30** 084301
- [6] Zhou S H, Niu H Q, Ren Y, He L 2013 *Sci. Sin. Phys. Mech. Astron.* **43** 68 (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** 68]
- [7] Zhou S H, Qi Y B, Ren Y 2014 *Sci. China-Phys. Mech. Astron.* **57** 225
- [8] 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]
- [9] Niu H Q, Zhang R H, Li Z L 2014 *Sci. China-Phys. Mech. Astron.* **57** 424
- [10] Bonnel J, Nicolas B, Mars J I, Fattaccioli D 2009 *Published in OCEANS 2009, MTS/IEEE Biloxi - Marine Technology for Our Future: Global and Local Challenges* Biloxi, October 26–29 2009 p497
- [11] Wang N 2006 Presentation in the 9th Western Pacific Acoustics Conference Seoul, June 26–28 2006
- [12] Gao D Z, Wang N, Wang H Z 2010 *J. Comput. Acoust.* **18** 245
- [13] D'Spain G L, Kuperman W A 1999 *J. Acoust. Soc. Am.* **106** 2454
- [14] Grachev G 1993 *Acoust. Phys.* **39** 33
- [15] Jensen F B, Kuperman W A, Porter M B, Schmidt H 2011 *Computational Ocean Acoustics* (2nd Ed.) (New York: Springer) p408
- [16] Porter M B 1991 *The KRAKEN Normal Mode Program* (La Spezia: SACLANT Undersea Research Centre) p1

A passive source ranging method using the waveguide-invariant-warping operator*

Qi Yu-Bo¹⁾²⁾ Zhou Shi-Hong^{1)†} Zhang Ren-He¹⁾ Ren Yun¹⁾

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

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

(Received 6 July 2014; revised manuscript received 23 October 2014)

Abstract

Based on the relationship between the horizontal wavenumber difference of two modes and the waveguide invariant in a range-independent shallow water waveguide, a frequency-warping operator is proposed for the autocorrelation function of the received signal. This operator can transform the cross-correlation functions of two different modes in the signal autocorrelation function into separable impulsive sequences. With a guide source providing the dispersive characteristics of the waveguide, the source range can be extracted from the relative delay time of the impulsive sequence using a single hydrophone. The availability of the waveguide-invariant-warping operator in the passive source range estimation is verified by simulated and experimental data.

Keywords: waveguide invariant, warping transform, passive source range estimation, autocorrelation function

PACS: 43.30.Bp, 43.60.Jn, 43.30.Wi

DOI: 10.7498/aps.64.074301

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 11174312, 10974218, 11125420), and the '100 Talents Project' of Chinese Academy of Sciences.

† Corresponding author. E-mail: shih_zhou@mail.ioa.ac.cn