

## 浅海波导中低频声场干涉简正模态的判别

孟瑞洁 周士弘 李风华 戚聿波

### Identification of interference normal mode pairs of low frequency sound in shallow water

Meng Rui-Jie Zhou Shi-Hong Li Feng-Hua Qi Yu-Bo

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 68, 134304 (2019) DOI: 10.7498/aps.68.20190221

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.68.20190221>

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

---

## 您可能感兴趣的其他文章

### Articles you may be interested in

浅海波导中折射类简正波的warping变换

Warping transform of the refractive normal mode in a shallow water waveguide

物理学报. 2016, 65(13): 134301 <https://doi.org/10.7498/aps.65.134301>

一种基于模态匹配的浅海波导中宽带脉冲声源的被动测距方法

A passive range method of broadband impulse source based on matched-mode processing

物理学报. 2017, 66(9): 094302 <https://doi.org/10.7498/aps.66.094302>

一种基于简正波模态消频散变换的声源距离深度估计方法

A source range and depth estimation method based on modal dedispersion transform

物理学报. 2016, 65(21): 214302 <https://doi.org/10.7498/aps.65.214302>

一种基于warping变换的浅海脉冲声源被动测距方法

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

物理学报. 2016, 65(10): 104302 <https://doi.org/10.7498/aps.65.104302>

一种基于简正波模态频散的远距离宽带海底参数反演方法

A far distance wideband geoacoustic parameter inversion method based on a modal dispersion curve

物理学报. 2015, 64(17): 174302 <https://doi.org/10.7498/aps.64.174302>

warping变换提取单模态反演海底衰减系数

Inversion of seabed attenuation by using single mode extracted by warping transform

物理学报. 2017, 66(20): 204301 <https://doi.org/10.7498/aps.66.204301>

## 浅海波导中低频声场干涉简正模态的判别\*

孟瑞洁<sup>1)2)</sup> 周士弘<sup>1)†</sup> 李风华<sup>1)</sup> 戚聿波<sup>1)</sup>

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)

(2019年2月20日收到; 2019年4月23日收到修改稿)

浅海波导中, 低频宽带声场中干涉简正模特性可用于声源定位和环境参数反演, 然而实际应用中由于存在声源位置不确定、某些简正模激发较弱、模型参数选取失配等因素的制约, 导致干涉简正模阶数的判别存在问题. 结合水平线列阵应用, 根据阵列接收信号中干涉简正模成分的波束输出角度与距离无关但与干涉简正模阶数和频率相关的波导固有频散特性, 提出了一种基于阵元域接收信号自相关函数 WARPING 变换过滤干涉简正模, 进而对其波束输出角度进行模基匹配判别简正模阶数的方法. 利用 2011 年北黄海海域声学实验中坐底布放的 32 元水平线列阵接收的爆炸声脉冲信号, 对方法进行了验证. 并由仿真数据分析了声速剖面、海底参数和水深等参数失配及信噪比对方法性能的影响. 结果表明水深变化 14% 以上对干涉简正模波束输出角度的提取值影响最大, 可引起方法失效; 声速剖面和海底参数在一定失配范围内对方法性能的影响可忽略; 方法要求单阵元信噪比大于 2 dB.

**关键词:** 浅海波导, 干涉简正模, WARPING 变换, 模态判别, 水平阵

**PACS:** 43.30.Bp, 43.60.Fg, 43.30.Wi

**DOI:** 10.7498/aps.68.20190221

## 1 引言

浅海波导中低频传播声场可用简正模理论来表征, 接收声场由一系列简正模态叠加而成, 每一阶简正模都具有不同的频散特性. 不同简正模成分自身或其相互干涉特征都携带了海洋环境参数和声源位置信息, 利用信号处理方法过滤和判别简正模阶数后, 其频散信息可用于环境参数反演<sup>[1-7]</sup>及被动声源定位<sup>[8-13]</sup>.

WARPING 变换利用简正波的频散特性, 能够更有效地分离过滤简正模<sup>[10]</sup>. Zhou 等<sup>[14]</sup>利用常规 WARPING 变换算子<sup>[15,16]</sup>, 提出了声场特征频率不变性概念, 给出了干涉简正模特征频率表达式、声源距离与特征频率的关系式, 并提出基于单

阵元信号自相关函数 WARPING 变换的声源距离估计方法. 戚聿波等<sup>[17,18]</sup>进一步提出了时域和频域波导不变量 ( $\beta$ ) 基 WARPING 变换算子, 并提出了基于  $\beta$ -WARPING 变换的声源距离估计方法. 王冬等<sup>[9]</sup>提出了一种基于信号能量密度函数的 WARPING 变换, 有效消除了海底对变换特征频率的影响, 并将其用于声源距离的被动估计. 李晓曼等<sup>[12]</sup>提出了一种适用于具有液态半无限空间海底的浅海波导中声源的单水听器被动测距方法. 这些方法采用引导源或声场模型来提供声场特征参考量, 假定了分离的干涉简正模阶数, 与引导源激发声场或者仿真声场中的相应简正模组合进行匹配定位. 然而, 实际工作中, 由于不同组合简正模干涉频散特征的相似性及其与距离的耦合性, 往往不能直接判定接收信号自相关函数 WARPING

\* 中国科学院前沿科学重点研究项目 (批准号: QYZDY-SSW-SLH005) 和国家自然科学基金 (批准号: 11804362, 11804364) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: shih\_zhou@mail.ioa.ac.cn

变换输出的频谱峰值所对应的干涉简正模阶数, 从而有可能导致声源距离估计错误。

针对这一问题, 本文利用在波束域各阶简正模成分的波束输出角度与距离无关, 只与简正模的阶数、频率以及参考声速有关的特性, 提出了一种利用干涉简正模成分波束输出角的阶数判别方法. 首先通过对接收信号自相关函数的 WARPING 变换分离过滤干涉简正模, 然后对分离的干涉简正模成分做波束形成, 通过匹配拷贝场计算得到的干涉简正模成分波束输出角来进行模态判别。

文章第 2 部分给出了干涉简正模过滤与阶数判别方法, 并通过仿真数据分析了方法的可行性; 第 3 部分利用坐底水平线列阵接收的爆炸声脉冲信号, 对方法进行了验证; 第 4 部分分析了海底参数、声速剖面以及海深等参数失配对干涉简正模阶数判别的影响; 第 5 部分分析了方法对阵元域信号信噪比的要求; 最后是全文总结。

## 2 干涉简正模过滤与阶数判别

### 2.1 WARPING 变换

在浅海低频远场条件下, 以  $L$  元均匀线列阵为例, 声波近似为平面波入射, 第  $l$  个阵元的接收信号在时域上表示为

$$p_l(t) = \int_{-\infty}^{\infty} P_l(f) e^{-j2\pi ft} df. \quad (1)$$

根据简正模理论, 信号频谱  $P_l(f)$  可表示为一系列简正模的叠加<sup>[19]</sup>, 即

$$P_l(f) \approx \Omega(f) \frac{j e^{-j\pi/4}}{\rho(z_s) \sqrt{8\pi}} \sum_{m=1}^M u_m(z_s) u_m(z) \times \frac{e^{jk_{rm}r_l} e^{-\delta_m r_l}}{\sqrt{k_{rm}r_l}} = \Omega(f) \sum_{m=1}^M A_m e^{jk_{rm}r_l}, \quad (2)$$

其中  $\Omega(f)$  为声源源谱,  $z_s$  为声源深度,  $z$  为接收深度,  $\rho$  为声源位置处海水密度,  $u_m$  为第  $m$  阶简正模本征函数,  $k_{rm}$  为第  $m$  阶简正模水平波数,  $\delta_m$  为简正模的衰减,  $j$  为虚数单位,  $A_m = \frac{j e^{-j\pi/4} e^{-\delta_m r_l}}{\rho(z_s) \sqrt{8\pi k_{rm} r_l}} u_m(z_s) u_m(z)$ .

设声源距离基阵第 1 个参考阵元的距离为  $r_0$ , 则声源到第  $l$  个阵元的距离为  $r_l = r_0 + (l-1)d \cos \theta$

( $l = 1, 2, \dots, L$ ),  $\theta$  是声波入射方向与基阵轴线的夹角 (即方位角)。

浅海理想波导 (绝对硬海底/绝对软海面) 中, 对于声源源谱恒为常数的宽带脉冲信号来说,  $p(t)$  可表示为<sup>[1]</sup>

$$p(t) = \sum_{m=1}^M a_m(t) e^{j2\pi f_{cm} \sqrt{t^2 - t_r^2}}, \quad (3)$$

式中  $a_m$  表示  $m$  阶简正模的时域振幅。

采用 WARPING 变换算子  $h(t) = \sqrt{t^2 + t_r^2}$  对 (3) 式表示的脉冲信号进行变换, 可将具有频散特性的宽带简正模变换为具有特征频率为  $v_m = (2m-1)c_w/(4H)$  的单频信号, 即  $(W_h p)(t) = \sum_{m=1}^M C_m(t) e^{j2\pi v_m t}$ . 这里,  $c_w$  为海水声速,  $H$  为海深;  $t_r$  为距离  $r$  处声源激发信号的到达时间, 等于信号从声源到接收器的理论传播时间, 即  $t_r = r/c_w$ .  $C_m(t) = \sqrt{|\partial h(t)/\partial t|} a_m[h(t)]$  为变换后第  $m$  阶简正模的瞬时幅度,  $\sqrt{|\partial h(t)/\partial t|}$  保证变换前后信号的能量守恒。

上述变换是针对脉冲信号进行的, 不能直接用于宽带连续谱信号, 为此引入对接收信号自相关函数进行 WARPING 变换<sup>[14]</sup>. 距离  $r_l$  处接收信号的自相关函数时域表达式为

$$\Re_0(r_l, t) = \int_{-\infty}^{\infty} |\Omega(f)|^2 \cdot \left[ \sum_{m=1}^M |A_m(f)|^2 + \sum_{n=1}^M \sum_{m \neq n}^M A_n(f) A_m^\dagger(f) e^{jk_{rnm}(f)r_l} \right] e^{-j2\pi ft} df, \quad (4)$$

其中  $k_{rnm} = k_{rm} - k_{rn}$  ( $n < m$ ), 上标 $\dagger$ 为复共轭算符, 积分项的第一项表示所有简正模成分本身的自相关, 第二项为不同简正模成分间的互相关 (干涉简正模成分). 自相关函数在  $t = 0$  时达最大值, 且有  $\Re_0(r_l, -t) = \Re_0(r_l, t)$ .

简正模自相关成分能量集中在信号自相关函数最大值附近, 将信号自相关函数中简正模自相关成分置零, 仅考虑自相关函数最大峰右边的单边函数, 并将时间序列在时间轴上右移时间  $t_{r_l} = r_l/c_0$ , 得到

$$\Re(r_l, t) = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^M \sum_{m \neq n}^M X_{mn}(f) e^{ik_{r_{mn}}(f)r_l} \times e^{-j2\pi f(t-t_{r_l})} df \quad (t > t_{r_l}), \quad (5)$$

式中,

$$X_{mn}(f) = 2A_n(f) A_m^\dagger(f) / \sum_{m=1}^M |A_m(f)|^2 \quad (6)$$

为一实数, 表示第  $m$  和第  $n$  阶干涉简正模的振幅系数或干涉系数. 下标  $m, n$  表示两阶干涉简正模的号数, 即  $(m, n) = (1, 2), (1, 3), \dots, (2, 3), (2, 4), \dots$  当波导中有  $M$  号简正波传播时, 共有  $C_M^2$  个干涉简正模组合.

采用稳相法, (5) 式还可近似表示为<sup>[20]</sup>

$$\Re(r_l, t) \approx \sum_{l=1}^L X_{mn} \left( \mu_{mn} t / \sqrt{t^2 - t_{r_l}^2} \right) \times \frac{t_{r_l} \sqrt{\mu_{mn}}}{\sqrt{2}(t^2 - t_{r_l}^2)^{3/4}} e^{j2\pi \mu_{mn} \sqrt{t^2 - t_{r_l}^2}}. \quad (7)$$

对 (7) 式进行 WARPING 变换, 变换算子同样取为  $h(t) = \sqrt{t^2 + t_r^2}$ , 可将  $\Re_{mn}(r_l, t)$  变换为特征频率为  $\mu_{mn} = \sqrt{v_m^2 - v_n^2}$  的一系列线谱成分, 即

$$(\mathbf{W}_h \Re)(t) = \sum_{l=1}^L \left| \frac{\partial h(t)}{\partial t} \right|^{1/2} X_{mn} \left( \mu_{mn} \sqrt{t^2 + t_{r_l}^2} / t \right) \times \frac{t_{r_l} \sqrt{\mu_{mn}}}{\sqrt{2} t^{3/2}} e^{j2\pi \mu_{mn} t}. \quad (8)$$

对  $(\mathbf{W}_h \Re)(t)$  进行傅里叶变换, 得到自相关函数 WARPING 变换输出的频谱 (简称  $F_T W_T$  谱), 表示为

$$\Upsilon(f) = \text{FT}((\mathbf{W}_h \Re)(t)). \quad (9)$$

当声源距离已知时, 由  $\Upsilon(f)$  的峰值位置, 可确定干涉简正模的特征频率  $\mu_{mn}(r_0)$ . 当距离  $r$  未知时, 假定特征频率  $\tilde{\mu}_{mn}(r)$  与已知距离  $r_0$  时的真实特征频率  $\mu_{mn}$  满足下列关系式<sup>[14,21]</sup>:

$$\tilde{\mu}_{mn}(r) \approx \sqrt{r_0/r} \mu_{mn}(r_0). \quad (10)$$

对于非理想波导而言, 若忽略水平相移带来的特征频率  $v_m$  或  $\mu_{mn}$  估计偏差<sup>[1,2]</sup>, 上述 WARPING 变换可推广应用到浅海反射类简正模及其干涉成分的分离和过滤.

利用引导声源或声场模型得到真实的干涉简正模特征频率  $\mu_{mn}$ , 基于 (10) 式给出的特征频率

不变性思想, 可以进行声源距离被动估计<sup>[14,21]</sup>. 利用信号自相关函数 WARPING 变换的特征频率  $\mu_{mn}$  进行被动测距的前提是声场中至少含有两阶简正模. 当对声场起贡献的简正模阶数大于或等于 3 时, 对  $(m, n)$  的正确判定对准确估计声源距离起着关键的作用. 实际工作中, 判别实测场中干涉简正模阶数主要存在以下困难:

#### 1) 声源深度未知

简正模本征函数表征的振幅特征与深度有关, 简正模激发强度或两两简正模干涉强度在深度维呈现复杂分布, 特别是当声源或接收器位于某阶简正模节点深度时, 与该阶简正模干涉的声场信息存在缺失. 目标实际深度与引导源或仿真声场中声源深度不同时, 会导致实测声场与参考声场的各阶简正模能量比不同, 进而影响干涉简正模的判别.

#### 2) 第一阶简正模激发强度弱

当第一阶简正模激发强度弱时, 难以从自相关函数 WARPING 变换输出的频谱 ( $F_T W_T$  谱) 中确定最低特征频率, 进而影响根据不同组合简正模特征频率的关系来判别干涉简正模阶数.

#### 3) 引导声源距离选取

由于简正模在传播过程中存在能量衰减, 对声场起主要作用的简正模总阶数会随收发距离发生变化, 距离越近阶数越多. 因此, 即便是确定的声源深度, 在未知声源距离时, 也难以从自相关函数 WARPING 变换输出的频谱 ( $F_T W_T$  谱) 谱峰强度来确定干涉简正模的阶数.

#### 4) 海洋环境模型参数失配

选取不合理的海洋环境模型参数会引起波导中有效远程传播的简正模阶数、简正模截止频率偏离实际波导情况, 从而影响利用拷贝声场获得的特征频率  $\tilde{\mu}_{mn}(r)$  进行干涉模阶数的标定.

下面以 Pekeris 波导的仿真声场为例, 说明从接收信号自相关函数  $F_T W_T$  谱谱峰位置判别干涉简正模阶数存在的问题. 仿真环境中设置水深为 60 m, 海水为等声速剖面, 声速为 1500 m/s; 海底声速为 1700 m/s, 海底密度为 1.8 g/cm<sup>3</sup>, 衰减系数为 0.1 dB/λ. 32 元水平阵置于海底, 其阵元等间隔分布, 间隔 10 m. 声源激发的 75—145 Hz 的信号以 0°端射并被接收阵接收, 采用 KRAKEN 程序<sup>[22]</sup> 计算 10 km 处海底水平阵接收的声压序列. 图 1(a) 为声源位于第 2 阶简正模的节点位置 33 m 时, 阵元 1 接收信号自相关函数在假定接收距离为 40 km

时经过 WARPING 变换后的频谱, 黑色虚线是谱峰位置, 图中数字为干涉简正模的阶数及频率. 图 1(b) 是声源位于海底时接收信号自相关函数在假定距离 40 km 处的 WARPING 变换谱图. 对比图 1(a) 和图 1(b) 可以看出, 在距离未知的情况下, 图 1(a) 中第一个峰值所处的 14.83 Hz 易被误认为是第 1 和第 2 阶简正模干涉的特征频率, 而对比图 1(b) 可知该峰值是 (1, 3) 或者 (3, 4) 阶声场简正模成分干涉得到的.

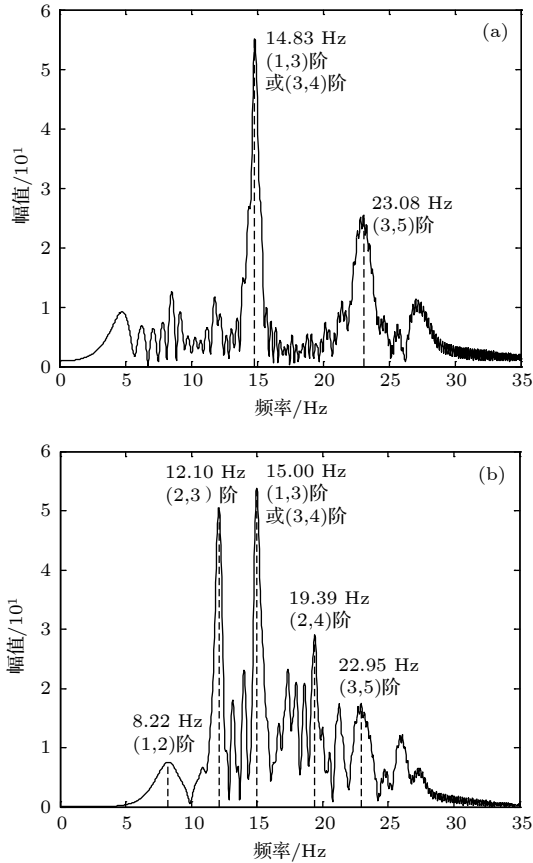


图 1 不同源深时接收信号自相关函数 WARPING 变换谱图 (a) 源深 33 m; (b) 源深 60 m

Fig. 1. WARPING transform spectral of received signal autocorrelation functions at different source depths: (a) Source depth 33 m; (b) source depth 60 m.

## 2.2 阶数判别

由前面的分析可知, 正确判断干涉简正模的阶数是实现被动声源定位及海洋环境参数反演的前提. 下面利用干涉简正模的波束到达角来判别阶数. 在某个假定距离  $\tilde{r}_l$  时, 对各阵元信号自相关函数 WARPING 变换后的输出  $(\mathbf{W}_h \mathfrak{R})(t)$  做频谱分析, 选取能量较强的某个谱峰进行干涉简正模过滤,

得到  $(\mathbf{W}_h \mathfrak{R})_{mn}(t)$ . 对  $(\mathbf{W}_h \mathfrak{R})_{mn}(t)$  进行 WARPING 逆变换回到时域, 得到过滤的一组干涉简正模成分 (即一组简正模互相关函数):

$$\begin{aligned} \tilde{\mathfrak{R}}_{mn}(\tilde{r}_l, t) &= W_{h^{-1}}((\mathbf{W}_h \mathfrak{R})_{mn})(t) \\ &= X_{mn}\left(\tilde{\mu}_{mn}t/\sqrt{t^2-t_{\tilde{r}_l}^2}\right) \\ &\quad \times \frac{t_{\tilde{r}_l}\sqrt{\tilde{\mu}_{mn}}}{\sqrt{2}(t^2-t_{\tilde{r}_l}^2)^{3/4}} e^{j\left(2\pi\tilde{\mu}_{mn}\sqrt{t^2-t_{\tilde{r}_l}^2}\right)}. \end{aligned} \quad (11)$$

因为在某一假定距离下对接收信号自相关函数做 WARPING 变换, 此时得到的谱峰频率与距离有关并不等于干涉简正模的干涉频率, 为区分二者, 这里将谱峰频率用  $\tilde{\mu}_{mn}$  表示. (11) 式的频域形式表示为

$$\tilde{\Lambda}_{mn}(\tilde{r}_l, f) = \text{FT}\left(\tilde{\mathfrak{R}}_{mn}(\tilde{r}_l, t)\right) = \tilde{X}_{mn}(f) e^{jk_{r_{mn}}(f)\tilde{r}_l}, \quad (12)$$

式中  $\tilde{X}_{mn}(f) \approx X_{mn}(f)$  (参见 (6) 式).

对所有阵元接收信号, 进行上述干涉简正模滤波处理, 为保证所有阵元过滤的是同一类干涉简正模成分, 在实际操作时选择相同谱峰位置区域进行滤波, 并将过滤的简正波互相关成分作为各阵元的输入信号, 进行常规波束形成, 阵列的波束输出如下:

$$\begin{aligned} B_{mn}(\theta, f) &= \sum_{l=1}^L \tilde{X}_{mn} e^{jk_{r_{mn}}[r_0+(l-1)d \cos \theta_T]} e^{jk_0(l-1)d \cos \theta} \\ &= \tilde{X}_{mn} e^{jk_{r_{mn}}r_0} e^{j(L-1)d(k_{r_{mn}} \cos \theta_T - k_0 \cos \theta)/2} \\ &\quad \times \frac{\sin\left(\frac{Ld(k_{r_{mn}} \cos \theta_T - k_0 \cos \theta)}{2}\right)}{\sin\left(\frac{d(k_{r_{mn}} \cos \theta_T - k_0 \cos \theta)}{2}\right)}, \end{aligned} \quad (13)$$

其中水平波数  $k_0 = \omega/c_w$ , 参考声速  $c_w$  是水平阵接收深度处的海水声速,  $d$  表示阵元间隔,  $\theta_T$  是声源方位角. 由于高频段简正波频散较弱且传播速度接近于水中声速, 利用接收信号中的高频窄带成分, 对其进行波束形成可以获得较为准确的目标方位  $\theta_T$ . 当目标在端射方位时, 余弦函数在该角度范围变化平缓,  $10^\circ$  以内的方位估计误差对于模态判别的影响可以忽略不计.

由 (13) 式可知, 当  $k_{r_{mn}} \cos \theta_T - k_0 \cos \theta = 0$  时波束输出极大值, 对应角度为

$$\begin{aligned} \theta_{mn}(f) &= \cos^{-1} \left( \frac{k_{r_{mn}}(f) \cos \theta_T}{k_0(f)} \right) \\ &= \cos^{-1} \left( \frac{c_w \cos \theta_T}{S_{mn}(f)} \right), \end{aligned} \quad (14)$$

其中  $S_{mn}(f)$  为第  $m$  和第  $n$  阶简正模的相慢度差;  $\theta_{mn}(f)$  为第  $m$  和第  $n$  阶简正模干涉成分的波束输出角, 与声源距离无关, 只与频率、阶数、水平波数的参考值及声源方位角有关. 由于两号简正波的水平波数差  $k_{r_{mn}}$  远小于参考波数  $k_0$ ,  $|\cos \theta_{mn}(f)| \rightarrow 0$ , 因此干涉简正模成分的波束输出角分布在  $90^\circ$  附近. 需要注意的是, 波束形成角度分辨率对简正模干涉成分的波束输出角估计精度有一定的影响, 其中, 阵列孔径以及波长是影响角度分辨率的直接因素, 具体分析参见附录.

考虑到  $k_{r_{mn}}$  的符号问题, 将干涉简正模成分的波束输出角度计算值统一换算至  $90^\circ$ — $180^\circ$  第二象限的角度区域内.

将过滤的简正模互相关成分作为各阵元的输入信号, 进行常规波束形成, 由波束图极大值获得该成分的波束输出角实测值  $\tilde{\theta}_{pq}(f)$ , 再根据 (14) 式提供的波束输出角度  $\theta_{mn}(f)$  的理论计算值, 即可通过下式进行简正模阶数的判别:

$$\begin{aligned} &\sqrt{\frac{1}{N_f} \sum_{i=1}^{N_f} (\tilde{\theta}_{pq}(f_i) - \theta_{mn}(f_i))^2} \\ &\leq \min_{s,\nu} \left\{ \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{N_f} \sum_{i=1}^{N_f} (\theta_{s\nu}(f_i) - \theta_{mn}(f_i))^2} \right\}, \end{aligned} \quad (15)$$

其中  $\tilde{\theta}_{pq}$  表示由阵列接收数据估计的某两阶干涉简正模成分的波束输出角度,  $\theta_{mn}$  表示 (14) 式中计算的理论值,  $\theta_{s\nu}$  表示  $\theta_{mn}$  的相邻干涉简正模成分的波束输出角度理论值,  $N_f$  是有效的频率采样点数. 当实际提取值与某两阶干涉简正模成分波束输出角度差的均方根小于该干涉简正模成分与相邻干涉简正模成分各自波束输出角度差理论值之间最小均方根的  $1/2$  时, 判定此干涉简正模阶数为实际数据提取的干涉简正模阶数.

由于 WARPING 变换过滤简正模过程中易混入其他阶简正模的信息, 需要选取合适的窄带滤波带宽, 以最大限度降低其他阶简正模干扰对所过滤干涉简正模成分波束形成角度的影响. 由于能量小的频点信号对波束形成输出的贡献小, 因而在对过滤的干涉简正模成分进行频域波束形成时, 或选取

可明显分离的干涉简正模成分, 或在存在模态间干扰时筛选能量大于频谱峰值 0.5 (能量下降 3 dB 的经验准则) 的频点来估计波束输出角度值. 本文选取 WARPING 变换后峰值下降到 0.5 时对应的频率为滤波带宽的上、下界限.

图 2 给出了 Pekeris 波导条件下的干涉简正模波束到达角估计值  $\tilde{\theta}_{pq}(f)$  与理论计算值  $\theta_{mn}(f)$  的对比结果. 红色实线是图 1(a) 中各组干涉简正模成分过滤得到的波束输出角度随频率的提取值, 黑色实线是理论计算值, 数字标记的是干涉简正模的阶数. 由图 2 的结果可以判断图 1(a) 中两组干涉简正模的阶数分别是 (1, 3) 和 (3, 5) 阶. 对于波束输出角度相近的干涉简正模, 如 (1, 3) 与 (3, 4) 阶, 则难以准确判别简正模阶数, 除非具有足够低的频带且能够利用简正模的截止频率来进行辅助判别.

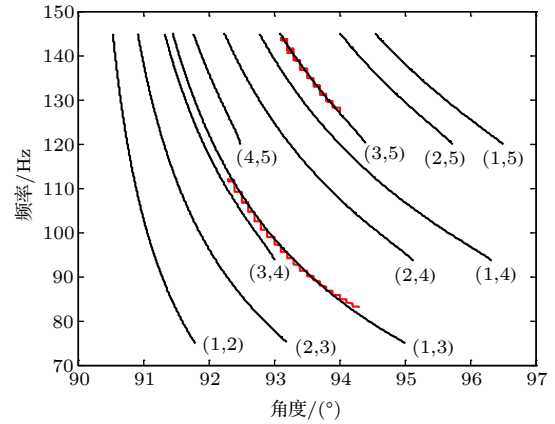


图 2 干涉简正模波束输出角度理论值与提取值的对比  
Fig. 2. Comparison of beam output angles between the theoretical and extracted values of the interference normal mode pairs.

综上所述, 在声源距离未知情况下, 基于信号自相关函数 WARPING 变换的干涉简正模阶数判别步骤如下:

- 1) 计算各阶简正模的特征频率, 选择分析的频率范围;
- 2) 采用较高频段的接收信号进行波束形成得到声源方位角;
- 3) 在某一假定距离下, 对接收信号自相关函数做 WARPING 变换, 选取合适滤波带宽, 进行干涉简正模过滤;
- 4) 对过滤的干涉简正模成分进行逆 WARPING 变换, 获得时域干涉简正模成分, 并对其进行常规波束形成, 估计干涉简正模成分的波束输出角度;

5) 根据 (14) 式计算各阶干涉简正模成分波束角度的理论值;

6) 匹配步骤 (4) 的提取值与 (5) 中各阶理论值, 根据 (15) 式的准则判别干涉简正模阶数.

### 3 实验数据处理结果

实验数据来源于 2011 年北黄海冬季声传播测量实验. 实验海区水深 73 m 左右, 海水声速剖面见图 3, 水平接收阵潜标布放于海底. 目标船航行过程中投掷 25 m/38 g 信号弹声源, 投弹期间 GPS 同时记录声源所在的坐标, 目标船在接收阵端射方向航行, 利用高频段接收信号波束形成测得的声源方位角度  $\theta_T$  接近  $0^\circ$ . 接收信号的分析带宽选取为 60—200 Hz, 图 4(a) 是对不同距离的阵元 1 接收信号自相关函数进行 WARPING 变换后得到的频谱瀑布图, 假定声源距离为 40 km, 从图中可以看出对声场起主要作用的是某两阶简正模 (黑色实线) 成分, 另外有两组能量比较弱的干涉简正模 (图中标记圈以及加号的黑色线). 在固定的假设声源距离下, 这三组干涉简正模成分其谱峰位置随声源实际距离变化. 分别过滤图 4(a) 中距离为 25.26 km 的第 17 个投弹数据中两组峰值最大的干涉简正模 (该距离处的自相关函数 WARPING 变换谱图见图 4(b)), 进行干涉简正模过滤及波束形成, 结果见图 5. 图中黑色实线是干涉简正模成分波束输出角度的理论计算值, 红色点线是实际提取值, 图 5 的仿真实验环境参数同实验环境测量值. 可以看出, 图 4(b) 的这两类干涉简正模的阶数依次是 (1, 2), (1, 3) 或者 (3, 4) 阶.

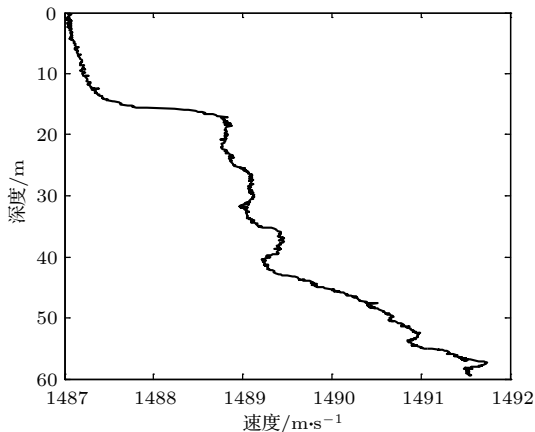


图 3 声速剖面  
Fig. 3. Sound speed profile.

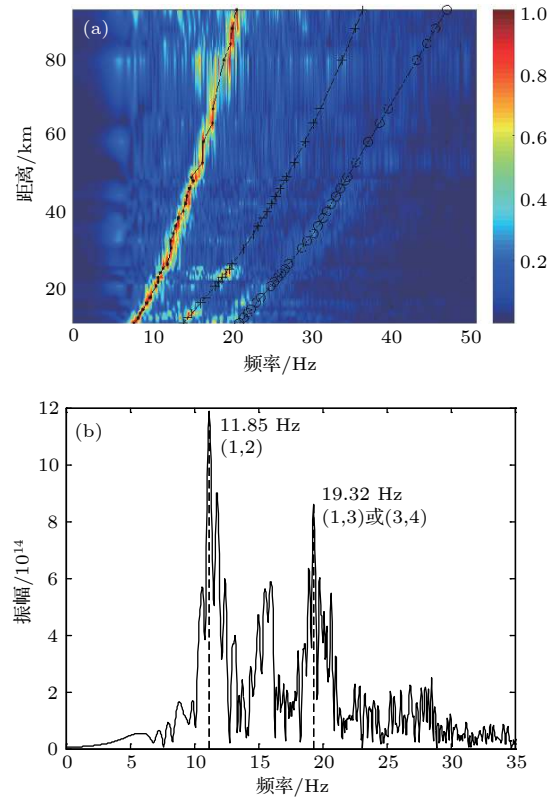


图 4 WARPING 变换频谱 (a) 全部信号; (b) 距离 25.26 km 处接收的数据  
Fig. 4. WARPING transform spectrum: (a) All signals; (b) the signal at range of 25.26 km.

按照上面的步骤, 对所有的信号弹进行处理, 结果见图 6—图 8. 图 6(a) 给出了所有投弹数据沿着图 4(a) 中第一个峰值 (黑色点线) 进行简正模阶数判别的结果. 根据 (15) 式的判别准则, 统计得到阶数判断的概率分布如图 6(b) 所示, 可以看出该峰值是由 (1, 2) 阶简正模成分干涉贡献的.

图 7(a) 是对实验的所有投弹数据沿着图 4(a) 中黑色加号实线进行简正模阶数判别的结果, 图 7(b) 是其概率统计结果, 可以看出该干涉简正模的阶数是 (1, 3) 阶.

同样地, 对图 4(a) 中黑色圆圈标记实线进行简正模阶数判别, 角度的提取值与理论值的对比见图 8(a), 从图 8(b) 概率统计的结果看出该干涉简正模的阶数是 (1, 4) 阶. 由于模态间干扰对干涉简正模成分过滤的影响, 出现了误判为 (2, 4) 阶简正模干涉的概率有所增大.

由图 6—图 8 还可以看出实际得到的干涉简正模成分波束输出角度与理论计算值存在一定的偏差, 该偏差主要来源于两个方面. 一是模型参数失配, 在假设环境模型下由 (14) 式计算的理论值

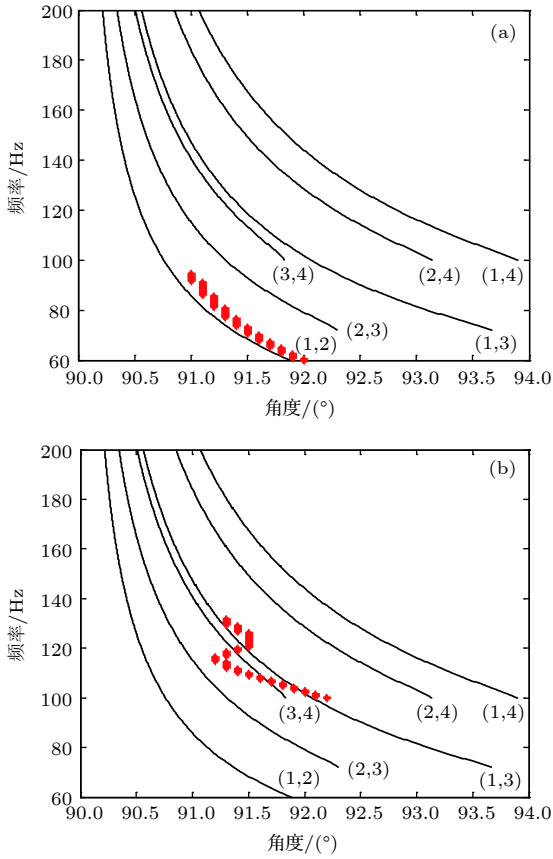


图 5 距离 25.26 km 处信号两组干涉简正模成分波束输出角度提取值与理论值的对比 (a) 第一组干涉简正模; (b) 第二组干涉简正模

Fig. 5. Comparison of the measured and computed beam output angles of the normal mode pairs at the range of 25.26 km: (a) The first normal mode pair; (b) the second normal mode pair.

与实际环境存在偏差; 二是阵形失配, 实际坐底布放的水平阵阵元位置校准还存在误差. 对于阵列孔径受限引起的角度分辨率对干涉简正模成分波束

输出角度的影响, 根据附录给出的阵列角度分辨率的计算公式, 可知实验使用的 32 元阵列的角度提取分辨率为  $0.07^\circ$ , 而不同频率下 (1, 2) 与 (2, 3) 阶干涉简正模成分的波束输出角度差的均值是  $0.37^\circ$ , 远大于波束形成角度分辨率, 因此, 阵列孔径的影响可以忽略.

#### 4 模型参数失配分析

本节通过数值仿真来分析海水声速剖面、海底参数以及海深等环境参数失配对干涉简正模阶数判别的影响. 仿真分析中选取以下参数作为参考: 密度  $1.65 \text{ g/cm}^3$ , 海底声速  $1606 \text{ m/s}$ , 海底吸收系数  $0.09 \text{ dB}/\lambda$ ; 声速剖面以图 3 所示的 XCTD 测量值为参考值, 水深  $70 \text{ m}$ ; 声源深度  $25 \text{ m}$ .

图 9(a)—图 9(c) 分别给出了海水声速剖面、海底参数以及海水深度失配对 (1,2) 阶干涉简正模成分波束输出的理论计算角度值的影响, 黑色实线为参考环境参数下的理论计算值, 黑色数字标记的是干涉简正模的阶数, 蓝色虚线是与相邻波束输出角度的  $1/2$  间距界限, 彩色实线是变化环境参数得到的干涉简正模成分波束输出角度的理论值. 海水声速剖面在参考声速剖面的基础上从  $-20 \text{ m/s}$  变化到  $20 \text{ m/s}$ , 海底参数分别从软海底变化到硬海底, 参数的变化见表 1. 声源深度上下变化  $10 \text{ m}$ , 海深上下变化  $10 \text{ m}$ .

可以看出, 水深变化对干涉简正模成分波束输出角度影响比较大, 水深变化引起的角度变化可趋近干涉简正模角度间距的  $1/2$ , 容易引起模态的误判; 而海底参数和声速剖面对干涉简正模的角度

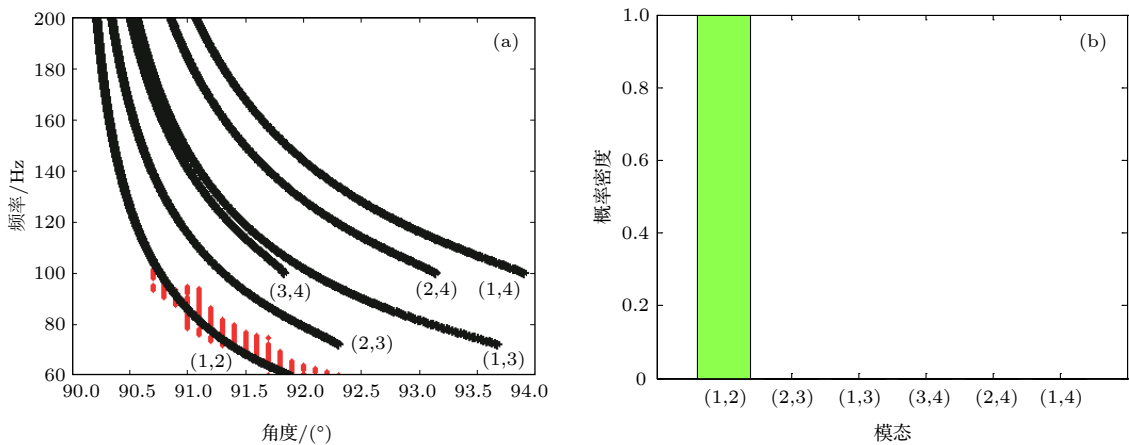


图 6 (1, 2) 阶干涉简正模判别结果及其概率 (a) 判别结果; (b) 概率统计结果

Fig. 6. The discrimination of normal mode pair (1, 2) and its probability: (a) The discrimination of result; (b) probability.



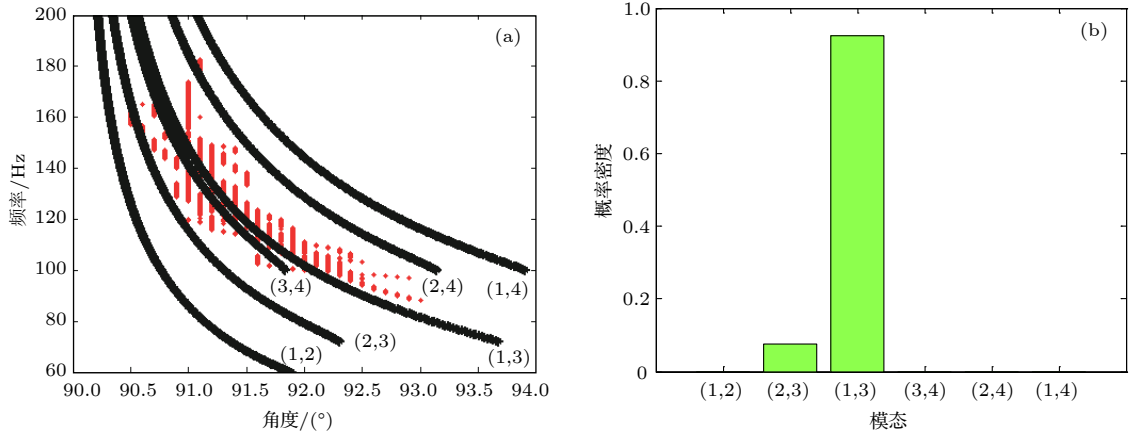


图 7 (1, 3) 阶干涉简正模判别结果及其概率 (a) 判别结果; (b) 概率统计结果

Fig. 7. The discrimination of normal mode pair (1, 3) and its probability: (a) The discrimination of result; (b) probability.

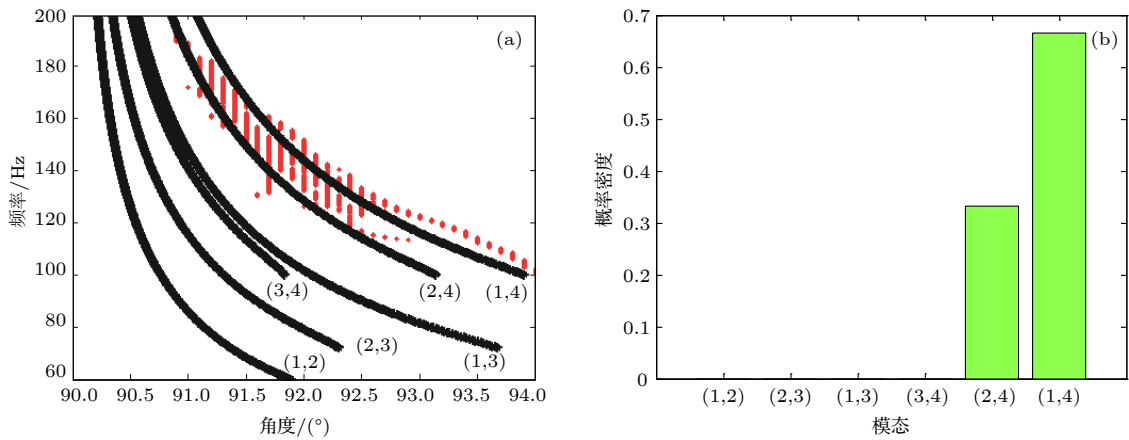


图 8 (1, 4) 阶干涉简正模判别结果及其概率 (a) 判别结果; (b) 概率统计结果

Fig. 8. The discrimination of normal mode pair (1, 4) and its probability: (a) The discrimination of result; (b) probability.

理论计算值影响较小, 均不超过临近干涉简正模角度间距的 1/2, 这两种参数的失配可忽略不计.

### 5 信噪比要求

上述干涉简正模阶数判别方法是基于水平阵列各阵元域信号自相关函数的处理而展开的, 阵元域信号的信噪比要求是一个不可忽略的影响因素.

根据宽带信号能量计算式, 这里定义宽带信号与宽带噪声的信噪比为

$$SNR = 10 \log_{10} (S/N), \quad (16)$$

其中  $S$  和  $N$  分别表示相同带宽内信号和噪声的功率.

图 10(a) 给出了不同信噪比条件下蒙特拉罗实验 50 次概率最大的干涉简正模成分波束输出角度实际提取值与理论计算值角度差的均方根值与信噪比的关系, 理论计算 (1, 2) 与 (2, 3) 阶的角度

差均方根值的 1/2 间距是  $0.22^\circ$ . 当 (1, 2) 阶干涉简正模角度提取值与理论值的均方根小于其与相邻干涉简正模角度差理论值间距的 1/2 时认为干涉简正模阶数判别是有效的. 图 10(b) 给出了信噪比为 2 dB 时 (1, 2) 阶干涉简正模的提取值与理论计算值, 黑色实线是理论值, 红色点线是提取值, 蓝色虚线是 (1, 2) 阶干涉简正模与相邻干涉简正模角度差的 1/2 界限. 可以看出, 利用 90 Hz 以下信号在信噪比大于 2 dB 时能正确地判断阶数. 由于不同组简正模组合的角度差随着频率的升高变小, 在利用 (15) 式的准则进行判断时, 频率高于 90 Hz 时由于受噪声因素的扰动, 存在误判的可能性增大.

实际工作中, 阵元域信号信噪比高于 2 dB 是比较高的要求. 因此, 利用子阵波束形成的输出增益来改善信噪比的限制是必要的.

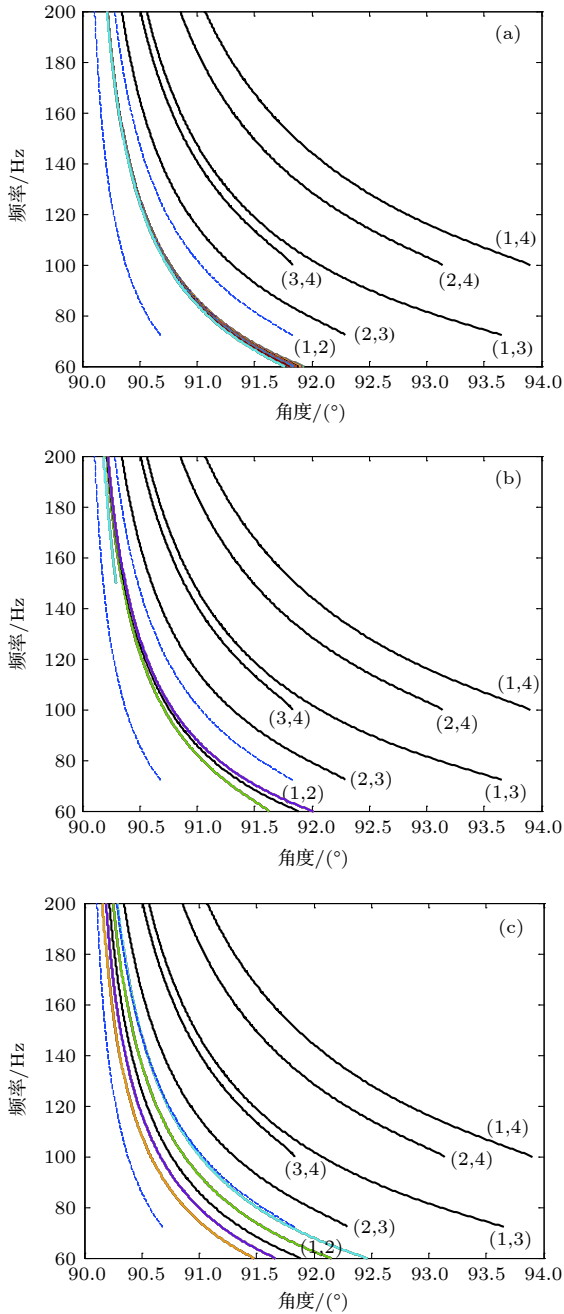


图 9 环境参数失配对 (1,2) 阶干涉简正模波束输出角度值的影响 (a) 海水声速剖面失配; (b) 海底参数失配; (c) 水深失配

Fig. 9. The effect of environmental parameter mismatches on the beam output angles of the normal mode pair (1,2): (a) Sound speed profile mismatch; (b) sea bottom parameter mismatch; (c) water depth mismatch.

表 1 海底底质参数选择  
Table 1. Sea bottom parameters.

海底声速/ $\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$	海底密度/ $\text{g}\cdot\text{cm}^{-3}$	吸收系数/ $\text{dB}\cdot\lambda^{-1}$
1530	1.20	0.30
1550	1.50	0.20
1606	1.65	0.09
1700	1.80	0.05

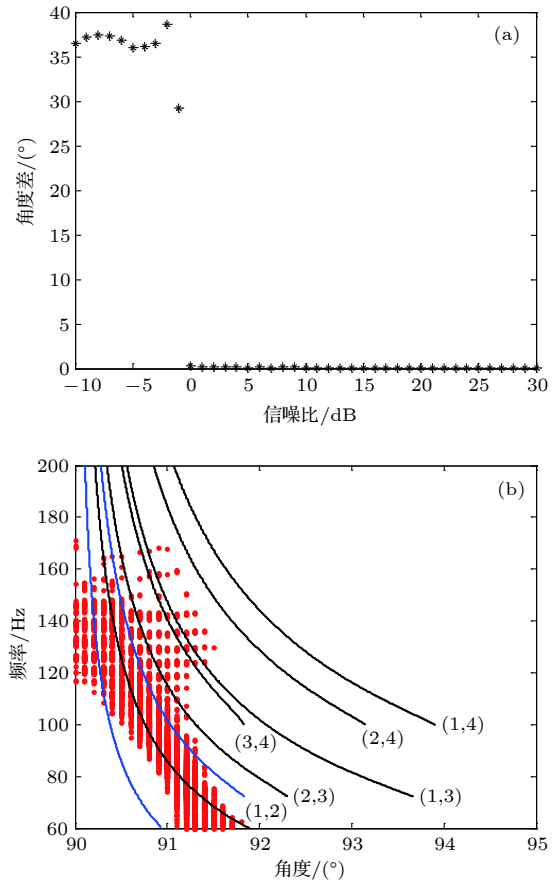


图 10 信噪比对干涉简正模成分波束输出角度提取值的影响 (a) 角度差均方根值与信噪比关系; (b) 2 dB 时角度提取值与理论值

Fig. 10. The effect of SNR on the beam output angles of the normal mode pair: (a) The mean square error of the angle varies with SNR; (b) the extracted and theoretical values at 2 dB.

## 6 结 论

浅海波导中, 在声源距离未知时, 信号自相关函数 WARPING 变换输出的谱峰位置与假定声源距离有关, 无法根据理论计算的特征频率来确定干涉简正模阶数. 特别是当存在声源深度不确定、第一阶简正模激发强度弱、引导声源距离选取不合理、模型参数选取失配等因素时, 往往会因为不能正确判别干涉简正模的阶数而限制其进一步的应用.

本文利用干涉简正模成分波束形成输出的波束角度与声源距离无关, 而与干涉简正模阶数和频率相关的波导固有频散特性, 提出了一种基于信号自相关函数 WARPING 变换、水平线列阵常规波束形成以及声场模型的干涉简正模阶数判别方法. 该方法首先利用自相关函数 WARPING 变换来分

离干涉简正模成分, 并对其常规波束形成以估计波束输出角度, 将该角度与理论值匹配来判别干涉简正模阶数. 数值仿真与实验数据验证了方法的可行性.

环境参数失配会影响干涉简正模阶数判别的准确度. 对海水声速剖面、海底参数以及海深等环境参数失配时的数值分析结果表明, 海深参数失配在 14% 以内时, 不易引起干涉简正模阶数的误判; 海底参数、海水声速剖面在一定失配范围内影响相对较小. 该方法适用于阵元域信噪比较高的情况, 信噪比要求大于 2 dB. 实际应用中, 可以利用子阵波束输出增益提高信噪比. 因此, 本文提出的方法将主要用于对非合作情况下水平阵采集到的具有一定输入信噪比的低频宽带脉冲信号进行被动定位, 或者利用此类信号进行环境参数反演.

## 附录

阵列孔径直接影响到波束形成器的角度分辨率, 给模态判别带来一定影响. 在远场条件下满足平面波入射, 将声场视为单模态, 根据 (13) 式, 阵列波束输出得到指向性函数为

$$R(\theta) = \frac{B(\theta, \omega)}{\max(B(\theta, \omega))} = \frac{\sin(Ld/2(k_{r_{mn}} \cos \theta_T - k_0 \cos \theta))}{L \sin(d/2(k_{r_{mn}} \cos \theta_T - k_0 \cos \theta))}. \quad (A1)$$

令  $R(\theta) = 0.707$ , 则  $Ld/2(k_{r_{mn}} \cos \theta_T - k_0 \cos \theta) = 1.39$  可化为:

$$\frac{Ldk_0}{2} \left( \frac{k_{r_{mn}}}{k_0} \cos \theta_T - \cos \theta \right) = 1.39,$$

即

$$\frac{k_{r_{mn}}}{k_0} \cos \theta_T - \cos \theta = \frac{1.39\lambda}{\Gamma\pi},$$

根据 (14) 式, 有

$$\cos \theta_{mn} - \cos \theta = \frac{1.39\lambda}{\Gamma\pi}, \quad (A2)$$

其中  $\Gamma = Ld$  表示阵列孔径.

根据和差化积公式, (A2) 式可以简化成

$$\cos \theta_{mn} - \cos \theta = 2 \sin \left( \frac{\theta - \theta_{mn}}{2} \right) \sin \left( \frac{\theta_{mn} + \theta}{2} \right). \quad (A3)$$

由于  $\theta_{mn}$  以及  $\theta$  接近  $90^\circ$ , 所以 (A3) 式可以进一步化简为

$$\cos \theta_{mn} - \cos \theta \approx \theta - \theta_{mn}, \quad (A4)$$

则主瓣宽度

$$\Delta\theta = 2(\theta - \theta_{mn}) = \frac{2.78\lambda}{\Gamma\pi}. \quad (A5)$$

由 (A5) 式可以看出, 基于信号干涉简正模成分的波束形成器角度分辨率与孔径成反比, 与波长成正比.

## 参考文献

- [1] Bonnel J, Nicolas B, Mars J I, Walker S C 2010 *J. Acoust. Soc. Am.* **128** 719
- [2] Bonnel J, Chapman N R 2011 *J. Acoust. Soc. Am.* **130** EL101
- [3] 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]
- [4] Li Z L, Zhang R H 2007 *Chin. Phys. Lett.* **24** 471
- [5] Li F H, Zhang B, Guo Y G 2014 *Chin. Phys. Lett.* **31** 47
- [6] Bonnel J, Ying-Tsong L, Eleftherakis D, Goff J A, Dosso S, Chapman R, Miller J H, Potty G R 2018 *J. Acoust. Soc. Am.* **143** 405
- [7] Li J W, Lu L C, Guo S M, Ma L 2017 *Acta Phys. Sin.* **66** 204301 (in Chinese) [李佳蔚, 鹿力成, 郭圣明, 马力 2017 物理学报 **66** 204301]
- [8] Lopatka M, Touzé G L, Nicolas B, Cristol X, Mars J I, Fattaccioli D 2010 *J. Adv. Signal Proc.* **2010** 304103
- [9] Wang D, Guo L H, Liu J J, Qi Y B 2016 *Acta Phys. Sin.* **65** 104302 (in Chinese) [王冬, 郭良浩, 刘建军, 戚聿波 2016 物理学报 **65** 104302]
- [10] Bonnel J, Thode A 2013 *J. Acoust. Soc. Am.* **19** 070066
- [11] 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]
- [12] Li X M, Zhang M H, Zhang H G, Piao S C, Liu Y Q, Zhou J B 2017 *Acta Phys. Sin.* **66** 094302 (in Chinese) [李晓曼, 张明辉, 张海刚, 朴胜春, 刘亚琴, 周建波 2017 物理学报 **66** 094302]
- [13] Li X M, Piao S C, Zhang M H, Liu Y Q, Zhou J B 2017 *Acta Phys. Sin.* **66** 184301 (in Chinese) [李晓曼, 朴胜春, 张明辉, 刘亚琴, 周建波 2017 物理学报 **66** 184301]
- [14] Zhou S H, Qi Y B, Ren Y 2014 *Sci. China-Phys. Mech. Astron.* **57** 225
- [15] Baraniuk R G, Jones D L 1995 *IEEE Trans. Signal Process.* **43** 2269
- [16] Touzé L, Nicolas B, Mars J I, Lacoume J L 2009 *IEEE Trans. Signal Process.* **57** 1783
- [17] Qi Y B, Zhou S H, Zhang R H, Ren Y 2015 *Acta Phys. Sin.* **64** 074301 (in Chinese) [戚聿波, 周士弘, 张仁和, 任云 2015 物理学报 **64** 074301]
- [18] Qi Y B, Zhou S H, Zhang R H 2016 *Acta Phys. Sin.* **65** 134301 (in Chinese) [戚聿波, 周士弘, 张仁和 2016 物理学报 **65** 134301]
- [19] Jensen F B, Kuperman W A, Porter M B, Schmidt H 2011 *Computational Ocean Acoustics* (2nd Ed.) (New York: Springer) p408
- [20] Bender C M, Orszag S A 1978 *Advanced Mathematical Methods for Scientists and Engineers* (New York: McGraw-Hill) p276
- [21] Qi Y B, Zhou S H, Ren Y, Liu J J, Wang D J, Feng X Q 2015 *Acta Acoust.* **40** 144 (in Chinese) [戚聿波, 周士弘, 任云, 刘建军, 王德俊, 冯希强 2015 声学学报 **40** 144]
- [22] Porter M B 1991 *The KRAKEN Normal Mode Program* (La Spezia: SACLANT Undersea Research Centre) p1

# Identification of interference normal mode pairs of low frequency sound in shallow water\*

Meng Rui-Jie<sup>1)2)</sup> Zhou Shi-Hong<sup>1)†</sup> Li Feng-Hua<sup>1)</sup> Qi Yu-Bo<sup>1)</sup>

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 20 February 2019; revised manuscript received 23 April 2019 )

## Abstract

The interference characteristics of normal modes in low-frequency broadband sound can be applied to source localization and environmental parameter inversion in shallow water. However, the identification ambiguity of interference normal mode pairs generally occurs in practical applications due to unknown source position, some weakly-excited normal modes, mismatched environmental model, etc. For the applications of a horizontal line array, a model-based processing approach is proposed to determine the orders of the interference normal mode pairs based on the intrinsic dispersion characteristics of interference normal mode pairs in the received signals and the range-independent properties of the array beam output angles. Firstly, the normal mode pair filtering is achieved by using the WARPING transform of the signal autocorrelation function in the element domain of the horizontal line array. Then, the arrival angles of the filtered interference normal mode pairs are estimated by using array beamforming. Finally, the estimated beam output angles are matched with the replica values computed by sound field model. The approach is verified by using the explosive pulse signals received by the seafloor-deployed 32-element horizontal line array at the North Yellow Sea in 2011. Furthermore, some simulations are involved to analyze the effects of environmental parameter mismatches including water sound speed profile, sea bottom parameters and water depth on the identification performance of interference normal mode pairs. The results show that the water depth is a major factor influencing the extracted values of the beam output angles of interference normal mode pairs. The approach might fail when the water depth mismatch exceeds 14% of the practical value. However, the effects of water sound speed profile mismatch and sea bottom parameters mismatch are negligible. The effect of signal-to-noise ratio in the element domain on a horizontal line array is also simulated in order to analyze the limitation of identification performance, which shows that the required signal-to-noise ratio in the element domain should be more than 2 dB.

**Keywords:** shallow water waveguide, interference normal mode pair, WARPING transform, modal identification, horizontal line array

**PACS:** 43.30.Bp, 43.60.Fg, 43.30.Wi

**DOI:** [10.7498/aps.68.20190221](https://doi.org/10.7498/aps.68.20190221)

\* Project supported by the State Key Program for Frontier Science Research of Chinese Academy of Sciences, China (Grant No. QYZDY-SSW-SLH005) and the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 11804362, 11804364).

† Corresponding author. E-mail: [shih\\_zhou@mail.ioa.ac.cn](mailto:shih_zhou@mail.ioa.ac.cn)