

水下线谱噪声源识别的波束域时频分析方法研究

徐灵基 杨益新 杨龙

Beamspace time-frequency analysis for identification of underwater tone noise sources

Xu Ling-Ji Yang Yi-Xin Yang Long

引用信息 Citation: [Acta Physica Sinica](#), 64, 174304 (2015) DOI: 10.7498/aps.64.174304

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.174304>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2015/V64/I17>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

环境因素对海-气界面低频异常声透射的影响研究

[Influences of environmental factors on low frequency abnormal sound transmission through sea-air interface](#)

物理学报.2015, 64(14): 144301 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.144301>

基于时频分析的多目标盲波束形成算法

[A blind beamforming algorithm for multitarget signals based on time-frequency analysis](#)

物理学报.2015, 64(11): 114302 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.114302>

一种新的稳健波束形成算法及其一维搜索策略

[A new robust adaptive beamforming and the one-dimensional search strategy](#)

物理学报.2014, 63(15): 154303 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.154303>

基于半定规划和秩-1分解的稳健波束形成

[Robust adaptive beamforming based on semi-definite programming and rank-one decomposition](#)

物理学报.2013, 62(18): 184302 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.184302>

水下线谱噪声源识别的波束域时频分析方法研究*

徐灵基 杨益新† 杨龙

(西北工业大学航海学院, 西安 710072)

(2015年1月16日收到; 2015年4月23日收到修改稿)

从联合空时频三维信息出发, 提出了波束域时频分析识别水下运动航行器低频线谱噪声源位置的方法. 首先, 利用小孔径圆环阵的超指向性波束形成, 将各线谱噪声源匀速通过正横位置附近时产生的多普勒信号在时域上分离. 其次, 分别使用伪 Wigner-Ville 分布和调频小波变换两种时频分析方法对波束输出的信号进行处理, 得到各噪声源信号的时频图像. 最后, 转换时间坐标到空间并参考配置信标, 即可识别低频线谱噪声源在水下航行器上的位置. 该方法解决了阵列识别水下低频噪声源的孔径受限问题, 同时对处理同频相干噪声源也适用. 仿真试验结果表明: 两种波束域时频分析方法都能较精确地识别低频线谱噪声源的位置; 在测量系统信息的配合下, 波束域调频小波变换的识别效果更优.

关键词: 噪声源识别, 多普勒效应, 超指向性波束形成, 时频分析

PACS: 43.30.Es, 43.50.Lj, 43.60.Fg, 43.60.Hj

DOI: 10.7498/aps.64.174304

1 引言

水下航行器在航行过程中会产生辐射噪声, 其频谱由若干离散的单频线谱叠加宽带连续谱组成. 其中, 单频线谱反映了辐射噪声信号中的周期性成分, 频段集中在 1 kHz 以下的低频范围, 主要由机械的反复运动、螺旋桨叶片转动和共振以及水动力引起的共振形成. 在低速、相对静音的条件下航行时, 机械噪声为主要噪声源, 航行器上主机及辅机所在的舱位均可能是其辐射源所在的部位; 其激励的线谱强度远高于连续谱, 是被水声设备远距离探测和识别的关键信息. 精确识别该噪声源在航行器上的位置, 就能有针对性地实施降噪措施, 也可为探寻航行器内部机械的振动机理和故障诊断提供依据.

运动目标的辐射噪声源识别方法大多基于传感器阵列, 主要有近场声全息和聚焦波束形成法. 近场声全息^[1]是建立在声辐射理论基础上的声场可视化技术, 可以由测量面的二维信息量重建出三

维空间声场, 而且其利用了声场的瞬逝波成分, 对低频声源也具有高的空间分辨率. 然而, 在识别水下航行器的噪声源时, 对应于瞬逝波的传播特征苛刻要求的测量距离和噪声等条件往往难以满足, 从而会引起不适定性问题, 影响了声场重建结果的精度. 文献^[2, 3]将近场声全息拓展到远场, 用于识别运动汽车的噪声源. 该方法与移动框架技术^[4]一样, 都是通过对噪声源信号进行消除多普勒效应处理后再重建声场, 但分辨率不高. 况且, 由于水下航行器的体型较大, 声全息在测量面上测量数据需要的传感器测点较多, 实际中较难应用于水下测试, 现有的较理想结果都是在水池条件下取得的^[5,6]. 聚焦波束形成^[7,8]是常规波束角度扫描技术用于近场定位的一种修正形式, 可在较宽泛的测试距离上使用, 其信息处理灵活, 工程实用性强. 受限于基阵的孔径, 聚焦波束形成的空间分辨率有限, 一般只用于中高频的噪声源定位^[9]. 虽然可以通过超分辨方法^[10,11]、结合运动特性使用合成孔径技术^[12]和利用矢量传感器^[13]等措施来提高其空间分辨率, 但对于低频噪声源所需的基阵孔径仍

* 国家自然科学基金 (批准号: 11274253) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: xyyang@nwpu.edu.cn

然较大,尤其是当低频噪声源信号中存有相干成分时,基阵孔径在百米量级^[14]. DAMAS等^[15,16]反卷积方法通过解由常规波束形成输出、阵列点传播函数和声源分布三者之间建立的线性方程组,达到消除波束主瓣宽度和旁瓣干扰的影响,理论上可实现小孔径阵列高分辨识别低频噪声源,并对相干噪声源也有效^[17,18].然而,该方程组是奇异的,虽可以通过高斯-塞德尔迭代等方法来求解,但当阵列孔径较小时,解的精确性却难以保证.

根据运动目标上的辐射声源通过测量水听器而产生的多普勒频移特征,文献^[19]提出了一种使用单个水听器识别低频线谱噪声源位置的方法.由于利用了多普勒信号的瞬时频率信息,其定位精度比常规基于幅度变化特征的通过特性法要高,但不能识别同频相干噪声源.利用Chirp-Fourier变换将同频声源的多普勒信号映射到频率-调频二维平面后可分离并定位多成分相干噪声源,但受限于不确定准则,其识别的分辨率不高,只能针对航行器上空间位置相差几十米的相干线谱噪声源^[20].本文将多普勒方法拓展应用到阵列波束输出的噪声源信号分析,结合圆环阵的超指向性波束形成方法,可以实现小尺度阵列高精度地识别水下运动航行器上的低频线谱噪声源,并对同频相干噪声源也有效.

2 模型与方法

图1显示的是圆环阵测量水下运动航行器辐射噪声的模型.圆环阵的中心位于S处,被测水下航行器以速度 v 匀速直线航行通过水听器基阵,其航迹离测量基阵圆心S处距离最近处的O点称为正横位置(closest point of approach, CPA),正横距离为 R_0 .考虑航行器的横向空间上存在若干个离散分布的低频线谱噪声源,噪声源识别就是要找到各线谱噪声源在航行器上的位置.测量辐射噪声时,该航行器上配置有同步信标和自噪声测量水听器.

假设航行器上某一低频线谱噪声信号的频率为 f_0 ,声传播速度为 c ,其通过正横位置O点的正横时刻为 t_c .由于存在相对运动,在S处接收到的信号的解析表达式为

$$s(t) = a(t) \exp \left\{ j \left[2\pi f_0 \left(t - \frac{R(t)}{c} \right) + \varphi_0 \right] \right\},$$

$$0 < t < T, \tag{1}$$

式中 φ_0 是线谱噪声源信号的初始相位, T 为信号总采样时间, $R(t) = \sqrt{R_0^2 + [v(t - t_c)]^2}$ 为线谱噪声源相对于S处的瞬时距离,接收信号的幅度 $a(t) = A/R(t)$ 表示噪声辐射强度 A 以球面波形式扩展衰减.对信号相位 $\varphi(t) = 2\pi f_0 [t - R(t)/c] + \varphi_0$ 求导可得接收信号的频率,即多普勒频移为

$$f_d = f_0 \left(1 - \frac{v^2(t - t_c)}{c\sqrt{R_0^2 + v^2(t - t_c)^2}} \right). \tag{2}$$

从上式可知,当 $t = t_c$ 有 $f_d = f_0$,同时信号在正横时刻 t_c 能量最大,即 (t_c, f_0) 处为多普勒时频中心.基于单个水听器,利用时频分析方法找到该多普勒中心(或正横时刻 t_c),再参考航行器上配置信标的正横时刻和位置,即可确定线谱噪声源在水下航行器上的位置^[19,20].但当两个或多个线谱噪声源频率相同或相差很小(频域滤波不可分离),仅使用时频分析方法处理在时频域上重叠或相近的多普勒信号会失效.因此,需要结合其他信息来解决该问题.

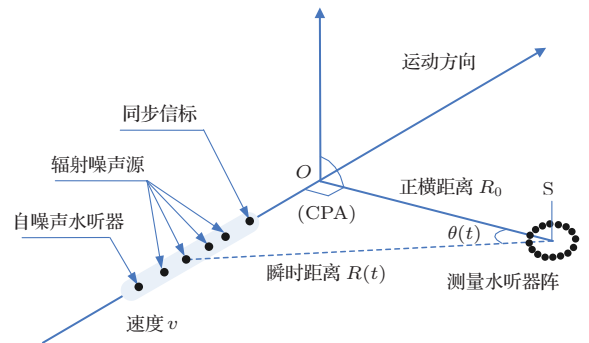


图1 (网刊彩色) 水下运动航行器噪声源的圆环阵测量模型

Fig. 1. (color online) Model for measuring the noise of underwater moving vehicle by a circular array.

利用圆环阵预先形成指向正横位置O点处的固定波束 $b(\theta)$, θ 表示方位角.当线谱噪声源运动通过测量区域时,阵列波束输出的信号为

$$y(t) = b(\theta(t)) s(t), 0 < t < T, \tag{3}$$

其中 $\theta(t)$ 是瞬时距离 $R(t)$ 与正横距离 R_0 的时变夹角, $b(\theta(t))$ 为运动声源在不同时刻对应的圆环阵波束指向值.由于波束 $b(\theta)$ 的空域滤波作用,使得 $b(\theta(t))$ 对信号 $s(t)$ 在时域加窗,波束输出的信号只存在于波束主瓣对应的航迹区域,即当运动的线谱噪声源位于正横位置O点处的临近范围.利用泰勒级

数对瞬时距离 $R(t)$ 在正横时刻 t_c 的邻域范围展开, 并忽略高阶项可得

$$R(t) = R_0 + \frac{[v(t-t_c)]^2}{2R_0}. \quad (4)$$

因此, 波束输出信号可表述为

$$y(t) = g(t) \exp \left\{ j \left[2\pi \left(f_0 t - \frac{1}{2} \frac{f_0 v^2}{c R_0} (t-t_c)^2 \right) - \frac{2\pi f_0 R_0}{c} + \varphi_0 \right] \right\}, 0 < t < T, \quad (5)$$

式中波束输出信号的幅度 $g(t) = b(\theta(t))a(t)$ 是关于正横时刻 t_c 对称的, 并在此时刻具有最大值. 波束输出信号的瞬时频率为

$$f_r = f_0 - \frac{f_0 v^2}{c R_0} (t-t_c), t_c - \varepsilon < t < t_c + \varepsilon, \quad (6)$$

式中 ε 表示正横时刻的邻域范围, 由波束 $b(\theta)$ 的主瓣宽度决定. 多普勒频移在正横时刻附近可近似为线性形式, 调频因子 $K = -f_0 v^2 / 2c R_0$. 图2给出了模拟的典型条件下水听器接收信号的多普勒频移及其线性近似. 其中, 信号时长为 50 s, 中心频率 $f_0 = 105$ Hz, 速度 $v = 4$ m/s, 正横距离 $R_0 = 15$ m, 声速 $c = 1500$ m/s. 实线为正横时刻 $t_c = 25$ s 处的多普勒频移曲线, 虚线为其线性近似. 可以看出, 两者在正横时刻附近高度重合, 即多普勒信号在正横时刻及其邻域内可近似为线性调频信号. 当 $t = t_c$ 时, (6) 式中的多普勒频移线性近似有 $f_r = f_0$, 即波束输出信号的时频中心仍位于 (t_c, f_0) 处. 同样, 找到该时频中心 (或正横时刻 t_c) 也可以确定噪声源的位置.

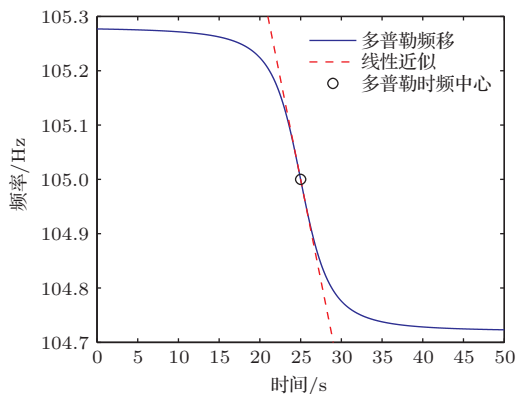


图2 多普勒频移及其线性近似

Fig. 2. Doppler shift and its linear approximation.

当两个或多个噪声源的频率相同或相近时, 由于不同噪声源在水下航行器上的空间位置是分离

的, 它们通过正横位置附近范围的时间段是不同的. 利用波束形成的空域滤波处理后 (等效为航迹上的时间“截取”作用), 不同线谱噪声源的多普勒信号在对应的时间上已经分离, 再利用时频分析处理可以确定各自的正横时刻.

图3总结了波束域时频分析方法识别线谱噪声源的基本原理和步骤. 首先, 在频域上进行预处理, 过滤出待分析的各线谱噪声源运动而形成的窄带多普勒信号; 其次, 通过波束形成对多普勒信号进行变换, 得到时间上分离的线性调频信号; 接着, 利用时频分析方法刻画出波束输出信号的时频特征, 并找到每段线性调频信号能量最强处的中心时刻, 即对应着各噪声源的正横时刻 $t_{ci}, i = 1, \dots, N, N$ 为线谱噪声源的个数; 最后, 参考配置信标的正横时刻 t_r 和位置 L_r , 得到每个噪声源在航行器上的位置 $L_{ni} = L_r + v(t_{ci} - t_r)$.

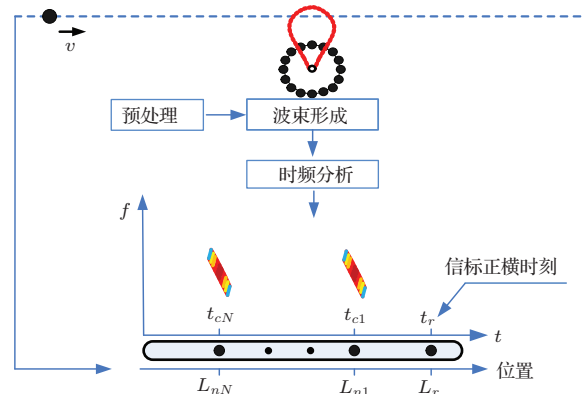


图3 线谱噪声源定位方法的原理图

Fig. 3. Schematic of the proposed localization scheme of tone noise sources.

从前面的原理分析和步骤说明可以看出, 本文提出的线谱噪声源识别方法的两个核心部分是波束形成和时频分析, 下面分别给予阐述.

3 圆环阵的超指向性波束形成

阵列波束 $b(\theta)$ 的主瓣宽度决定了时间“截取”窗的范围, 同时也决定了噪声源识别的空间分辨率. 常规波束形成要求阵元间距为入射信号的半波长, 导致其对低频线谱噪声源识别时需要使用大孔径的基阵, 这增加了噪声源测试时阵列在水下的布放难度. 因此, 本文考虑使用超指向性波束形成方法, 可以实现小尺度孔径阵列高分辨地分离各低频线谱噪声源信号.

图4所示为一 M 阵元等间隔布放的均匀圆环阵, 圆环阵的半径为 r . 圆环阵上的阵元相对于 x 轴的角度分别为 $\alpha_m = m\beta$, 其中 $\beta = 2\pi/M$, $m = 0, 1, \dots, M-1$, 则第 m 号阵元相对于坐标原点的位置矢量可表示为 $\mathbf{p}_m = [r \cos \alpha_m, r \sin \alpha_m, 0]^T$. 当 $R_0 > 4\pi f_0 r^2/c > 1.356r$ 时^[21], 满足远场平面波假设, 归一化的信号方向矢量为 $\mathbf{p}_s = [\sin \varphi \cos \theta, \sin \varphi \sin \theta, \cos \varphi]^T$, 其中 θ 为信号方位角, φ 为俯仰角. 由信号传播导致的第 m 号阵元相对于坐标原点的距离差为

$$\Delta d_m = \mathbf{p}_s^T \mathbf{p}_m = r \sin \varphi \cos(m\beta - \theta). \quad (7)$$

因此, 信号方向矢量可表示为

$$\mathbf{a}(\theta, \varphi) = [e^{jk\Delta d_0}, e^{jk\Delta d_1}, \dots, e^{jk\Delta d_{M-1}}]^T, \quad (8)$$

其中波数 $k = 2\pi f_0/c$. 令 \mathbf{w} 为波束形成的加权向量, 基阵的波束图

$$b(\theta, \varphi) = \mathbf{w}^H(\theta_0, \varphi_0) \mathbf{a}(\theta, \varphi), \quad (9)$$

式中 (θ_0, φ_0) 表示波束指向方向, 加权向量 $\mathbf{w}(\theta_0, \varphi_0)$ 已归一化使得 $b(\theta_0, \varphi_0) = 1$. 在各向同性噪声场中, 各阵元接收到的噪声功率都相等, 基阵指向性指数 (Directivity Index, DI) 与阵增益 (Array Gain, AG) 是等价的, 即 $DI = AG$, 求解最大指向性指数问题转化为求解基阵的最大阵增益的问题^[22]. AG 定义为基阵的输出信噪比 SNR_{array} 和参考阵元的信噪比 SNR_{element} 之比

$$AG = \frac{SNR_{\text{array}}}{SNR_{\text{element}}} = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_0, \varphi_0) \mathbf{a}^H(\theta_0, \varphi_0) \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \Phi \mathbf{w}}, \quad (10)$$

式中 Φ 为归一化噪声协方差矩阵, 其为

$$\Phi = \begin{bmatrix} \rho_0 & \rho_1 & \cdots & \rho_{M-1} \\ \rho_{M-1} & \rho_0 & \cdots & \rho_{M-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_1 & \rho_2 & \cdots & \rho_0 \end{bmatrix}. \quad (11)$$

矩阵中的元素是基阵上各阵元间噪声的相关系数

$$\rho_m = \frac{\sin(k\Delta l_m)}{k\Delta l_m}, m = 0, 1, \dots, M-1, \quad (12)$$

式中 $\Delta l_m = 2r \sin(m\beta/2)$ 表示任意号阵元的到 0 号阵元的间距. 令 (10) 式中的 AG 取最大值, 可求得最大阵增益的表达式及其加权向量分别为

$$AG_{\text{max}} = \mathbf{a}^H(\theta_0, \varphi_0) \Phi^{-1} \mathbf{a}(\theta_0, \varphi_0),$$

$$\mathbf{w} = \Phi^{-1} \mathbf{a}(\theta_0, \varphi_0). \quad (13)$$

可以看出, 超指向性波束形成的波束图与噪声协方差矩阵有关. 当任意两相邻阵元间距等于半波长时, 测量基阵的各阵元接收到的信号噪声之间互不相关时, Φ 退化成单位阵, 此时, $AG_{\text{max}} = M$, 即为常规波束的增益. 当任意两相邻阵元间距小于半波长时, 各阵元接收到的信号噪声彼此是相关的, Φ 为非单位阵, 此时有 $AG_{\text{max}} > M$, 这就是所谓的超增益, 即获得最大指向性指数. (13) 式的加权向量本质上是空间预白化并匹配基阵接收信号, 对相关的各阵元噪声进行最佳线性估计和噪声抵消, 最大限度地解除各阵元噪声的相关性和尽可能地削弱各阵元噪声的功率, 以达到提高输出信噪比的目的. 各阵元噪声之间的相关性愈强, 最优化加权处理相对于只对信号延时匹配而没有空间预白化处理的常规处理的性能改善就愈大.

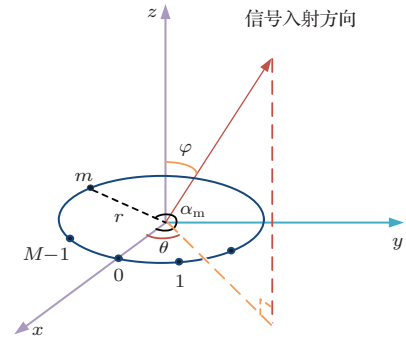


图4 均匀圆环阵坐标

Fig. 4. Coordinates of the circular array.

当然, 超指向性波束形成也可利用直线阵实现, 但相比于直线阵在端射方向上波束才具有最好的超指向性, 圆环阵在全方位上效果都一致, 更适合实际测试. 在测试过程中, 当航行器的下潜深度和阵列的布放深度确定时, 俯仰角 φ 是一定的, 圆环阵的超指向性波束图可简化为 $b(\theta) = \mathbf{a}^H(\theta_0) \Phi^{-1} \mathbf{a}(\theta)$. 一旦波束图确定, 噪声源定位的空间分辨率也就可知: $\delta_L = 2R_0 \tan(\Delta\theta/2)$, 其中 $\Delta\theta$ 为 3 dB 点波束宽度. 考虑一个 15 元小尺度均匀圆环阵, 半径为 1.6 m, 其与航行器同深度, 首阵元正对正横位置 O 点, 即 $\theta_0 = 0^\circ$. 图5给出了在 100—500 Hz 低频带宽内、以 25 Hz 为离散间隔的不同频率下圆环阵的超指向性波束重叠图. 从图中可以看出: 1) 波束图的主瓣宽度较窄, 具有很高的空间分辨率; 2) 不同频率下波束的主瓣宽度基本相

同. 因此, 圆环阵的超指向性波束形成对识别低频线谱噪声源有较大优势.

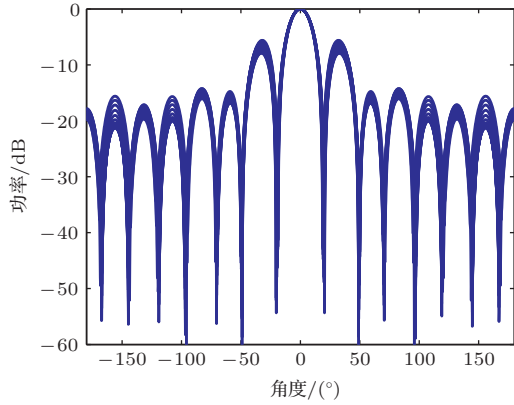


图5 圆环阵的超指向性波束形成的波束图

Fig. 5. Beam pattern of the circular array by superdirectivity beamforming.

4 时频分析方法

4.1 伪Wigner-Ville分布

对阵列接收的多普勒信号完成波束形成处理后, 波束输出信号可近似为线性调频信号. 对于单分量线性调频信号的时频分析, Cohen类二次型时频分布中的Wigner-Ville分布(Wigner-Ville distribution, WVD)是最优的^[23], 其定义如下:

$$\text{WVD}_x = \int_{-\infty}^{\infty} x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi f\tau} d\tau, \quad (14)$$

式中 $x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right)$ 是瞬时自相关函数, $x(t)$ 为信号的解析形式, “*”表示共轭. 对于(5)式中的波束输出信号的WVD为

$$\begin{aligned} \text{WVD}_y(t, f) &= \int_{-\infty}^{\infty} y\left(t + \frac{\tau}{2}\right) y^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \\ &= \delta(f_r - f) \otimes_f G(t, f), \end{aligned} \quad (15)$$

式中“ \otimes_f ”表示频域上的卷积运算, $G(t, f)$ 为 $g(t)$ 的WVD. 由于多普勒信号幅度 $a(t)$ 是缓慢变化的, $G(t, f)$ 主要由 $b(\theta(t))$ 决定. 当信号中存在多个成分时, 需要在WVD的瞬时自相关函数中加入时间窗 $h(t)$, 即利用伪WVD(pseudo Wigner-Ville distribution, PsWVD)来抑制互交叉项^[24]

$$\begin{aligned} \text{PsWVD}_y(t, f) &= \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) y\left(t + \frac{\tau}{2}\right) y^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \end{aligned}$$

$$= \delta(f_r - f) \otimes_f G(t, f) \otimes_f h(f), \quad (16)$$

其中 $h(f)$ 为时间窗 $h(t)$ 的傅里叶变换. 伪WVD基本能刻画多个成分的波束输出信号的线性调频特征, 但由于 $h(f)$ 在频域上的卷积作用, 导致其显示的波束输出信号时频特征图像在频率上扩展.

4.2 调频小波变换

相比于上述非参数化方法, 调频小波变换(chirplet transform, CT)根据波束输出信号的调频特征构造出与信号层次结构最佳匹配的信号模型, 更适用于多分量成分线性调频信号的时频分析, 其定义为^[25]

$$\begin{aligned} \text{CT}_x(t, f, \alpha, \sigma) &= \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) h_\sigma(\tau - t) \exp\left[-j\frac{\alpha}{2}(\tau - t)^2\right] \\ &\quad \times \exp(-j2\pi f\tau) d\tau, \end{aligned} \quad (17)$$

其中 α 为匹配调频因子, $h_\sigma(t)$ 表示非负、对称且归一化实数时间窗, 通常使用高斯函数

$$h_\sigma(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\sigma}\right)^2\right]. \quad (18)$$

当 $\alpha = -2\pi f_0 v^2 / c R_0$ 时 (f_0 通过自噪声水听器得到, v 和 R_0 利用配置信标可知), 对于(5)式的波束输出信号, 其CT为

$$\begin{aligned} \text{CT}_y(t, f, \sigma) &= \int_{-\infty}^{\infty} y(\tau) h_\sigma(\tau - t) \exp\left[-j\frac{\alpha}{2}(\tau - t)^2\right] \\ &\quad \times \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \\ &= \exp\left\{j\left[\varphi_0 - \frac{2\pi f_0 R_0}{c} + \frac{\pi f_0 v^2}{c R_0}(t^2 - t_c^2)\right]\right\} \\ &\quad \times \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau) h_\sigma(\tau - t) \exp[-j2\pi(f_r - f)\tau] d\tau \\ &= \exp\left\{j\left[\varphi_0 - \frac{2\pi f_0 R_0}{c} + \frac{\pi f_0 v^2}{c R_0}(t^2 - t_c^2)\right]\right\} \\ &\quad \times \delta(f_r - f) \otimes_f G(f) \otimes_f h_\sigma(f), \end{aligned} \quad (19)$$

式中 $G(f)$ 为 $g(t)$ 的傅里叶变换. 若窗函数 $h_\sigma(t)$ 的长度 σ 合理地取为 $g(t)$ 的有效长度, 忽略复数项得

$$\text{CT}_y(t, f) = \delta(f_r - f) \otimes_f G(f). \quad (20)$$

由于CT是线性运算, 对于同频多成分的多普勒信号, 其性能也可接近(15)式中的效果.

5 仿真分析

首先考虑单个噪声源的情况. 采用图2中所用的多普勒参数, 正横时刻 t_c 变为12.5 s, 信号时长为25 s, 采样频率为2 kHz; 以正横时刻 $t_r = 0$ s、位置 $L_r = 0$ m的配置信标为参考, 该噪声源在航行器上的位置为 $L_n = v|t_c - t_r| = 50$ m; 假定航行器下潜深度与圆环阵布放深度相同, 且阵列的参数设置和图5中的一致, 超指向性波束的宽度 $\Delta\theta$ 为 19° , 分辨率 $\delta_L = 5$ m; 信噪比的定义是以线谱频率为中心的1 Hz带宽内多普勒信号与噪声的能量之比, 设为10 dB. 图6给出了超指向性波束形成后伪WVD(图6(a))和CT(图6(b))两种时频分析方法的定位结果, 时频图中的时间坐标已转换为空间位置坐标, 且能量已经归一化. 对比两图可发现: 1) 两种方法的时频图在频域上都有所扩展, 这是窗 $G(f)$ 在频域的卷积作用造成的, 但因扩展而形成的椭圆还是以噪声源位置处为中心, 故两种波束域时频分析都能精确地识别噪声源的位置, 定位结

果分别为49.66 m和49.74 m; 2) 较之CT, 伪WVD的结果在频率上的扩展更大, 且其刻画的时频图也相对较差; 3) 两种波束域时频分析方法形成的椭圆在位置轴上的3 dB宽度都约为5 m, 与 δ_L 相同, 即方法的空间分辨率由波束宽度决定, 与具体的时频方法无关.

增大声源频率为500 Hz, 其他参数不变, 此时 $\delta_L = 4.7$ m. 图7给出了两种不同方法对500 Hz频率声源的定位结果, 其中图7(a)表示伪WVD法, 图7(b)为CT方法. 从图7中看出, 两种时频方法都能较好地刻画出声源的时频特征, 其中CT方法更好; 两种方法的3 dB宽度都约为4.7 m, 比105 Hz声源的要窄, 这也进一步验证了空间分辨率由波束宽度决定、与具体的时频方法无关的结论. 对比图6和图7发现, 相同方法下500 Hz声源的时频特征比105 Hz的略好, 这是因为线谱频率越大, 在正横时刻附近的多普勒变化越大, 其线性近似的关系越明显. 两种方法的定位结果是: 伪WVD为49.8 m, CT为49.82 m.

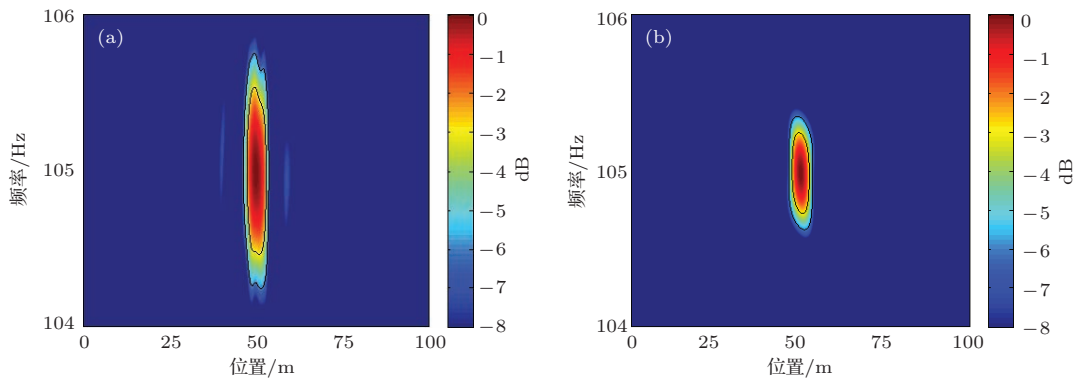


图6 (网刊彩色) 105 Hz单声源的定位结果 (a) 伪WVD; (b) CT

Fig. 6. (color online) Localization results of a single source whose frequency is 105 Hz: (a) pseudo WVD; (b) CT.

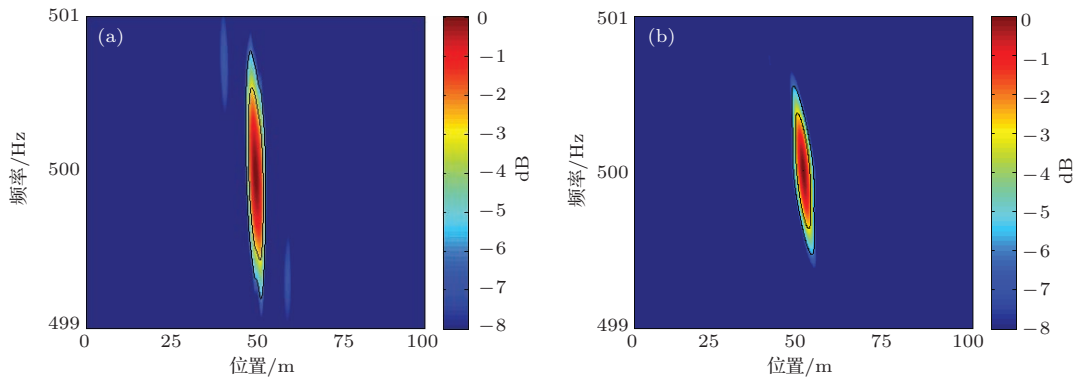


图7 (网刊彩色) 500 Hz单声源的定位结果 (a) 伪WVD; (b) CT

Fig. 7. (color online) Localization results of a single source whose frequency is 500 Hz: (a) pseudo WVD; (b) CT.

保持仿真参数与图6一致,图8给出了两种不同波束域时频分析方法对频率为105 Hz的线谱声源定位的误差随信噪比变化的统计特性.其中,图8(a)为偏差,图8(b)为均方根误差,信噪比从0 dB开始以2 dB为间隔变化到24 dB,每个信噪比下做100次蒙特卡罗试验.图8(a)中两种方法的偏差曲线均在零值上下微小起伏,偏差可以忽略.从图8(b)中可以看出:两种方法定位的均方根误差随信噪比的增大而变小,在信噪比4 dB以上时均方根误差都小于1 m,其中CT方法略优于伪WVD方法.这是因为较之基于二次非线性运算的伪WVD方法,CT方法是线性的,其对噪声的容忍门限高,稳健性更好.

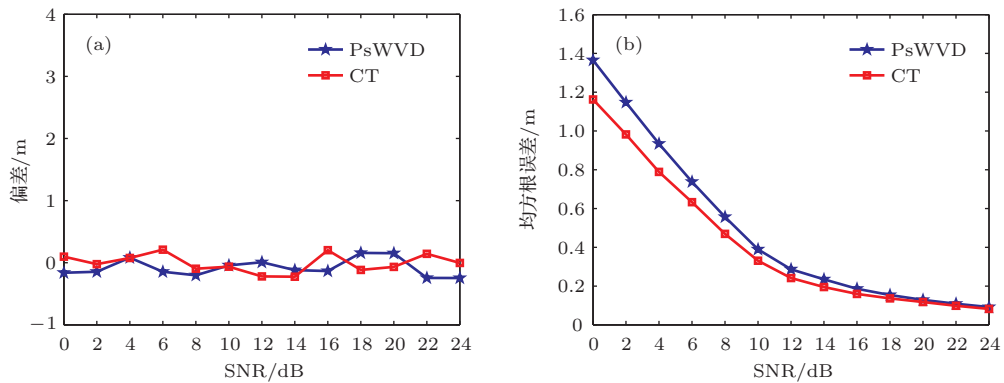


图8 (网刊彩色) 定位误差对信噪比的统计性能 (a) 偏差; (b) 均方根误差
Fig. 8. (color online) Localization errors versus SNR: (a) Bias; (b) RMSE.

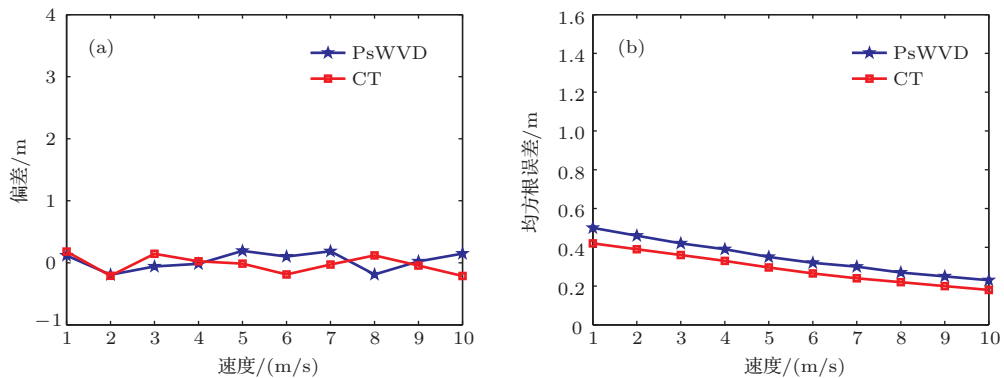


图9 (网刊彩色) 定位误差对速度的统计性能 (a) 偏差; (b) 均方根误差
Fig. 9. (color online) Localization errors versus speed v : (a) Bias; (b) RMSE.

方法的定位误差与测试距离也有关,图10分析了定位误差对水下航行器的正横距离的统计性能.正横距离是从5 m开始(满足远场条件 $R_0 > 4\pi f_0 r^2 / c = 2.25$ m)以5 m为间隔变化到50 m,每个距离下做100次蒙特卡罗试验,各距离

图9考虑的是定位误差对水下航行器的运动速度的统计性能,速度是从1 m/s开始以1 m/s为间隔变化到10 m/s,每个速度下做100次蒙特卡罗试验,信噪比为10 dB,其他仿真参数不变.从图9(a)中可以看出波束域时频分析的两种方法的定位偏差基本为零.图9(b)显示随着速度的增大均方根误差变小,这和图7中因频率增大而结果更优的原因类似,即速度增大,在正横时刻附近的多普勒变化越大,其线性近似的关系越明显;但两种方法的均方根误差的变化范围不大,说明波束时频方法对航行器的速度变化不是太敏感,两种方法在速度1 m/s以上的定位均方根误差都小于0.5 m,其中CT方法略优于伪WVD方法.

上的信噪比参考15 m处的10 dB修正,其他仿真参数不变.从图10(a)中可以看出波束域时频分析的两种方法的定位偏差基本为零.图10(b)显示随着正横距离的增大均方根误差变大,这有两方面的原因:1) 正横距离越远,线谱辐射噪声信号的信

噪比越小; 2) 正横距离越远, 在正横时刻附近的多普勒变化越小, 其线性近似的关系越不明显. 两种方法在正横距离 20 m 以下的定位均方根误差都小于 0.6 m, 其中 CT 方法略优于伪 WVD 方法. 尽管正横距离越近定位效果越好, 但为了保证测试过程的安全性, 其值也不能选得太近, 一般要求 10 m 以上. 因此, 正横距离在 10—20 m 区间是较为合理的选择. 考虑到实际水下测试中正横距离只是做预先设计, 而其真实值是需通过水下同步定位仪得到, 本文其他分析中选择正横距离为 15 m 也是由此折中的.

下面为两同频相干噪声源的定位结果, 仿真参数和单声源的情况中相同, 只是增加一个同频但位置不同的线谱噪声源. 首先考虑声源间距较大的情况, 两声源的位置分别在 25 m 和 50 m 处, 即 $\Delta L = 25$ m. 图 11 给出了两种不同方法的定位结果, 其中图 11 (a) 表示伪 WVD 法, 图 11 (b) 为 CT 方法. 从图中看出, 和单声源的情况一致, 两种时频方法都能较好地刻画出两同频相干声源的时频特征, 其中 CT 方法更好. 伪 WVD 对两声源的定位结果为 24.72 m 和 49.62 m, CT 的结果为 24.76 m 和 49.68 m.

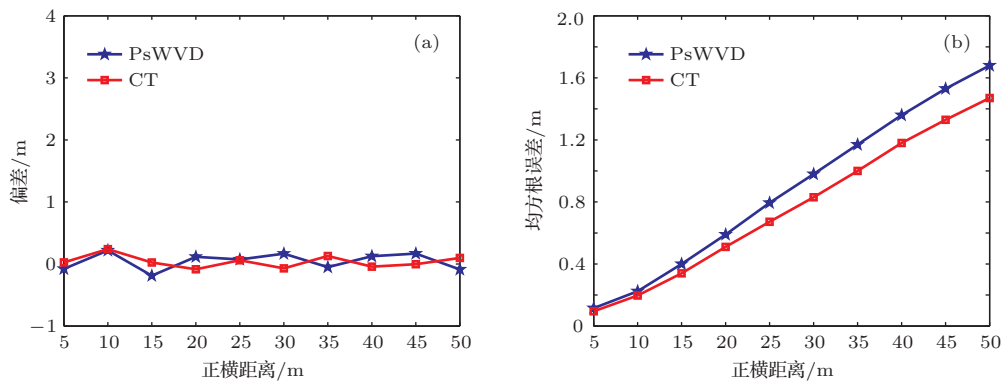


图 10 (网刊彩色) 定位误差对正横距离的统计性能 (a) 偏差; (b) 均方根误差
 Fig. 10. (color online) Localization errors versus distance R_0 : (a) Bias; (b) RMSE.

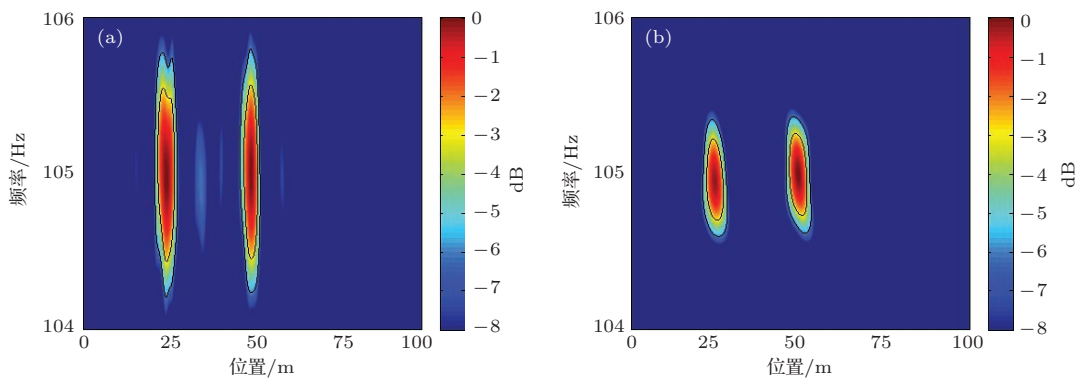


图 11 (网刊彩色) 同频相干声源位置间隔较大时的定位结果 (a) 伪 WVD; (b) CT
 Fig. 11. (color online) Localization results of two coherent sources whose distance is far: (a) pseudo WVD; (b) CT.

缩小两同频相干噪声源的间距, 声源分别位于 47 m 和 55 m 位置处, 即 $\Delta L = 8$ m, 其他参数不变. 图 12 给出了两种不同方法的定位结果, 其中图 12 (a) 表示伪 WVD 法, 图 12 (b) 为 CT 方法. 从图中看出, 相比于间距较大的情况, 此时时频方法刻画的时频特征稍有变化, 两信号的时频中心分别在频域轻微上移和下移. 这是因为当两多普勒信号的正横时刻间隔较近时, 波束主瓣宽度外残余

的信号串扰到等效的线性调频信号内. 但这对定位结果的影响不大, 伪 WVD 识别两声源的位置为 47.36 m 和 55.52 m, CT 为 46.84 m 和 55.48 m. 可见, 波束域时频方法不仅有较好的定位精度, 还具有高的空间位置分辨能力.

最后分析频率相近的情况. 两线谱噪声源的频率分别为 105 Hz 和 104.8 Hz, 空间位置分别是 40 m 和 60 m, 即 $\Delta L = 20$ m, 其他参数不变, CT 方法

中的匹配调频因子还是根据 105 Hz 的线谱频率选取. 图 13 给出了两种不同方法的定位结果, 其中图 13(a) 表示伪 WVD 法, 图 13(b) 为 CT 方法. 从图中看出, 两种时频方法都能较好地刻画出两声源的时频特征, 其中 CT 方法更好. 虽然 CT 方法中所使用的匹配调频因子与 104.8 Hz 线谱对应的匹配调频因子值有微小偏差, 但这种失配仅会使 CT 方法对 104.8 Hz 声源产生的时频图像在频域上微小扩展, 对最终的位置识别无影响. 伪 WVD 的

定位结果为 40.32 m 和 60.28 m, CT 的定位结果为 40.24 m 和 60.22 m.

表 1 总结了上述不同类型的线谱噪声源的位置识别结果. 从表中可以看出, 无论是低频单声源还是同频相干或频率间隔相近的双声源, 波束域时频分析的两种方法都能很好地识别线谱声源的位置, 定位误差可以控制在 1 m 以下, 且 CT 方法相对伪 WVD 方法更优.

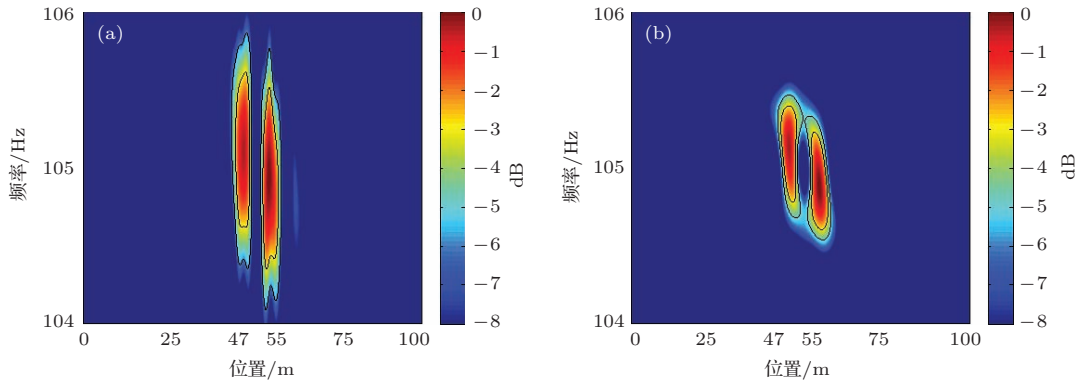


图 12 (网刊彩色) 同频相干声源位置间隔较小时的定位结果 (a) 伪 WVD; (b) CT

Fig. 12. (color online) Localization results of two coherent sources whose distance is near: (a) pseudo WVD; (b) CT.

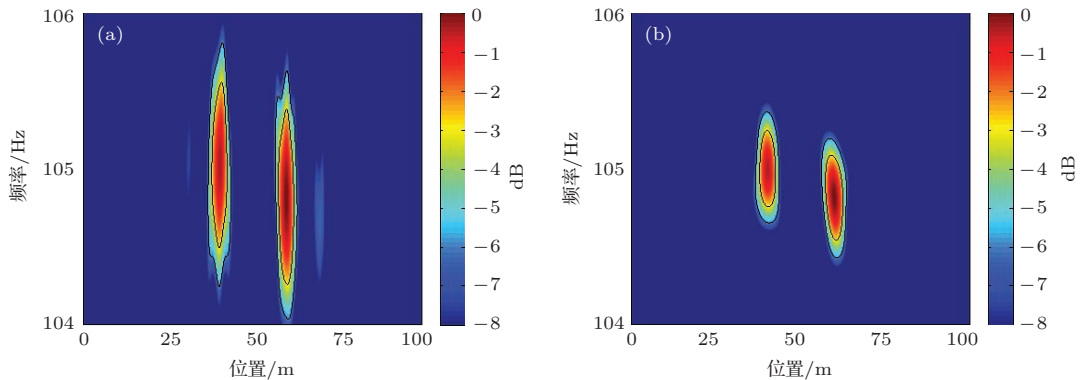


图 13 (网刊彩色) 频率间隔相近的两声源的定位结果 (a) 伪 WVD; (b) CT

Fig. 13. (color online) Localization results of two sources whose frequency is close to each other: (a) pseudo WVD; (b) CT.

表 1 各不同类型线谱噪声源的定位结果与误差

Table 1. Localization results and errors of tone noise sources in different types.

声源类型	声源频率/Hz	位置/m	定位结果/m		误差/m	
			伪 WVD	CT	伪 WVD	CT
单声源	105	50	49.66	49.74	0.34	0.26
	500	50	49.80	49.82	0.20	0.18
同频、位置较远双声源	105	25	24.72	24.76	0.28	0.24
		50	49.62	49.68	0.38	0.32
同频、位置相近双声源	105	47	47.36	46.84	0.36	0.16
		55	55.52	55.48	0.52	0.48
频率相近双声源	105	40	40.32	40.24	0.32	0.24
	104.8	60	60.28	60.22	0.28	0.22

6 结 论

针对小孔径阵列识别水下运动航行器低频线谱噪声源的问题, 本文通过多普勒信号在正横时刻附近的线性近似建立阵列波束形成与时频分析之间的链接, 提出了一种空时频三维信息联合处理的波束域时频分析的线谱噪声源位置识别方法. 主要研究内容和结果包括:

1) 不同于聚焦波束形成方法对运动目标辐射噪声信号解多普勒处理再做波束角度扫描, 波束域时频分析方法是直接对预成波束输出信号的多普勒线性近似特征进行时频成像, 所以其识别同频相干声源不需要解相干处理, 阵列的有效孔径不会损失.

2) 波束域时频分析法利用了圆环阵的超指向性波束形成, 可在孔径较小的阵列上实现低频线谱噪声源位置的识别. 相比于聚焦波束形成等常规方法, 原本几十米量级的阵列可以缩减到米级(甚至更小), 而且使用的是圆环阵, 这较大方便了测试中阵列的布放. 波束域时频分析定位方法的空间分辨率由波束宽度决定, 与具体的时频分析方法无关. 所以, 对于只相差几米的同频相干噪声源而言, 其位置也可清晰分辨. 实际中, 超指向性波束形成所需的各向同性噪声场并不一定能满足, 波束旁瓣会畸变从而使得波束形成获取的增益下降, 但波束主瓣还是可以保持的. 由于本文方法主要利用的是超指向性波束的主瓣特性, 所以非各向同性噪声场对定位结果影响很小.

3) 充分比较了波束域时频分析使用伪WVD和CT两种不同时频分析方法的噪声源位置识别能力, 结果表明: (1) 两种方法对单线谱噪声源、同频相干和频率间隔相近的双噪声源都具有较高的识别精度, 定位误差在适中信噪比下也可达到1 m以下; (2) 频率增大, 方法的定位效果更好; (3) 定位方法对水下航行器的速度不太敏感, 不同速度下的定位精度仅有微弱差别; (4) 方法定位效果与测试距离有关, 在满足远场的情况下, 正横距离越近定位精度越高, 但实际测试中出于安全性的考虑, 正横距离十几米是较为合理的选择; (5) 在测量系统信息的配合, 波束域CT方法相比于波束域伪WVD方法的定位效果更优, 因此, 测试中可以根据不同的实测条件合理地选取方法.

参考文献

- [1] He Z Y 1996 *Progress in Physics* **16** 600 (in Chinese) [何祚镛 1996 物理学进展 **16** 100]
- [2] Yang D G, Wang Z T, Li B, Luo Y G, Lian X M 2011 *J. Sound Vib.* **330** 1352
- [3] Yang D G, Luo Y G, Li B, Li K Q, Lian X M 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 4738 (in Chinese) [杨殿阁, 罗禹贡, 李兵, 李克强, 连小珉 2010 物理学报 **59** 4738]
- [4] Park S H, Kim Y H 2001 *J. Acoust. Soc. Am.* **110** 2326
- [5] Chen M Y, Shang D J, Li Q, Liu Y W 2011 *Acta Acoust.* **36** 489 (in Chinese) [陈梦英, 商德江, 李琪, 刘永伟 2011 声学学报 **36** 489]
- [6] Yang D S, Guo X X, Shi S G, Hu B 2012 *J. Vib. Shock* **31** 13 (in Chinese) [杨德森, 郭小霞, 时胜国, 胡博 2012 振动与冲击 **31** 13]
- [7] Hui J, Hu D, Hui J Y, Yin J W 2007 *Acta Acoust.* **32** 356 (in Chinese) [惠娟, 胡丹, 惠俊英, 殷敬伟 2007 声学学报 **32** 356]
- [8] Zhai C P, Zhang M W, Liu Y D, Zhang Y 2013 *Acta Acoust.* **38** 281 (in Chinese) [翟春平, 张明伟, 刘雨东, 张宇 2013 声学学报 **38** 281]
- [9] Cigada A, Ripamonti F, Vanali M 2007 *Mech. Syst. Signal Process.* **21** 3645
- [10] Yan G H, Chen Z F, Sun J C 2009 *Journal of Northwestern Polytechnical University* **27** 378 (in Chinese) [严光洪, 陈志菲, 孙进才 2009 西北工业大学学报 **27** 378]
- [11] Liu Y C, He Y A, Shang D J, Shang D J, Sun C. 2013 *Acta Acoust.* **38** 533 (in Chinese) [刘月蝉, 何元安, 商德江, 尚大晶, 孙超 2013 声学学报 **38** 533]
- [12] Shi J, Yang D S, Shi S G 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 064301 (in Chinese) [时洁, 杨德森, 时胜国 2011 物理学报 **60** 064301]
- [13] Shi J, Yang D S, Shi S G 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 124302 (in Chinese) [时洁, 杨德森, 时胜国 2012 物理学报 **61** 124302]
- [14] Wang Z W, Xu L J, Yang Y X, Wang X B 2012 *J. Vib. Shock* **31** 118 (in Chinese) [王志伟, 徐灵基, 杨益新, 王秀波 2012 振动与冲击 **31** 118]
- [15] Brooks T F, Humphreys William M 2006 *J. Sound Vib.* **294** 856
- [16] Fleury V, Bulte J 2011 *J. Acoust. Soc. Am.* **129** 1417
- [17] Fleury V, Bulte J 2006 12th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference Cambridge, MA, May 8–10, p2654
- [18] Yardibi T, Li J 2010 *J. Acoust. Soc. Am.* **127** 2920
- [19] Xu L J, Yang Y X 2014 *J. Electron. Inform. Tech.* **36** 1119 (in Chinese) [徐灵基, 杨益新 2014 电子与信息学报 **36** 1119]
- [20] Tian F, Yang Y X, Wu Y Z, Yang L 2014 *J. Electron. Inform. Tech.* **36** 2889 (in Chinese) [田丰, 杨益新, 吴姚振, 杨龙 2014 电子与信息学报 **36** 2889]
- [21] Sun C 2007 *Underwater Sensor Array Signal Processing* (Xi'an: Northwestern Polytechnical University Press) pp80–82 (in Chinese) [孙超 2007 水下多传感器阵列信号处理 (西安: 西北工业大学出版社) 第80—82页]
- [22] Ma Y L, Yang Y X, He Z Y, Yang K D, Sun C, Wang Y M 2013 *IEEE Trans. Ind. Electron.* **60** 203
- [23] Xu L J, Yang Y X, Yang L 2014 *Acta Electron. Sinica* **42** 2247 (in Chinese) [徐灵基, 杨益新, 杨龙 2014 电子学报 **42** 2247]
- [24] Boashash B 2003 *Time Frequency Signal Analysis and Processing: A Comprehensive Reference* (London: Elsevier) pp48–53
- [25] Yang Y, Peng Z K, Dong X J, Zhang W M, Meng G 2014 *IEEE Trans. Signal Process.* **62** 2751

Beamspace time-frequency analysis for identification of underwater tone noise sources*

Xu Ling-Ji Yang Yi-Xin[†] Yang Long

(School of Marine Science and Technology, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

(Received 16 January 2015; revised manuscript received 23 April 2015)

Abstract

The noise emitted by an underwater vehicle consists of several strong tones superimposed on a broad-band radiated noise component. Among them, the stable low-frequency tone noise induced by the reciprocating movements of the auxiliary machines in the underwater vehicle, carries characteristic information of the vehicle and is necessary for long-distance detection. Therefore, identification of the tone noise sources of an underwater vehicle is significant for noise reduction. On the basis of the joint information of space-time-frequency, beamspace time-frequency analysis (TFA) scheme is proposed for identification of low-frequency tone noise sources of underwater moving vehicle. First, the Doppler signals formed when the tone noise sources pass through the closest point of approach (CPA) are separated in time domain, by using superdirectivity beamforming of a small aperture circular array. The output signals can be approximated in linear form, i. e. , LFM signal. After the LFM signals from the narrow beam are processed by two TFA methods of pseudo Wigner–Ville distribution and chirplet transform (CT), the time-frequency images of the noise signals are obtained. Then, the CPA time of each tone noise sources can be estimated by using peak search of the time-frequency images. At last, by converting the time coordinate to space coordinate and comparing with a reference source whose CPA time and position are known in advance, the positions of the low-frequency tone noise sources on the underwater vehicle are identified. The proposed scheme is different from the focused beamforming method, which scans the beam angle after eliminating the Doppler effect. Besides, due to no need of decorrelation usually used in the focused beamforming method, beamspace TFA scheme resolves the problem that array aperture is limited for identification of coherent noise sources of an underwater vehicle. The aperture of the used array can be reduced to meter-scale even when the frequencies of the tone noise are low. Although the array gain of superdirectivity beamforming decreases in nonisotropic noise field, the main lobe of the beam still keeps the same shape. Therefore, the performance of the proposed scheme is robust. Simulation analysis shows the following results: 1) Both the two beamspace TFA methods can precisely identify the underwater tone noise sources through a small aperture circular array, the radius of which is equal to 1.6 m, and the localization errors are less than 1 m when the signal-to-noise ratios are moderate; 2) The higher the frequencies of the tone noises are, the better the localization accuracy of beamspace TFA methods obtain; 3) The proposed scheme is less sensitive to the velocity of the underwater moving vehicle, and the localization results just have very small difference under various velocities; 4) The localization accuracy is related to distance, and decade meters is a reasonable choose for actual noise measurement; 5) Beamspace CT has better resolving accuracy when the information of measurement system is given, so the choice of the two beamspace TFA methods can be decided according to the actual measurement condition.

Keywords: identification of noise sources, Doppler effect, superdirectivity beamforming, time-frequency analysis

PACS: 43.30.Es, 43.50.Lj, 43.60.Fg, 43.60.Hj

DOI: 10.7498/aps.64.174304

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 11274253).

[†] Corresponding author. E-mail: yxyang@nwpu.edu.cn