

基于多普勒 Chirp-Fourier 变换的水下航行器噪声源定位方法

田 丰 杨益新* 吴姚振 杨 龙
(西北工业大学航海学院 西安 710072)

摘 要: 通过对水下航行器辐射噪声的多普勒特征分析,可以定位线谱噪声源在航行器上的辐射位置,从而有针对性地采取治理措施。传统的多普勒分析方法大多在时频域中进行,难以有效处理同频声源的定位问题。该文提出一种基于 Chirp-Fourier 变换特征的多普勒分析方法,将多普勒信号分解为线性调频(LFM)子分量的集合,并转换到频率-调频因子构成的 2 维平面。利用该平面内的多普勒信号分布特征,可以有效抑制同频声源之间的相互干扰,进而完成多噪声源的定位。仿真和海上实验验证了该方法的有效性。

关键词: 水下信息处理; 噪声源定位; 水下多普勒信号; Chirp-Fourier 变换; 频率-调频域

中图分类号: TB566

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2014)12-2889-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2014.00106

Localization of Noise Sources on Underwater Vehicle via Chirp-Fourier Processing

Tian Feng Yang Yi-xin Wu Yao-zhen Yang Long

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

Abstract: The radiated noise sources of underwater vehicle can be localized by analysis of Doppler information. Then effective suppression of noise can be taken. However, traditional time-frequency methods can hardly distinguish the Doppler shift of noise sources with a single frequency. In this paper, a method of multi-Doppler signals analysis based on Chirp-Fourier transform is presented. The Doppler signal is decomposed into a sum of Linear Frequency Modulate (LFM) components, and transformed into two-dimensional frequency-modulate factor domain. Then the location of multiple noise sources can be estimated by the extracted Doppler information and the interference caused by single frequency sources can be suppressed. Computer simulation and experimental result at sea demonstrate the validity of the proposed method.

Key words: Underwater signal processing; Localization of noise sources; Underwater Doppler signal; Chirp-Fourier transform; Frequency-modulate factor domain

1 引言

水下运动航行器的辐射噪声频谱由离散的线谱和连续分布的宽带谱组成。其中的线谱成分主要来源于航行器内部机械设备的低频往复运动,一般比较稳定而且相对连续谱的强度较高,在水下传播损失较小,通常携带了明显的航行器个体特征,是水声检测和识别的重要信息源^[1,2]。因此,需要通过水声测量方法准确定位低频线谱噪声源在航行器表面的辐射部位,以便于有针对性地采取减震降噪措施,从而提高航行器的声隐身性能。目前采用的水下航行器噪声源定位方法主要包括通过特性法、方位角估计方法以及多普勒分析方法等。

通过特性法利用了水下声源辐射的球面扩展特性,如文献[3]中通过接收信号幅度随时间的变化判断运动目标上各辐射声源相对于水听器的最接近点时刻,并完成声源定位^[3]。由于近场测量中幅度时变曲线较为平缓,导致其分辨能力有限,容易受到噪声的干扰而产生较大定位误差。方位角估计方法使用阵列处理技术,如文献[4]中通过瞬时方位角的估计获取声源的方位变化率,然后采用最小二乘法拟合或者卡尔曼滤波方法分析声源的辐射位置^[4]。为了满足低频辐射声源定位分析所需的方位分辨率,通常需要布置百米以上的稳定水平阵列,在实际水声测量环境中较难实现。虽然文献[5]中采用的阵列合成方法可延长声学孔径,但是在近场中无法获得有效应用。多普勒分析方法利用多普勒效应,提取线谱频移特征以获得运动源参数,从而定位噪声源辐射位置。常用的多普勒分析方法大多在时频域中进

2014-01-15 收到, 2014-04-18 改回

国家自然科学基金(11274253)资助课题

*通信作者: 杨益新 yxyang@nwpu.edu.cn

行处理,主要包括短时傅里叶变换、小波变换、Cohen 类时频分布、Chirplet 变换、Dopplerlet 变换和多项式相位法等^[6-11]。由文献[6-11]可知,这些方法能获得较精确的单源分析结果。然而在实际环境中,水下航行器内存在同频激励源以及其它复杂振动因素,通过多种路径传递后作用到壳体,使航行器水下辐射噪声中存在着大量同频辐射声源,在接收端表现为多个相互混叠的多普勒信号,无法通过窄带滤波器进行分离处理。当水下航行器处于低速运动状态时,低频线谱的多普勒频移非常微弱,变化率通常小于 10^{-1} Hz/s,需要极高的时频联合分辨率加以分析,而同频信号的混叠特性又进一步增加了分析困难。传统时频域分析方法通常需要在时域分辨率、频域分辨率和交叉项抑制这三者之间取得平衡^[12],难以精确分辨窄带内相互交叠的低频多普勒信号。

针对水下航行器同频辐射噪声源的定位分辨问题,本文提出了一种基于多普勒 Chirp-Fourier 变换特征分析的噪声源定位方法。该方法将多普勒信号由时频域转换到频率-调频因子构成的 2 维平面,使多普勒信号分解为多个 LFM 子分量的组合。通过对多普勒信号的 LFM 子分量在频率-调频平面上分布特征的提取,可以有效抑制声源之间的相互干扰,并且准确估计各声源的多普勒参数,进而定位各噪声源的辐射位置。多噪声源环境的仿真算例分析表明,该方法对于水下航行器表面的多个同频或相近频率声源的定位分析具有良好的分辨和估计性能。海上实测数据验证了方法的有效性。

2 测量系统模型

假设水下航行器上存在 M 个辐射噪声源,以速度 v 做匀速直线运动,接收水听器距此运动直线的正横距离为 R_0 。设航行器上某辐射线谱声源的频率为 f_0 ,介质中声传输速度为 c ,则测量系统几何模型如图 1 所示。其中 O 点为运动航行器轨迹与接收水听器之间的最接近点(Closest Point of Approach, CPA)。随着航行器的运动,各声源将相继通过 CPA 点。将辐射噪声源等效中心通过此点的时刻称为该声源的 CPA 时刻。

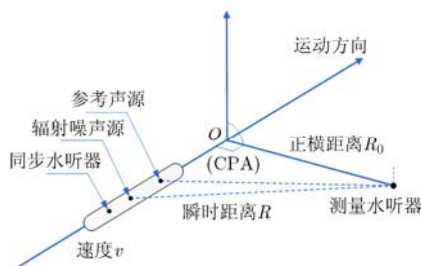


图 1 噪声源定位测量系统示意图

由于声源和接收端之间延时的非线性变化,接收信号产生多普勒效应,可表示为

$$s(t) = \frac{A}{R} \exp \left[j2\pi f_0 \left(t - t' - \frac{R}{c} \right) \right], \quad 0 < t < T \quad (1)$$

式中 $R = \sqrt{R_0^2 + v^2(t-t')^2}$, A 为信号幅值, T 为总采样时间, t' 为声源的 CPA 时刻,也是多普勒信号的中心时刻。设参考声源的 CPA 时刻为 t'_{rc} ,第 m 个噪声源的 CPA 时刻为 t'_m 。由于参考声源是一个参数已知的高频声源,可以准确地利用现有的单源分析方法估计出 CPA 时刻 t'_{rc} 和航行器速度 v ,则参考声源和待估计声源的距离差 $\Delta L = (t'_{rc} - t'_m)v$ 。由于参考声源的设置位置 L_{rc} 已知,由 ΔL 即可获得声源的定位。

$$L_m = \Delta L + L_{rc} \quad (2)$$

因此,该测量模型中的声源定位问题被转化为如何准确估计声源的 CPA 时刻,也就是多普勒中心时刻参数 (f_0, t') 。由于水下航行器航速较低,且线谱辐射噪声大多位于低频段,同频声源的存在使接收端表现为极窄频带中相互混叠的多普勒信号,传统时频域分析方法无法有效分辨。因而,本文将多普勒信号转换到其它变换域,以进行信号的分离处理。

3 多普勒信号的 Chirp-Fourier 分解特征

3.1 Chirp-Fourier 变换的分解原理

Chirp-Fourier 变换(CT)是一种 Chirplet 基函数参数化时频分析方法,常用于多线性调频信号分量参数分析^[13],可以表示为

$$CT(f, k) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \cdot e^{-j2\pi \left(ft + \frac{k}{2} t^2 \right)} dt \quad (3)$$

此变换的积分区间通常选用 $0 \leq t \leq T$,以估计调频信号的起始参数^[14]。假设一个 LFM 信号 $s_{LFM}(t)$ 的总采样时间为 T ,在中点时刻 $T/2$ 对应的信号瞬时频率为 f_0 ,调频斜率为 k_0 ,则信号可写为

$$s_{LFM}(t) = \exp \left\{ j2\pi \left[f_0(t - T/2) + \frac{k_0}{2}(t - T/2)^2 \right] \right\}, \quad 0 < t < T \quad (4)$$

经过变量代换 $t = t - T/2$,可以得到

$$s_{LFM}(t) = \exp \left\{ j2\pi \left(f_0 t + \frac{k_0}{2} t^2 \right) \right\}, \quad -T/2 < t < T/2 \quad (5)$$

因此积分区间相应变为 $-T/2 \leq t \leq T/2$,得到

$$CFT(f, k) = \int_{-T/2}^{+T/2} s_{LFM}(t) \cdot e^{-j2\pi \left(ft + \frac{k}{2} t^2 \right)} dt \quad (6)$$

可以看出,当式(6)中的 $f = f_0$ 且 $k = k_0$ 时,该变换与信号完全匹配。CT(f, k) 在频率-调频平面上的 (f_0, k_0) 处产生极值。因而,此积分区间内的 CT 峰

值的2维坐标对应的是 LFM 信号的时间中点频率和调频斜率, 可将这种形式的变换称为中点 Chirp-Fourier 变换。如果待分析信号由多个 LFM 子信号组成, 那么转换到频率-调频平面后会产生多个峰值点。通过对这些峰值点坐标的提取, 即可获得各子信号的线性调频参数。可见, CT 能将时域信号分解为 2 维频率-调频域内的多个峰值点, 每个峰值点都代表着一个 LFM 信号^[15]。

3.2 多普勒信号的 Chirp-Fourier 分解特性

多普勒信号的 CT 分解比较复杂, 很难直接精确推导其在频率-调频面上分布的完整数学表达式。然而多普勒信号中任意时刻的局部能量分布, 都是其某部分 LFM 子分量作用的结果。因此, 只需要研究构成中心时刻的那部分 LFM 子分量的特征, 就可以获得完整的多普勒中心时刻信息, 从而达到简化信号分析的目的。

假设多普勒信号 $s(t)$ 分解得到的 LFM 子分量中, 参与构造多普勒中心点时刻瞬时频率 (f_0, t') 的子分量集合为 $s'(t)$ 。那么, 以多普勒时频中心点为参考, $s'(t)$ 在时频面上的分布有如下几种可能: (1) 各分量在时频面上不相交, 相互平行。(2) 分量相交, 但是交点不唯一。(3) 分量只相交于一点, 但不是多普勒信号中心点。(4) 分量只相交于多普勒信号中心点。为了验证各分布特征的可能性, 引入 Wigner-Ville 变换。这种二次型分布会在 LFM 信号之间产生额外的交叉项, 且交叉项位于不同频率分量的中间点。因此, 通过多普勒信号 Wigner 变换的交叉项分布状态进行分析, 可以反推出 $s'(t)$ 集合中各 LFM 子分量之间的相互关系。将多普勒信号表达式改写为

$$s(t) = \exp\{j2\pi[f_0 t - \varphi(t)]\} \quad (7)$$

其中多普勒相移 $\varphi(t) = \sqrt{R_0^2 + v^2(t-t')^2} / c$ 关于 t' 偶对称, 即 $\varphi(t' - \tau) = \varphi(t' + \tau)$, 将式(7)代入 Wigner 变换表达式, 当 $t = t'$ 时可以得到

$$\begin{aligned} \text{WVD}_s(t', f) &= \int_{-\infty}^{\infty} s\left(t' + \frac{\tau}{2}\right) s^*\left(t' - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi f_0 \tau} e^{-j2\pi f \tau} d\tau = \delta(f - f_0) \end{aligned} \quad (8)$$

可见, 当 $t = t'$ 时, 其对应的瞬时频率分布 $f(t')$ 只在 f_0 处存在峰值, 不存在交叉项; 当 $t \neq t'$ 时, 偶对称条件不成立, 受到多普勒函数高阶分量相互作用的影响, 会产生交叉项, 在频谱上表现为多个峰值共存。因此, 多普勒信号的时频域 Wigner-Ville 分布 (WVD) 在且仅在多普勒中心点 t' 时无交叉项, 且只有单个峰值。

将多普勒信号的 WVD 与 $s'(t)$ 的 4 种分布可能

性进行对比, 可以发现: 在第 4 种分布状态中, 分量集合 $s'(t)$ 只存在一个交点, 且位于多普勒中心点 (f_0, t') 。因而其 WVD 交叉项也只在 t' 时刻存在单个峰值, 与多普勒信号的 WVD 状态相符, 而其它 3 种分布状态均与多普勒信号 WVD 特征相互矛盾, 可以被排除。因此, 多普勒信号中必然包含一部分在时频面上相交的 LFM 子分量集合 $s'(t)$, 其交点即为多普勒中心 (f_0, t') 。由此, 对多普勒信号中心参数的估计问题也就转变为了对其 LFM 子分量集合 $s'(t)$ 的交点参数的估计问题。

4 基于多普勒频率-调频分布特征的噪声源定位方法

4.1 混合 LFM 信号的频率-调频平面分布特征

多普勒信号中包含了相交的 LFM 子分量信号, 且交点为多普勒中心点。因此, 相交的混合 LFM 信号与多普勒信号在频率-调频平面上具有相同分布特征。研究混合 LFM 信号在频率-调频 2 维平面上的分布规律, 提取其中所包含的 LFM 信号交点信息, 也就得到了多普勒信号的频率-调频分布特征, 从而估计出多普勒信号的中心参数。

设有 N 个具有负斜率的 LFM 信号在时频域内相交, 交点位于 (f_0, t'_0) , 调频斜率的取值区间为 $[k_1, k_N]$, 通过长度为 T 的采样时间窗截取到的混合数据为 $s'(t)$ 。为了方便分析, 将调频因子的取值 k_n 定义为正值, 正负斜率特性由符号进行定义, 则信号可表示为

$$s'(t) = \sum_1^N \exp\left\{j2\pi\left[f_0(t-t'_0) - \frac{k_n}{2}(t-t'_0)^2\right]\right\}, \quad 0 < t < T \quad (9)$$

式中 $k_n = k_1, k_2, \dots, k_N$, 为各 LFM 信号调频因子, T 为总采样时间。令 $t'_0 = T/2 + \tau$, 对任意 LFM 信号 $s_n(t)$ 进行变量代换后可以得到

$$\begin{aligned} s_n(t) &= \exp\left\{j2\pi\left[\left(f_0 + k_n \tau\right)\left(t - \frac{T}{2}\right) - \frac{k_n}{2}\left(t - \frac{T}{2}\right)^2\right]\right\} \\ &\quad \cdot \exp\left\{-j2\pi\left[f_0 \tau + \frac{k_n}{2} \tau^2\right]\right\}, \quad 0 < t < T \end{aligned} \quad (10)$$

式中第 2 指数项为常数相位, 第 1 指数项依然为 LFM 信号, 令 $f'_0 = f_0 + k_n \tau$, $t = t - T/2$, 并忽略常数相位可得

$$s_n(t) = \exp\left\{j2\pi\left[f'_0 t - \frac{k_n}{2} t^2\right]\right\}, \quad -T/2 < t < T/2 \quad (11)$$

可以看出, 除符号定义外, 式(11)与式(5)的结构相同, 因此经过 CT 变换后, $s_n(t)$ 在频率-调频平面上的峰值位置为 (f'_0, k_n) 。由于 $f'_0 = f_0 + k_n \tau$, 则相交于 (f_0, t'_0) 点的 N 个 LFM 信号进行变换后, 得到的各峰

值点 2 维坐标 (f, k) 均满足线性关系:

$$f = f_0 + \tau k, \quad k \in [k_1, k_N] \quad (12)$$

其中 $\tau = t'_0 - T/2$ 。因此, 这些峰值点在频率-调频平面上会构成一条由式(12)所表达的线段。当混合 LFM 信号的时频交点位于时间段中点, 即 $t'_0 = T/2$, 时频分布如图 2(a)所示。此时式(12)斜率 $\tau = 0$, 混合信号在频率-调频平面上垂直于 f 轴, 如图 2(b)所示。

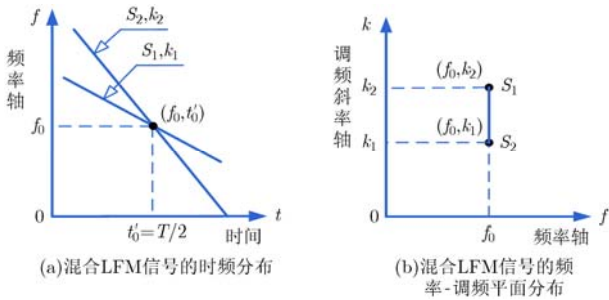


图 2 交点位于时间段中点的混合 LFM 信号

当混合 LFM 信号的交点不在时间段中点, 即 $t'_0 \neq T/2$ 时, 时频如图 3(a)所示。此时式(12)斜率 $\tau \neq 0$, 混合信号在频率-调频平面的峰值坐标上可构成一条斜线段, 由式(12)可知, 该线段的延长线是一个与 f 轴相交于 $(f_0, 0)$ 点, 以 τ 为斜率的直线。如图 3(b)所示。

利用这种线性分布特征, 提取任意两点信号的峰值点坐标, 即可求得线段斜率, 即 LFM 交点与时间中点的时间差 $\tau = (f_2 - f_1)/(k_2 - k_1)$, 因此得到 LFM 交点参数 (f_0, t'_0) 为

$$\left. \begin{aligned} f_0 &= f_1 - k_1 \tau \\ t'_0 &= T/2 + \tau \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

4.2 多普勒信号的频率-调频平面分布特征

由前面的分析可知, 多普勒信号经过 CT 分解后可以得到多个分量 LFM 信号, 且交点位于多普勒信号中心时刻。因此, 多普勒信号在频率-调频平面和相交的混合 LFM 信号具有相同的分布特征, 即变换后的 2 维峰值点将构成连续的线段, 且线段的斜率表征了多普勒中心时刻与信号时间中点之间的时间差信息, 如图 4 所示。其中的仿真多普勒信号中心频率为 100 Hz, 运动速度为 3 m/s, CPA 距离为 20 m, 时间长度为 $T=80$ s。

图 4(a)中信号 CPA 点 t'_0 位于时间中点 40 s 处, 此时多普勒信号的能量分布与图 2(b)类似, 表现为垂直于 f 轴的线段。图 4(b)中多普勒的 CPA 时刻 t'_0 位于 50 s, 与时间中点之差为 10 s, 信号在平面上的能量分布与图 3(b)类似, 表现为一条倾斜的线段, 其斜率即为多普勒 CPA 时刻与时间中点的时间差 τ 。

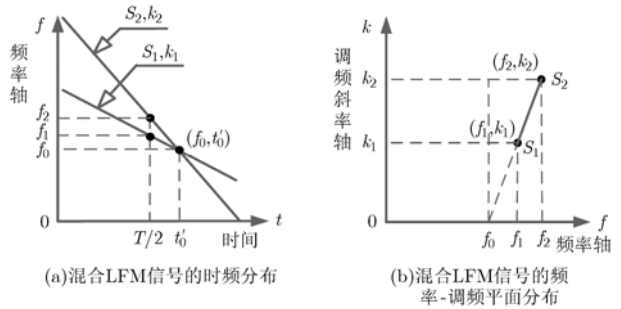


图 3 交点与时间中点不重合的混合 LFM 信号

4.3 同频噪声源的多普勒 CT 分解定位方法

当接收信号中包含多个同中心频率多普勒信号时, 各信号 CPA 时刻不同, 在平面上会表现为斜率不同的线段。分别求出各线段的参数, 也就获得了各信号的 CPA 参数, 然后通过测量系统模型, 即可转换为各噪声源的定位估计。考虑到噪声及多信号共存时的相互干扰, 仅通过少数坐标点的比值获取的 τ 值可能会产生较大误差。使用最小二乘回归法拟合, 可以充分利用多个峰值点信息, 获得更准确的参数估计值。对图 4(b)中的信号进行拟合, 得到估计 CPA 参数 $(\hat{f}_0, \hat{\tau})$ 为(100.0001 Hz, 9.9979 s)。代入式(13)得到多普勒信号的中心时刻的估计值 $\hat{t}'_0 = T/2 + \hat{\tau} = 49.9979$ s, 与仿真设置 $t'_0 = 50$ s 相符。

5 仿真性能分析

为了考察算法的声源定位分辨性能, 设置了多噪声源仿真环境, 并与短时傅里叶变换(STFT)和 Wigner-Ville 分布(WVD)时频分析方法进行对比。仿真中的统一条件设置为: 运动速度 3 m/s, 正横距离 20 m, 水中声速 1500 m/s, 信号采集时长 80 s, 采样率 1 kHz。各仿真中, 两信号 CPA 分别为 32 s 和 48 s, 信号幅度相同, 单个信号的信噪比为 6 dB。

仿真 1 两个信号频率存在微弱差异, 为 50.00 Hz 和 49.90 Hz。图 5(a)为其 STFT 处理结果, 图 5(b)为 WVD 的处理结果。这两种分布均产生了严重混叠, 不能反映真实的能量分布状态。图 5(c)为 CT 分布效果, 虽然存在信号间干扰, 但是依然能有效分辨信号并提取参数。

仿真 2 两个信号中心频率完全相同, 均为 50.00 Hz。各算法处理结果如图 6 所示, 信号的 STFT 和 WVD 出现了严重的失真和畸变, 而 CT 分解结果能获得良好的分辨效果。估计处理结果如表 1 所示。可以看出, 针对同频声源形成的窄带内混叠多普勒信号, CT 分解方法具有良好的处理性能, 可以有效定位声源的辐射位置。

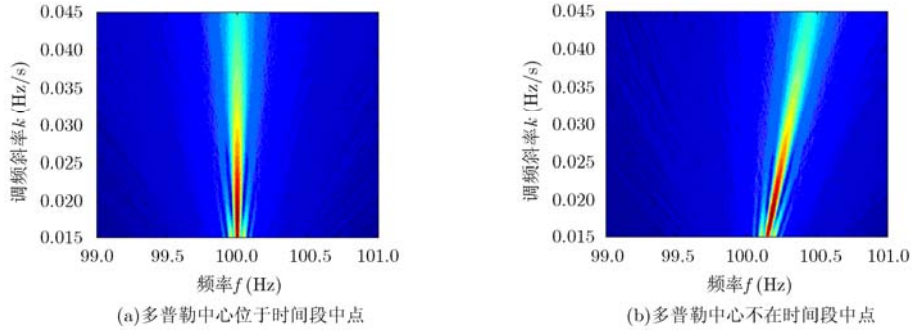


图 4 多普勒信号的 CT 分布效果

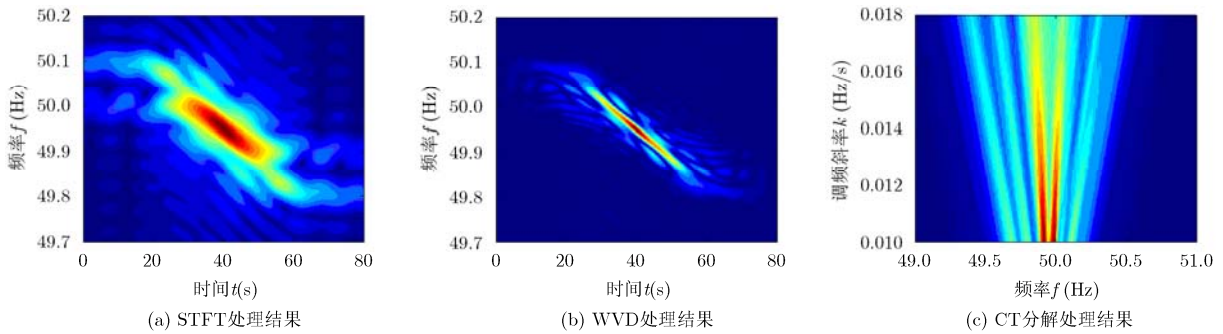


图 5 相近频率声源的多普勒分布与处理

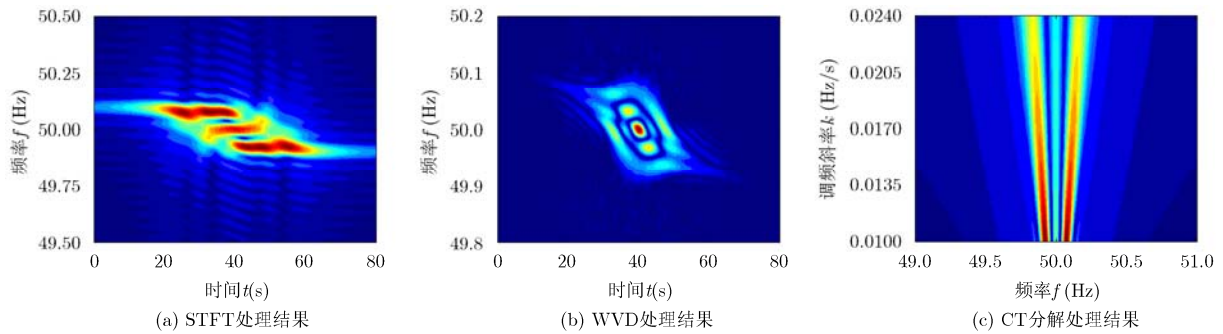


图 6 同频率声源的多普勒分布与处理

表 1 各仿真参组及估计性能对比

仿真组	信号	频率(Hz)	CPA 误差(s)	定位误差(m)
仿真 1	信号 1	50.00	0.17	0.51
	信号 2	49.90	0.22	0.66
仿真 2	信号 1	50.00	0.43	1.32
	信号 2	50.00	0.32	0.96

6 海测数据分析

海上验证试验于 2012 年在大连附近海域进行。接收端水听器位于水线下 10 m。发射平台布置参照

图 1，搭载低频和高频发射换能器，作为模拟辐射声源和参考声源。两声源分别固定于船体中轴线上的两个可升降支架底部，间距为 19.2 m，试验时均放入水线下 6 m。为避免船体谐振，发射信号频率为 55 Hz，采用 5 kn 航速工况。实测正横距离为 33.9 m，运动速度为 2.93 m/s。为了验证同频多声源的处理性能，将采集信号延时 8.2 s 后与原信号叠加，以模拟距离为 24 m 的同频声源接收效果。对延时叠加后的数据进行处理，如图 7 所示。可以看出，STFT 和 WVD 均无法对混叠信号进行有效分辨，而 CT 能清晰分辨两个信号，估计结果如表 2 所示。可以看出，CT 变换的频率-调频分析方法能有效提取同频信号的多普勒 CPA 时刻参数，并且完成各声源的定位处理。

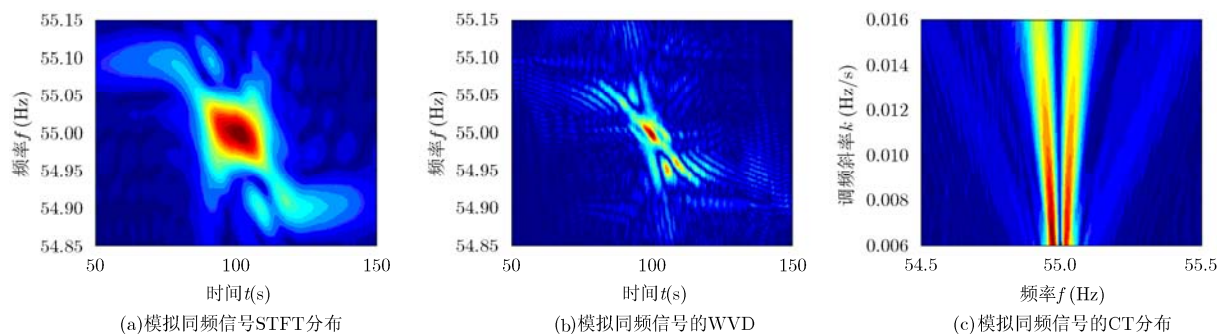


图 7 实测低频声源多普勒信号的处理效果

表 2 实测声源的 CT 处理定位结果

信号	单声源处理		模拟双声源处理	
	55 Hz 信号	55 Hz 原始信号	55 Hz 延时信号	
CPA 时刻误差(s)	0.25	0.41	0.52	
定位误差(m)	0.73	1.19	1.52	

7 结论

本文基于水下目标辐射噪声中线谱的多普勒频移特征,提出了一种基于 CT 的多噪声源多普勒分析方法,将运动声源产生的多普勒信号转换到频率-调频因子构成的 2 维平面,并分解为多个 LFM 分量的组合。通过多普勒信号在频率-调频 2 维平面内分布特征的提取,可以得到多普勒信号中 LFM 分量的时频交点信息,从而估计出声源的辐射频率和多普勒 CPA 时刻,结合测量系统完成对噪声源的定位。该方法在接收端仅需单个水听器即可处理,具有良好的实际应用性能。多噪声源环境的仿真算例分析表明,该方法对于混叠的窄带多分量多普勒信号具有良好的分辨和估计性能,可有效处理同频或相近频率的声源,具有一定的工程实用价值。最后通过海上实测数据验证了方法的有效性。

参考文献

- [1] 陈阳,王自娟,朱代柱,等.一种基于频率方差加权的线谱目标检测方法[J].声学学报,2010,35(1):76-80.
- [2] Abrahamsen K. The ship as an underwater noise source[C]. Proceedings of Meetings on Acoustics, Edinburgh, 2012: 70058-70061.
- [3] 高伟,陈川.基于辐射噪声强度和线谱多普勒的目标运动参数估计[J].声学技术,2010,29(4):374-379.
Gao Wei and Chen Chuan. Target motion parameters estimation based on radiated noise intensity and Doppler frequency shift of line spectrum[J]. *Technical Acoustics*, 2010, 29(4): 374-379.
- [4] 王志伟,徐灵基,杨益新,等.直线阵识别水下运动目标噪声源方法研究[J].振动与冲击,2012,31(19):118-122.
Wang Zhi-wei, Xu Ling-ji, Yang Yi-xin, *et al.* Identification of noise sources of an underwater moving target based on a linear array[J]. *Journal of Vibration and Shock*, 2012, 31(19): 118-122.
- [5] 赵閃,孙长瑜,陈新华,等.一种改进的被动合成孔径算法用于舰船辐射噪声检测[J].电子与信息学报,2013,35(2):426-431.
Zhao Shan, Sun Chang-yu, Chen Xin-hua, *et al.* An improved passive synthetic aperture sonar algorithm application for detecting of the ship radiated noise[J]. *Journal of Electronics Information Technology*, 2013, 35(2): 426-431.
- [6] Xu Ling-ji, Yang Yi-xin, and Tian Feng. Doppler method for identification of noise sources on underwater moving target[C]. Asia Pacific Signal and Information Processing Association Annual Summit and Conference, Xi'an, 2011: 83-88.
- [7] 田丰,杨益新,吴姚振,等.窄带细化 Wigner-Ville 分布分析的快速实现方法[J].电子与信息学报,2013,35(7):1713-1719.
Tian Feng, Yang Yi-xin, Xu Ling-ji, *et al.* Fast Realization of Zoom-spectrum Wigner-Ville Distribution Analysis in a Narrowband[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(7): 1713-1719.
- [8] 吴国清,马力.利用辐射噪声多线谱的多普勒进行距离估计[J].声学学报,2006,31(2):140-145.
Wu Guo-qing and Ma Li. Range estimation by Doppler of multi-time in radiated noise spectrum[J]. *Acta Acustica*, 2006, 31(2): 140-145.
- [9] Tam K C, Tang S K, and Lau S K. On the recovery of moving source characteristics using time-frequency approach[J]. *Applied Acoustics*, 2012, 73(4): 305-314.
- [10] Tian Feng, Yang Yi-xin, and Xu Ling-ji. Doppler parameters

- estimation by short time Chirp Fourier transform[C]. 2011 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC), Xi'an, 2011: 76-81.
- [11] 徐灵基, 杨益新. 瞬时频率估计的水下运动目标参数估计方法[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2013, 34(9): 1089-1093.
Xu Ling-ji and Yang Yi-xin. Parameter estimation of underwater moving object based on instantaneous frequency estimate[J]. *Journal of Harbin Engineering University*. 2013, 34(9): 1089-1093.
- [12] Wang Yong. Time-frequency approach to underdetermined blind source separation[J]. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2012, 32(2): 306-316.
- [13] Peng Zhi-ke, Meng Guang, Chu Fu-lei, et al. Polynomial chirplet transform with application to instantaneous frequency estimation[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2011, 60(9): 3222-3229.
- [14] Yang Yang, Zhang Wen-ming, Peng Zhi-ke, et al. Multicomponent signal analysis based on polynomial chirplet transform[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 60(9): 3948-3956.
- [15] Yousef Zanjireh, Amir Hossein Rezaie, and Hamidreza Amin-davar. Multi component signal decomposition based on chirplet pursuit and genetic algorithms[J]. *Applied Acoustics*, 2013, 74(12): 1333-1342.
- 田 丰: 男, 1983 年生, 博士生, 研究方向为水下信息处理、噪声源定位。
- 杨益新: 男, 1975 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为阵列信号处理、水声信号处理。
- 吴姚振: 男, 1986 年生, 博士生, 研究方向为水下信息处理。

《雷达学报》“稀疏微波成像技术”专题征文通知

稀疏微波成像是将稀疏信号处理理论引入到微波成像领域, 并将二者有机结合所形成的微波成像新的理论、新体制和新方法。它利用观测目标在空间、时间、频率域等可以稀疏表征的性质, 通过较少的数据量对观测目标的几何和物理特征进行重建, 以获取观测目标的散射特性、空间位置、形变特性、运动性质等特征。

稀疏微波成像是电子学、遥感、信息科学和应用数学等的交叉研究领域, 是微波成像的前沿研究方向, 它在宽幅海洋目标微波成像、三维雷达成像、逆合成孔径雷达、雷达目标特征提取等领域具有重要的研究价值和广阔的应用前景。

为及时总结稀疏微波成像技术研究与应用的最新进展, 《雷达学报》拟在 2015 年下半年出版“稀疏微波成像技术”专题, 专题主编为中国科学院电子学研究所微波成像技术重点实验室洪文研究员和张冰尘研究员。

现公开征集专题论文, 诚挚欢迎国内外专家、学者和科研人员积极投稿, 具体征文事项如下。

一. 征文方向(但不限于)

1. 稀疏微波成像理论和体制
2. 稀疏微波成像信号处理方法
3. 稀疏微波成像在 SAR、TomoSAR、CSAR 等中的应用
4. 稀疏微波成像在 ISAR、MTI、MIMO、变化检测等中的应用
5. 稀疏微波成像在雷达目标特征提取方面的应用
6. 稀疏微波成像的实验验证

二. 征文要求

1. 来稿须进行脱密处理, 发表前应提交保密审查表(盖章)。
2. 观点明确, 论据充分, 引证准确; 尚未公开发表; 中英文皆可。
3. 题目、作者姓名及单位、摘要、关键词、图题、表题应给出中英文; 单位和物理量使用符合国家标准。
4. 稿件请采用 Office Word 97~2003 版本通栏排版。
5. 投稿请在《雷达学报》网站(<http://radars.ie.ac.cn>)“作者投/查稿”处注册、上传, 在作者留言中注明“稀疏微波成像技术”专题论文。
6. 投稿截止日期: 2015 年 5 月 30 日。
7. 联系人: 贾守新、高华, 电话: 010-58887062, 邮箱: radars@mail.ie.ac.cn。