

基于 HHT 的宽带幅度非平稳调制信号的特征提取

罗昕炜 方世良

(东南大学水声信号处理教育部重点实验室 南京, 210096)

摘要: 宽带调制信号在调制源的工作状态产生变化时, 信号的调制频率、调制深度随时间变化, 传统 DEMON 解调制方法难以获取短时变化的调制特征。本文针对非平稳调制特点, 利用 Hilbert-Huang Transform (HHT) 数据自适应特性和高分辨率的时频分析能力以及数学形态滤波器 (MMF) 对信号的降噪性能, 提出了一种利用 HHT 提取宽带幅度调制信号的调制特征方法 (MH_DEMON)。MH_DEMON 方法通过 MMF 对调制信号的包络曲线进行预处理, 使之在时域波形上更加光滑; 然后利用经验模态分解 (EMD) 方法将信号分解成各阶本征模态函数 (IMF), 最后利用 IMF 的 Hilbert 变换谱, 提取各个时刻的目标瞬时调制频率。仿真数据和螺旋桨噪声数据的实验分析表明, 与传统方法相比, MH_DEMON 方法能有效提取非平稳宽带幅度调制信号的调制特征, 为目标调制源分类识别和运动状态分析提供了支持。

关键词: HHT; 解调; 经验模态分解; 调制特征; 数学形态滤波

中图分类号: TN911.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2011)06-0950-06

Feature extraction from non-stationary amplitude modulated broad-band signal using the Hilbert-Huang Transform

LUO Xin-wei FANG Shi-liang

(Key Laboratory of Underwater Acoustic Signal Processing of Ministry of Education, Southeast University, Nanjing, 210096, P. R. China)

Abstract: When working status of modulation source changes with time, the conventional DEMON (Detection of Envelope Modulation on Noise) method is difficult to extract the modulation characteristics from the modulated signal in short time, including modulation frequency or modulation depth. For non-stationary modulation characteristics, using Hilbert-Huang Transform (HHT) data adaptive features and high-resolution time-frequency analysis capabilities as well as mathematical morphology filter (MMF) on the signal noise reduction performance, a modified method "MH_DEMON" based on HHT and MMF is given. Firstly, a signal filtering using MMF on the modulation envelope curve signal is performed to make the signal more smooth. Then, the empirical mode decomposition (EMD) method is adopted to decompose the signal into several the intrinsic mode function (IMF), Finally, the Hilbert transform spectrum (HS) of IMF is computed, and instantaneous modulation frequency is extracted from the IMF's HS. The result of simulation data and propeller noise data shows that, the MH_DEMON can extract non-stationary broadband amplitude modulation characteristics effectively. And comparing with the conventional method, the performance of the proposed method is better in processing short-time signal which is modulated by non-stationary source. The proposed method could provide support in both modulation source classification and motion analysis.

Key words: HHT; DEMON; EMD; modulation feature; MMF

1 引言

水声目标辐射噪声的功率谱是在频域连续分布的宽带噪声谱, 当宽带噪声受到幅度调制时, 解调处理可

以提取解调谱中的线谱, 线谱包含了螺旋桨的轴频、叶频及谐波信息。它们是目标检测识别的重要信息。常规的 DEMON 分析基于调制信号的局部平稳假设, 而实际目标辐射噪声中, 存在非平稳的调制源或者目标工

况变化,这会导致处理的性能下降。因此,需要对检波后的数据进行时频分析。

时频分析被大量的应用于非平稳瞬态信号的特征提取。作为一种有效的非平稳信号时频分析技术,HHT在近年受到越来越多的关注。文献显示,HHT已经广泛应用于海洋数据、地震信号、生物医学信号处理,以及轴承故障分析、材料结构损伤检测和模态参数识别等方面^[1-6],显示了对非平稳信号处理的有效性。HHT仅基于分析信号自身固有模式函数获取的瞬时频率结果。因此,HHT在时间-频率分辨率上不受测不准原理(Uncertainty Principle)的约束。本文研究了宽带非平稳幅度调制信号分析中HHT的应用。仿真信号和实际信号的分析结果表明,HHT对宽带非平稳幅度调制信号的调制分解和特征提取是有效的。

2 基本理论

2.1 宽带幅度调制信号的解调

水声目标辐射噪声的调制是宽带调制,通过解调处理提取解调谱中的线谱,其位置对应着螺旋桨的轴频、叶频及谐波信息,是目标检测识别的重要信息。宽带调制水声信号可以表示为^[7]:

$$x(t) = [1 + m \cos(\Omega t + \theta)]s(t) + g(t) \quad (1)$$

其中, m 为调制深度, Ω 为调制频率, $s(t)$ 和 $g(t)$ 是均值为零的非相关平稳高斯过程。水声目标辐射噪声的幅度调制一般是宽带调制,需要进行检波后再作谱估计。将宽带载波 $s(t)$ 进行余弦展开有:

$$s(t) = \sum_i A_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) \quad (2)$$

此时:

$$\begin{aligned} x(t) &= \sum_i [1 + m \cos(\Omega t + \theta)] A_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) + g(t) \\ &= \sum_i A_i s_i(t) + g(t) \end{aligned} \quad (3)$$

即 $x(t)$ 可以看作多个单频调制信号 $s_i(t)$ 的线性组合后与 $g(t)$ 的和。对 $x(t)$ 采用平方检波,有

$$y(t) = x^2(t) = \sum_i A_i^2 s_i^2(t) + g^2(t) + w(t) \quad (4)$$

其中, $w(t)$ 为 $s_i(t)$ 、 $g(t)$ 的交叉项。

$$\begin{aligned} s_i^2(t) &= \frac{1}{2} + \frac{m^2}{4} + m \cos(\Omega t + \theta) + \frac{m^2}{4} \cos(2\Omega t + 2\theta) \\ &\quad + \frac{1}{2} \cos(2\omega_i t + 2\varphi_i) \cdot (1 + \frac{m^2}{2} + 2m \cos(\Omega t + \theta) \\ &\quad + \frac{m^2}{2} \cos(2\Omega t + 2\theta)) \end{aligned} \quad (5)$$

当 $\omega_i > 2\Omega$ 时,对 $y(t)$ 低通滤波,可以得到

$$\begin{aligned} z(t) &= \sum_i A_i^2 (\frac{1}{2} + \frac{m^2}{4} + m \cos(\Omega t + \theta) \\ &\quad + \frac{m^2}{4} \cos(2\Omega t + 2\theta)) + u(t) \end{aligned} \quad (6)$$

其中 $u(t)$ 为 $g^2(t) + w(t)$ 低通滤波后的结果。可见 $z(t)$ 含有调制频率及其倍频的成分。通过对 $z(t)$ 的谱分析可以获得调制信息。图1给出了解调制的处理流程。

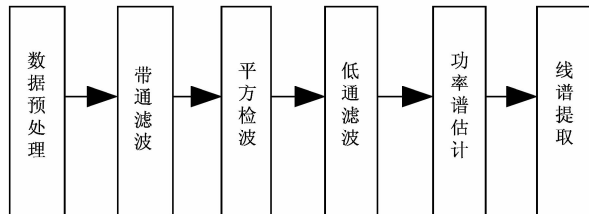


图1 DEMON 分析处理流程

Fig. 1 Flowchart of the DEMON process

2.2 HHT 原理及实现

HHT 通过时频域的 EMD 和 Hilbert 变换来描述信号^[8-9]。EMD 将原始信号分解成一系列本征模态函数(IMF)的组合,通过每个 IMF 的解析信号的相位求导获取有意义的瞬时频率和幅度,EMD 处理基于以下假设^[8]: 1)任意信号至少有两个极值,一个极大值和一个极小值; 2)特征时间尺度通过连续的信号局部极大值和极小值定义; 3)如果信号没有极值,但有变形点,则能通过一次或多次微分获得极值,再通过积分得到分解结果。

一个满足上述假设的信号能在下面两个约束下,被分解成 IMF: 1)极值数目和过零数目相等或最多相差一个; 2)在任意时刻,极大值包络和极小值包络的均值为零。

信号分解的目的是使得每个获取的 IMF 是“单一成分”函数,因此变换能用于计算它们的瞬时频率。EMD 的基本步骤如下^[8]:

步骤 1: 找出信号 $x(t)$ 的所有局部极值点,内插曲线构造 $x(t)$ 的上、下包络线,计算上、下包络线的均值,得到均值曲线 $m_1(t)$,原始数据 $x(t)$ 减去 $m_1(t)$ 得到 $h_1(t)$:

$$h_1(t) = x(t) - m_1(t) \quad (7)$$

步骤 2: 把 $h_1(t)$ 作为原始信号,重复步骤 1,有:

$$h_{1,1} = h_1(t) - m_{1,1}(t) \quad (8)$$

反复进行 k 次直到 $h_{1,k} = h_{1,k-1}(t) - m_{1,k}(t)$ 满足 IMF 的要求。记 $c_1(t) = h_{1,k}(t)$,称 $c_1(t)$ 为信号 $x(t)$ 的第一阶 IMF。

步骤3: 信号 $x(t)$ 减去 $c_1(t)$ 得到剩余部分 $r_1(t)$ 。

$$r_1(t) = x(t) - c_1(t) \quad (9)$$

对 $r_1(t)$ 重复步骤1和步骤2, 就获得第二阶 IMF 分量。重复以上过程, 可以获得信号多个 IMF 分量及余量:

$$\begin{aligned} r_2(t) &= r_1(t) - c_2(t) \\ r_3(t) &= r_2(t) - c_3(t) \\ &\dots \\ r_n(t) &= r_{n-1}(t) - c_n(t) \end{aligned} \quad (10)$$

EMD 分解也称为筛分 (shifting) 过程, 确保了获取一系列的 IMF 在幅值和频率上都有物理意义。步骤2中, 过度的筛分会使得获得的 IMF 变为常幅值的调频信号, 文中采用了 Rilling 提出的筛分停止准则^[10]。令

$$\delta(t) = \frac{|e_{\max}(t) + e_{\min}(t)|}{|e_{\max}(t) - e_{\min}(t)|} \quad (11)$$

其中 e_{\max} , e_{\min} 为上、下包络线, 设定三个门限值 θ_1 , θ_2 和 α , 满足下面两个条件则停止筛分:

1) 条件1:

$$\frac{\#\{t \in D \mid \delta(t) < \theta_1\}}{\#\{t \in D\}} \geq 1 - \alpha \quad (12)$$

其中 D 是信号持续范围, $\#A$ 表示集合 A 中元素的个数。

2) 条件2:

$$\delta(t) < \theta_2, \text{ 任意时刻 } t \quad (13)$$

经过 EMD 分解, 对各 IMF 分量做 Hilbert 变换, 得到 Hilbert 谱 (HS)。原始信号 $x(t)$ 可表示为:

$$\begin{aligned} x(t) &= \text{Re} \left[\sum_{i=1}^n A_i(t) \exp(j\varphi_i(t)) \right] \\ &= \text{Re} \left[\sum_{i=1}^n A_i(t) \exp(j\int \omega_i(t) dt) \right] \end{aligned} \quad (14)$$

式(14)表明, HHT 对瞬时频率和瞬时幅度的表示是傅立叶展开的一般化, 提高了信号表示效率, 能表示可变的频率, 突破了傅立叶变换的束缚。

3 基于数学形态滤波的数据预处理

HHT 的 EMD 在时域进行, 时域信号的噪声和干扰会导致上下包络提取的偏差, 进而严重影响 EMD 对信号模态分解的效果。因此, 需要对数据进行预处理。

数学形态滤波 (MMF) 是处理非线性信号的工具。数学形态滤波器基于数学形态学的 7 种基本运算^[11]: 腐蚀、膨胀、开运算、闭运算、击中、细化和粗化。

设原始信号为 $F = (0, 1, \dots, N)$ 上的离散函数, 结构元素为 $G = (0, 1, \dots, M-1)$ 上的离散函数, $N \geq M$, 则 $f(n)$ 关于 $g(n)$ 的腐蚀和膨胀分别定义为:

$$(f \ominus g)(n) = \min[f(n+m) - g(m)] \quad (15)$$

$$(f \oplus g)(n) = \max[f(n+m) + g(m)] \quad (16)$$

其中 $m \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ 。

$f(n)$ 关于 $g(n)$ 的开运算和闭运算分别定义为:

$$(f \circ g)(n) = (f \ominus g \oplus g)(n) \quad (17)$$

$$(f \bullet g)(n) = (f \oplus g \ominus g)(n) \quad (18)$$

这里, 符号 \ominus 和 \oplus 分别表示腐蚀和膨胀运算, 符号 \circ 和 \bullet 分别表示开运算和闭运算。开运算可以抑制信号中的正脉冲, 闭运算可以抑制信号中的负脉冲。采用形态开、形态闭的级联, 则可以有效消除信号中的正、负两种噪声。开闭组合滤波器定义如下^[12]:

$$F_{oc}(f(n)) = (f \circ g \bullet g)(n) \quad (19)$$

$$F_{co}(f(n)) = (f \bullet g \circ g)(n) \quad (20)$$

$$y(n) = \frac{1}{2} [F_{co}(f(n)) + F_{oc}(f(n))] \quad (21)$$

相比中值滤波, 数学形态滤波可选取不同结构元素的形状和长度, 对数据的不同应用需求有更好的适应性。图2为受连续噪声和正、负冲击噪声干扰的信号经过中值滤波和 MMF 滤波结果。

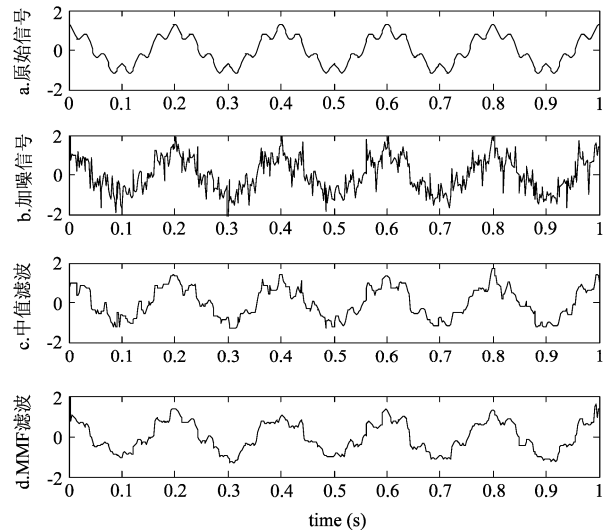


图2 MMF 与中值滤波的时域波形比较

Fig.2 Comparison of result of median filter and MMF in time domain

图2(a)为计算机仿真原始信号, 由下式得到

$$x(t) = \cos(2\pi f_1 t) + 0.3 \times \cos(2\pi f_2 t) \quad (22)$$

其中 $f_1 = 5\text{Hz}$, $f_2 = 30\text{Hz}$ 。图2(b)为加噪信号, 加入正负冲击噪声和方差为 0.1 的高斯白噪声。图2(c)为采用 5 点中值滤波后的结果。图2(d)为 MMF 滤波后的结果, 结构元素取 5 点。

可以看到, 中值滤波和 MMF 滤波均有效抑制了信号中的噪声。MMF 的结果要比中值滤波的结果更为光滑。采用蒙特卡罗模拟方法估计, 中值滤波结果

和 MMF 结果与原信号的均方误差分别为 0.1687 和 0.1476。MMF 在均方误差意义上优于中值滤波。

图 3~图 5 分别给出了原始信号、中值滤波信号和 MMF 滤波信号的 HS, 信号采样率为 500Hz。

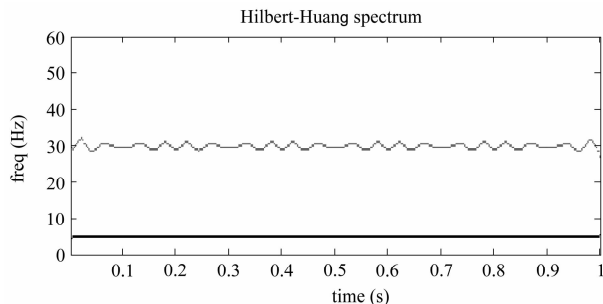


图 3 原始信号的 HS

Fig. 3 HS of the original data

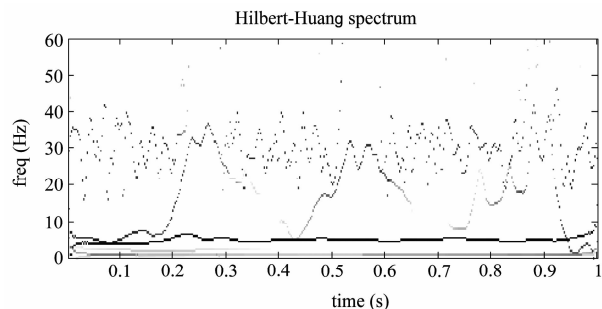


图 4 信号经过中值滤波后的 HS

Fig. 4 HS of the result after median filtering

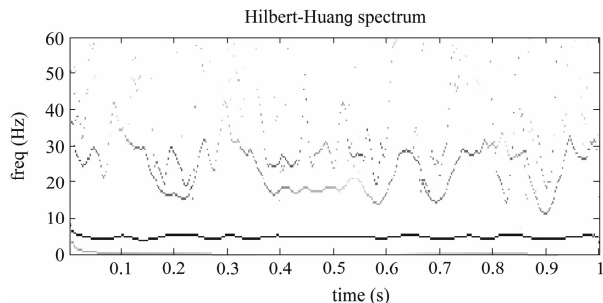


图 5 信号经过 MMF 滤波后的 HS

Fig. 5 HS of the result after MMF filtering

通过观察图 3~图 5 中三个信号的 HS, MMF 比中值滤波更完整的提取的 5Hz 的线谱成分, 且 30Hz 的成分收敛的更好。由上述比较可知, MMF 滤波后信号更光滑, 模态更清晰, 有利于降低模态数和减少干扰, 较中值滤波更适于 HHT 分析。

4 非平稳宽带幅度调制特征提取

常规的 DEMON 分析基于信号在一帧数据内调制

频率稳定的假设。在实际目标辐射噪声中, 存在非平稳的调制源或者目标工况变化, 此时调制特征随之变化, 常规的 DEMON 分析难以准确提取参数, 需要对检波后的信号进行时频分析。根据测不准原理, 傅立叶分析中时间分辨率和频率分辨率是一对矛盾, 难以同时获取高精度的频率参数及时间参数, 需要根据信号情况选择合适时频分析窗。

利用 HHT 对信号的自适应性和高分辨精度, 以及 MMF 的降噪性能, 将现有的 DEMON 分析改进为适宜时变调制提取的分析方法 MH_DEMON。MH_DEMON 对检波后的信号利用 MMF 进行滤波, 然后进行 HHT 分析, 提取其瞬时频率。图 6 给出了解调制的处理流程。

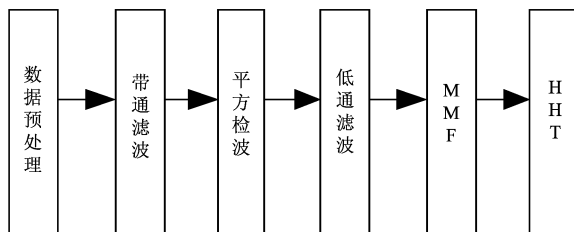


图 6 MH_DEMON 分析处理流程

Fig. 6 Flowchart of the MH_DEMON process

5 实验结果与分析

为了验证基于 HHT 解调方法的有效性, 分别采用了仿真数据和螺旋桨噪声信号数据进行实验分析。

5.1 仿真信号实验

调制信号采用 Duffing 信号。Duffing 方程如式 (23), 是最简单的一类非线性方程。

$$\frac{d^2x}{dt^2} + x + \varepsilon x^3 = \gamma \cos \omega t \quad (23)$$

根据 Duffing 方程, 构建 Duffing 波^[8]:

$$m(t) = \cos(\omega t + \varepsilon \sin(2\omega t)) \quad (24)$$

其中, 取 $\omega = 10\pi$, $\varepsilon = 0.3$ 。

构建宽带信号:

$$x(t) = (1 + am(t)) \times s(t) + bn(t) \quad (25)$$

其中, 取 $a = 0.7$, $b = 0.1$, $s(t)$ 和 $n(t)$ 为互不相关的高斯白噪声。利用 MH_DEMON 对 $x(t)$ 分析, 如图 7 所示。

图 7(a) 为调制频率。图 7(b) 为 MH_DEMON 分析结果。图 7(c) 为窗长为 0.5s 的 STFT 分析。图 7(d) 为窗长为 0.1s 的 STFT 分析。图中结果表明, 两种分辨率的 STFT 分析均未能提取准确的调制频率的变化特征, MH_DEMON 分析则基本反映了调制频率的变化特征。

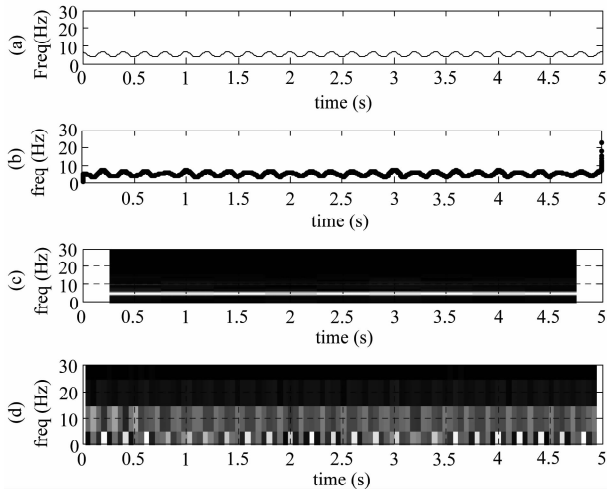


图7 仿真信号的MH_DEMON的分析

Fig.7 The result of simulation data after MH_DEMON processing

5.2 螺旋桨辐射噪声实验

信号为录制的两段螺旋桨辐射噪声样本 A、B, 分别反映了螺旋桨的减速和加速过程, 采样率为 10kHz, 时间长度为 2.2s。分析结果如图 8、图 9。

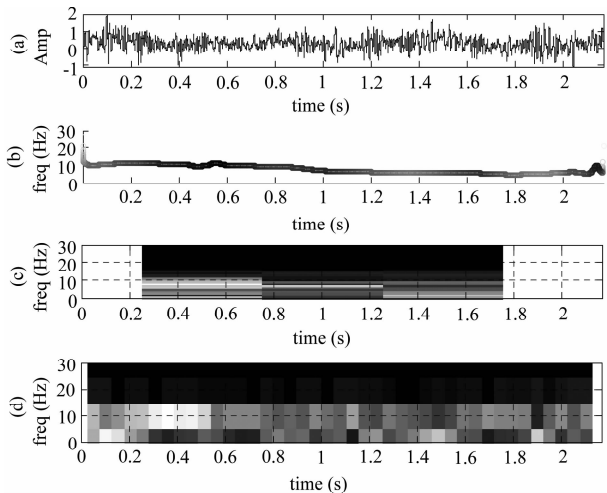


图8 螺旋桨辐射噪声样本 A 的MH_DEMON 分析

Fig.8 The result of Propeller noise A after MH_DEMON processing

图 8(a) 和图 9(a) 为信号 A、B 的时域波形; 图 8(b) 和图 9(b) 为 MH_DEMON 分析结果; 图 8(c) 和图 9(c) 为 0.5s 窗长的 STFT 分析; 图 8(d) 和图 9(d) 为 0.1s 窗长的 STFT 分析。如图所示, MH_DEMON 分析结果可以看到, A 信号的调制源调制频开始为 10Hz, 并随时间下降, 到信号结束时约为 5Hz, 与实验记录相符。B 信号的调制源调制频开始为 5Hz, 并随时间上升, 到信号结束时约为 10Hz, 与实验记录相符。而两种分辨率下的 STFT 分析均未能观察到这种趋势。

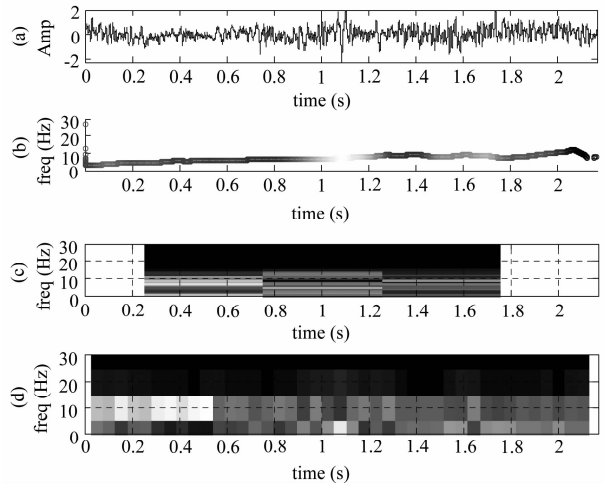


图9 螺旋桨辐射噪声样本 B 分析

Fig.9 The result of Propeller noise B after MH_DEMON processing

6 结论

本文利用 HHT 的数据自适应和高时频分辨率的特点, 结合数学形态滤波器, 提出了一种宽带非平稳调制信号调制特征提取方法。通过仿真与实际数据实验证明, 该方法克服了传统 DEMON 分析的时间分辨率低的缺陷, 可有效获取目标的时变调制特征。但该方法还有两个不足: 1) MMF 能在信号信噪比较高条件下, 有效抑制连续噪声和冲击噪声。但在信号低信噪比情况下, MH_DEMON 难以提取时变调制信息; 2) 计算量偏大, 由于 EMD 分解具有不确定性, 导致算法实时性难以保证。需要在后续工作中进一步改善。

参考文献

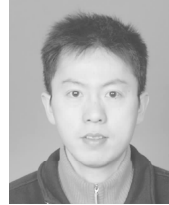
- [1] Huang N E, Shih H H, Shen Z, et al. The ages of large amplitude coastal seiches on the Caribbean Coast of Puerto Rico. *Jornal of Physical Oceanography*, 2000, 30 (8): 2001-2012.
- [2] Huang N E, Chern C C, Huang K, et al. A new spectral representation of earthquake data: Hilbert spectral analysis of Station TCU129, Chi-Chi, Taiwan, 21 September 1999. *Bulletin of the Seismological Society of America*, 2001, 91 (5): 1310-1338.
- [3] B Liu, S Riemenschneider, Y Xu. Gearbox fault diagnosis using empirical mode decomposition and Hilbert spectrum. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2006, 20: 718-734.

- [4] V K Raia, A R Mohanty. Bearing fault diagnosis using FFT of intrinsic mode functions in Hilbert-Huang transform. *Mechanical Systems and Signal Processing* 2007, 21(6): 2607-2615.
- [5] H G Chen, J S Jiang. Vibration-based damage detection in composite wingbox structures by HHT. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2007, 21(1): 307-321.
- [6] Jann N Yang, Ying Lei, Silian Lin, et al. Identification of natural frequencies and dampings of In Stu tall buildings using Ambient wind vibration data. *J. Engrg. Mech.*, 2004, 130(5): 570-577.
- [7] Richard D, Nielsen. *Sonar signal processing*. Artech House, Inc. 1991.
- [8] N. E. Huang, Z. Shen, and S. R. Long, "The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis", *Proc. Royal. Soc. London. A*, 1998, Vol. 454, pp. 903-995.
- [9] N. E. Huang, Z. Shen, and S. R. Long, "A new view of nonlinear water waves; the Hilbert spectrum", *Annual Review of Fluid Mechanics*, 1999, Vol. 31, pp. 417-457.
- [10] Rill G, Flandrin P, Goncalves P. On empirical mode decomposition and its algorithms. *IEEE-EURASIP Workshop on Nonlinear Signal and Image Processing, Grado (I)*,

2003:8-11.

- [11] 崔屹. 图像处理与分析-数学形态学方法及应用. 北京:科学出版社, 2000.
- [12] Noymer P. D., Glicksman, L. R. Cluster motion and particleconvective heat transfer at the wall of a circulating fluidized bed [J]. *Interational Journal of Heat and Mass Transfer*, 1998, 41: 147-158.

作者简介



罗昕炜(1978-),男,浙江省丽水市人,毕业于东南大学,工学硕士,讲师,现为东南大学信息科学与工程学院博士研究生。主要从事水声信号处理的研究工作,在信号特征分析提取、目标分类识别方法等方面有较多研究。

E-mail: luoxinwei@seu.edu.cn



方世良(1959-),男,江苏省常州市人,毕业于东南大学,工学博士,东南大学教授、博士生导师。主要从事信号处理、水声电子工程等领域的研究工作,在阵列信号处理、目标分类识别、智能信息处理、声信号检测与估计等方面有较多的研究。

E-mail: slfang@seu.edu.cn