

一种含噪声多模态调频调幅信号的提取方法

谢航¹, 廖与禾^{1,2}, 林京¹

(1. 西安交通大学机械制造系统工程国家重点实验室, 710049, 西安;

2. 西安陕鼓动力股份有限公司, 710075, 西安)

摘要: 针对结构健康监测过程中的 Lamb 波多表现为复杂的多模态调频调幅信号, 而无法实现对其模态成分进行精确提取的问题, 提出了一种计算信号各模态在短时傅里叶平面上频率宽度的方法. 通过对调频调幅信号的短时傅里叶变换能量分布的深入分析, 将拟重构的模态成分宽度分为瞬时带宽区域和加窗旁瓣区域两部分, 解决了影响模态提取精度的关键问题, 从而利用时频变换的逆变换重构区域系数, 实现了调频调幅信号成分模态的精确提取. 通过对模拟信号提取误差的对比验证分析, 由调频调幅模态的提取结果表明了该方法的有效性和鲁棒性.

关键词: 调频调幅信号; 瞬时带宽; 结构健康监测

中图分类号: TN911.72 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2012)07-0093-05

Amplitude Modulation-Frequency Modulation Multi-Mode Noise Signal Extraction by Short-Time Fourier Transform

XIE Hang¹, LIAO Yuhe^{1,2}, LIN Jing¹

(1. State Key Laboratory for Manufacturing Systems Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;

2. Xi'an Shaangu Power Co., Ltd, Xi'an 710075, China)

Abstract: Lamb wave in structural health monitoring performs as multi-mode amplitude modulation-frequency modulation (AM-FM) signals, which is difficult to be extracted accurately. A new method is proposed to estimate the width of each mode on the short-time Fourier plane. Analyzing the energy distribution of the AM-FM signal, the reconstructing width is divided into two parts, i. e. the instantaneous bandwidth region and the window lobes region. The inverse short-time Fourier transform is then employed to extract each mode accurately by reconstructing the coefficients in these two regions. The effectiveness and robustness are testified by a quantitative comparison analysis of the simulated signal.

Keywords: amplitude modulation-frequency modulation signal; instantaneous bandwidth; structure health monitoring

在结构健康监测中获得的超声信号, 如 Lamb 波^[1], 在传播过程中呈现多模态的频散特性. 从信号分析角度上看, 接收到的监测信号多表现为含有多成分的复杂调频调幅信号, 如何提取这些调频调幅信号的模态并实现精确重构, 对于系统识别、信号合

成以及噪声抑制有着非常重要的科学及工程意义.

由于线性的时频变换可以利用逆变换实现从时频平面系数到时域信号的变换^[2], 因此通过对时频平面的调频调幅信号成分系数的重构, 就可实现对一个模态的提取, 但如何确定信号模态在时频平面

收稿日期: 2011-10-26. 作者简介: 谢航(1982—), 男, 博士生; 林京(通信作者), 男, 教授, 博士生导师. 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51005172, 51005173); 教育部重点实验室开放基金资助项目; 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(100703001).

网络出版时间: 2012-04-12

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20120412.1536.006.html>

的中心和宽度,关键参数应分别对应调频、调幅信号的瞬时频率和瞬时带宽.从1990年开始,随着非线性信号处理方法的发展,越来越多的方法被用来在不同情况下估计信号的瞬时频率^[3-5].1992年,Delprat等人^[6]提出了一种被称为 Skeleton 的脊重构方法来重构调频调幅信号,这种方法虽然提出了确定信号成分中心(即瞬时频率)的方法,但并未对信号成分的宽度(即瞬时带宽)给出清晰的定义. Carmona 等人^[7]在1996年提出了一种基于惩罚函数的重构方法,这种方法通过一个惩罚函数来实现信号的重构,但需要较多的运算时间.2005年,Özkurt 等人^[8-9]提出一种基于奇异值分解(SVD)的脊检测方法,随后基于此方法又提出了一种针对非平稳信号的脊提取算法.1990年,Cohen 等人^[10-11]提出了瞬时带宽的概念,即在时频平面给定时间频率点信号的延展范围,但是在此基础上的调频调幅信号的提取方法容易受到多模态和噪声的干扰.

对于无噪声单模态信号,通过重构时频平面的所有系数即可获得原始信号成分,但对于含噪声及多模态的信号来说,情况要复杂得多,此时如何准确确定每个模态在时频平面上的宽度,对于重构信号的精确度至关重要.调频调幅信号通过短时傅里叶变换(STFT)会在时频平面的频率方向有一定宽度,即信号的瞬时带宽,同时时窗的加入造成了信号的 STFT 谱图在频率方向的能量泄漏.因此,如何考虑加窗旁瓣能量泄漏产生的带宽同样是确定模态成分宽度的关键问题.本文提出了将重构的区域分为信号瞬时带宽区域和加窗旁瓣区域两部分,从而实现了在含噪声以及多模态情况下对调频调幅信号成分的精确重构.

1 信号的 STFT 变换及其解析瞬时频率

设 $g(t)$ 是一个实对称函数,对于固定尺度 s 的窗函数可以定义为

$$g_s(t) = \frac{1}{s^{1/2}} g(t/s) \quad (1)$$

其中 $g_s(t)$ 的支集为 $\left[-\frac{s}{2}, \frac{s}{2}\right]$,对它做平移并作频率调制后,得到窗函数

$$g_{s,u,\xi}(t) = e^{i\xi t} g_s(t-u) \quad (2)$$

将 g 规范化为 $\|g\| = 1$,使得对任意的 (u, ξ) 有 $\|g_{u,\xi}\| = 1$. 信号 $f(t)$ 的短时傅里叶变换为

$$S(u, \xi) = \langle f, g_{s,u,\xi} \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) g_s(t-u) e^{-i\xi t} dt \quad (3)$$

对应的逆变换为

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} S f(u, \xi) g_s(t-u) e^{i\xi t} d\xi du \quad (4)$$

式中: u 为平移参数; ξ 为调制参数. 原始信号 $f(t)$ 在 (u, ξ) 附近的短时傅里叶变换的能量密度为

$$p(u, \xi) = |S(u, \xi)|^2 \quad (5)$$

对于任意 $f(t)$, 可以用瞬时幅值 $a(t)$ 和瞬时相位 $\phi(t)$ 表示为

$$f(t) = a(t) \cos(\phi(t)) \quad (6)$$

其中 $a(t)$ 和 $\phi(t)$ 有唯一的解析表达,可以证明其 STFT^[2] 为

$$S(u, \xi) = \frac{s^{1/2}}{2} a(u) \exp(i(\phi(u) - \xi u)) \cdot \left(\hat{g}(s(\xi - \phi'(u))) + \epsilon(u, \xi) \right) \quad (7)$$

式中: $\hat{g}$ 为 $g(t)$ 的傅里叶变换.

对于每个时间点的 u , $p(u, \xi)$ 在 $\xi(u) = \phi'(u)$ 时得到最大值. 由所有最大值点组成的曲线,称之为脊,脊为 $f(t)$ 的瞬时频率,即 $f(t)$ 在时频平面上的中心曲线. STFT 将时域或频域不能区分的信号成分在时频域进行区分,脊则定义了这些成分在时频域的中心线.

2 重构区域宽度

本文提出一种基于瞬时频率和频窗旁瓣的 STFT 重构宽度的估计方法,在针对结构健康状态的超声检测中,采用的 Lamb 波多表现为复杂的含噪声多模态调频调幅信号,本文对其进行模态成分的提取或重构,主要包括信号模态成分在时频平面的中心和宽度,并分别对应于各模态成分的瞬时频率和瞬时带宽. 其中,瞬时频率可由 STFT 平面的脊来描述,即时频平面上相邻的最大值所组成的曲线. 在含噪声背景下的脊线提取问题可以转化为一个极大值的优化问题,已经得到了很好地解决^[7],但对于如何快速准确地确定重构区域宽度的问题,目前尚未见文献报道.

根据式(3)可知,STFT 可以看作是信号 $f(t)$ 在 u 的信号片段 $f(t) g_s(t-u)$ 的傅里叶变换,窗函数 $g_s(t-u)$ 如图 1a 所示. 假设瞬时频率曲线为单调增(单调减可获得相同结论),信号片段的最大频率出现在信号的结尾处,而最小频率则出现在信号的开始处. 如图 1b 所示,根据瞬时频率的定义,信号片段结尾处的瞬时频率为 $\phi'(u + \frac{s}{2})$,而信号片段开始

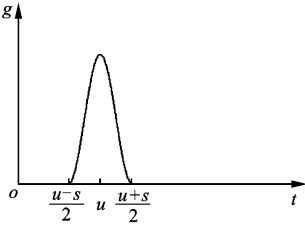
处的瞬时频率为 $\phi'(u - \frac{s}{2})$. 将 $\phi'(u + \frac{s}{2})$ 和 $\phi'(u - \frac{s}{2})$ 根据泰勒展开式展开,可得

$$\phi'(u + \frac{s}{2}) = \phi'(u) + \frac{s}{2}\phi''(u) + \epsilon \quad (8)$$

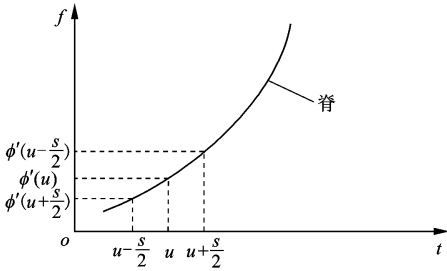
$$\phi'(u - \frac{s}{2}) = \phi'(u) - \frac{s}{2}\phi''(u) + \epsilon \quad (9)$$

忽略掉高次项 ϵ , 可以看出信号片段 $f(t)g_s(t-u)$ 的带宽为最大频率和最小频率之差 $\phi''(u)s$. 由此可知, 一个信号 $f(t)$ 的瞬时带宽可用下式计算

$$B(u) = |\phi''(u)|s \quad (10)$$



(a) 短时傅里叶变换的时窗



(b) 时窗对应脊上的最大、最小频率

图 1 傅里叶变换的时窗及对应的最大、最小频率

然而,待重构信号成分的宽度并非仅由信号本身的瞬时带宽决定,由于做 STFT 时,对信号所加有限时窗会产生无限长的频窗旁瓣,这些旁瓣所造成的能量泄漏同样会对重构区域的宽度产生影响.如图 2 所示,频窗带宽 $B_w = 2\Delta bc$,其中 Δb 为旁瓣数, c 为一常数.由窗函数的性质可知,固定窗长的 STFT 的每个旁瓣宽度与信号无关,只取决于 STFT 的时窗长度.因此,信号的重构宽度可表示为

$$W_r = B(u) + B_w \quad (11)$$

由常见窗的傅里叶变换可知,窗旁瓣的主要能量集中在前几个旁瓣内,在无噪声的环境下,重构区域越大,重构获得的信号信噪比也越大.但是,对于噪声背景以及多模态的信号,特别是低信噪比的信号,重构区域的扩大则意味着更多噪声以及其他模态能量的混入.

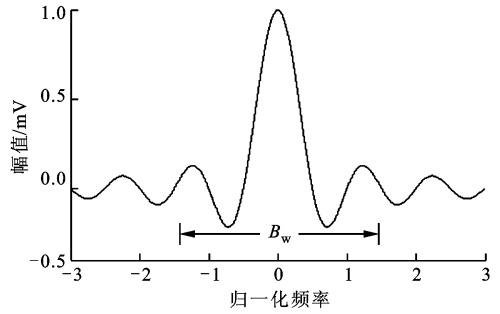


图 2 STFT 的频窗带宽

综上所述,一个信号的 STFT 重构宽度,实际上由信号本身的瞬时带宽和窗旁瓣的频窗带宽构成.由此可见,在每个信号成分的瞬时频率曲线已经获得的条件下,含噪声的多模态信号中各模态的重构带宽与噪声及其他模态无关,可以直接通过计算瞬时频率曲线的导数和频窗带宽来获得.

3 模拟验证

为了能够对重构信号成分的精度及重构误差进行定量评估,下面采用模拟信号对重构宽度估计方法进行验证.本文采用平均绝对误差(MAE)来度量重构误差,即

$$e_{\text{MAE}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |R[n] - f[n]| \quad (12)$$

式中: $R[n]$ 为重构的信号.由于瞬时频率的计算方法已经十分成熟,相关实验只针对 STFT 重构带宽确定方法的有效性和精度展开,瞬时频率的求解直接根据信号相位的求导获得.

在处理包含多模态 Lamb 波的成分重构问题时,信号中所含模态成分的多少与分析过程无关.为了简化描述过程,模拟信号确定为包含 2 个模态(模态 1,模态 2)的调频调幅信号,如图 3a 所示,其可表示为

$$f(x) = \sum_{i=1}^2 a(t) \cos\left(\left(\left(\frac{t}{60} + m_i\right)^{1/2} + n_i\right)(t-1)\right) \quad (13)$$

模态 1、2 的参数分别为 $m_1=0.1$, $n_1=0$, $m_2=0.5$, $n_2=0.2$. 构成信号的 2 个模态分量均为调频调幅信号,在信号的时域图和频谱图中 2 个模态分量几乎完全混叠在一起,常规的信号解调方法也无法实现这 2 个模态的精确分离.该信号的 STFT 如图 3b 所示,信号的 2 个模态在时频平面中被分隔在 2 个不同的带状区域.

在无噪声情况下,旁瓣数的选取可利用式(10)

计算 2 个模态的信号带宽,窗旁瓣数取 1.5,提取结果如图 4 所示. 2 个模态提取的 e_{MAE} 分别为 0.27%、0.15%,可以看出,在无噪声情况下,本文方法具有良好的提取调频调幅信号成分的能力. 图 5 为选取不同旁瓣数时,采用模态 1 提取的误差结果,从图中可以看出,当旁瓣数大于 2 时,模态 1 提取的误差减小且误差变化不明显.

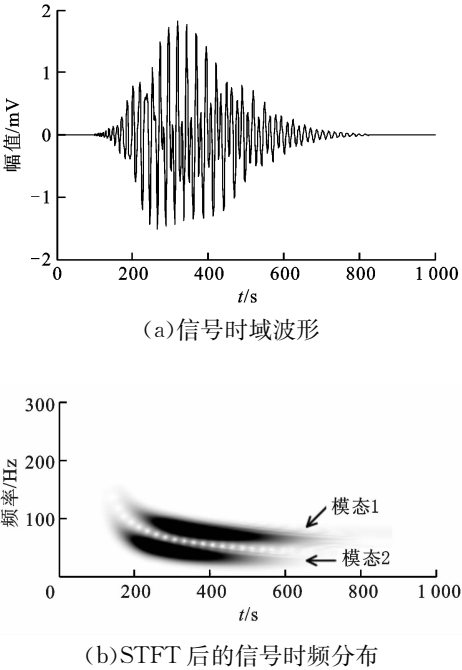


图 3 2 个模态的模拟信号及 STFT

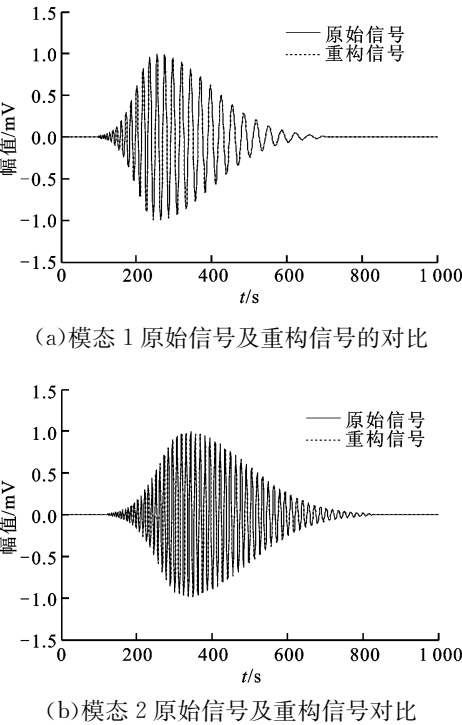


图 4 无噪声背景下 2 个模态的提取结果

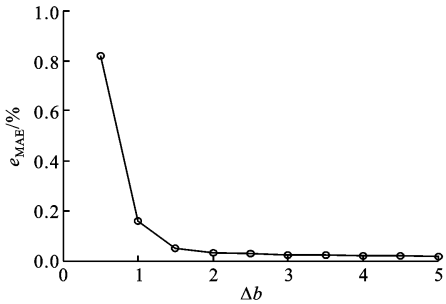


图 5 不同旁瓣数下采用模态 1 提取的误差结果

图 6 为对原始调频调幅信号加入信噪比为 0 dB 的白噪声、旁瓣数为 0.5 时提取的结果,2 个模态提取的 e_{MAE} 分别为 4.34%、6.36%,提取后的 2 个模态同原模态的信噪比分别为 12.61 dB、10.86 dB. 可以看出,由于时频平面上噪声比较均匀地分摊到整个时频平面上,因此提取调频调幅信号成分的方法有良好的消噪能力. 噪声的存在对确定重构区域宽度时提取的旁瓣数显得十分重要. 由图 2 可以看出,当频率大于 0 时,每个旁瓣的能量随频率增加而减小,同时根据白噪声的性质可知,理论上每个旁瓣的噪声能量应该相同. 因此,在确定的信噪比下,存在一个最优的旁瓣数值,使得重构误差最小. 旁瓣数与信噪比的关系如图 7 所示,从图中可以看出,2 个模态都存在一个最优的旁瓣数,使得提取结果的信噪比最高,但是 2 个模态的最优旁瓣数却不

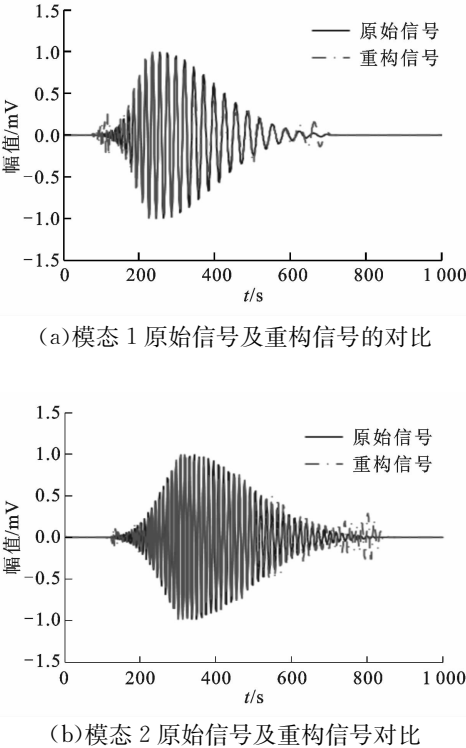


图 6 加入白噪声后 2 个模态提取的结果

相同.这说明采用本文方法提取调频调幅信号存在一个最优的旁瓣数,但不同调频调幅信号的最优旁瓣数则存在着差异.此外,比较图5、图7可知,有噪声比无噪声信号的最优旁瓣数小,从而进一步说明最优旁瓣数还与信号的波形、信噪比有关.

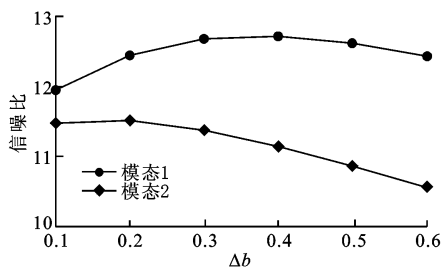


图7 噪声背景下旁瓣数与信噪比的关系

4 结论

本文提出了一个多模态调频调幅信号的提取方法.通过瞬时频率的斜率来定义调频调幅信号在时频平面的瞬时带宽,同时考虑STFT的频窗带宽,将提取调频调幅模态的宽度定义为信号的瞬时带宽与频窗带宽之和,并分别在无噪声和有噪声背景下深入讨论了旁瓣数的选取问题.通过对一个模拟多模态调频调幅信号各成分提取前后的对比结果分析,发现本文方法不仅可以实现复杂含噪声多模态调频调幅信号各成分模态的高精度提取,而且还具有较好的鲁棒性.

参考文献:

- [1] 张锐,万明习,李刚,等.超薄双层胶结复合结构低频超声类兰姆波定征方法[J].西安交通大学学报,2000,34(6):23-26.
ZHANG Rui, WAN Mingxi, LI Gang, et al. Low frequency ultrasonic method for characterizing ultra-thin bi-layer composite[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2000,34(6):23-26.
- [2] MALLAT S. A wavelet tour of signal processing [M]. 2nd ed. Waltham, USA: Academic Press, 1999: 94-96.
- [3] BOASHASH B, WHITE L B. Instantaneous frequency estimation and automatic time-varying filtering

[C]//Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1990: 1221-1224.

- [4] JONES G, BOASHASH B. Instantaneous frequency, instantaneous bandwidth and the analysis of multicomponent signals [C]// Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1990: 2467-2470.
- [5] O'SHEA P, BOASHASH B. Instantaneous frequency estimation using the cross Wigner-Ville distribution with application to non-stationary transient detection [C]// Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1990: 2887-2890.
- [6] DELPRAT N, ESCUDIE B, GUILLEMAIN P, et al. Asymptotic wavelet and Gabor analysis: extraction of instantaneous frequencies [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1992, 38(2): 644-664.
- [7] CARMONA R A, HWANG W L, TORRESANI B. Multiridge detection and time-frequency reconstruction [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1999, 47(2): 480-492.
- [8] OZKURT N, SAVACI F A. Determination of wavelet ridges of nonstationary signals by singular value decomposition [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems: II Express Briefs, 2005, 52(8): 480-485.
- [9] OZKURT N, SAVACI F A. Reconstruction of non-stationary signals along the wavelet ridges [J]. International Journal of Bifurcation and Chaos, 2006, 16(1): 191-198.
- [10] COHEN L, LEE C. Instantaneous bandwidth for signals and spectrogram [C]// Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1990: 2451-2454.
- [11] COHEN L. Instantaneous anything [C]// Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1993: 105-108.

(编辑 管咏梅)