

DOI: 10.7652/xjtuxb201806018

多分量调幅-调频信号的瞬时频率 直接计算与畸变消除方法

贾林山¹, 张庆^{1,2}

(1. 西安交通大学机械工程学院, 710049, 西安;
2. 西安交通大学现代设计及转子轴承系统教育部重点实验, 710049, 西安)

摘要: 针对局部均值分解(LMD)在多分量调幅-调频(AM-FM)信号解调过程中的瞬时频率求解问题,提出了一种瞬时频率快速直接计算与畸变消除方法。首先通过 LMD 将多分量 AM-FM 信号分解为一系列单分量 AM-FM 信号,使用未展开瞬时相位的差分绝对值替代相位展开,有效提高了瞬时频率的计算效率;然后针对直接计算法求得的瞬时频率在极值点附近存在畸变的问题,根据畸变位置分布规律定位畸变位置并剔除畸变点,使用插值法补全被剔除数据,最终得到可用的瞬时频率。将提出的方法成功应用于转子碰磨故障诊断和语音信号基音频率识别,试验结果表明:与传统的基于相位展开的直接计算法相比,提出的快速直接计算法的运行效率更高;同时,求得的瞬时频率中的畸变能够被完整的定位和消除,最终得到正确可用的信号瞬时频率。

关键词: 多分量调幅-调频信号;局部均值分解;瞬时频率;直接计算;畸变定位消除

中图分类号: TN911.7 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2018)06-0122-06

Direct Computing and Aberration Eliminating Method for Extracting Instantaneous Frequency of Multi-Components AM-FM Signals

JIA Linshan¹, ZHANG Qing^{1,2}

(1. School of Mechanical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;
2. MoE Key Laboratory of Modern Design and Rotor-Bearing System, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: For extracting instantaneous frequency from multi-component amplitude modulation-frequency modulation (AM-FM) signals, an improved local mean decomposition (LMD) method with direct computing and aberration eliminating capability in extracting instantaneous frequencies is proposed. Firstly, a multi-component AM-FM signal is decomposed into a series of mono-component AM-FM signals. A difference operation for the absolute value of wrapped phase is utilized to directly compute the instantaneous frequency of mono-component AM-FM signals. Then, the aberration phenomena of instantaneous frequency near the extreme points are analyzed. The aberration points are located by a locating strategy and eliminated with the cubic spline interpolation. As a result, the undistorted instantaneous frequency is obtained. The simulation and experimental results show that the instantaneous frequency is effectively extracted and aberrations are eliminated successfully.

Keywords: multi-component amplitude modulation-frequency modulation signal; local mean decomposition; instantaneous frequency; direct computing; eliminate aberration

收稿日期: 2017-12-22。 作者简介: 贾林山(1994—),男,硕士生;张庆(通信作者),男,副教授,博士生导师。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51675405);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(zdyf2017012)。

网络出版时间: 2018-03-10 网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20180310.1117.002.html>

瞬时频率是调幅-调频(AM-FM)信号的重要调制参数,对于探究非平稳、非线性过程的信息表征机制具有重要意义^[1]。然而,由于调频造成的频域复杂性,传统的基于稳态频谱分离的解调技术无法获得准确的瞬时频率,因此研究瞬时频率的求解方法具有重要意义。目前,有许多瞬时频率求解方法,包括应用于经验 AM-FM 分解中的直接正交法(DQ)与归一化 Hilbert 变换法(NHT)^[1]、应用于 Hilbert-Huang 变换中的 Hilbert 变换法(HT)^[2]、应用于 LMD 中的直接计算法^[3]、Teager 能量算子法^[4]等,近年来,复域能量算子解调法^[5]等一些新的瞬时频率求解方法也相继被提出。

基于 LMD 的直接计算法是一种性能良好的瞬时频率计算方法,具有不会出现难以解释的负频率、无明显的端点效应等优点^[6],目前已经成功应用于脑电信号分析^[3]、转子碰磨故障诊断^[5]、齿轮和轴承故障诊断^[7]、颤振识别^[8]等领域。但是该方法也存在一些问题,首先通过反余弦函数求解得到的瞬时相位不是单调的,为获得正的瞬时频率,需要将之展开为单调递增的瞬时相位,该步骤较为复杂,使得直接计算法的运行效率较低;其次,直接计算法求得的瞬时频率在对应于纯调频信号极值点附近位置总是不可避免地存在较大的计算误差,在瞬时频率曲线上表现为明显的畸变^[9]。

针对直接计算法进行相位展开而导致的低效率的问题,本文提出了一种快速直接计算法,不需要进行相位展开,运行效率更高。针对直接计算法求取的瞬时频率存在的畸变问题,本文提出了一种畸变定位与消除算法,可以较好地识别出畸变的发生位置,然后将畸变位置处的瞬时频率剔除,最后使用三次样条插值补全被剔除的数据,得到无畸变的瞬时频率。

1 快速直接计算法

局部均值分解(LMD)是由英国学者 Jonathan S. Smith 在 2005 年提出的一种针对多分量 AM-FM 信号的解调方法^[3],能自适应地将一个复杂的多分量 AM-FM 信号分解为若干个乘积函数(PF)分量之和,其中每一个 PF 分量是一个包络信号和一个纯调频信号的乘积^[3],包络信号就是该 PF 分量的瞬时幅值(IA),而 PF 分量的瞬时频率(IF)可由纯调频信号求出,从而实现对多分量 AM-FM 信号的解调。

文献[3]在介绍 LMD 方法的同时,引入了直接

计算法来计算每一个 PF 分量的瞬时频率。设 LMD 分解得到的某一 PF 分量由包络函数 $a(t)$ 和纯调频信号 $s(t)$ 相乘得到,即

$$P_F(t) = a(t)s(t) \quad (1)$$

则 PF 的纯调频信号 $s(t)$ 可以写为一个余弦函数的形式,即

$$s(t) = \cos\varphi(t) \quad (2)$$

那么瞬时相位 $\varphi(t)$ 可以写为纯调频信号 $s(t)$ 的反余弦,且瞬时频率 $f(t)$ 通过瞬时相位直接求出,即

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{1}{2\pi} \frac{d(\arccos(s(t)))}{dt} \quad (3)$$

反余弦函数是定义在区间 $[-1, 1]$ 上的单调递减函数,而纯调频信号一般为非单调函数,则瞬时相位 $\varphi(t)$ 就不再是单调函数,因此如果直接按照式(3)求解 $f(t)$,将会产生负频率。为解决这一问题,文献[6]推导出了将非单调的瞬时相位整体展开为单调递增瞬时相位的基本步骤,文献[3]提出将波形分段,在一个全波内将相位展开。这两种方法都需要将相位展开,运行效率较低。

相位展开的实质就是将原本非单调的瞬时相位序列中的递减部分序列变换为递增序列,这一过程对于式(3)来讲,由单调递增的展开相位和非单调的未展开相位求得的瞬时频率 $f(t)$ 在负频率部分恰好互为相反数,因此相位展开(无论是分段相位展开还是全局相位展开)并不是保证最终求得的瞬时频率为正的必要条件。基于以上分析,本文提出一种快速直接计算法,具体步骤如下。

(1) 设乘积函数 PF 的纯调频信号为 $s(t)$,为保证 $s(t)$ 所有取值在反余弦函数定义域内,将 $s(t)$ 的所有极大值点置为 1,所有极小值点置为 -1,然后将 $s(t)$ 所有大于 1 的点置为 1,所有小于 -1 的点置为 -1,最终使 $s(t)$ 满足 $-1 \leq s(t) \leq 1$ 。将调频信号 $s(t)$ 取反余弦,得到非单调的瞬时相位

$$\varphi(t) = \arccos s(t) \quad (4)$$

(2) 对非单调的瞬时相位 $\varphi(t)$ 进行前向差分,设信号采样频率为 f_s ,得到包含有负瞬时频率的初始瞬时频率

$$f_0(t) = \frac{f_s}{2\pi} \text{diff}\varphi(t) \quad (5)$$

式中:diff 表示后向差分运算。

(3) 对初始瞬时频率 $f_0(t)$ 取绝对值,得到全部为正值的瞬时频率

$$f_1(t) = |f_0(t)| \quad (6)$$

通过相位展开获得单调递增的瞬时相位这一过

程是为满足瞬时频率须由单调递增的瞬时相位差分得到这一数学定义,但是从计算角度来说,相位展开与否并不影响求得的瞬时频率的绝对值,因此可以免去不必要的相位展开计算,在不影响结果的前提下,获得更高的计算效率。

需要说明的是,此时 $f_1(t)$ 中不可避免地存在大量畸变点,其原因是:将反余弦函数的导数代入式(3)中得到

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{-s'(t)}{\sqrt{1-s^2(t)}} \quad (7)$$

当 $s(t)$ 接近于 1 时,分母接近于 0,使得 $s'(t)$ 的误差被放大^[10],从而在极值点附近产生畸变。该畸变具有孤立出现、幅值大幅变化的毛刺状特点,使求解出的瞬时频率不可直接使用。

2 直接计算法畸变定位与消除算法

使用直接计算法得到的瞬时频率在对应于纯调频信号极值点附近总是存在毛刺状畸变点,必须要经过消除毛刺处理才能得到可用的瞬时频率,通常采用中值滤波法^[1]、滑动平均法^[6]、形态学滤波法^[11]等用于消除畸变。然而,上述方法存在 3 点问题:首先,对瞬时频率畸变位置的出现规律缺乏深入探究;其次,采取的方法需要一定的先验知识,比如,如何选择滑动步长和平滑次数,如何选择形态学滤波的结构元素形状和长度等;第三,在处理瞬时频率的畸变点时,不可避免地会对非畸变点产生影响,即不具备局部处理特性。

为此,对畸变点的出现位置进行分析,发现畸变均位于极值点附近,根据极值点处采样点分布的不同,可以分为三角分布型和梯形分布型 2 大类。选取纯调频信号 $s(t)$ 的极值点以及左右两侧各两个采样点构成一个 5 点区域,对区域内各点根据幅值进行降序排序,分别为 $D_1 \sim D_5$,则出现以下两种情况:

(1)如果 D_3 点幅值绝对值更靠近 D_2 ,则为三角分布型,若 D_3 点在 D_2 左侧,则 D_1 和 D_2 是畸变点;若 D_3 点在 D_2 右侧,则 D_1 和 D_3 是畸变点。

(2)如果 D_3 点幅值绝对值更靠近 D_4 ,则为梯形分布型,若 D_3 点在 D_2 左侧,则 D_1 、 D_2 和 D_4 是畸变点;若 D_3 点在 D_2 右侧,则 D_1 、 D_2 和 D_3 是畸变点。

设计畸变定位与消除算法,具体步骤如下。

(1)设乘积函数 PF 的纯调频信号为 $s(t)$,为保证 $s(t)$ 所有取值在反余弦函数定义域内,将 $s(t)$ 的所有极大值点置为 1,所有极小值点置为 -1,并将

$s(t)$ 中大于 1 的点置为 1,小于 -1 的点置为 -1,使 $s(t)$ 满足 $-1 \leq s(t) \leq 1$ 。

(2)找出信号 $s(t)$ 的第一个极值点 E_1 ,将 $s(t)$ 的极值点位置及其两侧各 2 个采样点位置共计 5 个点按幅值的绝对值大小进行降序排序,分别标识为 $D_1 \sim D_5$,其对应采样时刻分别为 $t_{D_1} \sim t_{D_5}$ 。

(3)设 $Z = |s(t_{D_3}) - s(t_{D_2})| - |s(t_{D_4}) - s(t_{D_3})|$ 。那么如果 $Z < 0$,为三角分布型,若 $t_{D_3} < t_{D_2}$,则将 t_{D_1} 位置和 t_{D_2} 位置存入畸变位置序列 T ;若 $t_{D_2} < t_{D_3}$,则 t_{D_3} 位置和 t_{D_1} 位置存入畸变位置序列 T 。

如果 $Z > 0$,为梯形分布型,那么若 $t_{D_3} < t_{D_2}$,将 t_{D_1} 、 t_{D_2} 、 t_{D_4} 位置存入畸变位置序列 T ;若 $t_{D_2} < t_{D_3}$,将 t_{D_1} 、 t_{D_2} 、 t_{D_3} 点位置存入畸变位置序列 T 。

(4)处理完第 1 个极值点 E_1 后,再对下一个极值点重复进行步骤(1)~(4),直至所有的极值点都被处理完成,输出畸变位置序列 T 。

(5)将带有毛刺的瞬时频率 $f_1(t)$ 在毛刺位置序列 T 处的数据删除,并使用三次样条插补出毛刺位置序列 T 处的瞬时频率值,最终可以得到无毛刺的瞬时频率 $f(t)$ 。

上述算法要求纯调频信号 $s(t)$ 的每一个全波至少应有 6 个采样点,因此本文提出的毛刺定位算法对采样频率具有适用性条件,即采样频率不得低于 $s(t)$ 中最高瞬时频率的 6 倍。同时,从上述算法畸变定位结果来看,在一般情况下,每一个极值点位置一般有 2~3 个畸变点,即高于 $1/6 \sim 1/4$ 采样频率的瞬时频率可能无法由直接反余弦法正确解出。

3 仿真信号分析

考察由两个 AM-FM 分量组成的仿真信号

$$x(t) = (1 + 0.5\cos(8\pi t))\cos(200\pi t + 2\cos(10\pi t)) + 0.8\sin(\pi t)\sin(30\pi t), \quad t \in [0, 1] \quad (8)$$

设定采样频率为 1 024 Hz,其时域波形见图 1。

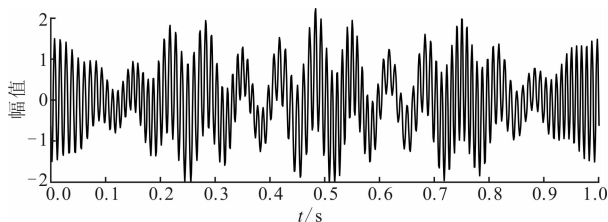


图1 仿真信号 $x(t)$ 的时域波形图

为了提取两个分量的瞬时频率,首先需要采用 LMD 方法对 $x(t)$ 进行分解,得到两个 PF 分量和 1 个余项 R ,如图 2 所示。从图 2 中可以看出, $x(t)$ 中

的两个 AM-FM 分量分别对应前两个 PF 分量。

为比较本文提出的快速直接计算法和传统的基于相位展开的直接计算法^[6]的运行效率,分别使用两种方法求解 PF_1 分量的纯调频信号 $s_1(t)$ 的瞬时频率。在相同计算机环境下,连续运行 5 次,记录运行时间如表 1 所示,最终取平均值得到二者平均运行时间之比为 25.748 2。即针对本例,本文提出的快速直接计算法的运行效率大约是基于相位展开的直接计算法的 25 倍左右,速度优势较为明显。

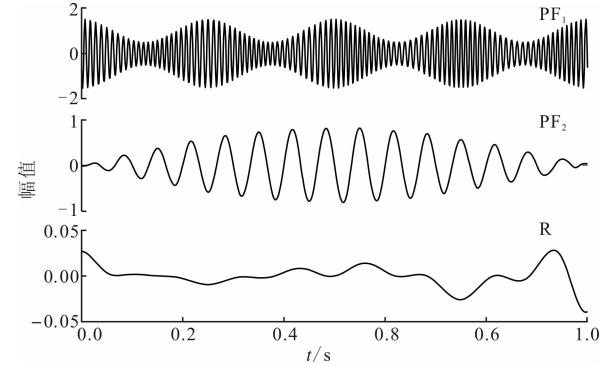


图 2 仿真信号 $x(t)$ 的 LMD 分解结果

表 1 两种方法运行时间的比较

次数	运行时间/ms	
	本文方法	传统方法
1	0.092	2.129
2	0.122	2.190
3	0.064	2.107
4	0.071	2.195
5	0.064	2.013

基于相位展开的直接计算法得到 $s_1(t)$ 的瞬时频率如图 3 所示,本文提出的快速直接计算法得到 $s_1(t)$ 的瞬时频率如图 4 所示,二者波形一致。

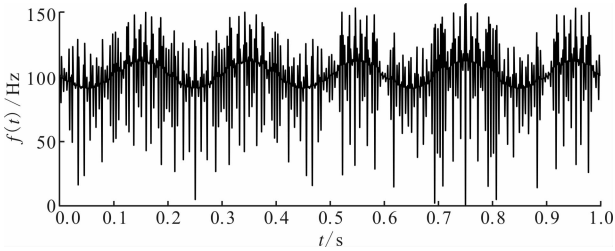


图 3 基于相位展开的直接计算法得到的瞬时频率

从图 4 中可见,直接计算法求得的瞬时频率存在大量毛刺状畸变点,为保证结果有效,需要把这些畸变点去除。按照第 2 节提出的畸变定位与消除算法对使用本文算法求得的存在畸变的瞬时频率进行

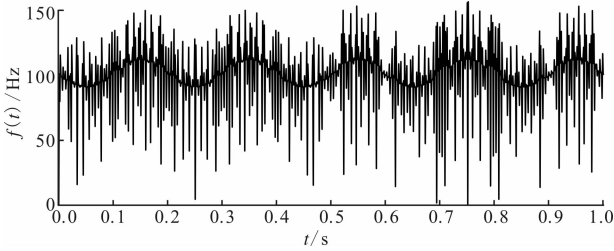


图 4 本文方法得到的瞬时频率

定位和消除。首先将所有的畸变点定位,使用“*”标识出了所有的畸变点位置,如图 5 所示。然后,将畸变点位置数据剔除,使用三次样条插值将畸变点位置数据补全,最终得到 $s_1(t)$ 的 IF 曲线如图 6 所示。从图 6 中可以看出,原本布满毛刺的 IF 曲线中的畸变点被有效去除。

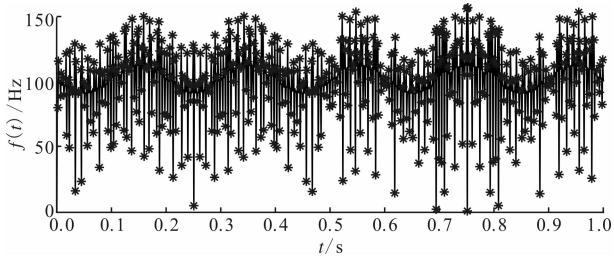


图 5 畸变点定位标识

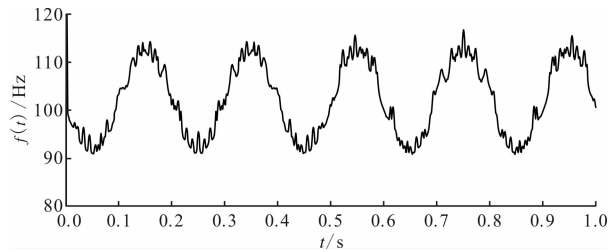


图 6 去除畸变后的瞬时频率

使用 Hilbert 变换对 $s_1(t)$ 求解瞬时频率,即归一化 Hilbert 变换^[1],得到 IF 曲线如图 7 所示。

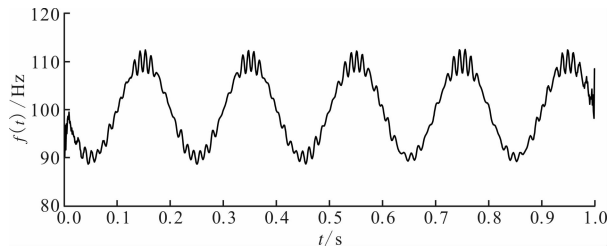


图 7 使用归一化 Hilbert 变换求取的 $s(t)$ 的瞬时频率

对比图 6 和图 7,两者形状基本相近,均存在一定波动,也即由 LMD 对信号 $x(t)$ 分解得到的 PF_1 分量的纯调频信号中实际的瞬时频率确实如图 6 和

图7所示的那样,存在不平滑的波动,这种波动是由于LMD分解过程中的误差导致的,而不是由信号提取方式(NHT或直接计算法)导致的。

为更深入地说明该问题,使用滑动平均法^[12]对带有畸变点的瞬时频率进行平滑,这里设定滑动步长为5,滑动平均次数为10,得到的结果如图8所示。

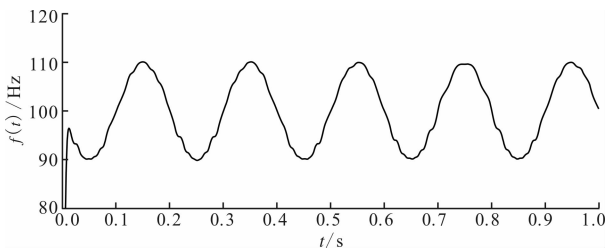


图8 使用滑动平均法处理畸变后的瞬时频率

图8与图7相比看起来更加平滑和精确,但在平滑畸变点的过程中,LMD本身的分解误差也被平滑而丢失了。本文方法是仅将畸变点去除,然后使用插值补全,未对非畸变位置数据进行修改,在选择性剔除畸变点的同时,完整地保留了LMD自身分解误差导致瞬时频率波动,具有局部处理的特性,这是本方法与传统的如滑动平均、形态学滤波、中值滤波等全局处理方法的一个重要的不同之处。此外,识别畸变点位置是全部无参数的,不依赖于使用者的经验,这也是本文方法的重要优势。

4 试验信号分析

4.1 转子碰磨故障诊断

为进一步验证本文方法的有效性,以某烟气轮机碰磨故障的转子位移信号为例进行分析。烟气轮机工作转速为446 r/min,工作频率为7.43 Hz,信号采样频率为200 Hz,其信号波形如图9所示。

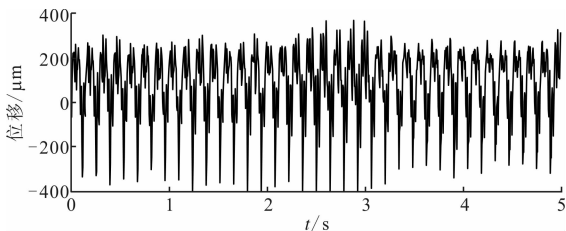


图9 烟气轮机转子碰磨信号时域波形

当发生碰磨故障时,转子位移信号为多分量AM-FM信号,其中的每一个分量都是由工频的倍频为载频,以工频为调制频率的具有物理意义的单分量AM-FM信号。从理论上讲,只要求出其中某一个单分量AM-FM信号的瞬时频率,并对瞬时

频率作幅值谱,便可找到蕴藏在信号中的频率调制信息,实现转子碰磨的故障诊断。为此使用LMD将信号分解,得到3个PF分量和1个余项,如图10所示。

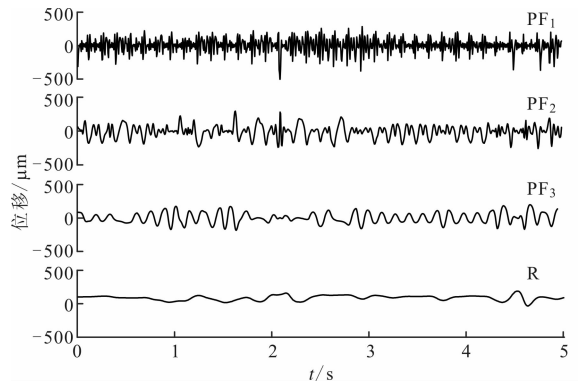


图10 转子碰磨信号的LMD分解结果

使用本文方法对得到的PF分量求解瞬时频率,发现PF₂对应的瞬时频率在二倍频附近周期性波动,如图11所示。为得到确切的调频频率,分析PF₂对应的瞬时频率的幅值谱,如图12所示。从图12可以看出,幅值谱主峰为工频,即PF₂中存在频率调制,其调制频率为工频,即PF₂瞬时频率曲线中周期性波动的频率为工频,因此可以判断烟气轮机转子发生了碰磨故障,与实际情况相符。

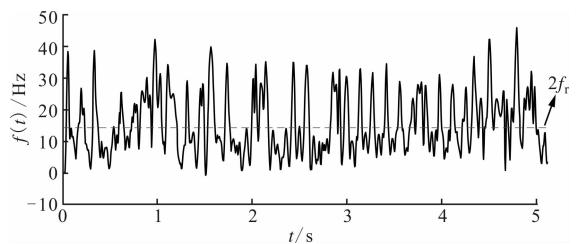


图11 PF₂纯调频信号的瞬时频率

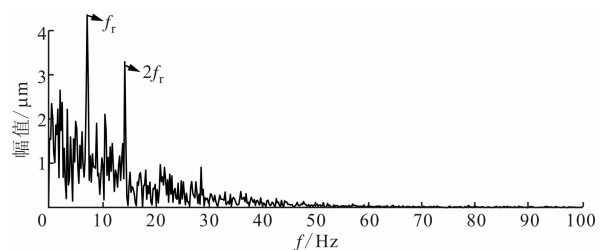


图12 PF₂纯调频信号的瞬时频率的幅值谱

4.2 语音信号分析

瞬时频率在语音信号分析领域具有广泛应用^[13]。为进一步说明本文方法的适用性,以语音信号为例进行分析。

使用声音传感器在48 kHz采样率下采集双元音/ei/的声音信号,发音者为男性,保存为wav格

式,波形和频谱如图 13 所示。

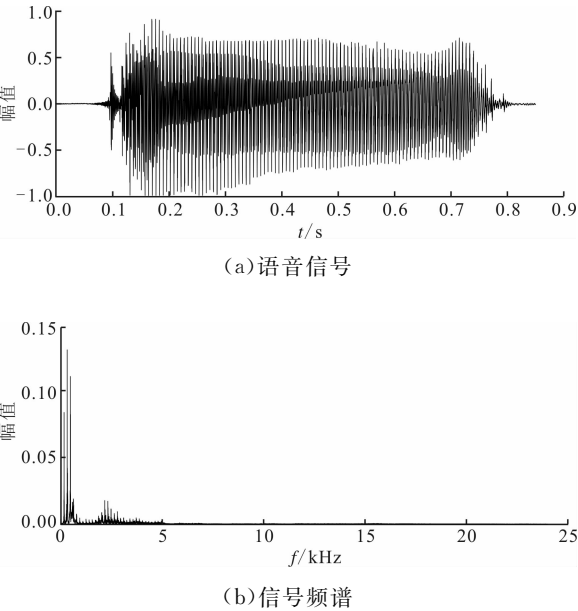


图 13 双元音/ei/语音信号及信号频谱

截取 0.3~0.4 s 的语音信号进行 LMD 分解,得到 6 个 PF 分量,其中前 3 个 PF 分量如图 14 所示。

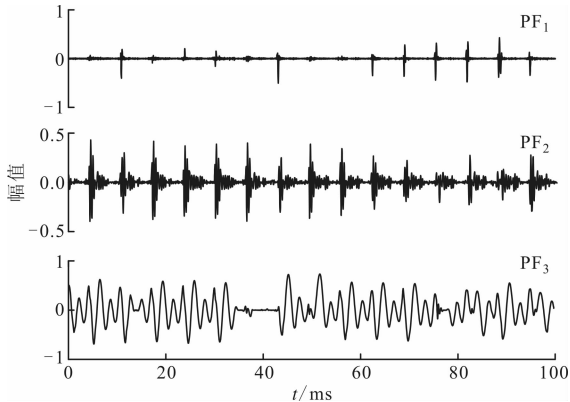


图 14 双元音/ei/语音信号的 LMD 分解结果

经过分析发现,PF₁ 分量主要为高频噪声,而 PF₂ 分量保留了原始信号中的大部分能量,从 PF₂ 分量波形可以看出符合元音具有周期性脉冲的特点,脉冲的间隔周期的倒数即为基音频率。将 PF₂ 作为分析对象,使用本文方法分析其纯调频信号的瞬时频率,如图 15 所示。

从图 15 可以发现,PF₂ 的瞬时频率在第 1 个共振峰中心频率 f_1 附近波动,瞬时频率的幅值谱如图 16 所示。从图 16 可以看出,频谱中存在最高谱峰,对应频率为基频 154 Hz,即 PF₂ 中信号瞬时频率以 154 Hz 频率波动,从而有效提取出该语音信号中的基音频率。

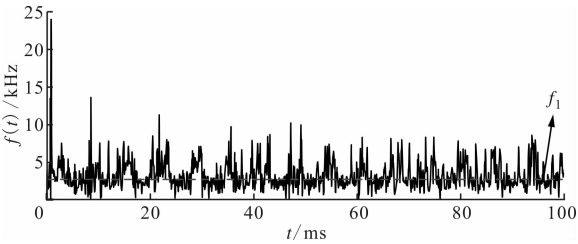


图 15 PF₂ 纯调频信号的瞬时频率

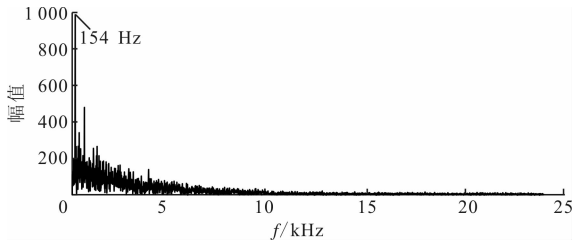


图 16 PF₂ 纯调频信号瞬时频率的幅值谱

5 结 论

本文研究了一种瞬时频率快速直接计算方法,并针对该方法求得的瞬时频率存在大量畸变点的问题,提出了一种无参数的畸变定位与消除算法,得到了如下结论。

- (1)在保证和传统的基于相位展开的瞬时频率的直接计算法的结果一致的情况下,提出的瞬时频率快速直接计算方法运行效率更高,算法更加简单。
- (2)与传统的畸变消除方法相比,本文的畸变定位与消除算法具有无参数、局部处理的优势。
- (3)本文提出的瞬时频率快速直接计算法和畸变与定位消除算法可以得到正的、有物理意义的瞬时频率,并成功用于机械故障诊断与语音信号基音频率识别。

参考文献:

[1] HUANG N E, WU Zhaohua, LONG S R, et al. On instantaneous frequency [J]. Advances in Adaptive Data Analysis, 2009, 1(2): 177-229.

[2] HUANG N E, SHEN Z, LONG S R, et al. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis [J]. Proceedings of the Royal Society: A Mathematical, Physical & Engineering Sciences, 1998, 454 (1971): 903-995.

[3] SMITH J S. The local mean decomposition and its application to EEG perception data [J]. Journal of the Royal Society Interface, 2005, 2(5): 443-454.

(下转第 164 页)