局部均值分解在电力系统间谐波和谐波失真信号检测中的应用

黄传金[1],曹文思[2],陈铁军[3],邱道尹[2]

(1. 中州大学 工程技术学院,河南 郑州 450044;2. 华北水利水电大学 电力学院,河南 郑州 450045;
3. 郑州大学 电气工程学院,河南 郑州 450001)

摘要:将局部均值分解 LMD(Local Mean Decomposition)法应用于电能质量扰动检测,选取电力系统中典型间谐波扰动信号、短时谐波信号、暂态谐波信号、时变谐波信号和变压器中的实际多频谐波信号,应用 LMD 对其进行分析。间谐波信号的仿真结果表明 LMD 方法在求取的瞬时特征参数波动幅度、端部效果、检测精度和运行时间方面都优于 Hilbert-Huang 变换(HHT)方法;谐波失真信号的仿真结果表明该方法可以准确检测扰动信号的频率、幅值以及扰动发生与恢复的时刻。对某 500 kV 变电站 35 kV 侧投运电容器时引起的 35 kV 侧 B 相电压下降和畸变的信号分析结果进一步证明了所提方法的正确性。

关键词:局部均值分解;谐波分析;间谐波;谐波失真;电能质量;电力系统

中图分类号:TM 714 **文献标识码**:A DOI:10.3969/j.issn.1006-6047.2013.09.013

0 引言

近年来,电力系统中的电能质量扰动信号检测成为研究的热点[1-7],尤其是谐波扰动信号和间谐波信号检测备受关注[8-14]。快速傅里叶变换(FFT)不能处理非线性、非平稳的信号,在处理间谐波时还存在频谱泄漏和栅栏现象等缺点[15]。采用小波理论分析非线性、非平稳的信号有很大的局限性,一旦分解层数确定,其频率分辨率也就恒定,缺乏自适应,同时还受 Heisenberg 测不准原理的限制[16]。基于 Hilbert-Huang 变换(HHT)的电能质量检测方法虽取得了较好的效果,但在经验模态分解中采用三次样条插值拟合包络信号时易出现过包络、欠包络现象;HHT 中过多的"筛分"次数导致端点效应污染整个数据段的程度较大,而且基于 HHT 的时频分析方法得到的瞬时频率常出现负值,这是难以解释的物理现象[17]。

2005 年,Smith 在前人研究的基础上提出了一种新的非线性、非平稳信号的分解方法——局部均值分解 LMD(Local Mean Decomposition)[18]。LMD 将复杂信号分解为若干乘积函数 PF(Product Function)之和,每个 PF 分量由一个纯调频函数和一个包络函数之积组成,PF 分量的频率可由纯调频函数直接求取,包络函数是 PF 分量的瞬时幅值。

收稿日期:2013-04-12;**修回日期**:2013-07-19

基金项目:国家自然科学基金资助项目(60974005);河南省教育厅自然科学基金资助项目(2011A470005);郑州市普通科技攻关项目(121PPTGG364-3)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(60974005), the Natural Science Foundation of the Education Department of Henan Province(2011A470005) and the General Scientific and Technological Project of Zhengzhou (121PPTGG364-3)

LMD 方法已成功应用于脑电信号的检测、瞬时频率信号的提取和机械故障诊断[17-20]。由于 LMD 避免了 HHT 中过包络、欠包络的现象,具有端点效应小,所求频率是正的、连续的、有物理意义的时变频率等优点,基于 LMD 的时频分析方法有望在电力系统故障检测与信号分析领域获得应用。

1 LMD

LMD 本质上根据信号固有的包络特征自适应地将一个非线性、非平稳信号按频率递减的顺序逐级分离,得到若干个具有一定物理意义的 PF 分量,每个 PF 分量由纯包络信号和调频信号之积组成。以信号 $x(t)$ 为例,给出其分解步骤[19-20]。

a. 找出信号 $x(t)$ 的局部极值点 n_i,任意 2 个相邻的局部极值点平均值记为 m_i,则有:

$$m_i=(n_i+n_{i+1})/2 \quad i=1,2,\cdots,n \tag{1}$$

将式(1)中所有相邻的局部均值点 m_i 和 m_{i+1} 用折线连接,然后用滑动平均法对其进行平滑处理,得到局部均值函数 $m_{11}(t)$。

b. 求出包络估计值 a_i:

$$a_i=|n_i-n_{i+1}|/2 \quad i=1,2,\cdots,n \tag{2}$$

将式(2)中所有相邻的局部均值点 a_i 和 a_{i+1} 用折线连接,然后用滑动平均法对其进行平滑处理,得到包络估计函数 $a_{11}(t)$。

c. 将局部均值函数 $m_{11}(t)$ 从原始信号 $x(t)$ 中分离出来,得到信号 $h_{11}(t)$:

$$h_{11}(t)=x(t)-m_{11}(t) \tag{3}$$

d. 用 $h_{11}(t)$ 除以包络估计函数 $a_{11}(t)$,得到调频信号 $s_{11}(t)$:

$$s_{11}(t)=h_{11}(t)/a_{11}(t) \tag{4}$$

对 $s_{11}(t)$ 重复上述步骤，得到 $s_{11}(t)$ 的包络估计函数 $a_{12}(t)$。若 $a_{12}(t)$ 不等于 1，说明 $s_{11}(t)$ 不是一个纯调频信号，需要重复上述迭代过程 n 次，直至 $s_{1n}(t)$ 为一个纯调频信号，即 $s_{1n}(t)$ 的包络估计函数 $a_{1(n+1)}(t)=1$，所以有：

$$\begin{cases} h_{11}(t)=x(t)-m_{11}(t) \\ h_{12}(t)=s_{11}(t)-m_{12}(t) \\ \vdots \\ h_{1n}(t)=s_{1(n-1)}(t)-m_{1n}(t) \end{cases} \tag{5}$$

$$\begin{cases} s_{11}(t)=h_{11}(t)/a_{11}(t) \\ s_{12}(t)=h_{12}(t)/a_{12}(t) \\ \vdots \\ s_{1n}(t)=h_{1n}(t)/a_{1n}(t) \end{cases} \tag{6}$$

迭代终止的条件为：

$$\lim_{n\to\infty} a_{1n}(t)=1 \tag{7}$$

实际应用中，为避免过多分解次数，设一个变动量 Δ，可令 $1-\Delta\leqslant a_{1n}(t)\leqslant 1+\Delta$ 时，迭代终止。

e. 将迭代过程中产生的所有包络估计函数做乘积，得到包络信号 $a_1(t)$：

$$a_1(t)=a_{11}(t)a_{12}(t)\cdots a_{1n}(t)=\prod_{k=1}^{n} a_{1k}(t) \tag{8}$$

f. 将式(8)得到的包络信号 $a_1(t)$ 与纯调频信号 $s_{1n}(t)$ 做乘积，得到原始信号 $x(t)$ 的第 1 个 PF 分量：

$$\mathrm{PF}_1(t)=a_1(t)s_{1n}(t) \tag{9}$$

g. 将 $\mathrm{PF}_1(t)$ 分量从原始信号 $x(t)$ 分离出来，得到信号 $u_1(t)$，将 $u_1(t)$ 作为新的数据重复以上步骤，循环 k 次，直到 $u_k(t)$ 为单调函数为止。

$$\begin{cases} u_1(t)=x(t)-\mathrm{PF}_1(t) \\ u_2(t)=u_1(t)-\mathrm{PF}_2(t) \\ \vdots \\ u_k(t)=u_{k-1}(t)-\mathrm{PF}_k(t) \end{cases} \tag{10}$$

从以上步骤可以看出，原始信号可以由 $u_k(t)$ 和所有 PF 分量重构，即：

$$x(t)=\sum_{i=1}^{k}\mathrm{PF}_i(t)+u_k(t) \tag{11}$$

2　基于局部均值的瞬时频率求取

由式(11)可知信号可分解为若干 PF 分量之和，而每个 PF 分量由纯包络信号 $a(t)$ 和纯调频函数 $s(t)=\cos\varphi(t)$ 组成，其频率 f 可由纯调频函数 $s(t)$ 直接求解，即：

$$\varphi(t)=\arccos(s(t)) \tag{12}$$

将式(12)展开并求导，则可以求出 $s(t)$ 的瞬时频率，即相应 PF 分量的瞬时频率。因为是通过对余弦函数求导得出 PF 的瞬时频率，所以要求 $s(t)$ 值在 ±1 之间，如果 $s(t)$ 值近似等于 ±1，则用 ±1 代替。这种求取频率的方法直观而且简单，简称直接法。和采用 HHT 求取瞬时频率的方法相比，直接法求取的瞬时频率始终是正值，不会出现 HHT 中负频率的现象。

3　基于 LMD 的仿真与实例分析

3.1　间谐波信号

设间谐波信号如下：

$$x(t)=\sum_{i=1}^{3}A_i\sin(2\pi m_i ft) \tag{13}$$

其中，$A_1=1$ V，$A_2=0.3$ V，$A_3=0.1$ V；$m_1=1$，$m_2=5.5$，$m_3=11$；$f=50$ Hz。

采样频率为 6 400 Hz，采样时长为 0.4 s，变动量 $\Delta=0.001$，为验证 LMD 的优点，端点未作处理。运用 LMD 分离出的各 PF 分量和相应的纯调频函数如图 1(a)所示，可知 LMD 按频率递减的顺序逐级分离出 PF_1、PF_2 和 PF_3 分量；由纯调频函数求得的各 PF 分量的瞬时频率函数和采用 HHT 方法求取的瞬时频率函数如图 1(b)所示；分别运用 LMD 和 HHT 求取的瞬时幅值函数如图 1(c)所示。由图 1(b)、(c)可知，用 LMD 分析间谐波时即使端点不作处理，分解得到的波形在端点处的效果可以与采用镜像拓延后的 HHT 方法相比拟；另外，这 2 种方法求取的瞬时频率和幅值都存在微小的波动，但根据 LMD 方法求取的瞬时特征参数的波动幅度明显较小。究其原因，一是 LMD 分解信号时采用平均滑动法拟合包络线，避免了 HHT 中采用三次插值时易出现过包络和欠包络现象，其端点效应较小；二是 LMD 通过除以包络均值函数得到 PF 分量，相对于 HHT 中采用减法的筛分过程，LMD 得到一个 PF 分量时筛分次数较少，而筛分次数越少，端点效应向内污染的程度就越轻。

对 HHT 和 LMD 中所求瞬时参数波动问题，通常有 2 种方法：一种是取数据拟合后的稳态值作为检测值；另一种是将除端点部分的波峰值和波谷值相加，然后取平均值作为检测值。本算例采用最小二乘拟合，限于篇幅，本文仅显示了 LMD 所求间谐波频率 f_2 的经数据拟合后的结果，如图 1(d)所示。LMD、HHT 经拟合后求取瞬时征参数以及加 Blackman-Harries 窗插值离散傅里叶算法求取的瞬时特征参数如表 1 所示。由表 1 可知，与 HHT 方法相比，LMD 检测的频率和幅值准确性较高；与加窗 FFT 相比，用 LMD 方法获取的间谐波频率准确性略逊一筹，但就检测的幅值而言，LMD 方法比加窗 FFT 方法的检测效果更好。

在装有 Win7 的神舟 K480P-i5G 笔记本(可用内存 2.92 G)和 MATLAB2011a 仿真平台上，从分离原始信号直至获得信号的频率和幅值，LMD 方法耗时

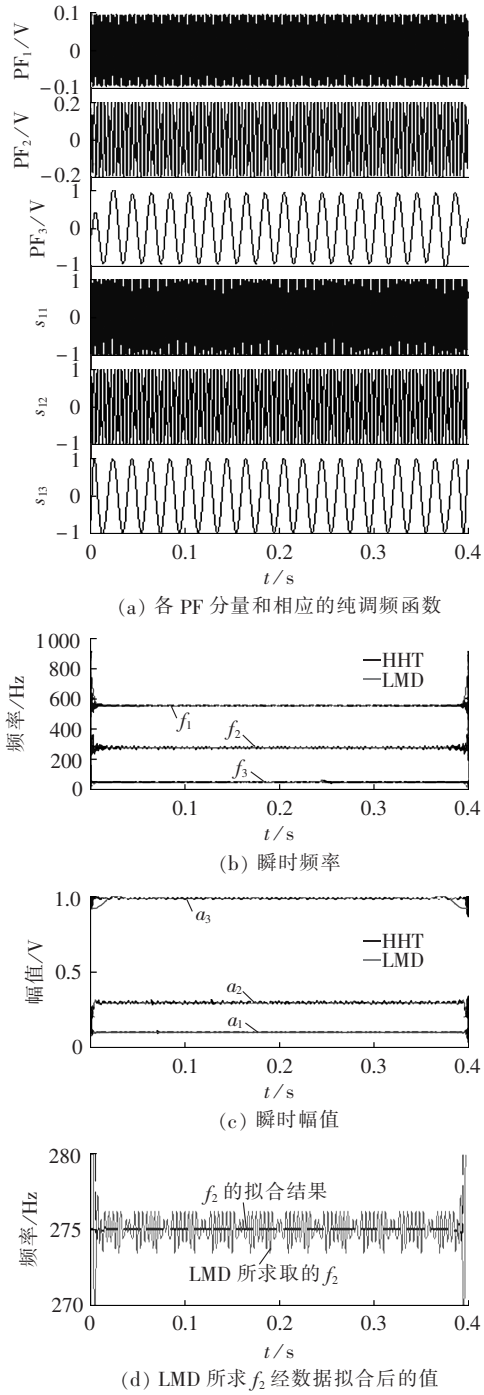

图 1 间谐波信号分析结果

Fig.1 Results of interharmonic signal analysis

表 1 检测结果

Tab.1 Results of detection

幅值/V				频率/Hz			
$x(t)$	LMD	HHT	加窗 FFT	$x(t)$	LMD	HHT	加窗 FFT
0.1	0.09942	0.09891	0.09936	550	550.00	549.6	550.00
0.3	0.29950	0.30410	0.29660	275	275.10	275.8	275.00
1	0.99920	0.98960	0.99290	50	49.97	50.19	50.09

1.148 769 s，HHT 方法（HHT 筛分停止条件采用 Rilling 提出的准则[21]）运行了 2.203 376 s，加窗 FFT 花费了 0.370 305 s。与 HHT 相比，LMD 方法的运行时间减少了 1.054 607 s。一方面，LMD 筛分次数较少，另一方面，LMD 通过对调频函数求导获得瞬时频率，而 HHT 方法求取信号的瞬时特征参数时需用 Hilbert 变换及其逆变换，所以 HHT 耗时较多。但与加窗 FFT 相比，LMD 和 HHT 耗费的时间都较多。3 种方法采样频率为 6 400 Hz。

3.2 基于 LMD 的谐波失真信号分析[11]

为了和基于 HHT 的时频分析方法相对比，本文所取谐波失真信号和文献[11]中的前 3 个算例信号相类似。

3.2.1 短时谐波失真信号

设原始信号 $x(t)$ 由基波信号和 3 次短时（0.08 s≤t≤0.2 s）谐波失真信号组成，基波信号的振幅为 1 V，3 次谐波信号的振幅为 0.5 V；其波形如图 2 中的 $x(t)$ 所示。采样频率为 3 200 Hz，运用 LMD 处理 $x(t)$ 得到 PF 分量如图 2 中 PF_1、PF_2 所示；由 LMD 得到的 PF 分量按局部频率从高到低的顺序排列，故高频谐波信号在 PF_1 分量中，由于 PF 分量由调幅函数和调频函数组成，故分析 PF_1 分量可知基波和扰动谐波的幅值、频率以及扰动发生和恢复的时刻，PF_1 分量的幅值函数和瞬时频率分别如图 2 中的 a_1 和 f_1 所示。

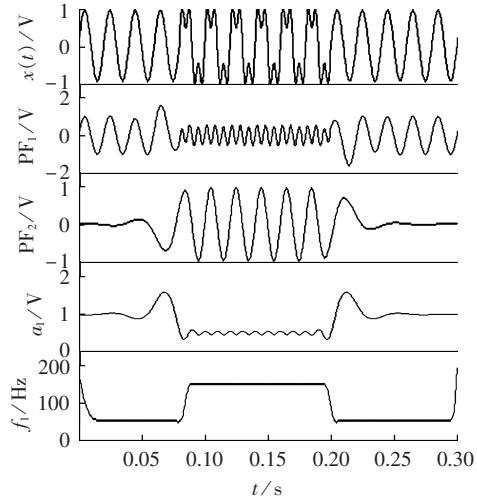

图 2 基于 LMD 的短时谐波信号分析

Fig.2 Short-time harmonic signal analysis based on LMD

从图 2 中的 PF_1 分量可以看出在 0.08～0.2 s 时段内的信号成分是扰动的谐波分量，其余时间的信号为基波分量；由 PF_2 分量可知，在 0.08～0.2 s 时段内的信号成分是基波信号；图 2 中的 a_1 和 f_1 存在不同程度的波动，经数据拟合后得知，本文检测的基波信号幅值为 0.999 0 V，3 次谐波幅值为 0.499 6 V，基波频率为 50.07 Hz，3 次短时谐波频率为 150.01 Hz，另外，由瞬时频率函数 f_1 还可知扰动信号发生时刻 0.080 02 s，恢复时刻在 0.206 0 s。

和文献[11]采用 HHT 方法相比，LMD 方法得到的瞬时频率更准确，而且求取的频率是正的、连续的、具有物理意义的时变频率，没有出现无法解释的

负频率。

3.2.2　暂态谐波失真信号

图 3 中 $x(t)$所示的暂态谐波失真信号表达式为:

$$x(t)=A_1\sin(2\pi ft)+p(t)\sum_{i=2}^{3}A_i\sin(2\pi m_i ft) \quad (14)$$

其中,当 0.12 s≤t≤0.24 s 时 $p(t)=1$,其他时刻 $p(t)=0$;$A_1=1$ V,$A_2=0.5$ V,$A_3=0.3$ V;$m_2=3$,$m_3=7$;$f=50$ Hz。采样频率为 3 200 Hz。用 LMD 求取的暂态谐波失真信号时频分析结果如图 3 所示。

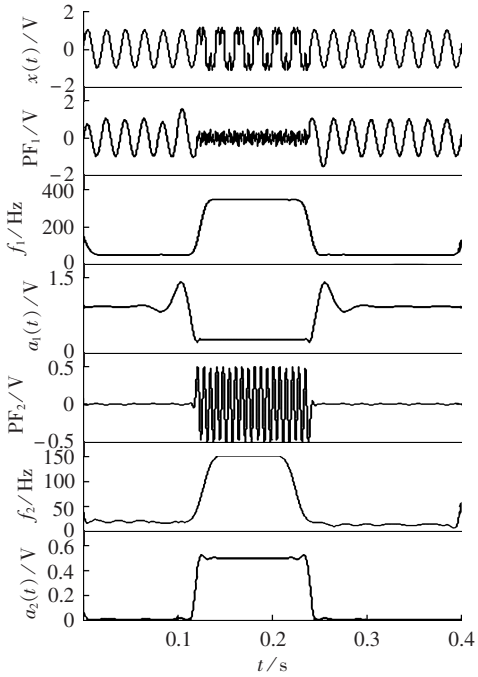

图 3　基于 LMD 的暂态谐波信号时频分析

Fig.3 Transient harmonic signal time-frequency analysis based on LMD

从图 3 中的 PF_1 和 PF_2 分量可知,高次的谐波扰动分量包含在 PF_1 分量中,低频次的谐波扰动信号在 PF_2 分量中;由图 3 中 PF_1 的瞬时频率函数 f_1 可知高次谐波扰动发生时刻为 0.1205 s,在 0.2418 s 恢复;由图 3 中 PF_2 的瞬时频率函数 f_2 知低频谐波扰动信号产生于 0.1206 s,终止于 0.2417 s。拟合 PF_1 和 PF_2 的瞬时特征函数可知高频扰动信号频率为 349.7 Hz,振幅为 0.2993 V;低频扰动信号的频率为 150.1 Hz,振幅为 0.4985 V。

从以上检测结果可知本文所提方法可准确确定多谐波扰动信号中每个谐波的频率、振幅和发生及恢复的时刻,并且频率没有发生突变,是正的、连续的、具有物理意义的时变频率。

3.3　时变谐波信号

时变谐波信号如图 4 中的 $x(t)$所示。基波信号在 0.12 s 幅值从 1 V 骤升为 2 V,在 0.24 s 幅值又骤降为 1 V;在 0.12 s 加入幅值为 1.6 V 的 3 次谐波和幅值为 1.2 V 的 7 次谐波信号;0.24 s 时 3 次谐波和 7 次谐波幅值分别骤降为 0.8 V 和 0.6 V;时间长度为 0.4 s,采样频率为 3 200 Hz,用 LMD 求取的时变谐波信号时频分析结果如图 4 所示。

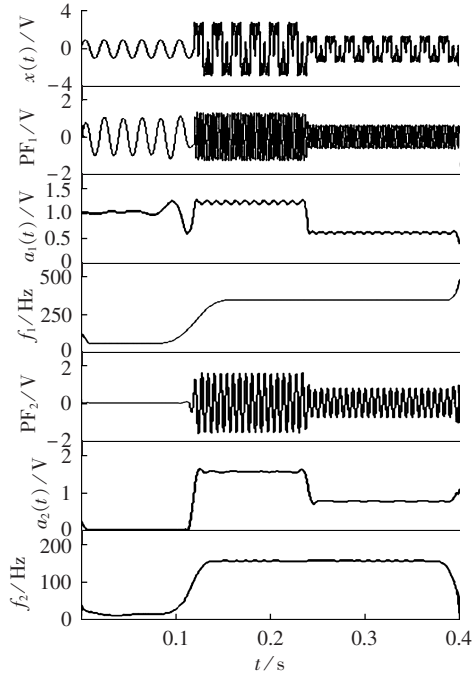

图 4　基于 LMD 的时变谐波信号分析结果

Fig.4 Results of time-varying harmonic signal time-frequency analysis based on LMD

由图 4 中 PF_1 和 PF_2 可知在 0.12~0.4 s 时段,PF_1 分量对应 7 次谐波信号,PF_2 分量对应 3 次谐波信号。对图 4 中的中 PF_1 的瞬时特征函数 a_1 和 f_1 进行数据拟合,可知 7 次谐波信号的幅值在 0.12~0.24 s 时段为 1.1986 V,在 0.24~0.4 s 时段为 0.6002 V;0.12~0.4 s 时段检测的 7 次谐波频率为 349.7 Hz。运用相同的方法,可知在 0.12~0.4 s 时段 3 次谐波信号的幅值为 1.5994 V,0.24~0.4 s 时段为 0.7992 V;检测的 3 次谐波频率为 149.8 Hz。从而可知,本文所提方法还可以确定多频谐波时变信号中每个时变信号的幅值、频率以及扰动发生和终止的时刻。

3.4　实例信号分析

某 500 kV 变电站采用电容式电压互感器对电压进行测量,电容式电压互感器二次侧装有谐振性阻尼器,35 kV 母线分南母、北母 2 段。在进行 35 kV 南母电容器组投运操作时发生 35 kV 南母中间电压互感器高压保险 B 相熔断事故。图 5 给出了 35 kV 南母进行电容器组投切试验时采用尼高力波形记录仪(Nicolet vision)录取的 35 kV 侧 B 相电压暂态波形(采样频率为 2 kHz,本文取最初的 10 个周期)及其对应的频谱图。基于 LMD 的时频分析结果如图 6 所示。

由图 6(a)可知运用 LMD 可将 35 kV 侧 B 相电压分解为 PF_1 和 PF_2 分量;由图 6(b)中 PF_1 瞬时频

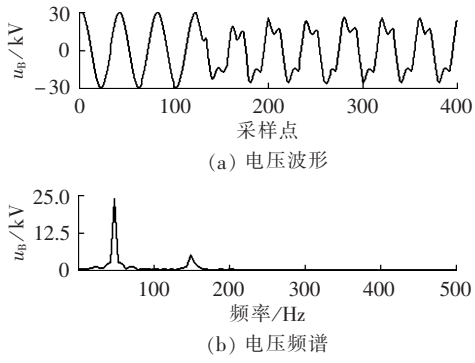

图5 35 kV侧B相电压波形及其频谱图

Fig.5 Waveform of 35 kV-side phase-B voltage and its spectrum

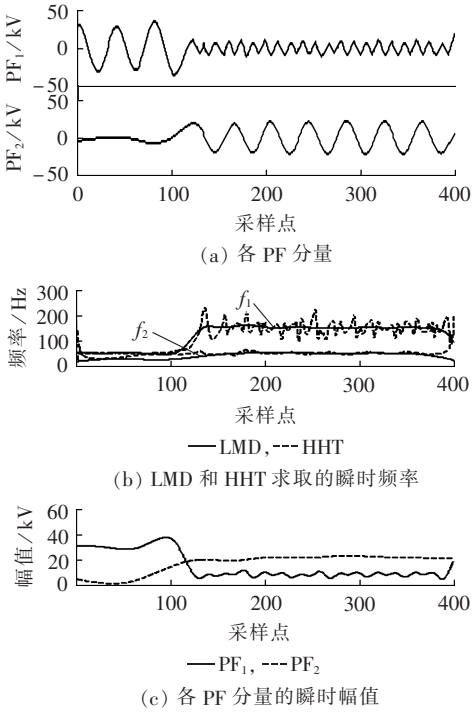

图6 35 kV侧B相电压的LMD时频分析结果

Fig.6 Results of time-frequency analysis based on LMD for 35 kV-side phase-B voltage

率函数f_1可以看出投切电容器前的频率为基波分量,投切后PF_1的瞬时频率增大,为3次谐波成分,除端点外将波动的3次谐波频率函数的波峰值与波谷值相加求取的平均值为150.15 Hz,由此可知,运用LMD方法检测信号频率时有较高的精度;由PF_2的瞬时频率函数f_2可知电容器投切后B相电压有基波分量;从图6(c)PF_1的瞬时幅值函数可知没有连接电容器时的基波幅值为30 kV,这与图5(a)中基波幅值很吻合,接入电容器后的3次谐波幅值较大,可知电容器投切后B相电压含有较多的3次谐波成分,而3次谐波成分较多是铁磁元件严重饱和的一个重要特征;另外,图6(c)从幅值曲线可以看出在投切电容器时引起了基波电压下降,这和理论情况相符,采用平均值法求取的电压下降后PF_2的瞬时幅值为21.8 kV,可知基波电压从30 kV下降到21.8 kV;另外,从图5(a)可知电容器在采样点129(对应0.0645 s)时投运,从图6(b)PF_1的瞬时频率函数f_1可知在133采样点(对应0.0665 s)时产生了3次谐波,从图6(c)PF_1的瞬时幅值函数也可知过132采样点(0.066 s)后的幅值在21.8 kV小范围内波动,由此可知,根据PF_1瞬时频率f_1或瞬时幅值函数可以确定基波下降的时刻和产生3次谐波的时刻。

另外,从图6(b)可直观看出,与HHT方法相比,本文所提方法求取的瞬时频率具有端点效应小、波动程度轻和更接近真实值等优点。

4 结论

本文首次利用LMD方法对间谐波信号、单频谐波信号、多频谐波信号、多频时变谐波信号和电容器组投运时的35 kV侧B相电压信号进行分析,从仿真及实验结果看出该方法可准确判断谐波扰动发生和恢复的时刻以及谐波信号的幅值和频率。间谐波信号仿真分析结果表明,与HHT相比,LMD方法具有运算量小、速度快、求取的瞬时特征参数波动幅度小、检测精度高等优点;从实际信号的频率分析对比结果可知,和HHT方法相比,本文所提方法具有很大的优越性。更重要的是用LMD方法所求取的瞬时频率都是正值,而且所得波形受端点效应的影响较小,为电力系统电能质量检测提供了一种新的途径。值得注意的是,作为一种新提出的非线性信号分析方法,LMD还有迭代终止条件、滑动平均跨度选取(本文取相邻极值点最长距离的1/3)和端点效应等理论问题需进一步研究。虽然LMD的端点效应较小,但谐波相位分析是建立在准确获取信号初值之上,导致该方法暂不能用于分析谐波相位。随着这些理论问题的解决,LMD将有良好的应用前景。

参考文献:

[1] 文继锋,刘沛. 一种电能质量扰动检测的新方法[J]. 中国电机工程学报,2002,22(12):17-20.
WEN Jifeng,LIU Pei. A new method for detection of power quality disturbances[J]. Proceedings of the CSEE,2002,22(12):17-20.

[2] 杨进,李庚银,周明,等. 广义内插小波在电能质量扰动信号分析中应用[J]. 电力自动化设备,2007,27(1):21-25.
YANG Jin,LI Gengyin,ZHOU Ming,et al. Application of generalized interpolating wavelet in power quality disturbance signal analysis[J]. Electric Power Automation Equipment,2007,27(1):21-25.

[3] 齐泽锋,赵瑞娜,谈顺涛,等. 基于短时李氏指数的电能质量扰动检测仿真研究[J]. 电力自动化设备,2002,22(1):29-31.
QI Zefeng,ZHAO Ruina,TAN Shuntao,et al. Detection of power quality disturbance using short-duration Lipschitz exponent[J]. Electric Power Automation Equipment,2002,22(1):29-31.

[4] 张秀娟,徐永海,肖湘宁. 电能质量扰动小波变换检测与识别方法的发展[J]. 电力自动化设备,2003,23(9):67-71.
ZHANG Xiujuan,XU Yonghai,XIAO Xiangning. Development of wavelet-transform-based power quality disturbance detection and indificaiton[J]. Electric Power Automation Equipment,2003,23(9):67-71.

[5] 黄传金,陈铁军,刘宏超. 三相四开关 APF 的 SVPWM 优化策略研究[J]. 电力电子技术,2012,46(8):44-45,65.
HUANG Chuanjin,CHEN Tiejun,LIU Hongchao. Research on the SVPWM optimizational strategy of TFSAPF[J]. Power Electronics,2012,46(8):44-45,65.

[6] 黄文清,戴瑜兴,全慧敏. 基于 Daubechies 小波的谐波分析算法[J]. 电工技术学报,2006,21(6):45-53.
HUANG Wenqing,DAI Yuxing,QUAN Huimin. Harmonic estimation method based on Daubechies wavelet[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2006,21(6):45-53.

[7] 薛蕙,杨仁刚. 基于连续小波变换的非整数次谐波测量方法[J]. 电力系统自动化,2003,27(5):49-53.
XUE Hui,YANG Rengang. A novel method for non-integer harmonics measurement using continuous wavelet transform[J]. Automation of Electric Power Systems,2003,27(5):49-53.

[8] 郝江涛,刘念,幸晋渝,等. 电力系统间谐波分析[J]. 电力自动化设备,2004,24(12):36-39.
HAO Jiangtao,LIU Nian,XING Jinyu,et al. Study on interharmonic of power system[J]. Electric Power Automation Equipment,2004,24(12):36-39.

[9] QIAN H,ZHAO R,CHEN T. Interharmonics analysis based on interpolating windowed FFT algorithm[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2007,22(2):1064-1069.

[10] 李天云,赵妍,韩永强,等. Hilbert-Huang 变换方法在谐波和电压闪变检测中的应用[J]. 电网技术,2005,29(2):73-77.
LI Tianyun,ZHAO Yan,HAN Yongqiang,et al. Application of Hilbert-Huang transform method in detection of harmonic and voltage flicker[J]. Power System Technology,2005,29(2):73-77.

[11] 李天云,赵妍,李楠,等. 基于 HHT 的电能质量检测新方法[J]. 中国电机工程学报,2005,25(17):52-56.
LI Tianyun,ZHAO Yan,LI Nan,et al. A new method for power quality detection based on HHT[J]. Proceedings of the CSEE,2005,25(17):52-56.

[12] 刘志刚,李文帆,孙婉璐. Hilbert-Huang 变换及其在电力系统中的应用[J]. 电力自动化设备,2012,32(4):109-116.
LIU Zhigang,LI Wenfan,SUN Wanlu. Hilbert-Huang transform and its applications in power system[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(4):109-116.

[13] 杨存祥,仝战营. 基于 HHT 的电力系统暂态复合扰动信号的提取分析与研究[J]. 电力系统保护与控制,2009,37(11):6-9.
YANG Cunxiang,TONG Zhanying. Analysis and research of the transient composite disturbance signal of power system based on HHT[J]. Power System Protection and Control,2009,37(11):6-9.

[14] 苏玉香,刘志刚,李东敏,等. 一种改善 HHT 端点效应的新方法及其在电能质量中的应用[J]. 电力自动化设备,2008,28(11):40-45.
SU Yuxiang,LIU Zhigang,LI Dongmin,et al. End effect restraint of Hilbert-Huang transform and its application in power quality monitoring[J]. Electric Power Automation Equipment,2008,28(11):40-45.

[15] 李圣清,朱英浩,周有庆,等. 电网谐波检测方法的综述[J]. 高电压技术,2004,30(3):39-42.
LI Shengqing,ZHU Yinghao,ZHOU Youqing,et al. The over view of detecting methods for harmonic in power system[J]. High Voltage Engineering,2004,30(3):39-42.

[16] ALLER J M,HABELTER T G,HARLEY R G,et al. Sensorless speed measurement of AC machines using analytic wavelet transform[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2002,38(5):1344-1350.

[17] 任达千,杨世锡,吴昭同. 基于 LMD 的信号瞬时频率求取方法及实验[J]. 浙江大学学报:工学版,2009,43(3):523-528.
REN Daqian,YANG Shixi,WU Zhaotong. Instantaneous frequency extraction method and experiment based LMD[J]. Journal of Zhejiang University:Engineering Science,2009,43(3):523-528.

[18] 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.

[19] 程军圣,杨宇,于德介. 局部均值分解方法及其在齿轮故障诊断中的应用[J]. 振动工程学报,2009,22(1):76-84.
CHENG Junsheng,YANG Yu,YU Dejie. The local mean decomposition method and its application to gear fault diagnosis[J]. Journal of Vibration Engineering,2009,22(1):76-84.

[20] 朱晓军,樊刘娟,吕士钦,等. LMD 方法在脑电信号处理中的应用研究[J]. 计算机科学,2012,39(2):273-275,313.
ZHU Xiaojun,FAN Liujuan,LÜ Shiqin,et al. Application research of LMD method in EEG signal processing[J]. Computer Science,2012,39(2):273-275,313.

[21] RILLING G,FLANDRIN P. On empirical mode decomposition and its algorithms[C]//Proceedings of the 6th IEEE-EURASIP Workshop on Nonlinear Signal and Image Processing. Grado,Italy:[s.n.],2003:327-331.

作者简介:

黄传金(1974-),男,河南信阳人,讲师,硕士,主要从事智能系统、电力电子技术、信号检测与处理方面的研究(**E-mail**:zzdxhcj@163.com);

曹文思(1978-),男,河南开封人,讲师,硕士,主要从事电力电子和信号处理方面的研究(**E-mail**:eegscaows@ncwu.edu.cn);

陈铁军(1954-),男,河南信阳人,院长,教授,博士研究生导师,主要从事复杂系统、模式识别与智能系统方面的研究;

邱道尹(1961-),男,江苏丹阳人,院长,教授,主要从事信号处理方面的研究。

(下转第 81 页 continued on page 81)

trol strategy for dynamic voltage restorer with harmonic compensation function[J]. Power System Technology,2013,37(6):1700-1705.

[20] VILATHGAMUWA M,PERERA A A D R,CHOI S S. Performance improvement of the dynamic voltage restorer with closed-loop load voltage and current-mode control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2002,17(5):824-834.

[21] 王晶,徐爱亲,翁国庆,等. 动态电压恢复器控制策略研究综述[J]. 电力系统保护与控制,2010,38(1):145-151.
WANG Jing,XU Aiqin,WENG Guoqing,et al. A survey on control strategy of DVR[J]. Power System Protection and Control,2010,38(1):145-151.

[22] 袁性忠,姜新建,黄宇淇. 动态电压恢复器的复合控制策略[J]. 电力系统自动化,2006,30(19):61-64.
YUAN Xingzhong,JIANG Xinjian,HUANG Yuqi. Compound control strategy of dynamic voltage restorer[J]. Automation of Electric Power Systems,2006,30(19):61-64.

作者简介:

贾东强(1986-),男,甘肃白银人,博士研究生,从事DFACTS 装置方面的研究(**E-mail**:jdq@mail.iee.ac.cn);

韦统振(1976-),男,山东菏泽人,副研究员,博士,主要从事分布式发电与储能方面的研究;

霍群海(1981-),男,河南汝南人,助理研究员,博士,主要从事电能质量控制及 DFACTS 装置方面的研究。

Operating modes with dual-DVR coordinated compensation

JIA Dongqiang,WEI Tongzhen,HUO Qunhai,QI Zhiping

(Institute of Electrical Engineering,Chinese Academy of Sciences,Beijing 100190,China)

Abstract: The effective technology of series-parallel connection is applied to meet the requirement of DVR (Dynamic Voltage Restorer) for large-capacity,high-reliability and flexibility,and the topological structure and control method of multiple series-connected DVRs are discussed based on the research results of parallel operating APFs and DSTATCOMs. Both centralized control and distributed control are presented and five operating modes are suggested. Three operating modes are applicable for centralized control:the compensation voltage is allocated according to capacity ratio,capacity limitation or function. Two operating modes are applicable for distributed control:the compensation voltage is allocated equally or according to capacity limitation. The operating mode of equally allocated compensation voltage for distributed control is analyzed as an example,which shows that,the working characteristics of two DVRs operating in this mode are similar to those of single DVR operating independently. Simulative results prove the proposed five operating modes have good feasibility.

Key words: dual-DVR structure; series; voltage sag; voltage harmonics; centralized control; distributed control; operating mode; compensation; topology

(上接第 73 页 continued from page 73)

Application of local mean decomposition in power quality disturbance detection

HUANG Chuanjin[1],CAO Wensi[2],CHEN Tiejun[3],QIU Daoyin[2]

(1. School of Engineering Technology,Zhongzhou University,Zhengzhou 450044,China;
2. School of Electric Power,North China University of Water Resources and Electric Power,Zhengzhou 450045,China;
3. School of Electrical Engineering,Zhengzhou University,Zhengzhou 450001,China)

Abstract: LMD(Local Mean Decomposition) is applied in the detection of power quality disturbance. The typical interharmonic interference signal,short-time harmonic signal,transient harmonic signal,time-varying harmonic signal,as well as the actual multi-frequency harmonic signals occurred in transformers,are selected and analyzed by LMD. Results of interharmonic signal simulation show that,the LMD method is better than the HHT method in the parameter fluctuation of transient characteristic parameter detection,the end effect, the detection accuracy and the running time. Results of harmonic distortion signal simulation show that,the frequency,amplitude,occurrence and recovery time of disturbance signal can be accurately detected by LMD. The sag and distortion of 35 kV-side phase-B voltage caused by the switch-in of a 35 kV-side capacitor in a 500 kV substation are analyzed,proving the correctness of the proposed method.

Key words: local mean decomposition; harmonic analysis; interharmonic; harmonic distortion; power quality; electric power systems