基于变分模态分解的电能质量扰动检测新方法

黄传金[1,2],周 铜[3]

(1. 郑州工程技术学院 机电与车辆工程学院,河南 郑州 450044;
2. 浙江大学 机械工程学院,浙江 杭州 310007;3. 郑州工程技术学院 科研处,河南 郑州 450044)

摘要:为了更加准确地提取扰动信号特征,提出了基于变分模态分解(VMD)的电能质量扰动检测新方法。该方法由VMD和希尔伯特变换(HT)2个部分组成。首先,对扰动信号进行傅里叶变换以确定VMD的预设分解尺度;然后,利用VMD将扰动信号分解为系列调幅-调频函数之和;最后,对每个调幅-调频函数进行HT,求取瞬时幅值和瞬时频率,进而确定扰动信号特征。较之希尔伯特-黄变换和局部均值分解方法,VMD方法不仅可分析不同时间支集的扰动信号,处理复合扰动和频率相近的奇数次谐波,也不存在模态混叠,获取的瞬时幅值和瞬时频率更加准确。仿真信号和变电站电容器组投入时的电压信号分析结果证明了所提方法的可行性和有效性。

关键词:变分模态分解;电能质量;希尔伯特变换;扰动信号检测;瞬时幅值;瞬时频率

中图分类号:TM 761 **文献标识码**:A DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2018.03.016

0 引言

在现代电力系统中,随着非线性负载的增加,电能质量扰动问题日益严重[1-2]。小波变换虽可分析非线性信号的电能质量扰动信号,但其分解的效果取决于选择的基函数和分解尺度[3-4]。基于S变换的电能质量扰动检测可实现快速检测,但其窗函数的形式是固定的,使其在实际应用中受到限制[5-6]。原子分解有优秀的信号分解和重构能力,但其存在计算量大、运算时间长的缺点[7-8]。利用希尔伯特-黄变换HHT(Hilbert-Huang Transform)[9-10]或局部均值分解LMD(Local Mean Decomposition)[11-13]进行电能质量扰动信号检测有较强的自适应性,但也存在较多问题:二者均缺乏数学理论依据,对信号中的噪声较敏感,分析含噪信号时容易导致模态混叠问题,而且分解结果容易出现虚假分量;当2个信号的频率相近时,HHT和LMD均出现模态混叠,无法准确分析同时含有3次和5次谐波的信号;二者的分解结果均存在残差;HHT和LMD要求所有信号成分都是从同一时刻开始且具有相同的时间支集,不能分析由不同时间起点和不同时间域的分量合成的电能质量扰动信号。

2013年Zosso等人提出了一种新的信号分析方法——变分模态分解VMD(Variational Mode Decomposition)[14]。VMD整体框架属于变分问题,其使每个模态的估计带宽之和最小。VMD可自适应地确定相关频带,变分求解过程中,用窄带维纳滤波器估计信号模态残留,而且每一个模态直接在傅里叶域迭代更新。因此,优化方案非常简单和快速,而且对输入信号中的噪声也不敏感。早期VMD用于旋转机械故障诊断[15],近年来在电力工程信号中已用于变压器故障诊断[16]和高压输电线路雷击故障测距研究[17],但在电能质量检测中的应用尚未见报道,较之HHT和LMD,VMD有坚实的理论基础,在抗噪性、频率相近信号的模态分离和重构信号方面表现出优异的性能。本文分别采用VMD、HHT和LMD对电能质量扰动信号进行分解,通过Hilbert变换提取各模态的瞬时幅值和瞬时频率进行对比分析,证明所提方法的准确性和优越性。

收稿日期:2017-05-10;**修回日期**:2017-09-01
基金项目:河南省创新型科技人才队伍建设工程项目(C20150034);河南省基础与前沿技术研究计划项目(162300410042);河南省高等学校重点科研项目(18A460006);郑州工程技术学院科技创新团队建设计划资助项目(CXTD2017K1)
Project supported by the Henan Province Construction Project of Innovative Science and Technology Talent Team(C2015-0034),the Basic and Frontier Technology Research Program of Henan Province(162300410042),the Key Research Project of Henan Higher Education Institutions(18A460006) and the Construction Plan of Scientific and Technological Innovation Team of Zhengzhou Engineering Institute(CXTD2017K1)

1 VMD原理与算法

1.1 VMD原理

VMD是一种可变尺度的信号处理方法,经典维纳滤波、Hilbert变换和频率混合构成了VMD的基石。VMD的目的是将一个实值的输入信号x分解为系列离散的模态u_k之和,每个模态u_k紧密地围绕一个中心ω_k脉动,ω_k在分解过程中被确定,K为预设的尺度。原始的经验模态分解(EMD)要求模态的局部极值和过零点的数目相差最多1个。在VMD中,根据调制标准对模态进行了重新定义。

定义1 模态是调幅调频(AM-FM)信号,可

表示为：

$$u_k(t)=A_k(t)\cos\phi_k(t) \tag{1}$$

其中，$\phi_k(t)$为相位，是非递减函数，其导数 $\phi'_k(t)\geqslant 0$；$A_k(t)\geqslant 0$ 为包络函数；包络函数 $A_k(t)$和瞬时频率 $\omega_k(t)=\phi'_k(t)$的变化速度比 $\phi_k(t)$的变化速度慢。

为了评估模态的带宽，提出以下方案：

a. 对每个模态 u_k 通过 Hilbert 变换计算相应的解析信号，获得单边频谱；

b. 对每个模态通过与指数混合解调到各自估计的中心频率，将模态的频谱转换到基带；

c. 通过解调信号的高斯平滑，即梯度的 L^2 范数，在线估计每个模态的带宽。

所得约束变分问题如下：

$$\begin{cases}\min\limits_{\{u_k\},\{\omega_k\}}\left\{\sum\limits_k\left\|\partial_t\left[\left(\delta(t)+\dfrac{\mathrm{j}}{\pi t}\right)u_k(t)\right]\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega kt}\right\|_2^2\right\}\\ \text{s.t.}\ \sum\limits_k u_k=x\end{cases} \tag{2}$$

其中，$\{u_k\}=\{u_1,u_2,\cdots,u_K\}$为所有模态的集合；$\{\omega_k\}=\{\omega_1,\omega_2,\cdots,\omega_K\}$为相应模态的中心频率的集合；$K$ 为预设的分解尺度。

为了使上述变分问题不受约束，引入二次惩罚因子 α 和拉格朗日乘子 λ。增广拉格朗日 L 的表达式为：

$$\begin{aligned}L(\{u_k\},\{\omega_k\},\lambda)=&\\ \alpha\sum_k\left\|\partial_t\left[\left(\delta(t)+\frac{\mathrm{j}}{\pi t}\right)u_k(t)\right]\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_k t}\right\|_2^2+&\\ \langle\lambda(t),x(t)-\sum_k u_k(t)\rangle&\end{aligned} \tag{3}$$

上述变分问题等同于在迭代子优化中寻找增广拉格朗日 L 的鞍点，VDM 中采用交替方向乘子法(ADMM)，通过更新 u_k^{n+1}、ω_k^{n+1} 和 λ^{n+1}(n 为迭代次数)解决这一问题。

u_k 的更新相当于求解式(4)最小化问题：

$$\begin{aligned}u_k^{n+1}=\underset{u_k\in X}{\operatorname{argmin}}\left\{\alpha\left\|\partial_t\left[\left(\delta(t)+\frac{\mathrm{j}}{\pi t}\right)u_k(t)\right]\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_k t}\right\|_2^2+\right.&\\ \left.\left\|x(t)-\sum_i u_i(t)+\frac{\lambda(t)}{2}\right\|_2^2\right\}&\end{aligned} \tag{4}$$

其中，$\omega_k=\omega_k^{n+1}$；$\sum\limits_i u_i(t)=\sum\limits_{i\neq k}u_i^{n+1}(t)$；$X$ 为 u_k 的全部可取集合。

在 L^2 范数下，利用 Parseval／Plancherel 傅里叶等距变换将上述问题转换到频域：

$$\begin{aligned}\hat u_k^{n+1}=\underset{\hat u_k,u_k\in X}{\operatorname{argmin}}\left\{\alpha\left\|\mathrm{j}\omega[1+\operatorname{sgn}(\omega+\omega_k)]\hat u_k(\omega+\omega_k)\right\|_2^2+\right.&\\ \left.\left\|\hat x(\omega)-\sum_i\hat u_i(\omega)+\frac{\hat\lambda(\omega)}{2}\right\|_2^2\right\}&\end{aligned} \tag{5}$$

其中，$\operatorname{sgn}(\omega+\omega_k)=(\omega+\omega_k)/|\omega+\omega_k|$；$\hat x(\omega)$为信号 $x(t)$的傅里叶变换；ω 为随机频率。

用 $\omega-\omega_k$ 替代 ω，则有：

$$\begin{aligned}\hat u_k^{n+1}=\underset{\hat u_k,u_k\in X}{\operatorname{argmin}}\left\{\alpha\left\|\mathrm{j}(\omega-\omega_k)[1+\operatorname{sgn}(\omega)]\hat u_k(\omega)\right\|_2^2+\right.&\\ \left.\left\|\hat x(\omega)-\sum_i\hat u_i(\omega)+\frac{\hat\lambda(\omega)}{2}\right\|_2^2\right\}&\end{aligned} \tag{6}$$

在重建的逼近项中，利用实信号的共轭对称性，可将式(6)转化为非负频率的半空间积分形式：

$$\begin{aligned}\hat u_k^{n+1}=\underset{\hat u_k,u_k\in X}{\operatorname{argmin}}\left\{\int_0^\infty\left[4\alpha(\omega-\omega_k)^2\left|\hat u_k(\omega)\right|^2+\right.\right.&\\ \left.\left.2\left|\hat x(\omega)-\sum_i\hat u_i(\omega)+\frac{\hat\lambda(\omega)}{2}\right|^2\right]\mathrm{d}\omega\right\}&\end{aligned} \tag{7}$$

对于正频率而言，令 $\hat u_k=0$，很容易得到这个二次优化问题的解为：

$$\hat u_k^{n+1}(\omega)=\frac{\hat x(\omega)-\sum\limits_{i\neq k}\hat u_i(\omega)+\dfrac{\hat\lambda(\omega)}{2}}{1+2\alpha(\omega-\omega_k)^2} \tag{8}$$

$\hat u_k^{n+1}(\omega)$相当于当前剩余信号的维纳滤波；实模式的全谱可通过共轭对称获得。对$\{\hat u_k(\omega)\}$进行傅里叶逆变换，其实部则为$\{u_k(t)\}$。

在式(3)和式(4)中，中心频率 ω_k 仅出现在等号右边第一项中，所以 ω_k 的更新可用式(9)描述。

$$\omega_k^{n+1}=\underset{\omega_k}{\operatorname{argmin}}\left\{\left\|\partial_t\left[\left(\delta(t)+\frac{\mathrm{j}}{\pi t}\right)u_k(t)\right]\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_k t}\right\|_2^2\right\} \tag{9}$$

与 u_k 一样，可在傅里叶域优化 ω_k，最终优化为：

$$\omega_k^{n+1}=\underset{\omega_k}{\operatorname{argmin}}\left\{\int_0^\infty(\omega-\omega_k)^2\left|\hat u_k(\omega)\right|^2\mathrm{d}\omega\right\} \tag{10}$$

上述二次优化问题中心频率的解为：

$$\omega_k^{n+1}=\frac{\int_0^\infty\omega\left|\hat u_k(\omega)\right|^2\mathrm{d}\omega}{\int_0^\infty\left|\hat u_k(\omega)\right|^2\mathrm{d}\omega} \tag{11}$$

新的 ω_k 设置为相应模态功率谱重心的中心。

1.2　VMD 算法

进一步完善 ADMM，合适的地方可直接在傅里叶域优化，得到完整的 VMD 算法步骤如下。

a. 初始化参数$\{\hat u_k^1\}$、$\{\omega_k^1\}$、$\hat\lambda^1$、n。

b. 根据式(8)和式(11)更新 u_k^{n+1}和 ω_k^{n+1}。

c. 根据式(12)更新 λ_k^{n+1}：

$$\hat\lambda^{n+1}(\omega)\leftarrow\hat\lambda^n(\omega)+\tau\left(\hat f(\omega)-\sum_k u_k^{n+1}(\omega)\right) \tag{12}$$

其中，τ 为拉格朗日乘子更新参数。

d. 设定误差 ε，若$\sum\limits_k\left\|\partial\hat u_k^{n+1}-\hat u_k^n\right\|_2^2/\left\|\hat u_k^{n+1}\right\|_2^2<\varepsilon$，则终止迭代；否则返回步骤 **b**。

2　基于 VMD 和 Hilbert 变换的电能质量扰动检测方法

对输入信号进行傅里叶变换，确定 VMD 的预设尺度 K。然后，运用 VMD 可将电能质量扰动信号

$x(t)$分解成系列模态函数之和,且每个模态是调频调幅函数。通过 Hilbert 解调获取相应模态的瞬时幅值和瞬时频率。具体步骤如下。

a. 对输入信号 $x(t)$进行傅里叶变换,确定预设分解尺度 K。

b. 利用 VMD 将 $x(t)$分解成 K 个模态,即:

$$x(t)=u_1(t)+u_2(t)+\cdots+u_K(t) \tag{13}$$

c. 对模态 $u_i(t)$进行 Hilbert 变换,获取相应的瞬时幅值 $a_i(t)$和瞬时频率 $f_i(t)$。

$$\bar{u}_i(t)=\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\frac{u_i(\tau)}{t-\tau}\mathrm{d}\tau \tag{14}$$

相应的解析信号表达式为:

$$u_{\mathrm{A}}(t)=u_i(t)+\mathrm{j}\bar{u}_i(t)=a_i(t)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_i(t)} \tag{15}$$

定义 $a_i(t)$为模态 $u_i(t)$的瞬时幅值,$\phi_i(t)$为 $u_i(t)$的相位函数,则有:

$$\begin{cases}a_i(t)=(u_i^2(t)+\bar{u}_i^2(t))^{1/2}\\ \phi_i(t)=\arctan(\bar{u}_i(t)/u_i(t))\end{cases} \tag{16}$$

对相位函数求导可得 $u_i(t)$的瞬时频率 $f_i(t)$:

$$f_i(t)=\frac{1}{2\pi}\frac{\mathrm{d}\phi_i(t)}{\mathrm{d}t} \tag{17}$$

本文根据 $a_i(t)$和 $f_i(t)$进行扰动信号的瞬时幅值、瞬时频率以及扰动起止时刻的检测。

3 算例仿真

3.1 单一扰动信号分析

3.1.1 电压暂升

电压暂升信号的数学表达式为:

$$x_1(t)=[1+0.45(\varepsilon(t_2)-\varepsilon(t_1))]\sin(2\pi ft) \tag{18}$$

其中,$t_1=0.07$ s;$t_2=0.17$ s;$f=50$ Hz;采样频率为 2 000 Hz;时长为 0.24 s。用 MATLAB2011 模拟产生相应的扰动信号。$x_1(t)$及其傅里叶谱如图 1 所示(纵轴为标幺值)。由傅里叶谱可知,应用 VMD 分析 $x_1(t)$时尺度设置为 1。图 2 为应用 VMD、HHT 和 LMD 分析 $x_1(t)$时获取的模态函数曲线(VMD 中 $\varepsilon=10^{-6}$,$\alpha=2\,000$,$\tau=0.3$;HHT 采用 Rilling 编写程序,参数取为默认值;LMD 参数设置和文献[13]相同),图中幅值为标幺值。由图 2 可知,VMD 将 $x_1(t)$分解为一个固有模态函数 u_1;而 HHT 和 LMD 分别将 $x_1(t)$分解成 c_1 和 p_{fl} 及相应的残差信号。显而易见,u_1、c_1 和 p_{fl} 均为检测的暂升信号,它们与 $x_1(t)$之间的误差曲线如图 3 所示(纵轴为标幺值)。由图 3 可知,通过 VMD 方法获取的暂升信号与 $x_1(t)$的误差最小。运用 Hilbert 变换求取的 u_1 和 c_1 的瞬时幅频信息以及通过 LMD 获取的 p_{fl} 的瞬时幅频信息如图 4 所示(幅值为标幺值)。从图 4 可知,分析暂升信号时,VMD 方法可以和 HHT 方法相媲美;LMD 方法获取的瞬时幅值和瞬时频率曲线虽然比较平滑,但不能精确定位扰动的发生与恢复时刻。

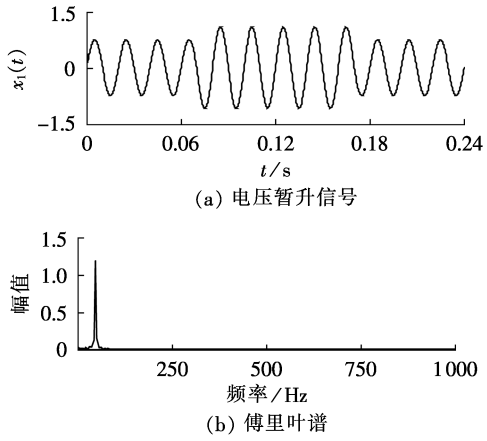


图 1 电压暂升信号及其傅里叶谱

Fig.1 Voltage swell signal and its Fourier spectrum

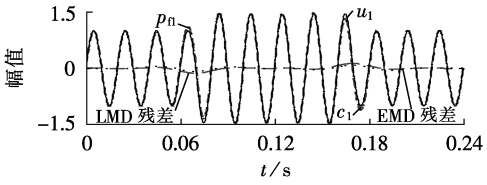


图 2 VMD、EMD 和 LMD 分析 $x_1(t)$的分解结果

Fig.2 Decomposition results of $x_1(t)$ based on VMD, EMD and LMD

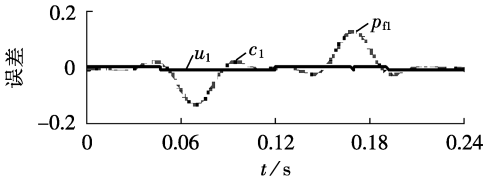


图 3 误差曲线

Fig.3 Error curves

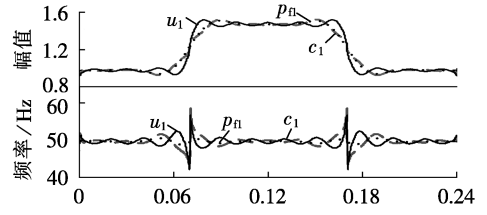


图 4 电压暂升信号分析结果

Fig.4 Analysis results of voltage swell signal

3.1.2 电压中断

电压中断信号的数学表达式为:

$$x_2(t)=[1-\beta(\varepsilon(t_4)-\varepsilon(t_3))]\sin(2\pi ft) \tag{19}$$

其中,$t_3=0.06$ s;$t_4=0.18$ s;采样频率为 2 000 Hz;采样时长为 0.24 s。β 分别取 0.92 和 1,得到的仿真信号及其 VMD、HHT 和 LMD 的时频分析结果如图 5 所示($x_2(t)$、幅值为标幺值)。从图 5 可知,$\beta=0.92$ 时,较之 HHT 和 LMD,VMD 获取的电压中断信号在突变点处的效果更好;$\beta=1$ 时,HHT 和 LMD 方法均不适用,而 VMD 方法可以准确地检测扰动信号

发生的起止时刻以及瞬时幅值信息。

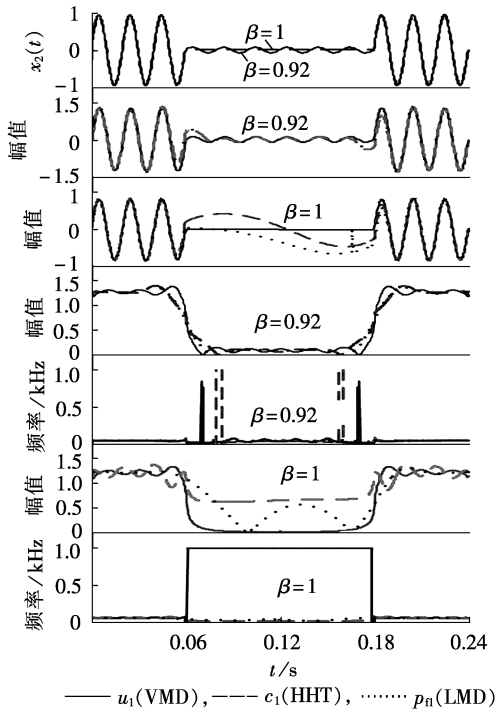


图 5　电压中断信号分析结果

Fig.5　Analysis results of voltage interrupt signal

3.1.3　暂态振荡

暂态振荡信号的数学表达式为:

$$x_3(t)=\sin(\omega t)+0.7\mathrm{e}^{-25(t-t_5)}(\varepsilon(t_6)-\varepsilon(t_5))\sin(10\omega t) \tag{20}$$

其中,$\omega=2\pi f$;$t_5=0.084$ s,$t_6=0.12$ s;采样频率为 2 000 Hz;时长为 0.24 s。$x_3(t)$和相应的 VMD($K=2$)、LMD 和 HHT 的时频分析结果如图 6 所示($x_3(t)$、幅值为标幺值)。图 6 中 u_1 和 u_2 为 $x_3(t)$基于 VMD 的分解结果,u_2 为暂态振荡信号,u_1 为基波;而 LMD 和 HHT 分离出的 p_{fl} 和第一阶本征模态函数(IMF)分量 c_1 既含有基波又含有振荡信号,发生了模态混叠;HHT 方法需结合 c_1 的瞬时频率和瞬时幅值才能确定扰动发生与恢复时刻,并且瞬时幅频曲线波动较大;LMD 方法获取的瞬时幅值曲线波动较小,但无法准确获取扰动的发生与恢复时刻和扰动信号频率,VMD 方法可准确获取扰动信号的发生与恢复时刻,并且瞬时幅值和瞬时频率曲线较平滑。

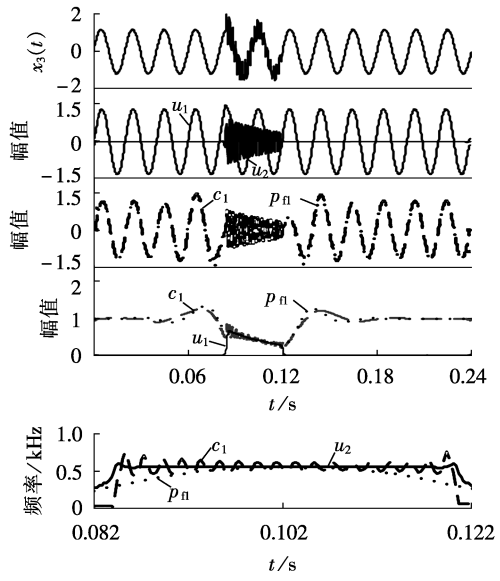


图 6　暂态振荡信号的分析结果

Fig.6　Analysis results of transient oscillation signal

由于 HHT 和 LMD 的端点效应以及 Hilbert 的边际飞翼现象,求取的单一信号扰动信号的幅值和频率有少许波动,通过计算波动幅值和频率的平均值,可得基于 VMD、HHT 和 LMD 方法的单一暂态扰动检测结果如表 1 所示(表中扰动幅值为标幺值)。

由表 1 可知,VMD 的定位精度可与 HHT 方法相媲美,LMD 方法的定位能力较差;对于电压中断信号($\beta=1$),VMD 对幅值的检测精度要比 HHT 和 LMD 方法好很多;对于振荡信号,VMD 方法检测的幅值和频率更准确。

3.2　复合扰动信号检测

3.2.1　复合扰动 1

暂态谐波失真信号的数学表达式为:

$$x_4(t)=\sin(\omega t)+[0.6\sin(3\omega t)+0.4\sin(5\omega t)]\times(\varepsilon(t_7)-\varepsilon(t_8)) \tag{21}$$

其中,$t_7=0.08$ s;$t_8=0.14$ s;采样频率为 2 000 Hz;时长为 0.24 s。

$x_4(t)$及其傅里叶谱和相应的 VMD($K=3$)时频分析结果如图 7 所示(图中 $x_4(t)$、u_1、u_2、u_3、幅值为标幺值)。由图 7 中 $x_4(t)$的傅里叶谱确定 VMD 预设分解尺度为 3;从图 7 可知,VMD 有效地从 $x_4(t)$中分离出基波 u_1、3 次谐波 u_2 和 5 次谐波 u_3。分别

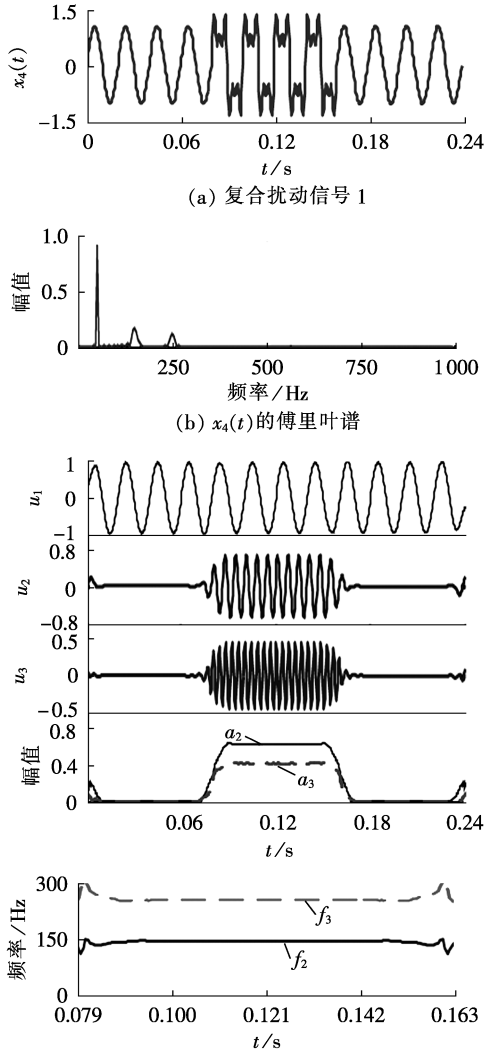
表 1　基于 LMD、HHT 和 VMD 的单一暂态扰动检测结果

Table 1　Detection results of single transient disturbance based on LMD, HHT and VMD

扰动类型	起始时间/s				终止时间/s				扰动幅值				频率/Hz			
	理论值	测量值			理论值	测量值			实际值	测量值			实际值	测量值		
		VMD	LMD	HHT		VMD	LMD	HHT		VMD	LMD	HHT		VMD	LMD	HHT
电压暂升	0.070	0.0705	0.532	0.0705	0.17	0.17	0.1815	0.17	0.45	0.4515	0.447	0.4455	*	*	*	*
电压中断 1	0.060	0.06	0.042	0.06	0.18	0.1805	0.199	0.1805	0.92	0.91965	0.91965	0.91252	*	*	*	*
电压中断 2	0.060	0.06	0.046	0.06	0.18	0.1805	0.2013	0.1805	1	0.9973	×	0.4663	*	*	*	*
暂态振荡	0.084	0.08425	0.071	0.085	0.12	0.1204	0.139	0.1191	0.70	0.6935	0.6897	0.7708	500	500.1	508.6	509.8

注:* 表示无需检测;× 表示检测不出;后同。

对 u_2 和 u_3 进行 Hilbert 变换,得到相应的瞬时幅值和瞬时频率。



(a) 复合扰动信号 1

(b) $x_4(t)$的傅里叶谱

(c) VMD 时频分析结果

图 7 暂态谐波扰动信号分析结果

Fig.7 Analysis results of transient harmonic disturbance signal

为了考察本文所提方法的抗噪性能,其他条件不变,在 $x_4(t)$中分别加入信噪比(SNR)为 50 dB、40 dB和 30 dB 的噪声,相应的瞬时幅值和瞬时频率曲线如图 8 所示(幅值为标幺值)。从图 8 可知,当 SNR 为 50 dB 和 40 dB 时,幅频曲线受噪声影响很小;当 SNR 为 30 dB 时,仍可获取瞬时幅值和瞬时频率曲线,但其存在明显的波动。基于 VMD 的暂态谐波失真信号检测结果如表 2 所示(表中扰动幅值为标幺值)。从表 2 可知,SNR 不小于 40 dB 时,扰动幅值和频率的检测结果受噪声影响很小;当 SNR 不小于 30 dB 时,对检测的扰动起止时刻没有影响;当 SNR 为 30 dB 时,检测的扰动幅值和频率误差虽然较大,但均小于 1.4 %。说明本文所提方法具有较好的检测精度和良好的抗噪性能。

另外,从实验结果发现(限于篇幅,省略分解结果),当 SNR 为 20 dB 时,VMD 不能正确分离基波、3 次谐波和 5 次谐波,因而无法检测。

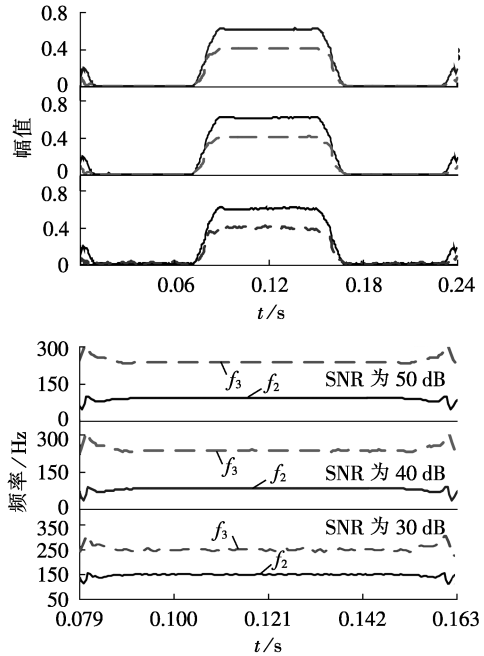


图 8 不同 SNR 下的瞬时幅值和瞬时频率曲线

Fig.8 Instantaneous amplitude and instantaneous frequency curves with different SNRs

表 2 基于 VMD 的暂态谐波扰动检测结果

Table 2 Detection results of transient harmonic disturbance based on VMD

SNR/dB	起始时间/s		终止时间/s		扰动幅值		频率/Hz	
	理论值	测量值	理论值	测量值	实际值	测量值	实际值	测量值
0	0.08	0.081	0.16	0.16	0.6	0.5996	150	150.05
	0.08	0.081	0.16	0.16	0.4	0.3998	250	250
50	0.08	0.081	0.16	0.16	0.6	0.6002	150	149.9
	0.08	0.081	0.16	0.16	0.4	0.4002	250	250.1
40	0.08	0.081	0.16	0.16	0.6	0.6033	150	150.05
	0.08	0.081	0.16	0.16	0.4	0.3994	250	250.4
30	0.08	0.081	0.16	0.16	0.6	0.6080	150	149.6
	0.08	0.081	0.16	0.16	0.4	0.4057	250	249.45

3.2.2 复合扰动 2

电压暂降和电压振荡的复合扰动信号的表达式为:

$$x_5(t)=[1-\alpha(\varepsilon(t_{10})-\varepsilon(t_9))]\sin(2\pi f_1 t)+0.7\mathrm{e}^{-25(t-t_{11})}(\varepsilon(t_{12})-\varepsilon(t_{11}))\sin(2\pi f_2 t) \quad (22)$$

其中,$f_1=50$ Hz;$f_2=500$ Hz;$t_9=0.04$ s;$t_{10}=0.18$ s;$t_{11}=0.08$ s;$t_{12}=0.12$ s;采样频率为 2 000 Hz;时长为 0.24 s。图 9 为不同 SNR 时 VMD 方法获取的幅频曲线(图中幅值为标幺值)。

由图 9 可知,当 SNR 不小于 30 dB 时,随着噪声增加,幅频曲线波动增大,但联合瞬时幅值和瞬时频率信息仍可检测电压暂降幅值、振荡信号的幅值和频率,还可确定扰动的起止时刻。相应的检测

结果如表 3 所示(表中扰动幅值为标幺值)。从表 3 可知，当 SNR 不小于 30 dB 时，检测的幅值、频率以及起止时刻具有较高的精度。

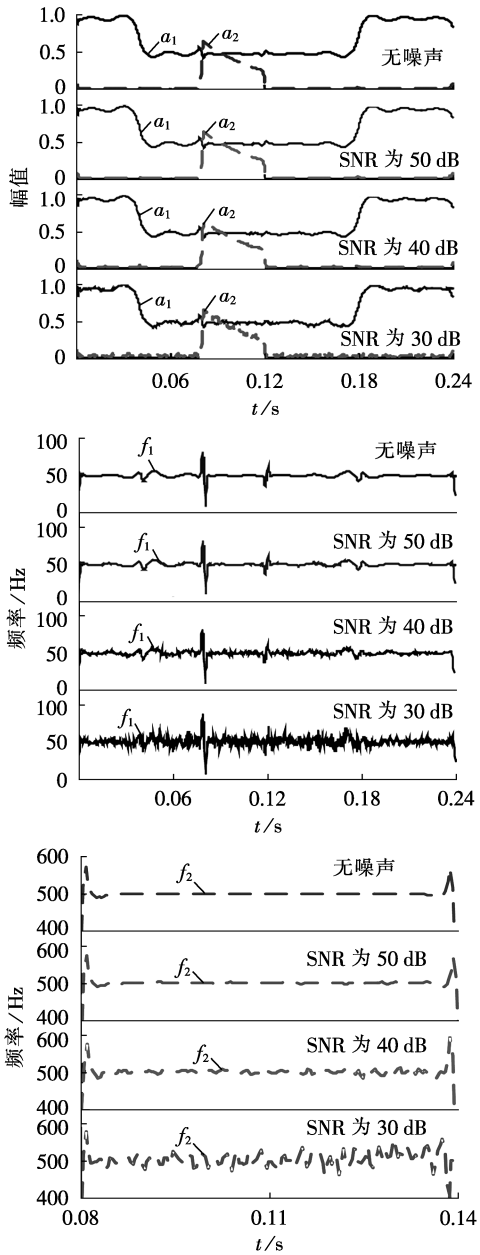


图 9　不同 SNR 下复合扰动信号 2 的幅频曲线

Fig.9　Amplitude-frequency curves of composite disturbance signal 2 with different SNRs

表 3　基于 VMD 的电压暂降加振荡扰动的检测结果

Table 3　Detection results of voltage sag and oscillation disturbance based on VMD

SNR/dB	起始时间/s		终止时间/s		扰动幅值		频率/Hz	
	理论值	测量值	理论值	测量值	实际值	测量值	实际值	测量值
0	0.04	0.0415	0.18	0.179	0.5	0.5001	50	*
	0.08	0.0805	0.12	0.12	0.7	0.6783	500	500
50	0.04	0.0415	0.18	0.179	0.5	0.5012	50	*
	0.08	0.0805	0.12	0.12	0.7	0.6799	500	499.9
40	0.04	0.4175	0.18	0.1792	0.5	0.4985	50	*
	0.08	0.0805	0.12	0.12	0.7	0.6842	500	502.55
30	0.04	0.0320	0.18	0.12	0.5	0.50245	50	*
	0.08	0.0805	0.12	0.12	0.7	0.7043	500	504.95

4　实测信号分析

数据背景为某 500 kV 变电站 35 kV 侧投运电容器组时发生了 35 kV 南母中间电压互感器高压保险 B 相熔断、爆炸事故。经电容器组投入实验得知：由于电抗元件饱和形成自身铁磁谐振而引起的过流是造成熔断器异常熔断的主要原因。图 10 为电容器组投入时 B 相电压 U_B 局部波形(0~2.0 s)以及电容器组投入前后 U_B 的频谱。

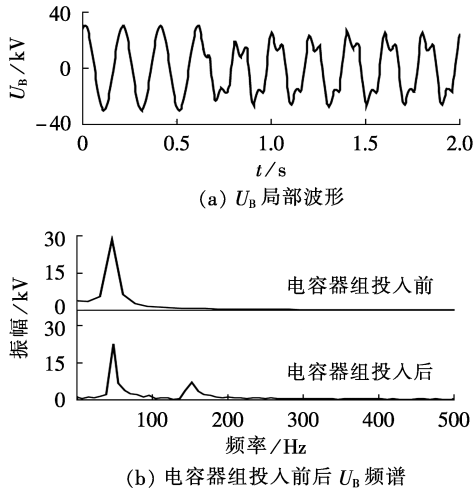


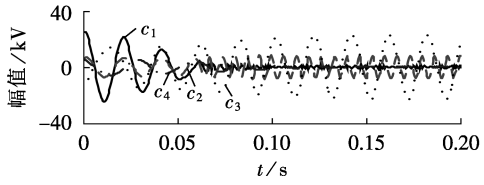
图 10　投入电容器组时的 U_B 及投入前后 U_B 的频谱

Fig.10　Curve of U_B when switching capacitor bank and frequency spectrum of U_B before and after switching capacitor bank

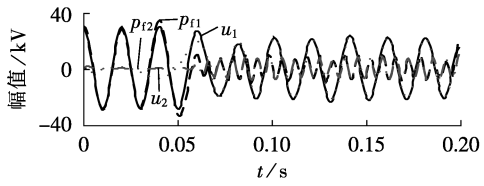
从图 10 可知，投入电容器组时基波电压下降并且出现了 3 次谐波成分。分别运用 HHT、LMD 和 VMD 对图 10 所示的电压 U_B 进行分解，得到的系列分量如图 11 所示。从图 11(a)可知，利用 HHT 分解 U_B 发生了明显的模态混叠，c_1、c_2 和 c_3 中均有基波成分，很难确定电容器组投入后基波如何变化；另外，c_2 中还存在 3 次谐波，c_1 中含有噪声成分；从 c_1 中含噪声可知，发生模态混叠的主要原因是 HHT 对噪声比较敏感，HHT 将噪声信号作为固有模态函数从 U_B 中分离出。从图 11(b)可知，LMD 将 U_B 分解成 p_{f1}、p_{f2}，p_{f1} 包含基波和 3 次谐波，也发生了模态混叠，p_{f2} 是基波成分；VMD 将 U_B 分解成 u_1、u_2，u_1 是基波，u_2 是 3 次谐波。较之 HHT 和 LMD，VMD 在分解 U_B 时没有发生模态混叠。

对图 11(b)中的信号基于 LMD 和 VMD 的时频分析结果如图 12 所示。

从图 12 可知，LMD 方法需根据 p_{f2} 的瞬时幅值 a_2、p_{f2} 的瞬时频率 f_{pf2} 和 p_{f1} 的瞬时频率 f_{pf1} 判断基波下降及其幅值；要联合 p_{f1} 的瞬时幅值 a_1 和 p_{f1} 的瞬时频率 f_{pf1} 才能确定产生了 3 次谐波及其幅值。



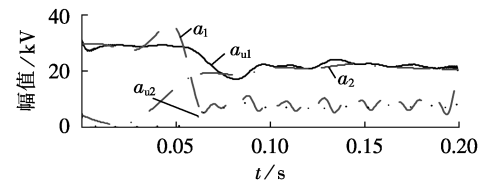
(a) U_B 基于 HHT 的分解结果



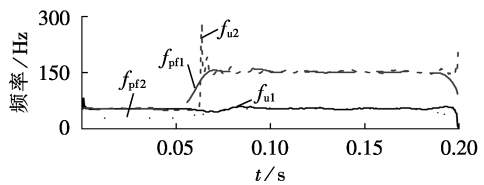
(b) U_B 基于 LMD 和 VMD 的分解结果

图 11 基于 HHT、LMD 和 VMD 的 U_B 分解结果

Fig.11 Decomposition results of U_B based on HHT, LMD and VMD



(a) 瞬时幅值



(b) 瞬时频率

图 12 图 11(b)中分量基于 LMD 和 VMD 的时频分析结果

Fig.12 Time-frequency analysis results of components in fig.11(b) based on LMD and VMD

而 VMD 方法直接根据 u_1 的瞬时幅值 a_{u1} 即可判断基波下降及其幅值；根据 u_2 的瞬时幅值 a_{u2} 和 u_2 的瞬时频率 f_{u2} 可确定 3 次谐波的幅值及其频率跳变点。

由于瞬时幅值和瞬时频率有少许波动，分别计算电容器组投入前后的平均值作为检测值；根据 f_{u2} 和 f_{pf1} 的跳变点作为基波暂降和 3 次谐波发生时刻。则基于 LMD 和 VMD 的检测结果与根据电容器组投入前后 U_B 的频谱所得结果如表 4 所示。

表 4 基于 LMD 和 VMD 的检测结果和电容器组投入前后 U_B 频谱所得结果

Table 4 Detection results based on LMD and VMD and results obtained from frequency spectrum of U_B before and after switching capacitor bank

分析方法	基波幅值/kV		3 次谐波幅值/kV	频率成分/Hz		投入时刻/s
	投入前	投入后		投入前	投入后	
实际值	28.12	21.14	7.103	50.00	50,150	0.066
LMD	28.83	21.62	7.115	50.03	50.05,150.8	0.063
VMD	28.76	21.58	7.108	50.02	50.02,150.6	0.066

从图 11、图 12 可知，较之 HHT 和 LMD 方法，VMD 没有发生模态混叠，VMD 的抗噪能力强于 HHT。从表 4 可知，VMD 和 LMD 对幅值、频率的检测能力相当，但 VMD 方法的定位能力强于 LMD。

5 结论

a. 分析单分量扰动信号时，VMD 的定位能力可以和 HHT 方法相媲美；较之 HHT 和 LMD，VMD 提取的扰动信号误差较小。

b. 电压中断信号分析结果表明，VMD 可以检测不同时间起点和不同时间域的扰动信号，而 LMD 和 HHT 检测不同时间起点和不同时间域的扰动信号的效果较差。

c. HHT 和 LMD 容易出现模态混叠，而 VMD 可正确分离基波、振荡信号、3 次谐波和 5 次谐波信号；另外，VMD 的抗噪能力强于 HHT。

需要说明的是，VMD 作为新提出的信号分析方法还存在一些问题，如惩罚参数 α、迭代终止条件(本文 $\alpha=2000$，$\varepsilon=10^{-6}$)等问题需进一步研究。

参考文献：

[1] 朱玲，刘志刚，胡巧琳，等. 基于 CWD 谱峭度的暂态电能质量扰动识别[J]. 电力自动化设备，2014，34(2)：125-131.
ZHU Ling，LIU Zhigang，HU Qiaolin，et al. Recognition of transient power quality disturbances based on CWD spectral kurtosis [J]. Electric Power Automation Equipment，2014，34(2)：125-131.

[2] 丁建光，张沛超. 基于 Hoeffding Tree 的电能质量在线扰动分类[J]. 电力自动化设备，2014，34(9)：84-89.
DING Jianguang，ZHANG Peichao. Online power quality disturbance classification based on Hoeffding Tree [J]. Electric Power Automation Equipment，2014，34(9)：84-89.

[3] 王成山，王继东. 基于小波包分解的电能质量扰动分类方法[J]. 电网技术，2004，28(15)：78-82.
WANG Chengshan，WANG Jidong. Classification method of power quality disturbance based on wavelet packet decomposition[J]. Power System Technology，2004，28(15)：78-82.

[4] 冯浩，周雒维，刘毅. 基于复小波变换的暂态电能质量扰动检测与分类[J]. 电网技术，2010，34(3)：91-95.
FENG Hao，ZHOU Luowei，LIU Yi. Detection and classification of transient power quality disturbances based on complex wavelet transform [J]. Power System Technology，2010，34(3)：91-95.

[5] 徐方维，杨洪耕，叶茂清，等. 基于改进 S 变换的电能质量扰动分类[J]. 中国电机工程学报，2012，32(4)：77-84.
XU Fangwei，YANG Honggeng，YE Maoqing，et al. Classification for power quality short duration disturbances based on generalized S-transform[J]. Proceedings of the CSEE，2012，32(4)：77-84.

[6] 徐志超，杨玲君，李晓明. 基于聚类改进 S 变换与直接支持向量机的电能质量扰动识别[J]. 电力自动化设备，2015，35(7)：50-58，73.
XU Zhichao，YANG Lingjun，LI Xiaoming. Power quality disturbance identification based on clustering-modified S-transform and direct support vector machine[J]. Electric Power

Automation Equipment,2015,35(7):50-58,73.

[7] 王宁,李林川,贾清泉,等. 应用原子分解的电能质量扰动信号分类方法[J]. 中国电机工程学报,2011,31(4):51-58.
WANG Ning,LI Linchuan,JIA Qingquan,et al. Classification of power quality disturbance signals using atomic decomposition method[J]. Proceedings of the CSEE,2011,31(4):51-58.

[8] 曲正伟,郝婉茹,王宁. 原子分解快速算法在电能质量扰动分析中的应用[J]. 电力自动化设备,2015,35(10):145-150.
QU Zhengwei,HAO Wanru,WANG Ning. Application of atomic rapid decomposition algorithm in power quality disturbance analysis[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(10):145-150.

[9] 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.

[10] 黄奂,吴杰康. 基于经验模态分解的电能质量扰动信号定位方法[J]. 电网技术,2010,34(5):41-45.
HUANG Huan,WU Jiekang. A method to locate power quality disturbing signal based on empirical mode decomposition[J]. Power System Technology,2010,34(5):41-45.

[11] 黄传金,曹文思,陈铁军,等. 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[J]. 电力自动化设备,2013,33(9):68-73,81.
HUANG Chuanjin,CAO Wensi,CHEN Tiejun,et al. Application of local mean decomposition in power quality disturbance detection[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(9):68-73,81.

[12] 宋海军,黄传金,刘宏超,等. 基于改进 LMD 的电能质量扰动检测新方法[J]. 中国电机工程学报,2014,34(10):1700-1708.
SONG Haijun,HUANG Chuanjin,LIU Hongchao,et al. A new power quality disturbance detection method based on the improved LMD[J]. Proceedings of the CSEE,2014,34(10):1700-1708.

[13] 黄传金,陈铁军,张国志,等. 基于局部均值分解的同步电机参数辨识方法[J]. 电力自动化设备,2015,35(12):66-72.
HUANG Chuanjin,CHEN Tiejun,ZHANG Guozhi,et al. Synchronous motor parameter identification based on LMD[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(12):66-72.

[14] DRAGOMIRETSKIY K,ZOSSO D. Variational mode decomposition[J]. IEEE Transactions on Signal Processing,2014,62(3):531-544.

[15] 刘长良,武英杰,甄成刚. 基于变分模态分解和模糊 C 均值聚类的滚动轴承故障诊断[J]. 中国电机工程学报,2015,35(13):3358-3365.
LIU Changliang,WU Yingjie,ZHEN Chenggang. Rolling bearing fault diagnosis based on variational mode decomposition and fuzzy C means clustering[J]. Proceedings of the CSEE,2015,35(13):3358-3365.

[16] 高艳丰,朱永利,闫红艳,等. 基于 VMD 和 TEO 的高压输电线路雷击故障测距研究[J]. 电工技术学报,2016,31(1):24-33.
GAO Yanfeng,ZHU Yongli,YAN Hongyan,et al. Study on lighting fault locating of high-voltage transmission lines based on VMD and TEO[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2016,31(1):24-33.

[17] 张宁,朱永利,高艳丰,等. 基于变分模态分解和概率密度估计的变压器绕组变形在线检测方法[J]. 电网技术,2016,40(1):297-302.
ZHANG Ning,ZHU Yongli,GAO Yanfeng,et al. An on-line detection method of transformer winding deformation based on variational mode decomposition and probability density estimation[J]. Power System Technology,2016,40(1):297-302.

作者简介:

黄传金(1974—),男,河南信阳人,副教授,硕士,研究方向为机电工程信号分析与处理(**E-mail**:zzdxhcj@163.com)。

A new detection method of power quality disturbance based on VMD

HUANG Chuanjin[1,2],ZHOU Tong[3]

(1. Electromechanical and Vehicle Engineering,Zhongzhou Institute of Technology,Zhengzhou 450044,China;
2. School of Mechanical Engineering,Zhejiang University,Hangzhou 310007,China;
3. Research Department,Zhongzhou Institute of Technology,Zhengzhou 450044,China)

Abstract:In order to extract the characteristics of disturbance signal more accurately,a new method based on VMD(Variational Mode Decomposition) is proposed to detect power quality disturbance. The proposed method is composed of VMD and HT(Hilbert Transform). Firstly,Fourier transform of disturbance signal is used to determine the preset decomposition scale of VMD. Then,the disturbance signal is decomposed into the sum of a series of AM-FM functions by VMD. Finally,the instantaneous amplitude and instantaneous frequency of AM-FM signal are obtained by HT and then the characteristics of disturbance signal are determined. Compared with Hilbert-Huang transform and local mean decomposition method,VMD method can analyze the disturbance signals with different time sets,handle complex disturbances and odd harmonics with similar frequency,has no mode confusion and can obtain the instantaneous amplitude and instantaneous frequency more accurately. Analysis results of simulation signals and voltage signals when switching capacitor bank verify the feasibility and effectiveness of the proposed method.

Key words:variational mode decomposition;power quality;Hilbert transform;disturbance signal detection;instantaneous amplitude;instantaneous frequency