

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.200010

# 基于广义 S 变换突变识别的暂稳态谐波检测方法

兰金晨, 朱革兰, 李松奕

(华南理工大学电力学院, 广东 广州 510640)

**摘要:** 为解决谐波分析中经验模态分解(EMD)存在模态混叠现象与加窗插值 FFT 无法准确检测含暂态分量信号的问题, 提出一种基于广义 S 变换突变识别的谐波检测方法。首先, 使用广义 S 变换得到信号的模时频矩阵, 根据模时频矩阵中模值较大频带的能量连续性将信号分为稳态、含暂态分量信号。然后, 针对两种信号分别使用加 hanning 窗三谱线插值 FFT 和基于自适应噪声的完全集合经验模态分解(CEEMDAN)的改进 HHT 计算谐波和间谐波参数。最后, 构建稳态、含幅值突变和频率突变信号的验证表明, 该方法能自适应判别稳态、含暂态分量信号, 对两种信号均能达到较高检测精度, 具有较好的实用性。

**关键词:** 谐波及间谐波检测; 广义 S 变换; CEEMDAN; HHT; 加窗插值 FFT

## Detection method of transient and steady state harmonics based on generalized S-transform mutation recognition

LAN Jinchun, ZHU Gelan, LI Songyi

(College of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

**Abstract:** In order to solve the problem of modal aliasing in Empirical Mode Decomposition (EMD) and the fact that windowed interpolation FFT cannot accurately detect signals with transient components, a harmonic detection method based on generalized S-transform mutation recognition is proposed. First, the generalized S-transform is used to obtain the modular time-frequency matrix of the signal, and the signal is divided into steady-state signals and signals with transient components based on the energy continuity of the larger value frequency band in the modular time-frequency matrix. Then, the harmonic and interharmonic parameters for the two kinds of signals are calculated using the Hanning windowed trispectral interpolation FFT and the modified HHT based on the Complete Ensemble Empirical Mode Decomposition with Adaptive Noise (CEEMDAN). Finally, the verification of steady-state, amplitude mutation and frequency mutation signals shows that the method can distinguish the steady-state signals and signals with transient components adaptively, achieve high detection accuracy for both signals, and has good practicability.

This work is supported by Natural Science Foundation of Guangdong Province (No. 2018A030310354).

**Key words:** harmonics and interharmonics detection; generalized S-transform; CEEMDAN; HHT; windowed interpolation FFT

## 0 引言

随着电力系统电力电子化程度不断加深, 各种电力电子设备和非线性负荷在电网中得到广泛应用, 电网中的谐波和间谐波情况也越来越复杂。当系统发生扰动、故障的情况时, 信号中会存在丰富的暂态与稳态谐波分量<sup>[1]</sup>, 但是由于目前常见的谐波治理都建立在稳态谐波分量检测的基础上, 暂态

谐波分量的存在严重影响了谐波的检测精度, 导致用于谐波治理的控制系统暂态响应性能较差, 降低了谐波治理的效果。因此, 研究含暂态分量的谐波与间谐波的高精度测量方法是提升谐波控制系统暂态性能的有效手段之一。

现有的谐波检测方法主要有小波变换<sup>[2-4]</sup>、prony 算法<sup>[5-7]</sup>、快速傅里叶变换<sup>[8-9]</sup>、希尔伯特黄变换<sup>[10-12]</sup>。小波变换虽具有时频局部性的特点, 能识别含暂态分量信号, 但是由于频带混叠现象、小波基函数难以选取的问题<sup>[2]</sup>, 难以得到广泛应用。

基金项目: 广东省自然科学基金项目资助(2018A030310354)

prony 算法具有很高的频率分辨率, 但是其无法识别突变信号且对噪声极其敏感<sup>[6]</sup>, 稳定性差。快速傅里叶变换(FFT)实现简单、稳定性和实用性好, 并能够通过加窗插值等方法抑制频谱泄漏和栅栏效应, 在谐波检测应用最为广泛。根据多位学者的研究结果<sup>[13-19]</sup>表明, 加窗插值的 FFT 仍是对稳态信号检测精度最高的算法之一。但是 FFT 是对一定时间窗内的信号进行卷积, 得到的结果可以近似为该时间段的一种平均结果, 对幅值、频率突变信号的检测效果较差。希尔伯特-黄变换(HHT)是一种完全自适应的时频分析方法<sup>[20]</sup>, 可以分析非线性、非平稳信号, 适合于暂态信号的检测。但是传统的 HHT 使用经验模态分解(EMD)得到固有模态函数(IMF), 存在模态混叠现象, 影响检测精度。针对该问题, 文献[21]提出结合经验模态分解(EEMD)方法, 通过添加辅助白噪声并多次平均计算来抑制模态混叠现象, 但是最后重构出的分量中仍会含有一定的辅助噪声残留分量。文献[22]使用自适应噪声的完全集合经验模态分解(CEEMDAN)信号得到固有模态函数, CEEMDAN 在分解的每一个阶段都添加自适应的白噪声, 然后计算唯一的余量信号获取各个模态分量, 消除了重构误差并能很好地抑制模态混叠现象。但是, 基于 CEEMDAN 的改进 HHT 相比于加窗插值 FFT, 对稳态信号的检测精度较低, 影响部分不含暂态分量信号的测量精度, 无法达到最优的谐波检测效果。

针对上述问题, 结合加窗插值 FFT 对稳态信号的高检测精度和 HHT 能检测非线性、非平稳信号的特点, 本文提出一种基于 CEEMDAN 的改进 HHT 与加窗插值 FFT 结合的谐波、间谐波检测方法。首先, 使用广义 S 变换得到信号的模时频矩阵, 根据模时频矩阵中模值较大频带的能量连续性判断信号是否含有暂态分量; 然后, 根据判别结果, 自适应地使用加 hanning 窗三谱线插值 FFT 和改进 HHT 计算谐波和间谐波参数; 最后, 构建稳态、含幅值突变、频率突变信号, 对所提方法进行验证, 通过与现有方法的对比, 分析该方法适用性和检测效果。

## 1 算法原理

对于一个实际的采样信号, 并不能直接判断信号是否含有暂态分量, 若都采用同一种算法进行处理, 难以达到最优的检测效果。S 变换是一种连续小波变换(CWT)和短时傅里叶变换(STFT)相结合的时频分析方法<sup>[23-24]</sup>, 可以将一维信号映射到二维时频域中, 从而反映信号频率与时间之间的关系, 不仅可以处理非平稳信号, 且不易受到噪声的影响, 适合于较低信噪比的场合。鉴于 S 变换的这些特性, 本算法首先采用 S 变换得到信号中各频率分量幅值

与时间的关系, 从而达到识别突变的目的。

### 1.1 广义 S 变换

假设存在信号  $x(t)$ , 其 S 变换定义为

$$\begin{cases} S(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)g(\tau-t, f)e^{-j2\pi ft} dt \\ g(\tau, f) = \frac{|f|}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{f^2(\tau-t)^2}{2}} \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $f$  为频率;  $g(t)$  为高斯窗函数;  $\tau$  为控制参数, 控制高斯窗函数在时间轴上的位置;  $t$  为时间。由式(1)可知: S 变换高斯窗的高度和宽度能随着频率  $f$  自适应变换, 从而使得时频分辨率发生变换, 克服了短时傅里叶变换中时频分辨率固定不变的局限性, 同时也避免了小波变换中小波基函数的选取问题。

但是, 传统的 S 变换的高斯窗函数的形式是固定不变的, 无法根据实际测量情况作出调整, 难以适应现今日益复杂的谐波情况, 实用性受到限制。文献[25]中通过引入调节参数  $\gamma$  对高斯窗函数进行调整, 具体表达式为

$$w(\tau-t, f, \gamma) = \frac{|f|}{\sqrt{2\pi\gamma}} e^{-\frac{f^2(\tau-t)^2}{2\gamma^2}} \quad (2)$$

从而定义信号的广义 S 变换为

$$GS(\tau, f, \gamma) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)w(\tau-t, f, \gamma)e^{-j2\pi ft} dt \quad (3)$$

广义 S 变换利用  $f/\gamma$  代替 S 变换中的  $f$ , 从而控制时频分辨率的变换速度, 当  $0 < \gamma < 1$  时, 随着  $\gamma$  减小, 高斯窗函数的窗口宽度越窄, 信号的时域分辨率越高, 而当  $\gamma > 1$  时, 随着  $\gamma$  增大, 高斯窗窗口宽度越宽, 频率分辨率越高, 从而可以根据实际情况和需求调整信号的时频分辨率, 具有更好的灵活性和更广的适应范围。

在实际使用中, 由于信号是离散形式的, 需要将广义 S 变换转换为离散形式 ( $\tau=iT, f=n/NT$ ), 表达式为

$$\begin{cases} GS[iT, \frac{k}{NT}] = \sum_{m=0}^{N-1} X(\frac{m+k}{NT}) e^{-\frac{2\pi^2 m^2 \gamma^2}{k^2}} e^{\frac{j2\pi mi}{N}} & n \neq 0 \\ GS(iT, 0) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x(\frac{m}{NT}) & n = 0 \end{cases} \quad (4)$$

式中,  $i, m, n = 0, 1, \dots, N-1$ 。

信号经过离散形式的广义 S 变换之后, 可以得到一个列为时间采样点, 行为频率采样点的二维时频矩阵, 矩阵中的元素为复数形式, 可以据此得到对应时间、频率采样点时信号的幅值和相位信息。

### 1.2 三谱线插值算法

由于电网中频率存在波动, 且间谐波为基波的

非整数倍, 很难对信号进行同步采样, 当非同步采样时, FFT 会产生频谱泄漏现象和栅栏效应, 导致检测结果存在很大误差, 加窗插值算法能较好抑制频谱泄漏和栅栏效应, 从而提高谐波检测精度。

设输入信号  $x(t)$  的离散表达式为

$$x(n) = \sum_{m=1}^k A_m \cos(2\pi \frac{f_0}{f_s} mn + \varphi_m) \quad (5)$$

式中:  $m$  表示谐波次数,  $A_m$ 、 $\varphi_m$  分别为  $m$  次谐波的幅值和初相位;  $f_0$  表示基波频率,  $n=0,1,2,\dots,N-1$ , 其中  $N$  为采样点数。

对信号  $x(n)$  进行加窗处理,  $x_w(n) = x(n)w(n)$ , 离散傅里叶变换后并忽略负频点处谱峰的旁瓣影响, 得到 DFT 表达式为

$$X(k) = \sum_{m=1}^k \frac{A_m}{2j} [e^{j\varphi_m} W(k - \frac{f_m}{\Delta f})] \quad (6)$$

式中,  $\Delta f = f_s / N$ ,  $k=0,1,2,\dots,N-1$ 。

非同步采样时, 谱峰频率点  $f_m = k\Delta f$  不会正好落在离散谱线处。设实际峰值点  $k$  附近的幅值最大谱线为  $k_1$ ,  $k_1$  左右两边次大谱线分别为  $k_0$  与  $k_2$ 。令  $\delta = k - k_1$ , 其中  $-0.5 < \delta < 0.5$ 。三根谱线的幅值分别记为  $y_0 = |X_m(k_0)|$ ,  $y_1 = |X_m(k_1)|$  和  $y_2 = |X_m(k_2)|$ , 令:

$$\alpha = \frac{y_2 - y_0}{y_1} \quad (7)$$

由式(6)和式(7)可得:

$$\alpha = \frac{|W(1-\delta)| - |W(-1-\delta)|}{|W(-\delta)|} \quad (8)$$

当  $N$  较大时, 式(8)可记为:  $\alpha = h(\delta)$ , 其反函数为:  $\delta = h^{-1}(\alpha)$ , 可采用多项式逼近的方法进行求解<sup>[14]</sup>。求得  $\delta$  后, 可得信号频率为

$$f_m = (k_1 + \delta)\Delta f \quad (9)$$

频率点处的幅值可通过三条谱线的加权平均获得, 给予最大谱线  $k_1$  较大的权重, 可得:

$$A_m = \frac{2(y_0 + 2y_1 + y_2)}{(|W(-1-\delta)| + 2|W(-\delta)| + |W(-1-\delta)|)} \quad (10)$$

$$\text{令 } g(\delta) = \frac{2}{(|W(-1-\delta)| + 2|W(-\delta)| + |W(-1-\delta)|)}$$

则式(10)可以表示为

$$A_m = g(\delta)(y_0 + 2y_1 + y_2) / N \quad (11)$$

式(11)即为幅值修正公式, 其中  $g(\delta)$  可以通过多项式逼近求得。

相位的插值修正公式为

$$\varphi_m = \arg(X(k_1)) + \frac{\pi}{2} - \delta\pi \quad (12)$$

频率、幅值和相位的插值修正公式分别如式

(9)、式(11)和式(12)所示, 通过多项式逼近计算, 可求得 hanning 窗的 7 阶插值逼近式为

$$\begin{aligned} \delta &= 0.6666625986\lambda - 0.0739784542\lambda^3 + \\ &0.0158541617\lambda^5 - 0.0030946556\lambda^7 \\ g(\delta) &= 1.3333332646 + 0.5265884331\lambda^2 + \\ &0.1169897989\lambda^4 + 0.0210651327\lambda^6 \end{aligned} \quad (13)$$

### 1.3 自适应噪声完全集合经验模态分解(CEEMDAN)

CEEMDAN 可以有效抑制模态混叠, 且相比于 EEMD 重构误差更小, 具体算法步骤如下。

(1) 设原始信号为  $x(t)$ ,  $n^i(t)$  为第  $i$  次试验中添加的白噪声,  $\varepsilon_k$  用于控制附加噪声与第  $k$  个固有模态分量之间的信噪比, 通过 EMD 方法对信号  $x(t) + \varepsilon_0 n^i(t)$  进行分解,  $N$  次试验后得到的第 1 个固有模态函数和第 1 个残余分量为

$$IMF_1(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N IMF_1^i(t) = \overline{IMF_1(t)} \quad (14)$$

$$r_1(t) = x(t) - IMF_1(t)$$

(2) 引入白噪声分量 EMD 分解的第 1 个分量  $E_1(n^i(t))$ , 进行  $N$  次试验, 每次对信号  $r_1(t) + \varepsilon_1 E_1(n^i(t))$  进行 EMD 分解, 直到得到第 1 个 EMD 分量为止, 由此可得第 2 个固有模态函数为

$$IMF_2(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N E_1(r_1(t) + \varepsilon_1 E_1(n^i(t))) \quad (15)$$

(3) 重复步骤(2), 可以得到第 3,4,...个固有模态分量, 第  $k+1$  个固有模态分量为

$$r_k(t) = r_{k-1}(t) - IMF_k(t)$$

$$IMF_{k+1}(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N E_1(r_k(t) + \varepsilon_k E_k(n^i(t))) \quad (16)$$

(5) 直到步骤(4)所得残余分量极值点个数不超过 2 个为止, 最终原始信号可表示为

$$x(t) = \sum_{i=1}^M IMF_i(t) + R(t) \quad (17)$$

由此可知, CEEMDAN 算法分解过程完整, 能精准重构原始信号, 可消除由于添加白噪声分量引起的重构误差, 较好地抑制模态混叠现象。

进行 CEEMDAN 算法后, 可以得到  $M$  个固有模态分量, 每个固有模态分量可以近似为单频率分量, 可以进行希尔伯特变换(HT)。

信号  $x(t)$  的 Hilbert 变换  $Y(t)$  及其反变换  $X(t)$  可以表示为

$$Y(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{X(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (18)$$

$$X(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{Y(\tau)}{\tau - t} d\tau$$

可以得到解析信号为

$$Z(t) = X(t) + iY(t) = A(t)e^{i\theta(t)} \quad (19)$$

式中:  $A(t)$  为信号瞬时幅值;  $\theta(t)$  为瞬时相位。

$$A(t) = \sqrt{X(t)^2 + Y(t)^2} \quad (20)$$

$$\theta(t) = \arctan \frac{Y(t)}{X(t)}$$

瞬时频率为

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (21)$$

根据式(20)和式(21)便可以对非线性、非平稳信号进行谐波和间谐波检测。

## 2 基于广义 S 变换的暂稳态谐波检测方法

### 2.1 算法思路

希尔伯特-黄变换(HHT)能提取信号的瞬时频率、瞬时幅值, 适合非线性、非平稳信号的测量, 传统的 HHT 使用经验模式分解(EMD)得到固有模式分量, 易受噪声和模式混叠现象的影响, CEEMDAN 算法是 EMD 算法的改进, 能很好抑制模式混叠和噪声的影响, 提高 HHT 的检测精度。加窗插值 FFT 算法通过加窗抑制频谱泄漏, 谱线插值算法抑制栅栏效应, 在测量稳态信号时具有比 HHT 更高的检测精度, 适合于稳态信号的测量, 但对含暂态分量信号的效果不好。鉴于两种算法的特点, 本文将两者结合, 共同进行电网谐波和间谐波检测, 更好发挥各自的优点, 从而获得更高的谐波和间谐波检测精度。

在谐波和间谐波检测的实际情况下, 通常关注幅值较大的谐波、间谐波分量, 由此可对信号进行广义 S 变换得到模时频矩阵。根据实际需要, 设定幅值阈值  $\lambda$ , 并对模时频矩阵中的同一频段的数据进行平均, 便可得到该频段在采样时间内的能量为

$$e = \frac{\sum_{k=1}^N e_k}{N} \quad (22)$$

若  $e > \lambda$ , 即可认为该频段内谐波、间谐波幅值超标。由此可以选定幅值超标频段, 判断该频段内是否含暂态分量。通过遍历搜索计算该频段内数据, 若相邻时间采样点的数据发生较大变化, 即可认为该频段信号发生突变, 该信号为含暂态分量信号。

### 2.2 算法的实现步骤

具体算法流程图如图 1 所示。

本文算法的具体实现步骤如下。

(1) 通过广义 S 变换处理原始信号  $x(t)$ , 得到信号的二维模时频矩阵。

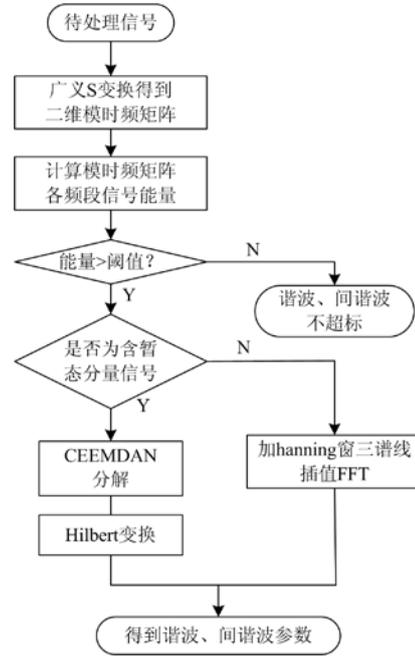


图 1 算法流程图

Fig. 1 Algorithm flow diagram

(2) 根据实际需求设定谐波、间谐波幅值阈值  $\lambda$ , 计算模时频矩阵中各频段信号在采样时长内的能量, 如式(22)所示。

(3) 若能量  $e$  超过幅值阈值  $\lambda$ , 选定该频段进行暂态特性判别。

(4) 遍历搜索计算该频段内每个时间采样点的数据, 若相邻时间采样点的数据偏差超过该频段能量值的 5%, 则认为该频段信号发生突变, 为含暂态分量信号。否则, 为稳态信号。

(5) 根据步骤(3)中所得幅值超标频段, 通过加 hanning 窗的三谱线插值 FFT 算法对稳态信号中特定频段进行插值处理, 计算谐波和间谐波参数。

(6) 对含暂态分量信号进行 CEEMDAN 分解得到  $M$  个固有模式分量, 再进行 Hilbert 变换获得各固有模式分量的瞬时频率和瞬时幅值, 为减少端点效应的影响, 求取暂态谐波平稳时间内, 去除突变点及端点部分若干点后的瞬时频率和瞬时幅值平均值作为谐波参数的检测结果。

## 3 仿真分析

### 3.1 稳态信号的仿真分析

设含有谐波与间谐波的稳态仿真信号 1 模型为

$$x(t) = \sum_{m=1}^M A_m \cos(2\pi f_m t + \varphi_m) \quad (23)$$

式中,  $A_m$ 、 $f_m$  和  $\varphi_m$  分别为各频率分量的幅值、频率

和相位, 信号的具体参数如表 1 所示。

表 1 信号 1 参数

Table 1 Parameters of signal 1

| $m$ | 类型  | 频率/Hz | 幅值/V | 相位/(°) |
|-----|-----|-------|------|--------|
| 1   | 基波  | 50.1  | 110  | 0      |
| 2   | 谐波  | 149.8 | 9.3  | 20     |
| 3   | 谐波  | 250.2 | 4.9  | 70     |
| 4   | 间谐波 | 278.1 | 2.1  | 15     |
| 5   | 谐波  | 350.2 | 5.6  | 30     |
| 6   | 间谐波 | 410.3 | 3.3  | 10     |
| 7   | 间谐波 | 480.9 | 3.8  | 45     |
| 8   | 谐波  | 549.9 | 4.4  | 60     |

采用本文算法对式(23)和表 1 的信号进行处理, 其中采样频率  $f_s$  为 2 000 Hz, 采样点数为 1 000, 幅值阈值  $\lambda$  设为广义 S 变换后得到的基波幅值的 1%, 二维时频谱如图 2 所示, 各条直线表示各个频率分量, 颜色的深浅表示该频率分量对应采样时刻的幅值大小。谐波和间谐波参数结果及误差如表 2 所示。

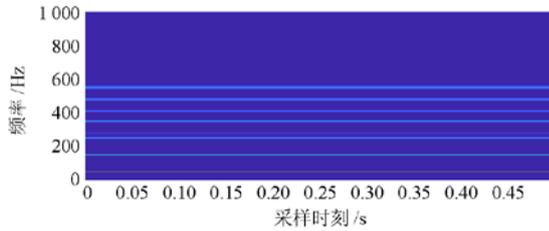


图 2 信号 1 时频谱

Fig. 2 Time-frequency spectrum of signal 1

表 2 信号 1 检测结果及误差

Table 2 Detection result and error of signal 1

| $m$ | 频率相对误差                | 幅值相对误差                | 相位相对误差                |
|-----|-----------------------|-----------------------|-----------------------|
| 1   | $-6.2 \times 10^{-6}$ | $-5.1 \times 10^{-5}$ | $3.2 \times 10^{-4}$  |
| 2   | $3.2 \times 10^{-5}$  | $4.8 \times 10^{-4}$  | $4.9 \times 10^{-3}$  |
| 3   | $5.4 \times 10^{-5}$  | $7.5 \times 10^{-5}$  | $-5.8 \times 10^{-3}$ |
| 4   | $-4.7 \times 10^{-5}$ | $2.3 \times 10^{-4}$  | $2.9 \times 10^{-3}$  |
| 5   | $8.3 \times 10^{-5}$  | $-3.7 \times 10^{-4}$ | $7.4 \times 10^{-4}$  |
| 6   | $7.3 \times 10^{-6}$  | $-6.0 \times 10^{-4}$ | $-6.2 \times 10^{-4}$ |
| 7   | $6.1 \times 10^{-5}$  | $9.3 \times 10^{-5}$  | $1.2 \times 10^{-3}$  |
| 8   | $-2.9 \times 10^{-5}$ | $-1.4 \times 10^{-4}$ | $5.0 \times 10^{-4}$  |

由图 2 可知, 信号 1 经过广义 S 变换处理和幅值判别后, 共识别出除基波外 7 个频率分量幅值超标, 且各频率分量的能量都连续, 判定该信号为稳态信号, 对该信号进行加 hanning 窗的三谱线插值 FFT 计算。

由表 2 可知, 加 hanning 窗三谱线插值 FFT 对稳态信号 1 的谐波、间谐波分量检测的频率相对误差  $\leq 8.3 \times 10^{-5} \%$ , 幅值相对误差  $\leq -6.0 \times 10^{-4} \%$ , 相

位相对误差  $\leq -5.8 \times 10^{-3} \%$ , 检测精度较高且稳定性好。

### 3.2 暂态信号的仿真分析

为说明本文算法对含暂态分量信号检测的有效性, 设含有谐波、间谐波暂态仿真信号 2 模型为  $x(t) = 110 \cos(100\pi t) + 8.5 \cos(156\pi t) + 8 \cos(300\pi t) +$

$$7.5 \cos(526\pi t) + 5 \cos(700\pi t_1) + 15 \cos(700\pi t_2) + 10 \cos(900\pi t_3) + 10 \cos(1380\pi t_4) \quad (24)$$

式中, 采样频率  $f_s$  设为 4 000 Hz, 采样点数为 1 000, 采样时长为 0.25 s, 其中  $0 \leq t \leq 0.25$  s,  $0 \leq t_1 \leq 0.075$  s,  $0.075 \leq t_2 \leq 0.25$  s,  $0 \leq t_3 \leq 0.125$  s,  $0.125 \leq t_4 \leq 0.25$  s, 即 7 次谐波分量在 0.075 s 时刻发生幅值突变, 9 次谐波分量在 0.125 s 时刻发生频率突变为 690 Hz 间谐波。信号 2 的二维时频谱和 CEEMDAN 分解得到的各固有模态分量分别如图 3 和图 4 所示, 其中幅值阈值  $\lambda$  设为广义 S 变换后得到的基波幅值的 1%。

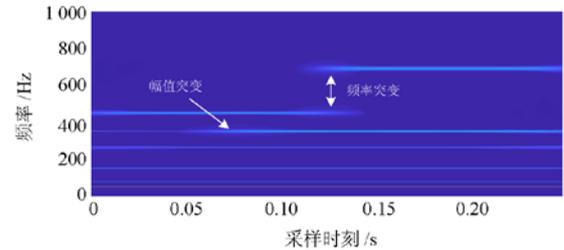


图 3 信号 2 时频谱

Fig. 3 Time-frequency spectrum of signal 2

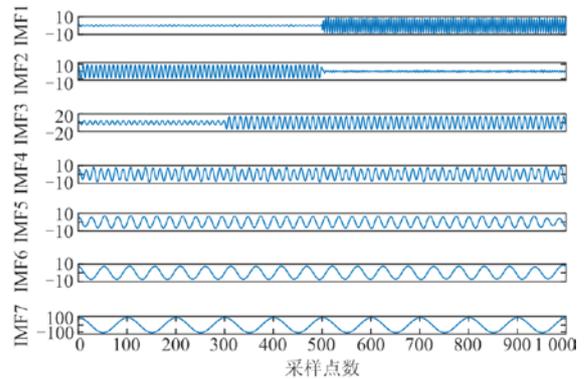


图 4 信号 2 固有模态函数

Fig. 4 IMFs of signal 2

由图 3 可知, 信号 2 经广义 S 变换和幅值判别后, 识别出除基波外 6 个频率分量幅值超标, 信号 2 的 300~400 Hz 频段处的频率分量在 0.075 s 左右发生能量突变, 400~500 Hz 频段处的频率分量在 0.125 s 左右发生频率突变, 其余频率分量能量连续, 判定该信号为含暂态分量信号, 进行 CEEMDAN 分解。

信号 2 经过 CEEMDAN 分解后, 各个频率分量被较好的分离出来, 同时 IMF2 分量在采样点 500 附近发生频率突变, IMF3 分量在采样点 300 附近发生幅值突变, 说明 CEEMDAN 能够较好抑制模态混叠且能够识别各个固有模态分量的突变, 对含暂态分量信号具有较好的处理效果。但是, 由于端点

效应的影响, CEEMDAN 分解得到的固有模态分量在端点及突变点处存在较大波形畸变。为减小端点效应的影响, 提高检测精度, 在突变点两侧及端点左右侧分别舍去 50 个点, 再进行 Hilbert 变换, 表 3 中给出了加窗插值 FFT、文献[11]采用的传统 HHT 算法和本文算法分别得到的检测结果。

表 3 信号 2 检测结果

Table 3 Detection result of signal 2

| 频率/Hz |        |               |        | 幅值/V |         |              |              |
|-------|--------|---------------|--------|------|---------|--------------|--------------|
| 原始信号  | 插值 FFT | 传统 HHT        | 本文算法   | 原始信号 | 插值 FFT  | 传统 HHT       | 本文算法         |
| 50    | 50.00  | 50.00         | 49.99  | 110  | 109.992 | 109.589      | 109.967      |
| 78    | 78.00  | 78.04         | 78.01  | 8.5  | 8.502   | 8.485        | 8.504        |
| 150   | 150.00 | 149.83        | 150.02 | 8    | 7.998   | 7.674        | 8.015        |
| 263   | 263.00 | 263.40        | 262.99 | 7.5  | 7.497   | 5.933        | 7.511        |
| 350   | 350.02 | 349.27        | 350.00 | 5/15 | 13.425  | 6.812/16.627 | 5.005/15.128 |
| 450   | 449.98 | 模态混叠          | 449.97 | 10   | 5.520   | 模态混叠         | 9.957        |
| 690   | 689.97 | 451.63/692.01 | 690.04 | 10   | 5.577   | 9.832        | 9.962        |

从表 3 可知, 对于既含有谐波、间谐波, 又含有频率、幅值突变的复杂信号, 加窗插值 FFT 对信号中稳态频率分量的检测精度较高, 但对暂态分量的检测精度不好, 不适合含暂态分量信号检测。基于 EMD 的传统 HHT 的固有模态分量 IMF<sub>1</sub>—IMF<sub>4</sub> 发生严重的模态混叠现象, 极大地影响检测的准确性。而本文采用基于 CEEMDAN 的改进 HHT 仍能较好检测出各个谐波、间谐波分量, 取得较好检测效果, 且检测精度比基于 EMD 的传统 HHT 算法要高。

#### 4 结论

针对谐波分析中 EMD 存在模态混叠现象与加窗插值 FFT 无法准确检测含暂态分量信号的问题, 本文提出一种电力系统谐波、间谐波检测方法, 利用广义 S 变换识别信号暂态特性, 引入基于 CEEMDAN 的改进 HHT 抑制模态混叠, 并用于含暂态分量信号的检测, 将加窗插值 FFT 用于稳态信号检测, 充分发挥其对稳态信号检测精度高的优点。仿真结果表明, 本文算法能够较好判别稳态、含暂态分量信号, 且对两种信号均有较好的检测效果。

#### 参考文献

[1] 钟庆, 黄凯, 王钢, 等. 不对称三相电压下电压源型换流器谐波分析与抑制策略[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(4): 79-85.  
ZHONG Qing, HUANG Kai, WANG Gang, et al. Harmonic analysis and elimination strategy for voltage source converter under unbalanced three-phase voltage[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(4): 79-85.

[2] PHAM V L, WONG K P. Wavelet-transform-based algorithm for harmonic analysis of power system waveforms[J]. IEE Proceedings on Generation Transmission and Distribution, 1999, 146(3): 249-254.  
[3] 任震, 黄群古, 黄雯莹, 等. 基于多频带小波变换的电力系统谐波分析新方法[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(12): 39-42, 47.  
REN Zhen, HUANG Qungu, HUANG Wenying, et al. New methods of power system harmonic analysis based on wavelet transform with multi-frequency band[J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(12): 39-42, 47.  
[4] BARROS J, DIEGO R I. Analysis of harmonics in power systems using the wavelet-packet transform[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2007, 57(1): 63-69.  
[5] ERRO D, SAINZ I, NAVAS E, et al. Efficient spectral envelope estimation from harmonic speech signals[J]. Electronics Letters, 2012, 48(16): 1019-1021.  
[6] 丁屹峰, 程浩忠, 吕干云, 等. 基于 Prony 算法的谐波和间谐波频谱估计[J]. 电工技术学报, 2005, 20(10): 98-101.  
DING Yifeng, CHENG Haozhong, LÜ Ganyun, et al. Spectrum estimation of harmonics and interharmonics based on Prony algorithm[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(10): 98-101.  
[7] 张煜林, 陈红卫. 基于 CEEMD-WPT 和 Prony 算法的谐波间谐波参数辨识[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(12): 115-121.  
ZHANG Yulin, CHEN Hongwei. Parameter identification of harmonics and inter-harmonics based on CEEMD-WPT and Prony algorithm[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(12): 115-121.

- [8] 张伏生, 耿中行, 葛耀中. 电力系统谐波分析的高精度 FFT 算法[J]. 中国电机工程学报, 1999, 19(3): 64-67. ZHANG Fusheng, GENG Zhongxing, GE Yaozhong. FFT algorithm with high accuracy for harmonic analysis in power system[J]. Proceedings of the CSEE, 1999, 19(3): 64-67.
- [9] 庞浩, 李东霞, 俎云霄, 等. 应用 FFT 进行电力系统谐波分析的改进算法[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(6): 50-54. PANG Hao, LI Dongxia, ZU Yunxiao, et al. An improved algorithm for harmonic analysis of power system using FFT technique[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(6): 50-54.
- [10] SHI Chunxiang, LUO Qifeng. Hilbert-Huang transform and wavelet analysis of time history signal[J]. Acta Seismologica Sinica, 2003, 16(4): 422-429.
- [11] 李天云, 程思勇, 杨梅. 基于希尔伯特-黄变换的电力系统谐波分析[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(4): 109-113. LI Tianyun, CHENG Siyong, YANG Mei. Power system harmonic analysis based on Hilbert-Huang transform[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(4): 109-113.
- [12] 田振果, 傅成华, 吴浩, 等. 基于 HHT 的电能质量扰动定位与分类[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(16): 36-42. TIAN Zhenguo, FU Chenghua, WU Hao, et al. Power quality disturbance for location and classification based on HHT[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(16): 36-42.
- [13] MIRRI D, IUCULANO G, TRAVERSO P A, et al. Performance evaluation of cascaded rectangular windows in spectral analysis[J]. Measurement, 2004, 36(1): 37-52.
- [14] 王保帅, 肖霞. 一种用于谐波分析的高精度多谱线插值算法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(3): 553-562. WANG Baoshuai, XIAO Xia. A high accuracy multi-spectrum-line interpolation algorithm for harmonic analysis[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(3): 553-562.
- [15] 翟晓军, 周波. 一种改进的插值 FFT 谐波分析算法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(11): 2952-2958. ZHAI Xiaojun, ZHOU Bo. An improved interpolated FFT algorithm for harmonic analysis[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(11): 2952-2958.
- [16] 华敏, 陈剑云. 一种高精度六谱线插值 FFT 谐波与间谐波分析方法[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(11): 9-15. HUA Min, CHEN Jianyun. A high precision approach for harmonic and interharmonic analysis based on six-spectrum-line interpolation FFT[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(11): 9-15.
- [17] 李振华, 胡廷和, 杜亚伟, 等. 基于窗函数和谱线插值理论的谐波检测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(22): 78-88. LI Zhenhua, HU Tinghe, DU Yawei, et al. Harmonic detection method based on the theory of windows and spectrum line interpolation[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(22): 78-88.
- [18] 李裕杰, 赵庆生, 王旭平, 等. 基于线性约束最小均方的谐波检测算法[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(11): 16-21. LI Yujie, ZHAO Qingsheng, WANG Xuping, et al. A harmonic detection algorithm based on linearly constrained least mean square[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(11): 16-21.
- [19] 郭振涛, 迟长春, 武一. 基于 Blackman 自乘-卷积窗的 FFT 谐波检测算法[J]. 电测与仪表, 2019, 56(13): 16-22. GUO Zhenhao, CHI Changchun, WU Yi. An algorithm for FFT harmonic detection based on Blackman self-multiplication-convolution window[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2019, 56(13): 16-22.
- [20] HUANG N E, SHEN Z, LONG S R, et al. The empirical mode decomposition and Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis[J]. Proceedings of the Royal Society of London, 1998, 454(1971): 903-995.
- [21] WU Z, HUANG N E. Ensemble empirical mode decomposition: a noise-assisted data analysis method[J]. Advances in Adaptive Data Analysis, 2009, 1(1): 1-41.
- [22] TORRES M E, COLOMINAS M A, SCHLOTTHAUER G et al. A complete ensemble empirical mode decomposition with adaptive noise[C] // IEEE International Conference on Speech and Signal Processing(ICASSP), May 22-27, 2011, Prague, Czech: 4144-4147.
- [23] STOCKWELL R G, MANSINHA L, LOWE R P. Localization of the complex spectrum: the S transform[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1996, 44(4): 998-1001.
- [24] ZHAO W, SHANG L, SUN J. Power quality disturbance classification based on time-frequency domain multi-feature and decision tree[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2019, 4(4): 337-342. DOI: 10.1186/s41601-019-0139-z.
- [25] PINNEGAR C R, MANSINHA L. The S-transform with windows of arbitrary and varying shape[J]. Geophysics, 2003, 68(1): 381-385.

收稿日期: 2020-01-03; 修回日期: 2020-03-19

作者简介:

兰金晨(1995—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为电能质量监测。E-mail: 496429469@qq.com

(编辑 葛艳娜)