

DOI: 10.7667/PSPC161124

基于 Hilbert 频移的 EEMD 谐波检测方法

孙曙光, 庞毅, 刘建强

(河北工业大学控制科学与工程学院, 天津 300130)

摘要: 针对经验模态分解(EMD)在谐波检测应用中产生模态混叠的问题, 结合 EMD 分解的局限性和谐波检测实际情况进行分析。首先用集合经验模态分解(EEMD)消除 EMD 遇到间歇信号干扰出现的模态混叠问题, 然后根据谐波信号间的密频问题, 提出了基于 Hilbert 频移的 EEMD 谐波检测方法。该方法先对谐波信号进行 EEMD 分解, 通过相关度判断相近信号是否发生混叠, 若发生混叠, 利用 Hilbert 频移方法使信号满足 EEMD 分解条件, 从而将其分解为单频率分量信号。经仿真验证, 该方法能够很好地克服谐波检测中的间歇信号干扰和信号间密频问题, 保证了谐波信号有效分解和实用性。通过对实际整流信号的分析证明该方法具有很好的检测效果。

关键词: EEMD; 间歇信号; 模态混叠; 密频; Hilbert

EEMD harmonic detection method based on frequency shift of Hilbert

SUN Shuguang, PANG Yi, LIU Jianqiang

(School of Control Science and Engineering, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China)

Abstract: To solve the modal mixing problem of EMD in the applications of harmonic detection, this paper analyzes the problem combined with the boundedness of EMD in the decomposition process and the practical situation of harmonic detection. Firstly, this paper uses the EEMD method to eliminate the modal mixing problem caused by the interference of intermittent signal. Secondly, aiming at the mixing problem of dense frequency signal, it proposes the EEMD harmonic detection method based on the frequency shift of Hilbert. This method decomposes harmonic signal in EEMD, and then uses the correlation to judge whether it is mixed with close signals. If there is the modal mixing problem, it will use the frequency shift of Hilbert to make the signal satisfy the decomposition condition of EEMD, thus decompose the complex signal into many single signals. The simulation verifies that the method can effectively overcome the problems caused by the interference of intermittent signal and dense frequency signal in the harmonic detection and meanwhile insure the effective decomposition and the practicability. The analysis of the actual rectified signal proves that the method has a good detection result.

Key words: EEMD; intermittent signal; modal mixing; dense frequency; Hilbert

0 引言

经验模态分解(EMD)是一种具有自适应性的时间序列分析方法, 特别适用于非线性、非平稳信号的分析处理。因此, EMD 分解方法得到广泛的应用, 同时在电力系统各领域中的应用的研究越来越多^[1-4]。但 EMD 分解方法并不是对各种信号都有很好的分解效果, 常常受到模态混叠问题的影响, 具有一定的局限

性。产生模态混叠问题的因素主要为两点: 1) 信号中混有间歇信号(即高频小幅值信号); 2) 信号间频率相近而不满足 EMD 分解条件^[5-7]。以上两点产生模态混叠的因素, 在谐波检测实际检测中常会遇到。由于工业检测现场环境复杂易产生间歇信号; 另外, 在电能信号中混杂的各次谐波独立分量的频率都很接近, 常常在 2 倍频程之内, 且谐波幅值与基波幅值比较小。所以针对以上两点, 本文提出了改进方法, 能够很好地克服谐波检测应用中的问题。

首先, 利用集合经验模态分解(EEMD)的高斯白噪声均匀分布的特性, 通过白噪声加入到信号中补充一些缺失的尺度, 从而克服间歇信号对 EMD

基金项目: 天津市科技支撑重点项目(12ZCZDZX01400); 河北省教育厅资助科研项目(ZD2016108); 河北工业大学博士科研启动费资助项目

分解的影响,同时 EEMD 方法相比于 EMD 方法的分解能力也有所提高^[8-10],所以选择 EEMD 方法作为谐波检测方法的基础。但是 EEMD 依旧是以 EMD 作为核心而改进的方法,对于谐波间的密频问题依旧会在分解中产生模态混叠现象。文献[11]提出了掩膜信号法,但是构造信号选取难度较大,文献[12]提出了解析模态分解法,但该方法较为复杂。本文通过分析 EEMD 的分解条件和谐波信号特点,结合频移原理^[13-15],提出了基于 Hilbert 频移的 EEMD 谐波检测方法。

该方法对于密频信号,先通过 FFT 测量出信号成分后,根据 EEMD 分解条件,先逆向确定幅度比,然后得到频移后的频率比,如此计算出偏移频率,使之满足 EEMD 分解条件。同时考虑到谐波信号含量较复杂,将该方法与相关度相结合用于处理多频信号^[16]。首先, EEMD 对谐波信号进行分解,通过相关度检测信号是否完全分离,若混叠通过 FFT 测频得到信号成分信息,选取两个频率最小的信号作为偏移方法的参考进行处理,从而分离出各次谐波信号。经实验仿真分析,验证了本文方法在谐波检测中的可行性和有效性。同时对实际整流信号的分析证明了本文方法具有很好的检测效果。

1 EEMD 原理

1.1 EEMD 概述

针对由间歇信号引起 EMD 分解产生模态混叠的问题, EEMD 方法在原信号中叠加若干次高斯白噪声,如此组合成为一个待分解信号,利用高斯白噪声频谱的均匀特性,使信号的整个时频空间均匀分布白噪声,不同时间尺度的信号会自动分布到合适的参考尺度上,并且由于零均值噪声的特性,再分别进行 EMD 处理,最后求平均得到逼近的真实模态^[7]。此外, EEMD 是以 EMD 为核心的改进方法,不仅融合了 EMD 的分解性能,而且该方法利用了高斯白噪声的均匀分布的统计特性,使信号在不同尺度上具有连续性,以促进抗混分解,避免模态混叠,从而得到更好的效果。所以, EEMD 的分解性能也得到了提高^[8]。因此,选用 EEMD 作为谐波分解的核心。这里 EEMD 的分解步骤就不再叙述,见文献[1]。

1.2 间歇信号干扰性仿真验证

间歇信号是指仅在某一时间内出现的高频小幅度信号。因此,仿真信号以谐波电流信号为例,以幅度为 1、频率为 50 Hz 的基波信号与幅度为 0.1、频率为 950 Hz 的 19 次谐波信号作为高频小幅度间歇信号叠加而成,波形如图 1 所示。

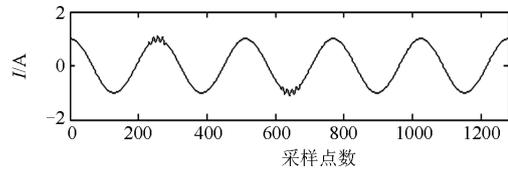


图 1 含间歇信号的电流信号

Fig. 1 Current signal with intermittent signal

然后利用 EMD 和 EEMD 算法分别对间歇信号进行分解,实验中分解层数均为 4 层, EEMD 叠加高斯白噪声的幅值为 0.02, 常规设定。分解结果见图 2 和图 3。

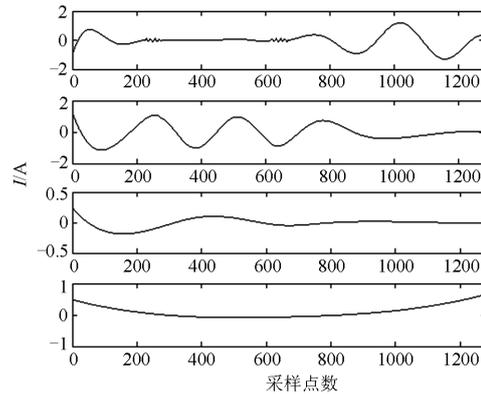


图 2 EMD 分解结果

Fig. 2 EMD decomposition results

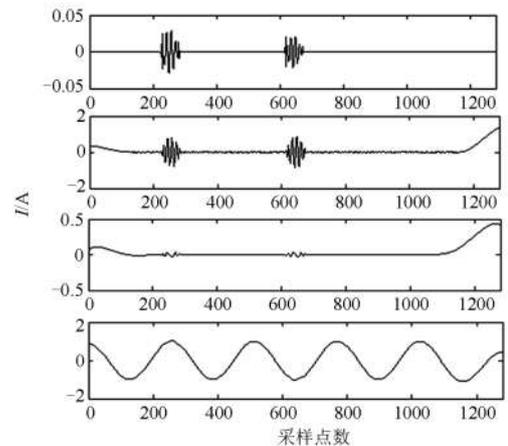


图 3 EEMD 分解结果

Fig. 3 EEMD decomposition results

从分解结果可以明显看出,在间歇信号干扰下, EMD 分解后出现了模态混叠现象,而 EEMD 能够很好地克服间歇信号的影响,将基波信号很好地分离出来。

1.3 EEMD 分解能力测试

根据文献[4]所给出 EMD 的分解条件:

$$\begin{cases} f_1 > 2f_2 & (f_1 > f_2) \\ a_1 f_1 > a_2 f_2 \end{cases} \quad (1)$$

从式(1)可以看出, EMD 对于信号间分解的影响因素主要为频率比和幅度比。当频率比满足 2 倍以上的关系时, 幅度同样满足 2 倍以上的关系, 则 EMD 能够将信号完全分解, 所以 2 倍频程是 EMD 分解的首要条件和基本条件。以频率比 $f_1/f_2 = 2$ 和幅度比 $a_1/a_2 = \frac{1}{2}$ 为临界标准作为分解能力的判据。

下面构造一个原始信号, 对 EMD 和 EEMD 在频率比和幅度比变化下的分解能力进行测试。

$$\begin{cases} x(t) = a_1 \cos(2\pi f_1 t) + a_2 \cos(2\pi f_2 t) \\ x_1(t) = a_1 \cos(2\pi f_1 t) \\ x_2(t) = a_2 \cos(2\pi f_2 t) \end{cases} \quad (2)$$

以式(2)中 $x(t)$ 信号为原始信号, x_2 是以幅值 a_2 为 1、频率 f_2 为 50 Hz 的固定基波为标准, 以频率比 $f_1/f_2 = 2$ 为基准, 幅度比 a_1/a_2 作为变比, 测试幅度比在 0.1~1, 以 0.1 递增情况下对信号分解的影响, 然后以 $a_1/a_2 = 2$ 测试频率比在 1.2~3.0, 以 0.2 递增情况下对信号分解的影响。

实验中, 信号的采样频率为 12 800, EMD 和 EEMD 均对信号筛选 200 次, 分解得到固有模态为 IMF1 和 IMF2, 根据分解特性, IMF1 对应于信号 x_1 。同时, 定义均方误差函数作为分解情况的评判标准, 公式为

$$NMSE = \frac{\sum_{n=1}^N [IMF1(n) - x_1(n)]^2}{\sum_{n=1}^N [x_1(n)]^2} \quad (3)$$

为了显示效果明显, 规定 NMSE 误差上限为 1, 若大于 1 则置为 1。同时, NMSE 越小说明信号的误差越小, 分解效果越精确, 一般选取 NMSE 在 0.02 以下为合理范围。为了验证方法的分解性能, 忽略端点效应的影响, 选取中间一个周期进行计算分析。EMD 和 EEMD 分解性能测试结果分解如图 4 和图 5 所示。图中阴影部分为 EEMD 不能完全分解测试结果, 黑线内为 EMD 不能完全分解测试结果。

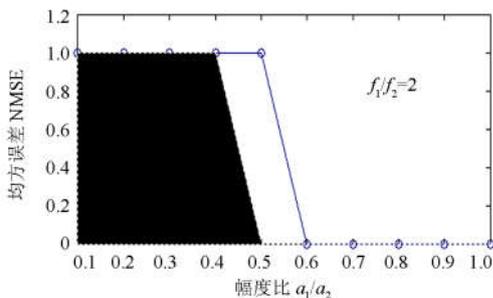


图 4 幅度比对分解性能的影响

Fig. 4 Influence of range rate on decomposition property

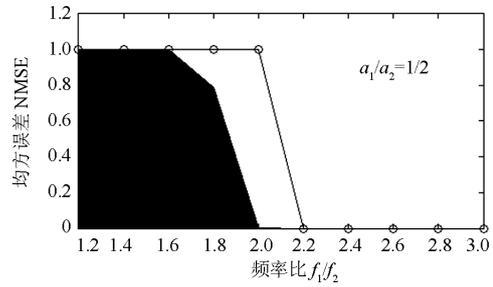


图 5 频率比对分解性能的影响

Fig. 5 Influence of frequency rate on decomposition property

从图中可以明显看出, EEMD 的分解能力优于 EMD 的分解能力, 在临界值 2 倍频条件下能够达到完全分解。从以上实验可以发现, EEMD 分解方法不仅能克服间歇信号的影响, 而且分解能力也优于 EMD, 所以选择 EEMD 算法作为谐波检测的核心。

2 基于 Hilbert 的频移方法

从上述分析中, 本文选择 EEMD 作为谐波检测方法的基础, 虽然 EEMD 的分解能力优于 EMD 的分解能力, 但在密频问题上还是存在模态混叠现象, 所以本文选择 Hilbert 的频移方法来改变频域范围而扩大信号间频率比, 进而提高 EEMD 的适用范围。

2.1 Hilbert 的原理

连续时间实信号 $x(t)$ 的希尔伯特变换定义为

$$\hat{x}(t) = x(t) * \frac{1}{\pi t} = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(t-\tau)}{\tau} d\tau \quad (4)$$

由上述定义可知, 连续信号 $x(t)$ 的希尔伯特变换 $\hat{x}(t)$ 是 $x(t)$ 与信号 $1/\pi t$ 的卷积, 由连续时间实信号 $x(t)$ 和其希尔伯特变换 $\hat{x}(t)$, 可构造复信号:

$$z(t) = x(t) + j\hat{x}(t) \quad (5)$$

复信号 $z(t)$ 称为实信号 $x(t)$ 的解析信号, 经过希尔伯特变换的频率响应, 可得解析信号 $z(t)$ 和原始信号 $x(t)$ 频谱之间的关系为

$$Z(j\Omega) = (1 + \text{sgn}(\Omega))X(j\Omega) = \begin{cases} 2X(j\Omega) & \Omega > 0 \\ 0 & \Omega < 0 \end{cases} \quad (6)$$

构造解析信号的好处有: 1) 不含有负频率; 2) 在研究信号的时频分析时, 使用解析信号可以减轻正负频率在 $\Omega = 0$ 附近的交叉干扰, 通常在进行频域分析时也只取其正频率。而傅里叶变化的一个重要性质就是其共轭对称性, 具有正负频率对称结构, 所以对于谐波检测系统来说, Hilbert 更实用。

2.2 Hilbert 频率偏移原理

2.2.1 频移条件推导

根据式(1)中 EMD 的分解条件和 EEMD 的分解

能力可以看出, 在 $f_1 \geq 2f_2$ 且 $a_1f_1 \geq a_2f_2$ 的条件下, EEMD 能够完全分离信号。而相近的谐波信号一般频率比均在 2 倍频程之内, 且高次谐波幅值较小。所以根据谐波信号的特点, 本文提出在密频情况下, 以临界条件作为标准, 先推导出幅值关系, 公式为

$$\frac{a_1}{a_2} = \frac{1}{p} \quad \left(\frac{a_2}{a_1} \geq 2; 1 < \frac{f_1}{f_2} < 2; p = 2, 3, \dots \right) \quad (7)$$

p 表示幅度比, 近似取整数, 有利于后续频率偏移计算。根据式(7)求出幅度比关系后, 计算频率偏移值 f_m :

$$\begin{aligned} a_1(f_1 - f_m) &= a_2(f_2 - f_m) \\ \Rightarrow \frac{f_1 - f_m}{f_2 - f_m} &= \frac{a_2}{a_1} = p \quad 1 < \frac{f_1}{f_2} < 2 \\ \Rightarrow f_m &= \frac{pf_2 - f_1}{p - 1} \end{aligned} \quad (8)$$

因此频移后信号能够很好地满足 EEMD 的分解条件, 使密频间信号完全分离。

2.2.2 算法原理推导

假设复合信号为

$$x(t) = a_1 \cos(2\pi f_1 t) + a_2 \cos(2\pi f_2 t) \quad 1 < f_1/f_2 < 2 \quad (9)$$

则 $x(t)$ 的 Hilbert 变换为

$$H[x(t)] = x(t) * \frac{1}{\pi t} = a_1 \sin(2\pi f_1 t) + a_2 \sin(2\pi f_2 t) \quad (10)$$

则信号 $x(t)$ 的解析信号可以表示为

$$\begin{aligned} z(t) &= x(t) + jH[x(t)] = \\ &= a_1 \cos(2\pi f_1 t) + a_2 \cos(2\pi f_2 t) + \\ &+ j(a_1 \sin(2\pi f_1 t) + a_2 \sin(2\pi f_2 t)) = \\ &= a_1 e^{j2\pi f_1 t} + a_2 e^{j2\pi f_2 t} \end{aligned} \quad (11)$$

之所以将信号变换到解析信号形式上, 主要是考虑到解析信号频谱的特点, 没有负频率, 这为接下来进行的频谱偏移作准备。

根据傅里叶变化的位移性质, 有

$$F^{-1}\{F(w \mp w_m)\} = f(t) \cdot e^{\pm jw_m t} \quad (12)$$

式中: $F^{-1}\{\}$ 表示傅里叶逆变换; $F(w)$ 为 $f(t)$ 的傅里叶变换。

式(12)表明频谱 $F(w)$ 沿 w 轴向右或向左位移 w_0 的傅氏逆变换, 相当于原来函数 $f(t)$ 乘以因子 $e^{jw_m t}$ 或 $e^{-jw_m t}$ 。

令 $z(t)$ 的频谱 $F_z(f)$ 向左平移 f_m 单位, 其中 f_m 满足式(8), 则根据傅里叶变换位移性质可得时域相当于乘以 $e^{-j2\pi f_m t}$, 即

$$F_z(f) \Leftrightarrow F_z(f - f_m) \xrightarrow{\text{IFFT}} z(t) \cdot e^{-j2\pi f_m t} \quad (13)$$

经过以上推导, 可得出 $z(t)$ 频谱偏移后对应的时域解析信号表达式为

$$z_{f_m}(t) = z(t) \cdot e^{-jw_m t} = z(t) \cdot e^{-j2\pi f_m t} \quad (14)$$

因此

$$\begin{aligned} z_{f_m}(t) &= (a_1 e^{-j2\pi f_1 t} + a_2 e^{-j2\pi f_2 t}) \cdot e^{-j2\pi f_m t} = \\ &= a_1 e^{-j2\pi(f_1 - f_m)t} + a_2 e^{-j2\pi(f_2 - f_m)t} \end{aligned} \quad (15)$$

取变换后函数的实部, 得到频移后的对应实信号为

$$\begin{aligned} x_{f_m}(t) &= \Re(z_{f_m}(t)) = \\ &= a_1 \cos(2\pi(f_1 - f_m)t) + a_2 \cos(2\pi(f_2 - f_m)t) \end{aligned} \quad (16)$$

即此时 $x_{f_m}(t)$ 中的两个分量的频率比满足 EEMD 分解条件, 可得到不存在模态混叠的两个对立的分量:

$$IMF_{1f_m} = a_1 \cos(2\pi(f_1 - f_m)t) \quad (17)$$

$$IMF_{2f_m} = a_2 \cos(2\pi(f_2 - f_m)t) \quad (18)$$

当正确分解出 IMF_{1f_m} 和 IMF_{2f_m} 后, 将这两个分量分别作逆变换, 找到其对应的在 $x(t)$ 中的分量。即分别求出 IMF_{1f_m} 和 IMF_{2f_m} 的 Hilbert 变换, 构造其解析表达式, 并乘以 $e^{j2\pi f_m t}$ 得到:

$$\begin{aligned} IMF_{1z} &= \{IMF_{1f_m} + H(IMF_{1f_m})\} \cdot e^{j2\pi f_m t} = \\ &= a_1 e^{-j2\pi(f_1 - f_m)t} \cdot e^{j2\pi f_m t} = a_1 e^{-j2\pi f_1 t} \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} IMF_{2z} &= \{IMF_{2f_m} + H(IMF_{2f_m})\} \cdot e^{j2\pi f_m t} = \\ &= a_2 e^{-j2\pi(f_2 - f_m)t} \cdot e^{j2\pi f_m t} = a_2 e^{-j2\pi f_2 t} \end{aligned} \quad (20)$$

分别取式中的实部可得

$$IMF_{1x} = \Re(IMF_{1z}) = \Re(a_1 e^{-j2\pi f_1 t}) = a_1 \cos(2\pi f_1 t) \quad (21)$$

$$IMF_{2x} = \Re(IMF_{2z}) = \Re(a_2 e^{-j2\pi f_2 t}) = a_2 \cos(2\pi f_2 t) \quad (22)$$

由以上的推导过程可以得出, 利用解析信号和傅里叶变换的位移性质, 通过巧妙的转换, 找到了 $x(t)$ 和 $x_{f_m}(t)$ 的内在联系, 将不满足分解条件的两个单频混叠信号正确分离出来, 解决了由信号间的相互作用导致的模态混叠问题。基于 Hilbert 频移的 EEMD 方法, 实施步骤如下:

- 1) 求解待分解信号 $x(t)$ 对应的解析信号 $z(t)$;
- 2) 根据式(7)和式(8)确定偏移量 f_m , 使关系式满足 EEMD 分解条件;
- 3) 求解解析信号 $z(t)$ 经过频谱偏移 f_m 后所对应的时域表达式 $z(t) \cdot e^{-j2\pi f_m t}$;
- 4) 求解满足分解条件的 $x_{f_m}(t) = \Re(z(t) \cdot e^{-j2\pi f_m t})$;
- 5) 对变换后的信号 $x_{f_m}(t)$ 进行 EEMD 分解得到

N 个本征模态函数 $\sum_{i=1}^N IMF_i(t)$;

6) 分别求本征模态函数 $\sum_{i=1}^N IMF_i(t)$ 的解析信号

$\sum_{i=1}^N z_{if_m}(t)$, 并乘以 $e^{j2\pi f_m t}$, 最后分别取实部得到 $\Re(\sum_{i=1}^N z_{if_m}(t) \cdot e^{j2\pi f_m t})$, 即为原信号的分解结果。

2.3 仿真验证

以谐波电流信号为例, 选取幅值为 1 A 的 7 次谐波和幅值为 0.5 A 的 9 次谐波叠加而成的密频测试信号, 采样频率为 12 800 Hz, 波形如图 6 所示。

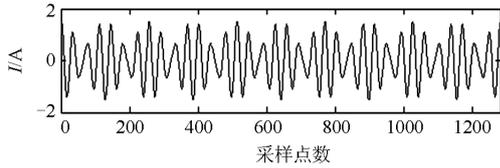


图 6 密频测试信号

Fig. 6 Test signal of dense frequency

根据图 6 的密频信号进行 EEMD 和本文方法分解, 分解层数均为 200 次, 叠加噪声比为 0.02。图 7 和图 8 分别为 EEMD 的分解结果和本文方法的分解结果。

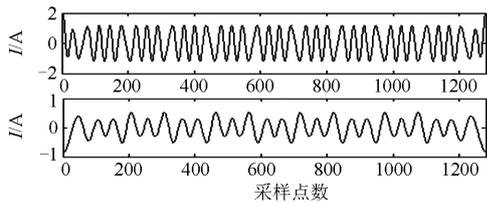


图 7 EEMD 的分解结果

Fig. 7 EEMD decomposition results

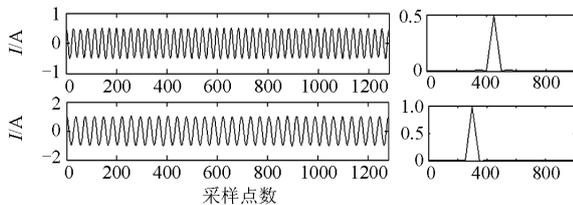


图 8 本文方法的分解结果

Fig. 8 Decomposition results of the method in this paper

从上图可以明显看出, 密频信号下, EEMD 无法将信号完全分离, 但是通过本文方法能够很好地将谐波信号完全分离, 并且保持信号的准确性。

3 本文方法在多频信号中的应用

3.1 本文方法应用概述

以上已经证明本文方法针对密频信号分解的有效性, 但是谐波信号大多以多频信号为主, 所以

考虑到本文方法与实际检测信号相联系的问题, 因为正弦信号间存在正交特性^[13], 所以定义两个变量 $x(t)$ 和 $y(t)$, 其相关系数为

$$r = \frac{y^T(t)x(t)}{y^T(t)y(t)} \quad (23)$$

如果 $r=0$, 表示两个信号完全不相干, 根据这一特点, 本文方法结合相关度作为模态混叠的评判准则, 通过分解后的 IMF 分量之间的相关度来判断信号间是否发生混叠现象, 若发生混叠, 则对混叠信号用本文方法处理。此外, EEMD 对多频信号分解后, 混叠信号中含有多个成分, 所以需要以最低频率的两个信号为基准做频移变换, 然后依次将信号分离。本文方法对多频信号的分解步骤如图 9 所示。

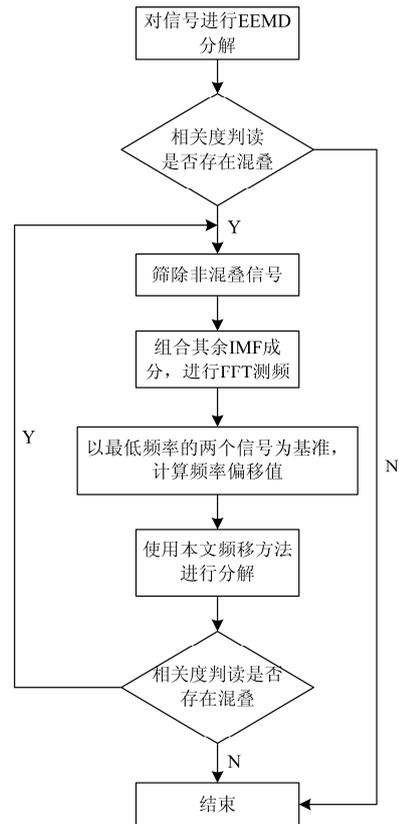


图 9 本文方法对多频信号的分解步骤

Fig. 9 Decomposition step of multifrequency signal of the method in this paper

3.2 实验仿真验证

通过 Simulink 搭建三相整流模型, 以 A 相整流信号为例验证本文方法的可行性。采样频率为 12 800 Hz, 波形如图 10 所示。

实验中, 以 20 次之内谐波进行分析, 因谐波次数较多, 循环分解过程中会产生较大的端点效应问题, 所以先用小波预分频将 0~10 次谐波分为一

段, 将 10~20 次谐波分为另一段, 通过本文方法进行分解, 此外分解过程中可能会有少量误差, 所以本文设定相关系数的阈值 $\theta < 0.01$ 。同时因为频移, 端点效应会相应放大, 所以选取中间的工频一周期内 256 点作为数据进行分析, 其分解结果和 FFT 测频结果如图 11 所示。

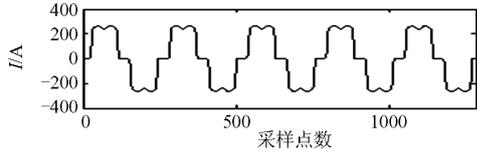


图 10 整流信号

Fig. 10 Rectified signal

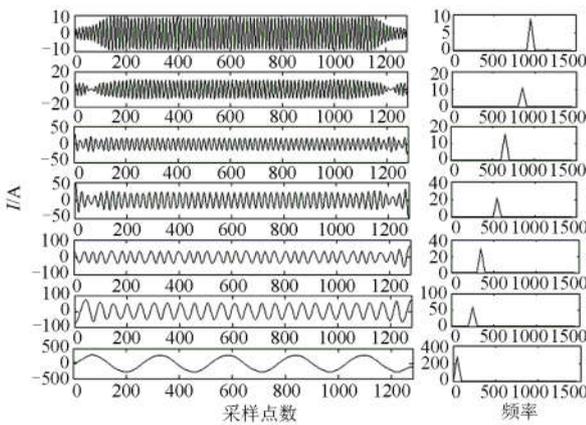


图 11 整流信号分解结果

Fig. 11 Decomposition results of rectified signal

忽略端点效应的影响, 本文方法能够很好地将复杂的多频信号依次准确地分解出来, 并保持了谐波信号的特征。

3.3 实际信号检测验证

本次实验通过搭建三相整流电路, 使用 PCI-1712 数据采集卡, 采集整流后的电流信号, 图 12 以 A 相电流为例, 采样频率为 12 800 Hz。

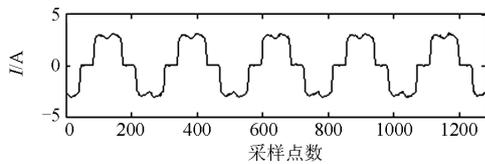


图 12 实际整流信号

Fig. 12 Actual rectified signal

通过图 12 中实际整流信号与图 10 仿真整流信号相对比, 实际整流信号并非完全对称, 波峰波谷之间都存在着误差, 同时存在微量噪声干扰。所以在实际分解中会增加其难度, 图 13 分解模式同分解仿真整流信号一致, 也是采用小波预分频, 然后用

本文方法进行分解。此外, 均选取中间一周期信号进行验证。从图中可以看出, 在忽略端点效应影响的情况下, 本文方法能够准确地分离出各次谐波分量, 能够直观显示谐波信号的物理特性。

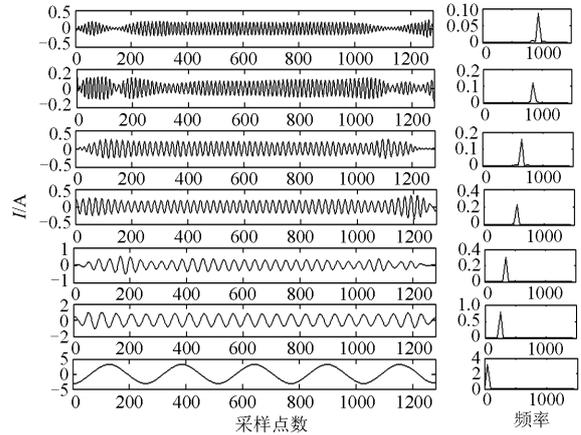


图 13 实际整流信号分解结果

Fig. 13 Decomposition result of the actual rectified signal

4 结论

本文提出一种基于 Hilbert 频移的 EEMD 谐波检测方法, 根据 EMD 分解的混叠条件和谐波检测的实际情况相结合进行了分析改进。利用 EEMD 的高斯白噪声均匀分布特性来克服间歇信号干扰; 此外, 针对谐波信号特点, 提出通过幅度比确定偏移后的频率比的方式, 使得密频信号利用 Hilbert 频移方法后满足 EEMD 的分解条件, 使之完全分离。同时, 对实际中多频信号的问题进行了应用分析, 通过相关度作为模态混叠的判别, 从而结合本文方法进行多频信号处理。经实验验证以及实际信号处理, 本文方法能够很好地应用于谐波检测中, 并提高了其适用范围。

参考文献

- [1] 朱宁辉, 白晓民, 董伟杰. 基于 EEMD 的谐波检测方法[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(7): 92-98.
ZHU Ninghui, BAI Xiaomin, DONG Weijie. Harmonic detection method based on EEMD[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(7): 92-98.
- [2] 于兴林, 李慧敏, 李天云. 基于 EEMD 和 TLS-ESPRIT 的谐波间谐波检测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(4): 67-72.
YU Xinglin, LI Huimin, LI Tianyun. A harmonic and inter-harmonic detection method based on EEMD and TLS-ESPRIT[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(4): 67-72.
- [3] 孙曙光, 庞毅, 王景芹, 等. 一种基于新型小波阈值去

- 噪预处理的 EEMD 谐波检测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(2): 42-48.
- SUN Shuguang, PANG Yi, WANG Jingqin, et al. EEMD harmonic detection method based on the new wavelet threshold denoising pretreatment[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(2): 42-48.
- [4] 任志玲, 张媛媛. 基于改进的 HHT 变换和信心度的配电网故障选线[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(10): 8-13.
- REN Zhiling, ZHANG Yuanyuan. Fault line selection of distribution network based on improved Hilbert-Huang transform and identification confidence degree[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(10): 8-13.
- [5] 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): 109-113.
- LIU Zhigang, LI Wenfan, SUN Wanlu. Hilbert-Huang transform and its applications in power system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(4): 109-113.
- [6] 沈国际, 陶利民, 陈仲生. 多频信号经验模态分解的理论研究及应用[J]. 振动工程学报, 2005, 18(1): 91-94.
- SHEN Guoji, TAO Limin, CHEN Zhongsheng. Theoretical research on empirical mode decomposition of multi-frequency signal and its application[J]. Journal of Vibration Engineering, 2005, 18(1): 91-94.
- [7] 吴江伟, 王雪, 孙欣尧. 采用二次经验模态筛选的谐波辨识方法[J]. 仪器仪表学报, 2012, 33(11): 2041-2046.
- WU Jiangwei, WANG Xue, SUN Xinyao. Harmonic identification method based on second empirical mode decomposition[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2012, 33(11): 2041-2046.
- [8] 张杨, 刘志刚. EEMD 在电能质量扰动检测中的应用[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(12): 86-91.
- ZHANG Yang, LIU Zhigang. Application of EEMD in power quality disturbance detection[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(12): 86-91.
- [9] WU Z H, HUANG N E. Ensemble empirical mode decomposition: a noise assisted data analysis method[J]. Advances in Adaptive Data Analysis, 2009, 1(1): 1-41.
- [10] 王新, 孟玲玲. 基于 EEMD-LSSVM 的超短期负荷预测 [J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(1): 61-66.
- WANG Xin, MENG Lingling. Ultra-short-term load forecasting based on EEMD-LSSVM[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(1): 61-66.
- [11] 赵玲, 刘小峰, 秦树人, 等. 消除经验模态分解中混叠现象的改进掩膜信号法[J]. 振动与冲击, 2010, 29(9): 13-17.
- ZHAO Ling, LIU Xiaofeng, QIN Shuren, et al. Use of asking signal to improve empirical mode decomposition[J]. Journal of Vibration and Shock, 2010, 29(9): 13-17.
- [12] 时培明, 苏翠娇, 韩东颖. 基于 AMD-HHT 的非平稳信号紧密间隔频率检测[J]. 仪器仪表学报, 2014, 35(12): 2817-2825.
- SHI Peiming, SU Cuijiao, HAN Dongying. Closely spaced frequency component detection method of non-stationary signal based on AMD and HHT[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2014, 35(12): 2817-2825.
- [13] 张佑鹏, 邵如平, 杨波. 改善的主动频率偏移法在光伏并网孤岛检测中的应用[J]. 电测与仪表, 2015, 52(6): 27-32.
- ZHANG Youpeng, SHAO Ruping, YANG Bo. Application of improved active frequency drift method to photovoltaic grid islanding detection[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2015, 52(6): 27-32.
- [14] 翟登辉, 徐军, 沈定坤, 等. 一种优化的基于频率偏移的孤岛检测新方法[J]. 电力电子技术, 2013, 47(4): 58-60.
- ZHAI Denghui, XU Jun, SHEN Dingkun, et al. One optimized islanding detection method based on frequency drift[J]. Power Electronics, 2013, 47(4): 58-60.
- [15] 张超, 袁彦霞. 频率调制经验模态分解在轴承故障诊断中的应用[J]. 振动与冲击, 2014, 33(18): 185-189.
- ZHANG Chao, YUAN Yanxia. Application of frequency modulated EMD in bearing fault diagnosis[J]. Journal of Vibration and Shock, 2014, 33(18): 185-189.
- [16] 肖瑛, 殷福亮. 解相关 EMD: 消除模态混叠的新方法[J]. 振动与冲击, 2015, 34(4): 25-29.
- XIAO Ying, YIN Fuliang. Decorrelation EMD: a new method of eliminating mode mixing[J]. Journal of Vibration and Shock, 2015, 34(4): 25-29.

收稿日期: 2016-07-21; 修回日期: 2016-10-25

作者简介:

孙曙光(1979—), 男, 博士, 副教授, 主要从事谐波抑制以及无功补偿的研究; E-mail: sunshuguang_2000@163.com

庞毅(1990—), 男, 硕士研究生, 主要从事谐波抑制以及无功补偿的研究; E-mail: py371690329@163.com

刘建强(1990—), 男, 硕士研究生, 主要从事谐波抑制以及无功补偿的研究。

(编辑 姜新丽)