

改进的间谐波分析法——加窗插值 MUSIC 法

张绍勇,余志顽,余冬荣

(河海大学 能源与电气学院,江苏 南京 210098)

[摘要] 邻近谐波或基波的间谐波,是导致电压闪变的直接原因,准确检出该成分,对于改善电能质量具有重要意义.针对真实电网宽带多频的信号特性,提出了一种改进的间谐波分析法——加窗插值 MUSIC 法,该方法克服了加窗插值和 MUSIC 算法的局限. Matlab 仿真表明加窗插值 MUSIC 法频率分辨率和精度优于加窗插值,相对传统求根 MUSIC 不需要估算信号个数,能有效消除伪谱的影响.

[关键词] 间谐波,频率分辨率,加窗插值, MUSIC 算法

[中图分类号] TM733 **[文献标志码]** A **[文章编号]** 1672-4292(2011)04-0001-05

An Improved Interharmonics Analysis Algorithm Based on Windowed Interpolation and MUSIC

Zhang Shaoyong, Yu Zhiwan, Yu Dongrong

(College of Energy and Electrical Engineering, Hohai University, Nanjing 210098, China)

Abstract: Detecting interharmonics for flicker troubleshooting is highly desirable. Whereas these interharmonics are close to harmonic or fundamental component, it is always swamped by the main-lobe of harmonic nearby if the harmonic amplitude is much bigger than interharmonic amplitude, and vice versa. In this paper, an improved interharmonic analysis algorithm is proposed on the basis of the windowed interpolation and the MUSIC method. It is shown by matlab simulation that the new method enjoys higher frequency resolution and is more precise than traditional ones.

Key words: interharmonic, frequency resolution, windowed interpolation, MUSIC algorithm

邻近谐波或者基波的间谐波,是导致电压闪变的直接原因,准确地检测出该间谐波成分对于改善电能质量具有重要的意义.然而间谐波是谐波检测中的难点,因为间谐波的存在导致采样无法同步.由于电网间谐波幅值一般为谐波幅值的百分之一量级,如果此时间谐波又临近谐波,那么检测的难度更大^[1].

电力系统间谐波检测方法主要包括经典的 DFT 算法^[2-4]和现代的分析方法.当各个信号成分“频率间距”满足最小频率分辨率时, DFT 算法可以实现多个谐波和间谐波信号高效、精确的检测^[5-7].但如果“频率间距”小于最小频率分辨率时, DFT 算法将无法分辨临近的频率成分.现代分析方法中一个重要的分支为基于现代谱估计理论的检测方法^[8-11].当被分析信号为窄带信号,且包含有限频率成分时,这些方法对有限的时域采样信号具有无限的频率分辨率,可以实现两个临近频率成分的检测,但如果直接用于电网宽带多频信号的求解,将出现信号个数无法估计,进而产生伪谱,影响谐波和间谐波检测精度.

对此,本文提出了一种改进的间谐波分析法——加窗插值 MUSIC 法.在满足 IEC 标准的 200 ms 窗宽,对于宽带多频的电网信号,该方法不仅可以准确地检出多个谐波和间谐波,对于导致闪变的间谐波的检测亦有较高的分辨率.基于 Matlab 的仿真证明该算法的精度优于加窗插值算法,稳定性优于 MUSIC 算法.

1 电网谐波检测算法的局限性

1.1 加窗算法的局限性

频率分辨率有限是 DFT 算法检测间谐波最大的局限性.为进一步说明该问题,考虑某一信号:

收稿日期: 2011-11-08.

通讯联系人: 张绍勇, 博士, 研究方向: 电力系统谐波分析和谐波源识别. E-mail: zsy@hhu.edu.cn

$$x(t) = 0.3333\sin(2\pi 150.03t) + 0.15\sin(2\pi 153t) \tag{1}$$

其 1 s 的时域波形如图 1 所示. 对 $x(t)$ 以 10 kHz 采样频率采样 200 ms 后, 分别采用矩形窗和 Hanning 窗后的频谱分别如图 2、图 3 所示. 从图 2、图 3 可见, 即便间谐波幅值为 3 次谐波幅值的 45%, 采用矩形窗和 Hanning 窗后, 间谐波仍然淹没在 3 次谐波的主瓣内. 因而此时即便采用插值算法, 该次间谐波仍然无法检出.

1.2 MUSIC 法局限性

现代谱估计法是有效的间谐波检测算法, 理论

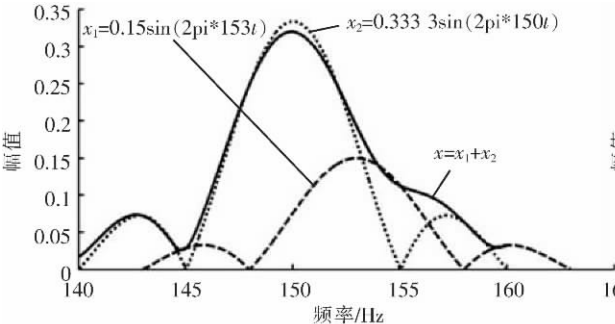


图 2 加矩形窗频谱图
Fig.2 Spectrum with rectangular window

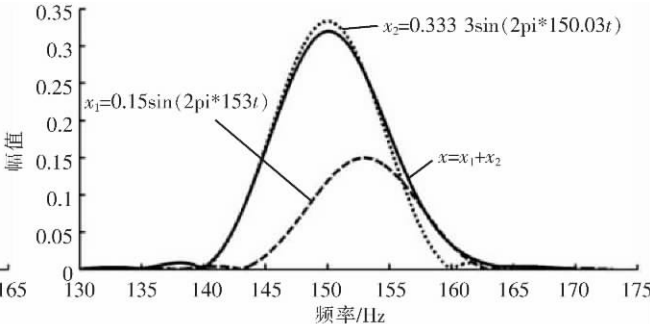


图 3 加 Hanning 窗频谱图
Fig.3 Spectrum with Hanning window

上可以达到无限的频率分辨率^[8-11], 其中最经典的一种为 MUSIC 算法, 具体算法参见文献 [8], 仅把具体步骤归纳如下:

- 步骤 1 根据采样信号求取信号的 $m \times m$ 阶自相关矩阵 R_{xx} , 对其进行特征值分解 $R_{xx} = U \sum U^T$.
- 步骤 2 矩阵 U 与 R_{xx} 的 p 个主特征值对应的部分组成信号向量空间矩阵 U_p .
- 步骤 3 抽取 U_p 的前 $m-1$ 行组成矩阵 U_1 , 后面 $m-1$ 行组成矩阵 U_2 , 计算矩阵 $(U_1^T U_1)^{-1} U_1^T U_2$ 的特征值分解, 得到 $e^{j\omega_i} (i = 1, \dots, p)$, 得到谐波和间谐波角频率估计值 $\omega_i (i = 1, \dots, p)$.
- 步骤 4 根据最小二乘法求取谐波和间谐波幅值和初相位.

但真实电网为宽带信号且频率成分较多, 如果直接采用 MUSIC 法对该信号进行求解, 将存在下述 3 点局限性: ① 信号个数无法准确定阶; ② 宽带信号求解的失效; ③ 伪谱的出现, 从而影响谐波和间谐波检测精度.

2 加窗插值 MUSIC 法

针对加窗插值和 MUSIC 算法在对实际电网宽带信号直接求解中的局限性, 本文提出改进的间谐波分析法——加窗插值 MUSIC 法. 其基本思想是利用加窗插值算法对宽带多频电网信号求解的高精度和稳定性, 对原始信号进行初步分析, 先精确求解出“满足最小频率分辨率”的谐波和间谐波成分, 进而采用频率分析定位临近谐波和间谐波所在“窄带频率区间”, 最后对该窄带信号利用 MUSIC 算法无限频率分辨率的优点进行频谱细化分析. 具体步骤如图 4 所示, 主要由信号初步求解、频率分析和临近分量求解 3 部分.

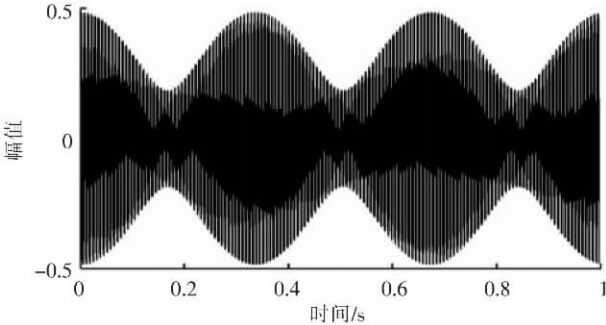


图 1 信号 $x(t)$ 1 s 时域波形
Fig.1 Waveform of $x(t)$ for 1 s

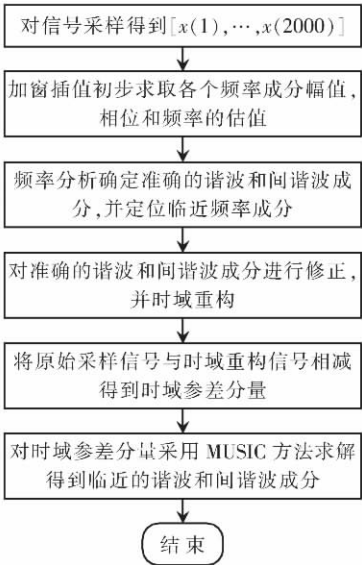


图 4 算法流程图
Fig.4 Procedure of the algorithm

2.1 信号初步求解

考虑电力系统谐波和间谐波信号计算模型为:

$$x(t) = \sum_{k=0}^M \sqrt{2} X_k \cos(\omega_k t + \varphi_k), \quad (2)$$

其中, M 为信号最高谐波成分; $\omega_0 = 2\pi f_0$; ω_0 为信号基波角频率; f_0 为信号基波频率; φ_0 为基波初相位. 当 ω_k 为 ω_0 整数倍时, 为谐波分量, 非整数倍时为间谐波分量.

对于式 (2) 所示的谐波和间谐波模型, 采用 IEC 采样窗宽 200 ms, 采样频率 $f_s = 10$ kHz, 采样 2000 点 $[x(1), \dots, x(2000)]$. 对信号加 Hanning 窗 FFT 求取各个离散频点的值, 采用插值算法求取谐波和间谐波的幅度、相位和频率的估值 \bar{A}_m , \bar{f}_m , $\bar{\varphi}_m$, 各个参数求解参见公式 (3)、(4) 和 (5). 其中 $\bar{X}(m_1)$ 和 $\bar{X}(m_2)$ 为 m 次谐波频率附件两个谱峰:

$$\bar{A}_m = |\bar{X}(m_1)| / W(\varepsilon), \quad (3)$$

$$\bar{\varphi}_m = \angle \bar{X}(m_1) + \pi\varepsilon, \quad (4)$$

$$\bar{f}_m = (m_1 - \varepsilon)f_s / N, \quad (5)$$

其中 ε 为同步偏差, ε 的求解如下:

定义 $\beta = |\bar{X}(m_2)| / |\bar{X}(m_1)|$, 当 $m_1 \leq m \leq m_2$ 时, 则:

$$\beta \approx \frac{|W(1 + \varepsilon)|}{|W(\varepsilon)|} = \frac{(1 + \varepsilon)}{(2 + \varepsilon)}. \quad (6)$$

$$\text{解得 } -\varepsilon \approx \frac{2\beta - 1}{1 + \beta};$$

当 $m_2 \leq m \leq m_1$ 时, 则:

$$\beta \approx \frac{|W(-1 + \varepsilon)|}{|W(\varepsilon)|} = \frac{(1 + \varepsilon)}{(2 - \varepsilon)}, \quad (7)$$

$$\text{解得 } \varepsilon \approx \frac{2\beta - 1}{1 + \beta}.$$

2.2 频率分析

以基波估算值 \bar{f}_0 为参考, 定义 m 次信号频率偏差值为 $\Delta f_m = |\bar{f}_m - \text{round}(\bar{f}_m / \bar{f}_0) * \bar{f}_0|$, 其中 round 为取整函数, 分析比较其余次信号频率的估算精度. 频率分析对于准确地确定临近频率成分进而求解至关重要, 下面着重分析频率阈值的选择.

图 5 给出当间谐波幅值为 3 次, 谐波幅值为 3% 时, 频率从 151 Hz 变化到 175 Hz 时, 采用 Hanning 窗插值求解 3 次谐波频率的误差曲线. 从图可见, 当间谐波与谐波频率偏差在 $15 \leq \Delta f_m \leq 25$ 时, 3 次谐波频率的计算误差小于 0.005 Hz. 当频率偏差在 $1 \leq \Delta f_m \leq 15$ 时, 3 次谐波频率的计算误差逐渐增大. 这表明: 如果间谐波与谐波频率偏差为 $15 \leq \Delta f_m \leq 25$ 时, 间谐波对谐波频率计算的影响可以忽略. 综上分析, 我们给出信号估算准确与否的判据:

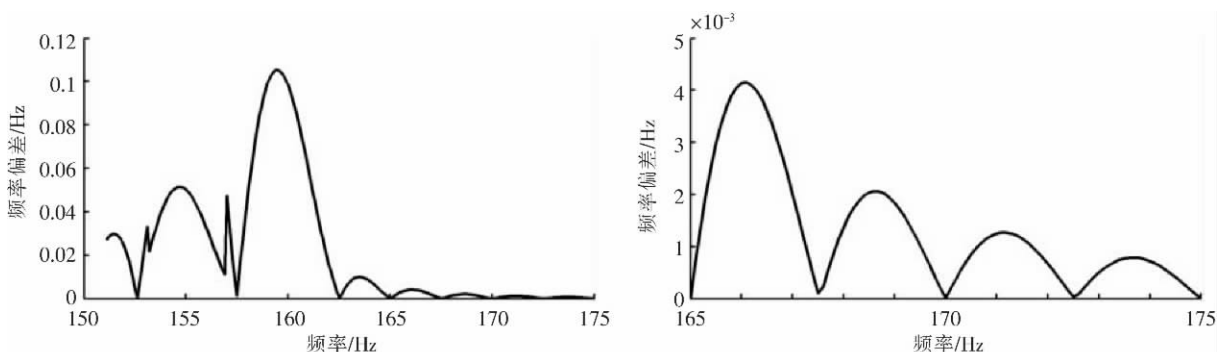


图 5 3 次谐波频率误差

Fig.5 The third harmonic frequency errors

(1) 当 $\Delta f_m \leq \delta_1$, 其中 $\delta_1 = 0.005$ Hz 为设定的偏差阈值, 认为 m 次信号为谐波信号, 其幅值、频率和相位的估计为准确的.

(2) 当 $15 \leq \Delta f_m \leq 25$,该信号分量为间谐波 ,认为该次间谐波的参数估计是精准的.

(3) 当 $\delta_1 \leq \Delta f_m < 1$,则认为 m 次信号为谐波信号 ,但其参数的估计出现较大偏差 ,偏差的原因在于临近有间谐波分量 .进一步如果临近的 $m \pm 1$ 次信号 $1 \leq \Delta f_{m+1} < 15$ 或者 $1 \leq \Delta f_{m-1} < 15$,则认为临近的 $m + 1$ 或 $m - 1$ 次信号为间谐波 ,但它们的参数估计精度不可靠.

仿真发现 $m = 1, \cdots, M$, $m \neq k$ 个谐波分量参数的估计精度对后续 k 次谐波成分和邻近的间谐波成分估计的精度有很大的影响. 本文采用文献 [5] 基波分量计算出来的同步偏差 ε_1 修正保留谐波成分的同步偏差 $\varepsilon_m = m\varepsilon_1$,重新计算各次谐波成分的频率估计 \hat{f}_m 、相位 $\hat{\varphi}_m$ 和幅度 \hat{A}_m ,重构信号:

$$\hat{x}(n) = \sum_{m=1, m \neq k}^M \hat{A}_m \cos[\hat{\omega}_m n T_s + \hat{\varphi}_m], n = 0, 1, \cdots, N-1.$$

(8)

该信号不包含间谐波和与之邻近的谐波成分.

进一步可得到原始采样信号与重构信号的时域偏差信号:

$$\Delta x(n) = x(n) - \hat{x}(n), n = 0, 1, \cdots, N-1.$$

(9)

2.3 临近分量求解

对时域残差信号采用 MUSIC 法求解临近的谐波和间谐波的参数估计. 前文分析了 MUSIC 法的局限性, 本算法做了如下改进: (1) 考虑残差信号 $\Delta x(n)$ 包含的频率成分, 采取预付初值的方式, 即直接给定一个较大的频率成分的估值 \bar{M} 作为 MUSIC 算法入口参数进行计算; (2) 此时残差信号为一已知频率区间的窄带信号; (3) 通过比较频率成分的频率区间和幅度, 确定真实的谐波和间谐波成分, 消除伪谱的影响.

3 算例仿真

为了验证本文的算法, 给出多个谐波和间谐波存在时 Matlab 仿真结果. 其信号模型为:

$$x(t) = \sum_{h=1}^{21} A_h \cos(h\omega_0 t + h\varphi_0) + \sum_{i=1}^p A_i \cos(\omega_i t + \varphi_i),$$

(10)

其中, $\sum_{h=1}^{21} A_h \cos(h\omega_0 t + h\varphi_0)$ 为谐波成分, 偶次谐波的幅度

均为 0.025, 奇次谐波 m 的幅度为 $1/m$, 基波频率为 $\omega_0 =$

$2\pi f_0 = 2\pi \times 50.01$,基波相位为 $\varphi_0 = 30^\circ$; $\sum_{i=1}^p A_i \cos(\omega_i t +$

$\varphi_i)$ 为间谐波成分, 间谐波采用了文献 [5] 中的参数, 并增加了临近的间谐波信号分别为 153 Hz、159 Hz ,间谐波具体参数如表 1 所示.

表 1 间谐波参数

Table 1 Harmonic parameters

频率 /Hz	幅度	相位 /°
25.00	0.04	0.00
159.00(153.00)	0.15	0.00
225.00	0.05	0.00
330.00	0.04	0.00
380.00	0.05	0.00

其仿真结果见图 6 和图 7 ,从图中可见本文提出的算法优于加窗插值算法 ,尤其是当临近间谐波的频率为 153 Hz 时 ,如果采用传统的加窗插值算法 ,无法分辨出 153 Hz 和 3 次谐波成分 ,但新算法能在满足其余次谐波和间谐波检测精度与加窗插值算法相同的情况下 ,实现两个临近频率成分的检测.

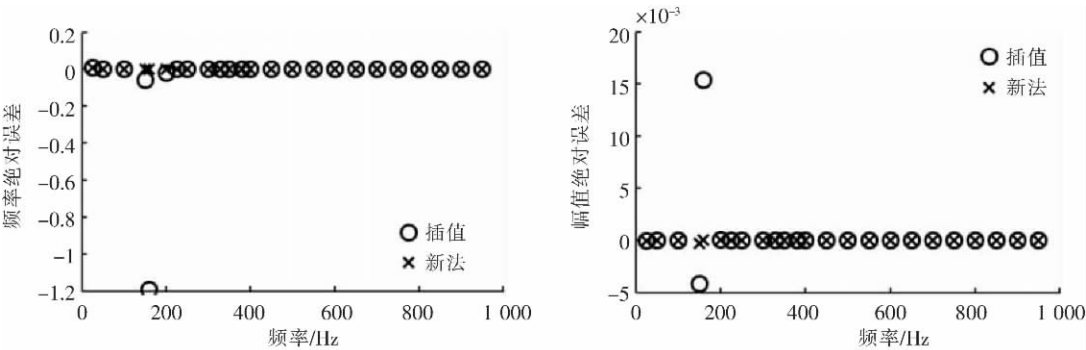


图 6 间谐波为 159 Hz 算法精度比较

Fig.6 Frequency and amplitude errors with different methods

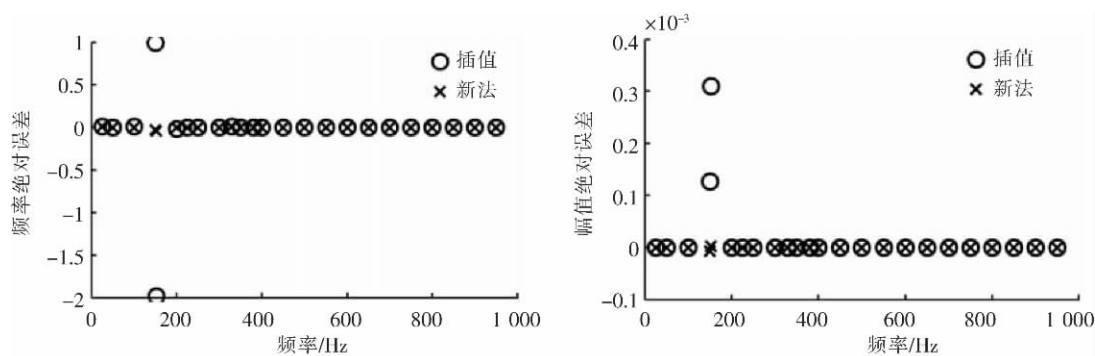


图 7 间谐波为 153 Hz 算法精度比较

Fig.7 Frequency and amplitude errors with different methods

注 加窗插值算法无法估算出临近的两个频率分量,为画图需要这两个成分的频率和幅值取同一计算值。

4 结论

(1) 加窗插值和 MUSIC 法是电网间谐波检测的有效算法,但加窗插值算法频率分辨率有限,MUSIC 法对于宽带多频信号无法直接求解。

(2) 利用加窗插值算法对宽带多频电网信号进行初步求解,再对特定频率区间的窄带信号利用 MUSIC 算法进行频谱细化分析,可以取得较满意的计算结果。

(3) 实际电网的采样信号通常叠加着随机噪声,噪声对本文算法的影响需要进一步的研究。

[参考文献](References)

- [1] Li C, Xu W, Tayjasanant T. Interharmonics: Basic concepts and techniques for their detection and measurement [J]. Elect Power Syst Res, 2003, 66: 39-48.
- [2] Harris F J. On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform [J]. Proc IEEE, 1978, 66: 51-83.
- [3] 王柏林. 随机环境下电力系统谐波分析算法 [J]. 电力系统自动化, 2008, 32(3): 22-25.
Wang Bolin. Algorithms for harmonic analysis of power systems under stochastic condition [J]. Automation of Electric Power Systems, 2008, 32(3): 22-25. (in Chinese)
- [4] 王柏林. 频谱小偏差校正新方法 [J]. 电力系统自动化, 2005, 29(20): 46-49.
Wang Bolin. Novel small synchronous error correction method in spectrum analysis [J]. Automation of Electric Power Systems, 2005, 29(20): 46-49. (in Chinese)
- [5] Hao Q, Rongxiang Z, Tong C. Interharmonics analysis based on interpolating windowed FFT algorithm [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2007, 22(2): 1064-1069.
- [6] Liu Z, Himmel J, K W Bong. Improved processing of harmonics and interharmonics by time-domain averaging [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, 20(4): 2370-2380.
- [7] Gallo D, Langella R, Testa A. Desynchronized processing technique for harmonic and interharmonic analysis [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2004, 19(3): 993-1001.
- [8] Bracale A, Carpinelli G, Zbigniew Leonowicz. Measurement of IEC groups and subgroups using advanced spectrum estimation methods [J]. IEEE Trans Instrum Meas, 2008, 57: 672-681.
- [9] 丁屹峰, 程浩忠. 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): 94-97.
Ding Yifeng, Cheng Haozhong. Spectrum estimation of harmonics and interharmonics based on prony algorithm [J]. Transactions of China Electro Technical Society, 2005, 20(10): 94-97. (in Chinese)
- [10] 田伟, 王洪希, 白晶. 基于互高阶谱 MUSIC 法的间谐波检测 [J]. 电力系统保护与控制, 2007, 35(22): 49-52.
Tian Wei, Wang Hongxi, Bai Jing. Inter-harmonics parameter estimation on crosshigh-spectrum based on music method [J]. Power System Protection and Control, 2007, 35(22): 49-52. (in Chinese)
- [11] Bracale A, Caramia P, Carpinelli G. Adaptive prony method for waveform distortion detection in power systems [J]. Electrical Power and Energy System, 2007, 29: 371-379.

[责任编辑: 刘 健]