

一种新的电力系统谐波间谐波两步检测法

惠锦, 杨洪耕

(四川大学电气信息学院, 四川 成都 610065)

摘要: 提出了一种新的基于邻近谱线抵消及加窗 TDA 的谐波间谐波两步检测法。IEC 对于谐波间谐波检测推荐的采样窗口长度为十个周波, 在此前提下, 研究了同步采样下谐波和间谐波之间的频谱干扰特性, 提出采用两步法对谐波和间谐波分开进行分析。对于各次谐波, 利用邻近谱线抵消手段抑制了间谐波对其频谱的干扰; 间谐波的时域对应 TDA 后的差分信号, 考虑到各间谐波频谱之间的干扰及栅栏效应, 通过加窗双谱线插值提高间谐波检测精度; 当某一间谐波频率与谐波频率较为接近时, 提出加窗 TDA 法抑制拟谐波偏差信号主瓣对间谐波的影响。通过仿真分析表明, 在同步采样条件下, 此方法对于谐波和间谐波有着较高的检测精度。

关键词: 频谱干扰; 时域平均; 离散傅里叶变换; 谐波间谐波检测

Harmonic and inter-harmonic detection method based on neighboring spectral offsetting and windowed TDA in two stages

HUI Jin, YANG Hong-geng

(Sichuan University, Chengdu 610065 China)

Abstract: This paper presents a new method for detecting harmonics and the inter-harmonics, it is based on neighboring spectral lines offsetting and windowed TDA. The recommended standard of IEC about the length of sampling window is ten fundamental periods. This paper investigates the spectral interruptions between harmonics and inter-harmonics under synchronized sampling, detects the harmonics and inter-harmonics separately in two stages. For harmonic detection, it uses neighboring spectral lines to offset the spectral interruption by inter-harmonics. For inter-harmonic detection, windowed interpolated DFT to eliminate the spectral leakage and fence effect. When there is an inter-harmonic close to a harmonic, a windowed TDA method is presented to improve the inter-harmonic detection accuracy. Through the simulation analysis, the validity of the proposed method is proved.

Key words: spectral interruption; time-domain averaging; discrete Fourier transform; harmonic detection and inter-harmonic detection

中图分类号: TM714 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2009)23-0028-07

0 引言

离散傅里叶变换 DFT (Discrete Fourier Transform) 和快速傅里叶变换 FFT (Fast Fourier Transform) 是分析谐波、间谐波的主要工具。由于信号分析时被截断, 对应频域就存在频谱泄漏和栅栏效应; 当信号中各分量的频率与傅里叶变换的离散频点对应时, 信号中各分量的检测误差为零。但实际往往满足不了上述要求, 主要有两个原因: ①电网频率的波动导致采样对谐波不同步。②即使采样同步, 若信号中存在间谐波分量, 谐波和间谐波之间, 各个间谐波分量之间的频谱干扰依然存在。针对上述问题, 目前主要采用加窗插值^[1~11]手段来修正谐波、间谐波参数, 但是此类方法的采样窗口长度一般要二十个周期以上, 不能满足

IEC61000-4-7 的推荐标准 (十个基波周期), 且要预先知道间谐波的频率分布估计值, 同步采样条件下得到的谐波参数也是不准确的。

现在对谐波的采样同步化问题可以通过锁相环或时域插值技术^[12~14]解决, 这方面已经比较容易实现; 目前的关键问题是如何抑制谐波和间谐波之间以及各间谐波之间的频谱干扰问题。文献[15]提出了一种同步采样下基于时域平均 TDA (Time Domain Averaging) 的谐波间谐波检测方法^[14,15], 该方法大大抑制了谐波和间谐波的频谱干扰, 特别是在间谐波的频率分布估计上有着较大的优势。但是此方法有如下缺陷: ①间谐波对谐波在频谱上仍有干扰, 其计算所得谐波参数与直接 DFT/FFT 所得谐波参数完全相等。②未考虑到间谐波分量较多时, 各个间谐波之间的频谱干扰; 因此通过 CZT (Chirp Z

transform)或补零法得到的间谐波参数仍会有较大误差。

本文以同步采样下谐波和间谐波的频谱干扰为出发点,研究了它们在频谱上的相互关系。提出分两步分别进行谐波和间谐波的检测。对于谐波,利用同步采样下谐波频谱在非整数次谐波频点上的值为零这一特点,提出邻近谱线抵消法抑制间谐波对谐波频谱的干扰。对于间谐波,其时域信号对应TDA后的差分信号,考虑到各间谐波频谱之间的相互干扰,通过加Rife-Vincent(III)窗^[9]插值修正各分量的频率、幅值和相位;当某一个间谐波频率与某一谐波频率较为接近时,提出加窗TDA的方法抑制拟谐波偏差信号的主瓣对间谐波的影响,并指出在间谐波DTFT主瓣对谐波频点没有影响的前提下,优先选择旁瓣跌落较快的窗函数。通过仿真分析证明了此方法的有效性,优越性和可行性。

1 谐波间谐波之间的频谱干扰

考虑信号:

$$x(t) = \sum_{p=1}^P A_p \cos(2\pi f_p t + \varphi_p) \quad (1)$$

对上述信号进行离散化,并通过长度为 T_w 的矩形窗对其进行截断处理。得到:

$$x[k] = \sum_{p=1}^P A_p \cos(2\pi f_p \cdot k \cdot \Delta t + \varphi_p) \quad (2)$$

$$0 \leq k \leq MN - 1$$

其中: $\Delta t = 1/f_s$ 为采样周期, f_s 为采样频率, f_p 为谐波或间谐波频率, M 为采样窗口对应的基波周期数, N 为每周波采样点数。

信号 $x[k]$ 的离散时间傅里叶变换(DTFT)为:

$$X(e^{j\Omega}) = \sum_{k=0}^{MN-1} x[k] e^{-j\Omega k} \quad (3)$$

其中: $\Omega = 2\pi f \Delta t$,其DFT为:

$$X[n] = \sum_{k=0}^{MN-1} x[k] e^{-j2\pi nk/(MN)} \quad (4)$$

$$n = 0, 1, \dots, MN - 1$$

对方程(3)和方程(4)进行比较,立即可得到:

$$X[n] = X(e^{j\Omega}) \Big|_{\Omega=2\pi n/(MN)} = X_N(e^{j2\pi n/(MN)}) \quad (5)$$

忽略负频率频谱的影响,DFT结果 $X[n]$ 和DTFT结果 $X(e^{j\Omega})$ 表示如下:

$$X[n] = X(e^{j\Omega}) \Big|_{\Omega=2\pi n/(MN)} = X(e^{j2\pi n/(MN)}) =$$

$$\sum_{p=1}^P \frac{A_p}{2} \cdot e^{j[\varphi_p - \pi(n-f_p T_w) \frac{MN-1}{MN}]} \cdot \frac{\sin \pi(n-f_p \cdot T_w)}{\sin \frac{\pi}{MN}(n-f_p \cdot T_w)}, \quad (6)$$

$$0 \leq n \leq MN/2 - 1$$

$$X(e^{j\Omega}) = \sum_{p=1}^P \frac{A_p}{2} \cdot e^{j[\varphi_p - (MN-1)(\Omega - \Omega_p)/2]} \cdot \frac{\sin[MN \cdot (\Omega - \Omega_p)/2]}{\sin[(\Omega - \Omega_p)/2]} \quad (7)$$

$X(e^{j\Omega})$ 在任何频率点的值都是信号中各个分量在此点对应的值的叠加,从而各个分量之间的频谱干扰就会发生。

1.1 间谐波对谐波频谱的干扰

令谐波信号:

$$x_1[k] = \sum_{p=1}^2 A_p \cos(2\pi f_1 \cdot p \cdot k / f_s) \quad (8)$$

$k = 0, 1, \dots, MN - 1$, f_1 为基波频率, f_s 为采样频率, A_p 为信号幅值。具体参数如表1。其频谱如图1所示。

表1 谐波信号参数
Tab.1 Harmonic signal parameters

M	N	f_1	f_s	A_1	A_2
10	64	50 Hz	3200 Hz	1 V	0.8 V

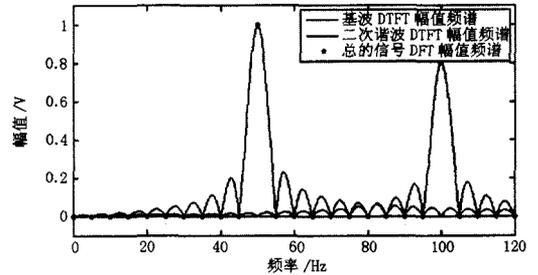


图1 谐波信号的幅值频谱图

Fig.1 Amplitude spectra of the signal without inter-harmonics

DFT/FFT是对信号DTFT频域采样。当信号中只含谐波成分且同步采样时,DFT/FFT所得谐波参数是完全准确的(如图1所示),不存在相互干扰。

当信号中存在间谐波时:

$$x_2[k] = x_1[k] + 0.6 \cos(2\pi 72 \text{ Hz} \cdot k / f_s) \quad (9)$$

由于此时采样对间谐波而言是非同步的,其DTFT在谐波对应的离散频点上不为零,此时通过DFT/FFT检测到的谐波参数就会有误差,如图2所示。根据时域频域的相互关系,可以通过加长采样窗口的长度使各分量频谱接近脉冲信号以减小间谐

波对谐波的干扰，但是，这正是矛盾所在，IEC 标准规定为十个周波，因此如何在十个周波条件下作准谐波检测是本文要讨论的。

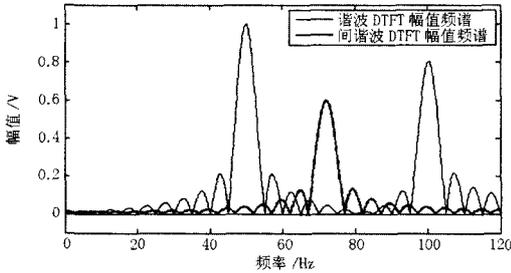


图 2 间谐波信号的幅值频谱图

Fig.2 Amplitude spectra of the signal with inter-harmonics

1.2 谐波对间谐波频谱的干扰

从图 2 看出谐波对间谐波频谱存在干扰，但这只是对于连续频谱 DTFT 而言的；对 DFT/FFT 而言，由于谐波频谱在除了整数倍基频点外的其他频点上为零，因此，以 5 Hz 为频率分辨率的各个离散频谱（去除谐波对应频点）为间谐波单独作用的结果。换句话说，当谐波与间谐波的频率差大于半个主瓣宽度时（对应矩形窗为 10 Hz），谐波在 DFT/FFT 结果上对间谐波主瓣内谱线没有影响，间谐波检测的误差主要是由栅栏效应和各个间谐波之间的频谱干扰所引起。但当所加窗的主瓣较宽时，或间谐波的频率与某一谐波频率之差小于主瓣宽度时，谐波在 DFT/FFT 结果上就会对间谐波产生影响。

2 谐波检测—邻近谱线抵消法

可以证明，通过基于 TDA 方法检测到的谐波参数与信号直接做 DFT 所得结果完全相同^[14]。通过 TDA 来抑制间谐波对谐波干扰，其本质只是延长采样窗口，窄化各分量的频域信号。下面就如何进一步减小间谐波对谐波的频谱干扰，提出简单可行的邻近谱线抵消法。

现对式 (9) 所示信号，分别从实部和虚部分析间谐波对谐波频谱的干扰；间谐波频谱在谐波对应频点及邻近频点的影响如图 3、图 4 所示。

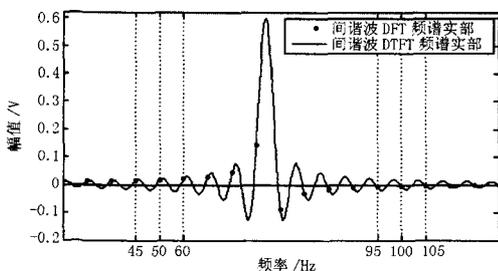


图 3 间谐波信号的频谱实部图

Fig.3 Real part of inter-harmonic's spectra

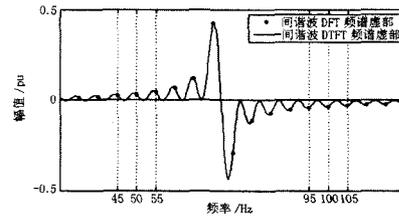


图 4 间谐波信号的频谱虚部图

Fig.4 Image part of inter-harmonic's spectra

现对 50 Hz 及其附近的 45 Hz 和 55 Hz 三个频点做分析，对应 DFT 值 $X(9)$ 、 $X(10)$ 、 $X(11)$ 。 $X(e^{j\Omega})$ 在任何频率点的值都是信号中各个分量在此点对应的值的叠加，这里对应谐波和间谐波两个分量。

$$\begin{cases} X(9) = X_{\text{谐波}}(9) + X_{\text{间谐波}}(9) \\ X(10) = X_{\text{谐波}}(10) + X_{\text{间谐波}}(10) \\ X(11) = X_{\text{谐波}}(11) + X_{\text{间谐波}}(11) \end{cases} \quad (10)$$

由于同步采样，谐波在除了整数倍次基频频点上有值外，其他频点上为零；因此其他频点上的值都为间谐波单独引起的泄漏值，得到式 (11)：

$$\begin{cases} X(9) = X_{\text{间谐波}}(9) \\ X(10) = X_{\text{谐波}}(10) + X_{\text{间谐波}}(10) \\ X(11) = X_{\text{间谐波}}(11) \end{cases} \quad (11)$$

从图 3、图 4 中看出，实部和虚部旁瓣对应的邻近几个点，可以认为呈近似的线性关系，因此得到：

$$X_{\text{估计}}(10) \approx X(10) - [X(9) + X(11)]/2 \quad (12)$$

当信号中存在多个间谐波成分时，根据线性关系，式 (10) 依然成立。得出谐波检测通用公式：

$$X_{\text{谐波}}(l \frac{T_w}{T_1}) \approx X(l \frac{T_w}{T_1}) - [X(l \frac{T_w}{T_1} - 1) + X(l \frac{T_w}{T_1} + 1)]/2 \quad (13)$$

式中： $l = 0, 1, \dots, N/2 - 1$ ， T_1 为基波周期。

现对式 (1) 所示信号做仿真分析，信号具体参数如表 2 所示。

表 2 仿真信号参数

Tab.2 Signal parameters

p	波形	f_p/Hz	A_p/V	$\varphi_p/(^\circ)$
1	间谐	24	2.28	20
2	基波	50	380	10
3	谐波	150	19	25
4	间谐	173	1.9	30
5	谐波	250	15.2	100
6	间谐	337	1.5	120
7	谐波	350	11.4	150
8	间谐	383	1.14	180
9	谐波	450	7.6	-150

采样频率为 3 200 Hz, 采样窗口长度为 $M=10$ 个基波周期。分别采用三种方法对谐波参数进行计算:

- 1) 方法 1 为基于 TDA 的方法^[15]。
- 2) 方法 2 为双谱线插值法。
- 3) 方法 3 为邻近谱线抵消法。

奇次和偶次谐波的计算结果及误差分别如表

表 3 奇次谐波计算结果误差对比
Tab.3 Contrast of calculation errors

奇次 谐波 次数	幅值分析							相角分析						
	设定值 V	计算值			相对误差(10^{-4})			设定值 $/ (^{\circ})$	计算值			相对误差(10^{-4})		
		方法 1	方法 2	方法 3	方法 1	方法 2	方法 3		方法 1	方法 2	方法 3	方法 1	方法 2	方法 3
1	380	380.0088	380.0104	379.9973	0.23	0.27	-0.07	10	10.0161	9.9959	10.0002	16.1	-4.1	0.2
3	19	18.9328	18.9306	19.0024	-35.37	-36.53	1.26	25	23.8216	25.3126	24.9828	-471.36	125.04	-6.88
5	15.2	15.1522	15.1519	15.2001	-31.45	-31.65	0.066	100	99.4339	100.0273	100.0001	-56.61	2.73	0.01
7	11.4	11.2300	11.2174	11.4235	-149.12	-160.18	20.61	150	154.3006	149.6281	150.0976	286.71	-24.79	6.51
9	7.6	7.5772	7.5770	7.6001	-30.00	-30.26	0.13	-150	-149.4523	-150.0630	-149.9991	-36.51	4.2	-0.06

表 4 偶次谐波计算结果对比
Tab.4 Contrast of calculation errors

偶次谐波 次数	设定值	计算值		
		方法 1	方法 2	方法 3
2	0	0.060 7	0.036 9	0.000 1
4	0	0.191 1	0.109 5	0.003 8
6	0	0.111 6	0.066 9	0.001 1
8	0	0.178 2	0.092 5	0.009 6

3 间谐波检测—双谱线插值及加窗 TDA

基于 TDA 的间谐波检测方法, 先将 TDA 后的单周期信号进行周期延拓, 构成 M 个基波周期长度的拟谐波信号 $x'_{\text{har}}[k]$, 再把原始信号 $x[k]$ 减去 $x'_{\text{har}}[k]$ 得到差分信号 $x'_{\text{interhar}}[k]$, 对应拟间谐波信号, 通过对差分信号做 CZT 或补零来分析得到间谐波参数。此时间谐波之间的频谱干扰依然存在, 这是产生间谐波检测误差的主要原因, 本文采取对差分信号加窗插值来修正各间谐波参数, 窗函数采用文献[9]提出的 Rife-Vincent (III) 窗, 其旁瓣跌落较快, 可以很好地抑制间谐波之间的频谱干扰。对应的参数修正公式如下:

$$\alpha = 3.04088502\beta + 0.18639667\beta^3 + 0.08943551\beta^5 + 0.05198156\beta^7 \quad (14)$$

$$f = [n_1 + \alpha - 0.5(-1)^i]f_s / (MN) \quad (15)$$

$$A = (MN)^{-1}(y_1 + y_2)(1.08536619 + 0.30340845\alpha^2 + 0.04564175\alpha^4 + 0.00512876\alpha^6) \quad (16)$$

3、表 4 所示。方法 1 和方法 2 计算所得误差较大; 方法 1 的误差主要由间谐波对谐波频谱的干扰引起, 方法 2 的结果验证了当信号同步采样时, 通过插值修正后所得谐波参数也是不够准确的。而本文方法通过巧妙的修正, 利用邻近谱线及同步采样的特点, 计算得到的谐波参数精度较高, 且计算量要小于方法 2。

$$\theta = \arg[X(n_i)] + \pi/2 - \pi[\alpha - 0.5(-1)^i] \quad (17)$$

Rife-Vincent (III) 窗的表达式如下:

$$w(k) = 1 - 1.43596 \cos\left[\frac{2\pi k}{MN}\right] + 0.49754 \cos\left[\frac{4\pi k}{MN}\right] - 0.06158 \cos\left[\frac{6\pi k}{MN}\right]$$

3.1 拟谐波信号的准确性对加窗插值的影响
由于:

$$x'_{\text{interhar}}[k] = x[k] - x'_{\text{har}}[k] \quad (18)$$

差分信号与真实间谐波信号之间差异的大小主要取决于拟谐波信号的准确程度。真实的间谐波信号为:

$$x_{\text{interhar}}[k] = x[k] - [x'_{\text{har}}[k] + \Delta x_{\text{har}}[k]] = x'_{\text{interhar}}[k] + \Delta x_{\text{har}}[k] \quad (19)$$

与差分信号之间相差一个偏差量 $\Delta x_{\text{har}}[k]$, 称之为拟谐波偏差信号。这是由间谐波对谐波频谱的干扰所引起的, 如 1.1 节所述。因此对差分信号进行加窗插值时, 实际还包含了一个 $\Delta x_{\text{har}}[k]$ 分量。由于 $\Delta x_{\text{har}}[k]$ 和谐波信号一样是周期的, 若所加的窗为矩形窗, 正如 1.2 节所述, 对 DFT 而言, 其对除了整数倍基频以外的频点的干扰为零。但是若所加窗主瓣较宽, 旁瓣跌落较快, 主瓣跨越多个频点, 如 Rife-Vincent (III) 窗, 且间谐波频率与某次谐波频率很接近时, $\Delta x_{\text{har}}[k]$ 就会对间谐波离散频谱 (对应插值的双谱线) 产生干扰, 影响加窗插值结果, 如图 5 所示。

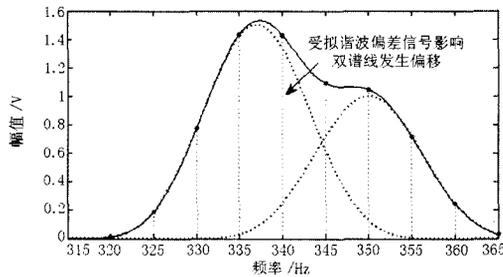


图 5 拟谐波偏差信号对间谐波频谱的干扰图

Fig.5 Spectra interference between harmonic deviation signal and inter-harmonic

3.2 加窗 TDA 法

进行间谐波分析的双谱线的误差来源不仅有间谐波之间频谱干扰的因素，还存在拟谐波偏差信号对其的干扰。两种手段可以减少拟谐波偏差信号的干扰：

- 1) 对差分信号加主瓣较窄的窗函数。
- 2) 采取措施提高拟谐波信号 $x'_{har}[k]$ 的估计精度，减小 $\Delta x_{har}[k]$ 。

方法 1) 会加大各间谐波之间的频谱干扰，因为主瓣窄的窗函数，其旁瓣必然会增大。采取方法 2) 更为合理，要得到更为准确的拟谐波信号 $x'_{har}[k]$ 的唯一手段就是减小间谐波对谐波的频谱干扰，这里提出加窗 TDA 法。具体步骤如下：

- 1) 对原始信号 $x[k]$ 加窗，所加的窗要防止间谐波主瓣对谐波频点的影响，但其旁瓣要小于矩形窗。
- 2) 对加窗后的信号做 TDA，并做周期延拓。从而得到更为准确的 $x'_{har}[k]$ 。

3) 最后对 $x'_{har}[k]$ 加 Rife-Vincent(III) 窗插值修正得到间谐波参数。

3.3 间谐波仿真计算

现对表 2 所示信号进行间谐波分析。分别采用四种方法计算间谐波参数：

- 1) 方法 1 直接对 TDA 后差分信号补零峰值搜索进行计算^[15]。
- 2) 方法 2 对直接 TDA 后所得差分信号加 Rife-Vincent(III)窗插值计算。
- 3) 方法 3 对加 Hanning 窗 TDA 后所得差分信号加 Rife-Vincent(III)窗插值计算。
- 4) 方法 4 对加 Blackman 窗 TDA 后所得差分信号加 Rife-Vincent(III)窗插值计算。

计算所得相对误差如表 5 所示。方法 4 对应的间谐波频谱如图 6 所示，从差分信号的频谱图可以很清晰地看到间谐波的分布情况，而文献[9]对原始信号采用 CZT 法密化频谱的手段对间谐波信号做

频率分布估计是不够准确的，如图 7 所示。

从计算误差来看，直接基于 TDA 及补零法的间谐波检测误差较大，特别是相角误差。通过对差分信号加窗插值修正，各参数总体误差有所下降。方法 2、3、4 对 24 Hz、173 Hz 两个间谐波计算所得结果都是一样的，这是因为拟谐波偏差信号 $\Delta x_{har}[k]$ 没有对这两个间谐波对应频点产生干扰；而对于 337 Hz、383 Hz 两个频率的间谐波，拟谐波偏差信号（对应 350 Hz 和 400 Hz 处）会对其产生干扰，如图 8 所示。通过加窗 TDA 后，计算误差进一步降低，采用 Blackman 窗要好于 Hanning 窗。

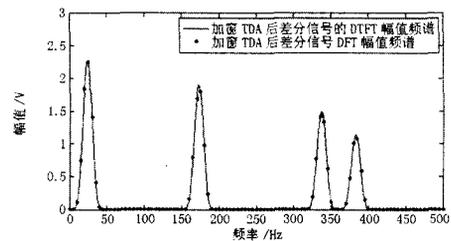


图 6 加窗 TDA 后差分信号的幅值频谱图

Fig.6 Differential signal's spectra

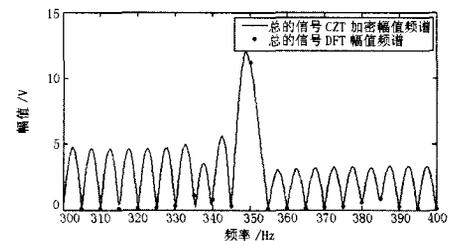


图 7 基于 CZT 密化的信号频谱图

Fig.7 Signal's spectra with CZT

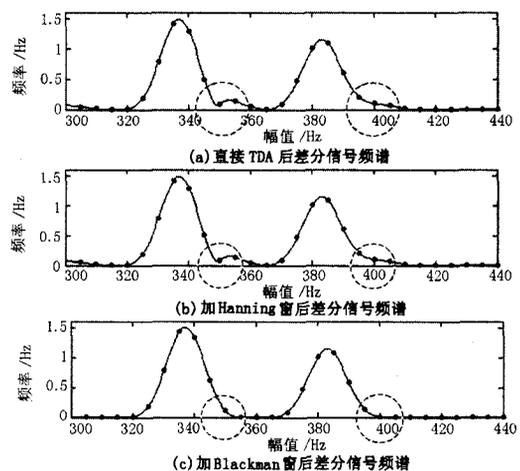


图 8 337 Hz 及 383 Hz 附近差分信号频谱

Fig.8 Differential signal's spectra near 337Hz and 383Hz

表 5 间谐波计算误差
Tab.5 Results of inter-harmonics estimation errors

频率/Hz	频率相对误差/ 10^{-4}				幅值相对误差/ 10^{-4}				相角相对误差/ 10^{-4}			
	方法 1	方法 2	方法 3	方法 4	方法 1	方法 2	方法 3	方法 4	方法 1	方法 2	方法 3	方法 4
24	4.1226	0.007	0.007	0.007	-0.5338	-0.0365	-0.0365	-0.0365	-1082.770	-0.3465	-0.3465	-0.3465
173	-3.9115	0.0015	0.0015	0.0015	-0.5796	-0.0437	-0.0437	-0.0437	812.0536	-0.307	-0.307	-0.3070
337	-4.6853	-6.9771	-6.8525	-0.4498	-99.3017	-154.8927	-152.2859	-10.5633	490.8234	768.2902	754.9859	45.0301
383	4.12257	0.4778	0.4843	-0.0065	3.4140	14.4948	14.6913	-0.2485	-316.7554	-39.9926	-40.1890	0.4856

4 结论

1) 同步采样下, 基于 TDA 的谐波间谐波检测方法在计算谐波时, 与直接对信号做 DFT 所得结果完全相等, 间谐波对谐波频谱的干扰依然存在; 计算间谐波时, 未考虑各个间谐波之间的频谱干扰。

2) 加窗插值方法, 在同步采样情况下计算得到的谐波参数也是不准确的, 且其采样窗口长度一般不能满足 IEC 推荐标准。

3) 本文利用单一频率信号 DTFT 实虚部的特点, 根据同步采样下谐波 DTFT 在非整数倍基频频点上为零, 提出邻近谱线抵消法大大抑制了间谐波对谐波的干扰, 提高了谐波的检测精度, 计算简单快速。对 TDA 后的差分信号采用加旁瓣跌落较快的 Rife-Vincent (III) 窗插值减小间谐波之间的相互干扰, 且当某一间谐波成分在谐波频点附近时, 拟谐波偏差信号主瓣会对间谐波频谱产生干扰, 提出加窗 TDA 法提高差分信号与间谐波信号的拟合度, 从而减小拟谐波偏差信号对间谐波的影响。从计算结果来看, 此方法有着较高的检测精度。

4) 如何精确检测多个邻近间谐波成分是下一步研究的重点之一。

参考文献

- [1] Ignacio, Santamaria-Caballero, Carlos J, et al. Improved Procedures for Estimating Amplitudes and Phases of Harmonics with Application to Vibration Analysis[J]. IEEE Trans on Instrumentation and Measurement, 1998, 47(1):209-2144.
- [2] Dusan Agrez. Weighted Multipoint Interpolated DFT to Improve Amplitude Estimation of Multifrequency Signal[J]. IEEE Trans on Instrumentation and Measurement, 2002, 51(2):287-292.
- [3] 潘文, 钱俞寿, 周鹗. 基于加窗插值FFT 的电力谐波测量理论 (I) 窗函数研究[J]. 电工技术学报, 1994, 9(1):50-54.
PAN Wen, QIAN Yu-shou, ZHOU E. Power Harmonics Measurement Based on Windows and Interpolated FFT (I) Study of Windows[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 1994, 9(1):50-54.
- [4] 潘文, 钱俞寿, 周鹗. 基于加窗插值FFT 的电力谐波测量理论 (II) 双插值 FFT 理论[J]. 电工技术学报, 1994, 9(2):53-56.
PAN Wen, QIAN Yu-shou, Zhou E. Power Harmonics Measurement Based on Windows and Interpolated FFT (II) Dual Interpolated FFT Algorithms[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 1994, 9(2):53-56.
- [5] 祁才君, 王小海. 基于插值FFT算法的间谐波参数估计[J]. 电工技术学报, 2003, 18(3):92-95.
QI Cai-jun, WANG Xiao-hai. Interharmonic Estimation Based on Interpolating FFT Algorithm[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2003, 18(3):92-95.
- [6] 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):63-66.
ZHANG Fu-sheng, GENG Zhong-xing, GE Yao-zhong. FFT Algorithm with High Accuracy for Harmonic Analysis in Power System[J]. Proceedings of the CSEE, 1999, 19(3):63-66.
- [7] 赵文春, 马伟明, 胡安. 电机测试中谐波分析的高精度 FFT算法[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(12):83-87.
ZHAO Wen-chun, MA Wei-ming, HU An. FFT Algorithm with High Accuracy for Harmonic Analysis in the Electric Machine[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(12):83-87.
- [8] 郑恩让, 杨润贤, 高森. 关于电力系统FFT谐波检测存在问题的研究[J]. 继电器, 2006, 34(18):52-57.
ZHENG En-rang, YANG Run-xian, GAO Sen. Study on Problems About Detecting Harmonic Based on FFT in Power Ssystem [J]. Relay, 2006, 34(18):52-57.
- [9] 王楠, 肖先勇, 曾颂崎, 等. 基于插值线性调频Z变换的间谐波分析方法[J]. 电网技术, 2007, 31(18):43-47.
WANG Nan, XIAO Xian-yong, ZENG Song-qi, et al. An Interharmonic Estimation Method Based on Interpolation Chirp Z Transform [J]. Power System Technology, 2007, 31 (18):43-47.
- [10] 孙红伟, 李梅, 袁健华, 等. 用于电力系统谐波分析的加窗 FFT算法研究[J]. 高电压技术, 2004, 30(8):52-55.
SUN Hong-wei, LI Mei, YUAN Jian-hua, et al. Study on Windows and Interpolated FFT Algorithm for Harmonic Analysis in Power System[J]. High Voltage Engineering, 2004, 30(8):52-55.
- [11] 钱昊, 赵荣祥. 基于插值FFT算法的间谐波分析[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(21):87-91.

QIAN Hao, ZHAO Rong-xiang. Interharmonics Analysis Based on Interpolation FFT Algorithm[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(21):87-91.

[12] 曾泽昊,余有灵,许维胜.一种减小泄漏的同步化算法[J].电测与仪表,2005,(479):12-14.
ZENG Ze-hao,YU You-ling,XU Wei-sheng. A Synchronization Algorithm for Reducing Spectrum Leakage[J].Electrical Measurement & Instrumentation, 2005,(479):12-14.

[13] 曾泽昊,余有灵,许维胜.基于插值同步算法的频谱泄漏分析与仿真[J].系统仿真技术,2005,1(3):148-152.
ZENG Ze-hao,YU You-ling,XU Wei-sheng. The Analysis and Simulation of Spectrum Leakage Based on Interpolated Synchronous Algorithm [J]. System Simulation Technology, 2005,1(3):148-152.

[14] 惠锦,杨洪耕.改进的时域同步插值算法在基于 TDA 谐波和间谐波测量中的应用 [J].电工技术学报,2008,(23):124-129.
HUI Jin,YANG Hong-geng. Application of Improved Time-domain Interpolated Synchronous Algorithm in

Harmonic and Interharmonic Measurement Based on TDA[J]. Proceedings of the CSEE, 2008,(23):124-129.

[15] Liu Z, Himmel J, Bonfig K W. Improved Processing of Harmonics and Interharmonics by Time-domain Averaging[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2005, 20(4):2370-2380.

[16] 布赖母.快速傅立叶变换[M].柳群,译.上海:上海科学技术出版社,1979.

[17] 程佩青.数字信号处理教程[M].北京:清华大学出版社,2001.

收稿日期: 2008-12-07; 修回日期: 2009-01-04

作者简介:

惠锦(1985-),男,硕士研究生,研究方向为电力系统谐波与间谐波分析,谐波发射水平估计; E-mail:hj4655@163.com

杨洪耕(1949-),男,教授,博士生导师,长期从事电能质量及其控制的教学与研究。

(上接第 8 页 continued from page 8)
上,通过数学形态学和小波变换的综合利用,提出基于形态梯度与小波变换模之和的启动元件新算法,构成了较为完善的行波启动元件。大量 ATP 仿真测试验证了本文启动元件可在保证启动可靠性的同时,有效地提高弱故障下的启动灵敏度。

参考文献

[1] 罗四倍,段建东,张保会.基于暂态量的 EHV/UHV 输电线路超高速保护研究现状与展望[J].电网技术, 2006, 30(22): 32-41.
LUO Si-bei, DUAN Jian-dong, ZHANG Bao-hui. Present Status and Prospect of Research and Development of Transient Component Based Ultra-high-speed Protection for EHV/UHV Transmission Lines[J]. Power System Technology, 2006, 30(22): 32-41.

[2] 陈平,牛燕雄,徐丙垠,等.现代行波故障测距系统的研制[J].电力系统自动化,2003,27(12):81-85.
CHEN Ping, NIU Yan-xiong, XU Bing-yin, et al. Development of Modern Travelling Wave Based Fault Locating System[J]. Automation of Electric Power Systems, 2003, 27(12): 81-85.

[3] 董新洲,贺家李,葛耀中.小波变换在行波故障检测中的应用[J].继电器,1998,26(5):1-4.
DONG Xin-zhou, HE Jia-li, GE Yao-zhong. Application of Wavelet Transform in Detection of Fault Travelling waves[J]. Relay, 1998, 26(5): 1-4.

[4] 段建东,张保会.行波启动元件的算法研究[J].中国电机工程学报,2004,24(9):30-36.
DUAN Jian-dong, ZHANG Bao-hui. Study of Starting Algorithm Using Traveling-waves[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(9): 30-36.

[5] 魏军,罗四倍.基于信号奇异性检测的行波启动元件算法的探讨[J].继电器,2007,35(21):1-6.
WEI Jun, LUO Si-bei. Traveling-wave Starting Algorithm Based on Signal Singularity Detection[J]. Relay, 2007, 35(21): 1-6.

[6] Serra J. Image Analysis and Mathematical Morphology [M]. New York: Academic Press, 1982.

[7] Maragos P. Tutorial on Advances in Morphology Image Processing and Analysis[J]. Optical Engineering, 1987, 26(7): 623-632.

[8] 崔屹.图像处理与分析——数学形态学方法及应用[M].北京:科学出版社,2000.

[9] 尹文琴,刘前进.数学形态学在电力系统中的应用综述[J].继电器,2007,35(19):76-83.
YIN Wen-qin, LIU Qian-jin. Mathematical Morphology Review and Its Applications in Power System[J]. Relay, 2007, 35(19): 76-83.

[10] 林湘宁,刘沛,高艳.基于数学形态学的电流互感器饱和和识别判据[J].中国电机工程学报,2005,25(5):44-48.
LIN Xiang-ning, LIU Pei, GAO Yan. A Novel Method to Identify the Saturation of the Current Transformer Using Mathematical Morphology[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(5): 44-48.

收稿日期: 2008-12-08

作者简介:

苏煜(1973-),男,硕士,主要从事电力系统继电保护方面的工作; E-mail: linghusu@163.com

罗四倍(1982-),男,硕士,主要从事电力系统继电保护和数字化变电站的研究;

王薇(1977-),女,硕士,从事变电运行管理方面工作。