

基于改进 DFT 和时域准同步的间谐波检测算法

李 宁¹, 左培丽², 王新刚¹, 唐 求², 滕召胜², 陈 桃²

(1. 国网新疆电力公司电力科学研究院, 新疆 乌鲁木齐 830011;

2. 湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

摘要: 快速傅里叶变换(FFT)在非同步采样时存在频谱泄漏和栅栏效应,由此产生的谐波与间谐波之间的频谱干扰会严重影响间谐波参数测量的准确度。为减小谐波与间谐波之间的频谱干扰,提出一种基于改进离散傅里叶变换(DFT)和时域准同步的间谐波检测算法,采用改进 DFT 算法精确估计基波频率,利用三次样条插值重构准同步采样序列,用 FFT 算法对单个周期重构序列进行处理,得到基波和谐波的参数,并将基波和谐波成分从重构序列中减去,再次用 FFT 算法和最大谱峰搜索法对剩余序列进行处理,确定每一个间谐波成分的参数。仿真结果表明,该算法不仅能提高频率分辨率,还可以有效排除谐波和间谐波的频谱干扰,且间谐波检测的准确度高、稳定性好、运算量小。

关键词: 频谱干扰; 改进 DFT; 时域准同步; 间谐波检测; 谱峰搜索; 谐波分析

中图分类号: TM 935

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2017.04.026

0 引言

电力系统中存在很多非线性设备,如变压器、电弧炉等,这些设备会不同程度地在电网中产生频率为基波非整数倍的成分,即间谐波^[1]。较大的间谐波成分会危及电力系统的安全运行和精密仪器的正常使用,故准确测量间谐波参数是电能质量分级、电力系统监测、故障诊断、间谐波抑制等工作的重要基础。

目前,间谐波的分析方法主要包括人工神经网络、小波变换、AR 模型谱估计、希尔伯特-黄变换 HHT (Hilbert-Huang Transform) 和快速傅里叶变换(FFT)方法^[2]。人工神经网络在应用过程中具有自学习能力,但较难确定其初始训练样本^[3-4];小波变换有较高的时频分辨率,在波动快速、频繁的谐波检测方面具有较大优势,但其对噪声敏感^[5-6];AR 模型谱估计的分析精度受到模型阶数和外界噪声干扰的影响,有时会出现谱峰偏移和谱线分裂的现象,降低了该估计方法检测间谐波参数的性能^[7];HHT 难以得到间谐波的相位信息,对于幅值较小的频率分量较难进行准确的分析^[8-9]。相比上述方法,FFT 方法具有简单、快速的优点,是常用的谐波分析方法,但是当信号基频变化导致非同步采样时会存在严重的频谱泄漏问题,影响谐波测量的准确性^[10]。

在非同步采样过程中,谐波与间谐波之间会相互干扰。当间谐波幅值较小时,其附近谐波的频谱泄漏

会严重影响甚至淹没该间谐波;而当间谐波幅值较大时,其也可能影响附近的谐波,尤其是当间谐波分量位于基波附近时,会严重影响基波频率的测量^[11-12]。

针对非同步采样时 FFT 算法存在的频谱泄漏、谐波与间谐波之间相互干扰等问题,本文提出了基于改进离散傅里叶变换(DFT)和时域准同步的间谐波检测方法:首先通过改进 DFT 算法准确估计采样信号的基波频率;依据基波频率估计值,采用三次样条插值法对采样信号做时域准同步化,插值重构获取采样信号的准同步采样序列;然后对 1 个周期的重构序列进行 FFT,得到基波和各次谐波的参数(幅值、频率、相位),将基波和谐波成分从重构序列中减掉,从而实现谐波和间谐波分离;最后运用加窗插值 FFT 算法和谱峰搜索方法获取间谐波参数。

1 基于时域准同步的间谐波检测原理

为抑制频谱泄漏和栅栏效应、减少谐波与间谐波频谱之间的相互干扰,本文提出一种基于改进 DFT 和时域准同步的间谐波检测算法,其算法流程如图 1 所示。基于改进 DFT 和时域准同步的间谐波检测算法主要包括改进 DFT 算法估计频率、采样信号重构、基于 FFT 的频谱分析、谐波与间谐波分离、间谐波参数计算等,各部分执行的具体内容如下。

a. 改进 DFT 算法估计基波频率 f_g 。增加采样窗口长度,采用改进 DFT 算法计算 50 Hz 对应的谱线以及其左右 2 根谱线,采用多谱线插值算法计算基波频率。

b. 采样信号重构。采用步骤 a 中得到的基波频率,通过三次样条插值法对电压采样信号进行插值重构,获得被采样信号的准同步采样序列。

收稿日期:2016-06-29;修回日期:2017-01-08

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51377049,51277058);国网新疆电力公司、湖南大学合作项目(SGXJDK00JLJS1400231)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51377049,51277058) and State Grid Xinjiang Electric Power Corporation and Hunan University Cooperation Project (SGXJDK00JLJS1400231)

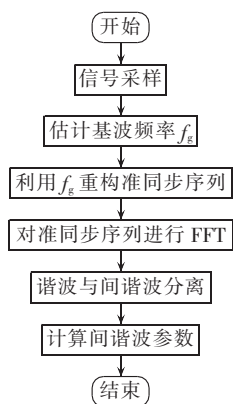


图 1 基于改进 DFT 和时域准同步的间谐波检测算法流程图

Fig.1 Flowchart of inter-harmonics detection based on improved DFT and time-domain quasi-synchronization

c. 谐波与间谐波分离。对步骤 **b** 插值重构的准同步采样序列,截取一个信号周期,采用 FFT 进行频谱分析,得到插值重构的电压准同步采样序列基波和各次谐波的参数(频率、幅值、相位)。将基波信号和谐波信号从步骤 **b** 得到的插值重构的准同步采样序列中减掉,得到一个不含基波和谐波信号的新的序列。

d. 间谐波参数计算。对步骤 **c** 得到的新的序列用 FFT 算法和谐峰搜索法计算间谐波参数。

本文通过增加采样窗口长度来提高 DFT 的频率分辨率,从而降低间谐波频谱泄漏对基波频率测量的影响。因为只计算 50 Hz 及其附近 2 根谱线的幅值,而不需要对采样信号做完整的 FFT,大幅减小了算法的运算量。利用基波频率估计值对采样信号插值重构,获取采样信号的准同步采样序列,可有效降低频谱泄漏和栅栏效应的影响,减少谐波与间谐波之间的相互干扰,提高间谐波检测的准确度。当频率估计误差足够小时,插值重构后的准同步采样序列接近于同步采样序列,采用 FFT 进行频谱分析时,只需一个周期的准同步采样序列,且无需采用窗函数和谱线插值运算,因此大幅减小了数据采集时间、采集量以及算法的运算量与复杂度。

1.1 改进 DFT 算法估计基波频率

单一频率信号 $x(t)$ 以采样频率 f_s 均匀采样得到的离散时间信号为:

$$x(n) = A_1 \sin[2\pi(f_1/f_s)n + \varphi_1] \quad (1)$$

其中, A_1 、 f_1 、 φ_1 分别为基波的幅值(V)、频率(Hz)和初相位($^\circ$); $n=0, 1, \dots, N-1$, N 为采样点数。

用窗函数 $w(n)$ 对式(1)形成的信号 $x(n)$ 进行处理,可得到加窗后信号的 DFT 表达式为:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W^{nk} \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (2)$$

其中, $W = e^{-j(2\pi/N)}$ 。将其写成矩阵形式为:

$$\begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W^0 & W^0 & \cdots & W^0 \\ W^0 & W^{1 \times 1} & \cdots & W^{(N-1) \times 1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W^0 & W^{1 \times (N-1)} & \cdots & W^{(N-1) \times (N-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ \vdots \\ x(N-1) \end{bmatrix} \quad (3)$$

对信号进行非同步采样或非整数周期截断时,由于栅栏效应,信号的频率 $k\Delta f$ 很难刚好位于抽样频点上,即 $k=f_1/\Delta f$ 一般不为整数。

实际电网信号基波的频率一般为 50 Hz,频率变动幅值 ± 1 Hz^[13]。令 $f_1^*=50$ Hz,则将 50 Hz 处的谱线记为 k_2 ,其左边谱线记为 k_1 ,右边谱线记为 k_3 ,记 $\xi = k - k_2$,且 $-1 < \xi < 1$,有:

$$X(k_1) = W^0 x(0) + W^{1 \times k_1} x(1) + W^{2 \times k_1} x(2) + \cdots + W^{(N-1) \times k_1} x(N-1) \quad (4)$$

同理可以计算出 $X(k_2)$ 、 $X(k_3)$,记 $y_1 = |X(k_1)|$ 、 $y_2 = |X(k_2)|$ 、 $y_3 = |X(k_3)|$ 。

在非同步采样情况下,幅值最大的谱线及其左右谱线均具有较大幅值,对实际谱线均会产生较大影响,因此将 3 根谱线的信息均用于插值修正。为保证求解过程中 ξ 为对称奇函数,采用的插值公式为:

$$\alpha = \frac{y_3 - y_1}{y_2} \quad (5)$$

由式(2)和式(5)可得:

$$\alpha = \frac{|W(1-\xi)| - |W(-1-\xi)|}{|W(-\xi)|} \quad (6)$$

令 $\alpha = f(\xi)$,其反函数记为 $\xi = f^{-1}(\alpha)$,当窗函数 $w(n)$ 为实系数时,其幅频响应 $W(2\pi f)$ 是偶对称的,因而函数 $f(\xi)$ 及反函数 $\xi = f^{-1}(\alpha)$ 都是奇函数。计算 $\xi = f^{-1}(\alpha)$ 可以采用多项式逼近方法。因其为奇函数,故:

$$\xi = f^{-1}(\alpha) \approx d_1 \alpha + d_3 \alpha^3 + \cdots + d_{2l+1} \alpha^{2l+1} \quad (7)$$

其中, l 为自然数, $2l+1$ 为实际拟合多项式阶数; d_1 、 d_2 、 $\dots$ 、 d_{2l+1} 为 $2l+1$ 次逼近多项式的奇次项系数。

求得 ξ 后,可求得信号频率为:

$$\begin{cases} f_1 = k\Delta f = (k_2 + \xi - 1)\Delta f \\ \Delta f = f_s/N \end{cases} \quad (8)$$

相对于利用插值 FFT 算法计算基波频率,本文算法只需计算 k_1 、 k_2 、 k_3 这 3 根谱线的幅值,大幅减少了计算量。因此,可以实现在不大量增加计算量的情况下,通过加长采样窗口的长度 M 使频率分辨率 Δf 减小,使基波附近的间谐波分量的谱线相对“远离”基波频率对应的谱线,从而减小间谐波频谱泄漏对基波频率测量的影响,提高基波频率检测精度,如图 2 所示。

当间谐波分量非常靠近基波时,间谐波分量的频谱泄漏对基波频率的测量产生较大影响。采用改进 DFT 算法,将采样窗口长度增加一倍计算 $x(n)$ 的基波频率,与保持原来采样窗口长度相比,基波频率测

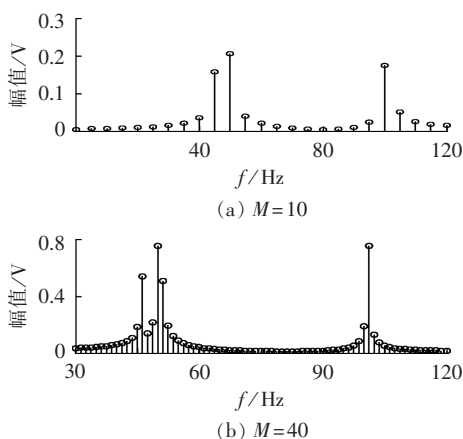


图 2 不同采样窗口长度的频谱图

Fig.2 Spectrums of different sampling window lengths
量精度提高了 10^3 倍,如表 1 所示。

表 1 基波频率误差

Table 1 Measuring errors of fundamental frequency

基波频率/Hz	频率测量相对误差/%	
	FFT(M=20)	改进 DFT(M=40)
51	7.473×10^{-3}	-1.631×10^{-6}

1.2 时域准同步

参见图 3,对于一个典型的非同步采样过程^[14],采样信号周期 T 是采样周期 T_s 的非整数倍,即对于一个完整信号周期 T 中包含的 N 个采样点,有 $\Delta_1=NT_s-T \neq 0$ 。

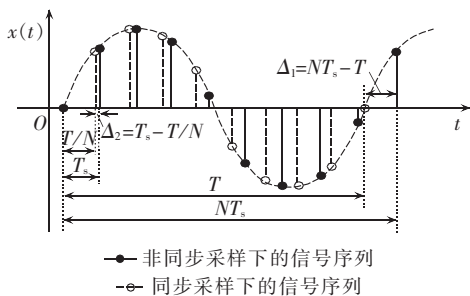


图 3 典型非同步采样过程

Fig.3 Typical asynchronous sampling

为了实现非同步采样序列的准同步化,通过插值法来重构采样信号的准同步采样序列,使得准同步采样周期 $\lambda=1/(Nf_g)$ 。准同步采样序列如图 4 所示。

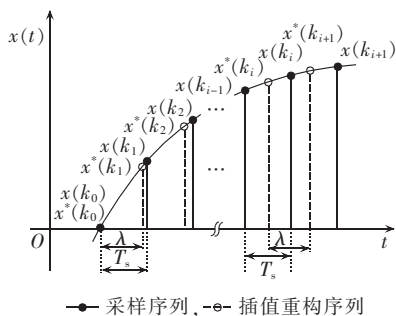


图 4 信号序列的重构

Fig.4 Reconstruction of signal sequence

令采样序列上的采样点 $x(k_0)$ 为一个信号周期的起点,同时也将其作为准同步采样序列的起始点,即 $x^*(k_0)=x(k_0)$,采用 λ 为步长对采样序列进行插值,重构得到准同步采样序列 $x^*(k_i)$ 。

相对于其他插值算法,三次样条插值能够给出光滑的插值曲线,计算量小^[15],易于在嵌入式系统中实现。对于一组给定的采样信号离散数据 $(k_i, x(k_i))$,采用三次样条插值,可得插值多项式 $P(x(k))$ 为:

$$P(x(k))=S_i \frac{(x(k)-x(k_{i+1}))^3}{6h_i}-S_{i+1} \frac{(x(k)-x(k_i))^3}{6h_i}+ \left[\frac{P(x(k_{i+1}))- \frac{S_{i+1}h_i^2}{6}}{h_i} \right] \frac{x(k)-x(k_i)}{h_i}+ \left[\frac{P(x(k_i))- \frac{S_ih_i^2}{6}}{h_i} \right] \frac{x(k_{i+1})-x(k)}{h_i} \quad (9)$$

其中, $x(k) \in [x(k_i), x(k_{i+1})]$ ($i=0,1,\cdots,N-1$); $h_i=x(k_{i+1})-x(k_i)$; $S_i=P''(x(k_i))$ 。且:

$$P''(x(k))=S_i \frac{x(k_{i+1})-x(k)}{h_i}+S_{i+1} \frac{x(k)-x(k_i)}{h_i} \quad (10)$$

1.3 谐波与间谐波分离

通过式(9)插值重构可得采样信号的准同步采样序列 $x^*(k_i)$,当基波频率估计值 f_g 误差精确度满足要求时,采用三次样条插值重构的准同步采样序列 $x^*(k_i)$ 接近同步采样序列。取一个周期的准同步采样序列 $x^*(k_n)$ ($n=0,1,\cdots,N-1$),并采用 FFT 进行频谱分析,得到准同步采样序列的频谱 $Y(n)$ 为:

$$Y(n)=\frac{A_0}{2j} e^{j\theta_0} W_R(2\pi(n-n_0)/N) \quad (11)$$

其中, $n=0,1,\cdots,N-1$; $n_0=f_gN/f_s$, f_s 为采样频率; $W_R(n)$ 为矩形窗频谱,如式(12)所示。

$$W_R(n)=\frac{\sin(\pi n)}{N\sin(\pi n/N)} e^{-jn\pi(N-1)/N} \quad (12)$$

由于 $x^*(k_n)$ 可等效为同步采样序列,基波和谐波均不会产生泄漏,而间谐波幅值远小于基波和谐波幅值,在同步采样时其泄漏对基波、谐波的影响很小,这样就可以得到准确的基波和各次谐波的幅值 A_h 、频率 f_h 、初始相位 φ_h 分别为:

$$A_h(i)=|Y(in_0)| \quad (13)$$

$$f_h(i)=if_g \quad (14)$$

$$\varphi_h(i)=\arg[Y(in_0)] \quad (15)$$

其中, i 表示第 i 次谐波, $i=1$ 表示基波。

求出了某一谐波成分的幅值、频率和相位,则该谐波成分可表示为:

$$x_h(k_i)=A_h \sin(2\pi f_h k_i + \varphi_h) \quad (16)$$

将 $x^*(k_i)$ 与 $x_h(k_i)$ 的元素对应相减,所有基波和谐波成分都减去后即得到 $x_{\text{in}}(k_i)$,图 5(a)为重构的准同步序列减去基波后剩余的序列时域波形,可以看到图 5(a)中的序列幅值在 20 V 左右,是谐波和间谐波叠加的信号。图 5(b)为重构的准同步序列减去

基波和各次谐波后剩余的序列时域波形,即为间谐波叠加的波形。采用此方法相减,无需考虑原始采样序列 $x(k_i)$ 采样开始时刻的绝对时间。

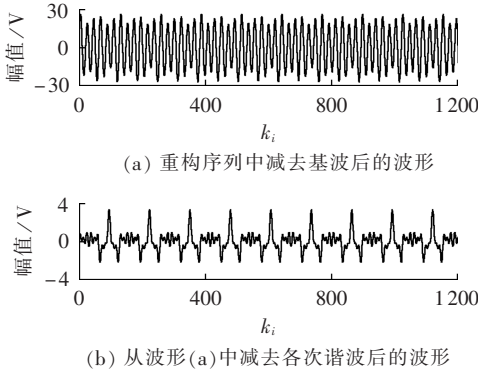


图 5 将基波和谐波从重构序列中减掉

Fig.5 Subtracting fundamental and harmonics from reconstructed sequence

1.4 间谐波参数计算

由于采样序列 $x_{\text{th}}(k_i)$ 中的间谐波频率难以确定,因此无法用准同步采样方法来计算间谐波参数,为了获得较高的测量准确度,可以用 FFT 算法结合双峰谱线算法或三峰谱线算法计算间谐波的参数。

考虑到间谐波频率不是基波频率的整数倍,无法简单确定其在频谱上的位置,且噪声或频谱泄漏也可能“产生”并不存在的间谐波,为此,提出一种间谐波谱峰搜索方法,以便在频谱上准确找到各间谐波的最大谱线,其步骤如下:

- 对采样序列 $x_{\text{th}}(k_i)$ 进行 FFT,得到频谱绝对值 Y_{abs} ;
- 搜索频谱 Y_{abs} 中幅值最大的一根谱线,求出与该谱线对应的间谐波成分的参数并将该间谐波成分记为 $x_{\text{th1}}(t) = A_{\text{th}} \sin(2\pi f_{\text{th}} t + \varphi_{\text{th}})$;
- 采用与 1.3 节中同样的相减方法将 $x_{\text{th1}}(k_i)$ 从 $x_{\text{th}}(k_i)$ 中减去,得到序列 $x'_{\text{th}}(k_i)$;
- 根据标准设定阈值 z ;
- 对 $x'_{\text{th}}(k_i)$ 进行与步骤 a、b、c 同样的操作,如此循环,就可以确定出每一个间谐波成分的参数,直到 $Y_{\text{abs}} < z$ 。

其中,步骤 b 中间谐波参数的计算如下文所述。对图 5(b) 给出的采样序列 $x_{\text{th}}(k_i)$ 进行 FFT,得到的部分频谱如图 6 所示。

由图 6 可知,基波和谐波频谱的幅值均很小,幅值较大的谱线即为间谐波谱线及其泄漏频谱。搜索频谱 Y_{abs} 中幅值最大的一根谱线记为 $Y_{\text{abs}}(1)$,其左、右 2 根谱线记为 $Y_{\text{abs}}(2)$ 、 $Y_{\text{abs}}(3)$,根据式(6)—(8)可求得最大值谱线对应的频率 f_{th} 。信号的幅值和相位也可通过关于 ξ 的修正函数求得。

幅值修正是对 $Y_{\text{abs}}(1)$ 、 $Y_{\text{abs}}(2)$ 、 $Y_{\text{abs}}(3)$ 这 3 根谱线

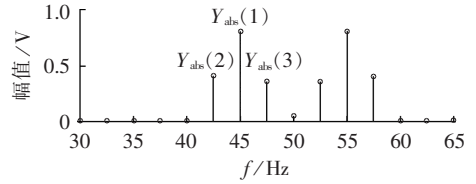


图 6 减去基波和谐波成分的重构序列的部分频谱图

Fig.6 Partial spectrum of reconstructed sequence without fundamental and harmonics

进行加权平均,考虑到 $Y_{\text{abs}}(1)$ 为幅值最大值谱线,在加权平均时给 $Y_{\text{abs}}(1)$ 以较大权重。由式(2)可得 $Y_{\text{abs}}(1) = 0.5A_{\text{th}}|W(-\xi)|$ 、 $Y_{\text{abs}}(2) = 0.5A_{\text{th}}|W(-1-\xi)|$ 、 $Y_{\text{abs}}(3) = 0.5A_{\text{th}}|W(1-\xi)|$,则其计算式为:

$$A_{\text{th}} = \frac{2(Y_{\text{abs}}(2) + 2Y_{\text{abs}}(1) + Y_{\text{abs}}(3))}{|W(-1-\xi)| + 2|W(-\xi)| + |W(1-\xi)|} \quad (17)$$

当 N 的值比较大时,可令 $g(\xi) = 2/[|W(-1-\xi)| + 2|W(-\xi)| + |W(1-\xi)|]$,则式(17)可简化为:

$$A_{\text{th}} = (Y_{\text{abs}}(2) + 2Y_{\text{abs}}(1) + Y_{\text{abs}}(3))g(\xi) \quad (18)$$

由式(15)可得初相位修正式为:

$$\varphi_{\text{th}} = \arg[Y_{\text{abs}}(1)] + \pi/2 - \arg[W(\xi)] \quad (19)$$

2 仿真实验与分析

为了验证本文算法的准确性和稳定性,在非同步采样下,分别对间谐波分量靠近基波和远离基波、基波频率波动、谐波次数变化的情况进行仿真实验与分析。

2.1 间谐波频率位置变化时仿真实验

设置本实验采样频率为 3.2 kHz,则每周期采样点数为 64。本文算法仅在计算基波频率时采用 40 个基波周期采样点进行计算,时域准同步与间谐波参数计算均采用 20 个基波周期采样点进行计算。

方法 1:FFT+Spline 插值法^[16]。对采样序列进行 FFT,计算基波频率;然后根据计算得到的基波频率采用 Spline 插值构建准同步序列;对准同步序列进行 FFT,得到各次谐波的参数,从准同步序列中减去基波和各次谐波,用谱峰搜索法计算间谐波参数。

方法 2:牛顿插值+梳状滤波器法^[17]。对采样序列进行牛顿插值计算基波频率;然后采用 7 阶牛顿插值构建准同步序列;对准同步序列进行 FFT,得到各次谐波的参数;采用梳状滤波器+时域平均法计算间谐波参数。

方法 3:牛顿插值+Spline 插值法。对采样序列进行牛顿插值计算基波频率;然后采用 Spline 插值构建准同步序列;对准同步序列进行 FFT,得到各次谐波的参数,从准同步序列中减去基波和各次谐波,用谱峰搜索法计算间谐波参数。

方法 4:本文算法。对采样序列用改进 DFT 算法计算基波频率,采用 Spline 插值构建准同步序列;然

后对截取一个基波周期准同步序列进行 FFT,得到各次谐波的参数,进而从准同步序列中减去基波和各次谐波,用 FFT 算法和谱峰搜索法计算间谐波参数。

当间谐波分量远离基波时,谐波和间谐波参数根据 IEEE Std 1159—1995^[18]关于电力系统电磁参数典型值范围的规定选取,具体如表 2 所示。表中,幅值为 A_i/A_1 , A_i 为基波和各次谐波及间谐波的幅值,即采用归一化幅值,后同。

表 2 间谐波远离基波时仿真信号参数

Table 2 Parameters of simulation signal with inter-harmonics far away from fundamental

类别	频率/Hz	幅值	相位/(°)
基波	50.1	1.00	23.1
	100.2	0.02	115.0
	150.3	0.10	59.3
谐波	200.4	0.01	52.4
	250.5	0.05	123.8
	350.7	0.02	-31.8
	450.9	0.01	-63.7
间谐波	110.0	0.10	0
	160.0	0.20	0

根据表 2 所给出的仿真信号,用上述 4 种方法进行分析比较得到的间谐波参数测量的相对误差见表 3。通过对比表 3 的结果可知,当信号中含有间谐波分量时,用牛顿插值法计算基波频率误差较大;准同步序列的重构误差取决于基波频率测量的准确性,因此方法 2、方法 3 的间谐波检测精度不高;方法 4 与方法 1 对基波频率的测量都比较准确,间谐波幅值的误差相差不大,且本文算法对间谐波相位的测量精度高于方法 1。

当间谐波分量靠近基波时,谐波和间谐波参数根据 IEEE Std 1159—1995 关于电力系统电磁参数典型值范围的规定选取,具体如表 4 所示。

根据表 4 所给出的仿真信号,用上述 4 种方法得到的间谐波参数测量的相对误差见表 5。由表 5 可

表 4 间谐波靠近基波时仿真信号参数

Table 4 Parameters of simulation signal with inter-harmonics near fundamental

类别	频率/Hz	幅值	相位/(°)
基波	50.1	1.00	23.1
	100.2	0.02	115.0
	150.3	0.10	59.3
谐波	200.4	0.01	52.4
	250.5	0.05	123.8
	350.7	0.02	-31.8
	450.9	0.01	-63.7
间谐波	45.0	0.10	0
	55.0	0.20	0

知,当信号中间谐波分量的频率距离基波很近时,方法 1、方法 2、方法 3 对基波频率测量的误差较大。方法 2、方法 3 均采用牛顿插值法计算基波频率,由于牛顿插值抗干扰能力较差,一般需要对采样信号进行滤波,而间谐波信号对于谐波信号相当于噪声信号,故对含有间谐波的电力信号,牛顿插值法计算基波频率的准确度较低。

方法 1 采用 20 个基波周期计算基波频率,频率分辨率不高,不足以排除间谐波频谱泄漏对基波频谱的影响,因此基波频率测量误差较大。而方法 4 将频谱分辨率提高一倍,能够使 3 根被插值谱线相对“远离”间谐波分量频谱,从而减小了间谐波频谱泄漏对基波频谱的影响,能够使基波频率测量精度较高,保证了准同步序列的重构准确度和间谐波参数的测量准确度。对比表 5 和表 4 可知,当间谐波分量靠近基波或远离基波时,用方法 4 对间谐波参数检测误差的数量级一致,能保持较高的间谐波参数检测准确度。

2.2 谐波次数不同时仿真实验与分析

当谐波次数不同时,谐波和间谐波参数根据 IEEE Std 1159—1995 规定选取,具体如表 6 所示。

设置本实验采样频率 f_s 为 3.2 kHz,每周期采样点数为 64。根据表 6 给出的仿真信号参数,用方法 2 与方法 4 在基波频率为 50.1 Hz,谐波次数分别为 2~

表 3 间谐波远离基波时不同算法误差比较

Table 3 Comparison of errors among different algorithms when inter-harmonics are far away from fundamental

方法	基波频率 相对误差/%	间谐波频率相对误差/%		间谐波幅值相对误差/%		间谐波相位绝对误差/(°)	
		110 Hz	160 Hz	110 Hz	160 Hz	110 Hz	160 Hz
方法 1	-1.919×10^{-8}	2.473×10^{-2}	-4.572×10^{-2}	-4.105×10^{-3}	-5.551×10^{-3}	3.963×10^{-3}	5.459×10^{-3}
方法 2	2.000×10^{-3}	-1.352×10^{-2}	-9.381×10^{-3}	-5.000×10^{-2}	-6.500×10^{-2}	—	—
方法 3	-7.115×10^{-3}	7.185×10^{-2}	1.217×10^{-2}	3.397×10^{-2}	2.513×10^{-1}	1.144	1.898
方法 4	-6.514×10^{-10}	2.722×10^{-2}	-4.338×10^{-2}	-4.106×10^{-4}	-5.551×10^{-3}	3.664×10^{-5}	5.410×10^{-4}

表 5 间谐波靠近基波时不同算法误差比较

Table 5 Comparison of errors among different algorithms when inter-harmonics are near fundamental

方法	基波频率 相对误差/%	间谐波频率相对误差/%		间谐波幅值相对误差/%		间谐波相位绝对误差/(°)	
		45 Hz	55 Hz	45 Hz	55 Hz	45 Hz	55 Hz
方法 1	1.621×10^{-3}	-6.545×10^{-1}	1.891	-4.700×10^{-1}	7.593×10^{-1}	1.579	-2.341
方法 2	4.358×10^{-3}	3.783×10^{-4}	1.659×10^{-4}	4.268×10^{-1}	1.560	—	—
方法 3	3.026×10^{-2}	20.21	-16.33	6.207	33.25	29.70	-34.58
方法 4	1.655×10^{-6}	4.992×10^{-4}	2.048×10^{-2}	7.397×10^{-4}	-1.127×10^{-3}	1.603×10^{-3}	-2.782×10^{-3}

表 6 含不同次数谐波信号仿真参数
Table 6 Simulation parameters of different harmonics and inter-harmonics

(a) 谐波信号参数								
谐波次数	幅值/V	相位/(°)	谐波次数	幅值/V	相位/(°)	谐波次数	幅值/V	相位/(°)
1	220.2	0.5	18	0.7	136.7	35	0.24	15.2
2	8.0	39	19	0.85	90	36	8.59	79.3
3	25.6	60.5	20	0.1	15.3	37	2.12	30
4	8.6	123	21	1.0	79.3	38	4.77	135
5	3.0	-52.7	22	0.6	83.4	39	1.31	45
6	6.0	146	23	0.3	135	40	0.41	20
7	4.0	97	24	0.24	4.2	41	0.09	52
8	7.8	56	25	5.6	74	42	0.72	132.7
9	2.3	3	26	1.8	30	43	1.02	3.7
10	3.2	45	27	1.4	25.3	44	1.42	9.2
11	1.9	60.5	28	1.27	53	45	0.04	15.0
12	2.3	123	29	2.32	-132	46	0.27	-22.7
13	0.8	45	30	5.43	85.6	47	0.02	30
14	2.3	123	31	3.09	0.1	48	0.34	15.3
15	0.8	60	32	2.07	53	49	5.4	72
16	1.1	56	33	1.21	-72.8	50	0.39	60
17	4.1	30	34	6.12	90			

(b) 间谐波信号参数		
间谐波频率/Hz	幅值/V	相位/(°)
45	0.8	0
55	0.8	0
160	0.6	0
225	0.4	0

9 次、2~21 次、2~50 次的条件下进行仿真,本文算法仅在计算基波频率时采用 40 个基波周期,时域准同步与间谐波参数计算均采用 20 个基波周期;方法 2 采样 20 个基波周期。实验结果如图 7 所示。

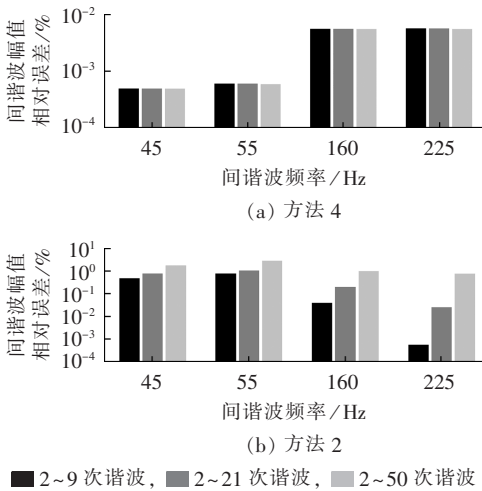


图 7 谐波个数不同时间谐波检测结果
Fig.7 Results of inter-harmonic detection for different harmonic quantities

由图 7 可知,在添加 2~9 次、2~21 次、2~50 次谐波的情况下,方法 4 在 45 Hz、55 Hz 间谐波幅值的相对误差均为 0.0001%,160 Hz、225 Hz 间谐波幅值的相对误差均为 0.001%,间谐波幅值检测精度并没有

随谐波次数的增加而降低。当信号谐波次数不同时,方法 2 对 45 Hz、55 Hz 间谐波幅值的测量相对误差均在 1% 左右。在添加 2~9 次谐波的情况下,160 Hz 间谐波幅值的相对误差为 0.01%,225 Hz 间谐波幅值的相对误差为 0.0001%;在添加 2~21 次谐波的情况下 160 Hz、225 Hz 间谐波幅值的相对误差在 0.01% 左右;在添加 2~50 次谐波的情况下 160 Hz、225 Hz 间谐波幅值的相对误差为 2% 左右,间谐波幅值检测精度随谐波次数的增加而大幅降低。这是由于方法 2 的频率分辨率不足以准确检测基波附近的间谐波,造成 45 Hz、55 Hz 间谐波的测量准确度很低。方法 2 采用 7 阶牛顿插值重构准同步序列,方法 4 采用 Spline 插值重构准同步序列,牛顿高阶插值多项式会出现振荡,并且在一个区间的小部分的波动会导致在整个区间上的大波动。

仿真结果表明,本文算法不受信号中谐波次数变化的影响,测量结果精确度高、稳定性好。

2.3 基波频率变动时仿真实验与分析

设置本实验采样频率 f_s 为 3.2 kHz,每周期采样点数为 64,采样 40 个基波周期。

基波频率 f_1 在 49.0~51.0 Hz 内取值,步长为 0.1 Hz,根据表 6 所给出的仿真信号,用本文所述的算法进行仿真检测,仿真结果如图 8 所示。

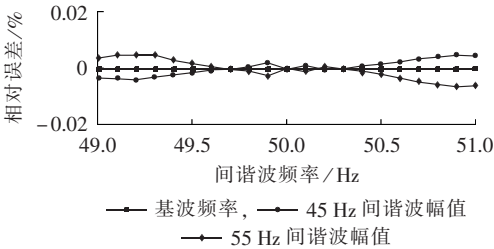


图 8 基频变动时间谐波检测结果
Fig.8 Results of inter-harmonic detection for different fundamental frequencies

由图 8 可知,当基波频率波动 ± 1 Hz 时,基于改进 DFT 时域准同步的间谐波检测算法具有很好的测量精确度,位于基波附近频率为 45 Hz 与 55 Hz 的间谐波,幅值测量相对误差在 0.0001%~0.001% 间,基波频率测量相对误差为 0.000001%;且当基波频率波动时,基波频率测量相对误差保持在 0.000001% 数量级,间谐波幅值测量误差未发生较大变化。

仿真结果表明,本文算法基本不受基波频率波动的影响,测量结果精确度高、稳定性好,能满足基波频偏场合的间谐波检测需求。

2.4 算法运算工作量比较

设置本实验在采样频率 f_s 为 3.2 kHz,每周期采样点为 64,基波频率 f_1 为 50.1 Hz 的条件下,分别根据表 2 和表 4 所给出的仿真信号参数进行仿真。

本文对比分析的是方法 1 和方法 4。方法 1 与

方法 4 的区别在于计算基波频率的方法不同,方法 1 采用加窗插值 FFT,方法 4 采用改进的 DFT 算法,方法 1 采用 20 个周期计算基波频率,方法 4 采用 40 个周期计算基波频率,2 种方法均重构 20 个周期的准同步序列。因此,方法 1 与方法 4 的运算工作量的差别主要体现在基波频率的计算上,2 种方法的运算量如表 7^[19]所示,其中 M 为采样周期数。

表 7 基波频率计算运算量
Table 7 Computing loads of fundamental

方法	运算量	
	乘法	加法
加窗插值 FFT	$2MN\log_2(MN)$	$12MN+1$
改进 DFT	$3MN\log_2(MN)$	$18MN$

当采用表 2 所给出的仿真参数,间谐波远离基波时,方法 1 与本文方法的测量结果如表 3 所示。由表 3 可知,方法 4 对基波频率测量和间谐波幅值测量的准确度都高于方法 1,2 种方法的运算量见表 8。

表 8 间谐波远离基波时基波频率计算运算量比较
Table 8 Computing loads of fundamental when inter-harmonics are far away from fundamental

方法	运算量	
	乘法	加法
加窗插值 FFT ($M=20$)	26389	30720
改进 DFT ($M=40$)	39583	46080

由表 8 知,当间谐波远离基波时,改进 DFT 算法的乘法运算量和加法运算量均比加窗插值 FFT 法多 16.4%。当间谐波远离基波时,方法 4 对间谐波的测量准确度比方法 1 高,但其运算量比方法 1 稍大。

当采用表 4 所给出的仿真参数,间谐波靠近基波时,方法 1 与方法 4 的测量结果如表 5 所示。由表 5 可知,方法 4 对基波频率测量和间谐波幅值测量的准确度均与间谐波远离基波时一致,而方法 1 基波频率和间谐波幅值测量准确度都大幅降低。若要使方法 1 与方法 4 在间谐波靠近基波时有相同数量级的测量准确度,则需要将采样点增加到 40 个周期。此时 2 种方法的运算量如表 9 所示。

表 9 间谐波靠近基波时基波频率计算运算量比较
Table 9 Computing loads of fundamental when inter-harmonics are near fundamental

方法	运算量	
	乘法	加法
加窗插值 FFT ($M=20$)	57981	86972
改进 DFT ($M=40$)	30720	46080

由表 9 可知,当间谐波靠近基波时,方法 1 需增加 47% 的运算量才能达到与方法 4 相同数量级的测量准确度。而电网信号中间谐波出现在基波附近的情况非常常见,并且正是靠近基波的间谐波对基波频率检测准确度的影响非常大,由此可知,在需要达

到较高间谐波检测准确度的条件下,方法 4 的运算工作量远小于方法 1,故方法 4 能够以较小的运算工作量实现基波附近间谐波的准确检测。

3 实验验证

本文以计算机、NI-ELVIS 数据采集设备和采用 ADC+DSP 构架的嵌入式系统为主要的硬、软件平台,搭建了一台间谐波检测装置,并将本文算法应用于该检测装置。其中,ADC 采用 ADS8556,DSP 采用 TMS320C6745。

目前,间谐波检测实验没有间谐波标准源,因此本文采用如图 9 所示的实验方式,首先利用函数发生器 Agilent 33120A 产生基波、谐波与间谐波叠加信号作为间谐波源;然后将间谐波信号输入到数据采集设备 NI-ELVIS 的信号输入端口,数据采集设备 NI-ELVIS 将采样得到的信号送入计算机;最后计算机通过 CCS 软件将采样信号送入嵌入式运算平台测量间谐波参数,测量结果通过串口传送回计算机进行读取。

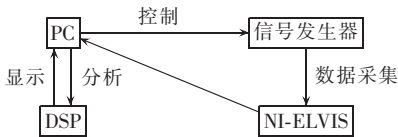


图 9 间谐波检测模块测试过程

Fig.9 Test of inter-harmonic detection module

在本实验中,设置 NI-ELVIS 的采样频率 f_s 为 3.2 kHz。

当间谐波频率远离基波频率时,采用如下信号:
$$U(t)=4\cos(2\pi\times49.8t)+0.1\cos(2\pi\times99.6t)+0.1\cos(2\pi\times149.4t)+0.08\cos(2\pi\times110t)+0.08\cos(2\pi\times160t)$$
 (20)

当基波幅值为 4 V,2、3 次谐波含有率为 2.5%,间谐波含有率均为 2% 时,间谐波电压测量结果如表 10 所示。由表 10 可知,当间谐波频率远离基波频率时,谐波间谐波检测系统对间谐波幅值的测量误差均在 $\pm 1\%$ 范围内,小于 GB/T 24337—2009^[1] 标准对 A 类间谐波检测仪器所要求的误差标准(5%)。

表 10 间谐波远离基波时间谐波幅值测量结果
Table 10 Results of inter-harmonic detection when inter-harmonics are far away from fundamental

谐波频率/Hz	标准值/V	测量值/V	相对误差/%
110	0.08	0.0799	-0.1250
160	0.08	0.0794	-0.7188

当间谐波频率在基波频率附近时,采用如下信号:
$$U(t)=4\cos(2\pi\times49.8t)+0.1\cos(2\pi\times99.6t)+0.1\cos(2\pi\times149.4t)+0.08\cos(2\pi\times45t)+0.08\cos(2\pi\times55t)$$
 (21)

当基波幅值为 4 V,2、3 次谐波含有率为 2.5%,间谐波含有率均为 2% 时,间谐波电压测量结果如表 11 所示。由表 11 可知,当间谐波频率靠近基波频率时,谐波间谐波检测系统对间谐波幅值的测量误差均在 $\pm 0.5\%$ 范围内,小于 GB/T 24337—2009^[1] 标准对 A 类谐波检测仪器所要求的误差标准(5%)。

表 11 间谐波靠近基波时间谐波幅值测量结果
Table 11 Results of inter-harmonic detection when inter-harmonics are near fundamental

谐波频率/Hz	标准值/V	测量值/V	相对误差/%
45	0.08	0.0801	0.1688
55	0.08	0.0802	0.2712

4 结论

本文提出一种基于改进 DFT 时域准同步的间谐波检测算法,通过改进 DFT 算法计算基波频率,插值重构获取采样信号的准同步采样序列,然后采用 FFT 进行频谱分析,能有效减小栅栏效应和频谱泄漏的影响。将谐波与间谐波分离,避免了基波和谐波对间谐波的影响,也避免了大幅值间谐波对小幅值间谐波的泄漏影响,因而能准确地检测间谐波参数。改进的 DFT 算法能有效抑制位于基波附近的间谐波分量对基波频率估计带来的影响,并且不受基频偏移的影响。插值重构的准同步采样序列与同步采样序列的误差很小,可等效为同步采样序列,采用 FFT 进行频谱分析时,仅需一个信号周期便能精确地获取采样信号频域信息。且本文算法优于传统 FFT 方法,无需采用加窗运算,减少了运算量。

通过对电力系统信号基波频率偏移、间谐波位置变化等情况进行的仿真实验和实测结果表明:本文算法准确度高、稳定性好。

参考文献:

[1] 中国国家标准化管理委员会. 电能质量公用电网间谐波:GB/T 24337—2009[S]. 北京:中国标准出版社,2009.

[2] 王泽,杨洪耕,王佳兴,等. 消除负频率影响的低频间谐波快速检测方法[J]. 电力自动化设备,2015,35(3):140-145,156.

WANG Ze,YANG Honggeng,WANG Jiaxing,et al. Rapid low-frequency interharmonic detection with negative-frequency elimination[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(3):140-145,156.

[3] 郝江涛,刘念,辛晋渝,等. 电力系统间谐波分析[J]. 电力自动化设备,2004,24(12):36-39.

HAO Jiangtao,LIU Nian,XING Jinyu,et al. Study on interharmonic of power system[J]. Electric Power Automation Equipment,2004,24(12):36-39.

[4] LIN H C. Intelligent neural network-based fast power system harmonic detection[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2007,54(1):43-52.

[5] 周林,夏雪,万蕴杰,等. 基于小波变换的谐波测量方法综述[J]. 电工技术学报,2006,21(9):67-75.

ZHOU Lin,XIA Xue,WAN Yunjie,et al. Harmonic detection based on wavelet transform[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2006,21(9):67-75.

[6] 胡国胜,任震,黄雯莹. 小波变换在电力系统中应用研究[J]. 电力自动化设备,2002,22(3):71-78.

HU Guosheng,REN Zhen,HUANG Wenying. Application of wavelet transform to electric power system[J]. Electric Power Automation Equipment,2002,22(3):71-78.

[7] WIES R W,PIERRE J W,TRUDNOWSKI D J. Use of ARMA block processing for estimating stationary low-frequency electromechanical modes of power systems[J]. IEEE Transactions on Power Systems,2003,18(1):167-173.

[8] 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):109-116.

LIU Zhigang,LI Wenfan,SUN Wanlu. Hilbert-Huang transform and its applications in power system[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(4):109-116.

[9] AFRONI M J,SUTANTO D,STIRLING D. Analysis of nonstationary power-quality waveforms using iterative Hilbert Huang transform and SAX algorithm[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2013,28(4):2134-2144.

[10] HE Wen,ZHANG Junhao,MENG Zhuo. Harmonic estimation using symmetrical interpolation FFT based on triangular self-convolution window[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics,2015,11(1):16-26.

[11] 惠锦,杨洪耕. 一种新的电力系统谐波间谐波两步检测法[J]. 电力系统保护与控制,2009,37(23):28-34.

HUI Jin,YANG Honggeng. Harmonic and inter-harmonic detection method based on neighboring spectral offsetting and windowed TDA in two stages[J]. Power System Protection and Control,2009,37(23):28-34.

[12] 周菁菁,王彭,赵春宇,等. 基于频率搜索的间谐波闪变检测方法[J]. 电力系统自动化,2014,38(7):60-65.

ZHOU Jingjing,WANG Peng,ZHAO Chunyu,et al. A detection method of interharmonic-caseed flicker based on frequency-searching[J]. Automation of Electric Power Systems,2014,38(7):60-65.

[13] CHANG W,CHENG G,CHEN I. An accurate time-domain procedure for harmonics and interharmonics detection[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2010,25(3):1787-1795.

[14] WANG Kang,TENG Zhaosheng,WEN He. Fast measurement of dielectric loss angle with time-domain quasi-synchronous algorithm[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,2015,64(4):935-942.

[15] 金维刚,刘会金. 基于三次样条插值时域采样重构的间谐波检测新算法[J]. 电网技术,2012,36(7):74-80.

JIN Weigang,LIU Huijin. A new algorithm for interharmonics measurement based on time domain sampling and reconstruction by cubic spline interpolation[J]. Power System Technology,2012,36(7):74-80.

[16] WANG J,YANG F,DU X. Microgrid harmonic and interharmonic analysis algorithm based on cubic spline interpolation

signal reconstruction[C]//IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies. Tianjin, China; IEEE, 2012:1-5.

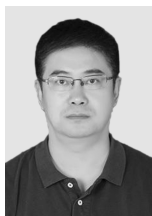
[17] 王彭,周峰,黄震宇,等. 基于时域准同步的谐波和间谐波检测算法[J]. 仪器仪表学报, 2013, 34(2): 275-280.

WANG Peng, ZHOU Feng, HUANG Zhenyu, et al. Harmonic and interharmonic detection algorithm based on time-domain quasi-synchronous technique[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2013, 34(2): 275-280.

[18] IEEE recommended practice for monitoring electric power quality: IEEE Std. 1159-1995[S]. [S.L.]; IEEE, 1995.

[19] WEN He, DAI Huifang, TENG Zhaosheng, et al. Performance comparison of windowed interpolation FFT and quasisynchronous sampling algorithm for frequency estimation[J]. Mathematical Problems in Engineering, 2014, 2014: 1-7.

作者简介:



李 宁

李 宁(1968—),男,新疆乌鲁木齐人,工程师,从事电测技术研究;

左培丽(1990—),女,新疆鄯善人,硕士研究生,从事电测技术研究;

王新刚(1970—),男,新疆乌鲁木齐人,工程师,从事电测技术研究;

唐 求(1970—),女,湖南长沙人,副教授,博士研究生导师,博士,从事电测技术研究;

滕召胜(1963—),男,湖南辰溪人,教授,博士研究生导师,博士,从事电测技术研究;

陈 桃(1964—),女,湖南长沙人,硕士,通信作者,从事电测技术研究(E-mail: gracechen2000ca@yahoo.com)。

Inter-harmonic detection based on improved DFT and time-domain quasi-synchronization

LI Ning¹, ZUO Peili², WANG Xingang¹, TANG Qiu², TENG Zhaosheng², CHEN Tao²

(1. State Grid Electric Power Research Institute of Xinjiang Electric Power Company, Urumqi 830011, China;

2. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: The spectrum interference between harmonic and inter-harmonic due to the spectrum leakage and fence effect occurred in the FFT(Fast Fourier Transform) under asynchronous sampling condition may seriously affect the measuring accuracy of inter-harmonic parameters, aiming at which, an inter-harmonic detection algorithm based on improved DFT(Discrete Fourier Transform) and time-domain quasi-synchronization is proposed. It adopts the improved DFT algorithm to accurately estimate the fundamental frequency, uses the cubic spline interpolation to reconstruct the quasi-synchronous sampling sequence, applies the FFT to process the reconstructed quasi-synchronous sampling sequence for one cycle to obtain all parameters of fundamental and harmonics, subtracts the fundamental and harmonic components from the reconstructed quasi-synchronous sampling sequence, and applies the FFT again, together with the maximum peak search, to process the remaining sequence for determining the parameters of each inter-harmonic. Simulative results show that, the proposed algorithm not only improves the frequency resolution but also effectively eliminates the spectrum interference between harmonic and inter-harmonic. It has high inter-harmonic detection accuracy, good stability and small calculating load.

Key words: spectrum interference; improved DFT; time-domain quasi-synchronization; inter-harmonic detection; peak search; harmonic analysis

(上接第 152 页 continued from page 152)

Distributed and parallel voltage optimization of smart distribution network

SUN Zhiqing^{1,2}, LIU Yongmei², LIU Keyan²

(1. Key Laboratory of Smart Grid of Ministry of Education, Tianjin University, Tianjin 300072, China;

2. China Electric Power Research Institute, Beijing 100192, China)

Abstract: In order to meet the requirements of smart distribution network for the grid-connection of DG (Distributed Generation) and the real-time response of grid simulation, a method is proposed to determine the optimal power output of each DG for the fast and effective voltage optimization of distribution network in the distributed and parallel environment, which applies the method of hierarchical agglomerative clustering to automatically partition the distribution network and then the algorithm of distributed sequential quadratic programming for DG to obtain in parallel the optimal outputs of DGs by the alternative internal and external iterations. IEEE 33-bus system with DGs is taken to test and verify the proposed method. Compared with the method of auxiliary problem principle, the proposed method has better performance and rapidity in the distributed and parallel voltage optimization of smart distribution network.

Key words: smart distribution network; distributed generation; voltage optimization; hierarchical agglomerative clustering; distributed sequential quadratic programming for DG