

DOI: 10.7667/PSPC151611

基于插值同步预处理的 Hilbert 无功功率测量

孙曙光¹, 于淼¹, 杜太行¹, 王景芹²

(1. 河北工业大学控制科学与工程学院, 天津 300130; 2. 河北工业大学电气工程学院, 天津 300130)

摘要: 针对电网信号频率波动情况下, 非同步采样造成频谱泄漏, 引起无功功率计算误差的问题, 提出一种基于数据预处理的 Hilbert 无功功率计算方法。即首先使用改进 Rife 算法实时估计电网中的频率, 然后利用插值运算进行数据同步化, 最后使用 Hilbert 变换得到准确的无功功率。在对信号频率测量基础上, 对于插值算法, 经仿真对比研究, Hermite 插值算法达到了比较理想的数据同步化效果。继而对基于 Hilbert 的无功功率测量方法进行分析, 并构建了电弧炉负载仿真模型, 作为无功源。仿真结果表明, 在电网信号频率波动以及含谐波的情况下, 相对于常规的无功功率计算方法, 基于插值同步预处理的 Hilbert 法明显提高了无功功率计算的精度。

关键词: 频率估计; Rife 算法; Hermite 同步插值; 无功功率; Hilbert 算法

Reactive power measurement by Hilbert transform based on interpolation synchronization preprocessing

SUN Shuguang¹, YU Miao¹, DU Taihang¹, WANG Jingqin²

(1. School of Control Science and Engineering, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China;

2. School of Electrical Engineering, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China)

Abstract: For the problem that asynchronous sampling causes spectral leakage and reactive power calculation error when the power signal frequency fluctuates, this paper proposes a reactive power calculation method by Hilbert transform based on data preprocessing. It is that firstly, the improved Rife algorithm is used to estimate the real-time frequency, and then the interpolation operation is used to synchronize data, finally the Hilbert transform is used to get the accurate reactive power. Based on the measuring of signal frequency, for interpolation method, the Hermite interpolation algorithm achieves the ideal data synchronization effect by simulation comparison. Then the reactive power measurement method based on Hilbert is analyzed and arc furnace load simulation model is built as a reactive power source. Simulation results show that when the power signal fluctuates and contains harmonics the calculation accuracy of reactive power is mostly improved by using Hilbert method based on interpolation synchronization compared to conventional reactive power calculation method.

Key words: frequency estimation; Rife algorithm; Hermite synchronous interpolation; reactive power; Hilbert algorithm

0 引言

由于非线性系统如电弧炉系统、电力电子整流设备、电气化铁路等大量涌入电力系统, 使得电力系统谐波问题日益严重, 电网波形畸变, 干扰其他用电设备正常工作, 加大了无功能量的损耗, 所以要补偿无功^[1]。而传统的无功功率计算方法如 FFT 算法在频域内计算电压、电流相角, 易受信号频率

波动的影响, 最终造成较大的无功功率计算误差^[2]。而 Hilbert 变换法测量无功功率, 是将采样电压信号进行 Hilbert 变换再与电流信号进行运算, 可以快速准确完成无功功率计算, 但是在异步采样的情况下频谱泄漏问题也会造成其无功功率的计算误差^[3-5]。所以需要采样数据同步化处理, 相比于硬件电路如锁相环实现同步^[6], 软件方法更为灵活, 并且使用方便, 成本较低, 本文主要利用软件算法进行数据同步化处理。

此外对于异步采样数据同步化, 需要首先测得信号的频率, 所以本文利用基于 FFT 的改进 Rife 算法实时估计频率, 在此基础上进行插值同步化,

基金项目: 天津市科技支撑重点项目 (12ZCZDGX01400); 河北省高等学校科学技术研究重点项目 (ZD2014051); 河北工业大学博士科研启动费资助项目

使校正后的数据最大程度接近理想均匀的同步采样序列,最后使用 Hilbert 算法计算无功功率。

1 电力信号的频率估计

一般在采集信号时会根据标准的工业配电频率来制定采样频率,但在实际信号传输过程中频率会有波动,采样频率不随之变化,得到的信号被称为异步信号,为了得到理想的同步采样信号,首先要得到信号的实际频率。在频率估计方面,快速傅立叶为基础的插值估计和最大似然估计虽然应用广泛但是计算量较大,尤其最大似然估计要使误差降低需对频率进行一维搜索,很难实时处理信号。针对这个问题采用基于 FFT 的双线幅值 Rife 算法,有效降低计算量,而且简单易行,但 Rife 算法只有当信号频率位于两个量化后频率的中心位置才有较高的精度^[7-8],所以对其进行优化结合相位确定插值方向,也就是确定幅值第二大的谱线,以满足同步化要求。

Rife 算法利用最大谱线和第二大谱线的幅值估计频率,假设采样所得的正弦波信号的离散序列为

$$x(n) = A \cos(2\pi f_0 / f_s + \theta_0) + z(n) \quad (1)$$

式中: A , θ_0 分别为幅值和相位; f_s 为采样频率; $z(n)$ 为零均值高斯白噪声; f_0 为待估计的频率。对 $x(n)$ 进行 n 点的 FFT,由于 FFT 变换的对称性故在前 $n/2$ 内找到最大谱线的位置下标 k_0 ,得到最大谱线峰值 $|X(k_0)|$ 。在 k_0 的左右两侧的相邻谱线中找到次大谱线值,其下标记为 $k_0 + r$ 。当次大谱线值位于 $|X(k_0)|$ 左侧 r 等于 -1,当次大谱线值位于 $|X(k_0)|$ 右侧 r 等于 +1。则频率估计值为

$$\hat{f}_0 = \frac{f_s}{n} \left(k_0 + r \frac{|X_{k_0+r}|}{|X_{k_0+r}| + |X_{k_0}|} \right) \quad (2)$$

在式(2)中由于 r 取值 ± 1 ,也就自动认为次大谱线幅值是在最大谱线幅值相邻处,在不考虑噪声的情况下,频率估计较为准确,但是当噪声较大时,会引起较大的误差,所以对该算法进行改进,加入

其他的条件重新估计频率。定义 $\alpha_1 = \frac{\text{Re}(X_{k-1})}{\text{Re}(X_k)}$,

$\alpha_2 = \frac{\text{Re}(X_{k+1})}{\text{Re}(X_k)}$, 计算 $\omega_1 = \frac{\alpha_1}{1 - \alpha_1}$, $\omega_2 = \frac{-\alpha_2}{1 - \alpha_1}$, 当

$\omega_1 > 0$, $\omega_2 > 0$, $\omega = \omega_1$ 其他情况下 $\omega = \omega_2$ 。此时频率估计为

$$\hat{f}_1 = \frac{f_s}{n} (k_0 + \omega) \quad (3)$$

根据以上两种算法,结合实际应用时的需要,

对频率的估计步骤如下:

(1) 对采样数据进行 FFT 变换得到 $X(k)$, $k = 0, \dots, n-1$, 求得 $X(k)$ 的幅值 $M(k)$ 。

(2) 在 $M(k)$ 的前 $n/2$ 数据中找到最大值 $M(k_0)$ 。

(3) 分别计算 \hat{f}_0 和 \hat{f}_1 , 设定阈值 λ 。

(4) 当 \hat{f}_0 和 \hat{f}_1 位于 λ 同侧时, \hat{f}_0 作为最终估计结果,其他情况使用 \hat{f}_1 作为最终估计结果。

2 Hermite 插值算法实现数据同步化

在以往的研究中,对原始的非同步采样序列进行频率估计,先使用过零点法求解出信号频率的整数部分,小数部分通过求解插值方程求得,不仅加大了求解的难度和运算,也不利于实现。在本文中已通过第 1 节求得采样序列的实际频率,结合 Hermite 插值实现数据同步化。

首先要确定插值点和实际采样点之间的位置关系。设原始异步采样序列为 $x_1(n)$ ($n = 0, 1, 2, \dots, N$); 理想的同步序列为 $x_2(m)$ ($m = 0, 1, 2, \dots, M$)。采样点数至少包括一个完整周期。其中实际采样周期为 T_s , 理想采样周期为 T_{si} 。实际信号第一个点和理想的同步信号的第一个点之间的间隔为 $t_{p1} = T_s - T_{si}$, 同理,第 i 个同步点所对应的实际取样数列中的下标为

$$k = \text{INT} \left[\frac{iT_{si} + t_{pi}}{T_s} \right] \quad (4)$$

也就是 $i \in [k, k+1]$, 第 i 个同步点相对于第 k 个实际取样点的距离为

$$\alpha_i = \frac{iT_{si} + t_{pi}}{T_s} - k_i = \frac{iT_{si} + t_{pi}}{T_s} - \text{INT} \left[\frac{iT_{si} + t_{pi}}{T_s} \right] \quad (5)$$

式中, $\text{INT}[\]$ 为取整算子。计算得到 k 后,利用第 k 和 $k+1$ 点作为插值节点,进行分段 Hermite 插值。根据 Hermite 插值公式定义,当 $x \in [x_k, x_{k+1}]$ 则有

$$H_n(f, x) = \left(\frac{x - x_{k+1}}{x_k - x_{k+1}} \right)^2 \left(1 + 2 \frac{x - x_k}{x_{k+1} - x_k} \right) f(x_k) + \left(\frac{x - x_k}{x_{k+1} - x_k} \right)^2 \left(1 + 2 \frac{x - x_{k+1}}{x_k - x_{k+1}} \right) f(x_{k+1}) + \left(\frac{x - x_{k+1}}{x_k - x_{k+1}} \right)^2 (x - x_k) f'(x_k) + \left(\frac{x - x_k}{x_{k+1} - x_k} \right)^2 (x - x_{k+1}) f'(x_{k+1}) \quad (6)$$

式中, $f'(x_k), f'(x_{k+1})$ 为点 x_k, x_{k+1} 的一阶导数, 可以用在这两个点处的差商近似求得:

$$f'(x_k) = \frac{f(x_{k+1}) - f(x_{k-1})}{x_{k+1} - x_{k-1}} = \frac{f(x_{k+1}) - f(x_{k-1})}{2T_s} \quad (7)$$

$$f'(x_{k+1}) = \frac{f(x_{k+2}) - f(x_k)}{x_{k+2} - x_k} = \frac{f(x_{k+2}) - f(x_k)}{2T_s} \quad (8)$$

由以上推导, 把离散的采样点代入公式可以得到插值点落在下标为第 k 和 $k+1$ 个点之间, 使用 Hermite 插值得到的同步序列为

$$x_2(i) = (\alpha_i - 1)^2 (1 + 2\alpha_i) x_1(k) + \alpha_i^2 (3 - 2\alpha_i) x_1(k+1) + T_s (\alpha_i - 1)^2 \alpha_i x_1'(k) + T_s \alpha_i^2 (\alpha_i - 1) x_1'(k+1) \quad (9)$$

从上述公式可以看出在最少采样一个周期的情况下, 要多采两个点, 才能达到式(7)、式(8)的要求。

现阶段经常用的同步算法还有四阶牛顿前插法和拉格朗日插值, 在误差分析方面, 理论上拉格朗日插值截断误差限为

$$|R_2(x)| \leq \frac{f^3(\xi)}{3!} \max_{a \leq x \leq b} |(x - x_0)(x - x_1)(x - x_2)| \quad (10)$$

Hermite 插值截断误差限为

$$|R_3(x)| \leq \frac{f^4(\xi)}{4!} \max_{a \leq x \leq b} |(x - x_0)^2 (x - x_1)^2| \quad (11)$$

四阶牛顿前插值的截断误差限为

$$|R_4(x)| \leq \frac{f^5(\xi)}{5!} \max_{a \leq x \leq b} |(x - x_0)(x - x_1)(x - x_2)(x - x_3)| \quad (12)$$

从上述公式可以看出, 随着阶数的增加, 结果越准确, 但是计算更趋于复杂, 运算量也很大, 未必适合实际应用, 为了便于观察, 联系上文中的频率测量, 对这三种插值算法同步效果进行对比。假设电压信号为

$$u(t) = 380 \sin\left(100\pi t - \frac{\pi}{4}\right) + 13 \sin(300\pi t) + 10 \sin(500\pi t) + 9 \sin\left(700\pi t - \frac{69\pi}{180}\right) \quad (13)$$

此时实际工频为 50.13 Hz, 在理想频率 50 Hz 的情况下每周期采样 64 个点, $t = n / 3200$, $n = 0, 1, 2, \dots, 255$, 总共采样 $n + 4$ 个点。在此, 同步化之前根据上述分析先估计出信号的实际频率, 再选用适当的插值算法。图 1~图 6 为异步采样数据绝对误差, 以及在实际频率估计后分别使用拉格朗日插值、Hermite 插值和牛顿插值, 对异步采样数据进行同步化处理的效果对比。在未进行同步化采样时, 采样数据和理想数据的绝对误差较大, 使用三种插值法后基本把绝对误差控制在 $[-0.5, +0.5]$ 之间。图 5

比较了拉格朗日插值和牛顿插值, 图 6 比较拉格朗日插值^[9-10]和 Hermite 插值的绝对误差, 可以看出牛顿插值并不适用于此种情况, 在信号带有较少数量的谐波并且谐波信号奇偶性单一时, 其他两种插值的结果更为准确。对比拉格朗日插值和 Hermite 插值, Hermite 插值效果更好一些, 误差曲线更为平滑, 稳定性更好。

图 7 为图 6 对比曲线的局部放大图, 以便观察。可以看出 Hermite 插值法同步化效果绝对误差更集中在零值附近, 拉格朗日插值绝对误差在零值附近振荡的幅度较大。所以选用 Hermite 插值实现数据同步化。

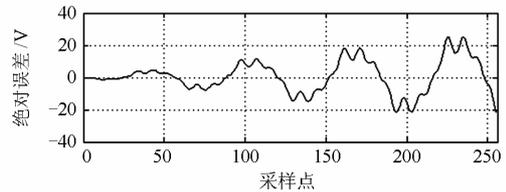


图 1 异步采样数据绝对误差图

Fig. 1 Asynchronous data absolute error

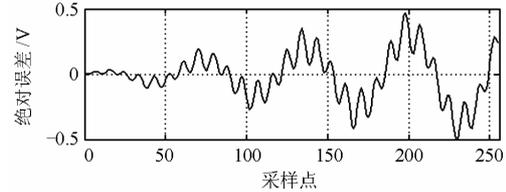


图 2 拉格朗日插值同步数据绝对误差图

Fig. 2 Lagrange interpolation synchronized data absolute error

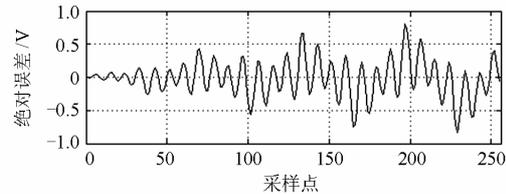


图 3 牛顿插值同步数据绝对误差图

Fig. 3 Newton interpolation synchronized data absolute error

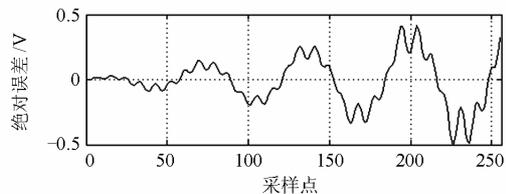


图 4 Hermite 插值同步数据绝对误差图

Fig. 4 Hermite interpolation synchronized data absolute error

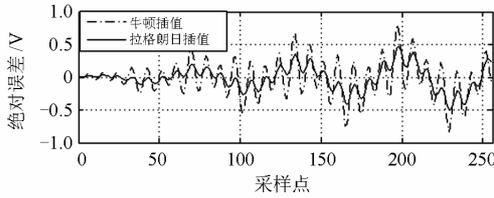


图 5 拉格朗日插值和牛顿插值同步化效果对比图
Fig. 5 Synchronization effect comparison of Newton interpolation and Lagrange interpolation

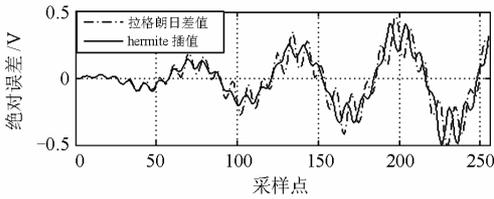


图 6 拉格朗日插值和 Hermite 同步化效果对比图
Fig. 6 Synchronization effect comparison of Lagrange interpolation and Hermite interpolation

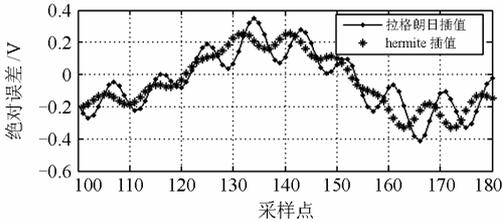


图 7 Hermite 插值和拉格朗日插值同步化效果对比图
Fig. 7 Synchronization effect comparison of Hermite interpolation and Lagrange interpolation

以上频率估计和插值的同步化, 已经完成了在进行无功功率计算前的数据预处理, 即首先使用 FFT 处理数据进行频谱分析, 然后用 Rife 算法估计实时信号的实际频率, 代入到插值同步化中确定同步化采样点的位置, 最后使用 Hermite 插值到同步化数据。

3 无功功率测量算法

要补偿无功功率就要准确测量无功功率, 改进以往的算法, 即使在谐波情况下也能精确测量无功功率。

根据 Budeanu 无功功率^[11]的定义公式可以得到含有 1~N 次谐波分量的信号的无功功率为

$$Q = \sum_{k=1}^N U_k I_k \sin \varphi_k = -\sum_{k=1}^N U_k I_k \cos \left(\varphi_k + \frac{\pi}{2} \right) \quad (14)$$

有功功率为

$$P = \sum_{k=1}^N U_k I_k \cos \varphi_k \quad (15)$$

式中: $U(k)$, $I(k)$ 分别为第 k 次谐波电压电流的有效值; $\varphi(k)$ 为相应电压电流信号的相位差。

从式(14)、式(15)可以看出无功功率的相位和有功功率的相位差为 $-\pi/2$, 而在无功功率计算的方法中一个重要的思想就是要使电压电流的相位差为 $\pi/2$, 也就是移相法。也即先对电压电流进行采样得到离散值, 然后将离散电压值使用 Hilbert 变换移相, 用有功功率的计算形式计算无功功率。

离散信号的 Hilbert 变换更加适用于工程应用。假设采样信号为 $x(n)$, Hilbert 单位响应为 $h(n)$, 变换后的信号为 $\hat{x}(n)$, 由于 $\Omega = \omega T_s$, T_s 为采样周期, 当归一化 T_s 的值为 1 时, 则有 $\Omega = \omega$, 易知离散 Hilbert 变换的频率传递函数为

$$H(e^{j\omega}) = \begin{cases} -j & 0 < \Omega < \pi \\ j & -\pi < \Omega < 0 \end{cases} \quad (16)$$

该传递函数为连续信号幅值不变, 负频率成分移相 90° , 正频率成分移相 -90° 的变换。

设电压信号经过等间隔采样的离散信号为 $u(n)$, $i(n)$, $n = 0, 1, 2, \dots, M$ 。电压信号经 Hilbert 变换构成的信号为 $\hat{u}(n)$, 二者构成解析信号 $\bar{u}(n) = u(n) + j\hat{u}(n)$, $u(n)$ 与 $\bar{u}(n)$ 满足如下频谱关系:

$$\begin{aligned} \bar{U}(e^{j\omega}) &= U(e^{j\omega}) + j\hat{U}(e^{j\omega}) = U(e^{j\omega}) + jH(e^{j\omega})\hat{U}(e^{j\omega}) = \\ &= \begin{cases} 2U(e^{j\omega}) & 0 < \omega < \pi \\ 0 & -\pi < \omega < 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (17)$$

可以看出 $\bar{u}(n)$ 的正频分量是 $u(n)$ 的两倍, 负频率分量为 0, 所以离散 Hilbert 的实现过程主要是对原信号首先进行 DFT 运算, 再按照式(17)进行内积运算, 将结果进行 IDFT 运算, 运算结果的虚部即为原始信号的 Hilbert 变换^[12-13]。考虑到工频信号的周期性, 如果在一个周期采样 M 个点, 无功功率在离散的情况下为

$$Q = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M \hat{u}(n) i(n) \quad (18)$$

4 仿真计算结果及分析

在实际应用中大型铸造行业的电弧炉是对电能质量影响比较严重的负荷, 不仅引起电压的波动和闪变, 还会产生大量无功与谐波。所以在此对电弧炉系统仿真, 得到频率波动含有谐波的电压电流信号, 进行频率测量, 数据同步化最终进行无功测

量。图 8 为一般电弧炉系统仿真模型^[14-16], 已经可以反映电弧炉的电压电流特性。图 9、图 10 为仿真所得的电压电流波形。

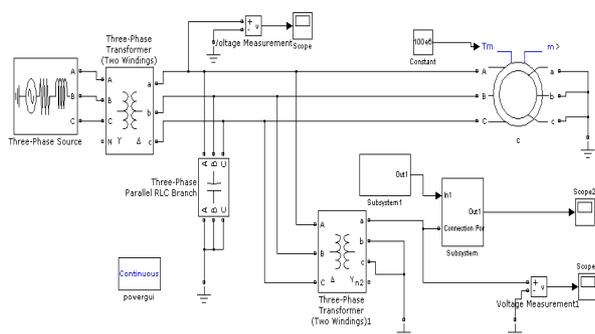


图 8 电弧炉系统仿真

Fig. 8 Arc furnace system simulation

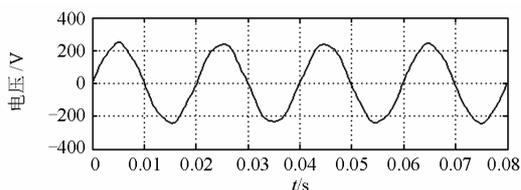


图 9 电弧炉系统电压波形

Fig. 9 Voltage waveform of arc furnace system

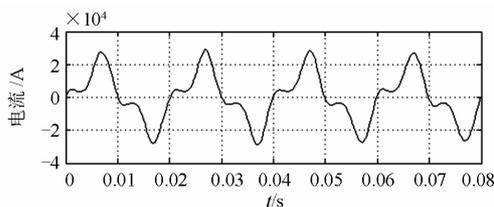


图 10 电弧炉系统电流波形

Fig. 10 Current waveform of arc furnace system

使用仿真的电弧炉系统, 对其产生的电压电流信号进行采样, 此时电弧炉系统的真实频率变为 50.13 Hz, 不是 50 Hz。采样频率为 3 200 Hz, 共采样 260 个点, 在异步采样的情况下电压电流与理想的同步采样得到的电压电流值之间的误差如图 11、图 12 所示。

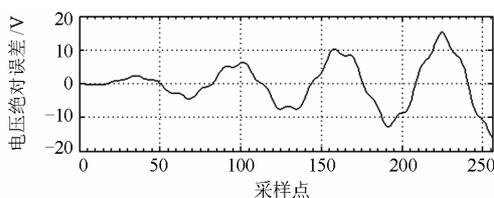


图 11 电压异步采样绝对误差曲线

Fig. 11 Voltage asynchronous sampling absolute error curve

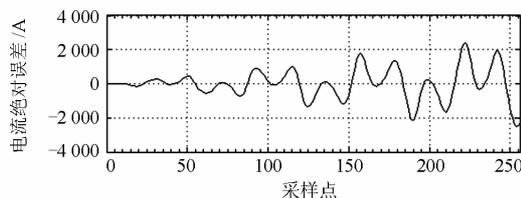


图 12 电流异步采样绝对误差曲线

Fig. 12 Current asynchronous sampling absolute error curve

可以看出, 随着采样点数增加, 异步采样点的误差也呈发散增大趋势。所以先估计电压电流信号的实时频率, 接着同步化处理最后计算得到无功功率。如图 13、图 14 所示, 在频率估计的基础上使用 Hermite 插值同步化, 电压电流的绝对误差已经明显减少。

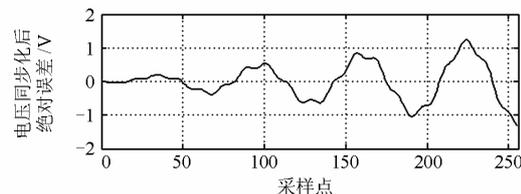


图 13 电压同步化后绝对误差曲线

Fig. 13 Voltage absolute error curve after synchronization

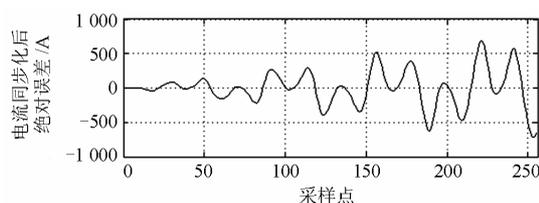


图 14 电流同步化后绝对误差曲线

Fig. 14 Current absolute error curve after synchronization

再对仿真所得的谐波信号进行谐波分析, 得到理论上的无功功率值, 使用 Matlab 中 Powergui 模块得到谐波含量如表 1 所示。

根据表 1 数据可知电压电流各次谐波的幅值以及电压电流的相位差, 结合 Budeanu 定义的无功功率计算, 求得无功功率的理论值为 $9.9963 \times 10^5 \text{ var}$ 。国标规定电力系统正常频率偏差允许值为 $\pm 0.2 \text{ Hz}$, 在数据同步化之前要进行频率估计, 测量电网频率最终实现数据同步化, 最终使用 Hilbert 分析数据得到准确的无功功率。本文以固定的采样频率 $f_s = 64 \times 50 \text{ Hz}$ 对电压电流分别采样, 每个周期采样 64 个点, 共采样 256 个点。采样四个周期, 系统的频率波动分别为 50.2 Hz, 50.1 Hz, 50 Hz, 49.9 Hz, 49.8 Hz, 使用最基本的 FFT 算法对直接采样的数据进行无功功率的计算, 对比使用同步化

后的 Hilbert 算法计算的无功功率。仿真计算结果如表 2 所示。

表 1 谐波含量仿真结果

Table 1 Simulation results of harmonic content

谐波次数	电压/V	电流/A	相位差/(°)
1	239.052 6	19 535.181 1	25.212
2	1.027 7	229.711 2	-8.922
3	1.439 8	8 430.060 9	43.097
4	3.136 9	266.135 6	-18.697
5	7.711 3	285.365 3	-275.507
6	1.586 7	133.492 9	-303.593
7	0.855 5	453.950 2	-53.356
8	0.578 4	94.416 1	-19.017
9	0.435 3	60.073 1	-25.109
10	0.344 5	43.593 6	-18.771
11	0.285 6	41.914 8	-12.254
12	0.243 8	31.479 9	-10.751
13	0.212 6	26.464 7	-7.782
14	0.188 1	23.534 3	-7.711
15	0.169 1	21.013 3	-6.389
16	0.158 8	19.457 7	-4.939
17	0.147 5	17.810 1	-4.163
18	0.138 8	16.681 9	-3.921
19	0.132 6	15.685 3	-3.181

表 2 无功功率计算结果及相对误差

Table 2 Reactive power calculation results and the relative error

频率/ Hz	同步化后 Hilbert	异步采样 FFT 算法	
50.2	无功功率/var	9.919 7×10 ⁵	9.081×10 ⁵
	绝对误差/var	7 660	91 530
	相对误差(%)	0.766	9.156
50.1	无功功率/var	9.944 9×10 ⁵	9.604 9×10 ⁵
	绝对误差/var	5 140	39 140
	相对误差(%)	0.514	3.915
50	无功功率/var	10.003×10 ⁵	10.004×10 ⁵
	绝对误差/var	670	770
	相对误差(%)	0.006 7	0.077
49.9	无功功率/var	10.042×10 ⁵	10.164×10 ⁵
	绝对误差/var	4 570	16 770
	相对误差(%)	0.457	1.678
49.8	无功功率/var	10.093×10 ⁵	10.287×10 ⁵
	绝对误差/var	9 670	29 070
	相对误差(%)	0.967	2.908

从表 2 可以看出在频率波动较大的情况下，数据直接使用 FFT 方法计算无功功率的相对误差达到

9.156%，绝对误差高达 91 530 var，是在同种条件下使用同步化 Hilbert 算法的误差的 12 倍。并且随着频率波动增大，一般算法的误差也呈快速增大的趋势。虽然电网中的频率偏差值在 ±0.2 Hz，但是在实际应用的电弧炉系统中实际频率可能会有较大的变化，改进的同步化算法首先进行了频率估计在数据源头减少了误差，结合同步化的插值算法使得无功功率估计值较为准确。

5 结论

本文提出一种基于 Hilbert 变换的无功功率测量的改进算法，以 Hilbert 变换测量无功功率为基础加以改进，实现实时测量供电频率，并且无需调整采样设备的采样频率，直接将异步采样数据同步化，电压电流数据同步化之后对电压数据进行移相滤波，计算无功功率，进而可更加准确地进行无功补偿。该方法不仅适用于电弧炉、电气化机车等带有高次谐波的复杂大功率用电系统进行无功补偿，还可以应用于精密测量无功功率的仪表中。

参考文献

- [1] 汪玉凤, 李玲雪, 单锦宁, 等. SHPF-TCR 联合控制补偿系统的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(23): 78-83.
WANG Yufeng, LI Lingxue, SHAN Jinning, et al. Research of SHPF-TCR compensation system with combination control[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(23): 78-83.
- [2] 孙曙光, 杜太行, 王景芹, 等. 一种新型的断路器瞬动校验选相合闸方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(17): 125-132.
SUN Shuguang, DU Taihang, WANG Jingqin, et al. Research of a new method for circuit instantaneous validation phase selection[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(17): 125-132.
- [3] 李正明, 徐敏, 潘天红, 等. 基于小波变换和 HHT 的分布式并网系统谐波检测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(4): 34-39.
LI Zhengming, XU Min, PAN Tianhong, et al. A harmonic detection method for distributed connected grid system by using wavelet transform and HHT[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(4): 34-39.
- [4] 俎云霄, 庞浩, 李东霞, 等. 一种基于 Hilbert 数字滤波的无功功率测量方法[J]. 电力系统自动化, 2003, 27(16): 50-52, 70.
ZU Yunxiao, PANG Hao, LI Dongxia, et al. A method of reactive power measurement based on Hilbert digital

- filtering[J]. Automation of Electric Power Systems, 2003, 27(16): 50-52, 70.
- [5] 高云鹏, 李峰, 陈婧, 等. 基于 Teager-Kaiser 能量算子 Rife-Vincent 窗频谱校正的电压闪变测量[J]. 电工技术学报, 2014, 29(6): 248-256.
- GAO Yunpeng, LI Feng, CHEN Jing, et al. Voltage flicker measurement using the Teager-Kaiser energy operator based on Rife-Vincent window spectral correction[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(6): 248-256.
- [6] 史梦思, 钱丽萍, 岳云涛, 等. 三相逆变电源的锁相环设计[J]. 电工技术学报, 2015, 30(增刊 1): 93-97.
- SHI Mengsi, QIAN Liping, YUE Yuntao, et al. Phase-locked loop designing of three phase inverter power[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(S1): 93-97.
- [7] 刘福东, 陈智远. 基于 Rife 算法的频率估计及其 FPGA 实现[J]. 工业控制计算机, 2014, 27(4): 89-90, 92.
- LIU Fudong, CHEN Zhiyuan. Frequency estimation based on rife algorithm and its implementation on FPGA[J]. Industrial Control Computer, 2014, 27(4): 89-90, 92.
- [8] 周龙健, 罗景青, 房明星. 基于 IIN 算法和 Rife 算法的正弦波频率估计算法[J]. 数据采集与处理, 2013, 28(6): 839-842.
- ZHOU Longjian, LUO Jingqing, FANG Mingxing. Frequency estimation of sinusoid wave based on IIN algorithm and Rife algorithm[J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2013, 28(6): 839-842.
- [9] 张雷, 张国, 邱亚琴. Lagrange 插值的改进算法研究及误差分析[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(16): 66-70.
- ZHANG Lei, ZHANG Guo, QIU Yaqin. Research and error analysis of an improved Lagrange interpolation algorithm[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(16): 66-70.
- [10] 唐毅, 江波, 李红斌. 数字电能计量采样值丢帧处理方法[J]. 电工技术学报, 2014, 29(增刊 1): 444-448.
- TANG Yi, JIANG Bo, LI Hongbin. Handling methods for sampled value frame missing in digital power metering[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(S1): 444-448.
- [11] 曹锋, 高华. 一种基于加窗的插值 FFT 重构 Hilbert 变换方法[J]. 重庆理工大学学报(自然科学版), 2012, 26(2): 97-100.
- CAO Feng, GAO Hua. A transforming method of Hilbert based on the windowed interpolation FFT reconstruction[J]. Journal of Chongqing University of Technology (Natural Science), 2012, 26(2): 97-100.
- [12] QIAN H, ZHAO R, CHEN T. Interharmonics analysis based on interpolating windowed FFT algorithm[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2007, 22(2): 1064-1069.
- [13] PENG Hao, WANG Zanji, CHEN Jianye. A measuring method of the single-phase AC frequency, phase, and reactive power based on the Hilbert filtering[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2007, 56(3): 918-923.
- [14] 王育飞, 潘艳霞, 姜建国. 基于 MATLAB 的交流电弧炉随机模型与仿真[J]. 高电压技术, 2008, 34(5): 973-977.
- WANG Yufei, PAN Yanxia, JIANG Jianguo. Stochastic model of AC electric arc furnace based on MATLAB[J]. High Voltage Engineering, 2008, 34(5): 973-977.
- [15] 段晓波, 朱明星, 胡文平, 等. 交流电弧炉 SVC 装置 2 次滤波支路设计校核新方法[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(1): 126-133.
- DUAN Xiaobo, ZHU Mingxing, HU Wenping, et al. Research on the design and check method of the secondary filter branch for SVC device of the AC arc furnace[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(1): 126-133.
- [16] 张恺伦, 陈宏伟, 江全元. 电弧炉负荷的三相综合建模与参数辨识[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(16): 77-82.
- ZHANG Kailun, CHEN Hongwei, JIANG Quanyuan. Modeling and parameter identification of electric arc furnace load[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(16): 77-82.

收稿日期: 2015-09-09; 修回日期: 2016-01-09

作者简介:

孙曙光(1979-), 男, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为谐波抑制与无功补偿; E-mail: sunshuguang_2000@163.com

于淼(1990-), 女, 硕士研究生, 研究方向为计算机智能理论与控制;

杜太行(1963-), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电器检测与试验、计算机应用、工业自动化等。

(编辑 周金梅)