

DOI: 10.7667/PSPC170587

应用于频率波动电网的改进相位差校正法

马也驰, 陈隆道

(浙江大学电气工程学院, 浙江 杭州 310000)

摘要: 针对电网信号基波频率波动时传统相位差校正法测量结果存在较大误差, 甚至可能产生测量失败的问题, 提出一种改进算法。改进算法相对于传统相位差法有4个改进措施: 第一, 通过对加窗后的频谱表达式进行多项式变换从而加快旁瓣衰减速度, 减小了频谱泄漏和各谱线之间的干扰; 第二, 通过计算频率变化率(Rate of Change of Frequency, ROCOF)对传统相位差法的校正公式进行了进一步的修正; 第三, 在计算ROCOF时尽量减小采样窗长, 提高了ROCOF的实时性以及计算精度; 第四, 通过两次相位差法减小基波频率波动导致的非同步采样带来的频谱泄漏。分别在基波频率稳定以及基波频率宽范围波动的两种情况下将改进算法进行仿真验证。仿真结果表明, 改进算法的电参量测量精度较传统相位差法有大幅度的提升, 分析窗长满足IEC标准规定窗长。

关键词: 谐波测量; 频率波动; 频率变化率(ROCOF); 相位差; 非同步采样

An improved phase correction difference method applied to the power systems with frequency fluctuation

MA Yechi, CHEN Longdao

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310000, China)

Abstract: Aiming at the problem that the traditional phase difference correction method has a large error in the fundamental wave frequency fluctuation, it may even produce the problem of measurement failure, and an improved algorithm is proposed. The improved algorithm has four improvement measures compared with the traditional phase difference method. The first is to multiply the sidelobe decay rate by multiplying the spectral expression after windowing, which reduces the spectral leakage and the interference between the spectral lines. Second, the correction formula of the traditional phase difference method is further modified by calculating the frequency change rate (ROCOF). The third is to reduce the sampling window length and improve the real-time performance and calculation accuracy of ROCOF when calculating ROCOF. The sub-phase difference method reduces the spectral leakage caused by the non-synchronous sampling caused by the fundamental frequency fluctuation. The text is verified by the improved algorithm in two cases where the fundamental frequency is stable and the wide frequency fluctuation of the fundamental frequency is verified. The simulation results show that the accuracy of the improved electrical parameters is much higher than that of the traditional phase difference method, and the window length satisfies the IEC standard.

Key words: harmonic measurement; frequency fluctuation; rate of change of frequency (ROCOF); phase difference method; asynchronous sampling

0 引言

20世纪以来, 随着我国经济的高速发展和人民生活水平的提高, 社会对能源的需求量也越来越大, 不断消耗着巨大的不可再生的化石能源, 在不久的将来化石能源终将枯竭。从人类自身的生存环境以及能源消耗两方面来看, 都迫使我们寻找可再生能源代替现在的常规化石能源。可再生能源是我国未

来的战略性能源, 在未来的能源结构中占据重要地位, 推广绿色、清洁和可持续发展的新能源并网发电技术是势在必行的选择。然而新能源工程包含大量的电力电子设备, 该类非线性设备也给电力系统引入了大量谐波^[1-5], 与此同时, 频率偏移也是衡量电能质量的一个重要指标^[6]。因此, 为治理电网中谐波与频率偏移造成的污染, 确保电网安全运行, 快速、准确的电参量估计是必不可少的。

电参量估计通常使用快速傅里叶变换(FFT)作为谐波分析的主要手段, 在同步采样的情况下能够准确获取基波和各次谐波的频率、幅值和相位^[7-8]。但在实际情况中, 由于有频偏现象的发生, 很难实现同步采样。在非同步采样的情况下, 由于频谱泄漏和栅栏效应的存在, 直接应用上述方法进行分析会造成很大的测量误差。研究表明: 时域加窗可有效抑制频谱泄漏^[9], 离散频谱校正法可提高估计精度^[10]。

时域上可采用时域插值法, 其原理是在时域上将非同步信号同步化, 文献[11]比较详细地讨论了线性、二阶和四阶同步化算法。低阶同步化算法适用于实时性要求高的场合, 但是在谐波次数较高的情况下误差较大; 高阶同步化算法虽然精度更高, 但计算复杂度大幅上升, 并且时域插值法在基频波动时很难实现高精度估计。频域上可采用多谱线插值法和相位差校正法。1979年 V. K. Jain 等提出了基于矩形窗的多谱线插值算法^[12]。在此基础之上, Hanning 窗、Blackman-Harris 窗、Nuttall 窗^[13]、Rife-Vincent 窗^[14-15]和一些卷积窗^[16]等被运用在多谱线插值算法中实现谐波分析^[17], 取得了良好的效果。其中文献[18]提出了一种加窗三谱线插值的改进算法, 在保证估计精度的同时, 提高了响应速度。但多谱线插值法在计算过程中需要求解参数多项式逼近公式, 并且每个窗函数曲线拟合后的修正公式均不相同, 计算量大, 较难实现。相位差校正法^[19]是利用前后两次 FFT 结果对应的谱线相位差来校正待测信号的频率, 该算法具有简便、精度较高等优点, 但传统相位差法在基波频率波动时, 采样窗长内的信号不再是基波与各次谐波的线性叠加, 传统校正公式以及非同步采样带来的误差较大, 导致谐波参数的测量精度大幅度降低。

本文针对基波频率波动时传统相位差校正法测量精度大幅度降低的情况, 依次提出四种改进的算法。1) 改进算法一: 对加窗信号的频谱表达式进行多项式变换从而加快旁瓣衰减速度, 减轻各次谐波之间的干扰, 再依据传统相位差法的估计公式和多项式变换所得的新频谱表达式对电参量进行重新估计; 2) 改进算法二: 在改进算法一的基础之上, 提出频率变化率(ROCOF)对相位差法校正公式的影响, 并对传统相位差法的校正公式进行了进一步的修正; 3) 改进算法三: 在改进算法二的基础之上, 通过减小计算 ROCOF 的分析窗长, 提高了 ROCOF 的实时性以及计算精度; 4) 改进算法四: 在改进算法三的基础之上, 通过两次相位差法减小基波频率波动导致的非同步采样带来的频谱泄漏。本文将传

统相位差法以及四种改进算法进行讨论与分析, 分别在基波频率稳定以及基波频率宽范围波动两种情况下进行仿真验证。

1 相位差校正法的基本原理

电网信号的 m 次谐波分量为

$$x_m(t) = A_m \cos(2\pi f_m \cdot t + \varphi_m) \quad (1)$$

式中: A_m 为谐波幅值; φ_m 为谐波初相角; f_m 为谐波频率, 其大小为基波频率的 m 倍。

设窗函数时域、频域解析式分别为 $w(t)$ 和 $W(f)$ 。对 m 次谐波信号加窗并作傅里叶变换, 有

$$\begin{aligned} X(f) &= F[x_m(t)w(t)] = \\ &= F[x_m(t)] * [W(f)e^{-j\pi T_w}] = \\ &= \frac{A_m}{2} W(f - f_m) e^{-j[\pi T_w (f - f_m) - \varphi_m]} \end{aligned} \quad (2)$$

式中, 不考虑频谱的负半部分, 其中 T_w 为窗函数的时域截断窗长, 即采样窗长。

假设电网信号各谐波分量之间的相互干扰忽略不计, 由式(2)知加窗后此段信号 m 次谐波分量的相位为

$$\Phi = \varphi_m - \pi T_w (f - f_m) \quad (3)$$

将信号在时域上向左平移时间长度 t_0 , 则信号初相位变化为 $\varphi'_m = \varphi_m + 2\pi f_m t_0$, 因此相位变化为

$$\Phi' = \varphi_m + 2\pi f_m t_0 - \pi T_w (f - f_m) \quad (4)$$

式(4)减去式(3), 可得两段信号的相位差为

$$\Delta\Phi = 2\pi t_0 f_m \quad (5)$$

在实际测量中, 首先需要确定采样频率 f_s 、各段信号的采样点数 N 和第二段信号平移的点数 L , 对待测信号加窗长为 $T_w = N/f_s$ 的窗函数进行离散采样, 则前 N 点为第一段序列, 平移 L 点再取的 N 点为第二段序列。分别对两段序列进行离散傅里叶变换得到频谱序列, 其中 m 次谐波对应的峰值谱线号为 k_m 。设归一化频率校正量为 Δk_m , 频率分辨率为 $\Delta f = 1/T_w = f_s/N$, 则有 $f_m = (k_m + \Delta k_m)\Delta f$ 。

设采样周期为 $T_s = 1/f_s$, 则第二段信号平移的时间长度为 $t_0 = L \cdot T_s$ 。因此, 式(5)在离散频谱中表示为

$$\Delta\Phi = 2\pi L \cdot T_s (k_m + \Delta k_m) \Delta f \quad (6)$$

由式(6)可推得归一化的频率校正量为

$$\Delta k_m = \frac{\Delta\Phi - \frac{2\pi L k_m}{N}}{2\pi L} \quad (7)$$

根据式(7)可校正 k 次谐波的频率、幅值和相位

分别为

$$f_m = (k_m + \Delta k_m) f_s / N \quad (8)$$

$$A_m = \frac{A_{km}}{W_1(\Delta k_m)} \quad (9)$$

$$\varphi_m = \arctan\left(\frac{I_m}{R_m}\right) + \Delta k_m \pi \quad (10)$$

式中: A_{km} 为峰值谱线号 k_m 对应的谱线幅值; 函数 $W_1(m)$ 为归一化的采样窗频谱的模函数; I_m 和 R_m 分别为信号离散傅里叶变换的虚部和实部。

2 基于 Blackman 窗相位差校正法的改进

2.1 频谱分析

Blackman 窗的频谱可以表示为

$$W_B(\omega) \approx 0.42W_R(\omega) - 0.25 \left[W_R\left(\omega - \frac{2\pi}{N}\right) + W_R\left(\omega + \frac{2\pi}{N}\right) \right] + 0.04 \left[W_R\left(\omega - \frac{4\pi}{N}\right) + W_R\left(\omega + \frac{4\pi}{N}\right) \right] \quad (11)$$

式中: N 为频域采样点数; $W_R(\omega)$ 称为 Dirichlet 核, 表达式为

$$W_R(\omega) = \frac{\sin\left(\frac{1}{2}\omega N\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\omega\right)} \cdot e^{-j\omega\left(\frac{N-1}{2}\right)} \quad (12)$$

电网谐波信号加 Blackman 窗并作傅里叶变换, 可以得到

$$X_B(f) = X(f) * W_B(f) = F[x(t)w_B(t)] = F[x(t)] * F[w_B(t)] = \left[\frac{A_m}{2} e^{-j\varphi_m} \delta(f + f_m) + \frac{A_m}{2} e^{-j\varphi_m} \delta(f - f_m) \right] * [W(f) e^{-j\pi f T_w}] = \frac{A_m}{2} W_B(f + f_m) e^{-j[\pi T_w(f + f_m) + \varphi_m]} + \frac{A_m}{2} W_B(f - f_m) e^{-j[\pi T_w(f - f_m) - \varphi_m]} \quad (13)$$

在实际应用中, 求取 $X_B(f)$ 的离散频谱序列 $X_B(k)$, 得

$$X_B(k) = \frac{1}{2} A_m \cdot \frac{\sin[\pi(k - k'_m)]}{\sin[\pi(k - k'_m)/N]} \cdot \left(\begin{array}{l} 0.42 + 0.5 \frac{\sin(\pi(k - k'_m))^2 \cdot \cos(\pi/N)}{\sin(\pi/N)^2 - \sin(\pi(k - k'_m)/N)^2} \\ -0.08 \frac{\sin(\pi(k - k'_m))^2 \cdot \cos(\pi/N)}{\sin(\pi/N)^2 - \sin(\pi(k - k'_m)/N)^2} \end{array} \right) \cdot e^{j\pi(k - k'_m)} \cdot e^{j\varphi_m} \quad (14)$$

式中, $k'_m = f_m / (f_s / N)$, 是 k_m 的就近取整。

当 N 比较大时, 式(14)可以近似为

$$X_B(k) = \frac{B \cdot (1.68 - 0.18\sigma^2)}{\sigma(\sigma^2 - 1)(\sigma^2 - 4)} \quad (15)$$

其中:

$$B = \frac{NA_m}{2\pi} \cdot \sin(\pi(k - k'_m)) \cdot e^{-j\pi(k - k'_m)} \cdot e^{j\varphi_m} \quad (16)$$

$$\sigma = k - k'_m \quad (17)$$

由式(17)可知, 频谱的旁瓣衰减速度和 σ 成反比关系。频谱的旁瓣衰减速度越快, 各次谐波谱线之间的干扰也就越小。由于各次谐波满足线性叠加关系, 所以含有任意次谐波的待测信号加 Blackman 窗后的离散频谱都可写成上述形式。

2.2 频谱表达式的多项式变换

观察式(15), 第 k_m 条谱线的幅值 $|X_B(k_m)|$ 与 $|\sigma(\sigma^2 - 1)(\sigma^2 - 4)|$ 成反比, 即谱线的幅值以 $1/|\sigma(\sigma^2 - 1)(\sigma^2 - 4)|$ 的速度衰减。在基频波动的情况下, 为进一步减小频谱泄漏, 提高各次谐波的估计精度, 需要追求更快的旁瓣衰减速度, 现对 $X_B(k)$ 进行多项式变换, 得到一个新的频谱序列, 在频率分辨率足够大时, 以加宽主瓣宽度为代价, 减小旁瓣幅度, 加快了旁瓣衰减速度, 令

$$X_{B-3}(k) = a \cdot X_B(k) + b \cdot [X_B(k+1) + X_B(k-1)] \quad (18)$$

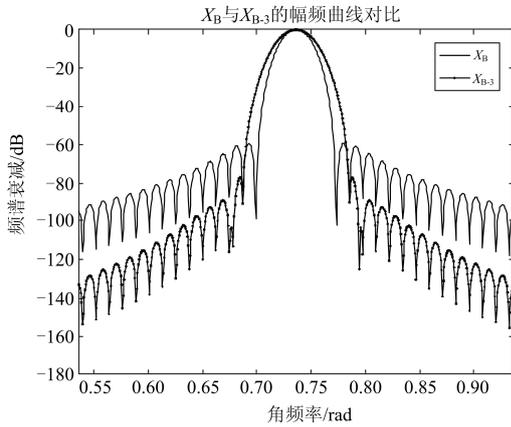
为使谱线的幅值衰减加快, 根据式(15), 令式(18)满足如下等式:

$$X_{B-3}(k) = \frac{B \cdot (C_s - 0.18\sigma^2)}{\sigma(\sigma^2 - 1)(\sigma^2 - 4)(\sigma^2 - 9)} \quad (19)$$

联立式(18)和式(19), 通过待定系数法, 可以求解得 $a=1/6$, $b=-1/12$, $C_s=4.02$ 。

观察式(19)可以得到, 新频谱序列谱线幅值的衰减速度由原来的 $1/|\sigma(\sigma^2 - 1)(\sigma^2 - 4)|$ 变化为 $1/|\sigma(\sigma^2 - 1)(\sigma^2 - 4)(\sigma^2 - 9)|$, 进一步减小了频谱泄漏和各次谐波间的干扰。

重新观察式(18), $X_B(k)$ 、 $X_B(k+1)$ 和 $X_B(k-1)$ 的相位都是相同的, 所以新频谱序列 $X_{B-3}(k)$ 的相频特性保持不变, 之前推导的相位差法在新频谱序列上依然成立。现对一单频信号在时域上加 Blackman 窗进行 DTFT 变换, 画出幅频特性曲线。对该时域信号进行 FFT 变换得到频谱序列, 按照式(18)进行多项式变换, 得到新的频谱序列后进行 IFFT 变换, 再进行 DTFT 变换, 画出对应的幅频特性曲线。为了便于观察和比较, 幅值均已归一化, 如图 1 所示。

图 1 X_B 和 X_{B-3} 的幅频曲线对比Fig. 1 Contrast of spectrum curves of X_B and X_{B-3}

观察图 1, 经过多项式变换后, 得到新的频谱序列, 相当于对单频信号加上不同于 Blackman 窗的新采样窗。经验证, 该采样窗的主瓣宽度是 Blackman 窗的 4/3 倍, 造成频率分辨率一定程度上的损失, 但最大旁瓣幅度和旁瓣衰减速度都明显优于 Blackman 窗。原信号模型相当于几个单频信号线性叠加, 故该改进算法相当于对每一个单频信号分别进行多项式变换再进行线性相加, 每个谐波分量的旁瓣幅度和旁瓣衰减速度都进行了优化。在频率分辨率足够大时, 该改进算法进一步减小了频谱泄漏和各谱线之间的干扰。

2.3 相位差公式的校正

将式(19)分别代入式(9)和式(10)中, 幅度和相位的校正公式分别为

$$A_m = \frac{2\pi}{N \sin(\pi \Delta k_m) (-0.42 + 0.18 \Delta k_m^2)} \cdot |X_B(k_m)| \quad (20)$$

$$\varphi_m = \text{phase}(X_{B-3}(k_m)) - \Delta k_m \pi \quad (21)$$

2.4 传感器精度

在实际的测量系统中, 电压互感器等谐波传感设备的频率特性和传变精度也会对相位差法测量谐波参量的精度造成影响^[20]。国家标准中规定准确等级为 0.1 的测量用电压互感器的电压误差不应超过 $\pm 0.1\%$, 相角误差不应超过 $\pm 5 \text{ min}^{[21]}$ (约等于 $\pm 0.083^\circ$)。

3 基波频率波动时相位差校正法的改进

3.1 归一化频率校正量的修正

实际应用中, 电网基频信号不会恒定为 50 Hz,

会随着电网负载失衡、系统故障等原因而不断变化。当基波频率发生波动, 即基波频率随着时间变化而变化时, 采样信号并不是标准的余弦信号, 传统相位差法中两段序列的基波以及谐波频率也不相同, 按照传统相位差的校正公式对电参量进行校正会造成较大误差。若将待测电网信号看成非余弦信号进行处理, 相位差法的校正公式很复杂, 计算量较大。现将两段采样序列分别看成基波以及各次谐波频率不同的余弦信号。因此公式(5)变化为

$$\Delta \Phi = 2\pi t_0 (f_m + \text{ROCOF} \cdot t_0) \quad (22)$$

其中 ROCOF 为频率变化率, 即基波的频率变化率 $\text{ROCOF} = \frac{df_1}{dt}$, 则 m 次谐波的频率变化率为

$$\text{ROCOF} = \frac{df_m}{dt}$$

对于计算 ROCOF, 采用对第一段采样序列向左平移 $2t_0$ 时间长度。分别对前两段序列以及第一段和第三段序列进行两次相位差法, 得到频率分别为 f_{12} 和 f_{13} 。因此, 可以得到:

$$\text{ROCOF} \approx \frac{f_{13} - f_{12}}{t_0} \quad (23)$$

公式(6)变化为

$$\Delta \Phi = 2\pi L T_s [(k_m + \Delta k_m) \Delta f + t_0 \cdot \text{ROCOF}] \quad (24)$$

由式(24)可推得归一化的频率校正量为

$$\Delta k_m = \frac{\Delta \Phi - \frac{2\pi L k_m}{N} - \frac{2\pi L^2 \cdot \text{ROCOF}}{f_s^2}}{\frac{2\pi L}{N}} \quad (25)$$

3.2 相位校正公式的修正

由式(10)可知, 相位校正公式不仅与归一化的频率校正量有关, 还与信号离散傅里叶变换后的相位有关。电网信号基频动态变化时, 信号角频率随之发生变化, 因此信号离散傅里叶变换后的相位存在较大的误差, 需对相位校正公式进行修正。由三角函数的性质易推得 k 次谐波相位校正公式的修正量为

$$\Delta \varphi_k = \Delta \omega_k T_1 \approx 2\pi k (f_{\text{new}} - f_{\text{old}}) \cdot T_1 \quad (26)$$

式中: $\Delta \omega_k$ 为信号角频率的变化量; k 为谐波次数; f_{new} 为当次测得的基波频率; f_{old} 为前次测得的基波频率; T_1 为基波周期。

3.3 相位差校正法的整体改进

在基波频率波动时, 相位差校正法的整体改进方案如下所述。

(1) 确定电网信号基波频率波动范围: 电网信号正常工作范围在 $\pm 0.2 \text{ Hz}^{[22]}$; 当电网负载失衡时,

电网信号短时间内工作范围在 ± 1 Hz; 当电力系统发生故障导致大负荷线路跳闸或系统联络线解环等瞬间, 电网信号短时间内的工作范围在 ± 3 Hz。正常情况下一般将频率工作范围设定为 ± 1 Hz, 即基波频率为 49~51 Hz。由于 $1/49 > 1/50 > 1/51$, 因此 f'_0 为 49 Hz。

(2) 确定采样点数 N : 改进相位差法与传统相位差法不同, 只对电网信号进行一次采样, 采样点数为 N , 可以得到

$$N = \text{round}(f_s/f'_0) + \text{round}(f_s/f'_0 \cdot n) \quad (27)$$

式中: n 为正整数; round 为四舍五入取整函数。

(3) 采样: 对电网信号进行 N 点采样, 得到采样序列 V 。

(4) 计算 ROCOF: 对采样序列进行 3 次截取, 每段序列的截取数相同, 记为 N_R 。对每段序列加 Hanning 窗, 每两段序列的延时点数相同, 记为 L_R 。其中 N_R 、 L_R 分别为

$$N_R = 2T_0 \cdot f_s \quad (28)$$

$$L_R = T_0 \cdot f_s \quad (29)$$

式中, T_0 为我国标准工频信号周期。

分别对前两段序列以及第一段和第三段序列进行两次相位差法, 得到频率分别为 f_{12} 和 f_{13} , 根据公式(23)可以得到 ROCOF。

(5) 第一次相位差法: 对采样序列进行重新截取, 截取数 $N_1 = n/50/f_s$, 平移点数 $L_1 = 1/50/f_s$, 即两段序列分别为 $V_1 = V(1:N_1)$ 、 $V_2 = V(L_1+1:N_1+L_1)$, 对两段序列分别加 Blackman 窗并且根据公式(18)进行多项式变换, 再根据新估计公式(25)获得电网信号的基波频率 f'_1 。

(6) 第二次相位差法: 第二次相位差法是通过第一次相位差法得到的基波频率 f'_1 对采样序列进行重新截取, 截取点数 N_2 以及延时点数 L_2 分别为

$$N_2 = \text{round}(f_s \cdot T'_1 \cdot n) \quad (30)$$

$$L_2 = \text{round}(f_s \cdot T'_1) \quad (31)$$

其中, $T'_1 = 1/f'_1$ 。

因此, 两段序列分别为 $V_3 = V(1:N_2)$ 、 $V_4 = V(L_2+1:N_2+L_2)$, 对两段序列分别加 Blackman 窗并且根据公式(18)进行多项式变换, 再根据新估计公式(25)获得电网信号的基波频率 f''_1 。最后根据式(20)、式(21)以及式(26)获得电网信号基波以及各次谐波的幅度和相位。

基于基频波动的改进相位差校正法具体实施流程如图 2 所示。

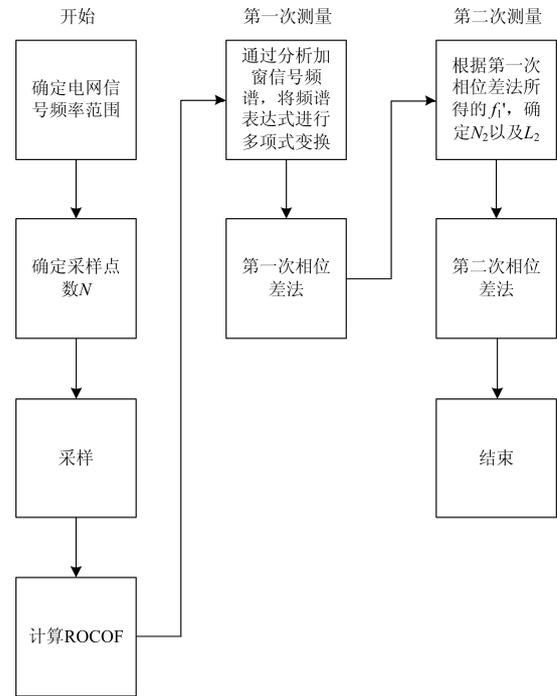


图 2 基于基频波动的改进相位差校正法实施流程图

Fig. 2 Implementation of improved phase difference correction method based on fundamental fluctuation

4 仿真分析与对比

4.1 仿真参数与模型

为了验证基于基频波动的改进相位差法的可靠性, 分别采用五种不同的相位差校正法。

算法一: 基于 Blackman 窗的传统相位差法。将电网信号加 Blackman 窗, 并用传统相位差校正公式对频率、幅值和相位进行估计。采样窗长为 6 个我国标准工频信号周期, 两段信号错开一个周期, 即分析窗长 $T_a = 0.14$ s。分别取 $N_1 = 512$ 、 $L_1 = 512/6 \approx 85$, 因此 $f_s = N/T_a \approx 4\,267$ Hz。

算法二: 基于 Blackman 窗频谱序列经过多项式变换的相位差改进算法。将电网信号加 Blackman 窗, 通过分析加窗信号的频谱, 将频谱表达式进行多项式变换从而加快旁瓣衰减速度, 进一步减轻频谱泄漏和各谱线之间的干扰, 再根据传统相位差法的估计公式和多项式变换所得的新频谱表达式对电参量进行估计。和算法一仿真参数相同, 即 $N_1 = 512$ 、 $L_1 \approx 85$ 、 $T_a = 0.14$ s、 $f_s \approx 4\,267$ Hz。

算法三: 第一种考虑 ROCOF 的改进相位差校正法。对待测电网信号进行 N 点采样, 得到采样序列 V 。对采样序列进行 3 次截取, 每段序列的截取数均为 N_R , 并对每段序列加 Blackman 窗, 为保证算法的实时性, 每两段序列的延时点数减小为半个

周期点数, 记为 L_R 。分别对前两段序列以及第一段和第三段序列进行两次相位差法, 其中每两段序列都使用多项式变换得到新的频谱序列, 得到频率分别为 f_{12} 和 f_{13} , 根据公式(23)可以得到 ROCOF。通过计算得到的 ROCOF 对电参量的估计公式进行修正, 重新对前两段序列按照算法二进行相位差法。其中 $N_1 = N_R = 512$ 、 $L_R \approx 43$ 、 $L_R \approx 85$ 、 $T_a = 0.14$ s、 $N = 512 + 43 \times 2 = 598$ 、 $f_s \approx 4267$ Hz。

算法四: 第二种考虑 ROCOF 的改进相位差校正法。由于采样序列的时长越短, 估计的 ROCOF 越接近实时频率变化率, 因此计算 ROCOF 的 3 段序列分别加 Hanning 窗, 每段序列的截取点数 $N_R = \text{round}(512/3) \approx 171$, 每两段序列的延时点数 $L_R \approx 85$ 。其他步骤与参数均与算法三相同, 即 $N_1 = 512$ 、 $N = 512 + 43 \times 2 = 598$ 、 $L_R \approx 85$ 、 $T_a = 0.14$ s、 $f_s \approx 4267$ Hz。

算法五: 第三种考虑 ROCOF 的改进相位差校正法。具体流程和 3.3 节的整体改进方案相同。其中仿真参数为

$$\begin{cases} f'_0 = 49 \text{ Hz} \\ N_R \approx 171 \\ L_1 = L_R \approx 85 \\ N_1 = 512 \\ T_a = 0.143 \text{ s} \\ N \approx 610 \\ f_s \approx 4267 \text{ Hz} \end{cases} \quad (32)$$

仿真的谐波次数为 2~19 次, 故构造一仿真电网信号如下:

$$x(n) = \sum_{k=1}^{19} A_m \cos\left(2\pi \frac{kf_1}{f_s} \cdot n + \varphi_m\right) \quad (33)$$

其中各次谐波参数设置如表 1 所示。

表 1 仿真电网信号各次谐波参数设置

Table 1 Harmonic parameter settings of the simulation power signals

谐波次数	1	2	3	4	5
幅值/V	100	0.4	10	3	6
相位/rad	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5
谐波次数	6	7	8	9	10
幅值/V	1.5	3	1.3	2.1	0.8
相位/rad	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
谐波次数	11	12	13	14	15
幅值/V	1.1	0.7	0.65	0.15	1
相位/rad	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5
谐波次数	16	17	18	19	
幅值/V	0.06	0.4	0.02	0.03	
相位/rad	1.6	1.7	1.8	1.9	

在以上仿真参数的设定下, 分别建立两种频率变化模型, 即系统频率稳定以及系统频率宽范围波动两种状态, 以测试五种算法在不同模型下电参量的测量精度, 并结合电压互感器精度对系统总误差进行评价。

4.2 系统频率稳定时的仿真分析

电力系统正常运行时, 频率偏差限值为 ± 0.2 Hz, 模拟系统正常运行状态的频率变化模型如下:

$$f_1 = 50 + 0.2 \cdot \sin(2\pi \times 0.1t) \quad (34)$$

即基频以 50 Hz 为初值, 以 10 s 为周期, 在 ± 0.2 Hz 的偏差限值内正弦波动, 初相位为 0 rad。分别采用五种算法对电参量进行估计, 仿真所得的各次谐波幅值绝对误差如图 3 所示, 各次谐波相位的绝对误差如附录 A 中图 5 所示。

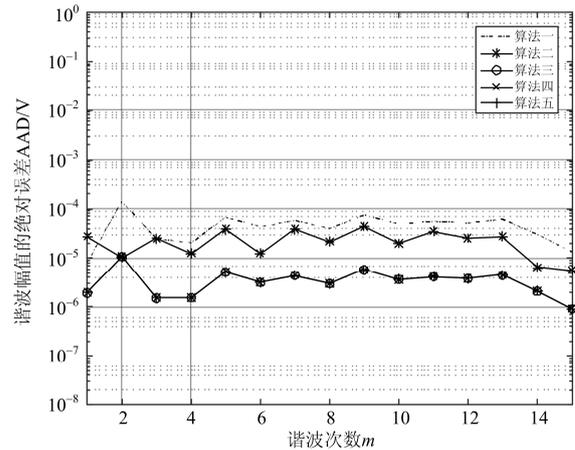


图 3 基频稳定时五种算法的幅值绝对误差比较

Fig. 3 Comparison of absolute errors of amplitude for five algorithms in steady fundamental frequency

由图 3 可知, 后三种算法对谐波幅值的估计精度在基波频率稳定时较前两种算法有较大的提升, 证明了在基波频率稳定时相位差估计公式修正的可靠性。算法二, 即加窗信号频谱表达式经多项式变换的相位差改进算法, 与传统相位差法相比幅值估计精度有小幅度的提高, 证明了频谱表达式经过多项式变换后进一步减轻了频谱泄漏和各谱线之间的干扰。算法三、算法四以及算法五幅值估计精度基本相同, 其中基波的幅值绝对误差为 10^{-6} V。由于基波以及各次谐波的频率波动幅度较小并且频率变化模型的初相位为 0 rad, 因此算法四以及算法五相较于算法三并没有明显的优势。

由附录 A 中图 5 可知, 后三种算法对谐波相位的估计精度在基波频率稳定的情况下较前两种算法提升了至少两个数量级, 证明了通过计算 ROCOF 对校正公式修正的可靠性。在基波频率稳定时, 算

法五的相位估计精度最高,其中基波相位的绝对误差为 10^{-7} rad,高次谐波的精度减小缓慢,证明了算法五在基波频率稳定的情况下有效克服了频率波动对电参量估计精度的影响。

假设测量系统电压互感器准确等级为 0.1,则当基波频率稳定变化时,算法一、算法四以及算法五这三种测量系统的幅值、相位总误差如附录 A 中表 2 所示。幅值精度方面,三种测量系统都能满足 IEC 标准要求,算法四与算法五的系统总误差明显优于算法一;相位精度方面,算法一、算法四以及算法五的测量精度均达到 IEC 标准要求,但算法一的最大系统总误差达到了 3.8902° ,远高于算法四以及算法五,其中算法五 19 次谐波的系统总误差仅为 0.0861° 。

4.3 系统频率宽范围波动时的仿真分析

电力系统受到严重扰动时,基波频率有可能发生较大范围的波动,为模拟这种情况,建立频率变化的模型如下:

$$f_1 = 50 + 1 \cdot \sin\left(2\pi \times 0.1t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (35)$$

即基频以 50 Hz 为初值,以 10 s 为周期,在 ± 1 Hz 的偏差限值内正弦波动,初相位为 $\pi/2$ rad。分别采用五种算法对电参量进行估计,仿真所得的各次谐波幅值绝对误差如图 4 所示,各次谐波相位的绝对误差如附录 A 中图 6 所示。

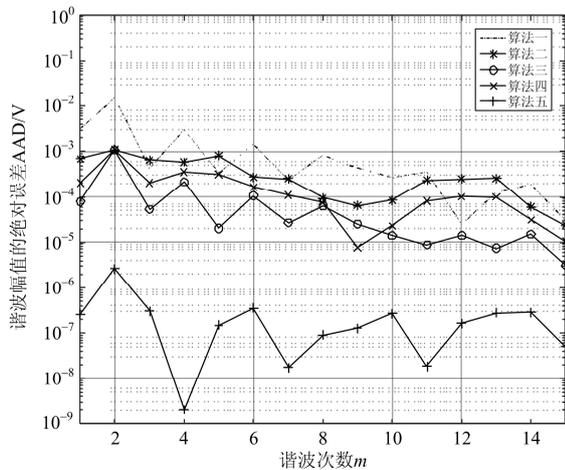


图 4 基频宽范围波动时五种算法的幅值绝对误差比较

Fig. 4 Comparison of absolute errors of frequency for five algorithms in wide range fluctuation of fundamental frequency

由图 4 可知,算法五对谐波幅值的测量精度在基波频率宽范围波动时较前四种算法有较大的提升。和基波频率稳定时相比,前四种算法的幅值估计精度衰减较快,但算法五的幅值估计精度甚至有一定程度的提升,其中基波以及 4 次谐波的幅值绝对误差达到了 10^{-7} V 和 10^{-9} V,远好于基波频率稳

定时的估计精度。由此可知,当基波频率波动较大时,非同步采样带来的频谱泄漏是电参量估计误差的主要来源。算法五相比于算法一即传统相位差法提升了接近 4 个数量级,证明了改进算法在基波频率宽范围波动时的优越性。

由附录 A 中图 6 可知,算法五对谐波相位的估计精度在基波频率宽范围波动时较前四种算法有一定程度的提升。算法三较前两种算法通过计算 ROCOF 对校正公式进行了修正,提高了相位估计精度;算法四较算法三通过减小采样窗长提升 ROCOF 的计算精度,从而提升相位估计精度;算法五较算法四通过两次相位差法减小非同步采样带来的频谱泄漏,进一步提升相位估计精度,其中基波的相位绝对误差达到了 10^{-5} rad。后三种算法的相位估计精度不断提升,证明了改进算法的不断优化,适用于基波频率宽范围波动。

重新观察图 3 与图 4,在两种频率正弦波动模型下,算法五相较于其他四种算法的谐波参数估计精度都是最高的,因此算法五相较于其他三种改进算法是一种更好的改进算法。

假设测量系统 PT 准确等级为 0.1,则当基波频率宽范围波动时,算法一、算法四以及算法五这三种测量系统的幅值、相位总误差如附录 A 中表 A2 所示。幅值精度方面,三种测量系统都能满足 IEC 标准要求,算法五的测量精度明显高于算法一以及算法四;相位精度方面,算法一、算法四以及算法五的测量精度均达到 IEC 标准要求,其中算法五测量精度最高,19 次谐波的系统总误差仅为 0.0994° 。

通过对比附录 A 中的表 2 与表 3,算法五在基频稳定和基频宽范围波动两种情况下幅值与相位的系统总误差最小,证明了算法五十分适用于基波频率波动情况,具有良好的谐波估计精度。

4.4 仿真的实时性分析

在 IEC 标准中,限制了 50 Hz 系统的分析窗长为 10 个周波,即 200 ms,由 4.1 节可知,算法一、算法二、算法三、算法四以及算法五的分析窗长分别为 140 ms、140 ms、140 ms、140 ms、143 ms,其中算法五的分析窗长受电网系统稳定性影响,若电网系统的基波频率在 ± 1 Hz 变化时,分析窗长为 143 ms;若基波频率在 ± 3 Hz 变化时,分析窗长为 149 ms。因此,仿真结果改进算法五满足 IEC 标准的实时性要求。

5 结论

本文针对基波频率波动时传统相位差校正法测量精度较低的情况,提出几种改进算法。其中算法五为更好的改进算法,算法五相对于传统相位差法

有四个改进措施: 第一, 通过对加窗后的频谱表达式进行多项式变换从而加快旁瓣衰减速度, 减小了频谱泄漏和各谱线之间的干扰; 第二, 通过计算频率变化率 ROCOF 对传统相位差法的校正公式进行了进一步的修正; 第三, 在计算 ROCOF 时尽量减小采样窗长, 提高 ROCOF 的实时性以及计算精度; 第四, 通过两次相位差法减小基波频率波动导致的非同步采样带来的频谱泄漏。本文对基频稳定以及基频宽范围波动两种情形进行了仿真分析, 考虑电压互感器引入误差的情况下对测量系统的总误差进行了评价, 验证了改进算法的可行性。通过仿真研究与分析得到如下结论:

(1) 改进算法在基波频率稳定以及基波频率宽范围波动两种情况下均具有最高的幅值以及相位测量精度, 在考虑电压互感器引入误差情况下, 远远达到了 IEC 标准的幅值、相位测量精度要求, 可以实时地反映系统状态, 适合运用于频率波动电网的谐波在线监测中。

(2) 改进算法通过判断系统基波频率的波动范围, 可以设置分析窗长为 143 ms/149 ms, 分别针对 ± 1 Hz/ ± 3 Hz 两种偏移区间。本文以 Blackman 窗为例对电网信号进行分析与仿真, 分析窗长受窗函数类型影响, 因此可以考虑采用其他窗函数重新推导采样窗长以及谐波参数估计公式, 在实时性与精度上与本文进行对比研究。

(3) 改进算法针对基波频率正弦波动变化模型, 之后的研究可以将此算法应用于基波频率振荡衰减等更接近实际情况的系统崩溃模型中, 针对此模型将本文算法做进一步的调整与改进。

附录 A

基波频率稳定时五种算法各次谐波相位的绝对误差如图 5 所示。

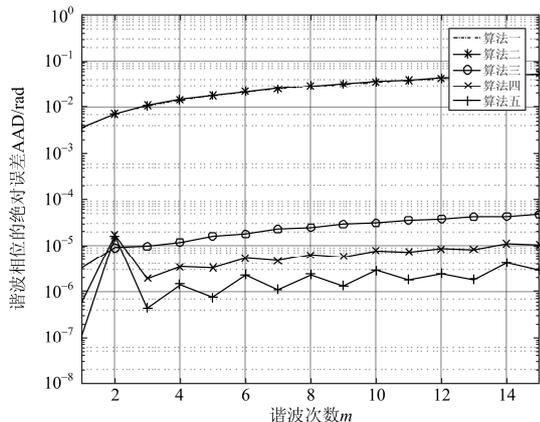


图 5 基频稳定时五种算法的相位绝对误差比较

Fig. 5 Comparison of absolute errors of phase for five algorithms in steady fundamental frequency

基波频率稳定时算法一、算法四以及算法五测量各次谐波幅值、相位的系统总误差如表 2 所示。

表 2 基波频率稳定时算法一、算法四以及算法五的幅值、相位系统总误差比较

Table 2 Comparison of TSE of amplitude and phase measurement in steady fundamental frequency using algorithm one, algorithm four and algorithm five

谐波次数	幅值总误差/V			相位总误差/(°)		
	算法一	算法四	算法五	算法一	算法四	算法五
1	0.100 008	0.100 002	0.100 002	0.286 0	0.086 0	0.086 0
2	0.005 390	0.000 411	0.000 411	0.498 1	0.086 9	0.086 8
3	0.010 025	0.010 002	0.010 002	0.686 3	0.086 1	0.086 0
4	0.003 021	0.003 002	0.003 002	0.887 2	0.086 1	0.086 0
5	0.006 068	0.006 005	0.006 005	1.086 6	0.086 1	0.086 0
6	0.001 543	0.001 503	0.001 503	1.288 0	0.086 2	0.086 1
7	0.003 058	0.003 005	0.003 004	1.487 0	0.086 2	0.086 0
8	0.001 304	0.001 303	0.001 303	1.688 0	0.086 3	0.086 1
9	0.002 175	0.002 106	0.002 106	1.887 3	0.086 3	0.086 0
10	0.000 849	0.000 804	0.000 804	2.088 6	0.086 3	0.086 1
11	0.001 156	0.001 104	0.001 104	2.287 8	0.086 4	0.086 0
12	0.000 752	0.000 704	0.000 704	2.488 4	0.086 4	0.086 1
13	0.000 711	0.000 655	0.000 655	2.688 0	0.086 4	0.086 0
14	0.000 181	0.000 152	0.000 152	3.890 5	0.086 6	0.086 2
15	0.000 114	0.000 101	0.000 101	3.090 0	0.086 5	0.086 1
16	0.000 063	0.000 060	0.000 060	3.294 3	0.086 9	0.086 4
17	0.000 447	0.000 404	0.000 404	3.487 9	0.086 5	0.086 0
18	0.000 038	0.000 021	0.000 021	3.701 7	0.087 4	0.086 9
19	0.000 038	0.000 030	0.000 030	3.890 2	0.086 6	0.086 1

基波频率宽范围波动时五种算法各次谐波相位的绝对误差如图 6 所示。

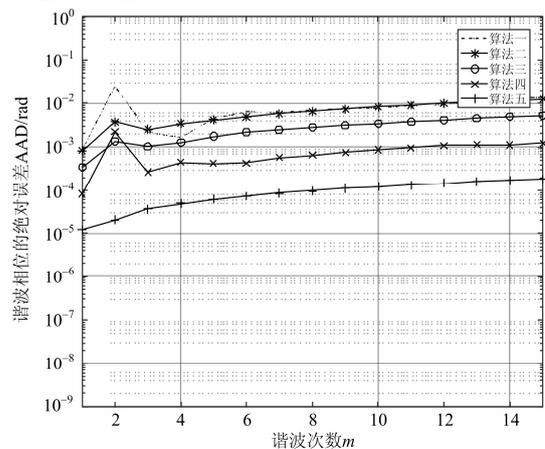


图 6 基频宽范围波动时五种算法的相位绝对误差比较

Fig. 6 Comparison of phase errors of frequency for five algorithms in wide range fluctuation of fundamental frequency

基波频率宽范围波动时算法一、算法四以及算法五测量各次谐波幅值、相位的系统总误差如表 3 所示。

表 3 基波频率宽范围波动时算法一、算法四以及
算法五的幅值、相位系统总误差比较

Table 3 Comparison of TSE of amplitude and phase
measurement in wide range fluctuation of fundamental
frequency using algorithm one, algorithm four and algorithm
five

谐波 次数	幅值总误差/V			相位总误差(°)		
	算法一	算法四	算法五	算法一	算法四	算法五
1	0.103 158	0.100 204	0.100 000	0.134 2	0.090 7	0.086 7
2	0.015 573	0.001 482	0.000 403	1.539 2	0.214 1	0.087 1
3	0.010 438	0.010 204	0.010 000	0.210 8	0.101 5	0.088 1
4	0.005 859	0.003 353	0.003 000	0.181 0	0.112 0	0.088 8
5	0.006 342	0.006 309	0.006 000	0.344 2	0.110 2	0.089 5
6	0.002 929	0.001 667	0.001 500	0.454 6	0.110 6	0.090 2
7	0.003 240	0.003 110	0.003 000	0.432 9	0.118 8	0.090 9
8	0.002 133	0.001 375	0.001 300	0.484 2	0.123 0	0.091 6
9	0.002 537	0.002 108	0.002 100	0.513 2	0.128 7	0.092 3
10	0.001 070	0.000 823	0.000 800	0.537 8	0.135 5	0.093 0
11	0.001 458	0.001 181	0.001 100	0.592 3	0.140 9	0.093 7
12	0.000 725	0.000 801	0.000 700	0.621 4	0.149 1	0.094 4
13	0.000 775	0.000 748	0.000 650	0.736 4	0.150 9	0.095 1
14	0.000 339	0.000 182	0.000 150	0.846 8	0.150 3	0.095 8
15	0.000 130	0.000 111	0.000 100	0.857 4	0.156 2	0.096 5
16	0.000 085	0.000 065	0.000 060	0.882 2	0.161 0	0.097 2
17	0.000 416	0.000 403	0.000 400	0.892 1	0.166 3	0.098 0
18	0.000 034	0.000 022	0.000 020	0.905 5	0.174 1	0.098 4
19	0.000 031	0.000 034	0.000 030	0.970 5	0.178 6	0.099 4

参考文献

- [1] SRINIVASAN K. On separating customer and supply side harmonic contributions[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1996, 11(2): 1003-1012.
- [2] XU W, LIU Xian, LIU Y. An investigation on the validity of power-direction method for harmonic source determination[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2003, 18(1): 214-219.
- [3] 王灿, 罗隆福, 陈跃辉, 等. 220 kV 变压器附加绕组专接滤波器的谐波治理方案[J]. 电工技术学报, 2015, 30(1): 186-194.
WANG Can, LUO Longfu, CHEN Yuehui, et al. A program of harmonic suppression with filters connected to the 220 kV transformer's additional winding[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(1): 186-194.
- [4] OMRAN W A, EI-GOHAREY H S K, KAZERANI M, et al. Identification and measurement of harmonic pollution for radial and nonradial systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2009, 24(3): 1642-1650.
- [5] 王岭, 陈红坤, 王志成, 等. 一种基于实测数据的谐波源定位方法[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(11): 33-39.
WANG Ling, CHEN Hongkun, WANG Zhicheng, et al. A harmonic sources localization method based on measured data[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(11): 33-39.
- [6] 朱锋锋, 任震, 黄雯莹. 基于小波变换修正幅值的电力系统频率偏移的诊断方法[J]. 电网技术, 2004, 28(11): 34-37.
ZHU Fengfeng, REN Zhen, HUANG Wenying. A method to diagnose frequency shift of power systems based on modified amplitude of wavelet transform[J]. Power system Technology, 2004, 28(11): 34-37.
- [7] 黄纯, 朱智军, 曹一家, 等. 一种电网谐波与间谐波分析新方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(9): 32-39.
HUANG Chun, ZHU Zhijun, CAO Yijia, et al. A novel power system harmonic and interharmonic analysis method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(9): 32-39.
- [8] 罗蛟, 江亚群, 黄纯, 等. 基于DRSC窗递推DFT算法的电力谐波检测[J]. 电工技术学报, 2013, 28(9): 47-53.
LUO Jiao, JIANG Yaqun, HUANG Chun, et al. Power system harmonic parameters estimation based on recursive DFT algorithm with DRSC window[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(9): 47-53.
- [9] 吴静, 赵伟. 一种用于分析电网谐波的多谱线插值算法[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(8): 55-60.
WU Jing, ZHAO Wei. An algorithm MICA for analyzing harmonics in power system[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(8): 55-60.
- [10] 李兰芳, 马明, 盛超, 等. 基于旋转因子变换插值的电压闪变检测算法[J]. 电工技术学报, 2016, 31(22): 178-185.
LI Lanfang, MA Ming, SHENG Chao, et al. The voltage flicker detection algorithm based on rotation factor transforming interpolation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(22): 178-185.
- [11] 陈隆道, 钱照明, 张圣训. 周期域分析中非同步取样数据的同步化[J]. 电子学报, 2001, 29(7): 950-953.
CHEN Longdao, QIAN Zhaoming, ZHANG Shengxun. Synchronization algorithm for the asynchronous sampled data set in period domain signal analysis[J]. Acta Electronica Sinica, 2001, 29(7): 950-953.
- [12] JAIN V K, COLLINS W L, DAVIS D C. High-accuracy analog measurements via interpolated FFT[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1979, 28(2): 113-122.
- [13] 翟瑞淼, 英超, 任国臣, 等. 基于 Nuttall 窗的三峰插值谐波算法分析[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(10): 38-43.
ZHAI Ruimiao, YING Chao, REN Guochen, et al. An approach for harmonic analysis based on Nuttall window and triple-spectral-line interpolation[J]. Power System

- Protection and Control, 2015, 43(10): 38-43.
- [14] RIFE D C, VINCENT G A. Use of the discrete Fourier transform in the measurement of frequencies and levels of tones[J]. The Bell System Technical Journal, 1970, 49(2): 197-228.
- [15] 黄冬梅, 龚仁喜, 焦凤昌, 等. 莱夫-文森特窗三谱线插值的电力谐波分析[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(2): 28-34.
HUANG Dongmei, GONG Renxi, JIAO Fengchang, et al. Power harmonic analysis based on Rife-Vincent window and triple-spectral-line interpolation[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(2): 28-34.
- [16] 孙仲民, 何正友, 臧天磊. 一种混合卷积窗及其在谐波分析中的应用[J]. 电工技术学报, 2016, 31(16): 207-214.
SUN Zhongmin, HE Zhengyou, ZANG Tianlei. A kind of hybrid convolution window and its application in harmonic analysis[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(16): 207-214.
- [17] 温和, 滕召胜, 王永, 等. 改进加窗插值 FFT 动态谐波分析算法及应用[J]. 电工技术学报, 2012, 27(12): 270-277.
WEN He, TENG Zhaosheng, WANG Yong, et al. Improved windowed interpolation FFT algorithm and application for power harmonic analysis[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(12): 270-277.
- [18] 蔡晓峰, 张鸿博, 鲁改凤, 等. 应用三谱线插值 FFT 分析电力谐波的改进算法[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(2): 33-39.
CAI Xiaofeng, ZHANG Hongbo, LU Gaifeng, et al. Improved algorithm for harmonic analysis of power system using triple-spectrum-line interpolation algorithm based on window FFT[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(2): 33-39.
- [19] 张鸿博, 蔡晓峰, 鲁改凤. 基于全相位 FFT 改进相位差法的自动准同期并列参数测量[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(4): 76-83.
ZHANG Hongbo, CAI Xiaofeng, LU Gaifeng. Generator quasi synchronization parameter measurement method based on improved phase difference method of all-phase fast Fourier transform[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(4): 76-83.
- [20] 电能质量 公用电网谐波: GB/T 14549—1993[S]. 北京: 中国标准出版社, 1993.
Quality of electric energy supply harmonics in public supply network: GB/T 14549—1993[S]. Beijing: Standards Press of China, 1993.
- [21] 电流互感器和电压互感器选择及计算规程: DL/T 866—2015[S]. 北京: 中国计划出版社, 2015.
Code for selection and calculation of current transformer and voltage transformer: DL/T 866—2015[S]. Beijing: China Planning Press, 2015.
- [22] 电能质量 电力系统频率偏差: GB/T 15945—2008[S]. 北京: 中国标准出版社, 2008.
Power quality-frequency deviation for power system: GB/T 15945—2008[S]. Beijing: Standards Press of China, 2008.

收稿日期: 2017-04-21; 修回日期: 2017-07-15

作者简介:

马也驰(1992—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力信号的谐波分析; E-mail: 18814886814@163.com

陈隆道(1955—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力信号监测与分析。E-mail: chen_longdao@zju.edu.cn

(编辑 魏小丽)