

DOI: 10.7667/PSPC171846

# 一种基于频率补偿的改进插值谐波分析算法

王纲<sup>1</sup>, 李剑飞<sup>2</sup>, 陈隆道<sup>2</sup>, 杨仕友<sup>2</sup>

(1. 新疆生产建设兵团, 新疆 奎屯 833200; 2. 浙江大学电气工程学院 浙江 杭州 310027)

**摘要:** 针对传统单峰谱插值谐波测量算法在非同步采样时由于频谱泄漏造成测量精度不足的问题, 提出一种基于频率补偿的改进算法, 并且分析传统插值算法的测量误差, 改进了修正公式。该算法通过三个步骤实现, 第一, 基于汉宁窗插值校正频率, 然后利用相对频偏进行频率补偿得到准同步化序列。第二, 采用准同步化序列基于汉宁窗再次插值校正频率, 将两次计算得到的相对频偏相加用于修正频率, 进而减轻频谱泄漏的影响。最后, 为了提高幅值和相位的测量精度, 利用准同步化序列基于平顶窗直接估计, 无需推导反演公式。仿真实验结果表明, 该算法的测量精度相比于传统的单峰谱插值算法提升显著, 在噪声环境下相比于四谱线插值、相位差算法, 该算法具有更高的精度和抗噪性能, 验证了所提出算法的有效性和准确性。

**关键词:** 频谱泄漏; 插值; 频率补偿; 平顶窗; 谐波

## An improved interpolation harmonic analysis algorithm based on frequency compensation

WANG Gang<sup>1</sup>, LI Jianfei<sup>2</sup>, CHEN Longdao<sup>2</sup>, YANG Shiyu<sup>2</sup>

(1. The Xinjiang Production and Construction Corps, Kuitun 833200, China;

2. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

**Abstract:** It is difficult to perform high accurate harmonic detection with traditional signal peak spectral lines interpolation algorithm due to spectrum leakage under the non-synchronous sampling conditions. Aiming at this problem, an improved algorithm based on frequency shift is proposed, and the detection error of the traditional interpolation algorithm is analyzed, an improved rectification formula is deduced. The algorithm is implemented in three steps, firstly, the frequency of interpolation is rectified based on Hanning window function, then, relative frequency deviation is used to calculate quasi-synchronous sequence based on frequency shift. Secondly, the quasi-synchronous sequence is adopted to rectify frequency of interpolation based on Hanning window function again, two of the relative frequency deviations are added together for rectifying frequency, the spectrum leakage can be reduced by the method. Finally, in order to improve the detection accuracy of amplitude and phase, the quasi-synchronous sequence is adopted to calculate them directly based on the Flat-top window function, the inversion formula need not be deduced. Simulation and experimental results verify that improved algorithm has much higher detection accuracy than that of the traditional signal peak spectral lines interpolation algorithm, both of detection accuracy and anti-noise performance are better than four-spectral-line interpolation algorithm and phase difference correction algorithm in the noise environment. The effectiveness and accuracy of the algorithm is verified by the results of the simulation.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51677163).

**Key words:** spectrum leakage; interpolation; frequency compensation; Flat-top window; harmonics

## 0 引言

近年来, 随着现代电子技术的迅速发展, 以及智能电网、风力发电、分布式电源的并网运行, 大量非线性、冲击性、不平衡性负荷接入电网, 导致

电力系统波形失真, 给电网带来了大量谐波污染。为了保障电力系统安全、稳定和经济运行, 有效、快速地检测电力谐波参量显得尤为重要<sup>[1-5]</sup>。

目前国内外学者已进行了大量的研究, 其中利用离散傅立叶变换(DFT)来检测谐波是一种常用的测量方法, 该方法具有检测精度高、实现简单、可运用FFT快速算法等优点。但在非同步采样情况下

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51677163)

存在频谱泄漏和栅栏效应现象,从而使检测出的谐波参量产生误差<sup>[6-7]</sup>。

为了改善测量精度,国内外学者近年来提出了多种基于 DFT 的改进算法,其中相位差算法<sup>[8-12]</sup>通过分别对前后两段错开一定时窗的信号做傅里叶变换,利用对应谱线之间的相位差来计算频率校正量,再反演校正幅值和相位,但此方法的精度直接与所选窗函数相关。另外,由于此方法依赖于前后两段起始点不同信号,当电网频率发生变化时,会使此算法的估计精度明显下降。

频域插值算法利用峰值谱线及其附近谱线幅值的比值建立有关相对频偏的方程,从而求解得到相对频偏校正量,再利用其估计真实频率,反演幅值和初相位,目前已有许多采用不同谱线数和不同窗函数的多谱线插值算法<sup>[13-16]</sup>。插值 DFT 算法可以克服栅栏效应,但在对任何谐波分量进行插值估计时,由于频偏的影响,都不同程度地受到其他谐波分量长程谱泄漏的干涉,其中相对频偏的取值为 $[-0.5, 0.5]$ ,当频偏越大时,频谱泄漏也越严重,精度越低。文献[17]提出了一种基于迭代的相位差算法,首次计算和补偿频偏后分别进行一次相位差法,将两次计算得到的频率校正量相加作为最终的校正量,通过此方法能改善频偏对于算法性能的影响,但是要进行四次傅里叶变换。

本文试基于汉宁窗单峰谱插值法设计一种改进的插值谐波测量算法,分析原始插值方法的误差,提出新的插值公式和频率校正方法,并且利用平顶窗良好的特性,分析和改进幅值、相位估计的方法,进而提出一种基于频率补偿的改进插值算法,最后分别在无噪及含有噪声干扰情况下进行仿真验证,目前多谱线插值校正和相位差校正法有较多文献发表,分别引入基于汉宁窗的四谱线插值算法和相位差算法进行比较,验证本文算法的有效性和准确性。

## 1 基于汉宁窗的改进插值算法

### 1.1 传统汉宁窗插值频率校正方法

设电网信号第  $m$  次谐波分量为

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

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

信号采样后经 A/D 转换得到离散采样序列,当同步采样时,采样序列经过傅里叶变换后频域搜峰得到的  $m$  次谐波对应的峰值谱线号  $k_m$  反映了信号频率,谱线号对应的幅值和相位反映了信号幅值和初相位。在非同步采样情况下,搜峰得到的谱线号

无法反映信号频率,实际相对频率为 $[k_m-0.5, k_m+0.5]$ 。

传统单峰谱插值法比较峰值谱线号相邻两根谱线对应的幅值大小,取其中较大者的谱线与峰值谱线组成极大值谱线和次大值谱线,设对应谱线号靠前和靠后的幅值分别为  $y_k$  和  $y_{k1}$ ,利用极大值和次大值,得到比值函数。

$$v = \frac{y_k}{y_{k1}} \quad (2)$$

式中,  $v$  为比值,由于  $v$  是  $\delta$  的函数,是信号加窗截断后进行 DFT 变换得到幅值谱的最大值与次大值之间的比值,因此求解其反函数即可解得相对频率校正量。

$$\delta = g(v) \quad (3)$$

再考虑频率分辨率,结合第  $m$  次谐波对应的峰值谱线号  $k_m$  和第  $m$  次谐波的相对频偏  $\delta_m$  进行频率校正从而估计各次谐波的真实频率。

$$f_m = (k_m + \delta_m) \frac{f_s}{N} \quad (4)$$

式中:  $f_s$  为采样频率;  $N$  为本段离散序列的点数。

根据上述内容即可估计各次谐波的真实频率。

汉宁窗的定义为

$$h_1(n) = a - (1-a) \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \quad (5)$$

式中:  $a=0.5$ ;  $n=0, 1, \dots, N-1$ 。汉宁窗的离散频谱函数为

$$W_1(k) = a \left[ \frac{\sin(\pi\delta)}{\sin(\frac{\pi\delta}{N})} \right] + \frac{1-a}{2} \left[ \frac{\sin(\pi\delta - \pi)}{\sin(\frac{\pi\delta - \pi}{N})} + \frac{\sin(\pi\delta + \pi)}{\sin(\frac{\pi\delta + \pi}{N})} \right] \quad (6)$$

由于  $\delta$  的取值为 $[-0.5, 0.5]$ ,当  $N \gg 1$  时可得

$$W_1(k) = a \left[ \frac{\sin(\pi\delta)}{\pi\delta} \right] + \frac{1-a}{2} \left[ \frac{\sin(\pi\delta - \pi)}{\pi\delta - \pi} + \frac{\sin(\pi\delta + \pi)}{\pi\delta + \pi} \right] \quad (7)$$

设  $c=a/1-2a$ ,将式(7)化简得

$$W_1(k) = a \left[ \frac{\sin(\pi\delta)}{\pi\delta} \right] \cdot \left[ \frac{\delta^2 + c}{1 - \delta^2} (1 - 2a) \right] \quad (8)$$

构造比值函数为

$$v = \frac{|W_1(\delta)|}{|W_1(\delta+1)|} = \frac{y_k}{y_{k1}} = \frac{\delta+2}{1-\delta} \quad (9)$$

求解反函数得

$$\delta = \frac{\nu - 2}{\nu + 1} \quad (10)$$

式(10)为传统单峰谱插值法的插值校正公式, 将该式结果代入式(4)即可估计真实频率。

## 1.2 改进频率校正方法

用单峰谱插值法进行频率校正, 采用了主瓣内幅值最大的两根谱线, 在信号本身频偏小或者存在频谱泄漏和噪声的情况下, 容易选用错误的次大值, 从而影响测量精度。针对此问题, 本文改进频率插值估计方法, 第一步将与极大值谱线相邻的两根谱线分别作为传统单峰谱插值法的次大值谱线结合极大值谱线校正计算, 分别得到两个相对频偏, 对其取均值作为一次估计的频率校正量, 此方法避免了选错次大值的问题, 同时主瓣内能量最集中的三根谱线都参与了校正计算, 用于提高精度。整理得到新的相对频率校正量的估计公式。

$$\delta_1 = \frac{\delta_L + \delta_R}{2} = \frac{1}{2} \left| \frac{\frac{W_1(k) - 2W_1(k+1)}{W_1(k) + W_1(k+1)} + \frac{2W_1(k-1) - W_1(k)}{W_1(k-1) + W_1(k)}}{2} \right| \quad (11)$$

式中:  $\delta_L$  和  $\delta_R$  为极大值谱线的左右两根谱线分别和极大值谱线组成的两根谱线进行单峰谱插值校正得到的结果;  $\delta_1$  为利用改进公式第一次求得的相对频偏, 用于估计各次谐波频率, 同时也为幅值估计做准备。为了进一步降低频偏造成的频谱泄漏对算法性能的影响, 对原始信号加汉宁窗进行频率补偿。

$$x_1(n) = h_1(n) \cdot x(n) \cdot e^{-j2\pi\delta_1 \frac{n}{N}} \quad (12)$$

式中:  $x(n)$  为原离散采样序列;  $x_1(n)$  为经过加汉宁窗进行频率补偿后得到的新离散序列;  $n=0, 1, \dots, N-1$ 。经过频率补偿后的序列周期应接近整数周波, 等效准同步采样, 峰值谱线号在第一次估计时已搜峰得到, 重新求其相应谱线号上的幅值。

$$X_1(k-1) = x_1 \cdot e^{-j2\pi(k-1)\delta_1 \frac{n}{N}} \quad (13)$$

$$X_1(k) = x_1 \cdot e^{-j2\pi k \delta_1 \frac{n}{N}} \quad (14)$$

$$X_1(k+1) = x_1 \cdot e^{-j2\pi(k+1)\delta_1 \frac{n}{N}} \quad (15)$$

计算式(13)、式(14)、式(15)后依照式(11)再次代入求解得到  $\delta_2$ , 由于进行了频率补偿, 等效于在频域上将信号的相对频率的位置移到最近整数谱线号的位置, 此时的相对频率校正量会很小, 且降低了频谱泄漏效应, 可以进一步提升频率估计精度。对于谐波, 将各次谐波对应的峰值谱线号  $k_m$  代入新

的校正步骤和校正公式中求解改进算法的各次谐波相对频率校正量为

$$\hat{\delta}_m = \delta_{m1} + \delta_{m2} \quad (16)$$

将式(16)的结果代入式(4)即可用来估计真实频率, 该方法仍然利用加汉宁窗推导校正公式, 避免了通过加复杂的窗函数很难推导出校正公式, 以及利用加高阶窗估计频率校正量时, 估计结果的方差随着窗函数阶数的升高而增大的问题<sup>[18]</sup>。

## 2 幅值和相位的估计

经过频率补偿实现准同步操作后, 此时整数谱线号位置的幅值能够反映相应的实际幅值, 因此可以直接得出幅值和相位, 无需再利用频谱函数反演。但考虑到频率补偿后并不是严格的同步, 信号相对频率的位置不可能完全落到整数谱线号的位置, 仍然存在很小的频谱泄漏效应, 且各次谐波的相对频偏不相等, 在频谱上距离估计位置越远的谐波相对频偏也越大, 造成的频谱泄漏效应也会影响测量精度, 因此需要改善算法抑制长程谱泄漏的能力, 也需要改善窗函数的主瓣特性, 考虑平顶窗函数的通带波动非常小, 幅度误差也较小。本文通过对原信号经过频率补偿后加平顶窗结合已经求得各次谐波谱线号, 对各次谐波直接估计幅值和相位。平顶窗是一种升余弦窗, 其窗函数定义为

$$h_2(n) = \sum_{p=0}^{P-1} (-1)^p a_p \cos\left(\frac{2\pi np}{N}\right) \quad (17)$$

式中: 窗函数的项数为  $P$ , 本文取 4;  $a_p$  为窗函数系数;  $n=0, 1, \dots, N-1$ 。文献[19]介绍了平顶窗的性能和参数表, 本文选用其中一种四项平顶窗, 其系数如表 1 所示。

表 1 所选平顶窗函数系数

Table 1 Selected Flat-top window function coefficient

系数	系数取值
$a_0$	1.000 976 562 5
$a_1$	1.941 549 158 1
$a_2$	1.304 720 840 3
$a_3$	0.364 148 244 8

为了进一步说明在本文算法中选用平顶窗的适用性, 对比汉宁窗与该平顶窗的幅频特性曲线如图 1 所示。

观察图 1, 比较主瓣可知, 准同步采样时, 在频率分辨率满足的前提下, 相同的相对频偏采用加平顶窗的方法直接估计幅值要比采用汉宁窗精度更

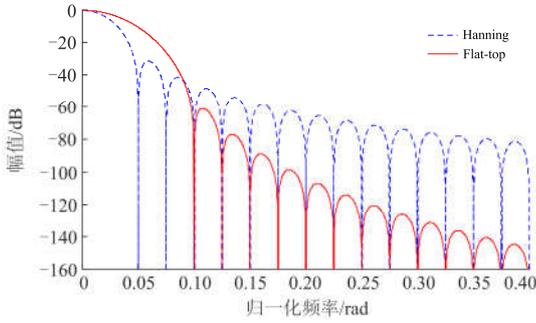


图1 汉宁窗与平顶窗的幅频曲线对比

Fig. 1 Contrast of the spectral curves of the Hanning window and the Flat-top window

高。汉宁窗旁瓣衰减速率为 $-18 \text{ dB/oct}$ ，而该平顶窗旁瓣衰减速率为 $-30 \text{ dB/oct}$ ，所选平顶窗对于长程谱泄漏的抑制能力也要强于汉宁窗。

在第一次求得频率校正量后，进一步提高频率精度的同时对原信号加平顶窗进行频率补偿，对于频率精度提升和幅值、相位精度的提升可并行计算，提高效率。

$$x_2(n) = h_2(n) \cdot x(n) \cdot e^{-j2\pi\delta_1 \frac{n}{N}} \quad (18)$$

与式(12)同理，式中 $x_2(n)$ 为加平顶窗进行频率补偿后得到的新离散序列，求其相应谱线对应各次谐波的幅值和相位。

$$X_2(k) = x_2 \cdot e^{-j2\pi k \delta_1 \frac{n}{N}} \quad (19)$$

将通过式(11)得到的各次谐波对应的相对频率校正量 $\delta_{m1}$ ，结合各次谐波对应的峰值谱线号 $k_m$ 代入幅值校正步骤和校正公式中得到式(19)后，直接估计幅值和相位

$$\hat{A}_m = |X_2(k_m)| \quad (20)$$

$$\hat{\theta}_m = \tan^{-1} \left( \frac{X_2(k_m)_{\text{imag}}}{X_2(k_m)_{\text{real}}} \right) \quad (21)$$

### 3 仿真分析

为了验证算法的有效性和实用性，以及较传统算法的精度提升，将本文算法和传统算法进行仿真实验对比，建立仿真信号模型为

$$x(n) = \sum_{m=1}^M A_m \cos(2\pi f_m n / f_s + \theta_m) \quad (22)$$

式中： $f_s$ 为采样频率； $n=0, 1, \dots, N-1$ ； $M$ 为所含的谐波次数； $f_m$ 为第 $m$ 次谐波的频率，即基波频率 $f_1$ 的 $m$ 倍； $A_m$ 和 $\theta_m$ 为第 $m$ 次谐波的幅值和初相位。仿真参数见表2。

表2 仿真参数

Table 2 Simulation parameters

谐波次数	幅值/V	谐波次数	幅值/V	谐波次数	幅值/V
1	220	8	1.6	15	0.83
2	5.0	9	3.1	16	0.38
3	12.0	10	1.25	17	0.62
4	3.1	11	1.98	18	0.26
5	7.1	12	0.91	19	0.4
6	2.1	13	1.16		
7	5.2	14	0.59		

首先检验算法的频率估计精度，定义传统汉宁窗单峰插值算法为原算法，改进插值公式后的算法为算法1，使用改进插值公式且增加频率补偿步骤的算法为算法2。仿真实验中，采样频率 $f_s=6400 \text{ Hz}$ ，一段序列的点数取 $N=1024$ 点，满足IEC标准规定窗长，由于实际电网中可能存在频偏且未知，为了避免偶然性，设置基波频率在 $47\sim 53 \text{ Hz}$ 随机取值，充分检验算法，各次谐波的初相位设置为 $-\pi\sim\pi$ 的随机值，重复10000次实验，取仿真所得的各次谐波频率绝对误差的均方根，得到频率误差曲线如图2所示。

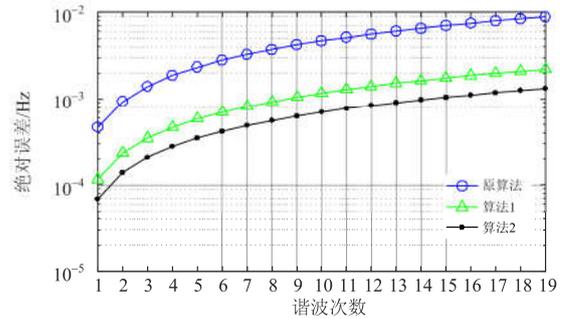


图2 频率误差曲线

Fig. 2 Frequency error curve

由图2可以看出，采用新的插值公式后算法1的精度较原算法有了明显的提升，加入频率补偿步骤的算法2精度较算法1仍有提升，算法2较原算法总体精度提升有一个数量级左右。算法1中能量最集中的三根谱线都参与了校正计算，明显改善了频谱泄漏和选错次大值对于频率估计精度的影响，算法2将信号准同步化后进一步改善了频谱泄漏对于测量精度的影响。

为了验证该算法幅值和相位的估计精度，对原算法和算法2仿真对比幅值和相位的估计精度，另外为了对比选用平顶窗和汉宁窗直接估计幅值和相位的优劣，额外增加频率补偿后利用加汉宁窗方法直接估计幅值和相位的实验，并且定义其为算法3。

仿真测试中, 采样频率、采样点数、基波频率、各次谐波的幅值和相位参数设置与上述相同, 重复 10 000 次实验, 取仿真所得各次谐波幅值相对误差的均方根, 得到幅值误差曲线如图 3 所示, 取各次谐波相位绝对误差的均方根, 得到相位误差曲线如图 4 所示。

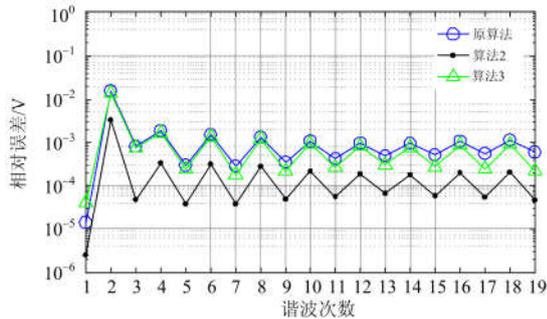


图 3 幅值误差曲线

Fig. 3 Amplitude error curve

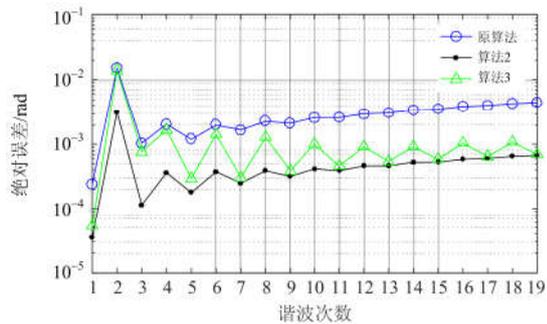


图 4 相位误差曲线

Fig. 4 Phase error curve

从图 3 和图 4 中观察可得, 算法 2 较原算法在基波和各次谐波的幅值、相位估计精度上都有一个数量级左右的提升。仔细观察发现, 算法 3 幅值和相位的估计精度明显不如算法 2, 尤其是幅值的估计精度上, 算法 3 较原算法无明显提升, 验证了在本算法中结合平顶窗的合理性, 另外, 相位估计精度方面, 算法 3 在高次谐波的估计方面有明显的提升, 但偶数次谐波精度提升不足, 原因在于仿真参数中偶数次谐波分量相对较弱, 汉宁窗本身的旁瓣特性抑制长程谱泄漏的能力不足, 而算法 2 较原算法偶数次谐波的精度提升更为明显, 利用平顶窗的旁瓣特性改善了原算法的不足, 因此精度提升显著, 而基波的幅值分量最大, 所受到的其他谐波分量的长程谱泄漏相对而言较小, 因此精度的提升不如高次谐波显著。

为证明算法的实用性, 在噪声环境下进行仿真实验验证, 加入 60 dB 的高斯白噪声, 同时对四谱

线插值算法进行仿真对比, 采用文献[20]所述插值方法, 以及加入相位差算法进行仿真对比, 其中两帧信号间隔点数为 64 点, 统一加汉宁窗进行频偏的估计, 与本文算法进行对比, 其他仿真参数和仿真测试条件设置同上, 重复 10 000 次实验, 取仿真所得的各次谐波频率绝对误差的均方根, 得到噪声环境下频率误差曲线如图 5 所示。

观察图 5 可得, 在 60 dB 的噪声环境下, 算法 2 的各次谐波频率估计精度较原算法依然有明显的提升, 说明改进算法在噪声环境下也能提升精度, 其中, 四谱线插值算法的精度与本文改进插值公式后的方法精度相当, 相位差算法的估计精度与进行频率补偿后的方法精度相当, 但相位差算法两帧信号需要相隔一定点数, 一次测量需要更多的时窗以及需要两倍的 FFT 计算点数。

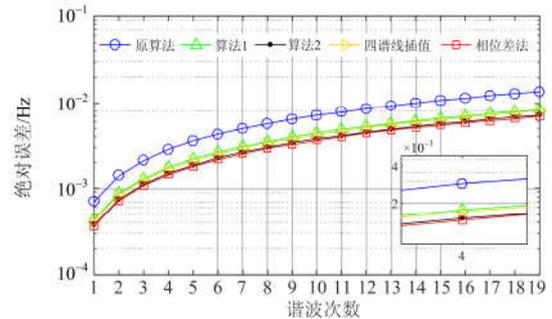


图 5 噪声环境下频率误差曲线

Fig. 5 Frequency error curve in noise environment

为了进一步验证改进算法在噪声环境下的有效性, 本研究在上述仿真参数和仿真测试条件下分别加入信噪比在 30~120 dB 变化的高斯白噪声。对每个噪声等级, 用 10 000 组不同的随机高斯白噪声进行重复实验, 避免偶然性, 总共 19 组, 求取幅值相对误差的均方根, 得到信号基波和二次谐波在不同噪声条件下幅值的相对误差曲线分别如图 6 和图 7 所示。

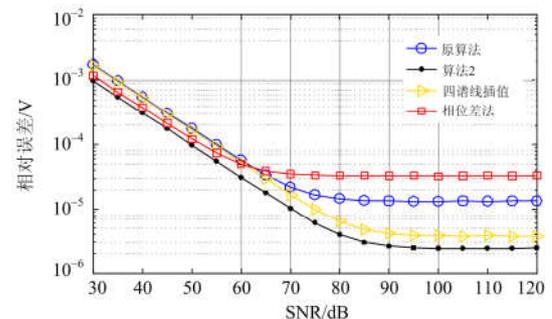


图 6 噪声环境下基波幅值误差曲线

Fig. 6 Fundamental wave amplitude error curve in noise environment

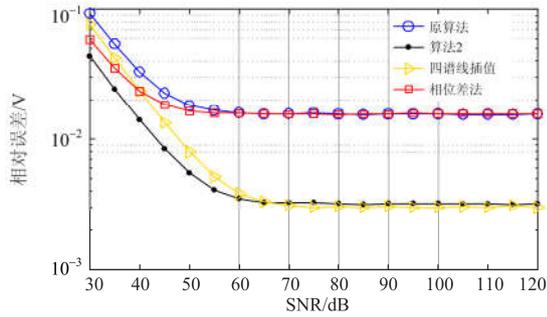


图7 噪声环境下二次谐波幅值误差曲线

Fig. 7 Second harmonic amplitude error curve in noise environment

观察图6发现,当信噪比低于65 dB左右时,噪声成为基波幅值估计误差的主要来源,相位差算法的精度高于原算法,略低于算法2,四谱线插值算法精度相比于原算法无明显提升,当信噪比高于65 dB左右时,频谱泄漏逐渐成为误差的主要来源,相位差算法对于频谱泄漏的抑制能力远不如算法2,四谱线插值算法精度略低于算法2,综合比较,信噪比为30~120 dB,算法2的基波幅值估计精度均优于四谱线插值算法和相位差算法以及原算法。观察图7可得,当信噪比低于50 dB左右时,噪声成为二次谐波误差的主要来源,四谱线插值算法和相位差算法的估计精度较原算法有所提升,但不如算法2,当信噪比高于50 dB左右时,频谱泄漏逐渐成为误差的主要来源,相位差算法的精度相比于原算法无明显提升,四谱线插值算法的精度与算法2相当。仔细观察发现,信噪比为30~120 dB,本文算法的二次谐波幅值估计精度均高于相位差算法,当信噪比大于65 dB时,本文算法的二次谐波估计精度与四谱线插值算法相当,但当信噪比低于65 dB时,算法2的精度高于四谱线插值算法,具有更好的抗噪性能。比较图6和图7,由于二次谐波是弱谐波,更容易受到基波、三次谐波等其他谐波的长程谱泄漏的干涉,而二次谐波幅值的精度提升更为显著,说明本文改进算法很好地改善了频谱泄漏对电参量估计精度的影响。考虑到实际测量通常存在噪声且存在频谱泄漏效应,因此本文算法具有实用性,说明改进算法能够满足电参量测量的需要。

#### 4 结论

本文针对传统加汉宁窗插值算法测量精度受频谱泄漏影响较大的问题,而加复杂窗函数又很难推导出校正公式显式的情况,给出了一种改进型插值测量算法。对原算法的插值校正公式和频率校正

估计方法以及幅值、相位估计方法都进行了改进,改善在极大值谱线两边的谱线受到不同程度长程谱泄漏和噪声的影响造成估计精度下降的问题。对幅值的估计,在原信号加平顶窗序列进行频率补偿准同步化后,直接求得对应频域上谱线的幅值和相位,有效抑制了频谱泄漏效应对测量精度的影响,并且改进的频率精度的提升与幅值、相位精度的提升措施可以并行计算,无需按照传统算法推导平顶窗的窗谱函数和反演公式来校正估计幅值和相位。此改进方法也避免了当窗谱函数复杂时难以推导出校正公式的问题,减小数值误差的影响,易于在嵌入式设备中实现。最后进行仿真实验分析,为了避免偶然性,实验中基波频率设为47~53 Hz的随机值,各次谐波相位在 $-\pi\sim\pi$ 随机取值,重复10 000次实验。实验结果表明:

1) 当基波频率为47~53 Hz时,该算法与原算法相比,基波和各次谐波的频率、幅值和相位在估计精度上较原算法都有一个数量级左右的提升,对于频率补偿后幅值和相位的直接估计,利用加平顶窗估计精度明显提升。

2) 在噪声环境中,本文算法的频率估计精度能达到主流算法的精度,当信噪比在30~120 dB时,本文算法相比于对比算法,幅值估计精度更高,抗噪性能更强,并且较原算法有明显提高,另外二次谐波较原算法的精度提升比基波的精度提升更为明显,而二次谐波收到的长程谱泄漏干涉更为严重,说明该算法有效地降低了频谱泄漏对测量精度的影响,在弱谐波的估计精度上得到了有效提升,因此该算法适合于电网电参量测量。

#### 参考文献

- [1] 林海雪. 电能质量指标的完善化及其展望[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(29): 5073-5079.  
LI Haixue. Perfecting power quality indices and prospect[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(29): 5073-5079.
- [2] 樊熠, 张金平, 谢健, 等. 风电场谐波谐振测试与分析[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(2): 147-151.  
FAN Yi, ZHANG Jinping, XIE Jian, et al. Testing and analysis for harmonic resonance of wind farm[J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(2): 147-151.
- [3] KHODAPARAST J, KHEDERZADEH M. Least square and Kalman based methods for dynamic phasor estimation: a review[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2017, 2(2): 1-18. DOI: 10.1186/s41601-016-0032-y.
- [4] 杜少通, 谭兴国, 冯高明. 一种适用于多样化补偿的谐波检测方案[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(10): 110-116.

- DU Shaotong, TAN Xingguo, FENG Gaoming. A harmonic detection scheme applied to diversified compensation[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(10): 110-116.
- [5] MARANO S, MATTA V, WILLETT P. Sequential detection of almost-harmonic signals[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 51(2): 395-405.
- [6] 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.
- [7] HIDALGO R M, FERNANDEZ J G, RIVERA R R, et al. A simple adjustable window algorithm to improve FFT measurements[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2002, 51(1): 31-36.
- [8] 吴超凡, 陈隆道. 应用于电力谐波分析的改进相位差校正法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(7): 158-164. WU Chaofan, CHEN Longdao. Improved phase difference correction method applied to power harmonic analysis[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(7): 158-164.
- [9] 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.
- [10] 黄翔东, 王兆华. 全相位时移相位差频谱校正法[J]. 天津大学学报, 2008, 41(7): 815-820. HUANG Xiangdong, WANG Zhaohua. All-phase time shift phase difference correcting spectral method[J]. Journal of Tianjin University, 2008, 41(7): 815-820.
- [11] 刘海升, 付志红, 张淮清, 等. 基于 Blackman-Harris 相位差校正信号谐波分析方法[J]. 数据采集与处理, 2011, 26(4): 468-472. LIU Haisheng, FU Zhihong, ZHANG Huaiqing, et al. Harmonic analysis based on Blackman-Harris window and phase difference correction[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2011, 26(4): 468-472.
- [12] 林申力, 陈隆道. 应用于频率宽范围波动电网的自适应采样相位差校正法[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(9): 174-181. LIN Shenli, CHEN Longdao. Phase difference correction method based on adaptive sampling applied in power systems with wide frequency fluctuation range[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(9): 174-181.
- [13] 史丽萍, 谢强, 马晓伟. 基于五项 MSD 窗三谱线插值的高精度谐波分析算法[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(7): 108-113. SHI Liping, XIE Qiang, MA Xiaowei. High accuracy analysis of harmonic algorithm based on 5-term maximum-sidelobe-decay window and triple spectral line interpolation[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(7): 108-113.
- [14] 牛胜锁, 梁志瑞, 张建华, 等. 基于三谱线插值 FFT 的电力谐波分析算法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(16): 130-136. NIU Shengsuo, LIANG Zhirui, ZHANG Jianhua, et al. An algorithm for electrical harmonic analysis based on triple-spectral-line interpolation FFT[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(16): 130-136.
- [15] 陈国志, 陈隆道, 蔡忠法. 基于 Nuttall 窗插值 FFT 的谐波分析方法[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(4): 27-31. CHEN Guozhi, CHEN Longdao, CAI Zhongfa. Harmonic analysis based on Nuttall window interpolation FFT[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(4): 27-31.
- [16] 牛胜锁, 梁志瑞, 张建华, 等. 基于四项余弦窗三谱线插值 FFT 的谐波检测方法[J]. 仪器仪表学报, 2012, 33(9): 2002-2008. NIU Shengsu, LIANG Zhirui, ZHANG Jianhua, et al. Harmonic detection approach based on 4-term cosine window triple-spectral-line interpolation FFT[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2012, 33(9): 2002-2008.
- [17] HUANG Xiangdong, XIA Xianggen. A fine resolution frequency estimator based on double sub-segment phase difference[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2015, 22(8): 1055-1059.
- [18] SCHUSTER S, SCHEIBLHOFFER S, STELZER A. The influence of windowing on bias and variance of DFT-based frequency and phase estimation[J]. IEEE Transactions on Instrument Measurement, 2009, 58(6): 1975-1990.
- [19] DUDA K, ZIELINSKI T. Perfectly Flat-top and equiripple Flat-top cosine windows[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2016, 65(7): 1558-1567.
- [20] 郝柱, 顾伟, 褚建新, 等. 基于四谱线插值 FFT 的电网谐波检测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(19): 107-113. HAO Zhu, GU Wei, CHU Jianxin, et al. A power network harmonic detection method based on the four-spectral-line interpolation FFT[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(19): 107-113.

收稿日期: 2017-12-20; 修回日期: 2018-04-09

作者简介:

王 纲(1972—), 男, 国家注册安全工程师职称, 研究方向为电力谐波监测; E-mail: 964128040@qq.com

李剑飞(1994—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为信号分析与处理; E-mail: 21610183@zju.edu.cn

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 许威)