

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2017.09.017

# 适用于频率偏移情况下谐波参数估计的改进算法

马也驰, 陈隆道\*

(浙江大学 电气工程学院,浙江 杭州 310027)

**摘要:**针对电网信号基波频率偏移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,提出了一种基于传统相位差的改进算法。将电网电压信号加入 Blackman-Harris 窗,通过分析加窗信号的频谱表达式,研究了电参量估计的误差来源,将频谱表达式进行了多项式变换从而加快了旁瓣衰减速度,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了重新估计。分别使用传统相位差法和经多项式变换的改进相位差法进行了数值仿真对比。研究结果表明:改进算法较传统相位差法相比各次谐波的测量精度提高了至少一个数量级,适用于频率偏移情况下电力系统谐波参数的高准确度估计;即使在噪声条件下,改进算法的优势也比较明显。

**关键词:**谐波分析;频率偏移;加窗傅里叶变换;相位差;多项式变换

中图分类号:TM935.21

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2017)09-1038-06

## Improved algorithm for harmonic parameters estimation under frequency offset

MA Ye-chi, CHEN Long-dao

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

**Abstract:** Aiming at the problem that the traditional phase difference correction method has a large error in the measurement of the fundamental frequency offset of the power grid signal, it may even produce the problem of measurement failure. An improved algorithm based on the traditional phase difference was proposed. The voltage signal of the grid was added to the Blackman-Harris window. By analyzing the spectral expression of the windowed signal, the error source of the electrical parameter estimation was studied, and the spectral expression was polynomial transformed to accelerate the sidelobe decay rate, further reduce the spectral leakage and the spectrum Line, and then re-estimate the electrical parameters according to the new spectral expression obtained from the estimation formula of the traditional phase difference method and the polynomial transformation. Respectively, using the traditional phase difference method and the polynomial transformation of the improved phase difference method for numerical simulation comparison. The results indicate that the improved algorithm is improved by at least one order of magnitude compared with the traditional phase difference method, and it is suitable for the high accuracy estimation of the harmonic parameters of the power system under the frequency offset. Even under the noise condition, The advantages of the algorithm is also more obvious.

**Key words:** harmonic analysis; frequency offset; windowed Fourier transform; phase difference; polynomial transformation

## 0 引言

近年来,电力系统谐波污染日益严重<sup>[1-5]</sup>。频率偏移是衡量电能质量的一个重要指标<sup>[6]</sup>,负载失衡、系

统故障导致的大负荷线路跳闸或系统联络线解环等瞬间都会造成系统频率短时间内大幅度偏移,由此给电力系统的稳定运行和用户设备的正常工作带来极大危害。因此,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

收稿日期:2017-02-07

作者简介:马也驰(1992-),男,辽宁鞍山人,硕士研究生,主要从事信号分析与处理、电力谐波在线监测方面的研究。E-mail: 18814886814@163.com

通信联系人:陈隆道,男,教授,博士生导师。E-mail: chen\_longdao@zju.edu.cn

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<sup>[7-8]</sup>。但在实际情况下,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<sup>[9]</sup>,离散频谱校正法可提高估计精度<sup>[10]</sup>。

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偏移较大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,JAIN V K等<sup>[12]</sup>提出了基于矩形窗的多谱线插值算法。在此基础之上,Hanning窗、Blackman-Harris窗、Nuttall窗<sup>[13]</sup>、Rife-Vincent窗<sup>[14-15]</sup>、一些卷积窗等被运用在多谱线插值算法中实现谐波分析<sup>[16-17]</sup>,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<sup>[19]</sup>,该算法具有简便、精度较高等优点,但其精度受窗函数的旁瓣特性影响,并且校正公式依赖于窗函数的频域解析式,在窗谱未知时难以校正。

本研究在非同步采样的情况下,对电网信号加Blackman-Harris窗,将原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估计。

## 1 信号加 Blackman-Harris 窗后的频谱分析

对于信号的某一谐波表达式为:

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

式中: $A_m, f_m, \varphi_m$ —该谐波信号的幅值、频率和相位。

其频域表达式为:

$$X(f) = \frac{A_m}{2} e^{-j\varphi_m} \cdot \delta(f - f_m) + \frac{A_m}{2} e^{j\varphi_m} \cdot \delta(f + f_m) \quad (2)$$

Blackman-Harris窗的频谱可以表示为:

$$\begin{aligned} W_B(W) &\approx 0.42W_R(W) - \\ &0.25 \left[ W_R\left(\omega - \frac{2\pi}{N}\right) + W_R\left(\omega + \frac{2\pi}{N}\right) \right] + \\ &0.04 \left[ W_R\left(\omega - \frac{4\pi}{N}\right) + W_R\left(\omega + \frac{4\pi}{N}\right) \right] \end{aligned} \quad (3)$$

式中: $N$ —频域采样点数; $W_R(\omega)$ —Dirichlet核。

$W_R(W)$ 的表达式为:

$$W_R(\omega) = \frac{\sin\left(\frac{1}{2}\omega N\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\omega\right)} \cdot e^{-j\omega\left(\frac{N-1}{2}\right)} \quad (4)$$

对某一谐波信号加Blackman-Harris窗并做傅里叶变换,有:

$$\begin{aligned} X_B(f) &= X(f) * W_B(f) = \\ &F[x(t)W_B(t)] = \\ &F[x(t)] * F[W_B(t)] = \\ &\left[ \frac{A_m}{2} e^{-j\varphi_m} \delta(f + f_m) + \frac{A_m}{2} e^{-j\varphi_m} \delta(f - f_m) \right] * \\ &\left[ W(f) e^{-j\pi f T} \right] = \\ &\frac{A_m}{2} W_B(f + f_m) e^{-j[\pi T(f + f_m) + \varphi_m]} + \\ &\frac{A_m}{2} W_B(f - f_m) e^{-j[\pi T(f - f_m) - \varphi_m]} \end{aligned} \quad (5)$$

式中: $T$ —窗函数的时长。

在实际应用中,一般求取 $X_B(f)$ 的离散频谱序列 $X_B(k)$ ,可以看做是在连续频谱上以 $\nabla f = fs/N$ 进行采样(其中: $fs$ —采样频率)。得到:

$$\begin{aligned} X_B(k) &= \frac{1}{2} A_m \cdot \frac{\sin[\pi(k - k'_m)]}{\sin\left[\frac{\pi(k - k'_m)}{N}\right]} \\ &0.42 + 0.5 \frac{\sin(\pi(k - k'_m))^2 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{N}\right)}{\sin^2\left(\frac{\pi}{N}\right) - \sin\left(\frac{\pi(k - k'_m)}{N}\right)^2} - \\ &0.08 \frac{\sin(\pi(k - k'_m))^2 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{N}\right)}{\sin^2\left(\frac{\pi}{N}\right) - \sin\left(\pi \frac{(k - k'_m)}{N}\right)^2} \cdot \\ &e^{j\pi(k - k'_m)} \cdot e^{j\varphi_m} \end{aligned} \quad (6)$$

$$\text{其中: } k'_m = \frac{f_m}{\frac{f_s}{N}}$$

当 $N$ 比较大时,式(6)可以近似为:

$$X_B(k) = \frac{B \cdot (1.68 - 0.18\sigma^2)}{\sigma(\sigma^2 - 1)(\sigma^2 - 4)} \quad (7)$$

其中:

$$B = \frac{NA_m}{2\pi} \cdot \sin(\pi(k - k'_m)) \cdot e^{-j\pi(k - k'_m) \cdot j\varphi_m} \quad (8)$$

$$\sigma = k - k'_m \quad (9)$$

由式(7)可知,频谱的旁瓣衰减速度和  $\sigma$  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,含有任意次谐波的待测信号加 Blackman-Harris 窗后的离散频谱都可写成上述形式。

## 2 基于 Blackman-Harris 窗的相位差法

由式(5)可知,加窗后的相位可以表示为:

$$\Phi = \varphi_m - \pi T(f - f_m) \quad (10)$$

设频率误差,代入式(10)得:

$$\Phi = \varphi_m - \pi T \quad (11)$$

将原信号  $X(t)$  向左平移  $t_0$  得到  $X_0(t)$ ,根据傅里叶变换的时移特性,  $X_0(t)$  的相角为:

$$\Phi_0 = \varphi_m - \pi T \Delta f + 2\pi f_m t_0 \quad (12)$$

式(12)减去式(11),求相位差得:

$$\Delta\Phi = \Phi_0 - \Phi = 2\pi t_0 (f - \Delta f) \quad (13)$$

由此可得其频率校正量为:

$$\Delta f = \frac{2\pi t_0 f - \Delta\Phi}{2\pi t_0} \quad (14)$$

根据式(7)可对幅值进行校正。校正后的幅值为:

$$A_m = \frac{y_{k_m}}{X_B(k_m)} \quad (15)$$

式中: $k_m$ —FFT 变换后的峰值谱线号; $y_{k_m}$ — $k_m$  对应的幅值。

将式(7)代入得:

$$A_m = |\Delta k_m (\Delta k_m^2 - 1)(\Delta k_m^2 - 4)| \cdot \frac{2\pi}{N \sin(\pi \Delta k_m)} \cdot |X_B(k'_m)| \quad (16)$$

式中: $\Delta k_m = |k_m - k'_m|$ 。

相位的校正公式为:

$$\varphi_m = \arctan\left(\frac{\text{Im}_{k_m}}{\text{Re}_{k_m}}\right) - \Delta k_m \pi \quad (17)$$

式中: $\text{Re}_{k_m}, \text{Im}_{k_m}$ — $X_B(k_m)$  实部和虚部。

## 3 基于 Blackman-Harris 窗相位差法改进

观察式(7),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。在基频偏移较大的情况下,为进一步减小频谱泄漏,提高各次谐波估计

精度,需要追求更快的旁瓣衰减速度,现本研究对  $X_B(k)$  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(7),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。现本研究对一单频信号在时域上加 Blackman-Harris 窗进行 DTFT 变换,画出幅频特性曲线。本研究对该时域信号进行 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,  $X_B$  和  $X_{B-3}$  的幅频曲线对比如图 1 所示。

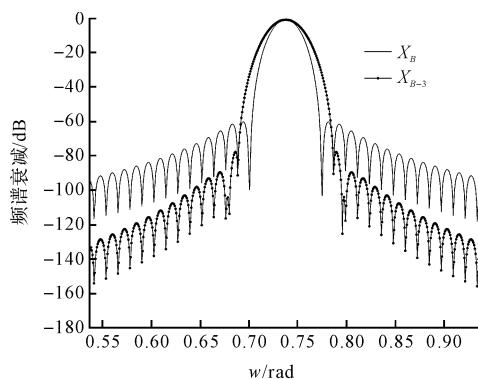


图 1  $X_B$  和  $X_{B-3}$  的幅频曲线对比

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-Harris 窗的新采样窗。经验证,该采样窗的主瓣宽度是 Blackman-Harris 窗的  $3/4$  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-Harris 窗。原信号模型相当于几个单频信号线性叠加,故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,改进算法进一步减小了频谱泄露和各谱线之间的干扰。

## 4 改进算法的实现

在实际应用中,首先需要确定窗长  $T$  和采样点数,通过  $f_s = N/T$  确定采样频率  $f_s$ 。本研究对待测信号加窗长为  $T$  的 Blackman-Harris 窗进行离散采样,取前  $N$  个点为第一段序列,延时  $L$  个点,再取  $N$  个点为第 2 个段序列,分别对两段序列进行 FFT 变换得到频谱序列  $X_{B_1}(k)$  和  $X_{B_2}(k)$ ,对两段频谱序列按照公式(18)进行多项式变换得到  $X_{B_1-3}(k)$  和  $X_{B_2-3}(k)$ 。找出新频谱序列的谱线极大值对应的序列号,记作  $k_m$ ,信号的真实频率对应的序列号记作  $k'_m$ ,其中  $k'_m = f_m/(f_s/N)$ ,  
 $\Delta k_m = |k_m - k'_m|$ 。

根据式(14)、 $t_0 = L \cdot T_s$  和  $f = k \cdot f_s/N$  可得到:

$$\Delta k_m = \frac{\frac{2\pi L k_m}{N} - \Delta\varphi}{\frac{2\pi L}{N}} \quad (20)$$

表 1 仿真信号各次谐波的参数

谐波次数 $k$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
幅值 $A_k/V$	220	0.4	10	3	6	1.5	3	1.3	2.1	0.8	1.1	0.7	0.65	0.15	1	0.06	0.4	0.02	0.03
相位 $\varphi_k/\text{rad}$	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7	1.8	1.9

仿真实验采取基频偏移为  $-0.5$  Hz 的情况,即仿真实验的基波频率为  $49.5$  Hz。每一帧信号的窗长取 6 个我国标准工频信号周期,即窗长  $T=0.12$  s。为方便进行 FFT 运算,采样点数取 512,即  $N=512$ 。第二帧信号较第一帧信号延时了一个我国标准工频信号周期,即  $L=85$ 。在该参数的设置下,本研究对同一电网信号分别使用原算法和经过多项式变换的改进算法。各次谐波频率、幅值和相位的绝对误差(AAD)分别如图(2~4)所示。

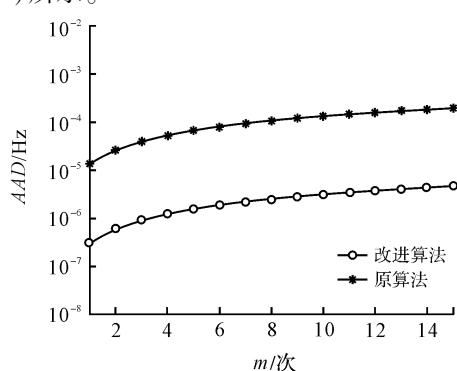


图 2 频率的绝对误差比较

观察图 2,在相同的条件下,改进算法对信号各次

因此,校正后的频率为:

$$f_m = (k_m + \Delta k_m) \cdot \frac{f_s}{N} \quad (21)$$

由于频谱序列的多项式变换,本研究根据式(19)将传统相位差法的幅值校正公式变化为:

$$A_m = |\Delta k_m (\Delta k_m^2 - 1)(\Delta k_m^2 - 4)(\Delta k_m^2 - 9)| \cdot \frac{2\pi}{N \sin(\pi \Delta k_m) (-0.42 + 0.18 \Delta k_m^2)} \cdot |X_B(k_m)| \quad (22)$$

相位的校正公式为:

$$\varphi_m = \text{phase}(X_{B-3}(k_m)) - \Delta k_m \pi \quad (23)$$

## 5 仿真验证和分析

为了验证改进算法对电网谐波分析的有效性,本研究现将该算法和原算法进行 Matlab 仿真对比研究。

仿真采用的信号模型:

$$x(n) = \sum_{m=1}^{15} A_m \cdot \cos\left(2\pi \frac{mf_1}{f_s} \cdot n + \varphi_m\right) \quad (24)$$

式中: $f_1$ —基波频率。

各次谐波的幅值和相位如表 1 所示。

谐波的频率估计精度较原算法有较大程度的提升。改进算法基波频率的绝对误差为  $1.0 \times 10^{-7}$  Hz,各次谐波频率的绝对误差较原算法提升了 2 个数量级左右。

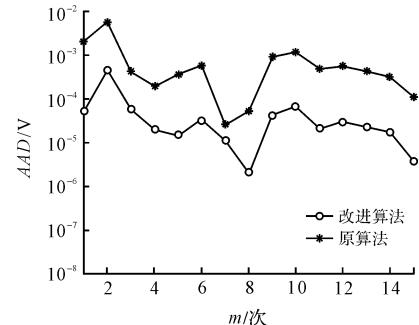


图 3 幅值的绝对误差比较

观察图 3,改进算法对信号各次谐波的幅值估计精度明显优于原算法,高次谐波尤为明显,其误差曲线没有呈现上升趋势,说明基波的长程谱泄露得到了有效的抑制。改进算法基波幅值的绝对误差为  $1.0 \times 10^{-5}$  V,2 次谐波的绝对误差为  $1.0 \times 10^{-4}$  V,与原算法相比没有得到太大的改善,这是多项式变换增大了窗函数的主瓣宽度造成的。高次谐波的绝对误差为  $1.0 \times 10^{-6}$  V,较原算法提升了 2 个数量级左右。

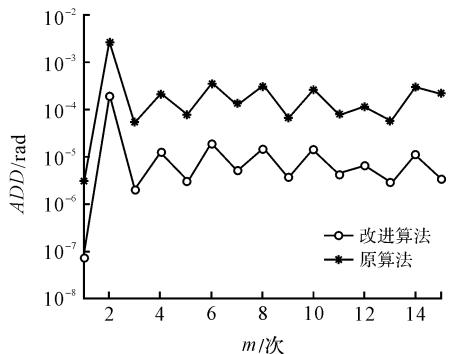


图 4 相位的绝对误差比较

观察图 4, 改进算法对信号各次谐波的相位估计精度相比于原算法提升较大。基波相位的绝对误差为  $1.0 \times 10^{-8}$  rad, 2 次谐波的估计精度相对较差, 绝对误差为  $1.0 \times 10^{-4}$  rad, 高次谐波的估计精度波动较平缓, 绝对误差为  $1.0 \times 10^{-5}$  rad, 较原算法提升了 2 个数量级左右。

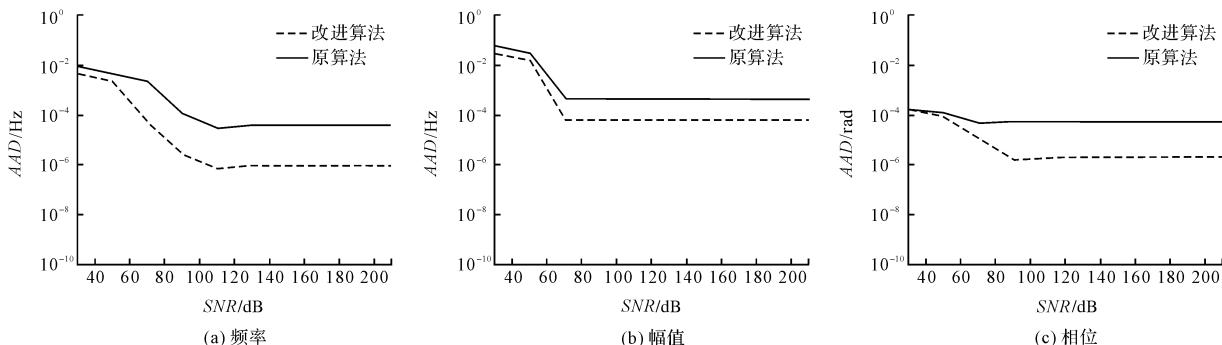


图 5 噪声情况下 3 次谐波参数的绝对误差

由图 5 可知, 当信噪比很低时, 噪声成为误差的主要来源, 原算法和改进算法性能近似, 参数准确度下降明显。当信噪比逐渐升高时, 各谐波之间的干扰成为主体, 改进算法能够有效抑制频谱泄露和各谱线之间的干扰。

## 5.2 不同频率下的信号仿真分析

为了考查该算法的稳定性, 并验证该算法在不同

当基波频率为 49.5 Hz 时, 改进算法较原算法的谐波参数估计精度有了显著的提升。Blackman-Harris 窗的使用有效抑制了频谱泄露。在此基础之上, 经过多项式变换, 得到新的频谱序列相当于在原信号上加了一个不同于 Blackman-Harris 窗的新采样窗, 新采样窗以增大主瓣宽度为代价, 降低旁瓣幅值, 加快旁瓣衰减速度。在频率分辨率足够高的情况下, 进一步减小了长程谱泄露和各谱线之间的干扰, 这正是改进算法高次谐波的估计精度更好的主要原因。

### 5.1 含噪声的信号仿真分析

为证明算法在噪声环境下的有效性, 本研究在式(24)信号的基础上分别加入信噪比在 30 dB ~ 210 dB 区间变化的高斯白噪声。对每个噪声等级, 用 100 组不同的随机高斯白噪声, 求取信号参数的平均误差。当基波频率为 49.5 Hz 时, 该信号 3 次谐波在不同噪声条件下各参数的绝对误差变化如图 5 所示。

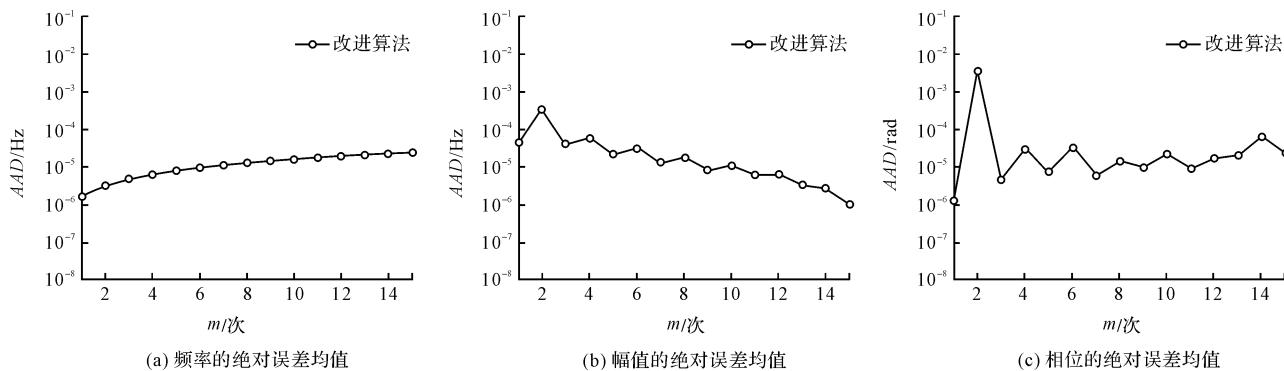


图 6 谐波参数的绝对误差均值

观察图 6, 当基波频率在 45 Hz ~ 55 Hz 之间随机

波动时, 基于 Blackman-Harris 窗的改进算法依然具有

较高的估计精度,证明 Blackman-Harris 窗的使用有效抑制了频谱泄漏和各谱线之间的干扰。高次谐波幅度和相位的估计精度没有呈现明显的下降趋势,绝对误差分别达到了  $10^{-6}$ V 和  $10^{-5}$ rad,证明了改进算法在频

率偏移情况下的可行性。

重新观察图 6,在频率变化范围内取若干个点对二次谐波幅值和相位的绝对误差进行仿真计算,计算结果如表 2 所示。

表 2 仿真结果

基波信号频率/Hz	47	47.5	48	48.5	49	49.5	50	50.5	51	51.5
幅值绝对误差/ $10^{-3}$	1.60	1.50	1.10	0.905	0.631	0.341	0.00275	0.374	0.798	1.20
相位绝对误差/ $10^{-3}$	6.60	5.60	3.60	2.40	1.10	0.316	0.000604	0.293	1.20	2.50

观察表 2,随着基波信号频率的不断变化,二次谐波幅值和相位的绝对误差可以至少保持在  $10^{-3}$  数量级,此仿真结果和图 5 的仿真结果基本一致。

## 6 结束语

本研究给出了一种基于相位差的谐波参数估计改进算法,对原算法的加窗频谱表达式进行了多项式变换,构造新的频谱序列,加快旁瓣衰减速度,进一步减小了频谱泄漏和各谱线之间的干扰,并推导出相应频率、幅值和相位的估计公式。

实验结果表明:当基波频率为 49.5 Hz 时,该算法与原算法相比,基波和各次谐波的频率、幅值和相位都有更高的估计精度;当基波频率在 45 Hz ~ 55 Hz 范围内变化时,该算法仍然保持良好的估计精度,不受不确定性影响。因此,该算法适合于基频偏移情况下的电参量谐波分析。

## 参考文献(References) :

- [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 X, 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] 惠 锦,杨洪耕,叶茂清.多谐波源条件下的谐波污染责任划分研究[J].中国电机工程学报,2011,13(8):48-54.
- [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.
- [6] 朱锋峰,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.
- [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.
- [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.
- [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.
- [10] 庞 浩,李东霞,俎云霄,等.应用 FFT 进行电力系统谐波分析的改进算法[J].中国电机工程学报,2003,23(6):50-54.
- [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.
- [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] 翟瑞森,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.
- [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-文森特窗的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.
- [16] 曾 播,唐 求,卿柏元,等.基于 Nuttall 自卷积窗的改进 FFT 谱分析方法[J].电工技术学报,2014,29(7):59-65.
- [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.
- [18] 蔡晓峰,张鸿博,鲁改风,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.
- [19] 张鸿博,蔡晓峰,鲁改风.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.

[编辑:张 豪]

## 本文引用格式:

马也驰,陈隆道.适用于频率偏移情况下谐波参数估计的改进算法[J].机电工程,2017,34(9):1038 - 1043.

MA Ye-chi, CHEN Long-dao. Improved algorithm for harmonic parameters estimation under frequency offset[J]. *Journal of Mechanical & Electrical Engineering*, 2017,34(9):1038 - 1043.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>