

# 一种高精度的电网谐波/间谐波检测的组合优化算法

彭祥华, 周群, 曹晓燕

(四川大学电气信息学院, 四川 成都 610065)

**摘要:** 为了提高电能质量, 准确测量电网中的谐波和间谐波频率、幅度和相位, 给出一种高精度的电网谐波和间谐波检测的组合优化算法。首先, 利用双窗全相位快速傅里叶变换时移相位差频谱校正法, 检测出谐波和间谐波的频率值; 再构建谐波和间谐波信号幅值和相角参数的目标函数, 设定初始值和迭代精度, 由拟牛顿优化算法对目标函数进行迭代运算, 检测出相应的谐波和间谐波信号的幅值和相位角。利用该方法对复杂间谐波信号进行检测, 仿真实验结果表明, 基于双窗全相位快速傅里叶变换时移相位差频谱校正法和拟牛顿法的组合算法实现了间谐波幅值、频率和相位三个特征的较高精度检测。且该算法具有较高的抗噪声干扰能力。

**关键词:** 全相位快速傅里叶变换; 时移相位差; 目标函数; 拟牛顿法; 谐波/间谐波检测

## A high precision combinational optimization algorithm of power grid harmonic/inter-harmonic signal detection

PENG Xiang-hua, ZHOU Qun, CAO Xiao-yan

(School of Electrical Engineering and Information Technology, Sichuan University, Chengdu 610065, China)

**Abstract:** In order to improve power quality and accurately measure the frequency values, amplitudes and phases of harmonic and inter-harmonic signal in power grid, a high precision combinational optimization algorithm for measuring electric grid harmonics and inter-harmonics is presented. Firstly, double window all-phase FFT time-shift phase difference spectrum correction method is used to detect the frequency values of harmonic and inter-harmonic signal. Then the objective function of the parameters of amplitude and phase angle is built. The initial value and iterative precision are set. Iterative calculation is performed to target function by quasi-Newton optimization algorithm. Finally the corresponding amplitudes and phase angles are estimated. Using the method to detect the complex inter-harmonic signal, the simulation experimental results show that the algorithm based on the combinational optimization algorithm of double window all-phase FFT time-shift phase difference spectrum correction and quasi-Newton optimization algorithm has realized the higher precision detection of inter-harmonic signal frequency, amplitude and phase three characteristics. And the algorithm has a higher ability to resist noise.

**Key words:** all-phase FFT; time-shift phase difference; objective function; quasi-Newton method; harmonic/inter-harmonic detection

中图分类号: TM714 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2014)23-0095-07

## 0 引言

随着现代工业技术和信息产业的迅猛发展, 大量电力电子装置和非线性负载接入到电力系统中, 这些电力电子装置和非线性负载不仅产生大量频率为工频整数倍的谐波, 而且还会产生大量频率为工频非整数倍的间谐波或分数次谐波<sup>[1-4]</sup>。谐波和间谐波的产生将给电力系统设备的安全经济运行带来严

重的危害。因此, 对谐波和间谐波的精确检测和分析具有重要的工程实际意义。

谐波分析的主要任务是确定谐波的成分以及在有效精度范围内计算谐波或者间谐波的频率、幅值和相位。谐波分析方法主要有: 快速傅里叶变换法及其改进算法<sup>[5-9]</sup>、小波分析法<sup>[10-11]</sup>、Prony 算法<sup>[12]</sup>等等。对谐波参数的检测和分析大多采用 FFT 及其改进算法<sup>[5-9]</sup>, 改进算法中大多采用加窗谱线插值, 谱线已由单谱线发展到三谱线<sup>[7-9]</sup>。虽然加窗谱线插值 FFT 算法谐波参数的检测精度较高, 但是间谐波参数检测却相对较低, 而且在噪声的干扰下, 间谐

**基金项目:** 吕梁电网电能质量现状及提高电能质量对策的研究(13H0474)

波参数的检测下降比较明显。Prony 算法同样受噪声干扰的影响,尤其是在较强噪声干扰下,间谐波参数的检测精度不高,在一定程度上限制了算法的实际应用。小波变换相比于 FFT 具有优良的时频特性,文献[10-11]验证了该方法的有效性,但小波变换可能存在的混频现象影响了算法的检测精度。

全相位时移相位差频谱校正法<sup>[13]</sup>是在全相位快速傅里叶变换(all-phase Fast Fourier Transform, apFFT)<sup>[14]</sup>的基础上提出的一种频谱分析方法,此方法对存在时移相位关系的两个输入进行 apFFT,利用主谱线上的相位差估计信号频率值,由于 apFFT 相比于传统的 FFT 具有更加优良的抑制频谱泄漏的特性,因此,该方法能够获得精度非常高的频率值。拟牛顿法作为一种无约束的超线性收敛优化算法,它是在基本牛顿法和改进牛顿法的基础上,对基本牛顿法的二阶导数和改进牛顿法的修正参数进行改进,克服了基本牛顿法不便于大规模计算和改进牛顿法修正参数难以把握的缺点。

本文将结合双窗全相位时移相位差频谱校正法和拟牛顿法的优点,检测电网间谐波信号参数。首先,利用双窗全相位时移相位差频谱校正法,对谐波和间谐波的频率进行估计,然后,通过建立谐波信号幅值和相角参数的无约束非线性目标函数,并简单设定初始值和迭代精度,再由拟牛顿法对该目标函数进行迭代运算,估计出相应的幅值和相角。

## 1 算法原理

### 1.1 双窗全相位时移相位差频谱校正法

双窗全相位时移相位差频谱校正法是根据 apFFT 谱分析的线性性质和相位时不变性,结合传统第一类相位差法的构造思路所形成的一种频谱校正方法。(第一类相位差法是采用连续两段长为  $N$  的样本并分别进行 FFT,利用对应谱线的相位差值校正出谱线处的准确频率和相位)

对于单频复指数信号

$$x(n) = Ae^{j(\omega n + \varphi)} = Ae^{j(2\pi n\beta/N + \varphi)} \quad (1)$$

式中:  $n \in [-N+1, N-1]$ ;  $A$ 、 $\omega$  和  $\varphi$  分别表示信号的幅值、角频率和初相角;  $\beta$  (可以是小数)为频率的倍数。在不加窗的情况下,对式(1)分别经 FFT 和 apFFT 后<sup>[15]</sup>的表达式为

$$X(k) \approx \frac{Ae^{j\varphi}}{N} \cdot \frac{\sin[\pi(\beta - k)]}{\sin[\pi(\beta - k)/N]} \cdot e^{j(\beta - k)\pi} \quad (2)$$

$$X_{\text{ap}}(k) = \frac{Ae^{j\varphi}}{N^2} \cdot \frac{\sin^2[\pi(\beta - k)]}{\sin^2[\pi(\beta - k)/N]} \quad (3)$$

对比式(2)和式(3),当将它们幅值归一化后,apFFT 谱幅值是 FFT 谱幅值的平方,使得传统 FFT 的主谱线和旁谱线按平方关系进行衰减,从而使主谱线更加突出,更加有效地抑制频谱泄漏。

将式(1)信号延时  $n_0$  后得

$$x'(n) = Ae^{j[\omega(n - n_0) + \varphi]} \quad (4)$$

根据 apFFT 的线性性质,对式(1)、式(4)加双窗,并经 apFFT 后<sup>[16]</sup>得

$$Y(k) = Ae^{j\varphi} W^2(k\Delta\omega - \omega) \quad (5)$$

$$Y'(k) = Ae^{j(\varphi - \omega n_0)} W^2(k\Delta\omega - \omega) \quad (6)$$

式(5)、式(6)中,  $W(k\Delta\omega - \omega)$  为窗谱函数,本文采用归一化的双 hanning 卷积窗。式(5)和式(6)主谱线  $k^*$  上的相位分别为  $\varphi_1(k^*) = \varphi$  和  $\varphi_2(k^*) = \varphi - \omega n_0$ , 则相位差为  $\Delta\varphi' = \varphi_1(k^*) - \varphi_2(k^*) = \omega n_0$ 。由于主谱线  $k^*$  处对应的相角为  $2\pi k^*/N$ , 经过大小为  $n_0$  的延时后,数字角频率会引起大小为  $2\pi n_0 k^*/N$  的附加相移,因此  $\Delta\varphi = \Delta\varphi' + 2\pi n_0 k^*/N = \omega n_0 + 2\pi n_0 k^*/N$ , 若  $n_0 = N$  时,主谱线上的相位差补偿值总为  $2\pi k^*$ , 即为整个圆周相角的整数倍,此时相位补偿就显得多余,从而可得频率的估计公式为  $f^* = \omega^*/2\pi = \Delta\varphi/(2\pi N)$ 。推广到含有多个频率的复合电网谐波信号分析时,谐波/间谐波频率可由式(7)估计而得。

$$f_i = \Delta\varphi_i / (2\pi N) \quad (7)$$

### 1.2 优化幅值和相角参数的算法原理

#### 1.2.1 构建目标函数

在数值优化中,对于无约束优化问题,一般采用迭代法进行求解,使目标函数在一定迭代精度下取得最小值时的极小点,即

$$\min F(x_1, x_2, \dots, x_d) \quad (8)$$

式中:  $d$  为维数;  $(x_1, x_2, \dots, x_d)$  为对应的极小点。根据这个原理,可以构建关于谐波或间谐波幅值和相位角的迭代目标函数  $F$ , 对于任意电网谐波/间谐波信号,有

$$x(t) = \sum_{i=0}^H [A_i \cos(\omega_{iR} t + \varphi_i)] + n(t) \quad (9)$$

式中:  $\omega_{iR} = 2\pi f_{iR}$ ;  $n(t)$  为噪声;  $i=0$  时,  $A_0$ 、 $\omega_{0R}$  和  $\varphi_0$  分别是基波幅值、角频率和初相角的实际值;  $i \neq 0$  时,  $A_i$ 、 $\omega_{iR}$  和  $\varphi_i$  分别表示第  $i$  项谐波/间谐波

的幅值、角频率和初相角的实际值。

由双窗全相位时移相位差频谱校正法检测出谐波和间谐波的频率后, 根据检测频率构建谐波信号得

$$y(t) = \sum_{i=0}^H [a_i \cos(\omega_{iD}t) - b_i \sin(\omega_{iD}t)] \quad (10)$$

式中:  $\omega_{iD}$  为检测频率;  $(a_i, b_i)$  为谐波/间谐波参数。对比式(9)和式(10), 对幅值  $A_i$  和相角  $\varphi_i$  的检测转化为对参数  $a_i$  和  $b_i$  的估计。对两式进行求差、平方, 然后再积分得

$$F = \int_0^{T_0} [x(t) - y(t)]^2 dt \quad (11)$$

式中,  $T_0$  为一个基波周期, 考虑到当谐波项数较多时, 不利于谐波参数的快速检测。因此, 需要对该式进行改进, 便于理解, 先假设检测频率等于实际频率, 即  $\omega_{iD} = \omega_{iR}$  时, 取  $\omega_i = \omega_{iD} = \omega_{iR}$ ,  $\delta_i = A_i \cdot \cos(\omega_i t + \varphi_i) - [a_i \cos(\omega_i t) - b_i \sin(\omega_i t)]$ ,  $i = 0, 1, \dots, H$ , 则

$$F = \int_0^{T_0} (\delta_0 + \delta_1 + \dots + \delta_H + n(t))^2 dt \quad (12)$$

对式(9)中积分部分进行完全平方展开得

$$\begin{aligned} & [\delta_0^2 + \delta_1^2 + \dots + \delta_H^2 + n^2(t)] + \\ & 2 \left[ \delta_0 \sum_{i=1}^H \delta_i + \delta_1 \sum_{i=2}^H \delta_i + \dots + \delta_{H-1} \delta_H + n(t) \sum_{i=0}^H \delta_i \right] \end{aligned} \quad (13)$$

式中, 噪声平方项  $n^2(t)$  积分后为一常数, 不影响目标函数求极小点。现在考察式中任意谐波信号交叉项  $\delta_m \cdot \delta_n$  ( $m, n \in H$ ) 和噪声与谐波信号交叉项  $n(t) \cdot \delta_m$ , 谐波信号平方项为

$$\begin{cases} \delta_m^2 = [\Delta R_m \cdot \cos(\omega_m t) + \Delta I_m \cdot \sin(\omega_m t)]^2 \\ \delta_n^2 = [\Delta R_n \cdot \cos(\omega_n t) + \Delta I_n \cdot \sin(\omega_n t)]^2 \end{cases} \quad (14)$$

式中

$$\begin{cases} \Delta R_m = (A_m \cos \varphi_m - a_m), \Delta I_m = (b_m - A_m \sin \varphi_m) \\ \Delta R_n = (A_n \cos \varphi_n - a_n), \Delta I_n = (b_n - A_n \sin \varphi_n) \end{cases}$$

交叉项为

$$\begin{aligned} \delta_m \cdot \delta_n = & (\Delta R_m \cdot \Delta R_n) \cdot [\cos(\omega_m t) \cos(\omega_n t)] + \\ & (\Delta R_m \cdot \Delta I_n) \cdot [\cos(\omega_m t) \sin(\omega_n t)] + \\ & (\Delta I_m \cdot \Delta R_n) \cdot [\sin(\omega_m t) \cos(\omega_n t)] + \\ & (\Delta I_m \cdot \Delta I_n) \cdot [\sin(\omega_m t) \sin(\omega_n t)] \end{aligned} \quad (15)$$

噪声与谐波信号交叉项为

$$\begin{aligned} n(t) \cdot \delta_m = n(t) \cdot \\ [\Delta R_m \cdot \cos(\omega_m t) + \Delta I_m \cdot \sin(\omega_m t)] \end{aligned} \quad (16)$$

对比平方项和交叉项, 当平方项中  $\Delta R_m$ 、 $\Delta I_m$ 、 $\Delta R_n$ 、 $\Delta I_n$  均趋于 0 时,  $\delta_m^2 + \delta_n^2$  趋于 0, 同样, 交叉项  $\delta_m \cdot \delta_n$  和  $n(t) \cdot \delta_m$  也趋于 0, 即交叉项趋于 0 可由平方项决定。

考虑到 apFFT 谱分析的时移相位差校正法在检测频率时, 受谐波信号复杂程度和噪声的影响, 检测频率并不完全等于实际频率, 但当检测频率与实际频率的误差较小时, 上述推导近似满足, 于是可定义各谐波幅值和相角参数的目标函数为

$$\begin{aligned} \min F = \int_0^{T_0} \sum_{i=0}^H [A_i \cos(\omega_{iR}t + \varphi_i) - \\ a_i \cos(\omega_{iD}t) + b_i \sin(\omega_{iD}t)]^2 dt \end{aligned} \quad (17)$$

易证  $F$  为关于  $a_i$ ,  $b_i$  ( $i = 0, 1, \dots, H$ ) 的  $H+1$  个连续的二元二次函数之和, 每个函数在  $R^2$  上都是凹函数。

### 1.2.2 目标函数的拟牛顿法迭代优化

牛顿法作为求解无约束优化问题最早的经典算法之一, 其基本思想是用迭代点处的一阶导数和二阶导数对目标函数进行二次函数近似, 然后把二次模型的极小点作为新的迭代点, 并不断重复这一过程, 直至求得满足精度的近似极小点。

牛顿法的优点是具有二阶收敛速度, 但当二阶导数不正定时, 不能保证所产生的方向是目标函数在迭代点处的下降方向, 并且每一迭代步都需要计算目标函数的二阶导数, 即 Hesse 矩阵, 对于大规模问题, 其实际应用将受到极大的限制。因此, 在牛顿法的基础上提出了拟牛顿法, 该方法是由美国 Argonne 国家实验室的物理学家 W. C. Davidon 所提出, 是求解非线性优化问题最有效的方法之一。其基本思想是在牛顿法的基础上用 Hesse 矩阵(设为  $G_i$ )的某个近似矩阵(设为  $B_i$ )取代  $G_i$ 。根据文献[17]的推导, 该近似矩阵  $B_i$  为

$$B_{i+1} = B_i + \frac{(y_i - B_i s_i)(y_i - B_i s_i)^T}{(y_i - B_i s_i)^T s_i} \quad (18)$$

式中, 设迭代点的位移为  $s_i = x_{i+1} - x_i$ , 梯度差为  $y_i = \nabla F(x_{i+1}) - \nabla F(x_i)$ 。于是, 结合 Armijo 准则的线搜索技术, 运用拟牛顿法对式(17)进行迭代优化, 估计出目标函数的各极小值点, 即各谐波或间谐波参数  $a_i$  和  $b_i$ , 则谐波或间谐波的幅值和相角检测值为

$$\begin{cases} A_i = \sqrt{a_i^2 + b_i^2} \\ \varphi_i = \frac{\arctan(b_i/a_i) \times 180}{\pi} \end{cases} \quad (i = 0, 1, \dots, H) \quad (19)$$

算法的基本步骤为

(1) 给定终止误差值  $0 \leq \varepsilon \leq 1$ , Armijo 准则的线搜索参数  $\rho \in (0, 1)$ ,  $\sigma \in (0, 0.5)$ , 最大迭代次数, 初始点  $x_0 \in R^2$ , 初始对称正定矩阵  $B_0 = I_2$  (二阶单位矩阵), 令  $i := 0$ ;

(2) 计算一阶导数  $g_i$ , 若  $\|g_i\| \leq \varepsilon$ , 停止运算, 输出近似极小点  $(a_i, b_i)$ ;

(3) 计算搜索方向  $d_i = -B_i^{-1}g_i$ ;

(4) 用 Armijo 准则的线搜索技术求步长  $\alpha_i$ ;

(5) 设  $x_{i+1} = x_i + \alpha_i d_i$ , 由式(18)确定矩阵  $B_i$ ;

(6) 令  $i := i + 1$ , 转步骤(2)。

## 2 仿真验证

### 2.1 无噪声干扰

通过 Matlab 软件对本文算法和文献[18]算法进行仿真比较, 文献[18]算法是在 BP 神经网络的高精度基波检测的基础上, 采用激励函数参数可调的线性神经网络来分析间谐波, 该间谐波信号为

$$x(t) = \sum_{i=0}^{10} [A_i \cos(2\pi f_i t + \varphi_i)] \quad (20)$$

式中, 基波频率  $f_0$  为 50.1 Hz(我国电网基波频率波动范围为 49.5~50.5 Hz), 幅值为 375 V, 初相位为  $45^\circ$ , 其余间谐波参数如表 1 所示, 设分析点数为 800, 最大迭代次数为 100,  $\rho = 0.5$ ,  $\sigma = 0.25$ , 误差  $\varepsilon = 10^{-5}$ , 初始点为(0,0),  $T_0 = 1/f_0 \approx 0.02$  s, 则间谐波参数误差检测结果如表 2~表 4 所示。

表 1 间谐波参数

间谐波次数	幅值/V	相角/( $^\circ$ )
1.000	375.00	45
2.015	1.03	-36
3.035	15.05	30
4.035	0.80	45
5.050	5.02	-45
6.090	0.59	36
7.100	2.03	45
8.060	0.37	-30
9.070	1.03	-90
10.020	0.21	18
11.050	0.82	90

表 2 两种算法的频率误差

间谐波次数	文献[18]算法	本文算法
1.000	$3.6224 \times 10^{-7}$	0
2.015	$3.6225 \times 10^{-7}$	$2.7547 \times 10^{-12}$
3.035	$3.6225 \times 10^{-7}$	$1.5000 \times 10^{-15}$
4.035	$3.6224 \times 10^{-7}$	$7.3000 \times 10^{-15}$
5.050	$3.6224 \times 10^{-7}$	$2.4420 \times 10^{-9}$
6.090	$3.6223 \times 10^{-7}$	$4.0000 \times 10^{-13}$
7.100	$3.6226 \times 10^{-7}$	$3.4290 \times 10^{-11}$
8.060	$3.6224 \times 10^{-7}$	$2.8237 \times 10^{-11}$
9.070	$3.6223 \times 10^{-7}$	$1.2623 \times 10^{-9}$
10.020	$3.6227 \times 10^{-7}$	$2.9209 \times 10^{-10}$
11.050	$3.6224 \times 10^{-7}$	$7.4810 \times 10^{-13}$

表 3 两种算法的幅值误差

间谐波次数	文献[18]算法	本文算法
1.000	$1.6184 \times 10^{-7}$	$3.8483 \times 10^{-11}$
2.015	$3.7341 \times 10^{-5}$	$7.297 \times 10^{-13}$
3.035	$3.1846 \times 10^{-6}$	$1.2286 \times 10^{-11}$
4.035	$1.5784 \times 10^{-5}$	$5.7796 \times 10^{-11}$
5.050	$4.3879 \times 10^{-7}$	$3.2051 \times 10^{-11}$
6.090	$3.1771 \times 10^{-5}$	$2.2317 \times 10^{-12}$
7.100	$1.0240 \times 10^{-5}$	$1.3847 \times 10^{-11}$
8.060	$9.0469 \times 10^{-6}$	$3.2095 \times 10^{-11}$
9.070	$4.8880 \times 10^{-6}$	$2.8801 \times 10^{-12}$
10.020	$8.4756 \times 10^{-5}$	$4.5906 \times 10^{-11}$
11.050	$2.4158 \times 10^{-5}$	$3.8404 \times 10^{-12}$

表 4 两种算法的相位角误差

间谐波次数	文献[18]算法	本文算法
1.000	$1.8842 \times 10^{-5}$	$1.2401 \times 10^{-8}$
2.015	$8.87 \times 10^{-3}$	$6.9308 \times 10^{-11}$
3.035	$3.9069 \times 10^{-5}$	$9.2626 \times 10^{-10}$
4.035	0.0101	$3.6459 \times 10^{-9}$
5.050	$9.08 \times 10^{-4}$	$1.9288 \times 10^{-9}$
6.090	$7.03 \times 10^{-3}$	$1.2018 \times 10^{-10}$
7.100	$2.01 \times 10^{-3}$	$7.8840 \times 10^{-10}$
8.060	$7.1 \times 10^{-4}$	$6.4334 \times 10^{-9}$
9.070	$1.7 \times 10^{-4}$	$1.8827 \times 10^{-10}$
10.020	0.0106	$2.4393 \times 10^{-8}$
11.050	$1.53 \times 10^{-3}$	$4.4354 \times 10^{-10}$

由表 2~表 4 可以看出, 本文算法无论是频率, 还是幅值和相角, 检测精度都要高于文献[18]的算

法。具体地, 频率、幅值和相角参数三者的检测精度分别高出两个数量级、四个数量级和五个数量级以上, 间谐波参数在无噪声下基本达到零误差估计。

## 2.2 加 30 dB 高斯白噪声

与文献[9]算法进行对比仿真, 文献[9]算法是通过分析加窗信号傅里叶变换的频域表达式, 利用谐波/间谐波频点附近的 3 根离散频谱的幅值确定谐波/间谐波谱线的准确位置, 进而得到谐波/间谐波的频率、幅值和相角。文献[9]算法在加 4 项最大旁瓣衰减窗时, 估计的频率、幅值和相角精度最高。以式(21)含间谐波的谐波信号为例, 对比分析本文算法(方法一)和文献[9]加 4 项最大旁瓣衰减窗三谱线插值 FFT 算法(方法二), 该信号为

$$x(t) = \sum_{i=0}^8 [A_i \cos(2\pi f_i t + \varphi_i)] + n(t) \quad (21)$$

式中:  $n(t)$  为 30 dB 的高斯白噪声; 基波频率  $f_0$  为 49.9 Hz, 幅值为 380 V, 初相位为  $10^\circ$ , 其余参数如表 5 所示。设分析点数为 512,  $T_0 = 1/f_0 \approx 0.02$  s, 其余参数与 2.1 节相同, 则谐波/间谐波的频率估计值如表 6, 幅值和相角的相对误差如图 1 所示。

表 5 谐波和间谐波参数

Table 5 Parameters of harmonics and inter-harmonics signal

谐波次数	幅值/V	相角/( $^\circ$ )
0.5	3.2	20
1	380	10
3	20	30
3.6	2.8	25
5	16.4	100
6.4	1.8	120
7	12	150
7.6	1.4	180
9	10	210

表 6 谐波和间谐波频率估计值

Table 6 Frequency estimation values of harmonic and inter-harmonic signal

谐波次数	方法一/Hz	方法二/Hz
0.5	24.949 2	24.947 0
1	49.900 0	49.900 0
3	149.700 1	149.700 1
3.6	179.639 9	179.640 0
5	249.500 0	249.500 1
6.4	319.359 2	319.361 7
7	349.299 7	349.300 9
7.6	379.237 7	379.243 5
9	449.100 2	449.100 8

定义

$$E_{\text{mse}} = \sqrt{\sum_{h=1}^H (f_{\text{ID}} - f_{\text{IR}})^2 / H} \quad (22)$$

为谐波/间谐波频率的求根均方差。式(22)中:  $f_{\text{ID}}$  为频率的检测值;  $f_{\text{IR}}$  为频率的实际值;  $H$  为谐波与间谐波的个数, 则方法一和方法二的  $E_{\text{mse}}$  值分别为  $4.11 \times 10^{-4}$  和  $1.69 \times 10^{-3}$ , 可见, 本文算法在较强噪声下频率检测精度要高于文献[9]算法。

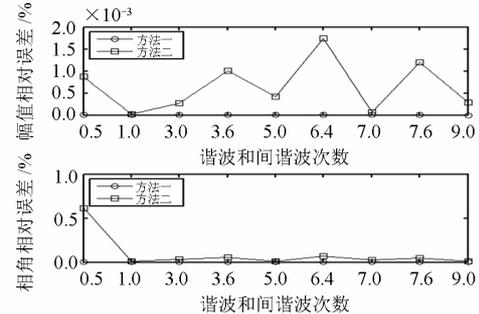


图 1 幅值和相角的相对误差

Fig. 1 Relative errors of amplitude and phase angle

如图 1 所示, 谐波/间谐波信号中混有 30 dB 高斯白噪声时, 方法一估计的幅值和相角的相对误差远小于方法二; 方法二谐波的幅值和相角的估计精度要高于间谐波的幅值和相角的精度, 其中, 幅值误差最大的是 6.4 次间谐波, 相角误差最大的是 0.5 次谐波, 超过了 0.6%。

结合表 6 仿真结果, 两种算法的基波频率、幅值和相角的精度相差不大, 基本达到零误差估计。

## 3 结论

本文由归一化双 hanning 卷积窗 apFFT 时移相位差频谱校正法高精度地检测出谐波/间谐波频率, 并以检测频率和谐波原信号为基础, 构造了幅值和相角参数的目标函数, 结合拟牛顿迭代优化算法, 检测出相应的幅值和相角参数。仿真试验验证了该组合算法高精度检测谐波和间谐波参数的有效性, 尤其是在无噪声干扰下, 间谐波参数估计基本达到零误差。当谐波信号中混有 30 dB 的高斯白噪声时, 谐波和间谐波参数的估计精度虽然有所下降, 但精度依然保持在较高水平, 表明了算法的强抗噪声干扰性, 而这种强抗噪声干扰性主要是源于归一化双 hanning 卷积窗 apFFT 时移相位差频谱校正法的高精度频率估计。此外, 本文算法在求解目标函数时, 比较耗时, 不利于幅值和相角参数的实时检测; 当估计的频率精度较低时, 目标函数的推导由于受交叉项影响需要进一步分析, 这是今后需要继续研究

的内容。

参考文献

[1] 肖雁鸿, 毛筱, 周靖林, 等. 电力系统谐波测量方法综述[J]. 电网技术, 2002, 26(6): 61-64.  
XIAO Yan-hong, MAO Xiao, ZHOU Jing-lin, et al. A survey on measuring method for harmonics in power system[J]. Power System Technology, 2002, 26(6): 61-64.

[2] 林海雪. 公用电网谐波国标中的几个问题[J]. 电网技术, 2003, 27(1): 65-70.  
LIN Hai-xue. Some problems in national standard for harmonics in public supply network[J]. Power System Technology, 2003, 27(1): 65-70.

[3] 张宇辉, 金国彬, 李天云. 对称分量法检测间谐波背景下的基波分量[J]. 电网技术, 2006, 30(4): 31-35.  
ZHANG Yu-hui, JIN Guo-bin, LI Tian-yun. A method to detect fundamental component by symmetrical component under inter-harmonics[J]. Power System Technology, 2006, 30(4): 31-35.

[4] 肖湘宁. 电能质量分析与控制[M]. 北京: 中国电力出版社, 2004: 166.

[5] 张伏生, 耿中行, 葛耀中. 电力系统谐波分析的高精度 FFT 算法[J]. 中国电机工程学报, 1999, 19(3): 63-66.  
ZHANG Fu-sheng, GENG Zhong-xing, GE Yao-zhong. FFT algorithm with high accuracy for harmonic analysis in power system[J]. Proceedings of the CSEE, 1999, 19(3): 63-66.

[6] 王刘旺, 黄建才, 孙建新, 等. 基于加汉宁窗的 FFT 高精度谐波检测改进算法[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(24): 28-33.  
WANG Liu-wang, HUANG Jian-cai, SUN Jian-xin, et al. An improved precise algorithm for harmonic analysis based on Hanning-windowed FFT[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(24): 28-33.

[7] 肖先勇, 王楠, 刘亚梅. 基于多项式逼近的单峰谱线插值算法在间谐波分析中的应用[J]. 电网技术, 2008, 32(18): 57-61.  
XIAO Xian-yong, WANG Nan, LIU Ya-mei. Application of polynomial approximation based single peak spectral lines interpolation algorithm in interharmonic analysis[J]. Power System Technology, 2008, 32(18): 57-61.

[8] 卿柏元, 滕召胜, 高云鹏, 等. 基于 Nuttall 窗双谱线插值 FFT 的电力谐波分析方法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(25): 153-158.  
QING Bai-yuan, TENG Zhao-sheng, GAO Yun-peng et al. An approach for electrical harmonic analysis based on Nuttall window double-spectrum-line interpolation FFT[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(25): 153-158.

[9] 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 Sheng-suo, LIANG Zhi-rui, ZHANG Jian-hua, et al. An algorithm for electrical harmonic analysis based on triple spectrum line interpolation FFT[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(16): 130-136.

[10] 曾瑞江, 杨震斌, 柳慧超. 基于小波变换的电力系统谐波检测方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(15): 35-39.  
ZENG Rui-jiang, YANG Zhen-bin, LIU Hui-chao. A method of power system harmonic detection based on wavelet transform[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(15): 35-39.

[11] 尚秋峰, 康丹, 李青, 等. 基于单节点重构改进小波包的电力系统谐波分析算法[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(3): 74-77, 94.  
SHANG Qiu-feng, KANG Dan, LI Qing, et al. Power system harmonic analysis algorithm based on wavelet packet improved by single-node reconstruction[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(3): 74-77, 94.

[12] 丁屹峰, 程浩忠, 吕干云, 等. 基于 Prony 算法的谐波和间谐波频谱估计[J]. 电工技术学报, 2005, 20(10): 94-97.  
DING Yi-feng, CHENG Hao-zhong, LÜ Gan-yun, et al. Spectrum estimation of harmonics and interharmonics based on Prony algorithm[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(10): 94-97.

[13] 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): 815-819.  
HUANG Xiang-dong, WANG Zhao-hua. All-phase time-shift phase difference correcting spectrum method[J]. Journal of Tianjin University, 2008, 41(7): 815-819.

- [14] 王兆华, 候正信, 苏飞. 全相位 FFT 频谱分析[J]. 通信学报, 2003, 24(11A): 16-19.  
WANG Zhao-hua, HOU Zheng-xin, SU Fei. All-phase FFT spectrum analysis[J]. Journal on Communications, 2003, 34(11A): 16-19.
- [15] 王兆华, 黄翔东. 数字信号全相位谱分析与滤波技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2009: 31-32.
- [16] 黄翔东, 王兆华. 全相位时移相位差频谱校正[J]. 天津大学学报, 2008, 41(7): 815-820.  
HUANG Xiang-dong, WANG Zhao-hua. All-phase time-shift phase difference correcting spectrum method[J]. Journal of Tianjin University, 2008, 41(7): 815-820.
- [17] 马昌凤. 最优化方法及其 Matlab 程序设计[M]. 北京: 科学出版社, 2010: 5-54.
- [18] 王好娜, 毕志周, 付志红, 等. 基于 BP 神经网络和线性神经网络的间谐波分析方法[J]. 高压电器, 2013, 49(2): 19-24.  
WANG Hao-na, BI Zhi-zhou, FU Zhi-hong, et al. Analysis approach for inter-harmonic with BP neural network and linear neural network[J]. High Voltage Apparatus, 2013, 49(2): 19-24.

---

收稿日期: 2014-03-03

作者简介:

彭祥华(1985-), 男, 硕士研究生, 研究方向为智能检测与计算机网络技术; E-mail: winters66@163.com

周群(1966-), 女, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为电工理论与新技术, 智能检测, 电能质量;

曹晓燕(1986-), 女, 助理工程师, 研究方向为电工理论与新技术, 电工电子。