

# 非同步采样下电网谐波分析方法的探讨

邱海锋, 周浩

(浙江大学电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

**摘要:** 介绍了加窗插值法和准同步法在电力系统谐波参数估计中的应用。首先分析了非同步采样时 FFT 算法频谱泄漏的主要原因。然后通过对常用窗函数的特性探讨, 给出了基于海宁窗和布莱克曼窗下的幅值和频率估计公式。同时基于准同步法的基本原理, 给出了幅值计算公式。仿真结果表明, 三种方法都能显著减少频谱泄漏。最后结合精度, 误差频率特性和算法易实现性的比较, 对几种算法的实际使用给出了建议。

**关键词:** 谐波分析; 频谱泄漏; 准同步; 快速傅立叶变换; 误差分析

## Study on the approaches of electrical harmonic analysis for asynchronous sampling

QIU Hai-feng, ZHOU Hao

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

**Abstract:** The estimation of electrical harmonic parameters by using the quasi-synchronization and interpolated FFT are introduced. The main factor of spectral leakage is conducted when the sampling would be non-synchronous. The computing formulas for the harmonic parameters are given based on the features of Hanning Window and Blackman Window. The computing formulas are given based on the method of quasi-synchronization as well. Simulation result demonstrates that the expected precision is achieved with the above three methods. Compared with the precision, error features with variable frequency and practicability of the algorithm, a suggestion is proposed in engineering practice.

**Key words:** harmonic analysis; spectral leakage; quasi-synchronization; FFT; measurement error

中图分类号: TM714

文献标识码: A

文章编号: 1003-4897(2008)01-0057-06

## 0 引言

随着各种非线性负荷特别是大量电力电子设备的投入使用, 电网的谐波污染日益严重<sup>[1]</sup>。谐波干扰使电网波形畸变, 耗损增加, 严重危害系统的安全, 稳定和经济运行。电网谐波参数的快速准确监测和分析是谐波治理的前提和基础<sup>[2]</sup>。

目前离散傅立叶变化 (DFT) 和快速傅立叶变换 (FFT) 已经在电网谐波测量中得到广泛应用。通常采样频率可以达到精确已知, 但是电网频率会在额定频率 (50 Hz) 附近漂移, 因此实际采样是非同步采样。非同步采样的后果将是在应用 DFT 和 FFT 时, 不仅会产生由离散频谱的栅栏效应导致的信号峰值点观测上的偏差 (即短范围泄漏), 而且各频谱旁瓣之间也会相互干扰 (即长范围泄漏), 其危害在以基频含量为主的电网信号频谱中显得尤为明显<sup>[3]</sup>。

为了减小非同步采样时带来的误差, 许多学者提出了解决方法。文献[3]采用插值的方法来修正短范围的频谱泄漏; 文献[4~7]采用加窗函数和插值结

合的方法来减少长范围和短范围两种频谱泄漏; 文献[8]采用准同步算法和 DFT 结合来减少频谱泄漏。加窗插值法和准同步算法都能有效解决非同步采样带来的泄漏问题, 但又各有其优缺点。如何在实际工程上选择使用以上方法, 一直没有一个指导原则。由于准同步法实质上也是一种窗函数, 本文选择加窗插值算法中比较实用的海宁窗和布莱克曼窗, 与准同步算法一起, 从测量精度, 误差频率特性和算法效率等综合比较给出了电网谐波分析方法的选择原则。

## 1 非同步采样时的频谱泄漏分析

为了方便讨论, 引入任一频率简谐信号, 其解析式如下:

$$x(t) = A_0 \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (1)$$

其中:  $A_0$  为信号幅值,  $f_0$  为信号频率,  $\varphi_0$  为信号初相。

假设对信号进行严格同步采样并用矩形窗截断后的离散序列为:

$$x(n) = x(nT_s)\omega_r(n) =$$

$$A_0 \cos(2\pi f_0 n T_s + \varphi_0) \quad n=0,1,\dots,N-1 \quad (2)$$

其中:  $T_s$  为信号的采样周期;  $\omega_r(n)$  为矩形窗;  $N$  为采样点数;  $N T_s$  为矩形窗度。由于是同步采样, 所以  $k_0 = N \cdot f_0 / f_s$  是整数。  $x(n)$  的 DTFT 值  $X(e^{j\omega})$  为:

$$X(e^{j\omega}) = A_0 \cdot W_R(\omega - \omega_0) \cdot e^{j[\varphi_0 - \frac{N-1}{2}\omega]} \quad (3)$$

其中:  $W_R(\omega) = \frac{\sin(N\omega/2)}{N \sin(\omega/2)}$  为矩形窗;

$$\omega_0 = 2\pi f_0 / f_s。$$

当对式(3)在数字频域内以  $2\pi/N$  为间隔进行抽样时, 可得  $x(n)$  的 DFT 值, 如图 1 所示。其中  $2\pi/N$  对应的模拟频率为  $1/N T_s$ 。由图 1(a)可知, 同步采样时信号的频谱图与理想的一致, 且没有频谱泄漏。

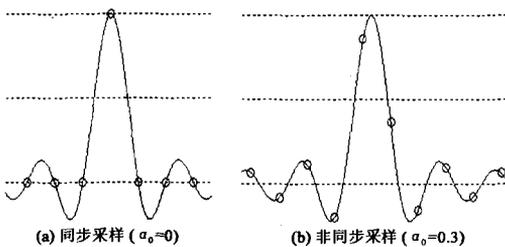


图 1 同步和非同步采样后的离散频谱比较

Fig.1 Single of spectrum frequency signal sampled by synchronization and asynchronism

实际测量中, 由于受多种因数的影响, 频率是波动的, 所以采样过程难以做到严格同步, 此时  $N \cdot f_0 / f_s$  不再是整数, 令:

$$k_0 + \alpha_0 = \frac{N \cdot f_0}{f_s} \quad (4)$$

当  $\alpha_0 = 0.3$  时, 对式(3)在数字频域内以  $2\pi/N$  为间隔进行抽样时, 可得  $x(n)$  的 DFT 值, 如图(1b)所示。非同步信号采样时, 信号的离散频谱图与理想有偏移, 其峰值因为发生偏移而减小, 同时由于栅栏效应其对相邻谐波也产生了泄漏。并且频率偏移基频越大, 产生的泄漏误差也越大。电力系统含有丰富的谐波分量, 谐波分量的幅值一般为基波分量的百分之几甚至更小, 基波频谱的泄漏可能淹没 2 次、3 次的谐波分量。

因此必须对非同步采样信号作处理以修正短范

围泄漏, 同时抑制长范围的频谱旁瓣相互干扰<sup>[4]</sup>。

## 2 加窗插值 FFT 算法

### 2.1 简谐信号的插值 FFT 算法

由上面的分析可知, 插值 FFT 法的核心是通过已知的频谱去反演推导得到频率偏差  $\alpha_0$ 。只要确定频率偏差  $\alpha_0$ , 那么信号的频率  $f_0$ 、幅值  $A_0$ 、相角  $\varphi_0$  等都可以通过反演确定。通常选取峰值点左右两侧的谱线  $k_0$  和  $k_0 + 1$ 。这两条谱线的幅值也应该是峰值附近最大和次最大的谱线, 假设他们的幅值分别为:

$$\left| X(e^{j\omega}) \right|_{\omega=\frac{2\pi k_0}{N}} = \left| W_R(\omega - \omega_0) \right|_{\omega=\frac{2\pi k_0}{N}} = \frac{A_0 \sin(\pi \alpha_0)}{N \sin(\frac{\pi \alpha_0}{N})} \quad (5)$$

$$\left| X(e^{j\omega}) \right|_{\omega=\frac{2\pi(k_0+1)}{N}} = \left| W_R(\omega - \omega_0) \right|_{\omega=\frac{2\pi(k_0+1)}{N}} = \frac{A_0 \sin(\pi \alpha_0)}{N \sin(\pi(1 - \alpha_0)/N)} \quad (6)$$

观察式(5)和式(6),  $\alpha_0$  可以通过式(5)和式(6)相除后的解析式求解得到。令

$$\beta_0 = \frac{\left| X(e^{j\omega}) \right|_{\omega=\frac{2\pi k_0}{N}}}{\left| X(e^{j\omega}) \right|_{\omega=\frac{2\pi(k_0+1)}{N}}}, \text{ 对极小项作近似处理可以}$$

确定:

$$\alpha_0 = \frac{1}{1 + \beta_0} \quad (7)$$

由式(4)得, 谐波的频率为:

$$f_0 = \frac{(k_0 + \alpha_0) f_s}{N} \quad (8)$$

根据式(5)可以推得信号的幅值和相角为:

$$A_0 = \frac{\left| X(e^{j\omega}) \right|_{\omega=\frac{2\pi k_0}{N}} \cdot (\pi \alpha_0)}{\sin(\pi \alpha_0)} \quad (9)$$

### 2.2 FFT 算法的长范围泄漏问题

对于单频率简谐波, 利用基于矩形窗截断的插值法能比较精确得到信号的各种信息。但是实际电网往往含有丰富的谐波, 弱谐波分量易受相邻的强谐波分量影响。为了减少这种影响, 通常可以先应用各种窗函数对采样信号进行截断<sup>[5]</sup>。

常用的窗函数包括三角窗、海明窗、海宁窗、布莱克曼窗和凯泽窗。综合考虑旁瓣泄漏和阻带衰

减, 这里选择海宁窗和布莱克曼窗。如图 2 所示, 是  $N$  取 61 时各窗的频谱图, 其中海宁窗旁瓣最大泄漏为 -31dB, 布莱克曼窗旁瓣最大泄漏为 -58dB, 但是后者的主瓣宽度是前者的 1.5 倍。因此基于布莱克曼窗采样长度必须是周期信号的 3 倍以上。若是考虑分辨率要求, 则采样长度通常需要选到周期信号的 10 倍以上。

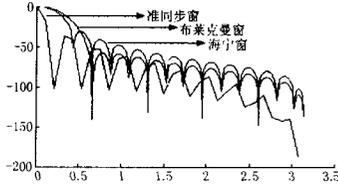


图 2 三种窗函数的频谱对比

Fig.2 The spectrum comparison of three window functions

### 2.3 基于海宁窗的插值 FFT 算法<sup>[6]</sup>

$$\omega_n = 0.5 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) \quad (10)$$

$$W_H(\omega) = 0.5W_R(\omega) + 0.25\left[W_R\left(\omega - \frac{2\pi}{N-1}\right) + W_R\left(\omega + \frac{2\pi}{N-1}\right)\right] \quad (11)$$

与矩形窗插值推导一样, 令

$$\beta_m = \left|X(e^{j\omega})\right|_{\omega=\frac{2\pi k_m}{N}} / \left|X(e^{j\omega})\right|_{\omega=\frac{2\pi(k_m+1)}{N}}, \text{ 对极小}$$

项作近似处理则:

$$\alpha_m = \frac{2 - \beta_m}{1 + \beta_m} \quad (12)$$

$$A_m = \left|X(e^{j\omega})\right|_{\omega=\frac{2\pi k_m}{N}} \cdot \frac{2\pi\alpha_m(1-\alpha_m^2)}{\sin(\pi\alpha_m)} \quad (13)$$

$$f_0 = \frac{(k_0 + \alpha_0)f_s}{N} \quad (14)$$

### 2.4 基于布莱克曼窗的插值 FFT 算法

$$\omega_n = 0.42 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) + 0.08 \cos\left(\frac{4\pi n}{N}\right) \quad (15)$$

由于此时布莱克曼窗比较复杂, 得到的  $\alpha_0$  解析式非常复杂。大量的除法运算无法保证数字信号处理器的快速计算和精度。所以此处需要采用多项式逼近方法来得到其近似解<sup>[7]</sup>。

$$\text{令 } \beta_m = \frac{\left|X(e^{j\omega})\right|_{\omega=\frac{2\pi(k_m+1)}{N}} - \left|X(e^{j\omega})\right|_{\omega=\frac{2\pi k_m}{N}}}{\left|X(e^{j\omega})\right|_{\omega=\frac{2\pi(k_m+1)}{N}} + \left|X(e^{j\omega})\right|_{\omega=\frac{2\pi k_m}{N}}}, \text{ 则:}$$

$$\alpha_m = 1.96043 \cdot \beta_m + 0.15277 \cdot \beta_m^3 +$$

$$0.07425 \cdot \beta_m^5 + 0.04999 \cdot \beta_m^7 \quad (16)$$

$$A_m = N^{-1} \cdot \left( \left|X(e^{j\omega})\right|_{\omega=\frac{2\pi(k_m+1)}{N}} + \left|X(e^{j\omega})\right|_{\omega=\frac{2\pi k_m}{N}} \right) \cdot (2.70206 + 1.07115 \cdot \alpha_m^2 + 0.23361 \alpha_m^4 +$$

$$0.04017 \alpha_m^6) \quad (17)$$

$$f_0 = \frac{(k_0 + \alpha_0 + 0.5) \cdot f_s}{N} \quad (18)$$

### 2.5 间谐波参数估计

电网中含有大量的变频调整装置, 电弧炉等间谐波产生装置, 间谐波会对电网稳定产生很大危害。由于间谐波分量很难确定其波形周期, 当用传统 DFT 算法分析时, 就有可能导致大量虚假的间谐波和谐波, 或者实际的谐波和间谐波被淹没。

基于加窗插值的 FFT 算法可减少泄漏并有效抑制谐波间的相互干扰, 能比较精确地确定各间谐波的幅值。但是与分析整数次谐波相比, 间谐波的分析窗宽度会成倍增长, 一般会达到几十个信号周期。特别是当间谐波和谐波频率接近时, 要准确测出间谐波分量, 分析窗宽度还要进一步增加, 这样谐波参数估计的实时性就会受到影响。

### 3 基于准同步窗的 FFT 算法

对于周期信号的某些特征的测量可以看作是进行积分求值运算。对于任意周期信号的  $f(t)$  的平均值, 若将周期信号的一个周期等分为  $N$  段, 均匀得到  $N$  个采样数据, 可以证明当  $N > M$  ( $M$  为信号  $f(t)$  的最高次谐波次数) 时, 有:

$$\overline{f(t)} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N f(t_i) \quad (19)$$

这是同步采样算法及其理论基础<sup>[8]</sup>。

在非同步采样情况下, 准同步法通过加权系数和适当增加采样长度来减小同步误差对精度的影响<sup>[8]</sup>。若在宽度为  $n \times (T + \Delta)$  的信号区间 ( $\Delta$  为同步误差), 等分为  $n \times T$  进行采样得到  $n \times N + 1$  个数据。当  $n$  取得足够大时:

$$\overline{f(t)} = \frac{1}{N^n} \sum_{i=1}^N \eta_i \cdot f(t_i) = \sum_{i=1}^{n \cdot N + 1} \eta_i \cdot f(t_i) \quad (20)$$

其中:  $\eta_i$  为加权系数。

只要确定了周期内的点数  $N$  和采样层数  $n$ , 那么加权系数  $\eta_i$  也被相应确定。事实上权系数列  $\eta_i$  可以看作是对信号加窗的窗体函数数值。第 3 节图 2 显示了长度为 61 ( $n=3, N=20$ ) 时的窗函数频谱图。准同步窗旁瓣最大泄漏介于海宁窗和布莱克

曼窗之间,但是准同步窗宽度比两者都小。因此使用准同步窗的采样周期数要求不高,实时性比较好。下面简要介绍一下离散傅立叶变换 DFT 与准同步算法的结合。

$$a_k = \frac{2}{N} \cdot \sum_{i=0}^N f(t_i) \cdot \cos(k \frac{2\pi}{N} i) \quad (21)$$

式(21)是离散傅立叶变换公式,形式与式(19)完全相同。其中  $f(t_i) \cdot \cos(k \frac{2\pi}{N} i)$  是周期函数,符合准同步算法的要求。在确定每个周期采样点数  $N$ , 采样周期数  $n$  和  $\eta_i$  被确定后, DFT 公式与准同步算法结合的公式如下:

$$\begin{cases} a_k = 2 \cdot \sum_{i=0}^{Nn+1} f(i) \cdot \eta_i \cdot \cos(k \frac{2\pi}{N} i) \\ b_k = 2 \cdot \sum_{i=0}^{Nn+1} f(i) \cdot \eta_i \cdot \sin(k \frac{2\pi}{N} i) \\ A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \end{cases} \quad (22)$$

其中:  $f(i)$  是第  $i$  个采样点,  $a_k$ ,  $b_k$ ,  $A_k$  分别是  $k$  次谐波的实部,虚部和幅值。

准同步法本质上是一种加窗 DFT,图 2 表明准

同步窗能有效地减弱长范围的频谱泄漏。但是由于准同步窗的解析式相当复杂,无法通过反演去修正短范围泄漏引起的误差。

#### 4 仿真实验计算

为了验证各种算法在电力系统谐波分析中的有效性,本文选用低压照明电压信号进行模拟,根据实际电压特点,奇次电压比偶次高。

$$x(n) = \sum_{i=1}^{25} A_i \cos(2\pi \frac{if_0}{f_s} n + \varphi_i) \quad (23)$$

电网基波频率  $f_0$  为 50.5 Hz,基波最大幅值设为 220 V,初相为  $\pi/4$ 。其他各次谐波的幅值按照实际电网信号特点设定,各次谐波的相位任意设定,具体参数如表 1 所示。在此取采样频率  $f_s$  为 3 000 Hz(准同步法取 8 550 Hz),采样点数取 512 点(准同步法取  $170 \times 3 + 1 = 511$  个点),这样样本长度约为 9 个工频周期(准同步法约为 3 个周期)。不同窗函数下,幅度估计值的对比如表 2 所示。

分析表 2 结果,普通 FFT 算法中偶次谐波受到奇次强谐波分量泄漏影响严重,基本没有参考价值。基于汉宁窗插值 FFT 法的幅值精度能达到 5% 以内,基于布莱克曼窗的插值 FFT 法的幅值精度能达

表 1 模拟信号的谐波幅值和相位

Tab.1 Components of the simulated harmonic signal

仿真信号	谐波次数/次												
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	11	15	19	25
幅值/V	220.00	0.50	5.00	0.30	7.00	0.20	3.00	0.15	1.00	0.5	0.3	0.15	0.12
初相/弧度	$\pi/4$	$\pi/6$	$\pi/4$	$\pi/3$	$\pi/2$	$3\pi/5$	$2\pi/3$	$5\pi/6$	$5\pi/6$	$\pi/4$	$\pi/4$	$\pi/6$	$\pi/5$

表 2 不同窗函数下,幅度估计值的对比

Tab.2 Comparison of the amplitude among different window types

真实值	普通 FFT		海宁窗		布莱克曼窗		准同步法		
	计算值	误差/(%)	计算值	误差/(%)	计算值	误差/(%)	计算值	误差/(%)	
50	50.5	52.7343	4.424366	50.4971	-0.00005	50.4999	-0.00002	—	—
220	220.0	218.6432	-8.375	219.7048	-0.1342	219.9999	-0.0001	219.89	-0.0493
0.5	0.50	1.4404	304.53	0.5211	4.2195	0.50153	0.30634	0.4989	-0.2181
5.0	5.00	5.4460	-12.149	4.9865	-0.2699	4.9979	-0.0423	4.9779	-0.4424
0.3	0.30	0.5910	5.073	0.3003	0.1135	0.3003	0.1035	0.2981	-0.6277
7.0	7.00	6.1400	-8.6919	6.9885	-0.1650	7.0004	0.0061	6.9142	-1.2258
0.2	0.20	0.5718	57.157	0.2001	0.0290	0.2002	0.0872	0.1964	-1.8228
3.0	3.00	2.3794	-21.976	2.9961	-0.1314	3.0001	0.0030	2.9282	-2.3937
0.15	0.15	0.3780	-32.965	0.14973	0.6228	0.1505	0.3631	0.1448	-3.4360
1.0	1.00	0.8542	-5.3206	0.1509	-0.1324	1.0000	0.00001	0.9605	-3.9478
0.5	0.5	0.3133	-37.34	0.4991	-0.1714	0.5000	-0.0075	0.4709	-5.8238
0.3	0.3	0.2834	-5.533	0.2996	-0.1465	0.3000	0.0006	0.2682	-10.5849
0.15	0.15	0.2418	61.20	0.1498	-0.1483	0.1500	-0.0030	0.1252	-16.5091
0.12	0.12	0.2302	91.83	0.1198	-0.1308	0.1200	0.00001	0.0876	-27.0285

到 0.5% 以内, 频率精度能在 0.0001% 以内, 限制泄漏效果显著。准同步法无法估计基波频率, 幅值精度在低次谐波时精度尚可, 当谐波次数小于 9 次时精度能达到 5%, 在高次谐波时误差明显增大, 特别是在 25 次时误差达到了 27%。

当电网频率变化时, 准同步法和各种插值窗函数的幅值计算误差也会产生相应的变化, 各方法

下幅值误差随频率的变化率分别如图 2 所示。其中电网信号各次谐波幅值取表 3 数值。取采样频率  $f_s$  为 1200 Hz (准同步法取 8550 Hz), 采样点数取 512 点 (准同步法取  $170 \times 3 + 1 = 511$  个点), 频率变化范围为 49.5~50.5 Hz; x 轴为频率变化, y 轴为谐波次数, z 轴为对应的幅度误差。

表 3 模拟信号的谐波幅值和相位

Tab.3 Components of the simulated harmonic signal

仿真信号	谐波次数/次								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
幅值/V	220.00	0.50	5.00	0.30	7.00	0.20	3.00	0.15	1.00
初相/弧度	$\pi/4$	$\pi/6$	$\pi/4$	$\pi/3$	$\pi/2$	$3\pi/5$	$2\pi/3$	$5\pi/6$	$5\pi/6$

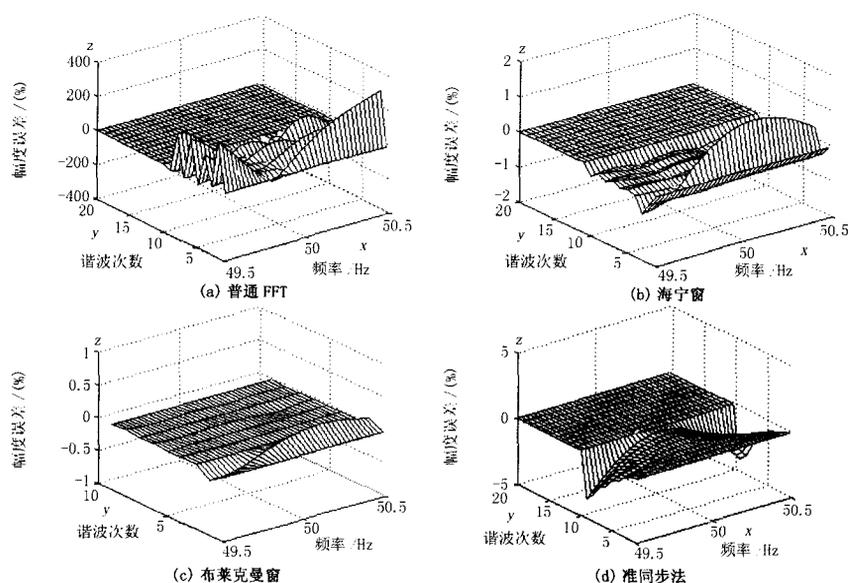


图 3 各种算法幅值误差对频率的敏感性比较

Fig.3 The amplitude error of different algorithms under variable frequency

分析图 3 结果, 四种方法的幅度误差都会随着频率偏差的增大而增大。普通 FFT 在频率偏差增大时幅度误差显著增大, 尤其是基频幅度误差可以达到 200%。准同步法的精度随频率的波动要大于布莱克曼窗和海宁窗, 其在 50.5 Hz 处的误差可以达到 5%, 尤其是它的测量误差随谐波次数的增加而不断增大。海宁窗的精度波动次之, 其最大波动能稳定在  $\pm 0.5\%$  之间。布莱克曼窗的精度波动最小, 基本能稳定在  $\pm 0.1\%$  之间。由此可见, 虽然准同步窗的旁瓣衰减最大, 减少长范围频谱泄漏效果明显, 但是由于没有对短范围泄漏进行修正, 准同步窗减少频谱泄漏的综合效果不如插值频谱法。

在 Matlab6.5.0 环境下编译实现加海宁窗插值 FFT 算法, 加布莱克曼窗插值 FFT 算法, 加准同步

窗 FFT 法的谐波分析程序。三种算法分别耗时约 0.015 s, 0.056 s, 0.003 s, 可见加布莱克曼窗插值 FFT 算法要比其他两种算法要慢得多, 这主要是因为布莱克曼窗反演时有大量的乘法, 耗时比较大, 但是现在 DSP 芯片内部硬件乘法器功能日益完善, 能够较好地满足此算法的速度和精度要求。

## 5 结论

在非同步采样条件下, 通过选取合适的参数, 加窗插值 FFT 法和准同步法都能有效地降低频率泄漏, 比较准确地获取谐波参数。

准同步法的优点是采样长度比加窗插值 FFT 法短, 实时性比较好, 程序实现最简单。但是准同步法的高次谐波幅度误差太大; 幅度误差比加窗插值

法大,特别是随着电网频率波动的增大,误差会被放大到5%左右。因此准同步法的实际应用需满足三个条件:(1)估算的谐波参数次数不高;(2)频率波动不是很大;(3)精度要求不高。

加窗插值FFT法的优点是精度能控制在0.5%以内,至少比准同步法高一个数量级,并且误差随电网频率的波动变化不大<sup>[9]</sup>。基于海宁窗的插值法在精度上不如布莱克曼窗。但是从第3节的分析中可以看到,海宁窗算法实现要比布莱克曼窗简单,它更加容易在数字信号处理芯片上实现。在实际谐波监测系统中,要考虑谐波监测系统设计的成本和可实现性。若不要求特别高的精度,应该优先选用基于汉宁窗的插值FFT算法,其完全能满足一般的精度和稳定性要求。布莱克曼窗适合在谐波参数精度要求很高或者频率波动剧烈的场合使用。

### 参考文献

- [1] 王兆安,杨君,刘进军.谐波抑制和无功功率补偿[M].北京:机械工业出版社,1998.  
WANG Zhao-an, YANG Jun, LIU Jin-jun. Harmonic Exclusion and Reactive Power Compensation[M]. Beijing: China Machine Press, 1998.
- [2] 肖湘宁,徐永梅.电力系统谐波及其综合治理[J].中国电力,1998,31(4):59-61.  
XIAO Xiang-ning, XU Yong-mei. Problems and Comprehensive Control of Power System Harmonics[J]. Electric Power, 1998,31(4):59-61.
- [3] Santamaria-Caballero I, Pantaleon-Prieto C J, Ibanez-Diaz J, et al. Improved Procedures for Estimating Amplitudes and Phases of Harmonics with Application Analysis[J]. IEEE Trans on Instrumentation and Measurement, 1998, 47(1):209-214.
- [4] 潘文,钱俞涛,周鄂.基于加窗插值FFT的电力谐波测量理论(I)窗函数研究[J].电工技术学报,1994,8(1):50-54.  
PAN Wen, QIAN Yu-tao, ZHOU E. Power Harmonics Measurement Based on Windows and Interpolated FFT (I) Dual Interpolated FFT Algorithms[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 1994, 9(1): 50-54.

- [5] 潘文,钱俞涛,周鄂.基于加窗差值FFT的电力谐波测量理论(II)双插值FFT理论[J].电工技术学报,1994,9(2):53-56.  
PAN Wen, QIAN Yu-shou, ZHOU He. Power Harmonics Measurement Based on Windows and Interpolated FFT (II) Dual Interpolated FFT Algorithms[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 1994, 9(2): 53-56.
- [6] 赵文春,马伟明,胡安.电机测试中谐波分析的高精度FFT算法[J].中国电机工程学报,2001,21(12):83-87.  
ZHAO Wen-chun, MA Wei-ming, HU An. FFT Algorithm with High Accuracy for Harmonic Analysis in the Electric Machine[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(12): 83-87.
- [7] 庞浩,李东霞,俎云霄.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.  
PANG Hao, LI Dong-xia, ZU Yun-xiao et al. An Improved Algorithm for Harmonic Analysis of Power System Using FFT Technique[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(6):50-54.
- [8] 戴先中.准同步采样及其在非正弦功率测量中的应用[J].仪器仪表学报,1984,5(4):390-396.  
DAI Xian-zhong. The Quasi-synchronous Sampling and Its Application in the Measurement of Nonsinusoidal Power[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 1984, 5(4): 390-396.
- [9] 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.

收稿日期:2007-03-26; 修回日期:2007-05-18

作者简介:

邱海锋(1983-),男,硕士研究生,主要研究方向为电力系统电能质量分析和测量;E-mail: qiuhaifeng@126.com

周浩(1963-),男,副教授,主要研究方向为电力系统过电压分析测量及电力系统自动化。

(上接第56页 continued from page 56)

National Academy of Science, 2003, 100(5):2998-3003.

- [32] 文福拴, Davial A K. 加州电力市场失败的教训[J]. 电力系统自动化, 2001, 25(5):1-5.  
WEN Fu-shuan, Davial A K. Lessons from Electricity Market Failure in California[J]. Automation of Electric Power Systems, 2001, 25(5):1-5.
- [33] Rassenti Stephen J, Smith Vernon L, Wilson Bart J. Controlling Market Power and Price Spikes in Electricity Networks: Demand-side Bidding[J]. Proceedings of the

收稿日期:2007-04-11; 修回日期:2007-09-20

作者简介:

李正欣(1973-),男,博士生,从事电力市场与电价预测研究;E-mail:lizhengxin@jsgx.net

赵林度(1965-),男,教授,博士生导师,从事复杂系统分析与决策研究。