

纳托尔自卷积窗加权电力谐波分析方法

曾博, 滕召胜

(湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南省 长沙市 410082)

A Nuttall Self-Convolution Window-Based Approach to Weighted Analysis on Power System Harmonic

ZENG Bo, TENG Zhaosheng

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, Hunan Province, China)

ABSTRACT: The signal spectral leakage and fence effect are prone to take place during the power harmonic analysis by fast Fourier transform (FFT) under non-synchronous sampling. Although the signal spectral leakage can be effectively inhibited by weighted window function, however the inhibiting ability of classical window function is restricted by the behavior of sidelobe. Based on the analysis on spectrum characteristic of Nuttall window, a new type of window function, namely the Nuttall self-convolution window, is obtained by several Nuttall window self-convolution operations. Analyzing the behaviors of mainlobe and sidelobe of Nuttall self-convolution window, an improved FFT harmonic analysis method adopting weighted Nuttall self-convolution window is developed. The excellent sidelobe performance of Nuttall self-convolution window can effectively suppress the influence of signal spectral leakage than classical window function and the improved FFT algorithm can effectively remedy the defect in frequency resolution reduction brought about by convolution. Simulation results show that Nuttall self-convolution window can well suppress frequency spectral leakage; the improved FFT algorithm can effectively modify the results; and the accuracy of harmonic parameter estimation by the proposed method is better than that by classical window function.

KEY WORDS: harmonic analysis; Nuttall self-convolution window; sidelobe behavior; fast Fourier transform

摘要: 在非同步采样下, 采用快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)进行电力谐波分析容易造成频谱泄露和栅栏效应。窗函数加权可有效抑制频谱泄露, 但经典窗函数的抑制能力受旁瓣性能的制约。分析了纳托尔(Nuttall)窗的频谱特性后, 提出了一种通过若干 Nuttall 窗自卷积运算得到的

新型窗函数——Nuttall 自卷积窗。分析了 Nuttall 自卷积窗的主瓣、旁瓣性能, 建立了 Nuttall 自卷积窗加权的改进 FFT 谐波分析方法。与经典窗函数相比, Nuttall 自卷积窗优良的旁瓣性能可有效抑制频谱泄露的影响, 改进 FFT 算法能有效克服卷积带来的频率分辨率降低的问题。仿真结果表明, Nuttall 自卷积窗抑制频谱泄露效果好, 改进 FFT 算法能对结果进行有效修正, 谐波参数估计准确度优于经典窗函数。

关键词: 谐波分析; 纳托尔(Nuttall)自卷积窗; 旁瓣性能; 快速傅里叶变换

0 引言

随着智能电网建设的全面展开, 越来越多的分布式发电和储能设备并网运行, 将对电网的电能质量产生影响。谐波作为电能质量的一个重要指标, 对其准确检测与分析能够为谐波双向潮流计算、谐波电能计量、谐波抑制与补偿等提供科学依据^[1-3], 对提高能源利用率、维护绿色电力环境、确保电网运行安全具有重要意义。

与传统方法^[4-6]相比, 快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)更易于嵌入式系统实现, 且计算效率更高, 在电力谐波分析中得到了广泛应用。但电网频率非恒定值, 且现有数据采集系统大都采用恒定采样率^[7], 同步采样和整周期截断难以严格实现, 造成频谱泄露和栅栏效应。合适的窗函数可以改善频谱泄露产生的影响, 在矩形窗的基础上, 国内外学者提出了结合各种窗函数的双谱线或多谱线插值 FFT 算法^[8-15], 在一定程度上提高了电力系统谐波分析的准确度。但由于经典窗和矩形卷积窗的旁瓣特性不够理想, 对频谱泄露的抑制能力有限, 谐波间的相互干扰不可忽略, 影响参数计算精度。

为满足复杂信号谐波分析的高准确度需求, 本

基金项目: 国家自然科学基金项目(60872128); 湖南省研究生科研创新项目(CX2009B072)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (60872128).

本文将提出一种新型窗函数——纳托尔(Nuttall)自卷积窗,通过4项5阶Nuttall窗^[16]进行 p 阶自卷积运算得到。并分析卷积阶数 p 对主瓣、旁瓣性能的影响,阐述基于Nuttall自卷积窗改进FFT的谐波分析算法。

1 Nuttall 自卷积窗及其频谱特性

1.1 Nuttall 自卷积窗

典型 Nuttall 窗的离散时域表达式为

$$w(n) = \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m b_m \cos(2\pi mn/N) \quad (1)$$

式中: $n=0,1,\dots,N-1$; M 为窗函数的项数; b_m 满足约束条件

$$\sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m b_m = 0 \quad (2)$$

由式(1)可得典型 Nuttall 窗的离散傅里叶变换(discrete Fourier transform, DFT)为

$$W(\omega) = \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m \frac{b_m}{2} [W_R(\omega - m) + W_R(\omega + m)] \quad (3)$$

式中: ω 为角频率; $W_R(\cdot)$ 为矩形窗的 DFT 表达式。

$$W_R(\omega) = \frac{\sin(\omega\pi)}{\sin(\omega\pi/N)} e^{-j(N-1)\omega\pi/N} \quad (4)$$

一般情况下 $N \gg 1$, 可得式(3)的简化表达式为

$$W(\omega) = \frac{N\omega}{\pi} \sin(\pi\omega) e^{-j\pi\omega} \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m \frac{b_m}{\omega^2 - m^2} \quad (5)$$

定义 Nuttall 自卷积窗由若干个 Nuttall 窗进行自卷积运算得到, 即

$$w_c(n) = \underbrace{w(n) * w(n) \cdots * w(n)}_p \quad (6)$$

式中 p 为参与卷积的 Nuttall 窗个数, 称为 Nuttall 自卷积窗的阶数。长度为 $N_{c1}=N$ 的 Nuttall 窗经过 $p-1$ 阶自卷积运算得到长度为 $N_c=pN-p-1$ 的序列, 在卷积序列前后补零, 即可得到 p 阶 Nuttall 自卷积窗, 其长度为 $N_c=pN$ 。 $p=1$ 时即为 1 阶 Nuttall 自卷积窗。

根据卷积定理, 函数在时域卷积等效于频域相乘, 因此 p 阶 Nuttall 自卷积窗 $w_c(n)$ 的频率响应为

$$W_c(\omega) = [W(\omega)]^p \quad (7)$$

根据参数 b_m 的不同取值, 典型 Nuttall 窗可以得到 6 种不同表达式, 对应的幅频响应曲线如图 1 所示。可以看出, 4 项 5 阶 Nuttall 窗具有最快的旁瓣衰减速率, 高达 42 dB/oct。因此选择 4 项 5 阶 Nuttall 窗进行自卷积运算, 构建 Nuttall 自卷积窗。

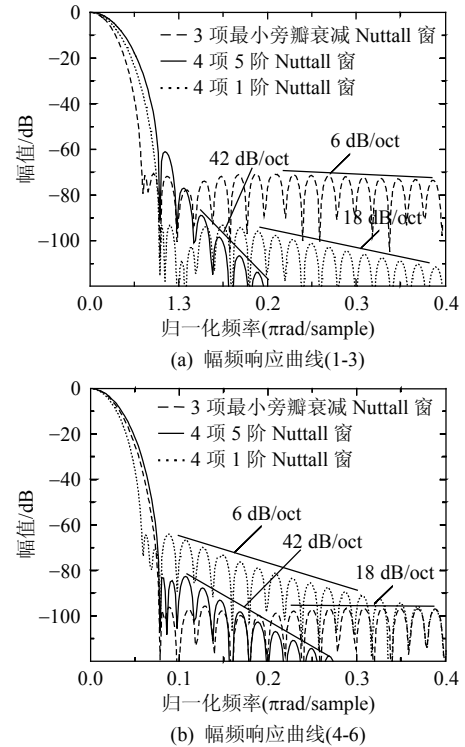


图 1 典型 Nuttall 窗的幅频响应曲线

Fig. 1 Frequency response of Nuttall windows

1.2 Nuttall 自卷积窗的频谱特性

1.2.1 主瓣特性

窗函数的频谱特性主要包括主瓣宽度、旁瓣峰值电平以及旁瓣衰减速率。主瓣越宽, 频率分辨率越低; 旁瓣越大, 泄漏越多; 旁瓣衰减越快, 对泄漏的抑制能力则越强。

窗函数的主瓣宽度(mainlobe bandwidth, MB)定义为频域原点两侧最近的两个零值点之间的距离, 其单位为频谱分辨率 $\Delta\omega$ 。根据 DFT 理论, p 阶 Nuttall 自卷积窗的频谱以 2π 为周期, 关于频域原点对称。因此 p 阶 Nuttall 自卷积窗的主瓣宽度为频域原点左侧或右侧最近零值点与频域原点间距离的 2 倍。

在 DFT 中, 频谱分辨率(谱线间隔) $\Delta\omega=2\pi/N$, 则

$$\omega = \Delta\omega\lambda = 2\pi\lambda/N \quad (8)$$

式中 $\lambda=0, 1, 2, \dots, N/2-1$ 。假设 $G(\lambda)=|W_c(\lambda)|$, 由式(5)(7)(8)可得

$$G(\lambda) = \left(\frac{N}{\pi}\right)^p \left| \sin(\pi\lambda) \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m b_m \frac{\lambda}{\lambda^2 - m^2} \right|^p \quad (9)$$

当 $\lambda > m$ 时, 将式(9)中 $(\lambda^2 - m^2)^{-1}$ 按级数展开得

$$G(\lambda) = \left| N \frac{\sin(\pi\lambda)}{\pi\lambda} \sum_{q=0}^{\infty} \frac{1}{\lambda^{2q}} \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m b_m m^{2q} \right|^p \quad (10)$$

由式(10)可以看出, $G(\lambda)=0$ 需满足

$$\begin{cases} \lambda = M + \theta \\ \theta = 0, 1, 2, \dots, N/2 - M \end{cases} \quad (11)$$

当 $\theta=0$ ，即 $\lambda=M$ 时， $G(\lambda)$ 第一次达到零点，则 Nuttall 自卷积窗的 MB 为

$$M_B = 4pM\pi/N_c \quad (12)$$

可见，Nuttall 自卷积窗的 MB 等于参与卷积的 Nuttall 窗的 MB。当 p 阶 Nuttall 自卷积窗的序列长度 N_c 为定值时，由 $N_c=pN_1$ 可知， N_1 的取值与卷积阶数 p 成反比，因而固定序列长度的 Nuttall 自卷积窗的主瓣宽度取决于卷积阶数 p ，卷积阶数越高，主瓣越宽。

1.2.2 旁瓣特性

Nuttall 自卷积窗的各旁瓣区间为 $2\pi/N$ ，由前文分析可知， $G(\lambda)$ 在各旁瓣区间的中心点($\lambda=M+\theta+0.5$)处具有旁瓣峰值，且旁瓣峰值随 λ 的增加而减小。当 $\theta=0$ ，即 $\lambda=M+0.5$ 时， $G(\lambda)$ 具有最大旁瓣峰值。

4 项 5 阶 Nuttall 窗的长度 $N_{c1}=50$ 时，1~3 阶 Nuttall 自卷积窗的幅频响应曲线如图 2 所示。可以看出，在主瓣宽度不变的情况下，随着卷积阶数 p 的增加，Nuttall 自卷积窗的旁瓣峰值电平随 p 的增加而迅速降低，旁瓣衰减速率随 p 的增加而迅速增加。其旁瓣峰值电平(P_{sl})、旁瓣衰减速率(D_{sl})与卷积阶数 p 有如下近似关系

$$P_{sl} \approx -60.95p \quad (13)$$

$$D_{sl} \approx 42p \quad (14)$$

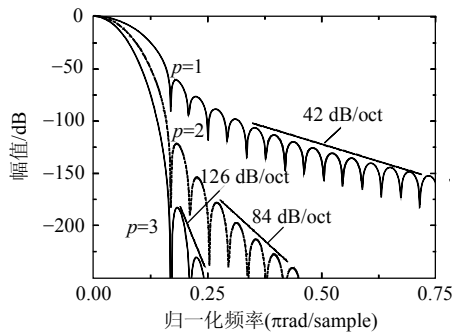


图 2 4 项 5 阶 Nuttall 自卷积窗的幅频响应曲线

Fig. 2 Frequency response of the Nuttall self-convolution windows

Nuttall 自卷积窗与经典窗函数的频谱特性比较见表 1。由图 2 和表 1 可以看出，当窗函数长度都为 N 时，2 阶 Nuttall 自卷积窗的旁瓣电平为 -121.9 dB，旁瓣衰减速率为 84 dB/oct，Nuttall 自卷积窗的频谱特性明显优于经典窗函数，能够更有效抑制频谱泄漏。

定长情况下($N_c=150$)窗函数的幅频响应如图 3 所示。可见，定长情况下 Nuttall 自卷积窗的主瓣宽

表 1 窗函数频谱特性比较

Tab. 1 Comparisons of window spectral characteristics

窗函数	主瓣宽度	旁瓣峰值电平/dB	旁瓣衰减速率/(dB/oct)
Hamming	$8\pi/N$	-43	6
Hanning	$8\pi/N$	-32.3	18
Blackman	$12\pi/N$	-58.2	18
Blackman-Harris	$16\pi/N$	-92	6
Rife-Vincent	$20\pi/N$	-74.5	30
NSCW	$16\pi/N$	$-60.95p$	$42p$

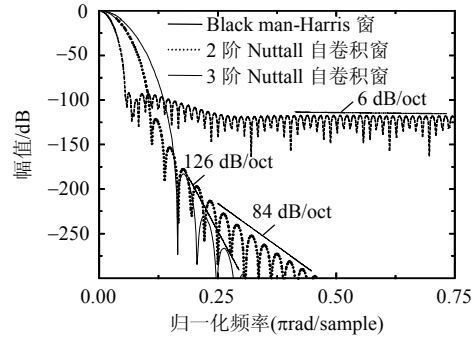


图 3 定长情况下的窗函数幅频响应比较

Fig. 3 Comparisons of windows' frequency response with fixed length

度随卷积阶数 p 的增加而变宽，在一定程度上降低了频率分辨率。

2 Nuttall 自卷积窗加权谐波分析

为简单起见，以单频率时域信号 $x(t)$ 为例进行分析

$$x(t) = A_h e^{j(2\pi f_h t + \phi_h)} \quad (15)$$

式中 f_h 、 A_h 、 ϕ_h 分别为第 h 次谐波的频率、幅值和初相位。经过采样率为 f_s 的数据采集系统后得到的离散序列为

$$x(n) = A_h e^{j(2\pi h f_1 n / f_s + \phi_h)} \quad (16)$$

信号 $x(n)$ 被长度为 N_c 的 p 阶离散 Nuttall 自卷积窗 $w_c(n)$ 截短为 N_c 点长序列，进行 DFT 后得到的离散频谱为

$$X_c(k) = A_h e^{j\phi_h} W_c(k - k_h) \quad (17)$$

非同步采样时，由于栅栏效应，第 h 次谐波对应的峰值点偏离离散频率点。设在峰值频点附近抽样得到的幅值最大和次最大谱线分别为 k_{h1} 和 k_{h2} ， $k_{h1} \leq k_h \leq k_{h2} (=k_{h1}+1)$ ，其对应的幅值 y_1 、 y_2 分别为 $y_1=|X_c(k_{h1})|$ 和 $y_2=|X_c(k_{h2})|$ 。

由于 $0 \leq k_h - k_{h1} \leq 1$ ，引入参数 $\alpha = k_h - k_{h1} - 0.5$ ($\alpha \in [-0.5, 0.5]$)，设 $\beta = (y_2 - y_1) / (y_2 + y_1)$ ，则由(17)经过变量代换得

$$\beta = \frac{|W_c(-\alpha + 0.5)| - |W_c(-\alpha - 0.5)|}{|W_c(-\alpha + 0.5)| + |W_c(-\alpha - 0.5)|} \quad (18)$$

式(18)是一个以 α 为自变量， β 为因变量的函数，

记为 $\beta=f(\alpha)$ ，其反函数记为 $\alpha=f^{-1}(\beta)$ 。利用最小二乘曲线拟合法进行多项式拟合逼近，逼近次数一般不超过7次。计算出 α 后，结合前文分析，第 h 次谐波的频率计算式为

$$f_h = k_h f_s / N_c (\alpha + k_{h1} + 0.5) f_s / N_c \quad (19)$$

进一步可得第 h 次谐波的幅值、相位计算式分别为

$$A_h = \frac{2(y_1 + y_2)}{|W_c(-\alpha + 0.5)| + |W_c(-\alpha - 0.5)|} \quad (20)$$

$$\phi_h = \arg[X_c(k_{h2})] - \arg[W_c(-\alpha + 0.5)] \quad (21)$$

3 仿真分析

3.1 算法准确度比较

为验证本文算法的正确性与有效性，给定信号进行参数分析准确度比较。多频率电力谐波信号模型^[13]为

$$x(n) = \sum_{h=1}^{11} A_h \sin(2\pi h f_1 n / f_s + \phi_h) \quad (22)$$

式中：基波及各次谐波的幅值 A_h 、相位 ϕ_h 见表2、3；基波频率 $f_1=50.1$ Hz；采样频率 $f_s=3\ 000$ Hz；数据截断长度 $N=1\ 024$ 。

分别采用文献[11]基于Hanning窗的算法、文献[14]基于Blackman-Harris窗的算法以及本文算法对信号参数进行估计。表2—4分别给出了基波及各次谐波幅值、相位的计算相对误差。可以看出，本文算法具有更高数量级的参数计算准确度。基波频率计算准确度高出已有文献算法7~8个数量级；对于信号中包含的弱幅值信号(2次谐波)，本文算法能更好的抑制频谱泄漏及谐波间相互干扰的影响，幅值、相位计算准确度提高了4~6个数量级。

表2 基波频率计算结果

Tab. 2 Results of the fundamental frequency calculation

文献[11]算法	文献[14]算法	本文算法
-1.9×10^{-5}	4.3×10^{-6}	-3.0×10^{-13}

表3 相位计算结果

Tab. 3 Results of the phase calculation

h	相位/(°)	相位计算相对误差/%		
		文献[11]算法	文献[14]算法	本文算法
1	0	0	0	0
2	10	-1.4	-1.4	1.2×10^{-4}
3	20	-6.0×10^{-4}	1.5×10^{-2}	-5.7×10^{-10}
4	30	-5.4×10^{-2}	1.1×10^{-1}	5.2×10^{-6}
5	40	-6.8×10^{-5}	-1.0×10^{-2}	1.2×10^{-9}
6	50	-7.4×10^{-3}	-1.1	1.5×10^{-6}
7	60	3.7×10^{-5}	-2.5×10^{-2}	1.1×10^{-9}
9	80	2.9×10^{-5}	-1.1×10^{-1}	-2.4×10^{-12}
11	100	-1.1×10^{-6}	1.1×10^{-2}	-5.5×10^{-11}

表4 幅值计算结果

Tab. 4 Results of the amplitude calculation

h	幅值/V	幅值计算相对误差/%		
		文献[11]算法	文献[14]算法	本文算法
1	240	-1.3×10^{-4}	6.2×10^{-5}	5.6×10^{-8}
2	0.1	-2.6	-3.7×10^{-2}	1.2×10^{-6}
3	12	-1.1×10^{-3}	1.6×10^{-4}	4.0×10^{-8}
4	0.1	-1.4×10^{-1}	-4.5×10^{-3}	2.0×10^{-7}
5	2.7	-7.1×10^{-5}	-3.2×10^{-6}	1.3×10^{-7}
6	0.005	-4.3×10^{-2}	-1.8×10^{-2}	1.4×10^{-7}
7	2.1	-3.7×10^{-4}	1.1×10^{-3}	4.3×10^{-8}
9	0.3	-6.6×10^{-4}	1.2×10^{-2}	4.2×10^{-8}
11	0.6	1.6×10^{-4}	7.9×10^{-4}	7.0×10^{-8}

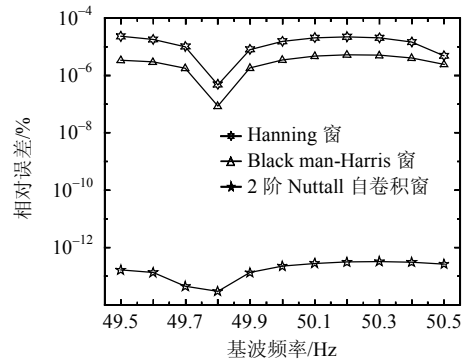
3.2 非稳态谐波分析

3.2.1 基频波动影响

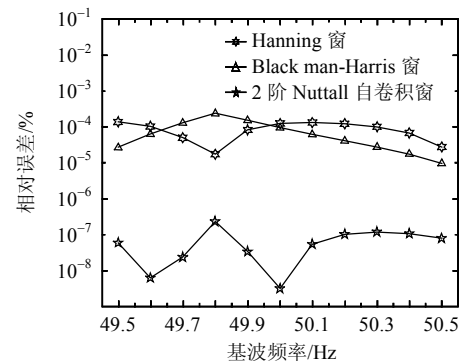
信号中基波频率的波动导致谐波频率的不确定性，容易引起各谐波间的泄漏量发生变化，从而影响基波及各谐波参数计算的准确度。

电力系统频率偏差最大范围为 ± 0.5 Hz^[17]。假设式(22)给定信号的基波频率 f_1 波动范围为49.5~50.5 Hz，变化步长为0.1 Hz。

基频波动时的基波频率和幅值估计相对误差曲线如图4所示。由图4可见，在系统频率波动的情况下，Nuttall自卷积窗抑制频谱泄漏的能力更强。基波频率估计相对误差保持在 10^{-13} %数量级左



(a) 基波频率估计



(b) 基波幅值估计

图4 基频波动下的基波参数估计

Fig. 4 Fundamental parameters estimation with the fluctuation of the system frequency

右, 准确度高出经典窗函数 6~8 个数量级, 基波幅值计算准确度也要高出 2~4 个数量级。

3.2.2 电压波动影响

电网电压的波动会对信号参数的估计造成一定的影响。在式(22)信号的基础上, 假定基波电压幅值在 $220 \times (\pm 0.1)V$ 内波动, 即 198~242V 之间变化, 变化步长为 5.5V, 其余参数不变。

电压波动下的基波幅值估计相对误差曲线如图 5 所示。由图 5 可见, 本文算法能够有效抑制电压波动造成的影响, 参数估计相对误差保持在同一个数量级; 同时, 基于 2 阶 Nuttall 自卷积窗的算法具有最高数量级的准确度, 基波幅值估计相对误差高出经典窗函数 3 个数量级。

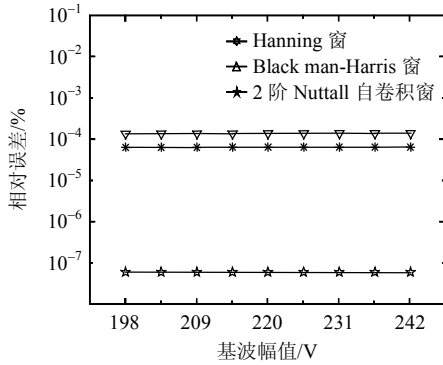


图 5 电压波动下的基波幅值估计
Fig. 5 Fundamental amplitude estimation with the fluctuation of the voltage

3.2.3 噪声影响分析

实际测量时, 信号中往往含有丰富的背景噪声或量化噪声, 造成信号分析准确度降低。在式(22)信号的基础上, 添加不同信噪比的高斯白噪声, 信噪比为 10~100dB, 变化步长为 10dB, 其余参数不变。

高斯白噪声下的基波频率以及 2 次谐波幅值、相位估计相对误差曲线如图 6、7 所示。在噪声背景下, 由于 Hamming 窗较差的旁瓣性能, 基于

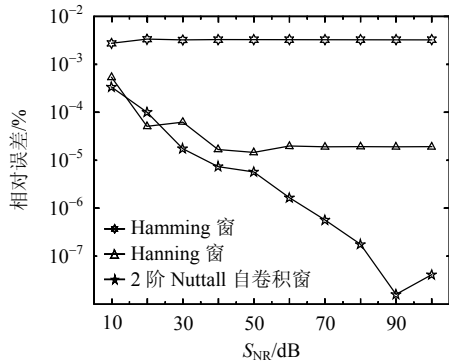
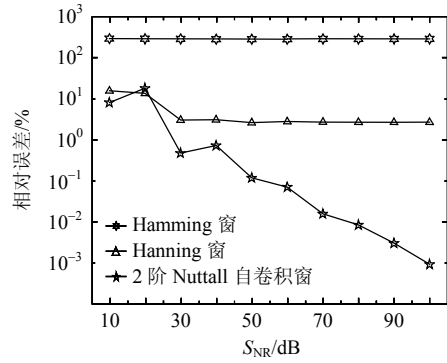
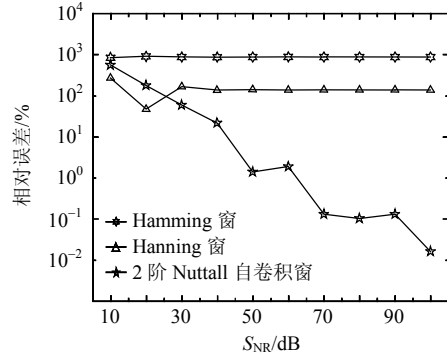


图 6 白噪声下的基波频率估计
Fig. 6 Fundamental frequency estimation with the presence of white noise



(a) 幅值估计



(b) 相位估计

图 7 白噪声下的 2 次谐波参数估计

Fig. 7 Parameters estimation of the second harmonic with the presence of white noise

Hamming 窗的信号参数估计误差都比较大; 而 2 阶 Nuttall 自卷积窗具有更好的抗噪能力, 当信噪比 $S_{NR} > 30dB$ 时, 基于 Hamming 窗与 Hanning 窗的算法误差保持在一个数量级, 而基于 2 阶 Nuttall 自卷积窗的算法误差则随着信噪比的增大而不断变小。在信噪比较高时, 2 阶 Nuttall 自卷积窗具有比经典窗函数更明显的噪声抑制优势。

4 结论

本文利用 4 项 5 阶 Nuttall 窗进行 p 阶自卷积运算构造 Nuttall 自卷积窗。分析表明: Nuttall 自卷积窗的旁瓣峰值电平、旁瓣衰减速率均正比于卷积阶数, 在非同步采样下, 较余弦组合窗具有更好的频谱泄漏抑制能力。结合改进 FFT 算法能够实现非稳态下信号谐波的高准确度分析。仿真结果验证了算法的正确性和有效性, 与已有算法相比, 本文算法准确度明显提高, 利于嵌入式系统应用。

参考文献

[1] Milenko B D, Željko R D. Frequency measurement of distorted signals using Fourier and zero crossing techniques[J]. Electric Power System Research, 2008, 78(8): 1407-1415.

[2] Spark Y X, Simon X Y. Power system frequency estimation using supervised Gauss-Newton algorithm[J]. Measurement, 2009, 42(1): 28-37.

- [3] Al-Hasawi W M, El-Naggar K M. New digital filter for unbalance distorted current and voltage estimation in power systems[J]. Electric Power System Research, 2008, 78(7): 1290-1301.
- [4] Zhang Y, Cheng H. A robust support vector algorithm for harmonic and interharmonic analysis[J]. Electric Power System Research, 2005, 73(3): 393-400.
- [5] Zhu T X. Exact harmonics/interharmonics calculation using adaptive window width[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2007, 22(4): 2279-2288.
- [6] Yang J Z, Yu C S, Liu C W. A new method for power signal harmonic analysis[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, 20(2): 1235-1239.
- [7] Dariusz B, Andrzej B. Improvement of accuracy of power system spectral analysis by coherent resampling[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2009, 24(3): 1004-1013.
- [8] 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 Wenchun, Ma Weiming, Hu An. FFT algorithm with high accuracy for harmonic analysis in the electric machine[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(12): 83-87(in Chinese).
- [9] Li Y F, Chen K F. Eliminating the picket fence effect of the fast Fourier transform[J]. Computer Physics Communications, 2008, 178(7): 486-491.
- [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.
Pang Hao, Li Dongxia, Zu Yunxiao, et al. An improved algorithm for harmonic analysis of power system using FFT technique[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(6): 50-54 (in Chinese).
- [11] 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.
- [12] Zhang F, Geng Z, Yuan W. The algorithm of interpolating windowed FFT for harmonic analysis of electric power system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2001, 16(2): 160-164.
- [13] 许珉, 张鸿博. 基于 Blackman-harris 窗的加窗 FFT 插值修正算法[J]. 郑州大学学报: 工学版, 2005, 26(4): 99-101.
Xu Min, Zhang Hongbo. The correction algorithm based on the Blackman-Harris windows and interpolated FFT[J]. Journal of Zhengzhou University: Engineering Science, 2005, 26(4): 99-101(in Chinese).
- [14] Dušan Agrez. Interpolation in the frequency domain to improve phase measurement[J]. Measurement, 2008, 41(2): 230-235.
- [15] Daniel B, Dominique D. Amplitude estimation by a multipoint interpolated DFT approach[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2009, 58(5): 1316-1323.
- [16] Nuttall A H. Some windows with very good sidelobe behavior[J]. IEEE Transactions on Acoustics Speech Signal Processing, 1981, 29(1): 84-91.
- [17] GB/T 15945—2008 电能质量电力系统频率偏差[S].



曾博

收稿日期: 2010-12-13。

作者简介:

曾博(1982), 男, 博士研究生, 主要从事智能仪器及信息处理方面的研究工作, E-mail: b_zeng@126.com;

滕召胜(1963), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事智能仪器、智能控制及信息处理方面的研究工作。

(编辑 张磊)