

基于 AR 谱估计和插值 FFT 的间谐波检测方法

王波, 杨洪耕

(四川大学电气信息学院, 四川 成都 610065)

摘要: 现有插值 FFT 算法是由已知仿真信号频率成分附近的谱线来修正 FFT 的结果, 而实际信号的间谐波和谐波分布往往无法事先确定, 这将给插值修正带来不便。提出 AR 模型谱估计与双峰谱线修正算法相结合的间谐波检测方法。根据信号的 AR 谱分布进行插值修正, 同时提出由谱估计确定 Blackman-Harris 窗插值修正所需最小数据长度的方法, 并采用多项式逼近的方法导出 Blackman-Harris 窗插值算法的简单修正公式, 在减少 FFT 计算量的同时保证了结果的高精度。仿真结果表明了该方法的有效性。

关键词: 间谐波; AR 谱估计; 插值 FFT; Blackman-Harris 窗

中图分类号: TM71 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-4897(2006)04-0049-04

0 引言

由于非线性波动负荷、各种变频调速装置以及各种电力电子装置在电力系统中的广泛应用, 电网的谐波和间谐波问题日益严重, 引起了国内外的广泛关注^[1,2]。

传统的 FFT 算法是分析谐波的主要工具, 然而该方法在信号中含有间谐波的情况下, 很难实现信号的同步采样, 因而在分析时存在着严重的频谱泄漏, 导致结果具有很大误差。针对 FFT 存在的问题, 国内外的学者提出了加窗插值修正算法及其改进算法^[3~7], 有效地抑制了频谱泄漏以及栅栏效应造成的误差, 提高了谐波和间谐波检测精度。然而现有加窗插值 FFT 算法通常是在已知仿真信号频率成分分布的情况下, 由所求频率附近谱线进行结果修正。然而, 对于实际信号, 其各次谐波和间谐波频率成分往往是不能事先确定的, 那么在信号 FFT 的频谱中, 就不能很好地确定哪些谱线是信号的实际频率分量, 哪些是频谱泄漏所产生的虚假谱线, 这将为采用谱线插值修正带来诸多不便。

针对上述问题, 本文提出 AR 谱估计与双峰谱线修正算法^[7]相结合的间谐波检测方法。由信号 AR 谱确定频率成分, 并根据信号频率的分布进行插值修正。研究并提出了采用 Blackman-Harris 窗插值修正所需最小数据长度的选取要求, 同时, 采用多项式逼近的方法计算导出基于 Blackman-Harris 窗的简单插值修正公式, 在减少 FFT 计算量的同时保证结果的高精度。最后与文献 [6] 方法进行比较, 结果表明了本文方法的有效性。

1 双峰谱线修正算法

以单一频率信号 $x(t)$ 为例, 由采样间隔 T_s (采样频率为 f_s) 均匀采样得到离散时间信号序列 $x(n)$:

$$x(n) = A_0 \sin(2\pi f_0 n T_s + \phi_0) \quad (1)$$

其中: A_0 , f_0 , ϕ_0 分别为信号幅值、频率和初相位。对 $x(n)$ 加窗得到序列 $x_{\text{window}}(n) = x(n)w(n)$, 其离散时间信号傅里叶变换 (DTFT) 为:

$$X_{\text{window}}(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)w(n)e^{-j2\pi f n T_s} \quad (2)$$

将式 (1) 用欧拉公式展开后代入式 (2) 得到:

$$X_{\text{window}}(f) = \frac{A_0}{2j} e^{j\phi_0} W(2\pi(f - f_0)T_s) - \frac{A_0}{2j} e^{-j\phi_0} W(2\pi(f + f_0)T_s) \quad (3)$$

其中: $W(g)$ 为所加窗函数的连续频谱。

对 DTFT 进行离散抽样 (离散抽样间隔为 $f = f_s/N$, N 为数据截断长度), 同时忽略负频点 $-f_0$ 处频峰的旁瓣影响, 可得到加窗信号的离散傅里叶变换 (DFT):

$$X(k \cdot f) = \frac{A_0}{2j} e^{j\phi_0} W(2\pi(k \cdot f - f_0)T_s) \quad (4)$$

对上述信号 $x(t)$, 若不能满足对信号的同步采样, 则信号实际频率 $f_0 = k_0 \cdot f$ 将不能正好处于 $X(k \cdot f)$ 的离散频点上, 也即是说 k_0 不为整数。对此, 设 k_1 和 k_2 为与 k_0 相临近的左右两根谱线, 这两条谱线应该是 k_0 附近的最大和次最大谱线, 因此就有 $k_1 - k_0 = k_2 - k_0 = 1$ 。若记 y_1 和 y_2 为 k_1 和 k_2 处对应谱线幅值, 即 $y_1 = |X(k_1 \cdot f)|$, $y_2 =$

$|X(k_2 - f)|$, 令 $\frac{y_2 - y_1}{y_2 + y_1}$, 并将 $T_s = \frac{1}{Nf}$ 代入, 可得

$$\frac{|W(2(k_2 - k_0)/N)| - |W(2(k_1 - k_0)/N)|}{|W(2(k_2 - k_0)/N)| + |W(2(k_1 - k_0)/N)|} \quad (5)$$

设参数 $\theta = k_0 - k_1 - 0.5$, 可知 θ 的范围为 $[-0.5, 0.5]$, 因此式 (5) 可改写为:

$$\frac{|W(2(\theta + 0.5)/N)| - |W(2(\theta - 0.5)/N)|}{|W(2(\theta + 0.5)/N)| + |W(2(\theta - 0.5)/N)|} \quad (6)$$

当 N 值较大时, 采用多项式逼近的方法, 可求得 $\theta = f^{-1}(\cdot)$ 的多项式逼近式, 即 $\theta = L(\cdot)$ 。然后由已知 θ 即可求得相应 θ 值和频率修正式:

$$f_0 = k_0 \cdot f = (\theta + k_1 + 0.5) \cdot f \quad (7)$$

对于 k_0 处对应谱线幅值的修正, 则采用 k_1 和 k_2 两根谱线通过加权平均得到, 权重分别与各条谱线幅值成正比, 由此得到双峰谱线修正算法的计算公式为:

$$A = \frac{A_1 |W(2(k_1 - k_0)/N)| + A_2 |W(2(k_2 - k_0)/N)|}{|W(2(k_1 - k_0)/N)| + |W(2(k_2 - k_0)/N)|} = \frac{2(y_1 + y_2)}{|W(2(\theta + 0.5)/N)| + |W(2(\theta - 0.5)/N)|} \quad (8)$$

当 N 值较大时, 同样采用多项式逼近的方法, 可求得式 (8) 分母部分的多项式逼近式 $g(\cdot)$, 从而得到幅值修正公式:

$$A = N^{-1} (y_1 + y_2) \cdot g(\cdot) \quad (9)$$

相位修正公式可直接由式 (4) 求得:

$$\theta_0 = \arg[X(k_i \cdot f)] + \frac{\theta}{2} - \frac{\theta}{2} \cdot \frac{f}{f_s} \quad (10)$$

2 基于 Blackman - Harris 窗的双峰谱线修正公式

本文采用 Blackman - Harris 窗对信号进行加窗截取, 该窗函数的时域形式为:

$$w(n) = 0.35875 - 0.48829 \cos(2\pi n/N) + 0.14128 \cos(4\pi n/N) - 0.01168 \cos(6\pi n/N) \quad (11)$$

其中: $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 。

在 $[-0.5, 0.5]$ 范围取样一组, 由该窗对应的

式 (6) 和式 (8) 可分别得到一组 θ 和 $g(\cdot)$ 值。然后利用 Matlab 的多项式拟合函数 polyfit 即可得逼近多项式 $L(\cdot)$ 的系数以及幅值修正 A 中逼近多项式 $g(\cdot)$ 的系数, 进而可得到相应的插值修正公式如下 (本文选取 7 阶多项式逼近, 并忽略多项式中小系数对应的项):

$$= 2.61979588 \cdot \theta + 0.28656700 \cdot \theta^3 + 0.12830543 \cdot \theta^5 + 0.08021520 \cdot \theta^7 \quad (12)$$

$$A = N^{-1} \cdot (y_1 + y_2) \cdot (3.06539914 + 0.96556547 \cdot \theta^2 + 0.163418995 \cdot \theta^4 + 0.02080189 \cdot \theta^6) \quad (13)$$

$$f = (\theta + k_1 - (-1)^i \cdot 0.5) \cdot f_s / N \quad i = 1, 2 \quad (14)$$

$$\theta_0 = \arg[X(k_i \cdot f)] + \frac{\theta}{2} - \frac{\theta}{2} \cdot \frac{f}{f_s} \quad i = 1, 2 \quad (15)$$

3 AR 模型谱估计

对于一个时间序列 $x(n)$, 其 AR 模型可用如下差分方程来表示:

$$x(n) = - \sum_{k=1}^p a_k x(n-k) + u(n) \quad (16)$$

其中: $u(n)$ 为白噪声序列; p 为 AR 模型阶数; a_k 为 AR 模型参数 ($k = 1, 2, \dots, p$)。

由式 (16) 可得到 AR 模型的 Yule - Walker 方程为:

$$r_x(m) = \begin{cases} - \sum_{k=1}^p a_k r_x(m-k) & m = 1 \\ - \sum_{k=1}^p a_k r_x(k) + \sigma^2 & m = 0 \end{cases} \quad (17)$$

其中: $r_x(m)$ 为信号 $x(n)$ 的自相关函数; σ^2 为白噪声序列 $u(n)$ 的方差。

根据 $x(n)$ 的前 $p+1$ 个自相关函数 $r_x(k)$ ($k = 0, 2, \dots, p$), 即可由式 (17) 的线性方程求出 $p+1$ 个参数 a_k ($k = 1, 2, \dots, p$)。将所求得的参数 a_k 代入下式:

$$P_x(\omega) = \frac{\sigma^2}{|1 + \sum_{k=1}^p a_k e^{-j\omega k}|^2} \quad (18)$$

即可求出 $x(n)$ 的功率谱。

根据自相关函数预测误差的不同算法, 上述 AR 模型参数的求取有: 自相关法、Burg 算法、改进协方差算法三种方法。Burg 算法由于其频率分辨率较自相关方法好, 而计算较改进的协方差算法简单, 编程容易, 所以在实际中应用较多, 因此在这里

本文采用 Burg算法来计算 AR模型参数。Burg算法原理和实现可详见文献[8],这里不再赘述。

4 分析窗个数选取

插值 FFT方法中,分析窗个数的选取尤为重要:要保证高精度要求选取较大的窗个数,但同时将带来较大的计算量。对此,本文采用 AR谱的结果来确定 Blackman-Harris窗的最小窗个数。

对待分析信号进行上述 AR模型谱估计,由 AR谱的谱峰位置就可以比较好地确定该信号中包含的各次谐波和间谐波频率成分。同时可以确定信号中频率最接近的两个分量的频率,记为 f_a 和 f_b ,则两频率的差值为 $f_{ab} = |f_b - f_a|$ 。由于信号加窗后,原始信号在 f_a 和 f_b 处的理想冲激频谱展宽成窗谱形状,而 Blackman-Harris窗的主瓣宽度为矩形窗的 4 倍,那么在对加窗信号的 DTFT谱离散抽样的时候,将在 f_a 和 f_b 所在主瓣谱线范围内抽取约 7 个频点,也即在得到的 DFT 频谱上其主瓣各自占据着 7 根谱线的范围。因此对分析窗个数的选择,本文考虑以下两点:

1)对于 Blackman-Harris窗,由于其具有很大的旁瓣衰减(可以将谐波频谱的相互泄漏衰减 92 db 以上),那么在该窗函数的主瓣以外将只有很小的泄漏误差(约 0.002 5%),在这里近似看作没有泄漏影响,即在对加窗信号作频谱分析时,各次谐波或间谐波对应主瓣范围以外的频点所受到的谐波间的长范围泄漏近似看作为 0。这时频谱上各次谐波或间谐波主要考虑的就只有由于离散频谱栅栏效应导致的信号峰值点观测上的偏差,即短范围泄漏。

2)由于本文采用双峰谱线插值修正,对于修正所需的两根谱线都应该保证其受到的长范围泄漏影响很小,结果才能具有较好的精度。所以,分析窗个数的选取应该保证信号各频率对应主瓣内最大和次最大谱线(实际频率位于这两条谱线之间)均处于相邻频率的主瓣谱线范围以外,此时由 1)可知,它们受到的长范围泄漏近似为 0。

综上所述,对采用 Blackman-Harris窗的双峰谱线插值修正算法,信号中两个相邻频率的最短频率间距要求有 $5f \sim 6f$ (f 为频谱的频率分辨率),这样才能够保证各实际频率附近最大和次最大谱线都处在其相邻频率的主瓣谱线范围之外。那么可以得出,谱线的频率分辨率至少应该满足(这里取 $6f$):

$$f = f_{ab} / 6 = |f_a - f_b| / 6 \quad (19)$$

由上述要求的 f 就可以确定对信号进行傅里叶分析的最小数据点数 N

$$N = f_s / f \quad (20)$$

在实际应用中, N 通常不会恰好为 2 的 n 次幂,为了采用 FFT 算法,一般 N 值应该在保证满足式(20)的情况下,取为与其最接近的 2 的 n 次幂,以此作为 FFT 分析最终所需数据点数。

5 仿真结果

本文在 Matlab6 中进行仿真,并采用与文献[6]中相同的包含谐波和间谐波的仿真信号,如表 1 所示。

设信号采样频率为 2 000 Hz,首先对仿真信号取数据长度 $N = 1 024$ 点进行 AR 模型谱估计。模型阶数采用经验法则选取:即在 $[N/3, N/2]$ 之间选取,可以保证得到谱估计的高分辨率,并且很少出现虚假谱峰。本文 AR 模型阶数选取为: $\text{int}(N/3) + 1$, 其中 $\text{int}(g)$ 表示取整。然后采用 Burg 算法计算模型参数,并最终得到信号 AR 谱如图 1 所示。

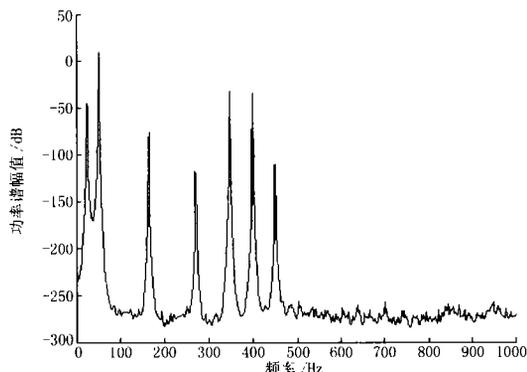


图 1 仿真信号 AR 谱估计

Fig 1 AR model spectral estimation of the simulated signal

从仿真信号的 AR 谱中,我们可以知道:该信号中包含有 7 个频率分量,并且由各谱峰对应位置可得到这 7 个信号分量的频率估计值,分别为: 23.5 Hz, 50.8 Hz, 166 Hz, 269.5 Hz, 349.6 Hz, 400.4 Hz, 451 Hz。其中距离最近的两个频率分量为 $f_a = 23.5$ Hz 和 $f_b = 50.8$ Hz,其频率差值 $f_{ab} = 50.8 - 23.5 = 27.3$ Hz。按照前面所述,要保证两个最接近的频率分量的分析精度,则要求 FFT 频率分辨率至少为 $f = f_{ab} / 6 = 4.55$ Hz。由此可得,在该采样频率下,信号的插值修正算法所需最小数据点数 $N = f_s / f = 2 000 / 4.55 = 439.6$,那么在实际的 FFT 分析时,应取 $N = 512$ 。

在确定所需数据长度 N 后,对仿真信号进行 $N = 512$ 点 Blackman - Harris窗加权截断,由 FFT 计算出其离散频谱 $X(k \cdot f)$,再采用双峰谱线修正方法得出各次谐波和间谐波的频率、幅值及初相位。具体做法为:在由 AR 谱得到信号各分量频率估计值 $f_i (i=1, 2, \dots, 7)$ 后,在离散频谱 $X(k \cdot f)$ 中 f_i

对应位置主瓣的 7 根谱线 (f_i 以其左右各 3 根谱线)内,通过比较找到最大谱线和次最大谱线,从而确定 k_1 和 k_2 以及相应的 y_1 和 y_2 后,可求得参数值,然后分别由式 (12) ~ (15) 计算得出频率修正因子、修正幅值、修正频率和修正初相角。本文方法仿真结果与文献 [6] 方法结果误差比较如表 2 所示。

表 1 仿真信号成分

Tab 1 Components of the simulated signal

信号波形	间谐波	基波	间谐波	间谐波	谐波	谐波	谐波
频率 /Hz	25.0	50.0	165.0	270.0	350.0	400.0	450.0
幅值 /V	0.006×310	310	0.002×310	0.003×310	0.04×310	0.005×310	0.05×310
初相角 / (°)	10.0	5.0	20.0	120.0	150.0	210.0	260.0

表 2 算法误差比较

Tab 2 Comparison of the errors of algorithms

参数	方法	间谐波 / (%)	基波 / (%)	间谐波 / (%)	间谐波 / (%)	谐波 / (%)	谐波 / (%)	谐波 / (%)
频率 /Hz	文献 [6] 方法	1.88	-9.47×10^{-3}	6.61×10^{-3}	1.30×10^{-3}	-4.12×10^{-4}	-4.10×10^{-5}	9.95×10^{-4}
	本文方法	3.25×10^{-2}	4.37×10^{-6}	-2.02×10^{-3}	5.63×10^{-4}	3.05×10^{-5}	8.81×10^{-5}	4.07×10^{-6}
幅值 /V	文献 [6] 方法	2.12	-1.54×10^{-1}	-1.97×10^{-1}	-1.47×10^{-1}	-1.32×10^{-1}	-1.02×10^{-1}	-1.52×10^{-1}
	本文方法	-3.05×10^{-2}	8.22×10^{-5}	1.43×10^{-2}	-9.50×10^{-3}	2.61×10^{-4}	6.81×10^{-4}	-3.81×10^{-6}
初相角 / (°)	文献 [6] 方法	3.32×10^3	4.36	-1.63	-1.46×10^{-1}	4.35×10^{-2}	-1.36×10^{-2}	-7.95×10^{-2}
	本文方法	-2.86	-1.22×10^{-3}	8.82×10^{-1}	-4.56×10^{-2}	-3.73×10^{-3}	-9.98×10^{-3}	-5.89×10^{-4}

由表 2 结果可以看到,本文采用 AR 谱确定信号分析最小窗宽,并采用 Blackman - Harris窗的插值 FFT逼近多项式修正公式得到的信号谐波和间谐波的频率、幅值、初相位,其结果普遍好于文献 [6] 方法,精度得到很大提高。其原因应该有两个方面: 本文采用的 Blackman - Harris窗函数旁瓣衰减效果优于文献 [6] 采用的 Hanning窗,使得谐波间的泄漏影响得到更好的抑制,同时在相同分析精度要求下,采用 Blackman - Harris窗,其所需窗宽要小的多,相应 FFT 分析计算量将更少; 相比文献 [6] 采用的单峰谱线修正算法,本文采用的双峰谱线修正算法具有更高的精度。

而在应用本文方法时,同时应该注意到: 由于本文基于信号谱估计的结果来确定所需最小窗宽,因此如何更准确地对信号成分进行估计将是准确确定最小窗宽的首要条件; 在确定最小窗宽后,若对检测精度有更高要求,则需要增大分析窗宽度,但同时必将增加 FFT 的计算量,因此,应针对检测精度与计算速度的要求进行权宜选择。

6 结论

本文提出 AR 模型谱估计与双峰谱线插值修正相结合的谐波和间谐波分析方法。由 AR 谱分布可更好地指导对 FFT 结果的插值修正,同时对 Blackman - Harris窗插值修正所需最小数据长度选取的

研究以及采用多项式逼近方法得出的 Blackman - Harris窗插值修正多项式公式,在减少计算量的同时保证了结果的高精度。仿真比较结果验证了本文方法的有效性。

参考文献:

- [1] Carbone R, et al Harmonic and Interharmonic Distortion in Current Source Type Inverter Drives[A]. Proceedings of IEEE ICHPS VI 1994. 117-124.
- [2] 林海雪. 电力系统中的间谐波问题[J]. 供用电, 2001, 18(3): 6-9.
LN Hai-xue. Interharmonics in Electrical Power System[J]. Distribution & Utilization, 2001, 18(3): 6-9.
- [3] Jain V K, Collins W L, Davis D C. High-accuracy Analog Measurements via Interpolated FFT[J]. IEEE Trans on M, 1979, 28(2): 113-122.
- [4] Grandke T. Interpolation Algorithms for Discrete Fourier Transforms of Weighted Signals[J]. IEEE Trans on M, 1983, 32(2): 350-355.
- [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] 祁才君, 王小海. 基于插值 FFT 算法的间谐波参数估计[J]. 电工技术学报, 2003, 18(1): 92-95.

(下转第 56 页 continued on page 56)

- navatics and Astronautics Press, 2003.
- [2] 王群,姚为正,王兆安.高通和低通滤波器对谐波检测电路检测效果的影响研究[J].电工技术学报,1999,14(5):22-26
WANG Qun, YAO Wei-zheng, WANG Zhao-an. A Study About Influence of High and Low Pass Filters on Detecting Effect of Harmonics Detection Circuits[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 1999, 14(5): 22-26
- [3] 王兆安,杨君.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. Harmonic Restraint and Reactive Power Compensation[J]. Beijing: China Machine Press, 1998
- [4] 袁世英,曹晖.基于DSP的电压闪变仪的开发[J].继电器,2005,33(4):57-59.

YUAN Shi-ying, CAO Hui. Development of a Voltage Flicker Meter Based on DSP[J]. Relay, 2005, 33(4): 57-59.

收稿日期: 2005-06-29; 修回日期: 2005-08-26

作者简介:

王球保(1981-),男,硕士研究生,主要从事电能质量分析方面的研究;E-mail:wqb24@126.com

杨仁刚(1953-),男,博士生导师,主要从事无功补偿,电能质量,电力系统自动化方面的研究;

谈萌(1981-),男,硕士研究生,主要从事电能质量分析方面的研究。

Fast detection of voltage sags based on DSP

WANG Qiu-bao¹, YANG Ren-gang¹, TAN Meng¹, FENG Xiaoming¹, ZHANG Li-jun²

(1. College of Information and Electric Engineering, China Agricultural University, Beijing 100083, China;

2. Beijing Electric Power Corporation, Beijing 100031, China)

Abstract: Based on the instantaneous d-q transformation theory, a voltage sags detection device is developed by Motorola DSP56F807. The hardware and software design are detailed. The detection of voltage sags is finished on the device. This paper designs a low-pass filter and analyses the results on the different cut-off frequencies. The results prove the device can detect sags quickly and accurately.

Key words: instantaneous d-q transformation; DSP; voltage sags; low-pass filter

(上接第 52 页 continued from page 52)

- QICai-jun, WANG Xiao-hai. Interharmonics Estimation Based on Interpolation FFT Algorithm[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2003, 18(1): 92-95.
- [7] 庞浩,李东霞,姐云霄,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, LIDong-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] 皇甫堪,陈建文,楼生强.现代数字信号处理[M].北京:电子工业出版社,2003.

HUANGFU Kan, CHEN Jian-wen, LOU Sheng-qiang. Modem Digital Signal Processing[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2003.

收稿日期: 2005-06-17; 修回日期: 2005-07-22

作者简介:

王波(1981-),男,硕士研究生,研究方向为电能质量和谐波的检测与分析;E-mail:wwwbo1981@163.com

杨洪耕(1949-),男,教授,长期从事电能质量和谐波的研究工作。

A method for interharmonic measurement based on AR model spectral estimation and interpolation FFT algorithm

WANG Bo, YANG Hong-geng

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

Abstract: Interpolation FFT algorithms in existence correct results of FFT by spectral lines near the known harmonic frequency of simulated signal. However, the distribution of interharmonics and harmonics in actual signal usually can't be ascertained beforehand, which brings troubles to the application of interpolation and correction. A method for interharmonic measurement is presented based on AR model spectral estimation and correction algorithm of double spectral lines. Interpolation and correction is employed according to the distribution of AR spectra. The method that the minimum length of data needed by Blackman-Harris window interpolation algorithm can be obtained by AR spectra is presented, and the polynomial approximation method is employed to obtain simple correction formula of Blackman-Harris window interpolation algorithm. It can reduce the calculation of FFT and guarantee the high accuracy of results. The simulation results verify the effectiveness of the proposed method.

Key words: interharmonics; AR model spectral estimation; interpolated FFT; Blackman-Harris window