

# 应用三谱线插值 FFT 分析电力谐波的改进算法

蔡晓峰<sup>1</sup>, 张鸿博<sup>2</sup>, 鲁改凤<sup>2</sup>

(1. 河南工程学院机械工程学院, 河南 新乡 451191; 2. 华北水利水电大学电力学院, 河南 郑州 450011)

**摘要:** 分析了加窗三谱线插值 FFT 算法的原理。针对算法开方运算量大、响应速度慢的不足, 分析了窗函数主瓣内谱线的相位特性, 推导出在忽略谐波间泄漏影响的情况下窗函数主瓣内任意相邻两根谱线相位差等于  $\pi$  的规律。在此基础上提出了一种改进三谱线插值修正算法, 该算法在不影响精度的前提下可将插值过程所需的求幅值运算量减少为常规算法的 1/3。仿真和实验结果表明, 改进算法有效地减少了插值过程的计算量, 提高了算法响应速度, 同时仍然具有较高的计算精度, 适用于电力谐波的分析测量。

**关键词:** 谐波测量; 快速傅立叶变换; 窗函数; 三谱线; 插值

## Improvement algorithm for harmonic analysis of power system using triple-spectrum-line interpolation algorithm based on window FFT

CAI Xiaofeng<sup>1</sup>, ZHANG Hongbo<sup>2</sup>, LU Gaifeng<sup>2</sup>

(1. Department of Mechanic-Electronic Engineering, Henan Institute of Engineering, Xinzheng 451191, China; 2. School of Electric Power, North China University of Water Conservancy and Electric Power, Zhengzhou 450011, China)

**Abstract:** The principle of triple-spectrum-line interpolation algorithm based on window FFT is analyzed firstly. Aimed at its shortcomings of large computing capacity and much time consumption, frequency spectrum in main lobe of window function is analyzed, and a rule that the phase difference of any two adjacent spectrum lines in main lobe of window is  $\pi$  is derived. Based on the rule, an improved algorithm for triple-spectrum-line interpolation FFT is presented, which can reduce amount of solving amplitude to one-third of the normal one. Simulation and experiment shows that the improved algorithm is of high accuracy and small amount of calculation, and it is suitable for power harmonic analysis.

**Key words:** harmonic analysis; FFT; window functions; triple-spectrum-line; interpolation

中图分类号: TM930.9 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2015)02-0033-07

## 0 引言

随着大量非线性负荷特别是电力电子装置的广泛应用, 电网中的谐波污染日益严重, 对谐波含量进行准确分析, 确切掌握电网中谐波的实际状况, 对于防止谐波危害、维护电网安全经济运行十分必要。以快速傅立叶变换(FFT)为基础的加窗插值 FFT 算法是电力系统谐波分析普遍采用的一类算法<sup>[1-2]</sup>, 此类算法采用性能优良的窗函数减小频谱泄漏引起的误差, 同时通过对计算结果进行插值修正减小栅栏效应引起的误差<sup>[3-16]</sup>。应用较多的插值算法有单谱线<sup>[13-14]</sup>、双谱线<sup>[4-5]</sup>和三谱线<sup>[15-16]</sup>插值算法, 其中单谱线插值算法易受到频谱泄漏和噪声干扰的影响<sup>[4]</sup>, 双谱线和三谱线插值算法通过引入频点附近的更多谱线并适当的加权平均, 有效降低了泄漏和

噪声影响, 精度明显提高<sup>[4,15]</sup>, 获得广泛应用, 但算法运算量也有所增大, 因为它们每得到一个谐波的幅值就需要计算谐波频点附近多条谱线的幅值。由于 FFT 变换中每条谱线对应着一个复数, 因此求谱线的幅值也就是求复数的模, 而求模需要用开方运算, 一般采用牛顿迭代算法实现, 运算量大且耗时长。一般电网谐波分析要求测量 2~25 次电压和电流谐波的含量<sup>[17]</sup>, 对于三谱线插值算法就要求取  $25 \times 3 \times 2 = 150$  条谱线的幅值, 如果是测量三相谐波, 需要取多达  $150 \times 3 = 450$  条谱线的幅值, 插值算法的运算量很大, 严重影响谐波分析的速度。当谐波分析次数较高且需要连续在线分析时, 这些常规的多谱线插值算法速度问题非常突出。鉴于此, 通过分析窗函数主瓣内相邻谱线间的相位特性, 提出一种减少运算量的改进三谱线插值算法。

## 1 算法原理

假设一个频率为  $f_0$  幅值为  $A$  初相位为  $\theta$  的单一频率信号  $x(t)$ ，在经过了采样率为  $f_s$  的模数变换后得到如式(1)形式的离散信号。

$$x(n) = A \sin(2\pi \frac{f_0}{f_s} n + \theta) \quad (1)$$

式中： $n=0,1,2,\dots,N-1$ ； $N$  为采样点数。

如果所加组合余弦窗的时域形式为  $w(n)$ ，表达式为

$$w(n) = \sum_{h=0}^{H-1} (-1)^h a_h \cos(\frac{2\pi h}{N} n) \quad (2)$$

式中： $n=0,1,2,\dots,N-1$ ； $H$  为窗函数的项数； $a_0, a_1, \dots, a_{H-1}$  满足约束条件  $\sum_{h=0}^{H-1} a_h = 1, \sum_{h=0}^{H-1} (-1)^h a_h = 0$ 。则加窗后该信号的离散傅立叶变换表达式为

$$X(k) = \frac{A}{2j} [e^{j\theta} W(k - \frac{f_0}{\Delta f}) - e^{-j\theta} W(k + \frac{f_0}{\Delta f})] \quad (3)$$

如果忽略负频点  $-f_0$  处频峰的旁瓣影响，在正频点  $f_0$  附近的离散频谱可以表达为

$$\bar{X}(k) = \frac{A}{2j} e^{j\theta} W(k - \frac{f_0}{\Delta f}) = \frac{A}{2j} e^{j\theta} W(k - k'_0) \quad (4)$$

式中离散频率间隔为  $\Delta f = f_s / N$ ， $k'_0 = f_0 / \Delta f$ ， $W(\cdot)$  为组合余弦窗的频谱，表达式为<sup>[3]</sup>

$$W(\lambda) = e^{-j\pi\lambda} \sin(\pi\lambda) \sum_{h=0}^{H-1} (-1)^h \frac{a_h}{2} \frac{\sin(\frac{2\pi\lambda}{N})}{\sin(\frac{\pi(\lambda-h)}{N}) \sin(\frac{\pi(\lambda+h)}{N})} \quad (5)$$

由于非同步采样或非整周期截断，式(4)中  $k'_0$  一般不是整数，设  $k_0$  是最接近  $k'_0$  的整数，显然第  $k_0$  条谱线是信号频点附近幅值最大的谱线，其左右两侧的谱线记为第  $k_0 - 1$  条和第  $k_0 + 1$  条，这三条谱线均具有较大幅值，为了克服单谱线修正算法易受到频谱泄漏和噪声干扰影响的缺点，将这三条谱线均用来进行插值修正，具体方法是：令  $y_1 = |\bar{X}(k_0 - 1)|$ ， $y_2 = |\bar{X}(k_0)|$ ， $y_3 = |\bar{X}(k_0 + 1)|$  且引入一个辅助参数  $\delta = k'_0 - k_0$ ，则

$$y_1 = |\bar{X}(k_0 - 1)| = \frac{A}{2} |W(-\delta - 1)|$$

$$y_2 = |\bar{X}(k_0)| = \frac{A}{2} |W(-\delta)|$$

$$y_3 = |\bar{X}(k_0 + 1)| = \frac{A}{2} |W(-\delta + 1)|$$

常规的三谱线插值算法通过对  $k_0, k_0 - 1$  和  $k_0 + 1$  这三根谱线进行加权平均得到信号的幅值<sup>[15-16]</sup>，即

$$A = \frac{2(y_1 + 2y_2 + y_3)}{|W(-\delta - 1)| + 2|W(-\delta)| + |W(-\delta + 1)|} \quad (6)$$

对于一般的实系数窗函数，当  $N$  较大时式(6)可表示为  $A = N^{-1}(y_1 + 2y_2 + y_3)v(\delta)$  的形式， $v(\delta)$  的表达式也可以通过多项式逼近的方法求出其近似公式<sup>[15-16]</sup>，简化  $v(\alpha)$  的计算。

不难看出，在常规的三谱线插值算法中为修正信号幅值需要分别计算信号频率点附近三条谱线的幅值再求和，运算量很大，影响算法的实时性。为减少运算量，首先分析一下信号频率点附近三条谱线的特点。

为表述方便起见，对于式(5)不妨令

$$F(\lambda) = \sin(\pi\lambda) \sum_{h=0}^{H-1} (-1)^h \frac{a_h}{2} \frac{\sin(\frac{2\pi\lambda}{N})}{\sin(\frac{\pi(\lambda-h)}{N}) \sin(\frac{\pi(\lambda+h)}{N})} \quad (7)$$

则

$$W(\lambda) = e^{-j\pi\lambda} F(\lambda) \quad (8)$$

对于常见的组合余弦窗， $F(\lambda)$  为一实函数，它决定了窗函数的幅频特性，其形状如图 1 所示。

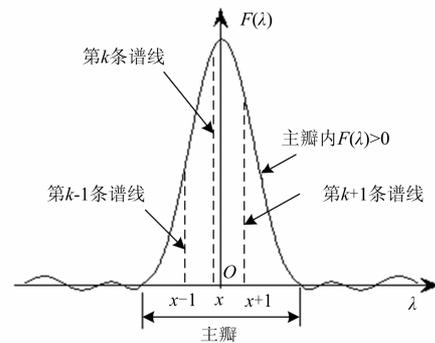


图 1 组合余弦窗  $F(\lambda)$  示意图

Fig. 1  $F(\lambda)$  of cosine windows

可以看出，在窗函数主瓣内  $F(\lambda) > 0$ 。

不妨假设主瓣内相邻两条谱线为第  $k, k+1$  条，且  $k - k'_0 = x$ ，那么根据式(4)、式(8)第  $k, k+1$  条谱线的表达式为

$$\begin{aligned} \bar{X}(k\Delta f) &= \frac{A}{2j} e^{j\theta} W\left(\frac{2\pi(k - k'_0)}{N}\right) = \\ &= \frac{A}{2j} e^{j\theta} W\left(\frac{2\pi x}{N}\right) \Big|_{x=k-k'_0} = \frac{A}{2j} e^{j(\theta - \pi x)} F(x) \Big|_{x=k-k'_0} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\overline{X}((k+1)\Delta f) &= \frac{A}{2j} e^{j\theta} W\left(\frac{2\pi(k+1-k_0)}{N}\right) = \\ & \frac{A}{2j} e^{j\theta} W\left(\frac{2\pi(x+1)}{N}\right) \Big|_{x=k-k_0} = \frac{A}{2j} e^{j(\theta-\pi(x+1))} F(x+1) \Big|_{x=k-k_0}\end{aligned}$$

由于  $F(x) > 0$  且  $F(x+1) > 0$ , 则第  $k$ 、 $k+1$  条谱线的相位分别为

$$\arg[\overline{X}(k\Delta f)] = \theta - \pi x - \pi / 2$$

$$\arg[\overline{X}((k+1)\Delta f)] = \theta - \pi(x+1) - \pi / 2$$

那么

$$\arg[\overline{X}(k\Delta f)] - \arg[\overline{X}((k+1)\Delta f)] = \pi \quad (9)$$

这就是说在窗函数主瓣内的任意相邻两根谱线, 用向量来表示, 在相位上相差  $\pi$ 。同理,  $\overline{X}(k-1)$  和  $\overline{X}(k)$  在相位上也相差  $\pi$ , 如果设  $\overline{X}(k_0-1) = y_1 e^{j\varphi}$ , 则  $\overline{X}(k_0) = y_2 e^{j(\varphi+\pi)}$ 、 $\overline{X}(k_0+1) = y_3 e^{j(\varphi+2\pi)} = y_3 e^{j\varphi}$ , 如图 2 所示。

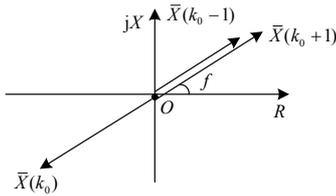


图 2 主瓣内相邻三条谱线相位示意图

Fig. 2 Phase relationship of three adjacent spectrum lines in major lobe

那么

$$\begin{aligned}|2\overline{X}(k_0) - \overline{X}(k_0-1) - \overline{X}(k_0+1)| &= \\ |2y_2 e^{j\varphi+\pi} - y_1 e^{j\varphi} - y_3 e^{j\varphi}| &= y_1 + 2y_2 + y_3\end{aligned} \quad (10)$$

这样对于式(6)中  $y_1 + 2y_2 + y_3$  的计算就不用分别求取  $|\overline{X}(k_0-1)|$ 、 $|\overline{X}(k_0)|$  和  $|\overline{X}(k_0+1)|$  (即  $k_0-1$ 、 $k_0$ 、 $k_0+1$  三条谱线的幅值), 只要求出  $|2\overline{X}(k_0) - \overline{X}(k_0-1) - \overline{X}(k_0+1)|$  即可, 从而将求模运算减少到常规算法的 1/3, 与单谱线插值算法的求模运算量相当, 大大加快了算法的响应速度。另外, 按式(10)计算出  $y_1 + 2y_2 + y_3$  后, 仍然可以沿用文献[15]中提供的多项式公式修正幅值, 简化计算过程。

需要说明的是关于辅助参数  $\delta$  的计算仍然采用文献[15]中的方法, 但由于电力系统中基波的含量比其他次谐波的含量高很多, 因此用基波频点附近的三条谱线计算出的辅助参数  $\delta$  及基波频率  $f_1$  最为精确, 其他  $i$  次谐波的频率直接按  $if_1$  计算, 不再单独计算, 这样一方面降低了运算量, 另一方面也保

证了谐波频率的分析精度。

## 2 算法仿真

1) 改进算法的理论基础是最大幅值谱线与其左右两侧的谱线在相位上相差  $\pi$ , 因此必须首先对此结论进行仿真验证。设信号  $x(t) = \sin(2\pi f_0 t + \theta)$ , 为了比较全面的验证, 令  $\theta$  在  $[0, 2\pi]$  之间变化, 变化步长  $\pi/10$ , 信号频率  $f_0$  从 45~55 Hz 以 0.1 Hz 步长变化, 对其进行采样, 采样频率  $f_s = 3200$  Hz, 采样点数  $N=512$ , 对采样序列进行加 Hanning 窗 FFT 变换, 然后计算最大幅值谱线和左右两侧两条谱线的相位差如图 3。

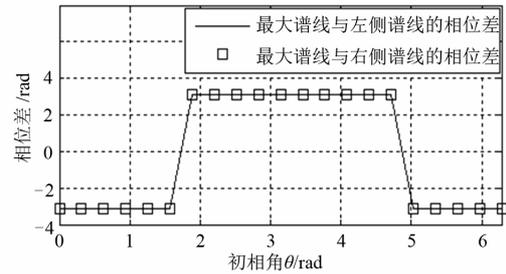


图 3  $f_0=49.5$  Hz 最大幅值谱线与其左右两条谱线的相位差

Fig. 3 Phase difference between maximum amplitude and its left or right spectrum lines at  $f_0=49.5$  Hz

从图 3 可见,  $f_0=49.5$  Hz 时, 无论初相角  $\theta$  为何值, 最大幅值谱线与其左右两条谱线的相位差均为  $\pi$  或者  $-\pi$  (相差  $-\pi$  和  $\pi$  在效果上是一样的, 均表示两个向量方向相反), 不过需要说明, 由于负频分量的影响, 相位差并不能精确地等于  $\pi$ , 但对于性能优良的窗函数, 误差很小, 可以忽略。  $f_0$  为其他值时情况一样, 限于篇幅, 不再一一说明。

2) 改进算法相对常规算法在三条谱线幅值之和的计算方式上有所不同, 精度是否会有所变化也需要通过仿真进行检验。

### (1) 经典信号模型仿真

在文献[13]中的仿真信号模型被众多文献用来进行算法仿真, 该信号离散形式的表达式为

$$x(n) = A_0 + A_1 \sin(2\pi \frac{f_1}{f_s} n + \theta_1) + A_3 \sin(2\pi \frac{3f_1}{f_s} n + \theta_3)$$

式中:  $A_0=0.2$ ;  $A_1=6$ ;  $A_3=1$ ; 而对于  $\theta_1$ 、 $\theta_3$ , 为了比较全面地验证算法精度, 不再固定取值, 而是让二者分别在  $[0, 2\pi]$  变化, 变化步长  $\pi/10$ , 信号基波频率  $f_1$  从 48~52 Hz 以 0.1 Hz 步长变化。采样频率  $f_s = 3200$  Hz, 采样点数  $N=512$ , 对信号首先进行加 hanning 窗 FFT 变换, 之后按文献[15]中算法计算基波频率偏差参数  $\delta$ , 然后再分别利用改进算法和文献[15]中算法插值修正基波和三次谐波幅值

(注:三次谐波频率直接按基波频率的3倍计算,不再单独计算),并将相对误差绘制在同一张图中以对比二者的精度,如图4所示。

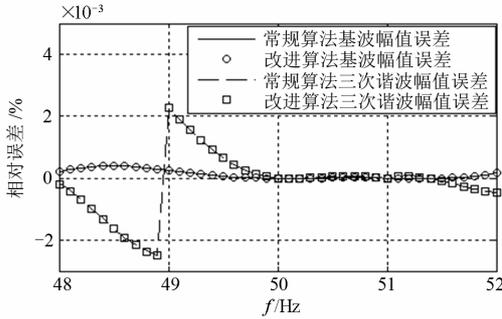


图4  $\theta_1=\pi/10, \theta_3=3\pi/10$  幅值误差曲线

Fig. 4 Amplitude errors curve when  $\theta_1=\pi/10, \theta_3=3\pi/10$

从图4不难看出,新算法和常规算法的误差曲线重合程度很高,说明两种算法的误差非常接近,

为进一步说明二者的精度,以下通过列表方式抽样给出  $\theta_1=\pi/10, \theta_3=3\pi/10$  时几个频率点对应的测量误差如表1所示,其他情况的测量误差情况类似,限于篇幅,不再一一给出。

从表1中可以清楚地看出,两种算法的精度都很高,均可用于电网谐波分析;同时二者误差的确非常接近,没有显著差异,说明新算法在减少开方运算的同时并未牺牲精度,当采样点数  $N$  取 256、1024 或者变换其他组合余弦窗进行同样的仿真得到一样的结论。

(2) 多次谐波信号仿真

为进一步验证算法精度,采用文献[4]中的9次谐波信号模型再次仿真,窗函数采用 Hanning 窗,除采样频率和采样点数改为  $f_s = 3200$  Hz,  $N=512$ ,其他参数均和文献[4]一致。仿真结果如表2所示,其中  $DA_i$  表示  $i$  次谐波的幅值误差。

表1 新算法和常规算法的幅值测量误差对比( $\theta_1=\pi/10, \theta_3=3\pi/10$ )

Table 1 Comparisons of amplitude error between the new algorithm and the common one ( $\theta_1=\pi/10, \theta_3=3\pi/10$ )

基波频率		48	48.5	49	49.5	50	50.5	51	51.5	52
基波	常规算法	0.2072 4	0.394 29	0.252 0	0.066 99	-0.004 70	0.006 42	0.001 48	-0.000 43	0.169 84
	改进算法	0.2066 5	0.393 98	0.252 01	0.066 99	-0.004 75	0.006 35	0.001 22	-0.000 73	0.169 71
三次谐波	常规算法	-0.175 4	-1.619 5	2.272 6	0.653 61	-0.004 75	0.054 10	-0.010 13	-0.087 28	-0.473 04
	改进算法	-0.198 63	-1.634 5	2.271 0	0.653 57	-0.004 75	0.052 32	-0.020 74	-0.091 90	-0.474 86

表2 新算法和常规算法的测量误差对比

Table 2 Comparisons between the new algorithm and the common one

比较项	$DA_1$	$DA_2$	$DA_3$	$DA_4$	$DA_5$	$DA_6$	$DA_7$	$DA_8$	$DA_9$
常规算法	0.002 155	-6.217 2	-0.049 31	-9.041 2	0.170 05	-	0.104 84	-	0.042 591
改进算法	0.002 152	-6.337 4	-0.049 49	-9.053 2	0.169 67	-	0.104 72	-	0.042 562

多次谐波信号的仿真结果再次证明改进算法和常规算法在精度上没有明显差距,新算法并未牺牲测量精度。

3)改进算法与常规算法运算量仿真

由于许多谐波分析仪器采用 DSP 作为处理器,因此两种算法在运算量和响应时间上的对比分析放在 DSP 集成开发环境 CCS 上进行。将两种算法分别在 CCS 上编程实现并进行模拟运行,其中 DSP 芯片分别选择了定点 DSP(TMS320F2812)和浮点 DSP(TMS320F28335)两种情况,对定点 DSP 使用了定点运算函数库 IQmath 库,对浮点 DSP,调用了数学运算函数库 math 库,表3给出了两种插值算法完成 25 次及 50 次插值运算所耗费的时间,单位

cycles 为芯片的时钟周期。

表3 常规算法与改进算法耗费时间对比

Table 3 Comparisons of consuming time between the new algorithm and the common one

插值次数	25 次插值	50 次插值
	(定点/浮点)	(定点/浮点)
常规算法/cycles	22 903/16 214	46 717/32 264
改进算法/cycles	14 034/10 741	28 059/21 916
节省运算时间/cycles	8 869/5 473	18 658/10 348
效率提升	34%/38.7%	32%/39.9%

为方便对比同时在表4中给出了 DSP 实现 FFT 变换所需时间,其中 FFT 分别调用了 TI 提供的定点 FFT 函数库和浮点 FFT 函数库来实现。

表 4 FFT 耗时

FFT 点数	512	1 024
定点 DSP/cycles	26 986	61 758
浮点 DSP/cycles	15 320	33 859

从表 3、表 4 中可以看出, 插值算法所耗费的时间相当多, 比如定点 DSP 完成 50 次插值运算的时间甚至超过一次 512 点 FFT 的时间, 因此除 FFT 外, 插值算法也是影响谐波分析速度的重要因素; 改进算法在定点 DSP 和浮点 DSP 上相对常规算法分别节省了约 33% 和 39% 的运算时间, 如果分析的谐波次数较多, 那么节省的运算时间会非常可观。

### 3 实验

实验在 DSP 开发平台上进行, 实验中采用的信

号模型如表 5, 信号基波频率取 50.2 Hz, 各谐波初相角均取 0, 信号由软件模拟产生。采样频率为 2 560 Hz, 采样点数为 512, 对信号加 Hanning 窗, 运行得到的谐波分析结果如表 6 和表 7。

从表 6 和表 7 可以看出, 无论是定点 DSP 还是浮点 DSP, 两种算法所对应的谐波分析结果均非常接近, 差异很小, 与仿真所得结论一致; 另外浮点 DSP 的谐波分析精度高于定点 DSP, 这得益于浮点 DSP 的浮点数据处理能力。在算法执行时间上, 两种算法有较大差异, 表 8 反映了两种算法在执行时间上的对比情况。

表 5 实验信号模型

谐波次数	1	3	5	7	9
幅值	0.9	0.1	0.05	0.03	0.01

表 6 幅值误差对比(定点 DSP)

谐波次数		1	3	5	7	9
幅值测量值	常规算法	0.900 878 055	0.100 098 084 7	0.050 049 710 09	0.030 030 478 72	0.010 010 382 16
	改进算法	0.900 872 414 9	0.100 097 460 7	0.050 049 399 03	0.030 030 293 39	0.010 010 323 49
相对误差/%	常规算法	0.097 561 7	0.098 084 7	0.099 420 2	0.101 595 7	0.103 821 6
	改进算法	0.096 935 0	0.097 460 7	0.098 798 1	0.100 978 0	0.103 234 9

表 7 幅值误差对比(浮点 DSP)

谐波次数		1	3	5	7	9
幅值测量值	常规算法	0.900 000 10	0.099 999 96	0.050 000 09	0.030 000 10	0.010 000 00
	改进算法	0.900 000 00	0.099 999 96	0.050 000 09	0.030 000 11	0.010 000 00
相对误差/%	常规算法	1.111 11E-07	-4E-07	1.8E-06	3.33333E-06	0
	改进算法	0	-4E-07	1.8E-06	3.66667E-06	0

表 8 常规算法与改进算法耗费时间对比

		FFT(512 点)	25 次谐波插值	总耗时	效率提升
定点 DSP	常规算法/cycles	26 986	16 214	43 200	12.7%
	改进算法/cycles	26 986	10 741	37 727	
浮点 DSP	常规算法/cycles	15 320	22 903	38 223	24.4%
	改进算法/cycles	15 320	14 034	29 354	

从表 8 中可以看出, 改进算法在定点 DSP 和浮点 DSP 上相对常规算法可以使谐波分析的总时间节省 12.7% 和 24.4%, 证明了算法在减少运算量和提高算法速度方面的有效性。

如果 FFT 变换的数据点数很多(远大于 1 024

点)而谐波分析的次数又很少时(小于 25 次), 则 FFT 变换的时间在整个谐波分析中将占主导地位, 插值算法所占比例很小, 这时改进算法在减少运算量和提高谐波分析速度方面的效果将不太明显, 但仍然能起到一定的加速作用。

## 4 结论

1) 忽略负频分量及谐波间的泄漏影响, 加窗 FFT 变换所得窗函数主瓣内的任意相邻两根谱线, 用向量来表示, 在相位上相差  $\pi$ 。

2) 利用窗函数主瓣内相邻谱线间的相位特性提出的改进三谱线插值修正算法, 将插值过程中复杂的开方运算减少为常规算法的1/3, 在不牺牲精度的情况下, 有效提高了算法的响应速度, 有利于电网谐波的快速准确测量。

## 参考文献

- [1] 熊杰锋, 李群, 袁晓冬, 等. 电力系统谐波和间谐波检测方法综述[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(11): 125-133.  
XIONG Jiefeng, LI Qun, YUAN Xiaodong, et al. Detection methods of harmonics and inter-harmonics in power systems[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(11): 125-133.
- [2] 梁志瑞, 叶慧强, 赵飞. 电力系统谐波状态估计研究综述[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(15): 157-160.  
LIANG Zhirui, YE Huiqiang, ZHAO Fei. Overview on power system harmonic state estimation[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(15): 157-160.
- [3] 潘文, 钱俞寿, 周鸷. 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, 9(1): 50-54.  
PAN Wen, QIAN Yushou, ZHOU E. Power harmonics measurement based on windows and interpolated FFT (I) study of windows[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 1994, 9(1): 50-54.
- [4] 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.
- [5] 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 Baiyuan, TENG Zhaosheng, GAO Yunpeng, et al. An approach for electrical harmonic analysis based on Nuttall window doublespectrum-line interpolation FFT[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(25): 153-158.
- [6] 许珉, 杨阳, 陈飞, 等. 基于 Nuttall(I)窗的插值 FFT 算法[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(23): 44-48.  
XU Min, YANG Yang, CHEN Fei, et al. An interpolated algorithm based on the Nuttall(I) Window[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(23): 44-48.
- [7] 曾博, 滕召胜, 高云鹏, 等. 基于 Rife-Vincent 窗的高准确度电力谐波相量计算方法[J]. 电工技术学报, 2009, 24(8): 154-159.  
ZENG Bo, TENG Zhaosheng, GAO Yunpeng, et al. An accurate approach for power harmonic phasor calculation based on Rife-Vincent window[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(8): 154-159.
- [8] 许珉, 刘凌波. 基于三次样条函数的加 Blackman-Harris 窗插值 FFT 算法[J]. 电力自动化设备, 2009, 29(2): 59-63.  
XU Min, LIU Lingbo. Blackman-Harris window interpolated FFT algorithm based on cubic spline function[J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(2): 59-63.
- [9] 张介秋, 梁昌洪, 陈砚圃. 基于卷积窗的电力系统谐波理论分析与算法[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(11): 48-52.  
ZHANG Jieqiu, LIANG Changhong, CHEN Yanpu. Power system harmonic theory analysis and algorithm based on convolution window[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(11): 48-52.
- [10] 黄纯, 江亚群. 谐波分析的加窗插值改进算法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(15): 26-31.  
HUANG Chun, JIANG Yaqun. Improved window and interpolation algorithm for analysis of power system harmonics[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(15): 26-31.
- [11] 温和, 滕召胜, 曾博, 等. 基于三角自卷积窗的介损角测量算法及应用[J]. 电工技术学报, 2010, 25(7): 192-198.  
WEN He, TENG Zhaosheng, ZENG Bo, et al. Dielectric loss angle measurement algorithm and application based on triangular self-convolution window[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(7): 192-198.
- [12] 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.
- LUO Jiao, JIANG Yaqun, HUANG Chun, et al. Power system harmonic parameters estimation based on recursive DFT algorithm with DRSC window[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(9): 47-53.
- [13] 潘文, 钱俞寿, 周鄂. 基于加窗插值 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 Yushou, ZHOU E. 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.
- [14] 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 Xianyong, WANG Nan, LIU Yamei. Application of polynomial approximation based single peak spectral lines interpolation algorithm in interharmonic analysis[J]. Power System Technology, 2008, 32(18): 57-61.
- [15] 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 Shengsuo, LIANG Zhirui, ZHANG Jianhua, 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.
- [16] 黄冬梅, 龚仁喜, 焦凤昌, 等. 莱夫-文森特窗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.
- HUANG Dongmei, GONG Renxi, JIAO Fengchang, et al. Power harmonic analysis based on Rife-Vincent window and triple-spectral-line interpolation[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(2): 28-34.
- [17] GB/T 14549—93 电能质量公用电网谐波[S]. 北京: 国家技术监督局, 1993.

---

收稿日期: 2014-04-20; 修回日期: 2014-10-27

作者简介:

蔡晓峰(1981-), 女, 硕士, 讲师, 研究方向为电能质量监控、光伏发电技术; E-mail: cxfzjy@126.com

张鸿博(1980-), 男, 硕士, 讲师, 从事电能质量分析与控制方面的研究工作;

鲁改凤(1968-), 女, 本科, 教授, 从事电力系统继电保护方面的研究工作。