

DOI: 10.13382/j.jemi.B2003641

# 氧化锌避雷器泄漏电流的全相位 FFT 分析

黄海宏<sup>1</sup> 金春阳<sup>1</sup> 郝韩兵<sup>2</sup> 刘鑫<sup>2</sup>

(1. 合肥工业大学电气与自动化工程学院 合肥 230009; 2. 国网安徽省电力有限公司检修分公司 合肥 230000)

**摘要:**通过检测氧化锌避雷器泄漏电流,经过谐波分析提取泄漏电流基波和各次谐波参数,依据电流阻性分量可判断该装置在电网中的运行情况。为解决快速傅里叶变换(FFT)进行谐波分析时数据截断引起数字信号处理性能下降的问题,选用一种考虑包含某样点所有可能数据截断情况的全相位 FFT 分析方法,再基于此分析方法选用全相位时移相位差校正算法,同时利用窗谱函数推导出校正公式。仿真结果表明,该算法对比基于 FFT 的比值公式校正算法在无噪和有噪(50 dB)情况下谐波分析精度分别提高了4~5个数量级和1~2个数量级,且对相对小信号谐波分量的频率估计偏差不超过0.6 Hz,相位估计偏差不超过0.5°。该算法具有相位不变性和频谱泄漏抑制能力,实现了检测精度的提高和小信号参数的估计,并在泄漏电流检测系统中得到验证。

**关键词:**氧化锌避雷器;谐波分析;全相位 FFT;校正算法;小信号

**中图分类号:** TM764; TN92      **文献标识码:** A      **国家标准学科分类代码:** 470.4054

## All-phase FFT analysis for leakage current of zinc oxide arrester

Huang Haihong<sup>1</sup> Jin Chunyang<sup>1</sup> Hao Hanbing<sup>2</sup> Liu Xin<sup>2</sup>

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China;

2. State Grid Anhui Maintenance Company, Hefei 230000, China)

**Abstract:** The detection of the leakage current of the zinc oxide arrester is achieved by extracting the fundamental and harmonic parameters of the leakage current through harmonic analysis, and the operation of the device in the power grid can be judged according to the resistive component of the harmonic current. In order to solve the problem of digital signal processing performance degradation caused by data truncation during harmonic analysis by fast Fourier transform (FFT). All-phase FFT analysis method that considers all possible data truncation conditions of a sample point is selected, and then all-phase time-shift phase difference correction algorithm is selected based on this analysis method, and use the window spectrum function to derive a correction formula. Compared with the ratio correction algorithm based on FFT, the algorithm which is selected has improved the accuracy of harmonic analysis by 4 to 5 orders of magnitude in the case of no noise and 1 to 2 orders of magnitude in the case of noisy (50 dB), and the frequency estimation deviation for relatively small signals does not exceed 0.6 Hz, and the phase estimation deviation does not exceed 0.5°. This algorithm has phase invariance and better ability to suppress spectrum leakage and realizes the improvement of detection accuracy and the estimation of small signal harmonic parameters, which is verified in the leakage current detection system.

**Keywords:** Zinc oxide arrester; harmonic analysis; all-phase FFT; correction algorithm; small signal

## 0 引言

氧化锌避雷器(zinc oxide arrester, ZOA)作为电网保护装置在长期运行中由于设备老化、内部受潮等原因会

出现保护性能下降问题,主要表现为泄漏电流阻性基波分量和阻性谐波分量的显著变化<sup>[1-2]</sup>,因此可以运用谐波分析算法<sup>[3-6]</sup>提取 ZOA 泄漏电流基波和各次谐波参数,结合电网电压相位得出阻性分量,再依据阻性分量变化趋势判断该设备在电网中的运行情况。故 ZOA 泄漏电

流的检测关键在于谐波分析中基波和各次谐波幅值和相位参数的提取精度。

近年来,国内外研究人员主要通过快速傅里叶变换<sup>[7-9]</sup>(FFT)作为主要谐波分析手段,再利用数据加窗以及校正算法进一步提高参数提取精度。FFT在时域通过矩形窗将时间采样序列截断为有限长度后,不可避免地产生频谱泄漏,而在频域抽样离散化的过程中,若计算所得频谱峰值点不能与实际频谱峰值点重合,则会出现栅栏效应<sup>[10]</sup>。文献[11]对截断后的数据进行加 Hanning 窗处理,但加窗在抑制旁瓣泄漏的同时引起主瓣模糊导致基波和谐波处参数失真。文献[12]对加窗后 FFT 计算结果进行参数校正进一步减小了频谱泄漏和栅栏效应影响下的误差。因此加 Hanning 窗的比值公式校正法在 ZOA 泄漏电流分析中得到了广泛应用,该算法运算量小但其参数校正公式取决于窗谱函数,导致分析精度较低,且该算法基于传统 FFT,在提取小信号频谱特征时存在相对较大的频谱泄漏,导致小信号谐波分量易被相邻谱线能量淹没,无法精确地估计频率、幅值、相位参数。

本文选用一种全相位 FFT<sup>[13-14]</sup>分析方法,其基本思路是考虑包含某样点的所有可能数据截断情况并分别进行处理,再处理上述结果得到最终的输出。此方法对比传统 FFT 具有更低的频谱泄漏,使得相对小信号更易被检出,且由于频率偏差引起的相位误差互相抵消即测出的相位与窗函数和频偏无关,具有“相位不变性质”,减小了窗谱函数和栅栏效应对于相位分析的影响。基于全相位 FFT 的时移校正算法<sup>[15]</sup>提高了检测精度,实现了小信号参数的精确估计,该算法经仿真和实验已应用于实际工程中。

## 1 氧化锌避雷器泄漏电流检测实现

ZOA 的泄漏电流检测系统如图 1 所示,由采集模块和上位机组成。

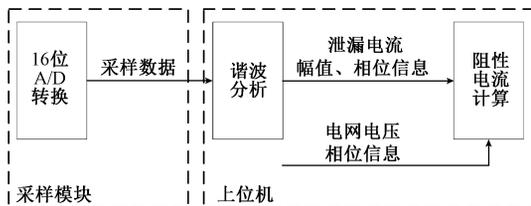


图 1 氧化锌避雷器泄漏电流检测系统  
Fig. 1 ZOA leakage current detection system

采样模块主要由互感器、高精度运放和数模转换模块组成,将泄漏电流模拟量转换为数字量后发送给上位机,上位机对采样数据进行谐波分析后,结合电网电压相

位信息得出阻性电流参数。其中电网相位信息也可通过谐波分析工具得出,本文不再赘述。以基波分量为例,泄漏电流与电网电压之间的矢量关系如图 2 所示。

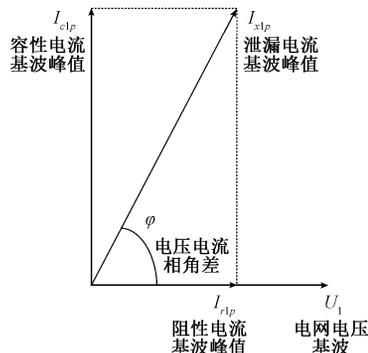


图 2 基波分量矢量图

Fig. 2 Vector diagram of the fundamental component

## 2 全相位 FFT 谱分析简述

### 2.1 全相位 FFT 谱分析流程

全相位 FFT 谱分析流程由全相位数据预处理和传统 FFT 两个部分组成。以无窗全相位 FFT 谱分析为例,全相位数据预处理流程如图 3 所示。

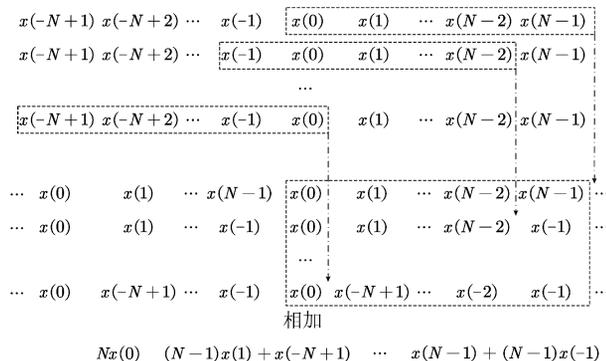


图 3 全相位数据预处理流程

Fig. 3 Process of all-phase data preprocessing

即先对截断后的数据使用前窗  $f=R_N$  ( $R_N$  为矩形窗) 加权后循环移位,再对移位后的数据使用后窗  $b=R_N$  加权后相加。以  $N=4$  的输入信号为例,简化后的全相位 FFT 谱分析流程如图 4 所示。

图 4 中对输入数据进行一次加权的卷积窗  $w_c$  由前窗  $f$  与翻转的后窗  $b$  卷积而成,有:

$$w_c(n) = f(n) * b(-n), -N + 1 \leq n \leq N - 1 \quad (1)$$

预处理后数据为:

$$y(n) = [w_c(n)x(n) + w_c(n - N)x(n - N)]R_N(n) \quad (2)$$

若前窗  $f$  与后窗  $b$  均为矩形窗,则称为无窗全相位

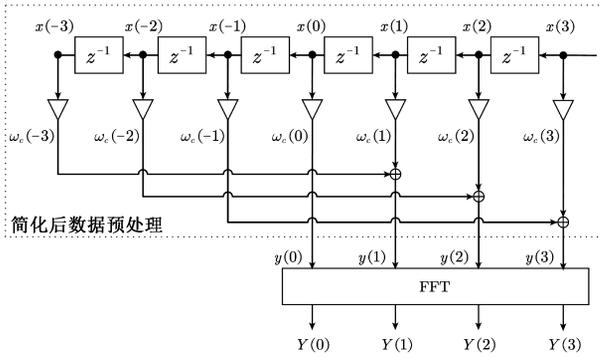


图 4 简化后的全相位 FFT 谱分析流程

Fig. 4 Process of simplified all-phase FFT spectrum analysis

FFT 谱分析;若  $f$  与  $b$  其中仅有一个不为矩形窗,则称为单窗全相位 FFT 谱分析;若  $f$  与  $b$  均不为矩形窗且相等,则称为双窗全相位 FFT 谱分析。

### 2.2 双窗全相位 FFT 谱分析的幅值相位特性

假设图 4 输入为单频复指数信号  $x(n)$ ,且有:

$$x(n) = e^{j(w_0 n + \theta_0)}, n \in [-N + 1, N - 1] \quad (3)$$

根据频域卷积定理有:

$$w_c(n)x(n) \leftrightarrow e^{j\theta_0} W_c(jw) * \delta(w - w_0) = e^{j\theta_0} \cdot W_c[j(w - w_0)] \quad (4)$$

根据傅里叶变换时移性质有:

$$w_c(n - N)x(n - N) \leftrightarrow e^{j\theta_0 - jwN} W_c[j(w - w_0)] \quad (5)$$

结合式(2)、(4)和(5),全相位 FFT 谱分析结果为:

$$Y(e^{jw}) = \{ e^{j\theta_0} W_c[j(w - w_0)] + e^{j\theta_0} e^{-jwN} \cdot W_c[j(w - w_0)] \} * R_N(jw) \quad (6)$$

对式(6)在  $w_k = k\Delta w = 2k\pi/N, k \in [0, N - 1]$  上进行离散采样并利用欧拉公式有:

$$Y(k) = 2e^{j\theta_0} W_c[j(k\Delta w - w_0)] \quad (7)$$

令前窗  $f$  为余弦对称窗,其傅里叶变换可表示为:

$$F(jw) = F_g(w) e^{-jw(N-1)/2} \quad (8)$$

双窗全相位 FFT 谱分析的卷积窗频谱公式为:

$$W_c(jw) = F(jw) \cdot F^*(jw) = F_g^2(w) \quad (9)$$

将式(9)代入式(7),并除以 2 归一化有:

$$Y(k) = e^{j\theta_0} F_g^2(k\Delta w - w_0) \quad (10)$$

而相同输入下传统加窗 FFT 谱为:

$$X(k) = e^{j[\theta_0 - (k\Delta w - w_0)(N-1)/2]} F_g(k\Delta w - w_0) \quad (11)$$

二者存在如下关系:

$$|Y(k)| = |X(k)|^2 \quad (12)$$

即双窗全相位 FFT 谱幅值是传统加窗 FFT 谱幅值的平方。这使得旁瓣谱线幅值相对于主谱线幅值的比例也近似平方衰减,主谱线更为突出,因此具有更好的抑制频谱泄漏能力。由式(10)可知,主谱线  $k^*$  处相位谱表

达式:

$$\varphi(k^*) = \theta_0 \quad (13)$$

故单频复指数信号经双窗全相位 FFT 谱分析后,无需进行相位校正,直接取主谱线上的相位值即可精确估计信号的初始相位。

### 3 全相位时移相位差法校正原理

由前述可知双窗全相位 FFT 谱分析无需借助任何校正措施即可获得信号真实相位的精确估计。基于精确的相位估计,可利用全相位时移相位差法得到信号频率、幅值估计。

设信号  $x_1(n) = Ae^{j(w_0 n + \theta_0)}, n \in [-N + 1, N - 1]$ ,其双窗 FFT 谱分析表达式为:

$$Y_1(k) = Ae^{j\theta_0} F_g^2(k\Delta w - w_0) \quad (14)$$

从而有:

$$\varphi_1(k^*) = \theta_0 \quad (15)$$

根据全相位 FFT 谱分析线性性质,原信号经过  $L$  的延时后为  $x_2(n) = Ae^{j[w_0(n-L) + \theta_0]}, n \in [-N + 1, N - 1]$ ,其双窗 FFT 谱分析表达式为:

$$Y_2(k) = Ae^{j\theta_0 - jw_0 L} F_g^2(k\Delta w - w_0) \quad (16)$$

从而有:

$$\varphi_2(k^*) = \theta_0 - w_0 L \quad (17)$$

取式(15)与(17)的差值有:

$$\Delta\varphi = \varphi_1(k^*) - \varphi_2(k^*) = w_0 L \quad (18)$$

式中: $\Delta\varphi$  为理论相位差,随  $L$  增大而增大,但在实际信号处理时,计算得到的观测相位差被限定  $[-2\pi, 2\pi]$  在范围内,二者存在“整周模糊”。为便于计算可令延时  $L = N$ ,此时有:

$$\Delta\varphi = (k^* + \delta)\Delta w L = (k^* + \delta) \frac{2\pi L}{N} = 2\pi k^* + 2\pi\delta \quad (19)$$

去除“整周模糊”得观测相位差公式:

$$\Delta\varphi = 2\pi\delta \quad (20)$$

得频偏值公式:

$$\delta = \Delta\varphi / 2\pi \quad (21)$$

从而得到频率校正公式:

$$w_0 = (k^* + \delta)\Delta w \quad (22)$$

结合式(14)由此可得到幅值校正公式:

$$A = \frac{|Y_1(k^*)|}{F_g^2(k^* \Delta w - w_0)} = \frac{|Y_1(k^*)|}{F_g^2(\delta \Delta w)} \quad (23)$$

式中: $|Y_1(k^*)|$  通过实验测得, $F_g^2(\delta \Delta w)$  可将  $\delta \Delta w$  代入窗函数幅值谱得到,而余弦窗的傅里叶变换表达式唯一。

## 4 避雷器泄漏电流的谱线特点及其校正公式

### 4.1 泄漏电流的谱线特点

避雷器泄漏电流中包含偶次谐波和奇次谐波,要研究其校正问题,需先研究多频信号在传统 FFT 与全相位 FFT 中的谱线特点。设复指数信号:

$$\begin{aligned} x(n) &= x_1(n) + x_2(n) \\ x_1 &= e^{j(2.6\Delta\omega n)} \\ x_2 &= e^{j(5.4\Delta\omega n)} \\ n &\in (-8 + 1, 8 - 1] \end{aligned} \quad (24)$$

其传统 FFT 谱分别为  $X(k)$ 、 $X_1(k)$ 、 $X_2(k)$ ,全相位 FFT 谱分别为  $Y(k)$ 、 $Y_1(k)$ 、 $Y_2(k)$ ,加 Hanning 窗的传统 FFT 谱线与双窗全相位 FFT 谱线如图 5 所示。

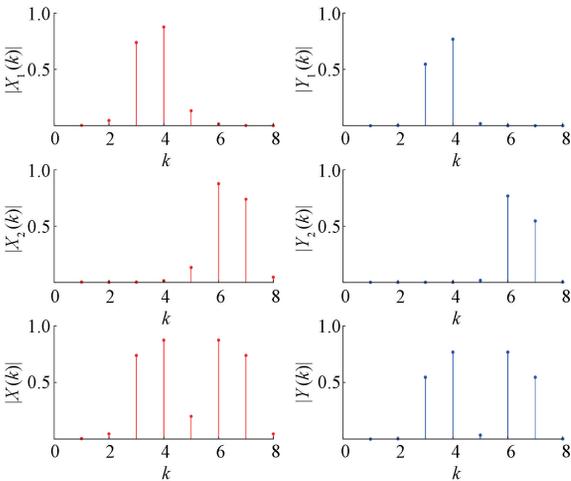


图5 传统 FFT 与全相位 FFT 谱线

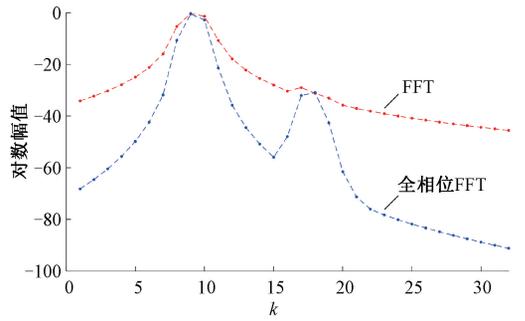
Fig. 5 Spectral line of traditional FFT and all-phase FFT

从图 5 可得,  $Y_1(k)$ 、 $Y_2(k)$  幅值约为  $X_1(k)$ 、 $X_2(k)$  幅值的平方,这使得全相位旁瓣谱线幅值相对于主谱线幅值的比例也按照平方关系衰减,从而获得了更好的抑制频谱泄漏能力。另外从  $k=5$  处谱线高度可以看出全相位 FFT 谱分析相比于传统 FFT 谱分析具有更小的谱间干扰,使得式(15)、(22)、(23)精度不会受到较大影响。

又因偶次谐波含量相对于基波含量较低,需研究相对小信号在传统 FFT 与全相位 FFT 中的谱线特点。不妨设一包含小信号的复指数信号:

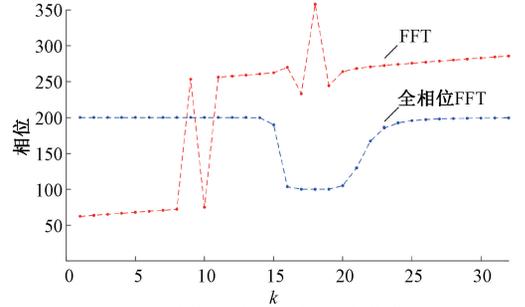
$$\begin{aligned} x(n) &= e^{j(8.3\Delta\omega n + \frac{200\pi}{180})} + 0.001e^{j(16.6\Delta\omega n + \frac{100\pi}{180})} \\ n &\in (-128 + 1, 128 - 1) \end{aligned} \quad (25)$$

其加 Hanning 窗传统 FFT 与双窗全相位 FFT 的对数幅值谱和相位谱如图 6 所示。



(a) 传统 FFT 与全相位 FFT 对数幅值谱

(a) Logarithmic amplitude spectrum of traditional FFT and all-phase FFT



(b) 传统 FFT 与全相位 FFT 相位谱

(b) Phase spectrum of traditional FFT and all-phase FFT

图6 传统 FFT 与全相位 FFT 对数幅值谱和相位谱

Fig. 6 Logarithmic amplitude spectrum and phase spectrum of traditional FFT and all-phase FFT

从图 6(a) 可得,传统 FFT 中相对小信号易被淹没,而全相位 FFT 谱分析有较好的小信号检出性能;从图 6(b) 可看出传统 FFT 对于小信号的真实相位估计偏差较大,全相位 FFT 谱分析在谱峰点以及谱峰点附近相位估计精确,一定程度上改善了栅栏效应带来的误差影响。

基于全相位 FFT 谱分析的全相位时移相位差校正法可较好地应用在避雷器泄漏电流检测中。

### 4.2 基于 Hanning 窗的校正公式

本文采用基于双 Hanning 窗全相位 FFT 的全相位时移相位差校正法。长度为  $N$  的离散 Hanning 窗时域表达式为:

$$f(n) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (26)$$

其离散时间傅里叶变换(DTFT)表达式:

$$\begin{aligned} F(j\omega) &= \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\omega n} - \frac{1}{4} \sum_{n=0}^{N-1} (e^{j\frac{2\pi n}{N}} + e^{-j\frac{2\pi n}{N}}) e^{-j\omega n} = \\ &= \frac{1}{2} R(j\omega) - \frac{1}{4} R\left[j\left(\omega - \frac{2\pi}{N}\right)\right] - \frac{1}{4} R\left[j\left(\omega + \frac{2\pi}{N}\right)\right] \end{aligned} \quad (27)$$

其中  $R(j\omega)$  为矩形窗频谱函数,公式为:

$$R(j\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\omega n} = \frac{\sin(\omega N/2)}{\sin(\omega/2)} e^{-j\frac{\omega(N-1)}{2}} \quad (28)$$

将式(28)和  $\omega = \delta\Delta\omega = 2\pi\delta/N$ ,  $\delta \in (-0.5, 0.5]$  代入

式(27)并幅值归一化有

$$F(j\delta\Delta\omega) = \left( -\frac{1}{4} \frac{\sin(\pi\delta)}{\pi(\delta+1)/N} - \frac{1}{4} \frac{\sin(\pi\delta)}{\pi(\delta-1)/N} + \frac{1}{2} \frac{\sin(\pi\delta)}{\pi\delta/N} \right) e^{-j\pi\delta} = \frac{\sin(\pi\delta)}{2\pi\delta(1-\delta)^2} e^{-j\pi\delta} \quad (29)$$

结合式(29)和(23)可知,基于 Hanning 窗的幅值校正公式为:

$$A = \frac{|Y_1(k^*)|}{F_g^2(\delta\Delta\omega)} = |Y_1(k^*)| \left( \frac{2\pi\delta(1-\delta^2)}{\sin(\pi\delta)} \right)^2 \quad (30)$$

相位无需校正由式(15)可得,频率由式(22)可得。

### 5 仿真与实验

表 1 比值公式校正法和全相位时移相位差法的泄漏电流分析结果

Table 1 Leakage current analysis results of the ratio formula correction method and the phase difference method based on all-phase timeshift

谐波次数		基波	2 次谐波	3 次谐波	4 次谐波	5 次谐波	6 次谐波	7 次谐波		
真实频率/Hz		50.300 00	100.600 00	150.900 00	201.200 00	251.500 00	301.800 00	352.100 00		
真实幅值/mA		10.000 00	0.020 00	1.200 00	0.010 00	0.600 00	0.010 00	0.600 00		
真实相位/(°)		20.000 00	-6.000 00	150.000 00	-89.000 00	0.000 00	-45.000 00	6.000 00		
无噪	比值公式	频率/Hz	50.208 70	98.978 27	150.795 56	203.066 16	251.450 63	305.497 51	352.036 93	
	校正法	幅值/mA	9.996 87	0.020 04	1.200 05	0.010 32	0.598 93	0.010 66	0.599 11	
		相位/(°)	21.309 07	13.683 22	151.528 61	-131.329 78	0.699 22	-102.312 13	6.896 47	
	全相位时移	频率/Hz	50.300 00	100.599 96	150.900 00	201.200 02	251.500 00	301.800 06	352.100 00	
		相位差法	幅值/mA	9.999 89	0.020 00	1.199 87	0.010 00	0.599 83	0.010 00	0.599 66
			相位/(°)	20.000 00	-5.996 41	150.000 00	-88.986 42	0.000 00	-44.973 97	6.000 00
加噪	比值公式	频率/Hz	50.208 75	100.355 09	150.794 20	204.432 84	251.449 43	305.627 92	352.039 22	
	校正法	幅值/mA	9.996 87	0.020 33	1.199 92	0.011 47	0.598 92	0.011 30	0.599 03	
		相位/(°)	21.308 73	-4.242 20	151.548 52	-98.172 71	0.717 10	-95.643 56	6.860 65	
	全相位时移	频率/Hz	50.300 02	100.877 97	150.900 02	201.583 75	251.500 13	301.859 65	352.100 06	
		相位差法	幅值/mA	9.999 85	0.021 49	1.199 85	0.010 97	0.599 92	0.010 41	0.599 62
			相位/(°)	20.000 92	-6.066 81	149.993 13	-88.845 77	-0.002 01	-45.087 30	5.996 15

由表 1 可知,无论是在无噪还是加噪的情况下,用全相位时移相位差法得到的泄漏电流的频率、幅值和相位的分析精度都高于比值公式校正法。在无噪情况下,全相位时移相位差法的频率和相位分析精度比比值公式校正法高 4~5 个数量级;在加噪情况下,高 1~2 个数量级。比值公式校正法在分析含量较低的小信号偶次谐波的估计相当粗糙,频率估计偏差接近 4 Hz,相位估计不可用。而全相位时移相位差法的频率估计偏差不超过 0.6 Hz,相位估计偏差不超过 0.5°。

表 2 频率、幅值和相位计算结果

Table 2 Calculation results of fundamental frequency and amplitude and phase

谐波次数		基波	2 次谐波	3 次谐波	4 次谐波	5 次谐波	6 次谐波	7 次谐波	
比值公式校正法	频率/Hz	49.920 04	105.250 93	149.956 60	199.801 07	250.197 46	300.287 93	350.207 83	
	幅值/mA	0.998 90	0.002 35	0.120 07	0.001 06	0.060 11	0.001 28	0.060 86	
	相位/(°)	38.992 13	-101.351 79	-77.329 91	-120.730 40	165.839 39	138.176 43	51.038 97	
全相位时移	频率/Hz	50.017 28	100.142 88	150.050 17	200.321 20	250.079 26	300.314 53	350.123 87	
	相位差法	幅值/mA	1.000 02	0.002 36	0.120 00	0.001 03	0.060 21	0.001 25	0.060 93
		相位/(°)	37.586 57	-18.543 52	-78.626 80	-121.491 25	167.301 67	133.042 07	52.137 21

### 5.1 MATLAB 仿真

为验证全相位时移相位差法进行避雷器泄漏电流分析的分析精度,本文进行给定信号形式的软件仿真分析,并对比比值公式校正法。

假设泄漏电流基波频率为 50.3 Hz,采样频率为 1 600 Hz,谱分析点数  $N=128$ ,信号包含基波和含量较低的奇次和偶次谐波,各波次的真实频率、幅值、相位如表 1 所示,在无噪和加噪(信噪比约为 50 dB)情况下分别采用加 Hanning 窗比值公式校正法和延时为  $N$  的加 Hanning 窗全相位时移相位差法进行信号分析,为提高分析精度,对 1 000 次蒙特卡洛实验结果取平均,得到参数估计值如表 1 所示。

### 5.2 实验测试

实验利用 ANGS 系列电网模拟电源可设置泄漏电流 2~50 次谐波含量的特点,设定泄漏电流的基波幅值为 1 mA,3、5、7 次奇次谐波含量为 12%、6%、6%,2、4、6 次偶次谐波含量为 2‰、1‰、1‰。采集单元的采集频率设定为 1 600 Hz,谱分析点数  $N=128$ ,连续采样  $3N-1$  个数据,表 2 为加 Hanning 窗比值公式校正法与延时为  $N$  的加 Hanning 窗全相位时移相位差法对采样数据进行分析后的基频、幅值和相位计算结果。

表2得到全相位时移相位差法在实验中相比比值公式校正法频率和幅值检测精度有所提升。因无法确定采样波形相位,为进一步验证谐波分析算法计算结果的准确性,将上述算法计算结果合成的波形与采样波形比较如图7所示,并放大显示0.016 8~0.019 7 s波形。

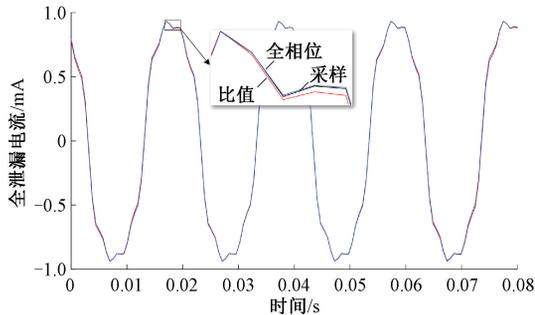


图7 泄漏电流采样波形与算法合成波形  
Fig. 7 Waveform of leakage current sampling and algorithm synthesis

从图7可得,由于谐波成分在泄漏电流中占比较小,两种算法对于采样波形都有着较好的拟合,但仍能从放大图中看出全相位时移相位差法计算结果合成的波形基本与采样波形完全重合,相对于比值公式校正法有着更高的检测精度。

## 6 结 论

本文论述了应用于 ZOA 泄漏电流检测的新算法。详细介绍了全相位 FFT 分析过程和特点,结合泄漏电流特点论证了其应用优势;介绍了全相位时移相位差校正法,并推导了加 Hanning 窗的相位时移相位差校正公式;在仿真中对比了同样加 Hanning 窗的比值公式校正法计算结果,在实验环境下模拟实际工程背景对该新算法进行验证。本文提高了 ZOA 泄漏电流的检测精度、填补了泄漏电流较小谐波分量的研究空缺并提供了校正公式。

## 参考文献

[1] 高峰,郭洁,徐欣,等. 交流金属氧化物避雷器受潮与阻性电流的关系[J]. 高电压技术, 2009, 35(11): 2629-2633.  
GAO F, GUO J, XU X, et al. Relation between resistive current and MOA affected with damp[J]. High Voltage Engineering, 2009, 35(11): 2629-2633.

[2] 何贵先,行鸿彦,季鑫源,等. 金属氧化物避雷器在线监测的谐波校正及研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2017, 31(10): 1549-1554.  
HE G X, XING H Y, JI X Y, et al. Harmonic correction and study for MOA on-line monitoring algorithm[J].

Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2017, 31(10): 1549-1554.

[3] 张鸿博,蔡晓峰,鲁改凤. 基于双窗全相位 FFT 双谱线校正的电力谐波分析[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(12): 2835-2841.  
ZHANG H B, CAI X F, LU G F. Double-spectrum-line correction method based on double-window all-phase FFT for power harmonic analysis[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36(12): 2835-2841.

[4] 黄晓红,尹扬帆,许先凤,等. 改进的 ApFFT 算法及其在超声波流量计中的应用[J]. 电子测量与仪器学报, 2019, 33(11): 44-49.  
HUANG X H, YIN Y F, XU X F, et al. Improved ApFFT algorithm and its application ultrasonic flow meter[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33(11): 44-49.

[5] 高云鹏,滕召胜,温和,等. 凯塞窗插值 FFT 的电力谐波分析与应用[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(4): 43-48.  
GAO Y P, TENG ZH SH, WEN H, et al. Harmonic analysis based on kaiser window interpolation FFT and its application[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(4): 43-48.

[6] 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): 130-132.  
NIU SH SH, LIANG ZH R, ZHANG J H, et al. Algorithm for electrical harmonic analysis based on triple-spectrum-line interpolation FFT[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(16): 130-132.

[7] 翟晓军,周波. 一种改进的插值 FFT 谐波分析算法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(11): 2952-2958.  
ZHAI X J, ZHAO B. An improved interpolated FFT algorithm for harmonic analysis[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(11): 2952-2958.

[8] 徐从裕,胡宗久,杨雅茹,等. 基于 FFT 及 IFFT 的超声波相位差检测方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2019, 33(5): 180-186.  
XU C Y, HU Z J, YANG Y R, et al. Method of ultrasonic phase difference detection based on FFT and IFFT[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33(5): 180-186.

[9] 徐昌荣. 基于 FPGA 的高速 FFT 实现研究[J]. 国外电子测量技术, 2018, 37(3): 22-25.  
XU CH R. Research on high speed FFT implementation based on FPGA[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2018, 37(3): 22-25.

[10] FERRERO A, SALICONE S, TOSCANI S. A fast

- simplified frequency-domain interpolation method for the evaluation of the frequency and amplitude of spectral components[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2011, 60(5): 1579-1587.
- [11] 付江铎, 伍民顺, 班诚, 等. 应用于高精度 ADC 频谱测试的改进加窗技术[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(5): 9-15.  
FU J D, WU M SH, BAN CH, et al. Improved windowing applied to high-precision ADC spectral test[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020, 34(5): 9-15.
- [12] 黄海宏, 颜碧琛, 赵常威, 等. 氧化锌避雷器泄漏电流检测的优化 FFT 分析[J]. 电子测量与仪器学报, 2019, 33(4): 87-94.  
HUANG H H, YAN B CH, ZHAO C W, et al. Optimized FFT analysis for leakage current detection of zinc oxide arrester [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33(4): 87-94.
- [13] 王展, 杜思远, 贺文治, 等. 基于全相位快速傅里叶变换的主轴不平衡特征提取及实验[J]. 仪器仪表学报, 2020, 41(4): 138-146.  
WANG ZH, DU S Y, HE W ZH, et al. Unbalanced feature extraction and experiment of spindle based on the all phase fast Fourier transform method [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020, 41(4): 138-146.
- [14] 蔡星月, 高云鹏, 李云峰, 等. 基于自适应 TLS-ESPRIT 和改进全相位多密集谱间谐波检测[J]. 仪器仪表学报, 2020, 41(12): 199-207.  
CAI X Y, GAO Y P, LI Y F, et al. Detection method of multi-dense spectrum inter-harmonics based on adaptive TLS-ESPRIT and improved all-phase [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020, 41(12): 199-207.
- [15] 黄翔东, 王兆华. 基于全相位频谱分析的相位差频谱校正法[J]. 电子与信息学报, 2008(2): 293-297.  
HUANG X D, WANG ZH H. Phase difference correcting spectrum method based on all-phase spectrum analysis[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008(2): 293-297.

### 作者简介



**黄海宏**, 分别在 1996 年和 1999 年于合肥工业大学获得学士学位和硕士学位, 2011 年于中国科学院合肥物质科学研究院获得博士学位, 现为合肥工业大学教授, 主要研究方向为电力电子技术和自动控制。

E-mail: hhaihong741@126.com

**Huang Hailong** received his B. Sc. and M. Sc. Degrees both from Hefei University of Technology in 1996 and 1999, and Ph. D. degree from Hefei Institutes of Physical Science, Chinese Academy of Sciences in 2011. Now he is a professor at Hefei University of Technology. His main research interests include power electronics and automation.



**金春阳**, 2017 年于安徽理工大学获得学士学位, 现为合肥工业大学硕士研究生, 主要研究方向为电工理论与新技术。

E-mail: jincy1995@qq.com

**Jin Chunyang** received his B. Sc. from Anhui University of Science & Technology in 2017. Now he is a M. Sc. candidate at Hefei University of Technology. His main research interests include theory and new technology of electrical engineering.