Vol.35 No.6 Jun. 2015

基于 Blackman 自卷积窗及三谱线插值修正的 介质损失角计算方法

王永强,谢 军,律方成

(华北电力大学 输变电设备安全防御河北省重点实验室,河北 保定 071003)

摘要:非同步采样时,基于谐波分析理论的介质损失角计算结果会有较大误差。为减小该误差,提出一种 基于 Blackman 自卷积窗及三谱线插值修正的介质损失角计算方法。利用旁瓣性能优越的 Blackman 自 卷积窗抑制信号频谱泄漏效应,同时提出利用幅值最大的谱线及其相邻的2根谱线进行三谱线插值以进 行频谱校正,进一步提高介质损失角计算精度。在基波频率波动、介质损失角真值变化、谐波比例变化、白 噪声影响、采样频率变化的情况下,将所提介质损失角计算方法和基于双谱线插值修正的介质损失角计算 方法的计算结果进行对比,结果验证了所提方法的准确性与有效性。搭建了介质损失角模拟测量实验平台, 在平台上运用所提方法计算介质损失角,结果表明所提方法的精度较高。

关键词:介质损失角;Blackman 自卷积窗;卷积;三谱线插值;插值;频谱分析

中图分类号: TM 835.4 文献标识码: A

0 引言

介质损失角是衡量电气设备绝缘性能的一个重 要参数^[1],对介质损失角进行精确监测与计算能为 电气设备故障诊断提供可靠依据,为电力系统安全 稳定运行提供重要保障^[23]。

正常情况下,介质损失角为一个很小的值,约为 0.001~0.02 rad^[4],实际测量中其真值常容易被误差 所湮没。基于谐波分析理论(快速傅里叶变换(FFT) 及其改进算法)的介质损失角计算方法由于算法易 于实现、受直流及谐波分量的干扰小而成为了介质 损失角计算的典型方法^[5-10],但由于电力系统频率常 常发生波动,难以保证对待分析信号准确做到同步 采样,使 FFT 存在频谱泄漏以及栅栏效应,其计算 结果尤其是相位结果误差很大,难以直接用于介质 损失角的计算^[11]。基于 Blackman 窗^[6]、Rife-Vencent 窗^[7]、Hanning 窗^[8]、Kaiser 窗^[9]、Nuttall 窗^[10]等加窗 插值 FFT 介质损失角计算方法相继被提出,通常这 些方法是在信号加窗后利用目前应用较广的双谱线 插值算法减小频谱泄漏及栅栏效应的影响,使介质 损失角仿真计算结果绝对误差小于 10⁻⁵ rad^[6-8]。

然而,采用传统加窗方法进行介质损失角计算时,计算量相对较大,且非同步采样时,传统窗函数 抑制频谱泄漏的能力是有限的;仅采用双谱线插值

Project supported by the National High Technology Research and Development Program of China (863 Program) (2012AA-050802), the Fundamental Research Funds for the Central Universities (13MS73) and Project of SGCC (GY17201200047) 会丢失与准确频谱相关的重要信息,甚至可能由于 长程频谱泄漏的影响造成插值方向选择错误[12],增大 计算误差。为减少频谱泄漏对基波分析结果的影响, 并提高插值法计算精度,进一步减小介质损失角的 计算误差,本文提出了一种基于 Blackman 自卷积窗 BSCW(Blackman Self-Convolution Window)及三谱线 插值修正的介质损失角计算方法。在频率波动、介质 损失角真值变化、谐波比例变化、白噪声影响等不同 情况下,通过仿真实验,对比分析了运用本文所提方 法、加 Blackman 自卷积窗结合双谱线插值法、加 Blackman 窗结合双谱线插值法这3种介质损失角计 算方法的计算结果,同时讨论了采样频率对本文算 法结果的影响:搭建介质损失角模拟测量实验平台, 通过模拟实验验证本文所提方法的计算结果准确 性。仿真与模拟实验结果表明,运用本文所提方法能 够有效抑制频谱泄漏以及栅栏效应,介质损失角计 算结果精度有较大提高。

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.06.022

1 Blackman 自卷积窗及其频率特性

1.1 Blackman 自卷积窗定义

文献[13]对矩形窗进行自卷积运算构造矩形自 卷积窗从而提升了窗函数旁瓣性能。由于原始矩形 窗旁瓣性能较差,进行自卷积运算旁瓣性能提升有 限,为了进一步提高旁瓣性能,参照文献[13]方法, 本文采用旁瓣性能较好且结构相对简单的 Blackman 窗进行自卷积运算,构造 Blackman 自卷积窗。

长度为 N 的 Blackman 窗 $w_{\rm B}(n)$ 可表示为:

$$w_{\rm B}(n) = 0.42 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right) + 0.08 \cos\left(\frac{4\pi}{N}n\right) \quad (1)$$

$$\ddagger \oplus , n = 0, 1, \cdots, N-1_{\circ}$$

收稿日期:2014-07-09;修回日期:2015-04-23

基金项目:国家高技术研究发展计划(863 计划)资助项目(2012-AA050802);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(13MS73); 国家电网公司资助项目(CY17201200047)

由自卷积性质,长度为N的 Blackman 窗进行P阶自卷积后,所得新序列长度为NP-(P-1),在该卷积序列末尾补零,可得P阶 Blackman 自卷积窗 $w_{\rm BP}(n)$,即:

$$w_{\rm BP}(n) = \begin{cases} \frac{w_{\rm B}(n) * \cdots * w_{\rm B}(n)}{p} & n = 0, 1, \cdots, NP - P\\ 0 & n = NP - P + 1, NP - P + 2, \cdots, NP - 1 \end{cases}$$
(2)

长度为N的 Blackman 窗序列经P阶自卷积并 补零后,所得P阶 Blackman 自卷积窗长度 $N_P=NP_{\circ}$

1.2 Blackman 自卷积窗频率特性

根据离散傅里叶变换,长度为N的 Blackman 窗的频谱函数为:

$$W_{\rm RV}(\omega) =$$

$$\sin\left(\frac{N\omega}{2}\right)e^{-j\frac{\omega}{N}}\sum_{h=0}^{2}\frac{(-1)^{h}a_{h}\sin\omega}{2\sin\left(\frac{\omega}{2}-\frac{\pi h}{N}\right)\sin\left(\frac{\omega}{2}+\frac{\pi h}{N}\right)}$$
(3)

其中, ω 为归一化角频率; a_h 为 Blackman 窗各项系数, a_0 =0.42, a_1 =0.5, a_2 =0.08。

由卷积定理,信号在时域内卷积等于其在频域 内乘积,故 P阶 Blackman 自卷积窗频谱函数为:

$$W_{\rm BP}(\omega) = W_{\rm B}^{P}(\omega) \tag{4}$$

根据 1.1 节中的分析,长度为 N 的 Blackman 窗 P 阶自卷积后,新窗的长度为 $N_P = NP$,对式(4)离散 化,即 $\omega = 2k\pi / N_P (k=0,1,\cdots,N_P-1)_{\circ} P$ 阶 Blackman 自卷积窗离散频谱函数为:

$$W_{\rm BP}(k) = \left| \sin\left(\frac{k}{P} \pi\right) e^{-j\frac{k\pi}{P} \times} \right| \left\{ \frac{\sum_{h=0}^{2} \frac{(-1)^{h} a_{h} \sin\frac{2\pi k}{N_{P}}}{2\sin\left[\pi\left(\frac{k}{N_{P}} - \frac{h}{N}\right)\right] \sin\left[\pi\left(\frac{k}{N_{P}} + \frac{h}{N}\right)\right]} \right\}^{P}$$
(5)
$$\Rightarrow \left| W_{\rm BP}(k) \right| = 0, \text{ [UAT: } \left\{ \frac{k\pi}{P} = m\pi \quad m \in \mathbb{Z} \right\}$$
(6)
$$\pi\left(\frac{k}{N_{P}} \pm \frac{h}{N}\right) \neq m\pi \quad h = 0, 1, 2; m \in \mathbb{Z}$$

当 $k = (3+\tau)N_P/N(\tau=0,1,\cdots,N-4)$ 时,上式 成立。

由式(6), 当τ=0时, k 为中心频点右侧首个过 零点,此时 k=3P,故中心频点与右侧首个频率过零 点之间的距离为 6Pπ/N_P,由离散傅里叶变换基本 性质,频率分布关于中心频点对称。故主瓣宽度为:

$$B_{\rm W} = 12 P \,\pi \,/ \,N_P = 12 \,\pi \,/ \,N \tag{7}$$

由式(7)可知, P阶 Blackman 自卷积窗的主瓣 宽度和原 Blackman 窗主瓣宽度相等。

由式 (6), $\tau = 1$ 时, k 为中心频点右侧第 2 个 过零点, $故 k = (3+0.5)N_P/N = 3.5P$ 时, 具有最大旁 瓣值, 则 Blackman 自卷积窗的旁瓣峰值电平 B(单 位为 dB)为:

$$B = 20 \lg \frac{|W_{BP}(3.5P)|}{|W_{BP}(0)|} = -59P$$
(8)

Blackman 自卷积窗的旁瓣衰减速率 V(dB/倍 频程)定义为倍频程的旁瓣值之比的分贝数:

$$V = 20 \lg \frac{|W_{\rm BP}(3.5P)|}{|W_{\rm BP}(7P)|} = 18P$$
(9)

由式(8)、(9)知,随着卷积阶数的提高,旁瓣峰 值迅速减小,旁瓣衰减速率迅速增大。P=4时,旁瓣 峰值电平达-236dB,旁瓣衰减速率为72dB/倍频 程。由此可见,Blackman 自卷积窗具有非常良好的 旁瓣性能,能够有效抑制频谱泄漏效应。

2 三谱线插值理论

待测信号经采样频率为 f_s 的数据采集系统后, 被长度为 N_P 的 P 阶 Blackman 自卷积窗截断为序列 x_W(n),对此序列进行离散傅里叶变换,考虑到本文 所提 Blackman 自卷积窗优越的旁瓣性能,负频率分 量的频谱泄漏影响作用可忽略不计^[13],忽略其余谐 波产生的频谱泄漏影响,基波频谱函数为:

$$X'_{W}(q) = \frac{1}{2j} A_{1} e^{j\phi_{1}} W_{BP}(q-q_{0}) \quad q \in \mathbf{N}$$
(10)

其中, A_1 为基波幅值; ϕ_1 为基波相位; q_0 为基波谱线 在离散谱线中的位置,并有 $q_0=f_s/f_0, f_0$ 为基波频率。

非同步采样时,q₀为非整数,其不与任一离散谱 线q重合,会有一定频率偏移量。直接通过某离散 谱线q计算基波各参量尤其是初相位会有较大误 差。常用的双谱线插值法是利用q₀附近两幅值较大 谱线进行插值计算得到频率偏移量近似值^[68]。然而, 最大幅值谱线及其左右紧邻谱线往往均具有较大幅 值,且这些谱线均主要是由基波频谱泄漏产生的,含 有丰富的基波相关信息,只用两幅值较大谱线进行 插值运算势必会造成基波信息量的丢失^[14];且仅用 两幅值较大谱线插值运算,当这两谱线幅值几乎相 等时,由于负频率分量长程泄漏作用可能会使插值 方向选择发生错误,严重影响校正精度^[12]。文献[14] 提出利用最大幅值谱线及其左右紧邻谱线这3根幅 值较大谱线用于插值计算即三谱线插值频谱校正方 法避免上述影响,提高频谱校正精度。

设幅值最大谱线为 q_2 ,则其左右幅值较大谱线分 别为 q_1 和 q_2 ,且有 $q_1=q_2-1$ 、 $q_3=q_2+1$ 。对应的谱线 幅值分别为 $y_1=|X'_w(q_1)|$ 、 $y_2=|X'_w(q_2)|$ 、 $y_3=|X'_w(q_3)|$ 。 由于 $q_0-q_2 \in [-0.5, 0.5]$,引入参数 λ ,并令 $\lambda = q_0-q_2$, 则 $\lambda \in [-0.5, 0.5]$ 。

令
$$\beta = f(\lambda) = \frac{y_3 - y_1}{y_2}$$
,则有:

$$\beta = \frac{|W_{BP}(1-\lambda)| - |W_{BP}(-1-\lambda)|}{|W_{BP}(-\lambda)|}$$
(11)

由于 $f(\lambda) = -f(-\lambda)$, 即 $\beta = f(\lambda)$ 为奇函数, 故其 反函数 $\lambda = f^{-1}(\beta)$ 仅有奇次幂项,可由最小二乘法对 λ=f⁻¹(β)进行拟合,进而由β求得^[15]。考虑到算法计 算精度与复杂程度,逼近次数一般不超过7次14.对 于 4 阶 Blackman 自卷积窗,其三谱线插值多项式拟 合函数为:

 $\lambda = 2.2498\beta - 0.1488\beta^3 + 0.0210\beta^5 - 0.0037\beta^7$ (12)

由于幅值最大谱线最接近基波准确谱线,且噪 声对其影响效果最小,用其值进行修正,结果精度较 高,故应用 q_2 谱线进行修正。由 $\lambda = q_0 - q_2$,有:

 $\phi_1 = \arg[X'(q_2)] - \arg[W_{BP}(-\lambda)] + \pi / 2$ (13)

分别对电流与电压信号进行分析,可求得电流 与电压基波信号的相位角分别为 ϕ_{i1} 、 ϕ_{u1} ,则介质损 失角为:

$$\delta = \pi/2 - \left| \phi_{u1} - \phi_{i1} \right| \tag{14}$$

介质损失角仿真计算与结果分析 3

3.1 仿真模型

容性设备可采用电容串联电阻或电容并联电阻 这2种等效电路进行模拟,如图1所示。



图 1 容性设备等效电路

Fig.1 Equivalent circuit of capacitive equipment

设R、C分别为等效电路电阻及电容值,则并联 等效电路及串联等效电路介质损失角计算公式分别 如式(15)、(16)所示。

$$\delta_{\rm p} = \arctan \frac{1}{2 \,\pi f_0 RC} \tag{15}$$

)

$$\delta_{\rm s} = \arctan(2\pi f_0 RC) \tag{16}$$

本节采用串联等效电路等效容性设备,其中电 容值 C=591.02 pF, 电阻值 R=22.67 kΩ, 基波频率为 50 Hz 时,介质损失角为 0.004 209 rad。电压信号由 基波、3次谐波和5次谐波组成,其表达式为:

 $u(t) = 220 \sin(2\pi f_0 t + \pi/3) + 10\% \times \sin(2\pi \times t)$

 $3f_0t + \pi/4 + 1\% \times \sin(2\pi \times 5f_0t + \pi/6)$

因此,流过该容性设备的电流信号表达式为: i(t) = u(t) / Z, Z为该容性设备等效电路阻抗值。

为了验证本文所提介质损失角测量算法效果, 采用了加 Blackman 自卷积窗结合三谱线插值法、加 Blackman 自卷积窗结合双谱线插值法、加 Blackman 窗结合双谱线插值法这 3 种基于 FFT 的介质损失角 计算方法,仿真分析在不同情况下介质损失角的计 算结果。双谱线插值法采用文献[6]中方法。其中,

Blackman 自卷积窗由原始长度为 64 的 Blackman 窗 构建4阶自卷积窗得到,即自卷积窗长度为256,信 号采样长度为 256,采样频率为 2.25 kHz;对于普通 Blackman 窗,窗函数长度为 512,信号采样长度为 512, 采样频率为 2.25 kHz。

3.2 基波频率波动对介质损失角计算结果的影响

电力系统基波频率波动情况时有发生,为了验 证基波频率波动对本文算法结果的影响,结合 3.1 节中仿真模型,基波频率在49.6~50.4 Hz 范围变化时, 3种介质损失角计算方法计算结果如表1所示。

表 1	基	波	频率	波动	对:	介质	损约	も角け	算	结果	的	影响
Tał	ole	1	Influ	ence	of	fune	lam	ental	free	quen	cy	on
DLA calculation												

f_0/Hz	δ 真值 / B	Blackman 窗		
	rad	三谱线	双谱线	相对误差/%
49.6	0.004176	1.20×10^{-7}	1.28×10^{-5}	1.83×10^{-2}
49.7	0.004184	1.87×10^{-7}	1.25×10^{-5}	1.68×10^{-2}
49.8	0.004192	2.15×10^{-7}	1.21×10^{-5}	1.44×10^{-2}
49.9	0.004201	2.18×10^{-7}	1.17×10^{-5}	1.11×10^{-2}
50.0	0.004209	2.05×10^{-7}	1.12×10^{-5}	7.00×10^{-3}
50.1	0.004218	1.83×10^{-7}	1.07×10^{-5}	2.24×10^{-3}
50.2	0.004226	1.58×10^{-7}	1.02×10^{-5}	3.10×10^{-3}
50.3	0.004234	1.32×10^{-7}	9.60×10^{-6}	8.87×10^{-3}
50.4	0.004243	1.07×10^{-7}	9.01×10^{-6}	1.48×10^{-2}

由表1可知,系统基波频率波动时,相比普通 Blackman 窗, Blackman 自卷积窗的介质损失角计算 误差更小:三谱线插值比双谱线插值计算精度提高 了大约2个数量级:基于本文方法的介质损失角计算 精度明显提高,在正常频率波动范围(49.8~50.2 Hz) 内,只需较少采样数据和较小采样频率就可实现介质 损失角的高精度计算,且相对误差小于 2.5×10-7%。 3.3 介质损失角真值变化对计算结果的影响

介质损失角通常是一个很小的值,其真值越小, 测量结果越容易被误差所湮没。为了分析介质损失 角真值变化对本文算法的影响,通过仿真模型中电 阻值 R 的改变实现介质损失角真值的变化。基波频 率为 50.1 Hz 时,不同介质损失角真值下,3 种计算 方法的介质损失角计算结果如表2所示。

由表2可知,3种介质损失角计算方法均能有 效跟踪介质损失角真值的变化:介质损失角真值相 同时,加普通 Blackman 窗的双谱线插值法计算介质 损失角误差最大,基于本文方法的介质损失角计算 精度最高;介质损失角真值在 0.001~0.02 rad 范围内 时,利用本文方法计算的介质损失角相对误差小于 $1 \times 10^{-6} \%_{\odot}$

3.4 谐波比例变化对介质损失角计算结果影响

由于频谱泄漏的作用,谐波会对基波的计算结 果产生影响,谐波比例变化将直接影响到介质损失 角的测量结果。在基波频率为 49.9 Hz 时,3 次谐波

表 2 介质损失角真值对测量结果的影响 Table 2 Influence of DLA true value on DLA calculation

$R/\mathrm{k}\Omega$	δ 真值 /	Blackman 自卷	Blackman 窗	
	rad	三谱线	双谱线	相对误差/%
5	0.00093	8.48×10^{-7}	4.87×10^{-5}	9.58×10^{-3}
10	0.00186	4.22×10^{-7}	2.43×10^{-5}	4.87×10^{-3}
20	0.00372	2.08×10^{-7}	1.22×10^{-5}	2.52×10^{-3}
30	0.00558	1.37×10^{-7}	8.11×10^{-6}	1.74×10^{-3}
40	0.00744	1.01×10^{-7}	6.07×10^{-6}	1.34×10^{-3}
50	0.00930	8.01×10^{-8}	4.86×10^{-6}	1.11×10^{-3}
110	0.02046	3.35×10^{-8}	4.04×10^{-6}	5.95×10^{-4}

注入比例从 0 变化至 10 % 时,各方法介质损失角计 算结果如表 3 所示。

表 3 谐波比例对介质损耗角计算结果的影响

Table 3 Influence of harmonic ratio on DLA calculation					
3次谐波占	Blackman 自卷	Blackman 窗			
基波比例/%	三谱线	双谱线	相对误差/%		
10	2.18×10^{-7}	1.172×10^{-5}	1.107×10^{-2}		
8	1.73×10^{-7}	1.170×10^{-5}	1.109×10^{-2}		
6	1.29×10^{-7}	1.168×10^{-5}	1.111×10^{-3}		
4	8.45×10^{-8}	1.167×10^{-5}	1.113×10^{-3}		
2	4.01×10^{-8}	1.165×10^{-5}	1.117×10^{-3}		
0	4.34×10^{-9}	1.163×10^{-5}	1.117×10^{-3}		

由表3结果可知,当3次谐波注入比例发生变 化时,采用相同插值方法,基于Blackman 自卷积窗 的介质损失角计算精度明显高于普通Blackman 窗; 加Blackman 自卷积窗时,三谱线插值算法的计算精 度比双谱线插值法的计算精度高大约2个数量级。 基于Blackman 自卷积窗及三谱线插值法的介质损 失角计算方法能有效克服谐波比例变化对计算结果 的影响。

3.5 白噪声对介质损失角计算结果的影响

电气设备介质损失角及其正切测试现场有大量的电磁噪声。在白噪声环境下,介质损失角真值易被噪声所湮没。基波频率设置为 50 Hz,不同信噪比下,各方法介质损失角的绝对误差 e 如图 2 所示。





对比分析 3 种方法的计算结果可知, 白噪声对 本文算法的影响最小,采用本文介绍算法, 可有效避 免噪声对介质损失角计算精度的影响。当信噪比大 于 60 dB 时, 本文方法介质损失角计算结果绝对误 差小于 10⁻⁵ rad, 其准确度比采用双谱线 Blackman 自卷积窗介质损失角计算方法高 1~2 个数量级。

3.6 采样频率变化对本文算法介质损失角计算结 果影响

为了研究采样频率对本文算法精度的影响,基 波频率设置为49.8 Hz,改变采样频率,运用3.1节中 介绍的仿真模型对本文算法进行仿真计算,其结果 如表4所示。

表 4 采样频率变化对介质损失角计算结果的影响 Table 4 Influence of sampling frequency on DLA calculation

$f_{\rm s}/{\rm kHz}$	Blackman 自卷积窗长度	采样周期数	相对误差/%
2	64×4	6.40	3.87×10^{-10}
5	180×4	7.20	1.09×10^{-3}
5	256×4	10.24 4.3	4.36×10^{-11}
10	256×4	5.12	7.40×10^{-4}
	512×4	10.24	6.13×10^{-11}
20	512×4	5.12	5.93×10^{-4}
	650×4	6.50	1.36×10^{-9}
	1024×4	10.24	7.32×10^{-11}

表4结果表明,采样数据过短时,介质损失角计 算结果误差会有所增加,这主要是因为采样数据较 短时,负频率部分频谱泄漏效应对基波的影响会加 大,影响文中三谱线校正插值公式的适用条件,适当 增加采样数据的长度可保证基波频点距离ω=0较 远,可有效避免负频率部分频谱泄漏影响^[12],保证介 质损失角的计算精度。因此采样频率变化时,本文 算法能满足介质损失角计算精度的要求。

4 实验室模拟实验验证

由于现场实际容性设备介质损失角受温度、湿度等因素的综合影响,且西林电桥易受现场电磁场等干扰,难以直接得出介质损失角准确值,无法验证本文算法的计算结果精度。为了进一步验证本文所提算法的准确性和有效性,本文在实验室进行了介质损失角模拟测量实验,实验接线图如图3所示。



Fig.3 Schematic diagram of experimental wiring

信号发生器用于产生固定频率的正弦交流信号;采用并联等效电路模拟容性设备^[16],其中, R_s 为采样电阻,等效电容 C_x 为4个标称值为22 μ F的电容并联而成,电阻 R_x 是1~15 k Ω 的可变电阻,通过调节图3中的旋钮实现电阻的变化,进而模拟容性

设备不同介质损失角真值。A₁、A₂为BCT-2型穿心 式微电流传感器,该传感器基于 Rogowski 线圈原理, 同时采用零磁通补偿技术减小误差,使测量电流在 工频附近时,相角误差可以忽略。其中 A₁同采样电 阻配合,用于测定试品两端电压信号,A₂用于测定试 品泄漏电流信号;电压信号、电流信号经 PCI-9812数 据采集卡采集并保存送入计算机进行计算;经信号 发生器产生的电源信号为 50.1 Hz,采样精度为 12 位, 采样频率设置为 1 MHz,为非同步采样。

为了便于验证本文介绍介质损失角计算方法计 算结果的准确性,实验前用 DMM4050 型高精度数字 万用表测出 *C*_x、*R*_x 的实际值,由式(15)计算出介质 损失角实际值。

运用本文算法对信号进行分析并计算出介质损 失角。表 5 为不同介质损失角真值下,运用本文方 法的介质损失角测量结果。

表 5 模拟实验介质损失角测量结果 Table 5 Measured DLAs by analogue experiment

		, 0	1	
δ 真值/rad	δ测量值/rad	绝对误差/rad	相对误差/%	
0.0027574	0.00275815	7.52×10^{-7}	0.0276	
0.0055016	0.00550244	4.44×10^{-7}	0.008 1	
0.007 329 1	0.00732286	-5.00×10^{-7}	0.0068	
0.0091590	0.00915859	-5.07×10^{-7}	0.005 5	
0.0121059	0.01210633	4.26×10^{-7}	0.0036	

由表5结果,考虑到实验干扰、采样精度等对结 果影响后,运用本文方法得到的介质损失角计算结果 仍然保持较高精度,验证了本文方法的有效性与准 确性。

5 结论

本文研究了 Blackman 自卷积窗的频率特性,给 出了 Blackman 自卷积窗旁瓣峰值电平及旁瓣衰减 速率与自卷积阶数的关系;在分析加窗信号离散频 谱基础上,提出基于三谱线插值的 FFT 修正方法。结 合上述分析,提出了一种基于 Blackman 自卷积窗和 三谱线插值法的介质损失角测量方法。在不同情况 下,对比分析了本文所提算法与加普通 Blackman 窗 及 Blackman 自卷积窗的双谱线插值法的介质损失 角计算结果,给出了采样频率对本文算法结果的影 响关系,并通过模拟实验验证了本文所提方法计算 结果的有效性与准确性。本文结论如下:

a. Blackman 自卷积窗旁瓣性能优越,能有效抑制频谱泄漏,提高介质损失角计算精度;

b.相比双谱线插值法,三谱线插值法可进一步 提高介质损失角计算精度,且加同样 Blackman 自卷 积窗时,精度高约2个数量级;

c.本文方法计算结果精度高,为容性设备介质 损失角在线监测提供了一种潜在的高精度算法。

参考文献:

33(11):69-74.

- [1] 张仁豫,陈昌渔,王昌长.高电压试验技术[M].北京:清华大学 出版社,2009:202-203.
- [2] 王楠,律方成,刘云鹏,等. 自适应广义形态滤波方法在介损在线监测数据处理中的应用研究[J]. 中国电机工程学报,2004,24
 (2):161-165.
 WANG Nan,LÜ Fangcheng,LIU Yunpeng,et al. Study on application of adaptive generalized morphological filter in processing on-line monitoring tan δ data[J]. Proceedings of the CSEE,2004,24(2):161-165.
- [3] 徐志钮. 噪声对介质损耗角正切计算结果的影响[J]. 电力自动 化设备,2013,33(11):69-74.
 XU Zhiniu. Influence of noise on accuracy of dielectric loss factor calculation[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,
- [4] KRUPKA J, BREEZE J, CENTENO A, et al. Measurements of permittivity, dielectric loss tangent, and resistively of float-zone silicon at microwave frequencies[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(11): 3995-4001.
- [5] 李功新,黄彦婕,江修波. 基于自适应陷波滤波器的谐波分析法
 [J]. 电力自动化设备,2013,33(9):100-104.
 LI Gongxin,HUANG Yanjie,JIANG Xiubo. Harmonic analysis based on ANF[J]. Electric Power Automation Equipment,2013, 33(9):100-104.
- [6] 邱海锋,周浩.应用改进的布莱克曼插值算法精确估算介损角[J]. 高压电器,2008,44(3):236-238,269.
 QIU Haifeng,ZHOU Hao. High-accuracy estimation of dielectric loss angle using the improved Blackman windowed interpolated algorithm[J]. High Voltage Apparatus,2008,44(3):236-238,269.
- [7] 高云鹏,李峰,陈婧,等. 基于 Rife-Vencent 窗频谱校正的介损因数测量[J]. 湖南大学学报:自然科学版,2014,41(2):85-90.
 GAO Yunpeng,LI Feng,CHEN Jing, et al. Dielectric loss factor measurement based on Rife-Vincent window spectral correction [J]. Journal of Hunan University:Natural Sciences,2014,41(2): 85-90.
- [8] 徐志钮,律方成,赵丽娟. 基于加汉宁窗插值的谐波分析法用于 介损角测量的分析[J]. 电力系统自动化,2006,30(2):81-85. XU Zhiniu,LÜ Fangcheng,ZHAO Lijuan. Analysis of dielectric loss angle measurement by Hanning windowing interpolation algorithm based on FFT[J]. Automation of Electric Power Systems,2006,30(2):81-85.
- [9] 黄知超,延红艳,杨升腾,等. 凯瑟窗改进谐波法测电力电容器介质损耗因数[J]. 哈尔滨理工大学学报,2012,17(5):13-18,25.
 HUANG Zhichao,YAN Hongyan,YANG Shengteng, et al. Modified harmonic analysis method of Kaiser window to measure dielectric loss factor of power capacitor [J]. Journal of Harbin University of Science and Technology,2012,17(5):13-18,25.
- [10] 张鸿博,蔡晓峰,黄伟. 测量介质损耗因数的加窗免插值 DFT 算法[J]. 仪表技术与传感器,2012(9):105-107.
 ZHANG Hongbo,CAI Xiaofeng,HUANG Wei. Algorithm of dielectric loss factor measurement based on window DFT without interpolation[J]. Instrument Technique and Sensor,2012(9): 105-107.
- [11] 温和,滕召胜,王永,等.频谱泄漏抑制与改进介损角测量算法研究[J]. 仪器仪表学报,2011,32(9):2087-2093.
 WEN He,TENG Zhaosheng,WANG Yong, et al. Study on spec-

tral leakage suppression and improved dielectric loss angle measurement method[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2011, 32(9):2087-2093.

- [12] KUI Fuchen, SHU Limei. Composite interpolated fast Fourier transform with the Hanning window[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2010, 59(6):1571-1579.
- [13] 张介秋,梁昌洪,陈砚圃. 一类新的窗函数——卷积窗及其应用
 [J]. 中国科学 E 辑,2005,35(7):773-784.
 ZHANG Jieqiu,LIANG Changhong,CHEN Yanpu. A new family of windows-convolution windows and their applications [J]. Science in China, Series E,2005,35(7):773-784.
- [14] 牛胜锁,梁志瑞,张建华. 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. An algorithm for electrical harmonic analysis based on triple-spectrum-line interpolation FFT[J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(16): 130-136.
- [15] WEN He,GUO Siyu,TENG Zhaosheng,et al. Frequency estimation of distorted and noisy signals in power systems by FFTbased approach[J]. IEEE Transactions on Power Systems,2014,

29(2):765-774.

[16] 刘书铭,李琼林,余晓鹏,等. 谐波强度对电容器损耗影响的试验研究[J]. 电力自动化设备,2014,34(5):169-173.
LIU Shuming,LI Qionglin,YU Xiaopeng,et al. Experimental research of harmonic intensity effect on capacitor loss [J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(5):169-173.

作者简介:



王永强(1974—),男,河北保定人,副教授,博士,主要从事电气设备在线监测与故 障诊断方面的研究:

谢 军(1988—), 男, 江苏扬州人, 博士 研究生, 主要从事电气设备故障诊断与在线 监测方面的研究 (E-mail: XJvoltage@ncepu. edu.cn);

王永强

律方成(1963-),男,内蒙古赤峰人,教

授,博士研究生导师,主要从事电气设备故障诊断与在线监测 方面的研究。

Dielectric loss angle calculation based on Blackman self-convolution window and triple-spectrum-line interpolation

WANG Yongqiang, XIE Jun, LÜ Fangcheng

(Hebei Provincial Key Laboratory of Power Transmission Equipment Security Defense,

North China Electric Power University, Baoding 071003, China)

Abstract: As the DLA(Dielectric Loss Angle) calculated by the harmonic analysis has larger error due to the asynchronous sampling, a method of DLA calculation based on BSCW (Blackman Self-Convolution Window) and triple-spectrum-line interpolation is proposed, which applies the superior side-lobe performance of BSCW to inhibit the spectrum leakage effect and takes the spectrum line with the highest amplitude and two adjacent spectrum lines to correct the spectrum for improving the DLA calculation accuracy. In different conditions, such as fundamental frequency fluctuation, DLA true value variation, harmonic ratio variation, sampling frequency variation and white noise, the DLA calculated by the proposed method is compared with that by the method based on dual-spectrum-line interpolation, which verifies the correctness and effectiveness of the proposed method. An analogue experiment platform for DLA measuring is built and the proposed method is adopted, verifying its higher calculation accuracy.

Key words: dielectric loss angle; Blackman self-convolution window; convolution; triple-spectrum-line interpolation; interpolation; spectrum analysis

148