

改进相关系数法在介质损耗角测量中的应用研究^{*}

任明辉,王德意,杨国清,杨 可

(西安理工大学 电力工程系,陕西 西安 710048)

[摘 要] 针对相关系数法计算介质损耗角时,谐波和直流分量对所测量值的计算结果影响较大的问题,提出了先对信号进行陷波处理,再用相关系数法计算介质损耗角的方法。仿真结果表明,该方法计算介质损耗角时的误差,较单独使用相关系数法时减少 18 % 以上,克服了谐波及直流分量的影响,提高了相关系数法测量介质损耗角的精度。该改进方法测量介质损耗角更加准确,为绝缘在线监测系统测量电容型设备介质损耗角提供了科学准确的测量方法。

[关键词] 高压电气设备;绝缘材料;介质损耗角;相关系数法;

[中图分类号] TM761

[文献标识码] A

[文章编号] 1671-9387(2007)05-0227-04

Improvement of correlation coefficient calculating algorithm for dielectric loss angle measurement

REN Ming-hui, WANG De-yi, YANG Guo-qing, YANG Ke

(Department of Electrical Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an, Shaanxi 710048, China)

Abstract : For measuring dielectric loss angle, the deficiency of using correlation coefficient calculating is analyzed and a new method of improving correlation coefficient calculating is presented, which has advantage of high precision, but without the influence of harmonics and dc component. This new method by firstly designing a notch filter to process the signal and secondly using the correlation coefficient calculating to calculate the dielectric loss angle, is testified to have a good effect on improving measuring accuracy through simulation results. The error of dielectric loss angle calculated by this way is reduced more than 18 % than the former one. The improved method offers a reliable scientific measurement method for on-line monitoring system to measure dielectric loss angle of capacitive equipment.

Key words : high voltage electrical equipments; insulating material; dielectric loss angle; correlation coefficient calculating

电容型高压电气设备的运行过程中,由于过电压、机械力损伤、导体发热、化学腐蚀以及大气条件(如温度、湿度)等原因的影响,其绝缘材料会出现老化现象,绝缘老化后,绝缘设备的介质损耗急剧增大,并进一步加剧绝缘老化,从而对设备的安全运行造成威胁^[1]。因此,对高压电气设备绝缘老化情况进行实时监测具有非常重要的现实意义,而介质损

耗因数($\tan \delta$)是表明电气设备绝缘状态的重要参数之一,已成为高压电气设备绝缘在线监测中最主要的监测数据。

目前,绝缘材料介质损耗因数的常用计算方法主要有正弦波参数法^[2-3]、傅立叶分析法^[4]和相关系数法^[5]等。但这些方法在实际应用中均存在一定的不足,影响了介质损耗因数的计算精度。如正弦波

^{*} [收稿日期] 2007-01-23

[基金项目] 陕西省教育厅专项科学研究计划项目(06J K216)

[作者简介] 任明辉(1981-),男,陕西周至人,在读硕士,主要从事电力系统及其自动化研究。E-mail: ahui724@163.com

参数法根据三角函数正交性测量介质损耗角 δ ,由于该正交性仅在采样频率 f_s 和电网频率 f 满足整数倍时才能成立,因此应用较少;傅立叶分析法易受栅栏效应、信号截断等因素的影响而导致较大的测量误差^[6];使用最多的相关系数法也易受谐波的影响,并且还须满足整周期采样的条件,导致算法的通用性较差^[7]。为此,寻求计算准确、应用简便的新的介质损耗角计算方法十分必要。

本文主要针对相关系数法在计算绝缘材料介质损耗因数中存在的上述不足,提出了一种改进相关系数算法,即首先用陷波器对采集信号进行处理,在消除谐波和直流分量之后,再用相关系数法求介质损耗角,以期对介质损耗角的精确计算提供方法上的支持。

1 相关系数法计算原理^[8-9]

设采集信号中,电流信号为 $x(t)$,电压信号为 $y(t)$,角频率均为 ω ,初相角分别为 θ 和 $\theta + \varphi$,幅值分别为 A 和 B ,有:

$$\begin{cases} x(t) = A\sin(\omega t + \theta), \\ y(t) = B\sin(\omega t + \theta + \varphi). \end{cases} \quad (1)$$

则可定义 $x(t)$ 和 $y(t)$ 的互相关函数 $R_{xy}(\tau)$ 及自相关函数 $R_{xx}(\tau)$ 、 $R_{yy}(\tau)$ 分别为:

$$\begin{cases} R_{xy}(\tau) = \int_{kT}^{k+nT} x(t) y(t+\tau) dt, \\ R_{xx}(\tau) = \int_{kT}^{k+nT} x(t) x(t+\tau) dt, \\ R_{yy}(\tau) = \int_{kT}^{k+nT} y(t) y(t+\tau) dt. \end{cases} \quad (2)$$

式中: n 为整周期数; T 为采样信号周期; $k = 0, 1, \dots, n-1$; τ 为延迟时间。当 $\tau = 0$ 时可推导出^[10]:

$$\begin{cases} R_{xy}(0) = \frac{AB}{2} \cos \varphi \\ R_{xx}(0) = A^2/2, \\ R_{yy}(0) = B^2/2. \end{cases} \quad (3)$$

根据式(3)计算出 $R_{xy}(0)$ 、 $R_{xx}(0)$ 和 $R_{yy}(0)$,即可进一步求出信号幅值 A 、 B 和相位差 φ ,再由 $\delta = \pi/2 - \varphi$,即可求出 $\tan \delta$ 。

采用相关系数法求介质损耗角时,其计算方法简单,对采样硬件要求较低,抗随机干扰能力较强,能从强干扰的环境中提取有用的微弱信号。但仍存在一些问题,即在待测的电流、电压信号中,除 50 Hz 基波外,还包含高阶奇次谐波分量和直流分量,使实际运算结果与理论分析结果存在较大的差距,

因此仍需对相关系数法求 δ 作进一步的改进。

2 数字陷波器的引入

陷波器是一种特殊的带阻滤波器,其阻带在理想情况下只有 1 个频率点,因此也称为点阻滤波器。这种滤波器主要用于消除信号中某个特定频率的干扰^[11]。

设信号 $x(t) = s(t) + A\sin \Omega_0 t$,其中 Ω_0 为干扰频率。要将干扰 $A\sin \Omega_0 t$ 滤掉,则要求陷波器的传输函数为:

$$|H(\Omega)| = \begin{cases} 1, & \Omega \neq \Omega_0 \\ 0, & \Omega = \Omega_0 \end{cases} \quad (4)$$

其频域的传输函数为:

$$|H(e^{j\omega})| = \begin{cases} 1, & \omega \neq \omega_0 \\ 0, & \omega = \omega_0 \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\omega = \Omega/f_s = \Omega T_s$,其中 T_s 为采样间隔。公式(5)表示的数字陷波器的频率特性^[12-13]如图 1 所示。

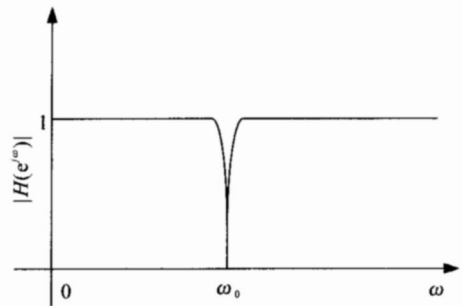


图 1 数字陷波器的频率特性曲线

Fig. 1 Frequency characteristic curve of digital notch filter

由于陷波器频率特性的特殊性,其除了可采用双线性变换进行设计外,还可以采用零极点配置的方法进行设计。

在要消除的信号频率点处,一个理想的点阻滤波器的频率特性值等于 0;而在其他频率点处,其值等于 1。由于数字陷波器的频率特性就是其单位冲激响应在单位圆上的 z 变换,因此只需在单位圆上相应阻带位置的频率处设置零点,就可使滤波器的频率特性在该频率处为 0。但是设置零点只满足了滤波器的阻带特性,为了得到非常陡峭的过渡带和常数幅度的通带特性,必须在 z 平面上为每个零点再配置一个相应的极点。 z 平面单位圆附近的零点会在滤波器幅频特性的相应频率处产生陷落,零点离单位圆越近,陷落越深;而 z 平面单位圆附近的极点会在滤波器幅频特性的相应频率处产生凸峰,极

点离单位圆越近,凸峰越高。因此在完成了零点的配置后,为了抵消零点引起的陷落对滤波器通带范围内幅频特性的影响,还需要再配置相应的极点,由于滤波器稳定性的要求,极点必须配置在单位圆内,显然极点离单位圆越近,则极点对零点的抵消作用越明显,得到的滤波器的阻带就越窄,过渡带也就越陡峭。

在零极点的配置方法中,数字陷波器的传递函数可表示为:

$$H(z) = \frac{(z - z_{o1})(z - z_{o2})}{(z - z_{p1})(z - z_{p2})} \quad (6)$$

式中: z_{o1} 、 z_{o2} 、 z_{p1} 、 z_{p2} 为陷波器的零极点,把零点配制在单位圆上,极点配制在单位圆内,令 $z_{o1,2} = e^{\pm j\omega_0}$, $z_{p1,2} = re^{\pm j\omega_0}$, 则有:

$$H(z) = \frac{(z - e^{j\omega_0})(z - e^{-j\omega_0})}{(z - re^{j\omega_0})(z - re^{-j\omega_0})} \quad (7)$$

式中: ω_0 为陷波器中心角频率; r 为陷波器带宽参数。因为 r 表示极点的模值,用 r 来限制极点在单位圆内的配制, r 值应小于 1。但 r 值越接近于 1,极点离单位圆越近,陷波越窄,滤波作用越明显^[11]。

3 实例仿真分析

从相关系数法的分析可以看出,由相关系数法所求的相位差 φ 准确与否是保证 $\tan \delta$ 精确度的前提条件。为此,本研究对相关系数法进行改进,即先设计陷波器对采集信号进行处理,在消除谐波和直流分量之后,再用相关系数法求介质损耗角。对这种改进相关系数法进行仿真计算,具体过程如下:

电容型高压设备正常的 $\tan \delta$ 值一般为 0.1% ~ 0.8%^[14], 本文取 $\tan \delta = 0.8\%$ 进行仿真计算,则 δ 为 0.008 0 rad, φ 为 1.562 8 rad。另外,电力系统基波频率的波动一般为 49.5 ~ 50.5 Hz,故设系统基波频率为 f_1 (49.5 Hz $\leq f_1 \leq$ 50.5 Hz), 将其分成 11 个值来进行仿真分析。

由于高压绝缘在线监测系统中传感器的直流漂

$$H(z) = \frac{(z - 1)(z - e^{j0.046 9\pi})(z - e^{-j0.046 9\pi})(z - e^{j0.078 1\pi})(z - e^{-j0.078 1\pi})}{(z - 0.99)(z - 0.99e^{j0.046 9\pi})(z - 0.99e^{-j0.046 9\pi})(z - 0.99e^{j0.078 1\pi})(z - 0.99e^{-j0.078 1\pi})} \quad (10)$$

现通过 MATLAB 进行仿真分析,以电流信号为例,用设计好的数字陷波器对其进行滤波处理,则滤波处理前后的电流波形如图 2 和图 3 所示。

图 2 所示是含有 3 次、5 次谐波及直流分量的电流信号波形,该波形明显发生了谐波畸变,且由于直流分量的影响,波形零点向上发生漂移。图 3 是经过陷波器滤波处理后的电流波形,该波形在 0.02

移和电网谐波(尤其是 3 次、5 次谐波,其他高次谐波含量很少,可以忽略其影响)会严重影响介质损耗角的测量精度。为此,需设计多频率的数字陷波器对测量信号进行滤波处理。

电流信号为:

$$x = \sin(2\pi f_1 t) + 0.1\sin(6\pi f_1 t) + 0.05\sin(10\pi f_1 t) + 0.03. \quad (8)$$

电压信号为:

$$y = \sin(2\pi f_1 t + 1.562 8) + 0.1\sin(6\pi f_1 t + 1.562 8) + 0.05\sin(10\pi f_1 t + 1.562 8) + 0.03. \quad (9)$$

根据介质损耗因数监测系统中电流和电压信号的频率特性,可通过适当配置陷波器的零极点消除采样信号中的 3 次、5 次谐波和直流分量。设采样频率为 6 400 Hz,则 3 次谐波陷波频率 $\omega_3 = 6\pi f_1 / 6 400$; 5 次谐波陷波频率 $\omega_5 = 10\pi f_1 / 6 400$; 直流分量的陷波频率 $\omega_0 = 0$ 。

设基波频率 $f_1 = 50.0$ Hz, 则有 $\omega_3 = 6\pi \times 50 / 6 400 = 0.046 9\pi$; $\omega_5 = 10\pi \times 50 / 6 400 = 0.078 1\pi$; 直流分量可以看作角频率 $\omega_0 = 0$, 则 $e^{j\omega_0} = e^0 = 1$, 滤除直流分量时,只需设置 1 对为 1 的零极点。

由前文可知, r 越接近 1, 陷波效果越好。为了保证陷波器的稳定,必须使极点在单位圆内; 为了使陷波器接近理想, r 取值一般为 0.9 ~ 1^[15]。在实际算法中, r 决定每个阻带的带宽, 如果 r 非常趋近 1, 即极点特别靠近零点, 则阻带有可能因为过窄而无法落在信号频率处, 也就无法感知信号的存在^[16]。因此, r 取不同值时, 滤波效果不同。实例仿真发现, $r = 0.99$ 时陷波器滤波效果最好。

现取 $r = 0.99$, 对这 3 个频率进行零极点配制。配制的零极点分别为 $z_{o1} = 1$, $z_{o2, o3} = e^{\pm j0.046 9\pi}$, $z_{o4, o5} = e^{\pm j0.078 1\pi}$; $z_{p1} = 0.99$, $z_{p2, p3} = 0.99e^{\pm j0.046 9\pi}$, $z_{p4, p5} = 0.99e^{\pm j0.078 1\pi}$ 。

用配制零极点方法设计的数字陷波器的传递函数为:

s 以后就已经消除了谐波畸变和零点漂移。该仿真结果表明, 经过陷波器滤波以后的信号明显消除了谐波和直流分量的影响。

现分别采用相关系数法和改进相关系数法求电流和电压相位差 φ_1 、 φ_2 , 从而得到介质损耗角 δ_1 、 δ_2 。根据给定的 δ 值, 分别计算出两种算法的计算误差值 $\Delta\delta_1$ 、 $\Delta\delta_2$, 并根据相对误差计算公式(11), 即

$$E = \frac{\Delta \delta}{\delta} \times 100 \%.$$
 (11)

仿真计算结果如表 1 所示。

计算两种方法的相对误差,以比较改进前后的效果。

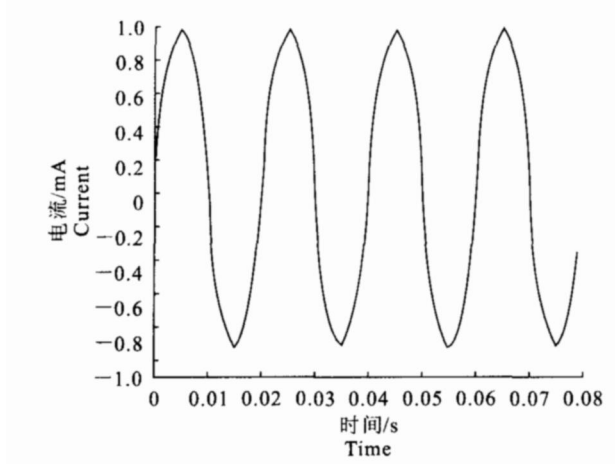


图 2 含 3 次、5 次谐波及直流分量的电流波形
Fig. 2 Current waveform containing 3rd,5th harmonics and dc component

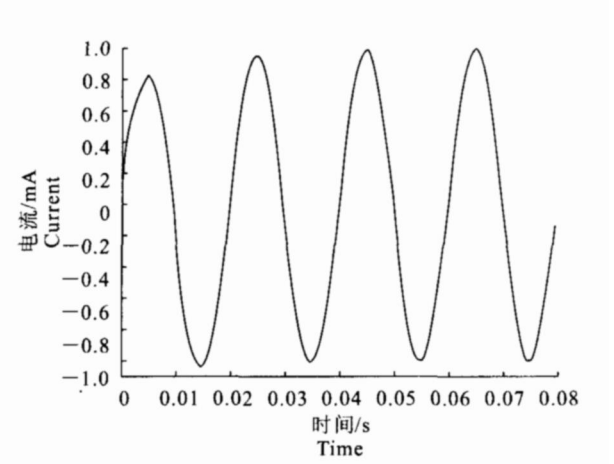


图 3 经陷波器滤波后的电流波形
Fig. 3 Current waveform by notch filter

表 1 相关系数法改进前后仿真结果的比较

Table 1 Simulation result comparison of the improved algorithm and the simple correlation coefficient calculating algorithm

频率/ Hz Frequency	相关系数法 Correlation coefficient calculating			相关系数法 + 陷波器 Correlation coefficient calculating and notch filter		
	$\delta_1 / (^\circ)$	$\Delta \delta_1 / (^\circ)$	$E_1 / \%$	$\delta_2 / (^\circ)$	$\Delta \delta_2 / (^\circ)$	$E_2 / \%$
49.5	0.584 2	0.125 8	27.43	0.475 3	0.016 9	3.69
49.6	0.658 7	0.200 3	43.68	0.561 3	0.102 9	22.44
49.7	0.738 9	0.280 5	61.16	0.647 2	0.188 8	41.17
49.8	0.727 4	0.269 0	58.66	0.618 6	0.160 2	34.93
49.9	0.735 8	0.277 4	60.49	0.509 7	0.051 3	11.19
50.0	0.561 3	0.102 9	22.44	0.475 3	0.016 9	3.69
50.1	0.658 7	0.200 3	43.68	0.561 3	0.102 9	22.44
50.2	0.750 4	0.292 0	63.67	0.647 2	0.188 8	41.17
50.3	0.750 4	0.292 0	63.67	0.612 9	0.154 5	33.69
50.4	0.664 4	0.206 0	44.92	0.509 7	0.051 3	11.19
50.5	0.578 5	0.120 1	26.19	0.475 3	0.016 9	3.69

由仿真计算结果(表 1)可知,采用改进相关系数算法显著提高了介质损耗角的计算精度,使介质损耗角的误差较改进前减少了 18 %以上。因此用该改进方法计算出的介质损耗角 δ 更加精确,由此得出的介质损耗因数 $\tan \delta$ 更接近准确值,可以有效判断电容型设备的绝缘状态。

4 结 论

本文针对相关系数法在测量电容型设备介质损耗角时,3 次、5 次谐波及直流分量对计算精度影响较大的实际,提出了先用陷波器进行滤波处理,再用相关系数法计算介质损耗角的方法。仿真试验分析

证明,使用该改进方法可使介质损耗角误差减少 18 %以上,提高了介质损耗角的测量精度,为绝缘在线监测系统电容型设备介质损耗角的测量,提供了更为科学准确的方法。

[参考文献]

[1] 邱昌容,曹晓珑. 电气绝缘测试技术[M]. 北京:机械工业出版社,2002:27-69.
[2] 尚 勇,杨敏中,王晓蓉,等. 谐波分析法介质损耗因数测量的误差分析[J]. 电工技术学报,2002,17(3):67-71.
[3] 申忠如,钱 政,苏键锋,等. 介质损耗测试方法的研究[J]. 西安交通大学学报,1996,30(3):114-117.

(下转第 234 页)

属离子的质量分数随金属盐质量分数的增加而上升,但达到一定的质量分数比后,继续增加溶液浓度,金属离子的质量分数基本不变,说明此时已经达到配位反应的极限。极差分析表明,反应温度和络合时间对金属离子的质量分数影响不大。

合成的壳聚糖金属配位聚合物 CCC 为蓝绿色, CZC 为白色,且均难溶于水及常见的乙醇、丙酮等有机溶剂,但可溶于乙酸溶液和稀盐酸溶液。

3 结 论

采用铜盐(CuCl_2)和锌盐(ZnCl_2)与壳聚糖反应,制备了壳聚糖金属配合物。通过正交试验和极差分析研究了壳聚糖的脱乙酰度、壳聚糖与金属盐的质量分数比、络合时间、反应温度 4 个因素对合成两种配合物金属离子质量分数的影响。并优化了制备 CMC 木材防腐剂的适宜工艺条件,合成的壳聚糖金属配位聚合物的金属离子质量分数分别为

10.90 %和 11.78 %。

〔参考文献〕

- [1] 蒋明亮,费本华.木材防腐的现状 & 研究开发方向[J].世界林业研究,2002,15(3):44-48.
- [2] 蒋挺大.壳聚糖[M].北京:化学工业出版社,2001:177-179.
- [3] 小林智纪,古川郁夫.キトサン金属盐の木材防腐效力[J].防菌防尘志,1995,23(6):15-20.
- [4] 段新芳,孙芳利,朱 玮,等.壳聚糖金属配合物的防腐性能[J].林业科学,2004,40(6):138-143.
- [5] 孙芳利,段新芳,毛胜风,等.CMC 系列防霉剂抑菌效果研究[J].林产工业,2004,31(4):14-16.
- [6] 小林智纪,古川郁夫.キトサン金属盐の最適生成条件と木材への固着性[J].防菌防尘志,1995,23(5):20-25.
- [7] Rhazi M, Desbrieres J, Tolaimate A, et al. Contribution to the study of the complexation of copper by chitosan and oligomers[J]. Polymer, 2002, 43:1267-1276.
- [8] 王爱勤,张平余,俞贤达.甲壳胺与铜(),镍(),锌()配合物的合成及性质[J].化学通报,1999,62(8):32-35.

(上接第 230 页)

- [4] 张明君,弭洪涛.电力系统微机保护[M].北京:冶金工业出版社,2002:24-45.
- [5] 曹宇亚,申忠如,任稳柱.介质损耗带电检测数字化处理方法的研究[J].高压电器,2000,36(3):17-19.
- [6] 张伏生,耿中行,葛耀中.电力系统谐波分析的高精 FFT 算法[J].中国电机工程学报,1999,19(3):63-66.
- [7] 贺景亮,关根志,王洪新.绝缘在线监测中若干问题的探讨[J].高电压技术,1998,24(3):38-40.
- [8] 左自强,徐 阳,曹晓珑,等.计算电容型设备介质损耗因数的相关函数法的改进[J].电网技术,2004,28(18):53-57.
- [9] Jain V K, Collins W L, Davis D C. High-accuracy analog measurements via interpolated FFT[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1979, 28(2):113-122.
- [10] 丁 晖,申忠如,刘君华.基于小波和相关分析的虚拟介损在线检测仪[J].高电压技术,2000,26(6):17-19.
- [11] 张艳阳,孙 炜.基于数字陷波器的局放信号周期窄带干扰抑制方法研究[J].长沙电力学院学报:自然科学版,2006,21(1):26-28.
- [12] 许化龙,袁晓峰,陈淑宏.基于数字陷波滤波技术的失真度测量方法研究[J].测控技术,2004,23(6):23-25.
- [13] Ben J M, Friedlander B. Analysis and performance evaluation of an adaptive notch filter[J]. IEEE Trans on IT, 1984, 30(3):283-295.
- [14] 黄盛洁,姚文捷,马治亮,等.电气设备绝缘在线监测和状态维修[M].北京:中国水利水电出版社,2004:2-11.
- [15] 杨永明,孙才新,严欣平,等.抑制局部放电在线监测中周期性干扰的级联式 IIR 陷波滤波器的研究[J].电工技术学报,2000,15(5):75-77.
- [16] 倪 伟,徐科军.一种改进的科里奥利质量流量计信号处理方法[J].电子测量与仪器学报,2005,19(5):54-57.