

介质损耗的数字化测量方法

赵沛, 张源斌

(西安交通大学电气工程学院, 陕西 西安 710049)

The Digitized Measurement Method of Dielectric Loss

ZHAO Pei, ZHANG Yuan-bin

(School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

摘要: 总结了介质损耗模拟测量方法存在的不足。对当前几种典型的介质损耗数字化测量方法进行了介绍, 讨论了每一种方法的优缺点和实际应用中出现的一些问题, 并对介质损耗数字化测量的发展前景进行了展望。

关键词: 介质损耗; 数字化; 测量

中图分类号: TM835.1

文献标识码: A

Abstract: This paper summarizes the disadvantage of analog measurement of dielectric loss, and introduces several typical digitized measurements for it. The advantages and disadvantages of each method in practical application are discussed. The future development of digitized measurement of dielectric loss has been shown.

Key words: dielectric loss; digitized; measurement

1 引言

高压设备损坏事故中很大一部分是绝缘故障, 因此对绝缘测试技术的研究具有重要的意义。绝缘介质损耗因素的测量是最有效的手段之一。

介质损耗因素的测量属于高准确度测量, 在高压预防性试验条件下, 通常在被测试品两端加以工频(50 Hz)高电压(10 kV), 使被测试品流过一个极其微小的电流, 利用电压与电流之间夹角的余角 δ 的正切值来反映被测试品的介质损耗大小。这种高电压、微电流、小角度的精密测量要求测量系统应具有很高的灵敏度和准确度, 在现场条件下还要求具有抗干扰能力。

2 介损的模拟测量方法

介损的模拟测量方法主要有谐振法、瓦特表法和电桥法。谐振法只适用于低压高频状态下的测量。瓦特表法是由介质损失的功率和经过的电流计算求得, 瓦特表法由于测量准确度低, 现已基本淘汰。电桥法采用交流电桥差值比较原理, 准确度相对较高, 其典型代表是西林电桥, 见图1。由电桥平衡条件可

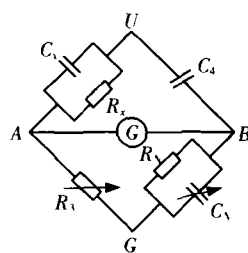


图1 西林电桥原理图

得出试品的电容值 C_1 及 $\tan\delta$:

$$\tan\delta = \omega C_4 R_4 \quad C_x = (R_4/R_3)C_N$$

目前有一些数字化自动电桥其实只是采用数字化技术来调节电桥的平衡, 而实际的测量原理仍然是用标准电容和电阻与被试品进行比较的模拟方法。

2.1 模拟测量方法的缺点

(1) 测试程序复杂, 操作工作量大, 自动化水平低, 易受人为因素的影响。

(2) 随着输变电电压等级的提高, 强电场干扰严重, 使变电站高压电器设备的 $\tan\delta$ 测量误差过大。

(3) 当试验电源有较大谐波干扰时, 即使基波电压已获平衡, 检流计仍不能为零, 不能排除与基波相近的谐波干扰。

3 介损的数字化测量方法

数字化测量方法的原理是利用传感器从试品上取得所需的信号 U 和 I , 经前置预处理电路数字化后送至数据处理部分, 即计算机或单片机, 算出电流电压之间的相位差 $\Delta\varphi$, 最后得到 $\tan\delta$ 的测量值, 见图2。

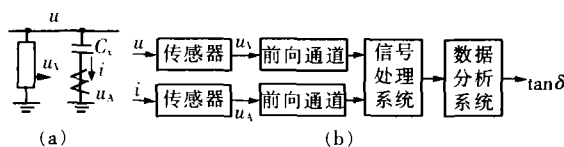


图2 介损的数字化测量原理图

3.1 过零电压比较法

过零电压比较法是测量两个频率相同、幅值相等、相角差小的正弦电压波之间的相角差的方法。满足上述条件的两个正弦波可以分别表示为:

$$u_1 = A_1 \sin \omega t; u_2 = A_2 \sin(\omega t + \varphi)$$

则任何时刻的电压差为:

$$u_3 = u_2 - u_1 = A_2 \sin(\omega t + \varphi) - A_1 \sin \omega t$$

由于 $A_1 = A_2 = A$, 则上式为:

$$u_3 = A[\sin(\omega t + \varphi) - \sin \omega t] = B \cos(\omega t + \varphi/2) \quad (1)$$

式中: $B = 2A \sin(\varphi/2)$ 。当 $t=0$ 时, 式(1)为 $u_3 = A \sin \varphi$, 于是 $\varphi = \arcsin(u_3/A)$ 。

该方法特点是电路简单, 对启动采样电路、A/D 转换电路要求不高, 且以过零点附近两个正弦波的平均电压差来评价两个正弦波的相位差, 所以抗干扰能力强。但要求满足的测量条件十分苛刻, 如要求两个被测的正弦波谐波分量和谐波相位相等, 增大了测量的难度^[1]。

3.2 过零时差比较法

过零时差比较法是一种将相位测量变为时间测量的方法, 其原理见图 3。系统先通过采样电路捕捉电流和电压信号的过零点(图 3(b), (c))然后通过一系列的逻辑转换电路形成宽度为 Δt 的方波信号(图 3(d))。由于方波的宽度反映了电流和电压信号的相位差, 所以通过测量 Δt 即可求出试品的介损值^[2]。

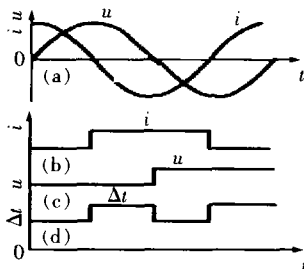


图 3 过零时差比较法原理图

该方法具有测量分辨率高, 线性好, 易数学化的优点。但误差因素有时对测量结果影响很大, 从而限制了该方法的应用。其中最重要的误差原因是由于零线漂移和波形畸变而导致信号过零点偏移。

3.3 谐波分析法

谐波分析法就是利用离散傅立叶变换(DFT)对试品的电压和电流信号进行谐波分析, 得出基波, 再求出介质损耗角。

当考虑高次谐波的影响, 主要是 3 次和 5 次谐波时, 试品上的电压和电流可表示为:

$$u(t) = U_1 \sin(\omega t + \varphi_{u1}) + U_3 \sin(3\omega t + \varphi_{u3}) + U_5 \sin(5\omega t + \varphi_{u5})$$

$$i(t) = I_1 \sin(\omega t + \varphi_{i1}) + I_3 \sin(3\omega t + \varphi_{i3}) + I_5 \sin(5\omega t + \varphi_{i5})$$

于是 $\varphi = \pi/2 - (\varphi_{i1} - \varphi_{u1})$ 。

谐波分析法把对波形的处理放在后期的软件程序中进行, 简化了硬件线路的结构, 提高了系统的可靠性。由于电网频率不稳, 加之同步采样环节的误差, 造成对采样信号做 DFT 时产生较大的误差, 所以在对信号 DFT 计算时应采取相应的措施尽量消除频谱泄漏和栅栏效应带来的误差^[3]。

3.4 自由矢量法

自由矢量方法的原理来自于电压/电流法测量元件阻抗的原理, 根据被测试品的端电压相量和流过被测试品的电流相量之比, 可以得到被测试品的阻抗相量, 根据 Z_r 的实部和虚部, 进一步求得介质损耗角正切 $\tan \delta_c$ 。

设 t_0 时刻方向上的矢量为参考矢量时, 见图 4, 电压和电流用矢量表示为:

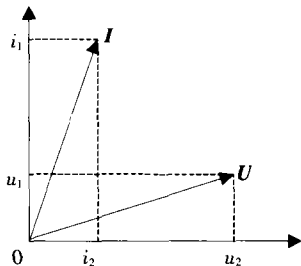


图 4 t_0 时刻电压电流相量图

$$U = U_m \cos(\omega t_0 + \varphi_u) + j U_m \sin(\omega t_0 + \varphi_u)$$

$$I = I_m \cos(\omega t_0 + \varphi_i) + j I_m \sin(\omega t_0 + \varphi_i)$$

$$\text{令 } u_1 = U_m \sin(\omega t_0 + \varphi_u) \quad (2)$$

$$u_2 = U_m \sin(\omega t_0 + \varphi_u + \pi/2) \quad (3)$$

$$i_1 = I_m \sin(\omega t_0 + \varphi_i) \quad (4)$$

$$i_2 = I_m \sin(\omega t_0 + \varphi_i + \pi/2) \quad (5)$$

则由式(2)~(5)可以得到^[4]:

$$\tan \delta = \frac{u_2 i_2 + u_1 i_1}{u_2 i_1 - u_1 i_2}$$

自由矢量法实现的电路简单、体积小、重量轻、价格便宜, 但存在电源频率不稳、波形不准、外界电磁场的干扰等误差因素, 限制了该方法的准确度和稳定性的提高。

3.5 异频电源法

异频电源法的原理为在介损测量过程中试验电源频率偏离干扰电源频率, 通过频率识别或滤波技术排除干扰电源的影响。使用 DFT 或 FFT 可将异频频率波和干扰频率波分辨开来。理论上只要满足同步采样条件, DFT 或 FFT 就不会有泄漏效应, 可以准确地将异频电源频率所对应的频谱抽取出来, 就可以得到该频率波的初相位。

实际上, 介损随着频率的变化而变化, 这就出现不同频率下的测量结果的等同性问题。异频电源频率不能偏离工频太远, 否则测量结果与工频下的介损值失去等同性, 也不能偏离太近, 这样会增大频率分辨的难度, 同样会造成较大的误差^[5]。

正弦电压和电流在时域的表达式可写为:

$$u(t) = C_0 \sin \omega t + C_1 \cos \omega t \quad (6)$$

$$i(t) = D_0 \sin \omega t + D_1 \cos \omega t \quad (7)$$

式中: $C_0 = U_m \cos \varphi_u$; $C_1 = U_m \sin \varphi_u$; $D_0 = I_m \cos \varphi_i$; $D_1 = I_m \sin \varphi_i$ 。于是: $\delta = \pi/2 - [\arctan(D_1/D_0) - \arctan(C_1/C_0)]$ 。

由上式可见, 求出 C_0, C_1, D_0, D_1 这些正弦波参数就可得到 δ 。算法有两种, 一是利用最小二乘原理, 用式(6), (7)去拟合试品上的实际信号, 得到一个线性方程组:

$$A^T A D = A^T G; \quad A^T A C = A^T F$$

其中:

$$A = \begin{bmatrix} \sin \omega t_0 & \cos \omega t_0 \\ \sin \omega t_1 & \cos \omega t_1 \\ \vdots & \vdots \\ \sin \omega t_{M-1} & \cos \omega t_{M-1} \end{bmatrix}; G = \begin{bmatrix} i(t_0) \\ i(t_1) \\ \vdots \\ i(t_{M-1}) \end{bmatrix}; F = \begin{bmatrix} u(t_0) \\ u(t_1) \\ \vdots \\ u(t_{M-1}) \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} D_0 \\ D_1 \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} C_0 \\ C_1 \end{bmatrix}$$

另一种算法是基于三角函数的正交性,导出公式:

$$D_0 = 2 \left[\int_0^T i(t) \sin \omega t dt \right] / T; D_1 = 2 \left[\int_0^T i(t) \cos \omega t dt \right] / T$$

$$C_0 = 2 \left[\int_0^T u(t) \sin \omega t dt \right] / T; C_1 = 2 \left[\int_0^T u(t) \cos \omega t dt \right] / T$$

该方法要求 A/D 转换的位数 N 不小于 10, 采样率不低于 1kHz^[6]。由于在方法的设计上把流过试品的电压和电流理想化为标准的正弦波, 没有考虑信号中有谐波等干扰成分, 容易造成测量的误差。

4 结语

介损的数字化测量方法之间不是孤立的。例如在正弦波参数法和自由矢量法中, 可以先利用谐波滤波去高次谐波, 得到电压和电流的基波再计算各个参数。而异频电源的采用是为了克服工频干扰, 它几乎可以应用到其他所有的数字化测量方法中。因每种测量方法的特点, 过零点时差比较法和过零点电压比较法多用于现场及在线监测的测量仪器, 而自由矢量

法和正弦波参数法多用于便携式带电检测仪器。

介损的数字化测量技术还在不断的发展和完善的。数字化测量的优点在于它的智能化和多功能趋势, 特别是将其后续处理与高压设备绝缘的诊断专家系统联系起来, 实现自动检测和诊断报警。介损的数字化测量是有着光明发展前景的, 如何提高抗干扰能力, 提高测量系统的准确性和稳定性仍是当前和今后值得研究的课题。

参考文献:

- [1] 蔡国雄. 介质损耗测量的过零点电压比较法 [J]. 电网技术, 1995, 19(10): 1-5.
- [2] 马为民, 吴维韩. 便携式数字介质损耗测量仪的研究 [J]. 高压技术, 1996, 22(1): 92-94.
- [3] 黄新红. 高压电气设备绝缘特性带电检测仪信号采集系统的研究 [J]. 西安交通大学学报, 1997, 31(11): 40-44.
- [4] 吕延峰, 陈长喻. 用 MCS-8098 单片机实现的介质损耗测量系统 [J]. 高压技术, 1996, 22(2): 64-66.
- [5] 侯铁信, 张卫军. 介损测量信号抽取及处理方法的研究 [J]. 高压技术, 1997, 23(2): 89-91.
- [6] 赵秀山. 介质损耗角的数字化测量 [J]. 清华大学学报(自然科学版), 1996, 22(2): 51-56.

作者简介: 赵沛 (1978-), 男, 硕士研究生, 从事电力设备在线监测及故障诊断方面的研究。

(上接第 44 页) 器结构型式^[8], 分别示于图 5 和图 6。

图 5 为采用双断口真空灭弧室的真空断路器结构原理图, 灭弧室中间的静触头为纵向磁场触头, 两

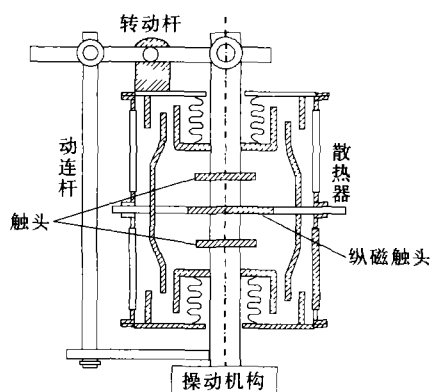


图 5 真空断路器原理示意图

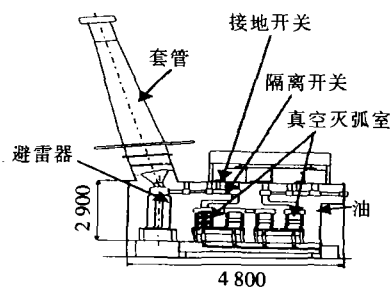


图 6 高压真空断路器结构图

个动触头为平板型, 中间的散热器有利于额定电流的增加。

图 6 为无 SF₆ 气体的真空断路器装置结构图, 由套管、避雷器、接地开关、隔离开关、真空灭弧室等部分组成, 内部充以油作为绝缘介质。

参考文献:

- [1] T Shioiri. Insulation Characteristics of Vacuum Interrupter for a New 72/84 kV C-GIS [J]. IEEE Trans. on EI, 1999, 6(4): 486-490.
- [2] M Okawa. Area Effect on Electric Breakdown of Copper and Stainless Electrodes in Vacuum [J]. IEEE Trans. on EI, 1988, 23(1): 77-81.
- [3] 上川路 他. 真空断路器放电抑制技术 [A]. 电学大会 [C], 日本东京, 1993.
- [4] 盐入 哲. 真空断路器状况 [J]. 真空, 2000, 43(1): 18-23.
- [5] 王季梅. 真空开关 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1983.
- [6] 王季梅. 大容量真空开关理论及其产品开发 [M]. 西安: 西安交通大学出版社, 2001.
- [7] S Giere. Dielectric Strength of Double and Single-break Vacuum Interrupters [J]. IEEE Trans. on EI, 2001, 8(1): 43-47.
- [8] H Okubo. Feasibility Study on Application of High Voltage and High Power Vacuum Circuit Breakers [A]. Proc. of 20th ISDEIV [C], Tours, 2002.

作者简介: 修士新 (1967-), 男, 辽宁凌源市人, 博士, 副教授, 主要从事真空开关电器方面的研究工作。