

谐波条件下高压电气设备介质损耗因数的定义和数字化算法

张忠蕾, 李庆民, 陈鹏

(山东大学电气工程学院, 山东 济南 250061)

Definition and Digital Algorithms for Dielectric Loss Factor of High Voltage Power Apparatus under Harmonics Condition

ZHANG Zhong-lei, LI Qing-min, CHEN Peng

(School of Electrical Engineering, Shandong University, Ji'nan 250061, China)

摘要: 简要回顾了高压电气设备在线监测与故障诊断技术的研究现状和应用情况。基于绝缘电介质物理特性,提出了谐波条件下介质损耗因数的新定义,以更合理地评估电气设备的运行状况,并给出了相应的数字化算法。为配合实现介质损耗因数的新定义策略,给出了两种算法:阻容解耦法和基波逼近法。通过计算机仿真分析了背景噪声和电网频率波动对介质损耗因数估算准确度的影响。结果表明,基波逼近法比阻容解耦法的应用误差小。建议采用同时监测全电流、介质损耗因数、阻性电流和容性电流的综合策略来有效评估和诊断电介质的绝缘状况。

关键词: 介质损耗因数; 在线监测; 数字化算法; 谐波

中图分类号: TM835.1

文献标识码: A

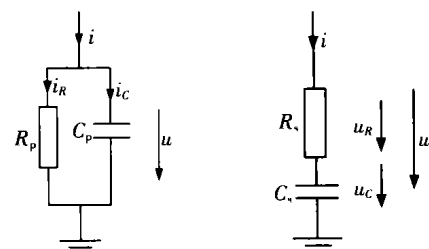
Abstract: Experience and applications of the currently available methods for on-line monitoring and diagnosis of high voltage power apparatus are briefly reviewed. Based on the dielectric physics, a new definition of dielectric loss factor with harmonics feature is proposed to evaluate the operational conditions of power apparatus on a more reasonable basis, along with corresponding digitised algorithms. Two approaches, namely the decoupling algorithm and the approximating algorithm, are presented to implement the methodologies with the new definition of dielectric loss factor. The impacts of background noise and power frequency fluctuation on estimation accuracy are analysed by computer simulations showing better application qualities of the approximating algorithm than the decoupling one. A comprehensive strategy of simultaneous monitoring of sum current, dielectric loss factor, resistive current and capacitive current is recommended to give an effective assessment and diagnosis.

Key words: dielectric loss factor; on-line monitoring; digital algorithms; harmonics

1 引言

以状态维修代替传统的定期维修已成为电力系统设备维护的必然发展趋势,它具有安全、可靠、经济性好等优势。在线监测和故障诊断技术是实现状态维修的基础,它通过各种技术和分析手段准确、及时地掌握电气设备的绝缘劣化和老化状况。一般而言,热老化和电气绝缘故障(如局部放电)会导致绝缘介质的电气、物理或化学性能的改变,从而引起电介质参数(如电容值和介质损耗因数等)的微小或明显变化。绝缘在线监测的众多参数中,介质损耗因数 $\tan\delta$ 被普遍认为是衡量介质发热和绝缘水平的一项重要指标,具有较高的敏感度和稳定性。

计算 $\tan\delta$ 时通常采用两种等效支路:并联支路和串联支路,见图1,这两种等效支路在拓扑上可以互换。



(a) 并联支路

(b) 串联支路

图1 电容型电气设备的等效电路

$\tan\delta$ 的一般定义为:

并联支路: 阻性有功电流分量与容性无功电流分量之比(有效值):

$$\tan\delta = \frac{I_R}{I_C} = \frac{1}{\omega C_p R_p}$$

串联支路: 阻性有功电压分量与容性无功电压分量之比(有效值):

$$\tan\delta = \frac{U_R}{U_C} = \omega C_s R_s$$

$\tan\delta$ 的数字化算法可大致分为直接测量法^[1]和信号重建法^[2-5]。信号重建法现在得到了广泛的应用,包括傅立叶分析法、相关系数法和高阶正弦拟合法等。目前所采用的数字算法中,都是从电压和电流采样信号中提取工频基波参数来计算 $\tan\delta$, 倘若电网存在谐波时, 则通过不同的方法将谐波影响去除后获得基波参数。笔者认为, 这些算法与绝缘介质损耗因数的一般物理定义有悖。

电气设备的介质损耗主要包括漏导损耗和极化损耗, $\tan\delta$ 作为介质损耗的表征指标, 能综合评价电介质的绝缘水平和发热问题。其实绝缘介质的发热和绝缘老化是相互影响的, 发热也会引起绝缘老化。 $\tan\delta$ 的数值大通常表明介质发热严重, 同时也常造成绝缘水平下降, 最终可能导致热击穿, 这时意味着绝缘性能的彻底破坏。实际上, 不仅基波产生介质损耗, 而且谐波也产生损耗。因此, $\tan\delta$ 应从广义上来定义, 更全面地描述绝缘的发热和老化状况。笔者提出了考虑谐波损耗的 $\tan\delta$ 新定义方法, 并给出了两种数字化算法, 同时对它们的应用进行了分析。

2 $\tan\delta$ 的新定义和数字化算法

2.1 谐波条件下 $\tan\delta$ 的定义方法

以并联支路为例, 假设阻性电流和容性电流已通过某种数字化算法得到, 那么它们的表达式可用傅立叶级数写出如下:

$$i_R(t) = \sum_{k=1}^{\infty} a_k \sin(k\omega t + \varphi_k)$$

$$i_C(t) = \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin(k\omega t + \phi_k)$$

式中: a_k 和 b_k 分别为阻性电流和容性电流的傅立叶系数; φ_k 和 ϕ_k 为各次谐波的初相位; ω 为基波角频率。阻性电流和容性电流的有效值分别为:

$$I_R = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} a_k^2} / \sqrt{2} ; I_C = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} b_k^2} / \sqrt{2}$$

则 $\tan\delta$ 可表示为:

$$\tan\delta = \frac{I_R}{I_C} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{\infty} a_k^2}{\sum_{k=1}^{\infty} b_k^2}} \quad (1)$$

下面两节介绍了两种简便的数字化算法, 它们是以线电压和流经试品的全电流的测量数据为依据, 通过傅立叶分析方法得到 $\tan\delta$ 。

2.2 阻容解耦法

高压电气设备的等效电容一般为 pF 级, 全电流通常在 mA 级或 μA 级, 通过电压互感器副边测得的电压信号比从接地端测得的全电流信号大得多。为简化数字化算法并解耦出阻性电流分量和容性电

流分量, 在硬件中可设计由被测电压的零点时刻去触发电流的数据采样。理论上讲, 此时电压信号 $u(t)$ 可以拓展到时间域负半轴, 在数学上可看成严格周期性的奇函数, 满足函数关系 $u(-t) = -u(t)$ 。则电压 $u(t)$ 用傅立叶级数可表示为:

$$u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_k \sin k\omega t$$

式中: $U_k = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \sin k\omega t dt$; T 为工频周期; k 为奇数。

同样, 电流 $i(t)$ 也可变换成傅立叶级数形式:

$$i(t) = \sum_{k=1}^{\infty} (p_k \cos k\omega t + q_k \sin k\omega t) \quad (2)$$

式中: $p_k = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \cos k\omega t dt$; $q_k = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \sin k\omega t dt$ 。

根据图 1(a) 的拓扑结构, 全电流可写成:

$$i(t) = \frac{u(t)}{R_p} + C_p \frac{du(t)}{dt} = \frac{1}{R_p} \sum_{k=1}^{\infty} U_k \sin k\omega t + \omega C_p \sum_{k=1}^{\infty} k U_k \cos k\omega t \quad (3)$$

将式(2)和式(3)进行比较, 可把阻性电流分量和容性电流分量分离出来得到:

$$i_R(t) = \frac{1}{R_p} \sum_{k=1}^{\infty} U_k \sin k\omega t = \sum_{k=1}^{\infty} q_k \sin k\omega t$$

$$i_C(t) = \omega C_p \sum_{k=1}^{\infty} k U_k \cos k\omega t = \sum_{k=1}^{\infty} p_k \cos k\omega t$$

然后得到类似于式(1)的公式来计算 $\tan\delta$:

$$\tan\delta = \frac{I_R}{I_C} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{\infty} q_k^2}{\sum_{k=1}^{\infty} p_k^2}}$$

该解耦算法只需采集电流信号就可计算 $\tan\delta$, 只是需要在硬件设计中由电压过零点启动触发器, 即时采集电流数据。

2.3 基波逼近算法

设同时测量到电气设备的端电压和全电流信号, 然后用傅立叶级数分别表示为:

$$u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} (m_k \cos k\omega t + n_k \sin k\omega t)$$

$$i(t) = \sum_{k=1}^{\infty} (p_k \cos k\omega t + q_k \sin k\omega t)$$

式中: m_k, n_k, p_k, q_k 为傅立叶系数。根据并联等效电路, 阻性电流分量可表示成:

$$i_R(t) = i(t) - i_C(t) = i(t) - C_p \frac{du(t)}{dt} =$$

$$\sum_{k=1}^{\infty} [(p_k - k\omega C_p n_k) \cos k\omega t + (q_k + k\omega C_p m_k) \sin k\omega t] \quad (4)$$

实际上,基波成分在电压和电流信号中占绝对主要部分,由此可采用基波分量进行逼近计算。从理论上讲,阻性电流分量 $i_R(t)$ 应与 $u(t)$ 同相位,因此其基波分量的傅立叶系数应成比例,从而可得到下列公式计算参数 C_p 。

$$\frac{n_1}{m_1} = \frac{q_1 + \omega C_p m_1}{p_1 - \omega C_p n_1}; C_p = \frac{n_1 p_1 - m_1 q_1}{\omega(m_1^2 + n_1^2)}$$

将 C_p 代入式(4),可以得到包含所有频率分量的阻性电流 $i_R(t)$ 和容性电流 $i_C(t)$ 。最后代入式(1)可算得 $\tan\delta$ 。

这种算法需要对电压和电流同时采样。虽然模型参数 C_p 通过基波分量逼近得到,但对于其它谐波分量依然能获得较高的准确度。

3 计算机仿真

为验证上述两种数字化算法的有效性,以并联等效电路为基础做了一系列的仿真试验。在仿真中设 C_p 和 R_p 分别为 5 000 pF 和 120 M Ω ,若按传统定义,用基波参数可得 $\tan\delta$ 真实值为 0.005 305。

在实际电网电压中主要包括工频基波、3次谐波、5次谐波等,在仿真试验中可用一个电压源来表达。在电力系统运行环境中,还会存在电网频率波动和背景噪声干扰等现象,因此就这两种情况进行了仿真分析。仿真试验中,采样频率设为 25.6 kHz,一次采集 4 个工频周期,共 2 048 个采样点。

3.1 阻容解耦法的仿真分析

除了工频基波外,假设系统电压中主要包括 3 次和 5 次谐波:

$$u(t) = \sin\omega t + 0.05\sin 3\omega t + 0.07\sin 5\omega t$$

根据图 1(a)可算得全电流 $i(t)$,然后将其作为被测电流的真实采样数据来验证解耦算法。

当电网频率在 $\pm 0.6\%$ 范围内波动时,利用阻容解耦法所得计算结果和误差列于表 1。

表 1 电网频率变化时解耦算法所得结果

电网频率 /Hz	$\tan\delta$		算法误差 /%
	真实值	计算值	
49.7	0.004 997	0.005 261	5.28
50.0	0.004 976	0.004 982	0.12
50.3	0.004 956	0.005 142	3.75

电网频率为 50 Hz 时得到的算法偏差 0.12% 主要是计算误差所致。电网频率偏离 50 Hz 时,算法的偏差越来越大。产生误差的主要原因是不同步采样导致了被测信号的频谱泄漏。为减小该类误差,可通过增加采样频率并安装同步采样卡来解决。

通常被测全电流还易受背景噪声的影响,为证明算法的抗噪能力,仿真了不同幅值噪声下的影响。表 2 给出了仿真计算结果,噪声类型为正态分布。

从表 2 看出,噪声幅值在被测电流信号幅值的 10% 以内时,阻容解耦法具有良好的抗噪能力。

表 2 不同噪声幅值下解耦算法所得结果

噪声幅值 总电流幅值 /%	$\tan\delta$		算法误差 /%
	真实值	计算值	
1.0	0.004 976	0.004 957	-0.38
2.0	0.004 976	0.004 928	-0.96
5.0	0.004 976	0.004 901	-1.51
10.0	0.004 976	0.004 815	-3.22

3.2 基波逼近法的仿真分析

用类似的仿真试验来验证基波逼近法的有效性。最初的被测电压信号设为:

$$u(t) = \sin(\omega t + 30^\circ) + 0.05\sin(3\omega t + 160^\circ) + 0.07\sin(5\omega t + 75^\circ)$$

计算得到的全电流作为被测电流,作为仿真试验已知量。 C_p 和 R_p 的值仍然为 5 000 pF 和 120 M Ω 。

表 3 给出了在电网频率波动时基波逼近法所得结果,与表 1 比较可见,基波逼近法的误差小,较阻容解耦法准确度高。

表 3 频率波动时基波逼近法所得结果

基波频率 /Hz	计算值 C_p /pF	$\tan\delta$		算法误差 /%
		真实值	计算值	
49.7	4 929	0.004 997	0.005 069	1.44
50.0	4 980	0.004 976	0.004 986	0.20
50.3	5 040	0.004 956	0.004 917	-0.79

不同水平的噪声对基波逼近算法的影响列于表 4,同样表明基波逼近法在抗噪声干扰能力方面也优于阻容解耦法。

表 4 不同噪声幅值下基波逼近法所得结果

噪声幅值 总电流幅值 /%	计算值 C_p /pF	$\tan\delta$		算法误差 /%
		真实值	计算值	
1.0	4 998	0.004 976	0.004 978	0.04
2.0	5 001	0.004 976	0.004 975	-0.02
5.0	5 005	0.004 976	0.004 917	-0.10
10.0	5 015	0.004 976	0.004 961	-0.30

总体而言,在同样的条件下,基波逼近法比阻容解耦法的准确度要高。因此,基波逼近法更适于应用在高压设备的在线监测技术中。但为减小电网频率波动的影响,硬件设计中需安装同步采样卡。

容性电流与系统电压随时间的变化率成正比,因此比阻性电流更易受到谐波的影响,更能表征谐波电压对介质损耗因数的作用。由此提出一种综合监控策略,即同时监控全电流 $i(t)$,介质损耗因数 $\tan\delta$,阻性电流 $i_R(t)$ 和容性电流 $i_C(t)$,这些参量可通过上面提到的两种算法获得。

4 结语

(1) 笔者提出了一种谐波条件下 $\tan\delta$ 的新定义方法,用于电气设备的状态监测。当谐波存在时,新定义比传统定义的 $\tan\delta$ 值要小一些,但能更合理地反映绝缘老化和发热现象的物理本质。

(2) 基于被测电压和电流的傅立叶级数分析给出了两种数字化算法。仿真试验表明,它们具有良好的抗电网频率波动和抗噪声干扰 (下转第 332 页)

时间设为 20 ms, 采用频谱分析仪 POW 模式来采集数据, 可以得到在这个中心频率和带宽下的时域波形。当外加电压为 40 kV 时, 设置的中心频率分别为 1.02 GHz 和 1.3 GHz, 得到的波形见图 8 和图 9。观察波形图可以发现, 中心频率的不同只是影响放电的幅值, 并不影响放电对于相位的分布。不同类型的缺陷故障在 POW 模式下的波形具有不同的特点, 为进行特高频局部放电的模式识别提供了可能^[6]。对于上述放电进行了多次试验, 其频谱图和 POW 波形图均具有相似特征, 说明试验具有可重复性。

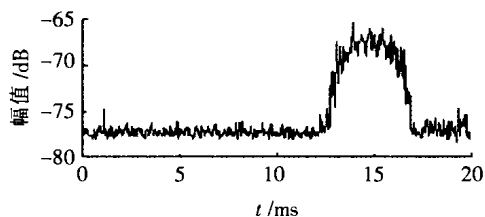


图 8 中心频率为 1.02 GHz 的 POW 波形图

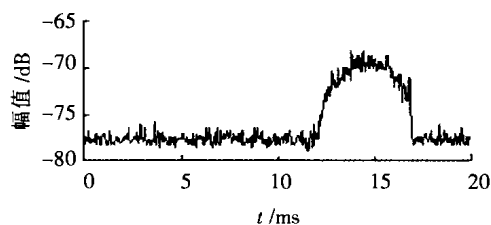


图 9 中心频率为 1.3 GHz 的 POW 波形图

通过对比背景噪声和局部放电频谱图可以发现; 在 1.0~1.8 GHz 频率段, 局部放电的信号比较大; 同时也可以发现, 在 0.9~1.0 GHz 频段有固定的干扰, 在背景噪声和局部放电的频谱图上都可以观

察到。由于笔者采集数据时使用的是频谱分析仪的 POW 模式, 通过设置中心频率和带宽就可以把这些固定的干扰消除。观察 POW 波形可以发现, 放电主要发生在工频的后半周期, 这主要是因为母线上的铜丝更容易在电压的负半周发生电晕放电。

4 结论

在实验室中, 通过对 110 kV GIS 中局部放电的检测, 对特高频局部放电测量系统进行了验证试验, 结果表明, 天线的性能良好, 数据采集程序能够提取满足工程要求的局部放电特高频信号。

参考文献:

- [1] M D Judd. Broadband Couplers for UHF Detection of Partial Discharge in Gas Insulated Substations [J]. IEE Proc. Sci. Meas. Technol., 1995, 142(3): 237-243.
- [2] 邱毓昌. 用超高频法对 GIS 绝缘进行在线监测 [J]. 高压电器, 1997(4): 36-40.
- [3] J S Pearson. Experience with Advanced In-service Condition Monitoring Techniques for GIS and Transformers [A]. IEE Colloquium, HV Measurements, Condition Monitoring and Associated Database Handling Strategies[C], London, 1998.
- [4] 王元坤, 李玉权. 线天线的宽频带技术 [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1995.
- [5] 杨恩耀, 杜家聪. 天线[M]. 北京: 电子工业出版社, 1984.
- [6] J S Pearson. A Continuous UHF Monitor for Gas Insulated Substations[J]. IEEE Trans. Ele. Ins., 1991, 26(3): 469-478.

作者简介: 印 华(1979-), 男, 硕士研究生, 从事 GIS 局部放电在线检测研究。

(上接第 329 页)

的能力, 其中基波逼近法比阻容解耦法的应用特性更好。

(3) 为能对高压电气设备的运行状态有一个综合性的评判, 尤其在系统谐波电压严重时, 笔者建议同时监测全电流、介质损耗因数、阻性电流和容性电流。

参考文献

- [1] 赵秀山, 谈克雄, 朱德恒, 等. 介质损耗角的数字化测量[J]. 清华大学学报(自然科学版), 1996, 36(9): 51-56.
- [2] D Allan, M Blundell, K Boyd, et al. New Techniques for Monitoring the Insulation Quality of In-service HV Apparatus [J]. IEEE Trans. on Electrical Insulation, 1992, 27(3): 578-581.

- [3] M F Lachman, W Walter, P A Guggenberg. On-line Diagnostics of High-voltage Bushings and Current Transformers Using the Sum Current Method [J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 2000, 15(1): 155-162.
- [4] B Djokic, E So. Phase Measurement of Distorted Periodic Signals Based on Nonsynchronous Digital Filtering [J]. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, 2001, 50(4): 864-867.
- [5] Wang P, M R Raghuvver, W McDermid, et al. A Digital Technique for the On-line Measurement of Dissipation Factor and Capacitance [J]. IEEE Trans. on Dielectric and Electrical Insulation, 2001, 8(2): 228-232.

作者简介: 张忠蕾(1978-), 女, 在读硕士, 研究方向为高压电气设备的在线监测与故障诊断技术。