

基于多导体传输线模型的变压器绕组分布参数计算

阮 羚¹, 赵 淳², 阮江军², 杜志叶², 陈 亮², 高胜友³

(1. 湖北省电力试验研究院, 湖北 武汉 430072; 2. 武汉大学电气工程学院, 湖北 武汉 430072;
3. 清华大学电机系, 北京 100084)

摘要: 为了研究局部放电信号在变压器绕组内部的传播过程,建立了变压器线圈绕组的多导体传输线模型。以 40 匝单层绕组为特例,根据绕组的轴对称性,建立二维等效有限元模型。考虑绕组核心材料为空心、铝心和铁心的情况,分别采用静电场和时谐磁场模型计算变压器绕组的电容、电感、电阻分布参数。对于频变参数,选取多个频率点进行时谐场计算。在求解过程中,重点考虑了趋肤效应的影响。参数计算的结果同实测的结果基本吻合,计算方法对于研究局部放电(PD)脉冲在电力设备中的传播特性有十分重要的意义。

关键词: 多导体传输线; 局部放电; 有限元法; 分布参数; 趋肤效应

中图分类号: TM832

文献标志码: A

文章编号: 1001-1609(2009)04-0041-06

Calculation of Distributed Parameters of Transformer Winding Based on the Model of Multi-conductor Transmission Line

RUAN Ling¹, ZHAO Chun², RUAN Jiang-jun², DU Zhi-ye², CHEN Liang², GAO Sheng-you³

(1. Hubei Electric Power Testing and Research Institute, Wuhan 430072, China; 2. School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, China; 3. Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: In order to investigate the propagation process of partial discharge pulses in transformer winding, a simulation model of 40-turn single-layer winding based on multi-conductor transmission line theory is established. The core material of the winding is regarded as hollow, iron and aluminum respectively. According to the symmetry of a winding, a 2D equivalent finite element model is set up in ANSYS environment. In the process of calculation, the skin effect is taken into consideration. The frequency-dependent parameters are calculated at different frequency points in time-harmonic magnetic field based on FEM. The simulation results basically tally with the measurement values. The proposed methods of calculating parameters are helpful to research on propagation characteristics of partial discharge (PD) pulses in electric equipments.

Key words: multi-conductor transmission line(MTL); partial discharge(PD); finite element method(FEM); distributed parameter; skin effect

0 引言

变压器绕组的故障类型有多种,如绕组变形、过热和绝缘老化,其中绝缘故障形成的事故约占全部变压器事故的 85%以上,而变压器绕组的绝缘缺陷引起的局部放电(PD),是引起绝缘性能劣化的主要原因^[1]。因此,PD 的有效检测对于电力变压器的安全稳定运行具有重要意义。现存的 PD 检测方法效果都不十分理想,其中最主要的原因是由于 PD 脉冲在电力设备中的传播特性缺乏深入的研究。变压器的绕组结构对于信号传播的主要影响为造成信号幅值的衰减、波形的畸变、时延等现象,显然这一困

难的解决完全依赖于对放电脉冲在绕组中传播规律的认识^[2]。因此,掌握 PD 信号沿变压器绕组的传播规律,有助于实现准确的 PD 检测和 PD 定位。

研究 PD 信号在线圈绕组内的传播过程,需要在高频情况下对变压器线圈的参数进行计算。仿真计算采用的线圈高频模型有 3 种:集中参数模型、分布参数模型和集中-分布参数混合模型^[1],后者均需要根据线圈绕组的具体结构计算单位长度的分布参数。笔者选择建立变压器绕组的多导体传输线(MTL)模型,该模型能够在 PD 信号的频带范围内真实反映绕组特性,较之其他绕组模型更适用于高频信号下的仿真计算。而 PD 信号的频带范围很宽,最高频率可达几百 MHz,因此 MTL 模型适合研究

收稿日期:2008-11-18; 修回日期:2009-02-14

作者简介:阮 羚(1962),男,高级工程师,主要从事电力变压器、发电机绝缘检测方面的技术革新和研究。

PD 信号在绕组中的传播。其中分布参数是多导体传输线模型的基础，它是反映变压器绕组电气特性的重要参数，变压器绕组上各点的电压和电流响应均需通过单位长分布参数来求取^[3]。由于实际当中的变压器绕组过于复杂，笔者通过建立 40 匝单层连续式绕组的计算模型，来探讨 PD 信号在绕组内部传播过程的计算方法。通过计算该简化模型的分布参数，考虑绕组核心材料的影响和趋肤效应对频变参数的影响，得到绕组分布参数计算的一般规律。

1 基于 MTL 模型的线圈分布参数计算

基于 MTL 模型的变压器线圈首、末端电压、电流分布的求解，通常可分为下列 3 个步骤^[4]：计算 MTL 的分布参数矩阵；利用 FFT 将 PD 信号分解为一系列单一频率的简谐波，并结合 MTL 边界条件，求解频域下的电报方程；将频域的结果转换到时域，并叠加得到各匝线圈首、末端电压、电流总的时域分布波形。

可见，分布参数的计算对于求解 MTL 模型的电压、电流分布具有十分重要的作用，是研究 PD 脉冲沿绕组传播特性的基础。

变压器绕组多导体传输线模型中的参数包括：每匝线圈单位长度的电阻、电感、对地电容、匝间互感、匝间电容、匝间损耗等参数，以及每单元的参数矩阵，单元与单元间的耦合参数等^[5]。绕组参数可通过计算和测量得到，传统方法一般局限于解析方法，或者采用经验公式求解。但是由于电力变压器绕组线圈的规模、形状、类型、绝缘材料的特殊性，采用经验公式计算其单位长度的分布参数会出现较大的误差^[6]。笔者采用电磁场有限元法，认为绕组具有轴对称性，取绕组纵剖面建立 2D 有限元模型。由于线圈周围介质是空气，电导矩阵[G]中的元素很小，在此略去[G]^[7]，只计算电容、电感和电阻系数矩阵。

1.1 电容参数的计算

绕组的电容参数受频率影响较小，因此可采用静电场模型求解^[8]。电容参数基于能量原理求解，多导体静电系统所储存的总静电能量为^[9]

$$W = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n (C_{ii}U_i^2 + \sum_{j=1, j \neq i}^n C_{ij}U_iU_j) \tag{1}$$

式(1)中， C_{ii} 为第*i*根导体的自电容， C_{ij} 为第*i*、*j*根导体之间的互电容， U_i 、 U_j 分别为第*i*、*j*根导体对地电压。电容的求解采用循环激励法：依次给第*i*根导体施加单位电压，其余导体接地，计算静电场能量 W_{ii} ，根据式(1)可得 C_{ii} ；再给第*i*、*j*导体施加单位电压，将其余导体接地，计算静电场能量 W_{ij} ，结合 W_{ii} 、 W_{ij} 可得到 C_{ij} 。因此，对于*n*根导体，总共需要进行*n*(*n*+1)/2次全域能量求解，当*n*较大时，计算极为耗时。变压器绕组各匝线圈分布具有一定的规律性，

可根据各匝线圈间互电容的分布情况，忽略相距较远导体之间的互容计算，降低计算时间。

1.2 电感和电阻参数的计算

高频情况下，绕组各匝线圈电感和电阻的计算是在时谐场下基于功率计算原理，根据复阻抗的求解公式进行计算。

令线圈*i*通过交流电流，该电流会在线圈*i*上产生一定的电位，也会在其余线圈上感应出电流，因此线圈*i*本身会出现电位差，则视在功率表达式为

$$P_i + jQ_i = (U_{iR} + jU_{iI})(I_{iR} + jI_{iI}) \tag{2}$$

式(1)中， P_i 、 Q_i 为线圈*i*的视在功率的实部和虚部； U_{iR} 、 U_{iI} 为线圈*i*导体电位有效值的实部和虚部。 I_{iR} 、 I_{iI} 为线圈*i*通过电流的有效值实部和虚部。由于视在功率与线圈的阻抗之间又满足

$$P_i + jQ_i = I^2(R_i + j\omega L_i) \tag{3}$$

可得到线圈*i*的自电阻和自感的计算公式

$$R_i = (U_{iR}I_{iR} - U_{iI}I_{iI}) / (I_{iR}^2 + I_{iI}^2) \tag{4}$$

$$L_i = (U_{jR}I_{iI} + U_{iI}I_{jR}) / [2\pi f(I_{iR}^2 + I_{iI}^2)] \tag{5}$$

若令线圈*j*上的电位有效值的实部和虚部为 U_{jR} 、 U_{jI} ，则有

$$P_{ij} + jQ_{ij} = (U_{jR} + jU_{jI})(I_{iR} + jI_{iI}) \tag{6}$$

式(6)中 P_{ij} 、 Q_{ij} 为线圈*i*的电流在线圈*j*上产生的视在功率的实部和虚部。同理，可得到线圈*i*和线圈*j*之间的互电阻和互感的计算公式

$$R_{ij} = (U_{jR}I_{iR} - U_{jI}I_{iI}) / [(I_{iR}^2 + I_{iI}^2)] \tag{7}$$

$$L_{ij} = (U_{jR}I_{iI} + U_{jI}I_{iR}) / [2\pi f(I_{iR}^2 + I_{iI}^2)] \tag{8}$$

根据公式(4)~(8)，循环给模型中的每匝线圈导体施加电流激励，将另外的导体截面分别耦合电压自由度，进行时谐场求解，即可求出各匝线圈之间的交流电感和交流电阻参数。

2 有限元数值计算模型

考虑到绕组的轴对称性以及材料均匀性，在 ANSYS 环境下建立二维轴对称有限元模型。线圈绕组参数如下：绕组共有 40 匝，整体高度为 180 mm；线圈的内径和外径分别为 200 mm 和 202.36 mm；每匝线圈的导体截面为 4.5×1.18 mm²。图 1 为 40 匝空心绕组二维 FEM 轴对称模型的局部放大图。从图 1 中可以看出，矩形截面的导体上下排列，周围缠绕着大约 0.1 mm 厚的绝缘层，左边为环氧树脂支架，最内侧为空气。当模型为铁心或者铝心线圈时，需将最内侧区域设置成相应的材料，各部分材料参数见表 1^[10]。

电感和电阻参数受导体趋肤效应影响较大，求解高频时谐磁场时，必须对导体区域进行网格的细化^[11]。对每匝线圈导体进行剖分时，以趋肤深度为标准，将导体截面分为 3 层，逐层进行控制，越靠近表面网格越细。这样就能充分考虑到高频下趋肤效应对参数计算产生的影响，提高参数计算的准确度。

工作频率为 1 MHz 时,空心绕组模型导线附近的网格剖分见图 2。

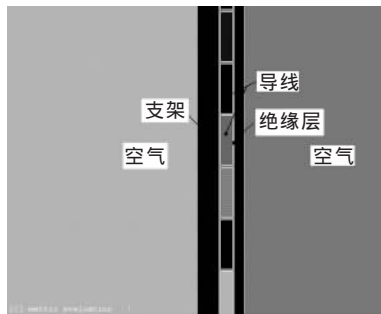


图 1 ANSYS 下 40 匝空心绕组二维求解模型

表 1 材料参数

材料	电导率(20℃)/(S·m ⁻¹)	相对磁导率	相对电容率
铜导线	5.80×10 ⁷	1	/
绝缘层	0	1	3.60
骨架	0	1	5.75
铁心	2.00×10 ⁶	500	/
铝心	2.84×10 ⁷	1	/
空气	0	1	1

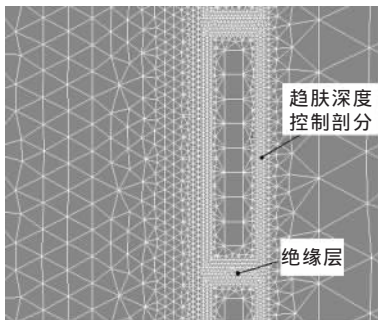


图 2 高频下绕组模型网格剖分图(1 MHz)

3 参数计算结果分析

3.1 电容参数

铁心线圈[C]参数的分布情况与空心线圈趋势相同,电容矩阵的数量级都在 10⁻¹⁰ F,在绕组两端第 1 匝和第 40 匝,自电容值发生突变,呈现出明显的端部效应,而中间匝的自电容值基本保持不变。由于是在静电场下获得的结果,铁心线圈与铝心线圈下,铁心和铝心都作为等电位的导体处理,因此[C]矩阵相同。空心与铁心线圈的[C]参数矩阵比较结果见图 3。第 2~39 匝,铁心线圈的自电容为 497 pF,空心线圈大约 470 pF,铁心比空心线圈的自电容值增大大约 5%。C_{20j} 的变化规律比较见图 4,铁心线圈各匝之间的互电容相比空心线圈也稍有增加,但分布趋势没改变。由于导体对电场的屏蔽作用^[12],互电容值随着线圈间间隔数的增加急剧减小,其余各匝间的互电容值在数量上与邻近匝间的互电容值差距悬殊,在参数计算时可以忽略,按照 0 值处理,从而降

低计算时间。

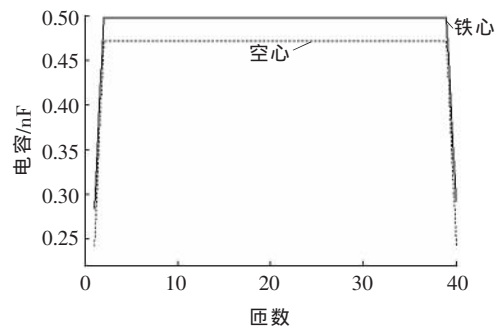


图 3 各匝线圈的自电容值变化规律比较

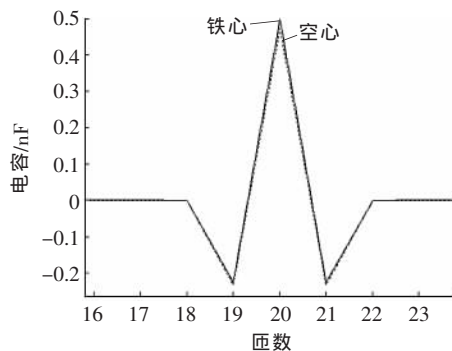


图 4 C_{20j}(j=16~24)的变化规律比较

3.2 电感参数

载导体在高频下的趋肤效应会降低线圈的内自感,从而改变线圈的电感参数矩阵^[13]。建立 2D 时谐磁场模型,进行电感参数的求解。当频率很高时,磁力线集中在导体之间的绝缘层中和附近的空气中,很少穿过导体本身,导体内部的涡流效应使得导体内部的磁通减小,内自感降低^[14],说明对导体进行剖分控制是很有必要的。图 5 为在 1.5、10、50 MHz、以及直流(DC)5 种频率点时空心线圈各匝线圈的自感。直流情况下,每匝线圈的自感基本相等,呈现出一条直线;在交流情况下,线圈的自感呈现出两端高中间低的盆形曲线。随着频率的升高,线圈的自感迅速降低。当频率较高时,频率的增加对自感的影响不明显。

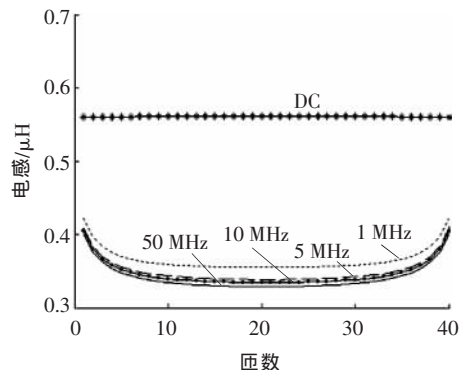
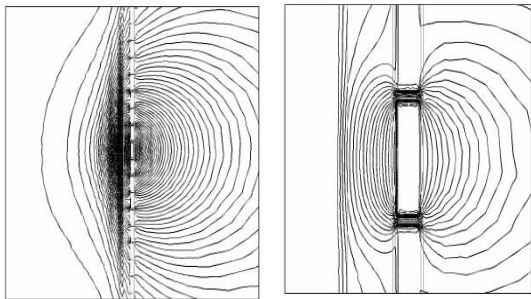


图 5 不同频率下空心线圈各匝线圈的自感

当考虑绕组的核材料分别为铁心和铝心时,

由于材料特性不同,使得线圈的磁力线分布发生改变,见图6。铝心中穿过的磁通比铁心中还要少,大量的磁力线被“挤”到导体的边缘处,表现出明显的涡流效应。频率为1 MHz时空心、铁心及铝心线圈的[L]参数比较结果见图7、8。高频情况下,同空心线圈相比,铁心线圈和铝心线圈的电感均变小,且铝心线圈比铁心线圈下的电感更小一些,说明铝心中的涡流效应更严重一些。各匝线圈的互电感值随着匝间距离的增大逐渐降低,变化趋势不像互容参数那么剧烈,在参数计算时,需要计算各匝线圈之间的互感参数。



(a) 铁心 (b) 铝心
图6 高频下载流线圈的磁力线分布(1 MHz)

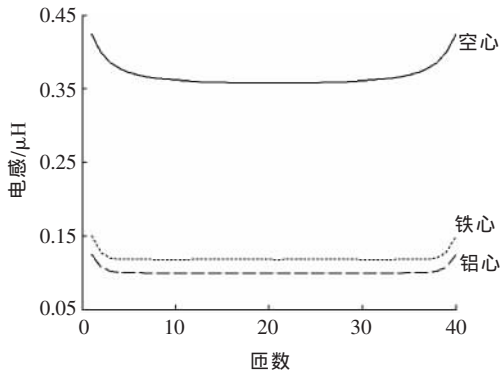


图7 各匝线圈的自电感值变化规律比较(1 MHz)

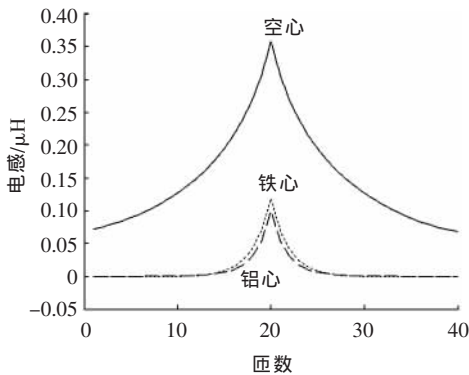


图8 $L_{2j}(j=1\sim 40)$ 的变化规律比较

铁心线圈的电感参数随频率的变化规律见图9。这里与文[10]的计算方法进行了比较。文[10]采用静磁场计算线圈的电感参数,通过设置极低相对磁导率($\mu=0.001$)来模拟铁心和导线的磁屏障作用。通

过比较可知,高频情况下,线圈的电感随着频率的增加而下降。采用静磁场近似计算的方式获得的电感参数与10 MHz下获得的参数基本吻合,说明了采用静磁场近似计算方法也具有一定的合理性,但是其材料相对磁导率的设置对计算结果影响较大。

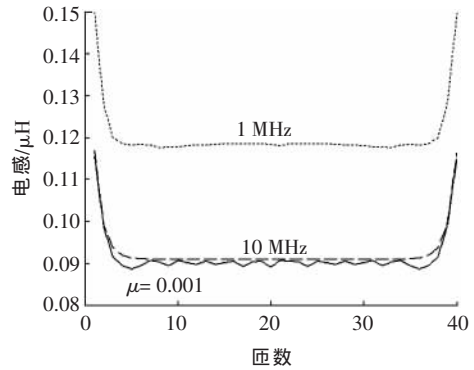


图9 不同频率下铁心线圈各匝线圈的自感

3.3 电阻参数

电阻参数计算过程与电感相似,为了考察趋肤效应的影响,同样需要在多个频率点下进行计算。通过计算发现,空心线圈电阻参数随频率变化明显,见图10。可见,空心线圈时中间匝线圈的自阻值较两端的自阻值要大,各匝线圈的自电阻呈现出两端低中间高的山顶曲线,在线圈的上下两端,自电阻升高,有较为明显的端部效应,且各频率下自阻值近似成对称分布。随着频率升高,各匝线圈的自阻值随之增大,频率变化对电阻参数的影响十分明显:自电阻增大的倍数近似等于频率比值的开方,即^[15]

$$R_{f_1}/R_{f_2} = \sqrt{f_1/f_2} \tag{9}$$

式(9)中, R_{f_1} 、 R_{f_2} 分别为频率 f_1 、 f_2 下的同一匝线圈的自电阻。

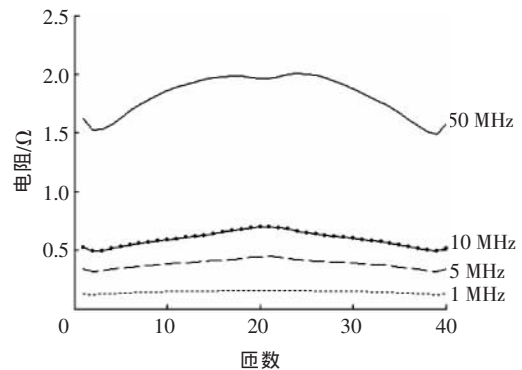


图10 各频率下空心线圈的自电阻值

绕组核心材料为铁心或铝心时,由于磁力线分布的改变,电阻参数的分布会与空心绕组时的规律不同。频率为1 MHz时空心、铁心及铝心线圈的[R]参数比较结果见图11。高频情况下,同空心线圈相比,铁心线圈的电阻变大,表现出盆形曲线;而铝心

线圈的电阻变小,其分布趋势同空心线圈相似,这说明高频下铁心线圈的涡流损耗最大,而铝心材料中基本上没有磁通穿过,其损耗要小于空心线圈;材料特性对绕组参数的影响相当复杂。高频情况下,铁心线圈的电阻参数随频率增加而增大,但分布趋势不变,见图12。从数值方面来看,自阻值随频率的变化趋势与空心线圈电阻参数随频率的变化规律有较大的差别,若采用经验公式计算将会带来较大的误差,建议采用文中的方法进行计算。

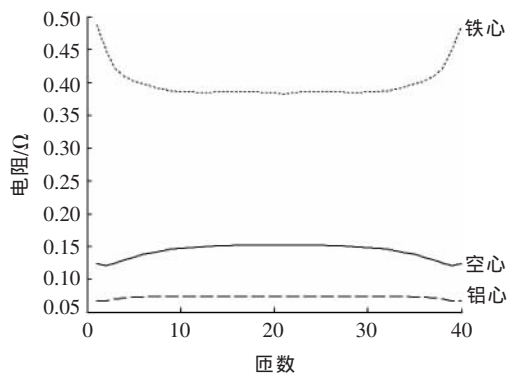


图11 各匝线圈的自电阻值变化规律比较(1 MHz)

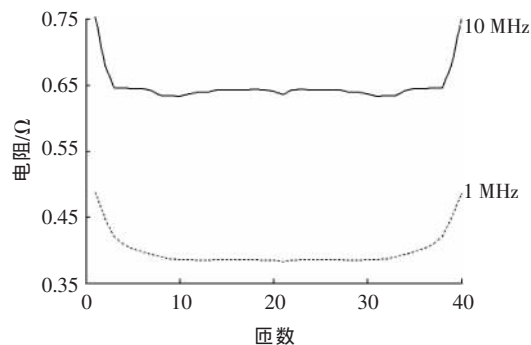


图12 不同频率下铁心线圈各匝线圈的自阻

4 算例验证

参数计算的结果可以通过求解单一频率激励下的绕组电压分布进行验证。为简化求解过程,计算空心绕组的电压分布。以1 MHz余弦波作为激励信号,电压幅值为20 V。采用入端电阻法^[8]求解频域电报方程,设定线圈接地端电阻值为1 mΩ,线圈绕组的[L]、[R]参数选取1 MHz时的数据,并转化为单位长度的分布参数。每隔10匝取一个观测点,计算出各观测点首端的电压响应波形见图13。按照图14^[9]所示连接试验装置,采用高速示波器TDS2012同时采集激励电压的波形和绕组电压响应的波形,在同一触发源的作用下同步采集,采样率为1 GS/s,存储波形。测得1 MHz余弦波激励下的电压响应波形见图15。可见,1 MHz下的理论计算结果与试验结果具有很好的一致性。在试验情况下,周围环境不可避

免的会对结果产生影响和干扰,从而导致试验得到的电压响应波形不如计算得到的波形平滑,并在数值上存在一定差异,但是两条曲线的趋势基本吻合,幅值和相位都大致相同。铁心绕组情况下,计算获得的电压响应波形与实测值也很接近。

通过求解单一频率激励下的绕组电压分布与实测值进行比较,可以验证前述的参数计算结果具有相当的精确程度,可作为求解电报方程的分布参数矩阵。

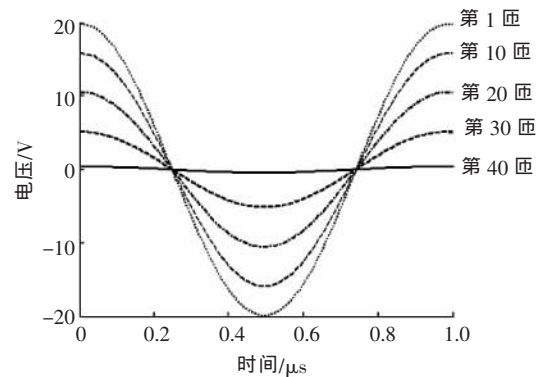


图13 绕组各匝首端电压响应波形

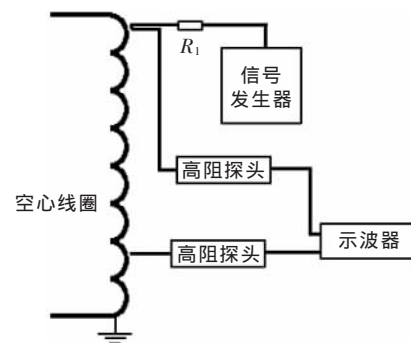


图14 空心线圈模型试验接线图

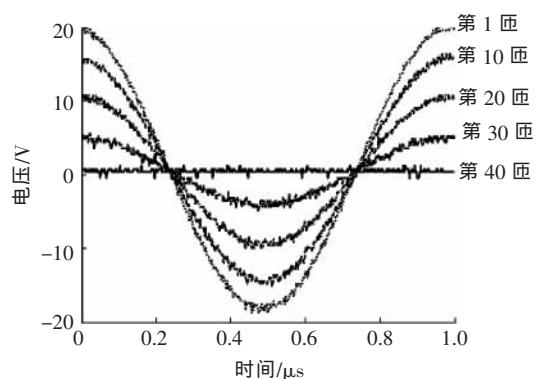


图15 试验测得电压响应波形

5 结语

建立的40匝单层连续型绕组的二维有限元简化模型,考虑了绕组核心材料分别为空心、铁心和铝心,分别在静磁场和时谐磁场求解环境下,计算了绕

组的电容、电感和电阻分布参数。通过求解单一频率信号的电压分布验证了计算结果的可信。分析计算结果可得到以下结论:

(1)电容参数仅需考虑各匝线圈的自电容及相邻匝间的互电容。

(2)在高频下,同空心线圈相比,铁心线圈的电感变小,铝心线圈的电感也变小;线圈的电感随着频率的增加而下降。

(3)高频情况下,同空心线圈相比,铁心线圈的电阻变大,而铝心线圈的电阻变小;电阻参数随频率增加而增大,材料对线圈阻抗参数的影响规律较为复杂。

计算模型选取较为简单,但采用的方法很容易扩展到多层以及真实变压器线圈模型。参数计算的结果同实测的结果基本吻合,具有经验公式所不可比拟的优越性。采用的方法和结论对于研究局部放电脉冲在电力变压器绕组中的传播特性具有十分重要的意义。

参考文献:

[1] 张 扬.基于 MTL 模型的变压器绕组局部放电的量化研究[D].河北:华北电力大学,2007.
 [2] 高文胜,桂峻峰,谈克雄,等.局部放电信号在电力变压器绕组传播过程中的畸变[J].中国电机工程学报,2002,22(4):31-36.
 [3] 桂峻峰,高文胜,谈克雄.变压器绕组局部放电脉冲响应的相关分析及电气定位[J].清华大学学报(自然科学版),2003,43(3):304-306.
 [4] 胡伟涛.基于绕组传播规律的变压器绕组变形故障诊断[D].河北:华北电力大学,2007.

[5] 王赞基.变压器线圈中特快速暂态仿真的建模[J].中国电机工程学报,1996,16(5):299-305.
 [6] LU Fang-cheng,LIU Yun-peng,LI Lei,et al.Pulse Propagation Model of Partial Discharge in Transformer Winding [C]//Proceedings of 2005 International Symposium on Electrical Insulating Materials,2005:729-732.
 [7] HETTIWATTE S N,CROSSLEY P A,WANG Z D,et al. Simulation of a Transformer Winding for Partial Discharge Propagation Studies [C]//IEEE Power Engineering Society Winter Meeting,2002:1 394-1 399.
 [8] GUARDADO J L,CORNICK K J.A Computer Model for Calculating Steep-fronted Surge Distribution in Machine Windings [J].IEEE Trans. on Energy Conversion,1989,4(1):95-101.
 [9] 刘云鹏.电力变压器局部放电的电气定位及诊断[D].河北:华北电力大学,2005.
 [10] SHIBUYA Y,FUJITA S,SHIMOMURA T.Effects of Very Fast Transient Overvoltages on Transformer [J].IEE Proceedings-transmission and Distribution,1999,146(5):459-464.
 [11] WANG Z D,ZHU D H.Simulation on Propagation of Partial Discharge Pulses in Transformer Windings [C]//Proceedings of 1998 International Symposium on Electrical Insulating Materials,1998:643-646.
 [12] POPOV M,VAN S L,PAAP G C,et al.Computation of Very Fast Transient Overvoltages in Transformer Windings[J].IEEE Trans. on Power Delivery,2003,18(4):1 268-1 274.
 [13] LIANG G S,SUN H F,ZHANG X L,et al.Modeling of Transformer Windings under Very Fast Transient Overvoltages [J].IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility,2006,48(4):621-627.
 [14] 彭 迎,阮江军,张 宇,等.脉冲变压器特快速暂态电压分布计算[J].中国电机工程学报,2005,25(11):140-145.
 [15] 彭 迎,阮江军,李名加.锥形绕组特快速暂态过电压分布研究[J].中国电机工程学报,2006,26(16):6-14.

(上接第 40 页)

$$P_{高原} = P_{平原} + H \times 10^{-5} \tag{1}$$

式(1)中, $P_{高原}$ 为高原地区 SF₆ 气体表压值,MPa; $P_{平原}$ 为平原地区 SF₆ 气体表压值,MPa; H 为海拔高度,m。

6 结语

(1)通过反复的试验及理论分析,认为海拔对干式表检验基本上没有影响,对充油型表的影响主要是表壳内的封闭气体压力没有与当地大气压平衡所引起的。当将充油螺丝打开,使其内部气体与大气平衡后,海拔对其检验没有影响。因此,海拔的影响实质是大气压的影响。建议今后在现场应将 SF₆ 密度继电器的充油螺丝打开,使其表壳内的气体与当

地大气压平衡,然后再拧紧,再进行检验、投入使用以便使其能正确指示和动作。

(2)因 SF₆ 电气设备中充气压力与 SF₆ 密度继电器动作值一般都是用表压表示的,在高海拔地区,应对其进行修正,其增加的量为 $P_{平原大气压}$ 与 $P_{高原大气压}$ 的差。在工程设计阶段,高原地区 SF₆ 修正后压力可按 $P_{高原} = P_{平原} + H \times 10^{-5}$ 进行估算。

参考文献:

[1] 路自强,李玉海,李红献.SF₆ 气体密度继电器的现场检验[J].青海电力,2004(4):22-25.
 [2] DL/T 596-1996.电力设备预防性试验规程[S].
 [3] 甄 利,周文博.LW6-220H 型 SF₆ 断路器密度继电器误报警原因分析及改进[J].高压电器,2005,41(1):78-79.