

电力变压器绕组状态实时监测算法

范竞敏^{1,2}, 曹建^{1,2}, 丁家峰¹

(1. 中南大学 物理科学与技术学院, 湖南 长沙 410083;

2. 北京华电云通电力技术有限公司, 北京 100069)

摘要: 为及时发现电力变压器绕组变形等潜伏性故障, 需要实时监测变压器绕组的状态。建立了变压器绕组的数学模型, 利用变压器原、次边的电压、电流信号对变压器的短路阻抗进行在线辨识。其方法是: 实时采集模型变压器原、次边的电压、电流信号后, 针对电压、电流传感器采集信号的特点, 应用小波变换除去噪声, 再利用基于离散傅里叶变换的高精度相位识别法辨识各正弦量间的相位差, 得到各负载情况下变压器绕组等效电路的短路阻抗。利用模型三相变压器搭建的变压器绕组状态监测平台进行实验, 结果表明, 变压器绕组未发生状态改变时, 不同负载情况下短路阻抗的辨识差别不超过 0.64 %; 若变压器绕组发生变形及匝间短路等故障, 短路阻抗的变化量达到 5.6 % 以上, 证明所提出的监测算法是有效的。

关键词: 电力变压器; 绕组状态; 小波去噪; 相位差; 短路阻抗; 实时监测

中图分类号: TM 41; TM 744

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2010)03-0081-04

0 引言

电力变压器的可靠运行对保障电力系统的安全性极其重要^[1-2], 而其绕组是发生故障较多的部件之一^[3]。近年来, 国内外的统计数字研究表明, 变压器绕组变形是电力系统安全运行的一大隐患^[4], 实时、准确地监测变压器绕组状态具有重要意义^[5]。

目前, 检测变压器绕组变形的的方法主要有 Lech 和 Tyminski 提出的低压脉冲法 LVI (Low Voltage Impulse)^[6]、Dick 和 Erven 提出的频率响应法 FRA (Frequency Response Analysis)^[7]等, 但 LVI 分析法在现场应用时抗干扰能力差, 灵敏度较低^[8], 而 FRA 法在变压器绕组变形诊断上的应用还是建立在频响幅值曲线比较的基础之上, 频响相位曲线几乎没有被利用^[9]。

为实时监测变压器的绕组状态, 及时发现因变压器抗短路能力不够而发生的绕组变形及匝间短路等故障, 本文建立了变压器绕组的数学模型, 并利用变压器原、次边的电压、电流信号对变压器的短路阻抗进行在线辨识。实验结果表明, 通过在线测量变压器绕组短路阻抗监测绕组状态是一种有效的方法。

1 监测算法的基本原理

1.1 三相变压器数学模型

电力变压器大多是双绕组三相变压器。现在分析以常见的 Y/△接线的三相变压器为模型, 其结论很容易应用到其他接线方式的三相变压器中。图 1 为 Y/△接线的三相变压器。

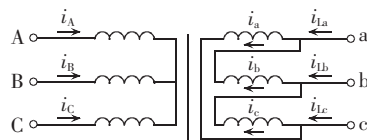


图 1 Y/△接线的三相变压器

Fig.1 Three-phase transformer with Y/△ connection

据图 1, 由电路原理可得^[10]:

$$\begin{cases} u_A = -i_A R - L_A \frac{di_A}{dt} + \frac{d\psi_a}{dt} \\ u_B = -i_B R - L_B \frac{di_B}{dt} + \frac{d\psi_b}{dt} \\ u_C = -i_C R - L_C \frac{di_C}{dt} + \frac{d\psi_c}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} u_{ac} = i_a r + L_a \frac{di_a}{dt} + \frac{d\psi_a}{dt} \\ u_{ba} = i_b r + L_b \frac{di_b}{dt} + \frac{d\psi_b}{dt} \\ u_{cb} = i_c r + L_c \frac{di_c}{dt} + \frac{d\psi_c}{dt} \end{cases} \quad (2)$$

其中, u_A, u_B, u_C 为 Y 侧绕组各相的电压; u_{ac}, u_{ba}, u_{cb} 为 △ 侧绕组各相的电压; i_A, i_B, i_C 为 Y 侧各绕组的相电流; i_a, i_b, i_c 为 △ 侧各绕组的相电流; i_{1a}, i_{1b}, i_{1c} 为 △ 侧各绕组的线电流; L_A, L_B, L_C 为 Y 侧各相的漏感; L_a, L_b, L_c 为 △ 侧各相的漏感; R 为 Y 侧绕组各相的电阻; r 为 △ 侧绕组各相的电阻; ψ_a, ψ_b, ψ_c 为两侧绕组的互感磁链。

为简化数学模型的推导, 在此令变压器的变比 $N_T = 1$ 。由于电力变压器铁心的磁导率很高, 励磁电流一般非常小, 假设可以忽略不计。

对于数学模型式(1)(2), 公式推导时只考虑 A 相即可, 另外两相可以类推。由于变比 $N_T = 1$, 且忽略励磁电流, 故可认为高压侧和低压侧的相电流相

等,即 $i_a = i_A$,而电流作为一个正弦量,可以用向量表示,且其微分运算变为向量运算时,即为相应向量乘以 $j\omega$ 。单独考虑式(1)和式(2)的 A 相,则有

$$\begin{cases} U_{ac} = i_a r + j\omega L_a i_a + j\omega \psi_a \\ U_A = -i_A R - j\omega L_A i_A + j\omega \psi_A \end{cases} \quad (3)$$

考虑到磁链不能通过传感器直接测量,且具有非线性性质,所以可以将式(3)中的等式两边相减以消去磁链,并将 i_A 除到左边,即

$$\frac{U_{ac} - U_A}{i_A} = (r + R) + j\omega(L_a + L_A) \quad (4)$$

上式中右边部分为 A 相绕组的短路阻抗,是一个复数。变压器的短路阻抗,尤其是其电抗分量,与绕组的几何尺寸及相对位置有关,变压器的绕组变形及匝间短路等故障将直接引起短路阻抗的变化^[11],所以通过在线测量变压器短路阻抗来监测变压器的绕组状态是一种有效的方法。

式(4)的数学模型是令变压器的变比为 $N_T = 1$ 时得出的,变比不为 1 时只需对任意一方的电压、电流量进行折算即可,公式的形式不变。另外需要注意的是,对式(4)进行应用时关键是确定左边电压、电流正弦量的幅值和相位(频率为 50 Hz),由于直接测量相位具有较大的误差,而对式(4)运算时只需要知道电压与电流信号的相位差即可,且相位差测量可以达到较高的精度,故本文在算法的具体应用时是通过高精度的电压、电流相位差测量来实现绕组短路阻抗的高精度在线辨识。

另外,由于上述公式推导只是针对 A 相进行,所以算出的短路阻抗参数也只是三相变压器的 A 相参数,当需要 B、C 两相参数时,进行类似的推导计算即可。

1.2 小波变换去噪

通过现场 TV 和 TA 传感器采集的交流信号通常含有噪声,一般认为是白噪声或有色噪声,而 A/D 卡采样也会混入噪声,即所谓采集噪声,上述噪声的共同点是它们在信号中以高频细节成分出现,所以信号去噪的出发点应该是寻求一种性能优良、能有效滤除高频成分的低通滤波器。

低通滤波器具体实现途径有硬件法和软件法两大类。硬件法是通过 RLC 无源滤波器、带运放的有源滤波器等硬件电路实现信号滤波,然后通过 A/D 采集滤波后的信号。软件滤波算法一般有中值滤波、LMS 自适应滤波、小波变换等。硬件法需要一定的成本,且对 A/D 采集噪声无能为力,中值滤波的窗口长度、LMS 自适应滤波的步长等较难确定且滤除高频噪声的性能有限,而小波变换具有良好的低通特性^[12],且在时域和频域同时具有良好的局部化性质,现在被广泛应用于信号去噪、图像压缩等数字技术领域。

本文采用 Haar 小波变换对采样信号进行去噪,下面介绍具体方法。

第 1 步 采样。设混有噪声的模拟信号为 $f(t)$,

采样信号的长度为 N ,选择 n ,使得 $N \leq 2^n$,由于本文 $N = 1000$,故 $n = 10$ 。令采样信号为 a_k^n ,则 $f(t)$ 的高精度近似为

$$f_n(x) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} a_k^n \varphi(2^n x - k) \quad (5)$$

其中, $\varphi(x)$ 为 Haar 尺度函数,具体形式见文献[12]。

第 2 步 分解。设信号 $f_n(x)$ 逐级分解为

$$\begin{aligned} f_n(x) &= w_{n-1}(x) + \cdots + w_{l-1}(x) + f_{l-1}(x) = \\ &= w_{n-1}(x) + \cdots + w_0(x) + f_0(x) \end{aligned} \quad (6)$$

其中,

$$\begin{aligned} w_{l-1}(x) &= \sum_{k \in \mathbb{Z}} b_k^{l-1} \psi(2^{l-1} x - k) \\ f_{l-1}(x) &= \sum_{k \in \mathbb{Z}} a_k^{l-1} \varphi(2^{l-1} x - k) \end{aligned} \quad (7)$$

式(7)中 $\psi(x)$ 为 Haar 小波函数,具体形式见文献[12]。系数 a^{l-1} 与 b^{l-1} 根据递推公式得:

$$a^{l-1} = DL(a^l), b^{l-1} = DH(a^l) \quad (8)$$

式(8)中 D 为下采样算子, L 和 H 分别为低通、高通滤波算子,具体介绍参见文献[12]。

第 3 步 信号处理。由于系数 b^l 代表的是高频信息,所以高频噪声主要含在系数 b^l 中,信号的消噪处理即是对系数 b^l 的处理。本文采用模极大值法^[13]

对 b^l 进行修正,设修正后的小波系数为 $\tilde{b}^l$ 。

第 4 步 信号重构。设重构后的信号值满足:

$$\tilde{f}_n(x) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} \tilde{a}_k^n \varphi(2^n x - k) \quad (9)$$

则 $\tilde{a}^l = \tilde{L} U \tilde{a}^{l-1} + \tilde{H} U \tilde{b}^{l-1}$,其中 $l = 0, 1, \dots, n$ 。 U 为上采样算子, $\tilde{L}$ 、 $\tilde{H}$ 为低通、高通重构滤波器,具体情况参见文献[12]。信号通过重构后,得到的采样值 $\tilde{a}_k^n$ 即为去噪以后的信号。

1.3 加窗 DFT 高精度相位差测量

在式(4)数学模型中,等式左边电压、电流相位差的测量精度直接影响短路阻抗辨识误差。相位差数字测量目前主要有过零点法、相关法、DFT 法等,其中 DFT 法应用较广,测量精度较高,但需要严格整周期采样,否则其精度受频谱泄漏和栅栏效应影响。

本文采用 DFT 算法的改进方法——加窗 DFT 测量相位差^[14-15],该算法不需要知道信号的准确频率,不需要整周期采样,当信号中含谐波时,算法可测量各次谐波的相位差,并通过加适当的窗函数消除各谐波分量之间的相互干扰。同时算法对噪声具有较强的抑制能力。

采用余弦窗对采样数据序列进行处理,余弦窗的时域表达通式为

$$w(n) = \sum_{h=0}^H a_h \cos \frac{2\pi nh}{N} \quad (10)$$

其中, $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 。对 H 和 a_h 取不同的值时可以得到不同性能的余弦窗,实际计算时本文采用 Blackman 窗, $H = 2$, $a_0 = 2$, $a_1 = -0.5$, $a_2 = 0.08$ 。

对于序列 $x_1(n)$,加窗 $w(n)$ 后,用 DFT 计算其 i 次谐波(对应序号为 k 的谱线,实际应用时本文只计算频率为 50 Hz 的基波分量)实部 X_{1re} 和虚部 X_{1im} 的

公式为

$$X_{1\text{Re}} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_1(n)w(n)\cos\frac{2kn\pi}{N} \quad (11)$$

$$X_{1\text{Im}} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_1(n)w(n)\sin\frac{2kn\pi}{N} \quad (12)$$

其相位角:

$$\tan \alpha = X_{1\text{Im}}/X_{1\text{Re}}$$

对于序列 $x_2(n)$, 同样有

$$X_{2\text{Re}} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_2(n)w(n)\cos\frac{2kn\pi}{N} \quad (13)$$

$$X_{2\text{Im}} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_2(n)w(n)\sin\frac{2kn\pi}{N} \quad (14)$$

其相位角:

$$\tan \beta = X_{2\text{Im}}/X_{2\text{Re}}$$

于是相位差为

$$\theta = \alpha - \beta = \frac{X_{1\text{Im}}X_{2\text{Re}} - X_{1\text{Re}}X_{2\text{Im}}}{X_{1\text{Re}}X_{2\text{Re}} + X_{1\text{Im}}X_{2\text{Im}}} \quad (15)$$

由式(15)算得的相位差理论上没有误差,所以即便是实际的采样数据存在噪声及 A/D 量化精度等的影响,实际计算出来的相位差还是具有很高的精度,文献[16]对式(15)的误差来源做了详细的分析。

1.4 短路阻抗辨识

对于式(4)的数学模型,实际计算时利用的是对电压、电流信号进行交流采样所获得的数据,在信号滤波以后,利用 1.3 节的加窗 DFT 算法可以获得较高精度的相位差。

在确定电压、电流的相位差后利用式(4)进行计算时还需要知道电流的有效值或幅值。由于实际采样的数据往往存在随机噪声及 A/D 量化误差,如果直接取采样序列的最大值作为幅值,可能会引起计算结果的较大误差,本文采用有效值进行计算。通过电压、电流的采样序列确定有效值的算法如下:

$$U = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} u^2(k)}, \quad I = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} i^2(k)} \quad (16)$$

其中, N 为采样的点数,现取采样频率为 5 kHz,采样时间为 10 个周期,故 $N=1000$ 。利用式(16)计算时,通过利用全部采样数据有效减小了随机误差。

得到工频电压与工频电流的有效值及相位差之后,利用式(4)即可算出三相变压器绕组等效电路的短路阻抗。由于式(4)的模型只利用了各单相的电压和电流,所以当变压器作不对称运行时模型同样有效,且不受负载率影响。

2 实验仿真结果

为验证上述方法的正确性及有效性,利用模型三相变压器搭建了绕组状态监测实验平台。模型三相变压器为 3 台独立的单相变压器组成的变压器组,单相变压器型号为 BK-50 V·A,连接方式为 Y/Δ,变压器各相的次边有多个抽头,编号为 1~6。通过短接不同的抽头可以模拟绕组不同部位故障引起的短路阻抗的变化。

对模型三相变压器做负载实验,通过在变压器一端施加三相信号源,另一端加上不同的负载,利用 TV 和 TA 及高速数据采集卡采集原、次边的三相电压及电流信号,然后对信号实行小波去噪。在原边采集的带噪声的工频电压信号及经小波去噪后的信号分别如图 3、图 4 所示(图中, N 为采样点数)。

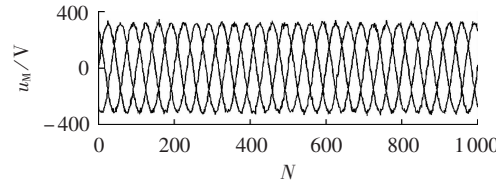


图 2 变压器原边原始电压信号

Fig.2 Original transformer voltage signal

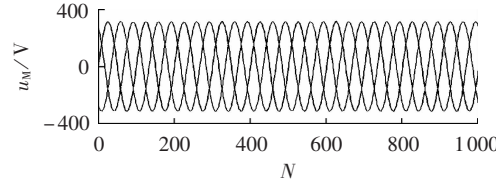


图 3 变压器原边去噪信号

Fig.3 Denoised transformer voltage signal

信号去噪后即可利用上面描述的算法对变压器的短路阻抗进行辨识。实验时,对变压器在各种不同的负载条件下(包括负载大小变化,负载功率因数变化)的短路阻抗进行了在线测量,每种负荷条件下测量 3 次。为了模拟变压器不同部位短路引起的绕组故障,短接抽头 3、4,则 A 相短路阻抗的在线测量结果如表 1 所示(表中, Z_L 为负载阻抗; Z_i 为变形前短路阻抗在线测量值; Z_s 为变形后短路阻抗在线测量值; λ 为负载功率因数)。

表 1 模型变压器 A 相短路阻抗在线辨识结果
Tab.1 Results of short-circuit impedance identification for phase A of model transformer

序号	负载情况	Z_i/Ω	Z_s/Ω
1	$Z_L=95.1\Omega$; $\lambda=0.7$	2.2452+j89.2734	3.0196+j95.1281
2		2.7921+j89.4310	2.9826+j95.2641
3		2.5237+j89.2383	2.2439+j95.8281
4	$Z_L=181.2\Omega$; $\lambda=0.88$	2.7306+j89.6952	2.5106+j95.4951
5		3.0455+j89.1891	2.8779+j95.8792
6		3.2024+j89.4153	2.3357+j95.3570
7	$Z_L=398.6\Omega$; $\lambda=0.99$	3.0374+j89.3091	3.1269+j95.0972
8		2.2047+j89.1225	2.3826+j95.6727
9		2.9009+j89.2074	2.7589+j95.8779

上表的短路阻抗是单独计算 A 相的结果,由于本文的三相变压器是由 3 台同型号的单相变压器组成的变压器组,对 B 相和 C 相做实验时得到的数据和表 1 类似。由表 1 可以看出,绕组的短路阻抗主要以虚部为主,也即以电抗分量为主,而电阻分量(实部)较小,这是由于变压器的绕组是由铜导线和铁心绕制而成,导线的电阻一般不大,电抗部分在频率一定时主要由变压器的漏感决定,是绕组短路阻抗的主要部分。

从表 1 可以得到如下结论:在绕组状态未发生变化时,在不同的负载情况下对其短路阻抗辨识,辨识结果的最大差别不超过 0.64%,而在绕组状态发生改变后(绕组变形或绕组线圈匝间短路状态),与之前状态相比,其短路阻抗在线测量值变化达到 5.6%,如果给短路阻抗在线测量设定一定的阈值(如变化量不超过 2% 则认为绕组状态正常),则通过在线监测变压器绕组的短路阻抗即可有效监测变压器的绕组故障。另外,从表 1 数据可以看出,变压器的绕组变形等故障对绕组的短路电阻影响较小,而对绕组短路电抗的影响很大,所以也可以直接通过监测短路电抗来监测变压器绕组的状态。

需要注意的是,短路阻抗的变化量与绕组变形的程度并不满足简单的线性关系。如何对变压器建立更为精确的数学模型以得出绕组短路阻抗的变化量与绕组变形等故障程度的定量关系是下一步研究工作的重点。

3 结语

本文建立了变压器的数学模型,并根据模型推导出在线测量绕组的短路阻抗是一种监测变压器绕组状态的有效方法。针对电压和电流传感器采集信号的噪声特点,将小波变换应用到信号去噪中,并通过加窗 DFT 算法得到两信号序列的高精度相位差,最后根据模型辨识得到变压器绕组的短路阻抗。目前,本方法已成功应用于北京华电云通电力技术有限公司的绕组状态在线监测系统中,取得了良好的预期效果。

参考文献:

- [1] 李朋,张保会,郝治国,等. 基于电气量特征的变压器绕组变形监测技术现状与展望[J]. 电力自动化设备,2006,26(2):28-32.
LI Peng,ZHANG Baohui,HAO Zhiguo,et al. Actuality and prospect of transformer winding deformation monitoring based on electric characteristic[J]. Electric Power Automation Equipment,2006,26(2):28-32.
- [2] 安晨光,曹建,丁家峰. 基于 SOFC 的变压器油中溶解气体在线监测仪的设计[J]. 电力系统自动化,2008,32(14):82-85.
AN Chenguang,CAO Jian,DING Jiafeng. A quantitative online detector of gas dissolved in transformer oil based on SOFC[J]. Automation of Electric Power Systems,2008,32(14):82-85.
- [3] 武剑利,舒乃秋,彭凌烟. 变压器绕组传递函数的拟合原理及绕组变形诊断应用[J]. 电力自动化设备,2004,24(6):88-90.
WU Jianli,SHU Naiqiu,PENG Lingyan. Fit theory of transformer winding's transfer function and its application to diagnose winding deformation[J]. Electric Power Automation Equipment,2004,24(6):88-90.
- [4] 马静,王增平,王雪. 基于等效瞬时漏电感的变压器保护新原理[J]. 电力系统自动化,2006,30(23):64-69.
MA Jing,WANG Zengping,WANG Xue. Novel principle of power transformer protection based on equivalent instantaneous leakage inductance[J]. Automation of Electric Power Systems,2006,30(23):64-69.
- [5] JENSEN J B,JENSEN B B,MIKKELSEN S D,et al. Parametric identification in potential transformer modeling[J]. IEEE Trans on Power Delivery,1992,7(1):70-76.
- [6] HUMBARD L E,ROGERS E J,GILLIES D A. Instrumentation techniques for low voltage impulse testing of power transformers[J]. IEEE Trans on Power Apparatus and Systems,1972,91(3):1281-1293.
- [7] DICK E P,ERVEN C C. Transformer diagnostic testing by frequency response analysis[J]. IEEE Trans on Power Apparatus and Systems,1978,97(6):2144-2153.
- [8] NELSON P Q,PHILLIPS C E. Short-circuit testing of medium power transformers by southern California Edison company partly low voltage impulse measurements[J]. IEEE Trans on Power Apparatus and Systems,1974,93(2):542-553.
- [9] 朱明林,金之俭,朱子述. 变压器绕组变形诊断中的等效模型参数辨识[J]. 电力系统自动化,2001,25(4):38-41.
ZHU Minglin,JIN Zhijian,ZHU Zishu. Parameter identification of transformer equivalent model in the diagnosis of winding deformation[J]. Automation of Electric Power Systems,2001,25(4):38-41.
- [10] 王增平,徐岩,王雪,等. 基于变压器模型的新型变压器保护原理的研究[J]. 中国电机工程学报,2003,23(12):54-58.
WANG Zengping,XU Yan,WANG Xue,et al. Study on novel transformer protection principle based on the transformer model[J]. Proceedings of CSEE,2003,23(12):54-58.
- [11] 徐岩,王增平,杨奇逊,等. 基于电压与电流微分比值原理的新型变压器保护[J]. 电力系统自动化,2003,27(23):56-62.
XU Yan,WANG Zengping,YANG Qixun,et al. Research on novel transformer protection based on the ratio of voltage and fluxional differential current[J]. Automation of Electric Power Systems,2003,27(23):56-62.
- [12] 成智礼,王红霞,罗永. 小波的理论与应用[M]. 北京:科学出版社,2006:44-47.
- [13] 王和平,康景利. 一种基于小波模极大值的信号去噪算法[J]. 系统工程与电子技术,2005,27(11):1876-1877.
WANG Heping,KANG Jingli. Denoising method based on wavelet transform modulus maximum[J]. System Engineering and Electronics,2005,27(11):1876-1877.
- [14] 齐国清,贾欣乐. 基于 DFT 的相位的正弦波频率和初相的高精度估计方法[J]. 电子学报,2001,29(9):1164-1167.
QI Guoqing,JIA Xinle. High accuracy frequency and phase estimation of single-tone based on phase of DFT[J]. Acta Electronica Sinica,2001,29(9):1164-1167.
- [15] 张海涛,涂亚庆. 基于 FFT 的一种计及负频率影响的相位差测量新方法[J]. 计量学报,2008,29(2):168-171.
ZHANG Haitao,TU Yaqing. A new method for phase difference measurement based on FFT with negative frequency contribution[J]. Acta Metrologica Sinica,2008,29(2):168-171.
- [16] 江亚群,何怡刚. 周期信号相位差的高精度数字测量[J]. 电工技术学报,2006,21(11):116-121.
JIANG Yaqun,HE Yigang. High accuracy phase difference estimation between same frequency components in two periodic signals[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2006,21(11):116-121.

(责任编辑:汪仪珍)

作者简介:

范竞敏(1984-),男,湖南常德人,硕士研究生,从事电力设备在线监测(E-mail:fanjingmin2004@163.com);

曹建(1955-),男,湖南长沙人,教授,从事电力系统控制理论及应用、电力绝缘设备在线监测等;

丁家峰(1975-),男,湖南长沙人,博士研究生,研究方向为电力设备故障诊断等。

Real-time monitoring algorithm of power transformer windings status

FAN Jingmin^{1,2}, CAO Jian^{1,2}, DING Jiafeng¹

(1. Dept. of Physics Science and Technology, Central South University, Changsha 410083, China;

2. Beijing Huadian Yuntong Power Technical Co., Ltd., Beijing 100069, China)

Abstract: The status of transformer windings should be monitored in real-time to detect their potential faults. The mathematical model of transformer windings is established and its short-circuit impedance is on-line computed with the voltage and current signals at both sides. The signals mentioned above are sampled in real-time and denoised by the wavelet transformation according to the characteristics of voltage and current sensors. By precisely scaling the phase differences based on discrete Fourier transform, the short-circuit impedances of the transformer windings are identified under various load conditions. Experiments are carried out on the windings monitoring platform built with model transformer and the results show that, the difference between short-circuit impedance measurements under various load conditions does not surpass 0.64 % when there is no winding status change, whereas if there is interturn short-circuit or winding deformation, change of short-circuit impedance reaches up to 5.6 %, proving the effectiveness of offered on-line monitoring algorithm.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China(50277039).

Key words: power transformer; windings status; wavelet denoising; phase differences; short-circuit impedance; real-time monitoring