

用非线性电阻模拟变压器损耗进行 铁磁谐振过电压研究

汪伟, 汲胜昌, 李彦明

(西安交通大学电气工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对变压器、电磁式电压互感器(PT)等非线性电感元件在铁磁谐振研究中的重要性,建立了一种同时考虑变压器电感及损耗非线性的计算模型,利用非线性电感和电阻的并联来模拟变压器,并给出了由变压器空载实验测得的电压、电流有效值和损耗值计算得到非线性电感磁通电流曲线和非线性电阻伏安曲线的方法.将该模型应用于铁磁谐振过电压的仿真计算中,并与实验测得的结果进行比较.结果表明:利用非线性电阻模拟变压器损耗进行铁磁谐振的仿真计算,所得到的变压器电压和回路电流的峰值与实验结果的误差分别为3.81%和0.2%,远低于利用定值电阻模拟变压器损耗时的误差19.5%和15.9%,表明该模型应用于铁磁谐振的计算时所得结果更加精确.

关键词: 非线性电阻;变压器;损耗;铁磁谐振;过电压

中图分类号: TM864 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2009)10-0109-05

Ferroresonance Simulation with Nonlinear Resistance Modeling for Transformer Power Losses

WANG Wei, JI Shengchang, LI Yanming

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

Abstract: A calculating model considering nonlinearity of both the transformer inductance and the losses is presented, where the simulated transformer is by nonlinear inductance and resistance in parallel. The calculating method for the characteristic curves of the nonlinear inductance and resistance with the data of voltage, current and power losses measured in no-load test is proposed to simulate and evaluate the ferroresonance overvoltage, and the experiments are accomplished to verify the accuracy. The results show that the error between simulation and experiment approaches 3.81% and 0.2% respectively for the peak value of transformer voltage and circuit current by nonlinear resistance model, far lower than 19.5% and 15.9% by constant resistance model.

Keywords: nonlinear resistance; transformer; power loss ferroresonance; overvoltage

铁磁谐振过电压频繁发生于电力系统之中,给系统安全稳定运行造成极大的损害^[1-3].该类型过电压产生的主要原因是:电力系统中的非线性感性元件(变压器、PT等)由于扰动进入饱和状态,与电力系统中的电容性元件(母线对地电容等)配合,使得非线性感性元件上的电压或电流突增.因此,建立准确的非线性感性元件(尤其是变压器)的仿真模型是研究铁磁谐振过电压的关键^[4].

文献[5]在忽略变压器铁损的情况下,基于空载试验数据,用磁通电流瞬时值曲线来仿真变压器的非线性特性,但实际上铁损对铁磁谐振的影响很大,往往难以忽略.文献[6-7]用线性电阻模拟变压器的铁损,根据某一电压下的损耗确定线性电阻的阻值,但试验表明变压器的损耗与加在变压器上电压并不是抛物线关系,用线性电阻模拟变压器的铁损会造成一定的误差,且暂态过程中电压变化越大,误差就

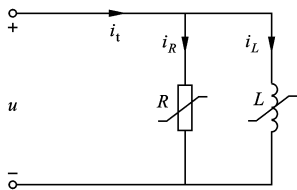
越大^[8]. 此外, Walling 等提出利用线性电阻模拟变压器的铁损时, 实际测量的铁磁谐振过电压总是比仿真得到的过电压倍数低^[9-10]. 文献[11-12]用非线性电阻模拟变压器的铁损, 但是需要通过铁芯的几何和物理参数等进行计算, 而这些参数往往不易得到, 限制了其应用范围.

本文利用非线性电阻来模拟变压器损耗, 根据实验测得的变压器空载伏安曲线及损耗值, 计算得到非线性电阻的伏安曲线及非线性电感的磁通电流曲线, 利用 EMTP 仿真计算铁磁谐振过电压, 并将所得结果与实测值进行比较, 验证此模型的正确性及优越性.

1 变压器模型建立及相关参数计算

1.1 模型的提出

单相变压器的励磁支路可通过非线性电阻和非线性电感的并联来模拟, 模型如图 1 所示.



R 表示变压器损耗等效非线性电阻; L 表示变压器非线性电感;

u 为施加在变压器上的电压; i_t 为流过变压器绕组的电流;

i_R 表示通过 R 的电流; i_L 表示通过 L 的电流, 由于变压器一次侧电阻及漏抗相对较小, 故忽略

图 1 变压器模型

由图 1 可见, 利用非线性电阻的伏安特性 ($u-i_R$) 曲线和非线性电感的磁通电流 ($\phi-i_L$) 曲线, 可完整地表述变压器的非线性特性, 从而进行铁磁谐振过电压的仿真研究. 本文将利用变压器的空载实验数据计算得到上述两条曲线, 假设实验中所加电压、所测电流和损耗值分别为 $U_{\text{RMS}i}$ 、 $I_{\text{RMS}i}$ 和 P_i ($i=1, 2, \dots, n$).

1.2 非线性电阻 $u-i_R$ 的计算

由实验可以得到变压器的空载损耗和所加电压的关系曲线如图 2 所示, 希望通过此曲线计算非线性电阻的 $u-i_R$ 曲线.

首先分析如何从 $u-i_R$ 曲线得到相应电压下的空载损耗, 然后再考虑其反问题, 即如何从电压空载损耗曲线得到 $u-i_R$ 曲线.

假设施加在变压器上的电压为 $U_{\text{RMS}2}$, $u_2(\theta) = U_{2m} \sin \theta$, 其中 $U_{2m} = 2^{1/2} U_{\text{RMS}2}$, 由于 $u-i_R$ 曲线关于原点对称, 则可只考虑 1/4 周期.

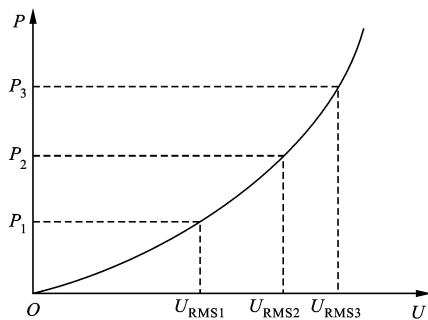


图 2 变压器电压与空载损耗曲线

图 3 为非线性电阻 $u-i_R$ 曲线示意图, 从中可以看出

$$i_{R2}(\theta) = \begin{cases} U_{2m} \sin \theta / R_1 & 0 \leq \theta < \theta_1 \\ i_{R1} + (U_{2m} \sin \theta - U_{1m}) / R_2 & \theta_1 \leq \theta \leq \pi/2 \end{cases} \quad (1)$$

$$\theta_1 = \arcsin \frac{U_{1m}}{U_{2m}} \quad (2)$$

$i_R(\theta)$ 和 $u(\theta)$ 可以由 $u-i_R$ 曲线得到, 由此可以得到 $i_R(\theta)$ 在 1/4 个周期内的表达式, 所以利用功率的计算公式可以计算相应电压下变压器的功率值

$$P = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} u(\theta) i_R(\theta) d\theta \quad (3)$$

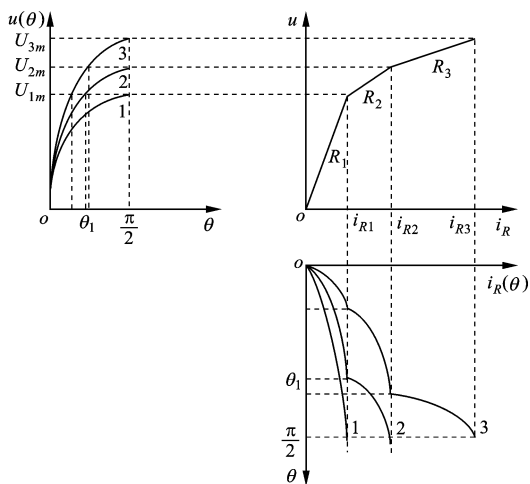


图 3 非线性电阻 $u-i_R$ 曲线示意图

现在考虑反问题, 由空载损耗曲线得到 $u-i_R$ 曲线. 根据电压有效值可直接得到其最大值

$$U_{km} = 2^{1/2} U_{\text{RMS}k} \quad k=1, 2, \dots, m \quad (4)$$

如图 3 所示, 在 $u-i_R$ 曲线的第一个线性段, 峰值电流 i_{R1} 可利用 $P_1 = U_{\text{RMS}1} I_{\text{RMS}1}$ 及式(4)进行计算

$$i_{R1} = 2^{1/2} \frac{P_1}{U_{\text{RMS}1}} = \frac{2P_1}{U_{1m}} \quad (5)$$

在 $u-i_R$ 曲线的第 k 个线性段内 ($k \geq 2$), 必须利

用定义进行计算.施加电压为

$$\begin{aligned} u(\theta) &= U_{km} \sin\theta \\ P_k &= \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{\theta_1} (U_{km} \sin\theta) \left(\frac{U_{km} \sin\theta}{R_1} \right) d\theta + \right. \\ &\quad \left. \int_{\theta_1}^{\theta_2} (U_{km} \sin\theta) \left(i_{R1} + \frac{U_{km} \sin\theta - U_{1m}}{R_2} \right) d\theta + \dots + \right. \\ &\quad \left. \int_{\theta_{k-1}}^{\frac{\pi}{2}} (U_{km} \sin\theta) \left(i_{R(k-1)} + \frac{U_{km} \sin\theta - U_{(k-1)m}}{R_k} \right) d\theta \right] \end{aligned} \quad (6)$$

$$\theta_j = \arcsin(U_{jm}/U_{km}) \quad j=1,2,\dots,k-1 \quad (7)$$

式(6)中唯一不知道的仅仅是 R_k ,可将式(6)写为

$$P_k = a_{Rk} + b_{Rk}/R_k \quad (8)$$

R_k 可以很容易计算出,所以

$$i_{Rk} = i_{R(k-1)} + \frac{U_{km} - U_{(k-1)m}}{R_k} \quad (9)$$

如此在每一线性段内进行计算,可以得出所有的 i_{Rk} . 计算 i_{Rk} 的同时可计算出相应的有效值 I_{R_RMS} ,以便下一步计算得到非线性电感的磁通电流曲线.

电流有效值

$$\begin{aligned} I_{R_RMS} &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} i^2(\theta) d\theta \quad (10) \\ I_{R_RMSk}^2 &= \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{\theta_1} \left(\frac{U_{km} \sin\theta}{R_1} \right)^2 d\theta + \right. \\ &\quad \left. \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left(i_{R1} + \frac{U_{km} \sin\theta - U_{1m}}{R_2} \right)^2 d\theta + \dots + \right. \\ &\quad \left. \int_{\theta_{k-1}}^{\frac{\pi}{2}} \left(i_{R(k-1)} + \frac{U_{km} \sin\theta - U_{(k-1)m}}{R_k} \right)^2 d\theta \right] \end{aligned} \quad (11)$$

1.3 非线性电感的 ϕ - i_L 的计算

利用上一节计算的 I_{R_RMS} 和实验得到的数据可以计算得到 ϕ - i_L 曲线. 电压最大值和磁通最大值的关系

$$\phi_{km} = U_{km} / \omega \quad (12)$$

式中: ω 为角频率.

首先,需要计算出通过非线性电感的电流有效值,由于做变压器空载实验时电源电压为正弦电压,所以电阻和电感上的电流是相互正交的,故

$$I_{L_RMS} = (I_{L_RMS}^2 - I_{R_RMS}^2)^{1/2}$$

式中: I_{L_RMS} 为通过变压器的总电流,由实验获得.

ϕ - i_L 的第一个线性段内, $i_{L1} = 2^{1/2} I_{L_RMS1}$. ϕ - i_L 曲线的第 k 线性段内($k \geq 2$),由 I_{L_RMSk} 可以估算电流峰值. 假设 $\phi_k(\theta) = \phi_{km} \sin\theta$,则

$$\begin{aligned} I_{L_RMSk}^2 &= \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{\theta_1} \left(\frac{\phi_{km} \sin\theta}{L_1} \right)^2 d\theta + \right. \\ &\quad \left. \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left(i_{L1} + \frac{\phi_{km} \sin\theta - \phi_{1m}}{L_2} \right)^2 d\theta + \dots + \right. \end{aligned}$$

$$\left. \int_{\theta_{k-1}}^{\frac{\pi}{2}} \left(i_{L(k-1)} + \frac{\phi_{km} \sin\theta - \phi_{(k-1)m}}{L_k} \right)^2 d\theta \right] \quad (13)$$

式(13)中仅 L_k 未知,可重写为

$$a_{Lk} \Gamma_k^2 + b_{Lk} \Gamma_k + c_{Lk} = 0 \quad (14)$$

式中: a_{Lk} 、 b_{Lk} 、 c_{Lk} 已知,且 $\Gamma_k = 1/L_k$,可以推出 Γ_k 必须为正值,所以

$$\Gamma_k = \frac{-b_{Lk} + (b_{Lk}^2 - 4a_{Lk}c_{Lk})^{1/2}}{2a_{Lk}} \quad (15)$$

峰值电流为

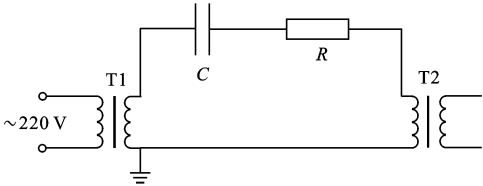
$$i_{Lk} = i_{L(k-1)} + \Gamma_k(\phi_k - \phi_{k-1}) \quad (16)$$

依次可计算出所有的 i_{Lk} .

2 实验与仿真结果的比较

2.1 实验电路

按照图 4 所示搭建实验电路,实验过程中通过调压器 T1 缓慢升高电压,电压升高到 28.40 V 时系统发生铁磁谐振.



T1 为调压器;T2 为单相变压器;额定功率 180 W;额定电压 60 V;C 为 18.043 μ F 的电容;R 为 14.5 Ω 的电阻

图 4 铁磁谐振实验电路图

2.2 变压器 T2 参数

表 1 为变压器 T2 空载实验数据,按照 1.2、1.3 节中的方法将其转换为变压器 T2 等效电路中非线性电阻和电感的特性曲线,结果如图 5、图 6 所示. 从图 6 可以看出,利用非线性电阻和定值电阻模拟

表 1 变压器空载实验数据

U/V	I/A	P/W
11.5	0.063	0.25
28.2	0.109	1.50
40.0	0.146	3.00
47.5	0.177	4.00
57.0	0.232	5.75
72.0	0.429	8.50
80.0	0.631	10.75
88.0	0.897	13.25
95.5	1.280	16.25
101.5	1.620	19.00
108.0	2.070	22.75

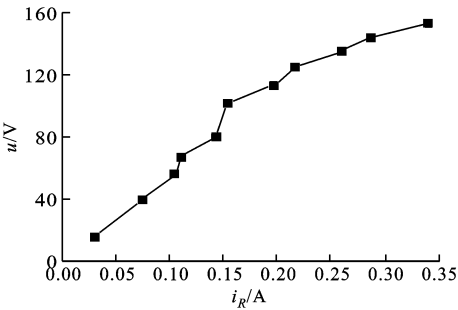


图5 非线性电阻的 $u-i_R$ 曲线

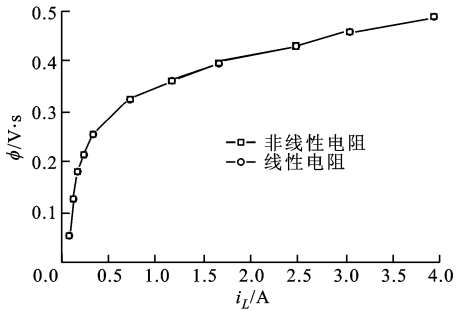
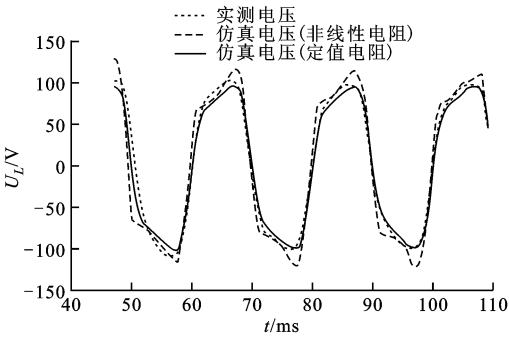
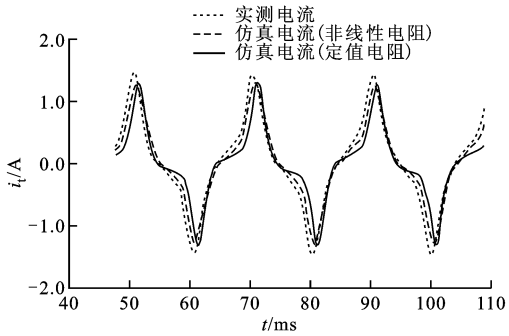


图6 非线性电感的 $\phi-i_L$ 曲线



(a)非线性电感上电压波形比较



(b)回路电流波形比较

图7 仿真与实验结果对比

变压器的损耗时,计算出来的非线性电感的磁通电流曲线基本重合,也就是说利用非线性电阻模拟变压器损耗时,基本不改变非线性电感的特性。

2.3 仿真与实验结果对比

为了验证采用非线性电阻模拟变压器损耗的效果,利用 EMTP 仿真计算了两种变压器模型下铁磁谐振过电压的情况。一种采用非线性电阻模拟变压器损耗,另一种采用线性电阻进行模拟,并将两者的结果与实验的结果进行对比,如图 7 所示。两种变压器模型中,非线性电感的特性曲线基本相同,仅损耗的模拟不同。将两种变压器模型下仿真计算得到的变压器电压峰值和回路电流峰值与实验结果列于表 2、表 3 中。从表 2、表 3 的结果可以计算出,采用非线性电阻模拟变压器损耗时,仿真计算得到的变压器电压和回路电流与实验结果的误差分别为 3.81% 和 0.2%,而采用定值电阻模拟变压器损耗时,以上误差分别为 19.5% 和 15.9%。所以,利用非线性电阻模拟变压器损耗的模型更加适合铁磁谐振过电压的计算,所得的结果与实验结果之间的误差更小,计算更为精确。从图 7 中也可以看出,利用非线性电阻模拟变压器损耗时得到的仿真波形与实验得到的仿真波形更为接近,说明利用非线性电阻模拟变压器损耗进行铁磁谐振过电压的计算更为准确。

表2 非线性电阻模拟变压器损耗时的仿真与实验结果对比

方法	变压器电压峰值/V	回路电流峰值/A
仿真	117.79	1.471
实验	98.56	1.269

表3 定值电阻模拟变压器损耗时的仿真与实验结果对比

方法	变压器电压峰值/V	回路电流峰值/A
仿真	102.32	1.271
实验	98.56	1.269

3 结 论

本文利用非线性电感和电阻的并联模拟变压器,根据变压器的空载实验数据提出相应的算法,计算得到非线性电感和电阻的特性曲线,将该模型应用于铁磁谐振过电压的计算,得出如下结论:

(1)根据变压器的空载实验数据,利用本文提出的算法,可以得到变压器模型中的非线性电感和电阻的特性曲线;

(2)利用非线性电阻和定值电阻模拟变压器损耗时基本不影响非线性电感的特性,可以保证两种模型下铁磁谐振仿真结果的误差仅仅是由于不同损耗模拟引起的;

(3)利用非线性电阻模拟变压器损耗进行铁磁谐振的仿真计算,所得的变压器电压和回路电流与实验结果的误差分别为 3.81%和 0.2%,远低于利用定值电阻模拟变压器损耗时的误差 19.5%和 15.9%,所以将该模型应用于铁磁谐振的计算时所得结果更加精确。

参考文献:

- [1] 李云阁,施围,秦睿,等. 消除中性点接地系统铁磁谐振新方法[J]. 电工电能新技术,2002,21(4):58-63.
LI Yunge, SHI Wei, QIN Rui, et al. Novel scheme for suppressing ferroresonance on neutral-grounded systems[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2002,21(4):58-63.
- [2] 杨秋霞,宗伟,田璧元. 基于小波分析的铁磁谐振检测[J]. 电网技术,2001,25(11):55-57.
YANG Qiuxia, ZONG Wei, TIAN Biyuan. Detection of ferromagnetic resonance based on wavelet analysis[J]. Power System Technology, 2001,25(11):55-57.
- [3] 刘凡,司马文霞,孙才新,等. 基于常值脉冲法的铁磁谐振过电压混沌抑制[J]. 电网技术,2006,30(3):57-61.
LIU Fan, SIMA Wenxia, SUN Caixin, et al. Controlling chaos in ferroresonance overvoltage based on constant pulse method[J]. Power System Technology, 2006,30(3):57-61.
- [4] BARBISIO E, BOTTAUSCIO O, CHIAMPI M, et al. Parameters affecting ferroresonance in LCR electric circuits[J]. IEEE Trans on Magnetics, 2008, 44(6): 870-873.
- [5] 李谦,陈猷清,王晓瑜,等. 变压器和电磁式电压互感器铁芯励磁特性曲线转换方法的讨论[J]. 变压器, 1993,30(12):10-13.
LI Qian, CHEN Youqing, WANG Xiaoyu, et al. Method of converting excitation characteristics of power transformers and potential transformers[J]. Transformer, 1993,30(12):10-13.
- [6] 李云阁,施围. 应用解析法分析中性点接地系统中的工频铁磁谐振——谐振判据和消谐措施[J]. 中国电机工程学报,2003,23(9):141-145.
LI Yunge, SHI Wei. Study of fundamental ferroresonance on neutral-grounded systems by using analytical method: criterion and elimination[J]. Proceedings of the CSEE, 2003,23(9):141-145.
- [7] 张博,鲁铁成,杜晓磊. 电力系统基频铁磁谐振谐波平衡分析[J]. 高电压技术,2006,32(1):94-96.
ZHANG Bo, LU Tiecheng, DU Xiaolei. Analysis of harmonic balance based fundamental resonance of the ferroresonance circuit in power system[J]. High Voltage Engineering, 2006,32(1):94-96.
- [8] 阮全荣,王亮,施围. 一种计及损耗的变压器非线性模型[J]. 西安交通大学学报,2006,40(10):1115-1119.
RUAN Quanrong, WANG Liang, SHI Wei. Nonlinear transformer model considering losses[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2006, 40(10): 1115-1119.
- [9] WALLING R, BARKER K, COMPTON T, et al. Ferroresonance overvoltages in grounded wye-wye padmount transformers with low-loss silicon steel cores[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 1993, 8(3): 1647-1660.
- [10] WALLING R, HARTANA R, SMPAT M, et al. Performance of metal-oxide arresters exposed to ferroresonance in padmount transformers[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 1994, 9(2): 788-795.
- [11] SANTESMAS J G, AYALA J, CACHERO S H. Analytical approximation of dynamic hysteresis loops and its application to a series ferroresonant circuit[J]. Pro IEE, 1970, 117(1): 234-240.
- [12] CHUA L O, STROMSMOE K A. Lumped circuit models for nonlinear inductors exhibiting hysteresis loops[J]. IEEE Tran on Circuit Theory, 1970, 17(4): 564-574.

(编辑 杜秀杰)