

考虑气隙搭接区的叠片铁心磁路建模研究

沐标 邱奎华 刘储瑞

华北电力大学

DOI:10.12238/etd.v6i2.12984

[摘要] 在变压器实际运作期间,涡流损耗和磁质损耗不可避免。为有效削减这些损耗,目前变压器的铁心普遍采用搭叠步进叠片结构,从而更好地保障变压器稳定、高效运行。这样就会造成叠片的搭接缝隙。搭接缝隙造成搭接区域磁通密度分布不均匀,在一些局部区域产生磁通密度过饱和现象。该文考虑搭接区存在的气隙,对变压器铁心磁路进行合理的建模及仿真计算,研究变压器铁心磁路情况,建立变压器铁心等主要部件的磁场分布的空间耦合结构,分析得到变压器铁心等主要部件的空间磁场分布。从电-磁耦合视域的角度出发,探索变压器内部主要部件的高效建模及仿真分析手段,对多种工况下变压器铁心等主要部件的磁通密度分布规律展开计算。

[关键词] 变压器; 叠片铁心; 搭接区气隙; 磁路建模; 频域耦合模型

中图分类号: TM4 **文献标识码:** A

Research on the Modeling of the Magnetic Circuit of Laminated Iron Cores Considering the Lapping Zone of the Air Gap

Biao Mu Kuihua Qiu Churui Liu

North China Electric Power University

[Abstract] During the actual operation of a transformer, eddy current loss and magnetic loss are inevitable. In order to effectively reduce these losses, the iron cores of transformers currently generally adopt a lapped and stepped lamination structure, so as to better ensure the stable and efficient operation of the transformer. This will result in the lapping gaps of the laminations. The lapping gaps cause the uneven distribution of the magnetic flux density in the lapping area, and the phenomenon of magnetic flux density over-saturation occurs in some local areas. This paper takes into account the air gap existing in the lapping area, conducts reasonable modeling and simulation calculations on the magnetic circuit of the transformer iron core, studies the situation of the magnetic circuit of the transformer iron core, establishes the spatial coupling structure of the magnetic field distribution of the main components such as the transformer iron core, and obtains the spatial magnetic field distribution of the main components such as the transformer iron core through analysis. From the perspective of the electrical-magnetic coupling field, this paper explores the efficient modeling and simulation analysis methods of the main components inside the transformer, and conducts calculations on the distribution laws of the magnetic flux density of the main components such as the transformer iron core under various working conditions.

[Key words] Transformer; Laminated Iron Core; Air Gap in the Lapping Area; Magnetic Circuit Modeling; Frequency Domain Coupling Model

引言

伴随电力行业的发展以及高效率、低损耗的电力设备要求的提升,作为能量转换与传输核心部件的变压器在很大程度上决定着电网的整体稳定和运行效率,由于变压器技术水平的提高和使用场合的转变,故对设计、分析、改进等工作提出更高的要求;与之对应,基于电力行业的发展,变压器的研究也从未断绝,变压器磁路分析一直是目前的研究热点之一。

通过查阅近些年国内外的期刊文章,我们可以发现,不论是对现有磁路模型的拓展分析(例如,文献“基于磁路-电路耦合模型的变压器空载过励磁电流计算与分析”中采用磁路-电路耦合模型,对变压器在空载过励磁运行条件下的电流进行了精确的计算和分析,文献“基于动态磁路模型的轴向磁轴承优化设计”在动态磁路模型的基础上考虑漏磁影响进行轴向磁轴承的优化设计,文献“Impact of HTS transformer magnetic circuit

parameters on the duration of the inrush current pulse”探讨了超导变压器铁心的基本磁参数对其浪涌电流脉冲的影响,文献“基于非线性磁路饱和模型的永磁同步电机增益调度电流控制”基于非线性磁路饱和模型提出了一种用于永磁同步电机的PMSM增益调度电流控制策略),还是分析与研究新设备或新技术的磁路模型(例如,文献“考虑互感的多齿开关磁链永磁记忆电机的精确磁路模型”考虑到互感作用,创建了多齿开关磁链永磁记忆电机的精准磁路模型。文献“一种三维磁路永磁电机的集中参数磁路模型”针对三维磁路永磁电机,搭建起集中参数磁路模型。文献“新型混合励磁磁通切换型磁阻电机的变结构磁路模型”则针对新型混合励磁磁通切换型磁阻电机,提出了变结构磁路模型。文献“Modeling and analysis of variable reluctance resolver using magnetic equivalent circuit”基于磁等效电路的可饱和模型进行可变磁阻旋转变压器的建模与分析),我们很容易看出,对磁路的研究在变压器及其他电气设备中具有重要意义。

在这篇文章中,作者将变压器铁心搭接处存在的气隙纳入研究范畴,深入剖析气隙对于搭接处等效磁特性所产生的作用,求解搭接处等效磁阻,建立变压器电路与磁路耦合考虑场量耦合模型,推导获得变压器铁心等主结构件空间磁场分布,同时建立电-磁耦合视域下的变压器内部主结构件高效的建模仿真方法,分析并计算出不同工况下变压器铁心等主结构件的磁通密度分布规律。

1 搭接区气隙的等效磁阻

在铁心柱与铁轭的连接部位的气隙中,磁通会突破叠片间的绝缘磁阻,进入相邻叠片。这就导致搭接区域磁通密度分布十分不均匀。

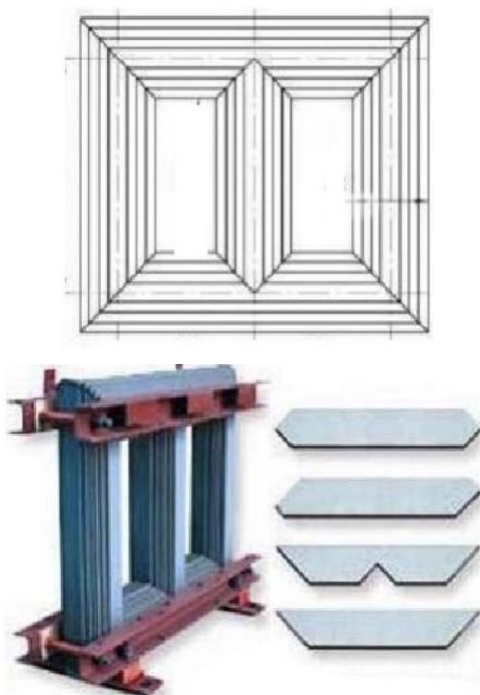


图1 叠片铁心结构示意图

叠片铁心结构示意图由于变压器铁心的磁通方向在搭接区间产生穿越,所以对搭接区间进行分析属于三维问题。为了简化建模流程,在搭建磁路模型期间,把搭接区间近似看作直线,以此将原本复杂的三维模型转化为二维模型。本文选取三级步进搭接结构进行分析。

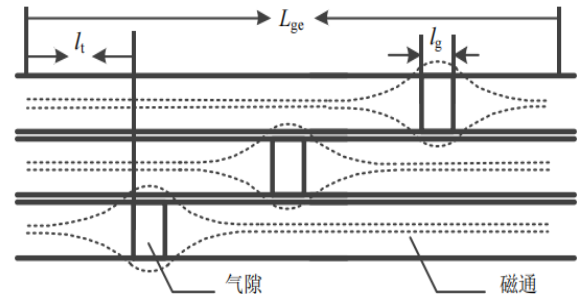


图2 三级步进搭接示意图

三级步进搭接的示意图中, \$l_t\$ 指代的是步进搭接的长度,而 \$l_g\$ 则表示气隙的长度。从图中能够清晰观察到,当磁通靠近气隙位置时,便开始向邻近的叠片之中穿入。一般情况下,磁通穿过邻近两个叠片的距离大概在步进搭接长度的1至2倍之间,本文外延一倍的步长是与经过直线化处理的搭接区域平行的。如此,等效气隙区域磁路的长度就会如图1中所示,记为 \$L_{ge}\$。

由于存在气隙,实际测量得出的磁阻数值,相比依据公式计算所获得的结果更大。基于此,有必要针对气隙周边区域展开单独剖析,进而构建出等效的气隙搭接区域磁阻模型。针对任意一根磁通管,我们假设它的磁路长度是 \$L\$, 横截面积为 \$S\$, 并且磁通在管内的分布处于均匀状态。且两端面是等势面,则磁通管的磁阻可以通过以下公式计算。

$$R_m = \int_0^L \frac{dL}{\mu S} = \frac{L}{\mu S} \quad (1)$$

上式中 \$\mu = \mu_0 \mu_r\$, \$\mu_0\$ 为真空磁导率, \$\mu_r\$ 表示铁心材料的相对磁导率。由磁路方程 \$R\Phi = nI\$, 求得气隙引起的磁阻增加量 \$\Delta R\$, 由励磁电流 \$I\$ 和磁通 \$\Phi\$ 确定磁阻矩阵 \$R\$ 初始值。矩阵中元素减磁阻 \$R\$ 得 \$\Delta R\$。故等效气隙区域磁阻 \$R_{ma}\$ 磁阻率为:

$$\mu_{ra} = \frac{\mu L_{ge}}{\Delta R \mu S + L_{ge}} \quad (2)$$

如图3所示,为搭接区和非搭接区的磁化曲线,在图中,非搭接区的磁化曲线是经由测量得到的取向硅钢片的磁化曲线。由于气隙的存在,使搭接区域的磁通密度比非搭接区低很多,因故表现出较难磁化的特性。

2 搭接区气隙磁路建模

因为气隙的存在,当磁通快要到达气隙时,就会向相邻叠片穿越,会造成搭接区铁心磁场分布的不均匀,以及局部严重饱和。

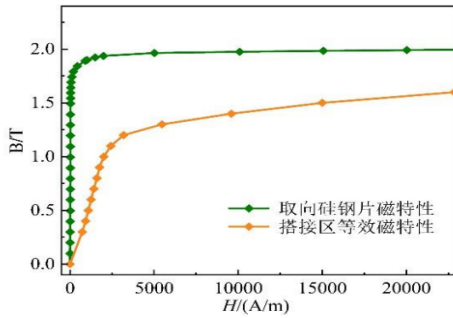


图3 不同区域等效域磁化曲线

相较之下,叠片间的绝缘磁阻较小,在一定程度上可以忽略,也就是说,除了气隙区域外,基本上不存在漏磁现象。

假设铁心气隙处磁通密度 B_g ,正常工作磁通密度 B_c ,定义临界气隙区域为从 m 点到气隙的区域,于是,从 m 点开始出现沿 z 轴方向的磁通 Φ_z 逐渐进入到邻层叠片中,导致邻层叠片磁通变大,在本叠片的边界处 Φ_z 达到了最大值 Φ_{zmax} ,同时从 m 点开始,本叠片沿 x 轴方向的磁通 Φ_{cg} 逐渐降低,在到达气隙的时候,磁通密度也从正常工作时的 B_c 逐渐削减至气隙磁通密度 B_g ,与临界气隙区域上下相邻的临界饱和区磁通密度由正常工作时的磁通密度 B_c 逐渐增大至最大饱和磁通密度 B_{gm} ,通过该区域后,磁通密度又逐渐降低回归正常值 B_c 。

图4和图5分别为近气隙处磁路模型和磁通的具体路径,图5的箭头为磁通流动方向。从图中也可以看出气隙附近的磁通密度具有关于气隙对称分布的特点,从而我们可以简化一下计算过程。

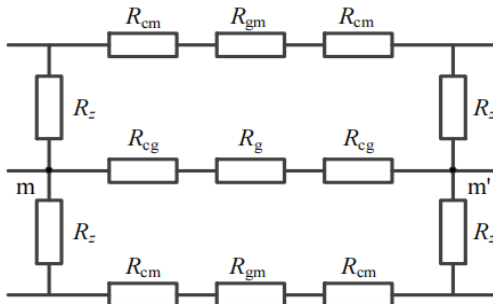


图4 气隙附近区域局部磁路

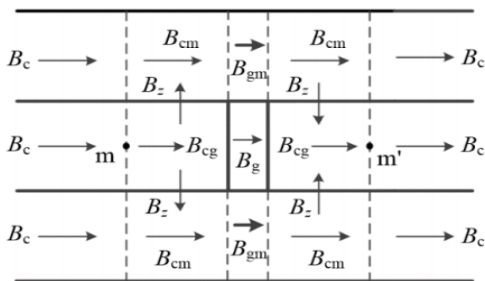


图5 气隙附近区域磁通分布

只分析任意一组三层的磁通分布情况,因三级步进搭接的方式,每三层的结构一致,其他层的磁通分布与其保持一致。

设气隙区域的三层叠片上通过的总磁通为 Φ_{c3} ,饱和区域的磁通设为 Φ_{gm} ,气隙区域磁通为 Φ_g ,从而气隙区域的磁通有:

$$\Phi_{c3} = 2\Phi_{gm} + \Phi_g \quad (3)$$

设一层叠片的截面积为 S ,则根据 $\Phi = BS$ 可得:

$$B_{c3} = \frac{2}{3}B_{gm} + \frac{1}{3}B_g \quad (4)$$

$$B_{cg} = B_c - B_z \quad (5)$$

邻层叠片的磁通来自 x 轴方向上流过的同层正常磁通 Φ_c 和由相邻叠片沿 z 轴方向穿越来的磁通 Φ_z ,即:

$$\Phi_{gm} = \Phi_z + \Phi_c \quad (6)$$

与气隙上下相邻的区域的磁通密度达到最大值,即为 B_{gm} 。

在 $m-m'$ 之间运用安培定律得:

$$\int_{-x_m}^{x_m} Hdl = \int_{-x_m}^0 \Phi_{cg}dR_{cg} + R_g\Phi_g \quad (7)$$

$$\int_{x_m}^{x_m} Hdl = 2 \int_0^{h/2} \Phi_z dR_z + 2 \int_{-x_m}^0 \Phi_{cm}dR_{cm} + R_{gm}\Phi_{gm} \quad (8)$$

式中 h 为叠片铁心单片的厚度, x_m 表示转折点 m 到气隙中点的距离,相邻叠片间磁通穿越的范围一般为一个步长左右,本文假设 $x_m=2mm$ 。从 m 点开始 Φ_z 和 Φ_{cg} 分别通过线性方式逐步增加和减少至 Φ_{zmax} 和 Φ_g ,则有

$$\begin{cases} B_z(z) = \frac{B_{zmax}}{h/2} z \\ B_{cg}(x) = \frac{B_g - B_c}{x_m} x + B_g \\ B_{cm}(x) = \frac{B_{gm} - B_c}{x_m} x + B_{gm} \end{cases} \quad (9)$$

联立即可求得 B_g 、 B_{gm} 与 B_c 的关系,根据电磁感应定律:

$$E(t) = -nS_c \frac{dB_c}{dt} \quad (10)$$

式中 S_c 为铁心叠片的整体截面积,由(10)式计算出铁心的正常工作磁通密度然后进一步计算搭接气隙区域的磁通密度分布情况。

3 叠片铁心电路-磁路耦合原理

实现电路-磁路耦合求解计算来更准确地分析模型的电磁特性。如图6所示,层叠铁心的外部电路中, U_{AC} 代表激励电压,而 R_p 、 L_1 以及 R_s 、 L_2 分别表示了初级和次级绕组的电阻和电感。

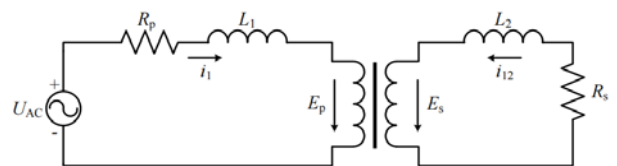


图6 叠片铁心外部电路

由基尔霍夫电压定律,叠片铁心外部电路方程为:

$$U_{AC} = i_1 R_P + L_1 \frac{di_1}{dt} + E_p - E_s \quad (11)$$

叠片铁心模型在其两侧旁柱上均缠绕115匝线圈,两组线圈并联。考虑气隙区域等效磁阻 R_{ma} 建立如图3-8所示的等效磁路图。

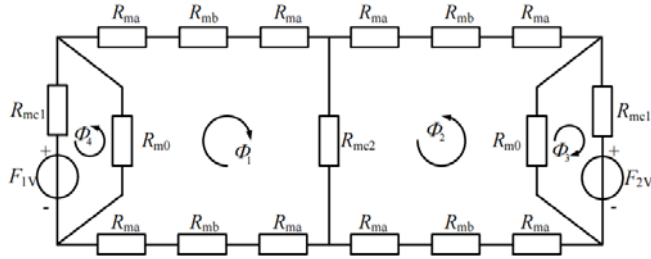


图7 等效磁路拓扑结构

上图中 Φ_1 和 Φ_2 是两侧旁柱绕组上的磁通, F_{1V} 和 F_{2V} 分别是对应的磁动势, Φ_3 和 Φ_4 表示绕组漏磁通, R_{m0} 是漏磁磁阻, R_{mc1} 为铁心旁柱磁阻, R_{mc2} 表示铁心中柱磁阻, R_{mb} 是铁轭磁阻。铁心及铁轭的磁阻根据公式计算,漏磁阻由测量得到,搭接气隙区域等效磁阻可由(2)式中的等效气隙区域磁导率得出。列写等效磁路方程:

$$\begin{cases} R_{m1}\Phi_1 - R_{mc1}\Phi_4 + R_{mc2}\Phi_2 = N_1 i_1 \\ R_{m2}\Phi_2 - R_{mc1}\Phi_3 + R_{mc2}\Phi_1 = N_2 i_2 \\ (R_{mc1} + R_{m0})\Phi_4 - R_{mc1}\Phi_1 = -N_1 i_1 \\ (R_{mc1} + R_{m0})\Phi_3 - R_{mc1}\Phi_2 = -N_2 i_2 \end{cases} \quad (12)$$

其中 $R_{m1}=R_{m2}=4R_{ma}+2R_{mb}+R_{mc1}+R_{mc2}$, N_1 、 N_2 代表两组线圈的匝数。

4 基于谐波平衡法的频域耦合模型

谐波平衡法作为一种频域逼近方法主要适用于求解一些状态变量可展开成简单的傅里叶级数形式的非线性电路。在电磁场分析计算中磁通密度和励磁电流等物理量均具有周期性,因此可考虑将电磁场中的激励和待求量都展开成傅里叶级数形式,达到消去时间项的目的,令各次谐波的系数各个对应相等,得到谐波平衡矩阵方程。需要注意的是在周期稳态电磁场中铁磁材料的磁阻率也会随着时间的变化而变化,基于此,也可将其视为周期性变量用三角函数进行逼近。励磁电流、励磁电压、磁通密度和磁阻率的展开式如下:

$$\begin{cases} I = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [I_{ns} \sin(n\omega t) + I_{nc} \cos(n\omega t)] \\ U = U_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [U_{ns} \sin(n\omega t) + U_{nc} \cos(n\omega t)] \\ \Phi = \Phi_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [\Phi_{ns} \sin(n\omega t) + \Phi_{nc} \cos(n\omega t)] \\ v = v_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [v_{ns} \sin(n\omega t) + v_{nc} \cos(n\omega t)] \end{cases} \quad (13)$$

其中 I_0 、 U_0 、 Φ_0 和 v_0 分别对应励磁电流、励磁电压、磁通密度和磁阻率的直流分量; n 代表谐波次数, ω 为基波角频率。以磁阻率为例,它的各项谐波系数可由下式得出:

$$\begin{cases} v_0 = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt \\ v_{ns} = \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \cdot \sin(n\omega t) dt \\ v_{nc} = \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \cdot \cos(n\omega t) dt \end{cases} \quad (14)$$

将式(13)代入(11)中可得到:

$$C_k \Phi + Z_k I_k = U_{AC} \quad (15)$$

其中 I_k 表示励磁电流的谐波形式,其表达式如式(16)所示,磁通 Φ 与之具有类似的表达式。

$$I_k = (I_{k,0}, I_{k,1s}, I_{k,1c}, \dots, I_{k,ns}, I_{k,nc})^T \quad (16)$$

磁阻 R 可写成谐波矩阵的形式为:

$$R_i = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 2R_0^i & R_{1s}^i & R_{1c}^i & R_{2s}^i & R_{2c}^i & \dots \\ 2R_{1s}^i & 2R_0^i - R_{2c}^i & R_{2s}^i & R_{1c}^i - R_{3c}^i & -R_{1s}^i + R_{3s}^i & \dots \\ 2R_{1c}^i & R_{2s}^i & 2R_0^i + R_{2c}^i & R_{1s}^i + R_{3s}^i & R_{1c}^i + R_{3c}^i & \dots \\ 2R_{2s}^i & & 2R_0^i - R_{4c}^i & R_{4s}^i & & \dots \\ 2R_{2c}^i & & \text{对称} & & 2R_0^i + R_{4c}^i & \dots \\ \vdots & & & & & \ddots \end{pmatrix} \quad (17)$$

定义谐波矩阵, N 中的元素数值由其所对应的谐波次数决定, Z_k 为阻抗矩阵, N 矩阵 Z_k 矩阵表达式为:

$$N = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -2 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 2 & 0 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix} \quad (18)$$

$$Z_k = \begin{pmatrix} Z_{0k} & 0 & 0 & \dots \\ 0 & Z_{1k} & 0 & \dots \\ 0 & 0 & Z_{2k} & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix} \quad (19)$$

$$Z_{nk} = \begin{pmatrix} R_k - n\omega L_k & 0 \\ 0 & R_k + n\omega L_k \end{pmatrix} \quad (20)$$

C_k 为电磁耦合矩阵,其可表示为与谐波矩阵相关的形式:

$$C_{nk} = n_k \omega (\delta_1 N_1, \delta_2 N, \delta_3 N) \quad (21)$$

式中, n_k 为端口绕组匝数, δ_i ($i=1, 2, 3$) 的取值为+1 或-1, 其符号由磁路方程中的关系决定。将各变量的谐波形式代入到 $R\Phi = n_k I$ 中可得:

$$\Re\Phi + G_k I_k = 0 \quad (22)$$

式中, G_k 为绕组匝数矩阵, $\Re$ 为磁阻矩阵, 叠片铁心模型的磁阻矩阵具体表达式如式(23)所示。

$$\Re = \begin{pmatrix} R_2 & R_5 & 0 & -R_4 \\ R_5 & R_2 & -R_4 & 0 \\ -R_4 & 0 & 0 & R_1 + R_4 \\ 0 & -R_4 & R_1 + R_4 & 0 \end{pmatrix} \quad (23)$$

上式中 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 和 R_5 分别为与 R_{m0} 、 R_{m1} 、 R_{m2} 、 R_{m3} 和 R_{m4} 对应的磁阻矩阵。

将(15)和(22)两方程式耦合起来即可得频域内电-磁耦合矩阵方程如(23)式所示。

$$\begin{pmatrix} \Re & G \\ C & Z \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Phi \\ I \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ U \end{pmatrix} \quad (24)$$

式(24)是频域内电-磁耦合矩阵方程, 磁通 Φ 和励磁电流 I 为待求未知量, 求解步骤如下:

- (1) 给出铁心磁阻率初始值, 进而确定每部分磁阻的初值, 根据电磁耦合矩阵计算 Φ 和 I 两矩阵的初值;
- (2) 基于求得的磁通 Φ 矩阵, 计算得出每部分磁通密度, 依据磁化曲线求得磁场强度 H , 而后更新磁阻矩阵 $\Re$;
- (3) 利用新的磁阻矩阵 $\Re$ 代入耦合矩阵式(24)中继续迭代循环计算, 从而得到新的磁通 Φ 和励磁电流 I , 直至计算结果与上一步计算结果之间的误差小于判定误差常数时, 停止计算。基于此方法在频域内对励磁电流和铁心磁通进行同时求解。

5 仿真与实验结果对比



图8 实验现场图

在进行仿真实验时, 利用交流电源柜提供0-700V的电压激励, 选用WT3000型功率分析仪, 测量出感应电压和感应电流, 该设备的电压电流测量精度能够高达 $\pm 0.02\%$, 测量带宽为0.1Hz至1MHz, 能够契合实验要求。实验场地状况如图8所示, 图9展示的是实验电路的原理示意图。在该实验中, 功率分析仪的电流通道与

交流电源、励磁线圈呈串联连接, 其电压通道则分别并联在励磁线圈和测量线圈的两端。鉴于线圈的电阻极小, 在本次实验里, 我们将旁柱上的励磁电压和感应电压视作近似相等, 如此一来, 便能通过调整励磁电压的高低, 来实现对铁心磁通密度大小的调控。

实验时, 利用调节调压柱, 分别测量出了叠片铁心模型励磁电压有效值分别为82V-220V时的励磁电流波形, 在铁心的中柱上缠有三匝测量线圈用于测量中柱的磁通密度。

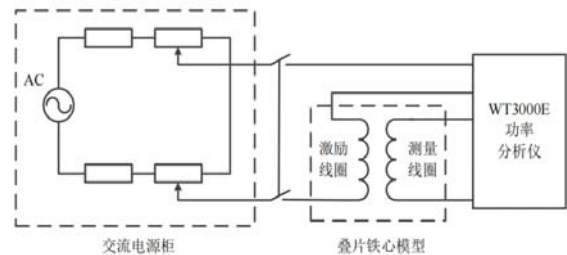


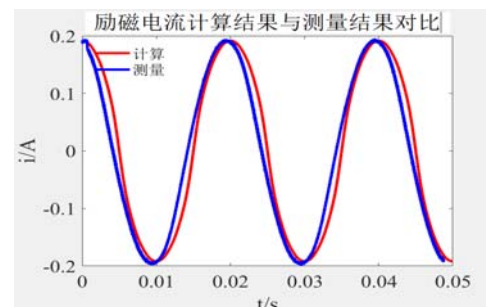
图9 实验电路原理图

表1所示为叠片铁心中柱磁通密度仿真计算与实验结果对比。

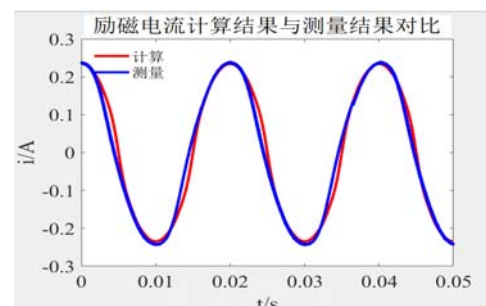
表1 叠片铁心中柱磁通密度计算结果对比表

电压有效值/V	磁通密度测量值/T	磁通密度仿真值/T	相对误差/%
82	0.4243	0.4270	0.636
96	0.4950	0.5003	1.071
110	0.5657	0.5728	1.255
123	0.6363	0.6415	0.817
137	0.7071	0.7135	0.905
164	0.8485	0.8542	0.672
192	0.9900	1.0006	1.071
220	1.1314	1.1470	1.379

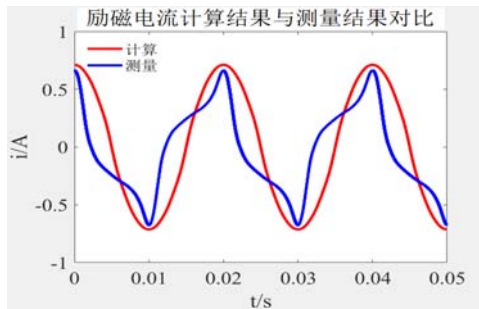
下图所示为计算得出的叠片铁心励磁电流与实验测量数据的对比结果。



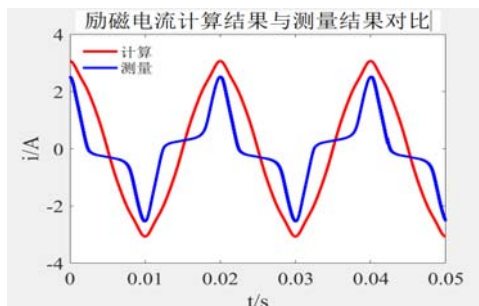
(a) 励磁电压有效值为82v时



(b) 励磁电压有效值为110v时



(c) 励磁电压有效值为178v时



(d) 励磁电压有效值为220v时

图10 叠片铁心励磁电流计算与测量结果对比

由表1可看出叠片铁心中柱磁通密度的计算值基本与实验测量结果一致,最大误差仅为1.379%。此外,从图10也能看出励磁电流的计算结果也和实测波形能较好的吻合,但如图10(c)所示波形,由于在计算时未考虑铁磁材料的磁滞特性使得计算的出励磁电流波形与实验测得的受磁滞效应影响的非对称电流波形有所偏差,但二者的幅值基本一致。上述分析结果表明基于谐波平衡法的电-磁耦合计算具有较好的精度,验证了磁路建模计算的准确性。

6 结论

(1) 由于搭接区气隙的存在,与气隙区相邻的叠片中的磁通密度会局部过饱和,从而使其磁阻实际值比计算值更大。

(2) 本文首先结合叠片铁心模型的实际结构和磁阻分布特点建立了铁心的精细化磁路网络模型,随后对铁心的步进搭接区域单独展开建模分析,考虑了接缝气隙对该区域局部磁场分布的影响,并依据电场磁场耦合原理基于谐波平衡法建立了计算搭接气隙影响的叠片铁心完整电-磁耦合模型。通过仿真计算与实验结果的对比验证出了本文所提电-磁耦合模型的有效性和准确性。

[参考文献]

- [1]陈耀峰,田自强.基于磁路-电路耦合模型的变压器空载过励磁电流计算与分析[J].电工技术,2023,(07):46-51.
- [2]李明星.基于动态磁路模型的轴向磁轴承优化设计[D].石家庄铁道大学,2022.
- [3]G.K.A.W.Impact of HTS transformer magnetic circuit parameters on the duration of the inrush current pulse [Wp

tyw parametrów obwodu magnetycznego transformatora HTS na czas trwania impulsu prądu włączania][J].Przegląd Elektrotechniczny,2020,96(1):170-173.

[4]林豪,廖勇.基于非线性磁路饱和模型的永磁同步电机增益调度电流控制[J].中国电机工程学报,2023,43(02):770-779.

[5]沈月芬,刘旭.考虑互感的多齿开关磁链永磁记忆电机的精确磁路模型[J].电工技术学报,2022,37(10):2435-2445.

[6]张继鹏,陈鹏,苏锦智,等.一种三维磁路永磁电机的集中参数磁路模型[J].电机与控制学报,2015,19(04):21-27.

[7]张宗盛,王秀和,杨玉波.新型混合励磁磁通切换型电阻电机的变结构磁路模型[J].中国电机工程学报,2014,34(21):3467-3474.

[8]Rostami M,Naderi P,Shiri A.Modeling and analysis of variable reluctance resolver using magnetic equivalent circuit [J].COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering,2021,40(4):921-939.

[9]杜永,程志光,颜威利,等.电力变压器全斜接缝叠片铁心工作条件下的磁性性能模拟[J].电工技术学报,2010,25(3):14-19.

[10]王田戈,田铭兴,张慧英,等.基于变压器模型的可控电抗器电磁特性统一性研究[J].电网技术,2023,47(07):2947-2956.

[11]李维铮,祝丽花,石永恒.电力变压器铁心搭迭区磁等效及磁致振动分析[J].电力科学与工程,2019,35(10):29-35.

[12]EileuchM,poloujadoff M.New transformer model including joint air gaps and lamination anisotropy[J].IEEE Transactions on Magnetics,1998,34(5):3701-3711.

[13]Wang G, Zeng X, Zhao Y. Research on the effect of core joints on transformer noise[J]. IEEE Transactions on Magnetics,2021,57(10):1-6.

[14]Shilyashki, Georgi, Pfuetzner, et al. Inhomogeneity and Local Distortions of Magnetic Flux in a Single-Phase Transformer Core Package[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2016, 52(11):7210109-1-7210109-9.

[15]Li Lingzhi,Du Xuhao,Pan Jie et al. An Engineering Model of Magnetic Flux Density and Electromagnetic Force Density at the Structural Discontinuity within Transformer Cores[J].Sensors,2022,22(13):4869-4885.

[16]程明,马钰洲,王政,等.基于磁感的变压器和感应电机等效矢量磁路分析[J].电工技术学报,2024,39(15):4697-4707.

[17]吴悦园.电力变压器铁芯振动建模及优化研究[D].南昌大学,2022.

[18]刘永来.考虑铁心渐变饱和特性的单相双绕组变压器模型研究[D].重庆大学,2019.

[19]王田戈,田铭兴,张有绮.基于磁路的变压器式可控电抗器漏磁场计算[J].变压器,2018,55(02):5-9.

[20]李立娜,李大超,袁永杰.无刷旋转变压器的磁路设计及

仿真分析[J].微特电机,2015,43(08):53-56.

[21]赵小军,张晓欣.基于谐波平衡法的变压器直流偏磁电路-磁路频域耦合模型[J].电工技术学报,2014,29(9):211-218.

[22]张建伟,曹彪.EE型松耦合变压器的精确磁路模型和仿真分析[J].电子设计工程,2013,21(11):81-84.

[23]程明,马钰洲,王政,等.基于磁感的变压器和感应电机等效矢量磁路分析[J].电工技术学报,2024,39(15):4697-4707.

[24]杨皓.基于磁路模型及J-A理论的变压器电磁暂态模型研究[D].广西大学,2022.

[25]曹磊,周泽森,杨军.磁路与电路的对偶性案例:绝缘磁芯变压器[J].电气电子教学学报,2022,44(02):149-152.

[26]刘卓昌,黄登威,李伟锋.一种变压器低压引线的磁路分析与损耗验算[J].湖南电力,2022,42(01):8-12.

[27]钟鸣,尹增贵.从“日字形”铁芯变压器谈起——解决多“磁路”铁芯变压器问题的通用电压公式[J].物理教师,2020,41(12):82-83.

[28]章彬,伍国兴,黄炜昭,等.一种新的变压器磁路到电路的转换模型及多种方法的统一[J].电力系统保护与控制,2018,46(14):128-135.

[29]汪力,徐煜,刘忼斌.三相五柱式整流变压器的磁路与中点电位偏移[J].轻金属,2018,(03):60-64.

[30]徐罗那,杜玉梅,史黎明.非接触变压器磁路模型及结构优化[J].电工电能新技术,2018,37(01):15-22.

[31]尚静,王昊,刘承军,等.粗精耦合共磁路磁阻式旋转变压器的电磁原理与设计研究[J].中国电机工程学报,2017,37(13):3938-3944.

[32]李立娜,李大超,袁永杰.无刷旋转变压器的磁路设计及仿真分析[J].微特电机,2015,43(08):53-56.

[33]曹芸.基于变压器磁路饱和特性的无功电压控制策略

研究[D].上海交通大学,2015.

[34]杨勇.三相变压器磁路系统分析[J].科技展望,2014,(17):126.

[35]林波,张国珍.三相变压器铁心的磁路分析[J].山东工业技术,2014,(14):125.

[36]赵小军,张佳伟,王浩名,等.电-磁-机耦合视域下考虑气隙影响的变压器铁心振动特性精细化模拟方法[J].电工技术学报,2024,39(14):4257-4269.

[37]张慧英.磁饱和式可控电抗器的磁路模型及其应用研究[D].兰州交通大学,2021.

[38]李维铮,祝丽花,石永恒.电力变压器铁心搭迭区磁等效及磁致振动分析[J].电力科学与工程,2019,35(10):29-35.

[39]G.S.,H.P.,J.A.,et al.Magnetostriction of Transformer Core Steel Considering Rotational Magnetization[J].IEEE Transactions on Magnetics,2014,50(1):1-15.

[40]王田戈,田铭兴,张慧英,等.基于变压器模型的可控电抗器电磁特性统一性研究[J].电网技术,2023,47(07):2947-2956.

[41]Helmut P.,Georgi S.,Claes B., et al.Effects of DC Bias on Regional Flux and Magnetostriction of a Single-Phase Transformer Core Modeled by 3-D MACC[J].IEEE Transactions on Magnetics,2018,54(5):1-6.

[42]Pfützner H.,Shilyashki G.,Gerstbauer E.,et al.Multi-directionally non-linear magnetic equivalence circuit calculation (MACC) of rotational magnetization intensity in transformer cores[J].International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics,2016,50(1):81-95.

作者简介:

沐标(2002—),男,汉族,云南省玉溪市通海县人,本科,研究方向:变压器磁路。