

DOI:10.13296/j.1001-1609.hva.2024.12.008

基于有限元的高频变压器分布参数计算与分析

江进波^{1,2}, 姚延东², 赵青³, 马可⁴, 陈锐², 徐林²

(1. 三峡大学湖北省输电线路工程技术研究中心, 湖北 宜昌 443002; 2. 三峡大学电气与新能源学院, 湖北 宜昌 443002;
3. 国网长阳供电公司, 湖北 长阳 443500; 4. 国网湖北省电力有限公司宜昌供电公司, 湖北 宜昌 443000)

摘要: 高频变压器的分布参数会影响其输出参数及性能, 推导高频变压器副边分布电容以及漏感的解析表达式, 发现绕组的绕制方式、分段分层结构、绝缘层厚度、绕组高度、绝缘介质等是影响其分布参数的主要因素。针对40 kV、20 kHz的高频变压器建立了电磁场有限元仿真模型, 分别计算和分析了各因素对分布电容及漏感的影响规律。优化副边绕组分段分层结构, 综合考虑漏感、分布电容及绕组损耗确定变压器绕组的绝缘厚度及高度, 并据此设计加工了实验样机。测试结果表明分布电容和漏感的仿真计算结果与实测值的误差分别为9.5%和11.3%。仿真分析方法以及相关的规律结论为高频变压器的分布参数计算和结构设计提供了参考。

关键词: 高频变压器; 分布电容; 漏感; 绕组损耗; 电磁场有限元仿真

Calculation and Analysis of Distributed Parameters of High-frequency Transformer Based on Finite-solid-element Method

JIANG Jinbo^{1,2}, YAO Yandong², ZHAO Qing³, MA Ke⁴, CHEN Rui², XU Lin²

(1. Hubei Provincial Engineering Technology Research Center for Power Transmission Line, China Three Gorges University, Hubei Yichang 443002, China; 2. College of Electrical Engineering and New Energy, China Three Gorges University, Hubei Yichang 443002, China; 3. State Grid Changyang Power Supply Company, Hubei Changyang 443500, China; 4. State Grid Yichang Power Supply Company, Hubei Yichang 443000, China)

Abstract: The distribution parameters of high-frequency transformer can affect its output parameters and performance. It is found by deriving the analytical expressions for the secondary distributed capacitance and leakage inductance of high-frequency transformer that the winding mode, segment and layered structure, insulation layer thickness, winding height and insulation medium are the main factors affecting its distribution parameters. A finite element simulation model of electromagnetic field is set up for high-frequency transformers at 40 kV and 20 kHz, and the influence of various factors on distributed capacitance and leakage inductance is calculated and analyzed. The insulation thickness and height of the transformer winding are determined by way of optimizing the segment and layered structure of the secondary winding and of comprehensively considering leakage inductance, distributed capacitance and the winding losses and, on this basis, the experimental prototype is designed and processed. The test results show that the errors between the simulation calculation results of distributed capacitance and leakage inductance and the actually measured values are 9.5% and 11.3%, respectively. The simulation analysis method and relevant conclusions provide a reference for the calculation of distributed parameters and structural design of high-frequency transformer.

Key words: high-frequency transformer; distributed capacitance; leakage inductance; winding loss; finite-element simulation of electromagnetic field

收稿日期: 2024-09-18; 修回日期: 2024-11-20

基金项目: 国家自然科学基金青年基金资助项目(51707105); 强脉冲辐射环境模拟与效应国家重点实验室开放基金(SKLI PR2008)。

Project Supported by National Natural Science Youth Foundation of China(51707105), Open Foundation of State Key Laboratory of Intense Pulsed Radiation Simulation and Effect(SKLI PR2008).

0 引言

高频变压器作为高压充电电源的核心设备,其分布参数的存在可能会改变谐振电路的工作状态,影响电源的输出性能^[1-3]。正确的理解分布参数对高频变压器的影响,同时掌握合理控制分布参数的方法,对设计出高性能变压器及充电电源颇为重要。

变压器的分布参数主要包括分布电容和漏感,而绕组材料、连接方式及结构尺寸、绝缘材料特性、绝缘厚度等会不同程度的影响分布参数^[4-6]。文[7]建立了高频高压变压器 π 型等效模型,介绍了高频变压器中的分布参数。文[8]分析了绕组高度、初次级绕组绝缘间隙的距离对漏感的影响,并提到了采用解析法计算漏感。文[9]在高频高压充电机的设计中研究了绕组材料及不同绕制方式对分布参数的影响。文[10]通过变压器静电场和漏磁场中储存的能量,对分布参数的解析式进行了推导。文[6,11]分析了不同绕制方式对分布电容的影响。上述文献未综合考虑变压器结构参数对分布电容和漏感的影响,采用的主要是解析计算方法,计算方法复杂。

文中针对高频变压器绕组不同结构、绕组高度、绕制方式、绝缘层厚度、绝缘介质的相对介电常数等参数对分布参数的影响进行了理论分析,并采用Comsol有限元软件进行仿真,分析了各因素对分布参数的影响规律,在此基础上,通过绕组损耗,最终确定了高频变压器的绕组结构。

1 分布参数及其影响

1.1 分布电容

为方便分析分布参数,建立高频变压器等效模型见图1^[12]。

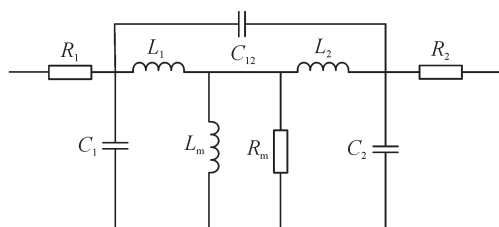


图1 高频变压器等效模型

Fig. 1 Equivalent model of high-frequency transformer

图1中: R_1 、 L_1 、 C_1 为变压器原边绕组的电阻、漏感和分布电容; R_2 、 L_2 、 C_2 为副边绕组等效至原边的电阻、漏感和分布电容; C_{12} 为原副边绕组间等效至原边的分布电容; L_m 和 R_m 为励磁电感和电阻。

原边、副边绕组的分布电容即图1中的 C_1 、 C_2 ,其分别由各自绕组匝间、层间、段间的电容构成。它的存在会使得充电电压波形呈现非线性,充电末期波形出现弯折,充电速度变慢,且在开关管开通或关断时产生电流尖峰,会给开关管的寿命带来不利的影响^[5]。由此,合理分析及降低分布电容对保护电源内的开关管、提高电源充电特性尤为重要。

1.2 漏感

在运行过程中,由于绕组耦合并不完全及部分磁通会存在于空气等介质中,这将导致漏感的产生,即图1所示的 L_1 、 L_2 。漏感能量在开关管关断瞬间得以释放,会产生电压尖峰,且会随着负载和频率的增大而变得更加明显。此外,漏感属于无功储能元件,物理意义上虽不消耗功率,但是会改变输出阻抗的大小,进而改变变压器输出功率^[13]。因此,对漏感进行分析并提出减小漏感的措施,对于提高电源效率、优化电源性能极为重要。

2 分布电容的解析计算与仿真分析

2.1 分布电容的解析计算

对于升压高频变压器,其原边的匝数相对较少,匝间的距离较大,原边的分布电容 C_1 可忽略掉。变压器原副边之间距离较大,分布电容 C_{12} 也可忽略。副边的匝间电容相当于串联,相比于层间电容可忽略,因此高频变压器副边的分布电容由其层间电容决定^[14-15],且层间分布电容与层间的结构及连接方式有关^[9,16]。

为方便分析,将仅由相邻两层绕组所产生的电容称之为层间的静态分布电容,考虑层间连接方式的电容称为等效层间分布电容。

分析副边绕组层间静态分布电容,可用平行板电容器模型等效计算

$$C_0 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{eq} l_{av} L}{d_{eq}} \quad (1)$$

式(1)中: ε_0 为真空介电常数; ε_{eq} 为绝缘材料的等效相对介电常数; l_{av} 为绕组平均匝长; L 为绕组高度; d_{eq} 为层间等效绝缘距离。

为分析等效层间分布电容,需先对层间连接方式进行分析。层间连接方式有Z型、U型连接^[17]。假设电压在绕组上近似线性分布,则Z型连接方式及其以两层为例时的电压分布情况分别见图2、3,U型的见图4、5。

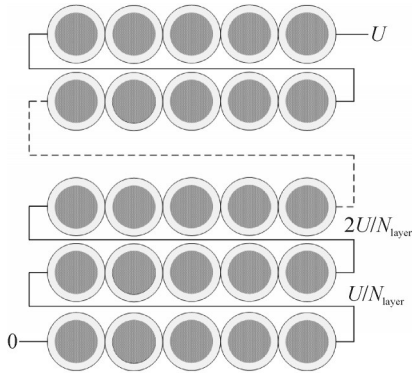


图2 Z型连接方式

Fig. 2 Z-type connection mode

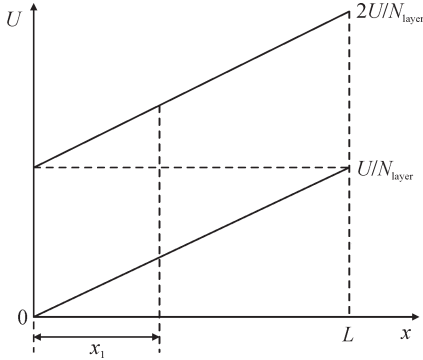


图3 Z型连接电压分布

Fig. 3 Z-type voltage distribution

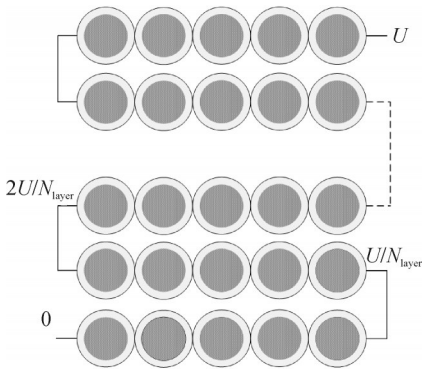


图4 U型连接方式

Fig. 4 U-type connection mode

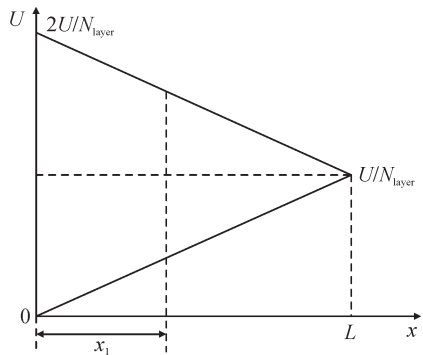


图5 U型连接电压分布

Fig. 5 U-type voltage distribution

1)Z型连接。以两层绕组为例进行计算。

$$U_x = \frac{U}{N_{\text{layer}}} \quad (2)$$

式(2)中, U_x 为两层绕组任意 x 处的电压差值。

利用绕组等效层间分布电容, 储存能量为

$$W_0 = \frac{C_0}{2L} \int_0^L U_x^2 dx = \frac{C_0}{2} \left(\frac{U}{N_{\text{layer}}} \right)^2 = \frac{U^2 C_{\text{layer}}}{2} \quad (3)$$

即可知Z型连接的等效层间分布电容为

$$C_{\text{layer}} = C_0/4 \quad (4)$$

2)U型连接。

$$U_x = \frac{2U}{N_{\text{layer}}} \cdot \frac{L-x}{L} \quad (5)$$

由等效层间分布电容, 可得绕组储存能量为

$$W_0 = \frac{C_0}{2L} \int_0^L U_x^2 dx = \frac{2C_0}{3} \left(\frac{U}{N_{\text{layer}}} \right)^2 = \frac{U^2 C_{\text{layer}}}{2} \quad (6)$$

即可知U型连接的等效层间分布电容为

$$C_{\text{layer}} = C_0/3 \quad (7)$$

可见,Z型相对于U型,其介电损耗与电场能量小,层间等效分布电容小,但存在跨线绝缘问题,且绕制工艺复杂。

令存储在多层绕组等效电容(C_E)中的能量(W_E)与等效层间分布电容存储的总能量相等,即可求得多层绕组的等效电容。

$$W_E = \frac{C_E U^2}{2} = 2 \cdot \sum_{m=1}^{N_{\text{layer}}-1} C_{\text{layer},m} \left(\frac{U}{N_{\text{layer}}} \right)^2 \quad (8)$$

假设每层的层间等效电容均相等,可得

$$C_E = \frac{4(N_{\text{layer}}-1)}{N_{\text{layer}}^2} C_{\text{layer}} \quad (9)$$

对于采用分段绕制方式,则总分布电容可视为各段的串联,则绕组的总分布电容为

$$C_d = \frac{4(N_{\text{layer}}-1)}{N_{\text{slot}} N_{\text{layer}}^2} C_{\text{layer}} \quad (10)$$

式(10)中: N_{layer} 为绕组层数; N_{slot} 为绕组段数。

由式(1)、(4)、(7)、(10)可知,副边绕组分布电容与绕组绝缘层厚度(d_{eq})、绕组的高度(L)、绝缘介质的特性(ϵ_{eq})及绕组连接方式有关。

2.2 分布电容的仿真分析

2.2.1 分布电容仿真模型

为分析各因素与分布电容的关系,采用有限元分析方法,利用Comsol软件进行建模仿真,所设计的40 kV、20 kHz高频变压器经磁芯面积法经典电压方程及变比(n 为80)计算得,其副边匝数选为880匝,采用分段分层结构。为减少计算量,通过搭建副边绕组二维轴对称模型进行分布电容的计算。

变压器副边绕组分段分层模型见图6,设置绕

组的连接方式,对绕组进行激励添加,其中激励的添加通过电路联合仿真得到。通过频域计算得到绕组电压,由稳态计算静电场,从而得到绕组中的总电能,由电场能量法^[5]计算分布电容。

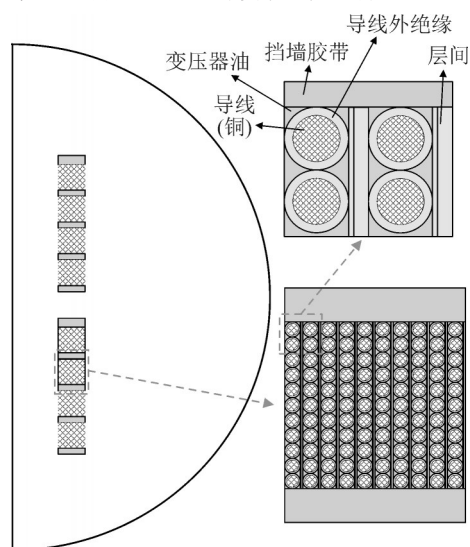


图6 副边绕组的二维轴对称模型

Fig. 6 Two dimensional axisymmetric model of secondary winding

2.2.2 仿真结果分析

为了研究绕组连接方式、绕组高度、层间绝缘厚度、相对介电常数对分布电容的影响,将副边绕组按照上述4个因素,建立多个模型,通过有限元仿真分析其影响规律。

分布电容与分段段数之间的关系见图7。当层数为5层时,相同段数下Z型比U型分布电容小;U型和Z型的分布电容均随着段数的增加而减小,与理论分析部分相符合。不分段时,U型、Z型结构下的分布电容分别为832.4、632.6 pF。绕组分为5段以上分布电容将减小到50 pF以下。绕组分为22段时,U型、Z型对应的分布电容分别减小至20.9、20.2 pF,相对于不分段分布电容分别降低了97.4%、96.8%,但随着段数增加,分布电容减小量递减,这是由于随段数的增加,匝间电容也相应变大造成的。并且,Z型相对于U型绕法的优势会随着段数的增加而减小,两者的差距由不分段时的24%减至22段时的3.3%,即随着段数增加,每层的匝数不断减少,则绕组连接方式所带来的影响逐渐减小。

仿真模型中将变压器副边绕组分为8段,其分布电容与分层层数之间的关系曲线见图8。U型采用11层时分布电容为26.8 pF,Z型采用10层时分布电容为25.1 pF,分别对应不同连接方式的最小分布电容,可见层数与分布电容的关系并不是单一的关系,当层数较少时,每层中的匝数就会增大,则导致

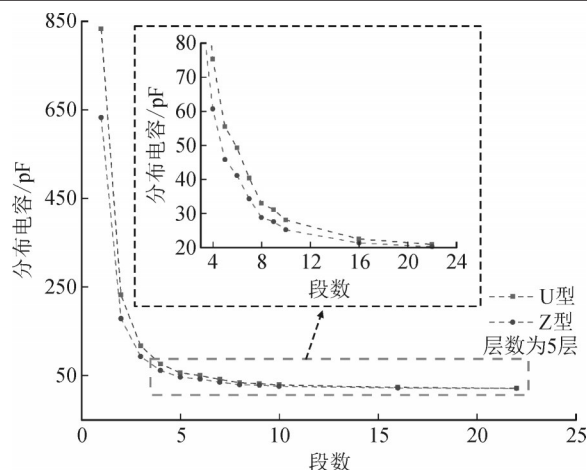


图7 绕组分段与分布电容的关系

Fig. 7 Relationship between winding section and distributed capacitance

绕组高度、层间的正对面积大,使得分布电容大;而当层数较多时,则匝间电容不可再忽略,使得分布电容值较大。并且,U型、Z型绕法也会随着层数的增加,其两者之间的差距也会变小,差距由2层时的20.7%缩小为55层时的0.7%,其也是由于每层的匝数不断减少,连接方式所带来的影响逐渐降低造成的。

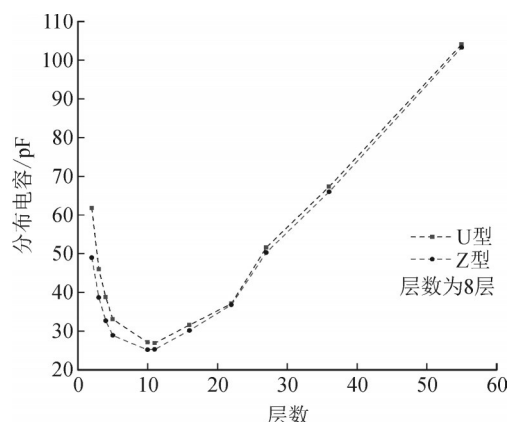


图8 绕组分层与分布电容的关系

Fig. 8 Relationship between winding layering and distributed capacitance

分布电容与副边绝缘厚度及绝缘材料特性的关系见图9。由图9可知,分布电容与绝缘介质的相对介电常数成正比。绝缘厚度越厚分布电容越小,当绝缘层厚度小于某一个值后,分布电容显著增大,这是由于绝缘厚度减小后绕组的平均匝长减小,从而不同程度地影响分布电容。

绕组分为8段5层22匝时,其绕组高度与分布电容的关系见图10。随着绕组高度的增加,分布电容逐渐增加,近似呈线性关系,当单段绕组高度由27.5 mm增加至35.9 mm时,分布电容由33 pF增加到35.1 pF,绕组高度的增加会使得层间绕组的正对面积增大,导致静态、动态分布电容相应变大。

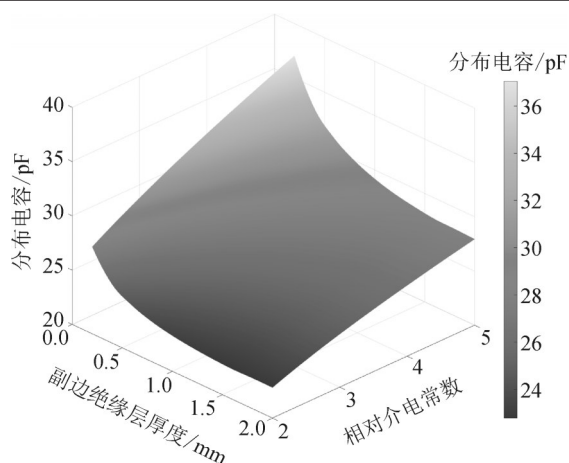


图9 副边绝缘厚度及相对介电常数与分布电容的关系

Fig. 9 Relationship between insulation thickness of secondary winding, relative permittivity and distributed capacitance

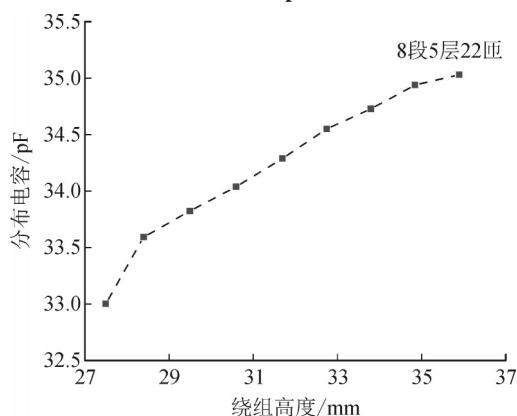


图10 绕组高度与分布电容的关系

Fig. 10 Relationship between winding height and distributed capacitance

由上述仿真及分析可知,在高频变压器绕制过程中减小分布电容的措施有:

1)副边绕组采用分段分层结构是减小分布电容的有效措施,文中的变压器副边绕组分为8段5层22匝。

2)Z型相比U型连接方式具有更小的分布电容,但段数为8段时,分布电容差值不大,且Z型连接方式存在跨线绝缘问题,为方便绕制可采用U型连接方式。

3)为降低静态分布电容,可采用相对介电常数小的绝缘材料、适当增加绝缘厚度、采用密绕方式减小绕组的高度。

3 漏感的解析计算与仿真分析

3.1 漏感的解析计算

用单层同轴式原副边绕组进行简化分析,绕组断面及磁场分布见图11^[4]。图11中:令同轴绕制时

副边段数为 N'_{slot} , 绕组高度为 L , 原副边绕组之间的绝缘层厚度为 d_{12} , 原边绕组的厚度、匝数分别为 d_1 、 N_1 , 副边绕组的厚度、匝数分别为 d_2 、 N_2 , 绕组平均匝长为 p , 可得绕组各部分的磁场强度。

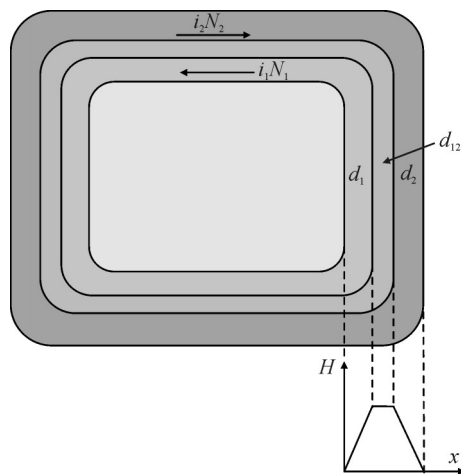


图11 单层同轴式绕组断面及磁场强度分布

Fig. 11 Section and magnetic field intensity distribution of single-layer coaxial winding

原边绕组的磁场强度为

$$H_1 = \frac{i_1 N_1}{N'_{\text{slot}} L} \frac{x}{d_1} = \frac{i_2 N_2}{N'_{\text{slot}} L} \frac{x}{d_1} \quad (11)$$

原副边绕组间绝缘层的磁场强度为

$$H_{12} = \frac{i_1 N_1}{N'_{\text{slot}} L} = \frac{i_2 N_2}{N'_{\text{slot}} L} \quad (12)$$

副边绕组的磁场强度为

$$H_2 = \frac{i_1 N_1}{N'_{\text{slot}} L} \left[1 - \frac{x - (d_1 + d_{12})}{d_2} \right] = \frac{i_2 N_2}{N'_{\text{slot}} L} \left[1 - \frac{x - (d_1 + d_{12})}{d_2} \right] \quad (13)$$

漏磁场能量计算表达式为

$$W = \frac{\mu_0}{2} \int H^2 dV = \frac{\mu_0 N'^2_{\text{slot}} L p}{2} \quad (14)$$

$$\left(\int_0^{d_1} H_1^2 dx + H_{12}^2 d_{12} + \int_{d_1+d_{12}}^{d_1+d_{12}+d_2} H_2^2 dx \right)$$

对式(14)整理可得

$$W = \frac{\mu_0 i_1^2 N_1^2 p}{2 N'^2_{\text{slot}} L} \left(d_{12} + \frac{d_1 + d_2}{3} \right) \quad (15)$$

由 $W = i_1^2 L_{\sigma} / 2$ 可得, 归算至原边的漏感为

$$L_{\sigma} = \frac{\mu_0 N_1^2 p}{N'^2_{\text{slot}} L} \left(d_{12} + \frac{d_1 + d_2}{3} \right) \quad (16)$$

由式(16)可知, 漏感与绝缘层厚度 d_{12} 、绕组高度 L 密切相关。

3.2 漏感的仿真分析

3.2.1 漏感仿真模型

文中所设计的40 kV 高频变压器经磁芯面积法

计算, 最终所采用的磁芯为铁基纳米晶磁芯, 其尺寸见图 12。

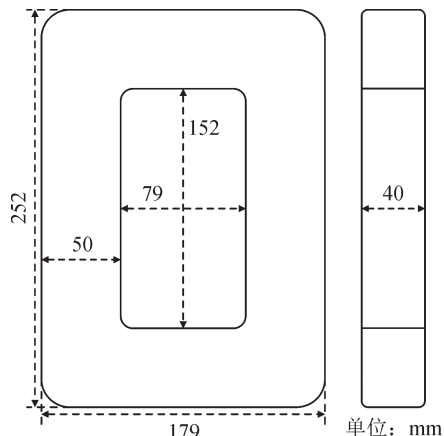


图 12 磁芯尺寸

Fig. 12 Magnetic core size

为简化计算, 根据实际尺寸, 8 段 5 层 22 匝的副边绕组通过 Comsol 搭建的仿真模型见图 13。将由利兹线绕制的绕组层等效为矩形层导线进行仿真, 将矩形绕组设置为均匀多匝, 从数据库中添加材料属性, 通过电路联合仿真给绕组添加电流激励, 通过频域计算得到总磁能, 采用磁场能量法^[5]计算漏感。

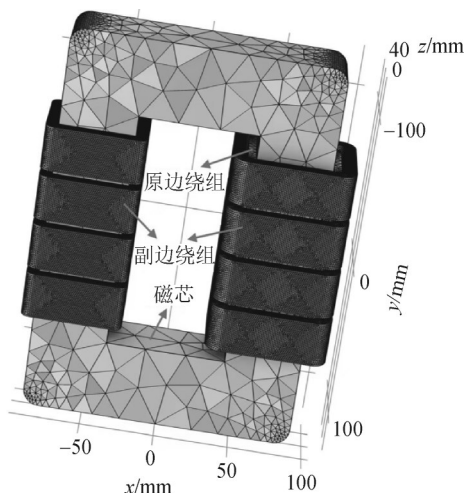


图 13 变压器三维有限元模型

Fig. 13 Three dimensional finite element model of transformer

3.2.2 仿真结果分析

为了研究绕组高度、原副边绝缘厚度、以及副边绝缘层厚度对漏感的影响, 调整仿真模型中的 3 个结构参数, 仿真分析其对漏感的影响规律。

漏感与绕组高度的关系曲线见图 14。绕组高度与漏感成反比, 与式(16)的理论分析一致, 当绕组高度由 26.8 mm 增加到 35 mm 时, 漏感值由 $7.43 \mu\text{H}$ 降低到 $6.74 \mu\text{H}$, 减小了 9.3%, 绕组高度的增加使漏磁有效磁路长度增加, 从而磁场强度变小, 导致漏

磁场能量减小, 使得漏感随之减小。

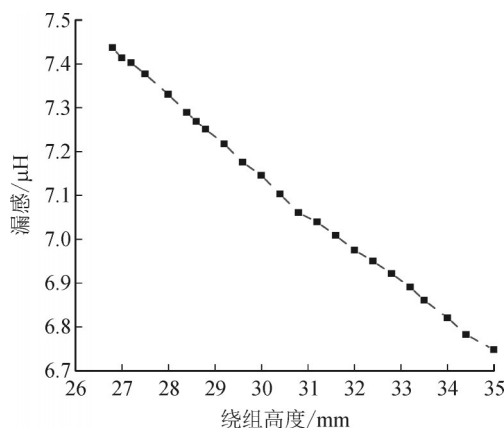


图 14 绕组高度与漏感的关系

Fig. 14 Relation between winding height and leakage inductance

漏感与原副边绝缘厚度的关系见图 15(a), 漏感与原副边绝缘厚度成正比, 与理论分析一致, 原副边绝缘厚度由 0.5 mm 增至 8 mm 时, 漏感由 $7.22 \mu\text{H}$ 增至 $7.91 \mu\text{H}$; 在图 15(b)中, 通过仿真可发现漏感与副边绝缘层厚度也成正比。绝缘层厚度的增加, 绕组层间的距离增大, 导致漏磁和漏感增大。

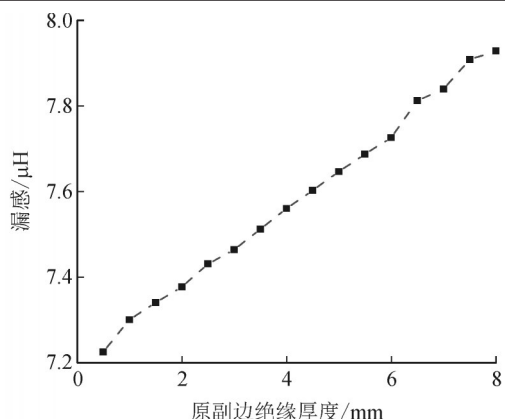
由上述仿真分析可知, 在高频变压器绕制过程中减小漏感的措施有:

- 1) 采用绝缘性能好的绝缘材料分隔原副边绕组, 在满足绝缘安全裕量的同时, 减小绕组之间的距离, 增加耦合程度。
- 2) 绕制时绕组要尽量紧贴磁芯进行均匀绕制, 这样使得线圈和磁路空间上更接近垂直关系, 从而达到更好的耦合效果。
- 3) 尽量增加绕组高度, 以增加漏磁磁路长度, 从而降低漏感。

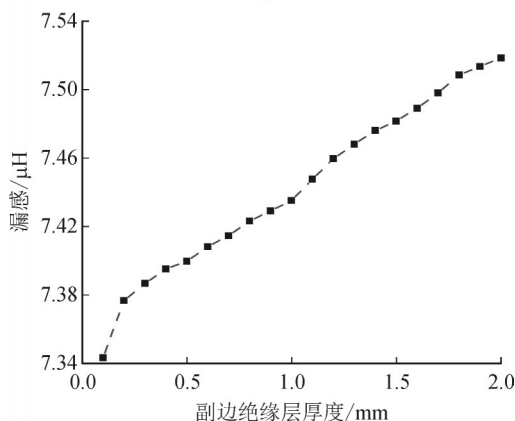
3.3 绕组损耗仿真分析

由第 2 节可知, 分布电容与副边绝缘层厚度呈反比, 与绕组高度呈正比。而第 3 节中图 14 和图 15 的结果表明漏感与绕组高度呈反比, 与缘层厚度呈正比。因此, 绝缘层厚度以及绕组高度对分布电容及漏感的影响是相反的, 在此基础上考虑绕组的损耗, 使得分布电容及漏感在合理范围内的情况下, 保证绕组的损耗要低, 以确定绕组的高度与绝缘层厚度。

高频情况下, 绕组损耗主要由集肤效应与邻近效应引起, 基于所搭建的 Comsol 三维模型, 采用时域分析法^[18-19], 将非正弦电流作为载荷, 求解瞬态分析, 对周期内的损耗曲线积分且对周期求平均, 即可得到绕组损耗。绕组损耗与绕组高度及副边绕组绝缘层厚度的关系见图 16。



(a) 关系1



(b) 关系2

图15 绝缘层厚度与漏感的关系

Fig. 15 Relationship between insulation layer thickness and leakage inductance

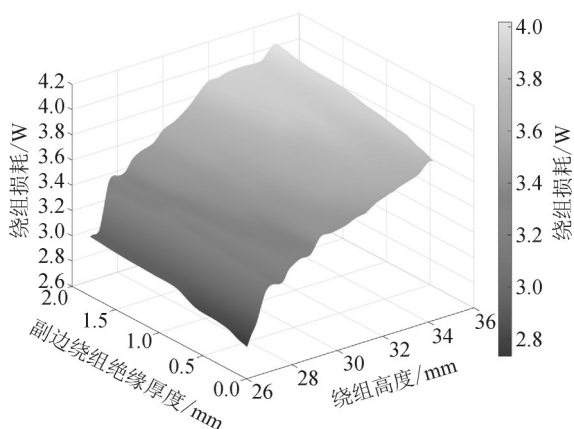


图16 绕组损耗与绕组高度及副边绕组绝缘层厚度的关系

Fig. 16 Relationship between winding loss and winding height and insulation layer thickness of secondary winding

由图16可知,在绕组高度选定为26.5 mm至35 mm及副边绕组绝缘厚度选为0.15 mm至2.0 mm范围内,损耗由最小值2.71 W增至最大值4.01 W,在此范围内绕组的等效电阻是随两者的增加而增大的,使得损耗增加。根据分布电容、漏感及考虑到绕组损耗及绝缘的问题,最终将绕组高度确定为27.5 mm,副边绝缘层厚度选为0.2 mm,以及为保证高低压绕

组间绝缘,原副边绝缘厚度选为2 mm。

4 实验结果及分析

4.1 实验样机

文中绕制了一台输出功率为10 kW,输出电压为40 kV,工作频率为20 kHz的实验样机。磁芯采用King Magnetics定制生产的铁基纳米晶磁芯,磁芯尺寸见图12。为防止磁芯表面的毛刺划破导线的绝缘以及保护磁芯本身,在其表面包裹了10层0.05 mm的聚酰亚胺薄膜,原边及副边绕组分别采用0.1×1 200股、0.1×45股的利兹线绕制,原副边之间的绝缘由1 mm的聚酯薄膜聚酯纤维复合材料(DMD绝缘纸)与1 mm的聚酰亚胺绝缘构成,副边层间采用0.05 mm的芳香聚酰胺绝缘纸(Nomex T410)与0.15 mm的聚酰亚胺绝缘构成,段间采用挡墙胶带填充,原边绕组为10匝,共一层,使其保持匝间距离一致均匀的绕制在磁芯柱上,副边绕组共880匝,将副边绕组分为8段5层22匝,样机绕制过程中的实物图见图17。

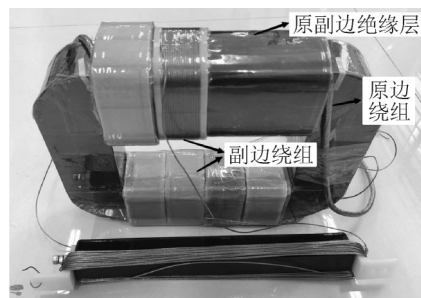


图17 高频高压变压器绕制过程

Fig. 17 Winding process of high-frequency high-voltage transformer

4.2 分布参数的测量

采用HIOKI 3532-50 LCR分析仪对实验样机的分布参数进行测量。

分布电容的测量采用自然谐振法^[14]通过式(17)求解分布电容。高频高压变压器样机的阻抗与阻抗角随频率的变化见图18。

$$f_0 = 1 / (2\pi \sqrt{L'C_p}) \quad (17)$$

谐振频率为1 900 Hz,此时的励磁电感为24.854 mH,可求得折算到副边的分布电容为36.45 pF。将实验样机的参数 $N_{\text{slot}}=8$, $N_{\text{layer}}=5$, $L=27.5$ mm, $l_{\text{eq}}=230$ mm, $d_{\text{eq}}=0.2$ mm, $\varepsilon_{\text{eq}}=3.5$,代入式(1)、(7)、(10),可求得分布电容为26.12 pF。在2.2节中通过有限元仿真分析得到的分布电容值为33 pF,有限元仿真中将多股的利兹线绕组等效为同截面积的圆导线建模,只仿真计算了占主体的副边绕组分布电容,因

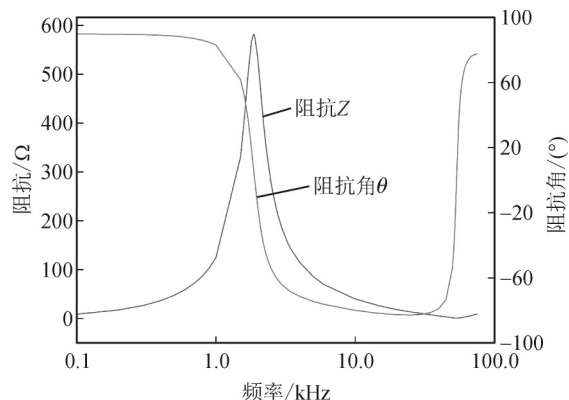


图18 阻抗及阻抗角与频率的关系

Fig. 18 Impedance and relation between impedance angle and frequency

此仿真值要小于实测值。因此可知,相较于实测值,解析计算的误差为28.3%,而有限元仿真的误差为9.5%,有限元仿真计算更加精确。

漏感的测量采用短路法^[20-21]。漏感随频率的变化见图19。漏感随着频率的增大而降低,频率越高,绕组上的涡流去磁效应越强,使得磁场强度越低,导致漏感越小,实测漏感值为8.32 μH 。在3.2节中通过有限元仿真分析得到的漏感值为7.38 μH ,在漏感的三维有限元仿真中,为便于建模及保证仿真计算的可行性,对变压器实物进行了简化等效,将每一层的利兹线绕组等效为矩形层,且仿真中部分参数是理想的,从而导致漏感仿真值小于实测值,相较于实测值,漏感的有限元仿真误差为11.3%。

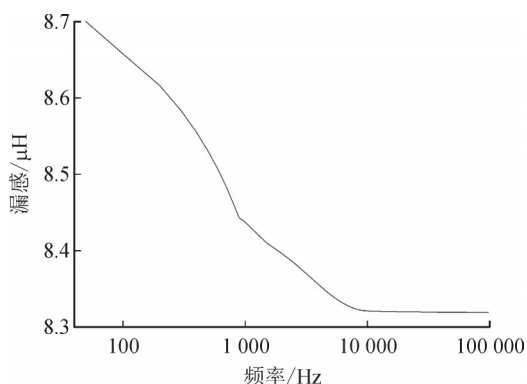


图19 漏电感与频率的关系

Fig. 19 Relation between leakage inductance and frequency

5 结论

文中从理论上分析了影响高频变压器漏感、分布电容的因素,利用Comsol有限元仿真软件进行建模,对其相应的影响因素进行了仿真分析,得到如下结论:

1)副边绕组分段分层结构是减小分布电容的有

效方法;文中设计的高频变压器副边绕组采用8段5层22匝,U型连接方式,测量分布电容约为36.45 pF。

2)绝缘层加厚,绕组高度降低可以减小分布电容,但会导致漏感的增加,因此需综合考虑绕组的能量损耗。因设计的变压器的分布电容较小,漏感较大,应选用介电常数小耐压能力强且较薄的绝缘来减小漏感及能量损耗。

3)有限元仿真方法分析分布电容、漏感值与实测的误差分别为9.5%、11.3%,可为高频变压器设计过程提供参考。

参考文献:

- [1] 张远绎,凌志斌,李旭光. 便携式谐振倍压电容充电电源的设计[J]. 强激光与粒子束, 2020, 32(3): 137-141.
ZHANG Yuanyi, LING Zhibin, LI Xuguang. Design of portable resonant voltage doubling capacitor charging power supply[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2020, 32(3): 137-141.
- [2] NIA SANJARI M S, SHAMSI P, FERDOWSI M. Investigation of various transformer topologies for HF isolation applications[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2020, 48(2): 512-521.
- [3] 尹浩, 苏建徽, 赖纪东, 等. 一种基于解析法的高频铜箔变压器漏感精确计算方法[J]. 高压电器, 2021, 57(4): 40-46.
YIN Hao, SU Jianhui, LAI Jidong, et al. Accurate calculation method for leakage inductance of high frequency copper foil transformer based on analytic method[J]. High Voltage Apparatus, 2021, 57(4): 40-46.
- [4] 杨欢, 张军朝, 张俊虎, 等. 高频变压器绕组布局对分布参数和功耗的影响[J]. 山西大学学报(自然科学版), 2019, 42(3): 576-583.
YANG Huan, ZHANG Junchao, ZHANG Junhu, et al. Influence of high-frequency transformer's windings layout on distributed parameters and power loss[J]. Journal of Shanxi University(Natural Science Edition), 2019, 42(3): 576-583.
- [5] 叶志军, 林晓明, 谭锴佳, 等. 高频变压器技术研究综述[J]. 电网技术, 2021, 45(7): 2856-2870.
YE Zhijun, LIN Xiaoming, TAN Kaijia, et al. Review of high frequency transformer technology[J]. Power System Technology, 2021, 45(7): 2856-2870.
- [6] 杨慧娜, 柏树青. 高频变压器不同绕组结构对分布电容的影响[J]. 华北电力大学学报(自然科学版), 2014, 41(4): 48-55.
YANG Huina, BAI Shuqing. Effect of the different winding strategy on distributed capacitances in high frequency transformers[J]. Journal of North China Electric Power University(Natural Science Edition), 2014, 41(4): 48-55.

- [7] 宋晓婷. 高频高压变压器分布参数测量和绕组结构设计[D]. 大连:大连理工大学, 2013.
SONG Xiaoting. Measurement of stray parameters in high-frequency high-voltage transformer and winding structure design[D]. Dalian: Dalian University of Technology, 2013.
- [8] 靳艳娇, 曾洪涛, 李芳义, 等. 高频变压器漏感计算方法及优化设计研究[J]. 电力电子技术, 2020, 54(5): 23-27.
JIN Yanjiao, ZENG Hongtao, LI Fangyi, et al. Study on calculation method and optimization design of leakage inductance of high frequency transformer[J]. Power Electronics, 2020, 54(5): 23-27.
- [9] 颜 慧. 基于分段干式变压器的高频高压充电机的研究与实现[D]. 武汉:华中科技大学, 2016.
YAN Hui. Research and realization of high frequency high voltage charger based on segmentation dry-type transformers[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2016.
- [10] 朱洪文. 高频变压器等效模型与参数计算测定[D]. 天津: 河北工业大学, 2012.
ZHU Hongwen. High-frequency transformer equivalent model and their parameters calculation & measurement[D]. Tianjin: Hebei University of Technology, 2012.
- [11] 蓝国添, 薛 兴. 60 kV 高频高压变压器分布参数的研究[J]. 电源技术, 2011, 35(11): 1412-1414.
LAN Guotian, XUE Xing. Analysis of distributed parameters of 60 kV high-voltage high-frequency transformer[J]. Chinese Journal of Power Sources, 2011, 35(11): 1412-1414.
- [12] HADIZADE A, NASAB J N, AGHAEI M, et al. Investigations on equivalent circuit models of high frequency transformers[C]/9th Annual Power Electronics, Drives Systems and Technologies Conference (PEDSTC). Tehran, Iran: IEEE, 2018: 475-480.
- [13] YIN H, LAI J D, REN S, et al. An accurate calculation method of leakage inductance of high-frequency transformer with Litz wire winding considering irregular region[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(6): 7441-7451.
- [14] 许 赞, 陈丽霞, 陈翼龙, 等. 基于拉格朗日数乘法的高频高压变压器分布电容优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(3): 939-946.
XU Yun, CHEN Lixia, CHEN Yilong, et al. Optimal design based on Lagrange multiplier approach for parasitic capacitance of high frequency high voltage transformers[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(3): 939-946.
- [15] DENG L, SUN Q, JIANG F, et al. Modeling and analysis of parasitic capacitance of secondary winding in high-frequency high-voltage transformer using finite-element method[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2018, 28(3): 1-5.
- [16] TAYENJAM S, VANUKURU V, SUNDARAM K. An analytical model for distributed capacitance in up-down series stacked inductors[J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2020, 67(9): 3510-3515.
- [17] JI J, ZHANG X, CHEN W, et al. A winding method of high frequency high voltage transformer[C]/IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Cincinnati, USA: IEEE, 2017: 1649-1651.
- [18] 孙晨茜, 李 琳. 非正弦激励下高频变压器的温度分布计算与分析[J]. 高压电器, 2022, 58(10): 96-105.
SUN Chenxi, LI Lin. Calculation and analysis of temperature distribution of high-frequency transformer under non-sinusoidal excitation[J]. High Voltage Apparatus, 2022, 58(10): 96-105.
- [19] 刘洁苇, 吕运强, 李 琳, 等. 高频变压器磁场和温度场的瞬态特性分析[J]. 高电压技术, 2019, 45(4): 1191-1200.
LIU Jiewei, LYU Yunqiang, LI Lin, et al. Transient simulation analysis of electromagnetic field and temperature field of high-frequency transformer[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(4): 1191-1200.
- [20] 陈 彬, 梁 旭, 肖乔莎, 等. 绕组布置方式对高频变压器漏磁场和电磁力的影响分析[J]. 高压电器, 2022, 58(2): 95-102.
CHEN Bin, LIANG Xu, XIAO Qiaosha, et al. Analysis on influence of winding layout on leakage magnetic field and electromagnetic force of high-frequency transformer[J]. High Voltage Apparatus, 2022, 58(2): 95-102.
- [21] OUYANG Z W, ZHANG J, HURLEY W G. Calculation of leakage inductance for high-frequency transformers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(10): 5769-5775.

江进波(1988—), 男, 博士, 硕士生导师, 主要从事高电压与绝缘技术、脉冲功率技术等方面研究工作(E-mail: jinbojiang@163.com)。