

高压大功率 E 型变压器漏感有限元仿真计算

王亚超, 刘 军, 何湘宁

(浙江大学 电力电子技术国家专业实验室, 浙江 杭州 310027)

摘要: 针对无气隙、磁芯中柱为矩形的 E 型变压器, 建立了二维 ERXP 模型。分别在垂直和平行于磁芯最长边的 2 个截面建立 ER 模型和 XP 模型。保持中柱截面积不变, 将矩形截面等效为圆形截面, 等效后, ER 模型和 XP 模型磁芯中柱磁阻必须与变压器实际磁阻一致, 由此求出 ER 模型和 XP 模型的相关尺寸, 完成模型建立; 将 ER 模型和 XP 模型的仿真结果进行加权平均后, 等效为实际变压器的三维磁场分布, 进行漏感计算。仿真结果表明, 考虑涡流效应时, 漏感能量主要集中在初级和次级绕组之间, 符合理论分析; 根据 ERXP 模型仿真所得的变压器漏感为 $7.25 \mu\text{H}$, 与实测值 ($7.60 \mu\text{H}$) 的误差为 4.6%, 准确性高于一维解析算法。

关键词: 变压器; 二维有限元; 模型; LCC 谐振变换器; E 型磁芯; 漏感; 涡流效应

中图分类号: TM 433; TM 15

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.02.019

0 引言

高压大功率变压器是谐振式高压静电除尘电源的关键部件, 其漏感作为谐振电感参与电路工作, 直接决定电路的拓扑和控制方式, 因此要求变压器设计时, 能够对漏感进行较为准确的计算^[1]。

变压器的漏感主要受磁芯和绕组结构、制作工艺及工作频率的影响, 其中工作频率的影响主要表现为高频下的涡流效应, 在低频时可忽略^[2]。绕组同心柱绕制的 E 型磁芯变压器 (以下简称 E 型变压器), 其漏感可利用与变压器结构参数有关的一维解析式计算^[3], 或利用改造后的二维有限元轴对称模型仿真^[4]。原副边绕组非同心柱结构的 E 型变压器, 其漏感的一维解析式较复杂, 特殊情况下, 如绕组紧密围绕磁芯绕制时, 可选择双二维有限元模型仿真^[5-6]。三维有限元模型在正确建模和剖分的基础上, 可得到精确性较高的仿真结果, 与二维有限元模型相比, 其有限元网格剖分复杂, 仿真时间长, 对计算机内存和存储器的要求也更高。尤其对于尺寸大、匝数多和绕组结构较为复杂的高压高频大功率变压器, 综合考虑建模过程、仿真精度和仿真时间等因素, 目前采用二维有限元仿真模型可达到缩短仿真时间、降低仿真难度的目的^[4-7]。

本文以一个输出 72 kV/1 A 的高频电除尘电源为例, 计算应用于该变换器的 E 型变压器的漏感。该变压器无气隙, 原副边绕组同心柱绕制, 不考虑涡流效应时, 其漏感可用一维解析式计算^[3], 但该方法对漏磁分布作了较多的简化和等效, 计算精度不高。考虑涡流效应后, 虽然可使用数值法对漏感进行理

论计算, 但应用复杂, 且只在某些特殊结构下具有较好的计算精度^[8-11]。有限元仿真可准确方便地模拟真实磁场分布, 但 E 型变压器为非轴对称结构, 不能直接应用二维轴对称模型, 且该变压器副边绕制在与磁芯距离较大的圆形骨架上, 也不适用双二维模型。鉴于变压器的结构复杂、尺寸较大, 选择适当的二维有限元模型, 在满足较高的仿真精度前提下, 缩短仿真时间, 是较好的选择。

对于无气隙 E 型变压器, 文献[4]基于阻抗相等的概念, 通过对磁芯磁导率和导体电阻率进行改造, 使仿真模型阻抗与实际变压器阻抗相等, 提出了适用于 E 型变压器仿真的二维轴对称模型, 但由于只考虑了一个截面, 在等效三维磁场分布上还有一定缺陷。文献[7]继承文献[4]磁阻相等的理念, 由 2 个不同截面轴对称模型的组合, 形成了更接近 E 型变压器磁场分布的二维轴对称模型, 称之为二维 ERXP 模型。

本文分析的变压器原副边绕组均绕制在磁芯中柱上, 且中柱截面为矩形, 但文献[7]仅对中柱截面为圆形的 E 型变压器进行了研究。因此, 结合实际变压器的结构和文献[4]对矩形截面的等效, 文中对二维 ERXP 模型进行了合理的改造, 得到了适用于该类型变压器的漏感仿真模型。

1 应用背景及漏感计算方法概述

1.1 LCC 高压静电除尘电源简介

本文分析的变压器应用在高压大功率 LCC 谐振变换器上, 其电路拓扑如图 1 所示, 输入为直流 500 V 电压, 额定输出为 72 kV/1 A。虚线框所示为变压器的简化模型, 其漏感 L_r 和绕组电容 C_p 作为谐振元件, 与外加的串联谐振电容 C_r 一起组成了 LCC 谐振。

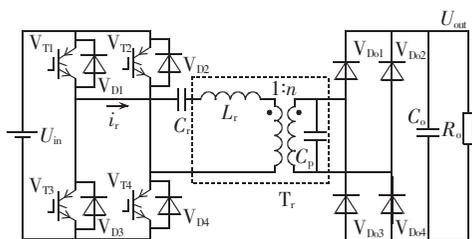


图 1 LCC 谐振变换器电路拓扑

Fig.1 Topology of LCC resonant converter

谐振电流 i_r 简化波形如图 2 所示,其中,第 1、2 幅图分别为 V_{T1} 、 V_{T4} 和 V_{T2} 、 V_{T3} 的开通及关断脉冲。通过对电路的分析可知,漏感 L_r 直接影响电路的调频调压特性和谐振电流峰值,因此,在设计变压器时,进行准确的漏感计算,对谐振变换器功率器件的选取以及电路的优化设计具有指导意义。

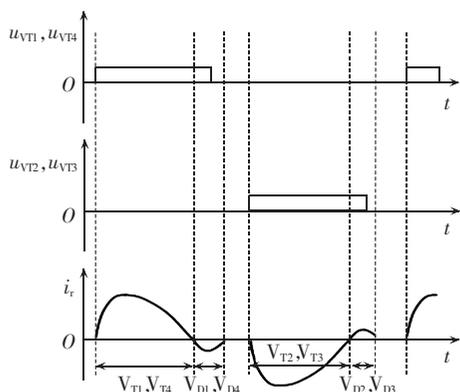


图 2 谐振电流典型波形

Fig.2 Typical waveform of resonant current

1.2 漏感一维解析算法

变压器漏感一维解析算法,不考虑高频涡流效应,认为磁力线在磁芯窗口一维分布,直接利用变压器结构参数计算^[3]。本文分析的变压器初、次级绕组均安放在中柱上,低压绕组为 6 匝 $300 \text{ mm} \times 0.2 \text{ mm}$ 铜箔,高压绕组采用 1.12 mm 漆包线,分别缠绕在 12 个槽内,每个槽分 9 层。变压器结构和线圈窗口磁场分布如图 3 所示,由于应用在高压场合,原副边留有足够大的绝缘距离以保证线圈不被击穿,绕组间

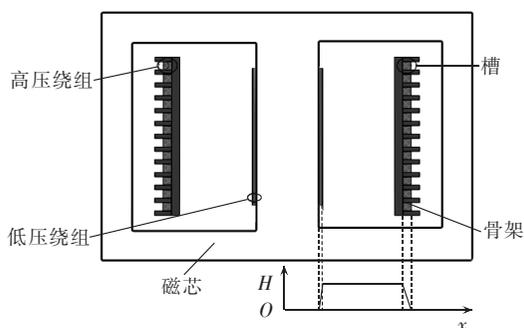


图 3 变压器绕组结构及窗口磁场分布(正视图)

Fig.3 Transformer winding structure and magnetic field distribution in core window(front view)

的漏磁场能量较大。

变压器的漏感是一个寄生参数,用来表征漏磁通所产生的磁场能量,假定磁场强度 H 在磁芯窗口线性变化,如图 3 所示,则总磁场能量 W_m 可通过对磁场强度 H 的线性积分求得,等效到初级侧的变压器漏感 L_r 计算公式为:

$$L_r = \frac{2W_m}{I_1^2} = \frac{\mu_0 N_1^2}{l_e} \left(S + \frac{bl_{av1}}{3} + \frac{dl_{av2}}{3} \right) \quad (1)$$

其中, I_1 为变压器原边电流; N_1 为变压器原边绕组匝数; μ_0 为空气磁导率; l_e 为磁芯窗口高度; b 为原边绕组宽度; d 为副边绕组宽度; l_{av1} 、 l_{av2} 为原边、副边绕组平均匝长; S 为原副边间隔带的上视图截面积。

一维解析算法忽略了磁芯中的漏磁通,认为磁芯中的磁场强度为零,磁芯窗口的磁场能量即等于总的漏磁能量;不考虑涡流效应,认为磁场在磁芯窗口一维分布,磁场强度在原副边绕组间保持不变。但实际变压器的磁芯相对磁导率不是无穷大,磁芯中的漏磁通会产生少量的漏磁能量,且原边和副边绕组高度均小于磁芯窗口高度,在绕组端部的磁场分布会发生畸变,原副边绕组间磁场强度也非定值,因此,一维解析算法并不适用于漏感的精确计算。

1.3 E 型变压器二维有限元仿真模型比较

已有文献提出了几种适用于 E 型变压器的二维仿真模型,在电磁场仿真方面达到了较小的计算误差^[8-11]。鉴于本文分析的变压器三维结构复杂,导致三维有限元剖分难度较高且仿真时间较长,因此,在综合考虑仿真时间和仿真精度的前提下,通过对几种现有的二维模型进行比较,选择了二维 ERXP 轴对称模型。

二维轴对称模型适用于轴对称结构的变压器,基本思想是建立一个变压器的 $1/2$ 模型截面,通过绕对称轴旋转形成实体,以等效实际的三维结构。文献[4]基于阻抗相等的概念,在平行于磁芯最长边的截面(以下简称 P 截面,如图 4 所示)建立了改造的 $1/2$ 轴对称模型,但由图 4 可见,该模型也存在缺陷,未考虑垂直于磁芯最长边的截面(以下简称 T 截面),而 T 截面磁场分布显然不同于 P 截面。

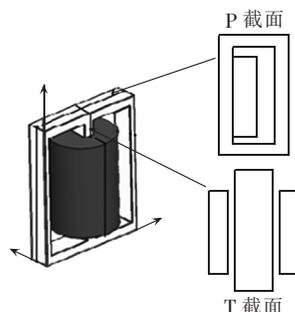


图 4 E 型变压器 P 截面和 T 截面

Fig.4 P and T sections of E-core transformer

文献[5-6]提出的双二维模型在 P 截面和 T 截面分别建立平面模型,忽略绕组拐角处的能量,仿真结果分别乘以绕组在该平面的延伸长度,相加后等效实际 E 型变压器的三维磁场分布。该模型适用于绕组紧密围绕磁芯柱的 E 型变压器,本文分析的 E 型变压器应用在高压场合,原副边有很大的绝缘距离,副边绕组绕制在距离磁芯较远的圆形骨架上,所以该方法并不适合。

文献[7]提出了一种称为 ERXP 的二维轴对称模型,该模型结合了文献[4-6]的优势,基于磁阻相等的建模思想,分别在 P 截面和 T 截面建立轴对称模型,P 截面建立 ER 模型,T 截面建立 XP 模型。对模型的结构参数进行了改造,使 2 个模型的等效磁阻与实际变压器磁阻保持一致,并在 XP 模型中增加了一个额外的磁芯柱,构成低磁阻磁通流路径,以更好地模拟 E 型变压器的三维电磁场分布。

通过以上比较可见,二维 ERXP 模型理论上比其他二维模型更适用于 E 型变压器的仿真。文献[7]仅讨论了磁芯中柱为圆形截面的情况,本文分析的变压器磁芯中柱为矩形截面,下文结合实际变压器的结构和文献[7]对矩形截面的等效,建立了适用于磁芯中柱为矩形截面的 ERXP 模型,文中所使用的 ERXP 模型基本公式均参考文献[7]。

2 ERXP 模型漏感计算

2.1 加权平均系数及实际变压器磁阻求解

ERXP 模型包括 P 和 T 2 个轴对称的截面,2 个模型的仿真结果经过加权平均后,等效实际变压器的三维磁场分布。根据 ER 和 XP 模型各自对应的绕组上视面截面积,决定加权平均系数。本文分析的变压器,原边绕组为紧密绕在磁芯中柱的铜箔,其上视面截面积相对副边很小,对加权平均系数影响不大,故不予考虑,只根据副边绕组上视面截面积来计算加权平均系数。实际变压器的上视图如图 5 所示, A_1 为 XP 模型对应的副边绕组截面, A_2 为 ER 模型对应的副边绕组截面,加权系数 η 可由式(2)求得,ER 和 XP 模型仿真结果加权平均后得到总仿真结果如式(3)所示。

$$\eta = A_1 / (A_1 + A_2) \quad (2)$$

$$W_{ERXP} = \eta W_{XP} + (1 - \eta) W_{ER} \quad (3)$$

其中, W_{ERXP} 、 W_{XP} 、 W_{ER} 分别为总仿真结果、XP 模型仿真结果和 ER 模型仿真结果。

为建立 ERXP 模型,首先要求出实际变压器的总磁阻,E 型变压器 1/2 模型的等效磁阻计算模型如图 6 所示。

根据图 6 所示磁力线的流通过径可得到 1/2 变压器的等效磁阻模型,其中,磁阻 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 可由式(4)求得,窗口磁阻 R_w 与磁芯磁阻 $2R_3 + R_4$ 并

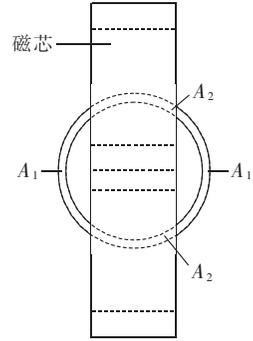


图 5 变压器上视图

Fig.5 Top view of transformer

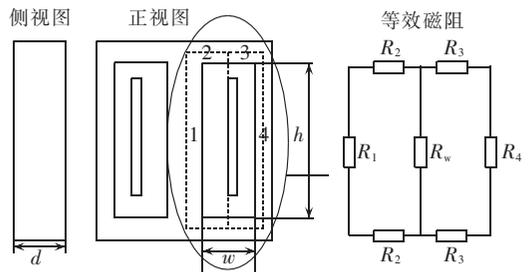


图 6 变压器磁阻计算模型

Fig.6 Calculation model of transformer magnetic reluctance

联,可由式(5)求出,变压器的总磁阻根据各等效磁阻的连接方式可由式(6)求出。

$$R = \frac{l}{\mu_0 \mu_r A} \quad (4)$$

$$R_w = \frac{h}{\mu_0 w d} \quad (5)$$

$$R_{total} = R_1 + \frac{2R_2 + R_w // (2R_3 + R_4)}{2} \quad (6)$$

其中, μ_0 为空气磁导率, μ_r 为磁芯的相对磁导率, l 为磁通流通方向上的长度, A 为截面积。

2.2 建立 ERXP 模型

实际变压器磁芯中柱为矩形截面,在保证磁芯中柱磁阻 R_1 不变的前提下,为建立二维 ERXP 模型,将矩形截面等效为等面积的圆形截面,则紧密绕在磁芯中柱的原边绕组周长会改变,为不影响仿真效果,根据式(7)改变原边导体的电阻率,使原边导体电阻保持不变[4]。

$$\rho_m = \frac{\rho_{cu} l_a}{l_m} \quad (7)$$

其中, ρ_m 为 ERXP 模型导体等效电阻率, ρ_{cu} 为实际铜导体电阻率; l_a 为原边绕组的实际周长, l_m 为 ERXP 模型的原边绕组周长。

ERXP 模型磁芯中柱磁阻经过上述等效后,与实际变压器磁芯中柱磁阻 R_1 保持一致。ER 二维轴对称模型在 P 截面建立,要保证总磁阻相同,仅需改变 P 截面中 E 型磁芯的所有边柱尺寸为 t ,磁芯窗口尺寸保持不变,如图 7 所示。

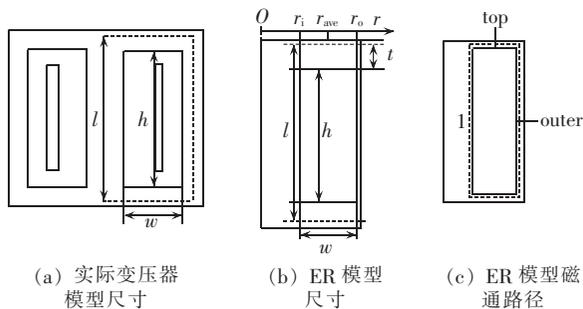


图 7 ER 模型

Fig.7 ER model

ER 模型根据磁通路径等效的磁阻模型如图 7(c) 所示, ER 模型总磁阻 R_{ER} 可由 R_1 、 R_{top} 、 R_{outer} 和 R_w 根据其连接方式由式(8)求得, 各磁阻计算公式见式(9)~(11), 式中所有尺寸标注见图 7(b), 其中 O 表示以对称轴为起点, r_1 、 r_{ave} 、 r_o 为从起点到相应点距离的尺寸标注。保持磁芯中柱磁阻 R_1 不变, 仅改变边柱尺寸为 t , 使该模型总磁阻 R_{ER} 与实际变压器总磁阻 R_{total} 相等, 解出唯一的未知尺寸 t , 即可建立 ER 模型。

$$R_{ER} = R_1 + R_w // (2R_{top} + R_{outer}) \quad (8)$$

$$R_{top} = \ln\left(\frac{r_o + t/2}{r_1}\right) / (\mu_0 \mu_r 2 \pi t) \quad (9)$$

$$R_{outer} = \frac{2l + t}{\mu_0 \mu_r 2 \pi (r_o + t/2)t} \quad (10)$$

$$R_w = \frac{h}{\mu_0 \mu_r 2 \pi r_{ave} w} \quad (11)$$

XP 二维轴对称模型在 T 截面建立, 实际变压器 T 截面如图 8(a) 所示, 若直接按照此截面建立轴对称模型, 则磁力线主要通过空气路径闭合, 而实际的三维结构中, 磁力线主要通过磁芯闭合, 因此在 XP 模型中附加了额外的磁芯边柱, 使得大部分磁通通过磁芯闭合, 以更好地模拟实际变压器的电磁场分布。

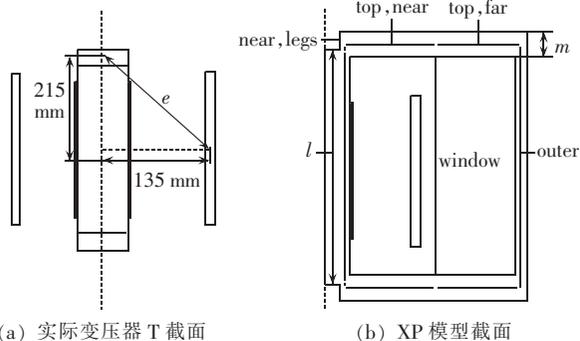


图 8 XP 模型

Fig.8 XP model

基于图 8(b) 所示磁阻模型, XP 模型总磁阻 R_{XP} 可由式(12)求得, 其中 $R_{near, legs}$ 、 $R_{top, near}$ 、 $R_{top, far}$ 、 R_{outer} 分别对应图中所示的磁通通路径, 各磁阻计算所需的尺寸标注如图 9 所示, 同 ER 模型计算类似, 各磁阻

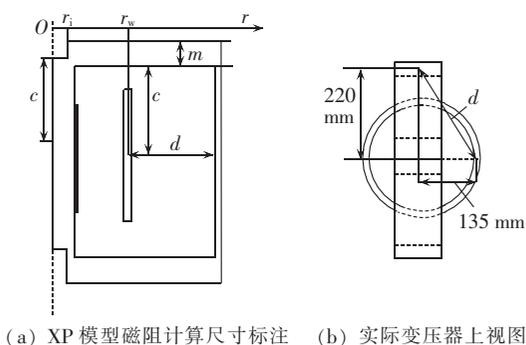


图 9 XP 模型磁阻计算尺寸

Fig.9 Dimensions of XP model by magnetic resistance calculation

值的计算应用式(4)。磁芯中柱磁阻 R_1 保持不变, 设磁芯边柱尺寸为 m , 使得 R_{XP} 与实际变压器磁阻 R_{total} 相等, 求得磁芯边柱未知尺寸 m , 磁芯窗口的大小由实际变压器的结构计算, 并不要求非常精确, 对仿真精度影响不大, 磁芯窗口高度 e 和宽度 d 的求解如图 8(a) 和图 9(b) 所示, 得到了这 3 个未知尺寸, 即可建立 XP 模型。

$$R_{XP} = R_1 + R_{near, legs} + 2R_{top, near} + R_w // (2R_{top, far} + R_{outer}) \quad (12)$$

由于实际变压器的磁芯中柱截面为矩形, 在建立 ER 和 XP 轴对称模型中, 需根据等磁阻关系, 保持中柱截面积不变, 将矩形截面等效为圆形截面, 即保持 ERXP 模型磁芯中柱磁阻 R_1 与实际变压器磁芯中柱磁阻相等, 以建立轴对称模型。

2.3 仿真结果及后处理

本文选择了 Ansoft 公司 Maxwell 二维电磁场仿真软件, 建立 ERXP 模型来计算变压器的漏感。因为高频涡流效应对变压器磁场分布的影响会表现在漏感上^[11-12], 故选择了涡流求解器, 仿真不同频率下漏感的变化。变压器漏感表征漏磁通所产生的磁场能量, 利用 Maxwell 后处理求解器得到漏感表征的总能量 W_e , 则等效到变压器原边的漏感 L_r 为:

$$L_r = \frac{2W_e}{I_1^2} \quad (13)$$

考虑涡流效应时, ER 及 XP 模型的窗口磁场分布如图 10 所示。

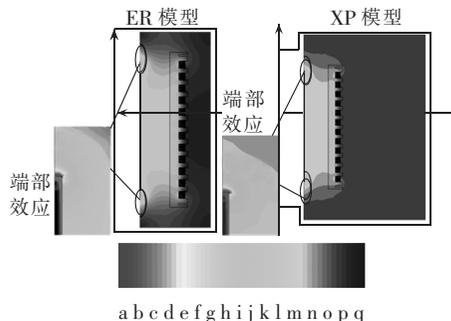


图 10 窗口磁场分布

Fig.10 Magnetic field distribution in core window

图中,颜色的变化表征磁场强度的变化,a 至 q 代表的磁场强度分别为: 1.2000×10^4 A/m、 1.2000×10^4 A/m、 1.1020×10^4 A/m、 1.0286×10^4 A/m、 9.5510×10^3 A/m、 8.8164×10^3 A/m、 8.0817×10^3 A/m、 7.3470×10^3 A/m、 6.6123×10^3 A/m、 5.8776×10^3 A/m、 5.1429×10^3 A/m、 4.4082×10^3 A/m、 3.6736×10^3 A/m、 2.9389×10^3 A/m、 2.2042×10^3 A/m、 1.4695×10^3 A/m、 7.3480×10^2 A/m、 1.1701×10^1 A/m。

由仿真结果可见,漏感能量主要集中在初次级绕组之间,与理论分析相符。原边绕组为 300 mm × 0.2 mm 的铜箔,由于端部效应的影响,磁场强度在原边绕组的端部会发生畸变,副边绕组为 1.12 mm 漆包线,由于涡流效应的影响,电流在导体中并非均匀分布,且绕组高度小于磁芯窗口高度,磁场强度在绕组之间非一维解析算法所假设的线性分布。

ERXP 模型中变压器的漏磁通分布如图 11 所示。由于磁芯相对磁导率为有限值,磁芯中漏磁通的存在会产生一定的漏磁能量,一维解析算法忽略了这部分能量,这在一定程度上也增大了计算误差。二维仿真全面计算了引起漏感的总能量,包括了磁芯、磁芯窗口及磁芯周围仿真区域所有的漏磁能量,提高了计算准确度。

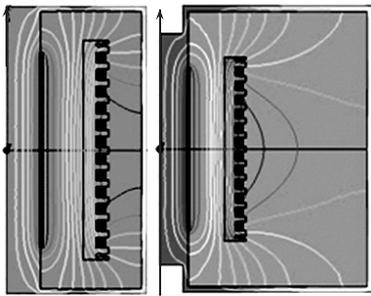


图 11 ERXP 模型漏磁通分布

Fig.11 Leakage flux distribution of ERXP model

由于高频涡流效应对磁场分布的影响,漏感随频率的增大有减小的趋势^[8],利用 ERXP 模型仿真了频率在 10~100 kHz 之间变化时,漏感随频率的变化曲线,如图 12 所示,与理论分析相符,可见在变压器设计时,有必要根据工作频率来计算漏感。

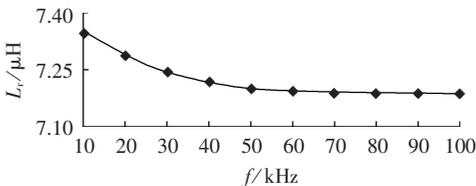


图 12 漏感随频率变化曲线

Fig.12 Leakage inductance vs. frequency

3 实验验证及结果对比

本文分析的变压器应用在具有容性输出滤波

的 DCM LCC 谐振变换器上,根据输出短路时的谐振电流波形可求得折算到变压器原边的漏感值,如图 13 所示。图中, $T = 2\pi \sqrt{L_l C_r}$ 。

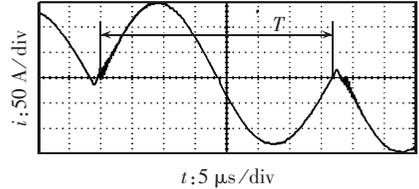


图 13 初级短路谐振电流波形

Fig.13 Waveform of resonant current of primary short circuit

根据式(14)得到折算到变压器原边的漏感值为 $7.6 \mu\text{H}$ 。图 13 中谐振电流频率为 27 kHz,此时根据 ERXP 模型仿真的变压器漏感为 $7.25 \mu\text{H}$,变压器漏感理论计算与实验测量结果对比如表 1 所示。

表 1 漏感计算结果对比

Tab.1 Comparison of leakage inductance results

计算方法	漏感值/ μH	误差/%
实测	7.60	0
一维解析	6.75	11.2
ERXP 模型仿真	7.25	4.6

由表 1 可见,以实测结果为基准计算误差,ERXP 仿真结果的误差仅为 4.6%,比一维解析算法具有更高的准确性。

4 结语

本文以高压大功率 LCC 谐振变换器为应用背景,利用二维有限元仿真软件,分析了一个原副边绕组同心柱绕制,磁芯中柱为矩形截面的 E 型变压器漏感计算问题。比较了几种不同的计算方法,结合实际变压器的结构和工作特点,对 ERXP 二维轴对称模型进行改造后加以应用,得到了与实测结果相比误差较小的漏感仿真值,证明了建模的正确性,在此基础上,进一步探讨了高频涡流效应对漏感的影响。在绕制变压器之前,利用 ERXP 二维模型仿真变压器的漏感值,将为变压器的设计、谐振变换器整体电路设计和控制方式的选择提供很好的指导。

参考文献:

[1] LIU Jun, SHENG Licheng, SHI Jianjiang, et al. Design of high voltage, high power and high frequency transformer in LCC resonant converter[C]// Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2009. Washington DC, USA: [s.n.], 2009: 1034-1038.

[2] DOWELL P L. Effects of eddy currents in transformer windings [J]. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 1966, 113(8): 1387-1394.

[3] 赵修科. 开关电源中磁性元器件[M]. 沈阳: 辽宁科学技术出版社, 2002.

- [4] PRIETO R, COBOS J A, UCEDA J, et al. Axisymmetric modeling of 3D magnetic components[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '99. Dallas, Texas: [s.n.], 1999: 213-219.
- [5] PRIETO R, COBOS J A, BATALLER V, et al. Study of toroidal transformers by means of 2D approaches[C]//IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC) '97. [S.l.]:IEEE, 1997: 621-626.
- [6] PRIETO R, COBOS J A, ALOU P, et al. Model of integrated magnetics by means of "double 2D" finite element analysis techniques [C]//IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC) '99. [S.l.]:IEEE, 1999:598-603.
- [7] HOKE A F, SULLIVAN C R. An improved two-dimensional numerical modeling method for E-core transformers[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. Seventeenth Annual IEEE. [S.l.]:IEEE, 2002:151-157.
- [8] HURLEY W G, WILCOX D J. Calculation of leakage inductance in transformer windings[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1994, 9(1):1280-1286.
- [9] LOPERA J M, PERNIA M, DIAZ J, et al. A complete transformer electric model including frequency and geometry effect[C]//Power Electronics Specialist Conference (PESC). [S.l.]:IEEE, 1992:1247-1252.
- [10] ASENSI R, COBOS J A, PRIETO R, et al. A full procedure to model high frequency transformer windings [C]//Power Electronics Specialist Conference(PESC). [S.l.]:IEEE, 1994:856-863.
- [11] ZAKRZEWSKI K, TOMCZUK B. Magnetic field analysis and leakage inductance calculation in current transformers by means of 3-D integral methods[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1996, 32(3):1637-1640.
- [12] CHENG E. Modeling of solenoidal transformer for the calculation of leakage inductance using eddy-current reaction field[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2005, 41(5):1996-1999.
- [13] KHERALUWALA M H, NOVOTNY D W, DIVAN D M. Design considerations for high power high frequency transformers[C]//Power Electronics Specialists Conference, 1990(PESC)'90. 21st Annual IEEE. [S.l.]:IEEE, 1990:734-742.
- [14] PETKOV R. Design issues of the high-power high-frequency transformers[C]//Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. [S.l.]:IEEE, 1995: 401-410.
- [15] KLADAS A G, PAPADOPOULOS M P, TEGOPOULOS J A. Leakage flux and force calculation on power transformer windings under short-circuit: 2D and 3D models based on the theory of images and the finite element method compared to measurements[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1994, 30:3487-3490.
- [16] van BOSSCHE D, VENCISLAV C V. Inductors and transformers for power electronics[M]. [S.l.]:CRC Press, Taylor & Francis Group, 2005.

作者简介:

王亚超(1987-),女,陕西延安人,硕士研究生,研究方向为高压大功率变压器电磁场有限元仿真分析以及优化设计(E-mail:wyc.claire@gmail.com);

刘军(1980-),男,河北唐山人,博士,研究方向为电力电子技术及其工业应用;

何湘宁(1961-),男,湖南长沙人,教授,博士研究生导师,博士,主要从事电力电子技术及其应用方面的研究和工程设计工作。

FEA-based calculation of leakage inductance for high-voltage high-power E-core transformer

WANG Yachao, LIU Jun, HE Xiangning

(National Laboratory of Power Electronics, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: A two-dimensional ERXP model is built for the gapless E-core transformer with rectangular interior column. Its ER model is built on the section perpendicular to the longest edge of magnetic core and its XP model on the section parallel to the longest edge. The rectangular section is then equivalent to a circular section with same area. The dimensions of ER or XR model are calculated while keep the magnetic resistance of its interior column equal to that of the actual transformer. The three dimensional magnetic field of actual transformer is equivalent to the weighted average of the simulated results of two models, based on which, the leakage inductance is figured out. Simulative results show that the energy of the leakage inductance is mainly concentrated between the primary and the secondary windings, consistent with the theoretical analysis. The leakage inductance calculated with the ERXP model is $7.25 \mu\text{H}$, 4.6% lower than the measured leakage inductance ($7.6 \mu\text{H}$), better than the one dimensional analysis.

Key words: electric transformers; two-dimensional finite element; models; LCC resonant converter; E-core; leakage inductance; eddy-effect