

一种分布式气隙磁集成结构及其漏感精确建模

刘开元, 沈湛*, 陈武, 徐志科, 王跃茵, 金龙

(东南大学电气工程学院, 江苏省南京市 210096)

A Distributed Air Gap Magnetic Integrated Structure and Accurate Modeling of Leakage Inductance

LIU Kaiyuan, SHEN Zhan*, CHEN Wu, XU Zhike, WANG Yueyin, JIN Long

(School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, Jiangsu Province, China)

ABSTRACT: In recent years, with the development of high frequency power electronic magnetic components, the dual active bridge (DAB) converter topology has found widespread application. It requires a transformer in series with a large inductor for power transfer function. Traditional discrete magnetic components for the transformer and series inductor have low power density. Existing integrated magnetic structures face issues such as the decrease in magnetizing inductance and high losses. To address these issues, this paper proposes a new integrated magnetic structure with distributed air gaps set in the central column of the magnetic core. An analytical model for the magnetizing inductance is established. Through a systematic comparison of discrete magnetic components, traditional integrated magnetic schemes, and the proposed structure, it is verified that the proposed structure has lower losses and compact size by manufacturing prototypes. Additionally, to accurately calculate the leakage inductance of this structure and achieve precise control of leakage inductance in the optimization design process, this paper introduces a leakage inductance modeling method based on the double two-dimensional method. First, a double two-dimensional calculation model consisting of the front view and left view is established for the proposed structure. To consider the effect of three-dimensional flux diffusion in the air gap, an air gap correction factor is introduced to improve the accuracy of the dual two-dimensional calculation. Subsequently, a systematic sensitivity analysis of parameters affecting the leakage inductance is conducted. Related factors are normalized and subjected to parameter scanning. Then, a leakage inductance

calculation model is established using a BP neural network based on the ant colony algorithm. Finally, the accuracy of the leakage inductance model is verified through testing on three prototypes.

KEY WORDS: magnetic components; magnetic integration technology; distributed air gaps; precise modeling of leakage inductance; double 2D finite element model; machine learning

摘要: 近年来,随着高频电力电子磁元件不断发展,双有源桥变换器(dual active bridge, DAB)拓扑受到广泛应用。DAB传递功率需要变压器串联较大电感,传统分立磁件方案采用变压器及独立电感串联,功率密度低,而现有磁集成结构存在励磁电感下降、损耗高等问题。为此,文中研究一种磁芯中柱设置分布式气隙的磁集成结构,建立其励磁电感解析模型,对分立磁件方案、传统磁集成方案与所提结构进行系统比较,并制作样机证明所提结构具有低损耗、小体积等优点;此外,为准确计算该结构漏感并在优化设计中实现漏感精准控制,提出基于双二维法的漏感建模方法。首先,针对所提结构建立主视图和左视图的双二维计算模型,为考虑三维下气隙扩散磁通影响,提出气隙修正系数以改进双二维计算精度;其次,针对影响漏感因素进行系统的参数灵敏度分析,以此进行归一化处理及参数扫描;然后,采用基于蚁群算法的BP神经网络建立漏感计算模型;最后,通过3台样机测试,验证漏感模型的准确性。

关键词: 磁性元件;磁集成技术;分布式气隙;漏感精确建模;双二维有限元模型;机器学习

0 引言

近年来,随着磁性材料和电力电子变换器不断发展,大漏感高频变压器已经广泛应用于电流隔离、电压转换等场合的变换器中^[1]。例如,有源桥变换器(dual active bridge, DAB)、LLC谐振变换器都需要变压器串联电感实现功率传输和软开关特性^[2-3]。传统分立磁件方案体积较大,不利于功率密

基金项目:国家重点研发计划项目(2022YFE0196300, 2024YFB4206900);国家自然科学基金项目(52207191)。

National Key R&D Program of China (2022YFE0196300, 2024YFB4206900); Project Supported by National Natural Science Foundation of China (52207191).

度的进一步提升^[4]，而常规结构变压器样机漏感较小，不能提供串联电感相应感值。因此，有必要将高频变压器和电感器进行磁集成以减少整体体积、提高功率密度。

现有磁集成方案主要分为两大类：降低漏磁回路磁阻^[5-8]、重构磁芯或绕组^[9-11]。对于第1类方法，文献[5-6]在EE磁芯中插入高磁导率泄露层，并加入气隙控制漏感，由于在变压器的磁通加入气隙，导致励磁电感下降；文献[7]在绕组窗口主绝缘插入高磁导率泄露层增加漏感，这也使得绕组损耗增加；文献[8]提出将变压器原副边绕组分别绕制在矩形切割纳米晶磁芯的两侧边柱形成大漏感，漏磁场分布于整个磁芯窗口，漏磁截面积大、磁阻低，然而，正交穿过铁轭处的纳米晶磁芯叠片漏磁通会增加磁芯额外损耗。对于第2类方法，文献[9]将变压器和电感绕组分别设置在EI磁芯两侧实现磁集成，而为控制漏感及防止磁芯饱和，在主磁路引入额外气隙，导致励磁电感降低；文献[10]采用了边柱解耦集成方案和多磁芯集成方案，前者变压器绕组布置在EE磁芯中柱，在磁芯两侧加入电感绕组并与原边绕组串联，实现了电感器和变压器磁通的解耦，但变压器和电感产生的磁通叠加在EE磁芯的两侧，导致磁芯损耗增加，同时额外绕组使得绕组损耗增加；后者解决了磁密分布不均匀问题，降低了磁芯损耗，但额外的磁芯使得变压器体积增加，相较于边柱解耦集成方案功率密度下降58%；文献[11]提出一种正交解耦磁集成结构，实现了变压器和电感磁路的解耦且不存在磁通叠加的问题，但结构由四块磁芯组成，功率密度提升受限。

现有漏感磁集成结构存在如下问题：1) 在主磁通回路加入气隙的方案会引起励磁电感下降，同时也使励磁电感和漏感设计相互耦合，增加设计复杂度；2) 在主磁路或主绝缘处加入高磁导率的泄露层会导致损耗增加；3) 加入电感绕组的磁集成方案中，若不进行电感和变压器磁通解耦会使纳米晶磁芯损耗增大，若进行磁路解耦设计，则往往使得绕组使用及损耗增加、体积增大、功率密度下降。

为解决上述问题，文献[8]提及一种中柱大气隙集成结构，但未做具体分析。本文将对此结构合理性进行详细分析并加以改进，并进行漏感的精确建模。

中柱气隙集成结构采用UU型磁芯作为主磁通回路，原副边绕组分别绕在磁芯的两侧，从而获得大漏感；主磁芯采用铁氧体，避免纳米晶材料的漏

磁通与磁芯层正交产生额外磁芯损耗；在磁芯窗口内加入副磁芯进一步提升漏感，并通过在副磁芯上设置气隙实现漏感可控。同时，由于气隙不在主磁通回路，励磁电感受气隙影响小。此外，本文对气隙结构进行改进，采用分布式气隙结构以抑制扩散磁通，使绕组和磁芯的涡流损耗降低^[12]。

然而，这种绕组分别绕制在主磁芯两侧边柱、副磁芯具有分布气隙的新型结构带来了新的挑战：目前已有的解析方法无法完全应用于此结构，漏感提取困难，结构三维度很强，只能依靠二维或者三维有限元仿真。但是有限元仿真速度慢，需要消耗很多计算资源，难以进行基于模型的变压器优化设计及迭代^[13]。为此，本文将采用机器学习方法建立漏感计算的预测模型。文献[14-15]通过多项式回归算法建立一个经验公式用于变压器绕组损耗的计算，此算法超参数设置方式简单、模型训练速度快，但在处理非线性度强、高维数据集时模型容易发生拟合问题；文献[16]使用基于决策树的随机森林算法用于变压器绕组能量和总漏磁场能量的计算，证明此算法在处理高维和大数据集时表现良好，但模型超参数设置复杂且对数据集划分精度要求较高，在获取数据集时需要花费大量时间；文献[17]应用BP神经网络算法对电力电子变压器的非线性振动进行学习 and 预测，表明BP神经网络算法具有强大的学习推理能力和非线性建模能力，且模型适用于大规模数据集，可以在较短时间内进行训练和预测，然而，BP神经网络的训练过程依赖初始参数选择，容易陷入局部最优解^[18]。由于用于建立漏感预测模型的数据集具有大规模、高维度等特点，数据集划分精度有限，BP神经网络算法更适合用于预测模型的建立。此外，为防止陷入局部最优，引入全局优化算法用于优化BP神经网络的训练^[19]。蚁群算法^[20](ant colony optimization, ACO)是一种基于分布式的优化算法，可以更好的处理大规模问题，且在寻找全局最优解时具有较强的鲁棒性，将其与BP神经网络算法结合形成ACO-BP神经网络算法可以防止BP神经网络容易陷入局部最优，提高预测精度。因此，本文将采用ACO-BP神经网络算法建立漏感模型。

建立漏感预测模型时，需要大量数据作为训练支撑。三维有限元仿真结果精度高，但速度难以接受，因此需采用二维有限元仿真，但二维仿真结果误差较大，受文献[21]启发，本文建立一种双二维

有限元仿真，将三维模型划分为平行与垂直于磁芯两部分，在这两个方向上分别建立二维有限元模型，在此基础上改进^[21]中的假想磁路法和等效磁阻法以进一步优化模型，在保证模型精度的同时提高仿真速度。

本文首先介绍两种经典磁集成结构，研究中柱分布式气隙磁集成结构，并推导其电感矩阵和励磁电感，通过制作样机对比说明所提结构的优越性；进行双二维有限元模型的建立；分析影响变压器漏感值的各种因素；应用 ACO-BP 算法对有限元计算提取的数据集进行回归分析，得到漏感预测模型；最后，通过 3 台样机的实验结果验证预测模型的准确性。

1 中柱分布式气隙磁集成结构

目前磁集成方案主要可以分为降低漏磁回路磁阻和变换磁芯或绕组结构两大类。本节首先介绍两种典型的磁集成结构，分别对应于两类磁集成方案。随后，研究一种新型中柱气隙集成结构，通过对励磁回路的磁路分析及电感矩阵求解，建立励磁电感解析模型，证明该结构不会引起励磁电感下降。最后，通过制作样机对比分立方案、传统磁集成方案和中柱气隙磁集成方案绕组损耗、磁芯损耗、变压器体积等指标，证明本文所提结构具有低损耗、小体积的优势。

1.1 降低漏磁回路磁阻实现磁集成

文献[8]提出的大漏感集成结构如图 1(a)所示，原副边绕组分别绕在磁芯的两侧，由安培环路定律，整个磁芯窗口内以及窗口外空间的磁场强度较

大，漏磁场广泛分布于这些区域^[22]，漏磁回路截面积增大，磁阻降低，漏感增大。然而，这一结构使得漏磁杂散于空气之中，引起额外的磁芯杂散损耗，漏磁通正交穿过铁轭处的纳米晶磁芯叠片，使得磁芯涡流损耗增加。

1.2 变换磁芯绕组结构进行磁集成

文献[23]提出一种边柱解耦集成结构，变压器原副边绕组绕制在 EE 型磁芯中柱，电感绕组绕制在两侧边柱，如图 1(b)所示。气隙 d_g 设置于 EE 磁芯之间，用于控制漏感大小和防止磁芯饱和，并通过在两侧边柱设置相同匝数的电感绕组实现电感绕组和变压器绕组的磁路解耦。然而，插入主磁通的气隙会导致励磁电感下降，同时使得励磁电感和漏感的设计相互耦合，增加设计复杂度。此外，高频变压器绕组和电感绕组产生的磁通在 EE 磁芯的边柱叠加，导致磁芯损耗增加。

1.3 中柱气隙集成结构

为克服上述磁集成结构的缺点，本文研究中柱气隙集成结构，如图 1(c)、(d)所示。因铁氧体高频领域具有良好性质^[24]且不会因正交漏磁引起额外涡流损耗，主磁芯采用铁氧体材料，在主磁芯窗口内加入铁氧体副磁芯进一步提升漏感，并在副磁芯上设置气隙控制漏感。本节首先分析考虑气隙扩散磁通的中柱气隙集成结构磁阻模型，随后给出中柱气隙集成结构的电感矩阵，最后得到气隙长度 d_g 与励磁电感 L_m 的关系。

中柱气隙集成结构的磁路模型如图 2(a)所示。变压器窗口磁阻 R_w 较大，其影响可忽略不计。主磁芯相关磁阻 R_{c1} 和 R_{c2} 、副磁芯相关磁阻 R_{cc} 和 R_g 表达式如下：

$$\begin{cases} R_{c1} = \frac{l_1}{\mu_0 \mu_{r1} w_1 h_c} \\ R_{c2} = \frac{l_2}{\mu_0 \mu_{r1} w_2 h_c} \\ R_{cc} = \frac{l_3}{\mu_0 \mu_{r2} w_3 h_c} \\ R_g = \frac{d_g}{\mu_0 (w_3 + k_g d_g) (h_c + k_g d_g)} \end{cases} \quad (1)$$

式中： μ_{r1} 、 μ_{r2} 分别为主磁芯和副磁芯的相对磁导率； d_g 为气隙长度； k_g 为与 d_g 相关的气隙系数，在本节取 $k_g=1$ 。考虑到气隙的边缘效应，气隙磁阻的截面积应在图 2(b)所示的区域 1 面积的基础之上，额外考虑区域 2、3、4 的面积^[6]。

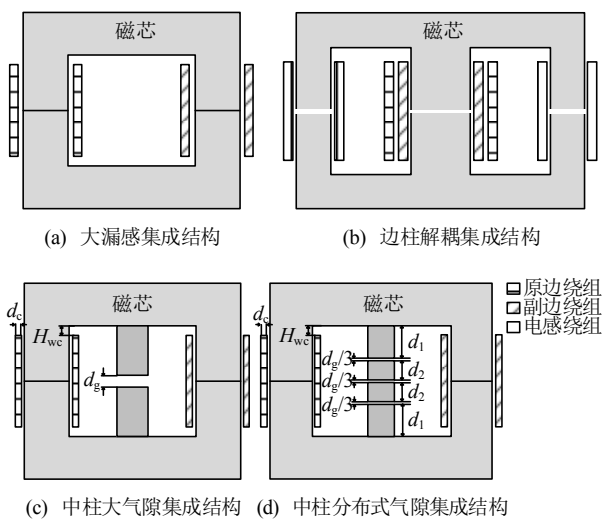


图 1 几种磁集成结构

Fig. 1 Several magnetic integrated structures

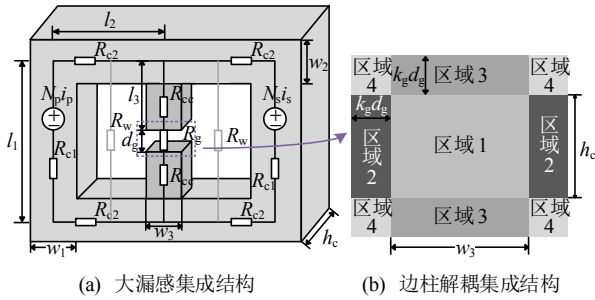


图2 中柱气隙集成结构的磁路模型

Fig. 2 Magnetic circuit model of a mid-column air gap integrated structure

为方便分析, 定义 $R_1=R_3=R_{c1}+2R_{c2}$, $R_2=R_g+2R_{cc}$, R_1 、 R_3 分别为主磁芯左右部分的等效总磁阻, R_2 为副磁芯的等效总磁阻。中柱气隙集成结构的简化等效磁路如图 3(a)所示, 其中: Φ_1 、 Φ_3 分别为位于主磁芯左右磁柱的主磁通; Φ_2 为位于副磁芯的漏磁通。变压器的原副匝数分别为 N_p 、 N_s , 原副边电流分别为 i_p 、 i_s 。简化等效磁路模型如图 3(a)所示。

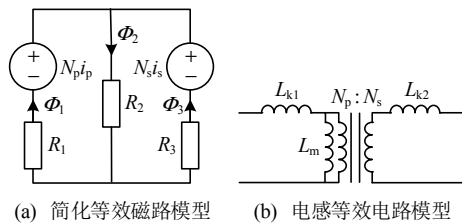


图3 中柱气隙集成结构等效磁路和电路模型

Fig. 3 Equivalent magnetic circuit and circuit model of the mid-column air gap integrated structure

简化磁路各支路磁通表达式为

$$\begin{cases} \Phi_1 = \frac{N_p i_p}{R_1 + R_2 // R_3} - \frac{N_s i_s}{R_3 + R_1 // R_2} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ \Phi_2 = \frac{N_p i_p}{R_1 + R_2 // R_3} \frac{R_3}{R_2 + R_3} + \frac{N_s i_s}{R_3 + R_1 // R_2} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \\ \Phi_3 = \frac{N_s i_s}{R_3 + R_1 // R_2} - \frac{N_p i_p}{R_1 + R_2 // R_3} \frac{R_2}{R_2 + R_3} \end{cases} \quad (2)$$

由法拉第电磁感应定律可得:

$$\begin{cases} V_p = N_p \frac{d\Phi_1}{dt} \\ V_s = -N_s \frac{d\Phi_3}{dt} \end{cases} \quad (3)$$

电感矩阵如下:

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_p & -M_{ps} \\ -M_{ps} & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_p}{dt} \\ \frac{di_s}{dt} \end{bmatrix} \quad (4)$$

联立式可求得变压器的自感和互感为

$$\begin{cases} L_p = \frac{N_p^2 (R_2 + R_3)}{\Delta} \\ L_s = \frac{N_s^2 (R_1 + R_2)}{\Delta} \\ M_{ps} = \frac{N_p N_s R_2}{\Delta} \end{cases} \quad (5)$$

式中 $\Delta=R_1 R_2+R_1 R_3+R_2 R_3$ 。对于图 3 所示的等效电路, 变压器归算至原边的励磁电感为

$$L_m = k L_p = \frac{M_{ps}}{\sqrt{L_p L_s}} L_p \quad (6)$$

式中 k 为耦合系数。由于边柱没有气隙, 磁阻 R_1 和 R_3 很小且保持不变, 因此励磁电感主要受中柱磁阻 R_2 影响。图 4 为中柱气隙长度 d_g 变化时, 当前励磁电感与未加中柱前变压器励磁电感的比值。

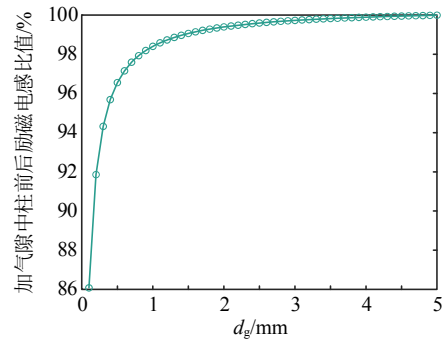


图4 加入气隙中柱前后励磁电感比值

Fig. 4 The ratio of excitation inductance before and after adding the column with air gap

当气隙长度 d_g 很小时, 励磁电感 L_m 会有较大的下降, 这是因为此时 R_2 很小, 导致耦合系数 k 过小。然而, 此时漏感值很大, 与实际设计需求不符, 需要增加 d_g 以控制漏感。在本结构中, 为获取所需漏感, 气隙长度 d_g 设置范围为 0.5~5 mm, 当 $d_g=0.5$ mm 时, 励磁电感仅下降 3%, 而 $d_g=2$ mm 时, 励磁电感下降在 1%以内, 基本可忽略不计。至此, 证明了在实际应用中, 中柱气隙集成结构不会引起励磁电感显著下降。

由于中柱大气隙会产生较大扩散磁通, 涡流损耗增加。因此, 对中柱大气隙方案进行改进, 采用分布式气隙代替大气隙, 从而极大地削弱扩散磁通, 减少绕组和磁芯的涡流损耗^[25]。分布式气隙的相关参数设置将在 2、3 节具体展开。

1.4 不同磁集成方案损耗、体积对比

为验证中柱气隙集成结构的优越性, 本节制作

如图 5 所示的分立磁件方案和漏感集成方案样机进行比较。分立磁件方案样机变压器部分采用 UU120/140/30 铁氧体磁芯(PC95)，原副边绕组均 18 匝，左右边柱各 9 匝，电感磁芯采用 E85/44/32 铁氧体磁芯(PC95)，电感绕组 8 匝绕制于中柱，于 EE 磁芯中间垫制 1.1 mm 气隙；大漏感集成结构采用 AM-142×97×40 切割纳米晶磁芯，原副边绕组均 10 匝，分开绕制在左右边柱；边柱解耦结构方案样机采用 E110/56/36 铁氧体磁芯(PC95)，变压器原副边绕组分别绕制 22 匝于 EE 磁芯中柱，电感绕组左右边柱各绕制 6 匝，于 EE 磁芯中间垫制 1.8 mm 气隙；中柱气隙集成结构样机主磁芯均采用 UU126/119/20 铁氧体(N87)，副磁芯均采用 PC95 型号铁氧体，原副边绕组均为 10 匝，分别绕制在左右边柱上，中柱大气隙方案加入气隙 4 mm，中柱分布式气隙采用 3 段气隙，每段气隙 1 mm。将目标漏感电感设置为 45 μH，在 100 kHz 频率下使用 IM3536 LCR 表对样机进行测试，得到各方案样机的感量。通过 ANSYS 进行损耗测试，原边绕组和电感绕组均施加 15 A 电流激励，考虑励磁电流副边绕组施加 14.9 A 电流激励，统一采用线径 2.25 mm 铜导线。各方案电感量、损耗和样机体积见表 1。表中： L_k 、 L_s 、 L_m 分别指变压器漏感、电感器串联感量和变压器励磁电感； $W_{绕组}$ 、 $W_{磁芯}$ 指绕组及磁芯损耗。

相比于分立磁件，所有磁集成结构体积均有所减小，功率密度提高。大漏感集成结构由于正交漏

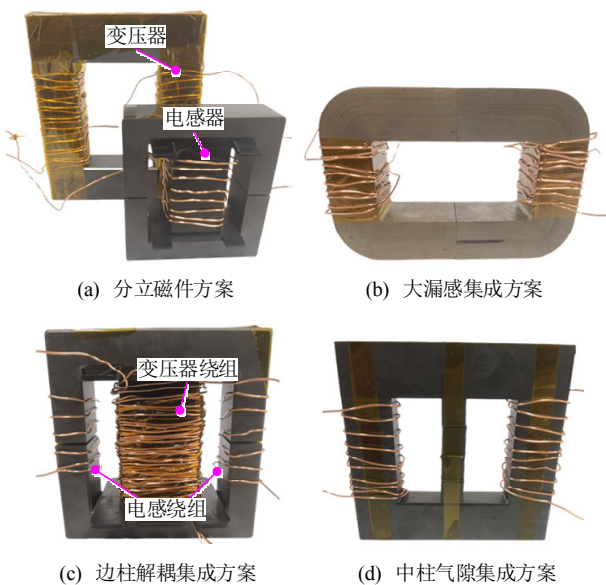


图 5 分立方案和各种磁集成方案样机

Fig. 5 Discrete scheme prototype and various magnetic integration scheme prototypes

表 1 各方案下电感、体积和损耗对比
Table 1 Comparison of inductance, volume, and loss under each scheme

方案	$L_k/\mu\text{H}$	$L_s/\mu\text{H}$	$L_m/\mu\text{H}$	体积/L	$W_{绕组}/\text{W}$	$W_{磁芯}/\text{W}$
分立磁件方案	3.29	43.190	311.34	0.542	3.560	6.43
大漏感集成	45.89	—	389.54	0.389	2.630	10.52
边柱解耦集成	5.59	41.072	277.44	0.331	4.390	8.30
中柱大气隙集成	45.80	—	381.76	0.227	2.352	5.29
中柱分布式气隙集成	45.28	—	383.05	0.227	2.313	4.34

磁通导致较大的磁芯损耗，边柱解耦集成结构由于边柱磁通的叠加，也会产生较大的磁芯损耗。此外，相比于中柱气隙集成结构，其他集成结构和分立磁件结构所需绕组更多，产生更大的绕组损耗。对于中柱大气隙集成结构，绕组绕制在两侧边柱，距离中柱气隙较远，因此受气隙扩散磁通影响较小，具有较小的绕组损耗，但磁芯受影响较大，磁芯涡流损耗较大，在使用分布式气隙后，气隙扩散磁通得到有效抑制，磁芯损耗相较于大气隙结构下降 21.9%。

以上分析说明中柱分布式气隙集成结构具有如下优点：1) 由于没有在主磁路引入气隙，集成结构不会带来励磁电感的显著下降；2) 相同条件下中柱分布式集成结构相比于其他结构具有更小的绕组损耗、磁芯损耗和体积。此外，通过调节中柱气隙的尺寸和绕组相关参数可实现漏感的精确控制，具体方法将在下文介绍。

2 双二维有限元模型

为建立漏感精确计算的预测模型，需使用有限元模型计算提供数据集。三维有限元模型计算准确但需要消耗大量时间和计算资源，传统的单二维有限元模型虽然计算速度快，但结果有很大偏差。为在计算精度和效率之间取得良好平衡，本文提出一种双二维有限元模型。

2.1 主磁芯模型建立

在建立具有副磁芯的变压器模型之前，需要保证最基本的主磁芯的模型的准确性。首先使用一对 U 型磁芯建立一个矩形磁芯三维模型，磁芯使用 N87 铁氧体材料，具体尺寸参数见表 2，各个参数的含义如图 6 所示。

表 2 变压器尺寸参数

Table 2 Transformer size parameters

参数	A	B	C	D	E	F
长度/mm	126	59.5	20	28	70	31.5

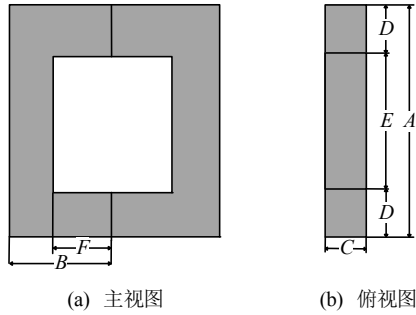


图6 变压器尺寸参数

Fig. 6 Dimensional parameters of the transformer

2.1.1 平行二维有限元模型建立

图7(a)所示的平行方向二维有限元模型(以下简称//模型)漏感为5.81 μH,远小于三维模型,这是由于没有考虑垂直方向上的漏磁场。

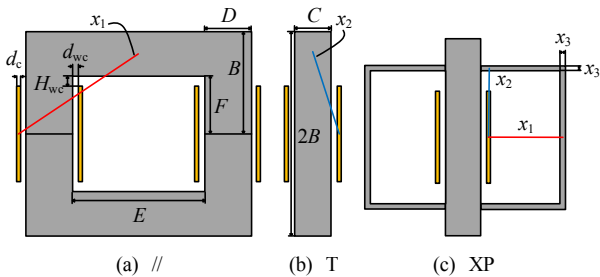


图7 拓展磁路的尺寸参数

Fig. 7 Size parameters of the extended magnetic circuit

2.1.2 垂直二维有限元模型建立

建立图7(b)所示的垂直方向二维有限元模型(以下简称T模型)。由于变压器原副边绕组分别绕在不同的磁柱上,T只能包含原边或副边其中一个绕组,此时T的仿真结果是一边磁柱的电感。当原副匝数相同时,其模型只有一个绕组,因此无法完全考虑到磁芯窗口内的漏磁场,需要引入一条拓展磁路以更加贴切三维磁场在这一横截方向的分布情况,形成如图7(c)所示的XP模型。为绘制拓展磁路,首先应确定它与绕组的距离 x_1 、 x_2 。由于 x_1 、 x_2 需考虑绕组厚度、磁芯尺寸对漏磁场的影响,因此,在图7(a)、(b)中,定义 x_1 为位于磁芯窗口外的绕组中点到磁芯上下铁轭中点的距离, x_2 为磁芯窗口外的绕组中点到边柱上侧的距离,表达式如式(7)所示:

$$\begin{cases} x_1 = \sqrt{[\frac{1}{2}(B+F)]^2 + (\frac{1}{2}d_c + d_{wc} + D + \frac{1}{2}E)^2} \\ x_2 = \sqrt{[\frac{1}{2}(B+F)]^2 + (\frac{1}{2}d_c + d_{wc} + \frac{1}{2}C)^2} \end{cases} \quad (7)$$

式中: d_c 为绕组直径; d_{wc} 为绕组到磁芯的距离;

其余参数为磁芯尺寸参数。

在确定绕组距拓展磁路的距离 x_1 、 x_2 后,采用磁阻等效法确定拓展磁路的厚度 x_3 。图8(a)为拓展磁路的磁阻模型,图8(b)为无副磁芯时三维模型的磁阻模型,拓展磁路总磁阻 R_{xp} 为

$$\begin{cases} R_{xp} = R_{xp原边} + R_{xp副边} = \frac{1}{2}(R_{c1} + R_{T1} \parallel R_{T1}) \\ R_{T1} = \frac{2(x_1 + x_2 + d_{wc} + 0.5d_c)}{\mu_0 \mu_{r1} D x_3} \end{cases} \quad (8)$$

式中 R_{c1} 表达式见式(1)。

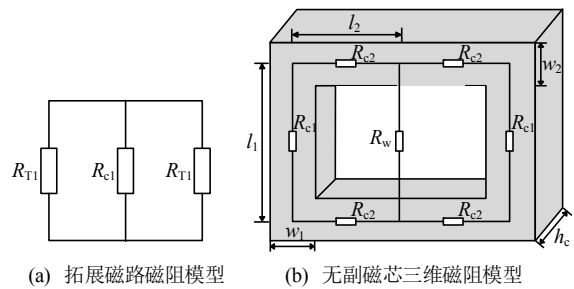


图8 拓展磁路和无副磁芯三维模型的磁阻模型

Fig. 8 Magnetic reluctance model of XP and 3D model without sub-core

无副磁芯时三维模型总磁阻 $R_{total,0}$ 计算式为

$$R_{total,0} = R_w + \frac{1}{2}(R_{c1} + 2R_{c2}) \quad (9)$$

式中 R_w 为变压器窗口磁阻。在具有副磁芯的模型中因中柱磁阻较小, R_w 可忽略不计,但在无副磁芯的模型中, R_w 不可忽略。图9为窗口磁通的有效磁路长度和有效磁通截面积示意图。

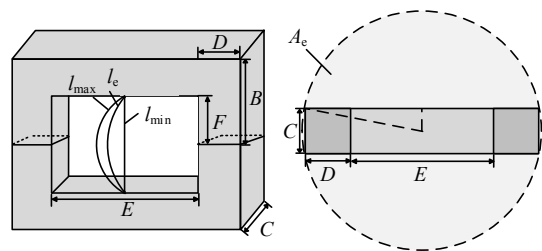


图9 窗口磁通有效磁路长度和有效磁通截面积示意图

Fig. 9 The effective magnetic circuit length and effective cross-sectional area of the window flux

有效磁路长度 l_e 和有效磁通截面积 A_e 可按照下式计算^[26]:

$$\begin{cases} l_e = \frac{l_{max} + l_{min}}{2} \\ l_{max} = \pi F \\ l_{min} = 2F \end{cases} \quad (10)$$

$$A_c = \pi[(D + \frac{1}{2}E)^2 + (\frac{C}{2})^2] \quad (11)$$

因此 R_w 可由式(12)计算:

$$R_w = \frac{l_c}{\mu_0 A_c} \quad (12)$$

将式(12)代入式(9)可得无副磁芯时三维模型总磁阻 $R_{total,0}$, 令 $R_{xp} = R_{total,0}$, 解得无副磁芯时 $x_{3,0}$ 为

$$x_{3,0} = \frac{x_1 + x_2 + d_{wc} + 0.5d_c}{2\mu_0\mu_{r1}D(R_w + R_{c2})} \quad (13)$$

取 $d_{wc} = 1.45 \text{ mm}$ 、 $\mu_{r1} = 2200$ 、 $d_c = 0.5 \sim 3 \text{ mm}$, 并代入表 2 中的磁芯尺寸, 可得 $x_{3,0}$ 平均取值为 0.107 mm 。此时 XP 模型可提供 $12.41 \mu\text{H}$ 漏感, 从而双二维模型总漏感为 $30.61 \mu\text{H}$, 相较于三维模型 $31.28 \mu\text{H}$ 误差为 2.2% , 可确保无磁芯情况双二维有限元模型的准确。

2.2 含副磁芯且气隙位于顶部模型修正

在主磁芯原副绕组之间的窗口区域加入副磁芯, 并将单个气隙设置在副磁芯柱的顶部, 如图 10 所示, 副磁芯的长 $A_1 = 14.1 \text{ mm}$, 宽 $B_1 = 20 \text{ mm}$, 高 $C_1 = 2F$ (与主磁芯窗口高度相同)。使用在 2.1 节建立的三维模型和双二维模型, 气隙长度 d_g 分别设置为 0.5 、 1.5 、 2 、 3 、 4 、 5 mm , 其余参数不变时漏感的仿真结果见表 3。表中相对误差是指双二维模型相对于三维模型的误差(下同)。在设置副磁芯和气隙之后, 双二维模型相较于三维模型出现了 $6.85\% \sim 12.41\%$ 的误差。这是由于气隙扩散磁通的存在, 导致气隙磁阻截面积变大, 如图 2(b)所示, 忽略这一效应会导致漏感的低估。在 2.1 节建立的双二维模型中, //模型具有气隙结构, 进行有限元计算时可以考虑到图 2(b)区域 1、2 的截面积, 而 XP 模型没有气隙结构, 因此区域 3 部分的面积会被低估, 此外, 区域 4 面积代表气隙的三维效应, 通过双二维模型无法体现, 因此区域 3 和 4 低估的面积共同导致漏感整体的低估。为此, 基于文献[21]提出一种改进的磁阻等效法: 首先在原尺寸下考虑气隙的三维效应得到变压器三维模型的总磁阻, 随后忽略区域 4 的面积即忽略气隙三维效应, 通过将主磁芯的顶部、底部和边柱的宽度调整为 t 补偿双二维模型低估的漏感, 得到双二维模型的总磁阻, 令两者相等即可解得 t 。模型总磁阻计算公式如下:

$$R_{total} = (2R_{cc} + R_g) + \frac{1}{2}(R_{c1} + 2R_{c2}) \quad (14)$$

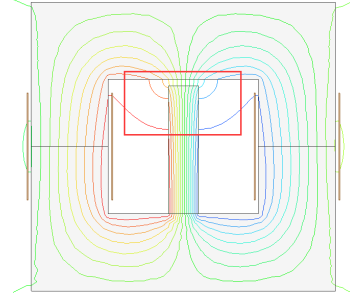


图 10 //模型气隙结构及其扩散磁通

Fig. 10 The air gap structure of the a-model and its diffuse flux

表 3 单气隙位于磁芯顶部修正前漏感

Table 3 Single air gap located at the top of the magnetic core before correction for leakage inductance

d_g/mm	漏感/ μH				相对误差/%
	//	XP	双二维	三维	
0.5	68.18	12.41	93.00	99.84	6.85
1.5	32.40	12.41	57.22	64.08	10.70
2.0	27.26	12.41	52.08	58.80	11.42
3.0	21.78	12.41	46.60	53.10	12.24
4.0	18.78	12.41	43.60	49.78	12.41
5.0	16.84	12.41	41.66	47.54	12.37

式中 R_{c1} 、 R_{c2} 、 R_{cc} 和 R_g 表达式见式(1)。对于变压器的三维模型, 将原始尺寸代入即可求总磁阻。对于双二维模型, 需将主磁芯相关参数调整为 t , 且气隙磁阻 R_g 调整为

$$R_g = \frac{d_g}{\mu_0[(w_3 + k_g d_g)(h_c + k_g d_g) - 4k_g^2 d_g^2]} \quad (15)$$

当 $d_g = 0.6 \text{ mm}$, $k_g = 1.2$ 时, $t = 36.058 \text{ mm}$ 。然而, 对于不同磁芯尺寸、气隙长度下解得的 t 均有所不同, 为方便进行双二维有限元计算和参数扫描, 应通过调整气隙系数 k_g 使得 $t = 36.058 \text{ mm}$ 。气隙参数 k_g 与归一化后的气隙长度 d_g/B 函数关系分段拟合如下:

$$k_g = \begin{cases} 30.129e^{-537.58 \frac{d_g}{B}} + 2.857e^{-101.01 \frac{d_g}{B}}, & \frac{d_g}{B} \leq \frac{1}{59.5} \\ 1.964e^{-107.123 \frac{d_g}{B}} + 0.268e^{-21.367 \frac{d_g}{B}}, & \frac{d_g}{B} > \frac{1}{59.5} \end{cases} \quad (16)$$

应用式(16)可得到修正后的漏感见表 4, 误差为 $1.160\% \sim 2.344\%$ 。此外, 式(16)可用于其他磁芯尺寸下 t 的求解, 并保持 t 基本不变, 如对于 5 节的样机 2, 可求得 $t = 31 \text{ mm}$, 修正后最大误差由 11% 降到 3% 。

比较表 3、4 可知, 考虑了气隙三维效应后, //

表4 单气隙位于磁芯顶部修正后漏感

Table 4 Single air gap located at the top of the magnetic core after correction for leakage inductance

d_g/mm	漏感/ μH				相对 误差/%
	//	XP	双二维	三维	
0.5	68.74	14.971	98.682	99.84	1.160
1.5	32.64	14.971	62.582	64.08	2.338
2.0	27.48	14.971	57.422	58.80	2.344
3.0	21.98	14.971	51.922	53.10	2.218
4.0	18.96	14.971	48.902	49.78	1.764
5.0	17.04	14.971	46.982	47.54	1.174

模型的漏感几乎不变,而XP模型的漏感增加,这印证了//模型可以反映气隙的扩散磁通而XP模型无法体现这一说法。修正后,双二维模型有着很高的精度,确立为基准模型,用于气隙位于副磁芯中间和多个气隙情况的修正。

2.3 气隙位于副磁芯中部和多气隙的修正模型

当气隙由副磁芯顶部(底部)向中间移动、单个气隙分割成多个小气隙时,气隙的扩散磁通都会减少^[25],使得图2(b)中区域面积减少,气隙磁阻增大、漏感减小,最终导致基准模型不再准确。因此,在基准模型的基础上,本节利用磁阻等效法得到了单气隙位于副磁芯中部的修正模型1和多气隙修正模型2。

2.3.1 气隙位于副磁芯中部修正至模型1

文献[27]针对图11所示两种气隙类型分别给出了考虑扩散磁通的单位长度磁阻解析公式:

$$R_{\text{type},1} = 1 / \left\{ \mu_0 \left[\frac{w_c}{d_g} + \frac{2}{\pi} \left(1 + \ln \frac{\pi h}{2d_g} \right) \right] \right\} \quad (17)$$

$$R_{\text{type},2} = 1 / \left\{ \mu_0 \left[\frac{w_c}{d_g} + \frac{4}{\pi} \left(1 + \ln \frac{\pi h}{4d_g} \right) \right] \right\} \quad (18)$$

式中: d_g 为气隙长度; w_c 为磁芯水平方向长度; h 为磁芯垂直方向长度。

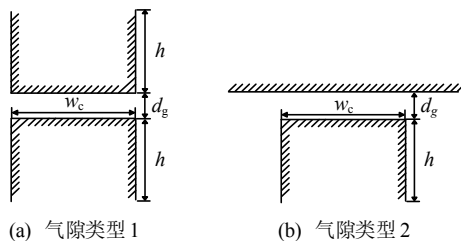


图11 不同气隙类型

Fig. 11 Different types of air gaps

为得到气隙从顶部到中部磁阻的变化程度,将两种气隙类型磁阻的比值定义为

$$k_{R1} = \frac{R_{\text{type},1}}{R_{\text{type},2}} \quad (19)$$

虽然文献[27]提出的气隙磁阻解析公式不能直接用以求取拓展磁路的参数,但用其得到的 k_{R1} 可作为将式(15)气隙位于顶部情况的磁阻修正至气隙位于中部情况的依据,修正后的气隙磁阻为

$$R_{g1} = k_{R1} R_g \quad (20)$$

将式(18)代入式(13)可得模型总磁阻:

$$R_{\text{total},1} = (2R_{cc} + R_{g1}) + \frac{1}{2}(R_{c1} + 2R_{c2}) \quad (21)$$

利用磁阻等效法,令式(8)与(19)相等,即:

$$R_{\text{xp},1} = R_{\text{total},1} \quad (22)$$

可得气隙位于副磁芯中部对应的 $x_{3,1}$ 为

$$x_{3,1} = \frac{x_1 + x_2 + d_{wc} + 0.5d_c}{2\mu_0\mu_{r1}D(R_{g1} + 2R_{cc} + R_{c2})} \quad (23)$$

取不同气隙长度 d_g ,代入数据后解得 $x_{3,1}$ 平均取值为 $104.7\mu\text{m}$,此时XP模型可提供漏感 $14.77\mu\text{H}$,将此参数取值下的模型定义为模型1。

对比气隙长度为 $0.5\sim 5\text{mm}$ 时三维有限元和修正前双二维模型的漏感,相对误差为 $1.096\%\sim 3.150\%$,而将基准模型修正至模型1后,相对误差为 $0.172\%\sim 1.444\%$ 。

在实际应用中,由于设计需要,气隙位置不仅限于副磁芯顶部和中间,即气隙距离柱边距离 d_1 变化范围约为 $0\sim F$,其中 $F=31.5\text{mm}$,此时要求模型1具有适应不同 d_1 的能力。由3.1.1节可知,在 $d_1 > 10\text{mm}$ 后, d_1 增加扩散磁通减小变缓,因此,模型1的 $d_1 \approx 31.5\text{mm}$ 可以很好的适用于 $10\text{mm} < d_1 < 31.5\text{mm}$,并不会产生难以接受的误差;对于 $d_1 < 10\text{mm}$ 的情况,由于此时扩散磁通较大,会产生较大的涡流损耗,实际应用通常不考虑此种情况,因此,在实际应用中,模型1有着较好的适应性。

2.3.2 多气隙情况时修正至模型2

多气隙情况可由气隙类型1组成,假设分每段的气隙长度和磁芯长度均匀分布,则单位长度磁阻公式为

$$R_{\text{type},3} = n / \left\{ \mu_0 \left[\frac{w_c}{d'_g} + \frac{2}{\pi} \left(1 + \ln \frac{\pi h'}{2d'_g} \right) \right] \right\} \quad (24)$$

式中: n 为气隙个数; d'_g 为分布式气隙每段气隙的长度; h' 为垂直方向每段磁芯长度。 d'_g 和 h' 具体计

算公式如下：

$$\begin{cases} d'_g = \frac{d_g}{n} \\ h' = \frac{2F - d_g}{n+1} \end{cases} \quad (25)$$

为得到从单气隙顶部到多气隙的磁阻变化程度，两种气隙类型磁阻的比值定义为

$$k_{R2} = \frac{R_{\text{type},3}}{R_{\text{type},2}} \quad (26)$$

同理，利用磁阻等效法可解得多气隙情况下对应的拓展磁路厚度 $x_{3,2}$ 。取 $n=2, 3, 4, 5$ ， $d_g=2 \text{ mm}$ ，解得 $x_{3,2}$ 平均取值为 0.087 mm ，此时 XP 可提供漏感 $13.375 \mu\text{H}$ ，将此参数取值下的模型定义为模型 2。

对于 $n=2, 3, 4, 5$ 、气隙总长度 $d_g=2 \text{ mm}$ ，其余条件均相同情况下，修正前双二维模型相较于三维模型平均高估漏感 $3.222 \mu\text{H}$ ，相对误差为 $6.947\% \sim 7.839\%$ 。修正至模型 2 后，相对误差为 $0.117\% \sim 0.391\%$ ，模型精度有很大的提高。

为验证模型 2 的适应性，对气隙个数 $n=2, 3, 4, 5$ 、气隙总长度 $d_g=0.5, 1.5, 2, 3, 4, 5 \text{ mm}$ 进行参数扫描，共计 24 种情况。对比模型 2 和三维模型的仿真结果，可得相对误差为 $0.012\% \sim 0.561\%$ ，证实了模型 2 的适应性。

3 影响漏感的因素分析

影响漏感的因素分析将从以下两个部分进行：绕组因素、气隙结构因素。如图 1(d)所示： d_c 为绕组的厚度； H_{wc} 为绕组距离主磁芯上下磁柱的距离； d_1 为气隙距离顶端(底端)的距离； d_2 为气隙间磁柱长度(仅多气隙情况考虑)； d_g 为气隙总长度； n 为气隙个数。在 2 节中，模型 1、2 绕组参数取默认值 $d_c=2 \text{ mm}$ ， $H_{wc}=6 \text{ mm}$ ，在本节这些参数都会发生改变，因此需要进一步验证在不同的参数下模型 1 和 2 的适应性。

3.1 绕组因素

3.1.1 绕组的厚度 d_c

对于模型 1，参数取值为 $d_c=0.5, 1 \sim 25 \text{ mm}$ (步长为 2 mm)、 $H_{wc}=5.5 \text{ mm}$ 、 $d_g=2 \text{ mm}$ 、 $d_1=30.5 \text{ mm}$ 、 $n=1$ ；模型 2 参数取值为 $d_c=0.5, 1 \sim 25 \text{ mm}$ (步长为 2 mm)、 $H_{wc}=6.5 \text{ mm}$ 、 $d_g=3 \text{ mm}$ 、 $d_1=15 \text{ mm}$ 、 $d_2=30 \text{ mm}$ 、 $n=2$ 。双二维有限元模型 1、2 和三维有限元模型的漏感仿真结果如图 12 所示。随着 d_c 增加，

漏感会逐渐降低，单气隙情况下模型 1 相对于三维模型的相对误差为 $0.327\% \sim 1.566\%$ ，多气隙情况下模型 2 的相对误差为 $0.824\% \sim 1.405\%$ ，误差较小，无需做额外的修正。

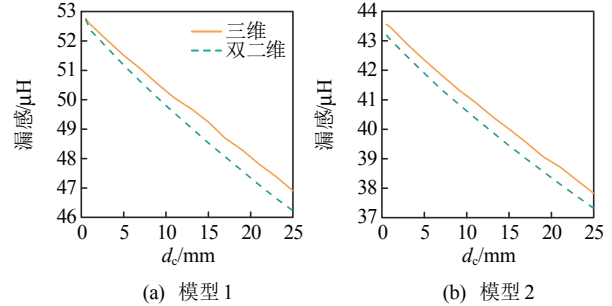


图 12 漏感与 d_c 的关系曲线

Fig. 12 Relationship between leakage inductance and d_c

3.1.2 绕组距离主磁芯上下磁柱的距离 H_{wc}

在 $H_{wc}=1 \sim 10 \text{ mm}$ (步长为 1 mm)、 $d_c=0.5 \text{ mm}$ ，其余条件均不变的条件下，进行双二维与三维模型的仿真。根据仿真结果，随着 H_{wc} 的增加，漏感有所增加，这是因为 H_{wc} 的增加会导致边缘效应加剧，从而扩散磁通变大，导致漏感增加。单气隙情况下模型 1 相对于三维模型的相对误差为 $0.179\% \sim 0.911\%$ ，多气隙情况下模型 2 的相对误差为 $0.114\% \sim 1.471\%$ 。 H_{wc} 越大，边缘效应越严重，相对误差越大，但由于边缘效应会导致变压器效率降低，因此 H_{wc} 在满足绝缘设计要求的情况下要尽可能减小，在此范围内，模型 1、2 误差小，有着很好的精度。

3.2 气隙结构因素

3.2.1 气隙距离顶端(底端)的距离 d_1

模型 1 参数取值如下： $d_1=0.1 \sim 28 \text{ mm}$ 、 $d_c=0.5 \text{ mm}$ 、 $H_{wc}=5.5 \text{ mm}$ 、 $d_g=2 \text{ mm}$ 、 $n=1$ ；模型 2 参数取值为 $d_1=0.1 \sim 25 \text{ mm}$ 、 $d_c=0.5 \text{ mm}$ 、 $H_{wc}=6.5 \text{ mm}$ 、 $d_g=3 \text{ mm}$ 、 $d_2=(63-2d_1-d_g) \text{ mm}$ 、 $n=2$ 。双二维有限元模型 1、2 和三维有限元模型的漏感仿真结果如图 13 所示。对于模型 1，随着 d_1 的增加，漏感降低，且 $d_1 > 10 \text{ mm}$ 后扩散磁通减小变缓，故 10 mm 后漏感减小有减缓趋势；在 $d_1 > 10 \text{ mm}$ 时(2 节已指出模型 1 的适用范围)，模型相对于三维模型的误差为 $0.339\% \sim 1.375\%$ 。对于模型 2，随着 d_1 增加，漏感先减后增，其原因是随着 d_1 的增加 d_2 逐渐减小，而由 3.2.2 节可知， d_2 减小至一定程度时，继续减小会导致扩散迅速磁通增加，从而使得漏感增大。在 $d_1=0.1 \sim 18 \text{ mm}$ 时，模型 2 相对于

三维模型的误差为 0.127%~1.232%； $d_1=18\sim 28$ mm 时，误差为 1.232%~3.245%，误差增大的原因是由于 XP 模型无法反映 d_2 减小带来的影响。

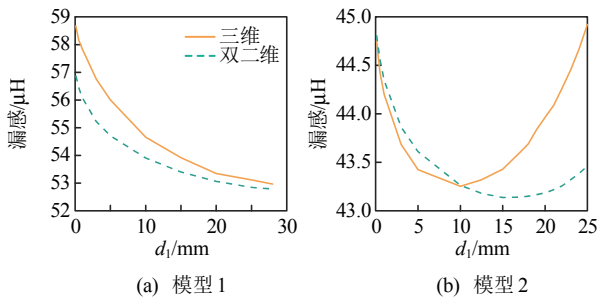


图 13 漏感与 d_1 的关系曲线

Fig. 13 Relationship between leakage inductance and d_1

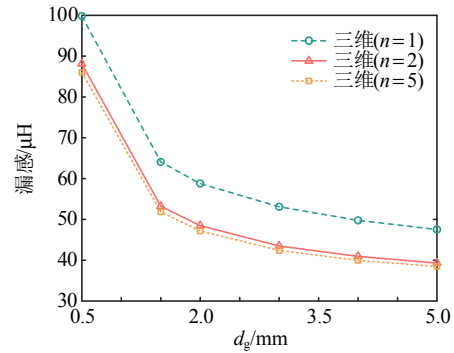
3.2.2 气隙间磁柱长度 d_2

单气隙时无需考虑此参数。文献[25]研究表明在多气隙情况下， d_2 过小会使得涡流损耗急剧增加，在一定范围内增大 d_2 可以降低损耗；当 d_2 大于一定值时，再增加 d_2 对减少损耗的意义不大，还会导致 d_1 过小使得损耗增加；此外，气隙个数 n 越多， d_2 可取值的范围就越小。因此，可通过选择合适的 d_1 、 n 来确定 d_2 。结合文献[25]的经验和本文变压器的尺寸，当 $d_1=10\sim 18$ mm， $n=2\sim 5$ 时，可使损耗较小。由于 d_2 依赖于 d_1 和 n 的选取，不是独立的因素，因此不再单独进行漏感有限元分析。

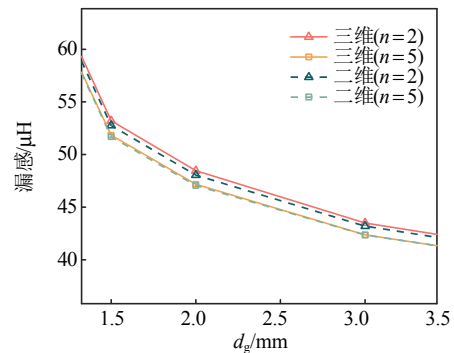
3.2.3 气隙长度 d_g 和气隙个数 n

在其他条件均不变的情形下，得到气隙个数 $n=1, 2, 5$ 时，气隙长度 d_g 变化时的三维有限元漏感仿真曲线，如图 14(a)所示，漏感随气隙长度 d_g 增大而减小，且 d_g 增大至一定程度时，继续增加对漏感的影响变小；相同气隙长度 d_g 下，气隙个数 n 越多，漏感越小，多气隙相比于单气隙漏感有比较大的变化，而多气隙情况下继续增加气隙个数漏感的变化很小。上述现象原因是气隙长度 d_g 增大，会导致磁阻增大，因此漏感会减小；气隙个数增加，会削弱边缘效应，如图 15 所示，从而扩散磁通减小，同样使得漏感减小。 $n=1$ 时，双二维模型 1 相对于三维模型的误差见表 4，为 1.160%~2.344%； $n=2, 5$ 时，双二维模型 2 和三维模型漏感如图 14(b)所示， $n=2$ 的误差为 0.391%~0.853%， $n=5$ 的误差为 0.012%~0.299%。可见，随着 n 的增加，误差逐渐减小，在 $n=5$ 时，误差已经很小，这是因为气隙个数越多，对扩散磁通的削弱作用越明显，因此由扩散磁通带来的误差就越小。当然，气隙个数不宜过

多，否则会导致 d_1 、 d_2 的设计不符合要求，且样机制作成本和复杂度会有所提升，综合考虑， n 最大取 5。



(a) 三维模型仿真($n=1, 2, 5$)



(b) 二维、三维模型仿真对比($n=2, 5$)

图 14 不同气隙个数下漏感曲线

Fig. 14 Leakage inductance curves with different number of air gaps

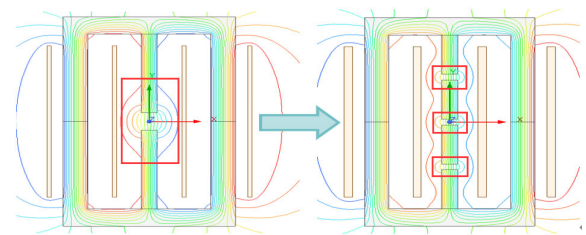


图 15 气隙个数增加导致扩散磁通减小

Fig. 15 The diffusion flux decreases due to an increase in the number of air gaps

4 基于蚁群算法的 BP 神经网络预测模型

4.1 数据集提取和无量纲化

为提供建立预测模型所需数据集，本节利用双二维有限元参数扫描进行数据集提取。通过改变变压器模型的多个参数，分析结果数据，以深入了解其在不同条件下的行为。在进行参数扫描之前，需要确定有限元模型中的变量和范围，相关参数见图 1(d)，根据 2、3 节的分析， $n=1$ 和 $n>1$ 使用的是两种不同的双二维有限元模型，因此，在进行回

归分析时，也应该分别建立两个相应的预测模型，有限元模型变量及其范围见表 5、6。

表 5 扫描变量与范围(气隙个数 $n=1$)

Table 5 Sweeping variables and ranges (number of airgaps $n=1$)

变量	范围	步长	数量
d_c	0.5, 1~25 mm	2 mm	14
H_{wc}	1~10 mm	1 mm	10
d_1	10~18 mm	2 mm	5
d_g	1~6 mm	1 mm	6
n	1	—	1

表 6 扫描变量与范围(气隙个数 $n=2, 3, 4, 5$)

Table 6 Sweeping variables and ranges (number of airgaps $n=2, 3, 4, 5$)

变量	范围	步长	数量
d_c	0.5, 1~25 mm	2 mm	14
H_{wc}	1~10 mm	1 mm	10
d_1	10~18 mm	2 mm	5
d_g	1~6 mm	1 mm	6
n	2~5	1	4

$n=1$ 需要扫描 4 200 种情况， $n=2, 3, 4, 5$ 需要扫描 16 800 种情况，共计 21 000 种。尽管有 20 000 多种不同的配置，但这些组合仍难以涵盖优化设计的所有参数的组合，因此，为拓展变量的适用范围，需要进行无量纲化处理。

无量纲变量 X_1 描述的是绕组的厚度 d_c 相对于变压器窗口高度的几何变化，可以写作：

$$X_1 = \frac{2d_c}{E - B_1} \quad (27)$$

变量 X_2 、 X_3 、 X_4 、 X_5 定义如下：

$$\begin{cases} X_2 = \frac{H_{wc}}{F} \\ X_3 = \frac{d_1}{F} \end{cases} \quad (28)$$

$$\begin{cases} X_4 = \frac{d_g}{F} \\ X_5 = n \end{cases} \quad (29)$$

为将双二维有限元仿真提取的离散数据集拓展至连续情形，在 4.2 节中将使用 ACO-BP 神经网络建立漏感的预测模型。

4.2 基于蚁群算法的 BP 神经网络预测模型

4.2.1 BP 神经网络

图 16 为构成神经网络的基本神经元，将输入自变量 x 乘以权重 w ，再加上偏置 b ，得到中间量 z ，

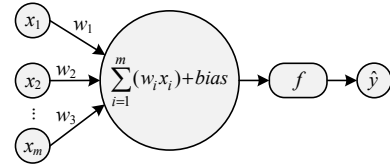


图 16 基本神经元结构

Fig. 16 Basic neuronal structure

然后通过 Relu、Sigmoid 或 tanh 等非线性激活函数 f 得到输出 y 。由于 Relu 函数兼顾速度和精度，因此本文选用 Relu 作为激活函数。

BP 神经网络包含输入层、隐藏层和输出层，如图 17 所示，输入层、输出层节点个数分别 5 个和 1 个，与数据集的自变量和标签个数相对应，隐藏层层数设置为 1，隐藏层节点个数采用经验式(30)确定^[28]，其中： n_1 、 n_2 和 n_3 分别为输入层、输出层、隐藏层节点数； c 取 1~10，因此隐藏层节点数的范围为 3~12，选取均方误差最小的节点数作为最佳节点数，经测试，单气隙数据集最佳节点数为 6，多气隙数据集最佳节点数为 10。

$$n_3 = \sqrt{n_1 + n_2} + c \quad (30)$$

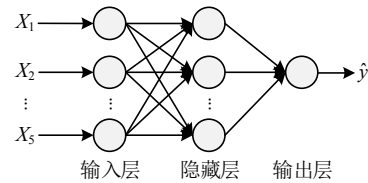


图 17 BP 神经网络结构

Fig. 17 Structure of BP neural network

BP 神经网络核心步骤包含信号正向传播和误差反向传播两部分。正向传播使用当前网络权值和偏置得到预测输出 \hat{y} ，反向传播利用误差修正网络的权值和偏置，从而使得预测输出 \hat{y} 更接近真实值 y 。选取式(31)所示的均方误差函数作为神经网络的损失函数， N 表示训练数据的个数。参数调整规则如式(32)和(33)所示：

$$L_{oss} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N (y_i - \hat{y}_i)^2 \quad (31)$$

$$w = w - \alpha \frac{\partial L_{oss}}{\partial w} \quad (32)$$

$$b = b - \alpha \frac{\partial L_{oss}}{\partial b} \quad (33)$$

式中 α 为学习率，设置为 0.01。

4.2.2 蚁群算法

蚁群算法(ACO)由于具有较好的鲁棒性和易于与其他算法相结合等优点，最早用于解决旅行商问

题。假设有 m 只蚂蚁, z 座城市, 从城市 i 到城市 j 的距离为 $d_{ij}(i, j=1, 2, \dots, z)$, ACO 的数学实现过程如下:

1) 初始化 ACO 参数。包括蚂蚁数量 m 、自变量个数 z (城市个数)、最大迭代次数、权值和偏置取值范围、转移概率 P_0 、信息素挥发系数 ρ 和信息释放总量 Q 等。

2) 假设随机设置蚂蚁的位置, 并按式(34)计算的转移概率随机选择位置。

$$P_{ij}^k(t) = \begin{cases} \frac{(\tau_{ij}(t))^\alpha (\eta_{ij}(t))^\beta}{\sum_{s \in a_k} (\tau_{is}(t))^\alpha (\eta_{is}(t))^\beta}, & j \in a_k \\ 0, & j \notin a_k \end{cases} \quad (34)$$

式中: $P_{ij}^k(t)$ 为蚂蚁 k 从城市 i 转移到城市 j 的概率; τ_{ij} 为 (i, j) 处的信息素; $\eta_{ij}(t) = 1/d_{ij}$, 表示蚂蚁 k 从城市 i 转移到城市 j 的期望程度; a_k 为蚂蚁 k 未访问的城市集合; α 为信息素因子; β 为启发函数因子。

3) 更新信息素含量。

$$\begin{cases} \tau_{ij}(t+1) = (1-\rho)\tau_{ij}(t) + \rho\Delta\tau_{ij}^k \\ \Delta\tau_{ij} = \sum_{k=1}^z \Delta\tau_{ij}^k \end{cases} \quad (35)$$

式中: $\Delta\tau_{ij}^k = Q/d_{ij}$, 表示第 k 只蚂蚁在城市 i 和城市 j 路径上释放的信息素浓度; $\Delta\tau_{ij}$ 为所有蚂蚁在城市 i 和城市 j 路径上释放的信息素浓度之和。

4) 迭代计算。重复步骤 2)、3), 迭代到最大次数, 输出最优值。

4.2.3 ACO-BP 神经网络

为进一步提升 BP 神经网络的泛化性能, 本文使用 ACO 对神经网络的权值和偏置进行寻优。表 7、8 分别为 ACO-BP 神经网络中 ACO 和 BP 算法的初始化参数。在 Matlab 中构建 ACO-BP 神经网络模型来进行漏感模型预测, 特征和标签见表 9, 实现过程如图 18 所示。

首先, 进行数据预处理, 划分数据集, 80% 为训练集, 20% 为测试集, 随后进行数据的归一化。随后, 确定 BP 神经网络的结构, 并初始化网络的

表 7 ACO 参数

Table 7 ACO parameters

参数	数值	参数	数值
蚂蚁数量	10	信息素释放总量	1
信息素挥发系数	0.9	进化代数	50
转移概率常数	0.2	—	—

表 8 BP 算法参数

Table 8 BP parameters

参数	数值	参数	数值
目标误差	10^{-6}	最大训练次数	1000
学习率	0.01	激活函数	Relu
动量因子	0.9	—	—

表 9 数据集特征和标签

Table 9 Features and labels of the dataset

分类	特征	标签
气隙个数 $n=1$	X_1, X_2, X_3, X_4, X_5	L_k
气隙个数 $n=2, 3, 4, 5$	X_1, X_2, X_3, X_4, X_5	L_k

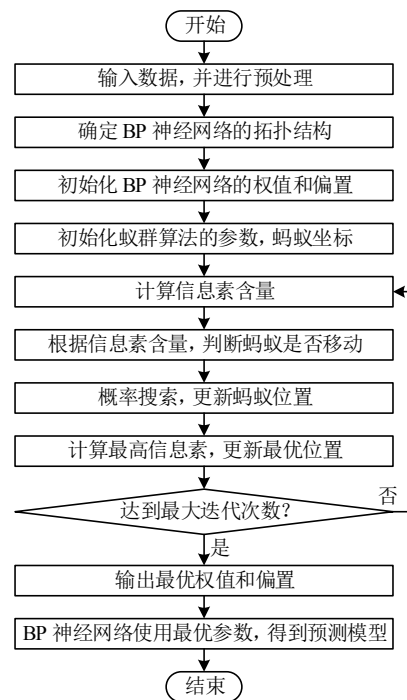


图 18 ACO-BP 神经网络实现过程

Fig. 18 ACO-BP neural network implementation

权值和偏置。再次, 初始化蚁群算法参数, 并把 BP 神经网络训练时的均方差作为蚁群算法的信息素, 通过进化迭代寻求最优的权值和偏置。最后, 使用最优参数训练 BP 神经网络, 并得到预测模型。

为验证模型的性能, 表 10 展示了变压器尺寸参数 $d_g = 1 \sim 6 \text{ mm}$, $d_c = 0.5 \text{ mm}$, $H_{wc} = 3.5$, $d_1 = 13.5$, 气隙个数 $n=3$ 时, 分别使用多项式、BP 神经网络和 ACO-BO 神经网络的相关统计指标和无符号偏差。其中, 统计指标是训练集与测试集的平均绝对误差(mean absolute error, MAE)、均方误差(mean-square error, MSE)、均方根误差(root mean squared error, RMSE)、 R^2 误差, 无符号偏差是双二维有限元模型和预测模型的平均无符号偏差(记为 D_{avg})和最大无符号偏差(记为 D_{max})。

表 10 3 种算法的预测结果性能对比

Table 10 Comparison of the prediction results of the three algorithms

算法	RMSE	MAE	MSE	R^2	D_{avg}	D_{max}
多项式	0.1120	0.0916	0.01250	0.9981	0.4596	1.4539
BPNN	0.0279	0.0261	0.00077	0.9998	0.1748	0.9940
ACO-BP	0.0150	0.0134	0.00023	0.9999	0.0976	0.5278

$$D_{avg} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \frac{|L_k^{2D}(n) - L_k^{predict}(n)|}{L_k^{2D}(n)} \times 100\% \quad (36)$$

$$D_{max} = \max \frac{|L_k^{2D}(n) - L_k^{predict}(n)|}{L_k^{2D}(n)} \times 100\% \quad (37)$$

对比结果表明，本研究采用的 ACO-BP 神经网络预测模型相较于多项式模型、BP 神经网络具有更好的准确性和可靠性。

5 样机测试

为验证预测模型的准确性，制作了 3 种不同的变压器样机，如图 19 所示，样机主磁芯尺寸如表 11 所示，副磁芯长 A_1 、宽 B_1 均相同，分别为 14.1 和 20 mm，高 C_1 由各自主磁芯的窗口高度 $2F$ 决定。

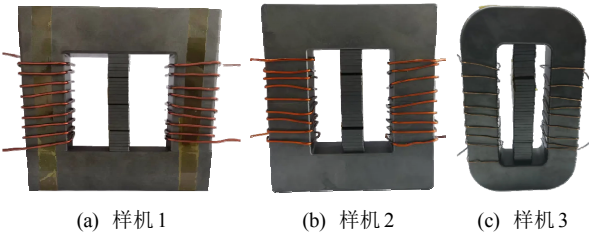


图 19 3 种样机

Fig. 19 Three prototypes

表 11 3 个样机主磁芯参数

Table 11 Three prototype main core parameters 单位: mm

参数	样机 1	样机 2	样机 3
A	126.0	101.6	80.0
B	59.5	57.1	65.0
C	20.0	25.4	30.0
D	28.0	25.4	21.5
E	70.0	50.8	37.0
F	31.5	31.7	43.0

预测模型是基于样机 1 的尺寸建立的，因此如果想将预测模型应用于样机 2 和 3，需要考虑尺寸参数 E 、 F 、 C 、 D 、 $B-F$ ，引入尺寸修正系数。首先，单独考虑每种尺寸参数的变化对漏感的影响，得到每种尺寸参数的修正系数；随后同时考虑多种尺寸同时变化对漏感的影响，得到总修正系数。

以样机 1 的尺寸和漏感为基准，考虑将预测模

型应用至样机 2。气隙参数和绕组参数 $H_{wc}=2$ 、 $d_c=0.5$ 、 $d_1=13$ mm、 $d_g=2$ 、 $n=2$ ，改变单个尺寸参数以及同时改变所有尺寸参数时，相对于样机 1 的尺寸、漏感的变比见表 12。可以发现，将所有单个尺寸下的变比相乘后总漏感变比为 0.93623，同时改变所有尺寸时所得到的变比时 0.93947，两者基本一致，此规律在改变气隙参数和绕组参数后依旧成立，即样机尺寸确定后，可以按照由样机 1 到此样机尺寸下的总漏感变比来修正漏感，无需单独分析每个尺寸参数导致的漏感变比。将总漏感变比定义为尺寸修正系数。

表 12 由样机 1 到样机 2 时尺寸、漏感的变比

Table 12 The ratio of size and leakage inductance from prototype 1 to prototype 2

尺寸参数	尺寸变比	漏感变比	总漏感变比
E	0.726	0.935687	0.93623
F	1.00635	0.998739	0.93623
C	1.27	1.039512	0.93623
D	0.907143	0.982346	0.93623
$B-F$	0.907143	0.981084	0.93623
全部变化	—	—	0.93947

然而，当样机尺寸确定后，尺寸修正系数并未完全固定，它还会受到气隙参数和绕组参数的影响。表 13 为其他条件不变，单独改变某个绕组参数或气隙参数，尺寸修正系数的变化情况。相较于 n 和 d_g ， H_{wc} 、 d_c 、 d_1 的变化对修正系数影响很小，所以只考虑 n 和 d_g 的影响，建立一个 n 和 d_g 关于修正系数的对应关系即可。值得注意的是，建立的对应关系适应于某个样机，如果样机(主磁芯)更换则需要重新建立对应关系，但由于维数不高，这一过程耗费的时间很少。

表 13 绕组参数和气隙参数对修正系数的影响

Table 13 Influence of winding parameters and air gap parameters on the correction coefficient

参数	范围	修正系数	变化量
d_c	0.5~5 mm	0.9194~0.9221	0.0027
H_{wc}	2~6 mm	0.9221~0.9237	0.0016
d_1	10~16 mm	0.9204~0.9238	0.0034
d_g	1~6 mm	0.9090~0.9521	0.0431
n	1~5	0.9458~0.9650	0.0192

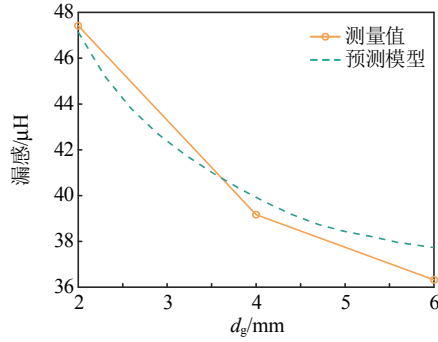
3 种样机的绕组参数和气隙参数的取值见表 14，图 20 为 3 种样机的漏感测量值和预测值。

使用平均误差和最大无符号偏差来评估预测模型的精度，结果见表 15。

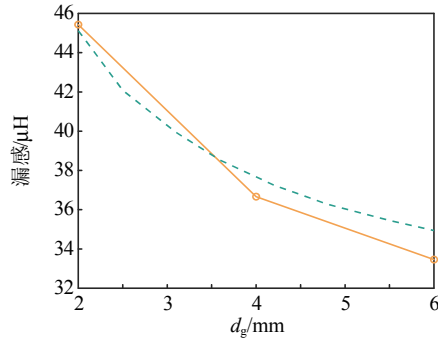
表 14 样机的绕组参数和气隙参数

Table 14 Winding parameters and air gap parameters of the prototype

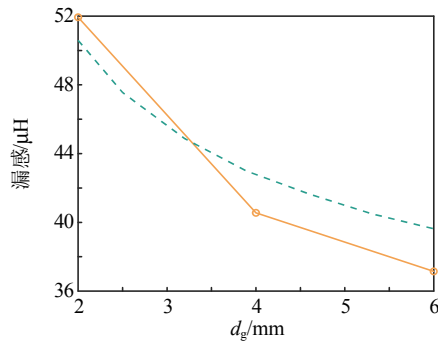
参数	样机 1	样机 2	样机 3
d_c/mm	1.5	1.2	0.5
H_{wc}/mm	6.5	5.5	6.5
d_l/mm	14	14	18
d_g/mm	2、4、6	2、4、6	2、4、6
n	3	2	1



(a) 样机 1



(b) 样机 2



(c) 样机 3

图 20 样机

Fig. 20 Prototype

$$D_{\text{avg}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \frac{|L_k(n) - L_k^{\text{meas}}(n)|}{L_k^{\text{meas}}(n)} \times 100\% \quad (38)$$

$$D_{\text{max}} = \max \frac{|L_k(n) - L_k^{\text{meas}}(n)|}{L_k^{\text{meas}}(n)} \times 100\% \quad (39)$$

表 15 预测模型的偏差计算

Table 15 Deviation calculations for predictive models 单位: %

参数	样机 1	样机 2	样机 3
D_{avg}	1.961	2.592	4.946
D_{max}	3.881	4.409	6.685

为方便调整副磁芯气隙的大小和个数,本研究的副磁柱使用多个磁芯薄片拼接而成,在薄片之间会存在极小的空隙,这些空隙会使得实际样机的气隙长度略大于有限元仿真模型的气隙,仿真时需要考虑此因素。此问题可以通过一体化副磁芯解决,但样机制作的复杂度和成本也会提高。

由图 20 和表 15 可知,尽管副磁柱会对漏感值的设计产生一定的误差,但这种情况下预测模型的偏差依旧不大,有着很好的准确性和可靠性,因此可用于高频变压器漏感的估计。

6 结论

本文提出了一种新型分布式气隙磁集成结构以及数据驱动型高频变压器漏感预估方法,主要结论如下:

1) 提出一种分布式气隙磁集成结构,实现漏感集成以及感值可调,具有励磁电感不下降、低损耗、小体积的优势。

2) 通过双二维有限元建模和机器学习算法建立漏感精确计算模型,具有同时兼顾快速性和准确性的优势。

参考文献

- [1] 李卓蓝, 张宇. 双有源桥串联谐振变换器的暂态过程与控制[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(8): 3189-3201. LI Zhuolan, ZHANG Yu. Transient process and control of dual-bridge series resonant converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(8): 3189-3201(in Chinese).
- [2] SHU Liangcai, CHEN Wu, SONG Zhanfei. Prediction method of DC bias in DC-DC dual-active-bridge converter[J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2019, 4(2): 152-162.
- [3] 郭凯旋, 付兴贺, 陈武. 一种适用于新能源中压直流汇集的宽范围输入中频 DC/DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(24): 9775-9785. GUO Kaixuan, FU Xinghe, CHEN Wu. A wide-input medium frequency DC/DC converter suitable for medium voltage DC collection system for renewable energy sources[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(24): 9775-9785(in Chinese).
- [4] CHOI H J, SEO B G, RYU M H, et al. Effective magnetic

- component design of three-phase dual-active-bridge converter for LVDC distribution system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(3): 1828-1840.
- [5] MEINHARDT M, DUFFY M, DONNELL T O, et al. New method for integration of resonant inductor and transformer-design, realisation, measurements[C]// Proceedings of the APEC '99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1999 Conference Proceedings. Dallas: IEEE, 1999: 1168-1174.
- [6] LI Mingxiao, OUYANG Ziwei, ANDERSEN M A E. High frequency LLC resonant converter with magnetic shunt integrated planar transformer[C]// Proceedings of the 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). San Antonio: IEEE, 2018: 2678-2685.
- [7] PAVLOVSKY M, DE HAAN S W H, FERREIRA J A. Winding losses in high-current, high-frequency transformer foil windings with leakage layer[C]// Proceedings of the 2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference. Jeju: IEEE, 2006: 1-7.
- [8] COUGO B, KOLAR J W. Integration of leakage inductance in tape wound core transformers for dual active bridge converters[C]// Proceedings of the 2012 7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS). Nuremberg: IEEE, 2012: 1-6.
- [9] WANG Shuhong, YUAN Dongsheng, WANG An, et al. Circuit-field coupling and magnetic-thermal coupling analysis of RRF converter designed with magnetic integration[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 55(5): 1-8.
- [10] WANG Jing, XU Zhifei, WANG Xin, et al. Design of integrated magnetic transformer for high frequency LLC converter[C]// Proceedings of the 2020 4th International Conference on HVDC (HVDC). Xi'an: IEEE, 2020: 986-991.
- [11] CAO Zhenkai, CHEN Wu, SHEN Zhan, et al. A low loss orthogonal decoupling magnetic integrated structure for dual active bridge converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(6): 7013-7027.
- [12] 房岩, 周洁敏, 周曼曼, 等. 高频电感气隙布置与绕组损耗的分析[J]. 电气自动化, 2013, 35(5): 61-63.
FANG Yan, ZHOU Jiemin, ZHOU Manman, et al. Air-gap arrangement & winding loss analysis for high-frequency inductors[J]. Electrical Automation, 2013, 35(5): 61-63(in Chinese).
- [13] 陈彬, 李琳, 刘海军, 等. 基于有限元法的高频变压器漏电感和绕组损耗计算与分析[J]. 电工电能新技术, 2018, 37(1): 8-14.
CHEN Bin, LI Lin, LIU Haijun, et al. Calculation and analysis of leakage inductance and winding loss of high-frequency transformer based on finite element method[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2018, 37(1): 8-14(in Chinese).
- [14] BAHMANI M A, THIRINGER T, ORTEGA H. An accurate pseudoempirical model of winding loss calculation in HF foil and round conductors in switchmode magnetics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8): 4231-4246.
- [15] GUO Xuan, CHENG Xu, XIAO Yunhao, et al. Semi-analytical and data-driven models of electric field strength considering the actual structure of medium frequency transformers[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2024, 60(3): 5038-5047.
- [16] CHEN Tianyuan, ZHAO Zhigang, SHEN Zhan, et al. A homogenized fem data-driven model for calculating leakage inductance of high-frequency transformer with litz-wire winding[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(2): 2067-2081.
- [17] GONG Shang, LIU Zicheng, JIANG Dong, et al. A BP neural network based optimization strategy to suppress the vibration of power electronic transformer under DAB[C]// Proceedings of the 2023 IEEE 6th International Electrical and Energy Conference (CIEEC). Hefei: IEEE, 2023: 3023-3028.
- [18] 徐益民, 杨余旺, 郭利强. 一种蚁群算法优化的 BP 神经网络技术研究[J]. 计算机与数字工程, 2022, 50(11): 2373-2376, 2460.
XU Yimin, YANG Yuwang, GUO Liqiang. Research on BP neural network technology of ant colony algorithm optimization[J]. Computer & Digital Engineering, 2022, 50(11): 2373-2376, 2460(in Chinese).
- [19] KARABOGA D, OZTURK C. Neural networks training by artificial bee colony algorithm on pattern classification [J]. Neural Network World, 2009, 19(3): 279-292.
- [20] K R, VINOTHKANNA A. Hybrid ant colony optimization model for image retrieval using scale-invariant feature transform local descriptor[J]. Computers & Electrical Engineering, 2019, 74: 281-291.
- [21] HOKE A F, SULLIVAN C R. An improved two-dimensional numerical modeling method for E-core transformers[C]// Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Dallas: IEEE, 2002: 151-157.
- [22] 曹桢愷. 电力电子变压器中大功率高频变压器设计与优化[D]. 南京: 东南大学, 2022.
CAO Zhenkai. Design and optimization of medium and high-power and high-frequency transformers for power electronic transformers[D]. Nanjing: Southeast

- University, 2022(in Chinese).
- [23] GAO Shengwei, ZHAO Ziyi. Magnetic integrated LLC resonant converter based on independent inductance winding[J]. IEEE Access, 2021, 9: 660-672.
- [24] VILLAR I . Multiphysical characterization of medium-frequency power electronic transformers [D]. Lausanne: École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2010.
- [25] 旷建军, 阮新波, 任小永. 气隙设计对电感绕组损耗的影响[J]. 电子元件与材料, 2007, 26(10): 60-63.
KUANG Jianjun, RUAN Xinbo, REN Xiaoyong . Influence of air-gap design on winding loss in high frequency inductors[J]. Electronic Components and Materials, 2007, 26(10): 60-63(in Chinese).
- [26] YANG Yugang, MA Jie, YE Jingyuan, et al. A new coupled inductors used in interleaving bidirectional DC/DC converter[C]//Proceedings of the 2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition. Shanghai: IEEE, 2014: 1014-1019.
- [27] BALAKRISHNAN A, JOINES W T, WILSON T G. Air-gap reluctance and inductance calculations for magnetic circuits using a Schwarz-Christoffel transformation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1997, 12(4): 654-663.
- [28] 王嵘冰, 徐红艳, 李波, 等. BP神经网络隐含层节点数确定方法研究[J]. 计算机技术与发展, 2018, 28(4): 31-35.
WANG Rongbing, XU Hongyan, LI Bo, et al. Research

on method of determining hidden layer nodes in BP neural network[J]. Computer Technology and Development, 2018, 28(4): 31-35(in Chinese).



刘开元

在线出版日期: 2024-11-04。

收稿日期: 2024-05-28。

作者简介:

刘开元(2001), 男, 硕士研究生, 研究方向为高频变压器磁性材料, kyliu@seu.edu.cn;

*通信作者: 沈湛(1991), 男, 副研究员, 博士生导师, 研究方向为电力电子及磁元件等, zhs@seu.edu.cn;

陈武(1981), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子功率变换、交直流配电网、新能源发电等, chenwu@seu.edu.cn;

徐志科(1978), 男, 副研究员, 硕士生导师, 研究方向为压电驱动、电力电子等, xuzhike@seu.edu.cn;

王跃茵(1996), 男, 博士研究生, 研究方向为中压直流变换器调控技术, wangyueyin1@163.com;

金龙(1965), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为微特电机的设计和控制、大功率电力电子技术等, jinlong@seu.edu.cn。

(责任编辑 吕鲜艳)