DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.6.23 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

基于有限元仿真的LLC谐振变换器集成式高频变压器优化设计

顾泽煜，谢小高(中国电源学会会员)
(杭州电子科技大学自动化学院，杭州 310018)

摘要：LLC谐振变换器集成式高频变压器的气隙通常放置在磁心的中心，且采用单气隙结构。采用有限元分析法，基于Ansys分别建立了不同气隙位置的三维非线性变压器模型，研究了气隙位置对损耗的影响。通过仿真模拟，得到不同气隙位置的损耗曲线，证明了气隙位置放置于二次绕组侧更有利于降低变压器损耗和提升变换器效率，为集成式高频变压器的优化设计提供了参考。在此基础上，提出了1种二次侧三气隙磁路结构的集成式高频变压器结构，可进一步降低变压器损耗。最后，在1台160 W的LLC调光型LED驱动器实验样机中进行了实验验证，证实了所提方法的正确性与可行性。

关键词：磁集成；气隙位置；分布式气隙；有限元分析

Optimal Design of Integrated High-frequency Transformer for LLC Resonant Converter Based on Finite Element Simulation

GU Zeyu, XIE Xiaogao, *Member*, *CPSS*
(School of Automation, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China)

Abstract: The air gap in an integrated high-frequency transformer of an LLC resonant converter is usually placed at the center of magnetic core, and a single air gap structure is adopted. The nonlinear three-dimensional transformer models with different air gap positions are established using a finite element analysis method based on the software Ansys, and the influence of air gap position on loss is studied. Through simulations, the curves of loss versus air gap positions are obtained, and it is proved that the loss of transformer can be reduced and the converter efficiency can be improved if the air gap is located in the region of secondary windings, providing a reference for the optimal design of the integrated high-frequency transformer. On this basis, an integrated high-frequency transformer structure with three air gap magnetic circuits on the secondary side is proposed, so as to further reduce the transformer loss. Finally, an experimental prototype of a 160 W LLC dimmable LED driver was built, and experimental results verified the correctness and feasibility of the proposed method.

Keywords: Magnetic integration; air gap position; distributed air gap; finite element analysis

近年来，因LLC谐振变换器具有高效率、高功率密度等优点，其在LED驱动器、服务器电源及小家电电源等中小功率领域获得了广泛的应用[1-4]，已成为众多学者研究的热点。文献[5]中提出，开关频率工作范围宽会导致磁性元件设计更为复杂。而LLC的电感通常在小功率应用时采用与变压器磁集成的方式以变压器的漏感代替[6-7]，以提高功率密度，降低变换器体积和成本。因此，无形之中增加了磁性元件的设计难度。

在磁集成高频变压器中，集肤效应和邻近效应会在绕组中造成额外的损耗。此外，气隙位置对变压器的损耗也有一定的影响。但是至今还没有计算气隙损耗的精确模型，因此有限元数值分析FEA(finite element analysis)是研究这一损耗的有效手段。通过基于有限元数值分析的软件Ansys进行数值仿真，定量地建立起绕组损耗与气隙位置的关

收稿日期：2023-03-09；**修回日期**：2023-07-24；**录用日期**：2023-08-21；**网络首发日期**：2023-11-28

系，可以对损耗特性有清晰的认识。

传统变压器设计通常采用单个气隙放置在磁路中，以支持高磁动势，并提供额外的能量存储。通过将绕组放置在远离气隙的位置，可以减少由边缘场引起的绕组额外损耗[7]。文献[7]中提出，一、二次侧绕组与气隙的最短距离需为气隙宽度的 3 倍。但在实际产品中，这样会大大降低变压器窗口的利用率，增大变压器的体积，增加成本。而且，没有线圈对气隙的包裹，会极大地增加电磁干扰和辐射[8-9]。为了解决这一问题，最近的研究表明，与单个气隙相比，适当设计分布式气隙可以得到更低的绕组损耗[10-12]。

1 常规变压器和磁集成变压器磁路的差异

常规变压器的磁路分布如图 1(a)所示。由于线圈均匀分布在中柱上，且将中柱完全铺满，因此磁路的长度基本可由该磁心的长度代替。磁集成变压器的磁路分布如图 1(b)所示。由于需要将谐振电感集成到变压器中，因此一、二次侧线圈需分开绕制，中间再由挡板隔开，以减小一、二次侧绕组的耦合系数，达到由漏感代替谐振电感的目的。因为一、二次侧线圈无法将中柱均匀地铺满，线圈产生的磁通的一部分从中柱扩散到空气中再回到边柱。所以，该绕制方法得到的变压器的磁路长度无法直接由磁心的长度来代替，即等效磁路长度小于磁心的长度。

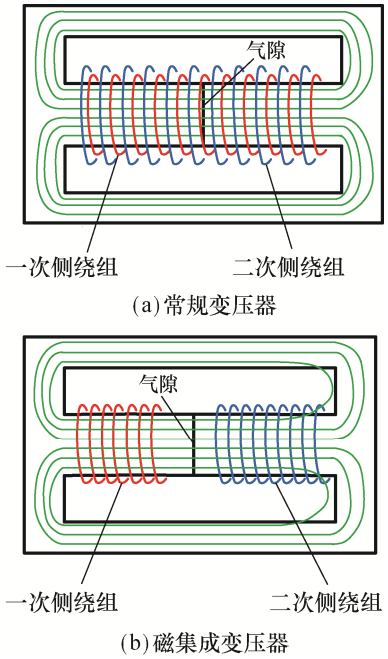


图 1 常规变压器和磁集成变压器的磁路分布

Fig. 1 Magnetic circuits of conventional and magnetically integrated transformers

变压器单边绕组电感值的计算公式为

$$L=\frac{\mu_0\mu_r n^2 A_e}{L_e+\mu_r L_l} \tag{1}$$

式中：μ_0 为空气磁导率；μ_r 为磁心相对于空气的磁导率；n 为匝数；A_e 为中心柱面积；L_e 为磁路的长度；L_l 为气隙的长度。

令 μ_e 为气隙和磁心的总磁导率，即有

$$\mu_e=\frac{\mu_r}{Z} \tag{2}$$

式中，Z 为加气隙后磁路长度 L_l+L_e 与加气隙前的磁路长度 L_e 的比值，$Z\geqslant 1$。当 Z=1 时，表示未加气隙。加入气隙后，磁路的长度 L_e 与磁感应强度 B 的关系为

$$B=\frac{\mu_e nI}{L_e}=\frac{(\mu_r/Z)nI}{L_e}=\frac{\mu_r nI}{L_e Z} \tag{3}$$

式中，I 为流过绕组的电流。由此可以得出，在绕组匝数、通过的电流大小及磁心相对于空气的磁导率均不变的情况下，磁路越短，磁感应强度 B 就越大，变压器就越容易饱和且损耗越大。对于磁集成变压器，气隙位于磁心中间并不是最优位置，气隙的放置应使磁感应强度 B 分布更均匀且使 B_{max} 更低。

2 高频磁集成变压器气隙位置优化分析

为了分析气隙位置的影响，在 Ansys 中建立磁集成变压器模型，如图 2 所示。该模型采用 EC39 磁心，材质为 PC95，一次侧匝数 N_p=48 匝，二次侧绕组双线并绕，每个绕组匝数 N_s=24 匝，气隙的

长度固定为 0.45 mm。在气隙的中点建立坐标系，横轴为 x 轴，纵轴为 y 轴，图 2 所示气隙中点的初始坐标为(0，0)。

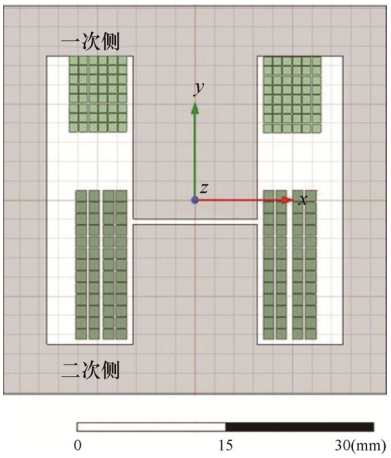


图 2　在 Ansys 中建立的磁集成变压器模型

Fig. 2 Magnetically integrated transformer model established in Ansys

只改变纵坐标 y 的值，使气隙在中柱上下移动。在一次侧输入幅值为 10 A、频率为 100 kHz 的正弦波电流，得到损耗的仿真结果如图 3 和图 4 所示。

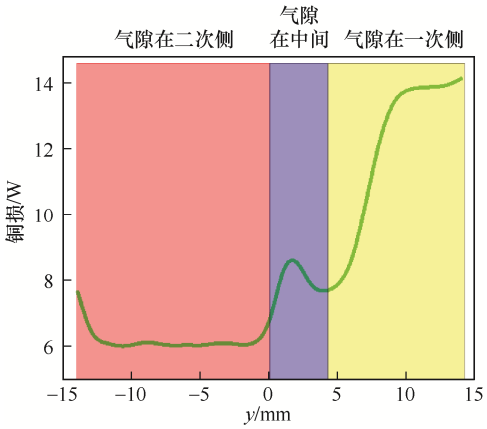


图 3　气隙在中柱不同位置处的铜损

Fig. 3 Copper loss with air gap at different positions of center column

由图 3 可得，气隙位于变压器的二次侧(y<0)时的铜损远小于气隙位于变压器一次侧(y>0)的铜损，且在−12 mm<y<−2 mm 的区间里，铜损最小。由图 4 可得，气隙位于变压器的二次侧(y<0)的磁损小于气隙位于变压器一次侧(y>0)的磁损。当 y>0 时，损耗明显增加；当 y<0 时，呈现先下降、再升高的趋势，但幅值变化不大。

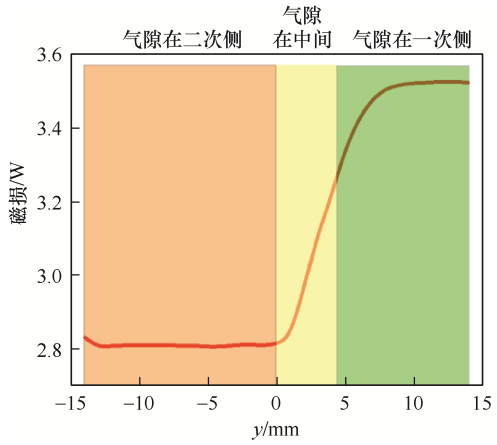


图 4　气隙在中柱不同位置处的磁损

Fig. 4 Magnetic loss with air gap at different positions of center column

将图 3 和图 4 叠加，得到变压器总损耗曲线如图 5 所示。

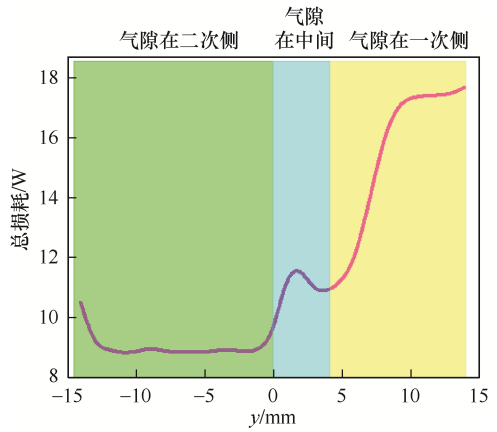


图 5　变压器总损耗曲线

Fig. 5 Total loss curve of transformer

根据图 5 可知，最佳气隙位置为变压器二次侧且 y∈(−12 mm,−2 mm)，即气隙位于如图 6 所示二次侧区域时损耗最小；而当 y∈(9 mm,13 mm)时，即气隙位于如图 7 所示一次侧区域时损耗较大。

进一步，可以根据仿真结果得到磁心的最大磁感应强度 B_{max} 与气隙位置的关系曲线如图 8 所示。根据图 8 可知，气隙位于二次侧时的 B_{max} 小于气隙位于一次侧时。因此，将气隙放置于二次侧，变压器的磁感应强度更不易达到饱和，这也间接反映了

气隙在二次侧的优越性。

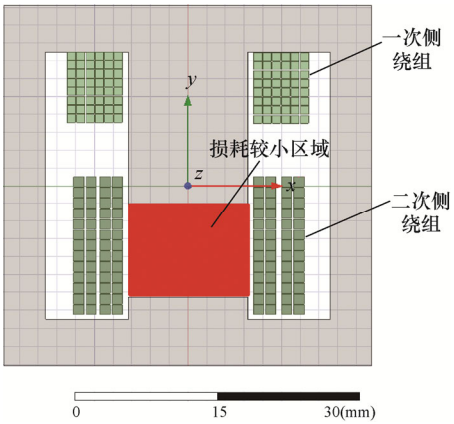


图 6 $y\in(-12\ \text{mm},-2\ \text{mm})$的区域

Fig. 6 Region of $y\in(-12\ \text{mm}, -2\ \text{mm})$

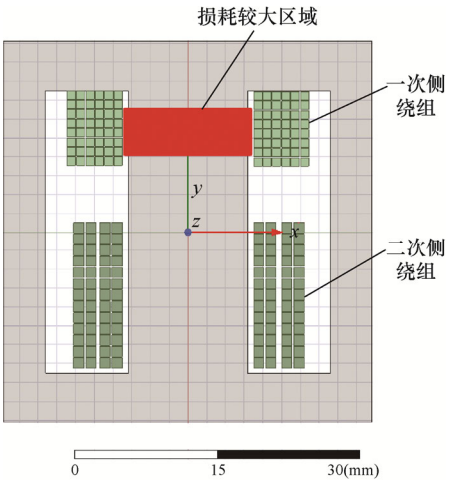


图 7 $y\in(9\ \text{mm}, 13\ \text{mm})$的区域

Fig. 7 Region of $y\in(9\ \text{mm}, 13\ \text{mm})$

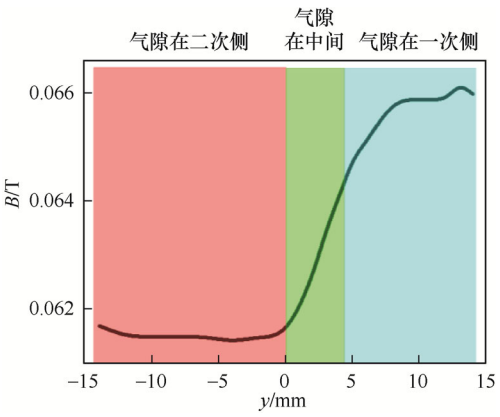


图 8 B_{max} 与气隙位置的关系

Fig. 8 Relationship between B_{max} and air gap position

高频变压器的磁心损耗主要由磁滞损耗、涡流损耗和剩余损耗 3 部分组成[13-14]。根据 Steinmetz 方程[15-18]可以得到高频变压器的磁心损耗为

$$P_{\text{Fe}} = p_{\text{Fe}}V = F_{\text{eq}}Kf^{\alpha}B_{\text{max}}^{\beta} \tag{4}$$

式中：p_{Fe} 为磁心损耗功率密度；V 为高频磁心的有效体积；F_{eq} 为通过变压器的磁通波形系数；K、α、β 为常数；f 为方波的频率；B_{max} 为最大磁感应强度。

变压器在高频工作时，绕组阻抗与在工频时的阻抗不同。为了求解绕组损耗，首先要将流过高频变压器的方波进行傅里叶分解，得到各次电流谐波分量为

$$i(t) = I_{\text{DC}} + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega t + \varphi_n) \tag{5}$$

式中：I_{DC} 为直流分量；C_n 为 n 次谐波的幅值；ω 为角频率；φ_n 为相位角。

进一步，可以得到高频变压器的绕组损耗 P_{cu}[19-22]为

$$P_{\text{cu}} = R_{\text{DC}}\left(I_{\text{DC}}^2 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 F_{R,n}\right) \tag{6}$$

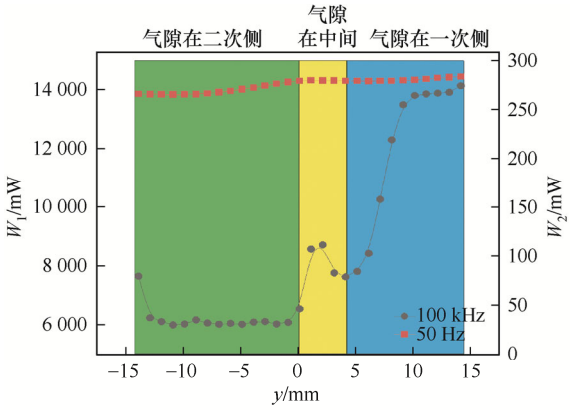
式中：R_{DC} 为绕组的直流电阻；I_n 为 n 次谐波电流有效值；$F_{R,n}$ 为交流电阻系数。

通过 Ansys2021 R2 版本的仿真，可以得到高频下导线的涡流损耗 W_1 与气隙位置的关系和低频下导线的涡流损耗 W_2 与气隙位置的关系如图 9(a)所示。交流电阻系数 $F_{R,n}=W_1/W_2$。

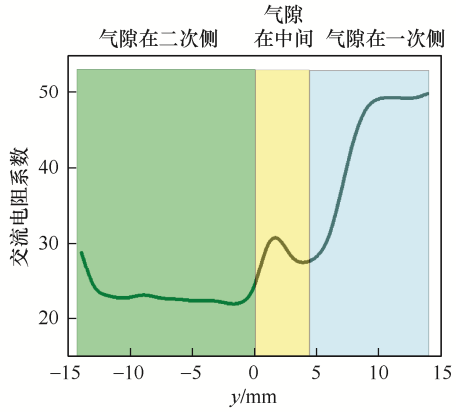
由图 9(b)可得，气隙位于二次侧时，交流电阻系数 $F_{R,n}$ 小于一次侧，因此，将气隙放置于二次侧合适的位置能有效减少线圈的铜损和发热。这也间接反映了气隙在二次侧的损耗相较于位于一次侧更低。

因此，对于磁集成变压器而言，磁感应强度 B 在中柱上的分布不均匀，如图 10 所示，且 B 的增大容易引起磁心的饱和及损耗的增加。因此，在二次侧气隙的基础上再进行优化，将二次侧 0.45 mm 的单气隙优化成如图 11 所示的 0.15 mm×3 的分布式气隙。对比图 10 和图 11 所示的 2 种气隙结构的变压器仿真结果可以看出，将单气隙改成分布式气

隙可使磁场分布得更加均匀。此时，最大磁感应强度为 0.0592 T，比单气隙更低，可以更有效地减小损耗。



(a)不同频率下线圈涡流损耗与气隙位置的关系



(b)交流电阻系数与气隙位置的关系

图 9　线圈涡流损耗和交流电阻系数与气隙位置的关系

Fig. 9 The relationship between coil eddy current loss and alternating current resistance coefficient with air gap position

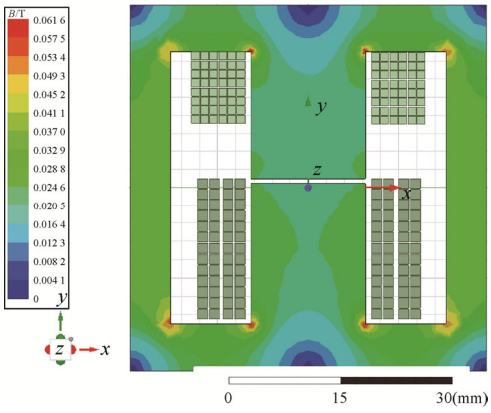


图 10　单气隙的变压器磁感应强度分布

Fig. 10 Distribution of magnetic induction intensity of transformer with single air gap

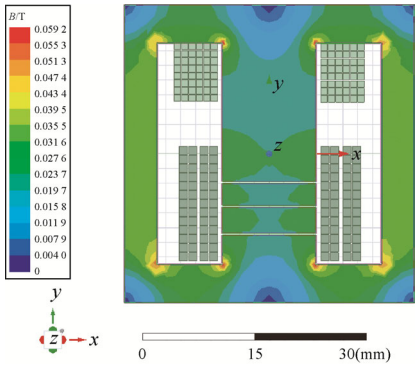


图 11　分布式气隙的变压器磁感应强度分布

Fig. 11 Distribution of magnetic induction intensity of transformer with distributed air gap

3　实验验证

为了验证前述理论分析，本文搭建了基于 LLC 谐振变换器的 160 W 调光型 LED 驱动器实验样机，样机参数见表 1。

表 1　LLC LED 驱动器样机参数

Tab. 1 Parameters of LLC LED driver prototype

参数	数值和型号
满载功率/W	160
输入电压范围/V	320~480
输入电容/μF	2×47/500 V
输出电容/μF	3×100/250 V
漏感/μH	216
励磁电感/μH	893
谐振电容/nF	2×10 串联
开关管	SVF20N60($R_{ds,on}$=0.28 Ω)
整流二极管	MUR860
磁心规格	EC39
磁心材料	PC95
变压器一次侧绕组	0.1 mm×30 利兹线，N_p=48 匝
变压器二次侧绕组	0.1 mm×25 利兹线，N_s=24 匝×2
气隙	0.15 mm×3

根据前述分析，当采用集成式高频变压器且一次侧漏感远远大于二次侧漏感时，需要将一次侧设计为窄一些的线圈，二次侧设计为宽一些的线圈[23]。这样，二次侧线圈的宽度比一次侧更宽，平均磁路长度大于一次侧。气隙适合放置于二次侧，

使其磁感应强度不易达到饱和，保证了系统的稳定性。同时，采用分布式气隙进一步降低了磁感应强度、减小了交流电阻[24-25]。设计的变压器绕组和磁心结构分别如图 12 和图 13 所示。

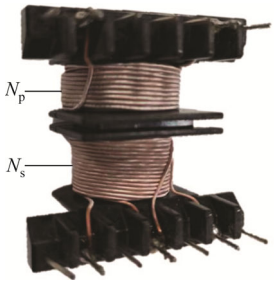


图 12 磁集成变压器绕组结构

Fig. 12 Windings of magnetically integrated transformer

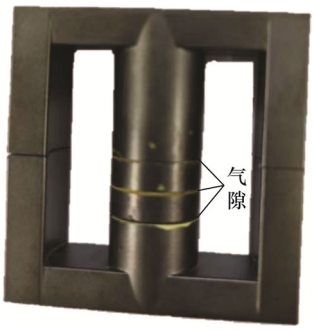


图 13 磁集成变压器磁心

Fig. 13 Magnetically integrated transformer core

根据设计的磁集成变压器搭建基于 LLC 谐振变换器的 160 W 调光型 LED 驱动器实验样机，如图 14 所示。

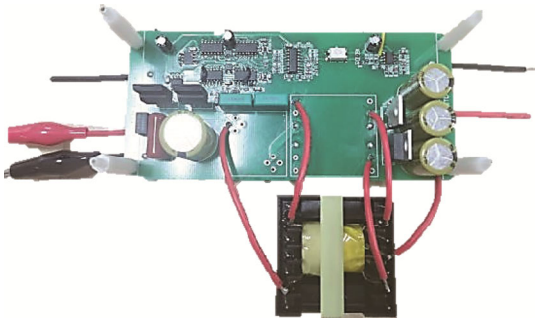


图 14 基于 LLC 谐振变换器的 160 W 调光型 LED 驱动器实验样机

Fig. 14 Experimental prototype of 160 W dimmable LED driver based on LLC resonant converter

根据样机得到的测试效率曲线如图 15 所示。为了进行对比，图中还给出了基于传统变压器结构的测试效率曲线。实验结果表明，在全调光范围内，采用二次侧分布式气隙可以获得更高的效率。其中，满载效率提高了 0.4%，极轻载时效率可以提高约 2%。

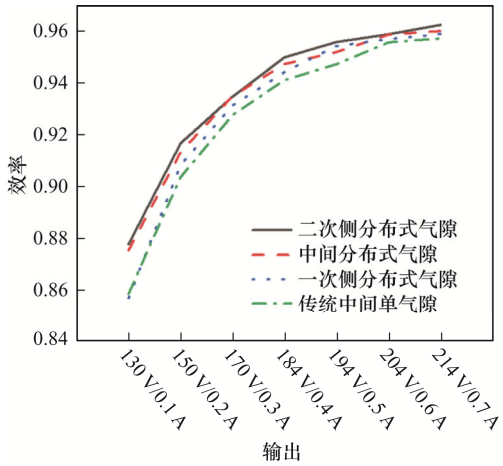


图 15 采用不同气隙结构的 160 W 调光型 LED 驱动器实验样机的效率对比

Fig. 15 Comparison of efficiency of experimental prototype of 160 W dimmable LED driver with different air gap structures

进一步，在样机达到热平衡的情况下，测量传统中间单气隙变压器和二次侧分布式气隙变压器的线圈温度，分别如图 16 和图 17 所示。可以看出，采用二次侧分布式气隙的变压器线圈温度降低了 9.3 ℃，验证了该结构可有效降低变压器损耗。

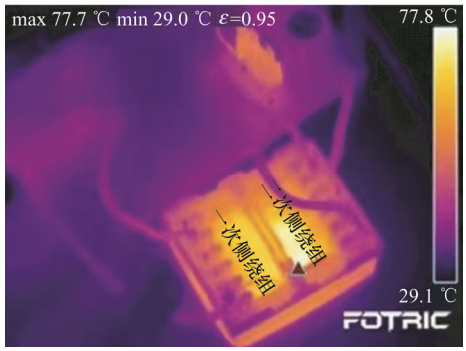


图 16 达到热平衡时中间单气隙变压器的线圈温度

Fig. 16 Coil temperature of middle single air gap transformer when reaching thermal equilibrium

图 18~图 20 展示了样机的谐振电流 I_r、下管驱动 U_{G1}、上管驱动 U_{G2}、下管 DS 电压 U_{DS1}、输出电流 I_o、输出电压 V_o 的测试波形。其中，图 18 为输入电压 420 V 满载情况下的实验波形，图 19 为输入电压 420 V 轻载情况下的实验波形，图 20 为

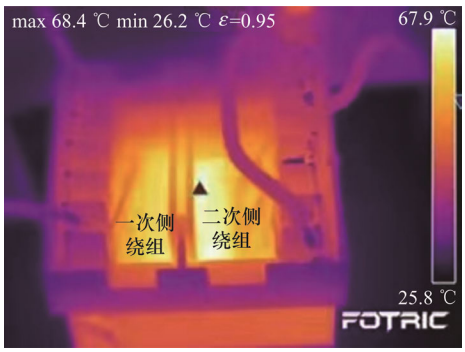


图 17　达到热平衡时二次侧分布式气隙变压器的线圈温度

Fig. 17 Coil temperature of secondary distributed air gap transformer when reaching thermal equilibrium

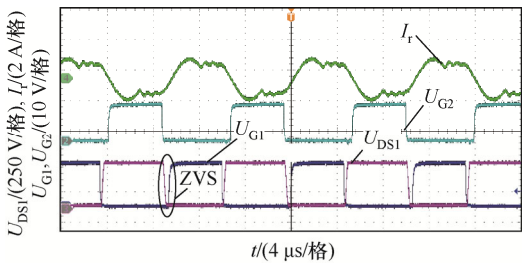


图 18　输入电压 420 V，输出 214 V/0.7 A 样机满载实验波形

Fig. 18 Full-load experimental waveforms at 420 V input voltage and 214 V/0.7 A output

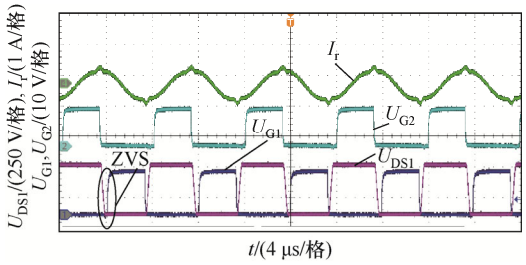


图 19　输入电压 420 V，输出 130 V/0.1 A 样机轻载实验波形

Fig. 19 Light-load experimental waveforms at 420 V input voltage and 130 V/0.1 A output

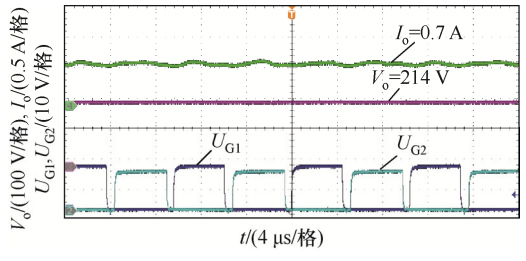


图 20　输入电压 420 V，输出 214 V/0.7 A 样机满载输出波形

Fig. 20 Full-load output waveforms at 420 V input voltage and 214 V/0.7 A output

输入电压420 V满载情况下的输出波形。可以看出，一次侧开关管在负载全范围内均可实现 ZVS。

4　结论

本文采用有限元分析法，基于 Ansys 分别建立了不同气隙位置的三维非线性变压器模型，研究了气隙位置对损耗的影响。通过仿真与实验样机验证，得出以下结论。

(1)分布式气隙集成式高频变压器的磁感应强度弱于单气隙集成式高频变压器，其磁感应强度不易达到饱和，保证了系统的稳定性。

(2)分布式气隙的磁感应强度分布更为均匀，不易引起局部过热，从而可以降低温升、减小损耗，提高系统效率。

(3)分布式气隙的磁心可以降低温升、减小损耗，避免局部过热的现象。本文对传统集成式高频变压器气隙进行了改进，比较了气隙在中柱不同位置的损耗及最佳位置范围。这对于优化磁集成变压器的设计、指导其批量生产具有一定的指导意义。

参考文献：

[1] 韩文祥，王春芳. 半桥电流馈入型 LLC 变换器的补偿电路设计[J]. 电源学报, 2015, 13(1): 114-118.
Han Wenxiang, Wang Chunfang. Design of compensation circuits for half bridge current fed LLC converter [J]. Journal of Power Supply, 2015, 13(1): 114-118. (in Chinese)

[2] 王春芳，徐勤超. 变频微波炉电源用 LLC 谐振变换器[J]. 电工技术学报, 2012, 27(6): 103-109.
Wang Chunfang, Xu Qinchao. Study of LLC resonant converter for variable-frequence microwave oven power supply [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(6): 103-109. (in Chinese)

[3] 童辉. 半桥 LLC 谐振 DC/DC 变换器的研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2012.
Tong Hui. Development on half-bridge LLC resonant DC/DC converter [D]. Nanjing: Nanjing University of Science and Technology, 2012. (in Chinese)

[4] Farooq M, Gurara F, Khatua M, et al. Control techniques

for a current-mode-controlled merged-energy-buffer-based two-stage electrolytic-free offline LED driver [C]// 2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Vancouver, BC, Canada, 2021: 2251-2257.

[5] Wei Yuqi, Luo Quanming, Mantooth A. Comprehensive analysis and design of LLC resonant converter with magnetic control [J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2019, 4(4): 265-275.

[6] 熊日辉, 姜利亭. 一种 LLC 谐振变换器的磁集成结构设计方法[J]. 中国计量大学学报, 2017, 28(4): 516-521.
Xiong Rihui, Jiang Liting. A magnetic integrated structure design method of LLC resonant converters [J]. Journal of China University of Metrology, 2017, 28(4): 516-521. (in Chinese)

[7] 陈为, 何建农, 罗恒廉. 电力电子平面化高频电感器气隙扩散磁通损耗及绕组结构[J]. 福州大学学报(自然科学版), 2000, 28(2): 33-37.
Chen Wei, He Jiannong, Luo Henglian. An analysis of air gap fringing loss field and winding structure for power electronics high-frequency planar inductors [J]. Journal of Fuzhou University (Natural Sciences Edtion), 2000, 28(2): 33-37. (in Chinese)

[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. (in Chinese)

[9] 邱智勇, 傅恺宁, 陈为. 环形电感磁场泄漏分析与改善[J]. 电源学报, 2025, 23(4): 360-368.
Qiu Zhiyong, Fu Kaining, Chen Wei. Analysis and improvement of magnetic field leakage in toroidal inductor [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(4): 360-368. (in Chinese)

[10] Ansari S A, Davidson J N, Foster M P. Fully-integrated transformer with asymmetric primary and secondary leakage inductances for a bidirectional resonant converter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 59(3): 3674-3685.

[11] Roshen W A. High-frequency fringing fields loss in thick rectangular and round wire windings [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2008, 44(10): 2396-2401.

[12] Li Mingshuo, Chen Qianhong, Ren Xiaoyong, et al. The integrated LLC resonant converter using center-tapped transformer for on-board EV charger [C]// 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Montreal, QC, Canada, 2015: 6293-6298.

[13] Zheng Jialin, Zhao Zhengming, Shi Bochen, et al. A discrete state event driven simulation based losses analysis for multi-terminal megawatt power electronic transformer [J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2020, 4(4): 275-284.

[14] 岳全有. 电子电力变压器的综合损耗分析模型及其应用[D]. 长沙: 湖南大学, 2018.
Yue Quanyou. Comprehensive power losses model for electronic power transformer and its application [D]. Changsha: Hunan University, 2018. (in Chinese)

[15] Schenk M, De Doncker R W. Automated copper loss calculation for switched reluctance machines [C]// 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE). Lille, France, 2013: 1-9.

[16] Wang Naizeng, Jia Haiyang, Tian Mofan, et al. Impact of transformer stray capacitance on the conduction loss in a GaN-based LLC resonant converter [C]// 2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017-ECCE Asia). Kaohsiung, 2017: 1334-1338.

[17] Neumayr D, Bortis D, Kolar J W, et al. Origin and quantification of increased core loss in MnZn ferrite plates of a multi-gap inductor [J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2019, 4(1): 72-93.

[18] McDonald B A, Freeman D. Practical transformer modeling and characterization for a high performance LLC converter [C]// 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Long Beach, CA, USA, 2013: 2582-2589.

[19] Chen Wei, He Jiannong, Luo Henglian, et al. Winding loss analysis and new air-gap arrangement for high-frequency inductors [C]// 2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference. Vancouver, BC, Canada, 2002: 2084-2089.

[20] Zhao Lu, Ge Qiongxuan, Zhou Zhida, et al. Calculation

and analysis of the winding loss of high-frequency transformer based on finite element method [C]// 2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). 2018: 2655-2658.

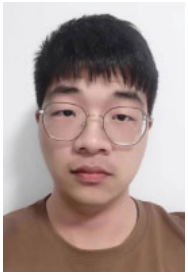
[21] Ansari S A, Davidson J N, Foster M P. Fully-integrated solid shunt planar transformer for LLC resonant converters [J]. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2021, 3: 26-35.

[22] 樊志强, 赵争鸣, 施博辰, 等. 基于 DSIM 仿真的多端口电力电子变压器损耗分析[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2023, 63(1): 94-103.
Fan Zhiqiang, Zhao Zhengming, Shi Bochen, et al. Loss analyses of multi-port power electronic transformers based on DSIM simulations [J]. Journal of Tsinghua University (Science and Technology), 2023, 63(1): 94-103. (in Chinese)

[23] Li Mingxiao, Ouyang Ziwei, Zhao Bin, et al. Analysis and modeling of integrated magnetics for LLC resonant converters [C]// IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. 2017: 834- 839.

[24] 吴冬春, 朱飞, 唐佳维. 基于多绕组变压器与倍压整流器级联的电池均衡充电器研究[J]. 电源学报, 2024, 22(6): 244-252.
Wu Dongchun, Zhu Fei, Tang Jiawei. Research on equalizing charger based on multi-winding transformer and cascaded double-voltage rectifiers [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(6): 244-252. (in Chinese)

[25] 赵镜红, 周长朵, 王涵铭, 等. 计及边端效应的直线式移相变压器等效电路分析[J]. 电工技术学报, 2024, 39(6): 1792-1805.
Zhao Jinghong, Zhou Changduo, Wang Hanming, et al. Equivalent circuit analysis of linear phase-shifting transformer considering end effect [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(6): 1792-1805. (in Chinese)



顾泽煜

作者简介：

顾泽煜(1999—)，男，硕士。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：782768046@qq.com。

谢小高(1975—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，研究员。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：xiexg@hdu.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)