



基于磁集成技术的大功率LLC 变压器设计

耿志东¹, 窦泽春¹, 周 帅¹, 易 滔^{1,2}, 毕 浪¹

(1. 株洲中车时代电气股份有限公司, 湖南 株洲 412001;

2. 东南大学 集成电路学院, 江苏 无锡 214125)

摘 要: 针对轨道车辆电源中LLC变压器数量多、体积重量大的问题, 文章结合电路特性设计了双LLC变压器磁芯集成方案。通过引入公共解耦柱, 实现励磁电感与漏感参数解耦调节, 建立了新型集成磁芯结构; 基于损耗最小化原则, 对变压器铜箔绕组厚度进行优化设计, 确定了磁芯材料、绕组结构等关键参数, 并成功研制160 kW试验样机。测试结果表明, 该集成变压器较传统分立式方案体积减小18.8%, 重量降低33.4%, 仿真与试验结果验证了设计方法的准确性与工程可行性。

关键词: LLC; 变压器; 磁集成; 解耦柱; 铜箔厚度; 轨道车辆电源

中图分类号: U270; TM43 **文献标志码:** A **文章编号:** 1000-128X(2025)03-0157-11

0 引言

LLC谐振变换器因高效率、高工作频率、高功率密度以及低电磁干扰等优势, 成为电力电子领域的研究热点。其中, 全桥三元件LLC谐振变换器作为典型拓扑结构, 具有电路简单、全负载范围内实现一二次侧开关器件软开关等优点, 但也存在输出电流断续的固有缺陷。在大功率应用场景, 如100~300 kVA轨道交通车辆电源系统中, 这一缺陷会导致输出纹波电流显著增大。虽然采用多路LLC谐振电路能够有效改善该问题, 但是由此带来的多变压器设计又会引发系统体积庞大、重量增加等新的挑战^[1-2]。

磁芯集成技术为LLC变压器优化设计提供了有效解决方案。该技术通过将多个分立变压器集成于单一磁芯结构, 在保持多变压器功能的同时, 进一步提升了系统的功率密度、体积密度和产品效率, 具有重要的研究价值与应用前景^[3-4]。文献[5]提出了电感与变压器集成结构模型, 分析了不同绕组和不同气隙条件下磁集成设计的优缺点, 包括磁损耗特性、电气性能、

制造和机械稳定性。文献[6]设计了两个LLC变压器磁芯集成方案, 通过优化绕组线圈绕制方式实现磁通相互抵消, 从而将中柱磁芯损耗降至零, 降低了变压器的设计复杂度。文献[7]提出了一种三相LLC谐振变压器设计方法, 通过理论推导相间耦合系数, 实现磁集成变压器相间耦合效应, 同时针对参数差异导致的均流问题, 采用线圈电流矢量和箝位至零的设计方案, 有效保证了各相电流均衡。该磁芯集成平面变压器具有体积小、重量轻、厚度薄等优点, 与传统磁芯变压器设计思路一致, 通过磁通共用与抵消机制减小磁芯尺寸, 并综合优化绕组结构、材料选择、匝数配置及磁通密度等多个参数, 实现铁损和铜损的最佳平衡。

针对轨道交通车载电源系统的应用需求, 本文提出一种基于磁集成技术的双路LLC谐振变换器优化设计方案。通过采用解耦柱磁芯结构精确控制磁通路径, 实现了集成变压器中励磁电感与漏感的解耦调控。基于等效磁路模型的理论分析, 完成了关键参数优化设计, 并成功研制了160 kW试验样机进行验证。仿真与试验结果表明该方案在系统体积减小和功率密度提升方面的工程可行性。

作者简介: 耿志东, 男, 硕士, 高级工程师, 主要从事轨道交通大功率电力电子变流技术研究; E-mail: zhidong.geng@163.com

引用格式: 耿志东, 窦泽春, 周帅, 等. 基于磁集成技术的大功率LLC变压器设计[J]. 机车电传动, 2025(3): 157-167.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2025.03.020.

Citation: GENG Zhidong, DOU Zechun, ZHOU Shuai, et al. Design of high power LLC transformer based on magnetic integration technology[J]. Electric drive for locomotives, 2025(3): 157-167.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2025.03.020.

1 磁集成方案

1.1 应用电路

轨道交通车载电源电路如图1所示,包括输入滤波电感、前级稳压电路、双路LLC谐振变换电路、DC/AC电路和DC/DC电路。

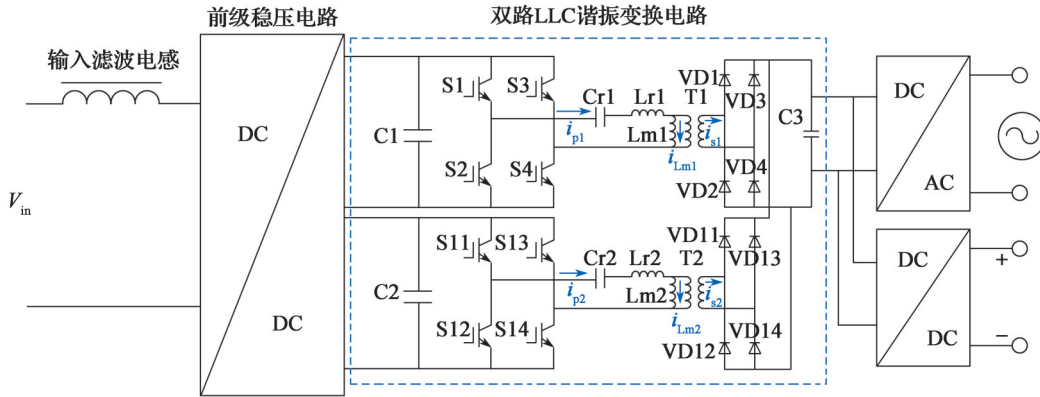


图1 轨道交通车载电源系统电路

Fig. 1 Circuit of onboard power supply system for trail transit

1.2 磁芯集成

为了有效减轻变压器重量并节约安装维护空间,研究团队采用了磁芯集成技术,将图1所示的两个变压器磁芯集成在同一个磁芯中,从而以单一变压器实现多个变压器功能^[8-9]。

当上下桥臂开关管S1与S11采用90°相位交错驱动时,基于变压器应用电路特性可得到双变压器合成励磁电流波形和两个分立变压器励磁电流波形,如图2所示,其中 i_{Lm1} 为变压器T1励磁电流, i_{Lm2} 为变压器T2励磁电流。 i_{Lm3} 为变压器T1和T2的励磁电流之和, $i_{Lm3}=i_{Lm1}+i_{Lm2}$ 。

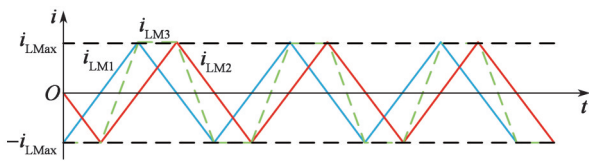


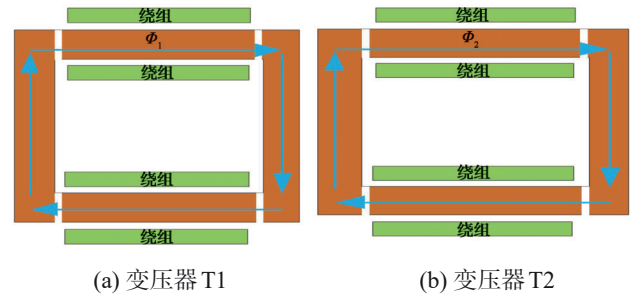
图2 变压器励磁电流波形

Fig. 2 Transformer magnetizing current waveform

由图2可知,双变压器合成励磁电流的最大值、最小值与分立变压器励磁电流的最大值、最小值保持一致,且频率也一致。图3为分立变压器磁芯结构,其中上下部磁芯为绕线柱,线圈缠绕在绕线柱上;左右部磁芯为边柱。基于以上特点,本文提出一种磁芯集成方案,将变压器T1右边柱与变压器T2左边柱合并,设计为公共解耦柱,建立磁集成变压器结构,如图4所示。

根据安培环路定律可知磁通计算公式为

$$\Phi = \frac{NI\mu_0 A_e}{l_g} \quad (1)$$



(a) 变压器T1

(b) 变压器T2

图3 分立变压器磁芯结构

Fig. 3 Core structure of discrete transformer

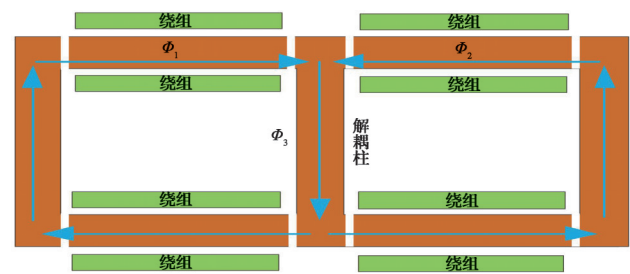


图4 集成变压器磁芯结构

Fig. 4 Core structure of integrated transformer

式中: Φ 为磁通; N 为匝数; I 为电流; μ_0 为空气磁导率; A_e 为磁芯截面积; l_g 为气隙尺寸。

当两个变压器匝数、气隙尺寸、磁芯截面积相同时,磁通波形与励磁电流波形一致,如图5所示,其中 Φ_1 为变压器T1励磁磁通, Φ_2 为变压器T2励磁磁通, Φ_3 为变压器T1和T2的励磁磁通之和, $\Phi_3=\Phi_1+\Phi_2$ 。

由图5可知,解耦柱磁通 Φ_3 与变压器T1、T2的励磁磁通 Φ_1 、 Φ_2 的最大值、最小值、频率均保持一致。当解耦柱未开气隙时,其磁阻较低,单个变压器磁通

可通过解耦柱旁路, 从而避免与另一变压器的磁通耦合, 实现磁芯集成下的磁路解耦。

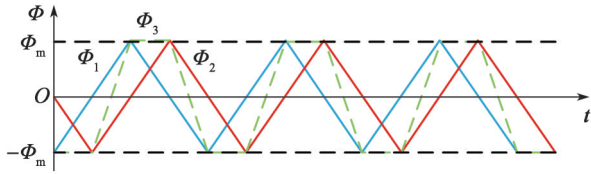


图5 变压器磁通波形

Fig. 5 Transformer magnetic flux waveform

2 磁路模型

根据集成变压器的磁芯结构和绕组布置方式, 建立等效磁路模型, 如图6所示。

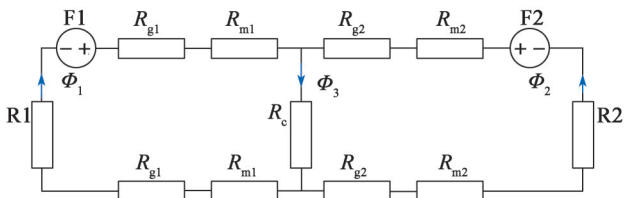


图6 磁集成变压器磁路模型

Fig. 6 Magnetic circuit model of magnetically integrated transformer

为方便分析磁集成变压器的磁通关系, 假设如下:

- ① 两边柱磁路磁阻相同, 即 $R_1 = R_2 = R$;
- ② 两边气隙磁阻相同, 即 $R_{g1} = R_{g2} = R_g$;
- ③ 两边绕线柱磁路磁阻相同, 即 $R_{m1} = R_{m2} = R_m$;
- ④ R_c 为解耦柱磁路磁阻;

⑤ 绕组磁动势 $F_1 = N_{p1} \times i_{Lm1}$, $F_2 = N_{p2} \times i_{Lm2}$, 其中 N_{p1} 为变压器 T1 匝数, N_{p2} 为变压器 T2 匝数, $N_{p1} = N_{p2} = N_p$, i_{Lm1} 为变压器 T1 励磁电流, i_{Lm2} 为变压器 T2 励磁电流, 其中 i_{Lm1} 较 i_{Lm2} 超前 90° ;

⑥ 两边变压器一二次侧电感耦合系数相同, 即 $K_1 = K_2 = K$ 。

由图4可知, Φ_1 和 Φ_2 分别是磁集成变压器两侧非解耦柱 (即绕线柱和边柱) 的励磁磁通; Φ_3 是解耦柱的励磁磁通。根据磁路基尔霍夫定律可知:

$$\begin{cases} F_1 = \Phi_1 (2R_g + 2R_m + R) + \Phi_3 R_c \\ F_2 = \Phi_2 (2R_g + 2R_m + R) + \Phi_3 R_c \\ \Phi_1 + \Phi_2 = \Phi_3 \end{cases} \quad (2)$$

由式(2)得到磁芯中各部分磁通表达式为

$$\begin{cases} \Phi_1 = \frac{F_1 (2R_g + 2R_m + R + R_c) + F_2 R_c}{(2R_g + 2R_m + R + 2R_c)(2R_g + 2R_m + R)} \\ \Phi_2 = \frac{F_2 (2R_g + 2R_m + R + R_c) + F_1 R_c}{(2R_g + 2R_m + R + 2R_c)(2R_g + 2R_m + R)} \\ \Phi_3 = \frac{(F_1 + F_2)(2R_g + 2R_m + R + R_c)}{(2R_g + 2R_m + R + 2R_c)(2R_g + 2R_m + R)} \end{cases} \quad (3)$$

通常情况下, 气隙磁阻显著大于磁芯磁路磁阻, 因此式(3)可简化为

$$\begin{cases} \Phi_1 = \frac{N_p \times i_{Lm1}}{2R_g} \\ \Phi_2 = \frac{N_p \times i_{Lm2}}{2R_g} \\ \Phi_3 = \frac{N_p}{2R_g} \times (i_{Lm1} + i_{Lm2}) \end{cases} \quad (4)$$

由式(4)可知, 解耦柱磁通同时受两个变压器励磁电流的影响, 而各变压器的绕线柱及边柱磁通仅取决于其自身的励磁电流, 与另一变压器无关。这表明在磁集成变压器中, 一侧绕组产生的磁通不会耦合至另一侧绕线柱, 从而实现两侧励磁磁通的解耦。由于解耦柱未开气隙, 其磁阻较低, 单个变压器激励时, 磁通将通过解耦柱形成闭合路径, 而不会干扰另一侧变压器的磁路。

基于安培环路定量可知变压器的一次侧励磁电感和漏感为:

$$\begin{cases} L_{m1} = \frac{N_{p1} \times \Phi_1}{i_{Lm1}} \\ L_{m2} = \frac{N_{p2} \times \Phi_2}{i_{Lm2}} \\ L_{r1} = L_{m1} \times \left(\frac{1}{K_1^2} - 1 \right) \\ L_{r2} = L_{m2} \times \left(\frac{1}{K_2^2} - 1 \right) \end{cases} \quad (5)$$

式中: L_{m1} 、 L_{m2} 分别为变压器 T1 和 T2 的励磁电感; L_{r1} 和 L_{r2} 分别为变压器 T1 和 T2 的一次侧漏感。

根据式(4)和式(5)可得:

$$\begin{cases} L_{m1} = \frac{N_{p1}^2}{2R_g} \\ L_{m2} = \frac{N_{p2}^2}{2R_g} \\ L_{r1} = \frac{N_{p1}^2}{2R_g} \times \left(\frac{1}{K_1^2} - 1 \right) \\ L_{r2} = \frac{N_{p2}^2}{2R_g} \times \left(\frac{1}{K_2^2} - 1 \right) \end{cases} \quad (6)$$

由式(6)可知, 单个变压器励磁电感只和本侧的变压器匝数 N_p 、气隙磁阻 R_g 相关, 一次侧漏感只与本侧的变压器匝数 N_p 、气隙磁阻 R_g 、电感耦合系数 K 相关, 与另一边变压器无关, 实现了励磁电感与漏感参数解耦调节。

3 参数设计

3.1 设计要求

集成变压器作为轨道交通电源装置的核心部件,

其设计应满足多项关键技术指标,如图1所示。在结构设计方面需兼顾重量轻量化与外形尺寸限制;在电气性能方面应确保额定容量不低于 2×80 kVA、效率大于99.2%、绝缘等级达到H级;在环境适应性方面需满足 $-25 \sim 45$ °C的工作温度范围,且温升控制在110 K以内。此外,设计过程中需重点考虑与主电路拓扑结构的兼容性。本研究基于上述设计约束条件,开展集成变压器的多物理场协同设计。

表1 集成变压器整体设计要求

Table 1 Overall design requirements for integrated transformers

参数项目	参数值	参数项目	参数值
总质量/kg	< 45	功率/kW	2×80
最大外形尺寸界限	300 mm×300 mm×500 mm	效率(@额定工况, 100 °C)	>99.2%
绝缘等级	H级	工作温度/°C	$-25 \sim 45$
主电路适配	系统可长期正常运行, 全负载范围内实现软开关	最大温升/K	110

3.2 设计流程

本文采用系统化设计方法开展集成变压器设计,如图7所示。具体流程如下:

① 电路参数分析: 基于轨道交通电源装置的主电路拓扑,确定变压器关键电气参数。

② 磁芯结构设计: 根据电磁感应定律计算一次/二次侧匝数比,初步确定磁芯截面积与气隙参数;并基于损耗最优原则,通过迭代计算选取最优线径。

③ 多目标优化验证: 校核磁件尺寸与重量是否满足表1约束条件,若不满足则重新调整匝数与磁芯截面积;若满足则通过效率仿真验证损耗特性,若效率不达标则返回步骤②重新开始损耗设计。

④ 设计收敛判定: 当所有技术指标(表1)与效率要求同时满足时,完成最终设计。

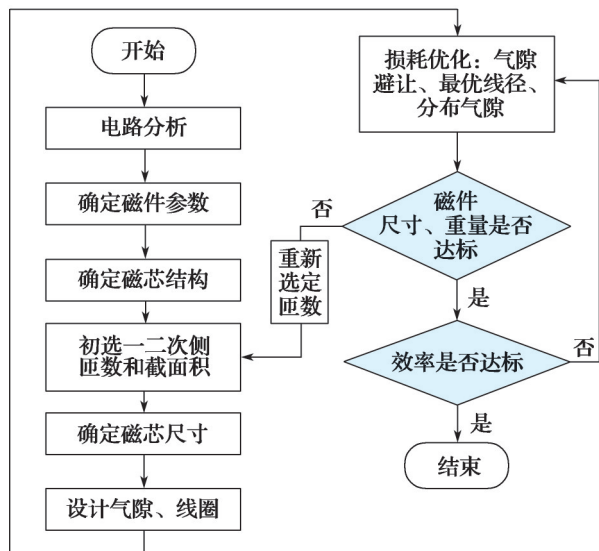


图7 磁集成变压器设计流程

Fig. 7 Design process of magnetically integrated transformer

3.3 变压器参数计算

3.3.1 匝比

全桥LLC谐振变换电路采用定频控制策略,其变压器匝比 $K = \frac{V_{in}}{V_o}$,其中, V_{in} 为输入电压, V_o 为输出电压。

3.3.2 励磁电感

全桥LLC谐振变换电路中,励磁电感 L_m 由以下两个公式约束:

$$L_m \leq \frac{t_d}{8C_{ce}f_r} \quad (7)$$

$$P_{LLC_Eoff} = \frac{K_1 V_{in}}{4L_m K_2} \quad (8)$$

式中: t_d 为死区时间; P_{LLC_Eoff} 为开关管关断损耗; C_{ce} 为开关管结电容; f_r 为谐振频率; K_1 为关断电流损耗系数; K_2 为谐振频率与开关频率的比例系数。

由式(7)和式(8)可知,励磁电感越小,开关管的关断损耗越大。在LLC谐振变换电路中,开关管通常工作在零电压开通状态,开通损耗可忽略不计。由于开关损耗主要由开通损耗和关断损耗组成,而关断损耗随励磁电感的减小而增大,因此开关损耗也随之增加。为了降低开关损耗,应尽可能提高励磁电感的电感值,但不能超过 $\frac{t_d}{8C_{ce}f_r}$ 。

3.3.3 漏感

全桥LLC谐振变换电路中,变压器漏感电感 L'_r 定义为

$$L'_r = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 C_r} - L_{xl} \quad (9)$$

式中: C_r 为谐振电容; L_{xl} 为线路电感。

3.3.4 变压器一次侧和二次侧电流有效值

全桥LLC谐振变换电路中,变压器一次侧有效值 I_{p_rms} 和二次侧电流有效值 I_{s_rms} 分别定义为^[10]:

$$I_{p_rms} = \sqrt{\frac{K^2 V_o^2 T_r^2 (T_r^2 + 32C_{oss} L_m)}{32L_m^2 (T_r^2 + 16C_{oss} L_m)} + \frac{\pi^2 I_o^2 (T_r^2 + 16C_{oss} L_m)}{8K^2 T_r^2}} \quad (10)$$

$$I_{s_rms} = \sqrt{\frac{K^4 V_o^2 T_r^4 (5\pi^2 - 48)}{96\pi^2 L_m^2 (T_r^2 + 16C_{oss} L_m)} + \frac{\pi^2 I_o^2 (T_r^2 + 16C_{oss} L_m)}{8T_r^2}} \quad (11)$$

式中: C_{oss} 为开关管结电容, T_r 为谐振频率, I_o 为输出电流。

3.4 磁芯材料选择

由于变压器工作频率较高,需要综合考虑磁芯损耗、成本等因素,因此磁集成变压器通常选用锰锌铁氧体材料,这样变压器具有损耗低、成本适中的优势,适合高频应用场景。

3.5 匝数和截面积

综合考虑磁芯损耗、变压器体积及重量等关键因素, 为满足系统重量约束条件, 设计时选取铁芯最大允许质量 M_{Fe_Max} 和绕组最大允许质量 M_{Cu_Max} , 同时取最高工作磁通密度 $B_e = 0.2 \text{ T}$, 根据伏秒平衡原理可推导出变压器一次侧绕组匝数表达式为

$$N_p = \frac{V_{in}}{4f_s B_e A_e} \quad (12)$$

式中: B_e 为最高工作磁密; f_s 为开关频率。

根据式(12)绘制变压器一次侧绕组匝数 N_p 与磁柱截面积的关系曲线, 如图8所示。

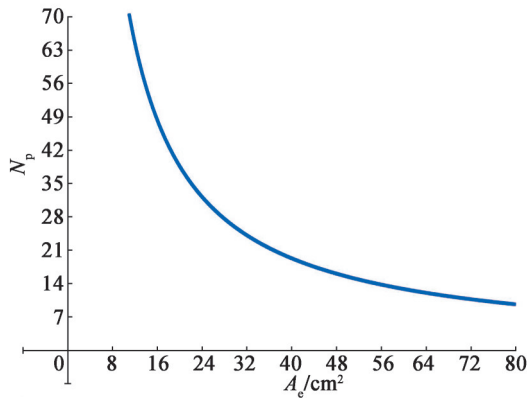


图8 一次侧绕组匝数与磁柱截面积关系曲线

Fig. 8 Relationship curve between primary winding turns and core post cross-sectional area

当一次侧绕组匝数 N_p 较小时, 所需磁柱截面积较大, 而当 N_p 较大时, 绕组结构趋于复杂, 其交流损耗显著增加。基于磁芯尺寸与绕组损耗的优化设计, 综合考虑磁芯重量和绕组重量, 确定变压器一次侧绕组匝数 N_p 为 19, 磁芯截面积 A_e 为 40 cm^2 , 二次侧绕组匝数可由公式 $N_s = \frac{N_p}{K}$ 求出。

3.6 绕组

3.6.1 绕法设计

针对大功率高频变压器的特殊工况, 即一次侧高压小电流、二次侧低压大电流, 本文采用三明治绕制结构 (SPS: 二次侧-一次侧-二次侧) 以优化绕组损耗分布, 如图9所示。其中一次侧绕组通过双绕线柱并联设计提升载流能力, 二次侧绕组采用先并联后串联方式, 有效抑制了高频工作时的邻近效应, 同时显著提升了绕组的载流能力。

3.6.2 铜箔厚度优化

结合行业设计规范和系统重量约束, 本文选取铜箔宽度为 $w = 60 \text{ mm}$ 。在导体选型方面, 考虑到铜箔直流电阻与铜箔厚度 h 成反比关系, 而减小厚度 h 可有效抑制高频工况下的集肤效应和邻近效应带来的附加损耗。本文以损耗最小化为优化目标, 开展了铜箔厚度

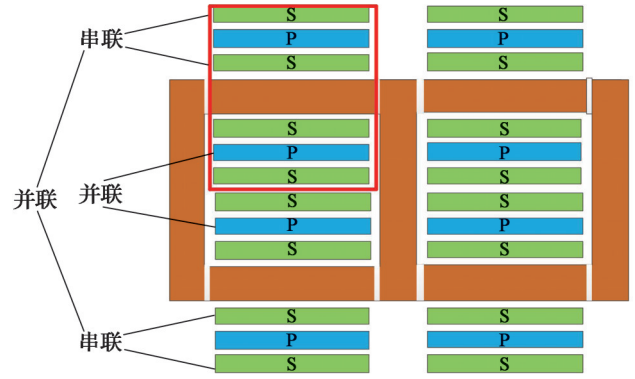


图9 集成变压器绕组绕法设计

Fig. 9 Winding configuration design of integrated transformer

多目标优化设计, 其理论依据为: 绕组损耗不仅取决于交流电流有效值, 而且与变压器绕组交流电阻特性密切相关。通过建立直流电阻解析表达式, 并深入分析交流电阻与直流电阻比的变化规律, 推导出最优铜箔厚度设计值, 具体优化设计步骤如下:

①直流电阻 R_{dc} 为

$$R_{dc} = \frac{\rho l}{wh} \quad (13)$$

式中: ρ 为电阻率; l 为铜箔长度; w 为铜箔宽度; h 为铜箔厚度。

②集肤深度 δ 为

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f_s \mu_0}} \quad (14)$$

式中: μ_0 为铜箔磁导率, 取值 $4\pi \times 10^{-7}$ 。

③交流电阻与直流电阻比例系数^[11-13] F_r 为

$$F_r = \frac{\sinh\left(\frac{2h}{\delta}\right) + \sin\left(\frac{2h}{\delta}\right)}{\cosh\left(\frac{2h}{\delta}\right) - \cos\left(\frac{2h}{\delta}\right)} + \frac{2}{3}(N^2 - 1) \frac{\sinh\left(\frac{h}{\delta}\right) - \sin\left(\frac{h}{\delta}\right)}{\cosh\left(\frac{h}{\delta}\right) + \cos\left(\frac{h}{\delta}\right)} \quad (15)$$

式中: N 为铜箔层数。

④交流电阻 R_{ac} 为

$$R_{ac} = F_r R_{dc} \quad (16)$$

⑤一次侧绕组损耗 P_p 为

$$P_p = I_p^2 R_{ac} \quad (17)$$

式中: I_p 为一次侧电流有效值。

⑥二次侧绕组损耗 P_s 为

$$P_s = I_s^2 R_{ac} \quad (18)$$

式中: I_s 为二次侧电流有效值。

⑦变压器重量约束为

$$4 \times \rho_{Cu} \times w \times h_p \times l_p + 2 \times \rho_{Cu} \times w \times h_s \times l_s < M_{Cu_Max} \quad (19)$$

式中: ρ_{Cu} 为铜箔密度, h_p 为一次侧线圈铜箔厚度, h_s 为二次侧线圈铜箔厚度。

由式(13)~(18)可得到一次侧和二次侧绕组损耗分别与铜箔厚度关系曲线如图10所示。

由图10可知, 一次侧线圈铜箔厚度 h_p 在

0.20~0.25 mm 范围内, 一次侧线圈损耗 P_p 处于较低水平, 二次侧线圈铜箔厚度 h_s 在 0.30~0.50 mm 范围内, 二次侧线圈损耗 P_s 处于较低水平。综合考虑绕组重量、尺寸设计以及市场常用铜箔规格, 确定一次侧绕组铜箔厚度 $h_p = 0.2$ mm, 二次侧绕组铜箔厚度 $h_s = 0.3$ mm, 核算铜箔质量 $M_{Cu} < M_{Cu_Max}$ 。

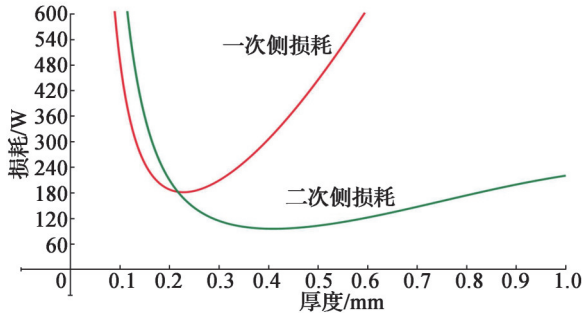


图 10 绕组损耗与铜箔厚度关系

Fig. 10 Relationship between winding loss and copper foil thickness

3.7 磁芯

3.7.1 气隙

变压器的励磁电感值主要由气隙长度 δ 决定, 其计算公式如下:

$$\delta = \frac{N^2 \cdot A_e \cdot \mu_0}{L_m} \quad (20)$$

研究团队采用分布式气隙结构以优化磁路避让, 共设置 8 处气隙, 包括 4 处外侧气隙和 4 处内侧气隙, 如图 11 所示。考虑到内部热阻较高, 气隙尺寸采用非对称设计, 即外侧柱气隙长度大于内侧柱气隙, $\delta_{out} > \delta_{in}$, 以平衡散热与磁性能。

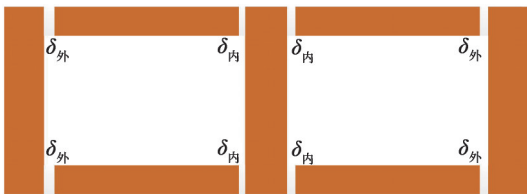


图 11 集成变压器气隙分布

Fig. 11 Air gap distribution in integrated transformers

3.7.2 结构

磁芯结构如图 12 所示。

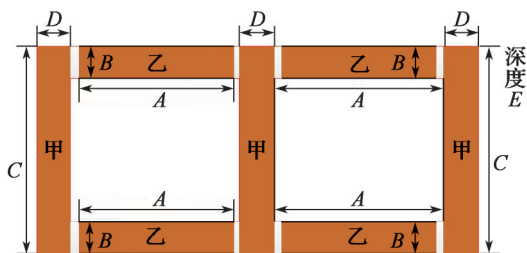


图 12 磁芯结构示意图

Fig. 12 Schematic diagram of core structure

根据铜箔绕组设计结果, 磁芯结构参数需满足如下条件:

$$\left. \begin{aligned} A &= w + 2a \\ B &= D = \frac{A_e}{E} \\ C &= 2B + 2 \left(N_p \times (h_p + h_z) + N_s \times (h_s + h_z) + 2h_{ps} \right) + h_k \\ 3 \times \rho_{Fe} \times C \times D \times E + 4 \times \rho_{Fe} \times A \times B \times E &< M_{Fe_Max} \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

式中: A 为变压器绕线柱长度; B 为变压器绕线柱宽度; C 为变压器边柱长度; D 为变压器边柱宽度; E 为变压器深度; a 为绕组到磁芯绝缘距离; w 为变压器铜箔绕组宽度; h_z 为绝缘纸厚; h_{ps} 为一次侧铜箔绕组厚度; h_k 为上下线圈间距; ρ_{Fe} 为磁芯密度; M_{Fe_Max} 为磁芯最大质量。

基于式(21), 并结合行业设计规范、市场物料规格、灌胶工艺要求, 以及外形尺寸与重量的约束条件, 可确定磁芯结构的关键尺寸参数。

该集成变压器采用双磁柱结构设计, 其中甲、乙两部分磁芯质量分别为:

$$M_{甲} = \rho_{Fe} \times C \times D \times E \quad (22)$$

$$M_{乙} = \rho_{Fe} \times A \times B \times E \quad (23)$$

3.8 损耗设计

在集成 LLC 变压器中, 励磁磁通在绕线柱呈现三角波, 而在解耦柱表现为梯形波。传统的斯坦梅茨方程 (Steinmetz equation, SE) 仅适用于正弦波激励, 在计算高频变压器中常见的方波、梯形波、三角波等非正弦波形下的损耗时, 未能考虑磁通密度变化率 (dB/dt) 的影响, 导致在高频或高磁密应用场景下计算结果误差较大。为解决这一问题, 研究团队采用改进的广义斯坦梅茨方程 (improved generalized Steinmetz equation, IGSE), 见式(24)。该模型通过引入磁通密度变化率的积分运算和时间域修正, 能准确计算非正弦波形激励下的磁芯损耗, 已成为高频电力电子设备磁芯损耗计算的主流模型^[14-16]。

$$\left. \begin{aligned} P_v &= \frac{1}{T} \int_0^T k_i \cdot \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha \Delta B^{\beta-\alpha} dt \\ k_i &= \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\theta} \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

式中: P_v 为单位体积磁芯损耗; T 为激励周期; $\frac{dB}{dt}$ 为磁通密度瞬时变化率; ΔB 为磁通密度变化量; k_i 、 α 、 β 为磁芯材料斯坦梅茨系数。

根据试验数据, 研究团队选取变压器典型磁芯工作温度 100 °C 作为测试条件, 在不同频率和磁通密度下测定了磁芯损耗特性, 并基于此计算了该温度下磁芯材料的斯坦梅茨系数 (Steinmetz coefficients), 具体结果如表 2 所示。

表2 铁氧体磁芯损耗分布表

Table 2 Distribution of ferrite core loss kW/m³

温度/频率/磁密	17 kHz, 100 °C		20 kHz, 100 °C	
	0.1 T	0.2 T	0.1 T	0.2 T
损耗	4.3	32	5.1	39

根据式(24)和表2, 可得:

$$\left. \begin{aligned} 4300 &= k_i \cdot (17000)^\alpha \cdot (0.1)^\beta \\ 32000 &= k_i \cdot (17000)^\alpha \cdot (0.2)^\beta \\ 39000 &= k_i \cdot (20000)^\alpha \cdot (0.2)^\beta \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

由式(25)可计算得到磁芯材料斯坦梅茨系数: $k_i=24.044$ 、 $\alpha=1.217$ 、 $\beta=2.896$ 。

根据变压器磁通密度公式 $B=\frac{\Phi}{A_e}$, 结合图5可得到磁密波形如图13所示。图13中 B_1 为变压器T1的绕线柱和边柱磁密, B_2 为变压器T2的绕线柱和边柱磁密, B_3 为解耦柱磁密, $B_3=B_1+B_2$ 。

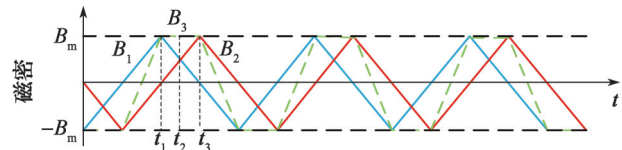


图13 变压器磁密波形

Fig. 13 Transformer magnetic flux density waveform

基于式(24)所建立的磁芯损耗密度模型及基于式(25)计算得到的磁芯材料参数, 结合图13所示的磁通密度波形分布特性进行综合分析, 最终确定磁芯的总损耗为 95.3 W。

3.9 实物样机

为验证本文所设计的磁集成变压器指标能否满足系统性能要求, 开展了实物样机的研制工作。针对轨道交通应用的特殊环境要求, 重点对集成变压器灌封材料、壳体及绝缘材料进行了选型设计。由于变压器安装在冷却风道中, 长期处于振动、温度变化及污染等恶劣环境, 材料选型需兼顾机械强度、耐环境性和绝缘性能。灌封材料采用高粘接强度且耐环境性优异的环氧树脂胶, 以确保变压器具备良好的机械固定、防潮及散热特性; 外壳采用 Al-Mg-Si 系合金 6063 型材, 凭借其优异的耐腐蚀性、机械强度和散热性能, 满足轨道交通长期稳定运行的要求; 绝缘材料选用 NHN 复合绝缘材料, 符合 H 级耐温标准(180 °C), 由中间一层聚酰亚胺薄膜和双面 Nomex 杜邦芳纶纸通过 H 级胶粘剂复合而成^[17], 能满足高频、高功率密度变压器的绝缘需求, 能确保变压器在恶劣环境中长期可靠运行。

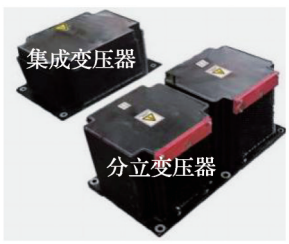
集成变压器样机实物以及与分立变压器实物对比如图14所示。

集成变压器与分立变压器的参数对比如表3所示, 集成方案其体积和质量分别较分立方案降低 18.8% 和 33.4%。

表3 集成与分立变压器参数对比表

Table 3 Parameter comparison table of integrated and discrete transformer

项点	集成方案	分立方案	对比
产品容量	2×80 kVA	80 kVA (单个)	
绝缘等级	H 级	H 级	
频率范围	17 kHz	17 kHz	
铁芯材质	铁氧体	铁氧体	
线圈材质	紫铜箔	紫铜箔	一致
引线规格	一次侧: 1.8/3 kV	一次侧: 1.8/3 kV	
	35 mm ²	35 mm ²	
	二次侧: 1.8/3 kV	二次侧: 1.8/3 kV	
	50 mm ²	50 mm ²	
体积	0.812 (标么值)	1 (基准值)	-18.8%
总质量	0.666 (标么值)	1 (基准值)	-33.4%



(a) 集成变压器样机实物 (b) 集成与分立变压器对比

图14 集成变压器样机与分立变压器实物对比

Fig. 14 Comparison between integrated transformer prototype and discrete transformers

4 仿真分析

为验证集成变压器设计方案的可行性与性能, 在电磁仿真软件中建立对应的 2D 与 3D 仿真模型, 如图15所示。通过仿真分析, 对集成变压器的磁通密度分布特性及关键电磁参数等进行综合评估, 以判断其能否满足系统设计要求。

4.1 磁通密度仿真

基于所建立的集成变压器仿真模型, 对其磁通密度分布特性进行了分析, 如图16所示。

在图13中, 分别选取3个时刻磁通密度值如下:

- t_1 时刻, $B_1=0.2\text{ T}$, $B_2=0\text{ T}$, $B_3=0.2\text{ T}$;
- t_2 时刻, $B_1=0.1\text{ T}$, $B_2=0.1\text{ T}$, $B_3=0.2\text{ T}$;
- t_3 时刻, $B_1=0\text{ T}$, $B_2=0.2\text{ T}$, $B_3=0.2\text{ T}$ 。

图16对应图13的3个时刻磁通密度分布仿真, 其空间分布特征如下:

图16(a)为 t_1 时刻, 集成变压器的左侧柱和中间解耦柱均有部分磁密达到 0.2 T, 右侧柱磁密很小, 接近 0 T。

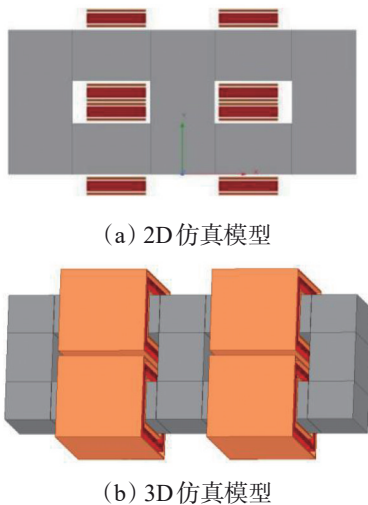
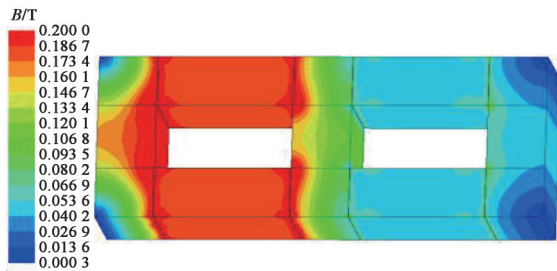
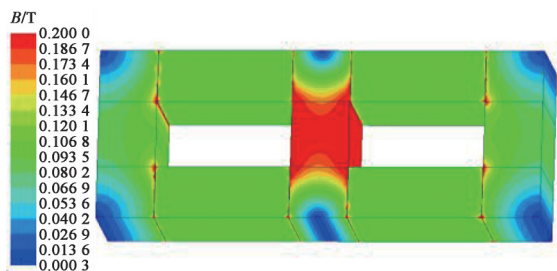


图 15 集成变压器仿真模型

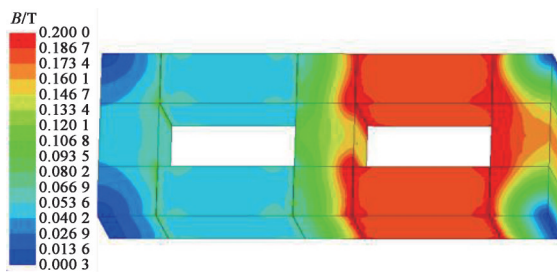
Fig. 15 Simulation model of integrated transformer



(a) 左侧变压器励磁最高时



(b) 解耦柱变压器励磁最高时



(c) 右侧变压器励磁最高时

图 16 集成变压器磁密仿真分布

Fig. 16 Simulative distribution of magnetic flux density in integrated transformers

图 16(b)为 t_2 时刻, 集成变压器的左侧柱和右侧柱磁密均为 0.1 T 左右, 中间解耦柱磁密为 0.2 T。

图 16(c)为 t_3 时刻, 集成变压器的右侧柱和中间解耦柱均有部分磁密达到 0.2 T, 左侧柱磁密很小, 接近 0 T。

对比结果表明, 磁芯磁通密度的空间分布特征与

图 13 所示的设计模型预测结果高度一致, 验证了磁密分布设计方案的合理性。

4.2 变压器电磁参数仿真

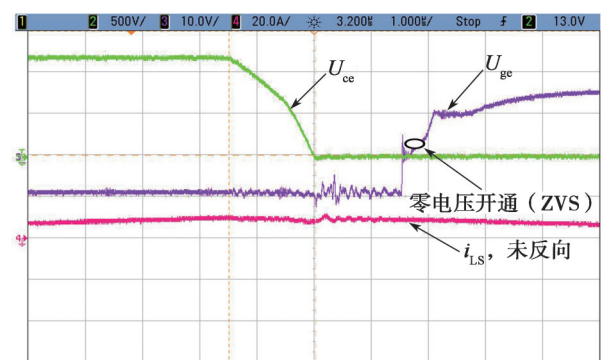
根据集成变压仿真模型, 对其电磁参数进行仿真, 得到一次侧电感 $L_p = 1.389\ 50\ \text{mH}$, 二次侧电感 $L_s = 0.553\ 16\ \text{mH}$, 一二次侧互感 $M = -0.875\ 43\ \text{mH}$ 。

通过漏感模型与互感模型转换关系公式[式(26)], 进一步推导计算得到漏感模型的等效参数: 变压器匝比 $K = 1.583$, 励磁电感 $L_m = 1.385\ \text{mH}$, 漏感电感 $L_r = 4.046\ \mu\text{H}$, 与理论计算值一致, 验证了方案设计的正确性。

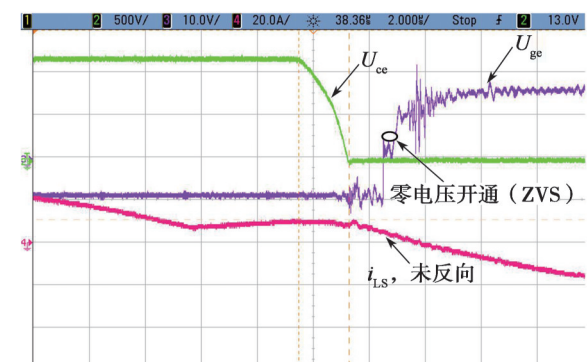
$$\left. \begin{aligned} K &= \frac{-M}{L_s} \\ L_m &= \frac{M^2}{L_s} \\ L_r &= L_p - \frac{M^2}{L_s} \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

5 试验

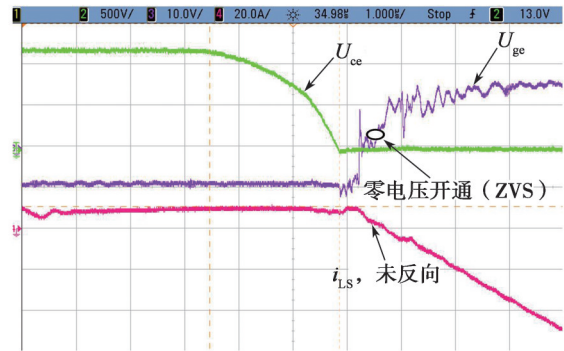
为验证集成变压器与轨道交通电源主电路的适配性, 对其 LLC 谐振变换器的软开关实现情况进行了试验测试。图 17 展示了相关测试波形, 其中 U_{ce} 为 IGBT 的集电极与发射极之间的电压, U_{ge} 为 IGBT 门极与发射极之间电压, i_{LS} 为变压器一次侧电流。试验结果表明, 在空载、半载及满载 3 种工况下, 开关管均能实现



(a) 软开关测试(空载)



(b) 软开关测试(半载)



(c) 软开关测试(满载)

图 17 全负载范围软开关测试

Fig. 17 Soft-switching testing across full load range

零电压开通 (ZVS), 证实了良好的软开关特性, 表明集成变压器的电气性能满足轨道车辆电源的应用要求。

为验证轨道交通车辆电源额定负载运行时, 集成变压器内部材料温度是否满足长期运行的温热要求, 对电源装置进行了集成变压器的温升试验。试验工况设置如下: 输入电压为直流 1 500 V, 交流输出电压为三相 380 V/50 Hz, 直流输出电压为 110 V, 交流负载容量为 160 kVA, 直流负载容量为 20 kW。

基于温度巡检仪测得的变压器温升试验结果如图 18 所示, 其中横轴为时间, 纵轴为温度, 右侧表格列出了各测点的最终稳定温度值。表 4 为变压器具体部位温升情况。结合图 18 与表 4 所示的变压器各部位温升数据可知, 最高温升为 99.6 K, 低于标准限值 110 K, 满足系统要求。结果表明该集成变压器的温升特性符合轨道车辆电源设备的应用条件。

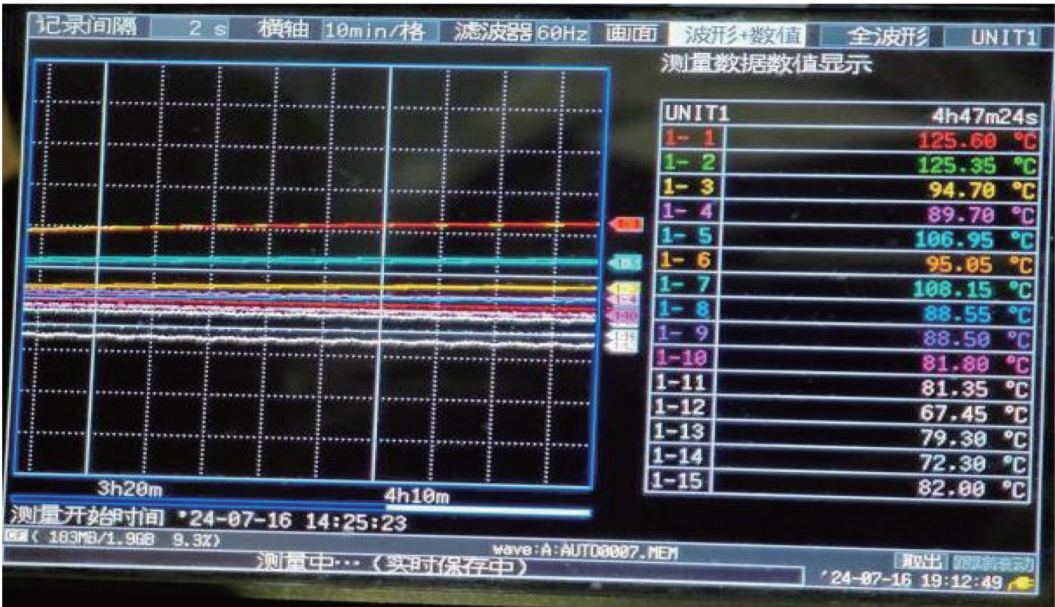


图 18 温度巡检仪测试结果

Fig. 18 Temperature scanner test results

表 4 集成变压器具体部位的温升情况

Table 4 Temperature rise characteristics of specific components in integrated transformers

部分测试点位	温度/℃	温升/K
中柱磁芯 1	125.60	99.60
中柱与线包间	125.35	99.35
中柱气隙	94.70	68.70
左边柱 1	89.70	63.70
右线圈 1	106.95	80.95
右边柱 1	95.05	69.00
左线圈 1	108.15	82.15

6 结论

本研究针对轨道交通电源系统中分立 LLC 变压器数量多、体积重量大的问题, 提出一种基于磁芯集成

的 LLC 变压器优化设计方案, 并成功研制 160 kW 集成变压器样机。通过分析电路特性和分立变压器励磁电流特征, 引入公用解耦柱结构, 实现了变压器励磁电感和漏感的解耦控制, 构建了新型磁芯集成变压器结构。基于磁路分析验证了该结构的正确性, 并采用损耗最优原则对铜箔绕组厚度等关键参数进行优化设计, 确定了磁芯尺寸、绕组损耗和布置方案等核心参数指标。试验结果表明, 所研制的集成变压器样机在体积和重量方面较传统分立方案分别降低 18.8% 和 33.4%, 满足系统电气性能和热特性要求, 证明了该设计方案的可行性和有效性。

未来将进一步探索磁集成技术在更高功率等级和更复杂电路拓扑中的应用范围, 优化磁芯结构和绕组设计提升变压器的性能; 同时完善磁芯损耗和绕组损耗的计算方法, 提高损耗预测精度, 为变压器的设计和优化提供更可靠的理论支撑。

参考文献:

- [1] GAO Shengwei, ZHAO Ziyi. Magnetic integrated LLC resonant converter based on independent inductance winding [J]. IEEE access, 2021, 9: 660-672.
- [2] NOAH M, KIMURA S, IMAOKA J, et al. Magnetic design and experimental evaluation of a commercially available single integrated transformer in three-phase LLC resonant converter[J]. IEEE transactions on industry applications, 2018, 54(6): 6190-6204.
- [3] NOAH M, ENDO S, ISHIBASHI H, et al. A current sharing method utilizing single balancing transformer for a multi-phase LLC resonant converter with integrated magnetics[J]. IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics, 2018, 6(2): 977-992.
- [4] LI Haichao, YANG Yugang, WANG Shixian, et al. "E+Δ" cores magnetic integrated transformers for two-phase parallel LLC resonant converter[J]. IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics, 2024, 12(5): 4315-4324.
- [5] YANG Bo, CHEN Rengang, LEE F C. Integrated magnetic for LLC resonant converter[C]//IEEE. APEC Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Dallas: IEEE, 2002: 346-351.
- [6] IQBAL S. Double LLC resonant tanks based DC-DC converter with integrated dual transformers for PV power systems[C]//IEEE. 2016 IEEE Power and Energy Conference at Illinois. Urbana: IEEE, 2016: 1-6.
- [7] PARK J H, KIM R Y. Analysis, design method of High-frequency integrated transformer structure[C]//IEEE. 2021 24th International Conference on Electrical Machines and Systems. Gyeongju: IEEE, 2021: 239-242.
- [8] ZHAO Zhenxing, ZHU Jijia, DAI Yuxing, et al. Lightweight design of magnetic integrated transformer for high voltage power supply in electro-aerodynamic propulsion system[J]. IEEE transactions on power electronics, 2023, 38(9): 10501-10515.
- [9] 耿志东, 刘清, 饶沛南, 等. 地铁车辆辅助变流器 LLC 谐振变换电路优化设计[J]. 大功率变流器技术, 2016(1): 8-12.
GENG Zhidong, LIU Qing, RAO Peinan, et al. Optimal design of LLC resonant converter circuit for metro vehicle auxiliary converter[J]. High power converter technology, 2016(1): 8-12.
- [10] 赵争茵, 汪友华, 凌跃胜, 等. 大容量高频变压器绕组损耗的计算与分析[J]. 电工技术学报, 2014, 29(5): 261-264.
ZHAO Zhenghan, WANG Youhua, LING Yuesheng, et al. Calculation and analysis of loss in high-capacity high-frequency transformers[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2014, 29(5): 261-264.
- [11] LIN Jingyuan, YUEH H Y, LEE S Y, et al. A novel integrated transformer structure for high efficiency LLC converter [C]//IEEE. 2019 4th International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid. Wuhan: IEEE, 2019: 61-66.
- [12] 张小勇, 张庆, 饶沛南, 等. LLC 谐振全桥软开关 DC/DC 变换器研究[J]. 机车电传动, 2019(3): 95-98.
ZHANG Xiaoyong, ZHANG Qing, RAO Peinan, et al. Design of full-bridge soft-switching DC/DC converter based on LLC resonant[J]. Electric drive for locomotives, 2019(3): 95-98.
- [13] 周帅, 张小勇, 赵清良, 等. 城轨车辆高频隔离辅助变压器的设计[J]. 机车电传动, 2017(1): 94-97.
ZHOU Shuai, ZHANG Xiaoyong, ZHAO Qingliang, et al. Design of a high frequency isolation auxiliary transformer for urban rail vehicle[J]. Electric drive for locomotives, 2017(1): 94-97.
- [14] BAI Baodong, CHEN Zhiwei, CHEN Dezhi. DC bias elimination and integrated magnetic technology in power transformer[J]. IEEE transactions on magnetics, 2015, 51(11): 1-4.
- [15] ELSAHARTY M A, CANDELA J I, RODRIGUEZ P. Power system compensation using a Power-electronics integrated transformer[J]. IEEE transactions on power delivery, 2018, 33(4): 1744-1754.
- [16] WANG Jing, XU Zhifei, WANG Xin, et al. Design of integrated magnetic transformer for high frequency LLC converter[C]//IEEE. 2020 4th International Conference on HVDC. Xi'an: IEEE, 2020: 986-991.
- [17] VENKATACHALAM K, SULLIVAN C R, ABDALLAH T, et al. Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters[C]//IEEE. 2002 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics. Mayaguez: IEEE, 2002: 36-41.

Design of high power LLC transformer based on magnetic integration technology

GENG Zhidong¹, DOU Zechun¹, ZHOU Shuai¹, YI Tao^{1,2}, BI Lang¹

(1. Zhuzhou CRRC Times Electric Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China;
2. Institute of Integrated Circuit, Southeast University, Wuxi, Jiangsu 214125, China)

Abstract: To address the challenges associated with the large quantity, considerable volume, and heavy weight of LLC transformers in rail vehicle power supplies, this paper presents a dual LLC transformer core integration solution tailored to the circuit characteristics. By incorporating a common decoupling post, the excitation inductance and leakage inductance parameters can be decoupled and adjusted, leading to the establishment of a novel integrated core structure. In line with the principle of minimal loss minimization, the thickness of the transformer's copper foil winding was optimized, and critical parameters such as core material and winding structure were determined. A 160 kW experimental prototype was successfully developed. The test results indicate that the integrated transformer is 18.8% smaller and 33.4% lighter than a traditional discrete solution. Both simulation and experimental results confirm the accuracy and engineering feasibility of this design approach.

Keywords: LLC; transformer; magnetic integration; decoupling post; copper foil thickness; rail vehicle power supply

收稿日期: 2025-04-16