DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.8.309 **中图分类号**：TM433 **文献标志码**：A

CLLC电路变压器圆形利兹线绕组损耗的精确计算

周乐保[1]，杨 汝[1](中国电源学会会员)，杨 红[1]，廖 慧[2]
(1.广州大学机械与电气工程学院，广州 510006；2.广东创电科技有限公司，佛山 528200)

摘要：为了快速准确地计算CLLC谐振电路变压器的利兹线绕组损耗，利用集肤效应与邻近效应之间的正交关系，将绕组损耗分为集肤效应损耗和邻近效应损耗分别进行计算，这样可以避免绕组端部效应造成的误差。首先，利用占空比进行邻近效应的损耗计算，通过分析CLLC谐振电路变压器上的电流表达式，将其与集肤效应损耗和邻近效应损耗公式相结合，总结出了CLLC谐振电路变压器绕组损耗的经验计算公式。最后，设计制作了CLLC谐振电路的变压器，并进行了Maxwell仿真与实验测量验证，与修正后的Tourkhani模型进行比较。结果显示，提出的CLLC变压器利兹线绕组损耗模型能够精确计算CLLC变压器中利兹线绕组的损耗，从而实现对CLLC谐振电路中变压器利兹线绕组损耗的准确预测。

关键词：占空比；CLLC谐振电路；高频变压器；绕组损耗；圆形利兹线

Accurate Calculation of Winding Losses of Circular Litz-wire in Transformer with CLLC Circuit

ZHOU Lebao[1], YANG Ru[1], *Member*, *CPSS*, YANG Hong[1], LIAO Hui[2]
(1. School of Mechanical and Electrical Engineering, Guangzhou University, Guangzhou 510006, China; 2. Guangdong Cemdeo Technology Co., Ltd., Foshan 528200, China)

Abstract: To quickly and accurately calculate the winding losses of Litz-wire in a transformer with a CLLC resonant circuit, the orthogonal relationship between the skin effect and proximity effect is utilized to divide the winding losses into those caused by the skin effect and proximity effect, so that these losses can be calculated separately to avoid errors caused by end effects in the windings. First, the duty cycle is used to calculate the losses caused by the proximity effect. By analyzing the current expressions for the transformer with a CLLC resonant circuit and further combining them with the formulas for losses caused by the skin effect and proximity effect, an empirical formula for calculating the winding losses of the transformer with a CLLC resonant circuit is derived. Finally, a transformer with a CLLC resonant circuit was designed and fabricated, Maxwell simulations and experimental measurements were conducted for validation, and the simulated and measured values were also compared with those calculated by a modified Tourkhani model. Results show that the proposed model can accurately calculate the winding losses of Litz-wire in the CLLC transformer, enabling precise prediction of winding losses of Litz-wire in transformers with CLLC resonant circuits.

Keywords: Duty cycle; CLLC resonant circuit; high-frequency transformer; winding loss; circular Litz-wire

CLLC谐振电路作为1种在高频下运行且具备高功率密度特性的隔离型双向DC-DC变换器，因具备卓越的软开关能力而被广泛认为是双向电能转换技术中具有潜力的拓扑结构[1-2]。该变换器的适用范围广泛，涵盖了诸如不间断电源系统、直流分配网络及电动车与电网之间的互联互通系统等多个重要领域[1-7]。

随着电力电子控制技术的进步及半导体和磁性

收稿日期：2024-06-07；**修回日期**：2024-08-24，2024-10-01；
录用日期：2024-11-03；**网络首发日期**：2024-12-26
基金项目：广东省科技项目(2022A1414020018)
This work is supported by Guangdong Provincial Science and Technology Project under the grant 2022A1414020018

材料性能的不断提高，变换器的工作频率已显著增加。这种频率提升导致变压器在高工作频率下的绕组损耗增加，主要源于集肤效应和邻近效应的加剧，进而导致元件内部温度升高和频率响应下降等问题[8-11]。为了有效减少高频变压器的绕组损耗，通常会选择使用性能更优的高频绕线(如 Litz 线)来进行改进。

针对 Litz 线高频绕组损耗，已有 3 种主要解析模型：改进的 Dowell 模型、Ferreira 模型和修正后的 Tourkhani 模型。最初，Dowell 假设长条铜箔绕组具有理想的一维磁场分布而推导损耗模型[12]。一些研究者通过面积等效原则将 Litz 线绕组视为铜箔绕组[13]，从而改进了 Dowell 模型，但 Ferreira 指出此简化方法存在物理意义上的不足，会导致较大的计算误差。因此，Ferreira 提出了利兹线的二维损耗模型[14]，但该模型未考虑同层导体间的相互作用，在绕组紧密排列时可能存在较大误差[15]。对此，Tourkhani 等[16]将利兹线简化为具有相同直径的圆形导线，并提出了充分考虑内部结构的损耗计算模型。但是，Tourkhani 的推导存在问题，未能准确提供磁场的解析表达式，从而导致最终模型出现偏差。刘任等[17]于 2023 年发现并指出了这个问题，并提供了正确的推导过程和结果。然而，修正后的 Tourkhani 模型仍存在问题，在工程需求中，鉴于绝缘要求，变压器磁心窗口通常会大于绕组的高度，这使得绕组会出现明显的端部效应，进而使得邻近效应引起的附加损耗难以精确预测[18]。

现在 CLLC 谐振电路应用广泛，但目前并无专门应用于 CLLC 谐振电路变压器利兹线绕组损耗的计算模型，仍然使用一般的利兹线绕组损耗模型，本文通过把利兹线绕组损耗分为邻近效应损耗和集肤效应损耗分别计算，并结合 CLLC 谐振电流表达式得到 CLLC 谐振电路变压器利兹线绕组损耗模型。最后，将模型计算值与实验值进行比较，验证本文模型的准确性。

1 利兹线内部的磁场强度模型

在推导解析模型之前，假设圆形利兹线的每股导线均涂有绝缘漆并相互隔离，且每股导线都贯穿圆形利兹线横截面的所有点。因此，可以假定电流在各股导线中均匀分布，进而认为每股导线的电流相同[16,19]。

图 1 展示了圆形利兹线的磁场分布情况。绕组内部的每个点，除了受到外部绕组电流所产生的磁场强度 $\boldsymbol{H}_{\text{ext}}$ 的影响外，还会受到内部股线电流产生的磁场强度 $\boldsymbol{H}_{\text{int}}$ 的作用。其中 $\boldsymbol{H}_{\text{ext}}$ 可视为沿 y 轴的一维分布[16,19]，即漏磁场由磁心引导。

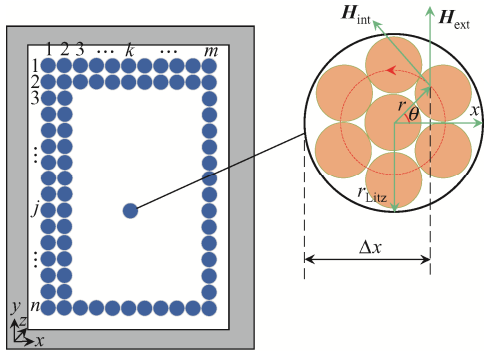


图 1 CLLC 变压器结构及其圆形利兹线内部的磁场分布示意

Fig. 1 Schematic of CLLC transformer structure and magnetic field distribution inside circular Litz-wire

将第 k 层圆形利兹线内部各点的磁场强度 $\boldsymbol{H}$ 表示为[17]

$$\boldsymbol{H}=\boldsymbol{H}_{\text{ext}}+\boldsymbol{H}_{\text{int}}=(H_{\text{ext}}+H_{\text{int}}\cos\theta)\cdot\boldsymbol{e}_y-H_{\text{int}}\sin\theta\cdot\boldsymbol{e}_x \tag{1}$$

式中：θ 为 x 轴与各点到利兹线中心的夹角；$\boldsymbol{e}_x$、$\boldsymbol{e}_y$ 分别为 x 轴与 y 轴方向的磁场强度单位向量。各点 $\boldsymbol{H}_{\text{int}}$ 的方向是半径为 r 且经过各点的圆的切线方向。H_{ext} 和 H_{int} 分别为 $\boldsymbol{H}_{\text{ext}}$ 和 $\boldsymbol{H}_{\text{int}}$ 的模。在式(1)中，H_{ext} 和 H_{int} 可以分别表示为

$$H_{\text{ext}}(\Delta x,k)=\left[(k-1)+\frac{r_{\text{Litz}}+r\cos\theta}{d_{\text{Litz}}}\right]\frac{nI}{h_{\text{w}}}=\left[\left(k-\frac{1}{2}\right)+\frac{r\cos\theta}{d_{\text{Litz}}}\right]\frac{nI}{h_{\text{w}}} \tag{2}$$

$$H_{\text{int}}(r)=\frac{I}{2\pi r_{\text{Litz}}^2}r \tag{3}$$

式中：Δx 为利兹线绕组内任意一点距其最左侧点的水平距离；I 为通过利兹线的电流幅值；h_{w} 为利兹线绕组的高度；d_{Litz}、r_{Litz} 分别为利兹线绕组的直

径和半径；n 为绕组每层利兹线的匝数。利用式(1)~式(3)可得到变压器第 k 层第 j 根圆形利兹线任意一点(r,θ)磁场强度 $\boldsymbol{H}$ 的极坐标表达式为

$$\boldsymbol{H}(r,\theta)=\left[\left(k-\frac{1}{2}+\frac{r\cos\theta}{2r_{\mathrm{Litz}}}\right)\frac{nI}{h_{\mathrm{w}}}+\frac{I}{2\pi r_{\mathrm{Litz}}^2}r\cos\theta\right]\cdot \boldsymbol{e}_y-\frac{I}{2\pi r_{\mathrm{Litz}}^2}r\sin\theta\cdot\boldsymbol{e}_x \tag{4}$$

2　CLLC 谐振电路变压器一、二次侧的电流

图 2、图 3 分别为 CLLC 谐振电路的原理图和简化后的正向基波等效电路，忽略 CLLC 工作时的死区模态和三元谐振模态(所占时间比例极少)，此时变压器一次侧的电流为

$$i_{L_{\mathrm{r1}}}(t)=\sqrt{2}I_{L_{\mathrm{r1}},\mathrm{rms}}\sin(\omega_{\mathrm{r}}t+\phi) \tag{5}$$

式中：$I_{L_{\mathrm{r1}},\mathrm{rms}}$ 为 $i_{L_{\mathrm{r1}}}(t)$ 的有效值；$\omega_{\mathrm{r}}=2\pi f_{\mathrm{r}}$，$f_{\mathrm{r}}$ 为第一谐振频率；ϕ为相对于输入电压的相位差。相应计算公式为

$$f_{\mathrm{r}}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\mathrm{r}}C_{\mathrm{r}}}} \tag{6}$$

$$\phi=\sin^{-1}\left(\frac{V_{\mathrm{o}}T_{\mathrm{s}}}{4\sqrt{2}L_{\mathrm{m}}I_{L_{\mathrm{r1}},\mathrm{ms}}}\right) \tag{7}$$

$$I_{\mathrm{o}}=\frac{V_{\mathrm{o}}}{R_{\mathrm{o}}}=\frac{2\sqrt{2}}{T_{\mathrm{s}}}\int_0^{T_{\mathrm{s}}/2}I_{L_{\mathrm{r1}},\mathrm{rms}}\sin(\omega_{\mathrm{r}}t+\phi)\mathrm{d}t \tag{8}$$

式中：V_{o} 为 CLLC 电路的输出电压；L_{m} 为励磁电感；L_{r} 为谐振电感；C_{r} 为谐振电容；T_{s} 为谐振周期；I_{o} 为平均输出电流；R_{o} 为负载电阻。

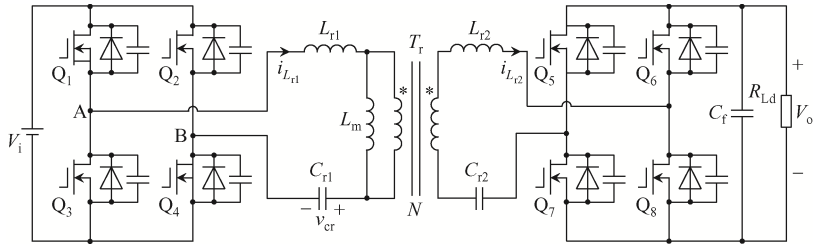


图 2　CLLC 谐振电路原理

Fig. 2 Schematic of CLLC resonant circuit

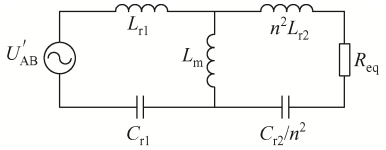


图 3　简化后的正向基波等效电路

Fig. 3 Simplified forward fundamental equivalent circuit

根据式(5)、式(7)、式(8)可得到 $I_{L_{\mathrm{r1}},\mathrm{rms}}$ 为

$$I_{L_{\mathrm{r1}},\mathrm{rms}}=\sqrt{\frac{V_{\mathrm{o}}^2}{8}\left[\left(\frac{\pi}{NR_{\mathrm{o}}}\right)^2+\left(\frac{N}{2L_{\mathrm{m}}f_{\mathrm{s}}}\right)^2\right]} \tag{9}$$

式中：N 为变压器变比；f_{s} 为谐振频率。同样的方法得到变压器二次侧的电流为

$$I_{L_{\mathrm{r2}},\mathrm{rms}}=\sqrt{\frac{V_{\mathrm{o}}^2}{16}\left[\left(\frac{5\pi^2-48}{12\pi^2}\right)\left(\frac{N}{L_{\mathrm{m}}f_{\mathrm{s}}}\right)^2+\left(\frac{\pi}{R_{\mathrm{o}}}\right)^2\right]} \tag{10}$$

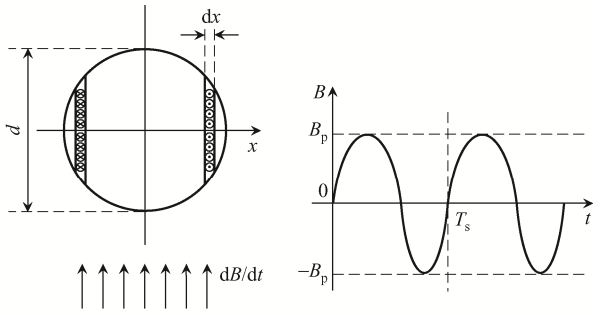
3　CLLC 谐振电路变压绕组损耗模型

对于修正后的 Tourkhani 模型，在工程需求中，鉴于绝缘要求，变压器磁芯窗口通常会大于绕组的高度，这使得绕组会出现明显的端部效应，进而使得邻近效应引起的附加损耗难以精确预测。为此，本文将 CLLC 高频变压器绕组损耗分为邻近效应损耗与集肤效应损耗分别进行计算[20]，这样可以在一定程度上把端部效应造成的附加损耗考虑进来，端部效应主要表现为磁场分布的不均匀性。当端部效应明显时，如果直接计算总损耗，则会导致误差，因为计算没有考虑端部效应造成的磁场不均匀；如果将这 2 种效应分开计算，则可以在各自的计算过程中更好地考虑磁场的局部变化，可以更细致地分析和处理端部效应，从而解决因端部效应导致的损耗计算误差。

3.1　占空比与邻近效应损耗的关系

当相邻的导体均载有高频电流时，每一个导体不仅处于自身高频电流产生的磁场中，同时还处于其他导体电流产生的磁场中，相邻导体电流磁场的

变化会导致感应电动势的产生，进而在导体中引起涡流，造成能量损耗，这部分损耗称为邻近损耗。当直径为 d、长度为 l 的圆柱形铜导体处在交变的磁场中时，假设磁场是均匀一致的，且方向垂直于导体，则导线的截面如图 4(a)所示。



(a)导线截面图 (b)均匀变化的磁场

图 4 圆柱形导体处在均匀变化的磁场中

Fig. 4 Cylindrical conductor in a uniformly changing magnetic field

此时邻近损耗表达式[9,21-23]为

$$P(t)=\int_0^{\frac{d}{2}}\left(2xl\frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t}\right)^2\frac{\sigma\sqrt{\frac{d^2}{4}-x^2}}{l}\mathrm{d}x=\frac{\pi l d^4\sigma}{64}\left(\frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t}\right)^2 \tag{11}$$

式中：σ 为导线电导率；B 为磁感应强度。

此时邻近效应损耗的计算依赖于磁场的波形，当磁场的波形(其他周期波形同理)如图 4(b)所示时，可借助占空比进行计算，D 为波形占空比，表示正半周期占整个周期的比例，对于 1 个完整的周期，可分为 0—DT_s、DT_s—T_s 2 个时间段进行计算，具体为

$$P_{0-DT_s}=\frac{\pi l d^4\sigma}{64}\left(\frac{\Delta Bf}{D}\right)^2 \tag{12}$$

$$P_{DT_s-T_s}=\frac{\pi l d^4\sigma}{64}\left(\frac{\Delta Bf}{1-D}\right)^2 \tag{13}$$

式中，f 为磁场变化的频率。结合式(12)、式(13)可得邻近效应损耗表达式为

$$P_{\text{proximity}}=P_{0-DT_s}+P_{DT_s-T_s}=\frac{\pi}{16D(1-D)}f^2B_p^2ld^4\sigma \tag{14}$$

式中，B_p 为正弦波磁场的幅值。

结合式(4)、式(9)、式(10)和式(14)可得 CLLC 谐振电路一、二次侧的邻近效应损耗与磁场占空比的关系式为

$$P_{1,\text{proximity}}=\frac{\pi}{16D(1-D)}f_s^2ld^4\sigma\mu_0^2\cdot\left\{\frac{V_o^2}{4}\left[\left(\frac{\pi}{NR_o}\right)^2+\left(\frac{N}{2L_mf_s}\right)^2\right]\right\}(a+b) \tag{15}$$

$$P_{2,\text{proximity}}=\frac{\pi}{16D(1-D)}f_s^2ld^4\sigma\mu_0^2\cdot\left\{\frac{V_o^2}{8}\left[\left(\frac{5\pi^2-48}{12\pi^2}\right)\cdot\left(\frac{N}{L_mf_s}\right)^2+\left(\frac{\pi}{R_o}\right)^2\right]\right\}(a+b) \tag{16}$$

$$a=\left(k-\frac{1}{2}\right)^2\frac{n^2}{h_w^2}+r\cos\theta\left(k-\frac{1}{2}\right)\left(\frac{n^2\pi+nh_w}{\pi r_2h_w^2}\right) \tag{17}$$

$$b=\frac{r^2}{4\pi r_{\text{Litz}}^2}+\frac{r^2\cos^2\theta}{4r_{\text{Litz}}^2}\left(\frac{n^2\pi+2nh_w}{\pi h_w^2}\right) \tag{18}$$

式中，μ_0 为真空磁导率。

3.2 集肤效应造成的损耗

当存在交流电或交变电磁场时，导体内部的电流分布变得不均匀，电流主要集中在导体表面的薄层。导体表面附近的电流密度较大，而内部电流则较小，这将导致导体电阻增加，从而引发更高的损耗功率，这部分损耗称为集肤损耗。导体中电流密度和磁场强度的极坐标关系为

$$J=-\frac{\mathrm{d}H(r,\theta)}{\mathrm{d}r\cos\theta} \tag{19}$$

由电流密度对导体进行积分可得单位长度集肤效应损耗公式为

$$P_{\text{skin}}=\frac{d}{4\sigma}\int_0^r\int_0^{2\pi}J^2r\mathrm{d}r\mathrm{d}\theta \tag{20}$$

结合式(4)、式(9)、式(10)、式(19)和式(20)可得 CLLC 谐振电路一、二次侧的集肤效应损耗表达式为

$$P_{1,\text{skin}}=k\frac{dV_o^2}{16\sigma}\left[\left(\frac{\pi}{NR_o}\right)^2+\left(\frac{N}{2L_mf_s}\right)^2\right] \tag{21}$$

$$P_{2,\text{skin}}=k\frac{dV_o^2}{32\sigma}\left[\left(\frac{5\pi^2-48}{12\pi^2}\right)\left(\frac{N}{L_mf_s}\right)^2+\left(\frac{\pi}{R_o}\right)^2\right] \tag{22}$$

$$k=\frac{n^2}{4r_{\mathrm{Litz}}^2h_{\mathrm{w}}^2}+\frac{n}{2r_{\mathrm{Litz}}^3\pi h_{\mathrm{w}}}+\frac{1+(20\sqrt{2}-8)r_{\mathrm{Litz}}}{4\pi^2r_{\mathrm{Litz}}^4} \quad (23)$$

4　仿真与实验验证

4.1　Maxwell 3D 与 simplorer 联合仿真

CLLC 高频变压器的 Maxwell 仿真模型如图 5 所示，包含主视图、俯视图及剖面图。其中，simplorer 的联合仿真电路如图 6 所示，Maxwell 仿真激励设置为 simplorer 里 CLLC 联合仿真电路谐振腔电流，仿真所用 CLLC 高频变压器参数见表 1。Maxwell 仿真交流电阻结果如图 7 所示，在其谐振频率为 50.9 kHz 时，仿真交流电阻阻值为 38.13 mΩ。

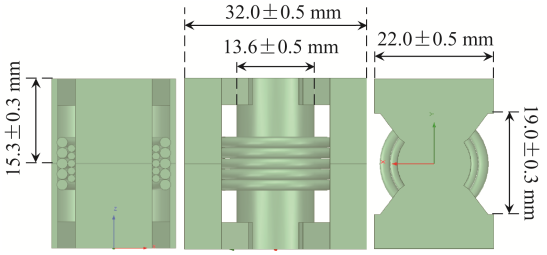


图 5　CLLC 高频变压器模型

Fig. 5 Model of CLLC high-frequency transformer

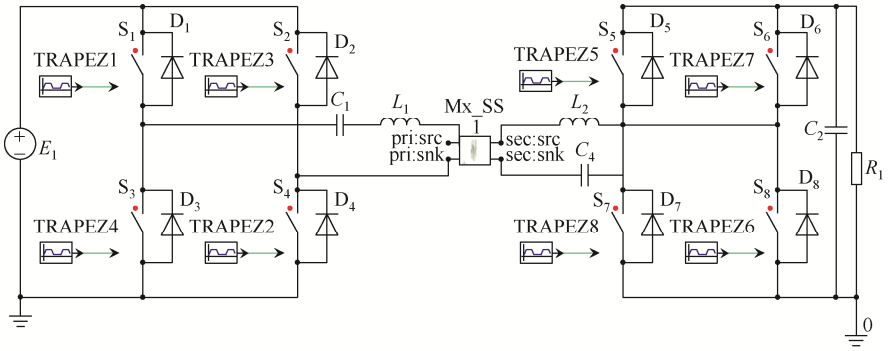


图 6　simplorer 电路模型

Fig. 6 Circuit model based on simplorer

表 1　测试变压器的结构参数

Tab. 1 Structural parameters of transformer for test

结构参数	一次侧	二次侧
单匝利兹线的股数 N_0	200	100
每层匝数 n_1	5	5
绕组层数 m_1	1	1
利兹线直径 d_{Litz}/mm	1.90	1.35
利兹线内部每股直径 d_0/mm	0.1	0.1

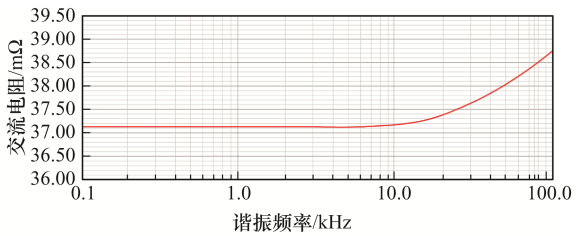


图 7　CLLC 高频变压器 Maxwell 3D 仿真结果

Fig. 7 Simulation results of CLLC high-frequency transformer based on Maxwell 3D

4.2　Bode100 实测交流电阻

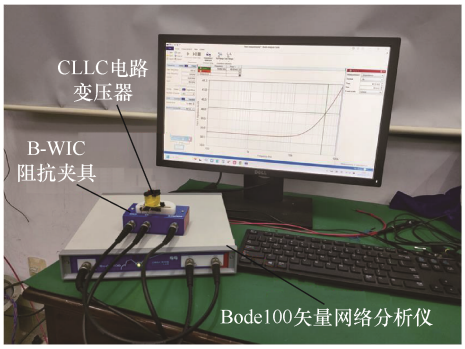
为验证本文所提的 CLLC 绕组损耗计算模型，选取功率为 100 W 的 CLLC 谐振电路中的高频绕线式变压器作为测试对象，并使用 Bode100 矢量网络分析仪测量其交流电阻。

实验布置如图 8(a)所示，测试变压器参数见表 1，图 8(b)为 Bode100 测得的 CLLC 高频变压器利兹线交流电阻与频率曲线。在测试之前，将变压器二次侧短路，以消除磁心带来的影响，开始测量之前需先对 Bode100 矢量网络分析仪进行开路、短路及带载校验。

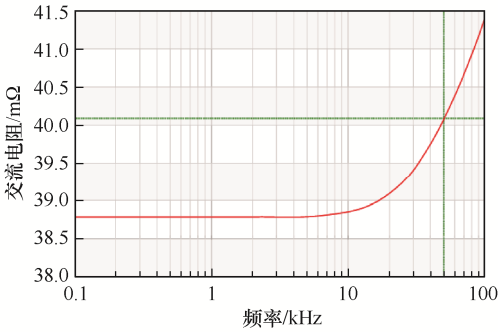
4.3　结果对比

CLLC 谐振电路变压器利兹线绕组交流电阻实测值与其计算值、仿真值的比较如图 9 所示。在谐振频率为 50.9 kHz 时，Bode100 的测量值为 40.01 mΩ，本文模型为 36.41 mΩ，修正的 Tourkhani 模型为 36.31 mΩ。由图 9 可得到如下结果：

(1)针对 CLLC 谐振电路测试变压器，在全频范围，本文模型比修正的 Tourkhani 模型更接近测量值与 Maxwell 仿真值；



(a)实验布置



(b)测量结果

图 8 CLLC 变压器利兹线绕组交流电阻测量实验及测量结果

Fig. 8 Measurement experiment and result of AC resistance of Litz-wire winding in CLLC transformer

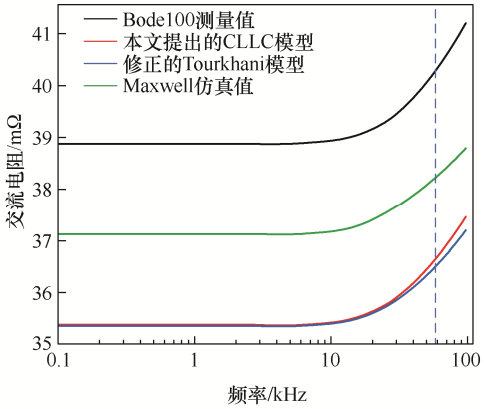


图 9 CLLC 变压器绕组交流电阻实测值与计算值、仿真值对比

Fig. 9 Comparison among measured, calculated and simulated values of AC resistance of CLLC transformer winding

(2)针对 CLLC 谐振电路测试变压器，在谐振频率点处，修正的 Tourkhani 模型误差为 9.25%，而本文模型为 8.99%，在 0~100 kHz 内，修正的 Tourkhani 模型误差最大为 9.90%，而本文模型为 9.10%。

5 结论

(1)当前并没有专门应用于 CLLC 电路的变压器绕组损耗计算模型，本文通过分析 CLLC 电路的电流模型，首次提出针对 CLLC 电路的变压器绕组损耗模型。

(2)修正的 Tourkhani 模型难以计算邻近效应所产生的附加损耗，本文把绕组损耗分为由邻近效应造成的损耗和集肤效应造成的损耗，其中邻近效应损耗采用占空比进行计算，该方法把邻近效应所产生的附加损耗考虑了进来，提高了模型的计算精度。

(3)建立高频变压器交流电阻测量平台，并将测量结果与本文模型及修正后的 Tourkhani 模型的计算值进行对比。结果显示，本文提出的 CLLC 电路变压器利兹线绕组损耗模型能够准确预测变压器的利兹线绕组损耗，实现 CLLC 电路变压器的利兹线绕组损耗准确预测。

参考文献：

[1] 王弘珺, 郁专, 谢少军. 双向 CLLC 谐振变换器的参数设计方法研究[J]. 电源学报, 2025, 23(1): 11-20, 66.
Wang Hongjun, Yu Zhuan, Xie Shaojun. Study on parameter design method for bi-directional CLLC resonant converters [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(1): 11-20, 66. (in Chinese)

[2] 程鹤, 徐恺, 李朋圣, 等. 三相 CLLC 谐振变换器磁集成平面变压器设计与优化[J]. 电工技术学报, 2024, 39(12): 3774-3786.
Cheng He, Xu Kai, Li Pengsheng, etal. Design and optimization of three-phase CLLC resonant converter with magnetic integrated planar transformer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(12): 3774-3786. (in Chinese)

[3] Zahid Z U, Dalala Z M, Chen Rui, et al. Design of bidirectional DC-DC resonant converter for vehicle-to-grid (V2G) applications [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2015, 1(3): 232-244.

[4] Lu Xiaoying, Wang Haoyu. Three-port bidirectional CLLC resonant converter based onboard charger for PEV hybrid energy management system [C]// 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Cincinnati, OH, USA, 2017: 1432-1438.

[5] He Peiwen, Mallik A, Sankar A, et al. Design of a 1-MHz high-efficiency high-power-density bidirectional GaN-based CLLC converter for electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(1): 213-223.

[6] Liu Bo, Qiu Maohang, Jing Lei, et al. Design of high-performance bidirectional DC/DC converter applied for more electric aircraft [J]. The Journal of Engineering, 2018, 2018(13): 520-523.

[7] Huang Jingjing, Xiao Jianfang, Wen Changyun, et al. Implementation of bidirectional resonant DC transformer in hybrid AC/DC micro-grid [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(2): 1532-1542.

[8] Yang R S, Hanson A J, Reese B A, et al. A low-loss inductor structure and design guidelines for high-frequency applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10): 9993-10005.

[9] 王迎迎, 程红. 应用于功率变换器的多绕组高频变压器模型[J]. 电工技术学报, 2021, 36(19): 4140-4147.
Wang Yingying, Cheng Hong. Dual multi-winding high-frequency transformer equivalent circuit for power converter applications [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(19): 4140-4147. (in Chinese)

[10] 陈彬, 李琳, 赵志斌, 等. 电感集成式大容量高频变压器精细化设计方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(5): 1356-1368.
Chen Bin, Li Lin, Zhao Zhibin, et al. Design method of inductor-integrated high-power high-frequency transformers [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(5): 1356-1368. (in Chinese)

[11] 赵彪, 宋强, 刘文华, 等. 用于柔性直流配电的高频链直流固态变压器[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(25): 4295-4303.
Zhao Biao, Song Qiang, Liu Wenhua, et al. High-frequency-link DC solid state transformers for flexible DC distribution [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34 (25): 4295-4303. (in Chinese)

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

[13] Gu W J, Liu R. A study of volume and weight vs. frequency for high-frequency transformers [C]// Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference - PESC '93. Seattle, WA, USA, 2002: 1123-1129.

[14] Ferreira J A. Appropriate modelling of conductive losses in the design of magnetic components [C]// 21st Annual IEEE Conference on Power Electronics Specialists. San Antonio, TX, USA, 2002: 780-785.

[15] Kaymak M, Shen Zhan, De Doncker R W. Comparison of analytical methods for calculating the AC resistance and leakage inductance of medium-frequency transformers [C]// 2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL). Trondheim, Norway, 2016: 1-8.

[16] Tourkhani F, Viarouge P. Accurate analytical model of winding losses in round Litz wire windings [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2001, 37(1): 538-543.

[17] 刘任, 袁轩, 刘瑞勇, 等. 高频磁性元件圆形利兹线绕组损耗解析计算模型[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(21): 8511-8518.
Liu Ren, Yuan Xuan, Liu Ruiyong, et al. Analytical prediction model of round Litz wire windings losses of high frequency magnetic components [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(21): 8511-8518. (in Chinese)

[18] 赵志刚, 刘朝阳, 贾慧杰, 等. 圆形利兹线绕组高频损耗三维快速计算模型[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(19): 7901-7911.
Zhao Zhigang, Liu Zhaoyang, Jia Huijie, et al. Fast three-dimensional calculation mode for high frequency loss of circular Litz-wire windings [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(19): 7901-7911. (in Chinese)

[19] Zhang Ke, Chen Wu, Cao Xiaopeng, et al. Accurate calculation and sensitivity analysis of leakage inductance of high-frequency transformer with Litz wire winding [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 3951-3962.

[20] Dimitrakakis G S, Tatakis E C. High-frequency copper losses in magnetic components with layered windings [J].

IEEE Transactions on Magnetics, 2009, 45(8): 3187-3199.

[21] Hurley W G, Gath E, Breslin J G. Optimizing the AC resistance of multilayer transformer windings with arbitrary current waveforms [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(2): 369-376.

[22] Sullivan C R. Computationally efficient winding loss calculation with multiple windings, arbitrary waveforms, and two-dimensional or three-dimensional field geometry [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(1): 142-150.

[23] Nan Xi, Sullivan C R. An improved calculation of proximity-effect loss in high-frequency windings of round conductors [C]// IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03. Acapulco, Mexico, 2003: 853-860.



周乐保

作者简介：

周乐保(1997—),男,硕士研究生。研究方向：高频变压器损耗测量与计算。E-mail：2112207059@e.gzhu.edu.cn

杨汝(1971—)，女，中国电源学会会员，通信作者，博士，教授。研究方向:电力电子非线性系统分析与控制。E-mail：yangru@gzhu.edu.cn

杨红(1967—),男,博士,副教授。研究方向：电机控制，人工智能，FPGA。E-mail：yanghong@gzhu.edu.cn

廖慧(1975—),男,博士,副教授。研究方向：电力电子。E-mail：liaoh-cd@gzzg.com.cn

(责任编辑：孙美菊)

(上接第 253 页)

intelligence optimization technique: Sparrow search algorithm [D]. Shanghai: Donghua University, 2020. (in Chinese)

[17] 张娜, 赵泽丹, 包晓安, 等. 基于改进的 Tent 混沌万有引力搜索算法[J]. 控制与决策, 2020, 35(4): 893-900.
Zhang Na, Zhao Zedan, Bao Xiaoan, et al. Gravitational search algorithm based on improved Tent chaos [J]. Control and Decision, 2020, 35(4): 893-900. (in Chinese)

[18] Ouaar F, Boudjemaa R. Modified salp swarm algorithm for global optimisation [J]. Neural Computing and Applications, 2021, 33(14): 8709-8734.



寇发荣

作者简介：

寇发荣(1973—)，男，通信作者，博士，教授。研究方向：新能源汽车技术。E-mail：koufarong@xust.edu.cn。

杨天祥(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：锂离子电池管理系统。E-mail：22205224053@stu.xust.edu.cn。

罗希(1994—)，男，硕士研究生。研究方向：锂离子电池管理系统。E-mail：21205224132@stu.xust.edu.cn。

门浩(1998—)，男，硕士研究生。研究方向：锂离子电池管理系统。E-mail：20205224104@stu.xust.edu.cn。

(责任编辑：耿越)