

Technical Article**1kW 高密度 LLC 电源模块中使用的平面变压器概述**

Brent McDonald

随着数据中心电力需求持续攀升，服务器设备厂商亟需提升功率转换效率，从而降低系统的散热足迹。从 12V 配电总线向 48V 总线的过渡需要高效紧凑的降压转换器（48V 至 12V）。

电感器-电感器-电容器 (LLC) 转换器能够在高开关频率下在宽负载范围内保持零电压开关，因此是总线转换器公认的标准拓扑。在此电源设计小贴士中，我将介绍一款在 1MHz、1kW、八分之一砖型封装（效率 > 98%）的高功率密度 LLC 转换器中使用的变压器。

LLC 转换器设计

任何实际的 LLC 转换器设计都从谐振槽设计开始。为了尽可能提高 LLC 转换器的效率，转换器将在固定频率（接近谐振）下以开环控制运行。使用变压器漏电感作为谐振电感器将最大限度缩减整个转换器的尺寸。该设计的工作频率为 1MHz，旨在最大限度缩小变压器和相关无源元件的尺寸。[图 1](#) 展示了本设计所选的槽参数。有关如何选择这些参数的详细信息，请参阅参考资料 [\[1\]](#) 和 [\[2\]](#)。

Turns ratio	4-to-1
L_r	7 nH
L_m	2 μ H
C_r	3.52 μ F

图 1. 适用于工作频率为 1MHz 设计的 LLC 谐振槽参数。

为了尽可能提高效率，系统需要对同步整流器使用多个并联场效应晶体管 (FET)。[图 2](#) 中所示的矩阵变压器结构将强制在多个 FET 之间共享。功能上，每个变压器的初级侧各有两匝，而中心抽头次级侧各有一匝。将初级绕组串联可强制各初级中电流相同，从而迫使次级绕组共享电流。

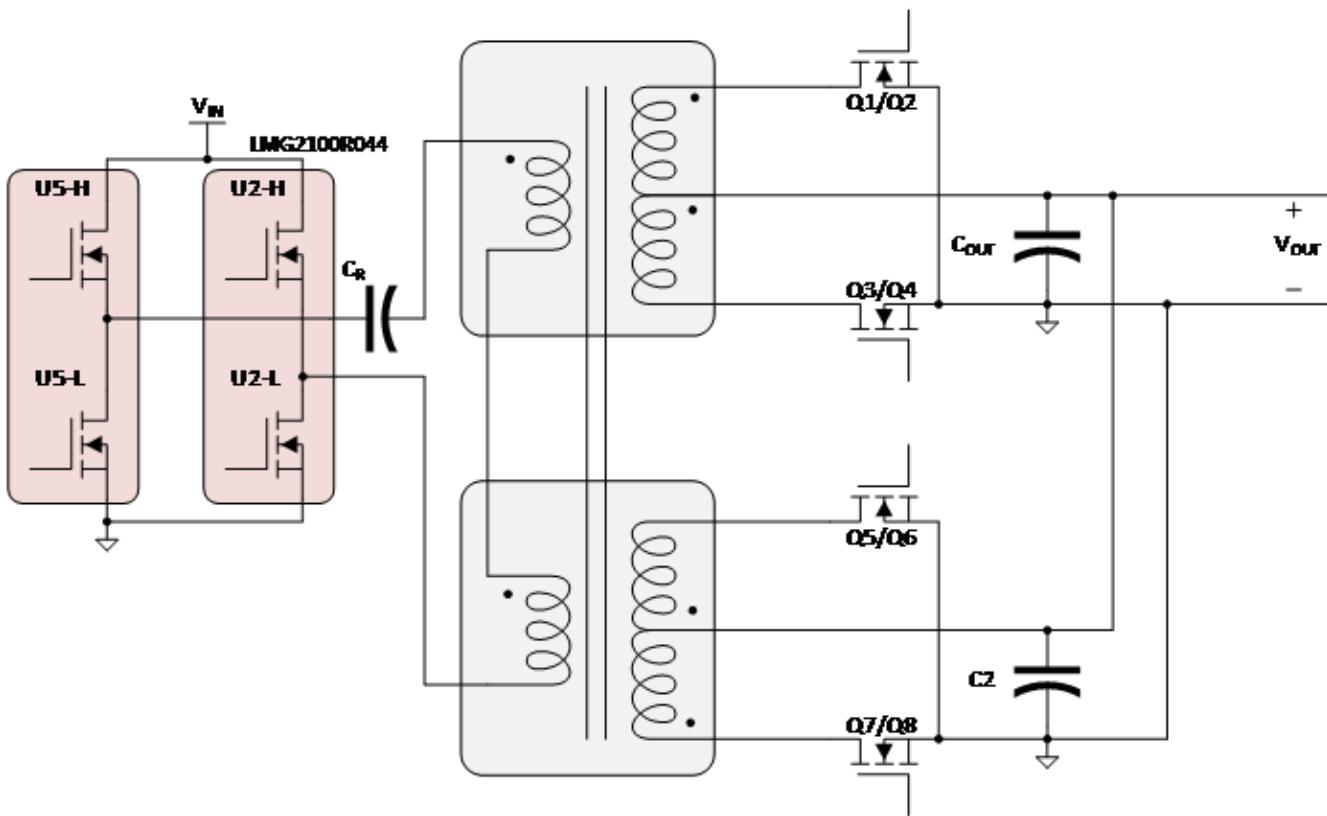


图 2. 具有矩阵变压器的 LLC 转换器将强制在多个 FET 之间共享。来源：德州仪器 (TI)

图 3 展示了图 2 中所示两个变压器中的磁通路径。第一个图像显示了两个分立式磁芯的情况。请注意，中间相邻磁柱中的磁通相等但方向相反。如图 3 的中间图所示，将这些磁柱合并为一个磁柱后，净磁通量为 0。由于该磁芯的这根磁柱中不存在磁通，因此可将其移除，具体如图最右侧所示。

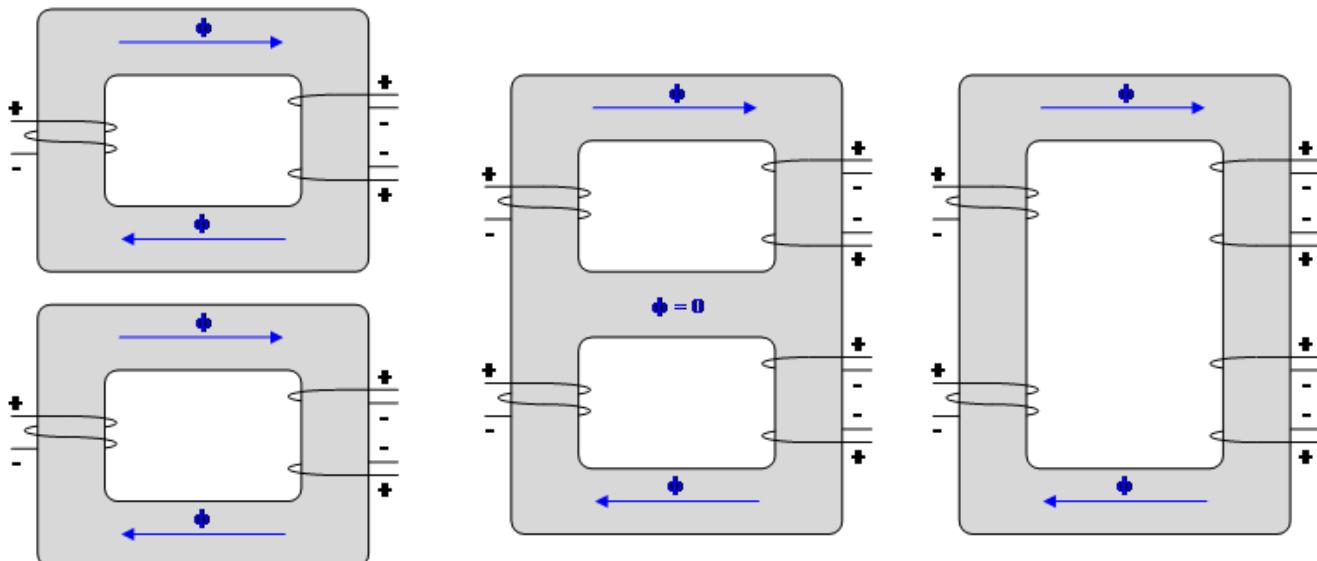


图 3. 图 2 所示为矩阵变压器集成后的磁通路径。来源：德州仪器 (TI)

因此，可以将图 2 所示的两个矩阵变压器单元集成到单个变压器磁芯中。图 4 是 LLC 转换器的原理图，其中最终集成的矩阵变压器采用单个铁氧体磁芯 [3]。

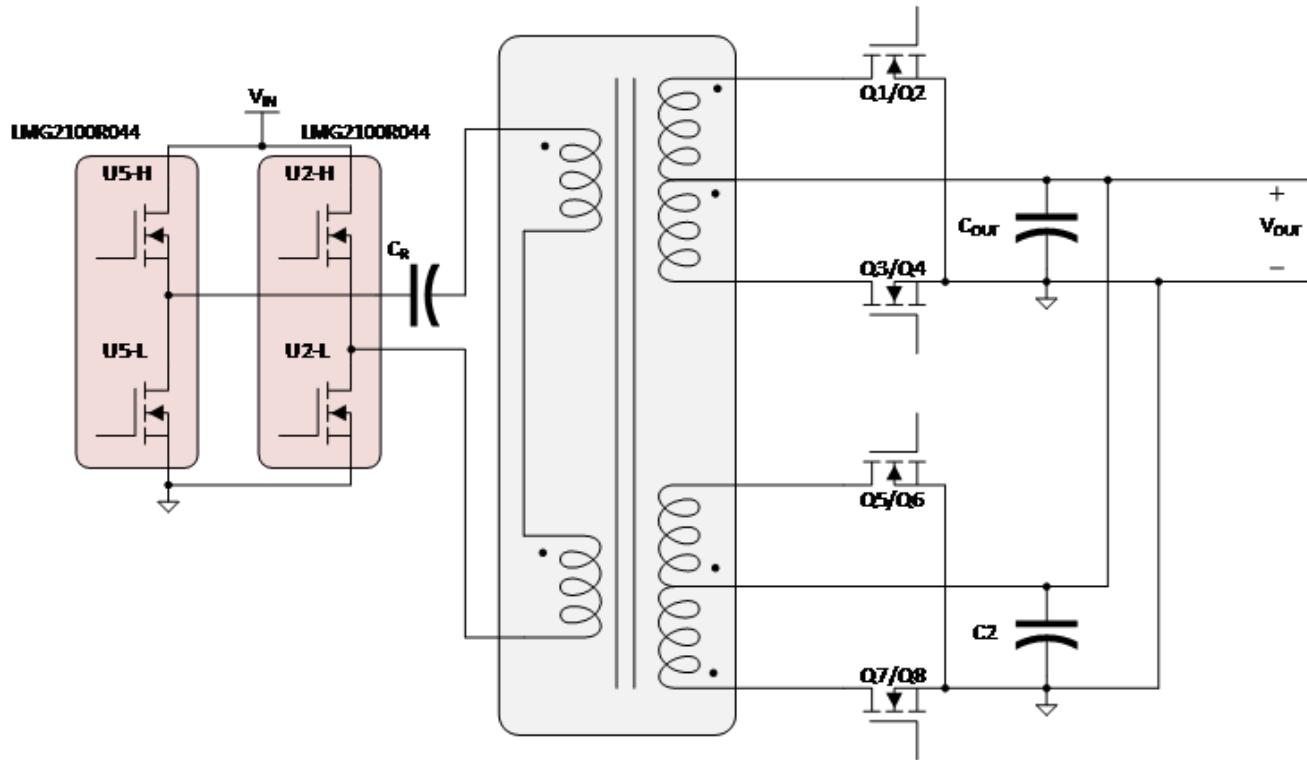


图 4. 采用单个铁氧体磁芯集成矩阵变压器的 LLC 转换器。来源：德州仪器 (TI)

RMS 电流估算

转换器的大部分损耗源于均方根 (RMS) 电流，因此需要一种精确的方法来估算变压器绕组中的 RMS 电流。[\[4\]](#) 中提出的方法基于如下假设：当转换器的开关频率略低于谐振槽频率时，励磁电流保持恒定。基于这一假设，可对 LLC 转换器的关键波形进行分段线性近似，并根据这些电流的分段线性定义，即可推导出变压器初级电流和次级电流的 RMS 电流的闭式表达式，如公式 1 和公式 2 所示：

$$I_{lr,\text{rms}} = \frac{V_{\text{out}}}{4nf_r^{3/2}L_M} \sqrt{\frac{f_s(4\pi^2 f_r^2 L_M^2 (2t_{\text{dead}} f_r + 1)^2 + n^4 R_{\text{load}}^2)}{2R_{\text{load}}^2} + n^4 f_r - n^4 f_s} \quad (1)$$

$$I_{\text{sec},\text{rms}} = \frac{1}{4\sqrt{6}} \sqrt{\frac{f_s V_{\text{out}}^2}{f_r^3 L_M^2} \left(\frac{3(4\pi^2 f_r^2 L_M^2 (2t_{\text{dead}} f_r + 1)^2 + n^4 R_{\text{load}}^2)}{R_{\text{load}}^2} - \frac{48n^4}{\pi^2} + 2n^4 \right)} \quad (2)$$

变压器绕组设计

[\[2\]](#) 中介绍的绕组交错策略旨在最大限度降低高频相关损耗。图 5 所示为印刷线路板 (PWB) 叠层结构。

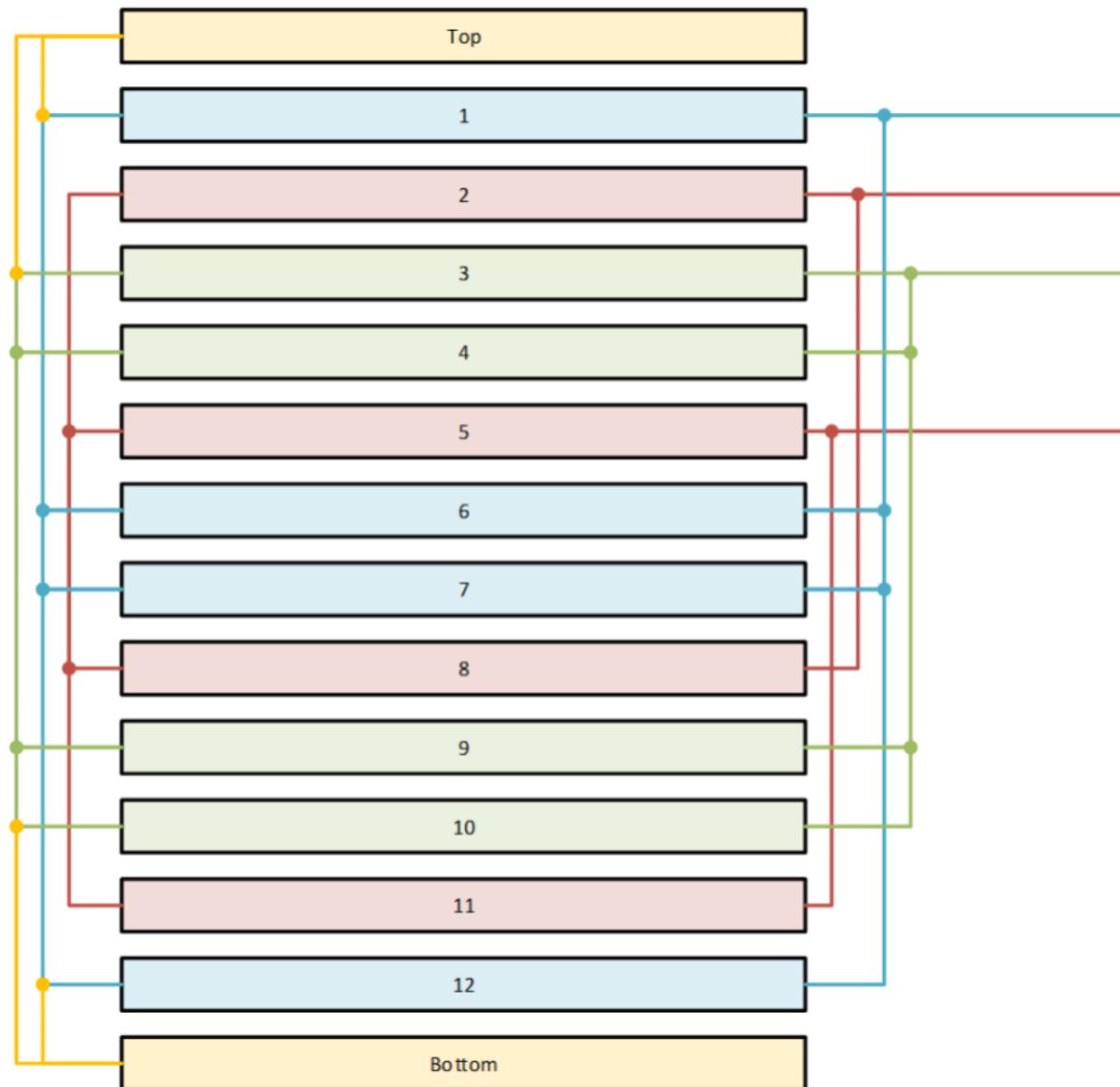


图 5. 变压器 PWB 叠层结构。来源：德州仪器 (TI)

图 5 中的红色绕组由四层 PWB 构成。每层有两匝。第二层与第五层串联，第八层与第十一层也同样串联。此外，第二层和第五层与第八层和第十一层呈并联关系。图 6 展示了实际的 PWB 层。红色和橙色的铜箔图案为变压器初级侧。图 6 还通过黄色线条标示了开关周期正半周内的电流方向。

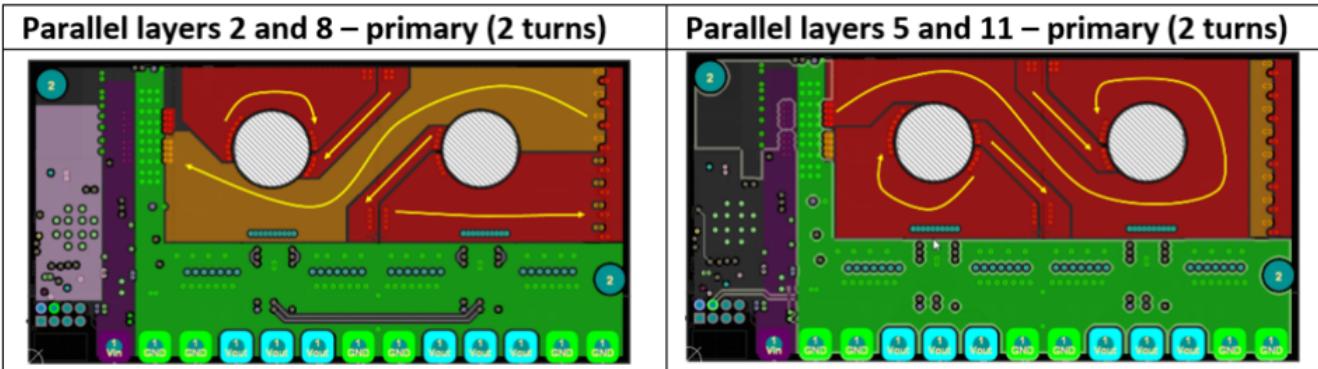


图 6. 实际的 PWB 层，其中变压器初级侧铜箔层为红色和橙色。来源：德州仪器 (TI)

图 5 中的蓝色层均为并联，构成变压器的其中一个次级绕组。图 5 中的绿色层与蓝色层结构相同，用于构成变压器的另一个次级绕组。图 7 展示了实际的 PWB 层。青色的铜箔图案为变压器的次级绕组。中心抽头的正半部分显示在左侧，负半部分显示在右侧。图 7 还通过黄色线条标示了开关周期正半周内的电流方向。

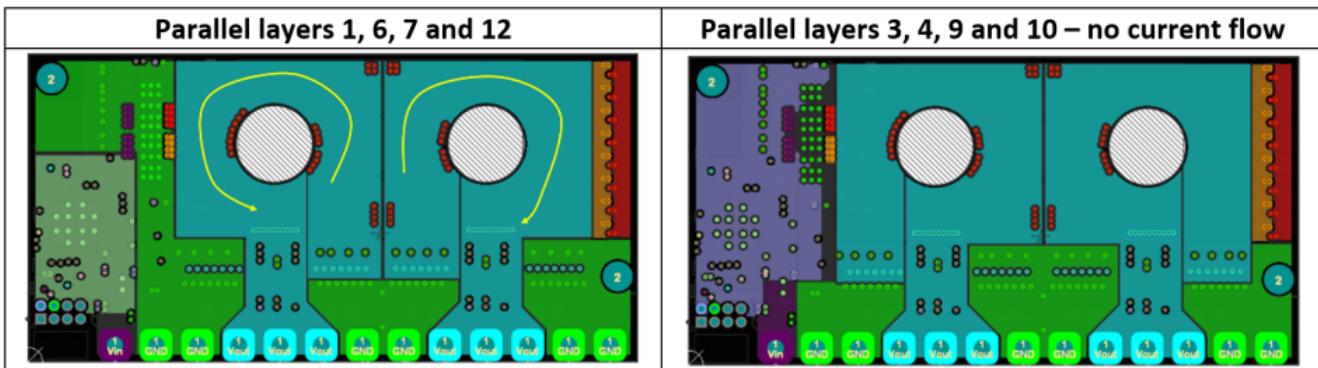


图 7. 实际的 PWB 层，变压器次级铜箔层为青色，其中中心抽头的正半部分（左）和负半部分（右）如图所示。
来源：德州仪器 (TI)

尽管这种绕组结构能有效降低交流损耗，但无法将绕组损耗降至零。为了更精确地估算这些损耗，首先必须更准确地计算绕组的直流电阻。这通过计算精确平面绕组弧与实际绕组几何形状的直流有限元分析 (FEA) 模型之间的差值来实现。精确平面弧的电阻公式如公式 3 所示：

$$R_{ca} = \frac{2 \times \pi}{\sigma \cdot h_{cu} \times \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} \quad (3)$$

其中 σ 是铜的导电性， h_{cu} 是铜层厚度， r_1 是电弧的内半径，而 r_2 是电弧的外半径。

图 8 展示了圆形弧的直流 FEA 模型与精确绕组几何形状之间的对比情况。仅使用四分之一模型可以降低计算复杂性。 R_+ 和 R_- 是根据 FEA 模型结果得出的绕组电阻的两个独立计算值； R_{ca} 是公式 3 的输出结果。左图根据公式 3 校准 FEA 模型。右图确定了公式 3 与实际几何体之间的误差。将该误差作为比例因子，可对模型进行调整，使其与实际几何结构更贴合。

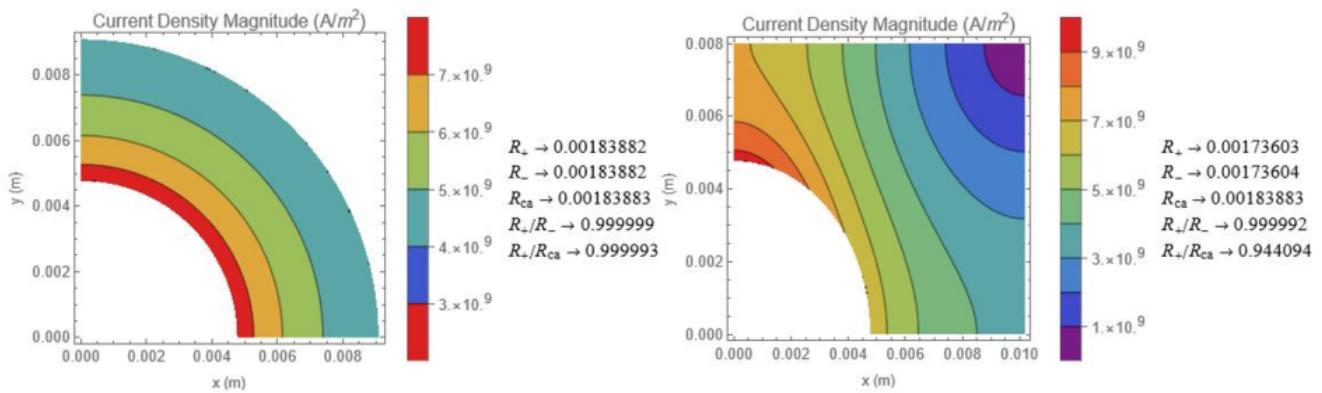


图 8. 有限元绕组直流电阻估算，其中左图根据公式 3 校准 FEA 模型，而右图确定公式 3 与实际几何形状之间的误差。来源：德州仪器 (TI)

公式 4 为经校准并结合 [5] 中交流损耗影响的最终绕组损耗公式：

$$R_{ac} = \frac{R_+}{R_{ca}} \frac{2 \times \pi}{\sigma \times h_{cu} \times \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} \times \operatorname{Re}\left(\sqrt{j \times 2 \times \pi \times f_s \times \mu_0 \times \sigma} \times h_{cu} \times \coth\left(\sqrt{j \times 2 \times \pi \times f_s \times \mu_0 \times \sigma} \times h_{cu}\right)\right) \quad (4)$$

其中 f_s 是开关频率， μ_0 为 $4 \times \pi \times 10^{-7}$ 。

您可以使用 Ansys FEA 软件根据仿真的 LLC 转换器波形检查瞬态激励下的变压器绕组损耗。公式 4 与 Ansys 瞬态 FEA 模型的吻合度在 1% 以内。

测试结果

图 9 为硬件图像。

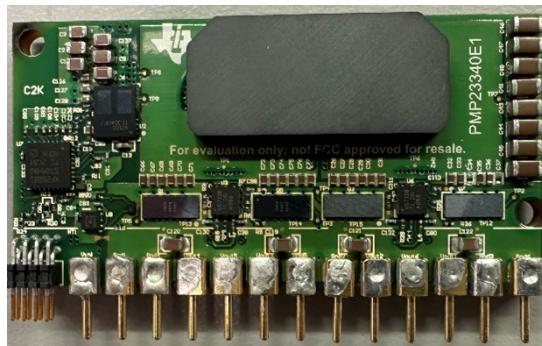


图 9. 八分之一砖型 LLC 转换器的原型硬件。来源：德州仪器 (TI)

图 10 展示了从硬件测得的损耗和效率。该数据是在 48V 输入、恒流负载及强制风冷条件下采集的。图 10 还展示了模块效率，并对预测损耗与实测损耗进行了对比。

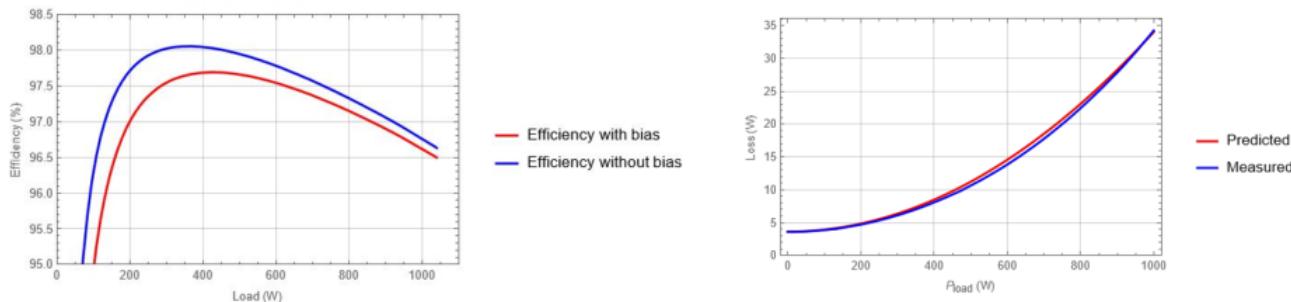


图 10. 原型硬件的实测效率、损耗及稳压性能。来源：德州仪器 (TI)

LLC 转换器变压器概述

本电源设计小贴士介绍了一种理论严谨的变压器结构，以及适用于高效 LLC 转换器的绕组损耗估算方法。这种方法与 LMG2100 [6] 等高性能 GaN 开关配合使用，能帮助数据中心电源设计人员研发出体积更小、效率更高的总线转换器。

相关内容

- [电源技巧 121：使用有源缓冲器提高相移全桥效率](#)
- [电源技巧 120：隔离式偏置变压器寄生电容如何影响 EMI 性能](#)
- [电源技巧 119：如何评估电源变压器的 EMI 性能](#)
- [电源技巧 118：使用交错接地平面改善隔离式电源噪声滤波](#)

参考资料

1. Huang, Hong. “[设计 LLC 谐振半桥电源转换器](#)”。德州仪器 (TI) 电源设计研讨会 SEM1900，文献编号 SLUP263，2010-2011。
2. Bing Lu、Wenduo Liu、Yan Liang、F.C.Lee 和 J.D. van Wyk。 “[Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter](#)。”发表于第 21 届 IEEE 应用电力电子会议暨博览会 (APEC)，2006 年 3 月 19 - 23 日，第 6 页。doi : 10.1109/APEC.2006.1620590。
3. Ahmed、Mohamed。2019. “[Power Architectures and Design for Next Generation Microprocessors](#)。”弗吉尼亚理工学院暨州立大学博士学位论文。
4. Liu, Ya。2007. “[High Efficiency Optimization of LLC Resonant Converter for Wide Load Range](#)。”弗吉尼亚理工学院暨州立大学硕士学位论文。
5. Dowell, P.L. “[Effects of Eddy Currents in Transformer Windings](#)。”发表于《[Proceedings IEE \(UK\)](#)》，1966 年 8 月第 113 卷，第 8 期，第 1387 - 1394 页。

先前已发布于 [EDN.com](#) 上。

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

重要通知和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做出任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址 : Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

版权所有 © 2025 , 德州仪器 (TI) 公司