

高频LLC谐振变换器中磁集成三维建模

Wayne. Water, Junwei. Lu

澳大利亚格里菲斯大学工程学院弥敦道校区

摘要: 本文提出了一种具有磁集成的平面变压器的新结构。这款所介绍的电子变压器具有许多优点, 适用于LLC谐振变换器。通过控制磁棒到磁芯的距离, 可以非常简单地调整LLC电路所需的谐振电感。然而, 它需要三维有限元仿真磁场分析, 并要结合使用能量方法(由于绕组和插入杆(insertion bar)的正交结构)。本文给出了设计磁性的仿真结果。根据原型的测量结果, 它们非常准确。为了优化谐振阻抗, 我们已经研究了磁棒的不同插入配置。

关键词: LLC谐振转换器, DC-DC电源转换器, 有限元方法, 磁集成, 平面变压器

1 引言

这里有 LLC 谐振转换器中的四个主要元件(如图 1 所示): 电感(谐振电感和磁化电感)、谐振电容、开关和变压器。本文提出的研究工作主要集中在磁性元件集成, 它专门用于电感器和变压器。

通过磁性集成, 减少了部件的总数, 并且转换器系统可受益于总体积和制造成本的降低。

本文介绍了一种新型的 EE 磁芯平面变压器结构。它具有薄型、紧凑和易于制造的优点。许多研究人员研究了磁共振^{[1]-[6]}。在[3]和之前的研究工作中, 介绍了一些有趣的设计。通常使用放置在两个 E 芯之间的额外 I 形磁性材料, 这些设计具有顶部朝上结构的磁集成系统。

参考文献[4]具有与 EER 磁芯类似的顶部朝上结构。[5]使用了两个 C 磁芯, 一个磁芯为谐振电感, 另一个磁芯作为变压器。此外, [6]在变压器磁芯的窗口内具有磁性

插入。由于三个主要原因, 我们所提出的设计优于上述设计。首先, 它利用变压器的现有空间来放置磁性插入杆; 其次, 由于消除了谐振电感器所需的导线, 导通损耗更少; 最后, 与变压器窗口区域中的磁插入杆的配置相比, 谐振电感更可控。

2 设计方法

A. 变压器结构

所介绍的平面变压器的尺寸为 $53\text{ mm} \times 38\text{ mm} \times 1.7\text{ mm}$, 磁棒为 $36\text{ mm} \times 8\text{ mm} \times 2\text{ mm}$ 。磁棒位于初级绕组和次级绕组之间(与磁芯的距离为 1 mm)。其中初级绕组由利兹线构成, 次级绕组为铜板。第一个原型的额定功率为 1 kW , 输出电压为 36 V , 标称输入电压为 216 V (电压比为 $18:3$), 谐振频率为 90 kHz , 电感比为 5, 磁化电感为 175 uH ,

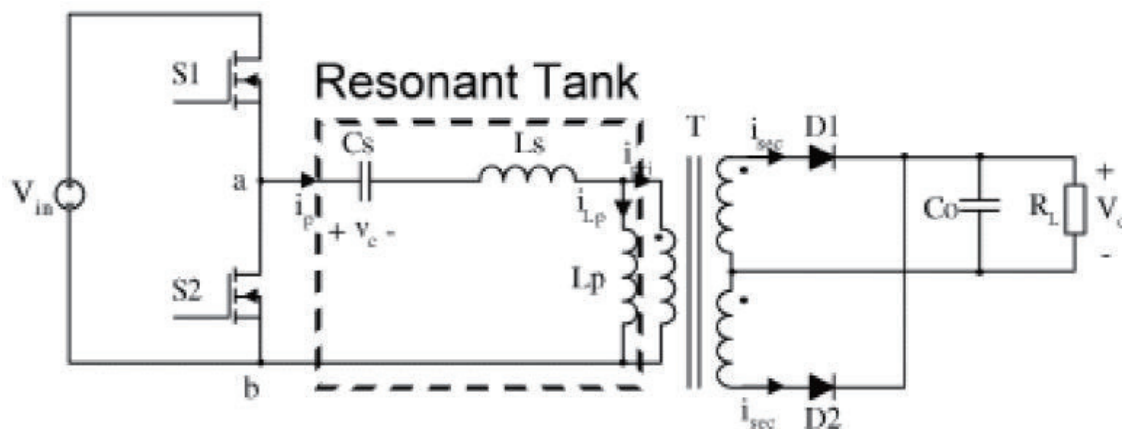


图 1 半桥 LLC 谐振电路

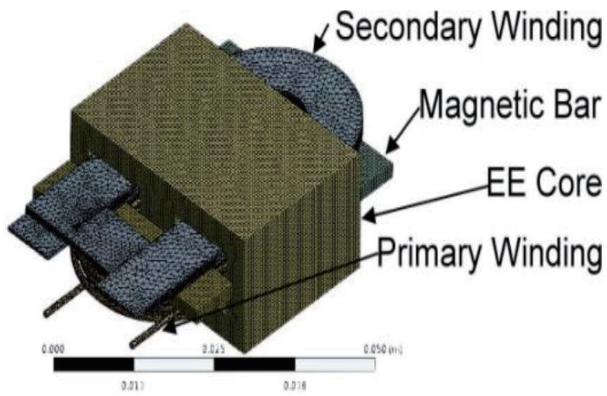


图2 介绍的 LLC 变压器

谐振电感为 33 μ H。

采用基于有限元法 (FEM) 频域的数值技术分析了高频变压器的涡流和磁通分布。高频变压器的非线性磁场可以通过下面的矢量势方程确定, 其中 A 和 J 分别是磁矢量电势和电流密度, v 是磁阻率, σ 是电导率。能量函数是从线性技术推导出来的。

$$\nabla \times (\nu \nabla \times A) + \sigma (\partial A / \partial t) = J. \quad (1)$$

磁通方法可用于简单结构的磁场分析^[7]。磁通方法使用麦克斯韦方程, 它具有更高的精度水平并预测频域中的磁行为(考虑到 HF 电流效应)。然而, 一旦磁性结构更复杂,

能量方法是更好的解决方案, 仍然提供可接受的结果^{[8], [9]}。存储在该区域中的能量表示为 (2), 其控制静态域, 其中 μ 是磁导率, H 是磁通强度, I_p 是初级绕组中的电流。

$$E_{Stored} = \frac{\mu}{2} \iiint H^2 dv = \frac{1}{2} L I_p^2 \quad (2)$$

3 仿真和测试结果

第一个原型是在磁棒和磁芯之间建立 1 毫米距离, 其中两个磁性的相对磁导率为 120。测量是通过使用 HP 4285A (75kHz 至 30MHz) 精密 LCR 测量仪获得的, 其中 L_m 是磁化电感, L_{eq} 是谐振电感 (也称为漏感)。表 I 中显示的比较结果表明仿真和测量结果都符合设计要求。

表 I. 仿真的电感验证和测试结果

	L_m (μ H)	L_{eq} (μ H)
Design requirement	175	33
3D simulation result	175.83	33.04
Testing result at 90 kHz - 25° C	173.34	32.16

短路条件和开路条件下的磁通密度仿真结果如图 3 所示。结果表明, 在空载或重载情况下, 变压器工作在饱和区域 ($B_{sat}=450$ mT, 25°C)。此外, 通过 3D 仿真可以更容易地显示通量方向 (2D 仿真在我们的新结构中无法

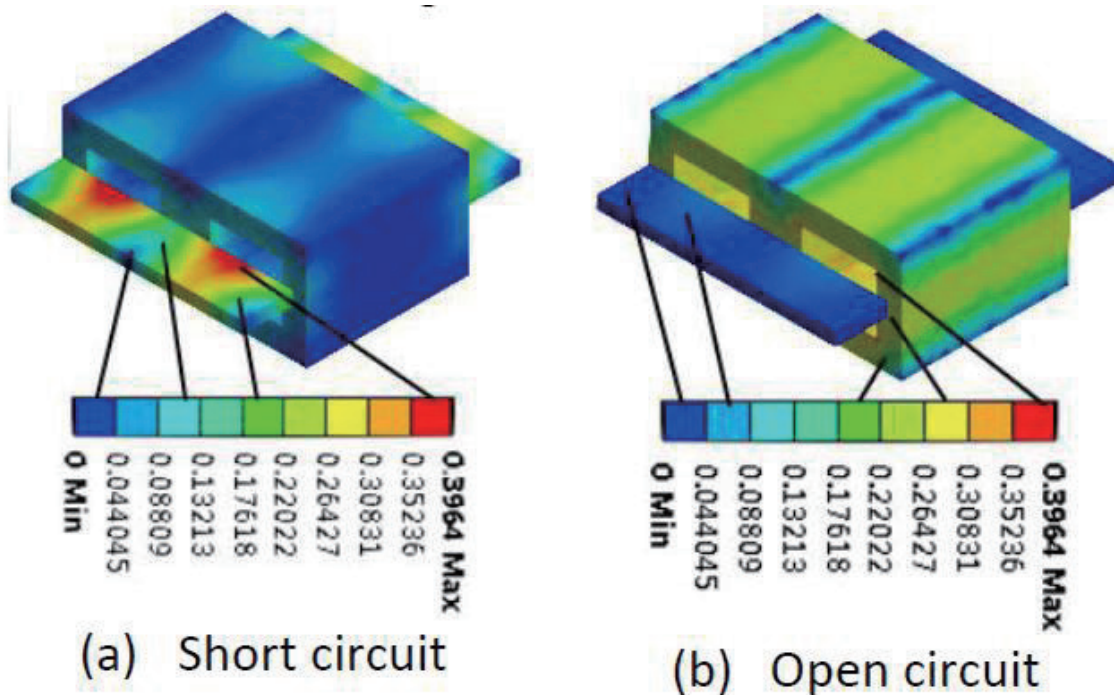


图3 通量分布的 3D 仿真

实现这一点)。磁通方向请看图 4，其中磁通以从磁芯到磁棒的正交角度循环。

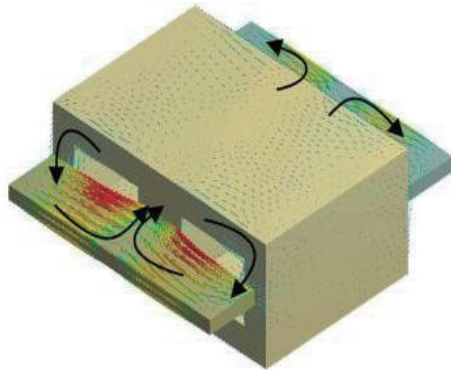


图 4 磁通方向的示意图

此外，表 II 显示了通过将磁棒放置在绕组之间的窗口区域中的不同配置之间的电感比较（插入穿过窗口，其与介绍的设计相比具有 90 度角）。通过使用相同尺寸的磁棒，系统可以达到的最大 L_{eq} 为 29.93 μ H。通过进一步将磁棒插入长度从 36mm 增加到 50.4mm， L_{eq} 的增益仅为 5.03 μ H。相比之下，通过消除气隙（在芯和插入之间），所介绍设计的最大 L_{eq} 为 108.736 μ H，而没有增加插入长度。此外，涡流的仿真结果（将在全文中给出）表明，如果磁棒插入磁芯的窗口内，如果初级绕组具有多个堆叠，则会导致更严重的邻近效应。峰值电流密度是没有磁性插入的情况的两倍。另一方面，所介绍的设计对电流分布几乎没有影响。该设计的唯一缺点是在制造原型之前需要重复的仿真工作和设计过程。这是因为 L_m 随着气隙距离的每次调整而变化。然而，随着最近计算能力的提高，这不会成为问题。

表 II. 磁性插入棒排列的不同配置之间的电感比较

	L_m (μ H)	L_{eq} (μ H)
No insertion	175.67	12.99
Insertion inside of core	175.81	29.93
Insertion outside of core	175.90	19.93
Insertion length increased to 50.4 mm	175.84	34.96

参考文献

[1] C. Deng, D. Xu, Y. Zhang, Y. Chen, Y. Okuma and K. Mino, "Impact of dielectric material on passive integration in

LLC resonant converter," Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, pp. 269-272, 15-19 June 2008.

[2] J. Lu, F. P. Dawson and S. Yamada, "Application and Analysis of Adjustable Profile High Frequency Switch Mode Transformer Having a U-Shaped Winding Structure," IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 34, No. 4, pp. 1345-1347, July. 1998.

[3] Z. Yanjun, X. Dehong, M. Kazuaki and S. Kiyooki, "1MHz-1kW LLC Resonant Converter with Integrated Magnetics," Applied Power Electronics Conference, pp. 955-961, March 2007.

[4] C. Hangseok, "Analysis and Design of LLC Resonant Converter with Integrated Transformer," Applied Power Electronics Conference, vol., no., pp. 1630-1635, March 2007.

[5] B. Yang, R. Chen and F.C. Lee, "Integrated magnetic for LLC resonant converter," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002, vol.1, pp. 346-351, 2002.

[6] R. Chen, J. T. Stridom and J. D. van Wyk, "Design of planar integrated passive module for zero-voltage switched asymmetrical half bridge PWM converter," Industry Applications Conference, 2001, vol.4, pp. 2232-2237, Oct. 2001.

[7] W. G. Hurley and D. J. Wilcox, "Calculation of Leakage Inductance in Transformer Windings", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 9, no. 1, pp. 121-126, Jan. 1994.

[8] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, Power Electronics: Converters, Applications, and Design, vol. 1, John Wiley & Sons, New York, NY, USA, 2003.

[9] S. R. Thondapu, M. B. Borage, Y. D. Wanmode and P. Shrivastava, "Improved Expression for Estimation of Leakage Inductance in E Core Transformer Using Energy Method", Advances in Power Electronics, vol. 2012, Article ID 635715, 2012.