

Application Note

集成变压器 LLC 设计的匝数比校正因数



Martin Huang

摘要

在 LLC 设计中，我们发现当设计集成在变压器内部的谐振电感器时，匝数比与目标值不符。在本应用手册中，我们将介绍修改变压器模型的过程，然后更新一阶谐波近似 (FHA) 模型以得出校正因数，从而帮助我们缩短设计周期。

内容

1 简介.....	2
2 详细说明.....	3
2.1 LLC 设计.....	3
2.2 实际变压器模型.....	4
2.3 LLC 中的集成变压器及校正因数.....	4
2.4 用于性能验证的实际设计.....	7
3 总结.....	10
4 参考资料.....	10

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

SRC LLC 设计是高效应用中广受欢迎的一种拓扑。通常，我们基于 **FHA** 设计电源。当开关频率接近谐振频率时，该方法可提供非常好的结果。在实际设计经验中，我们发现，将变压器的漏电感实现为谐振电感时，结果是不正确的，尤其是在初级侧和次级侧采用分立绕组的那些设计。在本应用手册中，我们计算出可帮助工程师加快设计周期的校正因数。

在应用手册的第一部分，我们大致介绍了 **FHA**，然后将次级漏电感放入系统中来修改变压器模型。在第三部分中，我们重写了传递函数并计算出匝数比的校正因数。在第四部分中，我们使用设计示例，并基于计算、仿真和实际系统的结果进行比较以验证。

2 详细说明

2.1 LLC 设计

由于 LLC 在整个范围内实现 ZVS 运行，并支持极高效率的设计，因此它是非常受欢迎的设计。大多数情况下，我们采用 FHA 方法设计系统，当开关频率接近系统的谐振频率时，该方法能提供相当不错的结果。我们不介绍详细的 FHA 过程。图 2-1 展示了从原始电路 (A) 简化为方波模型 (B)，再通过 FHA 转换得到正弦波系统 (C) 的传递过程。通过阻抗分析可以非常轻松地定义系统。

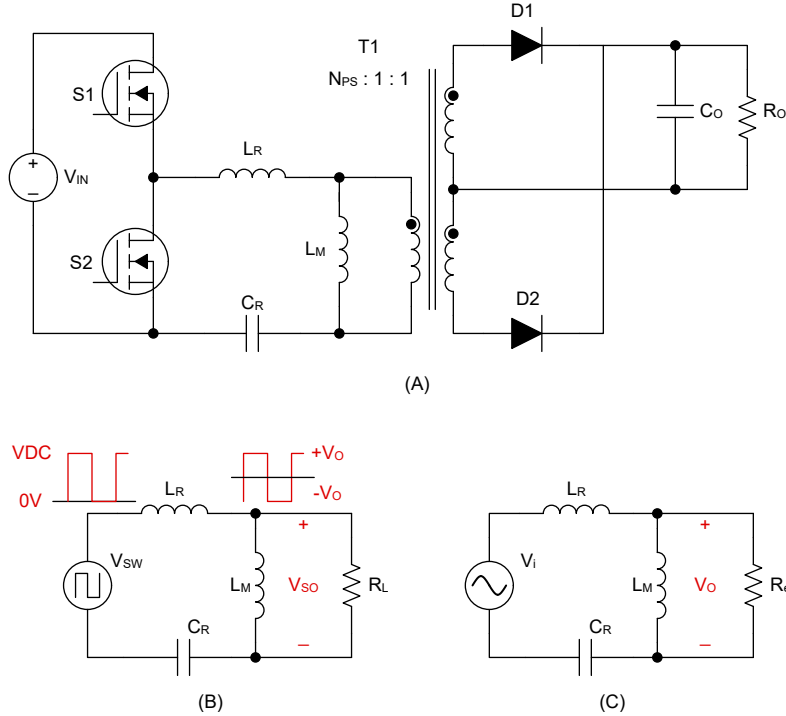


图 2-1. FHA 过程。(A) 展示了具有次级中心抽头的 LLC 电路。(B) 展示了 A 的简化模型。(C) 对 B 进行 FHA 转换，得到正弦波模型

基于该模型，我们可以轻松编写系统设计的传递函数。

$$M_g = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left| \frac{Z_{Lm} || R_e}{Z_{Lm} || R_e + Z_{Lr} + Z_{Cr}} \right| \quad (1)$$

在此处， Z_{Lm} 、 Z_{Lr} 和 Z_{Cr} 分别是励磁电感、谐振电感和谐振电容的阻抗，计算公式如下：

$$Z_{Lm} = j \times \omega_{SW} \times L_M \quad (2)$$

$$Z_{Lr} = j \times \omega_{SW} \times L_r \quad (3)$$

$$Z_{Cr} = \frac{1}{j \times \omega_{SW} \times C_R} \quad (4)$$

Re 为：

$$R_e = \frac{8}{\pi^2} \times N_{PS}^2 \times R_L \quad (5)$$

通过定义 L_m 、 L_r 和 C_r ，我们可以为系统提供良好的结果。

2.2 实际变压器模型

在实际变压器中，初级侧和次级侧均包含漏电感。变压器模型可以简化为图 2-2 (A)，其中忽略寄生电阻和电容。该模型包含一个匝数比为 N_{PS} 的理想变压器、励磁电感 L_M 、初级漏电感 L_{KP} 和次级漏电感 L_{KS} 。在没有理想变压器的情况下，我们甚至可以进一步将模型简化为 (B)，但使用 N_{PS}^2 比率将次级漏电感传递到初级。

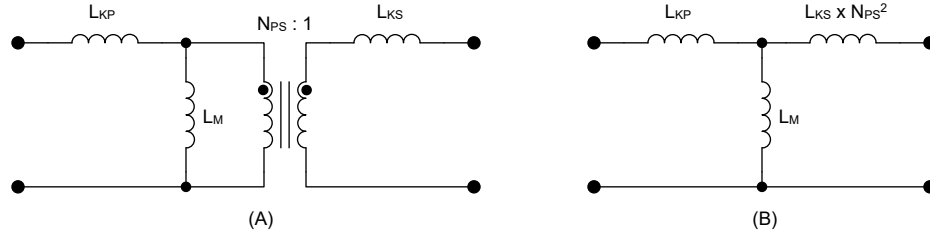


图 2-2. 变压器的简化模型。

在电感测量中，我们将初级电感 L_P 定义为次级端子开路时的值，表示为：

$$L_P = L_M + L_{KP} \quad (6)$$

而将漏电感 L_K 定义为次级端子“短路”时的值，表示为：

$$L_K = L_{KP} + L_M \parallel L_{KS} \times N_{PS}^2 \quad (7)$$

为了简化公式，我们假设：

$$L_R = L_{KP} = L_{KS} \times N_{PS}^2 \quad (8)$$

基于此假设，我们可以按如下公式计算出 L_M ：

$$L_M = L_P \times \sqrt{1 - \frac{L_K}{L_P}} \quad (9)$$

我们可以将 L_M 结果代入公式 (6) 得出 L_R 值。

2.3 LLC 中的集成变压器及校正因数

现在，我们将包含次级漏电感的新变压器模型放入该模型中，新模型如图 2-3 所示。

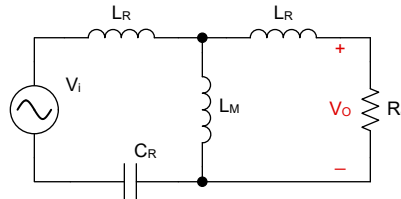


图 2-3. 包含次级漏电感的 FHA 模型

我们可以将集成设计 M_{g_int} 的增益表示为：

$$M_{g_int} = \frac{V_O}{V_I} = \left| \frac{Z_{Lm} \parallel (R_e + Z_{Lr})}{Z_{Lm} \parallel (R_e + Z_{Lr}) + Z_{Lr} + Z_{Cr}} \times \frac{R_e}{R_e + Z_{Lr}} \right| \quad (10)$$

其可简化为：

$$M_{g_int} = \frac{L_n \times f_n^2}{\left[f_n^2 \times (L_n + 1) - 1 \right] + j \times f_n \times Q_e \times \left[f_n^2 \times (2 \times L_n + 1) - (L_n + 1) \right]} \quad (11)$$

此处， f_n 是开关频率除以谐振频率后的归一化值，即实际开关频率相对于谐振频率的比值。

$$f_n = \frac{f_{SW}}{f_{RES}} \quad (12)$$

f_{SW} 是开关频率， f_{RES} 是系统谐振频率，如下所示：

$$f_{RES} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L_R \times C_R}} \quad (13)$$

L_N 是励磁电感与谐振电感之比：

$$L_n = \frac{L_M}{L_R} \quad (14)$$

Q_e 是系统的品质因数：

$$Q_e = \frac{\sqrt{\frac{L_R}{C_R}}}{R_e} \quad (15)$$

根据公式 (11)，我们可以计算出不同 Q_e 和 L_n 条件下的最大增益，并可将其绘制为图 2-4。该图展示了与分立谐振电感设计的差异：分立谐振电感设计的增益曲线在 1 处趋于平坦，而集成变压器设计的增益曲线则达到 1.1225。

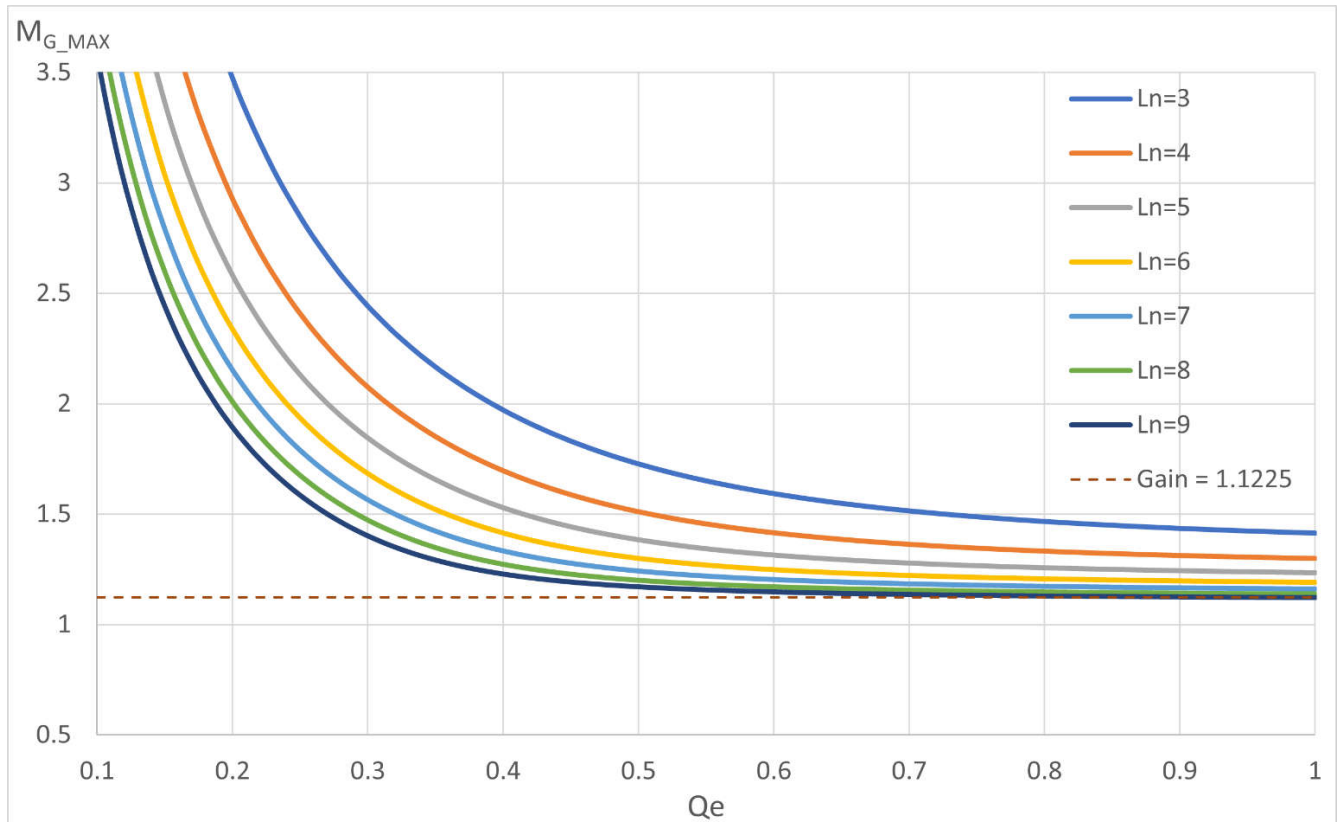


图 2-4. 将次级漏电感纳入系统后系统的最大增益曲线

在 $L_K = 85 \mu H$ 且 $L_P = 510 \mu H$ 条件下，不同 f_n 和 Q_e 对应的增益曲线如图 2-5 所示。

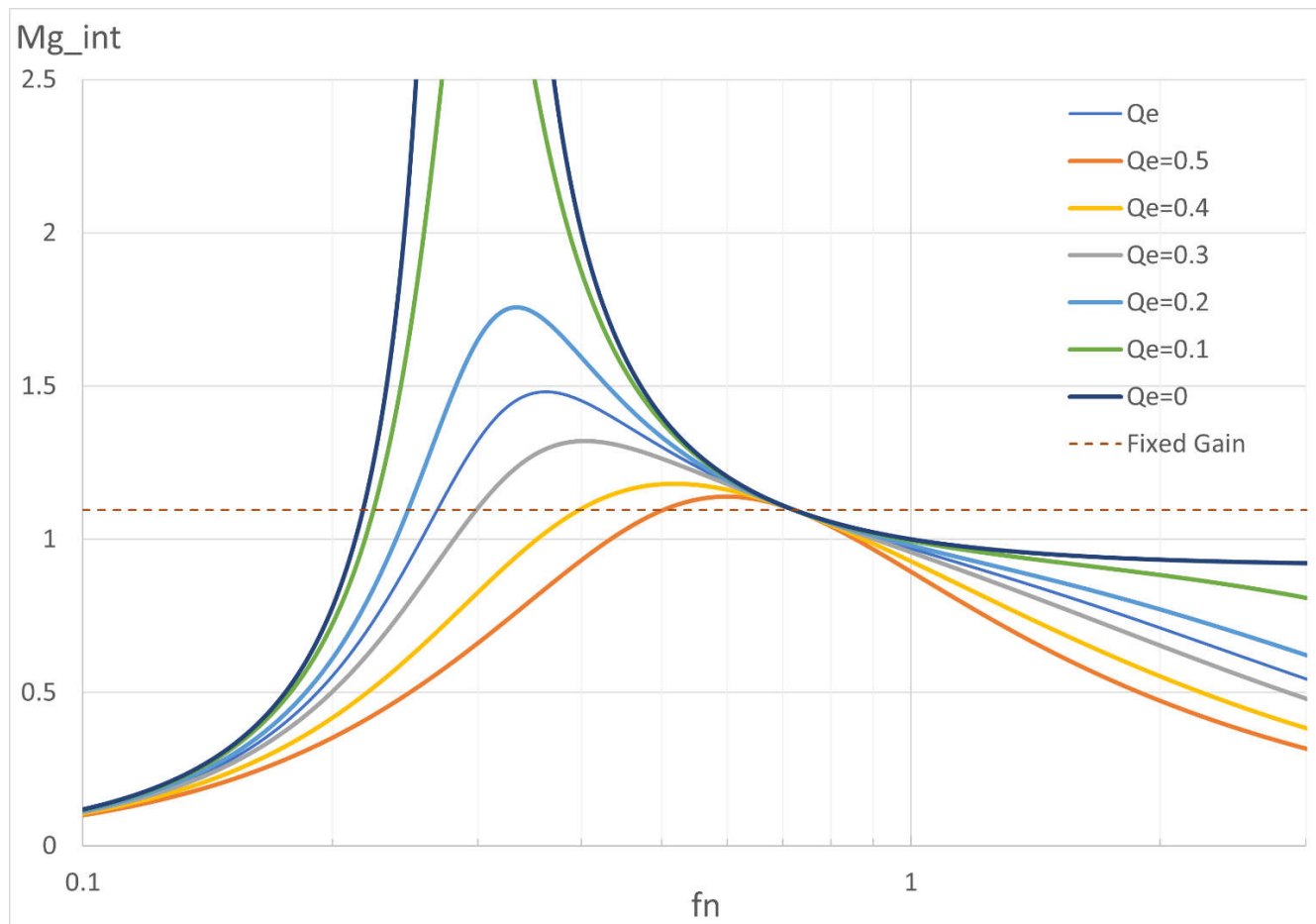


图 2-5. 将次级漏电感纳入系统后的增益曲线。 $L_K = 85 \mu H$ 且 $L_P = 510 \mu H$

根据结果，我们可以得出：

1. 与原始增益曲线相比，固定增益频率向低频移位。这是合理的，因为实际谐振电感为 $L_R + L_R || L_M$ ，即等于 L_K （根据我们的定义）。 L_K 和 L_R 之间的关系可根据公式 (9) 重写为：

$$L_K = \left(1 - \frac{L_M^2}{L_P^2}\right) \times L_P = \left(\frac{2 \times L_n + 1}{L_n + 1}\right) \times L_R \quad (16)$$

实际谐振频率 $f_{RES'}$ 可重写为：

$$f_{RES'} = \sqrt{\frac{L_n + 1}{2 \times L_n + 1}} \times f_{RES} \quad (17)$$

这表示实际谐振频率相对于 f_{n_int} 的移位如下：

$$f_{n_int} = \sqrt{\frac{L_n + 1}{2 \times L_n + 1}} \quad (18)$$

2. 在 LLC 设计中，当 $f_{SW} = f_{RES'}$ 时，我们可以找到增益与 Q_e 值无关的固定点。在这里，实际系统谐振频率为 $f_{RES'}$ 。我们将 f_{n_int} 代入公式 (11)，即可计算出任意 Q_e 值下的固定增益 $M_{g_int_fixed}$ 为：

$$M_{g_int_fixed} = \frac{L_n + 1}{L_n} = \frac{L_P}{L_M} \quad (19)$$

在 LLC 设计中，我们通过调整理想匝数比来尝试使系统在该工作点工作，如下所示：

$$N_{PS} = M_{g_fixed} \times \frac{V_{DC}}{2 \times V_{OUT}} \quad (20)$$

在分立谐振电感设计中， $M_{g_fixed} = 1$ ，匝数比等于 $(V_{DC}/2)/V_{OUT}$ 。在集成设计中，我们需要根据校正因数 $M_{g_int_fixed}$ （等于 L_P/L_M ）修改匝数比：

$$N_{PS_int} = \frac{L_P}{L_M} \times \frac{V_{DC}}{2 \times V_{OUT}} \quad (21)$$

2.4 用于性能验证的实际设计

在这里，我们使用 UCC25661EVM-128 作为比较的基准。

在 UCC25661EVM-128（参考文献 3 中的链接）中，系统以 390VDC 输入和 12V-15A 输出工作。 $L_P = 510 \mu H$ 、 $L_K = 85 \mu H$ 且 $C_R = 30nF$ 。匝数比为 33:2:2，即 16.5。根据公式 (5)，我们可以得到：

$$L_M = L_P \times \sqrt{1 - \frac{L_K}{L_P}} = 510 \mu H \times \sqrt{1 - \frac{85 \mu H}{510 \mu H}} = 465.56 \mu H \quad (22)$$

由此可以计算出校正因数为：

$$M_{g_int_fixed} = \frac{L_P}{L_M} = \frac{510 \mu H}{465.56 \mu H} = 1.095 \quad (23)$$

$V_{DC} = 390V$ 、 $V_{out} = 12V$ 且肖特基二极管的正向电压为 0.7V 时，原始匝数比应为：

$$N_{PS} = \frac{V_{DC}}{2 \times V_{OUT}} = \frac{390V}{2 \times (12V + 0.7V)} = 15.35 \quad (24)$$

加入额外的校正因数后，匝数比应为

$$N_{PS}' = M_{g_int_fixed} \times N_{PS} = 1.095 \times 15.35 = 16.8 \quad (25)$$

基于 L_K 和 C_R ，谐振频率为：

$$f_{RES}' = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L_K \times C_R}} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{85 \mu H \times 30nF}} = 99.67 KHz \quad (26)$$

接下来，我们根据输入参数运行 Simplis 模型，可以看到系统在边界模式下运行，工作频率为 100.42KHz。仿真结果如图 2-6 所示。

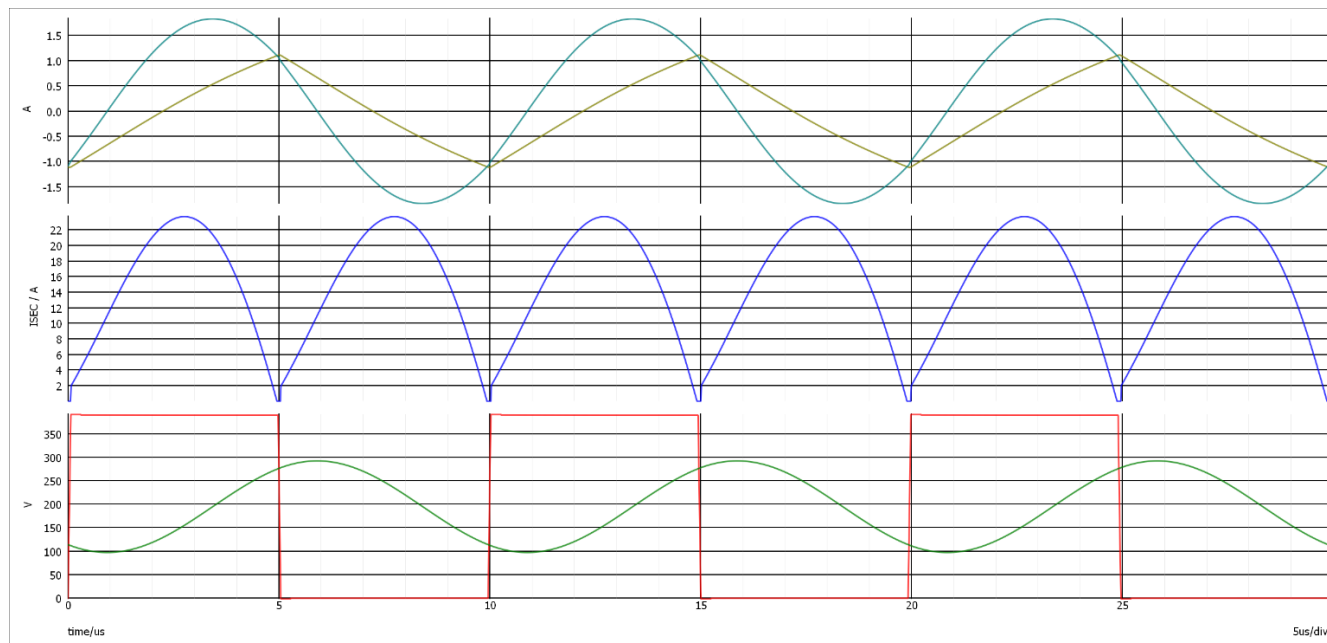


图 2-6. 基于有校正因数的输入参数的 Simplis 仿真结果。系统以临界谐振频率 100.42KHz 运行

如果我们在未经校正的情况下将匝数比设置为 15.5，并保持其他参数相同，则工作频率为 115.53KHz，结果如图 2-7 所示。系统似乎在上述谐振频率条件下工作。

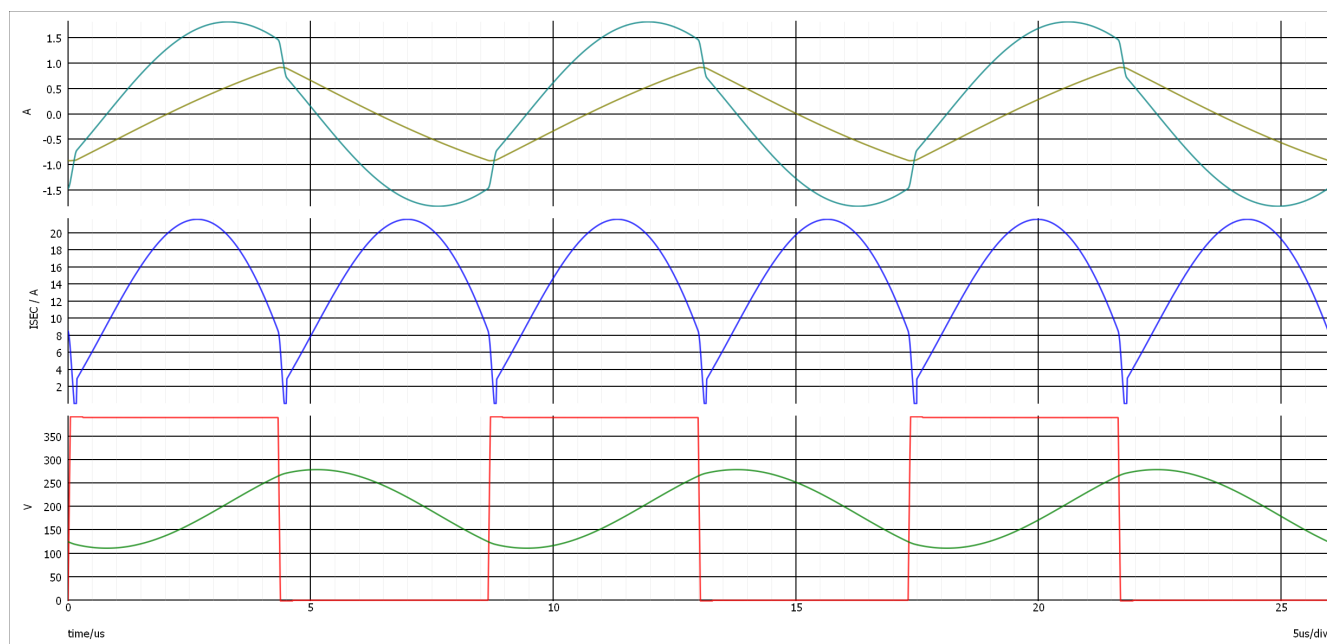


图 2-7. 基于无校正因数的输入参数的 Simplis 仿真结果。系统以上述谐振频率 115.53KHz 运行。

最后，我们对计算、仿真和测量结果进行了比较。图 2-8 显示 UCC25661EVM-128 用户指南 [3] 中的满载波形，开关频率接近 100KHz，系统以接近边界模式运行。这表明校正因数与实际系统相符。

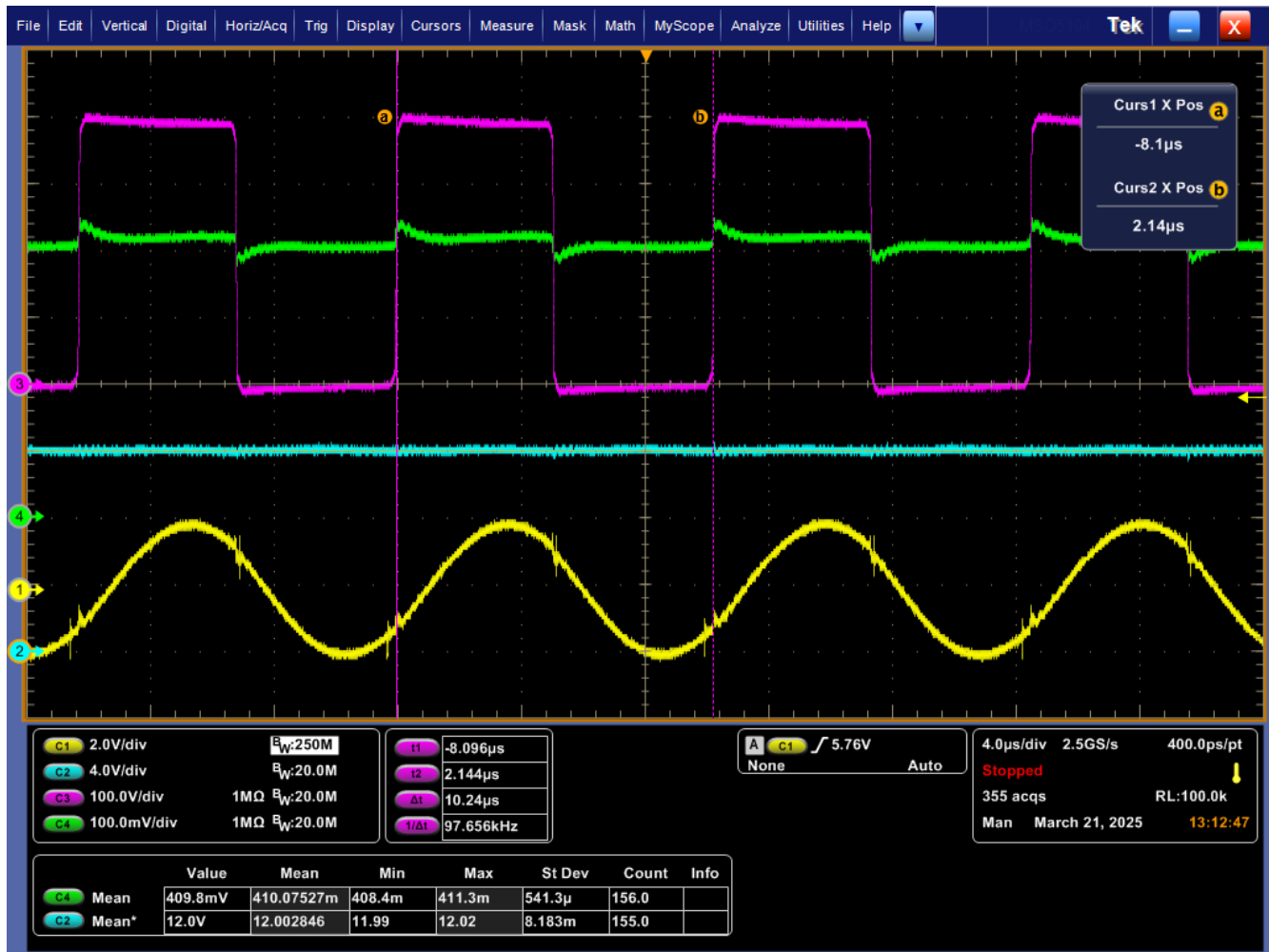


图 2-8. UCC25661 EVM 的测量结果 [2]，开关频率为 97.66KHz

3 总结

在本应用手册中，我们将初级侧和次级侧均包含漏电感的模型纳入 FHA 中进行系统分析。在此，我们得出匝数比的校正因数，它等于 L_P 与 L_M 的比值。通过引入该校正因数，系统分析结果与我们的预测相符。通过该校正因数，我们可以设计出具有正确匝数比的变压器，从而缩短设计周期。

4 参考资料

1. 德州仪器 (TI)，[电源设计小贴士：为什么您的 LLC 谐振转换器频率会严重偏离](#)，技术文章。
2. IEEE，[带集成变压器的 LLC 谐振转换器的分析与设计](#)
3. 德州仪器 (TI)，[/UCC25661EVM-128](#)，产品页面。

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任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、与某特定用途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安全、安保法规或其他要求。

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。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#)、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款或 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。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2026，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月