



Manikanta Pallantla, Ben Lough

摘要

本应用手册讨论了 UCC25640x LLC 谐振控制器在不同应用中使用时遇到的最常见问题。

内容

1 UCC25640x 常见问题解答	3
1.1 要对 LLC 谐振转换器进行时域仿真和基本谐波分析，应使用哪种变压器模型？	3
1.2 如何将外部栅极驱动器连接到 UCC25640x 以实现高栅极驱动器电流能力？	7
1.3 在为 PFC-LLC 交流/直流转换器供电时，建议采用什么顺序？	7
1.4 如何在轻负载期间消除麻烦的 ZCS 检测？	7
1.5 将 UCC25640x 控制器的 FB 引脚电压保持在恒定电平的目的是什么？	8
1.6 如何改进 UCC25640x 控制器 HS 引脚上的压摆率检测？	8
1.7 如何以开环方式运行 UCC25640x 控制器？	10
1.8 如果控制器的 VCR 引脚峰值电压超过 6V，会发生什么情况？	11
1.9 哪些 UCC25640x 设置会影响 LLC 的启动持续时间？	11
1.10 导致 LLC 次级侧绕组电流不平衡的原因是什么？	11
1.11 如何使用 UCC25640x 控制器设计用于 LLC 的 TL431 补偿器	13
1.12 如何设计适用于电池充电和 LED 驱动器应用的 LLC？	19
1.13 如何实现 CC-CV 反馈控制？	28
1.14 基于负载功率为 UCC25640x 配置突发模式阈值的最简单方法是什么？	30
1.15 如何避免 UCC25640x 控制器进入突发模式？	30
1.16 在突发模式期间，防止 VCC 降至 VCC 重启阈值以下的方法是什么？	30
1.17 BMTL 阈值如何影响输出电压纹波以及 VCC 引脚电压和磁化电流？	30
1.18 如何设计适用于 LLC 的磁性元件？	30
1.19 在 ZCS 检测期间以及在无有效压摆率检测的情况下如何确定 UCC25640x 中的死区时间？	41
2 参考文献	42

插图清单

图 1-1. 互感模型	3
图 1-2. T 型变压器模型	3
图 1-3. 考虑耦合系数 k 的 T 型变压器模型	3
图 1-4. 所有初级参考 (APR) 模型	3
图 1-5. 用于 LLC 设计和分析的 T 型变压器模型	4
图 1-6. 用于 LLC 设计和分析的 APR 型变压器模型	4
图 1-7. 根据闭环仿真模型以及 12V、15A 负载下的 EVM 测量值得出的输入电压与开关频率间的关系	4
图 1-8. $k=0.92$ 和 $Q=3.5$ 时的增益频率图	6
图 1-9. UCC25640x 的外部驱动器接口	7
图 1-10. 用于得出死区时间内的开关节点压摆率的 SIMetrix 仿真	8
图 1-11. 死区时间内的开关节点电压压摆率	9
图 1-12. 使用 SIMetrix 从器件模型中提取输出电容	9
图 1-13. 上部 MOSFET 输出电容与漏源电压间的关系	10
图 1-14. 下部 MOSFET 输出电容与漏源电压间的关系	10
图 1-15. 开关节点上产生的输出电容与开关节点电压间的关系	10
图 1-16. 通过在 FB 引脚上连接电阻器在开环中运行 UCC25640x	10
图 1-17. LLC T 型等效模型	12
图 1-18. 具有不等耦合的 LLC 变压器	12

图 1-19. 情形 1 仿真结果.....	13
图 1-20. 情形 2 仿真结果.....	13
图 1-21. 反馈链方框图.....	14
图 1-22. 不同输入电压和负载条件下的增益图.....	15
图 1-23. 具有快速通道的 2 类补偿器.....	15
图 1-24. 不带快速通道的 2 类补偿器.....	16
图 1-25. 具有快速通道的 3 类补偿器.....	17
图 1-26. 不带快速通道的 3 类补偿器.....	18
图 1-27. 3 类补偿器.....	19
图 1-28. 针对 LED 驱动器典型输出电压和典型输出功率的 LLC 设计.....	21
图 1-29. 最大输出功率下的 LLC 最大增益验证.....	22
图 1-30. 最小输出功率下的 LLC 最小增益验证.....	23
图 1-31. 典型输出电压、典型输出功率下的电池充电器 LLC 设计.....	25
图 1-32. 最大输出功率下的 LLC 最大增益验证.....	26
图 1-33. 最小输出功率下的 LLC 最小增益验证.....	27
图 1-34. 采用 CC-CV 控制电路的电源的 V-I 特性.....	28
图 1-35. CC-CV 控制环路电路.....	28
图 1-36. LLC 谐振电感器设计过程.....	31
图 1-37. 中央磁芯周围的利兹线绕组模型.....	33

表格清单

表 1-1. UCC25640EVM-020 规格.....	5
表 1-2. 160W LED 驱动器规格.....	20
表 1-3. 500W 电池充电器规格.....	24

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 UCC25640x 常见问题解答

1.1 要对 LLC 谐振转换器进行时域仿真和基本谐波分析，应使用哪种变压器模型？

LLC 拓扑可通过以下方式实现：

- 外部电感器和紧耦合变压器，或
- 具有不良耦合的集成变压器，集成了谐振和磁化电感器。

在这两种实施方案中，变压器可建模为 T 型 [1] 或 APR 型号，如下图所示。这两种模型可用于时域仿真和基础谐波分析。方程式 1、方程式 2、方程式 3 描述了图 1 至 4 中给出的所有模型的行为。参考文献 [2] 显示了耦合电感器变压器模型的不同变压器模型衍生品。此外，此处提供的视频：[通过阐明耦合电感器和变压器建模、LLC 转换器中的变压器泄漏、多绕组变压器的泄漏模型以及对 LLC 转换器的影响](#)，使用 SPICE 仿真工具演示了不同的变压器模型及其性能。

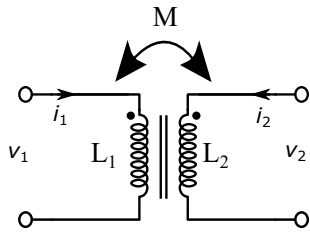


图 1-1. 互感模型

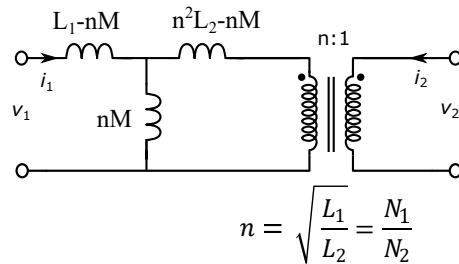


图 1-2. T 型变压器模型

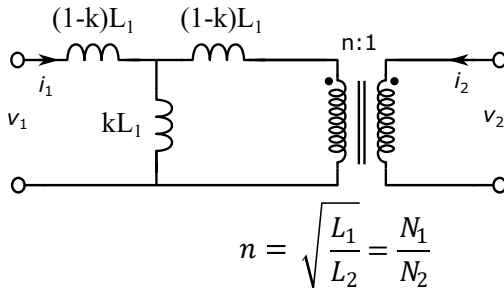


图 1-3. 考虑耦合系数 k 的 T 型变压器模型

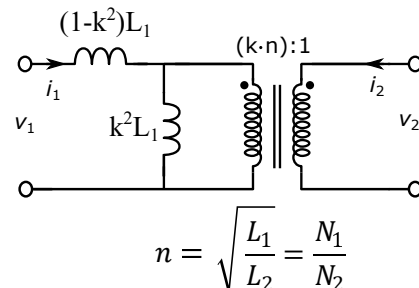


图 1-4. 所有初级参考 (APR) 模型

$$v_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \quad (1)$$

$$v_2 = L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} \quad (2)$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3)$$

其中 L_1 、 L_2 、 M 、 k 分别是初级开路电感、次级开路电感、互感、耦合系数。

可以根据变压器数据表参数计算上面所示模型的参数，其中提供了初级开路电感 (L_p)、次级短路时的初级电感 (L_{lk}) 和匝数比。

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{lk}}{L_p}} \quad (4)$$

$$L_1 = L_p \quad (5)$$

$$n = \text{匝数比} \quad (6)$$

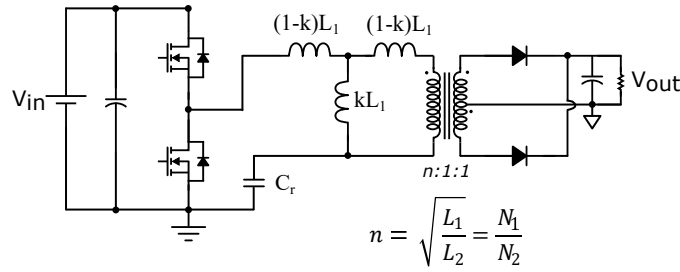


图 1-5. 用于 LLC 设计和分析的 T 型变压器模型

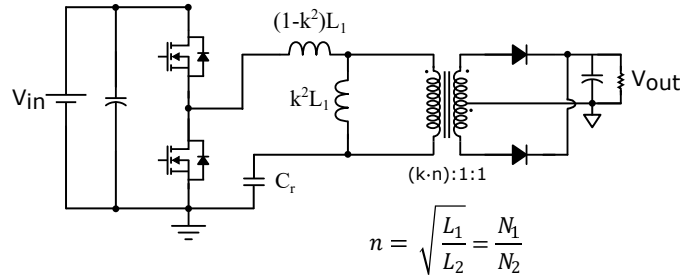


图 1-6. 用于 LLC 设计和分析的 APR 型变压器模型

为了验证模型，使用与 UCC25640x EVM 硬件 [3] (其中使用了 Würth Electronics [4] 提供的集成变压器) 相同的变压器参数建立了一个闭环 simplis 仿真，该仿真同时具有图 1-5 中所示的 T 型模型和图 1-6 中所示的 APR 模型。在变压器数据表中， L_p 、 L_k 、 n 分别为 510uH、82uH 和 16.5。根据方程式 4、方程式 5 和方程式 6 得出的变压器参数为 $k=0.916$ 、 $L_1=510\mu\text{H}$ 、 $n=16.5$ 、 $k \cdot n=15.115$ 。图 1-7 显示了 EVM 测量值与闭环 Simplis 模型之间的比较。我们可以观察到，在所有情况下，给定输入电压的工作频率几乎相同。

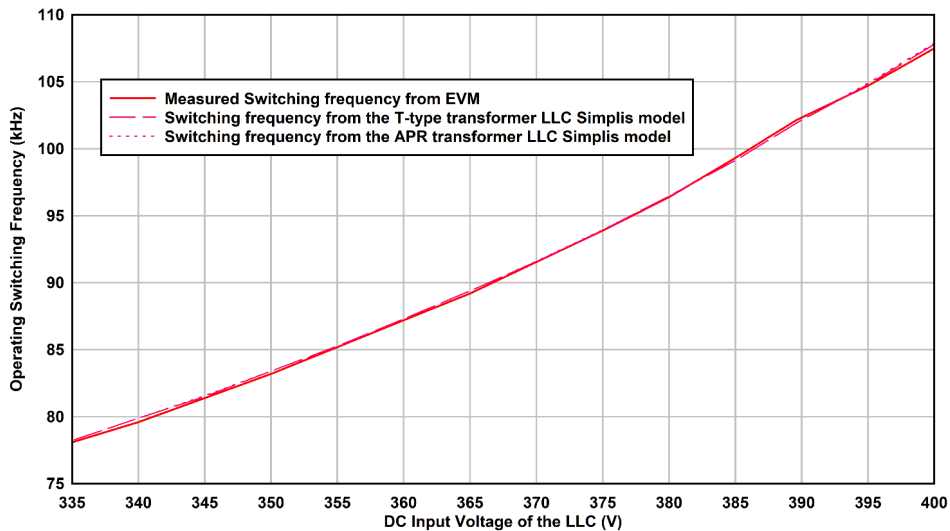


图 1-7. 根据闭环仿真模型以及 12V、15A 负载下的 EVM 测量值得出的输入电压与开关频率间的关系

1.1.1 采用 T 型变压器模型的 LLC 设计

参考文献 [19] 显示了使用 APR 模型的 LLC 设计，而参考文献 [1] 显示了使用 T 型变压器模型的 LLC 设计。在这里，对于此设计示例，考虑了 T 型变压器模型的 UCC25640xEVM 规格[3]。

表 1-1. UCC25640EVM-020 规格

参数	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入特性					
直流电压范围		365	390	410	VDC
交流电压范围		85		265	VAC
交流电压频率		47		63	Hz
输入直流 UVLO 打开			365		VDC
输入直流 UVLO 关闭			330		VDC
输出特性					
V _{OUT}	输出电压 - 正常模式	满负载 = 15A 时的突发模式阈值		12	VDC
I _{OUT}	输出负载电流	365 至 410 VDC		15	A
	输出电压纹波	390VDC 且满负载 = 15 A		120	mVpp
系统特点					
	谐振频率		100		kHz
	峰值效率	390 VDC，负载 = 8A		93%	
	工作温度	自然对流		25	°C

采用 T 型变压器模型的 LLC 电压增益

方程式 7 给出了图 1-5 中所示的 T 型变压器模型的电压增益表达式。

$$\text{电压增益: } M(k, fr, Q) = \frac{1}{\sqrt{\left[\frac{1}{k} \left[1 - \frac{1-k^2}{fr^2}\right]^2\right]^2 + \left[\frac{1}{k \cdot Q} \left[fr - \frac{1}{fr}\right]\right]^2}} \quad (7)$$

其中

$$\text{常态化频率: } fr = \frac{\omega}{\omega_0}$$

角度谐振频率 之间 泄漏 电感 (次级侧完全短路时的

$$\text{初级侧电感) 和 } Cr: \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{lk} \cdot Cr}}$$

角度谐振频率 之间 主要 电感 (初级绕组的

$$\text{自感) 和 } Cr: \omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_p \cdot Cr}}$$

$$\text{特性阻抗: } Z_0 = \sqrt{\frac{L_{lk}}{Cr}}$$

$$Q = \frac{R_{ac}}{Z_0} = \frac{8 \cdot n^2}{\pi^2} \cdot \frac{R_L}{Z_0}$$

n : 初级/次级匝数比

k : 变压器初级绕组和次级绕组之间的耦合系数

设计示例

$$\text{标称输入电压: } V_{in_Nom} = 390V \quad (8)$$

$$\text{输出电压: } V_{out} = 12V \quad (9)$$

$$\text{标称输出功率: } P_{out} = 180W \quad (10)$$

$$\text{输出电压纹波: } 120mV_{pp} \quad (11)$$

$$\text{功率损耗引起的压降: } V_{loss} = \frac{\frac{180W}{93\%} \cdot 7\%}{15A} = 0.9V \quad (12)$$

$$\text{本设计考虑的耦合系数: } k = 0.92 \quad (13)$$

$$\text{谐振频率下的增益: } M_{fo} = \frac{1}{k} = 1.087 \quad (14)$$

$$\text{初级/次级匝数比: } n = M_{fo} \cdot \frac{V_{in_Nom}}{2 \cdot (V_{out} + V_{loss})} \cong 16.5 \quad (15)$$

$$\text{等效输出负载电阻: } R_L = \frac{12V^2}{180W} = 0.8\Omega \quad (16)$$

$$\text{等效交流负载电阻: } R_{ac} = \frac{8 \cdot n^2}{\pi^2} \cdot R_L = 176.542 \quad (17)$$

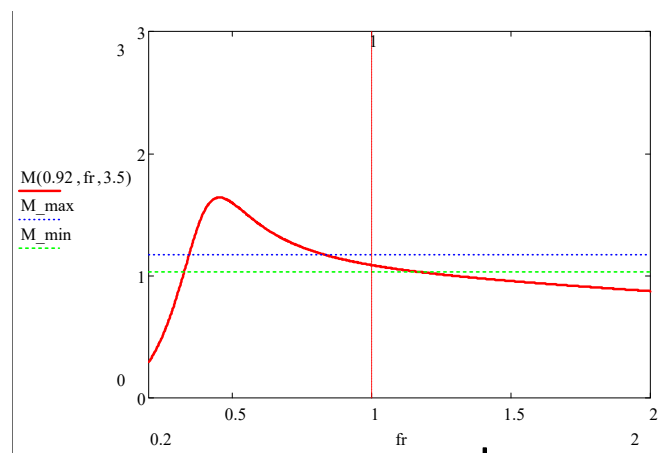
$$\text{最小直流输入电压: } V_{in_min} = 365V \quad (18)$$

$$\text{最大直流输入电压: } V_{in_max} = 410V \quad (19)$$

$$\text{最大增益要求: } M_{max} = \frac{2n \cdot (V_{out_最大值} + V_{loss})}{V_{in_min}} = \frac{2 \cdot 16.5 \cdot (12 + 0.06 + 0.9)}{365} = 1.172 \quad (20)$$

$$\text{最小增益要求: } M_{min} = \frac{2n \cdot (V_{out_min} + V_{loss})}{V_{in_max}} = \frac{2 \cdot 16.5 \cdot (12 - 0.06 + 0.9)}{410} = 1.033 \quad (21)$$

$$\text{本设计考虑的Q为 } 3.5 \quad (22)$$

图 1-8. $k=0.92$ 和 $Q=3.5$ 时的增益频率图

$$\text{特性阻抗: } Z_0 = \frac{R_{ac}}{Q} = \frac{176.542}{3.5} = 51.5 \quad (23)$$

$$\text{谐振频率: } f_o = 100\text{kHz} \quad (24)$$

$$\text{谐振电容值: } C_r = \frac{1}{2\pi \cdot Z_0 \cdot f_o} = 31.5\text{nF} \quad (25)$$

$$\text{次级短路时的初级漏电感: } L_{lk} = \frac{Z_0}{2\pi f_o} = 80\mu\text{H} \quad (26)$$

$$\text{次级开路时的初级电感: } L_p = \frac{L_{lk}}{1 - k^2} = 522\mu\text{H} \quad (27)$$

$$\text{所选谐振电容值的最终值: } C_r = 30\text{nF} \quad (28)$$

$$\text{变压器数据表中列出的漏电感、初级电感和匝数比: } L_{lk} = 82\mu\text{H}, L_p = 510\mu\text{H}, n = 16.5 \quad (29)$$

$$\text{最终谐振频率: } f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{lk} \cdot C_r}} = 101.5\text{kHz} \quad (30)$$

1.2 如何将外部栅极驱动器连接到 UCC25640x 以实现高栅极驱动器电流能力？

图 1-9 显示了一种将外部栅极驱动器连接到 UCC25640x 的更简单方法。此处使用了两个低侧驱动器（例如 UCC27517A [5]），它们具有更高的输出电流能力。此处的外部高侧驱动器与 UCC25640x 的内部驱动器一样进行自举。

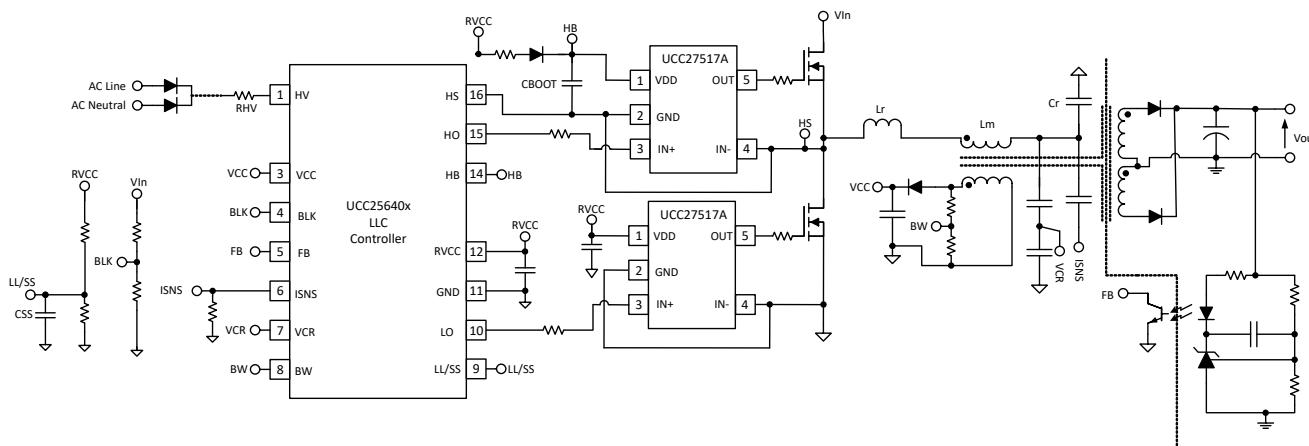


图 1-9. UCC25640x 的外部驱动器接口

1.3 在为 PFC-LLC 交流/直流转换器供电时，建议采用什么顺序？

通常，LLC 可以在 PFC 输出电压开始上升之前开始开关，反之亦然，具体取决于系统要求。

通常，PFC 输出电压在 LLC 转换器开始开关前开始上升。输出电压上升是为了确保 LLC 能够在启动到重负载时实现调节，而不会有进入电容区域的风险。UCC25640x RVCC 是为此目的而设计的。对于 UCC256402/404，一旦提供了交流输入并且 VCC 达到 26V 电平，就会生成 RVCC 电压来为 PFC 控制器加电以进行升压。一旦 PFC 升至高于 UCC25640x BLK 设置的水平，LLC 直流/直流开始运行。出于任何原因，如果 BLK 电压达到低于 BLKSTOP，开关将停止。

对于 TVS，在轻负载期间，LLC 转换器需要在 PFC 输出电压上升之前启动。在这种情况下，建议使用 UCC256404，因为该控制器的 BLK 导通阈值仅为 1V。由于 LLC 变压器是针对输入电压 >300V 和满载而设计，因此不存在触发 OCP 保护的任何问题。

1.4 如何在轻负载期间消除麻烦的 ZCS 检测？

轻负载期间，高侧或低侧 MOSFET 关断时的谐振电流幅度非常小。这一步可以触发 ZCS 保护。

以下方法有助于在轻负载期间避免麻烦的 ZCS 检测：

1. 增加突发模式阈值 (BMTH)：如果 FBreplica 信号在轻负载期间低于 BMTH 阈值，则禁用 ZCS。
2. 降低变压器的磁化电感以增加轻负载时的磁化电流。
3. 如果应用中有 PFC，则降低 PFC 的输出电压。

1.5 将 UCC25640x 控制器的 FB 引脚电压保持在恒定电平的目的是什么？

UCC25640x 控制器尝试将 FB 引脚电压松散调节至 5.6V 左右。这样做是为了提供更好的瞬态响应并避免与光耦合器饱和和相关的一些延迟。当从 FB 引脚拉出的电流在 0uA 至 FB 引脚最大拉电流范围内时 (402 和 404 器件为 164uA, 403 为 246uA)，FB 引脚电压可能约为 5.6V。当光耦合器拉取的电流大于 FB 引脚可支持的电流时，控制器可以允许 FB 引脚电压崩塌至 0V。

1.6 如何改进 UCC25640x 控制器 HS 引脚上的压摆率检测？

UCC25640x 的最小可检测压摆率为 100mV/ns。一旦高侧栅极 (HO) 关闭，低侧栅极 (LO) 就会在检测到压摆率后打开。如果错过压摆率检测，死区时间取决于谐振电流极性 (节 1.19)。图 1-10 显示了提取死区时间内的压摆率信息的方法 [10]。在该仿真中，以 Infineon IPW60R075CP MOSFET 为例。图 1-11 显示了从开关节点拉出 0.7A 电流时的开关节点电压转换。在这里，我们可以观察到开关节点电压在转换期间具有不同的压摆率，这是由于开关节点上出现的非线性电容 (图 1-15) 造成的。该非线性电容是上部 (电压从 0V 变为 390V) 和下部 (电压从 390V 变为 0V) MOSFET 输出电容的组合，如图 1-13 和图 1-14 所示。使用 SIMetrix 仿真提取每个 MOSFET 的输出电容图。图 1-12 显示了提取结果。

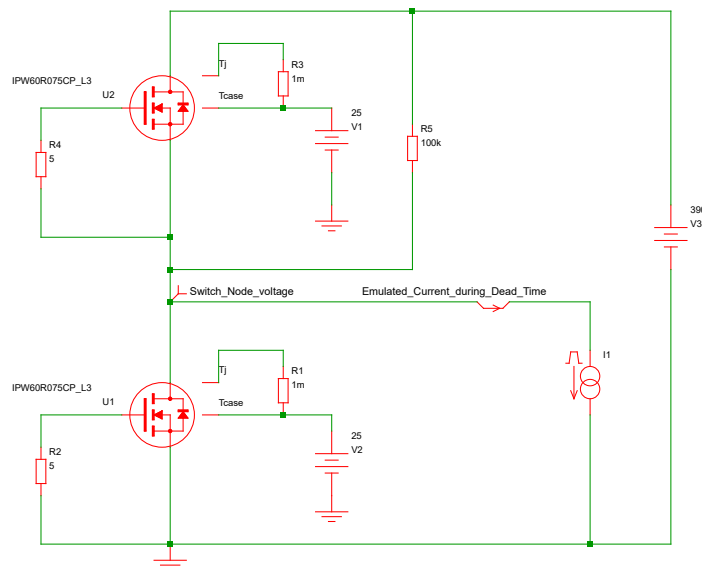


图 1-10. 用于得出死区时间内的开关节点压摆率的 SIMetrix 仿真

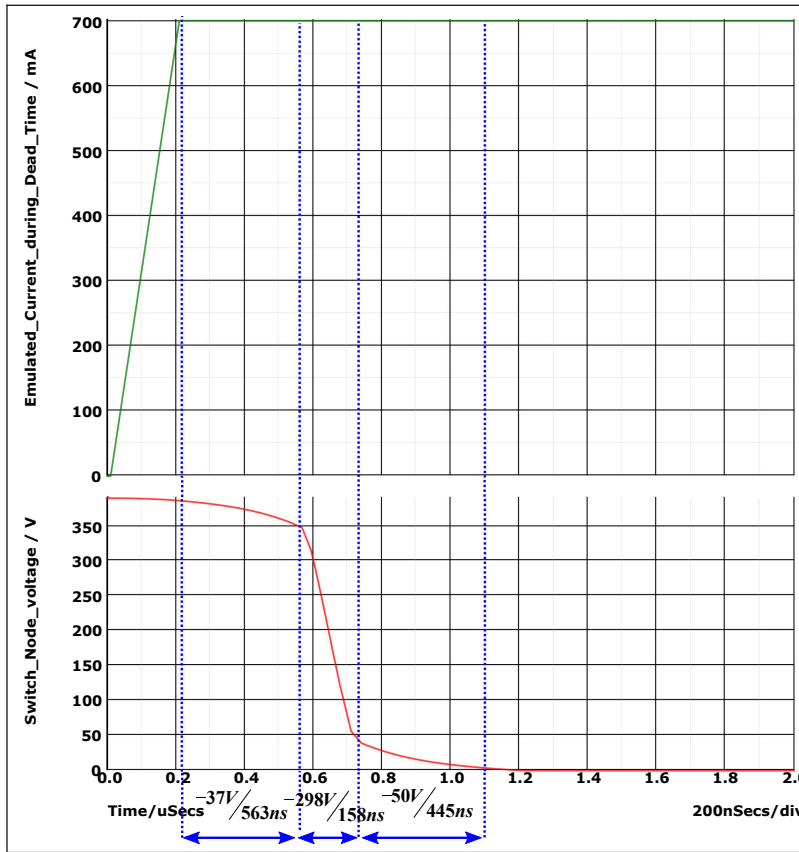


图 1-11. 死区时间内的开关节点电压压摆率

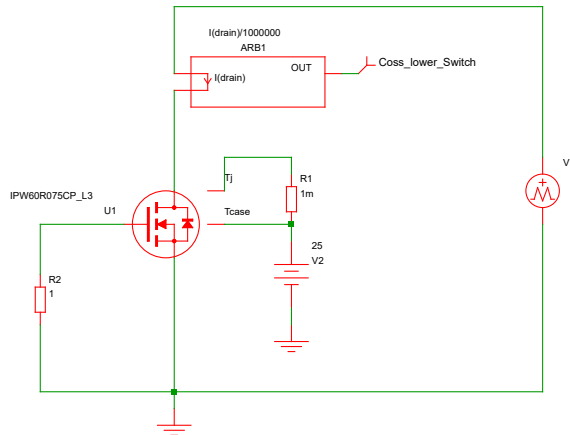


图 1-12. 使用 SIMetrix 从器件模型中提取输出电容

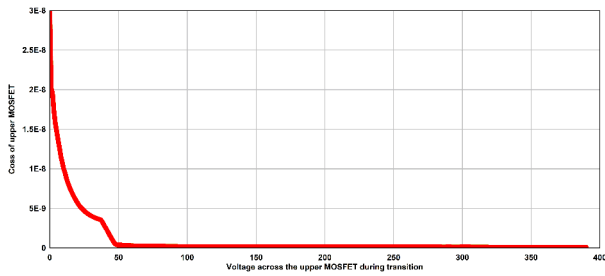


图 1-13. 上部 MOSFET 输出电容与漏源电压间的关系

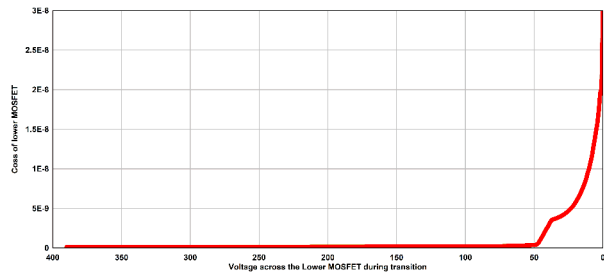


图 1-14. 下部 MOSFET 输出电容与漏源电压间的关系

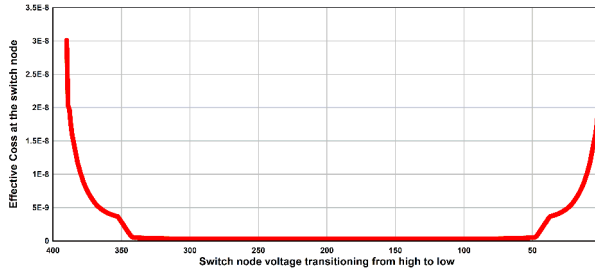


图 1-15. 开关节点上产生的输出电容与开关节点电压间的关系

可采用以下方法来改进压摆率检测：

1. 提高 MOSFET 关断速度：大多数设计在 HO/LO 栅极驱动路径中包含一个二极管，以实现独立的导通和关断速度。建议使用此类电路来提高栅极驱动的关断速度。
2. 使用具有较低输出电容 (Coss) 的 MOSFET：较低的输出电容可实现更快的开关节点压摆率。
3. 使用较高的突发模式设置：较高的突发模式设置具有更大的磁化电流幅值，有助于实现 dV/dt 标准（增大突发阈值会使 LLC 突发在突发数据包内具有稍高的功率，并且谐振电流幅值可能更高）。
4. 减小开关节点上的任何缓冲电容
5. 降低变压器的磁化电感以增加轻负载时的磁化电流。

1.7 如何以开环方式运行 UCC25640x 控制器？

运行 UCC25640x 开环可能需要对 VCR 电路以及 FB 引脚进行一些修改，以便流出 FB 引脚的恒定电流（图 1-16）。由于 FB 引脚被松散地调节至大约 5.6V，因此连接一个从 FB 到接地的电阻器 (R_{FB}) 将吸收固定电流（对于 402/404 器件，大约介于 $0\mu A$ 和 $82\mu A$ 之间。对于 403 器件，则为 $164\mu A$ ）。电流大小可以确定 VCR 的开关阈值 ($(V_{TH}-V_{TL})=V_{VCR_pk_pk}$)。然后移除上部 VCR 电容，以便完全禁用充电控制。现在，开关频率 (f_{sw}) 仅取决于内部 $2mA$ 斜坡电流和较低的 VCR 电容 (C_{VCR_lower})。

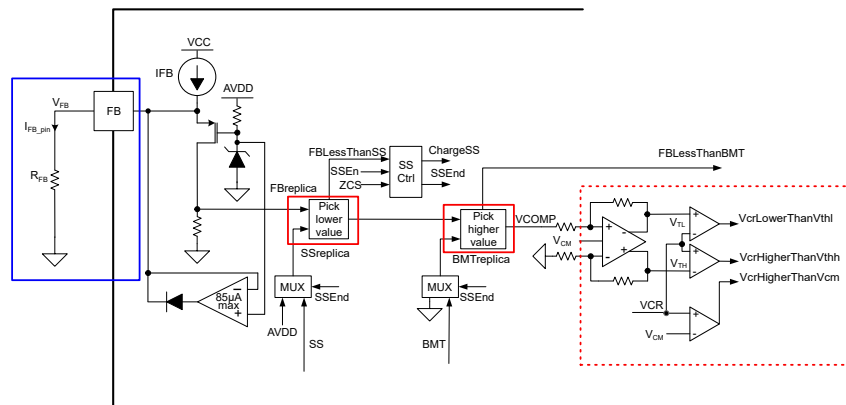


图 1-16. 通过在 FB 引脚上连接电阻器在开环中运行 UCC25640x

$$\text{从 FB 引脚流出的电流量: } I_{FB_pin} = \frac{V_{FB}}{R_{FB}} = \frac{5.6}{R_{FB}} \quad (31)$$

$$\text{VCR 峰峰值电压: } V_{vcr_pk_pk} = (82\mu A - I_{FB_pin}) \cdot 100k\Omega \quad (32)$$

$$\text{开关频率: } f_{sw} = \frac{2mA}{2 \cdot V_{vcr_pk_pk} \cdot C_{VCR_loWer}} \quad (33)$$

设计示例

$$\text{所需的开关频率: } f_{sw} = 100kHz \quad (34)$$

$$\text{VCR 引脚接地的电容器的值: } C_{VCR_loWer} = 10nF \quad (35)$$

$$\text{VCR 引脚峰峰值电压为: } V_{vcr_pk_pk} = \frac{2mA}{2 \times f_{sw} \times C_{VCR_loWer}} = \frac{2mA}{2 \times 100kHz \times 10nF} = 1V \quad (36)$$

$$\text{需要从 FB 引脚拉出的电流: } I_{FB_pin} = 82\mu A - \frac{V_{vcr_pk_pk}}{100k\Omega} = 82\mu A - \frac{1V}{100k\Omega} = 72\mu A \quad (37)$$

$$\text{需要连接在 FB 引脚上的电阻: } R_{FB} = \frac{5.6V}{72\mu A} = 78k\Omega \quad (38)$$

1.8 如果控制器的 VCR 引脚峰峰值电压超过 6V，会发生什么情况？

VCR 引脚电压被内部钳制，不会高于 +7V 或低于 -0.8V。7V 是为 VCR 电路供电的内部 AVDD 电源轨。在 -0.8V 时，内部 ESD 二极管可能导通。VFB 副本峰峰值被钳制至 6V。如果 VCR 引脚上的幅值超过 6V 峰峰值电压，则控制器无法降低开关频率和调节 VCR，因此，转换器被钳制到这个最小开关频率，输出电压会下降。如果 VCR 上的峰峰值电压超过 6V，减小顶部 VCR 电容器或增大底部 VCR 电容器有助于降低峰峰值电压。

1.9 哪些 UCC25640x 设置会影响 LLC 的启动持续时间？

一般而言，LLC 的软启动曲线通常通过调节 LL/SS 软启动电容、软启动初始电压、VCR 电容器和反馈环路响应在工作台上进行微调。[7] 的第 2 节提供了有关软启动时序和启动期间开关频率调优的更多详细信息。

1.10 导致 LLC 次级侧绕组电流不平衡的原因是什么？

在 LLC 中心抽头变压器中，如果初级到次级漏电感不同，我们可以观察到在每半个开关周期内，次级峰值电流可能会有所不同。这可能会导致其中一个二极管过热。为避免这种情况，两个次级绕组电压必须与初级绕组紧密耦合，以便这些绕组之间的漏电感变化非常小。

要了解次级侧的电流不平衡，需要考虑两个仿真。情形 1：在初级绕组和次级绕组之间的耦合相等的情况下，如图 1-17 所示（此图显示了所有 T 型等效模型）。情形 2：耦合不相等，如图 1-18 所示。这两个仿真均使用 EVM 参数：K=0.916、L₁=510uH、n=16.5、C_r=30nF、f_{sw}=101.5kHz、负载电阻=0.8Ω。我们可以观察到图 1-20 中的次级侧电流与图 1-19 中显示的电流之间的不平衡。

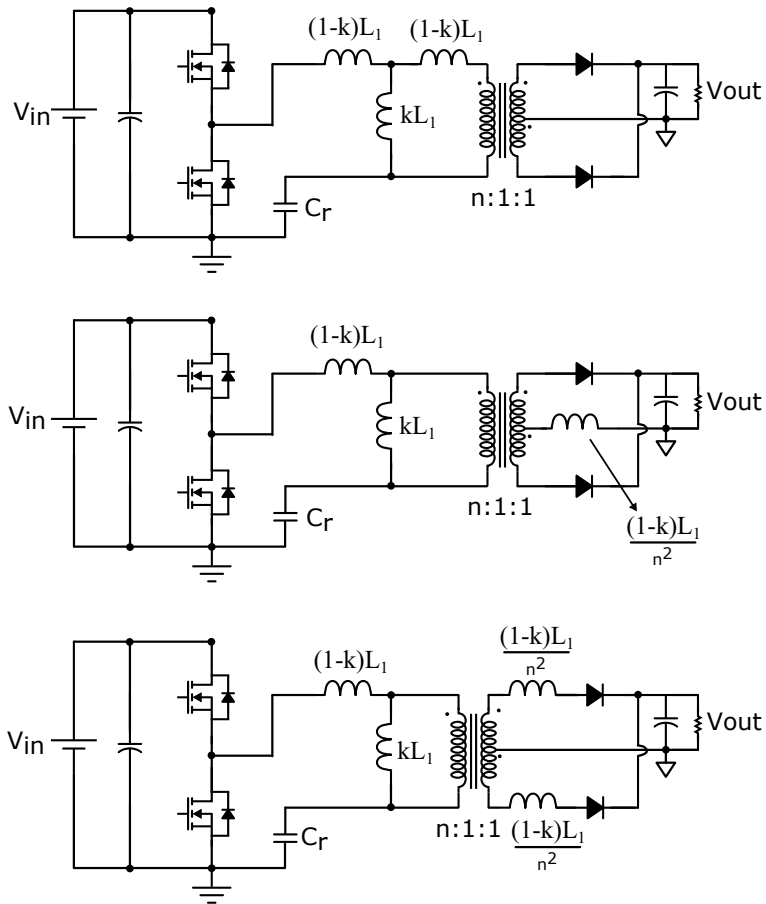


图 1-17. LLC T 型等效模型

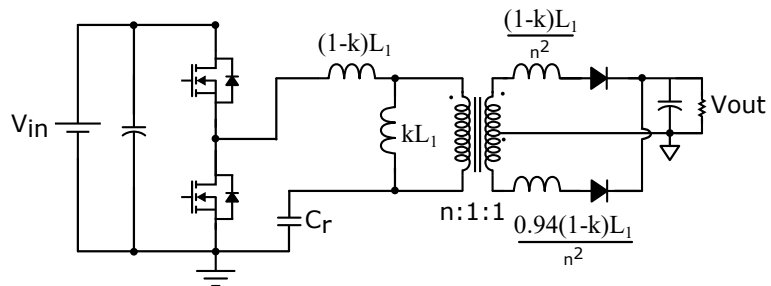


图 1-18. 具有不等耦合的 LLC 变压器

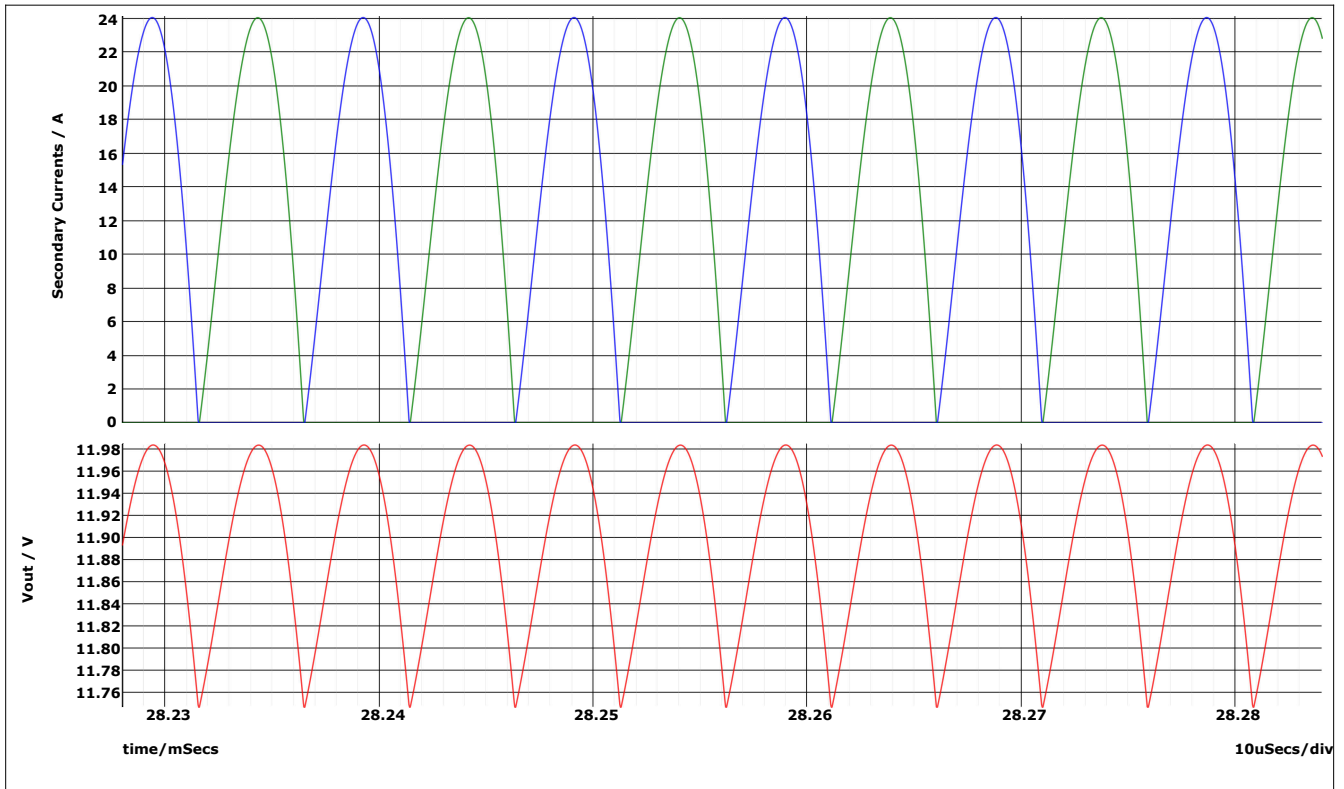


图 1-19. 情形 1 仿真结果

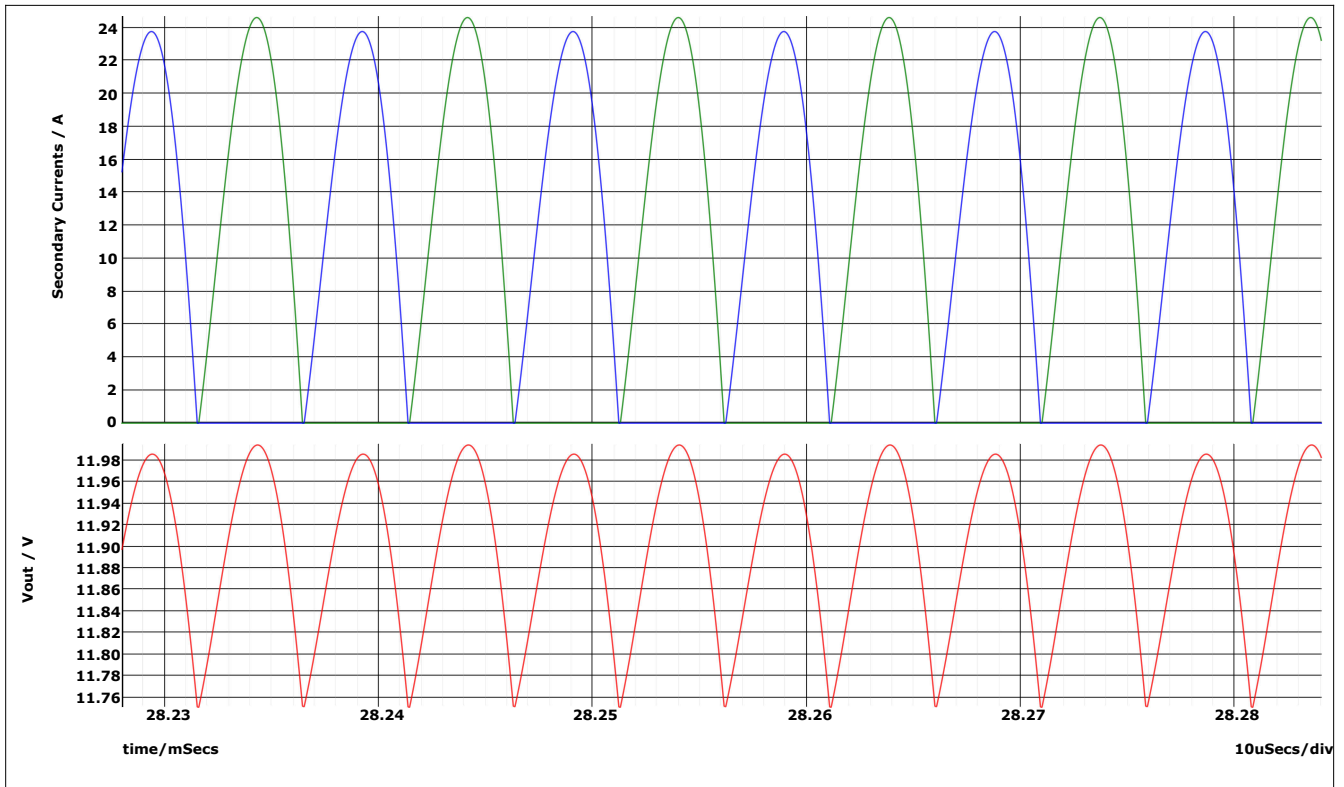


图 1-20. 情形 2 仿真结果

1.11 如何使用 UCC25640x 控制器设计用于 LLC 的 TL431 补偿器

1.11.1 HHC 控制下的 LLC 被控对象传递函数

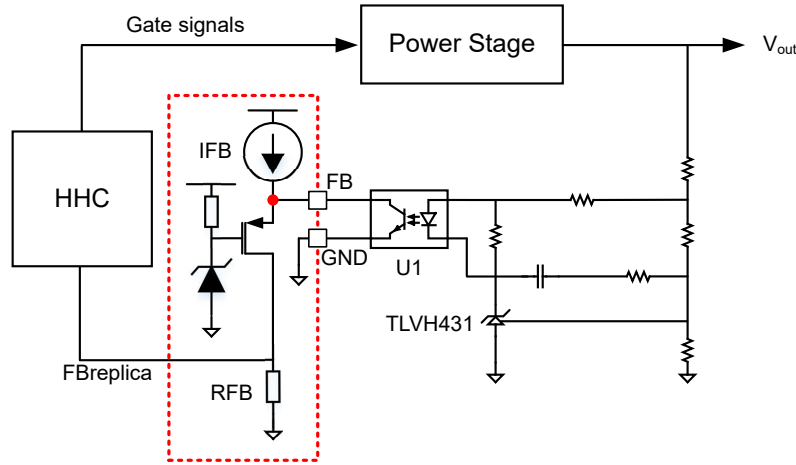


图 1-21. 反馈链方框图

在混合迟滞控制下运行时，参考文献 [8] 可导出 LLC 被控对象传递函数 $\left(\frac{V_{out}(s)}{FBreplica(s)}\right)$ 。Simplis 工具也可用于提取这些传递函数。这里使用了该方法。

当 UCC25640x EVM 功率级 [3] 在不同的输入电压和负载条件下运行时，可考虑用其提取增益图。在图 1-22 中，我们可以观察到被控对象增益图接近低频区域中的单极响应。2 型补偿器（补偿器的零点需要位于被控对象的低频极点下方）足以进行次级输出电压或电流调节。这里的低频极点大概位于 $f_p = \frac{1}{\pi R_L \cdot C_{out}}$ 其中 R_L 是负载电阻， C_{out} 是输出电容。如果需要提高交叉频率，则建议使用 3 型补偿器，因为在频率较高的区域，被控对象传递函数具有可使相位降级的双极 [8]。

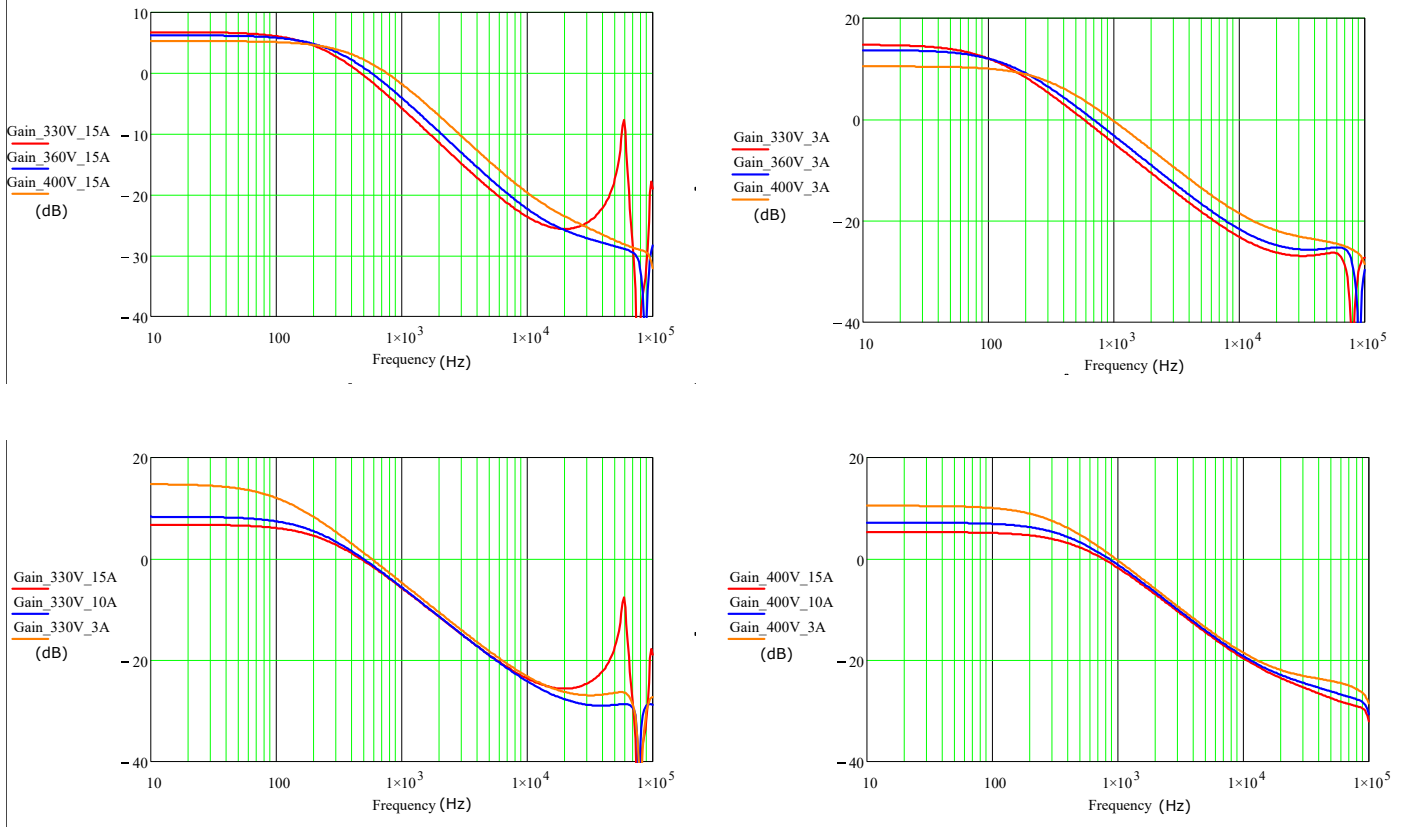


图 1-22. 不同输入电压和负载条件下的增益图

1.11.2 具有 TL431 的 2 类和 3 类补偿器[20]

1.11.2.1 2 类补偿器

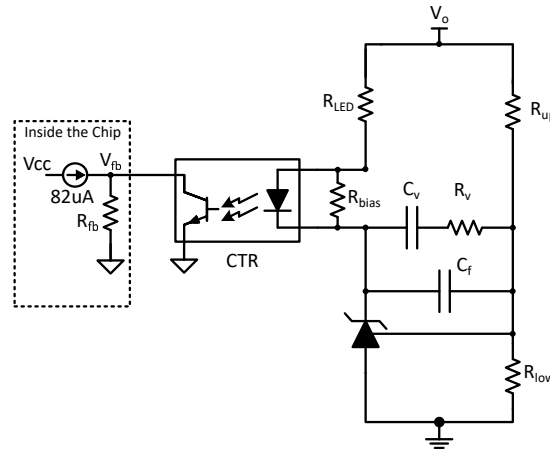


图 1-23. 具有快速通道的 2 类补偿器

$$G_c(s) = \left| \frac{V_{fb}(s)}{V_o(s)} \right| = \frac{R_{fb}CTR}{R_{LED}} \left(\frac{1}{(C_v + C_f) \cdot R_{up}} \frac{1 + R_v C_v s}{\left(1 + \frac{s R_v C_v C_f}{C_v + C_f}\right) s} + 1 \right) \quad (39)$$

假设 $C_f \ll C_v, G_c(s)$ 进一步简化为

$$G_c(s) = \frac{R_{fb}CTR}{R_{LED}} \left(\frac{1}{C_v \cdot R_{up}} \frac{1 + R_v C_v s}{(1 + s R_v C_f)s} + 1 \right) \quad (40)$$

$$\text{这可以写为 } G_c(s) = G_o \left(\frac{\frac{\omega_L}{s} + 1}{1 + \frac{s}{\omega_{p1}}} \right) \quad (41)$$

$$\text{其中 } G_o = \frac{R_{fb}CTR}{R_{LED}} \left(1 + \frac{R_v}{R_{up}} \right) \omega_L = \frac{1}{(R_v + R_{up}) \cdot C_v} \omega_{p1} = \frac{1}{R_v \cdot C_f} \quad (42)$$

此处 ω_L 是低频反相零点， ω_{p1} 是高频极点，CTR 是光耦合器的电流传输比。

备注

- 在满负载到轻负载的转换期间，流经光耦合器 LED 的电流变化需要超过 I_{fb}/CTR 才能稳定输出电压。在这里， I_{fb} 是 FB 引脚提供的最大电流。因此， $R_{LED} \leq \frac{V_o - V_{ref} - V_{LED}}{(I_{fb}/CTR)}$ 其中 V_{ref} 和 V_{LED} 是基准引脚电压，电流导通时光耦合器 LED 会下降。
- 仅当基准引脚电压达到 V_{ref} 时，并联稳压器才开始灌入电流。在启动期间，确保分流稳压器上出现的电压不超过绝对最大阴极至阳极电压。否则，电压可能会被破坏。如果 LLC 输出电压高于并联稳压器的绝对最大值，建议使用不带快速通道的 2 类补偿器。这里，齐纳二极管在快速通道中用以钳制电压。

1.11.2.2 不带快速通道的 2 类补偿器

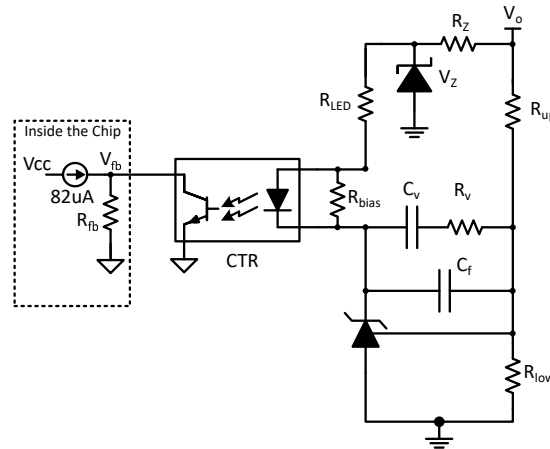


图 1-24. 不带快速通道的 2 类补偿器

$$G_c(s) = \left| \frac{V_{fb}(s)}{V_o(s)} \right| = \frac{R_{fb}CTR}{R_{LED}} \left(\frac{1}{(C_v + C_f) \cdot R_{up}} \frac{1 + R_v C_v s}{\left(1 + \frac{s R_v C_v C_f}{C_v + C_f} \right) s} \right) \quad (43)$$

假设 $C_f \ll C_v, G_c(s)$ 进一步简化为

$$G_c(s) = \frac{R_{fb}CTR}{R_{LED}} \left(\frac{1}{C_v \cdot R_{up}} \frac{1 + R_v C_v s}{(1 + s R_v C_f)s} \right) \quad (44)$$

$$\text{这可以写为 } G_c(s) = G_o \left(\frac{\frac{\omega_L}{s} + 1}{1 + \frac{s}{\omega_{p1}}} \right) \quad (45)$$

$$\text{其中 } G_o = \frac{R_{fb}CTR}{R_{LED}} \left(\frac{R_v}{R_{up}} \right) \omega_L = \frac{1}{R_v \cdot C_v} \omega_{p1} = \frac{1}{R_v \cdot C_f} \quad (46)$$

此处 ω_L 是低频反相零点， ω_{p1} 是高频极点。

1.11.2.3 具有快速通道的 3 类补偿器

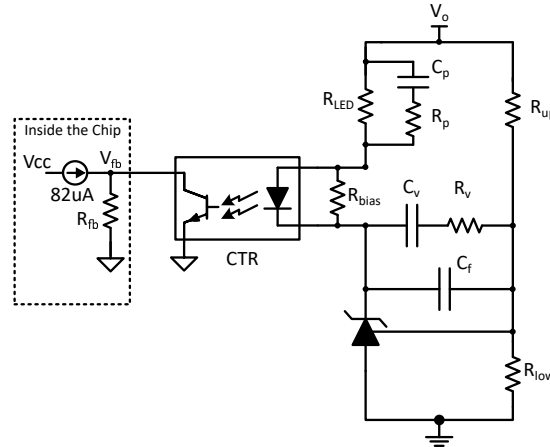


图 1-25. 具有快速通道的 3 类补偿器

$$G_c(s) = \left| \frac{V_{fb}(s)}{V_o(s)} \right| = R_{fb}CTR \left(\frac{1}{(C_v + C_f) \cdot R_{up}} \frac{1 + R_v C_v s}{1 + \frac{s R_v C_v C_f}{C_v + C_f}} + 1 \right) \left(\frac{1 + s C_p (R_{LED} + R_p)}{R_{LED} (1 + R_p C_p s)} \right) \quad (47)$$

假设 $C_f \ll C_v$, $G_c(s)$ 进一步简化为

$$G_c(s) = \frac{R_{fb}CTR}{R_{LED}} \left(\frac{1}{C_v \cdot R_{up}} \frac{1 + R_v C_v s}{1 + s R_v C_f} + 1 \right) \left(\frac{1 + s C_p (R_{LED} + R_p)}{1 + R_p C_p s} \right) \quad (48)$$

$$\text{这可以写为 } G_c(s) = G_o \left(\frac{\frac{\omega_L}{s} + 1}{1 + \frac{s}{\omega_{p1}}} \right) \left(\frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_{p2}}} \right) \quad (49)$$

$$\text{其中 } G_o = \frac{R_{fb}CTR}{R_{LED}} \left(1 + \frac{R_v}{R_{up}} \right) \omega_L = \frac{1}{(R_v + R_{up}) \cdot C_v} \omega_{p1} = \frac{1}{R_v \cdot C_f} \quad (50)$$

$$\omega_z = \frac{1}{(R_{LED} + R_p) \cdot C_p} \omega_{p2} = \frac{1}{R_p \cdot C_p}$$

这里假设 $\omega_L \ll \omega_z \ll \omega_c \ll \omega_{p2} \ll \omega_{p1}$: ω_z 和 ω_{p2} 会生成相位超前，而 ω_L 会实现积分器以减少稳态误差，并且 ω_{p1} 会消除高频噪声对控制环路的影响。此处 ω_c 是交叉频率。

1.11.2.4 不带快速通道的 3 类补偿器

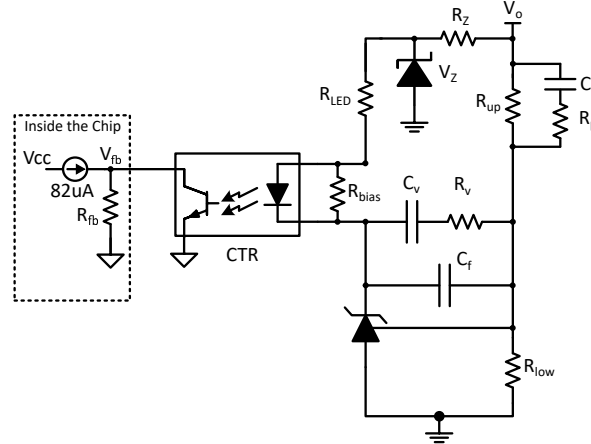


图 1-26. 不带快速通道的 3 类补偿器

$$G_c(s) = \left| \frac{V_{fb}(s)}{V_o(s)} \right| = \frac{R_{fb}CTR}{R_{LED}} \left(\frac{1}{C_v + C_f} \frac{1 + R_v C_v s}{1 + \frac{s R_v C_v C_f}{C_v + C_f} s} \right) \left(\frac{1 + s C_p (R_{up} + R_p)}{R_{up} (1 + R_p C_p s)} \right) \quad (51)$$

假设 $C_f \ll C_v$, $G_c(s)$ 进一步简化为

$$G_c(s) = \frac{R_{fb}CTR}{R_{LED}R_{up}} \left(\frac{1}{C_v} \frac{1 + R_v C_v s}{1 + s R_v C_f s} \right) \left(\frac{1 + s C_p (R_{up} + R_p)}{1 + R_p C_p s} \right) \quad (52)$$

$$\text{这可以写为 } G_c(s) = G_o \left(\frac{\frac{\omega_L}{s} + 1}{1 + \frac{s}{\omega_{p1}}} \right) \left(\frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_{p2}}} \right) \quad (53)$$

$$\text{其中 } G_o = \frac{R_{fb}CTR}{R_{LED}} \left(\frac{R_v}{R_{up}} \right) \omega_L = \frac{1}{R_v \cdot C_v} \omega_{p1} = \frac{1}{R_v \cdot C_f} \quad (54)$$

$$\omega_z = \frac{1}{(R_{up} + R_p) \cdot C_p} \omega_{p2} = \frac{1}{R_p \cdot C_p}$$

这里假设 $\omega_L \ll \omega_z \ll \omega_c \ll \omega_{p2} \ll \omega_{p1}$: ω_z 和 ω_{p2} 会生成相位超前, 而 ω_L 会实现积分器以减少稳态误差, 并且 ω_{p1} 会消除高频噪声对控制环路的影响。此处 ω_c 是交叉频率。

1.11.3 3 类补偿器设计示例

考虑使用 UCC25640x EVM [3] 的功率级演示 3 类补偿器 [1.12.2.3] 设计, 如图 1-27 所示。我们将 10kHz 视为环路增益的交叉频率 (f_c)。

1. 从图 1-22 可以看出, 开环增益 $\left(G_{plant}(s) = \frac{V_{out}(s)}{FB replica(s)} \right)$ 在 10kHz 时接近 -25dB。
2. 因此 $G_c(s)$ 交叉频率下应为 25dB。
3. 假设 $f_L \ll f_z \ll f_c \ll f_{p2} \ll f_{p1}$ 在 [1.12.2.3] 中, $G_c(s)$ 可以近似为 $G_o \cdot \frac{f_c}{f_z}$ 。对于给定的相位超前 (θ)、交叉频率 (f_c), f_z 、 f_{p2} 可使用以下公式得出 [参考文献 9 第 9.5 章]: $f_c = \sqrt{f_z \cdot f_{p2}}$, $f_z = f_c \sqrt{\frac{1 - \sin(\theta)}{1 + \sin(\theta)}}$:
 $f_{p2} = f_c \sqrt{\frac{1 + \sin(\theta)}{1 - \sin(\theta)}}$ 。因此, $G_c(s) \cong G_o \cdot \frac{f_c}{f_z} = G_o \cdot \frac{\sqrt{f_z \cdot f_{p2}}}{f_z} = G_o \cdot \sqrt{\frac{f_{p2}}{f_z}}$ 。
4. 对于 52° 的相位超前, f_z 和 f_{p2} 应分别为 3.4kHz 和 29kHz。

- 由于已求出 f_z 、 f_{p2} ，因此可以使用以下表达式获取 G_o ： $G_o \cdot \sqrt{\frac{f_{p2}}{f_z}} = 17.78 \Rightarrow G_o = 6.126$ (25dB=17.78)。
- f_{p1} 是高频极点，用于消除高频噪声。建议将该极点放置在靠近输出电容器 ESR 的位置。在这里， f_{p1} 被选为 479kHz。
- 选择 f_L 时，应确保控制器能够在转换器以突发模式运行时调节输出电压。因此， f_L 应小于突发模式频率。在此设计中， f_L 被视为 88Hz。
- 可使用以下表达式求出 R_{up} 和 R_{low} ： $\frac{V_o - V_{ref}}{R_{up}} = I_{ref} + \frac{V_{ref}}{R_{low}}$ 其中 V_o 是输出电压， V_{ref} 、 I_{ref} 是通过并联稳压器的基准引脚的基准电压和偏置电流。要使 V_o 独立于 I_{ref} ， I_{ref} 应远低于 $\frac{V_o - V_{ref}}{R_{up}}$ 。因此， $\frac{V_o - V_{ref}}{R_{up}} = \frac{V_{ref}}{R_{low}}$ 。在 EVM 中，考虑使用 TLVH431，其基准电压为 1.24V。在本设计中， $\frac{V_o - V_{ref}}{R_{up}}$ 被视为 73uA。因此，获得的 R_{up} 为 147kΩ。根据 $\frac{V_o - V_{ref}}{R_{up}} = \frac{V_{ref}}{R_{low}}$ ，获得的 R_{low} 为 16.98kΩ。
- 假设 C_f 为 10pF。因此， R_v 可通过以下公式获得

$$\omega_{p1} = \frac{1}{R_v \cdot C_f} \Rightarrow f_{p1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_v \cdot C_f} \Rightarrow R_v = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 479kHz \cdot C_f} \Rightarrow R_v = 33.2k\Omega$$
- R_{LED} 可通过以下推导得出

$$G_o = \frac{R_{fb}CTR}{R_{LED}} \left(1 + \frac{R_v}{R_{up}}\right) \Rightarrow R_{LED} = \frac{R_{fb}CTR}{G_o} \left(1 + \frac{R_v}{R_{up}}\right) \Rightarrow R_{LED} = \frac{100 \cdot 10^3 \cdot 0.2}{6.126} \left(1 + \frac{33.2k}{147k}\right) \Rightarrow R_{LED} = 4k\Omega$$
- C_v 可通过以下推导得出

$$\omega_L = \frac{1}{(R_v + R_{up}) \cdot C_v} \Rightarrow C_v = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot (R_v + R_{up})} \Rightarrow C_v = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 88 \cdot (33.2k + 147k)} \Rightarrow C_v = 10nF$$
- C_p 、 R_p 可通过以下推导得出

$$\omega_z = \frac{1}{(R_{LED} + R_p) \cdot C_p}, \omega_{p2} = \frac{1}{R_p \cdot C_p} \Rightarrow f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_{LED} + R_p) \cdot C_p}, f_{p2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_p \cdot C_p}$$

$$\Rightarrow 3.4kHz = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (R_{LED} + R_p) \cdot C_p}, 29kHz = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_p \cdot C_p} \Rightarrow C_p = 10nF, R_p = 540\Omega$$
- R_{bias} 用于偏置并联稳压器。 R_{bias} 可通过以下公式得出 $R_{bias} = \frac{V_{opto}}{I_{bias}} = \frac{1V}{1mA} = 1k\Omega$ 。

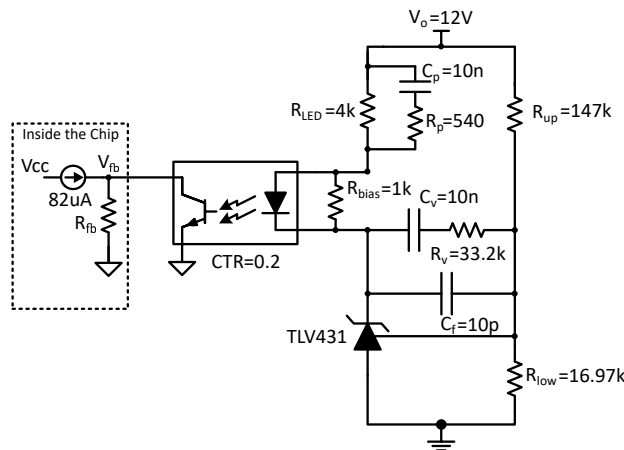


图 1-27. 3 类补偿器

1.12 如何设计适用于电池充电和 LED 驱动器应用的 LLC ？

电池充电器和 LED 驱动器随输出电压的变化表现出不同的有效输出电阻变化（[实施适用于充电器和 LED 驱动器应用的宽输出 LLC](#)）。对于电池充电器，有效输出电阻随着输出电压的增加而增加，而对于 LED 驱动器，电压可以降低。当在这些应用中设计 LLC 时，我们需要确保满足所需的电压增益。

1.12.1 LED 驱动器设计示例

表 1-2. 160W LED 驱动器规格

参数	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入特性					
直流电压范围 (V_{in})		365	390	410	V
LED 特性^[10]					
$I_F = 1A$ 时的正向电压		2.8	3.2	3.8	V
额定正向电流 (I_F)			1		A
$I_F = 100mA$ 时的正向电压			2.8		V
输出特性^[11]					
LED 阵列电压 (V_{out}) (阵列由三个分支组成, 每个分支有 14 个 LED)		39.2	44.8	53.2	V
LED 阵列电流		0.3 (每个分支 100mA)		3	A
LED 阵列电流 = 3A 时的输出功率		117.6	134.4 (P_{out_typ})	159.6 (P_{out_Max})	W
LED 阵列电流 = 0.3A 时的输出功率 (P_{out_Min})			11.76		W
输出电压纹波				300	mVpp
无负载时的输出电压				57	V
谐振频率 f_{res}			100		kHz
峰值效率	峰值输出功率		92%		

- LLC 谐振回路参数和匝数比的选择依据是 $V_{in_typ} = 390V$, $V_{out_typ} = 44.8V$, $P_{out_typ} = 134.4W$, $f_{res} = 100kHz$ 。这如图 1-28 所示 [12]。
- 一旦选择了谐振回路参数, 务必确保满足最大和最小增益要求。
- 最大增益和最小频率 ($G_{max} = \frac{V_{out_Max}}{V_{in_Min}}$) 要求适用于 P_{out_Max} 出现时
而最小增益和最大频率 ($G_{min} = \frac{V_{out_Min}}{V_{in_Max}}$) 要求适用于 P_{out_Min} 出现时。具体请参见图 1-29 和图 1-30。
- 为了保护转换器在空载期间免受过压影响, 输出电压调节为 57V。

Select Which Device You Are Using	UCC256404	Refer datasheet for the difference of UCC25640x devices
OUTPUT		
Output Voltage	V_{OUT}	44.8 V Enter required nominal output voltage of converter
Maximum Output Power	P_{OUT}	134.4 W Enter required maximum converter output power in Watts
Full Load Output Current	I_{OUT}	3 A
Maximum Output Voltage Ripple	$V_{OUT(ripple)}$	300 mV Enter the desired maximum output voltage ripple
Target Efficiency	η	0.92 Enter the Overall Efficiency here
INPUT		
Nominal Input Voltage	V_{IN}	390 V Enter the nominal input voltage
Maximum DC Input Voltage	$V_{IN(max)}$	410 V Enter the maximum input voltage
Minimum DC Input Voltage	$V_{IN(min)}$	365 V Enter the minimum input voltage
LLC STAGE		
Nominal LLC Switching Frequency	f_{LLC}	100 kHz Enter desired nominal LLC switching frequency
LLC Transformer		
Recommended Primary/Secondary Turns Ratio	$N_{PS}(recommended)$	4.352678571
Actual Primary/Secondary Turns Ratio	N_{PS}	4.00 Enter Actual Primary/Secondary Turns Ratio
Recommended Primary/Bias Turns Ratio	$N_{PB}(recommended)$	13.00
Actual Primary/Bias Turns Ratio	N_{PB}	13.00 Enter Actual Primary/Bias Turns Ratio
LLC Effective Load Resistance at 110% Full Load	R_L	176.1 Ω
LLC Effective Load Resistance at Full Load	$R_{L(full load)}$	193.7 Ω
LLC Gain Range		
Minimum LLC Gain	$M_{G(min)}$	0.884
Maximum LLC Gain Including Losses	$M_{G(max)}$	1.015
Predicted Voltage Drop Due to Losses	V_{LOSS}	1.000 V Enter the predicted voltage drop due to conversion losses in circuit
Select L_N and Q_E		
From the figure on the right, $M_{G(peak)}$ Vs Q_E with respect to L_N , select a point on an L_N curve that has an L_N and Q_E point that corresponds to an Attainable $M_{G(PEAK)}$ value that is greater than $M_{G(max)}$. Enter the selected values in the L_N and Q_E cells below.		
For example, if $M_{G(max)}$, calculated above and shown by the horizontal line, was calculated to be 1.4, then using $L_N = 5$ and $Q_E = 0.35$ would result in an attainable $M_{G(PEAK)} = 1.52$ (interpolated from $L_N = 5$ curve) which satisfies the requirement that the Attainable $M_{G(PEAK)} > M_{G(max)}$		
Selected Primary Inductance Ratio	$L_N(selected)$	3.00
Selected Quality Factor for Resonant Network	$Q_E(selected)$	0.41
Gain Required at No-Load	$M_{G(no-load)}$	0.750
f_n at Maximum Switching Frequency	$f_{n(max)}$	3.50
The selected L_N and Q_E values should result in an LLC Gain Curve, shown below, that intersects with the $M_{G(max)}$ and $M_{G(min)}$ traces. The Gain curve from an overload condition is also plotted, showing the minimum gain at maximum frequency.		
Parameters of the LLC Resonant Circuit		
Discrete resonant inductor or transformer leakage inductance used for L_N ?	Discrete Inductor	0.9 Ignore this row
Recommended Resonant Capacitor Value	CR(recommended)	0.020 μF
Actual Total Value of Resonant Capacitor Used	CR	0.02 μF Enter actual value of Resonant Capacitor used
Recommended Resonant Inductor Value	LR(recommended)	126.651 μH
Actual Resonant Inductor Value Used	LR	126 μH Enter the actual value of the Resonant Inductor Value used
Recommended Transformer Magnetizing Inductance	LM(recommended)	378 μH
Actual Transformer Magnetizing Inductance Used	LM	378 μH Enter the actual value of the magnetizing inductance value used
Resonant Series Resonant Frequency	f_0	100.3 kHz
No Load Resonant Frequency	f_r	50.1 kHz
Resonant Inductance Ratio	L_N	3.00 Re-enter this value in the $L_N(selected)$ cell above to see the actual normalized frequency at $M_{G(max)}$ and $M_{G(min)}$
Resonant Quality Factor at Full Load	Q_E	0.41 Re-enter this value in the $Q_E(selected)$ cell above to see the actual normalized frequency at $M_{G(max)}$ and $M_{G(min)}$
Gain Curve Graph Up to Date?	Yes	
f_n at $M_{G(max)}$	$f_{n(Mg_max)}$	1 Enter f_n value at the second intersection of the $M_{G(max)}$ line and LLC Gain Curve shown in figure above
f_n at $M_{G(min)}$	$f_{n(Mg_min)}$	1.3 Enter f_n value at the second intersection of the $M_{G(min)}$ line and LLC Gain Curve shown in figure above
Maximum Switching Frequency	$f_{sw(max)}$	130.3 kHz
Minimum Switching Frequency	$f_{sw(min)}$	100.3 kHz

图 1-28. 针对 LED 驱动器典型输出电压和典型输出功率的 LLC 设计

Select Which Device You Are Using	UCC256404	Refer datasheet for the difference of UCC25640x devices
OUTPUT		
Output Voltage	V_{OUT}	53.2 V
Maximum Output Power	P_{OUT}	160 W
Full Load Output Current	I_{OUT}	3.007518797 A
Maximum Output Voltage Ripple	$V_{OUT(ripple)}$	300 mV
Target Efficiency	η	0.92
INPUT		
Nominal Input Voltage	V_{IN}	390 V
Maximum DC Input Voltage	$V_{IN(max)}$	410 V
Minimum DC Input Voltage	$V_{IN(min)}$	365 V
LLC STAGE		
Nominal LLC Switching Frequency	f_{LLC}	100 kHz
LLC Transformer		
Recommended Primary/Secondary Turns Ratio	$N_{PS}(recommended)$	3.665413534
Actual Primary/Secondary Turns Ratio	N_{PS}	4.00
Recommended Primary/Bias Turns Ratio	$N_{PB}(recommended)$	13.00
Actual Primary/Bias Turns Ratio	N_{PB}	13.00
LLC Effective Load Resistance at 110% Full Load	R_L	208.6 Ω
LLC Effective Load Resistance at Full Load	$R_{L(full load)}$	229.4 Ω
LLC Gain Range		
Minimum LLC Gain	$M_{G(min)}$	1.048
Maximum LLC Gain Including Losses	$M_{G(max)}$	1.199
Predicted Voltage Drop Due to Losses	V_{LOSS}	1.000 V
Select L_N and Q_E		
From the figure on the right, $M_{G(peak)}$ Vs Q_E with respect to L_N , select a point on an L_N curve that has an L_N and Q_E point that corresponds to an Attainable $M_{G(peak)}$ value that is greater than $M_{G(max)}$. Enter the selected values in the L_N and Q_E cells below.		
For example, if $M_{G(max)}$, calculated above and shown by the horizontal line, was calculated to be 1.4, then using $L_N = 5$ and $Q_E = 0.35$ would result in an attainable $M_{G(peak)} = 1.52$ (interpolated from $L_N = 5$ curve) which satisfies the requirement that the Attainable $M_{G(peak)} > M_{G(max)}$.		
Selected Primary Inductance Ratio	$L_N(selected)$	3.00
Selected Quality Factor for Resonant Network	$Q_E(selected)$	0.35
Gain Required at No-Load	$M_{G(no-load)}$	0.750
f_n at Maximum Switching Frequency	$f_{n(max)}$	3.50
The selected L_N and Q_E values should result in an LLC Gain Curve, shown below, that intersects with the $M_{G(max)}$ and $M_{G(min)}$ traces. The Gain curve from an overload condition is also plotted, showing the minimum gain at maximum frequency.		
Parameters of the LLC Resonant Circuit		
Discrete resonant inductor or transformer leakage inductance used for L_N ?	Discrete Inductor	0.9
Recommended Resonant Capacitor Value	CR(recommended)	0.020 μF
Actual Total Value of Resonant Capacitor Used	CR	0.02 μF
Recommended Resonant Inductor Value	LR(recommended)	126.651 μH
Actual Resonant Inductor Value Used	LR	126 μH
Recommended Transformer Magnetizing Inductance	LM(recommended)	378 μH
Actual Transformer Magnetizing Inductance Used	LM	378 μH
Resonant Series Resonant Frequency	f_0	100.3 kHz
No Load Resonant Frequency	f_r	50.1 kHz
Resultant Inductance Ratio	L_N	3.00
Resultant Quality Factor at Full Load	Q_E	0.35
Gain Curve Graph Up to Date?	Yes	
f_n at $M_{G(max)}$	$f_{n(MG_max)}$	0.85
f_n at $M_{G(min)}$	$f_{n(MG_min)}$	0.95
Maximum Switching Frequency	$f_{sw(max)}$	95.2 kHz
Minimum Switching Frequency	$f_{sw(min)}$	85.2 kHz

图 1-29. 最大输出功率下的 LLC 最大增益验证

Select Which Device You Are Using	UCC256404	Refer datasheet for the difference of UCC25640x devices
OUTPUT		
Output Voltage	V_{OUT}	39.2 V
Maximum Output Power	P_{OUT}	11.7 W
Full Load Output Current	I_{OUT}	0.298469388 A
Maximum Output Voltage Ripple	$V_{OUT(ripple)}$	300 mV
Target Efficiency	η	0.92
INPUT		
Nominal Input Voltage	V_{IN}	390 V
Maximum DC Input Voltage	$V_{IN(max)}$	410 V
Minimum DC Input Voltage	$V_{IN(min)}$	365 V
LLC STAGE		
Nominal LLC Switching Frequency	f_{LLC}	100 kHz
LLC Transformer		
Recommended Primary/Secondary Turns Ratio	$N_{PS(Recommended)}$	4.974489796
Actual Primary/Secondary Turns Ratio	N_{PS}	4.00
Recommended Primary/Bias Turns Ratio	$N_{PB(Recommended)}$	13.00
Actual Primary/Bias Turns Ratio	N_{PB}	13.00
LLC Effective Load Resistance at 110% Full Load	R_L	1548.5 Ω
LLC Effective Load Resistance at Full Load	$R_{L(Full Load)}$	1703.3 Ω
LLC Gain Range		
Minimum LLC Gain	$M_{G(min)}$	0.775
Maximum LLC Gain Including Losses	$M_{G(max)}$	0.892
Predicted Voltage Drop Due to Losses	V_{LOSS}	1.000 V
Select L_N and Q_E		
From the figure on the right, $M_{G(peak)}$ Vs Q_E with respect to L_N , select a point on an L_N curve that has an L_N and Q_E point that corresponds to an Attainable $M_{G(PEAK)}$ value that is greater than $M_{G(max)}$. Enter the selected values in the L_N and Q_E cells below.		
For example, if $M_{G(max)}$, calculated above and shown by the horizontal line, was calculated to be 1.4, then using $L_N = 5$ and $Q_E = 0.35$ would result in an attainable $M_{G(PEAK)} = 1.52$ (interpolated from $L_N = 5$ curve) which satisfies the requirement that the Attainable $M_{G(PEAK)} > M_{G(max)}$		
Selected Primary Inductance Ratio	$L_{N(selected)}$	3.00
Selected Quality Factor for Resonant Network	$Q_E(selected)$	0.05
Gain Required at No-Load	$M_{G(no-load)}$	0.750
f_n at Maximum Switching Frequency	$f_{n(max)}$	3.50
The selected L_N and Q_E values should result in an LLC Gain Curve, shown below, that intersects with the $M_{G(max)}$ and $M_{G(min)}$ traces. The Gain curve from an overload condition is also plotted, showing the minimum gain at maximum frequency.		
Parameters of the LLC Resonant Circuit		
Discrete resonant inductor or transformer leakage inductance used for L_N ?	Discrete Inductor	0.9
Recommended Resonant Capacitor Value	CR(Recommended)	0.019 μF
Actual Total Value of Resonant Capacitor Used	CR	0.02 μF
Recommended Resonant Inductor Value	LR(Recommended)	126.65 μH
Actual Resonant Inductor Value Used	LR	126 μH
Recommended Transformer Magnetizing Inductance	LM(Recommended)	378 μH
Actual Transformer Magnetizing Inductance Used	LM	378 μH
Resonant Series Resonant Frequency	f_0	100.3 kHz
No Load Resonant Frequency	f_r	50.1 kHz
Resonant Inductance Ratio	L_N	3.00
Resonant Quality Factor at Full Load	Q_E	0.05
Gain Curve Graph Up to Date?	Yes	
f_n at $M_{G(max)}$	$f_{n(MG_max)}$	1.3
f_n at $M_{G(min)}$	$f_{n(MG_min)}$	2.5
Maximum Switching Frequency	$f_{sw(max)}$	250.6 kHz
Minimum Switching Frequency	$f_{sw(min)}$	130.3 kHz

图 1-30. 最小输出功率下的 LLC 最小增益验证

1.12.2 电池充电器设计示例

表 1-3. 500W 电池充电器规格

参数	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入特性					
直流电压范围 (V_{in})		350	390	410	V
输出特性 [13]					
恒流充电模式 = 7A 下的电池电压 (V_{out})		46.2	58.7	<71.2	V
电池充电电流				7	A)
充电电流 = 7A 时的输出功率 (P_{out})		323.4	410.9	498.4	W
输出电压纹波				712	mVpp
恒压模式下的输出电压				71.2	V
谐振频率 f_{res}			100		kHz
峰值效率	峰值输出功率		92%		

1. LLC 谐振回路参数和匝数比的选择依据是 $V_{in_typ} = 390V$, $V_{out_typ} = 58.7V$, $P_{out_typ} = 410.9W$, $f_{res} = 100kHz$ 。这如图 1-31 所示 [12]。
2. 一旦选择了谐振回路参数，务必确保满足最大和最小增益要求。
3. 最大增益和最小频率 $\left(G_{max} = \frac{V_{out_Max}}{V_{in_Min}}\right)$ 要求适用于 P_{out_Max} 出现时
而最小增益和最大频率 $\left(G_{min} = \frac{V_{out_Min}}{V_{in_Max}}\right)$ 要求适用于 P_{out_Min} 出现时。具体请参见图 1-32 和图 1-33。

Select Which Device You Are Using	UCC256404	Refer datasheet for the difference of UCC25640x devices
OUTPUT		
Output Voltage	V_{OUT}	58.7 V Enter required nominal output voltage of converter
Maximum Output Power	P_{OUT}	410.9 W Enter required maximum converter output power in Watts
Full Load Output Current	I_{OUT}	7 A
Maximum Output Voltage Ripple	$V_{OUT(ripple)}$	587 mV Enter the desired maximum output voltage ripple
Target Efficiency	η	0.92 Enter the Overall Efficiency here
INPUT		
Nominal Input Voltage	V_{IN}	390 V Enter the nominal input voltage
Maximum DC Input Voltage	$V_{IN(max)}$	410 V Enter the maximum input voltage
Minimum DC Input Voltage	$V_{IN(min)}$	350 V Enter the minimum input voltage
LLC STAGE		
Nominal LLC Switching Frequency	f_{LLC}	100 kHz Enter desired nominal LLC switching frequency
LLC Transformer		
Recommended Primary/Secondary Turns Ratio	$N_{PS}(recommended)$	3.32197615
Actual Primary/Secondary Turns Ratio	N_{PS}	3.33 Enter Actual Primary/Secondary Turns Ratio
Recommended Primary/Bias Turns Ratio	$N_{PB}(recommended)$	13.00
Actual Primary/Bias Turns Ratio	N_{PB}	11.00 Enter Actual Primary/Bias Turns Ratio
LLC Effective Load Resistance at 110% Full Load	R_L	68.5 Ω
LLC Effective Load Resistance at Full Load	$R_{L(full load)}$	75.4 Ω
LLC Gain Range		
Minimum LLC Gain	$M_{G(min)}$	0.962
Maximum LLC Gain Including Losses	$M_{G(max)}$	1.146
Predicted Voltage Drop Due to Losses	V_{LOSS}	1.000 V Enter the predicted voltage drop due to conversion losses in circuit
Select L_N and Q_E		
From the figure on the right, $M_{G(peak)}$ Vs Q_E with respect to L_N , select a point on an L_N curve that has an L_N and Q_E point that corresponds to an Attainable $M_{G(peak)}$ value that is greater than $M_{G(max)}$. Enter the selected values in the L_N and Q_E cells below.		
For example, if $M_{G(max)}$, calculated above and shown by the horizontal line, was calculated to be 1.4, then using $L_N = 5$ and $Q_E = 0.35$ would result in an attainable $M_{G(peak)} = 1.52$ (interpolated from $L_N = 5$ curve) which satisfies the requirement that the Attainable $M_{G(peak)} > M_{G(max)}$		
Selected Primary Inductance Ratio	$L_N(selected)$	3.45
Selected Quality Factor for Resonant Network	$Q_E(selected)$	0.48
Gain Required at No-Load	$M_{G(no-load)}$	0.775
f_n at Maximum Switching Frequency	$f_{n(max)}$	3.50
The selected L_N and Q_E values should result in an LLC Gain Curve, shown below, that intersects with the $M_{G(max)}$ and $M_{G(min)}$ traces. The Gain curve from an overload condition is also plotted, showing the minimum gain at maximum frequency.		
Parameters of the LLC Resonant Circuit		
Discrete resonant inductor or transformer leakage inductance used for L_N ?	Discrete Inductor	0.9 Ignore this row
Recommended Resonant Capacitor Value	CR(recommended)	0.044 μF
Actual Total Value of Resonant Capacitor Used	CR	0.044 μF Enter actual value of Resonant Capacitor used
Recommended Resonant Inductor Value	LR(recommended)	57.569 μH
Actual Resonant Inductor Value Used	LR	58 μH Enter the actual value of the Resonant Inductor Value used
Recommended Transformer Magnetizing Inductance	LM(recommended)	200 μH
Actual Transformer Magnetizing Inductance Used	LM	200 μH Enter the actual value of the magnetizing inductance value used
Resonant Series Resonant Frequency	f_0	99.6 kHz
No Load Resonant Frequency	f_r	47.2 kHz
Resultant Inductance Ratio	L_N	3.45 Re-enter this value in the $L_N(selected)$ cell above to see the actual normalized frequency at $M_{G(max)}$ and $M_{G(min)}$
Resultant Quality Factor at Full Load	Q_E	0.48 Re-enter this value in the $Q_E(selected)$ cell above to see the actual normalized frequency at $M_{G(max)}$ and $M_{G(min)}$
Gain Curve Graph Up to Date?	Yes	
f_n at $M_{G(max)}$	$f_{n(Mg_max)}$	0.85 Enter f_n value at the second intersection of the $M_{G(max)}$ line and LLC Gain Curve shown in figure above
f_n at $M_{G(min)}$	$f_{n(Mg_min)}$	1.1 Enter f_n value at the second intersection of the $M_{G(min)}$ line and LLC Gain Curve shown in figure above
Maximum Switching Frequency	$f_{sw(max)}$	109.6 kHz
Minimum Switching Frequency	$f_{sw(min)}$	84.7 kHz

图 1-31. 典型输出电压、典型输出功率下的电池充电器 LLC 设计

Select Which Device You Are Using	UCC256404	Refer datasheet for the difference of UCC25640x devices
OUTPUT		
Output Voltage	V_{OUT}	71.2 V
Maximum Output Power	P_{OUT}	498.4 W
Full Load Output Current	I_{OUT}	7 A
Maximum Output Voltage Ripple	$V_{OUT(ripple)}$	712 mV
Target Efficiency	η	0.92
INPUT		
Nominal Input Voltage	V_{IN}	390 V
Maximum DC Input Voltage	$V_{IN(max)}$	410 V
Minimum DC Input Voltage	$V_{IN(min)}$	350 V
LLC STAGE		
Nominal LLC Switching Frequency	f_{LLC}	100 kHz
LLC Transformer		
Recommended Primary/Secondary Turns Ratio	$N_{PS(recommended)}$	2.738/64045
Actual Primary/Secondary Turns Ratio	N_{PS}	3.33
Recommended Primary/Bias Turns Ratio	$N_{PB(recommended)}$	13.00
Actual Primary/Bias Turns Ratio	N_{PB}	11.00
LLC Effective Load Resistance at 110% Full Load	$R_{L(110\%FL)}$	83.1 Ω
LLC Effective Load Resistance at Full Load	$R_{L(FL)}$	91.4 Ω
LLC Gain Range		
Minimum LLC Gain	$M_{G(min)}$	1.165
Maximum LLC Gain Including Losses	$M_{G(max)}$	1.383
Predicted Voltage Drop Due to Losses	V_{LOSS}	1.000 V
Select L_N and Q_E		
From the figure on the right, $M_{G(peak)}$ Vs Q_E with respect to L_N , select a point on an L_N curve that has an L_N and Q_E point that corresponds to an Attainable $M_{G(PEAK)}$ value that is greater than $M_{G(max)}$. Enter the selected values in the L_N and Q_E cells below.		
For example, if $M_{G(max)}$, calculated above and shown by the horizontal line, was calculated to be 1.4, then using $L_N = 5$ and $Q_E = 0.35$ would result in an attainable $M_{G(PEAK)} = 1.52$ (interpolated from $L_N = 5$ curve) which satisfies the requirement that the Attainable $M_{G(PEAK)} > M_{G(max)}$		
Selected Primary Inductance Ratio	$L_{N(selected)}$	3.45
Selected Quality Factor for Resonant Network	$Q_{E(selected)}$	0.40
Gain Required at No-Load	$M_{G(no-load)}$	0.775
f_n at Maximum Switching Frequency	$f_{n(max)}$	3.50
The selected L_N and Q_E values should result in an LLC Gain Curve, shown below, that intersects with the $M_{G(max)}$ and $M_{G(min)}$ traces. The Gain curve from an overload condition is also plotted, showing the minimum gain at maximum frequency.		
Parameters of the LLC Resonant Circuit		
Discrete resonant inductor or transformer leakage inductance used for L_N ?	Discrete Inductor	0.9
Recommended Resonant Capacitor Value	CR(recommended)	0.044 μF
Actual Total Value of Resonant Capacitor Used	CR	0.044 μF
Recommended Resonant Inductor Value	LR(recommended)	57.569 μH
Actual Resonant Inductor Value Used	LR	58 μH
Recommended Transformer Magnetizing Inductance	LM(recommended)	200 μH
Actual Transformer Magnetizing Inductance Used	LM	200 μH
Resonant Series Resonant Frequency	f_0	99.6 kHz
No Load Resonant Frequency	f_r	47.2 kHz
Resonant Inductance Ratio	L_N	3.45
Resonant Quality Factor at Full Load	Q_E	0.40
Gain Curve Graph Up to Date?	Yes	
f_n at $M_{G(max)}$	$f_{n(MG_max)}$	0.65
f_n at $M_{G(min)}$	$f_{n(MG_min)}$	0.8
Maximum Switching Frequency	$f_{sw(max)}$	79.7 kHz
Minimum Switching Frequency	$f_{sw(min)}$	64.8 kHz

图 1-32. 最大输出功率下的 LLC 最大增益验证

Select Which Device You Are Using	UCC256404	Refer datasheet for the difference of UCC25640x devices
OUTPUT		
Output Voltage	V_{OUT}	46.2 V
Maximum Output Power	P_{OUT}	323.4 W
Full Load Output Current	I_{OUT}	7 A
Maximum Output Voltage Ripple	$V_{OUT(ripple)}$	46.2 mV
Target Efficiency	η	0.92
INPUT		
Nominal Input Voltage	V_{IN}	390 V
Maximum DC Input Voltage	$V_{IN(max)}$	410 V
Minimum DC Input Voltage	$V_{IN(min)}$	350 V
LLC STAGE		
Nominal LLC Switching Frequency	f_{LLC}	100 kHz
LLC Transformer		
Recommended Primary/Secondary Turns Ratio	$N_{PS(recommended)}$	4.220779221
Actual Primary/Secondary Turns Ratio	N_{PS}	3.33
Recommended Primary/Bias Turns Ratio	$N_{PB(recommended)}$	13.00
Actual Primary/Bias Turns Ratio	N_{PB}	11.00
LLC Effective Load Resistance at 110% Full Load	R_L	54.0 Ω
LLC Effective Load Resistance at Full Load	$R_{L(full load)}$	59.4 Ω
LLC Gain Range		
Minimum LLC Gain	$M_{G(min)}$	0.759
Maximum LLC Gain Including Losses	$M_{G(max)}$	0.908
Predicted Voltage Drop Due to Losses	V_{LOSS}	1.000 V
Select L_N and Q_E		
From the figure on the right, $M_{G(peak)}$ Vs Q_E with respect to L_N , select a point on an L_N curve that has an L_N and Q_E point that corresponds to an Attainable $M_{G(peak)}$ value that is greater than $M_{G(max)}$. Enter the selected values in the L_N and Q_E cells below.		
For example, if $M_{G(max)}$, calculated above and shown by the horizontal line, was calculated to be 1.4, then using $L_N = 5$ and $Q_E = 0.35$ would result in an attainable $M_{G(peak)} = 1.52$ (interpolated from $L_N = 5$ curve) which satisfies the requirement that the Attainable $M_{G(peak)} > M_{G(max)}$.		
Selected Primary Inductance Ratio	$L_{N(selected)}$	3.45
Selected Quality Factor for Resonant Network	$Q_E(selected)$	0.61
Gain Required at No-Load	$M_{G(no-load)}$	0.775
f_n at Maximum Switching Frequency	$f_{n(max)}$	3.50
The selected L_N and Q_E values should result in an LLC Gain Curve, shown below, that intersects with the $M_{G(max)}$ and $M_{G(min)}$ traces. The Gain curve from an overload condition is also plotted, showing the minimum gain at maximum frequency.		
Parameters of the LLC Resonant Circuit		
Discrete resonant inductor or transformer leakage inductance used for L_N ?	Discrete Inductor	0.9
Recommended Resonant Capacitor Value	CR(recommended)	0.044 μF
Actual Total Value of Resonant Capacitor Used	CR	0.044 μF
Recommended Resonant Inductor Value	LR(recommended)	57.569 μH
Actual Resonant Inductor Value Used	LR	58 μH
Recommended Transformer Magnetizing Inductance	LM(recommended)	200 μH
Actual Transformer Magnetizing Inductance Used	LM	200 μH
Resonant Series Resonant Frequency	f_0	99.6 kHz
No Load Resonant Frequency	f_r	47.2 kHz
Resonant Inductance Ratio	L_N	3.45
Resonant Quality Factor at Full Load	Q_E	0.61
Gain Curve Graph Up to Date?	Yes	
f_n at $M_{G(max)}$	$f_{n(MG_max)}$	1.25
f_n at $M_{G(min)}$	$f_{n(MG_min)}$	1.6
Maximum Switching Frequency	$f_{sw(max)}$	159.4 kHz
Minimum Switching Frequency	$f_{sw(min)}$	124.5 kHz

图 1-33. 最小输出功率下的 LLC 最小增益验证

1.13 如何实现 CC-CV 反馈控制？

如节 1.12 所示，LED 驱动器和电池充电器必须以电流控制或电压控制方式运行，具体取决于有效负载电阻。有效负载电阻决定了 CC-CV 控制电源的工作点，如图 1-34 所示。

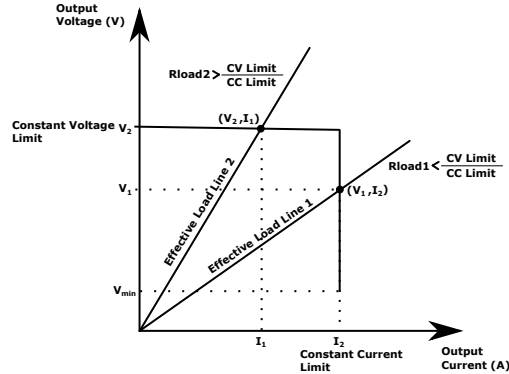


图 1-34. 采用 CC-CV 控制电路的电源的 V-I 特性

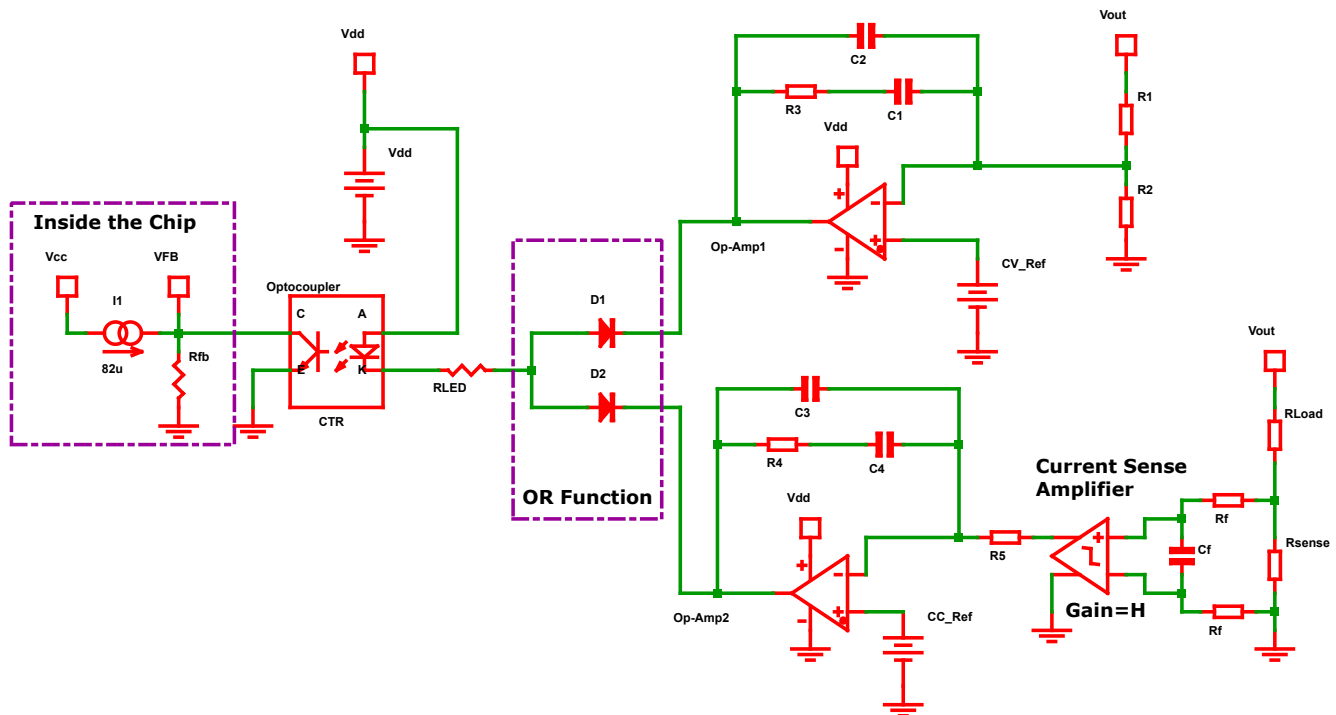


图 1-35. CC-CV 控制环路电路

1. 在 CC 模式下， $CC_{ref} = \frac{V_{out}}{R_{load}} \cdot R_{sense} \cdot H$ 其中 H 是电流检测放大器增益。
2. 在 CV 模式下， $CV_{ref} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{out}$

备注

- 在这里，D1 和 D2 会实现 OR 函数，这样一次只控制一个控制变量（在 CC 模式期间，输出电压小于 CV 限制，将对 D1 进行反向偏置。在 CV 模式下，输出电流小于 CC 限制，会对二极管 D2 进行反向偏置）。
- 在满负载到轻负载的转换期间，流经光耦合器 LED 的电流变化需要超过 I_{fb}/CTR 才能调节输出电压/电流。在这里， I_{fb} 是 FB 引脚提供的最大电流。因此， $R_{LED} \leq \frac{V_{dd} - V_F - V_{LED}}{(I_{fb}/CTR)}$ 其中 V_{dd} 、 V_F 和 V_{LED} 分别是辅助电源电压、二极管正向压降（D1 或 D2）和光耦合器 LED 压降。

1.13.1 电压反馈环路（类型 2）传递函数

$$G_{cv}(s) = \left| \frac{V_{fb}(s)}{V_o(s)} \right| = \frac{R_{fb}CTR}{R_{LED}} \left(\frac{1}{(C_1 + C_2) \cdot R_1} \frac{1 + R_3C_1s}{\left(1 + \frac{sR_3C_1C_2}{C_1 + C_2}\right)s} \right) \quad (55)$$

假设 $C_2 \ll C_1$: $G_{cv}(s)$ 进一步简化为

$$G_{cv}(s) = \frac{R_{fb}CTR}{R_{LED}} \left(\frac{1}{C_1 \cdot R_1} \frac{1 + R_3C_1s}{(1 + sR_3C_2)s} \right) \quad (56)$$

这可以写为 $G_{cv}(s) = G_o \left(\frac{\frac{\omega_L}{s} + 1}{1 + \frac{s}{\omega_{p1}}} \right)$ (57)

其中 $G_o = \frac{R_{fb}CTR}{R_{LED}} \left(\frac{R_3}{R_1} \right) \omega_L = \frac{1}{R_3 \cdot C_1} \omega_{p1} = \frac{1}{R_3 \cdot C_2}$ (58)

此处 ω_L 是低频反相零点， ω_{p1} 是高频极点。

1.13.2 电流反馈环路（2 类）传递函数

$$G_{ci}(s) = \left| \frac{V_{fb}(s)}{V_{\text{传感}}(s)} \right| = \frac{R_{fb}CTR}{R_{LED}} \left(\frac{H}{(C_3 + C_4) \cdot R_5} \frac{1 + R_4C_4s}{\left(1 + \frac{sR_4C_3C_4}{C_3 + C_4}\right)s} \right) \quad (59)$$

假设 $C_3 \ll C_4$, $G_{ci}(s)$ 进一步简化为

$$G_{ci}(s) = \frac{R_{fb}CTR}{R_{LED}} \left(\frac{H}{C_4 \cdot R_5} \frac{1 + R_4C_4s}{(1 + sR_4C_3)s} \right) \quad (60)$$

这可以写为 $G_{ci}(s) = G_o \left(\frac{\frac{\omega_L}{s} + 1}{1 + \frac{s}{\omega_{p1}}} \right)$ (61)

其中 $G_o = \frac{R_{fb}CTR}{R_{LED}} \left(\frac{H \cdot R_4}{R_5} \right) \omega_L = \frac{1}{R_4 \cdot C_4} \omega_{p1} = \frac{1}{R_4 \cdot C_3}$ (62)

此处 ω_L 是低频反相零点， ω_{p1} 是高频极点。

$$G_s(s) = \frac{V_{\text{sense}}(s)}{V_o(s)} = \frac{R_{\text{sense}}}{R_{\text{Load}}} \quad (63)$$

电流反馈环传递函数为 $\left| \frac{V_{fb}(s)}{V_o(s)} \right| = G_{ci}(s) \cdot G_s(s)$ (64)

1.14 基于负载功率为 UCC25640x 配置突发模式阈值的最简单方法是什么？

通常，突发模式阈值是根据应用想要退出突发模式的负载设置的。为了使控制器进入突发模式，Vcomp 信号需要降至 BMTL 阈值以下。在实践中，实现这一目标的最简单方法是移除顶部 LL/SS 电阻器，并将输出电流调整到突发模式进入/退出所需的设定点。要获得 BMTL 阈值，请在高侧和低侧栅极关闭时测量 VCR 波形峰峰值。在我们具有想要设定的 BMTL 电压后，Excel 设计计算器 [12] 需要能够为 LL/SS 电阻器建议一个值（假设我们使用 BW 选项 6，则执行 $BMTL = BMTL / 0.6$ 以获得 BMTL 电平并输入计算器）。然后，可装配 LL/SS 引脚电阻器以确立突发模式阈值。

1.15 如何避免 UCC25640x 控制器进入突发模式？

突发模式阈值随输入电压而变化。这是因为随着输入电压的增加，谐振电流的幅度会下降，谐振电容器上的交流电压幅度也会下降。这意味着 VCR 峰峰值电压可能会降低，从而更有可能出现突发模式。为避免突发模式，首先移除 RVCC 和 LL/SS 之间的电阻，然后降低底部 VCR 电容。这会增大 VCR 的峰峰值电压。VCR 峰峰值电压需要高于突发阈值（当 RVCC 和 LL/SS 之间的电阻被移除时， $BMT = 0.2V$ ），以防止突发模式。

1.16 在突发模式期间，防止 VCC 降至 VCC 重启阈值以下的方法是什么？

对于 UCC256402/404，在 HV 启动后，辅助绕组可提供 VCC 引脚电压。如果突发模式频率设置得太低，由于开关频率不频繁，VCC 引脚电容器可能无法从辅助绕组获取足够的能量。因此，VCC 电压将降至重启阈值以下。可以使用以下技术来避免这种情况：

1. 增大 VCC 电容：这将有助于在突发关闭期间具有足够的 VCC 电压。
2. 降低 BMTL 阈值，以提高转换器开关频率：这可以通过调整 LL/SS 电阻分压器或减小 VCR 和接地之间的电容来实现。

1.17 BMTL 阈值如何影响输出电压纹波以及 VCC 引脚电压和磁化电流？

将 BMTL 阈值保持在低电平：

1. 使转换器能够在相对较高的开关频率下运行。由于轻负载时的频率较高，磁化电流的幅值会更小，因此必须注意确保仍能实现 ZVS。
2. 使转换器在轻负载期间更频繁地切换。因此，辅助绕组将提供足够的能量，以便控制器的 VCC 引脚电压不会低于 VCCrestartJFET 阈值电压。此外，输出电压纹波也很小。

将 BMTL 阈值保持在高电平：

1. 在轻负载期间，无需切换的时间更长。因此，预计输出电压纹波会更高
2. 限制在轻负载期间开关频率在最终进入突发模式之前达到的高度。因此，在轻负载期间，转换器可以轻松实现 ZVS，因为在初级 MOSFET 关断瞬间有足够的磁化电流。
3. VCC 和自举需要相对较大的电容，以便控制器在长时间突发关闭期间不会达到欠压限制。

1.18 如何设计适用于 LLC 的磁性元件？

本节提供了谐振电感器和 LLC 变压器的设计。尽管这并未得到很好的优化，但它需要足以满足第一个原型的需求。

1.18.1 LLC 谐振电感器设计

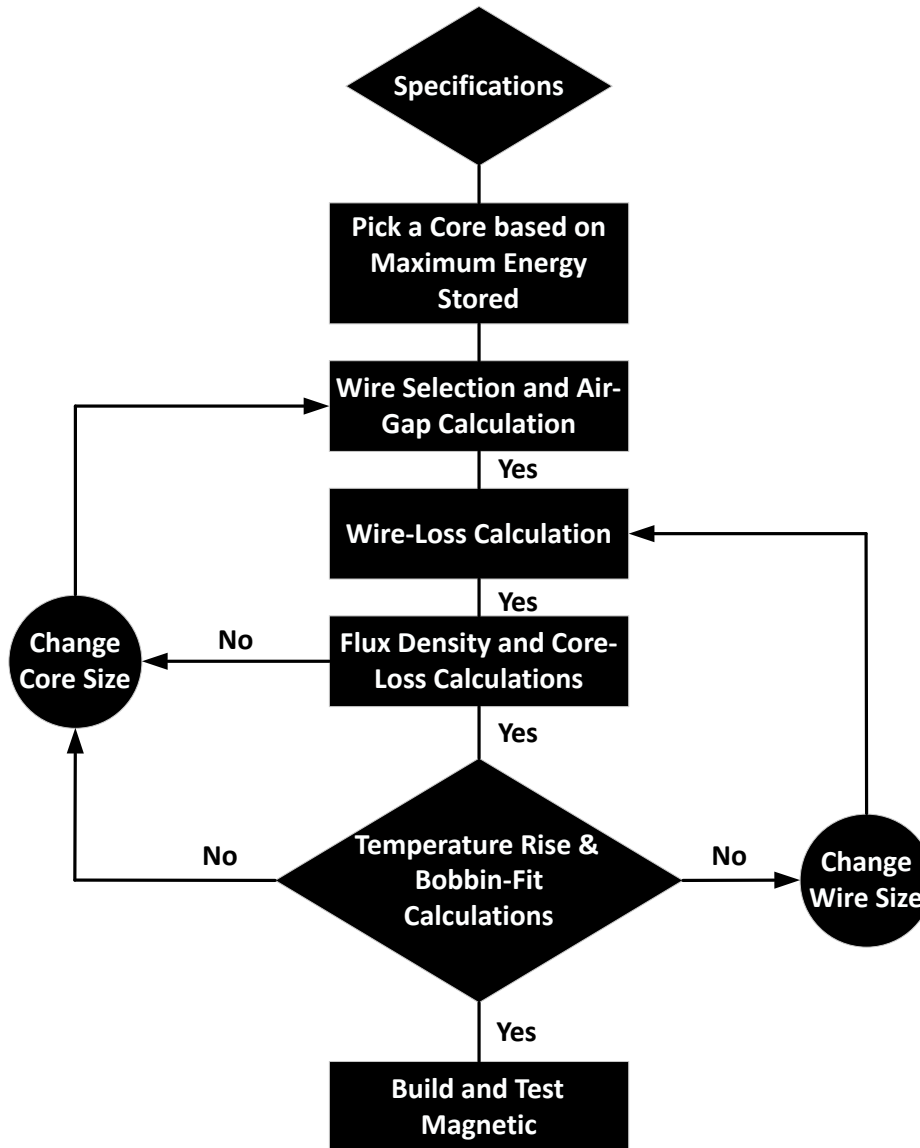


图 1-36. LLC 谐振电感器设计过程

对于此处的谐振电感器设计，遵循参考文献 [14] 中给出的相同方法。考虑将 PFC LLC EVM [15] 作为设计示例。

第 1 步：规格

谐振电感器值 $L_r = 75\mu H$ (65)

在最小输入电压和最大输出功率下：

谐振电感器的峰值电流 $I_p = 1.9A$ (66)

谐振电感器的 RMS 电流 $I_{rms} = 1.27A$

开关频率 $f_{sW} = 77kHz$

在额定输入电压和最大输出功率下:

$$\text{谐振电感器的峰值电流 } I_p = 1.78\text{A} \quad (67)$$

$$\text{谐振电感器的 RMS 电流 } I_{rms} = 1.22\text{A}$$

$$\text{开关频率 } f_{sW} = 88\text{kHz}$$

第 2 步: 根据要存储的最大能量选择磁芯

$$\text{磁芯的面积乘积 } A_p = W_a A_c = \frac{L I_p^2}{K_u J_m B_m} (\text{m}^4) \quad (68)$$

[参考文献 16 中的公式 10.100]

$$\text{其中 } W_a \text{ 是窗口面积, } A_c \text{ 是磁芯面积} \quad (69)$$

$$K_u \text{ 是窗口利用率系数 (对于利兹线, 它是: 0.3 至 0.4)} \quad (70)$$

$$J_m \text{ 是峰值电流密度: } 4 \text{ to } 6\text{A/mm}^2 \text{ (自然冷却条件下)} \quad (71)$$

$$B_m \text{ 是磁芯的峰值磁通密度} \quad (72)$$

选择 B_m 时, 应确保工作频率下的磁芯损耗功率密度应小于 150mW/cm^3 , 以实现自然对流冷却。

一般而言, 建议用于减少磁芯损耗的磁性材料是 Ferroxcube 的 3C95、3F4 ([Ferroxcube 磁芯和配件](#)) 和 TDK 的 PC47、PC90、PC95 ([TDK 磁芯和配件](#))。

$$\text{对于需要有图案或彩色的表面等其他类型表面的 } K_u = 0.3, J_m = 4\text{A/mm}^2, B_m = 0.15\text{T}, A_p \geq 1320\text{mm}^4 \quad (73)$$

在本设计中, 选择了采用 3C95 材料的 RM8 磁芯。该磁芯的有效横截面积 $A_c = 63\text{mm}^2$ ([Ferroxcube RM8 磁芯数据表](#)) 和最小绕组面积 $W_a = 31\text{mm}^2$ ([Ferroxcube RM8 线轴数据表](#))。可以从以下链接获取磁芯、线轴和夹具: [使用 3C95 的 RM8](#)、[RM8 线轴](#)、[RM8 磁芯的夹具](#)。

第 3 步: 导线选择和气隙计算

$$\text{裸露绕组的有效横截面积为 } A)W = \frac{I_p}{J_m} = \frac{1.78}{4} = 0.4450\text{mm}^2 \quad (74)$$

$$\text{我们首先选择 AWG21, 其铜面积约为 } 0.4116\text{mm}^2 \text{ 这最接近所需的铜面积。} \quad (75)$$

$$\text{因此实际的电流密度是 } J_{m,act} = \frac{1.78}{0.4116} = 4.32\text{A/mm}^2 \quad (76)$$

为了减少表面损耗和接近损耗, 本设计考虑使用利兹线。

$$\text{一般来说, 对于高频 (100kHz 左右) 设计, 应为每根绞线选择 AWG38-42。} \quad (77)$$

$$\text{覆铜的皮肤深度 } 88\text{kHz} \text{ 为 } \delta = \frac{66.2}{\sqrt{f}} (\text{mm}) = \frac{66.2}{\sqrt{88,000}} = 0.2232\text{mm} \text{ [参考文献 16 中的公式 10.148]}$$

$$\text{此处选择了具有 50 股的 AWG 38, 原因如下:} \quad (78)$$

$$1. \text{ 其总铜面积相当于 AWG21 铜面积} \quad (79)$$

$$2. \text{ 每个股的直径远小于皮肤深度, 因此流经每个股的电流将是均匀的} \quad (80)$$

$$3. \text{ 而且随时可用} \quad (81)$$

(来自 [MWS Wire Industries 的利兹线数据](#))

$$\text{带绝缘层时, 具有 50 股的 38AWG 的总直径 } (d_o) \text{ UNSERVED LITZ WIRE 为 } 0.9398\text{mm} \quad (82)$$

(来自 MWS Wire Industries 的利兹线数据)

$$\text{绝缘导线的横截面积为 } A_{Wo} = \frac{\pi d_o^2}{4} = \frac{\pi \times 0.9398^2}{4} = 0.6937 \text{mm}^2 \quad (83)$$

$$\text{最小匝数为 } N = \frac{K_u W_a}{A_{Wo}} = \frac{0.3 \times 31}{0.6937} = 13.4 \quad (84)$$

$$\text{选择 } N = 14. \text{ 空气间隙长度为 } l_g = \frac{\mu_o A_c N^2}{L_r} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 63 \times 10^{-3} \times 14^2}{75 \times 10^{-6}} = 0.207 \text{mm} \quad (85)$$

第 4 步 : 计算铜损耗

线轴的绕组宽度为 8.9mm (86)

(Ferroxcube RM8 线轴数据表)

因为有 14 束匝数, 每匝总直径为 0.9398mm, 捆绑绕组层总数 (N_l) 为 2. (87)

每束的总股数 $k = 50$ (88)

(在图 1-37 中表示为 7×7 矩阵)

每束中的股线均被建模为正方形, \sqrt{k} 束每一侧的股线如下图所示 (89)



----- Center limb of the core -----



图 1-37. 中央磁芯周围的利兹线绕组模型

束中股线呈方形排列的利兹线绕组的有效层数
可由下式计算得出: $N_{ll} = N_l \times \sqrt{k} = 2 \times \sqrt{50} = 14.14 \approx 14$ (90)

每层中的总股数可通过以下公式计算得出: $N_{sl} =$
一层中的束匝数 \times 方形束每边的股数 (91)
 $= 7 \times \sqrt{50} = 49.49 \approx 50$

$$\text{匝的平均长度为 } l_T = 42\text{mm} \quad (92)$$

(*Ferroxcube RM8 线轴数据表*)

$$\begin{aligned} \text{单股 AWG38 绞线的直流电阻为 } R_{WDCs} &= l_T \times (\text{AWG38 每米直流电阻}) \\ &= 42 \times 2.1266 = 89.32\text{m}\Omega \end{aligned} \quad (93)$$

$$\text{单层的交流功率损耗由下式给出 } P_{ac} = \text{单层的直流功率损耗} \times \varphi \times Q'(\varphi, m) \quad (94)$$

[参考文献 16 中的表 10.1]

[参考文献 9 中的公式 10.80]

$$\text{此处 } \varphi = \sqrt{\eta} \sqrt{\frac{\pi d_s}{4 \delta}} \quad (95)$$

其中 η 是孔隙因子, d_s 是股裸线直径, δ 是给定频率的皮肤深度

[参考文献 9 中的公式 10.74]

$$Q'(\varphi, m) = (2m^2 - 2m + 1)G_1(\varphi) - 4m(m - 1)G_2(\varphi) \quad (96)$$

[参考文献 9 中的公式 10.81]

$$\begin{aligned} G_1(\varphi) &= \frac{\sinh(2\varphi) + \sin(2\varphi)}{\cosh(2\varphi) - \cos(2\varphi)} \\ G_2(\varphi) &= \frac{\sinh(\varphi)\cos(\varphi) + \cosh(\varphi)\sin(\varphi)}{\cosh(2\varphi) - \cos(2\varphi)} \end{aligned} \quad (97)$$

[参考文献 9 中的公式 10.76]

$$\text{每层的 } m \text{ 可以通过以下公式求出 } m = \frac{mmf(h)}{mmf(h) - mmf(0)} \quad (98)$$

其中 h 是每层的厚度

[参考文献 9 中的公式 10.81]

在此设计示例中, 单层的直流功率损耗为 =

流经每股的 RMS 电流的平方 \times 单股的直流电阻 \times 单层中的总股数 (99)

$$= \left(\frac{I_{rms}}{k}\right)^2 \times R_{WDCs} \times N_{sl} = \left(\frac{1.22}{50}\right)^2 \times 89.32\text{m}\Omega \times 50 = 2.66\text{mW}$$

$$\text{孔隙因子 } \eta = \frac{\text{每层的股数 } (N_{sl}) \times S \text{ 带绝缘层的股直径}}{\text{线轴宽度}} = \frac{50 \times 0.124\text{mm}}{8.9\text{mm}} = 0.7 \quad (100)$$

[参考文献 9 中的公式 10.73]

$$\text{在此设计中, 每一层产生的 mmf} = \text{流经每股的电流} \times \text{层中的股数} = \frac{I_{rms}}{k} \times N_{sl} \quad (101)$$

$$\text{So, 第 1 层的 } m \text{ 值可由下式确定 } m = \frac{\left(\frac{I_{rms}}{k} \times N_{sl}\right)}{\left(\frac{I_{rms}}{k} \times N_{sl}\right) - 0} = 1 \quad (102)$$

[参考文献 9 中的公式 10.90]

$$\text{第 2 层的 } m \text{ 值可由下式确定 } m = \frac{2\left(\frac{I_{rms}}{k} \times N_{sl}\right)}{2\left(\frac{I_{rms}}{k} \times N_{sl}\right) - \left(\frac{I_{rms}}{k} \times N_{sl}\right)} = 2 \quad (103)$$

同样，其他相邻层的 m 值增加 1。由于有 14 层， m 值增加到 14。 (104)

$$\varphi = \sqrt{\eta} \sqrt{\frac{\pi d_s}{4 \delta}} = \sqrt{0.7} \sqrt{\frac{\pi 0.1007}{4 \times 0.2232}} = 0.335 \quad (105)$$

其中 0.1007 是 AWG38 裸线直径，单位为毫米 [参考文献 16 中的表 10.1]。

$$\text{所有层的铜损耗由下式给出 } P_W = \text{单层的直流功率损耗} \times \sum_{m=1}^{14} \varphi Q'(\varphi, m) = 47mW$$

第 5 步：计算磁通密度和磁芯损耗

$$\text{额定输入电压下磁芯磁通量密度的幅值为 } B_m = \frac{\mu_0 N I_p}{l_g} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 14 \times 1.78}{0.2 \times 10^{-3}} = 0.157T \quad (106)$$

$$\text{单位体积的磁芯损耗 } (P_v), \text{ 在 } 0.157T, 88kHz \text{ 为 } 150mW/cm^3 \quad (107)$$

(使用 Ferroxcube 设计工具中的功率损耗计算器求出材料的磁芯损耗 [磁芯损耗计算器](#))

$$\text{总磁芯损耗为 } P_C = V_C P_v = 150mW/cm^3 \times 2440mm^3 = 366mW \quad (108)$$

$$\text{最低输入电压下磁芯磁通量密度的幅值为 } B_{m_max} = \frac{\mu_0 N I_{p_max}}{l_g} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 14 \times 1.9}{0.2 \times 10^{-3}} = 0.167T \quad (109)$$

$$\text{在最坏情况电流下, } B_{m_max} \text{ 小于铁氧体材料的饱和磁通密度。} \quad (110)$$

第 6 步：计算温升和线轴拟合

$$\text{电感器的总功率损耗为 } P_{Wc} = P_W + P_C = 0.4W \quad (111)$$

$$\text{RM-8 磁芯的表面积为 } A_t = 20.2cm^2 \quad (112)$$

表 3-43

$$\text{表面功率损耗密度为 } \psi = \frac{P_{Wc}}{A_t} = \frac{0.4W}{20.2cm^2} = 0.0206W/cm^2$$

$$\text{电感器的温升为 } \Delta T = 450\psi^{0.826} = 450 \times (0.0206W/cm^2)^{0.826} = 18.25^\circ C \quad (113)$$

[参考文献 16 中的公式 10.193]

$$\text{实际磁芯窗口利用率系数为 } K_u = \frac{N A_{W0}}{W_a} = \frac{14 \times 0.6937}{31} = 0.3133 \quad (114)$$

1.18.2 LLC 变压器设计

第 1 步：LLC 中心抽头变压器规格

$$\text{变压器的磁化电感值 } L_m = 510\mu H \quad (115)$$

$$\text{初级/次级匝数比 } n = 16.5 \quad (116)$$

$$\text{次级二极管的正向压降 } V_f = 0.7V \quad (117)$$

在最小输入电压 (365V) 和最大输出功率 (12V、15A) 下:

$$\text{磁化电感器的峰值电流 } I_{mp_max} = 1.15A$$

$$\text{磁化电感器的 RMS 电流 } I_{mrms_max} = 0.74A$$

$$\text{初级绕组的峰值电流 } I_{p_max} = 1.9A$$

$$\text{初级绕组的 RMS 电流 } I_{prms_max} = 1.27A \quad (118)$$

$$\text{每个次级绕组的峰值电流 } I_{s_max} = 32.2A$$

$$\text{每个次级绕组的 RMS 电流 } I_{srms_max} = 13.65A$$

$$\text{开关频率 } f_{sW_min} = 77kHz$$

在额定输入电压 (390V) 和最大输出功率 (12V、15A) 下:

$$\text{磁化电感器的峰值电流 } I_{mp} = 1.1A$$

$$\text{磁化电感器的 RMS 电流 } I_{mrms} = 0.68A$$

$$\text{初级绕组的峰值电流 } I_p = 1.78A$$

$$\text{初级绕组的 RMS 电流 } I_{prms} = 1.22A \quad (119)$$

$$\text{每个次级绕组的峰值电流 } I_s = 28.9A$$

$$\text{每个次级绕组的 RMS 电流 } I_{srms} = 13A$$

$$\text{开关频率 } f_{sW} = 88kHz$$

第 2 步: 根据输出功率选择磁芯

$$\text{磁芯的面积乘积 } A_p = W_a A_c = \frac{\sum_{n=1}^m \frac{I_n V_n}{J_{rms_n}}}{4K_u f_{sW} B_m} (m^4) \quad (120)$$

[参考文献 16 中的公式 11.12]

$$\text{其中 } W_a \text{ 是窗口面积, } A_c \text{ 是磁芯面积} \quad (121)$$

$$I_n \text{ 是流经第 } n \text{ 个绕组的电流的 rms 值} \quad (122)$$

$$V_n \text{ 是第 } n \text{ 个绕组的电压的 rms 值} \quad (123)$$

$$J_{rms_n} \text{ 是第 } n \text{ 个绕组的电流密度的 rms 值: } 4 \text{ to } 6A/mm^2 \quad (124)$$

$$K_u \text{ 是窗口利用率系数 (对于利兹线, 它是: } 0.3 \text{ 至 } 0.4) \quad (125)$$

$$B_m \text{ 是磁芯的峰值磁通密度} \quad (126)$$

选择 B_m 时, 应确保工作频率下的磁芯损耗功率密度应小于 $150mW/cm^3$, 以实现自然对流冷却。

一般而言, 建议用于减少磁芯损耗的磁性材料是 Ferroxcube 的 3C95、3F4 ([Ferroxcube 磁芯和配件](#)) 和 TDK 的 PC47、PC90、PC95 ([TDK 磁芯和配件](#))。

$$\text{对于需要有图案或彩色的表面等其他类型表面的 } K_u = 0.3, J_{rms_p} = 5A/mm^2 : J_{rms_s} = 6A/mm^2, B_m = 0.15T, \quad (127)$$

$$A_p \geq 6476.9mm^4$$

在本设计中，选择了采用 3C95 材料的 PQ26/25 磁芯。该磁芯的有效横截面积 $A_c = 120\text{mm}^2$ ([Ferrocube PQ26/25 磁芯数据表](#)) 和最小绕组面积，平均匝长为 $W_a = 50.97\text{mm}^2$, $MLT = 56.2\text{mm}$ ([Ferrocube PQ26/25 线轴数据表](#))。磁芯、线轴、夹具可在[采用 3C95 的 PQ26/25、PQ26/25 线轴](#)和[PQ26/25 磁芯夹具](#)获得。

第 3 步：计算匝数和气隙

$$N_p \times A_c \times (2 \times B_m) = \frac{n \times (V_o + V_f)}{2 \times f_{SW}} \quad (128)$$

$$N_p = \frac{16.5 \times (12 + 0.7)}{120 \times 10^{-6} \times 2 \times 0.15 \times 2 \times 88 \times 10^3} = 33.0729 \quad (129)$$

$$N_s = \frac{N_p}{n} = \frac{33.07}{16.5} = 2.0044 \quad (130)$$

我们来考虑初级匝数 (N_p) 和次级匝数 (N_s)，它们分别为 33 和 2。 (131)

$$\text{空气间隙长度为 } l_g = \frac{\mu_0 A_c N_p^2}{L_m} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 120 \times 10^{-3} \times 33^2}{510 \times 10^{-6}} = 0.32\text{mm} \quad (132)$$

第 4 步：初级和次级的导线选择

初级裸露绕组的有效横截面积应为

$$A)_{Wp} = \frac{I_{prms}}{J_{rms}} = \frac{1.22}{5} = 0.244\text{mm}^2 \quad (133)$$

AWG23 的铜面积约为 0.2558mm^2 这最接近所需的铜面积。 (134)

一般来说，对于高频(100kHz 左右)设计，应为每根绞线选择 AWG38-42。 (135)

$$\text{覆铜的皮肤深度 } 88\text{kHz} \text{ 为 } \delta_W = \frac{66.2}{\sqrt{f}} \text{ (mm)} = \frac{66.2}{\sqrt{88,000}} = 0.2232\text{mm} \quad (136)$$

[参考文献 16 中的公式 10.148]

此处选择了具有 30 股的 AWG 38，原因如下： (137)

1.其总铜面积 (0.2432mm^2) 最接近所需铜面积 (138)

2.每个股的直径远小于皮肤深度，因此流经每个股的电流将是均匀的 (139)

3.而且随时可用 (140)

(来自 [MWS Wire Industries](#) 的利兹线数据)

$$\text{因此实际的电流密度是 } J_{p_act} = \frac{1.22}{0.2432} = 5.01\text{A}/\text{mm}^2 \quad (141)$$

带绝缘层时，具有 50 股的 38AWG 的总直径 (d_{op}) [SERVED LITZ WIRE](#) 具体 38AWG 为 0.7874mm (142)

$$\text{初级绕组所需面积} = N_p \times \frac{\pi \times d_{op}^2}{4} = 33 \times \frac{\pi \times 0.7874^2}{4} = 16.0692\text{mm}^2 \quad (143)$$

对于每个次级绕组，每个次级的裸露绕组的有效横截面积

$$\text{应该是 } A)_{Ws} = \frac{I_{srms}}{J_{rms}} = \frac{13}{6} = 2.167\text{mm}^2 \quad (144)$$

$$\text{AWG14 的铜面积约为 } 2.082\text{mm}^2 \text{ 这最接近所需的铜面积。} \quad (145)$$

$$\text{此处, 每个次级绕组均考虑使用 260 股 AWG38, 其裸铜约为 } 2.1078\text{mm}^2 \quad (146)$$

$$\text{因此, 每个次级绕组的实际电流密度为 } J_{s_act} = \frac{13}{2.1078} = 6.16 \text{ A/mm}^2 \quad (147)$$

$$\text{带绝缘层时, 具有 260 股的 38AWG 的总直径 } (d_{os}) \text{ UNSERVED LITZ WIRE 具体 38AWG 为 } 2.286\text{mm} \quad (148)$$

([Remington Industries](#) 的利兹线数据, [Digikey](#) 链接)

$$\text{每个次级绕组所需的面积} = N_s \times \frac{\pi \times d_{os}^2}{4} = 2 \times \frac{\pi \times 2.286^2}{4} = 8.2087\text{mm}^2 \quad (149)$$

$$\text{窗户利用率系数 } K_u = \frac{\text{Area occupied by each Winding}}{\text{Overall Window Area}} = \frac{16.0692 + 8.2087 + 8.2087}{50.97} = 0.637 \quad (150)$$

第 5 步：计算交错绕组的导线损耗

$$\text{线轴的绕组宽度为 } 13.56\text{mm} \quad (151)$$

([Ferrocube PQ26/25](#) 线轴数据表)。

$$\text{在初级, 因为有 33 束总直径为 } 0.7874\text{mm} \text{ 的匝数, 所以} \quad (152)$$

$$\text{捆绑绕组层 } (N_{pl}) \text{ 总数为 } 2。$$

$$\text{每束的总股数 } k_p = 30 \quad (153)$$

$$\text{每束中的股线均被建模为正方形, 束每一侧的股线为 } \sqrt{k_p} = \sqrt{30} \cong 6 \quad (154)$$

$$\text{每层中的总股数可通过以下公式计算得出: } N_{psl} =$$

$$\text{一层中的束匝数} \times \text{方形束每边的股数} \quad (155)$$

$$= 17 \times 6 = 102$$

$$\text{每匝的平均长度为 } l_T = 56.2\text{mm} \quad (156)$$

([Ferrocube PQ26/25](#) 线轴数据表)。

$$\text{单股 AWG38 绞线的直流电阻为 } R_{WDCS} = l_T \times (\text{AWG38 每米直流电阻}) \quad (157)$$

$$= 56.2\text{mm} \times 2.1266 \Omega/\text{m} = 119.5\text{m}\Omega$$

$$\text{单层的交流功率损耗由下式给出 } P_{ac} = \text{单层的直流功率损耗} \times \varphi \times Q'(\varphi, m) \quad (158)$$

[参考文献 9 中的公式 10.80]

$$\text{此处 } \varphi = \sqrt{\eta} \sqrt{\frac{\pi d_s}{4 \delta}} \quad (159)$$

其中 η 是孔隙因子, d_s 是股裸线直径, δ 是给定频率的皮肤深度

[参考文献 9 中的公式 10.74]

$$Q'(\varphi, m) = (2m^2 - 2m + 1)G_1(\varphi) - 4m(m - 1)G_2(\varphi) \quad (160)$$

[参考文献 9 中的公式 10.81]

$$G_1(\varphi) = \frac{\sinh(2\varphi) + \sin(2\varphi)}{\cosh(2\varphi) - \cos(2\varphi)}$$

$$G_2(\varphi) = \frac{\sinh(\varphi)\cos(\varphi) + \cosh(\varphi)\sin(\varphi)}{\cosh(2\varphi) - \cos(2\varphi)} \quad (161)$$

[参考文献 9 中的公式 10.76]

每层的 m 可以通过以下公式求出 $m = \frac{mmf(h)}{mmf(h) - mmf(0)}$ (162)

其中 h 是每层的厚度

[参考文献 9 中的公式 10.81]

在此设计示例中, 初级每一层的直流功率损耗可通过以下公式计算:
流经每股的 RMS 电流的平方 \times 单股的直流电阻 \times 单层中的总股数 (163)

$$= \left(\frac{I_{rms}}{k}\right)^2 \times R_{WDCS} \times N_{psl} = \left(\frac{1.22}{30}\right)^2 \times 119.5m\Omega \times 102 = 20.6mW$$

孔隙因子 $\eta_p = \frac{\text{每层的股数 } (N_{psl}) \times \text{带绝缘层的股直径}}{\text{线轴宽度}} = \frac{102 \times 0.124mm}{13.56mm} = 0.933$ (164)

对于每个次级绕组, 因为有 2 束匝, 每匝总直径为 2.286mm,
所以捆绑绕组层 (N_{s1l}, N_{s2l}) 为 1。 (165)

每个次级绕组束的总股数 $k_s = 260$ (166)

每束中的股线均被建模为正方形, 束每一侧的股线为 $\sqrt{k_s} = \sqrt{260} \cong 16$ (167)

次级每一层的股线总数为 $N_{ssl} =$
一层中的束匝数 \times 方形束每边的股数 (168)

$$= 2 \times 16 = 32$$

次级一股 AWG38 的直流电阻为 $R_{WDCS} = l_T \times (\text{AWG38 每米直流电阻})$ (169)

$$= 56.2mm \times 2.1266 \Omega/m = 119.5m\Omega$$

次级一个层的直流功率损耗计算公式为 =
流经每股的 RMS 电流的平方 \times 单股的直流电阻 \times 单层中的总股数 (170)

$$= \left(\frac{I_{rms}}{k}\right)^2 \times R_{WDCS} \times N_{ssl} = \left(\frac{13}{260}\right)^2 \times 119.5m\Omega \times 32 = 9.56mW$$

孔隙因子 $\eta_s = \frac{\text{每层的股数 } (N_{ssl}) \times \text{带绝缘层的股直径}}{\text{线轴宽度}} = \frac{32 \times 0.124mm}{13.56mm} = 0.3$ (171)

所以, 层顺序是

1. 初级绕组的第一束层
 2. 次级 1 束层
 3. 次级 2 束层
 4. 初级绕组的第 2 束层
- (172)

对于初级, $\varphi_p = \sqrt{\eta} \sqrt{\frac{\pi}{4}} \frac{d_s}{\delta} = \sqrt{0.933} \sqrt{\frac{\pi}{4}} \frac{0.1007}{0.2232} = 0.386$ (173)

对于次级, $\varphi_s = \sqrt{\eta} \sqrt{\frac{\pi}{4}} \frac{d_s}{\delta} = \sqrt{0.3} \sqrt{\frac{\pi}{4}} \frac{0.1007}{0.2232} = 0.219$ (174)

$$\text{初级每一层产生的 MMF} = \text{流经每股的电流} \times \text{层中的股数} = \frac{I_{prms}}{k_p} \times N_{psl} \quad (175)$$

$$\text{So, 第 1 层的 } m \text{ 值可由下式确定 } m = \frac{\left(\frac{I_{prms}}{k_p} \times N_{psl}\right)}{\left(\frac{I_{prms}}{k_p} \times N_{psl}\right) - 0} = 1 \quad (176)$$

$$\text{第 2 层的 } m \text{ 值可由下式确定 } m = \frac{2\left(\frac{I_{prms}}{k_p} \times N_{psl}\right)}{2\left(\frac{I_{prms}}{k_p} \times N_{psl}\right) - \left(\frac{I_{prms}}{k_p} \times N_{psl}\right)} = 2 \quad (177)$$

同样，其他相邻层的 m 值增加 1。因为第一个捆绑初级有 6 层， m 值最多增加到 6。 (178)

按照相同的方法求出其他层的 m 值 (179)

$$\begin{aligned} &\text{初级中所有层的铜损耗由下式给出 } P_{pW} \\ &= \text{初级每一层的直流功率损耗} \times \left[\sum_{m=1}^6 \varphi Q'(\varphi, m) + \sum_{m=-8.043}^{-3.043} \varphi Q'(\varphi, m) \right] = 295mW \end{aligned} \quad (180)$$

$$\begin{aligned} &\text{次级 1 中所有层的铜损耗由下式给出 } P_{sW1} \\ &= \text{次级 1 每一层的直流功率损耗} \times \left[\sum_{m=-11.763}^{3.237} \varphi Q'(\varphi, m) \right] = 158mW \end{aligned} \quad (181)$$

$$\begin{aligned} &\text{次级 2 中所有层的铜损耗由下式给出 } P_{sW2} \\ &= \text{次级 2 每一层的直流功率损耗} \times \left[\sum_{m=4.237}^{19.237} \varphi Q'(\varphi, m) \right] = 170mW \end{aligned} \quad (182)$$

$$\text{总铜损耗 } P_W = P_{pW} + P_{sW1} + P_{sW2} = 295mW + 158mW + 170mW = 0.623mW \quad (183)$$

第 6 步：计算磁通密度和磁芯损耗

$$\text{额定输入电压下磁芯磁通量密度的幅值为 } B_m = \frac{L_m I_{mp}}{N_p A_c} = \frac{510 \times 10^{-6} \times 1.1}{33 \times 120 \times 10^{-6}} = 0.142T \quad (184)$$

$$\text{单位体积的磁芯损耗 } (P_v), \text{ 在 } 0.142T, 88kHz \text{ 为 } 130mW/cm^3 \quad (185)$$

$$\text{总磁芯损耗为 } P_C = V_C P_v = 130mW/cm^3 \times 6530mm^3 = 848mW \quad (186)$$

$$\text{最低输入电压下磁芯磁通量密度的幅值为 } B_{m_max} = \frac{L_m I_{mp_max}}{N_p A_c} = \frac{510 \times 10^{-6} \times 1.15}{33 \times 120 \times 10^{-6}} = 0.148T \quad (187)$$

在最坏情况电流下， B_{m_max} 小于铁氧体材料的饱和磁通密度。 (188)

第 7 步：计算温升和线轴拟合

$$\text{变压器的总功率损耗为 } P_{Wc} = P_W + P_C = 1.472W \quad (189)$$

$$\text{PQ26/25 磁芯的表面积为 } A_t = 32.6cm^2 \quad (190)$$

表 3-39

$$\text{表面功率损耗密度为 } \psi = \frac{P_{Wc}}{A_t} = \frac{1.472W}{32.6cm^2} = 0.045W/cm^2 \quad (191)$$

$$\text{变压器的温升为 } \Delta T = 450\psi^{0.826} = 450 \times (0.045W/cm^2)^{0.826} = 34.7^\circ C \quad (192)$$

[参考文献 16 中的公式 10.193]

$$\begin{aligned} \text{实际磁芯窗口利用率系数为 } K_u &= \frac{\text{Area occupied by each Winding}}{\text{Overall Window Area}} \\ &= \frac{16.0692 + 8.2087 + 8.2087}{50.97} = 0.637 \end{aligned} \quad (193)$$

1.19 在 ZCS 检测期间以及在无有效压摆率检测的情况下如何确定 UCC25640x 中的死区时间？

情况 1：有效压摆率检测且无 ZCS

一旦高侧栅极 (HO) 关闭，低侧栅极 (LO) 就会在检测到压摆率后打开。在低侧关断至高侧导通期间，将复制相同的死区时间。

情况 2：无压摆率检测且无 ZCS

如果在 HO 关闭后没有发生有效的压摆率检测，则两次转换 (HO 关闭到 LO 导通) 和 (LO 关闭到 HO 导通) 期间的死区时间取决于谐振电流极性。此外，该死区时间不会超过 1.1us。

情况 3：HO 关闭期间有 ZCS，LO 关闭期间无 ZCS

如果在 HO 关闭期间检测到 ZCS，则从 HO 关闭到 LO 导通的死区时间取决于以下因素：

1. 压摆率检测。
2. 如果没有合适的压摆率检测，则由谐振电流 (ISNS 信号) 的极性决定。此时的最大死区时间不会超过 150us。

LO 关闭至 HO 导通期间的死区时间取决于谐振电流极性。此外，该死区时间不会超过 1.1us。

情况 4：HO 关闭期间无 ZCS，LO 关闭期间有 ZCS

HO 关闭至 LO 导通期间的死区时间取决于压摆率检测，类似于情况 1。但是，如果在 HO 关闭后没有发生有效的压摆率检测，则 HO 关闭到 LO 导通期间的死区时间取决于谐振电流极性。此外，该死区时间不会超过 1.1us。

如果在 LO 关闭期间检测到 ZCS，则从 LO 关闭到 HO 导通的死区时间由谐振电流 (ISNS 信号) 的极性决定。此时的最大死区时间不会超过 150us。

情况 5：HO 关闭和 LO 关闭期间都有 ZCS

如果在 HO 关闭期间检测到 ZCS，则从 HO 关闭到 LO 导通的死区时间取决于以下因素：

1. 压摆率检测
2. 如果没有合适的压摆率检测，则由谐振电流 (ISNS 信号) 的极性决定。此时的最大死区时间不会超过 150us。

如果在 LO 关闭期间检测到 ZCS，则从 LO 关闭到 HO 导通的死区时间由谐振电流 (ISNS 信号) 的极性决定。此时的最大死区时间不会超过 150us。

2 参考文献

1. [LLC Design by TDK](#)
2. [Design Guideline for Magnetic Integration in LLC Resonant Converters](#)
3. 德州仪器 (TI), [UCC25640EVM-020 评估模块 用户指南](#)。
4. [Würth Transformer](#), data sheet
5. 德州仪器 (TI), [UCC27517A 具有负输入电压能力的单通道高速低侧栅极驱动器 \(具有 4A 峰值拉电流和灌电流\) 数据表](#)。
6. Infineon, [Detailed MOSFET Behavioral Analysis Using Parameters Extracted from Models](#)
7. 德州仪器 (TI), [UCC25630x 实用设计指南](#)
8. IEEE Xplore, [Investigation on the Small Signal Characteristic Based on the LLC Hybrid Hysteretic Charge Control](#)
9. [Fundamentals of Power Electronics](#), Robert W. Erickson and Dragan Maksimović.
10. [LZ1-00CW02 LED](#), data sheet
11. ON Semiconductor, [Designing High-Efficiency LED Driver Circuits](#), application note.
12. 德州仪器 (TI), [UCC25640x 设计计算器](#)。
13. 德州仪器 (TI), [通用输入、500W CC/CV 电动自行车充电器参考设计](#)。
14. 德州仪器 (TI), [磁性元件实用设计：电感器和耦合电感器](#)
15. 德州仪器 (TI), [PFLLCSREVM034 用户指南](#)。
16. [High-Frequency Magnetic Components](#), second edition.
17. 德州仪器 (TI), [UCC25640x 具有超低可闻噪声和待机功耗的 LLC 谐振控制器 数据表](#)。
18. 德州仪器 (TI), [UCC25640x Simplis 模型](#)。
19. 德州仪器 (TI), [设计 LLC 谐振半桥电源转换器](#)。
20. [Designing Control Loops for Linear and Switching Power Supplies Power Supplies: A Tutorial Guide by Bosso](#)

重要声明和免责声明

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、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 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。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

Copyright © 2023，德州仪器 (TI) 公司