

Application Note

UCC256612 在汽车 800V 电池中的 LLC 设计注意事项



Martin Huang, Mingrui Zhu, Jaden Ning, Daniel Gao

摘要

800V 母线系统已在高功率系统中变得流行。我们正在寻找一种模拟 LLC 控制器来支持这些应用，例如数据中心的待机（和风扇）电源或电动汽车中的 μ DCDC，但大多数 LLC 控制器在 HV 和 HS 上仅支持 650V 额定电压。在本应用手册中，我们使用模拟 LLC 控制器将 450V 至约 800V 的输入电压转换为 48V，输出功率为 300W。我们将 HV 启动引脚与外部耗尽型 N 沟道 MOSFET 堆叠，以扩展 HV 引脚上的额定电压，从而为控制器上电。我们使用电容分压器将 SW 电压降低到一半，用于自适应死区时间检测。高侧 FET 通过隔离栅极驱动器由 HO 信号驱动。我们用光耦仿真器替换了光耦，以缓解因电流传输比 (CTR) 随时间退化而导致的过早失效和信号退化，从而延长整体系统寿命。

内容

1 简介.....	2
2 详细说明.....	3
2.1 如何实现 HV 启动电路.....	3
2.2 如何实现开关节点检测与驱动电路.....	6
2.3 如何为反馈电路实现光耦仿真器.....	9
2.4 评估结果.....	10
3 总结.....	12
4 参考资料.....	12

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

对于 UCC256612，HV 和 HS 引脚上的建议额定电压为 640V。要将 UCC256612 用于 800V LLC 设计，存在两个关键挑战：

1. 为了更好地实现节能，应在正常运行状态下终止启动电流。用户如何实现支持更高输入电压的 HV 启动电路，同时保持启动电路的低功耗？
2. 使用 HS 引脚进行自适应死区时间控制，以优化性能。用户如何实现开关节点检测和驱动电路，以支持高于 HS 引脚额定电压的开关电压？

为了获得更好的寿命，使用光耦仿真器消除光耦的衰减。用户如何为反馈电路实现光耦仿真器？

最后，本文档将信息汇总在一起，并展示参考设计的测试结果。

2 详细说明

图 2-1 展示了 LLC 系统的方框图以及前文强调的关键特性。以下各节讨论详细信息。

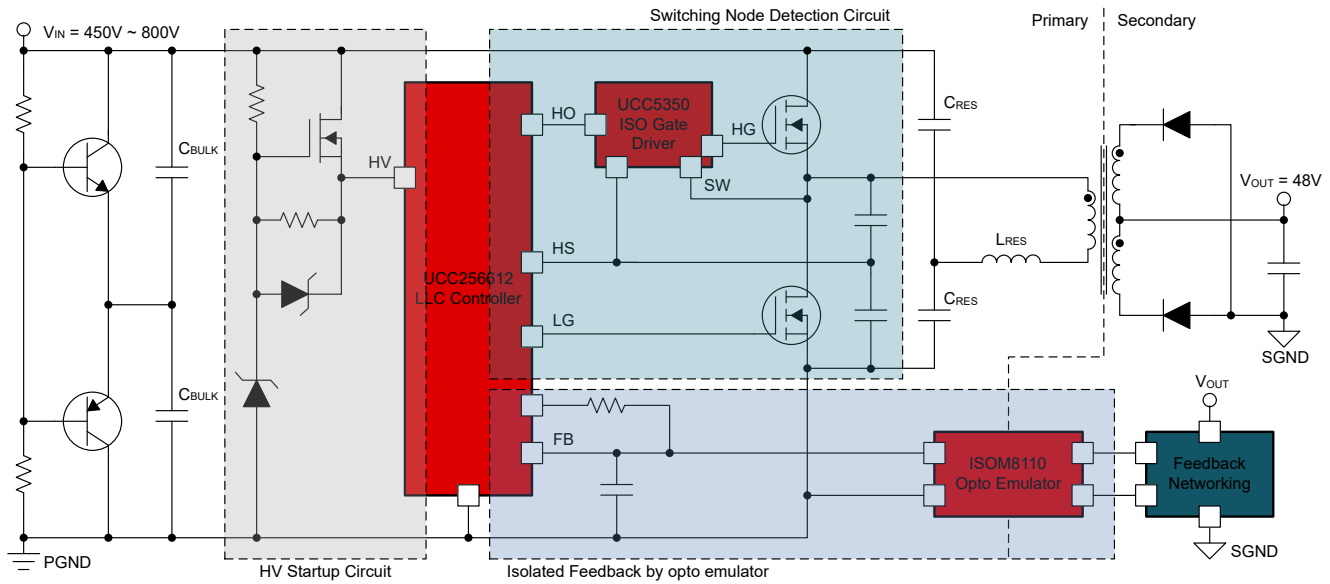


图 2-1. LLC 系统方框图

2.1 如何实现 HV 启动电路

在 UCC256612 控制器中，嵌入式 HV 引脚支持启动，但不具备 X 电容放电功能。HV 引脚直接连接到直流母线（或通过两个电阻连接）。内部高压电流源在系统启动期间为 VCCP 引脚充电，并在 VCCP 等于 VCCstartSelf（约 14V）时关闭该引脚。

为支持 800V 启动，UCC256612 内部 640V 额定值不足。因此，需要额外的高压 MOSFET 与 HV 引脚堆叠，以实现高压启动。通过采用耗尽型 N 沟道 MOSFET，系统实现常通配置，无需外部启动偏置电阻。我们可以选择 BSS126（600V 耗尽型 MOSFET，SOT-23 封装）或 BSS135（与 BSS126 参数相同，SOT-223 封装）来扩展启动额定电压。

如图 2-2 所示，在上电阶段，当 VCCP 低于 VCCstartSelf 时，HV 引脚的内部电流源将 BSS126 的源极拉低至低于其栅极，从而使 BSS126 导通。内部高压 (HV) 电流源将 VCCP 电容的充电电流调节至最大 10mA。当 VCCP 触发 VCCstartSelf 时，内部 HV 电流源关闭并使 HV 引脚浮空，BSS126 的源极高于其栅极，从而使 BSS126 关断，直到 VCCP 放电至 VCCstopSwitching (9.5V) 时再次开启 HV 引脚。

为了保护系统，我们需要确保 BSS126 的 Vgs 电压被适当钳位。我们在 BSS126 的 Vgs 之间并联一个电阻和一个 12V 齐纳二极管，将电压应力限制在 1V 至 -12V 之间，低于 BSS126 的最大 Vgs 额定值 ±20V。

下一个目标是确保 BSS126 的 Vds 和 HV 引脚上的电压应力足够。我们在 BSS126 的栅极上使用上拉电阻，并使用齐纳二极管钳位电压。我们使用三个 1206 电阻来支持 600V 额定电压，并使用四个 130V 齐纳二极管将栅极电压钳位到约 520V。我们选择总阻值约 10MΩ 的上拉电阻，以降低电阻功耗。

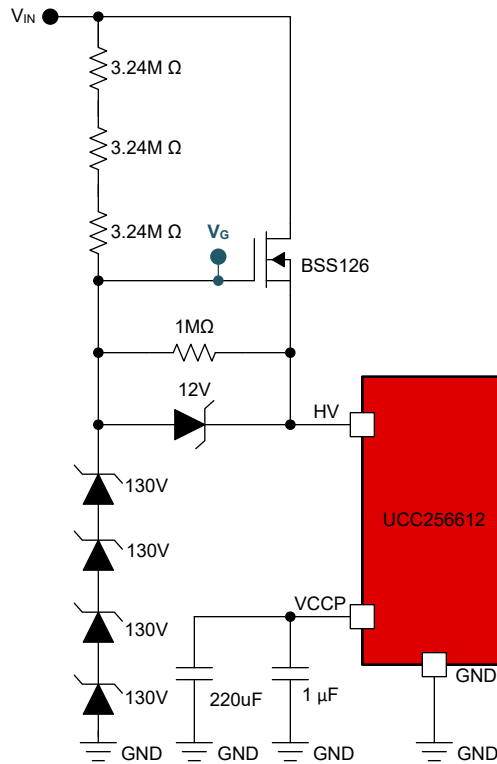


图 2-2. 将启动能力扩展到 800V， V_G 是启动电路的测量点

在首次给系统上电之前，将输入电压降低到低于欠压启动电压，以检查启动电路的工作情况，而不会损坏整个系统。图 2-3 展示了启动电路在 $V_{IN} = 50V$ 时工作。在此检查 V_{CCP} 和 V_G ：

1. V_G 下降的时序与 V_{CCP} 的充电周期相匹配
2. V_G 的电压约为 V_{IN} 的一半

我们可以逐步增加 V_{IN} 来确认启动电路。

在实际设计中， V_G 和 HV 引脚呈现非常高的阻抗，使其极易受到干扰。因此，保持这些引脚周围安静的 PCB 布局至关重要，应将高 di/dt 或 dv/dt 电路远离其附近，从而尽可能减少噪声耦合。

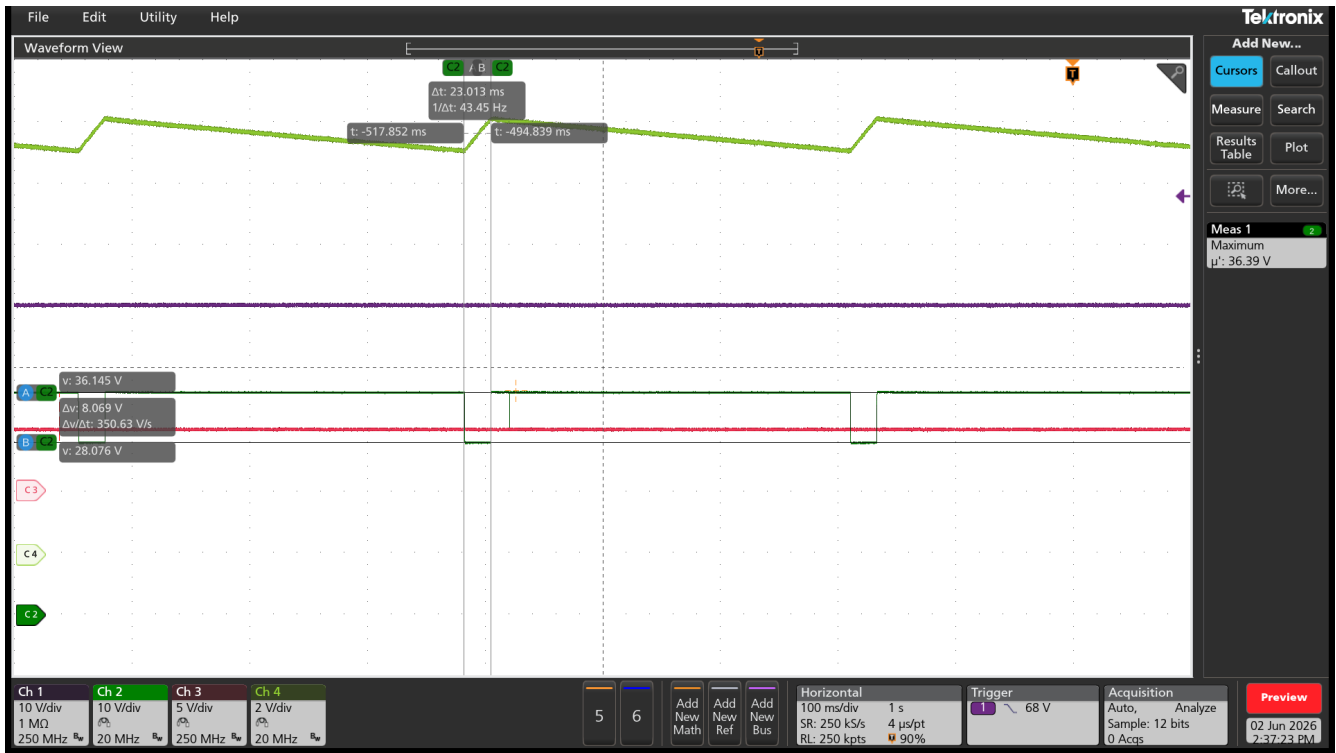


图 2-3. $V_{IN} = 50V$ 时的启动波形 CH1 : V_{IN} , CH2 : V_G , CH3 : V_{5P} 、CH4 : V_{CCP}

图 2-4 展示了 800V 时的系统启动。它展示 V_G 被钳位在 527V 约 100ms，然后降至 427V，约为 V_{IN} 的一半，这与我们的设计目标相符。

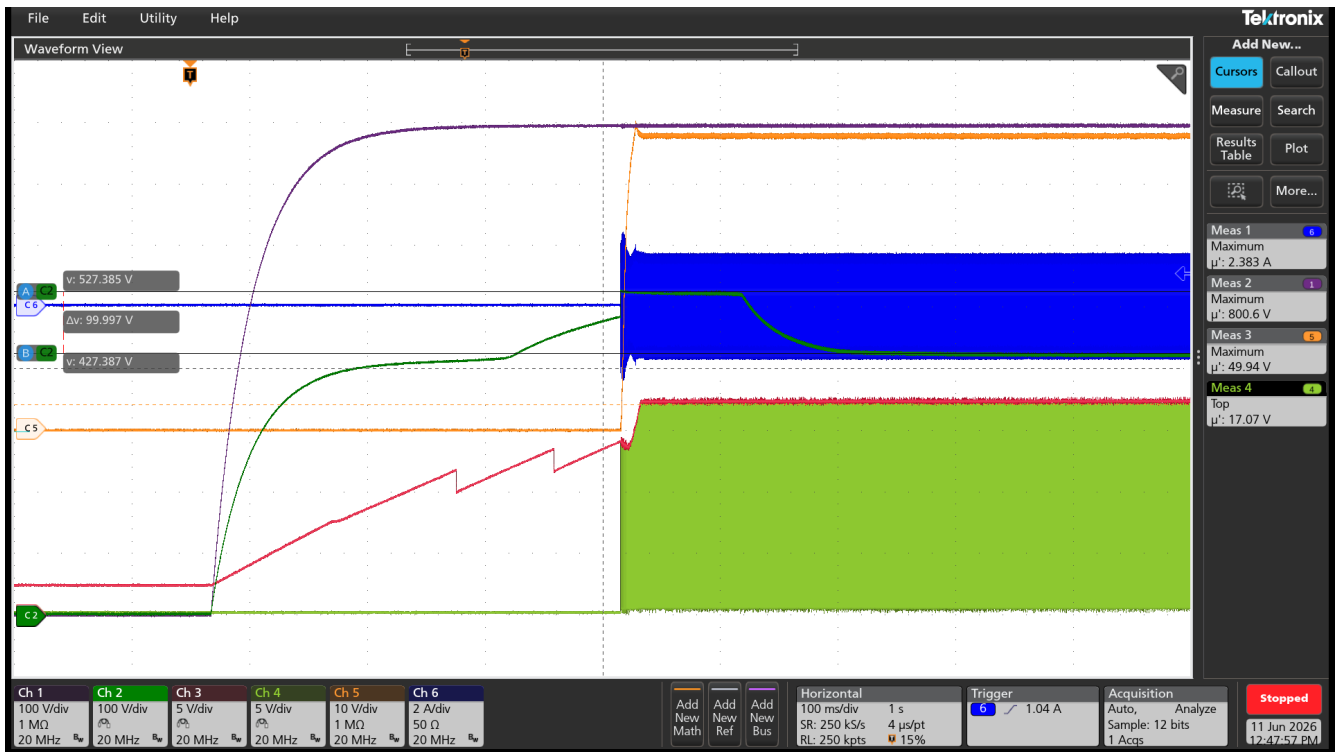
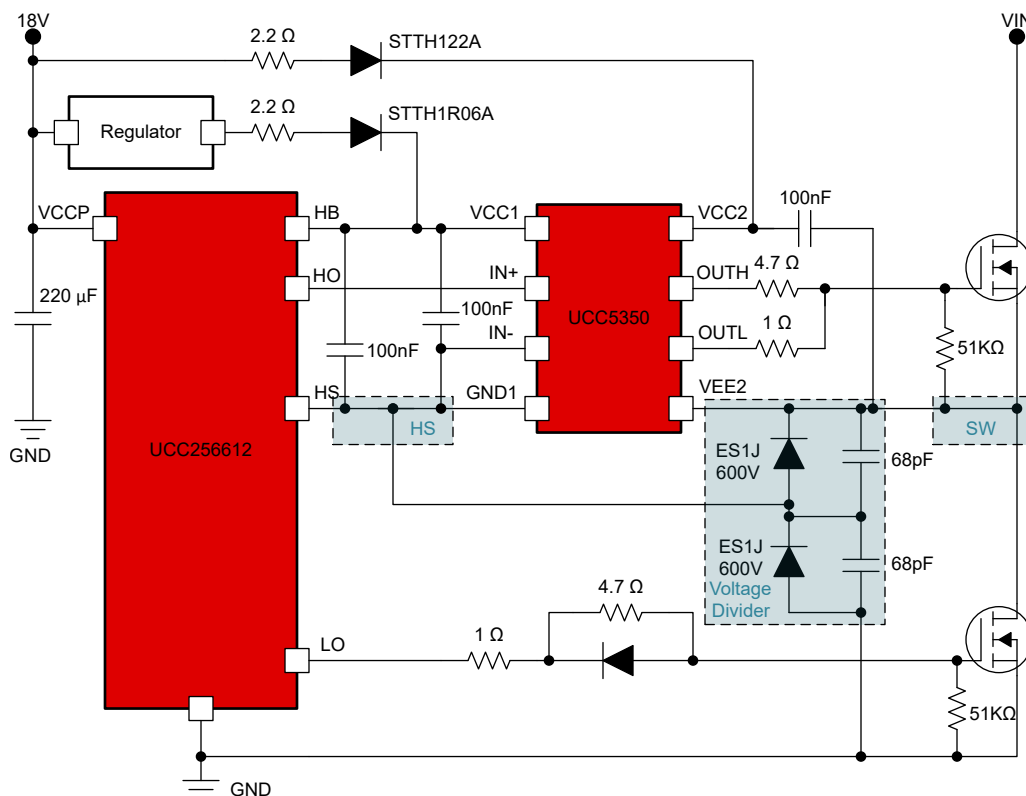


图 2-4. $V_{IN} = 800V$ 、 $V_{OUT} = 48V - 6.5A$ 时的启动波形 CH1 : V_{IN} , CH2 : V_G , CH3 : V_{CCP} , CH4 : LO , CH5 : V_{OUT} , CH6 : I_{RES}

UCC256612 的内部 HS 只能支持 640V；这导致两个问题：

- 图 2-5 展示了针对这些问题的建议原理图。为了以良好响应时间降低 HS 引脚上的电压，使用两个电容器作为分压器，将 SW 电压减半，并将 SW 的压摆率发送到 HS 引脚，用于自适应死区时间控制，并防止 HS 超出电压应力。限制电容值（例如 68pF）以降低寄生电容，寄生电容会降低 SW 节点的压摆率。使用另外两个与电容器并联的超快二极管，以确保低侧 FET 导通时 HS 引脚接近 GND。



为了驱动高侧器件，使用外部隔离栅极驱动器。UCC5350 提供 3KV_{RMS} 隔离电压、10A 峰值电流驱动强度和 100V/ns CMTI 能力，满足此应用的需求。在输入级，使用 HO 信号作为 IN+ 输入，HB 作为 VCC1，并使用另一个自举电路，通过从 VCCP 到 SW 节点的 1.2KV 二极管来支持 VCC2。在 UCC256612 中，LO 导通电压 V_{LOH} 为：

V_{VCCP} 是 VCCP 引脚上的电压, V_{DRV_ON} 是驱动器导通时的 V_{DS} 电压, 最大电压为 0.3V。这与 VCCP 非常接近。这意味着如果我们将 VCCP 电压设置为约 18V, 对于传统 MOSFET 设置为 12 至约 15V, 用户就可以驱动外部 SiC FET。对于 PMP4113 参考设计, 驱动外部 SiC FET, 并将 VCCP 设置为 18V, 但 UCC5350 的 VCC1 和 IN+ 必须低于 15V。在这种情况下, 使用了一个由 2N7002 MOSFET 和 15V 齐纳二极管以及 200k Ω 偏置电阻设计的稳压器, 将电压应力限制为 15V - V_{TH}, 同时保持低功耗, 但在 VCC2 中保持 18V 自举以直接驱动 SiC FET。

对于无法验证 V_{VCCP} 高于 12V 的系统（例如宽输出电压范围应用），建议增加外部 VDD UVLO 保护电路，以确保可靠的 SiC FET 栅极驱动操作。

由于隔离栅极驱动器上有更多传播延迟，是否有可能使高侧和低侧 FET 发生直通？由于 UCC256612 中的自适应死区时间控制方法，压摆率检测器检测 HO 关断与 LO 导通之间的死区时间。此死区时间会被复制，然后应用于低侧 MOSFET 关断和高侧 MOSFET 导通。图 2-6 展示了死区时间检测的时序图。为简化问题，我们将高侧关断的总传播延迟时间（包括 HO 从高到低，以及 OUTL）设置为 t_D 。假设高侧导通的总传播延迟时间也为相同值。SW 下降时间 t_{SWF} 到 LO 导通之间的时间，具有约 40ns 的检测延迟时间，记为 t_{DET} 。此时，从高侧关断到低侧导通的死区时间 t_{DEAD} 为：

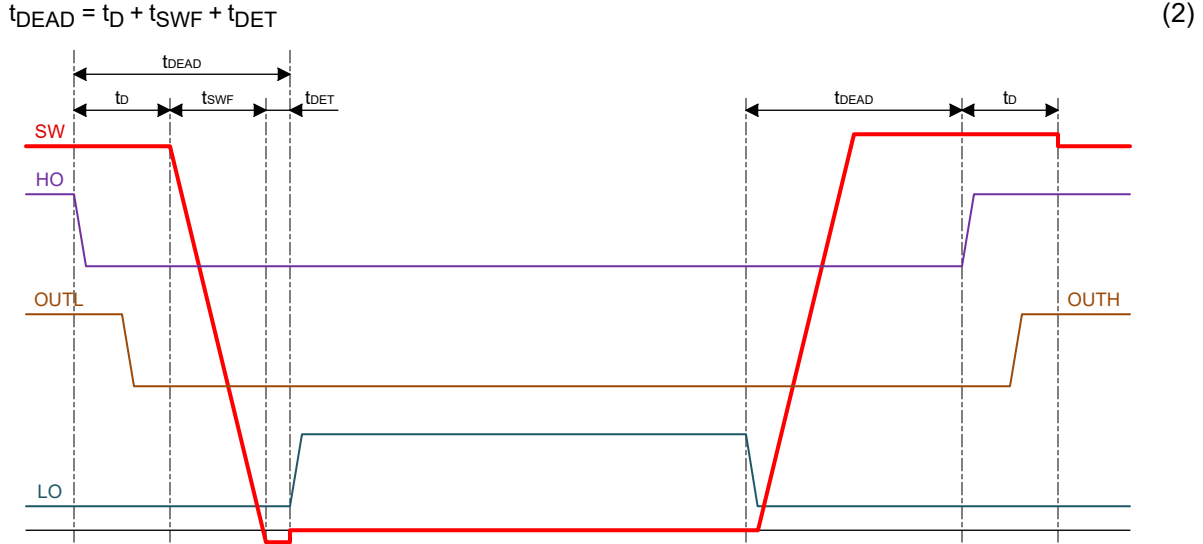
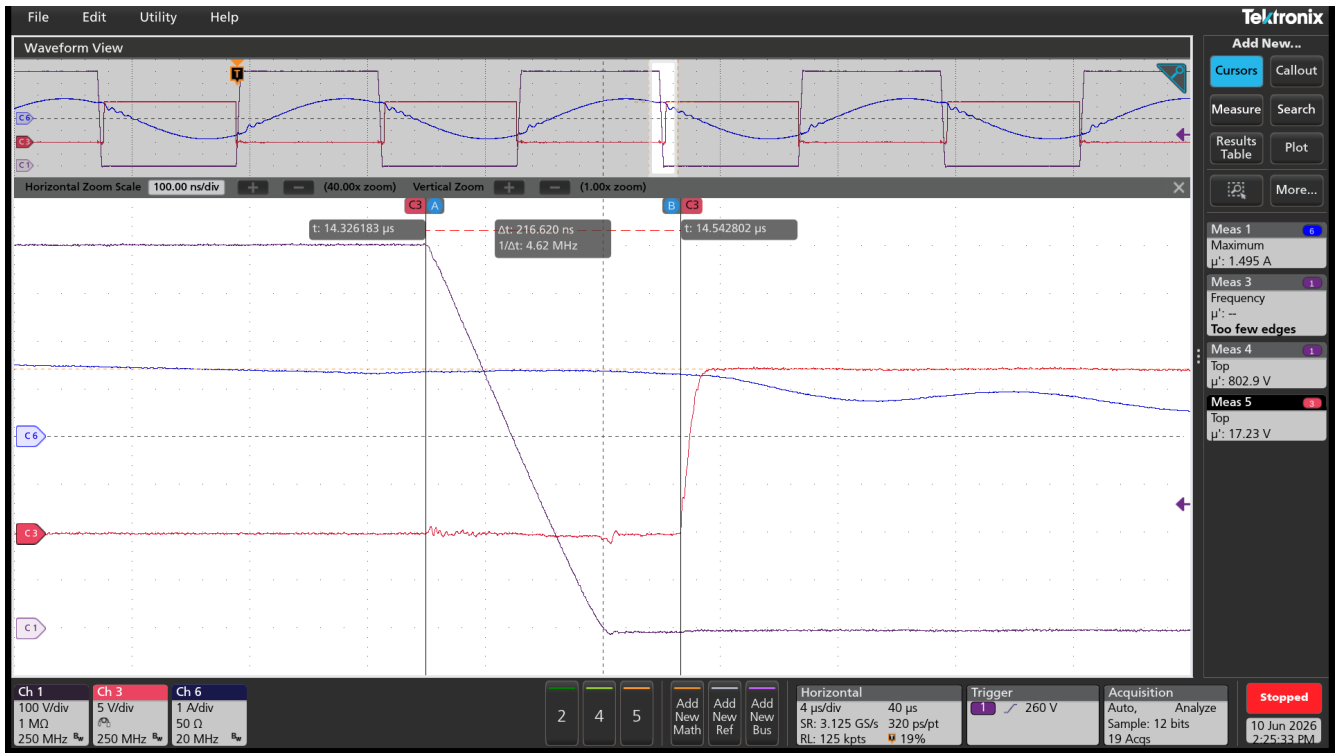
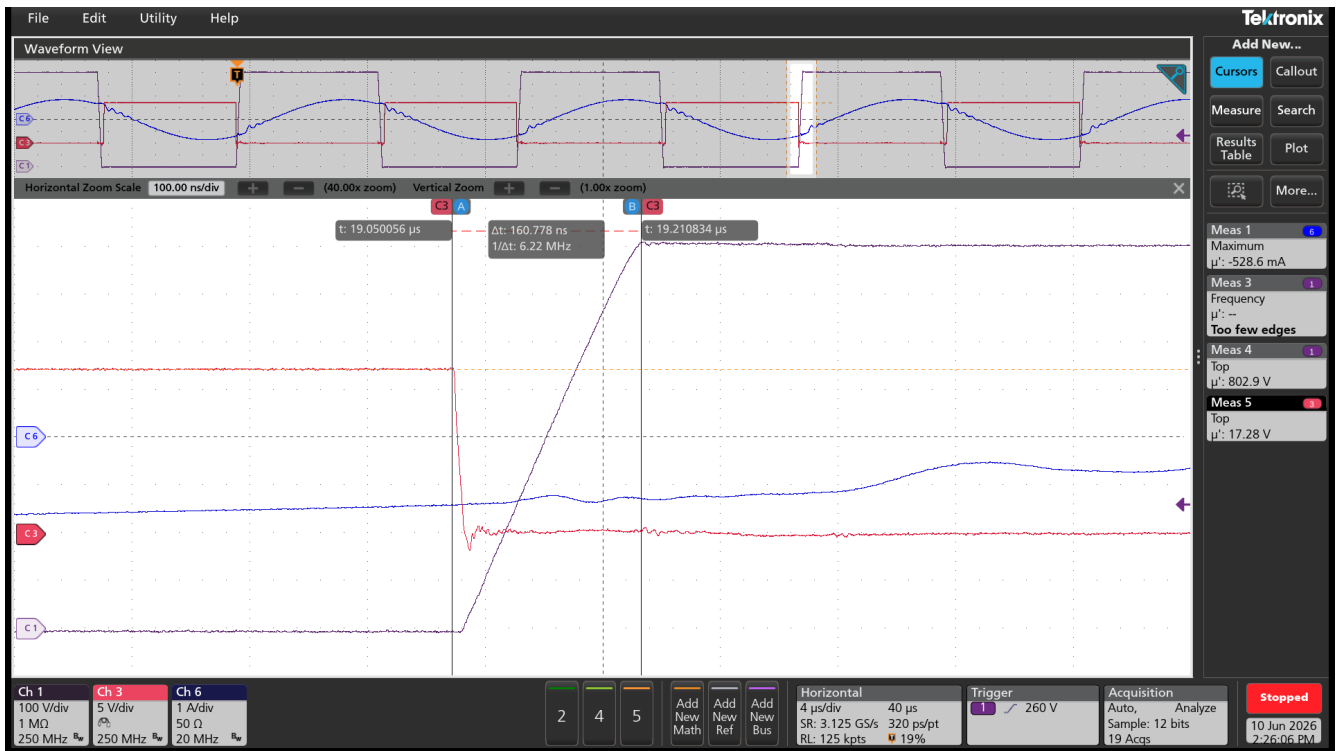


图 2-6. 死区时间检测电路时序图

计算从低侧关断到高侧导通的实际死区时间为 $t_{DEAD} + t_D$ 。对于从高电平到低电平的 SW 引脚，会检测死区时间，因此不可能发生直通。对于从低电平到高电平的 SW 引脚，延长了更多时间以确保系统不重叠。为了缩短 SW 引脚从低电平到高电平的死区时间，我们可以增加另一个隔离栅极驱动器来平衡低侧 FET 的关断时间。

图 2-7 展示了 LO 导通的波形。 $t_{SWF} + t_{DET}$ 为 216ns，图 2-8 展示了 LO 关断的波形和 $t_{SWR} = 161ns$ ，该时间短于 t_{DEAD} 。

图 2-7. LO 导通波形 CH1 : SW , CH3 : LO , CH6 : I_{RES} 图 2-8. LO 关断波形 CH1 : SW , CH3 : LO , CH6 : I_{RES}

2.3 如何为反馈电路实现光耦仿真器

ISOM8110 光耦仿真器使用仿真 LED 作为输入级，并采用 TI 专有的基于二氧化硅 (SiO₂) 的隔离栅技术，使 ISOM8110 能够抵抗光耦中存在的磨损效应，这些效应会随温度、正向电流和器件老化而降低性能。图 2-9 展示了使用 ISOM8110 器件的典型反馈电路。

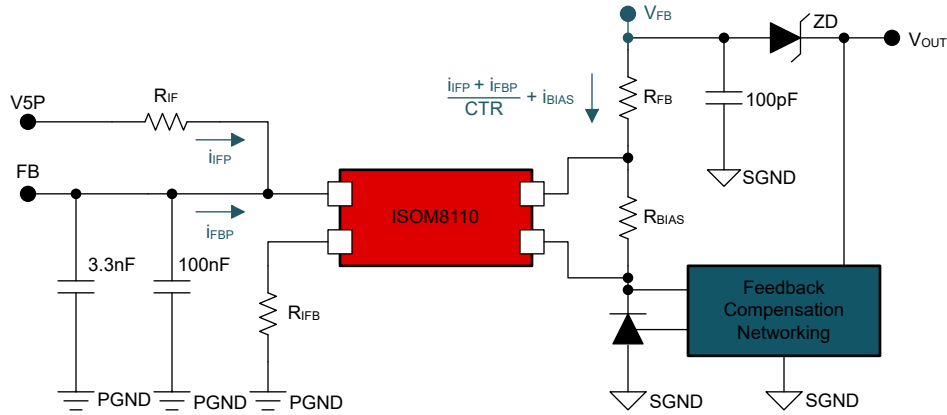


图 2-9. 使用 ISOM8110 光耦仿真器的反馈电路

光耦仿真器与光耦的关键区别在于最低 I_F 要求。ISOM8110 的最低 I_F 要求为 0.5mA，ISO8110-Q1 为 0.7mA。我们需要设置：

$$I_F = \frac{I_{IFP} + I_{FBP}}{CTR} \geq 0.7\text{mA} \quad (3)$$

在 UCC256612 中，V5P 为 5V，FB 电压约为 3.5V， I_{FBP} 为 60 μA 至约 160 μA 。在 $I_F = 2\text{mA}$ 时，ISOM8110-Q1 的 CTR 为 80% 至约 180%。首先，我们需要按如下方式计算 R_{IF} 值：

$$R_{IF} \leq \frac{V5P - FB}{0.7\text{mA} \times CTR_{MAX} - I_{FBP_MIN}} \quad (4)$$

将最坏情况下的值代入公式，我们得到 $R_{IF} \leq 1.25\text{K}\Omega$ 。我们为此设计选择 1.24K Ω ，并另加一个 100nF 电容使系统更稳定。

在次级侧，选择 ATL432LI-Q1，这是一种低调节电流（最大值：80 μA ）。由于 ATL432LI-Q1 的最大额定电压为 36V，因此选择了一个 18V 齐纳二极管来降低电压应力，并且 V_{FB} 为 48V - 18V = 30V。ISOM8110-Q1 的 V_F 为 1.2V， $R_{BIAS} = 10\text{k}\Omega$ ，以便为 ATL432LI-Q1 提供 120 μA 调节电流。在这种情况下，次级侧的最大反馈电流为：

$$I_{FBS_MAX} = \frac{I_{IFP} + I_{FBP_MAX}}{CTR_{MIN}} + I_{BIAS} = 1.832\text{mA} \quad (5)$$

当 $R_{FB} = 5.11\text{K}\Omega$ 时， R_{FB} 上的压降为 9.362V，这对于正常运行已经足够。 R_{FB} 上的损耗约为 17.15mW，齐纳二极管约为 33mW。在此设计中，可去除 R_{BIAS} ，因为 I_{FBS_MIN} 高于 ATL432LI-Q1 的调节电流。

2.4 评估结果

我们构建了参考设计 PMP41133，它支持 $V_{IN} = 450V$ 至约 $800V$ ，以及 $V_{OUT} = 48V$ 和 $6.5A$ 的设计。次级绕组采用中心抽头设计，并使用两个 $150V$ 肖特基二极管整流器。图 2-4 展示了 $V_{IN} = 800V$ 、 $V_{OUT} = 48V / 6.5A$ 时的启动波形。图 2-10 展示了 $V_{IN} = 450V$ 、 $V_{OUT} = 48V$ 和 $6.5A$ 时的开关波形。

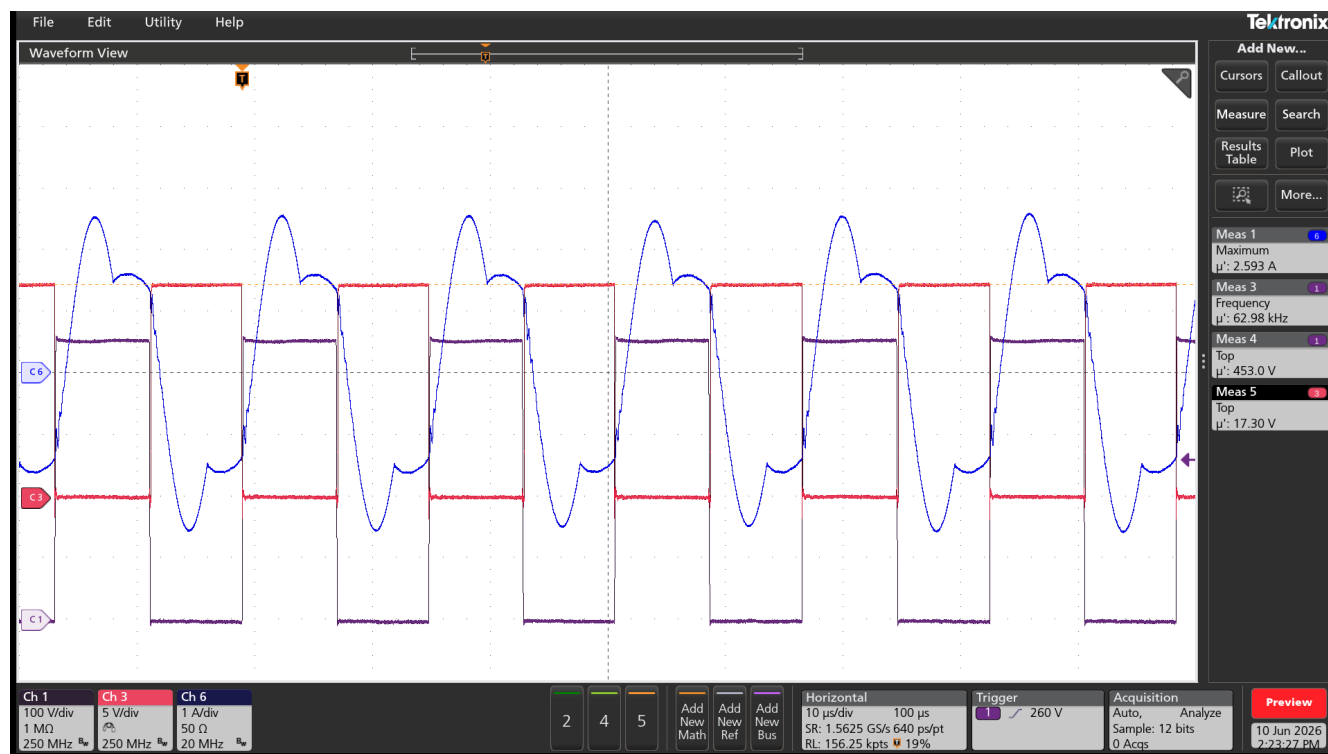


图 2-10. $V_{IN} = 450V$ 和 $I_{OUT} = 48V / 6.5A$ 时的开关波形。Ch1 : SW , CH3 : LO , CH6 : I_{RES}

图 2-11 展示了 $V_{IN} = 800V$ 且 $V_{OUT} = 48V / 6.5A$ 时的开关波形。

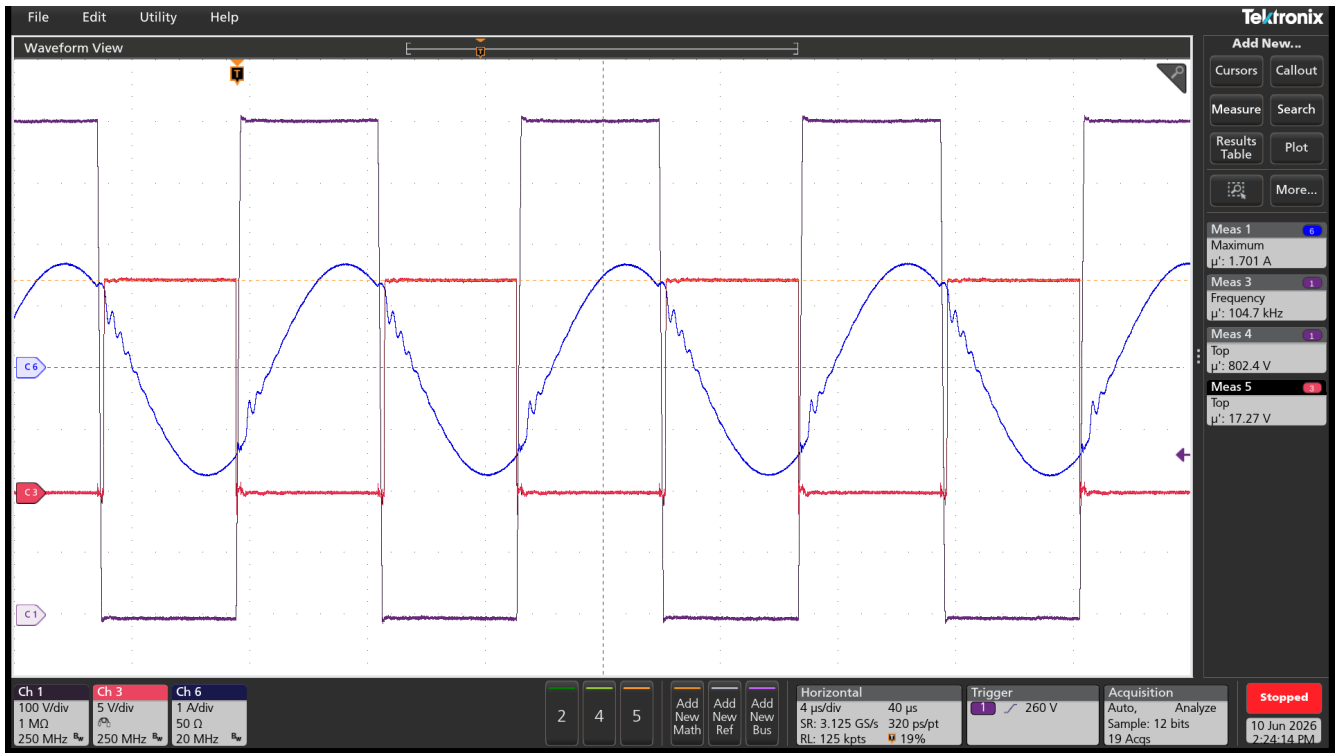


图 2-11. $V_{IN} = 800V$ 和 $I_{OUT} = 48V / 6.5A$ 时的开关波形。Ch1 : SW , CH3 : LO , CH6 : I_{RES}

图 2-12 展示了功率传输 P_{out} /引脚的效率结果。

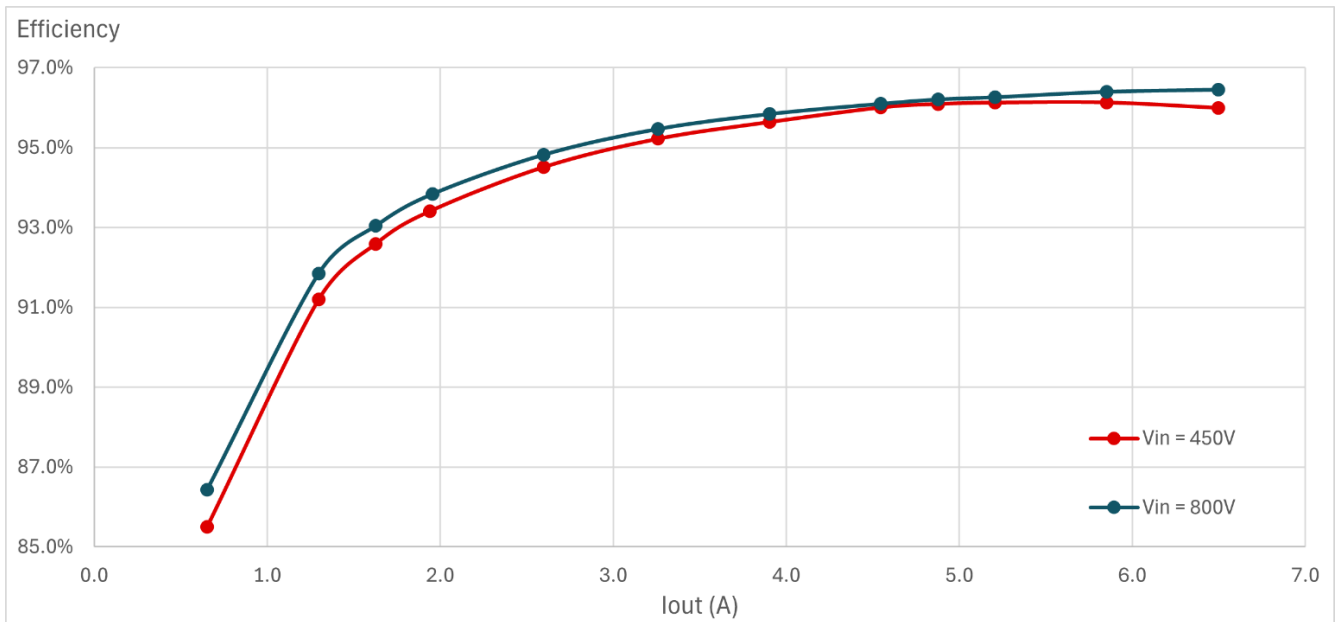


图 2-12. PMP41133 的效率结果

3 总结

在设计 800V μ DCDC 时，由于缺乏支持如此高电压的现有器件，存在挑战。有几件事需要考虑：高压启动和控制需要获得开关节点压摆率检测。为了更好地调节并延长寿命，使用 ISOM8110 进行反馈。通过本应用手册，介绍了设计概念以及以良好的结果实现设计目标的方法。

4 参考资料

1. 德州仪器 (TI)，[使用 SiC MOSFET 的 800-V 牵引逆变器高密度辅助电源](#)，应用手册。
2. 德州仪器 (TI)，[PMP31342 采用半桥 LLC 的汽车级 300W \$\mu\$ 直流/直流转换器参考设计](#)，参考设计。
3. 德州仪器 (TI)，[具有模拟晶体管输出的 ISOM811x 增强型单通道光耦仿真器](#)，数据手册。

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