

说明

此参考设计引入了创新型电路拓扑，可为混合动力电动汽车 (HEV) 和电动汽车 (EV) 的大型直流链路电容器进行预充电。此参考设计采用的系统无需微控制器，可在 5V 电源电压下运行。此参考设计采用 TPSI3052-Q1，具有 5kV_{RMS} 的增强型隔离额定值。TPSI3052-Q1 器件集成了层压变压器来实现隔离，同时将信号和电源传输到次级侧。这样就无需使用分立式隔离偏置电源。此外，TPSI3052-Q1 器件可以为位于高压 (HV) 侧的外部电路供电，从而监测电流。此参考设计可支持高达 800V 的系统，高达 4A_{AVG} 的充电电流，可为高达 2mF 的负载电容充电。

资源

[TIDA-050063](#)

设计文件夹

[TPSI3050-Q1、TPSI3052-Q1](#)

产品文件夹

[TLV7011、UCC27517A-Q1](#)

产品文件夹



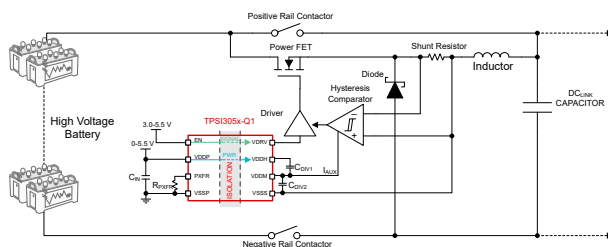
请咨询我司 TI E2E™ 支持专家

特性

- 5kV_{RMS} 增强型隔离
- 集成隔离式辅助电源
- 支持 800V 动力总成架构
- 4A_{AVG} 、 $8\text{A}_{\text{PK-PK}}$ 最大充电电流
- 能够在 400ms 内为 2mF 电容器充电至 800V

应用

- [固态继电器 \(SSR\)](#)
- [电池管理系统](#)
- [车载充电器](#)
- [混合动力、电动和动力总成系统](#)



1 系统说明

此参考设计引入了一个有源预充电电路，该电路本质上是一种降压转换器拓扑，用于实现高压 (HV) 直流链路电容器的预充电。此参考设计将讨论采用有源预充电方法而不是传统电阻实现的原因。我们将详细介绍和分析参考电路的工作情况。

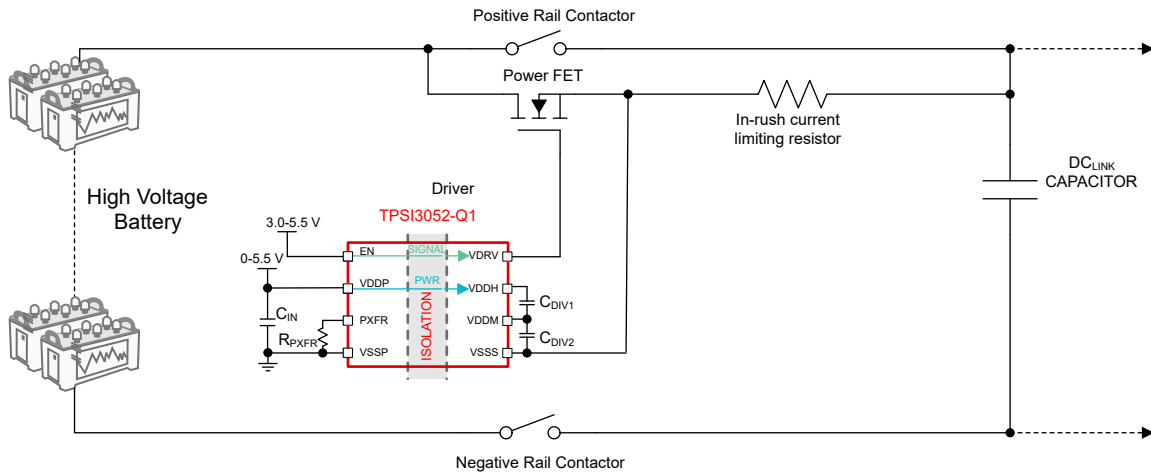


图 1-1. 使用 SSR 的电阻器预充电设计

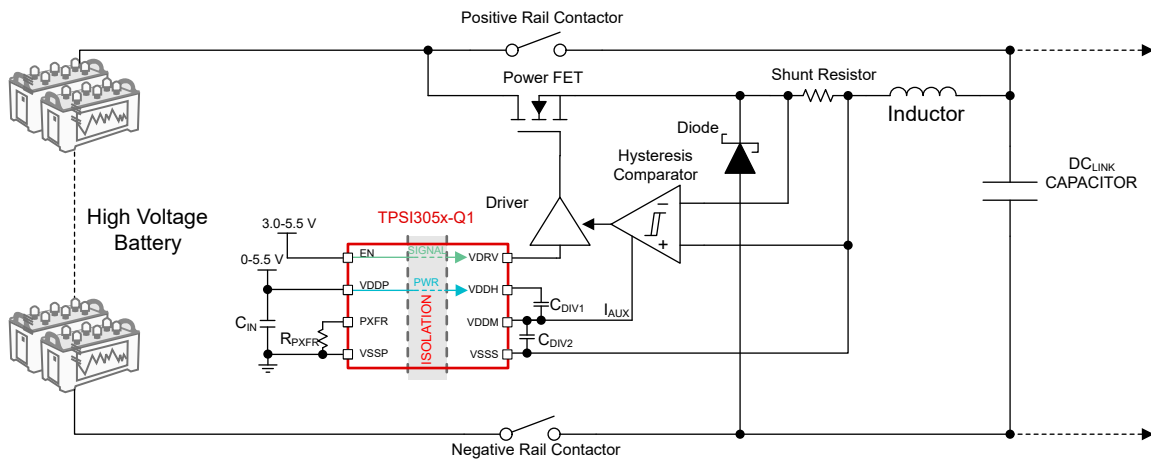


图 1-2. 有源预充电设计

从功率分析角度可以看出有源预充电解决方案的优势。HEV 和 EV 市场中的许多现有高压电池都采用 400V 架构，其典型系统电容为 mF 级。完成公式所缺少的唯一值是电容器的充电时间。通常，这种充电时间允许大约 400ms 的最大延迟。以下计算展示了上述值的电阻器两端的峰值和平均功率。

$$R = \frac{\text{charging time(s)}}{5 \times C} = \frac{400 \text{ ms}}{5 \times 2 \text{ mF}} = 40 \Omega \quad (1)$$

在公式 (1) 中，假设充电时间的系数为 5 个时间常数 (5τ)，该系数规定电容器上的电压为输入电压的 99%。

$$P_{PEAK} = \frac{V^2}{R} = \frac{(400 \text{ V})^2}{40 \Omega} = 4000 \text{ W} \quad (2)$$

$$P_{AVG} = \frac{\text{Energy}}{\text{time (s)}} = \frac{C \times V^2}{2 \times \text{time}} = \frac{(2 \text{ mF})(400 \text{ V})^2}{2(400 \text{ ms})} = 400 \text{ W} \quad (3)$$

这些计算假设系统为 400V 系统。但是，HEV/EV 行业已显示出计划转向 800V 系统的迹象。电压的这种增加会导致电流降低，从而降低直流导通损耗。通过增加电压，可以使用更少的电流供电。较小的电流可减小电缆的尺寸。

并减少所需的铜，从而有效减轻汽车的整体重量和降低系统成本。通过优化重量，可以提高车辆的效率。此外，800V 系统可实现更快的充电速度，因为较低的电流可减少导体和电池的过热。另一方面，将电池电压增加到 800V 会使直流链路电容器预充电更具挑战性。如果系统需要使用相同的 400ms 充电时间进行预充电，则可以将电阻器的功率要求描述为使功率提高四倍。

$$P_{PEAK} = \frac{V^2}{R} = \frac{(800V)^2}{40\Omega} = 16000W \quad (4)$$

$$P_{AVG} = \frac{\text{Energy}}{\text{time (s)}} = \frac{C \times V^2}{2 \times \text{time}} = \frac{(2mF)(400V)^2}{2(400ms)} = 1600W \quad (5)$$

能够满足这些要求的典型电阻器很大、昂贵、笨重、不常见，或不像低功耗电阻器那样提供。此外，使用电阻器进行预充电效率不是很高，功率损耗增加会产生更多热量，而且温度升高幅度更大。在描述电阻器的限制后，接下来的问题很简单。还可以使用哪些其他电气元件来控制电流？现在，我们将有源预充电电路拓扑作为降压转换器拓扑配置，以便使用电感器对直流链路电容器进行预充电，从而限制电流。

电感器不允许电流突然变化，并以磁场的形式存储能量。理想的电感器本质上是无损耗的，存储的能量不会转化为热量。然而实际上，电感器储能/耗散的能量品质系数会影响系统的效率。通常，电感器的电阻非常小，与电阻器预充电设计相比，耗散的功率可能微不足道。

2 系统概述

2.1 方框图

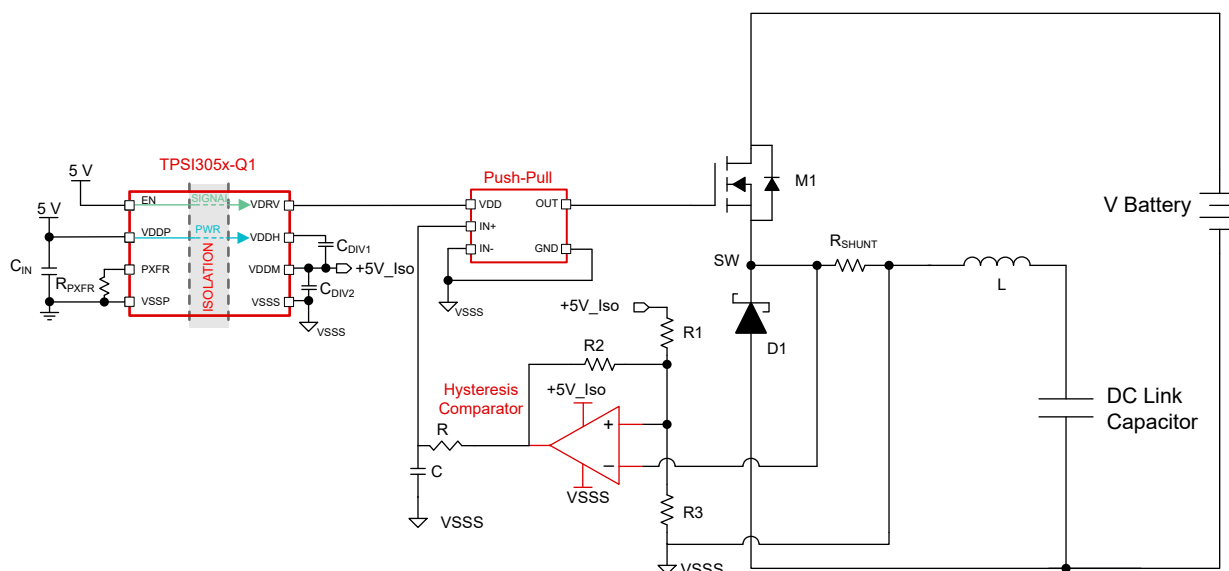


图 2-1. 方框图

2.2 设计注意事项

有源预充电拓扑利用电感器电气特性，并使用通过将电感器与电池断开连接产生的平均电流为电容器充电。下面详细介绍了控制 FET 开/关周期的控制电路。

2.2.1 控制逻辑说明

为简单起见，EN 和 VDDP 信号均连接到同一电源，并且同时提供这两个信号。在提供 VDDP 和 EN 信号之前，M1 会打开，并且电感器与系统断开连接。当提供 VDDP 和 EN 后，TPSI3052-Q1 开始向次级侧传输电力，在 VDDH 高于其 UVLO 后，开始预充电。TLV7011 比较器和 UCC27517A-Q1 驱动器由 TPSI3052-Q1 器件供电。[具有迟滞功能的比较器参考设计](#)中详细介绍了迟滞比较器。比较器可被视为具有 VTH (高阈值) 和 VTL (低阈值) 的迟滞比较器。考虑以下情况：

- $V(R_{SHUNT}) = V_H \rightarrow$ TLV7011 输出 0 V $\rightarrow$ FET OFF

- $V(R_{SHUNT}) = V_L \rightarrow$ TLV7011 输出 5 V $\rightarrow$ FET ON

R_{SHUNT} 两端的电压可以确定为 $I \times R$ 。流向电感器的电流基本上由 R_{SHUNT} 两端的电压控制。迟滞比较器通过以下公式进行说明。建议选择 $R_2 > 10k\Omega$ ，尽可能减少电路的电流消耗。

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_L}{V_H - V_L} \quad (6)$$

$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{V_L}{+5V_{Iso} - V_H} \quad (7)$$

$$V_H = I_{PEAK} \times R_{SHUNT} \quad (8)$$

$$V_L = I_{MIN} \times R_{SHUNT} \quad (9)$$

V_L = 确定 I_{MIN} 的下降迟滞阈值

V_H = 确定 I_{PEAK} 的上升迟滞阈值

+5V_{Iso} = 来自为 TLV7011 供电的 TPSI3052-Q1 的 5V VDDM 电源

R_{SHUNT} = 用于电流检测的分流电阻

TPSI3052-Q1 为控制电路供电，但功率传输能力有限。旨在减少控制电路的电流消耗，以便在所需开关频率进行开关期间为 FET 栅极的充电和放电分配功率。公式 6 和 7 展示了开关频率、驱动电流、驱动电压和总栅极电荷之间的关系。

$$I_{DRIVER_MAX} = Q_g \times F_{MAX} \quad (10)$$

$$P_{DRIVER_MAX} = I_{DRIVER_MAX} \times V_{DRIVER} \quad (11)$$

F_{MAX} = 有源预充电所需的最大开关频率

I_{DRIVER_MAX} = 开关频率为 F_{MAX} 时的最大驱动器电流

P_{DRIVER_MAX} = 达到预期 F_{MAX} 的最大功率需求

2.2.2 整个充电周期的行为

由于最初没有电流流过 R_{SHUNT} ，电路逻辑导通晶体管 M1。当晶体管 M1 导通时，流经电感器的电流开始上升，其恒定充电速率如图 2-2 中的 I 所示。一旦电感器中的电流增加， R_{SHUNT} 上的电压生成电压 V_H ，比较器的输出切换到 0V，此时晶体管 M1 关闭。当该晶体管关断时，流经电感器的电流会尝试继续沿相同方向流动。电感器的磁场将在开关节点 (SW) 上强制施加负电压。一旦电压达到续流二极管 D1 的正向压降，该二极管将导通，从而在电感器上产生负电压，并且流经电感器的电流开始减小，如图 2-2 所示。当流经电感器的电流在 R_{SHUNT} 上产生等于 V_L 的电压时，比较器的输出将变为高电平 5V。此时，晶体管 M1 导通，开关周期重复，直到电容器中的输出电压等于输入电压。一旦输出电压等于输入电压，电感器中就不会有电流流入，晶体管 M1 将保持导通状态，直到预充电电路关闭。

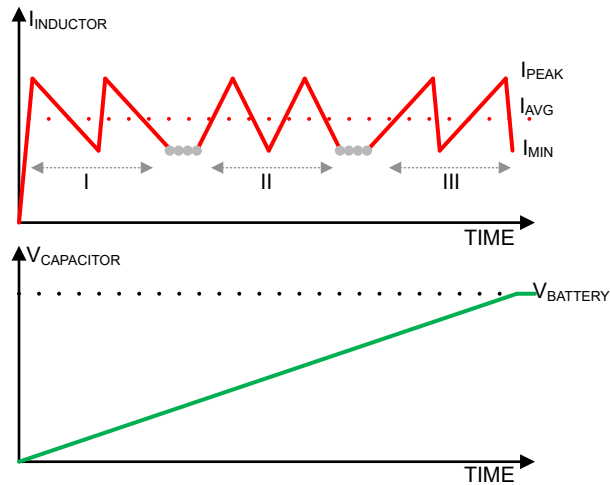


图 2-2. 充电曲线行为

将流经电感器的电流分为三个不同的部分 I、II 和 III，可以对其进行研究。请参阅图 2-2。有必要将电流分为这三个部分并了解相关性，因为该行为将直接影响设计要求。第 I 和 III 部分具有最快的压摆率。这种快速压摆率是由电感器上的高电压导致的。最初，电容器没有任何电荷，M1 导通时电感器两端的电压将是电池电压。在选择比较器和推挽驱动器时，必须仔细考虑压摆率。这些元件的传播延迟将合计到总体控制环路延迟。

以下公式描述了压摆率的行为。最快的压摆率发生在预充电周期开始时，其中 V 等于系统电压（例如 800V）。因此，只能操作电感值来设置峰值压摆率。电感越高，流经电感器的电流的压摆率就越低。

$$\frac{dI}{dt} = \frac{V}{L} \quad (12)$$

例如，如果将电感为 560uH 的 800V 系统设计为具有 8A 的 I_{PEAK} ，则 di/dt 为 1.429A/us，环路传播延迟为 1us。那么，有效的 I_{PEAK} 将为 9.429A，而不是 8A。

除了压摆率，另一个重要规格是所需的最大开关频率。由于 TPSI3052-Q1 的功率传输受限，因此在为控制环路器件供电后，需要确保 TPSI3052-Q1 能够实现预期的开关频率，这一点至关重要。以下公式描述了预充电周期中看到的最大开关频率与设计元件之间的关系。只能设置两个设计参数以确保开关频率保持低电平。电感和电流摆幅 dI 。此时很容易看出，电感器是此设计的关键元件。具有高电流额定值的高电感值是限制系统开关频率和压摆率的理想选择。计算设计预充电期间的最大开关频率后，使用 TPSI3052-Q1 Excel 计算器确保 TPSI3052-Q1 能够以该开关频率提供必要的电源。

$$F_{MAX} = \frac{V_{batt}/2}{2 \times L \times dI} \quad (13)$$

V_{batt} = 电池电压

L = 电感

dI = 电感器峰峰值电流

现在，所有公式和限制都已通过公式进行研究和定义，因此可以更轻松地完成此参考设计的设计过程。

表 2-1. 设计要求

规格	最大值	说明
电池电压	800V	本设计过程中使用了 800V 系统的情况。
系统总电容	2mF	该值表示 HV 直流链路总线上所有电容的总和。
所需充电时间	400ms	电容器需要从完全放电、0V 充电至 800V 电池电压电平的持续时间。最好使用较短的预充电时间，以便车辆在通电后快速启动。
最大开关频率	50KHz	开关频率受 TPSI3052-Q1 的最大功率传输限制。取决于 FET 的总栅极电荷 (Qg)、电感和允许的纹波电流。

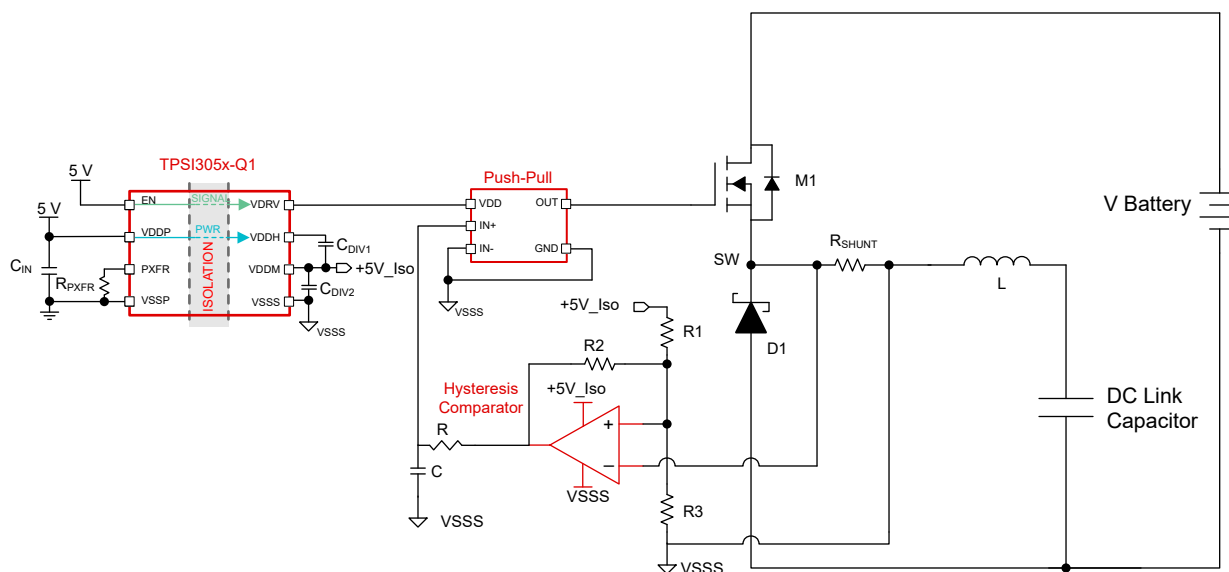


图 2-3. 方框图

为此设计计算的第一个值是在所需时间内为电容器预充电所需的平均电流。

$$I = C \frac{dV}{dt} = \frac{(2 \text{ mF})(800V)}{(400 \text{ ms})} = 4 \text{ A} \quad (14)$$

平均电流对于充电时间要求很重要，但对于该系统来说，峰峰值电流 (di) 更重要。由于必须限制开关频率，因此 di 必须足够大，才能保持开关频率受限。对于该设计，所选的 I_{PEAK} 为 8A、 I_{MIN} 为 0.5A，总 di 为 7.5A。此外，电感值将是帮助降低开关频率的另一个关键参数。本设计中选择的电感器具有 560uH 的电感、8.6A 的饱和电流额定值、4.6A 的 RMS 电流额定值和 1000V 的额定电压。该电感器满足我们的额定电压或 800V、 I_{PEAK} 0f 8A 和 I_{AVG} 4A。以下公式描述了系统的预期最大开关频率和最大压摆率。

$$F_{MAX} = \frac{V_{batt}/2}{2 \times L \times di} = \frac{400 \text{ V}}{2(560 \text{ uH})(7.5 \text{ A})} = 47 \text{ kHz} \quad (15)$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{V}{L} = \frac{800 \text{ V}}{560 \text{ uH}} = 1 \text{ A/us} \quad (16)$$

前面的公式描述了最快的电流斜率。当预充电刚刚开始并且电容器上的电压为 0V 时，就会发生这种情况。该值至关重要，因为如果控制环路具有 1us 传播延迟，则峰值电流可能比预期高 1A。确定 I_{PEAK} 和 I_{MIN} 后，必须计算比较器的阈值，并据此计算用于迟滞的电阻器。以下公式展示了如何计算这些值。

$$V_H = I_{PEAK} \times R_{SHUNT} = 8 \text{ A} \times 100 \text{ m}\Omega = 800 \text{ mV} \quad (17)$$

$$V_L = I_{MIN} \times R_{SHUNT} = 0.5 \text{ A} \times 100 \text{ m}\Omega = 50 \text{ mV} \quad (18)$$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_L}{V_H - V_L} = \frac{50 \text{ mV}}{800 \text{ mV} - 50 \text{ mV}} \approx 0.06666 \quad (19)$$

$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{V_L}{+5V_{\text{iso}} - V_H} = \frac{50 \text{ mV}}{5 \text{ V} - 800 \text{ mV}} \approx 0.0119 \quad (20)$$

如果 $R_1 = 200 \text{ k}\Omega$ ，则 $R_2 = 13.3 \text{ k}\Omega$ ，且 $R_3 = 2.38 \text{ k}\Omega$ 。

完成此设计的最后一步是选择 FET 和续流二极管。对于 FET，建议选择具有低栅极电荷 (Q_g) 的 FET。低 Q_g 将使 TPSI3052-Q1 实现更高的开关频率。访问以下 [Excel 计算器](#)，帮助根据总 Q_g 计算最大开关频率。

2.2.3 典型设计建议

- 比较器建议：
 - 在为该设计选择比较器时，请确保其具有低电源电流。之前为 TPSI3052-Q1 提供的计算器将有助于确保 TPSI3052-Q1 能够为此比较器供电并实现预期的开关频率。通过 VDDM (+5V) 电源轨为比较器供电，以便降低功耗。
 - 请勿加载比较器的输出，并确保施加输出电阻以限制负载条件。建议在比较器输出和 FET 驱动器输入之间连接一个 200Ω 的电阻。
 - 在比较器的输入端，建议添加一个快速恢复的肖特基二极管和电阻器，来钳制电感器产生的任何可能损坏比较器输入的负瞬态电压。
 - 建议为 C8 添加一个占位符，来滤除可能错误触发比较器的任何高频噪声
 - 选择大于 $10 \text{ k}\Omega$ 的 R8，尽可能降低功率耗散
- 对于电感器，建议使用屏蔽式电感器，尽可能减少开关电感器产生的噪声。此外，在此参考设计中使用的电感器不是符合汽车标准的电感器，这一点非常重要。此参考设计可作为概念验证，而不是完整的解决方案。但是，电感器的额定电压和电流是参考设计所需的。
- 为了进行测试，建议添加 D1，如图 2-4 所示。当电感器与电池断开并与电容器保持悬空时，这可能会导致电路输出振荡。在仿真过程中发现了此问题。
- 如果需要创建强制最小关断时间，则可以使用 R9、C7 和 D3。这将降低最大开关频率，但也可能导致 DCM 运行，这可能导致开关节点在各种频率下振铃，从而可能影响 EMI 性能。添加此最短关断时间可能会减小电感值，但可能需要更快的控制环路。
- 禁用预充电时，可能需要阻止双向电流流动。所示的电路可允许电流流回电池，即使由于 FET 的体二极管而被禁用也是如此。通过使用与 MOSFET 串联的标准预充电接触器可阻止此电流流动，该接触器还提供电隔离。或者，可以将一个 FET 与 R_{SHUNT} 和电感器之间的开关 FET 串联，以便此阻断 FET 的源极连接到 VSSS，而栅极连接到 TPSI3052-Q1 VDDH 电源。这样，在 TPSI3052-Q1 提供次级电源时即可启用 FET，并且体二极管在禁用时定向以阻断反向电流。

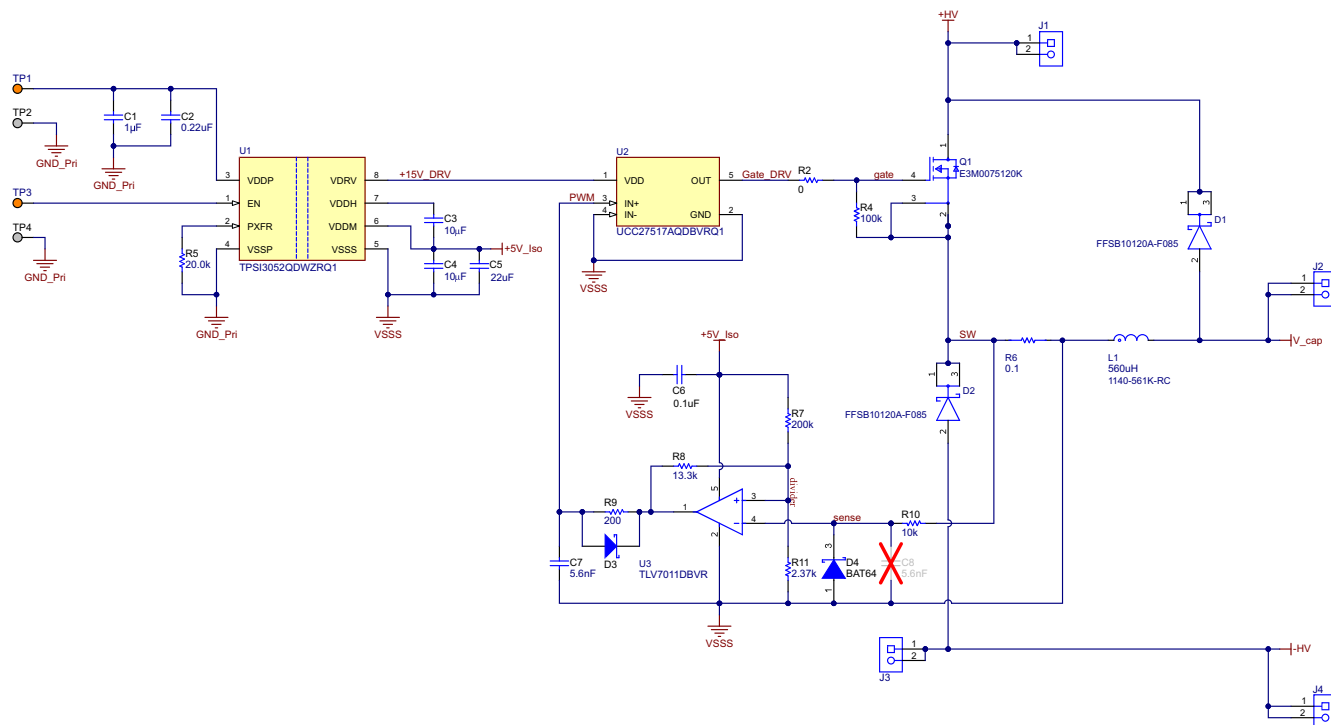


图 2-4. 参考设计原理图

2.2.4 仿真结果

以下部分展示了仿真结果，用以在讨论最终测量结果之前回顾预期行为。在仿真中，选择了 20uF 的较低负载电容值，可更大限度地缩短运行时间。以下仿真展示了图 2-5 中使用 D2 和不使用 D2 的结果。当预充电完成后电容器和电感器悬空时，建议使用这种二极管来防止输出振荡。图 2-7 展示了系统的最大开关频率。图 2-6 和图 2-8 分别展示了使用瞬态钳位二极管和不使用瞬态钳位二极管的仿真。

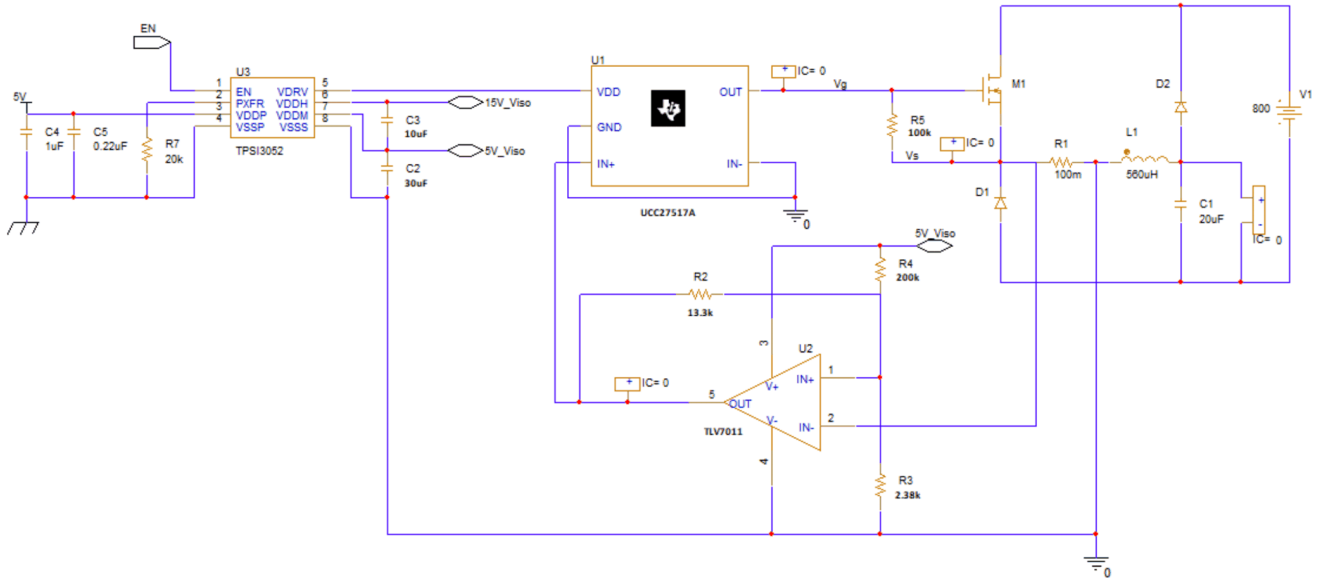


图 2-5. 仿真电路

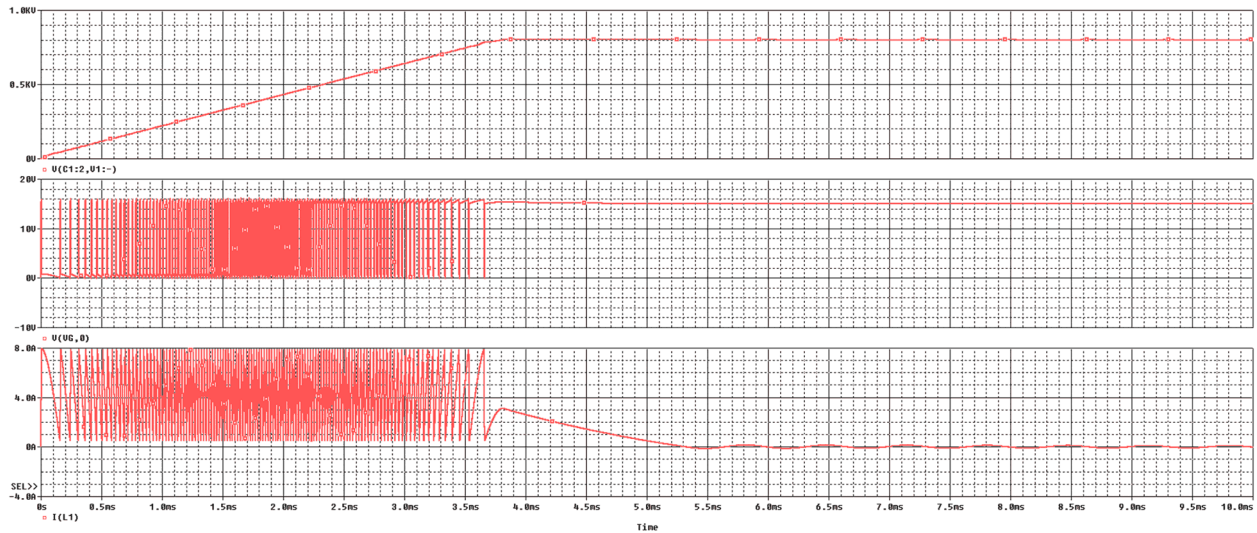


图 2-6. 使用 D2 的仿真波形

Evaluate	Measurement	Value
☒	1/ Period_XRange(V(VG,0),0.5m,0.75m)	24.73165k
☒	1/ Period_XRange(V(VG,0),1.5m,1.575m)	46.60980k
☒	1/ Period_XRange(V(VG,0),2.0m,2.25m)	47.60907k
☒	1/ Period_XRange(V(VG,0),3m,3.25m)	29.76220k

图 2-7. 仿真测量

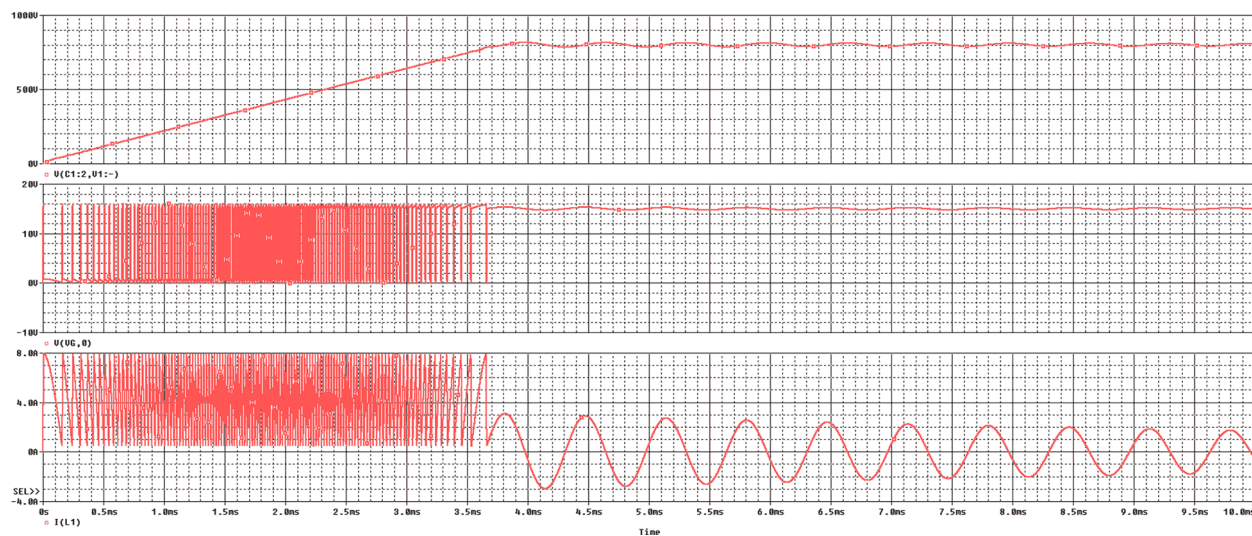


图 2-8. 不使用 D2 的仿真波形

2.3 重点产品

2.3.1 TPSI3052-Q1

TPSI3052-Q1 是一款完全集成的隔离式开关驱动器，与外部开关管结合使用时，可构成完整的隔离式固态继电器 (SSR) 替代产品。当标称栅极驱动电压为 15V、峰值拉电流和灌电流为 1.5/3.0A 时，可以选择多种外部开关管来满足各种应用。TPSI3052-Q1 可通过初级辅助电源自行产生次级辅助电源，因此无需分立式隔离辅助电源。而且，TPSI3052-Q1 可以有选择性地向外外部配套电路供电，满足不同的应用需求。在三线模式下，3V 至 5.5V 的初级电源由外部提供，开关通过单独的使能控制。

TPSI3052-Q1 特性：

- 可调节功率传输
- 集成式 15V 栅极电源
- 为辅助电路提供高达 50 mW 的电源 (I_{AUX})
- UVLO，可防止在电源电压过低时进行开关

对于初级侧，TPSI3052-Q1 设置为三线模式配置，从而实现最高的功率传输。在 PXFR 引脚中使用具有 1% 容差的 20k Ω 电阻器可提供最高的功率传输，并支持 I_{AUX} 高达 50mW。建议将一个 1 μ F 与一个 0.1 μ F 的低 ESR 陶瓷电容并联到 VDDP。

对于次级侧，需要正确选择 C_{DIV1} (C3) 和 C_{DIV2} (C4、C5) 电容来驱动背对背 MOSFET。如果 C_{DIV1} 和 C_{DIV2} 太小，则 VDDH 中的压降将触发欠压锁定 (UVLO) 并禁用驱动器。以下两个公式可用于计算适当的电容值。

$$C_{DIV1} = \left(\frac{n+1}{n} \right) \times \frac{Q_{LOAD}}{\Delta V}, \quad n \geq 1.0 \quad (21)$$

$$C_{DIV2} = n \times C_{DIV1}, \quad n \geq 1.0 \quad (22)$$

- n 是大于或等于 1.0 的实数。
- C_{DIV1} 是从 VDDH 到 VDDM 的外部电容。
- C_{DIV2} 是从 VDDM 到 VSSS 的外部电容。
- Q_{LOAD} 是从 VDRV 到 VSSS 的负载总电荷。
- ΔV 是切换负载时 VDDH 上的压降。

为本设计选择的每个 MOSFET 的栅极电荷 (Q_G) 均为 55nC。由于 TPSI3052-Q1 需要为其他器件供电以实现控制逻辑。如果 $C_{DIV2} = 3 \times C_{DIV1}$ ，则必须选择电容为 10 μ F 的 C_{DIV1} ，来确保 VDDH 压降小于 1V。使用此 [Excel 计算器](#) 计算电容和功率传输选项。

2.3.2 TLV7011

TLV7011 (单通道) 是低功耗比较器，采用低工作电压，具有轨到轨输入功能。这些比较器采用 0.8mm $\times$ 0.8mm 超小型无引线封装和标准引线式封装，适用于空间紧凑型设计，例如智能手机和其他便携式或电池供电应用。

TLV701x 提供出色的速度功率综合性能，其传播延迟为 260ns，静态电源电流为 5 μ A。得益于这种微功率下快速响应时间的综合性能，功率敏感型系统能够监测故障状况并快速做出响应。这些比较器的工作电压范围为 1.6V 至 6.5V，因此可与 3V 和 5V 系统兼容。此外，这些比较器在发生过驱动输入和内部迟滞时，不会产生输出相位反转。这些特性使得该系列的比较器非常适合在恶劣嘈杂环境中进行精密电压监测，其中缓慢输入信号必须转换为无噪声数字输出。TLV701x 具有推挽式输出级，能够灌/拉毫安级电流，同时可对 LED 进行控制或驱动容性负载。

2.3.3 UCC27517A-Q1

UCC27517A-Q1 单通道高速低侧栅极驱动器器件有效地驱动金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET) 和绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 开关。借助于能够将击穿电流降至极低水平的设计，UCC27517A-Q1 可以将高峰值电流脉冲灌入和拉取到容性负载中，从而提供轨至轨驱动能力和极小的传播延迟 (通常为 13ns)。

UCC27517A-Q1 器件在输入上处理 -5V 电压。

UCC27517A-Q1 在 VDD = 12V 时提供 4A 拉电流和 4A 灌电流 (对称驱动) 峰值驱动电流功能。

UCC27517A-Q1 可在 4.5V 至 18V 的宽 VDD 范围以及 -40°C 至 140°C 的宽温度范围内运行。VDD 引脚上的内部欠压闭锁 (UVLO) 电路可在 VDD 工作范围之外保持输出低电平。此器件能够在低电压电平 (例如低于 5V) 下运行, 并且拥有同类产品中非常出色的开关特性, 因此非常适用于驱动诸如 GaN 功率半导体器件等新上市的宽带隙电源开关器件。

3 硬件、软件、测试要求和测试结果

3.1 硬件要求

对于参考设计的功能测试，用户需要以下器件。

1. 5V 直流电源
2. 示波器
3. 2 个隔离式探头
4. 2 个电流探头
5. 大功率、高压电源。能够提供 800V_{DC} 和 15A。
6. 用于输出负载的高电压、高电容电容器。
7. 高电压和高电流测试的安全要求，例如高电压外壳和放电输出电容的安全偶发事件。

3.2 测试设置

要测试有源预充电参考设计，请遵循后续步骤和建议。

1. 将单个 5V 输入电源连接到 EN 和 +5V_Pri。此过程提供单个触发信号来为所有器件供电。
2. 当高压电源断开时，为 TPSI3052-Q1 供电并检查所有电压是否符合预期。
3. 关闭 5V 电源，在执行第 8 步之前，此电源将保持关闭状态。
4. 将输出负载电容正极连接到 J2 (V_Cap)，负极连接到 J4 (-HV)。
5. 将输入高压电源连接到正极 J1 (+HV)，负极连接到 J3 (-HV)。
6. 将隔离式高压额定探头连接到 J2-J4 以测量输出电压，并连接 J1-J3 以测量输入电压。这些探头应尽可能远离开关电感器连接，避免任何噪声耦合。
7. 连接电流探头来测量输入电流和输出电流。
8. 启用高压电源。
9. 提供 EN/+5V_Pri 并观察有源预充电操作。
10. 预充电完成后，关闭连接到 EN/+5V_Pri 的 5V 电源。
11. 安全地对输出高电压电容器放电。
12. 禁用高压电源。

3.3 测试结果

以下 PCB 展示了由有源预充电所占用的区域。有源预充电设计的总面积为 (80mm x 55mm)，高度为 26mm。下面显示的原理图表示经过测试的设计，结果如下所示。

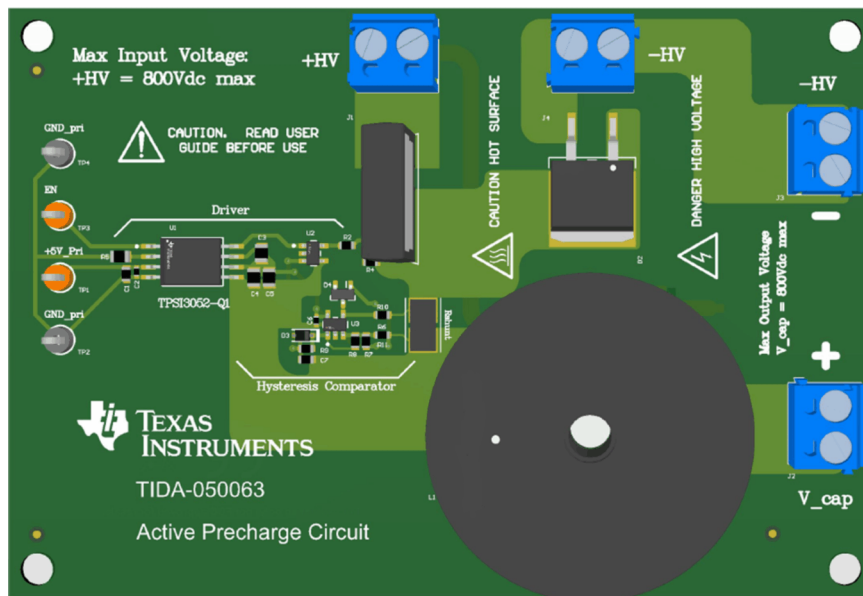


图 3-1. 电路板

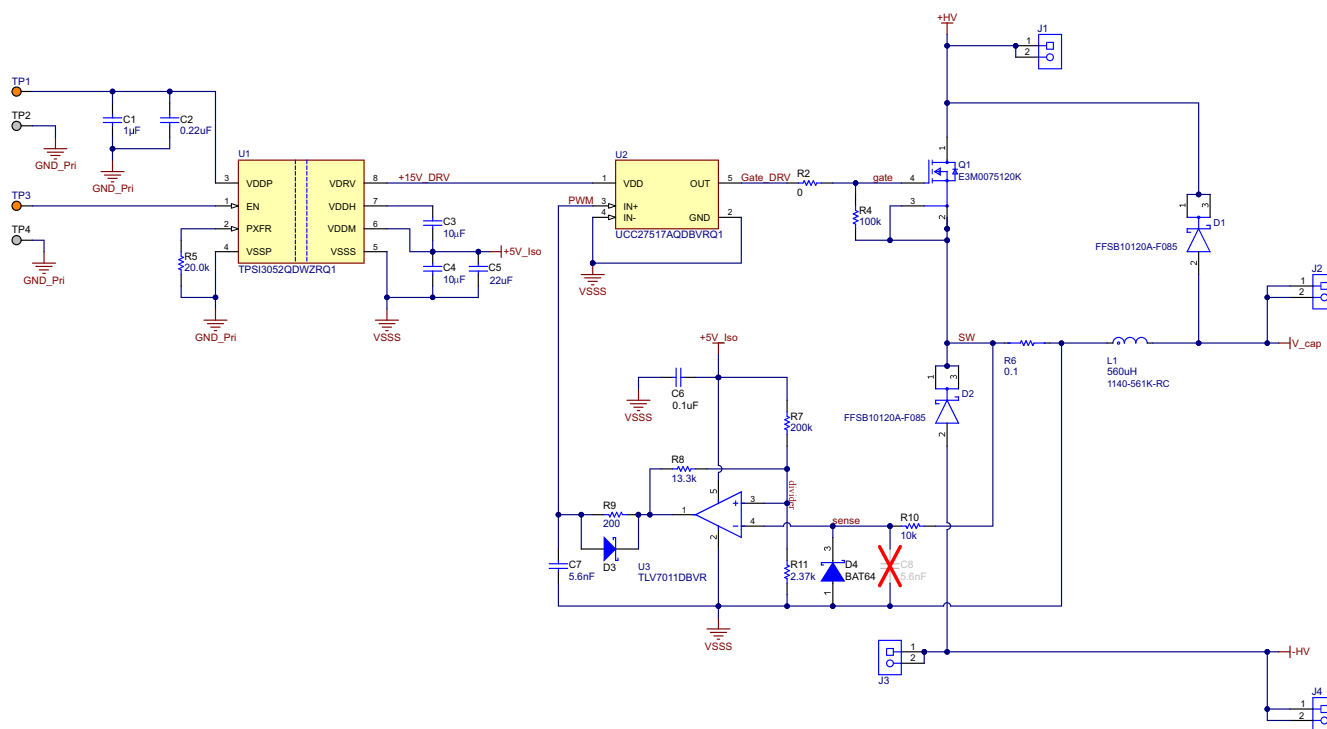


图 3-2. 原理图

以下示波器捕捉展示了在 400V 输入和 2mF 输出电容下运行的有源预充电。对于此测试，使用了额定电压为 1.2kV 的 E3M0075120K SiC MOSFET。大电容按照预期在 200ms 内预充电。

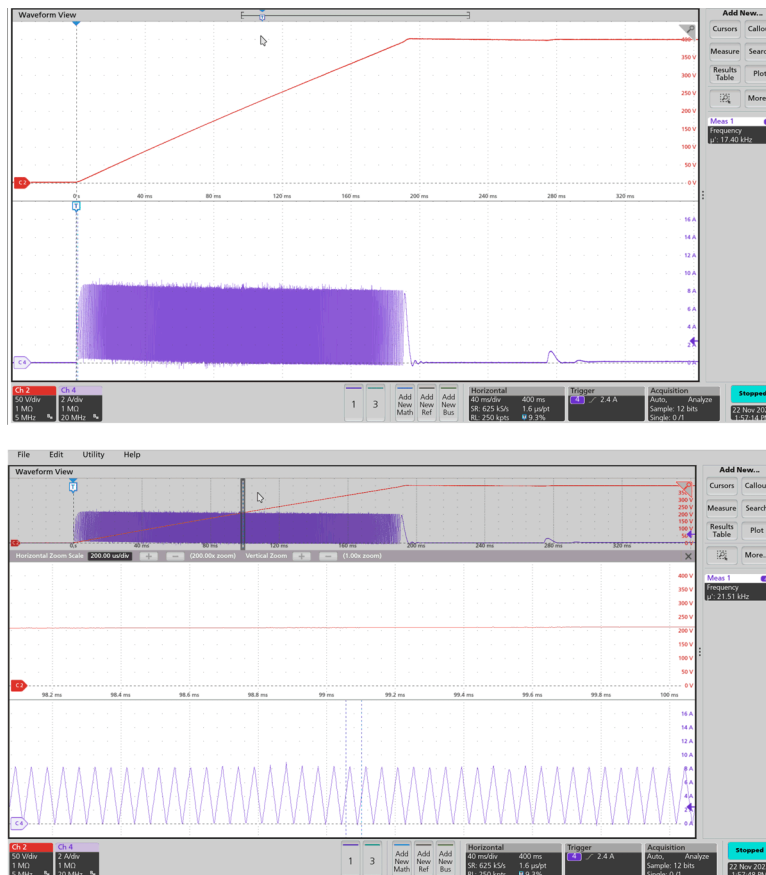


图 3-3. 400V 下的 TPSI3052-Q1，带 E3M0075120K (MOSFET 1200V/75m Ω ，SiC，E3M，TO-247-4)

以下示波器捕捉展示了在 800V 输入和 2mF 输出电容下运行的有源预充电。对于此测试，使用了额定电压为 1.2kV 的 E3M0075120K SiC MOSFET。大电容按照预期在 400ms 内预充电。

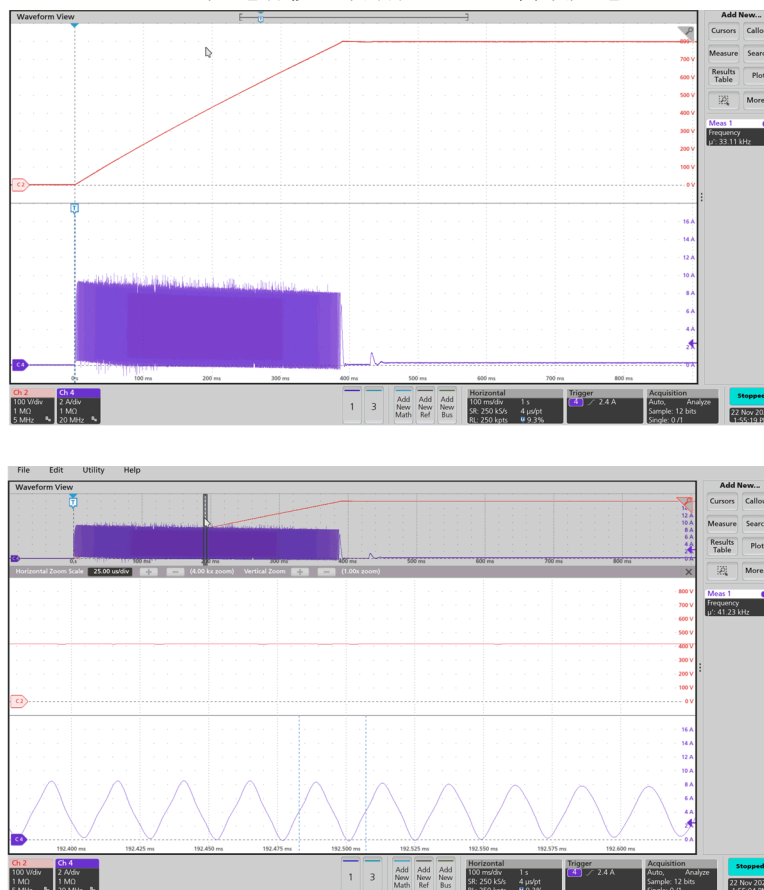


图 3-4. 800V 下的 TPSI3052-Q1，带 E3M0075120K (MOSFET 1200V/75mΩ，SiC，E3M，TO-247-4)

以下示波器捕捉展示了在 400V 输入和 2mF 输出电容下运行的有源预充电。对于此测试，使用了额定电压为 650V 的 E3M0060065K SiC MOSFET。正如预期的那样，大电容在 200 毫秒内完成预充电。

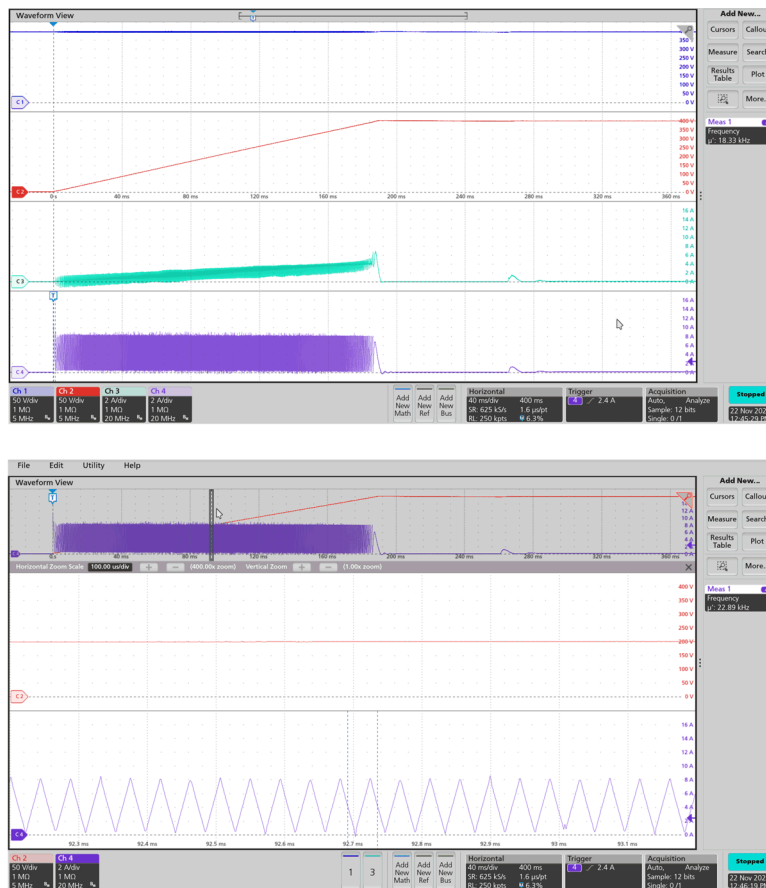


图 3-5. 400V 下的 TPSI3052-Q1，带 E3M0060065K (MOSFET 650V/60m Ω ，SiC，E3M，TO-247-4)

4 设计和文档支持

4.1 设计文件

4.1.1 原理图

要下载原理图，请参阅 [TIDA-050063](#) 中的设计文件。

4.1.2 物料清单

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-050063](#) 的设计文件。

4.2 文档支持

1. 德州仪器 (TI)，[TPSI3052-Q1 EVM](#) 具有集成 15V 栅极电源的汽车类增强型隔离式开关驱动器 EVM 用户指南。
2. 德州仪器 (TI)，[TPSI3050-Q1](#) 具有集成 10V 栅极电源的汽车类增强型隔离式开关驱动器 EVM 用户指南。
3. 德州仪器 (TI)，[级联两个 TPSI3050 隔离式开关驱动器以提高栅极驱动电压应用手册](#)

4.3 支持资源

[TI E2E™ 支持论坛](#) 是工程师的重要参考资料，可直接从专家获得快速、经过验证的解答和设计帮助。搜索现有解答或提出自己的问题可获得所需的快速设计帮助。

链接的内容由各个贡献者“按原样”提供。这些内容并不构成 TI 技术规范，并且不一定反映 TI 的观点；请参阅 TI 的《使用条款》。

4.4 商标

TI E2E™ is a trademark of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

5 关于作者

Hrag Kasparian 10 多年前加入德州仪器 (TI)。Hrag 目前担任电源应用工程师，负责设计定制直流/直流开关模式电源。之前，他在硅谷的一家创业公司从事电池包、充电器和电动汽车 (EV) 电池管理系统的开发工作。Hrag 毕业于圣何塞州立大学，获得电气工程理学学士学位。

Matthew Guibord 是德州仪器 (TI) 的模拟现场应用工程师，为 TI 的电动汽车产品系列提供支持。Matthew 之前还在 TI 的高速数据转换器团队工作，担任系统工程师，专注于航空航天与国防以及测试和测量终端设备。

Matthew 在密歇根州立大学获得计算机工程理学学士学位后，于 2010 年加入 TI。Matthew 于 2017 年在达拉斯的德克萨斯大学完成了电气工程理学硕士学位，主修数字信号处理。

Francisco Lauzurique 是德州仪器 (TI) 的应用工程师，负责提供固态继电器方面的支持。Francisco 在德州农工大学专攻模拟和混合信号，在取得电气工程理学学士学位后，于 2020 年加入 TI。他目前正在攻读德州农工大学电气工程理学硕士学位，专攻模拟和混合信号。

6 修订历史记录

Changes from Revision * (December 2022) to Revision A (January 2023)	Page
• 更新了整个文档中的表格、图和交叉参考的编号格式.....	1
• 通篇将 <i>M2</i> 更新为 <i>M1</i>	5
• 将 di/dt 从 <i>1A/us</i> 更新为 <i>1.429A/us</i>	5

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