

Design Guide: TIDA-050077

采用可堆叠电子保险丝的 4kW、12V 输入电源路径保护参考设计



说明

此参考设计展示适用于数据中心服务器的 12V、4kW 输入电源路径保护系统，使用了六个并联的 TPS25985 电子保险丝器件。TPS25985x 是一款封装集成的紧凑型可并联高电流电路保护和电源管理器件。该参考设计的主要目标是展示当两个器件位于同一区域（一个在 PCB 的顶部、另一个在 PCB 的底部）时 TPS25985 电子保险丝的热性能。在此配置中，四个器件位于顶层，另两个器件位于底层，与顶层的第二个和第三个器件直接对齐。

资源

TIDA-050077	设计文件夹
TPS25985、LM94022	产品文件夹
SN74LVC1G123、INA241A	产品文件夹
UCC27511、TLV760	产品文件夹
CSD18510Q5B	产品文件夹



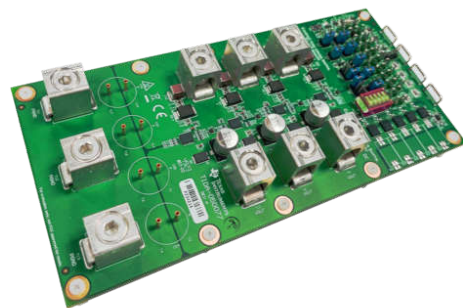
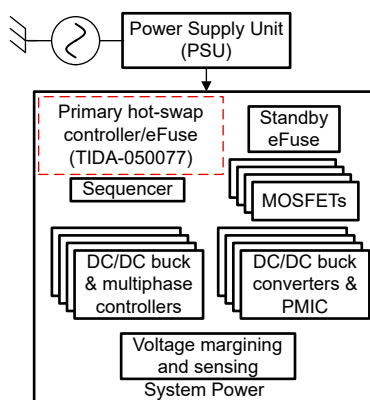
请咨询我司 TI E2E™ 支持专家

特性

- 能够在 55°C 的环境温度下承载 350A_{RMS} 的电流，而无需任何外部空气流量
- 220A 至 330A 可编程断路器阈值（使用板载跳线）
- 表示电源正常和故障状态的 LED 状态指示灯
- 启动下电上电和快速输出放电 (QOD) 的选项
- 使用板载金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET)、栅极驱动电路和负载电阻器施加自定义负载瞬态的选项
- 使用板载 MOSFET、栅极驱动电路和五个 1mΩ 并联电阻器执行输出热短路的选项
- 使用板载模拟温度传感器监测不同位置的 PCB 温度

应用

- 机架式服务器主板
- 高性能计算
- 网络接口卡 (NIC)
- 硬件加速器和 GPU 卡/模块
- 固定数据中心交换机
- 边缘路由器



1 系统说明

图 1-1 展示了 12V 企业服务器主板中的典型配电架构。该图还指示了电源树中可以在服务器主板中使用的 TIDA-050077 参考设计的位置。

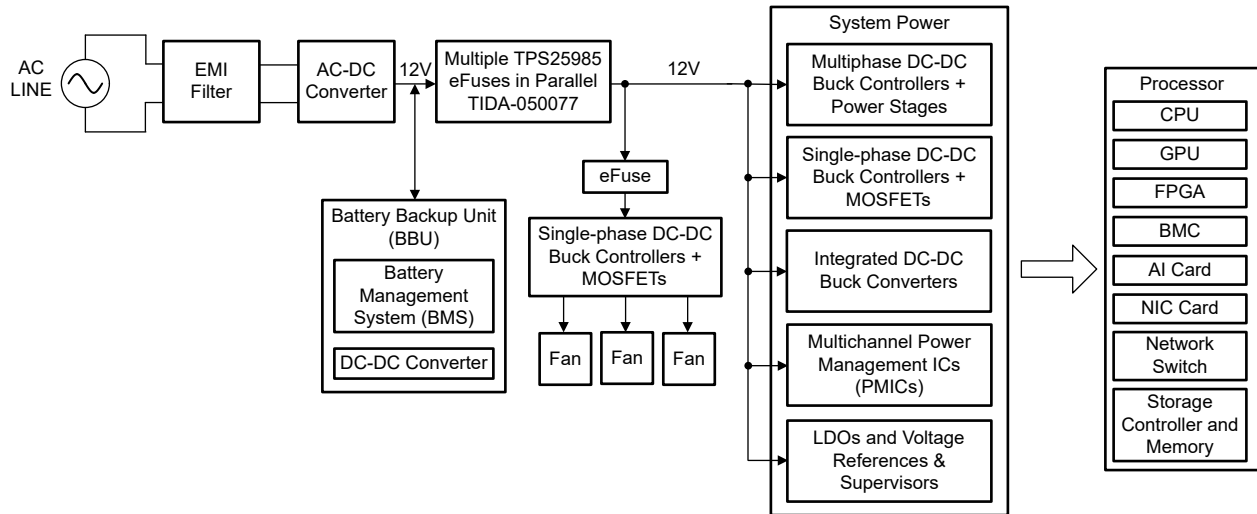


图 1-1. 系统方框图

1.1 主要系统规格

表 1-1 所示为此参考设计的设计参数。

表 1-1. 设计参数

参数	值
输入电压范围 (V_{IN})	10
最大 DC 负载电流 ($I_{OUT(max)}$)	300A
峰值电流	500A
最大输出电容 (C_{LOAD})	95mF
在 PG 置位之前所有负载是否都关闭?	否
启动时的负载 ($R_{LOAD(Startup)}$)	0.15 Ω (约等于最大稳定状态负载的 12%)
最高环境温度	55°C
瞬态过载消隐计时器	15ms
输出电压压摆率	1.2V/ms
是否需要承受输出端“热短路”情况?	是
是否需要承受“加电至短路”情况?	是
是否可以热插拔电路板或对电路板执行电源循环?	是
是否需要负载电流监测?	是
故障响应	闭锁

2 系统概述

TIDA-050077 参考设计展示数据中心服务器中的 12V、4kW 输入电源路径保护系统，使用了六个并联排列的 TPS25985 电子保险丝器件。TPS25985x 采用紧凑型封装集成的可并联设计，适用于高电流电路保护和电源管理。该器件只需很少的外部元件即可提供多种保护模式，能够非常有效地抵御过载、短路和过多的浪涌电流。此参考设计的主要目的是展示当两个器件位于同一位置（一个在 PCB 顶部，而另一个在 PCB 底部）时 TPS25985 电子保险丝的热性能。在此配置中，四个器件位于顶层，另两个器件位于底层，与顶层的第二个和第三个器件完全相对应。

此参考设计包含附加电路，可使用 SN74LVC1G123 单稳态振荡器和低侧 MOSFET 栅极驱动器 UCC27511 来安全地执行输出热短路实验。该设计还包含一个超精密电流检测放大器 INA241A，用于监测短路电流。使用四个模拟温度传感器 LM94022 来监控各个位置的 PCB 温度。

2.1 系统方框图

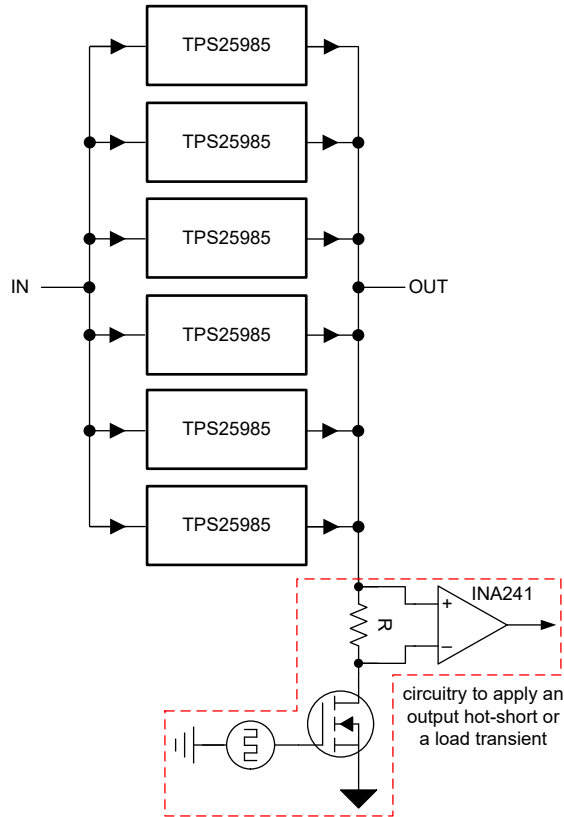


图 2-1. TIDA-050077 方框图

2.2 设计注意事项

2.2.1 确定要并联使用的电子保险丝器件数量

考虑到结温至环境温度热阻 ($R_{\theta JA}$) 的微小变化, 单个 TPS25985x 电子保险丝的额定最大稳态直流电流为 60A, 最大结温低于 125°C。由于多个器件并联放置, 每个电子保险丝的 $R_{\theta JA}$ 会进一步下降, 假设每个器件在 70°C 环境温度时的额定热设计电流 (TDC) 为 50A。

因此, 我们可以使用 [方程式 1](#) 来计算并联器件的数量 (N), 以支持最大稳定状态直流负载电流 ($I_{LOAD(max)}$), 对其进行设计建模。

$$N \geq \frac{I_{OUT(max)}(A)}{50A} \quad (1)$$

根据 [表 1-1](#), $I_{OUT(max)}$ 为 300A。因此, TIDA-050077 中并联连接了六 (6) 个 TPS25985 电子保险丝器件。

2.2.2 设置并联配置中的主器件和辅助器件

MODE 引脚用于将一个 TPS25985x 电子保险丝配置为并联链中的主器件, 并将其他 TPS25985x 电子保险丝配置为辅助器件。因此, 用户可以更改部分 TPS25985 引脚功能以方便进行主要和辅助配置, 如 [具有准确快速电流监测器的 TPS25985x 4.5V - 16V、0.59mΩ、80A 可堆叠电子保险丝](#) 数据表的多器件并联连接中所述。

让该引脚保持开路可将相应的器件配置为主器件。对于辅助器件, 必须将该引脚连接到 GND。

2.2.3 选择 C_{DVDT} 电容器以控制输出转换率和启动时间

为了实现稳健的设计, 需确保器件的结温在动态 (启动) 和稳态条件下均低于绝对最大额定值。通常, 动态功率应力比静态应力大几个数量级。因此, 为系统中的电容和相关负载确定正确的启动时间和浪涌电流限制至关重要, 可避免在启动期间发生热关断。

[表 2-1](#) 总结了在不同负载条件下启动时, 在未使用电源正常 (PG) 信号启动所有下游负载的情况下, 计算电子保险丝上平均浪涌功率损耗的公式。

表 2-1. 浪涌期间平均功率损耗的计算

启动期间的负载类型	计算平均浪涌功率损耗的公式
仅有输出电容器 C_{LOAD} (μF)	$\frac{V_{IN}^2 C_{LOAD}}{2T_{SS}} \quad (2)$
有输出电容器 C_{LOAD} (μF) 和恒定电阻 $R_{LOAD(Startup)}$ (Ω), 导通阈值为 V_{RTH} (V)	$\frac{V_{IN}^2 C_{LOAD}}{2T_{SS}} + \frac{V_{IN}^2}{R_{LOAD(Startup)}} \left[\frac{1}{6} - \left\{ \frac{1}{2} \left(\frac{V_{RTH}}{V_{IN}} \right)^2 \right\} + \left\{ \frac{1}{3} \left(\frac{V_{RTH}}{V_{IN}} \right)^3 \right\} \right] \quad (3)$
有输出电容器 C_{LOAD} (μF) 和恒定电流 $I_{LOAD(Startup)}$ (A), 导通阈值为 V_{CTH} (V)	$\frac{V_{IN}^2 C_{LOAD}}{2T_{SS}} + V_{IN} I_{LOAD(Startup)} \left[\frac{1}{2} - \left(\frac{V_{CTH}}{V_{IN}} \right) + \left\{ \frac{1}{2} \left(\frac{V_{CTH}}{V_{IN}} \right)^2 \right\} \right] \quad (4)$
有输出电容器 C_{LOAD} (μF) 和恒定功率 $P_{LOAD(Startup)}$ (W), 导通阈值为 V_{PTH} (V)	$\frac{V_{IN}^2 C_{LOAD}}{2T_{SS}} + P_{LOAD(Startup)} \left[\ln \left(\frac{V_{PTH}}{V_{IN}} \right) + \left(\frac{V_{PTH}}{V_{IN}} \right) - 1 \right] \quad (5)$

其中

- V_{IN} 是输入电压
- t_{SS} 是启动时间

通过组合不同的启动负载条件, 可以使用 [表 2-1](#) 中的公式计算总平均浪涌功率损耗 (P_{INRUSH})。为了实现成功启动, 系统必须满足 [方程式 6](#) 所述条件。

$$P_{INRUSH}(W) \sqrt{T_{SS}(s)} < 12 \times N \quad (6)$$

其中

- N 是并联电子保险丝的数量
- $12\text{V} \sqrt{s}$ 是单个 TPS25985x 电子保险丝的 SOA 限制

使用 [方程式 7](#) 获得允许的最大 T_{SS} 。

备注

德州仪器 (TI) 建议将 T_{SS} 设定在 5ms 至 120ms 范围内，以避免出现启动问题。

必须在 DVDT 引脚与 GND 引脚之间添加一个电容器 (C_{DVDT})，以便按前述计算结果设置所需的 T_{SS} 值。使用 [方程式 7](#) 来计算 C_{DVDT} 的值。必须将并联链中所有电子保险丝器件的 DVDT 引脚连接在一起。

$$C_{DVDT}(\text{pF}) = \frac{42000}{V_{IN}(\text{V})/T_{SS}(\text{ms})} \quad (7)$$

在 $V_{IN} = 12\text{V}$ ， $T_{SS} = 10\text{ms}$ 以及 [方程式 7](#) 的条件下，可以计算出所需的 C_{DVDT} 值为 35nF。最接近的 C_{DVDT} 标准值为 33nF，容差为 10% 且直流电压额定值为 25V。

备注

在某些系统中，可能存在具有低导通阈值电压的有源负载电路（例如低启动阈值电压的直流/直流转换器），这些电路会在电子保险丝完成浪涌序列之前开始消耗功率。这种情况会导致在启动期间电子保险丝内部产生额外的功率耗散，并可能引发热关断。德州仪器 (TI) 建议使用电子保险丝电源正常 (PG) 引脚来启用和禁用负载电路。这种方式可确保仅在电子保险丝完成启动后导通负载，提供全功率，同时避免因热关断而导致的风险。

2.2.4 选择 R_{IREF} 电阻器以设置过流保护和主动均流的基准电压

在此并联配置中，主电子保险丝的 IREF 内部电流源 (I_{IREF}) 与外部 IREF 引脚电阻器 (R_{IREF}) 相互作用以生成基准电压 (V_{IREF})，用于过流保护和主动均流块。将 IMON 引脚上的电压 (V_{IMON}) 用作 ADC 的输入电压以监测系统电流或在 VR 控制器内部实现平台电源控制 (Intel® PSYS) 功能时，必须将 V_{IREF} 设置为控制器 ISYS_IN 输入最大电压范围的一半。此操作为系统提供了必要的余量和动态范围，以准确地监测最高为快速跳变阈值 ($2 \times I_{OCP}$) 的负载电流。[方程式 8](#) 用于计算 R_{IREF} 的阻值。

$$V_{IREF} = I_{IREF} \times R_{IREF} \quad (8)$$

在 TIDA-050077 中， V_{IREF} 设置为 1V。当 $I_{IREF} = 25\mu\text{A}$ (典型值) 时，我们可以计算出目标 R_{IREF} 为 40kΩ。最接近的 R_{IREF} 标准值为 40.2kΩ，容差为 0.1% 且额定功率为 100mW。为了提高防噪性能，在 IREF 引脚和 GND 之间放置一个 1nF 陶瓷电容器。

备注

将 V_{IREF} 保持在建议的电压范围内，以确保过流检测电路正常工作。

2.2.5 选择 R_{IMON} 电阻器以设置稳定状态期间的过流 (断路器) 和快速跳变阈值

TPS25985x 电子保险丝通过在用户可调节的瞬态故障消隐间隔后关闭输出来应对稳定状态期间的输出过流情况。此电子保险丝器件持续检测系统总电流 (I_{OUT}) 并在 IMON 引脚上产生成比例的模拟电流输出 (I_{IMON})。这会在 IMON 引脚电阻器 (R_{IMON}) 两端产生电压 (V_{IMON}) 以响应负载电流，其定义为 [方程式 9](#)。

$$V_{IMON} = I_{OUT} \times G_{IMON} \times R_{IMON} \quad (9)$$

G_{IMON} 是 TPS25984、TPS25985 或 TPS25990 电子保险丝中的电流监测器增益 ($I_{IMON}: I_{out}$)，其典型值为 18.18μA/A。通过将 V_{IMON} 与作为阈值的 V_{IREF} 进行比较来检测过流情况。稳定状态期间的断路器阈值 (I_{OCP}) 可以使用 [方程式 10](#) 计算得出。

$$I_{\text{OCP(TOTAL)}} = \frac{V_{\text{IREF}}}{G_{\text{IMON}} \times R_{\text{IMON}}} \quad (10)$$

在 TIDA-050077 中，我们认为 $I_{\text{OCP(TOTAL)}}$ 是 $I_{\text{OUT(max)}}$ 的 1.1 倍。因此，将 $I_{\text{OCP(TOTAL)}}$ 设为 330A，在 G_{IMON} 为 $18.18\mu\text{A/A}$ 且 V_{IREF} 为 1V 的情况下，可以计算出 R_{IMON} 为 166.67Ω 。最接近的 R_{IMON} 标准值是 167Ω ，容差为 0.1% 且额定功率为 100mW。为了降低噪声，请在 IMON 引脚和 GND 之间放置一个 22pF 陶瓷电容器。

备注

选择 R_{IMON} 时必须考虑系统输出电流 (I_{OUT})，而不是每个器件承载的电流。

2.2.6 选择 R_{ILIM} 电阻器以设置启动期间的电流限制和快速跳变阈值以及稳定状态期间的主动均流阈值

R_{ILIM} 用于设置并联链中各器件在稳定状态期间的主动均流阈值和启动期间的过流限制。每个器件都持续监测流过它的电流 (I_{DEVICE}) 并在 ILIM 引脚上输出成比例的模拟输出电流。这进而在相应的 ILIM 引脚电阻器 (R_{ILIM}) 两端产生成比例的电压 (V_{ILIM})，表示为 [方程式 11](#)。

$$V_{\text{ILIM}} = I_{\text{DEVICE}} \times G_{\text{ILIM}} \times R_{\text{ILIM}} \quad (11)$$

G_{ILIM} 是电流监测器增益 ($I_{\text{ILIM}}: I_{\text{DEVICE}}$)，其典型值为 $18.18\mu\text{A/A}$ 。

- **稳定状态期间的主动均流**：此机制仅在器件达到稳定状态后才起作用，并通过将其自身的负载电流信息 (V_{ILIM}) 与主动均流参考 ($\text{CLREF}_{\text{LIN}}$) 阈值（定义为 [方程式 12](#)）进行比较而独立起作用。

$$\text{CLREF}_{\text{LIN}} = \frac{1.1 \times V_{\text{IREF}}}{3} \quad (12)$$

因此，必须使用 [方程式 13](#) 计算 R_{ILIM} 以将主动均流阈值定义为 $I_{\text{OCP(TOTAL)}} / N$ ，其中 N 是并联器件的数量。使用 $N = 6$ 、 $R_{\text{IMON}} = 167\Omega$ 和 [方程式 13](#)，可以计算出 R_{ILIM} 为 367.4Ω 。对于每个器件，选择容差为 0.1% 且额定功率为 100mW 的最接近标准值 365Ω 的电阻器作为 R_{ILIM} 。

$$R_{\text{ILIM}} = \frac{1.1 \times N \times R_{\text{IMON}}}{3} \quad (13)$$

备注

为了确定 R_{ILIM} 的值，如果需要不同于 I_{OCP} / N 的主动均流阈值 ($I_{\text{LIM(ACS)}}$)，则必须使用 [方程式 14](#)。

$$R_{\text{ILIM}} = \frac{1.1 \times V_{\text{IREF}}}{3 \times G_{\text{ILIM}} \times I_{\text{LIM(ACS)}}} \quad (14)$$

在下一小节中计算启动期间的电流限制阈值时，请务必使用该 R_{ILIM} 值。

- **启动期间的过流限制**：在浪涌期间，通过比较每个器件的负载电流信息 (V_{ILIM}) 和经调节的参考电压来检测过流情况，如 [方程式 15](#) 中所示。

$$\text{CLREF}_{\text{SAT}} = \frac{0.7 \times V_{\text{IREF}}}{3} \quad (15)$$

启动期间的电流限制阈值可以使用 [方程式 16](#) 计算。

$$I_{\text{LIM(Startup)}} = \frac{\text{CLREF}_{\text{SAT}}}{G_{\text{ILIM}} \times R_{\text{ILIM}}} \quad (16)$$

通过将每个器件的 R_{ILIM} 值设为 365Ω ，可以将每个器件的启动电流限制为大约 35A，并将 $I_{\text{LIM(ACS)}}$ 设置为大约 55A。

备注

在启动期间，有源电流限制块根据 V_{OUT} 采用折返机制。当 V_{OUT} 低于 1.99V 的折返阈值 (V_{FB}) 时，会进一步降低电流限制阈值。

2.2.7 选择 C_{ITIMER} 电容器以设置过流消隐计时器

必须在主器件或独立器件的 ITIMER 引脚与接地端之间连接一个合适的电容器，以调整允许负载瞬态超过断路器阈值的持续时间。瞬态过流消隐间隔可使用 [方程式 17](#) 计算得出。

$$t_{\text{ITIMER}}(\text{ms}) = \frac{C_{\text{ITIMER}}(\text{nF}) \times \Delta V_{\text{ITIMER}}(\text{V})}{I_{\text{ITIMER}}(\mu\text{A})} \quad (17)$$

其中

- T_{ITIMER} = 瞬态过流消隐计时器
- C_{ITIMER} 是连接在主要器件的 ITIMER 引脚与 GND 之间的电容器
- I_{ITIMER} = 2.07μA (典型值)
- ΔV_{ITIMER} = 1.5V (典型值)

在此设计中，使用容差为 10% 且直流额定电压为 25V 的 22nF 电容作为主器件的 C_{ITIMER}，这使得 t_{ITIMER} 为 16.5ms。所有辅助器件的 ITIMER 引脚应保持开路。

2.2.8 选择电阻器以设置欠压锁定阈值

用户可使用连接在器件的 IN、EN/UVLO 和 GND 引脚之间的外部分压器网络 R₁ 和 R₂ 来调整欠压锁定 (UVLO) 阈值，如 [TPS25985x](#) 数据表中 [欠压保护](#) 一节所述。设置 UVLO 阈值所需的电阻值使用 [方程式 18](#) 计算得出。

$$V_{\text{IN(UV)}} = V_{\text{UVLO(R)}} \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (18)$$

为了尽可能降低从电源汲取的输入电流，TI 建议对 R₁ 和 R₂ 使用较高的电阻值。R₁ 和 R₂ 从电源汲取的电流为 I_{R12} = V_{IN} / (R₁ + R₂)。但是，由于连接到电阻器串的外部有源元件而产生的漏电流会增加这些计算的误差。因此，电阻串电流 I_{R12} 必须为 EN/UVLO 引脚上漏电流 (I_{ENLKG}) 的 20 倍。根据器件电气规格，I_{ENLKG} 为 0.1μA (最大值)，UVLO 上升阈值 V_{UVLO(R)} = 1.2V。根据设计要求，V_{INUVLO} = 10.8V。首先选择 R₁ 的值 = 1MΩ，然后使用 [方程式 18](#) 计算得出 R₂ = 125kΩ。使用最接近的标准 1% 电阻值：R₁ = 1MΩ 和 R₂ = 124kΩ。为了降低噪声，在 EN/UVLO 引脚和 GND 之间放置一个 1nF 陶瓷电容器。

2.2.9 选择 V_{IN} 和 V_{DD} 之间的 R-C 滤波器

V_{DD} 引脚用于通过经滤波的稳定电源为电子保险丝器件的内部控制电路供电，使之不受系统瞬态的影响。因此，在输入电源 (IN 引脚) 和 V_{DD} 引脚之间使用 R (10Ω) - C (2.2μF) 滤波器。这有助于滤除电源噪声，并在出现严重故障 (例如输出端短路) 期间保持控制器电源。在并联链中，必须为每个器件采用此 R-C 滤波器。

2.2.10 为 SWEN、PG、FLT 和 CMPOUT 引脚选择上拉电阻器和电源

FLT、PG 和 CMPOUT 是开漏输出。如果使用这些逻辑信号，则必须通过 10kΩ 上拉电阻将相应的引脚上拉至合适的电源轨电压。

备注

SWEN 引脚的电压必须通过 100kΩ 电阻上拉至 2.5V 至 5V。该上拉电源必须从电子保险丝的输入电压 (V_{IN}) 生成，且需在电子保险丝使能前就绪，否则电子保险丝将无法启动。

2.2.11 输入端 TVS 二极管的选择和输出端肖特基二极管的选择

当器件瞬时中断大量电流造成短路或电流过载时，输入电感会在输入端产生正电压尖峰，而输出电感会在输出端产生负电压尖峰。这些电压尖峰 (瞬变) 的峰值振幅取决于与器件输入或输出串联的电感值。如果不采取适当的措施来解决此问题，此类瞬变可能会超过器件的绝对最大额定值，并最终因电气过应力 (EOS) 而导致故障。解决此问题的典型方法包括：

1. 更大限度减少进出器件的引线长度和电感。
2. 使用较大的 PCB GND 平面。
3. 在输入端增加瞬态电压抑制 (TVS) 二极管来钳制正瞬态尖峰。
4. 在输出端使用肖特基二极管来吸收负尖峰。

请参阅 [热插拔电路中的 TVS 钳位](#) 和 [在热插拔和 ORing 应用中选择 TVS 二极管](#)，了解以下详细信息：选择合适的 TVS 二极管以及要并联的 TVS 二极管数量，以有效地将输入端的正瞬态电压钳位在 IN 引脚的绝对最大额定值 (20V) 以下。这些 TVS 二极管还有助于在热插拔事件期间限制 IN 引脚上的瞬态电压。TIDA-050077 中使用五 (5) 个并联 5.0SMDJ12A。

备注

所选 TVS 二极管在 I_{pp} (10/1000 μ s) (V) 时的最大钳位电压 V_C 规格必须低于电源输入 (IN) 引脚的绝对最大额定值，以确保电子保险丝器件安全工作。

必须根据以下标准来选择肖特基二极管：

- 所选二极管的非重复峰值正向浪涌电流 (I_{FSM}) 必须大于快速跳变阈值 ($2 \times I_{OCP(TOTAL)}$)。如果单个肖特基二极管无法满足所需的 I_{FSM} 额定值，则必须使用两个或更多个并联的肖特基二极管。[方程式 19](#) 可计算出必须并联的肖特基二极管数量 ($N_{Schottky}$)。

$$N_{Schottky} > \frac{2 \times I_{OCP(TOTAL)}}{I_{FSM}} \quad (19)$$

- 必须尽可能降低 I_{FSM} 处或附近的正向压降 (V_F)。为了获得理想结果，OUT 引脚上的负瞬态电压钳位应在 OUT 引脚的绝对最大额定值范围内 ($-1V$)。
- 直流阻断电压 (V_{RM}) 必须大于最大输入工作电压。
- 漏电流 (I_R) 必须尽可能小。

TIDA-050077 中使用五 (5) 个并联 PMEG045V100EPE-QZ 器件。

2.2.12 选择 C_{IN} 和 C_{OUT}

TI 建议增加陶瓷旁路电容器，以帮助稳定输入端和输出端的电压。 C_{IN} 的值必须保持较小，以最大限度地减小热插拔事件期间的电流尖峰。对于每个器件，0.1 μ F 的 C_{IN} 是合理的目标。由于 C_{OUT} 在热插拔期间不会充电，因此可以在每个器件的 OUT 引脚上使用较大的值 (例如 2.2 μ F)。

2.3 重点产品

2.3.1 TPS25985

TPS25985x 是采用小型封装的集成式高电流电路保护和电源管理器件。该器件只需很少的外部元件即可提供多种保护模式，能够非常有效地抵御过载、短路和过多浪涌电流。

浪涌电流有特别要求的应用可以通过单个外部电容器设定输出转换率。用户可根据系统需求设置输出电流限制电平。借助用户可调节的过流消隐计时器，系统可在电子保险丝不出现跳变的情况下支持负载电流的瞬态峰值。

2.3.2 LM94022 和 LM94022-Q1

LM94022 和 LM94022-Q1 (LM94022x) 器件是精密模拟输出 CMOS 集成电路温度传感器，具有可选的线性负温度系数 (NTC)。AB 类输出结构为 LM94022x 提供了强大的输出源电流和灌电流能力，用于驱动重瞬态负载 (如采样保持模数转换器 (ADC) 的输入所呈现的负载)。LM94022x 具有 5.4 μ A 的低电源电流和 1.5V 的工作电压，因此非常适合用于电池供电系统和一般温度检测应用。

2.3.3 INA241x

INA241x 是一款超精密双向电流检测放大器，可在 -5V 至 110V 的宽共模电压范围内测量分流电阻上的压降，不受电源电压的影响。该器件在低失调电压 ($\pm 10\mu$ V，最大值)、较小增益误差 ($\pm 0.01\%$ ，最大值) 和高直流 CMRR (典型值为 166dB) 等特性的综合作用下，可实现高精度电流测量。INA241x 适用于开关系统中的高压双向测量，这些系统在器件输入端会出现高共模瞬态电压。由于输入端的共模电压转换，INA241x 内部的增强型 PWM 抑制电路可确保输出端的信号干扰最小。

2.3.4 TLV760

TLV760 是一款集成式线性电压稳压器，能够以高达 30V 的输入电压运行。在工作温度范围内，TLV760 在 100mA 全负载下的最大压降为 1.2V。TLV760 的标准封装是 3 引脚 SOT-23 封装。

TLV760 现有 3.3V、5V、12V 和 15V 型号。TLV760 系列采用 SOT-23 封装，因此器件适用于空间受限的应用。TLV760 是 LM78Lxx 系列及类似器件的小尺寸替代产品。

2.3.5 SN74LVC1G123

SN74LVC1G123 器件是一款单通道可重触发的单稳多谐振荡器，需在 1.65V 至 5.5V VCC 下运行。

该单稳多谐振荡器可通过三种方法来控制输出脉冲持续时间。在第一种方法中，A 输入为低电平，B 输入为高电平。在第二种方法中，B 输入为高电平，A 输入为低电平。第三种方法中，A 输入为低电平，B 输入为高电平，清零 ($\overline{\text{CLR}}$) 输入为高电平。

2.3.6 UCC27511A

UCC27511A 器件是一款紧凑型栅极驱动器，可为 NPN 和 PNP 离散驱动器（缓冲电路）设计提供出色的替代方案。UCC27511A 器件是一款单通道低侧高速栅极驱动器，适用于 MOSFET、IGBT 和新兴的宽带隙功率器件（如 GaN）。UCC27511A 器件具有上升和下降时间短、传播延迟等特性，因此非常适合高速应用。不对称的 4A 峰值拉电流和 8A 峰值灌电流可提高其对米勒效应引起的寄生导通现象的抗扰性。分离输出配置仅使用两个电阻器即可轻松实现对上升时间和下降时间的独立调节，无需使用外部二极管。宽输入迟滞和负输入电压处理等特性提高了瞬态抗扰度。

2.3.7 CSD18510Q5B

这款 40V 0.79m Ω 5mm x 6mm SON NexFET™ 功率 MOSFET 专用于更大限度地降低功率转换应用中的损耗。

3 硬件、软件、测试要求和测试结果

3.1 硬件要求

- TIDA-050077 参考设计电路板
- 直流电源：N8951A，自动量程系统直流电源，80V，510A，15kW
- 直流电子负载：63210A-150-1000，大功率直流电子负载，150V，1000A，10kW
- 数字万用表
- Fluke® Ti480 PRO 红外热像仪
- MDO4000C 混合域示波器

图 3-1 至 图 3-4 展示了参考设计原理图。

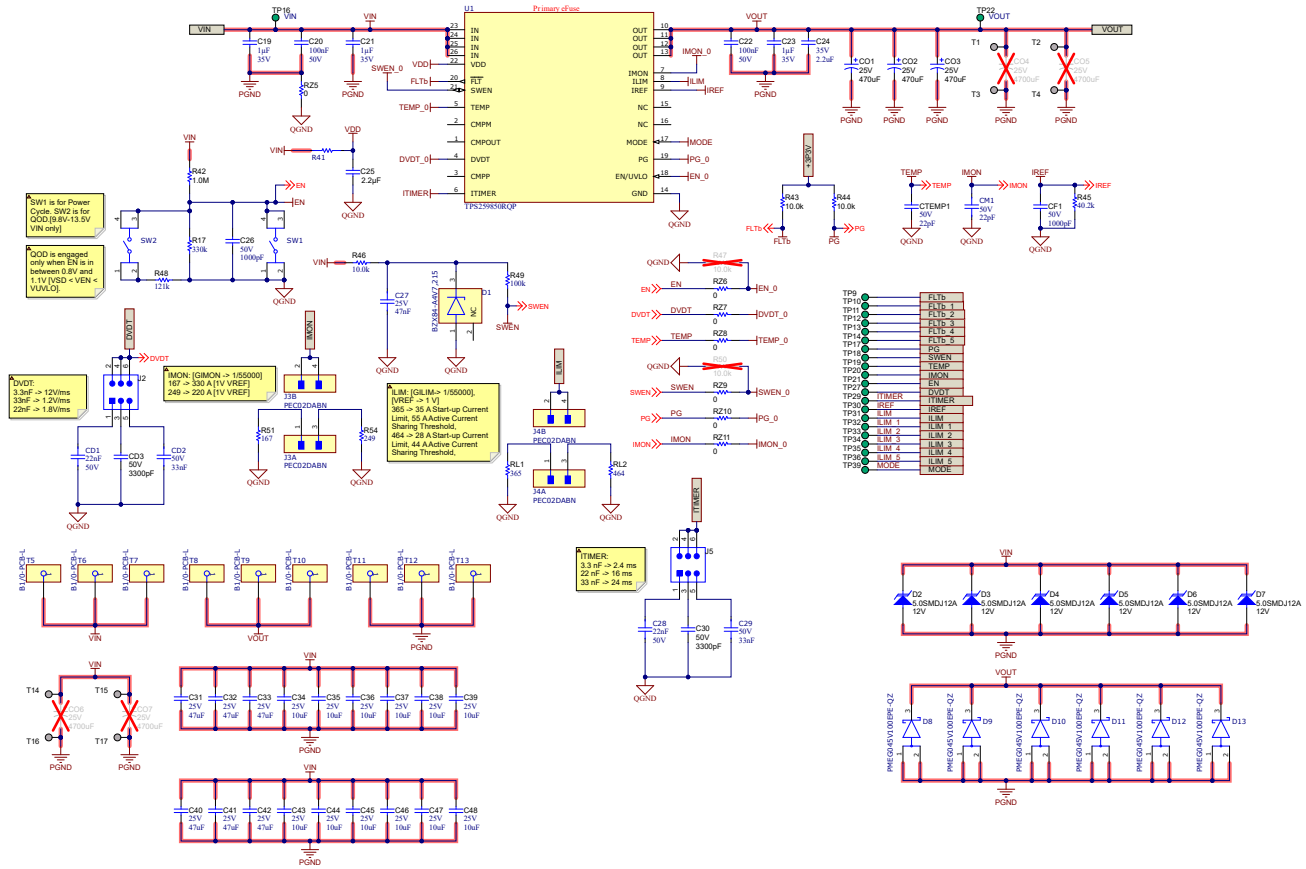


图 3-1. TIDA-050077 参考设计 (原理图 1)

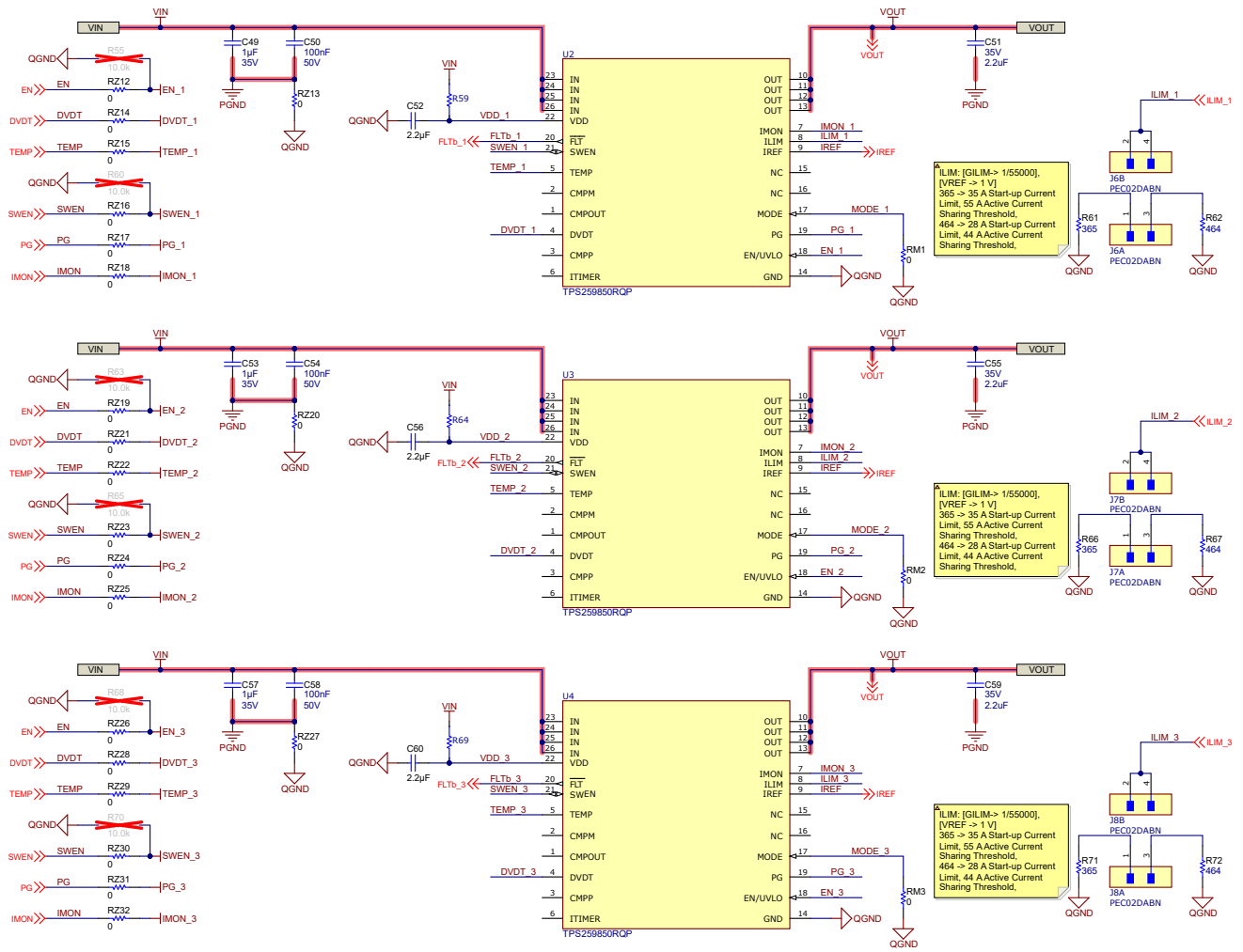


图 3-2. TIDA-050077 参考设计 (原理图 2)

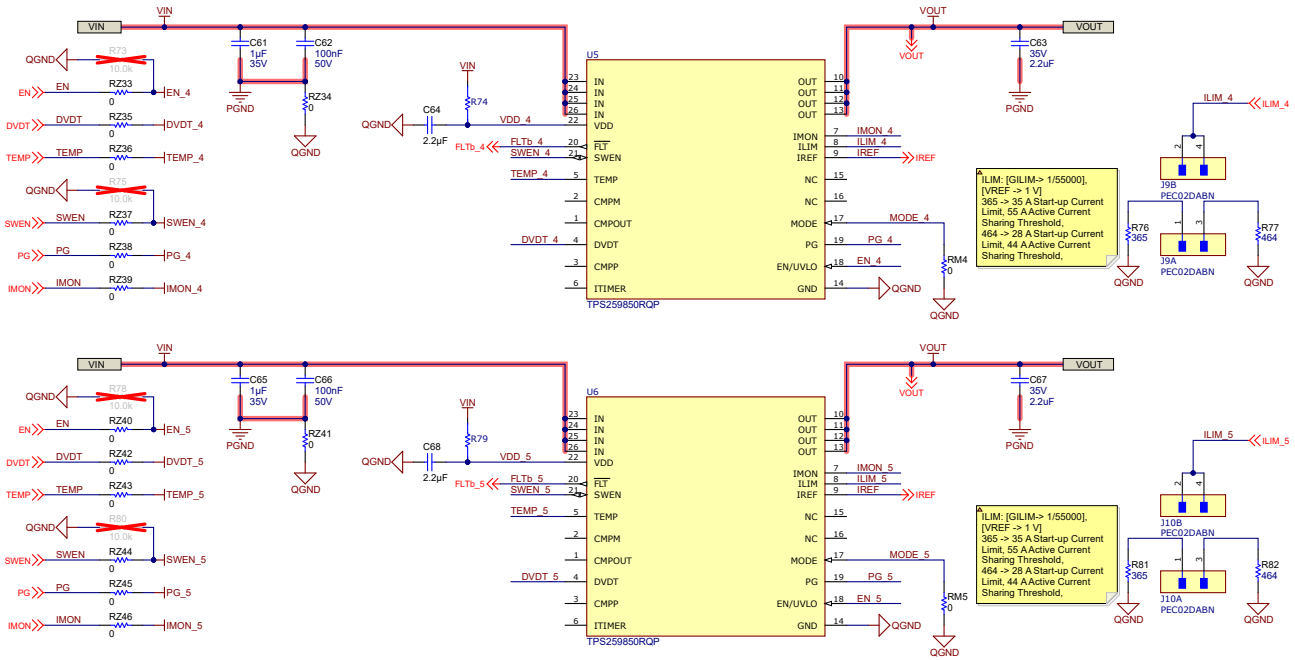


图 3-3. TIDA-050077 参考设计 (原理图 3)

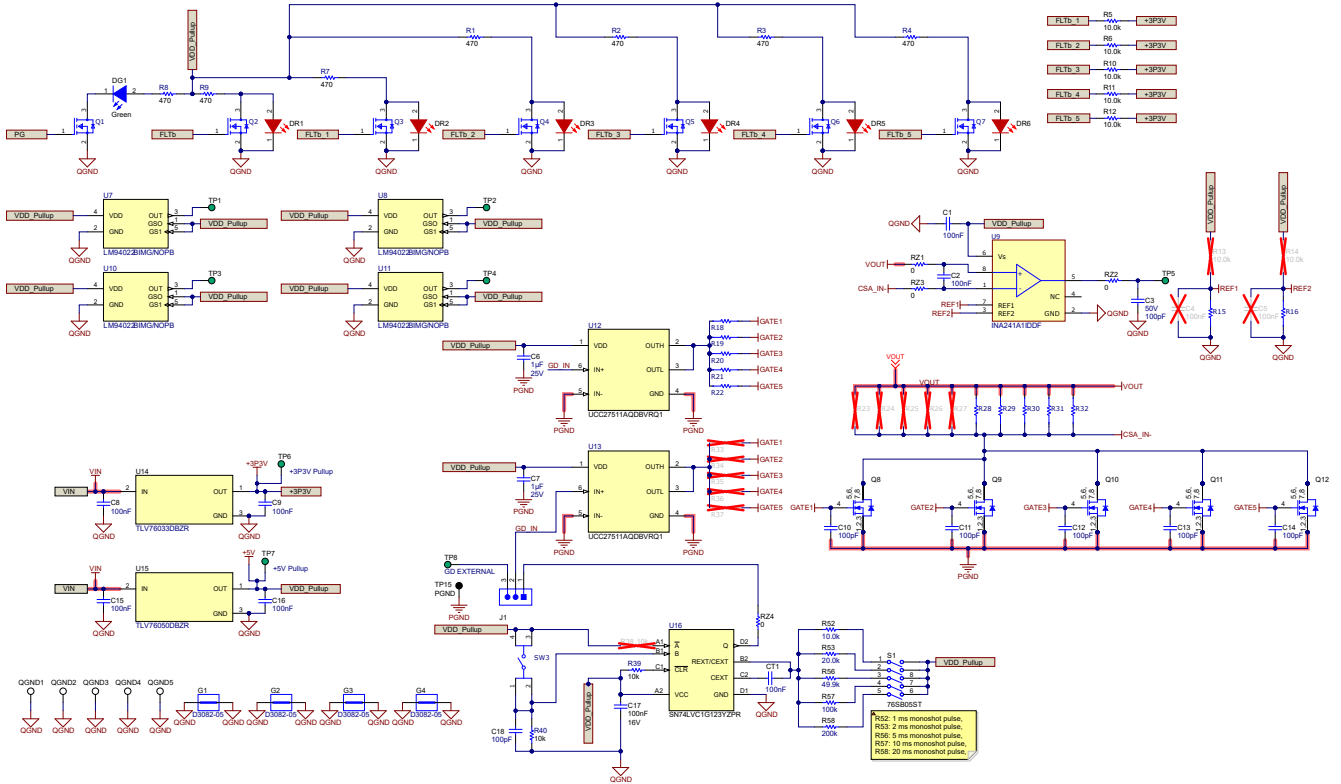


图 3-4. TIDA-050077 参考设计 (原理图 4)

图 3-5 至 图 3-7 展示了参考设计电路板图。

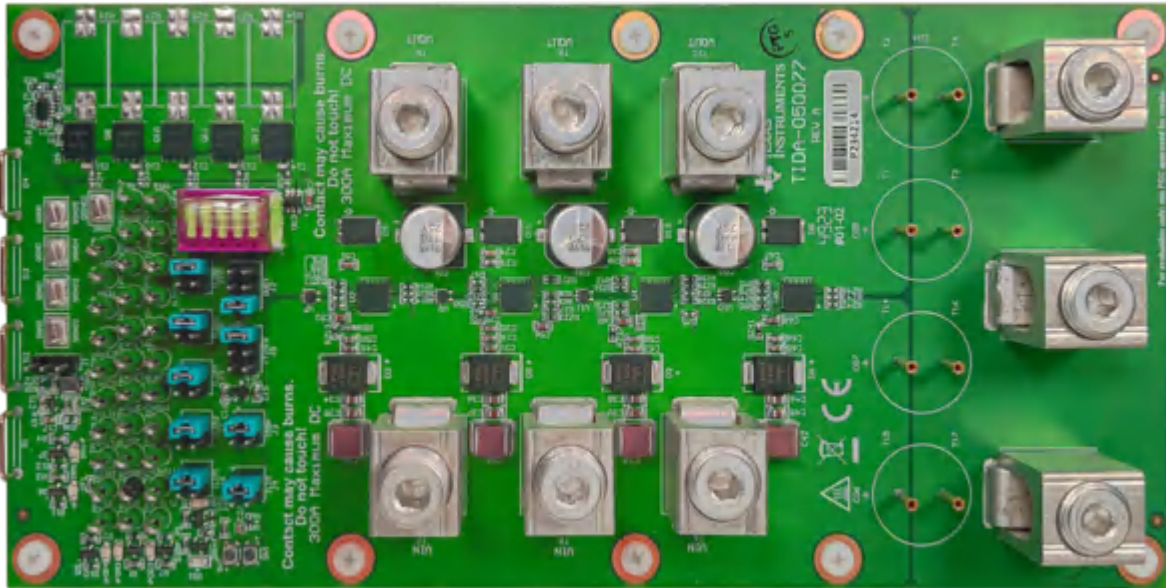


图 3-5. TIDA-050077 参考设计：顶视图

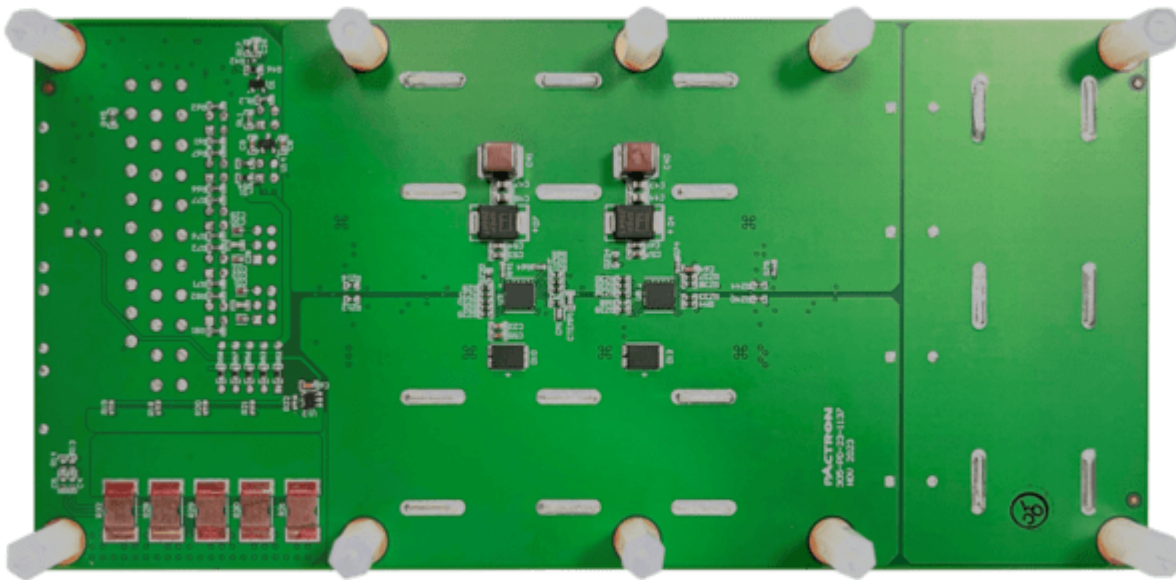


图 3-6. TIDA-050077 参考设计：底视图

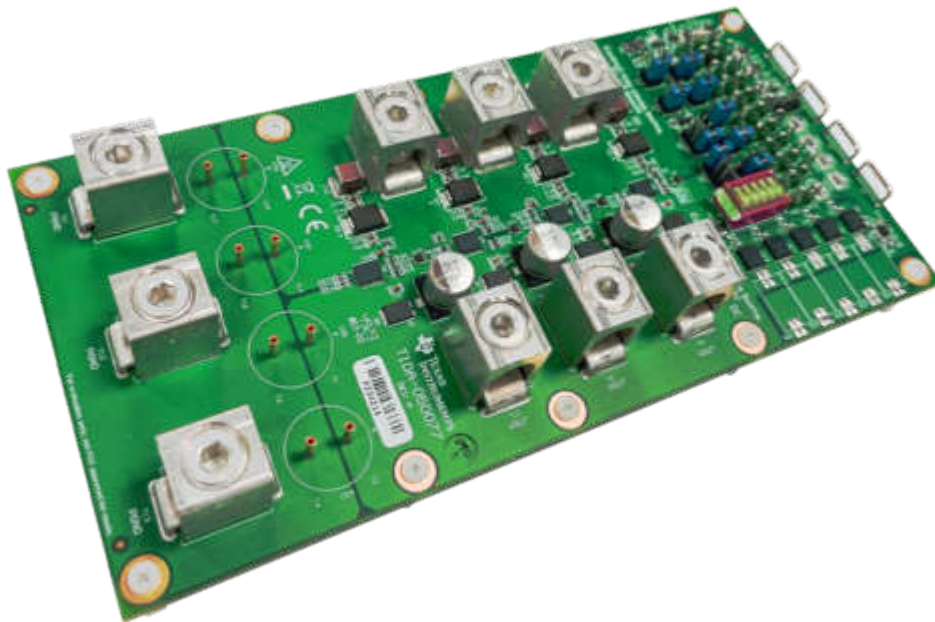


图 3-7. TIDA-050077 参考设计：角度视图

3.2 测试设置

图 3-8 展示了测试设置方框图。

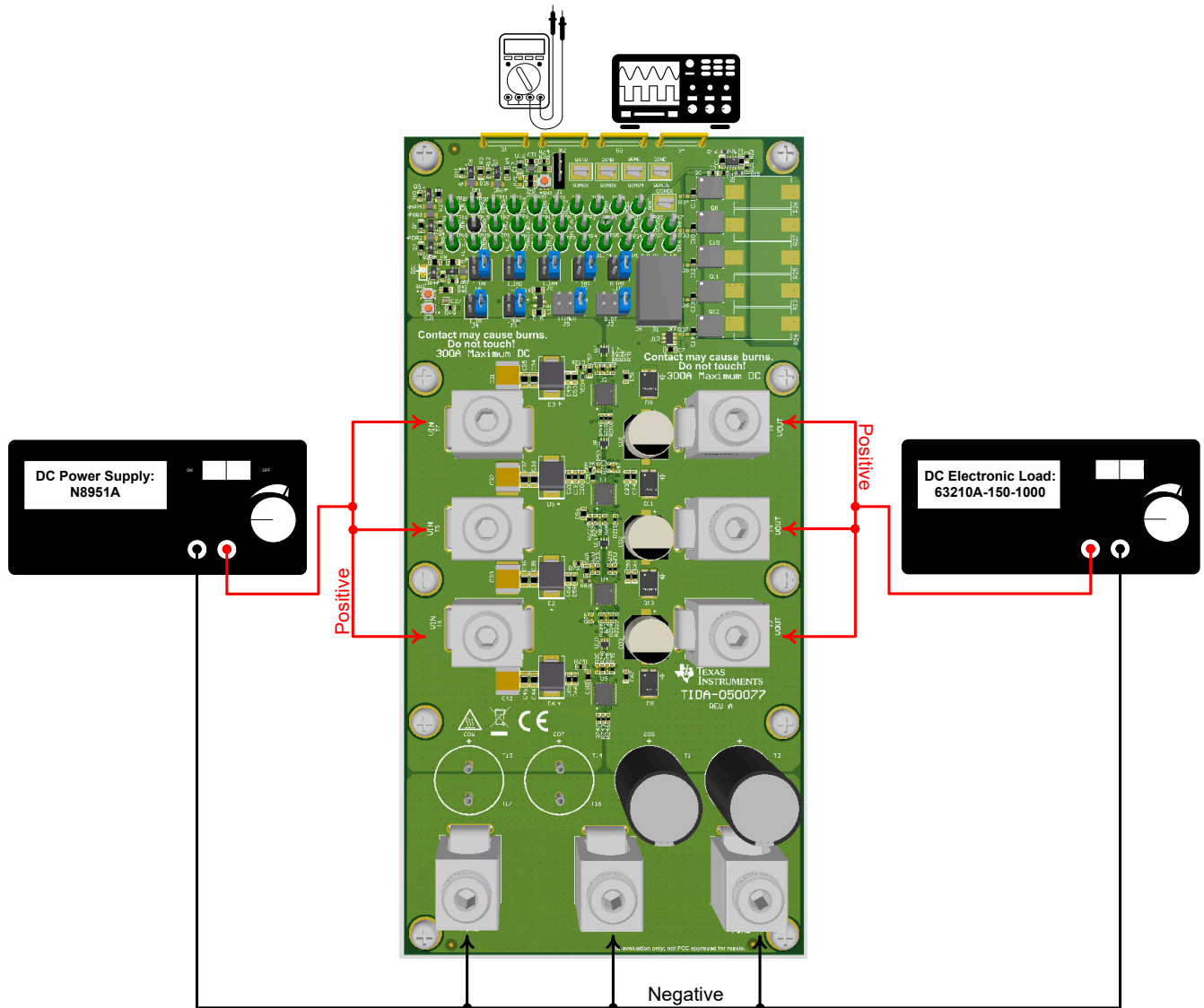


图 3-8. TIDA-050077 测试设置

3.3 测试结果

表 3-1 和 表 3-2 汇总了实验结果。

表 3-1. 在 TIDA-050077 上采集的实验结果

板载配置	实验名称	测试条件	图编号
四个并联器件：顶层有两个器件，底层有两个器件	输入热插拔	V_{IN} 从 0V 阶跃至 12V, $C_{OUT} = 26\text{mF}$, $C_{DVDT} = 33\text{nF}$, R_{ILIM} (每个器件) = $365\ \Omega$, $R_{IREF} = 40.2\text{k}\ \Omega$ 且 $R_{LOAD} = 1\ \Omega$	图 3-9
	使用 ENABLE 加电	$V_{IN} = 12\text{V}$, EN 从 0V 阶跃至 3V, $C_{OUT} = 58\text{mF}$, $C_{DVDT} = 33\text{nF}$, R_{ILIM} (每个器件) = $365\ \Omega$, $R_{IREF} = 40.2\text{k}\ \Omega$ 且 $R_{LOAD} = 0.2\ \Omega$	图 3-10
	在加电期间器件之间的电流共享	$V_{IN} = 12\text{V}$, EN 从 0V 阶跃至 3V, $C_{OUT} = 58\text{mF}$, $C_{DVDT} = 33\text{nF}$, R_{ILIM} (每个器件) = $365\ \Omega$, $R_{IREF} = 40.2\text{k}\ \Omega$ 且 $R_{LOAD} = 0.15\ \Omega$	图 3-11
	加电至输出对地短路	$V_{IN} = 12\text{V}$, EN 从 0V 阶跃至 3V, R_{ILIM} (每个器件) = $464\ \Omega$, $R_{IREF} = 40.2\text{k}\ \Omega$, OUT 引脚短接至 PGND 引脚	图 3-12
	在加电至输出对地短路期间器件之间的电流共享	$V_{IN} = 12\text{V}$, EN 从 0V 阶跃至 3V, R_{ILIM} (每个器件) = $464\ \Omega$, $R_{IREF} = 40.2\text{k}\ \Omega$, OUT 引脚短接至 PGND 引脚	图 3-13
	持续过流保护	$V_{IN} = 12\text{V}$, $t_{TIMER} = 16\text{ms}$, $C_{OUT} = 58\text{mF}$, $R_{IMON} = 249\ \Omega$, $R_{IREF} = 40.2\text{k}\ \Omega$, I_{OUT} 从 200A 上升至 350A 并持续 100ms, 然后降回至 200A 采集的信号: V_{in} 、 V_{OUT} 、ITIMER 和 IIN	图 3-14
		$V_{IN} = 12\text{V}$, $t_{TIMER} = 16\text{ms}$, $C_{OUT} = 58\text{mF}$, $R_{IMON} = 249\ \Omega$, $R_{IREF} = 40.2\text{k}\ \Omega$, I_{OUT} 从 200A 上升至 350A 并持续 100ms, 然后降回至 200A 采集的信号: V_{IREF} 、 V_{IMON} 、ITIMER 和 IIN	图 3-15
	瞬态过流消隐	$V_{IN} = 12\text{V}$, $t_{TIMER} = 16\text{ms}$, $C_{OUT} = 58\text{mF}$, $R_{IMON} = 249\ \Omega$, $R_{IREF} = 40.2\text{k}\ \Omega$, I_{OUT} 在 200A 持续 10ms, 接着上升至 350A 并持续 10ms, 然后降回 200A 并持续 10ms 采集的信号: V_{in} 、 V_{OUT} 、ITIMER 和 IIN	图 3-16
		$V_{IN} = 12\text{V}$, $t_{TIMER} = 16\text{ms}$, $C_{OUT} = 58\text{mF}$, $R_{IMON} = 249\ \Omega$, $R_{IREF} = 40.2\text{k}\ \Omega$, I_{OUT} 在 200A 持续 10ms, 接着上升至 350A 并持续 10ms, 然后降回 200A 并持续 10ms 采集的信号: V_{IREF} 、 V_{IMON} 、ITIMER 和 IIN	图 3-17
	持续过载期间器件之间电流共享	$V_{IN} = 12\text{V}$, $t_{TIMER} = 16\text{ms}$, $C_{OUT} = 58\text{mF}$, $R_{IMON} = 249\ \Omega$, $R_{IREF} = 40.2\text{k}\ \Omega$, I_{OUT} 从 200A 上升至 350A 并持续 100ms, 然后降回至 200A	图 3-18
	瞬态过载期间器件之间的电流共享	$V_{IN} = 12\text{V}$, $t_{TIMER} = 16\text{ms}$, $C_{OUT} = 58\text{mF}$, $R_{IMON} = 249\ \Omega$, $R_{IREF} = 40.2\text{k}\ \Omega$, I_{OUT} 在 200A 持续 10ms, 接着上升至 350A 并持续 10ms, 然后降回 200A 并持续 10ms	图 3-19
	负载瞬态期间的主动电流共享	$V_{IN} = 12\text{V}$, $C_{OUT} = 58\text{mF}$, $R_{IMON} = 167\ \Omega$, $R_{IREF} = 40.2\text{k}\ \Omega$, R_{ILIM} (每个器件) = $365\ \Omega$, I_{OUT} 在 100ms 内从 0A 上升至 200A, 接着在 100ms 内上升至 330A, 然后在 100ms 内降回至 200A	图 3-20
	稳定状态期间的主动电流共享	$V_{IN} = 12\text{V}$, $C_{OUT} = 58\text{mF}$, $R_{IMON} = 167\ \Omega$, $R_{IREF} = 40.2\text{k}\ \Omega$, R_{ILIM} (每个器件) = $365\ \Omega$ 且 $I_{OUT} = 260\text{A}$	图 3-21
	输出热短路	$V_{IN} = 12\text{V}$, $C_{OUT} = 58\text{mF}$, $R_{IMON} = 249\ \Omega$, $R_{IREF} = 40.2\text{k}\ \Omega$, 且在稳定状态下, OUT 连接到 PGND。	图 3-22

表 3-1. 在 TIDA-050077 上采集的实验结果 (续)

板载配置	实验名称	测试条件	图编号
六个并联器件：顶层有四个器件，底层有两个器件	使用 ENABLE 加电	$V_{IN} = 12V$ ，EN 从 0V 阶跃至 3V， $C_{OUT} = 95mF$ ， $C_{DVDT} = 33nF$ ， R_{ILIM} (每个器件) = 365Ω ， $R_{IREF} = 40.2k\Omega$ 且 $R_{LOAD} = 0.15\Omega$	图 3-23
	加电至输出对地短路	$V_{IN} = 12V$ ，EN 从 0V 阶跃至 3V， R_{ILIM} (每个器件) = 365Ω ， $R_{IREF} = 40.2k\Omega$ ，OUT 引脚短接至 PGND 引脚	图 3-24
	瞬态过流消隐	$V_{IN} = 12V$ ， $t_{TIMER} = 16ms$ ， $C_{OUT} = 95mF$ ， $R_{IMON} = 167\Omega$ ， $R_{IREF} = 40.2k\Omega$ ， I_{OUT} 在 300A 持续 10s，接着上升至 500A 并持续 10ms，然后降回至 300A 并持续 10ms	图 3-25
	持续过流保护	$V_{IN} = 12V$ ， $t_{TIMER} = 16ms$ ， $C_{OUT} = 95mF$ ， $R_{IMON} = 167\Omega$ ， $R_{IREF} = 40.2k\Omega$ ， I_{OUT} 从 300A 上升至 500A 并持续 100ms，然后降回至 300A	图 3-26

表 3-2. TIDA-050077 参考设计的热性能

板载配置	测试条件	采集的热像图	图编号
四个并联器件：所有元件均位于顶层。	$V_{IN} = 12V$ ， $I_{OUT} = 200A$ ，无外部气流	顶层	图 3-27
四个并联器件：两个器件在顶层，另外两个器件位于底层与顶层器件完全相同的位置。	$V_{IN} = 12V$ ， $I_{OUT} = 200A$ ，无外部气流	顶层	图 3-28
		底层	图 3-29
六个并联器件：顶层有四个器件，底层有两个器件且它们与顶层第二个和第三个器件的位置完全相同。	$V_{IN} = 12V$ ， $I_{OUT} = 300A$ ，无外部气流	顶层	图 3-30
		底层	图 3-31

图 3-9 至 图 3-26 显示 TIDA-050077 参考设计中的各种测试结果。

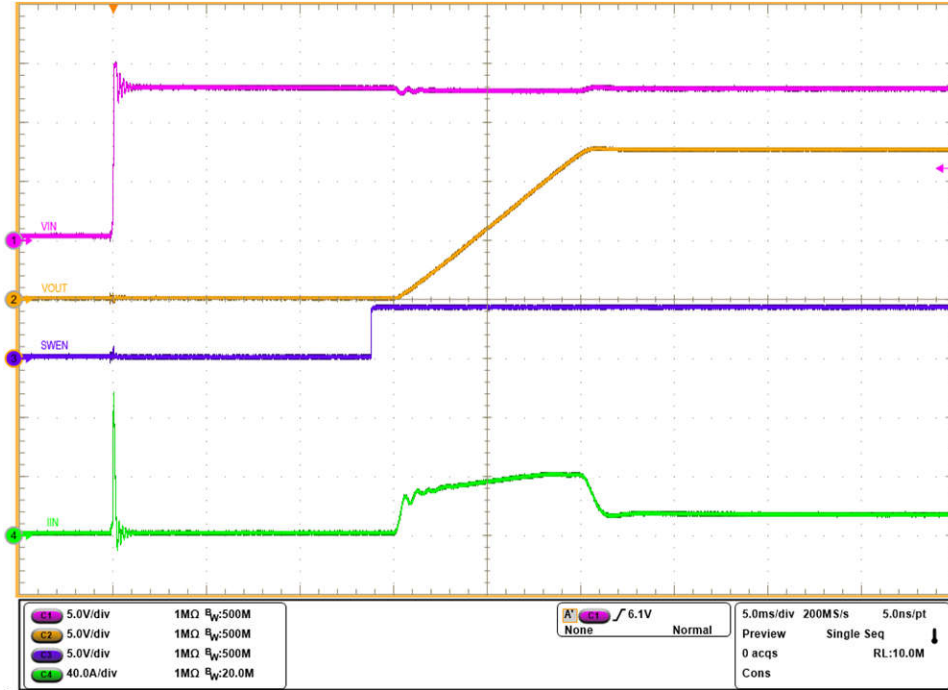


图 3-9. 顶层有两个器件且底层有两个器件时的热插拔配置文件

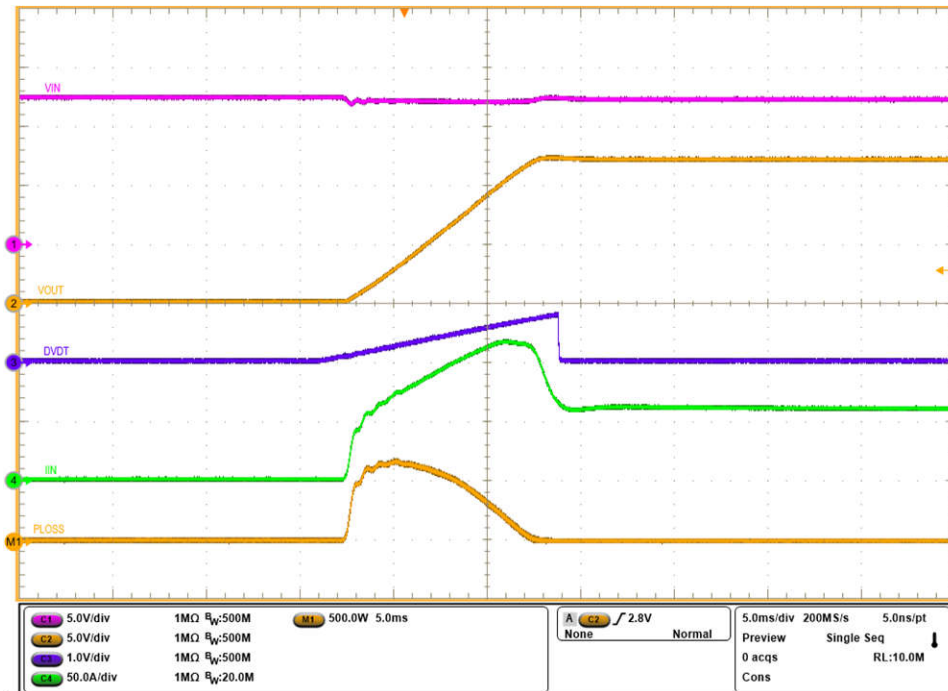


图 3-10. 顶层有两个器件且底层有两个器件时使用 ENABLE 加电

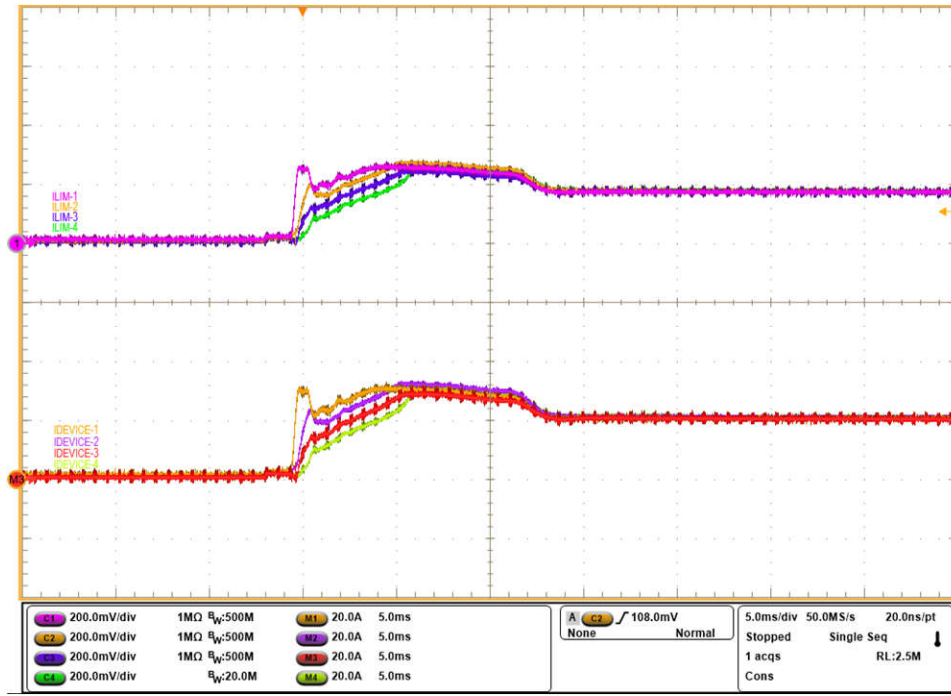


图 3-11. 四个器件并联时加电期间器件之间的电流共享

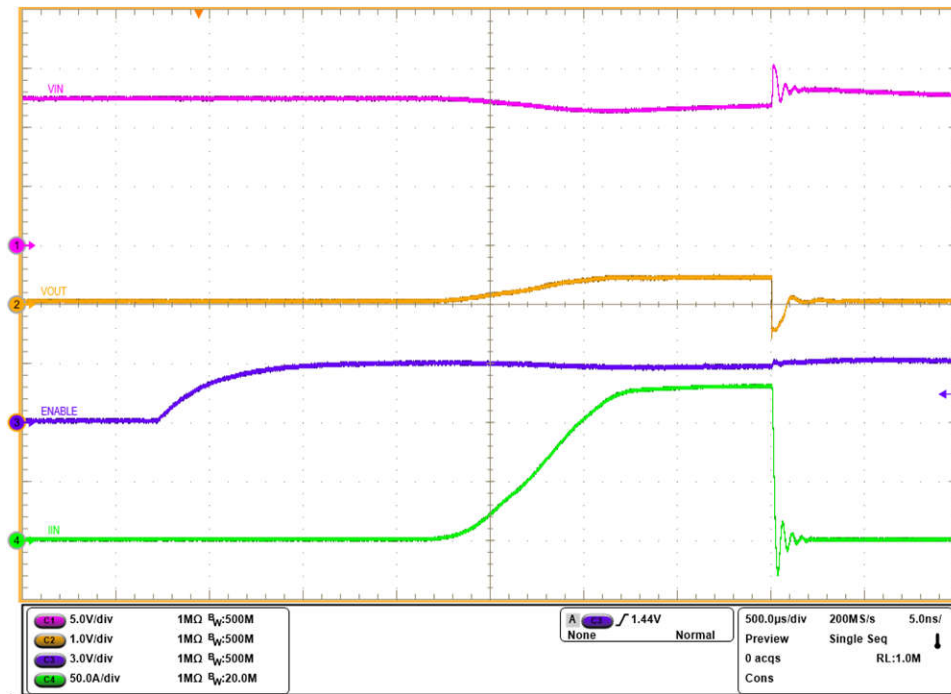


图 3-12. 四个器件并联时加电至输出短路的响应

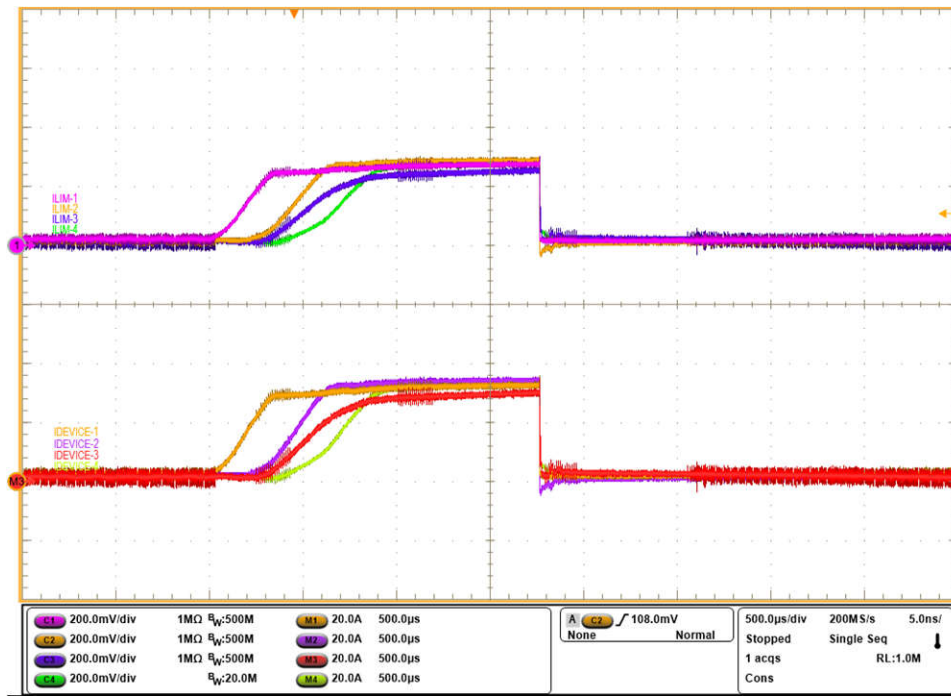


图 3-13. 四个器件并联时在加电至短路期间器件之间的电流共享

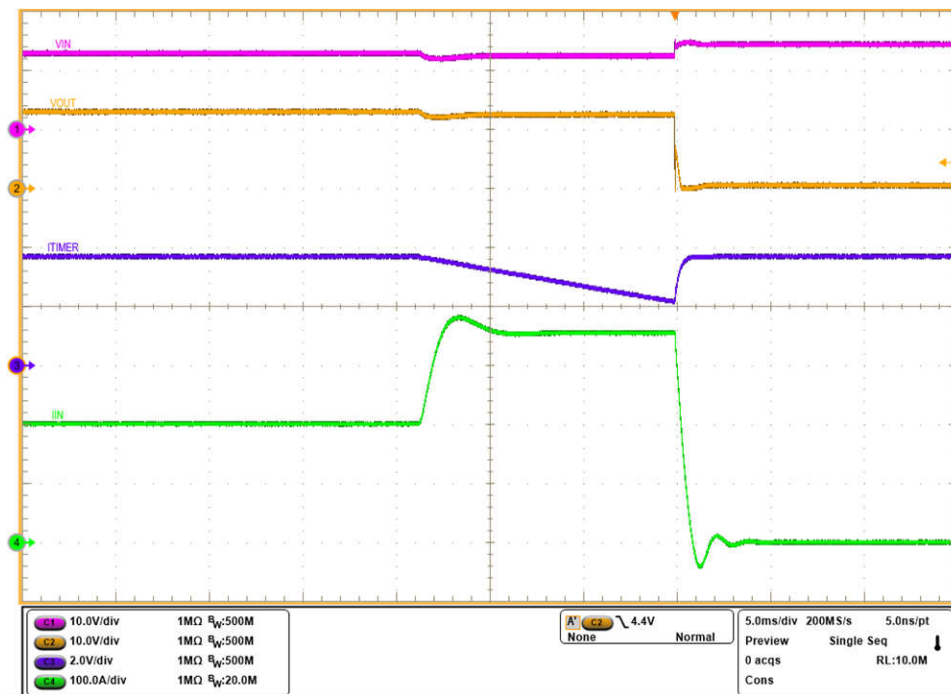


图 3-14. 四个器件并联时的过流性能

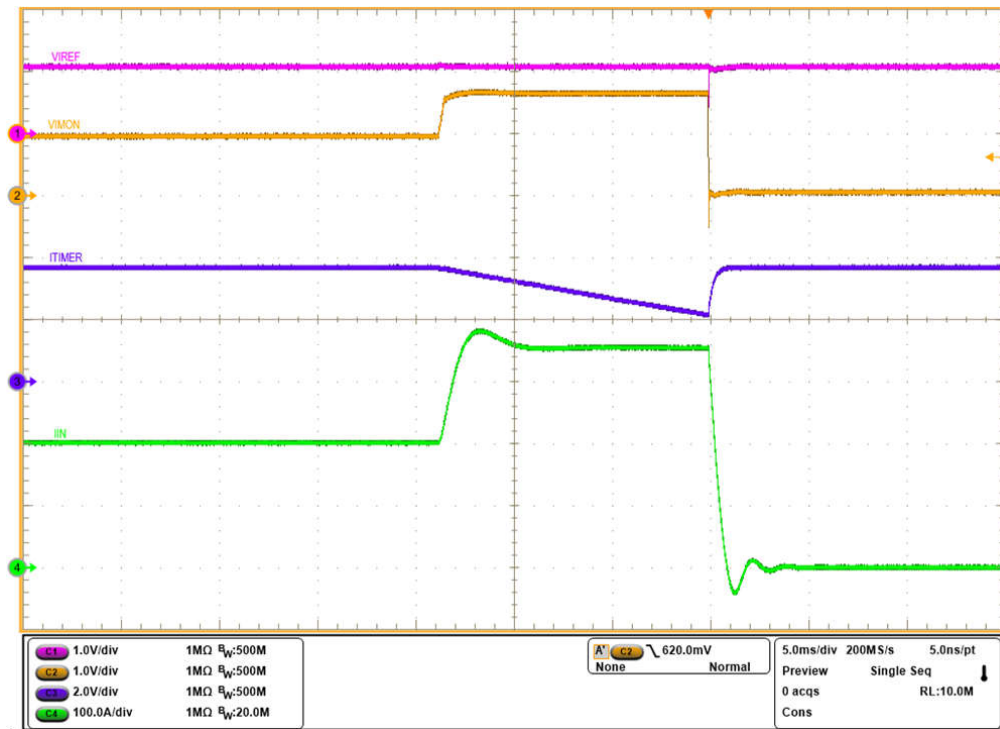


图 3-15. 四个器件并联时的过流性能

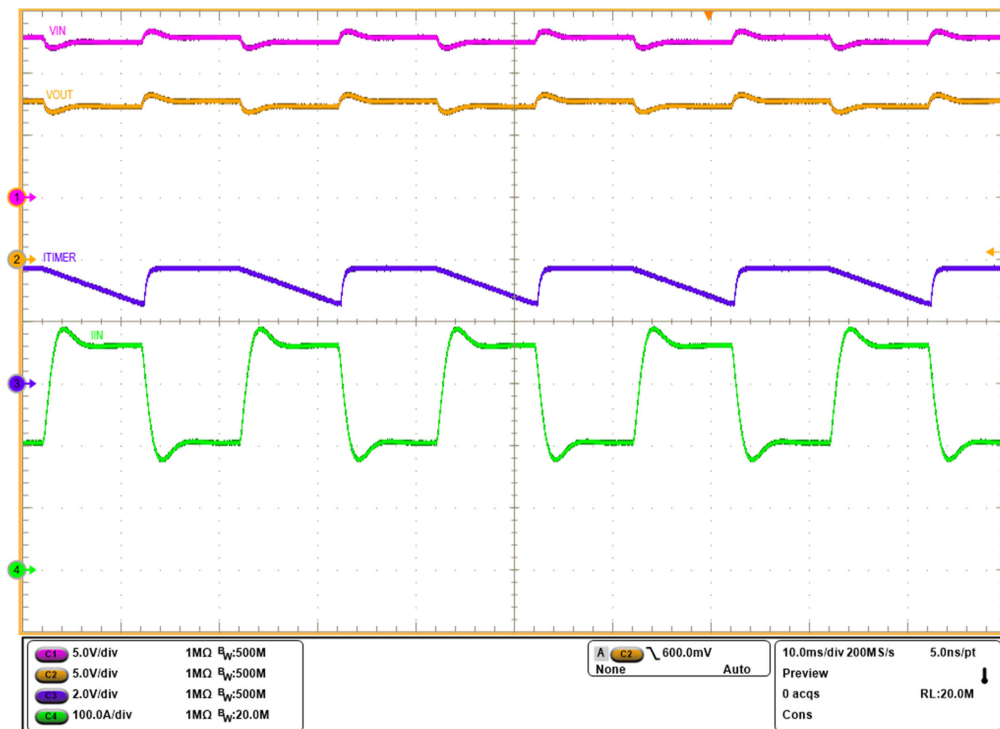


图 3-16. 四个器件并联时的瞬态过载性能

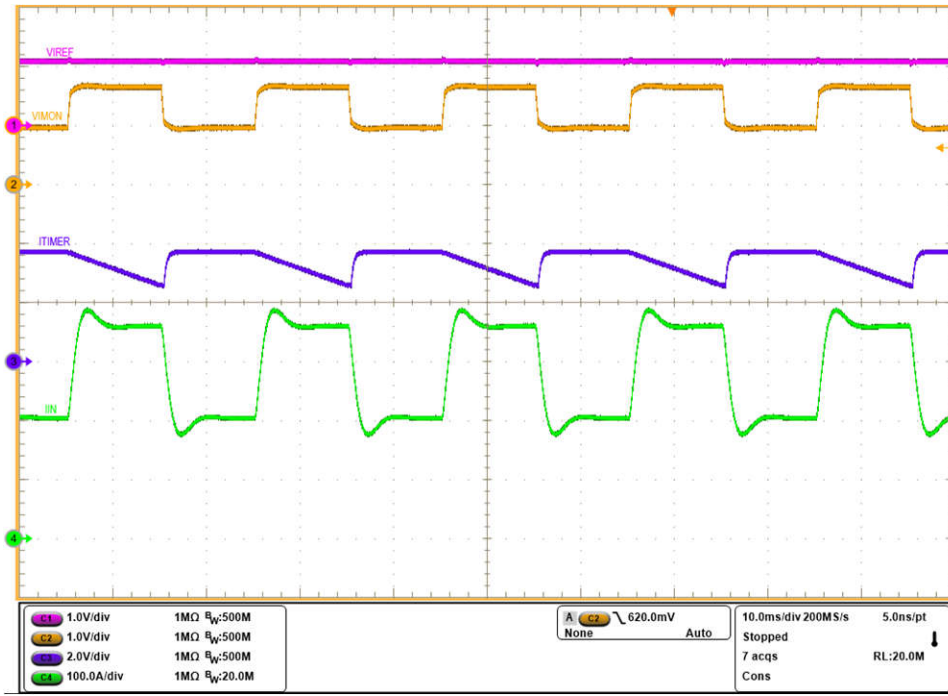


图 3-17. 四个器件并联时的瞬态过载性能



图 3-18. 四个器件并联时在发生过流事件期间器件之间的电流共享

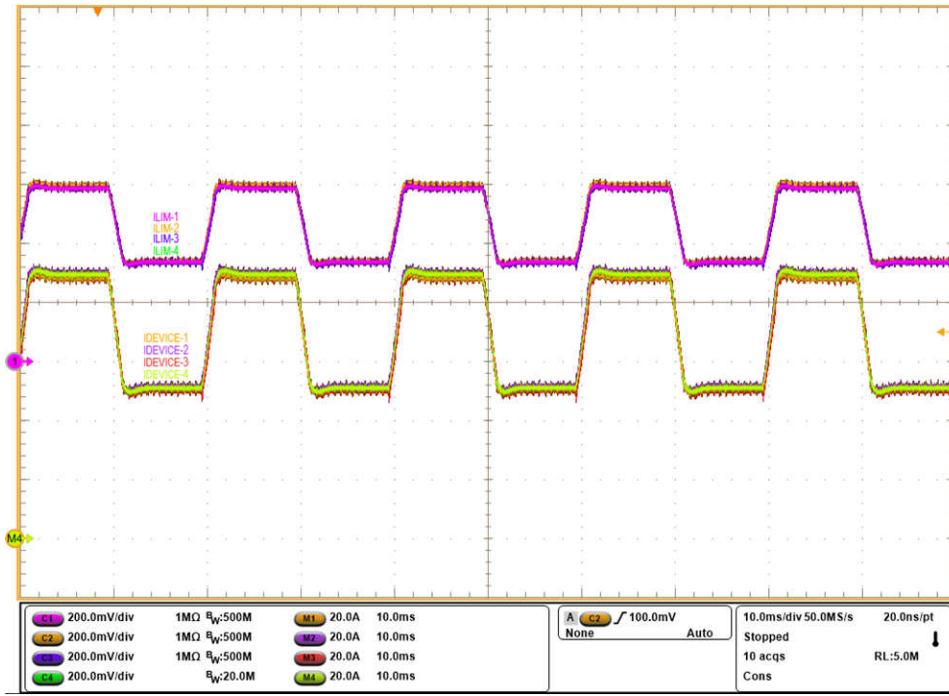


图 3-19. 四个器件并联时在瞬态过载事件期间器件之间的电流共享

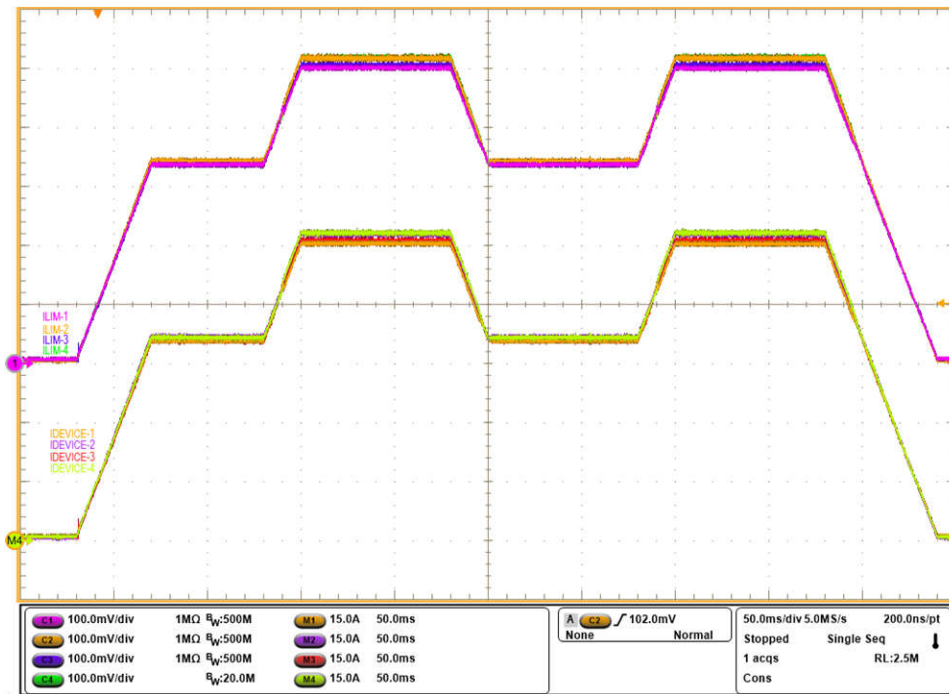


图 3-20. 四个器件并联时在负载瞬态期间器件之间的主动电流共享

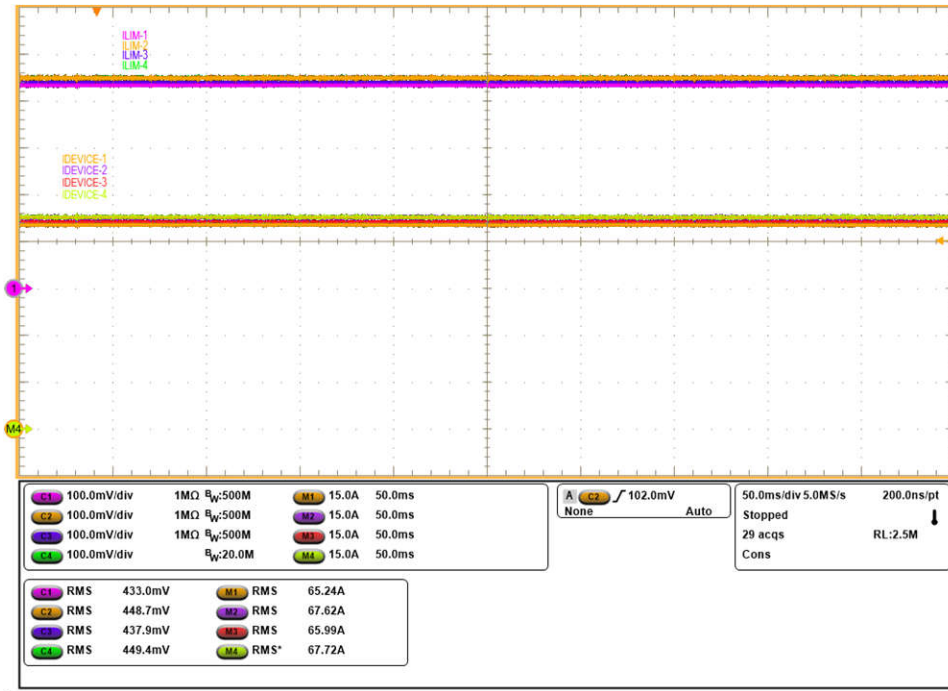


图 3-21. 四个器件并联时稳定状态期间器件之间的主动电流共享

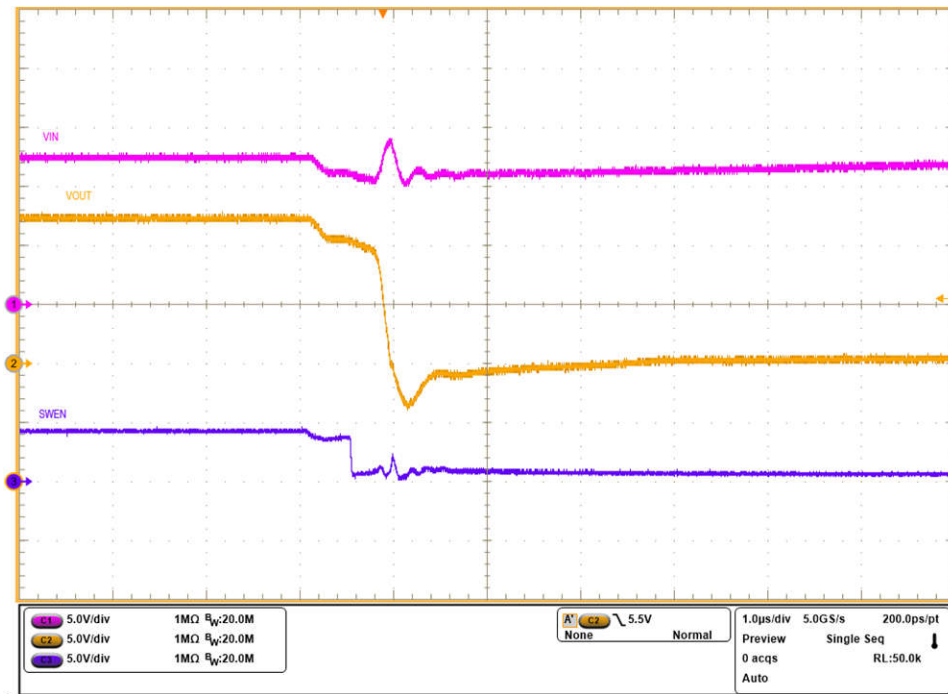


图 3-22. 输出热短接响应

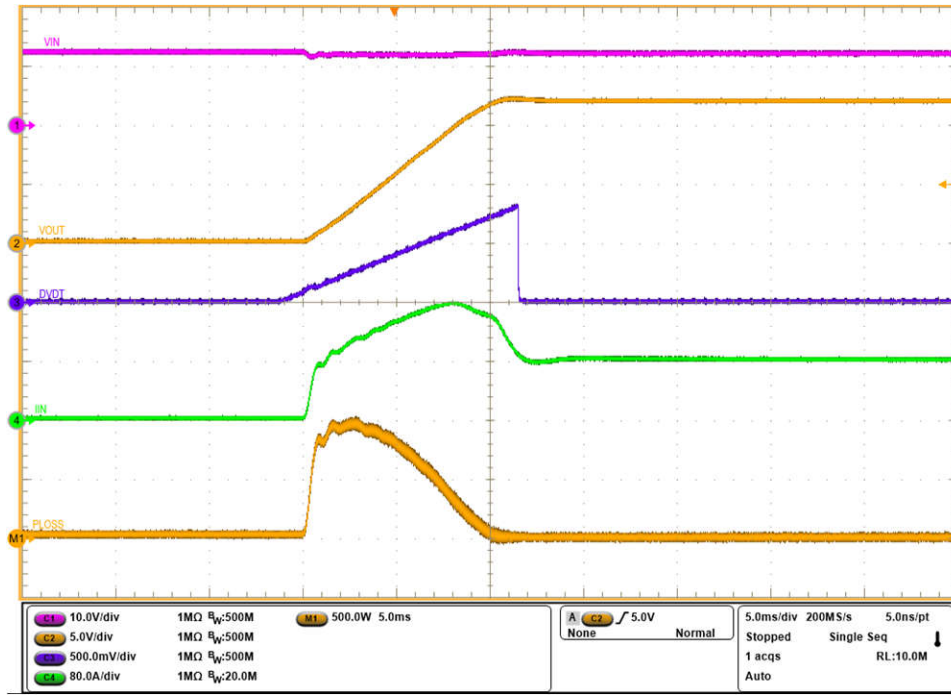


图 3-23. 顶层有四个器件且底层有两个器件时使用 ENABLE 加电

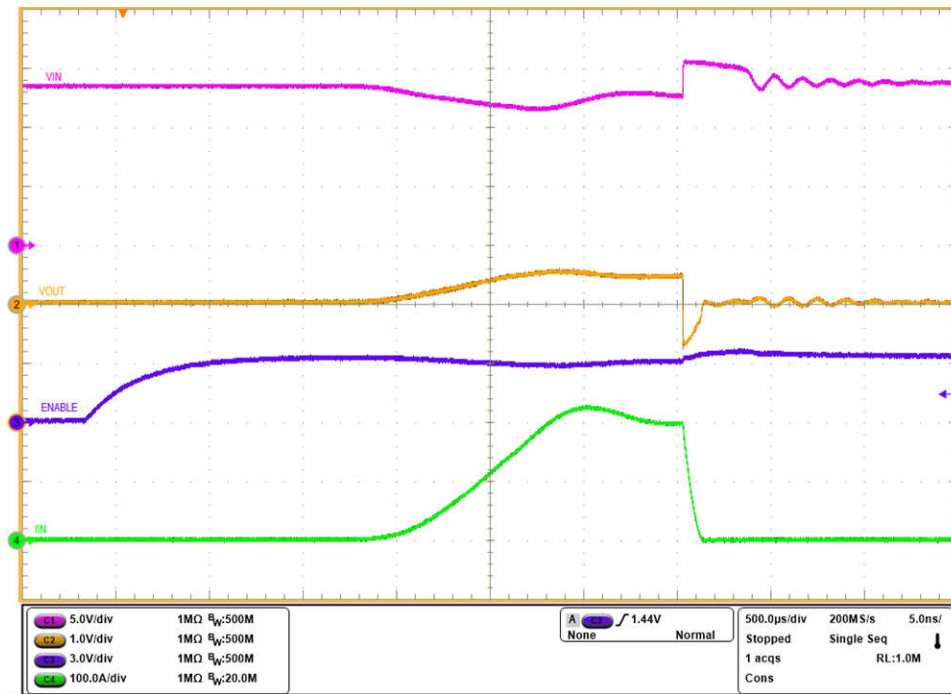


图 3-24. 六个器件并联时加电至输出短路的响应

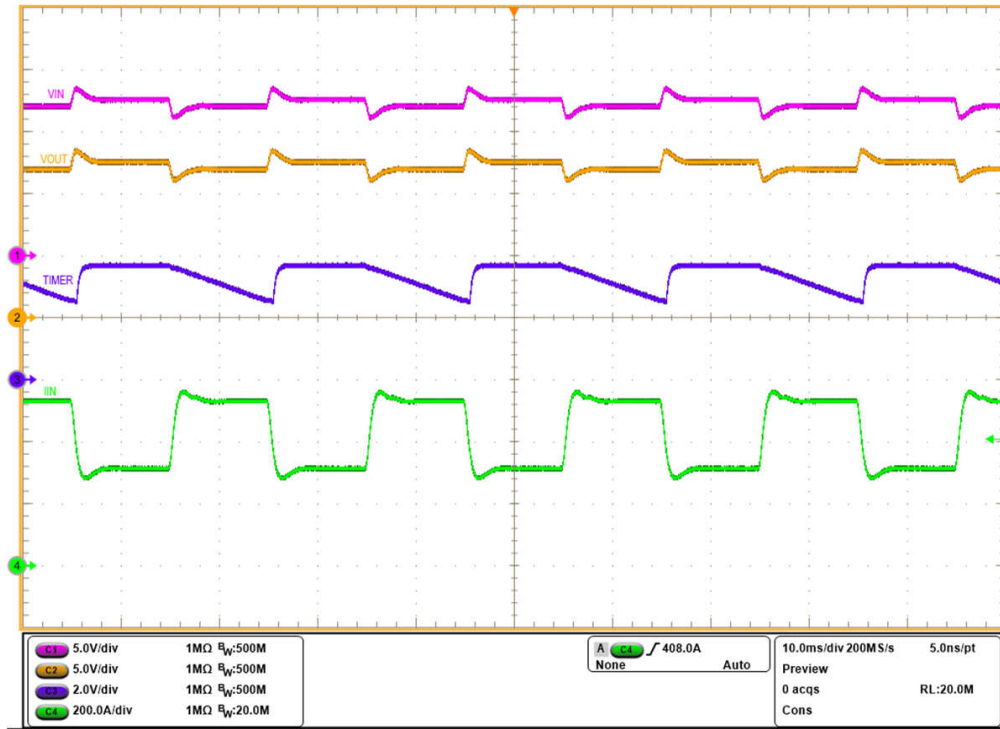


图 3-25. 六个器件并联时的瞬态过载性能

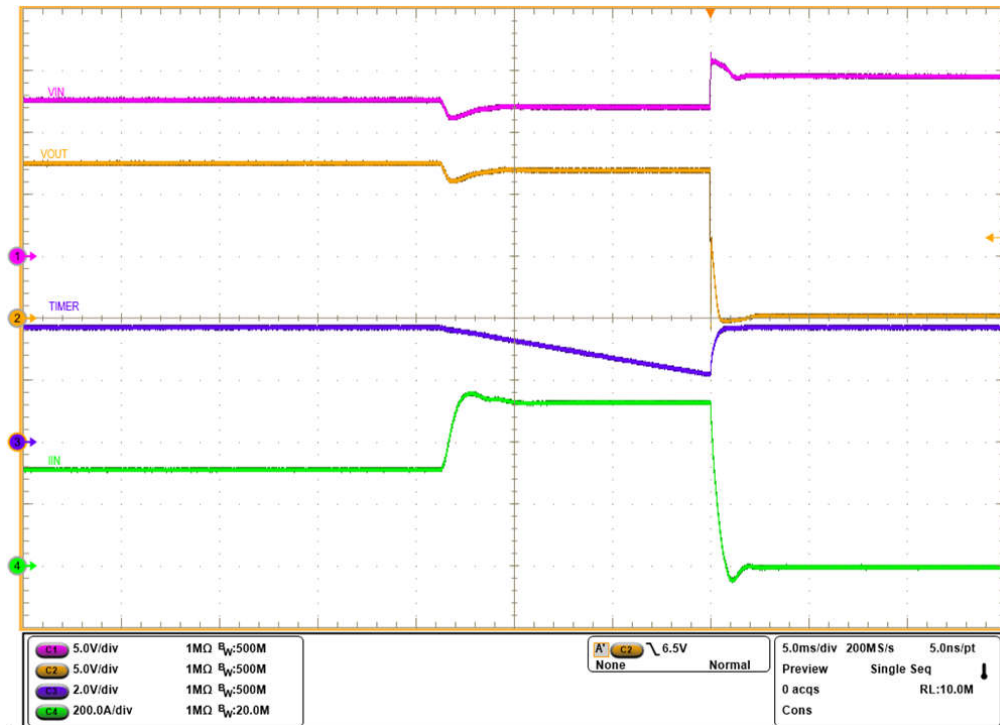
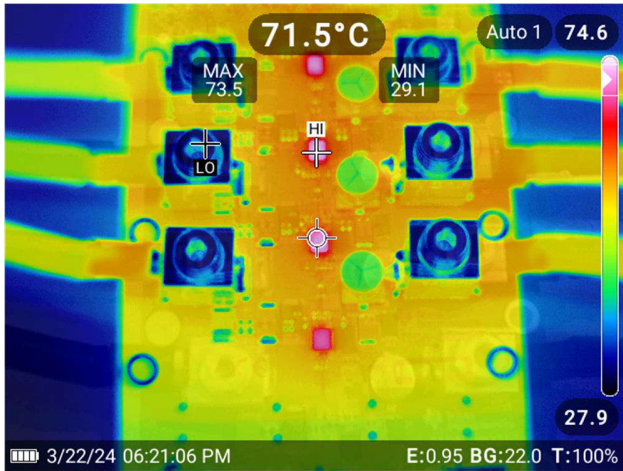


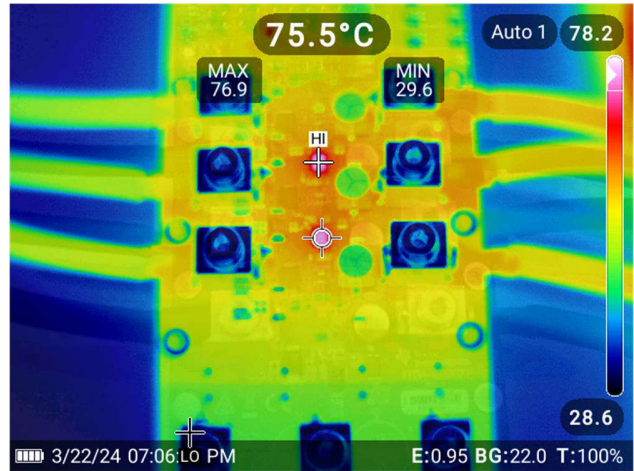
图 3-26. 六个器件并联时的过流性能

图 3-27 至 图 3-29 展示 TIDA-050077 参考设计在给定条件下的热性能。



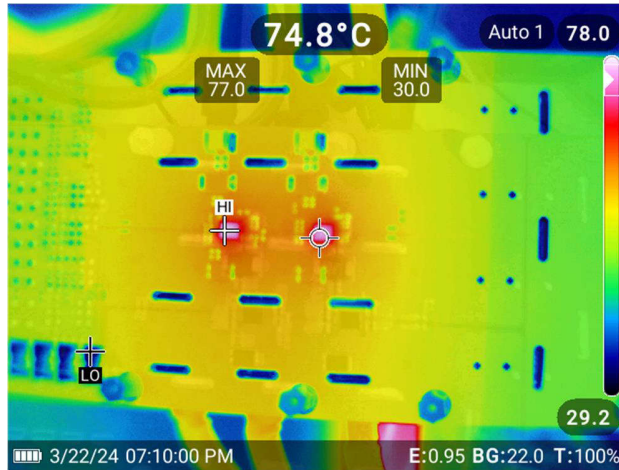
所有四个器件并联且位于顶层。

图 3-27. 四个器件



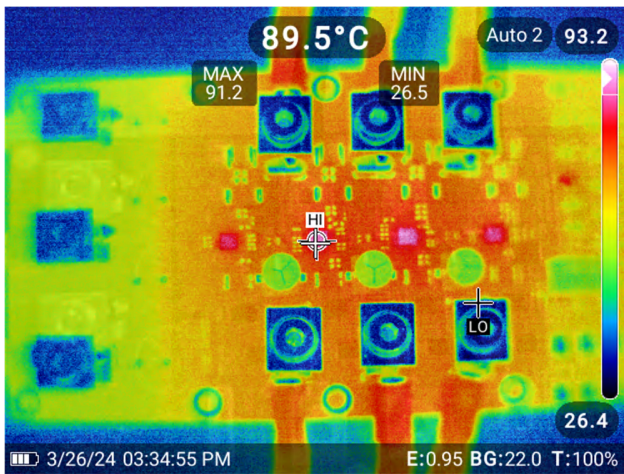
两个器件在顶层，另外两个器件并联且位于底层与顶层器件完全相同的位置。

图 3-28. 具有四个器件的电路板顶层



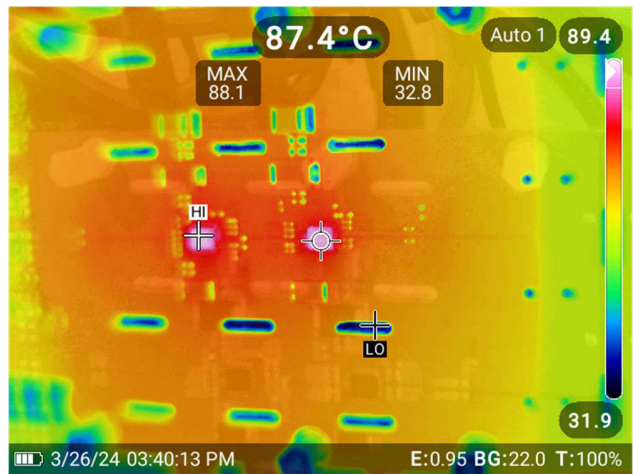
两个器件位于顶层，另两个器件并联且位于底层与顶层器件完全相同的位置

图 3-29. 具有四个器件的电路板底层



$V_{IN} = 12V$, $I_{OUT} = 300A$, 无外部气流

图 3-30. 具有六个并联器件的电路板顶层



$V_{IN} = 12V$, $I_{OUT} = 300A$, 无外部气流

图 3-31. 具有六个并联器件的电路板底层

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-050077](#) 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-050077](#) 中的设计文件。

4.1.3 Altium 工程

要下载 Altium 工程文件，请参阅 [TIDA-050077](#) 中的设计文件。

4.1.4 Gerber 文件

要下载 Gerber 文件，请参阅 [TIDA-050077](#) 的设计文件。

4.2 工具

工具

[设计计算器](#)

TPS25985 设计计算器

[TVS-RECOMMENDATION-CALC](#)

TVS 二极管推荐工具

[PSPICE-FOR-TI](#)

适用于 TI 设计和仿真工具的 PSpice®

4.3 文档支持

1. 德州仪器 (TI)，[具有准确且快速电流监测器的 TPS25985x 4.5V 至 16V、0.59mΩ、80A 可堆叠电子保险丝数据表](#)
2. 德州仪器 (TI)，[具有 AB 类输出的 LM94022、LM94022-Q1 1.5V、SC70、多增益模拟温度传感器数据表](#)
3. 德州仪器 (TI)，[SN74LVC1G123 具有施密特触发输入的单路可重触发单稳多谐振荡器数据表](#)
4. 德州仪器 (TI)，[INA241x 具有增强型 PWM 抑制功能的 -5V 至 110V、双向、超精密电流检测放大器数据表](#)
5. 德州仪器 (TI)，[UCC2751x 单通道高速低侧栅极驱动器 \(具有 4A 峰值拉电流和 8A 峰值灌电流\) 数据表](#)
6. 德州仪器 (TI)，[TLV760 100mA 30V 固定输出线性稳压器数据表](#)
7. 德州仪器 (TI)，[CSD18510Q5B N 沟道 NexFET™ 功率 MOSFET 数据表](#)

4.4 支持资源

[TI E2E™ 中文支持论坛](#) 是工程师的重要参考资料，可直接从专家处获得快速、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，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](#)。

4.5 商标

TI E2E™ and NexFET™ are trademarks of Texas Instruments.

Intel® is a registered trademark of Intel Corporation.

Fluke® is a registered trademark of Fluke Corporation.

PSpice® is a registered trademark of Cadence Design Systems, Inc.

所有商标均为其各自所有者的财产。

5 作者简介

AVISHEK PAL 是德州仪器 (TI) 的产品应用工程师，负责为热插拔控制器和高电流电子保险丝器件提供支持。他拥有 Kharagpur 印度理工学院的理学硕士 (研究型硕士) 学位和 Shibpur (IEST) 印度工程科学与技术学院的工程学士学位 (BE)。

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、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。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
版权所有 © 2025，德州仪器 (TI) 公司