

具有电池备份和充电功能的高效 24VAC 电源转 5V/3.3V 参考设计



说明

此参考设计为智能恒温器和其他使用 24VAC 电源的网关楼宇自动化终端设备提供低 BOM 成本、高效率的功率级解决方案。此功率级接受 24VAC 输入并产生 5V 和 3.3V 输出轨，如果添加了附加负载点转换器，则可以为这些转换器供电。此设计可在 24VAC 欠压期间实现锂聚合物 (LiPo) 电池充电并无缝切换到电池电源。

BoosterPack™ 插件模块的外形允许设计人员使用其他 LaunchPad™ 开发套件评估其电源架构，并包含 LED 驱动器和电流检测功能。

资源

TIDA-010932	设计文件夹
LMR36520 、 TPS2116	产品文件夹
TLV62568 、 INA2180	产品文件夹
TPS92360 、 TPS2640 、 BQ24072	产品文件夹

特性

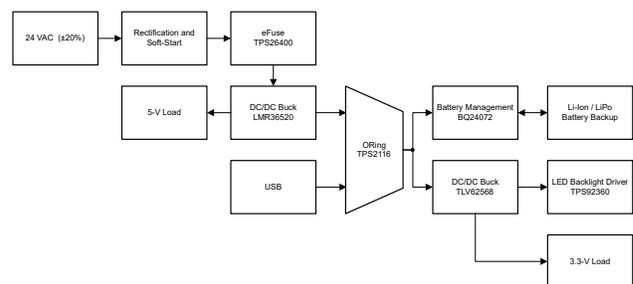
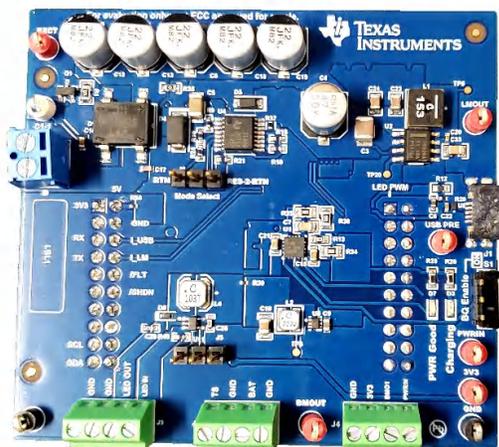
- 24VAC 或 USB 转 3.3V 电源轨
- 备用电池
- 独立的电池充电和负载路径
- 动态电源路径和电池电源辅助
- 在整个负载电流范围内具有高效率
- 符合 USB 过流标准
- 电源轨电流监控

应用

- 恒温器
- 可视门铃
- HVAC 网关
- HVAC 控制器
- 热泵



请咨询我司 TI E2E™ 支持专家



1 系统说明

标准家庭通常使用 24VAC 电源来为 HVAC 系统控件供电。恒温器以及许多其他家庭自动化设备都使用此 24VAC 电源供电。因此，需要使用一个功率级来对 24V 交流进行整流，从而提供恒温器内部组件所需电平的直流电压。低成本通常是恒温器设计的优先考虑因素，因为布板空间往往足够大，可以避免使用小尺寸、高成本的器件。对于实施可充电电池备用系统的恒温器，为了能够使用体积较小因而成本也较低的电池，高效率也会成为优先考虑因素。TIDA-010932 侧重于这些优先事项，且调整方便，可满足特定需求。

除了 24V 交流电源和备用电池外，此参考设计还允许使用 USB 电源为系统充电和供电。使用两个电源选项（24V 交流电源和 USB 电源）时，须配置 ORing 器件。此参考设计提供了 TI 基于 TPS2116 的 ORing 策略。如果不需要 USB 选项，则只需对设计进行极小的改动即可移除 ORing 器件。

该设计使用超低 I_Q 、宽 V_{IN} 、2A 降压转换器对 24V 交流电源进行整流并降压至 5V 轨。该降压转换器的宽 V_{IN} 有助于处理瞬变，因此无需再使用 TVS 二极管和其他保护电路。设计中可能需要使用较小的电容器，因为在使用宽 V_{IN} 降压转换器时，输入电压纹波可能会较高。

TIDA-010932 使用了电池管理器件，该器件可实现独立电流路径并监控系统电源和电池充电情况。此器件可延长电池寿命。该参考设计的特点是，在主电源出现故障时无缝过渡至电池电源，并在负载要求超过主电源等级时提供辅助的电池电源。该设计中使用了一款非常高效的低成本、低 BOM 数目的降压转换器，用于将电池管理电压降至 3.3V 以供一般系统使用。此设计中的两款直流/直流降压转换器均具有低负载省电特性，即使在轻负载下也能提供高效率。

1.1 关键系统规格

参数	规格	注意
主输入电源	24VAC \pm 20%	
辅助输入电源	USB	
LM36520 峰值效率	84.5%	$I_{OUT} = 150\text{mA}$
TLV62568 峰值效率	97.2%	$I_{OUT} = 150\text{mA}$
LM36520 最大输出电流	2A	
TLV62568 最大输出电流	1A	
电池化学	锂聚合物、锂离子	
电池充电电流	300mA	
输入保护电压范围	最小值 = 10V 最大值 = 36V	

2 系统概述

2.1 方框图

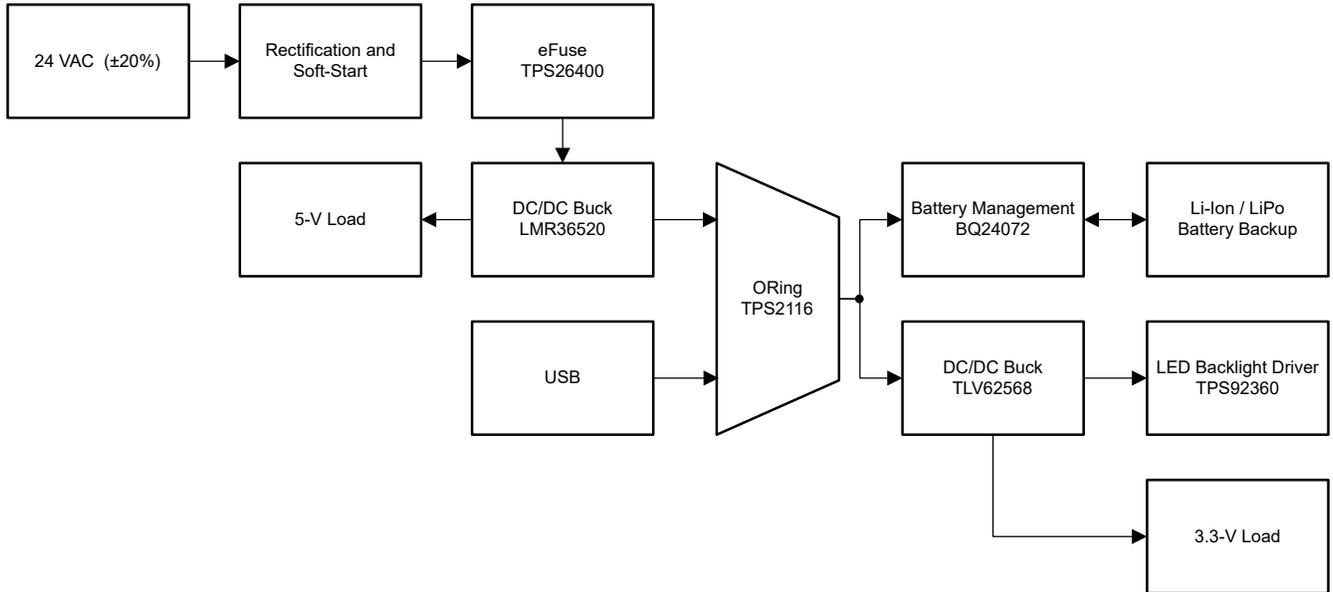


图 2-1. TIDA-010932 方框图

2.2 设计注意事项

对于主要通过普通家庭使用的 24VAC 系统供电的自动化电子产品，TIDA-010932 提供了构建此类产品所需的主要功率级。此参考设计提供了一种模块化设计的系统，可让系统设计人员根据需要轻松修改设计，以便更好地遵循其产品规范。

在设计中，效率（特别是使用备用电池时）和热损耗也纳入考虑范围。为了降低成本，必须避免使用过度工程化的系统。TIDA-010932 的分立特性使设计人员能够轻松删除不必要的功能，或轻松添加其特定应用所需的功能和电源轨。

本节介绍开发和设计 TIDA-010932 时用到的原理和设计注意事项。

2.2.1 对 24VAC 进行直流整流

该设计使用一个全桥整流器来进行直流整流。为防止在初始连接 24VAC 时出现非常大的浪涌电流，设计中实施了软启动电路。

图 2-2 中所示的示意图显示了整流和软启动过程。C1、C2 和 C3 充当高频旁路电容器。R1、R2、C4 和 C5 提供对于 N 沟道 MOSFET 栅极恒定的软启动时间 (T1)。Q1 的栅极阈值电压范围是 1.0V 至 2.5V。在 $V_{GS} = 10V$ 时， $R_{DS(on)max}$ 为 $92m\Omega$ 。选择的 R2 和 R3 阻值应确保在达到稳定状态后，将 42V 的最大值（24VAC 在最大容差下的峰值）分压后得到大概 10V 的电压。R2 和 R3 的计算如方程式 1 所示。

$$42V \left(\frac{R_2}{R_2 + R_3} \right) = 42V \left(\frac{150k\Omega}{150k\Omega + 453k\Omega} \right) = 10.4V \quad (1)$$

齐纳二极管 (D2) 用作 MOSFET 栅极的保护器件。R4 用于在 T1 仍处于打开状态时提供初始电流路径。使用 R4 可防止因 24VAC 变压器和 Q1 栅极阈值电压变化而导致软启动时间发生显著变化。最终电路提供了相对稳定的软启动时间，不受 24VAC 电源变化的影响。

C6 和 C7 充当整流器的平滑电容器。TIDA-010932 的最大功率输出为 10W。输出纹波是负载电流的函数。TINA-TI™ 仿真显示，最坏情况下的最大纹波为 11.7V。根据应用的不同，这种最坏情况通常不太可能发生；更合理的用例是，3.3V 电源轨和标称 24VAC 变压器的 100mA 输出可提供大概 1.4V 的整流纹波。必须在每个应用中检查这些纹波电压。即使在如上所述的最坏情况下，LMR36520 降压转换器也能够处理这些纹波电压和电压范围。

图 2-3 显示了图 2-2 中详述的原理图（在输入功率约为 750mW 下）仿真示例。从施加输入功率到整流器输出达到稳态的时间大概为 300ms。

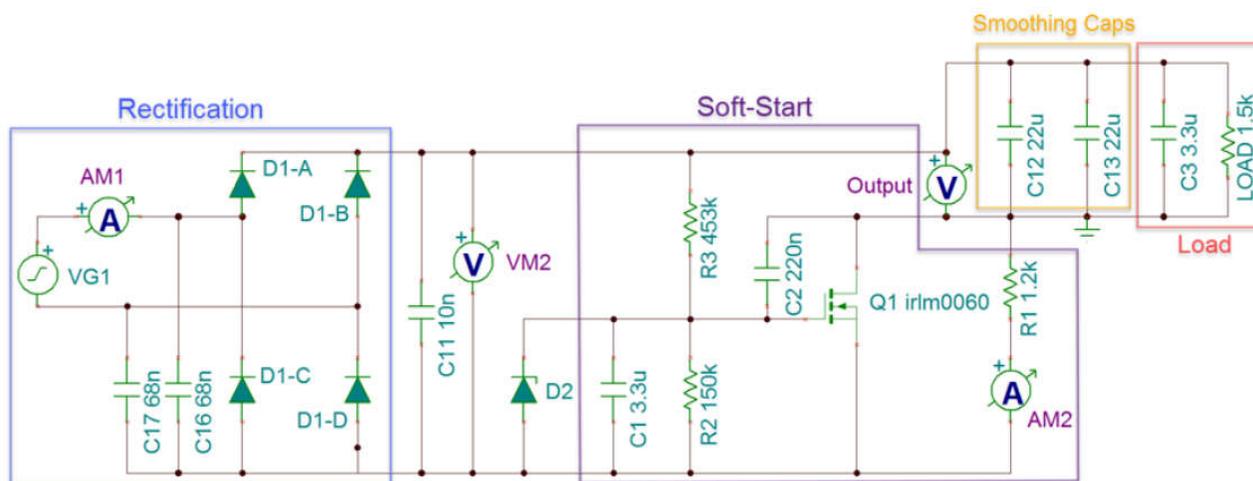


图 2-2. 软启动原理图

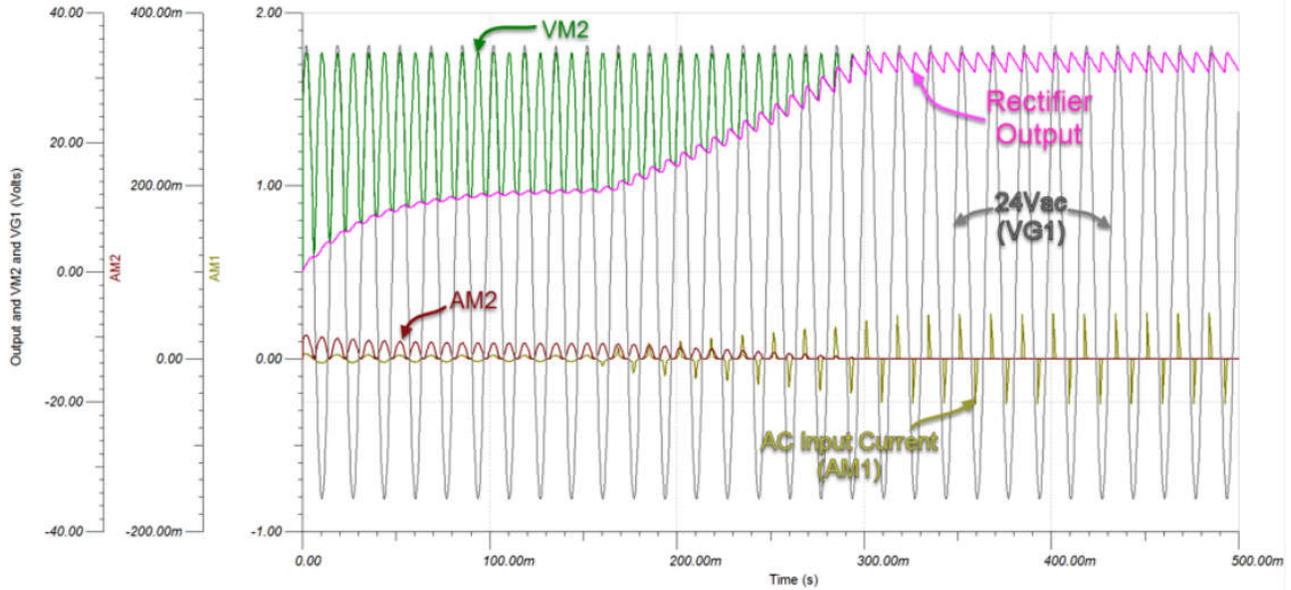


图 2-3. 软启动 TINA-TI 仿真示例

2.2.2 电子保险丝保护

TIDA-010932 参考设计利用 TPS26400 电子保险丝在发生过压或过流事件时保护 IC。负载、电源和器件保护具有许多可调特性，包括过流、输出压摆率和过压、欠压阈值。TPS26400 内部可靠的保护控制块以及高电压等级有助于简化针对保护的系统设计。图 2-4 显示了本参考设计中 TPS26400 的实施方式。

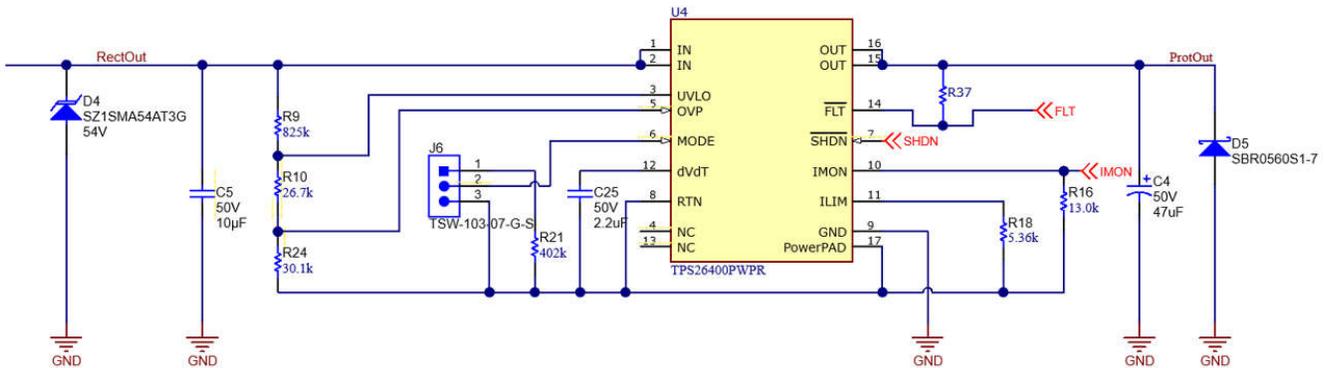


图 2-4. TPS2660 电子保险丝实施方式

要对电路板的电流限制阈值进行编程，请使用方程式 2 计算所需的电阻。

$$R_{(ILIM)} = \frac{12}{I_{LIM}} \quad (2)$$

使用 2A 作为电流限值，计算出 6k Ω 的电阻。四舍五入到最接近的 1% 电阻值会得到 5.36k Ω 的电阻。

对于 UVLO 和 OVLO 设定点，使用方程式 3 和方程式 4 计算所需的电阻值。为最大限度地减少从电源汲取的输入电流 $\{I_{(R9,10,24)} = V_{(IN)}/(R9 + R10 + R24)\}$ ，对 R9、R10 和 R24 使用更高阻值的电阻。但是，由于连接到电阻串的外部有源元件产生的漏电流会增加这些计算的误差，因此，选择的电阻串电流 $I_{(R9,10,24)}$ 必须比 UVLO 和 OVP 引脚的漏电流大 20 倍。

从器件电气规格来看， $V_{(OVPR)} = 1.19V$ 且 $V_{(UVLOR)} = 1.19V$ 。从设计要求来看， $V_{(OV)}$ 为 36V 且 $V_{(UV)}$ 为 10V。要求解方程，首先选择 $R24 = 30.1k\Omega$ ，并使用方程式 3 求解 $(R9 + R10) = 880.5k\Omega$ 。使用方程式 4 和 $(R9 + R10)$

采用铁氧体磁芯材料的电感器具有非常硬的饱和特性，但通常比铁粉磁芯具有更低的磁芯损耗。铁粉磁芯具有软饱和，允许在一定程度上放宽电感器的额定电流。但在高于大约 1MHz 的频率下，铁粉磁芯具有更多的内芯损耗。在任何情况下，电感器饱和电流必须不小于器件的低侧电流限制 I_{LIMIT} 。为了避免次谐波振荡，电感值不得小于 [方程式 7](#) 中给出的值：

$$L_{MIN} \geq M \times \frac{V_{OUT}}{f_{SW}} = 0.42 \times \frac{5V}{400kHz} = 5.25 \mu H \quad (7)$$

其中

- L_{MIN} = 最小电感 (H)
- $M = 0.42$
- f_{SW} = 开关频率 (Hz)

输出电容器的值及各自的 ESR 决定了输出电压纹波和负载瞬态性能。输出电容器组通常受限于负载瞬态要求，而不是输出电压纹波。[方程式 8](#) 可用于估算总输出电容的下限值和 ESR 的上限值，这些值是满足规定的负载瞬态所需的。

$$C_{OUT} \geq \frac{\Delta I_{OUT}}{f_{SW} \times \Delta V_{OUT} \times K} \times \left[(1 - D) \times (1 + K) + \frac{K^2}{12} \times (2 - D) \right] \quad (8)$$

$$ESR \leq \frac{(2 + K) \times \Delta V_{OUT}}{2 \times \left[1 + K + \frac{K^2}{12} \times \left(1 + \frac{1}{(1 - D)} \right) \right]} \quad (9)$$

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (10)$$

其中

- ΔV_{OUT} = 输出电压瞬态
- ΔI_{OUT} = 输出电流瞬态
- K = 电感器选择的纹波系数

计算输出电容和 ESR 后，使用 [方程式 11](#) 检查输出电压纹波。

$$V_r \cong \Delta I_L \times \sqrt{ESR^2 + \frac{1}{(8 \times f_{SW} \times C_{OUT})^2}} \quad (11)$$

除了提供纹波电流并将开关噪声与其他电路隔离，陶瓷输入电容器还为稳压器提供低阻抗源。LMR36520 的输入端要求最小陶瓷电容为 4.7 μF 。必须至少为应用所需的最大输入电压设置该额定值；该值最好为最大输入电压的两倍。可以增大该电容以帮助降低输入电压纹波，并在负载瞬态期间保持输入电压。大多数输入开关电流流经陶瓷输入电容器。该电流的近似均方根值可根据 [方程式 12](#) 进行计算，且必须根据制造商的最大额定值进行检查。

$$I_{RMS} \cong \frac{I_{OUT}}{2} \quad (12)$$

在某些情况下，可在 R_{FBT} 上使用前馈电容器，以改善负载瞬态响应或改善环路相位裕度。当使用的 R_{FBT} 值大于 100k Ω 值时尤其如此。较大的 R_{FBT} 值与 FB 引脚上的寄生电容相结合会产生一个小信号极点，从而干扰环路稳定性。A C_{FF} 有助于减轻这种影响。使用 [方程式 13](#) 估算 C_{FF} 的值。

$$C_{FF} < \frac{V_{OUT} \times C_{OUT}}{120 \times R_{FBT} \times \sqrt{\frac{V_{REF}}{V_{OUT}}}} \quad (13)$$

2.2.3.2 USB 电源输入

与 LMR36520 器件一样，USB 电源输入能够为整个系统供电。USB 可充当备用电源，用于调试产品中系统的其他方面，或在主 24VAC 电源不可用时用于为电池充电。TIDA-010932 无法为 USB 供电；它只能接受来自 USB 主机的灌入电流。如图 2-6 所示，该实施中包括了 ESD 和过压保护。

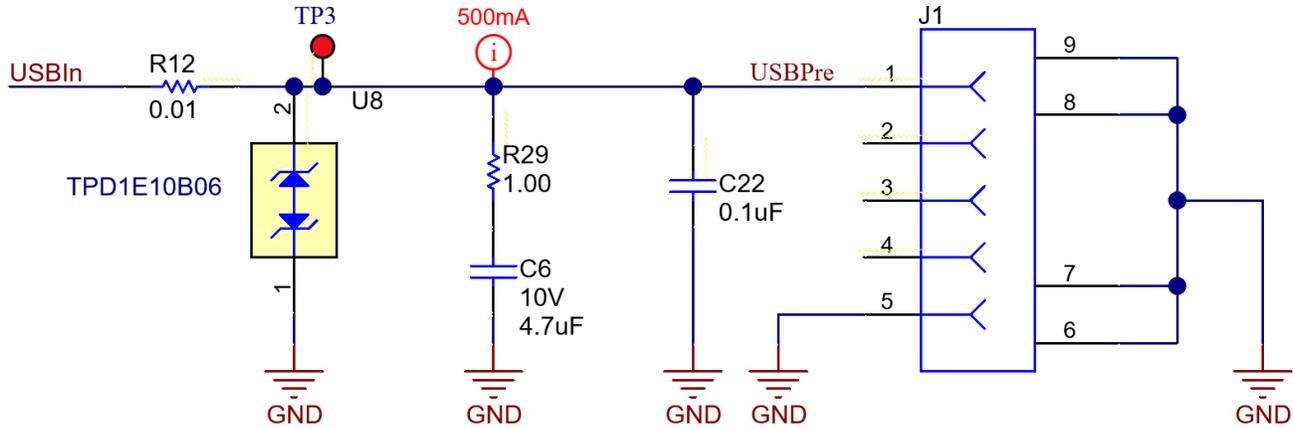


图 2-6. USB 实施

此参考设计使用 USB 2.0，因此会假设可从 USB 主机获取的最大电流是 500mA。USB 2.0 规范允许与标称 5V 有 5% 的容差，因此其规定的主机电压范围是 4.75V 至 5.25V。此外，USB 2.0 规范还允许所有电缆和连接器在最坏情况下出现压降，从而将负载上的总电压降至 4.35V。TIDA-010932 设计能够适应 USB 2.0 规范规定的最坏情况。

R29 和 C6 可为 USB Vbus 提供缓冲电路，减少电缆电感和容性负载谐振引起的过冲和振铃。缓冲电路必须针对不同的系统设计进行微调；因此，在设计新系统时，必须对 TIDA-010932 中使用的缓冲器元件值进行测试，并对这些值进行相应更改。

2.2.4 电源 ORing

TIDA-010932 利用 TPS2116 ORing IC 在电源之间切换。该器件通过 R6 和 R8 设置为自动优先模式，该模式根据 LMOOut 是否可用自主切换。ST 引脚连接到 LMOOut 的上拉电阻器，可用于将电源状态中继到 MCU。在此设计中，不使用状态引脚，但可以轻松修改电路板以利用此功能。

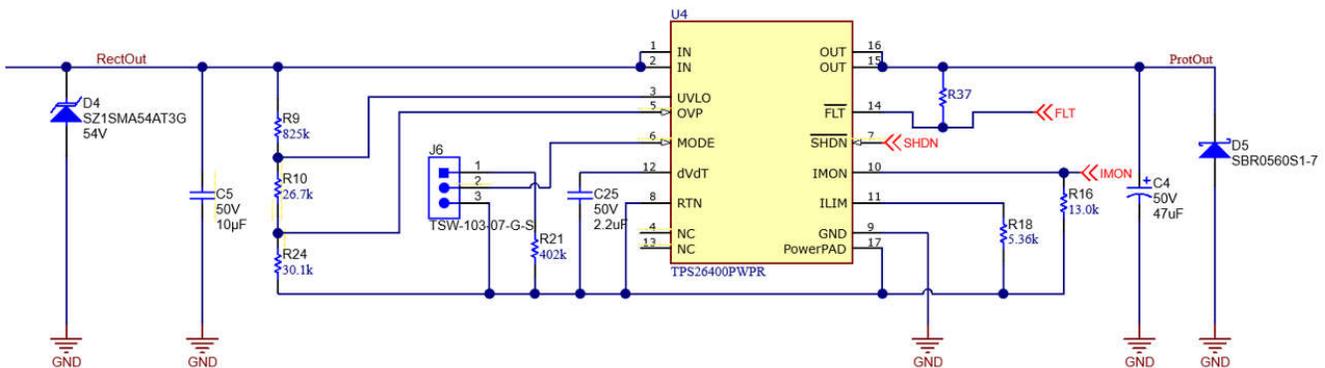


图 2-7. TIDA-010932 电源 ORing 电路

图 2-8 显示了 TPS2116 的真值表，可用于根据各种电源模式确定功能。

为符合 USB 2.0 规范，必须将输入电流限制在 500mA。bq24072 的 EN1、EN2 和 I_{LIM} 引脚可实现可编程电流限制。根据数据表，EN1 设为“高”，EN2 设为“低”，以便对 500mA 电流限制进行编程。 I_{LIM} 不得保留为浮动，因为这样做会禁用充电，因此将 I_{LIM} 设为提供比 EN1 和 EN2 引脚更高的电流限制 (536mA)，这样可以使 EN1 和 EN2 电流限制成为优先的且更保守的限制。方程式 14 显示了 TIDA-010932 中对 R13 使用的计算公式。

$$R_{13} = R_{ILIM} = \frac{K_{ILIM}}{I_{IN-MAX}} = \frac{1610 \text{ A}\Omega}{536 \text{ mA}} = 3 \text{ k}\Omega \quad (14)$$

R14 连接到 ISET 引脚，可决定电池的快速充电电流水平 ($I_{O(CHG)}$)，如图 2-9 所示。本参考设计中 R14 的计算公式如方程式 15 所示。但是，必须根据最终产品中使用的电池规范选择快速充电电流。

$$R_{14} = \frac{K_{ISET}}{I_{O(CHG)}} = \frac{890 \text{ A}\Omega}{300 \text{ mA}} = 3 \text{ k}\Omega \quad (15)$$

净 TS 用于监测具有内置热敏电阻的电池包的电池温度。如果使用 TS，则不得填充 R15。如果让 TS 保持浮动且不使用温度检测，请使用 R15。10k 的值符合数据表中的建议。

引脚 TD 连接到 GND 以启用充电器端接，并可选择移除接地路径并改为连接到 PWRIn。引脚 \overline{CE} 连接到 DIP 开关。用户可用该开关确定电池充电是否处于活动状态。 P_{GOOD} 会在检测到有效输入电源时被拉到 BM_{Out} ，并且在输入电源不在指定的限制范围内时处于高阻抗状态。 P_{GOOD} 可灌入的最大电流是 15mA，因此必须相应地选择 R28 来确保 P_{GOOD} 的灌电流不超过 15mA。TIDA-010932 在引脚 PGOOD 上使用 LED 指示灯 (D7)。

当电池充电时，引脚 \overline{CHG} 被拉至 BM_{OUT} ，而在充电完成后或禁用充电器时，它处于高阻抗状态。选择的 R26 必须能够确保 \overline{CHG} 的灌电流不超过 15mA。TIDA-010932 在充电引脚上使用 LED 指示灯 (D3)。

2.2.6 3.3V 电源轨

3.3V 电源轨用作直接为终端产品中的各种系统组件供电的主电源输出。TLV62568 的输入连接到 bq24072 的输出。

3.3V 电源轨最终由 24VAC、USB 线或电池供电，具体视可用的电源而定。由该电源轨供电的器件具有备用电池保护，并受益于 bq24072 的电源辅助功能。

TLV62568 是一种成本非常低、BOM 数目非常少的高效降压转换器。该器件具有 100% 占空比能力，这在 TIDA-010932 等电池供电应用中特别有用，可通过充分利用整个电池电压范围来实现最长的工作时间。TLV62568 的最大输出电流为 1A。如果需要超过 1A 的输出，TLV62569 可与 TLV62568 引脚对引脚兼容 (尽管需要适当更改输入和输出电容器以及电感器)，但能提供 2A 输出电流。图 2-10 显示了 TIDA-010932 中的具体系统实现，并突出显示了该器件的简单性和外部的低 BOM 数目。

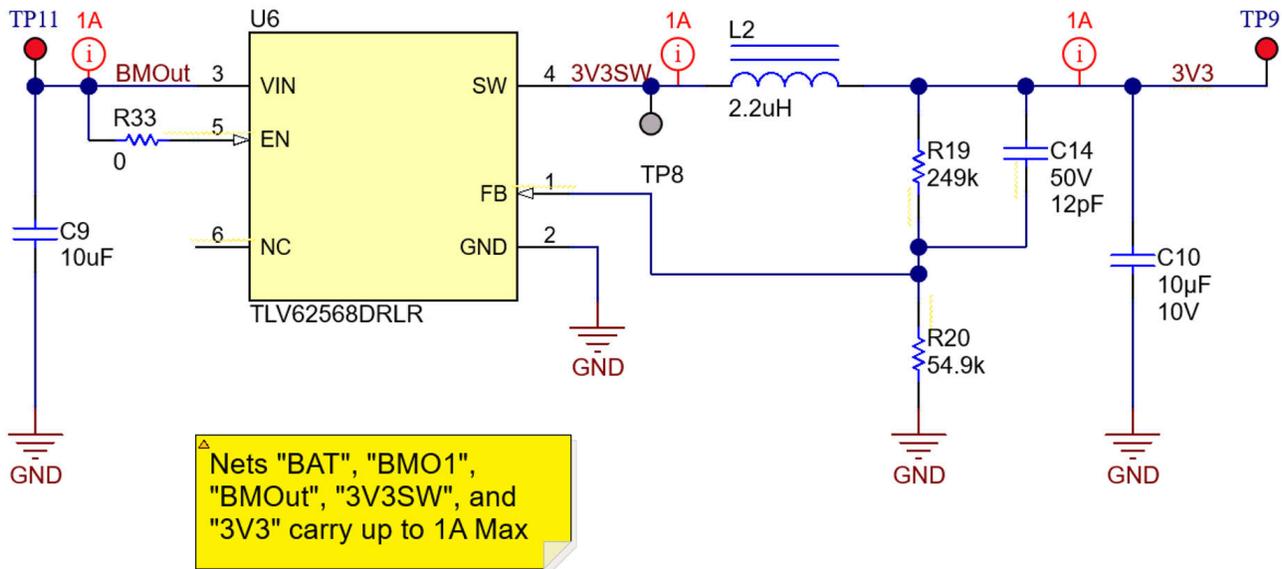


图 2-10. TIDA-010932 3.3V 电源轨电路

为了将 TLV62568 的输出电压设置为 3.3V，使用方程式 16 计算 R19 和 R20 的阻值。在确定 R20 阻值时，为了实现低电流消耗和可接受的噪声灵敏度，最大使用 200kΩ。通过 R20 的较大电流可提高噪声灵敏度和输出电压精度，但会增加电流消耗。电路中增加了一个前馈电容 (C14)，可提高环路带宽，从而产生快速瞬态响应。

$$V_{OUT} = V_{FB} \times \left[1 + \frac{R_{19}}{R_{20}} \right] = 0.6 \times \left[1 + \frac{R_{19}}{R_{20}} \right] \quad (16)$$

电感器选型的主要参数是电感值，其次是电感器的饱和电流。为了计算静态负载条件下的最大电感器电流，这里提供了方程式 17 和方程式 18。

$$I_{LMAX} = I_{OUTMAX} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (17)$$

$$\Delta I_L = V_{OUT} \times \frac{1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}}{L \times f_{SW}} \quad (18)$$

其中：

- $I_{OUT,MAX}$ 为最大输出电流
- ΔI_L 是电感电流波纹
- f_{SW} 为开关频率
- L 是电感值

对于此设计，选择 2.2 µH 电感器。

2.2.7 电源轨电流检测

TIDA-010932 还集成了 INA2180 (图 2-11)，用于两个电源轨 (LMR36520 的 5V 和 USB 的 5V) 的电流检测。该器件的输出还与 BoosterPack™ 接头连接，方便收集数据，并能够在连接 MCU LaunchPad™ 时监控系统电源。

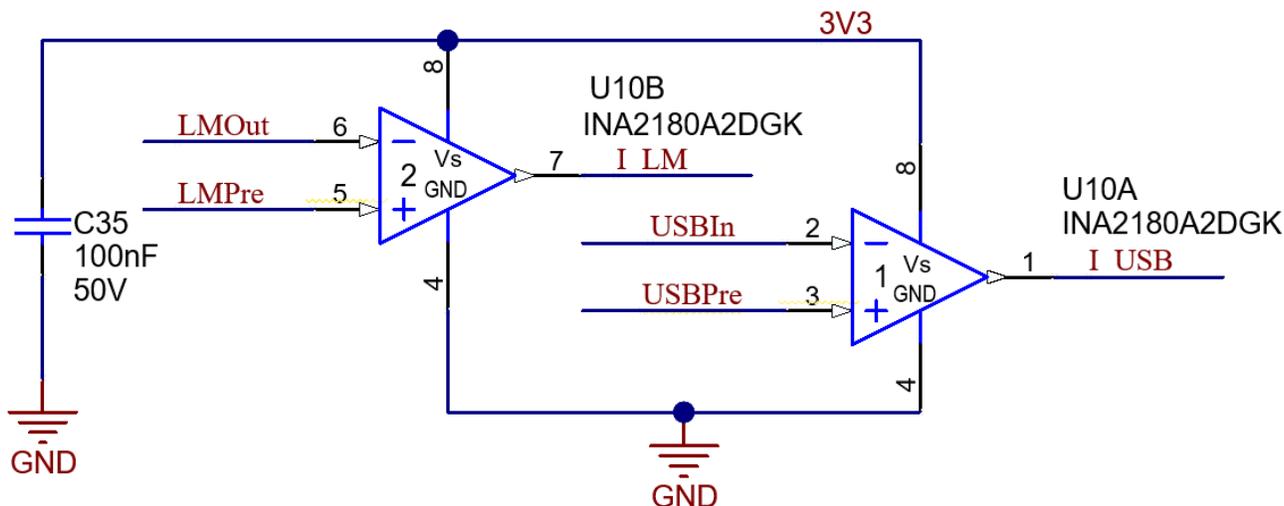


图 2-11. INA2180 电源轨电流检测电路

选择尽可能大的电流检测电阻，可更大限度地提高 INAx180 的精度。较大的检测电阻可在给定电流量下使差分输入信号达到最大，并减小失调电压的误差贡献。然而，在给定应用中，电流检测电阻的大小存在实际限制。方程式 19 给出了电流检测电阻在给定功率损耗预算下的最大阻值。

$$R_{\text{SENSE}} < \frac{PD_{\text{MAX}}}{I_{\text{MAX}}^2} \quad (19)$$

其中

- PD_{MAX} 是 R_{SENSE} 中的最大允许功率损耗
- I_{MAX} 是流过 R_{SENSE} 的最大电流。

为了确保电流检测信号适当地传递到输出，必须检查正和负输出摆幅限制。方程式 20 提供了 R_{SENSE} 和 $GAIN$ 的最大值，以便防止器件达到正摆幅限制。

$$I_{\text{MAX}} \times R_{\text{SENSE}} \times \text{Gain} < V_{\text{SP}} \quad (20)$$

其中

- I_{MAX} 是流过 R_{SENSE} 的最大电流。
- $GAIN$ 是电流检测放大器的增益
- V_{SP} 是数据表中指定的正输出摆幅

负摆幅限制对给定应用中使用的检测电阻值可以小到何种程度施加了限制。方程式 21 提供了对最小检测电阻的限制。

$$I_{\text{MIN}} \times R_{\text{SENSE}} \times \text{Gain} > V_{\text{SN}} \quad (21)$$

其中

- I_{MIN} 是流过 R_{SENSE} 的最小电流
- $GAIN$ 是电流检测放大器的增益
- V_{SN} 是器件的负输出摆幅

2.2.8 背光 LED 驱动器

TIDA-010932 还具有背光 LED 驱动器 (图 2-12)，可用于驱动恒温器等显示屏上的背光 LED。如果不需要，可以通过移除 R39 来禁用此器件。

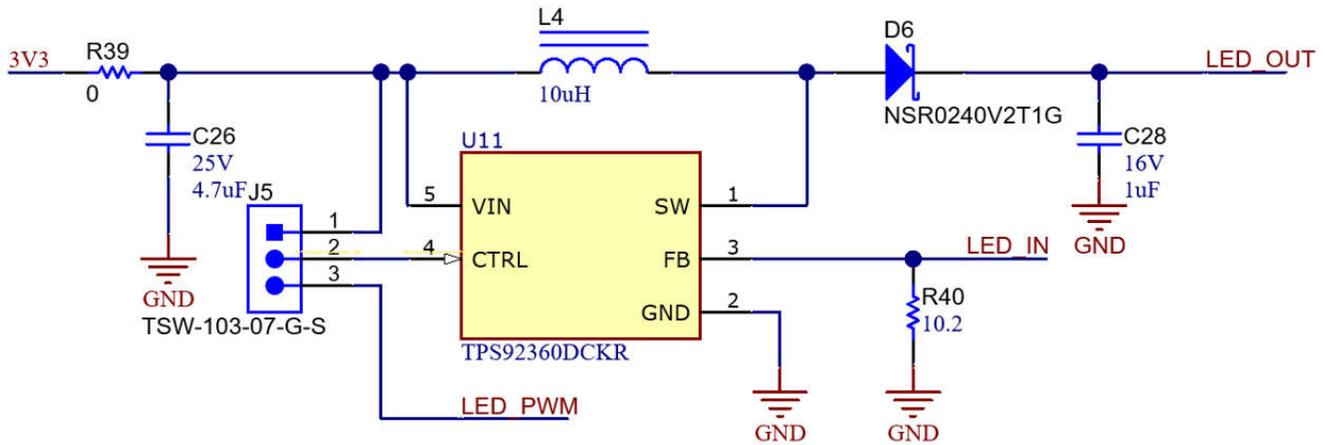


图 2-12. TIDA-010932 串式 LED 驱动器电路

对于电感器的选择，有三个重要的电感器规格：电感值、直流电阻和饱和电流。仅考虑电感值是不够的。电感器值决定了电感器纹波电流。选择一个能够在不饱和的情况下处理所需峰值电流的电感器。按照[方程式 23](#)和[方程式 24](#)计算电感器的峰值电流。如需计算最坏情况下的电流，请使用应用的最小输入电压、最大输出电压和最大负载电流。在升压稳压器中，输入直流电流的计算公式[方程式 22](#)如下：

$$I_{L(DC)} = \frac{V_{OUT} \times I_{OUT}}{V_{IN} \times \eta} \quad (22)$$

其中

- V_{OUT} = 升压输出电压
- I_{OUT} = 升压输出电流
- V_{IN} = 升压输入电压
- η = 电源转换效率

电感器电流峰峰值纹波的计算公式[方程式 23](#)如下。

$$\Delta I_{L(P-P)} = \frac{1}{L \times \left(\frac{1}{V_{OUT} - V_{IN}} + \frac{1}{V_{IN}} \right) \times F_S} \quad (23)$$

其中

- $\Delta I_{L(P-P)}$ = 电感器峰峰值纹波
- L = 电感器值
- F_S = 升压开关频率
- V_{OUT} = 升压输出电压
- V_{IN} = 升压输入电压

因此，电感器的峰值电流 $I_{L(P)}$ 的计算公式[方程式 24](#)如下。

$$I_{L(P)} = I_{L(DC)} + \frac{\Delta I_{L(P-P)}}{2} \quad (24)$$

对于输出电容器的选择，电压纹波与电容器电容和等效串联电阻 (ESR) 有关。由 ESR 引起的纹波的附加部分使用以下公式计算： $V_{ripple_ESR} = I_{OUT} \times R_{ESR}$ 。由于 ESR 较低，对于陶瓷电容器， V_{ripple_ESR} 可以忽略不计，建议典型应用使用 $1 \mu F$ 至 $4.7 \mu F$ 电容器，在本设计中，选择 $1 \mu F$ 输出电容器。

2.2.9 BoosterPack 概述

此参考设计还集成了 BoosterPack™ 接头，为设计人员提供了多种优势。通过将 MCU LaunchPad 安装到 TIDA-010932 板上，主机 MCU 可以监控多个重要的器件输出，如果是无线 MCU，还可以将此数据中继转发到网关器件。

图 2-13 中 J7 上的引脚 6 和 8 连接到 INA2180 的输出，INA2180 连接 MCU 并通过 TIDA-010932 板供电，可以表征更完整的系统电流消耗。还可以添加更多 BoosterPack™ 插件模块，以便对功耗进行完整的系统估算。

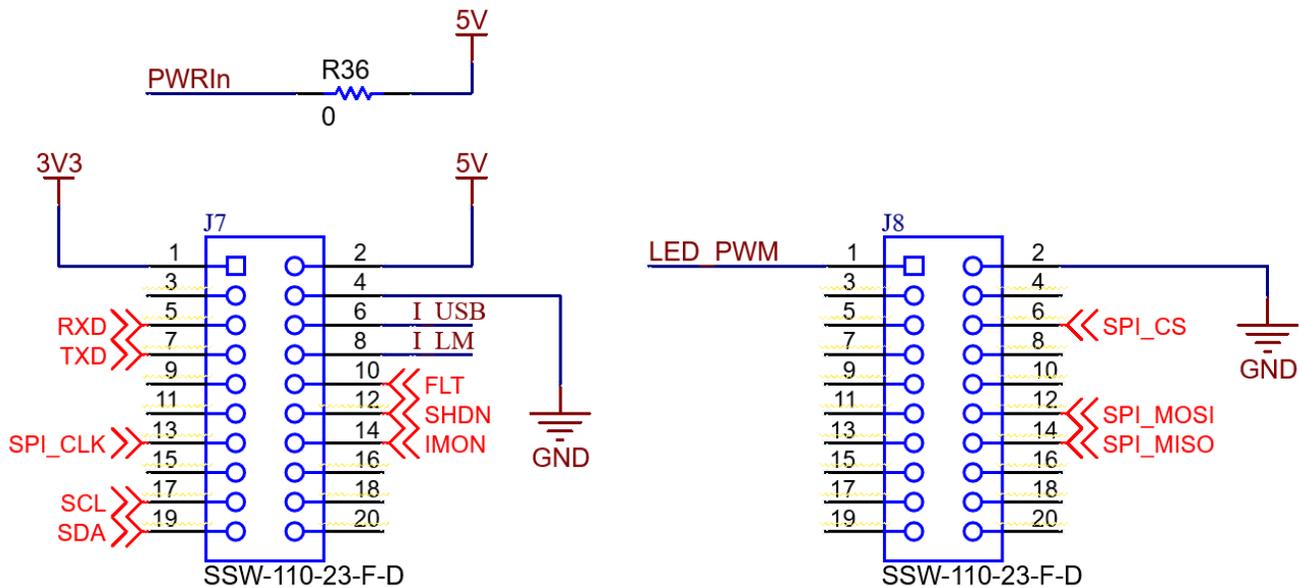


图 2-13. TIDA-010932 BoosterPack 引脚排列

2.3 重点产品

2.3.1 LMR36520

LMR36520 是一款同步峰值电流模式降压稳压器，专为各种工业应用而设计。稳压器根据负载情况自动在 PFM 和 PWM 模式之间切换。在重负载下，该器件以恒定开关频率在 PWM 模式下运行。轻负载时，通过二极管仿真更改为 PFM 模式，从而实现 DCM。这降低了输入电源电流并保持高效率。该器件具备内部补偿，缩短了设计时间，并且与外部补偿稳压器相比，所需的外部元件更少。

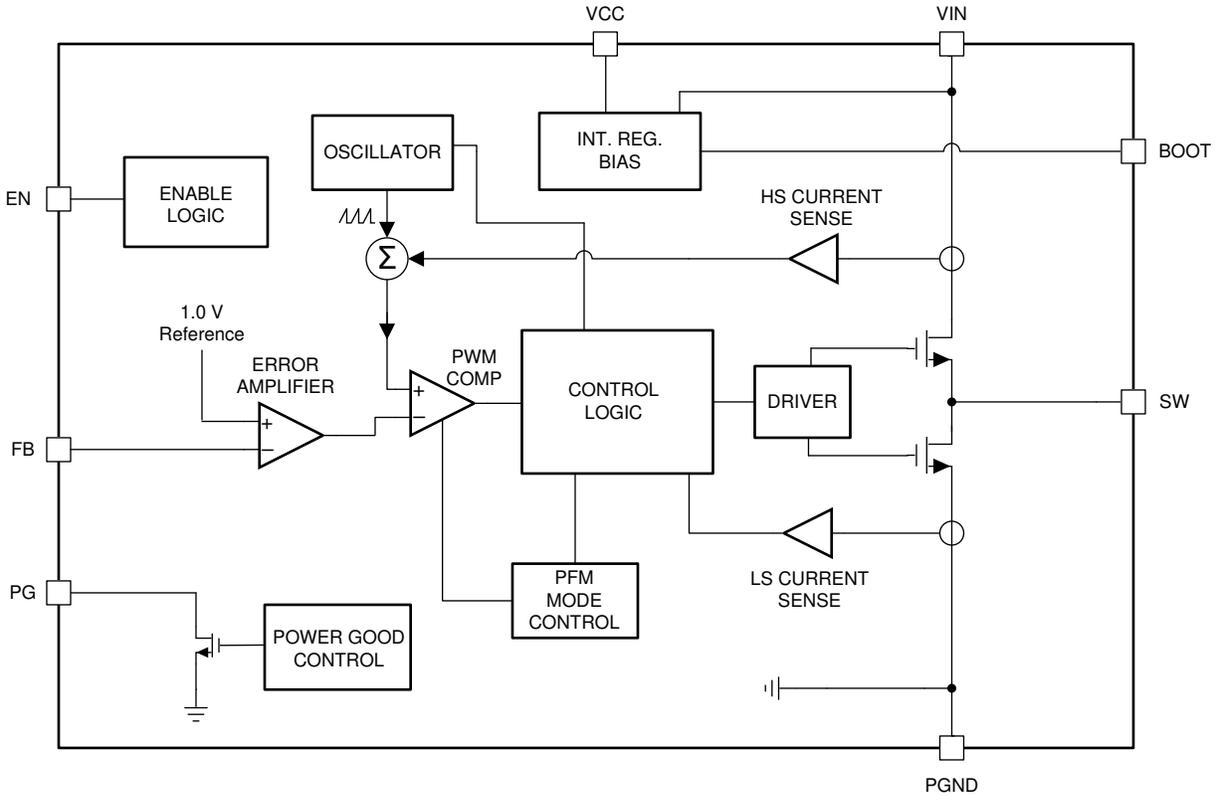


图 2-14. LMR36520 功能方框图

2.3.2 TPS2116

TPS2116 是一款电源多路复用器，具有 1.6V 至 5.5V 的额定电压和 2.5A 的最大额定电流。该器件使用 N 沟道 MOSFET 在电源之间切换，同时在第一次施加电压时提供受控的压摆率。TPS2116 可根据应用配置用于两种不同的切换操作。自动优先级模式优先选择连接到 VIN1 的电源，在 VIN1 下降时将切换到次级电源 (VIN2)。手动模式允许用户切换 GPIO 或使信号能够在通道之间切换。凭借 1.32 μ A (典型值) 的低静态电流和 50nA (典型值) 的低待机电流，TPS2116 对于其中一个输入由电池供电的系统是一个明智之选。这些低电流延长了电池的使用寿命和续航时间。

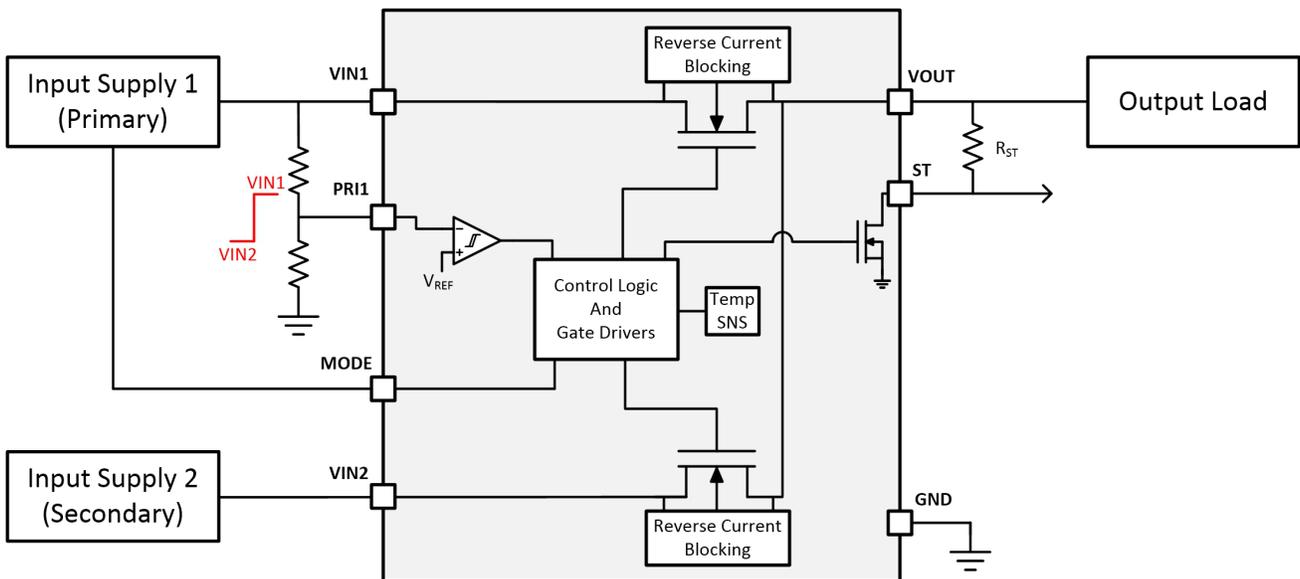


图 2-15. TPS2116 功能方框图

2.3.3 TLV62568

TLV62568 是一款高效同步降压转换器。该器件运行时采用峰值电流控制方案，具有自适应关断时间。该器件通常在中等负载至重负载电流下以 1.5MHz 频率脉宽调制 (PWM) 模式运行。根据 V_{IN}/V_{OUT} 的比率，一个简单的电路即可设置低侧 MOSFET 所需的关断时间。因此，无论输入电压、输出电压和负载电流如何变化，开关频率都会保持相对恒定。

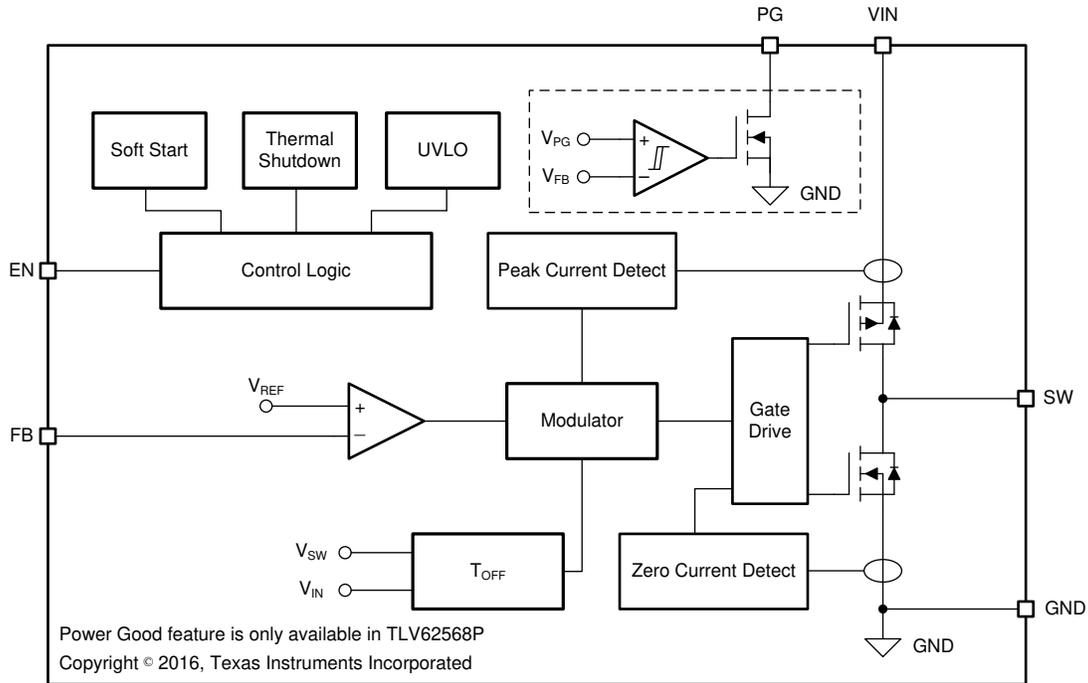


图 2-16. TLV62568 功能方框图

2.3.4 INA2180

INA180、INA2180 和 INA4180 (INAx180) 是汽车级 26V 共模电流检测放大器，可用于低侧和高侧配置。这些专门设计的电流检测放大器可在远超过器件供电的电源电压的共模电压下，精确测量电流检测电阻上产生的电压。可在高达 26V 的输入电压轨上测量电流，并且器件可由低至 2.7V 的电源电压供电。

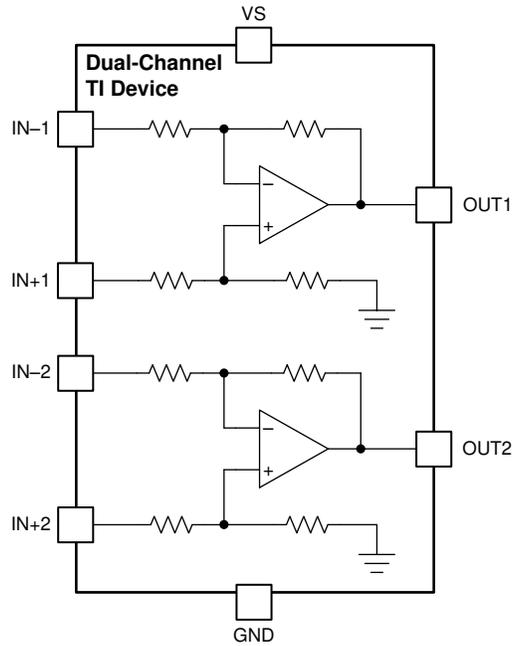


图 2-17. INA2180 功能方框图

2.3.5 TPS92360

TPS92360 是一款采用小型封装尺寸的高效、高输出电压升压转换器。该器件集成了 40V、1.8A 开关 FET，设计用于高达 39V 的输出电压和最小限值为 1.2A 的开关峰值电流。大驱动能力可以驱动单个或并行的 LED 灯串，用于小尺寸到大尺寸的面板背光。TPS92360 以准恒定频率的电流模式方案运行。该器件具有内部补偿功能，可实现最大的灵活性和稳定性。开关频率为 1.2MHz，最小输入电压为 2.7V。在导通期间，电流上升到电感器中。当电流达到内部 GM 放大器设定的阈值时，电源开关 MOSFET 关闭。电感器的极性会改变肖特基二极管并使其正向偏置，使电流流向升压转换器的输出。对于特定的 V_{IN} 和 V_{OUT} ，关断时间是固定的，因此在改变这些参数时保持相同的频率。但是，对于不同的输出负载，频率会由于功率开关 MOSFET 的 $R_{DS(on)}$ 两端的压降而略有变化，这对电感器两端的电压有影响，从而对 t_{ON} (t_{OFF} 保持固定) 产生影响。固定关断时间保持准固定频率，与传统升压转换器相比，可在更宽的输入和输出电压范围内为系统提供更好的稳定性。TPS92360 拓扑还具有以下优点：提供非常好的负载和线路调节率，以及出色的线路和负载瞬态响应。反馈环路将 FB 引脚调节至低基准电压（典型值为 204mV），从而降低电流检测电阻的功率损耗。

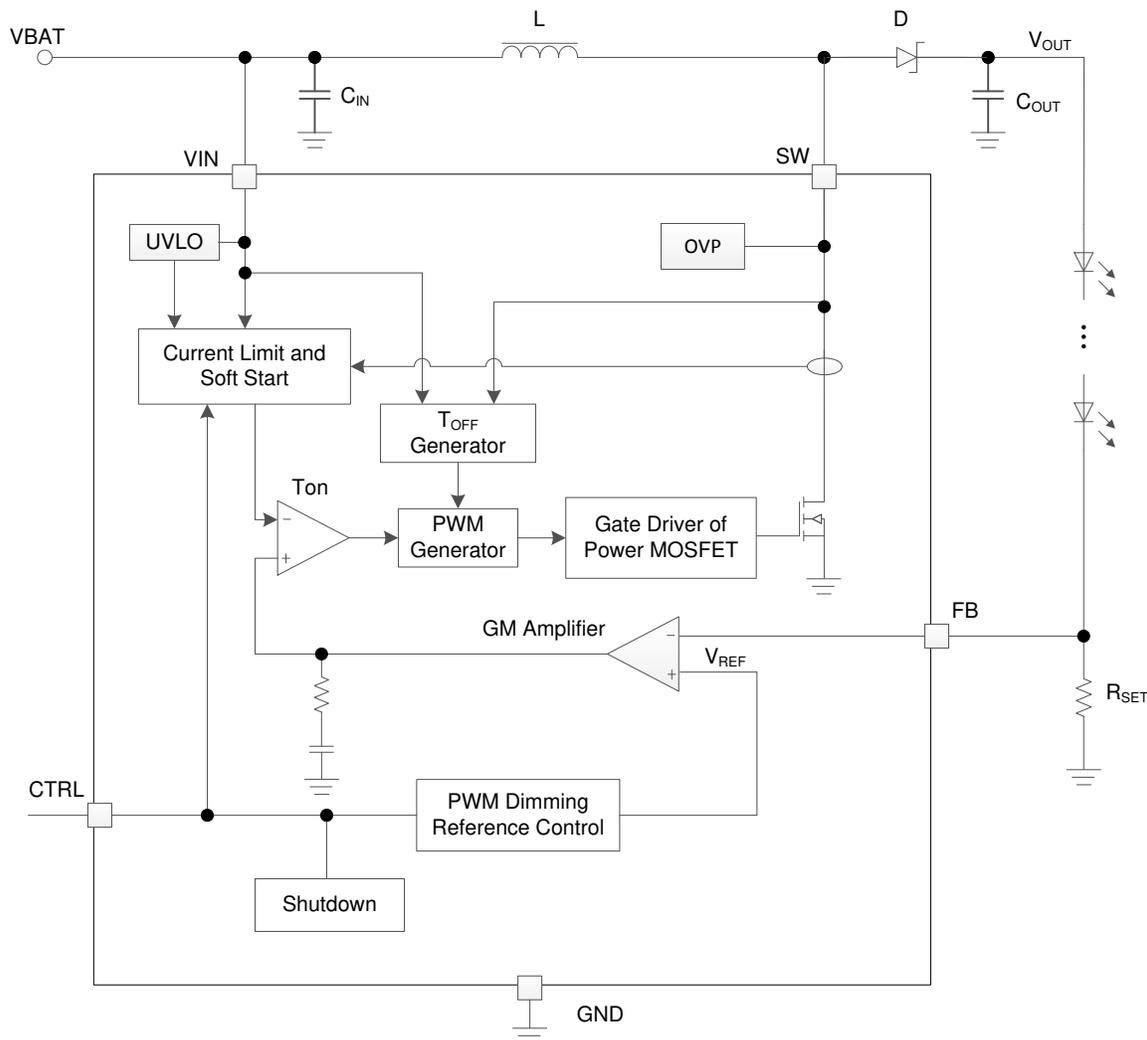


图 2-18. SNVSBZ5 功能方框图

2.3.6 TPS2640

TPS26400 是一款高压工业电子保险丝，集成了背靠背 MOSFET 和增强型内置保护电路。该器件可为所有 4.2V 至 42V 供电的系统和应用提供强大的保护。该器件可承受 $\pm 42\text{V}$ 正负电源电压而不会损坏。对于热插拔电路板，该器件提供热插拔电源管理，具有浪涌电流控制和可编程输出电压压摆率功能。负载、电源和器件保护配备多种可编程特性，包括过流、过压、欠压。精密过流限值（1A 时为 $\pm 5\%$ ）有助于最大限度地减少输入电源的过度设计，而 250ns（典型值）的快速响应短路保护可在检测到短路时立即将故障负载与输入电源隔离开来。TPS26400 的内部可靠保护控制模块以及 $\pm 42\text{V}$ 额定电压有助于简化浪涌合规性系统设计，确保对负载和器件的全面保护。该器件可精确监控电压总线的欠压和过压情况，并为下游系统提供故障信号。TPS26400 监控器的功能阈值精度为 $\pm 3\%$ ，可确保对电源总线进行严密监控，无需单独的电源电压监控器芯片。该器件监控 $V_{(IN)}$ 和 $V_{(OUT)}$ ，可在检测到反向条件或输入电源故障条件时提供真正的反向电流阻断。TPS26400 还设计用于控制冗余电源系统。一对 TPS26400 器件可配置用于主电源和辅助电源之间的有源 ORing。

TPS26400 的其他特性包括：

- 用于系统运行状况监控的电流监视器输出
- 使用 MODE 引脚进行具有过载超时功能的电子断路器操作
- 在限流故障期间，使用 MODE 引脚选择闭锁或自动重启模式响应
- 可在发生过流事件时安全关断的过热保护
- 针对欠压和过压故障的抗尖峰故障报告
- 超前过载电流故障指示

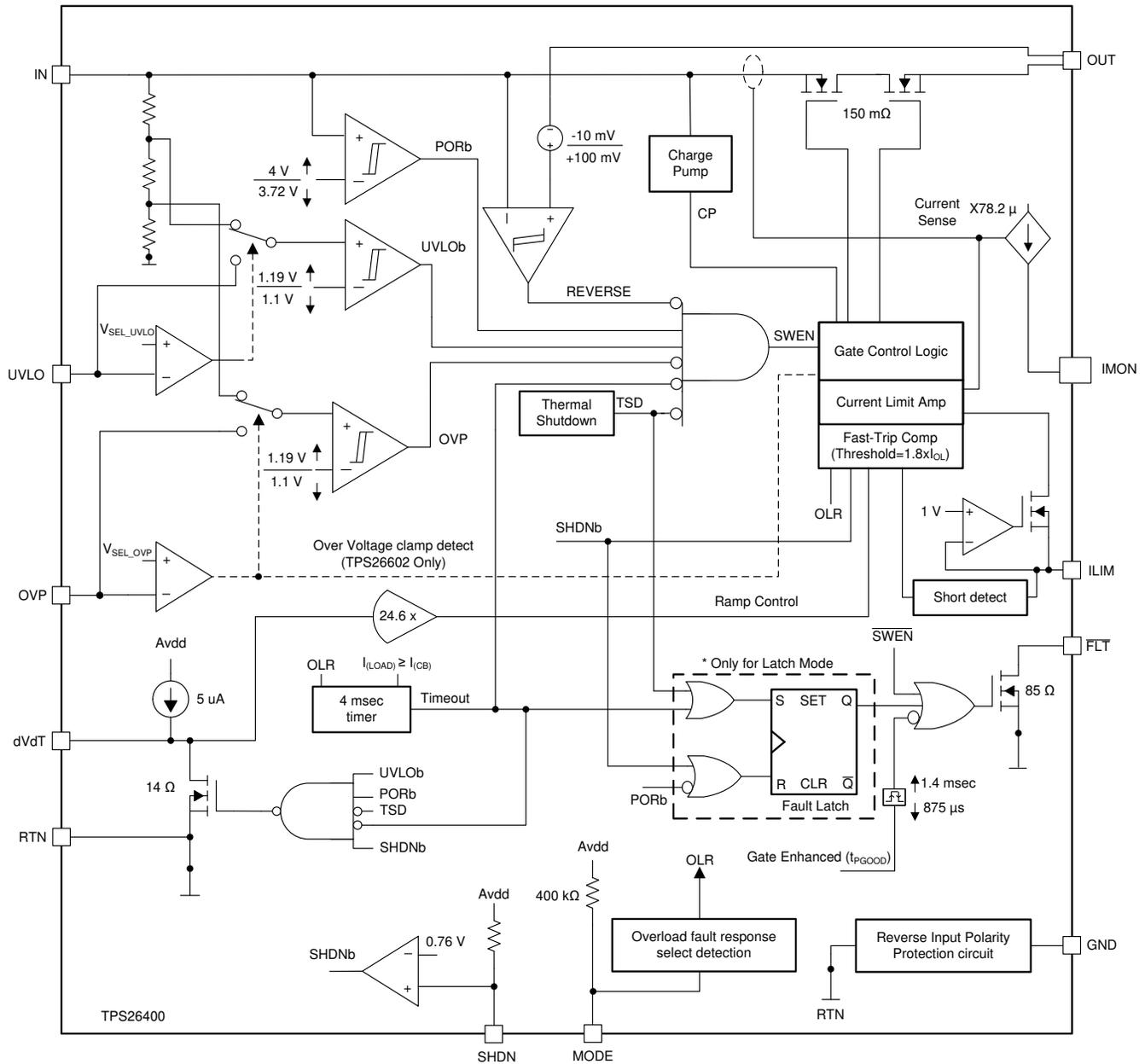


图 2-19. TPS2640 功能方框图

2.3.7 BQ24072

BQ2407x 器件是集成型锂离子线性充电器和系统电源路径管理器件，适用于空间受限的便携式应用。该器件为系统供电，同时单独为电池充电。这个特性减少了电池上充放电周期的数量，可实现充电正常终止并使得系统能够在由有缺陷或者不完整的电池组供电的情况下运行。即使电池完全放电，此功能还允许即时启动系统。用于为电池充电和运行系统的输入电源可以是交流适配器或 USB 端口。这些器件具有动态电源路径管理 (DPPM) 功能，可在系统和电池充电之间共享源电流，并在系统负载增加时自动降低充电电流。从 USB 端口充电时，如果输入电压低于阈值，输入动态电源管理 (V_{IN-DPM}) 电路会降低输入电流，从而防止 USB 端口崩溃。当适配器无法提供峰值系统电流时，此电源路径架构还允许电池补充系统电流需求。

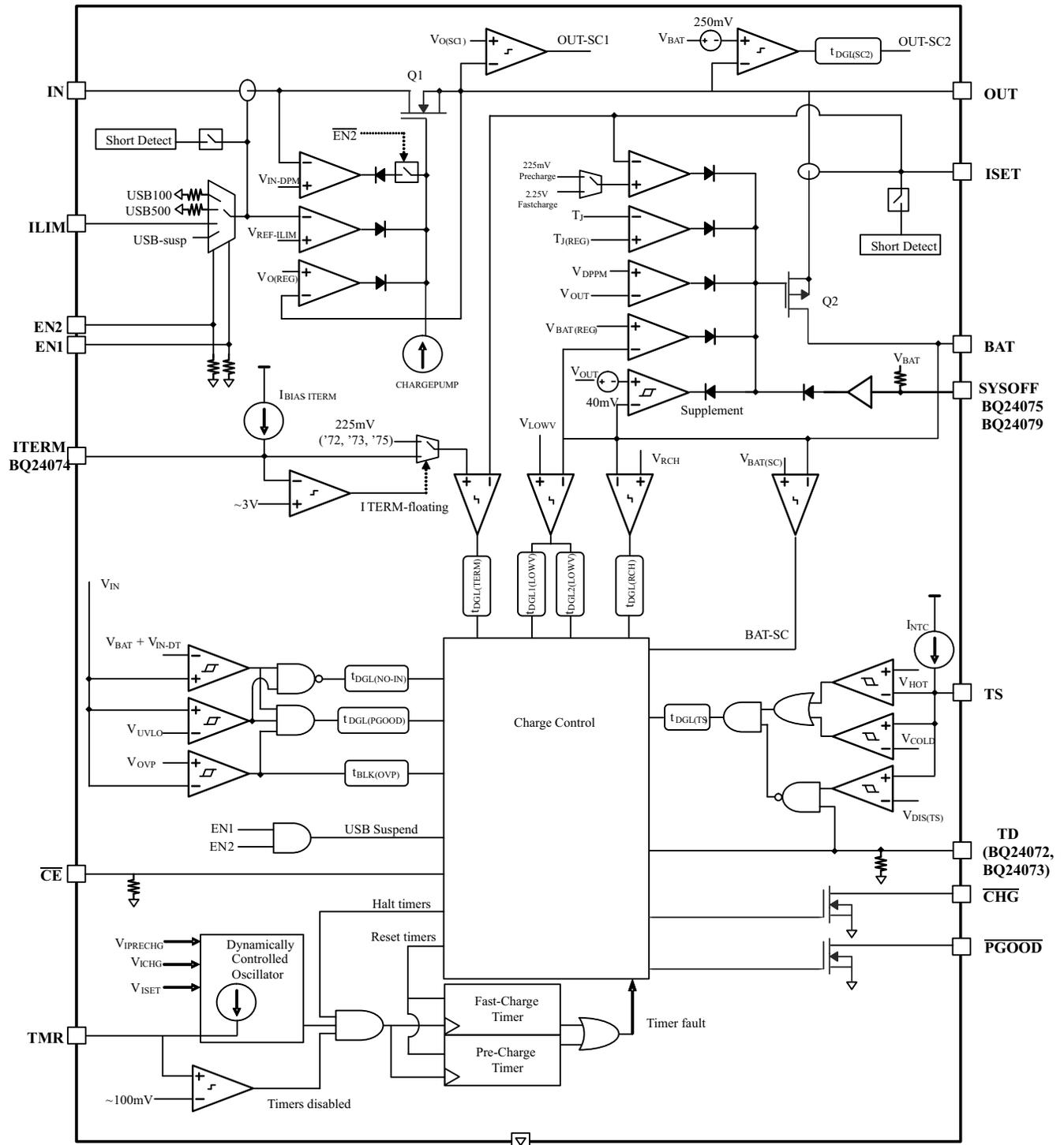


图 2-20. BQ24072 功能方框图

3 硬件、软件、测试要求和测试结果

3.1 硬件要求

3.2 测试设置

PCB 上有多个测试点，可在每个过程中使用。但是，在执行纹波、瞬态和效率测试时，不得使用分接测试点，因为会存在寄生噪音。相反，测量输出、输入或其他目标点时，应尽可能靠近 IC 引脚。图 3-1 展示了一个瞬态测试设置的示例，图中使用了接地筒，而且载流导线直接焊接到了所测直流/直流转换器的输出电容器上。这些载流导线直接连接到可编程电子负载，并通过电流探头（如图 3-2 所示）测量电流。在执行效率测试时，必须使用与载流导线分开的导线，如图 3-3 所示，从而避免因线路压降而导致测量不准确。

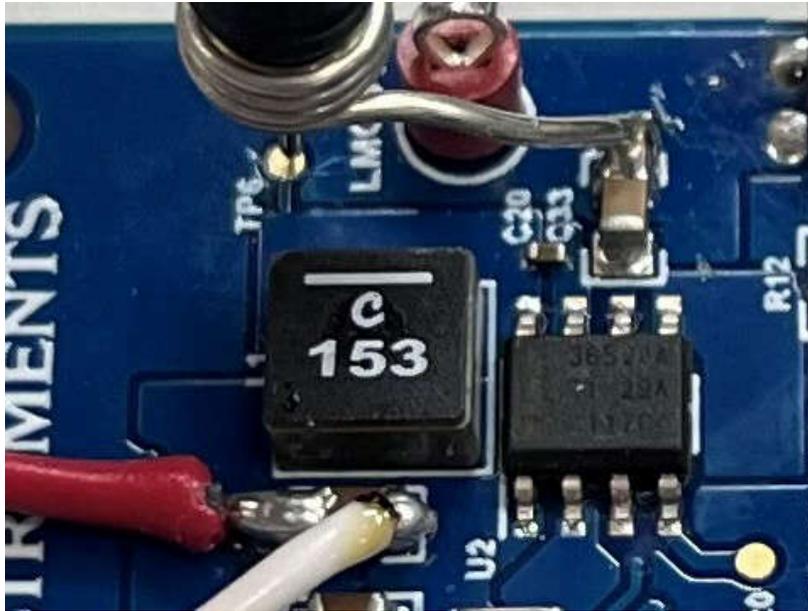


图 3-1. 焊接的输出导线、示波器探头和接地筒测试设置

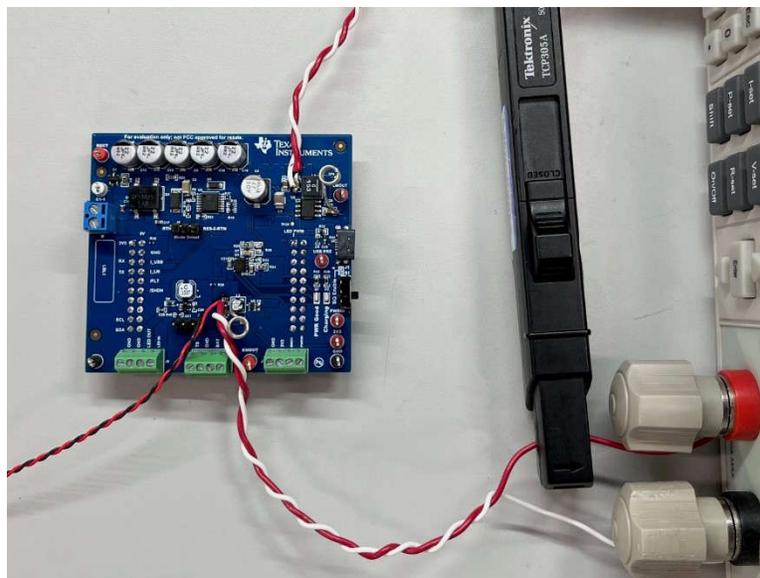


图 3-2. 电流探头和电子负载测试设置

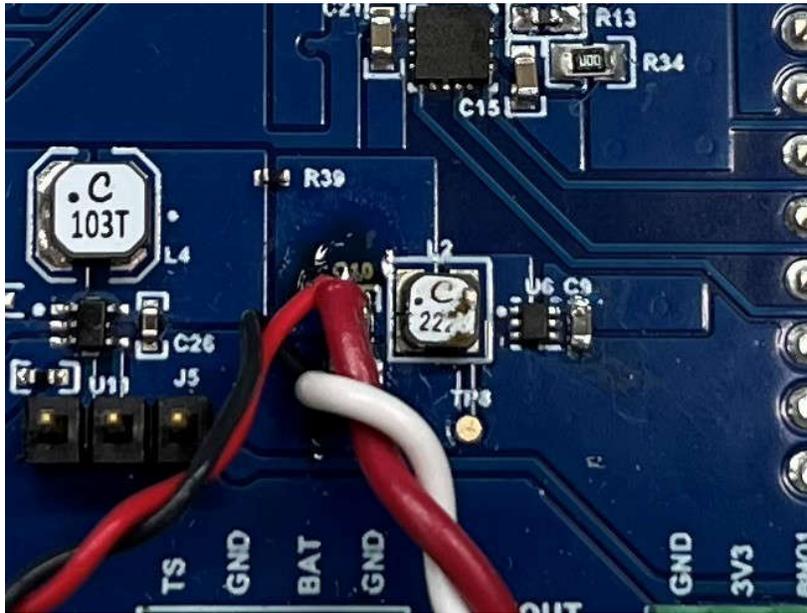


图 3-3. 分离感应和载流导线测试设置

3.3 测试结果

3.3.1 24VAC 启动和关断

图 3-4 显示了插入 24VAC 系统时的上电顺序。在插入 24VAC 系统之前，电池已连接并为 3V3 电源轨供电。插入 24VAC 系统后，系统开始为电池充电，并接管为系统负载供电的工作。接通 24VAC 电源后，RectOut 会在大概 240ms 后进入稳定状态。通过比较图 3-4、图 3-8 和图 3-10，可观察到 24VAC 变压器的电压变化会导致稳态上升时间改变。注意：LMR36520 电源轨在节点 PWRIn 上进行测试，PWRIn 直接位于 ORing 解决方案的输出端。3V3 电源轨在从电池电源转换为 24VAC 电源期间没有明显的瞬态响应。图 3-8 和图 3-10 中的启动测试将 24VAC 变压器中的容差考虑在内，并显示了与图 3-4 相比较的结果。图 3-5、图 3-9 和图 3-11 中测试了 24VAC 电源的即时损失。在这些测试中，RectOut 很流畅，显然电池已充满电并且该电源未提供任何显著的负载电流。24VAC 电源中断时，RectOut 会在 1 秒内为额定 24VAC 电源释放大部分整流电容器能量。图 3-6 和图 3-7 显示了 3V3 总线上的负载需要电流时的 24VAC 损失。整流电容器的放电速度明显快于没有任何负载的情况。当 BM24072 转换为电池供电时，BMOut 电源轨的电压会下降。3V3 电源轨对 24VAC 损失没有显著的瞬态响应。其保持稳压状态，并为输出负载供电。

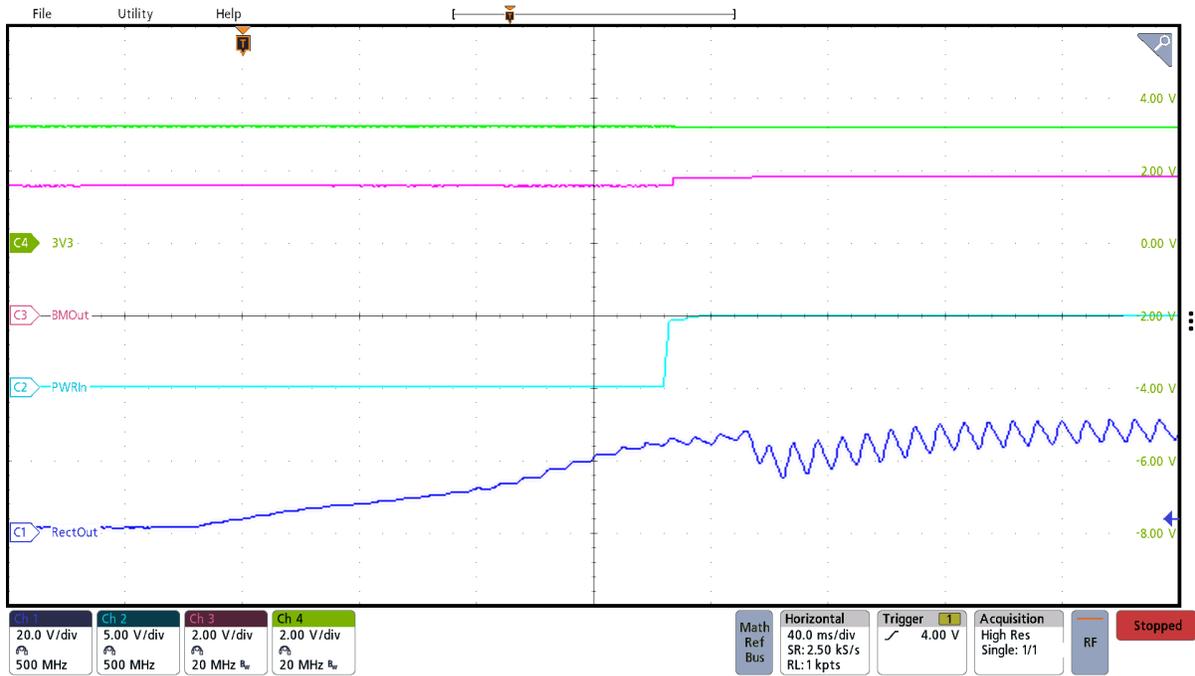


图 3-4. 24VAC 电源启动

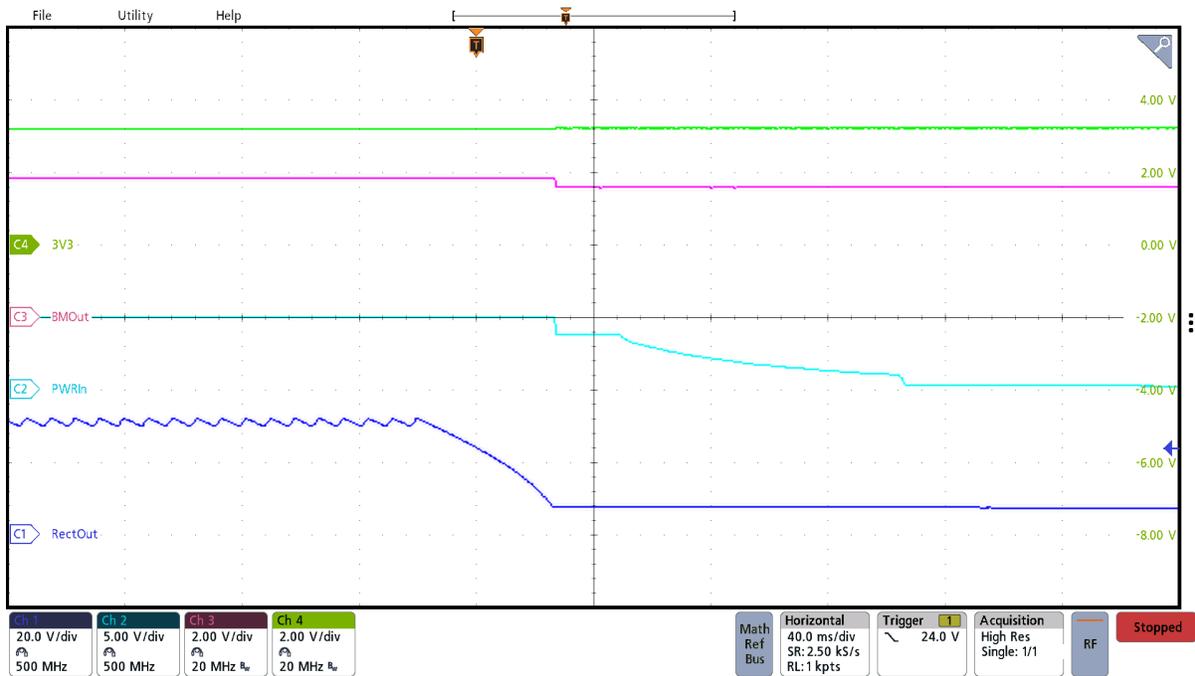


图 3-5. 24VAC 电源关断

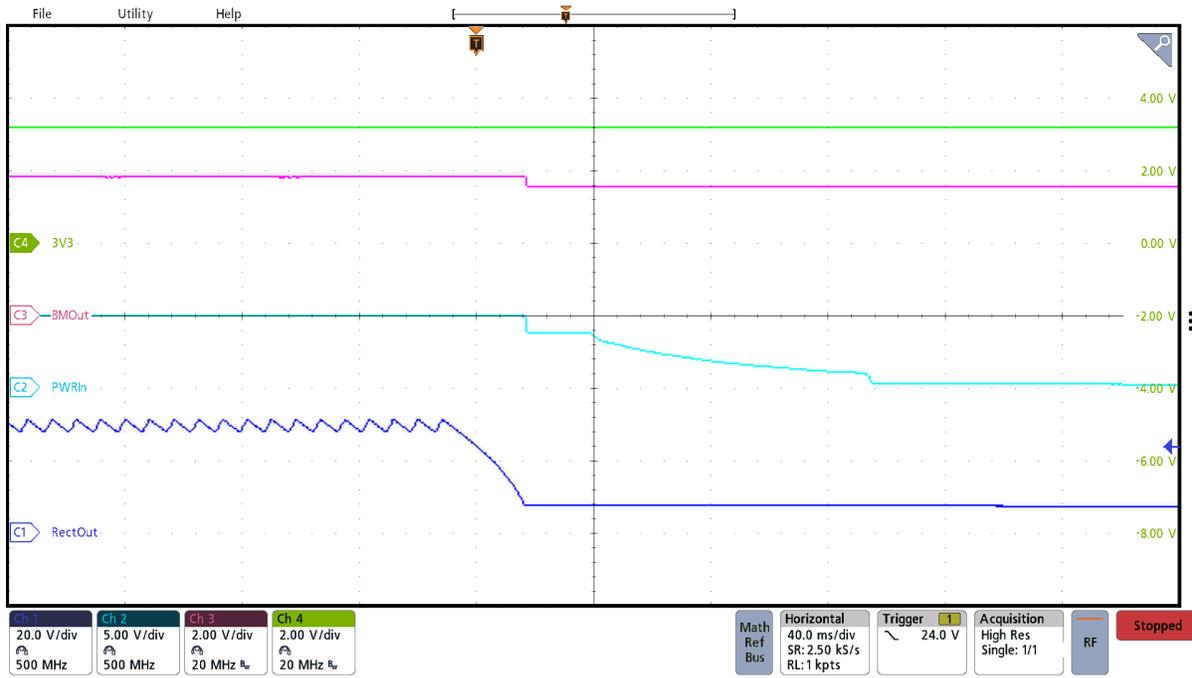


图 3-6. 24VAC 电源关断 (3V3 负载 = 200mA)

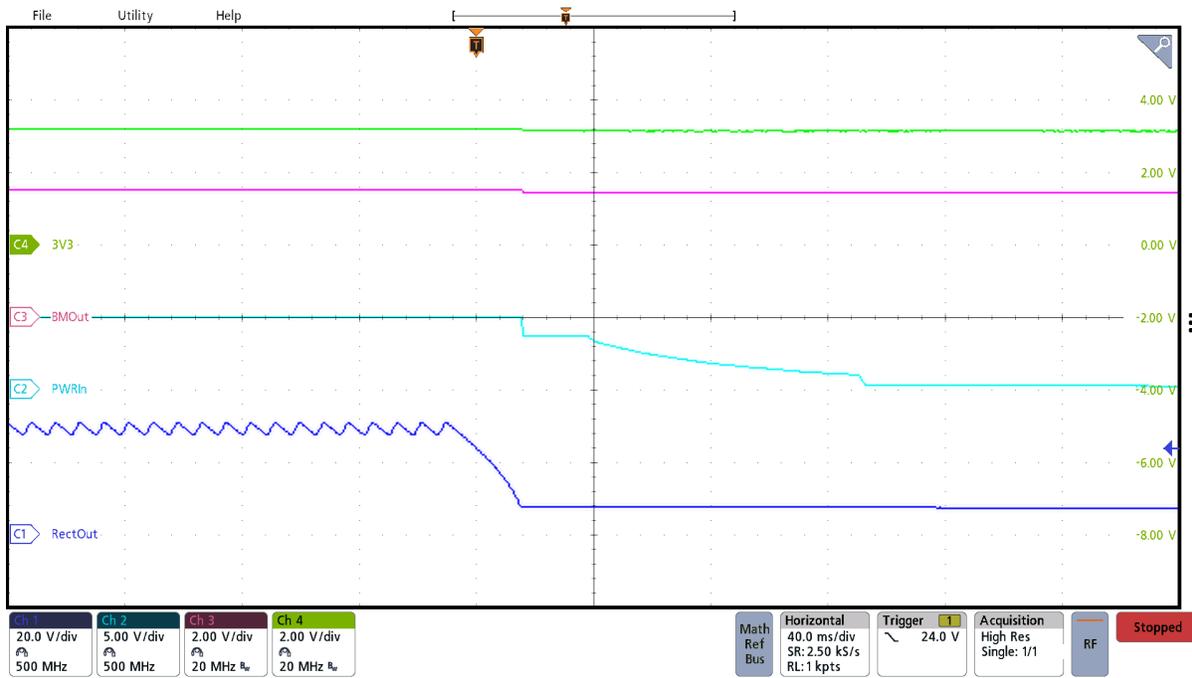


图 3-7. 24VAC 电源关断 (3V3 负载 = 750mA)

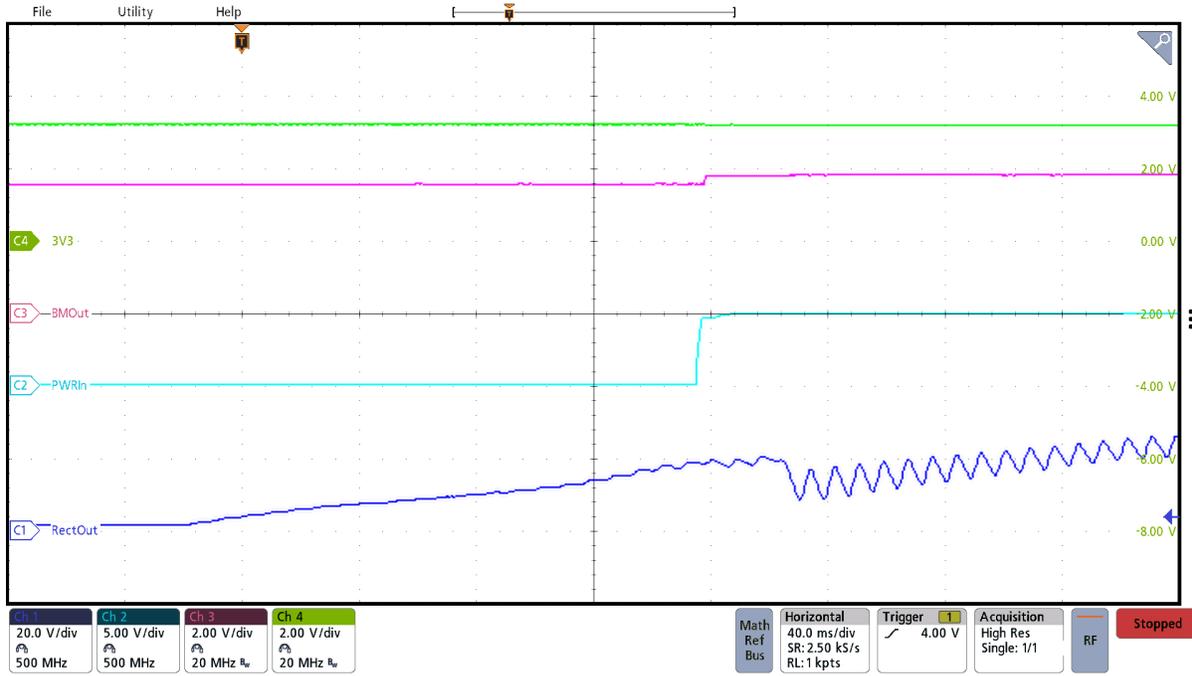


图 3-8. 20V 交流电源启动

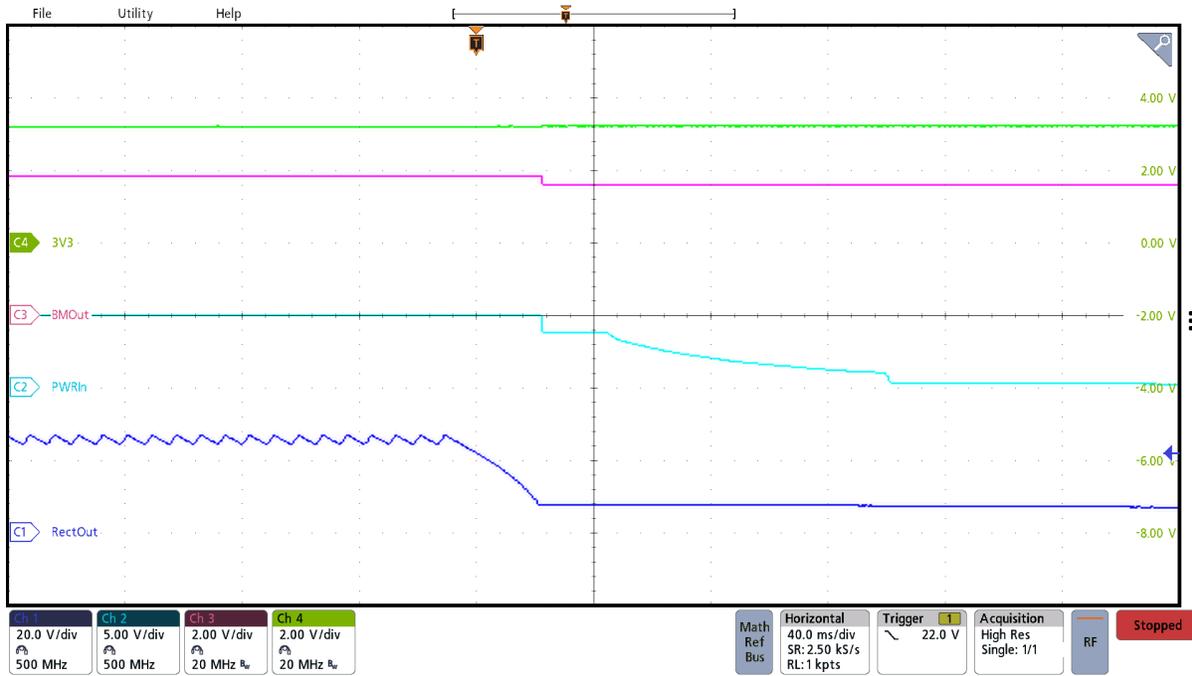


图 3-9. 20V 交流电源关断

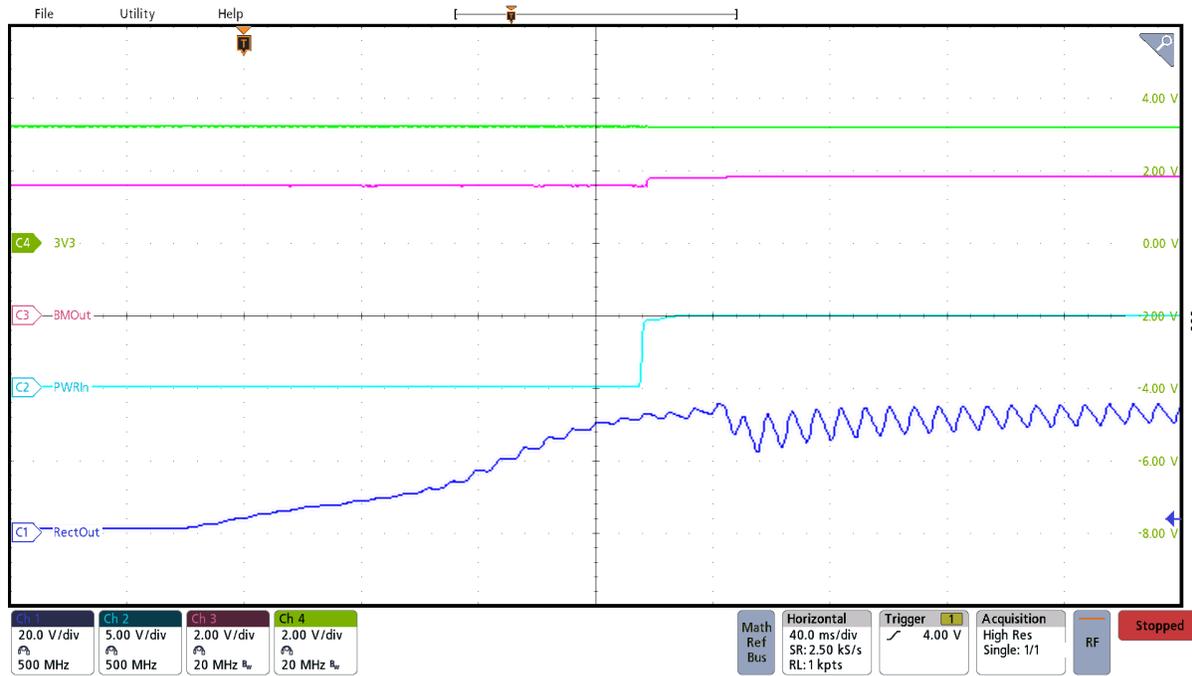


图 3-10. 30V 交流电源启动

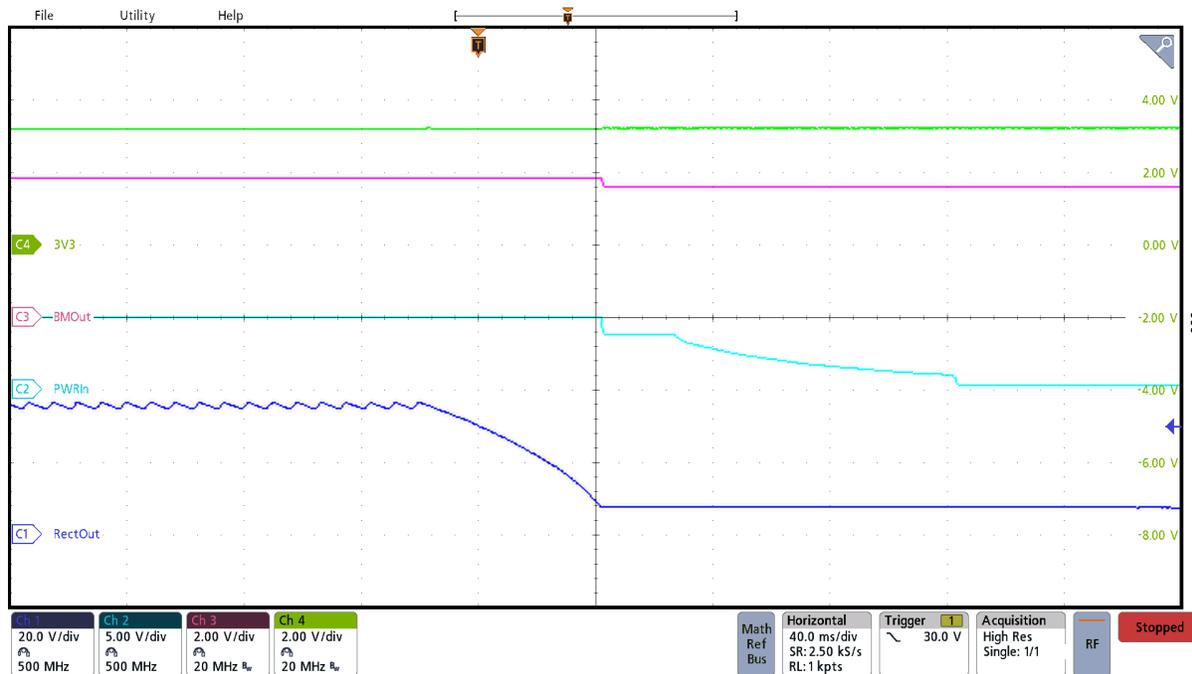


图 3-11. 30V 交流电源关断

3.3.2 USB 启动和关闭

图 3-12 显示了插入系统中的 5.1V USB 电缆 (注意: 图 3-12 和图 3-13 使用了 3 英尺的 USB A 转 USB micro-B 电缆)。节点 USBin 未表现出任何过冲,这在一定程度上是因为节 2.2.3.2 中详述的缓冲电路。PWRIn (ORing 电路的输出) 与 USBin 的响应一致。该测试显示,在电池管理系统将输出 BMOOut 调节至 200mV 以上 VBATT 之前经过了 4ms。与 24VAC 系统启动一样,电池之前在插入 USB 时为负载供电。插入 USB 后,电池管理开始以高达 300mA 的电流为电池充电。3V3 电源轨对电源变化没有明显的瞬态响应。图 3-13 显示当拔掉 USB 时电源转换回电池。在 USBIn 电源轨减少到零之前,大约经过 20ms。当系统切换到电池电源时, BMOOut 略有下降, VBATT 也会相应下降。3V3 电源轨仍然非常稳定,在转换期间没有明显的瞬态响应。

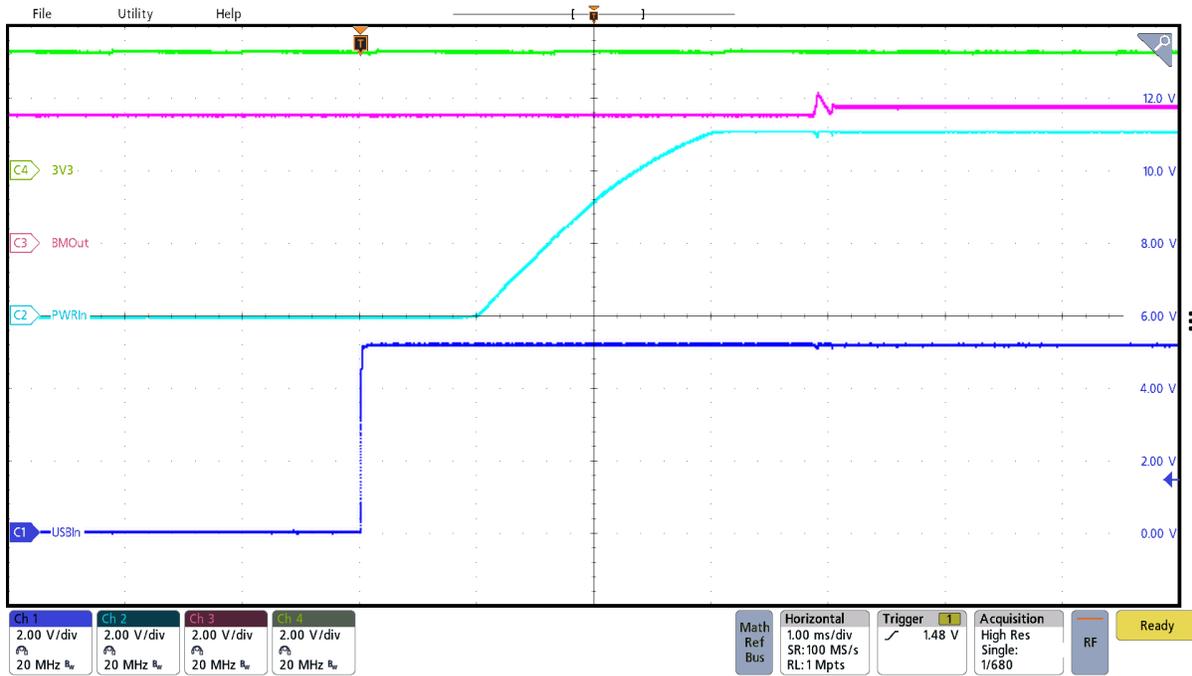


图 3-12. USB 5.1V 启动

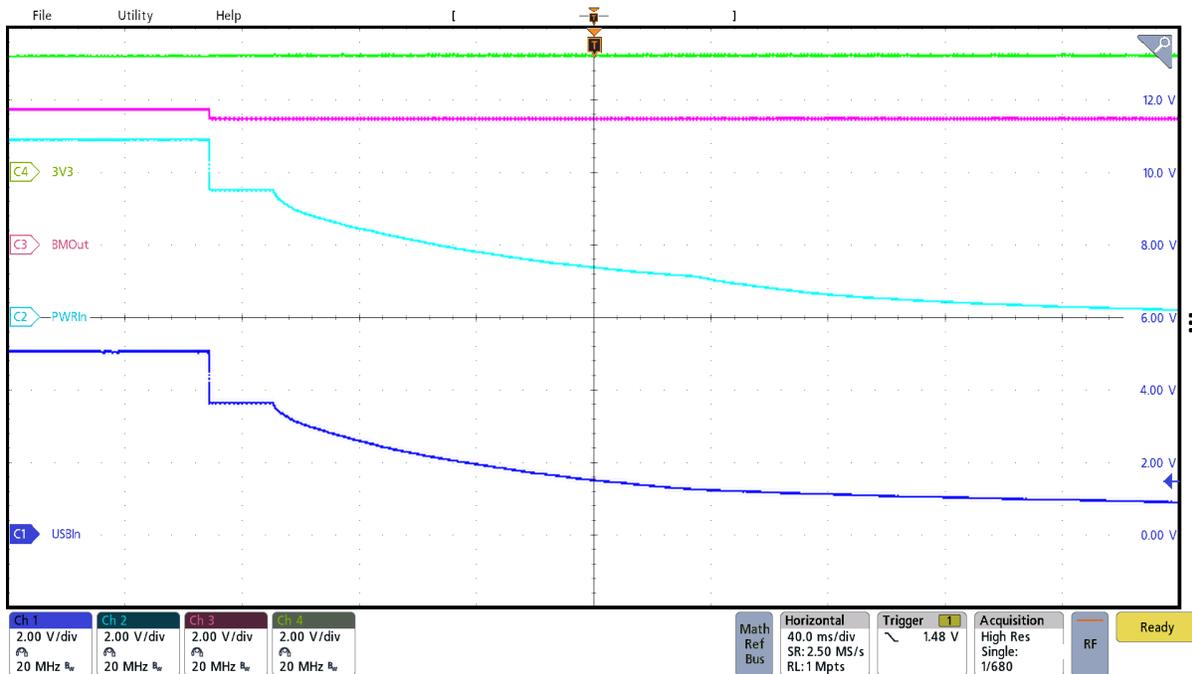


图 3-13. USB 5.1V 关闭

图 3-14 显示 USBIn 在 4.35V (这是 USB 2.0 规范所允许的最小值) 时的启动变化。图 3-14 和图 3-15 的实际测试是使用香蕉插头电缆 (另一端为测试钩) 执行的。这些电缆并不是孤立的,而且比典型的 USB 电缆表现出更强的寄生电感。即使如此,也会观察到极小的 150 mV 过冲。USB 电源轨在初始插入后约 2 μ s 达到高电平电压。如图 3-14 所示,ORing 电路将 USBIn 传递到 PWRIn 电源轨的延迟时间约为 100 μ s。图 3-16 和图 3-17 显示了相似结果。

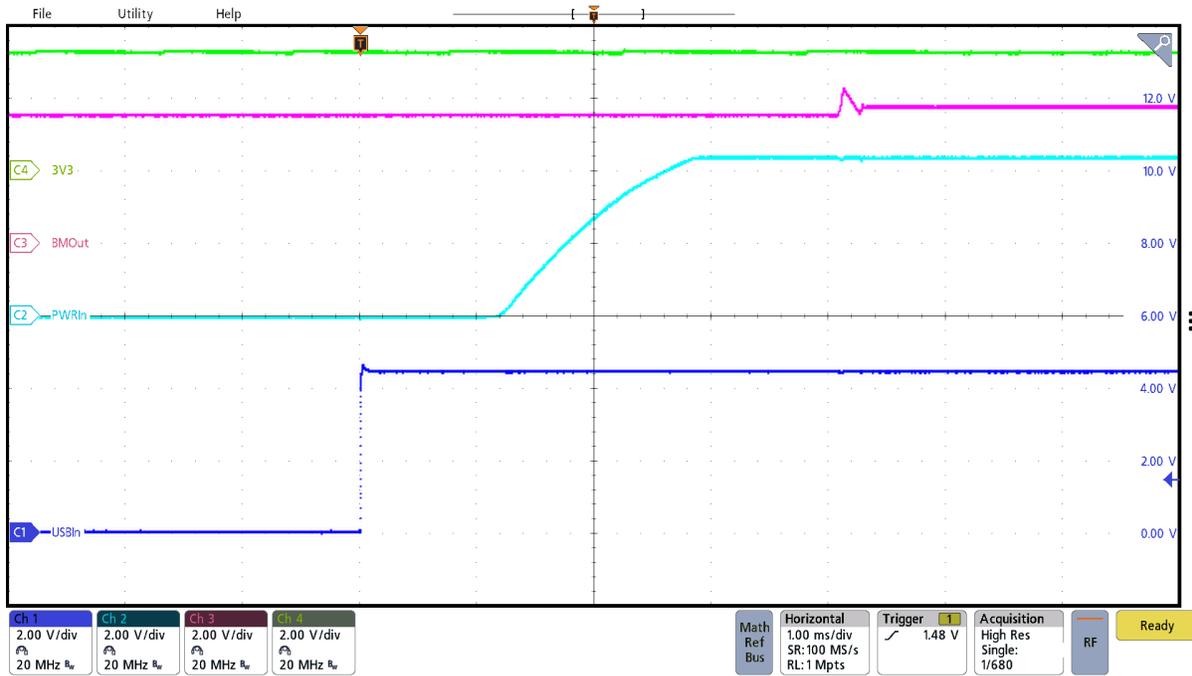


图 3-14. USB 4.35V 启动

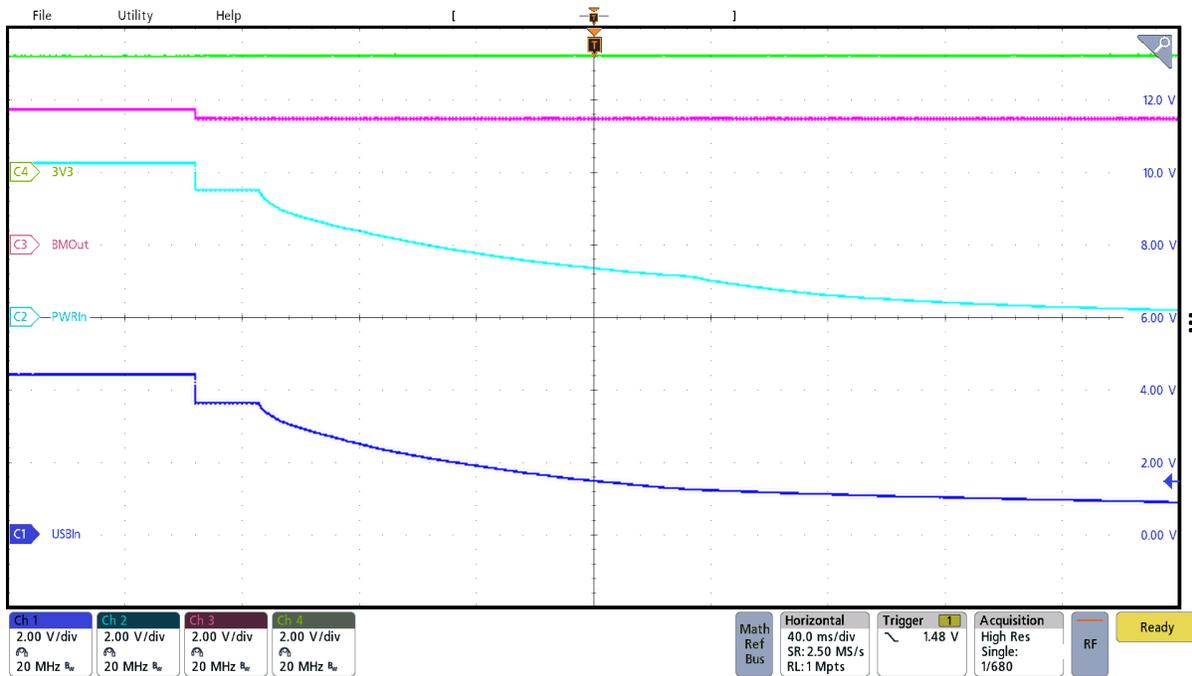


图 3-15. USB 4.35V 关闭

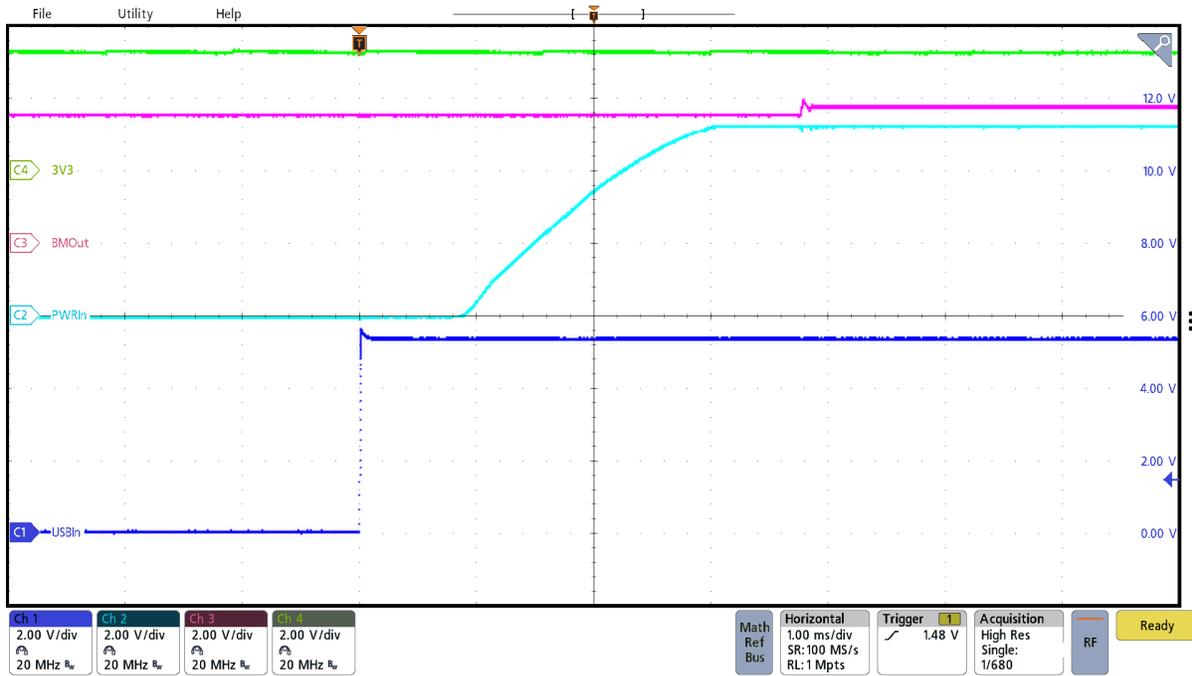


图 3-16. USB 5.25V 启动

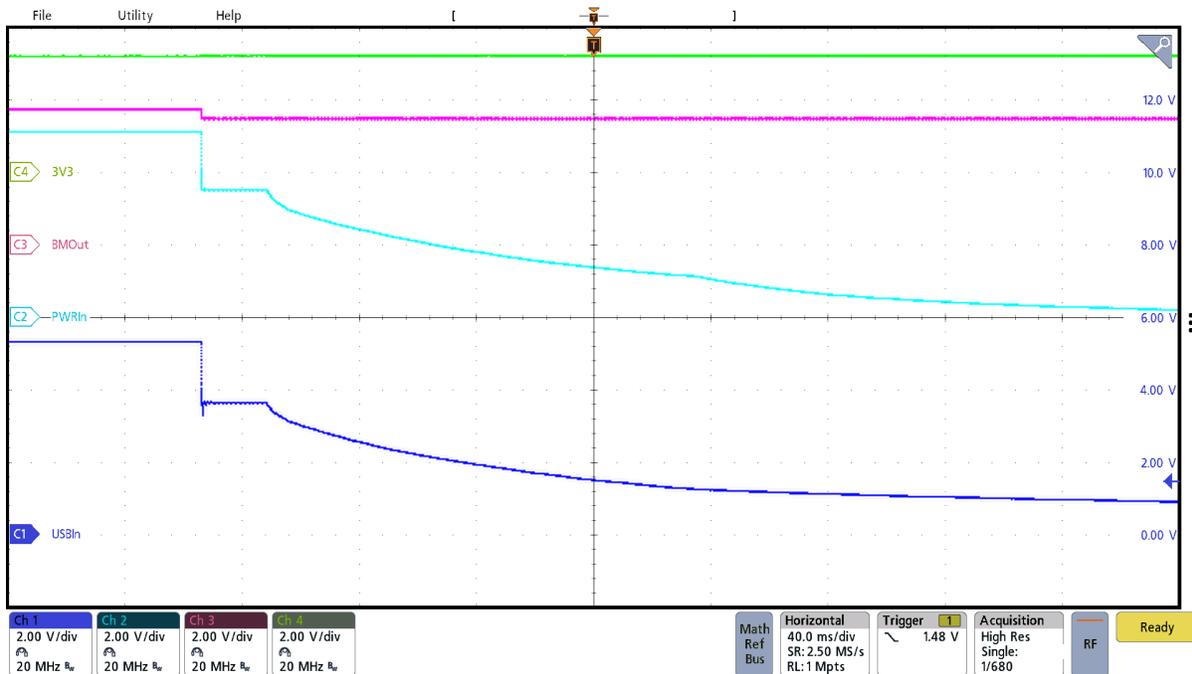


图 3-17. 5.25V 关断

3.3.3 ORing

本节测试了节 2.2.4 中所述的 ORing 电路。图 3-18 显示 LMOOut 在插接后优先于 USB 供电。在 LMOOut 通电前，USB 显示为高电平且 LMRC 也为高电平，以便强制将 USBIn 相关联的 FET 打开并将 LMOOut FET 关闭。一旦 LMOOut 通电，LMOOnOff 节点会开始上拉，使 LMRC 变为低电平，从而打开 LM 相关联的 FET，关闭 USB 相关联的 FET。图 3-19 显示了当 LMOOut 偏移较低时会出现的相反活动。当 USB 电源不存在时，LM 仍然通过将 LMOOnOff 拉高来传递到输出，如图 3-20 和图 3-21 中所示。

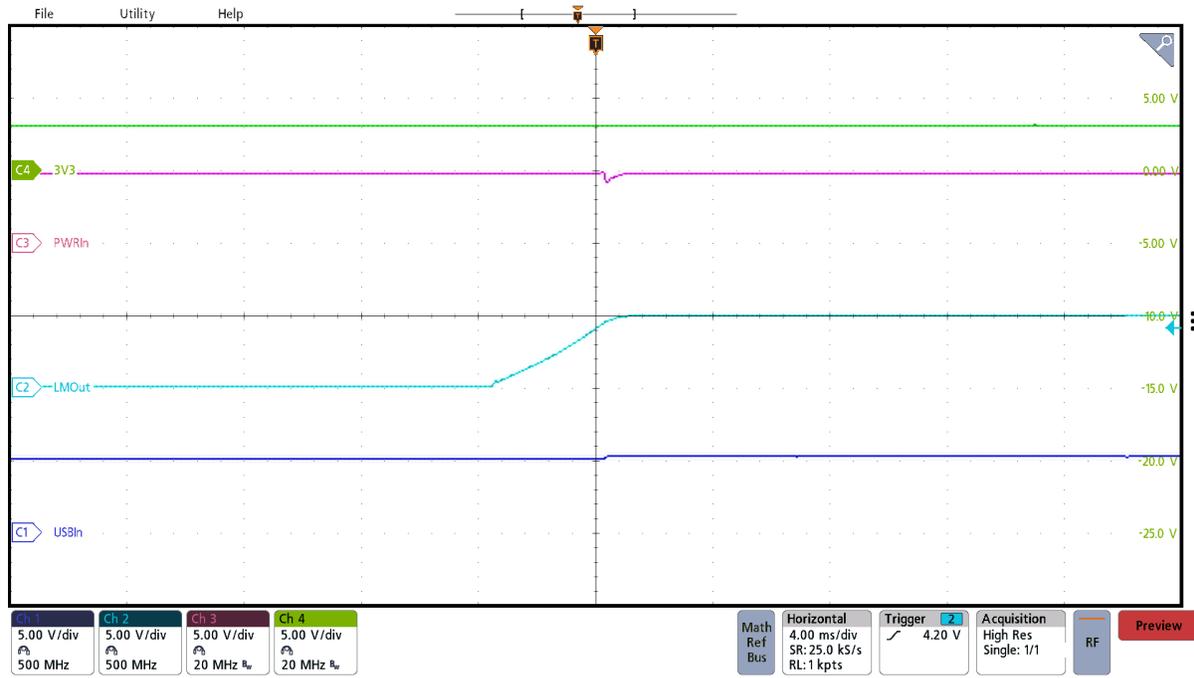


图 3-18. ORing 启动 (LMOut 上电 : USB 源存在)

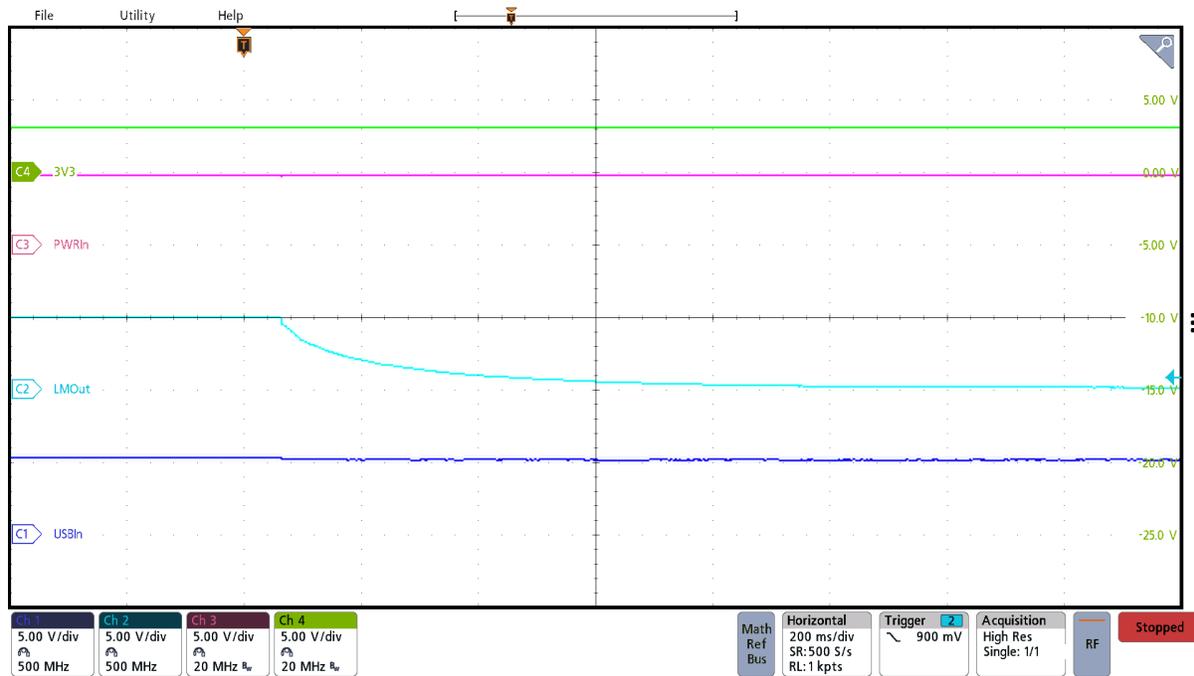


图 3-19. ORing 关断 (LMOut 功率损耗 : USB 源存在)

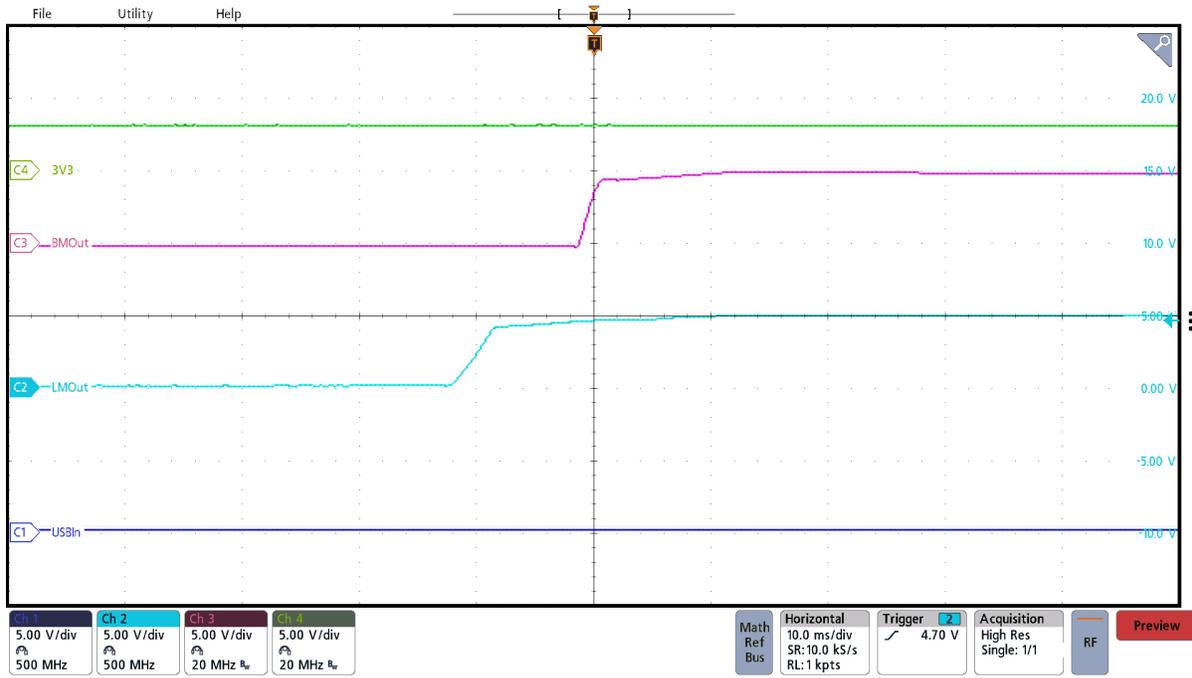


图 3-20. ORing 启动 (LMOut 上电 : USB 源缺失)

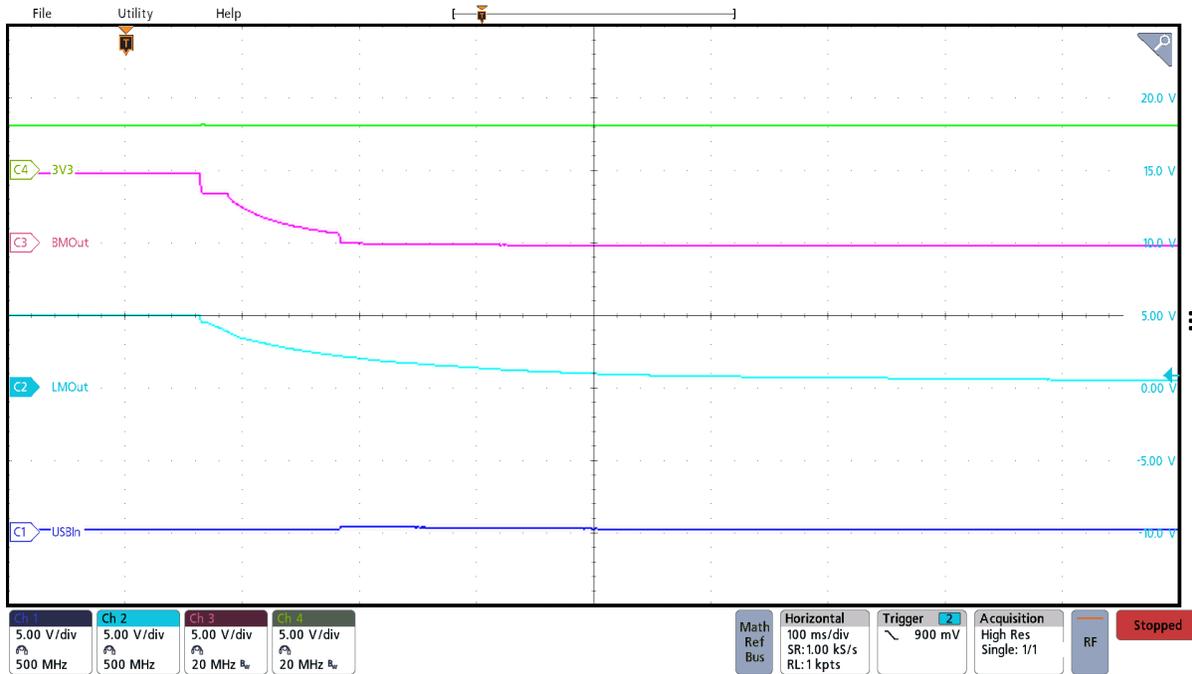


图 3-21. ORing 关断 (LMOut 功率损耗 : USB 源缺失)

3.3.4 LMR36520

图 3-22 所示为 LMR36520 从 DCM 到 CCM 运行模式的转换，这可以通过空载和 480mA 期间的不同纹波频率明显看出。从 DCM 转换为 CCM 导致最坏的瞬态响应情况。仅在 CCM 模式下运行时的瞬态响应明显较小，如图 3-23 中所示。图 3-24 在较小的时间范围内提供负载电流上升和相关的瞬态响应，以便进行更深入的分析。

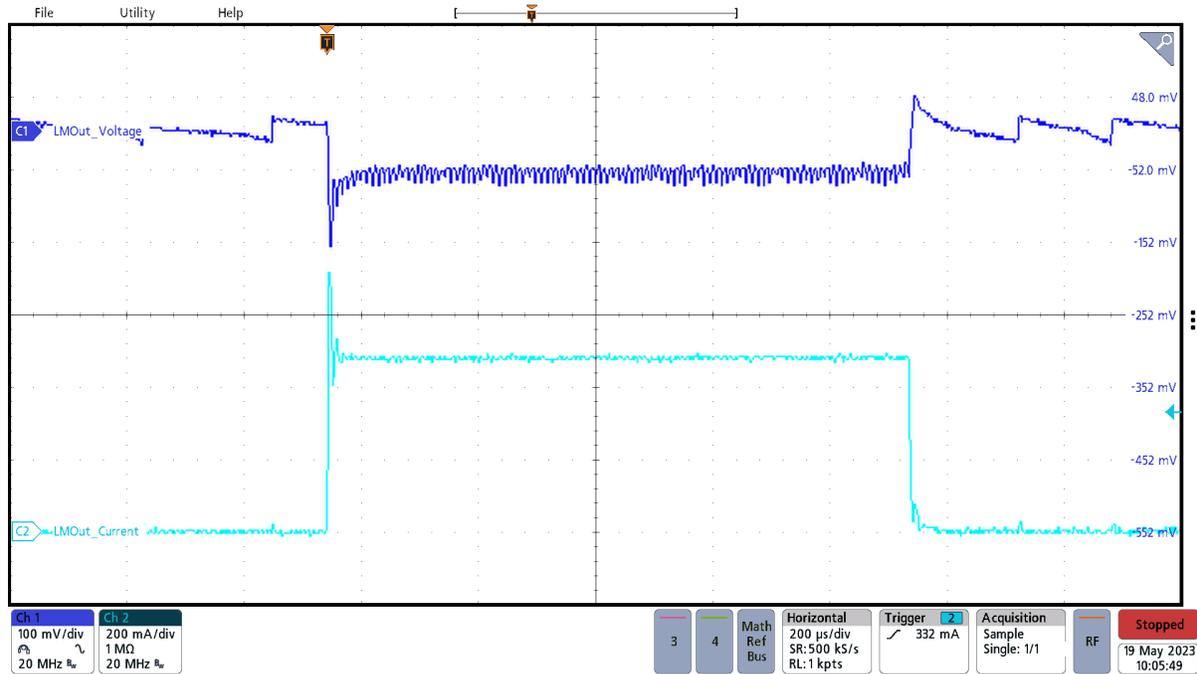


图 3-22. LMR36520 瞬态响应 (0 至 480mA)

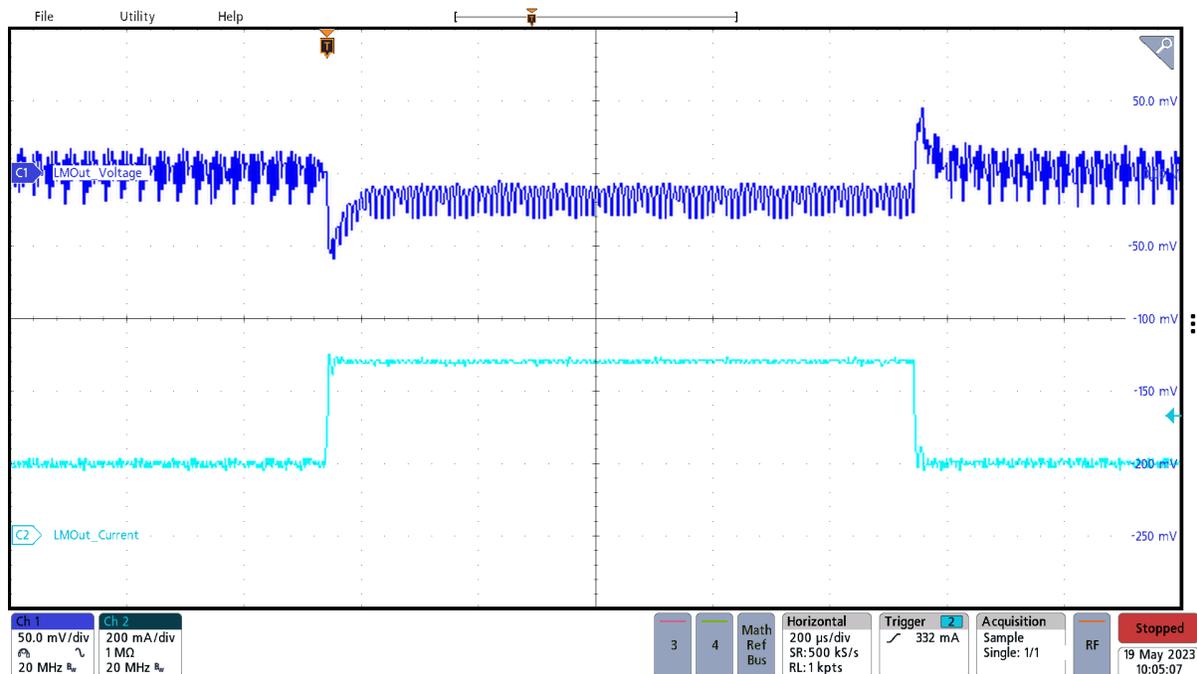


图 3-23. LMR36520 瞬态响应 (200mA 至 480mA)

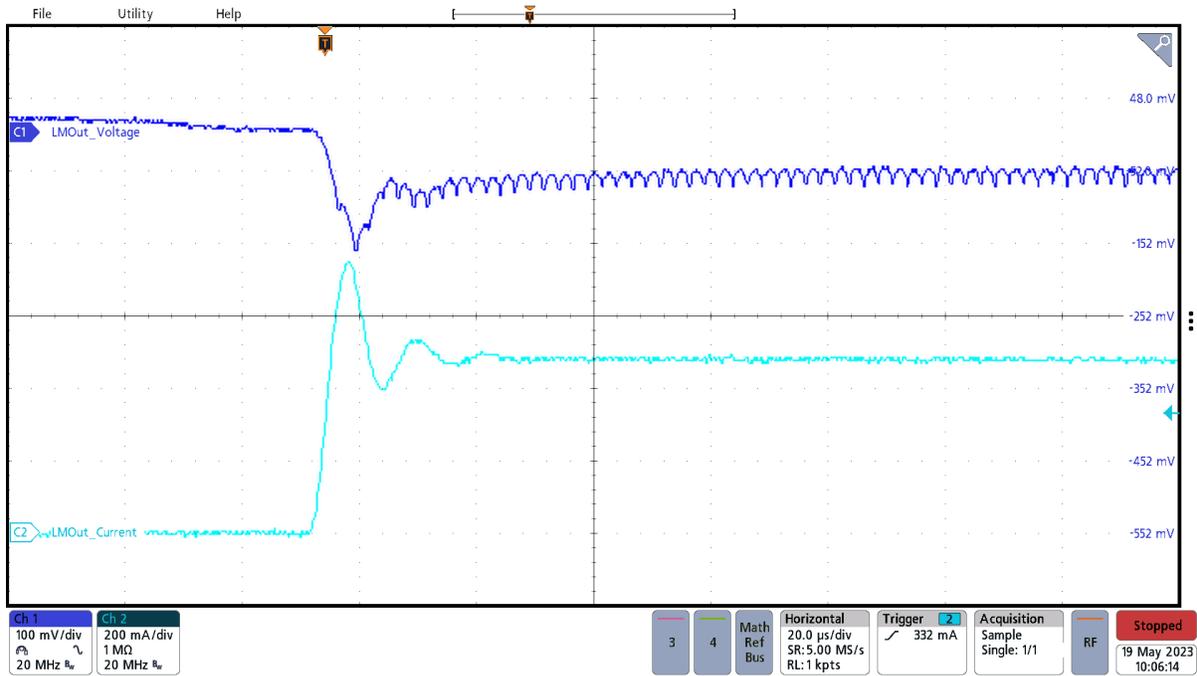


图 3-24. LMR36520 瞬态响应压摆

3.3.5 TLV62568 瞬态响应

3V3 电源轨是为系统负载供电的主电源总线，因此该电源轨上的纹波和瞬态响应必须保持较小。在此参考设计中，TLV62080 运行良好，在 0A 至 1A 负载阶跃下瞬态响应小于 6%。

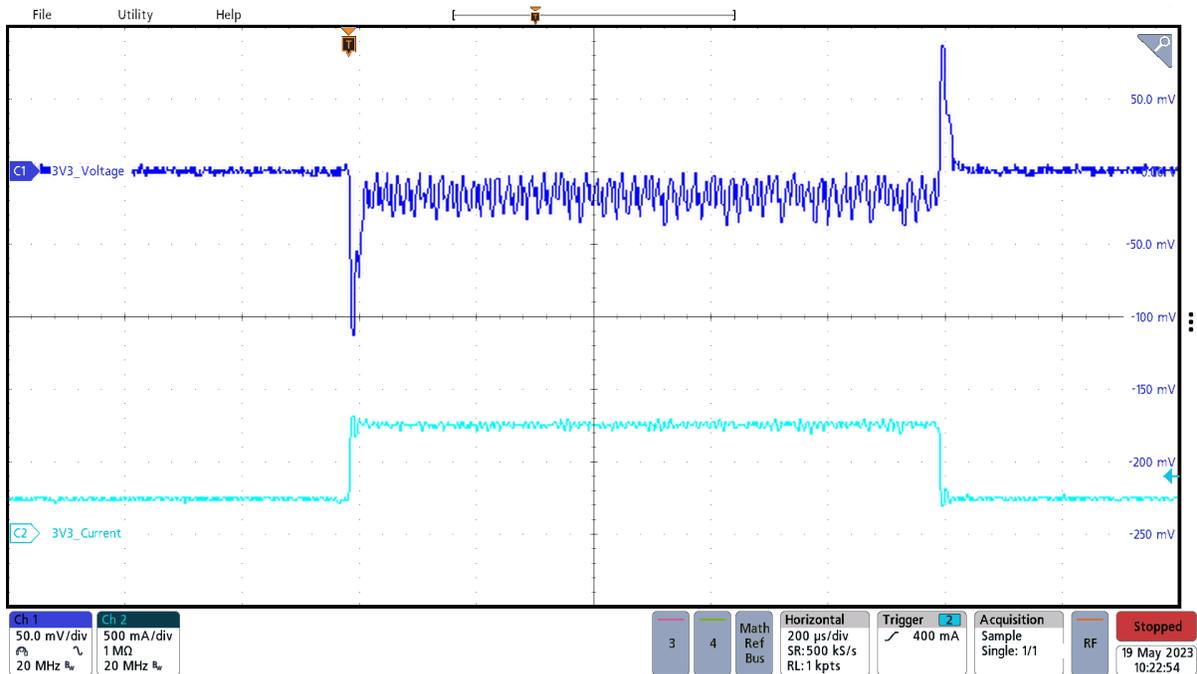


图 3-25. TLV62568 瞬态响应 (250mA 至 750mA)

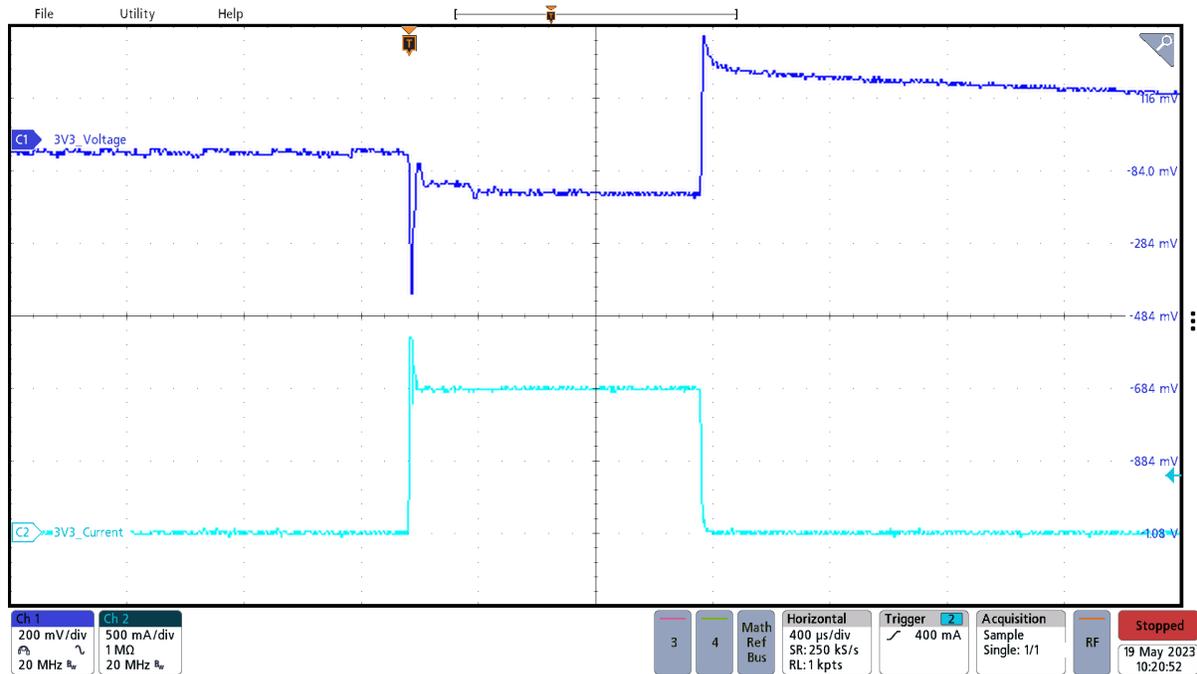


图 3-26. TLV62568 瞬态响应 (0 至 1A)

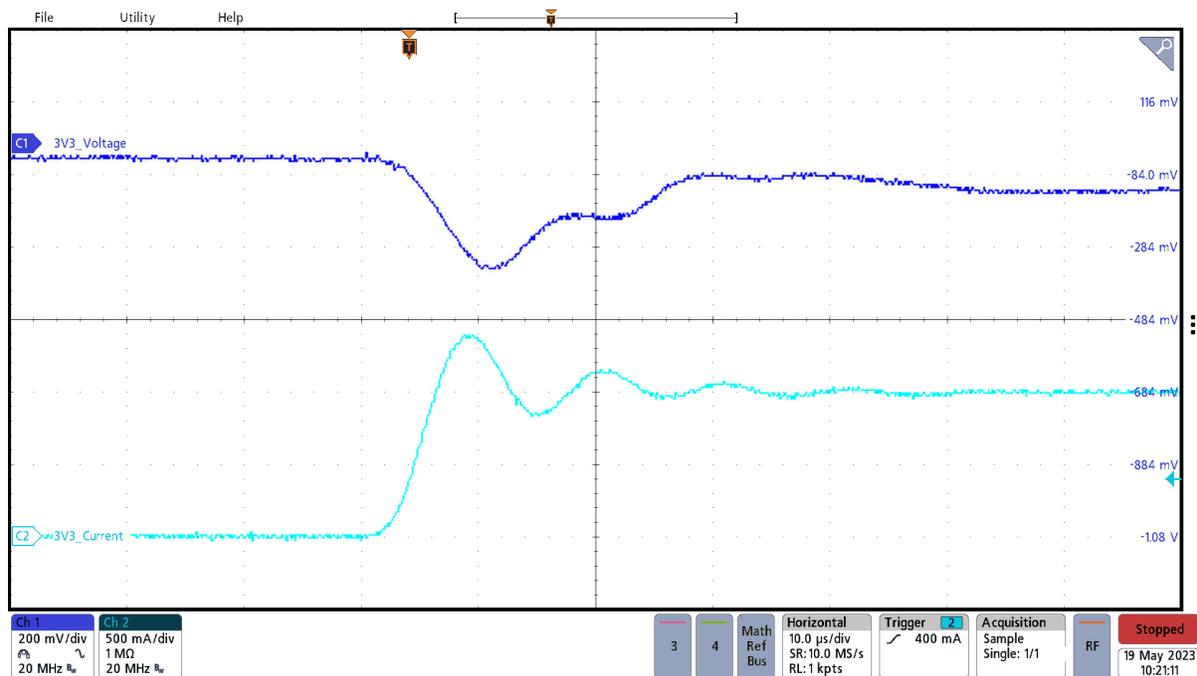


图 3-27. TLV62568 瞬态响应压摆

3.3.6 BM24072 瞬态响应

电池管理系统的瞬态响应比 LMR36520 和 TLV62568 更复杂，因为当负载电流超过 500mA 时，BM24072 必须从两个源（即电池和 PWRin 节点）中拉出电流。图 3-28 显示了 BM24072 输出上 250mA 到 750mA 的负载阶跃。当负载电流变得太高以至于 PWRin 节点无法满足供电要求时，电池管理系统会由于使用电池作为辅助电源而降低电压。一旦输出电流降低，并且不再需要电池来提供额外电流时，BMOOut 将返回到初始电压。当电池是唯一的电源时，因为电流如图 50 图 3-29 所示被拉动，BM24072 的瞬态响应仅表现出电池电源线上的压降。

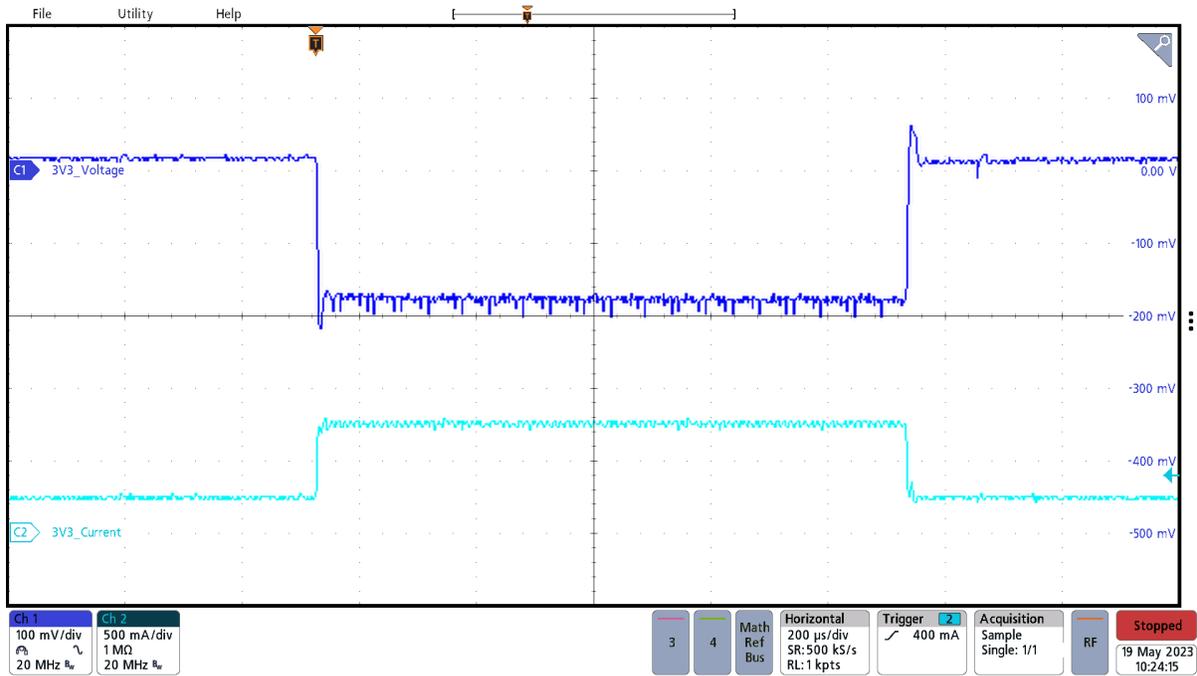


图 3-28. BM24072 瞬态响应 (250 至 750mA ; 电池和 PWRin 电源)

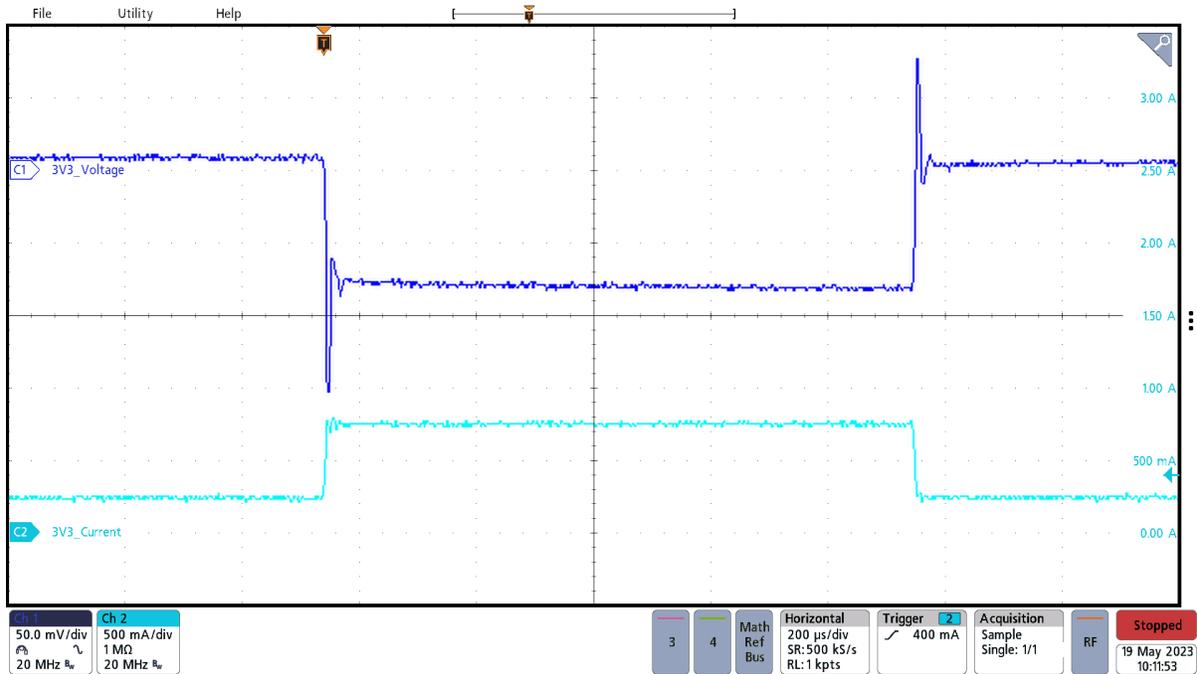


图 3-29. BM24072 瞬态响应 (250 至 750mA ; 仅电池)

3.3.7 TLV62568 (3V3 电源轨)

也许最需要监控纹波和噪声的电源轨是 TLV62568 3V3，因为它为系统负载供电。在此参考设计中，TLV62568 呈现非常低的振幅纹波。在 125mA 负载测试中（如图 3-33 所示），3V3 电源轨的纹波等于或小于用于测试的示波器的本底噪声。图 3-34 显示仅使用一个电源时开关节点上的抖动很低。在高电流负载下使用电池和 PWRin 两个电源时（如图 3-38 所示），由于输入电压不断变化以平衡电池和 PWRin 电源，SW 节点呈现更多抖动。即使在使用双电源和满载电流的情况下，3V3 电源轨的纹波仍然保持在 0.75% 以下。

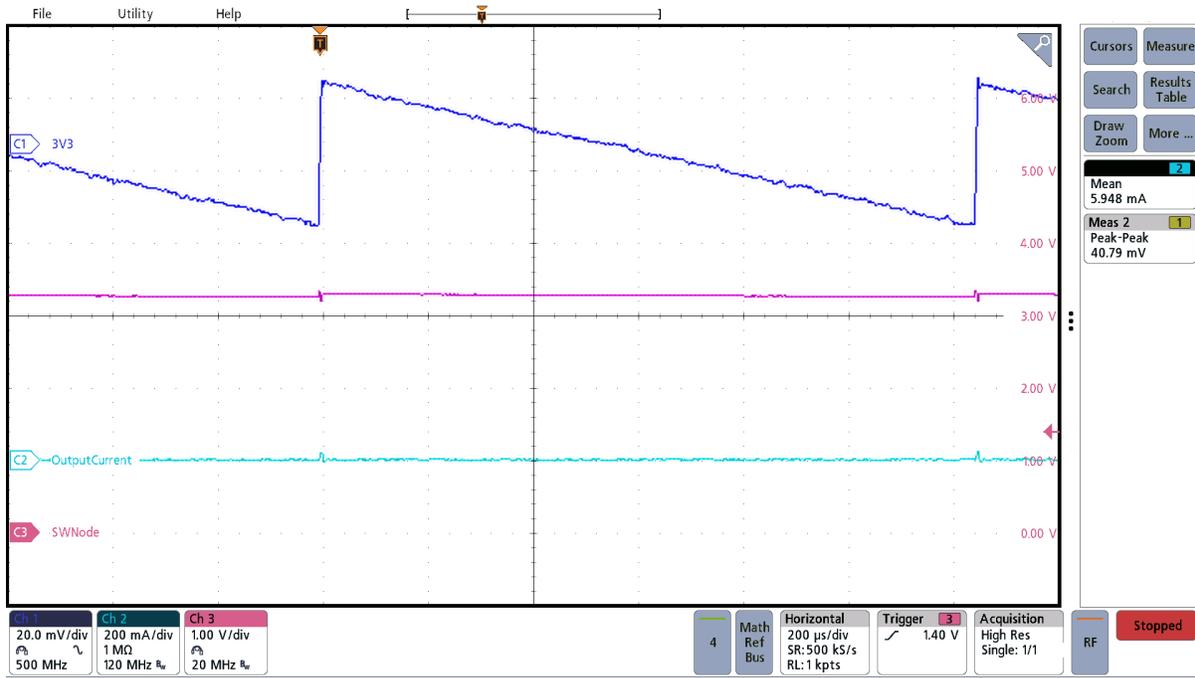


图 3-30. 3V3 纹波 (空载 ; 24VAC 电源)

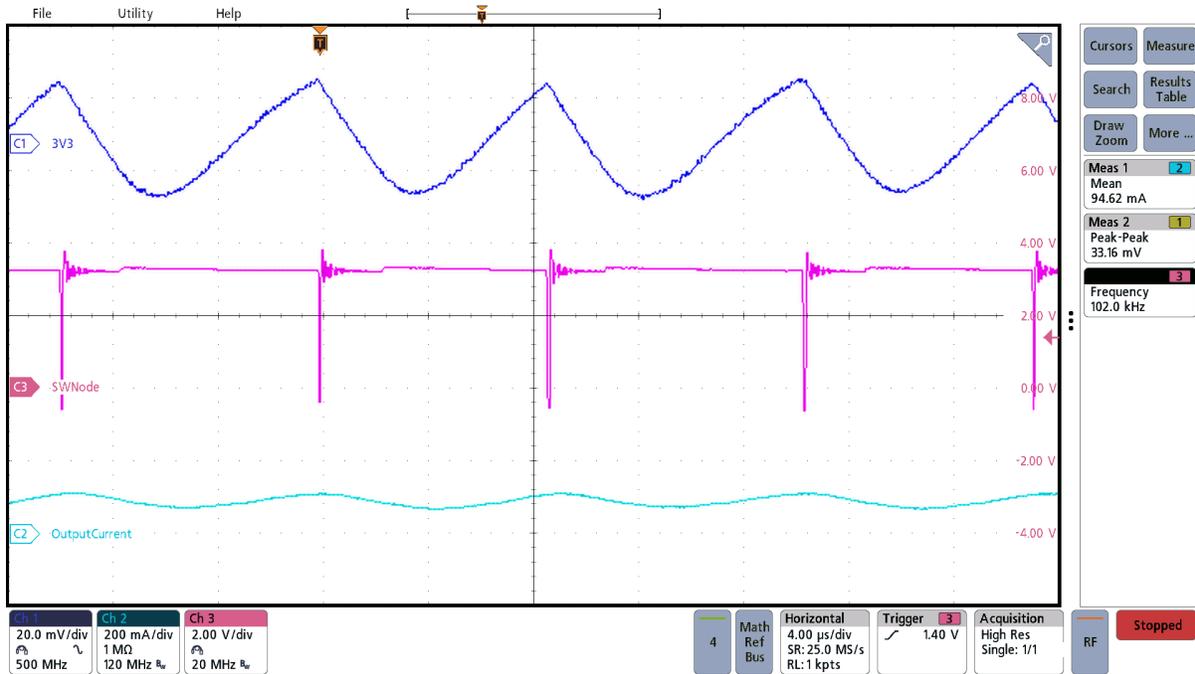


图 3-31. 3V3 纹波 (90mA ; 24VAC 电源)

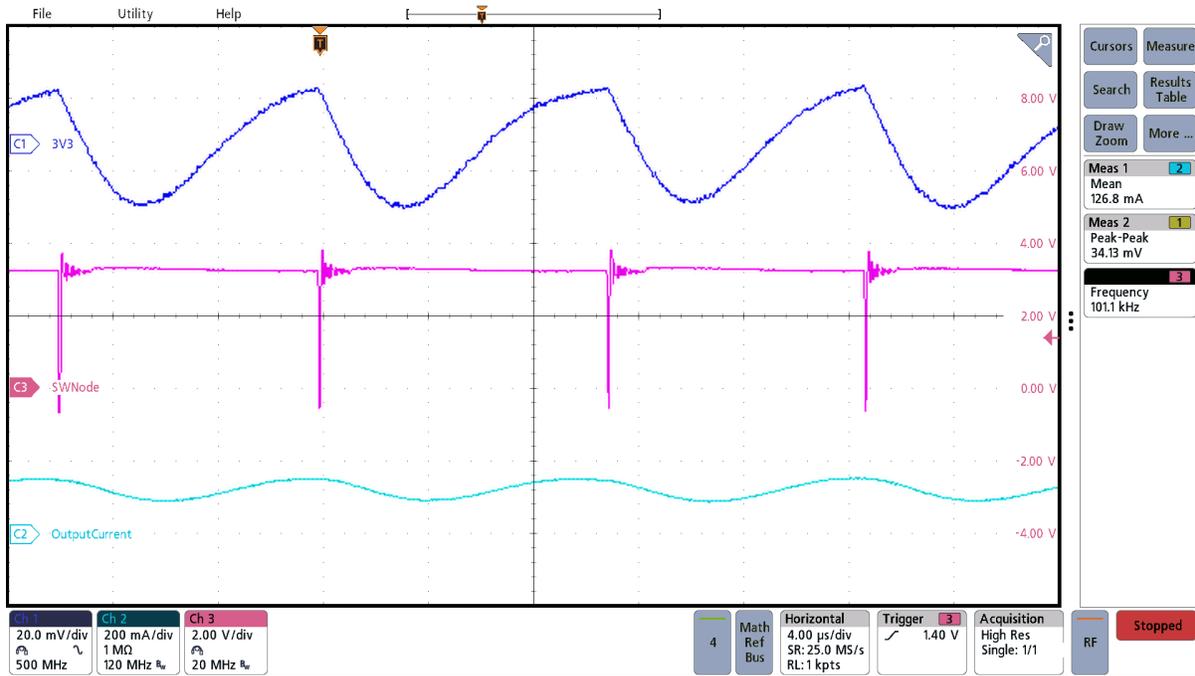


图 3-32. 3V3 纹波 (125mA ; 24VAC 电源)

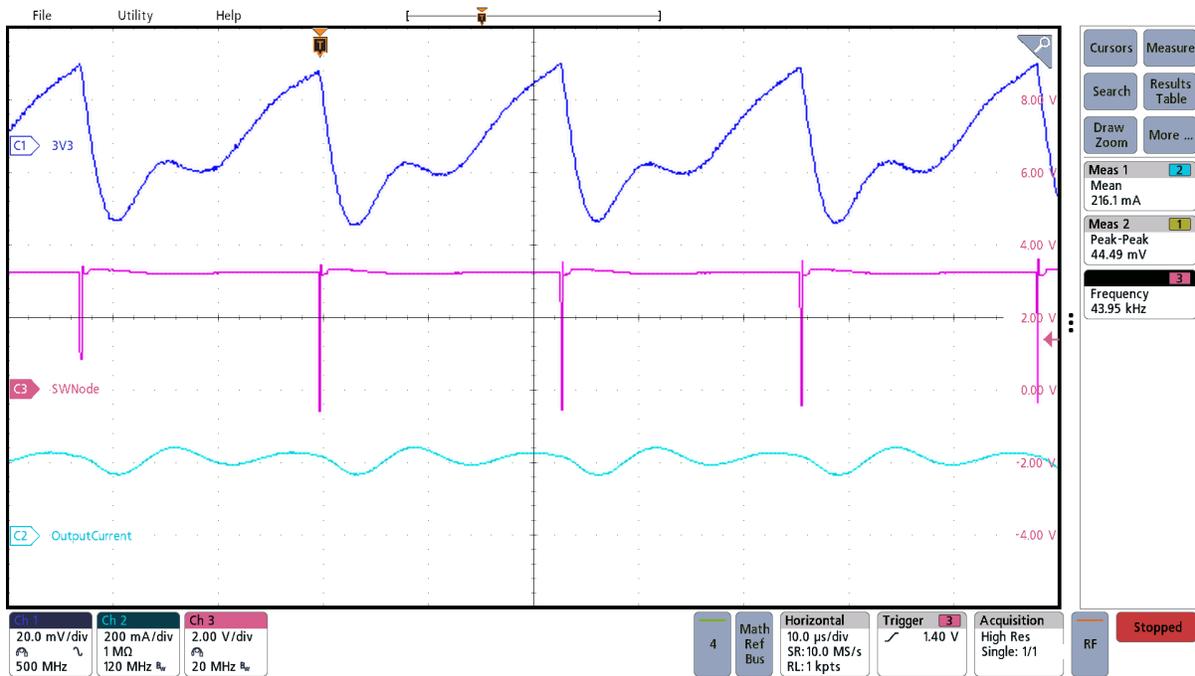


图 3-33. 3V3 纹波 (210mA ; 24VAC 电源)

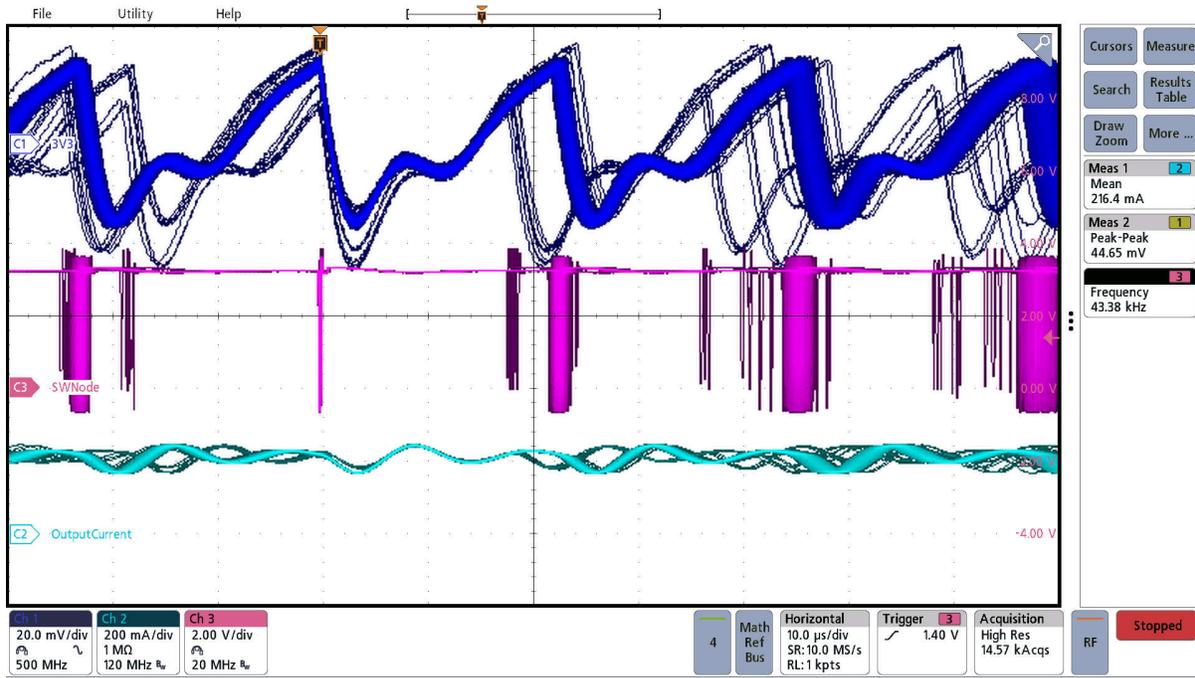


图 3-34. 3V3 纹波持续 (210mA ; 24VAC 电源)

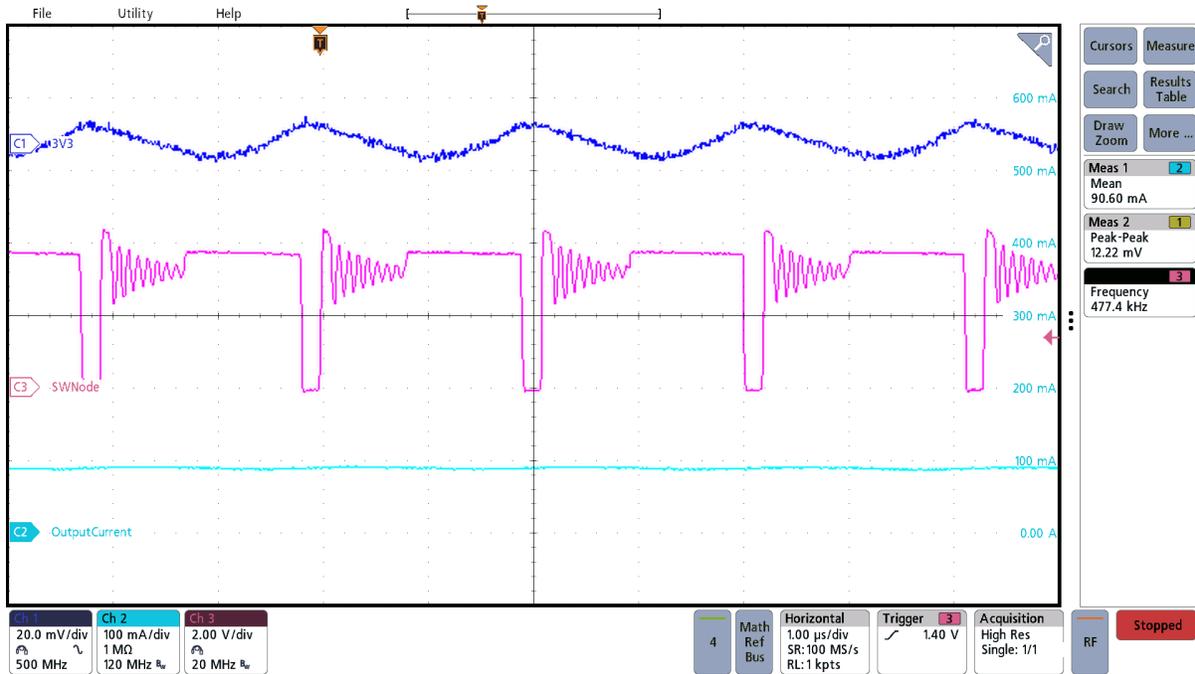


图 3-35. 3V3 纹波 (90mA 负载 ; 24VAC 电源和电池)

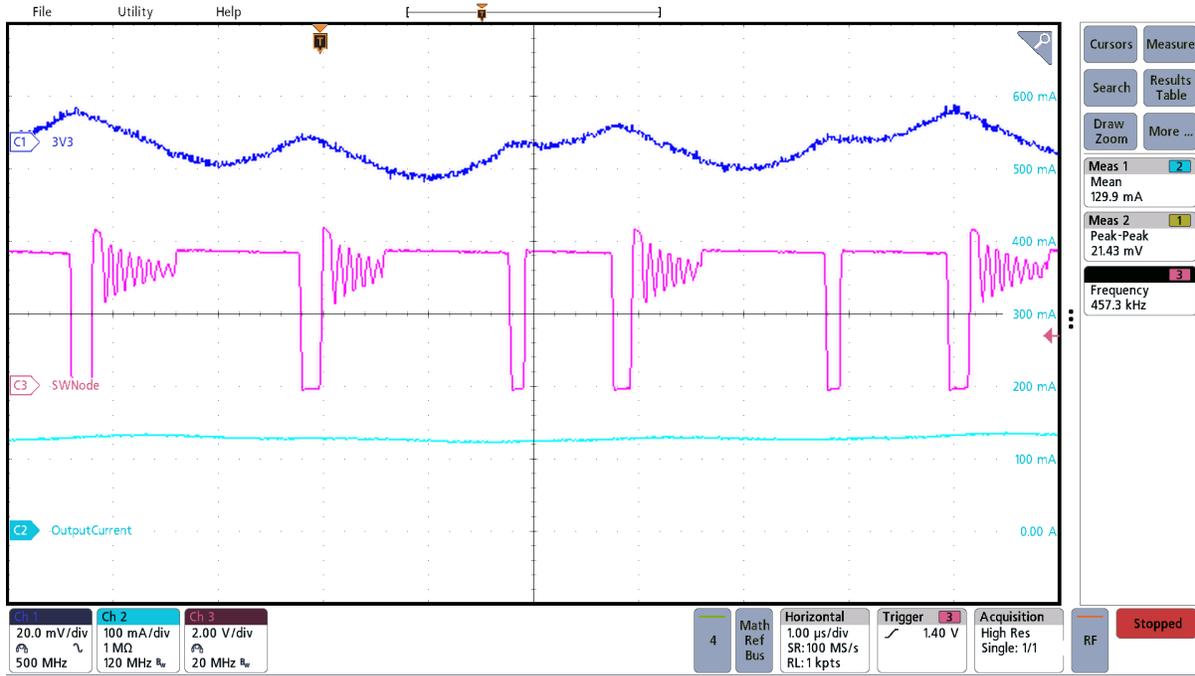


图 3-36. 3V3 纹波 (125mA 负载 ; 24VAC 电源和电池)

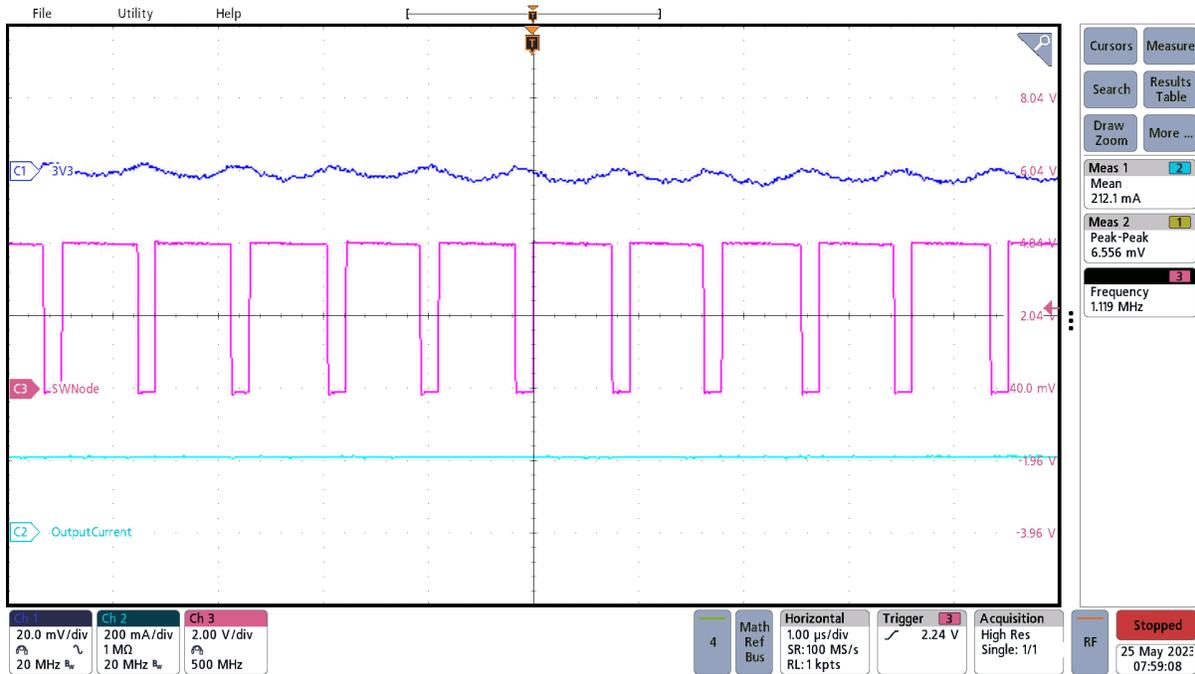


图 3-37. 3V3 纹波 (210mA 负载 ; 24VAC 电源和电池)

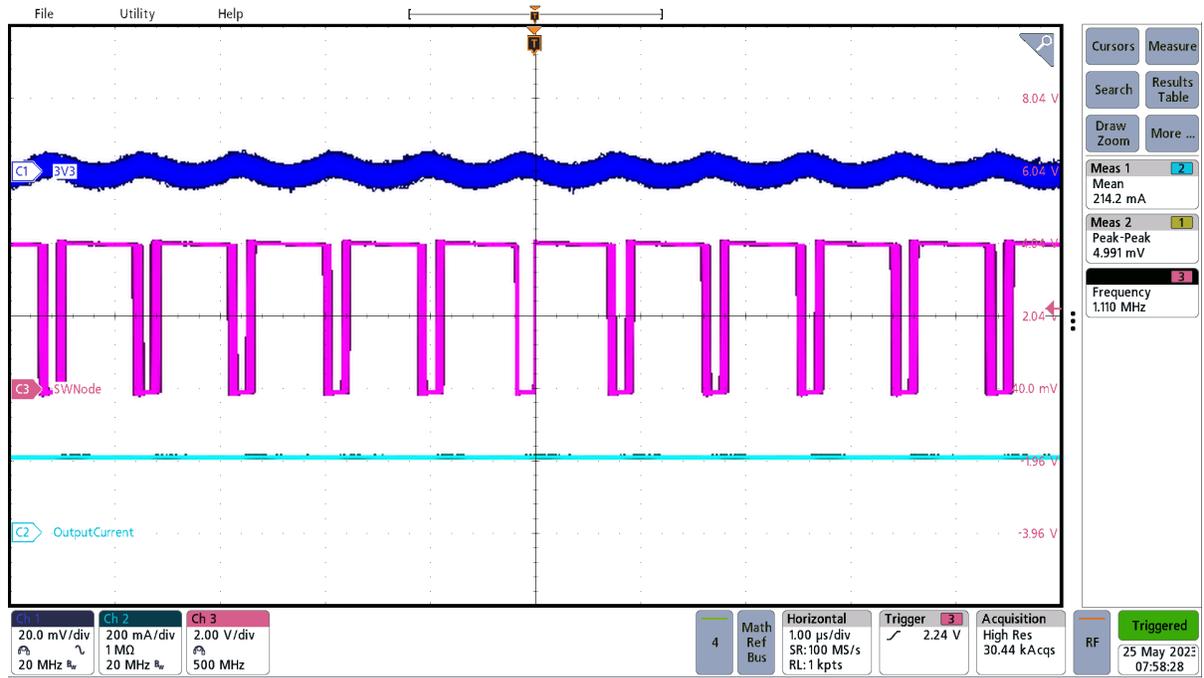


图 3-38. 3V3 纹波持续 (210mA 负载 ; 24VAC 电源和电池)

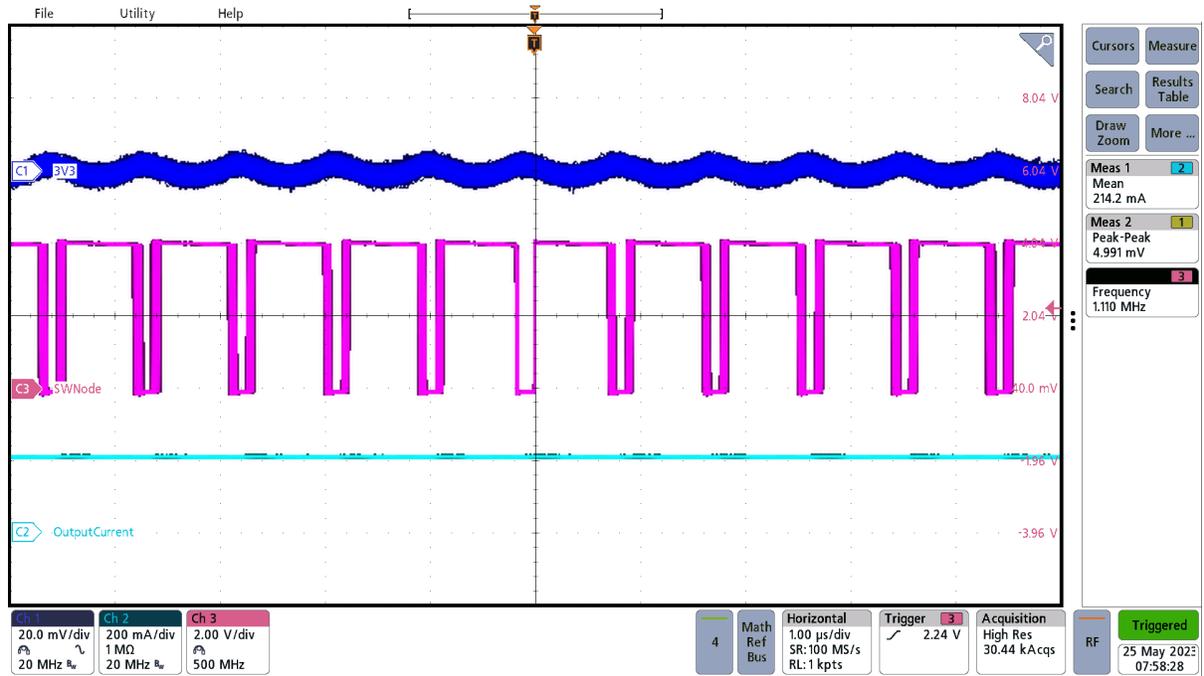


图 3-39. 3V3 纹波持续 (1A 负载 ; 24VAC 电源和电池)

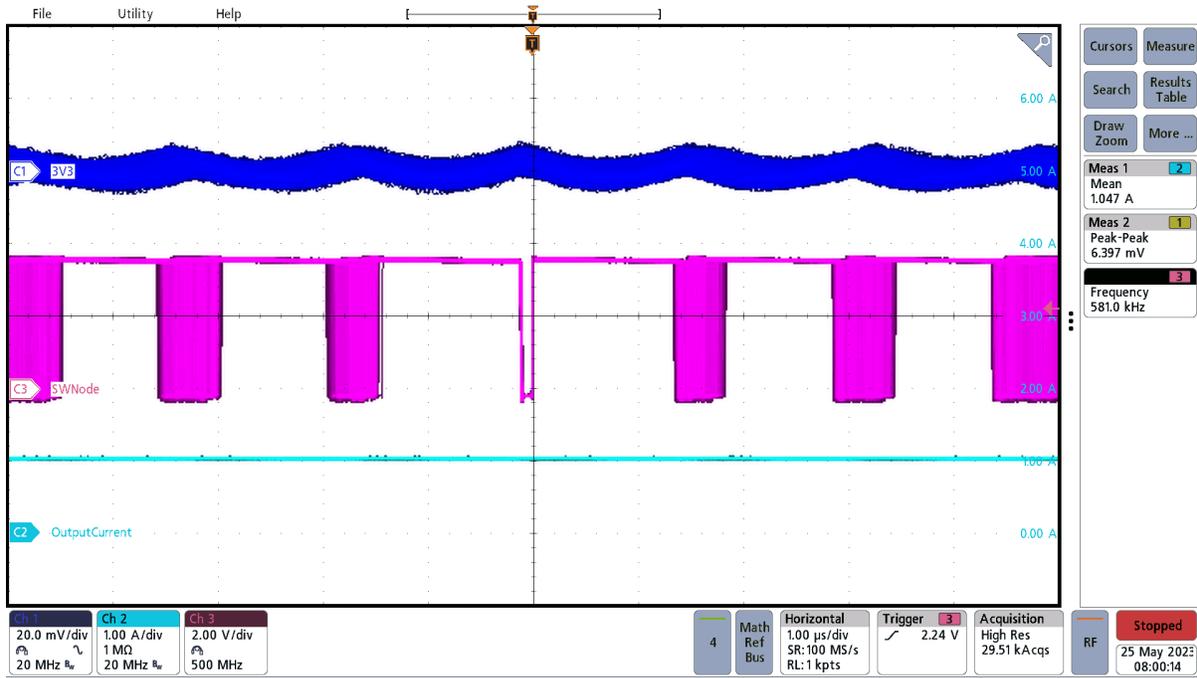


图 3-40. 3V3 纹波持续 (1A 负载；仅电池)

3.3.8 LMR36520 (LMOut 电源轨)

与 CCM 相比，在 DCM 下运行时，LMR36520 会产生较大的纹波。无论使用何种模式，LMR36520 在整个负载范围内产生的输出纹波小于 1%。开关节点上出现抖动 (如图 3-41 中所示) 是正常的，因为调整后的 24VAC 电压会呈现出导致 LMR36520 不断进行调整的显著纹波。调整后的 24VAC 电压呈现出的纹波量随着负载电流的增加而增大，从而增加了 LMR36520 开关节点的抖动。

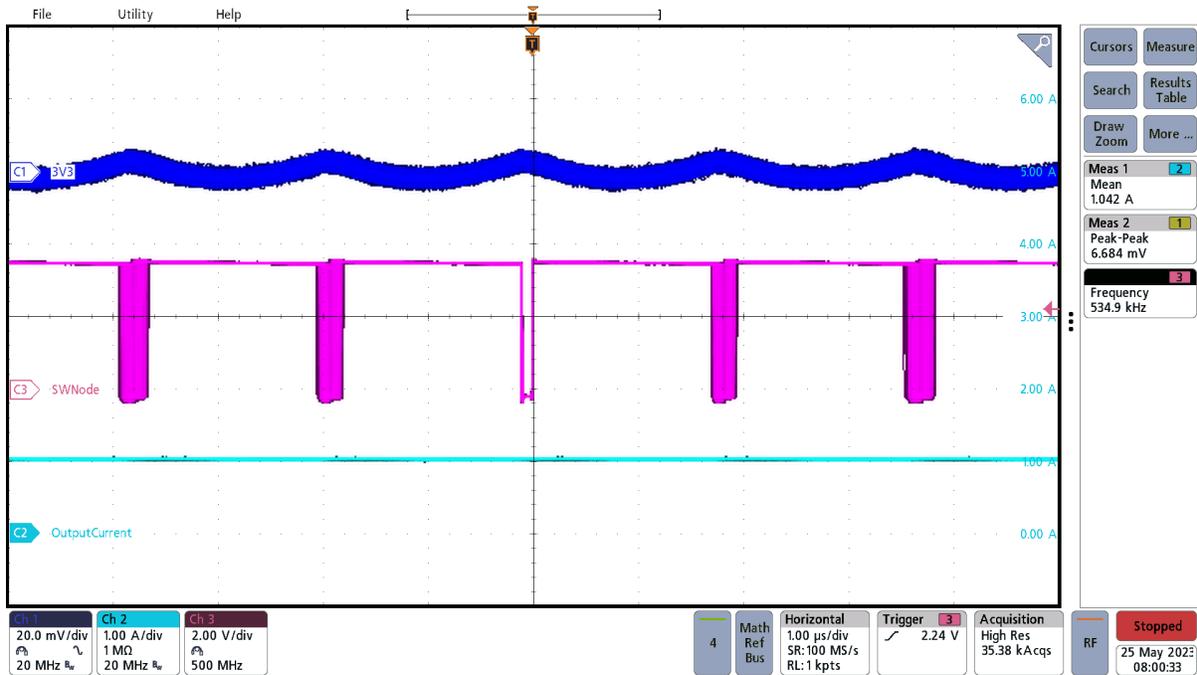


图 3-41. LMROut 纹波 (空载)

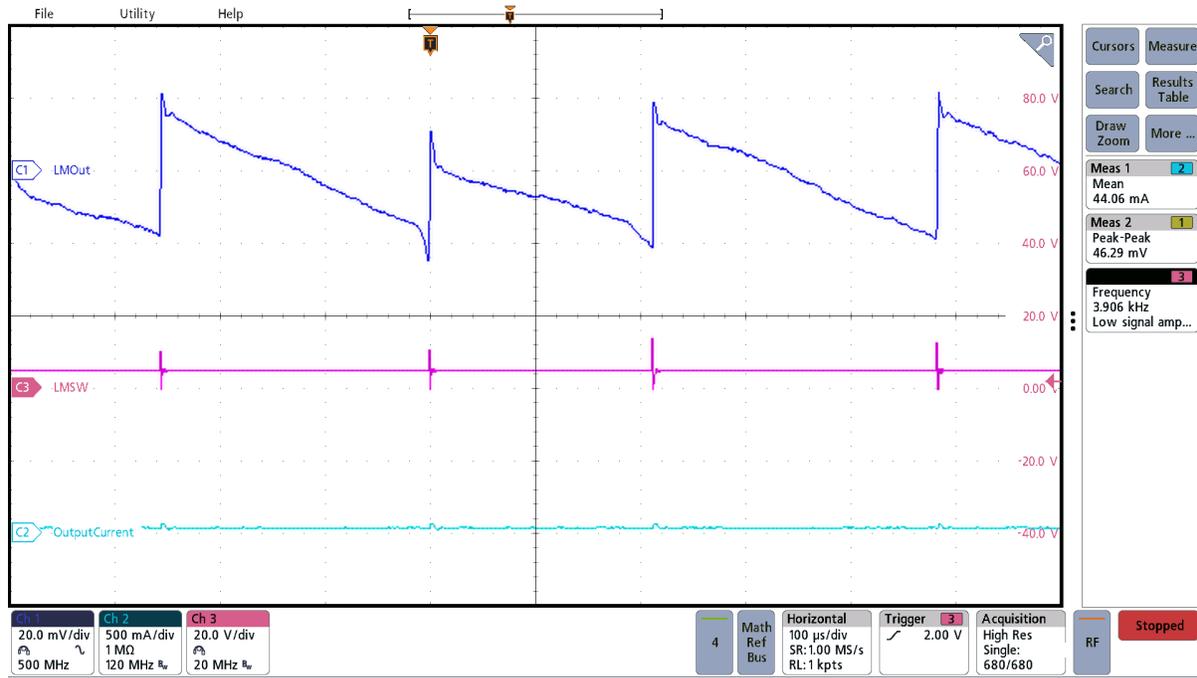


图 3-42. LMOut 纹波 (150mA 负载)

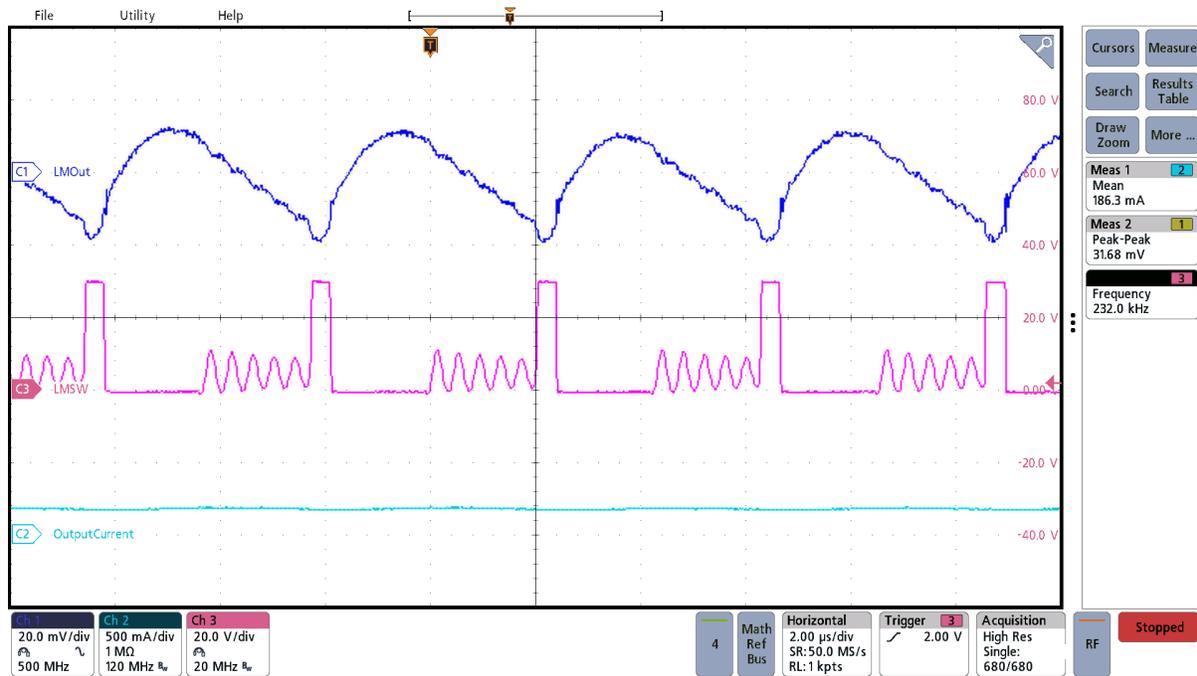


图 3-43. LMOut 纹波 (300mA 负载)

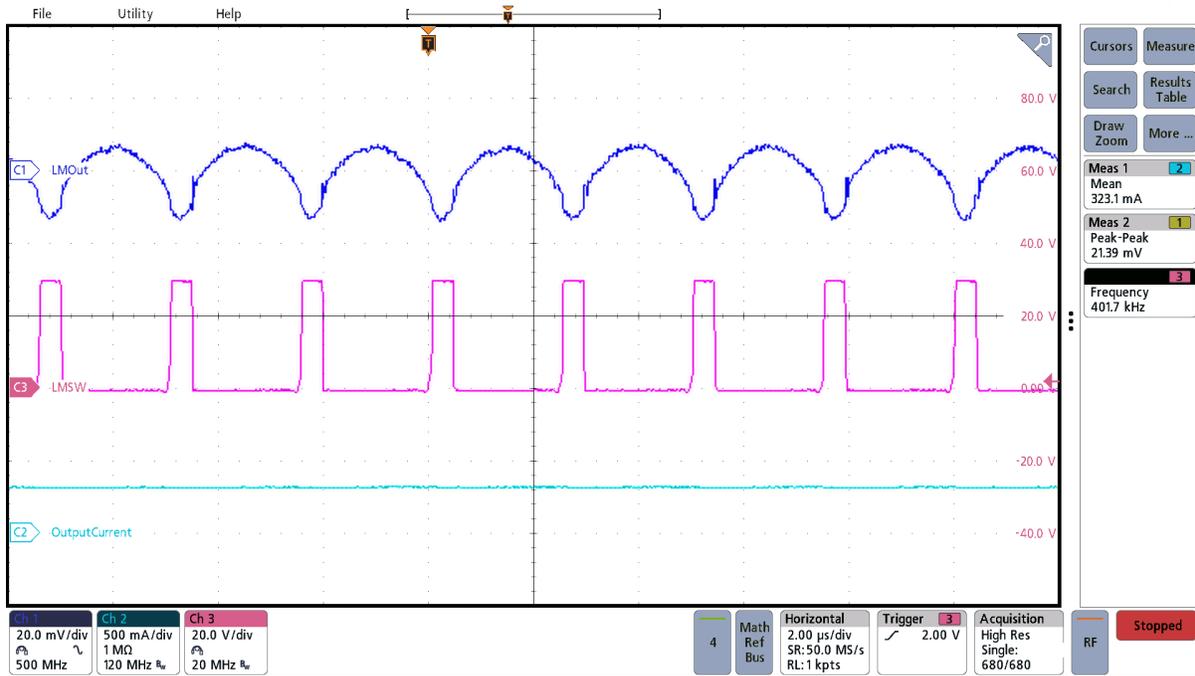


图 3-44. LMOut 纹波持续 (300mA 负载)

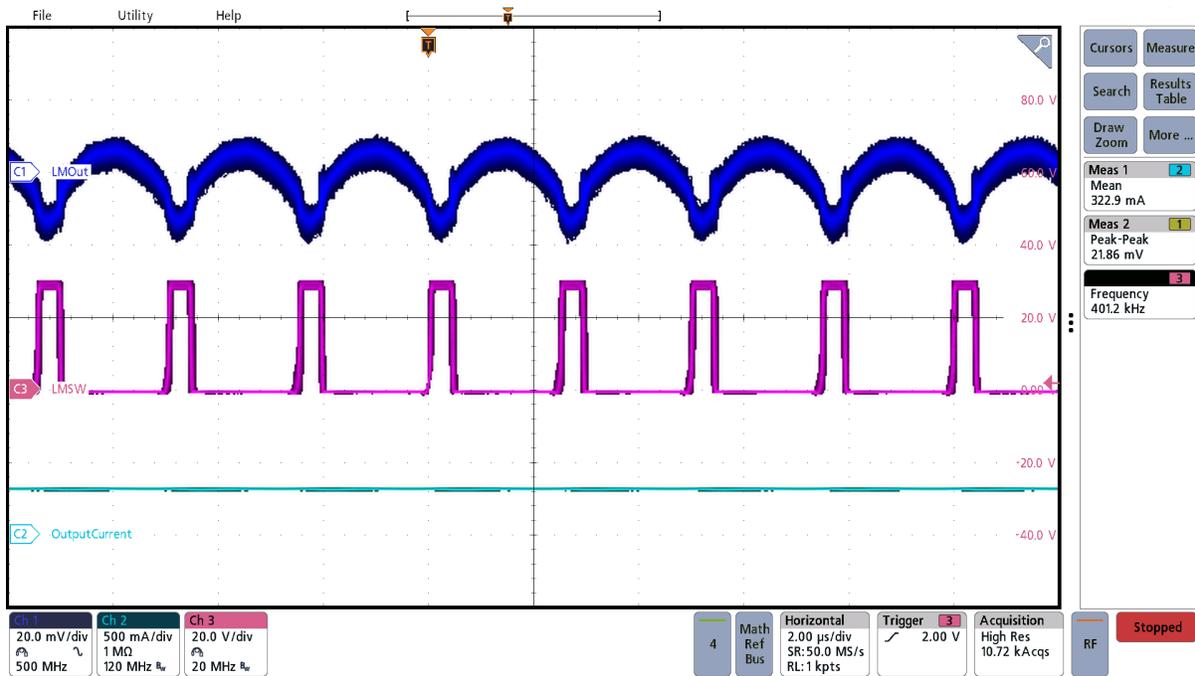


图 3-45. LMOut 纹波 (490mA 负载)

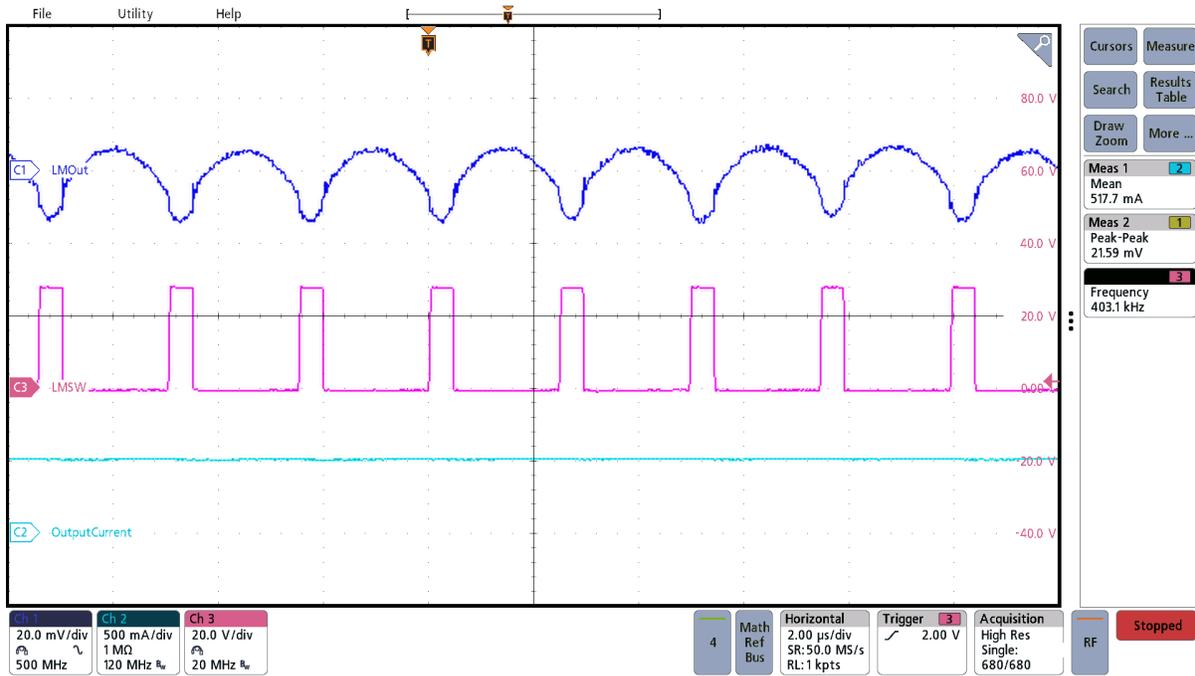


图 3-46. 需要标题

3.3.9 BM24072 (BMOOut 电源轨)

BMOOut 电源轨的纹波在以下两种情况下存在显著差异：仅使用电池电源和使用 PWRin 电源并同时使用电池辅助电源。仅使用电池时，BM24072 通过关闭内部 FET 将电池连接到输出端。因此，纯电池运行的噪声等于或小于用于测量的示波器的本底噪声。图 65、图 66 和图 67 (图 3-47、图 3-48 和图 3-49) 显示了使用电池以外的电源时纹波增加。

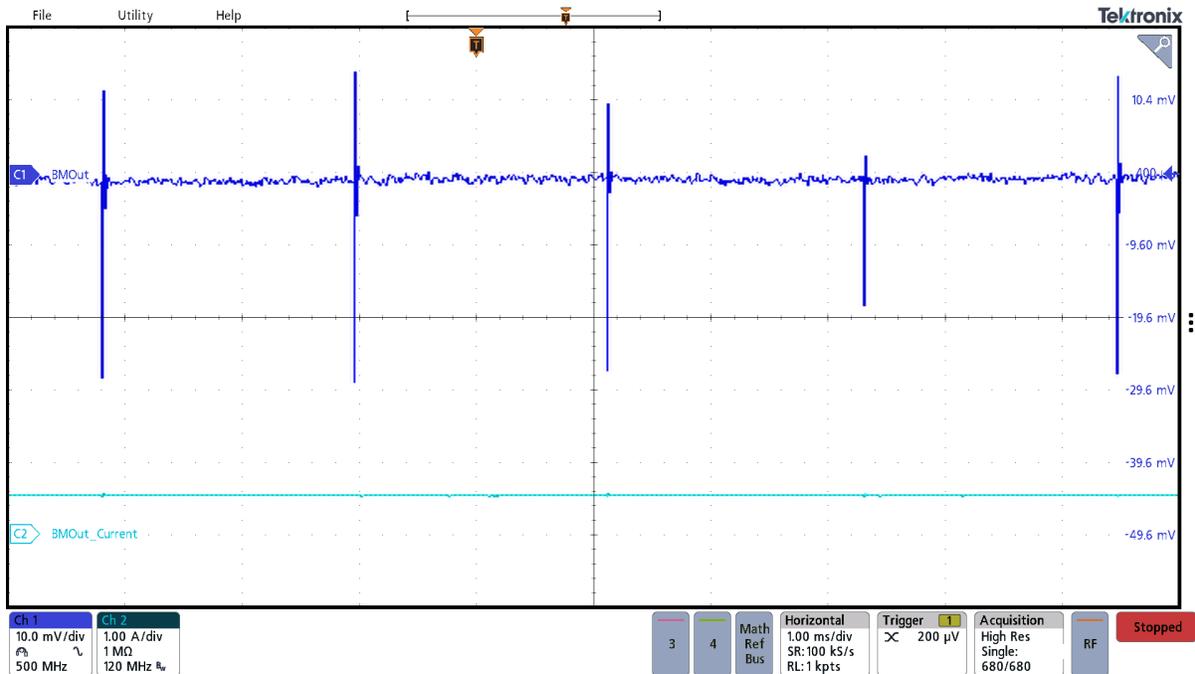


图 3-47. “BMOOut” 纹波 (0A ; 仅电池电源)

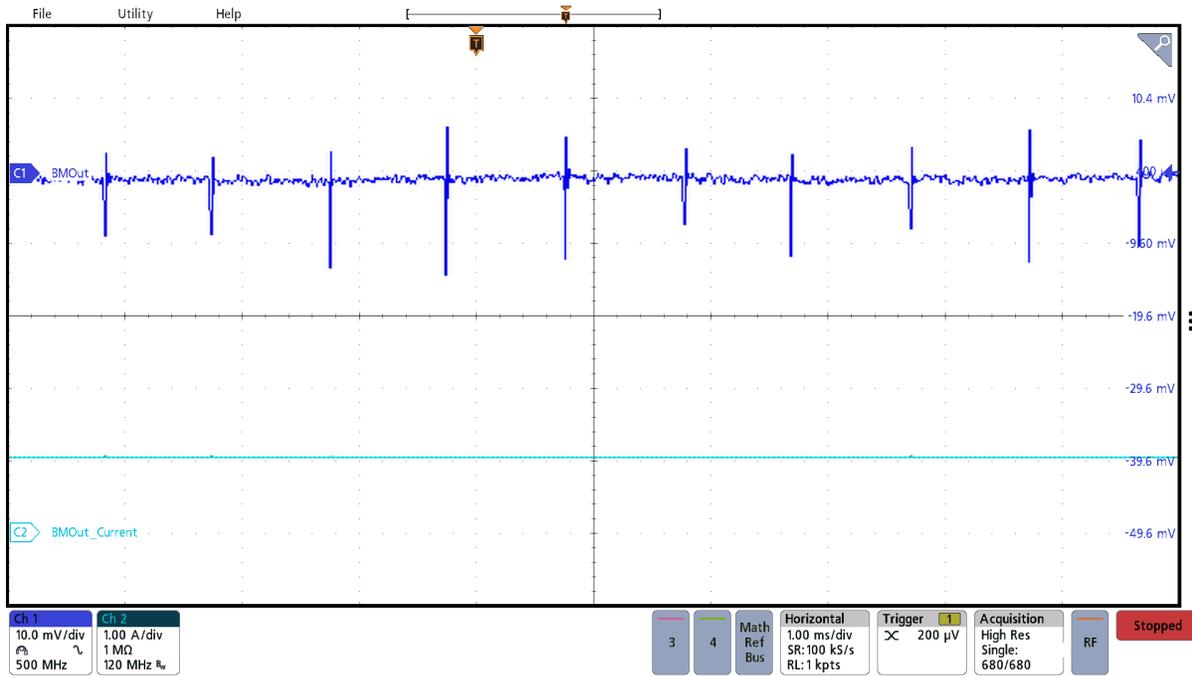


图 3-48. “BMOut” 纹波 (1A ; 仅电池电源)

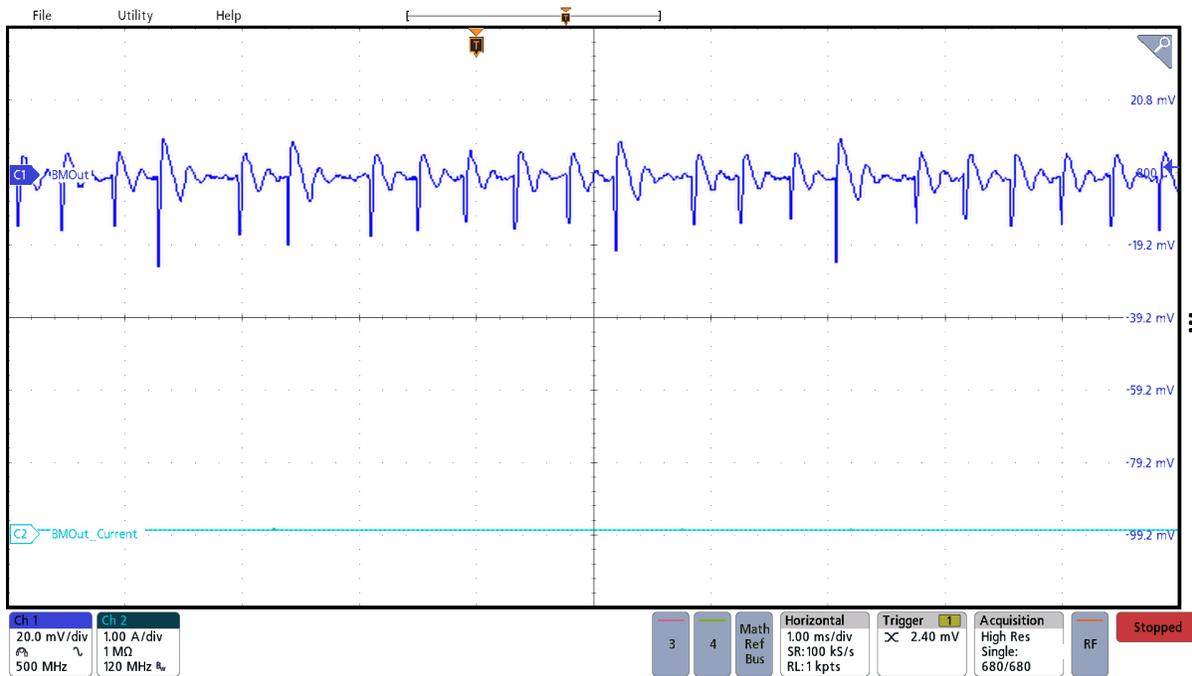


图 3-49. “BMOut” 纹波 (1mA ; 电池和 USB 电源)

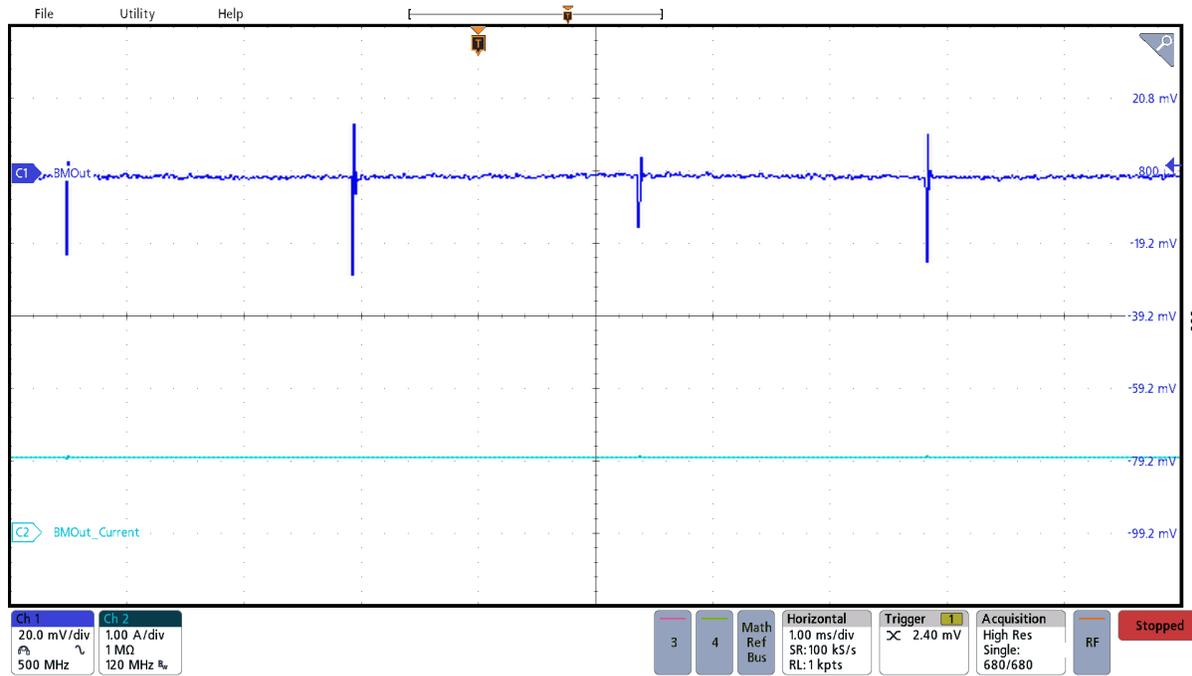


图 3-50. “BMOut” 纹波 (1A ; 电池和 USB 电源)

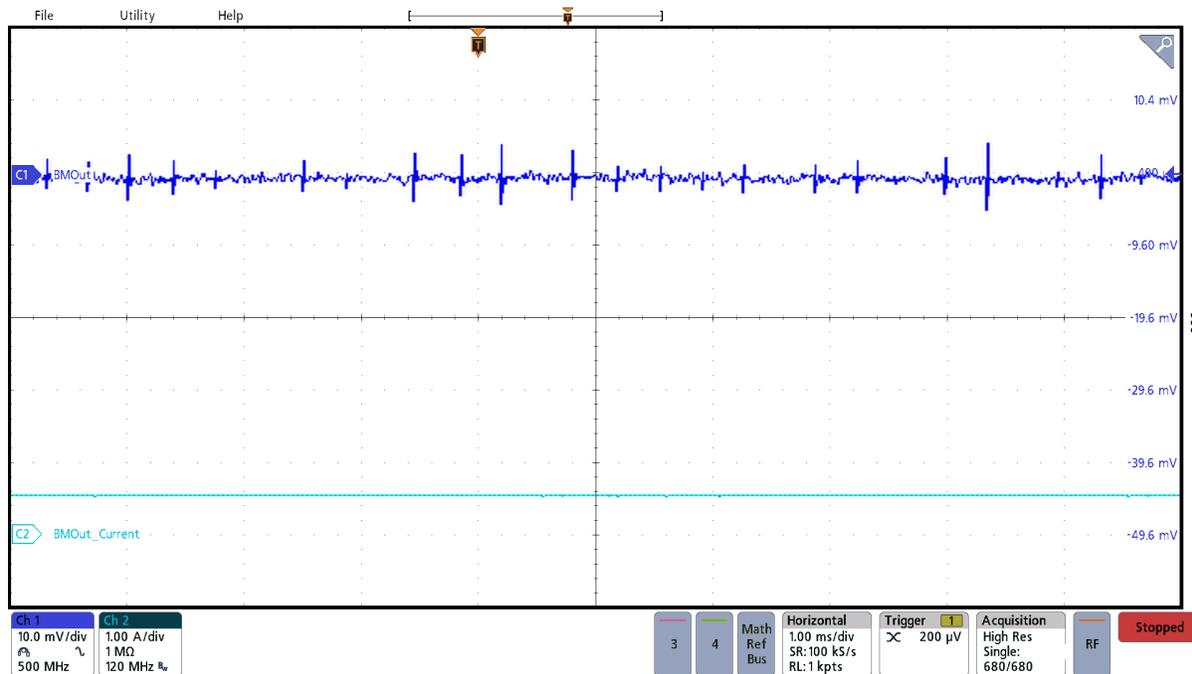


图 3-51. “BMOut” 纹波 (500mA ; 电池和 USB 电源)

3.3.10 参考

3.3.10.1 TLV62568

BATT 至 3V3 路径上的效率可能最关键，因为此路径上的高效率可延长电池寿命和减小电池大小。TLV62568 器件效率出众，在标称 3.7V 电池电压和 150mA 电流下峰值效率达到 96.6%。电池电压越低，BATT 到 3V3 转换的效率越高。在此测试中，输入电压在 C9 上测量，输出电压在 C10 上测量。输入电流由 C9 供给，流至某个电子负载的输出电流则从 C10 中拉出。

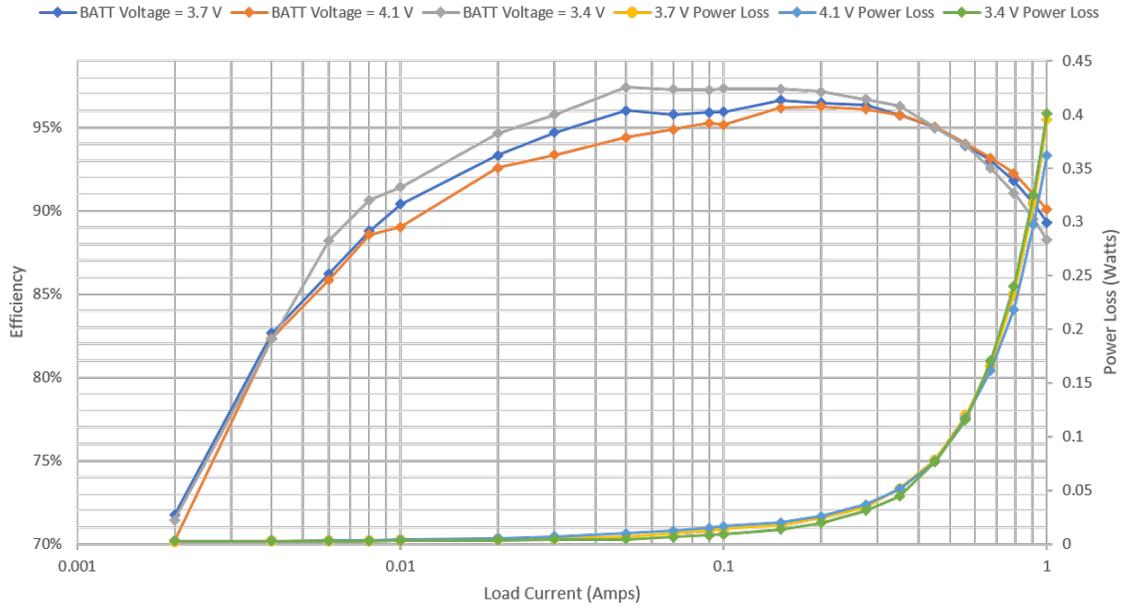


图 3-52. 电池到 3V3 电源总线效率和功率损耗

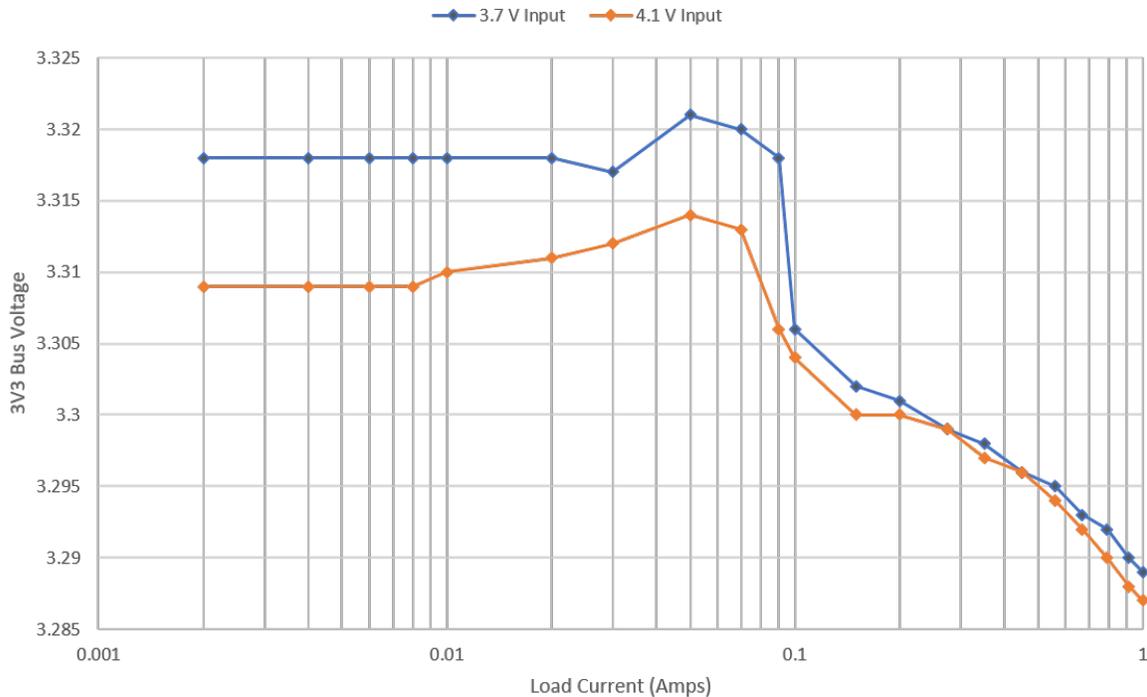


图 3-53. TLV62568 负载调节

3.3.10.2 LMR36520

尽管 LMR36520 的输入和输出之间存在较大的电压差，该器件仍能提供卓越的效率。与 BATT 到 3V3 的转换一样，LMR36520 的效率随着输入电压的降低而提高。输入电压在 R9 的节点 RectOut 侧测量，输出电压在 C23 上测量。输入电流通过节点 RectOut 供给，输出电流从 C23 和 C24 的 LMO 侧引出。

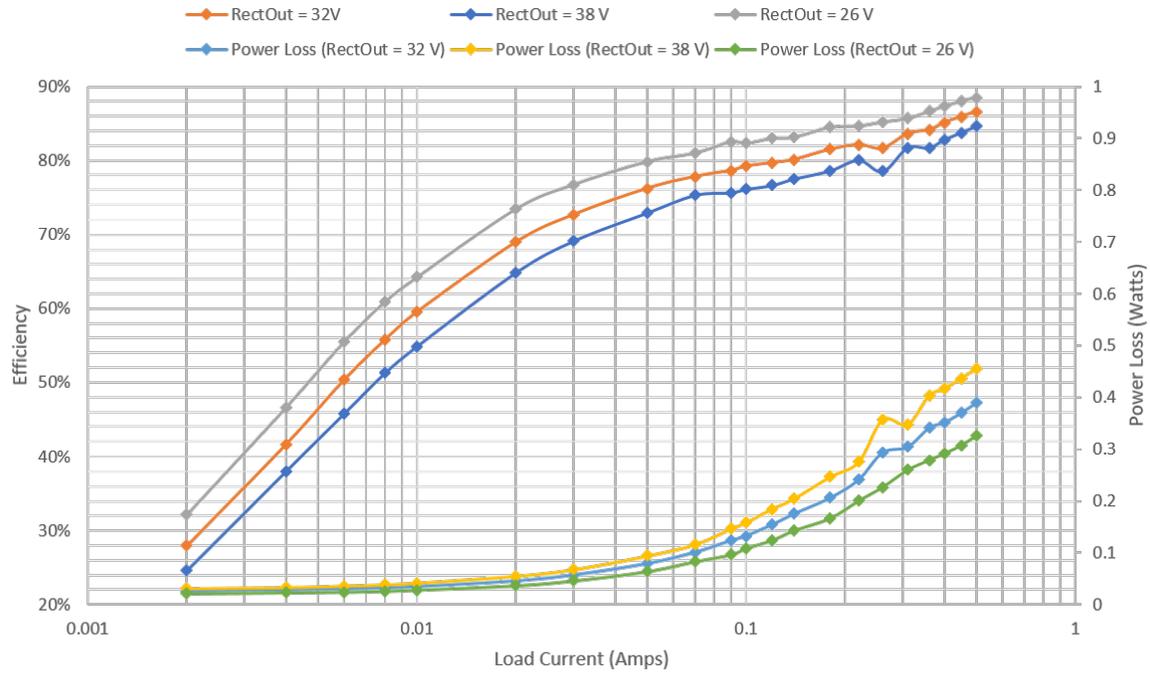


图 3-54. LMR36520 效率和功率损耗

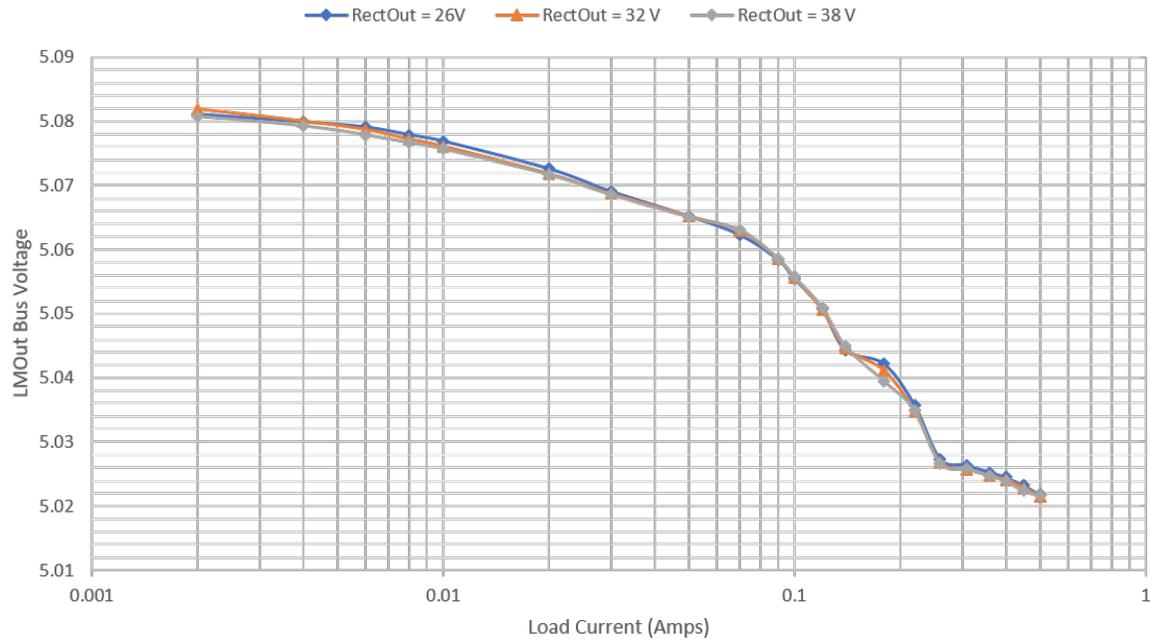


图 3-55. LMR36520 负载调节

4 设计和文档支持

4.1 设计文件

4.1.1 原理图

如需下载原理图，请参阅 [TIDA-010932](#) 中的设计文件。

4.1.2 BOM

如需下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-010932](#) 的设计文件。

4.2 工具与软件

工具

[WEBENCH® Power Designer](#)

根据您的要求创建定制电源电路。此环境为您提供端到端电源设计功能，可在设计过程的所有阶段节省您的时间。

4.3 文档支持

1. 德州仪器 (TI)，[LMR36520 SIMPLE SWITCHER® 4.2V 至 65V、2A 同步降压转换器](#) 数据表
2. 德州仪器 (TI)，[TPS2116 1.6V 至 5.5V、2.5A 低 I_Q 具有手动和优先级切换功能的电源多路复用器](#) 数据表
3. 德州仪器 (TI)，[TLV62568 采用 SOT 封装的 1A 高效同步降压转换器](#) 数据表
4. 德州仪器 (TI)，[INAx180 低侧和高侧电压输出，电流检测放大器](#) 数据表
5. 德州仪器 (TI)，[TPS92360 38V 1.2A 单通道 LED 背光驱动器](#) 数据表
6. 德州仪器 (TI)，[TPS2640 具有集成反向输入极性保护功能的 42V、2A 电子保险丝](#) 数据表
7. 德州仪器 (TI)，[BQ2407x 具有电源路径的独立型单芯 1.5A 线性电池充电器](#) 数据表

4.4 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](#)》。

4.5 商标

BoosterPack™, LaunchPad™, and TI E2E™ are trademarks of Texas Instruments.

WEBENCH® is a registered trademark of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

5 关于作者

BRIAN DEMPSEY 是德州仪器 (TI) 的一名系统设计人员，负责开发面向工业领域的参考设计解决方案。Brian 在 HVAC 系统和混合信号系统方面拥有丰富经验。Brian 在德克萨斯州大学城的德克萨斯农工大学 (Texas A&M University) 获得电气工程理学学士学位 (BSEE)。

JOHN ALBRECHT 是一名模拟现场应用工程师，负责设计解决方案并回答客户技术问题。John 在俄亥俄州阿克伦市的阿克伦大学 (University of Akron) 获得了电气工程理学学士学位 (BSEE)。

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