

TI Designs

具有宽输入电压转换器和电池电量监测计且适用于智能温控器的 24V（交流电压）功率级参考设计



说明

此 TI 参考设计为智能温控器和其他网关楼宇自动化终端设备提供了一种低 BOM 成本、高效率的功率级解决方案。此功率级接受 24V 交流输入并产生 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。

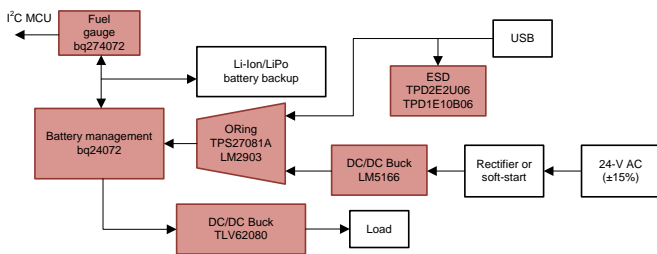
此设计可在 24V 交流欠压期间实现锂聚合物电池充电并无缝切换到电池电源。电源路径功能可提供电池电源辅助，允许系统负载瞬态超过 24V 交流至直流系统的电流限制，从而可以使用成本更低的宽输入电压降压。电池电量监测计可帮助设计人员延长电池寿命，并通过帮助中央处理器做出更明智的节能和系统功能决策来确保正确操作。

资源

TIDA-01395	设计文件夹
LM5166	产品文件夹
bq24072	产品文件夹
TLV62080	产品文件夹
BQ27426	产品文件夹
TPS27081A	产品文件夹
LM2903	产品文件夹
TPD2E2U06	产品文件夹
TPD1E10B06	产品文件夹



咨询我们的 E2E 专家



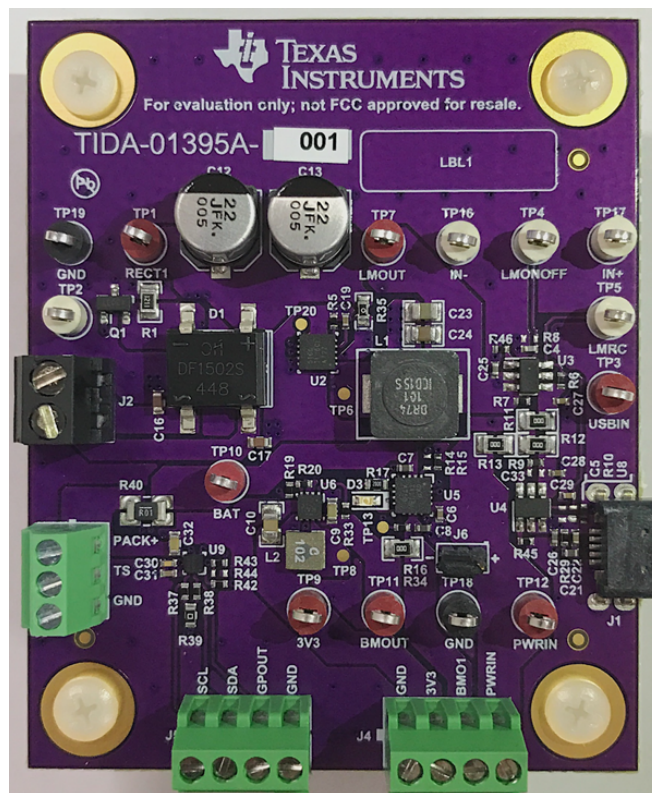
Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

特性

- 24V 交流或 USB 到 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
- 误差小于 1% 的电池电量监测计
- 符合 USB 过流标准
- 分立解决方案

应用

- 恒温器
- 可视门铃
- 无线视频监控
- 网关





该 TI 参考设计末尾的重要声明表述了授权使用、知识产权问题和其他重要的免责声明和信息。

1 系统概述

1.1 系统说明

普通家庭使用 24V 交流电系统为 HVAC 系统供电。温控器以及许多其他家庭自动化设备都使用此 24V 交流电系统供电。因此，需要使用一个功率级来对 24V 交流电进行整流，从而在温控器内部组件所需的电平提供直流电压。低成本通常是恒温器设计的优先考虑因素，因为电路板空间往往足够大，可以避免使用小尺寸、高成本的零件。对于实施可充电电池备用系统的温控器，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-01395 侧重于这些优先事项，且便于进行调整以满足特定需求。

除了 24V 交流电和备用电池外，此 TI 设计还允许使用 USB 电源为系统充电和供电。提供两个电源选项（24V_{交流} 和 USB）需要 ORing 器件。ORing 和电源多路复用器件因为成本高而不被设计人员采纳；此 TI 设计提供了一种基于 ORing 的分立式解决方案，与功能齐全的集成解决方案相比，它的成本显著降低。如果不需要 USB，只需对设计进行极小的改动即可移除相应器件。

该设计使用一个 500mA 的超低静态电流、宽输入电压降压转换器来对 24V 交流电进行整流并将其降低至 5V 电源轨。该降压转换器的宽输入电压有助于处理瞬变，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，因为在使用宽输入电压降压转换器时，输入电压纹波可能会较高。

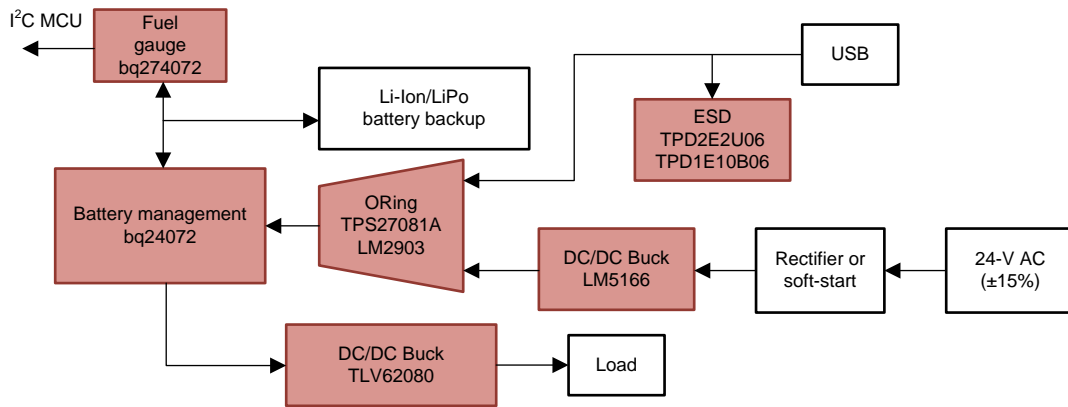
TIDA-01395 使用了电池管理器件，该器件允许使用独立电流路径并监控系统电源和电池充电情况。此器件可延长电池寿命。此 TI 设计具有主电源出现故障时无缝过渡至电池电源，并且可在负载要求超过主电源额定电压时无缝过渡至辅助电池电源。电量监测功能还用于监测电池的充电状态 (SOC)，以确保有足够的电池电量支持系统运行。该设计中使用了一款非常高效、成本较低且组件数量较少的降压转换器，用于将电池管理电压降至 3.3V 以供一般系统使用。此设计中的两个直流/直流降压转换器均具有低负载省电功能，即使在低负载较情况下也能提供高效率。

1.2 系统主要技术参数

表 1. 系统主要技术规范

参数	规范	注意
目标应用	温控器、网关楼宇自动化	—
主输入电源	20V 交流电	—
辅助输入电源	USB	—
LM5166 (RectOut 到 LMOOut) 效率	87.0%	160mA 输出
TLV62080 (电池至 3.3V) 效率	96.6%	160mA 输出
LM5166 负载调节	1.41%	160mA 标称输出电流和 24V 交流标称输入电压
TLV62080 负载调节	0.12%	160mA 标称输出电流和标称 3.7V 电池输入
LM5166 最大输出电流	500 mA	5V 总线
TLV62080 最大输出电流	1A	3.3V 总线
工作环境	室内	—
外形	52.324x64.262mm 矩形 PCB	—

1.3 方框图



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

图 1. TIDA-01395 框图

1.4 主要产品

有关各主要器件的关键特性参考设计选择器件时所关注的关键特性将在后续章节中重点说明。如需全面了解有关重点器件的详细信息，请参见各自的产品数据表。

1.4.1 LM5166

LM5166 稳压器是一款简单易用的同步降压直流/直流转换器，可使用 3.0 到 65V 电源电压工作。该器件用于从 5V、12V、24V 和 48V 非稳压、半稳压和全稳压电源轨进行降压转换。它配有集成型高侧和低侧功率 MOSFET，能够以极小的解决方案尺寸提供高达 500mA 的直流负载电流，并实现极高效率和超低输入静态电流。

该器件便于实施，提供不同运行模式供您选择，可让您灵活地按照目标应用来优化其用法。其中一个选择为低负载时在不连续导通模式 (DCM) 下进行的固定频率、恒定导通时间 (COT) 运行，该运行模式可很好地满足低噪声、高电流的快速瞬态负载要求。脉冲频率调制 (PFM) 模式选项则可以实现超高的低负载效率性能。这两种运行模式都不需要控制环路补偿，从而可缩短设计时间并减少外部组件数量。

LM5166 包含其他具有来满足全面的系统要求，包括用于电源轨定序和故障报告的漏极开路电源正常电路、内部固定或外部可调节软启动、单调启动至预偏置负载、针对可编程线路欠压锁定 (UVLO) 且具有可定制磁滞的精密使能端，以及带自动恢复功能的热关断。这些特性成就了一个可用于各种应用的简单易用的优化。引脚排列旨在实现简单且优化的 PCB 布局，这种布局只需很少外部组件。

高侧 P 通道 MOSFET 降压开关可在低压降条件下实现 100% 的占空比，而且不需要使用自举电容进行栅极驱动。

在 TIDA-01395 设计中，LM5166 用于将整流电压从 24V 交流系统降至 5V 直流，以供电池管理系统使用。

1.4.2 bq24072

bq2407x 系列器件是集成型锂离子电源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优化。这类器件通过 USB 端口或交流适配器运行，最高支持 1.5A 的充电电流。它们在输入电压范围内具有输入电压保护功能，因此支持非稳压适配器。bq2407x 的 USB 输入电流限制精度和启动序列使得这款器件能够符合 USB-IF 涌入电流规范。此外，输入动态电源管理 (V_{IN-DPM}) 可防止充电器损毁错误配置的 USB 壁式适配器源。

bq2407x 具有 动态电源路径管理 (DPPM) 功能，可在为系统供电的同时独立为电池充电。当输入电流限制引起系统输出降至 DPPM 阈值时，DPPM 电路将减少充电电流；因此，可在为系统负载供电时随时监测充电电流。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。

1.4.3 TLV62080

TLV6208x 器件主要用于宽输出电流范围内的高效降压转换。从中等负载到高负载，TLV6208x 转换器运行在脉宽调制 (PWM) 模式下并在轻负载电流时自动进入省电模式运行，以便在整个负载电流范围内保持高效率。

TLV62080 模式切换式同步转换器基于 DCS-Control™。DCS-Control 是一种高级调节拓扑，兼具磁滞和电压模式控制的优势。

特性：

- 2.5 至 5.5V 输入电压范围
- 针对最低压降的 100% 占空比
- 电源正常输出
- 针对轻载效率的省电模式
- 可实现快速瞬态调节的 DCS-Control 架构

1.4.4 bq27426

bq27426 电池电量监测计是一款低成本的单节电池电量监测计，只需进行少量用户配置和系统微控制器固件开发工作即可快速实现系统调通。该器件支持非常低的睡眠功耗和可配置中断，并可通过外部热敏电阻实现准确的温度感应。它使用的是 10mΩ 低值外部传感电阻器，以实现最低的功率损耗。该监测计位于系统主板上，与位于电池组旁边的监测计相比，它无需再占用额外的 PCB 空间，从而可节省成本。

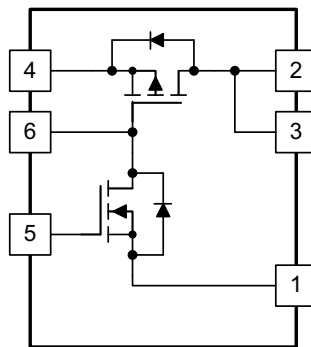
bq27426 基于德州仪器 (TI) 获得专利的 Impedance Track™ 技术，精度更高，可针对电池老化、电池自放电、温度和速率变化进行自动调节。该器件可报告剩余电量 (mAh)、SOC (%)、电池电压 (mV)，并估算电池运行 (老化) 状况。您可以启用平滑滤波器，以防瞬变对报告的 SOC 产生显著影响。

1.4.5 TPS27081A

TPS27081A 器件是一种高端负载开关，此开关在小型封装内集成了一个功率 PFET 和一个控制 NFET。

TPS27081A 器件能够处理的最大电压和电流分别是 8V 和 3A。为减小低电压和高电流轨的压降，该器件实现了一个超低电阻 P 通道 MOSFET，以便通过该器件减少压降。

在 TIDA-01395 设计中，TPS27081A 器件与 LM2903 搭配用于低成本电源 ORing 电路中，以便在 USB 电源和 LM5166 电源之间切换。



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

图 2. TPS27081A 基本原理图

1.4.6 LM2903

LM2903 包含两个独立的电压比较器，这些比较器专为在宽电压范围内使用单电源工作而设计。此标准器件在各种应用中的适用性和多功能性已得到优化。这是因为，此类器件具有非常宽的电压范围（2V 到 36V）， I_Q 较低且响应速度快。

通过开漏输出，用户可以配置输出的逻辑低电压 (VOL)，并可将比较器用在 AND 功能中。

特性：

- 低输出饱和电压
- 最大额定值：2V 到 36V
- 低输入偏置电流：25nA（典型值）
- 共模输入电压范围包括接地

LM2903 在 TIDA-01395 中作为电源 ORing 电路的逻辑使用。

1.4.7 TPD2E2U06

TPD2E2U06 是一款双通道低电容 TVS 二极管静电放电 (ESD) 保护器件。该器件可提供符合 IEC 61000-4-2 标准的 $\pm 25kV$ 接触 ESD 保护和 $\pm 30kV$ 气隙 ESD 保护。TPD2E2U06 的 1.5pF 线路电容使得此器件适合于广泛的优化。典型应用接口为 USB 2.0、LVDS 和 I²C。

特性：

- 5.5A 峰值脉冲电流（8/29 μ s 脉冲）
- 超低泄漏电流 10nA（最大值）
- 低 ESD 钳位电压
- 直流击穿电压 6.5V（最小值）

TPD2E2U06 用在 TIDA-01395 的 USB 通信线路中。

1.4.8 TPD1E10B06

TPD1E10B06 器件是一款采用小型 0402 封装的单通道 1 ESD 瞬态电压抑制 (TVS) 二极管。这款 TVS 保护产品提供 $\pm 30\text{kV}$ 接触 ESD 和 $\pm 30\text{kV}$ IEC 气隙保护，并具有一个带背靠背 TVS 二极管的 ESD 钳位电路，用于支持双向或双向信号。该 ESD 保护二极管的线路电容为 12pF，适用于支持数据传输速率 各类应用。0402 封装符合行业标准，便于将元件安装到空间受限型应用。

这款 ESD 保护 TVS 二极管 典型应用是为音频线路（麦克风、耳机和扬声器）、SD 接口、键盘或其他按钮、USB 端口的 VBUS 引脚和 ID 引脚以及通用 I/O 端口等提供电路保护。该 ESD 钳位有利于为电子书、平板电脑、远程控制器、可穿戴设备、机顶盒以及电子销售点等终端设备提供保护。

TPD1E10B06 用于保护 TIDA-01395 上的 USB VBUS 引脚。

2 系统设计原理

对于主要通过普通家庭使用的 24V 交流系统供电的自动化电子产品，TIDA-01395 提供了构建此类产品所需的主要功率级。此 TI 设计提供了一种采用模块化设计的系统解决方案，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。

降低成本是此类 TI 设计的优先考虑事项。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-01395 的离散特性可让设计人员轻松移除不需要的具有，或轻松添加特定应用所需的具有和电源轨。

本节介绍开发和设计 TIDA-01395 时用到的原理和设计注意事项。

2.1 24V 交流到直流整流

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

图 3 中所所示的示意图显示了整流和软启动过程。C1、C2 和 C3 充当高频率旁路电容器。R1、R2、C4 和 C5 提供对于 N 通道 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 到 2.5V，在 V_{GS} 为 10V 时的 $R_{DS(on)max}$ 为 92mΩ。设计中选择的 R_2 和 R_3 的值可满足以下要求：达到稳定状态后，对 42V 的最大值（24V 交流在容差高端的峰值）进行分压后能够得到大约 10V 的电压。 R_2 和 R_3 的计算数据如公式 1 所示：

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

Z1 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通路。使用 R4 可防止因 24V 交流互感器和 Q1 的栅极阈值电压的差异而导致软启动时间发生显著变化。最终电路提供了相对一致的软启动时间，不受 24V 交流电源差异的影响。

C6 和 C7 充当整流器的平流电容器。TIDA-01395 的最大功率输出为 3.3W。输出纹波将是负载电流的函数。TINA-TI™ 仿真显示最糟糕情况下的最大纹波电压是 11.7V。此最大电压假设输入端需要 4.3W 的功率才能在输出端产生 3.3W 的功率。当 24V 交流互感器在其容差的低压边缘，且 3.3V 轨道的输出功率正在输出其最大电流 1A 时，便会出现该最大电压。这种最糟糕的情况不太可能发生，具体视应用而定；一种更合理的使用情形（从 3.3V 电源轨输出 100mA 电流，且采用标称 24V 交流互感器）提供大约 1.4V 的整流纹波。在每种使用该设计的应用中都必须检查这些纹波电压。即使在如上所述的最糟糕的情况下，LM5166 降压转换器也能够处理此类纹波电压和电压范围。

图 4 显示了图 3 中详述的原理图（在输入功率约为 750 mW 下）仿真示例。从应用输入功率到整流器的输出达到稳定状态的时间约为 300ms。

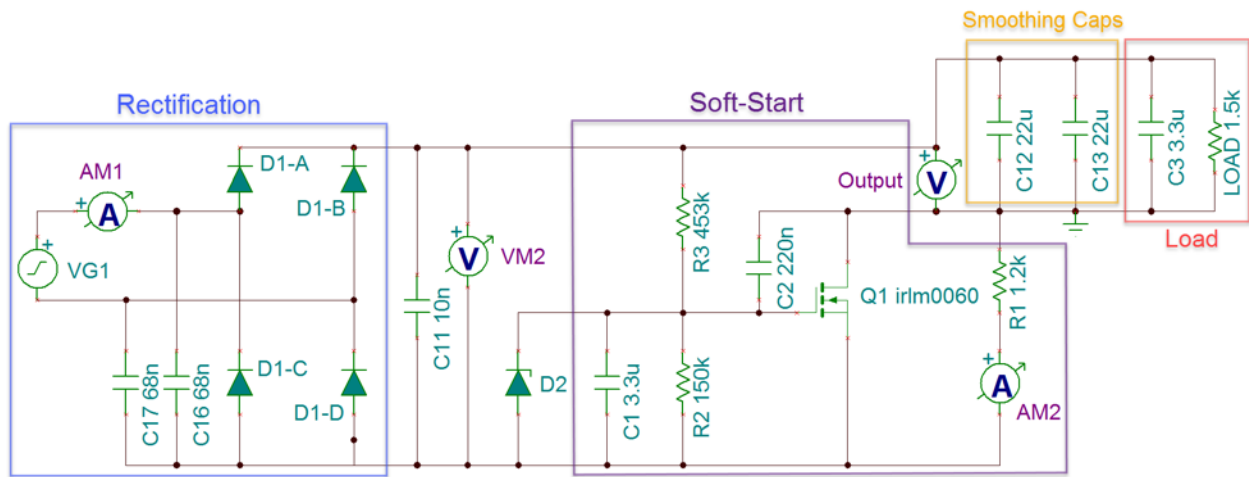


图 3. 软启动原理图

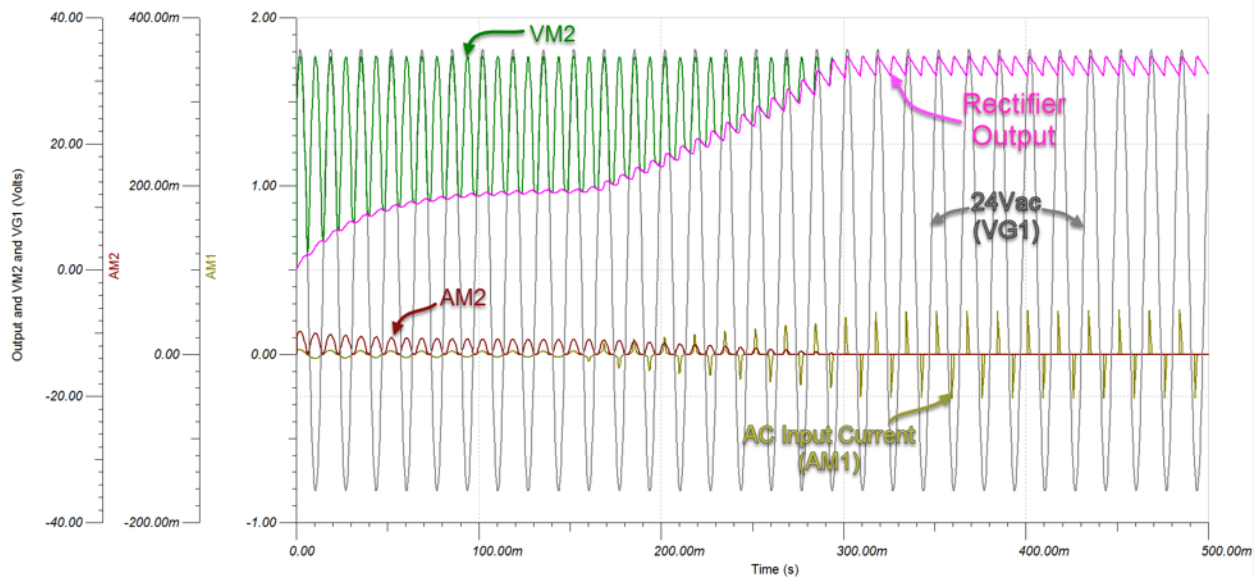


图 4. 软启动 TINA-TI 仿真示例

2.2 5V 电压轨

本节详细介绍了 LM5166 宽输入电压范围降压（可将整流后的 24V 交流电压转换为 5V 电压）以及 USB 5V 电压轨。

2.2.1 LM5166 电压轨

LM5166 器件是用于此设计的最佳选择。此器件具有宽输入电压范围（3V 到 65 V），同时还可以小型封装支持 500mA 负载。在低负载下，它具有极低的空载静态电流和高效率。

LM5166 可用于将整流后的 24V 交流电源转换为 5V 直流电源，并用作 TIDA-01395 中的主要电源。

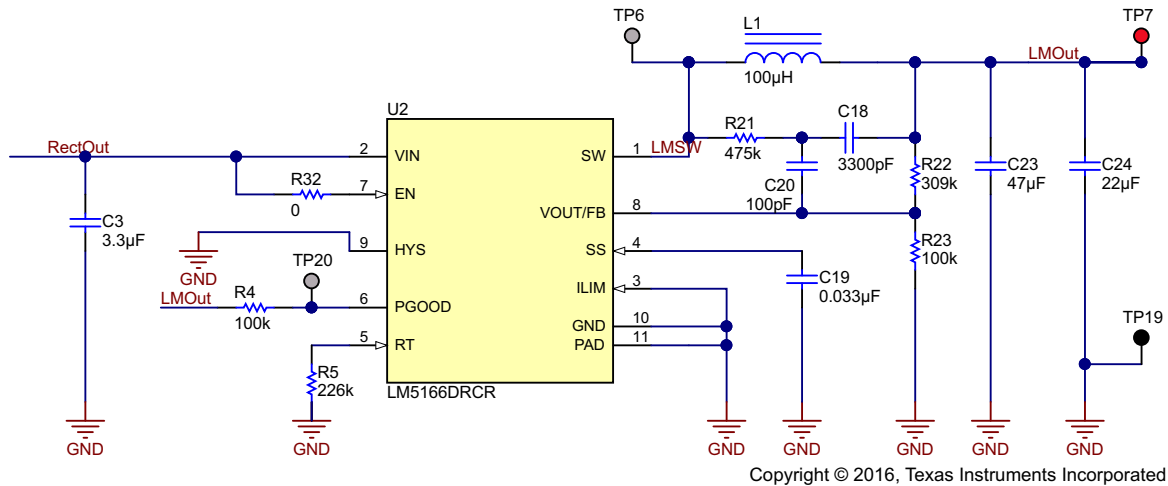


图 5. LM5166 实施

TIDA-01395 使用 LM5166 的 COT 类型 III (COT III) 方法来减少输出噪音量和纹波。根据具体应用，您可以使用 COT I、COT II 或 PFM 进一步降低成本或减少静态电流。不过，对于使用无线技术和需要降低开关噪音的系统的器件而言，较低的纹波更为适用。要对 LM5166 进行编程以使其在 COT 模式下运行，需要在 RT 和 GND 引脚之间连接电阻器 R5。R5 的值根据公式 2 计算得出，该值决定器件的开关频率。采用大约 130kHz 的低开关频率可实现更高的效率。

$$R_5 = R_{RT} \text{ (k}\Omega\text{)} = \frac{V_{OUT} \text{ (V)}}{f_{sw} \text{ (kHz)}} \times \frac{10^4}{1.75} = \frac{5.0 \text{ V}}{130 \text{ kHz}} \times \frac{10^4}{1.75} = 226 \text{ k}\Omega \quad (2)$$

COT III 纹波方法使用具有 R₂₁、C₁₈ 和开关节点 (SW) 电压的纹波注入电路生成三角斜坡。然后，此三角斜坡通过电容器 C₂₀ 交流耦合到反馈节点 (FB)。由于此电路不使用输出电压纹波，因此适合应用至关重要的应用。应用手册 AN-1481[4] 提供了有关此策略的更多详情。

对于大多数应用，R₂₃ 的产品说明书建议值优化。较高的电阻值更易于出现噪声，因此需要更仔细的 PCB 布局。在 TIDA-01395 中，R₂₃ 选为 100kΩ，R₂₂ 按照公式 3 来计算。为 R₂₂ 选择的值较为保守，为 309kΩ。公式 4、公式 5 和公式 6 提供了 C₁₈、C₂₀ 和 R₂₁ 的值边界。为保持在计算出的边界范围内，为 C₁₈ 选择的值为 3300pF，为 R₂₁ 选择的值为 475kΩ，为 C₂₀ 选择的值为 100pF。

$$R_{22} = \frac{1.223 \text{ V}}{V_{OUT} - 1.223 \text{ V}} \times R_{23} = \frac{1.223 \text{ V}}{5 - 1.223 \text{ V}} \times 100 \text{ k}\Omega = 333 \text{ k}\Omega \quad (3)$$

$$C_{18} \geq \frac{5}{f_{sw} \times (R_{22} \parallel R_{23})} \Rightarrow C_{18} \geq \frac{5}{138 \text{ kHz} \times \left(\frac{309 \text{ k}\Omega \times 100 \text{ k}\Omega}{309 \text{ k}\Omega + 100 \text{ k}\Omega} \right)} \Rightarrow C_{18} \geq 480 \text{ pF} \quad (4)$$

$$C_{20} \geq \frac{1}{2\pi \times f_{SW} \times (R_{22} \parallel R_{23})} \Rightarrow C_{20} \geq \frac{1}{2\pi \times 138000 \times \left(\frac{309 \text{ k}\Omega \times 100 \text{ k}\Omega}{309 \text{ k}\Omega + 100 \text{ k}\Omega} \right)} \Rightarrow C_{20} \geq 15.3 \text{ pF} \quad (5)$$

$$R_{21}C_{18} \geq \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times t_{on(@V_{IN})}}{20 \text{ mV}} \Rightarrow R_{21}C_{18} \geq \frac{(35 \text{ V} - 5 \text{ V}) \times \left(\frac{1}{138 \text{ kHz}} \times \frac{5 \text{ V}}{35 \text{ V}} \right)}{20 \text{ mV}} \Rightarrow R_{21}C_{18} \geq 1.553 \times 10^{-3} \quad (6)$$

LM5166 可通过峰值电感电流的逐周期限流保护来防止出现过流情况。该设计在每个开关周期中将在高侧 MOSFET 中感应到的电流与 ILIM 引脚所设定的限流阈值进行比较。在 COT 模式下运行时，将 ILIM 引脚连接到 GND 会将典型高侧 FET 电流限制为 750mA，将低侧 FET 电流限制为 400mA，以提供 500mA 的最大平均直流电流输出。

使能引脚被绑定到 V_{IN} ，实施中不使用磁滞功能，因此相应引脚被绑定到 GND。电源正常 (PGOOD) 引脚是一个开漏输出引脚，与产品说明书建议值为 100k Ω 的电阻器 R_4 相连接。该实施中可使用外部电容器 C_{19} 对软启动 (SS) 时间进行编程，也可以对该电容器保持开路，从而使用默认的 900 μ s 软启动时间。在 TIDA-01395 中，我们选择了一个外部电容器，以方便根据具体应用进行调节。根据公式 7 和所需的软启动时间（约为 4ms）可以得出 C_{19} 的电容值为 0.033 μ F。

$$C_{19} = C_{SS} \text{ (nF)} = 8.1 \times t_{SS} \text{ (ms)} = 8.1 \times 4 \cong 33 \text{ nF} \quad (7)$$

要计算 L_1 所需的值，需要使用所需的电感器纹波电流。已知平均直流输出电流是 500mA，而电感器峰值电流不能超过 750mA，因此允许的最大纹波电流是 100%（250 到 750mA 的电感器电流摆动范围可提供 500mA 的总纹波）。更适合大多数应用应用约为 50%，即 250mA 的电感器电流纹波。公式 8 显示了基于 50% 电感器电流纹波的标称电感。

$$L_1 = \frac{V_{LMOut}}{f_{SW} \times \Delta I_{L(nom)}} \times \left(1 - \frac{V_{LMOut}}{V_{IN}} \right) = \frac{5 \text{ V}}{138 \text{ kHz} \times 250 \text{ mA}} \times \left(1 - \frac{5 \text{ V}}{35 \text{ V}} \right) = 124 \mu\text{H} \quad (8)$$

该设计中选择了 100 μ H 这一较低的值，以提高效率并减小 BOM 大小，但代价是会增加电感器电流纹波。在本例中，电流纹波根据公式 9 计算得出，随后根据公式 10 计算电感器电流峰值，计算结果显示峰值未超出 750mA 的限制范围。

$$\Delta I_{L(nom)} = \frac{V_{LMOut}}{f_{SW} \times L_1} \times \left(1 - \frac{V_{LMOut}}{V_{IN}} \right) = \frac{5 \text{ V}}{138 \text{ kHz} \times 100 \mu\text{H}} \times \left(1 - \frac{5 \text{ V}}{35 \text{ V}} \right) = 311 \text{ mA} \quad (9)$$

$$I_{L1(peak)} = I_{OUT(max)} + \frac{\Delta I_{L(nom)}}{2} = 500 \text{ mA} + \frac{311 \text{ mA}}{2} = 656 \text{ mA} \quad (10)$$

选择的输出电容器 C_{23} 和 C_{24} 需满足公式 11 的要求。此外，还要考虑电容器的直流降额。

$$C_{Out} = C_{23} + C_{24} \geq \frac{\Delta I_{L(nom)}}{8 \times f_{SW} \times \Delta V_{LMOut}} \Rightarrow C_{23} + C_{24} \geq \frac{311 \text{ mA}}{8 \times 138 \text{ kHz} \times 20 \text{ mV}} \Rightarrow C_{23} + C_{24} \geq 14 \mu\text{F} \quad (11)$$

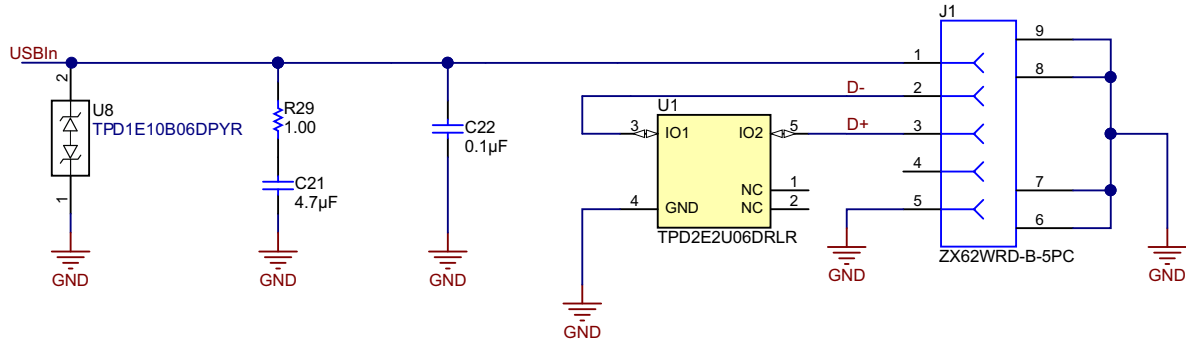
考虑到 5V 电压下的容差和降额，我们选择了 69 μ F 的总电容。

2.2.2 USB 电源输入

和 LM5166 一样，USB 电源输入能够为整个系统供电。USB 可充当备用电源，用于调试产品系统的其他方面，或在主 24V 交流电源不可用时用于为电池充电。TIDA-01395 无法为 USB 供电；它只能接受来自 USB 主机的灌入电流。如图 6 所示，该实施中包括了 ESD 和过压保护。

此 TI 设计使用 USB 2.0，因此会假设可从 USB 主机提取的最大电流是 500mA。USB 2.0 规范允许与标称 5V 有 5% 的容差，因此可提供 4.75 至 5.25V 的主机电压范围。而且，USB 2.0 规范还可能会跨所有电缆和接口出现最糟糕的压降情况，从而将负载上的总电压降至 4.35V。TIDA-01395 设计能够适应 USB 2.0 规范下的最糟糕的情况。

R₂₉ 和 C₂₁ 可为 USB Vbus 提供缓冲电路，从而减少电缆电感和电容性负载共振导致的过冲和振铃。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-01395 中使用的阻尼器组件值进行测试，并对这些值进行相应更改。此 TI 设计中使用的 ORing 电路的最大额定输入电压是 8V，因此，USB 电压必须保持在该阈值之下，并且符合 USB 规范。



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

图 6. USB 实施

2.3 电源 ORing

TIDA-01395 的 ORing 部分旨在降低成本，同时仍允许通过所提供电压低至 4.35V 的 USB 电源轨提供完整系统功能。

由于正向偏置二极管的压降，采用两个二极管的简单 ORing 配置不可行。此 TI 设计中使用的 bq24072 电池管理系统建议使用的最低电压是 4.35V。USB 2.0 规范允许 USB 电源总线在负载上降至 4.35V。因此，几乎没有任何裕量，从而可以使用基本二极管 ORing。完全集成的电源多路复用芯片是可选件，但因成本较高而未被此设计采用。用在 TIDA-01395 中的 ORing 解决方案使用两个集成 N-FET/P-FET 对和一个基本比较器，以实现电源多路复用功能（所需成本比完全集成的解决方案低得多）。

如图 7 所示，U3 和 U4 是 TPS27081A 芯片，其中每个都包含 N 通道和 P 通道 MOSFET。U7（即 LM2903）提供实现 ORing 所需的基本逻辑。此 ORing 解决方案提供的相关选项可以调整比较器输入引脚上的分压器，从而在同时提供两个电源时优先采用一个电源。净“LMOut”连接到 LM5166 的 5V 输出电源轨，而“USBIn”连接到 USB 电源总线。比较器 U7 由 OUT (PWRin)_node 供电。U3 和 U4 上的 P-FET 寄生二极管提供一种初始 ORing 方法来为比较器供电，直至其中一个开关关闭。

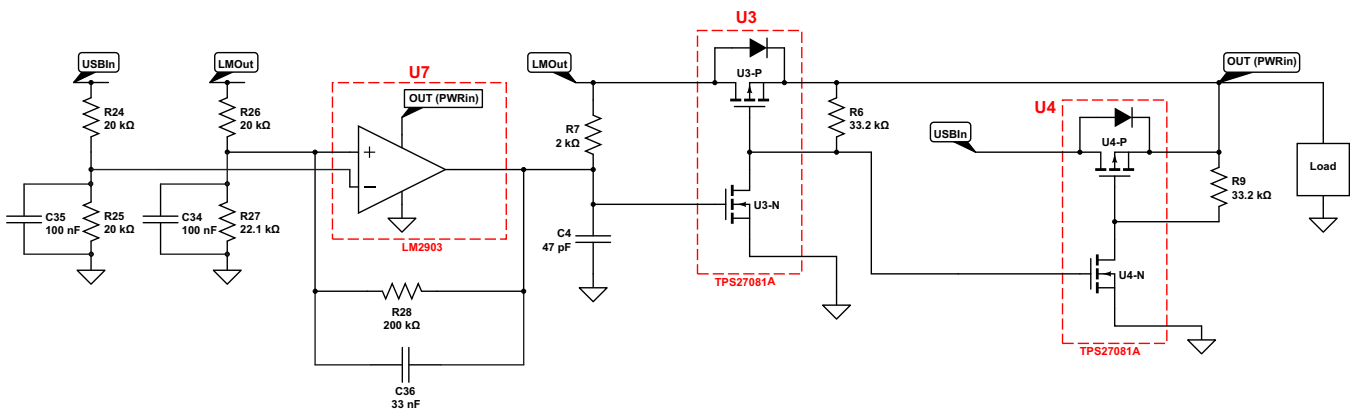


图 7. 电源 ORing 原理图

2.3.1 LMOOut (LM5166) 高

24V 交流电源及随后的 LM5166 5V 电源轨被视为此系统的主电源。如果提供两个等效电源（USB 和 LMOOut），ORing 会将 LMOOut 传递到负载。您可通过选择 R₂₅、R₂₇ 和 R₂₈ 的替代值来调整 LMOOut 优先于 USB 的电压裕量。但是，不能将该裕量设置为高于 P-FET 寄生二极管的正向压降，因为这可能会使某一个 P-FET 在欠压期间锁住或打开。

图 8 针对 LM5166 提供 5V 电压时的情况提供了有关此功能的概图。在该图中，将 U3-N 的栅极通过 R7 拉至 LMOOut，从而打开 U3-N 并迫使 U3-N 的漏极连接到 GND。U3-N 的漏极与 U4-N 栅极短路。因此，任一时刻只要 U3-N 处于开启状态，U4-N 便处于关闭状态。然后，U3-P 因其栅极拉至 GND 而开启，U4-P 因其栅极上拉经过 R9 而关闭。随后 LMOOut 被传递至负载。

为比较器的周围电阻器所选的值需能确保在 LMOOut 和 USB 供应 5V 时同相终端将高于反相终端，从而使比较器的输出为高阻态，因而几乎不会对电路有任何影响。如果在 LM5166 已在供电时插入 USB，此设置可让 LM5166 优先于 USB 为 ORing 电路供电。

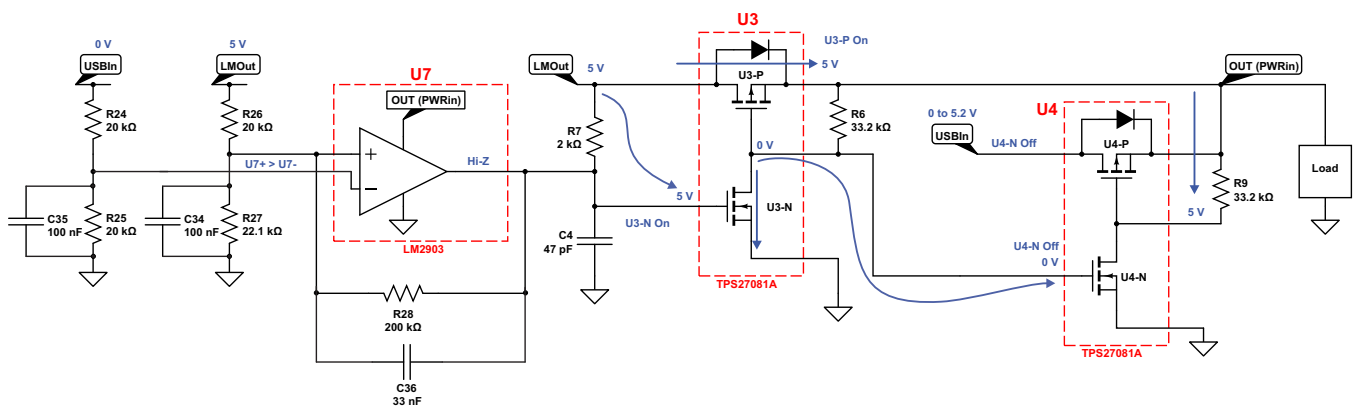


图 8. LM5166 供电的电源 ORing

2.3.2 存在 USB 而缺少 24V 交流电

图 9 对存在 USB 而缺少 24V 交流电源线时的 ORing 流程进行了直观概述。缺少净“LMOOut”且“USBIn”介于 4.35V 到 5.25V 之间时，比较器反相输入变为大于同相输入，并且比较器会将输出终端推低，从而关闭 U3-N。U3-N 关闭后，“USBIn”会将 U4-N 和 U3-P 的栅极推高，从而关闭 U3-P 并开启 U4-N。因此 U4-P 会开启，USB 电压将传递至负载。

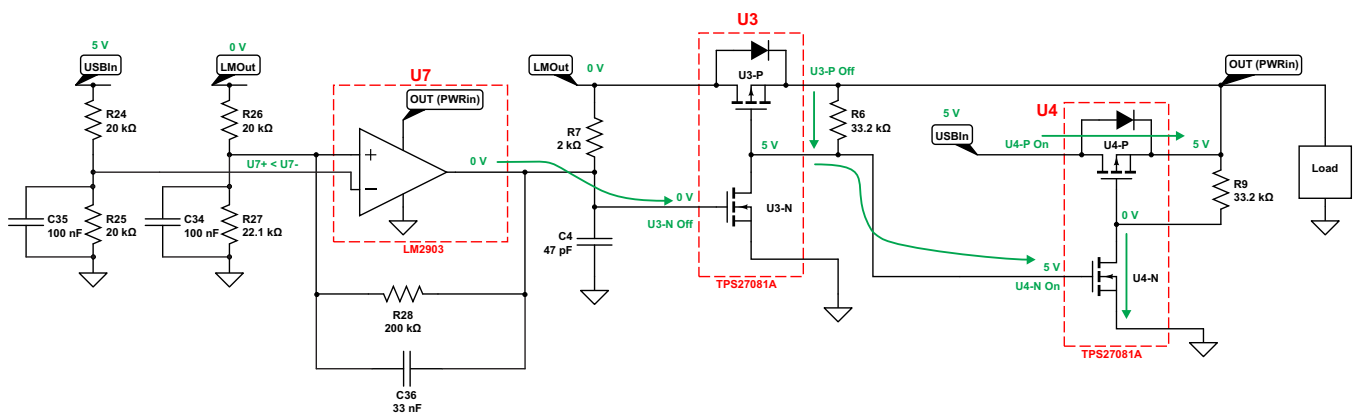


图 9. USB 供电的电源 ORing

2.3.3 比较器设计和计算

比较器的主要功能是为系统提供一种有效方法来将 U3 FET 关闭。当两个电源均可用时，比较器会确保当 LMOOut 意外变为不可用（即未插入 24V 交流电源）时，U3 FET 不会锁住。比较器还可防止在最初插入 USB 后，因漏极至源极电容导致的电压尖峰锁住 U3 FET。比较器上使用了磁滞以确保器件电压不会在阈值电压周围振荡，同时确保在切换到 USB 电源时 U3 FET 完全关闭。

本节提供了需要调整默认值时，调整比较器输入分压器和磁滞所需的公式。以下公式中提供的值反映了 TIDA-01395 设计的默认设置。当比较器输出是高阻态时， R_{28} 实际上与 R_{26} 并联，从而提高比较器的同相终端，这需要更高的 USB 电压才能将比较器的输出推低。 R_{26} 与 R_{28} 并联的等效电阻为：

$$R_{eqH} = \frac{20 \text{ k}\Omega \times 432 \text{ k}\Omega}{20 \text{ k}\Omega + 432 \text{ k}\Omega} = 19.12 \text{ k}\Omega \quad (12)$$

假设 LMOOut 为 5V，通过基本分压器计算同相输入：

$$IN + LR = LMOOut \times \left(\frac{R_{27}}{R_{27} + R_{eqH}} \right) = 5 \text{ V} \times \left(\frac{22.1 \text{ k}\Omega}{22.1 \text{ k}\Omega + 19.12 \text{ k}\Omega} \right) = 2.68 \text{ V} \quad (13)$$

因此，反相终端电压必须超过 2.68V。由于 R_{24} 和 R_{25} 的电阻相同（都是 20kΩ），因此推低比较器所需的 USBIn 是所需反相终端的两倍。

$$USBIn_{LR} = 2 \times IN + LR = 2 \times 2.68 \text{ V} = 5.36 \text{ V} \quad (14)$$

要考虑相反的情形，最初提供 USB 后来又提供了 24V 交流电源，则必须针对比较器输出最初较低时的情况执行相同的阈值计算。此 TI 设计针对的特定最终产品不太可能发生此情形；不过，该设计还是针对此类情形进行了规划。

当 USB 存在而 LMOOut 不存在时，比较器输出较低（请参阅节 2.3.2）。因此， R_{28} 实际上与 R_{27} 并联，相应的等效电阻为：

$$R_{eqL} = \frac{22.1 \text{ k}\Omega \times 432 \text{ k}\Omega}{22.1 \text{ k}\Omega + 432 \text{ k}\Omega} = 21.0 \text{ k}\Omega \quad (15)$$

假设 USBIn 标称电压为 5V，因此通过分压器 R_{24} 和 R_{25} 的反相终端为 2.5V，产生大于 2.5V 同相终端电压所需的 LMOOut 通过公式 16 计算得出。

$$LMOOut_{HZR} = IN - \times \left(\frac{R_{eqL} + R_{26}}{R_{eqL}} \right) = 2.5 \text{ V} \times \left(\frac{21.0 \text{ k}\Omega + 20 \text{ k}\Omega}{21.0 \text{ k}\Omega} \right) = 4.88 \text{ V} \quad (16)$$

因此，4.88V 是 LMOOut 为优先于 5.0V USB 供电而必须超过的理论电压。

2.4 电池管理

2.4.1 电池充电

在 TIDA-01395 中，电池充电和电池路径管理由 bq24072 执行。bq24072 提供一种低成本解决方案，该方案通过其电源路径功能具有独立电池充电和负载路径，而无需任何外部 FET。该器件可以通过专用引脚监测电池温度，确保浪涌电流和电流限制符合 USB 规范，并提供 PGOOD 和充电信号。

bq24072 是单电源输入器件，由于成本原因，该设计专门选择了该器件来替代双输入器件。2.3 节中详述的 bq24072 和 ORing 提供的功能与完全集成的双输入器件相同，但成本更低。TIDA-01395 的设计考虑到了终端产品可能具有不同的要求，并且设计人员需要能够根据各个系统的情况轻松进行设计修改。如果终端产品不使用 USB（或常规辅助电源），就不必使用 ORing 解决方案和节 2.2.2 中详述的 USB 相关组件。此时便可使用 bq24072 的单输入来实现成本更低的解决方案。在此类情形中，双输入电池管理 IC 将超过应用的设计标准，并且会带来不必要的成本或重大设计变更。出于这些原因，bq24072 被选为理想的低成本解决方案。

bq24072 具有电池路径功能，可以让电池作为主电源的补充来满足高负载需求。此功能支持使用更小的主电源，从而进一步降低成本。

图 10 显示了为 TIDA-01395 选择的设置和组件。bq24072 的最低推荐输入电压为 4.35V， V_{OVP} 为 6.6V，最大绝对输入电压为 28V。该器件为电池充电时的电压高达 4.2V ($V_{BAT(REG)}$)。输出被调整为 200mV 且电压高于 $V_{BAT(REG)}$ 。

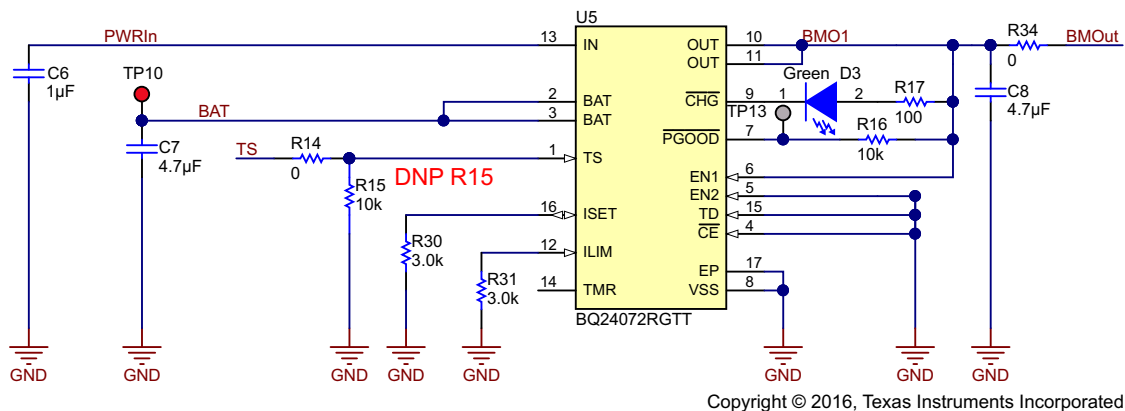


图 10. 电池管理实施

设计中选择了一个较小的输入电容器 (C6)，因为 USB 2.0 规范要求电容低于 10 μ F，以便实现硬启动。bq24072 产品说明书建议的输入电容范围为 1 到 10 μ F。根据产品说明书建议，该设计选择了 4.7 μ F 的电池输入电容器 (C7)。4.7 μ F 的输出电容器 (C8) 是产品说明书中建议的最低值。

为符合 USB 2.0 规范，必须将输入电流限制在 500mA。bq24072 的 EN1、EN2 和 ILIM 引脚可实现可编程电流限制。根据产品说明书，EN1 设为“高”，EN2 设为“低”，以便对 500mA 电流限制进行编程。ILIM 不得保留为浮动，因为这样做会禁止充电，所以将 ILIM 设为可提供比 EN1/EN2 引脚更高的电流限制 (536mA)，这样可以使 EN1/EN2 电流限制成为优先的且更保守的限制。公式 17 显示了 TIDA-01395 中对 R₃₁ 使用的计算公式。

注： K_{ILIM} 是产品说明书为高于 500mA 的电流限制提供的值。

$$R_{31} = R_{ILIM} = \frac{K_{ILIM}}{I_{IN-MAX}} = \frac{1610 \text{ A}\Omega}{536 \text{ mA}} = 3 \text{ k}\Omega \quad (17)$$

R₃₀ 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 11 所示。此 TI 设计中 R30 的计算方式如公式 18 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。

$$R_{30} = R_{ISET} = \frac{K_{ISET}}{I_{O(CHG)}} = \frac{890 \text{ A}\Omega}{300 \text{ mA}} \cong 3 \text{ k}\Omega \quad (18)$$

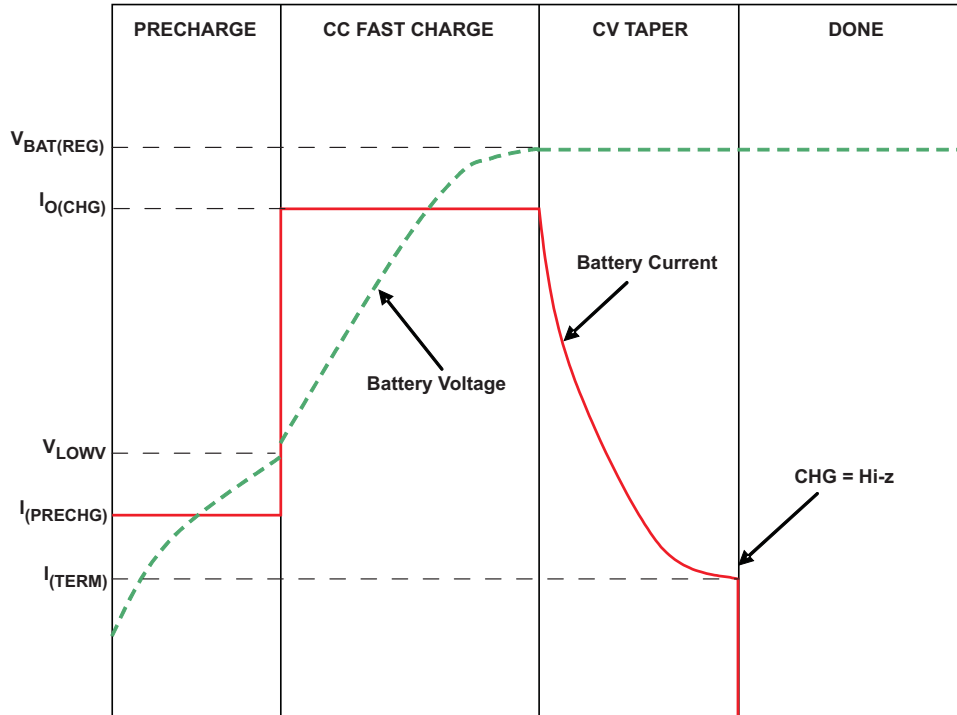


图 11. 典型的电池充电周期

净“TS”用于监测具有内置热敏电阻的电池组的电池温度。如果使用 TS，则不得填充 R15。如果将 TS 保持浮动且不使用温度传感，则使用 R15。10k 是产品说明书建议值。

“TMR”引脚保持未连接，以便将预充电和快速充电安全计时器设为其默认值。预充电安全计时器将设置为 1800 秒这个典型值。充电安全计时器将设置为 18000 秒这个典型值。引脚“TD”与 GND 连接以启用充电器终端。引脚“CE”与 DNG 连接以启用电池充电器。PGOOD 会在检测到有效输入电源时被拉到 VSS，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。PGOOD 可灌入的最大电流是 15mA，因此必须相应地选择 R16 来确保 PGOOD 的灌电流不超过 15mA。

当电池充电时，引脚 CHG 被拉至 VSS，在充电完成后或禁用充电器时，它处于高阻抗状态。选择的 R17 必须能够确保 CHG 的灌电流不超过 15mA。TIDA-01395 在充电引脚上使用 LED 指示灯 (D3)。D3 展示的典型正向偏置电压为 3.2V。因此在公式 19 中计算出相应的 R17。我们选择了 100Ω，以确保电流不超过 15mA。

$$R_{17} = \frac{V_{OUT(MAX)} - V_{D3(Forward - Bias)}}{15 \text{ mA}} = \frac{4.4 \text{ V} - 3.2 \text{ V}}{15 \text{ mA}} = 80 \Omega \quad (19)$$

2.4.2 电池电量监测计

bq27426 在系统端使用 TI 的 Impedance Track 技术执行电量计量。该器件是一种低成本的单芯电池监测计，可报告剩余电量、SOC、电池电压，并估算电池运行状况。它的高精确度得益于德州仪器 (TI) 获得专利的 Impedance Track 技术，可针对电池老化、电池自放电、温度和速率变化进行自动调节。

其他技术往往要求经常将电池完全放电（至少每个月一次），以使电量监测计保持精确。这在此 TI 设计中是不可接受的，因为这样做会使电池在一段时间内没有足够的电量。bq27426 中使用的 Impedance Track 功能只需要每月将电量放低至大约 35%。此功能可确保电池在欠压情况下始终具有足够的电量。在系统设计期间，请务必对 MCU 或 MPU 进行编程，以便定期将电池电量放低至 35% 以保持高精度。

bq27426 是一种基于 ROM 的器件；因此，在初始设置期间或在所有电源（主电源和电池）都完全中断时，需要对器件重新进行编程。您可以在 I²C 线路中执行此操作。在启动时对电量监测计进行编程所需的数据量最少，并且所有必要代码都可使用德州仪器 (TI) 的 Battery Management Studio 轻松导出，以用在整个系统中。

bq27426 具有内部温度传感器，并且能够使用外部热敏电阻。请注意，bq27426 和电池充电器 bq24072 都能够使用外部热敏电阻进行温度感应。但是，在任何给定时间只有一个器件可以使用一个热敏电阻。许多锂离子和锂聚合物电池组都可能包含热敏电阻，设计人员可能希望将此用于电池温度检测。此时必须选择使用哪种器件来检测电池温度。bq27426 使用电池温度提高所报告 SOC 的精度。TIDA-01395 包含必要的 0 Ω 上拉和下拉电阻，以将电路板配置为使用其中一个器件来测量电池温度。要使用 bq27426 测量热敏电阻器温度，必须取消填充 R₄₄ 和 R₁₄。相反，如果将 bq24072 连接到热敏电阻，则必须取消填充 R₄₃ 和 R₁₅，而不是 R₄₄ 和 R₁₄。TIDA-01395 电路板最初配置为使用 bq27426 测量电池温度。

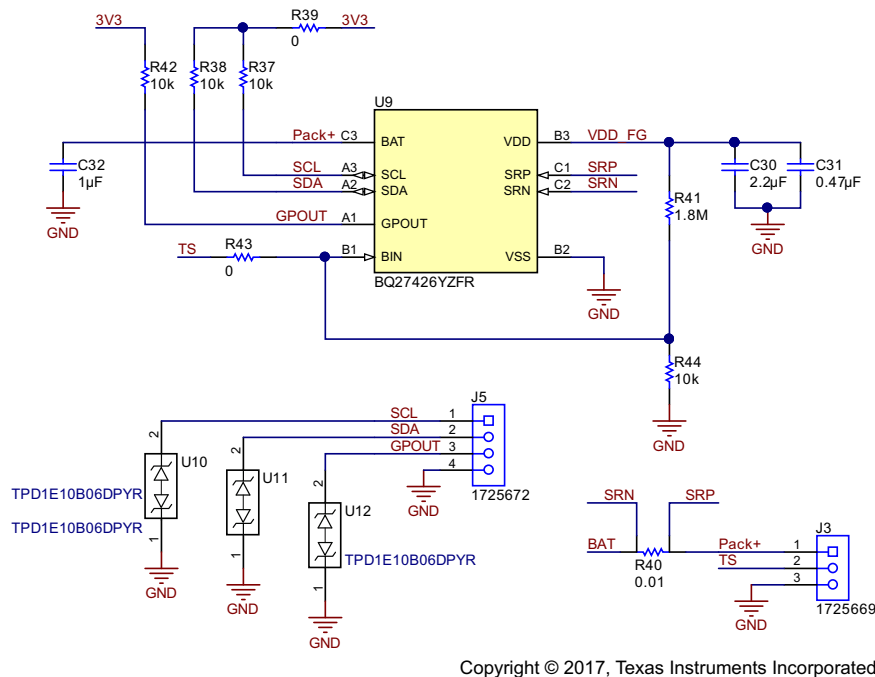


图 12. 电池电量监测计示意图

如图 12 所示，根据 bq27427 产品说明书为 C₃₀、C₃₁ 和 C₃₂ 选择的值分别为 2.2 μ F、0.47 μ F 和 1 μ F[12]。R₃₇、R₃₈ 和 R₄₂ 充当通信线路的上拉电阻。U10、U11 和 U12 充当这些相同通信线路的 ESD 保护。根据产品说明书，引脚“BIN”不得保持浮动，因此在拆除电池后使用 R₄₁ 向“BIN”引脚的净“VDD_FG”提供上拉电流。引脚 VDD 是内部 LDO，不得用于为任何外部负载供电。

R₄₀ 是一个 10m Ω 传感电阻器，可以让电量监测计执行库伦计数。TIDA-01395 使用四引脚传感电阻器来简化布局和提高准确性。如果使用标准二引脚传感电阻器，请在布局期间多加小心，以保持高精度和低噪声性能。引脚“SRP”和“SRN”是分别连接到传感电阻器两端的感应引脚，“SRP”连接到电阻器的电池正极端，“SRN”连接到另一端。

2.5 3.3V 电源轨 — TLV62080

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。TLV62080 的输入连接到 bq24072 的输出。3.3V 电源轨最终从 24V 交流线路、USB 或电池获得电力，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，可从具有的辅助电源功能中受益。

TLV62080 是一种成本非常低、BOM 数量非常少的高效降压转换器。它具有 100% 占空比，在电池供电应用（如 TIDA-01395）中非常有用，可通过利用整个电池电压范围实现最长的运行时间。该转换器具有 DCS-Control（无缝转换至省电模式的直接控制）架构，可实现出色负载瞬态性能和输出电压调节精度。TLV62080 的输出电流最大值为 1.2A。如果需要超过 1.2A 的输出，则可选用 TLV62084。该器件与 TLV62080 引脚到引脚兼容（可能需要对输入和输出电容器以及电感器进行更换），但具有交流为 2A。图 13 显示了 TIDA-01395 中的特定系统实施，并突出显示了零件的简单性和较低的外部 BOM 计数。

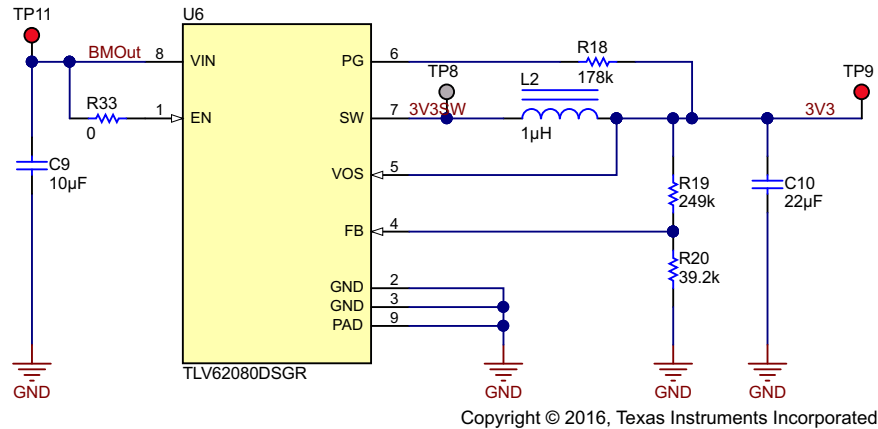


图 13. TLV62080 实施

选择正确的电感器对于降压转换器至关重要，特别是电感值和电感器的饱和电流。要计算静态负载条件下的最大电感器电流，可使用公式 20 和公式 21。根据 TIDA-01395 规范， $I_{OUT,MAX}$ 为 1A。所需的 ΔI_L 约为 $I_{OUT,MAX}$ 的 40%，因此我们将 ΔI_L 设置为 0.4A。在中高负载条件下，TLV62080 在 PWM 模式下以 2MHz 的额定切换频率 (f_{sw}) 运行。根据 2.4 节中的说明，设计中使用了 4.4V 的最大输入电压。

$$I_{L,MAX} = I_{OUT,MAX} + \frac{\Delta I_L}{2} = 1A + \frac{0.4A}{2} = 1.2A \quad (20)$$

$$L = V_{OUT} \times \left(\frac{1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}}{f_{sw} \times \Delta I_L} \right) = 3.3V \times \left(\frac{1 - \frac{3.3V}{4.4V}}{2MHz \times 0.4} \right) = 1.03 \mu H \cong 1 \mu H \quad (21)$$

根据公式 20 和公式 21 的计算结果，必须选择 1μH 的电感器。标准做法是选择饱和电流至少比 $I_{L,MAX}$ 高 20% 到 30% 的电感器。TLV62080 产品说明书建议使用由制造商 Coilcraft 制造的 XFL3012-102ME 电感器，它是一种额定电流为 2500mA、直流电阻为 35mΩ 的 1μH 电感器，在 TIDA-01395 中被选择用于 L2。

根据 TLV62080 产品说明书推荐的输出电容器和电感器组合选择的输出电容器 (C10) 值为 22μF。推荐的电容可预计电容公差和偏置电压降额。有效电容介于 20% 和 -50% 之间。根据产品说明书建议选择的输入电容 (C9) 为 10μF，这种电容对于大多数应用较大的值可减少输入电流纹波。

为获得最佳的准确性， R_{20} 必须小于 40kΩ，以确保流经 R_{20} 的电流至少比 I_{FB} 大 100 倍。使用公式 22 计算出的所需输出电压为 3.3V，产品说明书指定的反馈稳压为 0.45V，所选的 R_{20} 值为 39.2kΩ， R_{19} 的计算值为 249kΩ。就像大多数应用反馈网络应使用小容差电阻器（不到或小于 1%）。

$$V_{\text{OUT}} = V_{\text{FB}} \times \left(1 + \frac{R_{19}}{R_{20}} \right) = 0.45 \text{ V} \times \left(1 + \frac{249 \text{ k}\Omega}{39.2 \text{ k}\Omega} \right) = 3.3 \text{ V} \quad (22)$$

VOS 充当内部控制回路的输出电压感应终端，因此必须与输出相连。

3 软件和硬件入门

3.1 硬件

PCB 上的每个工艺都具有多个测试点。但是，在执行纹波、瞬态和效率测试时，不应使用引脚出口测试点，因为会存在寄生噪音。但是，在测量输出、输入或其他相关点时应尽可能靠近 IC 引脚。

图 14、图 15 和图 16 中显示了瞬态测试设置示例，图 16 中使用了桶线 GND 技术和载流导线，这些导线直接焊接到了所测试直流/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，并通过电流探头测量电流。执行功效测试时，必须使用与载流导线分离的导线，如图 17 所示，以避免线路压降造成测量值不准确。

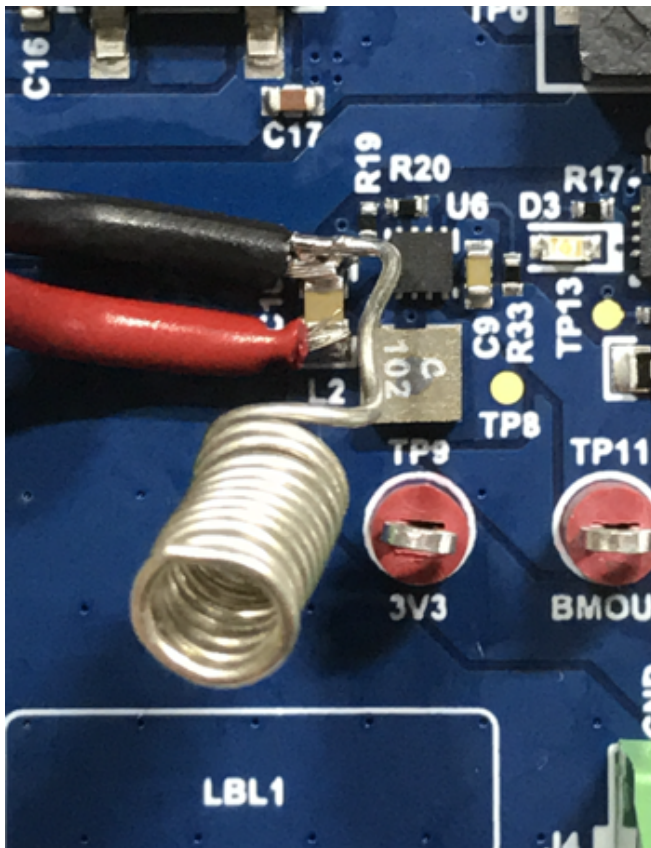


图 14. 焊接输出导线测试设置

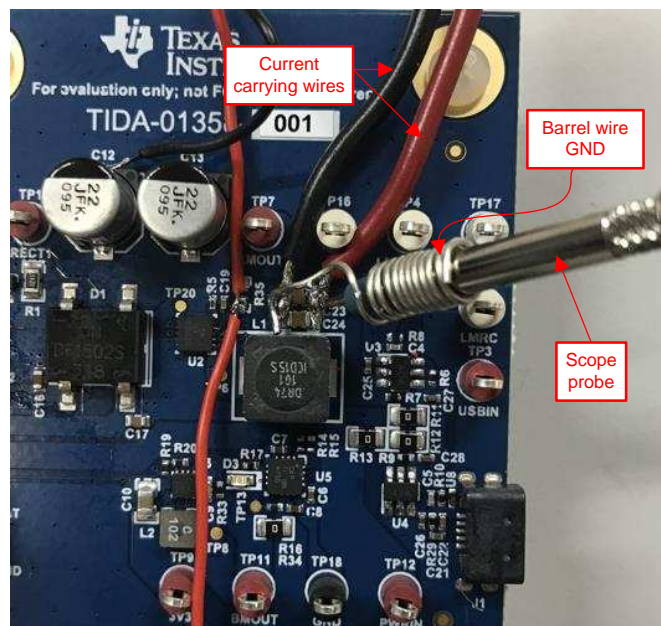


图 15. 范围探头和圆桶式测试设置

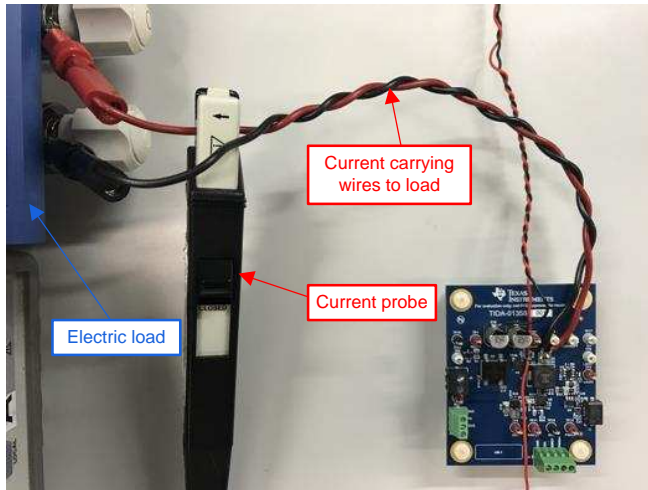


图 16. 电流探头和电子负载测试设置

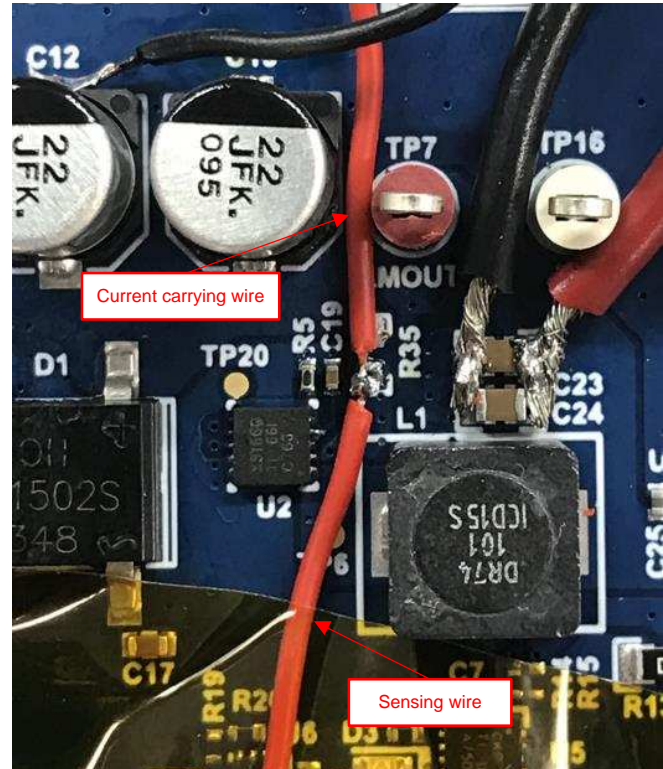


图 17. 分离感应和载流导线测试设置

3.2 软件

在设计阶段，需要对要使用电池的特性进行确认，以使电量监测计发挥最佳性能。此过程的手动部分只需完成一次，德州仪器 (TI) 会提供多种工具和资源来轻松完成此过程，从而让系统快速启动。

将用于识别特征和测试的主要软件是 [Battery Management Studio \(bqStudio\)](#)。EV2400 或 [监测计开发套件 \(GDK\)](#) 可用于连接 bqStudio 和 bq27426 电量监测计。TIDA-01395 提供通过 J5 (如图 12 所示) 连接到其中任一器件所需的所有引脚。

bq27426 有三种可选的预编程配置文件。辨别电池特征的第一步是确定这三个配置文件中的哪一个与电池特征最相符。请注意，4.2V 电池的放电曲线可能与 4.35V 配置文件最相符，对于随意选择用于测试此 TI 设计和设计指南的其他电池，情况类似。为此，TI 提供了 [计量参数计算器](#)。《[化学 ID 选择工具 \(GPC\) 简易指南](#)》这一技术参考文档是一份包含五页内容的易读指南，其中介绍了如何通过 bqStudio 记录充放电曲线并将其提交到 GPC 工具。

为了方便快速了解该设计指南中的内容，我们使用了 GDK。GDK 使用 I²C 终端连接到 TIDA-01395，且 EXT_Load- 和 EXT_Load+ 分别连接到 GND 和 BMOut。bqStudio 打开并与电量监测计通信时，请确保“Registers”选项卡和“GDK”选项卡可用。在继续之前，最好至少对电池进行部分放电。打开“Registers”选项卡，单击“Start Log”，然后将其保存到适当的位置。打开“GDK”选项卡和“Auto Cycle”子选项卡，如图 18 所示。器件在充电后必须放松 120 分钟，在放电后必须放松 300 分钟。可以根据所使用的特定电池调整其他参数。对于使用的锂聚合物电池，3000mV 是标准终端电压。设置参数后，单击“Start”按钮并等待周期完成。

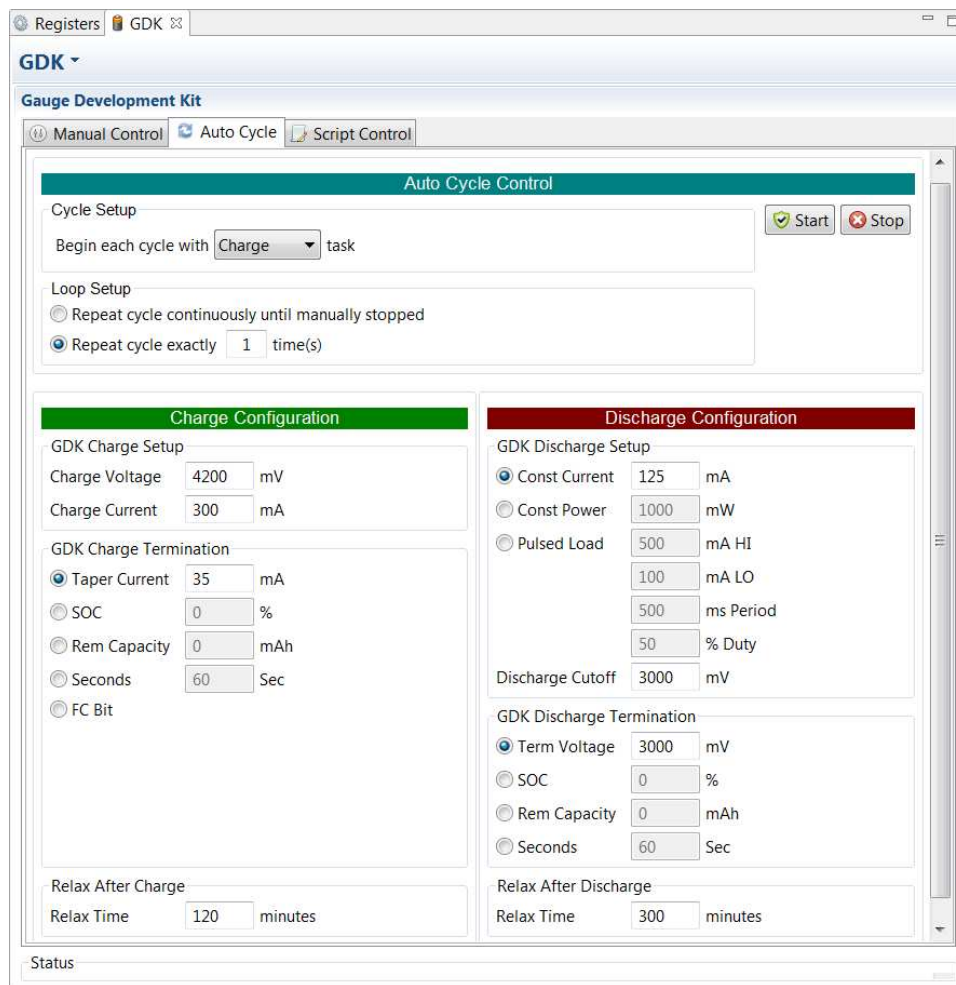


图 18. 初始放电测试的 GDK 设置

周期（包括放松时间）完成后，停止记录。GPC 工具需要一个 .zip 文件（其中包含一个配置文件或一个数据文件）作为输入。.zip 的名称无关紧要。.zip 文件应包含以下几个文件：

- config.txt
- roomtemp_rel_dis_rel.csv

roomtemp_rel_dis_rel.csv 派生自日志文件。在 Excel®中打开日志文件，然后删除顶部的所有非数据行，记下哪些列是“Voltage”、“Current”、“ElapsedTime”和“Temperature”，因为 config.txt 文件需要此信息。将此文件另存为 .csv 文件。

配置文件是一个名为 config.txt 的文本文件，并且是包含以下信息的 ASCII 文本字典：

- Processing Type = 2; 确定使用的工具类型。对于化学 ID 选择工具，此值应为 2
- NumCellSeries = 串联电池芯数
- VoltageColumn = .csv 数据日志中电压数据的从零开始的列编号
- CurrentColumn = .csv 数据日志中电流数据的从零开始的列编号
- TemperatureColumn = .csv 数据日志中温度数据的从零开始的列编号
- ElapsedTimeColumn = .csv 数据日志中已用时间数据的从零开始的列编号

将 .zip 文件提交到在线 GPC 计数器后，用户将收到包含电池测试报告的 .zip 文件的电子邮件。该 .zip 文件包含 GPC_report.txt 文件，其中报告了基于日志数据的所有可用配置文件的预计最大 DOD 误差 %。在文本文件的末尾处，bq27426 将按照从最小到最大 DOD 误差的顺序显示三个预先编程的配置文件。以下示例结果显示了在此 TI 设计中用于测试的电池对应的报告。该报告将最佳通用 ID 指定为 3230，此时最大 DOD 误差为 13.64%。虽然此最大误差看起来非常高，但它只是在任何学习周期之前预测的误差。执行完学习周期后，系统会对阻抗表格和 Qmax 进行相应更新，误差将会显著减少。比如在此设计指南中，在经过一个学习周期后，误差降低到不到 2%。

```
Device / Family #3
Generic Chem ID   Device/ Voltage/ Chemistry   max DOD error, %
3230   bq27426: (default) 4.35V LiCoO2       13.64
3142   bq27426: (ALT-CHEM2) 4.4V LiCoO2       14.72
1202   bq27426: (ALT_CHEM1) 4.2V LiCoO2       23.87
Best generic ID 3230
```

然后，可以在 bqStudio 的“Chemistry”选项卡中将最佳通用 ID 编程到电量监测计中。

在执行学习周期之前，必须根据使用的电池设定一些基本参数。这些参数位于 bqStudio“Data Memory”选项卡的子菜单中：

- Design Capacity
- Design Energy
- Terminate Voltage
- Taper Rate（请注意单位是 0.1 小时）
- V at Chg Term
- Taper Voltage
- Dsg Current Threshold（电量监测计在放电期间进入睡眠模式时的电流阈值）
- Chg Current Threshold（电量监测计在充电期间进入睡眠模式时的电流阈值）

TIDA-01395 中使用了以下值：

- Design Capacity = 1250mAh
- Design Energy = 4600mWh
- Terminate Voltage = 3350mV
- Taper Rate = 250（单位为 0.1 小时）
- V at Chg Term = 4200mV
- Taper Voltage = 4100mV
- Dsg Current Threshold = 650（单位为 0.1 小时）
- Chg Current Threshold = 100（单位为 0.1 小时）

下一步是执行初始学习周期，以允许监测计更新电池的最大电容（“Qmax Cell 0”）以及阻抗表格。应用报告 [《成功实现学习周期》](#) 是包含四页内容的快速指南，介绍了监测计如何执行学习周期以及预期结果。在此初始学习周期中，建议使用 EV2400 或 GDK 来进行记录和测试。但是，监测计实际会执行学习周期，并将在系统生命周期内随着电池的老化独立继续更新其阻抗表格和 Qmax。GDK 可用于实现充放电阶段的自动化（就像是一个电子负载）；但是，也可以在 TIDA-01395 电路板上使用常规电子负载和电池充电器。对于此设计指南中所示的测试，我们使用 GDK 以 300mA 充电和 125mA (C/10) 放电率执行学习周期。

要执行初始学习周期，必须将电池完全放电并使其处于放松状态。所使用的设置与图 18 类似，但将“Discharge Cutoff”和“Term Voltage”设置为了 3350mV。在 TIDA-01395 中，选择 3350mV 是因为 TLV62080 输出为 3.3V，因此需要大于 3.3V 的输入才能正常运行。因此，当电池达到 3350mV 时，电量监测计将在此 TI 设计中显示 0% SOC。请注意，监测计必须检测到电池在充电器终止时已充满电，因此必须对“V at Chg Term”和“Taper Rate”进行相应设置。学习周期完成后，Qmax Cell 0 以及阻抗表格和 RA 表格将会更新。

最后，可以保存相应配置的映像，以便稍后将其导入或编程到其他设备中。此保存在 bqStudio 中完成，只需单击“Golden Image”选项卡并导出 GMFS 文件即可。然后可以在“Data Memory”选项卡下导入 GMFS 文件，系统会加载所有参数并将其编程到电量监测计中。

4 测试和结果

此节详述了在 TIDA-01395 上执行的多个测试。测试纹波、瞬态和效率时，所选择的测量点对于获得准确的测量值非常关键。请参阅 3 节了解更多测试详情。

4.1 启动、关闭和 ORing

本节分析了 24V 交流系统启动及其软启动功能，并提供了显示每个功率级的连续加电的数据。我们还对涵盖 USB 规范电压范围的 USB 电源进行了测试。此外，还对在 24V 交流系统和 USB 系统之间进行选择的 ORing 进行了测试，并对其详细描述。

4.1.1 24V 交流电源启动和关闭

图 19 显示接通 24V 交流系统时的加电序列。在接通 24V 交流电源之前，电池已连接并正在为 3V3 电源轨供电。在接通 24V 交流系统时，该系统即开始为电池充电并接管为系统负载供电的任务。接通 24V 交流电源后，RectOut 会在大约 300ms 后进入稳定状态。24V 交流互感器的差异会导致稳定状态上升时间的变化，这可以通过比较图 19、图 23 和图 25 看出。但是，LM5166 电源轨 (PWRIn) 会在达到稳定状态之前加电，因为 LM5166 只需要大于 5V 的电压。请注意，LM5166 电源轨在节点 PWRIn 上进行测试，后者直接在 ORing 解决方案的输出上。在从电池电源转向 24V 交流电源期间，3V3 电源轨不会表现出任何可辨别的瞬态响应。图 23 和图 25 提供了启动测试以排除 24V 交流互感器容差的影响，并显示了与图 19 相比较的结果。

图 20、图 24 和图 26 中测试了 24V 交流电源的即时损失。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。24V 交流电源中断时，RectOut 会在 1 秒内为额定 24V 交流电释放大部分整流电容器能量。

图 21 和图 22 显示了 3V3 总线上的负载需要电流时的 24V 交流损失。整流电容器的放电速度明显快于没有任何负载的情况。BM24072 零件转换为电池电源时，BMOOut 电源轨电压降低。3V3 电源轨不会对 24V 交流损失表现出任何显著的瞬态响应，它保持稳压状态，并继续向输出负载供电。

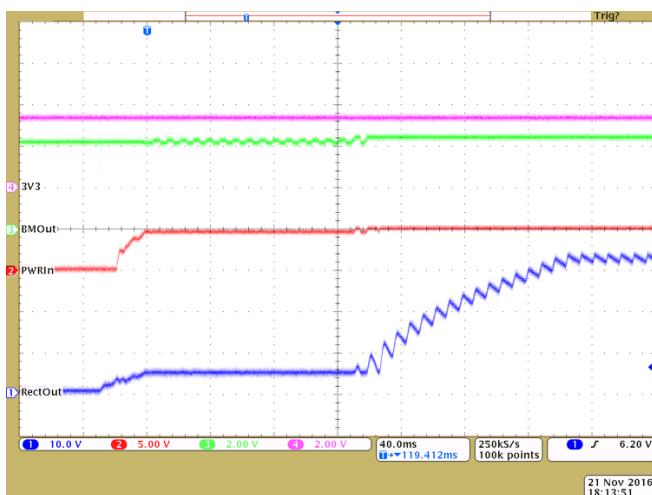


图 19. 24V 交流电源启动

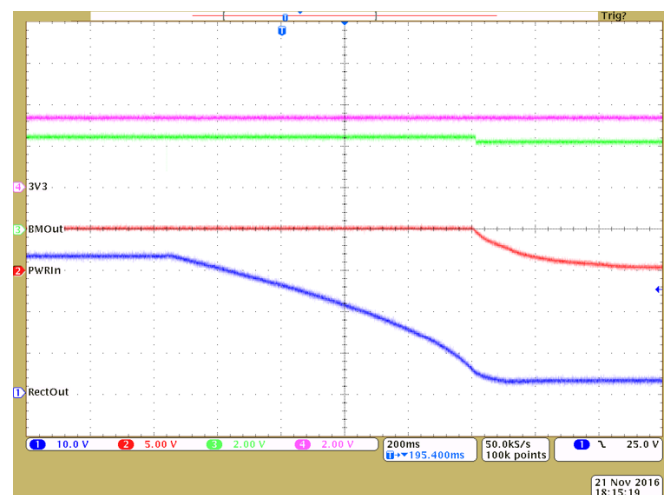


图 20. 24V 交流电源关闭

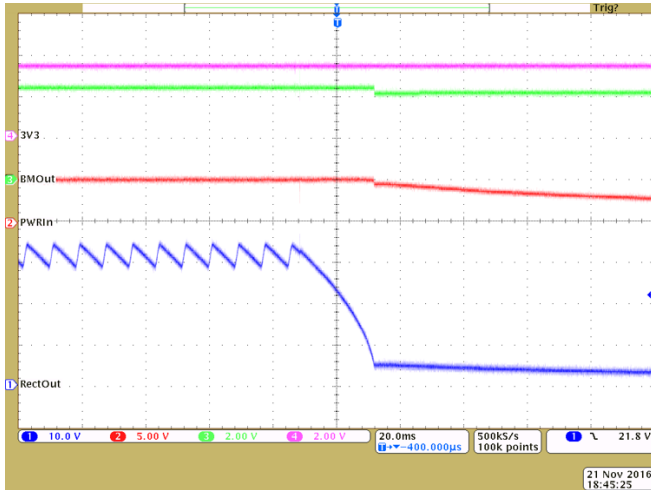


图 21. 24V_流 交电源关闭 (3V3 负载 = 200mA)

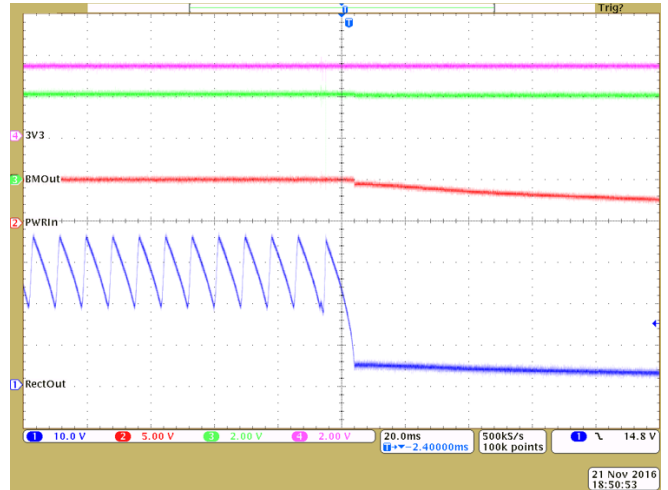


图 22. 24V 交流电源关闭 (3V3 负载 = 750mA)

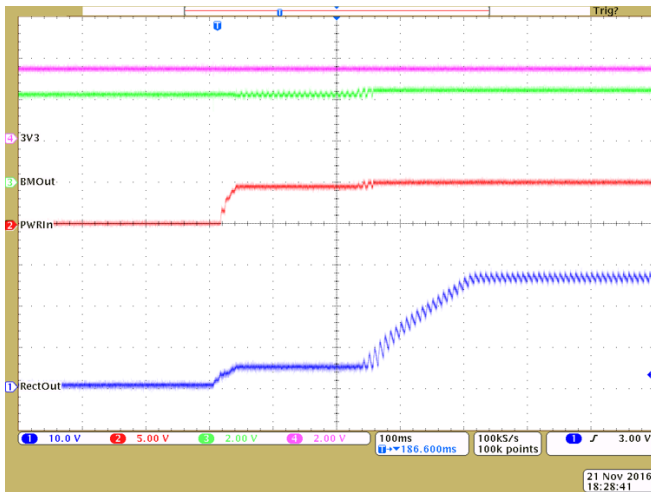


图 23. 20V 交流电源启动

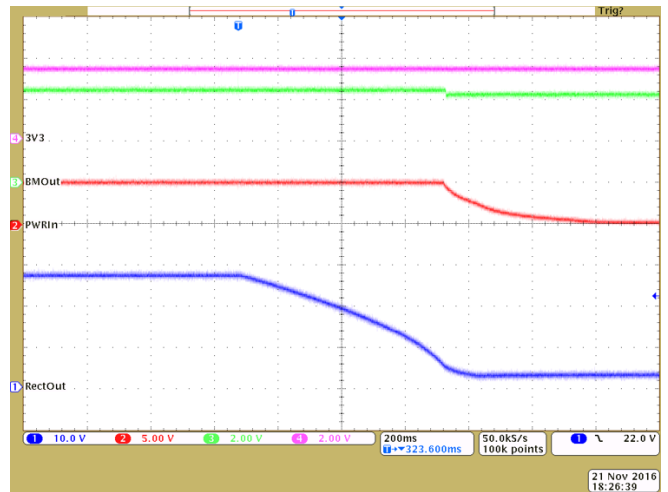


图 24. 20V 交流电源关闭



图 25. 30V 交流电源启动



图 26. 30V 交流电源关闭

4.1.2 USB 启动和关闭

图 27 显示了插入系统中的 5.1V USB 电缆（注意：图 27 和图 28 使用了 3 英尺的 USB A 到 USB 迷你 B 型电缆）。节点 USBin 未表现出任何过冲，这在一定程度上是因为节 2.2.2 中详述的阻尼器电路。PWRIn（ORing 电路的输出）与 USBin 的响应一致。此测试显示，在电池管理系统将输出 BMOOut 调节为 $200\text{mV} + V_{\text{BATT}}$ 之前经过了 1.85ms。就像 24V 交流电源启动时一样，接通 USB 时，由电池为负载供电。插入 USB 时，电池管理系统将开始为电池充电，充电电流最高为 300mA。3V3 电源轨对电源的变化没有表现出明显的瞬态响应。

图 28 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 100ms。当系统切换到电池电源时，BMOOut 将会稍微下降， V_{BATT} 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。

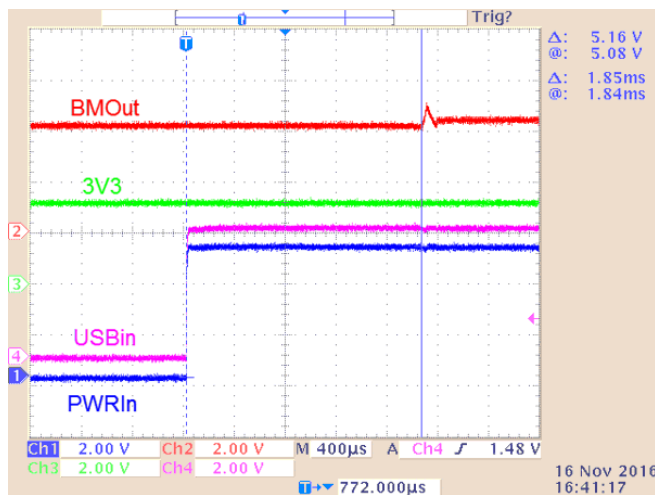


图 27. USB 5.1V 启动

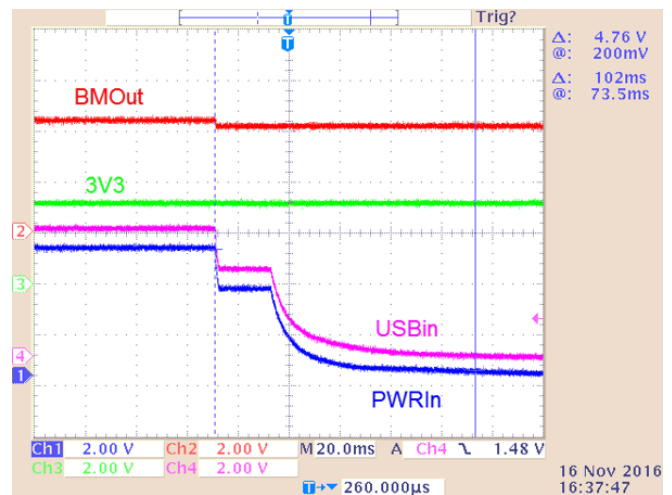


图 28. USB 5.1V 关闭

图 29 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 29 到图 30 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 160mV 过冲。USB 电源轨的高电平电压在最初插接之后达到 2 μ s 左右。如图 29 中所示，ORing 电路将 USBin 传递到 PWRIn 电源轨的延迟时间约为 1 μ s。图 31 和图 32 显示相似的结果。

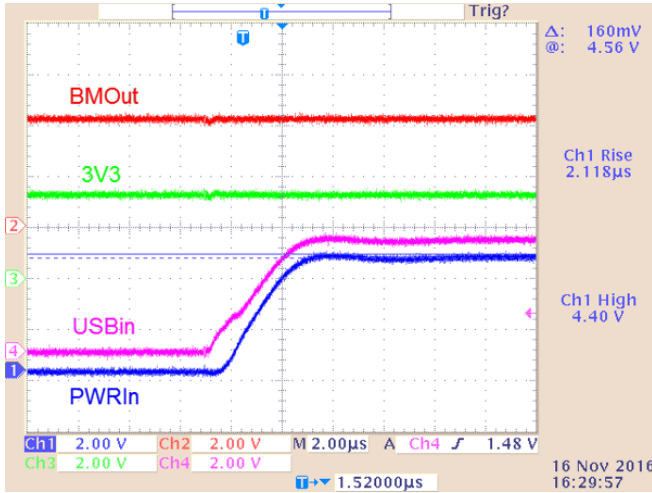


图 29. USB 4.35V 启动

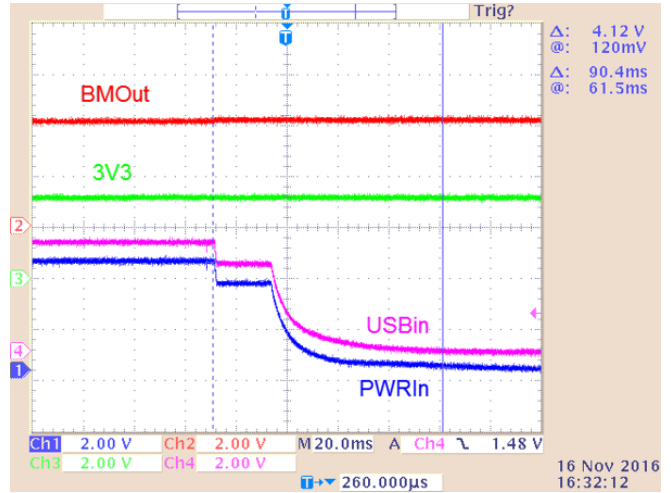


图 30. USB 4.35V 关闭

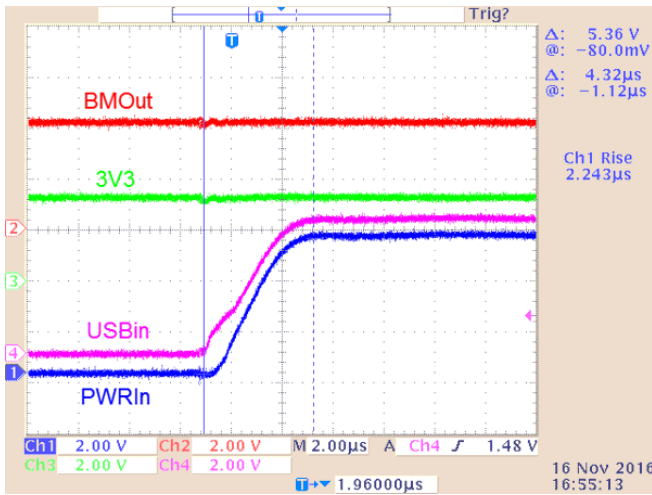


图 31. USB 5.25V 启动

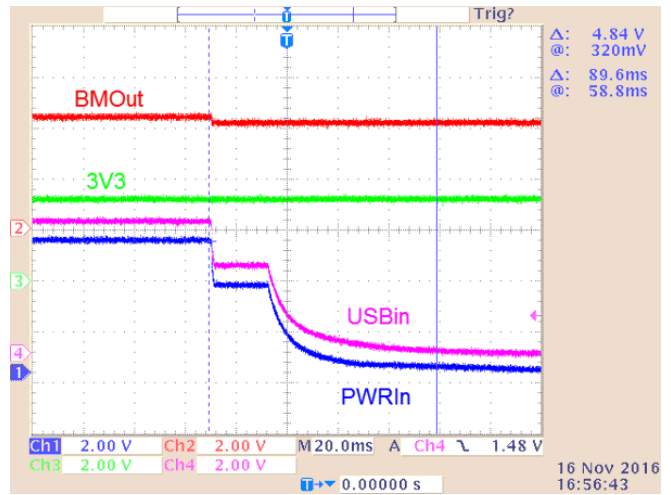


图 32. USB 5.25V 关闭

4.1.3 ORing

本节测试了2.3节中所述的ORing电路。图33显示LMOut在插接后优先于USB供电。在LMOut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LMOut FET关闭。一旦LMOut通电，LMOnOff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34显示了当LMOut偏移较低时会出现的相反活动。当USB电源不存在时，LMOut仍然通过将LMOnOff拉高来传递到输出，如图35和图36中所示。

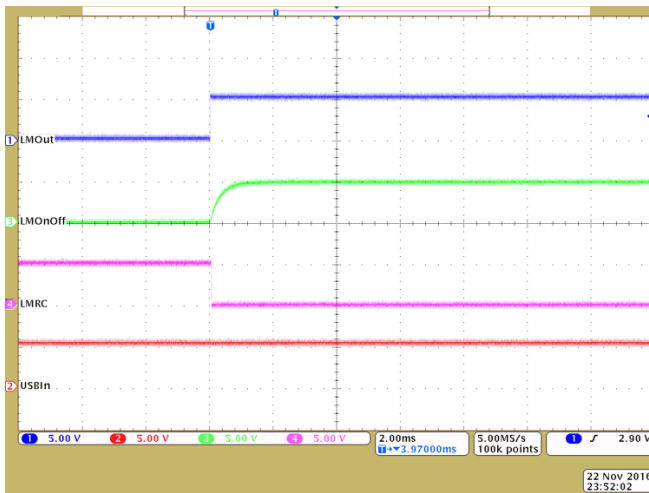


图 33. ORing 启动 (LMOut 通电; 存在 USB 电源)

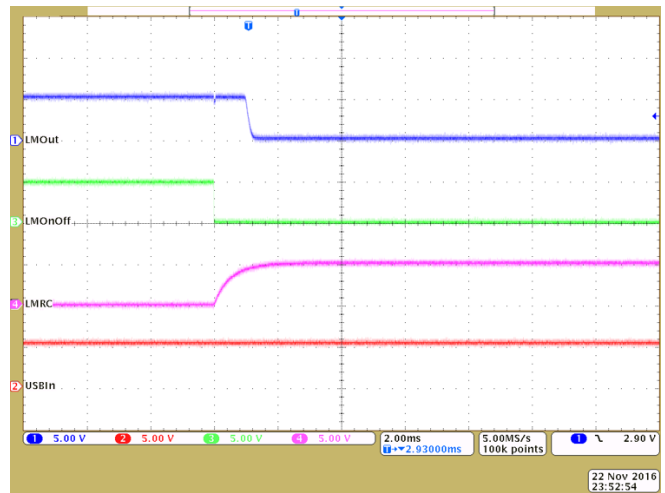


图 34. ORing 关闭 (LMOut 功率损耗; 存在 USB 电源)

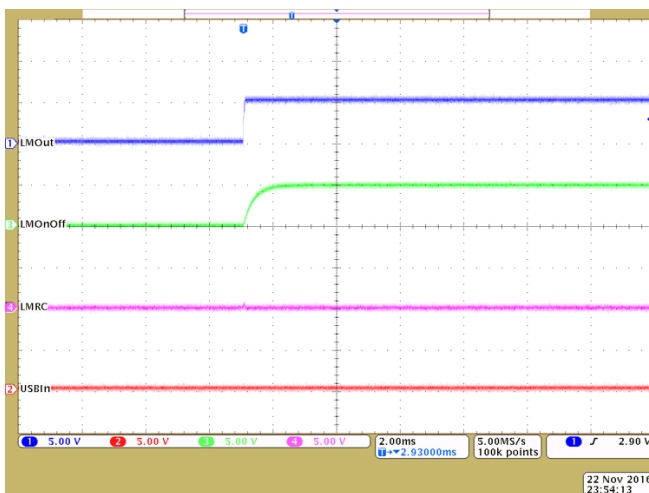


图 35. ORing 启动 (LMOut 通电; 不存在 USB 电源)

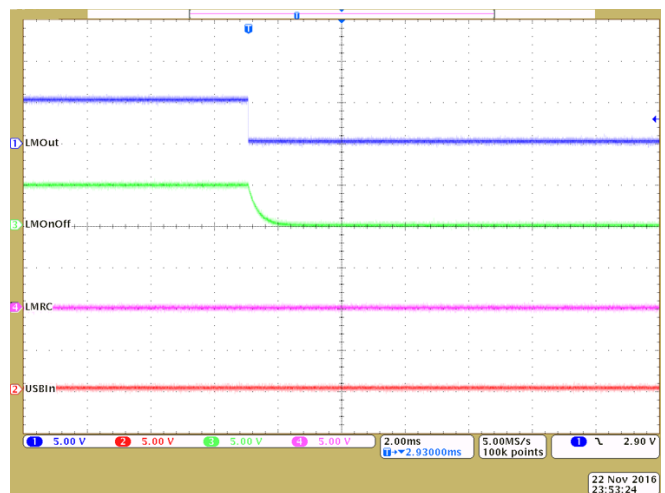


图 36. ORing 关闭 (LMOut 功率损耗; 不存在 USB 电源)

4.2 负载瞬态

本节提供每个主要直流功率级（LM5166、bq24072 和 TLV62080）的负载瞬态数据。表 2 中提供了开关稳压器的瞬态测量的摘要。

表 2. 负载瞬态测试数据摘要

器件	节点名称	负载阶跃 (mA)	瞬态振幅 (mV)	瞬态百分比	测试数据图
LM5166	LMOut	0 至 480	236.0	4.72%	图 37
		200 至 480	104.0	2.08%	图 38
TLV62080	3V3	250 至 750	34.5	1.05%	图 40
		0 至 1000	61.1	1.85%	图 41

4.2.1 LM5166

图 37 显示 LM5166 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 将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 38 中所示。图 39 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。

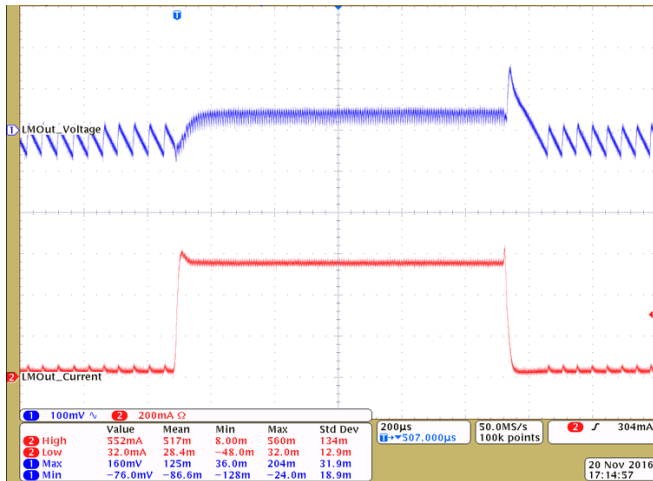


图 37. LM5166 瞬态响应 (0 到 480mA)



图 38. LM5166 瞬态响应 (200 到 480mA)

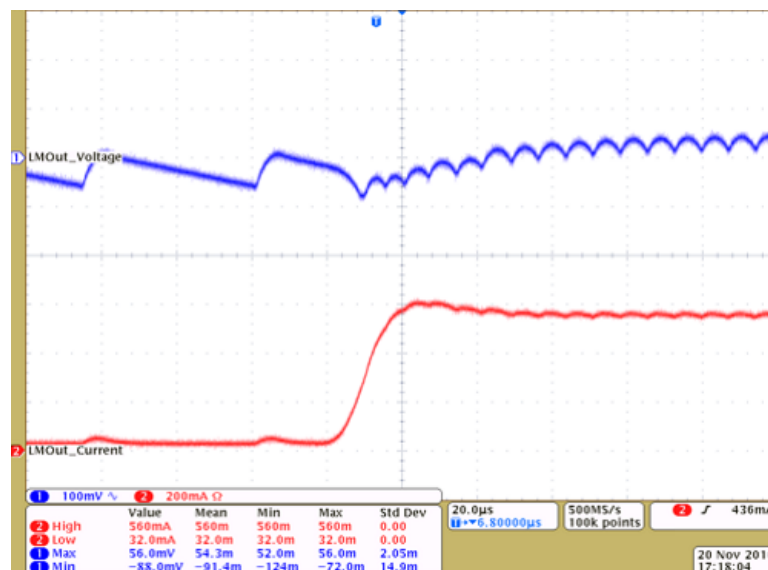


图 39. LM5166 瞬态响应转换

4.2.2 TLV62080 瞬态响应

3V3 电源轨将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 TI 设计中，TLV62080 运行很好，0 到 1A 负载阶跃的瞬态响应小于 2%。



图 40. TLV61080 瞬态响应 (250 到 750mA)



图 41. TLV62080 瞬态响应 (0 到 1A)

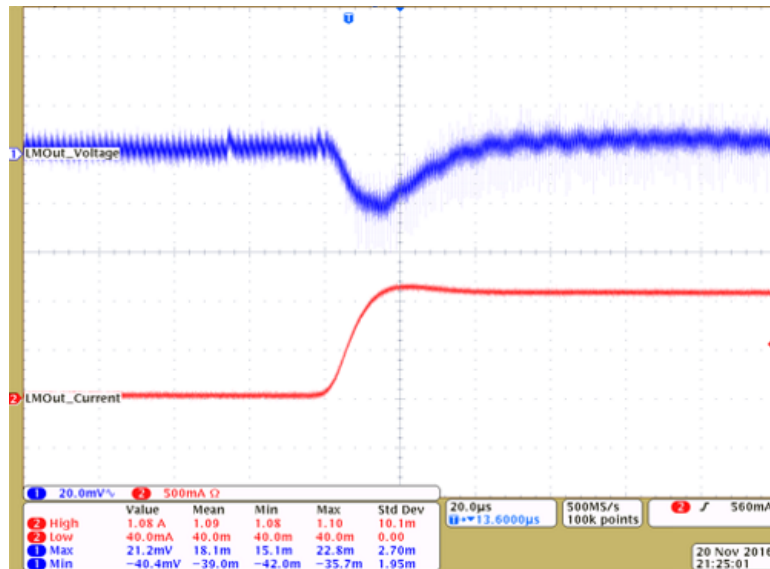


图 42. TLV62080 瞬态响应压摆

4.2.3 BM24072 瞬态响应

电池管理系统的瞬态响应比 LM5266 和 TLV62080 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 43 显示了 BM24072 输出上 250 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，电池管理系统会在使用电池作为辅助电源时降低电压。一旦输出电流降低，并且不再需要电池来提供额外的电流时，BMOOut 将返回到初始电压。

图 44 显示当负载电流超过 610mA 交叉点时开始使用电池管理辅助电源，低于 480mA 交叉点时停止使用。但是，取决于电池电压的 BMOOut 电压将会改变这些交叉点。较低的 BMOOut 电压将提高需要电池辅助电源的电流交叉点。

当电池是存在的唯一电源时，BM24072 的瞬态响应仅表现为在电流拉动时使电压下降至电池电源线以下的电压降，如图 45 所示。

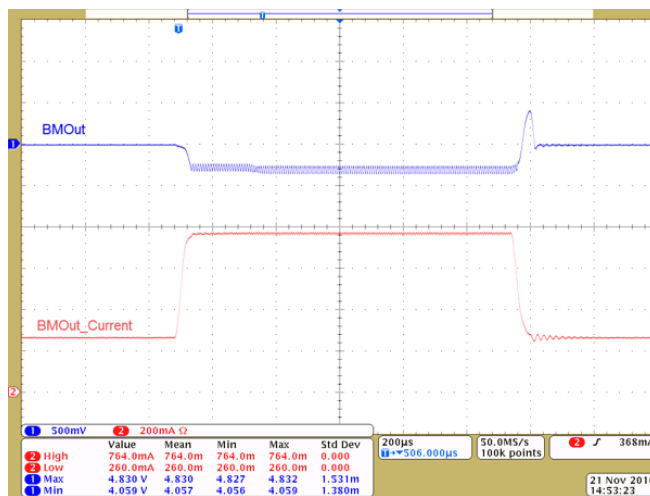


图 43. BM24072 瞬态响应
(250 到 750mA; 电池和 PWRin 电源)

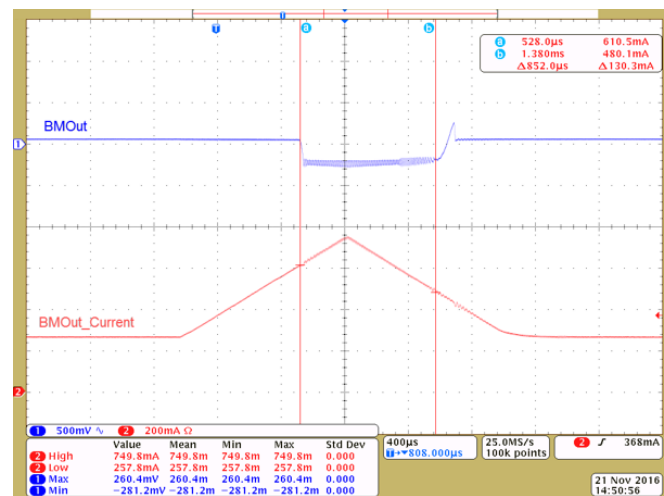


图 44. BMOOut 瞬态响应
(250 到 750mA 慢坡; 电池和 PWRin 电源)

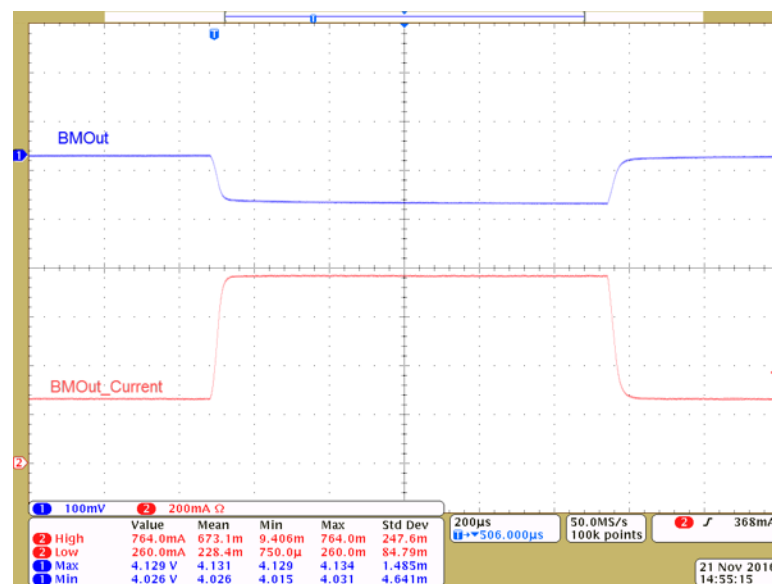


图 45. BM24072 瞬态响应 (250 到 750mA; 仅电池)

4.3 输出纹波

我们针对所有三个直流级（LM5166、bq24072、TLV62080）在全负载和低负载下对输出纹波进行了测量。对于 LM5166 和 TLV62080，我们还进行了额外的测量以观察 DCM 和 CCM 运行期间的纹波差异。

表 3. 输出纹波测试摘要

器件	节点名称	负载	纹波振幅 (mV)	纹波百分比	测试数据图
TLV62080	3V3	0 (DCM 运行)	14.0	0.42%	图 46
	3V3	90mA (DCM 运行)	13.2	0.40%	图 47
	3V3	125mA (CCM 运行)	11.9	0.36%	图 48
	3V3	1A (CCM 运行)	23.9	0.72%	图 50
LM5166	LMOOut	0 (DCM 运行)	98.0	1.96%	图 53
	LMOOut	130mA (DCM 运行)	100.0	2.00%	图 54
	LMOOut	180mA (CCM 运行)	47.0	0.94%	图 55
	LMOOut	490mA (CCM 运行)	45.4	0.91%	图 57
BM24072	BMOOut	0A	5.5	0.14% ($V_{BMOut}=4.0V$)	图 58
	BMOOut	500mA (电池和 USB 源)	88.4	2.2% ($V_{BMOut}=4.0V$)	图 62
	BMOOut	1A (电池电源)	6.1	0.15% ($V_{BMOut}=4.0V$)	图 59
	BMOOut	1A (电池和 USB 电源)	35.5	0.89% ($V_{BMOut}=4.0V$)	图 61

4.3.1 TLV62080 (3V3 电源轨)

也许最需要监控纹波和噪声的电源轨是 TLV62080 3V3，因为它将为系统负载供电。在此 TI 设计中，TLV62080 呈现非常低的振幅纹波。在 125mA 负载测试中（如图 48 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 49 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 51 所示），由于输入电压不断变化以平衡电池和 PWRin 电源，SW 节点将呈现更多抖动。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。

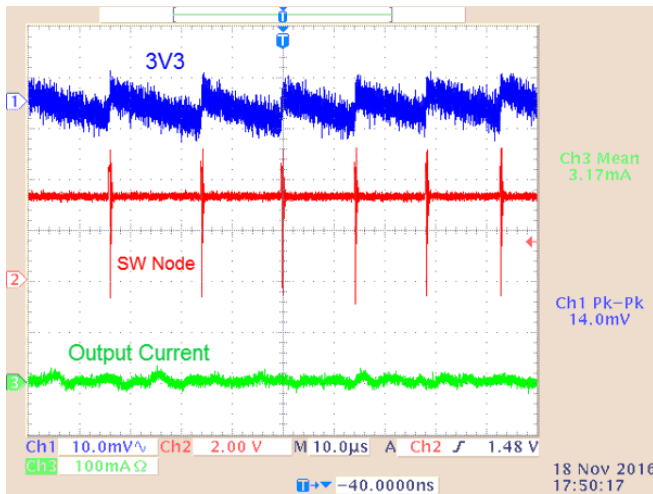


图 46. “3V3”纹波（空载；24V 交流电源）

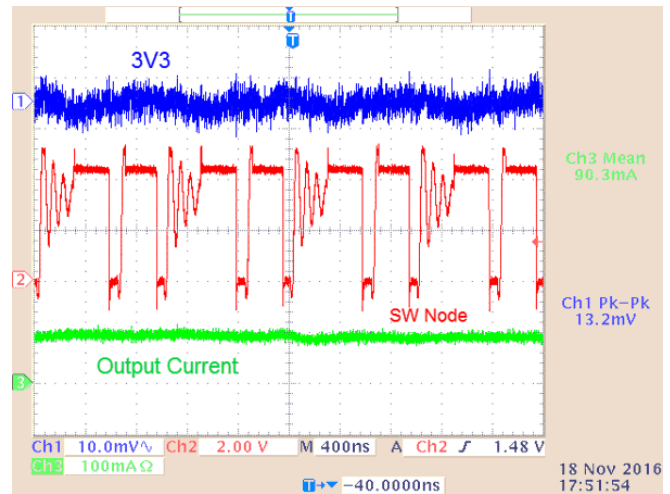


图 47. “3V3”纹波（90mA 负载；24V 交流电源）

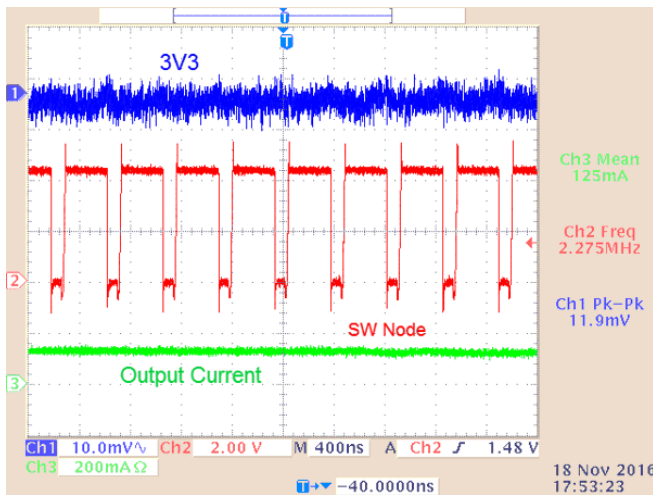


图 48. “3V3”纹波（125mA 负载；24V 交流电源）

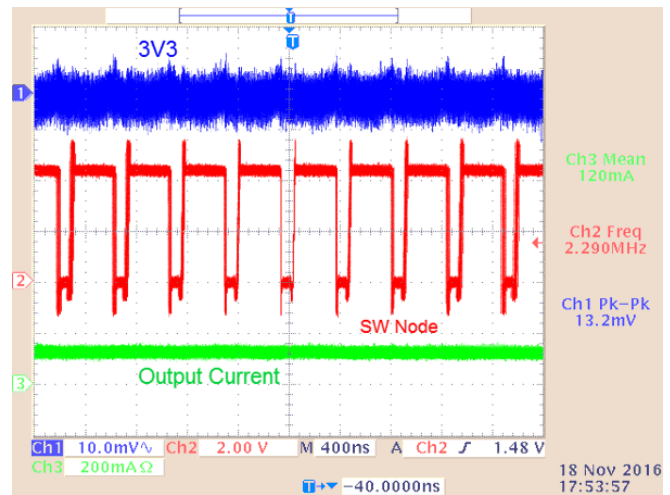


图 49. “3V3”纹波持续（120mA 负载；24V 交流电源）

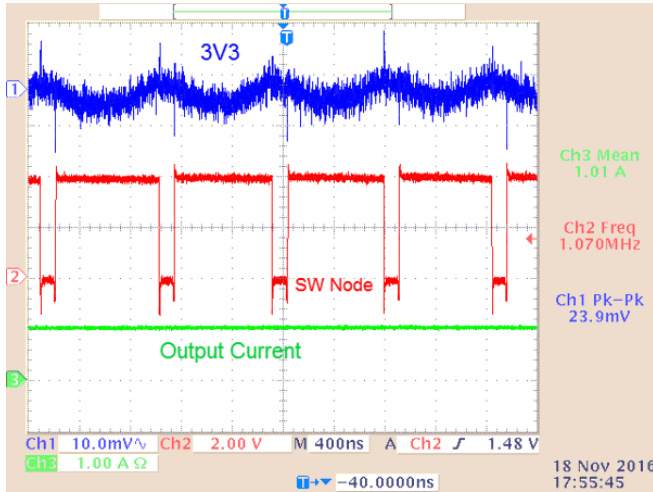


图 50. “3V3”纹波 (1A 负载; 24V 交流电源 + 电池)

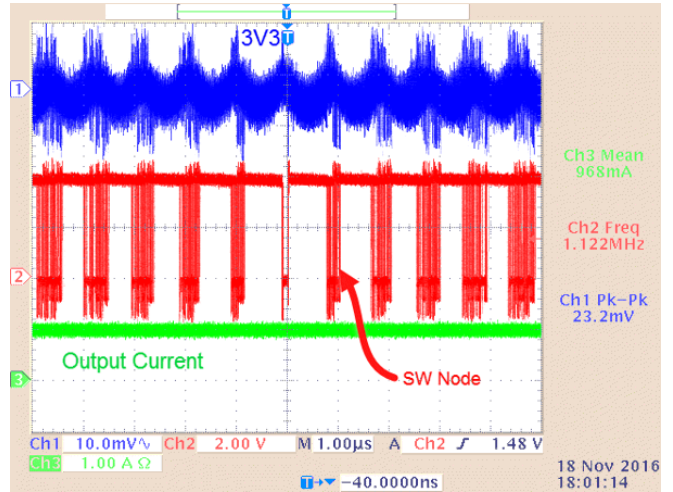


图 51. “3V3”纹波持续 (1A 负载; 24V 交流电源+电池)

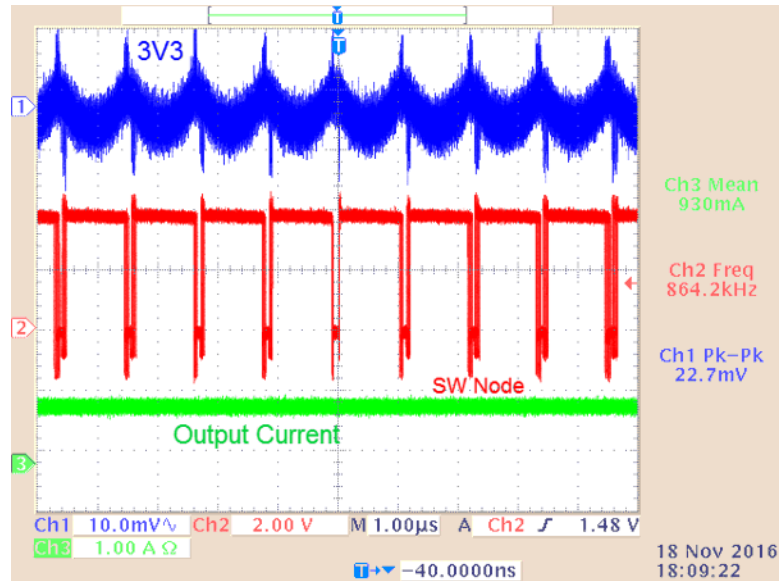


图 52. “3V3”纹波持续 (1A 负载; 仅电池供电)

4.3.2 LM5166 (LMOut 电源轨)

与 CCM 相比, 在 DCM 下运行时, LM5166 会产生较大的纹波。无论使用何种模式, LM5166 在整个负载范围内产生的输出纹波小于 3%。开关节点上出现抖动 (如图 56 中所示) 是正常的, 因为调整后的 24V 交流电压会呈现出导致 LM5166 不断进行调整的显著纹波。调整后的 24V 交流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 LM5166 开关节点的抖动。

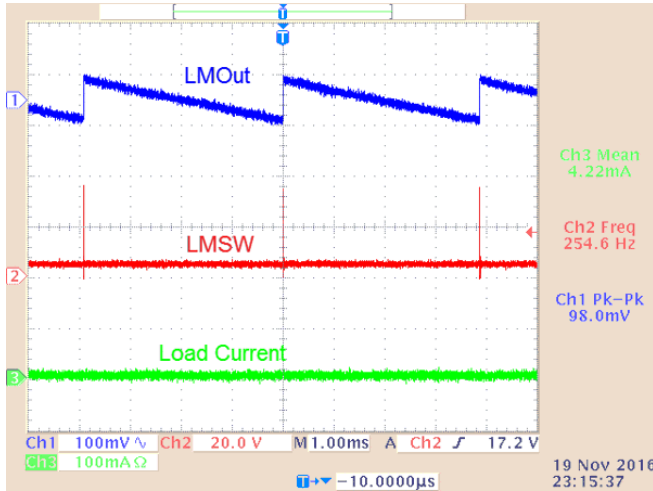


图 53. LMOut 纹波 (空载)

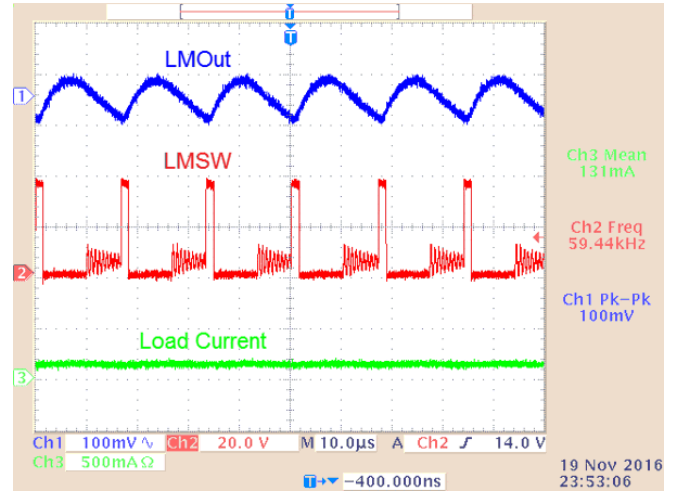


图 54. LMOut 纹波 (130mA 负载)

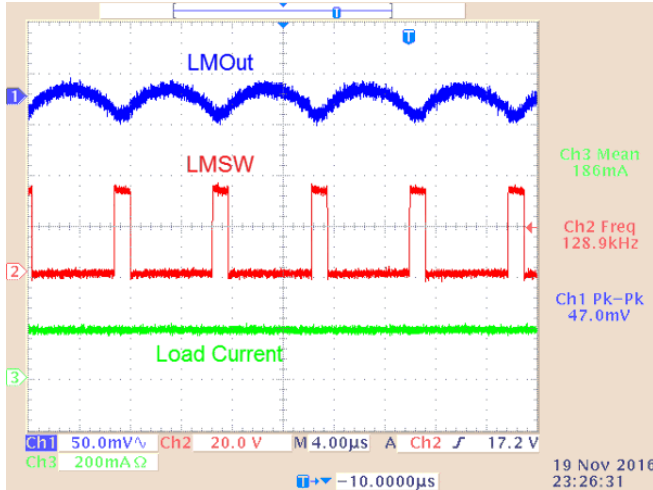


图 55. LMOut 纹波 (180mA 负载)

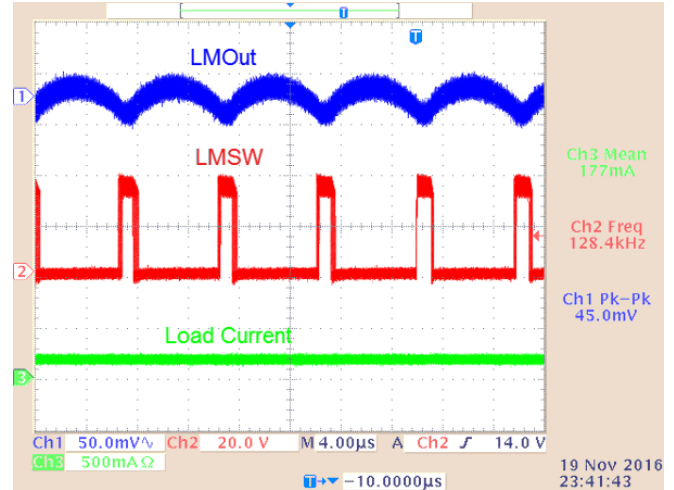


图 56. LMOut 纹波持续 (180mA 负载)

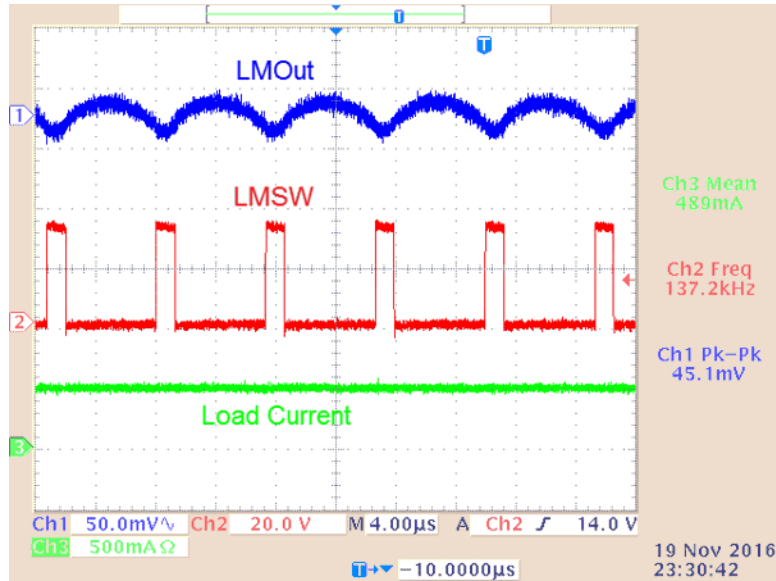


图 57. LMOut 纹波 (490mA 负载)

4.3.3 BM24072 (BMOut 电源轨)

BMOut 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 60、图 61 和图 62 显示在使用电池以外的电源时增加的纹波。

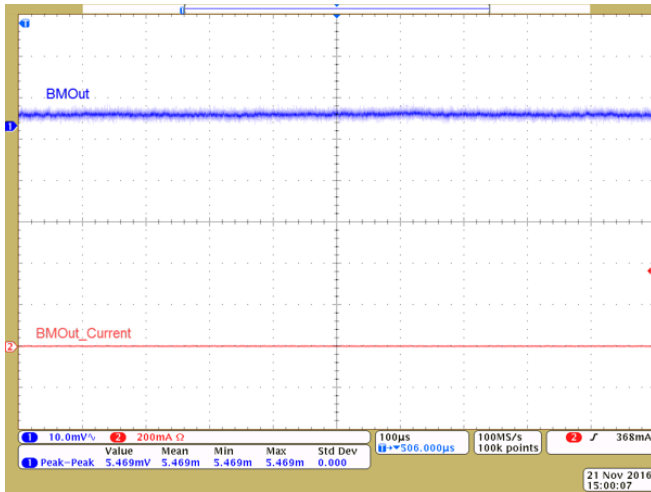


图 58. “BMOut”纹波 (0A; 仅电池电源)

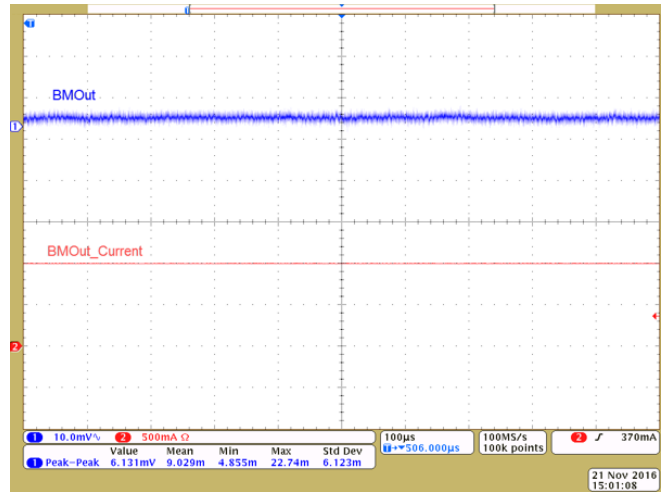


图 59. “BMOut”纹波 (1A; 仅电池电源)

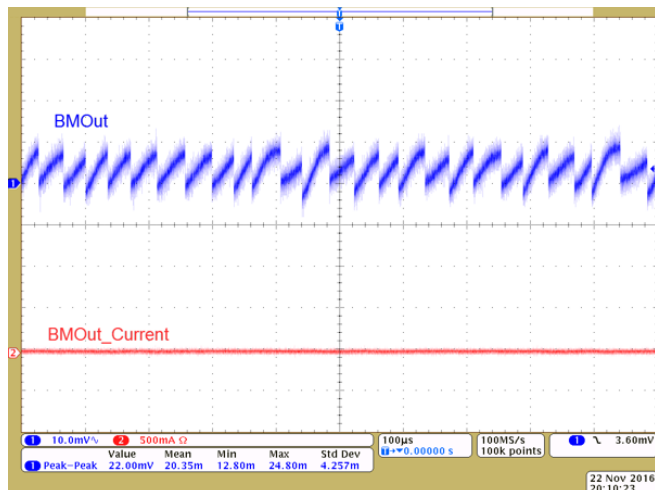


图 60. “BMOut”纹波（1mA；电池和 USB 电源）

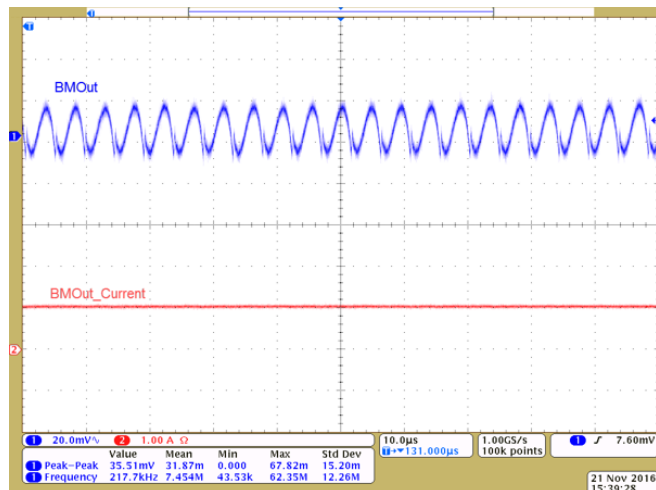


图 61. “BMOut”纹波（1A；电池和 USB 电源）

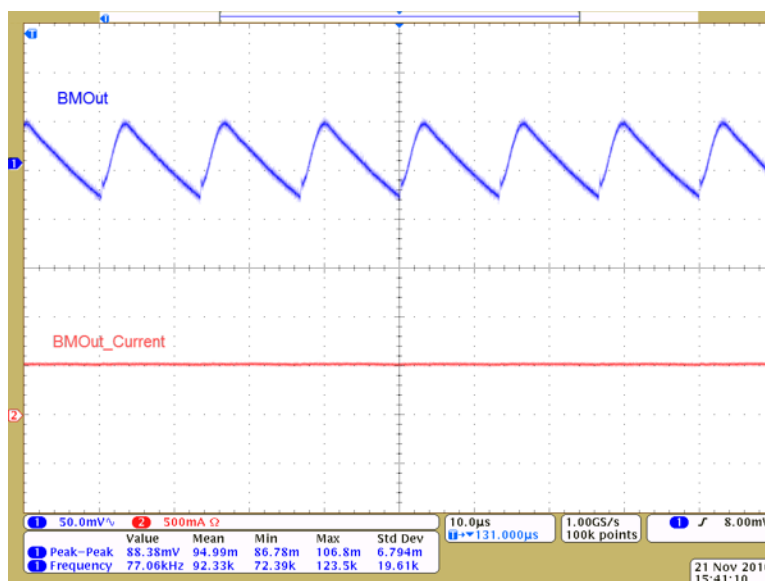


图 62. “BMOut”纹波（500mA；电池和 USB 电源）

4.4 效率和负载调节

4.4.1 TLV62080

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。TLV62080 提供卓越的效率，在 165mA 标称 3.7 电池电压下峰值效率达到 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 C7 上测量，输出电压在 C10 上测量。输入电流由 C7 供给，流至某个电子负载的输出电流则从 C10 中拉出。

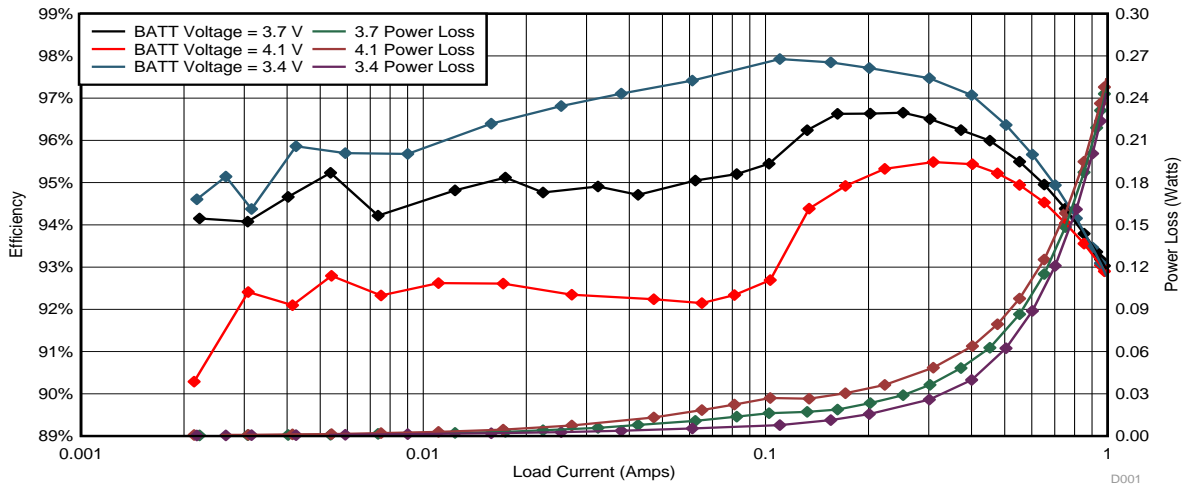


图 63. 电池到 3V3 电源总线效率和功率损耗

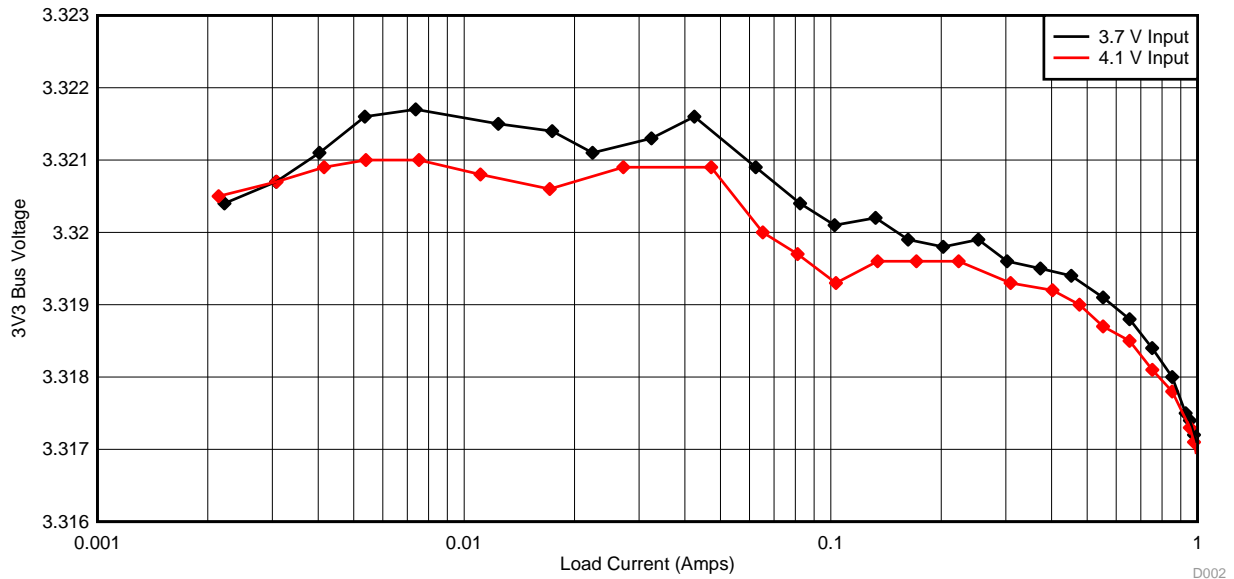


图 64. TLV62080 负载调节

4.4.2 LM5166

尽管 LM5166 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，LM5166 的效率随着输入电压的降低而提高。输入电压在 R35 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 LMOut 侧引出。

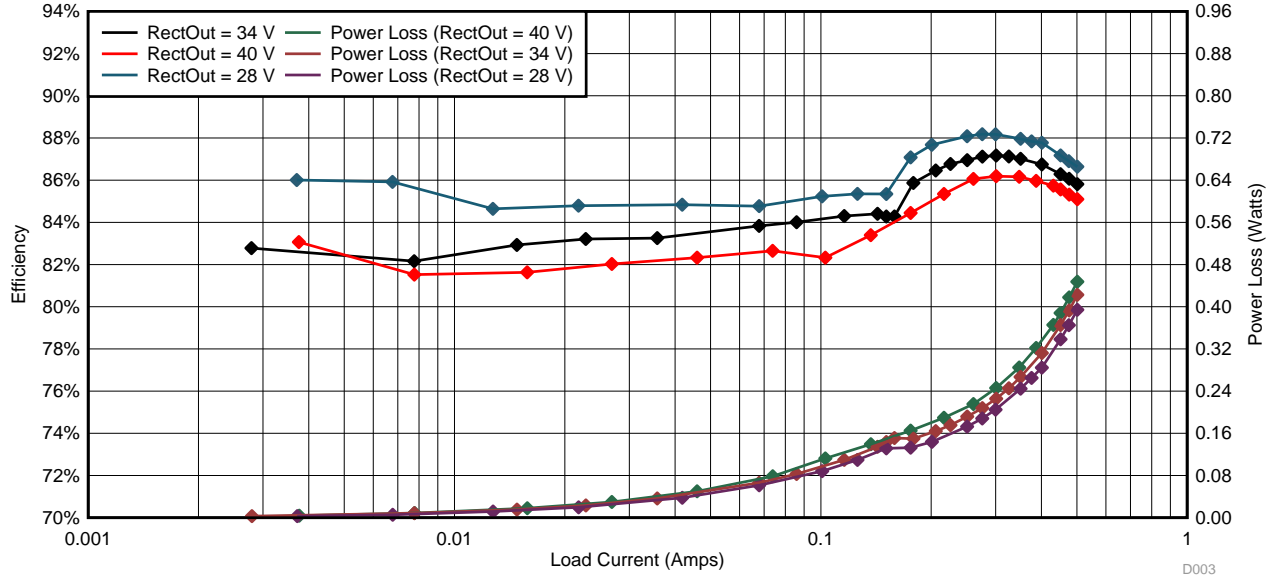


图 65. LM5166 效率和功率损耗

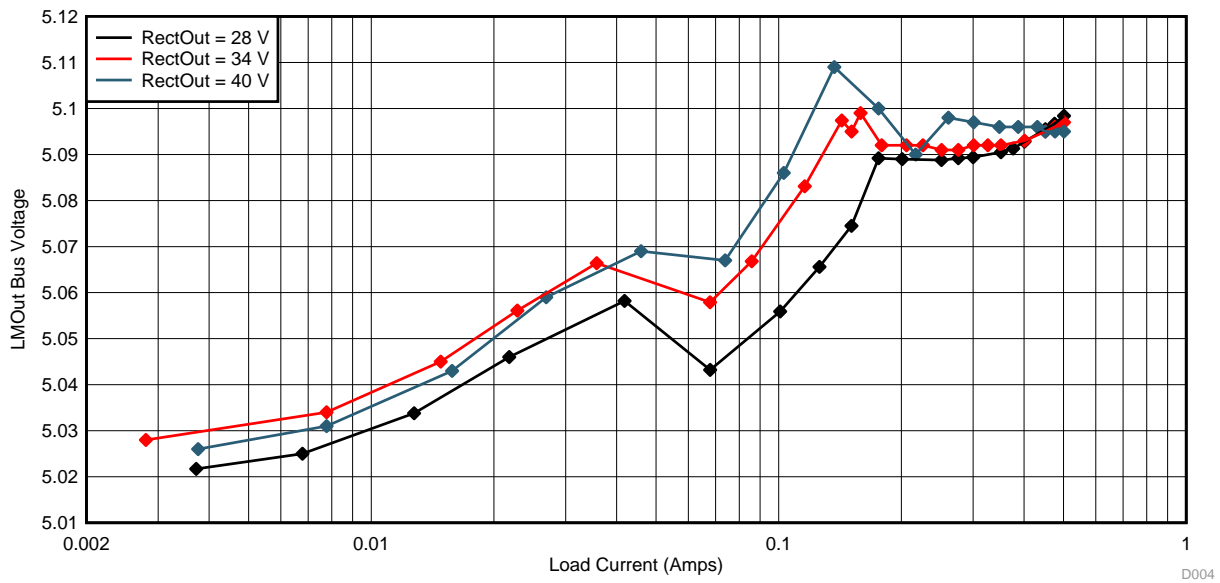


图 66. LM5166 负载调节

4.5 电量监测计精度

4.5.1 线性放电从 100% 到 0% SOC

此测试用例使用 125mA 的线性放电速率，使电池从 100% SOC 进入 0%。表 4 显示最坏情况下的误差 1.077%，这比 3.2 节中所示的学习前周期最大 DOD 误差 13.64% 显著降低。此测试表明，单个学习周期之后（如 3.2 节中所述），会显著改进误差，并显示通过德州仪器 (TI) 的 Impedance Track，无需完全分析电池的特征即可轻松获得测量精度。

图 67 显示真实的相对充电状态 (RSOC) 与电量监测计所报告的 RSOC 之间的比较情况。该图表明监测计 RSOC 非常贴合真实的 RSOC。监测计 RSOC 量化为 1% 的增量。真实的 RSOC 在放电完成后计算得出，并且已基于累计整个放电阶段通过的电荷计算出真实容量。然后将真实的 RSOC 与监测计 RSOC 比较以确定监测计的报告误差。有关用于根据测试数据计算误差的分步计算过程（包括 Excel 语法公式），请参阅简明博客帖子“[How accurate is your battery fuel gauge? Part 1/2](#)”和“[How accurate is your battery fuel gauge? Part 2/2](#)”。

图 68 显示在 125mA 线性放电过程中电池剩余电量和电池电压随时间的变化。该器件经过编程，在电池电压为 3.35V 的情况下显示 0% SOC。此测试验证电池容量随着电池电压降至 3.35V 以下而线性减小并达到 0%。图 69 显示放电阶段的电池电压。图 70 显示放电阶段监测计的 RSOC 误差图。RSOC 误差由于 1% 量化而出现曲折变化。

表 4. 电量监测计测试 1 结果摘要
(线性放电)

参数	值
平均误差	0.095%
最大误差	1.077%
误差标准偏差	0.445%

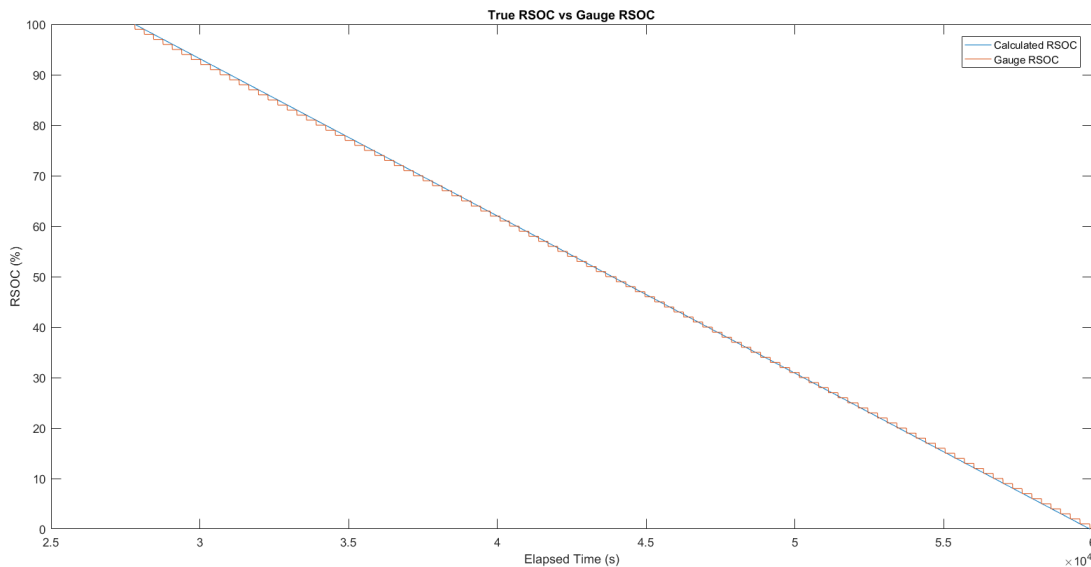


图 67. 相对 SOC 比较图 (线性放电)

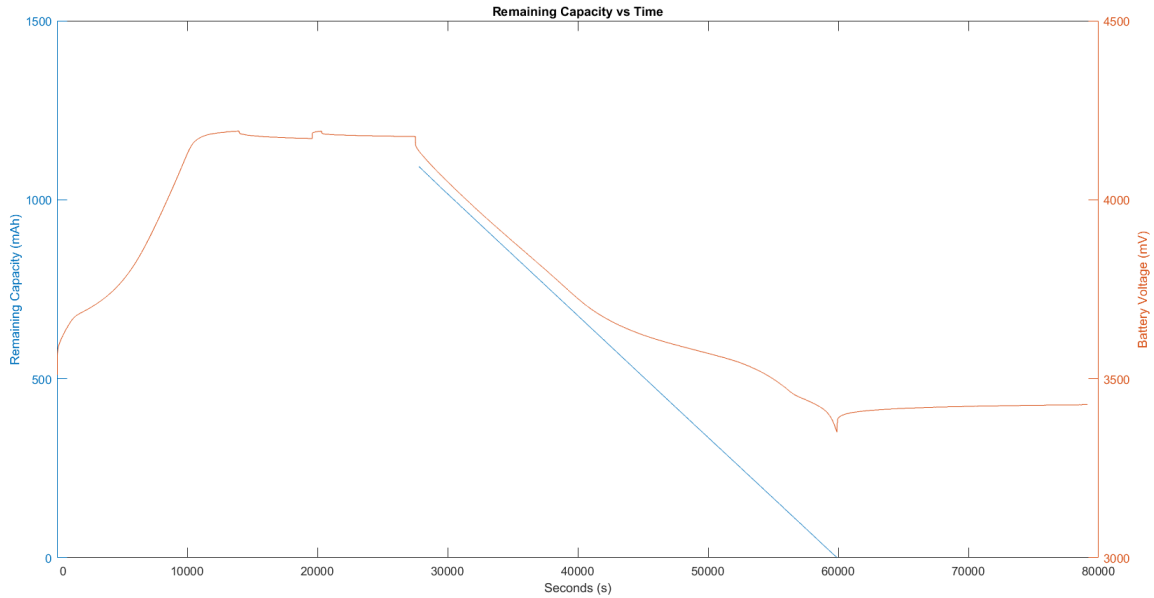


图 68. 剩余电量和电池电压（线性放电）

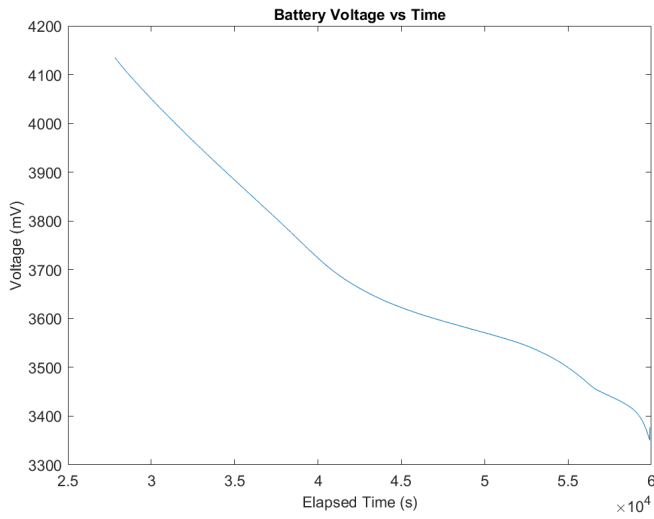


图 69. 电池电压随时间变化情况（线性放电）

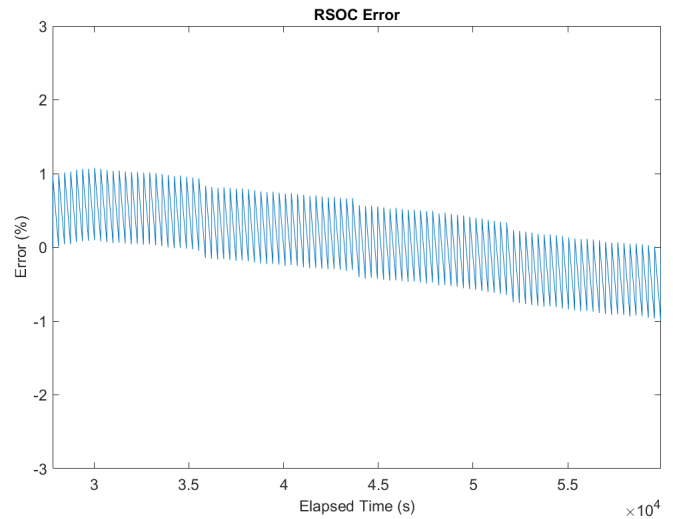


图 70. 相对 SOC 误差随时间变化情况（线性放电）

4.5.2 不完整充放电周期

TIDA-01395 使用电池作为备用电源和辅助电源。即使在使用备用电源的情况下，欠压持续的时间通常也不足以使电池完全放电。此测试证明了在不完整电池充放电周期下，以及当几乎不允许周期之间存在间隙时，bq27426 电量监测计的精度。通常，在这种情况下，电量监测计的精度会受到影响。但是，表 5 显示 bq27426 电量监测计仍保持在 1% 的平均误差和 2% 的最大误差以下。

图 71 显示三个不完整充放电周期中真实的 SOC 和监测计报告的 SOC。报告的 SOC 非常贴合真实的 SOC，大多数误差出现在电池最接近于 100% SOC 时。

表 5. 电量监测计测试 2 结果摘要
(充放电周期)

参数	值
平均误差	0.945%
最大误差	1.954%
误差标准偏差	0.520%

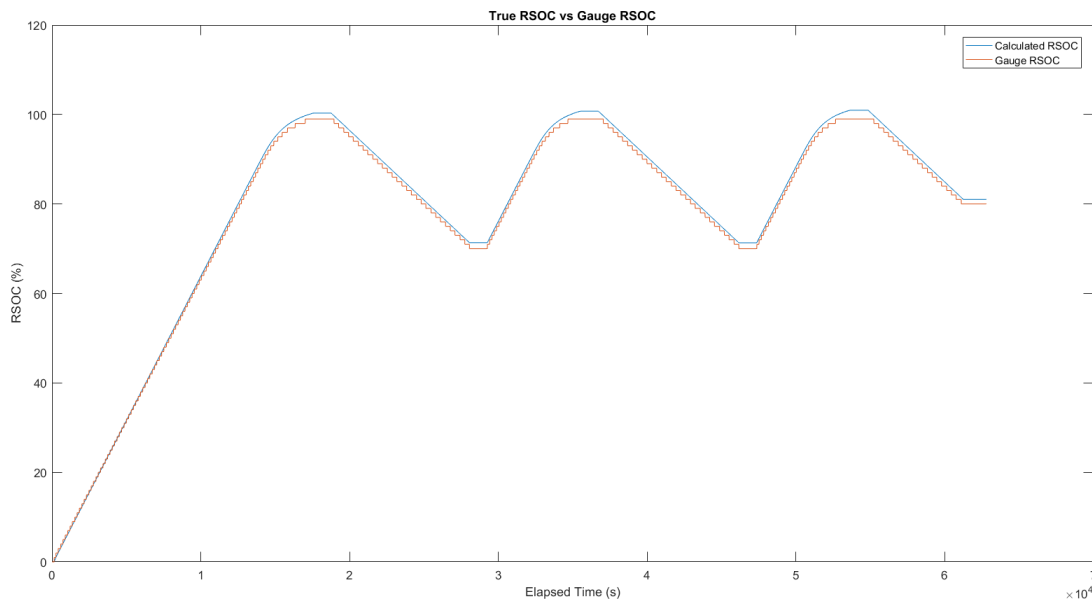


图 71. 相对 SOC 比较图 (充放电周期)

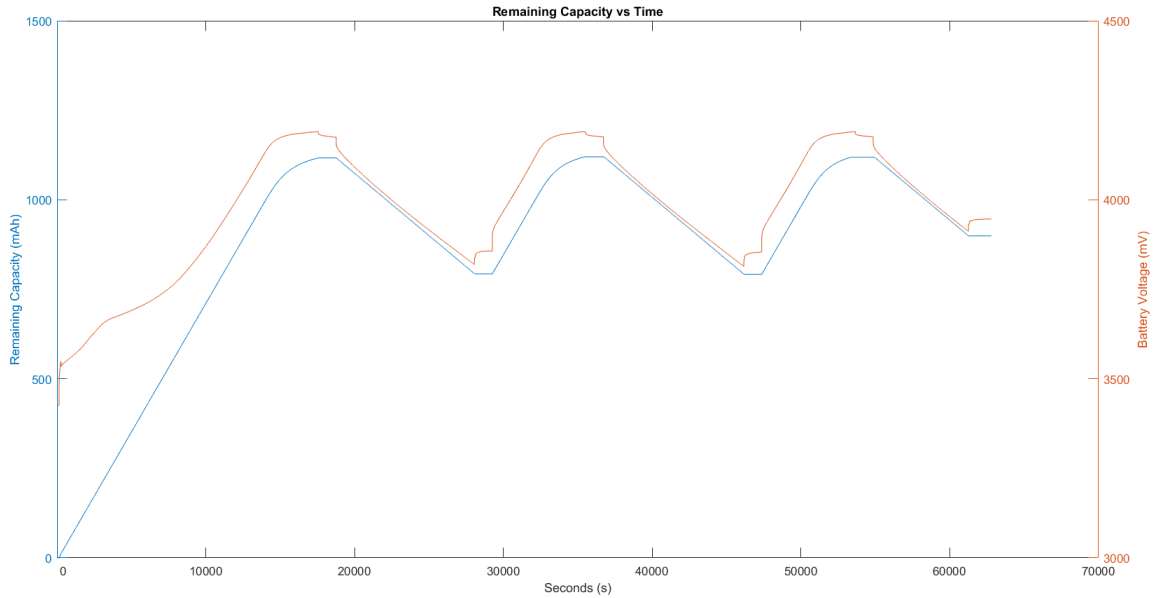


图 72. 剩余电量和电池电压（充放电周期）

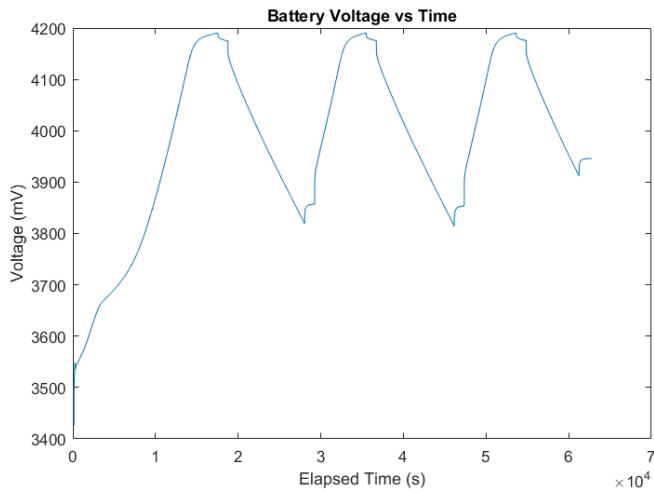


图 73. 电池电压随时间变化情况（充放电周期）

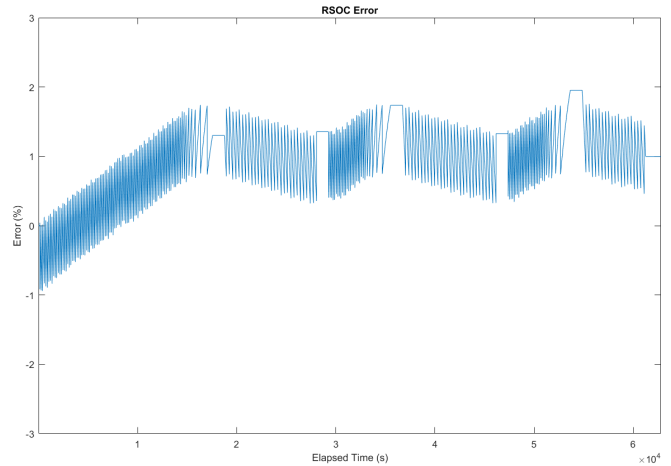


图 74. 相对 SOC 误差随时间变化情况（充放电周期）

5 设计文件

5.1 电路原理图

要下载原理图，请参见 [TIDA-01395](#) 的设计文件。

5.2 物料清单

要下载物料清单 (BOM)，请参见 [TIDA-01395](#) 的设计文件。

5.3 PCB 布局建议

5.3.1 布局图

要下载板层图，请参见 [TIDA-01395](#)。

5.4 Altium 项目

要下载 Altium 项目文件，请参见 [TIDA-01395](#) 的设计文件。

5.5 光绘文件

要下载光绘文件，请参见 [TIDA-01395](#) 的设计文件。

5.6 装配图

要下载装配图，请参见 [TIDA-01395](#) 的设计文件。

6 相关文档

1. 德州仪器 (TI), 采用 **MOSFET** 的自供电交流固态继电器参考设计, TIDA-00377 设计指南 (TIDUBR5)
2. 德州仪器 (TI), 采用 **MOSFET** 的低成本交流固态继电器参考设计, TIDA-01064 设计指南 (TIDUC87)
3. 德州仪器 (TI), **星型网络的温湿度传感器节点可使纽扣电池使用寿命长达 10 年以上**, TIDA-00374 设计指南 (TIDU797)
4. 德州仪器 (TI), 在恒定导通时间 (COT) 稳压器设计中控制输出纹波并实现 **ESR 独立性**, 应用手册 (SNVA166)
5. 德州仪器 (TI), **具备超低 IQ 的 LM5166 3V 到 65V 输入、500mA 同步降压转换器**, LM5166 产品说明书 (SNVSA67)
6. 德州仪器 (TI), **bq2407x 1.5A USB 友好型锂离子电池充电器和电源路径管理 IC**, bq24072 产品说明书 (SLUS810)
7. 德州仪器 (TI), 采用 **2mm x 2mm WSON** 封装的 **TLV6208x 1.2A 和 2A 高效率降压转换器**, TLV62080 产品说明书 (SLVSAK9)
8. 德州仪器 (TI), **具有电平位移和可调转换率控制的 TPS27081A 1.2V 到 8V、3A PFET 高端负载开关**, TPS27081A 产品说明书 (SLVSB9)
9. 德州仪器 (TI), **LMx93 及 LM2903 双路差动比较器**, LM2903 产品说明书 (SLCS005)
10. 德州仪器 (TI), **TPD2E2U06 双通道高速 ESD 保护器件**, TPD2E2U06 产品说明书 (SLLSEG9)
11. 德州仪器 (TI), **采用 0402 封装的 TPD1E10B06 单通道 ESD 保护二极管**, TPD1E10B06 产品说明书 (SLLSEB1)
12. 德州仪器 (TI), **bq27426 系统端 Impedance Track™ 电量监测计**, bq27426 产品说明书 (SLUSC91)
13. 德州仪器 (TI), **化学 ID 选择工具 (GPC) 简易指南**, 技术参考 (SLVA725)
14. 德州仪器 (TI), **实现成功的学习周期**, 应用报告 (SLUA597)
15. 德州仪器 (TI), **How accurate is your battery fuel gauge? Part 1/2**, TI E2E 社区 (http://e2e.ti.com/blogs_/b/fullycharged/archive/2016/09/26/how-accurate-is-your-gauge-part-1)
16. 德州仪器 (TI), **How accurate is your battery fuel gauge? Part 2/2**, TI E2E 社区 (http://e2e.ti.com/blogs_/b/fullycharged/archive/2016/11/04/how-accurate-is-your-battery-fuel-gauge-part-2-2)

6.1 商标

DCS-Control), Impedance Track, TINA-TI are trademarks of Texas Instruments.
Excel is a registered trademark of Microsoft.
All other trademarks are the property of their respective owners.

7 关于作者

CASSIDY AARSTAD 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。
Cassidy 在加利福尼亚圣路易斯奥比斯波的加州理工州立大学获得了电气工程学硕士 (MSEE) 学位。

有关 TI 设计信息和资源的重要通知

德州仪器 (TI) 公司提供的技术、应用或其他设计建议、服务或信息，包括但不限于与评估模块有关的参考设计和材料（总称“TI 资源”），旨在帮助设计人员开发整合了 TI 产品的应用；如果您（个人，或如果是代表贵公司，则为贵公司）以任何方式下载、访问或使用了任何特定的 TI 资源，即表示贵方同意仅为该等目标，按照本通知的条款进行使用。

TI 所提供的 TI 资源，并未扩大或以其他方式修改 TI 对 TI 产品的公开适用的质保及质保免责声明；也未导致 TI 承担任何额外的义务或责任。TI 有权对其 TI 资源进行纠正、增强、改进和其他修改。

您理解并同意，在设计应用时应自行实施独立的分析、评价和判断，且应全权负责并确保应用的安全性，以及您的应用（包括应用中使用的 TI 产品）应符合所有适用的法律法规及其他相关要求。您就您的应用声明，您具备制订和实施下列保障措施所需的一切必要专业知识，能够 (1) 预见故障的危险后果，(2) 监视故障及其后果，以及 (3) 降低可能导致危险的故障几率并采取适当措施。您同意，在使用或分发包含 TI 产品的任何应用前，您将彻底测试该等应用和该等应用所用 TI 产品的功能。除特定 TI 资源的公开文档中明确列出的测试外，TI 未进行任何其他测试。

您只有在为开发包含该等 TI 资源所列 TI 产品的应用时，才被授权使用、复制和修改任何相关单项 TI 资源。但并未依据禁止反言原则或其他法律授予您任何 TI 知识产权的任何其他明示或默示的许可，也未授予您 TI 或第三方的任何技术或知识产权的许可，该等产权包括但不限于任何专利权、版权、屏蔽作品权或与使用 TI 产品或服务的任何整合、机器制作、流程相关的其他知识产权。涉及或参考了第三方产品或服务的信息不构成使用此类产品或服务的许可或与其相关的保证或认可。使用 TI 资源可能需要您向第三方获得对该等第三方专利或其他知识产权的许可。

TI 资源系“按原样”提供。TI 兹免除对 TI 资源及其使用作出所有其他明确或默示的保证或陈述，包括但不限于对准确性或完整性、产权保证、无复发故障保证，以及适销性、适合特定用途和不侵犯任何第三方知识产权的任何默认保证。

TI 不负责任何申索，包括但不限于因组合产品所致或与之有关的申索，也不为您辩护或赔偿，即使该等产品组合已列于 TI 资源或其他地方。对因 TI 资源或其使用引起或与之有关的任何实际的、直接的、特殊的、附带的、间接的、惩罚性的、偶发的、从属或惩戒性损害赔偿，不管 TI 是否获悉可能会产生上述损害赔偿，TI 概不负责。

您同意向 TI 及其代表全额赔偿因您不遵守本通知条款和条件而引起的任何损害、费用、损失和/或责任。

本通知适用于 TI 资源。另有其他条款适用于某些类型的材料、TI 产品和服务的使用和采购。这些条款包括但不限于适用于 TI 的半导体产品 (<http://www.ti.com/sc/docs/stdterms.htm>)、[评估模块](http://www.ti.com/sc/docs/sampters.htm)和样品 (<http://www.ti.com/sc/docs/sampters.htm>) 的标准条款。

邮寄地址：上海市浦东新区世纪大道 1568 号中建大厦 32 楼，邮政编码：200122
Copyright © 2017 德州仪器半导体技术（上海）有限公司