

Jerry Madalvanos, Sarmad Abedin

摘要

对于电池充电应用，CC-CV 充电在许多产品中仍然是一种必要的设计。为了在不显著增加成本的情况下实现足够的充电性能，成本优化型 CC-CV 设计必不可少。CC-CV 控制环路向开关模式电源提供模拟反馈。TL103WA 组合了双路运算放大器和集成并联电压基准，既具有高性价比、小巧省空间的特点，又能提供可接受的性能表现，所以在许多此类应用中很常见。本应用手册使用现有的 TI 参考设计 (PMP23224)，并解释了每个反馈环路和一些周围反馈电路的推导。可以通过 TL103WB 和 ISOM8110 这两个下一代组件来改进此参考设计的 CC-CV 反馈环路。与上一代相比，TL103WB 改进了失调电压、温漂、带宽、静态电流消耗和电源电压范围。此外，利用 TI 的新型光耦仿真器，该设计能够更好地保持长期稳健性、在不同温度环境下保持较好的性能表现以及提高反馈环路的速率。此设计对传统 CC-CV 环路进行了一些修改。我们将讨论和解释这些差异及其替代方案。我们经过多次迭代和调整来创建此设计，设计时间上的一些权衡可以通过更精密的无源器件来克服，但这会导致更高的成本。

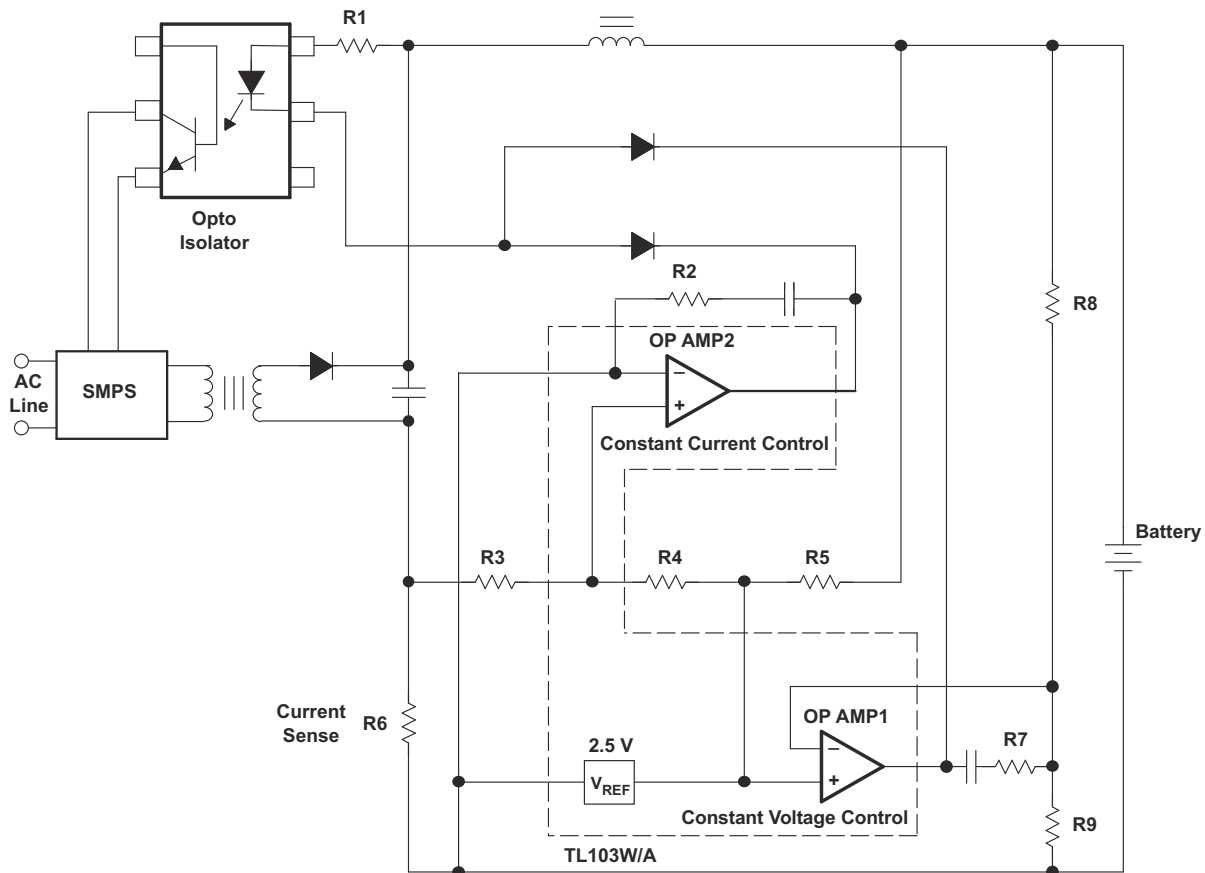


图 1. 典型应用电路

概述

在电池电压增加到设定点之前，CC-CV 充电器的基本运行方式是以高恒流运行。然后，在达到特定电压之后，恒定电压控制就会接管，缓慢地将电池充满电。在此系统中，电池充电电压范围为 6V 至 22V，提供的最大电流为 6A。CC-CV 反馈环路使用 TL103WB 中的一个通道进行电流检测，使用另一个通道进行电压检测。集成电压基准为两个误差放大器提供了一个比较点。本应用简报介绍了如何推导周围元件来完成 CC-CV 反馈环路设计。通过叠加来实现此设计；首先看一下各个 CC 和 CV 环路，然后将它们组合在一起。最后，显示计算和仿真的结果。请注意，计算值和仿真值会略有不同，并且与原型不同。在成本优化设计中，理想策略是先通过数学方法推导解决方案，然后在原型上迭代来获得理想的元件值，从而实现稳健的性能。

低电池电压保护

来自 SMPS 或反激式转换器用于给电池充电的输出电压 (Vout) 也用于为反馈放大器供电和偏置光耦仿真器。为了避免尝试给电压过低、可能因放电过深而受损的电池充电，使用了齐纳二极管和 BJT 作为开关来维持适当的最小电池电压。Vout 通过限流电阻器连接到 BJT 的集电极和齐纳二极管。齐纳二极管连接到晶体管的基极，并确立一个 5.6V 的最大基极电压。当电池电压为 6V 或更高时，确立足够的集电极-发射极电压，并且在 BJT 的发射极可以看到大约 5V 的适当输出电压。这个恒定的 5V 馈送到放大器反馈电路和隔离式反馈。使用齐纳二极管/BJT 组合使此电压保持恒定，从而更大幅度地减小反馈环路中的放大器上的 PSRR 误差和其他电源相关误差。

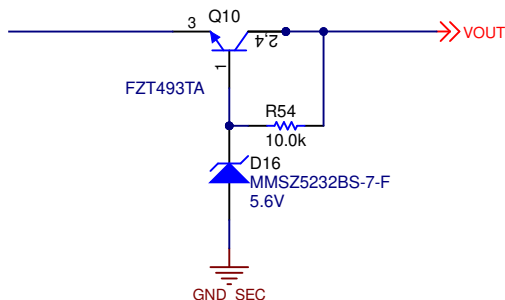


图 2. 电池欠压保护电路

并联电压基准

当达到 1mA 的最小阴极电流时，TL103WB 集成分流电压会在放大器通道一的同相输入端提供 2.5V 固定电压。电源电阻器 (R56) 的最大值受最小阴极电流的限制，可以使用 [方程式 1](#) 来计算。

$$R_{subMAX} = \frac{(V_{sup} - V_{ref})}{I_{cathodeMIN}} \quad (1)$$

最大电源电阻值：

$$R_{supMAX} = \frac{5V - 2.5V}{1mA} = 2.5k\Omega \quad (2)$$

最大电源电阻值为 2.5kΩ。为了允许额外的电流提供足够的电流，从而适当地偏置 CC 分压器并产生一些开销，必须选择较小的值。因此，选择标准 1kΩ 作为电源电阻值，从而实现 1.5mA 的阴极电流裕量。此裕量验证了在无源器件变化时仍能正常工作，并允许其他分压器从并联基准供电。

CV 环路

从根本上说，CV 环路旨在从反激式转换器反馈回 Vout，用于调节最大电压。在此电路中，将一个简单的分压器反馈与经典的 3 类补偿器结合使用。有关 3 类补偿环路的更多详细信息和完整说明，请参阅 [揭秘对直流/直流转换器使用运算放大器和 OTA 的 II 类和 III 类补偿器](#)。

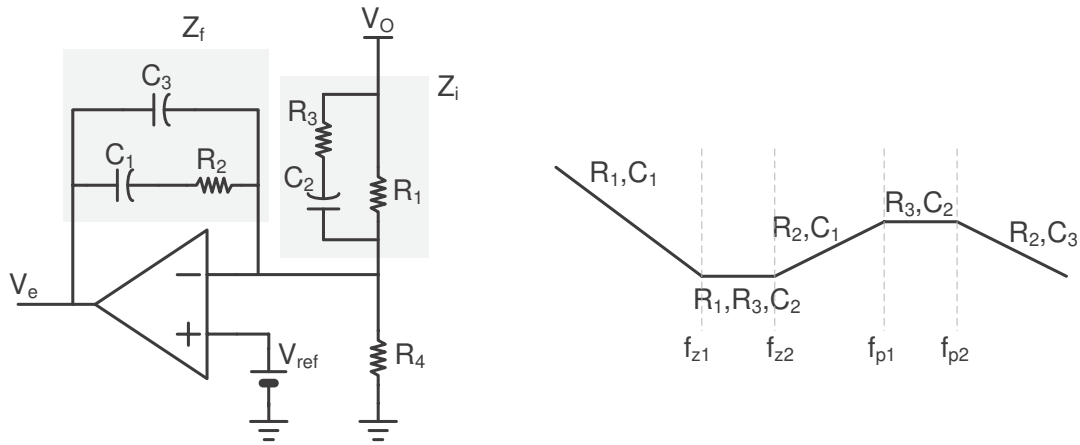


图 3. III 类补偿器和增益曲线

本应用简报介绍了确定极点和零点位置的方法，但没有完全推导出结果。这些推导可在[揭秘对直流/直流转换器使用运算放大器和 OTA 的 II 类和 III 类补偿器](#)中找到。有关用于设置 III 类补偿器的极点和零点的元件标识符，请参考图 3。此补偿器可使反馈环路保持稳定。此补偿器在电路中添加相位超前，并与前面提到的文章中的传统实现相匹配，只作出了一处修改。在电路中省略 C3 可移除系统中最高频率极点，但由于 TL103WB 的自然增益带宽 (GBW) 限制，在增益曲线中会提供最终极点。这种做法的代价是最终极点的设置不那么精确，如果最终极点的放置必须精确，则不建议采用这种做法。在此应用中，不需要精确的最终极点。仿真表明，即使这个最终极点大幅移动也不会显著改变添加的相位超前量 (图 5)，这是 3 类补偿器的主要目标。对于 1MHz 器件，即使 GBW 存在 +/-600kHz 的巨大变化，增益曲线的形状仍将保持不变 (图 4)，且增加的相位超前量变化不大。在带宽变化的低端可以看到相位超前量有所下降。新款 TL103WB 的典型带宽增大到 1.2MHz，与上一代 TL103WA 相比，围绕这个 UGBW 的变化对相位超前量的影响更小。

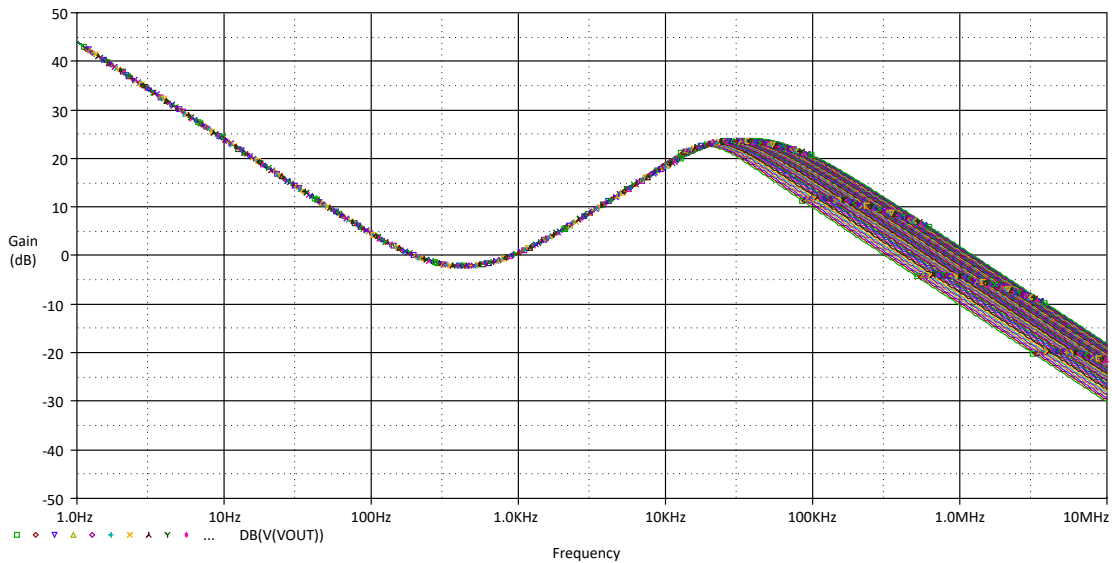


图 4. 3 类补偿器在不同带宽变化下的 SPICE 仿真

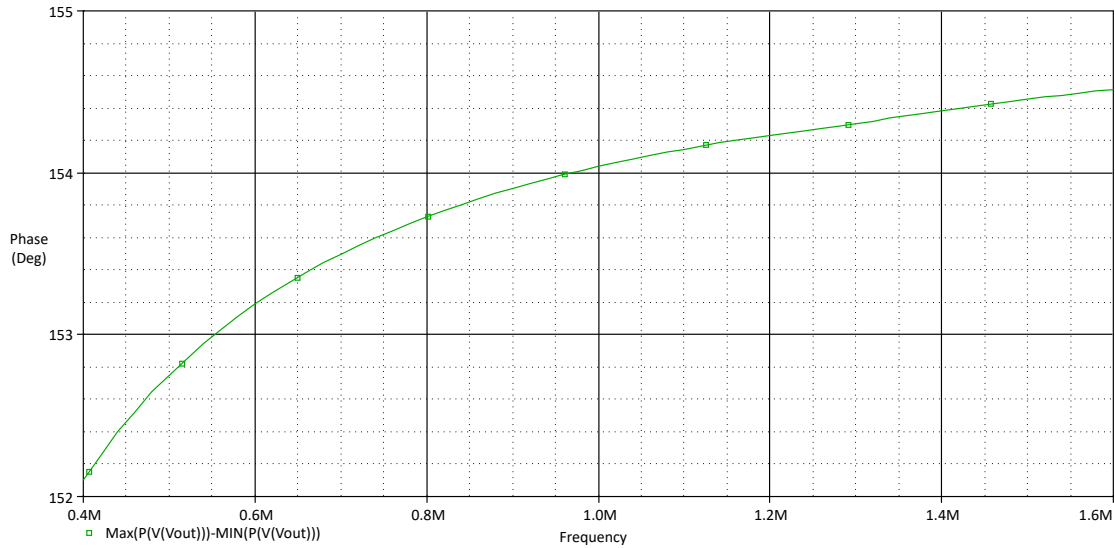


图 5. 相位超前与 GBW 变化之间的关系

在没有隔离的情况下，典型的 III 类补偿器带宽设置为直流/直流转换器开关频率的 1/10 (有关更多信息，请参阅 [开关模式电源转换器补偿简单易行](#))。在需要隔离的 CC/CV 电路中，主要限制是光耦合器的带宽。它会随负载电阻的变化而变化，在本例中，负载电阻器为 20kΩ，因此对于传统光耦合器，其 -3dB 带宽频率约为 1kHz。使用新的 ISOM8110，带宽大幅增加，并且可以将带宽设置得更宽，从而实现更快的反馈环路。

反激式转换器输出端电解电容器的 ESR 会在系统输出端引入一个极点。此环路的前两个零点设置为与复共轭极点相同的频率。例如，一个低 ESR 电解电容器，一个具有 48mΩ ESR 的 470uF 电容器会在大约 7kHz 时产生零点。因此，前两个零点设置在 7kHz。最后一个极点通常设置为 1/2 开关频率。对于 TL103WB，UGBW 可以方便地设置最终极点，无需使用 C3。

确定极点和零点的位置之后，使用 [揭秘对直流/直流转换器使用运算放大器和 OTA 的 II 类和 III 类补偿器](#) 第四部分的公式来设置 R1-R3 和 C1-C3 的值。最后，设置两个输入之间的比较点。III 类补偿器将整合两个输入之间的差异。因此，必须对电池的 Vout 限制进行分频，使其等于放大器一的同相输入端的 2.5V 基准电压。确定 R1 之后设置 R4 的值，以便确定 TL103WB 内部并联基准所需的分压器。在本例中，我们的电压限值设置为 22V，我们的内部基准为 2.5V。根据标准分压器公式，R1 比 R4 大 7.8 倍。这样可以确定适当的电压限制为 22V。

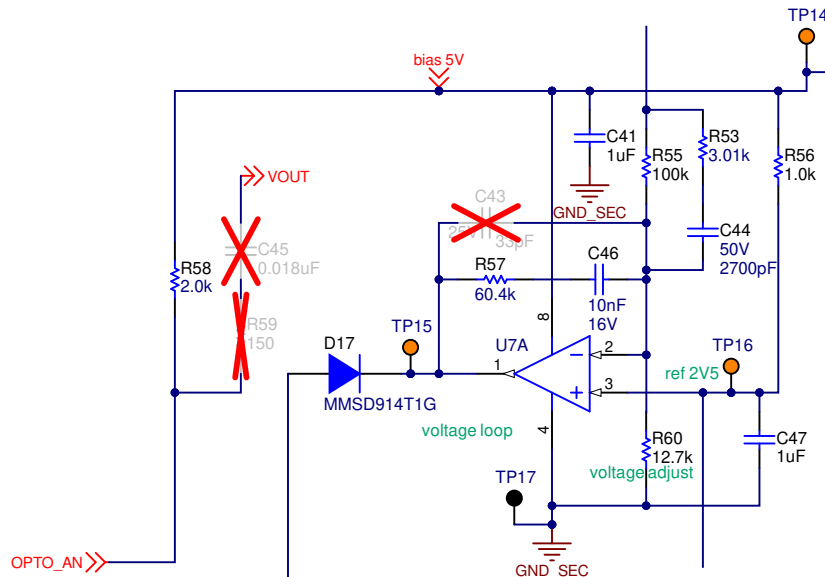


图 6. 完整 CV 环路

此环路的误差是以下不相关误差的和方根：构成分压器的电阻器 R55 和 R60 的容差、2.5V 基准电压容差和放大器的失调电压。请注意，有多种因素会产生失调电压误差，有关造成失调电压的因素的全面分析，请参阅 TI 精密实验室视频：[放大器失调电压](#)。TL103WB 提供比 TL103W 更好的电压基准精度，比 TL103W 和 TL103WA 更低的失调电压。

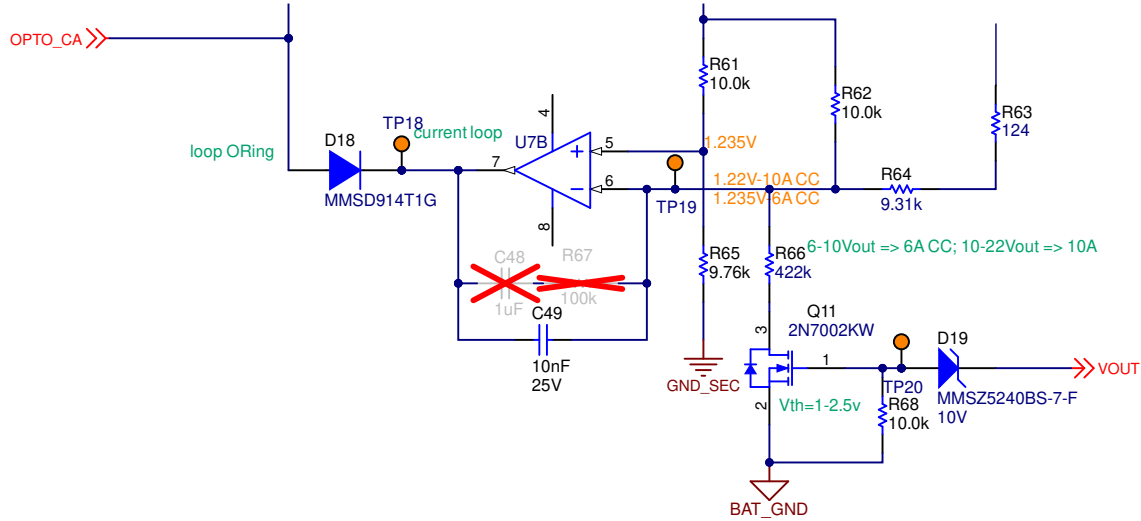


图 7. CC 环路原理图

CC 环路

如图 7 中所示，CC 环路利用两个并联的分流电阻器在电池接地端和电路板接地端之间创建一个等效的 $5\text{m}\Omega$ 分流器，从而创建一种低侧电流检测。此设计使用标准值来创建一个更低的等效电阻器，从而更最大限度地降低检测产生的功率损耗。R61 和 R65 将 2.5V 基准电压分压，为电流反馈误差放大器创建比较设定点。R62 和 R64/R63 设定误差放大器的另一侧。选取标准值，TL103W 的引脚 5 设定为 1.2348V，该值根据 2.5V 基准电压计算得到。我们还必须调整电阻分压器的大小，使其足够大，可以在集成并联基准电压源上保持最小阴极电流。从前面的计算可以看出，当无法再维持最小阴极电流之前，我们有大约 1.5mA 的电流。由于两个电阻分压器间的压降约为 2.5V，因此选择其值约为 $10\text{k}\Omega$ 的电阻器可以在我们的设计中维持足够的开销。选择 $10\text{k}\Omega$ 和 $9.76\text{k}\Omega$ ，且基准电压为 2.5V，引脚 5 设为 1.2348V。当把它看作是分压器时，误差放大器的另一个输入可能会令人困惑；但如果把它想象成一个反相求和电路，其中共模电压保持在 1.2348V，且两个电阻 R62 和 R64/R63 提供进入节点的电流的加权和，这样就可以更好地理解。在直流分析中，放大器不向求和节点提供电流，因为 C49 会阻止直流电流。每个节点提供的电流贡献与方程式 3 保持一致。

$$I_{IN-x} = \frac{(V_{in\ x} - V_{cm})}{R_x} \quad (3)$$

I_{IN-x} 是在有输入电阻器时，任意数量的输入进出节点产生的电流贡献。将其应用到我们的电路中，您可以看到来自 Vref 的电流贡献为：

$$\frac{(2.5\text{V} - 1.2348\text{V})}{10\text{k}\Omega} = 0.12652\text{mA} \quad (4)$$

此电流可用来反向求解分流电阻器节点的 R，因为我们希望从分流电阻器得到相等但相反的电流贡献。重新排列方程式 5 后得到以下公式：

$$R_x = \frac{(V_{in\ x} - V_{cm})}{I_{IN-x}} \quad (5)$$

$V_{in\ x}$ 是分流电阻器提供的电压。使用 6A 的最大电流和 $5\text{m}\Omega$ 分流电阻时对应的电压为 30mV。将此值代入方程式 4，电阻为：

$$\frac{30 \text{ mV} - 1.2348 \text{ V}}{0.12652 \text{ mA}} = 9.522 \text{ k}\Omega \quad (6)$$

分流器和放大器的求和节点之间的电阻与电流限制成反比。随着 R64/R63 减小，电流限制设定点会增大。在迭代设计时，此因素很重要。此外，留出一些电流限制余量，以便控制失调电压误差和放大器周围无源器件的误差。使用最初的 TL103WA 时，失调电压的百分比误差为 $\pm 5\text{mV}$ ，这意味着仅失调电压就会产生 $\pm 16\%$ 的误差。为了保持 6A 的最大电流，必须降低设定的电流限值。将电流限制在 4.8A，为了考虑室温下的偏移量和温漂，我们为设计提供了充足的余量。新款 TL103WB 可通过简单的 BOM 更改实现更精确的设计。在整个温度范围内的最大失调电压为 2.5mV 的情况下，失调电压误差仅为 $\pm 8\%$ 。电流限制现在可以设定为 5.4A，为 6A 最大电流限制提供了足够的余量，而不会牺牲通过分流电阻器的功率损耗。使用这种新的电流限制，可以通过以下公式求解 Rx：

$$\frac{(30 \text{ mV} - 1.2348 \text{ V})}{0.12652 \text{ mA}} = 9.498 \text{ k}\Omega \quad (7)$$

要补偿此环路，可以选择添加 C48 和 R67 来实施 II 类补偿器电路，设置这些极点和零点的方法可以在“补偿简单易行”中找到。本应用简报使用齐纳二极管和外部 FET，以便在满足阈值电压后设置多级充电电流。在这种情况下，Vout 达到 10V 之后，一个 422k Ω 的电阻器便会与 R64/R63 电阻并联，为电流创建新的设定点。这遵循上面相同的设计方法，但在计算电阻值时，必须使用电阻器的并联组合。

隔离式反馈

在原始设计中，使用光耦合器为反激式转换器提供隔离式反馈。使用 TI 的新款 [光耦仿真器](#) 可以对此设计进行改进。这些光耦仿真器利用 TI 的二氧化硅 (SiO_2) 技术来实现隔离，与传统的光耦合器相比，有几处关键改进。由于这些器件没有 LED，而是模拟二极管，因此不存在 LED 老化效应，因而随着时间的推移，性能会更稳定。除了随着时间的推移而提高性能之外，这些器件还提供许多其他改进。光耦仿真器在温度范围内表现出平坦的 CTR，能够在不断变化的环境中保持一致的输出稳压。器件间差异减小，从而实现改进设计和优化效率。光耦仿真器具有宽带宽，改进了负载瞬态响应。通过降低对输出电容器的要求，降低了系统成本，并通过 SiO_2 绝缘延长了隔离栅使用寿命。在许多情况下，光耦仿真器作为直接替代产品可以实现各种优势。要详细了解光耦仿真器的优势，请阅读 [光耦仿真器简介](#)。

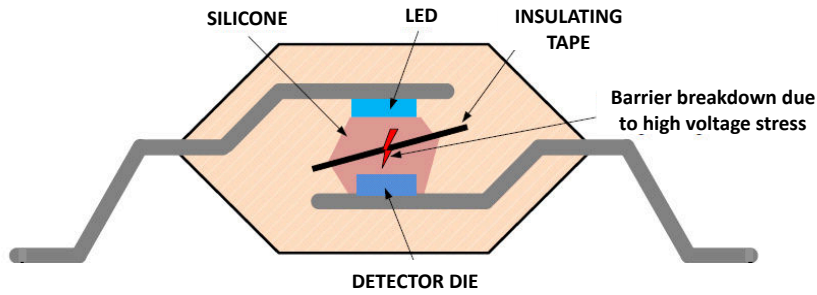


图 8. 传统光学隔离

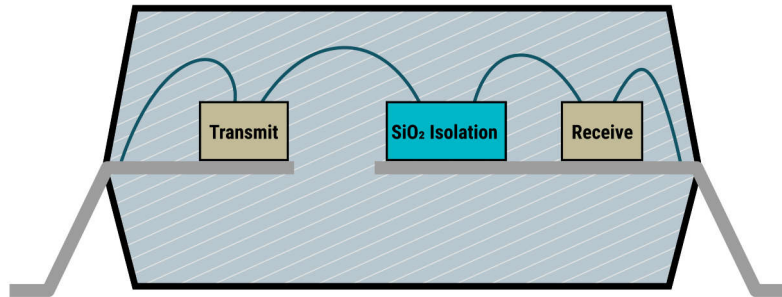


图 9. 光耦仿真器隔离

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