

Application Note

使用航天级多通道降压转换器实现低于 V_{REF} 的高精度输出

Andrew Fondaw

摘要

典型的降压转换器应用允许将输出电压调节至转换器基准电压 (V_{REF})。有时，电路需要低于转换器基准的高精度电源。修改后的反馈网络可与外部基准电压结合使用，使转换器能够将电压调节至基准电压以下，但这种设计会因外部电压引入的额外误差而降低电源的精度。对多个通道使用同一电压基准，可将电压调节至基准电压以下，同时保持高精度水平。本应用手册介绍了此方法的概念和分析结果，并提供了使用 TPS7H4104EVM 的示例电路及结果。

内容

1 简介.....	2
2 工作原理.....	2
3 保持输出精度.....	4
4 仿真结果.....	4
4.1 V_{EXT} 输出偏差影响.....	7
5 使用 TPS7H4104EVM 的测试结果.....	8
6 总结.....	11
7 参考资料.....	11

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

现代航天器所用的 FPGA 和 ASIC 等电子设备通常需要等于或高于当前负载点降压转换器基准电压（典型值为 0.6V 至 1.2V）的电压。随着技术的不断进步，这些系统中有时也需要高精度的更低电压轨用于供电或偏置。虽然生成低于基准的电压此前已能实现，但即使转换器在典型应用中满足精度要求，在此过程中要满足敏感电源轨的精度要求常常仍是一大挑战。

在某些降压转换器中，可对采用外部电压源来扩展转换器输出范围的典型方法进行修改，以避免通常会使用此类配置降级的精度损失。为了与这种方法兼容，转换器必须提供多个可独立配置的输出通道，并且每个通道必须共用同一内部电压基准。

本应用手册介绍了降压转换器产生低于基准电压的高精度输出的工作原理和要求，此类实现方案如何防止输出精度下降，以及仿真和硬件操作示例。

2 工作原理

SLVA216 和 SLUAA00 应用手册探讨了将转换器的输出电压降至基准以下的方法。在稳压器的反馈分压器中实现这些方法时，需要通过电阻器 (R_{EXT}) 将外部电压源 (V_{EXT}) 连接到反馈节点。通过改变 V_{EXT} 的电压和反馈电阻器的值，可以设置稳压器输出端的电压。设定反馈电阻值后，当 V_{EXT} 上升时， V_{OUT} 会下降，而当 V_{EXT} 下降时， V_{OUT} 会上升。

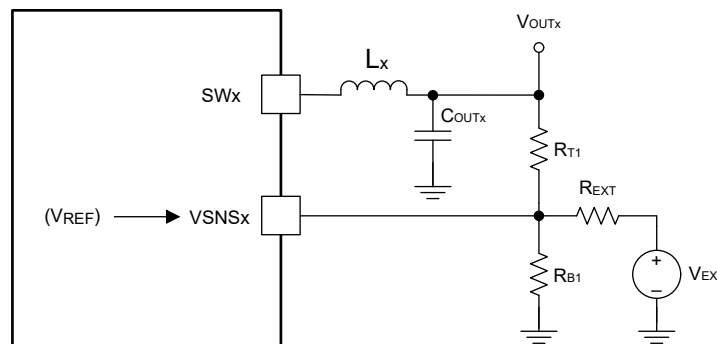


图 2-1. 三电阻器简化原理图

当 V_{EXT} 高于 V_{REF} 时，来自 V_{EXT} 的电流通过 R_{EXT} 和 R_{B1} 流向 GND。从 V_{EXT} 流经 R_{B1} 的额外电流会导致 $VSNS$ 上的电压上升。稳压器的控制环路检测到该电压上升并相应地降低 V_{OUT} ，导致从 R_{T1} 流经 R_{B1} 的电流减小。随着流经 R_{B1} 的电流减小， $VSNS$ 上的电压会下降并返回到基准电压水平，但现在 V_{OUT} 具有更低的电平。如果允许足够的电流流经 R_{B1} ，以至于流经顶部反馈电阻器的电流变为零，则 V_{OUT} 将等于稳压器的基准电压。如果流经 R_{EXT} 的电流增加到超过该值，则 V_{OUT} 会降至基准电压以下。在这种情况下，电流不再从 V_{OUT} 通过反馈分压器流向 GND，而是从 V_{EXT} 通过 R_{T1} 和 R_{B1} 流向 V_{OUT} 和 GND。

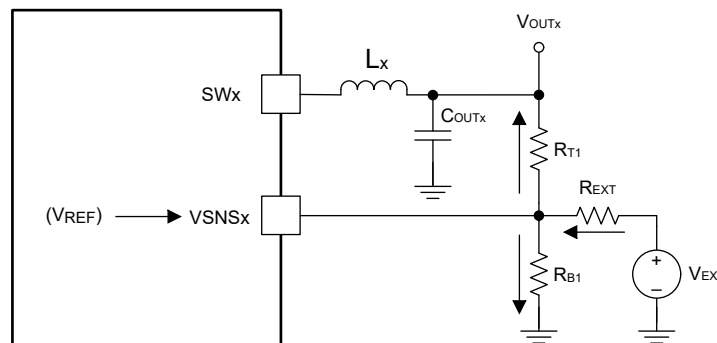


图 2-2. 带电流流向的简化原理图

在这种工作模式下，不再需要 R_{B1} ，因为该模式不再会影响反馈功能，而仅充当误差源。然后可以移除底部电阻器并替换为 R_{EXT} ，后者随后成为分压器中的新 R_{B1} 。

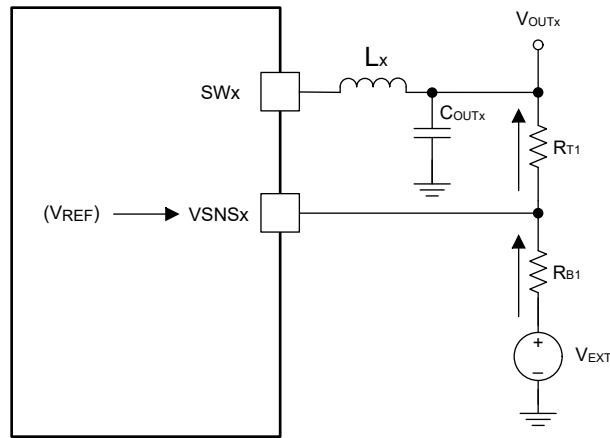


图 2-3. 双电阻器简化原理图

在这种新配置中，反馈电阻分压器现在由 V_{EXT} 和 V_{OUT} 构成。当 V_{EXT} 的电压高于 V_{REF} 时，为了将 $VSNS$ 保持在基准电压， V_{OUT} 必须低于 V_{REF} 以适应 R_{T1} 两端的压降。这样仍能保持稳定的调节，因为当 V_{OUT} 下降或上升时， $VSNS$ 上的电压仍按比例下降或上升，就像标准实现方案中一样。此配置中的 V_{OUT} 现在由 R_{T1} 、 R_{B1} 、 V_{REF} 和 V_{EXT} 的值确定。

$$V_{OUT} = R_{T1} \times \left(\frac{V_{REF} - V_{EXT}}{R_{B1}} \right) + V_{REF} \quad (1)$$

图 2-3 中所示的配置已非常实用，因为只需添加一个外部电压源，就可以将 V_{OUT} 调节至基准电压以下。不过，通过 V_{OUT} 的公式可以看到，该配置也带来了问题。由于输出电压同时取决于 V_{REF} 和 V_{EXT} ，因此在计算稳压器的输出精度时，现在必须考虑这两项的误差。由于 V_{EXT} 不是精确的电压源，因此在这种配置中，稳压器的精度会永久性地受到用作 V_{EXT} 的外部电压源精度的限制而降低。

3 保持输出精度

许多通道稳压器使用独立生成的电压基准来调节每个输出。但是，TPS7H410x 转换器仅生成一个内部电压基准并由器件所有输出通道共享。此设计可以避免第 2 节所示实现方案的精度下降问题，并在调节至低于 V_{REF} 的同时，保持器件输出精度。

通过使用器件的第二个输出来生成 V_{EXT} ，可以避免输出精度下降。只有在 V_{OUT} 和 V_{EXT} 的通道共享同一电压基准时，此配置才能维持 V_{OUT} 精度。如果两个通道未使用同一电压基准，则相比直接使用外部电压源并无精度优势。共用电压基准之所以能实现此优势，源于基准电压变化传播到 V_{OUT} 的方式。如果 V_{REF} 下降， V_{EXT} 也会下降，导致 V_{OUT} 上升。但是，由于两个通道共用一个相同的基准，因此 V_{OUT} 的 V_{REF} 也会下降，导致 V_{OUT} 必须下降来进行补偿，并消除叠加效应。 V_{REF} 的偏移未完全消除，而仅仅下降至与标准配置中的单个通道相同的量级。

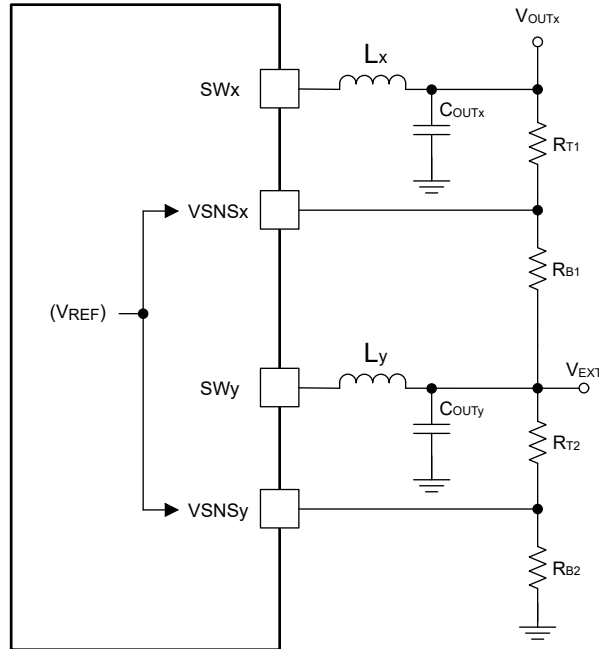


图 3-1. 完整系统的简化原理图

$$V_{OUT} = V_{REF} \times \left(1 - \frac{R_{T1} \times R_{T2}}{R_{B1} \times R_{B2}}\right) \quad (2)$$

方程式 2 展示了当 V_{EXT} 由使用相同电压基准的另一个通道生成时的 V_{OUT} 。通过整合两个反馈分压器的所有四个电阻器，可以建立整个系统的 V_{OUT} 公式。由于不再有第二个电压基准项，所有 V_{REF} 项可以合并为一项。得到的 V_{OUT} 公式现在仅取决于 V_{REF} 以及一个由两个通道的反馈分压电阻器组成的项。其形式与标准配置中的 V_{OUT} 公式相同；区别在于增加了第二个反馈分压器的 R_{T2} 和 R_{B2} 。上面的简化原理图展示了两个通道的反馈是如何连接的。 V_{OUT} 是所需的低于 V_{REF} 的输出。

这种方法也有缺点。为了达到低压输出的最大精度，生成 V_{EXT} 的通道不得用于为任何外部负载供电。虽然不用担心 V_{EXT} 上的电压纹波，因为任何纹波的频率都必须至少为器件控制环路的十倍，但 V_{EXT} 上外部负载的负载阶跃会引起 V_{OUT} 扰动。因此，器件上的可用通道数量实际上减少了 1 个。由于需要运行一个不向负载供电的通道，效率有所降低。同时还引入了时序要求： V_{EXT} 必须与 V_{OUT} 同时或在其之前启动，以避免 V_{OUT} 短暂高于所需电压。由于 TPS7H4104 集成了通道时序控制功能，可使用内部通道时序控制轻松解决此问题，只需选择一个比所选 V_{OUT} 通道更早启动的 V_{EXT} 通道即可。

4 仿真结果

我们使用 ti.com 上提供的 TPS7H4104-SEP SIMPLIS 模型配置并运行了仿真。CH2 用作 V_{EXT} ，CH3 用作 V_{OUT} 。通道 1 和 4 在仿真中未使用，因此被禁用且未在图 4-1 中显示。CH2 保持原始配置不变，并设置为输出

1.2V。对 CH3 进行了修改，以输出低于 V_{REF} 的电压，这里选择了 0.5V。选择了 10.02k Ω 作为 V_{OUT} (CH3) 反馈分压器的顶部电阻，以匹配 TPS7H4104EVM 上的默认值。可通过 [方程式 3](#) 计算底部电阻值。

$$R_{B1} = R_{T1} \left(\frac{V_{EXT} - V_{REF}}{V_{REF} - V_{OUT}} \right) \quad (3)$$

使用以下输入可得到 $R_{B1} = 61.24k\Omega$ ：

- $R_{T1} = 10.02k\Omega$
- $V_{EXT} = 1.207V$
- $V_{REF} = 0.59948V$
- $V_{OUT} = 0.5V$

在仿真中选择了 61.9k Ω 电阻值作为与计算结果最接近的 E96 系列值。为了避免违反器件数据表中的最短导通时间规格，仿真中将开关频率配置为约 300kHz。CH3 的 RT、COMP 和 RSC 也使用 TPS7H4104 数据表中的公式进行了配置。

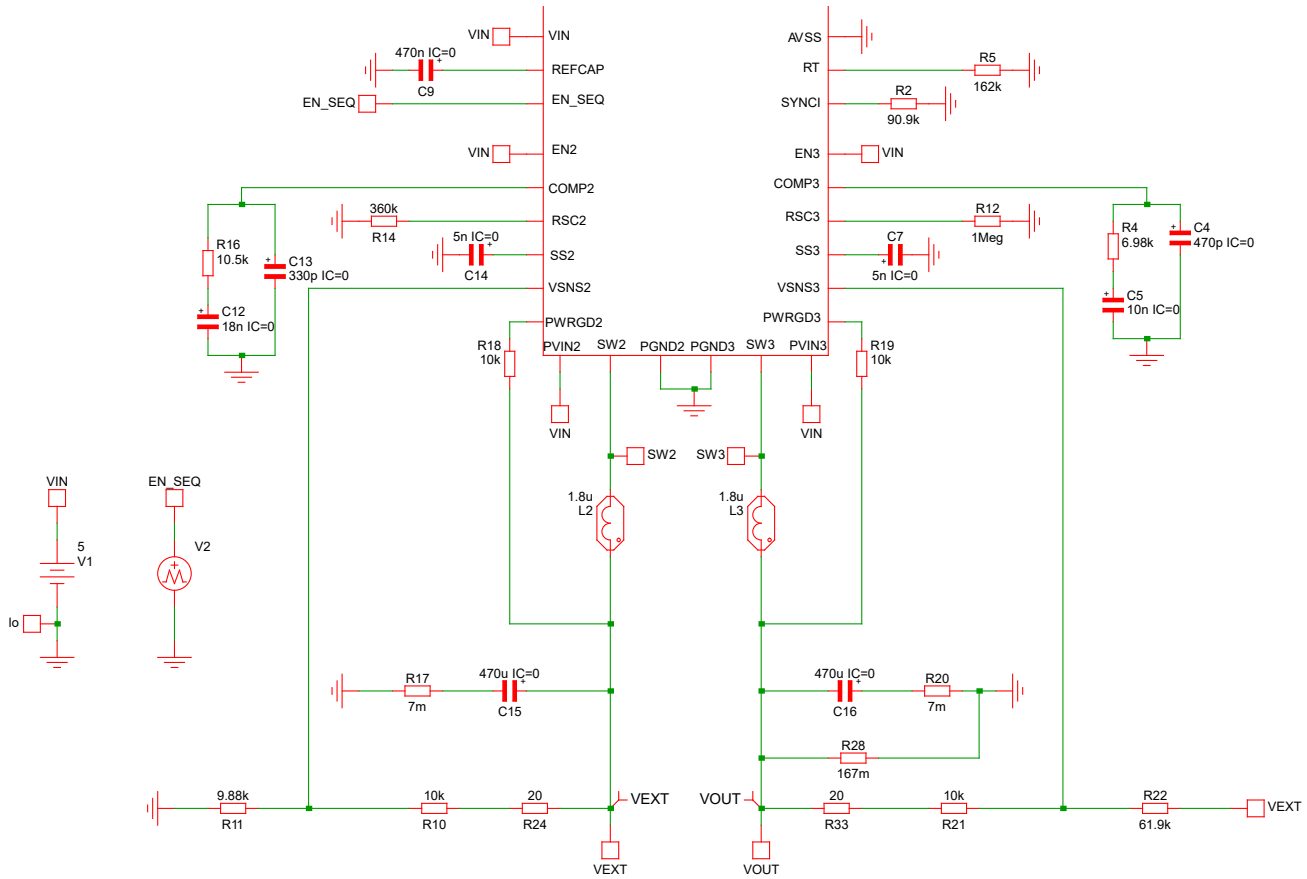


图 4-1. 仿真原理图

通过启用内部通道时序控制对启动进行了仿真。由于 TPS7H4104 的内部序列发生器按编号顺序启动通道，而且 CH2 用于 V_{REF} ，CH3 用于 V_{OUT} ，因此序列发生器仅在 V_{EXT} 完成软启动序列后启用 V_{OUT} 。下图显示了在启动和稳定运行期间向 V_{OUT} 施加 3A 负载时的 V_{OUT} 和 V_{EXT} 。与预期一样， V_{OUT} 调节至 0.5V，比 V_{REF} 低 100mV，如图 4-2 所示。

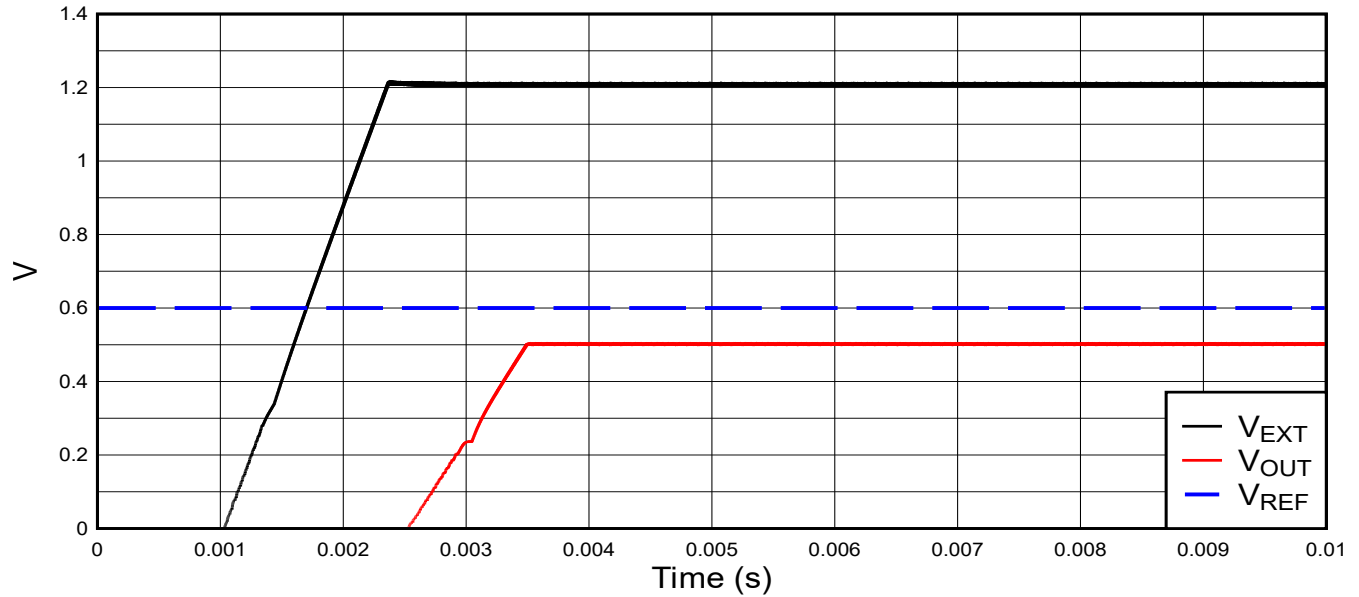


图 4-2. 仿真启动结果

利用仿真工具，可以在各次仿真运行之间改变内部电压基准。我们将 V_{REF} 设置为 [TPS7H4104 数据表](#) 中所示的最小值、典型值和最大值，并记录了仿真 6ms 到 10ms 期间 V_{OUT} 的 RMS 值。 V_{OUT} 的 RMS 值以及相应的 V_{REF} 值如 [表 4-1](#) 所示。同时，也计算了 V_{REF} 和 V_{OUT} 相对于典型值的偏移百分比。

表 4-1. V_{REF} 到 V_{OUT} 误差传播

值	V_{REF} (mV)	V_{REF} 变化 (%)	V_{OUT} (mV)	V_{OUT} 变化 (%)
典型值	599.48	-	501.04	-
最小值	591.50	-1.33%	494.38	-1.33%
最大值	603.50	0.67%	504.40	0.67%

[表 4-1](#) 显示， V_{REF} 变化传播到 V_{OUT} ，而不会增加额外的误差。因此， V_{REF} 变化 1% 会导致 V_{OUT} 变化 1%。这种行为与 [第 3 节](#) 中所示的 V_{OUT} 公式一致，因为只有一个 V_{REF} 项会导致 V_{OUT} 误差。这与单通道设置中调节到 V_{REF} 或以上时源自 V_{REF} 的误差传播特性相同，从而实现了建立一个调节到 V_{REF} 以下且保持相同精度的通道的目标。

4.1 V_{EXT} 输出偏差影响

运行期间， V_{EXT} 可能会由于线路瞬变、负载瞬变（如果加载了 V_{EXT} ）和辐射引起的单粒子瞬变等外部因素而偏离标称直流值。TPS7H4104-SEP 的 SEE 报告《TPS7H4104-SEP 的单粒子效应 (SEE) 辐射报告》展示并讨论了在重离子束下测试 TPS7H4104-SEP 的结果。虽然未观察到幅度达到或超过 3% 的 SET 事件，但可在仿真中对 V_{EXT} 注入理论上的 3% 瞬变，以观察在不同 V_{EXT} 标称水平下对 V_{OUT} 的影响。

在仿真中，-3% 的瞬变以 $10\mu s$ 的上升和下降时间直接注入 V_{EXT} 电压轨。我们测试了三种不同的标称 V_{EXT} 电平，并针对每种 V_{EXT} 条件将瞬变幅度调整为标称值的 -3%。图 4-3 在单幅图上展示了所有三种 V_{EXT} 电平的结果。

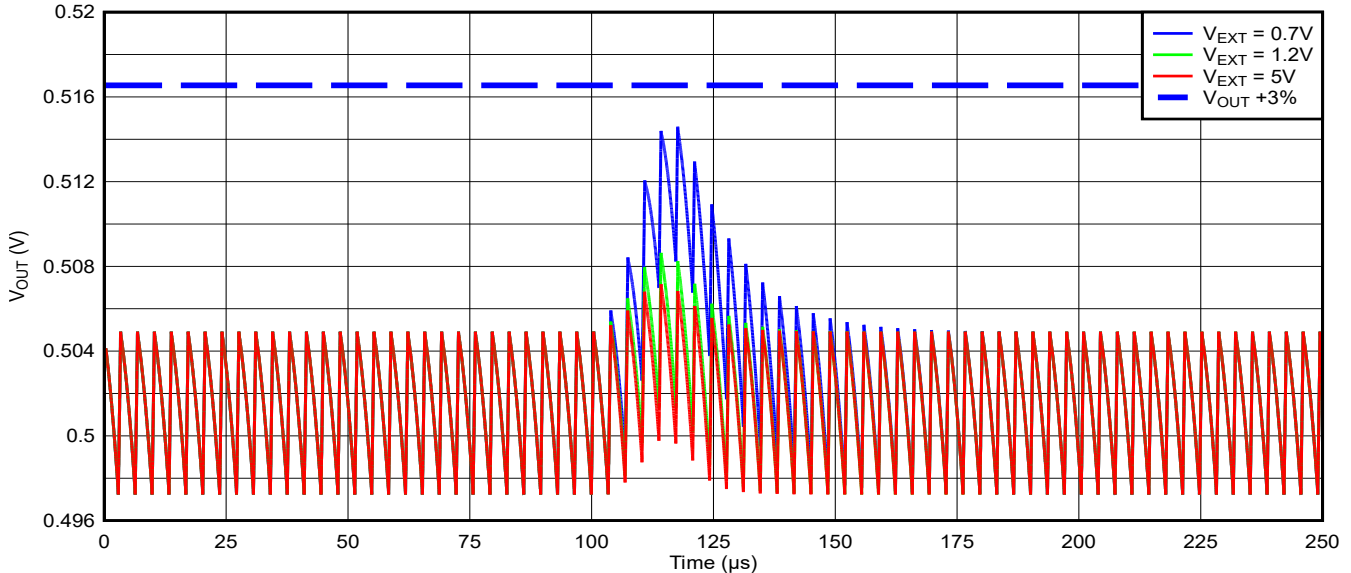


图 4-3. V_{EXT} 瞬变对 V_{OUT} 影响的仿真结果

上图显示，对于较大的 V_{EXT} 值，相同的电压标称值百分比偏差在 V_{OUT} 上产生的扰动更小。造成这种反直觉关系的原因在于 R_{B1} 两端的压降和 V_{REF} 电压。流经 R_{B1} 的电流不是由 GND 和 V_{EXT} 之间的总电势决定的，而是由 V_{EXT} 和 V_{REF} 之间的总电势决定。由于 V_{EXT} 上的扰动幅度由 V_{EXT} 与 GND 间的电压决定，因此在从 V_{EXT} 中减去 V_{REF} 后，较小的 V_{EXT} 值最终会承受更大百分比的扰动，因为 V_{REF} 在其中占比较大。

此外，我们将一款经过修改的 TPS7H4104EVM（配备 V_{EXT} 及与第 3 节所述类似、且在第 4 节中进行过仿真的低压输出通道配置）暴露于 LET 值为 75MeV 的重离子束下。在 V_{OUT} 上未观察到幅度大于 2.5% 的 SET 事件。

5 使用 TPS7H4104EVM 的测试结果

为了在仿真环境外验证此配置，我们对 TPS7H4104EVM 评估模块进行了修改，以在 CH3 上输出 0.5V。与前述仿真类似，采用 CH2 生成的 1.2V 输出作为 CH3 反馈分压器的 V_{EXT} 。要实现该配置，需要对 EVM 进行四项修改，改动之处已在图 5-1 中用红色圈出。

- 更换 R22，以将器件开关频率设置为大约 300kHz。
- 移除 R17，以断开与反馈分压器的 GND 的连接。
- 组装 R33 以用作 R_{B1}
- 将 V_{EXT} 连接到 R_{B1} 。

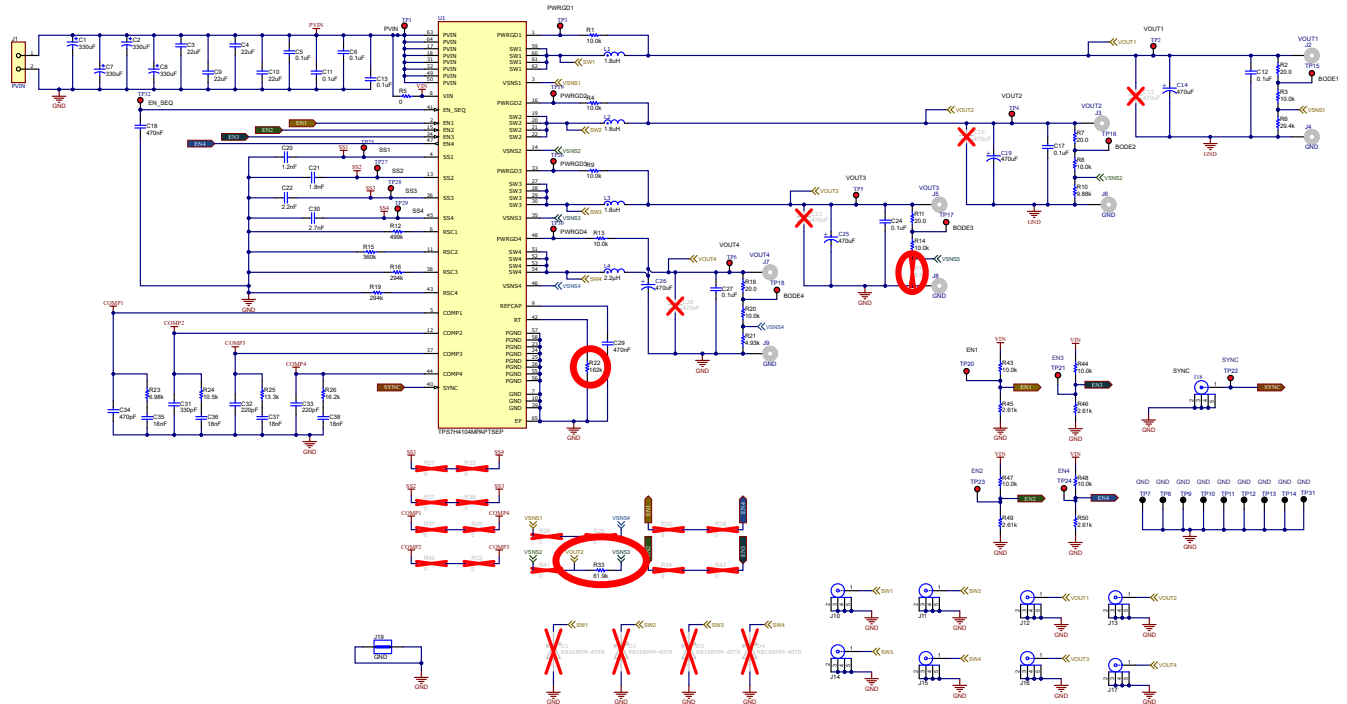


图 5-1. 修改后的 EVM 原理图

R17 的位置如图 5-2 所示。

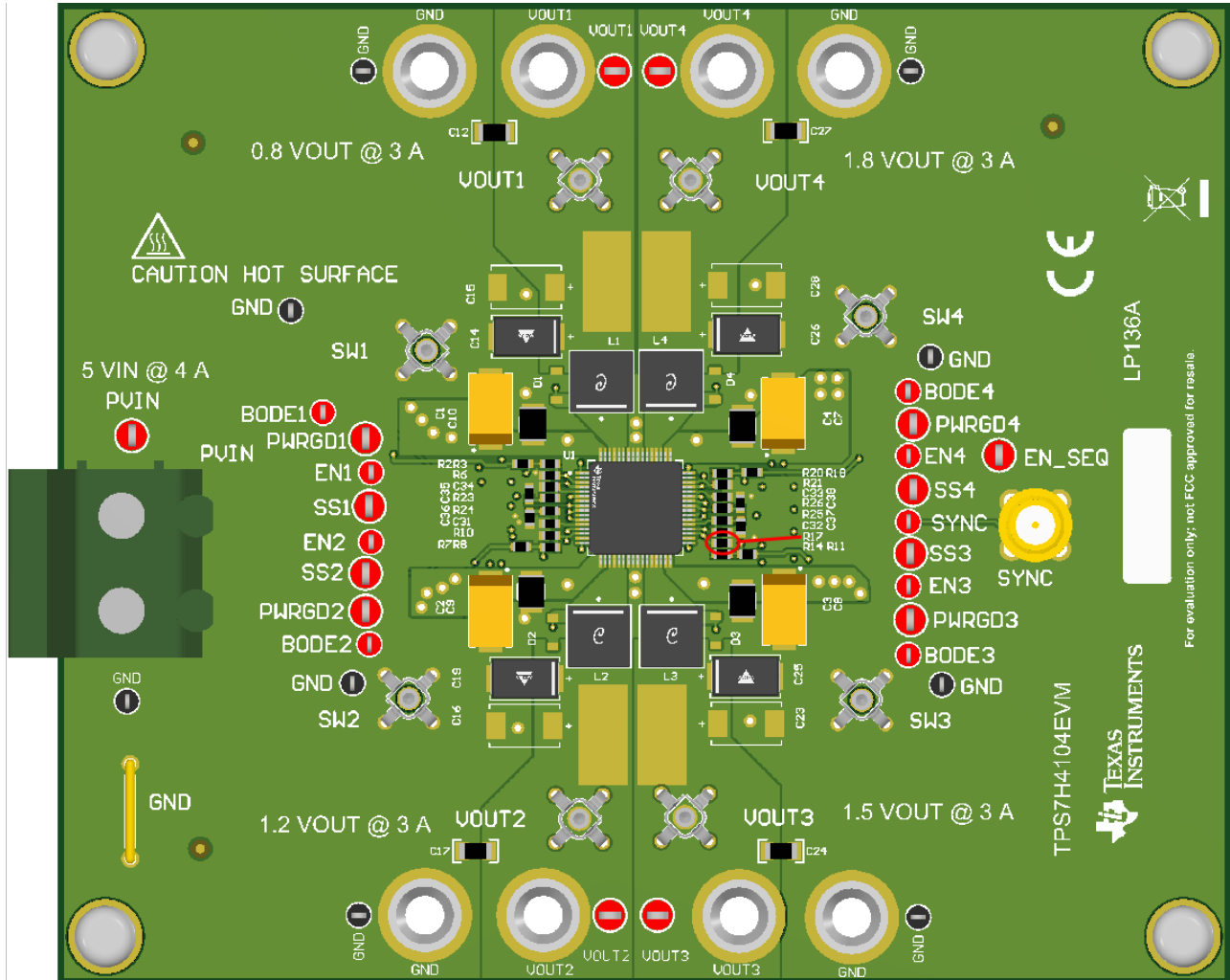


图 5-2. EVM 电路板顶部示意图

对该 EVM 底部的修改如图 5-3 所示。组装 R33 (RB1) 后，一个焊盘通过过孔连接到 VSNS3，另一个焊盘连接到与 R41 相连的布线。由于未组装 R41，因此可以通过一根外部线将 R41 的左侧焊盘连接到 VOUT2 (V_{EXT})，这通过连接到 VOUT2 测试点的底部来实现。将 R33 连接到 R41 的布线现在为 R_{B1} 提供 V_{EXT}，构成完整的修改后反馈电路。

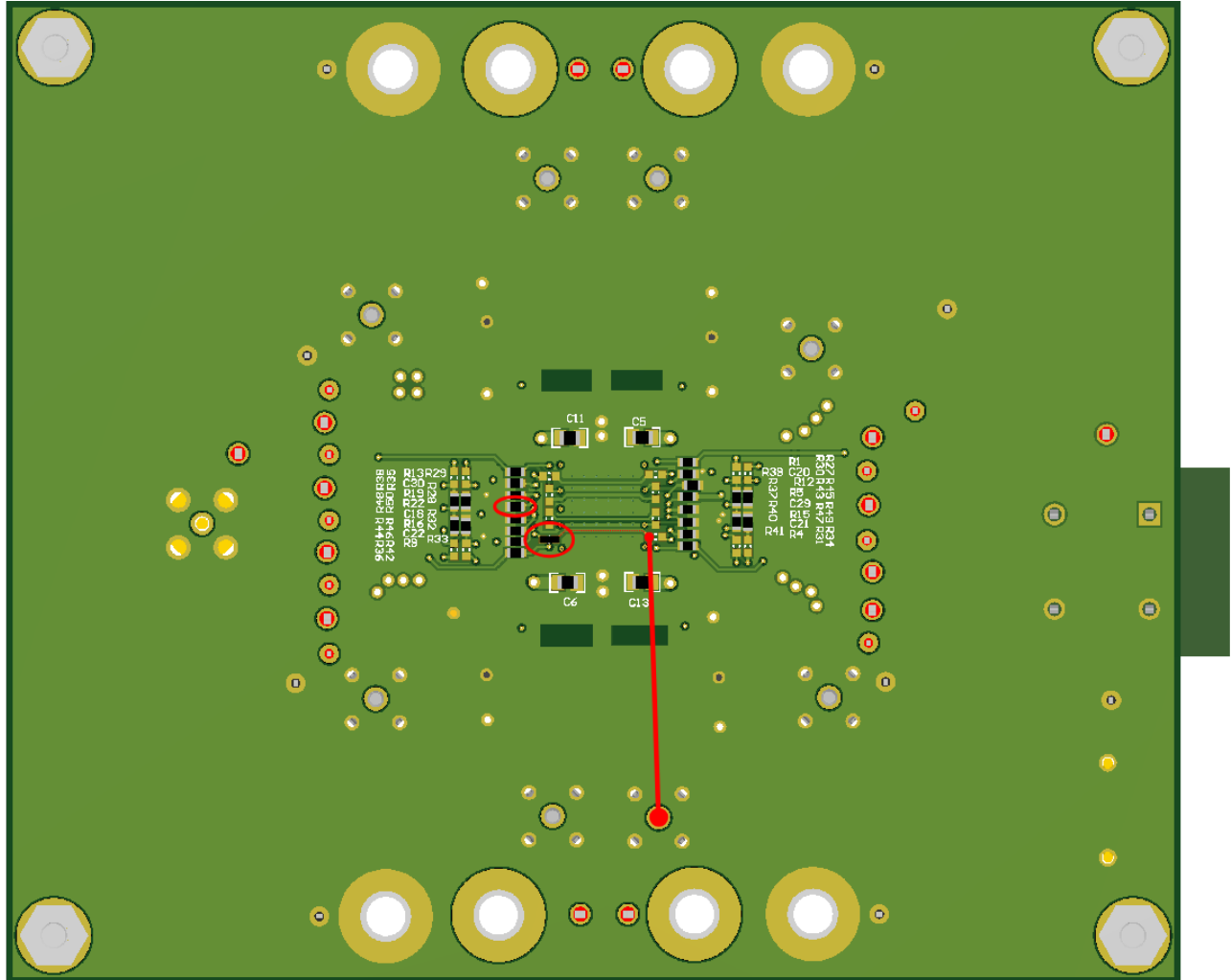


图 5-3. EVM 电路板底部示意图

启用内部序列发生器来启动修改后的 EVM，并在 V_{OUT} 上接入 3A 负载的条件下记录启动过程。

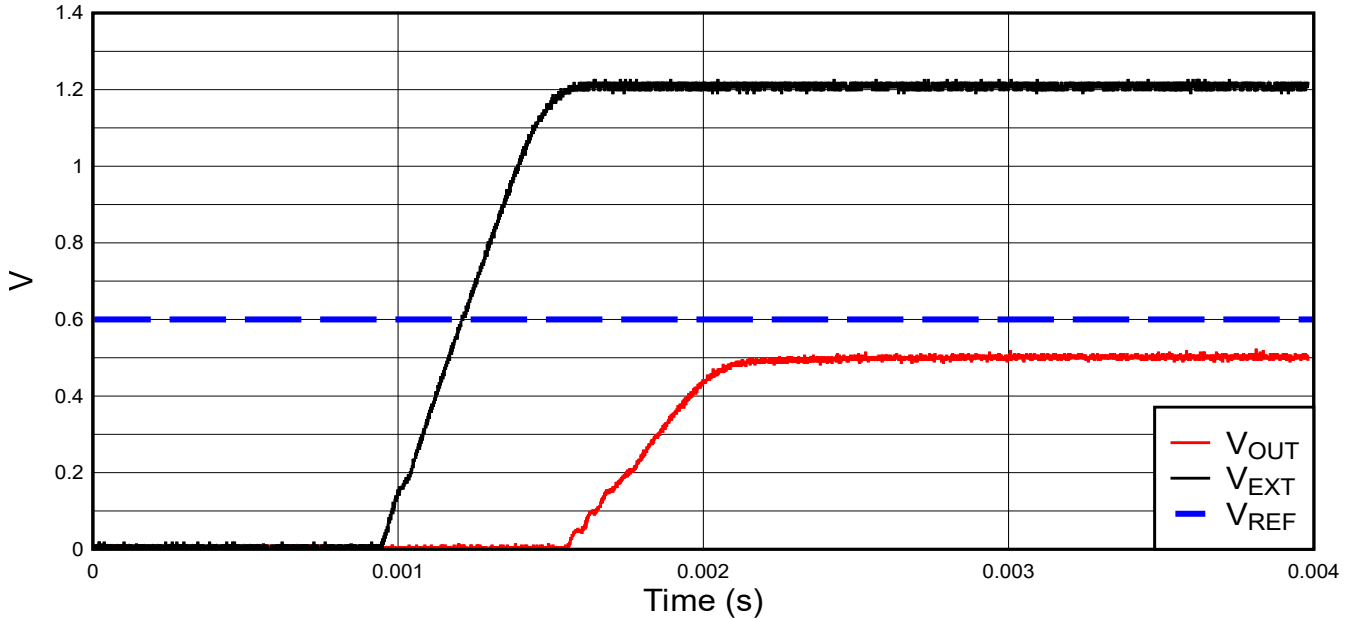


图 5-4. EVM 启动结果

与预期一样，修改后的 EVM 的输出与图 4-2 中的仿真结果高度吻合，使用从 CH2 生成的 1.2V V_{EXT} 在 CH3 上提供了 0.5V 输出。

6 总结

如果应用需要比降压转换器基准电压更低的电压轨，可使用外部基准来实现所演示的电路，以调节至更低的电压。当保持精度对于低于基准的电压轨同样重要时，可采用具有单一内部基准的多通道稳压器（例如 TPS7H4104），使用其中一路输出生成外部基准电压。这样，外部基准就不会引入额外的误差，并且只需极少的额外元件即可保持输出精度。本应用手册详细介绍了此类系统的工作原理，提供了使用 TPS7H4104 的仿真结果，并详细介绍了如何修改 TPS7H4104EVM 来生成所述的低于基准电压的高精度输出。

7 参考资料

- 德州仪器 (TI)，[使用外部基准将 \$V_{OUT}\$ 调节至 1.2V 以下](#)，应用手册。
- 德州仪器 (TI)，[如何接收低于基准电压的输出电压](#)，应用手册。

重要通知和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、与某特定用途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安全、安保法规或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#)、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款或 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。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2025，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月