

Application Note

TPS61381-Q1 原理图及布局指南



Travis Wang

摘要

TPS61381-Q1 是一款双向升压/降压转换器/充电器，专为 TBOX 或紧急呼叫等备用电池应用而设计。原理图设计、外部元件的合理选择以及电路板布局对于设计成功至关重要。本应用手册详细说明了如何对 TPS61381-Q1 进行布线，以实现功能正确、运行稳定，并兼顾良好散热和低 EMI 性能。

内容

1 简介.....	2
2 TPS61381-Q1 原理图指南.....	2
2.1 GND 连接.....	2
2.2 驱动程序设计.....	3
2.3 IO 配置.....	4
2.4 输出电容器.....	5
2.5 补偿设计.....	6
3 TPS61381-Q1 布局指南.....	11
3.1 识别关键开关环路.....	11
3.2 电源元件放置.....	14
3.3 布局示例.....	15
4 摘要.....	17
5 参考资料.....	17

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

TPS61381-Q1 双向升压转换器与降压充电器专为 TBOX、E-call 等备用电池应用而设计。对于任何 DC/DC 或 AC/DC 电源转换器而言，精心设计的原理图与 PCB 布局是实现成功系统设计的基础。优化后的布局可在相对较小的设计尺寸内带来更佳的 EMI 性能、更好的热性能以及良好的稳定性。因此，经过优化的布局意味着更高的可靠性、更低的成本和更快的产品上市速度。本应用手册提供了 TPS61381-Q1 双向升压转换器/降压充电器的原理图与布局指南。在本应用手册的指导下，客户可以仅使用 4 层 PCB 便轻松实现上述目标。主要内容包括原理图注意事项、关键开关环路的识别、功率级元件放置、电源与信号电路布线、AGND 与 PGND 的连接，以及电源与 GND 覆铜平面设计。

2 TPS61381-Q1 原理图指南

2.1 GND 连接

TPS61381 具备高电流限制和快速启动策略，可确保在检测到电源故障时能够立即接管系统电压。在升压启动期间、电流可高达 25A (由 I2C 设置)。Vout 会根据 I2C 控制或短路保护触发的重启条件而变化。因此，除了 Cout 回路之外，GND 的正确连接也非常重要，以避免开关噪声影响 IC。如果 AGND 未正确连接，IC 的内部电路可能会失控，甚至遭受损坏。图 2-1 展示了典型原理图。

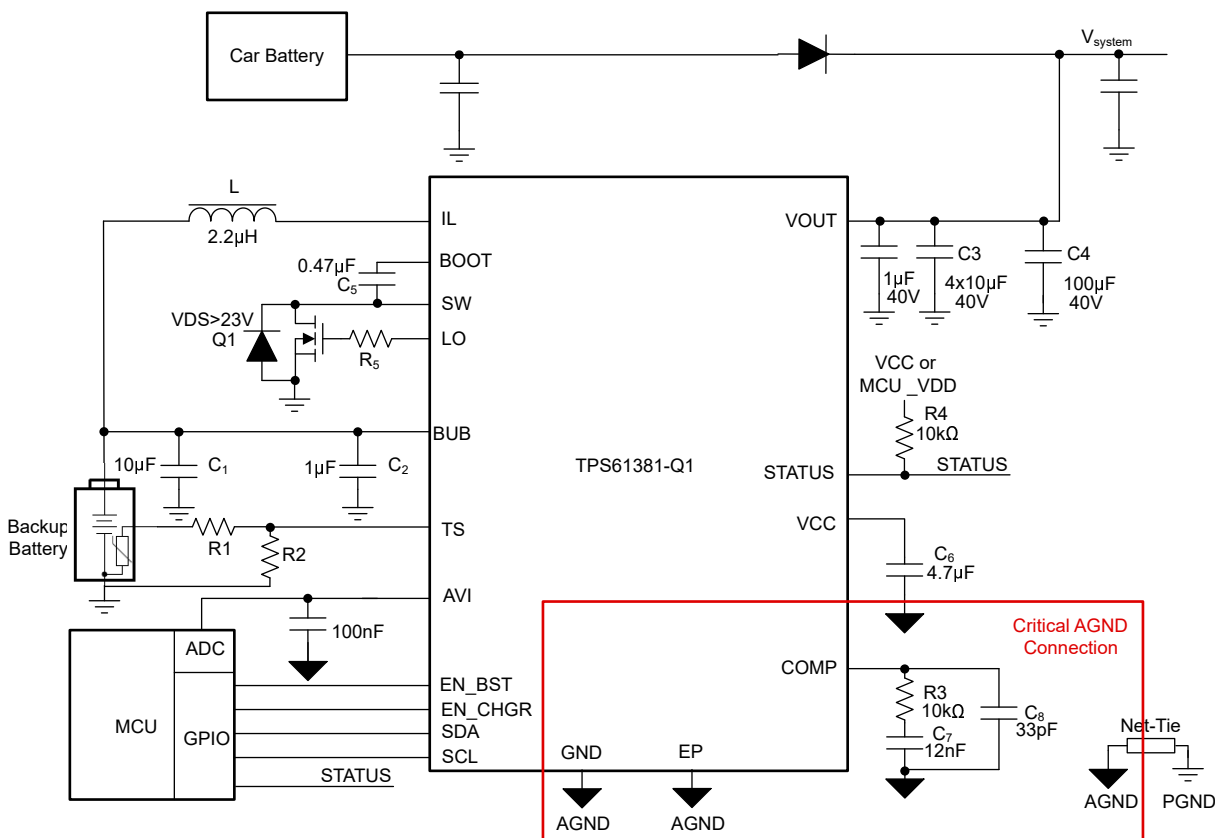


图 2-1. TPS61381-Q1 GND 连接

请确保将 AGND 与 PGND 分离，并将 VCC、COMP、AGND 引脚以及散热焊盘连接至 AGND。

AGND 必须通过单点 (使用 Net-Tie、0 Ω 电阻器或约 10mil 宽度的铜线) 与 PGND 相连。不要使用大面积铜箔将 AGND 与 PGND 直接相连。

2.2 驱动程序设计

TPS61381-Q1 通过栅极电阻器 (R_5) 调节驱动程序速度。对于多数 MOSFET, 1Ω 的阻值已足够; 但如果 Q_{gd} 低于 $3nC$, 应选用更大的阻值 ($1-2\Omega$)。

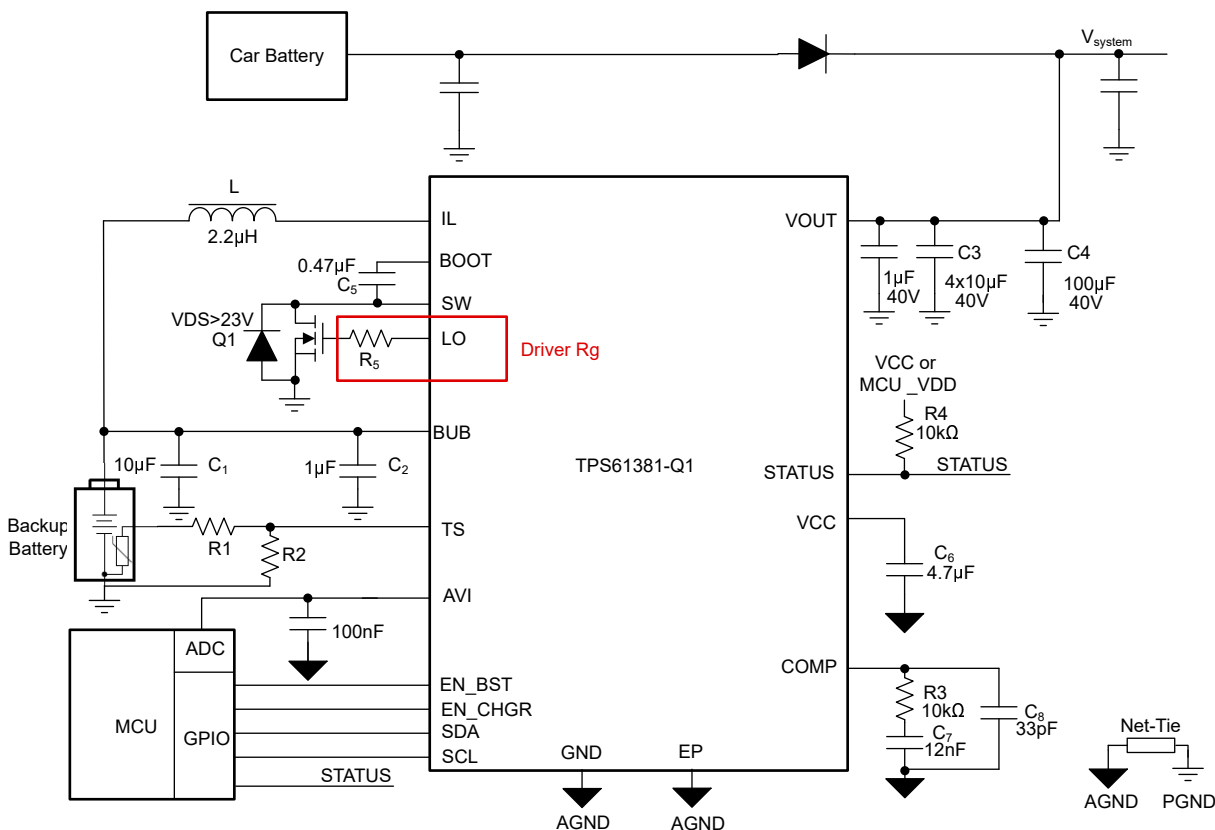


图 2-2. TPS61381-Q1 驱动程序设计

如果 MOSFET 的 Q_{gd} 超过 $10nC$, 则电阻值不得低于 1Ω 。驱动速度过慢会导致效率下降, 甚至可能导致功率 FET 发生贯通。

R_5 必须能够承受驱动损耗产生的热量, 因此不应为 R_5 选择封装过小的器件。驱动损耗可通过以下方式计算:

$$P_{gloss} = Q_g V_{CC} f_{sw} \quad (1)$$

其中, V_{CC} 可取 $5V$ 。

2.3 IO 配置

数字输入需要由 MCU 电源导轨上拉。不要连接到 TPS61381 的 VCC 或 Vout。

AVI 引脚需要一个去耦电容器。该电容器可以放置在 IC 附近，也可以放在 MCU 的 ADC 附近 (100nF 即可)。

STATUS 引脚为开漏输出，可由 TPS61381 的 VCC 或 MCU_GPIO_VDD 上拉。

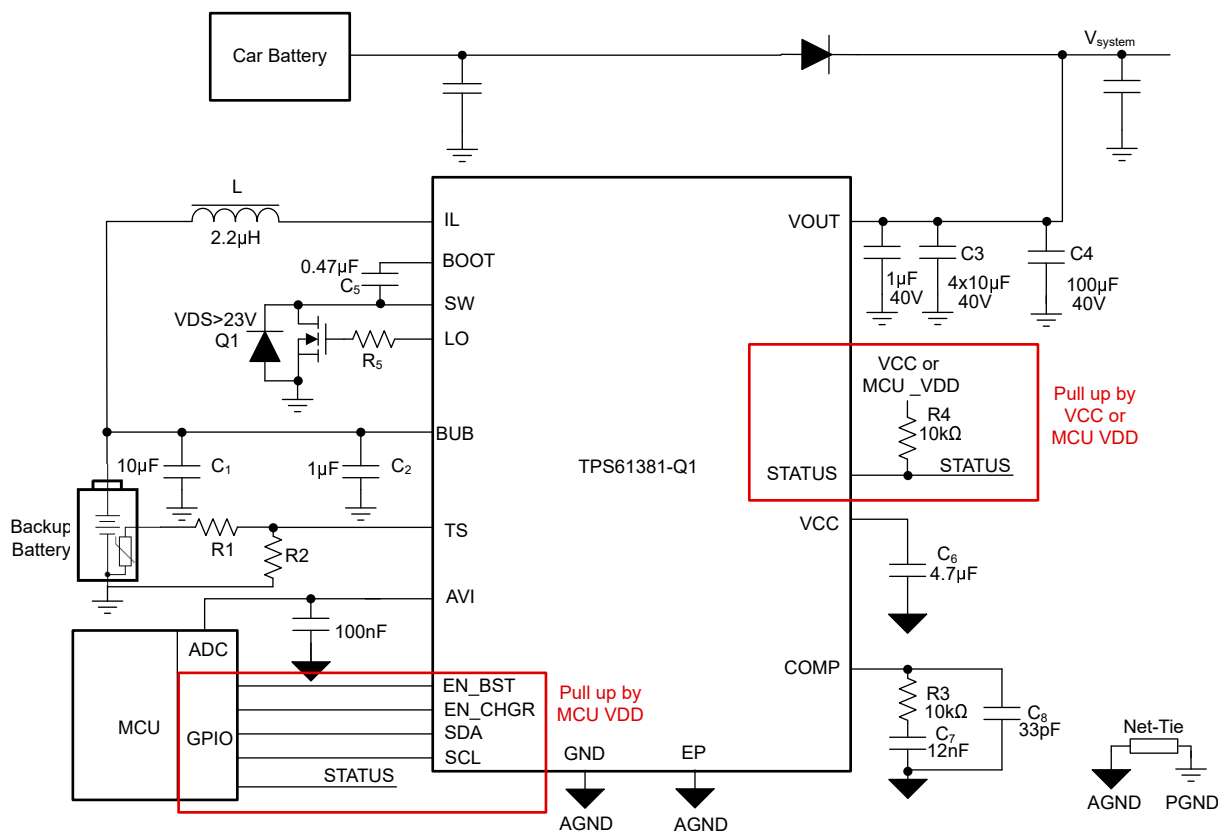


图 2-3. TPS61381-Q1 IO 配置

2.4 输出电容器

TPS61381 需要至少 100 μ F 的局部总输出电容。TI 建议将 MLCC 与电解电容器并联使用

电解电容器 ESR 较大，无法有效滤除高频纹波和开关噪声。确保升压 Vout 目标处的 MLCC 有效电容超过 40 μ F。如果电解电容的 ESR 大于 500m Ω ，则需要进一步增加 MLCC 电容值。需要注意，电解电容在低温条件下其 ESR 可增加超过 10 倍，这会严重影响环路稳定性。在计算环路稳定性时，必须考虑低温下的 ESR (可查看节 2.5 了解环路稳定性计算)。

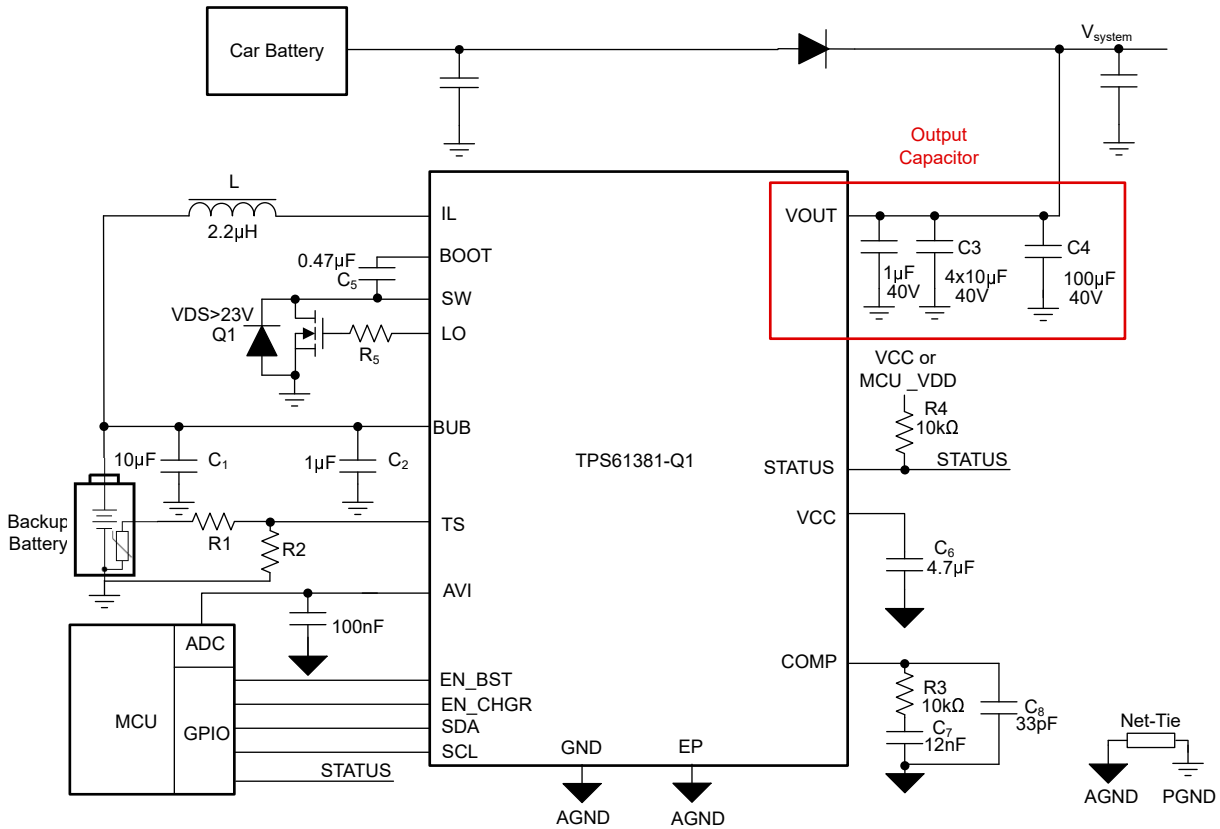


图 2-4. TPS61381-Q1 输出电容器

MLCC 具有 DC 偏置降额特性，可在施加 DC 电压时显著降低有效电容。在计算电容时，需检查升压 Vout 目标电压处的 DC 偏置曲线。

2.5 补偿设计

TPS61381-Q1 需要外部补偿，从而可以针对每个应用优化环路响应。COMP 引脚是内部误差放大器的输出。一个由电阻器 R3 和陶瓷电容器 C7 和 C8 组成的外部补偿网络连接至 COMP 引脚。补偿参数需根据具体情况逐一计算。下一节举例说明如何使用所选电感器和输出电容器计算补偿网络参数。

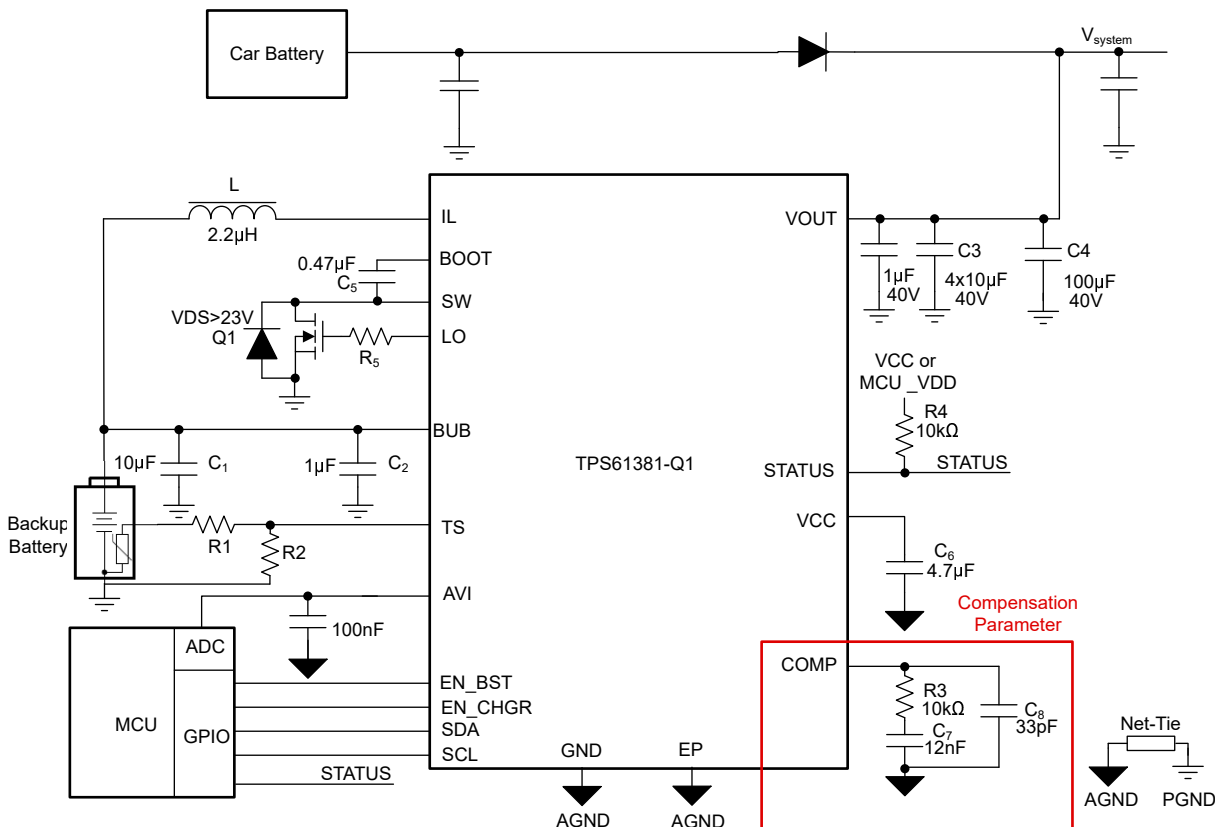


图 2-5. TPS61381-Q1 补偿设计

2.5.1 微小信号分析

TPS61381-Q1 使用固定频率的峰值电流模式控制，集成了内部适应性斜率补偿，以避免次谐波振荡。通过感应电感器电流信息，功率级的微小信号模型从由 L 和 C_{OUT} 创建的双级别系统减少到由 R_{OUT} 和 C_{OUT} 创建的单极系统。单极系统可以轻松地与环路补偿结合使用。图 2-6 显示了升压转换器的等效微小信号元件。

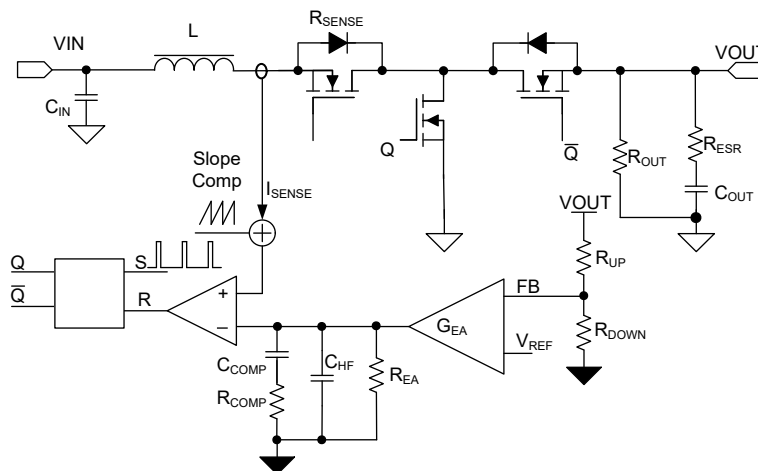


图 2-6. TPS61381-Q1 控制等效电路模型

功率级的微小信号可通过以下方式表示：

$$K_{PS}(s) = \frac{R_{out}(1-D)}{2R_{sense}} \times \frac{\left(1 + \frac{s}{2\pi \times f_{zESR}}\right)\left(1 - \frac{s}{2\pi \times f_{zRHP}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{2\pi \times f_{pPS}}\right)} \quad (2)$$

其中：

- D 为占空比
- R_{out} 是输出负载电阻
- R_{sense} 是等效的内部电流感应电阻器，通常为 6mΩ

功率级的单极可通过以下方式提供：

$$f_{pPS} = \frac{2}{2\pi \times C_{out} \times R_{out}} \quad (3)$$

其中：

- C_{out} 是输出电容。对于具有多个相同并联输出电容器的升压转换器，只需将电容器与等效电容组合在一起即可输出电容器的 ESR 产生的零点可通过以下方式提供：

$$f_{zESR} = \frac{1}{2\pi \times C_{out} \times R_{ESR}} \quad (4)$$

其中：

- R_{ESR} 为输出电容器串联的等效电阻

右平面零点可通过以下方式提供：

$$f_{zRHP} = \frac{R_{out}(1-D)^2}{2\pi \times L} \quad (5)$$

其中：

- D 为占空比
- R_{out} 是输出负载电阻器
- L 是电感

方程式 6 展示了反馈电阻器网络和补偿网络的公式。

$$H_{COMP}(s) = G_{comp} \times R_{EA} \times \frac{R_{up} + R_{down}}{R_{down}} \times \frac{\left(1 + \frac{s}{2\pi \times f_{zCOMP}}\right)}{\left(s1 + \frac{s}{2\pi \times f_{pCOMP1}}\right)\left(1 + \frac{s}{2\pi \times f_{pCOMP2}}\right)} \quad (6)$$

其中：

- G_{COMP} 是误差放大器的增益，通常 $G_{EA} = 24\mu S$
- R_{EA} 是误差放大器的输出阻抗，通常 $R_{EA} = 5M\Omega$
- f_{pCOMP1} 、 f_{pCOMP2} 是补偿极点的频率
- f_{zCOMP} 是补偿网络零点的频率

f_{pCOMP1} 可通过以下方式提供：

$$f_{pCOMP1} = \frac{1}{2\pi \times R_{EA} \times C_{COMP}} \quad (7)$$

其中：

- C_{COMP} 是补偿电容器

f_{pCOMP2} 可通过以下方式提供：

$$f_{pCOMP2} = \frac{1}{2\pi \times R_{COMP} \times C_{HF}} \quad (8)$$

其中：

- C_{HF} 是 COMP 引脚上的高频率旁路电容器
- R_{COMP} 是补偿网络的电阻器

f_{zCOMP} 可通过以下方式提供：

$$f_{zCOMP} = \frac{1}{2\pi \times R_{COMP} \times C_{COMP}} \quad (9)$$

其中：

- C_{COMP} 是零点电容器补偿
- R_{COMP} 是补偿网络的电阻器

2.5.2 分步环路补偿设计

根据前面对小型信号模型的分析，我们可以使用给定的电感器和输出电容器参数计算补偿网络参数。TI 提供了用于设计补偿参数的 EXCEL 计算工具。本节提供了一个使用设计计算工具计算环路补偿的示例。

1. 设置交叉频率 f_C 。

第一步是设置环路交叉频率 f_C 。交叉频率越高，环路的响应速度就越快。通常认为，环路增益交叉频率不应高于开关频率 f_{SW} 的 1/10 或 RHPZ 频率 f_{zRHP} 的 1/5，以较低者为准。

2. 设置补偿电阻 R_{COMP} 。

对于补偿良好的升压系统， f_C 由 R_{COMP} 决定。设定所需的 f_C 后，计算工具可输出推荐的 R_{COMP} 。

70	Boost Compensation Calculation			
71	Boost loop Calculation			
72	Vin	2.50	V	
73	Vout	5.50	V	
74	Iout	1.50	A	
75	fp_PS	368	Hz	
76	fz_RHP	43122	Hz	
77	fz_ESR	39789	Hz	
78	f(BW) desired	2	kHz	
79	R3 recommended	10.11	kΩ	
80	R3 actual	12	kΩ	

1. Enter Desired Crossover Frequency
2. Output Recommended RCOMP
3. Select and Input Real RCOMP

图 2-7. 设置补偿电阻

在以下假设条件下，该计算工具会推荐 R_{out} 值：对于设计合理的升压系统， f_{zCOMP} 必须置于 f_C 以下，以确保相位裕度。对于常见的 R_{COMP} 范围， R_{COMP} 应远小于放大器输出电阻 R_{EA} ，从而使 $R_{COMP} \parallel R_{EA} \approx R_{COMP}$ 。因此，根据 方程式 6，初始增益 $R_{COMP} \times G_{COMP} \times K_{FB}$ 主要由 R_{COMP} 决定。因此可使用如下公式计算 f_C ：闭环总增益 $T(s) = K_{PS}(s) + H_{COMP}(s)$ 在 f_C 处为零。

$$H_{COMP} = 20 \lg \left(G_{COMP} \times R_{COMP} \times \frac{R_{down}}{R_{up} + R_{down}} \right) = -K_{PS}(f_C) \quad (10)$$

其中

- K_{PS} 是功率级增益
- G_{EA} 是放大器的跨导， G_{EA} 的典型值 = 24μS

3. 设置补偿零点电容器 C_{COMP} 。

补偿零点需要置于功率级极点 f_{pPS} 处，以补偿 f_{pPS} 附近的相位下降。设置 $f_z = f_p$ ，可以计算 C_{COMP} 。当在第 80 行输入实际 R_{COMP} 值后，计算工具会输出推荐的 C_{COMP} 。

$$C_{COMP} = \frac{R_{out} \times C_{out}}{2R_{COMP}} \quad (11)$$

78	f(BW) desired	2	kHz	
79	R3 recommended	10.11	kΩ	
80	R3 actual	12	kΩ	
81	C7 recommended	42.78	nF	
82	C7 actual	12.0	nF	

1. Enter Selected RCOMP
2. Output Recommended CCOMP
3. Select and Input Real CCOMP

图 2-8. 设置补偿电容

4. 设置补偿极点电容器 C_{HF} 。

补偿极应设置在能抵消由 R_{ESR} 和 C_{out} 产生的 ESR 零点的位置。设置 $f_{pCOMP2} = f_{zESR}$ 并获取：

$$C_{HF} = \frac{R_{ESR} \times C_{out}}{R_{COMP}} \quad (12)$$

在第 15-16 行正确输入 ESR 和 C_{out} 后，计算工具第 84 行会显示推荐的 C_{HF} 。

82	1. Enter Selected C_{COMP}	C7 actual	12.0 nF
83		fz_COMP	947 Hz
84		C6 recommended	462.70 pF
85	2. Output Recommended C_{HF}	C6 actual	33 pF
		3. Select and Input Real C_{HF}	

图 2-9. 设置补偿电容

5. 检查相位裕度与增益裕度

计算得到的补偿参数并不总能保证系统稳定性，尤其是当 C_{out} 的 ESR 较大，使 f_{zESR} 落入带宽范围时。在输入所有补偿参数后，计算工具会生成波德图。在完成步骤 1-4 后查看波德图，以评估系统稳定性。TI 建议相位裕度大于 60° ，增益裕度大于 10dB。如果裕度不满足要求，请降低目标 f_c 并在步骤 1-4 中重新计算补偿参数。

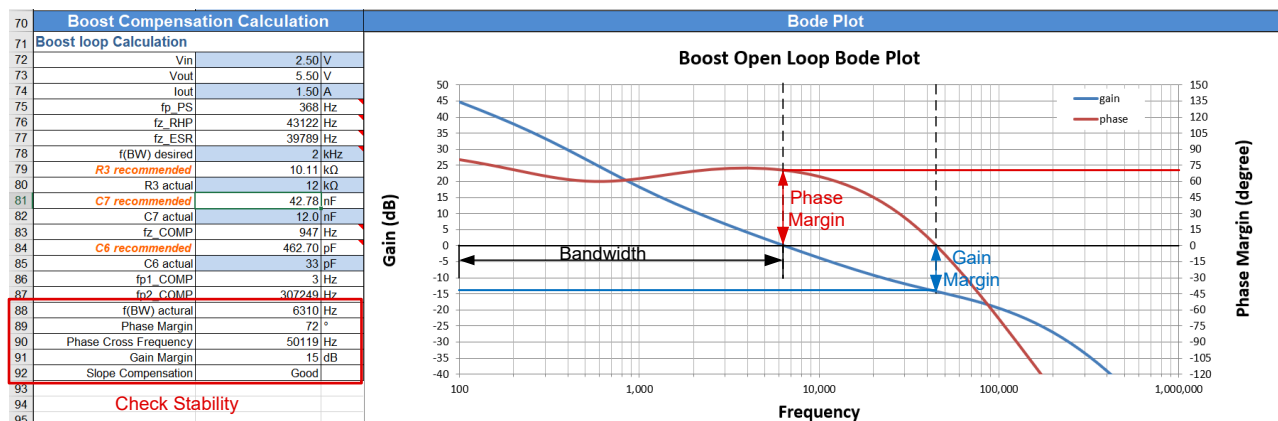


图 2-10. 评估环路稳定性

3 TPS61381-Q1 布局指南

3.1 识别关键开关环路

3.1.1 低侧驱动程序环路

驱动程序环路是所有开关稳压器中最关键的环路之一。当 IC 打开 MOSFET 时，电流从 VCC 电容，经由内部驱动程序和栅极电阻器，对低侧 MOSFET 的栅极电容进行充电。返回电流从低侧 MOSFET(PGND) 的源极流出，经由 Net-Tie 到 VCC 电容器 (AGND)，然后再回到 VCC。当 IC 关闭 MOSFET 时，低侧 MOSFET 的栅极电容开始放电。此时电流从 MOSFET 栅极，经由栅极电阻器流入 LO 引脚，最终流向 AGND 引脚。回流电流会从 IC 的 AGND 引脚流出，通过 Net-Tie，然后返回到 MOSFET 栅极电容 (PGND)。这些充电与放电电流发生在数 ns 内，其峰值电流可高达 2A。因此，该电流环路中的寄生电感可能会在 MOSFET 栅极上产生振铃，从而影响驱动器的驱动效果。如果布局设计不够精心，开关振铃甚至可能导致升压桥臂直通，从而损坏器件。低侧驱动程序的电流路径如 图 3-1 所示。

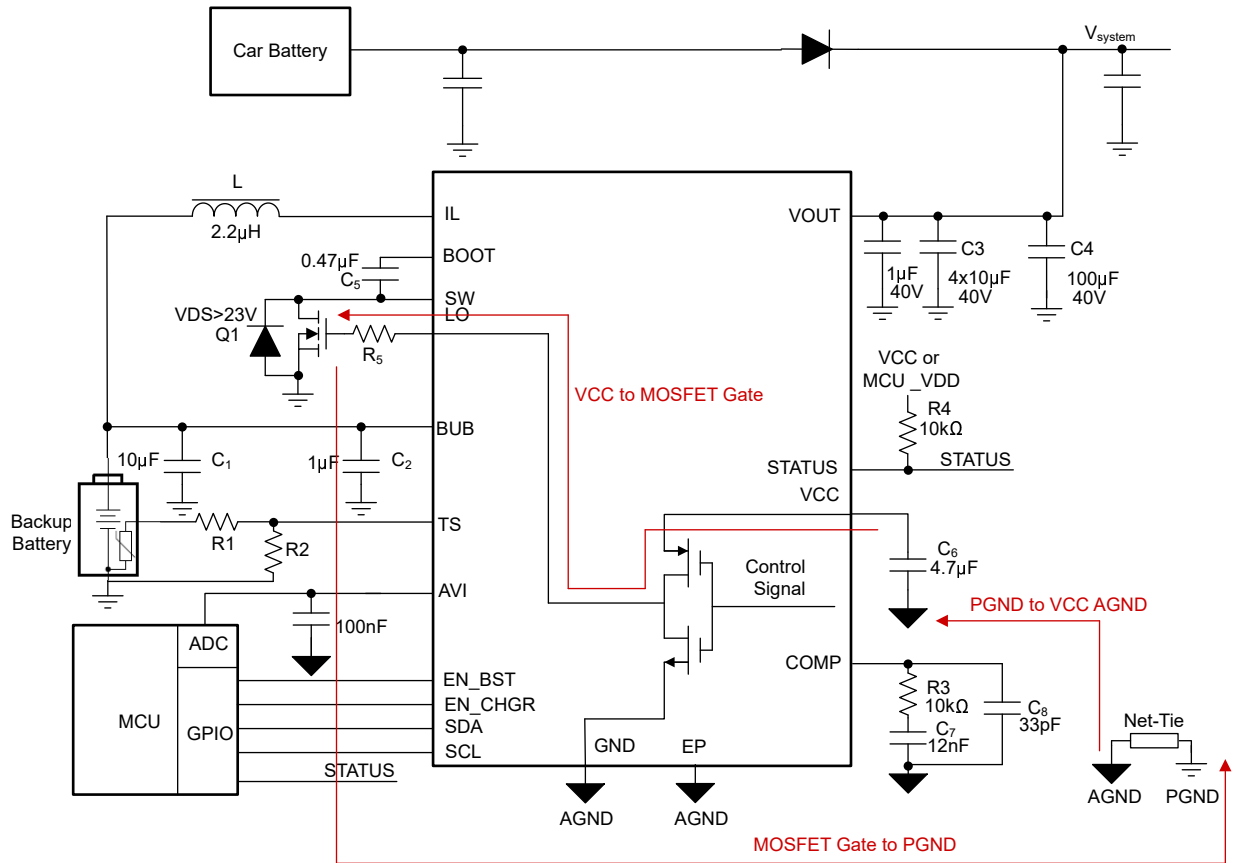


图 3-1. TPS61381-Q1 低侧驱动程序器电流路径

3.1.2 升压桥臂开关环路

升压桥臂开关环路是升压器件中最关键的环路。在这两个环路中，长而细的布线会导致过量噪声、开关节点上的过冲和振铃以及寄生电感引起的地弹。在 MOSFET 开关事件中，换向电流的转换率可超过 3 - 5A/ns，因此 2nH 的寄生电感可能引起约 6V 的电压峰值。开关期间流经这些关键环路的脉冲电流含有丰富谐波，如果环路面积未被仔细最小化，可能产生强辐射并引发电磁干扰问题。因此，最大限度地减小布线长度和环路的封闭面积至关重要。

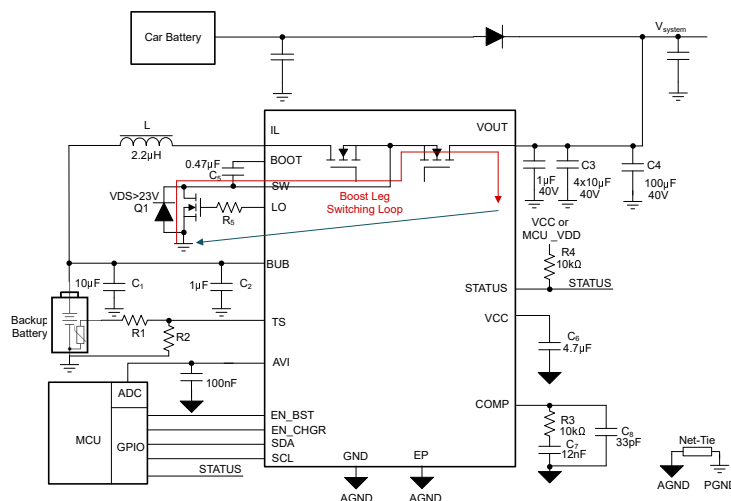


图 3-2. TPS61381-Q1 升压桥臂开关环路

3.1.3 高侧驱动程序环路

高侧栅极驱动程序电路由自举电容供电。由于 TPS61381-Q1 是双向升压/降压转换器，高侧和低侧 MOSFET 都可能在不同工作模式下作为主开关。这与低侧驱动电路的情况类似。高侧驱动环路中的寄生电感会在降压充电模式下产生额外的开关噪声，并影响 IC 的使用寿命。

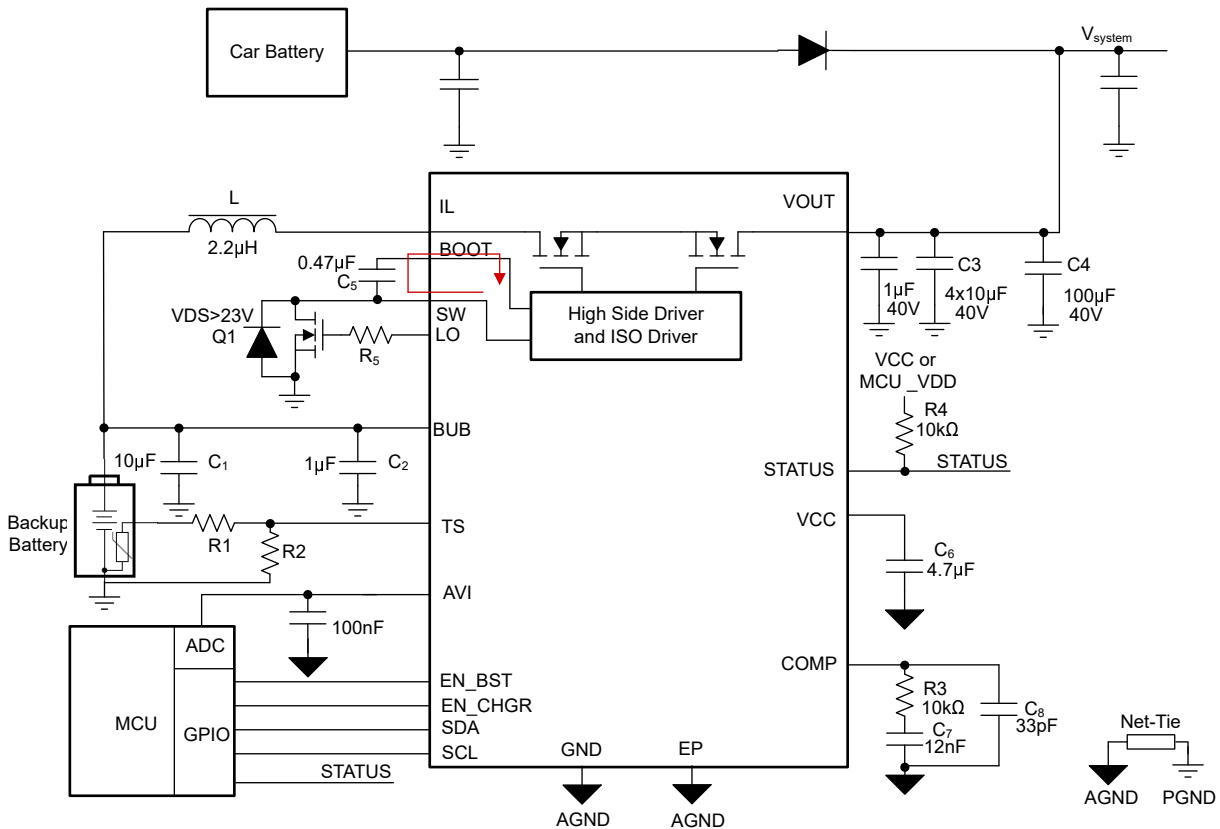


图 3-3. TPS61381-Q1 高侧驱动程序器环路

3.2 电源元件放置

图 3-4 介绍了功率 MOSFET、输入和输出陶瓷电容器、主电感器和 TPS61381-Q1 芯片在顶层的放置方式。

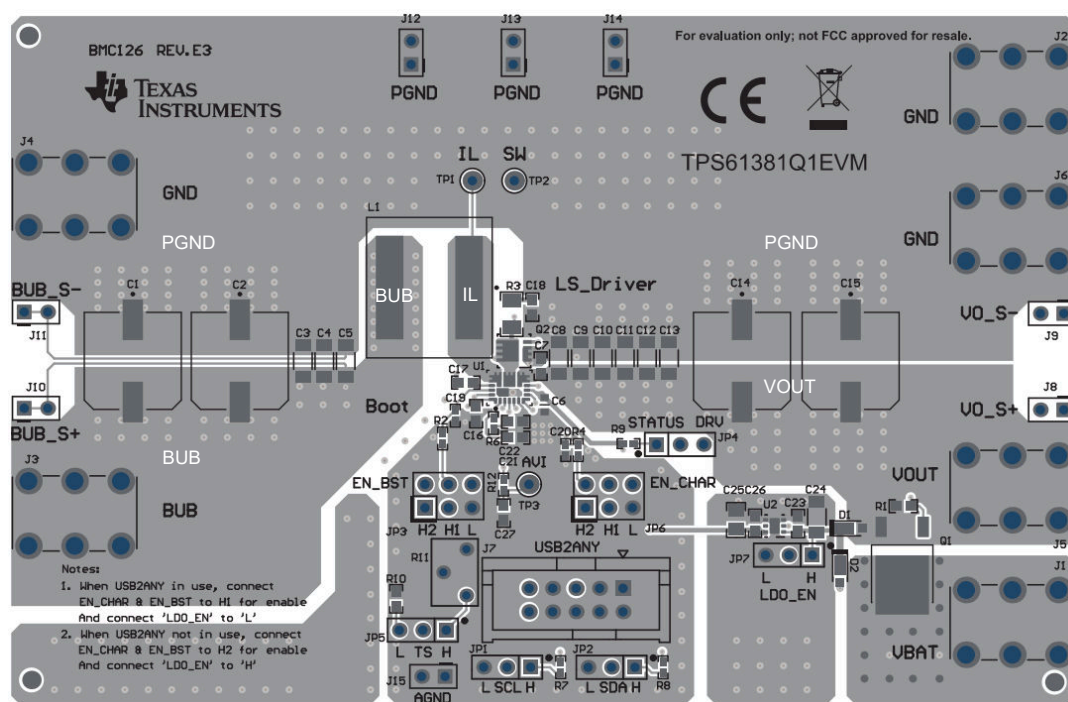


图 3-4. TPS61381-Q1 电源元件放置示例

输出电容器应放置在 TPS61381 外部 MOSFET 源极的 VOUT 引脚附近。主电感器 L1 靠近 IL 引脚放置。IL 和 SW 节点处布置了小铜箔平面，以减少与 SW 节点高 dv/dt 转换相关的电容耦合。较大的 SW 节点铜箔平面有助于散热，但可能引起严重的辐射发射问题。

3.3 布局示例

3.3.1 低侧驱动程序器环路优化示例

根据图 3-1 中的分析，驱动电流在返回 VCC 之前必须先经过 Net-Tie，以缩短低侧驱动电流路径的长度并减小其封闭面积。AGND 与 PGND 之间的 Net-Tie 必须放置在低侧 MOSFET 的源极附近。驱动程序电流返回路径应从 PGND 覆铜中分离出来，并与栅极走线紧密并联布线成差分对，以使其相互电感抵消寄生电感。VCC 电容器应尽可能靠近 IC 放置。

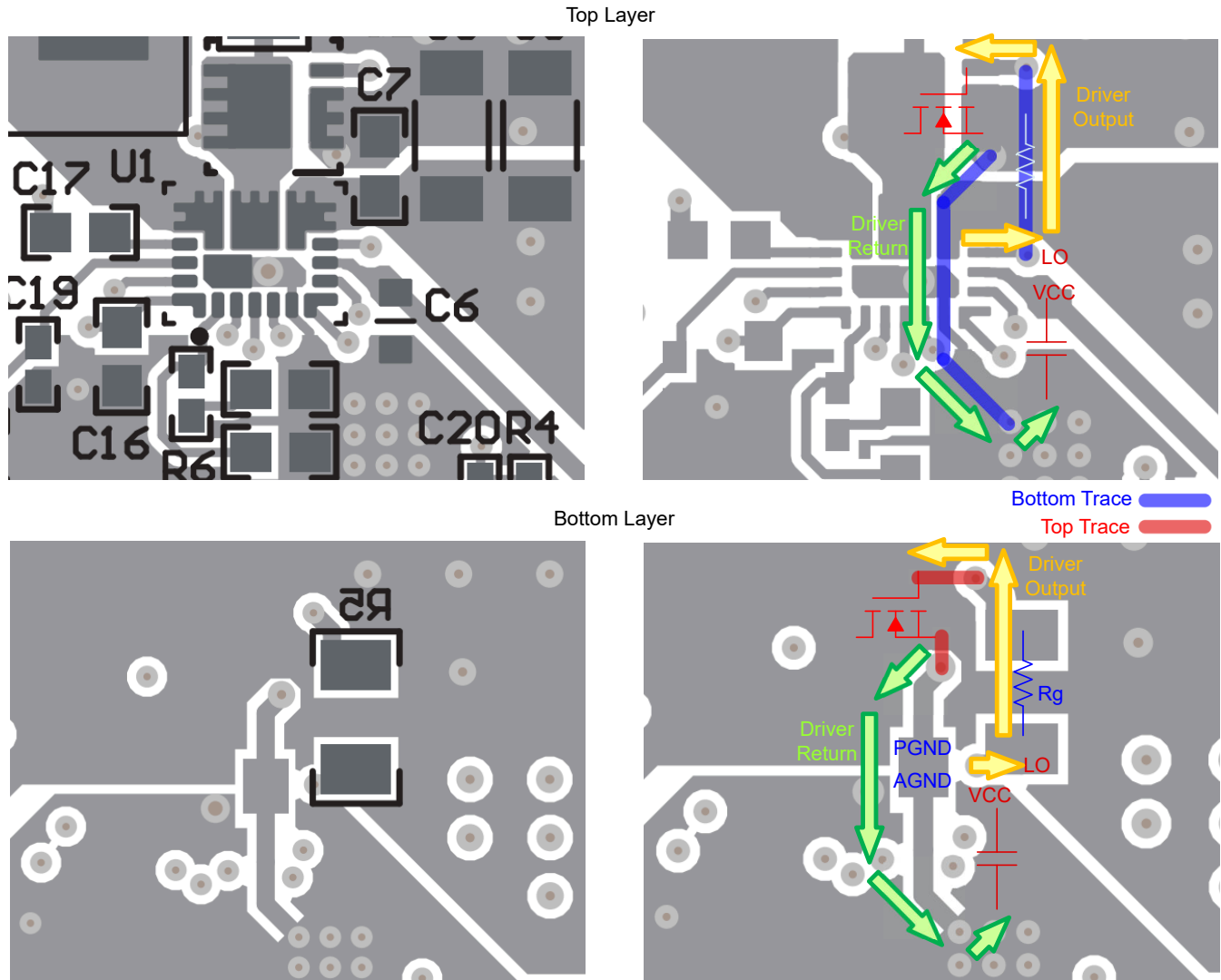


图 3-5. TPS61381-Q1 低侧驱动程序布局示例

3.3.2 升压桥臂开关环路优化示例

图 3-6 展示了一个升压桥臂开关环路示例。为减少该电流路径的长度，应将 MLCC 尽可能靠近 Vout 引脚放置（距离不超过 1mm），并将低侧 MOSFET Q1 尽量靠近 SW 引脚放置。TI 还建议在 Vout 引脚附近放置一个较小的 Cout（100nF-1uF，0603 封装），用于旁路高频噪声。

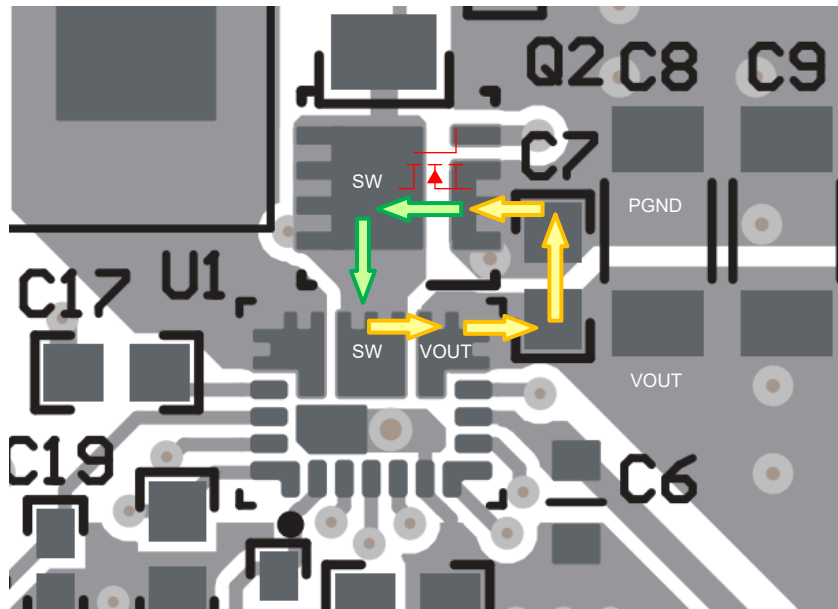


图 3-6. TPS61381-Q1 升压桥臂开关环路布局示例

3.3.3 高侧驱动程序器环路优化示例

图 3-7 展示了一个高侧驱动器环路布线示例。将自举电容放置在靠近 SW 引脚和 BOOT 引脚的位置，可以减小栅极驱动环路的封闭面积。从器件到 MOSFET 的栅极驱动布线应尽可能短，将栅极驱动和返回布线并排布置可以尽可能减小栅极环路电感和栅极环路面积。

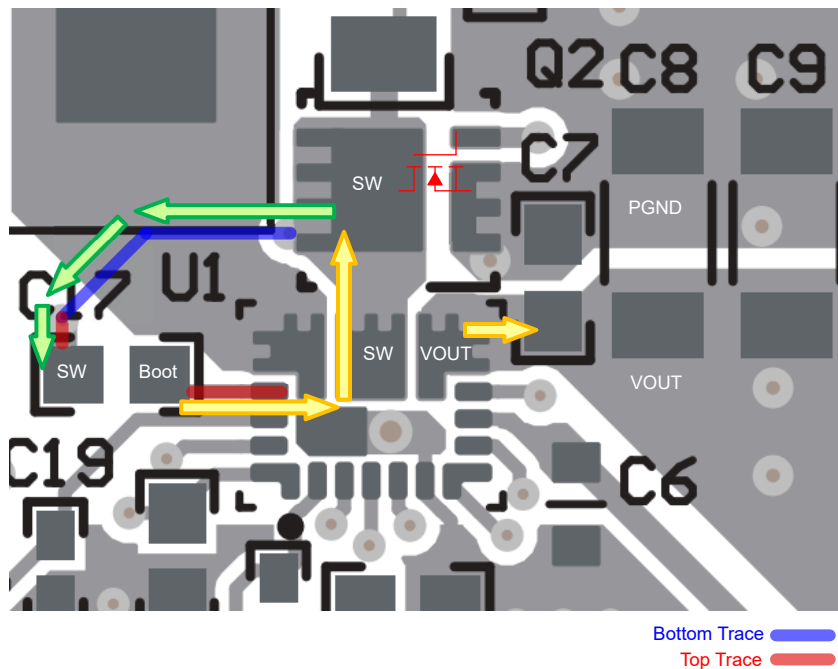


图 3-7. TPS61381-Q1 高侧驱动程序器布局示例

3.3.4 信号电路布线示例

开关节点 SW 和 IL 的面积必须尽可能小。如果在 SW 和 IL 节点铺设大面积铜箔，高 dv/dt 的噪声信号可能通过电容耦合影响附近布线，从而引起电磁干扰问题。信号布线必须避开 SW 和 IL 网络附近或下方的区域。

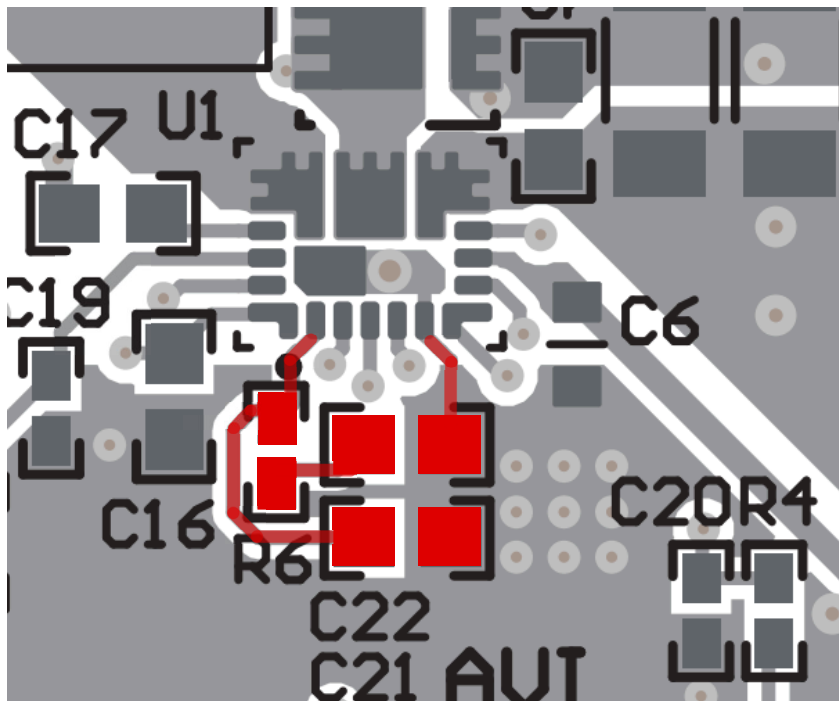


图 3-8. TPS61381-Q1 信号电路布线示例

COMP 引脚容易受到 CM 影响，补偿元件必须放置在 IC 附近，以确保高频电容 C_8 能有效旁路噪声。

4 摘要

本应用手册介绍了如何在 4 层印刷电路板上对 TPS61381-Q1 双向升压/降压转换器进行布线。本文首先从识别关键开关环路开始。通过正确放置功率器件、保持关键环路尽可能小、在开关环路下方铺设整层 GND 覆铜平面，并仔细布置敏感走线，可以实现成功的转换器设计。

5 参考资料

- 德州仪器 (TI), [TPS61381-Q1 汽车级 400kHz、40V、15A 升压转换器，带 LDO 充电器和电池健康状态检测功能 \(数据表\)](#)。

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