

汽车 SOC 核心供电设计指南

Mason Chen

摘要

汽车 SOC 是车辆电子系统的核心，其供电需满足高电压精度，快速的动态电流响应，低噪声，以及电压可调性等需求。TI 的 TPS6287X-Q1 系列提供高精度输出电压，增强型 DSC 控制架构使其可实现快速瞬态响应，可以通过 I2C 接口实时调整输出电压，使其成为车载 SOC 核心供电设计的理想选择。本文以车规级 Buck Converter TPS6287X-Q1 为核心，围绕 SOC 核心供电的核心诉求，从瞬态响应优化、起始电压调节、外部分压电阻电路精准设计及 layout 指南等维度展开探讨，并辅以具体设计案例分享，为车载 SOC 稳定供电方案提供系统性设计指南。

内容

1	Introduction	2
2	TPS6287X-Q1 如何满足 SOC 对瞬态的严苛要求	2
3	如何通过电阻分压器调节 TPS6287X-Q1 的输出电压	3
4	TPS6287X-Q1 电阻分压器电路设计注意事项	4
4.1	电阻精度对输出电压精度的影响分析	4
4.2	如何选择电阻分压电路的电阻	4
4.3	前馈电容 Cff 的选型设计	5
5	TPS6287x-Q1 基于 I2C 的动态电压调节实现与计算方法	6
6	Layout 优化指南	6
6.1	Remote Sense layout 优化	6
6.2	环路补偿回路 layout 优化	9
7	Summary	9
	References	10

Figures

Figure 1.	TPS6287X-Q1 固定频率 DCS-Control 拓扑框图	Error! Bookmark not defined.
Figure 2.	TPS62870~TPS62873-Q1 电阻分压器设置	3
Figure 3.	电阻分压器错误设计案例	5
Figure 4.	VOSNS 引脚的偏置电流示意图	5
Figure 5.	Remote Sense 连接示意图	7
Figure 6.	Remote Sense 错误 layout 警示图	7
Figure 7.	Remote Sense 优秀 layout 示例	8
Figure 8.	Remote Sense 与 LVDS 交叉重叠示例	9
Figure 9.	环路补偿回路 Layout 示例	9

1 Introduction

随着汽车电子向智能化、网联化快速演进，车载 SOC 作为核心控制单元，其性能与可靠性直接决定了自动驾驶、车机交互等关键功能的体验。SOC 核心供电作为保障芯片稳定运行的“心脏”，面临着日益严苛的挑战：不仅需满足低电压、大电流的功率需求，更要应对芯片瞬时负载突变带来的严苛瞬态响应要求，同时需具备灵活的电压调节能力以适配不同工况下的功耗优化需求。车载 SOC 核心供电电路通常需要大电流，单颗 PMIC 难以满足，需采用多路 DC-DC 分立方案以分担电流负载。TI 的 TPS6287X-Q1 系列同步 Buck converter 凭借其高瞬态响应速度、精准的电压调节性能及车规级可靠性，成为车载 SOC 核心供电设计的理想选择。本文将围绕 TPS6287X-Q1 如何满足 SOC 瞬态需求、起始电压调节方法、外部分压电阻电路设计要点及电源 Layout 优化建议展开阐述，并辅以具体设计案例分享，为车载 SOC 稳定可靠的供电方案设计提供系统性参考。

2 TPS6287X-Q1 如何满足 SOC 对瞬态的严苛要求

固定频率 DCS-Control 架构的 TPS6287X-Q1 使用差分远程感应。TPS6287X-Q1 的 VOSNS 和 GOSNS 引脚通过 PCB 布线，以便在负载处直接感应输出电压。在负载处进行感应，不仅可以克服并补偿 PCB 板上和走线上的直流压降，还能补偿由于器件与负载之间电感引起的延迟。这两个特性对于在整个负载范围内以及在负载瞬态期间保持非常严格的电压调节至关重要。在负载端直接检测的好处很明显：既能抵消电路板线路中的直流电压损耗，又能弥补设备和负载之间因电感产生的延迟。这两点对于在各种负载情况下，以及负载突然变化时，保持稳定精准的电压输出都非常关键。TPS6287X-Q1 系列提供外部环路补偿引脚，通过这种外部补偿，您可以优化控制环路，以满足 SOC 严苛的瞬态要求。差分遥感、外部控制环补偿和可堆叠性等特性，使 TPS6287X-Q1 系列支持噪声敏感型应用中大电流 SOC 对瞬态的苛刻要求。关于固定频率 DCS-Control 架构的更多细节可以查看 [Fixed-frequency DCS-Control: Fast transient response with clock synchronization.](#)

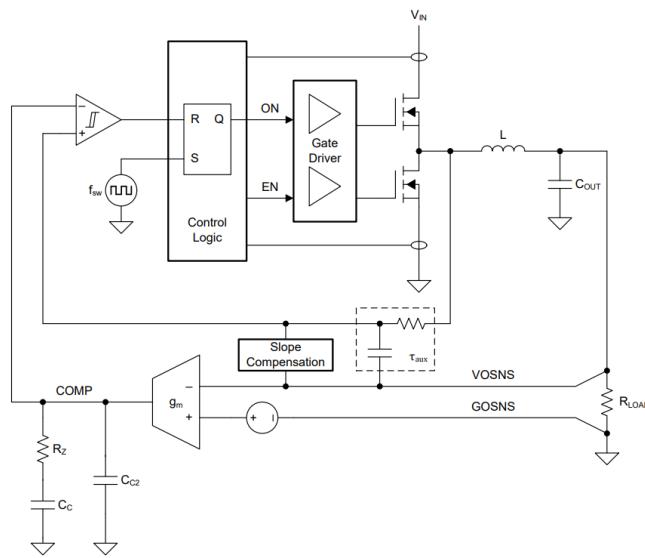


Figure 1. TPS6287X-Q1 固定频率 DCS-Control 拓扑框图

3 如何通过电阻分压器调节 TPS6287X-Q1 的输出电压

不同 SOC 对电源轨电压的需求存在差异，这就要求其供电电源的输出起始电压具备可调性。TPS6287X-Q1 系列器件支持通过 VSEL 引脚上的电阻配置来选定起始上电输出电压。若 VSEL 提供的有限输出电压选项无法满足需求，器件供电后仍可通过 I2C 接口对输出电压进行编程调整。具体而言，当使能引脚为低电平（且 VIN > VIN UVLO）时，若 SoC 或 MCU 通过 I2C 向 VSET 寄存器发送指令，启动电压可被重新设定；待使能引脚切换至高电平后，输出电压将切换为 VSET 寄存器所定义的新电压值。

然而，在多数应用场景中，I2C 通信由 SOC 主导控制。若 SOC 要求启动阶段达到特定电压，Buck Converter 需在 SOC 上电前即提供所需输出电压。因此，降压芯片应内置与 SOC 需求匹配的预设启动电压。若因主机在启动前或启动期间无法运行导致接口通信无法实现，则需采用其他方式解决这一问题——通过外部电阻分压器可实现起始电压的调节。

TPS6287X-Q1 (TPS62870~TPS62873-Q1) 可采用电阻分压器方式调整输出电压，如图 2 所示，最终输出电压由 VSEL 选择的固定输出电压及该分压器的电阻值共同决定，具体计算过程如公式 1 所示。若将 TPS6287X-Q1 系列的 VOSNS 理解为常规降压转换器中的反馈引脚 (FB pin)，将 VOUTfixed 理解为反馈电压 (VFB)，则该电阻分压器的结构原理便易于理解。需要注意的是，TP62870~TPS62873-Q1 支持电阻分压器方式调整输出电压。但是 TPS62874~TPS62877-Q1 因为反馈电路控制架构不同，无法使用电阻分压器方式调整输出电压。

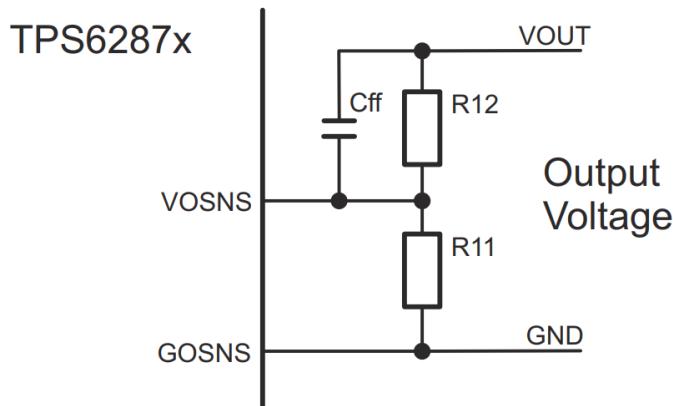


Figure 2. TPS62870~TPS62873-Q1 电阻分压器设置

$$V_{OUT} = V_{OUTfixed} * \left(\frac{R_{12} + R_{11}}{R_{11}} \right) \quad (1)$$

其中，VOUTfixed 为 TPS62870~TPS62873-Q1 系列使用 VSEL 选择的固定输出电压。

4 TPS6287X-Q1 电阻分压器电路设计注意事项

4.1 电阻精度对输出电压精度的影响分析

由公式 1 可知，固定输出电压 $V_{OUTfixed}$ 必须选择低于所需的最终输出电压 V_{OUT} 。这种方法的第一个明显权衡是由于电阻值的公差和温度漂移导致的精度损失。为了最小化电阻值的公差以及温度漂移导致的影响，选择一个固定输出电压版本，使其输出电压尽可能接近所需的最终输出电压。可以使用公式 2 和公式 3 计算该配置的最小和最大输出电压的额外误差。

$$V_{OUTmin} = V_{OUTfixed} * (1 - \Delta V_{OUT}) * \left(\frac{R_{12} * (1 - \Delta R_{12}) + R_{11} * (1 + \Delta R_{11})}{R_{11} * (1 + \Delta R_{11})} \right) \quad (2)$$

$$V_{OUTmax} = V_{OUTfixed} * (1 + \Delta V_{OUT}) * \left(\frac{R_{12} * (1 + \Delta R_{12}) + R_{11} * (1 - \Delta R_{11})}{R_{11} * (1 - \Delta R_{11})} \right) \quad (3)$$

在分压电阻网络设计中，电阻出厂精度偏差可能对输出电压精度产生影响。以下结合具体设计参数，通过公式计算验证电阻误差的实际影响程度。公式 2 和 3 中的 $(1-\Delta V_{OUT})$ 和 $(1+\Delta V_{OUT})$ 芯片本身输出电压精度，TPS6287x-Q1 的输出电压精度为 $\pm 1\%$ 。

设计需求为：SOC 正常上电电压目标值为 $0.92V$ ，选用初始电压档位为 $0.875V$ 的 TPS62871QWRXSRQ1，外部分压电阻 R_{12} 选定为 470Ω ，根据分压公式计算得 R_{11} 理论值为 $9.14k\Omega$ 。假设选用常规 $\pm 3\%$ 精度电阻（高精度 $0.5\% \sim 1\%$ 电阻亦为常用选项），经计算， 3% 电阻公差导致的最大输出电压偏差为 $(0.923 - 0.92) / 0.92 \approx 0.3\%$ ，可见电阻出厂误差对输出电压精度的影响可忽略不计；若采用 0.5% 精度电阻，误差可进一步降低。

$$V_{OUTmax} = 0.875V * \left(\frac{0.47k * (1+3\%) + 9.14k * (1-3\%)}{9.14k * (1-3\%)} \right) = 0.923V \quad (4)$$

需注意，系统总输出电压精度由电阻精度误差与芯片固有精度误差叠加构成。TPS6287X-Q1 芯片自身输出电压精度为 $\pm 1\%$ ，因此在选用 $\pm 3\%$ 精度电阻时，系统总误差为 $(0.923 * (1+1\%) - 0.92) / 0.92 = 1.33\%$ ，完全满足车载 SOC 对供电精度的要求。

4.2 如何选择电阻分压电路的电阻

在外部分压电阻网络设计中， V_{OSNS} 引脚的偏置电流会通过采样电阻产生额外压降，可能导致输出电压偏离目标值。以下结合实际应用案例分析其影响机制及优化方法。

某设计需求为：TPS6287x 上电初始电压目标值 $0.825V$ ，选用固定输出电压为 $0.75V$ 的芯片版本，初始设计采用 $R_{12}=10k\Omega$ 、 $R_{11}=100k\Omega$ 的分压网络，实测输出电压为 $0.838V$ ，高于预设目标值。误差产生的核心原因在于：流入 V_{OSNS} 引脚的偏置电流 (I_{LK}) 需流经 R_{12} ，该电流在 R_{12} 上产生的压降会叠加至输出电压，导致实际值偏高（原理如图 4 所示），具体误差可通过公式 5 计算。

$$V_{OUT} = \left(I_{LK} + \frac{V_{OUTfixed}}{R_{11}} \right) * R_{12} + V_{OUTfixed} \quad (5)$$



(a). 电阻分压器设计案例示意图

(b). 输出电压测试值

Figure 3. 电阻分压器错误设计案例

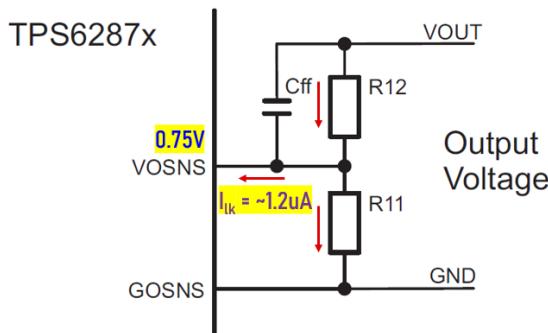


Figure 4. VOSNS 引脚的偏置电流示意图

基于 TPS6287x 系列典型偏置电流值 1.2 μ A，对不同 R12 阻值下的输出电压进行验证：

- 当 R12=10k Ω 、R11=100k Ω 时，计算得输出电压为 $(1.2\mu\text{A} + 0.75\text{V}/100\text{k}\Omega) \times 10\text{k}\Omega + 0.75\text{V} = 0.837\text{V}$ ；
- 当 R12=1k Ω 、R11=10k Ω 时，输出电压为 $(1.2\mu\text{A} + 0.75\text{V}/10\text{k}\Omega) \times 1\text{k}\Omega + 0.75\text{V} = 0.826\text{V}$ ；
- 当 R12=100 Ω 、R11=1k Ω 时，输出电压为 $(1.2\mu\text{A} + 0.75\text{V}/1\text{k}\Omega) \times 100\Omega + 0.75\text{V} = 0.825\text{V}$ 。

结果表明，采用低阻值 R12 可有效抑制偏置电流导致的误差。对于 TPS6287X-Q1 系列芯片，将 R12 阻值控制在 1k Ω 范围内时，偏置电流产生的误差可忽略不计，确保输出电压精度满足设计要求。

4.3 如何选择电阻分压电路的电阻

在分压电阻网络中，VOSNS 路径的上部电阻 R12 与 VOSNS、GOSNS 引脚上的寄生电容会形成低通滤波效应，可能影响控制环路的动态响应性能。为缓解这一问题，可在 R12 两端并联前馈电容 Cff 以补偿寄生电容的影响，其合理取值可通过公式 6 进行估算（其中 fC0 为控制环路的目标穿越频率）。

$$C_{ff} = \frac{2}{\pi * f_{C0} * R_{12}} \quad (6)$$

对于 **TPS6287X** 设备，分压器的总电阻在 **10 kΩ** 范围内，并且限制输出电压通过外部分压电阻形式的增加不超过 **20%**，这是一个对控制性能影响可忽略不计的最佳选择。

5 TPS6287X-Q1 基于 I2C 的动态电压调节实现与计算方法

在车载电子系统中，SOC 常需根据实际工况灵活切换工作模式以平衡性能与功耗：例如在自动驾驶算法高频运算、多任务并发的场景下，SOC 可能进入超频模式以提升处理能力，此时核心电压需求将高于正常运行状态；而在低负载待机或轻量任务阶段，又需降低电压以实现节能降耗。这种基于动态电压频率调节（Dynamic Voltage Frequency Scaling, DVFS）的策略，要求供电电源具备实时响应 SOC 电压需求变化的能力，通过动态调整输出电压适配不同工作模式下的功耗与性能需求。**TPS6287X-Q1** 系列支持 I2C 接口并能对输出电压实时调整，可完美适配此类动态调压场景。若通过上文中所述的外部分压电阻的形式（适用于 **TPS62870~TPS62873-Q1**），则相当于输出电压获得了一个增益，于普通电源 FB 分压电阻计算类似，可以将 I2C 设置电压类比于 VFB。可以通过下面公式计算通过 I2C 设置的输出电压。

$$V_{OUT \ target} = V_{OUT \ set \ via \ I2C} * \left(\frac{R_{12} + R_{11}}{R_{11}} \right) \quad (5)$$

基于 I2C 动态调压的计算示例：

在 SOC 供电方案中，针对不同工作模式的电压需求，可通过 I2C 接口动态调整 **TPS6287X-Q1** 的输出电压。以某应用场景为例：SOC 正常运行模式下，默认上电电压目标为 0.92V，选用初始电压档位为 0.875V 的 **TPS62871QWRXSRQ1**，外部分压网络配置为 $R_{12}=470\Omega$ 、 $R_{11}=9.14k\Omega$ 。当 SOC 进入超频模式，需将输出电压提升至 0.95V 时，根据电压调节公式（公式 6）计算，需通过 I2C 接口设置的电压值为 $0.95V \times (0.47k\Omega + 9.14k\Omega) / 9.14k\Omega \approx 0.999V$ 。

该调节逻辑可简化理解为：I2C 设置电压等效于 Buck 转换器中的反馈基准电压（VFB），通过分压网络的增益关系实现目标输出电压的精准调节。

6 Layout 优化指南

6.1 Remote Sense layout 优化

在车载 SOC 核心供电场景中，layout 设计对电源输出精度、抗干扰能力及稳定性的影响尤为关键—SOC 核心电路对供电电压的微小偏差极为敏感，即使毫伏级的电压波动也可能导致运算精度下降、功耗异常甚至系统稳定性问题。因此，电源 layout 需重点解决线路阻抗带来的电压损耗、噪声耦合等问题，确保 SOC 核心供电的精准性与纯净度。对于 **TPS6287X-Q1** 系列而言，layout 设计中最容易忽略却至关重要的细节之一，便是 VOSNS 和 GOSNS 的布线处理。该系列集成的 **Remote Sensor**（远端传感器）功能通过 VOSNS 和 GOSNS 引脚实现输出电压的远程感应，其核心设计逻辑在于：Buck 的 **Remote Sensor** 需直接连接至 SOC 侧的远端 GND（而非 Buck 芯片自身的本地 GND），以此精准补偿供电线路中因阻抗产生的电压降，从根源上消除长线传输或大电流下的电压损耗对输出精度的影响，最终为 SOC 提供更精准稳定的核心电压，如图 5 所示。

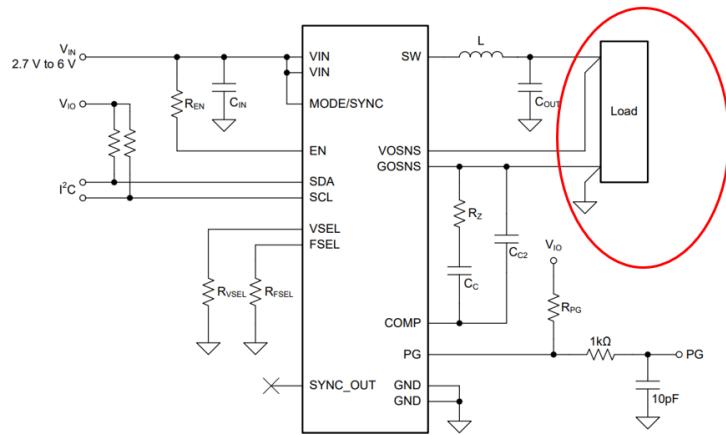


Figure 5. Remote Sense 连接示意图

案例分享 1：GOSNS 错误接地导致的输出电压偏差问题分析

在实际应用中，部分用户易将 TPS6287X-Q1 的 GOSNS 引脚直接连接至芯片本地地平面，这种布线方式会显著影响输出电压精度。图 6 所示为典型的错误 layout 案例：在该设计中，预设输出电压为 0.825V，而实际测量输出电压偏差至 0.830V。

偏差产生的核心原因在于，Buck 芯片的本地地平面与 SOC 负载端地平面之间可能存在电位差——该电位差由芯片内部电路工作电流、功率回路大电流流经地平面产生的阻抗压降等因素导致。若将 Remote Sensor 的 GOSNS 引脚接至芯片本地 GND，反馈回路会将此电位差计入感应电压，导致芯片误判实际输出状态，最终使输出电压偏离目标值。

反之，将 GOSNS 直接连接至 SOC 侧的远端地平面，同时将 VOSNS 和 GOSNS 远程检测线作为差分对布线，确保二者直接感知负载点电压，可有效规避地电位差干扰，保障反馈电压真实反映负载端实际状态，从而提升输出精度。布线时需注意避免 VOSNS 和 GOSNS 线路靠近开关节点，图 7 为 Remote Sense 功能的优秀 layout 示例。

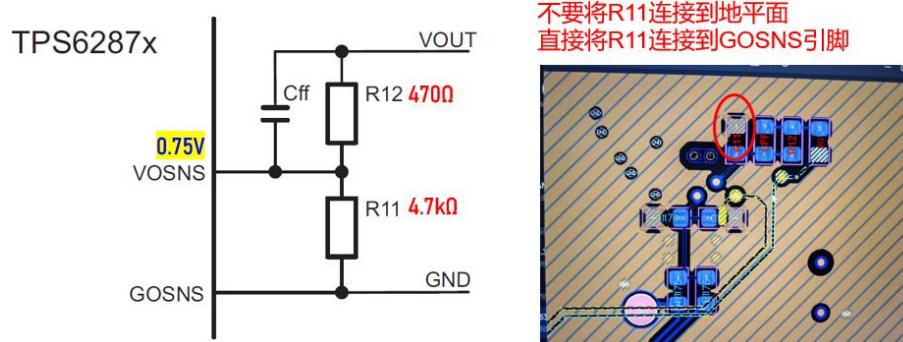


Figure 6. . Remote Sense 错误 layout 警示图

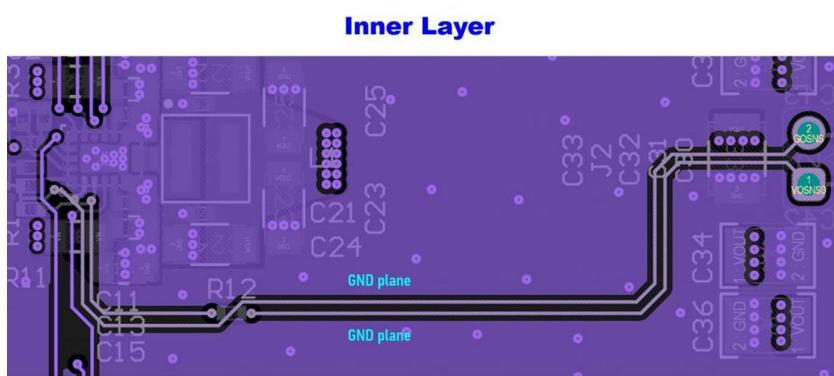


Figure 7. Remote Sense 优秀 layout 示例

案例分享2：Remote Sense走线与SOC的高速DP链路并行或重叠导致输出电压波动±5%以上。

汽车SOC同时集成了DP、OLDI、PCIe、以太网等大量高速信号链路（传输速率可达数 Gbps），这些高速走线与Buck芯片的Remote Sense线路在PCB布局中不可避免地存在“空间重叠”可能。部分设计人员因忽视两者的Layout协同设计，将Remote Sense走线与SOC的高速LVDS链路并行或者交叉，如图8所示，导致LVDS信号的高频交变电磁场会通过耦合侵入Sense线路，使Buck芯片误判负载端电压（如检测值偏高/偏低），导致输出电压波动±5%以上，超出SOC供电容忍范围，引发芯片算力波动和临时降频。

错误 Layout导致的核心危害不仅仅会使供电精度失效，也可能导致高速信号完整性被破坏：Remote Sense线路若与高速以太网或者DP信号走线交叉或近距离并行（间距<3倍线宽），会改变高速线路的特性阻抗（如从 100Ω 偏差至 85Ω ），引发信号反射，导致DP视频链路出现画面闪烁、车机屏幕花屏，或以太网通信误码率上升。

汽车SOC供电Remote Sense正确Layout设计规范应考虑如下：

1. 优先规划Remote Sense(Sense+、Sense-)独立走线通道，避开SOC的高速信号区域（如DP接口、以太网PHY周边2cm范围），严禁与高速走线（速率 $\geq 1\text{Gbps}$ ）并行布线。
2. Sense线路需直接连接至SOC的电源引脚(VDD)和地引脚(GND)，形成“Buck输出端→Sense线→SOC负载端”的最短闭环，避免绕行高速信号区域，总走线长度控制在5cm以内，减少寄生参数。
3. Sense+和Sense-采用差分走线设计，线宽一致（建议0.2-0.3mm）、间距固定（如0.4mm），确保差分阻抗匹配，降低外界噪声耦合效。
4. Sense-（远端地）需单独连接至SOC的“负载地”（而非Buck芯片的“电源地”），且采用单点接地--即Sense-走线仅在SOC的GND引脚处接地，严禁中途与其他地平面（如高速信号地、模拟地）连接，避免地弹噪声（如高速信号切换产生的地电位差）混入Sense信号。
5. Buck芯片应尽量靠近SOC供电引脚（距离 $\leq 10\text{cm}$ ），减少主供电线缆(Power线)的压降，从源头降低Remote Sense的补偿压力；Sense线路的采样点（即连接SOC的焊盘）需紧邻SOC的VDD和GND引脚，避免在采样点与SOC之间串联其他元件（如 0Ω 电阻、保险丝）。

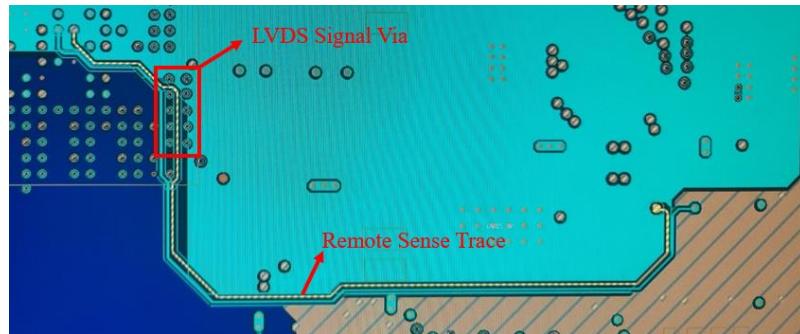


Figure 8. Remote Sense 与 LVDS 交叉重叠示例

6.2 环路补偿回路 layout 优化

对于环路补偿回路布线原则主要是为了减少干扰、确保环路稳定性和提高输出电压精度，首先元件布局要靠近：补偿元件应尽量靠近 Buck 芯片的补偿引脚（如 COMP 引脚）放置，以减少寄生电感和电容的影响，保证补偿电路的性能。且反馈线要短且细，以减少信号干扰和寄生参数影响，提高输出电压精度和环路稳定性。图 9 为参考 Layout 示例。

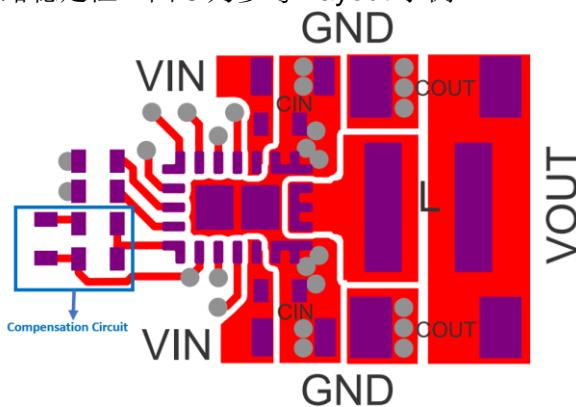


Figure 9. 环路补偿回路 Layout 示例

7 Summary

车载 SOC 对供电电源的电压精度、瞬态响应、动态调节及布局合理性要求严苛。本文围绕 TI 车规级 Buck Converter TPS6287X-Q1 在车载 SOC 供电中的应用展开分析：其增强型 DSC 控制架构有效应对 SOC 瞬态电流变化，保障电压纹波稳定；通过外部分压电阻电路可精准设置起始电压，结合 I2C 接口的动态调压功能，完美适配 SOC 的 DVFS 需求，满足不同工况下的电压调整需求。

Layout 设计中，VOSNS 和 GOSNS 远端传感引脚需直接连接 SOC 侧地平面并以差分对布线，可规避地电位差干扰，确保输出精度。文中设计案例进一步验证了上述要点的实用价值。综上，TPS6287X-Q1 凭借高精准度、快速响应与灵活调压特性，为车载 SOC 供电提供全面解决方案，本文所述设计策略可为工程实践提供系统性参考。

References

1. Texas Instruments, [Fixed-frequency DCS-Control: Fast transient response with clock synchronization](#) Analog Design Journal.
2. Texas Instruments, [TPS6287x -Q1 2.7V to 6V Input, 6A, 9A, 12A, 15A, Stackable, Synchronous Automotive Step-Down Converters With Fast Transient Response datasheet \(Rev. D\)](#) data sheet.
3. Texas Instruments, [Adjusting the Output Voltage of a Fixed Output Voltage DC-DC Converter.](#)

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出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