

Application Note

使用 **TPS92205x** 和 **TPS92365x** 优化照明 **LED** 驱动器设计以实现最佳的调光性能



Lucia Gao

摘要

先进 LED 照明设计的一个关键挑战在于实现高性能调光能力。大多数照明应用的关键要求包括宽调光比与无缝过渡、精确的 LED 电流调节以确保长期亮度一致性，以及支持动态照明效果（如色温偏移）。TPS92205x 和 TPS92365x 系列 65V、1-4A 降压/升压/降压-升压 LED 驱动器集成了模拟、PWM、灵活和混合调光方法，使其非常适合恒定和即时照明应用。本应用手册阐述了优化调光性能的方法。首先介绍了创新的调光控制技术，包括电感式快速调光和电感式脉冲调光；同时展示了 LED 电流调光线性曲线的实验结果。此外，还提供了关于优化外设电路设计以实现最佳调光性能的应用指南。

内容

1 简介.....	2
2 精确调光控制与增强的调光比.....	2
3 改善调光性能的关键因素.....	4
3.1 LED 电流趋稳时间缩短与过冲电流抑制.....	5
3.2 LED 灯串关闭状态发光抑制.....	9
3.3 开关启动电压调整.....	11
3.4 低 LED 满量程电流的改善.....	11
4 应用电路设计指南.....	14
4.1 CSP 与 CSN 的 C _{FLT} 和 R _{FLT} 设计.....	14
4.2 UVP 和 OVP 电阻器的设计.....	15
5 总结.....	16
6 参考资料.....	16

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

LED 照明技术已从简单的开/关切换迅速发展能够提供精确、动态和高质量光输出的复杂智能照明系统。随着 LED 驱动器被部署到日益多样化的应用中（从室内建筑照明和投影仪到机器视觉和相机闪光灯系统），对调光性能的要求显著提高。实现宽调光比、保持精确的 LED 电流调节以及实现平滑、无闪烁的过渡，已成为现代照明设计的基本要求。

本应用手册重点介绍了如何使用 TPS92205x 和 TPS92365x 系列 65V、1 - 4A 降压/升压/降压-升压 LED 驱动器来优化调光性能。其中介绍了先进的调光控制技术（包括电感式快速调光和电感式脉冲调光），考察了影响调光质量的关键因素，并为外设电路优化提供了实用的设计指南。文中提供了实验结果，以验证所提出方法并演示可实现的调光性能改进。

2 精确调光控制与增强的调光比

大功率照明 LED 驱动器（用于单个大功率 LED 或串联 LED 灯串）广泛应用于室内/室外照明、投影仪、激光电视、打印机等恒定照明应用，以及机器视觉、相机闪光灯、火灾报警器等即时照明场景。

在设计 LED 照明系统时，尤其是专业照明和智能照明等要求高质量照明的应用，必须考虑几个关键因素：电源拓扑选择、调光方法、调光线性和比率、效率以及热管理。恒流 LED 驱动器对于保持长期一致的亮度和色温起着至关重要的作用。随着智能照明的发展，提升用户体验变得日益重要。软调光对于避免引起视觉不适的突然光线变化至关重要。更宽的调光比可实现更精细的照度控制，而动态照明效果（如 RGB 混色和平滑的色温切换）有助于丰富照明性能。除了简单的开关操作外，组合各种灯具、颜色和调光级别可以营造出定制的照明场景。此外，通常通过更高的 PWM 频率实现无闪烁输出，这对于消除与闪烁相关的问题并保障视觉舒适度必不可少。

TPS92205x 和 TPS92365x 系列是一款 65V、1-4A 的降压/升压/降压-升压 LED 驱动器。它支持不同的调光方法，包括 PWM 调光、模拟调光、灵活调光和混合调光。模拟调光具有连续的输出电流，可减少闪烁；PWM 调光的输出电流不连续，且没有 LED 色温偏移。在高速相机等低闪烁应用中，为消除闪烁条纹，需要高于 20kHz 的 PWM 频率。

TI 最新的 TPS92205x 和 TPS92365x 系列解决方案通过先进技术提升了照明性能。借助电感式快速调光，误差放大器可实现采样保持，从而缩短电流趋稳时间。图 1-1 比较了有和没有 IFD 的 EN/PWM 和电感器电流 (I_L) 波形。此外，电感式脉冲调光可进一步提高调光精度和调光比。在传统 PWM 调光下，若占空比非常小（脉冲导通时间极短），电感器电流的上升受电感器转换率和脉冲导通时间限制，从而限制了峰值电流。电感器脉冲调光通过引入预测性脉冲扩展机制来解决此问题，提高了可实现的峰值电流。调光性能如图 1-2 所示，其中展示了 TPS922053 混合调光时的调光线性曲线。

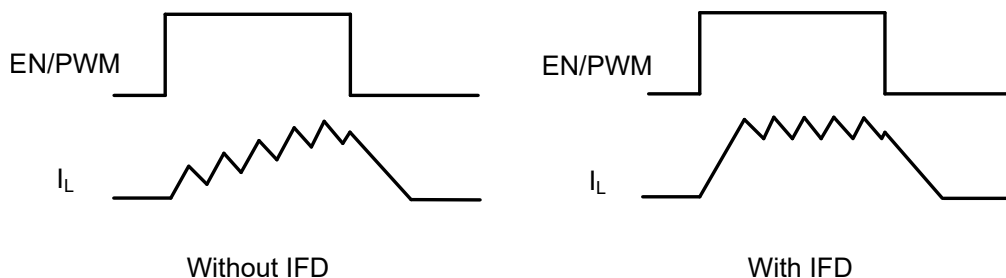


图 2-1. 有和没有 IFD 时的 EN/PWM 和 I_L 波形

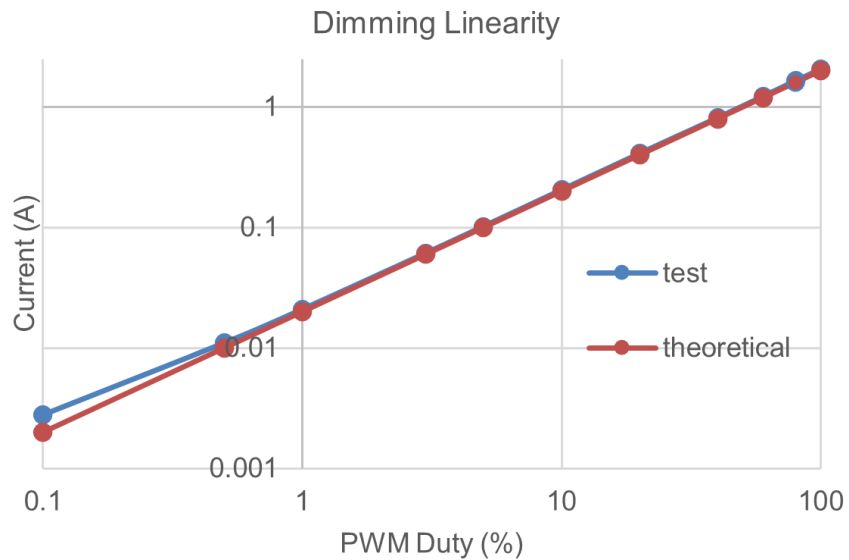


图 2-2. 具有混合调光功能的 **TPS922053** 的调光线性曲线

3 改善调光性能的关键因素

图 3-1 所示为使用 TPS92205x 的典型应用原理图。通过调整外部元件参数，可以进一步优化 LED 驱动器的调光性能。

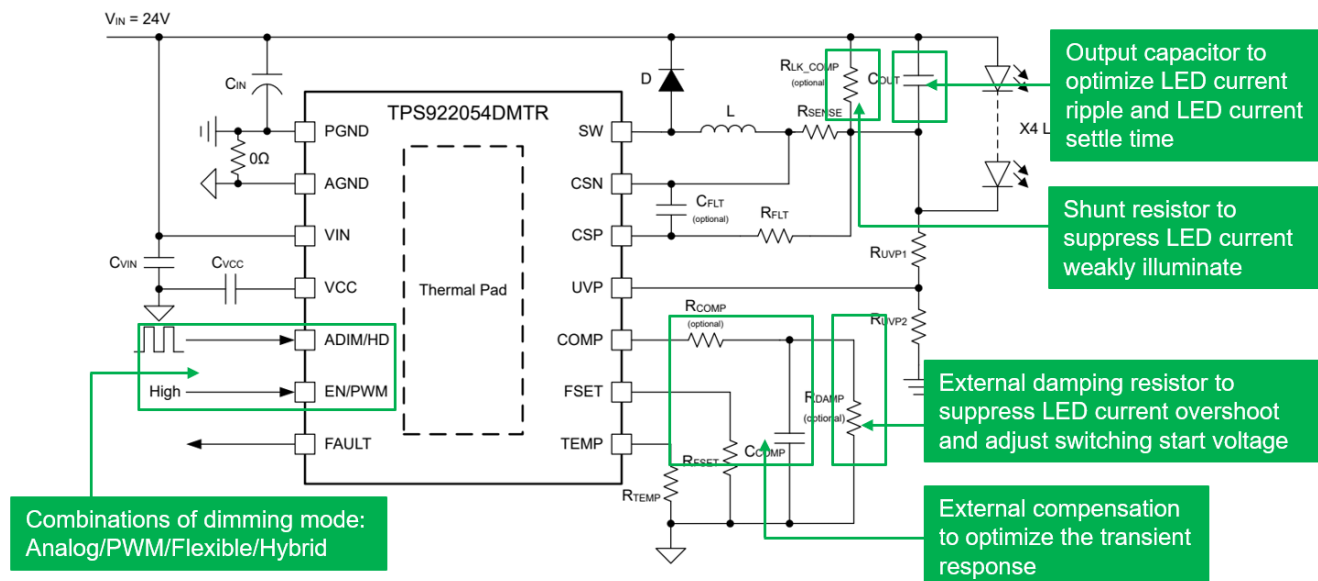


图 3-1. 使用 TPS92205x 的典型应用原理图

TPS92205x 和 TPS92365x 器件采用自适应关断时间电流模式控制。图 3-2 显示了方框图。对于平均输出电流调节，该器件会通过误差放大器将 CSN 和 CSN 引脚之间检测电阻上检测到的电压与内部电压基准 V_{REF} 进行比较。误差放大器的输出 V_{COMP} 通过外部补偿网络，然后与 PWM 比较器的峰值电流反馈进行比较。在每个开关周期中，当内部 NMOS FET 导通时，峰值电流通过内部 FET 检测。当在 PWM 比较器的输入端检测到的峰值电流值达到 V_{COMP} 时，NMOS FET 关断，并且自适应关断时间计数器开始计数。自适应关断时间计数器停止计数后，该计数器将复位，直到 NMOS FET 保持关断。计数时间由连接到 FSET 引脚的外部电阻器和输入/输出前馈决定。

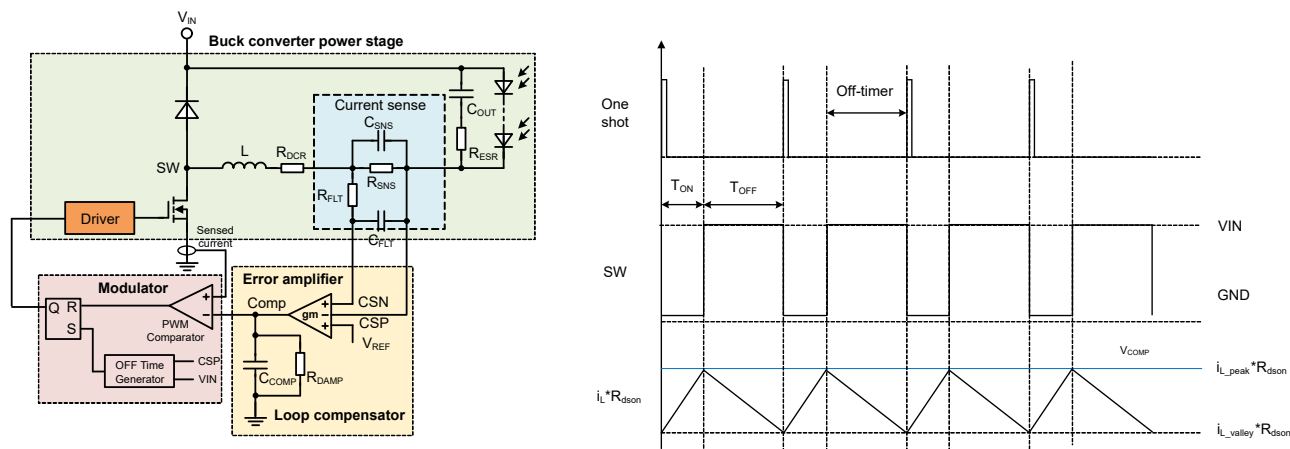


图 3-2. 自适应关断时间电流模式控制

3.1 LED 电流趋稳时间缩短与过冲电流抑制

输出电容器 C_{OUT} 可降低流经 LED 灯串的高频电流纹波。过大的电流纹波会增加 LED 灯串中的 RMS 电流，从而会增加 LED 温度。然而，增加输出电容也会导致边沿到边沿的响应时间（从 PWM 控制到 LED 电流）变长。对于 DLP 投影仪和激光电视等应用，对上升和下降时间有着严格的要求，因为会影响激光驱动器性能。图 3-3 展示了激光驱动器性能的关键参数。图 3-4 和图 3-5 展示了当有效 $C_{OUT} = 4 \mu F$ 且 $C_{OUT} = 34 \mu F$ 时，EN/PWM、 I_L 和 I_{LED} 在 EN/PWM 上升沿和下降沿期间的波形。测试条件： $V_{IN} = 24V$ ，4 个 WLED，最大 LED 电流为 2A， $Freq_{PWM} = 1kHz$ 。在电感式快速调光下，COMP 引脚电压在 PWM 关闭期间几乎保持恒定，使电感器电流在 PWM 从关闭转为导通时能快速上升到目标值。此外，实验结果表明，较大的 C_{OUT} 会导致更长的 LED 电流趋稳时间。表 3-1 展示了不同 C_{OUT} 值对应的上升/下降时间的比较情况。

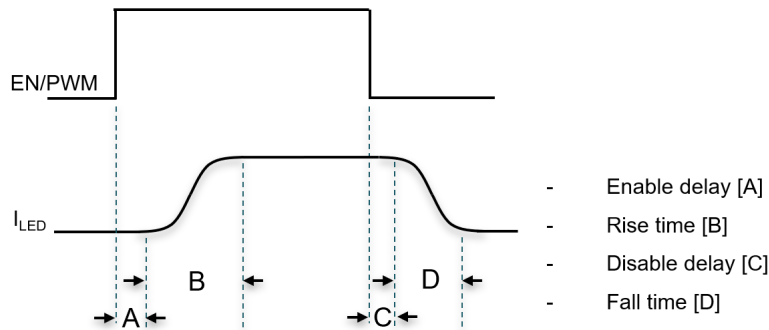


图 3-3. 响应时间的关键参数

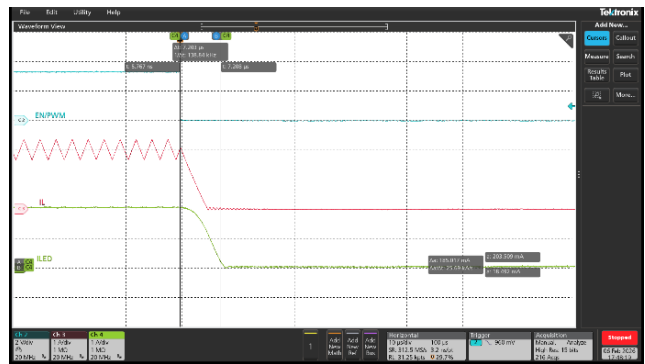
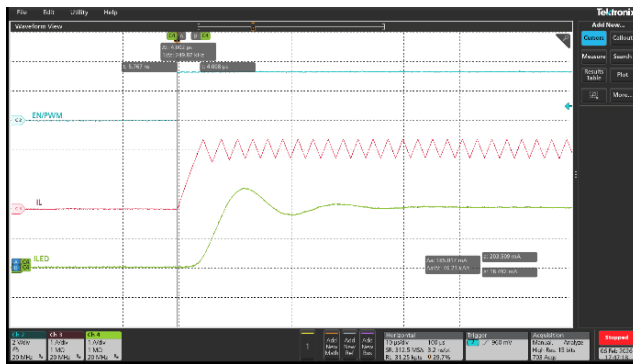


图 3-4. $C_{OUT} = 4 \mu F$ 时 I_L 、SW 和 I_{LED} 的波形

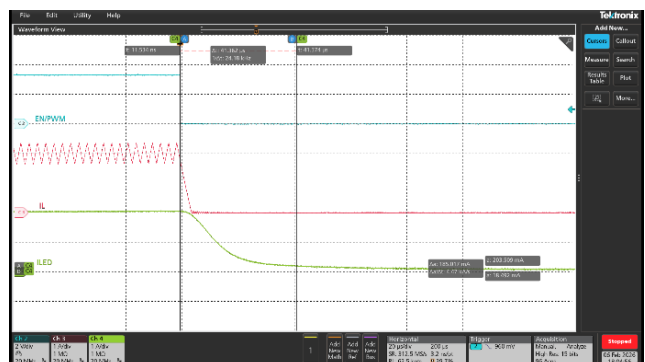
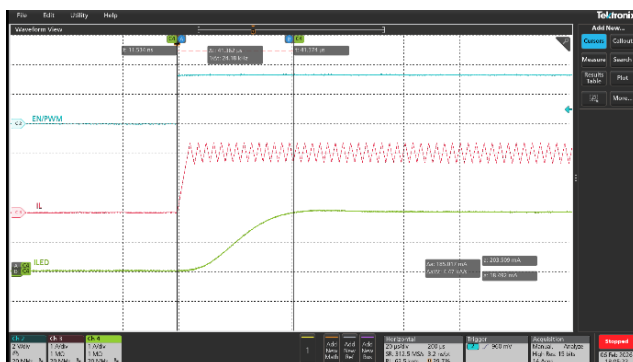


图 3-5. $C_{OUT} = 34 \mu F$ 时 I_L 、SW 和 I_{LED} 的波形

表 3-1. 不同 C_{OUT} 的上升/下降时间比较

C_{OUT_eff}	t_{rise}	t_{fall}
34 μ F	41 μ s	41 μ s
4 μ F	7 μ s	7 μ s

建议使用简单的积分补偿器，以在宽工作范围内实现稳定运行。图 3-6 展示了 TPS922051 在不同补偿电容器下的环路增益和相位裕度仿真波特图。仿真条件： $V_{IN} = 24V$ ，6 个 WLED，最大 LED 电流为 2A。

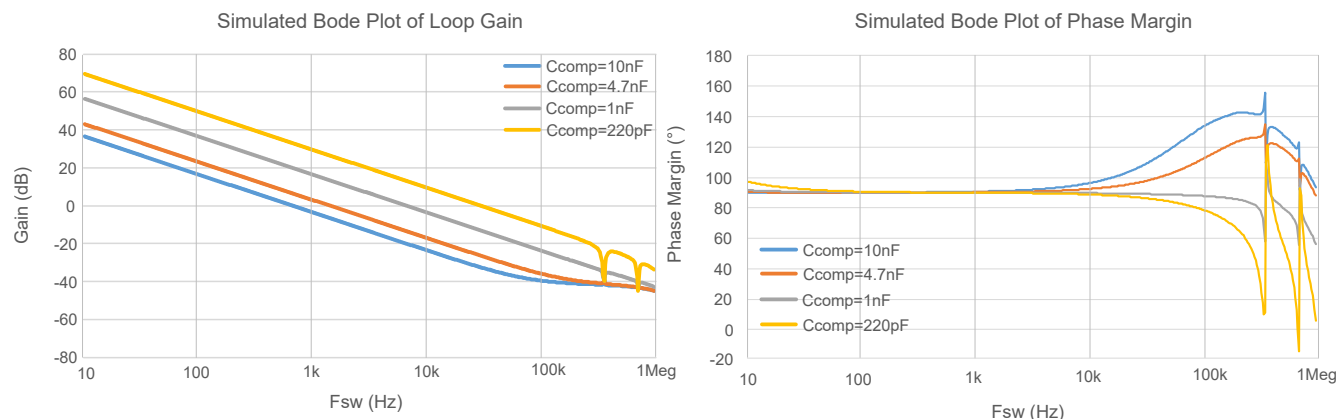


图 3-6. 环路增益和相位裕度仿真波特图

降压转换器表现为单极点系统，并因开关行为带来额外的相位滞后。补偿电容器的选择既会影响瞬态响应，也会影响 PWM 调光性能。要限制 PWM 信号 (PDIM) 上升沿的 LED 电流过冲，建议使用较大的补偿电容器（具有较低的交叉频率）。要改善瞬态响应，建议使用较小的补偿电容器（具有较高的交叉频率）。

对于 TPS922051/0，实现了电感式快速调光 (IFD)，这意味着在 PWM 关闭期间 COMP 引脚电压几乎保持恒定，使电感器电流在 PWM 再次导通时能快速上升到目标值。

然而，在启动期间（或当 PWM 关闭时间非常长时），COMP 电压从 0V 开始，降低了 IFD 的有效性。这解释了响应时间变长的原因。图 3-7、图 3-8 和图 3-9 展示了不同 C_{COMP} 值（220pF、1nF、6.8nF）在长 PWM 关闭时间下的 PWM 调光性能。测试条件： $V_{IN} = 24V$ ，6 个 WLED，最大 LED 电流为 2A， $Freq_{PWM} = 10Hz$ 。

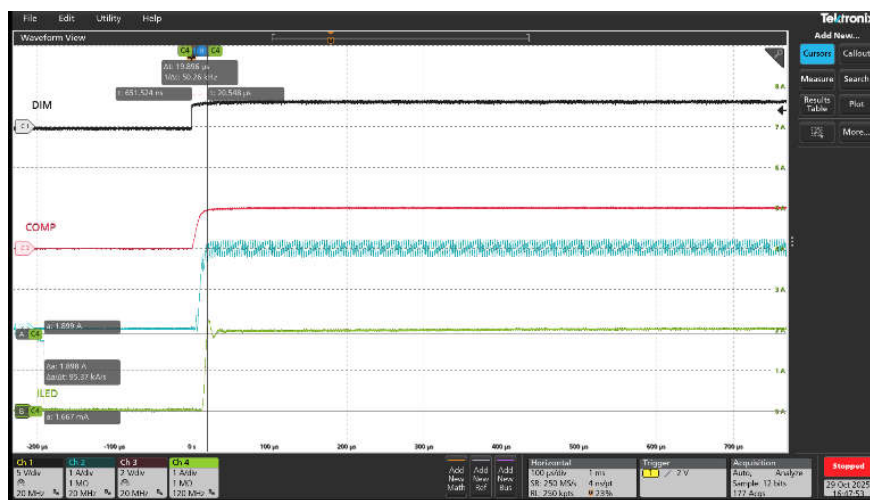


图 3-7. $C_{COMP}=220pF$ 时 DIM、COMP、IL 和 ILED 的启动波形

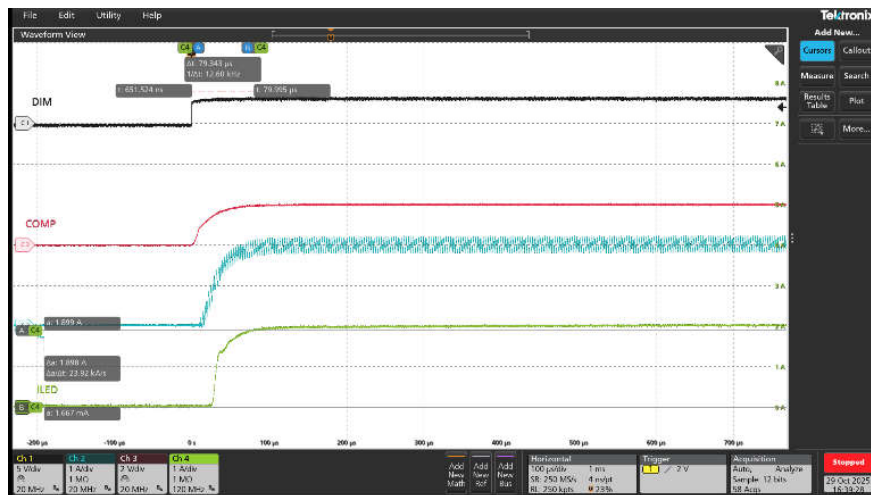


图 3-8. $C_{COMP}=1nF$ 时 DIM、COMP、IL 和 ILED 的启动波形

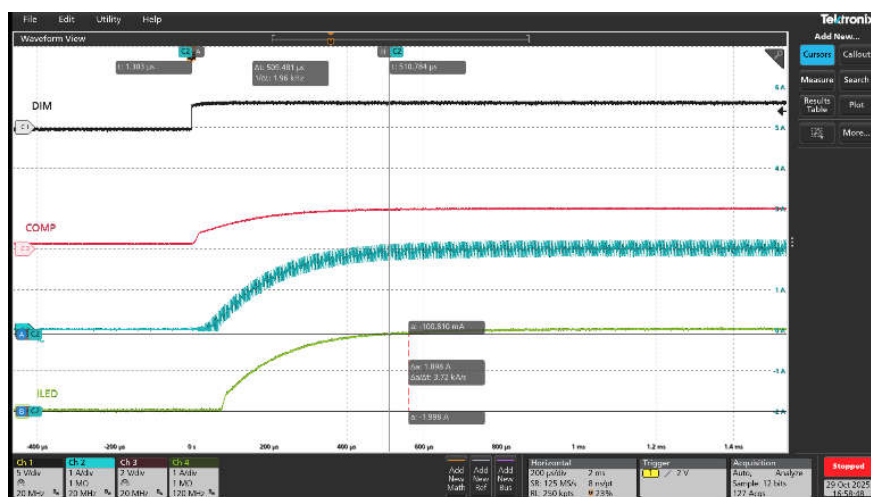


图 3-9. $C_{COMP}=6.8nF$ 时 DIM、COMP、IL 和 ILED 的启动波形

结果表明，更小的 C_{COMP} 会带来更快的使能延迟与上升时间（从 DIM 拉高到 LED 电流达到目标值）。对于条形码阅读器应用，目标物体在移动且使用全局快门，PWM 可能保持低电平数小时，然后被激活产生单个脉冲。LED 电流必须在第一个脉冲就准备好，且具有快速的响应时间，通常不到 $10-20 \mu s$ 。在这种情况下，优化 C_{COMP} 是改善响应时间的有效方法。

阻尼电阻器 R_{DAMP} 从 COMP 引脚连接至接地。对于 PWM 调光， R_{DAMP} 有助于在 DIM 从低电平切换到高电平时抑制电流过冲。较小的 R_{DAMP} 允许 V_{COMP} 在 PWM 关闭期间放更多电，导致在 EN/PWM 拉至高电平时，LED 电流趋稳时间更长。然而，其缺点是由于引入了偏移电流，会降低整个电流范围内的 LED 电流精度。

以 $V_{IN} = 24V$ ，使用 4 个 WLED，最大 LED 电流为 4A 的应用为例。图 3-10 和图 3-11 展示了使用和不使用 R_{DAMP} ($2M\Omega$) 时的 EN/PWM、SW、 I_L 和 I_{LED} 波形。结果表明，添加 R_{DAMP} 有助于抑制 PWM 上升沿的 LED 电流过冲。

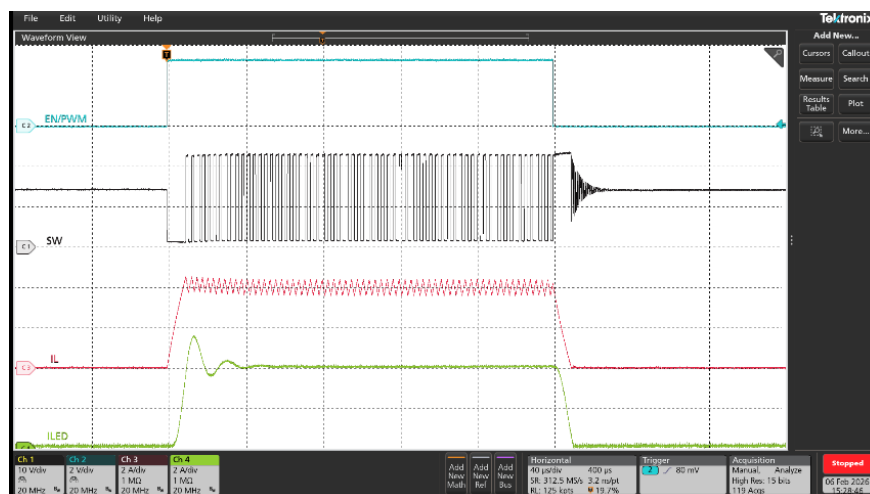


图 3-10. 不使用 R_{DAMP} 时 EN/PWM、SW、 I_L 和 I_{LED} 的波形

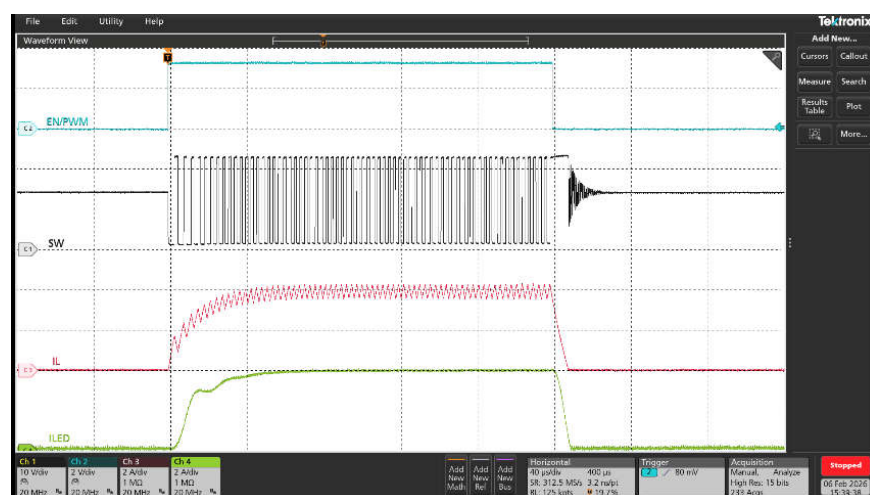


图 3-11. $R_{DAMP} = 2M\Omega$ 时的 EN/PWM、SW、 I_L 和 I_{LED} 的波形

3.2 LED 灯串关闭状态发光抑制

由于存在通过 SW/CSP/CSN 的漏电路径，即使 DIM 为低电平，LED 灯串也可能发出微光。如图 3-12 所示，可选择一个可选的电阻器 R_{LK_COMP} 来补偿 CSP+CSN 共模泄漏电流，并阻止其流经 LED。如果不使用 R_{LK_COMP} ，则当提供 VIN 时，会存在漏电路径。该漏电路径仅存在于 TPS92205x 系列（降压拓扑）中，TPS92365x 系列的升压和降压/升压配置中则不存在。

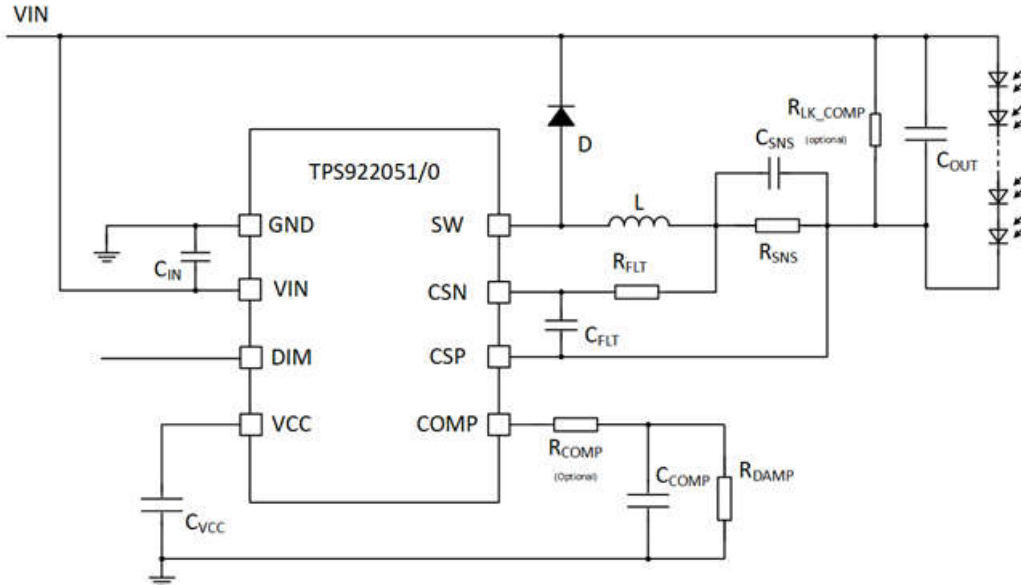


图 3-12. TPS922051/0 的原理图

添加 R_{LK_COMP} 前后 SW/CSN/CSP 的泄漏电流路径如图 3-13 和图 3-14 所示，表明 R_{LK_COMP} 有助于补偿 CSP+CSN 共模泄漏电流，避免其流经 LED。

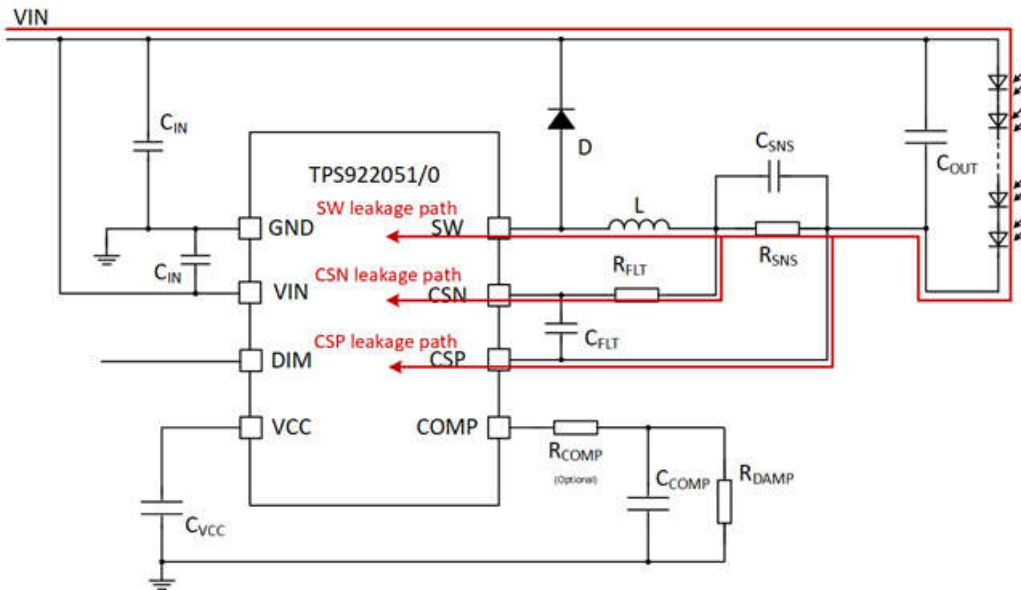


图 3-13. 使用 R_{LK_COMP} 的 SW/CSN/CSP 漏电路径

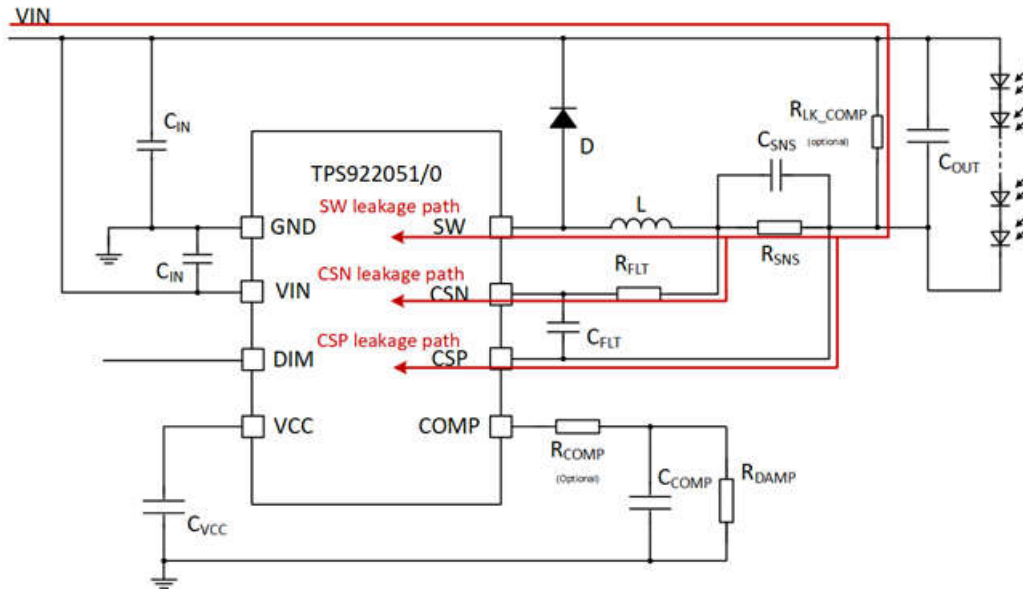


图 3-14. 不使用 R_{LK_COMP} 的 SW/CSN/CSP 漏电路径

要设计 R_{LK_COMP} ，需在提供 V_{IN} 且 DIM 拉低时测量 LED 电压和泄漏电流。然后据此计算分流电阻器。例如，测试应用为 $V_{IN_MAX} = 54V$ ，使用 5 个 LED。 V_{IN} 越高，泄漏电流越大。因此，考虑最坏情况下的 V_{IN_MAX} ，当 $V_{IN} = 54V$ 且 DIM 拉低时，测得 I_{LED} 为 $30.7 \mu A$ 。使用 5 个 LED 时，测得 V_F 为 $11.7V$ 。 $R_{LK_COMP} < 11.7V/30.7 \mu A = 381k\Omega$ 。这是获得 R_{LK_COMP} 的有效方法。

3.3 开关启动电压调整

对于模拟调光，TPS922051/0D2 支持通过模拟输入进行模拟调光，而 TPS922055/4/3/2 支持通过数字输入进行模拟调光。在某些应用中，DIM 电压可能并不恰好为 0V，为了提高系统稳健性以确保器件不会开关，可添加 R_{DAMP} 来产生偏移电压。添加 R_{DAMP} 后，LED 电流将低于目标值。理想情况下，对于误差放大器，检测电阻器两端的检测电压应等于内部基准电压。然而，添加 R_{DAMP} 后，会引入 EA 偏移，误差放大器输出电流不仅会流过补偿网络，还会流过阻尼电阻器。当 $V_{IN} = 24V$ ，使用 4 个 WLED 且目标最大 LED 电流为 4A 时，不使用 R_{DAMP} 和使用 $2M\Omega$ R_{DAMP} 时，测得的 LED 电流分别为 3.99A 和 3.92A，这也证实了 R_{DAMP} 会导致实际 LED 电流低于目标值。

对于 TPS922051/0D2，在理想情况下， V_{DIM} 与 V_{REF} 的关系为 $V_{REF} = V_{DIM}/10$ 。如果添加 R_{DAMP} ，则会叠加偏移电压，这意味着 DIM 引脚的开关启动电压 (V_{DIM_ON}) 并不恰好为 0V，[方程式 1](#) 显示了 V_{DIM_ON} 与 R_{DAMP} 之间的关系。

$$V_{DIM_ON} = \frac{10 \times V_{COMP_L}}{R_{DAMP} \times g_m} \quad (1)$$

其中

V_{DIM_ON} 是 DIM 引脚的开关启动电压。

g_m 是跨导增益，典型值为 $265 \mu A/V$ 。

V_{COMP_L} 是 COMP 低钳位电压，典型值为 0.8V。

对于数字输入模拟调光的 TPS922055/4/3/2，[方程式 2](#) 显示了 D_{ADIM} 与 R_{DAMP} 之间的关系。例如，当 $R_{DAMP} = 1M\Omega$ 时，理论上当 ADIM 占空比低于 1.5% 时，器件不会开始开关。

$$D_{ADIM} = \frac{5 \times V_{COMP_L}}{R_{DAMP} \times g_m} \quad (2)$$

其中

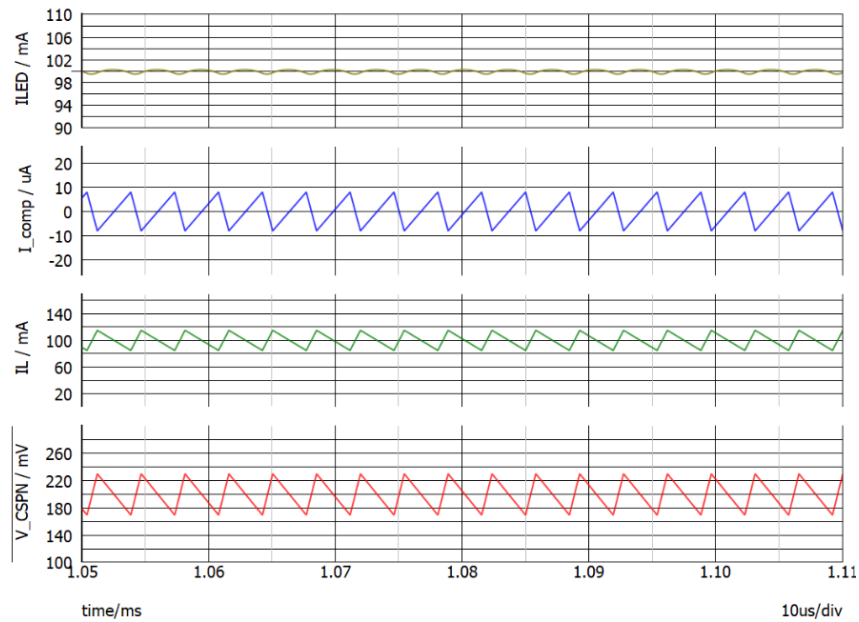
D_{ADIM_ON} 是 ADIM 引脚的开关启动占空比。

3.4 低 LED 满量程电流的改善

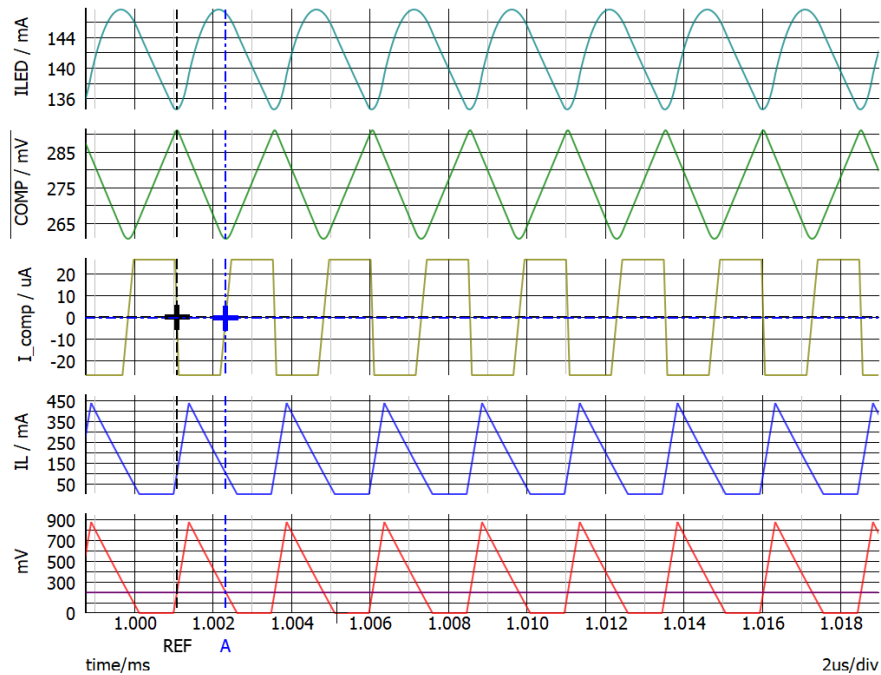
选择检测电容器来将检测反馈的交流幅值抑制在 200mV 以下。对于 TPS92205x 系列，当电感器电流的纹波比值合理时，通常不需要 C_{SENSE} 。对于 TPS92365x 系列，由于流过 R_{SENSE} 的电流不连续，因此需要 C_{SENSE} 。

在一些应用中，输入范围较宽，LED 电流相对较低，且没有其他资源来实现模拟调光或灵活调光。这意味着调节 R_{SENSE} 是调节 LED 输出电流的唯一方法。例如，当 $V_{IN} = 48V$ ，使用 4 个 WLED 且最大 LED 电流为 100mA 时，通常若遵循数据表中的公式，建议的电感为 1.125mH (选择 $K = 0.2$)。使用建议的电感，可以获得精确的 LED 电流和良好的 LED 电流纹波。然而，此电感值太大，不利于整体解决方案尺寸和成本结构。合理的 C_{SENSE} 设计不仅需要选择典型的电感器来实现优化的解决方案尺寸，还需要获得良好的 LED 电流精度。

对于方框图中所示的误差放大器，要求检测反馈 $CSPN$ ($CSPN = CSP - CSN$) 的交流幅值应小于 200mV。以 $V_{IN} = 48V$ ，使用 4 个 WLED 且最大 LED 电流为 0.1A 的应用为例。[图 3-15](#) 展示了当 $L = 1mH$ 时 LED 电流 I_{LED} 、电感器电流 I_L 以及 CSP 与 CSN 两端电压 V_{CSPN} 的波形。从波形可以看出， $CSPN$ 的交流幅值为 60mV。理论上， V_{CSPN} 的最大值为 $V_{REF} \times (1+K/2)$ ， V_{CSPN} 的最小值为 $V_{REF} \times (1-K/2)$ 。 K 是电感器电流的纹波比 ($\Delta I_L / I_{LED_MAX}$)。 K 的合理值为 20% 至 60%。交流幅值为 $K \times V_{REF}$ 。因此，当 K 选择在 20%-60% 范围内时，可以满足 V_{CSPN} 200mV 的交流幅值要求。

图 3-15. $L = 1\text{mH}$ 时的 LED 电流和 CSPN 电压

这里提出了一种方法，即使在 LED 电流相对较低时也能支持更低的电感值：添加一个检测电容器 C_{SENSE} 来抑制交流幅值。图 3-16 显示了当 $L = 33\ \mu\text{H}$ 且不使用 C_{SENSE} 时 I_{LED} 、 I_L 、 V_{CSPN} 和 I_{COMP} （误差放大器输出电流）的波形。图 3-17 显示了当 $L = 33\ \mu\text{H}$ 且 $C_{\text{SENSE}} = 1\ \mu\text{F}$ 时 I_{LED} 、 I_L 、 V_{CSPN} 和 I_{COMP} 的波形。如果不使用 C_{SENSE} 且使用典型的 $33\ \mu\text{H}$ 电感器，则 I_{LED} 为 142mA ，而目标 LED 电流是 100mA ，这会导致测量结果与理论结果之间存在较大差异。原因在于检测反馈 V_{CSPN} 的交流幅值太大，导致误差放大器饱和，EA 输出被钳制。添加 C_{SENSE} 后，即使电感值为典型的 $33\ \mu\text{H}$ ，实际 LED 电流仍可精确到 100mA 。因此，在设计电路时，如果需要高功率密度和良好的成本结构，为低 LED 电流应用添加一个 C_{SENSE} 是一种不错的方法。请测量 CSPN 两端的电压，确保交流幅值在 200mV 以内。因此，对于属于降压拓扑的 TPS92205x 系列，若 C_{SENSE} 设计不当，LED 电流会高于目标值。

图 3-16. $L=33\ \mu\text{H}$ 且不使用 C_{SENSE} 时的 LED 电流和 CSPN 电压

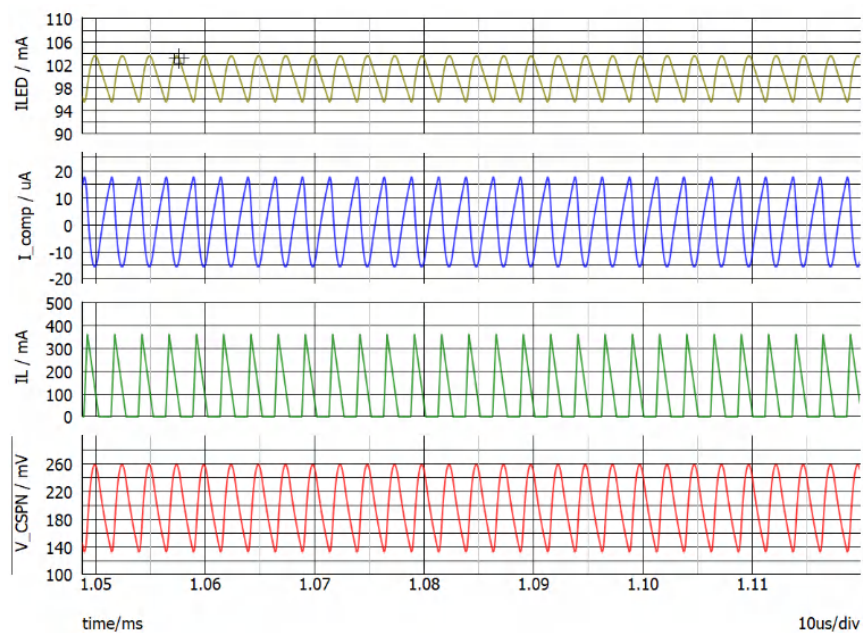


图 3-17. $L=33 \mu\text{H}$ 且 $C_{\text{SENSE}} = 1 \mu\text{F}$ 时的 LED 电流和 CSPN 电压

4 应用电路设计指南

4.1 CSP 与 CSN 的 C_{FLT} 和 R_{FLT} 设计

在 CSP 引脚上使用 $100\ \Omega$ 、0603 电阻器作为 R_{FLT} ，以避免噪声注入并提高稳健性。可选用 1 nF 、50V X7R 陶瓷电容器作为 C_{FLT} ，放置于 CSP 和 CSN 引脚之间，用于滤除检测反馈中的高频噪声。不建议使用过大的 C_{FLT} ，因为这样会引入较大的 RC 延迟时间，导致环路响应变差和电流精度降低。例如，当 $V_{IN} = 24\text{ V}$ ，使用 6 个 WLED 且最大 LED 电流为 2 A 时，图 4-1 展示了 100 nF C_{FLT} 和 1 nF C_{FLT} 的环路响应比较。当 C_{FLT} 较大时，会带来较低的相位裕度。

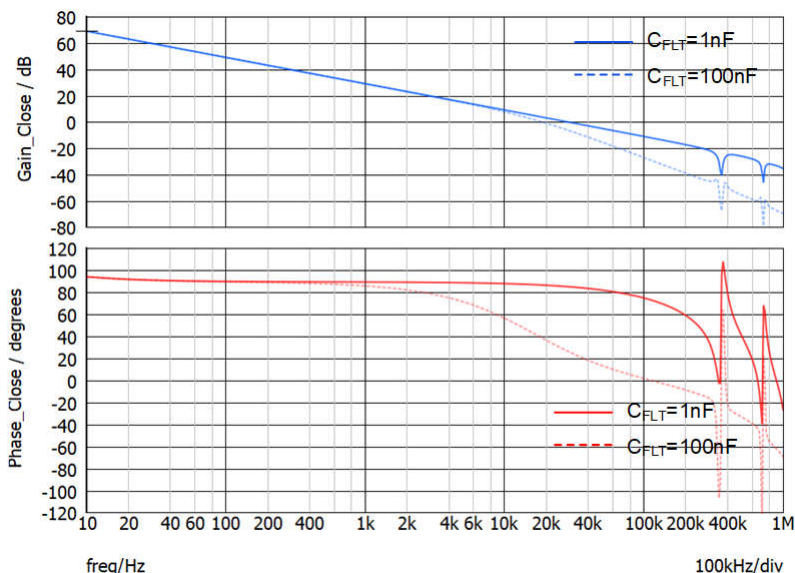


图 4-1. 100 nF C_{FLT} 和 1 nF C_{FLT} 之间的环路响应比较

4.2 UVP 和 OVP 电阻器的设计

TPS92205x 系列通过配置 UVP 引脚实现恒流 (CC)/恒压 (CV) 充电，UVP 引脚有两个阈值：1.4V 和 1.1V。当 UVP 引脚电压高于 1.4V 时，输出电流不受 CV 模式的影响。当 UVP 引脚电压低于 1V 时，将触发“LED 开路负载”保护。为了确保在所有工作条件下输出电流均不受影响，务必满足公式 3。

$$(V_{IN_MIN} - V_{OUT_MAX}) \times \frac{R_{UVP2}}{R_{UVP1} + R_{UVP2}} > 1.4 \quad (3)$$

其中

VIN_MIN 是最低输入电压。VOUT_MAX 是在最大目标输出电流下，LED 灯串中每个 LED 的最大正向电压之和。

一条经验法则是将 RUVP1 和 RUVP2 之和设计在 1MΩ 或 2MΩ 左右，这通常是一个不错的起点。VIN、LED、UVP 电阻分压器与接地之间将存在漏电路径。如果 UVP 电阻器过小，会通过 LED 引入更大的泄漏电流。一种方法是使用阻值较大的 UVP 电阻分压器来减小泄漏电流，使 LED 不会点亮。另一种方法是在 LED 灯串上并联一个大电阻器 RLK_COMP。当器件禁用时，RLK_COMP、RUVP1 和 RUVP2 将充当分压器，此时应设定 LED 灯串两端的电压低于点亮 LED 的电压。如果 UVP 电阻器设计不当，例如当 UVP 在 1.0V 至 1.4V 范围内时，LED 电流将小于目标值。

TPS92365x 系列通过配置 OVP 引脚实现恒流 (CC)/恒压 (CV) 充电，OVP 引脚有两个阈值：1.4V 和 1.15V。当 OVP 引脚电压低于 1.15V 时，输出电流不会受到 CV 模式的影响。当 OVP 引脚电压高于 1.4V 时，将触发“LED 开路负载”保护。为了确保在所有工作条件下输出电流均不受影响，请务必满足公式 4。

$$V_{OUT_MAX} \times \frac{R_{OVP2}}{R_{OVP1} + R_{OVP2}} < 1.15V \quad (4)$$

其中

VOUT_MAX 是使用升压连接时目标输出电流下 LED 灯串中每个 LED 的最大正向电压之和，也是 LED 灯串中每个 LED 在最大目标输出电流下的最大正向电压与采用降压/升压配置时的最大输入电压之和。

请勿将 ROVP1 和 ROVP2 的值设计得太小。否则，从 VIN、电感器、肖特基二极管、检测电阻器、OVP 电阻分压器到接地之间会产生一条严重的泄漏电流路径。OVP 电阻分压器阻值过小还会影响输出电流精度，因为电阻分压器会从 LED 分流电流。一条经验法则是，将 ROVP1 和 ROVP2 之和设计在 1MΩ 或 2MΩ 左右，这通常是一个不错的起点。根据测试结果调整阻值。

为了安全地提供 LED 开路负载保护，还必须满足公式 5。63V 指建议的最大输入电压。

$$63 \times \frac{R_{OVP2}}{R_{OVP1} + R_{OVP2}} > 1.4V \quad (5)$$

为了满足方程式 4 和方程式 5，要求最大输出限制为约 51V。如果 VOUT_MAX > 51V，则上述两个条件无法同时满足。如果 OVP 电阻器设计不当，例如当 V_OVP 在 1.15V 至 1.4V 范围内时，LED 电流会小于目标值。

5 总结

本应用手册阐述了优化调光性能的方法。其中介绍了创新的调光控制技术，包括电感式快速调光和电感式脉冲调光。同时展示了 LED 电流调光线性曲线的实验结果。此外，还提供了关于优化外设电路设计以实现最佳调光性能的应用指南。实验验证结果证明了优化后的调光性能。

6 参考资料

1. 德州仪器 (TI), [TPS922050/1 具有 PWM/模拟调光功能的 65V、1A/2A 降压 LED 驱动器](#), 数据表。
2. 德州仪器 (TI), [TPS92205x 具有电感式快速调光功能的 65V、2A/4A 降压 LED 驱动器](#), 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 © 2026，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月