

Application Note

LM51770-Q1 适用于汽车 LED 照明应用的平均限流器运行

Hassan Jamal, Eileen Hu

摘要

LM51770-Q1 是一款四开关降压/升压控制器，支持平均电流限制，因此非常适合恒流 LED 驱动器应用。其宽输出电压范围（高达 78V）可轻松适应多串 LED 负载。该器件通过外部元件设置稳定的恒定输出电流，非常适合没有通信接口或 MCU 的汽车照明系统。

本应用手册演示了基于经修改的 **LM51770EVM-HV** 的汽车前照灯 LED 驱动器设计。该设计基于输入电压范围为 9V 至 16V 的 12V 汽车系统，并以 1A 恒定电流提供高达 55V 的稳压输出。本文提供了关键的 EVM 修改和元件选择，可指导设计人员复制此配置。由于具有 80V 输入电压能力，此设计也适用于 48V 系统。

为了满足多负载前照灯系统的需求，即可以同时驱动近光、远光和角灯或对其进行动态切换，本应用手册还介绍了在 LED 开关期间针对输出电流纹波和负载瞬态性能进行的优化。

内容

1 简介	2
2 汽车 LED 应用要求和系统概述	2
2.1 应用要求	2
2.2 典型的汽车前照灯系统概述	2
2.3 LED 负载配置和开关架构	3
3 LM51770-Q1 引脚配置，用于 ILIM 功能	6
3.1 LM51770-Q1 引脚说明	6
3.2 ILIM 操作的引脚配置	7
4 汽车 LED 照明设计应用	9
4.1 功率级设计	9
4.2 控制环路架构	10
5 ILIM 环路优化和测量结果	13
5.1 强电压环路补偿	13
5.2 电压环路补偿	15
5.3 LED 开关和降压/升压区域	16
6 详细结果	20
6.1 LED 稳态运行结果	20
6.2 LED 开关状态运行结果	28
7 总结	30
8 参考资料	30

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

LED 应用需要精确的电流调节，以防止 LED 损坏并验证性能。与电压驱动负载不同，LED 无法自限制电流。超过额定电流可能导致立即失效或加速性能退化。LM51770-Q1 四开关降压/升压控制器通过其集成的平均电流限制 (ILIM) 功能解决了这一难题，该功能可主动将输出电流调节到用户定义的阈值。本应用手册为在 LED 应用中实施 LM51770-Q1 提供了全面的设计指南，涵盖：

- 功率级设计：针对 LED 负载优化的元件选择和电路配置
- ILIM 功能配置：启用平均电流限制功能的分步设置过程
- 控制环路优化：在 LED 稳态运行和开关转换期间，调整 ILIM 环路以实现精确的电流调节和快速瞬态响应

2 汽车 LED 应用要求和系统概述

2.1 应用要求

表 2-1 列出了设计 LED 照明应用规格。

表 2-1. 应用要求

V_{IN}	9V-16V
V_{OUT}	- 角灯 (CL) → 2 个 LED → ($V_{out} = 5.6V-6V$) - 近光灯 (LB) → 10 个 LED → ($V_{out} = 29V-30V$) - 远光灯 (HB) → 6 个 LED → ($V_{out} = 14V-15V$) - CL + LB + HB → 18 个 LED → 53V-54V
V_{OUT_max}	55V
I_{LED}	1A
稳态 LED 电流纹波 (I_{Steady_Ripple})	5% (200mA)
开关状态 LED 电流纹波 ($I_{Switching_Ripple}$)	40% (400mA)
LED 最大开关时间 (t_r 和 t_f)	1ms

2.2 典型的汽车前照灯系统概述

典型的汽车前照灯系统由 LED 驱动器 (LM51770-Q1)，LED 光模块和用于 LED 开关控制信号的 BCM (车身控制模块) 组成。图 2-1 所示为基于本应用手册设计的系统方框图。

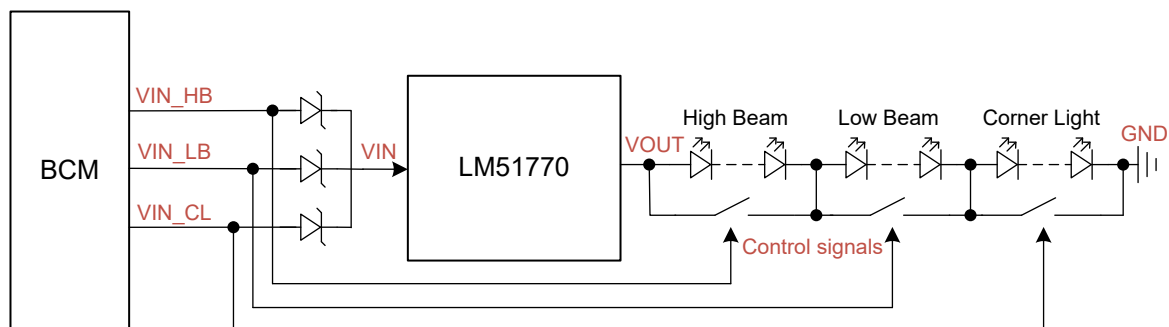


图 2-1. 前照灯系统方框图

所示设计采用无 MCU 架构，其中 LED 模块仅作为二进制 (开/关) 负载运行；不需要调光、PWM 或动画功能。因此，车身控制模块 (BCM) 无需为前照灯总成生成任何通信或控制信号。其唯一职责是为每个照明功能提供适当的电源轨。

- 电源输入 - 车辆的 12V 系统为三条专用线路供电，在原理图中标记为 VIN_HB、VIN_LB 和 VIN_CL。它们分别对应于远光灯 (HB)、近光灯 (LB) 和角灯 (CL) 电路。

- 驱动器拓扑 - 单个 **LM51770-Q1** LED 驱动器 IC 足以所有三个照明通道供电。远光灯、近光灯和角灯 LED 模块串联至 **LM51770-Q1** 的恒定电流输出 (V_{OUT})。
- 通道隔离 - 每个 LED 模块都与一个用作并联开关的 MOSFET 并联。当 MOSFET 导通时，它会绕过流经其相关 LED 灯串的电流，从而关闭该特定灯。相反，关断 MOSFET 可让 **LM51770-Q1** 通过 LED 模块提供已编程的恒定电流，从而点亮该灯。

2.3 LED 负载配置和开关架构

如前所述，LED 负载以串联方式连接。远光灯串通常包含四到六个 LED，近光灯串四到八个 LED，角灯串两到三个 LED。在每个 LED 具有典型的正向电压的情况下，当所有灯串均处于运行状态时，总串联电压可达到 55V，这对于 LED 驱动器的输出电压范围来说是一个巨大的挑战，而这正是 **LM51770-Q1** 所能应对的。

对于远光灯或近光灯，LED 电压降也很大，甚至超过 20V。这不仅会在开关期间引入显著的电流浪涌，对其的优化详见 [LED 开关和降压/升压区域](#)，而且如果仅使用 NMOS 进行 LED 开关，也会给分流 FET 的驱动带来相当大的挑战。

通常，对于低侧分流 FET 驱动，我们使用 NMOS 晶体管；对于高侧分流 FET 驱动，采用 PMOS 晶体管来降低驱动电压要求。对于位于两者之间的近光并联 FET，关断逻辑可以通过 NMOS 或 PMOS 实现。然而，导通逻辑在很大程度上取决于低侧角灯的导通状态。因此，此处并联了一个 NMOS 和一个 PMOS，以实现互补导通，后续章节将对此进行详细说明。LED 负载结构如图 2-2 所示

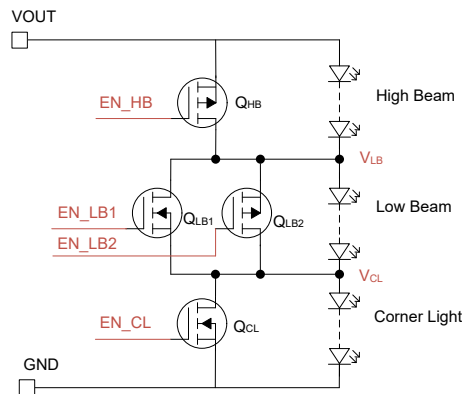


图 2-2. LED 负载结构

图 2-3 显示了远光驱动电路。当需要打开远光灯时，来自 BCM 的电源信号 V_{IN_HB} 在 12V 时变为高电平，驱动电压 EN_HB 等于 V_{OUT} ，并且分流 FET Q_{HB} 关断。当需要关断远光灯时， V_{IN_HB} 变为低电平， EN_HB 也变为低电平， Q_{HB} 导通，电流被旁路通过分流 FET。

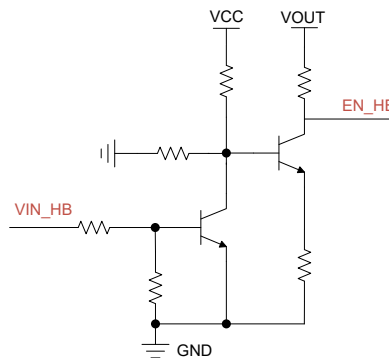


图 2-3. 远光灯驱动电路

图 2-4 展示了角灯驱动电路。当需要打开角灯时，来自 BCM 的电源信号 VIN_CL 在 12V 时变为高电平，驱动电压 EN_CL 为低电平，并关闭分流 FET Q_{CL}。当需要关断角灯时，VIN_CL 变为低电平，EN_CL 等于 VCC，Q_{CL} 导通，电流通过分流 FET。

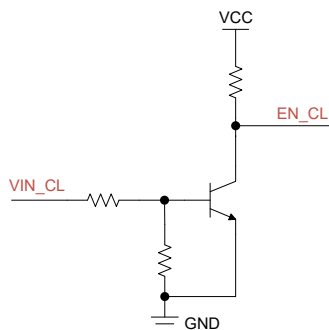


图 2-4. 角灯驱动电路

图 2-5 显示了近光驱动电路。用于近光的 NMOS 并联 FET 驱动电路与角灯相同，可生成驱动电压 EN_LB1。PMOS 并联 FET 驱动电路与远光驱动电路相同，可生成驱动电压 EN_LB2。当需要打开近光灯时，来自 BCM 的电源信号 VIN_LB 在 12V 时变为高电平。此时，NMOS 驱动电压 EN_LB1 较低，而 PMOS 驱动电压 EN_LB2 在 VOUT 处较高，因此两个分流 FET 都关断。

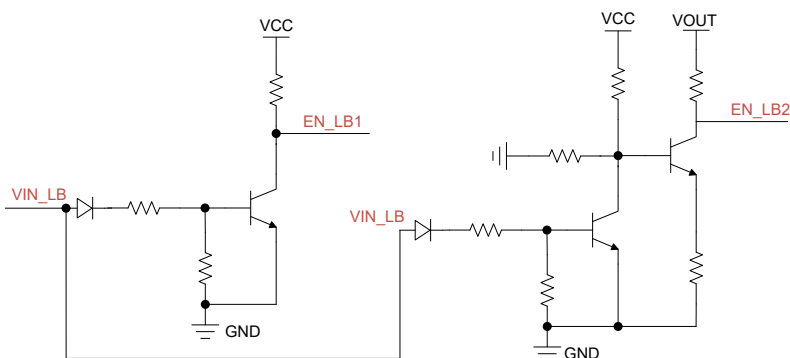


图 2-5. 近光灯驱动电路

当需要关闭近光灯时，VIN_LB 变为低电平，EN_LB1 变为 VCC，EN_LB2 变为低电平。如果此时角灯关闭且 V_{CL} 为低电平，则 NMOS 导通，而 PMOS 保持关闭，电流旁路路径如图 2-6 中的绿线所示。如果角灯亮起且 V_{CL} 为高电平，则 PMOS 会导通，而 NMOS 保持关闭状态，电流旁路路径如图 2-6 中的红线所示。因此，并联 NMOS-PMOS 排列可确保在需要关闭近光时的整个周期内进行互补导通，以便始终可以通过并联 FET 绕过电流。

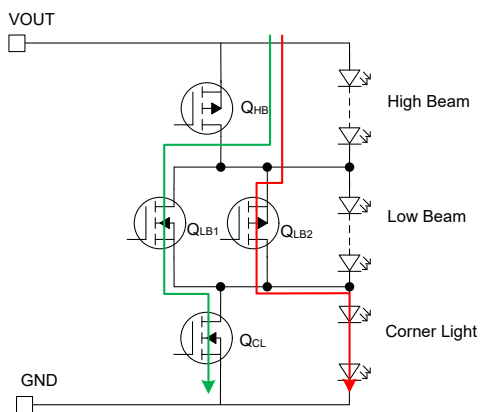


图 2-6. 近光灯旁通路径

3 LM51770-Q1 引脚配置，用于 ILIM 功能

3.1 LM51770-Q1 引脚说明

对于这款汽车前照灯应用，需要针对 **LM51770-Q1** 进行特定的引脚配置，以在低于最大输出电压的情况下实现恒定电流调节，保持低输出电流纹波，并在远光灯、近光灯和角灯负载之间动态切换期间更大地减少电流过冲。**表 3-1** 列出了该设计中必须考虑使用的引脚。以下各小节详细介绍了最关键的引脚。

表 3-1. LM51770-Q1 引脚说明

引脚名称	引脚功能	说明
FB	电压反馈输入。	通过电阻分压器将最大输出电压设置为 55V。
EN/UVLO	器件使能和输入欠压锁定	设置 UVLO 值以监测 VIN 以实现欠压保护
COMP	误差放大器输出	连接 RC 补偿网络以优化电流环路稳定性和瞬态响应。
ISNSP、ISNSN	差分平均电流检测输入。	在 VOUT 侧放置电流检测电阻 (RSNS)，以设置输出恒定电流。
IMONOUT	电流监测器和平均电流环路补偿	在引脚上添加 RC 补偿网络，以便为平均电流环路提供补偿。
SYNC	同步时钟和电流限制方向	对于单向 LED 负载，需要将 SYNC 引脚连接到 VCC 以实现正向电流限制。
CFG	器件功能模式配置	为 LED 运行启用正平均电流限制。
SLOPE	斜率补偿编程	设置斜率补偿，以防止升压模式下的次谐波振荡。

3.2 ILIM 操作的引脚配置

通过 **LM51770-Q1** 的集成平均电流限制器，实现 LED 驱动器的恒定输出电流调节。CFG、SYNC、ISNSP/ISNSN 和 IMONOUT 的引脚与此功能相关联。这些引脚的适当配置可确保精确的恒流输出，稳定的环路运行以及在 LED 负载开关期间抑制的电流过冲。图 3-1 显示了应用中的这些引脚。

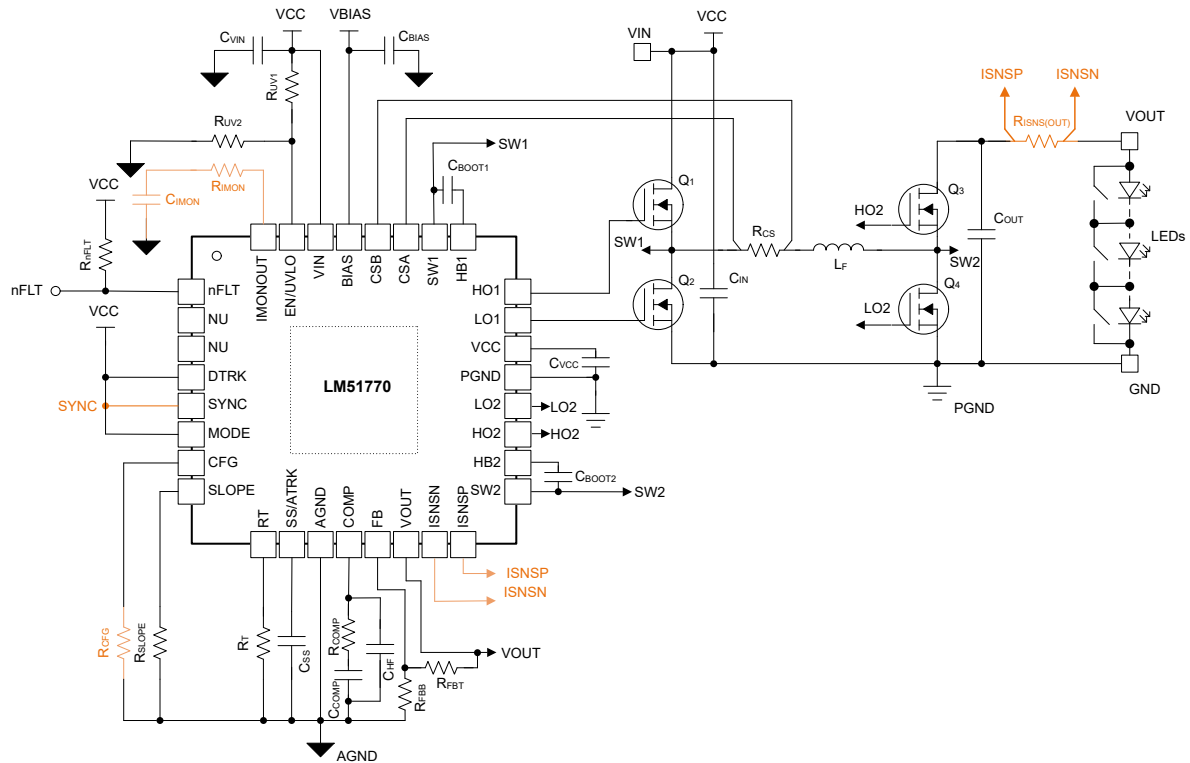


图 3-1. CC 操作的引脚配置

1.CFG

LM51770-Q1 的 CFG 引脚由单个精密电阻器进行编程，该电阻器在器件的上电序列期间被采样和锁存；该电阻值根据 **LM51770-Q1** 数据表的第 8.3.16 节中的定义选择工作模式（DRSS 行为、SCP 断续激活、PSM 进入阈值和电流限制设置）。对于前照灯应用，我们使用设置 #5 ($R_{CFG}=22.7k\Omega$)，这会激活平均电流调节环路，从而为远光灯、近光灯和角灯 LED 模块提供稳定的恒定电流驱动。

2.SYNC

SYNC 引脚决定 **LM51770-Q1** 电流限制功能的方向；其状态在上电时被采样和锁存。这种单向 LED 驱动器应用必须在启动期间将 SYNC 引脚拉至高电平，从而将电流限制电路配置为在远光灯、近光灯和角灯 LED 灯串所需的正方向上运行。

3.ISNSP、ISNSN

ISNSP 和 ISNSN 引脚构成 **LM51770-Q1** 内部平均电流检测放大器的差分输入；它们通过检测与输出侧 LED 负载串联的外部检测电阻器 (R_{ISNS}) 上的电压来设置目标输出电流。 R_{ISNS} 生成的差分电压会施加到 ISNSP/ISNSN，电阻值直接决定稳压的恒定幅度——根据所需的 LED 电流选择 R_{ISNS} 会建立驱动器的设定点。 R_{ISNS} 的值可通过下式计算：

$$R_{ISNS} = \frac{4V(ISNS)}{I_{OUT(CC)}} \quad (1)$$

$\Delta V_{(ISNS)}$ 是电流检测失调和阈值电压，在数据表中为 50mV， $I_{OUT(CC)}$ 是目标恒定输出电流，在本设计中设置为 1A

4.IMONOUT

IMONOUT 引脚是 [LM51770-Q1](#) 的平均电流环路的补偿节点，还可以输出模拟电流监控信号。在恒定电流模式下，将一个串联 RC 网络（ R_{COMP} 和 C_{COMP} ）从 IMONOUT 连接到 AGND；电阻设置环路带宽，电容器提供必要的相位超前以实现足够的相位裕度，从而确保稳定性并在整个输入电压和负载范围内尽可能减少过冲/下冲。[环路补偿一节](#)中给出了详细的元件值。

其他重要引脚配置：

5.FB

FB 引脚通过一个外部电阻分压器对最大输出电压进行编程，对于该前照灯应用，该电压设置为 55V。在恒流 LED 运行期间，电压环路通过在 LED 负载开路时将输出电压钳位在 55V 来提供次级过压保护，从而防止转换器和下游电路损坏。电压环路还有助于在负载变化期间在电流和电压调节模式之间无缝转换。

最大输出电压 $V_{OUT(max)}$ 由一个由 R_{FBT} （连接在 V_{OUT} 和 FB 之间）和 R_{FBB} （连接在 FB 和 AGND 之间）组成的电阻分压器网络建立。转换器将 FB 引脚调节至 1.0V（典型值）的内部基准电压 V_{FB} 。电阻值计算如下：

$$V_{OUT(max)} = V_{FB} \times \frac{R_{FBT} + R_{FBB}}{R_{FBB}} \quad (2)$$

在此应用中， R_{FBT} 设置为 100k Ω ， R_{FBB} 设置为 1.87k Ω 。

6.EN/UVLO

EN/UVLO 引脚具有双重功能：器件使能和欠压锁定 (UVLO) 保护。一旦该引脚电压高于 $V_{T+(EN)}$ 阈值，内部逻辑和基准电路即被激活。集成式 UVLO 电路持续监测输入电压；当输入电压低于编程的阈值（此应用为 8V）时，转换器会自动关断，以防止低电压运行对功率级和 LED 负载造成损坏。8V UVLO 阈值通过电阻分压器网络确定： $R_{UV1} = 15.8k\Omega$ （连接在 V_{IN} 和 EN/UVLO 之间）， $R_{UV2} = 2.94k\Omega$ （连接在 EN/UVLO 和 AGND 之间）。可以使用 [LM51770-Q1 计算工具](#) 或者参考 [LM51770-Q1 数据表](#) 中的第 8.3.5 节（启用和欠压锁定）来确定电阻值。

4 汽车 LED 照明设计应用

4.1 功率级设计

对于此应用，本设计使用 [LM51770EVM-HV](#) 评估板。根据设计规格，在电路板上重新计算和修改功率级元件，如图 4-1 所示。[LM51770-Q1 降压/升压快速入门计算器工具](#) 可用于选择此应用设置所需的外部元件，并在 [LM51770-Q1 数据表](#) 中详细介绍了每个功率级元件的详细公式。表 4-1 列出了更新后的功率级元件。

1. 电感器值必须针对转换器的降压和升压区域平衡选择。它应该以稳定性（升压区域中的较高右半平面零点频率）和更低的电感器电流纹波（升压和降压区域中占空比约为 33%）为目标。
2. 峰值电流检测电阻值：以比峰值电感器电流值高 10-15% 的峰值电流限值为目标，可在降压/升压区域运行期间获得更好的结果，并改善开关节点抖动，同时增强环路稳定性。
3. 输出电容值计算器中建议的输出电容值是一个良好的起点，但必须在实验室中执行优化。
4. 输出电容器类型：建议使用陶瓷电容器，因为它们具有低 ESR 和更快的响应时间。相比之下，电解电容器具有更高的 ESR 和更慢的响应时间，这在 LED 稳态和开关操作期间没有帮助，从而导致更高的输出电流纹波。
5. 输出电容器的放置：所有输出电容器都必须放置在 ILIM 检测电阻之前；否则，电容器的放电电流将不受 ILIM 环路控制。
6. 斜率补偿：理想值对于控制环路的稳定性非常重要，尤其是对于更高的升压比（例如， $V_{in} = 9V$ 且 $V_{out} = 55V$ ）和占空比 ($D > 50\%$)。

下一节将讨论电压和 ILIM 环路的补偿选择。

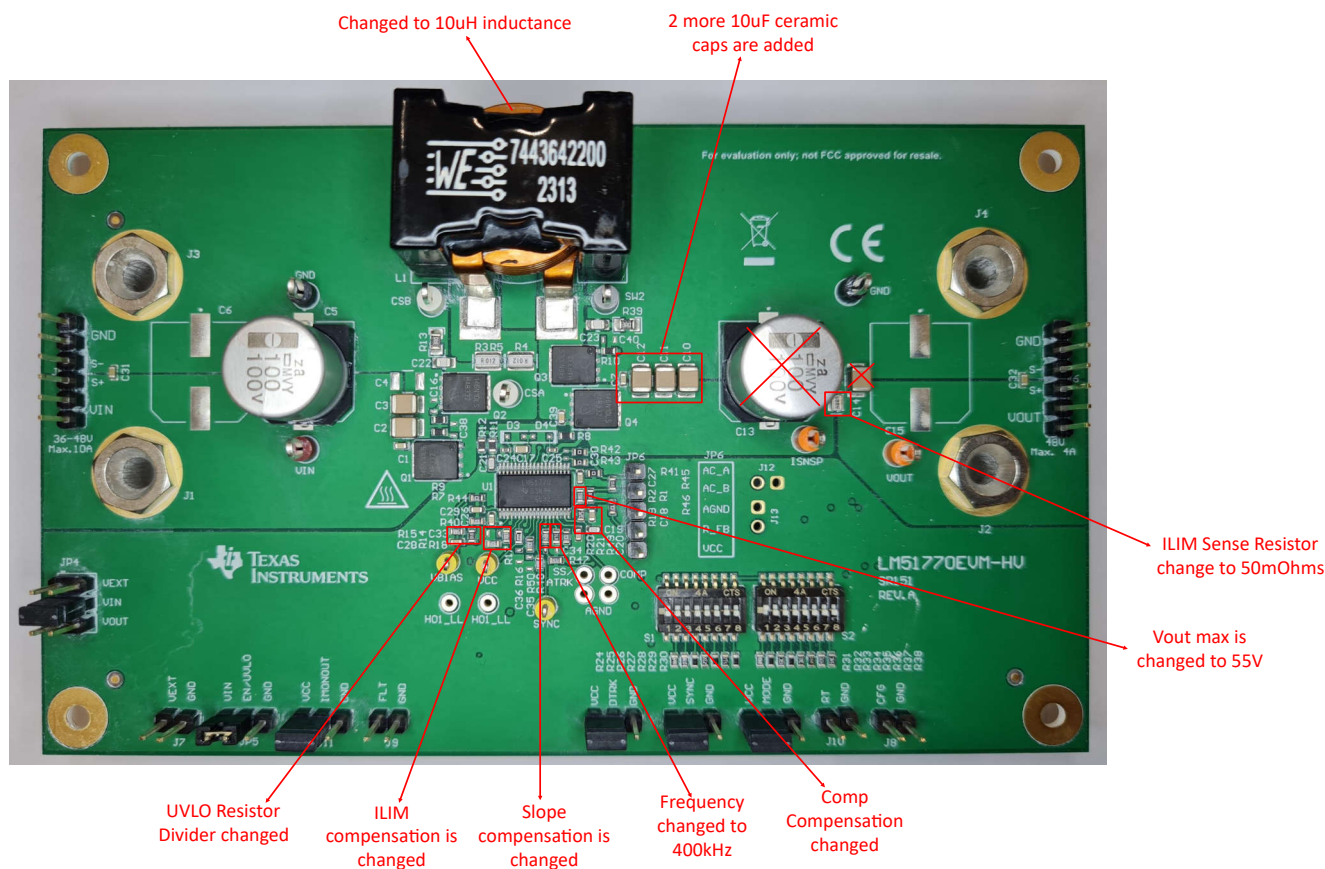


图 4-1. 对 LM51770 EVM 的修改

表 4-1. 组件更改列表

功能	规格	元件值
UVLO	8V	R14 = 15.8k , R15 = 2.94k

表 4-1. 组件更改列表 (续)

功能	规格	元件值
电感器		L1 = 10uH
开关频率	400kHz	R21 = 75k
ILIM Sensing	1A	R6 = 50m
V _{out,max}	55V	R2 = 1.87k
斜率补偿	占空比 _{max} = 84%	R20 = 124k
输出电容	50uF (仅陶瓷电容器)	C10 至 C14 = 10uF

4.2 控制环路架构

LM51770 集成了三个固有控制环路，即一个电压环路和两个电流控制环路（峰值电流限制和平均电流限制），用于将输出电压和电流调节到所需的设定点。这些环路之间的交互作用如图 4-2 所示。

1. 电压控制环路：电压控制环路持续监控输出电压，并将其与内部基准进行比较。产生的误差信号将驱动误差放大器，从而调整 COMP 引脚电压以调制 PWM 占空比，直到输出电压收敛到所需的设定点。
2. 峰值电流限制环路：峰值电流限制环路测量瞬时电感器电流，并将其与电压环路误差放大器产生的 COMP 电压进行比较。当负载电流增加且峰值电感器电流达到由电流检测电阻器 R_{CS} 设置的已编程最大阈值时，环路会将峰值电感器电流调节到该最大值。在这些条件下，电压环路通过升高 COMP 电压进行响应，进而降低 PWM 占空比并降低输出电压。虽然峰值电流限制环路可在某些应用中用于 LED 电流控制，但其固有的精度限制使其不适合需要严格电流调节的精密 LED 驱动应用。LM51770-Q1 数据表中详细介绍了峰值电流模式控制的传递函数和控制公式，而且此[开关模式电源转换器补偿更简单](#)。而公式 3-4 给出了电压控制环路型 II 补偿的极点和零点的重要公式。

$$F_{V_pole, origin} = 0 \quad (3)$$

原点极点的频率：零点的频率：

$$F_{V_zero} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{comp} \times C_{comp}} \quad (4)$$

高频极点的频率：

$$F_{V_pole, HF} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{comp} \times C_{hf, comp}} \quad (5)$$

3. 平均电流控制环路：对于要求精确输出电流调节的应用（例如 LED 应用），LM51770 的平均电流控制环路提供了一种更合适的解决方案。该环路通过放置在输出滤波器之后的电流检测电阻器 R_{ISNS} 直接检测直流输出电流。检测到的平均电流值用于直接控制 COMP 电压以调节电感器电流，从而调制 PWM 占空比以严格调节输出电流，如图 4-2 所示。这种闭环方法使得平均电流控制环路特别适合高精度 LED 驱动和恒流应用。而 ILIM 环路的小信号稳定性由电流限制环路增益决定，表示为 T_{ilim}(s) 由公式 6 给出。

$$T_{ilim}(s) = G_{vc, isns}(s) \times R_{sns, ilim} \times G_{ilim}(s) \quad (6)$$

其中：

A. R_{sns, ilim}：

其中：

是 ILIM 电流检测电阻（在 EVM 中由 R₆ 标记）

B. 控制到感测受控体传递函数：G_{vc, isns}(s)

受控体元件表示控制信号（占空比）与电流检测电阻两端产生的电压之间的关系。它包含调制器动态特性和功率级电感器电流响应。

$$G_{vc, isns}(s) = \frac{F_m(s) \times G_{d, i_s}(s)}{1 + F_m(s) \times K_{CS} \times H_e(s) \times G_{d, i_L}(s)} \quad (7)$$

其中：

$$T_{PK}(s) = F_m(s) \times F_{CS} \times H_e(s) \times G_{d, i_L}(s) \quad (8)$$

是内部峰值电流检测增益，单位为 (V/A)。

$$G_{d, i_L}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \text{ is the duty cycle to inductor current transfer function} \quad (9)$$

$$G_{d, i_s}(s) = \frac{\hat{i}_{SNS}(s)}{\hat{d}(s)} \quad (10)$$

是占空比平均电流检测传递函数

- 内部峰值电流检测增益 (K_{CS})：将小信号电感电流转换为内部峰值电流检测电压。

$$K_{CS} = \frac{\hat{v}_{CSA}}{\hat{i}_L} \quad (11)$$

- $H_e(s)$ 是采样校正：表示恒定频率峰值电流模式控制的采样数据效应。峰值电流比较器在每个开关周期采样并终止一次开关周期，因此内部电流环路不是纯连续时间。

$$H_e(s) = 1 - \frac{s}{2f_s} + \frac{s^2}{(\pi f_s)^2} \quad (12)$$

- $f_m(s)$ 是调制器增益：PWM 调制器的增益，它将控制电压与占空比 D 相关联。对于降压/升压转换器，这大约为：

$$F_m = \frac{1}{T_s \times (S_n + S_e)} = \frac{f_s}{S_n + S_e} \quad (13)$$

$$S_n \quad (14)$$

ΔI 是自然检测电流斜坡斜率，单位为 V/s

$$S_e \text{ is the slope-compensation ramp in V/s} \quad (15)$$

$$F_s \text{ is the switching frequency.} \quad (16)$$

C. 限流器补偿： $G_{ilim}(s)$

补偿网络 $G_{ilim}(s)$ 是一种高阶补偿器，用于在电流环路交叉频率下提供足够的相位裕度并抑制来自电流检测路径的高频噪声。根据所实现的控制架构，传递函数定义为：

$$G_{ilim}(s) = G_{m, ilim} * \frac{1 + s(R_{c, ilim} C_{c, ilim})}{sC_{c, ilim} \times (1 + sR_{c, ilim} C_{hf, ilim})} \quad (17)$$

其中：

$$G_{m, ilim} \quad (18)$$

是 ILIM 电流误差放大器的直流增益。

- $R_{c, ilim}$ is the resistor in the compensation network, determines the location of the zero and HF pole (labeled by R₁₇ in the EVM) (19)

$$\bullet \quad C_{c, ilim} \quad (20)$$

是补偿网络中的电容器，决定积分强度和零点位置（在 EVM 中用 C_{18} 标记）。

$$\bullet \quad C_{hf, ilim} \quad (21)$$

是补偿网络中的电容器，创建了高频滚降极点（由 EVM 中的 C_{33} 标记）。

平均电流控制环路的 II 型补偿的极点和零点公式由公式 12-14 给出。

$$F_{ILIM_pole, origin} = 0 \quad (22)$$

原点极点的频率：

零点的频率：高频极点的频率：

$$F_{ILIM_zero} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{c, ilim} \times C_{c, ilim}} \quad (23)$$

$$F_{ILIM_pole, HF} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{c, ilim} \times C_{hf, ilim}} \quad (24)$$

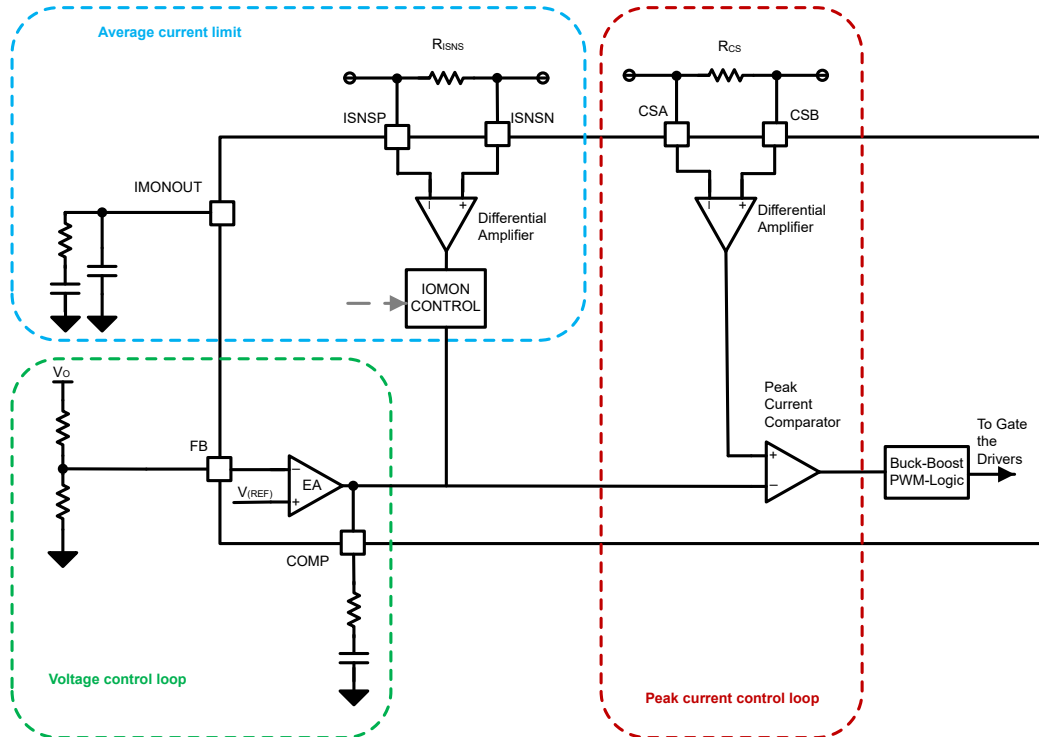


图 4-2. LM51770 器件的控制环路

5 ILIM 环路优化和测量结果

ILIM 环路优化

如前一节所述，ILIM 环路作为监控环路运行，位于电压环路上方。它通过直接覆盖 COMP 电压来控制电感器电流。因此，强电压环路补偿会对 ILIM 环路的运行产生不利影响，从而降低其有效调节电流的能力。为了缓解这种相互作用，建议将 ILIM 环路带宽设计为电压环路带宽的 3 到 5 倍。或者，足够弱的电压环路补偿也可能产生可接受的性能。

为了验证这项建议，我们使用两种补偿配置（强电压环路补偿和弱电压环路补偿）进行了比较测试，同时在两种情况下保持 ILIM 环路补偿相同。

5.1 强电压环路补偿

强电压环路补偿波特图如图 5-1 所示，表 5-1 列出了配置的相应组件值。如图 5-2 所示，测量结果显示稳态下的输出电流纹波明显更高。强 COMP 引脚补偿会导致 394mA 的稳态输出电流纹波，这表明对 ILIM 环路调节有严重的干扰。

表 5-1. 补偿网络值

功能	元件	值	带宽
COMP 补偿	R_{comp} (R_{19})	25k	• $V_{out} = 7V$ 、 $BW = 7.3kHz$
	C_{comp} (C_{18})	12nF	• $V_{out} = 21V$ 、 $BW = 4.2kHz$
	$C_{hf,comp}$ (C_{19})	100pF	• $V_{out} = 35V$ 、 $BW = 2.6kHz$ • $V_{out} = 56V$ 、 $BW = 1.7kHz$
ILIM 补偿	$R_{c,ilim}$ (R_{17})	143k	• $V_{out} = 7V$ 、 $BW = 5kHz$
	$C_{c,ilim}$ (R_{18} 现为 C_{18})	26n	• $V_{out} = 21V$ 、 $BW = 1kHz$
	$C_{hf,ilim}$ (C_{33})	50pF	• $V_{out} = 35V$ 、 $BW = 0.5kHz$ • $V_{out} = 56V$ 、 $BW = 0.25kHz$

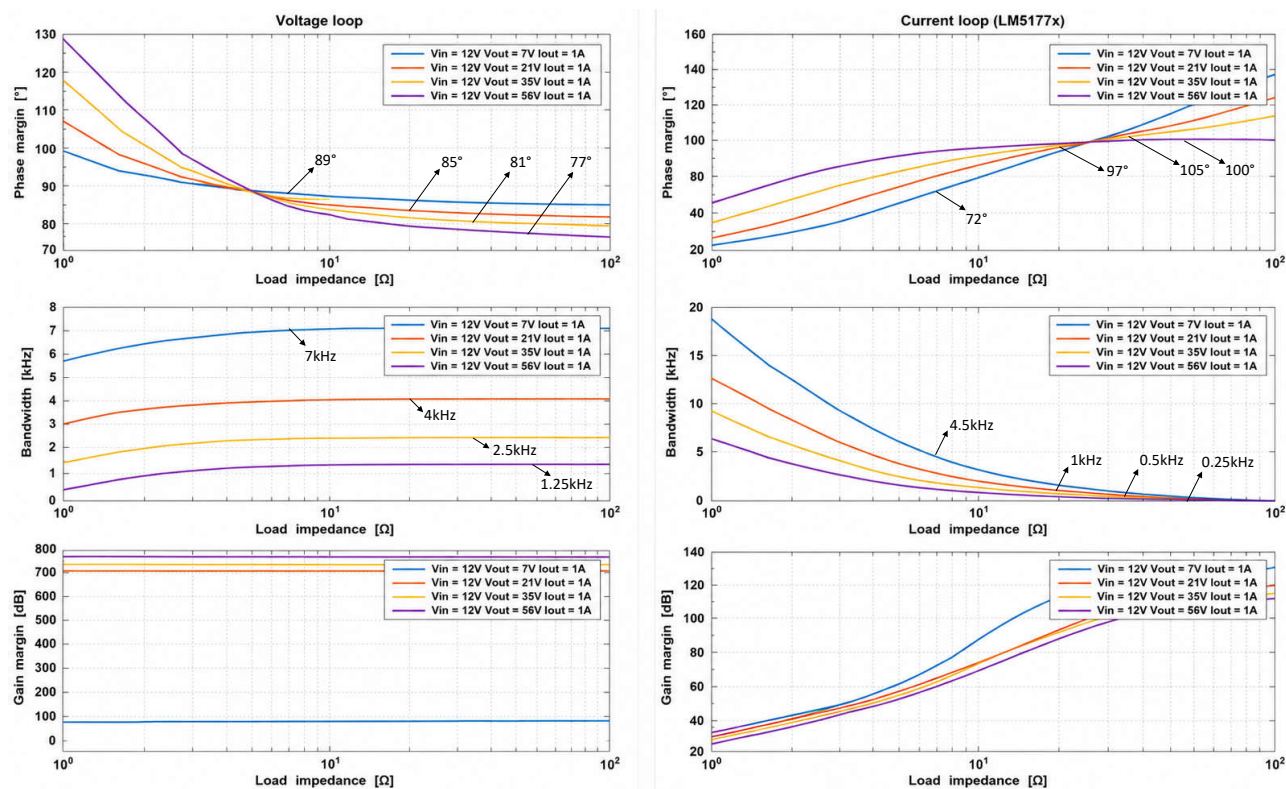


图 5-1. 强电压环路补偿的波特图结果

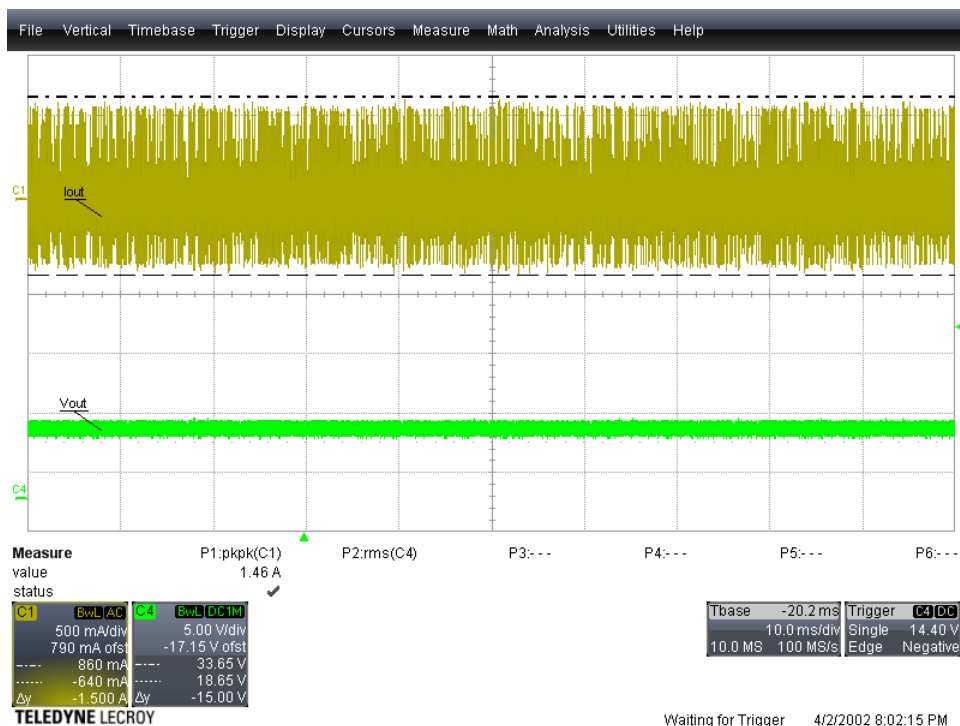


图 5-2. 具有强 COMP 引脚补偿的结果 (Vin = 12V 且具有 2 个 LED)

5.2 电压环路补偿

弱电压环路补偿波特图如图 5-3 所示，配置的相应组件值汇总在表 5-2 中。与图 5-2 中显示的结果相反，图 5-4 显示将 COMP 引脚补偿降低到弱配置可将稳态输出电流纹波减少到仅 31.8mA，降幅超过 90%。这些结果清楚地确认，尽可能降低电压环路补偿强度对于实现 ILIM 环路性能至关重要。

表 5-2. 补偿网络值

功能	元件	值	带宽
COMP 补偿	R_{comp} (R ₁₉)	143	- Vout = 7V、BW = 1.46kHz - Vout = 21V、BW = 1.15kHz - Vout = 35V、BW = 0.9kHz - Vout = 56V、BW = 0.7kHz
	C_{comp} (C ₁₈)	12nF	
	$C_{hf,comp}$ (C ₁₉)	100pF	
ILIM 补偿	$R_{c,ilim}$ (R ₁₇)	143k	
	$C_{c,ilim}$ (R ₁₈ 现为 C ₁₈)	26n	- Vout = 7V、BW = 5kHz - Vout = 21V、BW = 1kHz - Vout = 35V、BW = 0.5kHz - Vout = 56V、BW = 0.25kHz
	$C_{hf,ilim}$ (C ₃₃)	50pF	

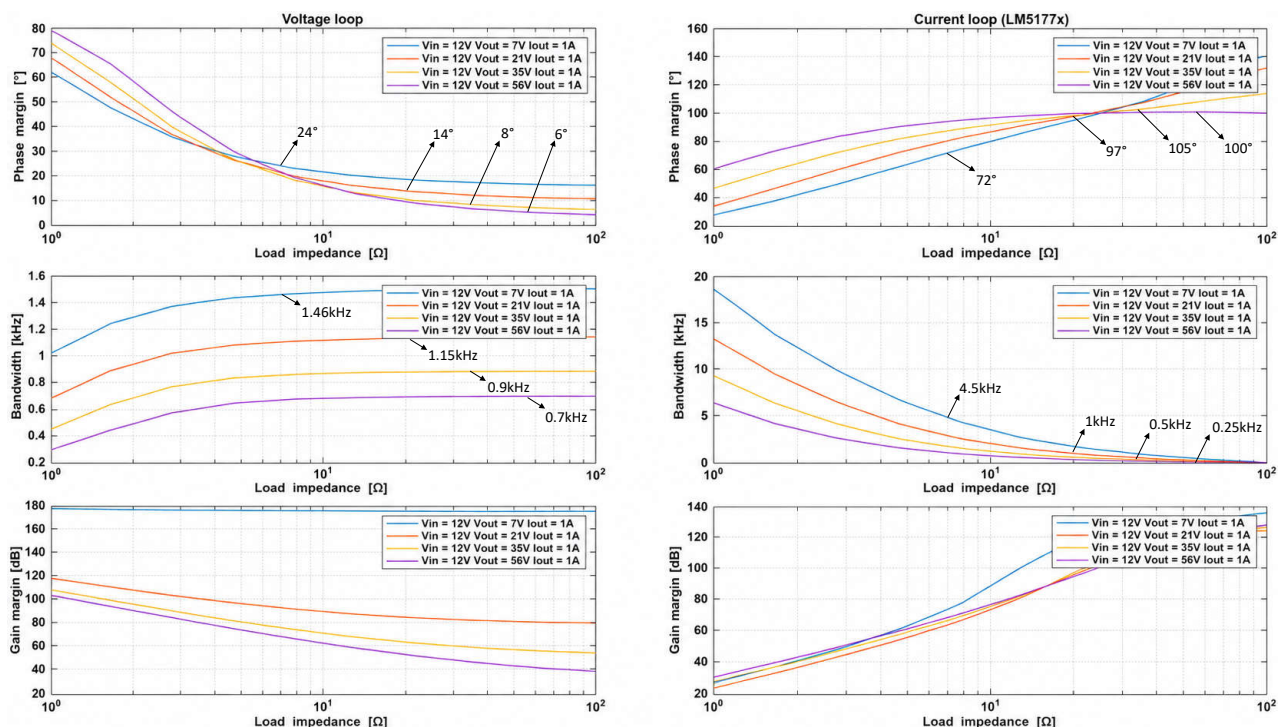


图 5-3. 弱电压环路补偿的波特图结果

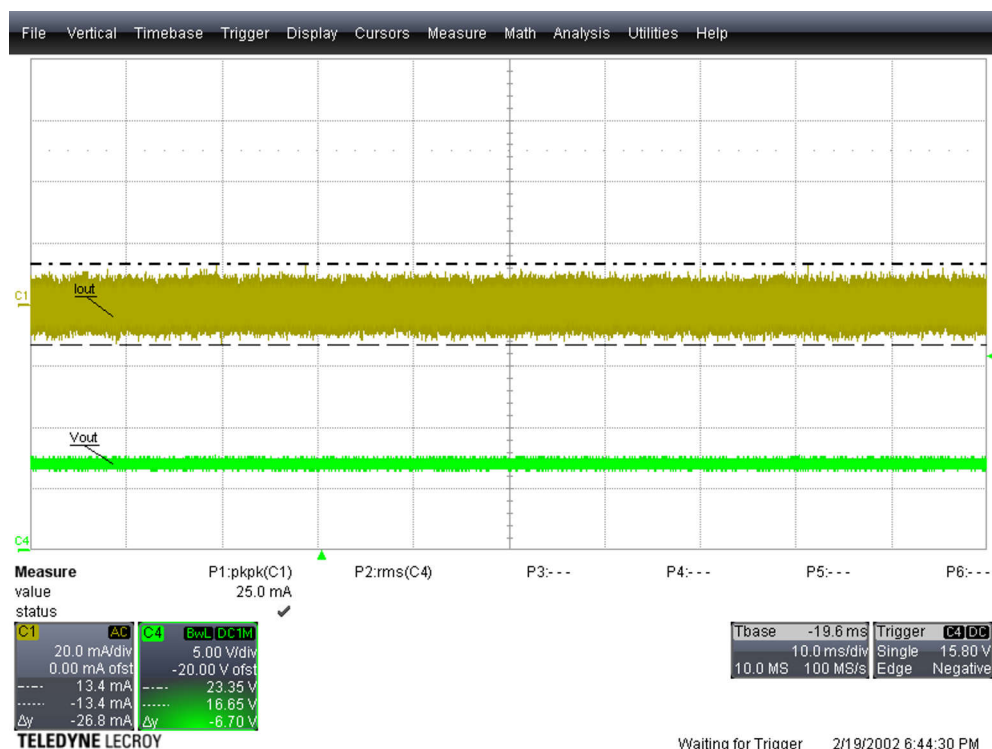


图 5-4. 具有弱 COMP 引脚补偿的结果 ($V_{in} = 12V$ 且具有 2 个 LED)

5.3 LED 开关和降压/升压区域

从 LED 应用中知道，转换器的输出电压由输出端连接的 LED 数量决定。当转换器输出端的 LED 从较高数字切换到较低数字时，会产生输出电流纹波，该纹波必须保持在最大输出电流的 40% 以内。此纹波电流主要取决于输出电容，输出电容越高，充电时的电压越高，电容器放电期间的输出电流纹波就越大。

除此之外，当 LED 在 LM51770-Q1 器件的降压/升压区域期间以稳态运行时，也可以观察到高电流纹波。这是因为该器件在降压/升压区域中可能略微不稳定，失去对环路的控制，从而导致更高的开关节点抖动，进而导致更高的输出电流纹波。

为了优化 LED 开关和降压/升压区域运行期间的输出电流纹波，可以应用以下技术。

1. 通过调整 ILIM 环路补偿可以更大限度地减小电流纹波的振幅；然而，在如此宽的输出电压范围 (6V 至 54V) 内对环路进行补偿证明非常具有挑战性。
2. 增大峰值电流检测电阻有助于减少抖动并改善环路调节，但在选择其值时，应确保峰值电流限制保持比峰值电感器电流高 10% 至 15%。
3. 在转换器输出端和 LED 之间添加一个小型串联阻尼电阻器是降低开关和稳态运行期间电流纹波幅度的有效方法。包含阻尼电阻的电路的概要原理图如图 5-5 所示。

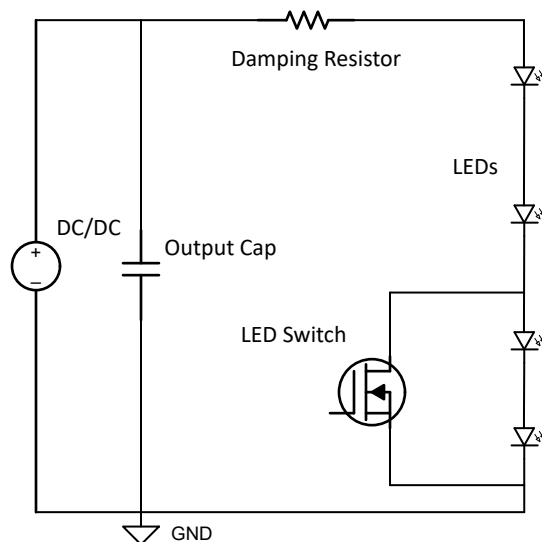


图 5-5. 具有阻尼电阻器的 LED 应用原理图概述

图 5-6 显示了在没有串联阻尼电阻器的情况下，LED 在降压/升压区域中运行的结果，其中输入和输出电压等于 12V，输出电流为 1A。结果表明电流纹波为 129mA，超过了 5% 的要求。后续测试使用 1.5 Ω 的串联阻尼电阻器进行，结果如图 5-7 所示，增加阻尼电阻器可将电流纹波显著降低至 49.4mA。

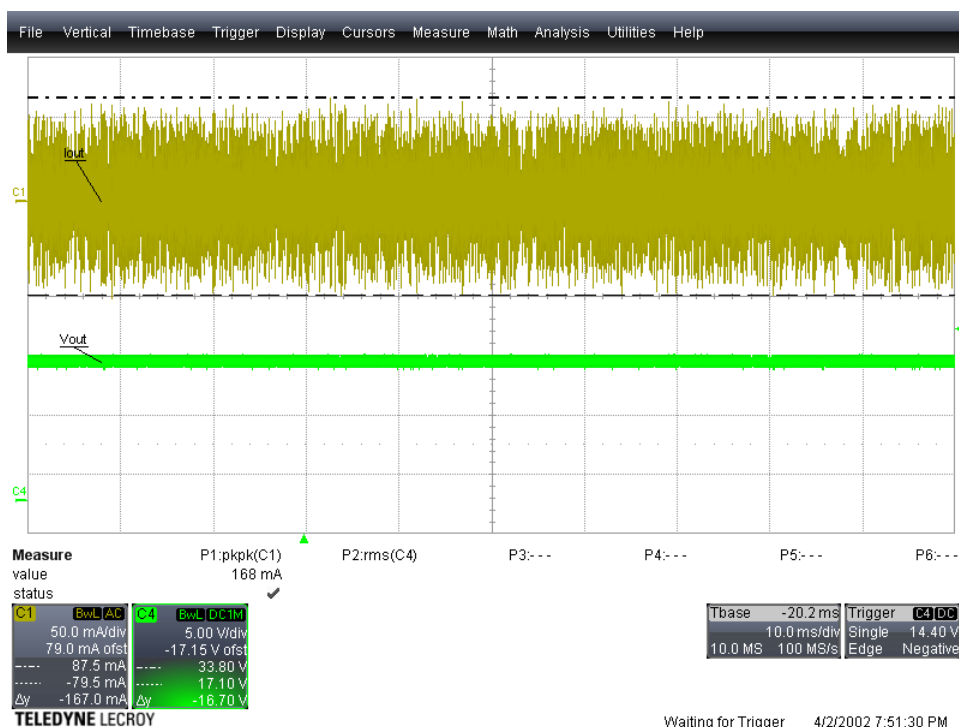


图 5-6. 没有阻尼电阻器的结果 ($V_{in} = 12V$ 、 $V_{out} = 12V$ 且具有 4 个 LED)

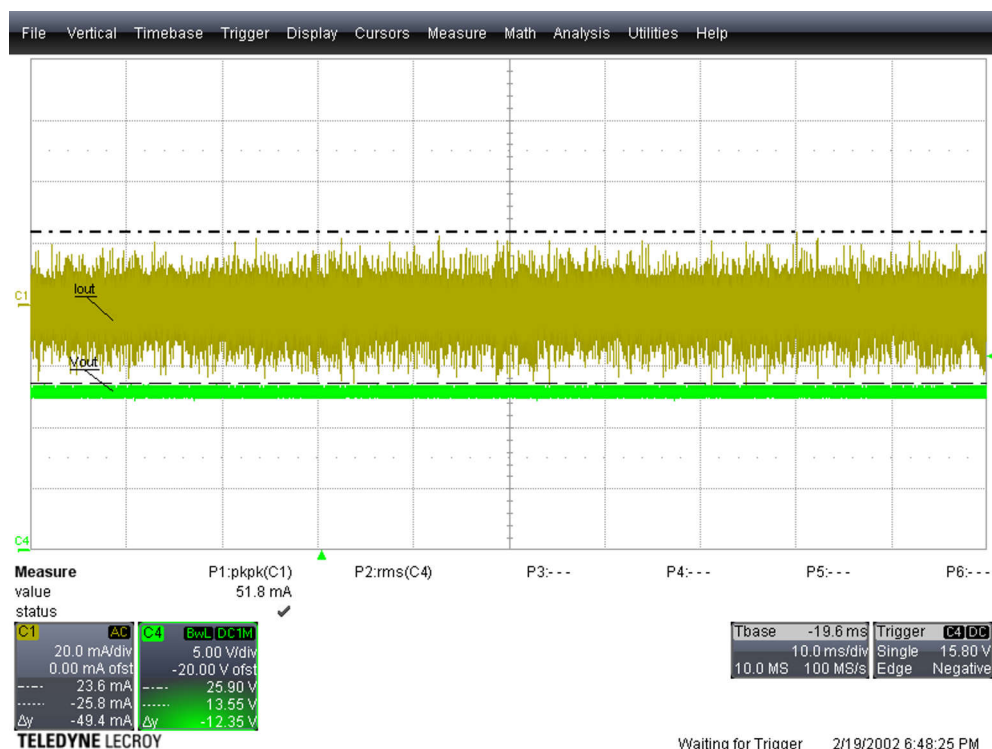


图 5-7. 使用阻尼电阻器时的结果 ($V_{in} = 12V$ 、 $V_{out} = 12V$ 且具有 4 个 LED)

同样，图 5-8 显示了不带阻尼电阻的 LED 开关 (从 2 个 LED 切换到 10 个 LED) 的结果，输出电流纹波达到 420mA，超过了要求的规格。相比之下，图 5-9 显示了添加阻尼电阻器后获得的结果，表明输出电流纹波显著降低至 230mA，在要求的规格范围内。

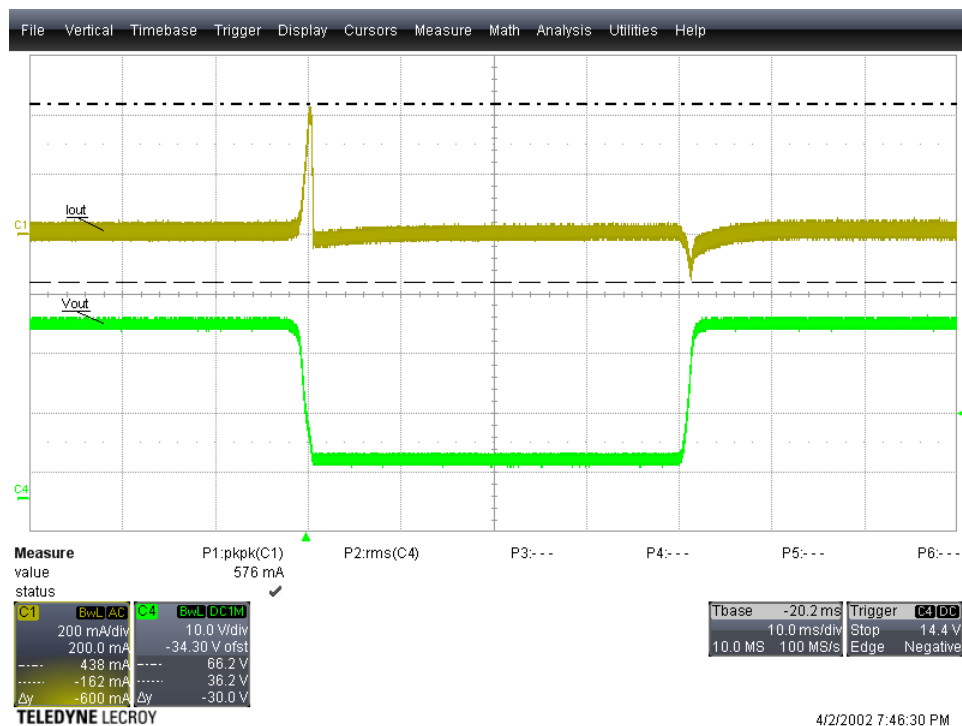


图 5-8. 在没有阻尼电阻器的情况下，从 2 个 LED 切换到 10 个 LED ($V_{in} = 12V$) 的结果

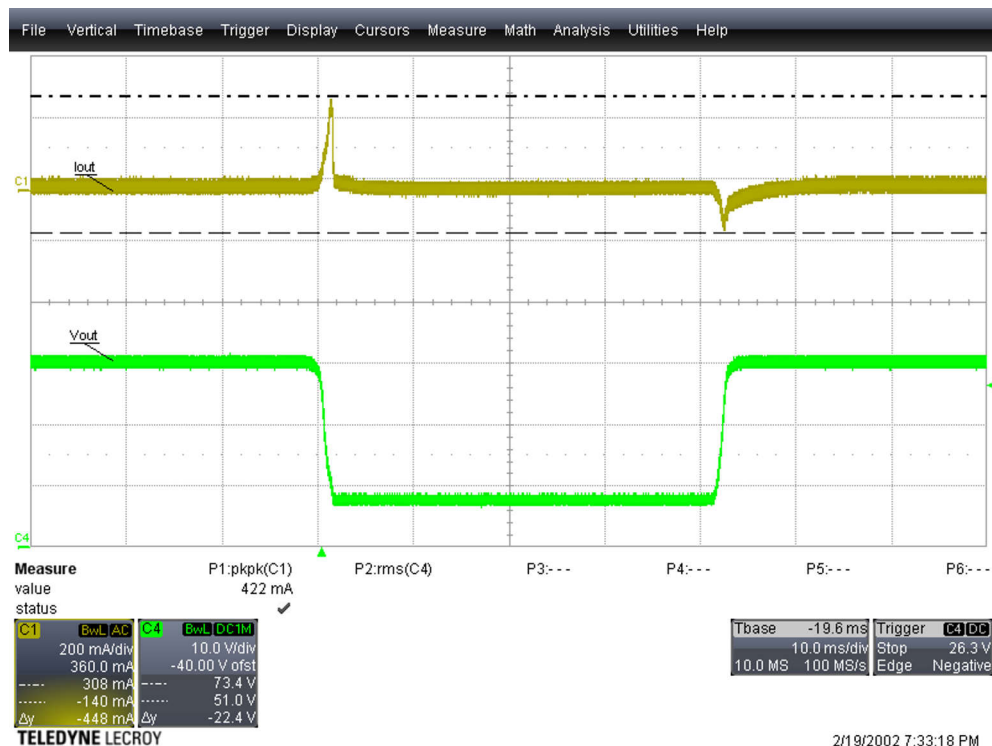


图 5-9. 包含阻尼电阻器，从 2 个 LED 切换至 10 个 LED ($V_{in} = 12V$) 的结果

6 详细结果

6.1 LED 稳态运行结果

为了评估稳态 LED 工作条件下的器件性能，针对不同数量的 LED 负载 (2、4、6、10、18) 在不同输入电压 (例如 9V、12V 和 16V) 下进行了测试。该测试使用上一节中为 COMP 和 ILIM 环路计算的最佳补偿并使用 1.5Ω 的阻尼电阻器进行。结果表明，在所有这些操作下，输出电流纹波保持在总负载的 5% 以下。

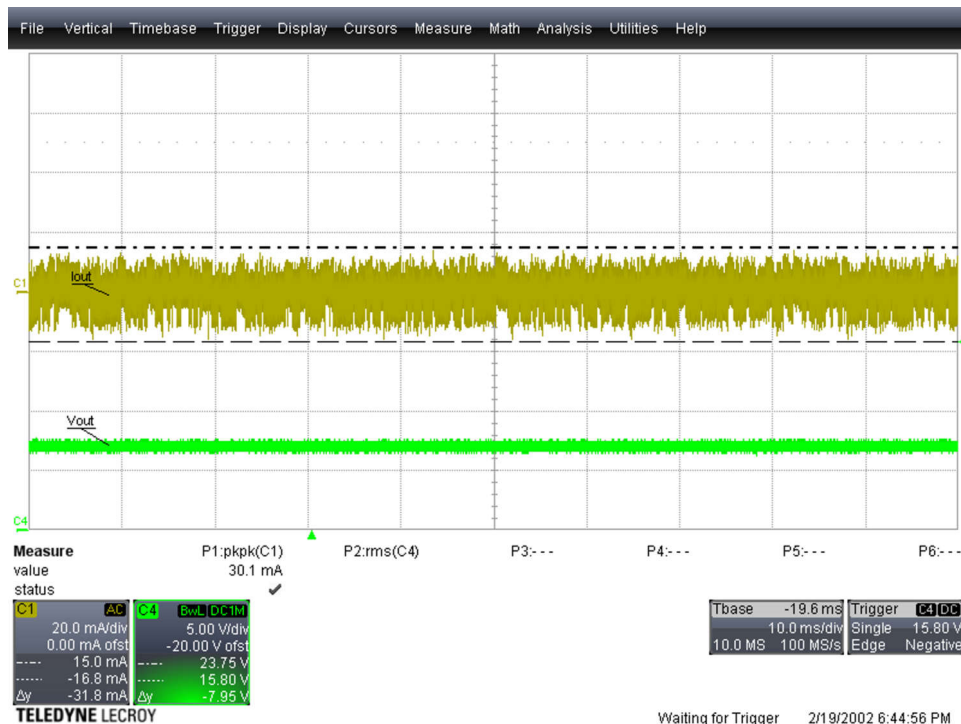


图 6-1. Vin=9V 且有 2 个 LED

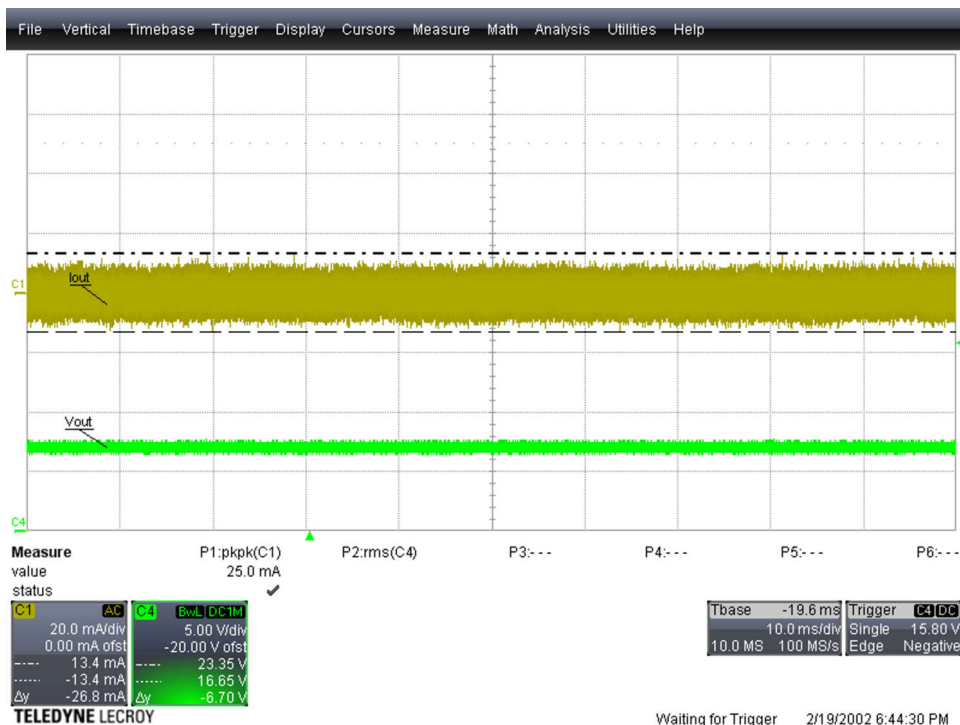


图 6-2. Vin=12V 且有 2 个 LED

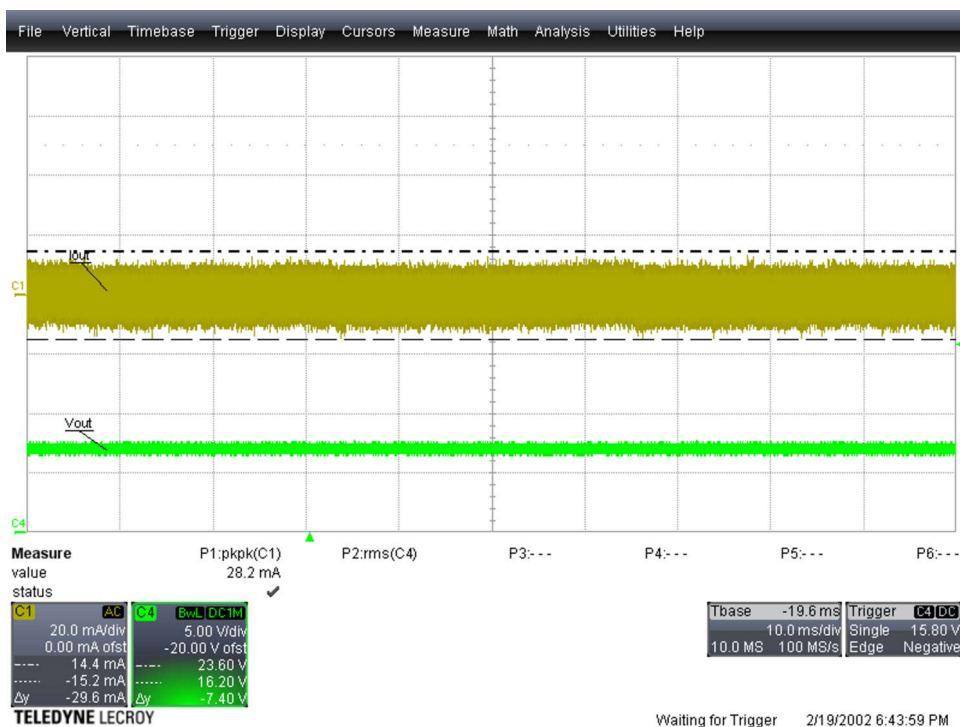


图 6-3. Vin=16V 且有 2 个 LED

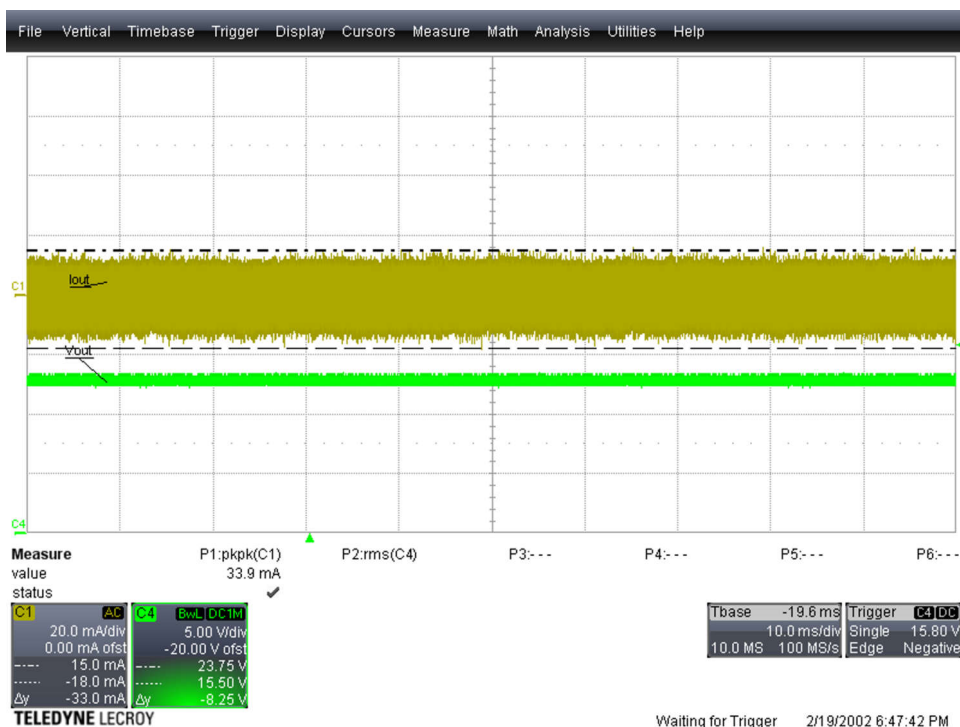


图 6-4. Vin=9V 且有 4 个 LED

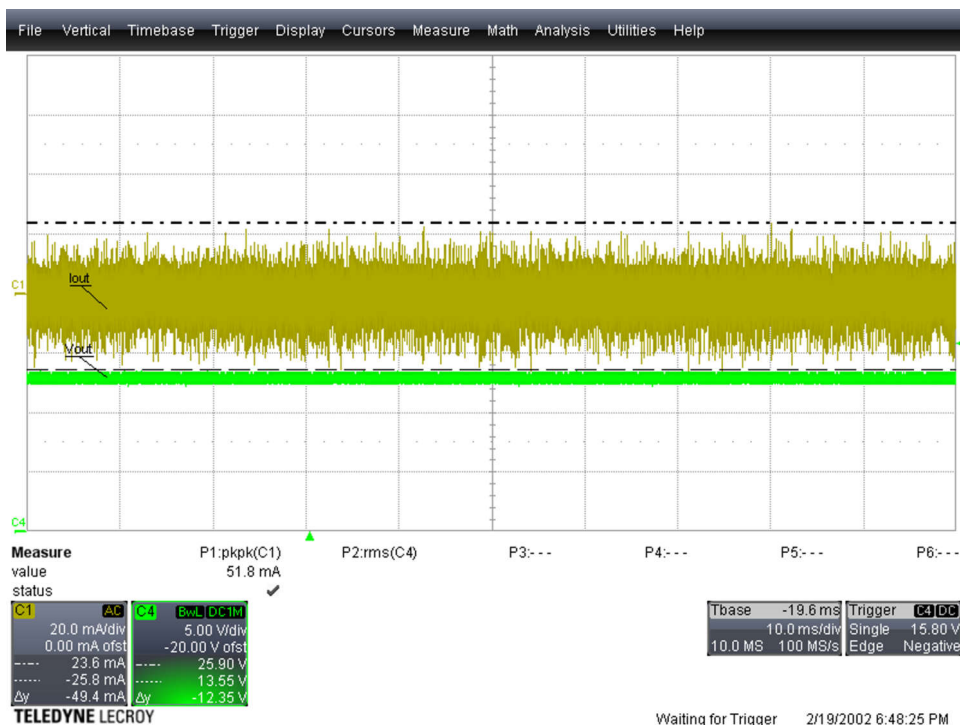


图 6-5. Vin=12V 且有 4 个 LED

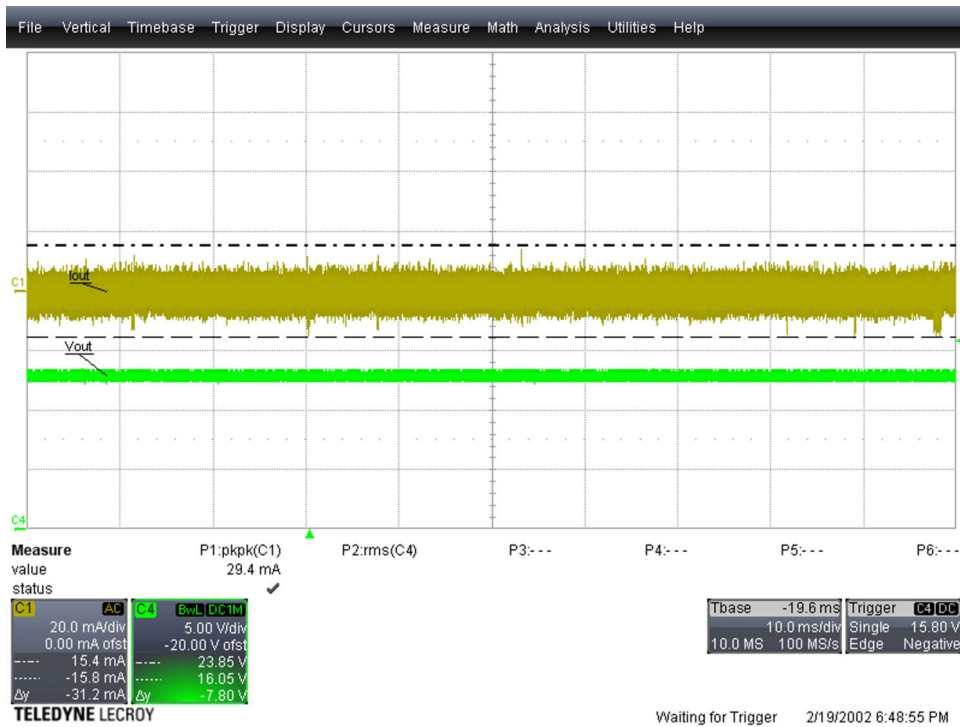


图 6-6. Vin=16V 且有 4 个 LED

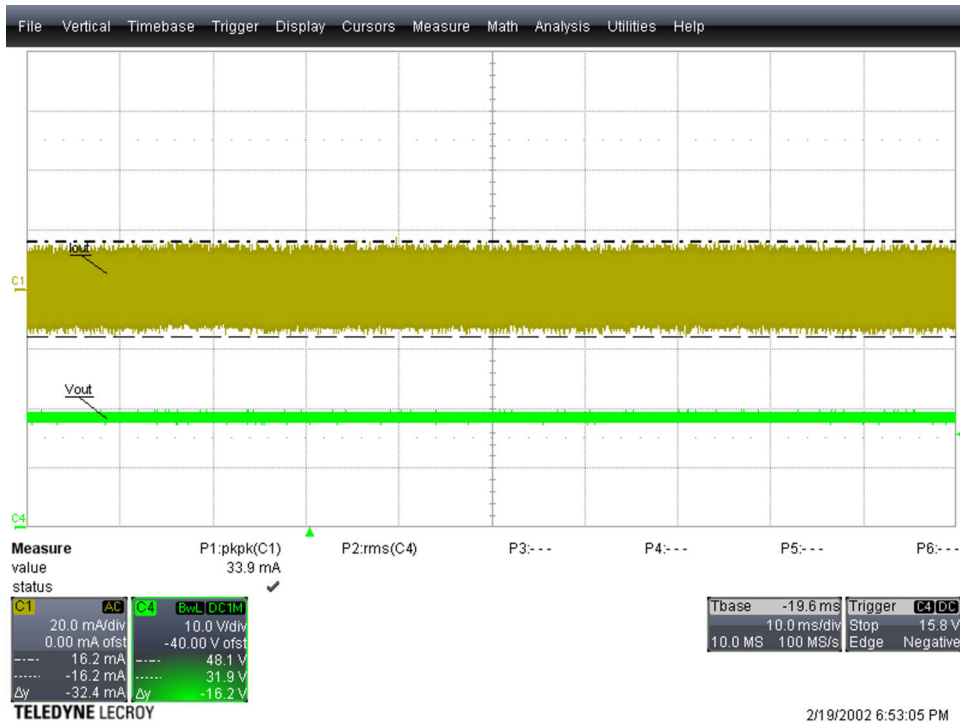


图 6-7. Vin=9V 且有 6 个 LED

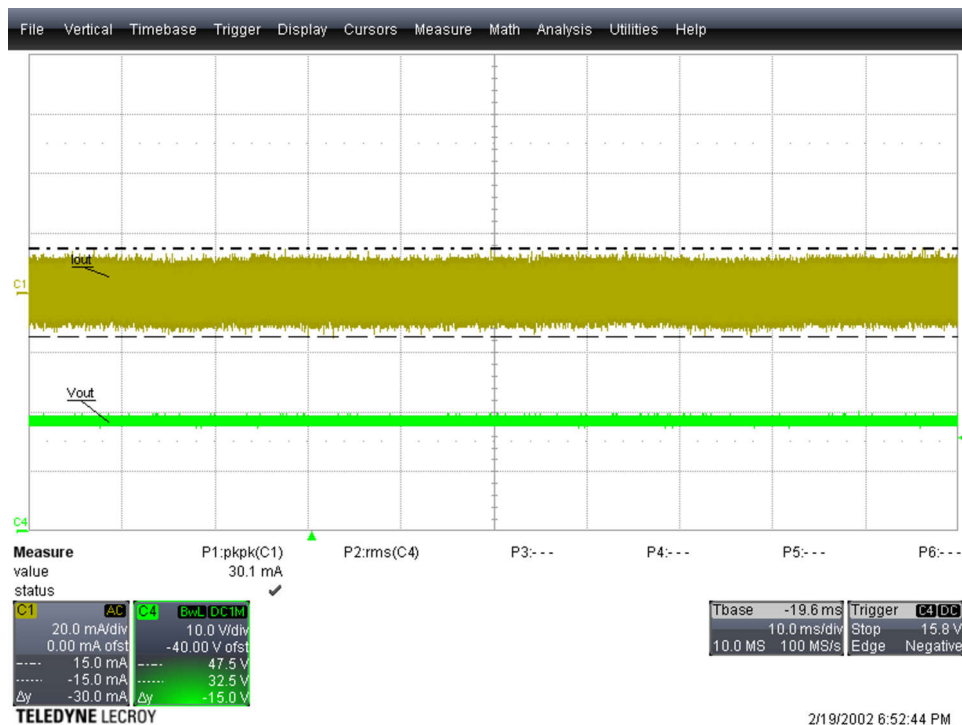


图 6-8. Vin=12V 且有 6 个 LED

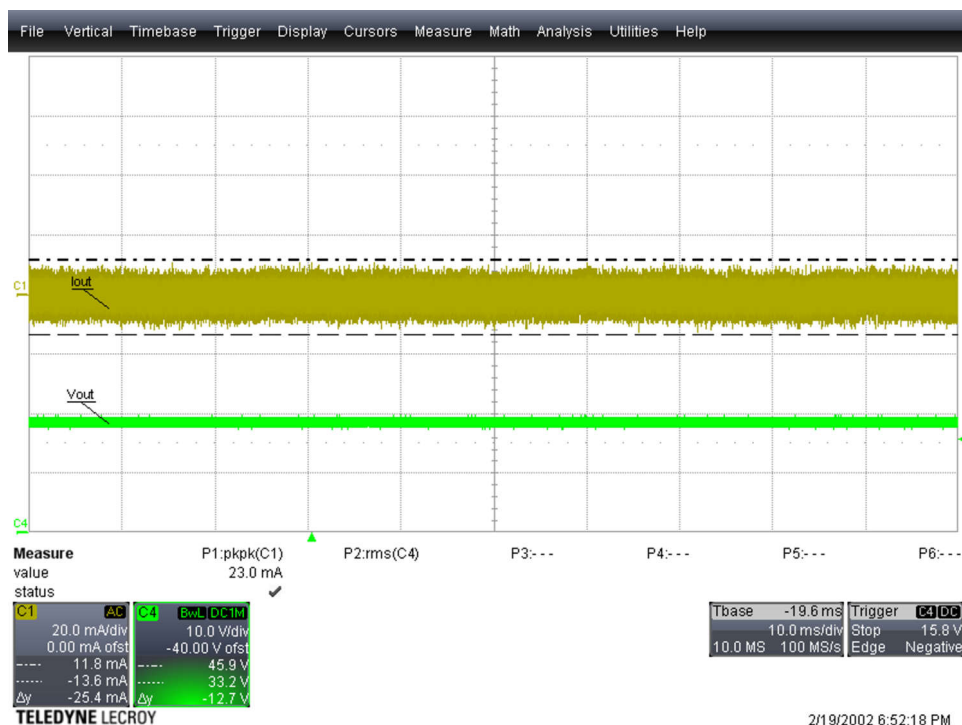


图 6-9. Vin=16V 且有 6 个 LED

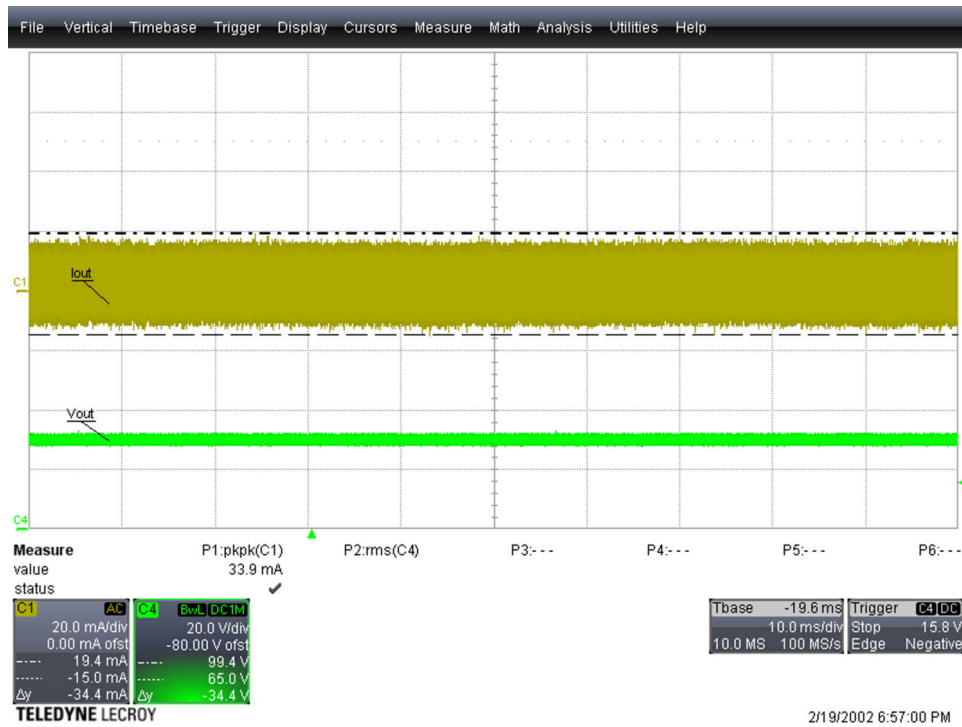


图 6-10. Vin=9V 且有 10 个 LED

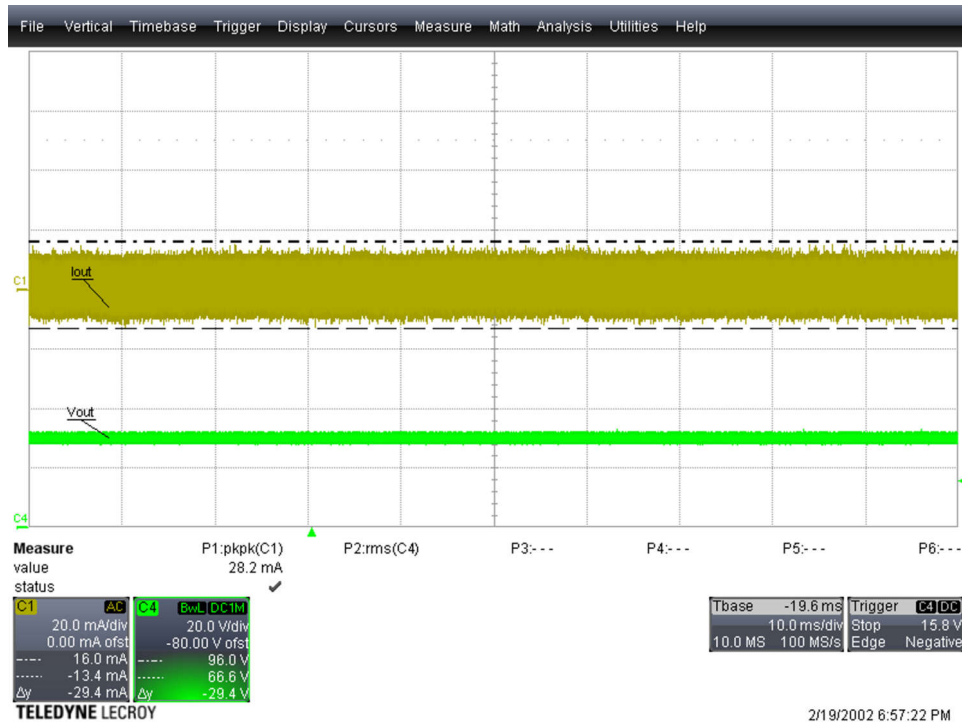
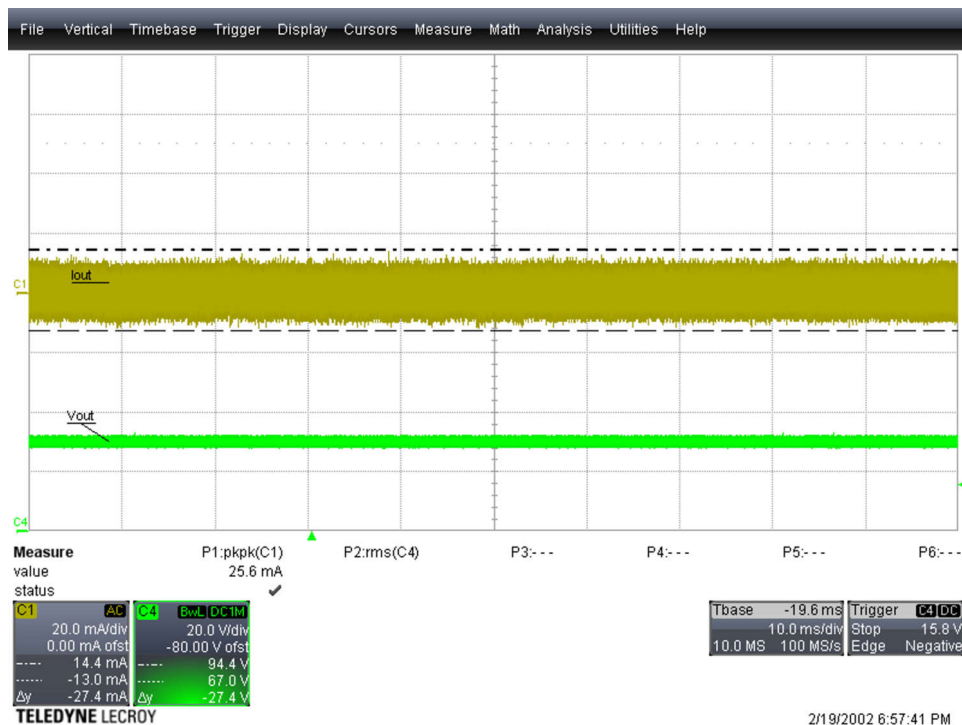
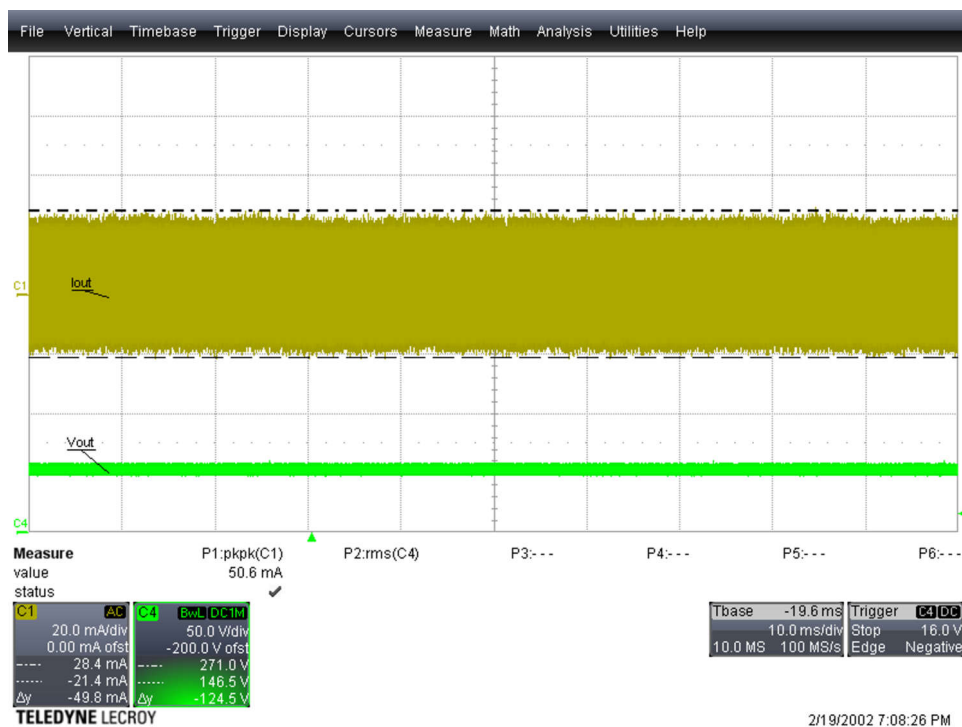


图 6-11. Vin=12V 且有 10 个 LED

图 6-12. $V_{in}=16V$ 且有 10 个 LED图 6-13. $V_{in}=9V$ 且有 18 个 LED

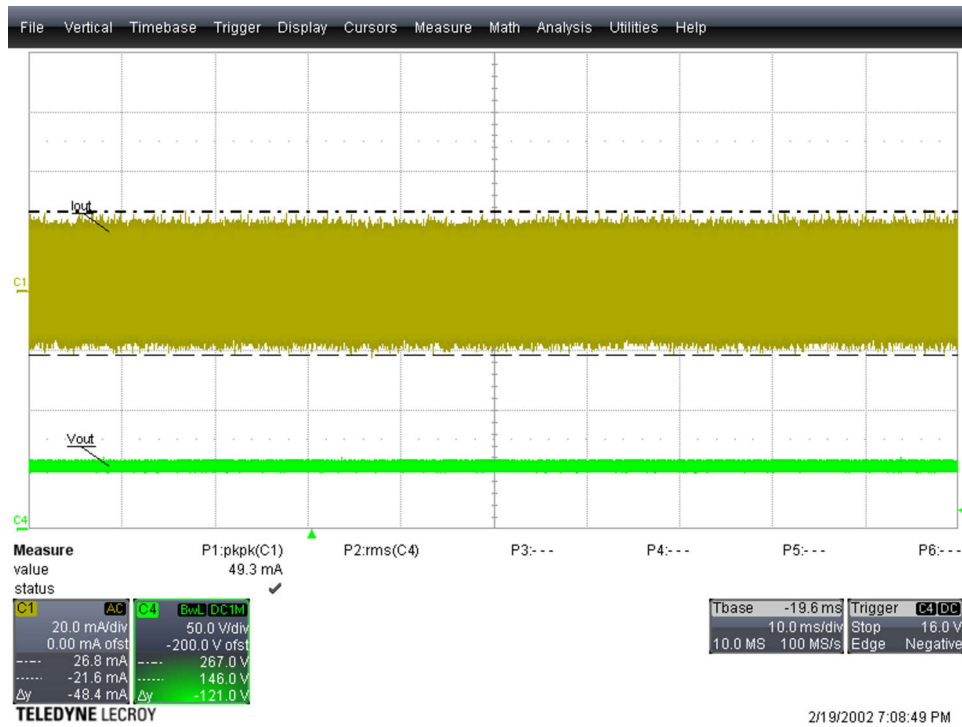


图 6-14. Vin=12V 且有 18 个 LED

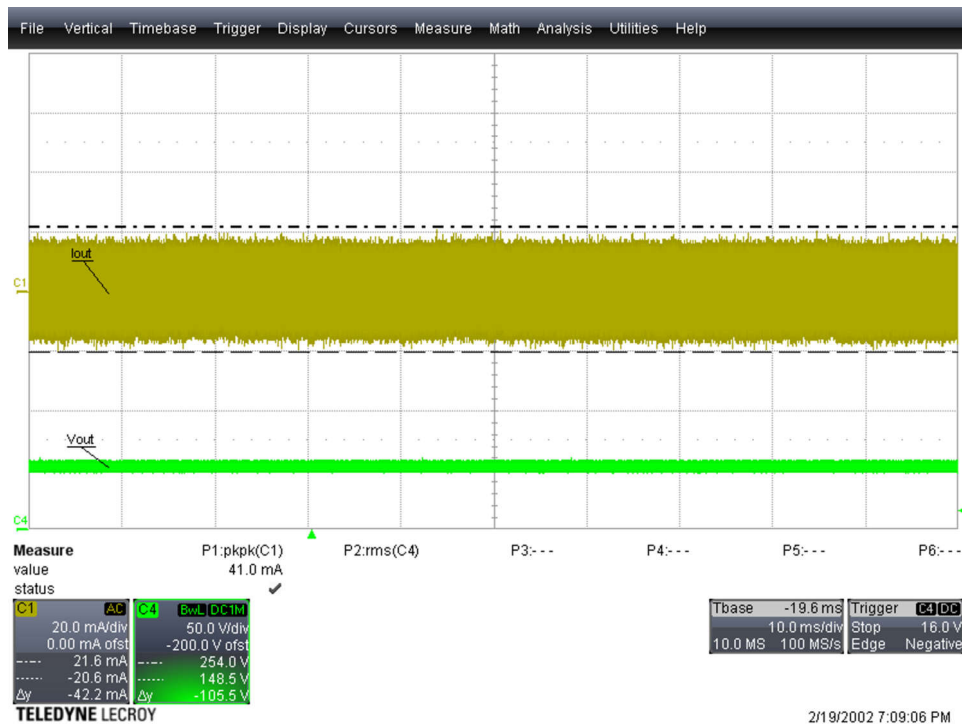


图 6-15. Vin=16V 且有 18 个 LED

6.2 LED 开关状态运行结果

同样，对 LED 开关进行了测试。该测试的目的是检查在 LED 开关转换期间，输出电流纹波是否保持在 40% 标准内。不同数量 LED 开关的结果如下图所示。

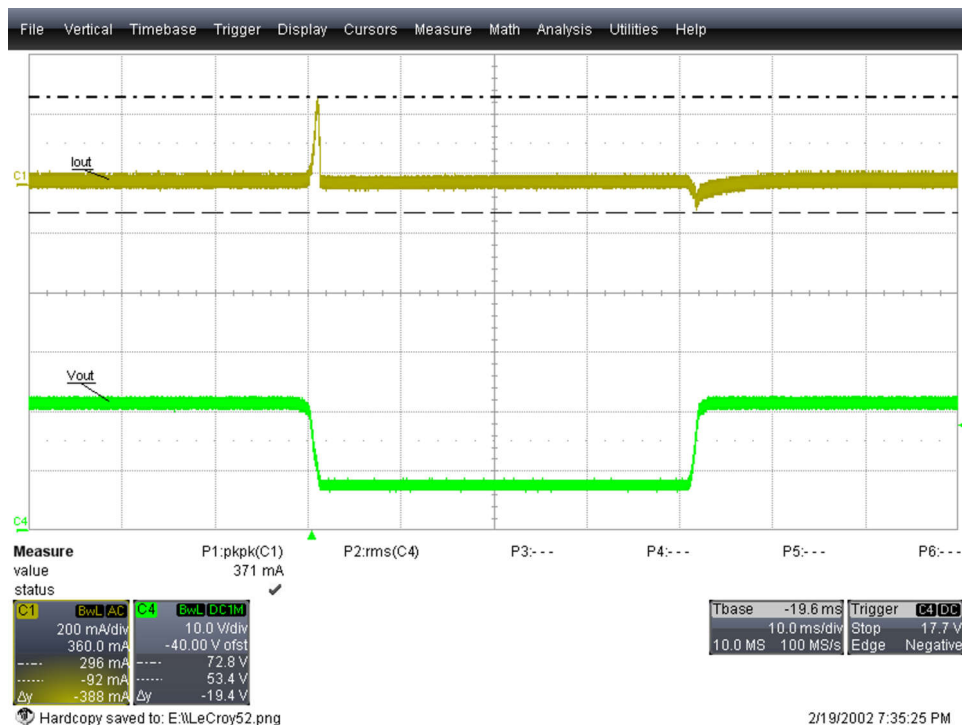


图 6-16. 在 2 个 LED 至 7 个 LED 之间切换 (Vin = 12V)

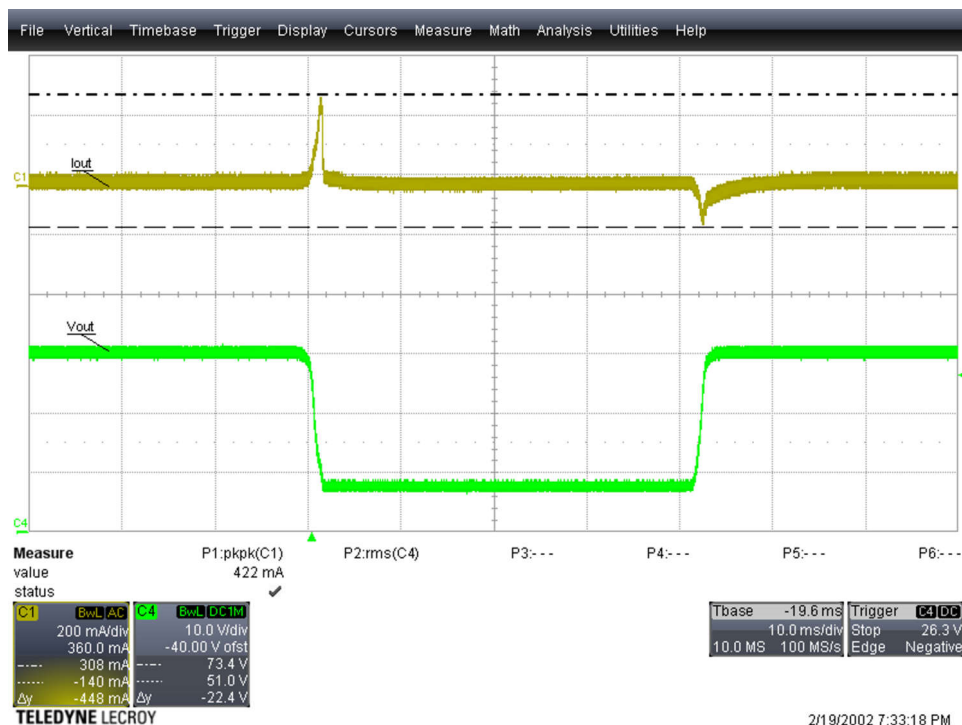


图 6-17. 在 2 个 LED 至 10 个 LED 之间切换 (Vin = 12V)

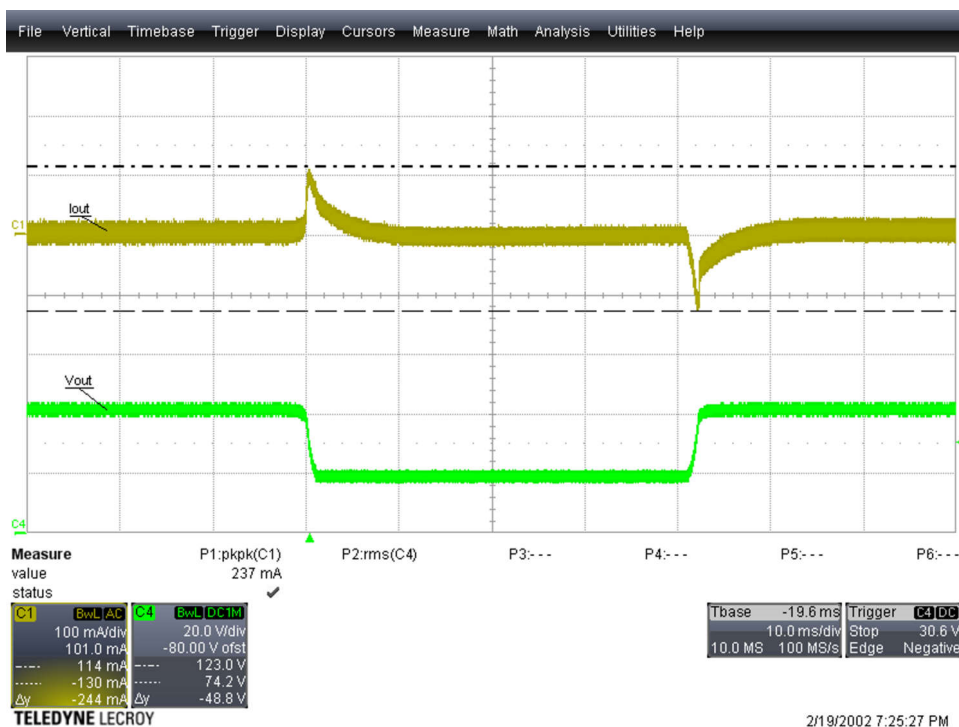


图 6-18. 在 6 个 LED 至 14 个 LED 之间切换 ($V_{in} = 12V$)

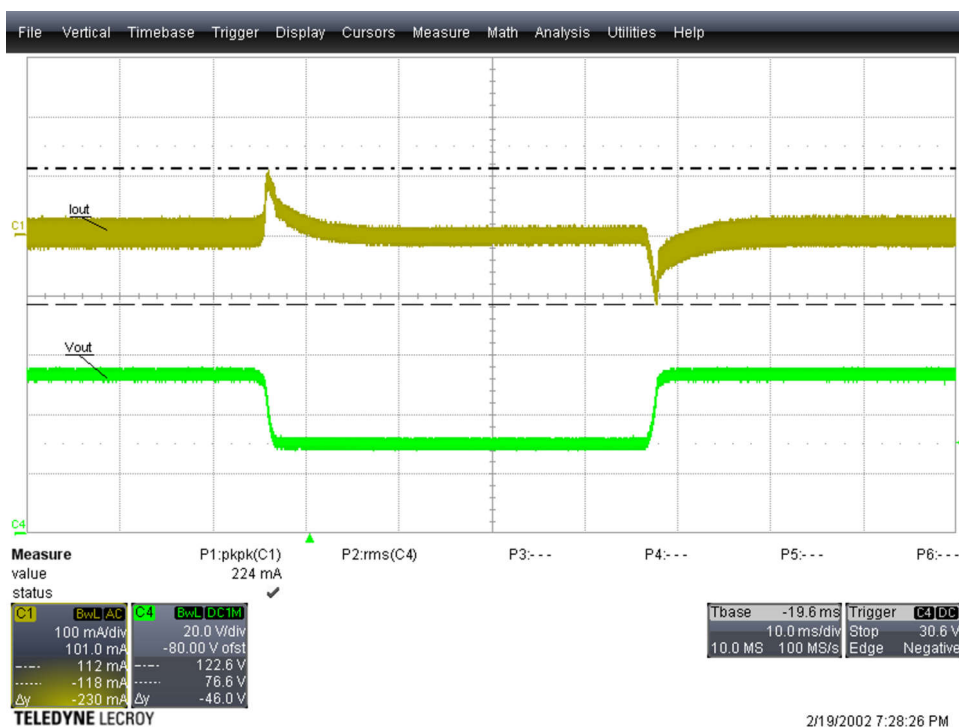


图 6-19. 在 10 个 LED 至 18 个 LED 之间切换 ($V_{in} = 12V$)

7 总结

本应用手册演示了如何在汽车前照灯 LED 驱动器设计中实现 [LM51770-Q1](#) 四开关降压/升压控制器。本应用手册以 [LM51770EVM-HV](#) 为设计平台，介绍了一款为 12V 汽车系统 (9V - 16V 输入) 定制的实用参考设计，该设计在 1A 恒定电流下提供高达 55V 的电压，并凭借其 80V 的输入额定值可扩展至 48V 平台。详细介绍了关键电路板修改和元件选择。此外，该设计针对输出电流纹波和负载开关过冲进行了优化，以适应多波束前照灯架构。总体而言，本报告为在恒流 LED 照明应用中部署 [LM51770-Q1](#) 提供了一个可靠且经过验证的示例。

8 参考资料

如要查看相关文件，请参阅以下内容：

- 德州仪器 (TI)，[LM51770-Q1 80V 宽 VIN 双向 4 开关降压/升压控制器](#)数据表。
- 德州仪器 (TI)，[开关电源补偿设计速成](#)白皮书。
- 德州仪器 (TI)，[LM51770 降压/升压快速入门](#)计算工具。
- 德州仪器 (TI)，[LM51770 降压/升压控制器评估模块](#)，网页。
- 德州仪器 (TI)，[在降压/升压转换器的宽工作电压范围内建立精密电流限制器](#)，应用简报。
- 德州仪器 (TI)，[使用内部限流器实现恒流运行](#)，应用简报。

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