



ILD8150 具有混合调光性能的 80V 高边降压 LED 驱动器 IC，

操作、设计指南和性能

关于本文档

范围和目的

本应用笔记介绍了用于通用照明应用的英飞凌迟滞式高边 MOSFET 降压 DC-DC LED 驱动器 IC ILD8150。它描述了设备的操作、功能和元件值的计算和选择。给出了参考设计性能的一个实例。ILD8150 可提供效率高达 97% 的高效解决方案，具有优越的混合调光性能，以及各种保护功能，如逐周期电流限制和过温保护。

目标受众

本文档适用于需要设计具有广泛调光范围的高效 LED 驱动器的工程师和学生。

目录

关于本文档	1
目录 1	
1 简介	4
1.1 特点	4
1.2 应用	4
2 电路说明	5
2.1 操作	5
2.1.1 电流调节	5
2.2 逐周期电流限制	6
2.2.1 OTP	6
2.2.2 UVLO	6
2.2.3 调光	7
2.2.4 调暗至关闭	8
2.2.5 软启动	8
2.2.6 关断	9
2.2.7 浮动的驱动器和自举电源	9
2.2.8 VIN 引脚 ESD 保护	10

简介

2.2.9	OVP 由 CS 引脚控制	10
2.2.10	使用微控制器	11
2.3	元件选择	12
2.3.1	电流检测(CS)电阻	12
2.3.2	电感器和开关频率选择	12
2.3.3	二极管 D 选择	12
2.3.4	选择输入电容 C_{IN}	13
2.3.5	选择输出电容 C_{OUT}	13
2.3.6	自举电容器 C_{BOOT} 选择	13
2.4	布局考虑因素	13
2.5	设计示例	14
2.5.1	确定 R_{CS}	14
2.5.2	选择开关频率	14
2.5.1	电感值及其电流计算	14
2.5.2	二极管选择	15
2.5.3	C_{IN} 电容选择	15
2.5.4	C_{OUT} 电容选择	15
2.5.5	自举电容器 C_{BOOT} 选择	15
2.5.6	V_{CC} 电容 C_{VCC} 选择	16
3	应用电路	17
3.1	原理图布局	17
3.2	PCB 布局	18
4	参考设计的测量结果	19
4.1	LED 电流与电源电压	19
4.2	调光	20
4.3	软启动	21
4.4	逐周期电流限制	21
4.5	效率	22
4.6	热行为	22
4.7	输出电流纹波	23
5	应用反激式变换器 XDPL8218	25
6	附录 A	26
7	参考文献	28
	修订记录	29

简介

1 简介

本应用笔记介绍了英飞凌高边 MOSFET 降压 LED 驱动器 IC ILD8150 的工作原理。ILD8150 提供了一个高效的解决方案，具有多重保护功能，优越的混合 PWM 调光性能和所有条件下的高精度 - 输入/输出电压、调光和温度。

ILD8150 是推荐用于一般 LED 照明的新一代降压 DC-DC LED 驱动器。目标应用是与 AC-DC 一起的次级层级，如功率因数校正(PFC)反激或 PFC + LLC。ILD8150 可灵活使用，最高可达 1.5A。迟滞电流控制速度极快且始终稳定，无需任何回路补偿。最大占空比可达 99%，可用于输入和输出电压彼此接近的应用中。它适用于电源电压范围从 8V 至 80V 的广泛应用，灵活性高，与现有的 60V 解决方案相比具有明显优势。

ILD8150 在混合调光模式下工作，这有助于最大限度地减少 LED 色差和音频噪声。在 12.5%-100%范围内，它在模拟调光模式下工作，在 PWM 模式下的工作范围为 0.5%-12.5%，具有固定的输出频率 f_{out} 。

ILD8150 可在所有条件下提供高精度，并在整个调光范围内提供 AC 100 或 120 Hz 输入闪烁抑制。

1.1 特点

- 输入电压范围广泛，为 8V 至 80V
- 可提供高达 1.5A 的输出电流
- 高达 2 MHz 的开关频率
- 数字式软启动
- PWM 调光输入高达 20 kHz
- 混合输出调光
- 典型的 $\pm 3\%$ 输出电流精度
- LED 电流温度漂移极低
- 欠压锁定(UVLO)
- 逐周期电流限制
- 低自耗的关机模式
- PG-DSO-8 封装，带或不带裸露焊盘
- 过温保护(OTP)

1.2 应用

- 用于通用照明的 LED 驱动器
 - 单输出通道
 - 带有两个输出通道，用于可调白光
- 用于园艺照明的 LED 驱动器
 - 有多个输出通道

电路说明

2 电路说明

2.1 操作

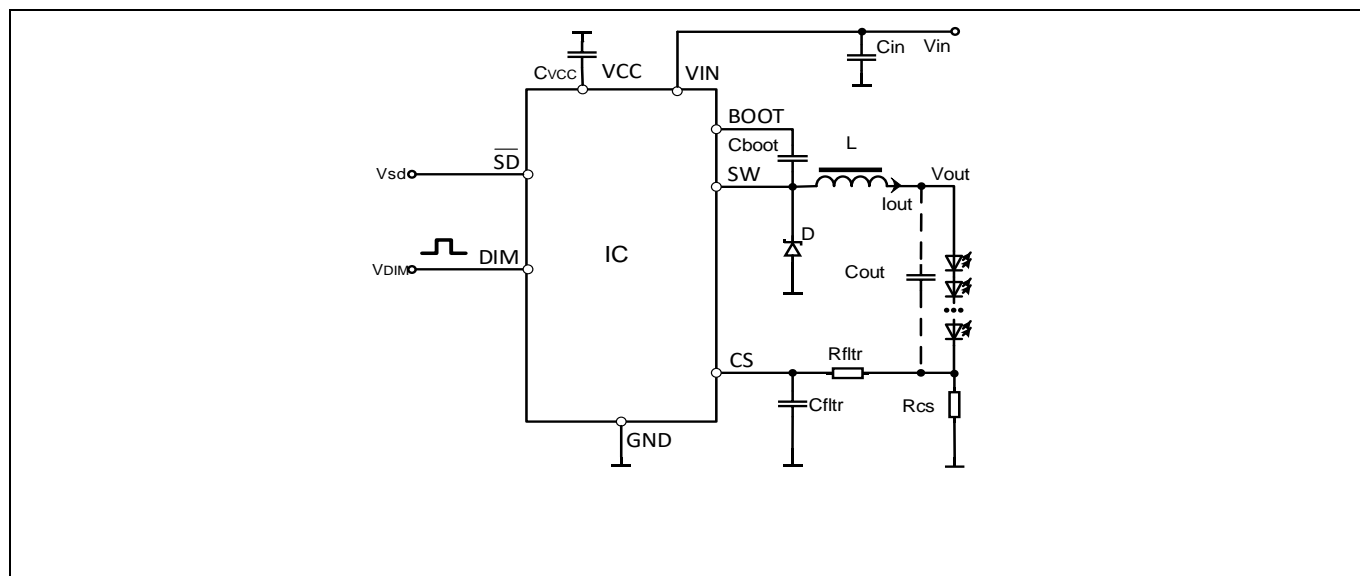


图 1. 典型应用电路

2.1.1 电流调节

图 1 是典型的应用电路。电流由 CS 引脚控制，它将 R_{CS} 上的电压降与内部参考电压进行比较。输出电流与 R_{CS} 上的电压降成正比。当 CS 电压降低于 V_{CSL} 时，MOSFET 将导通。 R_{CS} 上的电流和电压会随之升高。当 CS 电压达到 V_{CSH} 时，MOSFET 关断，并且电感器 L 中存储的能量通过二极管 D 放电。这样，系统可以保持恒定的平均输出电流，如图 2 所示。

$$I_{LED,AVG} = \frac{V_{CSH} + V_{CSL}}{2R_{CS}}$$

瞬时电流的输出纹波为：

$$\Delta I_{OUT} = \frac{V_{CSH} - V_{CSL}}{R_{CS}}$$

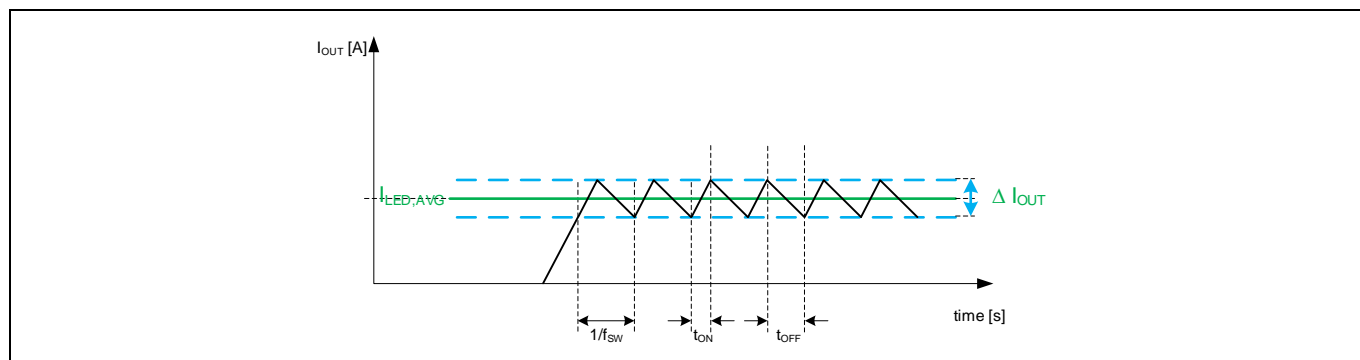


图 2. 电流调节

电路说明

电流永远不会降至零，因此系统在连续导通模式(CCM)中运行，其中

$$t_{ON} = \frac{\Delta I_{OUT} L}{V_{IN} - V_{OUT}} \text{ 和 } t_{OFF} = \frac{\Delta I_{OUT} L}{V_{OUT}}.$$

输出频率由以下等式确定：

$$f_{SW} = \frac{R_{CS}}{L(V_{CSH} - V_{CSL}) + R_{CS} V_{IN} t_{delay}} \cdot \frac{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN}}, \text{ 其中 } R_{CS} V_{IN} t_{delay} \text{ 是延迟贡献，以及}$$

$t_{delay} \approx t_{CSSW} + R_{ftr} C_{ftr}$ 。这部分在低频时可以忽略不计，但在高频时影响很大。图 3 为频率曲线，蓝色部分不包含延迟，红色部分包含延迟。

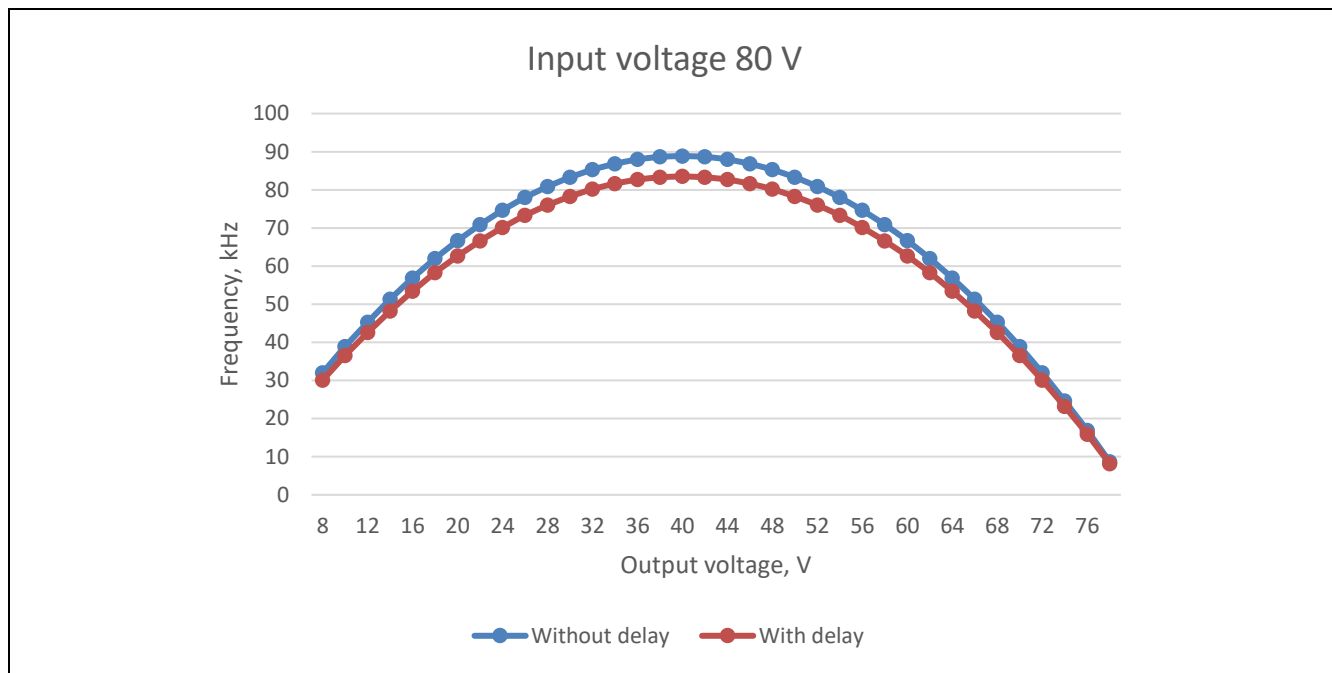


图 3. 输出电压的典型频率变化特性曲线， $V_{IN} = 80 \text{ V}$, $L = 680 \mu\text{H}$, $R_{CS} = 0.36 \Omega$, $R_{ftr} = 1.5 \text{ k}\Omega$, $C_{ftr} = 180 \text{ pF}$

R_{ftr} 和 C_{ftr} 是 RC 滤波器，可降低 R_{CS} 的噪声，从而避免不需要的操作。

2.2 逐周期电流限制

由于 ILD8150 在电流模式下工作，因此不允许以高于设置的电流工作。输出电流是逐周期限制的。因此，即使 LED 输出短路，它也能安全工作。 R_{CS} 短路可能会造成损坏。

2.2.1 OTP

ILD8150 基于芯片的结温测量集成了 OTP。需要 OTP 来防止 IC 在临界温度下工作。IC 关断时的高阈值是 $T_{OT,OFF}$ ；IC 导通时的低阈值为 $T_{OT,ON}$ 。

2.2.2 UVLO

ILD8150 具有迟滞 UVLO 保护功能，可防止在电源电压不足的情况下工作。ILD8150 还具有当最小电源电压低于内部阈值（通常是 $V_{VIN_UVLO,OFF}$ ）时能够关断 IC 的 UVLO，并在 $V_{VIN_UVLO,ON}$ 时，将 IC 从锁定状态释放。

电路说明

2.2.3 调光

输入调光信号为 PWM，最小振幅为 V_{DIM} ，频率为 f_{DIM_input} 。调光电流精度足够高，反馈速度也足够快，任何输入电压变化都不会影响输出电流（无闪烁）。IC 以混合调光模式运行。调光曲线如图 6 所示，消除了色差和声频噪声。在 12.5%-100% 范围内，它在模拟调光模式下工作，如图 5 所示，PWM 模式下为 0.5%-12.5%，如图 4 所示，具有固定的输出频率 f_{out} 。

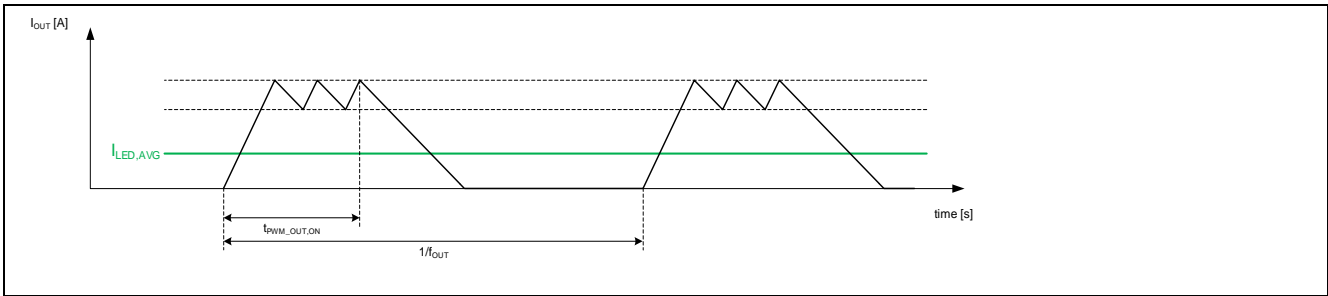


图 4. PWM 调光

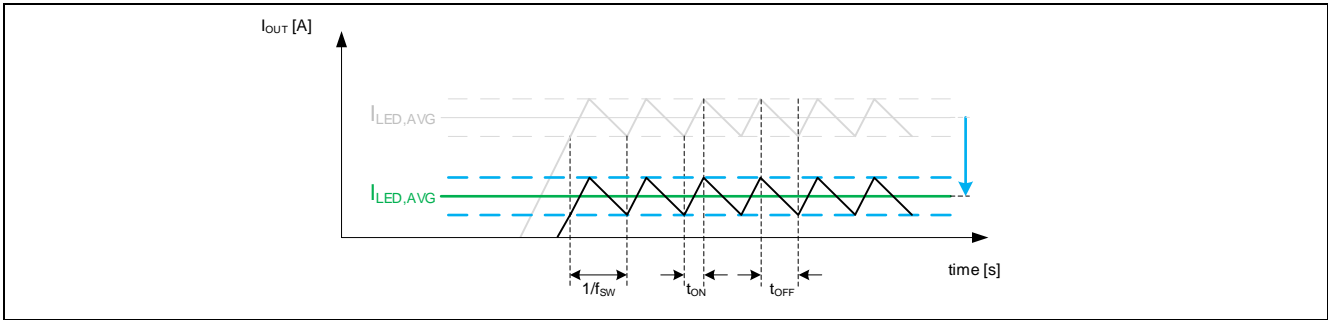


图 5. 模拟调光

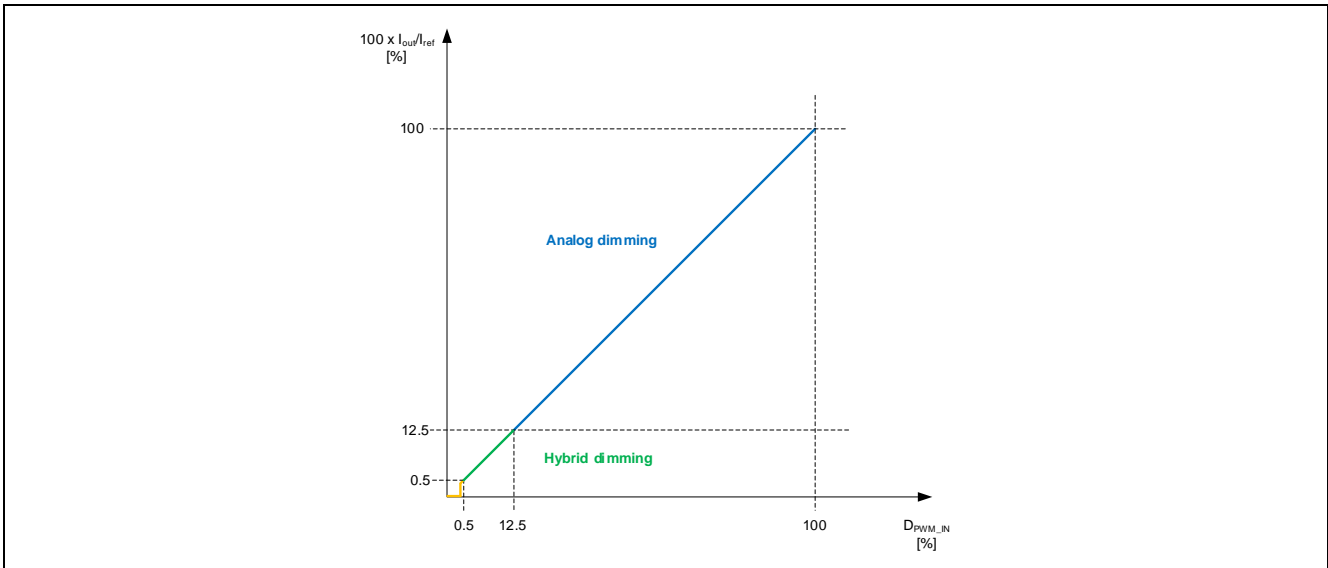


图 6. 混合调光曲线

电路说明

2.2.4 调暗至关闭

当 PWM 调光输入信号占空比小于

$D_{PWM_IN,OFF}$ 时以及 PWM 调光输入信号占空比高于 $D_{PWM_IN,ON}$ 时，ILD8150 关闭输出级，如图 7 所示。调暗至关闭迟滞算法有助于避免开/关边界的不稳定状态。

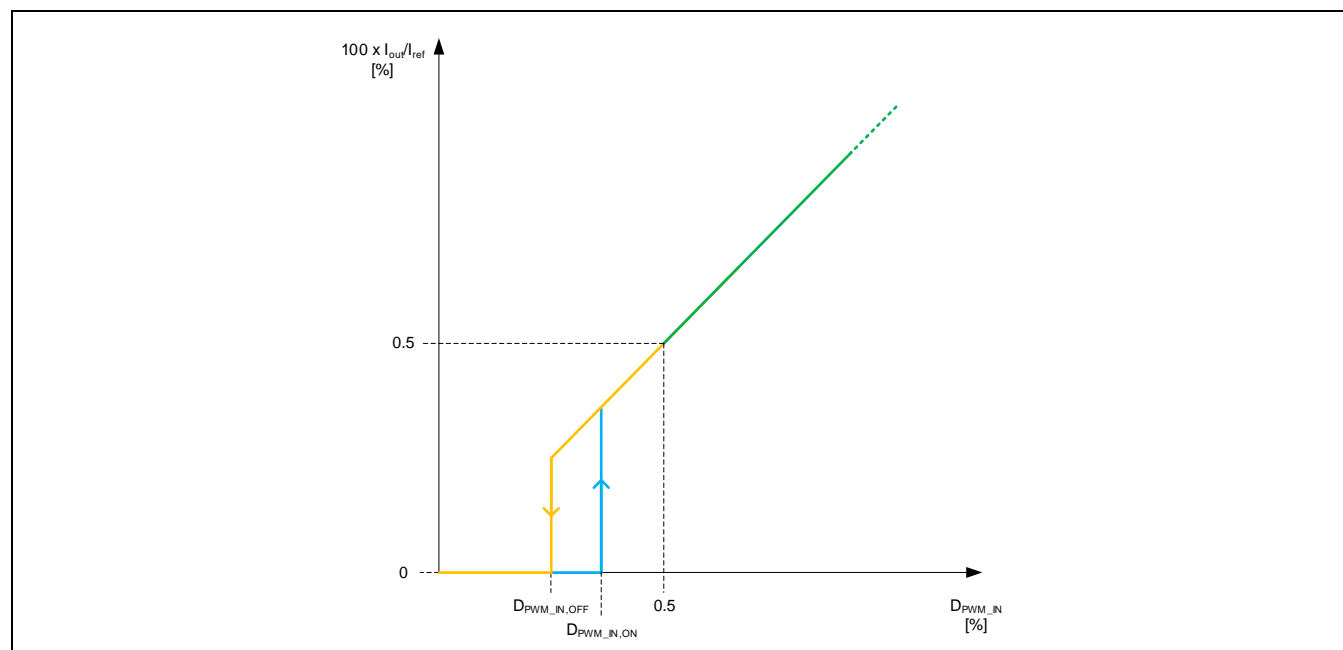


图 7. 调暗至关闭

2.2.5 软启动

软启动有助于在应用程序启动时减少元件压力。它进一步减少输入电压的下冲。软启动在以数字方式预设为 $t_{SS,100\text{ percent}}$ ，定义为在未调光状态下达到全亮的最大时间，在调光状态下，可达到 $10 \times T_{dim}$ ，其中 $T_{dim} = 1/f_{DIM_input}$ 启动时间也可以由独立于预置软启动的微控制器进行设置。软启动过程如图 8 所示。当前步骤的数量可以根据实际和先前的调光水平而有所不同。

电路说明

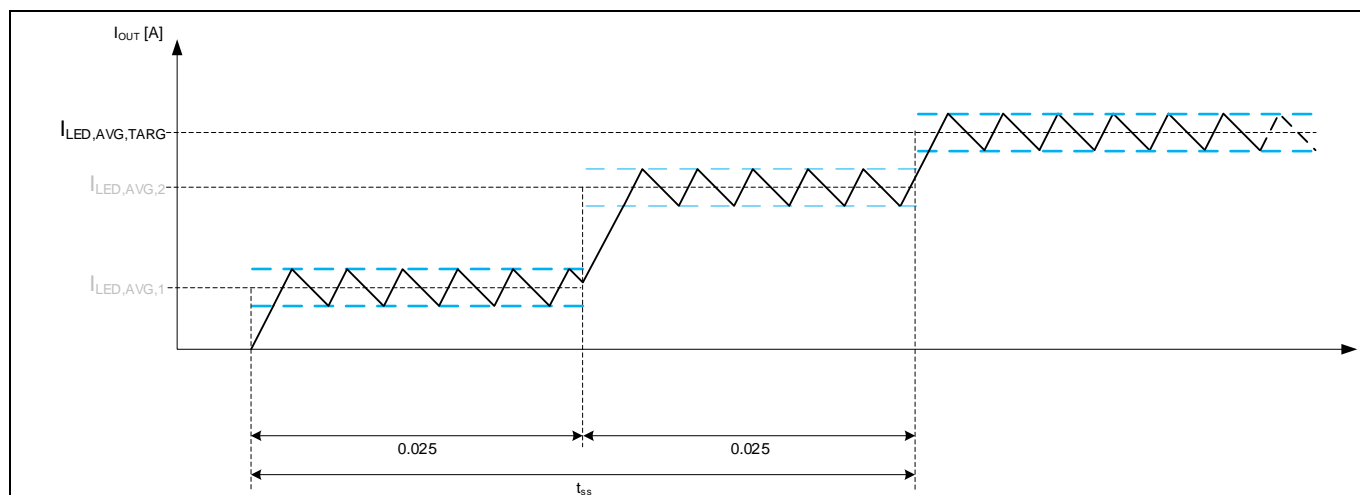


图 8. 软启动

2.2.6 关断

ILD8150 具有关断控制引脚 SD。如果识别时间超过 t_{SD_IL} 时，引脚上的电压低于低阈值 V_{SD_IL} ，则 IC 将进入关断模式，降低自耗电流。如果识别时间超过 t_{SD_HI} ，引脚上的电压高于阈值 V_{SD_IH} ，则 IC 通过软启动过程恢复正常操作。浮点 SD 由内部 I_{SD_LPU} 电流源上拉。要将其拉下，电流必须大于 I_{SD_LPU} 。

2.2.7 浮点驱动器和自举电源

高边 MOSFET 栅极驱动器由自举电路供电。当高边 MOSFET 关断且二极管 D 从 V_{CC} 传导电流时，电容器 C_{BOOT} 充电。 C_{BOOT} 的计算方法如下所示：

$$C_{BOOT} > \frac{Q_G}{\Delta V_{Cboot}}$$

其中， Q_G 是内部 MOSFET 栅极电荷，2.5 nC 和 ΔV_{Cboot} 是自举电容的电压偏差。内部电源电路为自举电容器提供电压 $V_{Cboot} \approx 8.6 V$ ，该电压略高于 V_{CC} 。该电路有助于在调暗至关闭和待机状态下维持电压。较高的电压可改善内部 MOSFET 的 R_{ON} 。

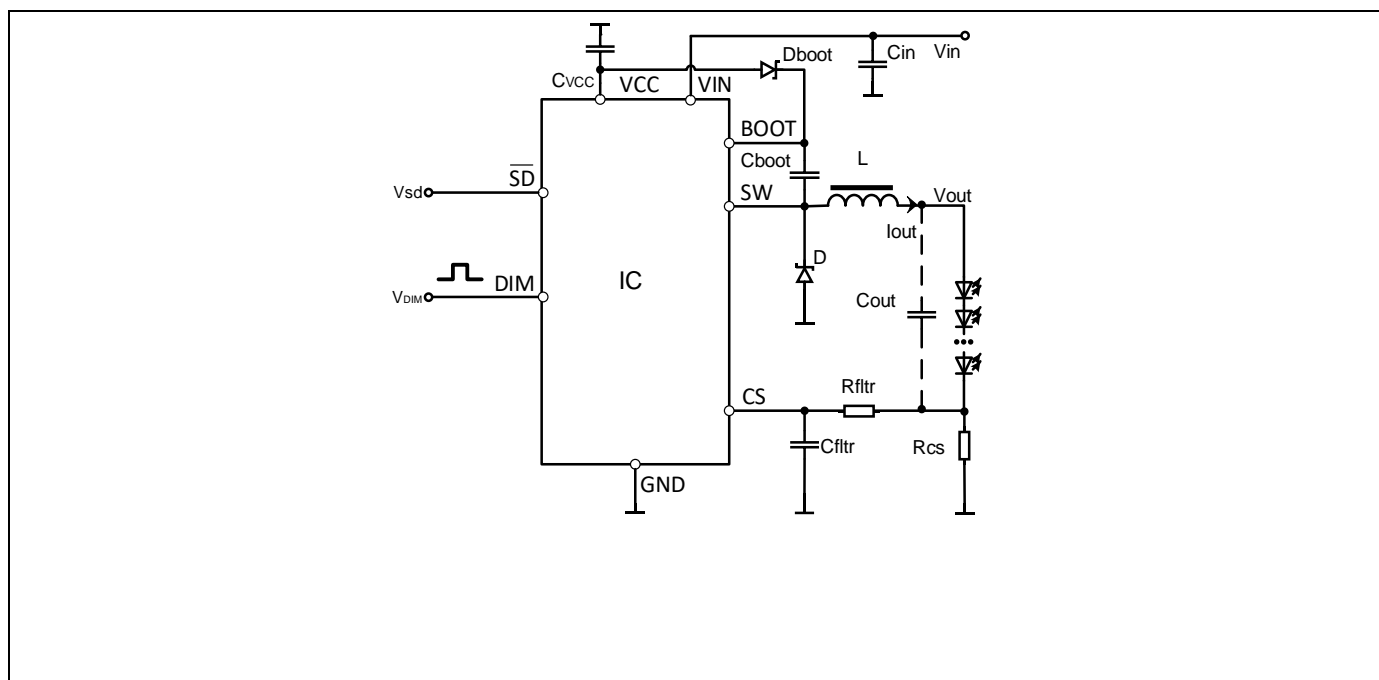


图 9. 使用外部自举二极管

IC 包含一个内部自举二极管。V_{CC} 和 BOOT 引脚之间可以使用外部高速信号或肖特基二极管，其电压稳健性高于 V_{IN}，如图 9 所示。这降低了高开关频率下的 IC 功耗。

2.2.8 V_{IN} 引脚 ESD 保护

V_{IN} 引脚由内部 ESD 结构保护。如果 V_{IN} 超过了电压转换速率 V/ns 的绝对最大额定值（这可能发生在高压峰值时），则 ESD 结构会导通并吸收 ESD 应力。如果应用的是 DC-DC LED 驱动器，输入电容极低，ESD 应力持久，则建议使用外部 TVS 二极管，保护 IC。

2.2.9 OVP 由 CS 引脚控制

如果负载断开，输出电压移动到 V_{IN} 级别。可以使用外部输出过压保护(OVP)，如图 10 所示。当输出电压达到其电平时，TVS 二极管导通电流，CS 引脚上的电压上升到 V_{CSH} 级别，高边 MOSFET 关断，输出电压下降。TVS 二极管具有与技术 and 温度相关的高电压偏差。应选择 TVS 电压，因为这不会影响操作，也会将输出电压限制在正确的水平。R_{TVS} 和 R_{PR} 会限制通过 TVS 的电流，降低耗散功率并降低 OVP 模式下的开关频率。

电路说明

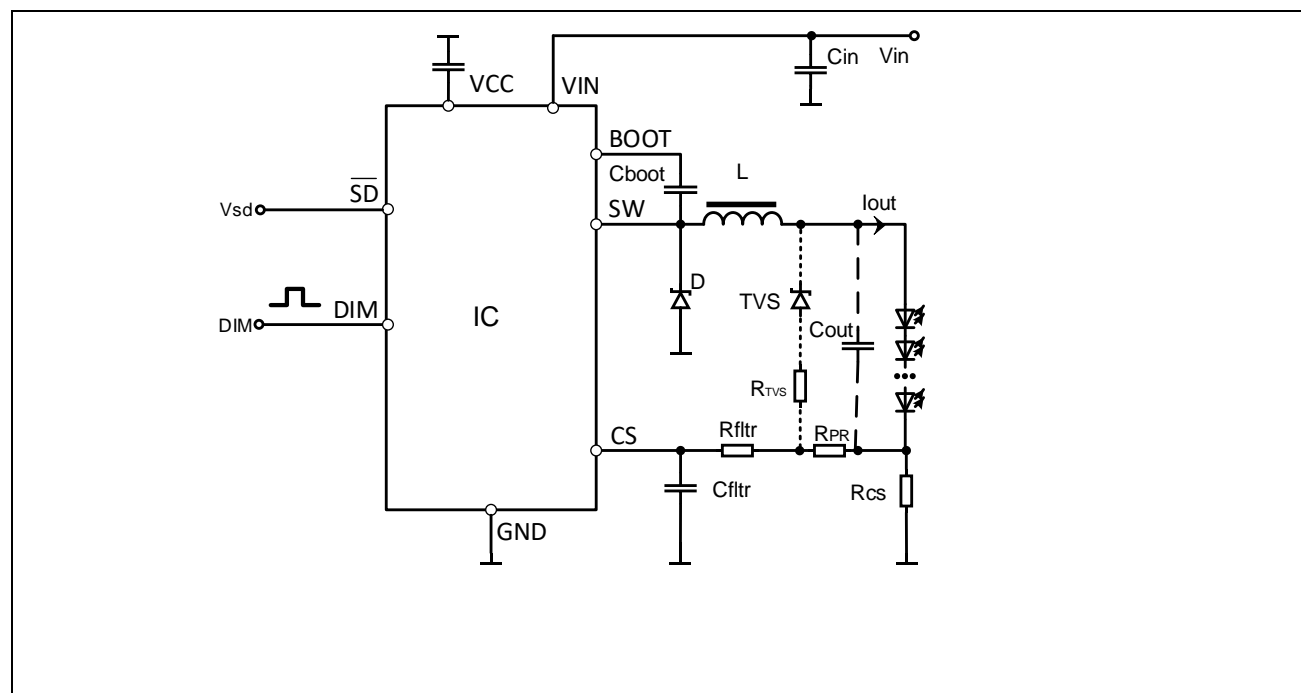


图 10. OVP 由 CS 引脚控制

2.2.10 使用微控制器

微控制器可与 ILD8150 一起使用。这样可以控制调光，读出输出电压并驱动 IC 进入关断模式。微控制器用例如图 11 所示。

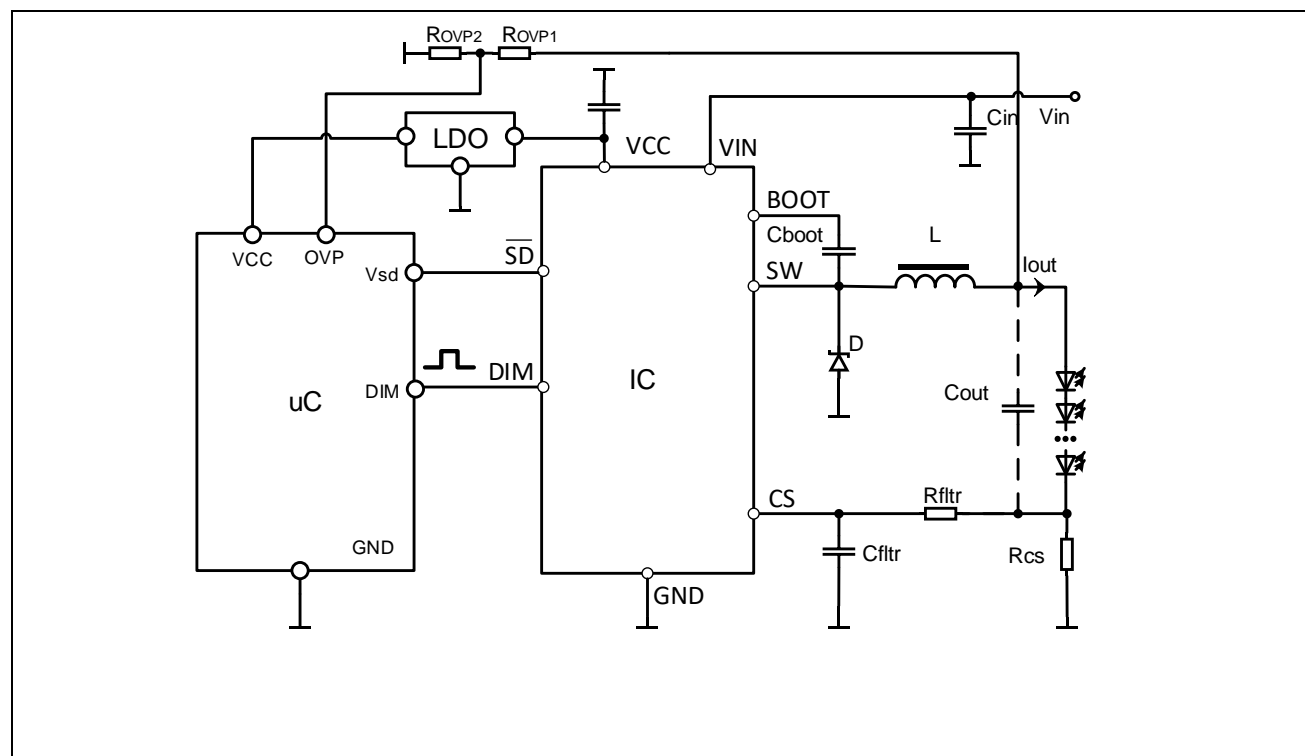


Figure 11 使用微控制器

电路说明

2.3 元件选择

2.3.1 电流检测(CS)电阻

平均 LED 电流由 CS 电阻 R_{CS} 的值决定。平均 CS 阈值电压为 $V_{CS} = \frac{V_{CSH} + V_{CSL}}{2}$, $V_{CS} = 360 \text{ mV}$ 。因此, R_{CS} 的正确值通过以下公式算出:

$$R_{CS} = \frac{360 \text{ mV}}{I_{LED,AVG}}$$

还必须考虑电阻上消耗的功率:

$$P_{dis} = R_{CS} I_{LED,AVG}^2$$

2.3.2 电感器和开关频率选择

电感器 L 必须在 LED 中保持恒定电流, 以便电路以 CCM 工作。电感值 L 与开关频率 f_{SW} 有关, 如下所示:

$$L = \frac{R_{CS}(V_{OUT} - V_{IN} t_{delay} f_{SW})}{f_{SW}(V_{CSH} - V_{CSL})} - \frac{R_{CS} V_{OUT}^2}{V_{IN} f_{SW}(V_{CSH} - V_{CSL})}$$

其中, V_{IN} 为输入电压, V_{OUT} 为输出电压, V_{CSH} 和 V_{CSL} 分别为高、低 CS 阈值, 其中, $t_{delay} \approx t_{CSSW} + R_{ftr} C_{ftr}$, t_{CSSW} 是内部延迟 (小于 120 ns)。

应选择 f_{SW} , 使其在所有条件下都不会在低于 20 kHz 的可听范围内运行。电感越低导致电感器的尺寸越小, 但另一方面又会导致开关损耗的增加, 从而降低 IC 的耗散和效率。应该找到开关损耗不是很大的最佳频率。

所选电感器的饱和电流(I_{sat})必须高于峰值 LED 电流 $I_{pk} = I_{LED,AVG} + \Delta I_{OUT}/2$ 。

由于输出纹波很小, 建议使用铁粉磁体。铁芯应为闭合磁性形状或屏蔽, 以免影响 IC 的敏感输入, 如 CS。

2.3.3 二极管 D 选择

一旦内部 MOSFET 关断, 剩余的电感器能量就会通过二极管 D 放电到输出电容和 LED 负载。通常, 肖特基二极管用于减少由二极管正向电压和反向恢复时间造成的损耗。

选择二极管时要考虑的第二个参数是其最大反向电压 V_{BR} 。该额定电压必须高于电路的最大输入电压 V_{IN} , V_{BR} 大于 V_{IN} 。

定义二极管的另外两个参数是平均值和 RMS 正向电流 $I_{D,AVG}$ 和 $I_{D,RMS}$:

$$I_{D,AVG} = I_{LED,AVG} \cdot (1 - D)$$

$$I_{D,RMS} = I_{LED,AVG} \cdot \sqrt{1 - D} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{12} \cdot \left(\frac{\Delta I_{OUT}}{I_{LED,AVG}} \right)^2}$$

其中 D 是开关波形的占空比, 由以下公式计算得出:

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

二极管的选择必须使其各自的额定电流高于这些值。

电路说明

2.3.4 选择输入电容 C_{IN}

降压调节器的输入电流与通过 MOSFET 的电流相同，即它是脉动的，因此在输入端产生纹波电压。 V_{IN} 引脚上的电容通过在开关导通时提供电流来降低纹波电压。通过输入电容 $I_{CIN,RMS}$ 的 RMS 电流是纯交流电，可由平均值和 RMS 输入电流 $I_{IN,AVG}$ 和 $I_{IN,RMS}$ 计算得出：

$$I_{CIN,RMS}^2 = I_{IN,RMS}^2 - I_{IN,AVG}^2$$

因此，

$$I_{CIN,RMS} = I_{LED,AVG} \cdot \sqrt{D \cdot \left(1 - D + \frac{1}{12} \cdot \left(\frac{\Delta I_{OUT}}{I_{LED,AVG}}\right)^2\right)}$$

应使用低 ESR 电容，特别是在高开关频率应用中。对于低 ESR 电容，输入电压纹波可通过以下方式估算：

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{LED,AVG}}{f_{SW} \cdot C_{IN}} \cdot D \cdot (1 - D)$$

$$C_{IN} \geq \frac{I_{LED,AVG}}{f_{SW} \cdot \Delta V_{IN}} \cdot D \cdot (1 - D)$$

必须选择输入电容，使其能够承受计算的 RMS 电流强度并将输入电压纹波降低到可接受的水平。

2.3.5 选择输出电容 C_{OUT}

由于输出纹波电流相对较低，因此在许多应用中不需要与 LED 并联的电容器。由于 LED 的非线性 I-V 特性，无论有无输出电容都很难估计纹波电压。一个普遍接受的模型是通过电压源 V_{FD} 模拟 LED V-I 特性，该电压源用串联电阻 R_D 对 LED 的正向电压进行建模，以模拟差分电阻。这两个参数都需要从 LED 数据手册中确定。通常，对于典型的白色高功率 LED 来说， V_{FD} 为 3V，差阻 R_D 为 0.4Ω （新一代的 LED 都在此参数上有所改进），是非常合理的值。因此，对于 17 个串联 LED，将变成 V_{FD} 为 51V，总 R_D 为 6.8Ω 。无电容的纹波电压近似为：

因此，有意义的输出电容应具有 f_{SW} 阻抗，这至少比 R_D 低五到十倍：

$$\Delta V_{OUT} \cong \Delta I_{OUT} \cdot R_D$$

$$C_{OUT} \geq \frac{5}{2\pi \cdot f_{SW} \cdot R_D}$$

2.3.6 自举电容器 C_{BOOT} 选择

集成高边 MOSFET 由栅极驱动器驱动。自举电容定义为：

$$C_{BOOT} > \frac{Q_G}{\Delta V_{Cboot}}$$

其中， Q_G 是内部 MOSFET 栅极电荷 2.5 nC， ΔV_{Cboot} 是自举电容电压纹波。

2.4 布局考虑因素

优化的 PCB 布局可以实现更好的性能、可靠性和更低的成本。PCB 布线时，必须牢记某些布局准则。功率元件包括内部开关、肖特基二极管、输入电容、输出电容和电感器。将输入电容靠近 IC 放置，这样可以通过最小化走线长度和使用短而宽的走线来最小化寄生电感。输入电容的端子与 IC 的 V_{IN} 和 GND 端子之间的附加寄生电感会因开关过程而产生高 dV/dt 。这可能导致 IC 故障。此外，将电感尽可能靠近 IC 放置，以减少辐射 EMI。

电路说明

输出电容完成所有功率元件的回路。它是连接系统电源接地端子的最后一个部件。输出电容放置不当通常会导致输出电流调节不良。为确保最佳运行，请注意尽量减小功率电流回路的面积。

小信号控制元件包括与功率转换间接相关的所有模拟和数字元件，如对噪声敏感的 CS 引脚。为了降低功率级到控制电路的噪声耦合，必须使噪声开关走线远离敏感的小信号走线。电感器产生的磁场可能会在 CS 路径上产生噪声，从而导致错误的双脉冲或三脉冲操作。为了避免这种影响，应使用屏蔽电感器，但不要将此电感器放置在敏感的 CS 路径附近。为了使噪声最小化并确保良好的输出电流调节，保持 V_{CS} 路径尽可能短是至关重要的，并且希望将小信号元件的接地返回到“干净”点。小信号元件的布线欠佳可能导致输出电流调节不良。靠近 CS 路径的功率电感器可以影响调节回路。示例布局如图 12 所示。

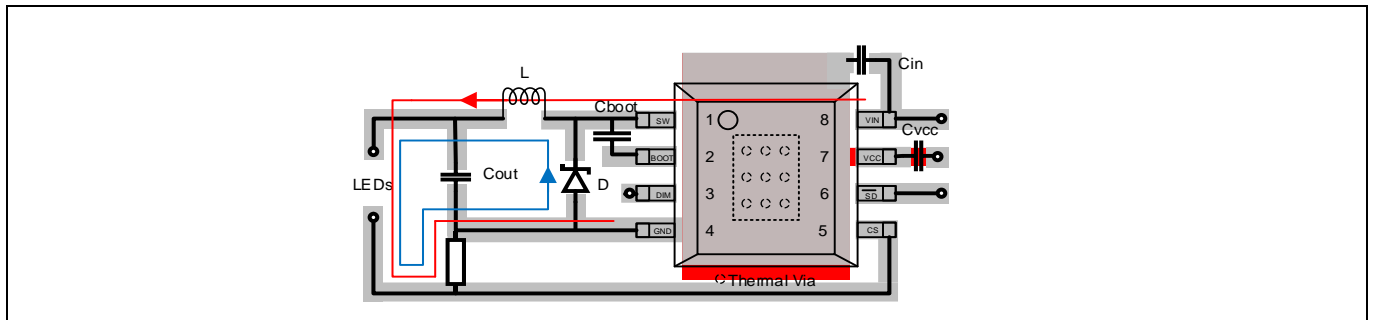


Figure 12 布局示例

对于噪声较大的电源元件和安静的小信号元件，要分开接地。然后将这两个接地连接在一起，可能是 IC 下方的裸露焊盘，也就是 IC 接地。应在裸露焊盘下方放置一个热通孔栅格，以改善导热性能。上述指南可以确保良好的电源布局设计。

2.5 设计示例

例如，应设计具有以下规格的 LED 驱动器：

- $V_{IN} = 70\text{ V}$
- $I_{LED,AVG} = 1\text{ A}$
- $V_{LED} = 51\text{ V}$ (17 个 LED)

2.5.1 确定 R_{CS}

$$R_{CS} = \frac{0.36\text{ V}}{1\text{ A}} = 0.36\ \Omega$$

2.5.2 选择开关频率

80 kHz 至 100 kHz 可能是开关损耗和电感器尺寸之间的合理选择。这需要通过成品设计的测量进行验证。

2.5.1 电感值及其电流计算

电路说明

$$L = \frac{0.36 \Omega (51 \text{ V} - 70 \text{ V} (120 + 270) \cdot 10^{-9} \text{ s} \cdot 100000 \text{ Hz})}{100000 \text{ Hz} (0.39 \text{ V} - 0.33 \text{ V})} - \frac{0.36 \Omega \cdot 51 \text{ V} \cdot 51 \text{ V}}{70 \text{ V} \cdot 100000 \text{ Hz} (0.39 \text{ V} - 0.33 \text{ V})}$$

$R_{\text{fltr}} C_{\text{fltr}}$ 假设 270 ns (1.5 k Ω 和 180 pF, 根据 $F_{\text{fltr}} \approx 600 \text{ kHz}$)

$$L \approx 860 \mu\text{H}$$

电感器平均电流为 1A, 峰值电流为 $I_{\text{pk}} = I_{\text{LED,AVG}} + I_{\text{OUT}}/2 = I_{\text{LED,AVG}} \cdot 1.083 = 1.083 \text{ A}$ 。电感器的饱和电流 I_{SAT} 必须高于该值。

2.5.2 二极管选择

要计算二极管电流, 需要占空比 D :

$$D = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} = \frac{51}{70} = 0.7285$$

$$1 - D = 0.2714$$

$$\text{RMS 二极管电流: } I_{D,\text{RMS}} = 1 \cdot \sqrt{0.2714 \cdot \left(1 + \frac{1}{12} \cdot \left(\frac{0.167}{1}\right)^2\right)} = 0.52 \text{ A}$$

$$\text{平均二极管电流: } I_{D,\text{AVG}} = 1 \cdot 0.2714 = 0.27 \text{ A}$$

对于 LED 数量可变的设计, 最高的二极管电流将发生在最低的输出电压。在这种情况下, “1-D” 接近 1, 二极管电流接近输出电流。一般来说, 只要输出电流低于 1A, 建议使用 1A 二极管。

二极管的反向阻断电压 V_{BR} 必须高于最大输入电压 V_{IN} 。在该示例中, 100V 二极管就足够了。

2.5.3 C_{IN} 电容选择

$$C_{\text{IN}} \geq \frac{1}{80 \cdot 10^3 \cdot 0.01 \cdot 70} \cdot 0.7285 \cdot 0.2714 = 3.60 \mu\text{F}, \text{ 决定选择 } 4.7 \mu\text{F}$$

$$I_{C_{\text{IN}},\text{RMS}} = 1 \cdot \sqrt{0.7285 \cdot \left(1 - 0.2714 + \frac{1}{12} \cdot \left(\frac{0.167}{1}\right)^2\right)}, I_{C_{\text{IN}},\text{RMS}} = 0.73 \text{ A}$$

在这种情况下, 建议使用 4.7 μF MLCC 电容器, 其额定电压为 100V, RMS 电流强度大于 0.73A。

2.5.4 C_{OUT} 电容选择

C_{OUT} 的值可以估算为:

$$C_{\text{OUT}} \gg \frac{5}{2\pi \cdot 80 \text{ kHz} \cdot 6.8 \Omega} = 1.46 \mu\text{F}$$

对于较低的输出电压纹波, 可以使用更大的输出电容。因为即使对于低纹波要求, 该电容器的值也相对较低, 因此从成本、寿命和 ESR 方面来看, MLCC 电容器是最佳选择。可以看到, 开关频率非常高, 所以输出电容可能不会只用 10 nF 来改善 EMI。

2.5.5 自举电容器 C_{BOOT} 选择

$$C_{\text{BOOT}} > \frac{2.5 \cdot 10^{-9}}{1 \text{ V}} = 2.5 \text{ nF (偏差电压假定为 1V, 选择为 } 0.22 \mu\text{F } 25 \text{ V MLCC)}.$$

电路说明

2.5.6 V_{CC} 电容 C_{VCC} 选择

选用 100 nF 25 V MLCC 电容，将其放置在引脚 7 附近。

3.2 PCB 布局

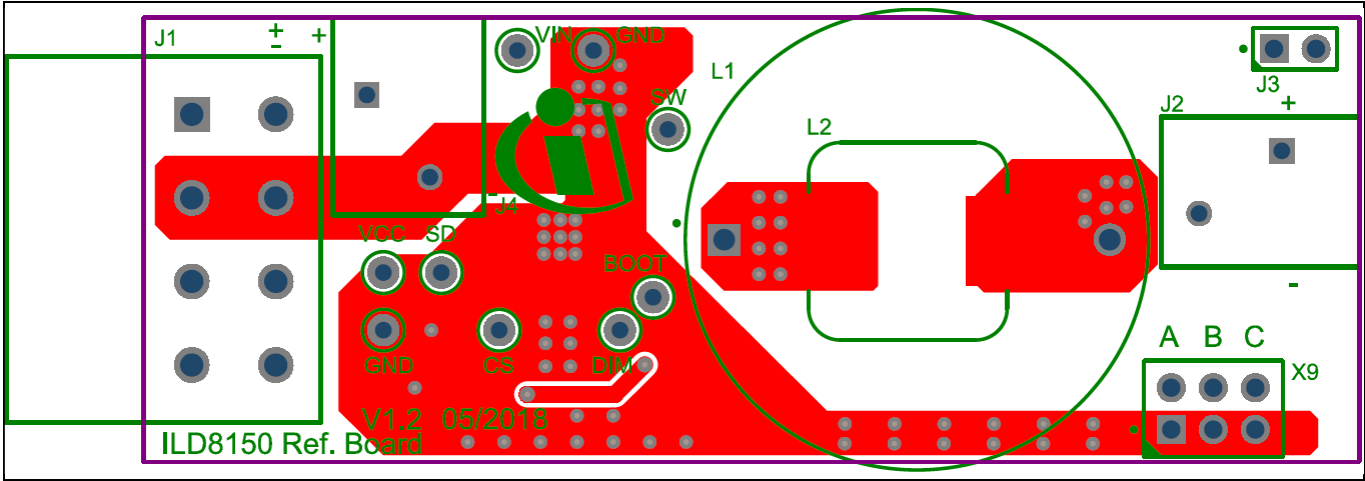


图 15. 参考设计的 PCB 布局

跳线 X9A	跳线 X9B	跳线 X9C	输出电流 (mA)
-	-	-	250 (+/-3%)
V	-	-	350 (+/-3%)
-	V	-	600 (+/-3%)
V	V	-	700 (+/-3%)
-	-	V	1050 (+/-3%)
V	-	V	1150 (+/-3%)
-	V	V	1400 (+/-3%)
V	V	V	1500 (+/-3%)

图 16. 跳线位置与 LED 电流

参考设计的测量结果

4 参考设计的测量结果

表 1. 典型的测量条件

V_{IN}	R_{CS}	电感	LED 负载
70 V	0.36 Ω	860 μ H	17 pcs

图 17 显示了实际的工作波形。实际测量的 LED 电流为 1A。开关频率为 85 kHz，内部 DMOS 晶体管的占空比为 74%。

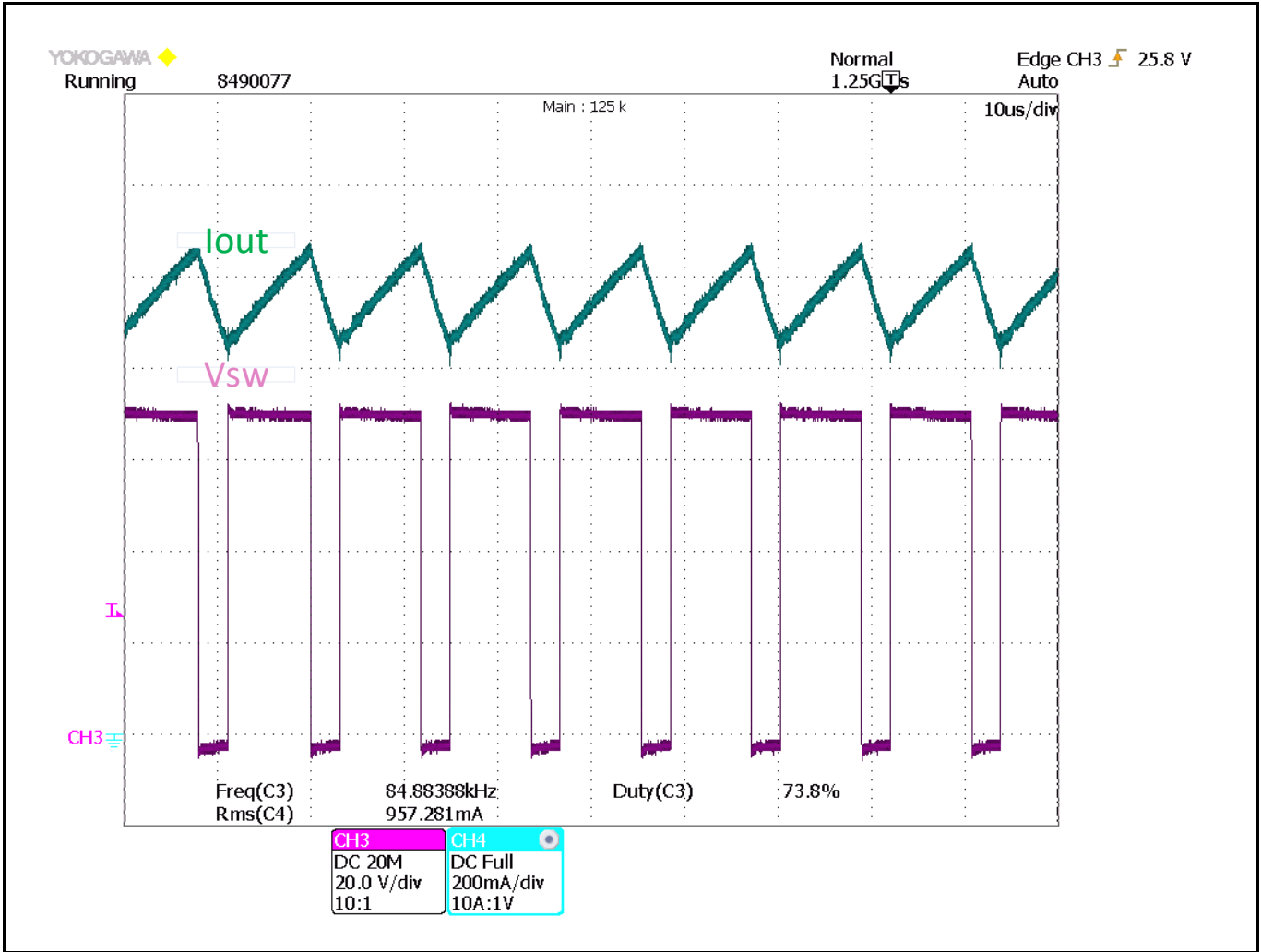


图 17. 正常运行波形

4.1 LED 电流与电源电压

尽管电源电压发生变化，ILD8150 仍能提供高输出电流精度。图 18 显示了在 52V 至 70V 范围内的输出电流与电源电压。在整个电源范围内，输出 LED 电流偏差仅为 1%。

参考设计的测量结果

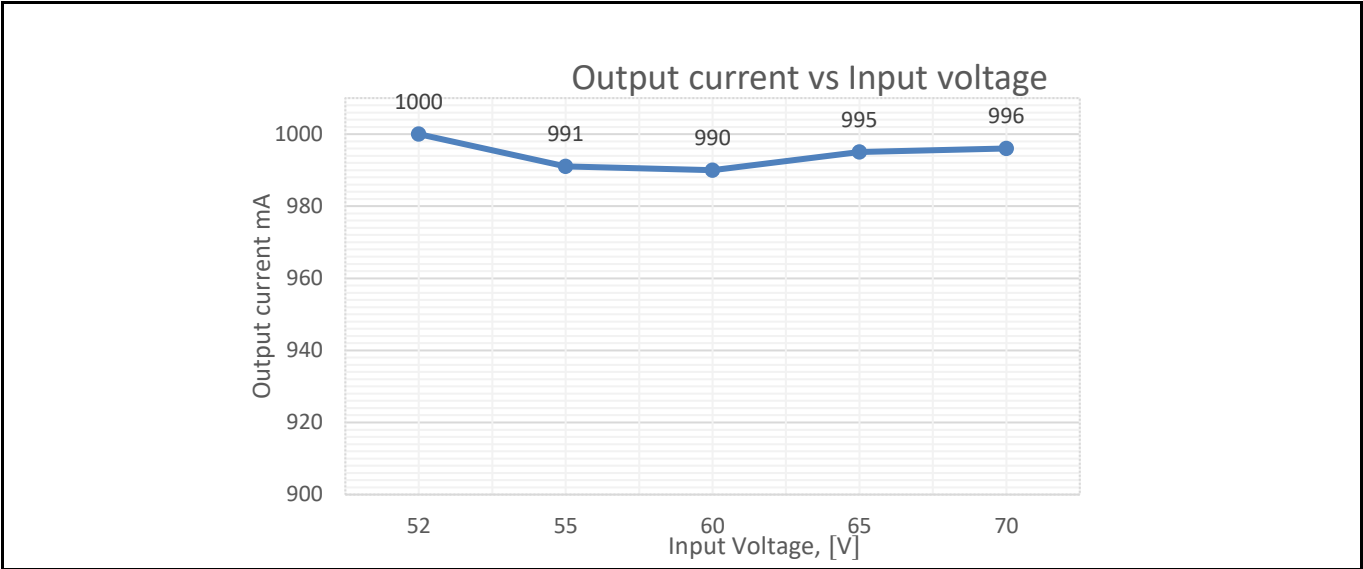


图 18. 输出 LED 电流与电源电压

4.2 调光

表 2. 条件

V_{IN}	$I_{LED,AVG}$	输入 PWM 频率	LED
70 V	700 mA	1 kHz	17 pcs

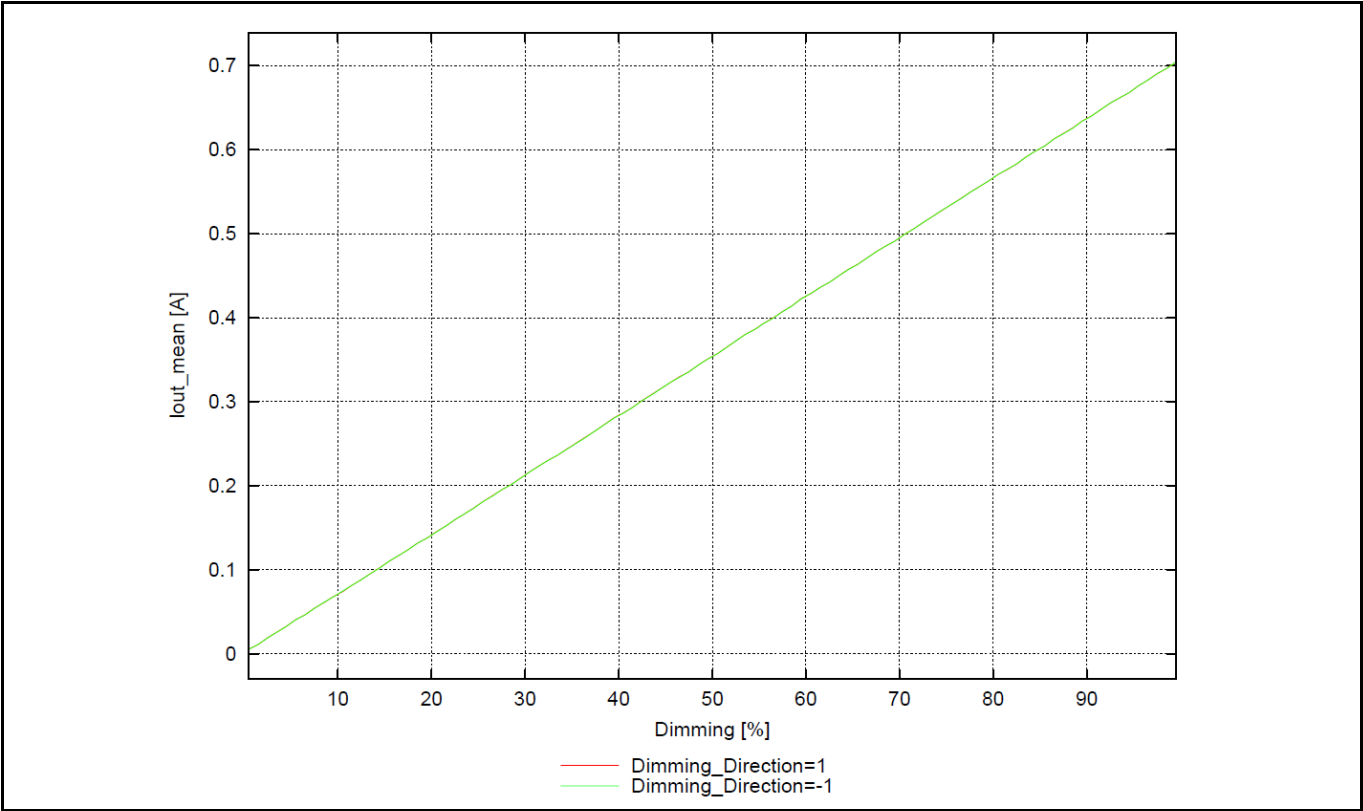


图 19. 输出电流与占空比

参考设计的测量结果

4.3 软启动

软启动过程有两个步骤。图 20 显示的数字软启动过程包含前面描述的步骤。

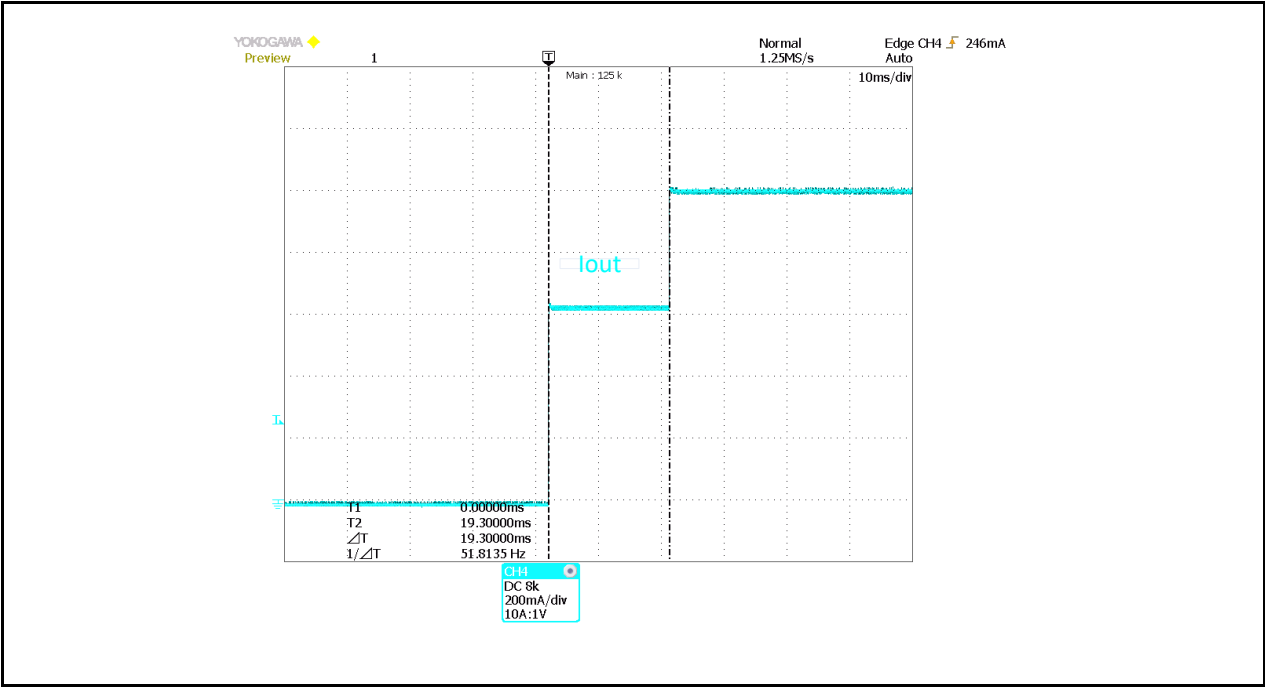
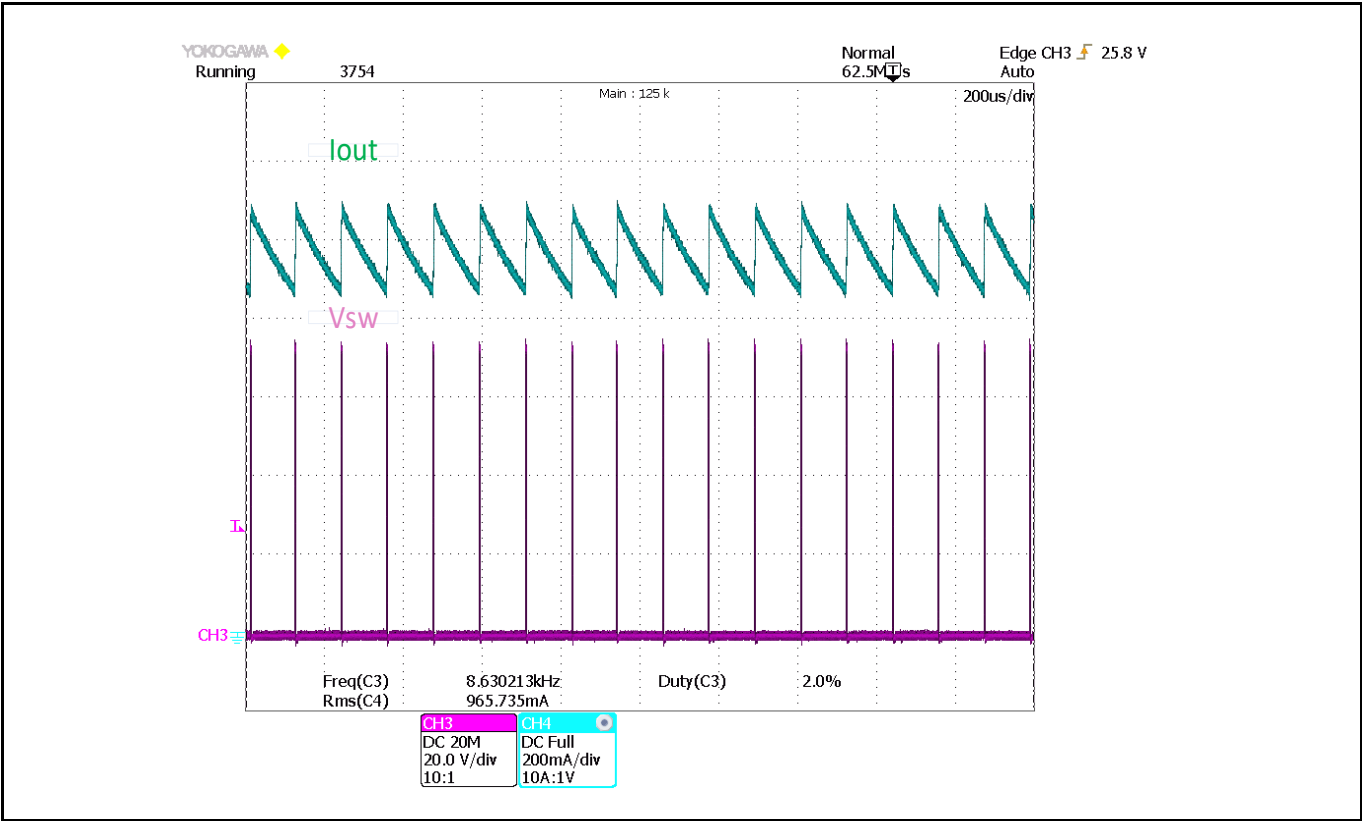


图 20. 软启动，输出电流

4.4 逐周期电流限制

图 21 显示了短路条件下的波形，其中 IC 逐周期限制输出电流。



参考设计的测量结果

图 21. OCP 波形

4.5 效率

对于 17 个 LED，输入范围为 52V 至 70V 的效率，测量结果如图 22 所示。使用不同的电感器测量效率 - 860、150 和 100 μH 。它反映了最大的开关频率 - 对应为 86、360 和 520 kHz。从曲线的特征可以看出，由于开关频率相对较低，当输入和输出电压差相当低时，所以在较大的电感范围内效率相当高。在固定输出电压接近输出电压且输入电压偏差/纹波较小的应用中，可以使用小电感器。在输出电压范围和输入电压纹波范围较大（如 100 或 120 Hz）和 10% 的纹波（这在初级层级是正常的）应用中，开关损耗会产生额外的功耗。在这种情况下，应增加电感或限制输出电流。

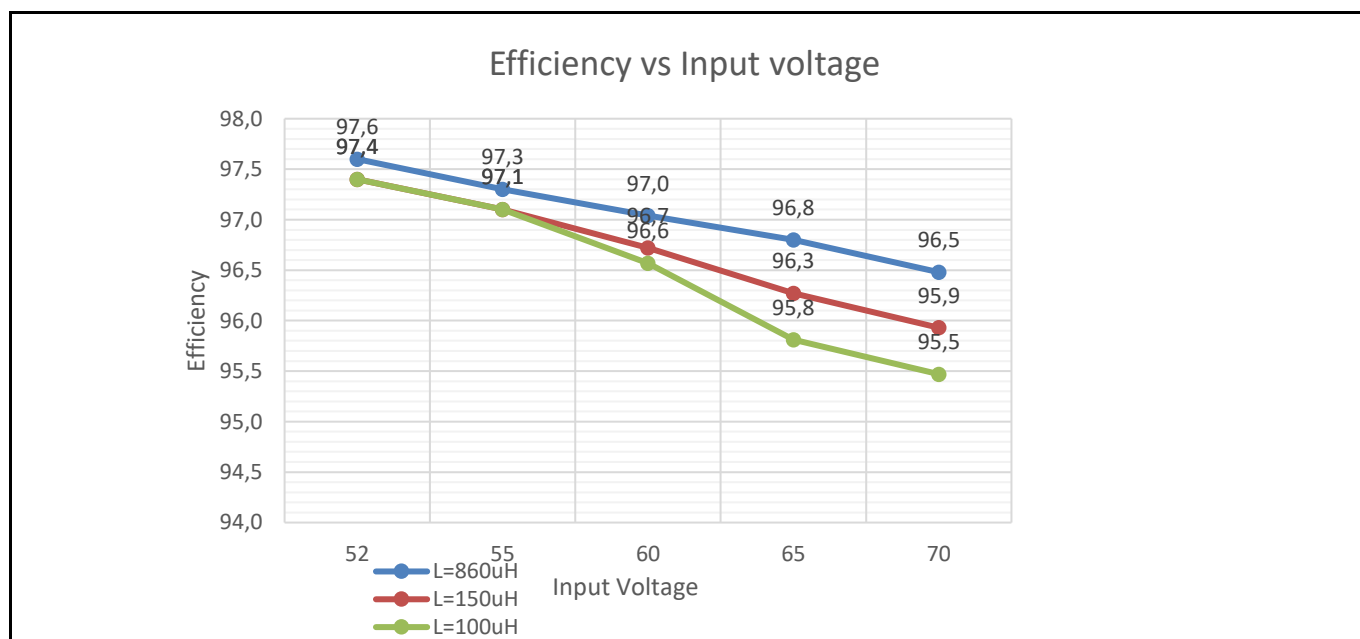


图 22. 效率与电源电压

4.6 热活动方式

演示板达到的最高温度为 73.8° C，如图 23 所示。使用输入 70V 和 17 个 LED 进行测试。

参考设计的测量结果

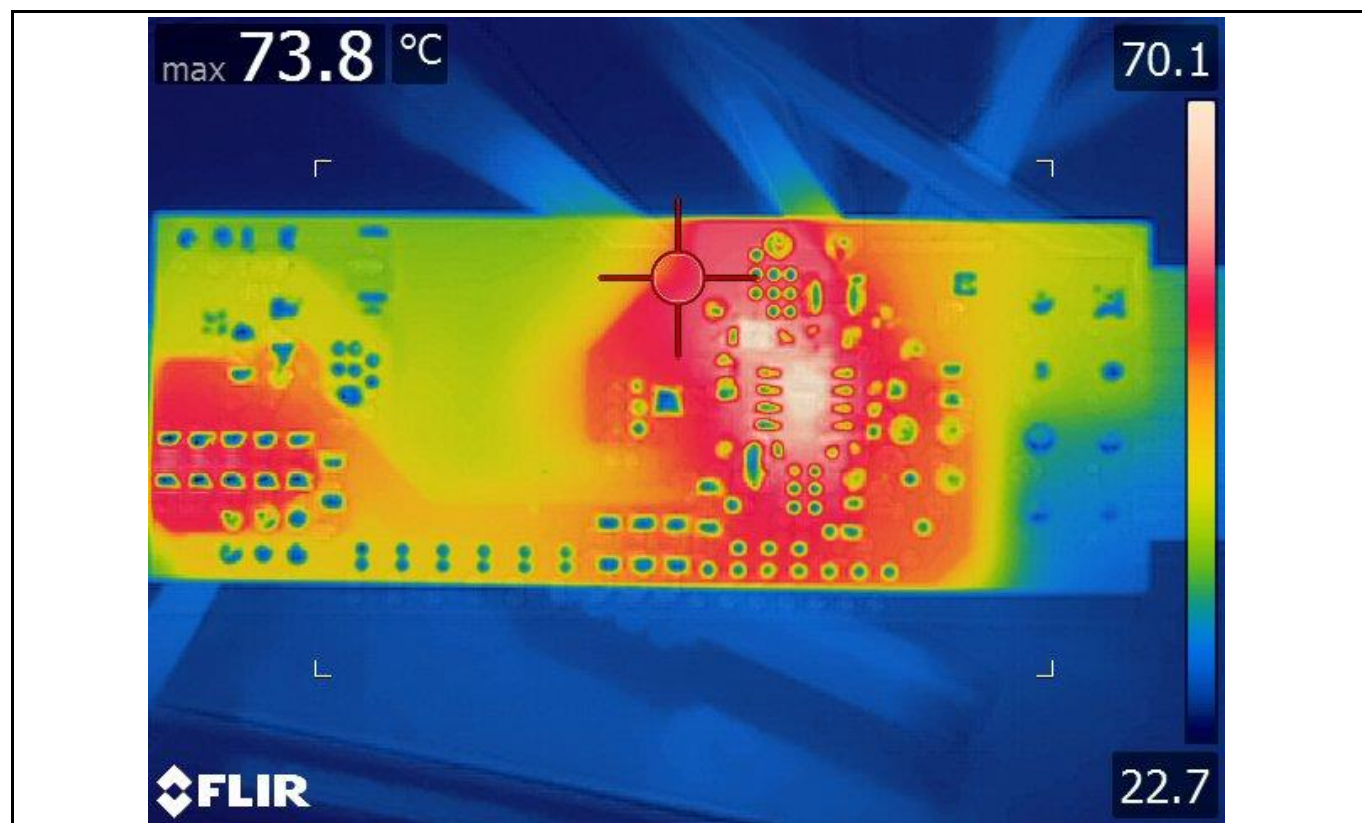


图 23. 热像

4.7 输出电流纹波

图 24 显示了电容器为 10 nF 和 4.7μF 的输出电流波形。可以看出，将 4.7μF 电容器与 LED 并联放置可将输出纹波电流从 21.6%降低至 5.6%。

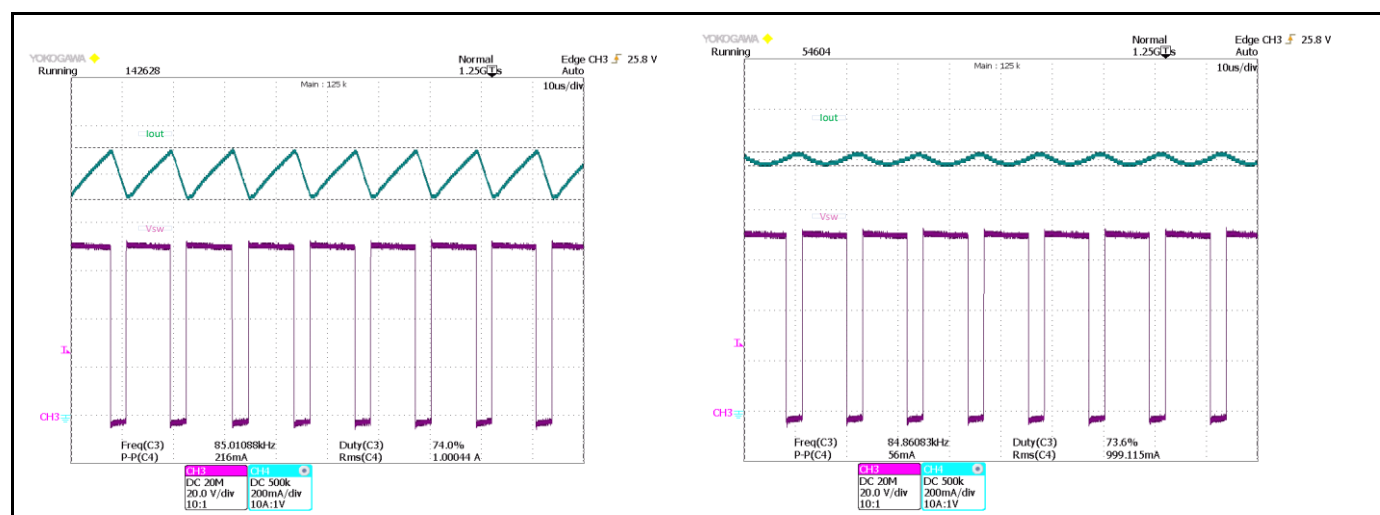


图 24. 输出电流纹波，C_{OUT} = 10 nF (左)，C_{OUT} = 4.7 μF (右)

某些应用（如机器视觉）不允许使用 PWM 调光。在这种情况下，建议使用输出电解电容器来滤除输出 PWM。图 25 显示输出电流波形，输入电压为 70V，17 个 LED 或 51V，调光水平为 6.25%，输出电容 100μF。电解电容器将输出纹波降低到 12.5%的峰-峰值。

参考设计的测量结果

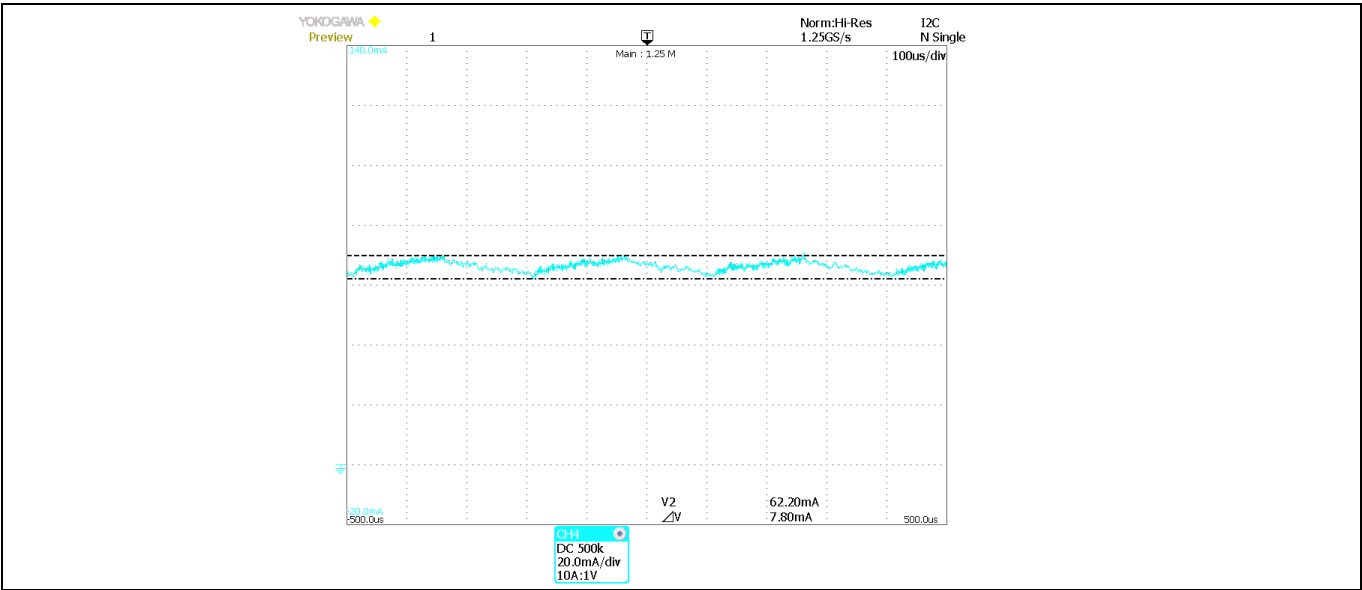


图 25. 输出电流波形为 6.25%调光水平，电解输出为 100 μ F

5 应用反激式变换器 XDPL8218

ILD8150 IC 作为次级层级和初级反激式或 LLC 变换器一起工作。例如，它可以与基于 XDPL8218 的 PFC 反激式一起使用。XDPL8218 是一款可数字化配置的次级侧稳压(SSR)控制器，适用于在恒压(CV)模式下工作的 PFC 反激式变换器。XDPL8218 板采用 90 V_{rms} 至 305 V_{rms} 的通用交流输入，提供 54V 的恒定电压。因此，ILD8150 迟滞降压变换器以 54V 的固定输入电压工作，输出电流恒定。ILD8150 可以提供 0.5%到 100%的大范围调光，在所有条件下都具有高精度。它从初级侧输出 100 或 120 Hz 波纹，因此输出电流为纯直流，从而消除了闪烁。这种系统的效率如图 26 所示。

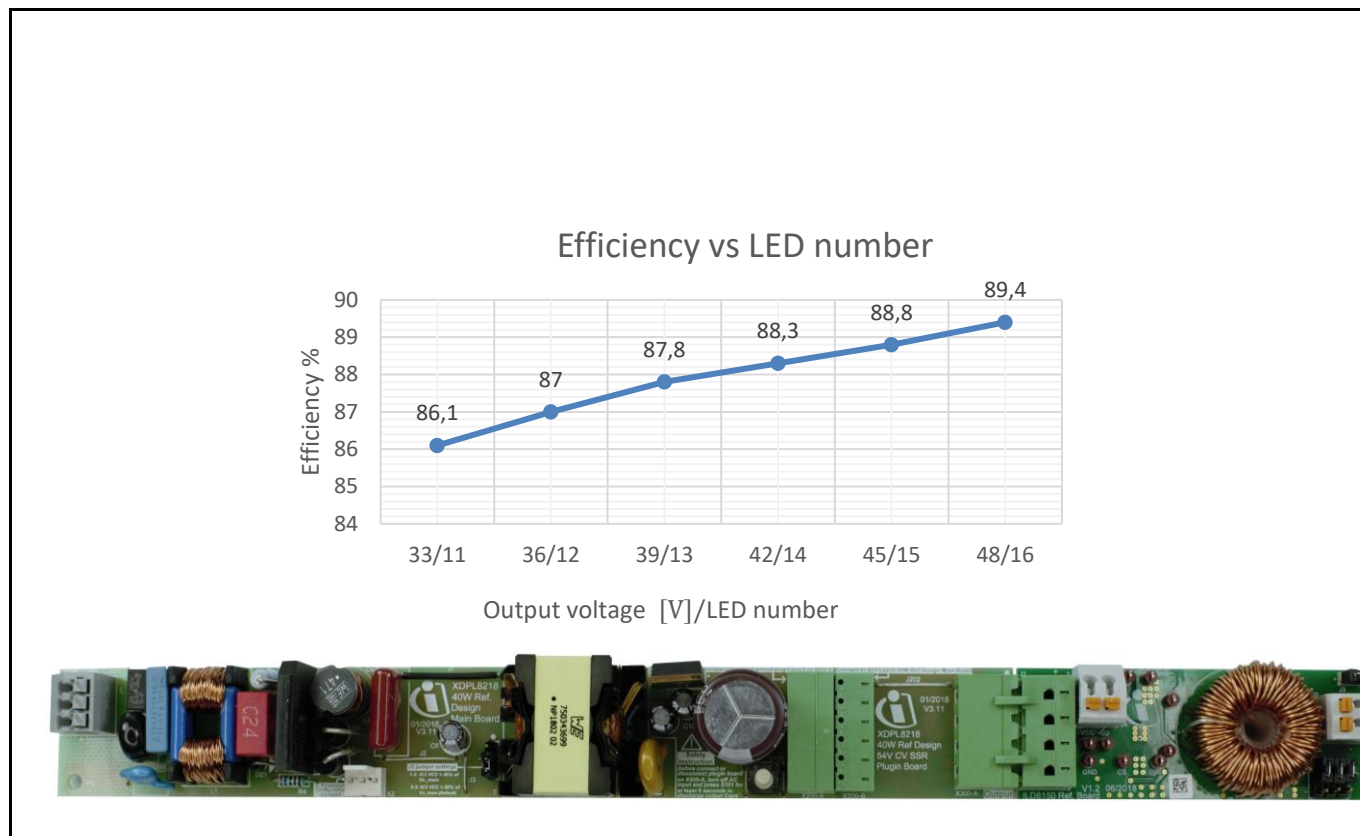


图 26. 组合级的效率与 LED 的数量

附录 A

6 附录 A

表 3. BOM

	元件称号	值	描述	制造商	制造商 零件编号
1	BOOT	5000	测试点 THT, 红色	Keystone	5000
2	C1	4.7 μ F	商用多层陶瓷片电容器	TDK	C3225X7S2A475K200AB
3	C2	100 nF	表面贴装多层陶瓷片电容器	TDK	C3216X7R2A104K160AA
4	C4	10 nF	表面贴装汽车级陶瓷电容器	AVX	12061C103K4Z2A
5	C5	-	表面贴装汽车级陶瓷电容器	AVX	12061C103K4Z2A
6	C6	22 n	Cap-0805-22n/100 V/0.1/X7R	AVX	08051C223K4Z2A
7	C7	100 n	Cap-0603-100 n/50 V/0.1/X7R	AVX	06035C104K4Z2A
8	C8	100 p	Cap-0805-100 p/25 V/0.1/NP0	Kemet	C0805C101K3GACTU
9	C9	180 pF	表面贴装多层陶瓷片电容器	Kemet	C0603C181J5GACTU
10	C11	10 p	GCM 系列汽车通用单片陶瓷电容器	Murata	GCM1885C1H100JA16#
11	CS	5000	测试点 THT, 红色	Keystone	5000
12	D1	MBR2H100SF	SMD Schottky 电源整流器 2.0 A/100 V	安森美半导体	MBR2H100SFT3G
13	D2	SMBJ43A	SMBJ 600 W Transil, 单向 TVS 二极管/43 V	Bourns	SMBJ43A
14	DIM	5000	测试点 THT, 红色	Keystone	5000
15	GND	5000	测试点 THT, 红色	Keystone	5000
16	J1	-	WR-TBL 系列 3095 - 5.08 mm 反向水平 PCB 针座, 04 p	Würth Elektronik	691309510004
17	J2	-	WR-TBL 系列 4123 - 3.81 mm 无螺丝 45 度入口, 2 p	Würth Elektronik	691412320002
18	J3	HTSW-102- 07-L-S	通孔, 0.025" SQ 柱头, 2.54 mm 间距, 2 引脚, 垂 直, 单列	Samtec	HTSW-102-07-L-S
19	J4	-	WR-TBL 系列 4123 - 3.81 mm 无螺丝 45 度入口, 2 p	Würth Elektronik	691412320002
20	L1	860 μ H	线轴式电感器	Würth Elektronik	7447075
21	L2	-	WE-PD SMD 屏蔽功率电感 器, 尺寸 1210, 2.5 A, 0.1 Ω , 100 μ H	Würth Elektronik	7447709101
22	R1	1.5 k	1.5 k/150 V/1%	威世	CRCW08051K50FKEA

附录 A

23	R2	18.2 R	18.2R/200 V/1%	威世	CRCW120618R2FKEA
24	R3	4.30 R	标准厚膜片式电阻器	威世	CRCW12064R30FK
25	R4	4.30 R	标准厚膜片式电阻器	威世	CRCW12064R30FK
26	R6	4.30 R	标准厚膜片式电阻器	威世	CRCW12064R30FK
27	R7	3.60 R	标准厚膜片式电阻器	威世	CRCW12063R60FK
28	R8	2.05 R	标准厚膜片式电阻器	威世	CRCW12062R05FK
29	R9	2.05 R	标准厚膜片式电阻器	威世	CRCW12062R05FK
30	R10	1.33 R	标准厚膜片式电阻器	威世	CRCW12061R33FK
31	R11	1.33 R	标准厚膜片式电阻器	威世	CRCW12061R33FK
32	R12	0 R	0 R/200 V/20 m Ω	威世	CRCW12060000Z0EA
33	R15	220 R	220 R/150 V/1%	Yageo/Phycomp	RC0805FR-07220R
34	R16	1.4 R	1.4 R/200 V/1%	威世	CRCW12061R40FKEA
35	SD	5000	测试点 THT, 红色	Keystone	5000
36	SW	5000	测试点 THT, 红色	Keystone	5000
37	U1	ILD8150E	DC-DC LED 驱动器 IC	英飞凌	ILD8150E
38	VCC	5000	测试点 THT, 红色	Keystone	5000
39	VIN	5000	测试点 THT, 红色	Keystone	5000
40	X5	5000	测试点 THT, 红色	Keystone	5000
41	X9	TSW-103-08-G-D	2.54 mm 间距头带, 6 个引脚, 垂直, 双排	Samtec	TSW-103-08-G-D
42		SNT-100-BK-T-H	2.54 mm 间距, 2 针跳线	Samtec	SNT-100-BK-T-H

参考文献

7 参考文献

请参考 ILD8150 数据手册了解更多信息：

[链接至ILD8150数据手册](#)



参考文献

修订记录

文件版本	发布日期	变更说明
V1.0	2018 年 11 月	第一版
V1.1	2019 年 09 月	修改 BOM

商标
所有引用的产品或服务名称和商标均为其各自所有者的财产。

版次 2019-01-23
发布方：
英飞凌科技股份有限公司
81726 慕尼黑，德国
© 2019 Infineon Technologies AG.
保留所有权利。
您对本文档有疑问吗？
电子邮件： erratum@infineon.com
文档参考
Error! Unknown document property name.

重要通知
在任何情况下，本文档中所提供的信息均不应被视为针对条件或品质做出的保证（“Beschaffheitsgarantie”）。

对于本文档中所述的任何示例、提示或任何典型值及/或有关产品应用的任何信息，英飞凌科技对此不承担任何及所有形式的保证和责任，包括但不限于其不侵犯任何第三方知识产权的保证，特此声明。

此外，本文档中的任何信息均取决于客户履行本文档所载明的义务，及客户产品以及客户对于英飞凌产品的应用相关的任何法律要求、规范和标准。

本文档中的数据仅供接受了技术培训的员工使用。客户的技术部门有责任评估产品是否适合预期应用，以及本文档中有关此类应用的产品信息的完整性。

若需获得有关产品、技术、交付条款与条件和价格的更多信息，请联系距离您最近的英飞凌办事处 (www.infineon.com)。

警告
由于技术要求，产品可能包含有害物质。若需了解相关物质的类型，请联系距离您最近的英飞凌办事处。

除非英飞凌科技在英飞凌科技授权代表签署的书面文件中明确批准，否则英飞凌科技的产品不得用于可合理预计产品故障或其使用后果会导致人身伤害的应用。