

TI 设计

具有日光收集和无线连接的 100W 0.1% 可调光直流/直流 LED 驱动器



说明

该 TI 设计是经过测试的直流/直流 LED 驱动器子系统，适用于高功率、高效率可调光 LED 灯具。此设计是基于无线片上系统 (SoC) 平台而构建的，支持使用任何 Bluetooth® 低功耗 (BLE) 智能设备进行模拟强度调节、PWM 调光和控制。

在撰写本文时，高顶和低顶 LED 照明灯具正在取代荧光灯和 HID 灯，因为它们可将能耗削减一半，并且几乎不需要维护成本。通过将调光功能与环境光传感器结合使用来收集日光可额外节省高达 50% 的能耗，具体取决于应用对象。

TIDA-01095 TI 设计提供高效直流/直流转换，允许进行调光和日光收集，并支持无线连接照明控制。

资源

TIDA-01095	设计文件夹
TPS92641	产品文件夹
CSD18537NQ5A	产品文件夹
CSD18563Q5A	产品文件夹
OPA376	产品文件夹
OPT3001	产品文件夹
LMT84	产品文件夹
LAUNCHXL-CC2650	工具文件夹

特性

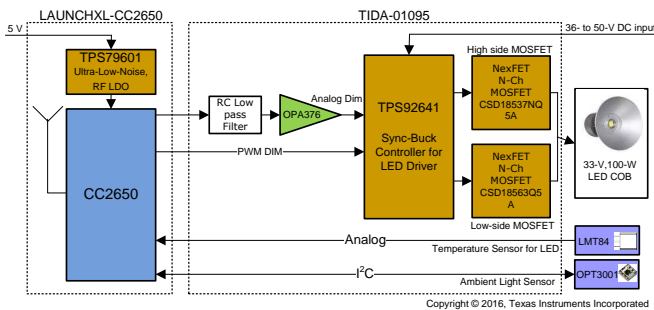
- 借助模拟调光，100W 同步降压 LED 驱动器可在 100% 至 50% 的亮度范围内实现 97.3% 的平均效率
- 模拟调光和 PWM 调光可实现 1:1000 的对比度 (200Hz 至 5kHz)
- 基于环境光传感器 OPT3001 的光测量支持收集日光和恒定实施流明
- 在模拟调光中，MCU PWM 用作 I_{ADJ} 设置的 12 位 DAC
- 为驱动器和 LED 模块提供过流和过热保护
- CC2650 SimpleLink™ 多标准 2.4GHz 超低功耗无线 MCU 可借助 Bluetooth® Smart 或 ZigBee 实现连接照明®

应用

- 室内 LED 照明 (工业高顶、低顶照明)
- 室外 LED 照明 (区域照明、街道照明)
- 分布式直流照明



咨询我们的 E2E 专家



该 TI 参考设计末尾的重要声明表述了授权使用、知识产权问题和其他重要的免责声明和信息。

1 系统概述

1.1 系统说明

在撰写本文时，工业室内照明正在越来越多地采用发光二极管 (LED) 进行高顶和低顶照明。LED 照明具有多项优点，例如可实现超过 50% 的节能、长使用寿命、可控的光输出以及极低的维护成本。通过将光传感器与连接照明相集成，可以实现日光收集，从而提高能源效率。通过测量给定工作区域的光条件实现日光收集，能量可能部分来自光源，部分来自日光。基于该数据，当日光水平提高时，会自动对灯具进行调光。

除了光学设计和热管理外，LED 灯具还必须确保灯具在其整个寿命期内提供恒定的流明输出（因为 LED 的光输出预计会在使用几年后降低），并确保顺畅高效的调光，这样才有利于使用光传感器进行日光收集。

图 1 显示了工业环境下的高顶照明示例。



图 1. 工业环境下的高顶照明

1.2 系统主要技术参数

表 1. 系统主要技术参数

参数	测试条件和说明	最小值	典型值	最大值	单位
输入特性					
输入电压	—	36	—	50 ⁽¹⁾	V
输入 UVLO 设置	—	30.25	31.9	33.55	V
输出特性					
输出 (LED) 电流	—	0	—	3	A
电感纹波电流	峰间值	—	—	500	mA
LED 纹波电流	峰间值	—	—	350	mA
OVP 阈值	—	53.7	57.5	61.3	V
系统特性					
开关频率	—	—	222	—	kHz
电流传感电阻	—	—	0.05 ⁽²⁾	—	Ω
负载特性⁽³⁾					
正向电压	1900mA, T _C = 85°C	—	38.5	—	V
正向电压	1900 mA, T _C = 25°C	—	—	42	V
正向电流	—	—	—	2800	mA
反向电流	—	—	—	0.1	mA

⁽¹⁾ 最大输入电压受 MOSFET 额定电压限制。控制板可以使用具有高达 50V 输入电压的 60V MOSFET，也可以使用具有高达 80V 输入电压的 100V MOSFET。

⁽²⁾ 为了进行深度调光或在不超过 10mA 的范围内调光，电流传感电阻值必须为 0.25Ω 左右。

⁽³⁾ 使用的 LED 负载是 Cree CXA3070-0000-000N0HAB57F-ND。

1.3 方框图

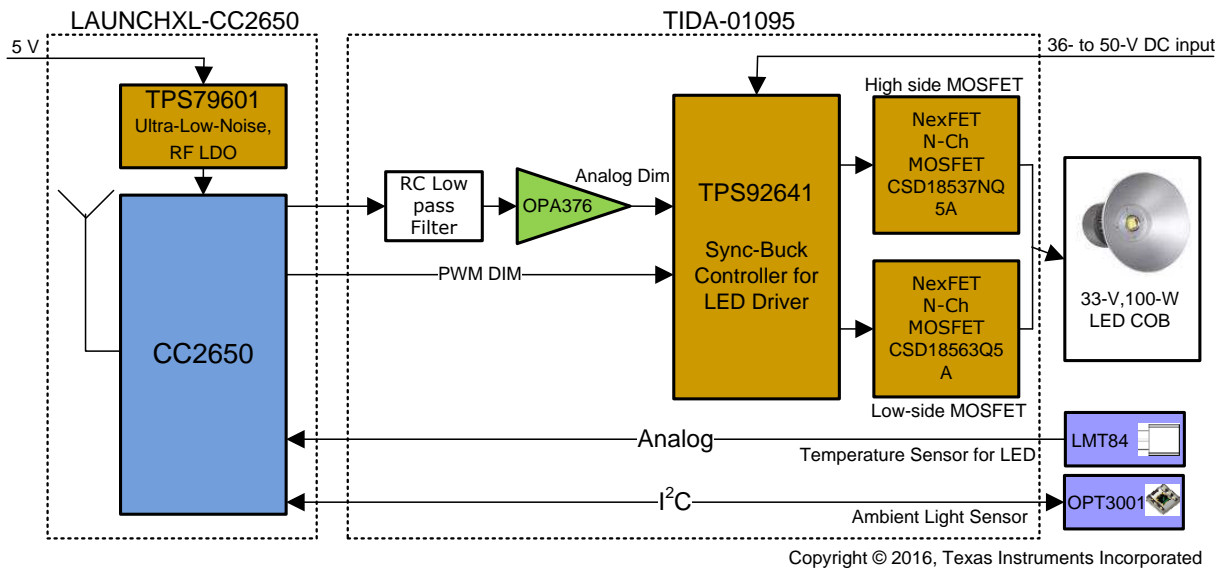


图 2. 通过 CC2650 LaunchPad 和传感器增强的可调光白光 LED 驱动器方框图

1.4 主要产品

1.4.1 TPS92641

TPS92640 和 TPS92641 器件是用于降压电流稳压器的高电压、同步 NFET 控制器（请参见图 3）。输出电流调节基于采用导通时间受控架构的谷值电流模式操作方式。这种控制方法可简化环路补偿设计，同时使开关频率维持在近似恒定的水平。

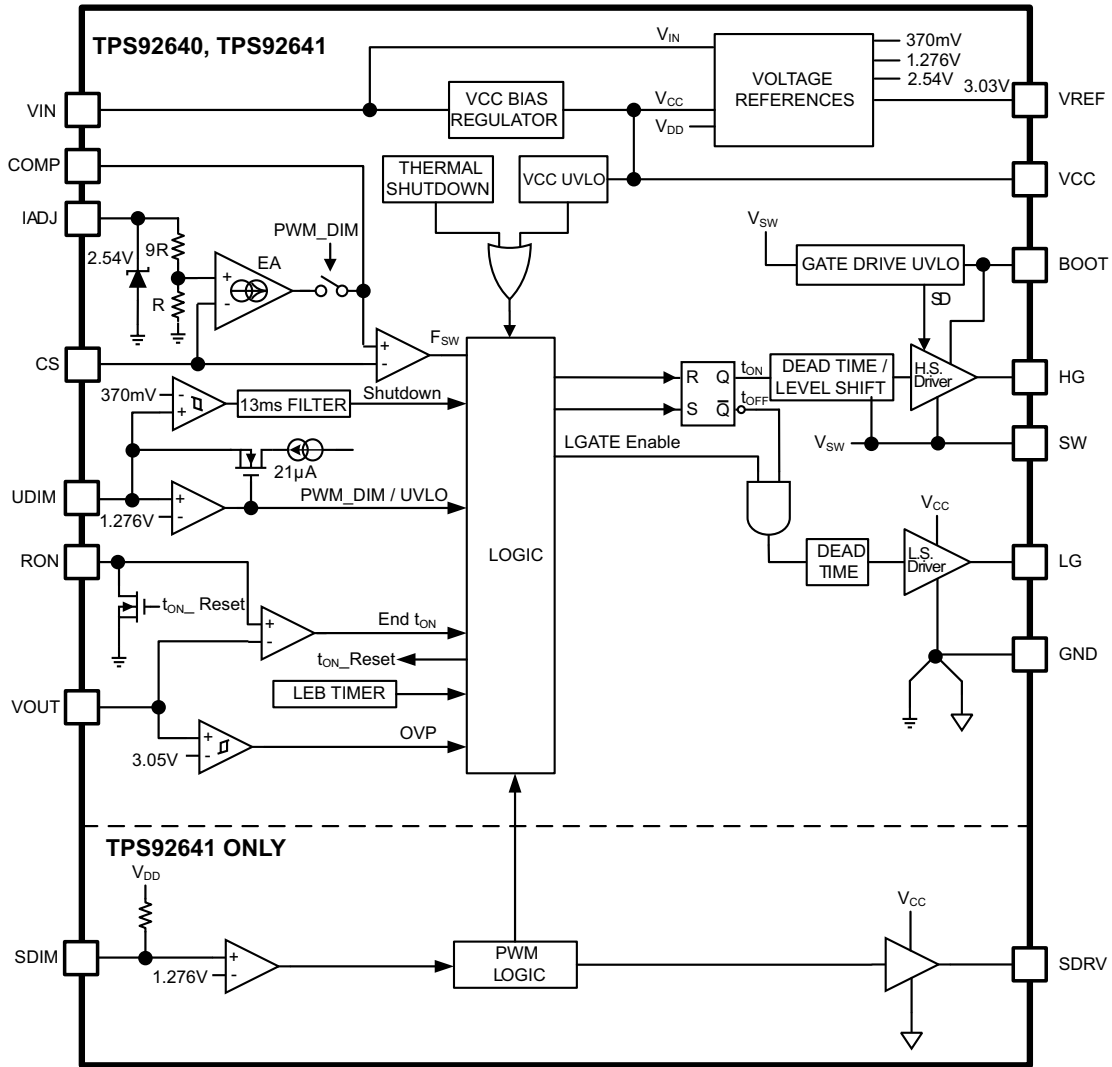
TPS92640 和 TPS92641 器件包含一个高电压启动稳压器，该稳压器能够在 7V 至 85V 的宽输入范围内工作。PWM 控制器专为高速性能而设计，振荡器频率范围高达 1MHz。高侧和低侧栅极驱动器之间的死区时间进行了优化，以在宽输入工作电压和输出功率范围内高效运行。

TPS92640 和 TPS92641 能够接收模拟和 PWM 输入信号，因此可提供优异的调光控制范围。输入命令和 LED 电流之间的线性响应特性可通过使用低偏移误差放大器 and 专用 PWM 调光逻辑实现真正的零 LED 电流的方式实现。两种器件还具备为低功耗微控制器提供精密基准电流的能力。保护功能包括逐周期电流保护、过压保护和热关断。TPS92641 器件包含一个用于高分辨率 PWM 调光的分流 FET 调光输入和 MOSFET 驱动器。

特性：

- V_{IN} 范围：7V 至 85V
- 宽调光范围
- 500:1 模拟调光
- 2500:1 标准 PWM 调光
- 20000:1 分流 FET PWM 调光
- 可调节 LED 电流传感电压
- 2Ω、1A 峰值 MOSFET 栅极驱动器
- 分流调光 MOSFET 栅极驱动器 (TPS92641)

- 可编程开关频率
- 精密电压基准 $3V \pm 2\%$
- 输入 UVLO 和输出 OVP
- 低功耗关断模式和热关断
- MSOP-10 封装, 采用 PowerPAD™



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 3. TPS92640、TPS92641 方框图

1.4.2 TPS92640

TPS92640 器件是一种高电压同步 NFET 控制器，适用于 TPS9264x 器件系列中的降压电流稳压器，并且可在同一设计中取代 TPS92641。除了 TPS92640 提供的所有特性外，TPS92641 器件还包含适用于高频和高分辨率 PWM 调光的分流 FET 调光输入和 MOSFET 驱动器。TPS92640 可以嵌合在不利用 TPS92641 的分流调光特性的最终应用中。

1.4.3 CSD18537NQ5A

TI 的这款 10mΩ、60V、SON 5x6mm NexFET™ 功率 MOSFET 设计用于最大限度地降低电源转换应用中的损耗。建议将这款 MOSFET 用作同步降压转换器应用中的高侧 MOSFET。

特性：

- 超低 Q_g 和 Q_{gd}
- 低热阻
- 雪崩级
- 无铅端子镀层
- 符合 RoHS

1.4.4 CSD18563Q5A

这款 5.7mΩ、60V SON 5x6mm NexFET 功率 MOSFET 设计用于与 CSD18537NQ5A 控制 FET 配对使用，充当完整工业降压转换器芯片组解决方案的同步 FET。

特性：

- 超低 Q_g 和 Q_{gd}
- 采用软体二极管以降低振铃效应
- 低热阻
- 雪崩级
- 逻辑电平
- 无铅端子镀层
- 符合 RoHS
- 无卤素
- SON 5mm × 6mm 塑料封装

1.4.5 CSD18563Q5A

这款 100V、12.6mΩ、SON 5x6mm NexFET 功率 MOSFET 用于最大限度地降低电源转换应用中的损耗。

特性：

- 超低 Q_g 和 Q_{gd}
- 低热阻
- 雪崩级
- 无铅端子镀层
- 符合 RoHS
- 无卤素

- SON 5mm × 6mm 塑料封装

1.4.6 OPT3001

OPT3001 传感器用于测量可见光的密度。传感器的光谱响应与人眼的视觉响应紧密匹配，并且具有很高的红外线阻隔率（请参见图 4）。

OPT3001 是一款可如人眼般测量光强度的单芯片照度计。OPT3001 器件具有精密的光谱响应和较强的红外阻隔功能，因此能够准确测量人眼可见光的强度，且不受光源影响。对于为追求美观效果而需要将传感器安装在深色玻璃下的工业设计而言，较强的红外 (IR) 阻隔功能还有助于保持高精度。OPT3001 专门针对构建基于光线的人眼般体验的系统而设计，是人眼匹配度低且红外阻隔能力差的光电二极管、光敏电阻或其它环境光传感器首选的理想替代产品。

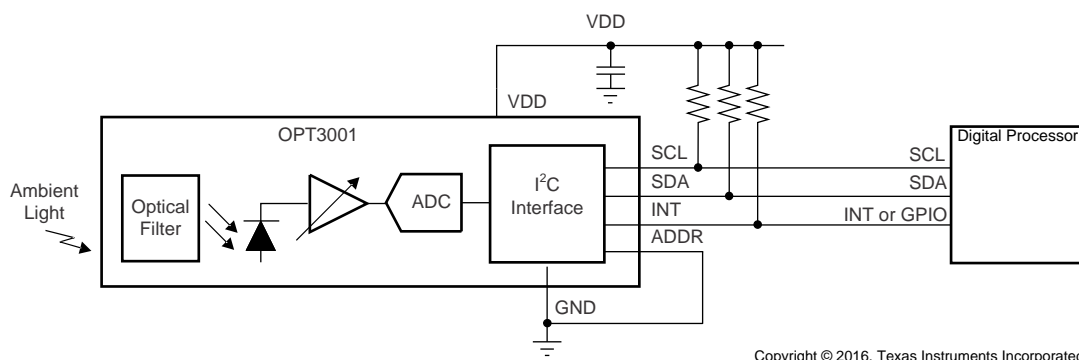
凭借内置的满量程设置功能，无需手动选择满量程范围即可在 0.01 至 83,000 勒克斯范围内进行测量。此功能允许在 23 位有效动态范围内进行光测量。

数字操作可灵活用于系统集成。测量既可连续进行也可单次触发。控制和中断系统具有自主操作功能，允许处理器在传感器搜索相应唤醒事件并通过中断引脚进行报告时处于休眠状态。数字输出通过兼容 I²C 和 SMBus 的双线制串行接口进行报告。

OPT3001 具有低功耗和低电源电压性能，可以提高电池供电系统的电池寿命。

特性：

- 采用精密光学过滤以匹配人眼
- 可阻隔 99%（典型值）以上的红外线 (IR)
- 自动满量程设置功能可简化软件并确保配置适当
- 测量范围：0.01 至 83,000 勒克斯
- 23 位有效动态范围，具有自动增益范围设定功能
- 12 种二进制加权满量程范围设置
- 范围之间的匹配度 < 0.2%（典型值）
- 低工作电流:1.8 μ A（典型值）
- 工作温度范围：-40°C 至 +85°C
- 宽电源电压范围：1.6V 至 3.6V
- 可耐受 5.5V 电压的 I/O
- 灵活的中断系统
- 小封装尺寸：2.0mm × 2.0mm × 0.65mm



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 4. OPT3001 方框图

1.4.7 CC2650

CC2650 器件是面向 Bluetooth® Smart、ZigBee®、6LoWPAN 和 ZigBee RF4CE 远程控制 应用的无线 MCU（请参见图 5）。

此器件属于 CC26xx 系列的经济高效型超低功耗 2.4GHz RF 器件。它具有极低的有源 RF 和 MCU 电流以及低功耗模式流耗，可确保卓越的电池使用寿命，适合小型纽扣电池供电以及在能量收集 应用中使用。

CC2650 器件包含一个作为主处理器以 48MHz 运行的 32 位 ARM Cortex™-M3 处理器，并且包含丰富的外设功能集，其中包括特有的超低功耗传感器控制器。此传感器控制器非常适合连接外部传感器，还适用于在系统其余部分处于睡眠模式的情况下自主收集模拟和数字数据。因此，CC2650 器件成为工业、消费类电子和医疗产品中各类 应用的理想选择。

BLE 控制器和 IEEE 802.15.4 MAC 嵌入在 ROM 中，并且在一定程度上可在单独的 ARM Cortex-M0 处理器上运行。此架构可改善整体系统性能和功耗，并释放闪存以供应用使用。

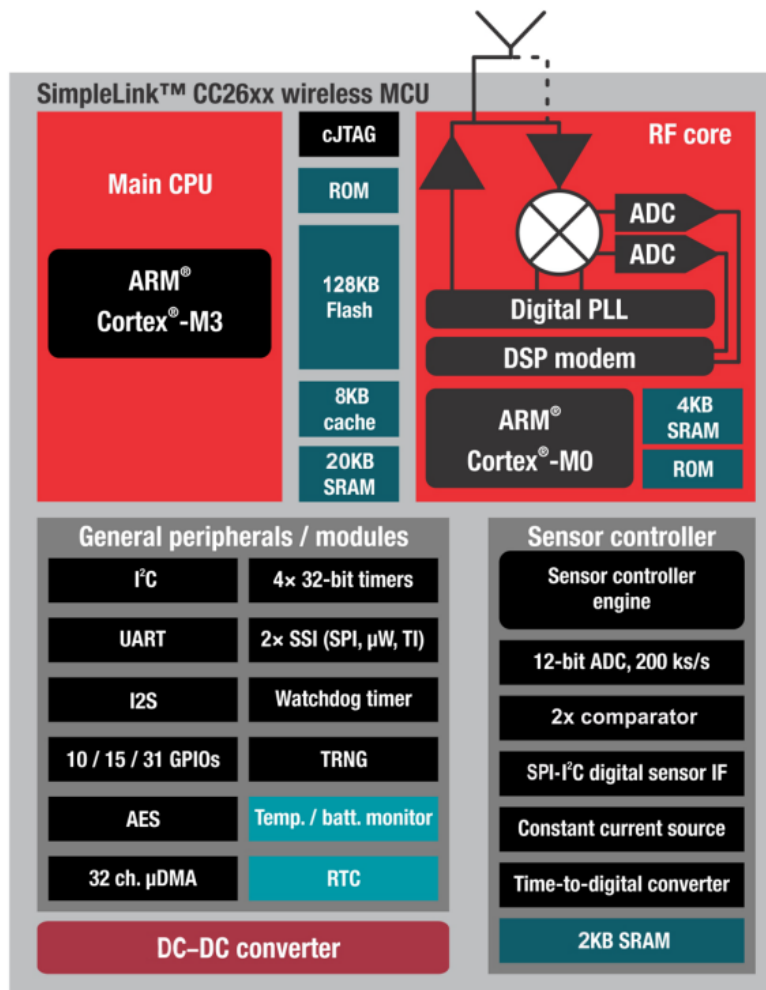


图 5. CC2650 方框图

1.4.8 OPA376

OPA376 系列是采用 e-trim™ 的新一代低噪声运算放大器的典型代表，具有出色的直流精度和交流性能。该器件具有轨到轨输入和输出、低偏移（最大值为 25μV）、低噪声 (7.5nV/√Hz)、950μA 的静态电流（最大值）和 5.5MHz 带宽，对于各类精密和便携式应用极具吸引力。此外，此器件具有合理的宽电源范围和出色的电源抑制比 (PSRR)，对于直接靠电池运行而无需稳压的应用而言，它是必备之选。

OPA376（单通道版本）采用 MicroSIZE Sc70-5、SOT-23-5 和 SOIC-8 封装。OPA2376（双通道）提供 DSBGA-8、VSSOP-8 和 SOIC-8 封装。OPA4376（四通道）采用 TSSOP-14 封装。所有器件版本的额定工作温度范围均为 -40°C 至 +125°C。

特性：

- 低噪声：1kHz 下为 7.5nV/√Hz
- 0.1Hz 至 10Hz 噪声：0.8μV_{PP}
- 静态电流：760μA（典型值）
- 低偏移电压：5μV（典型值）
- 增益带宽积：5.5MHz
- 轨到轨输入和输出
- 单电源供电
- 电源电压：2.2V 至 5.5V
- 节省空间的封装：SC70、SOT-23、DSBGA、VSSOP、TSSOP

1.4.9 LMT84

LMT84 和 LMT84-Q1 是高精度 CMOS 集成电路温度传感器，其模拟输出电压与温度成线性反比关系。传感器的特性使其适用于许多常规温度传感应用。LMT84 可由电压低至 1.5V 的电源供电运行，功耗为 5.4μA，这使得该器件成为电池供电式器件的理想选择。

凭借包括通孔式 TO-92 封装在内的封装选项，LMT84 可安装于电路板上、电路板外、散热器中或同一应用的多个位置。AB 类输出结构为 LMT84/LMT84-Q1 提供强大的输出源电流和灌电流能力，可直接驱动高达 1.1nF 的电容负载。LMT84 非常适合驱动具有瞬时负载要求的 ADC 采样和保持输入。此器件在 -50°C 至 150°C 的工作温度范围内可实现指定精度。高精度、三引线封装选项和其他特性也使得 LMT84/LMT84-Q1 成为热敏电阻的替代产品。

特性：

- LMT84-Q1 符合 AEC-Q100 0 级标准并且采用汽车级工艺流程制造
- 1.5V 低压运行
- 非常精确：典型值 ±0.4°C
- -50°C 至 150°C 的宽温度范围
- 5.4μA 低静态电流
- -5.5mV/°C 的平均传感器增益
- 输出受到短路保护
- 具有 ±50μA 驱动能力的推挽输出
- 封装与行业标准 LM20/19 和 LM35 温度传感器兼容
- 热敏电阻的经济高效替代产品

2 系统设计原理

LED 需要恒流驱动，在大多数情况下，电流必须可调节以实现调光。因此，用户必须拥有稳压式交流/直流电源和可调电流控制器以便进行调光。对于直流照明系统，可以直接获得低电压直流，因此，有了具有调光能力的电流控制器就足够了。为了实现调光和控制，使用无线控制或有线控制系统。无线照明控制使用方便，并且易于获得，因而变得越来越常用。

TIDA-01095 平台使用 TPS92641，这是一种同步降压控制器，适用于精确调光的 LED 驱动器。此控制器需要两个外部 MOSFET，而且它们必须根据功率要求进行选型。TPS92641 专门针对高速性能而设计，其振荡器频率范围高达 1MHz。高侧和低侧栅极驱动器之间的死区时间进行了优化，以在宽输入工作电压和输出功率范围内高效运行。TPS92641 器件接受模拟和脉宽调制 (PWM) 输入信号，因而具有出色的调光控制范围。输入命令和 LED 电流之间的线性响应特性可通过使用低偏移误差放大器 and 专用 PWM 调光逻辑实现真正的零 LED 电流的方式实现。为了实现调光控制和无线连接，采用了 SimpleLink™ 技术多标准 2.4GHz 超低功耗无线 MCU CC2650。除了 2.4GHz RF 连接外，此照明应用中还使用内置外设，如模数转换器 (ADC) 和 PWM。SimpleLink CC2650 无线 MCU LaunchPad™ 套件生成一个用于 PWM 调光的 PWM 和另一个 PWM，随后生成一个四级低通滤波器和低偏移运算放大器作为缓冲器生成的可变电压 I_{ADJ} ，用于启用模拟调光。通过 I_{ADJ} 进行调光的效率更高，产生的电磁干扰 (EMI) 更低。但在极低的电流下，LED 的色温存在轻微变化，这可能并不是所需的行为。PWM 调光方法避免了这一问题，并可进行分辨率更高的调光。不过，可以通过软件将这两种调光方法结合在一起以实现高效率和更宽的调光分辨率。

具有高精度人眼响应特性的 OPT3001 数字环境光传感器 (ALS) 与 CC2650 MCU 连接，可以在软件中轻松实现多种特性，例如在存在日光的情况下通过对 LED 自动调光实现恒定流明输出和日光能量收集等。CC2650 SimpleLink 多标准 2.4GHz 超低功耗无线 MCU 可以让用户针对远程控制应用实施任何不同的射频 (RF) 连接标准，例如 Bluetooth Smart、ZigBee、6LoWPAN 和 ZigBee RF4CE。采用 TO-92 封装并支持 1.5V 电压、10 μ A 电流模拟输出的 LMT84 温度传感器可以让用户测量 LED 散热器的温度，从而在过热情况下实现自动折返调光，并实现 LED 灯串或 LED COB 保护。

2.1 设计方程式

2.1.1 欠压锁定 (UVLO)

TPS92641 的 UDIM 引脚是一种双功能输入，它具有精确的 1.276V 阈值，并具有可编程的迟滞。此引脚充当 LED 的 PWM 调光输入和具有内置迟滞的输入 UVLO。当引脚电压上升并超过 1.276V 阈值时，21 μ A (典型值) 的电流会从 UDIM 引脚流出并驱动到电阻分压器 (R_{UDIM1} 、 R_{UDIM2}) 中，提供可编程的迟滞。

UVLO 开启阈值 V_{TURN_ON} 由公式 1 定义：

$$V_{TURN_ON} = 1.276 \times \left(\frac{(R_{UDIM1} + R_{UDIM2})}{R_{UDIM2}} \right) \quad (1)$$

要设置 31.9V (典型值) 的欠压锁定阈值，请选择 R_{UDIM1} 和 R_{UDIM2} ，使 $R_{UDIM1} = 120k$ ， $R_{UDIM2} = 5k$ 。可以根据 TPS92641 产品说明书中指定的相应值，用公式 2 和公式 3 计算最小和最大阈值。

$$V_{TURN_ON_MIN} = 1.21 \times \left(\frac{(R_{UDIM1} + R_{UDIM2})}{R_{UDIM2}} \right) = 30.25 \text{ V} \quad (2)$$

$$V_{TURN_ON_MAX} = 1.342 \times \left(\frac{(R_{UDIM1} + R_{UDIM2})}{R_{UDIM2}} \right) = 33.55 \text{ V} \quad (3)$$

2.1.2 过压保护 (OVP)

TPS92641 在 VOUT 引脚处使用电阻分压器，具有可编程的过压保护功能。OVP 限制电压 V_{OVP_ON} 由公式 4 定义。

$$V_{\text{OVP_ON}} = 3.05 \times \left(\frac{(R_{\text{UDIM1}} + R_{\text{UDIM2}})}{R_{\text{UDIM2}}} \right) \quad (4)$$

已经选择了 R_{VOUT1} 和 R_{VOUT2} 的值，将该限制设置为了 57.5，即， $R_{\text{VOUT1}} = 100\text{k}$ ， $R_{\text{VOUT2}} = 5.6\text{k}$ 。如果输出电压达到 $V_{\text{OVP_ON}}$ ，则会将 HG、LG 和 SDRV 引脚下拉到低电平，以防损坏 LED 或电路的其余部分。驱动器尝试再次切换之前，OVP 电路具有 100mV 的固定迟滞。

2.1.3 开关频率

开关频率 f_{SW} 可以根据 TPS92641 产品说明书中提供的以下方程式计算，如公式 5 所示。

$$f_{\text{SW}} = \left(\frac{(R_{\text{VOUT1}} + R_{\text{VOUT2}})}{(R_{\text{VOUT2}} \times R_{\text{ON}} \times C_{\text{ON}})} \right) \quad (5)$$

要设置 $f_{\text{SW}} = 220\text{kHz}$ ，可以使用下面的电阻和电容值： $R_{\text{ON}} = 47\text{k}$ ， $C_{\text{ON}} = 1.8\text{nF}$ 。

$$f_{\text{SW}} = \left(\frac{(100 + 5.6)}{(5.6 \times 47 \times 1.8)} \right) \text{MHz} = 222.89 \text{ kHz} \quad (6)$$

2.1.4 可调 LED 电流 (I_{ADJ})

平均 LED 电流调节通过使用与 LED 串联的传感电阻器进行设置。内部误差放大器可将传感电阻器上的电压 (V_{CS}) 稳压到 I_{ADJ} 电压除以 10。 I_{ADJ} 可以设置为 2.54V 及以下的任何值，方法是通过电阻分压器将其连接到 V_{REF} 以进行静态输出电流设置。如果连接到受控电压源或电位计，则 I_{ADJ} 还可用于更改稳压点以提供模拟调光。还可针对热折返功能来配置 I_{ADJ} 。

设置的 LED 电流取决于 R_{CS} 和 V_{CS} ，如公式 7 和公式 8 所示。

$$I_{\text{LED}} = \frac{V_{\text{CS}}}{R_{\text{CS}}} \quad (7)$$

$$V_{\text{CS}} = \frac{V_{\text{IADJ}}}{10} \quad (8)$$

这个可控制的模拟电压是由缓冲的四极 RC 低通滤波器生成的，该滤波器转而从 CC2650 MCU 获取可变的 PWM 输入。在 100% 占空比下，最大模拟输出电压为 3.3V（逻辑高电平）。为了使此电压与 2.54V 相匹配，在缓冲器输出之后放置了一个电阻分压器。在缓冲器侧选择的电阻值为 174Ω，在接地侧选择的电阻值为 542Ω，因而满量程输出电压约为 2.596V。

2.1.5 四阶无源低通滤波器

要利用 TPS92641 的模拟调光特性，需要一个可变的模拟电压。此电压的实现方式是，对 CC2650 器件生成的 PWM 进行低通滤波以获得其平均值。无源 RC 低通滤波器可提供 12 位分辨率的模拟电压输出，如公式 9 所示。

$$\text{Resolution} = \frac{V_{\text{PWM}}}{2^n}$$

其中

- 分辨率是 PWM 占空比发生变化时模拟输出电压的最小增量变化
- V_{PWM} 是 PWM 信号的幅度
- n 是以位数表示的模拟信号分辨率（本例中为 12）

$$\text{Minimum Ripple} = \frac{\text{Resolution}}{2} = \frac{V_{\text{PWM}}}{2 \times 2^n} \quad (10)$$

$$\text{Ripple} = \frac{V_{\text{PWM}}}{10^{\text{Order}}} \quad (11)$$

$$\frac{V_{\text{PWM}}}{10^{\text{Order}}} = \frac{V_{\text{PWM}}}{2 \times 2^n} \quad (12)$$

$$\text{Order} = (n + 1)\log(2) \quad (13)$$

因此，阶数 = $13 \times 0.3 = 3.9$ 。

该阶数如果是小数，则舍入到下一个最大整数，以实现高于目标的性能。因此，阶数 = 4。

公式 14 给出了用于为简单一阶 RC 低通滤波器设置截止频率的方程式。

$$R_1 = \frac{1}{(2\pi \times f_{\text{CUTOFF}} \times C_1)} = \frac{1}{(2\pi \times 391 \text{ Hz} \times 470 \text{ nF})} = 866 \ \Omega$$

其中

- $f_{\text{CUTOFF}} = \frac{f_{\text{PWM}}}{10} = \frac{3.91 \text{ kHz}}{10} = 391 \text{ Hz}$
- R_1 和 C_1 = 一级低通 RC 滤波器
- C_1 是任意选择的标准值；在后续级中选择接近 1 μF 的电容除以 10

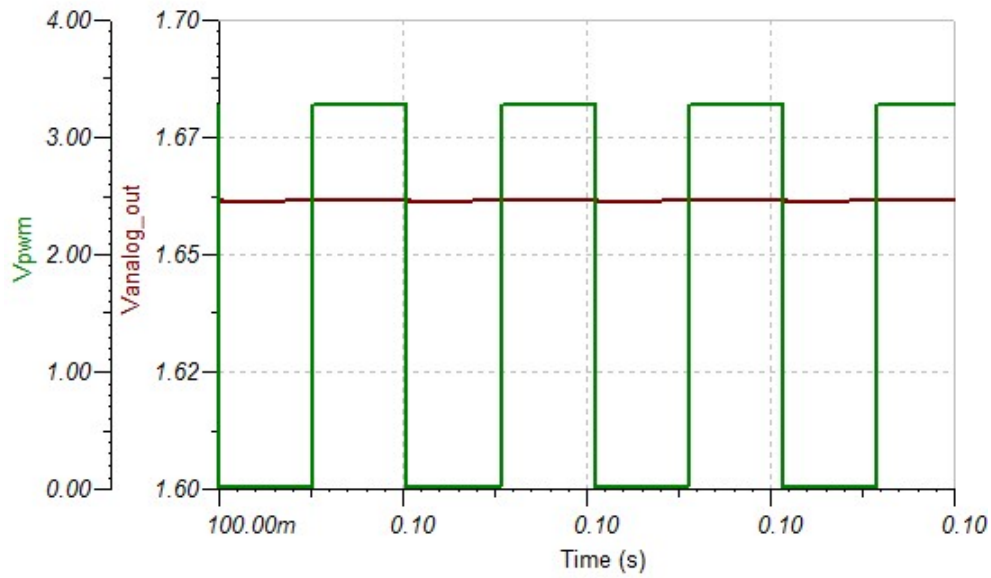
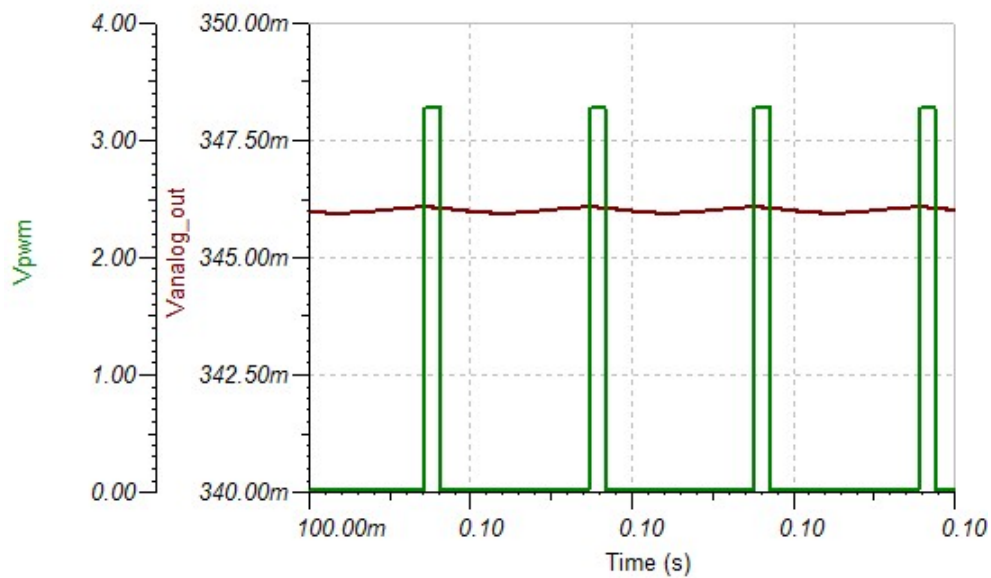
RC 滤波器加载微控制器。PWM 信号进行逻辑电平转换（例如低到高或高到低）时，负载电流处于最大值。可以按公式 15 所示估算瞬态电流。

$$I_{\text{TRANSIENT}} = \frac{V_{\text{CC}}}{R_1} = \frac{3.3}{866} = 3.8 \text{ mA} \quad (15)$$

瞬态电流为 3.8mA，这个负载值对于 CC2650 器件尚属合理。为了获得更高阶滤波器，可以级联更多滤波器级。但应确保后续级不加载初始级。防止加载的一种简单方法是按照系数 10 提高每个后续级的阻抗，如表 2 所示。

表 2. 阻抗级

低通滤波器级	电阻器代号	电阻值	电容器代号	电容值
级 1	R15	866Ω	C14	0.47μF
级 2	R16	8.66KΩ	C15	0.047μF
级 3	R17	86.6KΩ	C16	0.0047μF
级 4	R18	866KΩ	C17	470pF


图 6. $V_{P_{PWM}}$ 与时间的关系曲线 (1/2)

图 7. $V_{P_{PWM}}$ 与时间的关系曲线 (2/2)

2.1.6 控制回路补偿 (COMP)

对于大多数应用而言，补偿 TPS92641 相对简单。需要的唯一补偿就是 COMP 引脚上的补偿电容 C_{COMP} 和用于在系统中置入低频主极点的接地。置入的极点必须足够低，以确保在交叉频率下具有足够的相补角。对于大部分应用而言，100nF 至 470nF 的 C_{COMP} 就足够了，对于本应用，选择了 100nF 的电容器。此外，TI 建议采纳使用额定电压为 25V 的 X7R 电介质的高质量陶瓷电容器。

2.1.7 电感选择

由于这是一个 PWM 调光应用，不建议使用过大的输出电容来实现更快的电流上升和下降时间，因此电感器纹波电流必须接近于 500mA（峰间值）。显示了电感值 (L)、电感纹波电流 (I_L)、 f_{SW} 、 V_{IN} 和 V_{OUT} 之间关系的主方程式公式 16。

$$L = \left(\frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times D}{\Delta I_L \times f_{SW}} \right)$$

其中

- 在本应用中， $V_{IN} = 48V$
- $f_{SW} = 222kHz$
- $V_{OUT} = V_{LED} + V_{CS} = 38.5 + 0.15 = 38.65$
- $D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{38.65}{48} = 0.81$

(16)

因此，L 的解为：
$$L = \frac{(9.35 \times 0.81)}{(0.5 \times 0.222)} = 68.23 \mu H$$

选择标准电感值 68 μ H，可以得到 501mA 的 ΔI_L 。

2.1.8 LED 纹波电流选择

LED 驱动器中的 LED 纹波电流 ΔI_{LED} 等效于电压稳压器中的输出电压纹波 ΔV_O 。一般来说，对 ΔI_{LED} 的要求不如输出电压纹波那样严格。 ΔV_O 的典型值是几 mV 至 4% V_O （峰间值）的纹波，而 LED 驱动器的纹波电流的范围是 10% 到 40% 的平均正向电流（峰间值）。允许更大的纹波电流意味着输出滤波器的电感和电容更低，这反过来可以转化为更小的印刷电路板 (PCB) 封装和更低的物料清单 (BOM) 成本。因此， ΔI_{LED} 通常可以设置为应用允许的最大值。本应用是针对 LED 峰间纹波电流等于最大正向电流 (2800mA = 2.8A) 的 1/8 或 12.5%（即 $\Delta I_{LED} = 350mA$ ）而设计的。

2.1.9 LED 的动态电阻

负载电阻是电源设计中的一个重要参数，对控制回路尤为重要。在 LED 驱动器中，负载电阻用于选择实现所需 LED 纹波电流所需的输出电容。但当负载是一个 LED 或一串 LED 时，负载电阻会被替换为动态电阻 r_D 和电流传感电阻。某些制造商提供了指定正向电流下的典型动态电阻，但在大多数情况下，必须使用 I-V 曲线计算此值。

选定 LED 负载的动态电阻根据 IV 测量值进行计算，如表 3 所示。

表 3. 正向电流和电压

正向电流 (A)	正向电压 (V)
2.748	41.80
2.462	40.77
2.169	39.75
1.872	38.74
1.578	37.74
1.284	36.72
0.991	35.68
0.700	34.58
0.409	33.29

可以在上面的数据中拟合最小二乘趋势线来计算动态电阻。该趋势线的方程式为 $V = 3.5691I + 32.038$ 。因此，动态电阻 r_D 的结果为 4.34Ω 。

2.1.10 输出电容选择

LED 制造商通常会建议可实现最佳光学效率的纹波电流值 ΔI_{LED} 。峰间纹波电流值的范围通常在直流电流 I_{LED} 的 $\pm 10\%$ 到 $\pm 40\%$ 之间。可以使用与 LED 或 LED 阵列并联的电容器来降低 ΔI_{LED} ，同时保持相同的平均电流流过电感器和 LED 阵列。使用这种拓扑，可以降低电感，从而使磁性元件的外形更小，成本更低。

$$\Delta I_{LED} = \frac{\Delta I_L}{\left(1 + \left(\frac{r_D}{Z_{COUT}}\right)\right)} \quad (17)$$

$$Z_{COUT} = \frac{1}{(2\pi \times f_{SW} \times C_{OUT})} \quad (18)$$

重新排列公式 17 和公式 18 可显示所需 C_{OUT} 值的关系，如公式 19 所示。

$$C_{OUT} = \frac{(\Delta I_L - \Delta I_{LED})}{(2\pi \times f_{SW} \times r_D \times \Delta I_{LED})} = \frac{(0.501 - 0.35)}{(2\pi \times 0.222 \times 3.5691 \times 0.35)} \mu F = 87 \text{ nF} \quad (19)$$

因此，选择的 C_{OUT} 为 $0.1\mu F$ 。与 $0.1\mu F$ 相对应的实际 ΔI_{LED} 值为 334mA 。

对于 $100\mu A$ 及以下的低调光电流，需要使用较高的输出电容以降低输出电压纹波，从而降低 LED 纹波电流。为此，与计算的 $0.1\mu F$ 电容器并联了一个 $1\mu F$ 的电容器。如果不需要低调光电流，则可以保持不填充此组件。

2.1.11 最小输入电容

在高侧 NFET 通电期间，必须有输入电容为电路的不连通部分提供瞬时电流。允许的输入电压纹波 (ΔV_{IN-PP}) 在 $V_{IN} = 48V$ 时指定为约 $4V$ (峰间值)。要得到此指定值，所需的最小电容 (C_{IN_MIN}) 如公式 20 所示。

$$C_{IN_MIN} = \frac{(I_{LED} \times D)}{(\Delta V_{IN_PP} \times f_{SW})} = \frac{(2.8 - 0.81)}{(4 \times 0.222)} = 2.55 \mu F \quad (20)$$

TI 建议选择一个比上面计算的值更大的电容，尤其是对于 PWM 应用。因此，并联了两个电容器，各为 1uF 和 2.2uF，共同构成 3.2uF 的等效电容。

2.1.12 MOSFET 选择

TPS92640 和 TPS92641 器件需要为开关稳压器使用两个外部 NFET。这两个 FET 的额定电压至少应比最大输入电压高 20%，以确保开关节点振铃期间安全工作。在实际中，由于存在二极管寄生电容和引线电感，所有开关转换器在开关节点处都有某种程度的振铃。NFET 的额定电流还必须至少比平均晶体管电流高 50%。选择了 NFET 后，通过计算功率损失验证额定功率。

建议的最小额定电压 V_{T_MAX} 和额定电流 I_{T_MAX} 如公式 21 和公式 22 所示。

$$V_{T_MAX} = 1.2 \times V_{IN_MAX} = 1.2 \times 50 = 60 \text{ V} \quad (21)$$

$$I_{T_MAX} = 1.5 \times D_{MAX} \times I_{LED} = 1.5 \times \left(\frac{42}{48}\right) \times 2.8 = 3.675 \text{ A} \quad (22)$$

在此应用中选择 MOSFET 高侧为 CSD18537NQ5A (60V, 50A N 通道 NexFET™ 功率 MOSFET)，低侧为 CSD18563Q5A (60V, 50A N 通道 NexFET 功率 MOSFET, 逻辑电平兼容)。这一对 MOSFET 用于最大限度地降低电源转换应用的损耗。具体来说，CSD18563Q5A 用于与 CSD18537NQ5A 控制 FET 配对并充当完整工业降压转换器芯片组解决方案的同步 FET。

注：还使用 100V MOSFET 测试了 TIDA-01095 以支持高达 80V 的直流/直流驱动器工作电压。对高侧和低侧开关使用了德州仪器 (TI) 的 CSD19534Q5A 100V N 通道 NexFET 功率 MOSFET。

2.1.13 高侧栅极电阻器

由于电源器件的性能得到了改进，控制 FET 能够以大于 10kV/μs 的速率切换电压。但快速切换面临的一个常见挑战就是处理切换噪声。特别是在控制 FET 开启且同步 FET 关闭时，同步 FET 的回路电感器、回路电阻器和输出电容器构成一个串联 RLC 回路并以共振频率实现共振。共振导致电压过冲并在开关节点处产生振铃。与高侧 FET 的栅极串联使用电阻器是减轻振铃的有效方法。与启动电阻器方法类似，此电阻器可减缓高侧 FET 的开启。但由于此电阻器与栅极串联，它也处于放电路径中，因此也可减缓关断过程。为了减轻此设计的振铃作用，使用了一个 24Ω 栅极电阻器。

图 8、图 9、图 10 和图 11 中的以下波形显示了栅极电阻器对开关节点振铃的作用。

60V MOSFET:

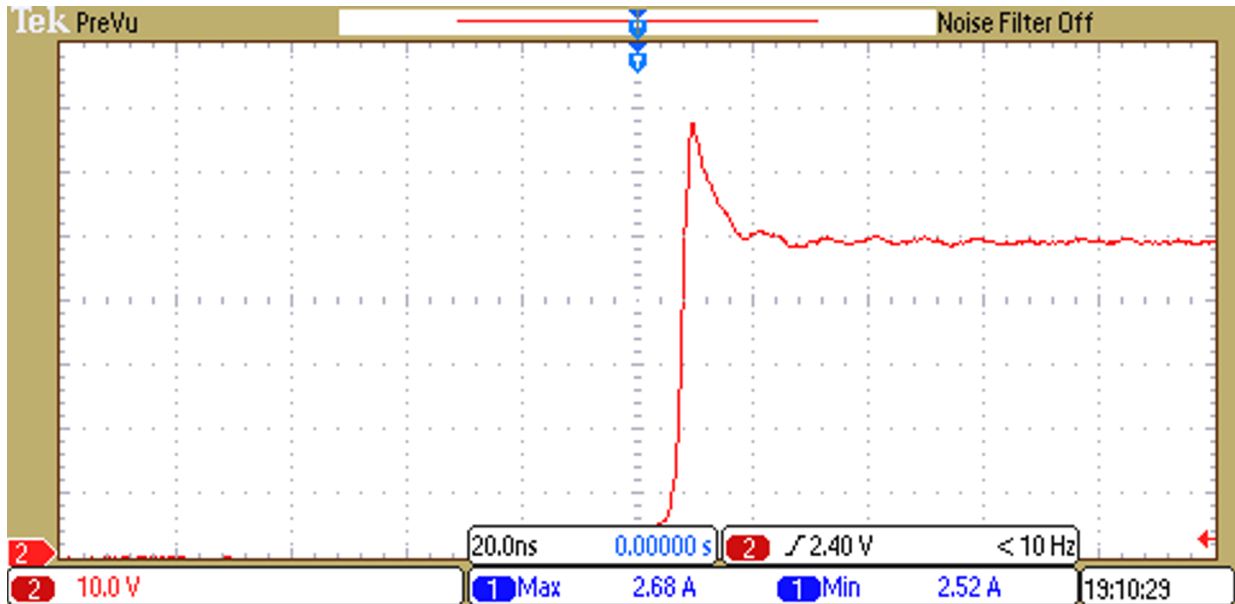


图 8. 无任何栅极电阻器的低侧 MOSFET 漏极源极电压波形，峰值约为 68V

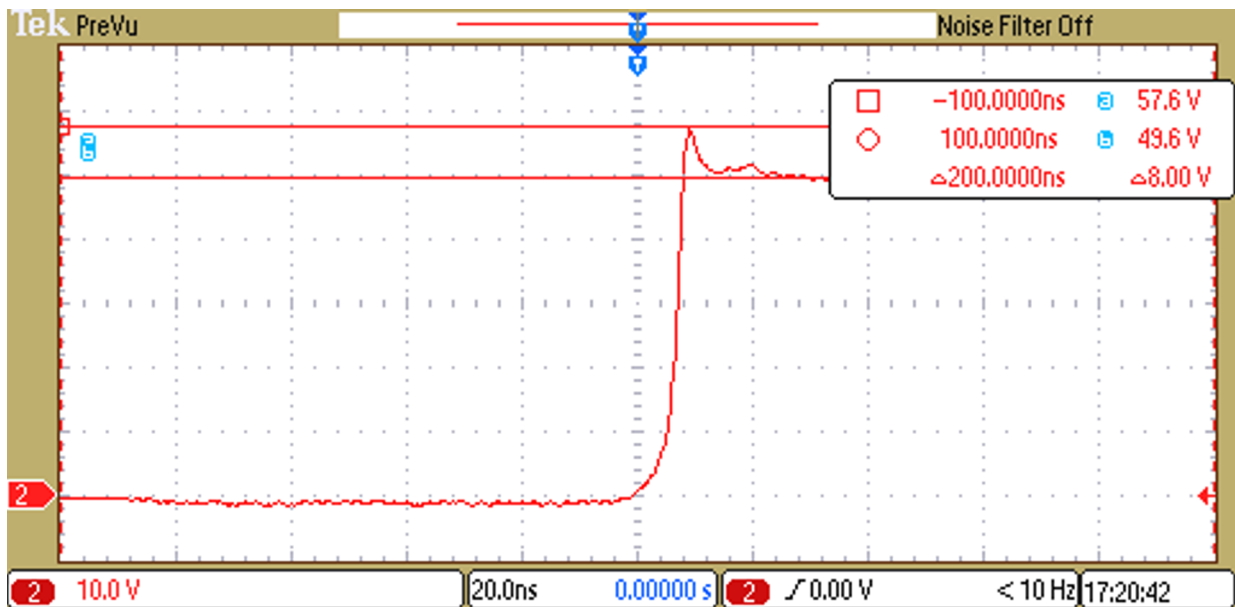


图 9. 带 25Ω 栅极电阻器的低侧 MOSFET 漏极源极电压波形，峰值为 57.6V

100V MOSFET:

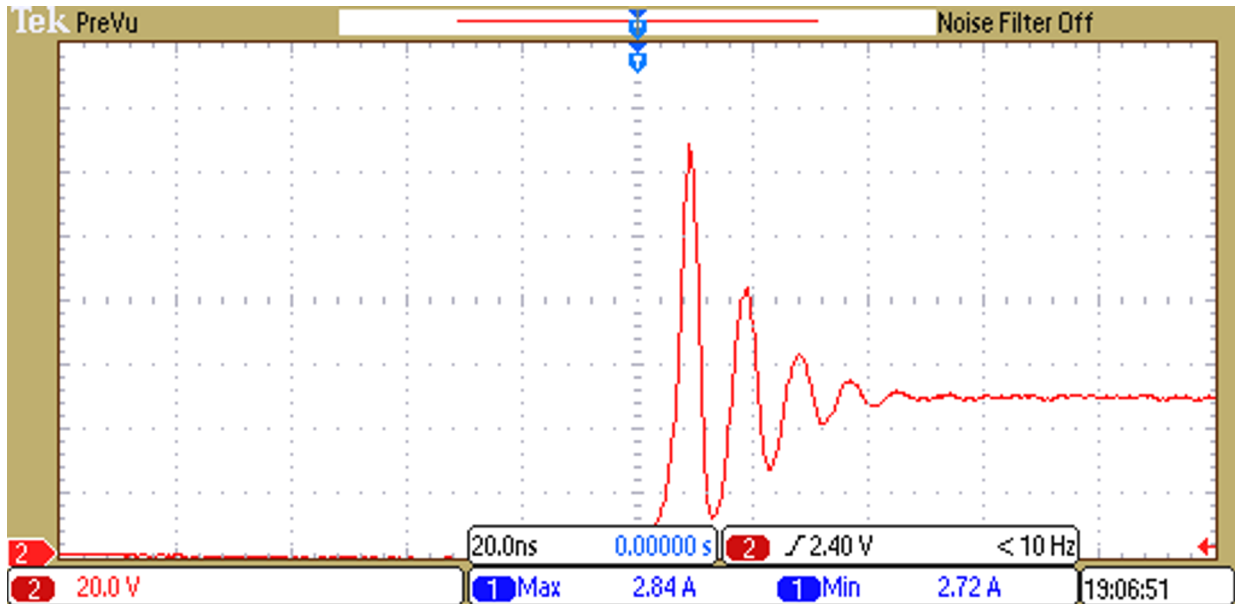


图 10. 无任何栅极电阻器的低侧 MOSFET 漏极源极电压波形，峰值约为 124V

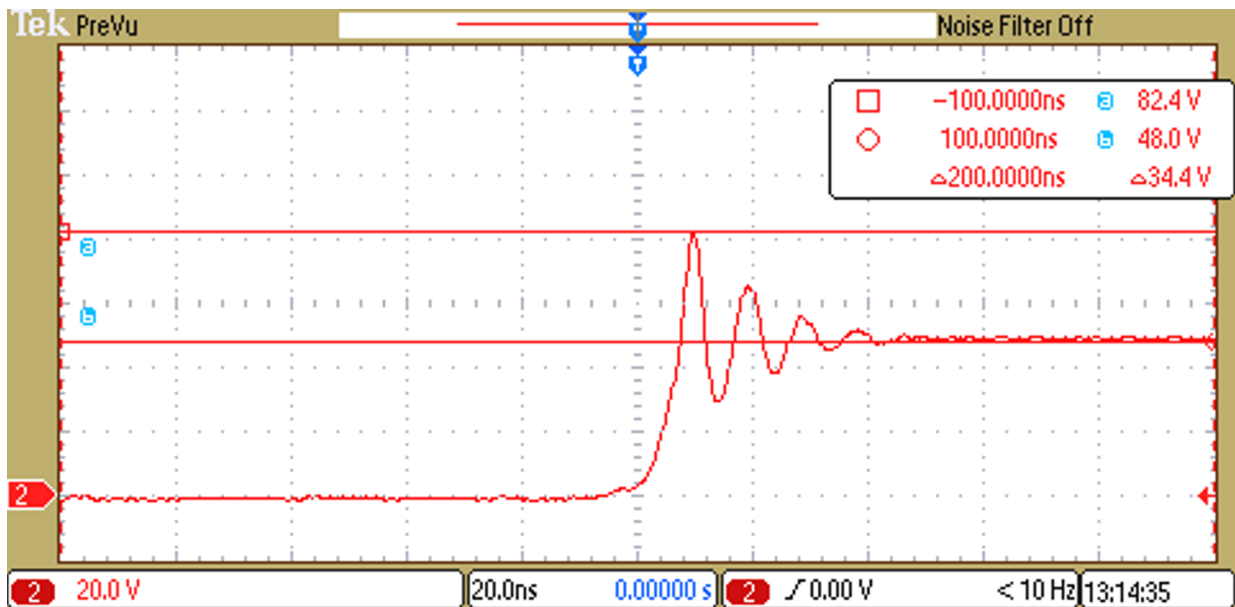


图 11. 无 25Ω 栅极电阻器的低侧 MOSFET 漏级源极电压波形，峰值为 82.4V

2.2 调光技术

2.2.1 使用 I_{ADJ} 进行模拟调光

可以使用 TPS92641 器件的 IADJ 引脚来动态设置和控制 LED 电流。在本应用中， V_{IADJ} 电压来自一个四阶无源 LPF，后面是一个 OPA376 运算放大器用作电压跟随器。此低通滤波器可将来自 CC2650 的数字 PWM 波形（逻辑高电平 – 3.3V 和逻辑低电平 – 0V）转换为等于 PWM 波形平均值的模拟电压。运算放大器的输出馈入电阻分压器，以便根据需要可能的最大输入电压从 3.3V 缩放到 1.57V，而且不让 LED 电流超过设定的最大值 3A。有关使用此特性进行的测量的集合，请参阅 4 节。

四阶低通滤波器是针对 3.91kHz 及以上 PWM 频率而设计的。CC2650 MCU 的工作频率为 $f_{MCU} = 48\text{MHz}$ 。这对应于周期时间：

$T_{MCU} = 125 / 6 = 20.83\text{ns}$ 。通过计算这些周期的总数来生成所需的 PWM 频率。

要生成 PWM 频率 f_{PWM} ，必须计算达到 T_{PWM} / T_{MCU} 之前的 MCU 周期数，其中

$T_{PWM} = 1 / f_{PWM}$ 。

下面的列表提供了更多详细信息：

- 对于计数： $N_{PWM} = T_{PWM} / T_{MCU} = f_{MCU} / f_{PWM} = 48,000,000 / f_{PWM}$ 。
- 对于所选的任何 f_{PWM} ，可能的最小占空比（PWM 分辨率）可以通过仅在 1 个 MCU 周期内（即 1 个计数）使相应的 I/O 引脚保持高电平而获得。
- PWM 分辨率 = $1 / N_{PWM} \times 100\%$ 。
- 对于 $f_{PWM} = 4\text{kHz}$ ，PWM 分辨率为 0.0083%。因此，一个计数可在缓冲器的输出端得到 $0.0083\% \times 3.3\text{V} = 0.275\text{mV}$ 的增量输出电压。

2.2.2 使用 UDIM 进行数字 PWM 调光

可以用 PWM 信号驱动 UDIM 引脚，从而控制同步 NFET 的运行。使用阳极连接到 UDIM 引脚的肖特基二极管，可以通过调节此信号的占空比 (D_{DIM}) 来改变 LED 的亮度。得到的调光 LED 电流 (I_{DIM_LED}) 由公式 23 给出。

$$I_{DIM_LED} = D_{DIM} \times I_{LED} \quad (23)$$

此 PWM 是使用 CC2650 MCU 生成的，并且已针对 1kHz 和 5kHz 的 PWM 频率测试了此特性。有关使用此特性进行的测量的集合，请参阅 4 节。

2.2.3 100μA 无闪烁调光

可以使用 TIDA-01095 通过将电流传感电阻值从 50mΩ 修改到 250mΩ 来获得 100μA 无闪烁输出 LED 电流。这可提高 TPS92640/1 器件在 CS 引脚测得的电压。表 4 显示了 49μA 至 1mA 范围内的 LED 电流测量结果（使用 250mΩ CS 电阻器和 60V MOSFET）。

表 4. LED 电流测量结果

V _{IN} (V)	I _{IN} (mA)	V _{OUT} (V)	I _{OUT} (mA)	V _{IADJ} (V)
48.50	0.021	28.53	0.049	0.0697
48.50	0.021	28.71	0.073	0.0703
48.50	0.021	28.86	0.103	0.0709
48.50	0.021	28.96	0.125	0.0713
48.50	0.021	29.01	0.251	0.0717
48.50	0.021	29.16	0.360	0.0725
48.50	0.021	29.27	0.457	0.0731
48.50	0.021	29.36	0.561	0.0737
48.50	0.021	29.42	0.640	0.0741
48.50	0.021	29.51	0.758	0.0747
48.50	0.021	29.56	0.846	0.0752
48.50	0.021	29.63	0.975	0.0758
48.50	0.021	29.66	1.020	0.0760

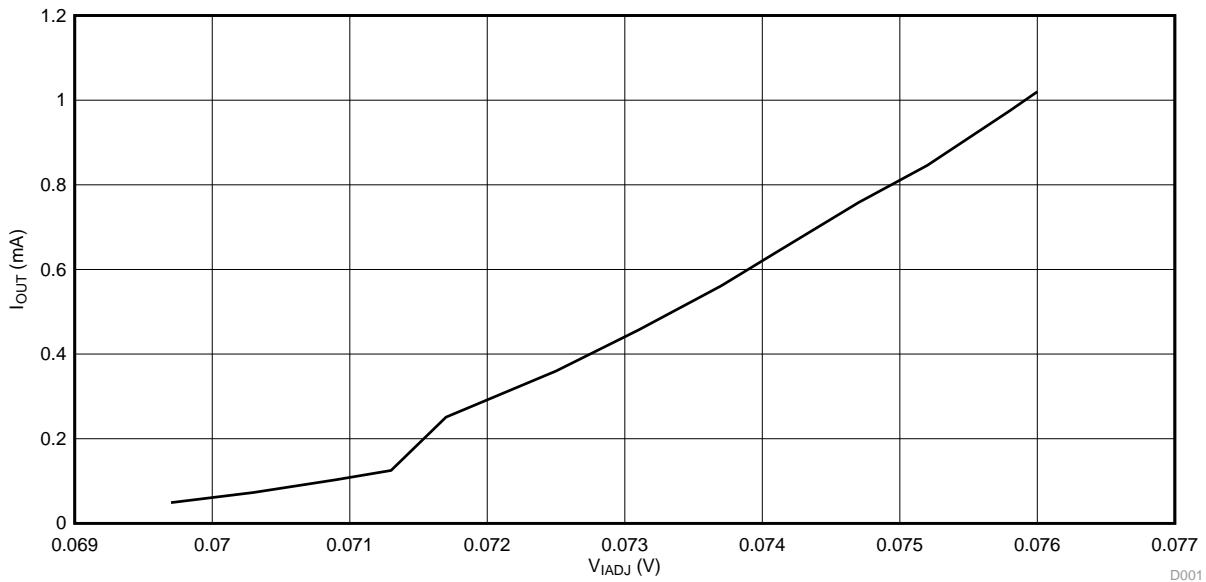
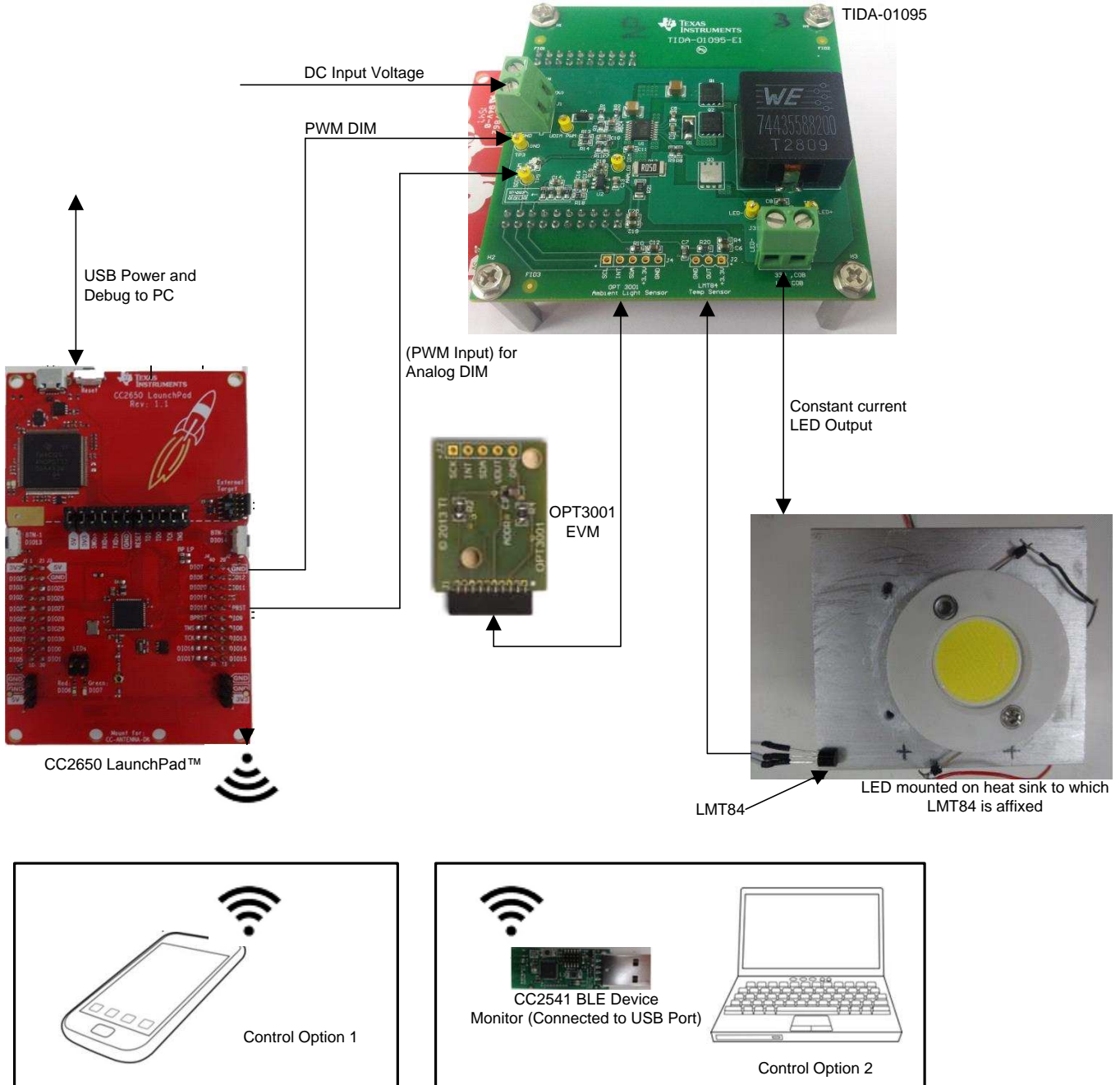


图 12. I_{OUT} (mA) 与 V_{IADJ} (V) 的关系曲线

3 入门硬件和软件

3.1 硬件连接

图 13 显示了 TIDA-01095 正常工作所需的硬件互连和无线连接。如前面所述，TIDA-01095 作为一个 BoosterPack™ 插件模块连接在 CC2650 LaunchPad 上。这两个板应按照图 14 所示进行装配。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 13. 硬件连接

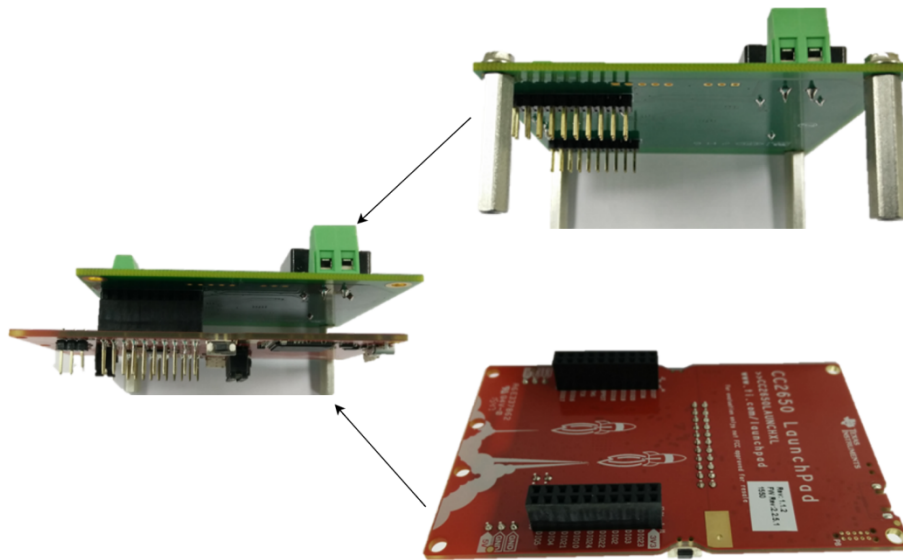


图 14. 板装配

除 TIDA-01095 和 CC2650 外，还需要有 BLE 看门狗（此设计中使用的 TI CC2540 USB 看门狗）或启用 Bluetooth 的手机（装有 BLE 扫描仪应用）才能控制 LED 的调光设置。

3.2 固件

3.2.1 在 CCS™ 软件中编译项目

提供的项目文件需要使用 TI 的 Code Composer Studio™(CCS) 软件（已使用 v6 进行验证）和 BLE 软件堆栈（BLE-STACK V2.1.0，必须从 <http://www.ti.com.cn/tool/cn/BLE-STACK-ARCHIVE> 上的 BLE 软件堆栈存档中下载。BLE 软件堆栈的任何其他安装版本都需要卸载）。安装 CCS 和 BLE 堆栈后，可以按以下方式完成编译。以下说明假定 CCS 和 BLE 堆栈安装在默认安装目录 C:\ti\ 中。

1. 从 <URL> 下载项目。
2. 打开 CCS 并选择（创建）现有（新）工作区。
3. 从
C:\ti\simplelink\ble_cc26xx_2_01_01_44627\Projects\ble\SimpleBLEPeripheral\CC26xx\CCS\SimpleBLEPeripheral 导入示例项目 SimpleBLEPeripheral。
4. 从
C:\ti\simplelink\ble_cc26xx_2_01_01_44627\Projects\ble\SimpleBLEPeripheral\CC26xx\CCS\SimpleBLEPeripheralStack 导入示例项目 SimpleBLEPeripheralStack。
5. 构建 SimpleBLEPeripheralStack。
6. 准确无误地成功构建 SimpleBLEPeripheralStack 后：
 - 单击“SimpleBLEPeripheral”→“Application”（应用）（位于“Project Explorer”（项目资源管理器）选项卡下面），然后右键单击 simpleBLEPeripheral.C 以选择属性。在左侧窗格中选择“Resource”（资源），然后单击“Edit”（编辑）以编辑“Location”（位置）。然后单击“File”（文件）并浏览到 <目录名> 并选择 simpleBLEPeripheral.C。
 - 同样，单击“SimpleBLEPeripheral”→“Startup”（启动），然后右键单击 main.C 以选择属性。在左侧窗格中选择“Resource”（资源），然后单击“Edit”（编辑）以编辑“Location”（位置）。然后单击“File”（文件）并浏览到 <目录名> 并选择 main.C。
7. 单击“SimpleBLEPeripheral”→“Startup”（启动）并打开 Board.C。通过在行号 64 的注释下面添加以下两行，修改文件。

```
64 #if defined(LED_Dimmer_CC2650LP)
65     #include "LED_Dimmer/Board.c"
```

在随后的行（编号 66）中将 #if 指令更改为 #elif。保存此文件。

8. 右键单击“SimpleBLEPeripheral”以打开属性。
 - a. 在左侧窗格中选择“General”（常规）选项。在“Main”（主要）选项卡下面，勾选“Manage the project's target-configuration automatically”（自动管理项目的目标配置）并选择“Texas Instruments XDS110 USB Debug Probe as Connection”（德州仪器 (TI) XDS110 USB 调试探针作为连接）。
 - b. 在左侧窗格中单击“ARM Compiler”（ARM 编译器）下面的“Include Options”（包含选项）。单击“Add”（添加）图标以添加目录路径。单击“Browse”（浏览）并添加指向 <目录名> 的路径。同样，添加 <目录名>\LED_Dimmer。
 - c. 在左侧窗格中，从“Properties”（属性）对话框中选择“Advanced Options”（高级选项）→“Predefined Symbols”（预定义符号）。通过单击“Add”（添加）图标，键入“TI_DRIVERS_I2C_INCLUDED”，然后单击“OK”（确定），添加符号 TI_DRIVERS_I2C_INCLUDED（如果列表中还没有）。另外，在同一个列表中，通过单击“Edit”（编辑）图标并键入 xTI_DRIVERS_LCD_INCLUDED，修改 TI_DRIVERS_LCD_INCLUDED 条目（如果存在）。
 - d. 最后，单击“OK”（确定）以关闭“Properties”（属性）对话框。
9. 右键单击“SimpleBLEPeripheral”→“Drivers”（驱动器）并选择“New”（新建）→“Folder”（文件夹）。单击“Advanced”（高级），然后链接到替代位置（链接文件夹）。浏览到 <目录名>\i2c，然后单击“Finish”（完成）。
10. 右键单击“SimpleBLEPeripheral”并导航到“New”（新建）下面的“Folder”（文件夹）以创建新文件夹。保持默认的父文件夹 SimpleBLEPeripheral 不变，在“Folder Name”（文件夹名）中键入“LEDService”，然后单击“OK”（确定）。
11. 右键单击“SimpleBLEPeripheral”并选择“Add Files”（添加文件）。
12. 导航到 <目录名>\LED_Dimmer。选择除 Board.C 以外的所有其他 .C 文件。在下一个对话框中选择“Copy Files”（复制文件），然后单击“OK”（确定）。将添加的所有文件移至 LEDService，方法是先选

移所有文件，然后右键单击并选择“Move to SimpleBLEPeripheral”（移至 SimpleBLEPeripheral）→ “LEDSERVICE”。

13. 右键单击“SimpleBLEPeripheral”，然后单击“Clean Project”（清除项目）。
14. 构建项目。

3.2.2 使用 BLE Device Monitor

Bluetooth 低功耗 (BLE) Device Monitor 是一款 Windows®应用，可显示任何 BLE 器件的服务、特性和属性。BLE Device Monitor 需要装有 HostTestApplication 的 CC2540USB 看门狗才能工作。BLE Device Monitor 已在 Windows 7 和 Windows 8 上进行测试。BLE Device Monitor 用于连接到 CC2650 LaunchPad 以读取 OPT3001 和 LMT84 传感器值，以及提供用于控制 LED 调光电平的 PWM 输入。要开始使用 BLE Device Monitor 并用它连接到其他 BLE 器件，请参阅 *BLE Device Monitor 用户指南* [1]。

图 15 是 BLE Device Monitor 的截屏，在“BLE Network”（BLE 网络）选项卡中显示了 SimpleBLEPeripheral。

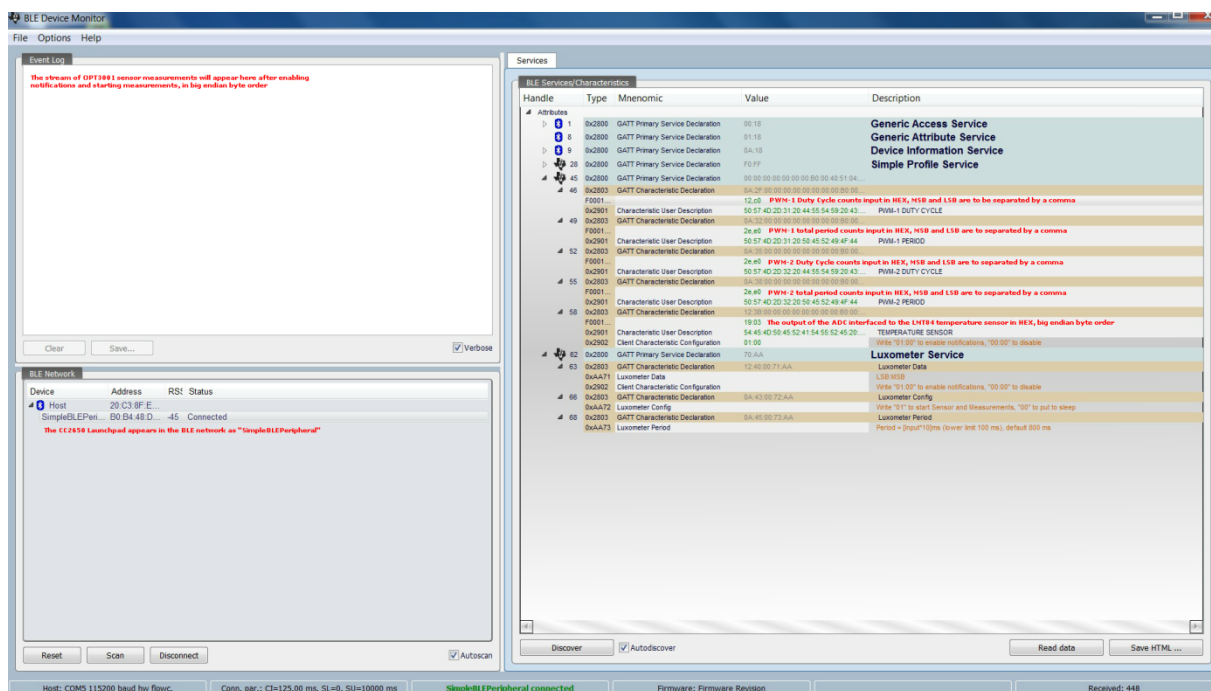


图 15. “BLE Network”（BLE 网络）选项卡中的 SimpleBLEPeripheral

从 BLE Device Monitor 中，可以控制两个 PWM 的频率和占空比。这些值需要以十六进制格式给出。要设置 PWM 的时间段（频率），应输入总计数（如节 2.2.1 中所述）；例如 48000，以十六进制表示为 BB,80，代表 1kHz。同样，占空比应采用计数比例格式，例如 24000，以十六进制表示为 5D,C0，表示 1kHz 时 50% 占空比。

温度传感器特性是一种只读特性，显示以 big-endian 格式转换 LMT84 的模拟输出后 CC2650 板载 ADC 的输出。如果该特性显示 06:03，则 ADC 的输出为 0306，以十进制表示为 774。CC2650 ADC 具有一个基准电压为 4.3V 的 12 位 ADC。因此，对应的模拟电压值为 $4.3 \times 774 / (2^{12} - 1) = 0.812V$ 。根据 LMT84 产品说明书中的映射表，温度为 41°C。

OPT3001 使用 I²C 连接到 CC2650。从 BLE Device Monitor 中，可以启用传感器或将其置于睡眠模式。如图 15 所示，启用 OPT3001 通知会导致传感器值出现在事件日志中。还可以控制读取 OPT3001 值之前的等待时间段。

4 测试数据 (使用 60V MOSFET)

在本节中, 使用用于 Q1 和 Q2 的 60V MOSFET 执行了测量, 如节 2.1.12 所述。

4.1 使用 I_{ADJ} 特性时的效率和输出电流

注: μC 占空比是 PWM 输入馈入 DAC 滤波器电路的占空比 (请参见表 5)。

表 5. 效率和输出电流

V_{IN} (V)	I_{IN} (A)	P_{IN} (W)	V_{OUT} (V)	I_{OUT} (A)	P_{OUT} (W)	效率	V_{IADJ} (V)
47.86	2.380	113.907	41.55	2.699	112.143	98.45%	1.508
47.94	2.078	99.619	40.56	2.416	97.993	98.37%	1.358
48.01	1.790	85.938	39.60	2.132	84.427	98.24%	1.208
48.08	1.513	72.745	38.64	1.845	71.291	98.00%	1.057
48.15	1.248	60.091	37.68	1.557	58.668	97.63%	0.907
48.22	0.994	47.931	36.69	1.269	46.560	97.14%	0.756
48.28	0.752	36.307	35.66	0.979	34.911	96.16%	0.605
48.34	0.520	25.137	34.58	0.689	23.826	94.78%	0.454
48.40	0.299	14.472	33.32	0.400	13.328	92.10%	0.302
48.45	0.094	4.554	31.71	0.112	3.552	77.98%	0.15151
48.45	0.074	3.585	31.52	0.083	2.616	72.97%	0.13622
48.46	0.055	2.665	31.24	0.055	1.718	64.47%	0.12113
48.46	0.037	1.793	30.87	0.028	0.864	48.21%	0.10605
48.47	0.028	1.357	30.68	0.015	0.460	33.91%	0.09842
48.47	0.021	1.018	30.16	0.005	0.139	13.63%	0.09099
48.47	0.018	0.872	28.98	0.00022	0.006	0.73%	0.09056
48.47	0.018	0.872	26.96	0.00000	0.000	0.00%	0.07590

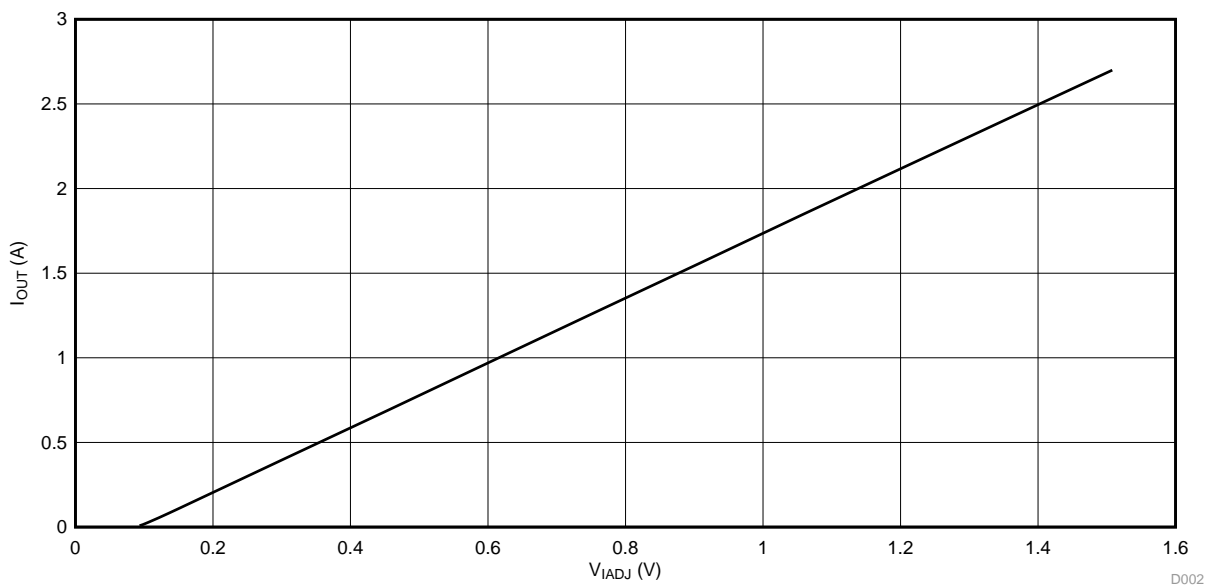


图 16. I_{OUT} (A) 与 V_{IADJ} (V) 的关系曲线

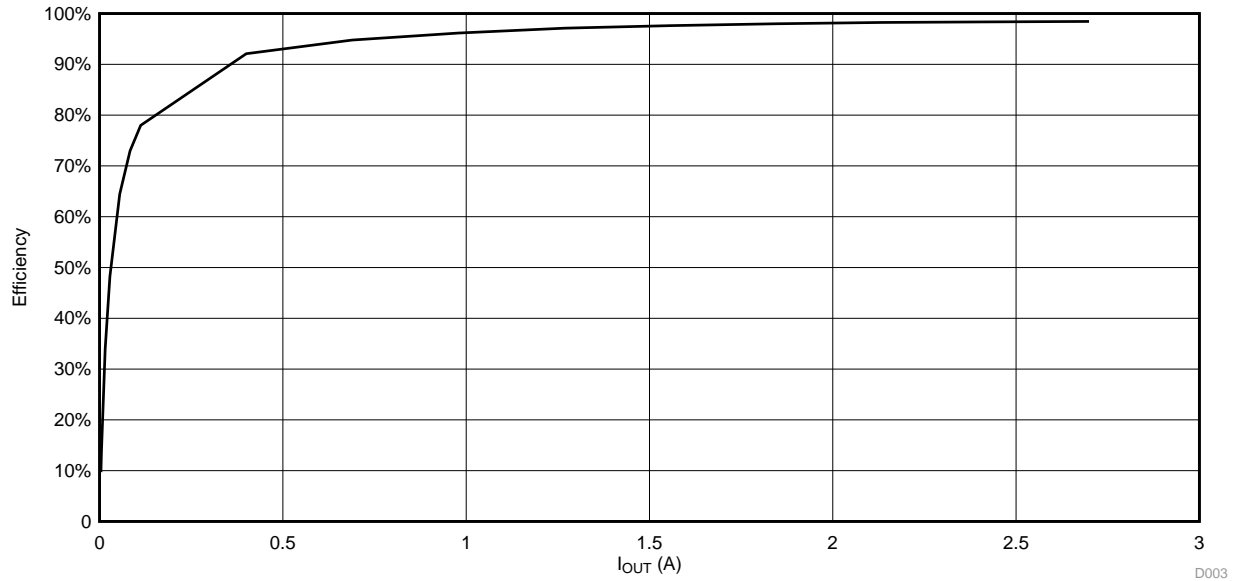


图 17. 效率与 I_{OUT} (A) 的关系曲线

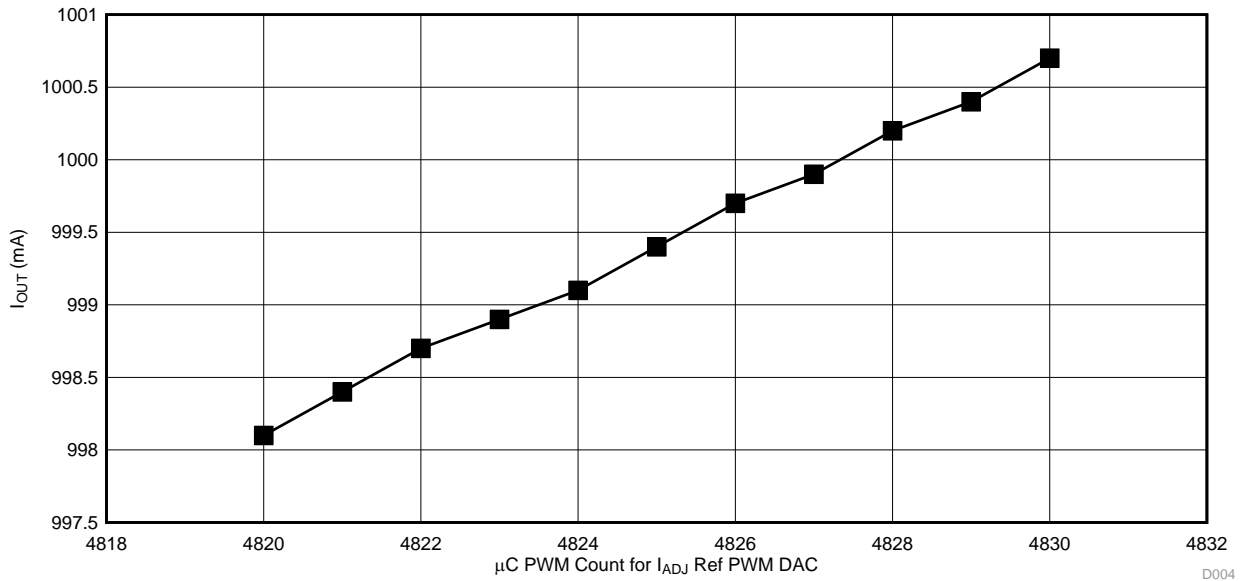


图 18. I_{OUT} (A) 与 μC 计数的关系曲线

4.2 使用 UDIM 特性时的效率和输出电流

4.2.1 在 1kHz UDIM 频率下

$V_{OUT} = 41.8V$ 是 $I_{OUT} = 2.764A$ 的正向电压降 (请参见表 6)。

表 6. 1kHz UDIM 频率时的效率和输出电流

V_{IN} (V)	I_{IN} (A)	P_{IN} (W)	I_{OUT} (A)	P_{OUT} (W)	效率	UDIM 占空比
47.86	2.451	117.305	2.764	115.535	98.49%	100%
47.93	2.196	105.254	2.476	103.497	98.33%	90%
47.99	1.956	93.868	2.200	91.960	97.97%	80%
48.05	1.715	82.406	1.924	80.423	97.59%	70%
48.11	1.472	70.818	1.647	68.845	97.21%	60%
48.18	1.229	59.213	1.371	57.308	96.78%	50%
48.24	0.984	47.468	1.094	45.729	96.34%	40%
48.30	0.738	35.645	0.818	34.192	95.92%	30%
48.37	0.490	23.701	0.540	22.572	95.24%	20%
48.43	0.239	11.575	0.262	10.952	94.62%	10%
48.46	0.114	5.524	0.123	5.141	93.07%	5%
48.47	0.089	4.314	0.096	4.013	93.02%	4%
48.48	0.063	3.054	0.068	2.842	93.06%	3%
48.48	0.035	1.697	0.038	1.588	93.61%	2%
48.49	0.013	0.630	0.013	0.543	86.20%	1%
48.49	0.006	0.291	0.003	0.125	43.10%	0.5%
48.49	0.002	0.097	0.00000	0.000	0.00%	0.1%

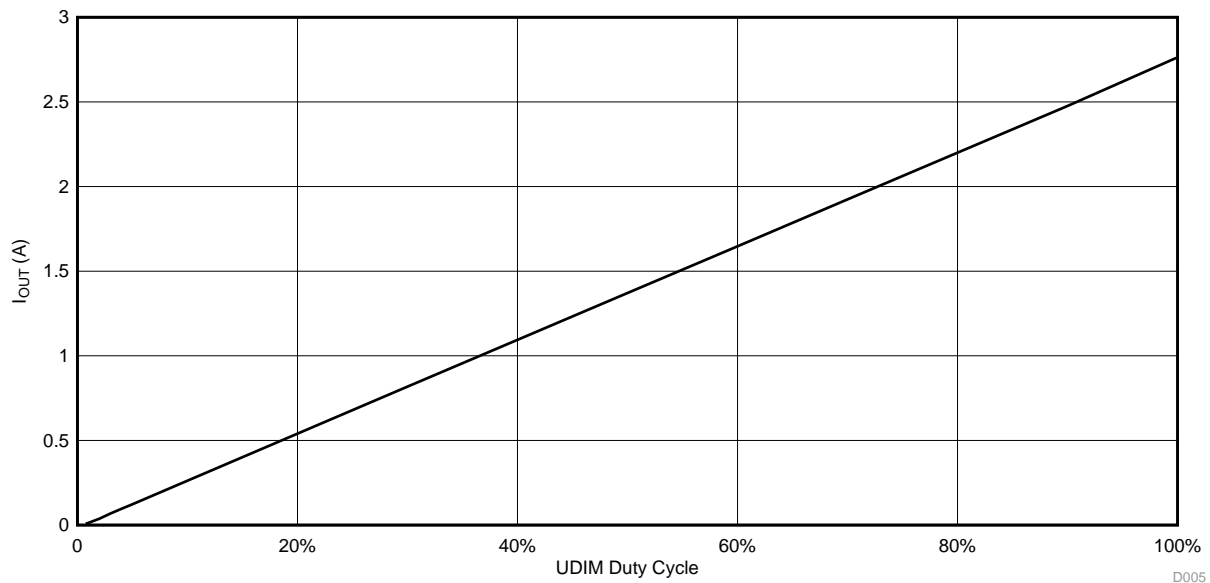


图 19. I_{OUT} (A) 与 UDIM 占空比的关系曲线

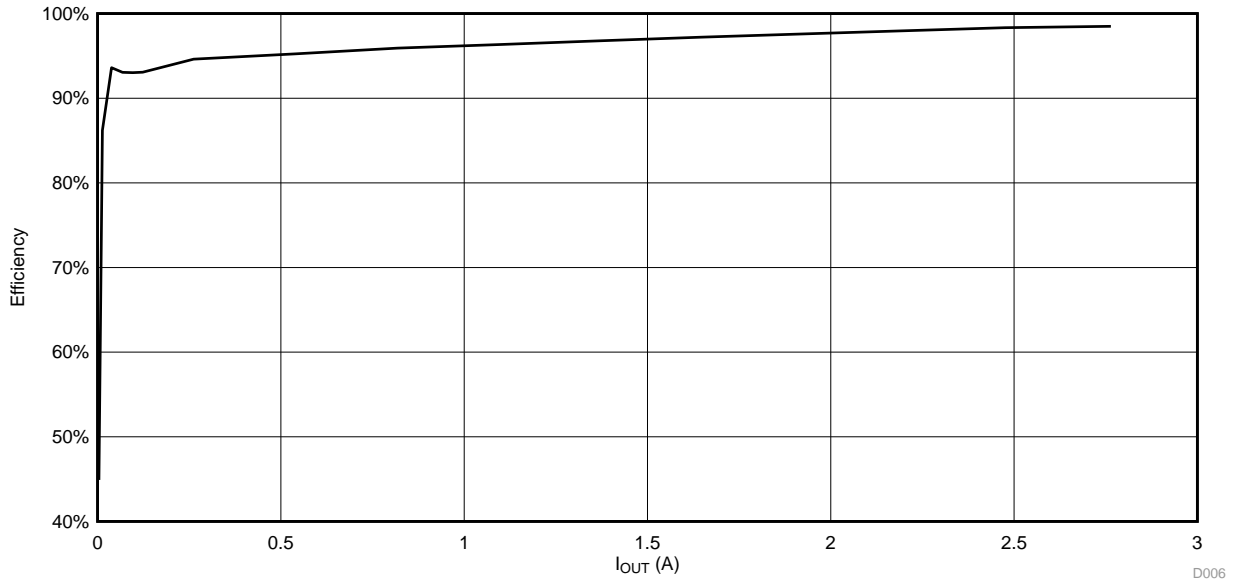


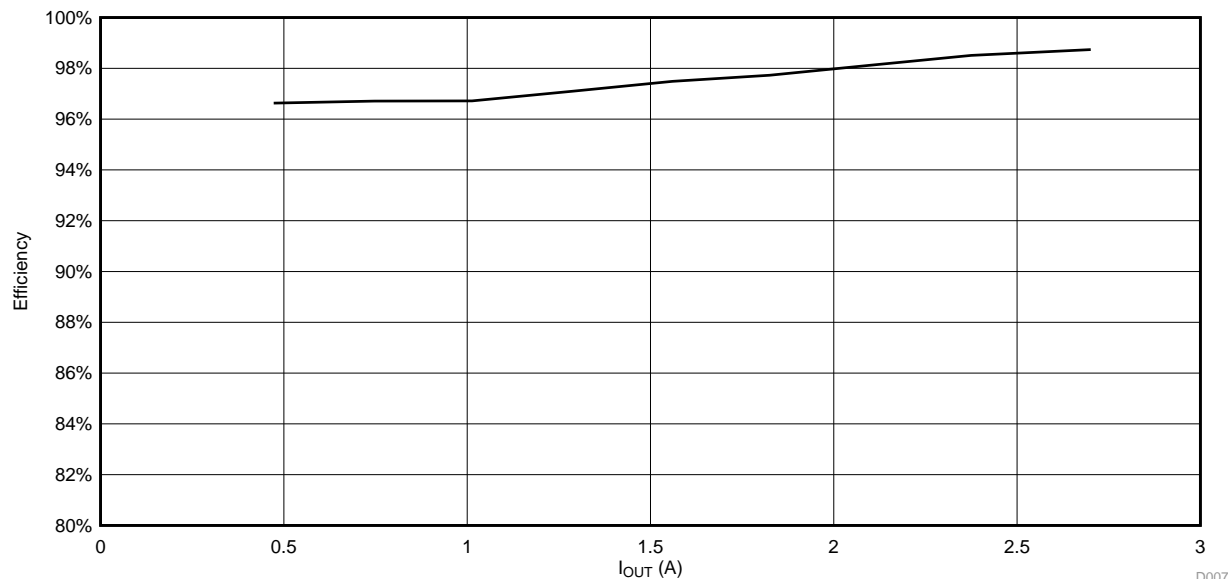
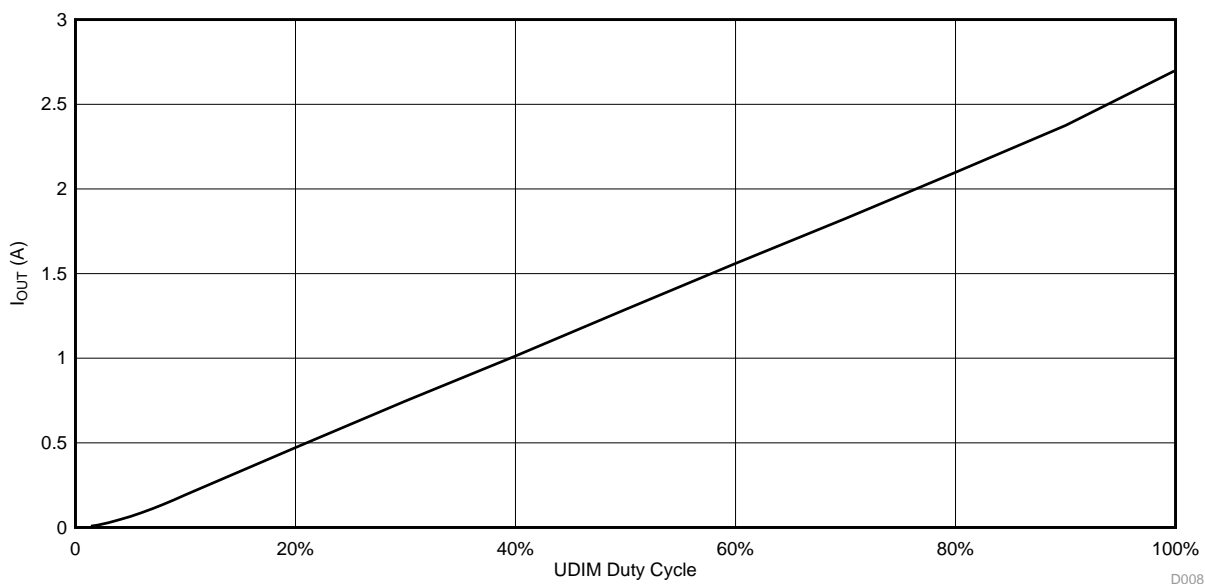
图 20. 效率与 I_{OUT} (A) 的关系曲线

4.2.2 在 5kHz UDIM 频率下

$V_{OUT} = 41.59V$ 是 $I_{OUT} = 2.701A$ 的正向电压降 (请参见表 7)。

表 7. 5kHz UDIM 频率时的效率和输出电流

V_{IN} (V)	I_{IN} (A)	P_{IN} (W)	I_{OUT} (A)	P_{OUT} (W)	效率	UDIM 占空比
47.86	2.377	113.763	2.701	112.335	98.74%	100%
47.93	2.092	100.270	2.375	98.776	98.51%	90%
47.99	1.853	88.925	2.098	87.256	98.12%	80%
48.06	1.616	77.665	1.825	75.902	97.73%	70%
48.12	1.383	66.550	1.560	64.880	97.49%	60%
48.18	1.145	55.166	1.288	53.568	97.10%	50%
48.24	0.903	43.561	1.013	42.131	96.72%	40%
48.31	0.665	32.126	0.747	31.068	96.71%	30%
48.37	0.420	20.315	0.472	19.630	96.63%	20%
48.43	0.165	7.991	0.193	—	—	10%
48.44	0.141	6.830	0.164	—	—	9%
48.45	0.116	5.620	0.137	—	—	8%
48.45	0.094	4.554	0.111	—	—	7%
48.46	0.072	3.489	0.087	—	—	6%
48.46	0.054	2.617	0.065	—	—	5%
48.46	0.038	1.841	0.046	—	—	4%
48.47	0.023	1.115	0.028	—	—	3%
48.47	0.013	0.630	0.014	—	—	2%
48.47	0.006	0.291	0.0041	—	—	1%
48.47	0.005	0.242	0.0033	—	—	0.9%
48.47	0.002	0.097	0.00000	—	—	0.1%


 图 21. 效率与 I_{OUT} (A) 的关系曲线

 图 22. I_{OUT} (A) 与 UDIM 占空比的关系曲线

注: 在前面表格中, 缺少不同占空比的输出电压。效率通过将输出电流的平均值 (接通期间的最大值约等于 2.8A, 关断期间的最大值为 0A) 乘以接通期间的输出电压值以得到平均功率来进行计算。无论占空比如何变化, 这个输出电压值在接通期间保持不变。

4.3 线性调整率

表 8. 线性调整率

V_{IN} (V)	I_{IN} (A)	P_{IN} (W)	V_{OUT} (V)	I_{OUT} (A)	P_{OUT} (W)	效率
42.31	1.902	80.474	39.43	2.023	79.767	99.12%
43.34	1.862	80.699	39.4	2.026	79.824	98.92%
44.35	1.823	80.85	39.39	2.027	79.844	98.76%
45.32	1.786	80.942	39.38	2.028	79.863	98.67%
46.42	1.745	81.003	39.35	2.03	79.881	98.61%
47.36	1.712	81.08	39.34	2.031	79.9	98.54%
48.4	1.679	81.264	39.33	2.034	79.997	98.44%
49.36	1.648	81.345	39.32	2.036	80.056	98.41%

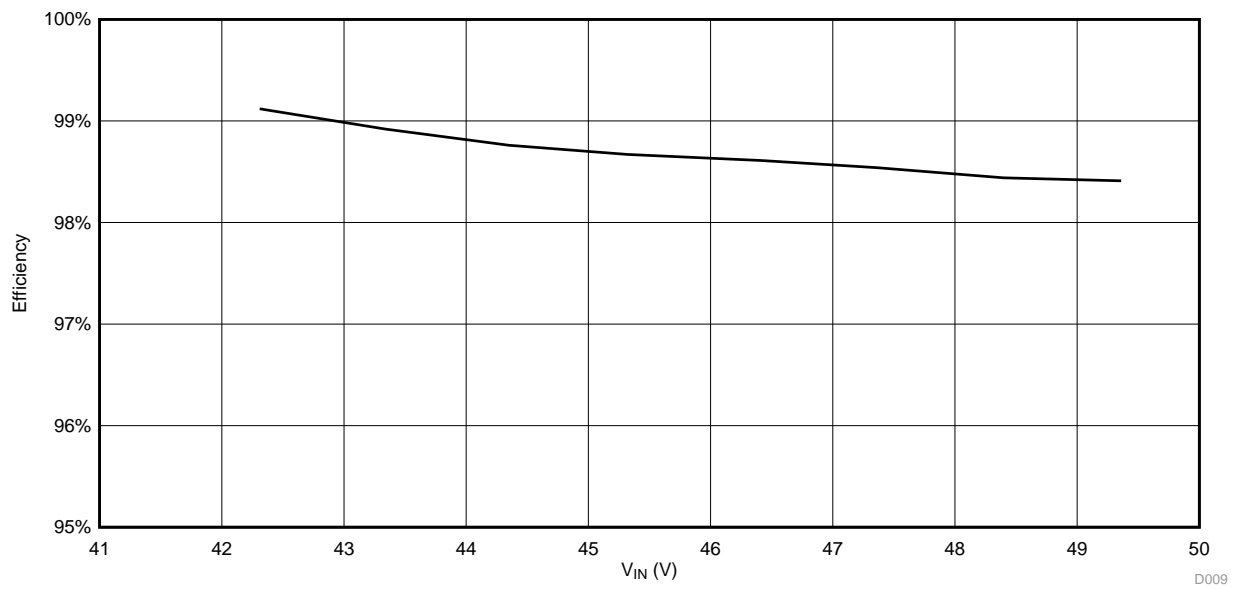
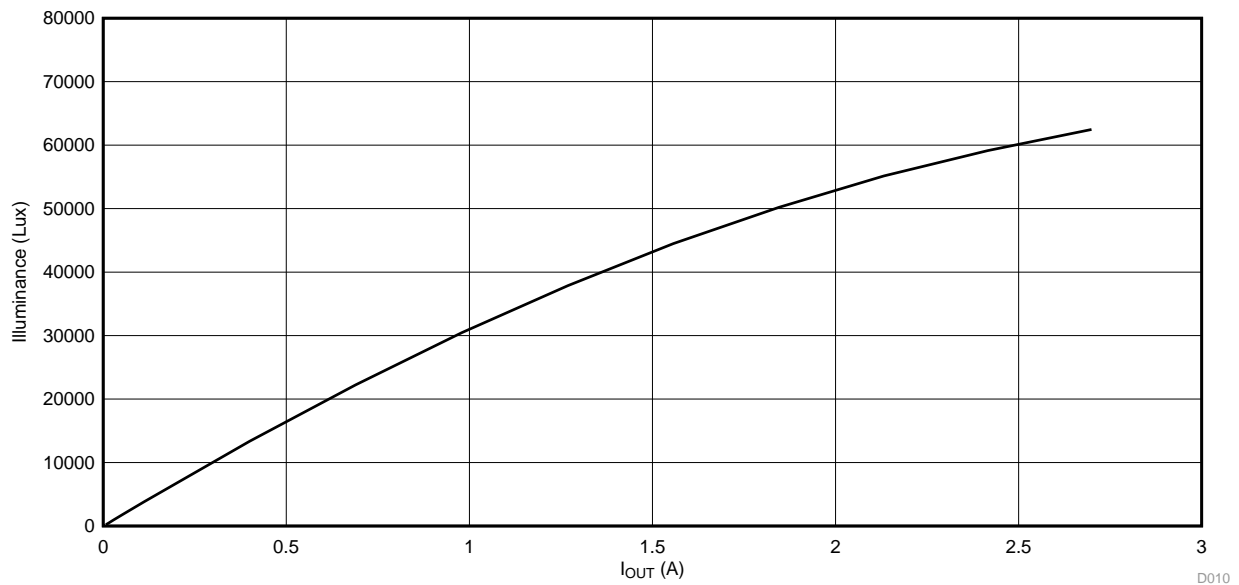


图 23. 效率与输入电压 (V) 的关系曲线

4.4 OPT3001 – 照度测量

表 9. 照度测量

I_{OUT} (A)	十六进制数据	MSB	十进制 MSB	乘数	十进制转换为十六进制	十进制 LSB	照度
2.699	BBEA	B	11	20.48	48106	3050	62464
2.416	BB48	B	11	20.48	47944	2888	59146
2.132	BA85	B	11	20.48	47749	2693	55153
1.845	B993	B	11	20.48	47507	2451	50196
1.557	B87C	B	11	20.48	47228	2172	44483
1.269	AE72	A	10	10.24	44658	3698	37868
0.979	AB9E	A	10	10.24	43934	2974	30454
0.689	A87B	A	10	10.24	43131	2171	22231
0.400	9A31	9	9	5.12	39473	2609	13358
0.112	7BAF	7	7	1.28	31663	2991	3828
0.083	78A9	7	7	1.28	30889	2217	2838
0.055	6B7C	6	6	0.64	27516	2940	1882
0.028	5BA3	5	5	0.32	23459	2979	953
0.015	4B99	4	4	0.16	19353	2969	475
0.005	2CCE	2	2	0.04	11470	3278	131
0.00022	1Ba2	1	1	0.02	7074	2978	60
0.00000	00D9	0	0	0.01	217	217	2


 图 24. 照度与 I_{OUT} (A) 的关系曲线

D010

4.4.1 将十六进制的 OPT3001 传感器读数转换为照度

从 OPT3001 传感器读取的十六进制读数可以按以下方式转换为照度。

示例 4CB1:

1. 提取最高有效半字节，本例中为 4，并按以下方式计算 LSB_size:
 $LSB_size = 0.01 \times 2^4 = 0.16$ 。

这个半字节甚至可以是 A、B、C、D、E 或 F，在这种情况下，应将指数视为相应的十进制数；即分别为 10、11、12、13、14 和 15。

2. 将其余三个最低有效半字节转换为十进制并乘以 LSB_size 即可得到照度值。

$$CB1h = 3249d$$

$$\text{照度} = 3249 \times 0.16 = 519.84$$

4.5 1kHz UDIM 频率时的波形

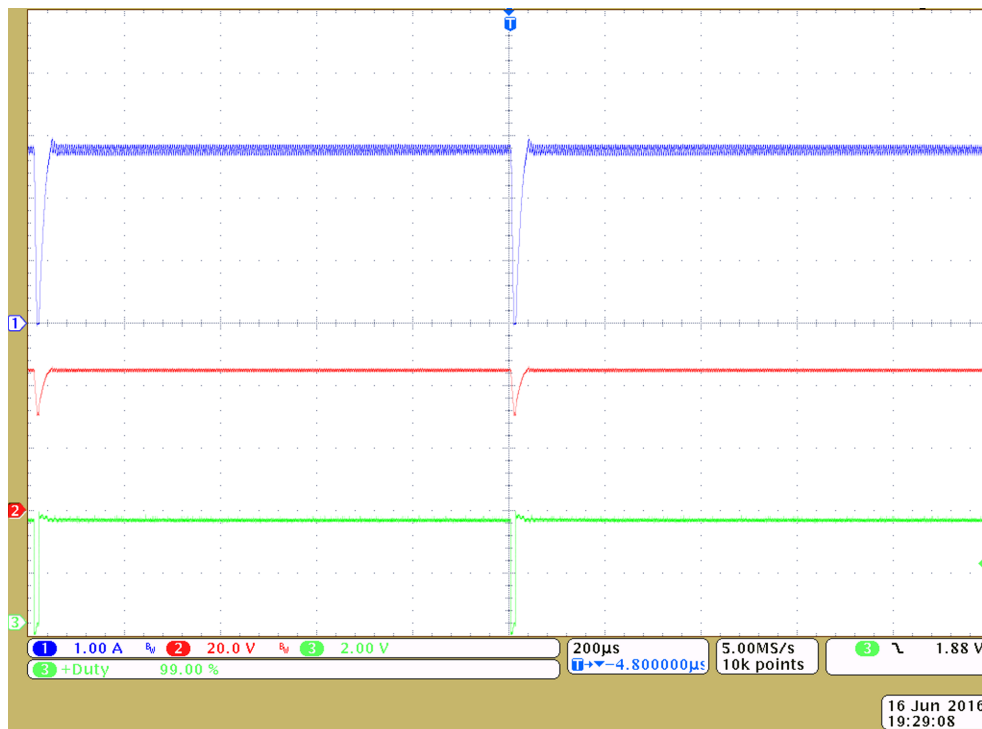


图 25. 99% 占空比时的 LED 电流、LED 电压和 UDIM 输入波形



图 26. 50% 占空比时的 LED 电流、LED 电压和 UDIM 输入波形

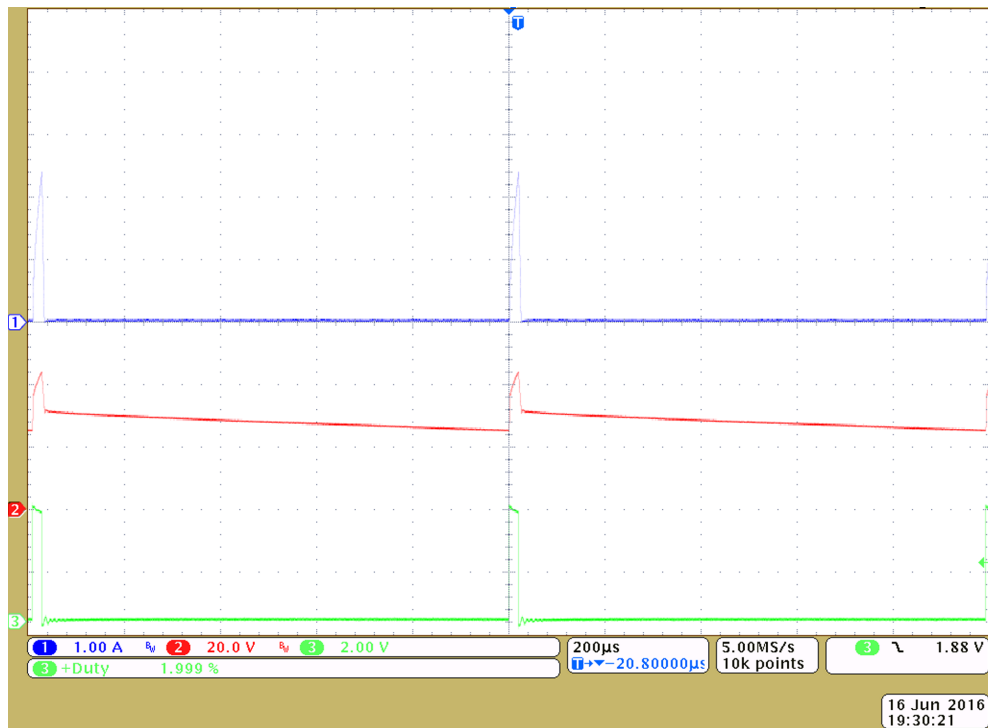


图 27. 2% 占空比时的 LED 电流、LED 电压和 UDIM 输入波形

4.6 满负载时的热图像

图 28 显示了 TIDA-01095 板在满负载条件下的热图像。

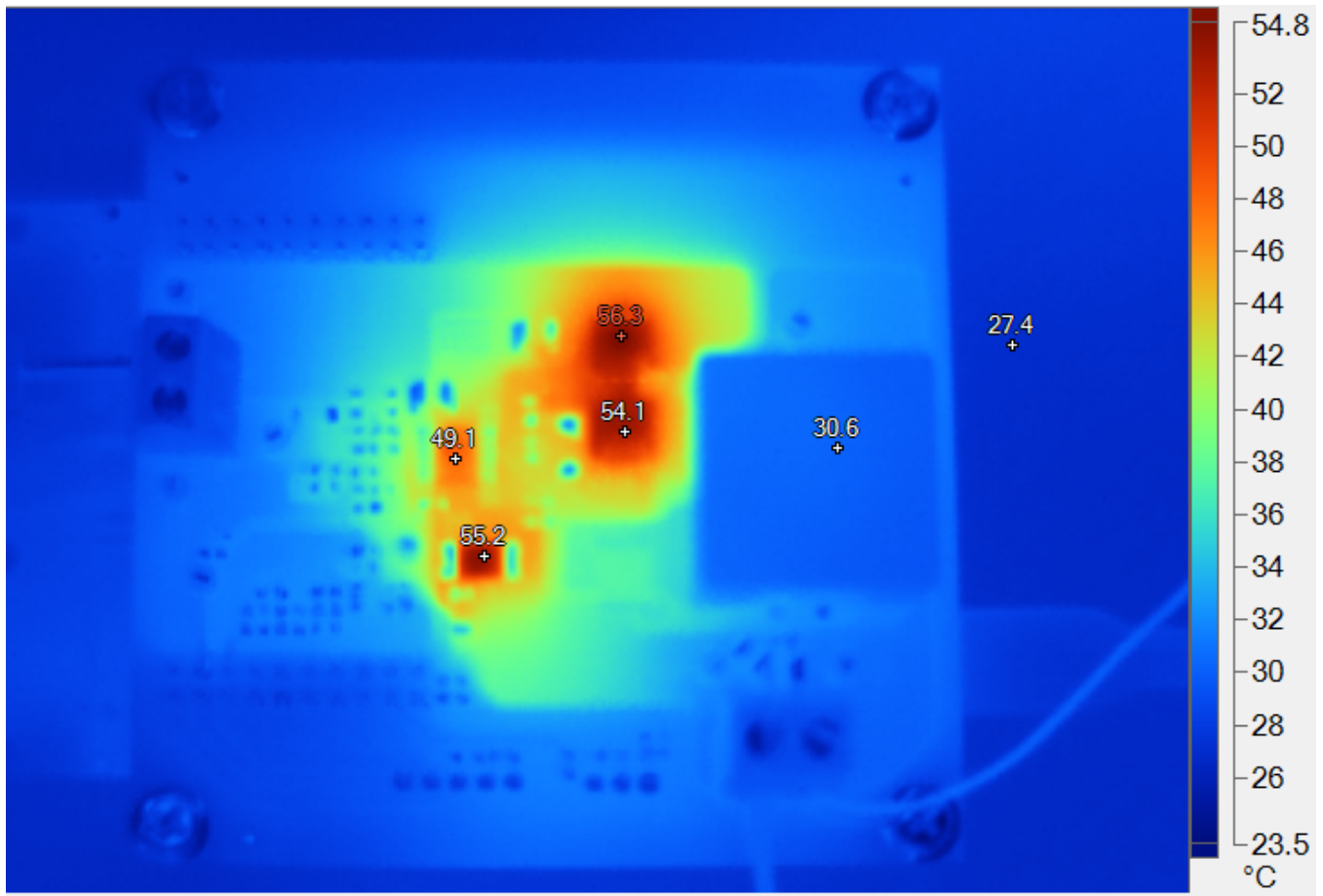


图 28. 满负载时的热图像

表 10. 温度值

温度 (°C)	器件名称
56.30	高侧 MOSFET
55.20	电流传感电阻
54.30	低侧 MOSFET
49.10	TPS92641 IC
30.60	电感
27.40	表面温度

5 测试数据 (使用 100V MOSFET)

在本节中, 使用用于 Q1 和 Q2 的 100V MOSFET 执行了测量, 如节 2.1.12 所述。

5.1 使用 I_{ADJ} 特性时的效率和输出电流

表 11 显示了效率和输出电流结果。

表 11. 效率和输出电流

V_{IN} (V)	I_{IN} (A)	P_{IN} (W)	V_{OUT} (V)	I_{OUT} (A)	P_{OUT} (W)	效率	V_{IADJ} (V)
47.94	2.432	116.590	41.71	2.750	114.703	98.38%	1.545
48.02	2.120	101.802	40.67	2.461	100.089	98.32%	1.391
48.09	1.825	87.764	39.68	2.172	86.185	98.20%	1.237
48.16	1.542	74.263	38.71	1.881	72.814	98.05%	1.082
48.23	1.272	61.349	37.74	1.589	59.969	97.75%	0.928
48.29	1.014	48.966	36.77	1.297	47.691	97.40%	0.773
48.35	0.766	37.036	35.72	1.002	35.791	96.64%	0.619
48.41	0.531	25.706	34.60	0.707	24.462	95.16%	0.464
48.47	0.308	14.929	33.35	0.413	13.774	92.26%	0.309
48.52	0.101	4.901	31.75	0.121	3.842	78.39%	0.154
48.52	0.080	3.882	31.57	0.091	2.873	74.01%	0.140
48.52	0.062	3.008	31.29	0.063	1.971	65.53%	0.125
48.52	0.042	2.038	30.92	0.035	1.082	53.11%	0.109
48.53	0.025	1.213	30.29	0.009	0.273	22.47%	0.093
48.53	0.020	0.971	29.42	0.0007	0.021	2.12%	0.0086
48.53	0.019	0.922	28.94	0.0002	0.006	0.63%	0.00084
48.54	0.020	0.971	27.76	0.0000	0.000	0.00%	0.00770

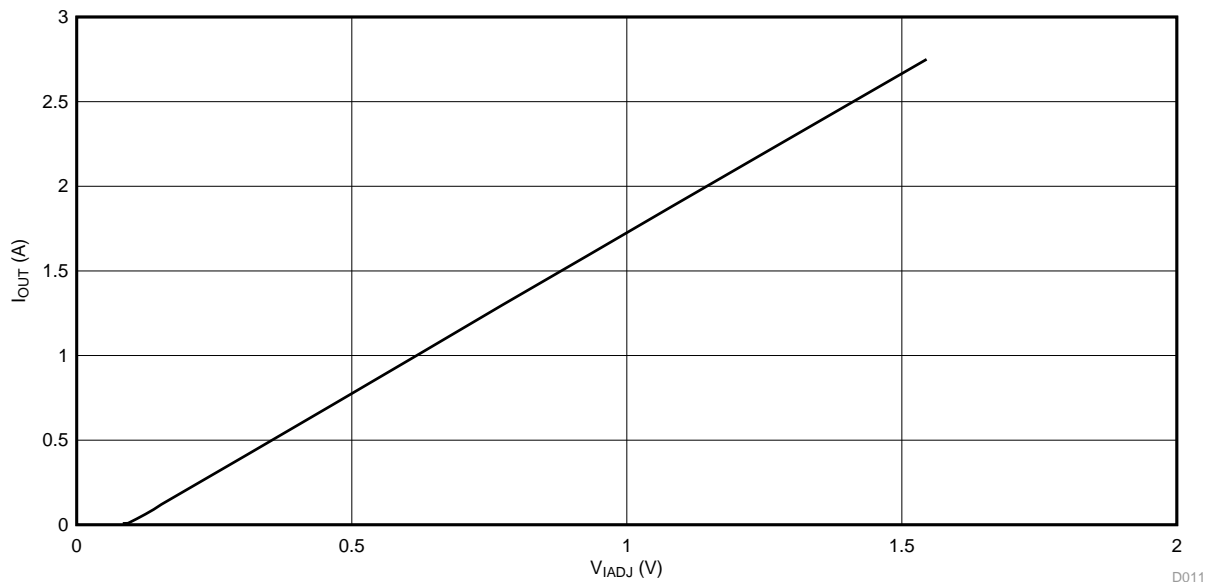


图 29. I_{OUT} (A) 与 V_{IADJ} (V) 的关系曲线

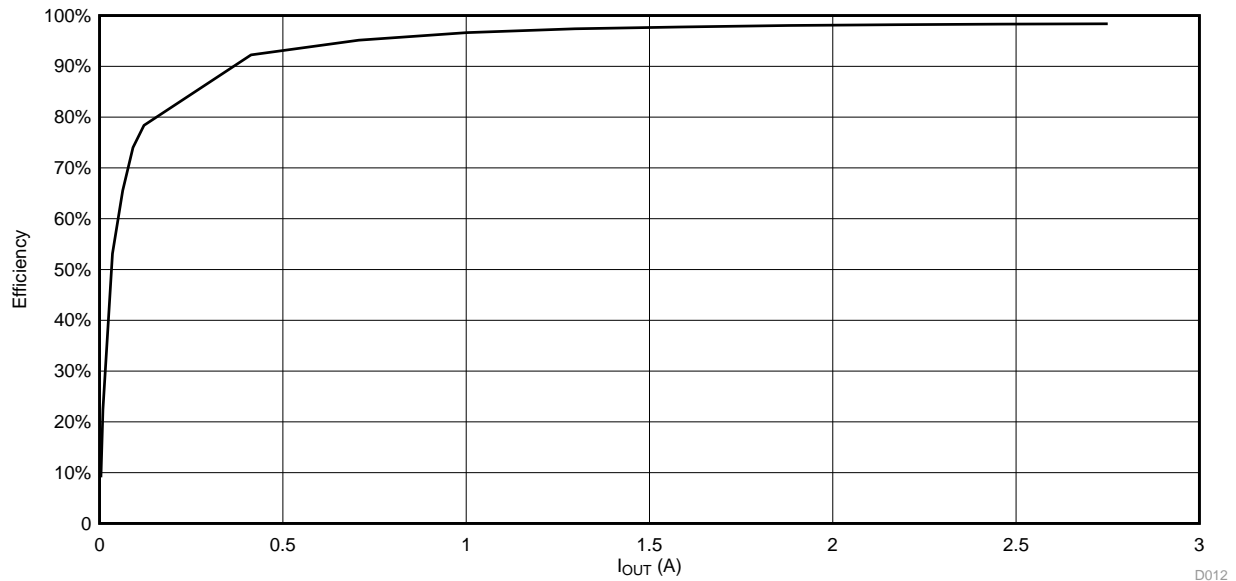


图 30. 效率与 I_{OUT} (A) 的关系曲线

5.2 使用 UDIM 特性时的效率和输出电流

5.2.1 在 1kHz UDIM 频率下

$V_{OUT} = 41.74V$ 是 $I_{OUT} = 2.759A$ 的正向电压降 (请参见表 12)。

表 12. 1kHz UDIM 频率时的效率和输出电流

V_{IN} (V)	I_{IN} (A)	P_{IN} (W)	I_{OUT} (A)	P_{OUT} (W)	效率	UDIM 占空比
47.88	2.442	116.923	2.759	115.161	98.49%	100%
47.93	2.186	104.775	2.469	103.056	98.36%	90%
47.98	1.944	93.273	2.192	91.494	98.09%	80%
48.04	1.704	81.860	1.917	80.016	97.75%	70%
48.09	1.462	70.308	1.641	68.495	97.42%	60%
48.14	1.220	58.731	1.364	56.933	96.94%	50%
48.20	0.976	47.043	1.089	45.455	96.62%	40%
48.25	0.731	35.271	0.813	33.935	96.21%	30%
48.30	0.486	23.474	0.537	22.414	95.49%	20%
48.35	0.236	11.411	0.260	10.852	95.11%	10%
48.39	0.112	5.420	0.122	5.092	93.96%	5%
48.39	0.086	4.162	0.094	3.924	94.28%	4%
48.40	0.061	2.952	0.065	2.713	91.89%	3%
48.40	0.036	1.742	0.038	1.586	91.03%	2%
48.41	0.013	0.629	0.013	0.543	86.22%	1%
48.41	0.006	0.290	0.003	0.125	43.11%	0.5%
48.41	0.005	0.242	0.002	0.083	34.49%	0.4%
48.41	0.004	0.194	0.000	0.000	0.00%	0.3%

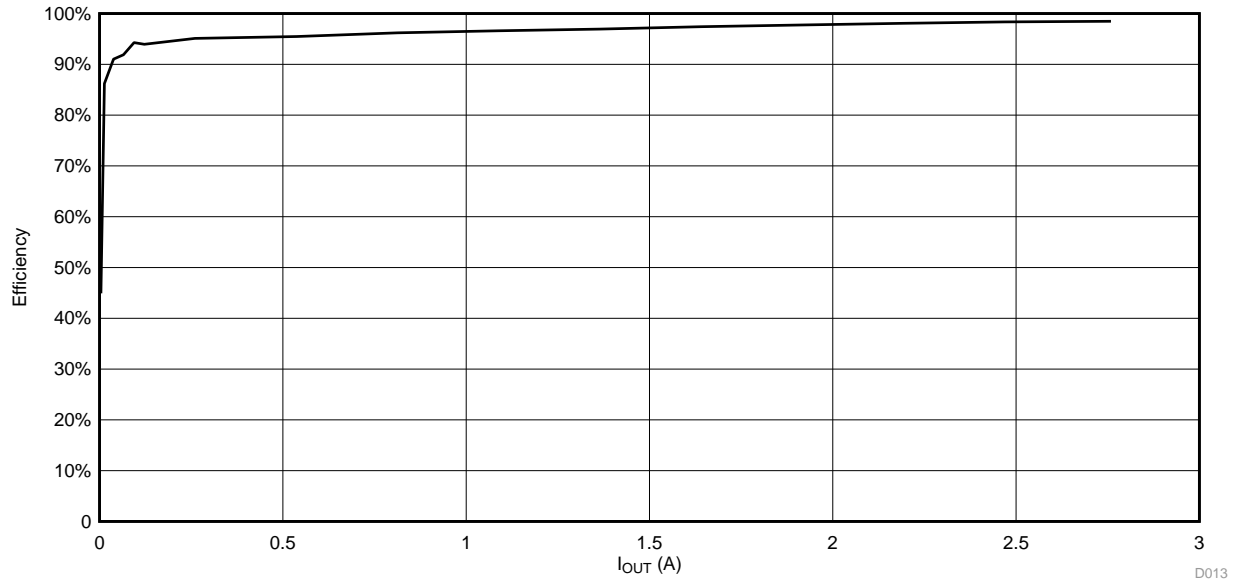


图 31. 效率与 I_{OUT} (A) 的关系曲线

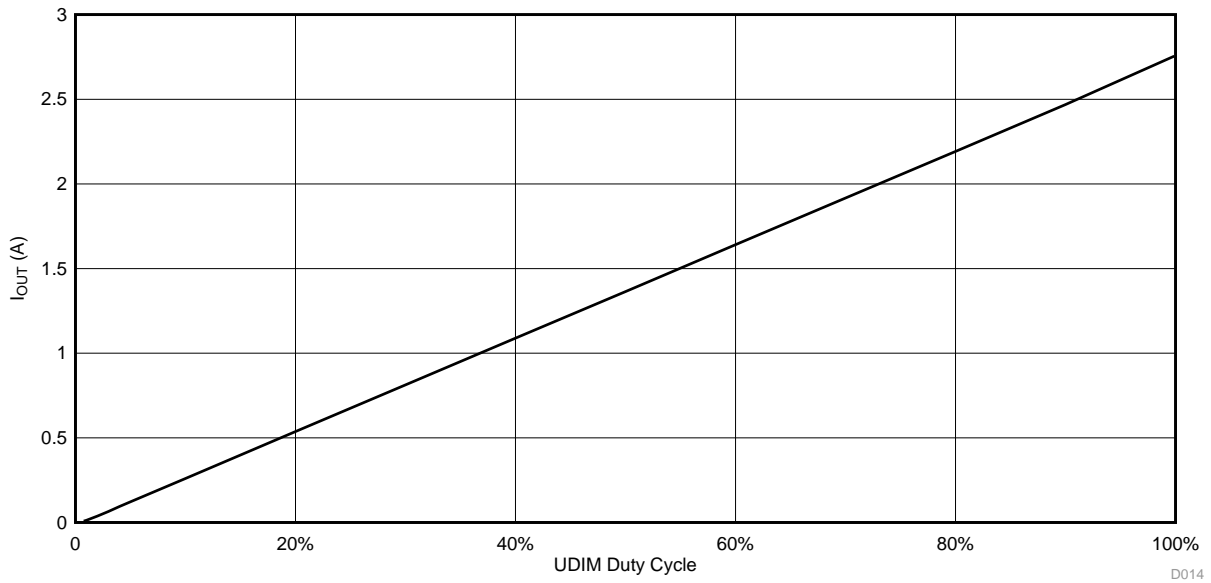


图 32. I_{OUT} (A) 与 UDIM 占空比的关系曲线

5.2.2 在 5kHz UDIM 频率下

$V_{OUT} = 41.76V$ 是 $I_{OUT} = 2.753A$ 的正向电压降 (请参见表 13)。

表 13. 5kHz UDIM 频率时的效率和输出电流

V_{IN} (V)	I_{IN} (A)	P_{IN} (W)	I_{OUT} (A)	P_{OUT} (W)	效率	UDIM 占空比
47.89	2.442	116.947	2.753	114.965	98.31%	100%
47.98	2.136	102.485	2.413	100.767	98.32%	90%
48.04	1.897	91.132	2.139	89.325	98.02%	80%
48.10	1.652	79.461	1.858	77.590	97.65%	70%
48.17	1.405	67.679	1.578	65.897	97.37%	60%
48.23	1.164	56.140	1.307	54.580	97.22%	50%
48.30	0.916	44.243	1.026	42.846	96.84%	40%
48.36	0.668	32.304	0.748	31.236	96.69%	30%
48.43	0.422	20.437	0.474	19.794	96.85%	20%
48.49	0.160	7.758	0.188	—	—	10%
48.50	0.141	6.839	0.165	—	—	9%
48.50	0.117	5.675	0.140	—	—	8%
48.51	0.095	4.608	0.112	—	—	7%
48.51	0.074	3.590	0.088	—	—	6%
48.52	0.055	2.669	0.065	—	—	5%
48.52	0.039	1.892	0.047	—	—	4%
48.53	0.024	1.165	0.028	—	—	3%
48.53	0.013	0.631	0.014	—	—	2%
48.53	0.006	0.291	0.0043	—	—	1%
48.53	0.005	0.243	0.0035	—	—	0.9%
48.53	0.005	0.243	0.0028	—	—	0.8%
48.53	0.002	0.097	0	—	—	0.1%

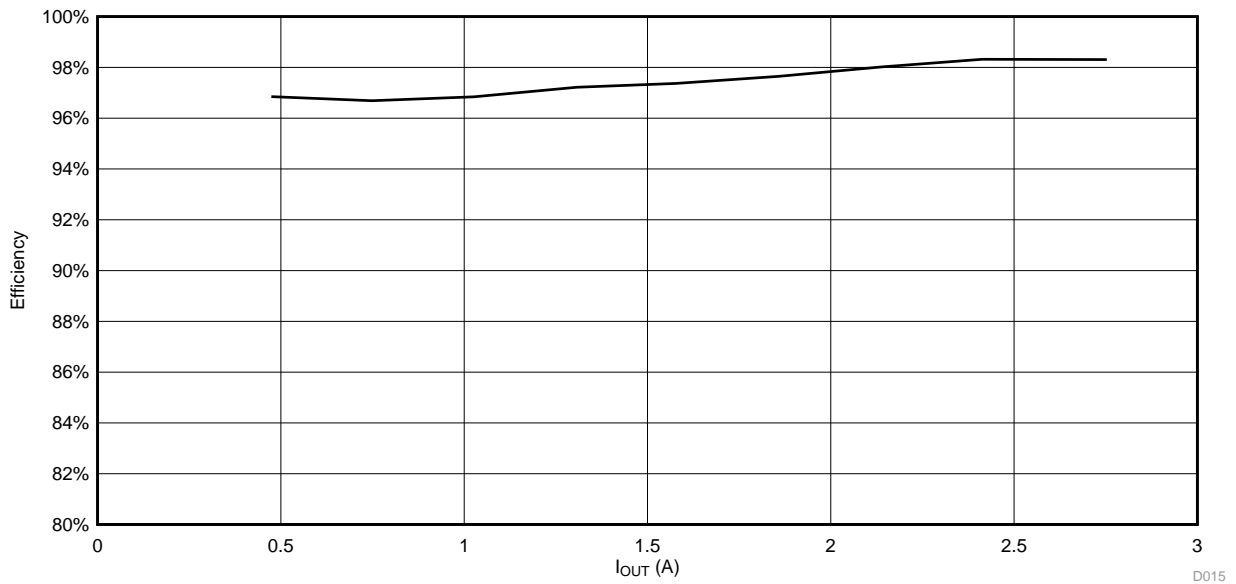
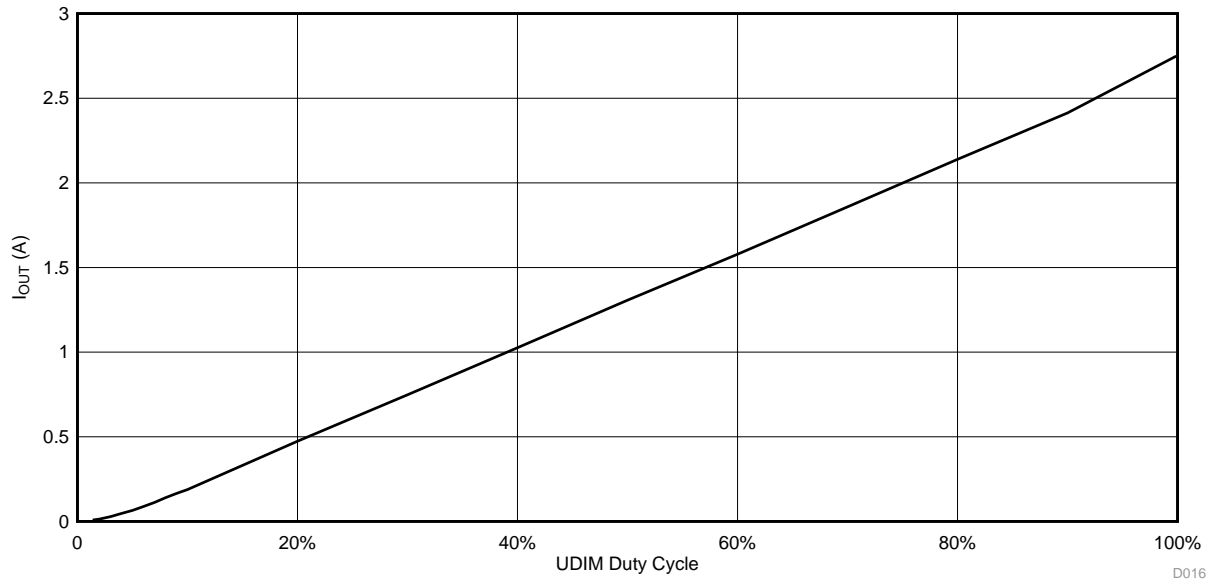


图 33. 效率与 I_{OUT} (A) 的关系曲线


 图 34. I_{OUT} (A) 与 UDIM 占空比的关系曲线

5.3 线性调整率

表 14 显示了线性调整率结果。

表 14. 线性调整率

V _{IN} (V)	I _{IN} (A)	P _{IN} (W)	V _{OUT} (V)	I _{OUT} (A)	P _{OUT} (W)	效率
41.82	0.816	34.125	35.57	0.931	33.116	97.04%
42.84	0.799	34.229	35.56	0.931	33.106	96.72%
43.8	0.783	34.295	35.56	0.932	33.142	96.64%
44.82	0.766	34.332	35.55	0.933	33.168	96.61%
45.84	0.751	34.426	35.55	0.934	33.204	96.45%
46.8	0.737	34.492	35.55	0.935	33.239	96.37%
47.82	0.722	34.526	35.55	0.935	33.239	96.27%
48.78	0.709	34.585	35.55	0.936	33.275	96.21%

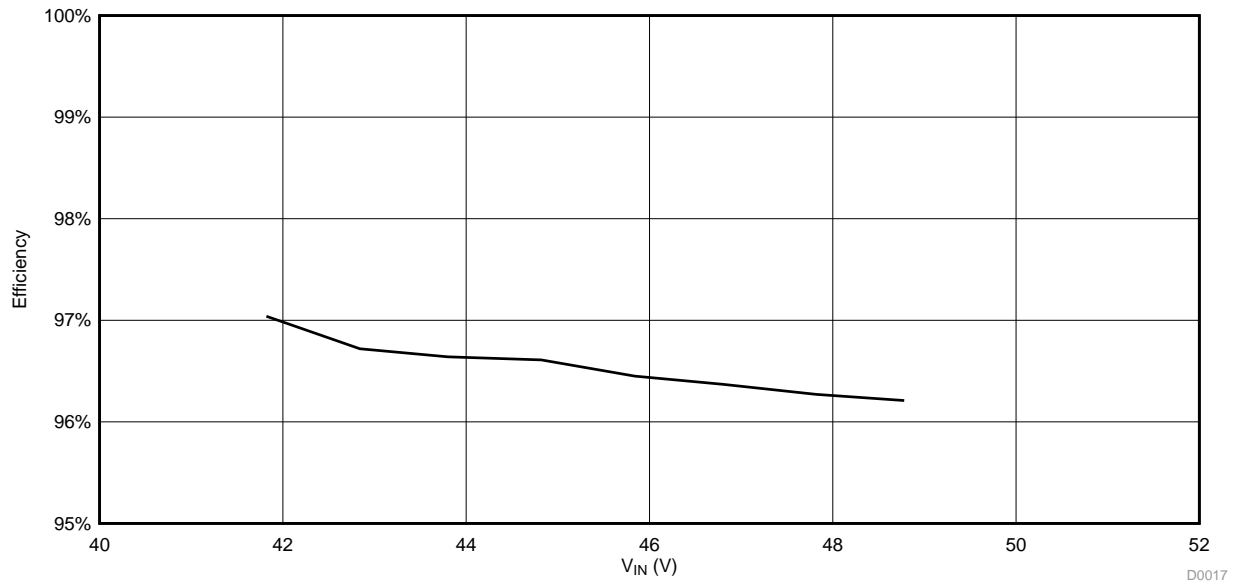


图 35. 效率与输入电压 (V) 的关系曲线

5.4 LMT84 – 温度测量

表 15 显示了使用 LMT84 器件的 LED COB 散热器在不同 LED 电流下的温度测量结果。负载下的温升取决于散热器大小和冷却风扇的气流速度。

表 15. 温度测量

V _{IN} (V)	I _{IN} (A)	V _{OUT} (V)	I _{OUT} (A)	温度 (°C)	ADC 输出 (十六进制)	十六进制转换为十进制	LMT84 输出电压
48.00	0.061	31.55	0.063	27.62	349	841	0.883
47.91	0.320	33.71	0.420	29.91	33D	829	0.871
47.73	0.802	36.16	1.019	32.96	32D	813	0.854
47.65	1.009	37.03	1.258	34.49	325	805	0.845
47.57	1.225	37.86	1.497	36.02	31D	797	0.837
47.49	1.448	38.68	1.735	37.93	313	787	0.826
47.40	1.679	39.36	1.972	39.45	30B	779	0.818
47.32	1.918	40.26	2.208	40.41	306	774	0.813

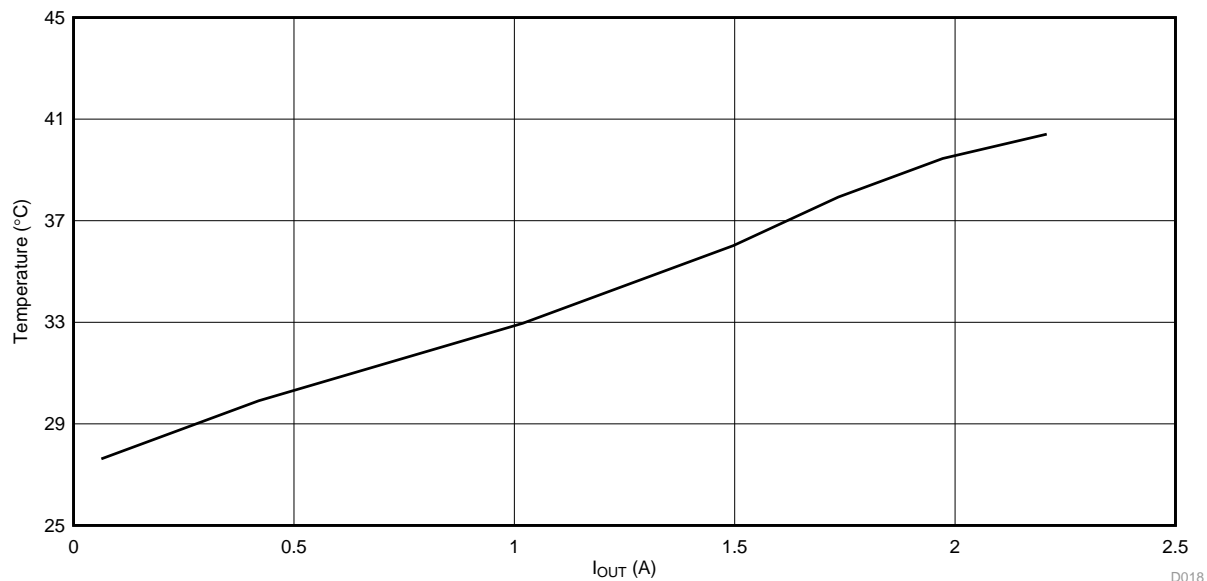


图 36. 温度 (°C) 与 I_{OUT} (A) 的关系曲线

如果 ADC 的输出是 0306，则十进制的计算结果为 774。CC2650 具有一个基准电压为 4.3V 的 12 位 ADC。因此，0306 对应的模拟电压值为：

$(4.3 \times 774) / (212 - 1) = 0.812V$ 。根据 LMT84 产品说明书中的映射表，温度为 41°C。

6 设计文件

6.1 电路原理图

要下载原理图，请参见 [TIDA-010905](#) 中的设计文件。

6.2 物料清单

要下载物料清单 (BOM)，请参见 [TIDA-010905](#) 中的设计文件。

6.3 PCB 布局建议

任何开关转换器的性能都取决于 PCB 布局，同样也取决于组件选择。请遵循一些简单的指导准则以便最大限度地提高噪声抑制并最大限度地减少电路内产生的 EMI。

不连续电流最有可能产生 EMI，因此在布设这些路径时应多加小心。TPS92640 和 TPS92641 降压转换器中的主要不连续电流路径包含输入电容器 (CIN)、低侧 MOSFET (QLS) 和高侧 MOSFET (QHS)。此回路应保持尽可能小，所有这三个组件之间的连接应矮小而粗实，以便最大限度地减小寄生电感。具体而言，开关节点 (L、QLS 和 QHS 在此处相连) 应足够大，便于连接各个组件，而不会因传输的电流而产生过多热量。电流传感迹线 (CS 引脚) 应沿着接地面布设，或者为 CS 和接地布设不同的迹线。

在某些应用中，LED 或 LED 阵列可以离电流很远 (几英寸或更远)，也可以位于通过线束连接的单独 PCB 上。当使用输出电容器并且 LED 阵列很大或独立于转换器的其余部分时，输出电容器应布置在靠近 LED 的位置以减轻寄生电感对电容器交流阻抗的影响。

6.3.1 布局图

要下载板层图，请参见 [TIDA-010905](#) 中的设计文件。

6.4 Altium 项目

要下载 Altium 项目文件，请参见 [TIDA-010905](#) 中的设计文件。

6.5 布局准则

CC2650 LaunchPad 的接地面和 LED 驱动器部分明显分离并通过 0Ω 电阻器连接。

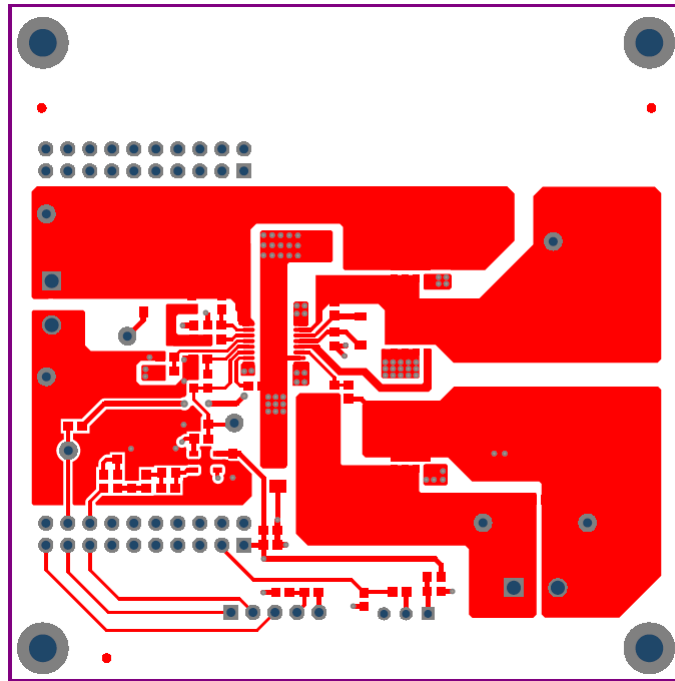


图 37. 布局准则 1

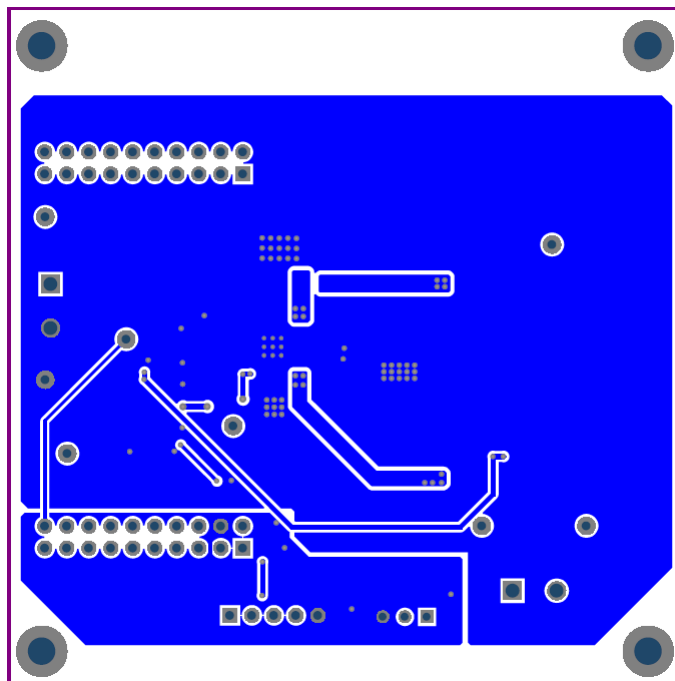


图 38. 布局准则 2

6.6 Gerber 文件

要下载 Gerber 文件，请参见 [TIDA-010905](#) 中的设计文件。

6.7 装配图

要下载装配图，请参见 [TIDA-010905](#) 中的设计文件。

7 软件文件

要下载软件文件，请参见 [TIDA-010905](#) 中的设计文件。

8 参考

1. 德州仪器 (TI), *BLE Device Monitor* 用户指南, TI Wiki (http://processors.wiki.ti.com/index.php/BLE_Device_Monitor_User_Guide)
2. 德州仪器 (TI), 开关模式 LED 驱动器的调光技术, LM3406/LM3409 应用报告 ([SNVA605](#))
3. 德州仪器 (TI), *NexFET* 高性能 MOSFET 的振铃抑制技术, 应用报告 ([SLPA010](#))
4. 德州仪器 (TI), 微控制器 PWM 到 12 位模拟输出, TIPD127 用户指南 ([TIDU027](#))
5. 德州仪器 (TI), *WEBENCH*® 设计中心 (<http://www.ti.com/webench>)

8.1 商标

SimpleLink, PowerPAD, NexFET, e-trim, LaunchPad, BoosterPack, Code Composer Studio are trademarks of Texas Instruments.

WEBENCH is a registered trademark of Texas Instruments.

Cortex is a trademark of ARM Holdings.

Bluetooth, Bluetooth are registered trademarks of Bluetooth SIG.

Windows is a registered trademark of Microsoft Corporation.

ZigBee 实现连接照明 is a registered trademark of Zigbee Alliance.

All other trademarks are the property of their respective owners.

9 关于作者

SEETHARAMAN DEVENDRAN 是德州仪器 (TI) 的系统架构师，负责开发面向工业领域的参考设计解决方案。Seetharaman 在工作中充分发挥了他在模拟和混合信号系统级设计专业知识方面的丰富经验。

Seetharaman 拥有印度马杜赖 Thiagarajar 工程学院电气工程学士学位 (BE、EEE)。

MUSTAFA LOKHANDWALA 是印度理工学院孟买校区 (IITB) 的研究生，攻读电气工程科技学士学位 (BTech)。他关注的领域包括电路和系统的设计和调试以及硬件产品开发。

VENKATADRI SHANTARAM 是德州仪器 (TI) 的现场应用工程师，负责针对各种终端设备为客户提供支持；主要负责针对德州仪器 (TI) 的嵌入式处理器、微控制器和无线片上系统为客户提供支持。Venkatadri 拥有印度迈索尔国家工程学院的电气工程学士学位 (BE、EEE)。

修订历史记录

注：之前版本的页码可能与当前版本有所不同。

Changes from Original (June 2016) to A Revision	Page
• 已更改 将设计指南从预览更改为有效和其余附加材料	1

有关 TI 设计信息和资源的重要通知

德州仪器 (TI) 公司提供的技术、应用或其他设计建议、服务或信息，包括但不限于与评估模块有关的参考设计和材料（总称“TI 资源”），旨在帮助设计人员开发整合了 TI 产品的应用；如果您（个人，或如果是代表贵公司，则为贵公司）以任何方式下载、访问或使用了任何特定的 TI 资源，即表示贵方同意仅为该等目标，按照本通知的条款进行使用。

TI 所提供的 TI 资源，并未扩大或以其他方式修改 TI 对 TI 产品的公开适用的质保及质保免责声明；也未导致 TI 承担任何额外的义务或责任。TI 有权对其 TI 资源进行纠正、增强、改进和其他修改。

您理解并同意，在设计应用时应自行实施独立的分析、评价和判断，且应全权负责并确保应用的安全性，以及您的应用（包括应用中使用的 TI 产品）应符合所有适用的法律法规及其他相关要求。您就您的应用声明，您具备制订和实施下列保障措施所需的一切必要专业知识，能够 (1) 预见故障的危险后果，(2) 监视故障及其后果，以及 (3) 降低可能导致危险的故障几率并采取适当措施。您同意，在使用或分发包含 TI 产品的任何应用前，您将彻底测试该等应用和该等应用所用 TI 产品的功能。除特定 TI 资源的公开文档中明确列出的测试外，TI 未进行任何其他测试。

您只有在为开发包含该等 TI 资源所列 TI 产品的应用时，才被授权使用、复制和修改任何相关单项 TI 资源。但并未依据禁止反言原则或其他法律授予您任何 TI 知识产权的任何其他明示或默示的许可，也未授予您 TI 或第三方的任何技术或知识产权的许可，该等产权包括但不限于任何专利权、版权、屏蔽作品权或与使用 TI 产品或服务的任何整合、机器制作、流程相关的其他知识产权。涉及或参考了第三方产品或服务的信息不构成使用此类产品或服务的许可或与其相关的保证或认可。使用 TI 资源可能需要您向第三方获得对该等第三方专利或其他知识产权的许可。

TI 资源系“按原样”提供。TI 兹免除对 TI 资源及其使用作出所有其他明确或默示的保证或陈述，包括但不限于对准确性或完整性、产权保证、无屡发故障保证，以及适销性、适合特定用途和不侵犯任何第三方知识产权的任何默认保证。

TI 不负责任何申索，包括但不限于因组合产品所致或与之有关的申索，也不为您辩护或赔偿，即使该等产品组合已列于 TI 资源或其他地方。对因 TI 资源或其使用引起或与之有关的任何实际的、直接的、特殊的、附带的、间接的、惩罚性的、偶发的、从属或惩戒性损害赔偿，不管 TI 是否获悉可能会产生上述损害赔偿，TI 概不负责。

您同意向 TI 及其代表全额赔偿因您不遵守本通知条款和条件而引起的任何损害、费用、损失和/或责任。

本通知适用于 TI 资源。另有其他条款适用于某些类型的材料、TI 产品和服务的使用和采购。这些条款包括但不限于适用于 TI 的半导体产品 (<http://www.ti.com/sc/docs/stdterms.htm>)、[评估模块](http://www.ti.com/sc/docs/sampters.htm)和样品 (<http://www.ti.com/sc/docs/sampters.htm>) 的标准条款。

邮寄地址：上海市浦东新区世纪大道 1568 号中建大厦 32 楼，邮政编码：200122
Copyright © 2017 德州仪器半导体技术（上海）有限公司