

## 降压调节器变身为智能LED驱动器

作者: Jon Kraft, ADI公司应用工程经理

LED有望改变世界, 几乎没有人怀疑这一点, 但LED本身的成本是导致其不能快速得到推广的一个主要因素。不同LED灯具的成本构成也不尽相同, 但可以有把握地说, LED的成本占灯具总成本的大约25%到40%。预计未来许多年, 它在灯具总成本中都会占据相当大的比例。

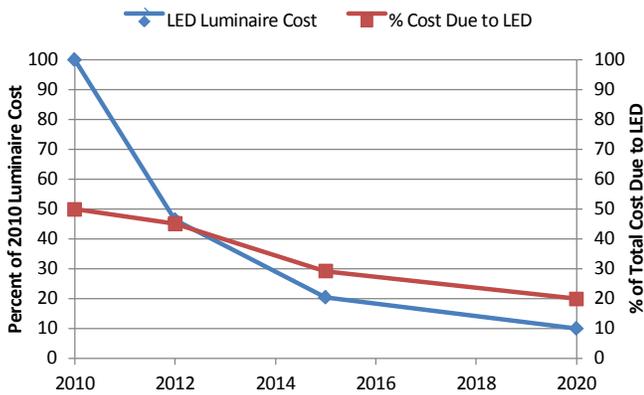


图1. LED灯具成本的细分<sup>1</sup>

降低灯具总成本的一种方法是以最高可能的电流驱动LED。如果妥善驱动, 这种LED可提供更高的流明/成本比。

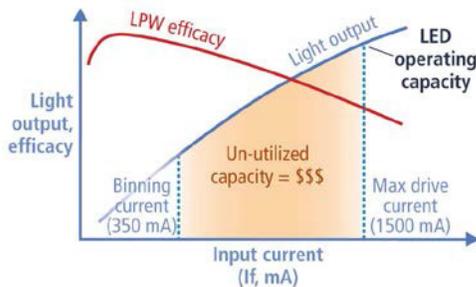


图2. Cree XLamp XP-G LED的工作容量可能未被充分利用<sup>2</sup>

为此需要高电流驱动器, 但很多解决方案以低电流(<500 mA)驱动LED, 很少有高电流(700 mA至4.0 A)的选择方案。另一方面, 半导体世界充斥着4.0 A以下的DC-DC方案, 这就更加令人不解。然而, 问题是这些DC-DC解决方案设计用于控制电压, 而不是LED电流。本文探讨将现成DC-DC降压调节器变身为超级智能LED驱动器的一些简单技巧。

降压调节器对输入电压进行斩波, 让其通过LC滤波器, 从而提供稳定的输出。为此, 降压调节器采用两个有源元件和两个无源元件。有源元件包括从输入到电感的开关(图3中标示为A)和从GND到电感的开关(或二极管, 图3中标示为B)。无源元件包括电感(L)和输出电容(C<sub>OUT</sub>)。它们形成LC滤波器, 可以减小由有源元件产生的纹波。其配置如图3所示。

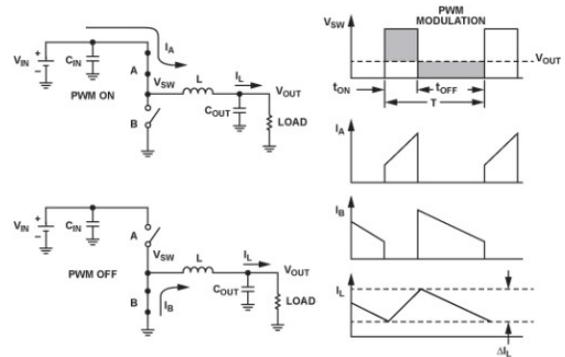


图3. 基本降压方案<sup>3</sup>

如果开关在内部, 则称之为“调节器”, 否则称之为“控制器”。如果两个开关均为功率晶体管(MOSFETS或BJT), 则称之为“同步”, 否则称之为“异步”。这样就得到好几类降压电路, 每类电路都有其优点和不足。讨论使用哪种类型以及所有的利弊将需要大量篇幅, 但一般而言, 同步降压调节器常常能够实现最佳的效率、BOM数量、成本和板面积。然而, 用于驱动高电流LED(最高4 A)的同步降压调节器很少, 而且成本昂贵。那么, 为什么不能对标准同步降压调节器进行改造, 以用来调节LED电流呢? 我们将使用ADI公司最近发布的两个通用同步降压调节器作为例子: [ADP2441](#)和[ADP2384](#)。

ADP2441是一款高效率、36 V输入同步降压调节器，能够产生最高1.2 A的输出电流。ADP2384是另一款高效率同步降压调节器，输出电流最高可达4.0 A，输入电压可达20 V。这两款器件的标准输出电压调节原理图如图4所示。

对于ADP2441和ADP2384，输出电压均经过电阻分压送至FB引脚。它与内部600 mV基准电压比较，用来为开关产生适当的占空比。在稳态下，此FB引脚调节到恰好600 mV。因此，很容易将LED放在电阻分压器的位置(图5)，并利用一个串联电阻( $R_{SENSE}$ )来设置电流。

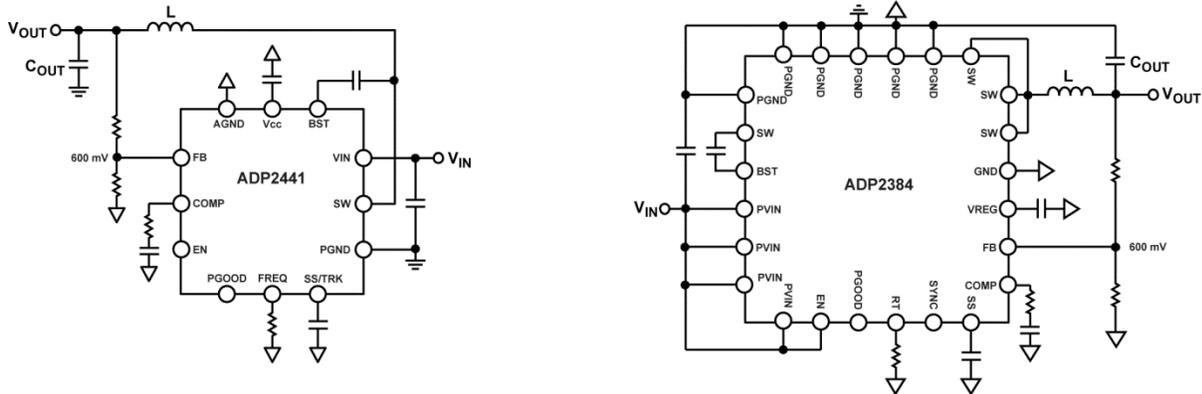


图4. ADP2384和ADP2441调节输出电压的原理图

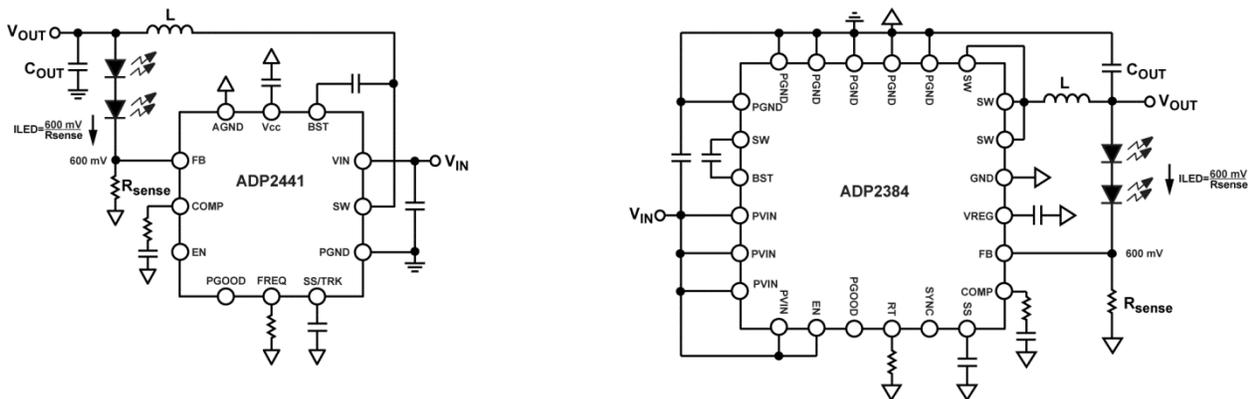


图5. 基本(但不高效)的LED驱动器

在FB与GND之间使用一个精密电阻来设置LED电流： $I_{LED} = 600 \text{ mV} / R_{SENSE}$ 。这样做很有效，但会产生大量功耗： $P_{DISS} = 600 \text{ mV}$ 。对于低LED电流，这不是大问题，但在高LED电流下，对效率的影响会大幅增加灯具散发的热量( $600 \text{ mV} \cdot 4 \text{ A} = 2.4 \text{ W}$ )。幸运的是，可以使用两个技巧来降低大多数降压调节器的FB基准电压：使用SS/TRK引脚或偏移 $R_{SENSE}$ 电压。

很多通用降压IC包括软启动(SS)或跟踪(TRK)引脚。SS引脚主要用来在启动时提供受控电感电流，TRK引脚主要用来使降压调节器跟随一个独立电压。这两个引脚常常合并为一个SS/TRK引脚。大多数情况下，误差放大器使用SS、TRK和FB基准电压中的最小值来改变调节点。典型设置如图6所示。

之间使用一个电阻分压器就能很好地满足要求。很多降压调节器IC包括受控低压输出，如ADP2384的VREG引脚或ADP2441的VCC引脚。为了达到更高精度，可以使用简单的2引脚精密基准电压源，例如ADR5040。无论何种情况，从电源到SS/TRK引脚的电阻分压器都会形成新的基准电压源。设置该电阻分压器以使SS/TRK电压在100 mV至200 mV之间，通常可以实现功耗和LED电流精度之间的最佳平衡。自行设置反馈基准电压的另一个好处是可以轻松适应任何检测电阻值(标准值)，这样就可以避免并联多个 $R_{SENSE}$ 电阻来设置LED电流的开销和不精确性。

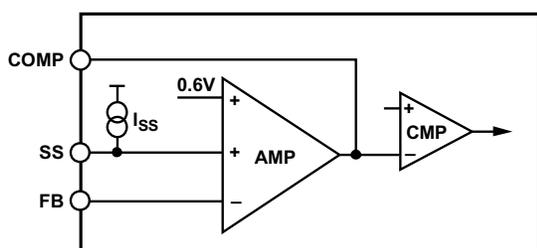


图6. 软启动和/或跟踪引脚操作(示例为ADP2384)

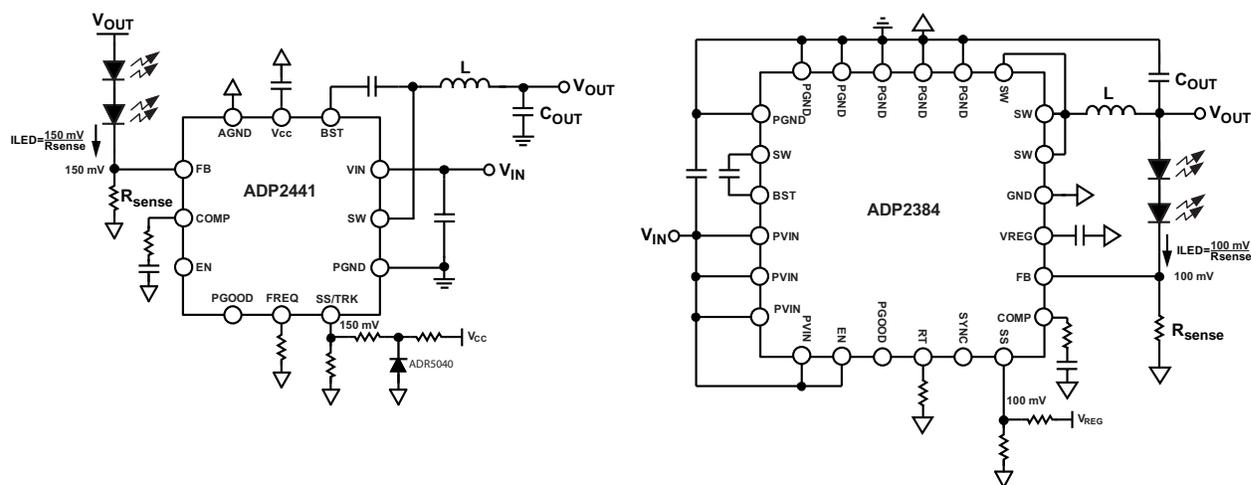


图7. 使用SS/TRK引脚降低FB基准电压

使用SS或TRK引脚可适应许多降压调节器，但不是全部。某些IC没有SS或TRK引脚。另外，某些降压IC的SS引脚会改变峰值电感电流，而不是FB基准，因此必须仔细查看产品数据手册。对于这两种情形，可以使用另

一个技巧：偏移 $R_{SENSE}$ 电压。将一个电阻分压器连接到FB与 $R_{SENSE}$ 之间的精确电源轨，可提供 $R_{SENSE}$ 与FB引脚之间的稳定偏移电压。

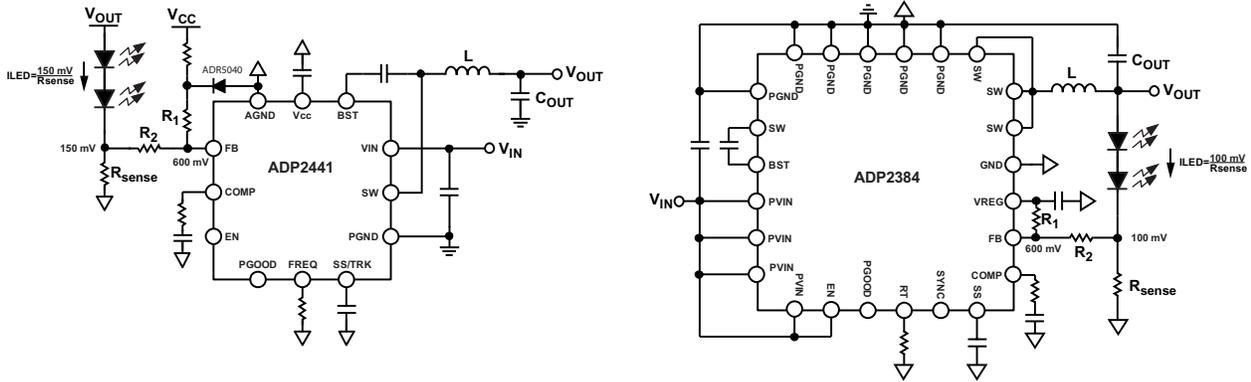


图8. 偏移 $R_{SENSE}$ 电压

电阻分压器所需的值可以通过下式计算：

$$R1 = R2 \times \frac{V_{SUP} - FB_{REF}}{FB_{REF} - FB_{REF(NEW)}}$$

因此，为获得150 mV的有效反馈基准，R2 = 1 kΩ，V<sub>SUP</sub> = 5 V：

$$R1 = 1 \text{ k}\Omega \times \frac{5.0V - 0.6V}{0.6V - 0.15V} = 9.78 \text{ k}\Omega$$

LED电流等于：

$$I_{LED} = \frac{FB_{REF(NEW)}}{R_{SENSE}}$$

这种方法不需要SS或TRK引脚。此外，FB引脚仍然调节至600 mV(但R<sub>SENSE</sub>的电压调节至FB<sub>REF(NEW)</sub>电压)。这意味着芯片的其他功能(包括软启动、跟踪和电源良好指示等)仍将正常运行。

缺点是R<sub>SENSE</sub>和FB之间的偏移受到电源精度的严重影响。ADR5040等精密基准电压源问题不大，但如果是±5%的基准电压源，LED电流将产生±12%的变化。这两种方法的比较见表1所示。

表1.

选择1: 使用SS/TRK降低FB基准	选择2: 偏移R <sub>SENSE</sub> 电压
±5%的电源电压变化在ILED上产生±5%的误差。这不会受到V <sub>SENSE</sub> 电压的影响；因此，这种方法具有最低的R <sub>SENSE</sub> 功耗。	±5%的电源电压变化在ILED上产生±12%的误差。更高V <sub>SENSE</sub> 电压可以改进这种状况。
很好的开路/短路LED保护。FB_OVP不会对间歇开路保护起作用。LED电流受到电感和控制环路速度的限制。	很好的开路/短路LED保护。此外，有些IC具有另一个FB基准(FB_OVP)，当FB升高50 mV至100 mV超出正常水平时，它会立即禁用开关。这样可以保证间歇性故障期间的最大LED过流。
PGOOD将始终保持低电平。	由于FB引脚仍然调节至600 mV，PGOOD引脚正常工作。
通过保持SS/TRK引脚低于正常值，某些故障模式可能无法正常工作。	所有故障模式正常工作。

精确电流调节的另一个关键是检测电阻的适当布局和布线。在错误的点检测该电阻可能会在FB引脚产生数毫伏的误差，从而大幅降低LED精度。4引脚检测电阻是理想之选，但成本比较昂贵。然而，只要采用良好的布局布线技术，那么利用传统2引脚电阻也能获得高精度。Marcus O'Sullivan发表过一篇关于该主题的优秀文章：[http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/46-06/shunt\\_resistors.pdf](http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/46-06/shunt_resistors.pdf)

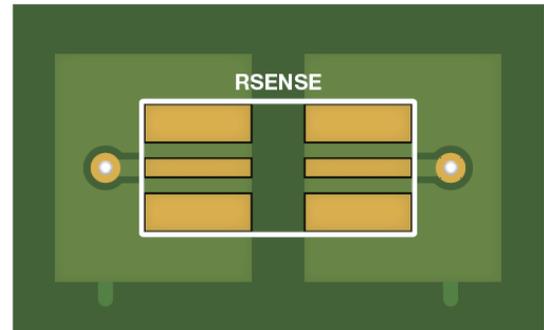
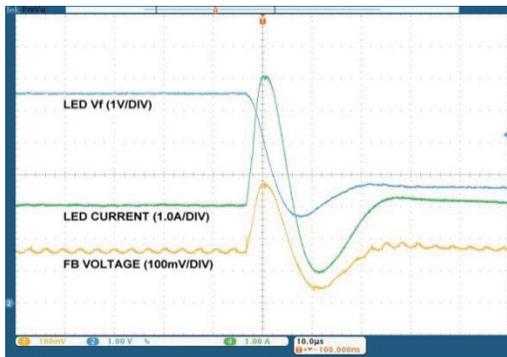


图9. R<sub>SENSE</sub>的建议PCB走线路径<sup>4</sup>

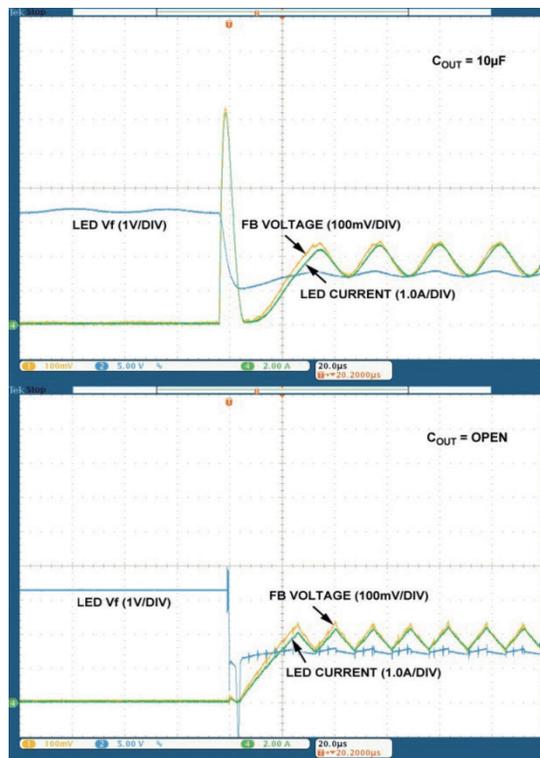
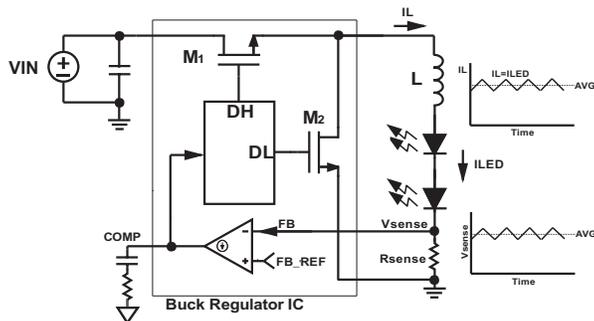
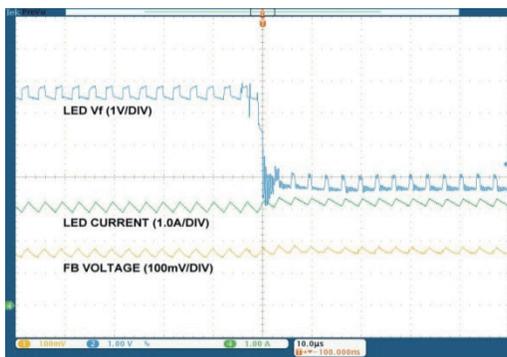
LED电流调节很简单。真正的挑战在于复制专用LED降压调节器的所有智能特性。一些常见的特性包括：LED短路/开路故障保护、R<sub>SENSE</sub>开路/短路故障保护、PWM调光、模拟调光和电流折返热保护。

标准降压转换器处理短路或开路LED通常没有问题。短路LED类似于一个低压负载，降压IC调整占空比来补偿。开路LED在降压IC看来类似于一个开路负载，因此它提供最大占空比，V<sub>OUT</sub>升至最大值(但不高于V<sub>IN</sub>)，但不输送功率。任一种情况都不影响系统内任何部分的安全。但启动后LED间歇短路或开路则会造成问题，根源在于输出电压。当LED短路或开路LED重新连接时，输出电容中储存的能量会引起巨大浪涌电流通过LED。

考虑LED串突然短路的情形。降压调节器控制占空比以提供恒定FB电压，进而产生恒定电流通过LED。此电流在LED串上产生一定的正向电压(VF)，因此降压输出电容充电至V<sub>OUT</sub> = VF + VFB。如果串中的某个LED短路导致VF突然下降，输出电容就会向LED串提供电流。此电流等于I<sub>C</sub> = C ΔVf/Δt(Δt很小，C一般很大，目的是尽可能降低降压LC滤波器中的L，意味着I<sub>C</sub>可能非常大)。实例如图10所示。

图10. 对短路LED的响应( $C_{OUT} = 10 \mu\text{F}$ ,  $L = 47 \mu\text{H}$ )

间歇断开的LED串存在类似问题： $V_{OUT}$ 充电至最大值。然后，当LED重新连接时，巨大的浪涌电流直通LED。然而，如果没有输出电容，问题也将不存在。我们是否敢移除降压调节器四个关键元件之一？幸运的是，LED不关心是否有一定的纹波，而反馈环路会确保平均LED电流仍然相同。因此，通过移除电容，我们解决了一些潜在的问题，并节省较大部分的物料(BOM)。现在，LED电流完全等于电感电流，电感电流上的纹波反映在FB电压中。

图13. 对间歇开路LED的响应( $C_{OUT} = 10$  和  $C_{OUT} = \text{开路}$ )图11. 无 $C_{OUT}$ 的降压LED驱动器操作图12. 对间歇短路LED的响应( $C_{OUT} = 10$  和  $C_{OUT} = \text{开路}$ )

消除 $C_{OUT}$ 还有一个好处：由于 $I_{LED} = I_L$ ，并且 $I_L$ 受到很好的控制(因为降压IC竭力限制最大电感电流)，因此LED又多了一重安全保障。LED电流绝不会超过降压调节器的峰值电流限值。对于ADP2441，此限值为1.7 A(典型值)；对于ADP2384，此限值为6.1 A(典型值)。这可以用于另一种故障情形： $R_{SENSE}$ 间歇短路。

$R_{SENSE}$ 短路或FB引脚短接到GND，可能带来灾难性后果：占空比升至最大值，从而输送最大功率，导致 $V_{IN}$ 实际上直接施加于LED。这将致使不受控且非常高的电流通过LED。多数降压调节器会限制此最大电流、其峰值电感电流，或者进入打嗝保护模式，但通过消除输出电容，我们同样能够保护LED不受启动后 $R_{SENSE}$ 短路的影响。

因此，略加改造的同步降压拓扑可解决相当多的常见LED故障。然而，凡事都是有利必有弊，此处的弊端是有纹波电流通过LED。此纹波电流处在非常高的频率(开关频率，一般大于300 kHz)，因此不会有可见的闪烁和可听到的噪声。真正的问题是要确保LED不超过最大电流额定值。该值在大多数LED数据手册上较为模糊。许多LED数据手册会指定浪涌电流额定值和直流电流额定值，但通常不会涉及直流值之上的高频纹波。

最安全的方法是让LED纹波的峰值低于LED的直流额定值，这意味着要挑选一个较高值的电感来使纹波较小。这种电感要么尺寸较大，要么具有较高电阻(DCR)。另一种办法是电感保持不变，但选择更高的开关频率使电流纹波保持较小。然而，这会提高开关功耗。因此，如果LED的最大额定电流接近期望输出的最大平均电流，则板面积、成本或功耗可能要受影响。

智能LED驱动器的另一个关键要求是调光控制。LED调光分为两类：PWM和模拟。PWM调光以脉冲方式输出LED电流。如果频率高于约120 Hz，人眼会均衡这些脉冲，以产生可感知的平均光度。模拟调光按比例调整LED电流，该直流始终不变(dc)。

为实现PWM调光，可以插入一个NMOS与 $R_{SENSE}$ 串联，然后开启和关闭NMOS。这必将产生脉冲式输出电流，但在这种电流水平，我们需要使用功率NMOS。增加一个这样的器件就会抵消降压调节器内置功率开关带来的尺寸和成本上的好处。另一方面，通过快速开关降压调节器，更容易实现PWM调光。对于低PWM频率(<1 kHz)，这样仍然可以提供良好的精度(图14)。

像所有通用降压调节器一样，ADP2384没有引脚来应用PWM调光输入，但可以操控FB引脚来使能和禁用开

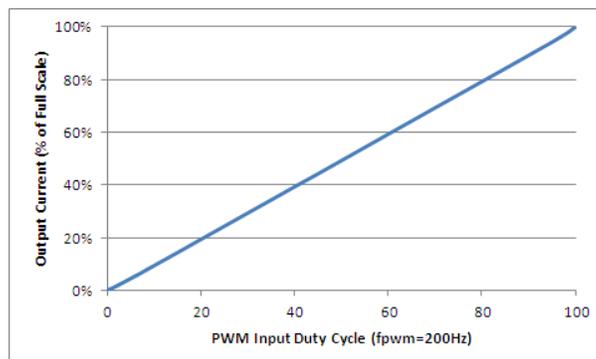


图14. ADP2384 PWM调光线性度

关。如果FB变为高电平，则误差放大器变为低电平，降压开关停止。如果将FB连接到 $R_{SENSE}$ ，则它将恢复正常调节。这可以通过小信号(低电流)NMOS或通用二极管实现。如果采用NMOS，高电平PWM信号将 $R_{SENSE}$ 短接到FB，从而使能LED调节。低电平PWM信号关闭NMOS，一个上拉电阻将FB变为高电平。如果采用二极管，高电平PWM信号不产生LED电流，这与通常规范相比有点落后。图15显示了这两种解决放哪。

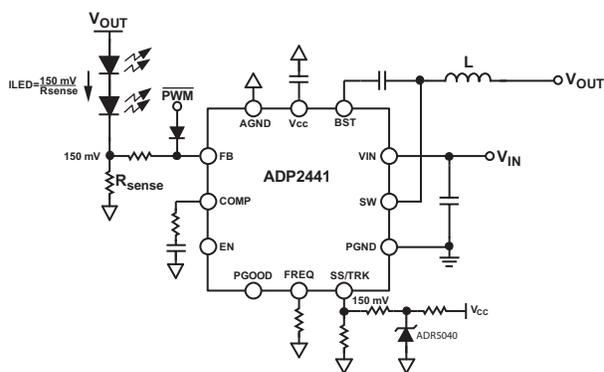


图15. PWM调光选择



图16. PWM调光波形

虽然PWM调光非常流行，但有时我们需要无噪声的模拟调光。模拟调光调整LED电流，而PWM调光则进行斩波。如果使用两路调光输入，则也需要模拟调光。在另一个PWM调光信号之上应用PWM调光可能会产生拍频，导致光线闪烁或可听到的噪声。因此，可将PWM用于一种调光控制，而将模拟用于另一种调光控制。对于通用降压调节器，实现模拟调光的最简单方法是操控前面构建的FB基准电压源，使模拟调光控制电压成为FB基准电压调整电路的电源。

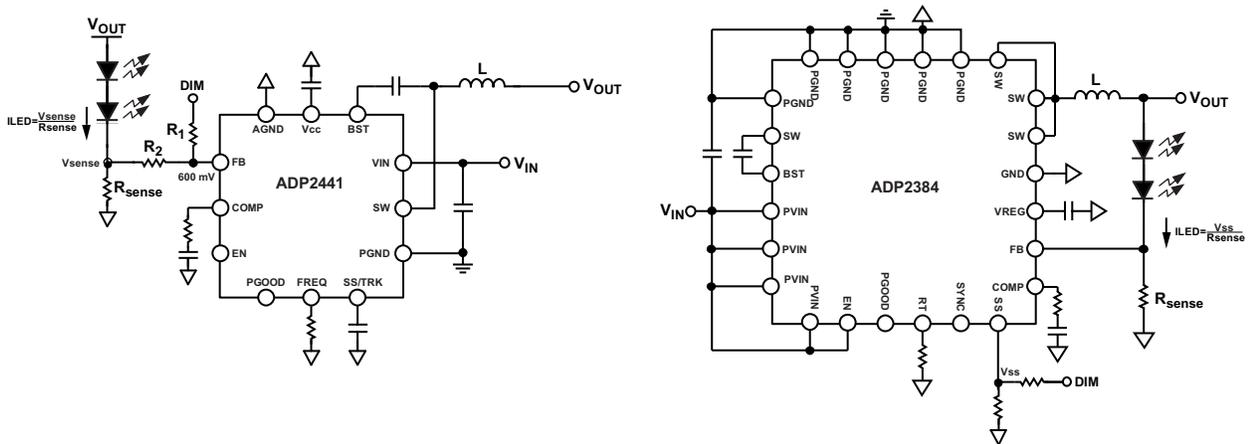


图17. 模拟调光电路

LED的使用寿命在很大程度上取决于其工作结温，因此有时必须监控LED温度，如果温度过高，必须做出响应。导致异常高温的原因可能是散热器连接不当、周边温度过热或其他一些极端条件。常见解决方案是在当温度超过某个阈值时减小LED电流。这种方法称为LED热折返。

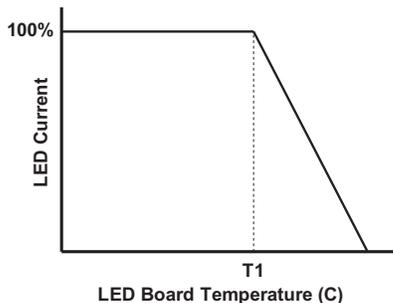


图18. 期望的LED热折返曲线

在此类调光中，我们希望LED一直以最高电流工作，直至达到某一温度阈值(图18中用T1表示)。在该阈值，随着温度提高，我们开始降低LED电流。这样可以限制LED的结温，保持它们的使用寿命。低成本NTC(负温度系数)电阻通常用于测量LED散热器温度，对我们的模拟调光方案稍作修改就能轻松利用这种NTC。如果使用SS/TRK引脚控制FB基准，则简单方法是将NTC与基准电压并联放置(图19)。

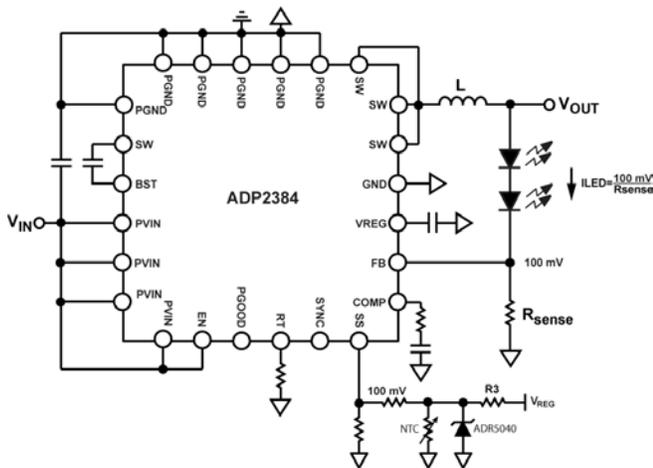


图19. 使用SS/TRK引脚的LED热折返

NTC与R3形成一个电阻分压器。随着散热器温度升高，NTC电阻下降。如果NTC电阻分压器的电压高于基

准电压，则提供最大电流。如果NTC电阻电压降至基准电压以下，则FB基准电压(因而LED电流)降低。

我们还可以利用 $R_{SENSE}$ 偏移方法实现所需的温度调光曲线。对于这种方法，我们刚刚利用NTC构建了一个电阻分压器。此电阻分压器通过一个小信号二极管连接到FB引脚。二极管防止电阻分压器作用于FB引脚，直至分压器达到大约 $600\text{ mV} + V_F$ 。调光精度有所降低，但结果相当好(图20)。

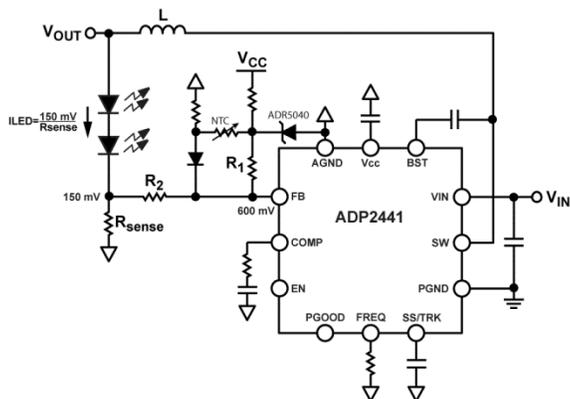


图20. 使用 $R_{SENSE}$ 偏移技术的LED热折返

这些技巧应该作为使用标准降压调节器实现广泛LED功能的一般指导准则。由于这些功能略微超出降压IC的目标应用范围，因此用户最好联系半导体制造商，确认IC能够处理这些工作模式。欲了解有关ADP2441和ADP2384的更多信息，或者需要这些LED驱动器解决方案的演示板，请访问<http://www.analog.com/lighting>。

参考文献

- 1 DOE SSL 2011 Manufacturing Roadmap (ssl.energy.gov).
- 2 David Cox, Don Hirsh, and Michael McClintic. "Are you using all of the lumens that you paid for?" *LEDs Magazine*, Feb. 2012.
- 3 Ken Marasco. "How to Apply DC-to-DC Step-Down (Buck) Regulators Successfully." *Analog Dialogue*, Vol. 45, June 2011.
- 4 Marcus O'Sullivan. "Optimize High-Current Sensing Accuracy by Improving Pad Layout of Low-Value Shunt Resistors." *Analog Dialogue*, Vol. 46, June 2012.

资源

分享本文



