

## 驱动高功率LED

作者: Yuxin Li、Gang Liu和Alan Li

### 简介

ADP3806是一款开关模式电源(SMPS)控制器,拥有双环路恒定电压和恒定电流控制、远程精确电流检测以及关断和可编程可同步开关频率。对于不同的应用要求,可在各种拓扑结构中配置该控制器:降压、升压、降压/升压、SEPIC和CUK。本应用笔记就设计驱动高功率LED(发光二极管)的控制器电路提供指导,其方法是利用ADP3806实现高达95%的效率。

在使用本应用笔记进行电路设计之前,请从[www.analog.com](http://www.analog.com)下载ADP3806数据手册。

### ADP3806的上电

最小VCC为6.25 V(欠压闭锁UVLO电压)且最大VCC不得超过23 V,从而导致开关驱动器电压BST为30 V,这就是结击穿电压。建议的VCC范围是6.5 V至20 V。

为确保在VCC引脚处有干净的电压源,需在输入源和IC之间使用一个RC旁路网络。去耦电容的值可在0.1  $\mu\text{F}$ 至22  $\mu\text{F}$ 这一范围内。关断控制引脚 $\overline{\text{SD}}$ 接受外部控制逻辑输入。如果首选自动启动,则可使用来自VCC的分压器,以确保此引脚的电压低于其限值10 V且高于其逻辑高电平2.0 V。

连接至CT引脚的电容将设置开关频率。为了在总的系统物理尺寸和效率之间取得最佳平衡,建议开关频率保持在300 kHz至750 kHz范围内。高达1 MHz的较高开关频率会需要更多的栅极驱动功率并产生更多开关损耗,从而导致效率更低,电感的值则可调低以降低系统的物理尺寸和成本。使用较高的开关频率存在的另一弊端是占空比范围会降低,这样输出电压范围就缩小了。

REG、REF和BSTREG引脚是三个内部低压差(LDO)稳压器的输出引脚。利用建议的电容将这些引脚去耦可以确保稳压器的稳定性。

电流检测电阻和ISET引脚电压决定了输出电流。ISET引脚处要求的电压应该从2.5 V精密基准电压源REF引脚中产生。REF引脚的最大输出电流是500  $\mu\text{A}$ 。为了产生更高的设置电压,分压器可采用REG引脚(6 V)。注意,REF的精度是1%,REG的精度是3%。

在CS+和CS-引脚两端,应该在PCB布局的这些引脚旁放置一个约220 nF的滤波电容,以便过滤噪声。

### 降压配置

为了利用低于输入电源电压的输出电压驱动LED,可使用降压拓扑结构。

图1显示了降压配置电路。此原理图中利用控制器的同步整流功能提供最高的功率转换效率。可通过相同或不同的电源为控制器和功率级供电。如果采用相同的电源,输入电压范围应该是6.5 V至20 V。如果采用不同的电源,功率级输入电压可以低至6.5 V,最大值不得超过20 V。

只要使用合适的MOSFET,输出电流可以高达4 A、检测电阻值和ISET电压。输出电压可从0达到功率级输入电压。

电流检测电阻 $R_{\text{CS}}$ 应该足够低,以便最大限度地减少其功率损失,但同时也要足够高,以便为控制装置提供充足的信号。CS+和CS-引脚两端的电压应该高于50 mV,以便实现同步整流功能,也就是打开和关闭较低的MOSFET。(CS+ - CS-)电压低于50 mV时,低端MOSFET不会打开,因此其体二极管导通,从而导致额外的导通损耗。与此同时也节省了用于驱动较低MOSFET的能量。输出电流再进一步降低时,关闭较低的MOSFET可能会导致整体系统效率提高。

如果使用图1所示的电路，则输出电流等于

$$I_{LED} = \frac{V_{ISET}}{25R_{CS}}$$

如果设计中的电流检测信号低于50 mV，则需要图2所示的偏置电路才能充分激活同步功能。通过使用RB1和RB2组成的分压器，将在CS+引脚产生偏置电压 $V_{BIAS}$ 。因此，激活同步整流功能所需的检测信号要比50 mV低 $V_{BIAS}$ 。如果 $V_{BIAS}$ 等于50 mV，则同步功能始终有效。使用这种偏置电路时，输出电流为

$$I_{LED} = \frac{V_{ISET} - 25V_{BIAS}}{25R_{CS}}$$

采用这种增加的偏移量时，限流设置精度明显低一些。此外，偏置电路应该从VREF引脚消耗最小的电流，滤波电容C4现在应该设计为能够通过RB2而非 $R_{CS}$ 产生足够小的时间常数(建议为 $0.3/f_{SW}$ )。因此，C4远远小于200 nF。

输出电容 $C_{OUT}$ 为可选项。它可以使LED两端的电压和电流平滑。

需要利用输入电容 $C_{IN}$ 来吸收输入纹波电流。通常，两个10  $\mu$ F/25 V陶瓷电容就足够了。

电感L决定了纹波电流。建议纹波电流为标称输出电流的三分之一左右，以便优化系统尺寸和效率。因此电感峰值电流为

$$I_{LPEAK} = 1.15I_{LEDM}$$

其中：

$I_{PEAK}$  为电感峰值电流。

$I_{LEDM}$  为LED中的最大平均电流。

应该根据两条标准选择电感。第一，电感的饱和电流必须大于电感中的最大峰值电流 $I_{LPEAK}$ 。第二，电感的最大直流电流额定值应该大于负载直流平均电流 $I_{LED}$ 。

建议的自举电容为10 nF。建议用一个0.5 A肖特基二极管作为自举二极管。此二极管在PCB上的位置必须尽可能靠近BST引脚和BSTREG引脚。

$C_{CH}$ 、 $C_{CL}$ 和 $R_C$ 组成闭环的环路补偿网络。需要对其进行仔细设计，以确保系统稳定性和控制速度。

控制(占空比, d)与电感电流( $i_L$ )传递函数是一个常量，如下所示

$$\frac{i_L(S)}{d} = \frac{DV_{IN}}{25R_{CS}f_{SW}L}$$

其中：

$D$ 为稳态的占空比。

$f_{SW}$ 为功率级的开关频率。

这在开关频率一半以下有效，且假设输出电压恒定。

显然，一个简单的积分器就足以通过无限直流增益补偿环路。为了设置 $f_c(\omega_c)$ 带宽，补偿元件 $C_{CL}$ 需要是

$$C_{CL} = \frac{g_M DV_{IN}}{25R_{CS}f_{SW}L\omega_c}$$

其中：

$g_M = 0.002$ 为电流环路误差放大器的跨导。

$R_C$ 可设置为0。

$C_{CH}$ 可设置为打开。

LED对驱动转换而言并非至关重要，因此系统环路带宽可以比较低。建议将带宽设置为降压配置对应的开关频率的1/30。

可根据MOSFET的直流电压/电流额定值、开关速度(栅极电荷)和热性能选择MOSFET。

注意，BSTREG稳压器需要提供所有的栅极驱动能量，以便驱动高端MOSFET和高端驱动器本身。因为BSTREG稳压器的最大输出电流 $I_{BSTREG} \leq 3$  mA，高端MOSFET栅极电荷 $Q_G$ 和开关频率就应该满足以下条件

$$I_{BSTREG} > Q_G f_{SW}$$

如果需要更强的栅极驱动能力，则在发射极跟随器配置(参看图2)中使用外部NPN晶体管，以便提供更大的电流。

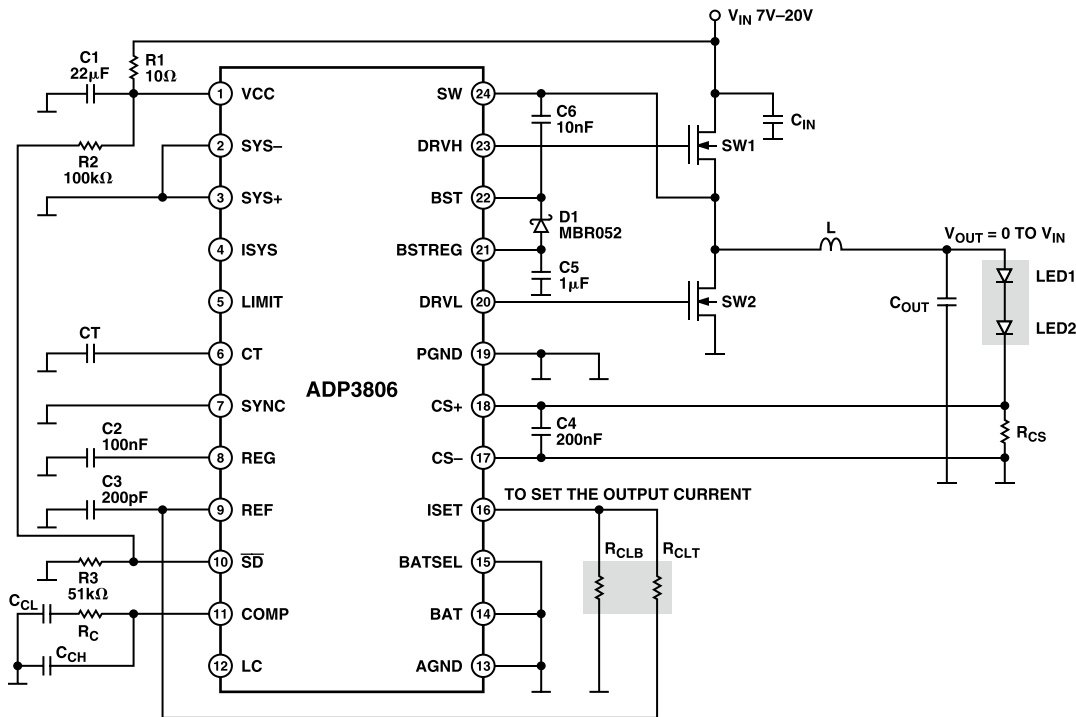


图1. 通过采用降压配置的ADP3806驱动LED

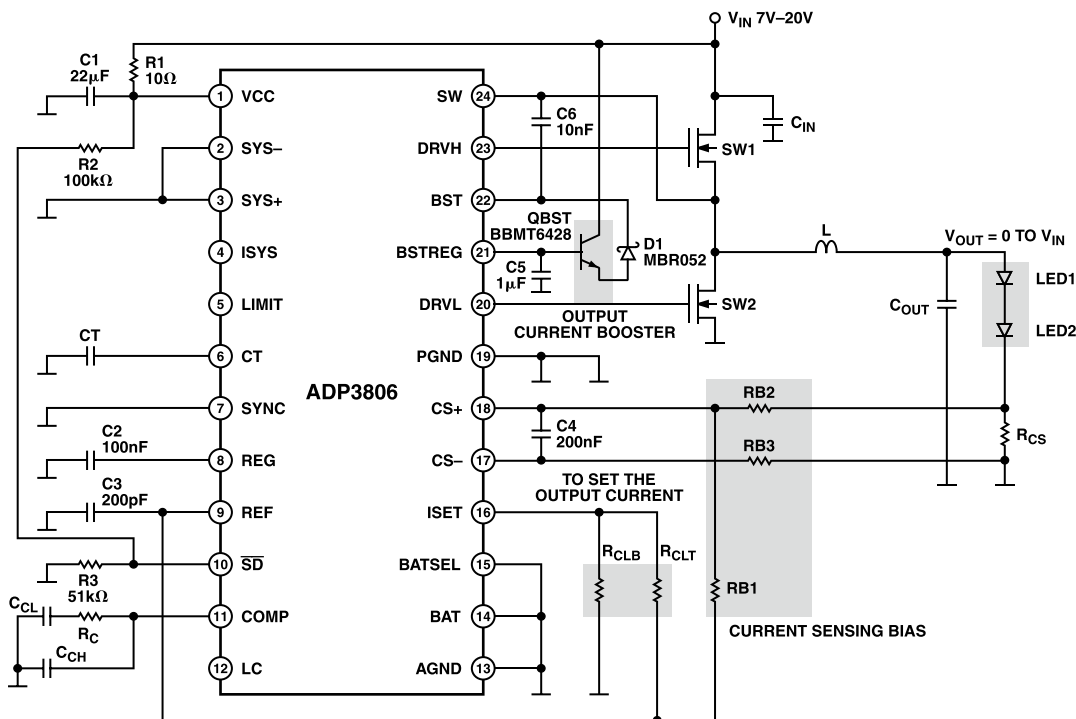


图2. 偏置电流检测输入以接受低输入信号

## 升压配置

如果输出电压高于为一系列LED供电所用的输入电源电压，则采用升压转换。

图3显示了利用ADP3806驱动LED的升压配置。此原理图利用主驱动输出DRVH控制主开关SW1，二极管开关SW2则用于整流。

为避免过压输出，可连接电压环路，以设置最大容许输出电压 $V_{OUTM}$ 。因为内部基准电压是2.5 V，所以最大输出电压的设置如下

$$V_{OUTM} = 2.5 \frac{R_{OVPT} + R_{OVPB}}{R_{OVPB}}$$

选择合适的分压器电阻，以设置过压保护点 $V_{OUTM}$ 。

输出电容 $C_{OUT}$ 为可选项。没有它，进入LED的电流则为非连续的，按 $(1 - D)$ 的占空比波动，其中D是PWM控制装置的占空比。如果有输出电容，LED中的电流可以整得更平滑。需要合适的输出电容才能实现所需的驱动电流模式。

电流检测电阻 $R_{CS}$ 要足够大才能为控制器产生充足的信号。 $CS+$ 和 $CS-$ 之间的最大差分输入电压为160 mV。

需要对 $C_{CH}$ 、 $C_{CL}$ 和 $R_C$ 进行仔细设计，以确保系统稳定性和控制速度。此设计不同于降压配置的设计。

采用这种配置时，输出始终通过SW2和电感连接至输入电源，即使控制器处于关断模式也依然如此。这样可能会在特定应用中造成一些问题。

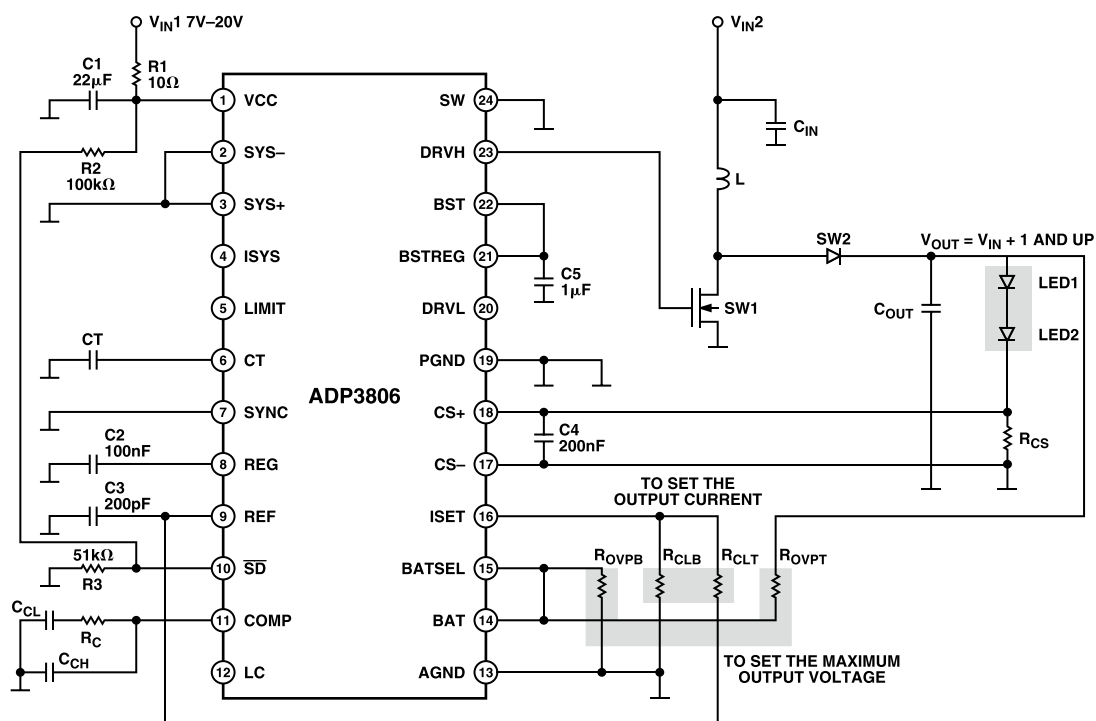


图3. 在升压配置中利用ADP3806驱动LED

## SEPIC配置

SEPIC配置提供了一种可以高于或低于输入电压的输出，但代价是需要额外的电感和电容。利用ADP3806驱动LED的SEPIC配置如图4所示。

输出级非常类似于升压配置，不同的是主开关SW1打开时整流开关SW2会导通。

输出电容 $C_{OUT}$ 为可选项。

需要对 $C_{CH}$ 、 $C_{CL}$ 和 $R_C$ 进行仔细设计，以确保系统稳定性和控制速度。此设计不同于降压配置的设计。

与升压配置不同，控制器处于关断模式时，这种配置下的输出与输入源隔离。

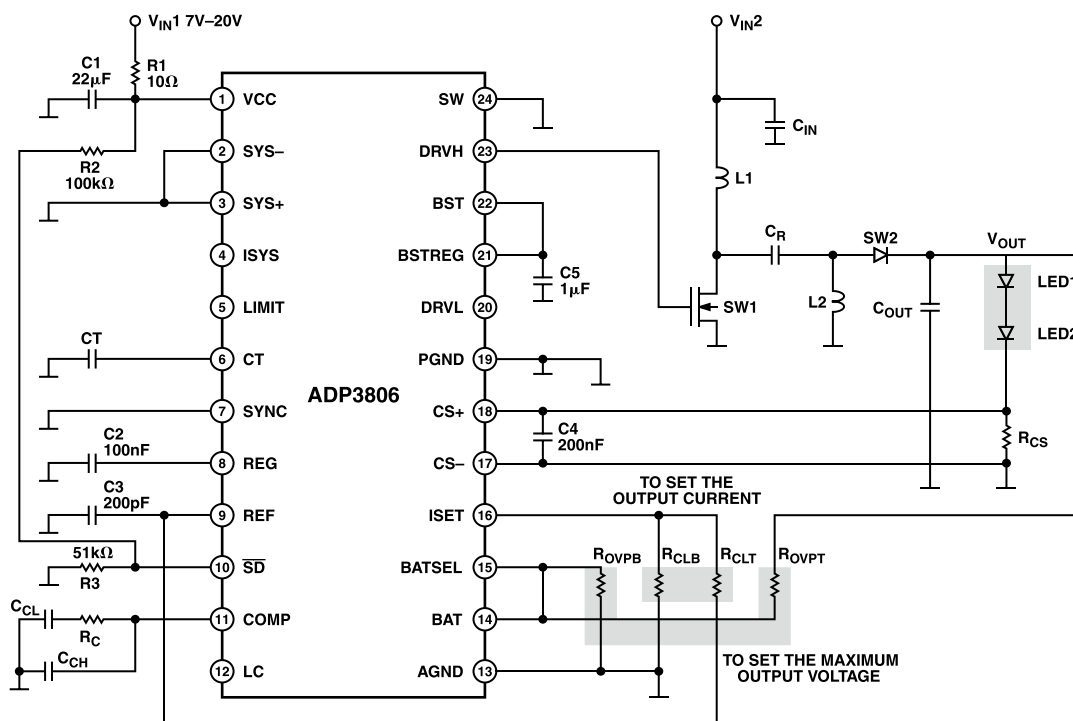


图4. 在SEPIC配置中利用ADP3806驱动LED

# AN-703

## CUK配置

CUK配置提供了幅度可以高于或低于输入电压的反相输出。图5显示了利用ADP3806驱动LED的CUK配置。

类似于降压配置，输出电流是连续的，但与升压及SEPIC配置相比，其脉动元件更少。

类似地，输出电容 $C_{OUT}$ 为可选项。

需要对 $C_{CH}$ 、 $C_{CL}$ 和 $R_C$ 进行仔细设计，以确保系统稳定性和控制速度。此设计不同于降压配置的设计。

控制器处于关断模式时，输出与输入源隔离。

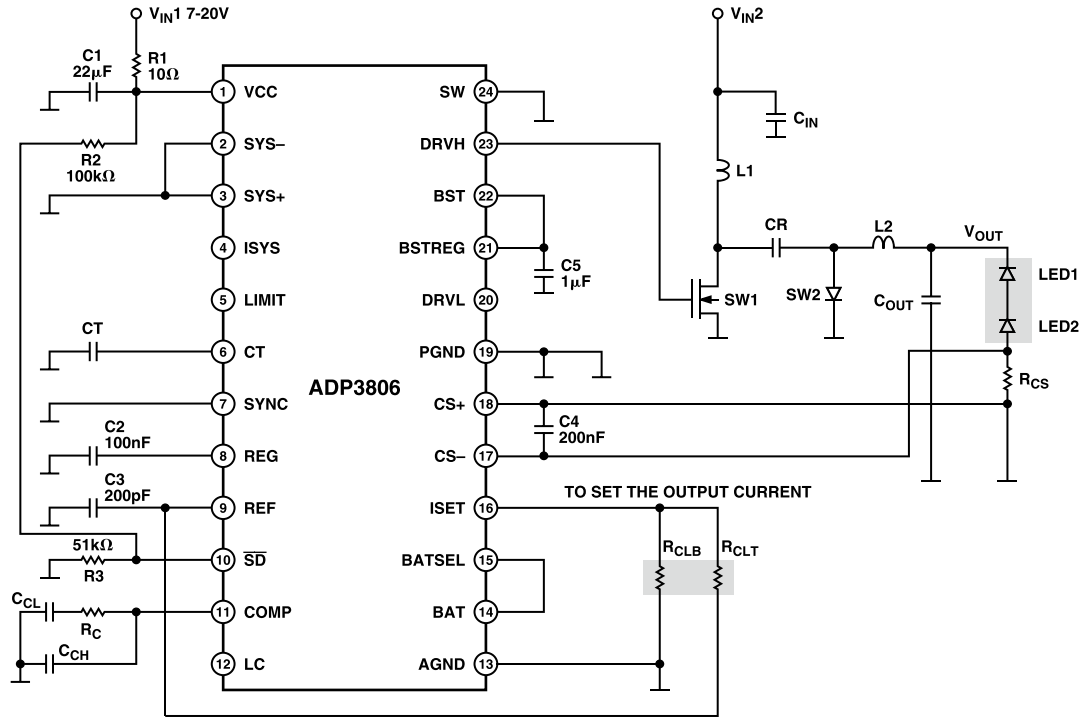


图5. 在CUK配置中利用ADP3806驱动LED

## 亮度控制

通过控制ISET引脚处的电压可以轻松实现亮度控制。参见数据手册，输出电流 $I_{OUT}$ 由 $V_{ISET}$ (ISET引脚处的电压)设置，如下所示

$$I_{OUT} = \frac{V_{ISET}}{25R_{CS}}$$

有两种基本方式用于调节亮度控制。第一种是通过改变ISET引脚处的 $V_{ISET}$ 控制输出电流。只需采用 $6V V_{REG}$ 供电轨或 $2.5V V_{REF}$ 基准电压的电位计即可做到这一点。

为了最大限度地减少电路板空间、避免布局不灵活并减少可靠性问题，用户可能会考虑使用数字电位计AD5228而非相应的机械器件来进行亮度控制。AD5228是一款低成本32位手动控制数字电位计，内置去抖器和零电平/中间电平可选预设功能。如图6所示，带两个外部按钮的AD5228不仅可以进行亮度控制，还提高了电路灵活性。

这种控制简单，但可能存在低效问题，因为LED的效率在满电流额定值条件下往往比较高，但在电流降低时效率就

会比较低。为了解决这种问题，可采用PWM亮度控制方案。

通过定期将ISET引脚短接到AGND， $V_{ISET}$ 显示了一种PWM模式，就和输出电流 $I_{OUT}$ 一样。将开漏MOSFET连接至ISET引脚，输出的亮度就会由数字信号控制，该信号可由微控制器生成。

控制器需要一段时间才能对控制信号做出反应，因此该亮度控制PWM信号的频率应该远远低于控制环路的带宽，因而比开关频率要慢得多。亮度PWM信号可以在50 Hz至500 Hz范围内。

图7显示了LED的典型高亮度效率曲线及其驱动电流。 $I_{OPT}$ 是发光效率最高时的最佳驱动电流点。效率优化型亮度控制方法是通过PWM电流模式驱动LED。电流以 $D_{BRI}$ 的占空比从零变为 $I_{OPT}$ 。这导致在连续 $I_{OPT}$ 驱动时产生最大发光输出。需要输出更多光时，提高驱动电流。

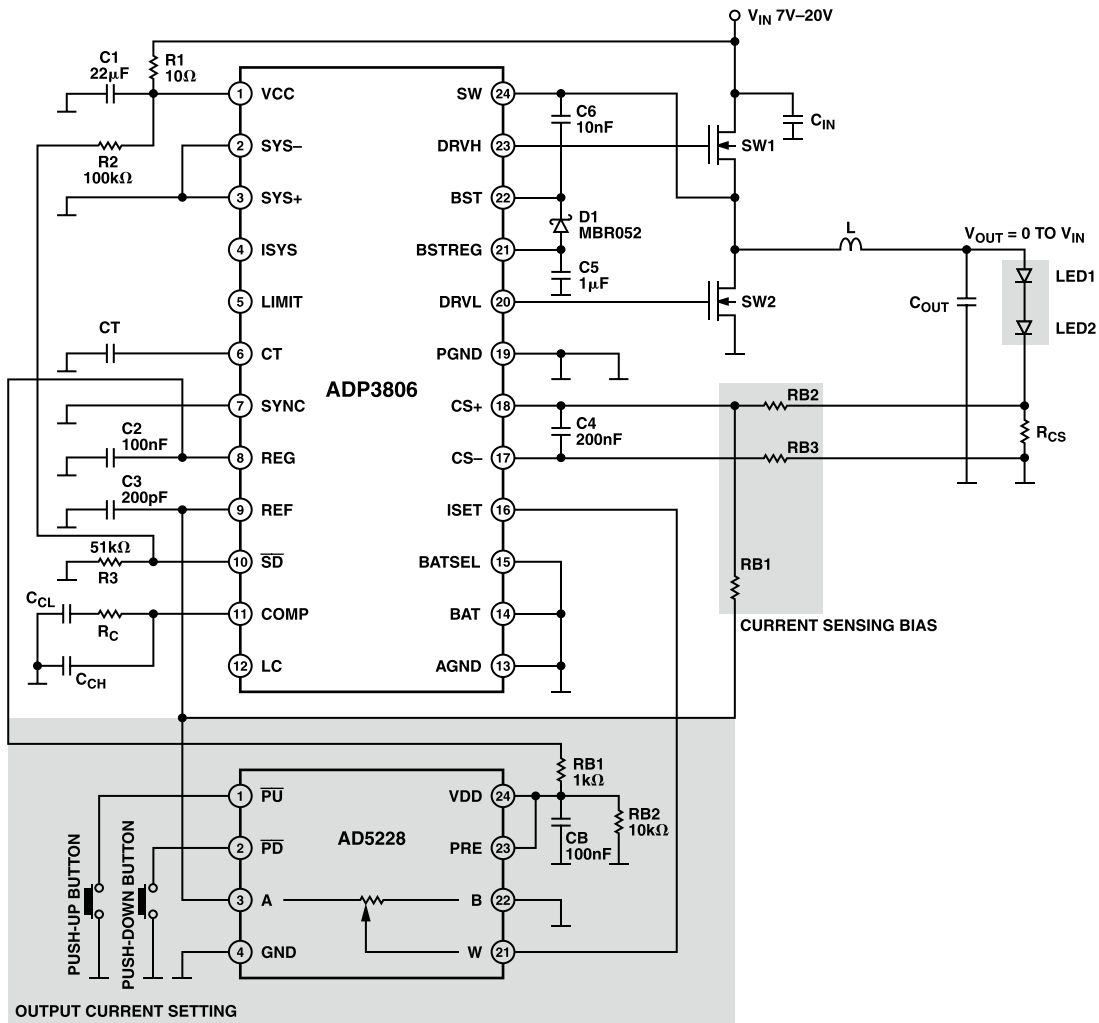
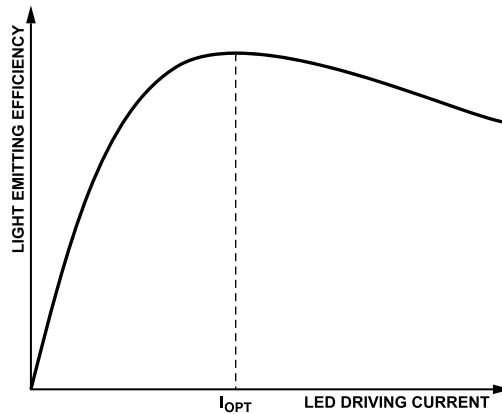


图6. 利用AD5228手动控制数字电位计实现亮度控制



7. 典型高亮度LED的效率