

Thermally enhanced Low V_{FB} Step-Down LED Driver

ADT6780

概述

该ADT6780 是一款热增强型电流模式降压型 LED驱动芯片，适用于各种高功率发光 LED的应用由于其工作范围宽(V_{IN} : 4.5V~28V) 和高输出能力(连续 2A). 非常低的反馈电压($V_{FB}=0.2V$) 功耗可以减到最低. 该芯片具有逐周期电流限制保护和过热保护功能.

ADT6780 仅需要标准的外接元件. 采用环保型. 带散热片 SOP8-PP(with E-pad) 封装.

特点

- 反馈电压 : 0.2V (功耗低)
- 固定频率 925KHz
- 输入电压范围为 4.5V 到 28V
- 输出电流 : 2A
- 最大效率可达 93%
- 内置功率MOSFET开关 : 80m Ω
- 关断电流 : 10uA
- 过温保护, 过电流保护(3A), UVLO
- 热增强 SOP8-PP(with E-pad)

应用

- 高功率 LED/IR-LED 照明
- 建筑照明
- 汽车和船舶照明
- 一般照明解决方案

典型应用电路

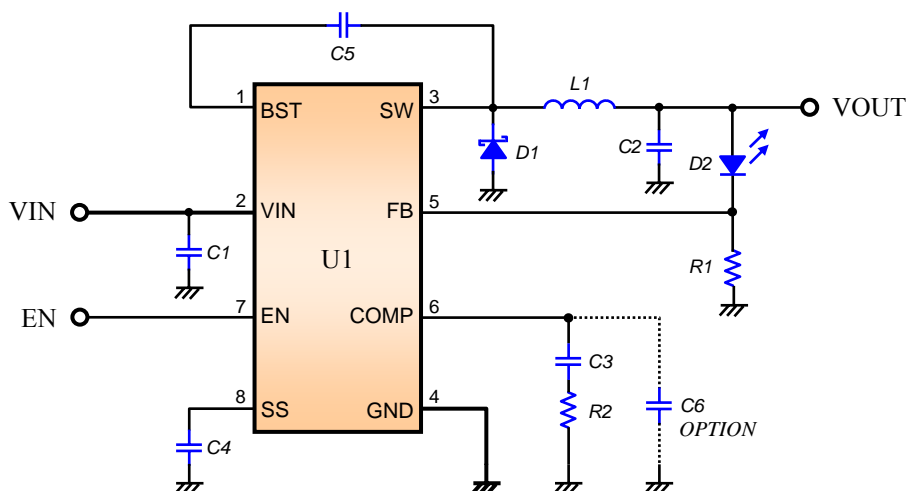


Figure 1. Typical Application Circuit

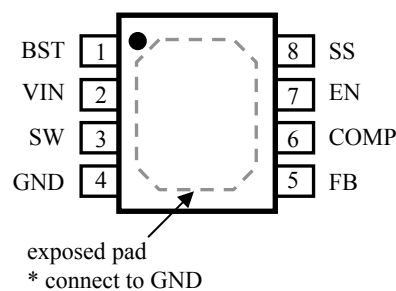
* 此规格如有更改不另行通知

元件单

标号	名称	型号	厂商
U1	IC	ADT6780	ADTech
D1	Schottky Barrier Diode	B230A	DIODES
L1	Chip inductor	6.8uH / 3A	TDK
C1	MLCC	10 μ F / 35V	-
C2	MLCC	10 μ F / 10V	-
C3	MLCC	8.2nF	-
C4	MLCC	100nF	-
C5	MLCC	10nF	-
R1	Chip resistor	0.2 Ω /1%	-
R2	Chip resistor	2k Ω	-

管脚描述

管脚号	管脚名称	功能
1	BST	高边栅极驱动升压输入. 该管脚作为电源高边栅极驱动块. 10nF或更大的电容连接之间的 SW和BST.
2	VIN	电源输入. 旁路在与适当的大电容接地消除噪音对输入的集成电路.
3	SW	脉冲节点. 续流二极管连接之间的 SW和GND.
4	GND	信号和功率地.
5	FB	反馈电压输入. 调节全电压0.2V通常.
6	COMP	环路补偿点.
7	EN	使能管脚. UVLO 输入.
8	SS	软启动管脚. SS管脚接电容可以设置软启动时间.



ADT6780 封装外形

* 此规格如有更改不另行通知

功能框图

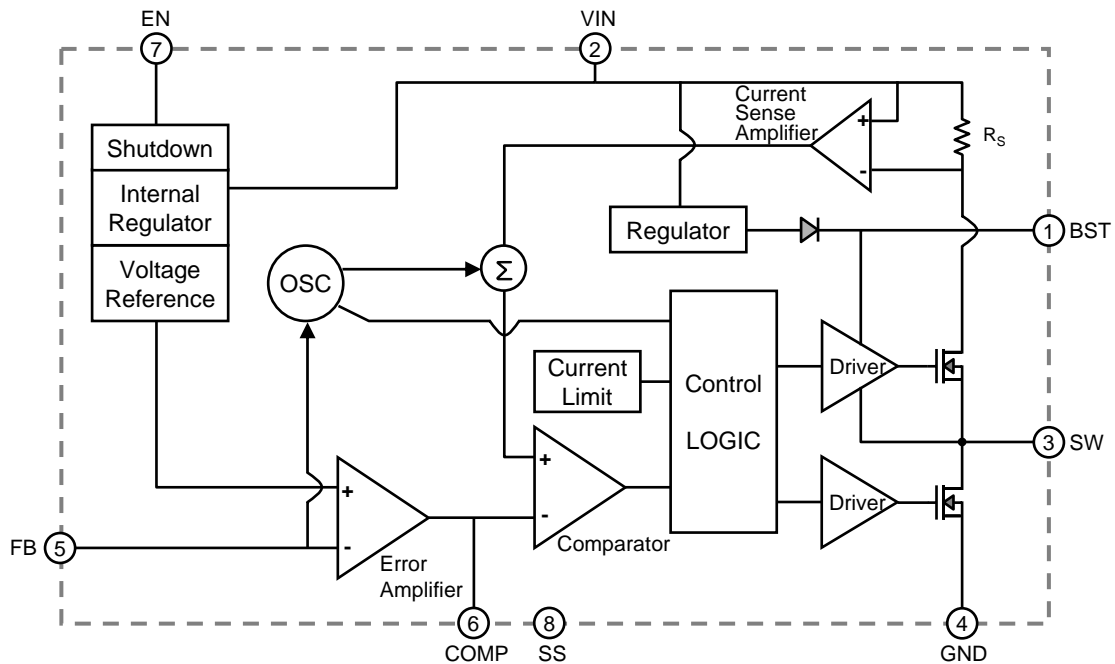


Figure 2. Functional Block Diagram

绝对最大额定值 (注1)

参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位
电源电压	V_{IN}	-0.3	-	30	V
SW电压	V_{SW}	-0.5	-	$V_{IN} + 0.3$	V
BST电压	V_{BST}	-0.3	-	$V_{SW} + 6$	V
其他管脚电压	-	-0.3	-	+6	V
最大功率耗散 ($T_a=25^\circ\text{C}$) (注2)	P_D	-	-	2.08	W
热阻, SOP8-PP(with E-PAD) (注3)	Θ_{JA}	-	60	-	$^\circ\text{C}/\text{W}$
存储温度	T_{STG}	-65	-	+150	$^\circ\text{C}$
结温	$T_{J,MAX}$	-	-	+150	$^\circ\text{C}$

(注1) 超越这些列在“绝对最大额定值”可能会造成永久性损坏设备。

(注2) 在 25°C 以上时减免 $17\text{mW}/^\circ\text{C}$ ，这是推荐的功耗规范下运作。

(注3) 测量 JESD51-7, 四层PCB板

推荐工作条件

参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位
输入电压	V_{IN}	4.5	12.0	28.0	V
输出电压	V_{OUT}	0.2	-	16	V
工作温度	T_{OPR}	-40	-	+85	$^\circ\text{C}$
结温	T_J	-	-	+125	$^\circ\text{C}$

* 此规格如有更改不另行通知

电气特性 ($T_a=25^\circ\text{C}$, $V_{IN}=12\text{V}$, 除非特别注明)

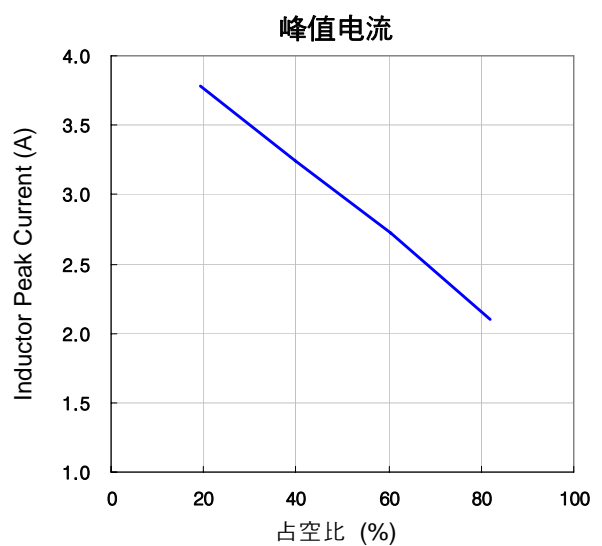
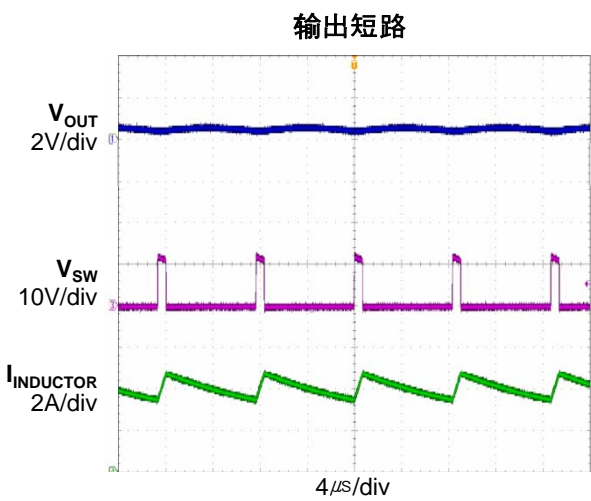
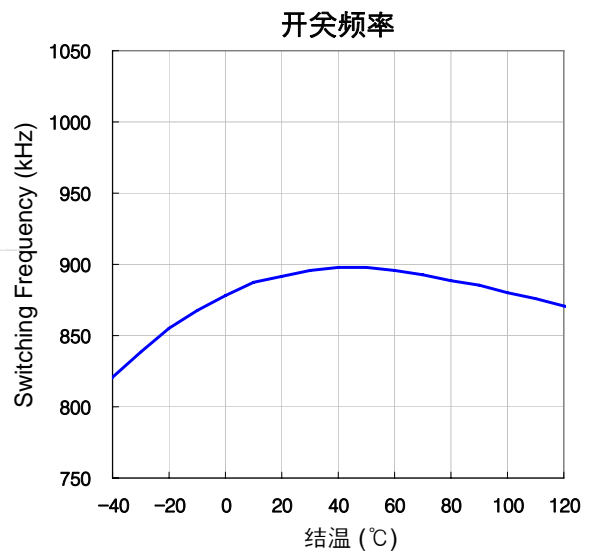
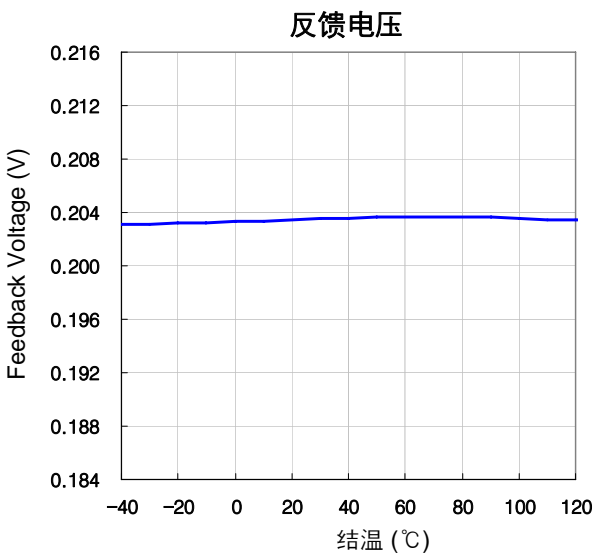
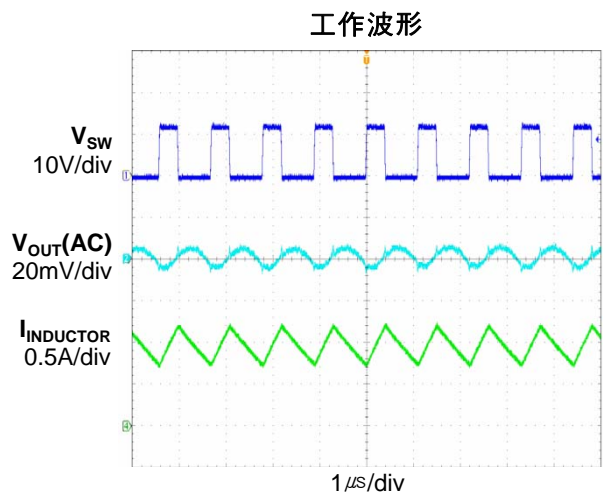
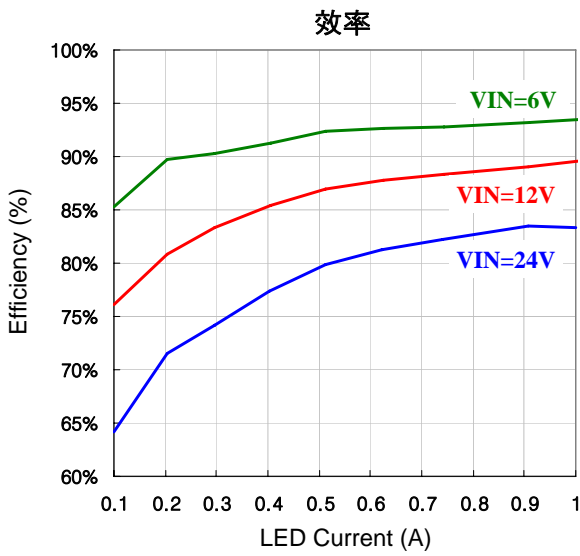
参数	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
关断电流	I_{OFF}	$V_{EN} = 0\text{V}$	-	10	-	μA
静态电流	I_Q	$V_{EN} = 3\text{V}$, $V_{FB} = 1.4\text{V}$	-	0.7	-	mA
反馈电压	V_{FB}	$4.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 28\text{V}$, $V_{COMP} < 2\text{V}$	0.184	0.200	0.216	V
误差放大器的电压增益	A_{EA}	-	-	750	-	V/V
误差放大器的跨导	G_{EA}	$\Delta I_{COMP} = \pm 10\mu\text{A}$	-	750	-	$\mu\text{A/V}$
高边开关的导通电阻 (注4)	$R_{ON,H}$	-	-	80	-	$\text{m}\Omega$
低边开关的导通电阻 (注4)	$R_{ON,L}$	-	-	10	-	Ω
高边开关的泄漏		$V_{EN} = 0\text{V}$, $V_{SW} = 0\text{V}$	-	0.1	10	μA
过流限制 (注4)		Duty=50%	-	3	-	A
Current sense to COMP 跨导	G_{CS}	-	-	11	-	A/V
开关频率	F_{SW}	-	-	925	-	kHz
Fold-back 频率		$V_{FB} = 0\text{V}$	-	125	-	kHz
最大占空比	D_{MAX}	$V_{FB} = 0.15\text{V}$, $I_O=1\text{A}$	76	86	99	%
最小启用时间	T_{ON}	-	-	100	-	ns
UVLO 上升阈值电压		V_{EN} rising	2.00	2.35	2.70	V
UVLO 阈值迟滞电压		-	-	250	-	mV
EN 阈值电压		-	0.8	1.1	1.4	V
EN内部上拉电流		$V_{EN} = 0\text{V}$	-	2.0	-	μA
软启动时间		$C4 = 100\text{nF}$	-	3	-	ms
过温保护 (注4)		-	-	145	-	$^\circ\text{C}$

(注4) guaranteed by design.(由设计保证)

* 此规格如有更改不另行通知

典型性能特征

$V_{IN}=12V$, Load : 1A / one 4W White LED and $T_a=25^{\circ}C$, 除非特别注明

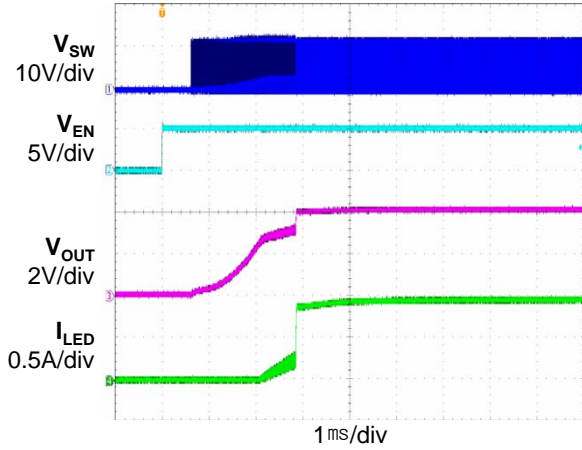


* 此规格如有更改不另行通知

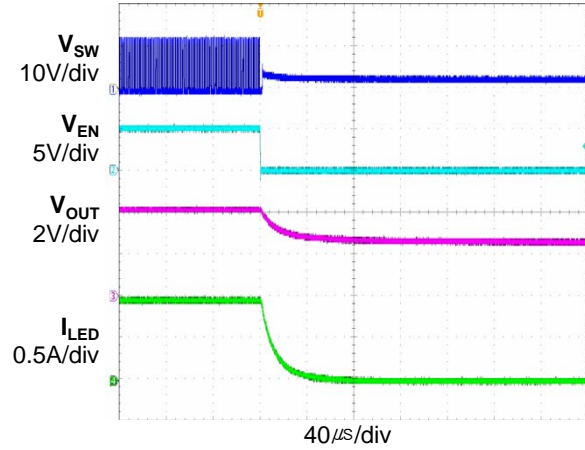
典型性能特征

VIN=12V, Load : 1A / one 4W White LED and Ta=25°C, 除非特别注明

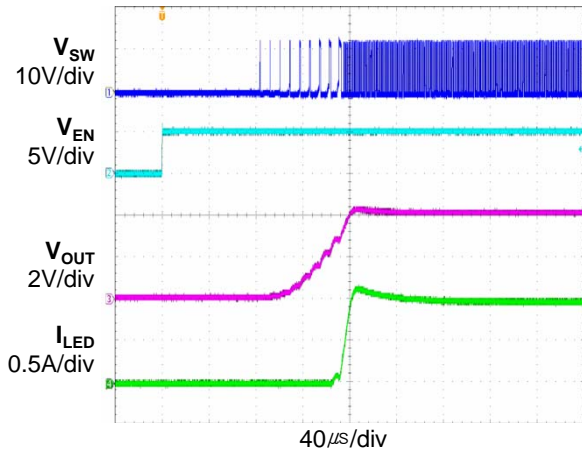
可调整的软启动时间
(C4=100nF)



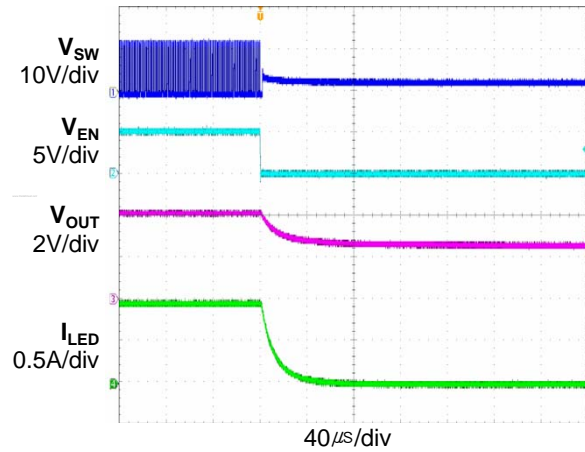
Enable turn-off
(C4=100nF)



可调整的软启动时间
(C4 open)

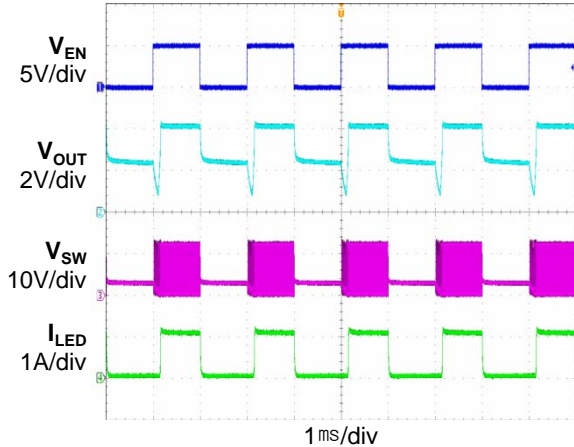


Enable turn-off
(C4 open)



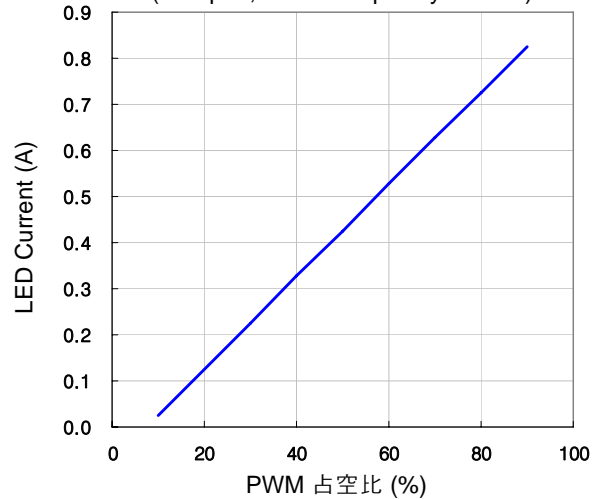
EN 管脚 PWM 调光

(C4 open, PWM Frequency=500Hz, Duty=50%)



LED Current vs PWM 占空比

(C4 open, PWM Frequency=500Hz)



* 此规格如有更改不另行通知

概述

ADT6780是一个集成NMOS电源开关的电流型降压芯片。输入工作电压范围4.5V到28V，输出电流负载达到 2A。具有使能控制，低压锁定，可编程软启动，限流及热关断保护等功能。ADT6780通过电流模式控制去调节 LED电流。FB管脚和内部错误放大器检测 LED电流。此内部错误放大器的输出电压可被用于控制高边 NMOS功率开关，所以LED电流可调。

细节描述

启动和软启动

ADT6780的使能脚同时操作芯片使能和UVLO功能。除了拉升使能脚外，当EN电压低于800mV时芯片所有功能关断。当EN脚电源超过1.1V，内部调节器将起作用。当电压超过2.7V，软启动电容将开始充电并且所有操作启动包括开关功能。当EN脚悬空，EN电压相对于pull-up功能是高电平。软启动功能可调节。当EN脚是高电平时，几十uA的电流开始给连接于SS脚到GND的电容充电。启动期间维持输出电压平稳控制。通过改变充电电容C4值可以调节软启动时间，并且当C4值100nF时典型的软启动时间是3m秒。

开关频率

ADT6780的开关频率是固定的，通过内部的晶振设置。由于器件的多样性，实际开关频率范围是777kHz到1050kHz。如果FB电压低于80mV，为了减少突发性脉冲电流开关频率会改变为125kHz。

功率提升

ADT6780通过内部的NMOS功率开关降低输入电压以达到调制输出电流。因为NMOS功率开关要求门电压高于输入电压，需要一个连接于SW和BST的激励电容来驱动门。当SW很低时，此电容会内部充电。

误差放大器

高增益错误放大器提取参考电压和反馈电压之间的差异。提取差异（又名错误信号）放大比反馈给COMP进行补充。反馈电压被调节至参考电压，ADT6780的典型值是0.2V。

感应电流

感应电流输出与电感的流动电流成比例，此感应电流通过比较器产生一个合适的PWM控制信号，其波形类似于通常的斜波。

电流限制保护

使用逐周期峰值检测控制电路实现输出过电流保护(OCP)。开关电流被实时测量NMOS高边开关电流所监视。此电流会与预设的限流电压进行比较，介于2.2A到4A之间。当输出电流高于限流值时，高边开关会关断并且PWM功效会减少。在每个周期输出电流以同样的方式被监视直至功率开关几乎关断以免错误条件下损坏。

* 此规格如有更改不另行通知

LED PWM 亮度调节

通过应用PWM信号于EN脚可以控制LED的亮度。PWM的频率被LED电流的开/关时间所限制，所以PWM亮度调节器，软启动时间控制电容C4并不是用于更高PWM亮度调节频率。100Hz到1KHz之间的PWM频率便可以得到良好的亮度线性。

应用信息

图1是ADT6780的典型应用电路。图2是ADT6780功能模块表。应用信息参照图1和图2除非另外通知。

LED 电流电阻选择

LED电流由FB和GND之间的电流感应电阻R1决定。建议采用1%精度或更好的电阻。LED电流计算公式如下：

$$I_{LED} = \frac{0.2V}{R1}$$

例如 对于1A的LED电流，选择R1 = 0.2Ω

感应器

当开关电压驱动时，电感会提供持续电流给输出负载。如果给定输入和输出电压值，电感值和开关频率一起决定了电感纹波电流，详见以下公式：

$$\Delta I_L = \frac{V_{OUT}}{F_{SW} \times L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

峰值电感电流为：

$$I_{L,peak} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

较高的电感降低了电感的纹波电流，但需要更大尺寸的电感，以避免饱和。低的纹波电流会减少电感核心损耗。它也可以通过电感和开关减少RMS电流，最终结果是更少传输损耗。电感中尖峰纹波之间的电流设定为输出电流限值的20%到30%。在非饱和时确保能够处理尖峰电流。

在不同的形状和样式的表面贴装电感器，TOKO从TDK和Murata。屏蔽电感小并且可以减少EMI干扰。但价格贵过非屏蔽电感。电感的选择取决于EMI要求，价格和尺寸。

输出整流二极管

当高边的开关关断，续流二极管便给电感提供电流。主要功耗因素是续流二极管的正向电压和反向回复时间，所以肖特基二极管主要用着续流二极管。所选二极管的反向额定电压值必须高于最大输入电压，并且额定电流需大于最大负载电流值。

** 此规格如有更改不另行通知*

应用信息 (继续)

输入电容的选择

输入电容用于过滤非持续性脉冲输入电流同时维持输入电压稳定。故此输入电容可以给降压转换器提供交流电流。它的输入纹波电压请参阅如下公式：

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{OUT}}{F_{SW} \times C_{IN}} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

C_{IN} 是输入电容值。

输入电容的额定电压必须高于最大输入电压的脉冲纹波电压。由于输入电容会吸收输入开关电流，对于电容会要求一个合适的额定纹波电流。输入电容中的RMS电流值请参阅如下近似公式：

$$I_{CIN_RMS} = I_{OUT} \times \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)}$$

最恶劣案例发生条件于 $V_{IN}=2 \times V_{OUT}$ (50% 周期条件), 并且最差RMS电路会接近与输出电流的一半。如果要可靠工作和最佳表现, 输入电容的额定电流必须高于最差工作条件下的 I_{CIN_RMS} . 陶瓷电容具有低ESR及高电流性能, 它非常适用于作输入电容。当选择陶瓷电容时, X5R或X7R类型电介质陶瓷电容会具有更好的温度和电压特性。对于多数应用, 10uF 陶瓷电容便能满足。

输出电容的选择

输出电容需要维持直流输出电压。在降压转换电路中, 输出纹波电压由电感值, 开关频率, 输出电容值和ESR决定。参阅如下公式：

$$\Delta V_{OUT} = \Delta I_L \times \left(ESR + \frac{1}{8 \times F_{SW} \times C_O}\right)$$

C_O 是输出电容值。

ESR是输出电容的等效并联电阻值。

低ESR的电容更能够降低输出电压纹波值。当低ESR的陶瓷电容用作输出电容时, 它的ESR值可以忽略。所以开关频率的阻抗由电容值决定。因此输出电压纹波如以下公式：

$$\Delta V_{OUT} = \Delta I_L \times \left(\frac{1}{8 \times F_{SW} \times C_O}\right)$$

另外钽电容或电解电容的ESR决定了开关频率的阻抗。故此输出电压纹波如下式：

$$\Delta V_{OUT} = \Delta I_L \times (ESR)$$

在降压转换器中, 输出电容的电流是持续性的。通常无须去关注输出电容的纹波电流等级因为它的纹波电流很低。多数应用中, 10uF的陶瓷电容足够了。

** 此规格如有更改不另行通知*

应用信息 (继续)
补偿元件

ADT6780采用固定频率，尖峰电流模式控制方案提供容易的补偿和快速瞬间反应。尖峰电流模式控制消除了输出LC滤波的双重磁极影响。所以此降压转换器在频率范围可被简化为单磁极系统。

补偿设计的目标是调整转换器迁移功能以得到理想的增益和相位。系统稳定性是通过一个简单从COMP到GND容阻串联来实现的。这种零极联合服务于调整闭环系统的理想反映。

电压反馈回路的直流增益如下公式：

$$A_{VDC} = R_1 \times A_{EA} \times G_{CS}$$

A_{EA} 错误放大电压增益， G_{CS} 是电流感应传导值及 R_1 是电流感应电阻值。

此系统有两个类别的磁极。其一是通过错误放大器和补偿电容(C3) 的两个输出电阻的联合产生。

另外是由输出电容和LED 交流电阻($R_{LED} = \Delta V_{OUT} / \Delta I_{LED}$)提供。详见如下公式：

$$f_{p1} = \frac{G_{EA}}{2\pi \times C3 \times A_{EA}}$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi \times C_o \times R_{LED}}$$

G_{EA} 是错误放大器的传导值。

对于一个稳定的单极转换系统，两个范围的磁极中一个需要被一个零位消除。一个零位实现于串联的电容和电阻(R_2 - C_3) 取消了 f_{p2}

详见如下公式：

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi \times C3 \times R2}$$

如果输出电容有一个大容值或一个高ESR值，有害的零位会被产生，详见如下公式：

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi \times C_o \times ESR}$$

这种情况下，第三磁极需要补偿 f_{z2} 。此磁极 f_{p3} 是通过 R_2 和选择性的外加电容(C_6) 联于COMP和GND之间。 F_{p3} 如下公式计算：

$$f_{p3} = \frac{1}{2\pi \times C6 \times R2}$$

系统交叉频率内具有一直增益回馈闭环是很重要的。系统交叉频率又称为转换器带宽。总之更高 F_c 意为着更快的瞬间反映和负载调节，然而能够引起系统不稳定。拇指标准规则设定交叉频率到小于或等于十分之一的开关频率。

* 此规格如有更改不另行通知

应用信息 (继续)

表格1和表格2列出了补偿元件的典型值及外围元件的典型值。

表格1. 红外灯应用中元器件值

VIN (V)	# of series IRLEDs	VOUT _{MAX} (V)	R2 (kΩ)	C3 (nF)	C6 (pF)	L1 (uH)	C2 (μF)
12	1 ~ 5	10	2	8.2	None	6.8 ~ 10	10
24	1 ~ 8	16	2	8.2	None	15 ~ 22	10

表格2. 白色LED灯应用对应元器件值。

VIN (V)	# of series WLEDs	VOUT _{MAX} (V)	R2 (kΩ)	C3 (nF)	C6 (pF)	L1 (uH)	C2 (μF)
12	1 ~ 2	8	2	8.2	None	6.8 ~ 10	10
24	1 ~ 4	16	2	8.2	None	15 ~ 22	10

输出电压的计算公式如下：

$$V_{OUT} = n \times V_F + V_{FB}$$

n代表串联LED的个数，VF代表LED灯正向电压，VFB代表电流感应电阻的压降。

选择补偿元件的总过程如下：

1. 选择理想的转向频率。设定转向频率到等于或小于开关频率的十分之一。
2. 选择R2(补偿电阻) 以运作理想的转换频率。R2值计算公式如下：

$$R2 = \frac{2\pi \times F_C \times C2 \times R_{LED}}{G_{EA} \times G_{CS} \times R1}$$

3. C3主要为了取得期望的回路相位极限。C3决定了期望的第一系统零位， f_{z1} 。
典型设置是 f_{z1} 低于 F_c 的四分之一以提供足够的相位极限。C3值计算公式如下：

$$C3 \geq \frac{4}{2\pi \times F_C \times R2}$$

4. 如果ESR输出零位锁定在低于开关频率一半，可以采用第二补偿电容(C6) 取消它。
如果 $f_{p3}=f_{z2}$ ，便如以下公式：

$$C6 = \frac{C2 \times ESR}{R2}$$

* 此规格如有更改不另行通知

应用信息 (继续)

热管理

ADT6780内部包含的热量感应器能够限制总功率损耗及在持续热量错误条件下保护。当晶圆温度超过145°C时，热量感应器会关断设备，关断DC/DC转换器。当晶圆温度降低10摄氏度后，芯片利用软启动自动重启。

ADT6780具有热稳定提升模型的SOP封装，并且50°C时可以散出的热量至1.25W。这种暴露式的封装可以连接于外部的GND，能够焊接于的基板上以达到最优热能处理效果。当温度高于25°C时，最大功率损耗等级设定每摄氏度17mW而不会损坏芯片。

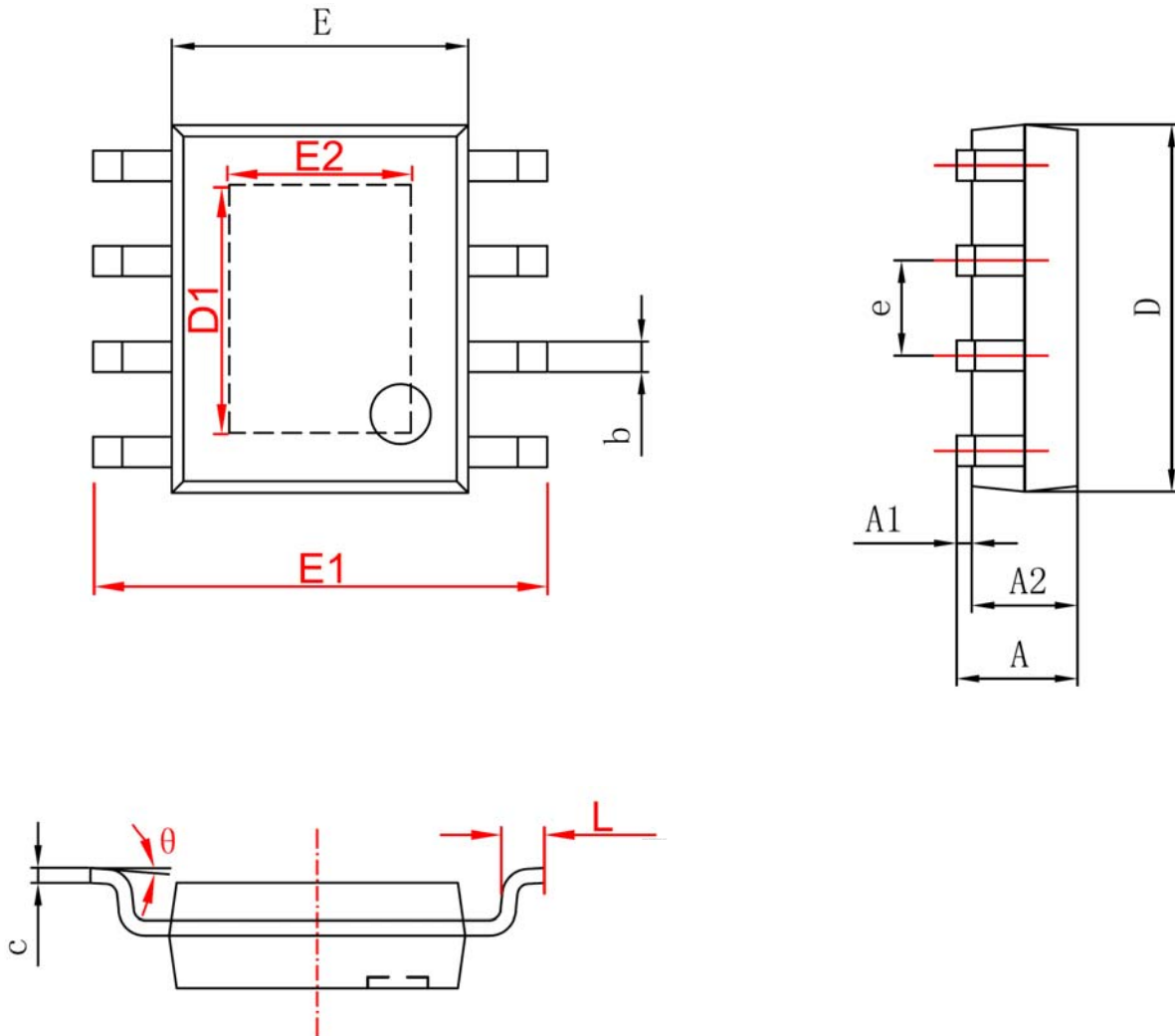
PCB Layout Consideration

为了取得稳定良好的运作效果，PCB layout是非常重要的。以下是关于做好PCB layout的一些指引：

1. 输入电容(C1)要尽量靠近芯片并且直接相连。
2. 尽量保持电流回路短且宽。
3. 开关电流路径要短并且最小化由SW，输出电容和输入电容构成的回路区域。
4. 高速开关节点（如SW和BST）要避免敏感的模拟区域（如FB和COMP）
5. 确保所有反馈连接短且直接。让电流感应电阻和补偿元器件尽量靠近芯片。
6. 芯片的焊盘必须于GND焊接。对于单层板，就不需要焊接芯片。

* 此规格如有更改不另行通知

封装信息 ; SOP8-PP(E-pad) , 4.9mm x 3.94mm body (units : mm)



Symbol	Dimensions In Millimeters		Dimensions In Inches	
	Min	Max	Min	Max
A	1.350	1.750	0.053	0.069
A1	0.050	0.150	0.004	0.010
A2	1.350	1.550	0.053	0.061
b	0.330	0.510	0.013	0.020
c	0.170	0.250	0.006	0.010
D	4.700	5.100	0.185	0.200
D1	3.202	3.402	0.126	0.134
E	3.800	4.000	0.150	0.157
E1	5.800	6.200	0.228	0.244
E2	2.313	2.513	0.091	0.099
e	1.270 (BSC)		0.050 (BSC)	
L	0.400	1.270	0.016	0.050
θ	0°	8°	0°	8°

* 此规格如有更改不另行通知