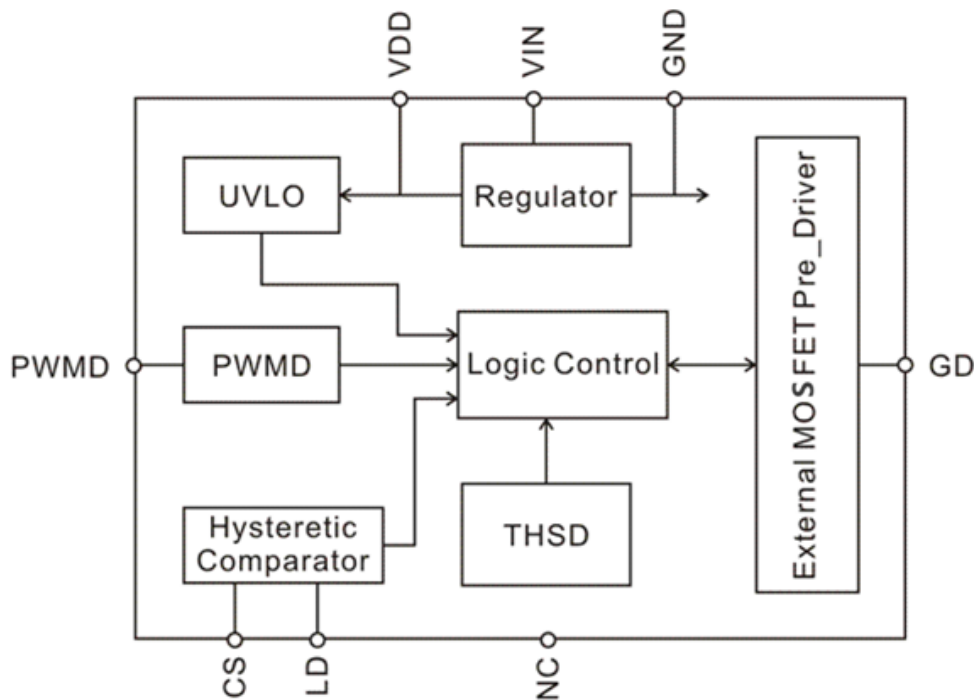


概述

PT6911 非常适合作为 AC/DC 降压型 LED 驱动器。由于 PT6911 内部集成了一个可以承受 12V~450V 输入电压范围的线性调整器，因此不需要任何外部低压转换电路就可以直接用于驱动 LED 负载。此外，PT6911 采用电流滞回控制模式，具有很好的电源线性调整率和负载调整率，可以达到很好的输出电流控制而不需要任何的环路补偿。PT6911 能够为各类的串联 LED 灯提供高精度的恒定电流，不会因为不同厂家不同压降的 LED 而造成电流偏差。

PT6911 具有 PWM 调光功能和线性调光功能。PWM 调光输入能够接收占空比在 0~100%，频率在 100Hz 到几 KHz 之间的外部控制信号。在进行 PWM 调光时，LED 电流可以在 0 到所设置的最大值范围内调整。同样，利用 0.1V~1.2V 范围内的线性调光信号可以对 LED 电流进行线性调节。

电路框图



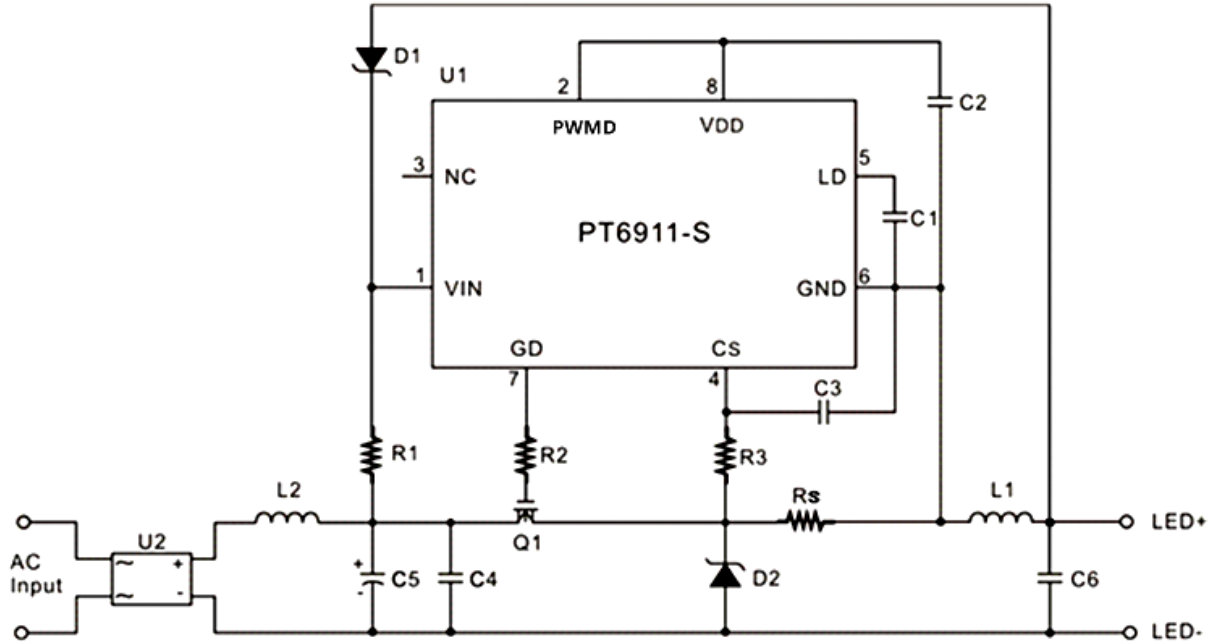
特点

- 宽输入电压范围：12V~450V DC
- 滞回控制
- $\pm 5\%$ 输出电流精度
- 待机功耗低
- 软启动
- 160°C 过温保护
- 低频 PWM 调光和线性调光
- SOP-8 封装

应用

- AC/DC LED 驱动器
- LED 灯泡
- 恒定电流驱动器

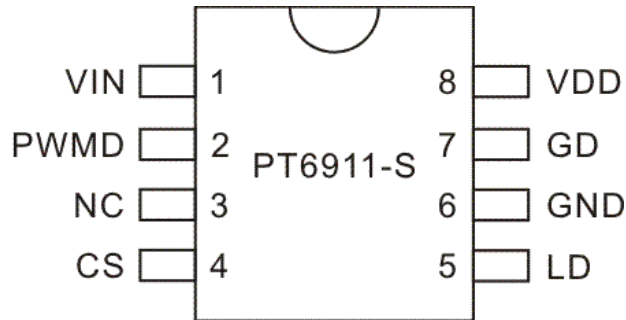
典型应用电路



订购信息

订购编号	包装类型	正印
PT6911-S	8 Pins, SOP, 150MIL	PT6911-S

引脚架构



引脚说明

引脚名称	说明	引脚编号
VIN	输入电压范围 12V~450V/DC。	1
PWMD	低频 PWM 调光引脚，同时也是 IC 的使能引脚。当 PWMD 引脚浮空或者被下拉到地，IC 工作在待机模式，当 PWMD 引脚被上拉到高电平，IC 正常工作。	2
NC	无连接。	3
CS	电流检测引脚。	4
LD	线性调光引脚。当 LD 引脚的电压低于 1.2V 时，LD 引脚的电压将决定电流检测阈值电压。	5
GND	IC 地。	6
GD	IC 输出，驱动外部功率 MOS 管。	7
VDD	内部调整电压的输出引脚，必须外接一个 ESR 值低的旁路电容到地。	8

应用设计说明

工作原理

PT6911 采用滞回控制模式，非常适合作为降压型 LED 驱动器。这种控制方式能够实现高精度的 LED 电流控制而不需要任何的功率管高端驱动和闭环控制。同样，滞回控制的方法能达到很好的线性调整率和负载调整率。

当芯片上电且 VDD 引脚电压超过 UVLO 阈值后，由于 CS 管脚的电压低于峰值电流检测阈值电压，栅极驱动器第一次被触发开启。功率管导通后，流过电感的电流开始以斜坡上升，同时电流流过外部的电流检测电阻 R_S 并在 CS 脚上产生一个正向的斜坡电压。当 CS 管脚的电压达到了峰值电流检测阈值电压时，功率管将关断。此时流过电感的电流开始斜坡下降，同时流过电流检测电阻 R_S ，并在 CS 脚上产生的电压随之下降。当 CS 脚的电压降低到谷值电流检测阈值电压时，功率管再一次导通。这样的调整过程将周期地重复下去实现对负载电流的恒流控制。内部比较器对 CS 斜坡电压峰峰值的检测由预先设定的比较阈值或者由线性调光控制信号电压确定。实际的电流变化将被限制在 $\pm 15\%$ 以内。

PT6911 工作在滞回控制模式下而工作频率是变化的。采用这种控制方式的一个重要优势是当 IC 工作在占空比大于 0.5 时，控制回路并不会产生次谐波振荡发生，这样 PT6911 可以应用在占空比大于 0.5 的条件下。

PT6911 可以通过 PWM 脉宽调制信号或者线性调节信号两种方式实现对输出电流的调整。

功能描述

输入电压调整器

PT6911 内部集成了一个 12V~450V 的线性调整器，因此 AC 市电整流后可以直接地给 IC 供电，而不需要经过额外的低压转换器，大大降低系统的成本。当加在 VIN 脚上的电压大于 12V 时，线性调整器可以在 VDD 脚上稳定输出一个 7.7V 的电压。这个电压被用来给 IC 内部供电，VDD 脚必须外接一个 ESR 低的旁路电容到 GND 以保证线性调整器能稳定地工作。

尽管 PT6911 的 VIN 脚额定电压可以高达 450V，但实际上可以加在 VIN 脚的最大电压还应考虑到 IC 的功耗。如果直流电压范围是 8V~12V，可把 IC 的 VIN 脚与 VDD 脚相连，然后直接给 IC 供电。

欠压锁定

PT6911 具有欠压锁定功能，如果 VDD 电压高于欠压锁定阈值电压，PT6911 正常工作，如果 VDD 电压低于 IC 关断电压，PT6911 工作在关断模式下。

电流检测

PT6911 工作在滞回控制模式下，具有平均值 $\pm 15\%$ 的峰值谷值比较阈值。当功率 MOS 管导通时，流过电感的电流开始斜坡上升，则 CS 电压开始增加。当 CS 电压达到峰值比较阈值时，功率 MOS 管关断。此时流过电感的电流开始斜坡下降，CS 电压开始减少。当 CS 电压减少到谷值比较阈值时，功率 MOS 管再一次打开。峰值谷值比较阈值为平均值的 $\pm 15\%$ ，因此流过 LED 的电流具有 $\pm 15\%$ 的纹波。

平均电流检测阈值电压为 295mV，所以 LED 的平均电流可以通过下式计算得到：

$$I_{LED} \approx \frac{295mV}{R_S}$$

使能控制

当 PWMD 脚的输入电压低于 V_{ENL} 时，PT6911 工作在关断模式，外接 MOS 的栅极驱动输出 GD 脚为低电平。由于 IC 内部有一个 180K Ω 的电阻从 PWMD 脚下拉到地，因此当 PWMD 脚浮空时 IC 默认工作在关断模式。PT6911 的待机模式电流大约为 90 μ A，所以关断模式的功耗非常小。当 PWMD 脚的输入电压高于 V_{ENH} 时，PT6911 内部正常工作。如果在应用中不使用 PWM 调光功能，可将 PWMD 脚接 VDD。

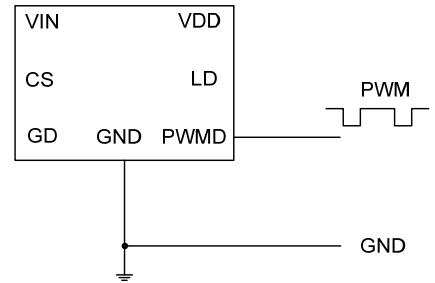
PWM 调光

PT6911 的 PWM 调光功能可以通过在 IC 的 PWMD 脚上输入一个低频的 PWM 信号来实现。当 PWM 信号电压低于 V_{ENL} 时，MOS 管栅极驱动端 GD 没有输出，当 PWM 信号电压高于 V_{ENH} 时，GD 正常输出。改变 PWM 信号的占空比，则可以改变驱动器的工作和关闭时间，因此 LED 的电流可以在从 0 到预先设置的最大值范围内调整。PWM 调光输入可以接收占空比在 0~100%，频率在 100Hz 到几 KHz 的信号。不使用 PWM 调光功能时，可以把 PWMD 脚和 VDD 脚相接，此时的输出电流为由 R_s 设定的最大电流。

PWM 调光对应的输出电流可以由下式计算：

$$I_{LED} \approx \frac{0.295 \times D_{PWM}}{R_s} \quad (V_{ENH} \leq V_{PWMD_H} \leq V_{DD}, 0 \leq D_{PWM} \leq 100\%)$$

其中 V_{PWMD_H} 为 V_{PWMD} 的电压峰值。



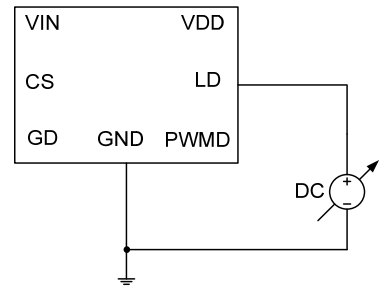
线性调光

通过在 LD 脚上加一个 0.1V~1.2V 的控制电压可以实现线性调光功能。当 LD 脚的电压小于内部设置的 1.2V 阈值电压时，LED 的电流随 LD 脚的电压成比例变化，从最小值几毫安到由 R_s 所设置的最大值范围内调整。不用线性调光功能时，可以在 LD 脚和 GND 间外接一个电容。

须要特别注意的是：在线性调光时，工作频率与 LD 电压是反比的。LD 电压越低，工作频率越高。很高的工作频率不仅在 IC 和功率管上会产生显著的损耗和温升，并且可能使 VDD 电压降低到 UVLO 以下，引起 IC 异常关断。所以当 LD 电压调到很低时，要充分考虑 IC 及功率管的温升。

线性调光的输出电流大小可以由下式计算：

$$I_{LED} \approx \frac{0.25 \times V_{LD}}{R_s} \quad (0.1V \leq V_{LD} \leq 1.2V)$$



软启动

对于许多应用，在 IC 启动阶段将浪涌电流减小到最低是十分必要的。LD 脚流出来的软启动电流为 4.6μA，在 LD 脚和 GND 间外接一个电容可以设置软启动的时间。

过温保护

当 IC 的温度上升到 160°C（典型值）时，PT6911 会把外部功率 MOS 管关断，IC 工作在待机模式。PT6911 的过温保护滞回温度为 30°C，则 IC 的温度降低 30°C（典型值）后，PT6911 会重新打开外部的功率 MOS 管。这个功能可以防止器件在高温工作时被损坏，同时也增强了器件的可靠性。如果需要对输出电流进行温度补偿，我们可以在 LD 脚和 GND 间接一个 NTC（负温度系数）电阻。在温度升高时，NTC 电阻可以减少 LD 脚的电压，从而使得输出电流随着温度的上升而减小。

LED 负载开路保护

由于 LED 和电感串联在同一个电流回路中，因此当 LED 发生开路时，电感与 MOS 管的电流通路被切断，可以实现固有的开路保护功能。

输出负载短路保护

当输出负载端发生短路时，芯片的工作频率相比正常情况下将会自动降低，以确保芯片内部工作温度不会过高。

应用描述

PT6911 非常适合降压驱动拓扑结构，如第 2 页中的典型应用图所示。与传统的采用低端或者高端电流检测的 buck 拓扑相比，这种结构能够得到更好的电流调整率并且不需要任何复杂的高端检测和闭合回路设计。这里我们假设一个输入 110V AC，输出 15V DC，驱动电流为 300mA 的应用场景对如何进行外围电路参数的选取进行说明。

输出电流检测电阻 R_S

LED 电流大小由接在 CS 与芯片 GND 引脚之间的检测电阻 R_S 决定, R_S 的值可以通过式(1)计算得到:

$$R_S = \frac{V_{CSTH}}{I_{LED}} = \frac{295mV}{300mA} = 0.983\Omega \quad (1)$$

软启动时间设置

软启动时间可以通过外接在 LD 脚的电容 C_1 来设定。 C_1 的大小可以通过(2)式来进行估算:

$$C_1 = \frac{T_{SS} \times 4.6 \times 10^{-6}}{1.2} \quad (2)$$

输入端串接电阻 R_1 的选择

在这种拓扑结构中, 用一个阻值较大的电阻 R_1 串接在 VIN 脚前端。 R_1 不仅为 VIN 提供足够的启动电流, 其另外一个作用是当外部输入高压时, 可以承担大部分电压, 使得落在 IC 内部线性调整器功率晶体管两端的电压得到大幅度降低。这样做的好处是可以明显降低正常工作时 IC 的损耗; 在该例中, R_1 的值可以通过式(3)来选择:

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{V_{AC} - V_{OUT} - V_{DD}}{100\mu} \quad (3) \\ &= \frac{110 - 15 - 7.7}{100 \times 10^{-6}} = 873 \text{ K}\Omega \end{aligned}$$

其中, 100μ 代表 VIN 在启动阶段所需要的电流大小。当电路正常启动以后, IC 的供电由 VDD 提供。另一种方案可以用一个齐纳二极管来代替 R_1 , 但是效率和成本会受影响。

MOSFET 栅极串接电阻 R_2 的选择

实际应用中推荐在 MOSFET 栅极和 GD 脚之间串接一个电阻 R_2 该电阻可以对 GD 开关 MOSFET 时产生的振荡起到一定的阻尼衰减, 并且限制开启瞬间灌入 MOSFET 栅极的峰值电流。注意, R_2 的取值不能太大, 否则会造成 MOSFET 损耗增大, 降低驱动器的效率。一般推荐 R_2 在几 ohm 到几十 ohm 之间。

电流检测死区电阻 R_3 的选择

当 MOSFET 突然开启时, 由于 D2 的反向恢复效应以及 MOSFET 漏极和 D2 的寄生电容的影响, 可能在 CS 检测电压上产生一个尖峰。为了防止该扰动对正常工作带来的影响, 可以在 R_S 和 CS 脚之间加入一个由串接一个由 R_3 和 C_3 组成的低通滤波电路。例如: $R_3=680\Omega$, $C_3=470 \text{ pF}$

电感的选择

电感的选择应当使得 IC 的工作频率在整个输入电压范围, 负载电压范围和负载电流范围内都能保持一个合适的值。式(4)可以作为参考:

$$f = \frac{V_{LED} \times (V_{DC} - V_{LED})}{V_{DC} \times L \times \Delta I} \quad (4)$$

上式中, f 是工作频率, V_{LED} 是输出电压, V_{DC} 是直流总线电压, L 是电感值, ΔI 是电感的峰-峰值纹波电流, 是 IC 内部设定的, 为 LED 平均电流的 30%。

电感值越小, IC 的工作频率则越高, 这会导致更多的功率损耗, 因此电感值的选择应当在系统效率和电感外形尺寸大小之间作折中。PT6911 推荐的工作频率小于 150KHz 为宜, 电感尽量采用 EE 型磁芯。

在该例中, 电感取值为:

$$\begin{aligned} L &= \frac{V_{LED} \times (V_{DC} - V_{LED})}{V_{DC} \times f \times \Delta I} \quad (5) \\ &= \frac{15 \times (1.414 \times 110 - 15)}{1.414 \times 110 \times 150K \times 0.3 \times 300m} \\ &= 1.0mH \end{aligned}$$

功率二极管的选择

为了提高效率降低损耗，功率二极管 D2 尽量选择导通速度快，反向漏电和寄生电容低的肖特基二极管。需要特别注意的是，D2 的额定电流需要高于电感的峰值电流和最大连续负载电流，额定电压也不能低于最大的输入电压。以上述情况为例，二极管的额定正向电流应不小于：

$$I_{DS} = 1.25 \times I_P \quad (6)$$

$$= 1.25 \times 1.15 \times 0.3 = 0.43A$$

额定的反向工作电压：

$$V_{DS} = 1.25 \times V_{IN} \quad (7)$$

$$= 1.25 \times 1.414 \times 110 = 195V$$

此处的1.25 是一个安全系数。

在该典型应用电路中，有一个连接在 LED 输出端到 VIN 脚的二极管 D1。其作用是为 PT6911 工作时动态地提供足够的工作电流以保证 VDD 电压稳定。实际流过 D1 的电流小于 1mA，额定电压与 D2 相同。需要特别注意的是，采用该拓扑时，最小输出电压不能小于 $V_{DD} + V_{diode}$ ，否则可能会造成工作异常。

输入滤波电容的选择

输入电容不仅要能给电感提供足够的峰值电流也要尽可能降低输入电压的纹波，因此输入滤波电容的等效串联电阻(ESR)值应该尽可能低。一般采用一个大容量电解电容并联一个小容值的 CBB 电容，以尽量减小 ESR。电容的大小可以通过式(8)的计算来确定：

$$C_{IN} \geq \frac{V_{O,MAX} \times I_{O,MAX}}{\left[2 \times V_{AC,MIN}^2 - \left(\frac{V_{O,MAX}}{D_{MAX}} \right)^2 \right] \times \eta \times f_{AC}} \quad (8)$$

其中， f_{AC} 为输入交流频率，通常为 50~60Hz。 D_{MAX} 是指最大占空比。为了提高效率， D_{MAX} 应小于 0.8。

$$C_{IN} \geq \frac{15 \times 0.3 \times I_{O,MAX}}{\left[2 \times 85^2 - \left(\frac{15}{0.8} \right)^2 \right] \times 0.8 \times 60} \quad (9)$$

$$= 1.5\mu F$$

电容的额定电压要求与 D2 相同。

降低输出纹波

如果需要进一步减小LED上的输出纹波，可以在LED两端并联一个电容。电容的等效串联电阻ESR要远小于LED的动态电阻。例如，当LED的动态电阻为10ohm时，为了使LED两端的纹波电压减小10倍，那么并联电容的ESR应小于1Ω。并根据实际需要适当增大电容以获得更好的纹波抑制效果。另外，电容的选择应不影响系统工作频率和效率，但是会延长启动时LED两端电压的上升时间。

低输入电压时的功耗问题

当系统的输入电压低于内部调整器启动阈值时，功率开关管处于关断状态。直到当输入电压高于该阈值，芯片内部才会开始工作。但是如果输入电压过于接近输出电压时，芯片内部调整将长期处于高占空比的工作状态，导致芯片功耗增大降低系统的效率，并且有可能造成VDD电压的跌落到UVLO以下，引起IC异常关断。长时间工作情况下，有可能引起芯片的过热保护而暂停工作。因此，应尽量避免芯片长时间工作在这种条件下，适当保持输入与输出之间的压差。

其他注意事项

1. 输入电容尽量安放在靠近 IC 输入端；
2. MOSFET 的栅极到 GD 脚的距离应尽量短，以减少寄生电阻和寄生电感的影响；
3. 电感的阻值应尽可能小。

最大额定值

参数	符号	额定值	单位
VIN 脚输入电压	-	-0.3~+500	V
PWMD, LD, GD 脚输入电压	-	-0.3~VDD+0.3	V
CS 脚输入电压	-	-0.3~6	V
VDD 脚输出电压	-	-0.3~18	V
工作温度范围	Topr	-40~+125	°C
储存温度范围	Tstg	-65~+150	°C
IC 持续功率消耗(Ta=25°C)	-	750	mW

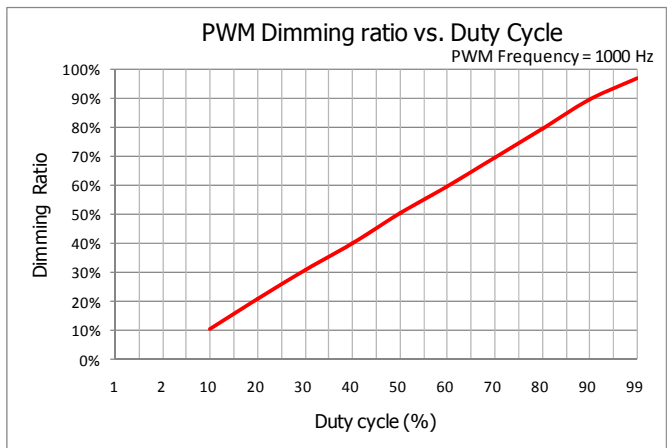
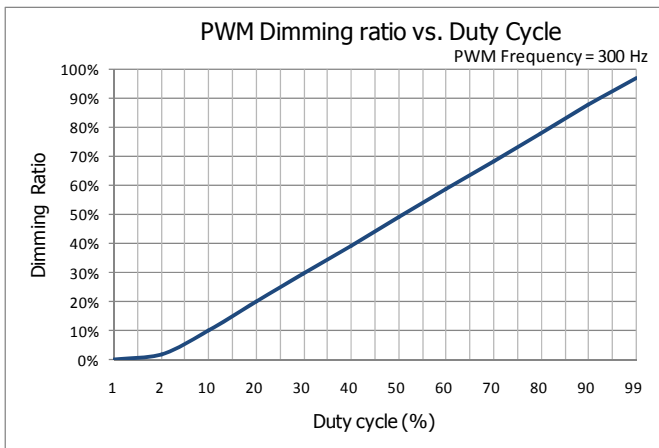
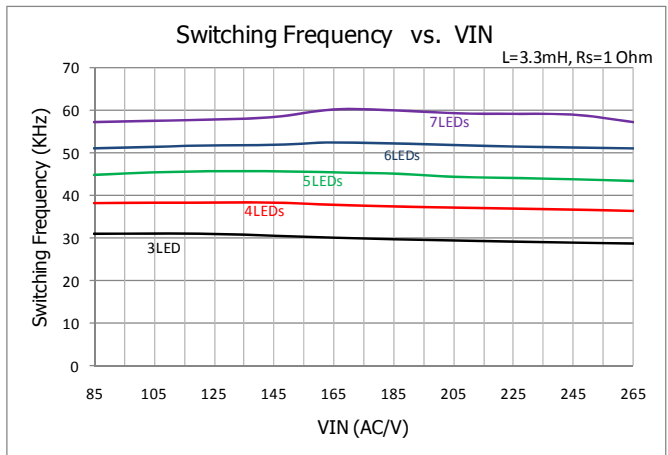
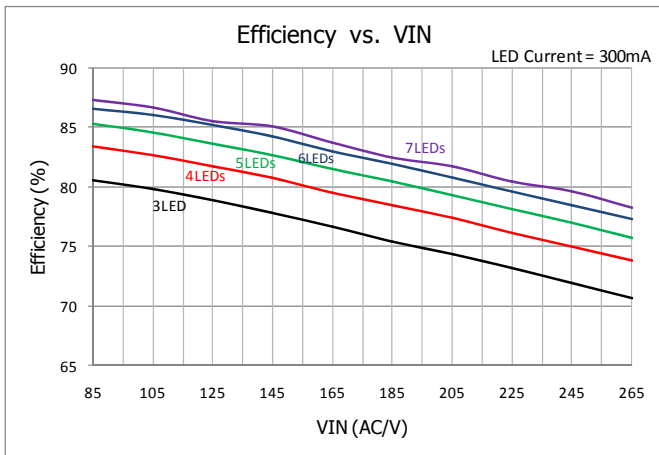
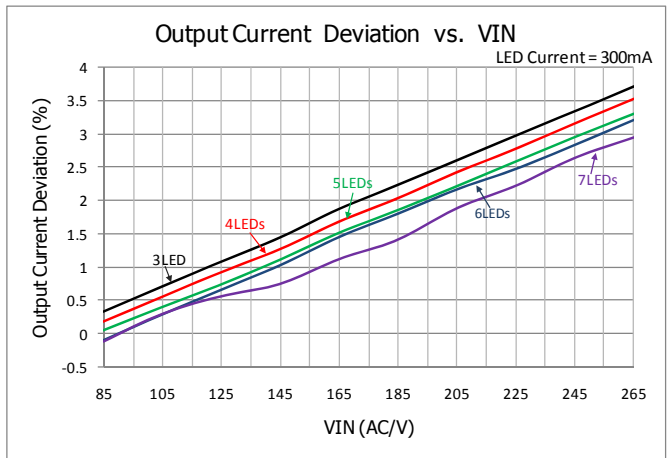
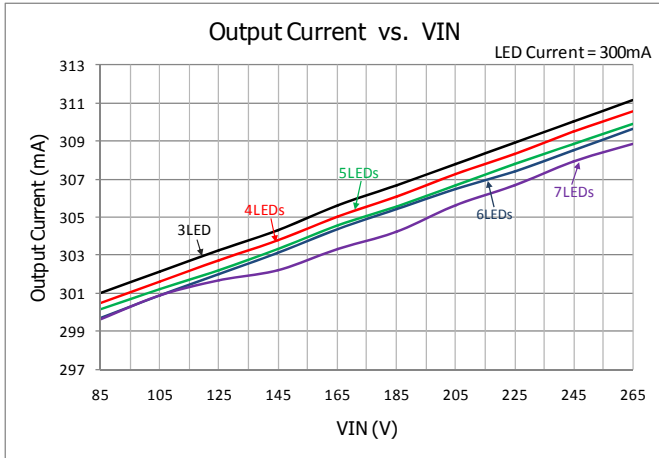
电气特性参数

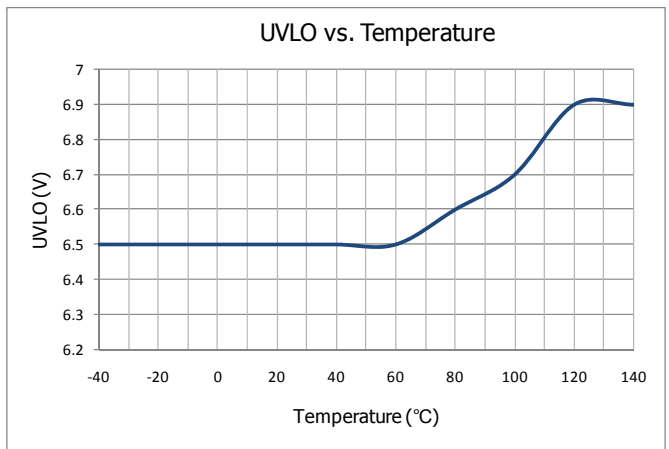
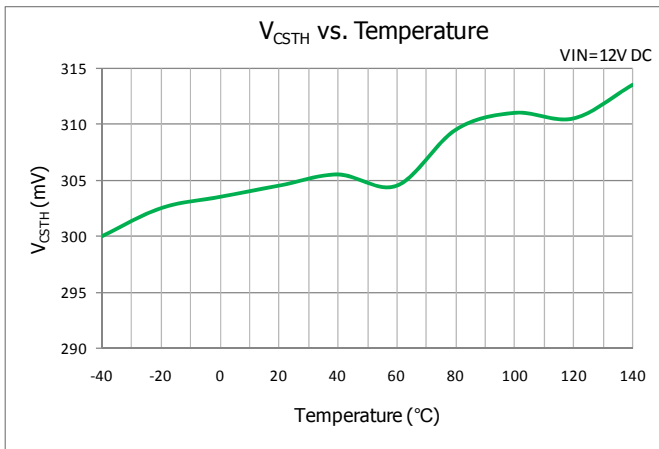
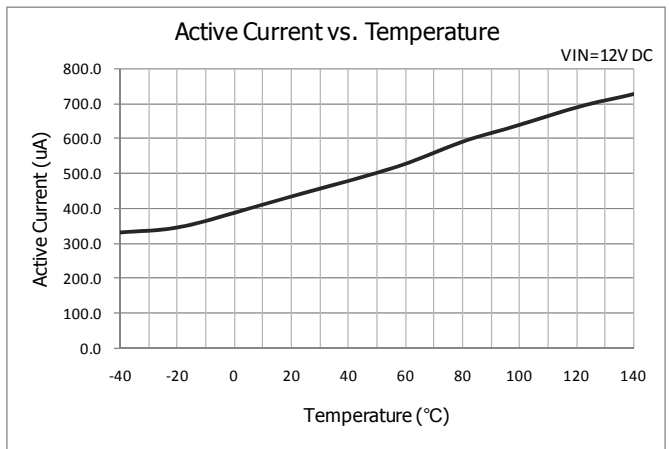
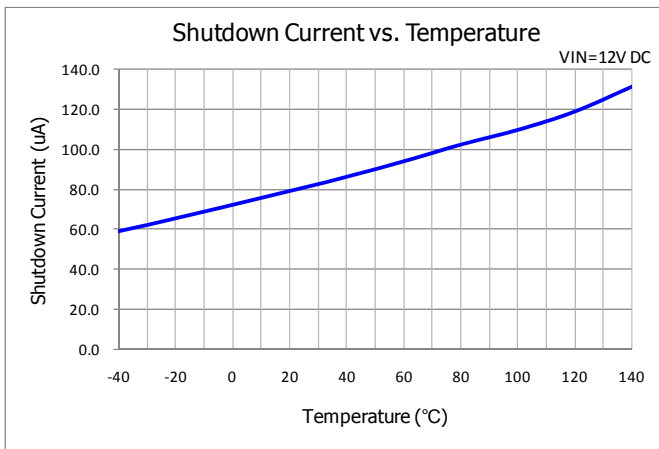
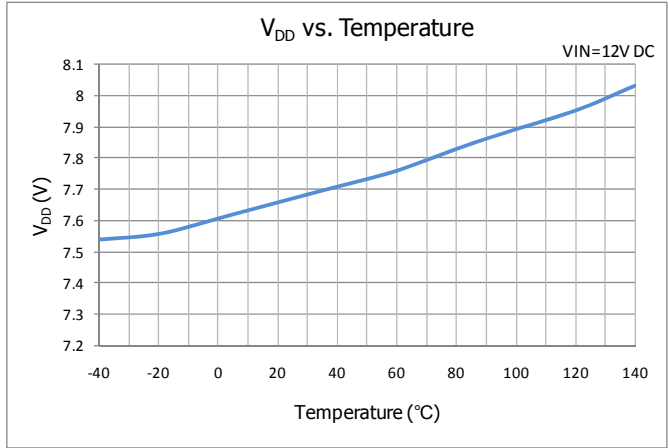
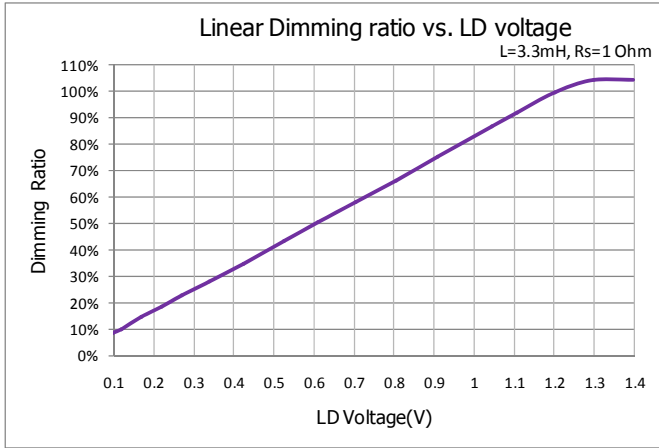
(VIN=12V, Ta=25°C, 除非另作说明)

参数	符号	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
IC 工作电压	VIN	直流输入电压	12	-	450	V
IC 待机电流	I _{ST}	VIN=450V, PWMD Floating	50	90	140	μA
IC 工作电流	I _{AC}	VIN=12V, VDD=V _{PWMD}	0.30	0.46	0.70	mA
内部调整电压	V _{DD}	VIN=12~450V, I _{DD(ext)} =0	-	7.7	-	V
VDD 的线性调整率	ΔV _{DDLine}	VIN=12~450V, I _{DD(ext)} =0	-	-	0.1	V
VDD 开启电压	UVLO	VIN 上升	5.5	6.5	7.4	V
VDD 欠压锁定滞回电压	ΔUVLO	VIN 下降	-	500	-	mV
PWMD 引脚输入逻辑低电平电压	V _{ENL}	VIN=12~450V	-	-	1.4	V
PWMD 引脚输入逻辑高电平电压	V _{ENH}	VIN=12~450V	2.6	-	-	V
PWMD 引脚下拉电阻	R _{EN}		130	180	230	KΩ
平均电流检测比较基准电压	V _{CSTH}	VIN=12~450V	280	295	310	mV
检测比较基准电压滞回阈值	ΔV _{CSTH}	VIN=12~450V	-	±15	-	%
线性调光引脚输入电压范围	V _{LD}	VIN=12~450V	0.1	-	1.2	V
软启动电流	I _{SS}	VIN=12~450V	2.4	4.6	6.6	μA
过温保护温度	T _{SD}		-	160	-	°C
过温保护滞回温度	T _{HYS}		-	30	-	°C
GD 驱动信号上升时间	T _{RISE}	C _{GD} =560pF	-	30	-	ns
GD 驱动信号下降时间	T _{FALL}	C _{GD} =560pF	-	30	-	ns

典型工作特性

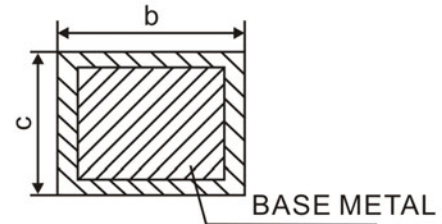
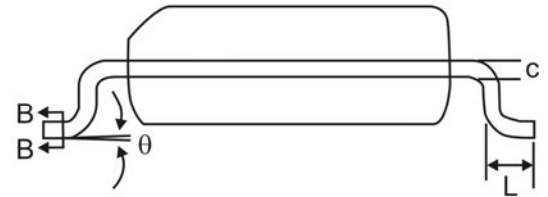
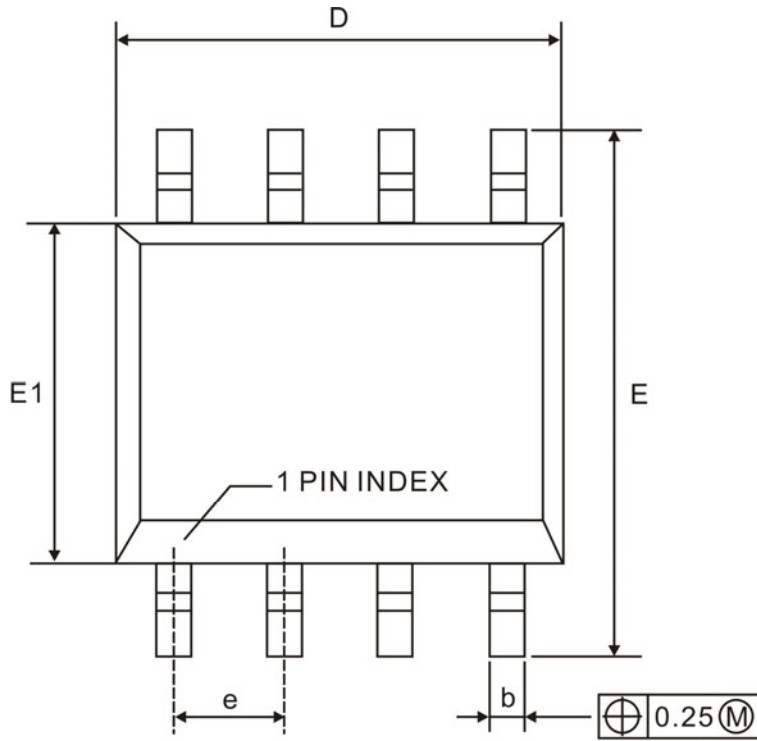
(如无特殊说明, $T_a=25^{\circ}\text{C}$)



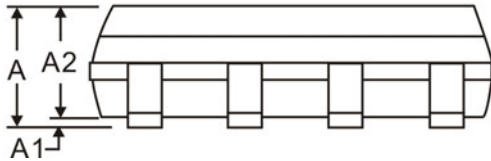


封装外形尺寸

8 PINS, SOP, 150MIL



SECTION B-B



符号	毫米		
	最小值	标准值	最大值
A	1.35	1.60	1.77
A1	0.08	0.15	0.28
A2	1.20	1.40	1.65
b	0.33	-	0.51
c	0.17	-	0.26
D	4.70	4.90	5.10
E	5.80	6.00	6.20
E1	3.70	3.90	4.10
e	1.27 BSC.		
L	0.38	0.60	1.27
θ	0°	-	8°

注意: 所有尺寸满足 JEDEC Standard MS-012 AA

IMPORTANT NOTICE

Princeton Technology Corporation (PTC) reserves the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and to discontinue any product without notice at any time.

PTC cannot assume responsibility for use of any circuitry other than circuitry entirely embodied in a PTC product. No circuit patent licenses are implied.

Princeton Technology Corp.
2F, 233-1, Baociao Road,
Sindian, Taipei 23145, Taiwan
Tel: 886-2-66296288
Fax: 886-2-29174598
<http://www.princeton.com.tw>