

高性能、非隔离降压型功率因数校正 LED 驱动控制器

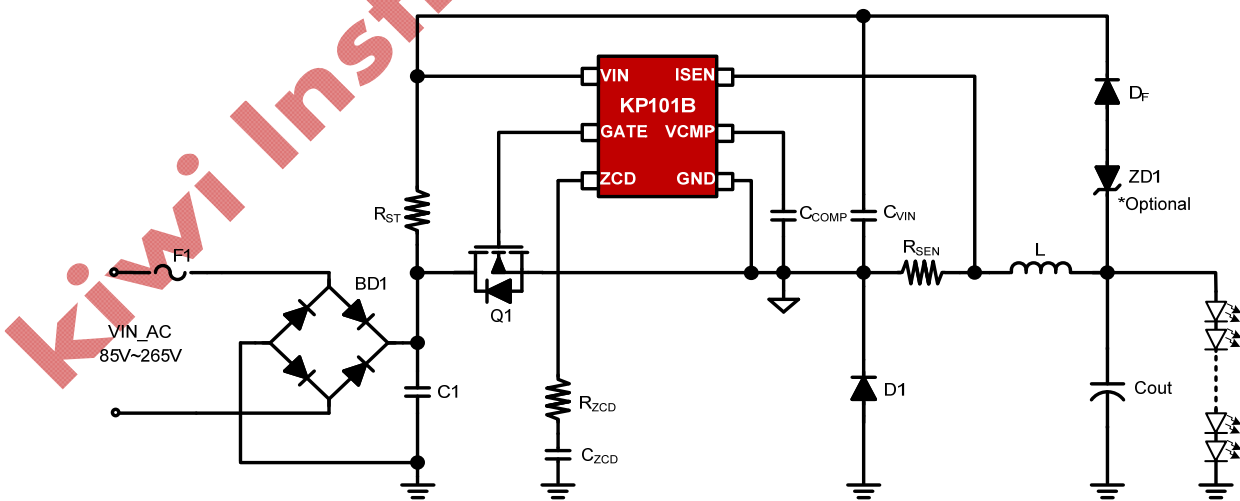
主要特点

- 准谐振式工作模式，系统效率高于90%
- 宽输入范围LED电流精度小于±1%
- 超快启动时间，小于500ms
- 专利的固定开通时间控制方式，PF大于0.97
- 专利的ZCD算法，无需辅助绕组
- 内置完整的保护功能：
 - LED开路和短路保护
 - 逐周期过流保护
 - VCC过压保护
 - 最高和最低开关频率限制
 - 内置过温保护
- 超小SOT23-6L封装

典型应用

- LED驱动器
- 商业和居民LED照明
- 非隔离T8, E27, PAR30应用
- 离线式LED照明

典型应用电路



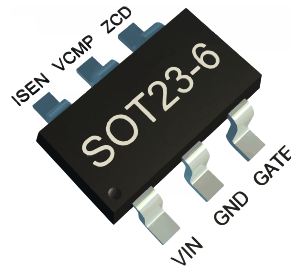
产品描述

KP101B是一款浮地式PWM驱动控制芯片。该芯片主要应用于中小功率段单级式带PFC控制的LED驱动器中。

KP101B采用固定开通时间(COT)的控制方式并工作在临界导通模式下，具有高PF值，低开关损耗的特点，适合于降压型拓扑。内置开关频率限制（16kHz-125kHz），可以有效抑制音频噪声和降低开关损耗。

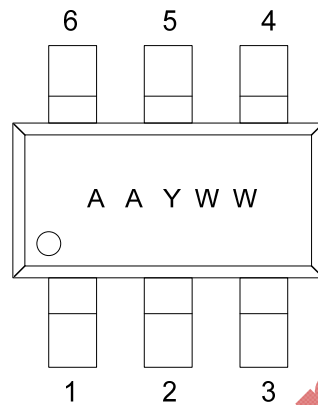
KP101B内部集成门极驱动电路、频率限制电路、差分放大电路、PWM控制电路、专利的过零检测电路以及各种保护电路，用以实现临界导通驱动控制。内部集成的平均电流反馈环路可以确保高输出电流精度。此外，该芯片还具有输入电压欠压保护、过流保护、过压保护和过温保护。

管脚封装



SOT23-6L

产品标记



AA : 具体型号 KP101B
 Y : 年份, F for 2016
 WW: 工作周, 01-52

SOT23-6L

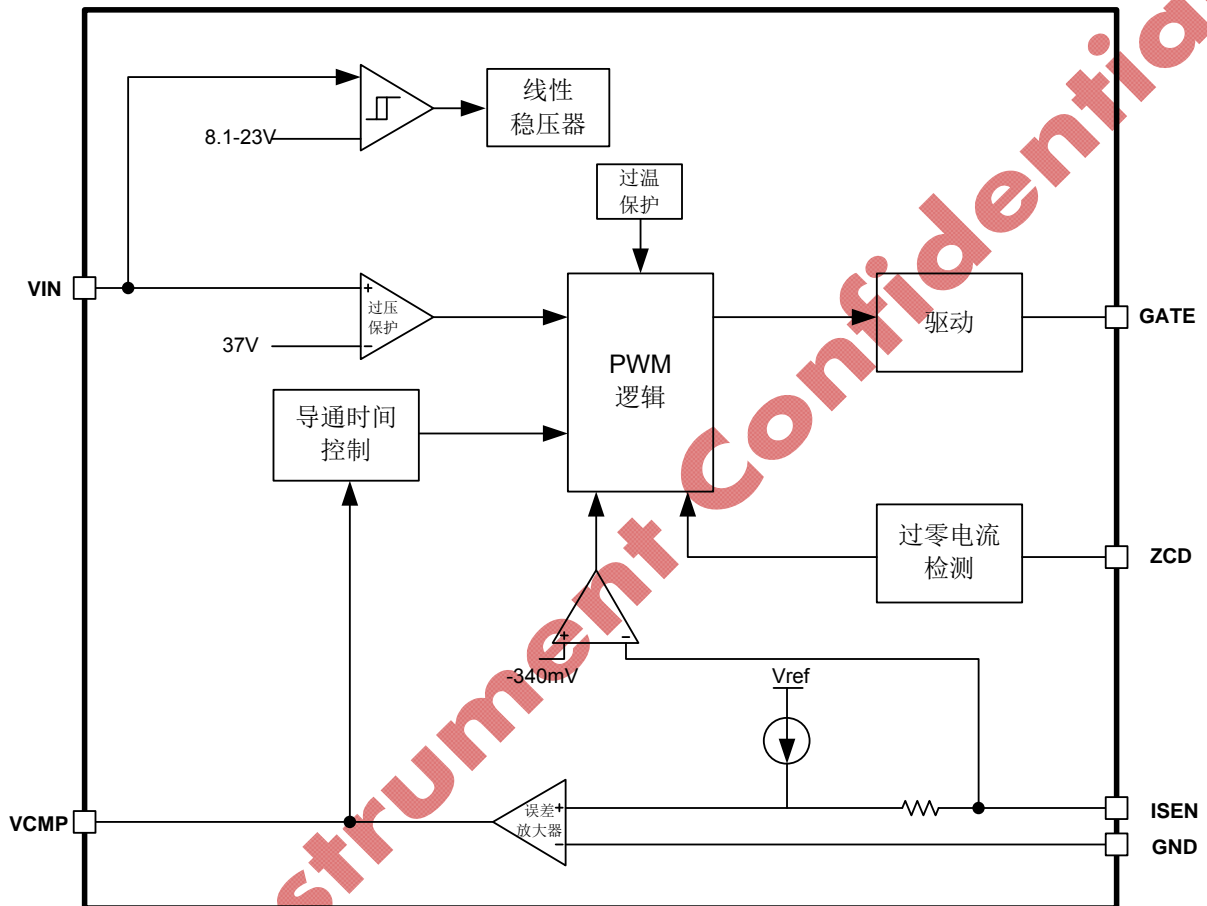
管脚功能描述

管脚	名称	I/O	描述
1	VIN	I	芯片供电管脚。VIN 电压高于 23V，芯片开始工作；VIN 电压低于 8.1V,芯片停止工作。开机后，推荐的 VIN 工作电压在 10V 到 35V 之间
2	GND	P	芯片地
3	GATE	O	外部MOSFET栅极驱动管脚
4	ZCD	I	过零检测管脚。推荐ZCD管脚和LED输出地之间串入2MΩ电阻和10pF电容，实际应用中需要微调
5	VCMP	I	内部控制环路补偿管脚
6	ISEN	I	LED电流检测输入管脚。标称内部电流基准门限值为-90mV，IC通过采样电阻检测外部输出电流的平均值

订货信息

型号	描述
KP101BLGA	SOT23-6L, 无卤、编带盘装, 3000颗/卷

内部功能框图



极限参数 (备注 1)

符号	参数	数值	单位
V _{IN}	输入电压	38.5	V
GATE	门极电压	14	V
ZCD	ZCD 电压	6	V
VCMP	补偿电压	6	V
ISEN	电流采样电压	-0.350 to 6	V
R _{θJA}	封装热阻—结到环境 SOT23-6L (备注 2)	255	°C/W
T _J	最大结温	150	°C
T _L	焊接温度 (焊接, 10 s)	260	°C
T _{STG}	存储温度范围	-65 to 150	°C
ESD 敏感度 (备注 3)			
HBM	ESD 能力, HBM (人体模型)	3000	V
MM	ESD 能力, MM (机器模型)	200	V

推荐工作条件 (备注 2)

符号	参数	数值	单位
V _{IN}	输入电压	10 to 35	V
T _J	芯片工作结温	-40 to 150	°C

电气参数 (环境温度为 25 °C, 除非另有说明)

符号	参数	测试条件	最小	典型	最大	单位
供电电压部分(VIN 脚)						
I _{ST}	输入启动电流	V _{IN} =16V	0	3	5	uA
V _{IN_ON}	输入启动电压		22	23	25	V
V _{IN_OFF}	欠压保护门限		7	8.1	8.5	V
I _{OP}	输入工作电流	最低开关频率 CGATE=100pF	0.5	0.88	2	mA
I _{QC}	输入静态工作电流	无开关动作, V _{IN} =20V	50	150	300	uA
V _{IN_OV}	输入过压保护阈值		35	37	38	V

电流采样部分(ISEN 脚)						
V_{I_REF}	输出电流基准		-91	-90	-89	mV
V_{OCP}	过流保护门限		-280	-340	-380	mV
G_m	误差放大器跨导			100		μS
GATE驱动部分(GATE 脚)						
f_{SW_MAX}	最高工作频率	(备注 4)		125		kHz
f_{SW_MIN}	最低工作频率		12	16	22	kHz
t_{ON_MIN}	最短导通时间		400	600	900	ns
t_{ON_MAX}	最长导通时间		28	32	36	μs
V_{GATE}	门极驱动电压			13.5		V
T_R/T_F	门极驱动上升/下降时间	$C_{GATE}=1nF$		100		ns
过温保护						
T_{SD}	过温保护门限	(备注 4)			140	$^{\circ}C$
T_{SDH}	过温保护迟滞	(备注 4)		80		$^{\circ}C$

备注1. 超出列表中极限参数可能会对芯片造成永久性损坏。极限参数为额定应力值。在超出推荐的工作条件和应力的情况下，器件可能无法正常工作，所以不推荐让器件工作在这些条件下。过度暴露在高于推荐的最大工作条件下，会影响器件的可靠性。

备注2. $R_{\theta JA}$ 按照JEDEC 51-3热测试标准，在自然对流环境温度 $T_A = 25^{\circ}C$ 条件下由低导热介质测试板上测得。

备注3. 器件对ESD敏感。使用时建议谨慎处理。

备注4. 参数取决于设计，批量生产制造时通过功能性测试。

功能描述

KP101B是一款浮地式、降压型PWM控制芯片，普遍适用于非隔离LED照明场所。使用KP101B浮地式的驱动和降压型电路结构，可以实现较高的输出电流精度和较高的功率因数（PF）。

● 系统启动

KP101B 工作之前，VIN 电容由启动电阻进行充电。当 VIN 电压超过 V_{IN_ON} （典型 23V）门限后，芯片开始工作并进行开关动作；之后 VIN 电容电压由于芯片工作电流增大而开始下降，直到建立起的输出电压对 VIN 开始供电。

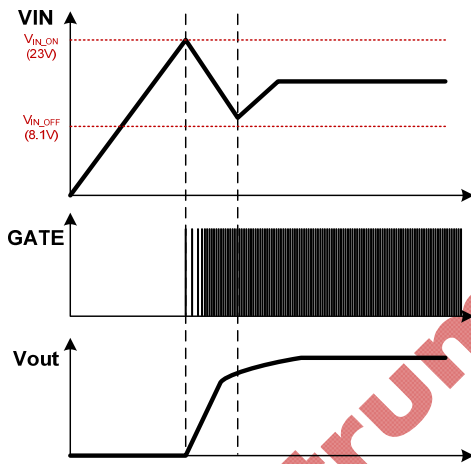


Fig. 1

● 准谐振工作原理

KP101B采用准谐振工作模式来获得相对于传统PWM控制器更高的系统效率和更好的EMI性能。

在芯片内部 GND 和 ZCD 引脚之间串接有一电阻 R_{INT} ，用于检测流经芯片 GND 引脚和输出地之间的动态电流。如图 2 所示，为了实现电感电流过零点检测，在应用时 ZCD 引脚和输出地之间还需要串入一电阻 R_{ZCD} 和电容 C_{ZCD} 。当电感电流过零时， V_{source} 的电压（即续流二极管两端电压）极性将由 $+V_F$ 转变为 $-V_o$ ，同时将有一负向电流流经 IC 内部

电阻 R_{INT} 并使 ZCD 脚电压开始下掉。当 ZCD 脚电压低于芯片内部检测门限时，使能信号将触发 ZCD 模块并开启下一个开关周期。

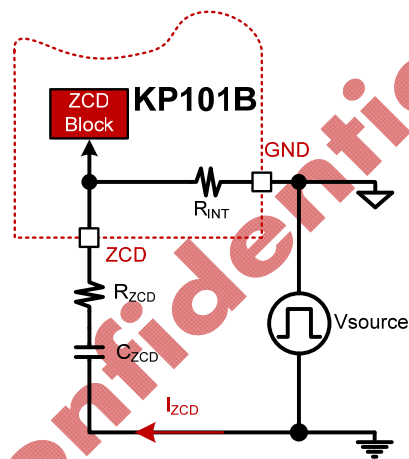


Fig. 2

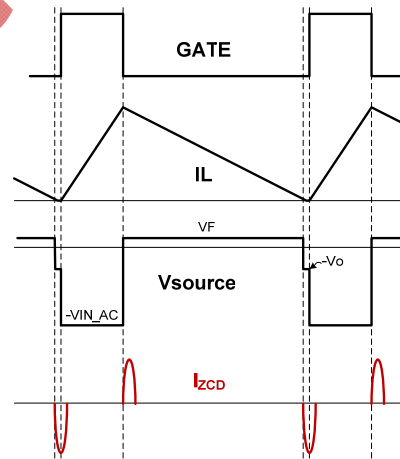


Fig. 3

● 主动式功率因数校正

KP101B在每个开关周期内由GATE信号控制的导通时间在整个工频周期内是固定不变的，而新开关周期的开始则由ZCD信号控制。在此控制模式下，芯片的开关频率随着AC输入电压的实时值变化而变化，而平均输入电流则跟随AC输入电压在工频周期内呈现正弦波形，从而得到较高输入功率因数，如图4所示。

推荐在 VCMP 脚与芯片地引脚间串接大电容（典

型 1uF) 以确保系统带宽足够低, 从而实现高功率因数。

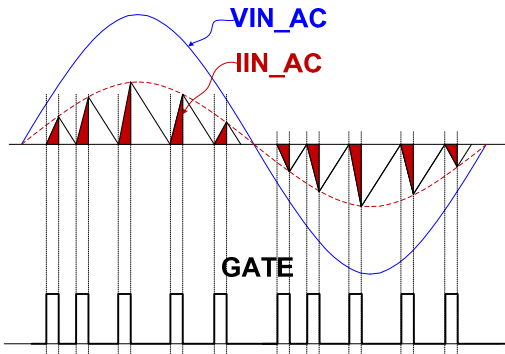


Fig.4

● 设置平均输出电流

流经LED灯负载的输出电流平均值由芯片外部连接在GND和ISEN引脚上的采样电阻 R_{SEN} 来设置。平均输出电流和 R_{SEN} 的关系式如下:

$$I_o = \frac{90mV}{R_{SEN}}$$

● LED 开路保护

一般情况下, 芯片在系统启动阶段由母线电压经过启动电阻供电, 之后由建立起的足够高的输出电压通过反馈二极管对芯片供电。

当LED开路时, LED电流将对输出电容进行充电并导致输出电压和芯片VIN供电电压快速升高。当芯片内部的输入过压门限 V_{IN_OV} 被触发后, 逻辑控制和驱动信号将被关闭。之后系统进入到闭锁状态, 只有通过重新上电才能再次开始工作。

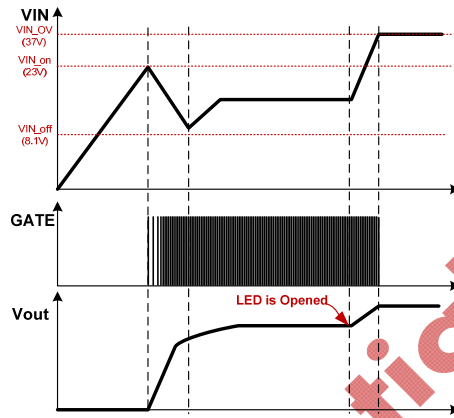


Fig.5

● LED 短路保护

当LED短路以后, 随着输出电压下降无法对VIN电容充电, 导致VIN电压开始下降。当VIN电压低于 V_{IN_OFF} 电压门限后, GATE信号停止开关动作, 而由于芯片所需工作电流下降VIN电压由母线经过启动电阻充电而再次升高。当VIN电压高于 V_{IN_ON} 门限值后, GATE信号重新开始, 以上工作模式将一直重复直至短路故障消除。通过这种方式, KP101B实现了LED短路保护的自恢复功能。

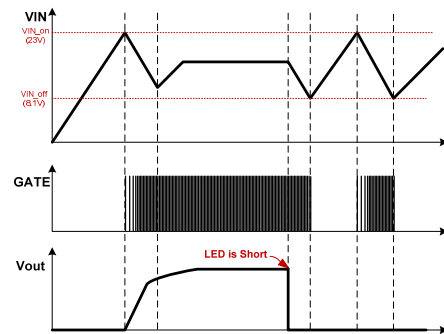


Fig.6

● 逐周期过流保护(OCP)

在KP101B内部设计有一个-340mV的基准门限值用于限制每个开关周期的电感电流最大值。当驱动信号GATE打开以后, 电感电流开始上升, ISEN引脚电压开始下降。当电感电流过大导致ISEN引脚电压低于-340mV时, 芯片的驱动信号GATE将被立即屏蔽, 而后由ZCD信号触发开始下

一个开关周期。

- **最低和最高开关频率**

对于固定导通时间（COT）功率因数校正（PFC）的控制方式，开关频率随AC输入实时电压的变化而变化。当AC输入电压变高时，开关频率升高；当AC输入电压变低时，开关频率降低。为了避免产生音频噪声和减少EMI设计成本，KP101B的最低和最高频率由内部固定为16kHz和125kHz。

- **过温保护**

当芯片结温超过 140°C时，芯片停止工作；当芯片结温低于 80°C时，芯片重新启动工作。

Kiwi Instrument Confidential

器件选择

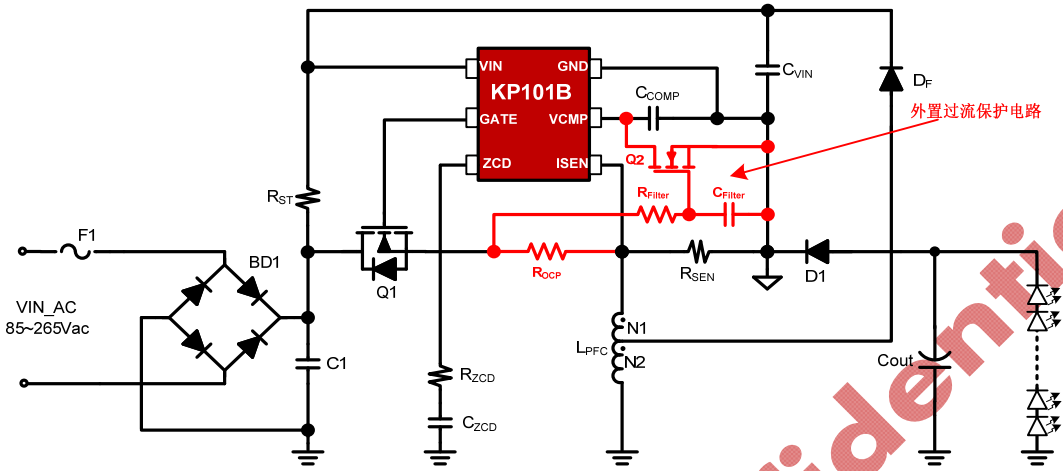


Fig.7

对于高压输出的应用场合，Buck 拓扑的死区相角区间会大幅增加从而导致 PF 值降低和 THD 增加。对于输出电压超过 60V 的场合，KP101B 推荐使用 Buck/boost 拓扑电路。

● 启动电阻 (R_{ST})

确保流经启动电阻 R_{ST} 的电流大于芯片的启动电流 I_{ST} (典型 5uA) 且小于其工作电流 (典型值 0.88mA) :

$$\frac{\sqrt{2} \cdot V_{in_max}}{I_{OP}} < R_{ST} < \frac{\sqrt{2} \cdot V_{in_min}}{I_{ST}}$$

其中:

V_{in_min}--- AC输入最低有效值电压。

V_{in_max}--- AC输入最高有效值电压。

● VIN 电容 (C_{VIN})

为了满足系统启动时间 T_{ST} (的要求，VIN 电容推荐由以下式计算得到:

$$C_{VIN} < \frac{\left(\frac{\sqrt{2} \cdot V_{in_min}}{R_{ST}} - I_{ST}\right) \cdot T_{ST}}{V_{IN_ON}}$$

C_{VIN}容值小可以缩短系统启动时间，但太小则会导致系统第一次启动失败反而延长系统启动时间。如果 C_{VIN}容值不够大导致出现二次启动现象，则需重新选择启动电容直到出现正常的启机时序。

● VCMP 电容 (C_{COMP})

为了达到较高输入功率因数的目的，推荐使用足够大的 C_{COMP} 容值 (典型值为 1uF)。选择较大的 C_{COMP} 电容可以获得较多的相位裕量，但同时也会增加系统的启动时间。

● PFC 电感设计 (L_{PFC})

由于降压型 PFC 转换器在整个工频周期内存在当输入电压低于输出电压时的导通死角，所以输入能量只能在 π-2θ 的导通区间传递到输出。

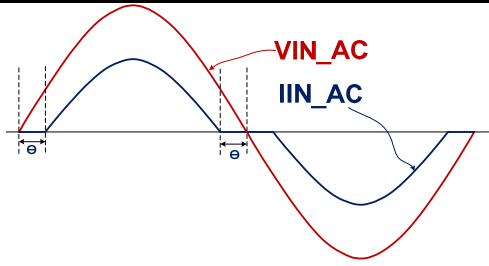


Fig.8

相较于Buck拓扑，Buck/boost拓扑只存在一段由于整流桥后滤波电容放电引起的死区相角，该段相角在电路参数计算过程中可以忽略。

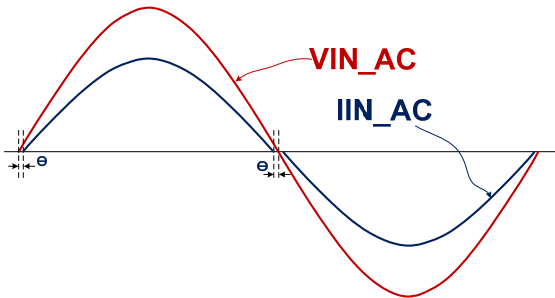


Fig.9

根据能量守恒法则，降压型电路PFC电感感值可以由下述公式得到：

$$L_{PFC} = \frac{V_o \cdot \eta}{2\pi \cdot F_{sw_min} \cdot I_o} \left(\frac{\pi}{2} - \frac{V_o}{2 \cdot V_{in_min}^2} \cdot \sqrt{2 \cdot V_{in_min}^2 - V_o^2} - \arcsin\left(\frac{V_o}{\sqrt{2} \cdot V_{in_min}}\right) \right)$$

根据能量守恒法则，升降压型电路PFC电感感值可以由下述公式得到：

$$L_{PFC} = \frac{\eta \cdot (V_o + V_F) \cdot V_{in_min}^2}{(V_o + V_F + \sqrt{2} \cdot V_{in_min}) \cdot F_{sw_min} \cdot V_o \cdot I_o \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \frac{(V_o + V_F) \cdot \sin^2 \theta}{V_o + V_F + \sqrt{2} \cdot V_{in_min} \cdot \sin \theta} d\theta$$

其中：

V_{in_min} ---AC输入电压的最小有效值电压。宽输入范围(85Vac-265Vac)， V_{in_min} 等于85V。

F_{sw_min} ---预设的系统最低工作频率。宽范围输入

(85Vac-265Vac)推荐值为40kHz，窄范围输入推荐值为80kHz。

V_o --- 输出直流电压。

V_F ---续流二极管的正向导通压降。推荐典型值为0.7V。

I_o ---平均LED输出电流。

η ---预设的系统的转换效率，典型值推荐为0.95。

降压型电路电感电流最大峰值电流：

$$I_{PK_buck} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{in_min} - V_o}{F_{sw_min} \cdot L_{PFC}} \cdot \left(\frac{V_o}{\sqrt{2} \cdot V_{in_min}} \right)$$

升降压型电路电感电流最大峰值电流

$$I_{PK_buck/boost} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{in_min}}{L_{PFC}} \cdot \frac{V_o + V_F}{(V_o + V_F + \sqrt{2} \cdot V_{in_min}) \cdot F_{sw_min}}$$

● 升降压电路过流保护电阻(R_{OCP})

在升降压电路的应用中，MOSFET 导通时的电感电流无法通过电流采样电阻输入到芯片内。为了尽量降低当电网跳变时引起的电感电流突变对电路器件造成的冲击，如图 7 所示，推荐使用外置过流保护电路进行保护。其中过流保护电阻的选择：

$$\frac{V_{gs_th}}{I_{MOSFET_max}} < R_{OCP} < \frac{V_{gs_th}}{I_{pk_buck/boost}}$$

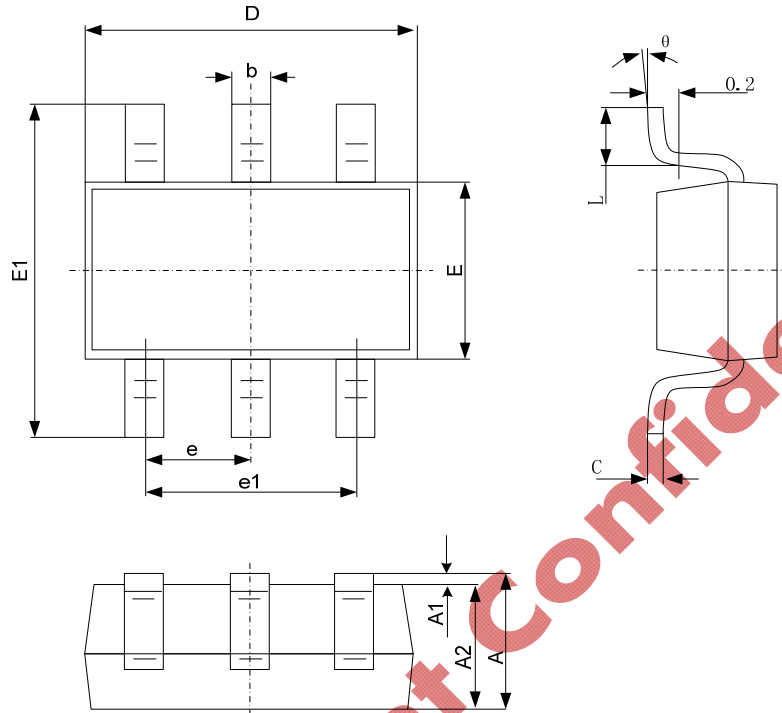
其中：

V_{gs_th} ---所选N沟道MOSFET Q2（比如2N7002）的门极驱动开启阈值。

I_{MOSFET_max} ---所选功率MOSFET Q1能承受的最大直流导通电流。

封装尺寸

SOT23-6L



符号	尺寸 (毫米)		尺寸 (英寸)	
	最小	最大	最小	最大
A	0.900	1.200	0.035	0.047
A1	0.000	0.150	0.000	0.006
A2	0.900	1.100	0.035	0.043
b	0.300	0.500	0.012	0.020
c	0.100	0.200	0.004	0.008
D	2.800	3.020	0.110	0.119
E	1.500	1.700	0.059	0.067
E1	2.600	3.000	0.102	0.118
e	0.950 (中心到中心)		0.037 (中心到中心)	
e1	1.800	2.000	0.071	0.079
L	0.300	0.600	0.012	0.024
θ	0°	8°	0°	8°



修订记录

日期	版本	描述
2015/11/13	1.5	取消 ROHS 封装，更新器件选择描述
2016/10/13	1.51	错误修改

联系方式:

美国
(总部):

地址: 2060 Walsh Ave, Suite 244,
Santa Clara, CA, 95050

电话: 1-408-475-6888

传真: 1-408-905-6912

邮箱: marketing@kiwiinst.com

杭州
(技术研发):

地址: 杭州市滨江区火炬大道581号三
维大厦C座1205室

电话: (86) 571-8795-8612

传真: (86) 571-8795-5363

邮箱: marketing@kiwiinst.com.cn

深圳
(市场与技术支持):

地址: 深圳市南山区西丽路大学创意
园B302-B303

电话: (86)755-8204-2689

传真: (86)755-8204-2192

邮箱: marketing@kiwiinst.com.cn

声明

必易科技确保以上信息准确可靠，同时保留在不发布任何通知的情况下对以上信息进行修改的权利。使用者在将必易科技的产品整合到任何应用的过程中，应确保不侵犯第三方知识产权；未按以上信息所规定的应用条件和参数进行使用所造成的损失，必易科技不负任何法律责任。