

### 概述

PT4226A/27A/29A是一款应用于LED照明的高精度原边反馈恒流转换器。该转换器无须次级反馈环路即可对输出电流实现精确控制。

PT4226A/27A/29A集成了高压MOSFET开关，振荡器，电流检测电路，恒流控制电路，软驱动电路以及一套完整的保护电路。保护电路可以针对包括输出开/短路、输入欠压，过温等在内的系统异常状况提供保护。

PT4226A 采用 SOP-8 / DIP-8 封装，PT4227A/PT4229A采用DIP-8封装。

### 特点

- 无须次级反馈环路的高精度恒流控制
- 内置高压MOSFET
- 变压器电感补偿
- 低启动电流(<10μA)
- 可调整的原边限流
- FB 过压保护
- VCC/FB 欠压锁定
- 反馈环路开路保护
- 过温保护
- 满足RoHS标准

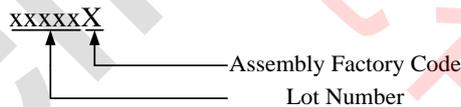
### 应用

- LED照明

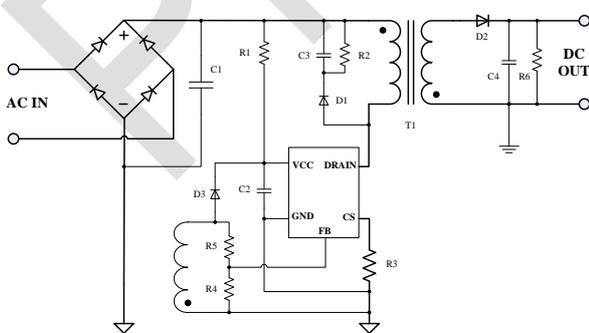
### 订购信息

封装	温度范围	订购型号	包装运输	产品打印
SOP-8	-40°C to 85°C	PT4226AESOH	Tape and Reel 2500 units	 PT4226A xxxxxX
DIP-8	-40°C to 85°C	PT4226AEDIH	Tube 50 units	 PT4226A xxxxxX
DIP-8	-40°C to 85°C	PT4227AEDIH	Tube 50 units	 PT4227A xxxxxX
DIP-8	-40°C to 85°C	PT4229AEDIH	Tube 50 units	 PT4229A xxxxxX

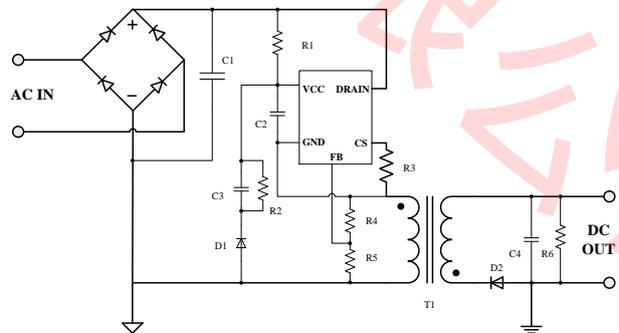
Note:



### 典型应用电路

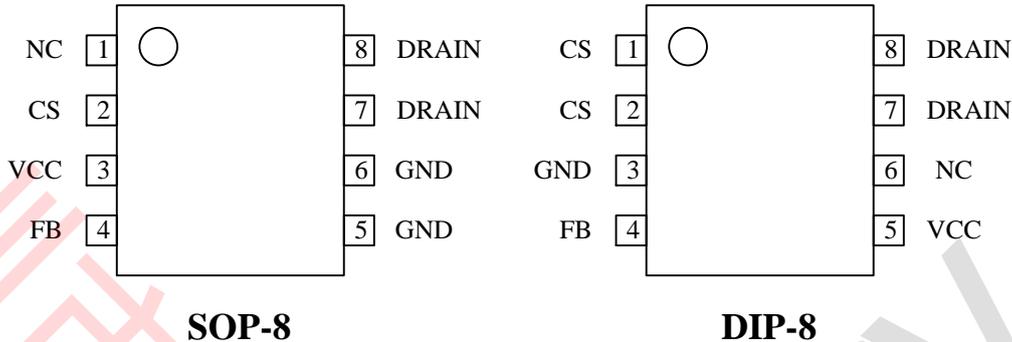


三绕组应用



双绕组应用

### 封装及引脚排列



### 引脚说明

引脚号 SOP-8	引脚号 DIP-8	引脚名称	描述
2	1,2	CS	原边电流检测端
5,6	3	GND	接地端
4	4	FB	辅助绕组电压检测端
3	5	VCC	芯片供电电源
1	6	NC	无连接
7,8	7,8	DRAIN	内置MOSFET输出端

### 极限参数 (注 1)

符号	参数	参数范围	单位
VCC	芯片供电电源	-0.3~25	V
V <sub>FB</sub>	反馈输入电压	-0.3~5	V
V <sub>CS</sub>	CS 引脚电压	-0.3~5	V
V <sub>DRAIN</sub>	DRAIN 引脚电压	-0.3~650	V
T <sub>opt</sub>	工作温度范围	-40~150	°C
T <sub>stg</sub>	贮存温度范围	-55~150	°C
ESD	人体模式	2000	V
R <sub>θJA</sub>	SOP-8	184	°C/W
	DIP-8	107	°C/W

注 1: 最大极限值是指超出该工作范围, 芯片有可能损坏。推荐工作范围是指在该范围内, 器件功能正常, 但并不完全保证满足个别性能指标。电气参数定义了器件在工作范围内并且在保证特定性能指标的测试条件下的直流和交流电参数规范。对于未给定上下限值的参数, 该规范不予保证其精度, 但其典型值合理反映了器件性能。

### 推荐工作范围

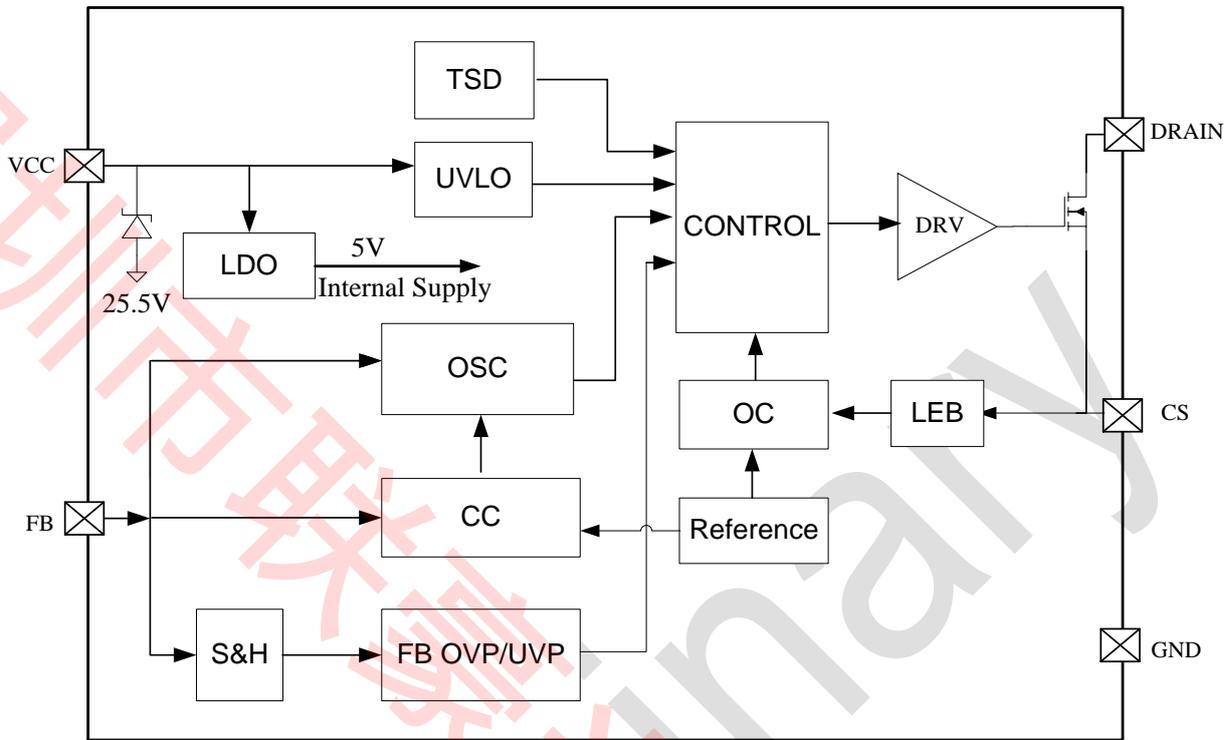
符号	参数	范围	单位
VCC	电源电压	9.5~25	V
TA	环境温度	-20~85	°C

### 电气参数

(无特别说明  $T_A=25^{\circ}\text{C}$ ,  $V_{CC}=16$ ,  $f_{sw}=65\text{kHz}$ )

符号	参数	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
<b>供电电压 (VCC)</b>						
$I_{START}$	VCC 启动电流	$V_{CC}=13.0\text{V}$		1	10	$\mu\text{A}$
$V_{VCC\_ON}$	VCC 启动电压	VCC 上升	12.5	14.0	15.5	V
$V_{VCC\_OFF}$	VCC 最小工作电压	VCC 下降	7.5	8.5	9.5	V
$V_{VCC\_Clamp}$	VCC 钳位电压	$I_{VCC}=10\text{mA}$		25.5		V
$I_{VCCQ}$	VCC 工作电流	无开关动作		350	700	$\mu\text{A}$
<b>反馈电压 (FB)</b>						
$V_{FBMAX}$	FB 过压保护		2.4	2.5	2.6	V
$V_{FBMIN}$	FB 最小电压			0.8		V
$I_{FB\_OPEN}$	FB 开路保护电流			-85		$\mu\text{A}$
<b>电流检测 (CS)</b>						
VCS	电流限流阈值	$I_{fb}=0$	490	500	510	mV
$T_{LEB}$	电流检测前沿消隐时间			250		ns
<b>输出 (DRAIN)</b>						
$R_{DS(ON)}$	导通状态	$V_{CC}=16\text{V}$ (PT4226A)		9.2	12	$\Omega$
		$V_{CC}=16\text{V}$ (PT4227A)		4	4.5	
		$V_{CC}=16\text{V}$ (PT4229A)			3.08	
$I_{DS}$	关断漏电流	$V_{CC}=0\text{V}$ , $V_{DS}=650\text{V}$			10	$\mu\text{A}$
$BV_{DS}$	DRAIN 击穿电压	$V_{CC}=0\text{V}$ , $I_{DRAIN}=250\mu\text{A}$	650			V
<b>热保护</b>						
$T_{SD}$	过温保护关断阈值			150		$^{\circ}\text{C}$

### 简化模块图



### 功能描述

PT4226A/27A/29A 由高压 MOSFET 开关，振荡器，反馈电路，过温保护电路，抖频电路，限流电路，前沿消隐电路，恒流控制电路组成。控制器通过对开关调频实现输出恒流特性。PT4226A/27A/29A 对变压器原边检测调节输出电流,实现高精度、高可靠性和低成本的 LED 照明应用。

#### 工作原理

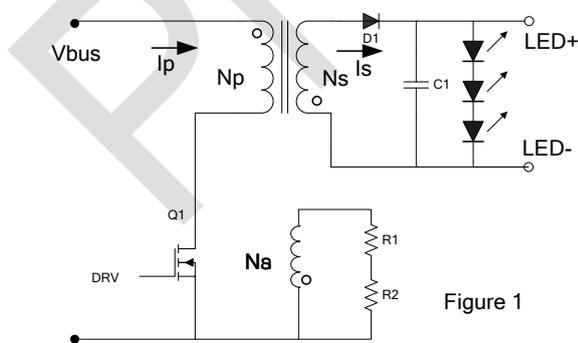


图1 反激变换器简化图

如图1，当开关 Q1 打开,当开关 Q1 打开，通过原边绕组的电压为  $V_{bus}$ 。假设 Q1 的压降为 0，Q1 的电流以  $V_{bus}/L_p$  斜率线性上升。当 Q1 的电流达到预先定义的  $I_{peak\_pri}$

值，控制器强制 Q1 关断。在 Q1 导通期间，续流二极管 D1 反偏，负载电流  $I_o$  由副边电容 C1 提供。当 Q1 关断，D1 导通，储存的能量便传递到输出。

PT4226A/27A/29A 设计工作在断续模式 (DCM), DCM 模式下，储存在原边绕组的能量在每个周期内被完全传递至副边。输出电流取决于  $R_{cs}$  和变压器的原副边匝比。假设变压器的原副边匝比为  $N_{ps}$ ，输出电流由下面公式给出：

$$I_{out} = \frac{0.1125}{R_{cs}} * N_{ps}$$

#### 启动

如图 2，一旦 AC 电压施加到应用电路中， $V_{bus}$  通过电阻 R1 给 VCC 充电。当 VCC 电压超过  $V_{VCC\_ON}$  阈值，控制器开始输出开关脉冲至 Q1，然后辅助绕组开始给 VCC 供电。由于启动电流可以很小，启动电阻很大使得功耗可以降低到最低。对于典型的 90-264V AC 输入电压范围，一个 0.5-3 MΩ 的 1/8W 电阻 R1 和一个 4.7μF/50V 的电容 C3 构成一个简单可靠的启动电路。

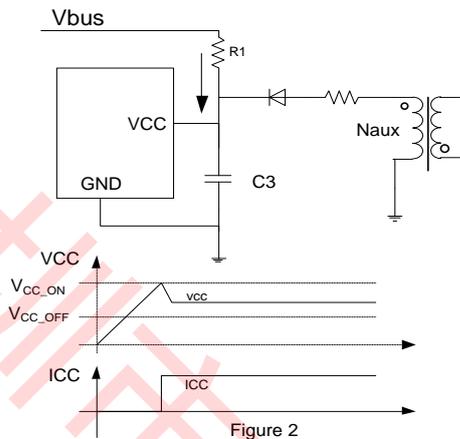


图2 启动原理图

### 恒流(CC)原理

PT4226A/27A/29A 通过对原边控制调整输出电流。开关频率随着 FB 脚电压变化，调频控制输出电流恒流。

### 原边电感补偿

由于电感补偿功能，输出电流对原边电感变化不敏感。如果原边电感量太高或太低，变换器将会自动调整振荡器频率保证输出恒流。

### 电流检测和 LEB

原边电流流过外部的功率开关，通过连接在 CS 和 GND 之间的电阻转变为电压信号。在每个开关周期内，当 CS 输入的电压达到内部的阈值后，功率管经过极短延时后关断。CS 脚电压的阈值和流过功率管的电流的关系遵从以下公式：

$$I_{PK\_PRI} = V_{CS} / R_{CS}$$

$I_{PK\_PRI}$  是流过外部功率管的峰值电流， $V_{CS}$  是 CS 脚的阈值电压， $R_{CS}$  为采样电阻。

由于吸收电路和副边续流二极管反向恢复导致在开关导通时，CS 脚电压不可避免的会产生过冲尖峰。PT4226A/27A/29A 内置了 LEB（前沿消隐）电路，在 LEB 时间内，电流检测比较器不工作，因此开关导通时的尖峰不会被检测，外部的 RC 滤波器也可以去除。

### 限流补偿

限流电路检测流过  $R_{CS}$  的电流， $R_{CS}$  将电流信号转变为电压信号给 CS 脚。当 CS 脚的电压达到内部阈值  $V_{CS}=500mV$  时，功率管关断专利的线性调整控制技术保证了优异的线性调整率。

### 短路保护

系统发生输出短路现象，PT4226A/27A/29A 进入如下所述的保护模式。在变压器去磁期间，FB 脚电压降至  $0.8V$  以下，PT4226A/27A/29A 进入短路保护模式，此时功率管将在 FB 采样延时  $30ms$  后关断。VCC 电压由于内部功耗降低，当 VCC 降至  $V_{VCC\_OFF}$  以下时，PT4226A/27A/29A 将会彻底关断，VCC 下电。之后 VCC 重新充电，芯片将反复重启直到异常状况解除。

### 开路保护

系统发生输出开路现象，PT4226A/27A/29A 进入如下所述的开路保护模式。在变压器去磁期间，FB 脚电压上升超过  $2.5V$ ，PT4226A/27A/29A 进入短路保护模式，开关频率降低，峰值电流降为  $50\%$ 。如果过压持续  $8$  个开关周期，PT4226A/27A/29A 将会关断。

### 频率抖动技术

PT4226A/27A/29A 内置抖频功能。振荡器频率被调制以使能量分散。分散的能谱尽可能降低了 EMI 因而简化了系统 EMI 设计。

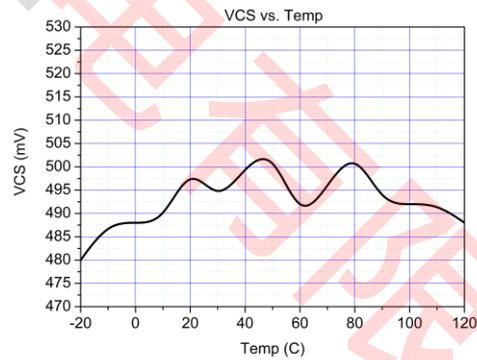
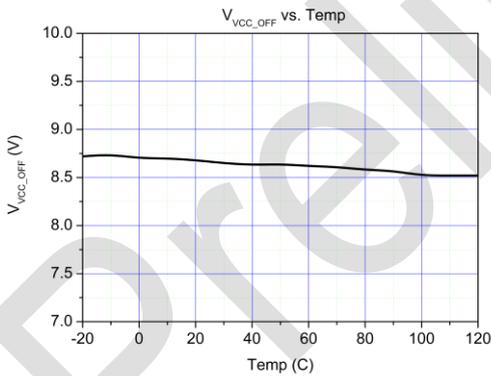
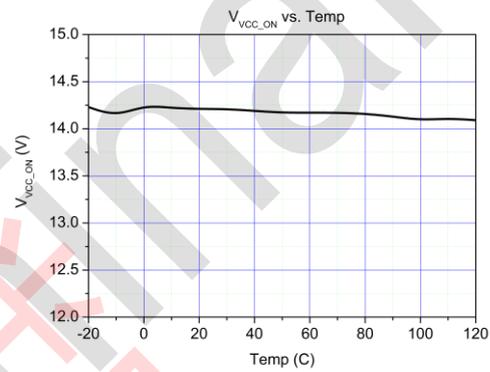
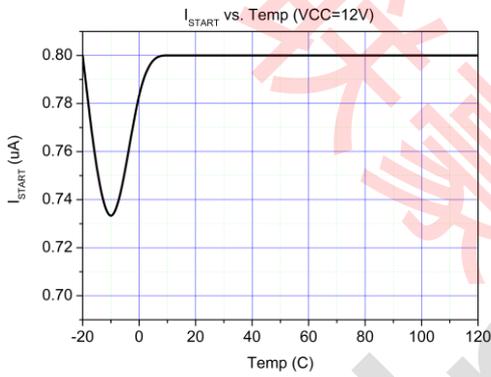
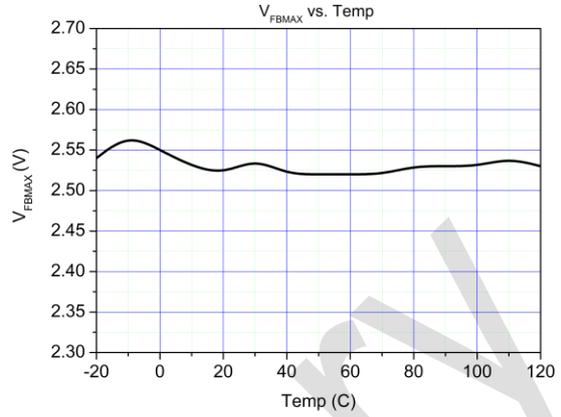
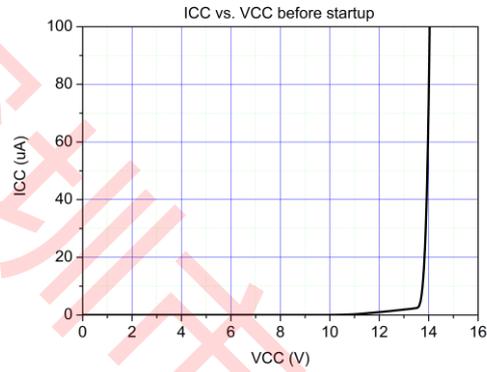
### 过温保护

热关断电路检测芯片温度，当芯片温度超过  $150^{\circ}C$ ，功率管关断直到温度降低  $20^{\circ}C$ ，保护解除。

### 驱动输出

GATE 脚输出驱动功率 MOS 的栅极。优化的推挽驱动提供了良好 EMI 和驱动能力。另外 GATE 输出电压被内部钳位电路钳位在  $15V$ ，因此可以有效保护功率 MOS 的栅极。在 GATE 和 GND 之间存在一个电阻，以使系统工作之前初始化 gate 电压。

### 典型特性曲线



### 设计实例和说明:

给出一个设计实例，说明如何基于PT4226A/27A/29A 逐步设计一个离线式 AC/DC LED 驱动器。参考图 3 中的应用电路。

#### 1. 确定输入和输出

设计规格见表 1。设计目标为驱动串联 7x 1W 白光 LED 的普通照明应用。

表 1

参数	符号	范围
输入电压	$V_{IN}$	90-264Vac
频率	$f_{LINE}$	47-64Hz
输出电压	$V_{OUT}$	22.4V
最大输出电压	$V_{OUTMAX}$	24.5V
最小输出电压	$V_{OUTMIN}$	21V
输出电流	$I_{OUT}$	320mA

#### 2. 设置开关频率

最大工作频率受限于反激时  $V_{FB}$  采样的延时时间。为了正确采样 FB 脚电压，副边放电时间必须大于 3.5 $\mu$ s，因此 PT4226A/27A/29A 的最大开关频率被限制在 128 KHz。实际应用中，考虑 EMI，效率和变压器尺寸，开关频率设置在 60KHz。

$$f_{sw} = 60kHz$$

$$T_{sw} = 1/f_{sw} = 16.7\mu s$$

#### 3. 最大占空比

对于 PT4226A/27A/29A，变压器去磁时间  $t_{dis}$  被固定为工作周期的 45%。考虑到全电压输入范围内，为了对输出电流的精确调节，PT4226A/27A/29A 必须工作在 DCM 模式。因此：

$$T_{sw} = t_{on} + t_{dis} + t_{dead} \quad (1)$$

$t_{on}$ : 开关 Q1 的开通时间

$t_{dis}$ : 变压器去磁时间

$t_{dead}$ : 反激 DCM 模式死区时间

$$t_{dis} = 0.45 * T_{sw} \quad (2)$$

$$t_{dead\_min} = 1.5 * 2\pi \sqrt{L_p * C_{ds}} \quad (3)$$

对于该设计实例，最小死区时间  $t_{dead\_min}$  可以估算大约开关周期的 20% 作为 LED 驱动器开始工作的设计初始值。

$$t_{dead\_min} = 1.5 * 2\pi \sqrt{L_p * C_{ds}} = 20\% * T_{sw} = 3.34\mu s$$

$$t_{dis} = 45\% * T_{sw} = 7.52\mu s$$

$$t_{on\_max} = T_{sw} - t_{dis} - t_{dead\_min} = 5.84\mu s$$

$$D_{max} = \frac{t_{on\_max}}{T_{sw}} = 35\%$$

#### 4. 匝数比

最大允许的  $N_{ps}$  取决于功率管上的电压应力，最小工作电压  $V_{in\_dc\_min}$  和原边电感  $L_p$ 。最小允许的  $N_{ps}$  取决于副边续流二极管 D1 所允许的最大反向电压。因此  $N_{ps}$  由以下因素折衷选取：功率管 Q1 击穿电压，副边续流二极管 D1 击穿电压，原边电感  $L_p$ ，原边峰值电流  $I_{pk\_pri}$  和最小输入电压  $V_{in\_dc\_min}$ 。 $N_{ps}$  越小， $V_{in\_dc\_min}$  越小，输入滤波电容体积也越小。但是  $N_{ps}$  太小需要副边续流二极管 D1 更高的反向击穿电压。在实际中，85VAC-265VAC 范围下的一般应用推荐  $N_{ps}$  小于 5.0。如公式 (4)

$$V_{in\_dc\_min} * t_{on\_max} = N_{ps} * V_{out} * t_{dis} \quad (4)$$

推导：

$$N_{ps} = \frac{V_{in\_dc\_min} * t_{on\_max}}{V_{out} * t_{dis}} \quad (5)$$

对于该设计实例，最低输入电压估计大约 82Vdc 作为设计初始值。

$$N_{ps} = \frac{V_{in\_dc\_min} * t_{on\_max}}{V_{out} * t_{dis}} = \frac{82 * 5.84}{22.4 * 7.52} = 2.84$$

#### 5. 计算电流检测电阻

一旦  $N_{ps}$  确定，电流检测电阻可以通过以下公式计算：

$$R_{cs} = \frac{0.1125}{I_{out}} * N_{ps} \quad (6)$$

$$I_{pk\_pri} = \frac{V_{cs}}{R_{cs}} = \frac{0.5V}{R_{cs}} \quad (7)$$

对于该设计实例，

$$R_3 = R_{cs} = \frac{0.1125}{I_{out}} * N_{ps} = \frac{0.1125 * 2.84}{0.32} = 1.0\Omega$$

$$I_{pk\_pri} = \frac{V_{cs}}{R_{cs}} = \frac{0.5V}{1.0\Omega} = 0.5A$$

#### 6. 计算原边电感

原边电感  $L_p$  由输出功率，开关频率  $f_{sw}$ ，原边峰值电流  $I_{pk\_pri}$  和变压器效率  $\eta$  决定。原边和副边能量的关系由以下公式给出：

$$\frac{1}{2} L_p * I_{pk\_pri}^2 * F_{sw} * \eta = V_{out} * I_{out} \quad (8)$$

由公式(8)可推导原边电感 $L_p$ :

$$L_p = \frac{2 * V_{out} * I_{out}}{I_{pk-pri}^2 * F_{sw} * \eta} \quad (9)$$

对于该设计实例:

$$L_p \leq \frac{2 * V_{out} * I_{out}}{I_{pk-pri}^2 * F_{sw} * \eta} = \frac{2 * 22.4 * 0.32}{0.5^2 * 60 * 10^3 * 1.0} = 0.96mH$$

对于该设计  $L_p$  为 950 $\mu$ H.

### 7. 计算原边绕组

为了保证变压器不饱和, 不能超过最大磁通密度, 因此最小的原边绕组匝数必须满足以下条件:

$$N_p = \frac{L_p * I_{pk-pri}}{A_e * \Delta B_{max}} \quad (10)$$

$\Delta B_{max}$ 为最大允许的磁通密度;

$A_e$ 为有效的磁心面积.

对于该设计, 选择EE16磁芯. 由EE16变压器磁芯 datasheet 确定 $A_e$ 为 19.2 mm<sup>2</sup>,  $\Delta B_{max}$ 为2500 mT. 因此:

$$N_p = \frac{L_p * I_{pk-pri}}{A_e * \Delta B_{max}} = \frac{0.95 * 10^{-3} * 0.5}{19.2 * 10^{-6} * 0.27} = 91.6T$$

对于该设计实例原边匝数确定为92.

### 8. 计算副边绕组

副边绕组可由以下公式计算:

$$N_s = \frac{N_p}{N_{ps}} \quad (11)$$

对于该设计实例,

$$N_s = \frac{N_p}{N_{ps}} = \frac{92}{2.84} = 32.4T$$

对于该设计实例副边匝数确定为32

### 9. 计算辅助绕组

辅助绕组可由以下公式计算:

$$N_a = \frac{V_{cc} * N_s}{V_{out}} \quad (12)$$

实际中,  $V_{cc}$  设置为16V.

对于该设计实例,

$$N_a = \frac{V_{cc} * N_s}{V_{out}} = \frac{16}{22.4} * 32 = 22.8T$$

对于该设计实例辅助绕组匝数确定为23.

### 10. 确定反馈电阻 $R_{fb\_up}$ 和 $R_{fb\_dn}$

为实现最佳调整率, 在220V VAC 输入电压下, PT4226A/27A/29A 流出FB脚的电流最好应该大约为1mA. 因此,  $R_{fb\_up}$  可由下公式计算:

$$R_{fb\_up} = \frac{\sqrt{2} * 220V}{1mA} * \frac{N_a}{N_p} \quad (13)$$

$R_{fb\_up}$  单位为k $\Omega$ .

对于该设计实例,

$$R_4 = R_{fb\_up} = \frac{\sqrt{2} * 220V}{1mA} * \frac{23}{92} = 77.8k\Omega$$

对于该设计实例 $R_4$ 设置为82 k $\Omega$ .

低压侧的反馈电阻用来设置OVP.  $R_{fb\_dn}$  通过输出电压达到OVP时, 对应的FB上的电压确定.  $V_{ovp}$  和  $V_{FBMAX}$  关系如下:

$$V_{FBMAX} = \frac{R_{fb\_dn}}{R_{fb\_up} + R_{fb\_dn}} * \frac{N_a}{N_s} (V_{ovp} + V_d) \quad (14)$$

变换上式, 可推导出 $R_{fb\_dn}$ :

$$R_{fb\_dn} = \frac{V_{FBMAX} * R_{fb\_up}}{\frac{N_a}{N_s} (V_{ovp} + V_d) - V_{FBMAX}} \quad (15)$$

$V_d$ : 副边续流二极管正向压降;

$V_{FBMAX}$ : 最大FB脚工作电压, 典型值为2.5V.

对于该设计实例

$$R_5 = R_{fb\_dn} = \frac{2.5 * 82}{\frac{23}{32} (28.5 + 0.5) - 2.5} = 11.14k\Omega$$

对于该设计实例 $R_5$ 设置为10 k $\Omega$ . 输出 OVP 设置为31V.

### 11. 确定副边和辅助绕组续流二极管

副边和辅助绕组续流二极管最大反向电压:

$$V_{sec\_diode} \geq \left( \frac{\sqrt{2} * 265 * N_s}{N_p} + V_{out} \right) \quad (15)$$

$$V_{aux\_diode} \geq \left( \frac{\sqrt{2} * 265 * N_a}{N_p} + V_{cc} \right) \quad (16)$$

副边续流二极管的峰值电流:

$$I_{pk\_sec} = \frac{0.5 * N_{ps}}{R_{cs}} \quad (17)$$

副边续流二极管反向击穿电压应大于  $V_{sec\_diode}$ , 且平均正向电流取决于输出电流和副边峰值电流. 辅助绕组续流二极管反向击穿电压大于 $V_{aux\_diode}$ .

### 12. PCB版图

图3所示的电路为基于PT4226A的260mA恒流输出的10W LED应用.

AC输入电源经D2~D5整流. 整流后的DC由电容C2

滤波。

变压器副边由超快速恢复二极管D1整流，然后由输出电容C1滤波。

反馈电阻(R4和R5)选用1%精度电阻。反馈电阻应

该靠近FB脚以尽可能降低噪声的影响。

R1, R2, R7和C3构成启动电路；C3应尽可能靠近VCC和GND脚。

R3为原边电流检测电阻，应尽可能靠近CS脚。

### 参考电路驱动为 10W LED

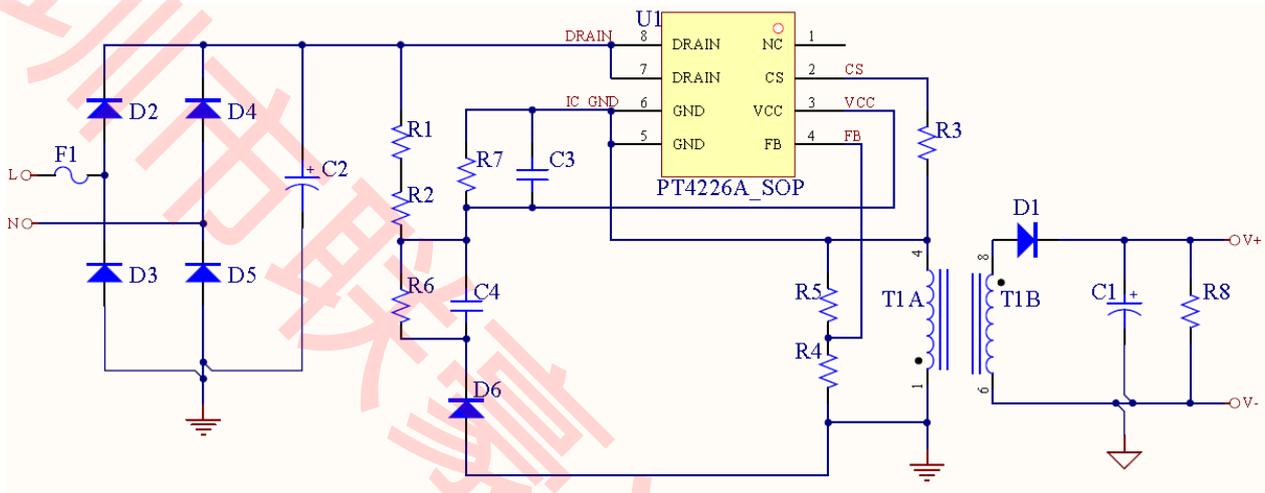
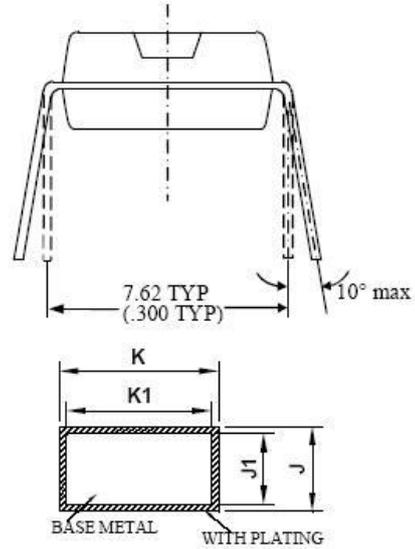
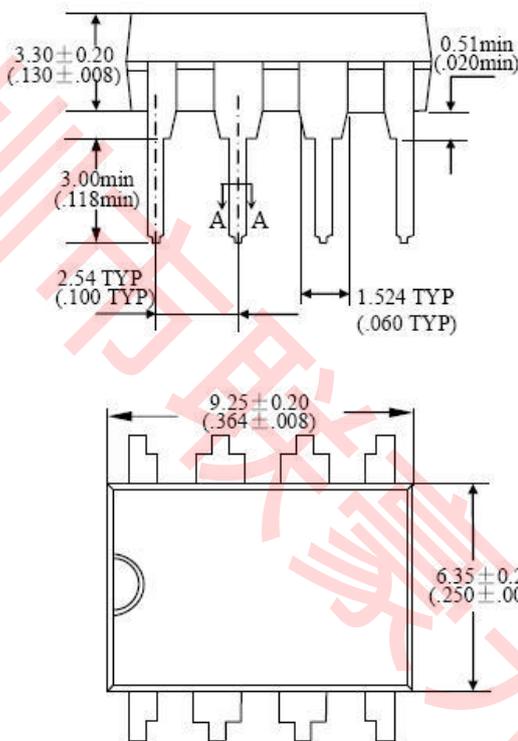


图 3

### 封装信息

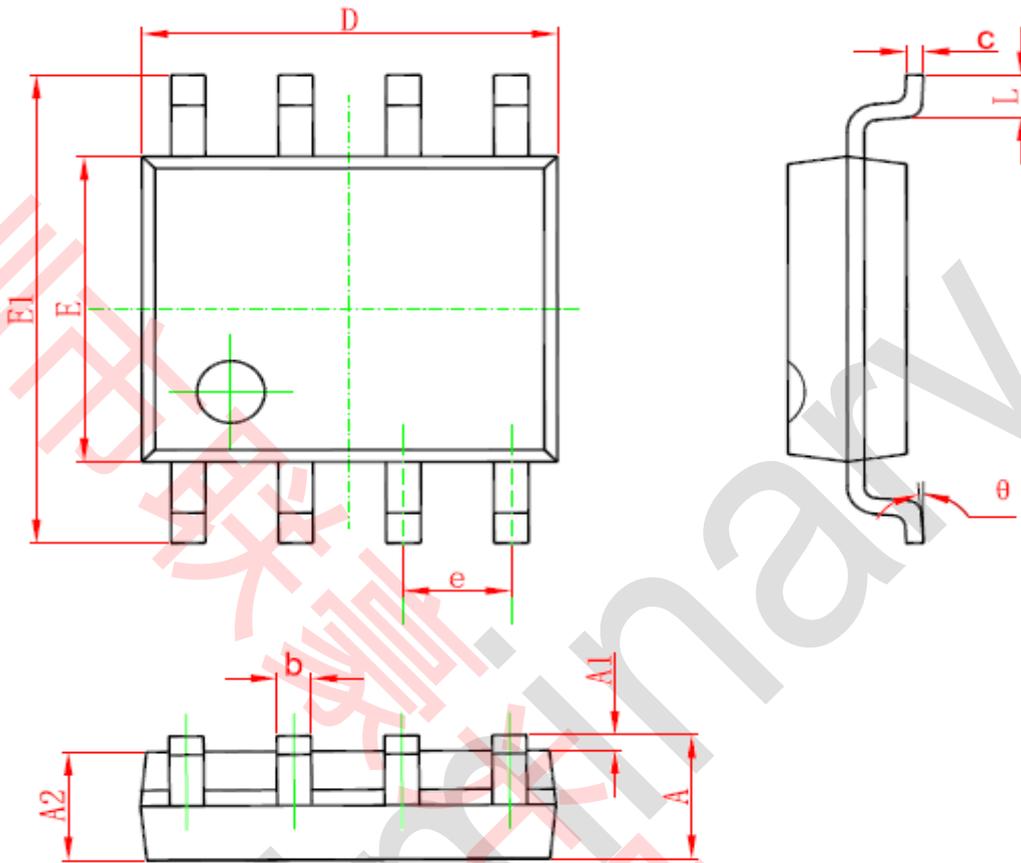
DIP-8



SECTION A-A

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
J	0.219	0.339	.0086	.0133
J1	0.219	0.289	.0086	.0114
K	0.460	0.560	.0181	.0220
K1	0.460	0.510	.0181	.0201

SOP-8



Symbol	Millimeters		Inches	
	Min	Max	Min	Max
A	1.350	1.750	0.053	0.069
A1	0.100	0.250	0.004	0.010
A2	1.250	1.650	0.049	0.065
b	0.330	0.510	0.013	0.020
c	0.170	0.250	0.007	0.010
D	4.700	5.100	0.185	0.201
E	3.800	4.000	0.150	0.157
E1	5.800	6.200	0.228	0.244
e	1.270(BSC)		0.050(BSC)	
L	0.400	1.270	0.016	0.05
θ	0°	8°	0°	8°

## 重要声明

华润矽威(POWTECH)有权对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改，并有权中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息，并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的华润矽威销售条款与条件。

华润矽威保证其所销售的产品的性能符合产品销售时半导体产品销售条件与条款的适用规范。仅在华润矽威保证的范围内，且华润矽威认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非适用法律做出了硬性规定，否则没有必要对每种产品的所有参数进行测试。

华润矽威对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用华润矽威的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险，客户应提供充分的设计与操作安全措施。

华润矽威产品未获得用于FDA Class III（或类似的生命攸关医疗设备）的授权许可，除非各方授权官员已经达成了专门管控此类使用的特别协议。

只有那些华润矽威特别注明属于军用等级或“增强型塑料”的华润矽威产品才是设计或专门用于军事/航空应用或环境的。购买者认可并同意，对并非指定面向军事或航空航天用途的华润矽威产品进行军事或航空航天方面的应用，其风险由客户单独承担，并且由客户独立负责满足与此类使用相关的所有法律和法规要求。

华润矽威未明确指定符合ISO/TS16949 要求的产品不能应用于汽车。在任何情况下，因使用非指定产品而无法达到ISO/TS16949 要求，华润矽威不承担任何责任。