

功能描述

DK803 是一款单级, 包含有源功率因数校正的原边反馈 LED 恒流控制芯片, 芯片内置 700V 驱动功率管和初级峰值电流检测电路, 极大地简化了外围应用电路; 集成的有源功率校正电路, 可以实现极高的功率因数和很低的谐波失真; 适用于 1W—3W 反激式隔离 LED 恒流电源或者 3-6W 的非隔离式 LED 恒流电源。

产品特点

- 全电压输入 85V—265V
- 单级有源 PFC, 高 PFC, 低 THD, 功率因数达到 0.95 以上。
- 内置 700V 功率管
- 原边反馈反激恒流控制, 无需次级反馈电路
- $\pm 3\%$ LED 输出电流精度
- 外部补偿母线电压变化产生的电流误差
- 电感电流临界连续模式, 降低了开关损耗
- 专利的自供电技术, 无需外部绕组供电
- 过温、过流、过压、LED 开路/短路保护

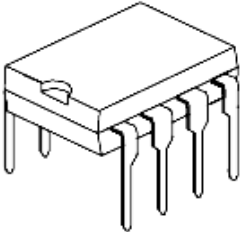
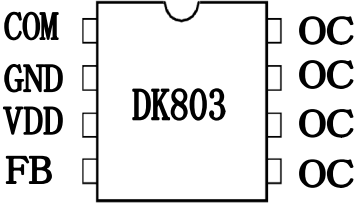
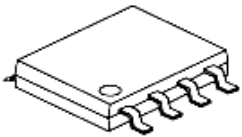
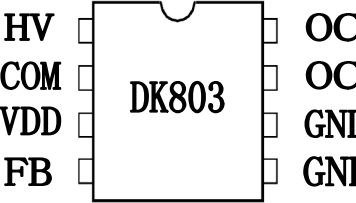
应用领域

- 1-3W 隔离式 LED 照明。
- 3-6W 非隔离式 LED 照明。

功率范围

输入电压	85-165v	185-265v	85-265v
最大输出功率 (隔离式反激)	4W	4W	3W
最大输出功率 (非隔离式)	6W	6W	4W

封装与引脚定义：（DIP-8； SOP-8）

 <p>DIP-8-300-2.54</p>	 <p>(DIP-8)</p>
 <p>SOP-8-225-1.27</p>	 <p>(SOP-8)</p>

DIP 引脚	SOP 引脚	符号	功能描述
NC	1	HV	芯片的启动输入引脚，加一个 2.2M Ω 电阻到 OC 引脚。
1	2	COMP	环路补偿输出引脚，外部对地接 47nf-470nf 的瓷片电容。
3	3	VDD	芯片的工作电源正端，外部对地接 100uf 的电解电容。
4	4	FB	辅助线圈的反馈输入引脚。
2	5, 6	GND	芯片地。
5, 6, 7, 8	7, 8	OC	芯片内部高压功率管的输出引脚。

注：DIP 封装无 HV 引脚，芯片内部已有启动电阻，无须再加外部启动电阻。

极限参数

供电电压Vcc	-0.3V—9V
供电电流Vcc	30mA
引脚电压.....	-0.3V—Vcc+0.3V
开关管耐压.....	-0.3V—730V
峰值电流.....	330mA
总耗散功率.....	1000mW
工作温度.....	-20℃—130℃
储存温度.....	-55℃—+150℃
焊接温度.....	+280℃/5S

电气参数

项目测试	条件	最小	典型	最大	单位
电源电压Vdd	AC 输入85V-----265V	4	5	6	V
Vdd启动电压	AC 输入85V-----265V	5	5.2	5.5	V
Vdd重启电压	AC 输入85V-----265V	3.6	4	4.2	V
Vdd保护电压	AC 输入85V-----265V	5.6	6	6.4	V
电源工作电流	Vdd=5V	5	10	15	mA
启动时间	AC 输入85V	---	---	1000	mS
开关管耐压	Ioc=1mA	700	---	---	V
环路补偿电容	COMP引脚对地	47	100	470	nf
母线电压补偿	分压输入电阻=100kΩ	5%	10%	15%	%
峰值电流保护	AC 输入85V-----265V	300	330	360	mA
开路保护阈值	FB电压	1.8	2	2.2	V
短路保护阈值	FB电压	0.3	0.4	0.5	V
温度保护	结温	120	125	130	℃
输出电流误差	300mA/6W	---	3%	5%	%

功能描述

上电启动

HV 外接 2.2M 启动电阻到 OC 引脚 (DIP 封装无需外接电阻), 流过启动电阻的电流经过内部三极管的放大, 提供启动电流对外部的 VDD 储能电容充电, 当 VDD 电压达到 5V 的时候, 芯片会检测母线输入电压。如果母线输入电压低于 80V, 芯片不会启动控制逻辑, 输出脉冲, 直到检测到母线输入电压高于 80V 时, 启动过程结束, 控制逻辑开始输出脉冲。

恒流输出控制

芯片内置恒流控制模块, 通过检测反馈绕组的电压来精确地调节 LED 输出电流, 同时内置的补偿电路使输出电流在较大的负载电压变化和母线电压变化时保持不变。芯片内部固定平均电流为了 50mA。

隔离式变换器的效率设为 80%, 输出的平均电流约为 $50mA * 80\% = 40mA$ 。

则: LED 输出电流可以很方便的根据下面的公式来设置:

$$I_o \approx 40 * N1/N2 \text{ mA}$$

根据上面的公式, 只需调节初级绕组和次级绕组的匝数比就可以设定需要的输出电流。

例如, 输出电流 320mA, 设定初次级匝数比 $N1/N2=8$ 即可。

非隔离式变换器的效率设为 90%, 输出的平均电流约为 $50mA * 90\% = 45mA$ 。非隔离式变换器的电流不可调节, 输出功率由输出电压确定。

例如, 输出 6W 功率, 由功率公式 $P=U*I$ 可知, $U=P/I$, $U=6W/0.045A=134V$ 。

原边反馈控制

芯片侦测原边辅助绕组的电压调节输出电流。反激阶段 (次级整流二极管导通), 芯片可以通过连接辅助绕组 N3 分压电阻的 FB 输入引脚侦测次级输出电压。需根据不同的应用合理的配置初级绕组和辅助绕组的匝数比以及分压电阻的比值, 使 FB 工作在 0.8V-1.5V 的电压范围内。

分压输入电阻的另一个作用是可以补偿母线输入电压变化造成的输出电流的偏差, 使输出电流在整个母线输入电压范围内保持很高的精度。正常应用中, 分压输入电阻设定在 100k 就可以获得良好的补偿效果; 分压输入电阻的调节范围是 50k-200k; 减小电阻可以增加母线电压补偿比例, 反之减小母线电压补偿比例。调节分压输入电阻时, 可能需要同时调节分压对地电阻, 使 FB 的工作电压范围保持不变。

功率因数校正

芯片内置功率因数校正模块, 在一个完整的母线输入 V_{in} 周期内, 功率管的开通时间 T_{on} 保持不变, 根据 $V_{in}=L_p*I_p/T_{on}$, 峰值电流 I_p 完全正比于母线输入电压 V_{in} , 从而获得很高的功率因数。因此母线输入电压对地无需接大容量的滤波电解电容, 只需接一颗 33nf-100nf 的 CBB 电容, 就可以获得 95%以上的功率因数。

工作频率

芯片的脉冲输出频率在一个完整的母线输入周期内是变化的；母线电压峰值时，变换器的频率最低，谷值时的频率最高，工作频率反比于初级绕组的电感量。针对不同的应用，可以适当的改变初级绕组的电感量来调节平均工作频率。电感量的变化对输出电流影响很小。

频闪与功率因数：

单级有源功率因数的变换器都存在一个 2 倍工频的闪烁，（50Hz 的闪烁为 100Hz，60Hz 的闪烁为 120Hz），人的眼睛是感受不到的，但在某些特定场合，客户不接受此闪烁，此时需要输入母线对地接入较大容量的电解电容来解决闪烁，这样做的代价是降低了功率因数，同时芯片的 VDD 供电电容使用 22UF/10V 即可。

自供电：

芯片使用了专利的自供电技术，控制VDD的电压在5V左右，提供芯片本身的电流消耗，无需外部辅助绕组提供。

峰值电流保护：

任何时候芯片检测到内部功率管的峰值电流超过330mA时，立即关断功率管，保护功率管和相应器件免于破坏。

电源异常：

因外部的某种异常引起的电源电压高于6V 时，或电源电压低于4V时，芯片将进行重新启动。

开路保护：

任何电路故障导致的次级开路，会使芯片的 FB 引脚电压在反激时升高，当芯片检测到 FB 电压超过 2v 时，立即启动次级开路保护，停止输出脉冲，直到开路状况解除。

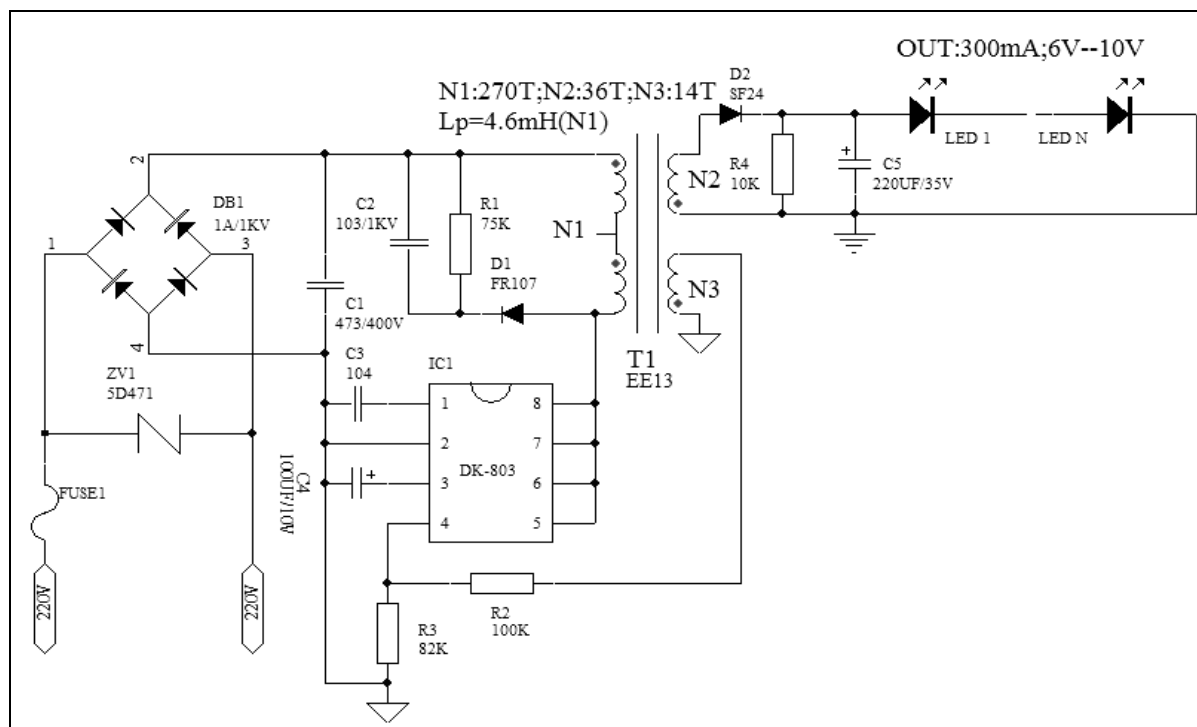
短路保护：

次级输出短路或者过载时，反激时的 FB 电压会低于 0.4V；如果在 64ms 内 FB 电压始终低于 0.4V, 立即启动短路保护，停止输出脉冲，直到短路状况解除。

过温保护：

任何时候检测到芯片温度超过 $125 \pm 5^{\circ}\text{C}$ ，立即启动过温保护，停止输出脉冲，直到过温状况解除。

隔离式 LED 恒流典型应用电路 (3W--10V/0.3A)



元器件清单

序号	元件名称	规格/型号	位号	数量	备注
1	保险丝	F1A/AC250V	FUSE1	1	
2	压敏电阻	5D471	ZV1	1	
3	整流桥	1A/1KV	DB1	1	
4	二极管	FR107	D1	1	
5	二极管	SF24	D2	1	
6	电解电容	100uF/10V	C4	1	长寿命用固体电容
7	电解电容	220uF/35V	C5	1	长寿命用固体电容
8	CBB电容	47nF/400V	C1	1	
9	瓷片电容	103/1KV	C2	1	
10	瓷片电容	104	C3	1	
11	色环电阻	75k/0.25W	R1	1	
12		100k	R2	1	
13		82k	R3	1	
14		10K	R4	1	
15	IC	DK803 (DIP-8)	U1	1	
16	变压器	EE13 (300mA-10V)	T1	1	

变压器设计: (仅作参考)

1、参数确定

变压器设计时, 需要先确定一些参数如下:

- (1) 输入电压范围: AC85V~265V
- (2) 输出电压及电流: DC10V/0.3A
- (3) 开关频率: 峰值时频率最低, 谷值时的频率最高, 为了使谷值时的频率不会太高, 设计时将按峰值的最低频率计算变压器的电感量, 一般取 40KHz
- (4) 输入最大峰值电流: 300mA。

2、磁心的选择

先计算出电源的输入功率 $P=P_{out}/\eta$ (η 指开关电源的效率, 设为 0.8),
而 $P_{out}=V_{out}*I_{out}=10V*0.3A=3W$, 即推出 $P_{in}=3W/0.8=3.75W$, 由于有源功率因数电路的峰值功率为平均功率的 2 倍, 所以电路的峰值功率为 $P_{max}=P_{in}*2=7.5W$, 我们可以通过磁心的制造商提供的图表进行选择, 也可通过计算方式选择, 我们查图表方式选择 7.5W 电源可用 EE10 或 EE13 磁心, 在这儿我们选择 EE13 磁心进行下一步的计算。

3、计算原边电压 V_s

输入电压为 AC85V~265V, 计算最高电压下的最低频率, 最高电压为 265V 时,
 $V_{in}=265*1.4\approx 370V$ (考虑了线路压降及整流压降)。

4、计算匝数比:

$$I_o/40=N1/N2$$

$$I_o=300mA$$

$$\text{则匝数比 } N=N1/N2=7.5$$

5、计算反激电压:

$$V_{or}=N*V_{out}=7.5*10=75V$$

反激电压设置不高于 150V, 以避免造成芯片过压损坏。

6、计算峰值时最低频率的周期时间:

$$\text{由公式: } T=1/F=1/40KHz=25\mu S$$

7、计算原边电感量 L_p

$$T=T_{on}+T_{off}$$

$$T_{on}=I_p*L_p/V_{in}$$

$$T_{off}=I_p*L_p/V_{or}$$

由以上三个公式可以推出以下公式

$$T=(I_p*L_p/U_{in})+(I_p*L_p/V_{or})=25\mu S$$

$$I_p=300mA$$

$$U_{in}=370V$$

$$V_{or}=75V$$

将数字代入上式可以主算出

$$L_p \approx 4.6mH$$

8、计算原边匝数 N_p

由公式 $B_{max} = (I_p * L_p) / (N_p * A_e)$

变压器的设计时最大磁感应强度不能大于 0.4T, (铁氧体的饱和磁感应强度一般为 0.4T 左右), 由于单端反激电路工作在 B-H 的第一象限, 磁心又存在剩磁 B_r 约为 0.1T, 所以

最大的工作磁通 B_{max} 最大只有 $0.4T - 0.1T = 0.3T$ 。

B_{max} 最大不能超过 0.3T, 公式中取值 0.3T

EE13 变压器的磁芯中柱截面积 $A_e = 17mm^2$

$$N_p = I_p * L_p / B_{max} * A_e = 300 * 4.6 / 0.3 * 17 \approx 270 \text{ 匝}$$

9、计算副边匝数 N_o

$$N_o = N_p / N = 270 / 7.5 = 36 \text{ 匝}$$

10、计算反馈组匝数 N_s

反馈组与原边匝数比固定设为 20

$$N_s = N_p / N = 270 / 20 = 13.5 \approx 14 \text{ 匝}$$

11、变压器的漏感

由于变压器不是理想器件, 在制造过程中一定会存在漏感, 漏感会影响到产品的稳定及安全, 所以要减小漏感, 三明治绕线方式可以减小漏感。

反馈组分压电阻值的计算:

反馈组的分压电阻调节输出空载电压及输出电流的精度, 输入分压电阻 (R_2) 取 100K Ω 计算对地分压电阻 (R_3) 的阻值。

设输出空载电压为负载电压的 1.2 倍, 已知输出电压 $V_o = 10V$, 空载电压 $V_p = 10 * 1.2 = 12V$ 反激电压:

$$V_{or} = N * V_p = 7.5 * 12 = 90V$$

反馈组电压 $V_s = V_{or} / N$ (反馈组匝比 $N = 20$)

$$V_s = 90 / 20 \approx 4.5V$$

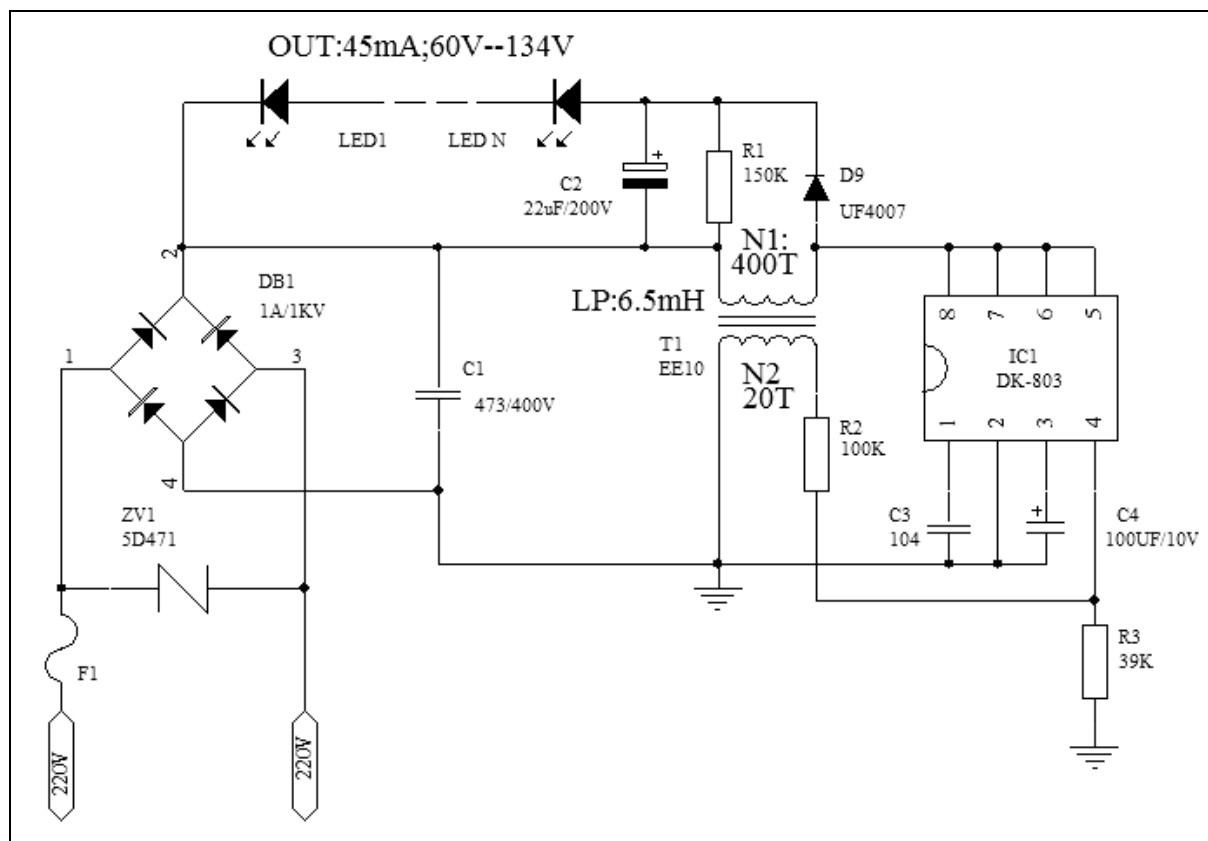
芯片 FB 最高电压 $V_F = 2V$

$$V_F = V_s * R_3 / (R_2 + R_3) \quad R_2 = 100K\Omega$$

$$R_3 = (R_2 * V_F) / (V_s - V_F)$$

$$R_3 = 80K\Omega \approx 82K\Omega$$

非隔离式 LED 恒流典型应用电路 (6W--134V/45mA)



元器件清单

序号	元件名称	规格/型号	位号	数量	备注
1	保险丝	F1A/AC250V	FUSE1	1	
2	压敏电阻	5D471	ZV1	1	
3	整流桥	1A/1KV	DB1	1	
4	二极管	UF4007	D1	1	
5	电解电容	100uF/10V	C4	1	长寿命用固体电容
6	电解电容	22uF/200V	C2	1	长寿命用固体电容
7	CBB电容	47nF/400V	C1	1	
8	瓷片电容	104	C3	1	
9	色环电阻	150k/0.25W	R1	1	
10		100k	R2	1	
11		39k	R3	1	
12	IC	DK803 (DIP-8)	U1	1	
13	变压器	EE10 (45mA-134V)	T1	1	

变压器设计: (仅作参考)

1、参数确定

变压器设计时, 需要先确定一些参数如下:

(5) 输入电压范围: AC160V~265V

(6) 输出电压及电流: DC134V/0.045A (非隔离式变换器电流不可调节)

(7) 开关频率: 峰值时频率最低, 谷值时的频率最高, 为了使谷值时的频率不会太高, 设计时将按峰值的最低频率计算变压器的电感量, 由于此电路绕组少 (只有两个绕组), 变压器选择比较小, 频率比隔离式电源取高一些, 取 50KHz

(8) 输入最大峰值电流: 300mA。

2、磁心的选择

先计算出电源的输入功率 $P=P_{out}/\eta$ (η 指开关电源的效率, 设为 0.9),

而 $P_{out}=V_{out}*I_{out}=134V*0.045A\approx 6W$, 即推出 $P_{in}=6W/0.9=6.7W$, 由于有源功率因数电路的峰值功率为平均功率的 2 倍, 所以电路的峰值功率为 $P_{max}=P_{in}*2=13.4W$, 由于电路中输出整流二极管的关断时间的存在, 电流反向流经变压器, 为变压器的磁芯复位, 磁芯可以在更宽的磁通范围工作, 我们可以选择更小的磁芯, 在这儿我们选择 EE10 磁心进行下一步的计算。

3、计算原边电压 V_s

输入电压为 AC85V~265V, 计算最高电压下的最低频率, 最低电压为 265V 时,

$$V_s=265*1.4\approx 370V \quad (\text{考虑了线路压降及整流压降}).$$

4、计算反激电压:

$$V_{or}=V_{out}=134V$$

反激电压设置不高于 150V, 以避免造成芯片过压损坏。

5、计算峰值时最低频率的周期时间:

$$\text{由公式: } T=1/F=1/50KHz=20\mu S$$

6、计算原边电感量 L_p

$$T=T_{on}+T_{off}$$

$$T_{on}=I_p*L_p/U_{in}$$

$$T_{off}=I_p*L_p/V_{or}$$

由以上三个公式可以推出以下公式

$$T=(I_p*L_p/U_{in})+(I_p*L_p/V_{or})=20\mu S$$

$$I_p=300\text{ mA}$$

$$U_{in}=370V$$

$$V_{or}=134V$$

将数字代入上式可以主算出

$$L_p\approx 6.5mH$$

7、计算原边匝数 N_p

由公式 $B_{max} = I_p * L_p / N_p * A_e$

变压器的设计时最大磁感应强度不能大于 0.4T, (铁氧体的饱和磁感应强度一般为 0.4T 左右), 由于单端反激电路工作在 B-H 的第一象限, 磁心又存在剩磁 B_r 约为 0.1T, 所以

最大的工作磁通 B_{max} 最大只有 $0.4T - 0.1T = 0.3T$, 但在本电路中, 由于有反向电流对磁芯

的复位, 磁芯的剩磁 B_r 可以忽略, 可以取值 0.4T

EE10 变压器的磁芯中柱截面积 $A_e = 12mm^2$

$N_p = I_p * L_p / B_{max} * A_e = 300 * 6.5 / 0.4 * 12 \approx 400$ 匝

10、计算反馈组匝数 N_s

反馈组与原边匝数比固定设为 20

$$N_s = N_p / N = 400 / 20 = 20 \text{ 匝}$$

11、变压器的漏感

由于变压器不是理想器件, 在制造过程中一定会存在漏感, 漏感会影响到产品的稳定及安全, 所以要减小漏感, 三明治绕线方式可以减小漏感。

反馈组分压电阻值的计算:

反馈组的分压电阻调节输出空载电压及输出电流的精度, 输入分压电阻 (R_2) 取 $100K\Omega$ 计算对地分压电阻 (R_3) 的阻值。

反激电压:

$$V_{or} = V_{out} = 130V$$

反馈组电压 $V_s = V_{or} / N$ (反馈组匝比 $N=20$)

$$V_s = 134 / 20 \approx 6.7V$$

芯片 FB 最高电压 $V_F = 2V$

$$V_F = V_s * R_3 / (R_2 + R_3) \quad R_2 = 100K\Omega$$

$$R_3 = (R_2 * V_F) / (V_s - V_F)$$

$$R_3 = 42.5K\Omega \approx 39K\Omega$$

◆ 封装尺寸:

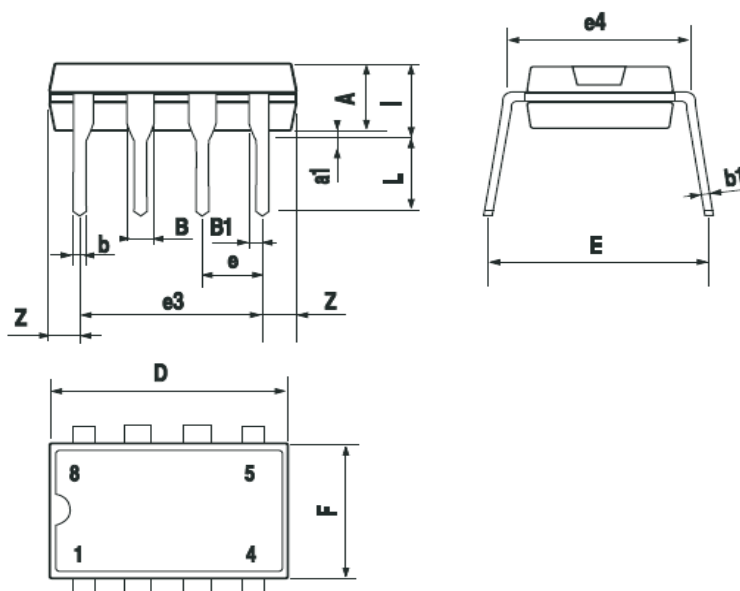
DIP-8

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A		3.32			0.131	
a1	0.51			0.020		
B	1.15		1.65	0.045		0.065
b	0.356		0.55	0.014		0.022
b1	0.204		0.304	0.008		0.012
D			10.92			0.430
E	7.95		9.75	0.313		0.384
e		2.54			0.100	
e3		7.62			0.300	
e4		7.62			0.300	
F			6.6			0.260
I			5.08			0.200
L	3.18		3.81	0.125		0.150
Z			1.52			0.060

**OUTLINE AND
MECHANICAL DATA**



DIP-8

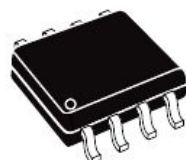


SOP-8

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	1.35		1.75	0.053		0.069
A1	0.10		0.25	0.004		0.010
A2	1.10		1.65	0.043		0.065
B	0.33		0.51	0.013		0.020
C	0.19		0.25	0.007		0.010
D ⁽¹⁾	4.80		5.00	0.189		0.197
E	3.80		4.00	0.15		0.157
e		1.27			0.050	
H	5.80		6.20	0.228		0.244
h	0.25		0.50	0.010		0.020
L	0.40		1.27	0.016		0.050
k	0° (min.), 8° (max.)					
ddd			0.10			0.004

Note: (1) Dimensions D does not include mold flash, protrusions or gate burrs.
Mold flash, protrusions or gate burrs shall not exceed 0.15mm (.006inch) in total (both side).

OUTLINE AND MECHANICAL DATA



SO-8

