

降压，升降压宽输入高亮度 LED 驱动集成电路

CN5816

概述:

CN5816是电流模式固定频率PWM降压或升降压高亮度LED驱动集成电路。CN5816的输入电压范围是4.5V至32V，外围元器件少，应用简单灵活。CN5816内部包括带隙基准电压，330KHz的振荡器，电流模式控制单元，芯片关断电路，软启动电路和栅极驱动电路等。电流控制模式提高了系统的瞬态响应，简化了回路补偿。芯片内部的软启动电路减小了上电时的浪涌电流。其他功能包括芯片关断功能，输出过压保护功能，内置5V电压调制器和斜坡补偿等。

CN5816采用10管脚SSOP封装。

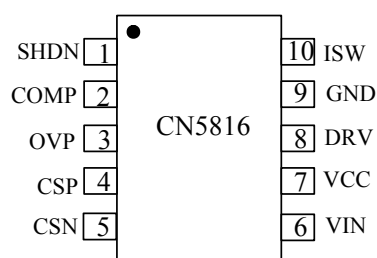
特点:

- 峰值电流模式 LED 电流调制
- 输入电压范围：4.5V 到 32V
- 降压或升降压 LED 驱动
- 开关频率：330kHz
- 高端电流检测
- 电流调制阈值：120 毫伏
- 每个周期电感电流限制功能
- 内部斜坡补偿功能
- 可设置的过压保护阈值
- 内部软启动电路
- 内置 5V 电压调制器
- 极低关断电流
- 工作温度范围：
-40°C 至 85°C
- 采用SSOP-10封装
- 产品无铅，满足Rohs，不含卤素

应用:

- 高亮度 LED 照明
- 台灯及室内照明
- 建筑物及路灯照明
- 工业照明
- 背光应用

管脚排列



典型应用电路

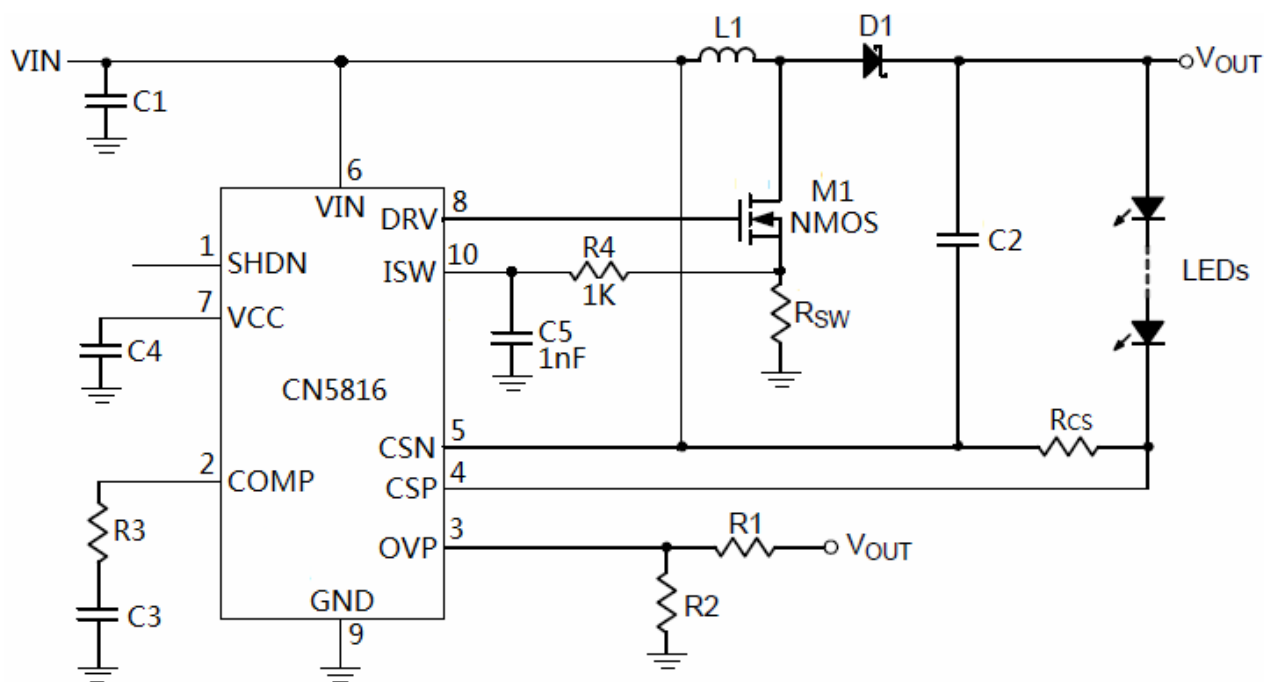


图 1 升降压应用电路

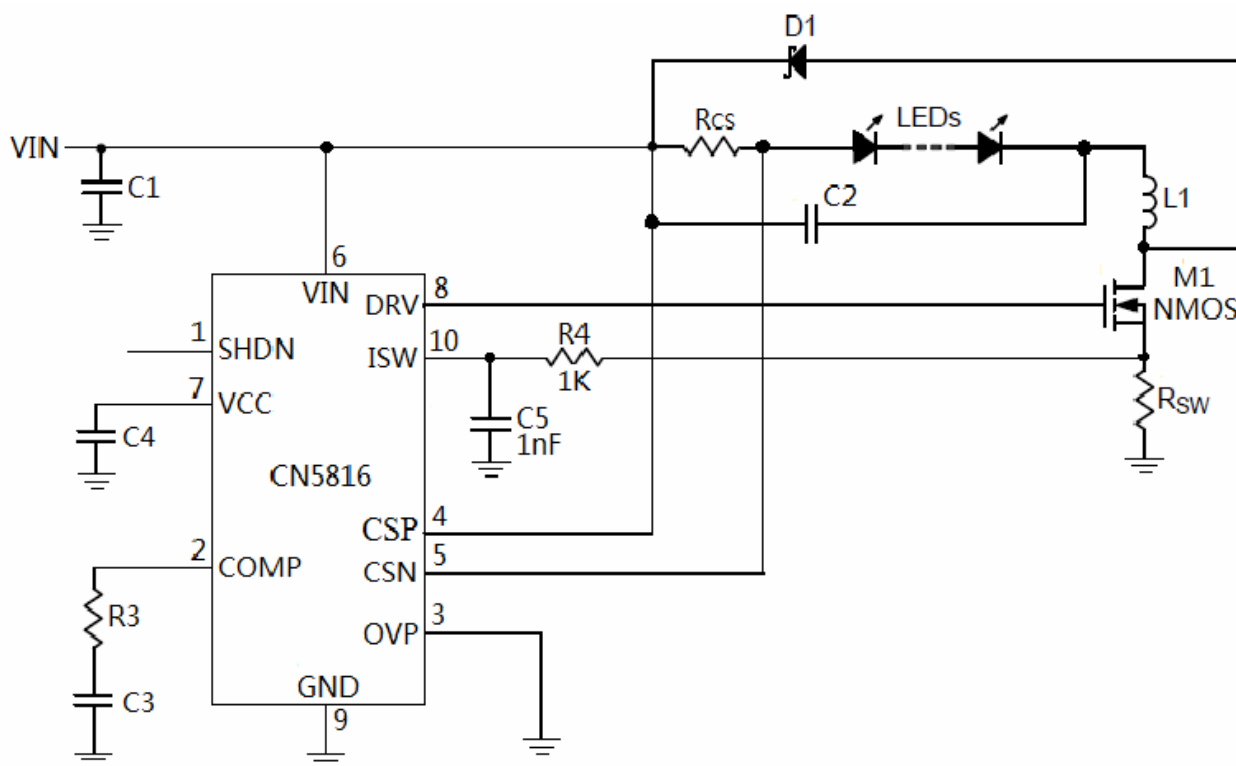


图 2 降压应用电路

订购信息:

型号	包装	工作环境温度
CN5816	盘装, 每盘 3000 只	-40℃ 到 +85℃

管脚描述

序号	名称	功能描述
1	SHDN	芯片关断管脚。 将此管脚接到高电平, CN5816进入关断模式。在关断模式, 内部电路模块, 包括5V电压调制器, 全部被禁止工作, 消耗的电流极低。将此管脚接到低电平, CN5816进入正常工作模式。
2	COMP	回路频率补偿管脚。 此管脚到地之间连接频率补偿网络。
3	OVP	输出电压反馈管脚。 当OVP管脚电压大于1.283V时, PWM调制器关断外部N沟道场效应晶体管; 只有当OVP管脚电压再下降到1.219V以下时, PWM调制器正常工作。
4	CSP	LED电流检测正输入端。 将此管脚连接到外部LED电流检测电阻的电流流入端。
5	CSN	LED电流检测负输入端。 将此管脚连接到外部LED电流检测电阻的电流流出端。
6	VIN	输入电压正极。 输入电源正极, 输入电压范围是4.5V至32V。此管脚到地之间需要滤波电容。
7	VCC	5V电压调制器输出。 此管脚到地之间需要连接一个至少4.7uF电容。当输入电压在5.5V到32V之间时, 此管脚输出5V电压; 当输入电压低于5.5V时, 此管脚电压可能低于5V。
8	DRV	栅极驱动管脚。 将此管脚连接到外部N沟道场效应晶体管的栅极。
9	GND	地。 输入电源负极。
10	ISW	电感电流检测管脚。 从ISW管脚检测电感电流用于电流控制和过流保护。

极限参数

VIN, CSP, CSN 管脚电压.....	-0.3V to 36V	最大结温.....	150℃
其他管脚电压.....	-0.3V to 6.5V	存储温度.....	-65℃ 至 150℃
工作环境温度.....	-40℃ to 85℃	焊接温度(10 秒).....	260℃
热阻(Junction to Case)	200℃/W		

超出以上所列的极限参数可能造成器件的永久损坏。以上给出的仅仅是极限范围, 在这样的极限条件下工作, 器件的技术指标将得不到保证, 长期在这种条件下还会影响器件的可靠性。

电气参数

(VIN=12V, TA=-40℃ 至 85℃, 除非另有注明)

参数	符号	测试条件	最小	典型	最大	单位
输入电压范围	VIN		4.5		32	伏特
工作电流	I _{VIN}	V _{FB} =1.3V, V _{SHDN} =0V	700	800	900	微安
关断电流	I _{SD}	SHDN=3V, VIN=12V	3.6	5.2	6.8	微安
		SHDN=3V, VIN=30V	9	13	17	
开关频率	f _{SW}	正常工作	285	330	375	KHz
最大占空比	D _{MAX}			93		%
最小导通时间	T _{MIN}			100		纳秒
软启动时间	T _{SS}			9.5		毫秒
电感电流过流阈值	V _{CS(OC)}	测量ISW管脚电压	162	180	198	毫伏
SHDN管脚						
SHDN输入高电平	V _{IH}		2.3		6	伏特
SHDN输入低电平	V _{IL}		0		0.5	伏特
SHDN管脚偏置电流	I _{SHDN}		-100	0	+100	纳安
OVP管脚						
OVP电压上升阈值	V _{OVP}	OVP管脚电压上升	1.23	1.283	1.336	伏特
OVP电压下降阈值	V _{OVPF}	OVP管脚电压下降	1.166	1.219	1.272	伏特
OVP管脚偏置电流	I _{OVP}		-100	0	+100	纳安
DRV管脚						
输出电流		V _{DRV} =4V		0.8		安培
吸收电流		V _{DRV} =1V		1.5		安培
下降时间	t _f	C _{DRV} =2nF		25		纳秒
上升时间	t _r	C _{DRV} =2nF		32		纳秒
VCC管脚						
输出电压	VCC	I _{VCC} =0.1mA to 4mA, VIN=5.5V to 32V	4.7		5.3	伏特
负载调制特性		I _{VCC} =0.1mA to 4mA,		5		欧姆
输入电源调制特性		VIN=6V to 32V, I _{VCC} =3mA		6		毫伏
输入电源抑制比	PSRR	I _{VCC} =3mA, f=10kHz		-35		dB
启动时间	t _{START}	VCC=0 to 4.5V, C _{OUT} =4.7uF		5		毫秒

详细描述

CN5816是电流模式固定频率LED驱动集成电路。CN5816的输入电压范围是4.5V至32V，可以构成降压或升降压电路驱动LED，应用灵活，外围元器件少，应用简单。

CN5816内部包括带隙基准电压，误差放大器，330KHz振荡器，电流模式控制单元，斜坡补偿电路，芯片关断电路，软启动电路和栅极驱动电路等。电流控制模式提高了系统的瞬态响应，简化了回路补偿。芯片内部的软启动电路减小了上电时的浪涌电流。其他功能包括芯片关断功能，输出过压保护功能，内置5V电压调制器和斜坡补偿等。

OVP管脚用于输出电压监测，当OVP管脚电压大于1.283V时，内部PWM控制器关断，DRV管脚输出低电平，外部N沟道场效应晶体管关断；只有当OVP管脚电压下降到1.219V以下时，内部PWM控制器正常工作，允许DRV管脚输出高电平。

应用信息

输入电压范围

CN5816输入电压范围为4.5V至32V，可实现降压或升降压模式LED驱动。

关断功能

SHDN管脚是高有效的芯片关断输入端。将此管脚接到高电平，CN5816进入关断模式。在关断模式，内部电路模块，包括5V电压调制器，全部被禁止工作，工作电流极低。将此管脚接到低电平，CN5816进入正常工作模式。

+5V电压调制器

CN5816内部有一个+5V的电压调制器，此电压调制器在VCC管脚输出+5V电压，最大可输出4毫安电流，为芯片内部低压电路和栅极驱动电路供电。

在VCC管脚到地之间需要连接一个至少4.7μF电容。

如果使用VCC管脚为外部电路供电，需要留意不要使+5V电压调制器，否则可能影响栅极驱动能力。

当CN5816被关断时(SHDN输入高电平)，5V调制器也被关断。

设置LED电流

LED电流通过CSP管脚和CSN管脚之间的LED电流检测电阻设置。LED电流由下面公式决定：

$$I_{LED} = \frac{120mV}{R_{CS}}$$

其中，

I_{LED} 是LED 电流

R_{CS} 是连接于CSP管脚和CSN管脚之间的LED电流检测电阻

设置过压保护电压

CN5816内部有过压保护电路用于LED开路保护。当OVP管脚电压大于1.283V时，内部PWM控制器关断，DRV管脚输出低电平，外部N沟道场效应晶体管关断；只有当OVP管脚电压下降到1.219V以下时，内部PWM控制器正常工作，允许DRV管脚输出高电平。

对于升降压应用，如图1所示，当输出电压大于某一值时，内部PWM调制器关断，可实现LED开路保护。输出电压保护阈值由下式决定：

$$V_{OUT} = 1.283 \times \left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$$

其中，R1和R2是构成OVP管脚分压网络的电阻，如图1所示。

LED调光

CN5816可以通过SHDN管脚实现PWM调光。 只要将PWM信号直接施加在SHDN管脚即可。需要留意的是每当SHDN管脚从高电平转为低电平时均会触发内部的软启动电路，软启动时间典型值是9.5毫秒，所以在选择PWM信号频率和脉冲宽度时需要考虑软启动时间。

N沟道场效应晶体管驱动 (DRV管脚)

CN5816内部集成有N沟道场效应晶体管(MOSFET)栅极驱动电路，驱动信号通过DRV管脚输出。DRV管脚可以输出800毫安电流，可以吸收1.5A电流。栅极驱动电路由内部5V电压调制器供电，所以DRV管脚高电平为5V。

估算占空比

如图1和图2所示，对于工作于连续导通模式(CCM)的升降压应用和降压应用，其占空比为：

$$D = \frac{V_{LED}}{V_{LED} + V_D + V_{IN}}$$

其中， V_{IN} 是输入电压， V_{LED} 是LED正向导通电压， V_D 是整流二极管正向导通电压。

所以，在输入电压最小时，占空比最大，即：

$$D_{\max} = \frac{V_{LED}}{V_{LED} + V_D + V_{IN\min}}$$

在输入电压最大时，占空比最小，即：

$$D_{\min} = \frac{V_{LED}}{V_{LED} + V_D + V_{IN\max}}$$

最大电感电流（输入电流）

CN5816通过连接于外部N沟道MOSFET的源极与地之间的电阻(图1和图2中的 R_{SW})检测电感电流(输入电流)。所以，在正常工作时，输出电流同输入电流有一定的对应关系。在理想情况下，输出功率和输入功率相等，所以：

$$I_{IN} = I_L = \frac{V_{LED}}{V_{IN}} I_{LED}$$

内部过流保护电路限制最大电感电流为 $0.18/R_{SW}$ 。在实际应用中，考虑到元器件的偏差，比较合理的做法将电感电流峰值设置为：

$$I_{IN\text{peak}} = I_{L\text{peak}} = 1.8 \times \frac{V_{LED}}{V_{IN}} I_{LED}$$

选择电感

电感饱和电流应该大于最大输入电流的要求，最大输入电流在输入电压最低时出现。选择电感时，还要使得电感纹波电流峰-峰值部大于其最大电流的30%，即：

$$\Delta I_L = 30\% \times \frac{V_{LED}}{V_{IN}} I_{LED}$$

所以，电感值应该满足下面的公式：

$$L \geq \frac{V_{IN\max} \times D_{\min}}{f_{sw} \times \Delta I_L}$$

其中， f_{sw} 是开关频率，典型值为330KHz。

选择电感电流检测电阻

CN5816采用电流控制模式，通过连接于外部N沟道场效应晶体管（MOSFET）的源极与地之间的电感电流检测电阻（图1中的 R_{SW} ）检测电感电流，检测到的电感电流信号反馈到ISW管脚，既用于过流保护，也用于电流调制回路控制。当ISW管脚电压超过过流保护阈值 $V_{SW(oc)}$ 时，DRV管脚输出低电平，外部N沟道MOSFET被关断。所以 R_{SW} 应该满足的第一个条件为：

$$R_{SW} \leq \frac{V_{CS(oc)}}{I_{L\text{peak}}} = \frac{V_{IN}}{10 \times V_{LED} \times I_{LED}}$$

CN5816采用峰值电流控制模式调制输出电压，为了抑制谐波振荡(Sub-Harmonic Oscillation)，芯片内部有固定斜率的斜坡信号补偿电流回路。等效到ISW管脚，斜坡信号的斜率是：

$$S_e = 4.49 \times 10^4 \text{ V/S}$$

为了避免谐波振荡，补偿斜坡的斜率 S_e 应该至少大于电感电流下降斜率 m_2 的一半。因为CN5816内部的补偿斜坡斜率是固定的，所以限制了电感电流检测电阻的最大值。

对于升降压应用和降压应用，等效到ISW管脚，电感电流下降斜率为：

$$m2 = \frac{R_{SW} \times (V_{LED} + V_D)}{L}$$

其中,

- S_e 是CN5816内部补偿斜坡的斜率, 单位是V/s
- $m2$ 是电感电流下降斜率, 单位是V/s
- R_{SW} 是ISW管脚的电感电流检测电阻, 单位是欧姆(Ω)
- V_{LED} 是LED正向导通电压, 单位是伏特(V)
- V_D 是整流二极管的正向导通电压, 单位是伏特(V)
- V_{IN} 是输入电压, 单位是伏特(V)
- L 是电感值, 单位为亨利(H)

由于补偿斜坡的斜率至少应该为电感电流下降斜率的一半, 最好为电感电流下降斜率, 所以有:

$$S_e \geq \frac{1}{2} m2$$

所以, 对电感电流检测电阻 R_{SW} 的第二个限制条件为:

对于升降压应用和降压应用, 等效到ISW管脚, 电感电流下降斜率为:

$$R_{SW} \leq \frac{2 \times 4.49 \times 10^4 \times L}{V_{LED} + V_D}$$

概括上述结论, 对于升降压应用和降压应用, 电感电流检测电阻 R_{SW} 应该同时满足下面两个条件:

$$R_{SW} \leq \frac{V_{CS(oc)}}{I_{Lpeak}} = \frac{V_{IN}}{10 \times V_{LED} \times I_{LED}} \quad \text{和}$$

$$R_{SW} \leq \frac{2 \times 4.49 \times 10^4 \times L}{V_{LED} + V_D}$$

在实际设计中, 应该保留一定的裕量, R_{SW} 值应该不大于上述计算值的80%。

电感电流检测滤波电路

多数情况下, ISW管脚的滤波电路能改善电压转换电路的性能, 图1和图2中的R4和C5即构成此滤波电路。一般滤波电路的时间常数在100纳秒即可。R4的电阻值不能大于2K欧姆。

选择整流二极管

为了较少的功耗和较高的效率, 整流二极管(图1和图2中的D1)应该选用肖特基二极管。该二极管的击穿电压应该比输出电压高几伏特, 通过电流能力应该大于最大输出电流, 瞬间电流应该大于电感的峰值电流:

$$I_{Npeak} = I_{Lpeak} = 1.8 \times \frac{V_{LED}}{V_{IN}} I_{LED}$$

选择N沟道场效应晶体管(MOSFET)

CN5816驱动片外N沟道场效应晶体管。在图1所示的升降压应用中, MOSFET所承受的最高电压为输入电压与LED正向导通电压之和; 在图2所示的降压应用中, MOSFET所承受的最高电压为输入电压与整流二极管正向导通电压之和。一般情况下, 该N沟道MOSFET的耐压值应该大于前述MOSFET所承受的最高电压1.3倍。

MOSFET的额定功耗和导通电阻应该根据电感电流来确定。

选择输出电容

输出电容(图1,2和3中的C2)用于减小LED的电流纹波。LED电流纹波同输出电容值, 输出电容的串联等效

电阻(ESR)和串联等效电感(ESL)等因素有关。在选择输出电容时须考虑电容值受温度和偏置电压的影响因素。陶瓷电容比较适合输出电容，为了增大电容值，可以考虑将多个陶瓷电容并联使用。

选择输入电容

输入电容(图1,2和3中的C1)为电感提供瞬态电流。输入电容值取决于输出电流，所允许的输入电源纹波，输入电源的输出阻抗和电源导线的长度等因素。一个低ESR的陶瓷电容或者陶瓷电容与电解电容并联可以满足要求，一般情况下，电容值在10uF到100uF。

当输入电源突然接入时，输入电源对输入电容充电，瞬间电流可能很大，在此种情况下，有些钽电容可能会失效，所以选用钽电容作为输入电容时，需要留意。

设计频率补偿网络

图3示出了同CN5816应用频率响应相关的电路。

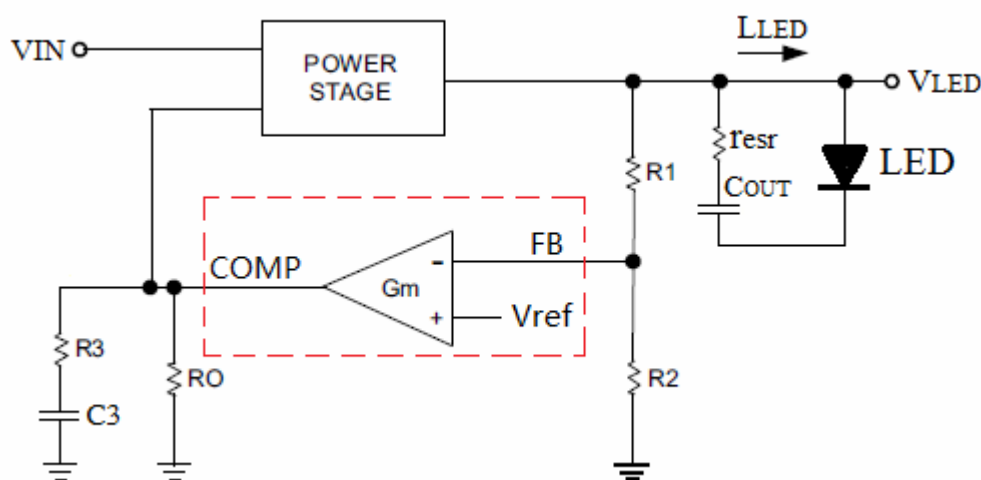


图 3 频率响应相关电路

电感 L，输出电容 C_{OUT} 和 LED 构成一个极点和两个零点，它们是：

- 输出电容 C_{OUT} 和负载电阻构成的极点：

$$\omega_{p1} = \frac{2I_{LED}}{V_{LED} C_{OUT}}$$

- 输出电容 C_{OUT} 和其串联等效电阻(ESR)构成的零点：

$$\omega_{z1} = \frac{1}{r_{esr} C_{OUT}}$$

如果输出电容是低 ESR 的陶瓷电容，此零点可以忽略。

- 对于升降压应用，还有一个右半平面的零点：

$$\omega_{z2} = \frac{V_{LED}(1-D)^2}{L \times I_{LED} \times D}$$

在降压应用中，没有右半平面零点。

在上面三个公式中， V_{LED} 是 LED 的正向导通压降， I_{LED} 是 LED 电流， C_{OUT} 是输出电容值， r_{esr} 是输出电容的串联等效电阻， D 是转换器的占空比， L 是电感值。

在图 3 所示的电路中，电容 $C3$ 和电阻 $R3$ 构成频率补偿网络。频率补偿网络的设计步骤如下所示：

步骤 1: 根据上面三个公式, 计算 ω_{p1} , ω_{z1} 和 ω_{z2}

步骤 2: 确定转换器电流调制回路开环增益的 0dB 频率

为了保证系统的稳定性, 电流调制回路开环增益应该以 $-20\text{dB}/10$ 倍频的斜率与横轴相交。

对于降压应用, 电流调制回路开环增益 0dB 频率应该选择在 10KHz 到 30KHz 之间。

对于升降压应用, 由于右半平面零点的存在, 整个回路开环增益 0dB 频率应该在 $0.3 \times \omega_{z2}$ 和 $0.4 \times \omega_{z2}$ 之间。

步骤 3: 计算 R3 的电阻值(单位为欧姆)和 C3 的电容值(单位为法拉)

对于降压应用, R3 和 C3 通过下面两个公式计算:

$$R3 = 3.333 \times 10^3 - \frac{1}{C3 \cdot \omega_c}$$

$$C3 = \frac{1}{R3 \cdot \omega_{p1}}$$

对于升降压应用, R3 和 C3 通过下面两个公式计算:

$$R3 = 333 \cdot \sqrt{\frac{\omega_c^2}{\omega_{p1}^2} + 1} - \frac{1}{C3 \cdot \omega_c}$$

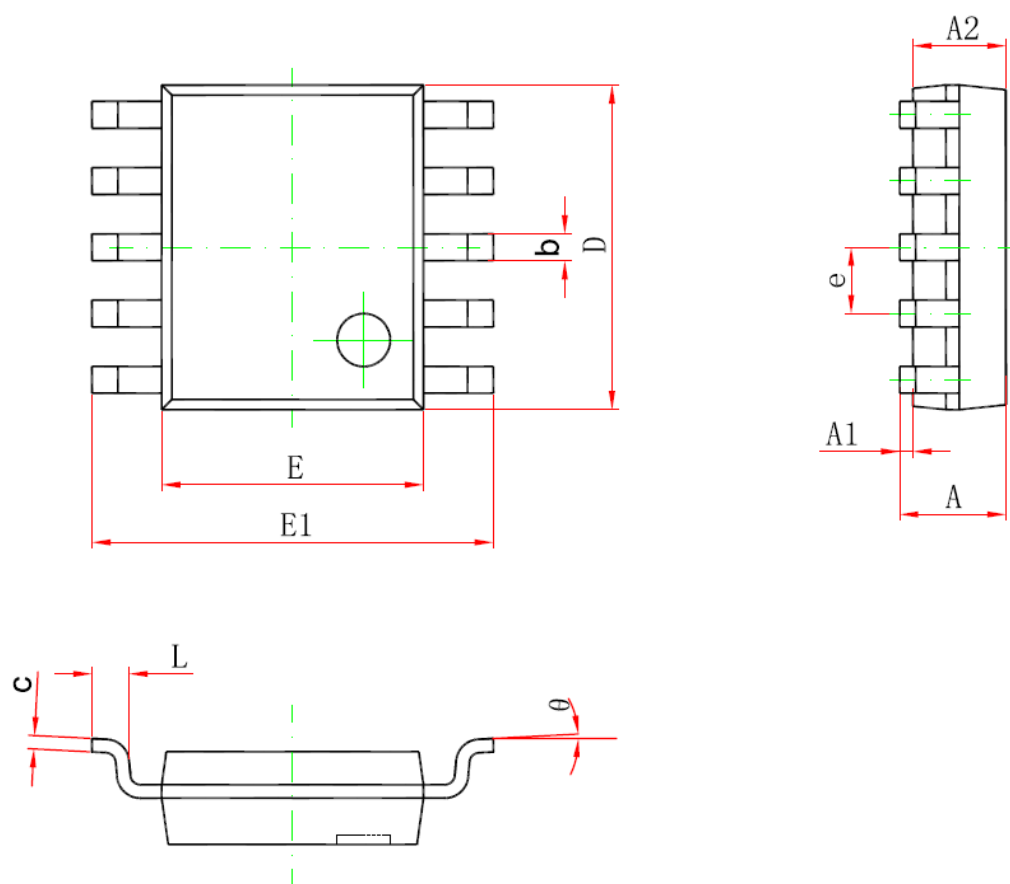
$$C3 = \frac{1}{R3 \cdot \omega_{p1}}$$

PCB 设计考虑

PCB 设计对保证转换器的正确功能和良好性能非常关键。针对图 1 和图 2 所示的应用电路, 应按照下面指引设计 PCB:

- 所有流经大电流的节点, 其铜皮要尽量短, 足够宽。由于这些节点的电流变化很快, 这些节点的寄生电感必须尽量小。即输入电容, 电感, MOSFET, 整流二极管和输出电容的铜皮要尽量短, 足够宽。铜皮面积小也有助于降低电磁辐射。
- 为降低电磁辐射, 连接 MOSFET 的铜皮面积要尽量小。
- 流经大电流的功率地应该同模拟地分开返回系统地。输入电容, 输出电容和电感电流检测电阻的接地端要尽量靠近。这里可以把输入电源负极作为系统地。
- CN5816 的 GND 管脚, R2, C3, C4 和 C5 的接地端连接到一起与功率地分开, 单独返回系统地。
- 对于 LED 电流比较大的应用, 最好使用多层 PCB。
- R1, R2, R3, C3 和 C4 要尽量靠近 CN5816。
- 整流二极管 D1 的正极要尽量靠近 N 沟道 MOSFET 的漏极。
- 整流二极管 D1 的负极要尽量靠近输出电容 C2。

封装信息



Symbol	Dimensions In Millimeters		Dimensions In Inches	
	Min	Max	Min	Max
A	1.350	1.750	0.053	0.069
A1	0.100	0.250	0.004	0.010
A2	1.350	1.550	0.053	0.061
b	0.300	0.450	0.012	0.018
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	1.000 (BSC)		0.039 (BSC)	
L	0.400	1.270	0.016	0.050
θ	0°	8°	1°	8°