超低功耗轻载高效率宽输入范围 1A 同步降压转换器

■ 产品概述

LN3433 是一个 1A 高效率开关型降压转换器。当负载电流下降到微安范围内时，纳安级的静态电流提供了极高的效率。在最小输入电压低至 2V 的情况下，LN3433 允许系统直接从电池供电。

COT 控制方案提供了快速的瞬态响应，很高的轻载效率和更小的电容需求。通过集成的误差放大器来校正输出电压，可以使调节变得紧凑。

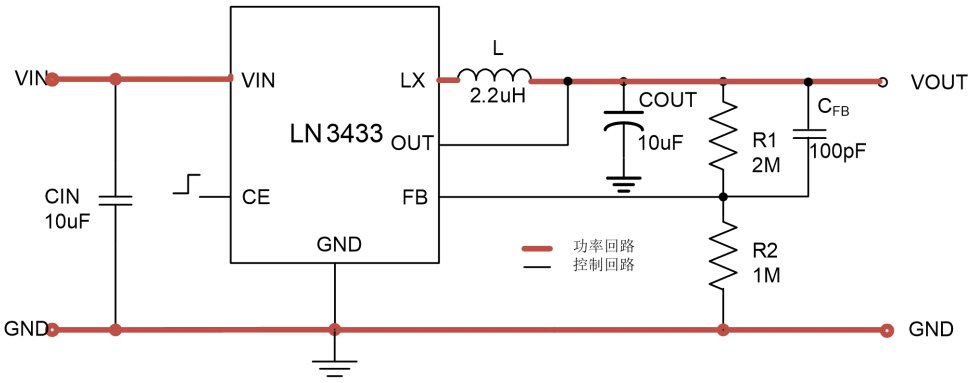
故障保护功能包括欠压保护（UVLO）、过压保护（OVP）、过流保护（OCP）和热关断保护等。

LN3433 仅需要很少的可以轻易获得的标准外围元器件就可以工作。LN3433 可以封装在 SOT23-6L 和 DFN2020-6L 中。

■ 用途

- 可穿戴设备
- 物联网 IOT
- 智能家居
- 通信模组
- 便携式仪器
- 电池供电设备

■ 典型应用电路



■ 产品特点

- 超低静态功耗 800nA
- 输入电压范围 2V~7V
- 最大输出电流 1A
- 工作频率 1.5MHz
- 低 RDS(ON) 220mΩHS/200mΩLS
- 在 Dropout 时 100%占空比
- 逐周期的过流保护 OCP
- 带打嗝模式的短路保护 SCP
- 过压保护(OVP） 7.0V（Typ.）
- 过温保护 OTP

■ 封装

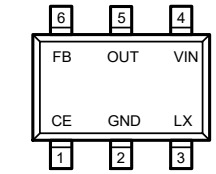
- SOT23-6L
- DFN2020-6L

■ 订购信息

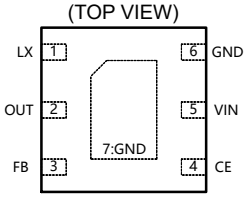
LN3433 ①②-③

数字项目	符号	描述
①	M	SOT23-6L
	D	DFN2020-6L
②	R	卷带方向正向
	L	卷带方向反向
③	G	绿料

■ 引脚配置



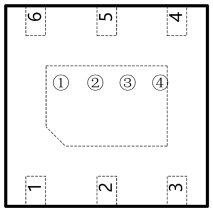
SOT23-6L
(TOP VIEW)



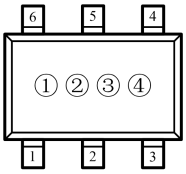
(DFN2020-6L)

引脚号		引脚名	功能描述
DFN2020-6L	SOT23-6L		
4	1	CE	芯片使能端，高电平有效
6	2	GND	接地端
1	3	LX	内部开关输出端口
5	4	VIN	电压输入端
2	5	OUT	输出采样端
3	6	FB	电压反馈端
7		GND	接地端

■ 打印信息



(DFN2020-6L)



SOT23-6L
(TOP VIEW)

①表示产品系列

打印符号		产品描述
①	2	LN3433◆◆◆◆◆

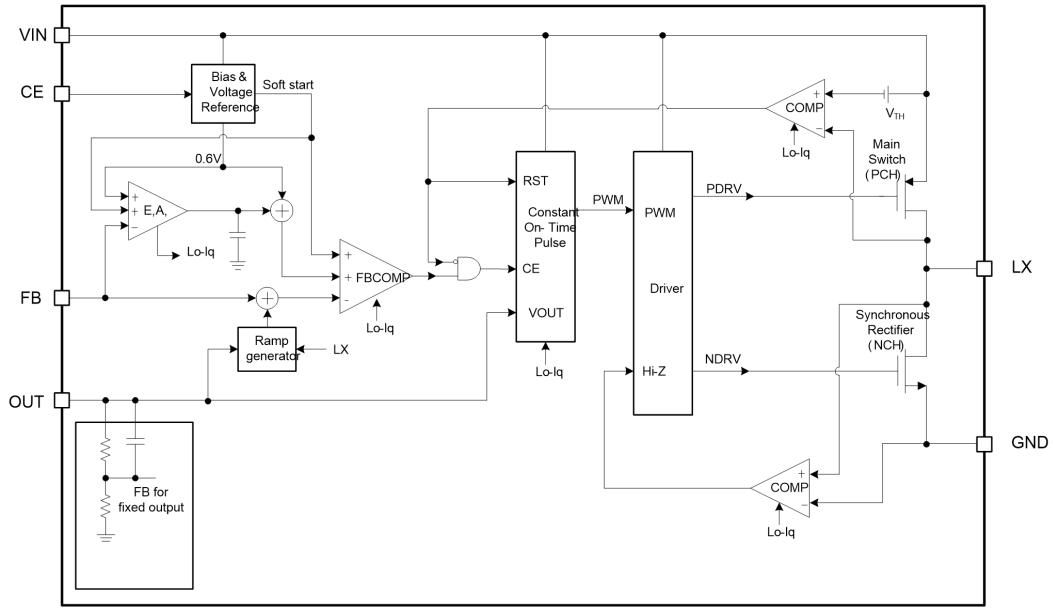
②③代表输出电压

符号	描述	意义	
②③	输出电压	EA	输出电压由外围设定

④代表技术工艺变更

数字 0-9，A-Z，倒写数字 0-9，A-Z，然后重复（G，I，J，O，Q，W 除外）

■ 功能框图



■ 绝对最大额定值

项目		符号	绝对最大额定值	单位
输入电压		V_{IN}	-0.3～7.5	V
输出电压		V_{OUT}	-0.3～7.5	
		V_{LX}	-0.3～VIN + 0.3	
CE端电压		V_{CE}	-0.3～VIN + 0.3	V
LX端电流		I_{LX}	±1.7	A
容许功耗	SOT23-6L	P_d	450	mW
	DFN2020-6L		600	
热阻	SOT23-6L	θ_{JA}	45	℃/W
	DFN2020-6L		30	
工作环境温度		Topr	-40～＋85	℃
保存温度		Tstg	-55～＋125	
ESD 能力		V_{ESD}	2000	V
热阻		θ_{JA}	35	℃/W

■ 电学特性参数

V_{IN}=3.6V ,C_{IN}=10uF ,C_L=10uF ,L=2.2uH (Ta=25 ℃除非特殊指定)

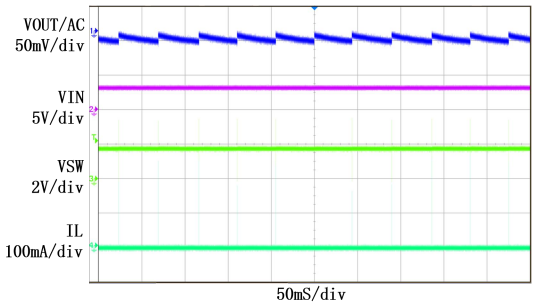
项目	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入电压范围	V_{IN}	-	2	-	7	V
欠压保护	$V_{IN_UVLO_R}$	-	-	-	1.95	V
欠压保护迟滞	$V_{IN_UVLO_HYS}$	-	-	150	-	mV
过压保护	V_{IN_OVP}	-	6.95	7.1	7.3	V
过压保护迟滞	$V_{IN_OVP_HYS}$	-	-	500	-	mV
FB 反馈电压	V_{FB}	Ta=25℃	0.591	0.6	0.609	V
关断电流	I_{SD}	VEN=0V, VIN=5V	0	-	70	nA
静态电流	I_Q	VFB=110%, ILOAD=0	-	800	1500	nA
LX 端漏电流	I_{LK_LX}	VEN=0V, IN=5V	-100	-	100	nA
高边电流限制	$I_{LIM\ H}$	-	-	1.7	-	A
低边估值电流限制	I_{LIMV_L}	-	-	0.9	-	A
低边开关过零检测电流	I_{ZCD}	-	0	20	-	mA
高边功率管内阻	R_{DSON_P}	I_{LX}=100mA	-	220	-	mΩ
低边功率管内阻	R_{DSON_N}	I_{LX}= 100mA	-	200	-	mΩ
导通时间	T_{ON}	V_{IN} = 3.6V, V_{OUT} = 1.8V	280	330	380	ns
最小导通时间	T_{MIN_ON}	-	-	60	-	ns
最小关断时间	T_{MIN_OFF}	-	-	100	-	ns
最大占空比	T_{MAX}	-	-	100	-	%
线性/负载调整率	-	从 2V~7V，从 0 到 1A	-1	-	1	%
EN 开启电平	V_{ENH}	V_{IN}=5V	1.2	-	-	V
EN 关断电平	V_{ENL}	V_{IN}=5V	-	-	0.4	V
EN 开启延时	T_D	-	-	300	-	us
EN 输入电流	I_{EN}	V_{EN}=3.6V	-	1	-	nA
EN 下拉电阻	R_{PD}	EN 为高时没有，避免影响 IQ	-	2	-	MΩ
过温保护	T_{SD}	-	-	150	-	℃
过温保护迟滞	T_{SDHY}	-	-	20	-	℃

■ 典型特性曲线

VIN=3.6V, V_{OUT}=1.8V, L1=2.2μH, C_{IN}=10μF, C_{OUT}=10μF, TA=+25°C, unless otherwise noted.

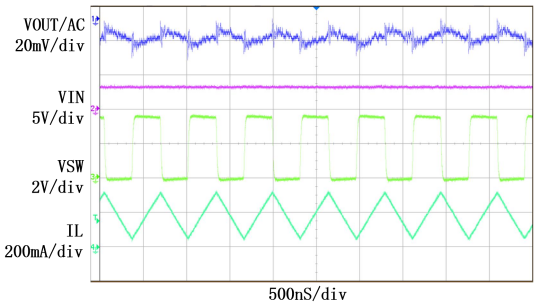
Steady State

I_{OUT} = 0A



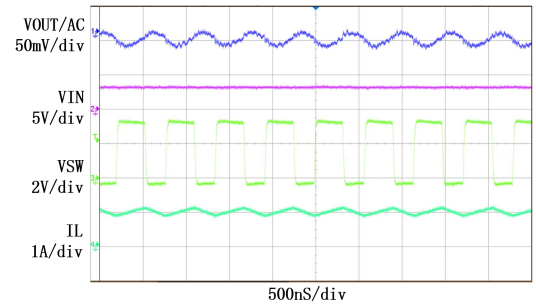
Steady State

I_{OUT} = 0.2A



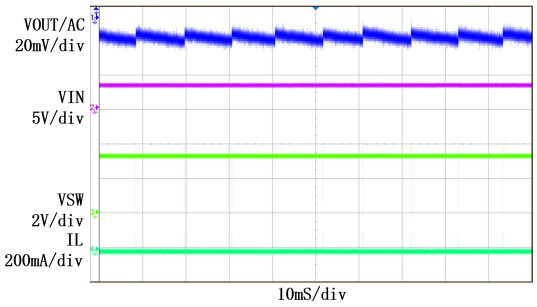
Steady State

I_{OUT} = 1.0A



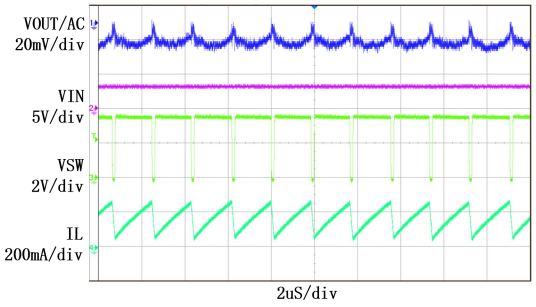
Steady State

V_{OUT}=3.3V, I_{OUT} = 0A



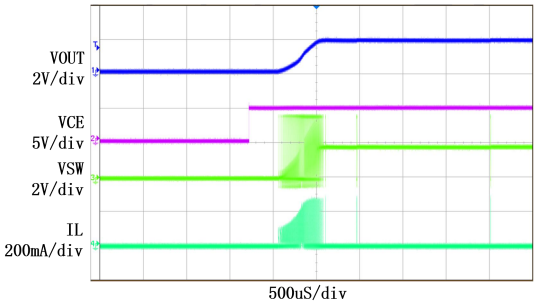
Steady State

V_{OUT}=3.3V, I_{OUT} = 0.2A



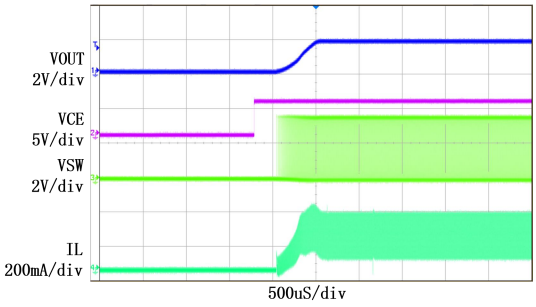
CE On

I_{OUT} = 0A



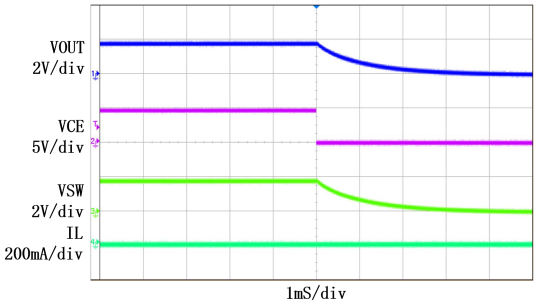
CE On

I_{OUT} = 0.2A



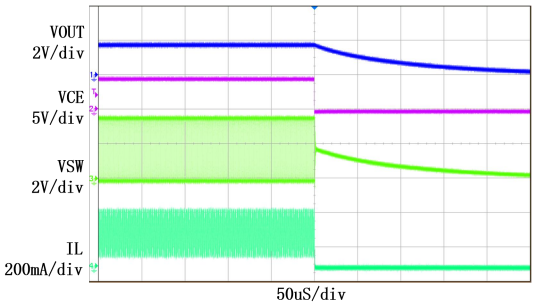
CE Off

I_{OUT} = 0A



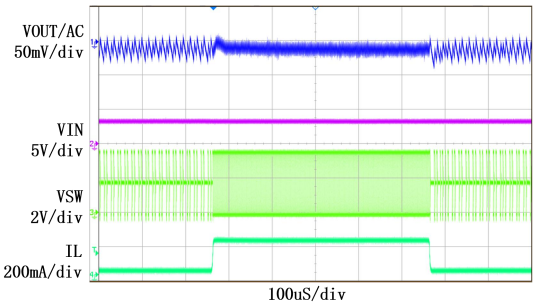
CE Off

I_{OUT} = 0.2A



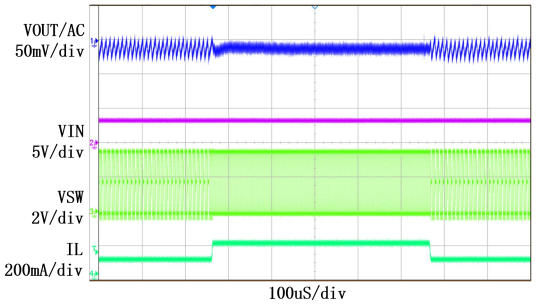
Load Transient

I_{OUT} = 30-200mA

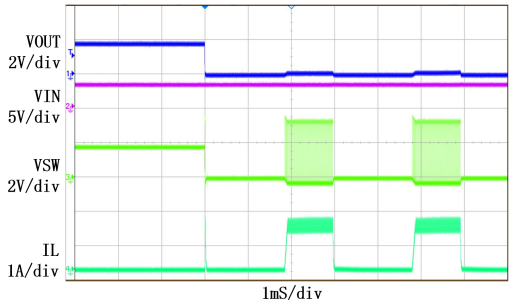


Load Transient

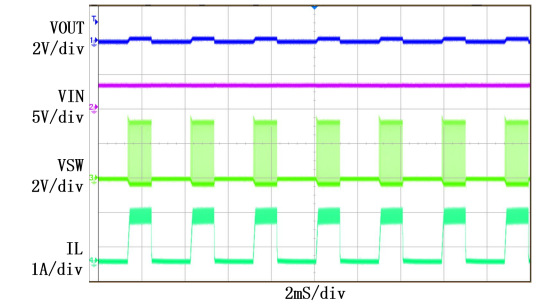
I_{OUT} = 100-200mA



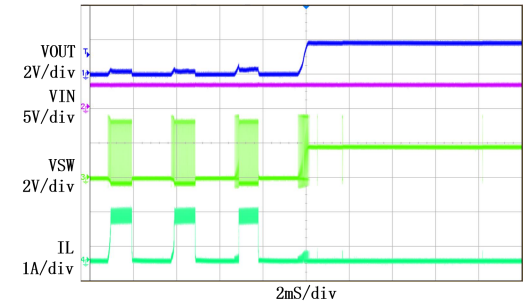
Short-Circuit Entry



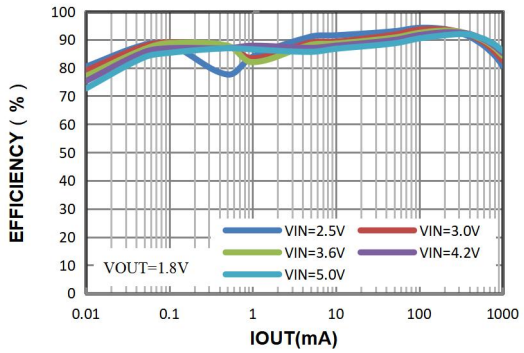
Short-Circuit Steady



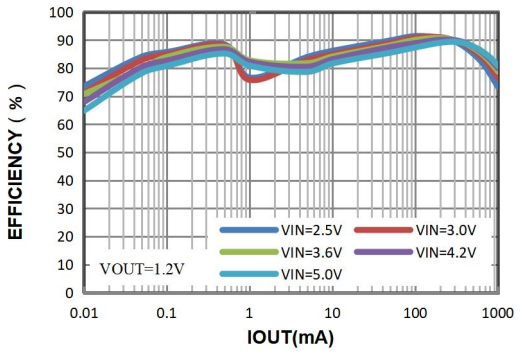
Short-Circuit Recovery



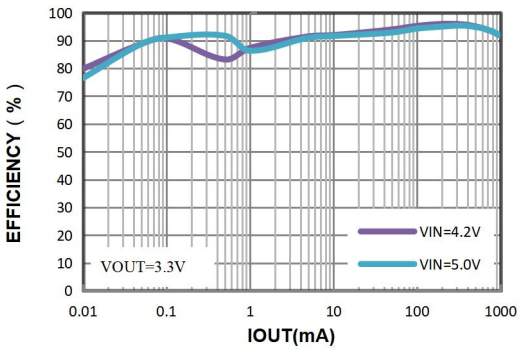
Efficiency Vs Iout



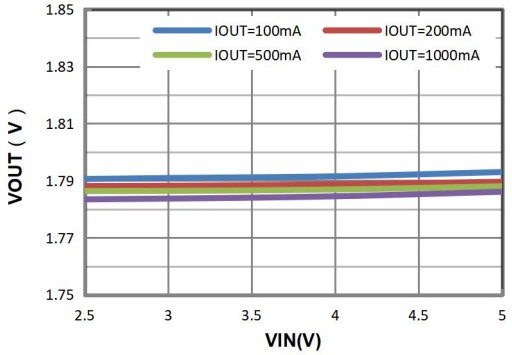
Efficiency Vs Iout



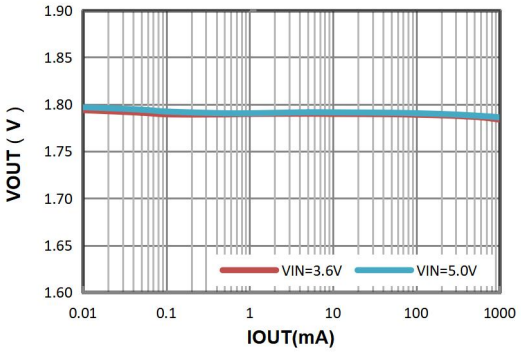
Efficiency Vs Iout



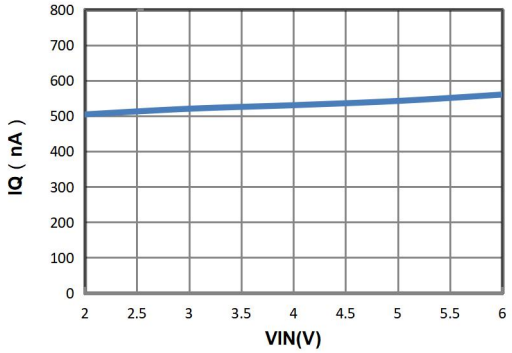
Vout Vs Iout&Vin



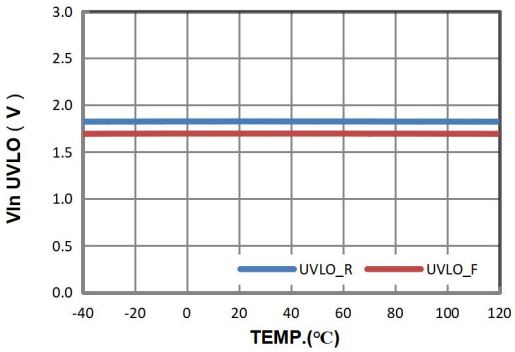
Vout Vs Iout&Vin



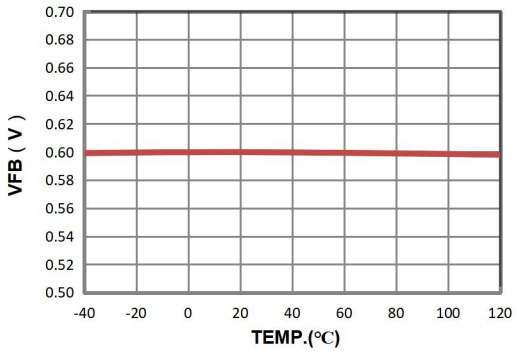
Iq Vs Vin



Vin_UVLO Vs Temp.



Vfb Vs Temp.



■ 功能说明

工作

LN3433 具有超低 800nA 的静态电流 IQ 和 V^2 COT 控制模式，在超低负载电流下能达到及其高效率，具有非常好的瞬态响应。

Buck 的 COT 控制

LN3433 使用一种固定导通时间（COT）控制方案来改善输出电压的参考。一次导通时间由输入和输出电压所控制。在不同的输入和输出电压情况下，开关频率相当稳定，这有助于系统稳定。开关频率的典型值是 1.5MHz。

在 COT 控制模式下，输出纹波很小并且负载瞬态响应很快。COT 控制减小了输入和输出的电容需求。

当低边开关电流达到 0A 阈值时 LN3433 自动进入跨脉冲模式。跨脉冲模式有助于改善轻载效率。COT 方案提供了从脉冲宽度调制（PWM）到脉冲频率调制（PFM）的无缝转换。

轻载工作

当负载电流减小并且低边开关电流达到 0A 阈值，高边和低边开关都关闭。在此期间，输出能量由输出电容器提供，直到输出电压下降，达到调节电压，并触发另一个导通脉冲。

通常，在 PFM 模式中的开关频率取决于负载电流。负载电流越小开关频率越低。在轻载模式的 PFM 控制加上超低静态工作电流的情况，LN3433 能在及其低负载的情况下实现最高的效率。这有助于延长电池供电系统的充电周期。

当降压转换器工作在轻载模式下，需要至少 5us 才能退出轻载模式。当一个巨大的快速的猛烈的负载上升在轻载模式下发生时，在退出期间输出电压会下降。

软启动（SS）

当转换器被开启，内部参考电压被供电。在一些延迟时间之后芯片进入软启动。降压转换器输出电压在大约 0.5ms 内上升到参考电压。

电流限制

LN3433 有一个降压转换器的内部电流限制。

高边开关电流被逐周期监控并且与电流限制阈值比较，一旦电流限制比较器触发，高边开关关闭并且低边开关导通，减少电感电流。直到低边开关电流低于低边电流限制，高边开关才被允许再次打开。

短路和恢复

如果 Buck 转换器的输出电压被短到 GND，电流限制触发。当输出电压低于输出参考电压的 50%同时电流限制被达到，LN3433 进入降压转换器的打嗝模式。降压转换器禁用输出功率级，输出电压放电然后一个打嗝后尝试恢复。如果短路条件仍在，LN3433 重复这个操作直到短路被移除并且输出上升到参考电压水平。

热关断电路和恢复

当热关断信号被触发，LN3433 关断并且当温度下降低于热迟滞后重启。

■ 应用信息

设定输出电压

在 VOUT 和 GND 之间连接一个电阻分压 FB。输出电压可以根据下列方程设置：

$$V_{OUT} = 0.6 \times (1 + \frac{R1}{R2})$$

建议 R2 选用 M 级电阻以降低待机功耗。

输入电容的选择

输入电容推荐用大于 10uF 高品质的陶瓷输入去耦电容，如 X5R 或 X7R。X5R 和 X7R 陶瓷电容通常用于功率调节器电容，因为介电材料具有较小的电容变化和更高的温度稳定性。

额定电压和额定电流是选择输入电容器的关键参数。通常，选择额定电压大于最大输入电压 1.5 倍的输入电容是一种保守的安全设计。

输入电容用于提供输入 RMS 电流，其可以使用以下方程近似计算：

$$I_{IN_RMS} = I_{LOAD} \times \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)}$$

下一步是为 RMS 额定电流选择合适的电容。一个好的设计使用多个具有低等效串联电阻（ESR）的电容并联形成电容组。

输入电容可以是电解的、钽的或陶瓷的。使用电解或钽电容器时,添加一个小的 0.1uF 高质量陶瓷电容，它尽可能接近 IC。当使用陶瓷电容时，确保它们有足够的电容来提供足够的电荷，以防止在输入端产生过度的电压纹波。

输入电容决定调节器的输入纹波电压。输入电压纹波可以近似计算如下公式：

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{OUT(MAX)}}{C_{IN} \times F_{SW}} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

输出电容的选择

输出电容和电感形成降压拓扑中的低通滤波器。在稳态条件下，流入或流出电容器的纹波电流会产生纹波电压。对于大多数应用,10μF 电容就足够了。输出电压纹波可由以下方程计算：

$$\Delta V_{OUT} = LIR \times I_{LOAD(MAX)} \times \left(ESR + \frac{1}{8 \times F_{SW} \times C_{OUT}}\right)$$

当负载瞬变发生时，输出电容在控制器能够响应之前提供负载电流。因此，在负载瞬变过程中，ESR 将主导输出电压骤降。输出电压下冲（VSAG）可由以下方程计算：

$$V_{SAG} = \Delta I_{LOAD} \times ESR$$

对于给定的输出电压纹波规范，ESR 值可以被确定。

另一个对输出电压纹波有影响的参数是等效串联电感（ESL）。负载电流的快速变化导致瞬态过程中的 DI/dt。因此，ESL 有助于电压纹波的一部分。使用具有低 ESL 的电容器可以获得更好的瞬态性能。通常来说，对于相同的总 ESR，使用多个并联的电容可以比使用单个电容具有更好的瞬态性能。

电感选择

大多数应用最好用 1μm 到 2.2μH 的电感器。选择具有小于 200mΩ的直流电阻的电感器以优化效率。

开关频率（接通时间）和工作点（%波纹或 LIR）决定电感值，如下所示：

$$L = \frac{V_{OUT}}{F_{SW} \times LIR \times I_{LOAD\ (MAX)}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

其中 LIR 是峰-峰值纹波电流与平均电感电流之比。

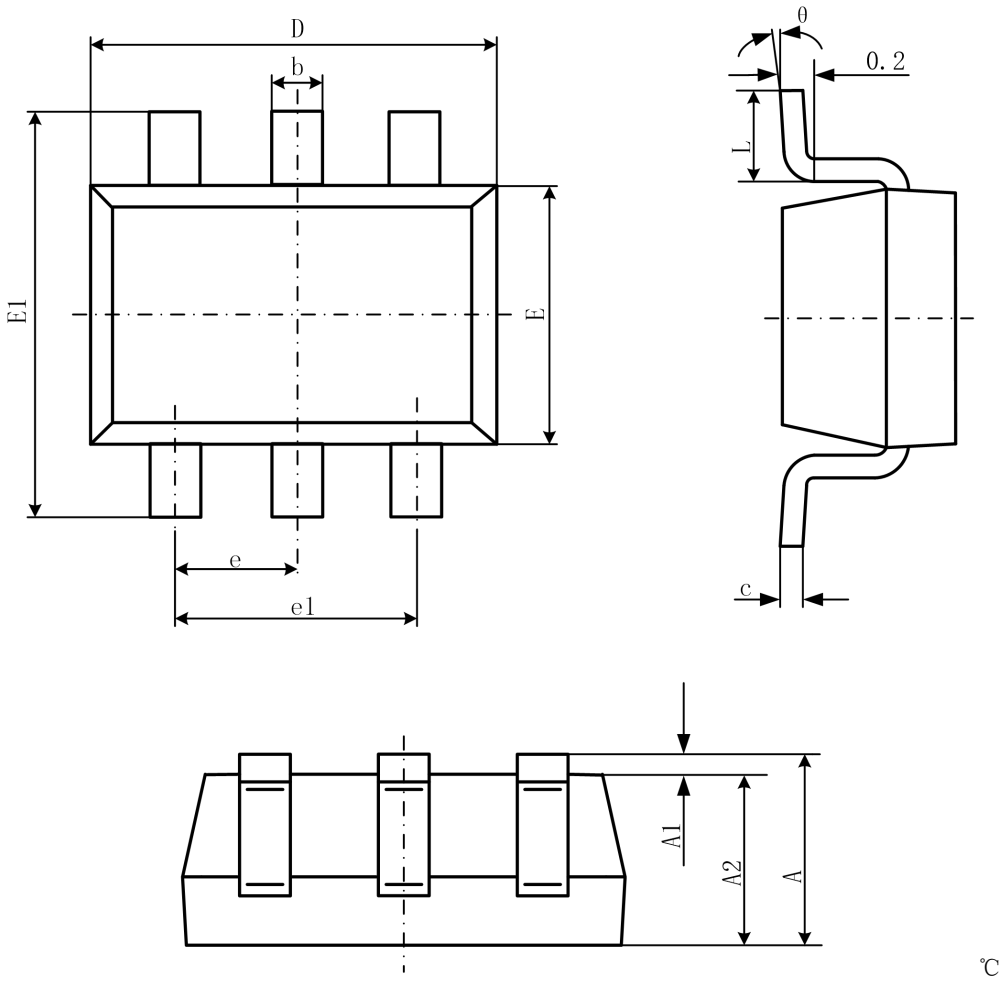
找到一个最低的直流电阻的低损耗电感，它适合于所分配的尺寸。磁芯必须足够大，而不会在峰值电感电流（IPEAK）。

$$I_{PEAK} = I_{LOAD(MAX)} \times \left(\frac{LIR}{2} \times I_{LOAD(MAX)}\right)$$

上述计算可以作为一般参考。为了进一步改善瞬态响应，可以进一步减小输出电感。这种关系应该与输出电容的选择一起考虑。电感饱和电流应选择 IC 的电流限制。

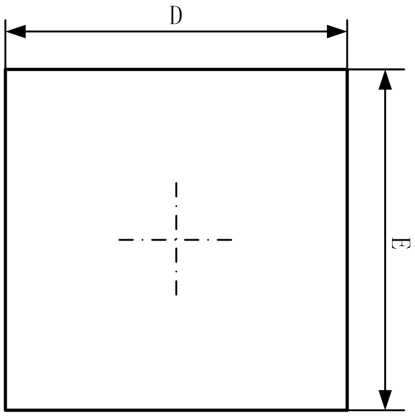
■ 封装信息

- **SOT23-6L**

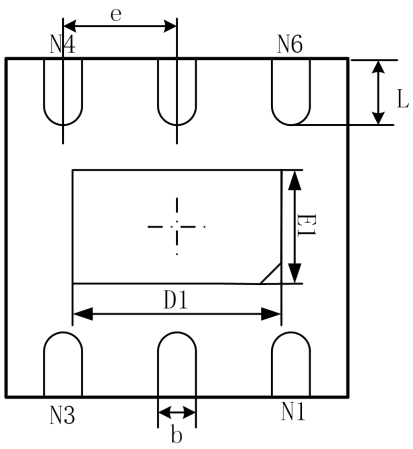


Symbol	Dimensions In Millimeters		Dimensions In Inches	
	Min	Max	Min	Max
A	1.050	1.250	0.041	0.049
A1	0.000	0.100	0.000	0.004
A2	1.050	1.150	0.041	0.045
b	0.300	0.500	0.012	0.020
c	0.100	0.200	0.004	0.008
D	2.820	3.020	0.111	0.119
E	1.500	1.700	0.059	0.067
E1	2.650	2.950	0.104	0.116
e	0.950(BSC)		0.037(BSC)	
e1	1.800	2.000	0.071	0.079
L	0.300	0.600	0.012	0.024
θ	0°	8°	0°	8°

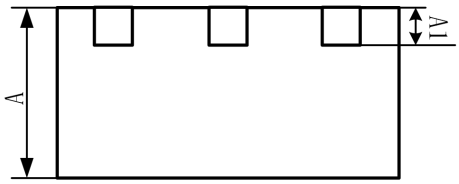
- DFN202-6L



Top View



Bottom View



Side View

Symbol	Dimensions In Millimeters		Dimensions In Inches	
	Min	Max	Min	Max
A	0.527	0.577	0.021	0.023
A1	0.127TYP		0.005TYP	
D	1.900	2.100	0.075	0.083
E	1.900	2.100	0.075	0.083
D1	1.600	1.800	0.063	0.071
E1	0.800	1.000	0.031	0.039
b	0.200	0.300	0.008	0.012
e	0.650REF		0.026REF	
L	0.250	0.350	0.010	0.014