



## 抗辐射加固恒流恒压型 PWM 控制器

### 1. 产品特性

- 控制引脚对输出电流提供精确控制
- $\pm 2\%$  的电压调节精度
- $\pm 6\%$  的电流调节精度
- 输入电压范围（外接达林顿 NPN 管）：6V 至 40V
- 输入电压范围（外接单颗 NPN 管）：5.25V 至 40V
- 输入电压范围（无外部 NPN 管，VIN 与 VS 相连）：4.5V 至 16V
- 输出电压范围：1.2V 至 13.5V
- 平均电流模式控制
- 控制引脚用于负载电流的热调节
- 总剂量（TID）耐受： $\geq 100\text{k rad}(\text{si})$
- 单粒子锁定及烧毁对线性能量传输（LET）的抗干扰度： $\geq 75\text{MeV} \cdot \text{cm}^2/\text{mg}$

### 2. 功能描述

C42611RHC采用固定频率、电流模式，当驱动两个外部开关MOS管时，其恒定电流和恒定电压工作模式，可以在1.2V至13.5V的宽电压范围内以 $\pm 6\%$ 的精度调节高达20A的输出电流，并且实现高达95%的转换效率。

C42611RHC的频率可被设定和同步在200kHz到1MHz范围，使得在优化效率的同时最大限度地减小外部组件尺寸。

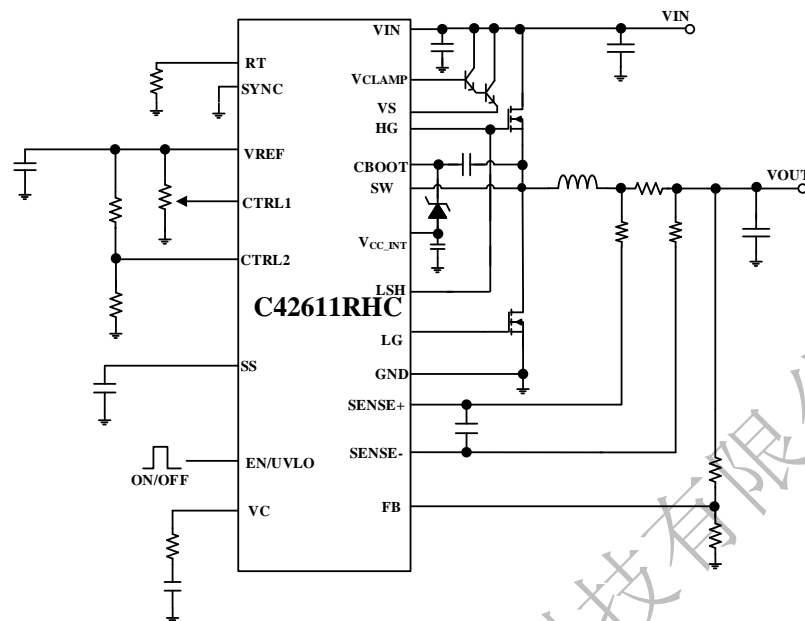
C42611RHC采用平均电流模式控制，在1.2V至13.5V的宽输出电压范围内保持电感器电流稳定。该稳定电流由CTRL引脚的电压和连接到SENSE+和SENSE-的外部采样电阻设定。

### 3. 产品应用

- 恒流恒压源
- 超级电容充电
- 短路以及精确限流保护



## 4. 典型应用图



## 5. 绝对最大额定值

表 1 绝对最大额定值

参数	符号	数值	单位
VIN 电压	$V_{IN}$	45	V
VCLAMP 电压	$V_{CLAMP}$	16.5	V
VS 电压	$V_{VS}$	16.5	V
EN/UVLO 电压	$V_{EN/UVLO}$	5.5	V
VREF 电压	$V_{REF}$	3	V
CTRL1、CTRL2 电压	$V_{CTRL}$	3	V
SENSE+、SENSE- 电压	$V_{SENSE}$	16.5	V
VC 电压	$V_{VC}$	3	V
SW 电压	$V_{PH}$	40	V
LSH 电压	$V_{LSH}$	50	V
CBOOT 电压	$V_{BOOT}$	50	V
RT 电压	$V_{RT}$	3	V
FB 电压	$V_{FB}$	3	V
SS 电压	$V_{SS}$	5.5	V
VCC_INT 电压	$V_{CC\_INT}$	5.5	V
SYNC 电压	$V_{SYNC}$	5.5	V
储存温度	$T_{STG}$	-65~150	°C
工作温度	$T_J$	-55~125	°C

(1) 使用中超过这些绝对最大值可能对芯片造成永久损坏。



## 6. 主要电参数

除非特别说明,  $V_{IN}=V_{VS}=15V$ ,  $V_{EN/UVLO}=5V$ ,  $V_{SYNC}=0V$ , 标有“●”的表示  $T_A=-55^{\circ}C \sim 125^{\circ}C$ , 否则  $T_A=25^{\circ}C$ 。

表 2 主要电参数

参数	符号	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
●输入电压范围	$V_{IN}$	外接达林顿 NPN 管	6		40	V
●输入电压范围	$V_{IN}$	外接单颗 NPN 管	5.25		40	V
●输入电压范围	$V_{IN}$	无外部 NPN 管, $V_{IN}=V_S$	4.5		40	V
静态电流	$I_Q$	无开关状态		3	5	mA
●关机电流	$I_{ST}$	$V_{EN/UVLO} = 0V$ , $R_T = 40k\Omega$		10	100	$\mu A$
EN/UVLO 下降阈值电压	$V_{EN/UVLO}$		1.16	1.21	1.26	V
EN/UVLO 迟滞电压	$V_{EN/UVLO\_HYS}$		80	120	160	mV
EN/UVLO 电流	$I_{EN/UVLO}$	$V_{IN} = 6V$ , $V_{EN/UVLO} = 1.1V$	3.0	6.0	12.0	$\mu A$
SYNC 阈值电压				1		V
CTRL1 电压范围			0		1.5	V
CTRL1 电流		$V_{CTRL1} = 1.5V$		-100		nA
●VREF 电压	$V_{REF}$		1.94	2	2.06	V
●SENSE+和 SENSE-电压差		$V_{CTRL1} = 1.5V$	46	51	56	mV
SENSE+电流		$V_{SENSE+} = 6V$		50		nA
SENSE-电流		$V_{OUT} = 4V$ , $V_{CTRL1} = 0V$ , $V_{SENSE-} = 6V$		10		$\mu A$
●VCC 电压	$V_{CC\_INT}$ 脚		4.7	5	5.2	V
HG 到 LG 非交叠时间				100		ns



LG 到 HG 非交叠时间				60		ns
LG 最小导通时间				50		ns
HG 最小导通时间				80		ns
LG 最小关断时间				100		ns
高侧驱动上拉 导通电阻		$V_{CBOOT} - v_{sw} = 5V$		2.3		$\Omega$
高侧驱动下拉 导通电阻				1.3		$\Omega$
低侧驱动上拉导通 电阻		$V_{CC\_INT} = 5V$		2.3		$\Omega$
低侧驱动下拉导通 电阻				1		$\Omega$
开关频率	$f_{sw}$	$R_T = 40k\Omega$	900	1000	1070	kHz
		$R_T = 200k\Omega$	185	200	233	kHz
软启动充电电流				11		$\mu A$
FB 输入电流		$F_B = 1.3V$		850		nA
电压误差放大器跨导				800		$\mu A/V$
●FB 电压		$V_{CTRL1} = 1.5V,$ $I_{SENSE-} = 23\mu A,$ $V_{SENSE+} = 2V$	1.186	1.21	1.236	V
●电流误差放大器失调电压		$V_{CM} = 4V$	-5	0	5	mV



## 7. 功能框图及引脚介绍

### 7.1 功能框图

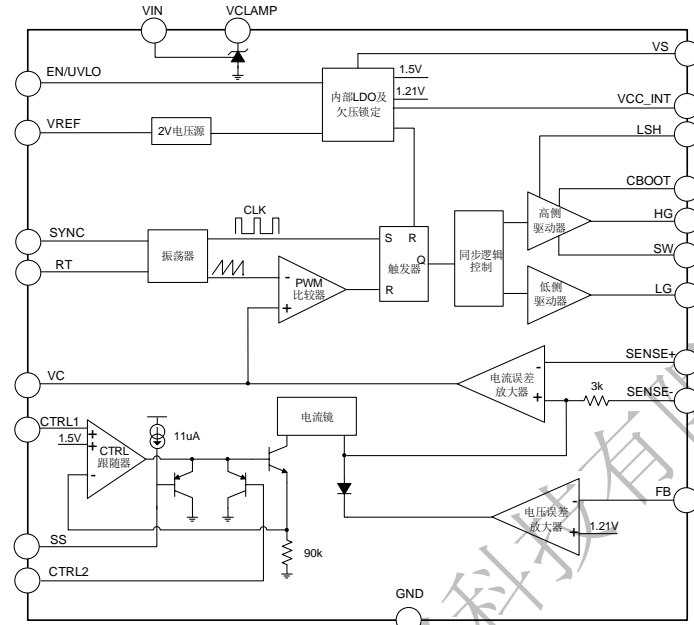


图 1 功能框图

### 7.2 引脚介绍

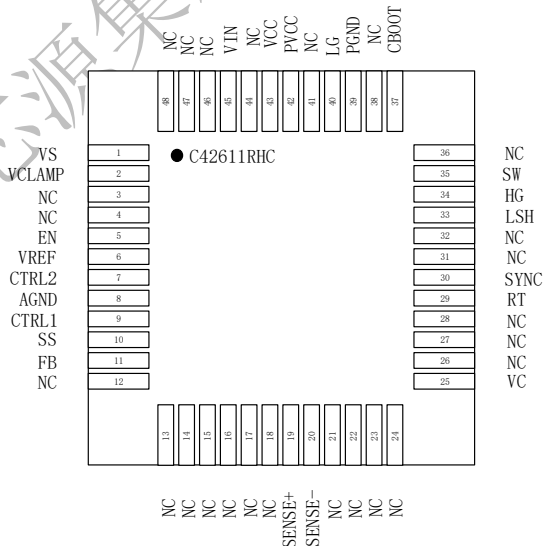


图 2 引脚分布图(顶视图)



表 3 引脚介绍

序号	焊盘名称	功能描述
1	VS	芯片供电脚，外接去耦电容及 NPN 管的发射极。
2	VCLAMP	电压钳位脚，外接 NPN 管的基极。
3	NC	空脚。
4	NC	空脚。
5	EN/UVLO	使能控制脚，阈值电压 1.21V；0.5V 左右可使得芯片完全关断。
6	VREF	2V 稳压输出，可提供 0.5mA 的驱动电流。
7	CTRL2	热控制输入脚，用于调节输出电流值。
8	AGND	模拟地，外接地平面。
9	CTRL1	控制脚，设定输出电流的上限值，该脚最高电压被内部钳位在 1.5V。
10	SS	软启动脚，外接电容。
11	FB	反馈引脚，用来调整电压，参考电压 1.21V。
13	NC	空脚。
14	NC	空脚。
15	NC	空脚。
19	SENSE+	电感电流采样比较器同相输入引脚，该引脚连接到电流采样电阻的电感侧。
20	SENSE-	电感电流采样比较器反相输入引脚，该引脚连接到电流采样电阻的 VOUT 侧。
25	VC	补偿脚，外接电阻电容网络。
26	NC	空脚。
27	NC	空脚。
28	NC	空脚。
29	RT	频率设定脚，外接电阻，设定芯片的工作频率在 200kHz-1MHz。
30	SYNC	频率同步脚，使芯片的工作频率同步于外部时钟；使用该功能时，需设定 RT 电阻使内部频率至少比外部同步的频率低 20%。
31/32	NC	空脚。
33	LSH	高侧驱动反馈脚，检测高侧 MOS 是否开启（高电平开启）。使用内置驱动器时接 HG 脚；使用外部驱动器时接驱动输出端。
34	HG	高侧驱动器输出。



35	SW	开关节点，该引脚连接到电感、高侧开关 MOSFET 的源极和低侧同步 MOSFET 的漏极。
37	CBOOT	高侧 MOSFET 驱动器的自举电容结点，在该引脚和 PH 引脚之间连入自举电容，且需在 VCC_INT 和 CBOOT 之间接入一个肖特基二极管用于给外接自举电容充电。
39	PGND	功率地，外接地平面。
40	LG	低侧驱动器输出。
42	PVCC	5V LDO 输出，用于给 CBOOT 电容充电，需外接去耦电容。
43	VCC	
45	VIN	电源脚，外接去耦电容及 NPN 管的集电极。

## 8. 功能详细说明

C42611RHC 采用固定频率的平均电流工作模式，可精确调节输出电压和输出电流。参照芯片内部模块图，芯片主要由基准电压源、振荡器、电流误差放大器、电压误差放大器、PWM 比较器、同步逻辑控制、高低侧驱动器等模块组成。具体的工作过程如下：

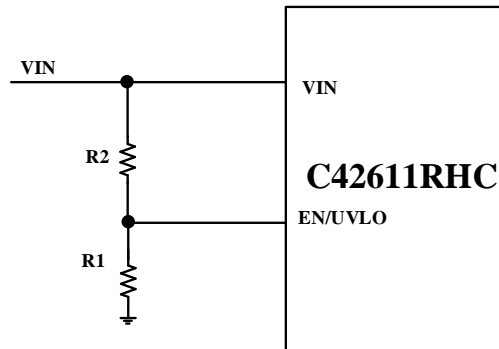
芯片上电后，采样脚 SENSE+ 和 SENSE- 检测外部采样电阻上的压降，通过电流误差放大器调节补偿端 VC 的电压，VC 电压再与振荡器产生的锯齿波电压比较，比较器的输出信号被 PWM 控制逻辑电路处理，通过高低侧驱动器控制外部 MOS 管的开启和关断。

当输出电压低于外部分压电阻设定的电压值时，芯片工作在恒流模式，控制环路以±6%的精度调节电感器中的电流。当输出电流低于外部采样电阻设定的电流值时，芯片工作在恒压模式，控制环路以±1.5%的精度调节输出电压。

### 8.1 使能

EN/UVLO 引脚可实现精密关断功能，当 EN/UVLO 引脚的电压低于典型值 1.21V 时，内部信号复位，功率管驱动器等开关控制功能被停止，芯片将不再提供输出电压或者电流；当 EN/UVLO 引脚的电压低于约 0.5V 时，芯片进入关机模式。在关机模式中，功率管驱动器、基准电压、振荡器以及其他所有功能模块都处于关机模式。关机模式的静态电流不超过 10μA。

EN/UVLO 引脚具有 130mV 的内置迟滞。此外，内部 4.0μA 的电流源连接到该引脚，因此可以通过 VIN 和 EN/UVLO 之间以及 EN/UVLO 以及地之间的电阻设定任意值的迟滞电压。



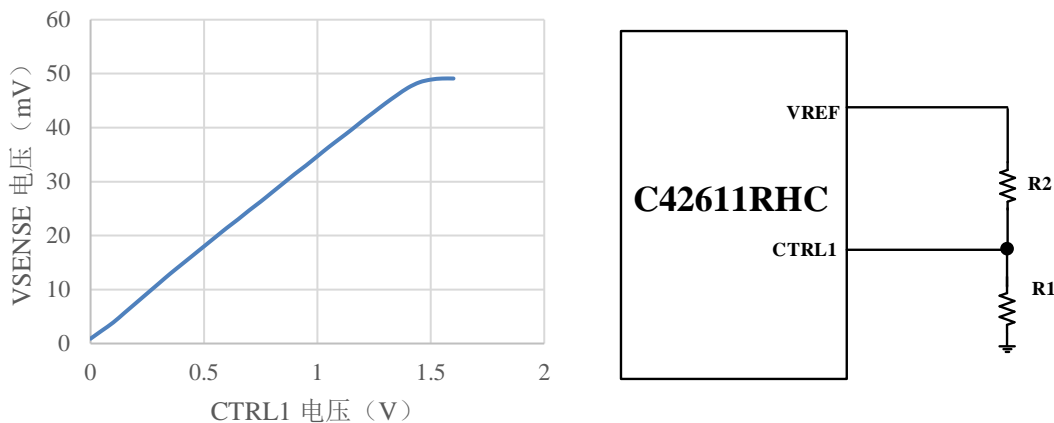
参考上图，可通过下式选取 R1、R2 的值，设定所需的 UVLO 电压  $V_{UVLO}$  和迟滞电压  $V_{HYS}$ 。

$$R2 = \frac{V_{HYS}}{4.0\mu A} - \frac{V_{UVLO}}{37\mu A}$$

$$R1 = \frac{1.21V \times R2}{V_{UVLO} - 1.21V}$$

## 8.2 控制引脚精确调节输出电流

电流控制回路有两个输入控制端即CTRL1引脚和CTRL2引脚的电压决定。CTRL1和CTRL2两个引脚电压中更低的一个决定了输出电流的最大值。内部跟随器的输出端具有1.5V钳位，因此将CTRL1和CTRL2引脚的可控制电压范围限制在0V到1.5V，对于采样脚SENSE+和SENSE-的电压范围为0V到51mV。



上图给出了采样脚SENSE+和SENSE-的电压差与CTRL1电压的曲线图。通过VREF及外部电阻R1和R2可以设定CTRL1电压。因VREF脚电流限制在500 $\mu$ A，所以R1、R2的取值不能太小，需满足 $(R1+R2) \geq 4k\Omega$ 。

## 8.3 峰值限流保护





除了通过平均电流来控制电感的电流值之外，芯片还具备峰值限流保护功能。设定峰值限流点的电压值等于CTRL1引脚电压所对应的调节稳定电流的SENSE+和SENSE-引脚之间的电压值再加上23mV（即23mV到74mV）。因此峰值限流点即为上述叠加后的电压值除以SENSE+和SENSE-引脚之间的采样电阻。

峰值限流保护是逐周期限制的，一旦电感电流达到设定的峰值电流值，开关管马上关闭。另外，峰值限流不受软启动控制。

## 8.4 软启动

在芯片启动过程中，SS引脚将保持低电平，直到内部复位信号变为低电平。一旦复位信号变为低电平，软启动引脚处的电容将被内部11μA电流源充电，SS电压缓慢上升，对应于SENSE+和SENSE-引脚之间的采样电阻设定的最大电流值缓慢上升。软启功能让芯片缓慢启动，可以防止输出电压过冲和电流启动瞬间过大。

## 8.5 输出过压保护

输出电压的调节是通过连接在FB引脚的电阻分压器来实现。FB引脚的参考电压为1.21V。如果输出电压高于设定的电压值，则电感电流将减小以维持输出电压的稳定。如果FB引脚电压达到1.5V（比正常调节电压高约25%），则内部过压信号被置位，开关将被关闭。当退出过压状态时，经过约13μs的延时后，芯片将重新开始正常工作。

## 8.6 开关频率及时钟同步

开关频率由RT引脚上的电阻设定。同时RT引脚的电流被限制在60μA，因此，即使当RT引脚被短接到地时，开关频率的最大值也被限制为2MHz。

通过使用SYNC引脚，芯片也可以与外部时钟同步。但是必须选择RT引脚的电阻，使其设定的开关频率比外部时钟的频率低至少20%。

表 4 开关频率与 RT 电阻对应关系表

开关频率 (MHz)	RT电阻 (kΩ)
1	40.2
0.75	53.6
0.5	82.5
0.3	143
0.2	200

## 8.7 过热保护

芯片具有过热保护功能，热关断的温度点设置为163°C，退出的温度点温为155°C（8°C的迟滞）。在热关断期间，所有开关被关闭且芯片被复位（SS引脚将被强制拉低）。



## 9. 芯片应用说明

### 9.1 典型应用图

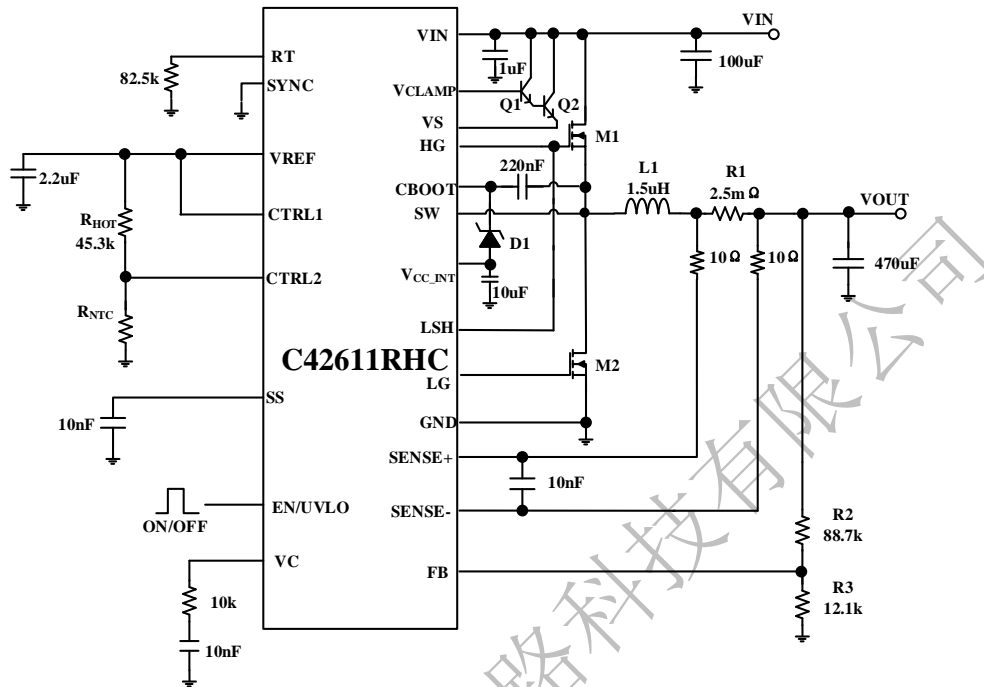


图 3 推荐工作电路

### 9.2 输出电压设置

可以通过两个串联的电阻来调整输出电压的大小，参考图7，我们可以从图中得出输出电压的计算公式：

$$V_{out} = (1 + \frac{R2}{R3}) \times 1.21V$$

### 9.3 MOS 管选取

N沟道功率MOS管的选择取决于对RDS(ON)、栅电荷(QG)、栅漏电荷(QGD)、最大输出电流的要求。设计时应折衷考虑MOS管的栅极电荷与RDS(ON)值。因输入上电过程中驱动电压最低可能会低至3V，建议选择阈值电压不高于2V的MOS管。

### 9.4 NPN 管选取

芯片在使用时需要通过外部NPN管钳位，所用NPN管需满足最高工作电压VIN的要求、并且提供芯片工作时所需的工作电流，因平均电流达几十甚至上百mA，VCLAMP和VS的外部NPN管建议使用达林顿结构。

### 9.5 输出电容选取



需要采用低ESR（等效串联电阻）的电容以最大限度减小输出电压纹波。多层陶瓷电容和电解电容的并联是最佳的选择，因为它具有非常低的ESR和较低的成本。

对于大多数应用来说，10 $\mu$ F陶瓷电容和470 $\mu$ F钽电容的并联用于输出已经足够，可以采用更大的电容值来获得极低的输出电压纹波并改善瞬态响应。上述陶瓷电容建议优先选用X5R和X7R介质材料的电容，因其能在很宽的电压和温度范围内保持电容的稳定性。

## 9.6 输入电容选取

低ESR的输入电容降低了开关噪声，并且减小了从电池吸收的峰值电流。因此，将陶瓷电容用于输入去藕是一种上佳的选择，而且，电容应尽可能放在靠近芯片的地方。对于绝大多数应用场合，一个10 $\mu$ F的陶瓷电容放置在芯片VIN脚，一个10 $\mu$ F陶瓷电容和一个100 $\mu$ F钽电容并联放置在高侧MOS管已经足够。上述陶瓷电容，建议优先选用X5R和X7R介质材料的电容，因其能在很宽的电压和温度范围内保持电容的稳定性。

## 9.7 电感选取

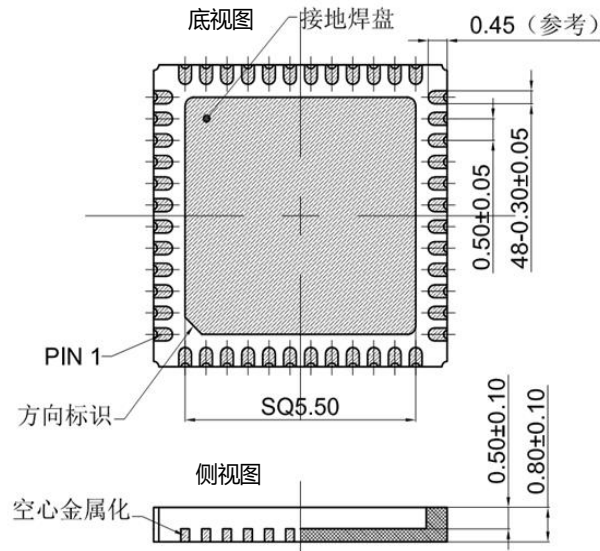
电感的选择与开关频率有关。在大多数应用中，一般建议采用1 $\mu$ H的电感。较大的电感值通过减小其纹波电流，能够获得较高的输出电流能力，但同时由于电感尺寸增加而导致布板面积增加。电感器的电流纹波通常设定在最大电感器电流的20%至40%。电感器应该具有较低的DCR（绕组的串联电阻）以降低电感上的损耗，并且须保证电流至峰值电流的情况下尚未发生饱和。为了尽量降低辐射噪声，可以采用屏蔽电感器。

## 9.8 布板注意事项

- 1) 功率走线如 GND、SW、VIN 等，应简短并且具有一定宽度；
- 2) FB 引脚直接连接反馈电阻，两个反馈电阻必须连接于输出电容和地之间；
- 3) 分别在芯片的 VIN 脚以及高侧 MOS 管的漏极放置去耦电容，且尽量与芯片或者 MOS 管靠近；
- 4) 驱动器的输出脚 HG 和 LG 应简短并且具有一定宽度，以减小寄生电感；开关节点 SW 远离敏感节点 FB；
- 5) 采样脚 SENSE+和 SENSE-，需与采样电阻直接相连；可通过串联 10 $\Omega$  量级的小电阻、并且在两个引脚之间增加 10nF 量级的电容以抑制采样电阻的寄生 ESL（等效串联电感）的干扰。



## 9 外形尺寸图





## 10. 版本说明

产品型号	编制时间	版本编号	修订记录
C42611RHC	2021.10.14	Rev.1	初始版本
C42611RHC	2022.04.11	Rev.2	统一修正
C42611RHC	2022.05.21	Rev.3	更正引脚 19 和 20 说明

浙江航芯源集成电路科技有限公司