

Hi9205 降压恒压 BUCK 控制器

1. 特性

- 宽输入电压范围 4.5~80V
- 快速环路响应的 COT 恒时控制
- 180uA 低静态电流
- 关闭状态下 3μA 低电流
- EN 默认高电平使能
- 工作频率 1MHz
- 最大占空比 97%
- MOS 内阻：900mΩ
- 短路打嗝保护模式
- 过温保护
- 封装：SOT23-6

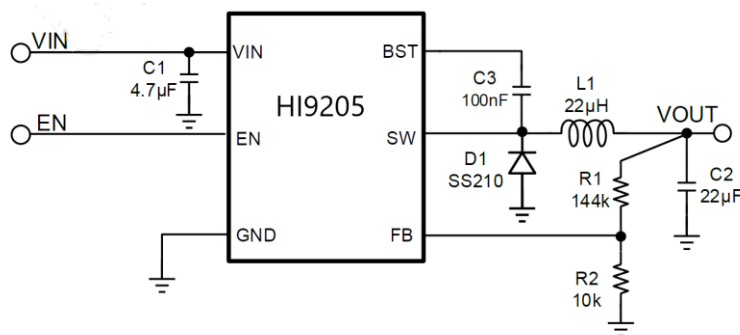
2. 应用领域

- 电池驱动工具
- 通信电源
- 工业电源

4. 芯片选型

型号	输出电流范围	驱动方式	封装形式	编带数量 (颗/盘)	最高耐压
Hi9205	≤1A	内置 MOS	SOT23-6	3000	80

5. 典型应用



3. 说明

Hi9205 是一种易于使用的非同步降压转换器，它集成了 900mΩ 低 RDS_ON 高侧功率 MOSFET。Hi9205 可以提供高达 1A 连续输出电流，并具有快速响应的 COT 控制模式。Hi9205 的开关频率通常为 1MHz，这将有助于减小解决方案的尺寸，降低 BOM 成本。

Hi9205 的输入电压范围为 4.5V 到 80V，适用于各种降压应用。

Hi9205 内置了完整的保护功能，逐周期电流限制，打嗝模式短路保护，以及在过度功耗的情况下过温保护。

6. 管脚配置

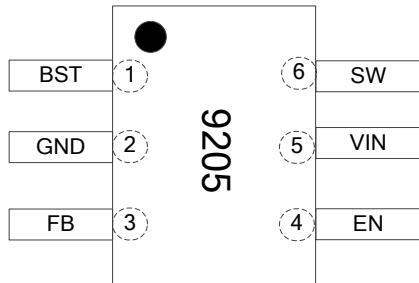


图 5.1 Hi9205 管脚图

编号	管脚名称	功能描述
1,	BST	自举电容
2	GND	芯片地
3	FB	输出电压采样反馈
4	EN	使能脚
5	VIN	供电输入
6	SW	内置功率 MOS 管 S 级

7. 极限工作参数（注 1）

符号	说明	范围	单位
VIN	VIN 脚工作电压范围	-0.3~85	V
SW	SW 脚工作电压范围	-0.3~85	V
$V_{BST-V_{SW}}$	BST 到 SW 的电压范围	5.5	V
I_{EN}	EN 引脚的最大输入电流	100	μA
$R_{\theta JA}$	PN 结到环境的热阻	40	$^{\circ}C/W$
ESD	HBM 人体放电模式	2	KV

注 1: 最大输出功率受限于芯片结温，最大极限值是指超出该工作范围，芯片有可能损坏。
 在极限参数范围内工作，器件功能正常，但并不完全保证满足个别性能指标。

8. 电气特性

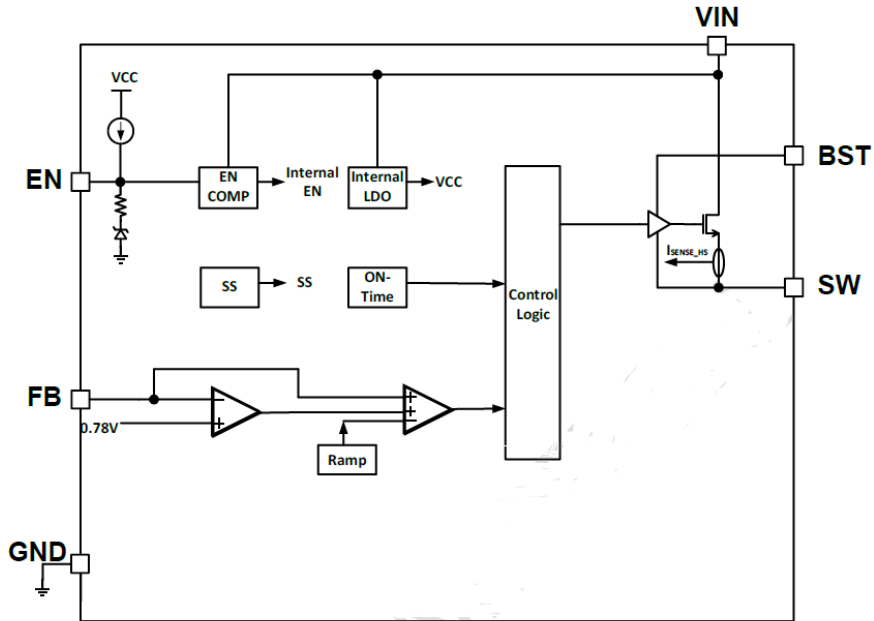
(除非特殊说明, 下列条件均为 $V_{IN}=60V, T_A=25^{\circ}C$)

符号	说明	测试条件	范围			单位
			最小	典型	最大	
I_{SHUT_DOWN}	关断电流	$V_{EN}=0V$		3		uA
I_Q	静态电流	$V_{FB}=0.85V$		180		uA
V_{IN_UVR}	欠压锁定上升电压			4.3		V
V_{IN_UVF}	欠压锁定下降电压			4		V
$V_{IN_UV_hys}$	欠压锁定迟滞电压			0.3		V
V_{FB}	反馈电压		0.768	0.78	0.792	V
V_{FB_UV}	反馈电压			0.1		V
V_{EN_R}	使能上升阈值			1.2		V
V_{EN_F}	使能下降阈值			1		V
$V_{ENCLAMP}$	EN 钳位电压	EN 在 100uA 时的电压		5.7		V
I_{ENPULL_UP}	EN 上拉电流	$V_{EN}=L$		1		uA
		$V_{EN}=H$		4		uA
T_{SS}	软启动时间	V_{FB} from 10% to 90%		1.8		mS
F_{SW}	开关频率		-	1000	-	KHz
T_{ON_MIN}	最小导通时间			150		nS
T_{ON_MAX}	最大导通时间			10		uS
T_{OFF_MIN}	最小关闭时间			350		nS
T_{VALLEY_MAX}	最大谷低检测时间			100		uS
R_{HSON}	高侧 R_{dson}	$V_{BST} - V_{SW} = 5V$		900		m Ω
I_{LIM_HS}	高侧电流限制阈值			1.7		A
T_{OTP_R}	热关断	输出关闭	-	160	-	$^{\circ}C$
T_{OTP_Hys}	热关断迟滞			20		$^{\circ}C$

备注:

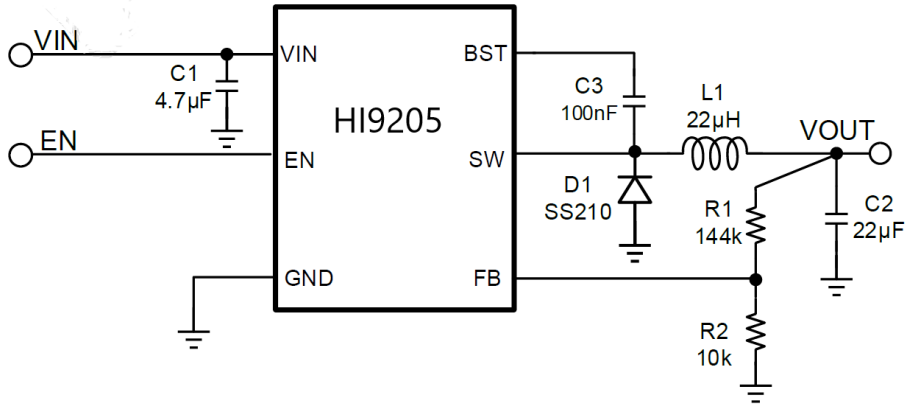
- 对于未给定上下限值的参数, 本规范不保证其精度, 但其典型值合理反映了器件性能。
- 规格书的最小、最大参数范围由测试保证, 典型值由设计、测试或统计分析保证。

9. 结构框图

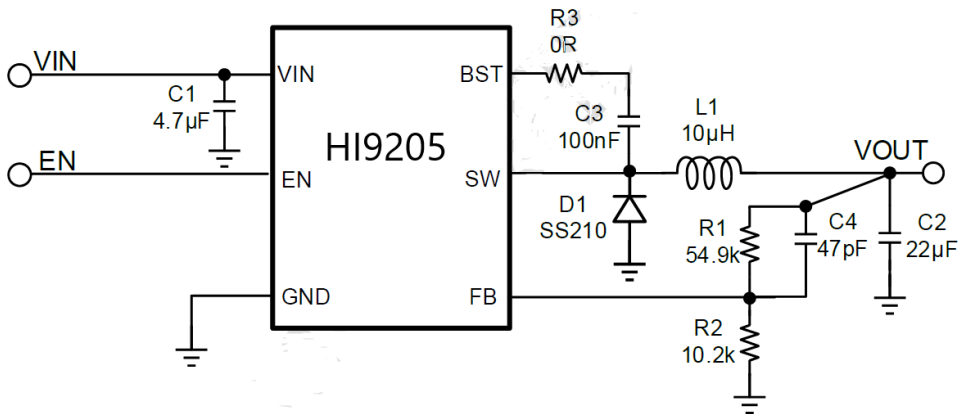


10. 应用电路

10.1. 典型应用电路



$$V_{IN}=48V, V_{OUT}=12V/1A$$



$$V_{IN}=48V, V_{OUT}=5V/1A$$

11. 功能描述

11.1. 脉宽调制(PWM)控制

Hi9205 是异步降压开关模式转换芯片。采用 COT 控制提供快速的瞬态响应和易于环稳定。占空比由输出电压和输入电压共同决定。

在 T_{ON} 周期结束后, HS-FET 关闭。当 V_{FB} 降至 V_{REF} 以下时, HS-FET 再次打开。通过这种方式的重复操作, 系统调节输出电压。内部通过 COT 补偿, 即使输出电容用陶瓷电容, 也能够提供稳定的电压。通过内部补偿, 即使空载情况下, 也能稳定输出。

11.2. 重载工作

连续导通模式 (CCM) 是指电感电流是连续的, 不会出现归 0 情况 (见图 1)。当 V_{FB} 低于内部基准电压时, 高端 MOS 打开一个由内部计时器决定的固定时间, 当高端 MOS 关断时, 续流二极管导通, 电流将从续流二极管回流电感。

在 CCM 工作模式中, 开关频率是固定的, 这被称为脉宽调制 (PWM) 模式。

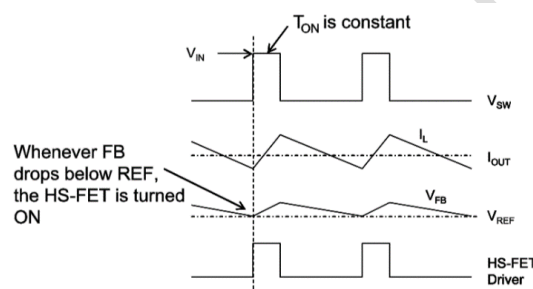


图 1

11.3. 轻载工作:

当负载电流减小时, 电感电流也减小, 一旦电感电流谷底降低到零, 工作模式从 CCM 过渡到 DCM。

轻载时工作波形 (见图 2)。当 V_{FB} 低于 V_{REF} 时, HS-FET 打开一个由内部计时器决定的固定时间。当 HS-FET 关闭时, 续流二极管导通, 直到电感电流降低至零。在 DCM 模式下, 当电感电流接近零时, V_{FB} 电压高于 V_{REF} 。续流二极管关闭时, IC 进入 Tri-state。输出电容通过反馈电阻缓慢放电。在轻载情况下, 大大提高了效率。在轻载情况下, HS-FET 不像在重载条件下那样频繁地打开, 这被称为 skip 模式。

在轻载或空载情况下, 输出电压下降非常缓慢, Hi9205 自然地降低开关频率, 实现高效率。

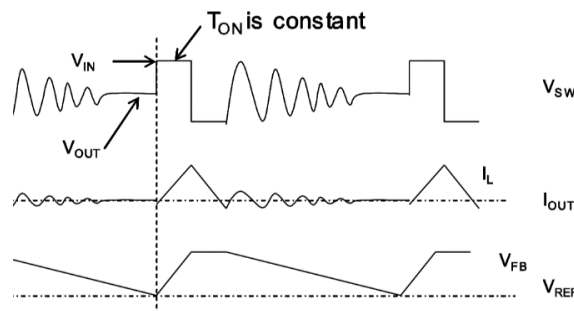


图 2

临界条件下输出电流可通过公式确定：

$$I_{OUT_Critical} = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times V_{OUT}}{2 \times L \times f_{SW} \times V_{IN}}$$

一旦输出电流超过临界值，设备就进入 PWM 模式。之后，开关频率在输出电流范围内保持相当恒定。

11.4. 欠压锁定

欠压锁定 (UVLO) 保护芯片在不足的供电电压下工作。Hi9205 的 UVLO 比较器将监测输入电压。其 UVLO 上升阈值为 4.3V，而下降阈值始终为 4V。

11.5. 使能控制

EN 脚电压默认为高，芯片有输出，EN 引脚电压低于 1V，输出关闭。

11.6. 内部软启动(SS)

软启动(SS)防止转换器输出电压在启动过程中超调。当芯片启动时，内部电路产生一个软启动电压 (VSS)，从 0V 上升到 1V。当 VSS 低于 REF 电压时，以 VSS 为基准，因此误差放大器使用 VSS 作为参考。当 VSS 超过 REF 电压，误差放大器以 REF 电压为参考。VSS 时间在内部设置为 1.8ms。

11.7. 大占空比模式

当 VIN 接近 VOUT 时，达到最小 Toff 时间，扩频电路将被触发，Hi9205 自动提高频率。Hi9205 支持高达 97% 的占空比。

11.8. 过流保护(OCP)和短路保护(SCP)

Hi9205 具有谷底限流控制和峰值限流控制两种功能。在低侧 LS-FET 开启期间，监测电感电流。当检测到电感电流达到谷底电流极限时，LS-FET 触发极限比较器。系统进入过流保护 (OCP) 模式，高侧 HS-FET 等待谷底限流消失后再重新开启。在 HS-FET 通电期间，电感电流与峰值限流进行比较。如果峰值电流限制被触发，Ton 脉冲将立即终止。输出电压下降，直到 VFB 低于欠压 (UV) 阈值 (通常低于参考值 50%)。一旦 UV 被触发，Hi9205 进入打嗝模式，定期重新启动部件。在 OCP 过程中，系统会以打嗝模式尝试从过流故障中恢复。在 hiccup 模式下，芯片关闭输出，一段时间后，尝试再次软启动。如果软启动结束后过流状态仍然存在，则系统重复此操作循环，直到过流状态消除，输出恢复到正常。OCP 是一种非门锁保护。

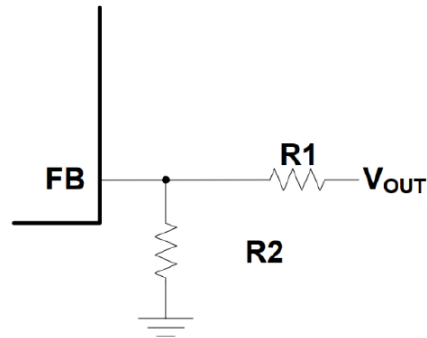
11.9. 过温保护

过温保护可以防止芯片在极高的温度下工作。当芯片温度超过 160°C 时，整个芯片关闭。当温度低于 140°C，芯片再次启动。

12. 应用说明

12.1. 设置输出电压

Hi9205 输出电压可以通过外部电阻设定。参考电压为 0.78V。反馈电路及公式如下图所示：



$$V_{OUT} = V_{FB} (R_1 + R_2) / R_2$$

12.2. 电感选择

电感公式如下：

$$L = \frac{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN} \times \Delta I_L \times f_{sw}}$$

其中 ΔI_L 为电感纹波电流。

假设电感纹波电流约为最大负载电流的 30%。电感峰值电流可由式计算得到：

$$I_{L(MAX)} = I_{LOAD} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

表 1 列出了常用输出电压的建议关键零部件参考值。

表 1:通用输出电压的关键零部件参考值

V _{OUT} (V)	R1 (kΩ)	R2 (kΩ)	C _{ff} (pF)	L (μH)	C _{OUT} (uF)
12	144	10	10	47	22
5	54	10	47	33	22

12.3. 选择输出电容

输出电容 (C2, C3) 维持直流输出电压纹波。使用陶瓷, 钽或低 ESR 电解电容。为了达到最好的效果, 使用低 ESR 电容来保持输出电压纹波低。输出电压纹波的估计公式为:

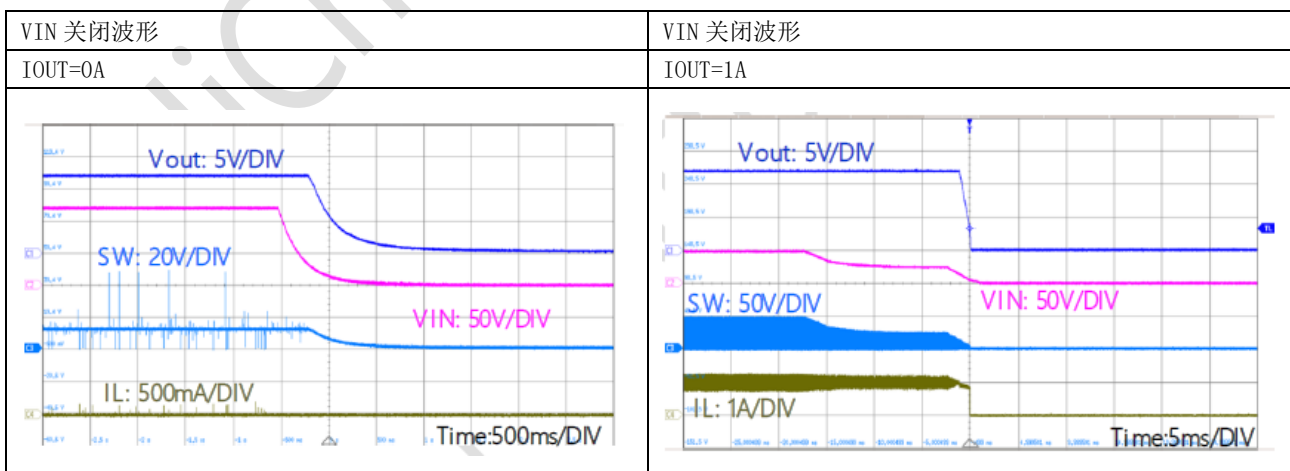
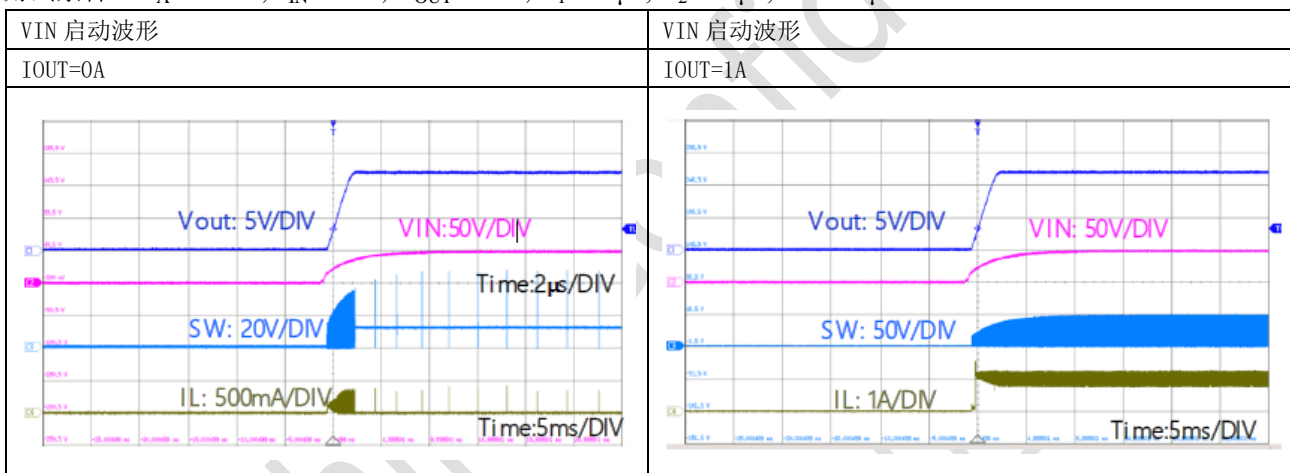
$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{F_{OSC} * L} * \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) * \left(R_{ESR} + \frac{1}{8 * F_{OSC} * C_{OUT}}\right)$$

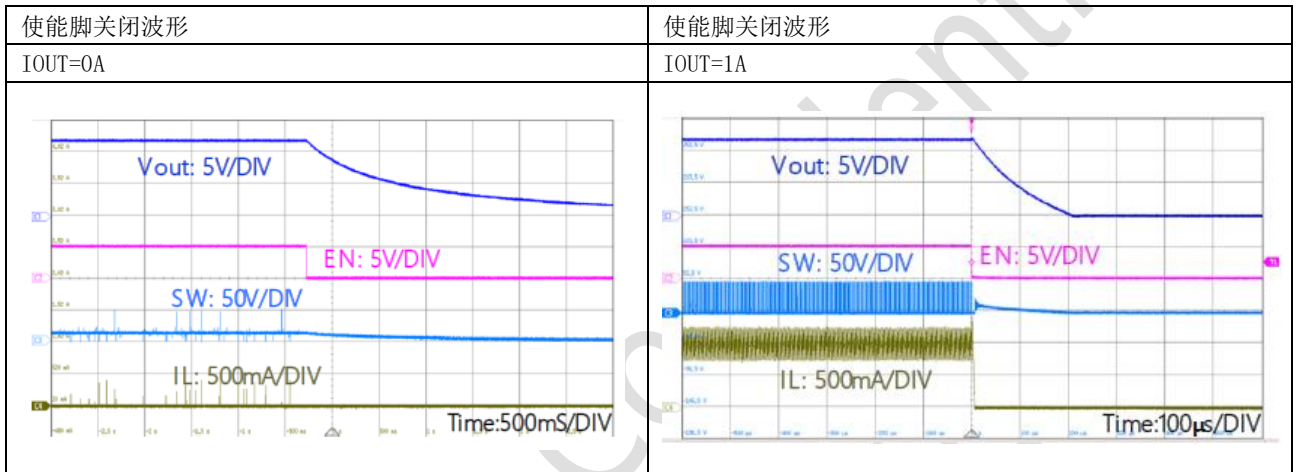
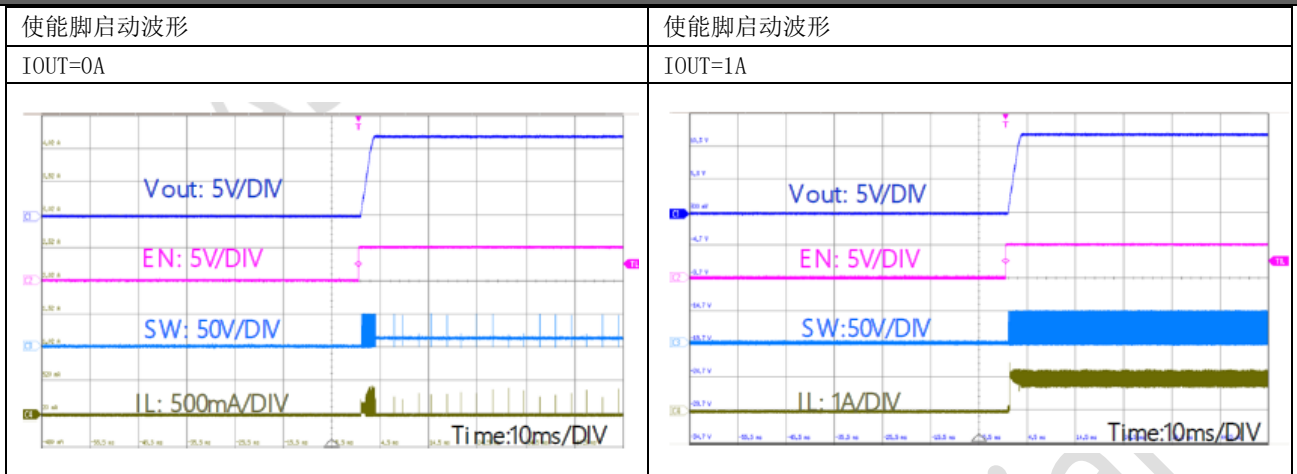
其中 L 为电感值, R_{ESR} 为输出电容的等效串联电阻 (ESR) 值。
输出电容的特性也会影响调节系统的稳定性。

13. 典型曲线

13.1. 开关机波形

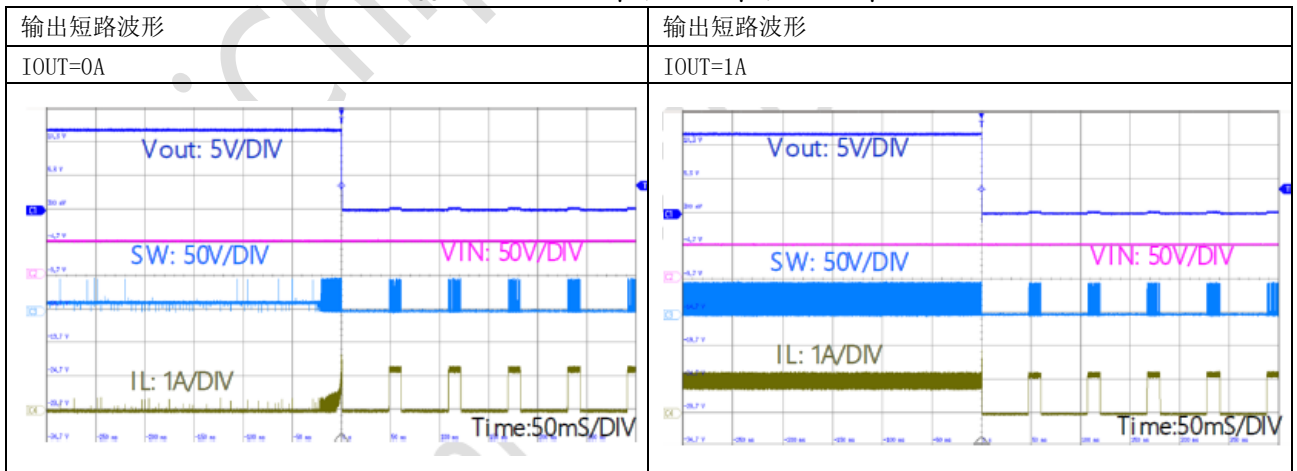
测试条件: $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{IN} = 48\text{V}$, $V_{OUT} = 12\text{V}$, $C_1 = 10\mu\text{F}$, $C_2 = 22\mu\text{F}$, $L_1 = 47\mu\text{H}$

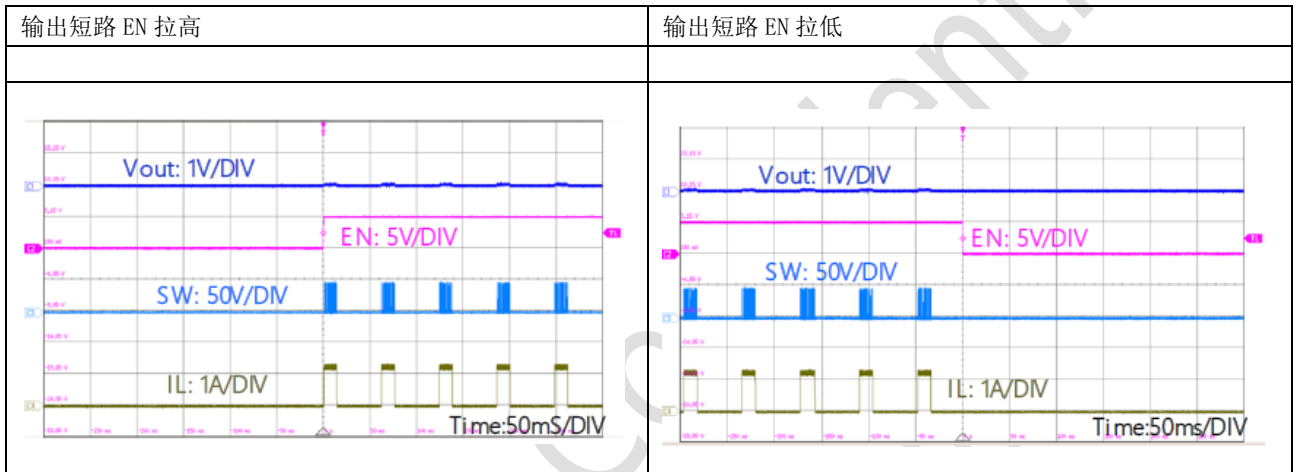
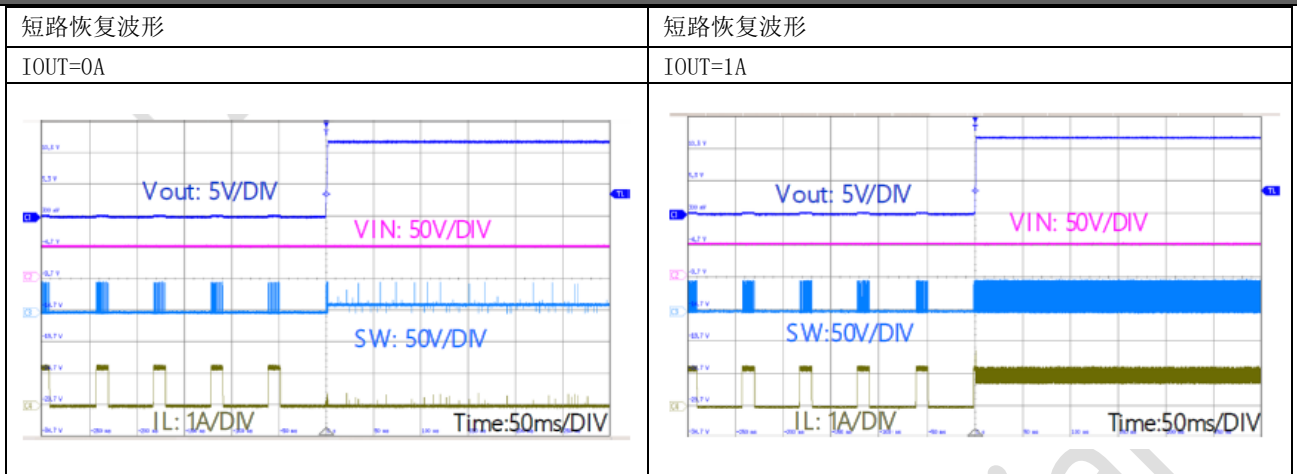




13.2. 输出短路波

测试条件: $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$, $V_{IN} = 48\text{V}$, $V_{OUT} = 12\text{V}$, $C_1 = 10\mu\text{F}$, $C_2 = 22\mu\text{F}$, $L_1 = 47\mu\text{H}$

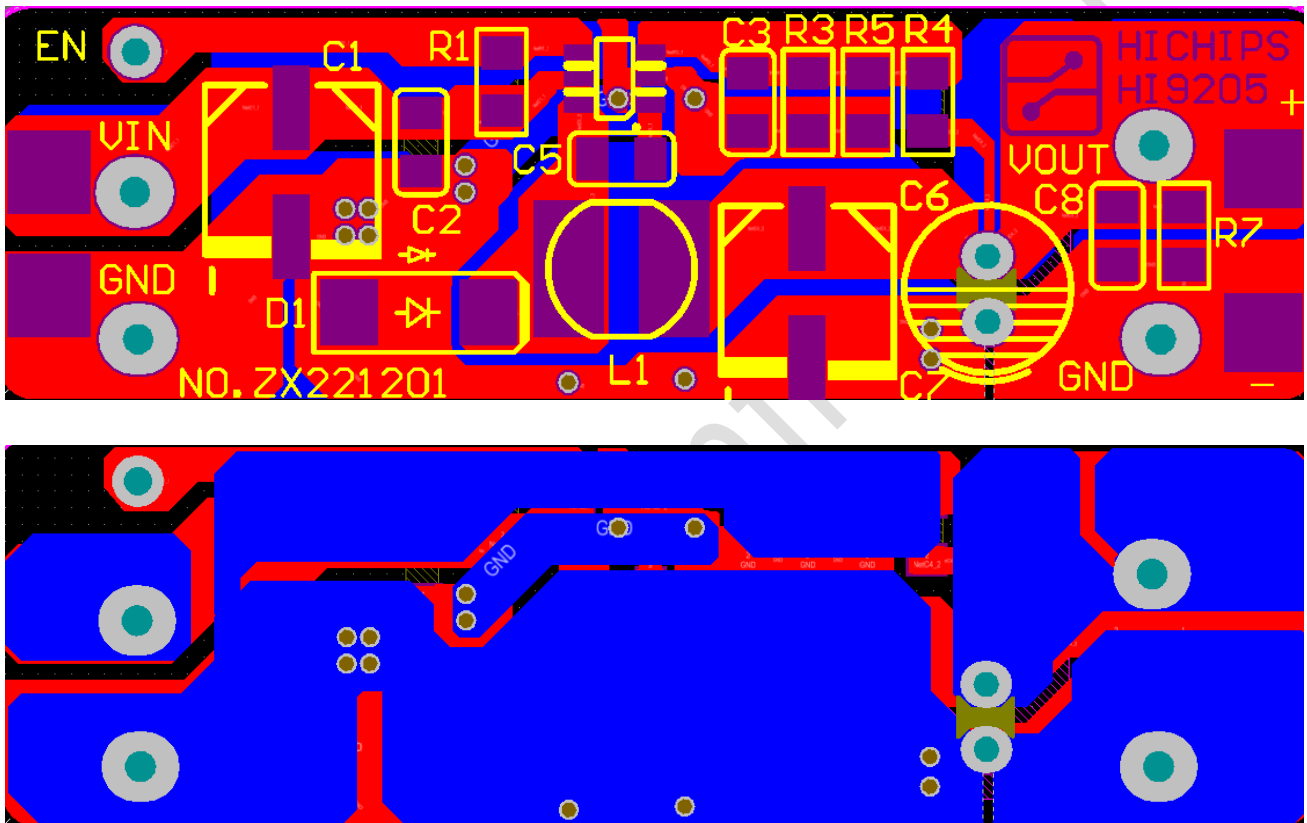




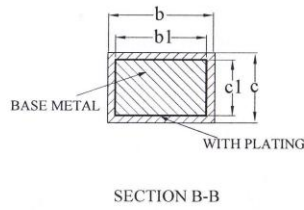
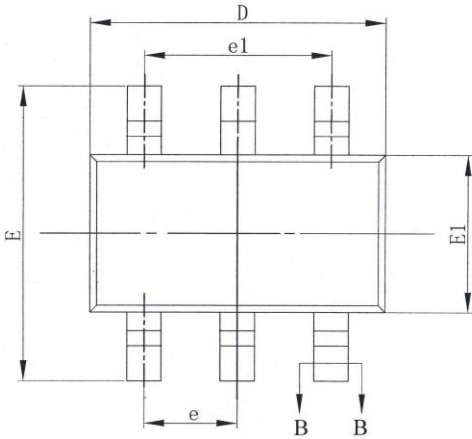
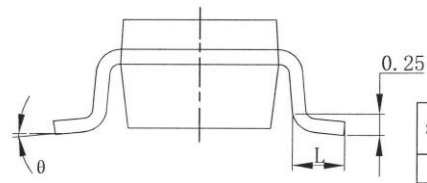
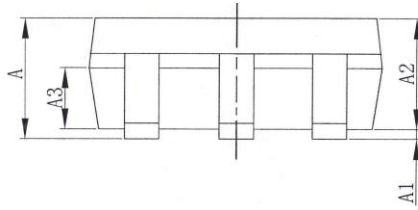
14. PCB 设计注意事项

开关电源的有效布局对开关电源的稳定运行至关重要。对于高频开关转换器，糟糕的布局设计可能会导致不良的线路或负载调节和稳定问题。为获得最佳效果，请参考下图并遵循以下指导方针。

- 1.输入电容尽可能靠近VIN和GND。
- 2.将外部反馈电阻尽可能靠近FB。
- 3.保持交换节点(如SW、BST)远离反馈电路。
- 4.在裸露的衬垫下增加热通孔网格，以提高热导率。



15. 封装信息



SYMBOL	MILLIMETER		
	MIN	NOM	MAX
A	—	—	1.25
A1	0.04	—	0.10
A2	1.00	1.10	1.20
A3	0.55	0.65	0.75
b	0.38	—	0.48
b1	0.37	0.40	0.43
c	0.11	—	0.21
c1	0.10	0.13	0.16
D	2.72	2.92	3.12
E	2.60	2.80	3.00
E1	1.40	1.60	1.80
e	0.95BSC		
e1	1.90BSC		
L	0.30	—	0.60
θ	0	—	8°

HiChips Cont...