

## 6V-100V输入 1A 低功耗COT同步降压转换器

### 特性

- COT 控制模式
- 宽输入电压范围：6V 至 100V
- 内部 3ms 软启动
- 峰谷值过流保护
- 输入欠压锁定和热关断
- 可调频率最高至 1MHz
- 15 $\mu$ A 空载静态电流
- 3 $\mu$ A 关断电流
- 最大输出电流 1A
- 1.2V 内部参考电压
- 无环路补偿
- 内部 V<sub>CC</sub> 稳压器
- 内部自举二极管
- 电源良好开漏指示
- 采用 ESOP8 封装

### 概述

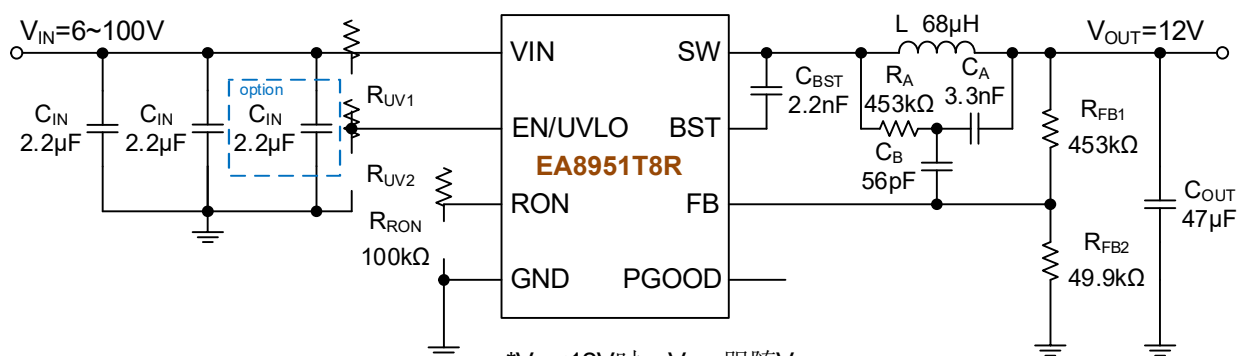
EA8951 是一款频率可调, 采用固定导通时间(COT)控制的同步降压转换器, 具有宽输入电压范围。EA8951 的高侧和低侧功率管均集成在芯片内部, 在 6V 到 100V 的输入电压范围内提供高达 1A 的输出负载电流, 开关频率最高可调至 1MHz。在 V<sub>OUT</sub> 和 R<sub>RON</sub> 恒定的情况下, COT 控制结构提供了几乎恒定的开关频率, 并具有良好的负载瞬态响应。EA8951 在轻载时工作在断续导通模式, 以保持高效率 and 超低静态电流。此外, 该芯片还具有输出电压监测、峰谷值过流保护、片内集成 V<sub>CC</sub> 偏置电源和自举二极管、精确使能和输入欠压锁定, 以及自动恢复的热关断保护。

EA8951 采用 8 引脚 ESOP8 封装, 工作温度范围为-40°C 到 105°C。

### 应用场合

- 电器、能源和园艺工具
- 电动自行车、电动滑板车
- 电机驱动、无人机和通信工具

### 典型应用



\*V<sub>IN</sub><12V时, V<sub>OUT</sub>跟随V<sub>IN</sub>  
V<sub>IN</sub>>90V时, 电容C<sub>IN</sub>建议使用三个2.2 $\mu$ F

图 1. 典型应用电路

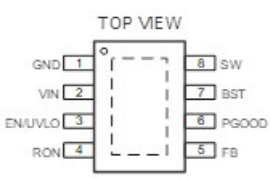
**绝对最大额定值 (注 1, 注 2)**

参数		最小值	最大值	单位
输入电压范围	VIN to GND	-0.3	102	V
	EN to GND	-0.3	102	
	FB to GND	-0.3	5.5	
	RON to GND	-0.3	5.5	
输出电压范围	BST to GND	-0.3	105.5	V
	BST to SW	-0.3	5.5	
	SW to GND	-1.5	102	
	PGOOD to GND	-0.3	14	
ESD	人体模式(HBM)		2	kV
	带电器件模式(CDM)		500	V
结温, $T_J$		-40	150	°C
储存温度, $T_{stg}$		-65	150	
结至外壳热阻 $\theta_{JC}$		10		°C/W
结至空气热阻 $\theta_{JA}$		50		°C/W

注1: 绝对最大额定值指器件在该数值范围外工作时, 可能导致永久性损坏的参数极限值;

注2: 结温( $T_J$ )是根据环境温度( $T_A$ )和功耗( $P_D$ )按照以下公式计算得出的:  $T_J = T_A + (P_D) \times (10^\circ\text{C/W})$ ;

**封装形式 (注 3, 注 4)**

	型号	封装	最小包装
		EA8951T8R	ESOP8

注: 湿敏等级 MSL3;

**引脚定义**

名称	顺序	描述
GND	1	地引脚。
VIN	2	电源输入引脚。
EN/UVLO	3	精确使能和欠压锁定(UVLO)引脚。
RON	4	导通时间设置引脚。通过此引脚和地引脚之间的电阻设置导通时间。
FB	5	通过外部电阻分压网络来设定输出电压的反馈连接引脚。
PGOOD	6	电源良好指示引脚。通过 10kΩ 到 100kΩ 的外部上拉电阻连接到输出。
BST	7	自举电容引脚。需要在 BST 和 SW 之间连接一个电容。

SW	8	开关引脚。内部连接到高侧 NMOS 源端和低侧 NMOS 漏端，并连接到电感开关节点。
----	---	---

## 电气特性 (注 5)

(除非另有说明,  $V_{IN} = 48V$ ,  $V_{EN/UVLO} = 2V$ ,  $T_J = +25^{\circ}C$ )

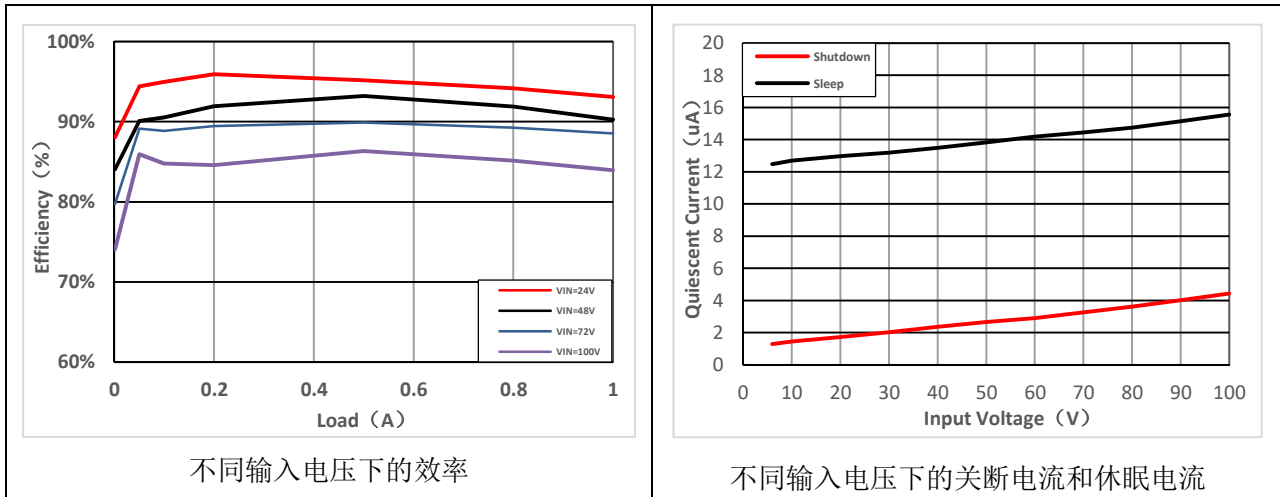
参数		测试条件	最小	典型	最大	单位
供电电流						
$I_{Q-SHUTDOWN}$	VIN 关断电流	$V_{EN}=0V$	3	14		$\mu A$
$I_{Q-SLEEP}$	VIN 休眠电流	$V_{IN}=24V, V_{EN}=2.5V, V_{FB}=1.5V$	14	23		$\mu A$
		$V_{IN}=48V, V_{EN}=2.5V, V_{FB}=1.5V$	15	25		
$I_{Q-ACTIVE}$	VIN 工作电流	$V_{EN}=2.5V$	320	800		$\mu A$
EN/UVLO						
$V_{SD-RISING}$	关断阈值	$V_{EN/UVLO}$ 上升		1.1		V
$V_{SD-FALLING}$	关断阈值	$V_{EN/UVLO}$ 下降	0.45			V
$V_{EN-RISING}$	使能阈值	$V_{EN/UVLO}$ 上升	1.45	1.5	1.55	V
$V_{EN-FALLING}$	使能阈值	$V_{EN/UVLO}$ 下降	1.35	1.4	1.45	V
反馈电压						
$V_{REF}$	FB 电压	$V_{FB}$ 下降	1.176	1.2	1.224	V
导通时间						
$t_{ON1}$	导通时间 1	$V_{VIN}=48V, R_{RON}=105k\Omega$		875		ns
$t_{ON2}$	导通时间 2	$V_{VIN}=48V, R_{RON}=43.2k\Omega$		360		ns
PGOOD						
$V_{PG-UTH}$	PGOOD 从低到高时 FB 上限阈值	$V_{FB}$ 上升	1.105	1.14	1.175	V
$V_{PG-LTH}$	PGOOD 从高到低时 FB 下限阈值	$V_{FB}$ 下降	1.055	1.08	1.1	V
$V_{PG-HYS}$	PGOOD 上下阈值迟滞	$V_{FB}$ 下降		60		mV
$R_{PG}$	PGOOD 下拉电阻	$V_{FB}=1V$		50		$\Omega$
自举欠压锁定阈值						
$V_{BST-UV}$	栅极驱动欠压锁定	$V_{BST}$ 上升		2.7		V

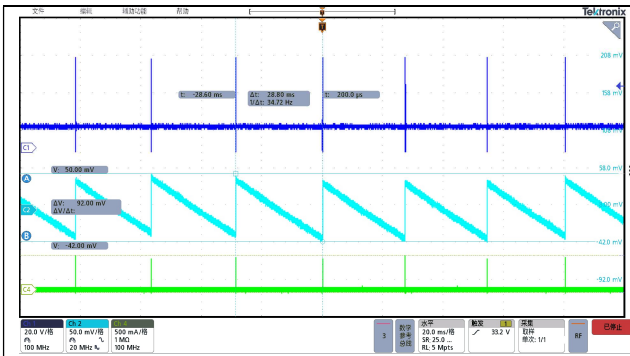
功率管				
$R_{\text{DS(on)-HS}}$	高侧开关导通电阻	$I_{\text{SW}}=-100\text{mA}$	0.725	$\Omega$
$R_{\text{DS(on)-LS}}$	低侧开关导通电阻	$I_{\text{SW}}=100\text{mA}$	0.34	$\Omega$
软启动				
$t_{\text{SS}}$	内部软启动时间		3	ms
限流				
$I_{\text{PEAK1}}$	上管峰值电流阈值		1.5	A
$I_{\text{PEAK2}}$	下管峰值电流阈值		1.5	A
$I_{\text{DELTA-ILIM}}$	峰谷值电流差		300	mA
$I_{\text{VALLEY}}$	谷值电流阈值		1.2	A
热关断				
$T_{\text{SD}}$	热关断阈值	$T_{\text{J}}$ 上升	175	$^{\circ}\text{C}$
$T_{\text{SD-HYS}}$	热关断迟滞		10	$^{\circ}\text{C}$

注5: 100% 量产测试在 $25^{\circ}\text{C}$ 下进行。温度范围内的规格通过设计仿真和特性分析得到保证。

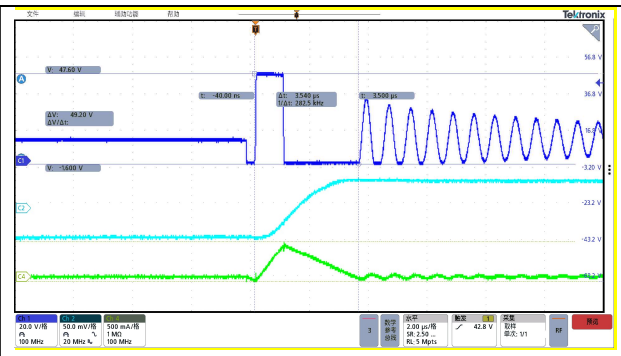
## 典型工作特征

除特别说明外,  $V_{\text{IN}}=48\text{V}$ ,  $V_{\text{OUT}}=12\text{V}$ ,  $L=68\mu\text{H}$ ,  $T_{\text{A}}=+25^{\circ}\text{C}$ 。

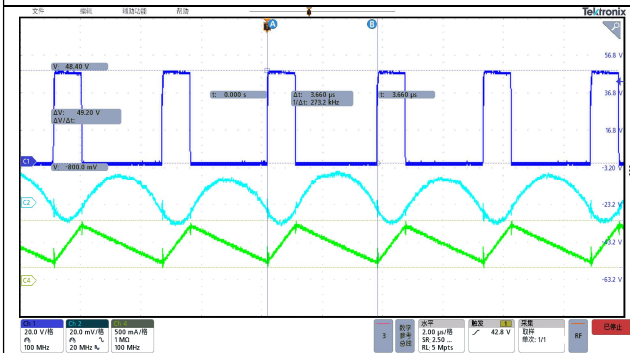




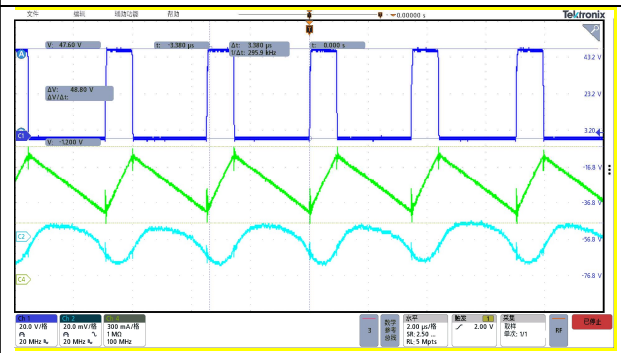
CH1:SW, CH2:V<sub>OUT</sub>, CH4:I<sub>L</sub>  
V<sub>IN</sub>=48V V<sub>OUT</sub>=12V I<sub>LOAD</sub>=0A



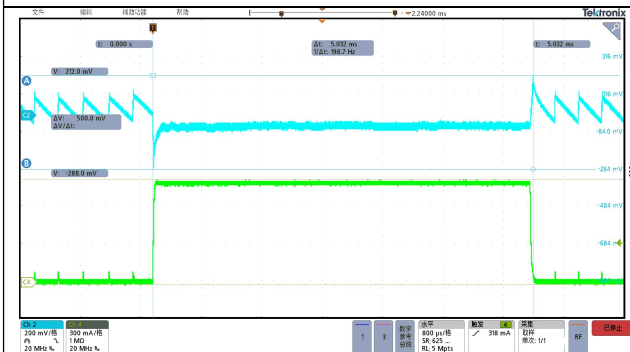
CH1:SW, CH2:V<sub>OUT</sub>, CH4:I<sub>L</sub>  
V<sub>IN</sub>=48V V<sub>OUT</sub>=12V I<sub>LOAD</sub>=0A



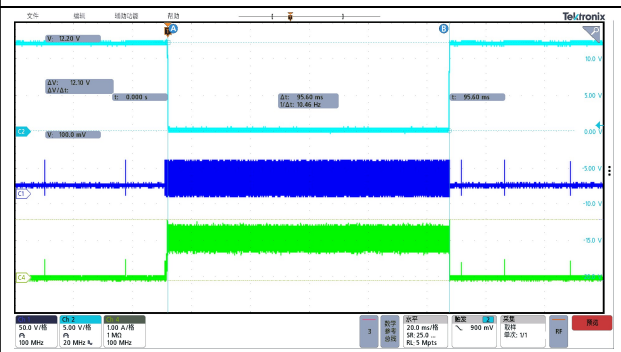
CH1:SW, CH2:V<sub>OUT</sub>, CH4:I<sub>L</sub>  
V<sub>IN</sub>=48V V<sub>OUT</sub>=12V I<sub>LOAD</sub>=0.5A



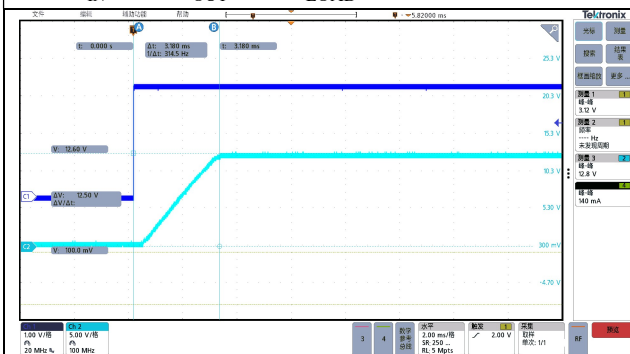
CH1:SW, CH2:V<sub>OUT</sub>, CH4:I<sub>L</sub>  
V<sub>IN</sub>=48V V<sub>OUT</sub>=12V I<sub>LOAD</sub>=0.8A



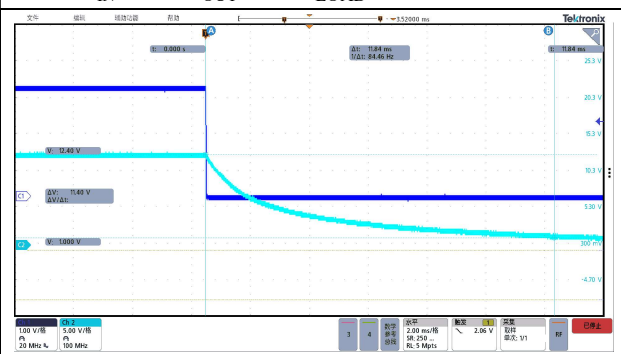
CH2:V<sub>OUT</sub>, CH4:I<sub>L</sub>  
V<sub>IN</sub>=48V V<sub>OUT</sub>=12V I<sub>LOAD</sub>=0.01A-0.8A-0.01A



CH1:SW, CH2:V<sub>OUT</sub>, CH4:I<sub>L</sub>  
V<sub>IN</sub>=48V V<sub>OUT</sub>=12V I<sub>LOAD</sub>=0A-SHORT-0A



0.1A 启动波形



0.1A 关断波形

## 内部框图

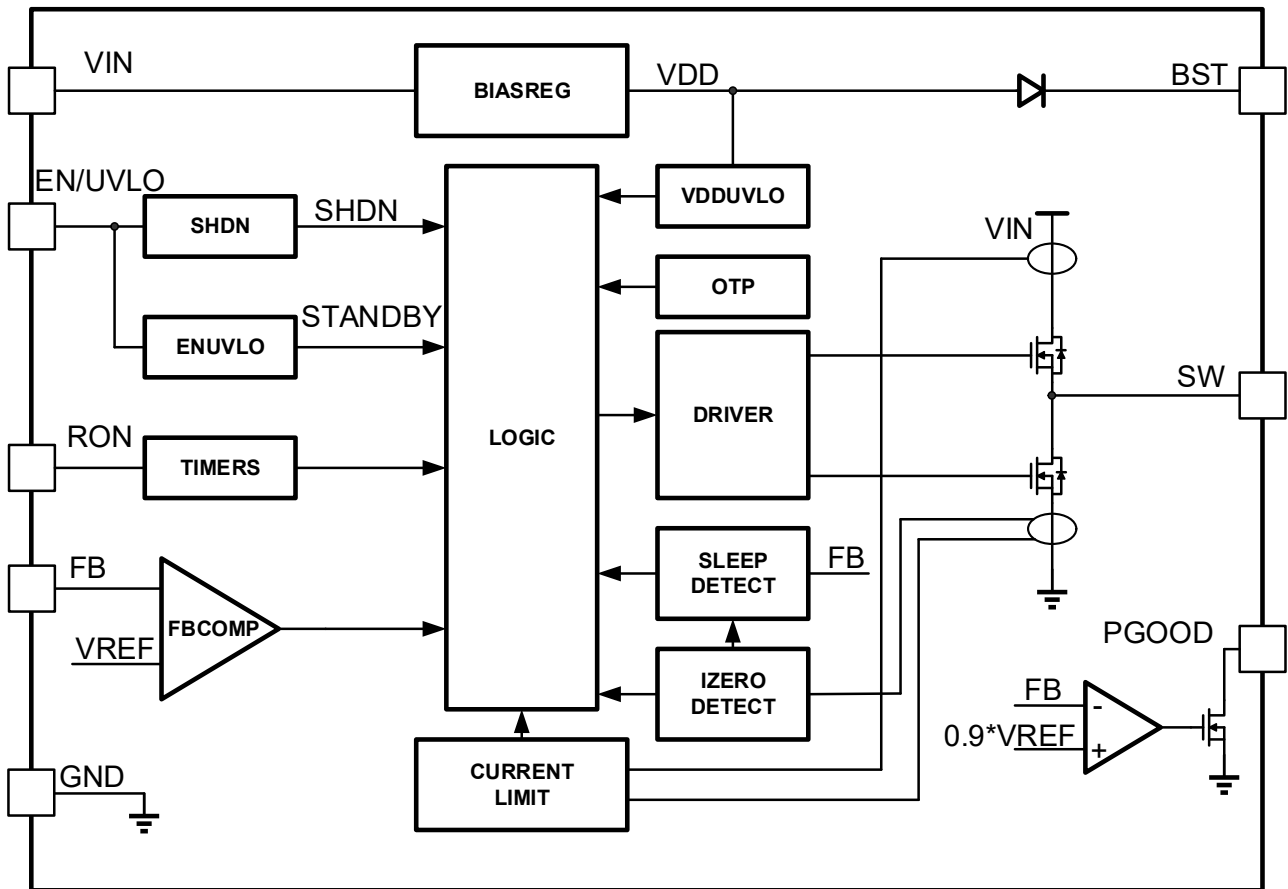


图 2. EA8951 内部框图

## 功能描述

EA8951 是一款超低  $I_Q$  的固定导通时间(COT)同步降压转换器。这款芯片内部集成了高、低侧功率管，可提供高达 1A 的输出电流，输入电压范围为 6V 到 100V，可以在全输入电压范围内实现准固定的开关频率。轻负载时，芯片切换到超低  $I_Q$  休眠模式，系统在待机状态也能保持高效率。EA8951 不需要控制回路补偿，减少了设计复杂性和外部元件数量。

为满足全面的系统要求，EA8951 还具有其他功能，包括用于电源排序和故障报告的电源良好开漏指示电路、内部固定软启动、精确可编程线性欠压锁定(UVLO)、逐周期过流保护，以及自动恢复的热关断等。

## 输出电压设置

EA8951 将反馈电压  $V_{FB}$  与内部 1.2V 参考电压进行比较来调节输出电压，通过  $R_{FB1}$ 、 $R_{FB2}$  电阻设置 EA8951 的输出电压。使用以下公式来设置输出电压  $V_{OUT}$ ：

$$V_{OUT} = 1.2 \times \frac{R_{FB1}}{R_{FB2}} + 1.2$$

对于大多数应用，为了减小电流消耗， $R_{FB1}$  不宜过小，为了减小噪声对反馈环路的影响， $R_{FB1}$  不易过大，建议选取  $100k\Omega$  至  $1M\Omega$  范围内的  $R_{FB1}$ 。

### 使能/欠压锁定 EN/UVLO

EA8951 有双电平 EN/UVLO 电路，当 EN/UVLO 电压低于关断阈值时，芯片处于关断模式，输入静态电流降至  $3\mu A$ 。当 EN/UVLO 电压大于关断阈值但小于使能阈值时，芯片处于待机模式。当 EN/UVLO 电压大于使能阈值时，芯片开始正常工作。可以直接将 EN/UVLO 连接至  $V_{IN}$ ，芯片将在内部偏置电路满足要求后立即开始工作。也可以在  $V_{IN}$  和 GND 之间使用分压电阻  $R_{UV1}$ 、 $R_{UV2}$  来设置芯片的最低工作电压，使用下式来设置：

$$V_{IN(on)} = 1.5V \cdot \left(1 + \frac{R_{UV1}}{R_{UV2}}\right)$$

$$V_{IN(off)} = 1.4V \cdot \left(1 + \frac{R_{UV1}}{R_{UV2}}\right)$$

对于大多数应用，建议选取  $1M\Omega$  以内的  $R_{UV1}$ 。

### 软启动

EA8951 采用内部软启动，内部电路产生受控且单调的斜坡电压，使输出电压缓慢上升至设定值，以减小电流浪涌和电压过冲，内部软启动时间设置为  $3ms$ 。

### 开关频率设置

通过  $R_{RON}$  电阻设置 MT2664AF 高侧功率管的导通时间和开关频率，其中导通时间与输入电压成反比。这种与  $V_{IN}$  的反比关系保证了在  $V_{IN}$  变化的情况下，频率也能保持恒定。导通时间由以下公式计算：

$$t_{ON}(\mu s) = \frac{R_{RON}(k\Omega)}{V_{IN}(V)} \cdot 2.5$$

由以下公式计算  $R_{RON}$  电阻以设置 CCM 工作时的开关频率：

$$R_{RON} (k\Omega) = \frac{V_{OUT}(V) \cdot 2500}{F_{SW} (kHz)}$$

则 CCM 工作时的开关频率为：

$$F_{SW} (kHz) = \frac{V_{OUT}(V) \cdot 2500}{R_{RON} (k\Omega)}$$

例如， $V_{IN}=48V$ ， $V_{OUT}=12V$ ，如果将 CCM 时的开关频率设置为 300kHz，那么  $R_{RON}$  电阻为：

$$R_{RON} = \frac{12 \times 2500}{300} = 100k\Omega$$

### 过流保护和短路保护

EA8951 通过逐周期电流限制来实现过流保护功能。上管的峰值电流设置为 1.5A，如果检测到峰值电流，立刻关断上管，打开下管，激活折返谷值电流检测功能，直到电感电流下降到 1.2A 以下才允许上管再次打开，同时下一个周期开始。这种限流方法能降低开关频率以防止芯片过热，并限制平均输出电流小于 1.5A，以实现 EA8951 的过流保护和短路保护。

### 休眠模式

当  $V_{FB}$  大于 1.2V ( $V_{REF}$ ) 持续一段时间后，EA8951 进入超低  $I_Q$  休眠模式，以提高芯片的轻载效率。在休眠模式下，输入静态电流降低到 15 $\mu$ A，所有内部控制电路关闭，内部偏置调节器和 FB 比较器保持工作，检测到  $V_{FB}$  降至  $V_{REF}$  以下后，退出休眠模式。从休眠模式到正常工作模式有一定的唤醒延迟。

### 电源良好指示 PGOOD

EA8951 提供了 PGOOD 引脚来指示输出电压是否到达指定值。PGOOD 是一个开漏指示引脚，需要通过一个上拉电阻连接到不大于 14V 的直流电源，建议上拉电阻的范围在 10k $\Omega$  至 100k $\Omega$  之间。如果上拉电源电压较高，可使用分压电阻降压。当反馈电压  $V_{FB}$  超过内部参考电压  $V_{REF}$  的 95% 时，内部开关关闭，PGOOD 端口被拉高。当  $V_{FB}$  降低至  $V_{REF}$  的 90% 以下时，内部开关打开，PGOOD 端口被拉低，以指示输出电压异常。

## 应用信息

### 电感选择

由以下公式计算电感电流纹波（CCM）和峰值电感电流：

$$\Delta I_L = \frac{V_{OUT}}{F_{SW} \cdot L_O} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

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

对于大多数设计，应选择一个电感使  $\Delta I_L$  在负载电流的 30% 和 50% 之间。电感值可由下列公式推导：

$$L_O = \frac{V_{OUT}}{F_{SW} \cdot \Delta I_L} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

在本设计中，选择 68 $\mu$ H 电感，在 48V 输入电压下产生 447mA 的峰-峰纹波电流，相当于 1A 负载电流的 45%。

### 输入电容选择

输入电容能减少噪声和浪涌电流。峰-峰纹波电压幅值由下式给出：

$$V_{IN(ripple)} = \frac{I_{OUT} \cdot D \cdot (1-D)}{F_{SW} \cdot C_{IN}} + I_{OUT} \cdot R_{ESR}$$

输入电容为：

$$C_{IN} \geq \frac{I_{OUT} \cdot D \cdot (1-D)}{F_{SW} \cdot (V_{IN(ripple)} - I_{OUT} \cdot R_{ESR})}$$

### 输出电容选择

输出电容能在转换器输出处限制电容电压纹波。根据以下公式选择输出电容：

$$C_{OUT} \geq \frac{\Delta I_L}{8 \cdot F_{SW} \cdot V_{OUT(ripple)}}$$

一般 47μF 陶瓷电容器可以满足大多数应用需求。

### 纹波注入器件选择

纹波注入网络在 SW 和 V<sub>OUT</sub> 之间使用 R<sub>A</sub> 和 C<sub>A</sub> 组成的 RC 滤波器产生一个与电感电流同相位的三角波，然后使用电容 C<sub>B</sub> 将这个三角波交流耦合到反馈节点。使用以下公式计算 R<sub>A</sub> 和 C<sub>A</sub>：

$$C_A \geq \frac{10}{F_{SW} \cdot (R_{FB1} \parallel R_{FB2})}$$

$$R_A C_A \leq \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \cdot t_{ON}}{20mV}$$

将 C<sub>A</sub> 设置为 3.3nF，R<sub>A</sub> 设置为 453kΩ，在 FB 处提供 20mV 的纹波电压。

使用以下公式计算耦合电容 C<sub>B</sub>：

$$C_B \geq \frac{t_{TR-settling}}{3 \cdot R_{FB1}}$$

其中 t<sub>TR-settling</sub> 是所需的负载瞬态响应稳定时间。根据 75μs 的稳定时间，将 C<sub>B</sub> 设置为 56pF。

### 自举电容选择

BST 和 SW 之间的自举电容用于在高侧功率管导通时给其栅极驱动供电。较大的自举电容可能会对内部 VCC 稳压器造成压力并损坏器件，较小的自举电容可能不足以驱动内部功率管。自举电容需要使用高质量的 2.2nF 至 10nF 50V 的 X7R 陶瓷电容。

### 外围器件取值建议

对于不同输出电压及频率，外围器件的建议取值如下表。

表 1 外围器件建议值

V <sub>OUT</sub> (V)	12	5	3.3
F <sub>SW</sub> (kHz)	300	300	300
C <sub>IN</sub> (μF)	2.2+2.2+2.2(Opt.)	2.2+2.2+2.2(Opt.)	2.2+2.2+2.2(Opt.)
R <sub>RON</sub> (kΩ)	100	41.7	27.5
C <sub>BST</sub> (nF)	2.2-10	2.2-10	2.2-10

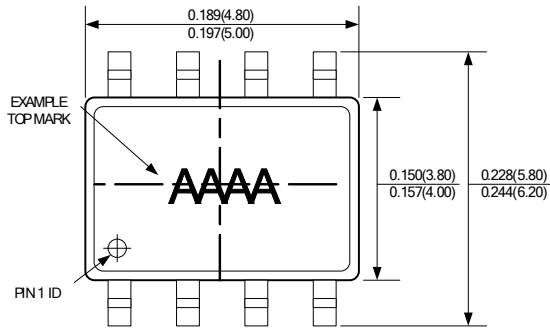
$L(\mu\text{H})$	68	33	22
$R_A(\text{k}\Omega)$	453	228	150
$C_A(\text{nF})$	3.3	3.3	3.3
$C_B(\text{pF})$	56	56	56
$R_{\text{FB1}}(\text{k}\Omega)$	453	380	210
$R_{\text{FB2}}(\text{k}\Omega)$	49.9	120	120
$C_{\text{OUT}}(\mu\text{F})$	47	47	47

### PCB 布局

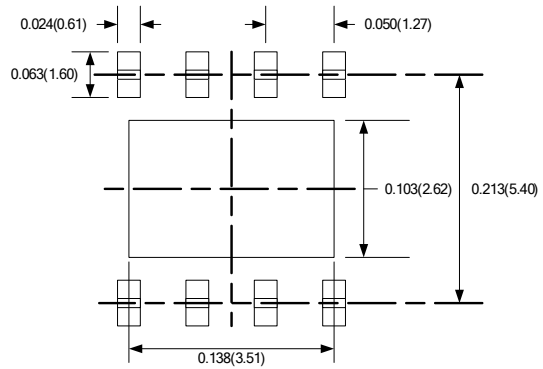
1. 输入输出电容地必须靠近 IC 的 GND 引脚以减小电流环路面积。
2. 大的交流电流会流过  $V_{\text{IN}}$ ，SW 和  $V_{\text{OUT}}$  走线，所以要保证这些走线短且宽。
3. SW 脚处铜皮，因其上有交变电压，为预防 EMI，需要控制在一个比较小的面积。
4. FB 引脚是一个高阻抗节点，应当使 FB 走线足够短以避免拾取噪声导致输出电压波动，将反馈电阻尽可能靠近 IC 放置，同时  $R_{\text{FB2}}$  的 GND 应尽量靠近 IC 的 GND 引脚放置， $V_{\text{OUT}}$  到  $R_{\text{FB1}}$  的布线应该远离电感和开关节点。

封装信息

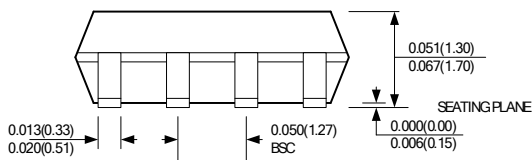
SCP8(EXPOSED PAD)



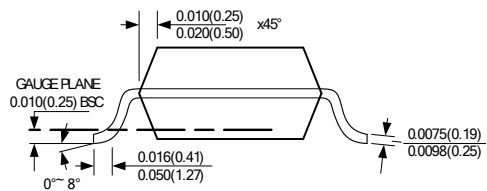
TOP VIEW



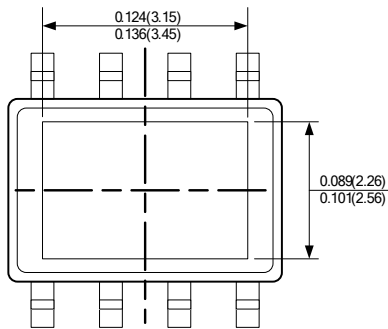
RECOMMENDED SOLDER PAD LAYOUT



FRONT VIEW



SIDE VIEW



BOTTOM VIEW

NOTE

- 1) CONTROL DIMENSION IS IN INCHES DIMENSION IN BRACKET IS IN MILLIMETERS.
- 2) PACKAGE LENGTH DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS.
- 3) PACKAGE WIDTH DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH OR PROTRUSIONS.
- 4) LEAD COPLANARITY (BOTTOM OF LEADS AFTER FORMING) SHALL BE 0.004" INCHES MAX.
- 5) DRAWING CONFORMS TO JEDEC MS012, VARIATION BA.
- 6) DRAWING IS NOT TO SCALE.