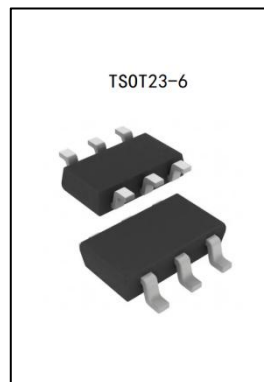


18V/2A 600KHz 0.8V/VFB 同步降压电源转换器**H9118B****产品概述**

H9118B 是一款低电磁干扰（EMI）、同步降压型、集成内部功率 MOSFET 的开关模式转换器。该器件提供了一种高度紧凑的解决方案，可在宽输入电压范围内实现 2A 连续输出电流，并具备优异的负载调整率和线性调整率。H9118B 通过精确控制的开关边沿优化，显著降低了电磁干扰（EMI）。其完善的保护功能包括：可编程输出过压保护（OVP）、恒定导通时间（COT）控制模式、热关断保护（TSD）。

H9118B 采用 TSOT23-6 封装，仅需少量外部元件即可实现高效稳定的电源转换。

**产品特性**

- 工作输入范围: 4.3V 至 18V
- 2A 连续输出电流
- 600KHz 开关频率
- 打嗝式短路保护
- 内置过流限制
- 集成内部软启动
- 60mΩ 低 RDS(ON)内部 MOSFET
- 输出 0.8V 可调
- 最大占空比 93%
- MSL3 封装等级
- 热关机
- 恒定时间模式

应用领域

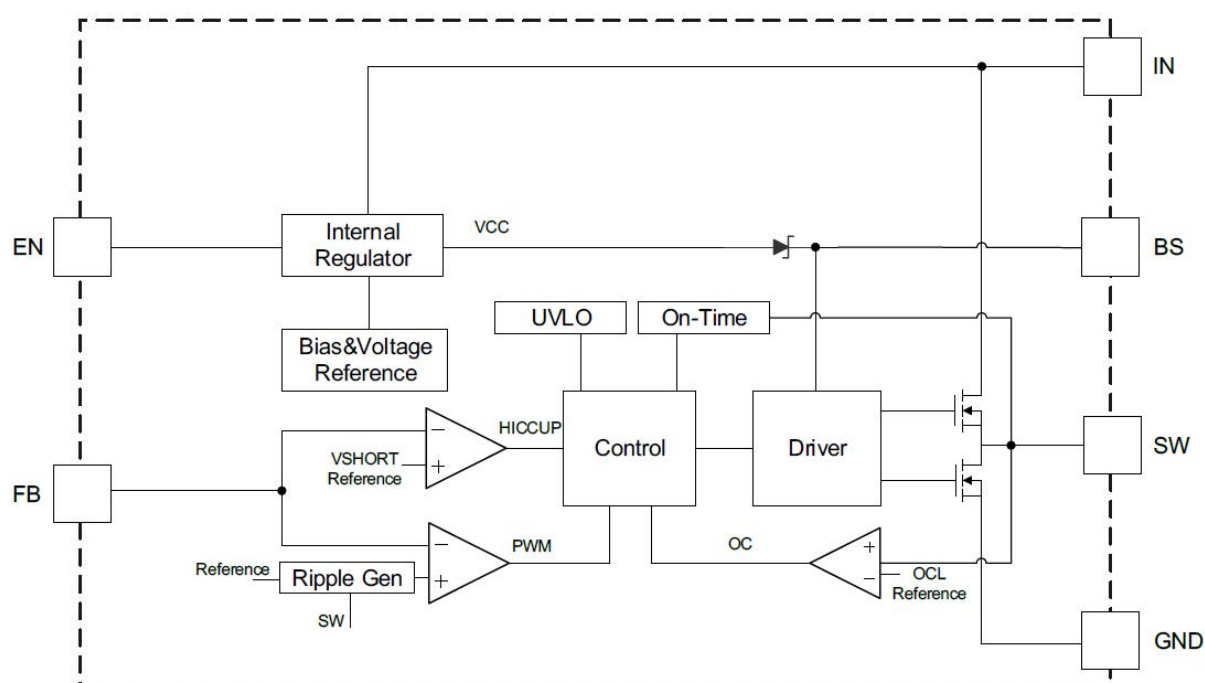
- 汽车娱乐
- 无线和 DSL 调制解调器
- 电脑娱乐
- 汽车充电器电源

订货信息

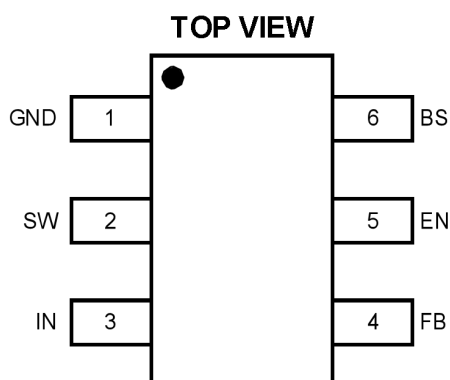
产品型号	描述	封装	最小包装数量
H9118B	H9118B Buck, 4.3-18V, 2A, 600KHz, VFB 0.8V, DCM, TSOT23-6	TSOT23-6	3000

注：所有 SIPROIN 部件都是 Pb-Free 的，符合 RoHS 指令。

原理框图



引脚图



顶部标识: XXYLL (XX: 芯片代码, Y=厂内代码, LL=批号代码)

引脚	符号	功能
1	GND	接地引脚
2	SW	开关引脚
3	VIN	电源引脚
4	FB	可调反馈输入。将 FB 连接到外部分压电阻之间。
5	EN	将该引脚驱动为逻辑高电平以启用 IC。驱动逻辑低到禁用 IC 并进入微电源关闭模式。用 100K 电阻连接至 VIN，即可自动开机。
6	BS	自举脚。需要在 SW 引脚和 BS 引脚之间连接一个电容，以在高压侧开关驱动器上形成浮动电源。

极限参数^{(1) (2)}

参数说明	最小	最大	单位
V _{IN} 电压	-0.3	21	V
EN 电压	-0.3	6.5	V
SW 电压	-0.3(-5V<10nS)	V _{IN} +0.5(+24V<10nS)	V
BST 电压		V _{SW} +5	V
FB 电压	-0.3	6.5	V
功耗 ⁽³⁾		1.0	W
工作结温 T _J	-40	150	°C
储存温度 T _{STG}	-65	150	°C
焊接温度（焊接，10s）		260	°C

注(1)：超过这些额定值可能会损坏设备；

注(2)：不保证设备在其工作条件之外可以正常工作；

注(3)：最大允许功耗是最大结温 T_{J(MAX)}、结对环境热阻 R_{θJA} 和环境温度 T_A 的函数。在任何环境温度下的最大允许功耗计算公式为：P_{D(MAX)} = (T_{J(MAX)} - T_A) / R_{θJA}。超过最大允许功耗导致芯片温度过高，调节器进入热关断。内部热关断电路保护设备免受永久性损坏。热关断在 T_J=160°C (typical) 时启动，在 T_J= 130°C (typical) 时关闭。

ESD 等级

项目	描述	额定值	单位
$V_{(ESD-HBM)}$	人体放电模式 (HBM) ANSI/ESDA/JEDEC JS-001-2014 Classification, Class: 2	± 2000	V
$V_{(ESD-CDM)}$	充电组件模式 (CDM) ANSI/ESDA/JEDEC JS-002-2014 Classification, Class: C0b	± 200	V
$I_{LATCH-UP}$	JEDEC STANDARD NO.78E APRIL 2016 Temperature Classification, Class: I	± 150	mA

推荐工作条件

参数说明	最小	最大	单位
工作结温 ⁽¹⁾	-40	125	°C
工作温度范围	-40	85	°C
输入电压 V_{IN}	4.5	18	V
输出电流	0	2.0	A

注(1):所有限制规定在室温($T_A = 25^{\circ}\text{C}$), 除非另有规定。所有室温限制 100%生产测试。通过使用标准的统计质量控制(SQC)方法, 确保了极端温度下的所有限制。所有限制都用于计算平均出厂质量水平(AOQL)。

热性能信息

参数	描述	额定值	单位
$R_{\theta JA}$	结对环境热阻 ⁽¹⁾⁽²⁾	87.1	°C/W
$R_{\theta JC(top)}$	结壳热阻	35.5	°C/W
$R_{\theta JB}$	结对 PCB 板热阻	14.4	°C/W
ψ_{JT}	结到封装顶部的特征参数	0.9	°C/W
ψ_{JB}	结到 PCB 板的特征参数	14.2	°C/W

注(1): 封装热阻抗按 JESD 51-7 计算。

注(2): 热阻是在四层 JEDEC 板上模拟的。

电气特性^{(1) (2)}

$V_{IN}=12V$, $T_A=25^{\circ}C$, 除非另有说明。

参数说明	测试条件	最小	典型	最大	单位
输入电压范围		4.3		18	V
电源电流 (静态)	$V_{IN}=12V, Out=5V, I_{load}=0A$		230	350	μA
电源电流 (关断)	$V_{EN}=0$, $V_{IN}=12V$			3	μA
反馈电压	$V_{IN}=12V, T_A=25^{\circ}C$	790	805	825	mV
线性调整率	$V_{IN}=4.5V$ to $18V$			1	%
负载调整率	$V_{IN}=12V, Out=5V, DV_{LOAD}(0-2A)$			1	%
开关频率	$V_{IN}=12V, Out=5V, I_{load}=1A$	450	600	750	KHz
高侧开关导通电阻	$I_{SW}=1000mA$		100		$m\Omega$
低侧开关导通电阻	$I_{SW}=-1000mA$		60		$m\Omega$
开关电流上限	$V_{IN}=12V, FB=90\%$		4.0		A
开关电流下限	$V_{IN}=12V, FB=90\%$		3.5		A
V_{IN} 欠压锁定阈值			3.9		V
V_{IN} 欠压锁定迟滞			300		mV
EN 上升阈值		1.5			V
EN 下降阈值				0.4	V
EN 滞后			200		mV
EN 漏电流				1.0	μA
SW 漏电流	$V_{EN}=0V, V_{IN}=V_{SW}=18V$			1.0	μA
软启动		1	1.5	2	mS
热关断			160		$^{\circ}C$
热滞后			30		$^{\circ}C$

注(1): MOSFET 导通电阻规格由与晶圆级测量相关来保证。

注(2): 热停机规格是通过与设计 and 特性分析相关联来保证的。

功能描述

内部调节器

H9118B是电流模式降压DC/DC转换器，无需额外的外部补偿元件即可提供出色的瞬态响应。该器件内部包含一个低电阻、高压功率MOSFET，并以600KHz的高工作频率运行，以确保紧凑、高效的设计以及出色的AC和DC性能。

误差放大器

误差放大器将FB引脚电压与内部FB基准电压(VFB)进行比较，并输出与两者之差成正比的电流。该输出电流随后用于内部补偿网络充电或放电，该补偿网络用于控制功率MOSFET电流。优化后的内部补偿网络减少了外部元件的数量，简化了控制回路的设计。

欠压锁定 (UVLO)

欠压锁定(UVLO)用于保护芯片在电源电压欠压的情况下工作。UVLO保护监控内部稳压器电压。当电压低于UVLO阈值电压时，器件关断。当电压高于UVLO阈值电压时，器件再次使能。

热关断

热关断可防止芯片在极高温下运行。当硅片温度高于160°C时，整个芯片关断。当温度降低至低阈值 (Typ. 130°C) 以下时，芯片再次启用。

SS (软启动)

实施软启动是为了防止转换器输出电压在启动过程中出现过冲。芯片启动时，内部电路产生软启动电压 (SS)，从0V上升到0.8V。当低于内部参考 (REF) 时，SS覆盖REF，因此误差放大器使用SS作为参考。当SS高于REF时，REF恢复控制。SS 时间在内部设置成1.5ms。

打嗝式过流保护

当电感电流峰值超过设定的限流阈值时，H9118B会逐周期过流限制。同时，输出电压开始下降，直到FB低于欠压(UV)阈值。一旦UV被触发，H9118B会进入打嗝模式，周期性地重启部件。当输出对地短路时这种保护模式特别有用。平均短路电流大大降低，以缓解热问题和保护调节器。过流状态解除后，H9118B自动退出打嗝模式。

启动和关断

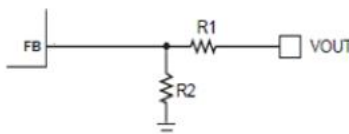
如果VIN和EN都高于它们的启动阈值，则芯片启动。基准模块首先启动，产生稳定的基准电压和电流，然后内部调节器将启动。稳压器为其余电路提供稳定的电源。三个条件可以关闭芯片：EN低，VIN低和热关闭。在关机过程中，首先关闭信号路径以避免任何故障触发。然后降低COMP电压和内部供电电压。浮动驱动电压不受此关闭命令的约束。

应用信息

设置输出电压

H9118B外部电阻分压器用于设置输出电压(参见典型应用图)。反馈电阻R1还通过内部补偿电容设置反馈环路带宽。选择R1在10kΩ-150kΩ附近以获得最佳瞬态响应。R2为:

$$V_{OUT} = V_{FB} \times \frac{R1 + R2}{R2}$$



V _{OUT}	R1	R2	L1	C1	C _{IN} (μF)	C _{OUT} (μF)	C _{FF} Opt.
1.1V	4.2KΩ	11KΩ	1.0-3.3μH	100nF	47+0.1	100+0.1	C_{FF} Chapter
1.5V	13KΩ	15KΩ	1.0-3.3μH	100nF	47+0.1	100+0.1	C_{FF} Chapter
3.3V	47KΩ	15KΩ	2.2-6.8μH	100nF	47+0.1	100+0.1	C_{FF} Chapter
5.0V	68KΩ	13KΩ	2.2-6.8 μH	100nF	47+0.1	100+0.1	C_{FF} Chapter

所有外部元件均为建议值，最终值以应用测试结果为准。

选择电感

推荐电感值显示在应用图中。在任何可预见的操作情况下，确保电感磁芯不会饱和是很重要的。电感器的额定值应能处理最大峰值电流，在查看不同制造商指定的不同饱和电流额定值时应小心谨慎。饱和电流额定值通常指定为25°C下的额定值，因此应向制造商索取应用最高环境温度下的额定值。电感值可以通过以下方式计算：

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

其中ΔIL是电感纹波电流。选择电感纹波电流约为最大负载电流的30% 至40%。最大电感峰值电流可以估算为：

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

在低于100mA的轻负载条件下，建议使用更大的电感以提高效率。较大的电感导致较小的纹波电流和电压，但它们也具有较大的物理尺寸、较低的饱和电流和较高的线性阻抗。因此，电感应根据具体应用进行选择。

选择输入电容

降压转换器的输入电流是不连续的，因此，需要一个电容来为降压转换器提供AC电流，同时维持DC输入电压。为获得更好的性能，陶瓷电容尽可能靠近VIN放置，建议使用0.1μF输入电容滤除高频干扰。推荐使用X5R和X7R陶瓷电介质的电容器，因为它们在温度波动时很稳定。

电容器的纹波电流额定值还必须大于转换器的最大输入纹波电流。输入纹波电流可以用以下公式估算：

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

从上式可以得出结论，输入纹波电流在 $V_{IN}=2V_{OUT}$ 时达到最大值，其中

$$I_{CIN} = \frac{I_{OUT}}{2}$$

为简化起见，选择一个均方根电流额定值大于最大负载电流一半的输入电容。

输入电容值决定了转换器的输入电压纹波，如果系统中有输入电压纹波要求，请选择符合规格的输入电容。输入电压纹波可通过以下公式估算：

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

同样，当 $V_{IN}=2V_{OUT}$ 时，输入电压纹波达到最大值

$$\Delta V_{IN} = \frac{1}{4} \times \frac{I_{OUT}}{F_{OSC} \times C_{IN}}$$

选择输出电容

需要一个输出电容来维持直流输出电压。输出电压纹波可通过以下公式估算：

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

不同类型的电容之间存在一些差异，对于陶瓷电容，开关频率下的阻抗由电容决定。输出电压纹波主要由电容引起，为简单起见，输出电压纹波可通过以下公式估算：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{8 \times F_{OSC}^2 \times L \times C_{OUT}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

较大的输出电容可以实现更好的负载瞬态响应，但在设计应用中也应考虑最大输出电容限制。如果输出电容值过高，软启动期间输出电压将达不到设计值，无法调节。最大输出电容值(C_{OUT_MAX})可以通过以下公式进行近似限制：

$$C_{OUT_MAX} = (I_{LIM_AVG} - I_{OUT}) \times T_{SS} / V_{OUT}$$

其中 I_{LIM_AVG} 为软启动期间的平均启动电流， T_{SS} 为软启动时间。

另一方面，在选择这些组件时应特别注意。这些电容器的直流偏置会导致电容值低于推荐电容器规格表中给出的最小值。

陶瓷电容的实际电容会随温度而变化。电容类型 X7R，工作温度范围为 -55°C 至 $+125^{\circ}\text{C}$ ，电容变化范围仅为 $\pm 15\%$ 。电容器类型 X5R 在 -55°C 至 $+85^{\circ}\text{C}$ 的减小温度范围内具有类似的公差。许多大于 $1\mu\text{F}$ 的大值陶瓷电容器具有 Z5U 或 Y5V 的温度特性。当温度从 25°C 到 85°C 变化时，它们的电容下降超过 50%。因此，在环境温度在 25°C 以上或以下变化较大的应用场合，建议 X5R 或 X7R 优于 Z5U 和 Y5V。

前馈电容 (C_{FF})

H9118B有内部环路补偿，所以加C_{FF}是可选的。具体来说，对于具体的应用，如果需要，可以根据情况考虑是否加前馈电容。

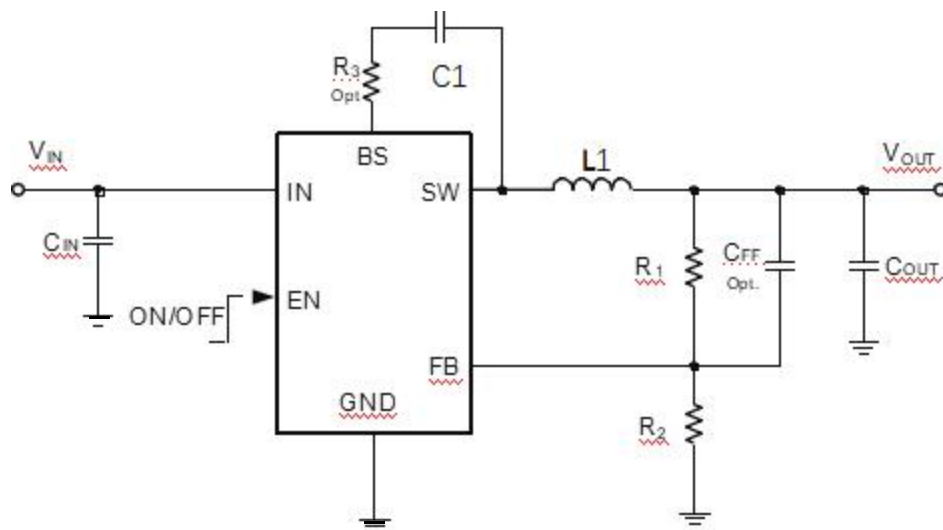
在反馈网络中使用前馈电容器（C_{FF}）是为了改善瞬态响应或更高的相位裕度。要优化前馈电容，首先要知道交叉频率。交叉频率（或转换器带宽）可以通过使用网络分析仪来确定。当得到没有识别前馈电容的交叉频率时，前馈电容（C_{FF}）的值可以用以下公式计算：

$$C_{FF} = \frac{1}{2\pi \times F_{CROSS}} \times \sqrt{\frac{1}{R1} \times \left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2}\right)}$$

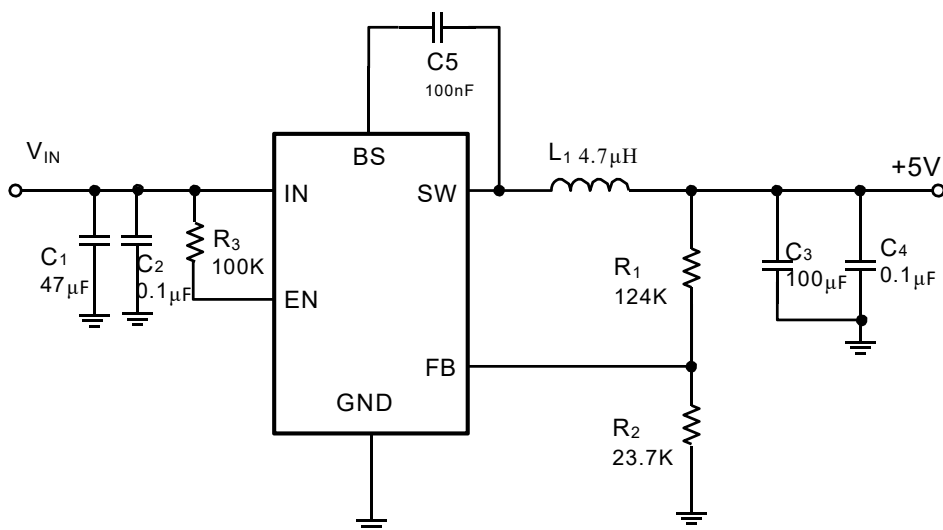
注：其中F_{CROSS}是交叉频率。

为了减少瞬态纹波，可以增加前馈电容值以将交叉频率推到更高的区域。虽然这可以改善瞬态响应，但也会降低相位裕度并导致更多振铃。另一方面，如果需要更多的相位裕度，可以减小前馈电容值以将交叉频率推到较低的区域。

基本应用电路



典型应用图



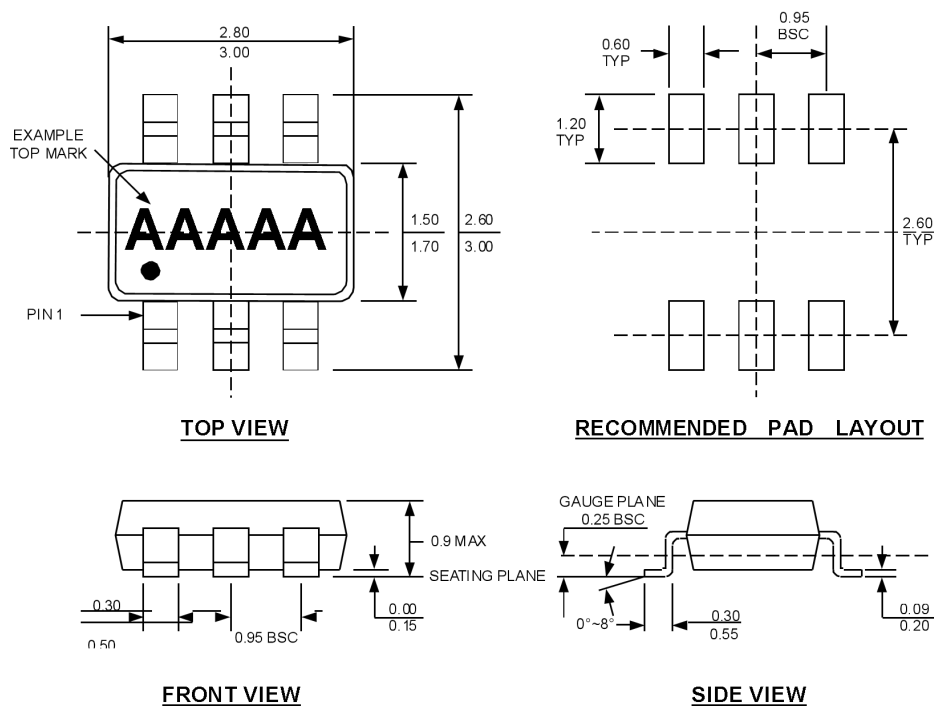
5V 输出典型应用图

PCB 板布局建议

PCB 布局对于实现稳定运行非常重要，强烈建议复制 EVB 布局以获得最佳性能。如有需要更改，请遵循这些指南以供参考：

1. 保持开关电流路径短，尽量减少输入电容、高边 MOSFET 和低边 MOSFET 形成的环路面积。
2. 旁路陶瓷电容建议靠近 V_{in} 引脚放置。
3. 确保所有反馈连接短而直接。将反馈电阻和补偿元件尽可能靠近芯片放置。
4. V_{OUT} 、SW 远离 FB 等敏感模拟区域。
5. 将 V_{IN} 、SW、特别是 GND 分别连接到大面积的覆铜区域，对芯片进行散热，提高散热性能和长期可靠性。

封装尺寸 (TSOT23-6)



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 MS-012, VARIATION BA.
6. DRAWING IS NOT TO SCALE.

特别说明

本规格说明书最终解释权归本公司所有。

版本变更说明

版本：V1.0

作者：张景晟

时间：2025.8.14

修改记录：

1. 初版

声明

使用规格书中所出现的信息在出版当时是正确的，矽朋微电子保留说明书的更改权和解释权，并拥有不事先通知而修改产品的权利。使用者在使用前应从我司官网或者其它有效渠道获取最新版本资料，并验证相关信息是否完整和最新。

任何半导体产品在特定条件下都有一定的失效或发生故障的可能，买方有责任在使用产品进行系统设计和整机制造时遵守安全标准并采取安全措施。产品不授权使用于救生、维持生命产品或系统中作为关键部件，以避免潜在失败风险可能造成人身伤害或财产损失情况的发生！