

BST6056 4.5V-60V 输入，3.5A 输出，异步降压转换器

一、概述

BST6056 是 60V，3.5A 降压型稳压器，内部集成高边 MOSFET。

电流模式控制模式简化了外部补偿以及外围元件的选择。空载时静态电流降低至 150 μ A。当 EN 脚低 (<0.6V) 时，芯片关断，关断电流低至 5 μ A。

欠压锁定 (UVLO) 在内部设置为 3.6V，使用 EN 脚可以增加阈值。工作频率通过外部电阻可调。

BST6056 提供 8pin 热增强型 SOP8 封装。

二、特点

- 输入电压范围：4.5V~60V (60V ABS MAX)
- 高边 MOSFET 内阻：90-m Ω
- 150- μ A 静态工作电流
- 5- μ A 关断电流
- 开关频率可调
- 内部软启动
- 轻载模式提高轻载效率
- 工作频率可调节
- 0.8V 内部基准电压
- 8-Pin SOP Power PAD 封装
- 温度范围: $T_j = -40^{\circ}\text{C} \sim +150^{\circ}\text{C}$

三、应用

- 12V、24V 和 48V 工业和商业低功率系统
- AEC-Q100 认证，汽车电子

四、封装信息

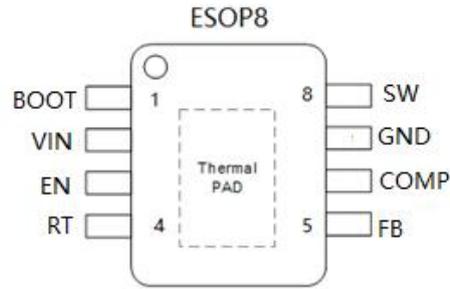


图 1 引脚示意图

表 1 引脚定义

引脚	标识	I/O	功能
1	BOOT	O	功率管驱动模块电源输入端 通过自举电容连接该管脚和管脚 SW。
2	VIN	I	芯片电源
3	EN	I	使能输入端 高有效，内置上拉电流，悬空或接高电平时芯片工作，接低电平芯片关断。
4	RT	I	工作频率设置端 接电阻到地，设置芯片工作频率
5	FB	I	反馈输入端 通过电阻分压器连接到输出电容。
6	COMP	O	补偿输入端 调节环路稳定性的频率补偿，连接补偿 RC 网络到地。
7	GND	-	芯片地
8	SW	O	开关输出端 功率 DMOS 晶体管的源端。连接到续流二极管的阴极和电感。
裸露焊盘		-	连接到散热片区域和 GND

五、功能框图

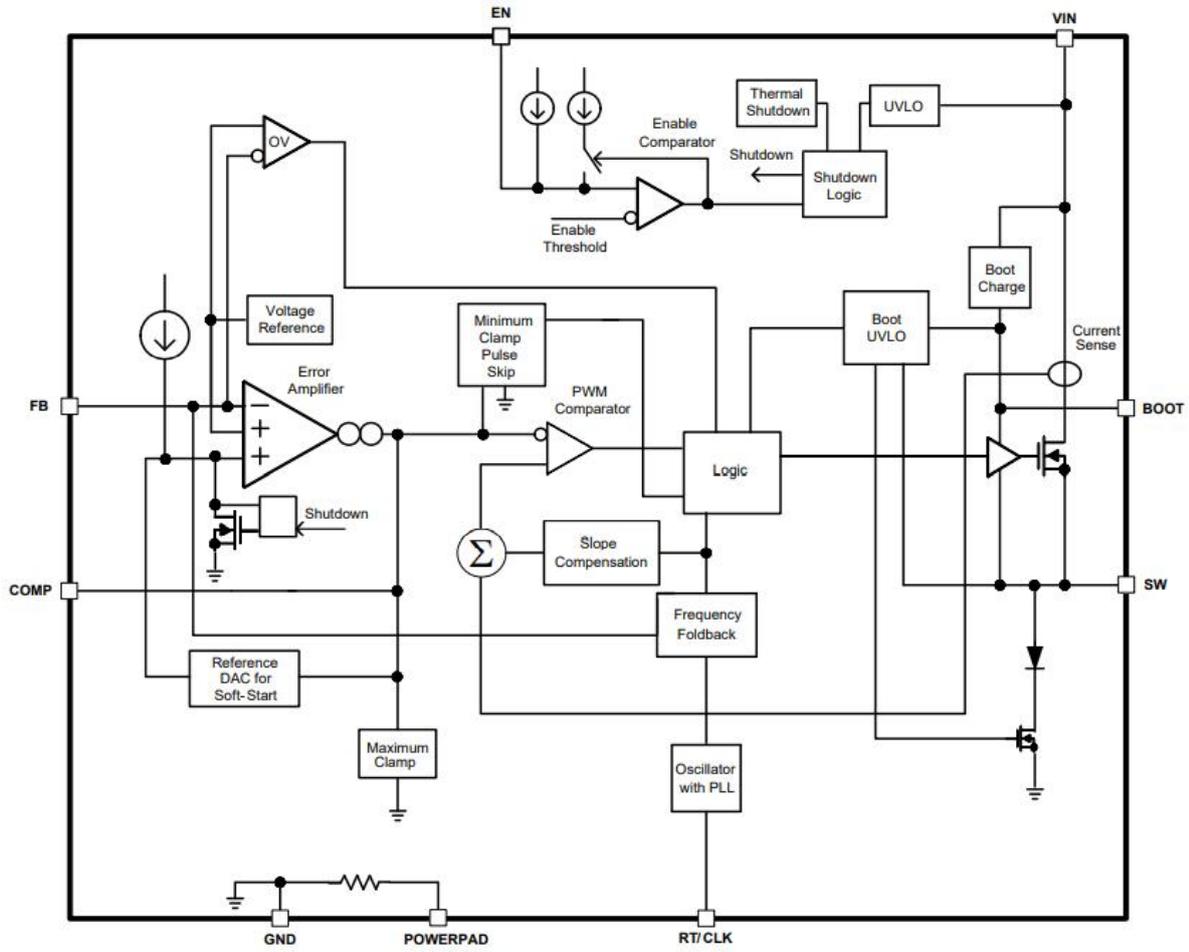


图 1 BST6056 内部模块框图

六、主要电气参数

$V_{DD} = 4.5V \sim 60V$, $T_A = -40^{\circ}C \sim 150^{\circ}C$

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入电压		4.5		60	V
内部欠压阈值			3.6		V
关断电流	EN = 0V, VIN = 12V, T _J = 25°C		5		uA
空载电流	VFB = 0.9V, VIN = 12V, T _J = 25°C		150		uA
EN 脚阈值			1.2		V
电压基准		0.784	0.8	0.816	V
高边 MOSFET 内阻	V _{IN} = 12V, BST - LX = 6V		90		mΩ
限流阈值	VIN = 12V, T _J = 25°C	4	6		A
过温保护点			150		°C
开关频率	R _T = 200K	450	600	750	kHz
RT 调节开关频率范围		100		2500	kHz
误差放大器					
输入电流			50		nA
误差放大器跨导	-2uA < I _{COMP} < 2uA, V _{COMP} = 1V		310		uS
误差放大器跨导 (软启动期间)	-2uA < I _{COMP} < 2uA, V _{COMP} = 1V V _{SENSE} = 0.4V		70		uS
误差放大器直流增益	V _{SENSE} = 0.8V		10,000		V/V
误差放大器带宽			2700		kHz
误差放大器推挽电流	V _{COMP} = 1V, 100mV 过驱动		±27		uA
COMP 至开关电流跨导			10		S
使能和欠压保护 (EN 脚)					
使能阈值电压	无电压迟滞		1.2		V
输入电流	阈值电压+50mV		-3.8		uA
	阈值电压-50mV		-0.9		uA

七、应用电路

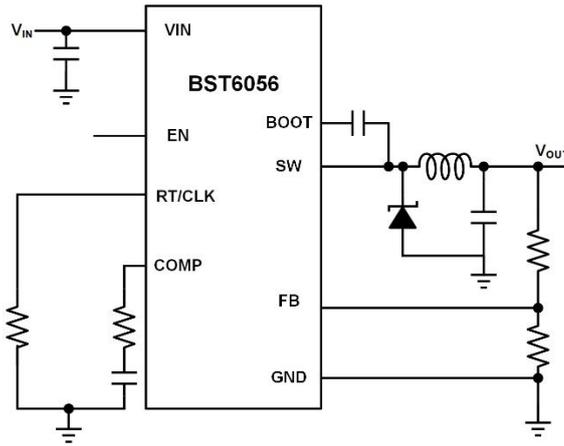


图 2 BST6056 简化应用电路

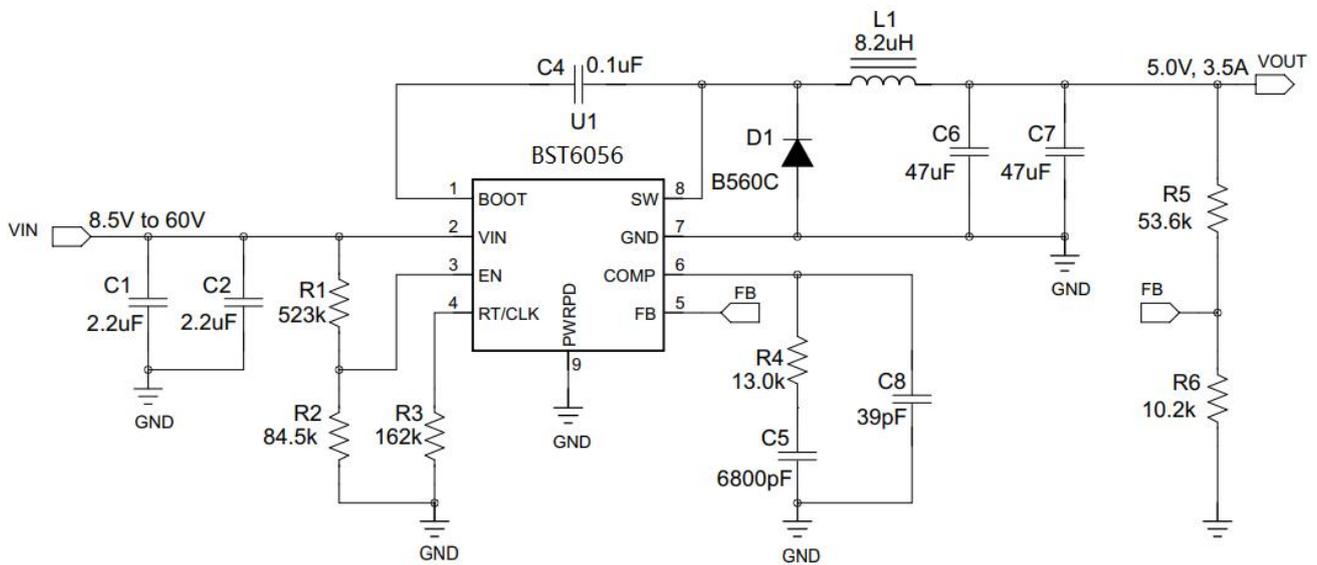


图 3 输出 5V 典型应用电路

八、总体描述

BST6056 是一款耐压 60V，输出电流可达 3.5A 的降压调节器，内部集成一个高边 N 沟道 MOSFET。为了提高线性和负载瞬态性能，电路采用恒定频率的电流模式控制，减少了输出电容并简化了外部频率补偿设计。在选择输出滤波器元件时，100kHz 至 2500kHz 的宽开关频率可实现效率和尺寸优化。通过调节 RT 引脚对地电阻的阻值，可以调节开关频率。

BST6056 的默认启动电压约为 4V。EN 脚具有一个内部上拉电流源，再通过两个外部电阻器，可用于调整输入电压欠压锁定 (UVLO) 阈值。此外，上拉电流提供了默认模式，当 EN 引脚浮空时，芯片仍将工作。芯片空载且无开关动作时的工作电流为 150 μ A。当芯片通过 EN 关断时，关断电流为 5 μ A。

集成的高边 MOSFET 内阻仅 90m Ω ，以实现高效率供电，能够向负载提供 3.5A 的连续电流。集成高边 MOSFET 的偏置由 BOOT 至 PH 引脚上的电容提供。该自举电容受高边 UVLO 电路监控，当自举电压低于预设阈值时，将关断高边 MOSFET。BST6056 可以在高占空比下工作，输出电压最低可以降低到 0.8V 参考电压值。

SS (软启动) 引脚在上电期间，用于降低启动浪涌电流。一个小电容器被耦合到引脚，以调整软启动的时间。BST6056 将在过流发生时利用过流恢复电路对软启动电容放电。一旦排除故障条件，过流恢复电路将重新软启动，使调节器输出从故障电压恢复到额定调节电压。为了在启动和过流条件下控制电感电流，芯片内置的频率切换电路将降低开关频率。

VFB 脚通过改变电阻分压网络，实现输出电压可调，参考电压为 0.8V。

九、子电路功能描述及规格

(1) 固定频率 PWM 控制

BST6056 采用可调的固定频率峰值电流模式控制。通过误差放大器，将输出电压到 VSENSE 引脚的分压值和内部基准电压进行比较，输出对 COMP 引脚的驱动信号。通过内部振荡器初始化启动高边电源开关。而误差放大器输出与高边功率开关电流比较，当电源开关电流达到 COMP 设定的阈值，功率开关断开。随着输出电流的增加和减少，COMP 引脚电压也将上升和下降。通过箝位 COMP 引脚电压上限，芯片可以实现输出电流限制。在 COMP 引脚被箝位在最低电位时，芯片进入轻载模式工作。

(2) 斜坡补偿电流

BST6056 为开关电流信号增加了一个斜坡补偿。这种斜坡补偿可以防止次谐波振荡。在整个占空比范围内，芯片的峰值电感电流保持恒定。

(3) 脉冲跳跃轻载模式

BST6056 在轻负载电流下，以脉冲跳跃的轻载模式运行，通过减少开关次数和栅极驱动损耗来提高效率。如果输出电压在设定范围内，并且任何开关周期结束时的峰值开关电流低于脉冲跳跃电流阈值，BST6056 进入轻载模式。该电流阈值对应于 COMP 电压等于 400mV 时的输出电流值。

在轻载模式下，COMP 引脚电压被钳制在 400 mV，高边 MOS 开关被断开。负载电流或输出电压继续降低也不会令 COMP 引脚低于该箝位电压。

由于芯片停止开关，输出电压逐渐降低。当电压控制回路补偿输出电压下降时，COMP 引脚电压开始上升。此时，高边 MOSFET 被使能，在下一个开关周期启动开关脉冲。峰值电流由 COMP 引脚电压设定。输出电压重新充电到调节值，然后峰值开关电流开始下降，最终降至轻载模式阈值以下，此时再次进入轻载模式。

对于轻载模式工作，BST6056 采样峰值电流，而不是平均或负载电流，因此芯片进入轻载模式的阈值取决于输出电感值。例如，图 2 中输出 3.3V 的应用电路，当输出电流大约 5mA 时进入轻载模式。当负载电流较低而输出电压在规定范围内时，进入休眠模式，仅 150 μ A 输入静态电流。

(4) 低压差模式和自举电压 (BST)

BST6056 集成了一个自举调节器，需要在 BOOT 和 PH 引脚之间加一个小的陶瓷电容器来为高边 MOSFET 提供栅极驱动电压。当高边 MOSFET 关闭，低边二极管导通时，BOOT 电容器会充满电。陶瓷电容器的值应为 0.1 μ F。为了保证过温和电压特性的稳定，建议使用额定电压为 10V 或更高的 X7R 或 X5R 级介质的陶瓷电容器。

为了改善压差，只要 BOOT 至 PH 引脚电压大于 2.1 V，BST6056 可以工作在 100% 占空比。当 BOOT 至 PH 的电压降至 2.1 V 以下时，高边 UVLO 电路将关闭高边 MOSFET，允许低边二极管导通并充满 BOOT 电容器上的电荷。由于来自 BOOT 电容器的电源电流较小，因此相对于充满电容器所需的来说，高边 MOSFET 可以保持导通更多的开关周期，因此开关调节器的有效占空比较高。

降压调节过程中，有效占空比主要受功率 MOSFET 管电压降、电感电阻、低边二极管和 PCB 电阻的影响。在输入电压下降且调节器在连续导通模式的工作条件下，高边 MOSFET 可以保持 100% 的占空比，以保持输出调节，直到 BOOT 至 PH 电压降至 2.1 V 以下。

注意在最大占空比应用时，轻负载或空载情况下将经历更长的时间周期。当 BOOT 电容上的电压降到高边 UVLO 阈值以下时，高边 MOSFET 将关闭，但可能没有足够的电感电流来下拉 PH 管脚，为 BOOT 电容重新充电。由于 BOOT 电容器上的电压小于 2.1 V，调节器的高边 MOSFET 停止

开关。然后输出电容器放电，直到输入电压和输出电压的压差大于 2.1 V，PWM 再次开始开关，直到达到所需的输出电压。在输入电压和/或负载电流增加之前，此工作状态一直存在。

典型 3.3V 和 5V 输出应用，启动和停止电压如图 4 所示。启动电压定义为调节输出在 1% 以内所需的输入电压。停止电压是指输出电压下降 5% 或停止开关的输入电压。

在大占空比条件下，BOOT 电容器充电时，电感电流纹波增大，导致输出纹波电压增大。这是因为每个周期都出现开关时，BOOT 电容器的充电时间比典型的高边关闭时间长。

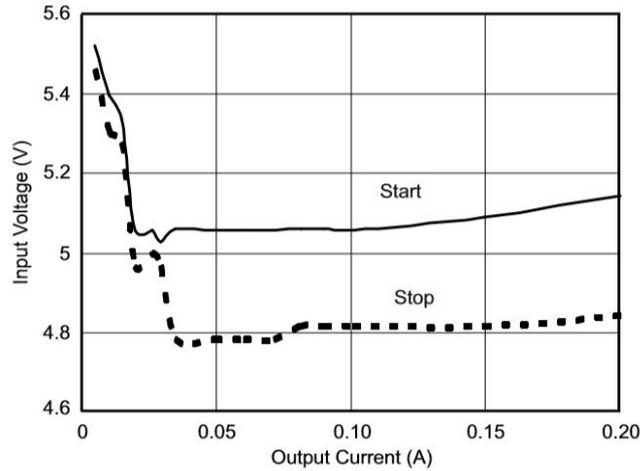


图 4 5V 启动和关闭电压

(5) 误差放大器

BST6056 将跨导放大器作为误差放大器，误差放大器将 VSENSE 电压与 SS 引脚电压与内部 0.8V 参考电压两者的较低值进行比较。在正常工作时，误差放大器的跨导 (gm) 为 310 μ S。在软启动期间，跨导是正常工作 gm 的一小部分。当 VSENSE 引脚的电压低于 0.8V，并且使用 SS 电压进行调节时，gm 为 70 μ S。频率补偿元件（电容、电阻-电容串联）由 COMP 引脚连接到地。

(6) 电压基准

通过缩放带隙基准电路的输出，产生精确的 $\pm 2\%$ 的电压基准，见图 5。

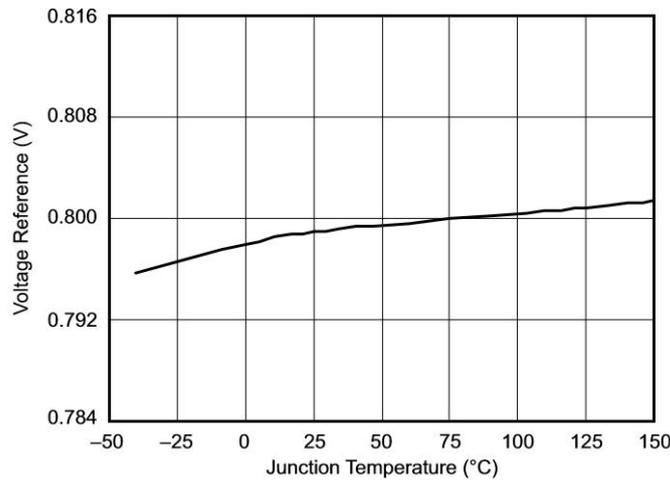


图 5 基准电压的温度特性

(7) 设置输出电压

输出电压通过电阻分压器来设置，从输出节点到 VSENSE 引脚，电阻分压器见图 6。建议使用 1% 的公差或更好的分压电阻。R2 电阻初始值可设定为 10kΩ，用公式 1 计算 R1。为了提高轻负载下的效率，考虑使用更大的电阻值。如果电阻值太高，调节器将更容易受到噪声的影响，并且注意由 VSENSE 输入电流引入的电压误差。

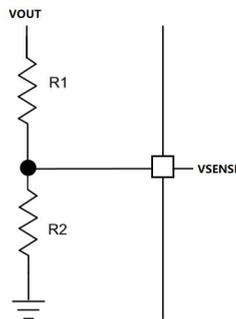


图 6 通过 VSENSE 设置输出电压

$$R1 = R2 \times \left(\frac{V_{OUT} - 0.8V}{0.8V} \right) \quad (1)$$

在靠近 VSENSE 管脚处建议添加一个 0.5 nF 的电容。

(8) 使能和可调欠压保护

当 VIN 引脚电压低于 3.6 V 时，BST6056 将被关断。也可以使用图 7 所示的 EN 引脚的两个外部电阻器，来调整输入电压 UVLO。EN 脚有一个 0.9μA 的内部上拉电流源 I₁，当 EN 脚悬空时，设定 BST6056 默认工作模式。一旦 EN 脚的电压超过 1.25 V，则会增加额外的 2.9μA 滞回 I_{HYS}。这个附加电流有助于输入电压滞回。使用公式(2)设置输入电压的外部滞回。使用公式(3)设置输入启动电压。

$$R1 = \frac{V_{START} - V_{STOP}}{I_{HYS}} \quad (2)$$

其中：V_{START}和 V_{STOP}分别是期望的 V_{IN}启动和关闭电压。

$$R2 = \frac{V_{ENA}}{\frac{V_{START} - V_{ENA}}{R1} + I_1} \quad (3)$$

其中：V_{ENA}是芯片使能阈值电压（见第六节表格说明）。

另一种增加输入电压滞回的方法如图 8 所示。如果电阻值比之前的方法高，并且需要更宽的电压迟滞，则可以使用此方法。电阻 R3 向 EN 引脚提供额外的迟滞电流。

$$R1 = \frac{V_{START} - V_{STOP}}{I_{HYS} + \frac{V_{OUT}}{R3}} \quad (4)$$

$$R2 = \frac{V_{ENA}}{\frac{V_{START} - V_{ENA}}{R1} + I_1 - \frac{V_{ENA}}{R3}} \quad (5)$$

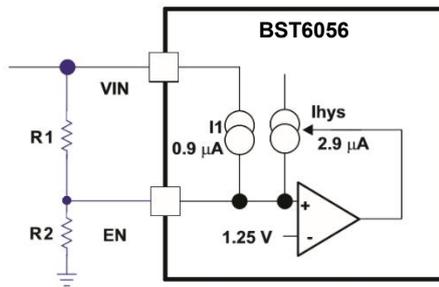


图 7 可调节的 UVLO 电压

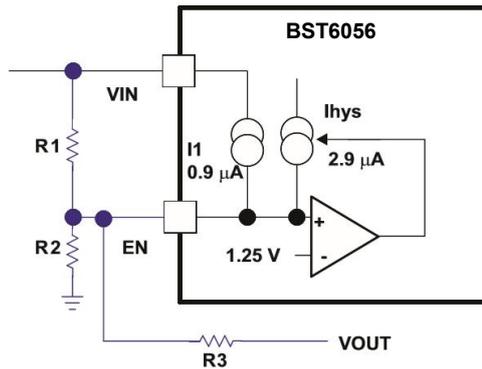


图 8 增加额外的滞回系数

不要将大于 5 V 的低阻抗电压源直接放在 EN 脚上。

(9) 固定开关频率

BST6056 的开关频率可在大约 100 kHz 到 2500 kHz 的范围内进行调节，通过在 RT 引脚上放置一个电阻。RT 引脚电压通常为 0.5 V，必须连接对地电阻以设置开关频率。为了确定给定开关频率的定时电阻，使用公式 7 设置芯片工作频率。为了减小解决方案的尺寸，通常会将开关频率设置得尽可能高，但应考虑电源效率、最大输入电压和最小可控制导通时间的权衡。最小可控导通时间典型值为 135ns，它限制了最大工作输入电压。

BST6056 采用 PWM / PFM 混合调制模式，轻载下芯片将自动从 PWM 进入 PFM 模式以提高转换效率。建议在较大负载电流、确保芯片完全工作于 PWM 模式的条件下，通过式 7 设定开关频率，以确保所设定开关频率准确性。

$$RT(k\Omega) = \frac{101756}{f_{sw}(kHz)^{1.008}} \tag{7}$$

图 11 给出了 RT 和频率的对应关系。

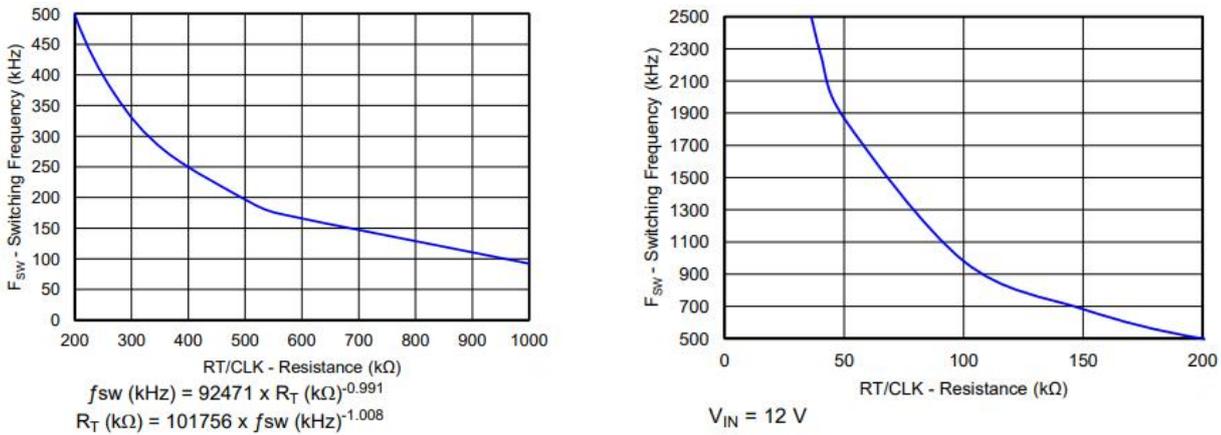


图 11 频率与 RT 下拉电阻的关系

(10) 过流保护

BST6056 采用电流模式控制，该模式使用 COMP 引脚电压来逐个周期关闭高边 MOSFET。每个周期比较开关电流和 COMP 引脚电压，当峰值开关电流与 COMP 电压相交时，高边开关关闭。在输出电压拉低的过电流条件下，误差放大器将通过驱动 COMP 引脚置高电平来响应，从而增加开关电流。误差放大器的输出将被内部箝位，起到开关电流限制的作用。

在短路事件期间（尤其是高输入电压应用），控制环路有一个有限的最小可控导通时间，输出电压较低。在开关导通期间，由于输入电压高和导通时间最短，电感电流会上升到峰值电流限制。在开关断开期间，输出电压和关断时间通常不足以使电感斜坡下降值大于该周期斜坡上升值。

(11) 选择开关频率

开关频率的选择由式 8 决定，式 8 是由最小可控制接通时间设置的最大开关频率限制。将开关频率设置在该值以上将导致调芯片跳开关脉冲。

$$f_{SW(max\ skip)} = \left(\frac{1}{t_{ON}}\right) \times \left(\frac{I_L \times R_{dc} + V_{OUT} + V_d}{V_{IN} - I_L \times R_{hs} + V_d}\right) \tag{8}$$

其中：R_{dc} 是电感寄生电阻值；V_d 是续流管正向导通压降；R_{hs} 是高边开关导通电阻。

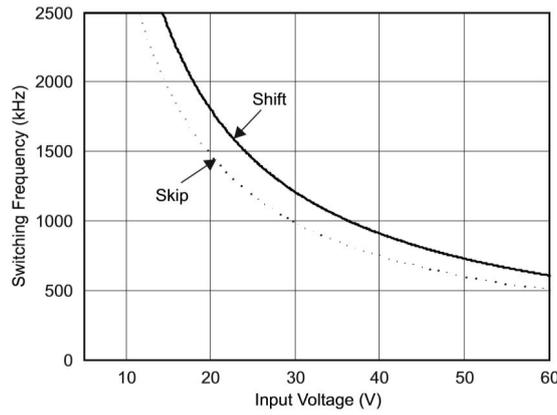


图 12 最大开关频率与输入电压的关系

(12) 过压保护

BST6056 集成了过压瞬态保护 (OVTP) 电路，当芯片从输出故障条件或小输出电容设计的抛负载瞬态中恢复时，最大限度地减少电压过冲。例如，当电源输出过载时，误差放大器会将实际输出电压与内部基准电压进行比较。如果 V_{SENSE} 引脚电压在相当长的时间内低于内部基准电压，误差放大器的输出将作出反应，将误差放大器的输出箝位为高电压。一旦条件解除，稳压器输出上升，误差放大器输出过渡到稳态占空比。在某些应用中，电源输出电压的响应速度可能快于误差放大器输出的响应速度，这就可能导致输出过冲。当使用低值输出电容器时，OVTP 电路将 V_{SENSE} 引脚电压与 OVTP 阈值（内部基准电压的 109%）进行比较，从而将输出过冲降至最低。如果 V_{SENSE} 引脚电压大于 OVTP 阈值，则边 MOSFET 将被禁用，从而防止电流流向输出端，最大限度地减少输出过冲。当 V_{SENSE} 电压低于 OVTP 阈值时，高边 MOSFET 将在下一个时钟周期开启。

(13) 热关断

如果结温超过 182°C ，器件会实施内部热关断，以保护自身。当结温超过热跳闸阈值时，热关断会强制器件停止开关。一旦芯片温度降至 182°C 以下，器件就会通过对 SS 引脚放电来重新启动上电时序。

十、PCB 布板建议

在靠近 BST6056 电源输入端 VIN 脚建议增加一个低 ESR 的陶瓷电容，尽量减小续流二极管和 PH 脚的电流路径，PCB 布局参考图 12。

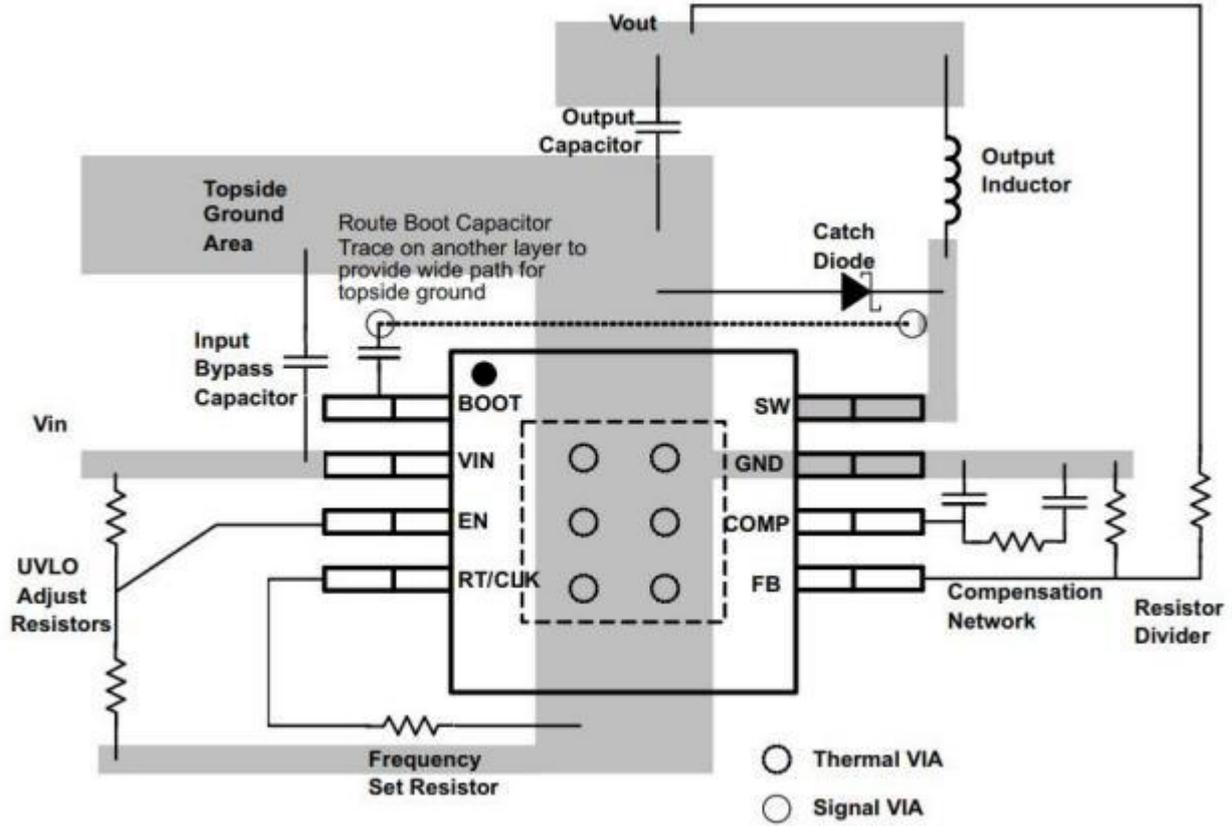
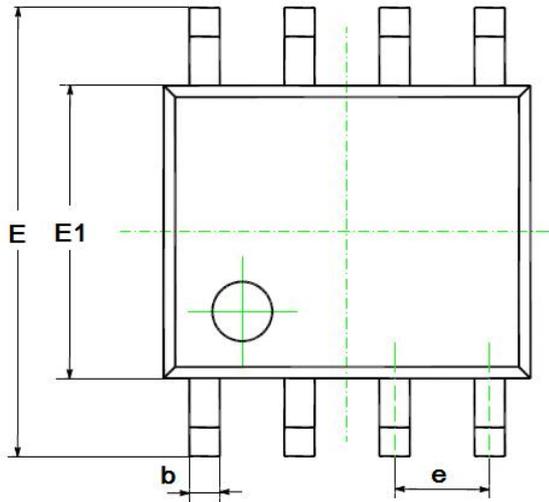


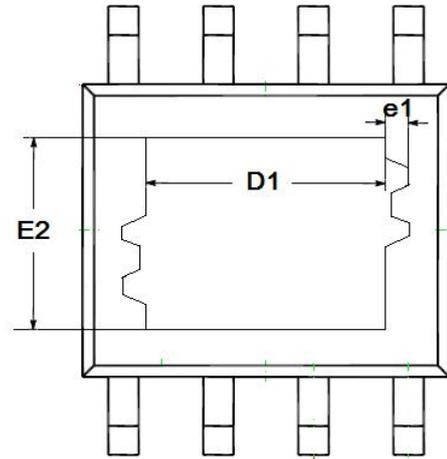
图 13 PCB layout 参考示意图

十一、封装信息

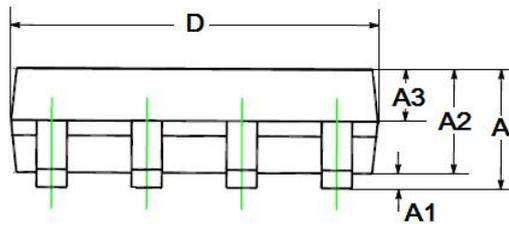
封装尺寸
eSOP8, 8LEAD



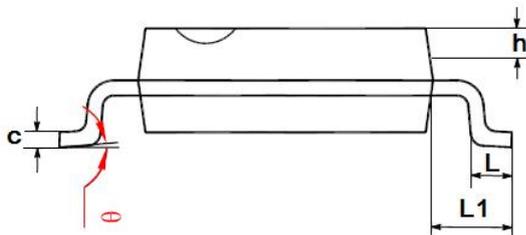
顶视图



底视图



侧视图



端视图

符号	毫米		
	最小值	典型值	最大值
A	-	-	1.65
A1	0.05	-	0.15
A2	1.30	1.40	1.50
A3	0.60	0.65	0.70
b	0.39	-	0.48
b1	0.38	0.41	0.43
c	0.21	-	0.25
c1	0.19	0.20	0.21
D	4.70	4.90	5.10
D1	3.10REF		
E	5.80	6.00	6.20
E1	3.70	3.90	4.10
E2	2.21REF		
e	1.27BCS		
e1	0.10REF		
h	0.25	-	0.50
L	0.50	0.60	0.80
L1	1.05BSC		
θ	0	-	8°

封装外形图

十二、订购信息

型号	封装	最小包装
BST6056	ESOP8	2.5K/Tape&Reel