



36V、1A 单片式降压型开关稳压器

1 特征

- 1A 连续输出电流能力
- 4.5V 至 33V 宽工作输入范围, 33V 输入过压保护
- 集成 36V、150mΩ 高边和 36V、100mΩ 低端功率 MOSFET 开关
- 高达 93.5% 的效率
- 内部软启动限制开启时的浪涌电流
- 内部补偿以节省外部元件
- 输入欠压锁定
- 输入过压保护以保护设备免受在高压大电流条件下工作
- 输出过压保护
- 具有高端电流限制和低端电流限制的输出短路保护, 可在硬短路情况下保护器件
- 过温保护
- 轻载时的脉冲跳跃模式改善轻载效率
- 稳定的低 ESR 陶瓷输出电容器
- 固定 500KHz 开关频率
- 最少的外部组件和密集的内部保护功能
- 提供 SOT23-6 封装

2 应用

- USB车载充电器
- 便携式充电设备
- 通用 DC-DC 转换

3 描述

4120xH是一款单片33V、1A降压开关稳压器。

4120xH集成了一个36V,150mΩ高侧和一个 36V、100mΩ 低侧 MOSFET, 可在4.5V 至 33V 宽工作输入电压范围内提供 1A 连续负载电流, 并具有33V 输入过压保护。峰值电流模式控制提供快速瞬态响应和逐周期电流限制。

4120xH具有可配置的线路压降补偿、可配置的充电电流限制。CC/CV模式控制提供恒流充电和恒压充电阶段之间的平滑过渡。内置软启动可防止上电时的浪涌电流。

4 典型应用示意图

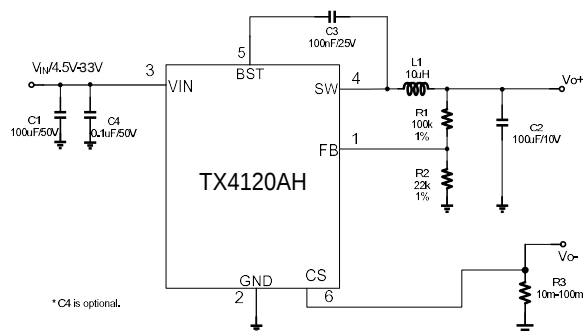


图 1 示意图
工作模式 1: CS 到 GND, 带感应电阻

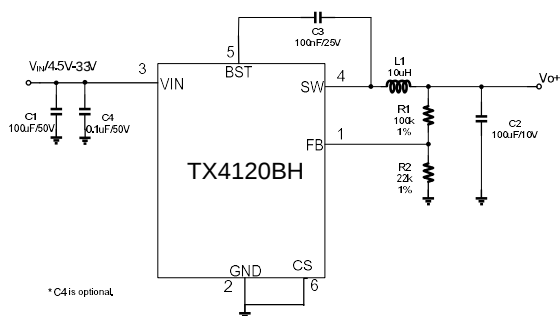


图 2 示意图
工作模式 2: CS 到 GND

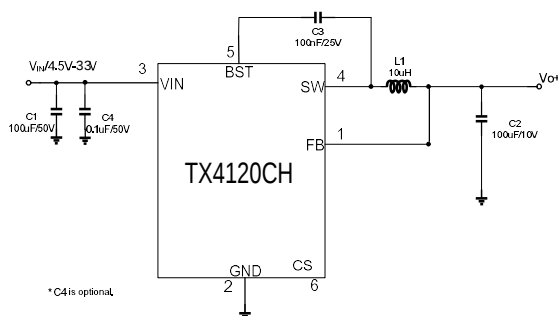
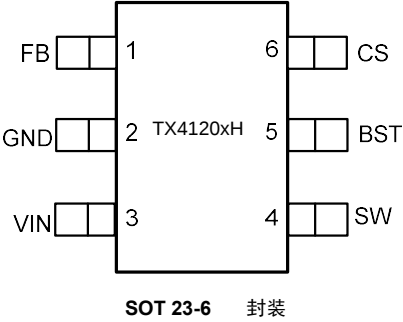


图 3 示意图
工作模式 0: CS 悬空



5 引脚配置和功能



4120xH 引脚功能（SOT23-6 封装）

引脚		描述
序号	名称	
1	FB	反馈输入。FB 感应输出电压。将 FB 与连接在输出和地之间的电阻分压器连接。FB 是一个敏感节点。使 FB 远离 SW 和 BST 引脚。当 CS 引脚悬空或连接到输出时，FB 直接连接到输出，因为内部电阻分压器用于设置输出电压
2	GND	接地
3	VIN	电源输入。Vin 为 IC 供电。使用 4.5V 至 33V 电源为 Vin 供电。使用大电容和至少另一个 0.1uF 陶瓷电容将 Vin 旁路至 GND，以消除 IC 输入上的噪声。将电容器靠近 Vin 和 GND 引脚。
		电源开关引脚。将此引脚连接到电感的开关节点。
5	BST	自举引脚。在 SW 和 BST 之间连接一个 0.1μF 或更大的电容器，为高端栅极驱动器供电。
6	CS	电流检测输入。在此引脚和 GND 之间连接一个 10mΩ 至 100mΩ 的电阻器以设置电流限制。 CS 引脚也用于设置工作模式如下： 工作模式 0： 当 CS 悬空或拉至输出时，CC 环路将被禁用，并且没有线路补偿。内部电阻分压器用于设置输出电压。使用内部电阻分压器将输出电压自动设置为 5.1V 左右。在这种工作模式下需要的外部组件最少。 工作模式一： 当 CS 引脚通过电流检测电阻连接到 GND 时，CC 回路将被启用。电流限制将由感测电阻器设置。图 1 中的 R1 也可用于编程线路压降补偿。

6 设备标记信息

部件号	订购信息	封装	包装数量	顶部标记
4120xH	TX4120xH	SOT23-6	3000	TX4120xH

4120xH: 零件号
TX4120xH: C4:批号.;YMD : 包装日期



7 规格

7.1 绝对最大额定值 (注1)

	参数	最小	最大	单位
输入电压	V_{IN} to GND	-0.3	36	V
	V_{EN} to GND	-0.3	6	
	V_{CS} to GND	-0.3	6	
	V_{FB} to GND	-0.3	6	
输出电压	V_{LED} to GND	-0.3	6	V
	V_{BST} to V_{SW}	-0.3	6	
	V_{SW} to GND	-1	$V_{IN} + 0.3$	

7.2 处理等级

参数	定义	最小	最大	单位
T_{ST}	储存温度范围	-65	150	°C
T_J	结温		+160	°C
T_L	引线温度		+260	°C
V_{ESD}	HBM 人体模型	2	4	kV
	CDM 充电器设备型号		500	V

7.3 推荐的工作条件 (注2)

	参数	最小	最大	单位
输入电压	V_{IN} to GND	6.5	33	V
	FB	-0.3	3.3	V
输出电压	V_{OUT}	0.5	$V_{IN} * D_{max}$	V
输出电流	I_{OUT}	0	1	A
温度	工作结温范围, T_J	-40	+125	°C

7.4 热信息 (注3)

符号	描述	SOT23-6	单位
θ_{JA}	结到环境热阻	110	°C/W
θ_{JC}	结壳热阻	45	

注意:

- 1) 超过这些额定值可能会损坏设备。
- 2) 在推荐的操作条件之外, 不保证设备功能。
- 3) 在大约 1 英寸见方的 1 盎司铜上测量。



7.5 电气特性 (Vin = 12V、TJ=25°C 时的典型值, 除非另有说明。)

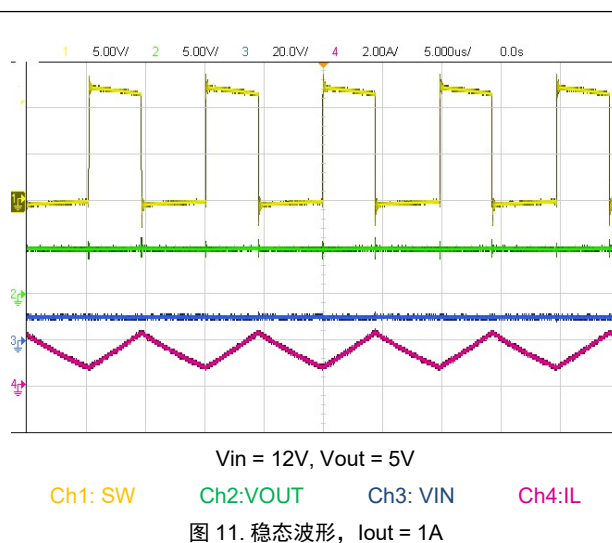
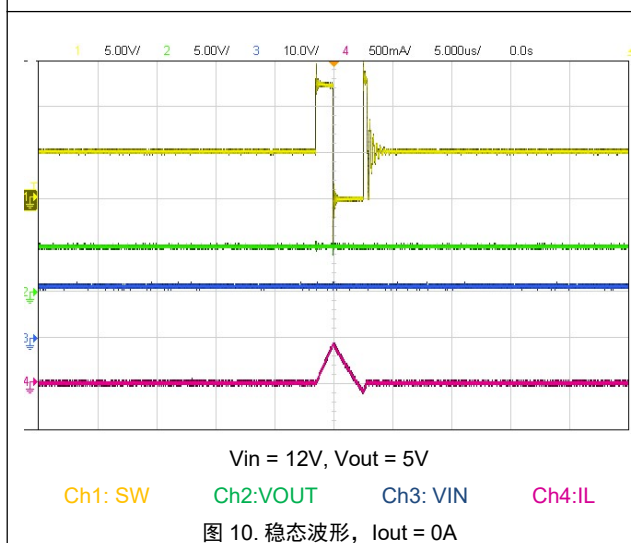
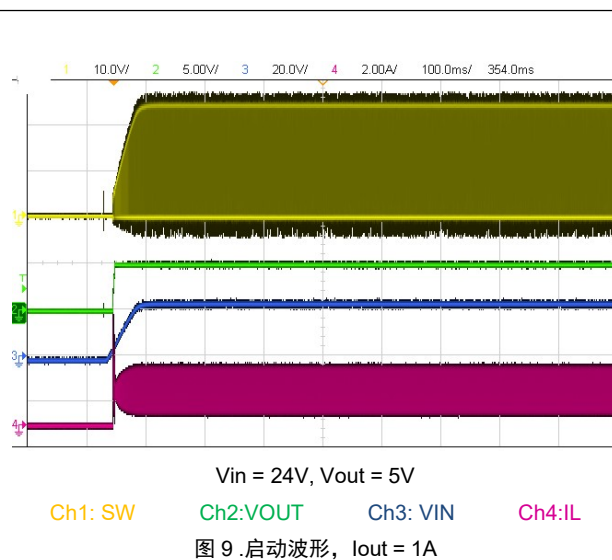
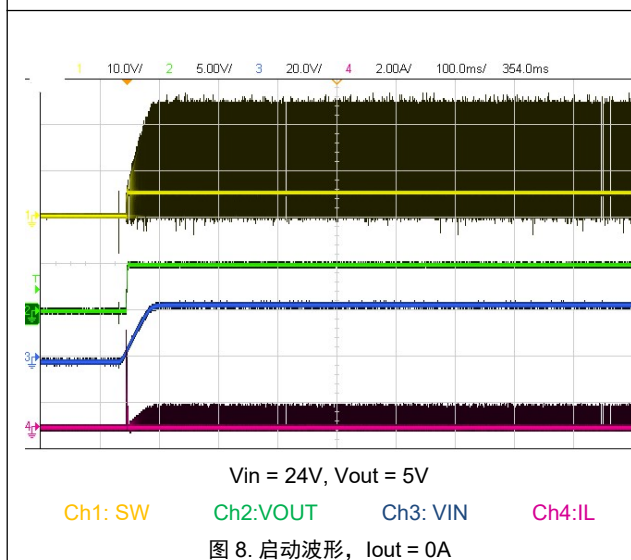
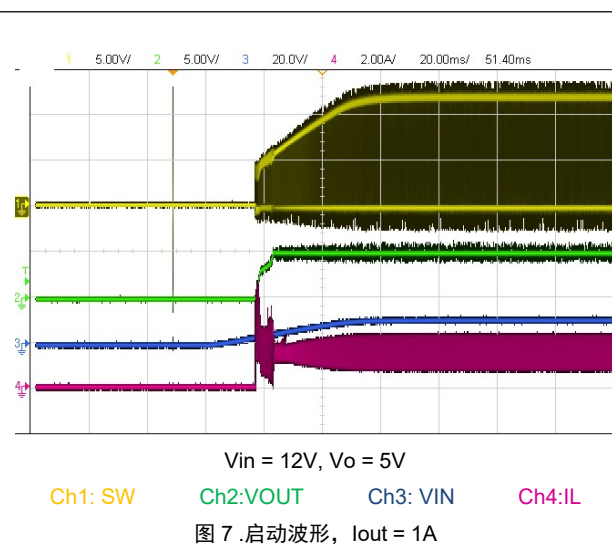
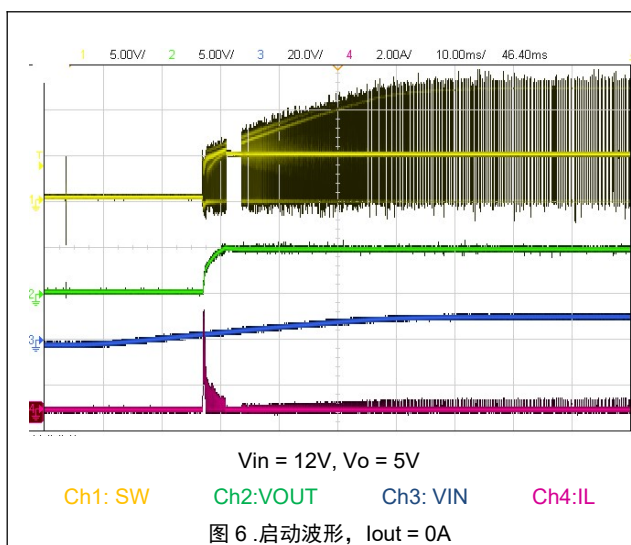
符号	范围	状况	最小	经典	最大	单位
降压转换器						
场效应管						
I _{leak_sw}	高边开关漏电流	V _{EN} = 0V, V _{SW} = 0V	0	10		μA
R _{DS(ON)_H}	高边开关导通电阻	I _{OUT} = 1A, V _{OUT} = 3.3V	250			mΩ
R _{DS(ON)_L}	低侧开关导通电阻	I _{OUT} = 1A, V _{OUT} = 3.3V	140			mΩ
电源电压 (VIN)						
V _{UVLO_up}	启动时的最小输入电压		4.5			V
V _{UVLO_down}			4.3			V
V _{UVLO_hys}			0.3			
I _{Q-NONSW}	工作静态电流	V _{FB} = 0.9V	1			mA
控制回路						
F _{osc}	降压振荡器频率		500			kHz
V _{FB}	反馈电压	6.5V ≤ VIN ≤ 33V	0.9			V
V _{FB_OVP}	反馈过压阈值		1.1 * V _{FB}			V
D _{max}	最大占空比 (注 4)		98			%
T _{on}	最短准点时间 (注 4)		100			ns
保护						
I _{ocl_hs}	开关电流上限	最小占空比	3.5			A
I _{ocl_ls}	下开关电流限制	从漏到源	1			A
V _{inovp}	输入过压保护		33			V
Th _{sd}	热关断 (注 4)		155			°C
Th _{sdhys}	热关断滞后 (注 4)		15			°C

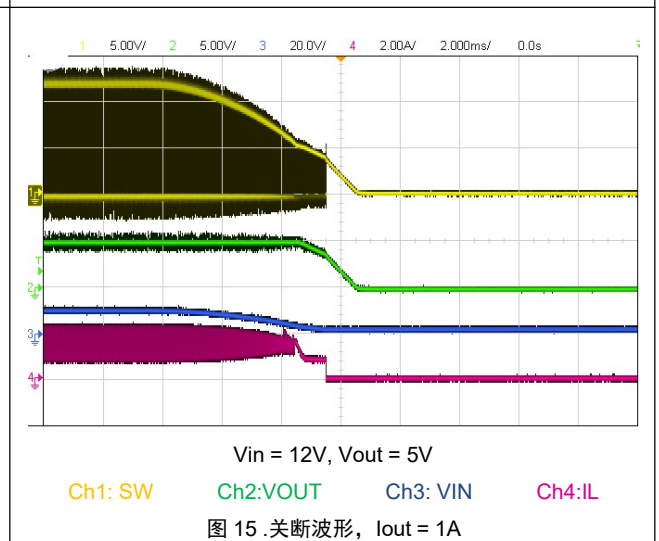
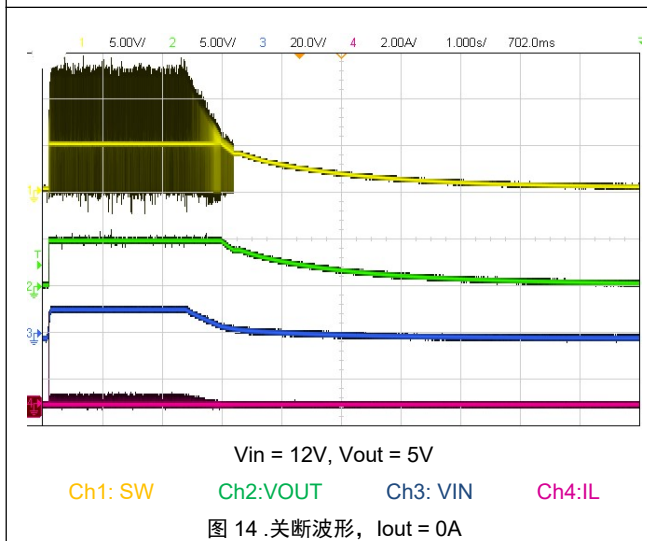
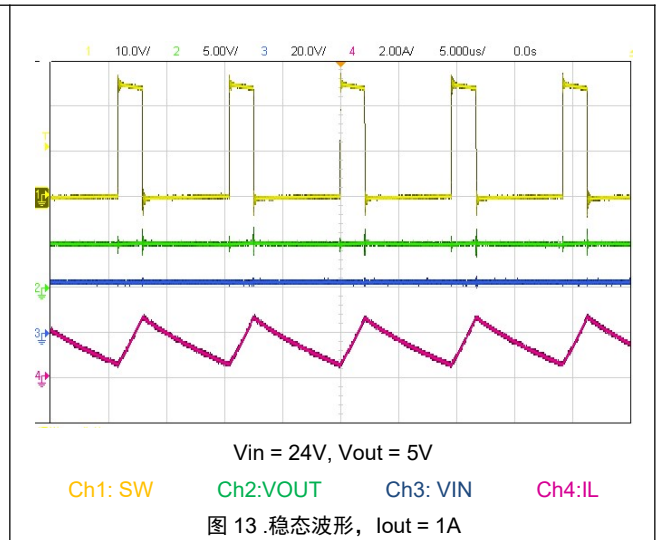
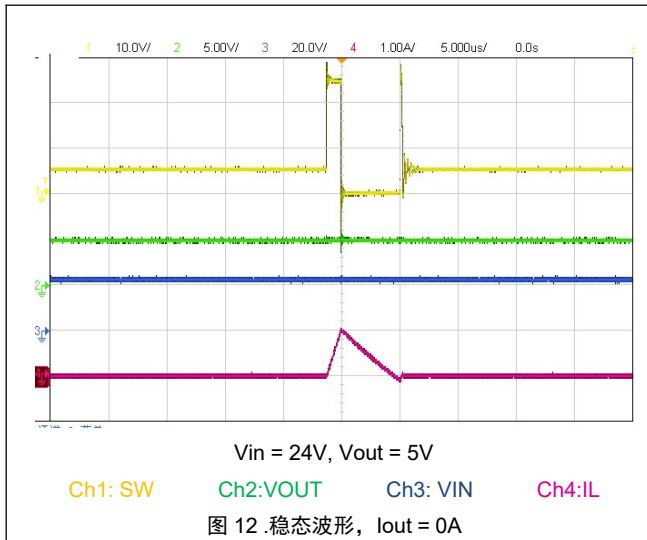
注意:

4) 由设计保证, 未经生产测试。



8 典型特征







9 详细说明

9.1 概述

4120xH 是一款易于使用的同步降压 DC-DC 转换器，可在 4.5V 至 33V 电源电压范围内运行。它能够以非常小的解决方案尺寸提供高达 1A 的连续负载电流，并具有高效率 and 热性能。

4120xH 还集成了输入过压和输出过压保护。此功能可帮助客户轻松设计安全的 DC-DC 转换器。

开关频率固定在 500 kHz 开关频率，以最小化电感器尺寸并提高 EMI 性能。

9.2 功能框图

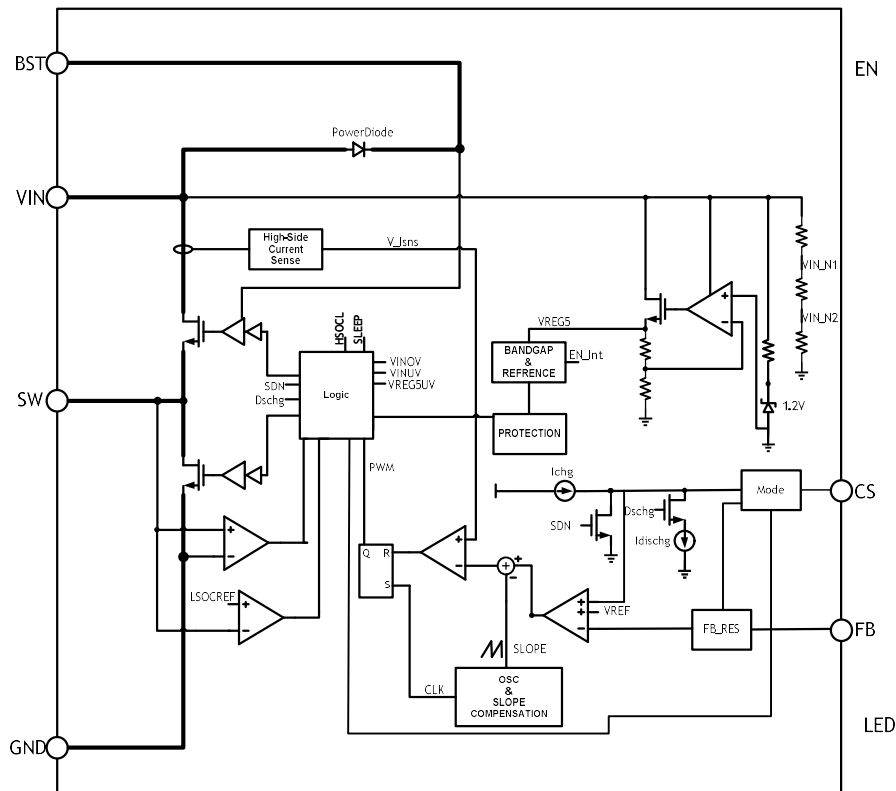


图 16. 4120xH 图

9.3 峰值电流模式控制

4120xH 采用固定的 500 kHz 频率峰值电流模式控制。输出电压由 FB 引脚上的外部反馈电阻串检测并馈送到内部误差放大器。误差放大器的输出将通过内部 PWM 比较器与高端电流检测信号进行比较。当第二个信号高于第一个信号时，PWM 比较器会产生一个关断信号来关断高端开关。误差放大器的输出电压会随着输出负载电流成比例增加或减少。4120xH 内部具有逐周期峰值电流限制功能，有助于将负载电流保持在安全区域。

9.4 轻负载效率的休眠操作

4120xH 具有帮助提高轻载效率的内部功能。当输出电流较低时，4120xH 将进入睡眠模式。

9.5 设置输出电压

输出电压由从输出节点到 FB 引脚的电阻分压器设置。该电阻分压器的 1% 电阻精度是首选。输出电压值设置为下面的等式 1 (R_1 是上电阻， R_2 是下电阻)。

$$V_{out} = V_{ref} \times \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (1)$$

V_{ref} 为 4120xH 的内部参考电压，即 0.9V。

9.6 斜率补偿

为避免高占空比下的次谐波振荡，4120xH 为流经高端开关的电流感测信号添加了斜率补偿斜坡。

9.7 误差放大器



误差放大器将 FB 电压与内部参考电压 (Vref) 进行比较, 并输出与这两个信号之间的差值成正比的电流。该输出电流对内部补偿网络进行充电或放电, 以产生误差放大器输出电压, 用于控制功率 MOSFET 电流。优化的内部补偿网络最大限度地减少了外部元件数量并简化了控制回路设计。

9.8 内部 LDO 提供的自举电压

4120xH 有一个内部 LDO 来提供高边开关消耗的能量。在 BST 引脚上, 4120xH 需要在 BST 和 SW 引脚之间使用一个 100nF 之类的小型陶瓷电容器来为高端开关提供栅极驱动电压。自举电容在高端关闭时充电。在连续电流模式下, 自举电容将在低端开启时充电。自举电容电压将保持在 5.3V 左右。当 IC 工作在休眠模式时, 自举电容的充电值取决于 Vin 和输出电压的差值。然而, 当自举电容上的电压低于自举电压刷新阈值时, 4120xH 将强制低端为自举电容充电。当输出足够高时, 将外部二极管从稳压器的输出连接到 BST 引脚也将起作用并提高稳压器的效率。

9.9 高边过流保护

在 4120xH 中, 检测高侧 MOSFET 电流。该感测信号将比较 COMP 引脚电压和过流阈值之间的较低电压。当检测到的电流达到较低电压时, 高端 MOSFET 将关闭。在正常操作中, COMP 引脚电压会较低。如果过流阈值较低, 4120xH 将进入过流保护模式。

9.10 热关断

如果结温通常超过 155°C, 内部热关断电路会强制器件停止开关。当结温降至 140°C 以下时, IC 将重新开始工作。

9.11 线损补偿

当 USB 充电线线长且电阻高时, 线材上会有一些明显的压降。便携式设备将看到低得多的输入电压。如果负载输入端的电压过低, 会影响负载的充电时间。建议调整充电器的输出电压来补偿这个电压降。4120xH 具有可配置的线路压降补偿功能。线路压降补偿值可以通过图 1 中的顶部反馈电阻 R₁ 进行编程。

10 应用与实施

10.1 电感选择

需要一个电感器在由开关输入电压驱动的同时向负载提供恒定电流。较大的电感值将导致较小的电流纹波和较低的输出电压纹波。然而, 较大值的电感器将具有较大的物理尺寸、较高的直流电阻和/或较低的饱和电流。计算电感的一个好规则是允许电感中的峰峰值纹波电流约为最大负载电流的 25%。同时, 需要确保峰值电感电流低于电感饱和电流。

电感值可以通过以下方式计算:

$$L = \frac{V_{OUT}}{f_s \times \Delta I_L} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \quad (2)$$

其中 V_{OUT} 是输出电压, V_{IN} 是输入电压, f_s 是开关频率, ΔI_L 是峰峰值电感纹波电流。

选择在最大峰值电流下不会饱和的电感器。峰值电感电流可以通过以下方式计算:

$$I_{L_P} = I_{load} + \frac{V_{OUT}}{2 \times f_s \times L} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \quad (3)$$

其中 I_{load} 是负载电流。

电感器材料的选择主要取决于价格与尺寸要求和 EMI 限制。

10.2 可选肖特基二极管

在高侧开关和低侧开关之间的转换期间, 低侧功率 MOSFET 的体二极管传导电感电流。该体二极管的正向电压很高。一个可选的肖特基二极管可以与低侧 MOSFET 并联以提高整体效率。表 2 列出了示例肖特基二极管及其制造商。

表 2 – 二极管选择指南

型号	电压/电流额定值	
SS25FA	50V/2A	
B240A	40V/2A	



10.3 输入电容选择

降压转换器的输入电流是不连续的，因此需要一个电容器来为转换器提供交流电流。建议使用低 ESR 电容器以优化性能。首选陶瓷电容器，但钽或低 ESR 电解电容器也可以满足要求。使用陶瓷电容时最好选择 X5R 或 X7R 电介质。

由于输入电容器 (C_{IN}) 吸收输入开关电流，因此电容器需要具有良好的纹波电流额定值。输入电容器中的 RMS 电流可以通过以下方式估算：

$$I_{CIN} = I_{load} \times \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)} \quad (4)$$

最坏情况发生在 $V_{IN} = 2 \times V_{OUT}$ ，当：

$$I_{CIN} = \frac{I_{load}}{2} \quad (5)$$

为简化起见，选择 RMS 电流额定值大于最大负载电流一半的输入电容器。

当使用电解电容或钽电容时，应尽可能靠近 IC 放置一个小的、高质量的陶瓷电容，即 0.1μF。使用陶瓷电容器时，请确保它们具有足够的电容以维持输入端的电压纹波。电容引起的输入电压纹波可通过以下方式估算：

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{load}}{f_s \times C_{IN}} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \quad (6)$$

C_{IN} 是输入电容。

10.4 输出电容选择

需要输出电容器 (C_{OUT}) 来维持直流输出电压。建议使用陶瓷、钽或低 ESR 电解电容器。

首选低 ESR 电容器以保持低输出电压纹波。输出电压纹波可通过以下方式估算：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_s \times L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times \left(R_{ESR} + \frac{1}{8 \times f_s \times C_{OUT}}\right) \quad (7)$$

其中 L 是电感值，RESR 是输出电容器的等效串联电阻 (ESR) 值，C_{OUT} 是输出电容值。对于陶瓷电容器，开关频率下的阻抗由电容决定。输出电压纹波主要由电容决定。为简化起见，输出电压纹波可通过以下方式估算：

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

对于钽或电解电容器，ESR 在开关频率下支配阻抗。为简化起见，输出纹波可近似为：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_s \times L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times R_{ESR} \quad (9)$$

输出电容的特性也会影响稳压器的稳定性。6320 针对各种电容和 ESR 值进行了优化。

11 PCB 布局

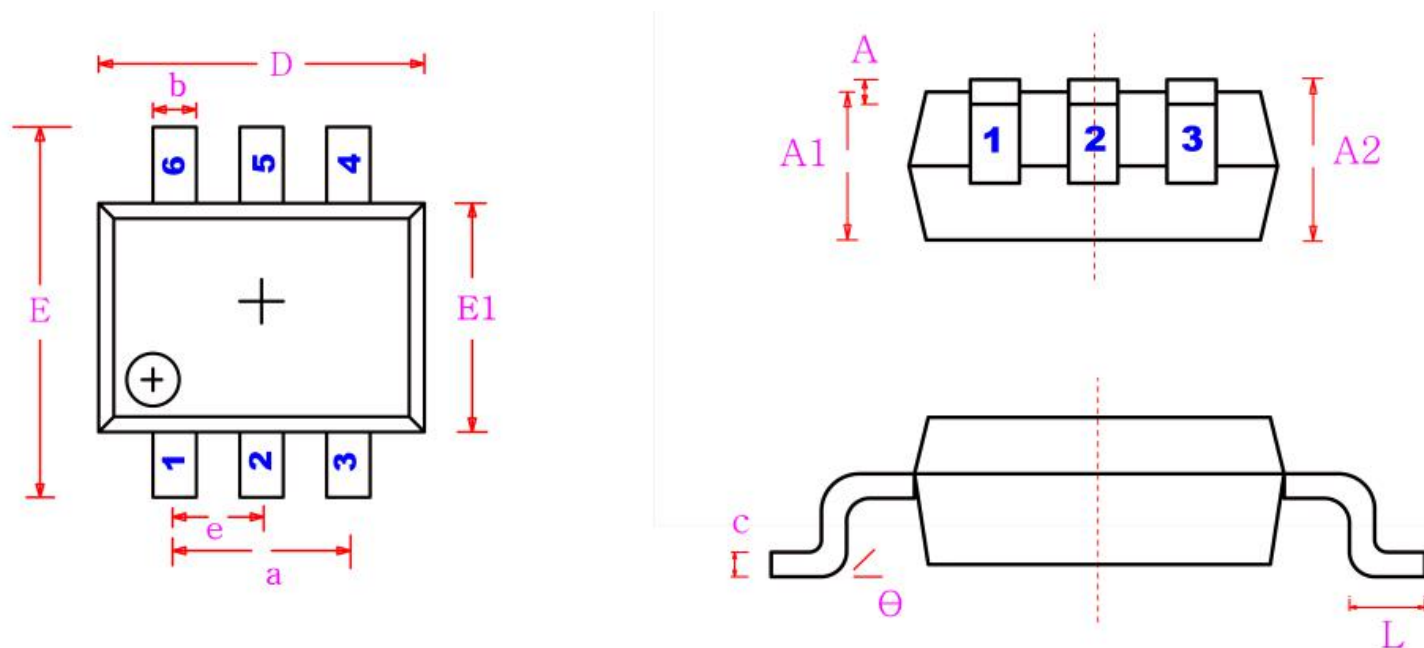
11.1 指南

PCB 布局是良好电源设计的关键部分。以下指南将帮助用户设计具有最佳电源转换效率、热性能和最小 EMI 的 PCB。

1. 反馈网络电阻 R1 和 R2 应靠近 FB 引脚。V_{out} 检测路径应远离噪声节点，例如 SW 和 BST 信号，最好通过屏蔽层另一侧的一层。
 - 2.3 输入旁路电容 C1 和 C2 必须尽可能靠近 VIN 引脚和地。输入和输出电容器的接地应包括连接到 GND 引脚和 PAD 的局部顶部平面。在 VIN 引脚附近放置一个陶瓷帽以降低高频注入电流是一种很好的做法。
 - 电感 L 应靠近 SW 引脚放置，以减少磁性和静电噪声。
 4. C₁、C₂ 和 C₃、C₄ 的接地连接应尽可能小，并仅在一个点（最好在 C_{OUT} 接地点）连接到系统接地层，以最大限度地减少注入系统接地层的噪声。
 - 5.6 将电流检测电阻 R3 尽可能靠近芯片并远离噪声节点，例如 SW、BST。
- 输入电容、输出电容、电感和 4120xH 不应一起放置在 PCB 板上，以获得最佳热性能。



封装信息SOT23-6



字符	公制		英制	
	最小	最大	最小	最大
D	2.820	3.020	0.111	0.119
E	2.650	2.950	0.104	0.116
E1	1.500	1.700	0.059	0.067
e	0.950 (BSC)		0.037 (BSC)	
a	1.800	2.000	0.071	0.079
A	0.000	0.100	0.000	0.004
A1	1.050	1.150	0.041	0.045
A2	1.050	1.250	0.041	0.049
L	0.3	0.6	0.012	0.024
c	0.100	0.200	0.004	0.008
θ	0°	8°	0°	8°