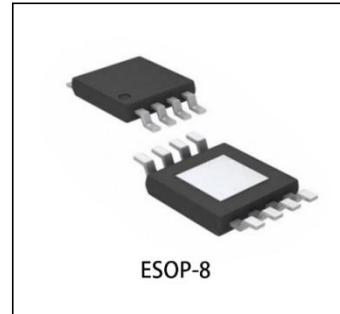


28V 3A 500kHz COT PSM 同步降压稳压器

SSP9323

产品概述

SSP9323 是一款高频率、同步整流降压型开关电源转换器，内置低导通电阻的功率场效应晶体管，可在宽输入电压范围内提供 3A 的连续输出电流，具有优异的负载与线路调整率。COT PSM 控制操作具有快速瞬态响应和简易的环路设计，同时保证了严格的输出电压调节。此设备仅需少量常规外部元件，并采用节省空间的 ESOP-8 封装。



产品特点

- 宽工作输入电压范围：4.5V 至 28V
- 持续输出电流：3A
- 快速瞬态响应的 COT PSM 控制模式
- 开关频率：500KHz
- 内置过流保护、过压保护、过温保护（热关断）、短路保护（打嗝模式）
- 轻载高效的 PFM 模式
- 内置软启动电路
- 内置低导通电阻功率场效应晶体管：100mΩ/50mΩ
- FB 电压：0.6V
- 同步降压模式：无需外围肖特基二极管
- 集成内部补偿电路
- ESOP-8 封装
- 工作温度范围：-40°C 至 +85°C

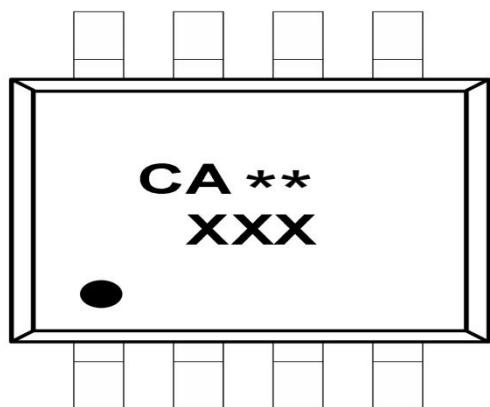
应用领域

- 汽车系统
- 网络终端设备
- 安防监控摄像头
- 打印机系统
- 工业电源系统
- 分布式电源系统

订货信息

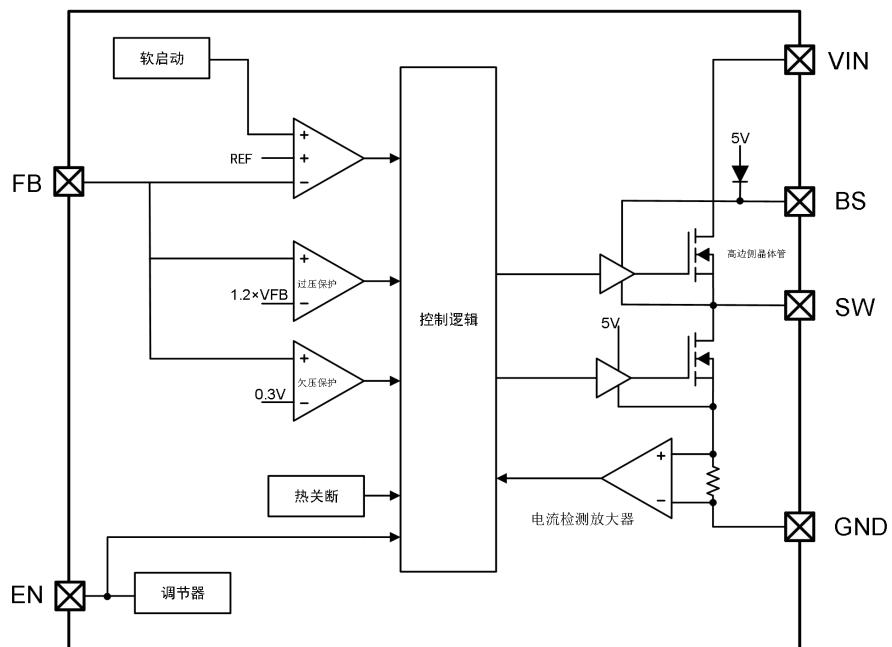
产品型号	封装	描述	包装方式	最小包装数量
SSP9323	ESOP-8	SSP9323 同步降压,4.5-28V,3.0A,500KH _z ,VFB=0.6V	卷盘	4000PCS

印字规则



顶部印记：CAXXX（器件代码：CA，芯片批号代码：XXX）。

原理框图



功能说明

内部调节器

SSP9323是一款COT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。该器件包含一个内部低电阻高压功率MOSFET，工作频率高达500KHz，可确保紧凑、高效的设计以及出色的交流和直流性能。

欠压锁定功能(UVLO)

欠压锁定(UVLO)可防止芯片在电源电压不足的情况下工作。UVLO保护功能可监控内部稳压器电压。当电压低于UVLO阈值电压时，器件将关闭。当电压高于UVLO阈值电压时，器件将再次启用。

热关断功能

热关断可防止芯片在过高的温度下运行。当硅片温度超过160°C时，它会关闭整个芯片。当温度降至其下限（典型值140°C）以下时，芯片会再次启用。

内置软启动功能

软启动是为了防止转换器输出电压在启动期间过冲而实现的。当芯片启动时，内部电路会产生一个软启动电压(SS)，从0V上升到VFB。当它低于内部参考(REF)时，SS会覆盖REF，因此误差放大器会使用SS作为参考。当SS高于REF时，REF会重新获得控制权。SS时间在内部最大为1.5ms。

过流保护功能

SSP9323在电感电流的峰值超过设定的电流限制阈值时，会触发逐周期的过流保护。与此同时，输出电压开始下降，直到反馈电压(FB)低于欠压(UV)阈值。一旦触发欠压保护，SSP9323将进入打嗝模式(Hiccup Mode)，并周期性地尝试重新启动芯片。此保护模式在输出端短路至地的情况下尤为有用，因为它能显著降低平均短路电流，从而缓解过热问题并保护稳压器。SSP9323在过流条件解除后会退出打嗝模式并恢复正常运行。

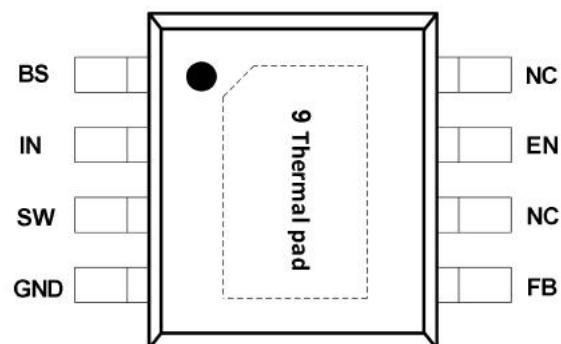
启动和关闭

如果VIN和EN都高于各自的开启阈值，芯片将启动。启动时，参考电路块首先工作，生成稳定的参考电压和电流，然后内部稳压器被启用。稳压器为其余电路提供稳定的供电。

有四种情况会使芯片关机：EN电平为低、VIN电压过低或者过高，以及过热关机。在关机过程中，信号路径会首先被阻断，以避免触发任何故障。随后，补偿电压(COMP电压)和内部供电轨将被拉低。而浮动驱动器(Floating Driver)不受此关机指令的影响。

引脚说明

顶视图



(ESOP-8)

引脚	名称	功能说明
1	BS	自举引脚，需接一个电容以形成浮动电源。
2	IN	电源输入引脚。
3	SW	开关引脚。
4	GND	接地引脚。
5	FB	反馈引脚，连接至外部电阻分压点。
6、8	NC	空脚。
7	EN	启用引脚，高电平启用芯片，低电平关闭芯片。
9	Thermal pad	散热焊盘必须连接到 GND，并焊接到大面积 PCB 敷铜上以实现最大散热。

极限参数

参数	最大额定值	单位
Vin,EN,SW 引脚耐压	-0.3~32	V
引脚焊接温度(10s)	+260	°C
工作温度范围	-40~+150	°C
功耗 ⁽³⁾	内部限制	
FB,BS 引脚耐压	-0.3~6	V
存储温度范围	-55~+150	°C
ESD(人体静电模式, HBM)	2	kV
热阻($R_{\theta JA}$)	55	°C/W
热阻($R_{\theta JA}$)	105	°C/W

注1:超出这些额定值可能会损坏设备。

注2:设备在其工作条件外的情况下不能保证正常工作。

注3:最大允许功率损耗是最大结温 ($T_{J(MAX)}$)、结到环境的热阻 ($R_{\theta JA}$) 和环境温度 (T_A) 的函数。

任何环境温度下的最大允许功率损耗可以使用以下公式计算: $P_{D(MAX)} = (T_{J(MAX)} - T_A) / R_{\theta JA}$ 。超出最大允许功率损耗会导致芯片温度过高, 调节器进入热关断模式。内部热关断电路可保护设备免受永久性损坏。热关断在结温达到160°C (典型值) 时启用, 并在结温降至140°C (典型值) 时解除。

电气特性

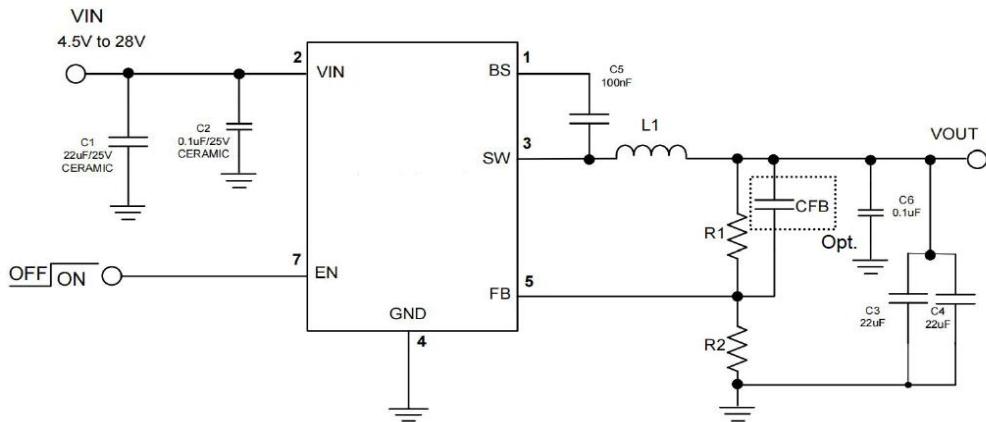
VIN=12V, Ta=25°C, 除非另有说明。

参数	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入电压范围		4.5	---	28	V
静态电流	VEN=3.0V	---	0.3	0.8	mA
关机电流	VEN =0 or EN=GND	---	---	25	μA
反馈电压		0.585	0.600	0.615	V
高侧开关导通电阻	ISW=100mA	---	100	---	mΩ
低侧开关导通电阻	ISW=-100mA	---	50	---	mΩ
峰值开关电流限制		3.5	---	---	A
过压保护阈值		---	28.5	---	V
开关频率		---	500	---	KHz
最大占空比	Vin=12V,Vfb=0.5V	---	92	---	%
最小导通时间	Vin=28V,Vout=1.0V,Iout=1.0A	---	105	---	nS
EN 开启电压		1.4	---	---	V
EN 关闭电压		---	---	0.5	V
电源欠压阈值电压	唤醒输入电压	---	3.8	4.2	V
	关机输入电压	3.0	3.4	---	V
	电源欠压阈值电压迟滞电压	---	400	---	mV
软启动时间		---	1.5	---	ms
热关断		---	160	---	°C
热关断迟滞温度		---	20	---	°C

注(1):功率场效应晶体管导通电阻规格是通过与晶圆级测量结果相关的来保证的。

注(2):热关断规格是通过设计和特性分析来保证的。

典型应用电路



应用信息

输出电压设置

SSP9323需要一个输入电容、一个输出电容和一个电感。这些元件对于器件的性能至关重要。SSP9323内部内置补偿电路，无需外部元件即可实现稳定运行。输出电压可通过电阻分压器进行编程。输出电压的计算公式如下所示：

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

下表为 $V_{FB}=0.6V$ 时，外部元件的建议取值。

V _{OUT(V)}	R1(KΩ)	R2(KΩ)	L1(μH)	C5(nF)	C1/C3/C4(μF)	C2/C6(μF)
1.0	6.6	10	2.2	100	22	0.1
1.2	10	10	2.2	100	22	0.1
1.5	15	10	2.2	100	22	0.1
1.8	20	10	2.2	100	22	0.1
2.5	31.7	10	2.2	100	22	0.1
3.3	45	10	3.3	100	22	0.1
5.0	73.3	10	4.7	100	22	0.1
12	190	10	10	100	22	0.1

所有外部元件均为建议值，最终值根据应用测试结果而定。

电感的选择

推荐的电感值已在应用电路图中给出。必须确保电感的磁芯在任何可预见的工作情况下都不会饱和。在查看不同制造商提供的饱和电流额定值时需要特别注意，电感应具有足够的额定值，以处理最大电感峰值电流。饱和电流额定值通常在25°C下给出，因此应向制造商请求在应用的最高环境温度下的额定值。电感值可以通过以下公式计算：

$$L = \frac{V_{out} \times (V_{in} - V_{out})}{V_{in} \times \Delta I_L \times f_{osc}}$$

其中 ΔI_L 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估算为：

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

在100mA以下的轻载条件下，建议使用较大的电感以提高效率。较大的电感可产生较小的纹波电流和电压，但它们的物理尺寸也较大，饱和电流较低，线性阻抗较高。因此，应根据具体应用来权衡电感的选择。

输入电容的选择

降压转换器的输入电流是非连续的，因此需要一个电容器为降压转换器提供交流电流，同时保持直流输入电压。为了获得更好的性能，建议使用陶瓷电容，并尽可能将其放置在靠近VIN的位置。此外，推荐使用0.1μF的输入电容来滤除高频干扰。建议选择具有X5R和X7R陶瓷介质的电容器，因为它们在温度变化下具有良好的稳定性。

输入电容器还必须具有大于转换器最大输入纹波电流的纹波电流额定值。输入纹波电流可以通过以下公式估算：

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

根据上述公式可以得出，输入纹波电流在V_{IN}=2V_{OUT}时达到最大值。为了简化，选择一个其有效值（RMS）电流额定值大于最大负载电流一半的输入电容。即 $I_{CIN} = \frac{I_{out}}{2}$ 。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的要求，应选择符合规格的输入电容。输入电压纹波可以通过以下公式进行估算：

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

同样，当V_{IN}=2V_{OUT}时，输入电压纹波达到最大值 $\Delta V_{IN} = \frac{1}{4} \times \frac{I_{out}}{F_{osc} \times C_{IN}}$ 。

输出电容的选择

输出电容是为了维持直流输出电压。输出电压纹波可以通过以下公式估算：

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

不同类型的电容器有一些差异。在应用陶瓷电容器的情况下，在开关频率下的阻抗主要由电容值决定。输出电压纹波主要由电容引起。为了简化，输出电压纹波可以通过以下公式进行估算：

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

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的限制。如果输出电容值过高，输出电压在软启动过程中将无法达到设计值，并且会无法稳定调节。最大输出电容值（C_{OUT_MAX}）大致可以通过以下公式限制：

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

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

另一方面，选择这些组件时要特别注意。电容器的直流偏置可能导致其电容值低于推荐电容规格表中给出的最小值。陶瓷电容器的实际电容值会随温度变化而变化。X7R型电容器的工作温度范围为-55°C至+125°C，其电容值变化范围仅为±15%。X5R型电容器具有类似的温度变化范围，但其工作温度范围为-55°C至+85°C。许多大于1uF的陶瓷电容器使用Z5U或Y5V温度特性，这些电容器的电容值会随着温度从25°C变化到85°C时下降超过50%。因此，在温度波动较大的应用中，建议使用X5R或X7R型电容器，而不是Z5U或Y5V型。

前馈电容器(C_{FB})

SSP9323内部已经集成了环路补偿，因此添加前馈电容（C_{FB}）是可选的。具体而言，对于某些特定的应用场景，如果有需要，可以根据情况考虑是否添加前馈电容。

在反馈网络中使用前馈电容（C_{FB}）的目的是改善瞬态响应或提高相位裕度。优化前馈电容时，首先要确定交叉频率。交叉频率（或转换器带宽）可以通过使用网络分析仪来确定。如果在没有识别出前馈电容的情况下获取交叉频率，则可以通过以下公式计算前馈电容（C_{FB}）的值：

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

公式中，F_{CROSS}是交叉频率。

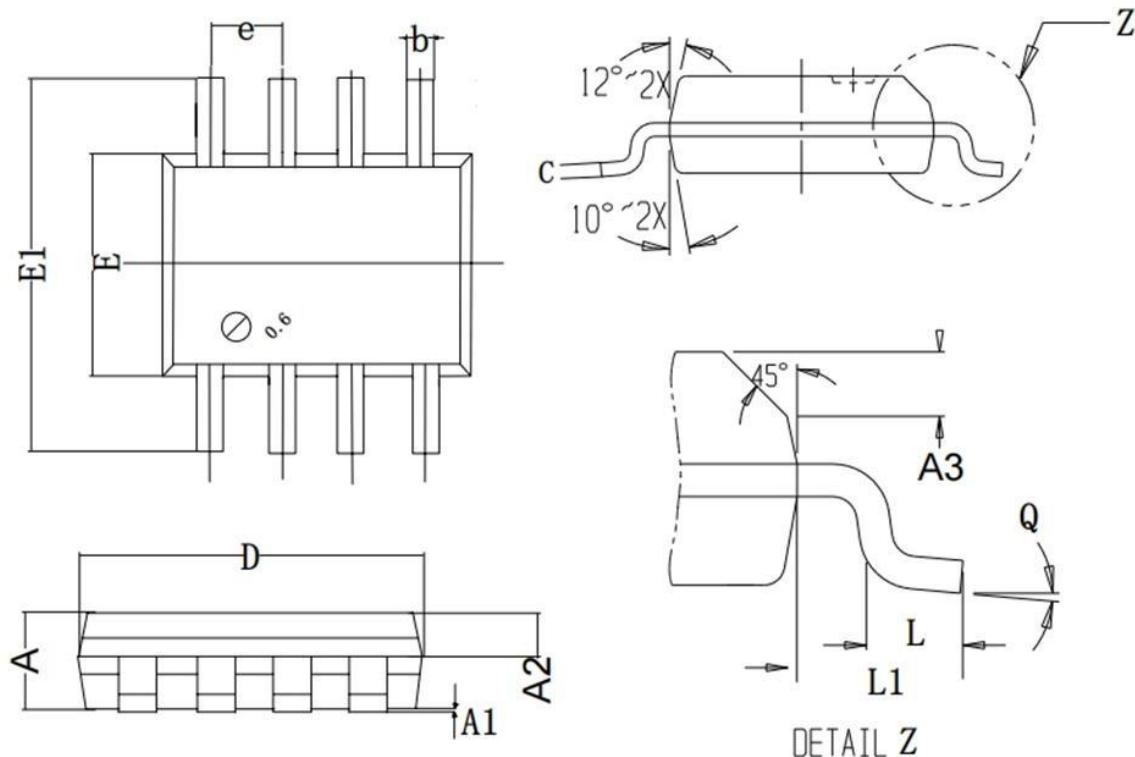
为了减少瞬态纹波，可以增加前馈电容的值，从而将交叉频率推向更高的频率区域。虽然这可以改善瞬态响应，但也会降低相位裕度并导致更多的振铃。另一方面，如果需要更高的相位裕度，可以减少前馈电容的值，从而将交叉频率推向较低的频率区域。

PCB布局指南

PCB布局对实现稳定的工作至关重要。强烈建议复制评估板（EVB）布局，以达到最佳性能。如果需要更改，请遵循以下准则：

1. 保持开关电流路径尽量短，并最小化由输入电容、高侧MOSFET和低侧MOSFET形成的回路面积。
2. 旁路陶瓷电容应尽量放置在靠近Vin引脚的位置。
3. 确保所有反馈连接尽可能短且直接。将反馈电阻和补偿元件尽量靠近芯片放置。
4. VOUT和SW引脚远离敏感的模拟区域，例如FB引脚。
5. 将IN、SW和特别是GND引脚分别连接到大面积铜箔，以帮助散热，提高芯片的热性能和长期可靠性。

封装尺寸 (ESOP-8)



标注	毫米尺寸		
	最小值	典型值	最大值
A	1.35	1.45	1.55
A1	0.00	0.05	0.10
A2	0.65	0.70	0.75
A3	0.35	0.40	0.45
b	0.35	0.40	0.45
c	0.18	0.20	0.22
D	4.70	4.90	5.10
e		1.27	
E1	5.80	6.10	6.20
E	3.80	3.90	4.00
L	0.40	0.60	0.80
Q	0°	/	8°
M	3.10	3.20	3.30
N	2.20	2.30	2.40
L1		1.05	

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：杨阳

时间：2025.2.10

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，砂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。使用者可以在确认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。

用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、维生产品或系统中做为关键部件，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！