

概述

TX4121 是一款开关降压型同步整流 DC-DC 转换器。芯片集成了一个 36V/79mΩ 高侧 MOSFET 和一个 36V/62mΩ 低侧 MOSFET，宽输入工作电压 6.5V 至 36V 能提供 3.1A 的连续负载电流输出，并具有 33V 输入过压保护。峰值电流模式控制提供快速的瞬态响应和逐周期限流。可编程软启动可防止上电时的浪涌电流。采用低 ESR 陶瓷输出电容即可稳定工作，输入欠压锁定，输入过压保护，防止设备在高输入电压下工作，输出过压保护，输出短路保护，同时具有高低端电流限制来保护设备。芯片采用 ESOP8 封装。

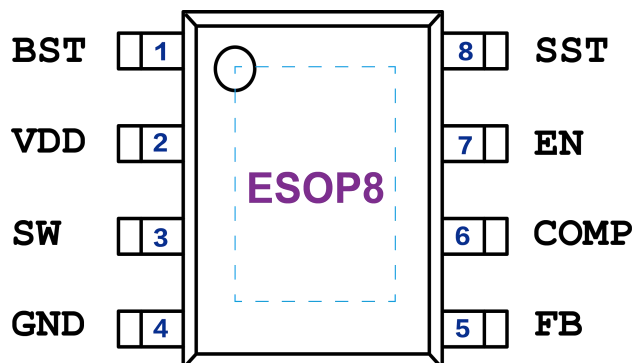
产品特点

- 输入电压：6.5V-36V
- 输入欠压锁定
- 3.1A 连续输出电流
- 效率：高达95%
- 输入过压保护
- 输出过压保护
- 固定300KHz开关频率
- 过热保护
- 启动时间可调

应用领域

- 网络系统
- 医疗设备
- 消费类电子产品
- 数据通信，XDSL调制解调器
- 分布式电源系统
- USB充电器
- 便携式充电设备
- 机顶盒、电视、LCD显示器

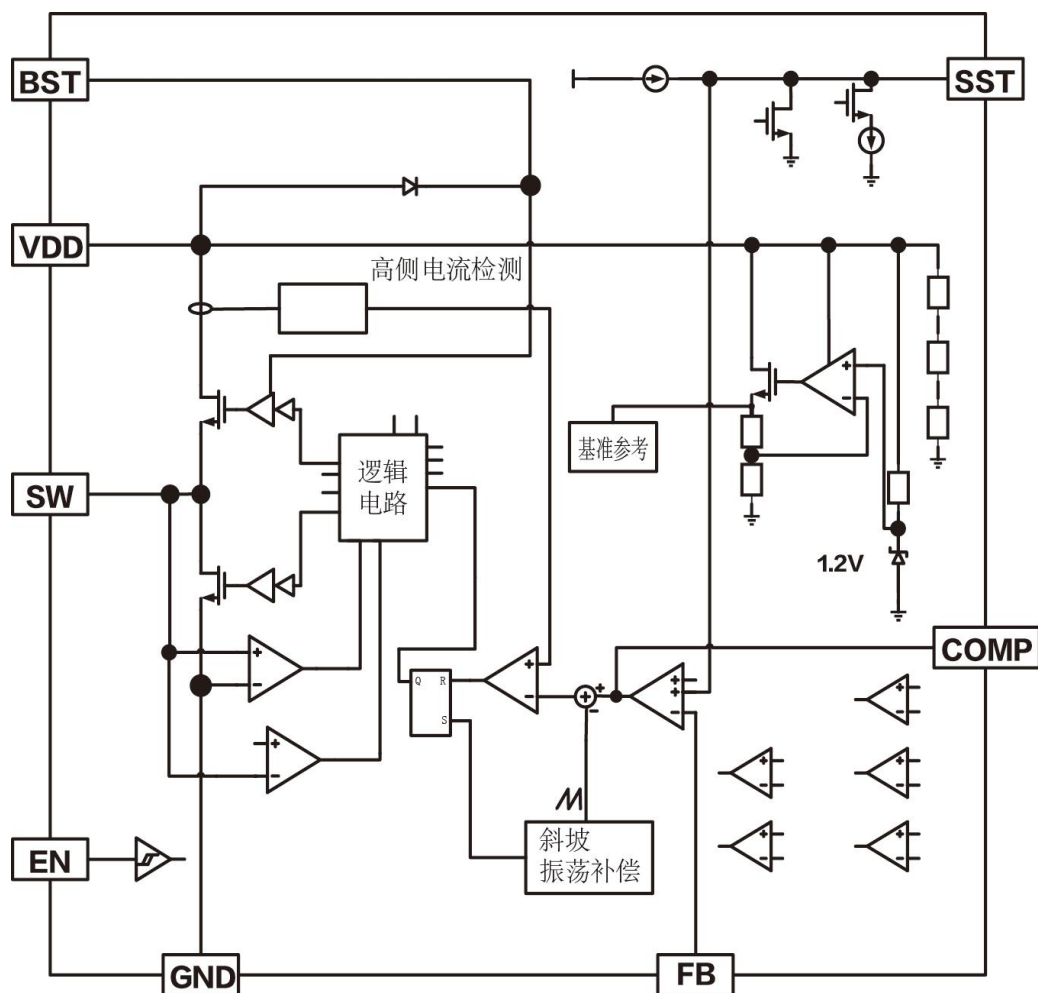
管脚定义



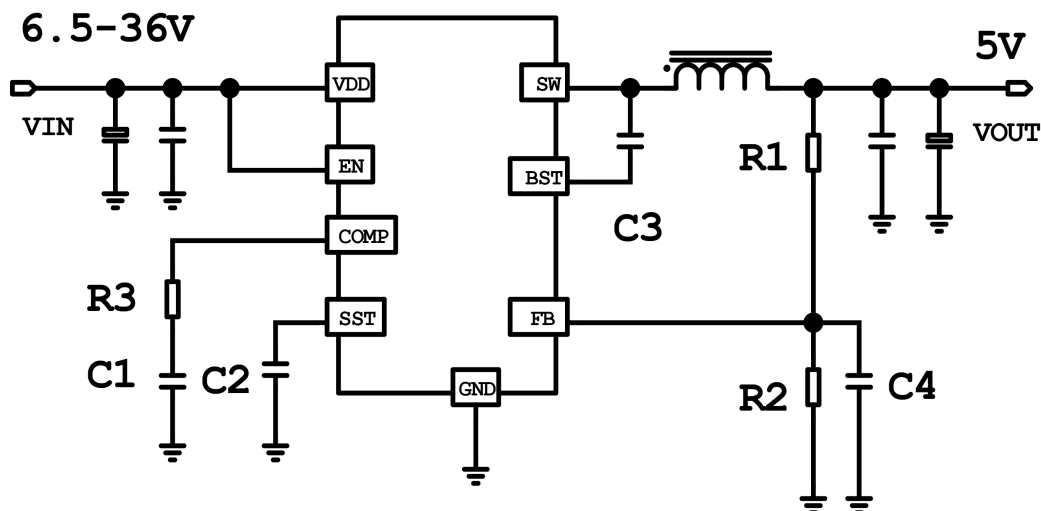
管脚功能描述

引脚	字符	管脚描述
1	BST	自举驱动脚，和SW脚接一个0.1uF或更大的电容
2	VDD	芯片电源输入
3	SW	芯片开关输出
4	GND	芯片接地
5	FB	采样反馈输入
6	COMP	连接补偿网络使转换器工作更稳定
7	EN	使能端，高电平有效，内置大阻值上拉
8	SST	可编程的软启动输入
9	EP	散热器

电路框图



典型应用



极限应用参数

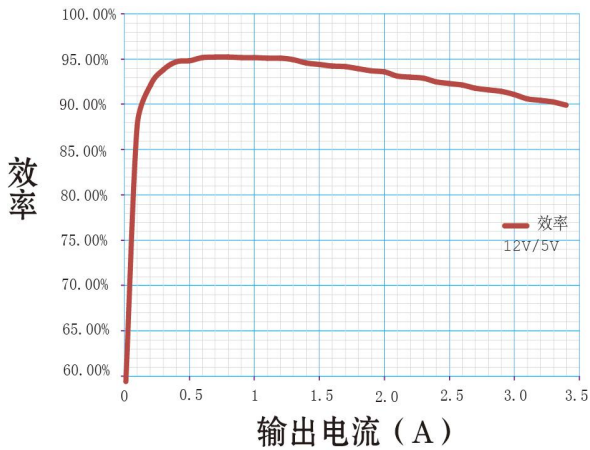
参数名称	标号	测试调件	MIN	TYP.	MAX	Unit
工作电压	VDD		6.5		36	V
	EN		-0.3		6	V
	SST		-0.3		6	V
	FB		-0.3		6	V
输出电压	VOUT		0.5	$V_{IN} * D$ MAX		V
输出电流	IOUT		0		3.1	A
温度	JT	工作结温度	-40		125	°C
θ_{JA}	ESOP8	结到环境热阻		56		°C/W
θ_{JC}	ESOP8	结到外壳热阻		45		°C/W

注：极限参数是指超过上表中规定的工作范围可能会导致器件损坏。而工作在以上极限条件下可能会影响器件的可靠性。

电气特性 测试条件: VDD=12V, TA=25°C, 除非另有说明

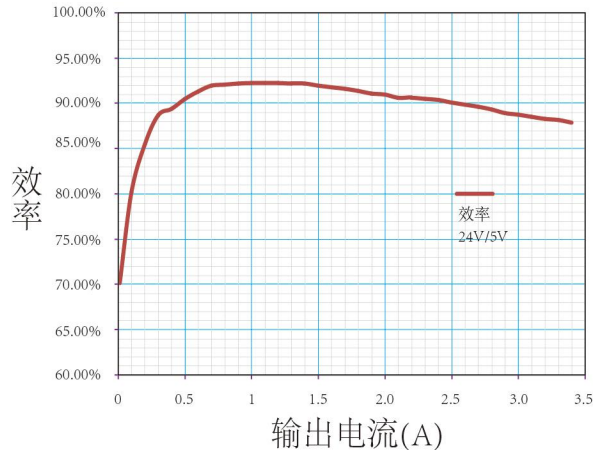
参数	标号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
启动最小输入电压	VUVLO_up				6.5	V
关闭电压	VUVLO_down			6.0		V
/	VUVLO_hys			0.5		V
静态电流	IQ	VFB=1.1V		1		mA
振荡器	Fosc			300		KHz
反馈电压	VFB	4.5≤VIN≤36V		0.9		V
反馈过电压阈值	VFB_OVP			0.99		V
最大占空比 (注)	D_MAX	(注)		94		%
最短的时间 (注)	Ton			100		ns
上限开关电流限制	Hs_Iocl	最小占空比		5.9		A
下限开关电流限制	Ls_Iocl			5.5		A
输入过压保护	Vinovp			33		V
过热保护 (注)	TH_SD			155		°C
热关断迟滞 (注)	TH_sdhys			15		°C
高侧开关导通电阻	RDS(ON)_H	IOUT = 1A, VOUT = 3.3V		79		mΩ
低侧开关导通电阻	RDS(ON)_L	IOUT = 1A, VOUT = 3.3V		62		mΩ
高侧开关漏电流	I_leak_sw	VEN = 0V, VSW= 0V		0	10	uA
EN高电压	V_EN_H		1.2			V
EN低电压	V_EN_L			1.1		V
EN输入电流	I_EN_IN			1.6		uA
软启动充电电流	I_SST_CHG			2.3		uA
补偿源电流	I_COMP_SRC	VFB=1.0V		5.2		uA
比较吸收电流	I_COMP_SNK	VFB=0.8V		3.2		uA

(注): 由设计保证, 未在生产中测试



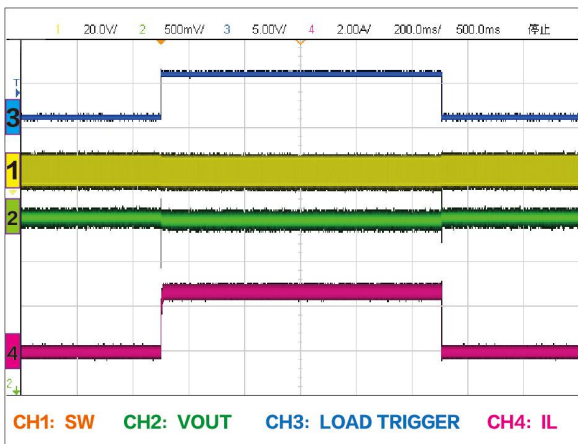
$V_{IN}=12V$ $V_{OUT}=5V$

效率



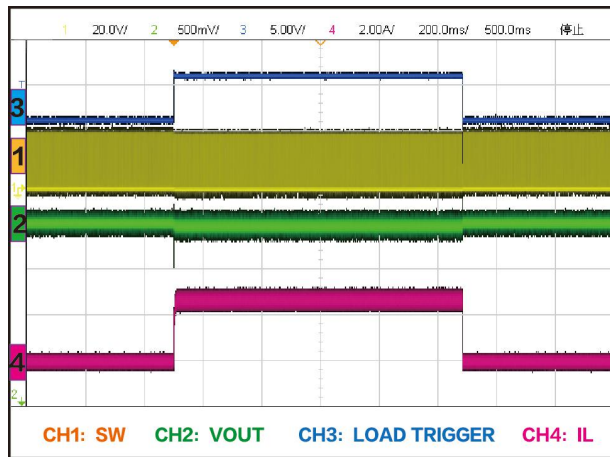
$V_{IN}=24V$ $V_{OUT}=5V$

效率



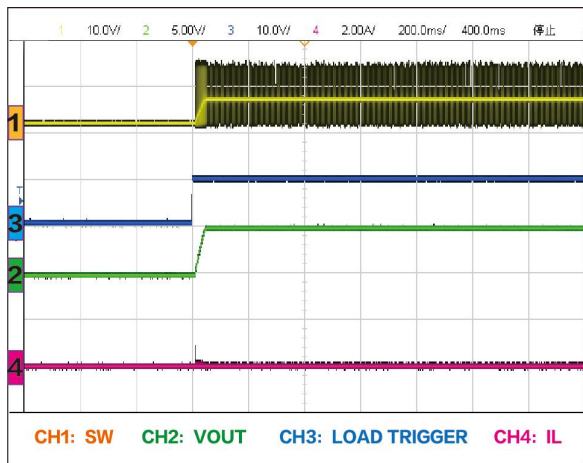
$V_{IN}=12V$ $V_{OUT}=5V$

负载瞬态 0.3A-3A



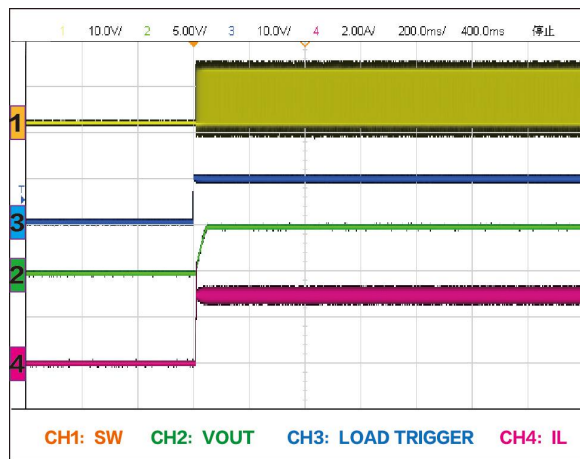
$V_{IN}=24V$ $V_{OUT}=5V$

负载瞬态 0.3A-3A



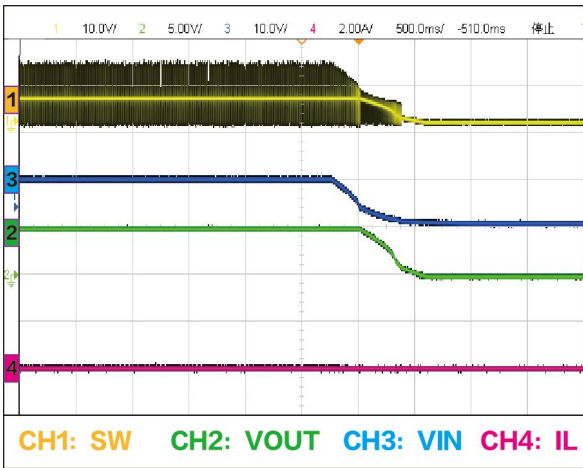
$V_{IN}=12V$ $V_{OUT}=5V$

启动波形 $I_{OUT}=0A$

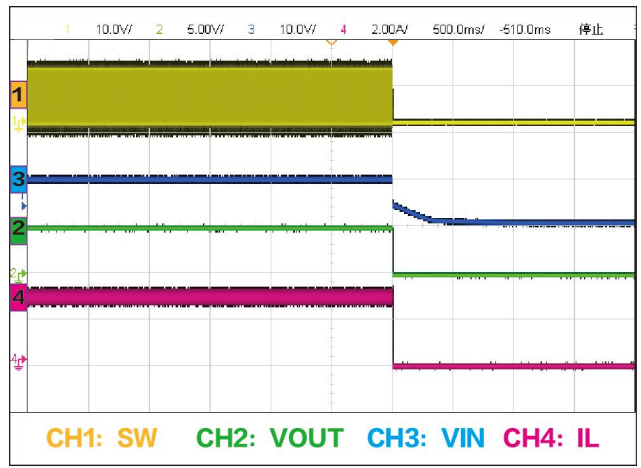


$V_{IN}=12V$ $V_{OUT}=5V$

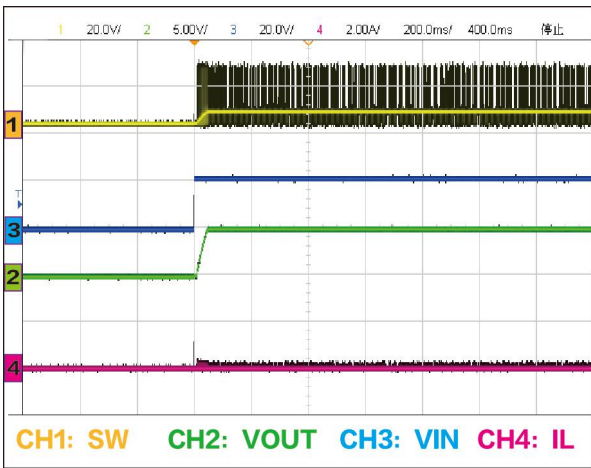
启动波形 $I_{OUT}=3A$



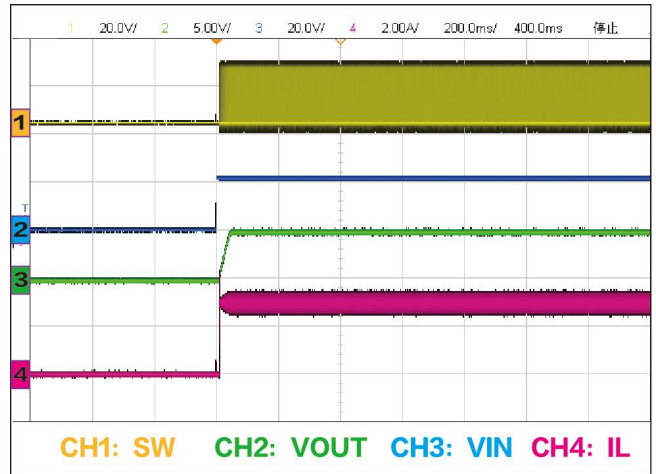
$V_{IN}=12V$ $V_{OUT}=5V$
关闭波形 $I_{OUT}=0A$



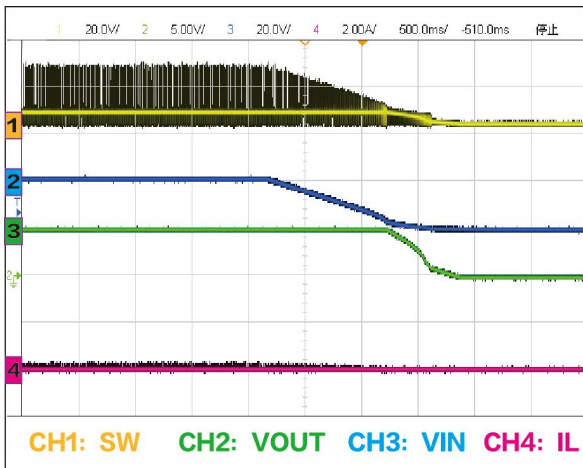
$V_{IN}=12V$ $V_{OUT}=5V$
关闭波形 $I_{OUT}=3A$



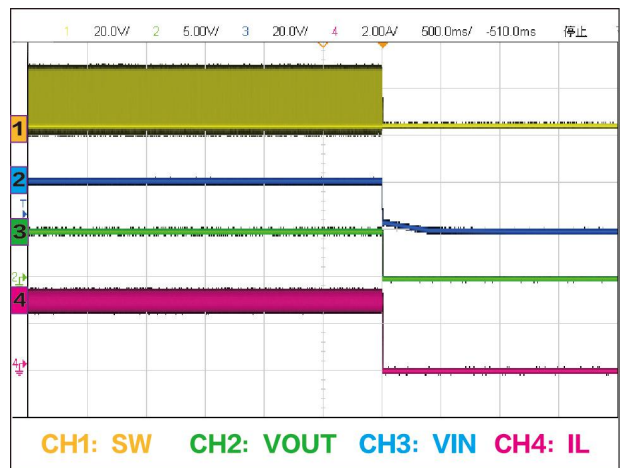
$V_{IN}=24V$ $V_{OUT}=5V$
启动波形 $I_{OUT}=0A$



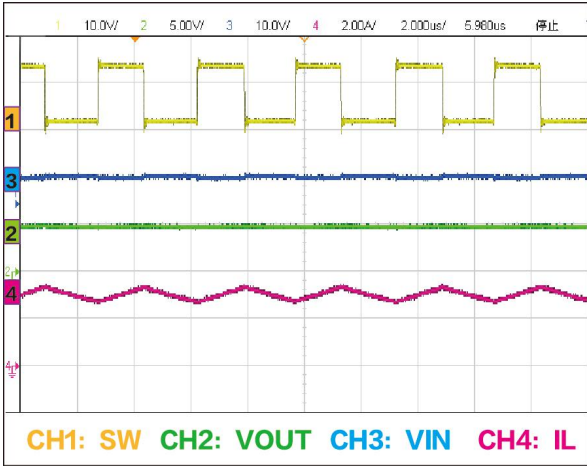
$V_{IN}=24V$ $V_{OUT}=5V$
启动波形 $I_{OUT}=3A$



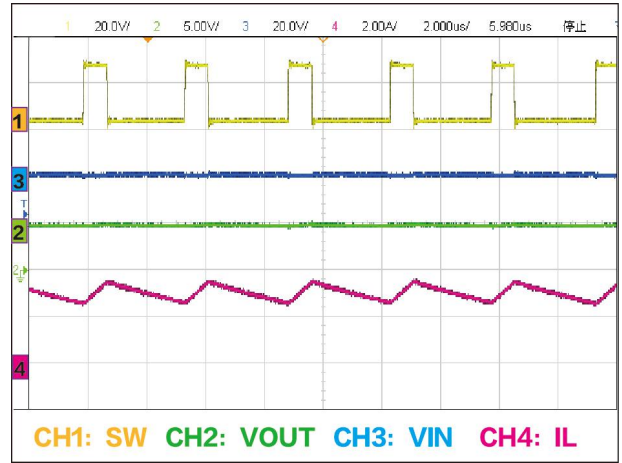
$V_{IN}=24V$ $V_{OUT}=5V$
关闭波形 $I_{OUT}=0A$



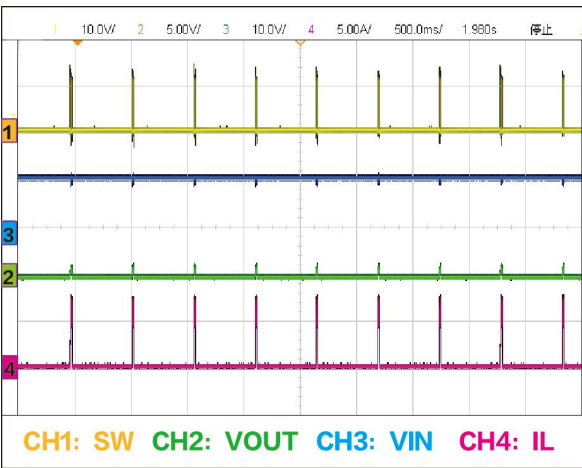
$V_{IN}=24V$ $V_{OUT}=5V$
关闭波形 $I_{OUT}=3A$



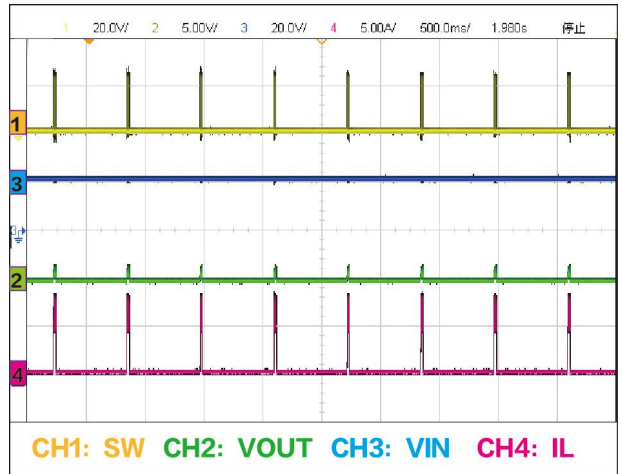
$V_{IN}=12V$ $V_{OUT}=5V$
 稳定状态 $I_{OUT}=3A$



$V_{IN}=24V$ $V_{OUT}=5V$
 稳定状态 $I_{OUT}=3A$



$V_{IN}=12V$ $V_{OUT}=5V$
 短路波形



$V_{IN}=24V$ $V_{OUT}=5V$
 短路波形

应用指南

TX4121是一款同步降压型 DC-DC 转换器，工作电压范围为 6.5V至36V。它能够以非常小尺寸的解决方案提供高达 3.1A 的连续负载电流以及高效率和散热性能。芯片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 300KHz，以最大限度地减小电感器尺寸并提高 EMI性能。软启动时间可通过 SST 引脚电容进行调整。

峰值电流模式控制

芯片采用固定的 300KHz 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，并馈送至内部误差放大器。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比较器将产生一个关断信号来关闭高端开关。误差放大器的输出电压会随输出负载电流成比例地增加或减少。芯片内部具有逐周期峰值电流限制功能，以保证安全的负载电流。内部具有轻载效率的休眠功能，可帮助提高轻载效率。当输出电流较低时，将进入睡眠模式。内部参考电压在电路温度范围内产生精确的 $\pm 1.5\%$ 的参考电压。

输出电压设置

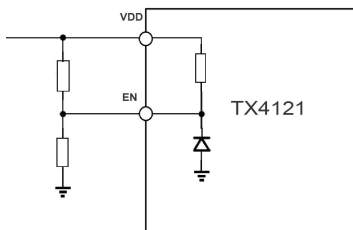
输出电压由输出端到 FB 引脚的分压电阻设置。该分压电阻使用1%的精密电阻。输出电压的计算公式为（R1是上拉电阻，R2是下拉电阻）。

$$V_{OUT} = V_{REF} * \frac{R1 + R2}{R2}$$

V_{REF} 是内部参考电压：0.9V。

设置启用阈值

当EN引脚电压超过阈值时芯片开始工作。当保持EN脚电压低于阈值时，芯片将停止工作。IC 的静态电流非常低，以保持系统有良好的关断操作。芯片内部具有一个上拉电阻，以确保 IC 在 EN 引脚悬空时工作。如果需要控制 EN 引脚，使用开漏或集电极开路输出逻辑电路来连接它。当系统需要较高的输入门限时，可以按照下图所示配置 EN 引脚。



误差放大器

芯片具有跨导误差放大器。它将 FB 电压与 0.9V 参考电压之间的较低电压进行比较和出现在 SST 引脚的软启动电压进行比较。COMP 引脚频率补偿输入脚。

斜率补偿

为了避免在高占空比时发生次谐波振荡，芯片为流经高压侧开关的电流的感测信号增加了斜率补偿斜坡。

自举电压由内部LDO提供

芯片内部具有一个 LDO，以提供高侧开关所消耗的能量。在 BST 引脚，芯片需要在BST和SW引脚之间使用 100nF 的小型陶瓷电容，为高侧开关提供栅极驱动电压。当高侧关闭时，自举电容充电。在连续电流模式下，当低侧导通时，自举电容将被充电。自举电容电压将保持在大约 5.3V。当 IC 在睡眠模式下工作时，自举电容的充电值取决于输入和输出电压的差值。但是，当电压在自举电容低于自举电压刷新阈值，芯片将强制低压侧对自举电容充电。将稳压器输出端的外部二极管连接到 BST引脚也将起作用，并在输出足够高时提高稳压器的效率。为了提高EMI性能，可在BST引脚和自举电容之间连接一个电阻以减慢高端电源开关的导通速度。

软启动和打嗝模式

需要在 SST 引脚上接一个电容来满足软启动功能。软启动时间可通过在此引脚上设置不同的软启动电容来调节。当 SST 电容开始工作时，内部有 2.3uA 的电流给 SST 电容充电。电容器也用于配置短路呃休息时间。软启动周期结束后，当VFB<0.3V 时，芯片进入打嗝模式，限制平均负载电流。一旦过电流情况消除，芯片将退出打嗝模式。

高侧过流保护

在芯片中高侧 MOSFET 电流被感测。这个感测信号将比较 COMP 引脚电压和过流阈值之间的较低电压。当检测电流达到较低电压时，高侧 MOSFET 将关闭。在正常工作中，COMP 引脚电压将会降低。如果过流阈值较低，芯片将进入过电流保护模式。

过流保护

当低侧 MOSFET 导通时，传导电流被监测并且 SW 电压被感测。当 GND 和SW 之间的差值高于内部门限时，表示芯片处于过流模式。当低侧 MOSFET 的电流低于过流限制时，高侧开关不会导通。当低侧 MOSFET 电流达到零时，它将立即关断，以提高转换效率。

热关断

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

电感的选择

在开关输入电压的驱动下，电感需要向负载提供恒定电流。较大值的电感会导致较少的电流纹波和较低的输出电压纹波。但是，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。计算电感值的一个很好的规则是允许电感器中的峰 - 峰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。电感值可以通过下式计算：

$$L = \frac{V_{OUT}}{F_S + \Delta I L} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

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。峰值电感电流可通过以下公式计算：

$$I_{L_P} = I_{LOAD} + \frac{V_{OUT}}{2 * F_s * L} \left(1 + \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

I_{LOAD} 是负载电流。

电感材料的选择主要取决于价格与尺寸要求和EMI约束。

肖特基的选择

在高侧开关和低侧开关的转换期间，低侧功率 MOSFET 的体二极管导通电感电流。该二极管的正向电压很高。选择肖特基二极管与低端 MOSFET 并联以提高整体效率。比如：SS25FA 50V/2A 、B240A 40V/2A 。

输入电容选择

由于降压转换器的输入电流是不连续的，因此需要电容将 AC 电流提供给转换器。建议使用低 ESR 的陶瓷电容来优化电路性能。但钽电容或低 ESR 电解电容也可以。使用陶瓷电容时最好选用 X5R 或 X7R 电介质。由于输入电容 (C_{IN}) 承受着输入开关电流，因此电容需要良好的纹波电流额定值。输入电容中的 RMS 电流可通过以下公式估算：

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

最差情况时 $V_{IN} = 2 * V_{OUT}$, 其中

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

为了简化，最小请选择 RMS 电流额定值大于最大负载电流一半的输入电容。当使用电解电容器或钽电容器时，应该尽可能靠近 IC 放置一个小的，高质量的陶瓷电容，即 $0.1\mu F$ 。当使用陶瓷电容时，确保它们有足够的电容来维持输入端的电压纹波。由电容引起的输入电压纹波可以通过以下公式估算：

$$C_{IN} \text{ 是输入电容。} \quad \Delta V_{IN} = \frac{I_{LOAD}}{F_s * C_{IN}} * \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} * \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

输出电容选择

输出电容 (C_{OUT}) 是用来维持直流输出电压。推荐使用陶瓷电容、钽电容或低 ESR 电解电容。首选低 ESR 电容会使输出电压纹波低。输出电压纹波可以通过以下方式估算：

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

其中 L 是电感值， R_{ESR} 是输出电容的等效串联电阻（ESR）值， C_{OUT} 是输出电容值。在陶瓷电容的情况下，开关频率处的阻抗由电容决定。输出电压纹波主要由电容决定。为了简化，输出电压纹波可以通过下式估算：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{F_S^2 * L * C_{OUT}} * \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

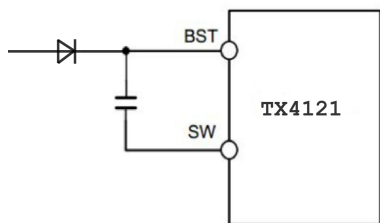
在钽电容或电解电容的情况下，ESR 主宰开关频率的阻抗。为了简化，输出纹波可以近似为：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{F_S * L} * \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) * R_{ESR}$$

输出电容器的特性也会影响芯片的稳定性。该芯片针对广泛的电容和ESR值都进行了优化。

外部自举二极管

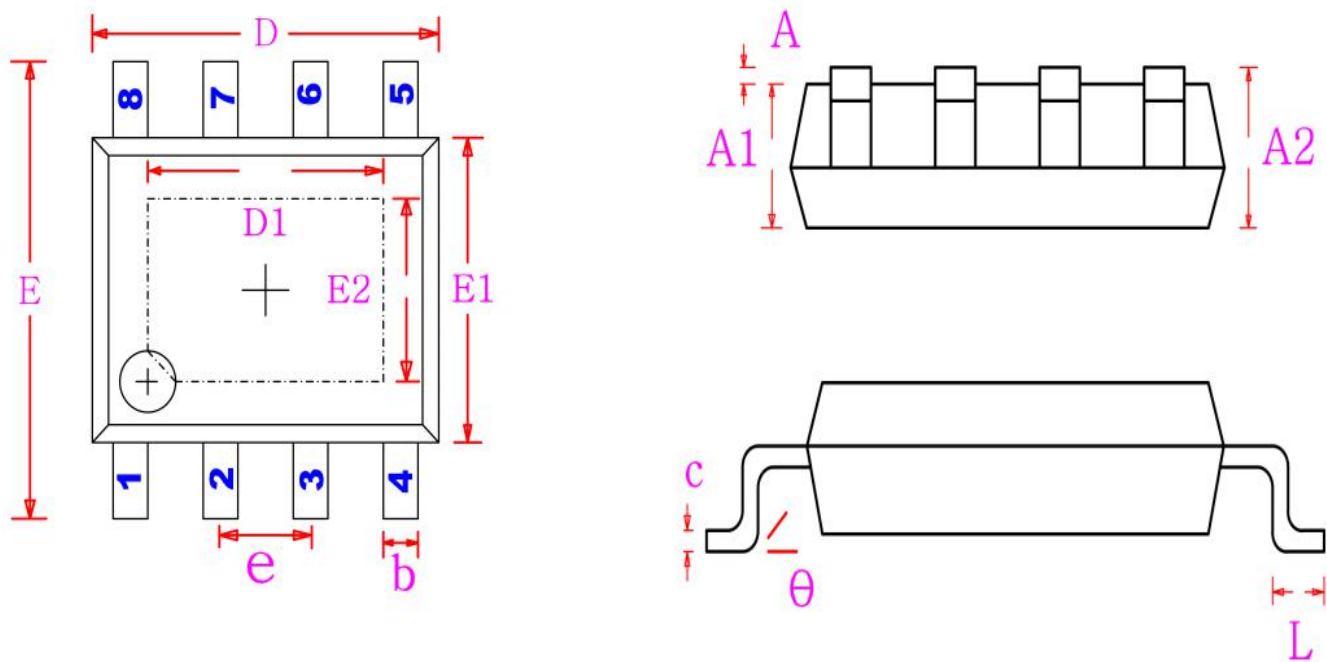
当系统有 5V 固定输入或电源产生 5V 输出时，建议增加一个外部自举二极管。这有助于提转换效率。自举二极管使用低成本的 IN4148 或 BAT54 就可以了。



外部自举二极管

当 ($V_{OUT} / V_{IN} > 65\%$) 和高输出电压 ($V_{OUT} > 12V$) 应用时，推荐该二极管用在高占空比的工作。

封装信息 ESOP8



字符	公制		英制	
	最小	最大	最小	最大
D	4.7	5.1	0.185	0.2
D1	3.202	3.402	0.126	0.134
E	5.8	6.2	0.228	0.244
E1	3.8	4	0.15	0.157
E2	2.313	2.513	0.091	0.099
e	1.27		0.05	
b	0.33	0.51	0.013	0.02
A	0.05	0.25	0.004	0.01
A1	1.35	1.55	0.053	0.061
A2	1.35	1.75	0.053	0.069
L	0.4	1.27	0.016	0.050
c	0.17	0.25	0.006	0.01
θ	0°	8°	0°	8°