

概述

TX4210是一款高效率的同步升压控制器，可在3V-36V的输入范围内转换输出电压，最高可达36V的输出电压，同步开关的外部N沟道MOSFET。芯片包含可调限流，可调软启动，可调补偿网络和热敏 在输出过载情况下可以防止损坏。对于不同的应用，我们可以选择合适的补偿网络，限流，软启动和选择合适的MOSFET来获得高效率。芯片采用 QFN3X3-16 超小封装。

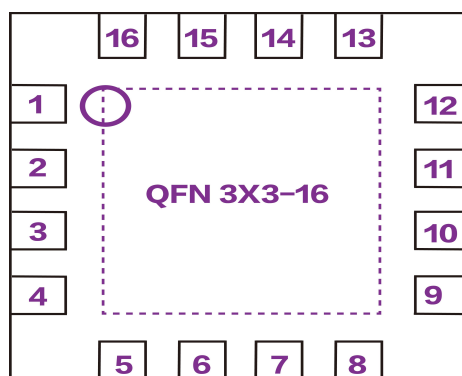
产品特点

- 输入电压：3-36V
- 输出电压：5-36V
- 输出电流：高达6A
- VFB电压：1.21V
- 可调电流限制
- 可调补偿网络
- 输入欠压锁定
- 固定开关频率：400KHZ
- 过温保护功能

应用领域

- 网络系统
- 医疗设备
- 工业控制
- 消费类电子产品
- 手持设备
- GPS接收器
- DSL调制解调器
- TFT LCD偏置电源
- 便携式设备

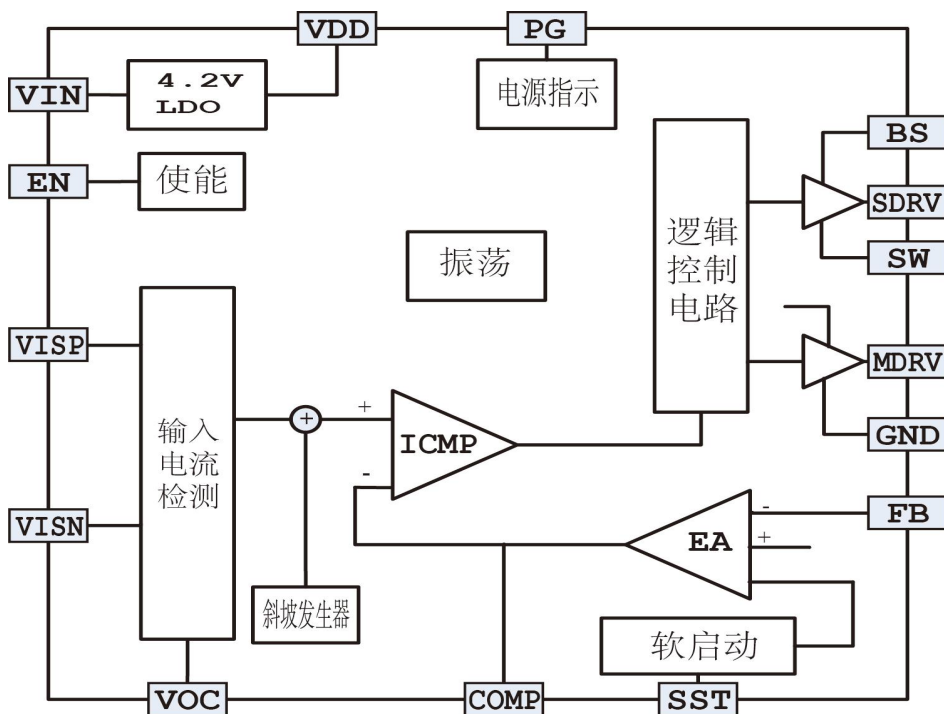
管脚定义



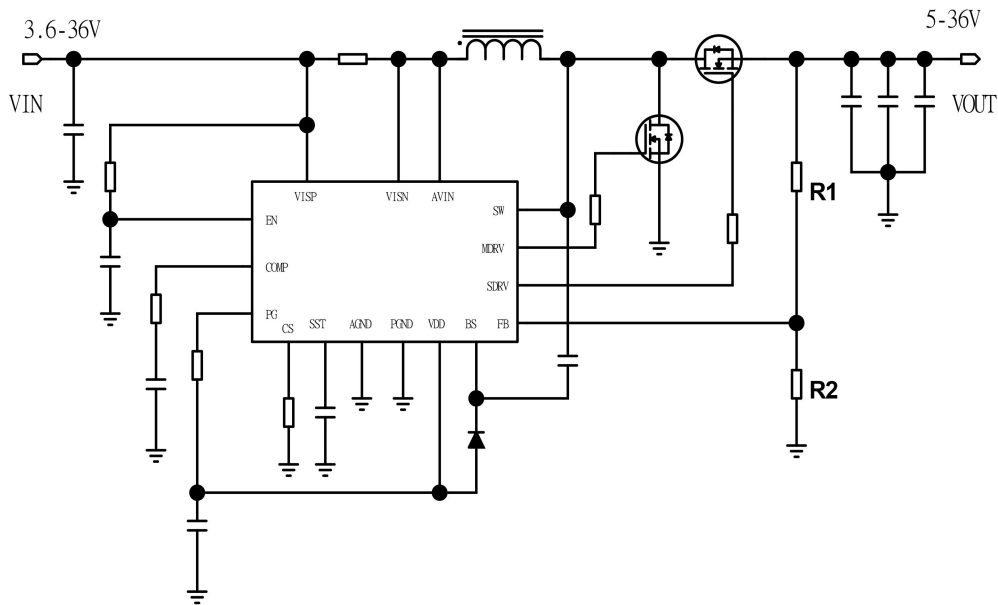
管脚功能描述

管脚	字符	管脚描述
1	VDD	内部4.2V的LDO输出，外部需接22UF电容
2	VIN	芯片电源，外部需接1UF电容到GND
3	VISP	输入电源电流检测 正极
4	VISN	输入电源电流检测 负极
5	COMP	环路补偿，外接RC网络来稳定电路
6	PG	电源指标，开漏输出
7	EN	使能端，高电平有效，引脚不能悬浮
8	FB	反馈输入端，外部分压网络，设置输出电压
9	AGND	芯片接地
10	SST	软启动时间设置，选择10nF~100nF电容
11	CS	输出电流设置，外接电阻到AGND
12	BS	开机脚，给FET栅极驱动器提供电压
13	SW	开关信号输出脚，
14	SDRV	高侧功率NMOS栅极驱动器输出
15	PGND	电源接地，外接PGND
16	MDRV	低侧功率NMOS栅极驱动器输出
17	EPAD	散热器，外接GND

电路框图



典型应用



极限应用参数

参数名称		MIN	TYP.	MAX	Unit
VIN、VISP、VISN、BS、SW、EN				40	V
SDRV				SW+6	V
其他引脚				6	V
工作环境温度	T_A	-40		85	°C
结温度	J_T			150	°C
存储温度	T_{STG}	-55		150	°C
焊接温度	T_{SD}	焊接, 10秒左右	300		°C

注 1：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: $V_{DD}=3.6V$, $T_A=25^{\circ}C$, 除非另有说明

参数	标号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入电压	VIN		3		36	V
内部LDO输出	VDD	输入电压 $\geq 5V$		4.2		V
升压输出电压范围	VOUT		5		40	V
UVLO阈值	V_UVLO	滞后电压 =100mV		2.7		V
电源工作电流	I_SUPPLY	$V_{FB}=1.5V, EN=V_{in}=3.6V, I_{Load}=0$		280	320	μA
电源关断电流		$V_{EN}=0V, V_{IN}=3.6V$			10	μA
稳定的反馈电压	VFB		1.18	1.21	1.24	V
峰值电感电流限制	ILIM	$R_{oc}=100K$		12.5		A
(N-MOSFET电流限制)		$R_s=3mohm$				
振荡频率	Fosc		0.32	0.4	0.48	MHz
使能阈值		$V_{IN}=2.3V-5.5V$	0.3	1	1.5	V
使能泄漏电流			-0.1		0.1	μA
软启动时间	SST	$C_{ss}=100nF, I_o=2A$		300		ms

应用指南

TX4210是一款恒定频率PWM控制电流模式升压控制器。在正常工作中，当振荡器处于导通状态时，每个周期外部主 MOSFET 导通。然后在主比较器 ICMP 关闭时关闭。峰值电感电流由误差放大器 EA 的输出“COMP”引脚控制。EA 将VOUT的反馈信号 VFB 引脚与内部带隙参考电压 1.21V 进行比较。峰值电感电流由与电感串联的电阻检测。电感电流由EA的输出决定。由于采用PWM控制方法，因此增加了斜率补偿。当负载电流增加时，会导致 VFB 下降，从而导致EA的输出增加，直到平均电感电流与新的负载电流相匹配。

输出电压设置

输出电压由电阻分压器根据以下公式设定：通常我们建议 $R2 = 10K$ 或 $12K$ ，然后从公式中确定 $R1$ 。例如 $R2 = 12K$ ， $R1 = 107K$ $V_{out} = 12V$

$$R1 = R2 * \left(\frac{V_{OUT}}{1.21} - 1 \right)$$

软启动时间设置

软启动时间通过SST引脚到 AGND 的软启动电容 C_{ss} 进行设置。当转换器使能时，内部 $0.25 \mu A$ 电流源为软启动电容充电。当 $C_{ss} = 0.1 \mu F$ 时， T_{ss} 约为 $300ms$ ，建议选择 $C_{ss} = 0.1 \mu F$ 或 $10nF$ 。不要使用太小的 C_{ss} 电容，会影响负载能力的。

电流限制设置

输入电流限制可由 $R3$ 和 $R4$ 根据以下公式设置：例如，如果 $R3 = 3m\Omega$ ，则 $R4 = 100K$ ，则 $I_{OUT} = 12.5A$ 。对于不同的输入和输出状态，电流限制有点不同。监测电感电流，限制电流峰值在限流水平。对于大电流应用，我们选用 $3m\Omega \sim 5m\Omega$ 的小电阻来提高效率，对于小电流和高输入电压的应用，我们选择一个 $10m\Omega \sim 20m\Omega$ 的小电阻来提高电流限制的精度。

$$I_{OUT} = \frac{16 * 10^{-6} * R2 - 0.7}{24 * R1}$$

LDO输出稳压器

TX4210集成了一个内部P沟道低压差线性稳压器（LDO），可从VIN电源引脚为VCC引脚供电。VCC为栅极驱动器，为芯片内部电路供电。LDO输出VCC被调节到4.2V。它可以提供至少50mA的电流，并且必须使用一个 $22 \mu F$ 的X5R或更好级别的陶瓷电容旁路接地。电容应该有10V的额定电压。需要良好的旁路来提供MOSFET栅极驱动器所需的高瞬态电流。请将此电容置于VCC引脚和GND之间VCC欠压检测电路可防止VCC电压低于2.7V（典型值）时，内部PWM控制电路和栅极驱动器无法工作。

输入电容的选择

建议使用两个 22uF MLCC 220uF 的电容，以改善稳压器的瞬态行为和总电源电路的 EMI 行为。根据应用要求，需要额外的大容量电容来满足输入电压纹波，瞬态和 EMI 要求。请选择低 ESR 电容来减少输入纹波。请确保靠近 AVIN 引脚需要一个 1uF MLCC 电容。所有输入电容器的电压额定值应该舒适地超过最大输入电压，通常是最大输入电压的两倍。

输出电容的选择

建议使用两个 22uF MLCC + 220uF 电容，以改善稳压器的瞬态响应和总电源电路的 EMI。根据应用要求，需要额外的大容量电容来满足输出电压纹波，瞬态和 EMI 要求。请选择低 ESR 电容来减少输入纹波。纹波可由下式给出：

$$V_{RIPPLE} = \frac{I_{OUT(MAX)} \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)})}{C_{OUT} \cdot V_{OUT} \cdot f} \quad \Delta V_{ESR} = I_{L(MAX)} \cdot ESR$$

其中 C_{out} 是输出滤波电容。由 ESR 两端电压降造成的稳定纹波由下式给出：为了满足 ESR 和 RMS 电流处理要求，可能需要并联多个电容。钽电容、电解电容和陶瓷电容都可以采用表面贴装包的。陶瓷电容器具有优异的低 ESR 特性和高电压系数。电容器具有低 ESR 和高纹波电流额定值（例如，OS-CON 和 POSCAP）。所有输出电容器电压额定值应该超过最大输出电压，通常选用最大输出电压的 2 倍。

电感选择

在正常的使用中，电感需要保持连续的输出电流。电感电流的纹波取决于电感值。电感值高就会降低了纹波电流。实际应用中的电感选择：

	电感值 (uH)	DRC (mOhms)	外形尺寸	ID (A)	LSAT (A)
			L*W*H (mm ³)		
L1	2.2	3.7	8.8*8.3*7.8	13	30
L2	2.2	6.5	11*10*3.8	10	28
L3	2.2	4.6	10.9*10*9.3	16.5	22
L4	2.2	11.2	7.3*6.6*4.8	7.5	14
L5	2.2	11.4	6.9*7.0*3.8	9	13
L6	2.2	17	7.1*6.5*3	8.4	
L7	2.2	20	6.6*4.5	6.4	

注：请根据输入电流选择电感。电感电流可以计算为： $1.5 \sim 2 * I_{in}$ 。为了获得更高的效率，请使用低 DRC 电感。

功率MOSFET的选择

需要两个外部功率 MOSFET 同时工作（比如说：MT5086）：一个用于低端（主）开关的N沟道 MOSFET，另一个用于高端（同步）开关的N沟道 MOSFET。最大栅极驱动电压由 VDD 电压设置，典型值为4.2V。因此在大多数应用中可以使用低逻辑电平阈值 MOSFET。MOSFET中的功率损耗一般是开关损耗和传导损耗。在最小输入电压下，输出电流最大时，两个损耗最高。MOSFET 的低 R_{dson} 和小 $C_{rss} / C_{iss} / C_{oss}$ 对于降低这两种高效率的损耗非常重要。MOSFET-Vds 的电压额定值应该超过最大输出电压，通常是最大输出电压的两倍。

比如说对于 $V_{IN}=12V$ $V_{OUT}=20V$ $I_o=5A$ 的应用 MOSFET 的规格要求：

$V_{DS} > = 40V$ $I_D > = 15A$ $R_{dson} (V_{GS} = 4.5V) < 10m\Omega$ Low $C_{iss} / C_{oss} / C_{rss}$

封装可以选SO-8、ESOP8封装、TO-252，比如说：Si7848。

PG脚设置

PG引脚连接到内部 N 沟道 MOSFET 的漏极开路。当 VFB 引脚电压不在 1.21V参考电压的±10%范围内时，MOSFET 导通，并将 PG 引脚拉低。当FB引脚电压在±10%调节阈值范围内时，内部 MOSFET 关断，允许引脚通过外部电阻上拉至VDD 引脚，通常使用100K电阻。

自举电容的选择

在BST和SW引脚之间放置一个0.1μF~1μF的X5R或X7R陶瓷电容，便能正常工作。该电容提供了开启高端MOSFET所需的瞬时电荷和栅极驱动电压。请将此电容放在BS引脚和SW附近。

控制回路补偿

芯片采用电流模式控制，易于补偿和快速瞬态响应。系统稳定性和瞬态响应要通过COMP引脚进行控制。COMP引脚是内部误差放大器的输出。一个串联的电容 - 电阻组合设置一个极点 - 零点组合来控制控制系统的特性。

$$A_{VDC} = \frac{A_{VEA} * V_{IN} * R_{LOAD} * V_{fb} * G_{cs}}{0.5 * V_{OUT}}$$

$$W_{P1} = \frac{1}{0.5 R_{LOAD} C_{OUT}}$$

$$W_{P2} = \frac{G_{EA}}{A_{VEA} C_2} \quad W_Z = \frac{1}{R_2 * C_2}$$

$$W_{zRHP} = \frac{R_{LOAD} * \left(\frac{V_{IN}}{V_{OUT}}\right)^2}{L}$$

合适的环路补偿对稳定输出和启动非常重要。如果想获得更好的瞬态响应，则应增加带宽。在稳定的承诺上，你可以增加Rz或者减少Cz来获得更好的性能。

$$\text{Bandwidth} = \frac{V_{fo} G_{CS} * V_{IN} * G_{EA} * R_Z}{2 * V_{OUT} * C_Z}$$

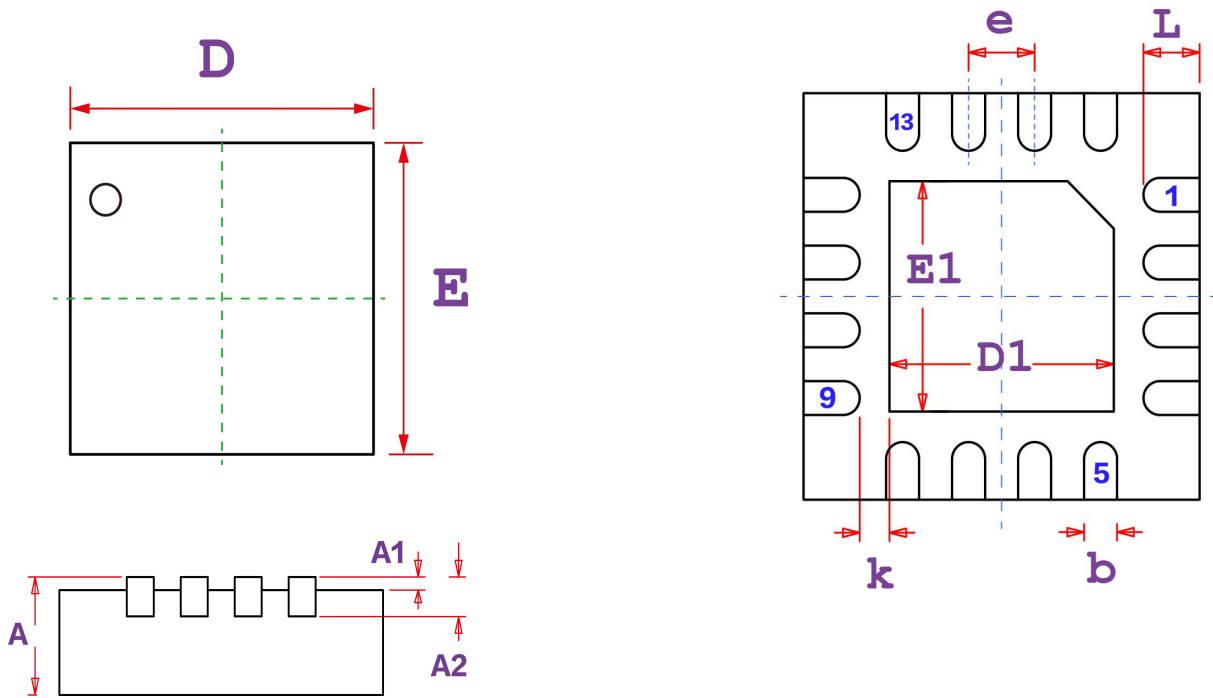
VIN	VOUT	L (uH)	Cz	Rz
3	12	2.2	20nF	20K
3	20	2.2	20nF	40K
5	12	2.2	20nF	20K
5	20	2.2	20nF	40K
12	24	10	20nF	50K

另外，您可以选择 $R_z = 0$ ， $C_z = 50\text{nF}$ ，使每个输入输出状态稳定，例如3.3V~12V输入9V~24V输出，但会降低电路的性能

芯片使能端

如果VIN和EN都高于适当的阈值，则芯片启动。首先，参考模块开始产生稳定的参考电压和电流，然后使能内部稳压器。稳压器为其余电路提供稳定的电源。如果 $V_{in} < UVLO$ 阈值电压或 $EN < \text{使能阈值电压}$ ，芯片将关闭。

封装信息 DFN3X3-16



字符	公制		英制	
	最小	最大	最小	最大
D	2.924	3.076	0.115	0.121
E	2.924	3.076	0.115	0.121
D1	1.600	1.800	0.063	0.071
E1	1.600	1.800	0.063	0.071
e	0.500TYP		0.020TYP	
b	0.180	0.280	0.007	0.011
k	0.200MIN		0.008MIN	
L	0.324	0.476	0.013	0.019
A	0.700	0.800	0.028	0.031
	0.800	0.900	0.031	0.035
A1	0.000	0.050	0.000	0.002
A2	0.203REF		0.008REF	