

CMP7956X

峰值电流控制模式 PWM 控制器

1. 产品描述

CMP7956X 系列是峰值电流控制模式 PWM 控制器，支持 4V~100V 超宽范围启动，同时 VDD 内部集成防倒灌二极管，避免电流反灌至 VIN 端。电流控制模式提供了固有的简单环路补偿和逐周期限流保护。还具有模拟降频模式，可提高轻载或空载时的效率。它还提供用于过载，过压和短路条件下的打嗝保护功能。

2. 产品特点

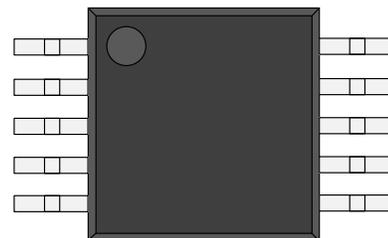
- 可编程软启动时间及保护休眠时间
- 轻载模拟降频工作模式
- 限流阈值电压 156mV 和 625mV 可选
- 可编程开关频率 (最高可达 1MHz)
- 支持抖频可选
- 内置斜坡补偿
- 过压保护，短路保护和过温保护
- 可精确设置输入欠压保护及回差
- 逐周期限流保护
- 无需额外元器件，自动检测 SSR/PSR 模式
- MSOP10 封装

3. 产品应用

- 电信隔离电源
- 工业电源砖
- 离线控制器
- BMS 辅助电源

4. 外形信息

产品型号	封装	封装尺寸(标称)
CMP7956X	MSOP10	3.0 x 3.0 (mm)



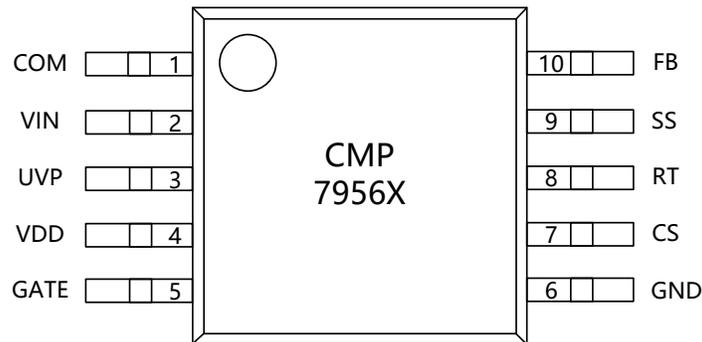
封装示意图

5. 产品对比表

产品型号	最大占空比	限流阈值电压	轻载模式	抖频
CMP79562	91.5%	156mV	模拟降频	不支持
CMP79563	91.5%	156mV	模拟降频	支持
CMP79566	91.5%	625mV	模拟降频	不支持
CMP79567	91.5%	625mV	模拟降频	支持

6. 引脚定义及功能说明

MSOP10 封装
俯视图



引脚		描述
名称	编号	
COM	1	SSR 模式：光耦反馈引脚，可直接与光耦相连。 FB 反馈模式：误差放大器输出引脚，用于接外部补偿 RC 元件。
VIN	2	启动电路的输入端口，内部包含一个 VIN 到 VDD 的高压 LDO，输出电压 VDD 约为 7V，可提供高达 20mA 的电流。
UVP	3	输入欠压保护端口，比较阈值为 2V，进入输入欠压保护后芯片从该端口抽取 4.4uA 的电流，设置上拉电阻的大小来设置回差电压。
VDD	4	芯片的外部供电端口，同时设计有过压保护功能，过压保护门限电压为 18.6V，同时过压保护包含滤抖，增加系统可靠性。
GATE	5	该引脚用于驱动外部的 N 沟道功率 MOSFET 器件。
GND	6	电源接地引脚，即栅极驱动器的返回端。

CS	7	电流采样端口，CMP7956X 系列的最大限流阈值电压可选 156mV 或者 625mV。并且设有短路保护功能，CS 电压大于最大阈值电压的 1.5 倍时，进入自恢复式的短路保护。
RT	8	开关频率设置引脚。在该引脚与接地端（GND）之间连接一个电阻，以设置开关频率（最高可达 1MHz）。
SS	9	软启动引脚。在该引脚与接地端（GND）之间连接一个电容，以控制 COMP 电压的上升时间。该电容同时决定了软启动电流以及打嗝保护的延迟时间。
FB	10	电阻反馈引脚。该引脚接分压电阻时（分压电阻阻值推荐在 1k~100k 范围内），芯片自动选择 FB 做为采样电压反馈引脚；该引脚接地或者悬空时，芯片自动选择 SSR 反馈模式。

7. 电路参数

7.1. 绝对额定范围

参数		最小	最大	单位
V _{IN}	输入电压	-0.3	120	V
UVP	输入电压	-0.3	120	V
V _{DD}	输入电压	-0.3	35	V
GATE	输入电压	-0.3	35	V
	其它 PIN 输入电压	-0.3	6	V
T _j	工作结温		150	°C
T _{stg}	存储温度	-55	150	°C

7.2. 建议工作条件

参数		最低	标称	最高	单位
V _{IN}	供电电压	4		100	V
V _{DD}	V _{DD} 供电电压			18	V
T _A	环境温度	-40		125	°C

7.3. ESD 额定值

			数值	单位
$V_{(ESD)}$	抗静电能力	人体模式 HBM	± 2000	V
		机器模式 CDM	± 1000	V

7.4. 电气特性

无特殊说明，典型值是在 $V_{IN}=12V$ ， $T_A=25^\circ C$ 的条件下测试所得。

参数	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入引脚 VIN					
I_{VIN_SHDN}	使能关断时输入电流 ($V_{UVP}=0V$)		0.3	1.2	μA
I_{VIN_UVP}	输入欠压未关闭时输入电流 ($V_{UVP}=1.8V$)		390		μA
I_Q	正常工作电流 (GATE 悬空, COM 接 5k 到 GND)		2.15	3	mA
I_{VDD}	V_{DD} 供电电流 ($V_{IN}=12V$)	30	40		mA
电源引脚 VDD					
V_{DD_ON}	V_{DD} 启动电压, 电压上升		3.45		V
V_{DD_OFF}	V_{DD} 锁定电压, 电压下降		3.07		V
$V_{DD(REG)}$	V_{DD} 的稳压值 (V_{DD} 和 GATE 不带负载)	6.7	7.06	7.4	V
$V_{DD(DO)}$	V_{IN} 到 V_{DD} 的跌落电压 ($I_{VDD(LOAD)}=5mA, V_{IN}=8V$)		1.2		V
$V_{BV(DIODE)}$	防倒灌二极管耐压	40			V
$V_{DD(OVP)}$	V_{DD} 过压保护阈值电压	17.7	18.7	19.7	V
电流采样引脚 CS					
$t_{cs(DLY)}$	电流限制比较延时 (CS 从 0 到 0.6V 开始计算, 到 GATE 变为低电平时的延迟时间)		33		ns
V_{CS_MIN}	限流阈值电压, 低阈值版本	140	156	172	mV
	限流阈值电压, 高阈值版本	562	625	687	mV
V_{SCP_LIM}	短路保护阈值, 低阈值版本	210	234	258	mV
	短路保护阈值, 高阈值版本	844	938	1032	mV
时间参数					
t_{cs_ol}	过载保护计时		2^{13}		T_{SW}
T_{sleep}	自恢复保护休眠时间		94		T_{soft}

T_{LEB_CS}	PWM 电流采样消隐时间		85		ns
T_{LEB_SCP}	短路电流检测消隐时间		45		ns
软启动引脚 SS					
I_{SS}	外置软启动电流	22	28	34	uA
$I_{PRO_DISCHARGE}$	休眠保护期间泄放电流		0.5		uA
R_{SS_DIS}	软启动泄放电阻		300		Ω
V_{SS_OPEN}	软启动引脚开路电压		4.57		V
$V_{restart}$	休眠保护重置阈值电压		0.3		V
频率设置引脚 RT					
V_{RT}	RT 引脚基准电压	1.9	2	2.1	V
F_{SW}	开关频率 (RT=22K Ω)	300	340	380	kHz
	开关频率 (RT=13.3K Ω)	440	500	560	kHz
	开关频率 (RT=6.5K Ω)	880	980	1080	kHz
D_{MAX}	最大占空比限制	88	91	93	%
D_{START}	斜坡补偿开启的起始占空比		35		%
输入欠压引脚 UVP					
V_{REF_UVP}	欠压保护比较电压	1.9	2	2.1	V
I_{UVP_SINK}	欠压保护后抽取电流	3.2	4	4.8	uA
$V_{UVP(ON)}$	使能开通高压 LDO 的阈值电压, V_{UVP} 电压从低往高		1.03	1.5	V
$V_{UVP(OFF)}$	使能关闭高压 LDO 的阈值电压, V_{UVP} 电压从高往低	0.5	0.86		V
电压反馈引脚 FB					
V_{REF_REG}	EA 正端口参考电压	1.975	2	2.025	V
A_V	EA 低频增益		66		dB
I_{EA_SINK}	误差放大器最大灌电流		240		uA
I_{EA_SOURCE}	误差放大器最大拉电流		140		uA
R_{FB}	FB 反馈模式时, FB 端反馈电阻阻值要求	1		100	k Ω
环路反馈引脚 COM					
K_{PWM}	COM 到 PWM 比较器的增益		0.25		
V_{COM_OPEN}	COM 引脚开路电压		4.57		V
V_{COM_OLP}	开环保护阈值电压		V_{COM_OPEN} 0.27		V

I_{COM}	COM 脚短路电流 ($V_{COM}=0V$)		917		μA
V_{COM_DMAX}	最大占空比时 COM 脚电压		3.65		V
输出引脚 GATE					
I_{GATE_SRC}	GATE 最大输出电流		1		A
I_{GATE_SINK}	GATE 最大灌电流		1.5		A
t_r	上升时间, GATE 接 1nF 到 GND, 10%~90%		22		ns
t_f	下降时间, GATE 接 1nF 到 GND, 10%~90%		11		ns
热保护					
T_{SD}	热关断		155		$^{\circ}C$
	热滞后		11		$^{\circ}C$

8. 产品功能

8.1. 简介

CMP7956X 是峰值电流控制模式 PWM 控制器，主要设计用于离线正激或反激式转换器。同样适用于升压转换器。它们内部集成了高压 LDO 和防倒灌二极管，可以使外围启动电路更加简化；外置可编程软启动功能可最大限度地减少启动过程中的应力，使转换器逐渐达到稳态工作条件。

电流控制模式提供了固有的简单环路补偿和逐周期限流保护，156mV 的最大电流检测阈值，可最大限度地减少直接通过电阻检测主开关电流的电源中的功耗。在持续过流情况下，控制器将进入打嗝模式，以降低元件应力。当过载情况消除时，控制器会自动重启。

该器件有多个版本，可以根据不同场景需求选择不同的限流门限以及选择是否支持抖频。

芯片的开关频率可通过连接在 RT 引脚与 GND 之间的单个电阻进行编程，最高可以达到 1MHz。同时为实现轻载条件下降低输入功率和提高效率，还具有模拟降频操作。

8.2.2. PWM 比较器及斜坡补偿

脉宽调制 (PWM) 比较器将电流检测信号与来自 COMP 引脚的环路误差电压进行比较。COMP 引脚电压先降低 0.7V, 然后通过 4:1 的电阻分压器进行衰减, 该电压作为 PWM 比较器的正输入电压; CS 端口的电压经过比例差分放大器放大, 在叠加斜坡补偿电压后作为 PWM 比较器的负输入比较电压。PWM 比较器的输入失调电压经过设计, 使得当 COMP 引脚电压低于 0.7V 时, 控制器输出占空比为零, 实际上最小占空比主要由前沿消隐时间和功率 MOS 管的关断延时决定。

对于占空比大于 50% 的情况, 电流模式控制电路容易发生次谐波振荡。通过在电流检测信号上叠加一个额外的固定斜率电压斜坡信号 (斜率补偿), 可以避免这种振荡。CMP7956X 通过将振荡器生成的斜坡信号与电流检测信号相加, 实现了这种斜率补偿。为了尽量避免斜坡补偿影响系统的带载响应能力, 斜坡补偿采用分段式补偿, 当占空比大于 35% 时, 开启一级斜坡补偿, 当占空比超过 70% 时, 开启二级斜坡补偿。同时为避免斜坡补偿对于系统的最大带载能力的影响, 芯片设计了专门的最大负载补偿电路, 以保证芯片的最大带载能力不受斜坡补偿的影响。对于 CMP7956X 最大占空比限制为 50% 的器件, 因为他们的占空比不超过 50%, 因此这些器件不开启斜率补偿功能。

8.2.3. 振荡器频率与模拟降频功能

振荡器可通过 RT 引脚的外置电阻 RT 来编程, RT 引脚处的基准电压为 2V, 它在电阻 RT 上产生的基准电流与内部张弛振荡器的充放电电流成比例, 频率设定公式是:

$$F_{osc} = \frac{6600}{R_T (k\Omega)} (kHz)$$

振荡器最高频率可以设置到 1MHz, 以满足客户小型化的需求。

CMP7956X 具有模拟降频功能, 随着负载的减轻, COMP 端电压 V_{COMP} 也随之减小, 当 V_{COMP} 降低到一定阈值点后, 系统进入模拟降频模式, 此时开关频率随 V_{COMP} 电压减小而逐渐减小, 以提高轻负载的效率。设置不同的开关频率 F_{OSC} 对应的 V_{COMP} 进入模拟降频的阈值点不同, 开关频率越大, 对应的进入模拟降频阈值点的 V_{COMP} 就越大 (示意曲线如图 8.2 所示), 典型地, 当设置 F_{OSC} 的频率为 1MHz 时, V_{COMP} 进入模拟降频的阈值点约为 1.9V。当频率进一步降低后, 为避免出现异音, 开关频率最低会限制到 15kHz 左右。

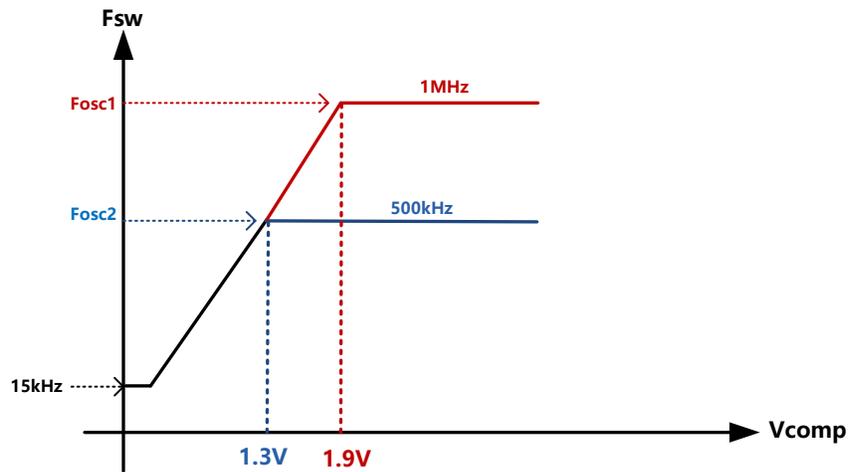


图 8.2 开关频率与 V_{COMP} 电压关系图

8.2.4. 反馈方式的模式检测

CMP7956X 即可以支持光耦隔离传输的次级侧反馈方式 (SSR)，还支持电阻分压直接采样的方式，两者的差异为前一种反馈的闭环需从 COM 脚引入，后一种反馈方式的闭环需从 FB 引脚感应开关电源的输出电压。系统通过 FB 引脚的接法，来判断当前芯片工作在哪一种反馈模式下，在芯片上电启动时，在启动的 12 个开关周期内芯片会在 FB 引脚输出 10uA 的检测电流用于检测 FB 引脚的连接状态，在这 12 个开关周期内，芯片处于休眠状态，不会对系统造成任何影响，12 个开关周期之后，FB 引脚会关闭该检测电流，系统正常启动。

反馈方式	FB 引脚
光耦副边反馈 SSR	接地或者悬空
电阻分压直接反馈	接 1kohm~100kohm 电阻到地

从 FB 引脚设置可以看到，该检测方式不会额外增加任何元器件，对于用户来说无额外成本增加。

8.2.5. 软启动

CMP7956X 通过在 SS 引脚上连接一个外部电容来控制 COMP 电压上升，以实现软启动。当芯片启动时，SS 引脚上的电容通过一个 28uA 的电流源缓慢充电，充电速度由电容的容量决定。当 SS 电压低于外部 COMP 电压时，SS 会覆盖 COMP 信号，使得 PWM 比较器使用 SS 而不是 COMP 作为 PWM 关断的参考信号。当 SS 电压高于 COMP 电压时，COMP 重新获得控制权，软启动过程结束。软启动可以减少启动过程中电压应力和浪涌电流，同时防止转换器输出电压在启动时过冲。软启动发生在启动期间以及在过载保护 (OLP)、短路保护 (SCP) 和过压保护 (OVP) 后的保护恢复期间。在正常工作条件下，SS 电压被钳制在 4.5V。

8.2.6. 输入欠压保护

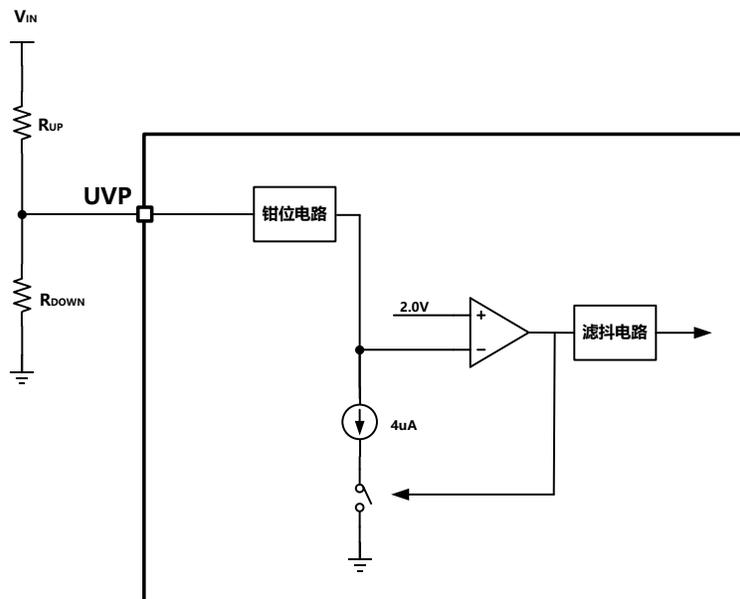


图 8.3 欠压保护示意图

UVP 引脚有两个功能，一是用于设置开关电源的欠压锁定门限，可通过选取合适的分压电阻实现精准的欠压保护工作与电压回差。二是可直接用作 ON/OFF 控制，通过 $V_{UVP(ON)}$ 和 $V_{UVP(OFF)}$ 可开启和关闭芯片内部的高压 LDO，关闭后芯片的功耗极低。当 UVP 引脚电压从高往下降到 2V 时，输入欠压比较器产生输入欠压控制信号，该信号经过滤抖后才进入保护状态，这个滤抖时间避免干扰信号误触发欠压保护，若实际应用中需要更大的滤波时间，可在 UVP 并联电容到 GND。进入保护状态后将在 UVP 引脚产生额外的下拉电流，此电流的大小为 4 μ A，它与芯片外部的上拉电阻 R_{UP} 产生设定的电压回差。UVP 引脚具有高压嵌压电路，UVP 可以将高达 100V 的输入电压钳位至内部低压，因此不使用 UVP 功能时，芯片支持将 UVP 直接与 VIN 引脚短接。

输入欠压保护门限与恢复电压门限可通过以下公式计算：

$$V_{IN(UVP_ON)} = \frac{2V \times (R_{UP} + R_{DOWN})}{R_{DOWN}} + 4\mu A \times R_{UP}$$

$$V_{IN(UVP_OFF)} = \frac{2V \times (R_{UP} + R_{DOWN})}{R_{DOWN}}$$

8.2.7. 电流检测和过流保护

CMP7956X 是一款峰值电流模式控制器。通过与外部 MOSFET 源极串联的采样电阻，可以检测流经外部 MOSFET 的电流。在 CS 引脚上检测到的电压随后被放大，并输入到高速电流比较器中，用于电流模式控制。电流比较器将这个检测到的电压（加上斜率补偿）作为其一个输入，然后将功率开关电流与 COMP 电压进行比较。当放大后的电流信号高于 COMP 电压时，比较器输出低电平，从而关闭功率 MOSFET。如果 CS 引脚上的电压超过典型值为 156mV/625mV 的电流限制阈值电压，CMP7956X 将关闭该周期的 GATE 输出，直到内部振荡器开始下一个周期并重新检测电流。CMP7956X 限制 MOSFET 的电流为逐周期限制。

8.2.8. 过载保护

峰值电流逐周期限制，如果在触发过流保护（OCP）后负载继续增加，输出电压将下降，峰值电流将在每个周期触发 OCP。CMP7956X 通过持续监测 COMP 引脚电压来设置过载检测。如果电源输出过载，电压调节环路会通过增加 COMP 引脚控制电压来要求更多电流。当 COMP 引脚电压超过过压检测阈值（标称值为 4.3V）时，过载保护计时器开始计时，一旦持续了 2^{13} 个开关周期，则会进入打嗝保护，此时系统关闭，SS 电容开始通过 0.5 μ A 的下拉电流源进行放电直到 SS 电压降低到重启阈值（典型值为 0.3V）。然后系统开始重新启动，28 μ A 的电流源重新给 SS 端电容进行充电，图 8.4 给出了此过程的示意图。SS 电容从打嗝阈值缓慢放电至重启阈值，提供了延长的关断时间，减少了因持续过载导致的二极管和 MOSFET 等元件的过热。

打嗝模式下的关断时间可通过以下公式计算：

$$T_{OFF} = \frac{C_{SS} \times (4.5V - 0.3V)}{0.5\mu A}$$

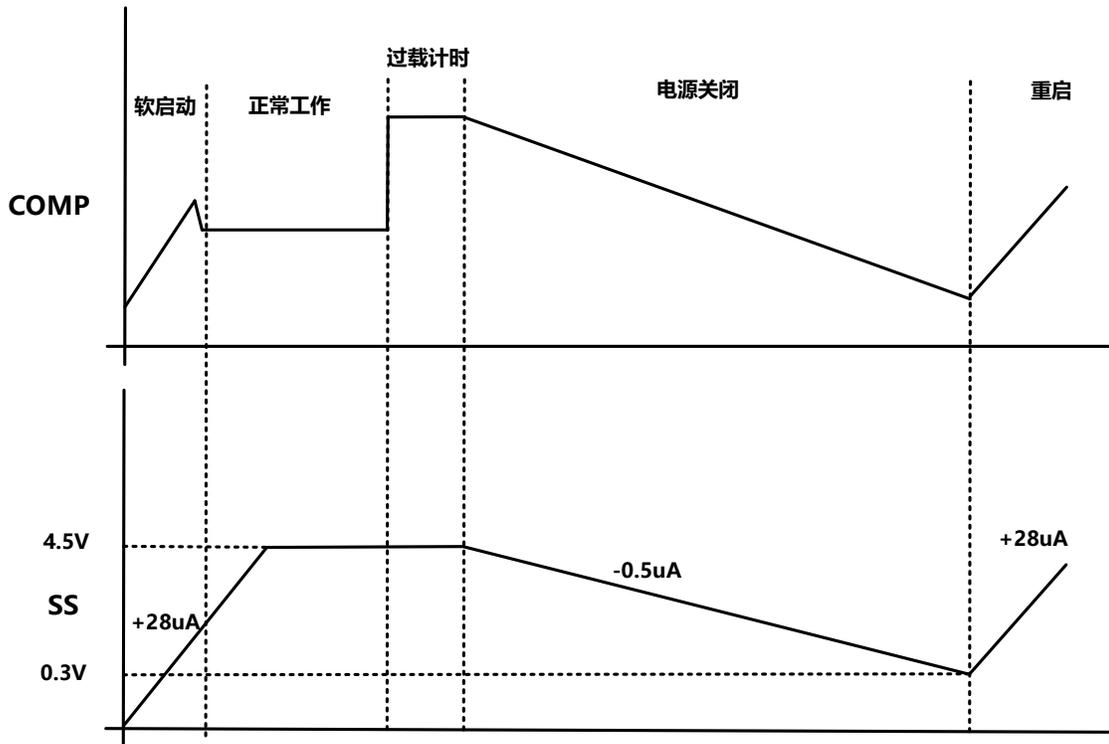


图 8.4 过载保护期间 SS 及 COMP 端的示意波形图

8.2.9. 短路保护

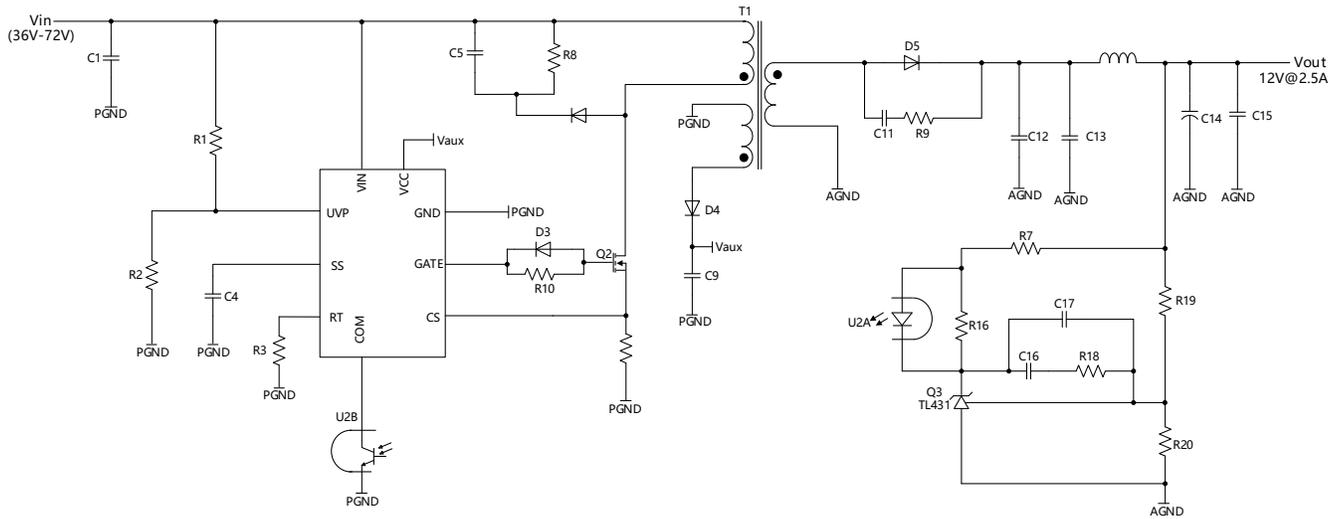
当输出端短接到地时，该器件工作在 OCP 模式下，电流逐周期限制，器件可能会进入 OLP 保护。但如果由于前沿消隐（LEB）时间，每个周期的峰值电流无法通过 156mV/625mV 的 CS 电压限制，电流可能会失控，变压器可能会饱和。如果监测到的 CS 电压达到 1.5 倍限流值时，器件将关闭 GATE 输出，并通过 0.5uA 电流放电 SS 电容进入打嗝模式。如果 SS 电压放电至 0.3V，它也将重新启动。如果短路被移除，输出电压将在下一个新的重新启动周期后恢复。

对于升压转换器，当输出短路时，它没有方法限制从输入到输出的电流。如果需要保护这种类型的条件，必须增加一些次级保护电路。

8.2.10. 热关断

热关断功能用于防止芯片温度失控。当硅芯片温度高于其上限阈值时，它将关闭整个芯片。当温度低于其下限阈值时，热关断功能消失，芯片将再次启用并开始一个新的启动周期。

8.3. 参考方案



9. 应用说明

9.1. 器件选型

CMP7956X 可应用于反激、升压 (Boost) 及 Sepic 等多种拓扑。

9.1.1. 输出电压设定

通过选择电阻分压器的分压比来设定输出电压。若将分压器的下臂电阻 (R_{FBL}) 取为 10 k Ω , 则上臂电阻 (R_{FBH}) 可由下列公式确定:

$$R_{FBH} = \frac{R_{FBL} \times (V_{OUT} - V_{REF})}{V_{REF}}$$

其中 V_{OUT} 为输出电压。

当 $R_{FBL} = 10 \text{ k}\Omega$ 、 $V_{OUT} = 24 \text{ V}$ 、 $V_{REF} = 2 \text{ V}$ 时, 可得 $R_{FBH} = 110 \text{ k}\Omega$

9.1.2. 软启动电容设定

CMP7956X 通过 SS 引脚对外部电容充电, 使其电压逐渐上升, 从而控制 COM 引脚的电压, 进而决定电感的峰值电流。SS 引脚电压可由以下公式计算:

$$V_{SS} = \frac{28\mu\text{A}}{C_{SS}} \times T_{SS}$$

当发生过载保护 (OLP)、短路保护 (SCP) 或过压保护 (OVP) 时, SS 引脚将充当定时器。一旦保护动作触发, 芯片内部的 0.5 μA 电流源将对 SS 电容进行放电, 以实现打嗝 (hiccup) 保护

9.1.3. 输入电容设定

需要一个输入电容来为交流供电纹波电流流向电感器，同时限制输入源的噪声。低 ESR 电容器需要将 IC 的噪声保持在最低。陶瓷电容器是首选，但钽或低 ESR 电解电容也可以。使用钽或电解电容，需在 IC 附近并联一颗高品质的小容量陶瓷电容（例如 0.1 μF）。放置在靠近升压输入的电容计算公式为：

$$C_{IN} \approx \frac{\Delta I}{8 \times \Delta V_{IN} \times F_{SW}}$$

其中: ΔI 为电感的峰-峰值纹波电流, ΔV_{IN} 为输入电压纹波。

9.1.4. 输出电容设定

输出电容用于维持直流输出电压。为获得最佳效果，应选用低 ESR 电容，以最大限度减小输出电压纹波。输出电容的特性还会影响系统稳定性。建议优先选用陶瓷、钽或低 ESR 电解电容。对于陶瓷电容，其阻抗在开关频率下主要由电容量决定，因此输出电压纹波几乎与 ESR 无关。输出电压纹波可估算为：

$$\Delta V_{OUT} \approx I_{LOAD} \times \frac{1 - \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}}{C_{OUT} \times F_{SW}}$$

其中：

ΔV_{OUT} 为输出纹波电压, V_{IN} 、 V_{OUT} 分别为直流输入、输出电压, I_{LOAD} 为负载电流, F_{SW} 为开关频率, C_{OUT} 为输出电容值。

若使用钽电容或低 ESR 电解电容，在开关频率下其阻抗主要由 ESR 决定，则输出纹波可估算为：

$$\Delta V_{OUT} \approx I_{LOAD} \times \frac{1 - \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}}{C_{OUT} \times F_{SW}} + \frac{I_{LOAD} \times R_{ESR} \times V_{OUT}}{V_{IN}}$$

其中: R_{ESR} 为输出电容的等效串联电阻。选择输出电容时，应使其同时满足设计对输出纹波和负载瞬态响应的要求。

9.1.5. 电感与电流检测电阻的选型

电感用于在输入电源与输出电容之间传递能量。电感值越大，纹波电流越小，从而峰值电感电流降低，功率 MOSFET 的应力也随之减小。然而，电感值越大，其体积更大、串联电阻更高，且饱和电流更低。

一个实用的经验法则是：将峰-峰值纹波电流设为最大输入电流的 30–50%。务必确保在占空比工作范围内，电感的峰值电流低于 IC 最大限流值的 80%，以避免失去稳压。同时，在最严重的负载瞬变和启动条件下，电感不得饱和。

所需的电感量可由下式计算：

$$L \approx \frac{V_{IN} \times (V_{OUT} - V_{IN})}{V_{OUT} \times F_{SW} \times \Delta I}$$

$$I_{IN} = \frac{V_{OUT} \times I_{LOAD}}{V_{IN} \times \eta}$$

$$\Delta I = (30\% - 50\%) \times I_{IN}$$

其中： I_{LOAD} 为负载电流， ΔI 为电感的峰-峰值纹波电流， η 为效率。

典型设计中，升压转换器的效率可达 85 % ~ 95 %。

开关电流常用于峰值电流模式控制。为避免触发限流，电流检测电阻 R_{SENSE} 上的电压应低于最坏情况下限流电压（低阈值版本：165 mV）的 80 %。

$$R_{SENSE} = \frac{0.8 \times 0.165}{I_{L(PEAK)}}$$

其中： $I_{L(PEAK)}$ 为电感电流的峰值。

9.1.6. 功率 MOSFET 的选型

CMP7956X 可驱动多种 N 沟道功率 MOSFET。选型时需重点关注的参数包括：

1. 最大漏-源电压 $V_{DS(MAX)}$
2. 最大漏极电流 $I_{D(MAX)}$
3. 导通电阻 $R_{DS(ON)}$
4. 栅-源电荷 Q_{GS} 与栅-漏电荷 Q_{GD}
5. 总栅极电荷 Q_G
6. 开启阈值电压 V_{TH}

理想情况下，MOSFET 关断时承受的电压等于升压输出电压。考虑到关断瞬间的电压尖峰， $V_{DS(MAX)}$ 应大于输出电压的 1.5 倍。

功率 MOSFET 的最大电流发生在输入电压最低且输出功率最大时。其最大 RMS 电流计算公式为：

$$I_{RMS} = I_{IN} \times \sqrt{\frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT}}}$$

MOSFET 的额定电流应大于 1.5 倍的 I_{RMS} 。

MOSFET 的导通电阻决定了导通损耗，其计算公式为：

$$I_{RMS} = I_{RMS}^2 \times R_{DS(ON)} \times K$$

其中：K 为 MOSFET 的导通电阻温度系数，该系数越小越好。

开关损耗与 Q_{GD} 及 Q_{GS1} 有关，这两个参数决定了换流时间。

Q_{GS1} ：驱动器给栅极充电时，从阈值电压到平台电压所需注入的电荷量，可在 MOSFET 数据手册的 V_{GS-QG} 曲线图中读取。

Q_{GD} ：平台电压期间的电荷量。

这两个参数用于估算开通与关断损耗。

$$P_{SW} = \frac{Q_{GS1} \times R_G}{V_{DR} - V_{TH}} \times V_{DS} \times I_{IN} \times F_{SW} + \frac{Q_{GD} \times R_G}{V_{DR} - V_{PLT}} \times V_{DS} \times I_{IN} \times F_{SW}$$

其中： V_{TH} 为阈值电压， V_{PLT} 为平台电压， R_G 为栅极电阻， V_{DS} 为漏-源电压。

请注意，开关损耗的估算是最难的部分，上述公式仅提供一个简化的物理表达。

另一方面，较小的 Q_G 会带来更快的开通/关断速度，从而决定尖峰和振铃的幅度。开启阈值电压 V_{TH} 同样关键。GATE 引脚由 V_{CC} 供电，因此 V_{TH} 必须低于 V_{CC} 电压。在最坏情况下， V_{CC} 仅比 3.45 V 的 UVLO 阈值略高，故 MOSFET 的 V_{TH} 应远低于此电压，以确保足够的驱动能力。

9.1.7. 二极管选型

升压输出的整流二极管在 MOSFET 关断时为电感提供续流路径。为降低正向压降与反向恢复时间带来的损耗，应选用肖特基二极管。该二极管的反向耐压必须高于预期输出电压；平均电流额定值须大于最大负载电流；峰值电流额定值须大于电感峰值电流。

9.1.8. 升压变换器补偿设计

跨导误差放大器的输出端 (COM) 用于对整个稳压系统进行频率补偿。系统采用“两极点 + 一零点”结构来稳定控制环路：

极点 F_{P1} ：由输出电容 C_{OUT} 与负载电阻共同决定；

极点 F_{P2} ：位于原点（直流极点）；

零点 F_{Z1} ：由补偿电容 C_{COM} 与补偿电阻 R_{COM} 设定。

这些关键频率参数的计算公式如下：

$$F_{P1} = \frac{1}{2 \times \pi \times C_{OUT} \times R_{LOAD}}$$

$$F_{Z1} = \frac{1}{2 \times \pi \times C_{COM} \times R_{COM}}$$

其中： R_{LOAD} 是负载电阻

DC 中频环路增益为：

$$A_{VDC} = \frac{0.5 \times G_{EA} \times V_{IN} \times R_{LOAD} \times V_{REF} \times R_{COM}}{V_{OUT}^2 \times R_{SENSE} \times G_{SENSE}}$$

其中： V_{REF} 为基准电压，固定 1.237 V， G_{SENSE} 为电流采样放大器增益， G_{EA} 为误差放大器跨导。

本例中，输出电容的 ESR 零点频率远高于交叉频率，故在补偿设计时可忽略其影响。在连续导通模式 (CCM，电感电流每周期不降到零) 的升压变换器中，还存在一个右半平面零点 (F_{RHPZ})。其频率由下式给出：

$$F_{RHPZ} = \frac{V_{IN}^2 \times R_{LOAD}}{2 \times \pi \times L \times V_{OUT}^2}$$

右半平面零点 (F_{RHPZ}) 在提升增益的同时降低相位，使相位裕度与增益裕度同时减小。最坏情况出现在最小输入电压、最大输出功率的工况。

为确保系统稳定，需把补偿零点 F_{Z1} 设置在靠近第一极点 F_{P1} 的位置，以抵消该极点；再通过调整 R_{COM} 来改变电压增益。务必使环路带宽 F_c 约为 ESR 零点与右半平面零点两者中较低频率的 1/10。

$$\frac{1}{2 \times \pi \times C_{OUT} \times R_{LOAD}} = \frac{1}{2 \times \pi \times C_{COM} \times R_{COM}}$$

$$R_{COM} = \frac{V_{OUT}^2 \times 2 \times \pi \times C_{OUT} \times F_C \times R_{SENSE} \times G_{SENSE}}{G_{EA} \times V_{REF} \times V_{IN}}$$

根据上述方程，即可解出补偿电阻 R_{COMP} 与补偿电容 C_{COMP} 的取值。

若 ESR 零点频率较低，导致增益裕度不足，可在 COM 引脚与 GND 之间并联一颗可选电容 C_{POLE} 。由 C_{POLE} 与 R_{COM} 形成的极点应设置在 ESR 零点频率处，以抵消其不利影响。

$$C_{POLE} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{COM} \times F_{ESRZ}}$$

9.2. 参考 PCB 布局指南

1. 应将输入电容、变压器、MOSFET、电流检测电阻与接地平面之间的输入环路保持最短，以最大程度降低噪声与振铃
2. 应将整流二极管、输出电容与变压器之间的输出环路保持最短
3. $D_{snubber}$ 、 $R_{snubber}$ 与变压器之间的钳位环路应保持最小
4. VCC 去耦电容必须紧靠 VCC 引脚放置，以获得最佳去耦效果
5. 反馈走线应远离功率 FET 漏极等噪声源
6. 功率地与信号地应采用单点连接

附录 B: 顶部印记

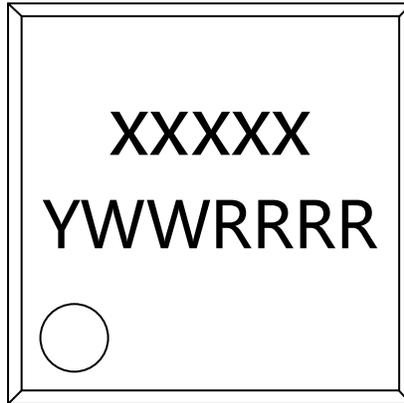


Fig. B.1 MSOP10 顶部印记

第一行印记	XXXXXX	产品型号
第二行印记	YWWRRRR	Y:生产年 WW:生产周 RRRR:追溯代码

附录 C: 采购信息

产品型号	封装	Pin	数量/卷
CMP79562	MSOP10	10	2500
CMP79563	MSOP10	10	2500
CMP79566	MSOP10	10	2500
CMP79567	MSOP10	10	2500