

# 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~120V 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

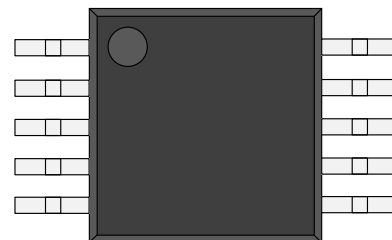
- 可编程软启动时间及保护休眠时间
- 轻载模拟降频工作模式
- 限流阈值电压 156mV 和 625mV 可选
- 可编程开关频率 (最高可达 1MHz)
- 支持抖频可选
- 内置斜坡补偿
- 过压保护，短路保护和过温保护
- 可精确设置输入欠压保护及回差
- 逐周期限流保护
- 无需额外元器件，自动检测 SSR/PSR 模式
- MSOP10 封装

### 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)



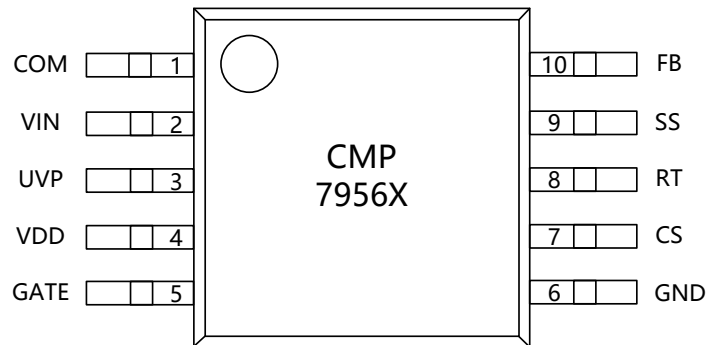
封装示意图

## 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 <sub>IN</sub>	输入电压	-0.3	132	V
UVP	输入电压	-0.3	132	V
V <sub>DD</sub>	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 <sub>j</sub>	工作结温		150	°C
T <sub>stg</sub>	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 <sub>IN</sub>	供电电压	4		120	V
V <sub>DD</sub>	V <sub>DD</sub> 供电电压			18	V
T <sub>A</sub>	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	$\pm 2000$	V
		机器模式 CDM	$\pm 1000$	V

### 7.4. 电气特性

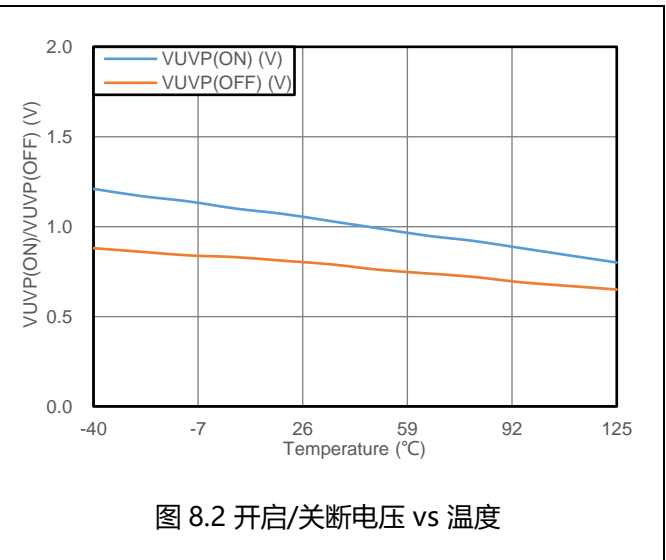
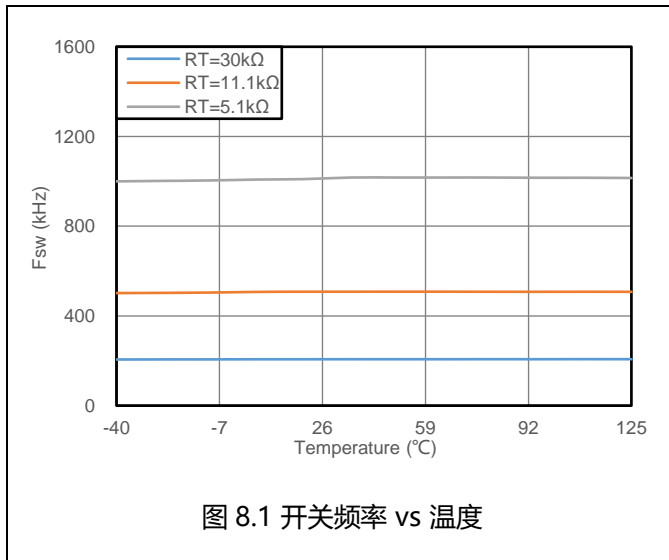
无特殊说明，典型值是在  $V_{IN}=12V$ ， $T_A=25^\circ C$  的条件下测试所得。

参数	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
<b>输入引脚 VIN</b>					
$I_{VIN\_SHDN}$	使能关断时输入电流 ( $V_{UVP}=0V$ )		0.3	1.2	$\mu A$
$I_{VIN\_UVP}$	输入欠压未关闭时输入电流 ( $V_{UVP}=1.8V$ )		390		$\mu A$
$I_Q$	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
<b>电源引脚 VDD</b>					
$V_{DD\_ON}$	$V_{DD}$ 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	17.5	18.5	19.5	V
<b>电流采样引脚 CS</b>					
$t_{cs(DLY)}$	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
<b>时间参数</b>					
$t_{cs\_ol}$	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
<b>软启动引脚 SS</b>					
$I_{SS}$	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		$\Omega$
$V_{SS\_OPEN}$	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
<b>频率设置引脚 RT</b>					
$V_{RT}$	RT 引脚基准电压	1.9	2	2.1	V
$F_{SW}$	开关频率 (RT=30K $\Omega$ )	175	200	225	kHz
	开关频率 (RT=11.1K $\Omega$ )	440	500	560	kHz
	开关频率 (RT=5.1K $\Omega$ )	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		%
<b>输入欠压引脚 UVP</b>					
$V_{REF\_UVP}$	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
<b>电压反馈引脚 FB</b>					
$V_{REF\_REG}$	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 $\Omega$
<b>环路反馈引脚 COM</b>					
$K_{PWM}$	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		$\mu A$
$V_{COM\_DMAX}$	最大占空比时 COM 脚电压		3.65		V
<b>输出引脚 GATE</b>					
$I_{GATE\_SRC}$	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
<b>热保护</b>					
$T_{SD}$	热关断		155		$^{\circ}C$
	热滞后		11		$^{\circ}C$

## 8. 典型特征



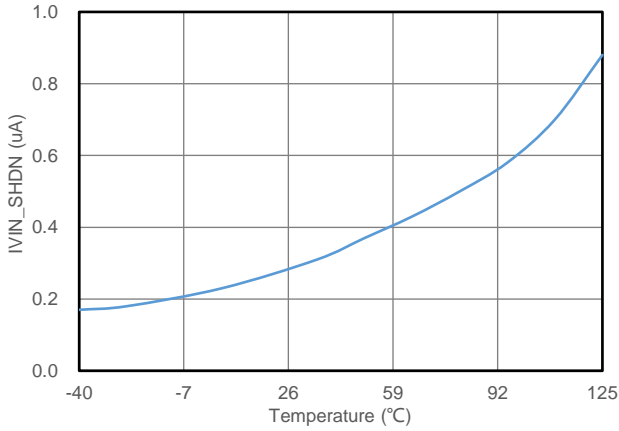


图 8.3 VIN 关断电流 vs 温度

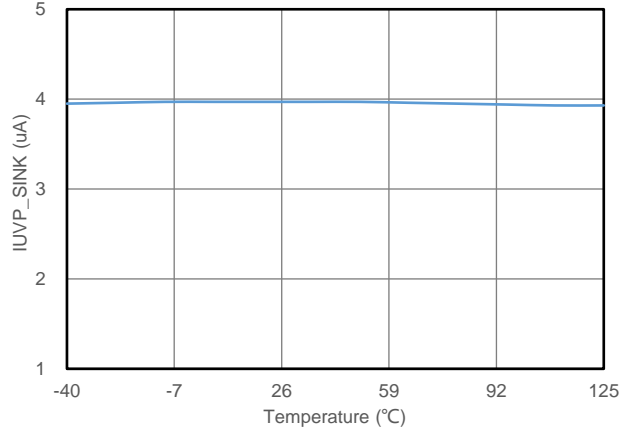


图 8.4 UVP\_SINK 电流 vs 温度

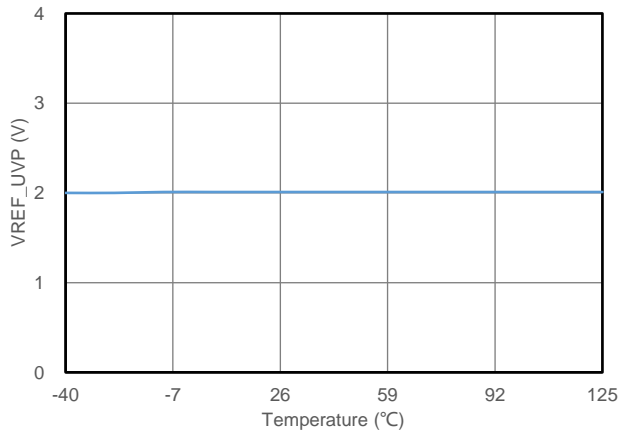


图 8.5 UVP 门限电流 vs 温度

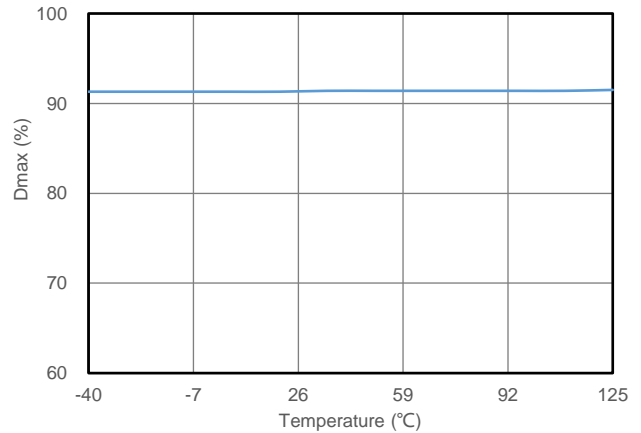


图 8.6 最大占空比 vs 温度

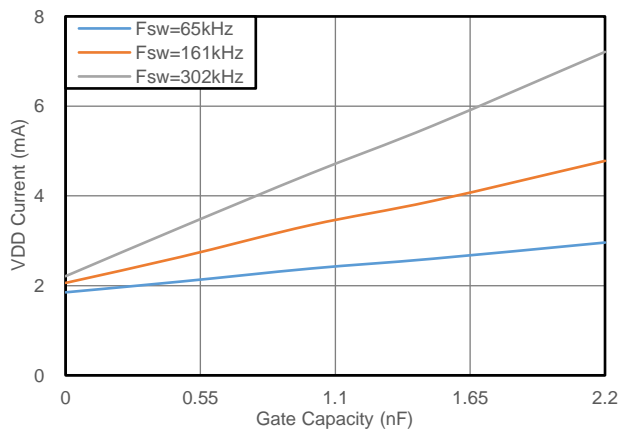


图 8.7 VDD 电流 vs GATE 电容

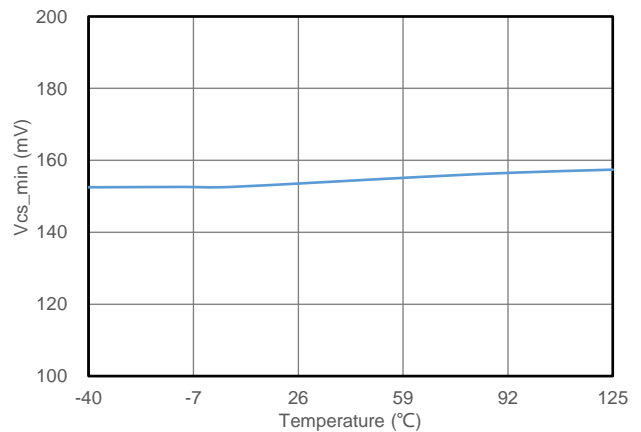


图 8.8 限流电压 vs 温度

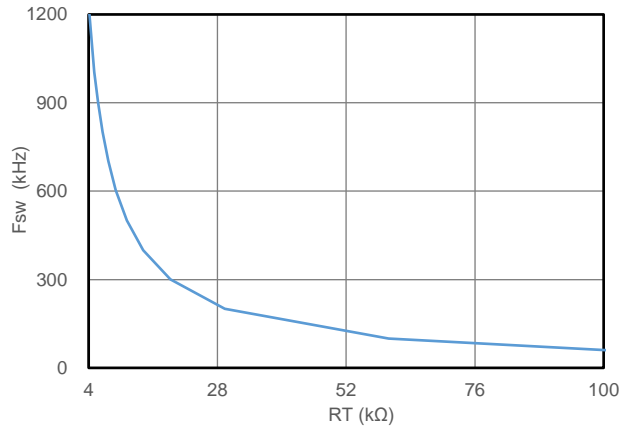


图 8.9 开关频率 vs RT 电阻

## 9. 产品功能

### 9.1. 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。

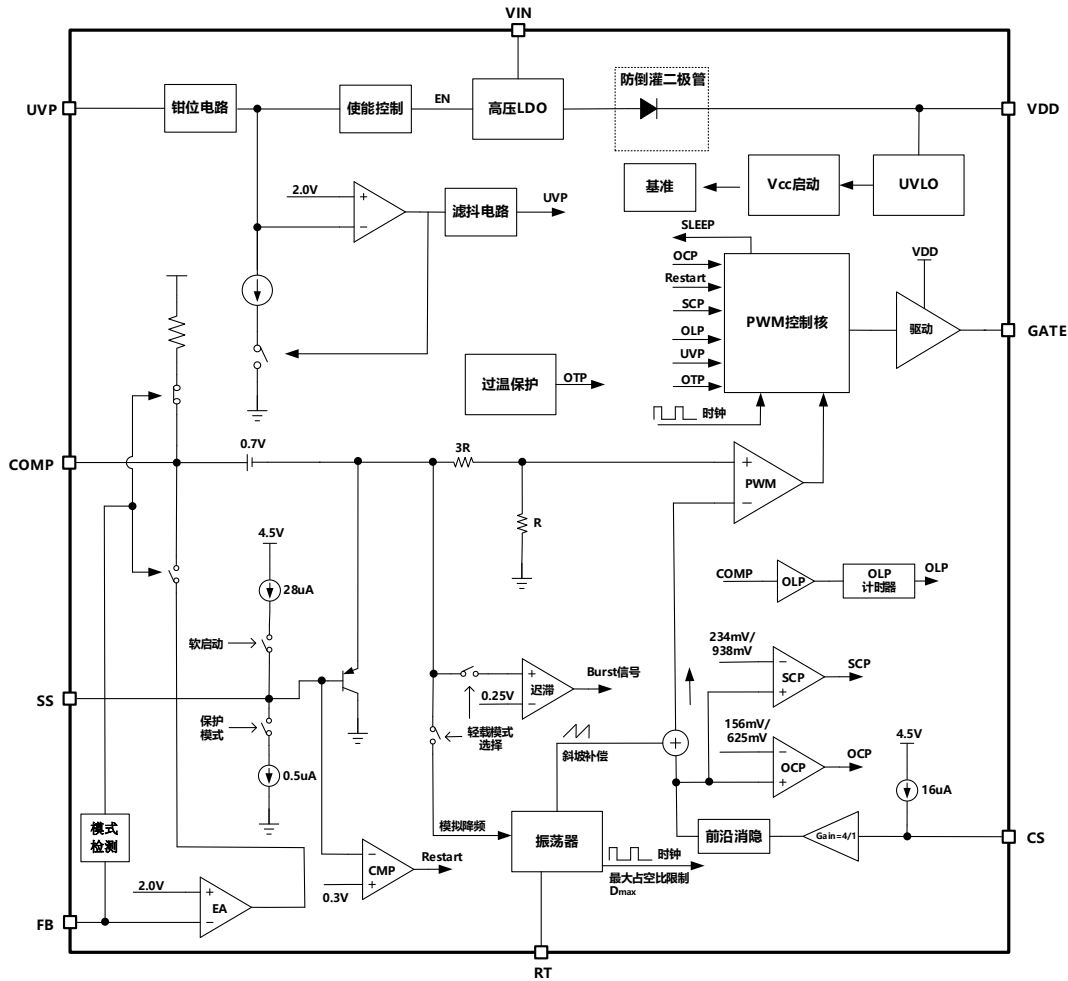


图 9.1 功能框图

## 9.2. 功能描述

### 9.2.1. 上电启动

CMP7956X 的工作电源电压范围为 4V 到 120V。内部有一个高压 LDO，该 LDO 的输入电压最高可以支持到 132V，这个耐高压的特性可以有效减少输入浪涌电压的影响，高压 LDO 的输出调节  $V_{DD}$  引脚的电源，为控制器的内部电路（包括栅极驱动器）供电。该 LDO 在  $V_{DD}$  引脚处的标称输出电压为 7V，并且必须通过不小于  $1\mu\text{F}$  的电容器进行旁路。另外为提高效率和减少芯片温升， $V_{DD}$  引脚同样可以使用变压器辅助绕组供电，当外部辅助绕组给  $V_{DD}$  引脚供电的电压超过 7V 后，高压 LDO 自动关闭。芯片内部  $V_{IN}$  与  $V_{DD}$  之间串联了防倒灌二极管，可以避免电流从  $V_{DD}$  经过高压 LDO 的 PMOS 管寄生二极管倒灌至  $V_{IN}$ 。为避免辅助绕组供电过高，导致外置功率 MOS 损坏， $V_{DD}$  引脚还有过压保护功能，当电压超过 18.6V 时，芯片触发过压保护，关闭外部 MOS 管，同时芯片进入休眠状态。UVP 引脚可以控制高压 LDO 的使能状态，当 UVP 电压低于 0.86V 时，此时关闭高压 LDO，同时整个芯片也处于关闭状态，此时芯片电流消耗极低。当 UVP 高于 1.03V 时，高压 LDO 开启。

### 9.2.2. 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。

### 9.2.3. 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 9.2 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。

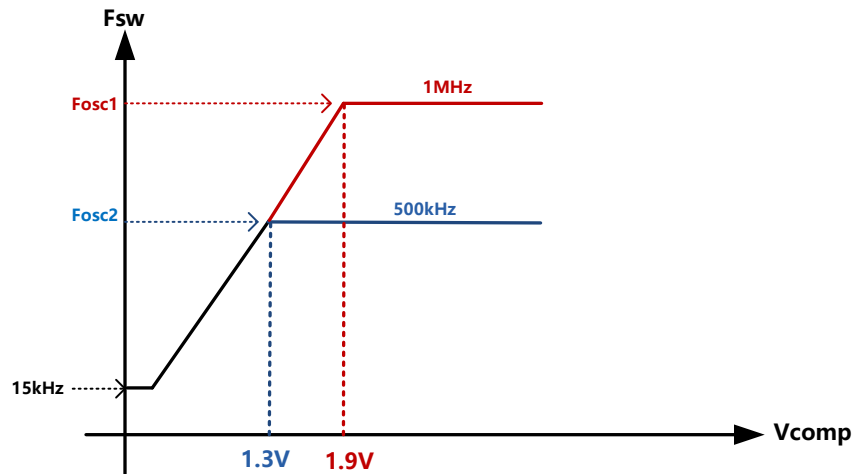


图 9.2 开关频率与  $V_{COMP}$  电压关系图

### 9.2.4. 反馈方式的模式检测

CMP7956X 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。

### 9.2.5. 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。

### 9.2.6. 输入欠压保护

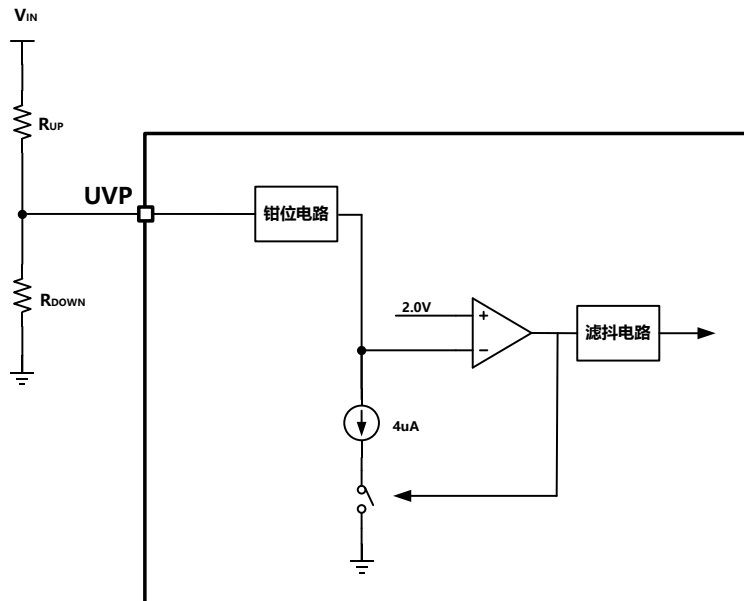


图 9.3 欠压保护示意图

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点与电压回差。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 4uA，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：

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

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

### 9.2.7. 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。

### 9.2.8. 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 0.5uA 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，28uA 的电流源重新给 SS 端电容进行充电，图 9.4 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：

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

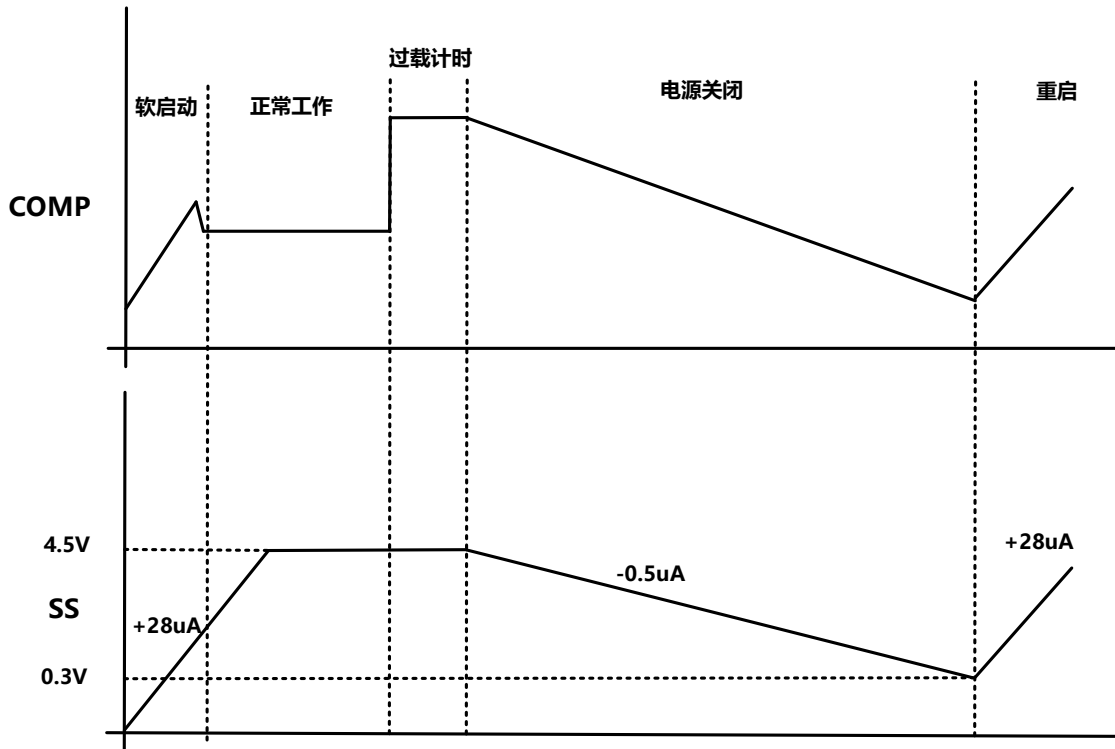


图 9.4 过载保护期间 SS 及 COMP 端的示意波形图

### 9.2.9. 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。

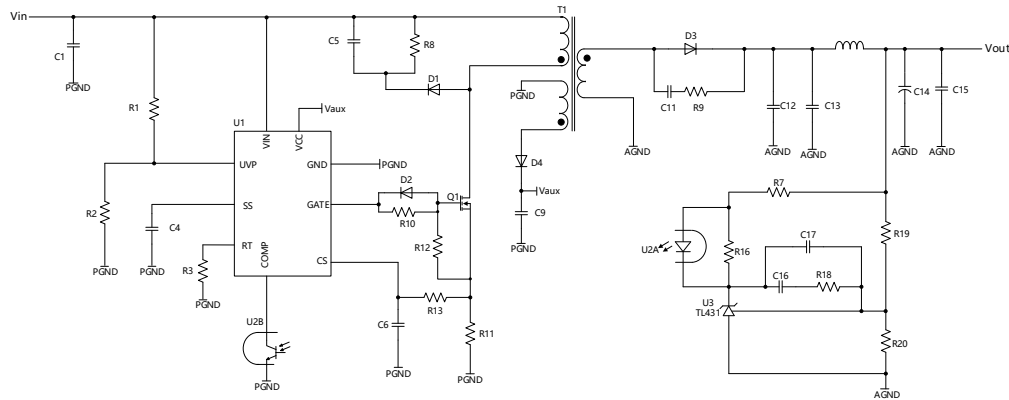
对于升压转换器，当输出短路时，它没有方法限制从输入到输出的电流。如果需要保护这种类型的条件，必须增加一些次级保护电路。

### 9.2.10. 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。

## 10.应用说明

### 10.1.参考方案



#### 10.1.1.应用说明

1. VDD 供电推荐优先采用辅助绕组供电方案。
2. R13 和 C6 为可选焊接元件，用于抑制采样端噪声。建议 R13 取值在 500Ω~1kΩ 范围内，C6 取值在 100pF~500pF 范围内。具体 RC 参数应根据系统开关频率进行选择。
3. 电阻 R12 用于系统欠压阶段提供栅极泄放回路，确保 GATE 输出高阻时 MOS 管可靠关断。建议串联阻值范围为 10kΩ~100kΩ。

## 10.2.器件选型

### 10.2.1.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：

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

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

### 10.2.2.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。

### 10.3. 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.  $V_{CC}$  去耦电容必须紧靠  $V_{CC}$  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

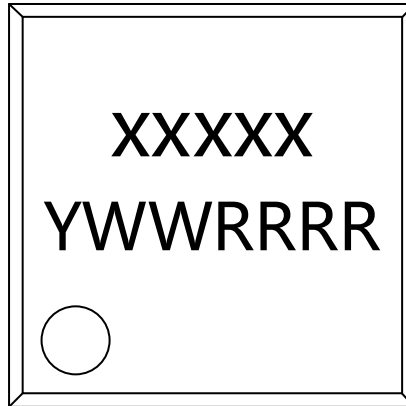


Fig. B.1 MSOP10 顶部印记

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