

CMP7756X

峰值电流控制模式 PWM 控制器

1. 产品描述

CMP7756X 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，输入最高耐压达 132V，有效降低输入浪涌电压的影响，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。还具有跳周期模式，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

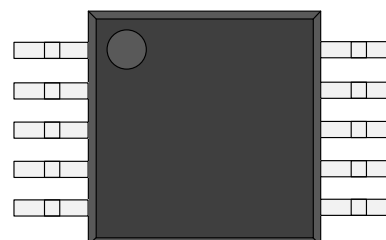
- 可编程软启动时间及保护休眠时间
- 轻载跳周期工作模式
- 限流阈值电压 156mV 和 625mV 可选
- 可编程开关频率 (最高可达 1MHz)
- 支持抖频可选
- 内置斜坡补偿
- 过压保护，短路保护和过温保护
- 可精确设置输入欠压保护及回差
- 逐周期限流保护
- MSOP10 封装

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)
CMP7756X	MSOP10	3.0 x 3.0 (mm)

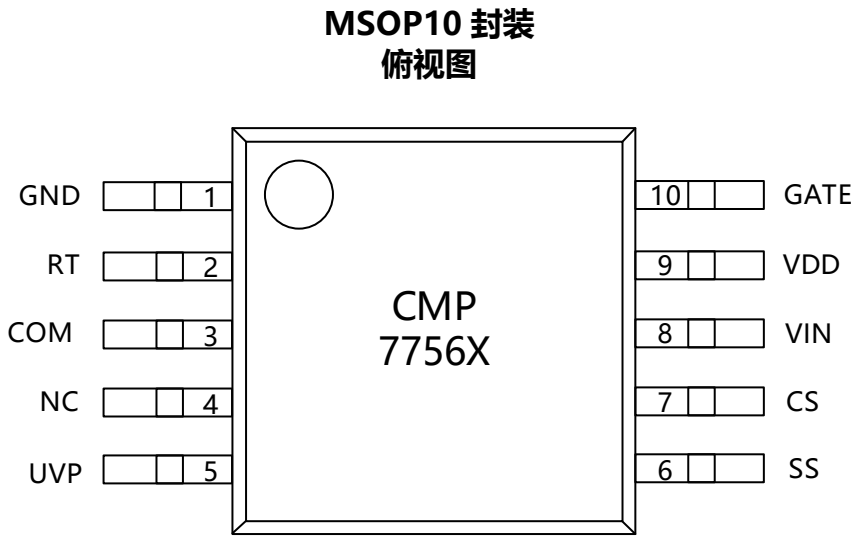


封装示意图

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
CMP77560	91.5%	156mV	跳周期	不支持
CMP77561	91.5%	156mV	跳周期	支持
CMP77564	91.5%	625mV	跳周期	不支持
CMP77565	91.5%	625mV	跳周期	支持

6. 引脚定义及功能说明



引脚		描述
名称	编号	
GND	1	电源接地引脚，即栅极驱动器的返回端。
RT	2	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）。
COM	3	光耦反馈引脚，可直接与光耦相连。
NC	4	内部无连接。
UVP	5	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。
SS	6	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。

CS	7	电流采样端口，CMP7756X 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。
VIN	8	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。
VDD	9	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	10	该引脚用于驱动外部的 N 沟道功率 MOSFET 器件。

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	132	V
UVP	输入电压	-0.3	132	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		120	V
V _{DD}	V _{DD} 供电电压			20	V
T _A	环境温度	-40		125	°C

7.3. ESD 额定值

		数值	单位
	人体模式 HBM	±2000	V

$V_{(ESD)}$	抗静电能力	机器模式 CDM	± 1000	V
-------------	-------	----------	------------	---

7.4. 电气特性

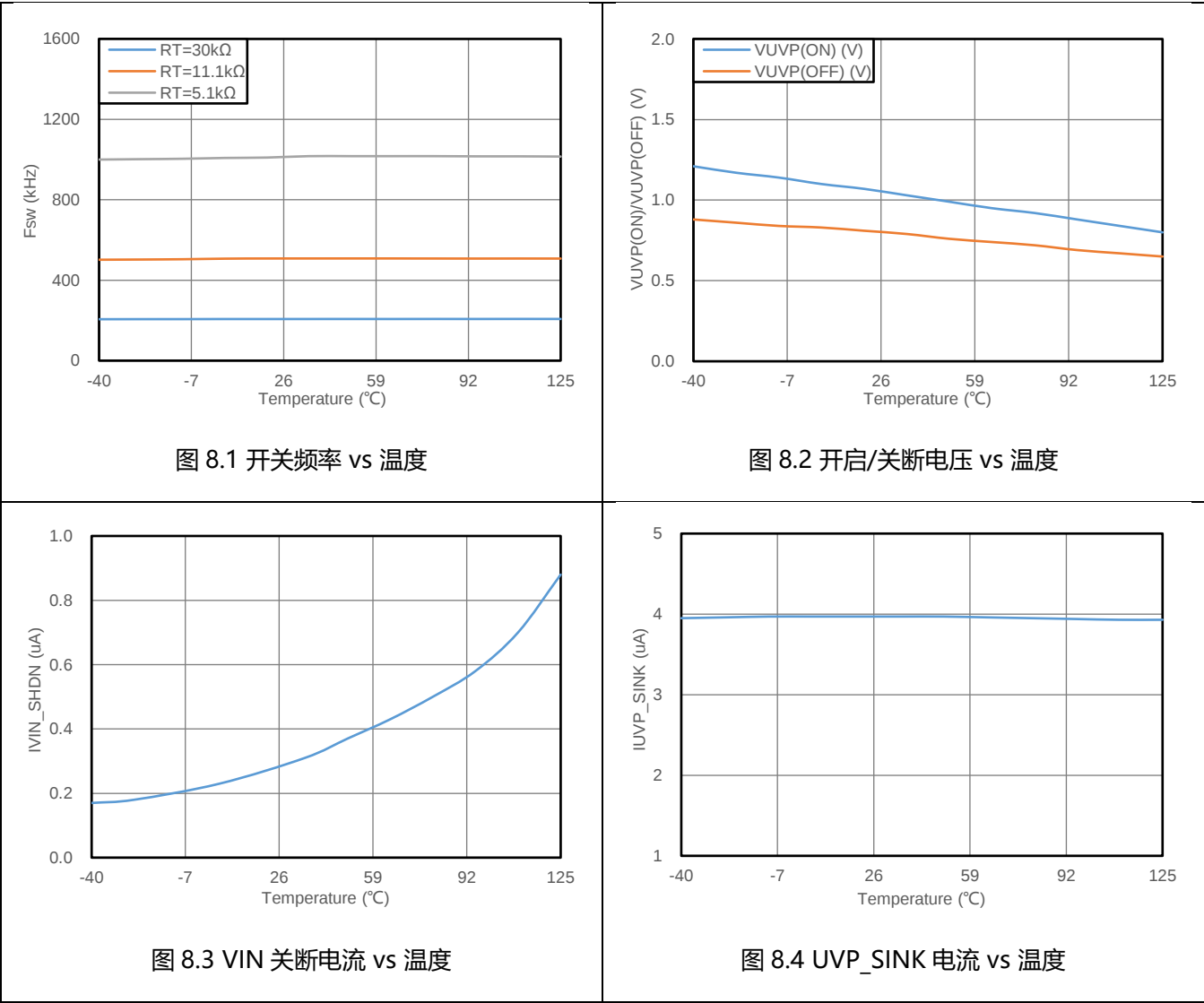
无特殊说明，典型值是在 $V_{IN}=12V$ ， $T_A=25^{\circ}C$ 的条件下测试所得。

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	uA
I_{VIN_UVP}	输入欠压未关闭时输入电流 ($V_{UVP}=1.8V$)		390		uA
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=30K Ω)	175	200	225	kHz
	开关频率 (RT=11.1K Ω)	440	500	560	kHz
	开关频率 (RT=5.1K 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
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		uA
V_{COM_DMAX}	最大占空比时 COM 脚电压		3.65		V
V_{COM_SKIP}	进入跳周期模式阈值电压		0.95		V
$V_{COM_SKIP_HYS}$	跳周期模式回差电压		10		mV
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		°C
	热滞后		11		°C

8. 典型特征



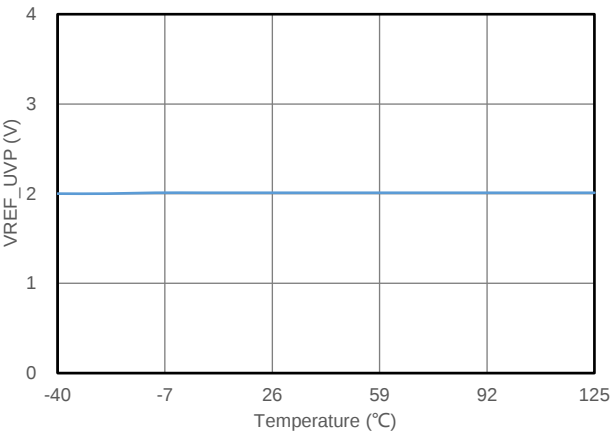


图 8.5 UVP 门限电流 vs 温度

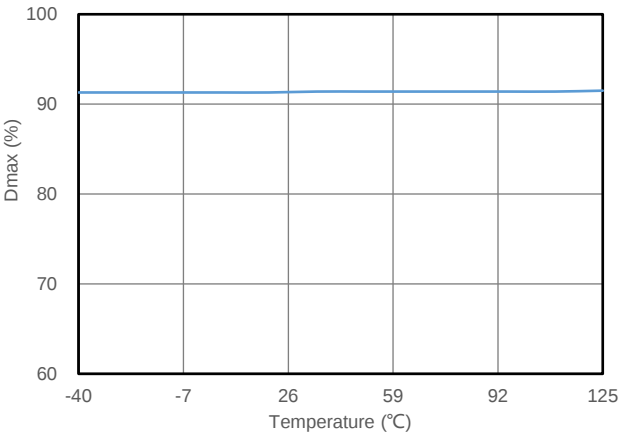


图 8.6 最大占空比 vs 温度

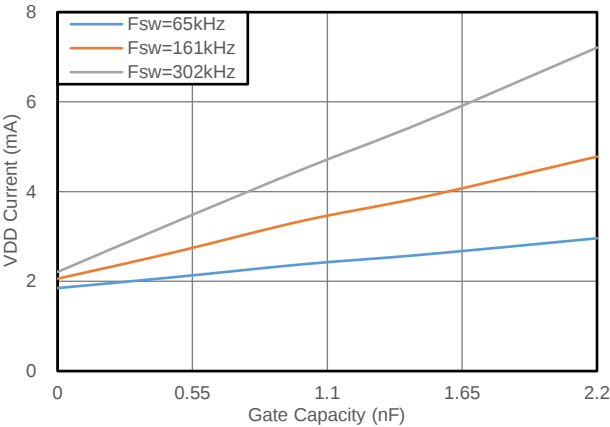


图 8.7 VDD 电流 vs GATE 电容

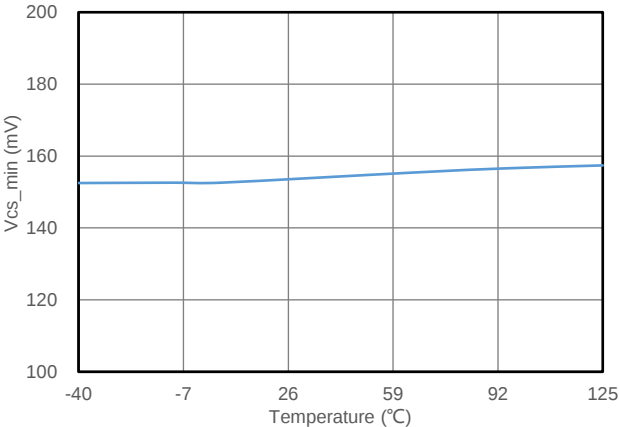


图 8.8 限流电压 vs 温度

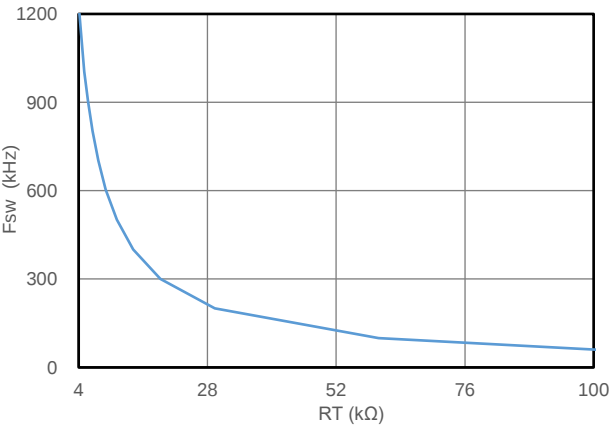


图 8.9 开关频率 vs RT 电阻

9.1. 简介

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。

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，还具有跳周期操作。

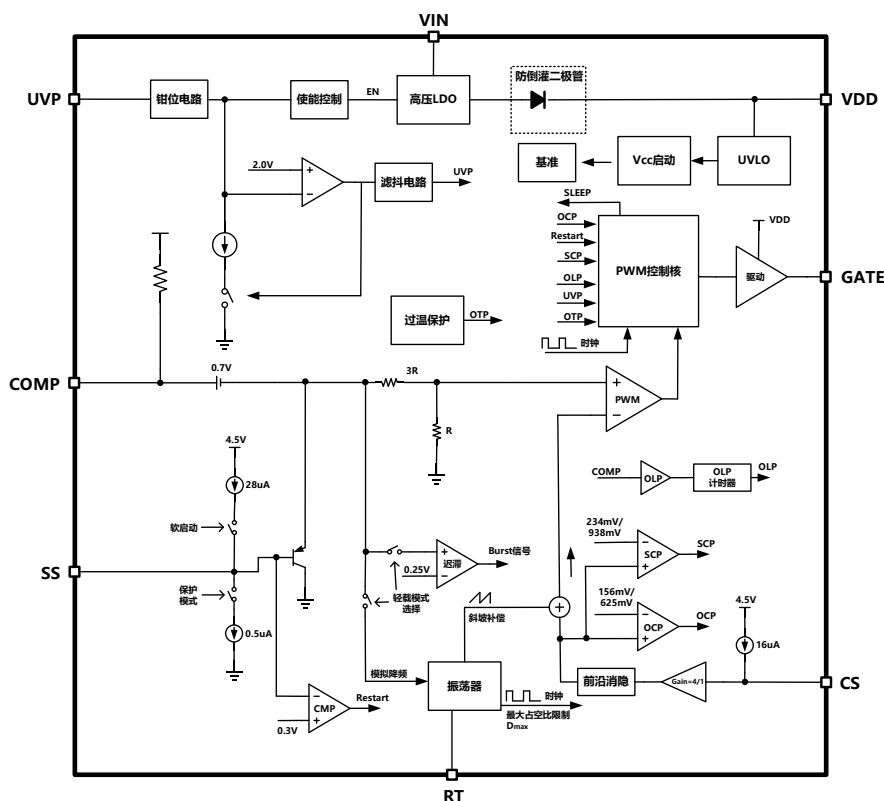


图 9.1 功能框图

9.2. 功能描述

9.2.1. 上电启动

CMP7756X 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 $1\mu F$ 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。CMP7756X 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 CMP7756X 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. 跳频模式

轻载模式选择跳频模式时，CMP7756X 在轻载时进入脉冲跳跃模式以提高轻载效率。脉冲跳跃的决策是基于其内部 COMP 电压的。如果 COMP 电压低于内部休眠阈值（典型值为 0.95V），则会生成一个“暂停”（PAUSE）命令，以屏蔽导通时钟脉冲，从而使功率 MOSFET 立即关闭，节省栅极驱动和开关损耗。这个“暂停”命令还会使整个芯片进入睡眠模式，消耗极低的静态电流，以进一步提高轻载效率。栅极驱动器输出保持低电平，直到 COMP 电压高于睡眠阈值，然后“暂停”信号被复位，芯片恢复到正常的 PWM 运行状态。

9.2.4. 振荡器频率

振荡器可通过 RT 引脚的外置电阻 R_T 来编程，RT 引脚处的基准电压为 2V，它在电阻 R_T 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。

9.2.5. 软启动

CMP7756X 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 28μA 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

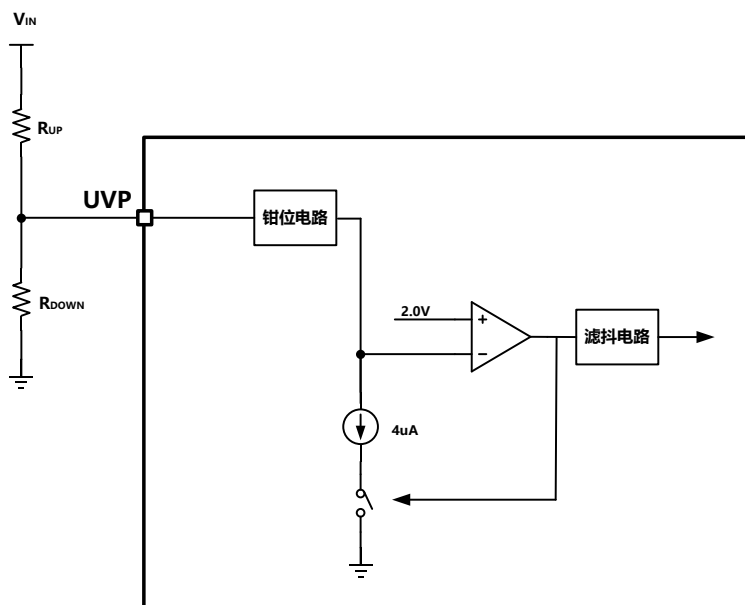


图 9.2 欠压保护示意图

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 4μA，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

CMP7756X 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，CMP7756X 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。CMP7756X 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。CMP7756X 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.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：

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

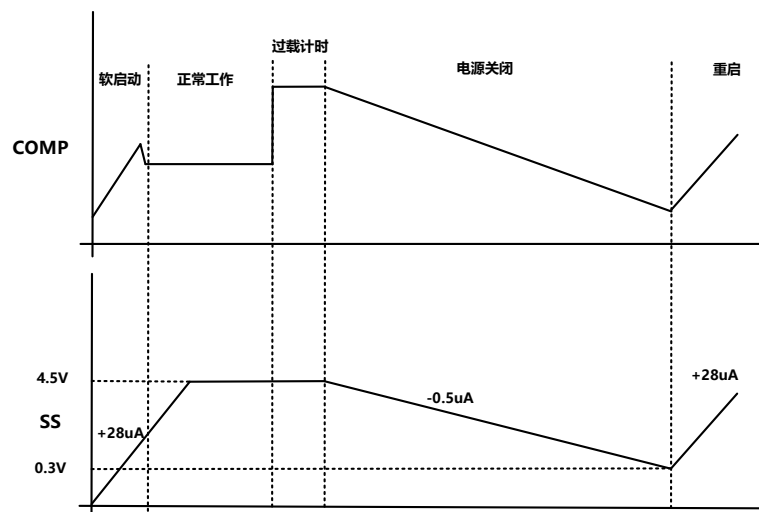


图 9.3 过载保护期间 SS 及 COMP 端的示意波形图

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

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

10.1.2. 功率 MOSFET 的选型

CMP7756X 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 $V_{GS}-Q_G$ 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。

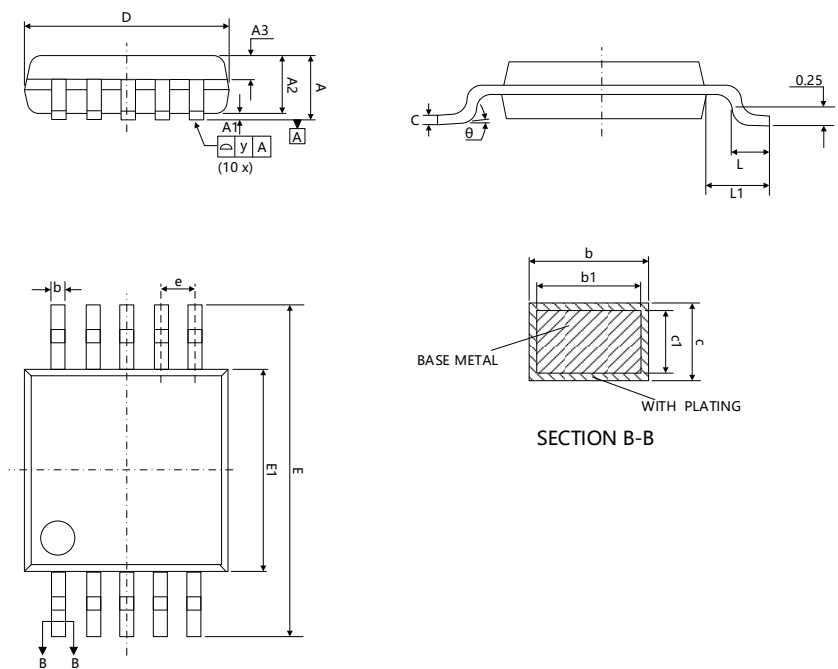
GATE 引脚由 V_{CC} 供电，因此 V_{TH} 必须低于 V_{CC} 电压。在最坏情况下， V_{CC} 仅比 3.45 V 的 UVLO 阈值略高，故 MOSFET 的 V_{TH} 应远低于此电压，以确保足够的驱动能力。

10.2. 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 A: 封装轮廓: MSOP10

下图展示了 CMP7756X 产品 MSOP10 的封装细节 (单位: mm) 。



	MILLIMETER(mm)		
	MIN	NOM	MAX
A			1.1
A1	0.05		0.15
A2	0.75	0.85	0.95
A3	0.30	0.35	0.40
b	0.18		0.26
b1	0.17	0.20	0.23
c	0.15		0.19
c1	0.14	0.15	0.16
D	2.90	3.00	3.10
E	4.70	4.90	5.10
E1	2.90	3.00	3.10
e	0.50 BSC		
L	0.40		0.70
θ	0		8°
L1	0.95REF		
y			0.1

Fig. A.1 MSOP10 器件外形 (所有尺寸单位为 mm)

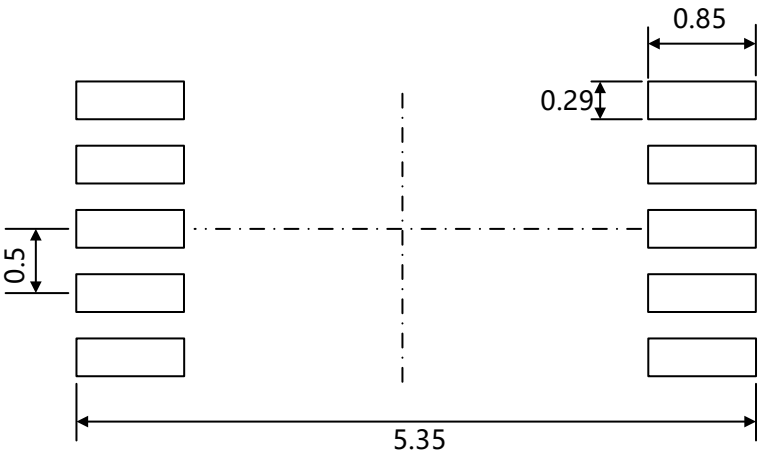


Fig. A.2 MSOP10 建议焊盘 (所有尺寸单位为 mm)

附录 B: 顶部印记

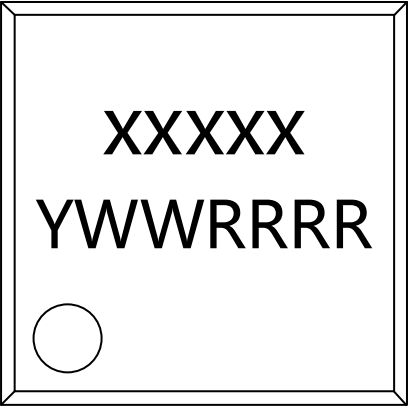


Fig. B.1 MSOP10 顶部印记

第一行印记	XXXXX	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
CMP77560	MSOP10	10	2500
CMP77561	MSOP10	10	2500
CMP77564	MSOP10	10	2500
CMP77565	MSOP10	10	2500