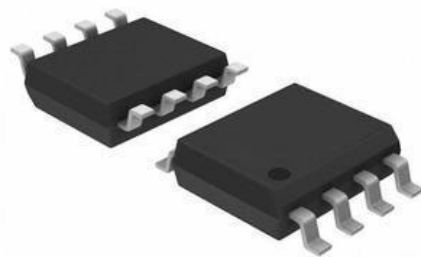


## SCM1707A ACDC 两级光耦反馈 PWM 控制器

### 特点

- 超宽压输入 18VDC~305VAC
- 包含前级控制和后级控制两部分
- 前级 PWM 控制，轻载模拟降频
- 前级抖频功能
- 后级抖频功能
- 后级轻载时模拟降频，接近空载时频率降为 2.5kHz
- 内置环路补偿
- 每周期电流限制
- VDD 过压保护和欠压锁定
- 内置过流保护时间
- 输出过压保护
- 开环和输出短路保护

### 封装



产品可选封装：SOP-8，丝印信息请见“订购信息”

### 应用范围

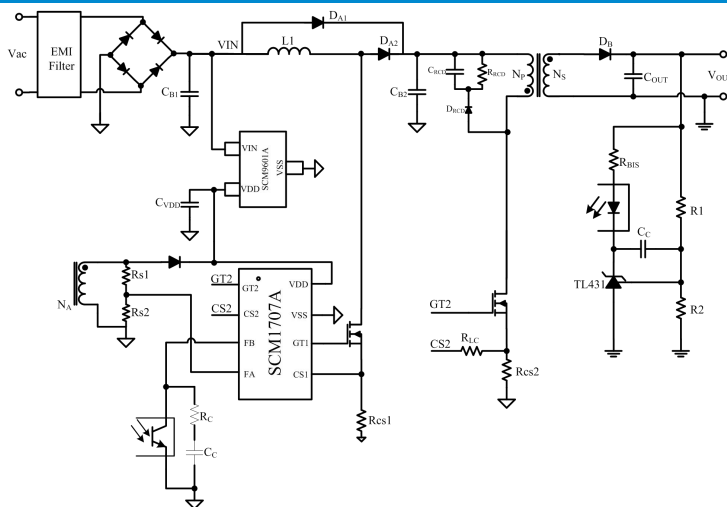
- AC-DC 隔离变换器

### 功能描述

SCM1707A 是一款 ACDC 两级副边反馈 PWM 控制器，适用于光耦反馈控制的离线式两级反激变换器。该芯片在控制上，包含前级和后级两个独立的环路。其中前级通过内置误差放大器接受辅助绕组反馈回的输出电压信息后，调节前级功率管开关频率和峰值电流幅度，进而稳定母线电压；前级内置振荡器，工作频率 90kHz，且前级有抖频功能；后级通过光耦反馈实现 PWM 环路控制，同时在软启结束后及输出电压建立到设定值之前具有恒流功能，恒流控制采用 TDS/T=常数的控制方式，恒流精度高；恒压控制采用 PWM+PFM 模式，且增加抖频功能，减小输出电压纹波，且电源效率高，提高 EMI 性能，并且采用模拟调频控制，输出纹波小；在 IC 内部芯片后级工作频率是经过修调的，具有很高的精度，芯片无工作作用的时钟振荡器，由外围电感参数决定芯片最大工作频率，从而频率易调。

此外，芯片内部还集成了一系列保护功能，以提高系统的可靠性，包括：输出过压保护(OVP)、VDD 过压保护、VDD 欠压锁定、输出短路保护、每周期过流保护、过温保护(OTP)、后级输入过压保护(VIN OVP)等，并且所有保护功能都是可以自动恢复的。

### 典型应用电路

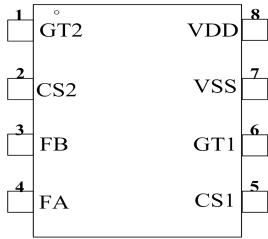


典型应用电路 超宽压 AC 输入

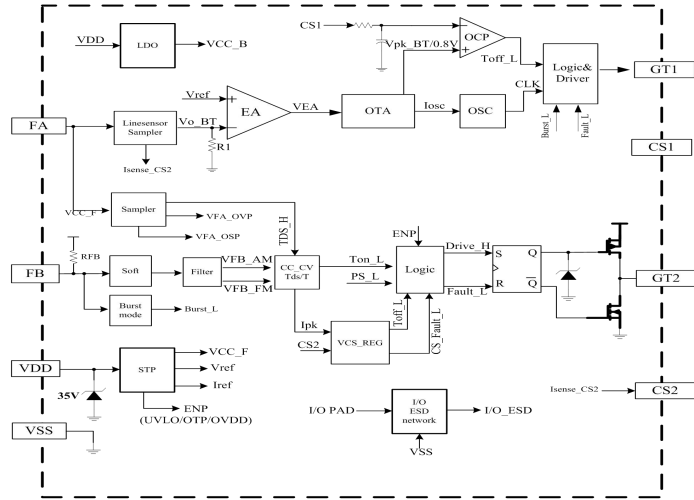
# 目录

特点.....	1	内部框图.....	2
封装.....	1	极限额定值.....	3
应用范围.....	1	推荐工作参数.....	3
功能描述.....	1	电学特性.....	3
典型应用电路.....	1	典型曲线.....	4
引脚封装.....	2	芯片概述.....	5
引脚描述.....	2	订购、封装及包装.....	8

## 引脚



## 内部框图



## 引脚描述

编号	名称	I/O	描述
1	GT2	O	后级外接 MOSFET 驱动端口。
2	CS2		反激级电流采样引脚，外接采样电阻到地。
3	FB	I	电压反馈引脚。它通过光耦形成环路反馈，与电流采样引脚（CS2）一起产生 PWM&PFM 控制信号。
4	FA	I	时序反馈的输入引脚。该引脚被连接到一个辅助绕组和地之间的电压分压器上，该分压器的上层电阻可用于调节变换器的前馈补偿强度。通过辅助绕组采样 boost 级输出电压，结合内部 EA 来实现前级 Boost 的控制环路；并设计有输入过压保护。
5	CS1	I	前级 Boost 电流采样引脚，外接采样电阻到地。
6	GT1	O	前级外接 MOSFET 驱动端口。
7	VSS	P	芯片参考地。
8	VDD	P	芯片电源端口。

## 极限额定值

下列数据是在自然通风，正常工作温度范围内测得（除非另有说明）。

参数名称	符号	最小值	最大值	单位
偏置电源电压	$V_{VDD}$		36	V
VDD 钳位电流	$I_{CLAMP}$		10	mA
GATE 引脚电压	$V_{GT1}, V_{GT2}$	-0.6	36	V
电压范围	FA, FB, CS1, CS2	-0.6	6.6	
存储温度	$T_{STG}$	-55	150	°C
焊接温度（10S 时间内允许芯片过回流焊的温度）			260	
潮湿敏感等级	MSL		MSL3	

静电放电 (ESD) 额定值	人体模型 (HBM)	1000	V
	充电设备模型 (CDM)	1000	

注：若超出“极限额定值”表内列出的应力值，可能会对器件造成永久损坏。长时间工作在极限额定条件下，器件的可靠性有可能会受到影响。所有电压值都是以参考地(GND)为参考基准。

**推荐工作参数** 若无特殊说明，下列参数都是在常温常压， $V_{DD}=12V$ ，GT1 和 GT2 不带负载的情况下仿真得到。

参数名称	符号	最小值	最大值	单位
偏置电源电压	$V_{DD}$	15	24	V
VDD 旁路电容	$C_{VDD}$	10	47	$\mu F$
工作频率	$F_{OSC}$	65	110	kHz
工作结温	$T_J$	-40	125	$^{\circ}C$

**电学特性** 若无特殊说明，下列参数都是在常温常压， $V_{DD}=12V$ ，GT1 和 GT2 不带负载的情况下仿真得到。

符号	对应参数	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
<b>芯片电源提供端 (VDD 引脚)</b>						
$I_{START\_UP}$	VDD 启动电流	$V_{DD}=8V$ ，测试流入 VDD 端口的电流		0.15	0.6	mA
$I_{VDD\_OP}$	芯片工作电流	$V_{FB}=3V$		3.5	5	mA
$I_{STATE}$	控制器静态工作电流	VDD 启动后继续升压到 GT2 无输出脉冲，观察流入 VDD 端口电流		1.2	1.8	mA
$V_{UVLO\_ON}$	VDD 欠压锁定取消 (启动)	VDD 由低到高	13.5	14.7	15.9	V
$V_{UVLO\_OFF}$	VDD 欠压锁定	VDD 由高到低	7.45	8.1	8.75	
$V_{VDDOVP\_ON}$	VDD 过压保护触发电压	VDD 由低到高	21.2	23.1	24.9	V
$V_{VDDOVP\_OFF}$	VDD 过压保护撤销电压	VDD 由 25V~10V， $V_{FB}=3V$	14.1	15.4	16.6	V
$V_{VDDOVP\_HYS}$	VDD 过压保护回差电压	VDD 由 25V~10V， $V_{FB}=3V$		7.7		
$V_{CLAMP}$	VDD 钳位电压			30		V
<b>输出电压采样引脚 (FA 引脚)</b>						
$V_{FA\_NC}$	FA 引脚负钳位电压	FA 引脚输出电流为 300 $\mu A$		-50		mV
$V_{FA\_OVP}$	FA 引脚过压保护阈值电压	进入测试状态、FA 引脚加电压	3.9	4.3	4.7	V
$K_{LC}$	前馈补偿电流与输入电流比例	FA 引脚电流输出/CS 引脚电流输出		32		A/A
<b>反馈电压输入端 (FB 引脚)</b>						
$K_{AM}$	PWM 控制率	$\Delta V_{FB}/\Delta V_{CS}$		4		V/V
$V_{FB\_OPEN}$	FB 开路电压			5.4		V
$I_{FB\_SHORT}$	FB 短路电流	FB 接地时电流	0.22	0.31	0.4	mA
$V_{FB\_OLP}$	输出短路保护阈值			4.5		V
$Z_{FB\_IN}$	FB 输入电阻			15		Kohm
$V_{TH\_FBUVP}$	FB 欠压保护阈值			1.8		V
$V_{HYS\_FBUVP}$	FB 欠压保护回差			0.4		V
<b>电流检测输入端 (CS1 和 CS2 引脚)</b>						
$V_{CS1T\_MAX}$	内置过流保护阈值			0.8		V
$V_{CS2T\_MAX}$	内置过流保护阈值			0.8		V
$K_{DE}$	消磁时间/开关周期的最大比例	$V_{FA}=3.5V$ (系统上测)		0.6		s/s
$T_{CS\_LEB}$	前沿消隐时间	GT2 持续输出，CS 加 1V 电压		230		ns
<b>振荡器部分 (前级内置振荡器、后级看门狗)</b>						
$F_{OSC}$	前级振荡器频率	FA、FB 悬空、CS1 接地	70	90	110	KHz
$F_{OSC\_MIN}$	前级振荡器最小工作频率	FA 引脚抽 2.5mA 电流		27		kHz
$F_{JITTER}$	前级振荡器抖动频率			160		Hz
$\Delta F/F_{OSC}$	前级频率抖动范围		-3		3	%
$\Delta F_{TEMP}$	前级频率的温度稳定性	-40 $^{\circ}C$ ~ 125 $^{\circ}C$		2		%
$\Delta F_{VDD}$	前级频率随 VDD 的变化	$V_{DD}=9\sim 20V$		2		%
$D_{MAX}$	前级最大占空比	CS1 接地	76	84	92	%
$F_{ST}$	后级启机频率	FB 悬空	19.1	21	22.9	kHz
$F_{MIN}$	后级最小工作频率	FB 从 3V 降到 1V		2.5		kHz
$T_{ON\_MAX}$	后级最大导通时间	CS2 接地	10	12	14	us

驱动端 (GT1、GT2 引脚)					
V <sub>GCL</sub>	GATE 钳位电压	V <sub>VDD</sub> =18V, C <sub>GATE</sub> =1nF		15	V
T <sub>R</sub>	输出上升时间	C <sub>GATE</sub> =1nF		180	nSec
T <sub>F</sub>	输出下降时间	C <sub>GATE</sub> =1nF		30	nSec
时间参数 (TIMING)					
T <sub>D_OPP</sub>	过功率保护延迟	CS=2V		3*T <sub>SW</sub>	T <sub>sw</sub>
T <sub>PD</sub>	过压保护或者过温保护延迟	V <sub>FA</sub> >4.3V 或者 T <sub>J</sub> >150°C		6*T <sub>SW</sub>	T <sub>sw</sub>
T <sub>J_SHUT</sub>	热关断温度	内部结温		150	°C
T <sub>J_RESTART</sub>	重启温度	内部结温		100	°C
T <sub>D_PL</sub>	过功率保护延时	V <sub>FB</sub> >4.5V		74	ms
T <sub>SLEEP</sub>	过功率保护输出短路保护休息时间	V <sub>FB</sub> >4.5V		786	ms

### 典型曲线

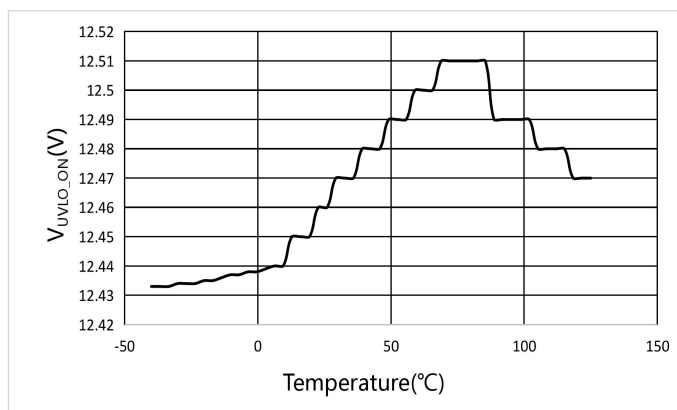


图 1 VDD 欠压锁定撤销电压 (启动) VS 温度

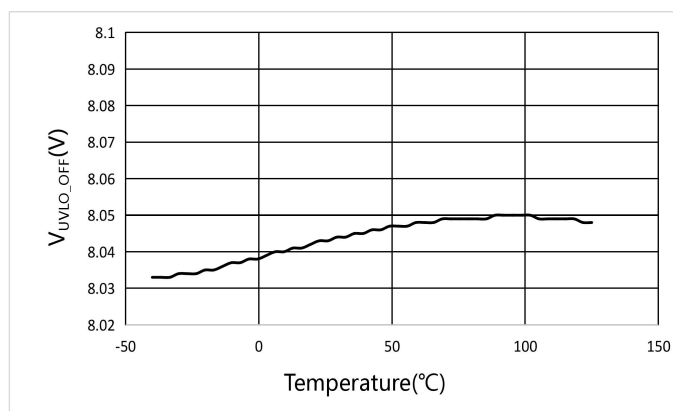


图 2 VDD 欠压锁定 VS 温度

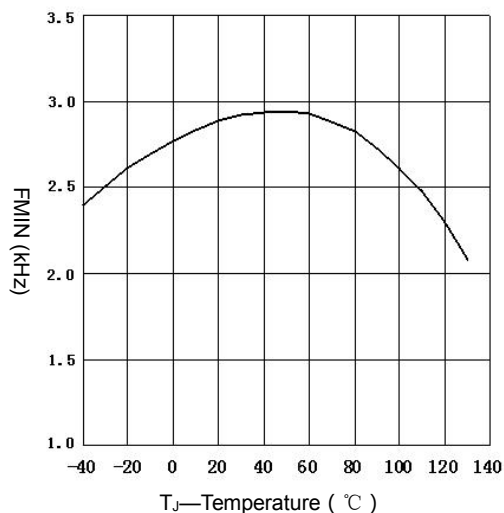


图 3 最小开关频率 VS 温度

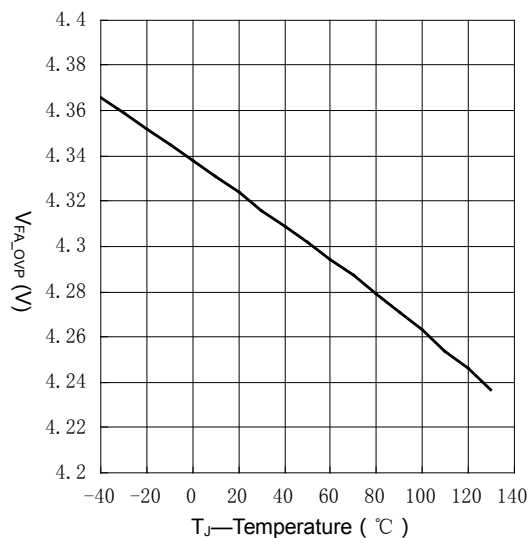


图 4 FA 过压保护阈值 VS 温度

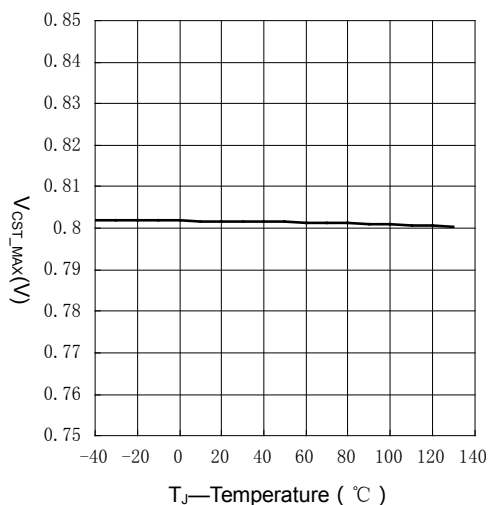


图 5 最大 CS 阈值电压 VS 温度

## 芯片概述

SCM1707A 是一款 ACDC 两级副边反馈 PWM 控制器，适用于光耦反馈控制的离线式两级反激变换器。其最大的三个特点：一是该芯片在控制上，包含前级和后级两个独立的环路。其中前级通过内置误差放大器接受辅助绕组反馈回的输出电压信息后，调节前级功率管开关频率和峰值电流幅度，后级通过光耦反馈实现 PWM 环路控制；二是轻负载时随着负载的减小而模拟降频，提高轻载效率，接近空载时后级频率降到最小工作频率，降低待机功耗；三是保护功能高度集成，外围器件少，减小了 PCB 的面积，同时保证了一致的可靠性。

若无特殊说明，下面出现的数值皆为常温常压下， $V_{DD}=12V$  测试的典型值。

## 内置管理时钟

芯片后级无工作的时钟振荡器，由外围参数决定芯片的最大工作频率，从而频率易调。建议后级的工作频率是 65kHz 至 110kHz 之间（详见推荐工作参数）。为了提高可靠性，芯片内置了一个管理时钟，防止干扰等原因使环路进入死区。这里内置的管理时钟主要限制了芯片反激级的最小启动频率约为 21kHz，恒压模式下，最小的工作频率约为 2.5kHz。这两个频率也是内部故障保护的计时基础。

芯片前级内置振荡器，满载工作频率 90kHz，并可实现抖频，将能量分散到比 EMI 测试仪带宽更广阔的范围，从而实现降低 EMI。同时轻载时前级模拟降频，最小工作频率 27kHz。后级采用改变 Tring 时间的方式实现抖频。前后级抖频范围设定最大频率的  $\pm 3\%$ ，抖频周期 6ms。前级抖频示意图如图 6 所示。

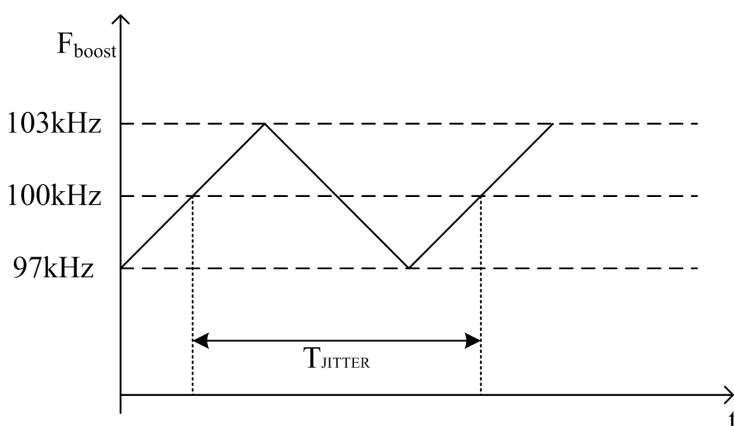


图 6 前级抖频示意图

## 过流点（恒流点）设计

SCM1707A 设定了变压器消磁时间  $T_{DEM}$  与开关周期  $T_{SW}$  的最大比例，因此根据输出电流等于电感平均电流的原理，变换器的最大输出电流（又称过流点） $I_{O\_MAX}$  满足下式：

$$I_{O\_MAX} = \frac{1}{2} \cdot \frac{N_P}{N_S} \cdot K_{DS} \cdot \eta_{XFMR} \cdot I_{PEAK\_MAX} \quad (1)$$

其中：

$N_P/N_S$  是变压器原副匝比；

$K_{DS}$  是变压器  $T_{DEM}/T_{SW}$  的最大比例（请参阅电学特性）；

$\eta_{XFMR}$  是变压器原边到副边功率的转换效率；

$I_{PEAK\_MAX}$  是变压器原边最大峰值电流。

可见，通过调节变压器的原副边匝比  $N_P/N_S$  和最大峰值电流  $I_{PEAK\_MAX}$ ，就能够设计过流点。

在恒流工作模式下（ $V_{FB}>3.4V$ ），控制器将变压器消磁时间与开关周期的比例设定为  $K_{DS}$ ，那么在变压器参数和最大峰值电流设定好后，恒流点就是恒定的。而最大峰值电流即是最大 CS 阈值电压  $V_{CST2\_MAX}$ （请参阅电学特性）除以电流检测电阻  $R_{CS2}$ ，如下式：

$$I_{PEAK\_MAX} = \frac{V_{CST2\_MAX}}{R_{CS2}} \quad (2)$$

**例子：**一个变压器磁芯和绕组损耗为 5%，从原边到副边的漏感为 3.5%，偏置功率和输出功率的比例为 1.5%。变压器原边到副边功率的转换效率  $\eta_{XFMR}$  的值大约是： $1-0.05-0.035-0.015=0.9$ 。若要设计一个输出电压为 5V，功率为 3W 的变换器，并要求有 10% 的过载能力，原副边匝比选用 14。

可得：

$$\begin{aligned} R_{CS} &= \frac{V_{CST\_MAX}}{2I_{O\_MAX}} \cdot \frac{N_P}{N_S} \cdot K_{DS} \cdot \eta_{XFMR} \\ &= \frac{0.8}{2 \times 0.66} \times 14 \times 0.6 \times 0.9 \quad (3) \\ &= 4.6\Omega \end{aligned}$$

前级最大峰值电流即是最大 CS 阈值电压  $V_{CST1\_MAX}$ （请参阅电学特性）除以电流检测电阻  $R_{CS1}$ ，如下式：

$$I_{PEAK\_BT\_MAX} = \frac{V_{CST1\_MAX}}{R_{CS1}} \quad (4)$$

## 内置软启动

反激级采用内置软启动，软启电流近似于连续模式逐渐增加。原因：改善开机波形，如果软启动电流阶跳变副边较大梯式地上升，带满载开机时输出电压波形也是阶梯式上升的。

通过控制  $V_{FB}$  电压的逐渐上升来实现软启动。原因：改善开机过冲（副边不加改善开机过冲的电阻和电容）。如果不控制  $V_{FB}$  电压，那么在开机过程中耦不抽电，那么  $V_{FB}$  处于最大电位，但环路刚好建立，由于光耦的抽电而使  $V_{FB}$  下降，但是这具有一定的延时，从而易于导致过冲。软启动结束后， $V_{FB}$  是不受软启动电路限制。原因：正常工作后不能影响环路。

在第一次启动和保护结束后的重新启动都能有效进行初始化。原因：保证上电启机和保护撤销后的重启都能有软启动。

## 智能调频绿色模式

SCM1707A 能够通过检测 FB 端口电压  $V_{FB}$  来调节振荡器的频率，即调节芯片输出信号 GT2 的频率。当  $3V < V_{FB} < 3.4V$  时，芯片处于 PWM 工作模式，只调节 CS2 引脚的峰值电压，频率最大且不变；当  $1.9V < V_{FB} < 3V$  时，芯片进入 PWM+PFM 模式，既调节 CS2 峰值电压又调节芯片工作频率，随着负载减小，频率逐渐降低；当  $1.2V < V_{FB} < 1.9V$  时，芯片进入 PFM 模式，随着负载进一步减小，频率逐渐降低到最小工作频率；当  $V_{FB}$  小于 1.2 时，芯片进入最小工作频率 2.5KHz。频率和峰值电压及工作模式随  $V_{FB}$  变化的曲线如例图 7 所示。

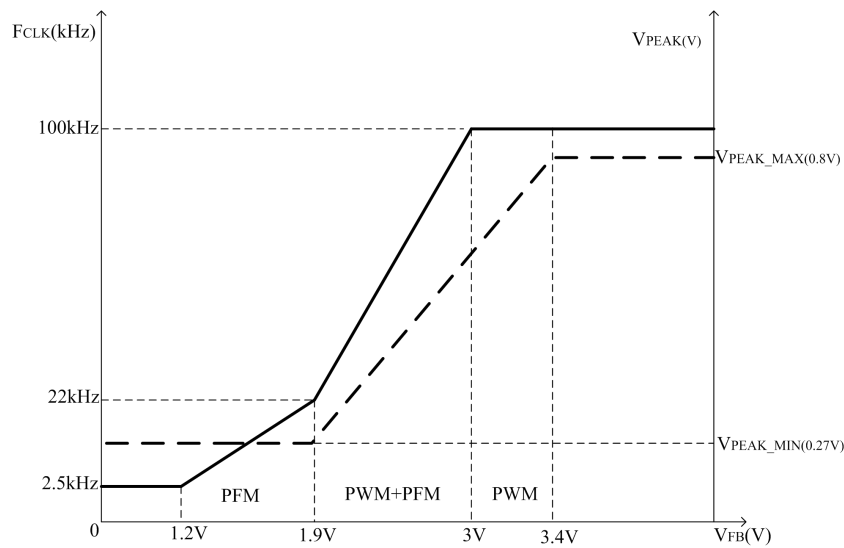


图7 智能调频绿色模式

## 前馈补偿

请参阅图8，辅助绕组的电压波形是由三个部分组成的周期信号，第一部分对应的时序是开关管导通阶段  $T_{ON}$ ，电压幅值约为输入电压按原边与辅助边匝比的折算值；第二部分对应的时序是励磁电感的消磁阶段  $T_{DEM}$ ，电压幅值约为副边绕组两端电压按副边与辅助边匝比的折算值；第三部分对应的时序是原边电感电容谐振阶段  $T_{RING}$ ，电压幅值约为原边谐振电压按原边与辅助边匝比的折算值。

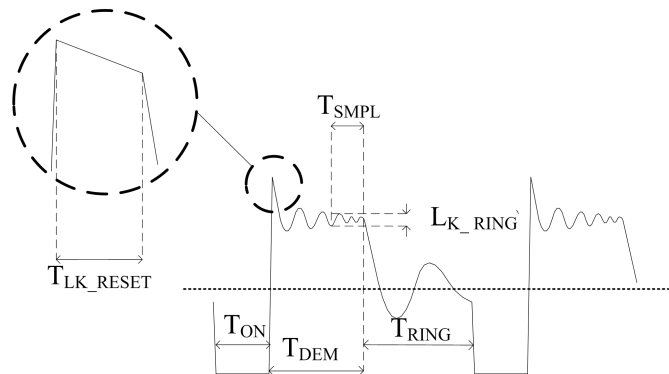


图8 辅助边信号波形详细信息

可见，第一部分波形对应的时序是开关管导通阶段即  $T_{ON}$  阶段（请参阅图8），根据反激变换器的原理，这一阶段辅助绕组上的电压与输入电压大小成匝比关系，方向相反，而且这一阶段的时序与拐点采样的时序是完全分开的，因此可以使用 FA 引脚在这一阶段进行输入电压采样（即对母线电压采样），实现前馈补偿。同时结合芯片内部误差放大器实现对母线电压的稳态控制。

这一方法已经申请专利，简单地说就是，利用 NPN 三极管在这一阶段中对 FA 引脚电压进行钳位，即 NPN 三极管射极与 FA 引脚相连，内部通过逻辑控制，以实现仅在开关管导通时，给这个 NPN 三极管的基极提供偏置电压，偏置电压大小约为其导通结电压  $V_{BE}$ ，那么当辅助绕组出现负压时，这个 NPN 三极管导通，FA 引脚输出一个电流来“补偿”负压，使得 FA 引脚电压被钳位在  $V_{FANC}$ （请参阅电学特性）。那么，这一个电流约等于输入电压  $V_{VIN}$  的辅助边折算值减去  $V_{FANC}$ ，再除以电压分压器上层电阻  $R_{S1}$ ，最后将这个电流按前馈电流比例  $K_{LC}$ （请参阅电学特性）缩小后，作为前馈补偿电流  $I_{COMP}$  在前馈电阻  $R_{LC}$  上产生补偿电压  $V_{RLC}$ 。故前馈补偿电流  $I_{COMP}$  满足下式

$$I_{COMP} = \frac{1}{K_{LC}} \cdot \frac{\frac{N_A}{N_P} \cdot V_{VIN} - V_{FANC}}{R_{S1}} \quad (5)$$

由前馈补偿原理可知，要使得在高低压输入下，过流点相差不大，则补偿电压  $V_{RLC}$  应满足下式

$$V_{RLC} = I_{COMP} \times R_{LC} = \frac{V_{VIN} \times T_D}{L_P} \times R_{CS2} \quad (6)$$

其中：

$T_D$  是包括开关管关断延时在内的电流检测延时；

$L_P$  是变压器原边电感。

其它参数在上文已经提及。

前馈电阻  $R_{Lc}$  的设计参考公式 (5) 进行设计。

## 母线电压设定

Boost 级输出电压稳态值  $V_{O\_BT}$  和母线过压点  $V_{OBT\_OVP}$  的设置，可参考如下公式：

$$V_{O\_BT} = I_{RS1} \cdot R_{S1} \cdot \frac{N_P}{N_A} \quad (7)$$

$$V_{OBT\_OVP} = I_{RS1\_OVP} \cdot R_{S1} \cdot \frac{N_P}{N_A} \quad (8)$$

这里  $I_{RS1}=2.08\text{mA}$ ， $I_{RS1\_OVP}=2.42\text{mA}$ 。

可见通过设置 FA 上拉电阻  $R_{S1}$  和原边与辅助绕组的匝比，便可设置前级输出电压和前级输出过压点。

## 开关频率设计

在恒压点和过流点设计完毕后，最大峰值电流  $I_{PEAK\_MAX}$  和过功率点  $P_{O\_MAX}$  也相应的被确定下来，那么变换器的最大开关频率  $F_{SW\_MAX}$  满足下式

$$F_{SW\_MAX} = \frac{2 \cdot P_{O\_MAX}}{L_M \cdot I_{PEAK\_MAX}^2 \cdot \eta_{XFMR}} \quad (9)$$

可见调节励磁电感  $L_M$  即可完成开关频率的设计。需要说明的是，控制器内部做了最大频率限制，SCM1707A 所能提供最大开关频率为 178kHz。

## 前级斜坡补偿

采用单段补偿机制，当前级输出 GT1 占空比为 40%~85%时，斜坡斜率为 200mV/us。

## 故障保护

SCM1707A 内部集成了多种保护功能，包括：

输出短路保护 (OSP)

输出过压保护 (OVP)

CS 引脚故障保护

控制器过温保护

VDD 过压保护

## 输出短路保护

请参阅图 9，阶段 1：当输出短路时，控制器将无法从辅助绕组上获得维持正常工作的能量，此时 VDD 引脚外接电容  $C_{VDD}$  上的电压  $V_{VDD}$  会持续下降，同时芯片内部开始进行短路保护计时  $T_{D\_PL}$  (请参阅电学特性)，直至  $V_{VDD}=V_{UVLO\_ON}$  (请参阅电学特性)，当然在此过程中，控制器仍会有 GT2 信号输出；

阶段 2：当短路保护计时结束或者  $V_{VDD}=V_{UVLO\_ON}$ ，控制器停止输出 GT2 信号，VDD 继续掉电，在此过程中控制器一直不输出 GT2 信号，因此控制器耗电量较小， $V_{VDD}$  的下降斜率比阶段 1 的要小一些，对应的时间也会增加；

阶段 3：随后，控制器重新初始化，片内逻辑信号恢复到未启动前的状态，外部启动 IC 开始给  $C_{VDD}$  充电直至  $V_{VDD}=V_{UVLO\_OFF}$  (请参阅电学特性)。

可见，变换器能够利用阶段 2 和阶段 3 进行散热。如果阶段 3 结束后，输出短路故障仍未排除，则控制器再一次进入阶段 1，开始新一轮的循环过程，变换器进入“打嗝”模式。如图 9 所示，阶段 2 又称为 UVLO 过程。



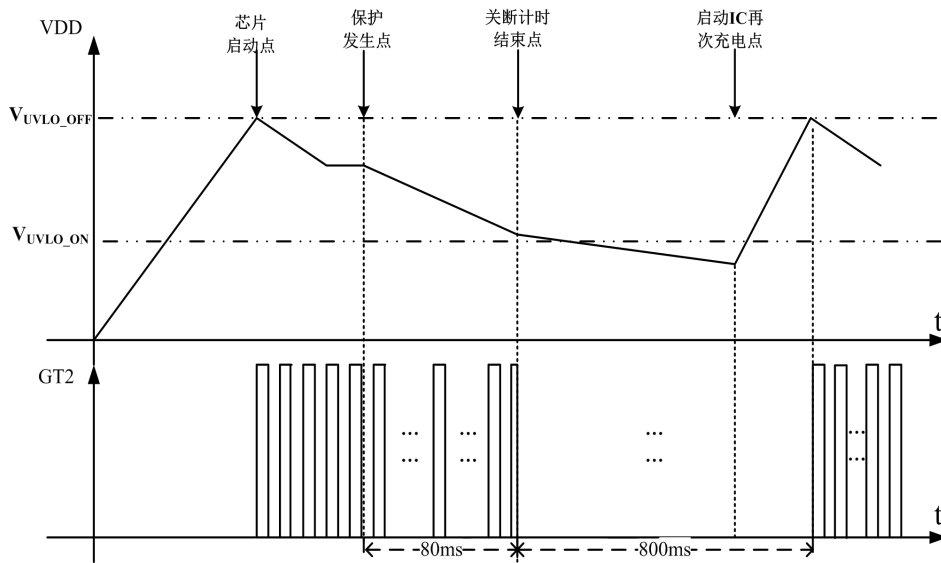


图 9 输出短路保护相关波形的时序

需要说明的是，当变换器过载时，由于过流点限制，输出电流无法继续增加，因此输出电压会降低，以保证输出功率不变，实现能量守恒。因此在过载的情况下，只有当输出电压低至下限值，辅助绕组无法提供维持控制器正常工作的能量时，控制器才会进入与上述阶段 1 类似的工作过程，变换器才能“打嗝”。

## 输出过压保护

在测试单点故障或者是变换器调试过程中匝比选取不当时，输出电压及辅助绕组上的电压都可能会偏高，进而损坏变换器电路及其负载，甚至还会损坏控制器。SCM1707A 中集成了输出过压保护，能够有效地避免上述现象发生。

请参阅图 4，实现输出过压保护的方法是：通过采样 FA 引脚的拐点电压来产生一个电压信号  $V_{FAS}$ ，当  $V_{FAS} \geq V_{FA\_OVP}$ （请参阅电学特性）时，控制器开始计时，若此故障持续时间等于  $T_{PD}$ （请参阅电学特性），则控制器停止输出驱动信号 GATE，辅助绕组将无法提供维持控制器正常工作的能量， $V_{VDD}$  会持续下降，控制器进入与输出短路保护的阶段 1~3 类似的工作过程。输出过压保护点设计，参考如下公式：

$$V_{O\_OVP} = V_{FA\_OVP} \cdot \left(1 + \frac{R_{s1}}{R_{s2}}\right) \cdot \frac{N_s}{N_a} - V_F \quad (10)$$

可见，可通过设置副边和辅助绕组匝比和  $RS1/RS2$  的来调节输出过压保护点，进而启动输出过压保护的功能。

## CS 引脚故障保护

若 CS 引脚悬空或者是因输出短路导致电流检测电阻  $R_{CS}$  的电流应力过大，使得  $V_{CS} \geq V_{CSF}$ （请参阅电学特性）时，则控制器开始计时；若故障持续时间等于  $T_{D\_OPP}$ （请参阅电学特性），则控制器停止输出驱动信号 GT1 和 GT2，辅助绕组将无法提供维持控制器正常工作的能量， $V_{VDD}$  会持续下降。CS 引脚故障保护的具体工作过程与输出过压保护相同，请参阅输出过压保护。

## 控制器过温保护

为了保护内部器件不被过温度损坏，控制器内置了过温保护，当控制器结温达到  $T_{J\_SHUT}$ （请参阅电学特性），控制器开始计时；若故障持续时间等于  $T_{PD}$ ，则控制器停止输出驱动信号 GT1 和 GT2，辅助绕组将无法提供维持控制器正常工作的能量， $V_{VDD}$  会持续下降。控制器过温保护的具体工作过程与输出过压保护相同，请参阅输出过压保护。

只有当控制器结温低于  $T_{J\_RESTART}$ （请参阅电学特性）时，控制器过温保护才会撤销。

## VDD 引脚过压保护

若 VDD 端口的电压超过 23.1V，并持续 100us，则芯片进入 VDD 过压保护状态，GATE 无信号输出；只有当 VDD 电压小于 15.4V 时，芯片才会撤销 VDD 过压保护信号，GATE 恢复正常输出。

## 订购信息

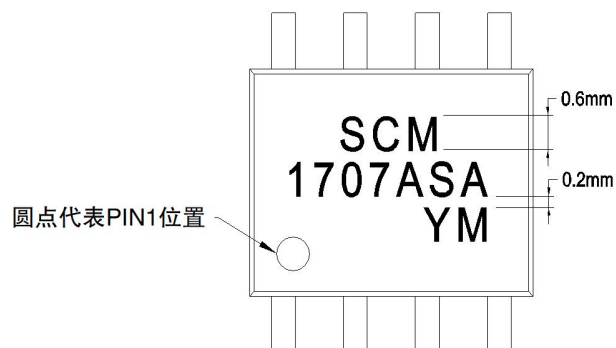
产品型号	封装	引脚数量	丝印	包装
SCM1707ASA	SOP-8	8	SCM 1707ASA YM	3K/盘

## 产品型号与丝印说明

SCM1707XYZ :

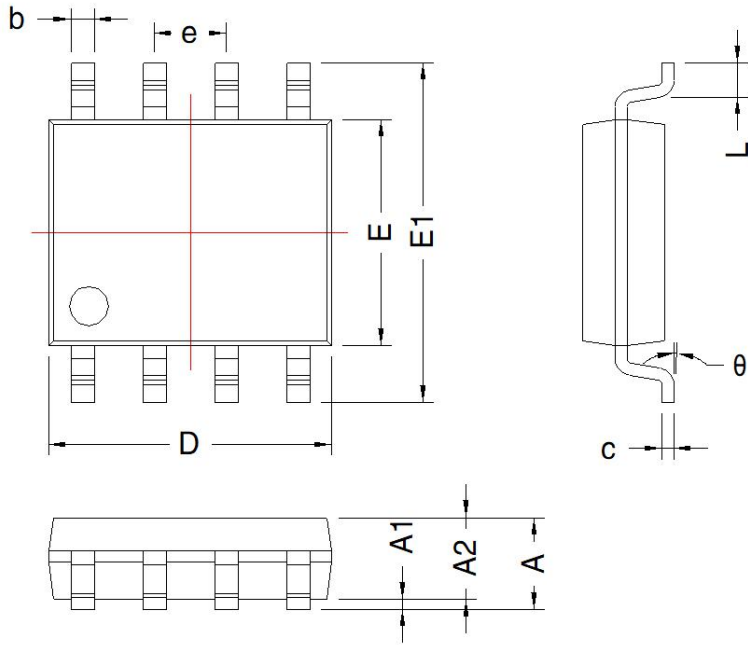
- (1) SCM1707, 产品代码。
- (2) X = A-Z, 版本代码。
- (3) Y = S, 封装代码; S : SOP 封装。
- (4) Z = C,I,A,M, 温度等级代码; C : 0°C-70°C, I : -40°C-85°C, A : -40°C-125°C, M : -55°C-125°C。
- (5) YM : 产品溯源代码; Y 产品生产年份代码, M 产品生产月份代码。

## 丝印信息



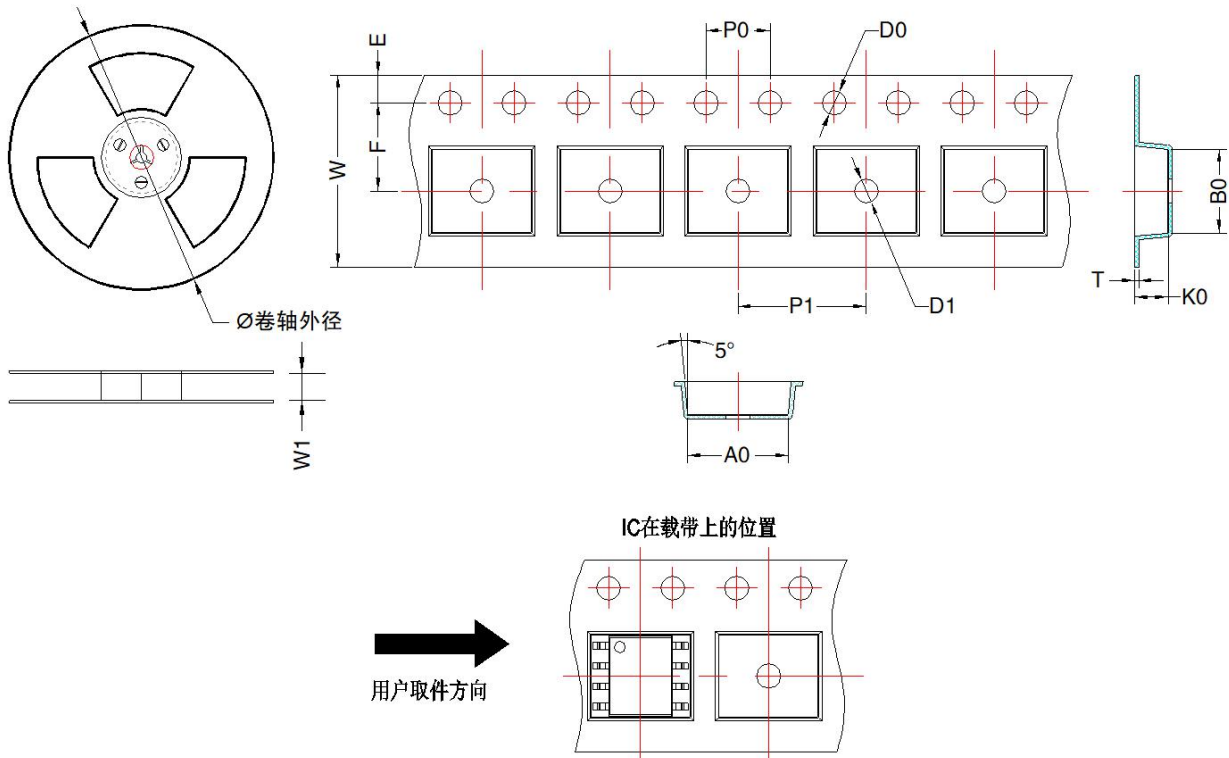
注:

- 1、字体: Arial;
- 2、字符尺寸: 高度0.6mm, 字符间距0.1mm, 行间距0.2mm。



SOP-8				
标识	尺寸(mm)		尺寸(inch)	
	Min	Max	Min	Max
A	1.35	1.75	0.053	0.069
A1	0.10	0.25	0.004	0.010
A2	1.35	1.55	0.053	0.061
D	4.80	5.00	0.189	0.197
E	3.80	4.00	0.150	0.157
E1	5.80	6.20	0.228	0.244
L	0.40	0.80	0.016	0.032
b	0.33	0.51	0.013	0.020
e	1.27TYP		0.05TYP	
c	0.17	0.25	0.0067	0.001
$\theta$	0°	8°	0°	8°

## 包装信息



器件型号	封装类型	MPQ	卷轴外径 (mm)	卷轴宽度 W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	T (mm)	W (mm)	E (mm)	F (mm)	P1 (mm)	P0 (mm)	D0 (mm)	D1 (mm)
SCM1707ASA	SOP-8	3000	330.0	12.4	6.5±0.2	5.45±0.2	2.0±0.2	0.3±0.05	12.0±0.3	1.75±0.1	5.5±0.1	8.0±0.1	4.0±0.1	1.5±0.1	1.5±0.1

注：最小起订量为最小包装量，订单量需为 MPQ 的整倍数。

## 广州金升阳科技有限公司

地址：广东省广州市黄埔区科学城科学大道科汇发展中心科汇一街 5 号  
 电话：400-1080-300 传真：86-20-38601272 E-mail: info@mornsun.cn

MORNSUN®

广州金升阳科技有限公司  
 MORNSUN Guangzhou Science & Technology Co., Ltd.

2024.02.29- A/1 第 12页 共 12页

该版权及产品最终解释权归广州金升阳科技有限公司所有