

SC8703 高效率, 同步, 4 管升降压控制器

1 简介

SC8703 是一个同步 4 管升降压控制器。不管输入电压是低于, 高于或者等于输出电压, 它都可以实现输出稳压。

SC8703 拥有超宽范围输入输出电压。它可支持从 2.7V 到 29V 的应用范围, 满足客户的不同需求。SC8703 同时采用业界领先的 10V 驱动器电压, 充分利用外置功率管以达到最高的转换效率。

SC8703 采用电流模式控制升压, 降压或者升降压, 并可用外部电阻调节开关频率以及输入输出限流值, 最大限度地在满足不同应用需求的同时简化设计。

SC8703 支持包括输入限流, 输出限流, 动态输入功率调节, 内部最高电流限流, 输出过压保护, 短路保护以及过温保护等一系列保护功能以确保系统能适应各种异常情况。

SC8703 采用 32 脚 4x4 QFN 封装。

2 功能

- 高效率升降压转换
- 超宽输入电压范围: 2.7 V 至 29V
- 超宽输出电压范围: 2.5 V 至 29 V
- 集成 10V, 2A 栅极驱动器
- 开关频率可调: 200kHz 至 600kHz
- 内置电感电流限流
- 可调节输入输出电流限流
- 轻载自动进入省电模式 (PFM 模式)
- 输出电压状态监控, 欠压过压保护
- QFN-32 封装

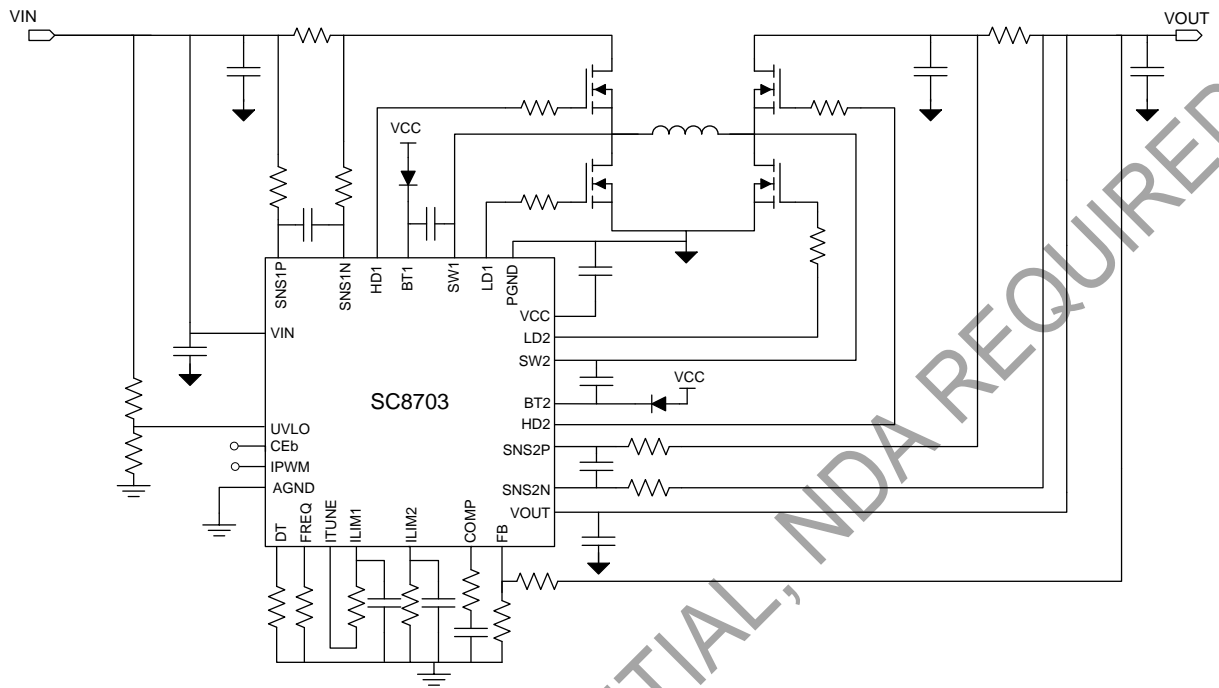
3 应用

- 智能 USB 插座
- USB PD
- USB HUB
- 车载充电器
- 工业仪器仪表

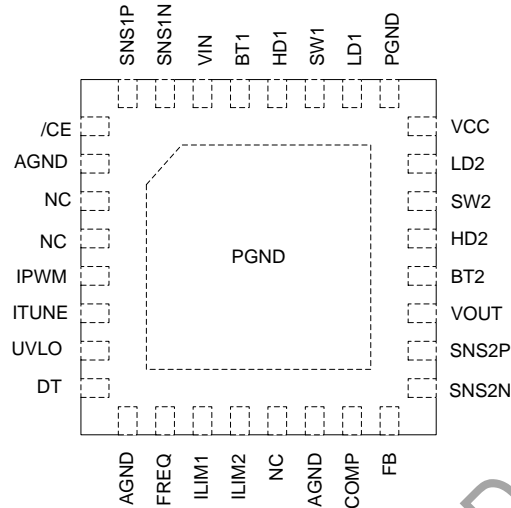
4 器件信息

器件号	封装	封装尺寸
SC8703QDER	32 pin QFN	4mm x 4mm x 0.75mm

5 应用电路图



6 管脚设置及功能简介



管脚		I/O	描述
编号	名称		
1	/CE	I	芯片使能。低电平有效。若上拉至高电平（大于 1.3V），则芯片停止工作。
2	AGND	I	芯片的信号地
3	NC	I	此脚浮空
4	NC	O	此脚浮空
5	IPWM	I	从 IPWM 管脚输入频率范围为 20kHz 至 100kHz 的 PWM 信号，可以通过其占空比来实现输入或输出电流的动态调节，调节范围为设定值的 0%到 100%。需配合 ITUNE 使用。例如，若 ILIM1 电阻负端接到 ITUNE，则 IPWM 信号用于调节输入端电流限流值。具体公式为： $IIN = ILIM1_SET \times D$ 其中，ILIM1_set 为 ILIM1 管脚电阻设定的限流值，D 为 IPWM 信号的占空比。
6	ITUNE	IO	通过 ITUNE 管脚选择需要进行 IPWM 调节的限流对象。例如，将 ITUNE 接到 ILIM1 电阻负端，可调节输入端电流限流值。如需动态调节输出端电流限流值，则将 ITUNE 接到 ILIM2 电阻负端即可。若无需 IPWM 功能，则将 IPWM 和 ITUNE 管脚浮空即可。
7	UVLO	I	欠压保护，连接输入电压分压电阻，基准电压 1.22V。当此脚电压低于 1.22V，芯片停止工作。
8	DT	I	死区时间设置，分为以下四档： 若 DT 短路到地，死区时间为 20ns； 若 DT 通过 68kΩ（±10%）电阻到地，死区时间为 40ns； 若 DT 通过 270kΩ（±10%）电阻到地，死区时间为 60ns； 若 DT 开路，死区时间为 80ns。
9	AGND	I	芯片的信号地
10	FREQ	I	开关频率设置，分为以下三档： 若 FREQ 短路到地，开关频率为 200kHz； 若 FREQ 通过 68kΩ（±10%）电阻到地，开关频率为 400kHz； 若 FREQ 开路，开关频率为 600kHz
11	ILIM1	I	通过一个到地电阻设置输入电流限流值。具体限流值公式为 $IIN_LIM = \frac{VREF}{RILIM1} \times \frac{RSS1}{RSNS1}$

			<p>其中, VREF 为内部电压参考值 1.21V; RLIM1 为 ILIM1 到地电阻; RSNS1 为输入电流采样电阻, 推荐值 5mΩ-20mΩ, 典型值为 10mΩ; RSS1 为采样电阻两端到芯片管脚 (SNS1P, SNS1N) 走线上的串联电阻。两个串联电阻需相等。 除限流功能外, 还可通过 ILIM1 电压监控输入电流 IIN 的大小, 对应公式如下</p> $IIN = \frac{VILIM1}{RILIM1} \times \frac{RSS1}{RSNS1}$ <p>ILIM1 需并联一个电容到地, 推荐 10nF。若无需输入电流限流功能, 则将 ILIM1 短接到地。</p>
12	ILIM2	I	<p>通过一个到地电阻设置输出电流限流值。具体限流值公式为</p> $IOUT_LIM = \frac{VREF}{RILIM2} \times \frac{RSS2}{RSNS2}$ <p>其中, VREF 为内部电压参考值 1.21V; RLIM2 为 ILIM2 到地电阻; RSNS2 为输入电流采样电阻, 推荐值 5mΩ-20mΩ, 典型值为 10mΩ; RSS2 为采样电阻两端到芯片管脚 (SNS2P, SNS2N) 走线上的串联电阻。两个串联电阻需相等。 除限流功能外, 还可通过 ILIM2 电压监控输出电流 IOUT 的大小, 对应公式如下</p> $IOUT = \frac{VILIM2}{RILIM2} \times \frac{RSS2}{RSNS2}$ <p>ILIM2 需并联一个电容到地, 推荐 10nF。若无需输出电流限流功能, 则将 ILIM2 短接到地。</p>
13	NC	I	此脚浮空
14	AGND	IO	芯片的信号地
15	COMP	O	外接电阻电容网络对内部控制环路进行补偿。
16	FB	I	<p>输出电压到芯片的反馈管脚。通过 FB 外部分压电阻可以设置输出电压值。具体公式为</p> $VOUT = VREF \times \left(1 + \frac{RUP}{RDOWN} \right)$ <p>其中, VREF 为 1.21V。RUP 和 RDOWN 分别为 FB 连接的外部分压电阻值。</p>
17	SNS2N	I	<p>用于检测电流采样电阻两端差分电压。该采样电阻必须连接, 须放置在功率管和 VOUT 电容之间 (采样开关电流), 典型值为 10mΩ。 SNS2P/SNS2N 需各通过典型值为 1kΩ 的电阻以差分对方式连接到采样电阻两端 (不能将功率路径走线包含在内)。在 SNS2P 和 SNS2N 管脚之间紧靠芯片的位置需连接一个滤波电容, 典型值为 47pF。</p>
18	SNS2P	I	<p>用于检测电流采样电阻两端差分电压。该采样电阻必须连接, 须放置在功率管和 VOUT 电容之间 (采样开关电流), 典型值为 10mΩ。 SNS2P/SNS2N 需各通过典型值为 1kΩ 的电阻以差分对方式连接到采样电阻两端 (不能将功率路径走线包含在内)。在 SNS2P 和 SNS2N 管脚之间紧靠芯片的位置需连接一个滤波电容, 典型值为 47pF。</p>
19	VOUT	I	芯片电源输入, 由内部选择器选择 VIN 或者 VOUT 电压给内部电路供电。VOUT 管脚需连接至输出端, 并在紧靠芯片的位置连接 1uF 旁路电容到地。
20	BT2	PWR	在 BT2 和 SW2 管脚之间紧靠芯片的位置连接一个电容, 为上管栅极驱动电路提供电压。。
21	HD2	PWR	上管栅极驱动 2
22	SW2	PWR	连接电感和功率管
23	LD2	PWR	下管栅极驱动 2
24	VCC	PWR	该管脚输出 VIN 和 VOUT 中的最高电平为栅极驱动电路提供电压。若最高电平超过 10V, 则 VCC 电压钳位在 10V。需在紧靠芯片的位置连接一个旁路电容到功率地, 推荐 1uF。

25	PGND	PWR	功率地
26	LD1	PWR	下管栅极驱动 1
27	SW1	PWR	连接电感和功率管
28	HD1	PWR	上管栅极驱动 1
29	BT1	PWR	在 BT1 和 SW1 管脚之间紧靠芯片的位置连接一个电容，为上管栅极驱动电路提供电压。
30	VIN	I	芯片电源输入，由内部选择器选择 VIN 或者 VOUT 电压给内部电路供电。VIN 管脚需连接至输入端，并在紧靠芯片的位置连接 1uF 旁路电容到地。
31	SNS1N	I	用于检测电流采样电阻两端差分电压。该采样电阻必须连接，须放置在 VIN 电容和功率管之间，典型值为 10mΩ。 SNS1P/SNS1N 需各通过典型值为 1kΩ 的电阻以差分对方式连接到采样电阻两端（不能将功率路径走线包含在内）。在 SNS1P 和 SNS1N 管脚之间紧靠芯片的位置需连接一个滤波电容，典型值为 47pF。
32	SNS1P	I	用于检测电流采样电阻两端差分电压。该采样电阻必须连接，须放置在 VIN 电容和功率管之间，典型值为 10mΩ。 SNS1P/SNS1N 需各通过典型值为 1kΩ 的电阻以差分对方式连接到采样电阻两端（不能将功率路径走线包含在内）。在 SNS1P 和 SNS1N 管脚之间紧靠芯片的位置需连接一个滤波电容，典型值为 47pF。
	散热焊盘		芯片底部散热焊盘。连接到地。

7 电气规格

7.1 绝对最大耐压

在通风温度范围之内（除非另外标注）⁽¹⁾

		最小	最大	单位
各引脚耐压值 ⁽²⁾	VIN, VOUT, SNS1P, SNS1N, SNS2P, SNS2N, /CE	-0.3	30	V
	SW1, SW2	-1	36	V
	VCC, IPWM, ULVO	-0.3	20	V
	FREQ, ITUNE, ILIM1, ILIM2, COMP, DT, FB	-0.3	5.5	V
	LD1, LD2	-0.3	12	V
	BT1, HD1 对 SW1	-0.3	12	V
	BT2, HD2 对 SW2	-0.3	12	V
	BT1, BT2	-0.3	42	V
T _j	工作结温	-40	150	°C
T _{stg}	储存温度	-65	150	°C

(1) 超过所标注的最大耐压值可能造成器件永久损坏。长期处于绝对最大耐压可能造成器件可靠性问题。

(2) 所有电压值均为对地值。

7.2 静电等级

参数	定义	最小	最大	单位
ESD 等级 ⁽¹⁾	人体静电模型(HBM) ⁽²⁾	-2	2	kV
	带电器件放电模型(CDM) ⁽³⁾	-750	750	V

(1) Electrostatic discharge (ESD) to measure device sensitivity and immunity to damage caused by assembly line electrostatic discharges into the device.

(2) Level listed above is the passing level per ANSI, ESDA, and JEDEC JS-001. JEDEC document JEP155 states that 500-V HBM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

(3) Level listed above is the passing level per EIA-JEDEC JESD22-C101. JEDEC document JEP157 states that 250-V CDM allows safe manufacturing with a standard ESD control process.

7.3 推荐操作范围

		最小	最大	单位
V _{IN}	输入电压范围	2.7	29	V
V _{OUT}	输出电压范围	2.5	29	V
C _{IN}	输入电容有效值	20		μF

C_{OUT}	输出电容有效值	20		μF
L	电感值	2.2	10	μH
$R_{SNS1/2}$	电流采样电阻	5	20	m Ω
f_{SW}	工作频率	200	600	kHz
f_{IPWM}	IPWM 信号频率范围	20	100	kHz
D_{IPWM}	IPWM 信号占空比范围	0	100	%
T_A	工作环境温度范围	-40	85	$^{\circ}C$
T_J	工作结温范围	-40	125	$^{\circ}C$

7.4 电气性能

$T_J = 25^\circ\text{C}$ and $V_{IN} = 12\text{V}$, $V_{OUT} = 5\text{V}$, $R_{SS1} = R_{SS2} = 1\text{k}\Omega$ unless otherwise noted.

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SUPPLY VOLTAGE (VIN, VOUT)						
V_{IN}	Operating voltage		2.7		29	V
V_{OUT}	Operating voltage		2.5		29	V
I_Q	Standby current into VIN or VOUT pin (whichever is higher)	/CE = low, controller non-switching		0.7	2	mA
I_{SD}	Shutdown current into VIN or VOUT pin (which is higher)	/CE = high		6	10	μA
	Shutdown current into VIN or VOUT pin (which is lower)	/CE = high			2	μA
VCC AND DRIVER						
V_{CC}	VCC clamp voltage		9.4	10	10.6	V
I_{VCC_LIM}	VCC current limit	$V_{CC} = 2\text{V} \sim 10\text{V}$	50	75	100	mA
R_{HVx_pu}	High side driver pull up resistor			1.5		Ω
R_{HVx_pd}	High side driver pull down resistor			1		Ω
R_{LVx_pu}	Low side driver pull up resistor			1.5		Ω
R_{LVx_pd}	Low side driver pull down resistor			1		Ω
ERROR AMPLIFIER						
V_{FB_REF}	FB reference voltage		1.214	1.22	1.226	V
V_{ILIMx_REF}	ILIMx reference voltage		1.196	1.212	1.228	V
V_{UVLO_REF}	UVLO reference voltage		1.196	1.226	1.244	V
G_{mEA}	Error amplifier gm			0.16		mS
R_{OUT}	Error amplifier output resistance (1)			20		M Ω
$I_{BIAS(FBx)}$	FBx pin input bias current	FBx in regulation			100	nA
CURRENT LIMIT						
I_{LIMx}	ILIMx current limit accuracy	$I_{IN_LIM} R_{SNS1} \geq 30\text{mV}$ $I_{OUT_LIM} R_{SNS2} \geq 30\text{mV}$	-5%		5%	
SWITCHING FREQUENCY						
f_{sw}	Switching frequency	$R_{FREQ} = 0\Omega$	180	210	240	kHz
		$R_{FREQ} = 68\text{k}\Omega (\pm 10\%)$	360	410	460	kHz

		$R_{FREQ} = 270k\Omega (\pm 10\%)$	540	600	660	kHz
LOGIC CONTROL						
R_{PD}	/CE internal pull down resistor		1			M Ω
	IPWM pin internal pull down resistor		1			M Ω
V_{IL}	/CE, IPWM input low voltage			0.4		V
V_{IH}	/CE, IPWM input high voltage		1.2			V
Soft Start						
t_{SS}	Internal soft-start time	From /CE low to 90% VOUT	8	15		ms
THERMAL SHUTDOWN						
T_{SD}	Thermal shutdown temperature ⁽¹⁾		165			°C
	Thermal shutdown hysteresis ⁽¹⁾		15			°C

(1) Guarantee by design

8 功能描述

SC8703 是四管同步升降压控制器，可支持 2.7V 到 29V 超宽输入输出电压范围，并支持输入输出限流。

8.1 输出电压设置

输出电压通过分压电阻反馈至 FB 管脚，可通过分压电阻设定 VOUT 输出电压值，具体公式为

$$V_{OUT} = V_{FB} \times \left(1 + \frac{R_{UP}}{R_{DOWN}} \right)$$

其中， V_{FB_REF} 为内部电压参考值 1.22V， R_{UP} 和 R_{DOWN} 分别为 FB 连接到 VOUT 的外部分压电阻值。

8.2 输入输出限流设置

SC8703 通过 R_{SNS1} 和 R_{SNS2} 对输入输出电流进行检测，如下图所示：

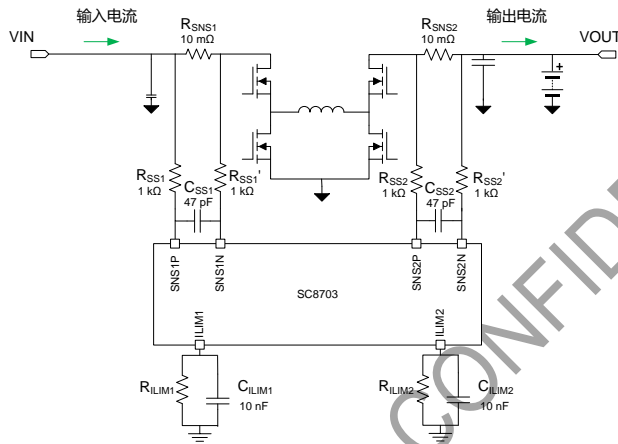


图 1 放电电流采样电路

R_{SNSx} 表示功率路径上的电流采样电阻 (x 代表 1 或 2)，当电流流经时，电阻两端产生电压差。 R_{SSx} 和 R_{SSx}' 将产生的差分电压反馈回 SC8703 以此获取电流信息。 C_{SSx} 滤波电容用于滤除差分噪声，典型值为 47pF。

ILIMx 管脚用于设置 R_{SNSx} 对应的充电电流，需连接 R_{ILIMx} 电阻，且需并联电容 C_{ILIMx} 到地，典型值为 10nF。

SC8703 分别通过 ILIM1 和 ILM2 设置输入/输出限流值，限流公式为：

$$I_{IN_LIM} = \frac{V_{LIM_REF}}{R_{ILIM1}} \times \frac{RSS1}{RSNS1}$$

$$I_{OUT_LIM} = \frac{V_{LIM_REF}}{R_{ILIM2}} \times \frac{RSS2}{RSNS2}$$

其中，

V_{LIM_REF} 为内部参考电压 1.21V；

R_{ILIMx} 为 ILIMx 到地电阻；

R_{SNSx} 为电流采样电阻；

R_{SSx} 为采样电阻两端到管脚 (SNSxP, SNSxN) 走线上的串联电阻。

电流采样电路的注意事项如下：

- 1) R_{SNSx} 需连接在 MOS 管和输入/输出电容之间
- 2) R_{SS1}/R_{SS1}' 为一对电阻对，阻值需相等，同理， R_{SS2}/R_{SS2}' 也需相等，典型值为 1 k Ω

若需要调整 R_{SNSx} 的阻值，则对应的 R_{SSx}/R_{SSx}' 阻值也需要进行调整。调整规则如下：

$$\frac{RSSx}{RSNSx} = \frac{10 \text{ m}\Omega}{1 \text{ k}\Omega}$$

例如，若 R_{SNSx} 为 20 m Ω ，则 R_{SSx}/R_{SSx}' 需设为 2 k Ω ；若 R_{SNSx} 为 5 m Ω ，则 R_{SSx}/R_{SSx}' 需设为 500 Ω ，以此类推。

若不需要限流功能，可将 ILIMx 管脚直接短路到地。

8.3 限流动态调节功能

通过 IPWM 和 ITUNE 管脚的设置，SC8703 可实现对输入/输出限流值的灵活调整。

从 IPWM 管脚输入频率范围为 20kHz~100kHz 的 PWM 信号，通过其占空比来调整限流大小，调节范围为限流设定值的 0%到 100%，电流大小与占空比成正比，可表示如下：

$$I_{LIMx} = I_{LIMx_SET} \times D$$

其中， I_{LIMx_SET} 为 ILIMx 管脚设定的充电电流， D 为 IPWM 信号的占空比， I_{LIMx} 为调整后的限流值。

ITUNE 管脚用于选择需要调节的限流对象。例如，若需要对输入限流值进行动态调制，则需要将 ILIM1 电阻负端连接到 ITUNE；若需要对输出限流值进行动态调整，则将 ILIM2 电阻负端接到 ITUNE，如下图所示：

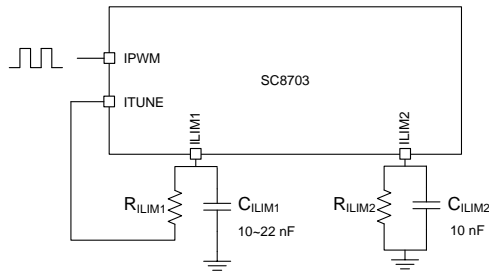
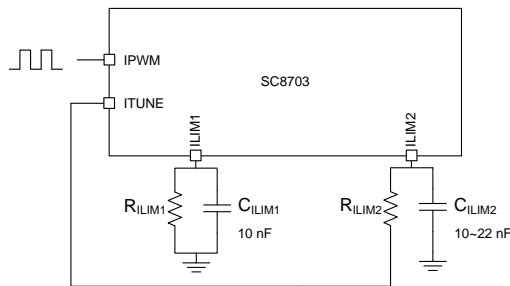
a. IPWM控制输入限流值, $ILIM1 = ILIM1_set \times D$, 如上图所示b. IPWM控制输出限流值, $ILIM2 = ILIM2_set \times D$, 如上图所示

图 2 IPWM 动态调节限流值电路图

IPWM 动态调整充电电流的注意事项如下:

- 1) 当输入 IPWM 信号为持续高电平时, 即 100% 占空比时, 限流大小为 $ILIMx$ 设置值;
- 2) 受 IPWM 信号调节的 $ILIMx$ 管脚仍需要接一个电容到地, 推荐范围为 10nF~22nF。IPWM 频率越低, 电容容值越大, 例如, 20kHz 对应 22nF 电容。
- 3) 若不需要此动态调节功能, 须将 $ILIMx$ 的电阻接地, 同时将 IPWM 和 ITUNE 管脚悬空即可。

若 ITUNE 已接至 $ILIMx$ 的电阻负端, 则禁止将 IPWM 接地或悬空, 否则芯片无法正常工作。

任一限流值都不能设置为 0A。需要保证限流值的最低值在 0.3A 以上。

8.4 欠压保护

SC8703A 支持欠压保护功能。通过 UVLO 管脚外部分压电阻设置最低工作电压, 仅当芯片检测到 UVLO 管脚电压高于基准电压 1.21V 时, 芯片才开始工作。

VIN 最低工作电压的计算公式为

$$VIN_min = V_{UVLO_REF} \times \left(1 + \frac{R_{UP}}{R_{DOWN}} \right)$$

其中, V_{UVLO_REF} 为内部参考电压 1.226V。 R_{UP} 和 R_{DOWN} 分别为 UVLO 连接的外部分压电阻值。

若无需欠压保护功能, 可将 VINREG 管脚连接至 VCC。

8.5 PFM 模式

当 SC8703 工作在轻载状态下, 芯片会自动进入 PFM 工作模式, 有效减小待机电流。在 PFM 模式下的输出电压纹波相对 PWM 模式更大, 且开关频率会随工作状态改变。当频率进入音频范围, 可能会产生异音。为减小异音影响, 建议在输出端减少 MLCC 电容的使用, 加用固态电容或钽电容, 以减小输出纹波, 改善异音问题。

8.6 使能控制 (/CE)

通过 /CE 信号控制 SC8703 的启动。当 /CE 输入低电平, 启动 SC8703A; 当 /CE 输入高电平, SC8703 停止工作。

8.7 开关频率设置 (FREQ)

通过 FREQ 管脚到地电阻可以设置三档不同的开关频率。具体设置如下:

FREQ 电阻	开关频率 f_{sw}
0Ω	200kHz
68kΩ (±10%)	400kHz
开路	600kHz

FREQ 电阻阻值精度在±10%即可。FREQ 不支持动态调节, 对阻值的更改会在下次启动时生效

8.7.1 死区时间设置 (DT)

通过 DT 管脚到地电阻可以设置四档不同的死区时间。具体设置如下:

DT 电阻	死区时间
0Ω	20ns
68kΩ (±10%)	40ns
270kΩ (±10%)	60ns
开路	80ns

DT 电阻阻值精度在 $\pm 10\%$ 即可。DT 不支持动态调节，对阻值的更改会在下次启动时生效

若驱动大功率 MOS 管 (C_{iss} 参数较大) 或者通过驱动电阻调整 MOS 管开启关闭速度，可相应调整死区时间防止上下管同时导通。

8.7.2 VCC 驱动电压

SC8703 驱动电压 VCC 由内部电路产生。VCC 取 VIN 和 VOUT 的最高电压，若超过 10V，则钳位在 10V。

MOS 管下管的驱动信号 LD 直接取自 VCC；MOS 管上管的驱动信号 HD 则由从 VCC 到 BT 的二极管，以及 BT 管脚和 SW 管脚所接的电容构成的自举电路产生。

8.7.3 环路补偿 (COMP)

COMP 管脚用于设置环路补偿，典型值如下图所示。

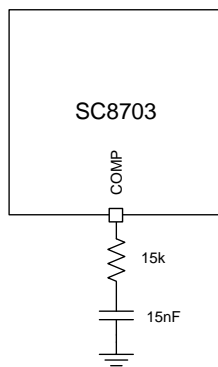


图 3 环路补偿设置

9 应用注意事项

9.1 输入输出电容

SC8703 的输入输出电容耐压应高于最高操作电压，并留有裕量。例如，若操作电压最高值为 12V，至少须选用 16V 电容，为保证性能，推荐选用 25V 电容。

可应用大容量电解电容/固态电容用以稳定输入/输出电压，电容耐压应超过最高操作电压。应用固态电容后，应再并联至少 1 μF 陶瓷电容。

SC8703 在轻载模式下会自动进入 PFM 模式。在 PFM 模式下，输出纹波会相对变大，且开关频率会随负载大小变化。当频率进入音频范围，可能会产生异音。为减小异音影响，建议在输出端减少 MLCC 电容的使用，加用固态电容或钽电容，以减小输出纹波，改善异音问题。

9.2 电感

为保证 SC8703 环路稳定性，电感感值须在 2.2 μH ~ 10 μH 范围内。

高感值 (6.8 μH ~ 10 μH) 适用于高输入电压的应用，例如 12V/24V 输入电压；低感值 (2.2 μH ~ 4.7 μH) 适用于输入输出电压较接近，但电流很大的应用。

电感的 DCR 参数会影响开关电源的导通损耗，一般推荐 10 $\text{m}\Omega$ 左右。若处理功率较小，也可选用 DCR 较高的电感。但大电流应用，例如导通电流在 10A 左右，则应尽量选用 DCR 小的电感，因为即使 10 $\text{m}\Omega$ DCR 也会产生 1W 的导通损耗。

电感的饱和电流 I_{sat} 应高于输入输出最大电流并留有裕量。

9.3 电流采样电阻

电流采样电阻 R_{SNS1} 和 R_{SNS2} 推荐范围为 5 $\text{m}\Omega$ ~ 20 $\text{m}\Omega$ 。

阻值越大，限流精度越高，但相应导通损耗越大。典型值推荐 10 $\text{m}\Omega$ 。可根据实际应用对限流精度和效率的要求做相应调整。若调整了 R_{SNSx} 阻值，则其对应的 R_{SSx} 也须调整。

在选用电流采样电阻时，还需注意电阻的功率和温度系数等参数性能。

电阻功率可粗略估算为 $P = I^2R$ ，其中 I 是流过电阻的最大电流值。电阻功率等级应比功率估算值高。

电阻阻值会随温度升高而变大，温度系数决定了阻值随温度的变化程度。若对限流值精度要求高，则尽量选用温度系数小的电阻。

9.4 MOS 管

SC8703 是四管同步升降压控制器，须选用 4 个 NMOS 作为功率管组成开关电路。

MOS 管的 VDS 耐压必须高于最高操作电压，并留有足够裕量 (建议 10V 以上)。例如，若操作电压最高为 20V，则须选用 30V VDS 耐压的 MOS；若电压高至 24V，则须选择 40V 耐压。

若应用中输入输出最高电压超过 10V，则驱动电路电压会达到 10V。所以选择 MOS 管的 VGS 耐压应至少高于 $\pm 10\text{V}$ 。考虑到在开关过程中，由于 PCB 寄生参数影响，驱动电压会有瞬态尖峰高于 VCC 电压，建议选用 VGS 耐压为 $\pm 20\text{V}$ 的 MOS 管以留有足够裕量。

MOS 管的电流 I_D 应高于最高输入输出电流，并留有裕量。为保证在较高环境温度时仍有足够电流能力，需参考 $T_A = 70^\circ\text{C}$ 或 $T_C = 100^\circ\text{C}$ 的电流参数。除此之外，还可参考最大耗散功率 P_D 参数，该值越大越好。应保证 MOS 管工作时的功耗小于 P_D 值。

MOS 管的 $R_{\text{DS(ON)}}$ 和输入电容 C_{iss} 会直接影响效率。通常 MOS 管的 $R_{\text{DS(ON)}}$ 越小， C_{iss} 越大。 $R_{\text{DS(ON)}}$ 会产生导通损耗， $R_{\text{DS(ON)}}$ 越大，损耗越大，效率越低，温升也越大；而 C_{iss} 会影响 MOS 管的开关时间，产生开关损耗，同等驱动能力下， C_{iss} 越大，开通及关断时间就越慢，开关损耗也就越大，效率越低。所以在选择 MOS 管时，应在 $R_{\text{DS(ON)}}$ 和 C_{iss} 两个参数间折中。

通常，在功率小于等于 20W~30W 的应用中，建议选择 $R_{\text{DS(ON)}}$ 在 10 $\text{m}\Omega$ 左右， C_{iss} 小于 1000pF 的 MOS 管， C_{iss} 越小越好。若功率增大，可考虑选择 $R_{\text{DS(ON)}}$ 更小的 MOS 管， C_{iss} 须尽量控制在 2000 pF 以内，最大不建议超过 3000 pF。

若 C_{iss} 越大，MOS 管开通及关断时间就越慢，需通过 DT 管脚调整死区时间，以防止上下管同时导通。

9.5 驱动电阻和 SWx 吸收电路

为方便在 EMI 测试时调整 MOS 管开关速度和开关尖峰，

建议在驱动管脚 (LD1, LD2, HD1, HD2) 到 MOS 管栅极的走线上各预留一个 0603 的串联电阻, 并且在 SW1 和 SW2 管脚各预留一个 RC (0603) 吸收电路 (如下图所示)

驱动电阻应放置在靠近 MOS 管栅极的位置。可以先放置 0 Ω 电阻, 实际调试时不建议超过 10 Ω 。在增大驱动电阻后, 需注意检查上下管导通的死区时间是否足够, 并对死区时间进行相应调整。

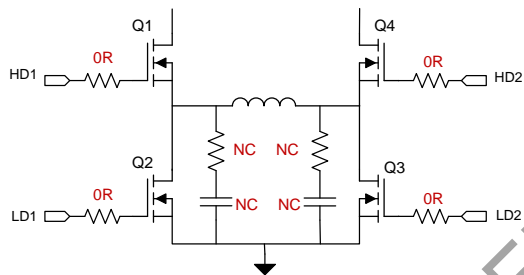


图 4 驱动电阻和 SWx 吸收电路

RC 吸收电路主要用于调整 SWx 看到的尖峰。建议先将吸收电路 NC。

封装数据

QFN32L(0404x0.75-0.40)

