

高效、两相 同步降压型开关稳压器

特点

- 180° 相位双控制器减少所需的输入电容和电源感应噪声
- OPTI-LOOP® 补偿使 C_{OUT} 最小化
- 在整个温度范围内输出电压精度为 $\pm 1.5\%$
- 双 N 沟道 MOSFET 同步驱动
- 电源良好输出电压状态监测器
- DC 可设定固定频率：150kHz 到 300kHz
- 宽 V_{IN} 范围：4.5V 到 28V 工作
- 非常低的压降运作：99% 占空比
- 可调的软启动电流上升斜率
- 折返式输出电流限制
- 带失效选项的闭锁短路关断
- 输出过电压保护
- 远端输出电压检测
- 低的关断 I_Q 电流：20 μ A
- 5V 和 3.3V 待机稳压器
- 小型 28 引脚窄 SSOP 封装
- 可选恒定频率，突发模式 (Burst Mode®) 或 PWM 模式运行

应用

- 笔记本和掌上电脑，PDA
- 电池充电器
- 便携式仪表
- 电池供电的数字设备
- DC 电源分布系统

描述

LTC®3707 是一个高性能双降压开关稳压控制器，可驱动 N 沟道同步功率 MOSFET 级。其恒频电流模式结构允许频率调节到 300kHz。通过使两个控制器输出级异相运行，可以将由输入电容器的 ESR 引起的功率损耗和噪声降到最低。

OPTI-LOOP 补偿允许在输出电容量和 ESR 值的一个很宽的范围内对瞬态响应最优化。0.8V 精密基准和电源良好输出指示能与将来的微处理器兼容，并且 3.5V 到 30V 的宽输入电源范围可适应各种化学电池。

每个控制器都有一个 RUN/SS 引脚提供软启动和可选的定时，短路关断。当过电流闭锁禁止时，在短路状态下电流折返将限制 MOSFET 的损耗。输出过电压保护电路锁定底部 MOSFET，直到 V_{OUT} 恢复正常状态为止。FCB 模式引脚可以选择突发模式、恒频模式和连续电感电流模式运行或调节一个次级线圈。

△, LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。
Burst Mode 和 OPTI-LOOP 是凌特公司的注册商标。

典型应用

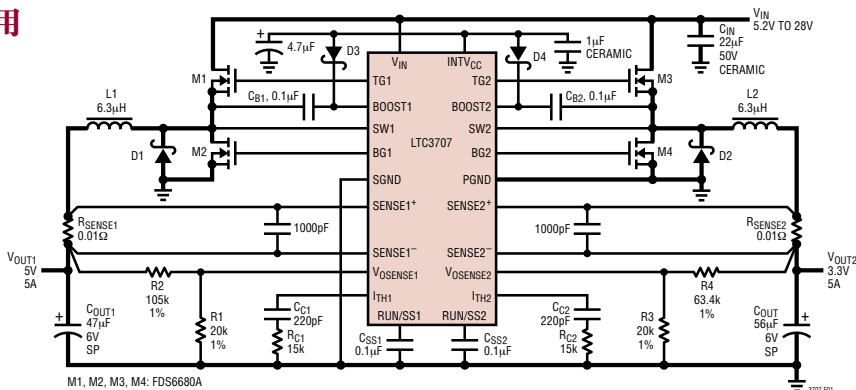
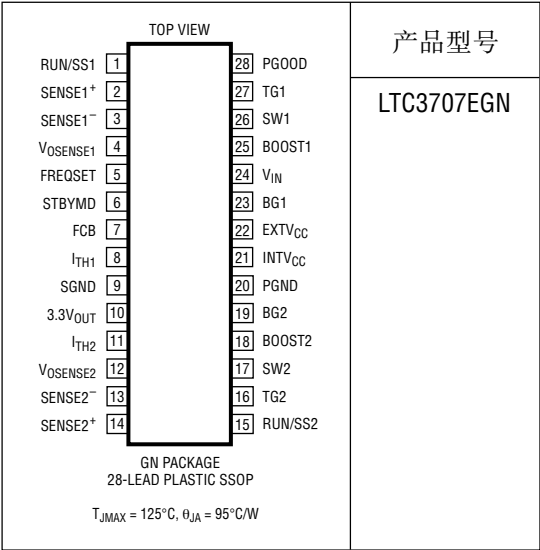


图 1：高效双输出 5V/3.3V 降压转换器

绝对最大额定值 (注1)

输入电源电压 (V_{IN}) 30V 至 -0.3V
顶端驱动器电压
(BOOST1, BOOST2) 36V 至 -0.3V
开关电压 (SW1, SW2) 30V 至 -5V
INTV_{CC}, EXTV_{CC}, RUN/SS1, RUN/SS2, (BOOST1-SW1), (BOOST2-SW2), PGOOD 7V 至 -0.3V
SENSE1⁺, SENSE2⁺, SENSE1⁻,
SENSE2⁻ 电压 (1.1) INTV_{CC} 至 -0.3V
FREQSET, STBYMD, FCB 电压 INTV_{CC} 至 -0.3V
I_{TH1}, I_{TH2}, V_{OSENSE1}, V_{OSENSE2} 电压 2.7V 至 -0.3V
峰值输出电流 < 10μs (TG1, TG2, BG1, BG2) 3A
INTV_{CC} 峰值输出电流 40mA
工作温度范围
LTC3707EG (注 2) -40°C 至 85°C
结点温度 (注 3) 125°C
贮存温度范围 -65°C 至 150°C
引脚温度 (焊接时间 10 秒) 300°C

封装 / 订购信息



关于更宽工作温度范围的器件，请向凌特公司咨询。

电特性 符号 ● 表示该指标适用整个工作温度范围，否则仅指工作在环境温度 T_A = 25°C。V_{IN} = 15V，V_{RUN/SS1,2} = 5V，除非特别注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
主控环路						
V _{OSENSE1,2}	被调节的反馈电压	(注 4)；I _{TH1,2} 电压 = 1.2V	●	0.788	0.800	0.812 V
I _{VOSENSE1,2}	反馈电流	(注 4)		-5	-50	nA
V _{REFLNREG}	基准电压调整率	V _{IN} = 3.6V 到 30V (注 4)		0.002	0.02	%/V
V _{LOADREG}	输出电压负载调节	(注 4) 在伺服环中测量；ΔI _{TH} 电压 = 1.2V 到 0.7V 在伺服环中测量；ΔI _{TH} 电压 = 1.2V 到 2.0V	● ●	0.1 -0.1	0.5 -0.5	% %
g _{m1,2}	跨导放大器 g _m	ΔI _{TH1,2} = 1.2V；吸入/电源 5μA；(注 4)		1.3		mmho
g _{mGBW1,2}	跨导放大器 GBW	ΔI _{TH1,2} = 1.2V；(注 4)		3		MHz
I _Q	输入直流电源电流 正常模式 待机 关断	(注 5) EXTV _{CC} 连到 V _{OUT1} ；V _{OUT1} = 5V V _{RUN/SS1,2} = 0V，V _{STBYMD} > 2V V _{RUN/SS1,2} = 0V，V _{STBYMD} = 开路		350 125 20		μA μA μA
V _{FCB}	强制连续门限电压		●	0.76	0.800	0.84 V
I _{FCB}	强制连续引脚电流	V _{FCB} = 0.85V		-0.30	-0.18	-0.1 μA
V _{BINHIBIT}	脉冲禁止 (恒定频率) 门限	在 FCB 引脚测量		4.3	4.8	V
UVLO	欠压关断	V _{IN} 斜坡下降	●	3.5	4	V
V _{OVL}	反馈过电压关断	在 V _{OSENSE1,2} 引脚测量	●	0.84	0.86	0.88 V
I _{SENSE}	检测引脚总电源电流	(每个沟道)；V _{SENSE1-,2-} = V _{SENSE1+,2+} = 0V		-90	-60	μA
V _{STBYMD MS}	主机关断门限	V _{STBYMD} 斜坡下降		0.4	0.6	V

电特性 符号●表示该指标适用整个工作温度范围，否则仅指工作在环境温度 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{IN} = 15\text{V}$ ， $V_{RUN/SS1,2} = 5\text{V}$ ，除非特别注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
$V_{STBYMD\ KA}$	保持通电上电门限	V_{STBYMD} 上升， $RUN_{SS1,2} = 0\text{V}$		1.5	2	V
DF_{MAX}	最大占空比	在掉电时	98	99.4		%
$I_{RUN/SS1,2}$	软启动充电电流	$V_{RUN/SS1,2} = 1.9\text{V}$	0.5	1.2		μA
$V_{RUN/SS1,2\ ON}$	RUN/SS 引脚导通门限	$V_{RUN/SS1}$ ， $V_{RUN/SS2}$ 上升	1.0	1.5	2.0	V
$V_{RUN/SS1,2\ LT}$	RUN/SS 引脚闭锁门限	$V_{RUN/SS1}$ ， $V_{RUN/SS2}$ 从 3V 开始上升		4.1	4.75	V
$I_{SCL1,2}$	RUN/SS 放电电流	软短路条件下 $V_{OSENSE1,2} = 0.5\text{V}$ ； $V_{RUN/SS1,2} = 4.5\text{V}$	0.5	2	4	μA
I_{SDLHO}	关断闭锁禁止电流	$V_{OSENSE1,2} = 0.5\text{V}$		1.6	5	μA
$V_{SENSE(MAX)}$	最大电流检测门限	$V_{OSENSE1,2} = 0.7\text{V}$ ， $V_{SENSE1^-,2^-} = 5\text{V}$	65 62	75 75	85 88	mV mV
$TG1 \cdot 2\ t_r$	TG 变换时间：上升时间	(注6) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		60	110	ns
$TG1 \cdot 2\ t_f$	TG 变换时间：下降时间	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		60	110	ns
$BG1 \cdot 2\ t_r$	BG 变换时间：上升时间	(注6) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		50	110	ns
$BG1 \cdot 2\ t_f$	BG 变换时间：下降时间	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		50	100	ns
$TG/BG\ t_{1D}$	顶部门极关断到底部门极导通的延时同步开关导通延时	每个驱动器 $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		80		ns
$BG/TG\ t_{2D}$	底部门极关断到顶部门极导通的延时顶部开关导通延时	每个驱动器 $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		80		ns
$t_{ON(MIN)}$	最小导通时间	用一组方波测试 (注7)		180		ns

INTV_{CC} 线性稳压器

V_{INTVCC}	内部 V_{CC} 电压	$6\text{V} < V_{IN} < 30\text{V}$ ， $V_{EXTVCC} = 4\text{V}$	4.8	5.0	5.2	V
V_{LD0INT}	INTV _{CC} 负载调节	$I_{CC} = 0$ 到 20mA ， $V_{EXTVCC} = 4\text{V}$		0.2	2.0	%
V_{LD0EXT}	EXTV _{CC} 电压降	$I_{CC} = 20\text{mA}$ ， $V_{EXTVCC} = 5\text{V}$		100	200	mV
V_{EXTVCC}	EXTV _{CC} 转换电压	$I_{CC} = 20\text{mA}$ ，EXTV _{CC} 正电压斜坡上升	4.5	4.7		V
V_{LD0HYS}	EXTV _{CC} 迟滞			0.2		V

振荡器

f_{OSC}	振荡器频率	$V_{FREQSET} = \text{开路 (注8)}$	190	220	250	kHz
f_{LOW}	最低频率	$V_{FREQSET} = 0\text{V}$	120	140	160	kHz
f_{HIGH}	最高频率	$V_{FREQSET} = 2.4\text{V}$	280	310	360	kHz
$I_{FREQSET}$	FREQSET 输入电流	$V_{FREQSET} = 0\text{V}$		-2	-1	μA

3.3V 线性稳压器

$V_{3.3OUT}$	3.3V 稳压器输出电压	无负载	3.20	3.35	3.45	V
$V_{3.3IL}$	3.3V 稳压器负载调节	$I_{3.3} = 0$ 到 10mA		0.5	2	%
$V_{3.3VL}$	3.3V 稳压器电压调整率	$6\text{V} < V_{IN} < 30\text{V}$		0.05	2	%

PGOOD 输出

V_{PGL}	PGOOD 电压低	$I_{PGOOD} = 2\text{mA}$		0.1	0.3	V
I_{PGOOD}	PGOOD 漏电流	$V_{PGOOD} = 5\text{V}$			1	μA
V_{PG}	PGOOD 跳变电平，任一控制器	根据设定输出电压的 V_{OSENSE} V_{OSENSE} 负电压斜坡下降 V_{OSENSE} 正电压斜坡上升	-6 6	-7.5 7.5	-9.5 9.5	% %

电特性

注1：绝对最大额定值指超出该值则器件使用寿命可能受损。

注2：LTC3707E 性能可以保证满足 0°C 至 70°C 范围内的指标要求。在 -40°C 至 85°C 工作温度范围内的指标通过设计、特性分析和统计过程控制中的相关性来保证。

注3： T_J 由环境温度 T_A 和功耗 P_D 根据下面公式计算得出：

$$LTC3707EGN = T_J = T_A + (P_D \cdot 85^\circ\text{C/W})$$

注4：在一个反馈环中测试 LTC3707，该反馈环路使 $V_{ITH1,2}$ 维持在规定的电压，并测量最终的 $V_{OSENSE1,2}$ 电压。

注5：由于在开关频率下对门极电荷处理，所以动态电源电流较高。见“应用信息”部分。

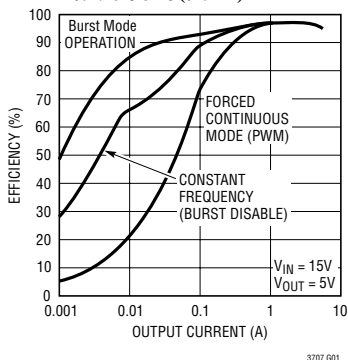
注6：使用 10% 和 90% 的电平来测量上升和下降时间用，用 50% 电平来测量延时时间。

注7：最小导通条件规定电感纹波电流峰峰值 $\geq 40\%$ 的 I_{MAX} (见“应用信息”部分的“最小导通时间的考虑”)。

注8： $V_{FREQSET}$ 引脚通过一个大的电阻在内部连接到 1.19V 的基准电压上。

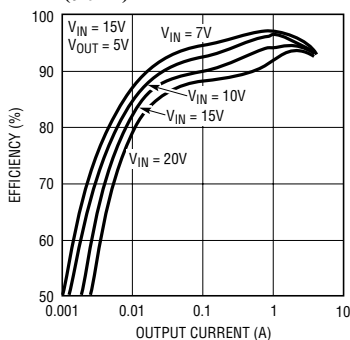
典型性能特征

效率与输出电流和工作模式的关系曲线 (图 13)



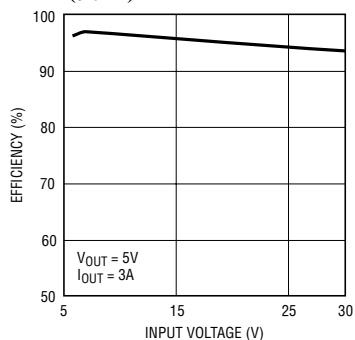
3707 G01

效率与输出电流的关系曲线 (图 13)



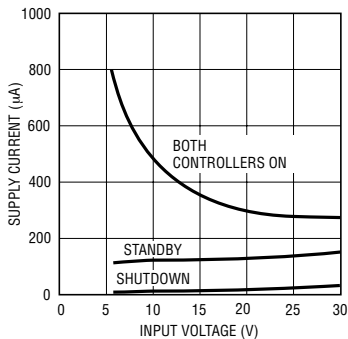
3707 G02

效率与输入电压的关系曲线 (图 13)



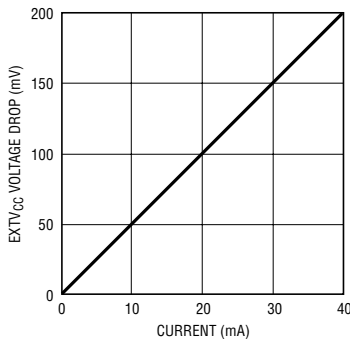
3707 G03

电源电流与输入电压和模式的关系曲线 (图 13)



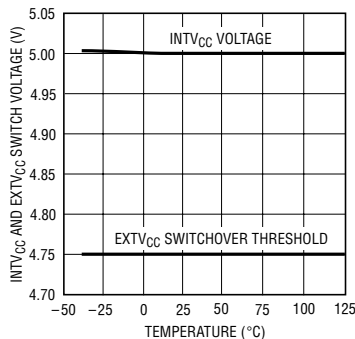
3707 G04

EXTV_{CC} 电压降



3707 G05

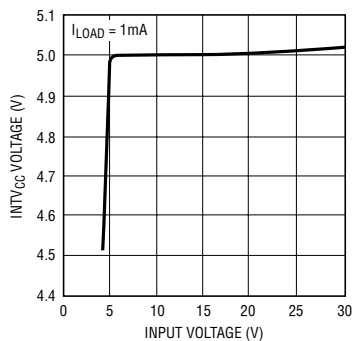
INTV_{CC} 和 EXTV_{CC} 开关电压与温度的关系曲线



3707 G06

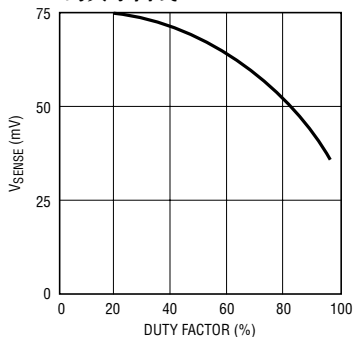
典型性能特征

内部 5V LDO 线性稳压器



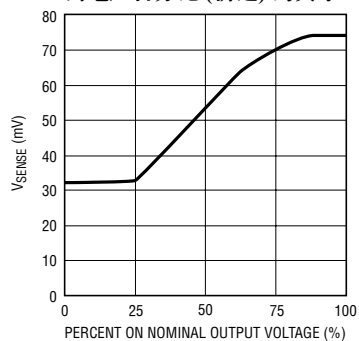
3707 G07

最大电流检测门限与占空比的关系曲线

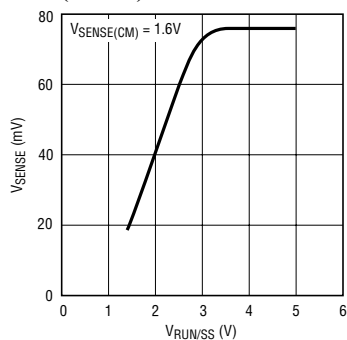


3707 G08

最大电流检测门限与标称输出电压百分比(折返)的关系

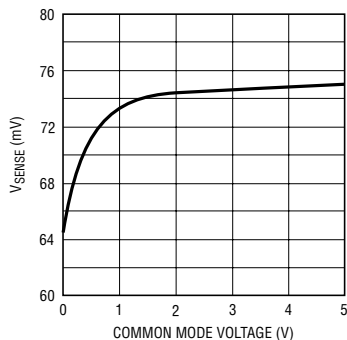


3707 G09

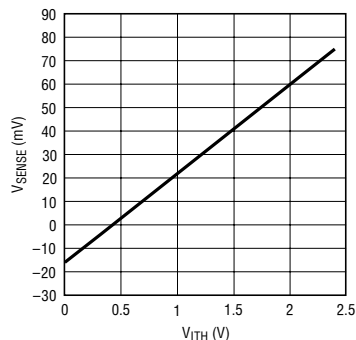
最大电流检测门限与 $V_{RUN/SS}$ (软启动) 的关系曲线

3707 G10

最大电流检测门限与检测共模电压的关系曲线

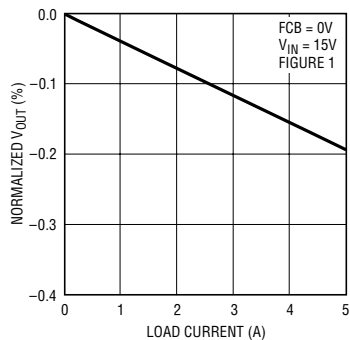


3707 G11

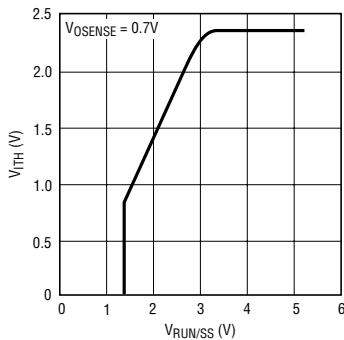
电流检测门限与 I_{TH} 电压的关系曲线

3707 G12

负载调节

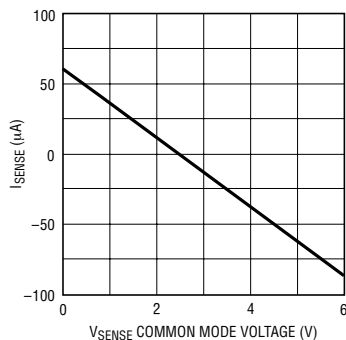


3707 G13

 V_{ITH} 与 $V_{RUN/SS}$ 的关系曲线

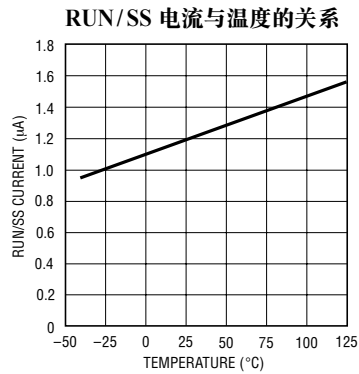
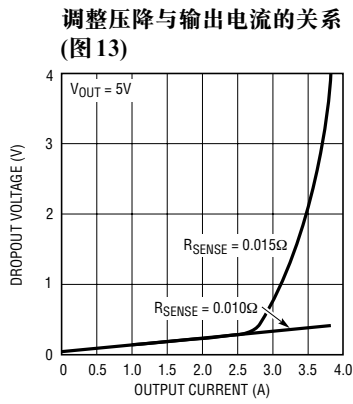
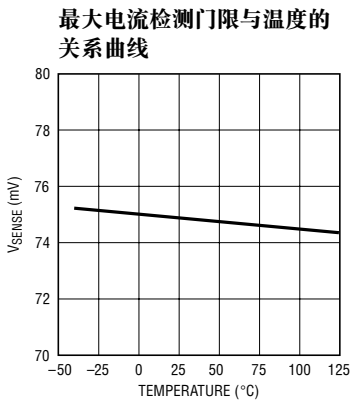
3707 G14

SENSE 引脚总电流

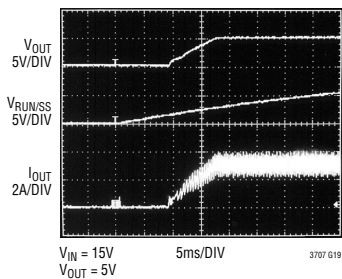


3707 G15

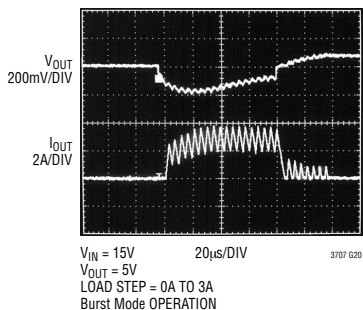
典型性能特征



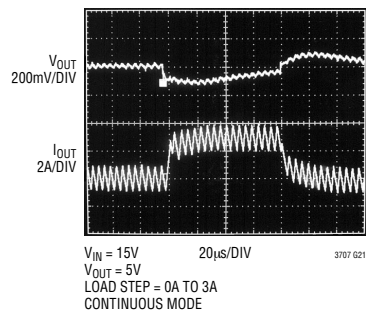
软启动 (图 13)



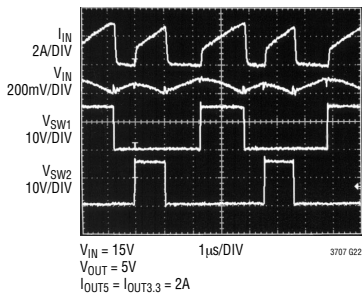
负载阶跃 (图 13)



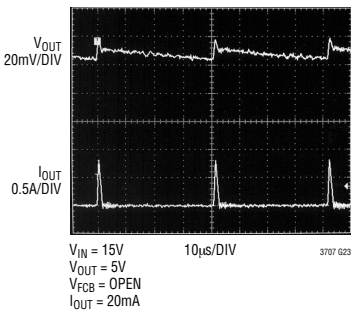
负载阶跃 (图13)



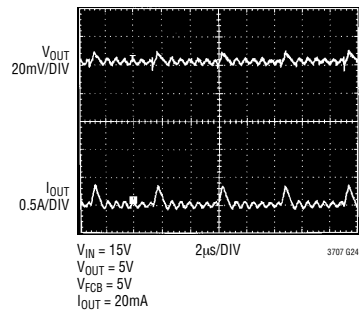
输入电源/电容器瞬态电流 (图 13)



突发模式工作 (图 13)

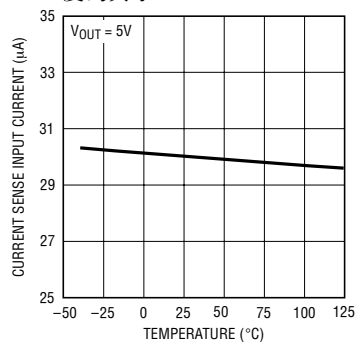


恒频 (突发禁止) 工作 (图 13)

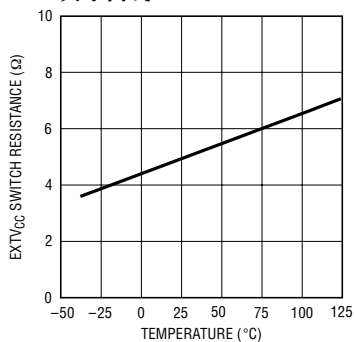


典型性能特征

电流检测引脚输入电流与温度的关系

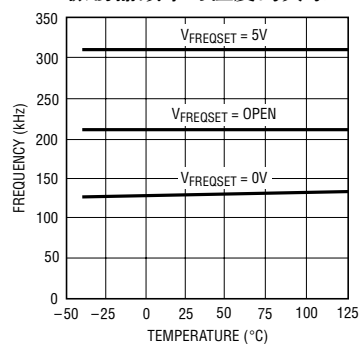


3707 G26

EXTV_{CC} 开关电阻与温度的关系曲线

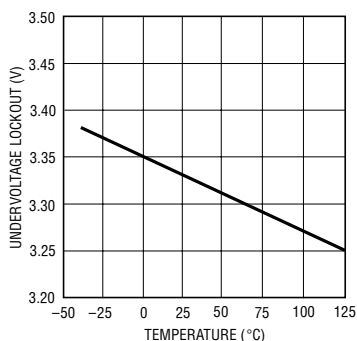
3707 G27

振荡器频率与温度的关系



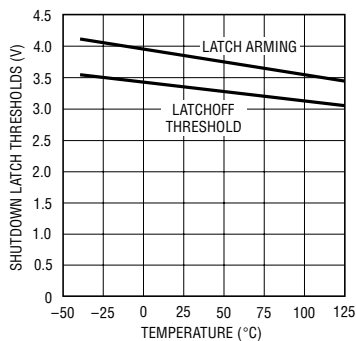
3707 G28

欠压关断与温度的关系



3707 G29

关断闭锁门限与温度的关系



3707 G30

引脚功能

RUN/SS1, RUN/SS2 (引脚 1, 15): 兼有软启动、运行控制输入和短路检测定时功能。每个引脚上连接一个接地电容, 该电容用来设定到满输出电流的上升时间。将两个引脚中任一个电压强制在 1.0V 以下, 都会引起 IC 关断相应控制器所需的电路。如“应用信息”, 部分描述的那样, 通过这两个引脚闭锁过电流保护功能。

SENSE1⁺, SENSE2⁺ (引脚 2, 14): (+) 输入端到差分电流比较器。 I_{TH} 引脚电压和 SENSE⁻ 和 SENSE⁺ 之间的偏移电压结合 R_{SENSE} 一起实现电流跳变门限的设定。

SENSE1⁻, SENSE2⁻ (引脚 3, 13): 差分电流比较器的 (-) 输入端。

$V_{OSENSE1}$, $V_{OSENSE2}$ (引脚 4, 12): 接收来自输出外部分压电阻的远端反馈电压, 该电压用于每个控制器。

FREQSET (引脚 5): 输入到振荡器的频率控制信号。此引脚可以空置、接地、接 INTV_{CC} 或者由一个外部电源驱动, 此外, 该引脚还可以和一个外部相位检测器构成一个锁相环。

STBYMD (引脚 6): 控制引脚, 在控制器关断时用来决定哪一个电路保持工作, 或者提供一个关断两个控制器的公共控制点。详细内容请见“工作原理”部分。

FCB (引脚 7): 强制连续控制输入。此输入作用于第一个控制器 (或者作用于两个控制器, 这决定于 FLTCL 引脚, 请见引脚说明部分), 并且通常用来调节一个次级线圈。将该引脚电压拉低到 0.8V 以下, 将使第一个控制器工作在强制连续同步模式, 第二个控制器处于随机状态。此引脚不能悬空。

I_{TH1} , I_{TH2} (引脚 8, 11): 误差放大器输出和开关稳压器补偿点。各相关通道的电流比较器跳变点随此控制电压增加而增加。

SGND (引脚 9): 同属于两个控制器的小信号地, 它必须与大电流地到 C_{OUT} 电容公共 (-) 端分开布线。

3.3V_{OUT} (引脚 10): 线性稳压器输出, 能够供电 10mA 直流电流, 峰值电流可高达 50mA。

PGND (引脚 20): 驱动器功率地。连接到底部 (同步) N 沟道 MOSFET 的源极, 以及肖特基整流管的阳极和 C_{IN} 的 (-) 端。

INTV_{CC} (引脚 21): 内部 5V 线性低压降稳压器和 EXT_{VCC} 开关的输出。从此电压源供电给驱动器和控制电路。必须用一个最小 4.7 μ F 的钽电容器或其它低 ESR 电容器实现与功率地之间的去耦。STBYMD 引脚决定 INTV_{CC} 稳压器的待机功能。

EXT_{VCC} (引脚 22): 一个外部电源输入端至一个连到 INTV_{CC} 的内部开关。只要 EXT_{VCC} 大于 4.7V, 此开关就闭合, 并提供 V_{CC} 电源, 将内部低压降稳压器旁路。注意此引脚电压不能超过 7V, 关于 EXT_{VCC} 的连接请见应用部分的说明。

BG1, BG2 (引脚 23, 19): 提供底部 (同步) N 沟道 MOSFET 的大电流门极驱动。此引脚的电压摆幅为从地到 INTV_{CC}。

V_{IN} (引脚 24): 主电源引脚。此引脚和信号地引脚之间应该接一个旁路电容器。

BOOST1, BOOST2 (引脚 25, 18): 提供顶部浮动驱动器的自举电源。电容器连接到 BOOST 和开关引脚之间, 肖特基二极管连在 BOOST 和 INTV_{CC} 引脚之间。BOOST 引脚的电压摆幅在 INTV_{CC} 和 ($V_{IN} + \text{INTV}_{CC}$) 之间。

SW1, SW2 (引脚 26, 17): 连接到电感器的开关节点。这两个引脚的电压摆幅在地电平以下一个肖特基二极管 (外接) 压降的电位到 V_{IN} 之间。

TG1, TG2 (引脚 27, 16): 提供大电流门极驱动给顶部 N 沟道 MOSFET。这两个引脚是浮动驱动器的输出, 电压摆幅为开关节点电压 SW 之上幅度为 INTV_{CC}-0.5V 的范围。

PGOOD (引脚 28): 漏极开路逻辑输出。当任意一个 V_{OSENSE} 引脚电压不在其设定点的 $\pm 7.5\%$ 范围内时, PGOOD 被拉低到地电平。



工作原理 (参考功能图)

主控制环路

LTC3707 采用一种恒频、电流模式降压结构，两个控制器通道有 180° 相位差。在正常工作时，每个顶部 MOSFET 在对应通道的时钟将 RS 锁存器置位时导通，在主电流比较器 I_1 将 RS 锁存器复位时关断。 I_1 复位 RS 锁存器的峰值电感电流由 I_{TH} 引脚上的电压控制，该电压是误差放大器 EA 的输出。 V_{OSENSE} 引脚接收到电压反馈信号，然后通过 EA 和内部基准电压进行比较。当负载电流增大时， V_{OSENSE} 相对于 $0.8V$ 基准电压的将稍微减小，这又引起 I_{TH} 电压增大，这种调整过程将直到平均电感电流与新的负载电流相匹配为止。顶部 MOSFET 关断后，底部 MOSFET 将导通直到电感电流反向 (由电流比较器 I_2 指示)，或下一个开关周期开始。

顶部 MOSFET 通过浮动自举电容 C_B 加偏置电压，该电容通常在顶部 MOSFET 关断时，在每个关断周期内通过一个外部二极管正常地行再充电。当 V_{IN} 减小到一个接近 V_{OUT} 的电压，环路可能会进入低压差状态，并尝试连续导通顶部 MOSFET。降压检测器检测到这种情况，并强制顶部 MOSFET 每十个周期关断 $500ns$ ，以使 C_B 再充电。

通过将 RUN/SS 引脚拉至低电平来关断主控制环路。释放 RUN/SS 允许一个内部 $1.2\mu A$ 电流源对软启动电容器 C_{SS} 充电。当 C_{SS} 达到 $1.5V$ 时，主控制环路激活， I_{TH} 电压箝位在其最大值的 30% 左右。随著 C_{SS} 继续充电， I_{TH} 引脚电压逐渐释放以允许正常地满电流工作。当 RUN/SS1 和 RUN/SS2 均为低电压时，所有的 LTC3707 控制器功能关断，STBYMD 引脚将决定 $5V$ 和 $3.3V$ 待机稳压器是否保持在激活状态。

低电流工作

FCB 引脚提供两个功能：1) 通过对两个控制器短暂地强制连续 PWM 工作模式，提供用于次级线圈调节的模拟输入；2) 提供一个逻辑输入，以便在两种工作低电流工作模式中进行选择。当 FCB 引脚电压低于 $0.800V$ 时，控制器将强制工作在连续 PWM 电流模式。在此模式下，顶部和底部 MOSFET 交替导通以维持输出电压且不受电感电流方向影响。当 FCB 引脚低于 $V_{INTVCC} - 2V$ 但高于 $0.80V$ 时，控制器进入突发模式。突发模式在禁止顶部开关之前设定最小输出电流，并在电感电流变为负时关断同步 MOSFET。在低电流时，前面的这些要求将强制 I_{TH} 引脚低于一个电压门限，此门限将暂时禁止两个输出 MOSFET，直到输出电压降低为止。在连到 I_{TH} 引脚的脉冲比较器 B 上有 $60mV$ 的迟滞。这个迟滞产生到 MOSFET 的输出信号，使它们在几个周期内导通，紧接一个可变时间的“休眠”间隙，这个休眠间隙时间的长短决定于负载电流的大小。通过将迟滞比较器放在误差放大器模块后，可以使最后的输出电压纹波保持在一个很小的值。

恒频工作

当 FCB 引脚连到 $INTV_{CC}$ 时，突发模式被禁止，同时也没有了强制最小输出电流要求。这在可能的最宽输出电流范围内提供了恒频、不连续的 (防止电感电流反向) 电流工作模式。恒频工作模式没有突发模式效率高，但能提供较低的噪声，恒频工作模式到所设计最大输出电流的 1% 左右。在将电压加到 V_{IN} 引脚之前 FCB 引脚不能存在电压。

工作原理 (参考功能图)

连续电流 (PWM) 工作

将 FCB 引脚接地将强制到连续电流工作模式，这是效率最低的工作模式，但是在某些应用中可能是可取的。在此模式下，调整器的输出可以提供电流或者吸收电流。而在强制连续工作状态，当吸入电流时，电流会被迫返回到主电源，可能增大输入电源到危险的电压值——这一点需要特别注意！

频率设定

FREQSET 引脚可以提供内部振荡器的频率调整，调整范围大约在 140kHz 到 310kHz 之间。通过一个内部的电阻，可以将该输入偏置到 1.19V 的基准电压，将振荡器频率设定为大约 220kHz。该引脚还可以通过一个外部的 AC 或 DC 信号源驱动，来控制振荡器瞬时的频率。在将电压施加到 V_{IN} 引脚之前不能给 FREQSET 加电压。

INTV_{CC} / EXTV_{CC} 电源

供给顶部和底部 MOSFET 驱动器和多数其它内部电路的电源来自于 INTV_{CC} 引脚。当 EXTV_{CC} 引脚空置时，一个内部的 5V 低压降线性稳压器提供 INTV_{CC} 电源。如果 EXTV_{CC} 被接到高于 4.7V，则 5V 的稳压器关断，一个内部开关导通来将 EXTV_{CC} 连接到 INTV_{CC}。这样允许 INTV_{CC} 电源通过一个高效外部电源，例如稳压器自身或一个次级线圈的输出，就像“应用信息”中所描述的。

待机模式引脚

STBYMD 引脚是一个三态输入引脚，按如下所述来控制 IC 内部的公共电路：当 STBYMD 引脚保持在地电平时，两个控制器的 RUN/SS 引脚被拉至地电平，这样提供一个单独的控制引脚来关断两个控制器。当此引脚空置时，使内部的 RUN/SS 电流能够给 RUN/SS 电容充电，并允许控制器导通并且产生必要的公共内部偏置电压。当 STBYMD 引脚被接到高于

2V 时，两个内部线性稳压器导通将不受两个开关稳压控制器的 RUN/SS 引脚状态所影响，为“唤醒”电路提供一个输出电源。如果此引脚不是连接到一个 DC 电压，则在引脚和地之间接一个小容量的去耦电容 (0.01 μ F)。

输出过电压保护

过电压比较器 OV 在出现瞬时过压 (>7.5%) 或其它严重过压时实现保护作用。在这种情况下，顶部 MOSFET 关断，底部 MOSFET 导通，直到过电压状况解除为止。

电源良好 (PGOOD) 引脚

PGOOD 引脚连接到一个内部 MOSFET 的开路漏极。当两个输出超出它们额定输出值的 $\pm 7.5\%$ 时，MOSFET 导通并将此引脚拉至低电平，其标称的输出值由它们的反馈电阻分压器确定。当两个输出满足 $\pm 7.5\%$ 的要求时，MOSFET 在 10 μ s 内关断，允许通过外部电阻将该引脚电压拉升到 7V。

折返电流、短路检测和短路闭锁

RUN/SS 电容器最初用来限制每个开关稳压器的涌入电流。在启动控制器，并有足够时间来为输出电容器充电以及提供满负载电流后，RUN/SS 电容器就工作在短路计时电路中。如果输出电压降到其标称输出电压的 70% 以下，RUN/SS 电容器在假定的输出过电流和/或短路状况下开始放电。如果此状况持续了足够长的时间 (由 RUN/SS 电容器的电容量决定)，控制器将关断，直到 RUN/SS 引脚电压开始重复循环为止。通过在 4.2V 时提供一个大于 5 μ A 上拉电流给 RUN/SS 引脚，则内置闭锁电路受到压制而失效。该电流缩短了软启动时间，而且也防止在过电流和/或短路期间 RUN/SS 过放电。无论短路闭锁电路是否有效，当输出电压降低低于其标称值 70% 时，扳返电流限制仍旧起作用。即使当出现短路并

工作原理 (参考功能图)

且短路闭锁功能并没有触发，由于内部电流折返，仍可以提供一个安全的低输出电流，并且由于电流模式开关稳压器的效率特性，实际的功耗也较低。

两相运行的原理和优点

LTC1628 和 LTC3707 是第一个将两相运行的优点带到到便携式应用中的双高效 DC/DC 控制器。笔记本电脑、PDA、手持终端和汽车电子都将受益于两相运行的低输入滤波要求、低电磁干扰 (EMI) 以及高效率的特点。

为什么需要两相运行呢？在 LTC1628 问世前，恒频双开关稳压器的两个通道同相工作（即单相工作）。这意味著两个开关同时导通，引起的电流脉冲幅度是单稳压器电流幅度的两倍，此电流脉冲来自于输入电容器和电池。这些大幅的电流脉冲使流经输入电容器的总的 RMS 电流增大，这就需要使用更贵的输入电容器，并且增加了输入电容器和电池的

EMI 和功耗。

工作在两相模式下，双开关稳压器的两个通道工作的相位差为 180° 。这有效的错开了开关引起的电流脉冲，大大地减少了它们叠加在一起的时间。其结果是总的 RMS 输入电流上大大减小，这样可以采用较便宜的输入电容器，减小了对 EMI 的屏蔽要求，并提高了实际的工作效率。

图 3 比较了一个有代表性的单相双开关稳压器和 LTC3707 两相双开关稳压器的输入波形。在这些条件下对 RMS 输入电流的实际测量表明，两相工作使输入电流从 $2.53A_{RMS}$ 降到 $1.55A_{RMS}$ 。电流已经大大减小了，要记住功耗是和 I_{RMS}^2 成正比，这就是说实际的功率损耗减小到原来的 $1/2.66$ 。减小的纹波电压也意味著在输入电源通路损耗了更少的功率，这个通路包括电池、开关、走线/连接器阻抗和保护电路。RMS 输入电流和电压的减小，还直接改善了传导和辐射 EMI。

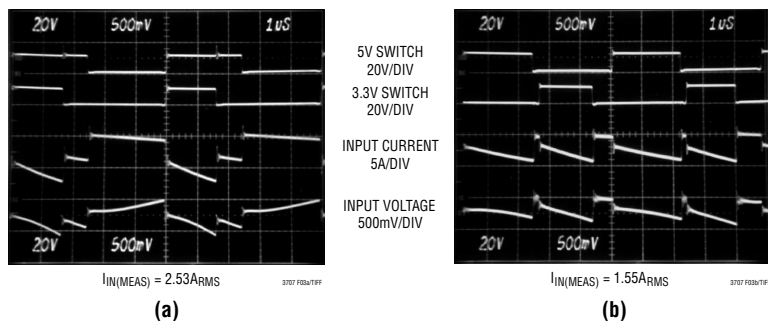


图 3：单相 (a) 和两相 (b) 工作模式的输入电压波形比较。两个双开关稳压器都将 12V 的输入电压转换为 5V/3A 和 3.3V/3A，LTC1628 两相稳压器降低了纹波，允许使用廉价的输入电容，降低了 EMI 屏蔽要求并提高了效率。

工作原理 (参考功能图)

当然，两相工作所提供的这些改善是与双开关稳压器的相对占空比成函数关系，而占空比又取决于输入电压 V_{IN} (占空比 $= V_{OUT}/V_{IN}$)。图 4 给出了对于 3.3V 和 5V 稳压器，在一个宽的输入电压范围内，RMS 输入电流在单相和两相工作时的不同。

可以很容易地看出，两相工作的优点不仅是限定在一个窄的工作范围，而实际上是扩展到了一个宽的区域。对于大多数应用有一个好的经验，即两相工作会减少对输入电容器的要求，只需要满足工作在最大电流和 50% 占空比的单通道。

最后的问题：对于双开关稳压器，如果两相工作能有如此多的优于单相工作的优点，为什么以前没有采用呢？答案是：虽然概念上很简单，但是很难实现。恒频电流模式开关稳压器需要一个源于振荡器驱动的“斜坡补偿”信号，以实现在超过 50% 占空比时各个稳压器能稳定工作。这个信号在单相双开关稳压器中相对容易获得，但是需要开发一个新的专利技术来在两相工作条件下实现。另外，对于

两相工作模式，两个通道间的隔离也变得更加关键，因为一个通道的开关转换很可能会破坏另外一个通道的运行。

LTC1628 和 LTC3707 的出现正是在克服了这些难题才得以推出。这种新的器件对于不断增多的便携式电子设备所需的高效电源来说具有极大的优越性。

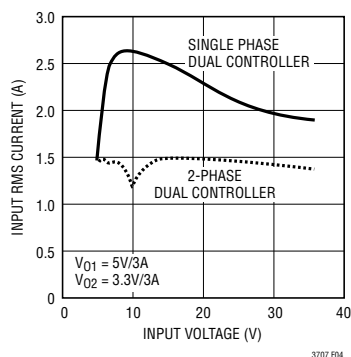


图 4：RMS 输入电流比较

应用信息

第一页的图 1 是一个基本的 LTC3707 应用电路。外围元件的选择取决于负载需求，首先从 R_{SENSE} 和电感值的选择开始；然后，选择功率 MOSFET 和 DI；最后，选择 C_{IN} 和 C_{OUT} 。图 1 所示的电路可以设置到高达 28V 输入电压的应用中(电压由外部 MOSFET 限定)。

输出电流的 R_{SENSE} 选择

根据需要的输出电流来选择 R_{SENSE} 。LTC3707 电流比较器具有 $75mV/R_{SENSE}$ 的最大门限值 and 从 SGND 到 1.1 (INTV_{CC}) 的输入共模电压范围。电流比较器的门限设定了电感电流的峰值，产生的最大平均输出电流 I_{MAX} 等于峰值减去一半的峰至峰纹波电流 ΔI_L 。

在 LTC3707 内允许有一个变化余量，外部元器件值为：

$$R_{SENSE} = \frac{50mV}{I_{MAX}}$$

当采用的控制器处于很低压差工作条件时，由于内部补偿需要满足降压式开关稳压器以高于 50% 占空比工作的稳定性准则，最大输出电流将会下降。用于估计减小在依赖占空比的峰值输出电流曲线已经给出。

工作频率的选择

LTC3707 采用一种恒频架构，其频率由一个内部振荡器电容器决定。这个电容通过一个固定电流加上一个额外电流电容器充电，此额外电流与加在 FREQSET 引脚上的电压成比例。

在图 5 中给出了加在 FREQSET 引脚上的电压与频率的关系曲线。随著频率的增加门极充电损耗将

应用信息

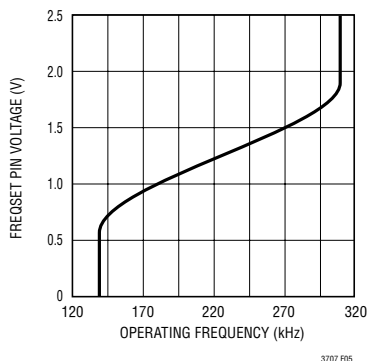


图 5：FREQSET 引脚电压与频率关系曲线

增加，使效率降低（参见“效率的考虑”）。最大开关频率大约为 310kHz。

电感值计算

工作频率和电感的选择是相互关联的，较高工作频率允许使用较小的电感和电容器。那为什么人们通常选用较大的元器件工作在较低的频率上呢？答案是效率。由于 MOSFET 门极充电损耗，较高的频率通常导致较低的效率。此外，电感值对纹波电流和低电流工作的影响也必须考虑。

电感值对纹波电流有直接的影响。电感纹波电流 ΔI_L 随著电感或频率的增大而减小，随著 V_{IN} 的增大而增大：

$$\Delta I_L = \frac{1}{(f)(L)} V_{OUT} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

较大的 ΔI_L 值允许使用低的电感，但是会导致较高的输出电压纹波和较大的磁芯损耗。设定纹波电流的一个合理的起始点为 $\Delta I_L = 0.3 (I_{MAX})$ 。记住，最大的 ΔI_L 产生在输入电压最大时。

电感值还有第二个影响。当要求的平均电感电流产生的峰值电流低于电流限值的 25% 时（该限值由

R_{SENSE} 确定），将开始向突发工作模式转换。较低的电感值（较高的 ΔI_L ）将会导致在较低的负载电流下发生这种工作模式的转变，这将引起低电流工作范围的上部区域内效率下降。在突发模式工作时，较低的电感值会引起突发频率降低。

电感磁芯的选择

一旦知道了电感值 L ，就必须选择电感的类型。由于低成本铁粉磁芯会产生比较大的功耗，因此高效的转换器通常采用比较贵的铁氧体、坡莫合金磁芯或 Kool M μ ® 磁芯。对于一个固定的电感值，实际的磁芯损耗与磁芯尺寸无关，取决于所选择的电感值。随著电感值的增加，磁芯损耗降低。然而，增加电感值需要增加线圈匝数，因此铜耗会增加。

采用铁氧体设计磁芯其损耗非常低，推荐用于高开关频率，这样设计目标可以集中在铜损耗和防止饱和上。铁氧体磁芯材料的饱和特性很“硬”，即当电流超过设计的峰值电流时，电感会骤然下降。这会导致电感纹波电流的急剧上升和随之而来的输出电压纹波。不能让磁芯饱和！

来自 Magnetics 公司的坡莫合金对于环形铁芯来说是一种非常好和低损耗磁芯材料，但是它比铁氧体较贵。该公司产的 Kool M μ 材料具有较好的性价比。环形铁芯非常节约空间，特别是当使用几层线圈时。由于它们通常没有磁芯骨架，所以安装比较困难。然而，可以采用表面贴装设计，并不会明显增加高度。

功率 MOSFET 和 D1 的选择

LTC3707 的每个控制器都必须选择两个外部功率 MOSFET：一个 N 沟道 MOSFET 用于顶部（主）开关，另一个 N 沟道 MOSFET 用于底部（同步）开关。

驱动电压峰至峰值由 $INTV_{CC}$ 电压设定。这个电压在启动期间通常为 5V（参见“EXTV $_{CC}$ 连接”部份）。

Kool M μ 是 Magnetics 公司的注册商标。

应用信息

因此，在大多数应用中，必须采用具有逻辑电平门限值的 MOSFET。唯一的例外是，如果可能出现低的输入电压 ($V_{IN} < 5V$)，则应该采用低逻辑电平门限 MOSFET ($V_{GS(TH)} < 3V$)。对这类 MOSFET 还要密切注意 BV_{DSS} 指标；多数逻辑电平 MOSFET 限制在 30V 或者更低。

功率 MOSFET 的选择标准包括“导通”电阻 $R_{DS(ON)}$ 、反向传送电容 C_{RSS} 、输入电压和最大输出电流。当 LTC3707 工作在连续模式时，顶部和底部 MOSFET 的占空比由下式给出：

$$\text{主开关占空比} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

$$\text{同步开关占空比} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}}$$

在最大输出电流时，MOSFET 的功耗为：

$$P_{MAIN} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} (I_{MAX})^2 (1 + \delta) R_{DS(ON)} + k (V_{IN})^2 (I_{MAX}) (C_{RSS}) (f)$$

$$P_{SYNC} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} (I_{MAX})^2 (1 + \delta) R_{DS(ON)}$$

这里 δ 是 $R_{S(ON)}$ 的温度相关系数， k 是与门极驱动电流的反相关常量。

两个 MOSFET 都有 I^2R 损耗，而最上面的 N 沟道方程式包括了一个额外的转换损耗，它在高输入电压时最大。对于 $V_{IN} < 20V$ ，高的电流效率通常随着采用较大的 MOSFET 而提高，而对于 $V_{IN} > 20V$ ，转换损耗迅速增加到某一点，在此点使用较高的 $R_{DS(ON)}$ 和较低的 C_{RSS} 器件实际上能实现更高的效率。当顶部开关占空比较低，或者在同步开关导通时间接近整个周期的 100% 时的短路期间，在高输入

电压时同步 MOSFET 损耗最大。

对于一个 MOSFET， $(1 + \delta)$ 项通常以归一化的 $R_{DS(ON)}$ 与温度关系曲线的形式给出来，但是对于低压 MOSFET， $\delta = 0.005/^\circ C$ 可以用作一个近似值。在 MOSFET 特性中通常给定了 C_{RSS} 。常量 $k = 1.7$ 可以用来估计主开关损耗方程式中两项分别所占的大小。

图1中给出的肖特基二极管 D1 在两个功率 MOSFET 导通的死区时间导通。这防止底部 MOSFET 的体二极管导通，MOSFET 的体二极管在死区时间内会存储电荷并且还需要一个反向恢复时间，这一过程在高 V_{IN} 时能损耗 3% 的效率。由于相对小的平均电流，1A 至 3A 的肖特基二极管通常可以很好兼顾两个工作区域。较大的二极管由于其较大的结电容，会增加转换损耗。

C_{IN} 和 C_{OUT} 的选择

多相结构及它对来自输入网 (电池/熔断器/电容器) 的最差情况 RMS 电流的影响使 C_{IN} 的选择变得简单。可以看出最差情况 RMS 电流在只有一个控制器工作时发生。下面的公式中需要使用具有最大 (V_{OUT}) (I_{OUT}) 的控制器，以确定最大的 RMS 电流需求。增大来自另外一个异相控制器的输出电流实际上会使输入 RMS 纹波电流从这个最大值减小 (见图 4)。与单相功率电源方案相比，异相技术通常可以使输入电容器的 RMS 纹波电流减小 30% 到 70%。

输入电容器的类型、容值和 ESR 值能影响效率，因此在选择时需要予以考虑。选择的电容值应满足能用来存储足够的电荷以使高峰值电池电流降低。对于一个工作在 200kHz 的 25W 输出电源，通常 20 μF 至 40 μF 就足够了。电容器的 ESR 值对其本身的功耗和总个电池的效率都很重要。产生在电容上的全部功耗 (RMS 纹波电流与 ESR 值的乘积) 不仅使电容器温度升高而且还浪费了电池能量。

应用信息

中等电压 (20V 到 35V) 的陶瓷电容器、钽电容器、OS-CON 和开关额定电解电容器可以用作输入电容器，但是各自都有缺点：陶瓷电压系数非常高，可能会产生音频压电效应；钽电容器有浪涌额定值；OS-CON 电容器有较大的电感、较大的封装尺寸和表面贴装应用的限制；电解电容器有较高的 ESR 值，而且电解液可能变干，所以需要使用几个。一般地多相系统允许最少的电容数量。少至一个 22μF 或者两至三个 10μF 这样小的陶瓷电容器，由于它们极低的 ESR，在 20W 至 50W 的功率电源具有比较理想的效果。即使在 20V 时电容实际上低于在零偏置时的电容值，陶瓷电容器很低的 ESR 损耗使其成为一种适合于最高效电池供电系统的理想电容。也可以考虑将陶瓷电容和高质量电解电容器并联使用来获得较低的 ESR 值和大电容量。

在连续工作模式下，顶部 N 沟道 MOSFET 的源极电流是一组占空比为 V_{OUT}/V_{IN} 的方波。为了防止大的瞬态电压，必须采用满足单通道最大 RMS 电流的低 ESR 的输入电容。最大 RMS 电容器电流由下式给出：

$$C_{IN} \text{ 要求的 } I_{RMS} \approx I_{MAX} \frac{[V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})]^{1/2}}{V_{IN}}$$

在 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 时，这个公式得到一个最大值： $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ 。这种简单的最差条件通常用于设计，因为这样的设计即使在产生较大的设计偏差时也不用担心。注意，电容制造商给出的纹波电流额定值通常仅基于 2000 小时的寿命。这就建议使用进一步的电容器，或者选择一个额定温度比所要求温度高的电容器。在设计中也可以并联几个电容器以满足电容量大小或高度要求。如果有任何问题，可以咨询制造商。

对于较高功率控制器，LTC3707 多相的益处可以

通过上面的等式算出来，然后计算如果两个控制器通道同时导通将会产生的损耗。当两个控制器工作时，由于电流脉冲交替通过输入电容器的 ESR，总 RMS 功率损耗较低。这就是为什么上面为控制器最差情况计算的输入电容器要求也满足双控制器的设计。要记住，由于在多相系统中峰值电流的减小，使得输入保护熔断器阻抗、电池阻抗和 PCB 走线阻抗损耗也减小了。当电源/电池的阻抗包括在效率测试内时，才能全面了解到多相设计的全部优势。两个顶部 MOSFET 的漏极应该放置在相互间隔 1cm 之内和共用 C_{IN} 电容。如果分开漏极和 C_{IN} 可能会在 V_{IN} 引脚产生不希望的电压和电流谐振。

C_{OUT} 的选择由要求的有效串连电阻 (ESR) 决定。通常一旦满足 ERS 要求，电容就足以满足滤波要求。输出纹波 (ΔV_{OUT}) 由下式决定：

$$\Delta V_{OUT} \approx \Delta I_L \left(ESR + \frac{1}{8fC_{OUT}} \right)$$

这里 f = 工作频率、 C_{OUT} = 输出电容值、 ΔI_L = 电感器中的纹波电流。因为 ΔI_L 随输入电压而增加，所以在最大输入电压时输出纹波最大。在 $\Delta I_L = 0.3I_{OUT(MAX)}$ 时，在最大 V_{IN} 时输出纹波通常会小于 50mV，其假定条件如下：

C_{OUT} 推荐的 $ESR < 2 R_{SENSE}$

且 $C_{OUT} > 1/(8fR_{SENSE})$

第一个条件与流入输出电容器 ESR 的纹波电流相关，而第二项则由于纹波电流而保证在工作频率周期内输出电容不会过放电。采用较小输出电容的选择由于有放电问题而使纹波电压增大，但是通过采用很低 ESR 的电容器可以对此补偿，使纹波电压维持在 50mV 或以下。通过优化 I_{TH} 引脚的 OPTI-LOOP 补偿元器件，可以提供稳定和高性能瞬态响应，且与所选输出电容无关。

应用信息

像 Nichicon、United Chemicon 和 Sanyo 这样的制造商生产的直插电容可以认为是高性能器件。Sanyo 公司生产的 OS-CON 半导体电介质电容器具有所有铝电解电容器中最小 (ESR) × (电容量) 乘积, 但是价格稍微高一些。推荐用一个陶瓷电容器与 OS-CON 电容器并联来减小电感效应。

在表面贴装应用中, 多个电容器需要并联使用以满足应用的 ESR、RMS 电流要求和负载阶跃要求。铝电解电容器、钽电容器和特殊聚合物电容器有用于表面贴装的封装。特殊聚合物表面贴装电容器提供非常低的 ESR, 但与其它类型电容器相比, 单立体积容量较低。这些电容器提供低成本的输出电容器解决方案, 在具有高环路带宽的控制器应用中是一种理想的选择。钽电容器提供了最高的容量密度, 经常用作具有受控软启动的开关稳压器的输出电容器。几种浪涌测试性能卓越的表面贴装钽电容器为 AVX TPS、AVX TPSV 或者 KEMET T510 系列, 高度在 2mm 至 4mm 之间。在要求控制纹波电流额定值、温度问题和长期可靠性, 以及低成本的应用中, 可以采用铝电解电容器。在典型的应用中需要几个到很多个铝电解电容器并联使用。结合使用上述电容器通常可以得到最高的性能和最低的总成本。其它的电容器类型包括 Nichicon PL 系列、NEC Neocap、Panasonic SP 和 Sprague 595D 系列。要获得电容相关的其它信息请咨询制造商。

INTV_{CC} 稳压器

一个内部 P 沟道低压降稳压器将从 V_{IN} 引脚电源在 INTV_{CC} 引脚产生 5V 电压。在 LTC3707 内, INTV_{CC} 供电给驱动器和内部电路。INTV_{CC} 引脚稳压器可以提供 40mA 的峰值电流, 并且它必须通过一个电容不低于 4.7μF 的钽电容、10μF 的特殊聚合物电容或者低 ESR 的电解电容器旁路到地。在设计中, 极力建议在 INTV_{CC} 和 PGND IC 引脚相邻的地方直接放置一个 1μF 的陶瓷电容。良好的旁路对于提供 MOSFET 门极驱动所需的高瞬态电流以及防止两通道间的相互影响都是必要的。

在较高输入电压的应用中, 在高频率下驱动大 MOSFET, 可能会使 LTC3707 超出其最大结温度的额定值。系统电源电流通常主要部分是门极充电电流。在计算功耗时, 还需要考虑 INTV_{CC} 和 3.3V 线性稳压器的额外外部负载。总的 INTV_{CC} 电流可以由 5V 内部线性稳压器或者 EXTV_{CC} 引脚供给。当加在 EXTV_{CC} 引脚上的电压低于 4.7V 时, 全部的 INTV_{CC} 电流由内部 5V 线性稳压器供给。在这种情况下功耗最大: (V_{IN}) × (I_{INTVCC}), 并且总体效率降低。正如在“效率的考虑”部分所讨论的那样, 门极充电电流取决于工作频率。用“电特性”注 2 中给出的方程式可以估算结点温度。例如, 在不用 EXTV_{CC} 引脚时, 来自于 24V 电源的 LTC3707 V_{IN} 电流被限制在小于 24mA, 这时的结点温度为:

$$T_J = 70^{\circ}\text{C} + (24\text{mA})(24\text{V})(95^{\circ}\text{C/W}) = 125^{\circ}\text{C}$$

采用 EXTV_{CC} 输入引脚将结点温度降低到:

$$T_J = 70^{\circ}\text{C} + (24\text{mA})(5\text{V})(95^{\circ}\text{C/W}) = 81^{\circ}\text{C}$$

计算功率损耗时也应该包括任何来自于内部 3.3V 线性稳压器的电流。为了防止超出最大结点温度, 必须检查在最大 V_{IN} 下工作在连续模式的输入电源电流。

EXTV_{CC} 连接

LTC3707 包括一个连接在 EXTV_{CC} 和 INTV_{CC} 引脚之间的内部 P 沟道 MOSFET 开关。当加在 EXTV_{CC} 引脚上的电压上升到 4.7V 以上时, 内部稳压器关断, 此开关闭合, 并将 EXTV_{CC} 引脚和 INTV_{CC} 引脚连接起来从而提供内部电源。只要加在 EXTV_{CC} 上的电压保持在 4.5V 以上, 开关就保持闭合。这允许在正常工作期间 (4.7V < V_{OUT} < 7V) 从输出和在输出失调时 (在启动和短路时) 从内部调整器获得 MOSFET 驱动器和控制电源。如果有多于肯定值的电流需要通过 EXTV_{CC} 开关, 可以在 EXTV_{CC} 和 INTV_{CC} 引脚之间外接一个肖特基二极管。不能给 EXTV_{CC} 引脚施加大于 7V 的电压, 并保证 EXTV_{CC} ≤ V_{IN}。

应用信息

通过从输出给 $INTV_{CC}$ 供电，可以大大提高效率，因为由驱动器和控制电流产生的 V_{IN} 电流将增加 (占空比)/(效率) 倍。对于 5V 的稳压器，此电源意味着直接连接 $EXTV_{CC}$ 引脚到 V_{OUT} 。然而，对于 3.3V 和其它较低的电压稳压器，需要额外的电路来从输出获得 $INTV_{CC}$ 电源。

以下概括了 $EXTV_{CC}$ 的四种可能连接：

1. $EXTV_{CC}$ 空置 (或接地)。这将使 $INTV_{CC}$ 由内部的 5V 稳压器供电，导致在高输入电压时效率损失高达 10%。
2. $EXTV_{CC}$ 直接连到 V_{OUT} 。这对 5V 稳压器来说是正常的连接，效率也最高。
3. $EXTV_{CC}$ 连到一个外部电源。如果有一个 5V 到 7V 的外部电源，若符合 MOSFET 门极驱动要求，那么它可以用于给 $EXTV_{CC}$ 供电。
4. $EXTV_{CC}$ 连到一个源于输出的升压网络。对于 3.3V 和其它低电压稳压器，通过把 $EXTV_{CC}$ 连接到一个已经被升压到 4.7V 以上的源于输出的电压上，也

可以提高效率。这可以通过图 6a 所示的感性升压线圈或图 6b 所示的容性充电泵来实现。充电泵有简单的磁性元件的优点。

顶部 MOSFET 驱动器电源 (C_B , D_B)

连接到 BOOST 引脚的外部自举电容器 C_B 为顶部 MOSFET 提供门极驱动电压。在 SW 引脚为低电平时，功能图中电容器 C_B 通过外部二极管 D_B 从 $INTV_{CC}$ 充电。当顶部 MOSFET 中的一个即将导通时，驱动器将 C_B 电压放置在所期望的 MOSFET 的栅至源极间。这增强了顶部 MOSFET，并导通顶部开关。开关节点电压 SW 升高到 V_{IN} ，然后是 BOOST 引脚。随著顶部 MOSFET 的导通，升压电压高于输入电源电压： $V_{BOOST} = V_{IN} + V_{INTVCC}$ 。升压电容器 C_B 的值要求达到顶部 MOSFET 总输入电容值的 100 倍。肖特基二极管的反向击穿电压必须大于 $V_{IN(MAX)}$ 。当调整门极驱动电平时，电平高低最终的决定因素是稳压器的总的输入电流。如果输入电流改动并且输入电流降低，那么效率将会提高。如果输入电流不变，则效率也不变。

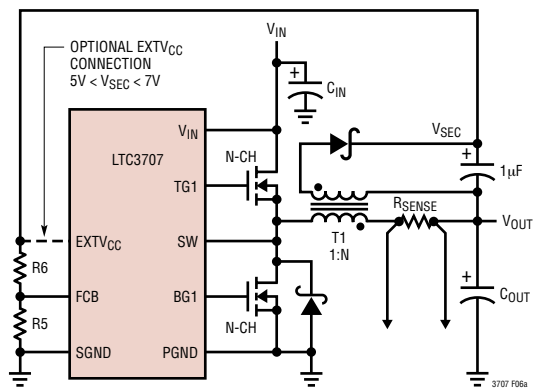


图 6a：次级输出环路与 $EXTV_{CC}$ 连接

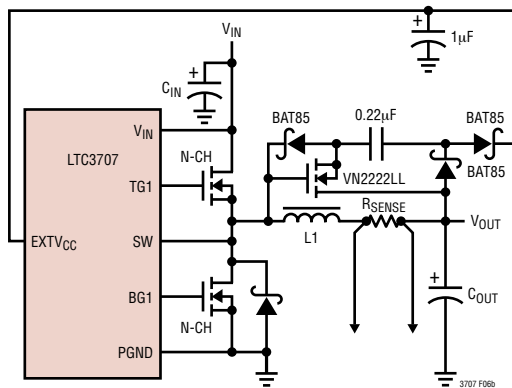


图 6b： $EXTV_{CC}$ 容性充电泵

应用信息

输出电压

LTC3707 每个输出电压都由一个跨接到输出电容器的外部反馈电阻分压器设定。合成的反馈信号通过误差放大器与内部的 0.800V 精确基准电压做比较。输出电压由下式给出：

$$V_{OUT} = 0.8V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

SENSE⁺/SENSE⁻ 引脚

电流比较器检测引脚的共模输入电压范围为 0V 至 (1.1) INTV_{CC}。在这个范围内可以保证调整连续线性工作，允许输出电压设定在 0.8V 至 7.7V，这取决于加在 EXTV_{CC} 上的电压。如“功能图”中所示，用一个内部电阻从的一个 2.4V 内部电源给差分 NPN 输入级加偏置电压。根据输出电压，这样的偏置需要由 SENSE 引脚送出或吸收电流。如果输出电压低于 2.4V，电流将从两个 SENSE 引脚流出至主输出。通过 V_{OUT} 电阻分压器，可以容易地对输出预加载，以便补偿电流比较器的负输入偏置电流。流出每对 SENSE 引脚的最大电流为：

$$I_{SENSE^+} + I_{SENSE^-} = (2.4V - V_{OUT})/24k$$

因为 V_{OSENSE} 伺服于 0.8V 基准电压，我们可以选择将图 2 中的 R1 设为最大值来吸收此电流。

$$R1_{(MAX)} = 24k \left(\frac{0.8V}{2.4V - V_{OUT}} \right)$$

在 V_{OUT} < 2.4V 的情况

调整一个 1.8V 的输出电压，R1 的最大值应该是 32k。注意，对于一个 2.4V 以上的输出电压，R1 的电阻值越大越好，但是，R1 的阻值仍然受 V_{OSENSE} 反馈电流的限制。

软启动/运行功能

RUN/SS1 和 RUN/SS2 引脚具有多用途功能，提供软启动功能和一种关断 LTC3707 的方法。软启动通过逐渐增加控制器电流限值（与 V_{ITH} 成比例）来减小输入电源的浪涌电流。此引脚也可以用作电源排序。

一个内部的 1.2μA 电流源给 C_{SS} 电容器充电。当 RUN/SS1(RUN/SS2) 引脚上的电压达到 1.5V 时，允许特定的控制器开始工作。随著 RUN/SS 电压从 1.5V 增加到 3.0V，内部的电流限值从 25mV/R_{SENSE} 增加到 75mV/R_{SENSE}。输出电流限制缓慢上升，以 1.25s/μF 的增量来达到全幅电流。输出电流缓慢上升，降低了对来自输入电源的启动浪涌电流的要求。如果 RUN/SS 被下拉到地电平，那么在启动前有一个延时，大约为：

$$t_{DELAY} = \frac{1.5V}{1.2\mu A} C_{SS} = (1.25s/\mu F) C_{SS}$$

$$t_{IRAMP} = \frac{13V - 1.5V}{1.2\mu A} C_{SS} = (1.25s/\mu F) C_{SS}$$

把两个 RUN/SS 引脚电压拉到 1V 以下并且/或者把 STBYMD 引脚拉到 0.2V 以下，LTC3707 将进入低电流关断 (I_Q = 20μA) 状态。按图 7 所示的逻辑电路可以直接驱动 RUN/SS 引脚。图 7 中的二极管 D1 减小启动延时，但是允许 C_{SS} 缓慢上升来提供软启动功能。每个 RUN/SS 都有一个内部的 6V 齐纳管箝位（见“功能图”）。

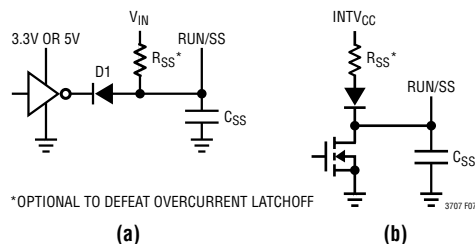


图 7：RUN/SS 引脚接口电路

应用信息

故障状况：过电流闭锁

当检测到过电流状况时，RUN/SS 引脚也提供闭锁控制器的功能。RUN/SS 电容器 C_{SS} 最初用来导通和限制涌入电流。在启动控制器，并已经给出足够时间来为输出电容器充电和提供满负载电流后，RUN/SS 电容器就用作短路定时器。 C_{SS} 达到 4.2V 以后，如果稳压器的输出电压降到其标称值的 70% 以下，假设输出处于过电流状况， C_{SS} 开始放电。如果此状况持续了足够长的时间（该时间由 C_{SS} 的容量和特定放电电流所决定），控制器将关断，直到 RUN/SS 引脚电压开始重复循环为止。如果在启动时出现过载，则可以通过下式估计时间：

$$t_{L01} \approx [C_{SS}(4.1 - 1.5 + 4.1 - 3.5)] / (1.2\mu A) \\ = 2.7 \cdot 10^6 (C_{SS})$$

如果启动后发生过载，则 C_{SS} 上的电压将从齐纳管的箝位电压开始放电：

$$t_{L02} \approx [C_{SS}(6 - 3.5)] / (1.2\mu A) = 2.1 \cdot 10^6 (C_{SS})$$

如图 7 所示，给 RUN/SS 引脚提供一个上拉电阻，可以闲置此内置过电流闭锁电路。此电阻缩短了软启动时间，而且也防止在过电流期间 RUN/SS 电容器放电。如图 7a 所示，将此上拉电阻连到 V_{IN} ，可消除过电流闭锁。如图 7b 所示，通过二极管连接此上拉电阻到 $INTV_{CC}$ ，在控制器关断期间可以除去一些额外的电源电流，同时除去 $INTV_{CC}$ 负载以防止控制器启动。

为什么要使过电流闭锁功能失效呢？在一个样品设计阶段，可能存在噪声干扰或者不良设计引起的保护电路闭锁问题。消除此功能将能很容易地解决电路问题，并轻松实现 PCB 设计。内部短路检测和折返电流限值仍保持有效，从而防止电源系统故障。在设计完成后，可以决定是否允许闭锁功能存在。

软启动电容器 C_{SS} 的值需要随输出电压、输出电容值和负载电流特性的变化而改变。最小软启动电容值由下式给出：

$$C_{SS} > (C_{OUT})(V_{OUT})(10^{-4})(R_{SENSE})$$

$C_{SS} = 0.1\mu F$ 的最小推荐软启动电容器对大多数应用都足够。

故障状况：电流限制和电流折返

LTC3707 电流比较器具有 75mV 的最大检测电压，产生 $75mV/R_{SENSE}$ 的最大 MOSFET 电流。在最高的环境温度下，电流限制的最大值通常出现在采用最大 V_{IN} 时，在这种状况下，顶部 MOSFET 将产生最大功耗。

LTC3707 也包括电流折返用来在输出短接到地时进一步限制负载电流。即使当上面描述的过载关断闭锁功能被闲置时，折返电路仍旧处于工作状态。如果输出降到其标称输出值的 70% 以下，那么最大检测电压也会逐渐地从 75mV 降到 25mV。在低占空比的短路条件下，LTC3707 将开始跳过一些周期以限制短路电流。在此情况下，底部 MOSFET 会消耗大部分功率，但是比正常工作时少。短路纹波电流由 LTC3707 的最小导通时间 $t_{ON(MIN)}$ （小于 200ns）、输入电压和电感值共同决定：

$$\Delta I_L(SC) = t_{ON(MIN)} (V_{IN}/L)$$

产生的短路电流为：

$$I_{SC} = \frac{25mV}{R_{SENSE}} + \frac{1}{2} \Delta I_L(SC)$$

应用信息

故障情况：过压保护(急剧短路)

输出过压急剧短路保护是为当稳压器的输出电压上升至远远高过标称水平时而设计。如果短路发生在控制器正在工作时，急剧短路会产生巨大的电流来熔断熔丝以防止短接顶部 MOSFET。

采用一个比较器来监测过压输出情况。当输出电压超过标称电压 7.5% 以上时，比较器 (OV) 将检测到过电压故障。此时，顶部 MOSFET 关断，底部 MOSFET 导通，直到过压情况清除为止。此比较器的输出仅由过压状况自身闭锁，因此在设计调试时，允许开关稳压器系统采用一个较差的 PCB 布局来实现其功能。只要 OV 状况不变，底部 MOSFET 就会保持持续导通；如果 V_{OUT} 返回到安全电平，将自动恢复正常工作。短接的顶部 MOSFET 将产生大电流的情况，使系统熔丝断开。开关稳压器将用一个漏的顶部 MOSFET 实现电压调节，并通过改变占空比来适应漏泄。

待机模式 (STBYMD) 引脚功能

待机模式 (STBYMD) 引脚为启动和待机工作模式提供几种选择。如果此引脚被下拉到地电平，两个控制器的 RUN/SS 引脚也将在内部被拉到地电平，通过这样来防止启动，从而为同时关断两个控制器提供一个单独的控制引脚。如果此引脚空置或者通过一个接地电容器去耦，在调整器内部通过为两个 RUN/SS 引脚提供一个启动电流，实现从外部对控制器进行单独的接通控制。如果在该引脚上能提供电流大于 3 μ A、高于 2V 的电压，那么即使当两个控制器都关断，两个内部线性稳压器 (INTV_{CC} 和 3.3V) 也将导通。在此模式下，板上的 3.3V 和 5V 线性稳压器能够提供电源以保持工作的功能部件，如键盘控制器。设计中，此引脚还能用作为闭锁“导通”和/或闭锁“关断”电源开关。

工作频率

LTC3707 有一个由内部压控振荡器。该振荡器的频率可在 2 到 1 范围变化。该引脚在内部偏置到 1.19V，产生大约 220kHz 的自由运行频率。可以通过将 FREQSET 引脚接到地来降低此频率到 140kHz 左右，或者接到 INTV_{CC} 引脚来产生大约 310kHz 的频率。如图 5 所示，FREQSET 引脚可以由一个从 0 到 INTV_{CC} 的电压驱动，这样可以调整振荡器频率或使其固定。

最小导通时间的考虑

最小导通时间 $t_{ON(MIN)}$ 是 LTC3707 使顶部 MOSFET 打开的最短持续时间。它是由内部延时和导通顶部 MOSFET 所必需的栅极电荷决定。低占空比应用可能接近此最小导通时间限值，应该小心以确保：

$$t_{ON(MIN)} < \frac{V_{OUT}}{V_{IN}(f)}$$

如果占空比下降至低于最小导通时间所能满足的值，LTC3707 将开始遗漏掉部分周期周期。输出电压将继续被调整，但是纹波电压和电流会增加。

LTC3707 的最小导通时间通常小于 200ns。但是，随著峰值检测电压减小，最小导通时间逐渐增加到大约 300ns。在低负载、低纹波电流的强制连续应用中，这必须特别注意。如果在这种状况下，占空比降到最小导通时间限值以下，周期将会跳过大量的工作周期，相应地将产生较大的电流和电压纹波。

应用信息

FCB 引脚的应用

FCB 引脚可以用来调整次级线圈或者作为逻辑电平输入。当 FCB 引脚降至 0.8V 以下时，稳压器将进入强制连续工作模式。在连续模式期间，变压器初级线圈内电流连续流动。次级线圈仅在底部同步开关导通时才有电流流通。当初级负载电流较低和/或 V_{IN}/V_{OUT} 的比值较低时，同步开关不能导通足够的时间来从输出电容器给次级负载传递能量。假如有足够的同步开关占空比，强制连续工作将支持次级线圈。这样，FCB 输入引脚取消了功率必须从电感初级获得的要求，以便从辅助线圈获取功率。有了连续模式中的环路，辅助输出可以额定加载而不需考虑初级输出负载。

如图 6a 中所示，次级输出电压 V_{SEC} 通常由变压器的匝数比 N 设定：

$$V_{SEC} \approx (N + 1) V_{OUT}$$

然而，如果控制器进入突发模式，并且由于较小的初级负载电流而停止开关动作，那么 V_{SEC} 将会下降。从 V_{SEC} 连到 FCB 引脚的一个外部电阻分压器设定最小电压 $V_{SEC(MIN)}$ 为：

$$V_{SEC(MIN)} \approx 0.8V \left(1 + \frac{R_6}{R_5} \right)$$

如果 V_{SEC} 降到此值以下，FCB 电压就会强制进入暂时连续开关工作模式直到 V_{SEC} 又高于该最小值。

为了防止在没有外部连接到 FCB 引脚时出现不

稳定工作情况，FCB 引脚具有一个 0.18μA 的内部电流将此引脚电压拉高。在选择电阻 R_5 和 R_6 的阻值时应考虑到这个电流。

下表总结了在 FCB 引脚上可能存在的状态：

FCB 引脚	状态
0V 到 0.75V	强制连续模式 (允许电流反向 — 突发模式禁止)
$0.85V < V_{FCB} < V_{INTVCC} - 2V$	最小峰值电流感应 突发模式 不允许电流反向
反馈电阻	调整一个次级线圈
$= V_{INTVCC}$	禁止突发模式 允许恒频工作模式 不允许电流反向 无最小峰值电流

电压设置

电压设置可以用于在最糟糕的瞬时加载情况下使输出电压峰至峰值最小。根据最大负载阶跃指标来减小控制环路的开环直流增益。通过用一个具有等于误差放大器中点工作电压的 Thevenin 等效电压源，或 1.2V 电压 (见图 8) 的电阻分压器给 I_{TH} 引脚加载，可以很容易地把电压设置添加到 LTC3707 上。

电阻负载在维持误差放大器线性控制范围的同时减小直流环路增益。理论上可以使最大输出电压偏差减小一半，或者对于特殊应用可以减少输出电容的大小在“设计方案 10 (Design Solution 10)”中有完整的说明。(见 www.linear-tech.com)

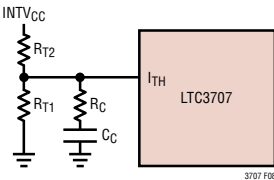


图 8：应用在 LTC3707 上的有源电压设置

应用信息

效率的考虑

开关稳压器的效率百分比等于输出功率除以输入功率再乘以 100%。它对于分析单项的损耗通常很有用，用来决定什么因素限制效率，哪种改变会产生最大的效率提高。效率百分比可以用下式表述：

$$\% \text{ 效率} = 100\% - (L1 + L2 + L3 + \dots)$$

这里，L1、L2... 等是单项损耗与输入功率的百分比。

尽管电路中的所有耗电元件都产生功率损耗，但是 LTC3707 电路内的大部分损耗是由以下四部分产生：1) LTC3707 V_{IN} 电流 (包括 3.3V 内部调整器的负载电流)；2) $INTV_{CC}$ 稳压器电流；3) I^2R 损耗；4) 顶部 MOSFET 转换损耗。

1. V_{IN} 电流包括两部分：第一部分是“电特性”表中给出的直流电源电流，它不包括 MOSFET 驱动器和控制电流；第二部分是来自 3.3V 线性稳压器输出的电流。 V_{IN} 电流通常产生很小的功率损耗 (< 0.1%)。

2. $INTV_{CC}$ 电流是 MOSFET 驱动器和控制电流的和。MOSFET 驱动器电流由开关功率 MOSFET 的门极电容引起。每一次由低到高再到低开关 MOSFET 门极，一束电荷 dQ 就从 $INTV_{CC}$ 移动到地。由此引起的 dQ/dt 是一个流出 $INTV_{CC}$ 的电流，它通常比控制电路电流大得多。在连续工作模式， $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ ，这 Q_T 和 Q_B 是顶部和底部 MOSFET 的门极电荷。

将来自输出端的电能经 $EXTV_{CC}$ 开关输入提供 $INTV_{CC}$ 电源，这将使驱动器和控制电路所需要的 V_{IN} 电流以倍数 (占空比)/(效率) 调整。例如，在一个 20V 到 5V 的应用中，10mA 的 $INTV_{CC}$ 电流将产生大约 2.5mA 的 V_{IN} 电流。这使中间电流损耗减小 10% 或更多 (如果驱动器直接由 V_{IN} 供电) 到仅仅几个百分点。

3. 根据熔断器 (如果使用)、MOSFET、电感器、电流检测电阻、以及输入输出电容器 ESR 的直流直流阻抗可以推算出 I^2R 损耗。在连续工作模式下，平均输出电流流过 L 和 R_{SENSE} ，但是在顶部 MOSFET 和同步 MOSFET 之间“分拆”。如果两个 MOSFET 有近似相同的 $R_{DS(ON)}$ ，那么一个 MOSFET 的阻抗可以简单地计算为 L、 R_{SENSE} 和 ESR 阻抗的总和来得出 I^2R 损耗。例如，如果每个 $R_{DS(ON)} = 30m\Omega$ ， $R_L = 50m\Omega$ ， $R_{SENSE} = 10m\Omega$ ， $R_{ESR} = 40m\Omega$ (输入和输出电容损耗之和)，那么总电阻为 $130m\Omega$ 。对于 5V 输出，输出电流从 1A 增加到 5A，损耗在 3% 到 13% 的范围内变化，同样情况对于 3.3V 的输出，则有 4% 到 20% 的损耗。对于相同的外部元件和输出功率电平，效率随 V_{OUT} 的负二次方改变。高性能数字系统所要求增加的更低输出电压和更高电流结合效应在开关稳压器系统的功率损耗项不是增倍而是四倍！

4. 只考虑顶部 MOSFET 的转换损耗，并且仅当工作在高输入电压 (通常为 15V 或更高) 时才变得明显。转换损耗可以估计为：

$$\text{转换损耗} = (1.7) V_{IN}^2 I_{O(MAX)} C_{RSS} f$$

在便携式系统中，如铜连接线和内部电池阻抗将产生 5% 到 10% 的“隐性”损耗。在设计阶段算入这些“系统”级损耗非常重要。通过确保 C_{IN} 在开关频率下有足够的电荷存储和非常低的 ESR，可以使内部电池和熔断器阻抗损耗降到最低。一个 25W 电源通常需要最小在 $20\mu F$ 到 $40\mu F$ 的电容，其 ESR 值在 $20m\Omega$ 到 $50m\Omega$ 之间。在其他厂商的方案相比，LTC3707 两相结构一般可将输出电容值减半。其它损耗，包括在死区时间内肖特基二极管的传导损耗和电感磁心损耗，通常占不到总额外损耗的 2%。

应用信息

检验瞬态响应

稳压器环路响应可以通过观察负载电流瞬态响应来检验。开关稳压器每隔几个周期响应直流负载电流的一个阶跃。当一个负载阶跃变化发生时， V_{OUT} 偏移 $\Delta I_{LOAD} \times (ESR)$ 的变化量，这里 ESR 是 C_{OUT} 的有效串连阻抗。 ΔI_{LOAD} 也开始对 C_{OUT} 充电或放电，产生的反馈误差信号将强制稳压器适应电流的改变，使 V_{OUT} 返回到其稳态值。在此恢复时间内，可以对 V_{OUT} 的过度过冲或振荡进行监测，这种监测过程将显示稳压器的稳定性。OPTI-LOOP 补偿允许在输出电容和 ESR 值的一个宽的范围内对瞬态响应优化。 I_{TH} 引脚的存在不仅能对控制环路性能进行优化，而且还提供了一个直流耦合和 AC 滤波的闭环响应测试点。在此测试点，直流阶跃、上升时间和稳定真实地反映了闭环响应特性。如假定为二阶主导系统，通过在此引脚观察到的过冲百分比可以估计相裕量和/或阻尼系数。通过此引脚检测上升时间也可以估计带宽。图 1 所示电路的 I_{TH} 外部元件能给大多数应用提供一个足够的启动点。

I_{TH} 串连 $R_C - C_C$ 滤波器来设定主导的极点-零点环路补偿。在完成最终的 PC 布局并且特定的输出电容器类型和值已经选定后，此值可以略作修改(在建议值的 0.5 到 2 倍之间变化)来最优化瞬态响应。由于不同电容类型和大小决定环路增益和相位，因此需要选定输出电容。一个占满负载电流 20% 到 80%、

具有 $1\mu s$ 到 $10\mu s$ 上升时间的输出电流脉冲会产生输出电压和 I_{TH} 引脚波形，通过这个输出电压和波形可以检测到整个环路的稳定性而不须断开反馈环路。放置一个直接跨过输出电容器的功率 MOSFET 并用一个适当的信号发生器驱动门极，这是用来产生实际的负载步进变化条件的一种有效方法。由输出电流中的阶跃变化而引起的初始的输出电压阶跃可能不在反馈环路的带宽之内，因此这个信号不能用来决定相位裕量。这就是为什么观察 I_{TH} 引脚信号比较好的原因，该信号存在反于反馈环路中，并是经过滤波和补偿的控制环路响应。环路增益会随 R_C 的增加而增大，而环路带宽会随 C_C 的减小而增大。如果 R_C 增大的系数和 C_C 减小的系数相同，则零点频率将保持不变，从而在反馈环路最关键的频率范围内保持相移不变。输出电压的稳定性能与闭环系统稳定性相关，并且将表明实际的整个电源性能。

在带有大 ($>1\mu F$) 电源旁路电容的负载中的开关动作会引起第二个更严重的瞬态变化。已放电的旁路电容实际上与 C_{OUT} 并联，引起 V_{OUT} 急剧地下降。如果负载开关电阻较低并被快速地驱动，则没有稳压器能够迅速地改变其电流来防止这种输出电压上突然的阶跃变化。如果 C_{LOAD} 和 C_{OUT} 的比值大于 1:50，则应该控制开关上升时间以使负载上升时间限制在 $25 \cdot C_{LOAD}$ 左右。这样，一个 $10\mu F$ 的电容将需要 $250\mu s$ 的上升时间，使充电电流限制在大约 200mA。

应用信息

汽车应用的考虑：给点烟器接通电源

当电池供电设备用于汽车上时，自然会有兴趣给点烟器接通电源，以使电池组在汽车行驶期间储存电能甚至再充电。但是在接通之前请注意：您正在接通到极恶劣的电源上。因为汽车中的主电源电缆是很多讨压潜在的瞬态故障源，包括负载降低、电池接反和双电池。

负载降低是电池电缆松动的结果。当电缆断开时，交流发电机的磁场消失能引起高达 60V 的正尖峰电压，这能在几百微秒中衰变。电池接反则顾名思

议，而双电池是拖车驾驶员在冷车发动时认为用 24V 启动比 12V 启动快的结果。

图 9 所示接线图是保护 DC/DC 变换器免受汽车电源线损坏的最便捷的方法。串联二极管防止电流在电池接反时流过，而瞬态抑制器在减负载时箝位输入电压。要注意瞬态抑制器在双电池工作时不应导通，但在变换器击穿电压以下必须将输入电压箝位。虽然 LTC3707 最大输入电压为 30V，但大多数应用会被 MOSFET BVDSS 电压限制在 28V。

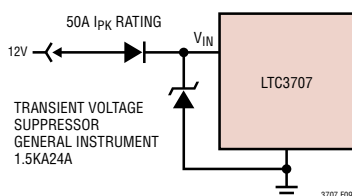


图 9：汽车应用电路的保护

应用信息

设计实例

作为一个通道的设计实例，假定 $V_{IN}=12V$ (标称值)， $V_{IN}=22V$ (最大值)， $V_{OUT}=1.8V$ ， $I_{MAX}=5A$ ， $f=300kHz$ 。

电感值的选择首先基于一个 30% 纹波电流的假定。纹波电流的最大值出现在最大输入电压时。将工作在 300kHz 的 FREQSET 引脚连接到 INTV_{CC} 引脚。对于 30% 纹波电流，最小电感为：

$$\Delta I_L = \frac{V_{OUT}}{(f)(L)} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

一个 4.7 μH 的电感会产生 23% 纹波电流，而一个 3.3 μH 的则会产生 33% 的纹波电流。峰值电感电流等于最大直流电流值加上 1/2 纹波电流，即对于 3.3 μH 的电感来说，峰值电感电流为 5.84A。增加纹波电流也有助于确保不影响 200ns 的最小导通时间。最小导通时间出现在最大 V_{IN} 时：

$$t_{ON(MIN)} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}f} = \frac{1.8V}{22V(300kHz)} = 273ns$$

用带有公差调节的最大电流检测电压指标可以计算 R_{SENSE} 电阻的阻值：

$$R_{SENSE} \leq \frac{60mV}{5.84A} \approx 0.01\Omega$$

由于输出电压低于 2.4V，这就需要选取输出电阻分压器的大小不仅能设定输出电压，而且还能吸收 SENSE 引脚规定的输入电流。

$$\begin{aligned} R1_{(MAX)} &= 24k \left(\frac{0.8V}{2.4V - V_{OUT}} \right) \\ &= 24k \left(\frac{0.8V}{2.4V - 1.8V} \right) = 32k \end{aligned}$$

选择精度为 1% 的电阻； $R1=25.5k$ 及 $R2=32.4k$ ，产生 1.816V 的输出电压。

顶部 MOSFET 的功耗可以很容易地估算。选择 Siliconix Si4412DY，则 $R_{DS(ON)} = 0.042\Omega$ ， $C_{RSS}=100pF$ 。在 T (估计温度) = 50°C 和最大输入电压条件下：

$$\begin{aligned} P_{MAIN} &= \frac{1.8V}{22V} (5)^2 \left[1 + (0.005)(50^\circ C - 25^\circ C) \right] \\ &\quad \left(0.042\Omega \right) + 1.7(22V)^2 (5A) (100pF) (300kHz) \\ &= 220mW \end{aligned}$$

对地短路将产生折返电流为：

$$I_{SC} = \frac{25mV}{0.01\Omega} + \frac{1}{2} \left(\frac{200ns(22V)}{3.3\mu H} \right) = 3.2A$$

采用典型值 $R_{DS(ON)}$ 和 $\delta = (0.005/^\circ C)(20) = 0.1$ 。消耗在底部 MOSFET 上的功率为：

$$\begin{aligned} P_{SYNC} &= \frac{22V - 1.8V}{22V} (3.2A)^2 (1.1) (0.042\Omega) \\ &= 434mW \end{aligned}$$

这比满负载条件下的功耗低。

在假定只有该通道导通的温度条件下，选择 C_{IN} 值来得到至少 3A 的 RMS 电流额定值。为得到低的输出纹波输出，选择具有 0.02 Ω ESR 的 C_{OUT} 。连续工作模式下的输出纹波在最大输入电压时为最高。由于 ESR 而产生的输出电压纹波大约为：

$$V_{ORIPPLE} = R_{ESR}(\Delta I_L) = 0.02\Omega(1.67A) = 33mV_{P-P}$$

应用信息

PCB 板布局检查清单

在对印刷电路板进行布局时，应该采用以下的检查清单以确保 LTC3707 的正常工作。在图 10 布局图中也显示了这此项目。图 11 以图解说明工作于连续模式下的两相同步稳压器的不同支路上的电流波形。在你的设计中检验以下各项：

1. 顶部的 N 沟道 MOSFET M1 和 M3 是否放置在互相同间距 1cm 以内并且在 C_{IN} 有共同漏极连接？不要将两个通道的输入分开去耦，这会产生很大的谐振环路。
2. 信号地和电源地是否分离？联结在一起的 LTC3707

信号地引脚和 C_{INTVCC} 的地返回端必须返回到联结的 $C_{OUT}(-)$ 端。由顶部 N 沟道 MOSFET、肖特基二极管和 C_{IN} 电容器形成的通路应该有短的引线和 PC 轨迹长度。输出电容器 $(-)$ 端应该尽可能与输入电容器的 $(-)$ 端靠近连接，这可将电容器相互靠近安放，并且远离上述的肖特基环路。

3. LTC3707 V_{OSENSE} 引脚电阻分压器是否连接到 C_{OUT} 的 $(+)$ 端？电阻分压器必须连接在 C_{OUT} 的 $(+)$ 端和信号地之间，并且小 V_{OSENSE} 去耦电容应该尽可能靠近 LTC3707 的 SGND 引脚。R2 和 R4 的接线不应沿著来自输入电容器的大电流输入通道 布置。

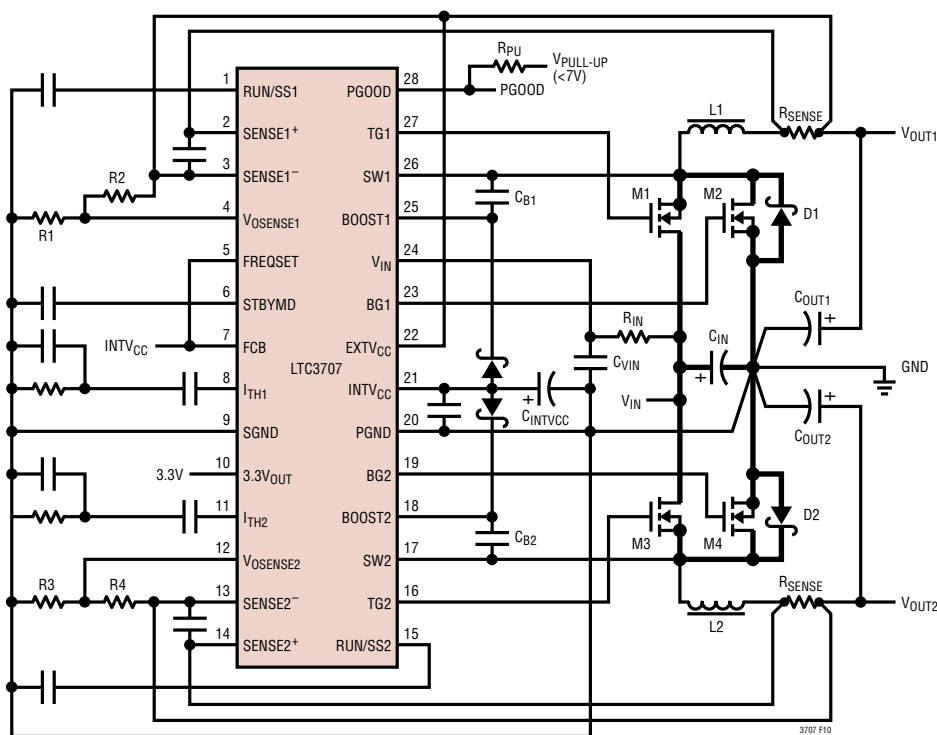


图 10：推荐的 LTC3707 印刷电路设计图

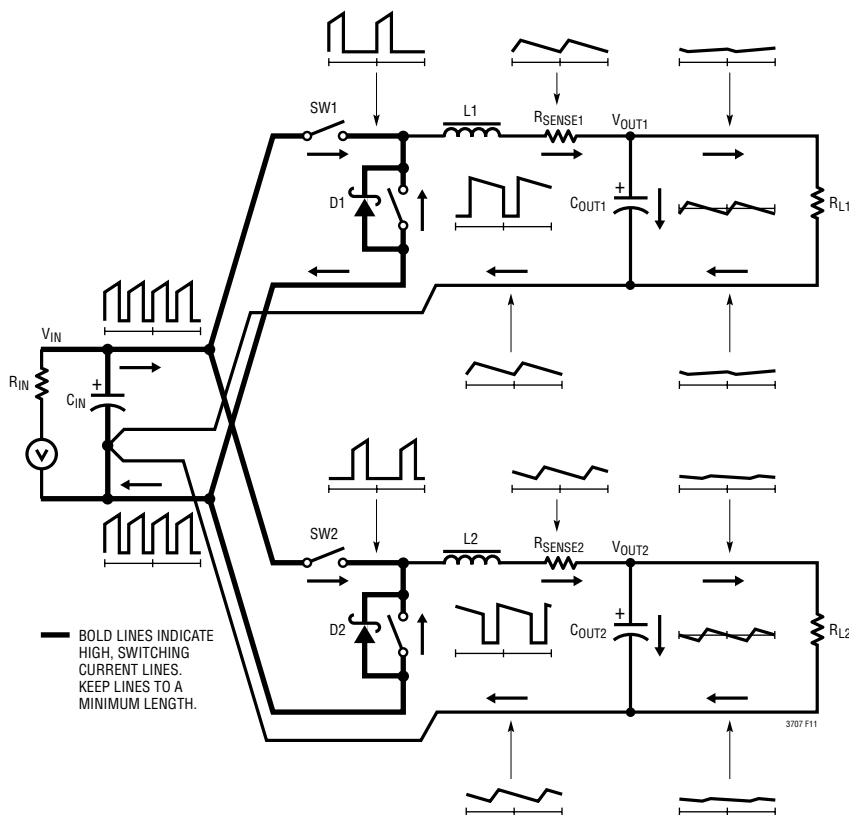


图 11：支路电流波形

4. 是否 SENSE⁻ 和 SENSE⁺ 引脚以最小的 PC 走线间隔来布线连接？SENSE⁻ 和 SENSE⁺ 之间的滤波电容应该尽可能靠近 IC。在 SENSE 电阻上用开尔文 (Kelvin) 连接来确保精确的电流检测。
5. 跨接在 INTV_{CC} 引脚和电源地引脚之间的 INTV_{CC} 去耦电容器是否靠近 IC？这个电容器传送 MOSFET 驱动器电流峰值。直接紧贴 INTV_{CC} 和 PGND 引脚放置的一个 1 μ F 陶瓷电容器能够大大提高噪声性能。
6. 使开关节点 (SW1、SW2)、顶部门极节点 (TG1、TG2) 和升压节点 (BOOST1、BOOST2) 远离敏感的小信号节点，特别是远离相对向通道电压和电流检测反馈引脚。所有这些节点都有非常大的快速传输信号，因此应该被放置在 LTC3707 的“输出侧”，并占用最小的 PCB 走线面积。
7. 采用一种改进的“星形连线接地”技术：一个低阻抗、大面积铜面中心接地点与输入和输出电容器

应用信息

在 PCB 板的同一侧，输入和输出电容器的联结节点又与 $INTV_{CC}$ 去耦电容器底部、电压反馈电阻分离器底部和 IC 的 SGND 引脚相连接。

PCB 布局调试

每次对一个控制器进行检查。在测试电路时，采用一个 DC–50MHz 电流探测器来监测电感器中的电流很有帮助。监测输出开关节点 (SW 引脚) 来使示波器与内部振荡器同步，并探测实际的输出电压。在应用所要求的工作电压和电流范围内对正常性能做检测。工作频率应保持在输入电压降低压差的范围，直到输出负载下降到低电流工作门限——在突发模式时通常为最大设计电流值的 10% 到 20%。

在一个设计良好的低噪声 PCB 中，应该在每个周期都保持占空比的百份数值。占空比在次谐波速率的变化意味着噪声来自电流或电压检测输入或者环路补偿不足。如果没有要求稳压器带宽优化，环路的过补偿可以用来改善不良的 PCB 设计。只有在检测了每个控制器的单独性能之后，才可以同时打开两个控制器。一个特殊的难处理的工作区域是：当一个控制器通道正接近其电流比较器跳变点时，另一个通道正导通其顶部 MOSFET。由于内部时钟相位调整，这发生在每个通道大于 50% 的占空比上，并且可能会引起较小的占空比抖动。

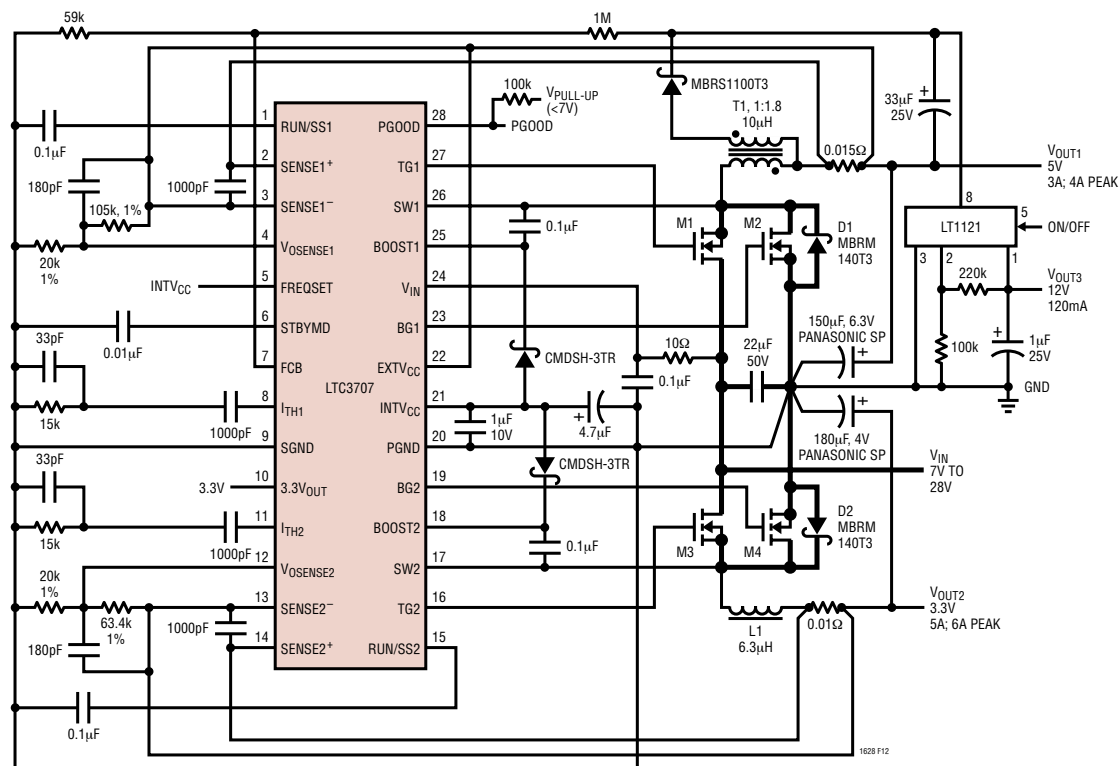
可以通过短路测试来验证过电流闭锁，或者用电阻从 V_{IN} 提供 5 μ A 给 RUN/SS 引脚来防止短路闭锁发生。

从标称值减小 V_{IN} 来检验掉电时的稳压器工作状态。通过监测输出来检验其工作状态时，通过进一步降低 V_{IN} 来检查欠压关断电路的工作情况。

要研究一下问题出现在只是较高输出电流的情况，还是只是较高输入电压的情况。如果问题符合高电压输入、低电流输出这种情况，则要查找在 BOOST、SW、TG 和可能还有 BG 连接与敏感的电压和电流引脚之间的容性的耦合。在电流检测引脚间连接的电容要直接邻近 IC 引脚放置。这个电容器有助于使由于高频容性耦合而引起的差分噪声注入最小化。如果问题是在低输入电压、高电流输出负载情况下，则要查找在 C_{IN} 、肖特基二极管和顶部 MOSFET 元件与敏感的电流和电压检测线之间的感性耦合。另外，还查找这些元器件和 IC 的 SGND 引脚之间的公共地通路电压干扰。

当电流检测引脚的方向接反时会带来麻烦，如果避免这个问题，则开关稳压器正常工作。在这种不正确连接情况下，输出电压仍然稳定，但电流型控制的优点难以体现。电压环路的补偿对元件的选择是非常敏感。这种特性可以通过电流检测电阻暂时短路进行试验——不必担心，此时稳压器仍能控制输出电压。

典型应用

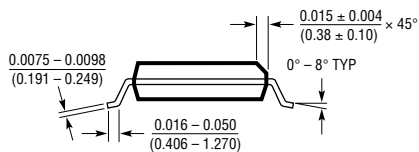


V_{IN}: 7V to 28V
V_{OUT}: 5V, 3A/3.3V, 6A/12V, 120mA
SWITCHING FREQUENCY = 300kHz
M1, M2, M3, M4: NDS8410A
L1: SUMIDA CEP123-6R3MC
T1: 10uH 1:1.8 — DALE LPE6562-A262 GAPPED E-CORE OR BH ELECTRONICS #501-0657 GAPPED TOROID

图 12：LTC3707 高效低噪声 5V/3A，3.3V/5A，12V/120mA 稳压器

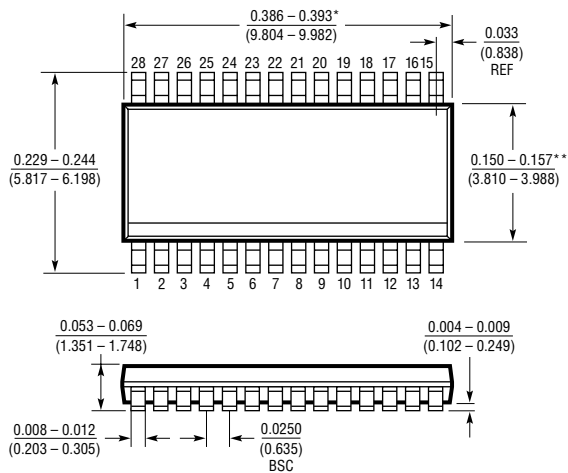
封装说明

GN 封装
28 引脚塑料 SSOP (窄式 .150 英寸)
(参考 LTC DWG # 05-08-1641)



* DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.006" (0.152mm) PER SIDE

** DIMENSION DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH. INTERLEAD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.010" (0.254mm) PER SIDE



GN28 (SSOP) 1098

典型应用

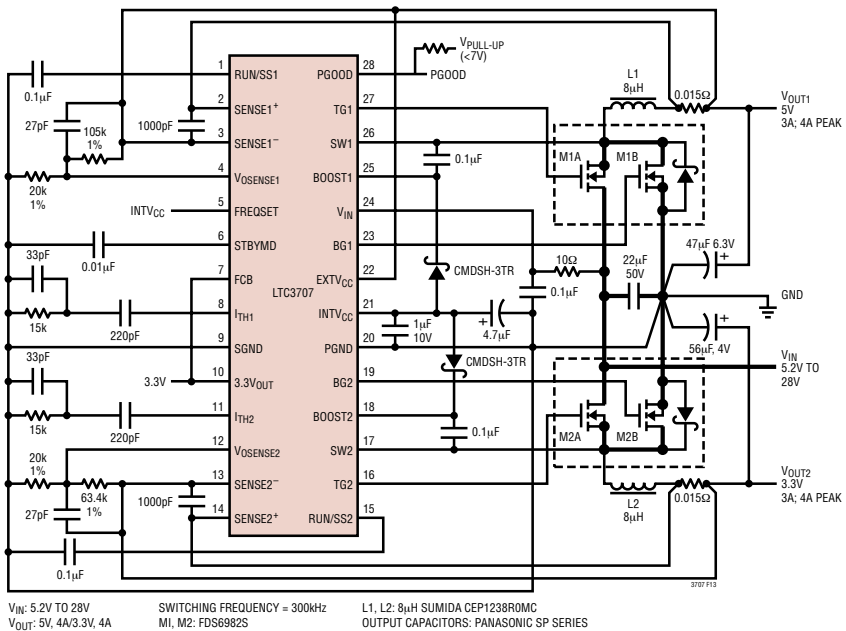


图 13 : LTC3707 5V/4A , 3.3V/4A 稳压器

相关器件

型号	描述	备注
LTC1159	高效同步降压开关稳压器	100% 直流, 逻辑电平 MOSFET, $V_{IN} < 40V$
LTC1438/LTC1439	高效低噪声同步降压型双开关稳压器	POR, 辅助稳压器
LTC1438-ADJ	带辅助稳压器的双同步调整器	POR, 外部反馈分压器
LTC1538-AUX	高效低噪声同步降压型双开关稳压器	辅助稳压器, 5V 待机
LTC1539	高效低噪声同步降压型双开关稳压器	5V 待机, POR, 低压电池, 辅助稳压器
LTC1530	采用 SO-8 封装的高功率降压同步 DC/DC 控制器	高达 15A 的高效 5V 到 3.3V 转换
LTC1625/LTC1775	无检测电阻 (No R_{SENSE}^{TM}) 的电流模式同步降压控制器	97% 效率, 无检测电阻, 16 引脚 SSOP 封装
LTC1628/LTC1628-PG	高效两相同步降压双开关稳压器	恒频, 5V 和 3.3V LDO, $V_{IN} \leq 36V$
LTC1629	20A 到 200A 多相 (PolyPhase TM) 同步控制器	可从两相扩展到 12 相, 全部使用表面贴装元器件, 无需散热片
LTC1702	无 R_{SENSE} 两相双同步降压控制器	550kHz, 无检测电阻
LTC1703	带 5 位移动 VID 控制的无 R_{SENSE} 两相双同步降压控制器	可移动的 Pentium [®] III 处理器, 550kHz, $V_{IN} \leq 7V$
LT1709	带 5 位 VID 高效, 两相同步降压开关稳压器	$1.3V \leq V_{OUT} \leq 3.5V$, 电流模式保证精确的电流分配, $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1735	高效同步降压开关稳压器	输出故障保护, 16 引脚 SSOP 封装
LTC1736	带有 5 位移动 VID 控制的高效同步控制器	输出故障保护, 24 引脚 SSOP 封装, $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1929	两相同步控制器	高达 42A, 全部使用表面贴在元件, 无散热片, $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$

Adaptive Power, No R_{SENSE} 和 PolyPhase 是凌特公司的注册商标。Pentium 是 Intel 公司的注册商标。

37071