

具有输出跟踪功能的快速两相、无检测电阻器降压型控制器

特点

- 非常低的工作占空因数 ($t_{ON(MIN)} < 85ns$)
- 用于实现最大效率的无检测电阻器 (No R_{SENSE}^{TM}) 选项
- 非常快速的瞬态响应
- 可编程输出电压上升/下降跟踪
- 两相操作减小了输入电容
- $0.6V \pm 1\%$ 输出电压基准
- 外部频率同步
- 单软起动电路
- 板载高电流 MOSFET 驱动器
- 宽 V_{IN} 范围：高达 36V
- 可调逐个周期电流限值
- 即时输出过压保护
- 任选的短路停机定时器
- 具有 100 μs 屏蔽的电源良好输出
- 采用 5mm $\times$ 5mm QFN 封装

应用

- 数字信号处理器
- 网络服务器

描述

LTC®3708 是一款具有输出电压上升/下降跟踪功能的双通道、两相同步降压型开关稳压器。该 IC 允许进行重合跟踪或比例制跟踪。在需要跟踪两个以上的电压的应用中，可采取对多个 LTC3708 进行菊花链式连接的方法。电源上电顺序是采用一个外部软起动定时电容器来完成的。

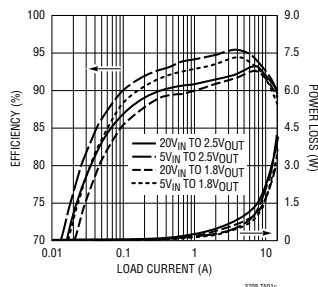
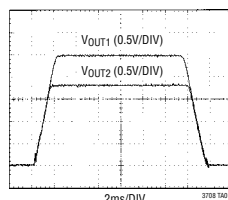
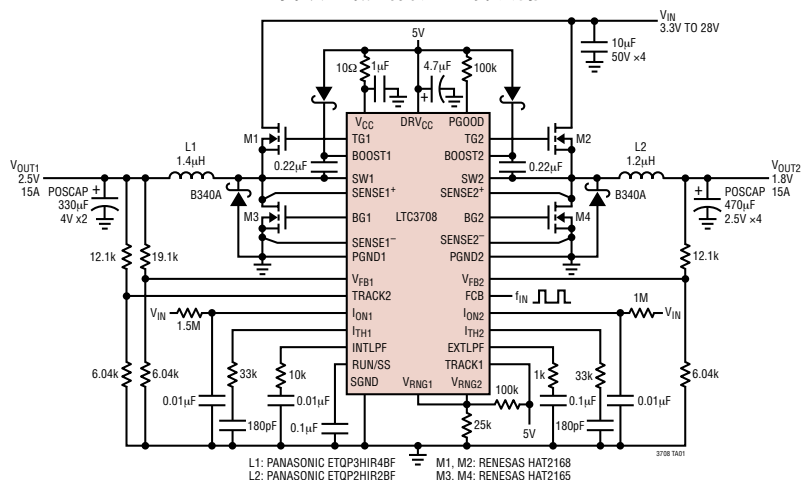
LTC3708 采用一种恒定接通时间、谷值电流模式控制架构来提供非常低的占空比，而无需采用一个检测电阻器。工作频率通过一个外部电阻器来选择，并针对输入电源电压的变化进行相应的补偿。一个内部锁相环可使该 IC 与一个外部时钟不同步。

故障保护由一个输出过压比较器和一个任选的短路停机定时器来提供。稳压器电流限值水平可由用户来设置。一个很宽电源范围使得能够将高达36V 的电压降至0.6V 输出。

、LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。
No R_{SENSE} 是凌特公司的商标。
所有其他商标均为其各自拥有者的产权。

典型应用

高效双输出降压型转换器



绝对最大额定值 (注1)

输入电源电压 (V _{CC} , DRV _{CC})	7V 至 -0.3V
升压上端驱动器电源电压	
(BOOST1, 2)	42V 至 -0.3V
开关电压 (SW1, 2)	36V 至 -5V
SENSE1 ⁺ , SENSE2 ⁺ 电压	36V 至 -5V
SENSE1 ⁻ , SENSE2 ⁻ 电压	10V 至 -0.3V
I _{ON1} , I _{ON2} 电压	21V 至 -0.3V
(BOOST - SW) 电压	7V 至 -0.3V
RUN/SS, PGOOD 电压	7V 至 -0.3V
PGOOD DC 电流	5mA
TRACK1, TRACK2 电压	V _{CC} + 0.3V 至 -0.3V
V _{RNG1} , V _{RNG2} 电压	V _{CC} + 0.3V 至 -0.3V
I _{TH1} , I _{TH2} 电压	2.7V 至 -0.3V
V _{FB1} , V _{FB2} 电压	2.7V 至 -0.3V
INTLPGF, EXTLPGF 电压	2.7V 至 -0.3V
FCB 电压	7V 至 -0.3V
工作温度范围 (注 5)	-40°C 至 85°C
结温 (注 2)	125°C
贮存温度范围	-65°C 至 125°C
再流焊峰值外壳温度	260°C

封装/订购信息

TOP VIEW

UH PACKAGE
32-LEAD (5mm × 5mm) PLASTIC QFN
EXPOSED PAD (PIN 33) IS SGND MUST BE SOLDERED TO PCB
T_{JMAX} = 125°C, θ_{JA} = 34°C/W

产品型号	LTC3708EUH
UH 器件标记	3708

对于规定工作温度范围更宽的器件，请咨询凌特公司。

电特性 凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围，否则仅指 T_A = 25°C。V_{CC} = 5V，DRV_{CC} = 5V，除非特别说明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
主控制环路						
I _Q	输入 DC 电源电流 正常模式 停机模式			2.4 250	3 400	mA μA
I _{FB1,2}	反馈引脚输入电流	I _{TH} = 1.2V (注 3)		-50	-100	nA
V _{REF}	内部基准电压	I _{TH} = 1.2V, 0°C 至 85°C (注 3, 4) I _{TH} = 1.2V (注 3, 4)	0.594 ● 0.591	0.600 0.600	0.606 0.609	V V
V _{FB1,2}	反馈电压	I _{TH} = 1.2V (注 3)	0.594	0.600	0.606	V
ΔV _{FB(LINEREG)} 1,2	反馈电压调整率	V _{CC} = 4.5V 至 6.5V (注 3)		0.02		%/V
ΔV _{FB(LOADREG)} 1,2	反馈电压负载调整率	I _{TH} = 0.5V 至 1.9V (注 3)		-0.05	-0.2	%
g _{m(EA)} 1,2	误差放大器跨导	I _{TH} = 1.2V (注 3)	● 1.2	1.45	1.7	mS
t _{ON1,2}	接通时间	I _{ON} = 60μA, V _{FCB} = 0V I _{ON} = 30μA, V _{FCB} = 0V	94 186	116 233	138 280	ns ns
t _{ON(MIN)} 1,2	最小接通时间	I _{ON} = 180μA		50	85	ns
t _{OFF(MIN)} 1,2	最小关断时间	I _{ON} = 30μA		270	350	ns
V _{SENSE(MAX)} 1,2	最大电流检测门限	V _{RNG} = 1V, V _{FB} = 0.565V V _{RNG} = 0V, V _{FB} = 0.565V V _{RNG} = V _{CC} , V _{FB} = 0.565V	125 90 180	143 100 200	160 110 220	mV mV mV

电特性 凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{CC} = 5\text{V}$ ， $\text{DRV}_{CC} = 5\text{V}$ ，除非特别注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
$V_{\text{SENSE(MIN)1,2}}$	最小电流检测门限	$V_{\text{RNG}} = 1\text{V}$ ， $V_{\text{FB}} = 0.635\text{V}$		-62		mV
		$V_{\text{RNG}} = 0\text{V}$ ， $V_{\text{FB}} = 0.635\text{V}$		-42		mV
		$V_{\text{RNG}} = V_{CC}$ ， $V_{\text{FB}} = 0.635\text{V}$		-88		mV
$\Delta V_{\text{FB(OV)1,2}}$	过压故障门限		8.5	10	11.5	%
$\Delta V_{\text{FB(UV)1,2}}$	欠压故障门限		-380	-420	-460	mV
$V_{\text{RUN/SS(ON)}}$	RUN 引脚起动门限	●	0.8	1.3	1.8	V
$V_{\text{RUN/SS(LE)}}$	RUN 引脚锁断使能门限	RUN/SS 引脚电压上升	2.6	3	3.3	V
$V_{\text{RUN/SS(LT)}}$	RUN 引脚闭锁门限	RUN/SS 引脚电压下降	2.2	2.5	2.8	V
$I_{\text{RUN/SS(C)}}$	软起动充电电流	$V_{\text{RUN/SS}} = 0\text{V}$	-0.5	-1.2	-2	μA
$I_{\text{RUN/SS(D)}}$	软起动放电电流	$V_{\text{RUN/SS}} = V_{\text{RUN/SS(LE)}}$ ， $V_{\text{FB1,2}} = 0\text{V}$	0.8	2	3	μA
$V_{CC(\text{UVLO})}$	欠压闭锁	V_{CC} 下降		3.9	4.2	V
$V_{CC(\text{UVLOR})}$	欠压闭锁释放	V_{CC} 上升		4.2	4.4	V
TG $R_{\text{UP1,2}}$	TG 驱动器上拉接通电阻	TG 为高电平 (注 6)		2		Ω
TG $R_{\text{DOWN1,2}}$	TG 驱动器下拉接通电阻	TG 为低电平 (注 6)		2		Ω
BG $R_{\text{UP1,2}}$	BG 驱动器上拉接通电阻	BG 为高电平 (注 6)		3		Ω
BG $R_{\text{DOWN1,2}}$	BG 驱动器下拉接通电阻	BG 为低电平 (注 6)		1		Ω

跟踪

$I_{\text{TRACK1,2}}$	TRACK 引脚输入电流	$I_{\text{TH}} = 1.2\text{V}$ ， $V_{\text{TRACK}} = 0.2\text{V}$ (注 3)		-100	-150	nA
$V_{\text{FB(TRACK1,2)}}$	跟踪时的反馈电压	$V_{\text{TRACK}} = 0\text{V}$ ， $I_{\text{TH}} = 1.2\text{V}$ (注 3)	-10	0	10	mV
		$V_{\text{TRACK}} = 0.2\text{V}$ ， $I_{\text{TH}} = 1.2\text{V}$ (注 3)	190	200	210	mV
		$V_{\text{TRACK}} = 0.4\text{V}$ ， $I_{\text{TH}} = 1.2\text{V}$ (注 3)	390	400	410	mV

PGOOD 输出

$\Delta V_{\text{FBH1,2}}$	PGOOD 门限上限	任一 V_{FB} 上升	8.5	10	11.5	%
$\Delta V_{\text{FBL1,2}}$	PGOOD 门限下限	任一 V_{FB} 下降	-8.5	-10	-11.5	%
$\Delta V_{\text{FB(HYS)1,2}}$	PGOOD 迟滞	V_{FB} 返回		3	5	%
V_{PGL}	PGOOD 低电压	$I_{\text{PGOOD}} = 5\text{mA}$		0.1	0.4	V
I_{PGOOD}	PGOOD 漏电流	$V_{\text{PGOOD}} = 7\text{V}$			± 1	μA
PG 延迟	PGOOD 延迟	V_{FB} 下降	100			μs

锁相环

$V_{\text{FCB(DC)}}$	强制连续操作门限	利用 FCB 引脚上的一个 DC 电压来测量	1.9	2.1	2.3	V
$V_{\text{FCB(AC)}}$	时钟输入门限	利用 FCB 引脚上的一个 AC 脉冲来测量	1	1.5	2	V
I_{EXTLPF}	外部相位检波器输出电流 供电能力 电流吸收能力	$f_{\text{FCB}} < f_{\text{SW1}}$ ， $V_{\text{EXTLPF}} = 0\text{V}$		20		μA
		$f_{\text{FCB}} > f_{\text{SW1}}$ ， $V_{\text{EXTLPF}} = 2.4\text{V}$		-20		μA
I_{INTLPF}	内部相位检波器输出电流 供电能力 电流吸收能力	$f_{\text{SW1}} < f_{\text{SW2}}$ ， $V_{\text{INTLPF}} = 0\text{V}$		20		μA
		$f_{\text{SW1}} > f_{\text{SW2}}$ ， $V_{\text{INTLPF}} = 2.4\text{V}$		-20		μA
$t_{\text{ON(PLL)1}}$	采用外部 PLL 时的 t_{ON1} 调节范围 上调 下调	$I_{\text{ON1}} = 60\mu\text{A}$ ， $V_{\text{EXTLPF}} = 1.8\text{V}$	186	233		ns
		$I_{\text{ON1}} = 60\mu\text{A}$ ， $V_{\text{EXTLPF}} = 0.6\text{V}$		58	80	ns
$t_{\text{ON(PLL)2}}$	采用内部 PLL 时的 t_{ON2} 调节范围 上调 下调	$I_{\text{ON1}} = 60\mu\text{A}$ ， $V_{\text{INTLPF}} = 1.8\text{V}$	186	233		ns
		$I_{\text{ON1}} = 60\mu\text{A}$ ， $V_{\text{INTLPF}} = 0.6\text{V}$		58	80	ns

电 特 性

- 注 1：绝对最大额定值是指超出该值则器件的使用寿命可能会受损。

注 2： T_J 根据以下公式由环境温度 T_A 和功耗 P_D 计算而得：
 $T_J = T_A + (P_D \cdot 34^{\circ}\text{C/W})$

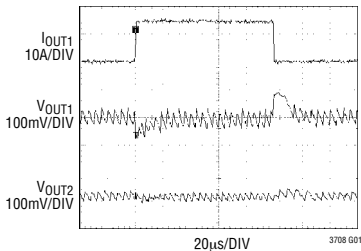
注 3：LTC3708 是在一个通过调节 V_{FB} 来实现一个规定的误差放大器输出电压 (I_{TH}) 的反馈环路中进行测试的。
- 注 4：内部基准电压是通过抽取相对于反馈电压的误差放大器失调来进行间接测试的。

注 5：LTC3708E 在 0°C 至 70°C 的范围内保证能够满足性能规格的要求。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的相关性来保证。

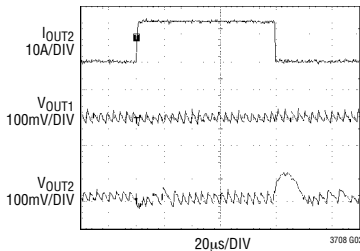
注 6： $R_{DS(ON)}$ 限值由设计和/或统计测试的相关性来保证。

典型性能特征

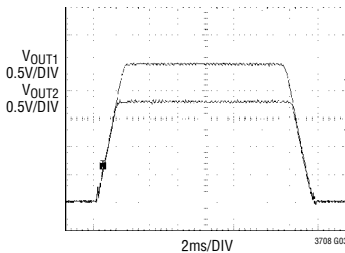
通道 1 上的负载瞬变
(图 17 所示电路)



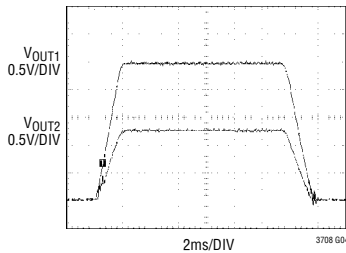
通道 2 上的负载瞬变
(图 17 所示电路)



重合跟踪
(图 17 所示电路)

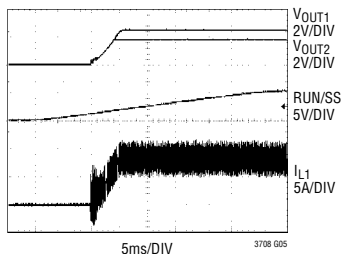


比例制跟踪
(图 17 所示电路)

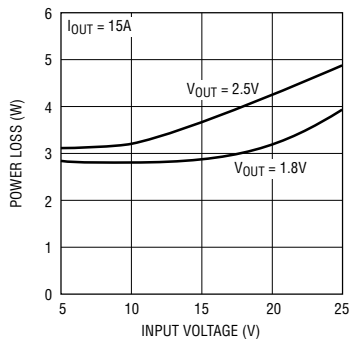


典型性能特征

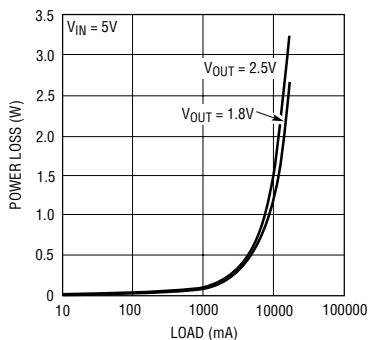
软起动 (图 17 所示电路)



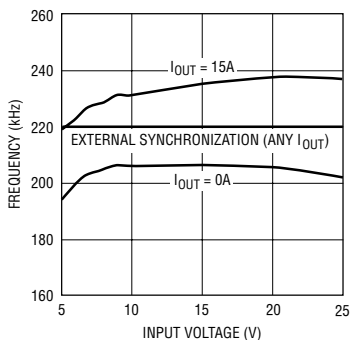
功耗与输入电压的关系曲线



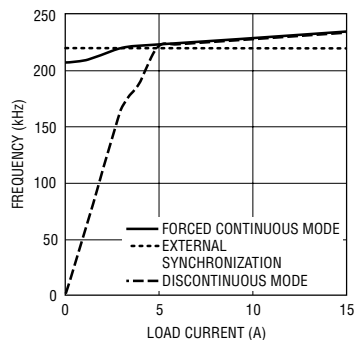
功耗与负载电流的关系曲线



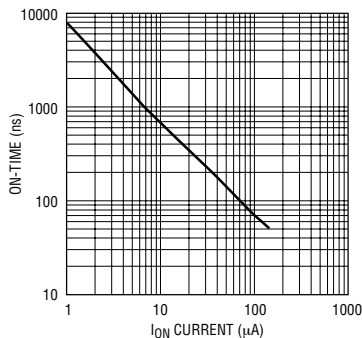
频率与输入电压的关系曲线



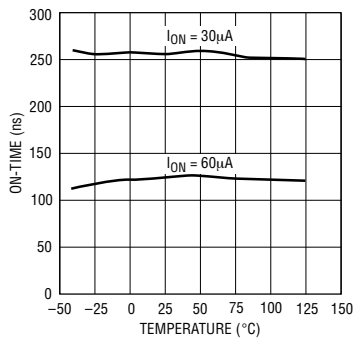
频率与负载电流的关系曲线



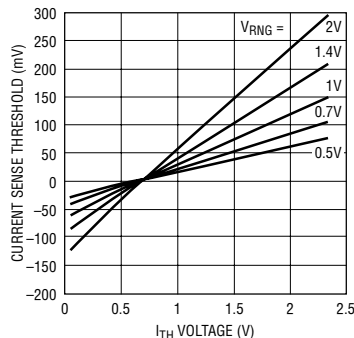
接通时间与 ION 电流的关系曲线



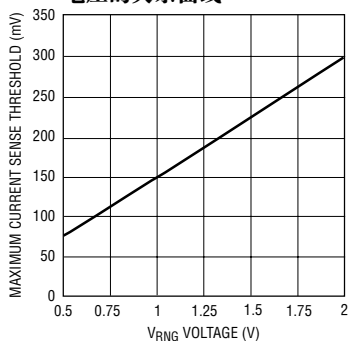
接通时间与温度的关系曲线



电流检测门限与 ITH 电压的关系曲线

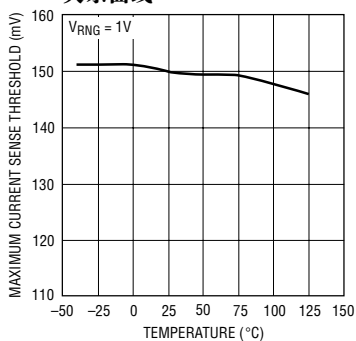


典型性能特征

最大电流检测门限与 V_{RNG} 电压的关系曲线

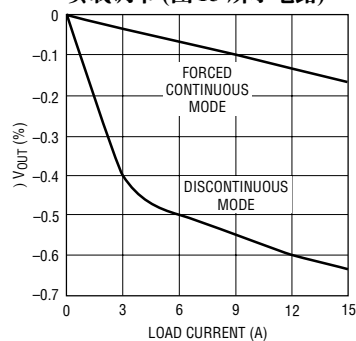
3708 G13

最大电流检测门限与温度的关系曲线

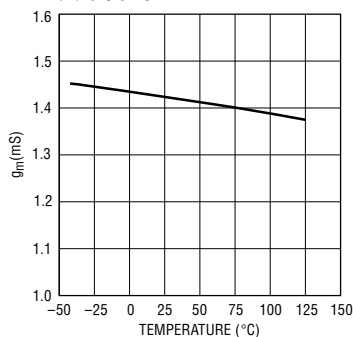


3708 G14

负载调节 (图 13 所示电路)

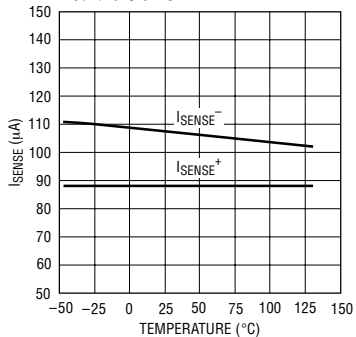


3708 G15

误差放大器 g_m 与温度的关系曲线

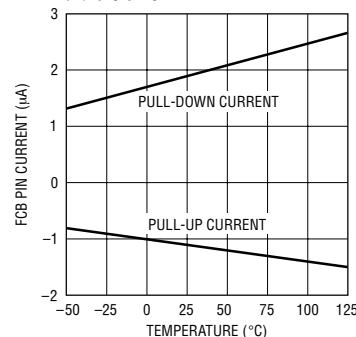
3708 G16

SENSE 引脚输入电流与温度的关系曲线



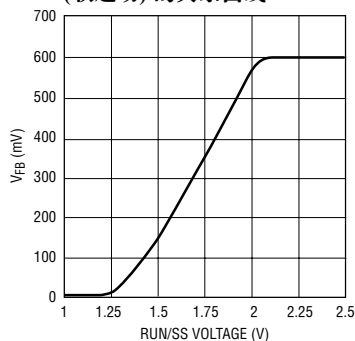
3708 G17

RUN/SS 引脚电流与温度的关系曲线



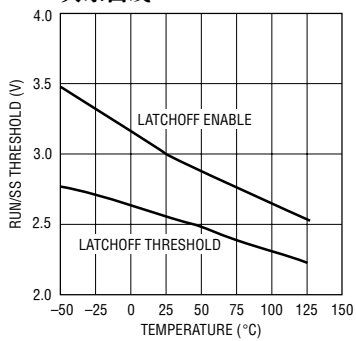
3708 G18

反馈电压与 RUN/SS (软启动) 的关系曲线



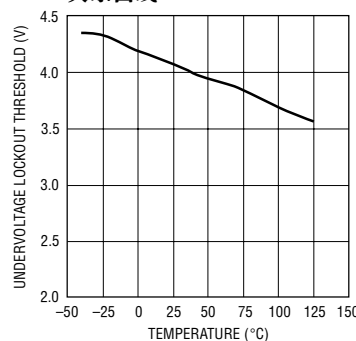
3708 G19

RUN/SS 锁断门限与温度的关系曲线



3708 G20

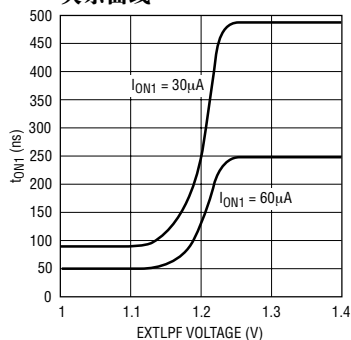
欠压闭锁门限与温度的关系曲线



3708 G21

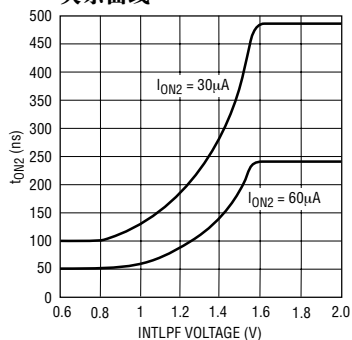
典型性能特征

接通时间与 EXTLPF 电压的关系曲线



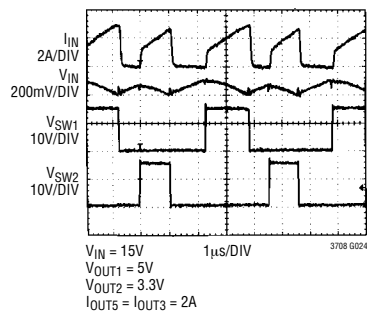
3708 G22

接通时间与 INTLPF 电压的关系曲线



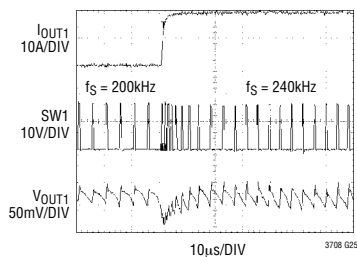
3708 G23

两相操作



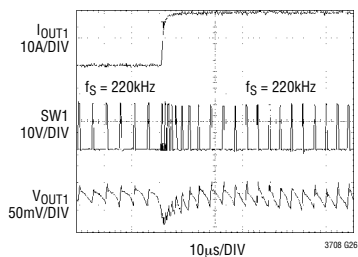
3708 G024

未采用外部同步时的负载瞬变响应 (图 17 所示电路)



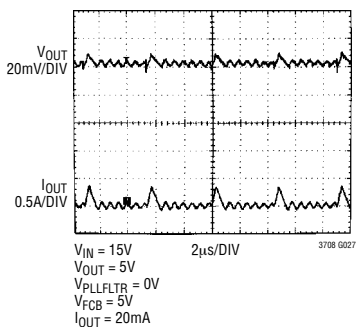
3708 G25

采用外部同步时的负载瞬变响应 (图 17 所示电路)



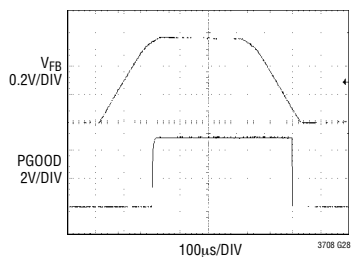
3708 G26

不连续模式操作 (图 17 所示电路)



3708 G027

电源良好屏蔽 (图 17 所示电路)



3708 G28

引脚功能

RUN/SS (引脚 1) : 运行控制和软起动输入。该引脚上的一个接地电容器负责设定输出电压的斜坡速率 (约 $0.5\text{s}/\mu\text{F}$) 和用于过流锁断的延时 (见“应用信息”)。强制该引脚的电压低于 0.8V 将关断 LTC3708。

I_{TH1} 、 I_{TH2} (引脚 2、8) : 误差放大器补偿点和电流控制门限。电流比较器门限随该控制电压的增加而增加。电压范围为 0V 至 2.4V ，其中的 0.8V 对应于零检测电压 (零电流)。

V_{FB1} 、 V_{FB2} (引脚 3、7) : 误差放大器反馈输入。该引脚把误差放大器输入连接至一个从 V_{OUT} 引出的外部阻性分压器。如果需要的话，可采用该引脚来实现额外的补偿。

TRACK1、TRACK2 (引脚 4、6) : 把 TRACK2 引脚连接至一个与通道 1 的输出端相连的阻性分压器，以进行重合跟踪或比例制跟踪。TRACK1 引脚在多个 LTC3708 之间以相同的方式来使用 (见“应用信息”)。如需使该功能失效，则把这两个引脚连接至 V_{CC} 。不要将这些引脚浮置。

SGND (引脚 5、33) : 信号地。所有的小信号元件和补偿元件均应连接至这个地，并最终在一点连接至 PGND。LTC3708EUH 的裸露衬垫必须焊接至 PCB。

EXTLPF (引脚 9) : 用于外部 PLL 的滤波器接线。该 PLL 用于使 LTC3708 与一个外部时钟同步。如果未采用外部时钟，则将该引脚浮置。

INTLPF (引脚 10) : 用于内部 PLL 的滤波器接线。该 PLL 用于使第二个通道相对于第一个通道产生 180° 的相移。

V_{CC} (引脚 17) : 主输入电压。通过一个 RC 滤波器 (例如： 10Ω 、 $1\mu\text{F}$) 将该引脚去耦至 SGND。

DRV_{CC} (引脚 21) : 驱动器电源。负责向用于下端栅极的驱动器供电。也被用于给自举电容器充电。

BG1、BG2 (引脚 22、20) : 下端栅极驱动器。用于驱动位于地和 DRV_{CC} 引脚之间的下端 N 沟道 MOSFET 的栅极。

PGND1、PGND2 (引脚 23、19) : 电源地。将该引脚靠近连接至下端 N 沟道 MOSFET 的源极、 C_{DRVCC}

的负 (-) 端和 C_{IN} 的负 (-) 端。

SENSE1⁻、SENSE2⁻ (引脚 24、18) : 电流检测比较器输入。至电流比较器的负 (-) 输入被用于对检测电阻器的或 MOSFET 下端 进行准确的开尔文 (Kelvin) 检测。

SENSE1⁺、SENSE2⁺ (引脚 25、16) : 电流检测比较器输入。除非采用了一个检测电阻器，否则至电流比较器的正 (+) 输入通常与 SW 节点相连 (见“应用信息”)。

SW1、SW2 (引脚 26、15) : 开关节点。自举电容器 C_B 的负 (-) 端连接于此。该引脚的电压摆幅在地电位以下的一个肖特基二极管压降至 V_{IN} 之间。

TG1、TG2 (引脚 27、14) : 上端栅极驱动。负责驱动上端 N 沟道 MOSFET，并具有一个与叠加在开关节点电压 SW 上的 DVR_{CC} 相等的电压摆幅。

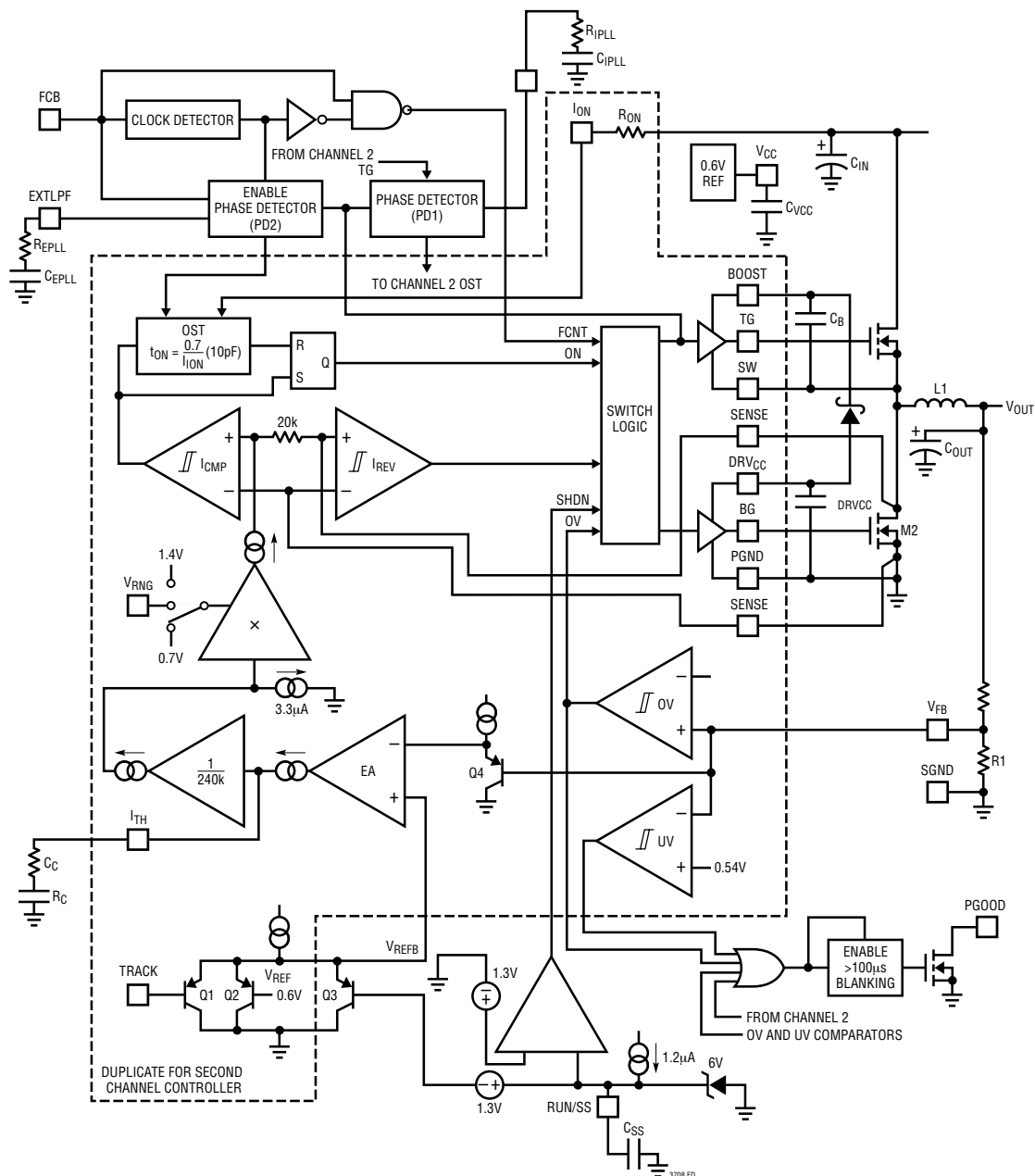
BOOST1、BOOST2 (引脚 28、13) : 升压浮动驱动器电源。自举电容器 C_B 的正 (+) 端连接于此。该引脚的电压摆幅在 DRV_{CC} 以下的一个二极管压降至 $V_{\text{IN}} + \text{DRV}_{\text{CC}}$ 之间。

ION1 、 ION2 (引脚 29、12) : 接通时间电流输入。在 V_{IN} 和该引脚之间连接一个电阻器，以设定单触发定时器电流并由此来设定开关频率。

PGOOD (引脚 30) : 电源良好输出。当两个输出电压中的任一个 (或者全部) 不在其调整点的 $\pm 10\%$ 以内时，该漏极开路逻辑输出将被拉至地电位。电源良好输出必须要在输出电压超出调整范围至少达 $100\mu\text{s}$ 之后才被拉至地电位。

FCB (引脚 31) : 强制连续和外部时钟输入。把该引脚连接至地以强制执行连续同步操作，或连接至 V_{CC} 以在轻负载条件下使能不连续模式操作。把一个外部时钟信号馈入该引脚将使 LTC3708 与外部时钟同步并使能强制连续模式。

V_{RNG1} 、 V_{RNG2} (引脚 32、11) : 检测电压范围输入。在最大输出电流条件下，该引脚上的电压是标称检测电压的 10 倍，并可被设置在 0.5V 至 2V 之间。当该引脚与地和 V_{CC} 相连时，检测电压将分别被默认为 70mV 和 140mV 。



工作原理 (参阅功能示意图)

主控制环路

LTC3708 采用一种恒定接通时间、电流模式降压型架构，两个通道的工作相位相差180度。在正常操作过程中，每个上端 MOSFET 在一个由其特有的单触发定时器 OST 所确定的固定时间间隔里接通。当上端 MOSFET 关断时，下端 MOSFET 接通，直到电流比较器 I_{CMP} 跳变为止，从而重新启动单触发定时器，并重复上述周期。电流比较器的跳变电平由 I_{TH} 电压 (它是每个误差放大器 EA 的输出) 来设定。电感器电流是通过检测 $SENSE^-$ 和 $SENSE^+$ 引脚之间的电压 (采用下端 MOSFET 接通电阻或一个单独的检测电阻器来完成) 来确定的。在低负载电流条件下，电感器电流会降至零并变成负值。这是利用电流反向比较器 I_{REV} 来检测的，该比较器随后关断 M2，导致执行不连续操作。两个开关都将保持断开状态，而由输出电容器来提供负载电流，直到 I_{TH} 电压升至零电流水平 (0.8V) 以上为止，以启动另一个周期。当 FCB 引脚电压被拉至 1.9V 以下时，不连续模式操作失效，从而强制执行连续同步操作。

通过将 RUN/SS 引脚拉至低电平来关断主控制环路，M1 和 M2 均被切断。释放该引脚将允许一个内部 $1.2\mu A$ 电流源对一个外部软启动电容器 C_{SS} 进行充电。当该电压达到 1.3V 时，控制器接通并开始开关操作，但有效基准电压被箝位于 0V。当 C_{SS} 继续充电时，有效基准电压以相同的速率斜坡上升，并控制输出电压的上升速率。

工作频率

工作频率由上端 MOSFET 接通时间以及维持调节状态所需的占空比来隐性地决定。单触发定时器生成了一个与理想占空比成比例的接通时间，从而使频率能够在 V_{IN} 发生变化的情况下大致保持恒

定。标称频率可利用一个外部电阻器 R_{ON} 来调节。当 LTC3708 与一个外部时钟同步时，工作频率将完全由外部时钟来决定。

输出过压保护

一个过压比较器 OV 负责防护瞬变过冲 (>10%) 以及有可能使输出产生过压的其他更为严重的条件。在该条件下，M1 关断，而 M2 接通，并保持接通状态直到上述过压条件被清除为止。

短路检测和保护

在控制器被启动并被提供了用于对输出电容器进行充电的足够时间之后，RUN/SS 电容器便被用作短路超时电容器。如果任一个输出电压降至其标称输出电压的 70% 以下，则 RUN/SS 电容器将开始放电 (假设输出处于过流和/或短路状态)。如果这种条件持续的时间足够长 (由 RUN/SS 电容器的大小来决定)，则两个控制器都将被关断，直到 RUN/SS 引脚电压再循环为止。可通过在 5V 电压条件下向 RUN/SS 引脚提供 $>5\mu A$ 的上拉电流来取代该内置锁断。该电流缩短了软启动周期，而且还防止了一个过流和/或短路期间 RUN/SS 电容器的净放电。

电源良好 (PGOOD) 引脚

如果输出反馈电压超过了调整点周围的一个 $\pm 10\%$ 窗口时，过压和欠压比较器 OV 和 UV 将把 PGOOD 输出拉至低电平。此外，PGOOD 必须在输出反馈电压超出该窗口的持续时间至少达 $100\mu s$ 之后才被拉至低电平。这是为了防止反馈电压上的任何干扰产生一个错误的电源不良信号。当反馈电压处于调节状态时，PGOOD 引脚将立即呈高电平。

工作原理 (参阅功能示意图)

DRV_{CC}

用于上端和下端 MOSFET 驱动器的电源取自 DRV_{CC} 引脚。上端 MOSFET 驱动器由一个跨接自举电容器 C_B 来供电。当上端 MOSFET 关断时, 该电容器通常由 DRV_{CC} 通过一个外部肖特基二极管 D_B 来再充电。

两相操作

为了使 LTC3708 在其用作一个两相控制器时能够实现最佳的操作性能, 必须选择与 I_{ON} 引脚相连的电阻器的合适阻值, 以使每个通道的自由运转频率彼此接近。这样, 一个内部锁相环 (PLL) 将确保通道 2 具有与通道 1 相同的工作频率。但被移相 180 度。与 INTLPF 引脚相连的环路滤波器用于为 PLL 提供稳定性。对于外部时钟同步, 采用了第二个 PLL 来调节通道 1 的接通时间, 直到其频率与外部时钟相同为止。对外部 PLL 的补偿是通过 EXTLPF 引脚来实现的。

与 INTLPF 和 EXTLPF 引脚相连的环路滤波器元件被用于分别对内部 PLL 和外部 PLL 进行补偿。元件的典型值范围为:

INTLPF: R_{IPLL} = 2kΩ 至 10kΩ, C_{IPLL} = 10nF 至 100nF

EXTLPF: R_{EPLL} ≤ 1kΩ, C_{EPLL} = 10nF 至 100nF

为了抑制噪声, 应在 INTLPF 和地之间以及 EXTLPF 和地之间布设一个电容值为 1nF (或更小) 的电容器。

LTC3708 的两相操作为便携式应用和自动电子产品带来了相当大的好处。它降低了输入滤波要求、减少了电磁干扰 (EMI) 并提高了功率转换效率。在采用两相操作的产品面市之前, 双开关稳压器使两个通道同相工作 (即单相操作)。这意味着两个控制开关同时接通, 从而导致从输入电容器或电池吸收的电流脉冲幅度高达一个稳压器工作时的两倍。这样的操作会导致较高的输入 RMS 电流、需要采用较大和/或更加昂贵的输入电容器, 并造成输入电源 (不管是交流适配器还是电池) 中功耗的增加和 EMI 的恶化。

与单相操作不同, 两相关开关稳压器的两个通道以 180 度反相操作。这使得由开关吸收的电流脉冲有效交错, 极大地减少了它们彼此相加的重叠时间。结果是总 RMS 输入电流显著减小, 这又使得可以采用较便宜的输入电容器, 对 EMI 的屏蔽要求有所降低, 而实际的工作效率也提高了。

图 1 把具代表性的单相双开关稳压器的输入波形与两相双开关稳压器的输入波形做了比较。在这些条件下的 RMS 输入电流实际测量表明了两相操作将输入电流从 2.53A_{RMS} 降至 1.55A_{RMS}。虽然这种下降本身给人的印象就颇深, 但请别忘了功耗是与

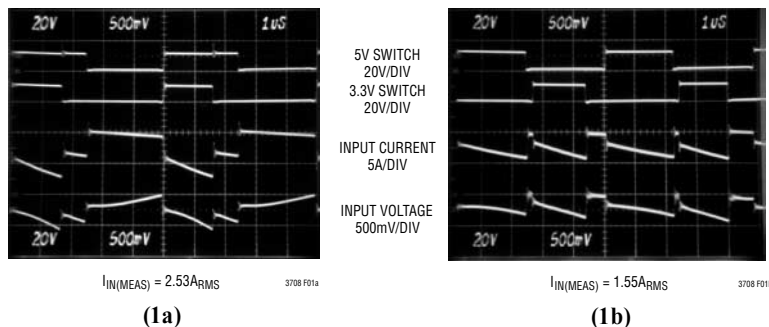


图 1: 用于比较在 3A 条件下进行 12V 至 5V 转换和 12V 至 3.3V 转换的双开关稳压器的单相操作 (1a) 和两相操作 (1b) 的输入波形。

工作原理 (参阅功能示意图)

I_{RMS}^2 成正比的，这意味著实际功耗下降了 2.66 倍。输入波纹电流的下降还意味著输入电源通路中功耗的减少，这可能包括电池、开关、轨迹/连接器电阻和保护电路。由于 RMS 输入电流和电压的下降，还使得传导和辐射 EMI 的改善程度直接加大。

当然，由两相操作提供的改善是双开关稳压器相对占空比的函数，而这些占空比又取决于输入电压 V_{IN} 。图 2 示出了在一个宽输入电压范围内，3.3V 和 5V 稳压器的单相操作和两相操作的 RMS 输入电流是如何变化的。

由图可以容易地看出，两相操作的优点并非仅仅局限于一个窄工作范围内，而实际上是延伸到一个很宽的区域。对大多数应用来说，一个良好的经

验法则是：两相操作将把对输入电容器的要求降低到只有一个通道工作于最大电流条件下且占空比为 50% 时的水平上。

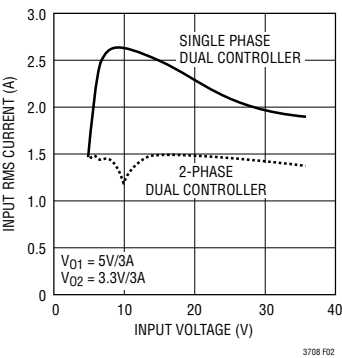


图 2：RMS 输入电流比较

应用信息

LTC3708 的基本的应用电路示于本数据表的首页上。外部元件的选择主要由最大负载电流来决定,并始自功率 MOSFET 开关和/或检测电阻器的选择。对于 LTC3708,电感器电流由同步 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 来决定,也可由一个检测电阻器来确定(当用户选择更加准确的电流检测时)。所需的纹波电流大小以及工作频率在很大程度上决定了电感值。最后,选择 C_{IN} (根据其流入转换器的大 RMS 电流的处理能力)和具有足够低 ESR 的 C_{OUT} ,以满足输出电压纹波规格的要求。

最大检测电压和 V_{RNG} 引脚

电感器电流是通过测量同步 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 两端的电压或利用一个布设在 $SENSE^+$ 和 $SENSE^-$ 引脚之间的检测电阻器来确定的。最大检测电压由施加在 V_{RNG} 引脚上的电压来设定,并大约等于 $V_{RNG}/7$ 。电流模式控制环路将不允许电感器电流谷值超过 $V_{RNG}/(7 \cdot R_{SENSE})$ 。实际上,应该为 LTC3708 和外部元件值的变差提供一些余量。选择检测电阻的一个上佳的指导准则是:

$$R_{SENSE} = \frac{V_{RNG}}{10 \cdot I_{OUT(MAX)}}$$

可采用一个从 V_{CC} 引出的外部阻性分压器来把 V_{RNG} 引脚的电压设定在 0.5V 至 2V 之间,从而产生 50mV 至 200mV 的标称检测电压。此外,也可以把 V_{RNG} 引脚连接至地或 V_{CC} ,此时,标称检测电压被分别默认于 70mV 或 140mV。最大容许检测电压约为该标称值的 1.4 倍。

连接 $SENSE^+$ 和 $SENSE^-$ 引脚

LTC3708 为用户提供了一种利用一个检测电阻器(而不是同步 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$)来检测电流的可选方法。当采用一个检测电阻器时,它被布设于同步 MOSFET 的源极和地之间。为了测量该电阻器两端的电压,需把 $SENSE^+$ 引脚连接至同步 MOSFET 的源

极,并将 $SENSE^-$ 引脚连接至该电阻器的另一端。 $SENSE^+$ 和 $SENSE^-$ 引脚提供了开尔文连接,从而确保了电阻器两端的准确电压测量。采用检测电阻器虽然可提供一个精确定义的电流限值,但会导致成本增加和效率下降。作为一种替代方案,可采用同步 MOSFET 来作为电流检测元件,运用的方法是简单地把 $SENSE^+$ 引脚连接至开关节点 SW、而把 $SENSE^-$ 引脚连接至同步 MOSFET 的源极,从而免除了检测电阻器。这提高了效率,但在选择 MOSFET 接通电阻时必须谨慎,如下文所述。

功率 MOSFET 的选择

LTC3708 的每个输出级都需要两个外部 N 沟道功率 MOSFET,一个用于上端(主)开关,另一个则用于下端(同步)开关。对于功率 MOSFET 来说,重要的参数是击穿电压 $V_{(BR)DSS}$ 、门限电压 $V_{GS(TH)}$ 、接通电阻 $R_{DS(ON)}$ 、反向转移电容 C_{RSS} 和最大电流 $I_{DS(MAX)}$ 。

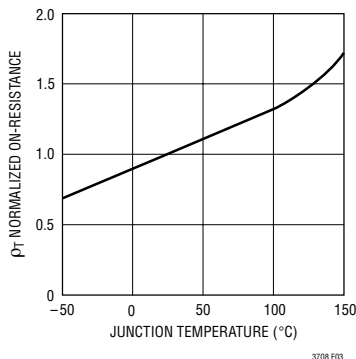
栅极驱动电压由 5V DRV_{CC} 电源来设定。因此,在 LTC3708 应用中必须采用逻辑电平门限 MOSFET。如果预计驱动器的电压将降至 5V 以下,则应考虑使用低逻辑电平门限 MOSFET。

当把下端 MOSFET 用作电流检测元件时,则应特别留意其接通电阻。MOSFET 接通电阻通常是采用一个 25°C 条件下的最大值 $R_{DS(ON)(MAX)}$ 来规定的。为了适应 MOSFET 接通电阻随温度的增加,需要留有额外的余量:

$$R_{DS(ON)(MAX)} = \frac{R_{SENSE}}{\rho_T}$$

ρ_T 项是用于对接通电阻随温度所发生的显著变化进行补偿的归一化因子(在 25°C 时为 1),通常为约 0.4%/°C。对于一个 100°C 的最大结温,采用一个 $\rho_{100^\circ C} = 1.3$ 的数值是合理的(见图 3)。

应用信息

图 3: $R_{DS(ON)}$ 与温度的关系曲线

上端和下端 MOSFET 所产生的功耗与其各自的占空比和负载电流关系紧密。当 LTC3708 工作于连续模式时, MOSFET 的占空比为:

$$D_{TOP} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

$$D_{BOT} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}}$$

在最大输出电流条件下, MOSFET 中的最终功耗为:

$$P_{TOP} = D_{TOP} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot \rho_{T(TOP)} \cdot R_{DS(ON)} + (0.5) \cdot V_{IN}^2 \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot C_{RSS} \cdot f \cdot R_{DR} \cdot \left(\frac{1}{(DRV_{CC} - V_{GS(TH)})} + \frac{1}{V_{GS(TH)}} \right)$$

$$P_{BOT} = D_{BOT} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot \rho_{T(TOP)} \cdot R_{DS(ON)}$$

两个 MOSFET 均具有 I^2R 损耗, 而且, 上端 MOSFET 包括一个用于转换损耗 (在高输入电压条件下最大) 的附加项。在下端占空比接近 100%、短路期间或高输入电压条件下, 下端 MOSFET 损耗最大。

工作频率

工作频率的选择是对效率和元件大小这两者的一个权衡折衷的过程。低频工作通过减少 MOSFET 开关损耗和驱动损耗而提高了效率, 但需要较大的电感和/或电容来维持低输出纹波电压。

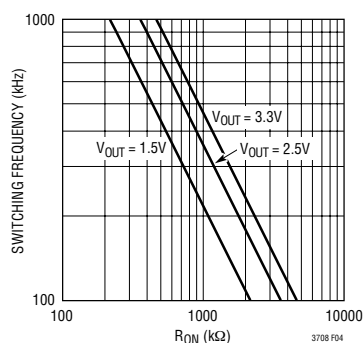
LTC3708 应用的工作频率是由用于控制上端 MOSFET 开关的接通时间 (t_{ON}) 的单触发定时器来隐性确定的。接通时间由流入 I_{ON} 引脚的电流来设定, 公式如下:

$$t_{ON} = \frac{0.7}{I_{ON}} (10pF)$$

在 V_{IN} 和 I_{ON} 引脚之间连接一个电阻器 R_{ON} 将生成一个与 V_{IN} 成反比的接通时间。对于一个降压型转换器, 这将在输入电源发生变化的情况下产生一个近乎恒定的工作频率:

$$f = \frac{V_{OUT}}{0.7 \cdot R_{ON}(10pF)}$$

图 4 示出了几种常用输出电压条件下 R_{ON} 与开关频率之间的关系。

图 4: 开关频率与 R_{ON} 的关系曲线

应用信息

PLL 和频率同步

在 LTC3708 中, 有两个板载锁相环(PLL)。一个 PLL 用于实现频率锁定和两个通道之间的 180 度相移, 而另一个 PLL 则锁定于一个外部时钟的上升沿。由于 LTC3708 采用一种恒定接通时间架构, 因此由 PLL 的相位检波器生成的误差信号被用于改变接通时间, 以实现频率锁定和相位分离。可变接通时间范围为 $0.5 \cdot t_{ON}$ 至 $2 \cdot t_{ON}$, 其中, t_{ON} 是由 R_{ON} 电阻器设定的初始接通时间。

为了充分利用 PLL 的频率同步范围, 建议正确地设定初始接通时间, 以使两个通道具有接近的自动运转频率。离得很远的频率有可能超过 PLL 的同步能力。例如, 如果两个输出电压为 V_{OUT1} 和 V_{OUT2} , 则应按比例地选择 R_{ON} 电阻器:

$$\frac{R_{ON1}}{R_{ON2}} = \frac{V_{OUT1}}{V_{OUT2}}$$

同样, 如果外部 PLL 负责实现与一个外部频率 f_{EXT} 的同步, 则应选择接近下面数值的 R_{ON1} 电阻器:

$$R_{ON1} = \frac{V_{OUT1}}{0.7 \cdot f_{EXT} \cdot 10pF}$$

$$\text{同样地, } \left(R_{ON2} = \frac{V_{OUT2}}{0.7 \cdot f_{EXT} \cdot 10pF} \right)$$

在该场合中, 通道 1 首先将被同步至外部频率, 而通道 2 将随后被同步至通道 1 (相位差为 180 度)。

电感器的选择

在所需输入和输出电压给定的情况下, 电感值和工作频率将决定纹波电流:

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

较低的纹波电流减小了电感器中的磁芯损耗、输出电容器中的 ESR 损耗以及输出电压纹波。最高的工作效率可在低频和小纹波电流的条件下获得。不过, 该目标的实现需要使用一个大电感器。需要在元件大小与效率之间进行权衡折衷。

一个合理的起点是选择一个数值约为 $I_{OUT(MAX)}$ 的 40% 的纹波电流。请注意, 最大纹波电流出现于 V_{IN} 最高之时。为了确保纹波电流不超过一个规定的最大值, 应按下式来选择电感器:

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

一旦知道了 L 的数值, 就必须选择电感器的类型。诸如 Sumida 和 Panasonic 等制造商可提供专为高电流、低电压应用而设计的各种电感器。

肖特基二极管的选择

与两个下端 MOSFET 并联的肖特基二极管在功率 MOSFET 开关导通之间的死区时间里传导电流。这样可以防止因下端 N 沟道 MOSFET 的体二极管在死区时间里导通和贮存电荷而可能导致的中等程度 (1%) 的效率下降。由于这些二极管只在一小部分占空比时间里处于导通状态, 因此其额定值可针对 1/2 至 1/4 满负载电流来拟订。为了使二极管生效, 位于二极管与下端 MOSFET 之间的电感必须尽可能小, 从而强制要求这些元件在电路板布局中尽可能地彼此靠近放置。如果容许效率有一定程度的下降, 则可以去掉该肖特基二极管。

C_{IN} 和 C_{OUT} 的选择

两相架构及其对通过输入网络 (电池/熔丝/电容器) 吸收的最坏情况 RMS 电流的影响简化了 C_{IN} 的选择。可以证明, 最坏情况 RMS 电流出现在只有一个控制器处于工作状态的场合。在下面的公式中, 需要采用 $(V_{OUT})(I_{OUT})$ 乘积最大的控制器, 以决定最

应用信息

高的 RMS 电流要求。增加从另一个异相工作的控制器吸收的输出电流实际上将使输入 RMS 纹波电流从该最大值下降 (见图 2)。

输入电容器的类型、数值和额定 ESR 对效率的影响是选择过程中需要考虑的。所选的电容值应以储存足够的电荷量, 以抑制脉动输入电流。对于一个工作频率为 200kHz、输出功率为 25W 的电源来说, 20μF 至 40μF 的电容器通常就足够了。电容器的 ESR 对电容器的功耗以及总效率而言是很重要的。所有的功耗 (RMS 波纹电流² • ESR) 不仅使电容器升温, 还浪费了电池的能量。

中等电压 (20V 至 35V) 的陶瓷电容器、钽电容器、OS-CON 电容器和额定的转换开关电解电容器均可用作输入电容器, 但它们各有缺点: 陶瓷电容器的电压系数非常高且有可能产生声频压电效应; 钽电容器需要进行浪涌额定; OS-CON 电容器具有较高的电感、较大的外壳尺寸和有限的表面贴装适用性; 电解电容器因 ESR 较大且会发生电解液干涸现象, 故需采用多个。两相系统实现了极低的总容量。少至一个 22μF 或两至三个 10μF 的陶瓷电容器凭借其极低的 ESR 而成为了 20W 至 35W 电源的理想选择。即使 20V 条件下的电容远远低于其零偏压时的额定值, 非常低的 ESR 损耗仍使得陶瓷电容器成为效率极高的电池供电型系统的理想候选方案。也可考虑采用并联陶瓷电容器或高质量的电解电容器来作为实现 ESR 和体电容目标的一种有效的方法。

在连续方式中, 上端 N 沟道 MOSFET 的电流大约是占空比 V_{OUT}/V_{IN} 的一个方波。为防止发生大电压瞬变, 必须采用一个专为一个通道的最大 RMS 电流而挑选的低 ESR 输入电容器。最大 RMS 电容器电流由下式给出:

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

当 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 时, 该公式具有一个最大值: 即 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ 。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。请注意电容器制造商所提供的额定纹波电流通常仅基于 2000 小时的使用寿命。这使得合理的做法是进一步降额使用电容器, 或选择一个针对高于所要求温度而设计的电容器。可以把多个电容器并联起来使用以满足设计的外形尺寸或高度要求。如果有任何的问题, 请向制造商咨询。

通过运用上述用于较高功率通道的公式能计算出 LTC3708 采用两相操作时所带来的好处, 并计算出如果两个控制器通道同时处于接通状态时将产生多大的功耗。当两个控制器同时工作时, 由于流经输入电容器的 ESR 的电流脉冲交错, 总 RMS 功耗较低。这就是上面为最坏情况控制器计算的输入电容器要求适合于双控制器设计的原因。请记住, 由于两相系统中峰值电流的减小, 输入保护熔丝电阻、电池电阻和 PC 板轨迹电阻损耗也得以减少。只有当效率测试中包括了电源/电池的源阻抗时, 两相设计的全部好处才会完全被认识。两个上端 MOSFET 的漏极彼此间距应在 1cm 以内, 并共用一个 C_{IN} 。把 MOSFET 的漏极与 C_{IN} 分开有可能产生干扰电压并在 V_{IN} 上引发电流谐振。

C_{OUT} 的选择受最大限度地减小电压纹波和负载阶跃瞬变所要求的有效串联电阻 (ESR) 的驱使。输出纹波 (ΔV_{OUT}) 由下式近似求出:

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

式中的 f = 工作频率, C_{OUT} = 输出电容, ΔI_L = 电感器件中的波纹电流。输出波纹在最大输入电压的条件下最高, 因为 ΔI_L 随输入电压而增加。一般来说, 一旦 ESR 要求得到满足, 则所选的电容值就足以进行滤波了, 并具有必需的额定 RMS 电流。

应用信息

当选择高性能的通孔电容器时，应考虑诸如 Nichicon、United Chemi-con 和 Sanyo 这样的公司。Sanyo 公司提供的 OS-CON 半导体介质电容器具有任何铝电解电容器的最小 (ESR)(尺寸) 乘积，价格则稍高一些。建议增加一个与 OS-CON 电容器并联的陶瓷电容器，以减小电感的影响。

在表面贴装应用中，有可能需要采用多个并联的电容器以满足应用的 ESR、RMS 电流处理和负载阶跃要求。铝电解电容器、干式钽电容器和特殊的聚合物电容器均有表面贴装型封装提供。特殊聚合物电容器具有非常低的 ESR，但其单位体积的储存容量不及其他类型的电容器。这些电容器提供了一种成本效益非常高的输出电容器解决方案，而且，当与一个具有高环路带宽的控制器相组合时，也是一种理想的选择。钽电容器的电容密度最高且常被用作具受控软起动功能的开关稳压器的输出电容器。几种经过的浪涌测试的极佳选择是 AVX TPS、AVX TPSV 或外壳高度在 2mm 至 4mm 之间的 KEMET T510 系列表面贴装型钽电容器。铝电解电容器可被用于受成本驱动的应用，考虑包括额定波纹电流、温度和长期可靠性。典型的应用将需要并联几个或多个铝电解电容器。上述电容器的组合常常能够使性能得到最大限度的提升，并最大限度地降低总成本。其他类型的电容器包括 Nichicon PL 系列、Sanyo POSCAP、NEC Neocap、Cornell Dubilier ESRE 和 Sprague 595D 系列。请咨询制造商以了解其他特定的推荐选择方案。

上端 MOSFET 驱动器电源 (功能示意图中的 C_B 、 D_B)

与 BOOST 引脚相连的一个外部自举电容器 C_B 负责提供用于上端 MOSFET 的栅极驱动电压。当开关节点为低电平时，该电容器是通过从 DRV_{CC} 引出的二极管 D_B 来充电的。请注意， C_B 两端的平均电

压约为 DRV_{CC} 。当上端 MOSFET 接通时，开关节点电压升至 V_{IN} ，而 BOOST 引脚电压升至 $V_{IN} + DRV_{CC}$ 左右。升压电容器需要储存的栅极电荷量是上端 MOSFET 所需栅极电荷量的约 100 倍。在大多数应用中，采用 $0.1\mu F$ 至 $0.47\mu F$ 的电容器便足够了。

不连续模式操作和 FCB 引脚

FCB 引脚负责决定下端 MOSFET 在电感器中的电流发生反向时是否保持接通状态。将该引脚连接至高于其 2.3V 门限的电压 (通常连接至 V_{CC}) 将使能不连续工作，在该模式中，下端 MOSFET 将在电感器电流反向时关断。电流反向和不连续操作开始时的负载电流取决于电感器纹波电流的大小，而纹波电流则取决于所选的电感值和工作频率以及输入和输出电压。

把 FCB 引脚连接至低于 1.9V 的电压将强制执行连续同步操作，从而允许电流在轻负载条件下反向，并维持高频操作。

除了提供一个逻辑输入以强制执行连续操作之外，FCB 还起着用于外部时钟同步的输入的作用。当检测到一个外部时钟信号时，通道 1 将立即锁定于该外部时钟之上，通道 2 随后也将如此 (见“PLL 和频率同步”)。当被同步至一个外部时钟时，LTC3708 将默认执行强制连续模式操作。

故障状态：电流限值

在一个电流模式控制器中，最大电感器电流受到了最大检测电压的固有限制。在 LTC3708 中，最大检测电压受控于 V_{RNG} 引脚上的电压。当采用谷值电流控制时，最大检测电压和检测电阻决定了最大容许电感器谷值电流。对应的输出电流限值为：

$$I_{LIMIT} = \frac{V_{SNS(MAX)}}{R_{DS(ON)} \cdot \rho_T} + \frac{1}{2} \cdot \Delta I_L$$

应用信息

应检查该电流限值，以确保 $I_{LIMIT(MIN)} > I_{OUT(MAX)}$ 。电流限值的最小值通常出现在最大 V_{IN} 和最高环境温度条件下，这些条件会引发最大的转换器功耗。请注意，检查假设结温和 I_{LIMIT} (它使结升温) 最终值之间的自身一致性是很重要的。

当根据 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 来设定电流限值时应谨慎。最大电流限值由最小 MOSFET 接通电阻来决定。产品数据表中通常只规定了 $R_{DS(ON)}$ 的标称值和最大值，但并未规定最小值。一个合理的假设是：最小 $R_{DS(ON)}$ 低于典型值的数量与最大值高于典型值的数量是相同的。请咨询 MOSFET 制造商，以获得更多相关指南。

为了实现更加准确的电流限制，可以采用一个检测电阻器。具有 5%、2% 或 1% 容差且功率约为 1W 的检测电阻器能够很容易地获得。这些电阻器的温度系数非常低，范围在 $\pm 250\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 到 $\pm 75\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 之间。在这种场合，可以简单地用 R_{SENSE} 值来替代上面公式中的 $(R_{DS(ON)} \cdot \rho_T)$ 乘积。

最小关断时间和压降方式操作

最小关断时间 $t_{OFF(MIN)}$ 是指 LTC3708 能够接通下端 MOSFET、使电流比较器跳变并将该 MOSFET 重新关断的时间。该时间通常约为 270ns。最小关断时间限值强加了一个数值为 $t_{ON}/(t_{ON} + t_{OFF(MIN)})$ 的最大占空比。如果达到了最大占空比 (例如：由于输入电压下降的缘故)，则输出将下降至调节范围以外。用于避免发生压降的最小输入电压为：

$$V_{IN(MIN)} = V_{OUT} \frac{t_{ON} + t_{OFF(MIN)}}{t_{ON}}$$

图 5 示出了最大频率与占空比的关系曲线图。

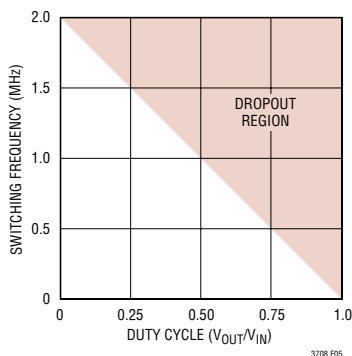


图 5：最大开关频率与占空比的关系曲线

利用 RUN/SS 引脚来实现软起动和锁断

RUN/SS 引脚提供了一种关断 LTC3708 的方法，以及一个用于软起动和过流锁断的定时器。

把 RUN/SS 引脚拉至 0.8V 以下将关断 LTC3708。释放该引脚将允许一个内部 $1.2\mu\text{A}$ 电流源对外部电容器 C_{SS} 进行充电。如果 RUN/SS 引脚电压被一路拉至地，则在起动之前存在一个如下的近似延迟：

$$t_{DELAY} = \frac{1.3V}{1.2\mu A} \cdot C_{SS} = (1.1\text{s}/\mu\text{F})C_{SS}$$

当 RUN/SS 引脚电压达到 ON 门限 (通常为 1.3V) 时，LTC3708 开始操作，并对通道 1 的基准电压施加了一个箝位。该箝位电平是一个低于 RUN/SS 的门限电压。当 RUN/SS 引脚上的电压继续上升时，通道 1 的基准电压将以相同的速率上升，从而实现了单调的输出电压软起动 (图 6)。当 RUN/SS 引脚电压在 ON 门限以上上升 0.6V 时，基准箝位失效，并由内部精准基准来接替。当通道 2 跟踪通道 1 执行操作时，通道 2 上的软起动将自动完成 (见“输出电压跟踪”)。

受控的软起动要求定时电容器 C_{SS} 足够大，以确保输出能够跟踪 RUN/SS 引脚上的电压上升。最小

应用信息

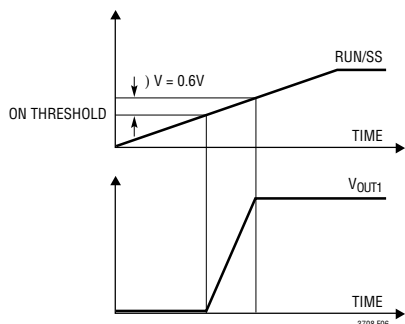


图 6：单调软起动波形

C_{SS} 电容可由下式计算：

$$C_{SS} > \frac{R1 + R2}{R1} \cdot \frac{30\mu A \cdot R_{SENSE}}{V_{RNG}} \cdot C_{OUT}$$

式中的 $R1$ 和 $R2$ 是反馈阻性分压器 (功能示意图)， C_{OUT} 为输出电容， R_{SENSE} 为电流检测电阻。当下端 MOSFET $R_{DS(ON)}$ 被用于电流检测时，应采用最坏情况 $R_{DS(ON)(MAX)}$ 来替代 R_{SENSE} 。一般来说，采用 $0.1\mu F$ 的 C_{SS} 已是绰绰有余。

在控制器被起动并被提供了用于对输出电容器进行充电所需的足够时间之后， C_{SS} 被用作短路定时器。当 RUN/SS 引脚被充电至 $3V$ 以上之后，如果任何一个输出电压降至其调节值的 70% 以下，则认为发生了一个短路故障。一个 $2\mu A$ 电流随后将对开始对 C_{SS} 进行放电。如果故障状态一直持续到 RUN/SS 引脚电压降至 $2.5V$ ，则控制器将断开所有的功率 MOSFET，从而把两个通道全部关断。如欲重新启动操作，则必须将 RUN/SS 引脚有效地拉低至地电位。

过流锁断操作并非始终为用户所需要或希望的，而且被证明会在故障检修过程带来麻烦。可通过给 RUN/SS 引脚增加一个 $> 5\mu A$ 的上拉电流来取代该功能 (图 7)。该附加电流可防止 C_{SS} 在故障期间被放电，而且还缩短了软起动周期。

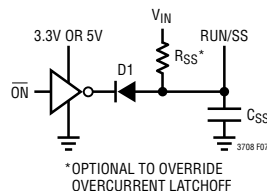


图 7：锁断操作失效情况下的 RUN/SS 引脚连接

输出电压跟踪

LTC3708 允许用户利用 TRACK2 引脚来设置第二个通道输出的斜坡上升和下降的方式。借助该引脚，可以把第二个通道输出设置为对通道 1 输出进行重合跟踪或比例制跟踪，如图 8 所示。

和 RUN/SS 引脚一样，TRACK2 引脚对通道 2 的基准电压起著一个箝位的作用。当 $TRACK2 < 0.6V$ 时， V_{OUT2} 的参考电位为 TRACK2 电压，而当 $TRACK2 > 0.6V$ 时，则 V_{OUT2} 的参考电位为内部精准基准。

为了实现图 8a 所示的跟踪，需把一个额外的阻性分压器连接至通道 1 的输出端，并将其中点连接至 TRACK2 引脚。应将该分压器的分压比选择得与通道 2 的反馈分压器的分压比相同 (图 9a)。在**该跟踪模式中，必须将 V_{OUT1} 设定得比 V_{OUT2} 高**。如需实现图 8b 所示的比例制跟踪，则无需增设分压器；只需简单地 TRACK2 引脚连接至 V_{FB1} 引脚即可 (图 9b)。

通过选择不同的电阻器，LTC3708 便能够实现不同的跟踪模式 (包括图 8 所示的两种)。那么，应该设置哪种模式呢？虽然图 8 所示的两种模式均能够满足大多数实际应用的需要，但确实存在某种折衷。比例制跟踪模式省去了一对电阻器，但重合跳跃模式则提供了更加优良的输出调节性能。借助图 10 可以对此有一个更好的理解。在通道 2 的误差放大器的输入级上，采用了两个共正极二极管来对等效基准电压进行箝位，而一个额外的二极管则被用来实现与移位共模电压的匹配。上端的两个电流源具有

应用信息

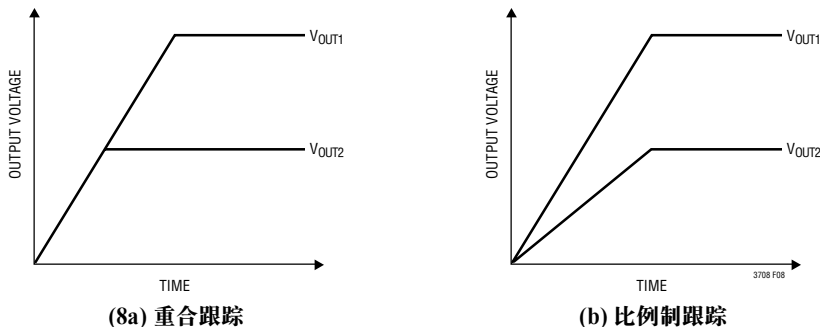


图 8：两种不同的输出电压跟踪模式

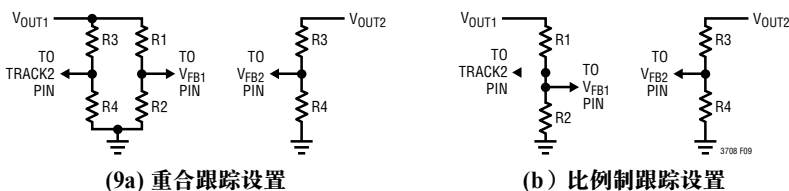


图 9：重合及比例制跟踪模式的设置

$$\left(\frac{R1}{R2} = \frac{V_{OUT1}}{0.6} - 1, \frac{R3}{R4} = \frac{V_{OUT2}}{0.6} - 1 \right)$$

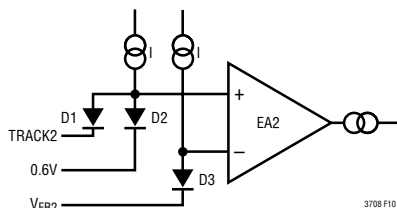


图 10：误差放大器通道 2 的等效输入电路

相同的幅度。在重合跟踪模式中，TRACK2 电压比 0.6V 高出许多 (在稳态条件下)，并在效果上切断了 D1。因此，D2 和 D3 将传导相同的电流，并提供了 V_{FB2} 和内部精准 0.6V 基准之间的严格匹配。然而，在比例制跟踪模式中，即使在稳态条件下 TRACK2 电压也等于 0.6V。D1 将转移部分偏置电流，并使 V_{FB2} 略低于 0.6V。虽然二极管的指数 I-V 特性最大

限度地减小了该误差，但它确实产生了一个有限的输出电压偏差量。而且，当通道 1 的输出遭遇动态偏移 (例如：欠载瞬变) 时，通道 2 也将受到影响。为了获得更好的输出调节性能，应采用重合跟踪模式来取代比例制跟踪模式。

利用图 11 所示电路还能够进一步减少图 9a 中的电阻器数量。

在需要跟踪两个以上电源的系统中，可通过 TRACK1 引脚来对多个 LTC3708 进行菊链式连接。TRACK1 对通道 1 的基准的箝位方式与 TRACK2 对通道 2 的基准的箝位方式相同。为了消除多个 LTC3708 在不同时间启动的可能性，应只把主 LTC3708 的 RUN/SS 引脚连接至一个软起动电容器。所有其他的 LTC3708 均应将其 RUN/SS 引脚连接至 V_{CC} 。图 12

应用信息

示出了具有 4 个输出的电路。其中的三个输出被设置为重合跟踪模式，而第四个输出则进行的是比例制跟踪。如果不需要进行输出跟踪，则可将 TRACK 引脚连接至 V_{CC} 。不要将这些引脚浮置。

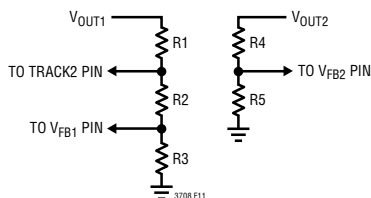


图 11：用于重合跟踪的替代设置

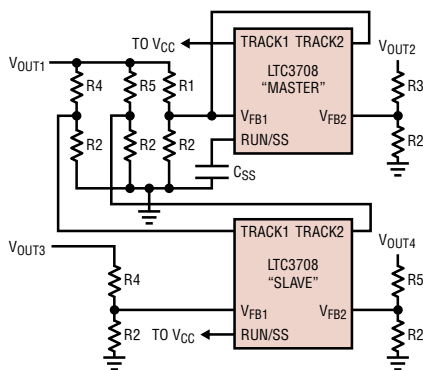
$$\left(\frac{R1 + R2}{R3} = \frac{V_{OUT}}{0.6} - 1, \frac{R1}{R2 + R3} = \frac{R4}{R5} = \frac{V_{OUT}}{0.6} - 1 \right)$$

效率考虑

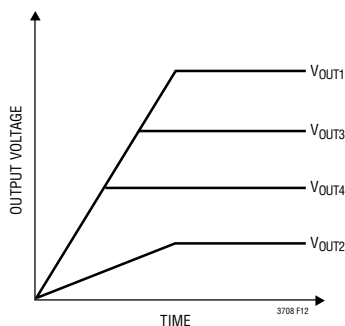
开关稳压器的百分比效率等于输出功率与输入功率相除所得的商再乘以 100%。对单独损耗进行分析以确定效率的限制因素以及做出何种变更能够实现最大的改进往往很有用处。

尽管电路中所有的耗能元件都会产生损耗，但在 LTC3708 电路中，大部分损耗通常来源于四个主要因素：

1. DC I^2R 损耗。这些损耗是由 MOSFET、电感器和 PC 板走线的电阻所产生的，并且会导致高输出电流条件下的效率下降。在连续模式中，平均输出电流流经 L，但在上端 MOSFET 和下端 MOSFET 之间被“斩波切换”。如果两个 MOSFET 具有大致相同的 $R_{DS(ON)}$ ，则可简单地将一个 MOSFET 的电阻与 L 以及电路板走线的电阻相加，以求得 DC I^2R 损耗。例如，若 $R_{DS(ON)} = 0.01 \Omega$ 、 $R_L = 0.005 \Omega$ ，则当输出电流从 1A 增至 10A 时，将会产生 15mW 至 1.5W 的损耗。



(12a) 电路设置



(12b) 输出电压

图 12：采用跟踪和比例制排序的四个输出

$$\left(\frac{R1}{R2} = \frac{V_{OUT1}}{0.6} - 1, \frac{R3}{R2} = \frac{V_{OUT2}}{0.6} - 1, \frac{R4}{R2} = \frac{V_{OUT3}}{0.6} - 1, \frac{R5}{R2} = \frac{V_{OUT4}}{0.6} - 1 \right)$$

应用信息

2. 转换损耗。该损耗是由上端 MOSFET 在开关节点转换期间短暂处于饱和区所产生的。它取决于输入电压、负载电流、驱动器强度和 MOSFET 电容，等等。当输入电压高于 20V 时，该损耗很显著，并可由下式来估算：

转换损耗 $\approx$

$$(0.5) \cdot V_{IN}^2 \cdot I_{OUT} \cdot C_{RSS} \cdot f \cdot R_{DS(ON)-DRV} \left(\frac{1}{DRV_{CC} - V_{GS(TH)}} + \frac{1}{V_{GS(TH)}} \right)$$

3. DRV_{CC} 和 V_{CC} 电流。这是 MOSFET 驱动器与控制电流之和。驱动器电流提供对功率 MOSFET 进行开关操作所需的栅极电荷 Q_G 。该电流一般远远大于控制电路电流。在连续模式操作中：

$$I_{GATECHG} = f(Q_G(TOP) + Q_G(BOT))$$

4. C_{IN} 损耗。输入电容器需要执行对至稳压器的大 RMS 输入电流进行滤波处理的困难任务。它必须具有一个非常低的 ESR (以最大限度地降低 $AC I^2R$ 损耗) 和足够的电容 (用于防止 RMS 电流在熔丝或电池中引发额外的上游损耗)。与单相解决方案相比，LTC3708 的两相架构通常可使该 C_{IN} 损耗减半。

其他损耗包括 C_{OUT} ESR 损耗、死区期间的肖特基二极管导通损耗以及电感器磁芯损耗，通常只占额外损耗的 2% 以下。

当为提升效率而进行任何的调整时，最终的判决依据是您工作点上的稳压器总输入电流。如果在您做出调整之后输入电流减小，则效率提高；如果输入电流无变化，则表明效率未得到改善。

检查瞬态响应

通过观察负载瞬态响应可以验证稳压器环路响应。开关稳压器需要几个周期来对负载电流的阶跃作出响应。当发生负载阶跃时， V_{OUT} 立即产生

ΔI_{LOAD} (ESR) 的偏移量，其中，ESR 为 C_{OUT} 的有效串联电阻。 ΔI_{LOAD} 还开始对 C_{OUT} 进行充电和放电操作，这将产生一个被稳压器用来使 V_{OUT} 恢复至其稳态值的反馈误差信号。在此恢复期间，可对 V_{OUT} 进行过冲或振铃 (它们有可能指示存在稳定性问题) 监视。对于大多数应用而言，图 13 所示的 I_{TH} 引脚外部元件将提供足够的补偿。如需了解有关开关控制环路理论的详细说明，请参阅凌特公司的“应用指南 76” (Application Note 76)。

设计实例

作为一个设计实例，假定采用一个具有以下规格有电源： $V_{IN} = 7V$ 至 $28V$ (标称值为 $15V$)， $V_{OUT1} = 2.5V$ ， $V_{OUT2} = 1.8V$ ， $I_{OUT1(MAX)} = I_{OUT2(MAX)} = 10A$ ， $f = 500kHz$ ，而且 V_{OUT2} 跟踪 V_{OUT1} 。

首先计算定时电阻器阻值：

$$R_{ON1} = \frac{2.5V}{(0.7V)(500kHz)(10pF)} = 714k$$

选择一个 715k 的标准阻值。

$$R_{ON2} = \frac{1.8V}{(0.7V)(500kHz)(10pF)} = 514k$$

选择一个 511k 的标准阻值。

接著，选择反馈电阻器：

$$\frac{R1}{R2} = \frac{2.5V}{0.6V} - 1 = 3.17$$

选择 $R1 = 31.6k$ ， $R2 = 10k$ 。

$$\frac{R3}{R4} = \frac{1.8V}{0.6V} - 1 = 2$$

选择 $R3 = 20k$ ， $R4 = 10k$ 。

为了使 V_{OUT2} 在启动期间对 V_{OUT1} 进行重合跟踪，应在 V_{OUT1} 的两端跨接一个额外的 $R3$ 和 $R4$ 电阻对，并将其中点连接至 $TRACK2$ 引脚。

应用信息

第三，在最大 V_{IN} 条件下针对约 40% 纹波电流来设计电感器：

$$L1 = \frac{2.5V}{(500kHz)(0.4)(10A)} \left(1 - \frac{2.5V}{28V} \right) = 1.1\mu H$$

在最坏情况下，一个标准 $1\mu H$ 电感器将产生 45% 的纹波电流 (4.5A)。

$$L2 = \frac{1.8V}{(500kHz)(0.4)(10A)} \left(1 - \frac{1.8V}{28V} \right) = 0.8\mu H$$

为了节省少许 BOM (材料清单) 成本， $L2$ 也可以采用 $1\mu H$ 电感值；产生的纹波电流为 3.4A。

两个通道具有相同最大输出电流这一事实使 MOSFET 的选择得到了简化。针对一个通道所选择的上端和下端 MOSFET 也可被用于另一个通道。在计算中取通道 1，并始自下端同步 MOSFET 的选择。如前面的“功率 MOSFET 的选择”部分所述，选择下端 MOSFET 的主要标准是低 $R_{DS(ON)}$ 。例如，当选择 Si4874 时： $R_{DS(ON)} = 0.0083\Omega$ (标称值) 0.010Ω (最大值)， $\theta_{JA} = 40^\circ C/W$ 。标称检测电压为：

$$V_{SNS(NOM)} = (10A)(1.3)(0.0083) = 108mV$$

把 V_{RNG1} 连接至 1.1V 将为一个 110mV 的标称值设定电流检测电压范围，且电流限值出现于 146mV 电压条件下。为了检查电流限值是否可以接受，假设一个高出环境温度 ($70^\circ C$) 约 $80^\circ C$ 的结温，且 $\rho_{150^\circ C} = 1.5$ ：

$$I_{LIMIT} \geq \frac{146mV}{(1.5)(0.010\Omega)} + \frac{1}{2} (4.1A) = 11.8A$$

并在 MOSFET 中重复检验假设的 T_J ：

$$R_{BOT} = \frac{28V - 25V}{28V} (11.8A)^2 (1.5)(0.010\Omega) = 1.9W$$

$$T_J = 70^\circ C + (190W)(40^\circ C/W) = 146^\circ$$

由于上端 MOSFET 仅短暂接通，因此采用一个 Si4874 就足够了： $R_{DS(ON)} = 0.0165\Omega$ (最大值)， C_{RSS}

$= 190pF$ ， $V_{GS(TH)} = 1V$ ， $\theta_{JA} = 42^\circ C/W$ 。在电流限值条件下检查其功耗 ($\rho_{130^\circ C} = 1.6$)：

$$P_{TOP} = \frac{2.5V}{28V} (11.8A)^2 (1.6)(0.0165\Omega) + (0.5)(28V)^2 (11.8A)(190pF)(500kHz)(2\Omega) \left(\frac{1}{5V - 1V} + \frac{1}{1V} \right) \\ = 0.33W + 1.10W = 1.43W$$

$$T_J = 70^\circ C + (1.43W)(42^\circ C/W) = 130^\circ$$

在标称电流条件下，上端和下端 MOSFET 的结温都将显著降低，但是，上面的分析表明：在该电路中，必需留意 PCB 布局和散热。相同的 MOSFET (Si4874 和 Si4884) 可被用于通道 2。

最后，针对一个约 5A 的额定 RMS 电流 (在 $85^\circ C$ 条件下) 来选择一个输入电容器，并针对一个 0.013Ω 的低 ESR 来选择输出电容器，旨在最大限度地减小因电感器纹波电流和负载阶跃所引起的输出电压变化。纹波电压将仅为：

$$\Delta V_{OUT1(RIPPLE)} = \Delta I_{L1} \cdot \left(ESR + \frac{1}{8 \cdot f \cdot C_{OUT}} \right) \\ = 4.5A \cdot \left(0.013\Omega + \frac{1}{8 \cdot 500kHz \cdot 470\mu F} \right) \\ = 60mV$$

$$\Delta V_{OUT2(RIPPLE)} = \Delta I_{L2} \cdot \left(ESR + \frac{1}{8 \cdot f \cdot C_{OUT}} \right) \\ = 3.4A \cdot \left(0.013\Omega + \frac{1}{8 \cdot 500kHz \cdot 470\mu F} \right) \\ = 46mV$$

然而，一个 0A 至 10A 负载阶跃将引发一个输出变化，该变化的幅度高达：

$$\Delta V_{OUT(STEP)} = \Delta I_{LOAD}(ESR) = (10A)(0.013\Omega) = 130mV$$

采用了一个任意的 $22\mu F$ 陶瓷输出电容器，以最大限度地减轻 ESL 在输出纹波中所产生的影响。完整电路示于图 13。

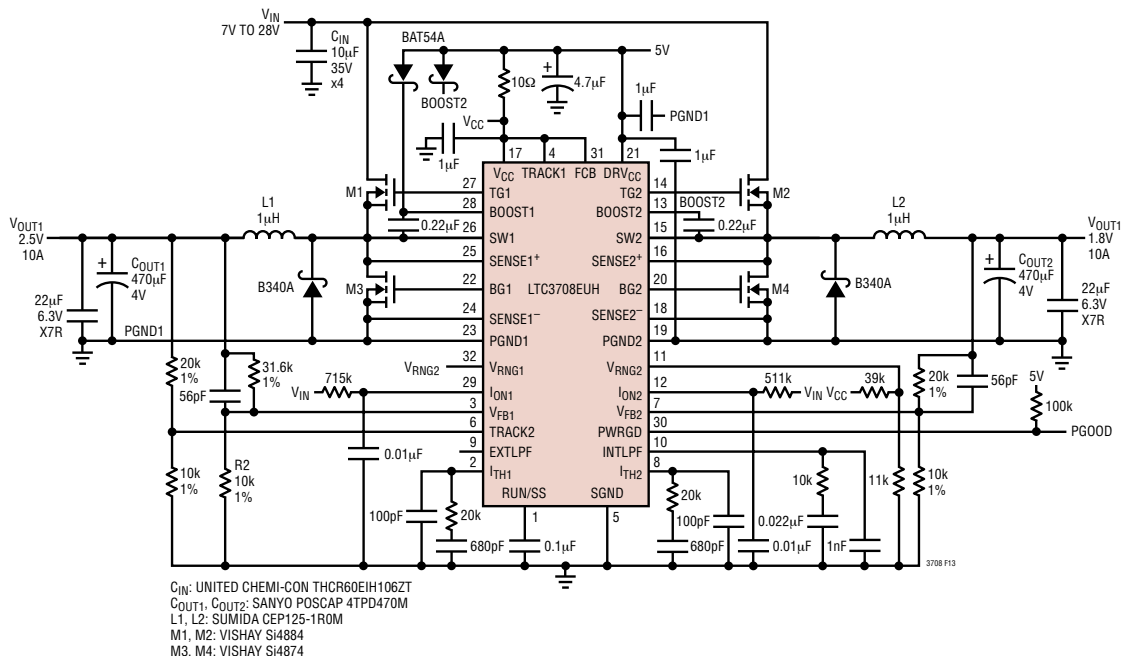


图 13：设计实例：具有输出跟踪功能的 2.5V/10A 和 1.8V/10A (在 500kHz 频率条件下)

PC 板布局检查清单

当对印刷电路板进行布局时，应采用下面的检查清单来确保 LTC3708 的正确操作。图 14 对这些事项进行了图示。图 15 进一步示出了工作于连续模式的两相同步降压型稳压器各分支电路的电流波形。

- 将由 M1、M3 和 C_{IN1} 组成的环路置于一个紧凑狭小的区域内。该环路负责传导高脉动电流，而且，其面积需尽可能小。以相同的方式来布设 M2、M4 和 C_{IN2}。
- C_{IN1} 和 C_{IN2} 彼此相距应在 1cm 以内。相距较远有可能导致一个大谐振环路的形成。
- 在 PGND1 和 PGND2 在接地平面上接合之前，应先把 C_{OUT1} 和 C_{DR1} 的负极板连接至 PGND1。采用相同的方式来连接 C_{OUT2} 和 C_{DR2}，以使电源地在会合于某一点之前保持分离。

- 用一个 SGND 平面来覆盖 LTC3708 下方的电路板面积。对于 LTC3708EUH，应将 IC 的背部焊接至该平面。把 SGND 与电源地分开，并在 SGND 平面与 PGND 接合之前将所有的信号元件 (I_{TH}、V_{FB}、I_{ON}、V_{CC}、EXTLPF、INTLPF、V_{RNG}、TRACK 和 RUN/SS) 都连接至 SGND 平面。在某一点上将 SGND 连接至接地平面。
- 对下端 MOSFET (而当采用一个单独的电流检测电阻器时则是 R_{SENSE}) 两端的 SENSE⁺ 和 SENSE⁻ 进行开尔文连接 (图 16)。SENSE⁺ 和 SENSE⁻ 以最小 PC 走线间隔一起布线。SENSE⁺ 和 SENSE⁻ 之间的滤波器电容器 (在采用的场合) 应尽可能地靠近 LTC3708。
- 使高 dV/dt 节点 SW、TG 和 BOOST 远离敏感的小信号节点。

应用信息

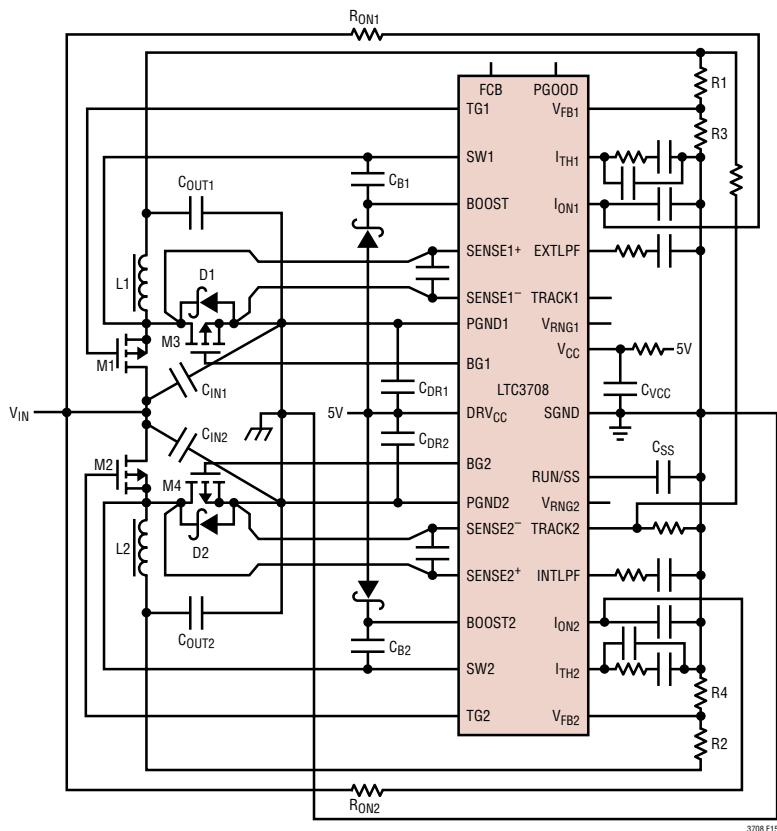


图 14 : LTC3708 布局示意图

- 把去耦电容器 C_{DR1} 和 C_{DR2} 连接在 DRV_{CC} 和 $PGND$ 引脚的附近。将 C_{B1} 和 C_{B2} 靠近 $BOOST$ 和 SW 引脚连接。
- 把去耦电容器 C_{VCC} 正好跨接在 V_{CC} 引脚和 $SGND$ 平面的两端。将 EA 补偿元件连接在 I_{TH} 引脚的附近。将 PLL 环路滤波器靠近 $EXTLPF$ 和 $INTLPF$ 引脚连接。把 I_{ON} 去耦电容器靠近 I_{ON} 引脚连接。
- 将所有电路层的全部未用区域都敷上铜。采用这种敷铜的方法将降低功率元件的温升。您可以将铜面积连接至任何 DC 网络 (V_{IN} 、 V_{OUT} 、 GND 或至您的系统中的任何其他 DC 电源轨)。

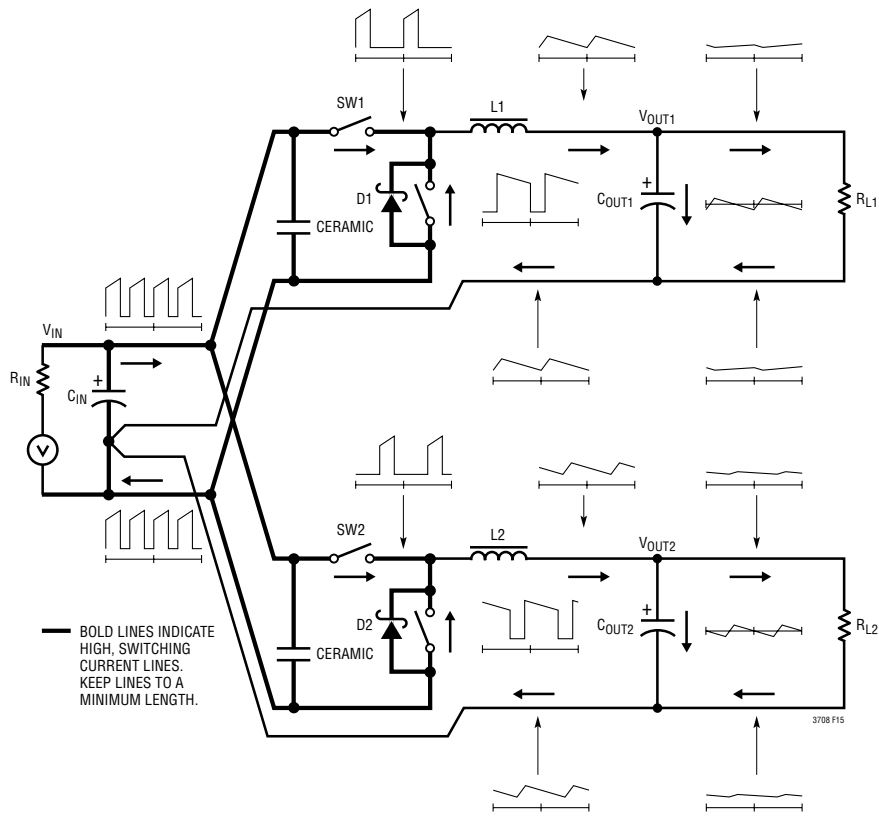
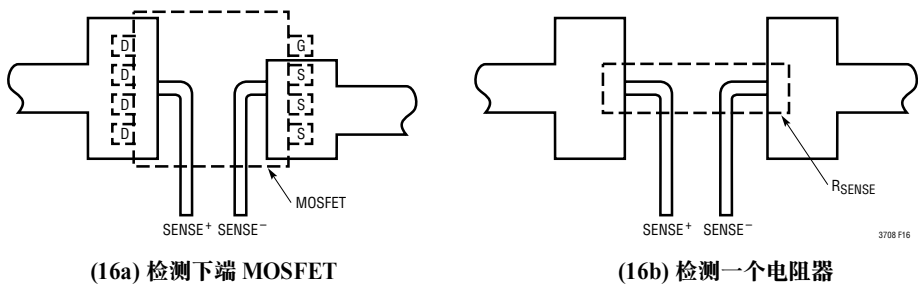


图 15：分支电路的电流波形



(16a) 检测下端 MOSFET

(16b) 检测一个电阻器

图 16：开尔文检测

典型应用

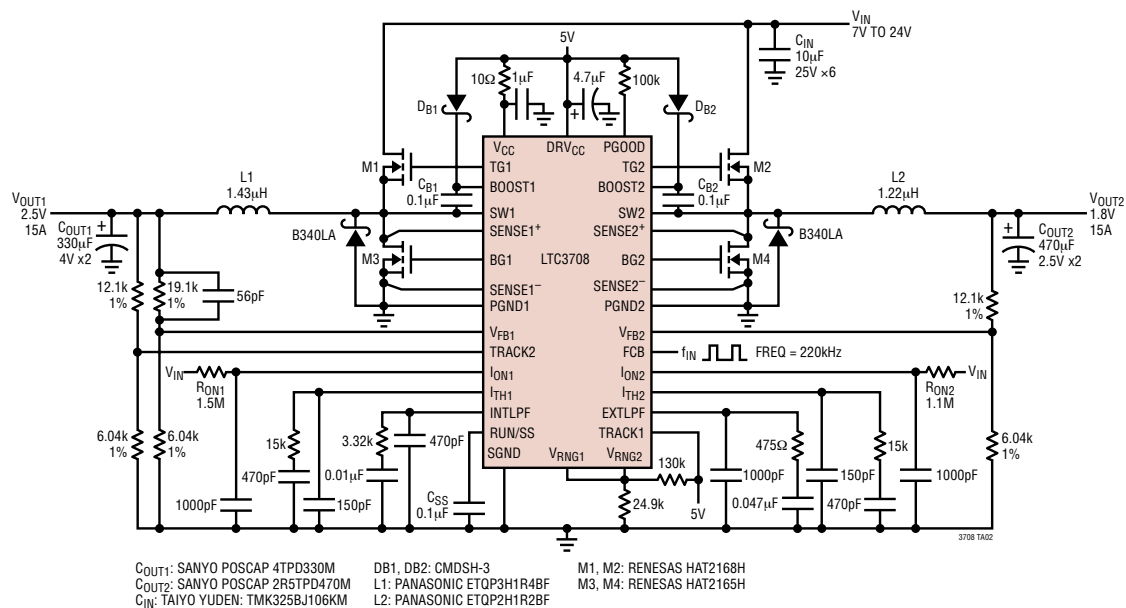


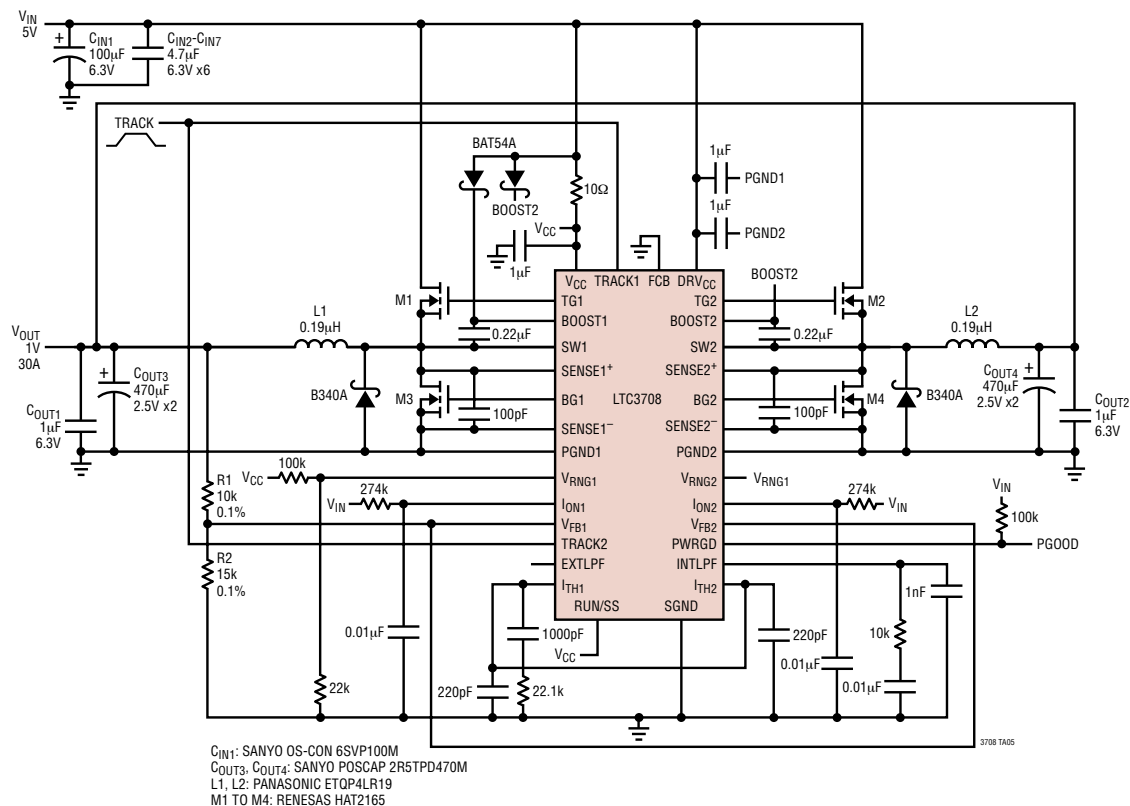
图 17：采用外部频率同步的高效率、双输出电源

[illegible]

*SIGNAL GROUND, ROUTED SEPARATELY
COUT1, COUT2: SANYO 2R5TPD470M
C1 TO C4: TAIYO YUDEN TMK325BJ106MM
L1, L2: SUMIDA CDEP105-2R0MC-32

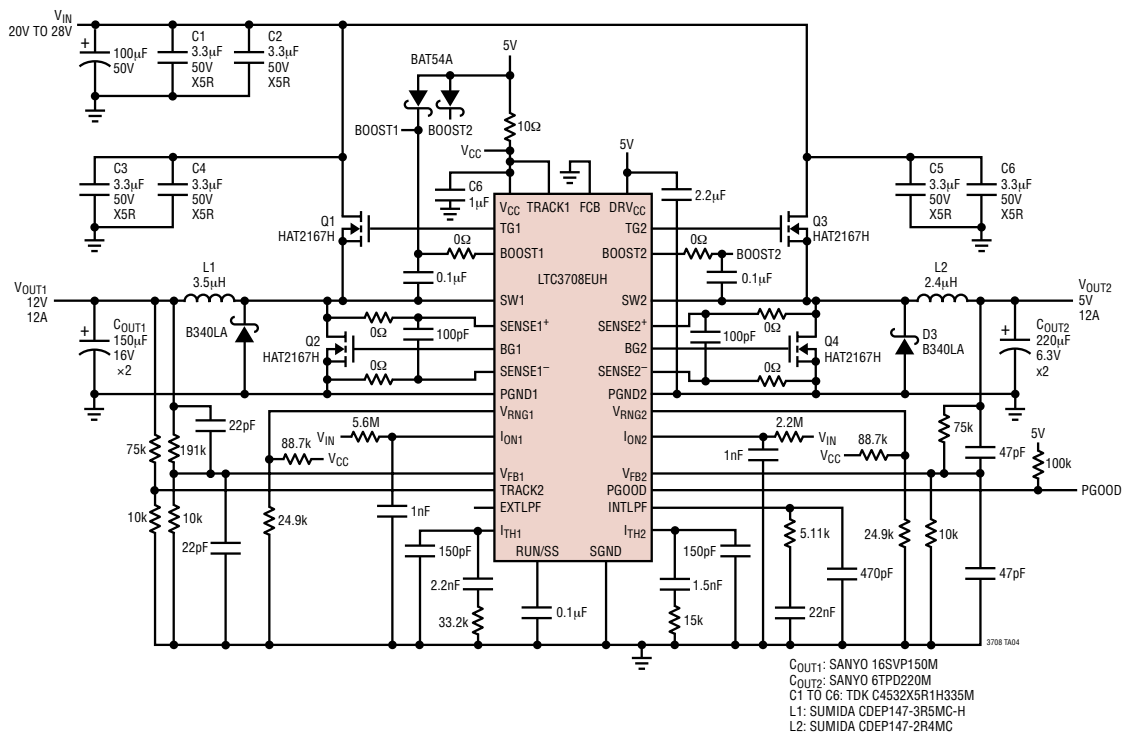
典型应用

具有 10mV 输出纹波的两相、30A 电源



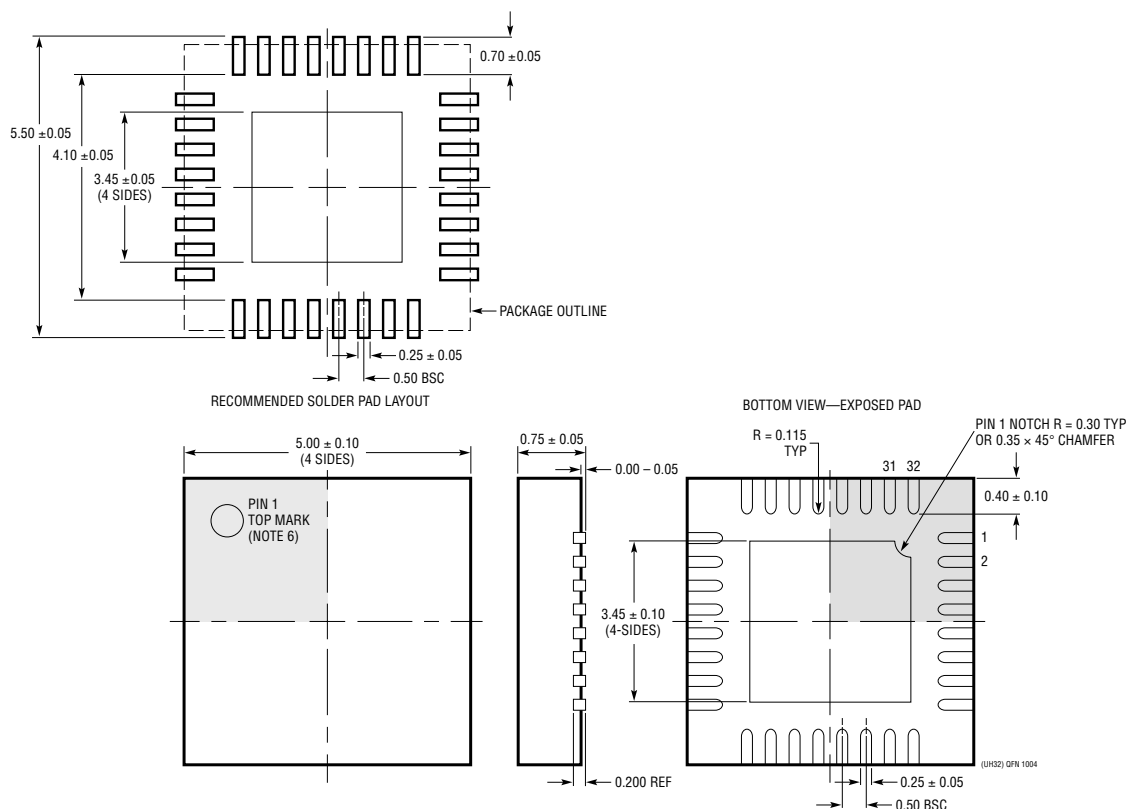
典型应用

300kHz 频率条件下的 12V/12A 和 5V/12A 应用

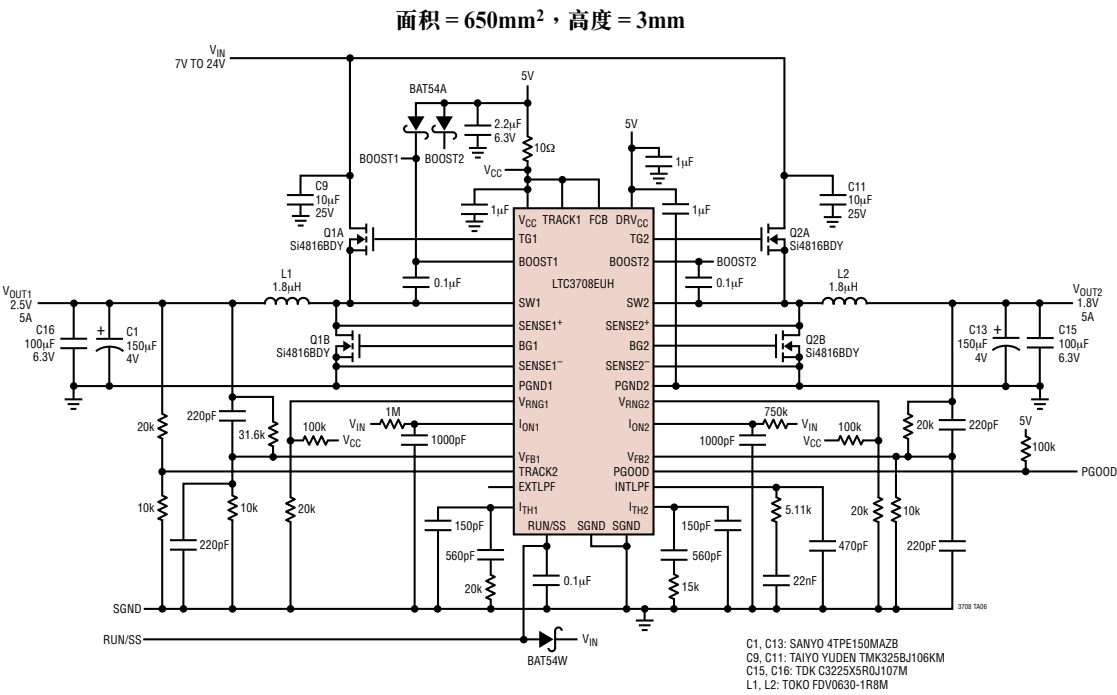


封装描述

UH 封装
32 引脚塑料 QFN (5mm × 5mm)
(参考 LTC DWG # 05-08-1693)



典型应用



相关器件

器件型号	描述	备注
LTC1778	宽工作范围，无检测电阻器 (No R _{SENSE}) 降压型控制器	单通道，GN16 封装
LTC3709	具有跟踪/排序功能的两相，无检测电阻器 (No R _{SENSE}) 降压型控制器	单输出，远端采样
LTC3728	双通道，550kHz，两相同步降压型开关稳压器	固定频率，双输出
LTC3729	550kHz，多相 (PolyPhase®)，高效，同步降压型开关稳压器	固定频率，单输出，多达 12 相操作
LTC3731	三相，600kHz，同步降压型开关稳压器控制器	三相，单输出
LTC3778	宽工作范围，无检测电阻器 (No R _{SENSE}) 降压型控制器	单通道，分离 V _{ON} 编程

PolyPhase 是凌特公司的注册商标。