

具有输出跟踪功能的 无检测电阻器 (No R_{SENSE}[™]) 型、 低 EMI、同步 DC/DC 控制器

特点

- 可编程输出电压跟踪
- 检测电阻器可任选
- 用于实现低噪声的扩频调制
- 旨在实现卓越的电压和负载瞬态响应的恒定频率电流模式操作
- 宽 V_{IN} 范围：2.75V 至 9.8V
- 宽 V_{OUT} 范围：0.6V 至 V_{IN}
- 0.6V ±1.5% 基准
- 低压降操作：100% 占空比
- 用于频率锁定或调节的真正的 PLL (频率范围：250kHz 至 750kHz)
- 可选突发模式 (Burst Mode[®])/脉冲跳跃/强制连续操作
- 辅助绕组电压调节
- 内部软起动电路
- 电源良好输出电压监视器
- 输出过压保护
- 低功耗停机模式：I_Q = 9μA
- 纤巧的耐热增强型无引线 (4mm × 3mm) DFN 或 16 引脚 SSOP 封装

应用

- 采用单节或两节锂离子电池供电的设备
- 笔记本电脑和掌上型电脑、PDA
- 便携式仪器
- 分布式 DC 电源系统

描述

LTC[®]3808 是一款同步降压型开关稳压控制器，它只需采用极少的外部元件便可驱动外部互补型功率 MOSFET。恒定频率电流模式架构和 MOSFET V_{DS} 检测功能免除了增设检测电阻器的需要并提高了效率。

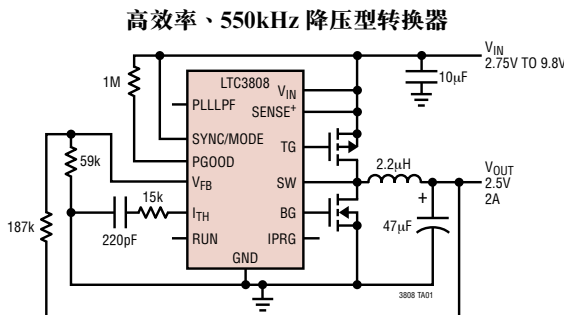
突发模式操作在轻负载条件下提供了高效率。100% 的占空比能力实现了低压降操作，从而使电池供电系统的运行时间得以延长。

该器件的开关频率最高可被设置为 750kHz，因而能够采用小外形的表面贴装电感器和电容器。对于那些对噪声敏感的应用，可在 250kHz 至 750kHz 的范围内对 LTC3808 实施外部同步处理。为了降低噪声和 RF 干扰，在同步处理期间或当 SYNC/MODE 引脚被拉至低电平时，突发模式操作被禁止。为了进一步减轻 EMI，LTC3808 采用了一种新颖的扩频调制技术。

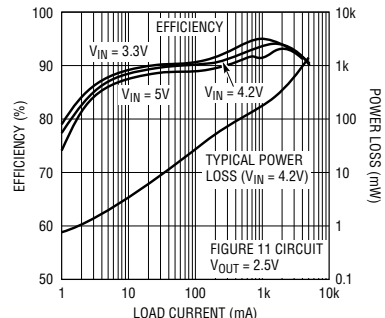
LTC3808 采用占板面积小巧的耐热增强型 DFN 封装或 16 引脚 SSOP 封装。

、LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。Burst Mode 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所有者的产权。受包括第 5481178、5929620、6580258、6304066、5847554、6611131、6494866 号美国专利的保护。其他专利正在审议之中。

典型应用



效率和功耗与负载电流的关系曲线



LTC3808

绝对最大额定值 (注1)

输入电源电压 (V_{IN}) -0.3V 至 10V
 PLLLPF, RUN, SYNC/MODE, TRACK/SS,
 SENSE+, IPRG 电压 -0.3V 至 ($V_{IN} + 0.3V$)
 V_{FB} , I_{TH} 电压 -0.3V 至 2.4V
 SW, SENSE- 电压 -2V 至 $V_{IN} + 1V$ (10V 最大值)
 PGOOD -0.3V 至 10V

TG, BG 峰值输出电流 ($< 10\mu s$) 1A
 工作温度范围 (注 2) -40°C 至 85°C
 贮存环境温度范围 -65°C 至 125°C
 结温 (注 3) 125°C
 引脚温度 (焊接时间 10 秒)
 GN16 封装 300°C

封装/订购信息

<p>DE PACKAGE 14-LEAD (4mm x 3mm) PLASTIC DFN $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 37^{\circ}C/W$ EXPOSED PAD (PIN 15) IS GND (MUST BE SOLDERED TO PCB)</p>	产品型号	<p>GN PACKAGE 16-LEAD PLASTIC SSOP $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 130^{\circ}C/W$</p>	产品型号
	LTC3808EDE		LTC3808EGN
	DE 器件标记		
	3808		

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 $T_A = 25^{\circ}C$ 。 $V_{IN} = 4.2V$ ，除非特别注明。

符号	参数	最小值	典型值	最大值	单位
主控制环路					
输入 DC 电源电流	(注 4)				
正常操作			350	500	μA
睡眠模式			105	150	μA
停机模式	RUN = 0V		9	20	μA
UVLO	$V_{IN} = UVLO$ 门限 - 200mV		9	20	μA
欠压闭锁门限	V_{IN} 下降	● 1.95	2.25	2.55	V
	V_{IN} 上升	● 2.15	2.45	2.75	V
RUN 引脚的停机门限		0.8	1.1	1.4	V
启动电流源	TRACK/SS = 0V	0.65	1	1.35	μA
已调反馈电压	(注 5)	● 0.591	0.6	0.609	V
输出电压调整率	$2.75V < V_{IN} < 9.8V$ (注 5)		0.01	0.04	%/V
输出电压负载调整率	$I_{TH} = 0.9V$ (注 5)		0.1	0.5	%
	$I_{TH} = 1.7V$		-0.1	-0.5	%
V_{FB} 输入电流	(注 5)		9	50	nA
过压保护门限	在 V_{FB} 引脚上进行测量	0.66	0.68	0.7	V

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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{IN} = 4.2\text{V}$ ，除非特别说明。

符号	参数	最小值	典型值	最大值	单位	
过压保护迟滞			20		mV	
辅助反馈门限		0.325	0.4	0.475	V	
上端栅极 (TG) 驱动上升时间	$C_L = 3000\text{pF}$		40		ns	
上端栅极 (TG) 驱动下降时间	$C_L = 3000\text{pF}$		40		ns	
下端栅极 (BG) 驱动上升时间	$C_L = 3000\text{pF}$		50		ns	
下端栅极 (BG) 驱动下降时间	$C_L = 3000\text{pF}$		40		ns	
最大电流检测电压 ($\Delta V_{\text{SENSE(MAX)}}$) (SENSE ⁺ – SW)	IPRG = 浮置 (注 6)	●	110	125	140	mV
	IPRG = 0V (注 6)	●	70	85	100	mV
	IPRG = V_{IN} (注 6)	●	185	204	223	mV
软启动时间 (内部)	V_{FB} 引脚电压从 0.05V 上升至 0.55V 所需的时间	0.5	0.74	0.9	ms	
振荡器和锁相环						
振荡器频率	非同步 (SYNC/MODE 未定时)					
	PLLLPF = 浮置	480	550	600	kHz	
	PLLLPF = 0V	260	300	340	kHz	
	PLLLPF = V_{IN}	650	750	825	kHz	
锁相环锁定范围	SYNC/MODE 定时					
	最小可同步频率	750	200	250	kHz	
	最大可同步频率		1000		kHz	
相位检波器输出电流	吸收电流		-3		μA	
	供应电流		3		μA	
扩频频率范围	最小开关频率		460		kHz	
	最大开关频率		635		kHz	
SYNC/MODE 下拉电流	SYNC/MODE = 2.2V		2.6		μA	
PGOOD 输出						
PGOOD 电压低	I_{PGOOD} 吸收 1mA 电流		50		mV	
PGOOD 跳变电平	V_{FB} (相对于设定的输出电压)					
	$V_{FB} < 0.6\text{V}$, 正向上升	-13	-10.0	-7	%	
	$V_{FB} < 0.6\text{V}$, 负向上升	-16	-13.3	-10	%	
	$V_{FB} > 0.6\text{V}$, 负向上升	7	10.0	13	%	
	$V_{FB} > 0.6\text{V}$, 正向上升	10	13.3	16	%	

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：LTC3808E 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 工作环境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 3： T_J 根据以下公式由环境温度 T_A 和功耗 P_D 计算而得：

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

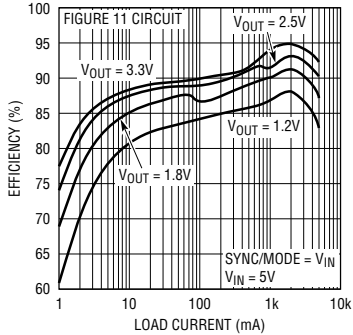
注 4：由于以开关频率输送的栅极电荷的缘故，动态电源电流更高。

注 5：LTC3808 是在一个将 I_{TH} 维持于一个规定的电压并测量最终 V_{FB} 电压的反馈环路中进行测试的。

注 6：根据图 1 所示的占空比与一个百分比数值的关系曲线来减小峰值电流检测电压。

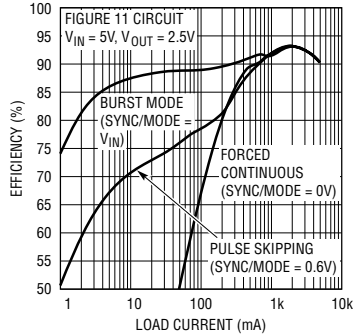
典型性能特征 $T_A = 25^\circ\text{C}$ ，除非特别注明。

效率与负载电流的关系曲线



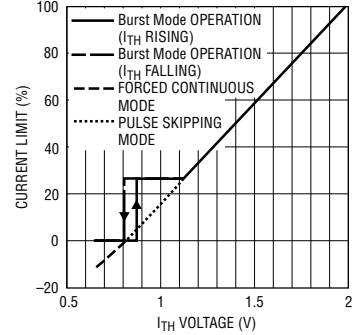
3808 G01

效率与负载电流的关系曲线



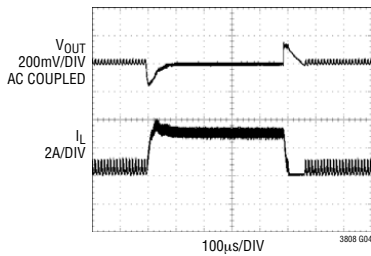
3808 G02

最大电流检测电压与 I_{TH} 引脚电压的关系曲线



3808 G03

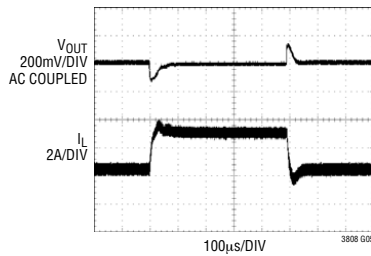
负载阶跃 (突发模式操作)



$V_{IN} = 3.3\text{V}$
 $V_{OUT} = 1.8\text{V}$
 $I_{LOAD} = 300\text{mA TO } 3\text{A}$
 $\text{SYNC}/\text{MODE} = V_{IN}$
 FIGURE 11 CIRCUIT

3808 G04

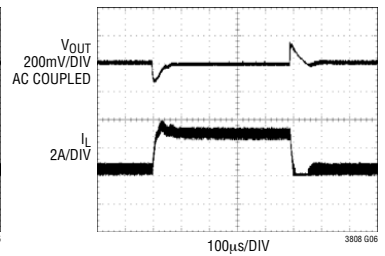
负载阶跃 (强制连续操作模式)



$V_{IN} = 3.3\text{V}$
 $V_{OUT} = 1.8\text{V}$
 $I_{LOAD} = 300\text{mA TO } 3\text{A}$
 $\text{SYNC}/\text{MODE} = 0\text{V}$
 FIGURE 11 CIRCUIT

3808 G05

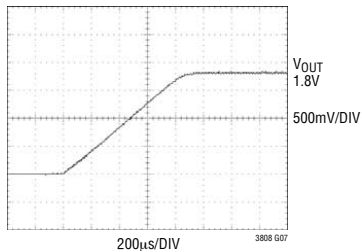
负载阶跃 (脉冲跳跃模式)



$V_{IN} = 3.3\text{V}$
 $V_{OUT} = 1.8\text{V}$
 $I_{LOAD} = 300\text{mA TO } 3\text{A}$
 $\text{SYNC}/\text{MODE} = V_{FB}$
 FIGURE 11 CIRCUIT

3808 G06

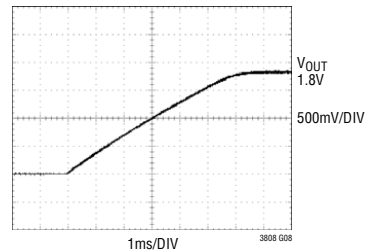
采用内部软起动的启动 ($\text{TRACK}/\text{SS} = V_{IN}$)



$V_{IN} = 4.2\text{V}$
 $R_{LOAD} = 1\Omega$
 FIGURE 11 CIRCUIT

3808 G07

采用外部软起动的启动 ($C_{SS} = 10\text{nF}$)

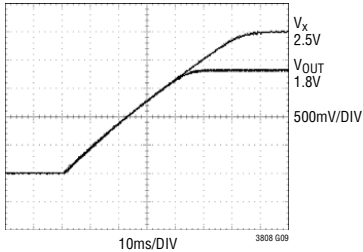


$V_{IN} = 4.2\text{V}$
 $R_{LOAD} = 1\Omega$
 FIGURE 11 CIRCUIT

3808 G08

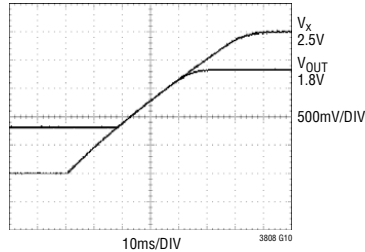
典型性能特征 $T_A = 25^\circ\text{C}$ ，除非特别注明。

**采用重合跟踪的启动
(在 0s 时 $V_{OUT} = 0\text{V}$)**



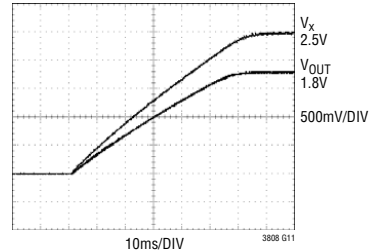
$V_{IN} = 4.2\text{V}$
 $R_{TA} = 590\Omega$
 $R_{TB} = 1.18\text{k}$
 FIGURE 11 CIRCUIT

**采用重合跟踪的启动
(在 0s 时 $V_{OUT} = 0.8\text{V}$)**



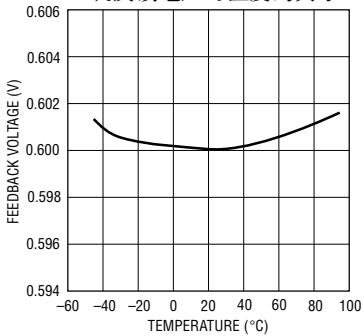
$V_{IN} = 4.2\text{V}$
 $R_{TA} = 590\Omega$
 $R_{TB} = 1.18\text{k}$
 FIGURE 11 CIRCUIT

**采用比例式跟踪的启动
(在 0s 时 $V_{OUT} = 0\text{V}$)**



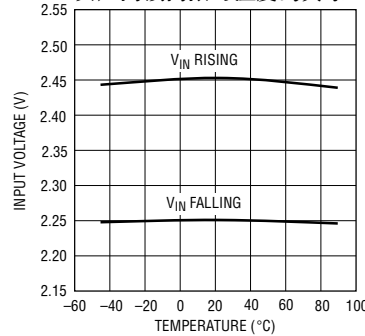
$V_{IN} = 4.2\text{V}$
 $R_{TA} = 590\Omega$
 $R_{TB} = 1.69\text{k}$
 FIGURE 11 CIRCUIT

已调反馈电压与温度的关系



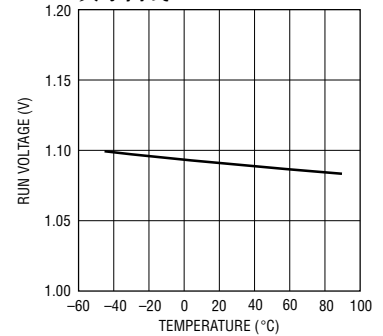
3808 G12

欠压闭锁门限与温度的关系



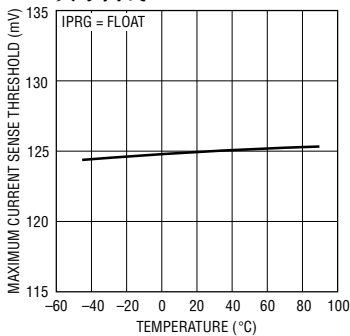
3808 G13

停机 (RUN) 门限与温度的关系曲线



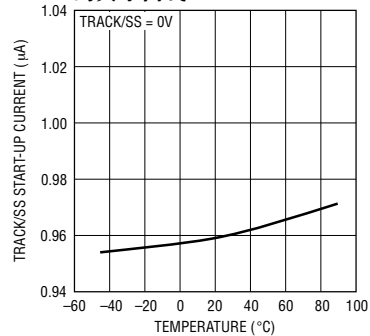
3808 G14

最大电流检测门限与温度的关系曲线



3808 G16

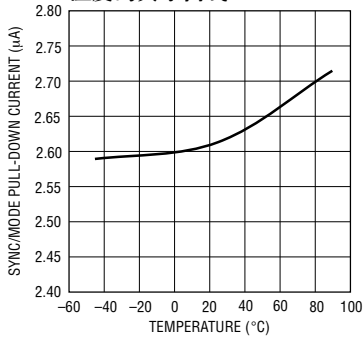
TRACK/SS 启动电流与温度的关系曲线



3808 G17

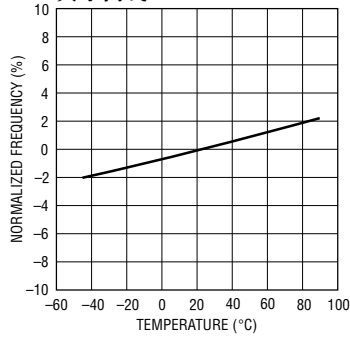
典型性能特征 $T_A = 25^\circ\text{C}$ ，除非特别注明。

SYNC/MODE 下拉电流与温度的关系曲线



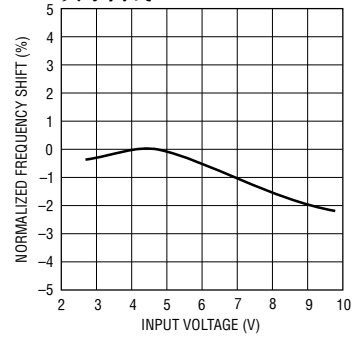
3808 G18

振荡器频率与温度的关系曲线



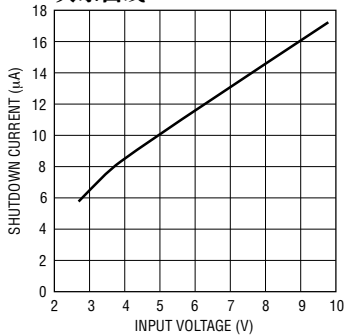
3808 G19

振荡器频率与输入电压的关系曲线



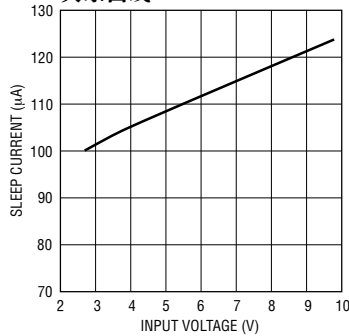
3808 G20

停机静态电流与输入电压的关系曲线



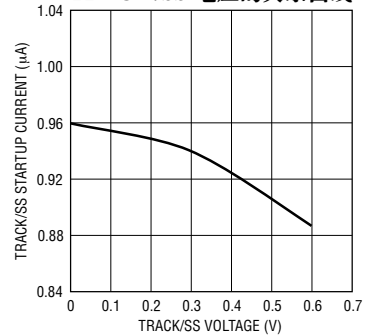
3808 G21

睡眠电流与输入电压的关系曲线



3808 G22

TRACK/SS 启动电流与 TRACK/SS 电压的关系曲线



3808 G24

引脚功能 (DFN 封装/SSOP 封装)

PLLLPF (引脚 1/引脚 2) : 频率设定/PLL 低通滤波器。当同步至一个外部时钟时，该引脚用作锁相环的低通滤波器节点。通常在该引脚与地之间连接一个串联 RC。

当未同步至一个外部时钟时，该引脚用作频率选择输入。将该引脚连接至 GND 时，选择的是 300kHz 工作频率；将该引脚连接至 V_{IN} 时，选择的是 750kHz 工作频率。而将该引脚浮置则选择的是 550kHz 工作频率。

当采用扩频调制操作时，在该引脚与 GND 之间连接一个 2.2nF 电容器，并在该引脚与 SYNC/MODE 之间连接一个 1000pF 电容器。

SYNC/MODE (引脚 2/引脚 3) : 该引脚执行四项功能：1) 辅助绕组反馈输入，2) 用于锁相环的外部时钟同步输入，3) 突发模式、脉冲跳跃或强制连续模式选择，和 4) 在脉冲跳跃模式中使能扩频调制操作。施加一个频率范围为 250kHz 至 750kHz 的时钟将导致内部振荡器被锁相至外部时钟，并使突发模式操作失效，但在低负载电流条件下允许执行脉冲跳跃操作。

如需在轻负载条件下选择突发模式操作，则应将该引脚连接至 V_{IN} 。将该引脚接地选择的是强制连续操作模式，这允许电感器电流反向。将该引脚连接至 V_{FB} 选择的是脉冲跳跃模式。在这些场合中，内部振荡器的频率是由 PLLPF 引脚上的电压来设定的。当把该引脚连接至一个处于 1.35V 至 $V_{IN} - 0.5V$ 之间的电压时将使能扩频调制操作。在此场合中，一个内部 2.6 μ A 下拉电流源可通过在该引脚与 V_{IN} 之间连接一个具有合适阻值的电阻器来对该引脚上的电压设定提供帮助。**不要将这引脚浮置。**

TRACK/SS (引脚 3/引脚 4) : 用于控制器的跟踪输入或任选的外部软起动输入。该引脚允许 V_{OUT} 的启动利用一个外部电阻分压器来“跟踪”该引脚上的外部电压。将该引脚连接至 V_{IN} 可提供具有内部 1ms 软起动箝位的 V_{OUT} 启动。在该引脚与地之间连接一

个电容器能够对外部软起动进行设置。**不要将该引脚浮置。**

PGOOD (引脚 4/引脚 5) : 电源良好输出电压监控器漏极开路逻辑输出。当反馈引脚 V_{FB} 上的电压不处于其标称设定点的 $\pm 13.3\%$ 以内时，该引脚被拉至地。

V_{FB} (引脚 5/引脚 6) : 反馈引脚。该引脚从一个跨接于输出端上的外部电阻分压器接收用于控制器的远端采样反馈电压。

I_{TH} (引脚 6/引脚 7) : 电流门限和误差放大器补偿点。该引脚的标称工作范围为 0.7V 至 2V。该引脚上的电压决定了主电流比较器的门限。

RUN (引脚 7/引脚 8) : 运行控制输入。强制该引脚的电压降至 1.1V 以下将关断芯片。将该引脚驱动至 V_{IN} 或释放该引脚将使能芯片，以通过跟踪 TRACK/SS 引脚上的外部电压或利用内部/外部软起动来实现启动，所有这些均基于 TRACK/SS 引脚上的连接。

IPRG (引脚 8/引脚 10) : 用于选择最大峰值检测电压门限的三态引脚。该引脚选择 SENSE⁺ 和 SENSE⁻ 或 SW 引脚之间的最大容许压降 (即检测电阻器或外部 P 沟道 MOSFET 两端的最大容许压降)。将该引脚连接至 V_{IN} 、GND 或浮置将分别选择 204mV、85mV 或 125mV。

BG (引脚 9/引脚 11) : 下端 (NMOS) 栅极驱动输出。该引脚用于驱动外部 N 沟道 MOSFET 的栅极。该引脚具有一个从 GND 至 SENSE⁺ 的输出摆幅。

TG (引脚 10/引脚 12) : 上端 (PMOS) 栅极驱动输出。该引脚用于驱动外部 P 沟道 MOSFET 的栅极。该引脚具有一个从 GND 至 SENSE⁺ 的输出摆幅。

SENSE⁺ (引脚 11/引脚 13) : 至差分电流比较器的正输入。同时也为栅极驱动器供电。当未采用检测电阻器时，该引脚通常连接至外部 P 沟道 MOSFET 的源极。否则即连接至检测电阻器。

引脚功能 (DFN 封装/SSOP 封装)

V_{IN} (引脚 12/引脚 14) : 芯片信号电源。该引脚为整个芯片供电 (栅极驱动器除外)。建议利用一个低通 RC 网络 (例如: R = 10Ω, C = 1μF) 来对该引脚进行外部滤波, 以最大限度地减少噪声拾检 (尤其是在高负载电流应用中)。

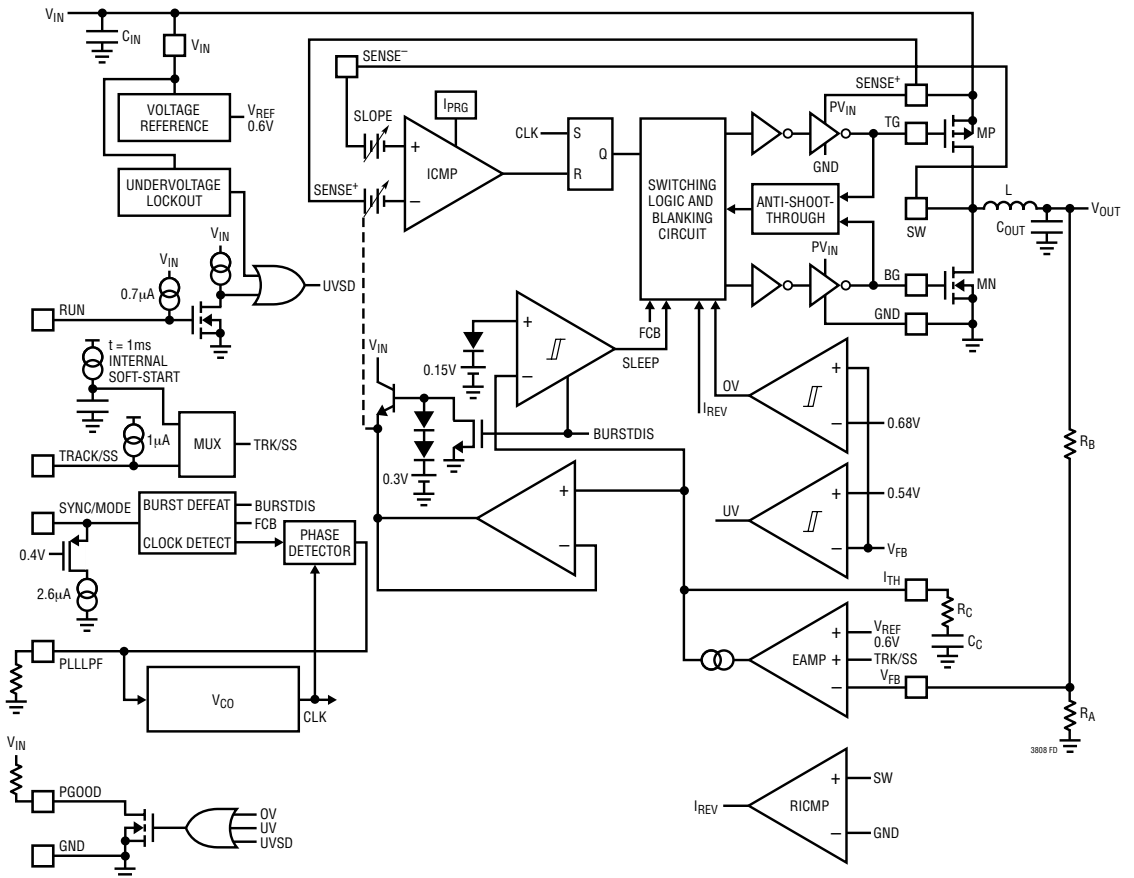
SENSE⁻ (引脚 13/引脚 15) : 至差分电流比较器的负输入。当未采用检测电阻器时, 该引脚通常连接至 SW 引脚。当采用了一个检测电阻器时, 将该电阻器连接在 SENSE⁺ 和 SENSE⁻ 之间, 并把 P 沟道 MOSFET 的源极连接至 SENSE⁻ 引脚。

MOSFET 的源极连接至 SENSE⁻ 引脚。

SW (引脚 14/引脚 16) : 至电感器的开关节点连接。该引脚还是一个至反向电流比较器的输入, 通常连接至外部 P 沟道 MOSFET 的漏极、外部 N 沟道 MOSFET 的漏极和电感器。

GND (引脚 15/引脚 1、9) : 用于内部电路、栅极驱动器和至反向电流比较器的负输入的接地线。必须将裸露衬垫 (在 DFN 封装中为引脚 15) 焊接至 PCB 的地。

功能示意图



工作原理 (参阅功能示意图)

主控制环路

LTC3808 采用一种恒定频率、电流模式架构。在正常操作过程中，当时钟设置 RS 锁存器时，上端外部 P 沟道功率 MOSFET 接通，而当电流比较器 (ICMP) 使锁存器复位时，MOSFET 关断。ICMP 使 RS 锁存器复位的峰值电感器电流由 I_{TH} 引脚上的电压来决定，该引脚由误差放大器 (EAMP) 的输出来驱动。 V_{FB} 引脚接收来自一个外部电阻分压器的输出电压反馈信号。由 EAMP 将该反馈信号与 0.6V 的内部基准电压进行比较。当负载电流增加时，它使 V_{FB} 相对 0.6V 基准电压产生轻微的下降，这又导致 I_{TH} 引脚电压增加，直到平均电感器电流与新的负载电流相匹配为止。当上端 P 沟道 MOSFET 关断时，下端 N 沟道 MOSFET 接通，直到任一电感器电流开始反向 (由电流反向比较器 IRCMP 来指示) 或下一个周期开始为止。

停机、软启动和跟踪启动 (RUN 和 TRACK/SS 引脚)

将 RUN 引脚拉至低电平可关断 LTC3808。在停机模式中，所有的控制器功能均失效且芯片仅吸收 $9\mu A$ 的电流。在停机状态下，TG 输出被维持于高电平 (关断)，而 BG 输出被维持于低电平 (关断)。释放 RUN 引脚使得一个内部 $0.7\mu A$ 电流源能够将 RUN 引脚电平上拉至 V_{IN} 。当 RUN 引脚电压达到 1.1V 时，控制器被使能。

V_{OUT} 的启动基于 TRACK/SS 引脚上的三种不同连接。当 TRACK/SS 引脚与 V_{IN} 相连时， V_{OUT} 的启动受控于 LTC3808 的内部软启动电路。在软启动期间，误差放大器 EAMP 对反馈信号 V_{FB} 和在大约 1ms 的时间里从 0V 线性上升至 0.6V 的内部软启动斜坡信号 (而非 0.6V 基准) 加以比较。这使得输出电压能够平稳地从 0V 上升至其终值，并保持对电感器电流的控制。

1ms 的软启动时间可通过在 TRACK/SS 和 GND 引脚之间连接任选的外部软启动电容器 C_{SS} 来改变。当通过释放 RUN 引脚来使能控制器时，TRACK/SS

引脚由一个内部 $1\mu A$ 电流源来充电，并从 0V 线性上升至 0.6V 以上。误差放大器 EAMP 将对反馈信号 V_{FB} 和该斜坡信号加以比较，并在 0V 至 0.6V 的范围内对 V_{FB} 进行线性调节。

当 TRACK/SS 引脚上的电压低于 0.6V 内部基准时，LTC3808 将 V_{FB} 电压调节至 TRACK/SS 引脚电压 (而非 0.6V 基准)。因此，LTC3808 的 V_{OUT} 能够在启动期间跟踪一个外部电压 V_X 。一般地， V_X 上的一个电阻分压器被连接至 TRACK/SS 引脚，以便于 V_{OUT} 的启动“跟踪” V_X 的启动。为了实现启动期间的重合跟踪， V_X 的调节终值应大于 V_{OUT} 的调节终值，而且， V_X 上的电阻分压器应具有与连接至 V_{FB} 引脚的 V_{OUT} 上的分压器相同的分压比。详细讨论请见“应用信息”部分的“运行和软启动/跟踪功能”。

轻载操作 (突发模式操作、连续导通或脉冲跳跃模式) (SYNC/MODE 引脚)

在低负载电流条件下，可对 LTC3808 进行配置，以使其进入高效突发模式操作、强制连续导通模式或脉冲跳跃模式。如欲选择突发模式操作，则应将 SYNC/MODE 引脚连接至 V_{IN} 。如果想选择强制连续操作，则应把 SYNC/MODE 引脚连接至一个低于 0.4V 的 DC 电压 (例如：GND)。而把 SYNC/MODE 引脚连接至一个高于 0.4V 且低于 1.2V 的 DC 电压 (例如： V_{FB}) 则将使能脉冲跳跃模式。处于强制连续操作和脉冲跳跃模式之间的这一 0.4V 门限可在副绕组调节中使用 (详见“应用信息”部分中的“采用 SYNC/MODE 引脚的辅助绕组控制”中的相关论述)。

当 LTC3808 处于突发模式操作时，电感器中的峰值电流被设定为最大检测电压的 1/4 左右 (尽管 I_{TH} 引脚上的电压处于一个较低的数值)。如果平均电感器电流大于负载电流，则 EAMP 将使 I_{TH} 引脚上的电压下降。当 I_{TH} 引脚电压降至 0.85V 以下时，内部 SLEEP 信号走高且外部 MOSFET 被关断。

工作原理 (参阅功能示意图)

在睡眠模式中，大部分内部电路被关断，因而导致 LTC3808 吸收的静态电流下降。负载电流由输出电容器提供。当输出电压下降时，EAMP 使 I_{TH} 引脚电压增加。当 I_{TH} 引脚达到 0.925V 时，SLEEP 信号走低且控制器通过在内部振荡器的下一个周期接通外部 P 沟道 MOSFET 而恢复至正常工作状态。

当为执行突发模式或脉冲跳跃操作而使能控制器时，不允许电感器电流反向。因此，控制器间断操作。反向电流比较器 RICMP 负责检测下端外部 N 沟道 MOSFET 的漏源极间电压。该 MOSFET 刚好在电感器电流达到零之前关断，从而能够防止它变至负值。

在强制连续操作中，电感器电流被允许在轻负载或发生巨大瞬变的条件下反向。峰值电感器电流由 I_{TH} 引脚上的电压来决定。P 沟道 MOSFET 每个周期都被接通（恒定频率），这与 I_{TH} 引脚电压无关。该模式在轻负载条件下的效率要低于突发模式操作。不过，连续模式的优点是输出纹波较低，而且在音频频段无噪声。

当由一个外部时钟脉冲源来对 SYNC/MODE 引脚进行计时操作以便使用锁相环（见“频率选择和锁相环”）、或者被设定为一个处于 0.4V 和比 V_{IN} 低几百毫伏 (mV) 的电压之间的 DC 电压时，LTC3808 在轻负载条件下将工作于 PWM 脉冲跳跃模式。在该模式中，电流比较器 ICMP 有可能在多个周期里保持跳变状态并强制外部 P 沟道 MOSFET 在相同数量的周期里处于关断状态。电感器电流不允许反向（不连续操作）。与强制连续操作一样，这种模式也表现出低于突发模式操作的输出纹波以及音频噪声和 RF 干扰。然而，它在低电流条件下所提供的效率要高于强制连续模式，不过还没有突发模式操作那么高。在启动或欠压条件下 ($V_{FB} \leq 0.54V$)，LTC3808 工作于脉冲跳跃模式（不允许电流反向），这与 SYNC/MODE 引脚的状态无关。

短路和电流限制保护

LTC3808 利用短路电流限值比较器来监视外部 N 沟道 MOSFET 两端的压降 ΔV_{SC} （位于 GND 和 SW 引脚之间）。允许的电压由下式决定：

$$\Delta V_{SC(MAX)} = A \cdot 90mV$$

式中的 A 是一个由 IPRG 引脚的状态所决定的常数。将 IPRG 引脚浮置选择 $A = 1$ ；将 IPRG 引脚连接至 V_{IN} 选择 $A = 5/3$ ；将 IPRG 连接至 GND 选择 $A = 2/3$ 。

用于短路保护的电感器电流限值由 $\Delta V_{SC(MAX)}$ 和外部 N 沟道 MOSFET 的接通电阻来决定：

$$I_{SC} = \frac{\Delta V_{SC(MAX)}}{R_{DS(ON)}}$$

一旦电感器电流超过 I_{SC} ，则短路电流比较器将关断外部 P 沟道 MOSFET，直到电感器电流降至 I_{SC} 以下为止。

输出过压保护

作为进一步的保护措施，过压比较器 (OVP) 可对瞬变过冲以及其他有可能使输出发生过压现象的更加严重的条件实施防护。当 V_{FB} 引脚上的反馈电压超越 0.6V 基准电压的幅度达到 13.33% 时，外部 P 沟道 MOSFET 被关断且 N 沟道 MOSFET 被接通，直到过压状态被清除为止。

频率选择和锁相环 (PLLLPF 和 SYNC/MODE 引脚)

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。

LTC3808 的控制器的开关频率可采用 PLLLPF 引脚来选择。如果 SYNC/MODE 引脚不是由一个外

工作原理 (参阅功能示意图)

部时钟脉冲源来驱动的，则可将 PLLLPF 引脚浮置、连接至 V_{IN} 或连接至 GND，以分别选择 550kHz、750kHz 或 300kHz 工作频率。

LTC3808 上设置了一个锁相环 (PLL)，用于使内部振荡器与一个连接至 SYNC/MODE 引脚的外部时钟脉冲源相同步。在这种场合，应在 PLLLPF 引脚和 GND 之间连接一个串联 RC，以使用作 PLL 的环路滤波器。LTC3808 的相位检波器负责调节 PLLLPF 引脚上的电压，以使外部 P 沟道 MOSFET 的接通与同步信号的上升沿对齐。

LTC3808 的锁相环的典型捕获范围约为 200kHz 至 1MHz。

扩频调制 (SYNC/MODE 和 PLLLPF 引脚)

将 SYNC/MODE 引脚连接至一个高于 1.35V 且比 V_{IN} 低几百 mV 的 DC 电压可使能扩频调制 (SSM) 操作。SYNC/MODE 引脚上的一个内部 2.6 μ A 下拉电流源有助于设定用于该操作的 SYNC/MODE 引脚电压，采取的方法是在 SYNC/MODE 与 V_{IN} 之间连接一个具有合适阻值的电阻器。这种工作模式将内部振荡器频率 f_{OSC} (= 550kHz) 扩展至一个更宽的范围 (460kHz 至 635kHz)，从而可根据输出噪声频谱分析来减小谐波输出的峰值。在该场合中，应在 PLLLPF 引脚与 GND 之间连接一个 2.2nF 的滤波电容器，并在 PLLLPF 和 SYNC/MODE 引脚之间连接另一个 1000pF 电容器。当选择扩频调制时，控制器在轻负载条件下工作于 PWM 脉冲跳跃模式。更多的讨论请见“应用信息”中的“采用 SYNC/MODE 和 PLLLPF 引脚的扩频调制”。

压降方式操作

当输入电源电压 (V_{IN}) 接近输出电压时，电感器电流在外部 P 沟道 MOSFET 处于接通状态 (ON 周期) 时的变化率下降。该下降意味著如果电感器电流未斜坡上升至由 I_{TH} 引脚上的 EAMP 所设定的门限，则 P 沟道 MOSFET 将在超过一个振荡器周期的时间里保持接通状态。输入电源电压的进一步下降将最终导致 P 沟道 MOSFET 始终处于接通状态 (即 DC)。这样，输出电压将由输入电压与 P 沟道 MOSFET 和电感器两端的压降之差来决定。

欠压闭锁

为了防止 P 沟道 MOSFET 工作于安全输入电压电平以下，LTC3808 中集成了一个欠压闭锁电路。当输入电源电压 (V_{IN}) 降至 2.25V 以下时，外部 P 沟道和 N 沟道 MOSFET 以及所有的内部电路均被关断 (欠压功能电路除外)，这样将仅吸收几个微安的电流。

峰值电流检测电压选择和斜率补偿 (IPRG 引脚)

当 LTC3808 控制器的工作占空比低于 20% 时，外部 P 沟道 MOSFET 两端的容许峰值电流检测电压 (位于 SENSE⁺ 和 SENSE⁻/SW 引脚之间) 由下式来决定：

$$\Delta V_{SENSE(MAX)} = A \cdot \frac{V_{ITH} - 0.7V}{10}$$

式中的 A 是一个由 IPRG 引脚的状态所决定的常数。将 IPRG 引脚浮置选择 A = 1；将 IPRG 引脚连接至 V_{IN} 选择 A = 5/3；将 IPRG 引脚连接至 GND 选择

工作原理 (参阅功能示意图)

$A = 2/3$ 。 V_{ITH} 的最大值通常为 1.98V 左右，因此，对应 IPRG 引脚上述三种不同状态的外部 P 沟道 MOSFET 两端的最大容许检测电压分别为 125mV、85mV 或 204mV。

然而，一旦控制器的占空比超过 20%，即开始进行斜率补偿，并按照图 1 中的曲线所给出的比例因子 (SF) 使峰值检测电压有效地下降。

峰值电感器电流由峰值检测电压和外部 P 沟道 MOSFET 的接通电阻来决定：

$$I_{PK} = \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)}}{R_{DS(ON)}}$$

如果采用了一个检测电阻器，则 $\Delta V_{SENSE(MAX)}$ 即为检测电阻器两端的峰值电流检测电压 (位于 SENSE+ 和 SENSE- 引脚之间)。峰值电感器电流由峰值检测电压和检测电阻器的阻值决定：

$$I_{PK} = \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)}}{R_{SENSE}}$$

电源良好 (PGOOD) 引脚

一个窗口比较器负责监视反馈电压，而且，当反馈电压不处于 0.6V 基准电压的 $\pm 10\%$ 以内时，漏极开路 PGOOD 输出引脚被拉至低电平。当 LTC3808 被关断或处于欠压闭锁状态时，PGOOD 引脚为低电平。

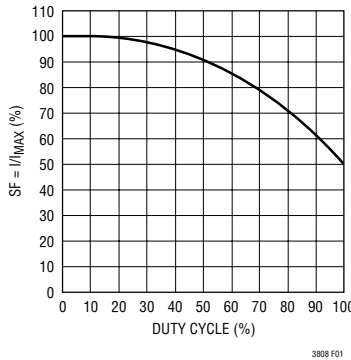


图 1：最大峰值电流与占空比的关系曲线

应用信息

LTC3808 的典型应用电路示于图 11。控制器的外部元件选择受负载要求的驱使，并始自电感器和功率 MOSFET 的选择。

功率 MOSFET 的选择

LTC3808 的控制器需要两个外部功率 MOSFET：一个用于上端（主）开关的 P 沟道 MOSFET 和一个用于下端（同步）开关的 N 沟道 MOSFET。功率 MOSFET 的主要选择标准是击穿电压 $V_{BR(DSS)}$ 、门限电压 $V_{GS(TH)}$ 、接通电阻 $R_{DS(ON)}$ 、反向转移电容 C_{RSS} 、关断延迟 $t_{D(OFF)}$ 和总栅电荷 Q_G 。

栅极驱动电压为输入电源电压。由于 LTC3808 是为在低输入电压条件下进行操作而设计的，因此，对于工作电压与该电压接近的应用，需要采用一个低逻辑电平门限 MOSFET ($R_{DS(ON)}$ 在 $V_{GS} = 2.5V$ 的条件下得到保证)。当采用这些 MOSFET 时，应确定 LTC3808 的输入电源电压低于 MOSFET V_{GS} 的绝对最大额定值（典型值为 8V）。

P 沟道 MOSFET 的接通电阻的选择基于所需的负载电流。最大平均输出负载电流 $I_{OUT(MAX)}$ 等于峰值电感器电流与一半峰至峰纹波电流 I_{RIPPLE} 之差。LTC3808 的电流比较器负责监视上端 P 沟道 MOSFET 的漏源极间电压 V_{DS} （该电压在 SENSE+ 和 SW 引脚之间检测）。峰值电感器电流受限于由电流比较器的 I_{TH} 引脚上的电压所设定的电流门限。对 I_{TH} 引脚上的电压进行了内部箝位，这可以在 IPRG 引脚浮置时，将最大电流检测门限 $\Delta V_{SENSE(MAX)}$ 限制为大约 125mV（被连接至低电平或被连接至高电平时分别为 85mV 和 204mV）。

LTC3808 所能提供的输出电流由下式给出：

$$I_{OUT(MAX)} = \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)} \cdot I_{RIPPLE}}{R_{DS(ON)}} - \frac{I_{RIPPLE}}{2}$$

式中的 I_{RIPPLE} 为电感器峰至峰纹波电流（见“电感值的计算”）。

一个合理的起点是将纹波电流 I_{RIPPLE} 设定为 $I_{OUT(MAX)}$ 的 40%。将上式重新整理后得出：

$$R_{DS(ON)MAX} = \frac{5}{6} \cdot \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)}}{I_{OUT(MAX)}}$$

（对于占空比 < 20% 的情形）

然而，对于高于 20% 的工作占空比，必须将斜率补偿考虑在内，以便选择能够提供所需负载电流值的合适 $R_{DS(ON)}$ 阻值：

$$R_{DS(ON)MAX} = \frac{5}{6} \cdot SF \cdot \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)}}{I_{OUT(MAX)}}$$

式中的 SF 是一个比例因子，其数值从图 1 中的曲线获得。

如果把接通电阻随温度变动所发生的显著变化考虑在内，则必须进一步提升规格要求。下面的公式对确定 25°C 条件下的所需 $R_{DS(ON)(MAX)}$ 提供了一种上佳的指导（制造商提供的规格），并为 LTC3808 和外部元件值的变化留有了一些余量：

$$R_{DS(ON)MAX} = \frac{5}{6} \cdot 0.9 \cdot SF \cdot \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)}}{I_{OUT(MAX)} \cdot \rho_T}$$

ρ_T 是用于补偿接通电阻的温度变化的归一化项，通常约为 0.4%/°C，如图 2 所示。在大多数应用中，结点至外壳温度 T_{JC} 约为 10°C。对于 70°C 的最大环境温度，在上面的公式中采用 $\rho_{80°C} \sim 1.3$ 是一种合理的选择。

N 沟道 MOSFET 的接通电阻是根据短路电流限值 (I_{SC}) 来选择的。LTC3808 的短路电流限值比较器负责监视下端 N 沟道 MOSFET 的漏源极间电压 V_{DS}

应用信息

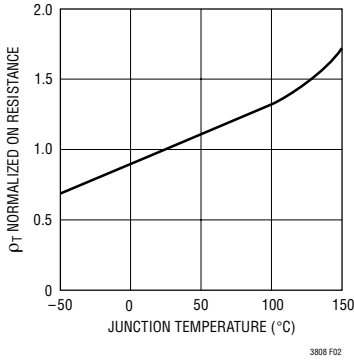


图 2：R_{DS(ON)} 与温度的关系曲线

(在 GND 和 SW 引脚之间进行检测)。当 IPRG 引脚浮置时，短路电流检测门限 ΔV_{SC} 将设定为大约 90mV (被连接至低电平或被连接至高电平时分别为 60mV 和 150mV)。N 沟道 MOSFET 的接通电阻由下式决定：

$$R_{DS(ON)MAX} = \frac{\Delta V_{SC}}{I_{SC(PEAK)}}$$

短路电流限值 ($I_{SC(PEAK)}$) 应大于 $I_{OUT(MAX)}$ ，并留有一定的余量以避免干扰峰值电流检测环路。另一方面，为了防止 MOSFET 出现过热以及电感器发生饱和， $I_{SC(PEAK)}$ 应小于其最小额定电流。一个合理的范围是：

$$I_{OUT(MAX)} < I_{SC(PEAK)} < I_{RATING(MIN)}$$

于是，N 沟道 MOSFET 的接通电阻应在下面的范围内选择：

$$\frac{\Delta V_{SC}}{I_{RATING(MIN)}} < R_{DS(ON)} < \frac{\Delta V_{SC}}{I_{OUT(MAX)}}$$

当 IPRG 引脚浮置、被连接至 GND 或被连接至 V_{IN} 时，式中的 ΔV_{SC} 分别为 90mV、60mV 或 150mV。

MOSFET 中的耗散功率在很大程度上取决于其各自的占空比和负载电流。当 LTC3808 工作于连续模式中时，MOSFET 的占空比为：

$$\text{上端 P 沟道的占空比} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

$$\text{下端 N 沟道的占空比} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}}$$

最大输出电流条件下的 MOSFET 功耗为：

$$P_{TOP} = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot \rho_T \cdot R_{DS(ON)} + 2 \cdot V_{IN}^2 \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot C_{RSS} \cdot f$$

$$P_{BOT} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot \rho_T \cdot R_{DS(ON)}$$

上端和下端 MOSFET 均具有 I^2R 损耗，而且 P_{TOP} 公式中包括一个用于转换损耗的附加项，它在高输入电压条件下达到最大。下端 MOSFET 损耗在高输入电压或短路条件下最大 (当下端 MOSFET 占空比为 100% 时)。

LTC3808 采用了一个非重叠、防连通的栅极驱动控制电路，以确保 P 沟道 MOSFET 和 N 沟道 MOSFET 不会同时接通。为了能够正确地起作用，该控制电路要求所采用的 MOSFET 是针对 DC/DC 开关应用的。许多功率 MOSFET (尤其是 P 沟道 MOSFET) 都是指定用作静态开关的，因此它们的接通或关断速度很慢。

用于 P 沟道 MOSFET 选择的合理初始标准是其一般必须具有小于 25nC ~ 30nC (在 4.5V_{GS} 条件下) 的栅极电荷量 (Q_G) 和小于约 140ns 的关断延迟 ($t_{D(OFF)}$)。然而，由于各家 MOSFET 制造商所采用的测试和规格拟订方法不尽相同，而且 Q_G 和 $t_{D(OFF)}$ 随栅极驱动 (V_{IN}) 电压所发生的变化存在差异，因此应在 LTC3808 的实际应用电路中对 P 沟道 MOSFET 进行最终评价，以确保其正确运作。

监视输入电源电流能够最为容易地发现 P 沟道和 N 沟道 MOSFET 之间的连通现象。当输入电源电压增加时，如果输入电源电流剧增，则很有可能是

应用信息

因连通而起。请注意，有些不能在高输入电压条件下（例如： $V_{IN} > 5V$ ）获得良好使用效果的 MOSFET 却有可能在较低的电压条件下（例如：3.3V）起到上佳的作用。

N 沟道 MOSFET 的选择一般较为容易，这是因为在一个给定的 $R_{DS(ON)}$ 条件下，其栅极电荷以及接通和关断延迟都要比 P 沟道 MOSFET 小得多。

采用一个检测电阻器

可在 $SENSE^+$ 和 $SENSE^-$ 引脚之间连接一个检测电阻器 R_{SENSE} 来检测输出负载电流。在该场合，P 沟道 MOSFET 的源极被连接至 $SENSE^-$ 引脚，而其漏极则与 LTC3808 的 SW 引脚相连。这样，电流比较器将监视产生于 R_{SENSE} 两端的电压（而不是 P 沟道 MOSFET 的 V_{DS} ）。LTC3808 在该场合所能提供的输出电流由下式给出：

$$I_{OUT(MAX)} = \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)} - I_{RIPPLE}}{R_{SENSE} \cdot 2}$$

当把纹波电流设定为 $I_{OUT(MAX)}$ 的 40% 并采用图 1 来选择 SF 时， R_{SENSE} 的阻值为：

$$R_{SENSE} = \frac{5}{6} \cdot SF \cdot \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)}}{I_{OUT(MAX)}}$$

P 沟道接通电阻 $R_{DS(ON)}$ 的选择请见“功率 MOSFET 的选择”。

相比外部 MOSFET 的接通电阻的变化，检测电阻器的电阻变化要小得多。因此，采用一个检测电阻器可实现对负载电流的上佳控制。然而，由于检测电阻器会在 MOSFET 的 I^2R 损耗之外引发额外的 I^2R 损耗，所以，采用一个检测电阻器将使 LTC3808 的效率有所下降，尤其是在大负载电流条件下。

工作频率与同步

工作频率 f_{OSC} 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 开关损耗以及栅极电荷损耗和转换损耗而提高了效率。但是，在给定的纹波电流条件下，较低的工作频率意味着需要较大的电感。

当 PLLLPF 引脚被浮置且 SYNC/MODE 引脚未针对扩频操作进行配置时，LTC3808 的控制器的内部振荡器以 550kHz 的标称频率运行。将 PLLLPF 引脚电平拉至 V_{IN} 选择 750kHz 工作频率；将 PLLLPF 引脚电平拉至 GND 选择 300kHz 工作频率。

另一种做法是将 LTC3808 的相位锁定于一个施加在 SYNC/MODE 引脚上及频率范围为 250kHz 至 750kHz 的时钟信号（见“锁相环和频率同步”）。

为了进一步降低 EMI，当使能扩频调制时，550kHz 标称频率将被扩展至 460kHz ~ 635kHz 的范围内（见“采用 SYNC/MODE 和 PLLLPF 引脚的扩频调制”）。

电感值的计算

在所需输入和输出电压给定的情况下，电感值和工作频率 f_{OSC} 直接决定了电感器的峰至峰纹波电流：

$$I_{RIPPLE} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f_{OSC} \cdot L}$$

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。于是，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。

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输入电压最高之时。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：

$$L \leq \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f_{OSC} \cdot I_{RIPPLE}} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

突发模式操作的考虑

$R_{DS(ON)}$ 和电感值的选择还决定了 LTC3808 进入突发模式操作时的负载电流。当进行突发模式操作时，控制器将峰值电感器电流大约箝位于：

$$I_{BURST(PEAK)} = \frac{1}{4} \cdot \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)}}{R_{DS(ON)}}$$

应用信息

对应的平均电流取决于纹波电流的大小。较低的电感值 (较高的 I_{RIPPLE}) 将减小突发模式操作开始之时的负载电流。

纹波电流的设定一般是使电感器电流在突发模式操作期间保持连续, 于是:

$$I_{RIPPLE} \leq I_{BURST(PEAK)}$$

这意味着最小电感值为:

$$L_{MIN} \leq \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f_{OSC} \cdot I_{BURST(PEAK)}} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

在电路中可以采用比 L_{MIN} 更小的电感值, 但这样一来突发模式操作期间的电感器电流将不是连续的, 从而导致效率略有下降。不过, 总的来说, 使 I_{RIPPLE} 与 $I_{BURST(PEAK)}$ 大小相当是一种不错的选择。

电感器磁芯的选择

一旦确定了电感值 L , 就必须选择电感器的类型。高效转换器一般承受不了低成本铁粉磁芯的磁芯损耗, 因而不得不采用较昂贵的铁氧体、坡莫合金或 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的大小无关, 但与所选的电感关系很大。随著电感的增加, 磁芯损耗下降。不幸的是, 电感的增加需要更多的线匝数, 从而导致铜损增加。

铁氧体结构的磁芯损耗很小, 在高开关频率下优先选用, 这样就可以把设计目标集中在如何减少铜损和防止饱和上。铁氧体磁芯材料会发生“硬”饱和, 即指当超过峰值设计电流时, 电感会迅速遭到破坏, 这将导致电感器纹波电流突然增加, 并最终使得输出电压纹波增加。不能让磁芯饱和!

坡莫合金 (由 Magnetics 公司生产) 是一种用于环形芯的非常好及低损耗磁芯材料, 但价格比铁氧体磁芯昂贵。Kool M μ 是这家制造商提供的一种合理的折衷解决方案。环形芯的空间利用率很高 (尤其是在使用多层导线时), 而采用骨架的电感器一般易于实

现表面贴装。不过, Coiltronics、Coilcraft、Dale 和 Sumida 公司目前已可提供针对表面安装的设计, 并未明显增加高度。

肖特基二极管的选择 (任选)

图 12 中的肖特基二极管 D 在功率 MOSFET 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高达 1% 的效率下降。对于大多数 LTC3808 应用来说, 采用一个 1A 肖特基二极管通常是一种上佳的选择, 因为它传导的是一个较小的平均电流。较大的二极管会因其较大的结电容而导致额外的转换损耗。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

在连续操作方式下, P 沟道 MOSFET 的源极电流是占空比 (V_{OUT}/V_{IN}) 的一个方波。为防止发生大电压瞬变, 必须采用按最大 RMS 电流选取的低 ESR 输入电容器。最大 RMS 电容器电流由下式给出:

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

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采用规格更高的电容器, 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。由于 LTC3808 的高工作频率, C_{IN} 也可采用陶瓷电容器。如果有任何的问题, 请向制造商咨询。

C_{OUT} 的选择受有效串联电阻 (ESR) 的驱使。一般来说, 一旦 ESR 要求得到满足, 电容值就适合于

Kool M μ 是 Magnetics 公司的注册商标。

应用信息

滤波了。输出纹波 (ΔV_{OUT}) 由下式近似求出：

$$\Delta V_{OUT} \approx I_{RIPPLE} \cdot \left(ESR + \frac{1}{8 \cdot f \cdot C_{OUT}} \right)$$

式中的 f 为工作频率， C_{OUT} 为输出电容， I_{RIPPLE} 为电感器中的纹波电流。输出波纹在最大输入电压条件下达到最高，因为 I_{RIPPLE} 随输入电压的增加而增加。

设定输出电压

LTC3808 的输出电压由一个精心设置在输出两端的外部反馈电阻分压器来设定，如图 3 所示。调节的输出电压由下式决定：

$$V_{OUT} = 0.6V \cdot \left(1 + \frac{R_B}{R_A} \right)$$

对于大多数应用，建议 R_A 采用一个 59k 电阻器。在必需最大限度地减小静态电流应用中，应使 R_A 具有更大的阻值，以限制反馈分压器电流。如果 R_B 因此而产生非常高的阻抗，则采用一个 50pF~100pF 的电容器 C_{FF} 来对 R_B 进行旁路或许是有利的。

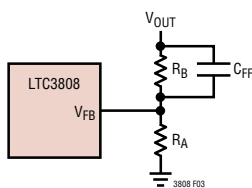


图 3：设定输出电压

运行和软启动/跟踪功能

LTC3808 具有一个受控于 RUN 引脚的低功耗停机模式。把 RUN 引脚电平拉至 1.1V 以下将使 LTC3808 进入一个低静态电流停机模式 ($I_Q = 9\mu A$)。当释放 RUN 引脚时，一个内部 0.7 μA (在 $V_{IN} = 4.2V$ 的条件下) 电流源将把 RUN 引脚电平上拉至 V_{IN} ，从而使能控制器。如图 4 所示，RUN 引脚可直接由逻辑电路来驱动。

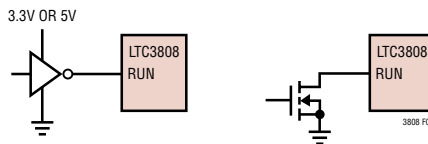


图 4：RUN 引脚连接

一旦控制器被使能，则 V_{OUT} 的启动受控于 TRACK/SS 引脚的状态。如果 TRACK/SS 引脚被连接至 V_{IN} ，则 V_{OUT} 的启动将受控于内部软启动电路，该电路可使误差放大器的正基准从 0V 缓慢上升至 0.6V，从而令 V_{OUT} 能够从 0V 平稳地升至其终值。默认的内部软启动时间约为 1ms。在 TRACK/SS 引脚和 GND 之间布设一个电容器可改变软启动时间。在这种场合，软启动时间将大约为：

$$t_{SS} = C_{SS} \cdot \frac{600mV}{1\mu A}$$

式中的 1 μA 是一个始终处于接通状态的内部电流源。

当 TRACK/SS 引脚上的电压低于 0.6V 内部基准时，LTC3808 将把 V_{FB} 电压调节至 TRACK/SS 引脚电压 (而非 0.6V)。于是， V_{OUT} 的启动便可以按照一个由 TRACK/SS 引脚上的电阻分压器所设定的比值对一个外部电压 V_X 的启动进行比例式的跟踪 (图 5a)。 V_{OUT} 和 V_X 之间的比例关系为 (图 5c)：

$$\frac{V_{OUT}}{V_X} = \frac{R_{TA}}{R_A} \cdot \frac{R_A + R_B}{R_{TA} + R_{TB}}$$

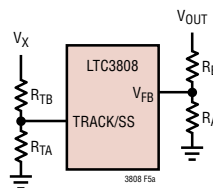


图 5a：采用 TRACK/SS 引脚来跟踪 V_X

应用信息

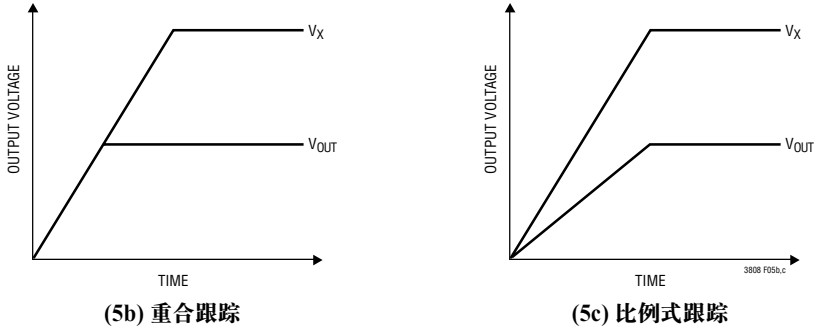


图 5b 和 5c：两种不同的输出电压跟踪模式

对于重合跟踪 (在启动期间 $V_{OUT} = V_X$)，

$$R_A = R_{TA} + R_{TB}$$

当采用 TRACK/SS 引脚的跟踪功能时， V_X 应始终大于 V_{OUT} 。

用于外部软起动的内部电流源 ($1\mu A$) 将在 V_{OUT} 上引发一个跟踪误差。例如，如果 R_{TA} 选择一个 $59k$ 电阻器，则 R_{TA} 电流将约为 $10\mu A$ ($600mV/59k$)。在该场合， $1\mu A$ 内部电流源将导致 10% ($1\mu A/10\mu A \cdot 100\%$) 的跟踪误差，相对于 V_{FB} 约为 $60mV$ ($600mV \cdot 10\%$)。对于大多数应用而言，这种误差水平是可以接受的。如果需要更高的跟踪准确度，则应减小 R_{TA} 的阻值。

表1汇总了 TRACK/SS 引脚的不同使用状态。

表 1：TRACK/SS 引脚的状态

TRACK/SS 引脚	频率
电容器 C_{SS}	外部软起动
V_{IN}	内部软起动
电阻分压器	V_{OUT} 跟踪一个外部电压 V_X

锁相环和频率同步

LTC3808 具有一个由内部压控振荡器 (VCO) 和相位检波器组成的锁相环 (PLL)。这允许将外部 P 沟道 MOSFET 的接通锁定于一个施加在 SYNC/MODE

引脚上的外部时钟信号的上升沿。相位检波器为边缘敏感数字型，可在外部振荡器和内部振荡器之间提供零度相移。这种类型的相位检波器不会出现误锁定于外部时钟信号的谐波的情况。

相位检波器的输出是对连接至 PLLLPF 引脚的外部滤波器网络进行充电或放电的一对互补型电流源。PLLLPF 引脚上的电压与工作频率之间的关系 (当在 SYNC/MODE 引脚上施加了一个时钟信号时) 示于图 6，以及列于电特性参数表中。请注意，LTC3808 只能与一个频率处于其内部 VCO 频率范围

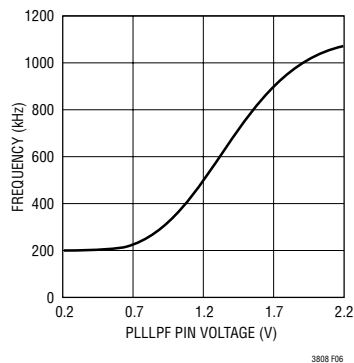


图 6：当同步至外部时钟时，在 PLLLPF 引脚上的振荡器频率和电压的关系

应用信息

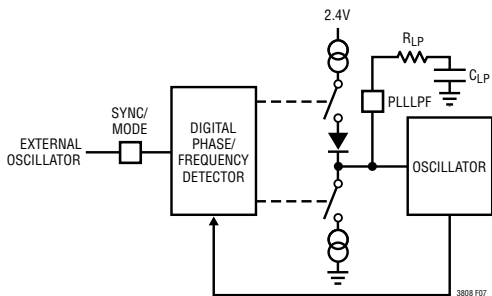


图 7：锁相环方框图

之内 (标称值范围为 200kHz 至 1MHz) 的外部时钟同步。在各种温度和工艺变化条件下可保证的同步范围为 250kHz 至 750kHz。简化的方框图如图 7 所示。

如果外部时钟频率高于内部振荡器频率 f_{OSC} ，则由相位检波器输出连续供电，将 PLLPF 引脚电平拉高。当外部时钟频率低于 f_{OSC} 时，连续吸收电流，将 PLLPF 引脚电平拉低。如果外部频率与内部频率相等，但存在相位差，则电流源将在与相位差对应的时间内处于接通状态。对 PLLPF 引脚上的电压进行调节，直到内部振荡器和外部振荡器的相位和频率相等为止。在稳定的工作点上，相位检波器输出为高阻抗，滤波电容器 C_{LP} 保持电压。

环路滤波元件 C_{LP} 和 R_{LP} 使来自相位检波器的电流脉冲变得平滑，并向压控振荡器提供一个稳定的输入。滤波元件 C_{LP} 和 R_{LP} 决定了环路能在多长的时间内获得锁定。一般来说， $R_{LP} = 10k$ ， C_{LP} 为 2200pF 至 0.01 μF 。

通常情况下，外部时钟 (施加于 SYNC/MODE 引脚之上) 输入高电平为 1.6V，而输入低电平则为 1.2V。

表 2 汇总了采用 PLLPF 引脚的不同使用状态。

表 2：PLLLPF 引脚的状态

PLLLPF 引脚	SYNC/MODE 引脚	频率
0V	DC 电压 (<1.2V 或 V_{IN})	300kHz
浮置	DC 电压 (<1.2V 或 V_{IN})	550kHz
V_{IN}	DC 电压 (<1.2V 或 V_{IN})	750kHz
RC 环路滤波器	时钟信号	相位锁定至外部时钟
滤波电容器	DC 电压 (>1.3V 且 $< V_{IN} - 0.5V$)	扩展频谱 460kHz ~ 635kHz

采用 SYNC/MODE 引脚的辅助绕组控制

SYNC/MODE 引脚可被用作一个辅助反馈，以提供一种调节回扫绕组输出的方法。当该引脚的电平降至其以地为基准的 0.4V 门限以下时，将强制进行连续模式操作。

在连续操作模式中，电流在变压器主端中连续流动。辅助绕组仅在下端同步 N 沟道 MOSFET 接通时吸收电流。当主端负载电流很低和/或 V_{IN}/V_{OUT} 之比接近于 1 的情况下，同步 MOSFET 有可能在一段足够长的时间里处于不导通状态，以便将功率从输出电容器输送至辅助负载。只要同步 MOSFET 有足够的占空比，强制连续操作就将支持一个辅助绕组。SYNC/MODE 输入引脚取消了必须从变压器主端吸取功率的要求，旨在从辅助绕组获取功率。当环路处于连续操作模式时，可对辅助输出施加标称加载，无需考虑主端输出负载。

如图 8 所示，辅助输出电压 V_{AUX} 通常是由变压器的匝数比 N 来设定的：

$$V_{AUX} = (N + 1) \cdot V_{OUT}$$

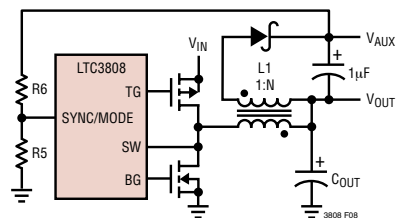


图 8：辅助输出环路连接

应用信息

然而，如果控制器进入脉冲跳跃操作并因一个轻主端负载电流的缘故而暂停开关操作，则 V_{AUX} 将下降。一个连接在 V_{AUX} 和 SYNC/MODE 引脚之间的外部电阻分压器用于设定最小电压 $V_{AUX(MIN)}$ ：

$$V_{AUX(MIN)} = 0.4V \cdot \left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right)$$

如果 V_{AUX} 降至该值以下，则 SYNC/MODE 电压将强制短暂的连续开关操作，直到 V_{AUX} 再次高于其最小值为止。

采用 SYNC/MODE 和 PLLPF 引脚的扩频调制

工作于固定频率的开关稳压器在该基频和谐波频率条件下将电磁干扰 (EMI) 传导至其下游负载并具有高频谱功率密度。可通过调制 PWM 频率来降低峰值能量，并将其分配到其他频段及其谐波。在扩频调制操作中，LTC3808 的开关噪声 (在 550kHz 条件下)

散布于 460kHz 和 635kHz 之间。图 9 示出了采用/未采用扩频调制时输出 (V_{OUT}) 噪声的频谱曲线图。请注意，峰值输出噪声发生了显著的下落 (降幅 > 20dBm)。

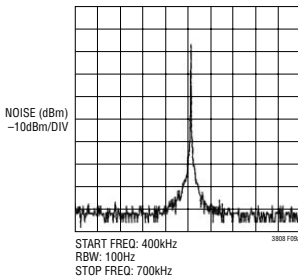
把 SYNC/MODE 引脚电平设定于一个处于 1.35V 和比 V_{IN} 低几百 mV 的电压之间的 DC 电压 (通过在 SYNC/MODE 和 V_{IN} 之间连接一个电阻器来实现) 将能使 LTC3808 的扩频调制操作。

表 3 汇总了 SYNC/MODE 引脚的不同使用状态。

表 3：SYNC/MODE 引脚的状态

SYNC/MODE 引脚	条件
GND (0V 至 0.35V)	强制连续操作模式 允许电流反向
V_{FB} (0.45V 至 1.2V)	脉冲跳跃模式 不允许电流反向
电阻器连接至 V_{IN} (1.35V 至 $V_{IN} - 0.5V$)	扩频调制 在轻负载条件下进行脉冲跳跃操作 不允许电流反向
V_{IN}	突发模式操作 不允许电流反向
反馈电阻器	对一个辅助绕组进行调节
外部时钟信号	使能锁相环 (同步至外部时钟) 在轻负载条件下进行脉冲跳跃操作 不允许电流反向

采用扩频调制时的 V_{OUT} 频谱



未采用扩频调制码的 V_{OUT} 频谱 ($C_{SSM} = 2200pF$)

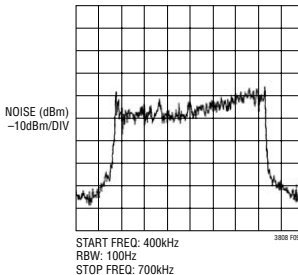


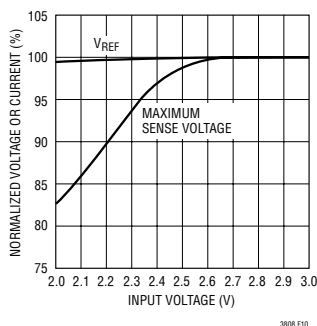
图 9：扩频调制的频谱响应

故障条件：短路和电流限制

如果 LTC3808 的负载电流超过了由短路检测门限 (ΔV_{SC}) 和下端 N 沟道 MOSFET 的接通电阻 ($R_{DS(ON)}$) 所设定的短路电流限值 (I_{SC})，则上端 P 沟道 MOSFET 将被关断，而且将不会在下一个时钟周期接通，除非负载电流降至 I_{SC} 以下。在这种场合，控制器的开关频率被减小，并利用短路 (电流限制) 保护功能来对输出进行调节。

在发生剧烈的短路时 ($V_{OUT} = 0V$)，上端 P 沟道 MOSFET 被关断，并将在短路条件被清除之前保持关断状态。在该场合中，在输入电源 (V_{IN}) 至 V_{OUT} 或 GND 之间没有电流通路，因而可防止 MOSFET 和电感器过热现象的产生。

应用信息

图 10：V_{REF} 的电压调节和最大检测电压

低输入电源电压

尽管 LTC3808 能在低至 2.4V 以下的电压条件下工作，但当 V_{IN} 降至 3V 以下时，最大可允许输出电压将减小。图 10 示出了当电源电压降至 2.4V 时的变化量。另外还示出了对 V_{REF} 的影响。

最小接通时间考虑

最小接通时间 t_{ON(MIN)} 是指 LTC3808 能够将上端 P 沟道 MOSFET 接通的最小时间量。它由内部定时延迟以及接通上端 MOSFET 所需的栅极电荷所决定。低占空比和低频应用有可能接近该最小接通时间限值，而且，应注意确保：

$$t_{ON(MIN)} < \frac{V_{OUT}}{f_{OSC} \cdot V_{IN}}$$

如果占空比降至最小接通时间所能调节的水平以下，则 LTC3808 将开始跳过某些周期 (除非选择强制连续操作模式)。输出电压将继续被调节，但纹波电流和纹波电压将增加。LTC3808 的最小接通时间约 210ns。但是，当峰值检测电压 (I_{L(PEAK)} • R_{DS(ON)}) 下降时，最小接通时间逐步增加至约 260ns。对于在轻负载条件下具有低纹波电流的强制连续操作应用而言，这一点尤为重要。如果选择了强制连续模式且占空比降至最小接通时间要求以下，则输出将由过压保护来进行调节。

效率考虑

开关稳压器的效率等于输出功率与输入功率相除所得的高再乘以 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。效率可表达为：

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

式中的 L1、L2 等等是作为输入功率百分率的单独损耗。

尽管电路中所有的耗能元件都会产生损耗，但在 LTC3808 电路中，大部分损耗通常来源于四个主要因素：1) LTC3808 的 DC 偏置电流，2) MOSFET 的栅极电荷电流，3) I²R 损耗，和 4) 转换损耗。

1) V_{IN} (引脚) 电流是 DC 电源电流 (在电特性参数表中给出)，这排除 MOSFET 驱动器电流。V_{IN} 电流产生一个随 V_{IN} 的增加而增加的小损耗。

2) 功率 MOSFET 的栅极电容的开关操作产生的 MOSFET 栅极电荷电流。每当一个 MOSFET 栅极从低电平转换至高电平并再次转换至低电平时，一组电荷 dQ 从 SENSE+ 引脚移至地。合成 dQ/dt 是一个流出 SENSE+ 引脚的电流，它往往远远大于 DC 电源电流。在连续操作方式中，I_{GATECHG} = f • Q_P。

3) I²R 损耗由 MOSFET、电感器和/或检测电阻器的 DC 电阻来计算。在连续操作方式中，平均输出电流流过 L，但在上端 P 沟道 MOSFET 和下端 N 沟道 MOSFET 之间被“斩波”。可把 MOSFET 的接通电阻 R_{DS(ON)} 和/或检测电阻器的阻值与占空比的乘积和 L 的电阻相加，以求出 I²R 损耗。

4) 转换损耗加在外部 MOSFET 上，并随工作频率和输入电压的增加而增加。转换损耗可由下式估算：

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

其他损耗 (包括 C_{IN} 和 C_{OUT} ESR 消耗以及电感器磁芯损耗) 通常只占总额外损耗的 2% 以下。

应用信息

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 $(\Delta I_{LOAD}) \cdot (ESR)$ 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。OPTI-LOOP 补偿允许在一个宽输出电容和 ESR 数值范围内对瞬态响应进行优化。

I_{TH} 串联 R_C - C_C 滤波器（见“功能示意图”）设定主要的极点-零点环路补偿。

对大多数应用来说，示于本数据表首页上的“典型应用”插图中所给出的 I_{TH} 外部元件将提供足够的补偿。一旦完成了最终的 PC 布局并确定了特殊输出电容器类型和大小，即可对数值稍作改动（调整范围为其推荐值的 0.2 至 5 倍）以优化瞬态响应。需要选定输出电容器，因为它的类型和大小决定了环路反馈系数增益和相位。一个具有 $1\mu s$ 至 $10\mu s$ 上升时间、幅度为满负载电流的 20% 至 100% 的输出电流脉冲将产生可反映整体环路稳定性的输出电压和 I_{TH} 引脚波形。可通过增大 R_C 来提高环路增益，而环路的带宽则可通过减小 C_C 来增加。输出电压稳定特性与闭环系统的稳定性相关，并将显示实际的总体电源性能。如需了解有关补偿元件优化的详细说明（包括对控制环路理论的评述），请参阅“应用指南 76”（Application Note 76）。

再有，采用大数值（大于 $1\mu F$ ）电源旁路电容器的负载的开关操作会引发更为严重的瞬变现象。被放电的旁路电容器有效地与 C_{OUT} 并联，导致 V_{OUT} 迅速下降。如果负载开关电阻低且被快速驱动，则任何稳压器都无法提供足够的电流来防止该问题发生。唯一的解决方案是对开关驱动的上升时间加以限制，以便把负载上升时间限制在 $(25) \cdot (C_{LOAD})$ 左右。这样，一个 $10\mu F$ 电容器将需要 $250\mu s$ 的上升时间，从而将充电电流限制为约 $200mA$ 。

设计实例

作为一个设计实例，假定 V_{IN} 采用 $4.2V$ （最大值）~ $2.75V$ （最小值）的工作电压（由单节锂离子电池来供电）。负载电流要求为 $2A$ （最大值），但在大部分时间里它都将处于待机模式，只需要 $2mA$ 的电流。低负载电流和高负载电流条件下的效率都是很重要的。在轻负载条件下希望进行突发模式操作。输出电压为 $1.8V$ 。IPRG 引脚将被浮置，因此，最大电流检测门限 $\Delta V_{SENSE(MAX)}$ 约为 $125mV$ 。

$$\text{最大占空比} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MIN)}} = 65.5\%$$

根据图 1， $SF = 82\%$ 。

$$R_{DS(ON)MAX} = \frac{5}{6} \cdot 0.9 \cdot SF \cdot \frac{\Delta V_{SENSE(MAX)}}{I_{OUT(MAX)} \cdot \rho T} = 0.032\Omega$$

Si7540DP 中的一个 0.032Ω P 沟道 MOSFET 接近于该数值。

应用信息

Si7540DP 中的 N 沟道 MOSFET 具有 0.017Ω $R_{DS(ON)}$ 。短路电流为：

$$I_{SC} = \frac{90\text{mV}}{0.017\Omega} = 5.3\text{A}$$

因此，电感器额定电流应高于 5.3A。

PLLLPF 引脚将被浮置，于是 LTC3808 将工作于其缺省的 550kHz 条件下。对于连续突发模式操作和 I_{RIPPLE} 为 600mA 时，所需的最小电感值为：

$$L_{MIN} = \frac{1.8\text{V}}{550\text{kHz} \cdot 660\text{mA}} \cdot \left(1 - \frac{1.8\text{V}}{2.75\text{V}}\right) = 1.88\mu\text{H}$$

对于该应用来说，采用一个 6A 2.2 μH 电感器可起到良好的作用。

C_{IN} 将需要至少 1A 的额定 RMS 电流 (在整个温度范围内)。具有 0.1 ESR 的 C_{OUT} 将引发约 60mV 的输出纹波。在大多数应用中，针对这些电容器的要求颇为相似。

PC 板布局检查清单

当对印刷电路板进行布局时，应采用下面的校验表来确保 LTC3808 的正确操作。

- 电源环路 (输入电容器、MOSFET、电感器、输出电容器) 应尽可能小，并与 LTC3808 保持尽可能大的隔离度。
- 将反馈电阻器放置在靠近 V_{FB} 引脚的地方。 I_{TH} 补偿元件也应该非常靠近 LTC3808。
- 电流检测轨迹 (SENSE+ 和 SENSE-) 应为位于 P 沟道 MOSFET 源极和漏极之上的开尔文连接。
- 使开关节点 (SW) 和栅极驱动器节点 (TG、BG) 远离小信号元件 (尤其是反馈电阻器和 I_{TH} 补偿元件)。

典型应用

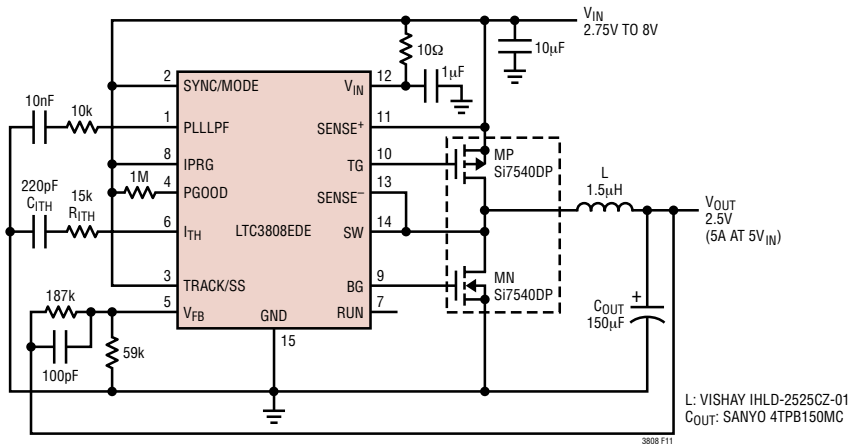


图 11：具有内部软起动功能的 550kHz、同步 DC/DC 转换器

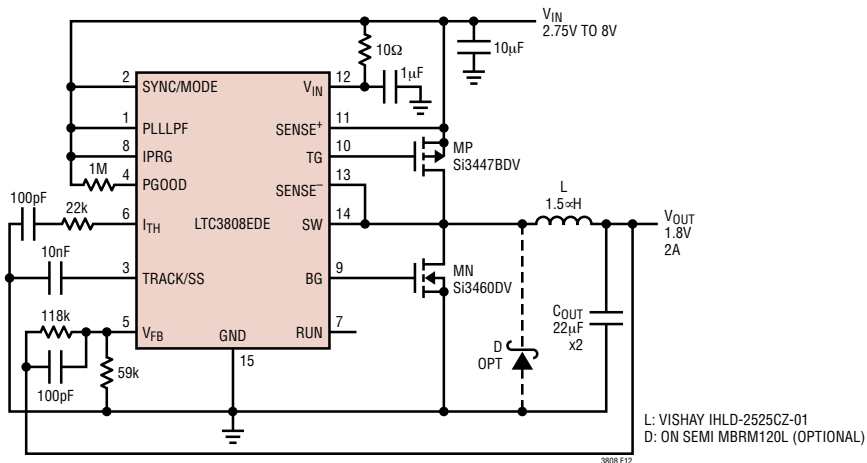
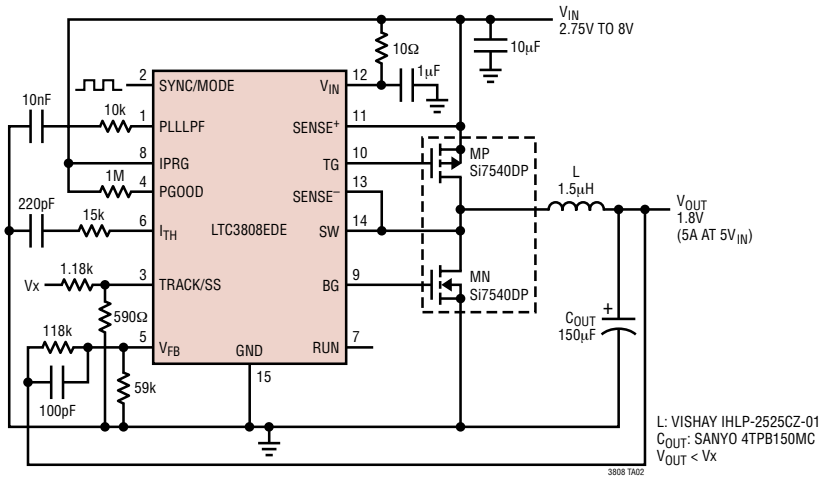


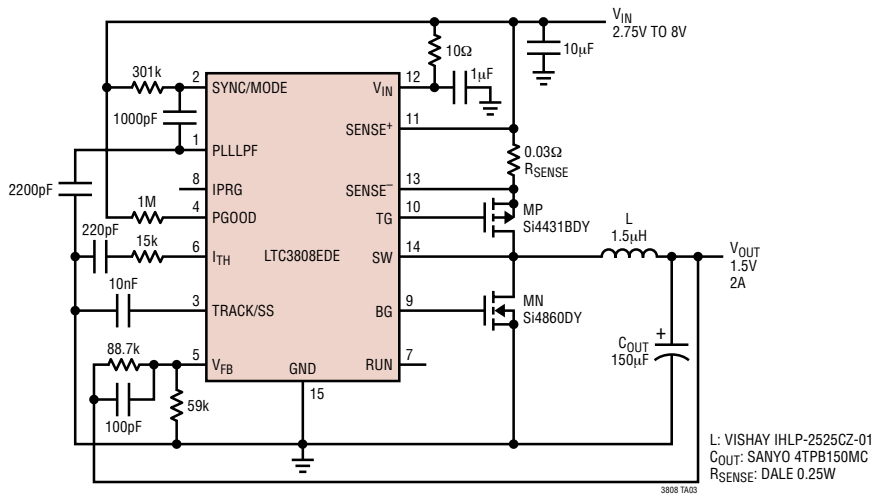
图 12：采用外部软起动和陶瓷输出电容器的 750kHz、同步 DC/DC 转换器

典型应用

具有输出跟踪功能的可同步型同步 DC/DC 转换器

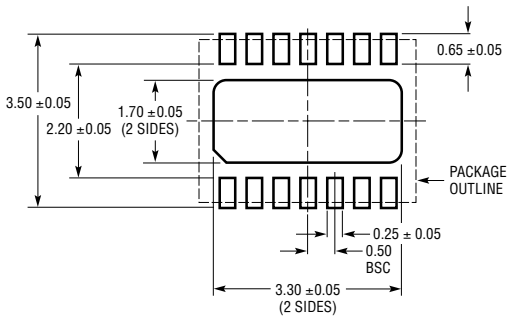


采用扩频调制的电阻器检测、同步 DC/DC 转换器

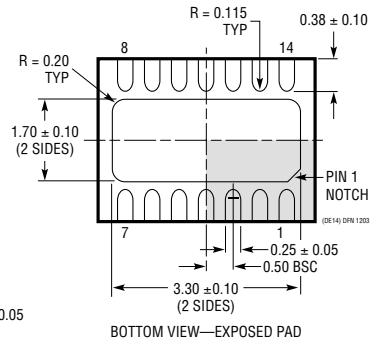
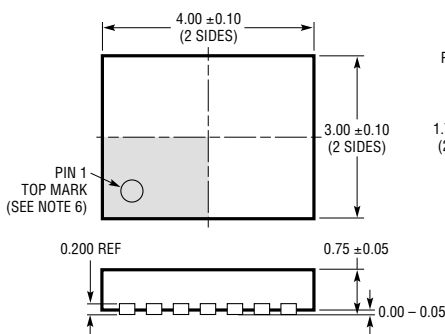


封装描述

DE 封装
 14 引脚塑料 DFN (4mm × 3mm)
 (参考 LTC DWG # 05-08-1708)



RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS

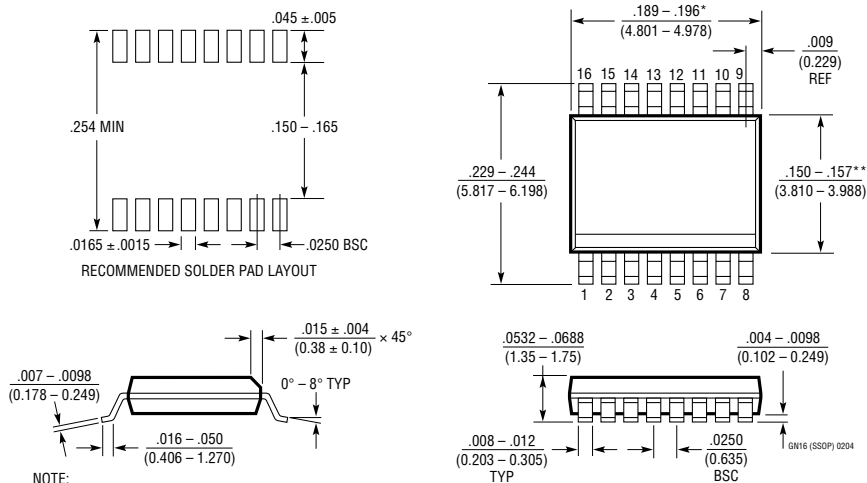


NOTE:

1. DRAWING PROPOSED TO BE MADE VARIATION OF VERSION (WGED-3) IN JEDEC PACKAGE OUTLINE M0-229
2. DRAWING NOT TO SCALE
3. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
4. DIMENSIONS OF EXPOSED PAD ON BOTTOM OF PACKAGE DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH, IF PRESENT, SHALL NOT EXCEED 0.15mm ON ANY SIDE
5. EXPOSED PAD SHALL BE SOLDER PLATED
6. SHADED AREA IS ONLY A REFERENCE FOR PIN 1 LOCATION ON THE TOP AND BOTTOM OF PACKAGE

封装描述

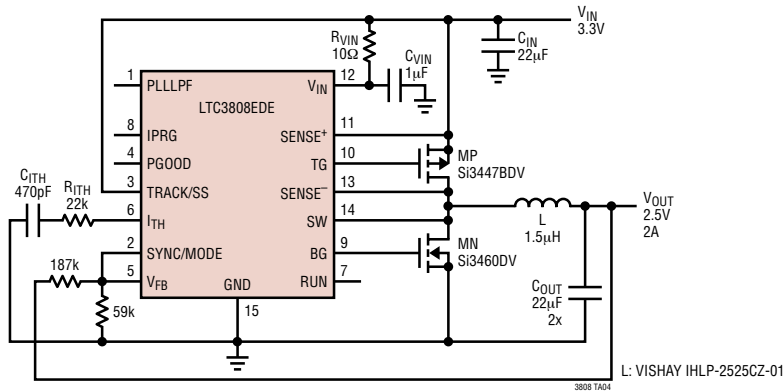
GN 封装
16 引脚塑料 SSOP (窄式 .150 英寸)
 (参考 LTC DWG # 05-08-1641)



NOTE:
 1. CONTROLLING DIMENSION: INCHES
 2. DIMENSIONS ARE IN $\frac{\text{INCHES}}{\text{MILLIMETERS}}$
 3. DRAWING NOT TO SCALE
 * 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

典型应用

采用陶瓷输出电容器的 550kHz、脉冲跳跃模式、同步 DC/DC 转换器



相关器件

器件型号	描述	备注
LTC1628/LTC3728	双通道高效、两相同步降压型控制器	恒定频率，待机，5V 和 3.3V LDO， V_{IN} 至 36V，28 引脚 SSOP 封装
LTC1735	高效同步降压型控制器	突发模式操作，16 引脚窄式 SSOP 封装，故障保护， $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1772	恒定频率电流模式降压型 DC/DC 控制器	$2.5V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ ， I_{OUT} 高至 4A，SOT-23 封装，550kHz
LTC1773	同步降压型控制器	$2.65V \leq V_{IN} \leq 8.5V$ ， I_{OUT} 高至 4A，10 引脚 MSOP 封装
LTC1778	无检测电阻器同步降压型控制器	无需检测电阻器的电流模式操作，快速瞬态响应， $4V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1872	恒定频率电流模式升压型控制器	$2.5V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ ，SOT-23 封装，550kHz
LTC3411	1.25A (I_{OUT})、4MHz、同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 95%， V_{IN} : 2.5V 至 5.5V， $V_{OUT} = 0.8V$ ， $I_Q = 60\mu A$ ， $I_{SD} < 1\mu A$ ，MS 封装
LTC3412	2.5A (I_{OUT})、4MHz、同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 95%， V_{IN} : 2.5V 至 5.5V， $V_{OUT} = 0.8V$ ， $I_Q = 60\mu A$ ， $I_{SD} < 1\mu A$ ，TSSOP-16E 封装
LTC3416	4A、4MHz、单片式同步降压型稳压器	用于提供简易型电源排序的跟踪输入， $2.25V \leq V_{IN} \leq 5.5V$ ，20 引脚 TSSOP 封装
LTC3701	两相、低输入电压双输出降压型 DC/DC 控制器	$2.5V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ ，550kHz，PGOOD，PLL，16 引脚 SSOP 封装
LTC3708	具有输出跟踪功能的两相、无检测电阻器双同步控制器	恒定接通时间双输出控制器， V_{IN} 高至 36V，非常低的工作占空比运作，5mm × 5mm QFN 封装
LTC3736	具有输出跟踪功能的两相、无检测电阻器双同步控制器	$2.75V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ ， $0.6V \leq V_{OUT} \leq V_{IN}$ ，4mm × 4mm QFN 封装
LTC3736-1	具有输出跟踪功能的低 EMI 两相、双同步控制器	用于实现 20dB EMI 降幅的集成扩频， $2.75V \leq V_{IN} \leq 9.8V$
LTC3737	具有输出跟踪功能的两相、无检测电阻器双输出 DC/DC 控制器	$2.75V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ ， $0.6V \leq V_{OUT} \leq V_{IN}$ ，4mm × 4mm QFN 封装

PolyPhase 是凌特公司的商标。