

8A、4MHz、单片式同步降压型稳压器

特点

- 高效率：高达 95%
- 8A 输出电流
- 2.25V 至 5.5V 输入电压范围
- 内置低 $R_{DS(ON)}$ 开关：35m Ω
- 跟踪输入以提供简易型上电时序
- 可编程频率：300kHz 至 4MHz
- 0.8V \pm 1% 基准可提供低输出电压
- 静态电流：380 μ A
- 可选强制连续/具有可调突发箱位的突发模式 (Burst Mode[®]) 操作
- 可同步开关频率
- 低压降操作：100% 占空比
- 电源良好输出电压监视器
- 过热保护
- 38 引脚扁平 (高度仅 0.75mm) 耐热增强型 QFN (5mm \times 7mm) 封装


应用

- 微处理器、DSP 和存储器电源
- 分布式 2.5V、3.3V 和 5V 电源系统
- 汽车应用
- 负载点调节
- 笔记本电脑

描述

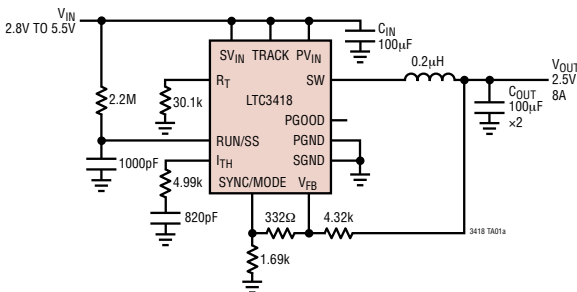
LTC[®]3418 是一款采用恒定频率、电流模式架构的高效单片同步降压型 DC/DC 转换器。它可在 2.25V 至 5.5V 的输入电压范围内工作，并能在输送高达 8A 输出电流的同时提供一个 0.8V 至 5V 的已调输出电压。内部同步功率开关提升了效率，并免除了一个外部肖特基二极管。开关频率通过一个外部电阻器来设定，也可同步至一个外部时钟。OPTI-LOOP[®] 补偿的运用使得能够在各种负载和输出电容器条件下对瞬态响应进行优化。

LTC3418 可配置成突发模式操作或强制连续操作。强制连续操作可降低噪声和 RF 干扰，而突发模式操作则可通过减少轻负载条件下的栅电荷漏失来提供高效率。在突发模式操作中，由于对突发箱位电平实施外部控制，因而允许根据应用的要求来调整输出电压纹波。LTC3418 中的一个跟踪输入为相对于与另一个电源进行正确的排序创造了条件。

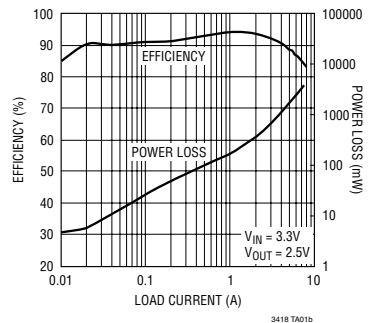
 LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。Burst Mode 和 OPTI-LOOP 是凌特公司的注册商标。所有其他商标均为各自拥有者的产权。受包括第 5481178、6580258、6304066、6127815、6498466、6611131 和 6724174 号美国专利的保护。

典型应用

2.5V/8A 降压型稳压器



效率和功率耗散与负载电流的关系

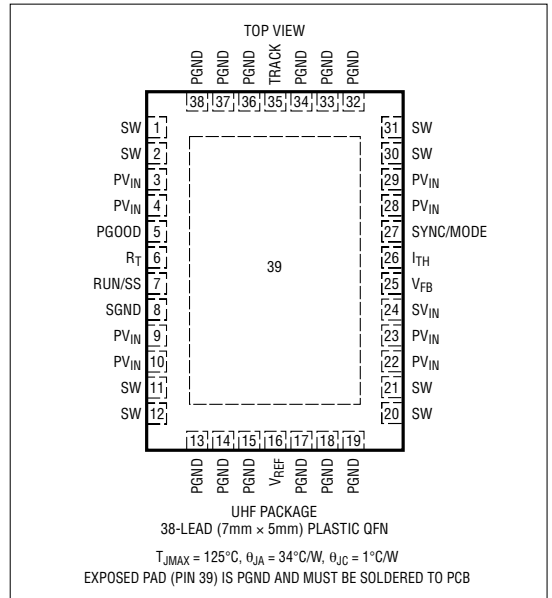


LTC3418

绝对最大额定值 (注1)

输入电源电压	-0.3V 至 6V
I_{TH} , RUN/SS, V_{FB} 电压	-0.3V 至 V_{IN}
SYNC/MODE 电压	-0.3V 至 V_{IN}
TRACK 电压	-0.3V 至 V_{IN}
SW 电压	-0.3V 至 ($V_{IN} + 0.3V$)
工作环境温度范围 (注 2)	-40°C 至 85°C
结温 (注 5)	125°C
贮存温度范围	-65°C 至 125°C

封装/订购信息



产品型号	LTC3418EUHF
UH 器件标记	3418
订购选项 卷带：加 #TR 无铅型：加 #PBF 无铅型卷带：加 #TRPBF 无铅型器件标记： http://www.linear.com/leadfree/	

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 $T_A = 25^{\circ}C$ 。 $V_{IN} = 3.3V$ 。(注 2)

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
V_{IN}	输入电压范围		2.25		5.5	V
V_{FB}	已调反馈电压	$0^{\circ}C \leq T_A \leq 85^{\circ}C$ (注 3)	● 0.792 ● 0.784	0.800 0.800	0.808 0.816	V V
I_{FB}	反馈输入电流			100	200	nA
ΔV_{FB}	基准电压线路调整率	$V_{IN} = 2.5V$ 至 $5.5V$ (注 3)		0.04	0.2	%/V
$V_{LOADREG}$	输出电压负载调节率	在伺服环路中进行测量, $V_{ITH} = 0.36V$ 在伺服环路中进行测量, $V_{ITH} = 0.84V$	● ●	0.02 -0.02	0.2 -0.2	% %
V_{TRACK}	跟踪电压失调	$V_{TRACK} = 0.4V$			15	mV
	跟踪电压范围		0		0.8	V
I_{TRACK}	TRACK 输入电流			100	200	nA
ΔV_{PGOOD}	电源良好范围			±7.5	±9	%
R_{PGOOD}	电源良好电阻			100	150	Ω

3418fa

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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{IN} = 3.3\text{V}$ 。(注 2)

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
I_Q	输入 DC 偏置电流 工作电流 停机电流	(注 4) $V_{FB} = 0.7\text{V}$ · $V_{ITH} = 1\text{V}$ $V_{RUN} = 0\text{V}$		380	450	μA
				0.03	1.5	μA
f_{OSC}	开关频率 开关频率范围	$R_{OSC} = 69.8\text{k}\Omega$ (注 6)	0.88	1	1.12	MHz
			0.3		4	MHz
f_{SYNC}	SYNC 捕获范围	(注 6)	0.3		4	MHz
R_{PFET}	P 沟道 FET 的 $R_{DS(ON)}$	$I_{SW} = 600\text{mA}$		35	50	$\text{m}\Omega$
R_{NFET}	N 沟道 FET 的 $R_{DS(ON)}$	$I_{SW} = -600\text{mA}$		25	35	$\text{m}\Omega$
I_{LIMIT}	峰值电流限值		12	17		A
V_{UVLO}	欠压闭锁门限		1.75	2	2.25	V
V_{REF}	基准输出		1.219	1.250	1.281	V
I_{LSW}	SW 漏电流	$V_{RUN} = 0\text{V}$ · $V_{IN} = 5.5\text{V}$		0.1	1	μA
V_{RUN}	RUN 门限		0.5	0.65	0.8	V

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：LTC3418 在 0°C 至 85°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 3：LTC3418 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}) 的反馈回路中进行测试。

注 4：由于以开关频率输送的内部栅极电荷的缘故，动态电源电流更高。

注 5： T_J 根据以下公式由环境温度 T_A 和功耗 P_D 计算而得：

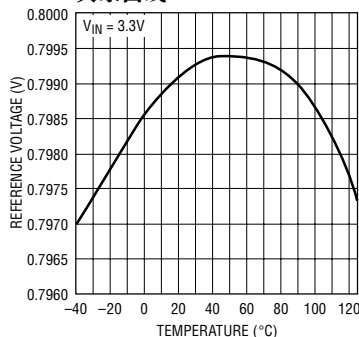
$$\text{LTC3418: } T_J = T_A + (P_D)(34^\circ\text{C}/\text{W})$$

注 6：该参数由设计和特性分析来保证。

典型性能特征

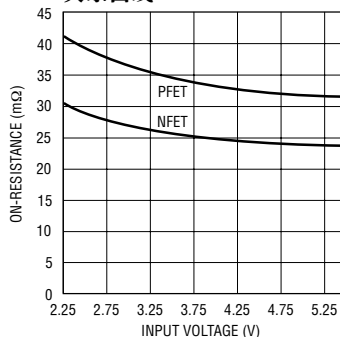
$T_A = 25^\circ\text{C}$ (除非特别注明)

内部基准电压与温度的关系曲线



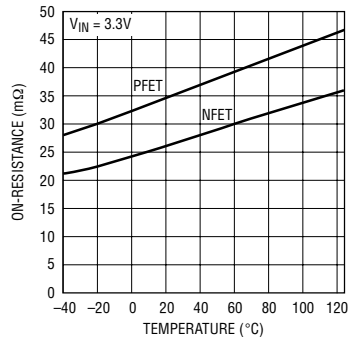
3418 G07

开关导通电阻与输入电压的关系曲线



3418 G01

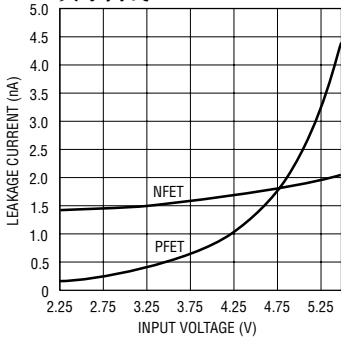
导通电阻与温度的关系曲线



3418 G02

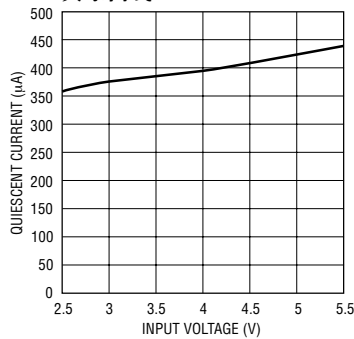
典型性能特征 $T_A = 25^\circ\text{C}$ ，除非特别注明。

开关漏电流与输入电压的关系曲线



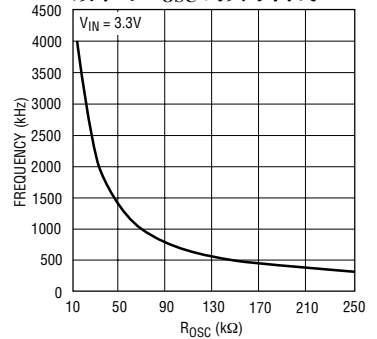
3418 G03

静态电流与输入电压的关系曲线



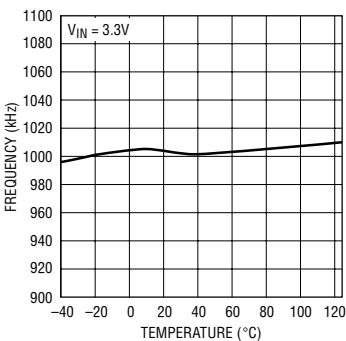
3418 G04

频率与 R_{OSC} 的关系曲线



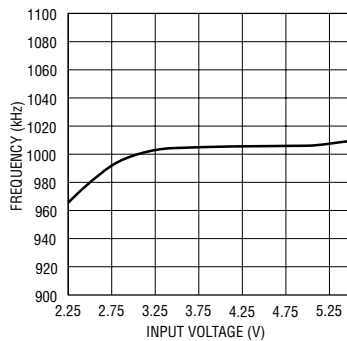
3418 G08

频率与温度的关系曲线



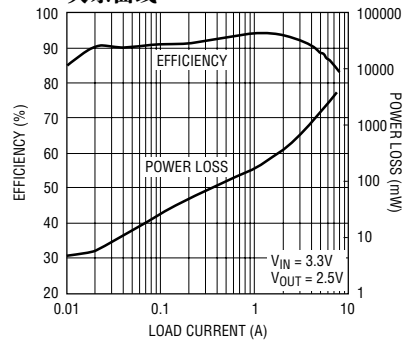
3418 G06

频率与输入电压的关系曲线



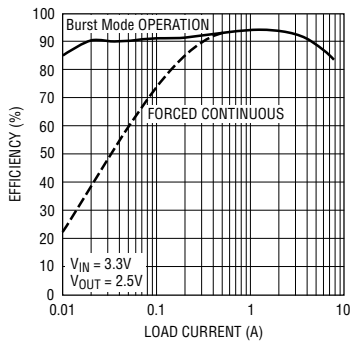
3418 G05

效率和功耗与负载电流的关系曲线



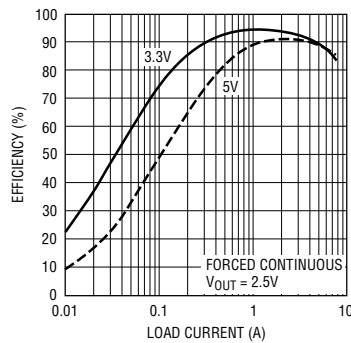
3418 TA01b

效率与负载电流的关系曲线



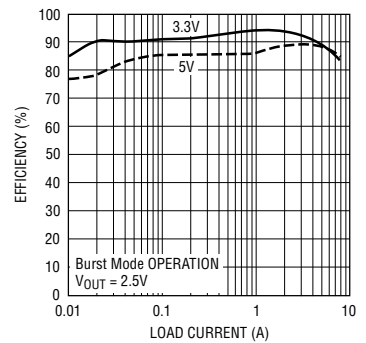
3418 G10

效率与负载电流的关系曲线



3418 G11

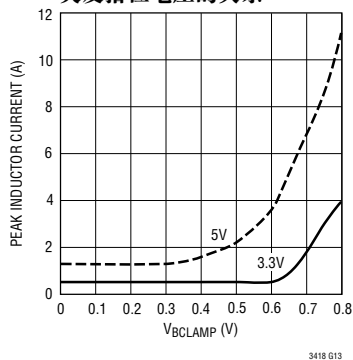
效率与负载电流的关系曲线



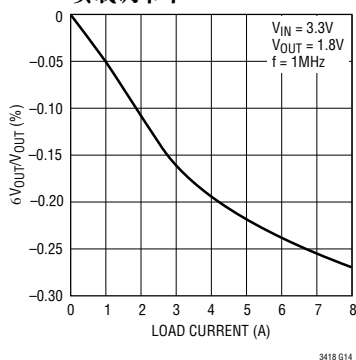
3418 G12

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

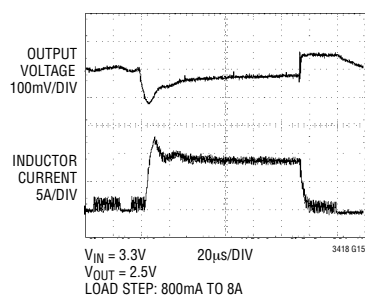
峰值电感器电流与 突发箝位电压的关系



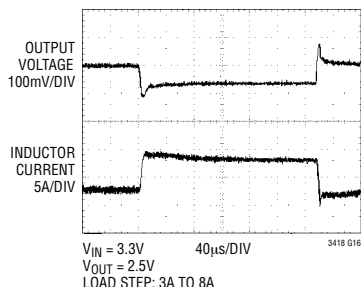
负载调节率



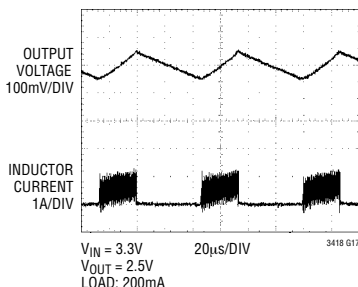
负载阶跃瞬态响应



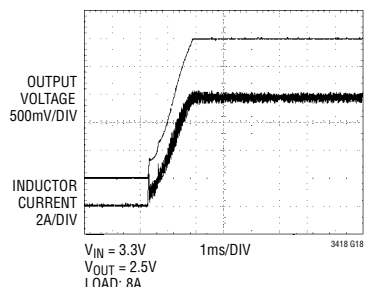
负载阶跃瞬态响应



突发模式操作



启动瞬态响应



引脚功能

SW (引脚 1、2、11、12、20、21、30、31)：至电感器的开关节点连接。该引脚与内部主功率 MOSFET 开关和同步功率 MOSFET 开关的漏极相连。

PV_{IN} (引脚 3、4、9、10、22、23、28、29)：功率输入电源。通过一个电容器将该引脚去耦至 PGND。

PGOOD (引脚 5)：电源良好输出。它是在输出电压超出调节点的 $\pm 7.5\%$ 时被拉至地的漏极开路逻辑输出。

R_T (引脚 6)：振荡器电阻器输入。在该引脚与地之间连接一个电阻器，以设定开关频率。

RUN/SS (引脚 7)：运行控制和软件启动输入。强制该引脚的电平处于 0.5V 以下将关断 LTC3418。在停

机模式中，所有的功能均失效，吸收 $< 1.5\mu\text{A}$ 的电源电流。在该引脚与地之间连接一个电容器，用于设定至满输出电流的斜坡上升时间。

SGND (引脚 8)：信号地。所有的小信号元件和补偿元件均应连接至这个地，再在某一点连接至 PGND。

PGND (引脚 13、14、15、17、18、19、32、33、34、36、37、38)：电源地。将该引脚靠近连接至 C_{IN} 和 C_{OUT} 的负 (-) 端。

V_{REF} (引脚 16)：基准输出。通过一个 2.2 μF 电容器对该引脚进行去耦。

SV_{IN} (引脚 24)：信号输入电源。通过一个电容器将该引脚去耦至 SGND。

LTC3418

引脚功能

V_{FB} (引脚 25) : 反馈引脚。从一个跨接在输出端上的阻性分压器来接收反馈电压。

I_{TH} (引脚 26) : 误差放大器补偿点。电流比较器门限随该控制电压的增加而升高。该引脚的标称电压范围为 0.2V 至 1.4V，其中，0.4V 对应于零检测电压 (零电流)。

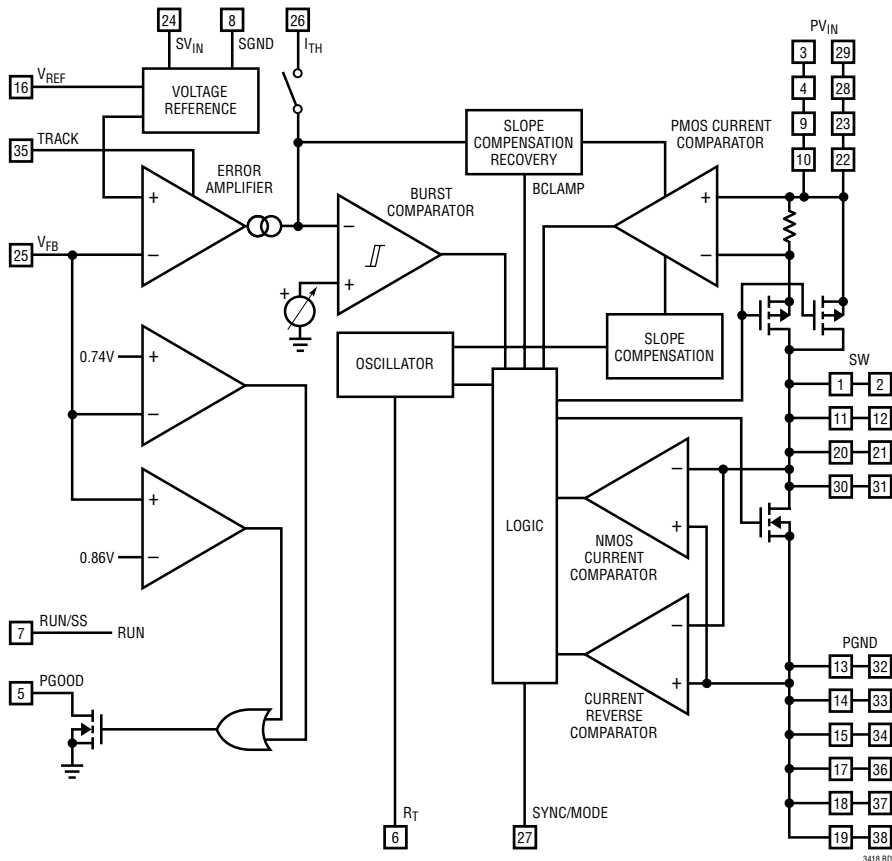
SYNC/MODE (引脚 27) : 模式选择和外部时钟同步输入。如欲选择强制连续操作模式，则把该引脚连

接至 S_{VIN} 。如果将该引脚连接至一个 0V 至 1V 的电压，则选择的是突发模式操作，并把突发箝位设定为该引脚的电压。

TRACK (引脚 35) : 电压跟踪输入。在启动电源排序期间，反馈电压将被调节至该引脚电压。

裸露衬垫 (引脚 39) : 裸露衬垫为 PGND，并且必须焊接至 PCB 的地。

方框图



工作原理

主控制环路

LTC3418 是一款单片式、恒定频率、电流模式降压型 DC/DC 转换器。在正常操作过程中，内部顶端功率开关 (P 沟道 MOSFET) 在每个时钟周期的起点接通。电感器中的电流增加，直至电流比较器跳变并将顶端的功率 MOSFET 关断为止。电流比较器关断顶端功率开关时的峰值电感器电流受控于 I_{TH} 引脚上的电压。误差放大器通过对来自 V_{FB} 引脚上的电阻分压器的反馈信号与一个内部 0.8V 基准进行比较来调节 I_{TH} 引脚电压。当负载电流增加时，它使反馈电压有所减小 (相对于基准)。误差放大器将提升 I_{TH} 电压，直到平均电感器电流与新的负载电流匹配为止。当顶端功率 MOSFET 关断时，同步功率开关 (N 沟道 MOSFET) 接通，直至达到底端功率 MOSFET 的电流限值或下一个时钟周期开始为止。底端功率 MOSFET 的电流限值被设定为 $-8A$ (强制连续模式) 和 $0A$ (突发模式操作)。

器件的工作频率由一个连接在 R_T 引脚与地之间的外部电阻器在外部设定。实际开关频率可在 300kHz 至 4MHz 的范围内变化。

如果输出电压超出稳压范围达 $\pm 7.5\%$ ，则过压和欠压比较器将把 PGOOD 输出拉至低电平。在过压条件下，顶端功率 MOSFET 被关断，而底端功率 MOSFET 被接通，直到过压状态被消除或达到底端功率 MOSFET 的电流限值为止。

强制连续操作

将 SYNC/MODE 引脚连接至 SV_{IN} 将使突发模式操作失效，并强制执行连续电流操作。在轻负载条件下，强制连续模式操作的效率低于突发模式操作，但是它在某些必需防止开关谐波进入信号频带的应用中却有可能是合乎要求的。在该模式中，输出电压纹波得到了最大限度的抑制。

突发模式操作

把 SYNC/MODE 引脚连接至一个 0V 至 1V 的电压将使能突发模式操作。在突发模式操作中，内部功率 MOSFET 在轻负载条件下间歇操作。这通过最大限度地降低开关损耗而使效率得以提升。在突发模式操作期间，最小峰值电感器电流由 SYNC/MODE 引脚上的电压在外部设定，而且， I_{TH} 引脚上的电压由突发比较器来监视，以确定何时使能睡眠模式，何时使睡眠模式失效。当平均电感器电流大于负载电流时， I_{TH} 引脚上的电压下降。当 I_{TH} 引脚电压降至 350mV 以下时，突发比较器跳变并使能睡眠模式。在睡眠模式期间，顶端功率 MOSFET 被保持于关断状态，负载电流全部由输出电容器来提供。当输出电压下降时，顶端和底端功率 MOSFET 开始进行开关操作，以使输出重新进入调节状态。该过程的重复频率取决于负载要求。

脉冲跳跃操作可通过将 SYNC/MODE 引脚接地来实现。这强制突发箝位电平处于 0V。当负载电流减小时，峰值电感器电流将由 I_{TH} 引脚上的电压来决定，直到 I_{TH} 引脚电压降至 400mV 以下为止。在这一点上，峰值电感器电流由电流比较器的最小接通时间来决定。如果负载要求低于最小接通时间电感器电流的平均值，则开关周期将被跳过，以使输出电压处于调节状态。

频率同步

LTC3418 的内部振荡器可同步至一个与 SYNC/MODE 引脚相连的外部时钟。外部时钟的频率可位于 300kHz 至 4MHz 范围内。

对于本应用，应选择合适的振荡器定时电阻器，以便与一个比同步频率低 25% 的频率相对应。在同步期间，突发箝位被设定为 0V，而且每个开关周期始于时钟信号的下降沿。

工作原理

压降方式操作

当输入电源电压降至输出电压附近时，占空比增至接近最大接通时间。电源电压的进一步下降会迫使主开关在超过一个周期的时间里保持接通状态，并最终达到100%占空比。这样输出电压将由输入电压与内部P沟道MOSFET和电感器上的压降之差来决定。

低电源电压操作

LTC3418的设计目标是能够在输入电源电压低至2.25V的情况下正常操作。在低输入电源电压条件下需要考虑的一个重要事项是P沟道和N沟道功率开关的接通电阻 $R_{DS(ON)}$ 的增加。当LTC3418在100%占空比和低输入电压条件下使用时，用户应计算功耗以确保热限值不被超过。

斜率补偿和电感器峰值电流

斜率补偿通过防止在占空比大于50%的情况下发生次谐波振荡来在恒定频率架构中提供稳定性。这是通过在内部给电感器电流信号增加一个补偿斜坡而实现的。一般地，最大电感器峰值电流会在增加斜率补偿时有所下降。然而，在LTC3418中，进行斜率补偿恢复的目的是为了在整个占空比范围内保持最大电感器峰值电流的恒定。这使得最大输出电流相对恒定，而与占空比无关。

短路保护

当输出短接至地时，电感器电流在一个开关周期中非常缓慢地衰减。为防止出现电流失控现象，给电感器电流强加了一个辅助电流限值。如果电感器谷值电流增加到15A以上，则顶端功率MOSFET将被关闭且开关周期将被跳过，直到电感器电流减小为止。

电压跟踪

有些微处理器和DSP晶片需要两个具有不同电压电平的电源。这些系统常常需要在内核电源与I/O电源之间进行电压排序。如果没有正确的排序，则有可能发生锁断故障或吸收电流过大的现象，从而导致处理器的I/O端口或支援系统器件(例如：存储器、FPGA或数据转换器)的I/O端口受损。为了确保在未对内核电压施加正确的偏置之前不进行I/O负载的驱动，必需跟踪内核电源和I/O电源电压。

电压跟踪是通过给TRACK引脚施加一个斜坡电压来使能的。当TRACK引脚上的电压低于0.8V时，反馈电压将被调节至该跟踪电压。当跟踪电压超过0.8V时，对反馈电压的控制被逐渐释放。反馈电压跟踪控制的完全释放将在跟踪电压超过1.05V时实现。

电压基准输出

LTC3418提供了一个能够供应高达5mA输出电流的1.25V基准电压。该基准电压产生自一个线性稳压器，并面向那些需要一个低噪声基准电压的应用。为了确保输出处于稳定状态，应通过一个最小2.2 μ F的电容器来对基准电压引脚进行去耦。

应用信息

LTC3418 的基本应用电路示于本数据表的首页。外部元件的选择由最大负载电流来决定，首先选择的是工作频率和电感值，然后再选择 C_{IN} 和 C_{OUT} 。

工作频率

工作频率的选择是效率与元件外形尺寸之间的一个权衡折衷的过程。高频操作允许采用较小的电感器和电容器数值。在较低的频率条件下工作能够通过减少内部栅电荷漏失来提高效率，但需要采用数值较大的电感和/或电容以维持低输出纹波电压。

LTC3418 的工作频率由一个连接于 R_T 引脚和地之间的外部电阻器来决定。电阻器的阻值设定了用于对振荡器内部的一个定时电容器进行充电和放电的斜坡电流，其计算公式如下：

$$R_{OSC} = \frac{7.3 \cdot 10^{10}}{f} [\Omega] - 2.5k\Omega$$

虽然频率可高达 4MHz，但 LTC3418 的最小接通时间给操作占空比强加了一个最小限值。最小接通时间一般为 80ns。因此，最小占空比等于：

$$100 \cdot 80ns \cdot f(Hz)$$

电感器的选择

对于一个给定的输入和输出电压，电感值和工作频率决定了纹波电流。纹波电流 ΔI_L 随著 V_{IN} 或 V_{OUT} 的升高而增加，并随著电感值的增加而减小：

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

具有较低的纹波电流可以减少电感器的磁芯损耗、输出电容器的 ESR 损耗和输出电压纹波。在低频和小纹波电流条件下，工作效率达到最高。但是，这需要采用一个大电感器。

用于选择纹波电流的一个合理的起始点为 $\Delta I_L = 0.4 (I_{MAX})$ 。最大纹波电流出现于 V_{IN} 最高时。为了保证纹波电流处于一个规定的最大值以下，应按下式来选择电感值：

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

电感值同样将对突发模式操作有所影响。当峰值电感器电流降至一个由突发箝位设定的电平以下时，从低电流操作的过渡开始。在较低的负载电流条件下，较低的电感值会导致较高的纹波电流，从而引发这一现象。这将导致低电流操作方式上区段的效率下降。在突发模式操作中，较小的电感值将使突发脉冲频率增加。

电感器磁芯选择

一旦求出了电感值 L ，就必须选择电感器的类型。对于一个给定的电感器数值，实际的磁芯损耗与磁芯的大小无关，但与所选的感应系数关系非常大。随著感应系数的增加，磁芯损耗下降。不幸的是，感应系数的增加需要更多的线匝数，因而导致铜损增加。

铁氧体结构的磁芯损耗很小，常常在高开关频率下使用，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，即指当峰值设计电流被超过时，感应系数会迅速遭到破坏，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！

应用信息

不同的磁芯材料和形状将改变一个电感器的尺寸/电流和价格/电流之间的关系。采用铁氧体或坡莫合金材料的环形芯或屏蔽罐形磁芯外形较小且辐射的能量不太大，但与电特性相似的铁粉磁芯电感器相比价格较为昂贵。选用哪种类型的电感器主要取决于价格 - 尺寸要求以及任何的辐射场/EMI 要求。Coiltronics、Coilcraft、Toko 和 Sumida 公司可提供用于表面贴装电感器的新型设计。

C_{IN} 和 C_{OUT} 的选择

需要采用输入电容 C_{IN} 来滤除顶端 MOSFET 源极上的梯形波电流。为了防止出现大电压瞬变，应采用一个根据最大 RMS 电流而选定的低 ESR 输入电容器。最大 RMS 电流由下式给出：

$$I_{RMS} = I_{OUT(MAX)} \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \sqrt{\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} - 1}$$

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，或选择一个针对比所要求温度更高的条件而设计的电容器。也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。

C_{OUT} 的选择由用于最大限度地减小电压纹波和负载阶跃瞬变所需的有效串联电阻 (ESR) 以及用于确保控制环路稳定性所需的体电容值来决定。如后文所述，可通过观察负载瞬态响应来检查环路稳定性。输出纹波 ΔV_{OUT} 由下式决定：

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

因为 ΔI_L 随输入电压的增加而增加，因此在最大输入电压条件下输出纹波最大。有可能需要采用多个并联的电容器以满足 ESR 和 RMS 电流处理要求。固体

钽电容器、特殊的聚合物电容器、铝电解电容器和陶瓷电容器均有用于表面安装的封装。特殊聚合物电容器具有非常低的 ESR，但其电容密度不及其他类型的电容器。钽电容器的电容密度最高，但重要的是只能采用那些为应用于开关电源而进行了浪涌测试的电容器。铝电解电容器的 ESR 虽然高得多，但能够在对成本敏感的应用中使用，考虑包括额定纹波电流和长期稳定性。陶瓷电容器的 ESR 特性极佳，但可能具有很高的电压系数，并产生声频压电效应。陶瓷电容器的高 Q 值和走线电感还会引发显著的振铃。

采用陶瓷输入和输出电容器

目前，外壳尺寸较小的高数值、低成本陶瓷电容器已有供应。由于它们具有高纹波电流、高额定电压和低 ESR，因而成为开关稳压器应用的理想选择。但是输入和输出端上采用这些电容器时必须谨慎。当在输入端采用一个陶瓷电容器且功率是从一个交流适配器通过长电线来输送的时候，输出端上的一个负载阶跃有可能在输入端 (V_{IN} 引脚) 上引发振铃。在最好的情况下，该振铃会被耦合至输出端并被误认为是环路的不稳定。在最坏的情况下，通过该长电线传导的瞬时涌入电流有可能在 V_{IN} 上引发一个足以损坏器件的电压尖峰。

当选择输入和输出陶瓷电容器时，应选择 X5R 或 X7R 电介质组成的电容器。对于给定的数值和外形尺寸，这两种电介质的温度和电压特性是所有陶瓷中最好的。

设置输出电压

输出电压由一个外部阻性分压器根据下面的公式来设定：

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

如图 1 所示，该阻性分压器允许 V_{FB} 引脚检测输出电压的一小部分。

应用信息

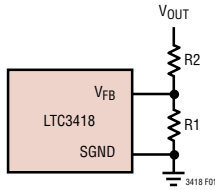


图 1：输出电压的设定

突发箝位设置

如果 SYNC/MODE 引脚上的电压低于 V_{IN} 达 1V，则使能突发模式操作。在突发模式操作期间，SYNC/MODE 引脚上的电压决定了突发箝位电平，该箝位电平设定了每个开关周期的最小峰值电感器电流 I_{BURST} 。“典型性能特征”部分中给出了一幅用于显示最小峰值电感器电流与 SYNC/MODE 引脚电压之间关系的曲线图。在该曲线图中， V_{BURST} 为 SYNC/MODE 引脚上的电压。可将 I_{BURST} 设置于 0A 至 10A 的范围内。对于 $< 0.4V$ 的 V_{BURST} 值， I_{BURST} 被设定为 0A。当输出负载电流下降时，峰值电感器电流减小，以使输出电压处于调节状态。当输出负载电流需要一个小于 I_{BURST} 的峰值电感器电流时，突发箝位将强制峰值电感器电流与 I_{BURST} 保持相等，而与负载电流的进一步下降无关。由于平均电感器电流大于输出负载电流，因此 I_{TH} 引脚上的电压将下降。当 I_{TH} 引脚电压降至 350mV 时，睡眠模式被使能，在该模式中，两个功率 MOSFET 均被关断，且开关动作中止，以最大限度地降低功耗。当输出电压降至稳压范围之外时，所有的电路将重新接通且功率 MOSFET 开关操作再次开始。 I_{BURST} 的数值由所期望的输出电压纹波大小来决定。随著 I_{BURST} 值的增加，脉冲与输出电压纹波之间的睡眠周期增加。如本数据表首页上的“典型应用”所示，突发箝位电压 V_{BURST} 可由一个连接在 V_{FB} 引脚与 SGND 引脚之间的电阻分压器来设定。

作为轻负载条件下低输出电压纹波与高效率之间的一种折衷方案，脉冲跳跃模式可通过把 SYNC/MODE 引脚连接至地来实现。这把 I_{BURST} 设

定为 0A。在该条件下，峰值电感器电流受限于电流比较器的最小接通时间；而且，在不连续操作的情况下仍然能够实现最低输出电压纹波。当输出负载非常轻的时候，脉冲跳跃使得能够在只跳过少量周期的情况下将输出电压维持于调节状态。

电压跟踪

LTC3418 允许用户借助 TRACK 引脚来设置其输出电压在启动期间的斜坡上升方式。如图 2 所示，输出电压既可以通过该引脚被设置为重合跟踪，也可以被设置为按比例地跟踪另一个输出电压。如果 TRACK 引脚上的电压低于 0.8V，则电压跟踪被使能。在电压跟踪期间，通过一个电阻稳压器网络将输出电压调节至跟踪电压。

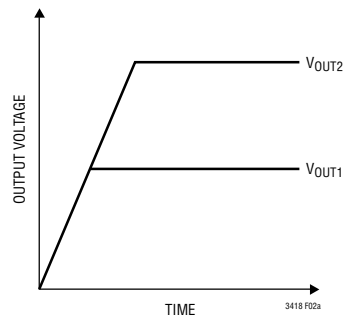


图 2a：重合跟踪

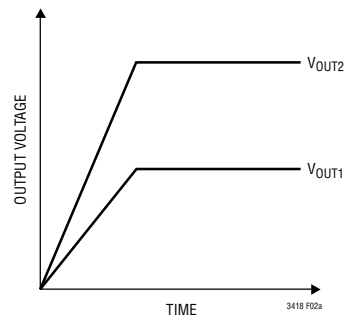


图 2b：比例制排序

应用信息

跟踪期间的输出电压可利用下面的公式来计算：

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

如欲实现图 2a 中的重合跟踪，则把一个附加的电阻分压器连接至 V_{OUT2} 的输出，并将其中点连接至 LTC3418 的 TRACK 引脚，如图 3 所示。该分压器所选的分压比应与 V_{OUT1} 的电阻分压器相同。如欲实现图 2b 中的比例式排序，则应设定该附加电阻分压器的分压比，以使 TRACK 引脚电压到启动周期结束时超过 1.05V。LTC3418 采用了一种在 TRACK 引脚电压接近 0.8V 时逐渐释放其对输出电压之控制的方法。采用该技术时，将需要在 TRACK 引脚上进行一些过驱动，以确保跟踪功能在启动周期的末端被完全停用。

对于重合跟踪，下面的情况可以确保跟踪功能在启动完成前是停用的：

$$V_{OUT2} \geq 1.32V_{OUT1}$$

对于比例制跟踪，下面的公式可以用来计算电阻值：

$$R_4 = R_3 \left(\frac{V_{OUT2}}{V_{TRACK}} \right) - 1$$

$$V_{TRACK} \geq 1.05V$$

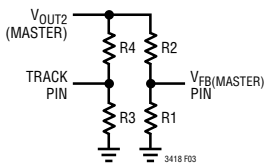


图 3

频率同步

LTC3418 的内部振荡器可同步至一个外部时钟。在同步期间，顶部 MOSFET 的接通被锁定于外部频率源的下降沿。同步频率范围为 300kHz 至 4MHz。同步仅在外部分频率大于由外部电阻器设定的频率的情况下出现。由于斜率补偿是由振荡器的 RC

电路产生的，因此，应将外部频率设定得比由外部电阻器所设定的频率高 25%，以确保提供足够的斜率补偿。

软启动

RUN/SS 引脚提供了一种关断 LTC3418 的方法和一个用于软启动的定时器。把 RUN/SS 引脚电压拉至 0.5V 以下可将 LTC3418 置于低静态电流的停机状态 ($I_Q < 1.5\mu A$)。

LTC3418 包含一个软启动箝位，如本数据表首页上的“典型应用”中所示，可利用 RUN/SS 引脚上的一个电阻器和电容器在外部设定该箝位。软启动持续时间可利用下式来计算：

$$t_{SS} = R_{SS} \cdot C_{SS} \cdot \ln \frac{V_{IN}}{V_{IN} - 1.8V} \text{ [秒]}$$

当 RUN/SS 引脚电压被拉至 2V 以上时，即可在 I_{TH} 上获得满电流范围。

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。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比的单独损耗分量。

尽管电路中所有的耗能元件都会产生损耗，但大部分损耗通常来源于两个主要因素：即 V_{IN} 静态电流和 I^2R 损耗。

非常低的负载电流条件下的效率下降主要由 V_{IN} 静态电流损耗引起，而中高负载电流条件下的效率下降则主要因 I^2R 损耗所致。在典型的效率图上，非常低的负载电流条件下的效率曲线会产生令人误解。因为实际的功率损耗并不重要。

1. V_{IN} 静态电流包括两个分量：即 DC 偏置电流 (在电特性参数表中给出) 以及内部主开关和同步开关栅极充电电流。栅极充电电流产生自内部功率 MOSFET

应用信息

开关的栅极电容开关操作。每次栅极从高电平转换至低电平并再度转换至高电平，一组电荷 dQ 从 V_{IN} 转移至地。合成 dQ/dt 是从 V_{IN} 流出的电流，该电流通常比 DC 偏置电流大。在连续工作模式中， $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ ，式中的 Q_T 和 Q_B 分别代表内部顶端和底端开关的栅极电荷。DC 偏置电流和栅极电荷损耗均与 V_{IN} 成正比，因此，在较高的电源电压条件下，它们的影响将更加明显。

2. I^2R 损耗由内部开关的电阻 R_{SW} 和外部电感器的电阻 R_L 来计算。在连续工作模式中，流经电感器 L 的平均输出电流在主开关和同步开关之间被“斩波切换”。因此，向 SW 引脚看过去的串联电阻与顶端和底端 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 以及占空比 (DC) 的函数关系如下：

$$R_{SW} = (R_{DS(ON)TOP})(DC) + (R_{DS(ON)BOT})(1 - DC)$$

顶端和底端 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 均可从“典型性能特征”曲线获得。于是，只需将 R_{SW} 与 R_L 相加所得的和与平均输出电流的平方值相乘，即可求出 I^2R 损耗。

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

热考虑

在大多数应用中，由于效率很高，所以 LTC3418 的发热并不太多。

但是，当 LTC3418 在高环境温度以及低电源电压和高占空比条件下 (比如在压降方式中) 工作时，其散热有可能超过器件的最大结温。如果结温达到 150°C 左右，则两个功率开关都将被断开，且 SW 节点将呈高阻抗。

为避免 LTC3418 超过最大结温，用户将需要进行一些热分析。热分析的目的在于确定工作条件是否超过了器件的最大结温。温升由下式给出：

$$T_R = (P_D)(\theta_{JA})$$

式中的 P_D 为稳压器的功耗， θ_{JA} 为从芯片结点至环境温度的热阻。对于 38 引脚 5mm × 7mm QFN 封装，

θ_{JA} 为 34°C/W。

结温 T_J 由下式给出：

$$T_J = T_A + T_R$$

式中的 T_A 为环境温度。

请注意，在较高的电源电压条件下，由于开关电阻 ($R_{DS(ON)}$) 减小，故结温下降。

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，这将产生一个反馈误差信号。稳压器采用该信号来使 V_{OUT} 恢复至其稳态值。在此恢复期间，可对 V_{OUT} 进行过冲或振铃 (它们有可能表示存在稳定性问题) 监视。本数据表首页上的“典型应用”所示的 I_{TH} 引脚外部元件和输出电容器将为大多数应用提供足够的补偿。

设计实例

作为一个设计实例，假设 LTC3418 在一个具有以下规格的应用中使用： $V_{IN} = 3.3V$ ， $V_{OUT} = 2.5V$ ， $I_{OUT(MAX)} = 8A$ ， $I_{OUT(MIN)} = 200mA$ ， $f = 1MHz$ 。由于效率在高负载电流和低负载电流条件下均很重要，因此将采用突发模式操作。

首先计算定时电阻器阻值：

$$R_{OSC} = \frac{7.3 \cdot 10^{10}}{1 \cdot 10^6} - 2.5k = 70.5k$$

采用一个 69.8k 的标准电阻值。接著，针对约 40% 的纹波电流来计算电感值：

$$L = \left(\frac{2.5V}{(1MHz)(3.2A)} \right) \left(1 - \frac{2.5V}{3.3V} \right) = 0.19\mu H$$

应用信息

采用一个 0.2μH 电感器时所产生最大纹波电流为：

$$\Delta I_L = \left(\frac{2.5V}{(1MHz)(0.2\mu H)} \right) \left(1 - \frac{2.5V}{3.3V} \right) = 3.03A$$

C_{OUT} 将根据满足输出电压纹波要求所需的 ESR 以及实现环路稳定性所需的体电容来选择。对于本设计而言，将采用 5 个数值为 100μF 的陶瓷电容器。

C_{IN} 的数值应根据下面的最大额定电流来确定：

$$I_{RMS} = (8A) \left(\frac{2.5V}{3.3V} \right) \sqrt{\frac{3.3V}{2.5V} - 1} = 3.43A_{RMS}$$

对于本应用而言，利用 4 个 100μF 电容器来对 PV_{IN} 和 SV_{IN} 引脚进行去耦是足够的。

现在，通过选择 R1、R2 和 R3 的阻值即可设置突发箝位和输出电压。将利用由 R2 和 R3 所组成的电阻分压器来把 MODE 引脚上的电压设定为 0.67V。

一个 0.67V 的突发箝位电压将把最小电感器电流 I_{BURST} 设定为 1.2A 左右。

如果我们把 R2 和 R3 之和设定为 200k，则可求解下列方程：

$$R2 + R3 = 200K$$

$$1 + \frac{R2}{R3} = \frac{0.8V}{0.67V}$$

由上述的两个方程可得出下面的 R2 和 R3 值：R2 = 33.2k，R3 = 169k。R1 的阻值现可通过求解方程来确定：

$$1 + \frac{R1}{202.2k} = \frac{2.5V}{0.8V}$$

$$R1 = 430K$$

R1 所选的阻值为 432k。该设计实例的完整电路示于图 4。

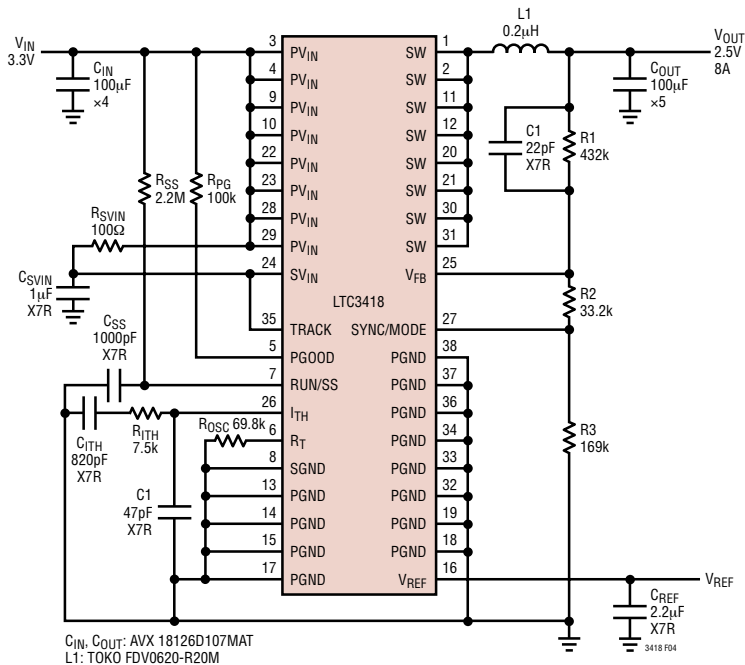


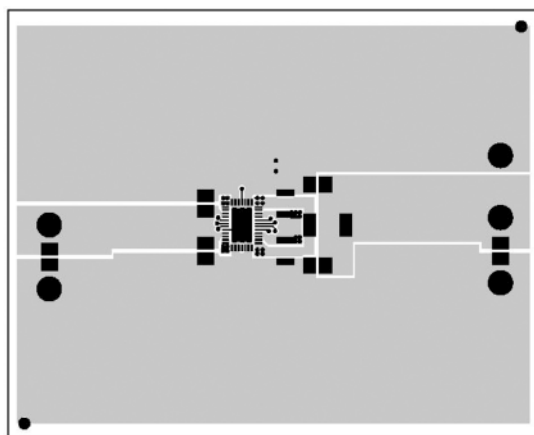
图 4：2.5V、8A 稳压器（1MHz、突发模式操作）

应用信息

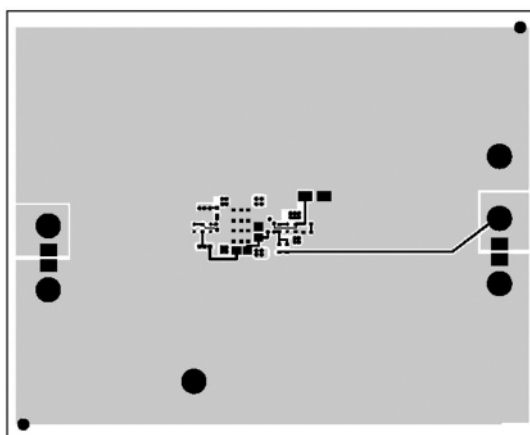
PC 板布局检查清单

当进行印刷电路板布局时，下面的检查清单应被用于确保 LTC3418 的正确操作。在您的布局中请检查以下诸点：

1. 建议采用一个接地平面。如果未采用接地平面层，则应使信号地和电源地保持分离，并将所有的小信号元件在某一点上回接至 SGND 引脚，然后再靠近连接至 LTC3418 的 PGND 引脚。
2. 将输入电容器 C_{IN} 的正 (+) 端尽可能近地与 PV_{IN} 引脚相连。该电容器提供流入内部功率 MOSFET 的 AC 电流。
3. 使开关节点 SW 远离所有敏感的小信号节点。
4. 将所有电路层上的全部未用区域都敷上铜。采用这种敷铜的方法将能够降低功率元件的温升。您可以将铜面积与任何的 DC 网络 (PV_{IN} 、 SV_{IN} 、 V_{OUT} 、PGND、SGND 或您的系统中的任何其他 DC 轨) 相连。
5. 将 V_{FB} 引脚直接连接至反馈电阻器。该电阻分压器必须连接在 V_{OUT} 和 SGND 之间。
6. 为了最大限度地减少耦合至 SV_{IN} 的开关噪声，应在 SV_{IN} 和 PV_{IN} 之间布设一个局部滤波器。



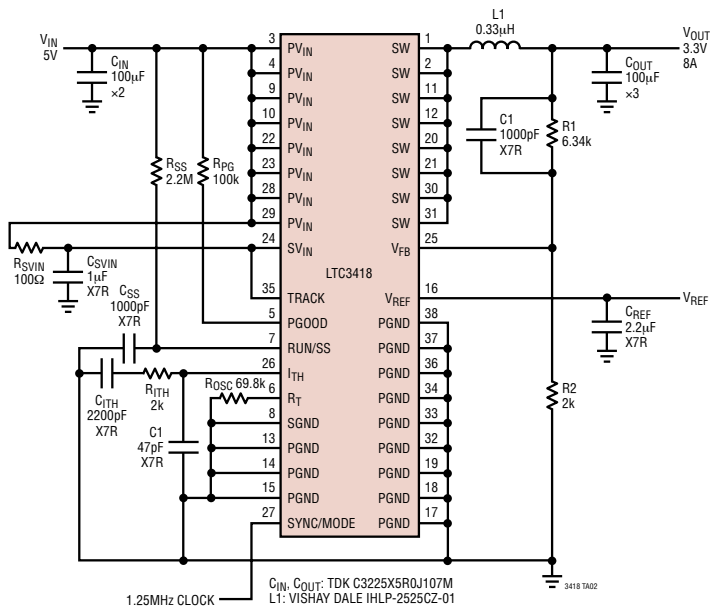
顶层



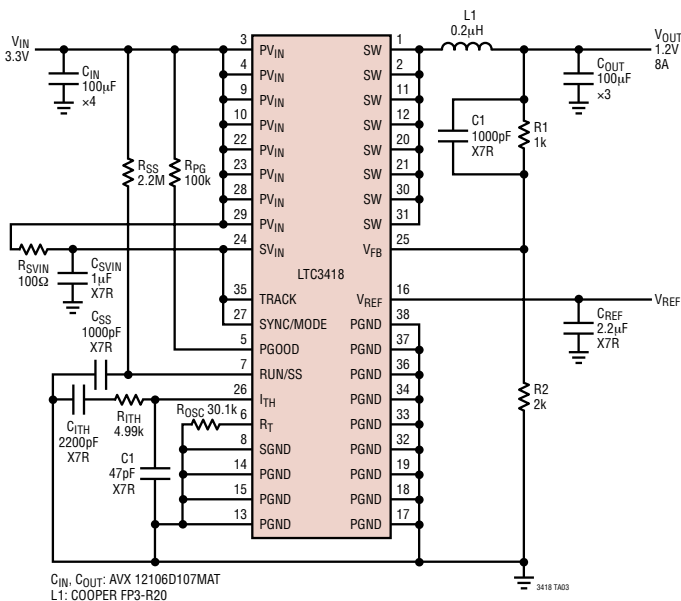
底层

图 5 : LTC3418 布局示意图

同步至 1.25MHz 的 3.3V、8A 降压型稳压器

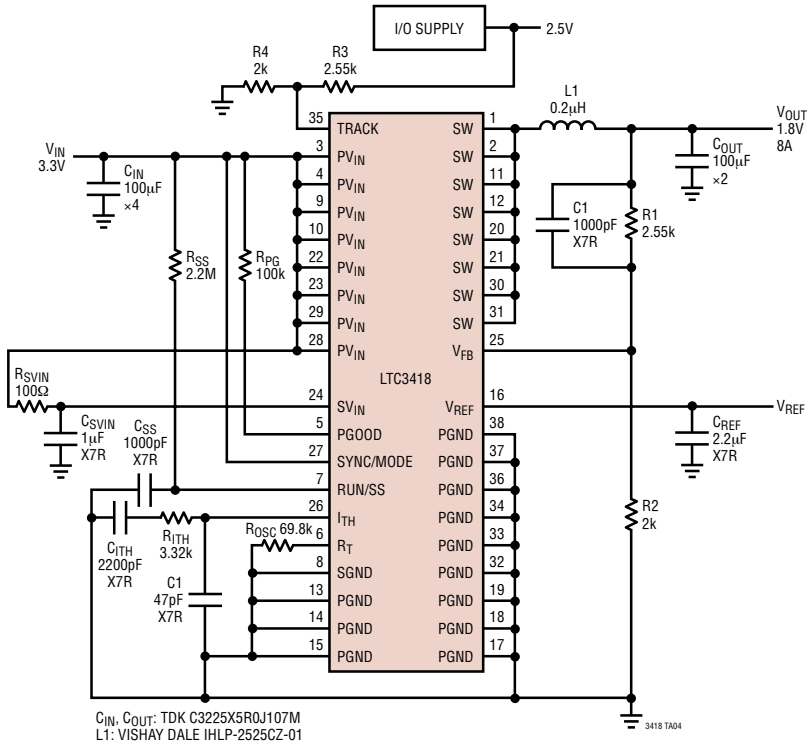


1.2V、8A 降压型稳压器 (在 2MHz、强制连续工作模式)



典型应用

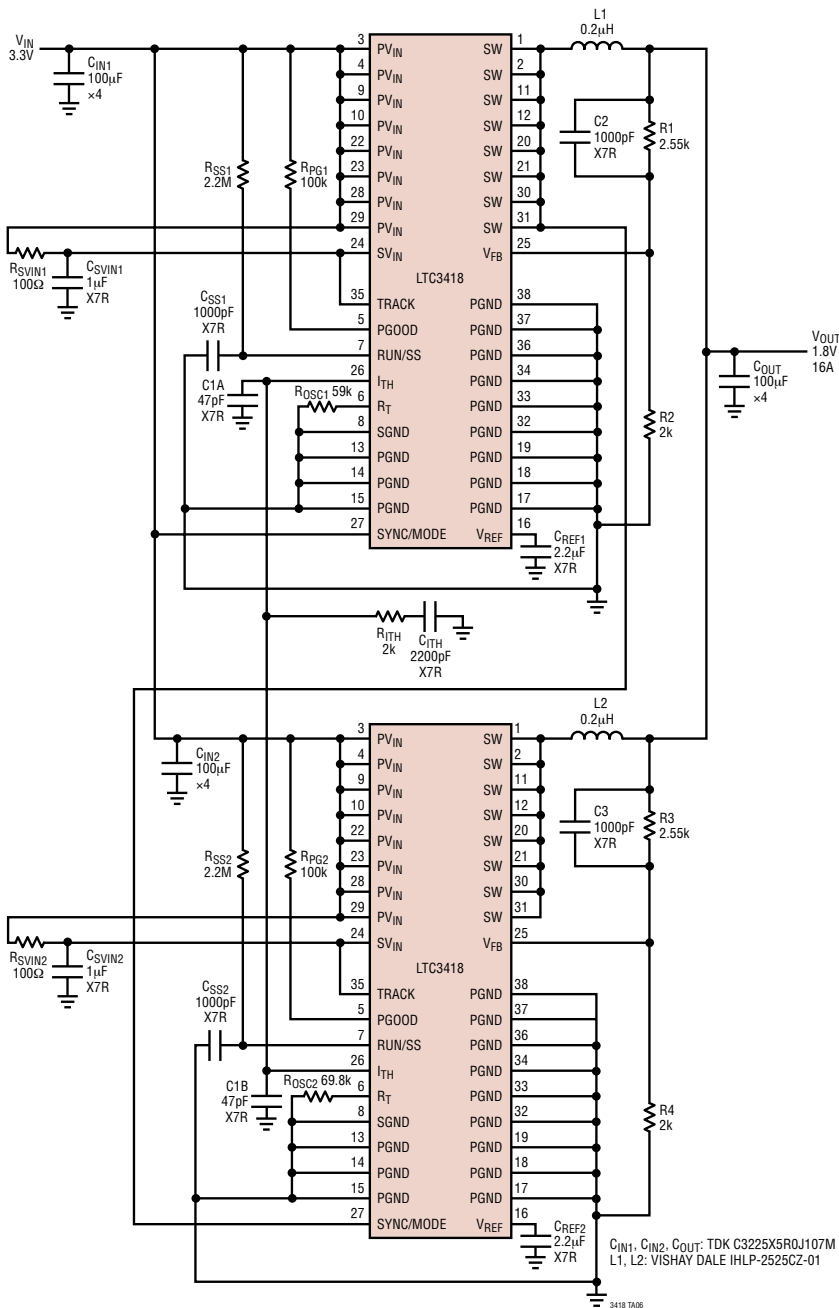
具有跟踪功能的 1.8V、8A 降压型稳压器



LTC3418

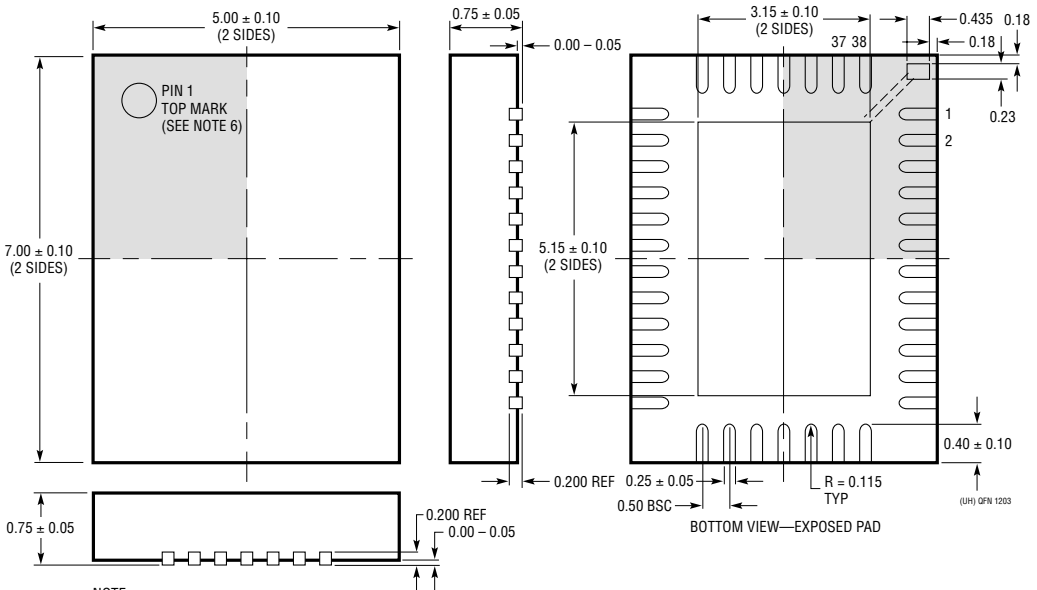
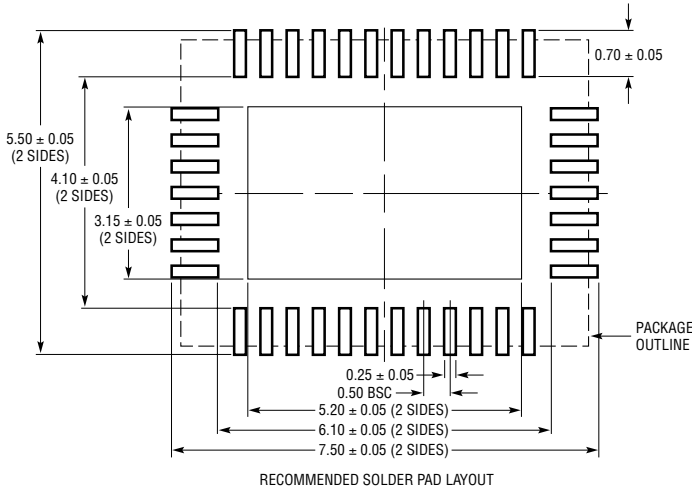
典型应用

1.8V、16A 降压型稳压器



封装描述

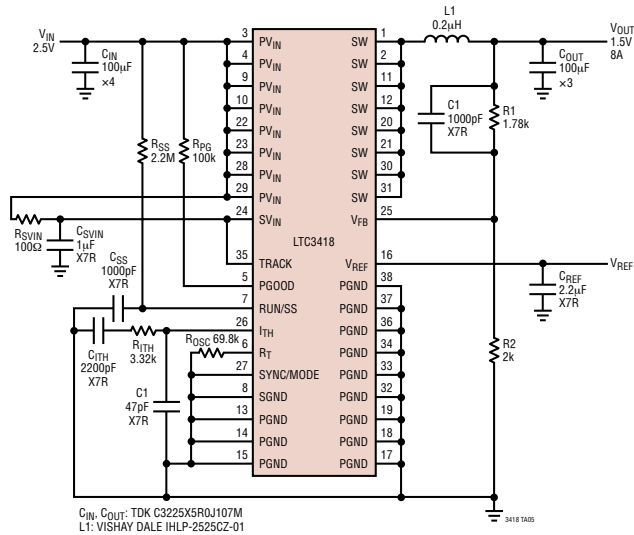
UHF 封装
38 引脚塑料 QFN (5mm × 7mm)
(参考 LTC DWG # 05-08-1701)



- NOTE:
1. DRAWING CONFORMS TO JEDEC PACKAGE OUTLINE M0-220 VARIATION WHKD
 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 0.20mm 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

典型应用

低噪声 1.5V、8A 降压型稳压器



相关器件

器件型号	描述	备注
LT1616	500mA (I_{OUT})、1.4MHz 高效降压型 DC/DC 转换器	效率达 90%， V_{IN} : 3.6V 至 25V， $V_{OUT} = 1.25V$ ， $I_Q = 1.9mA$ ， $I_{SD} < 1\mu A$ ，ThinSOT 封装
LT1676	450mA (I_{OUT})、100kHz 高效降压型 DC/DC 转换器	效率达 90%， V_{IN} : 7.4V 至 60V， $V_{OUT} = 1.24V$ ， $I_Q = 3.2mA$ ， $I_{SD} < 2.5\mu A$ ，S8 封装
LT1765	25V、2.75A (I_{OUT})、1.25MHz 高效降压型 DC/DC 转换器	效率达 90%， V_{IN} : 3V 至 25V， $V_{OUT} = 1.2V$ ， $I_Q = 1mA$ ， $I_{SD} < 15\mu A$ ，S8，TSSOP16E 封装
LTC1879	1.20A (I_{OUT})、550kHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 95%， V_{IN} : 2.7V 至 10V， $V_{OUT} = 0.8V$ ， $I_Q = 15\mu A$ ， $I_{SD} < 1\mu A$ ，TSSOP16 封装
LTC3405/LTC3405A	300mA (I_{OUT})、1.5MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 95%， V_{IN} : 2.75V 至 6V， $V_{OUT} = 0.8V$ ， $I_Q = 20\mu A$ ， $I_{SD} < 1\mu A$ ，ThinSOT 封装
LTC3406/LTC3406B	600mA (I_{OUT})、1.5MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 95%， V_{IN} : 2.5V 至 5.5V， $V_{OUT} = 0.6V$ ， $I_Q = 20\mu A$ ， $I_{SD} < 1\mu A$ ，ThinSOT 封装
LTC3407	双输出，600mA (I_{OUT})、1.5MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 95%， V_{IN} : 2.5V 至 5.5V， $V_{OUT} = 0.6V$ ， $I_Q = 40\mu A$ ， $I_{SD} < 1\mu A$ ，MS 封装
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 稳压器	效率达 95%， V_{IN} : 2.5V 至 5.5V， $V_{OUT} = 0.8V$ ， $I_Q = 60\mu A$ ， $I_{SD} < 1\mu A$ ，TSSOP16E 封装
LTC3413	用于 DDR/QDR 存储终端的 3A (I_{OUT} 吸收/供电)，2MHz 单片式同步稳压器	效率达 90%， V_{IN} : 2.25V 至 5.5V， $V_{OUT} = V_{REF}/2$ ， $I_Q = 280\mu A$ ， $I_{SD} < 1\mu A$ ，TSSOP16E 封装
LTC3414	4A (I_{OUT})、4MHz 同步降压型 DC/DC 稳压器	效率达 95%， V_{IN} : 2.25V 至 5.5V， $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ ， $I_Q = 64\mu A$ ， $I_{SD} < 1\mu A$ ，TSSOP20E 封装
LTC3416	具有跟踪功能的 4A (I_{OUT})、4MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 95%， V_{IN} : 2.25V 至 5.5V， $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ ， $I_Q = 300\mu A$ ， $I_{SD} < 1\mu A$ ，TSSOP20E 封装