

5V、6A 同步降压型 Silent Switcher 稳压器，采用 2mm × 2mm LQFN 封装

特点

- 高效率：8mΩ NMOS，31mΩ PMOS
- 可编程频率至 3MHz
 - 小型电感和电容
- 峰值电流模式控制
 - 22ns 最短导通时间
 - 宽带宽、快速瞬态响应
- Silent Switcher™ 架构
 - 超低 EMI 辐射
- 低纹波突发工作模式 (Burst Mode®)， I_Q 为 40μA
- 可在过载情况下安全地承受电感器饱和
- V_{IN} 范围：2.25V 至 5.5V
- V_{OUT} 范围：0.5V 至 V_{IN}
- V_{OUT} 精度：±1% (全温度范围)
- 精准的 400mV 使能门限
- 停机电流：1μA
- 电源良好指示、内部补偿和软启动
- 散热增强型 2mm × 2mm LQFN 封装
- 通过 AEC-Q100 汽车应用认证

应用

- 光网络、服务器、电信
- 汽车、工业、通信
- 分布式直流电源系统 (POL)
- FPGA、ASIC、微处理器内核电源

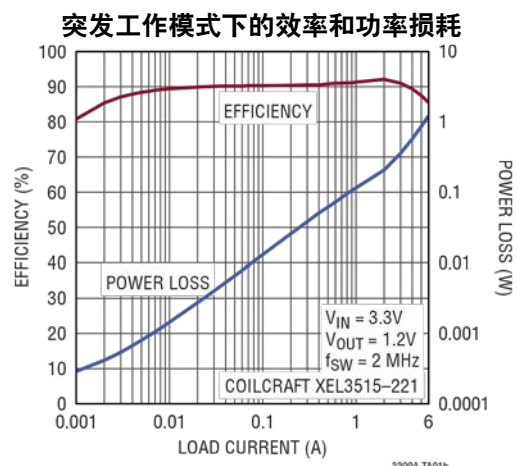
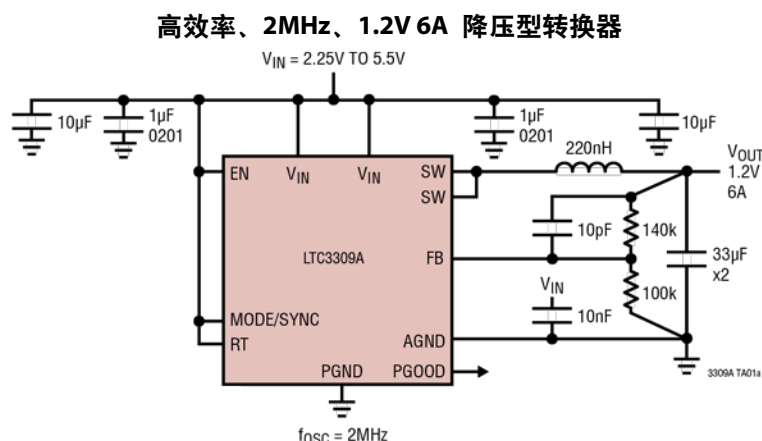
说明

LTC3309A 是一款超小尺寸、高效率、低噪声、单片式同步 6A 降压型 DC/DC 转换器，采用 2.25V 至 5.5V 输入电源工作。利用很小的外部元件，该稳压器可在高达 3MHz 的开关频率和低至 22ns 的最小导通时间下使用恒频峰值电流模式控制，实现快速瞬态响应。Silent Switcher 架构可最大程度地降低 EMI 辐射。

LTC3309A 可在强制连续或跳脉冲模式实现低噪声运行，或在轻负载下以低纹波突发模式工作以实现高效率，非常适合电池供电系统。该 IC 可将输出电压调节到最低 500mV。其他特性包括输出过压保护、短路保护、热关断、时钟同步以及高达 100% 占空比运行以实现低压差。该器件采用薄型 12 引脚 2mm × 2mm × 0.74mm LQFN 封装，并带有裸焊盘以降低热阻。

所有注册商标和商标均属各自所有人所有。

典型应用



绝对最大额定值

(注释 1)

V_{IN} -0.3V 至 6V
EN -0.3V 至 ($V_{IN} + 0.3V$) 和 6V 中的较小者
FB -0.3V 至 ($V_{IN} + 0.3V$) 和 6V 中的较小者
MODE/SYNC -0.3V 至 ($V_{IN} + 0.3V$) 和 6V 中的较小者
RT -0.3V 至 ($V_{IN} + 0.3V$) 和 6V 中的较小者
AGND 至 PGND -0.3V 至 +0.3V
PGOOD -0.3V 至 6V
 I_{PGOOD} 5mA

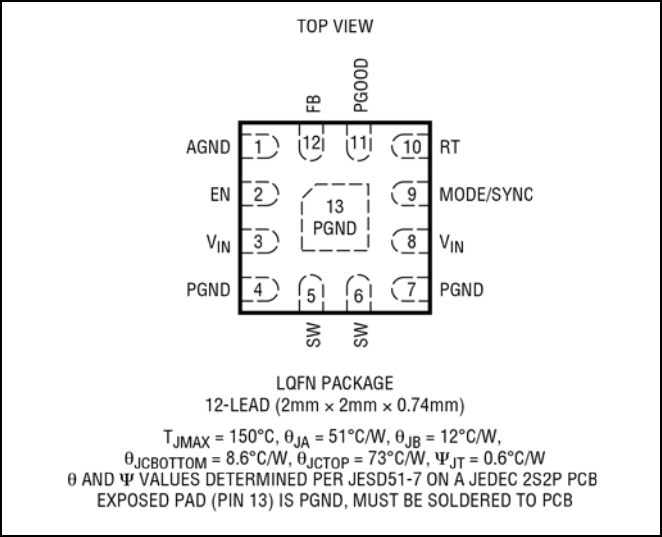
工作结温范围 (注释 2):

LTC3309AE -40°C 至 +125°C
LTC3309AI -40°C 至 +125°C
LTC3309AJ -40°C 至 +150°C
LTC3309AH -40°C 至 +150°C
LTC3309AMP -55°C 至 +150°C

存储温度范围 -65°C 至 +150°C

最大回流 (封装主体) 温度 260°C

引脚配置



订购信息

卷带和卷盘	卷带和卷盘 (迷你型)	器件标识*	封装类型	温度范围
LTC3309AEV#TRPBF	LTC3309AEV#TRMPBF	LHFP	LQFN (QFN 尺寸的层压封装)	-40°C 至 125°C
LTC3309AIV#TRPBF	LTC3309AIV#TRMPBF	LHFP		-40°C 至 125°C
LTC3309AJV#TRPBF	LTC3309AJV#TRMPBF	LHFP		-40°C 至 150°C
LTC3309AHV#TRPBF	LTC3309AHV#TRMPBF	LHFP		-40°C 至 150°C
LTC3309AMPV#TRPBF	LTC3309AMPV#TRMPBF	LHFP		-55°C 至 150°C
汽车应用产品**				
LTC3309AEV#WTRPBF	LTC3309AEV#WTRMPBF	LHFP	LQFN (QFN 尺寸的层压封装)	-40°C 至 125°C
LTC3309AIV#WTRPBF	LTC3309AIV#WTRMPBF	LHFP		-40°C 至 125°C
LTC3309AJV#WTRPBF	LTC3309AJV#WTRMPBF	LHFP		-40°C 至 150°C
LTC3309AHV#WTRPBF	LTC3309AHV#WTRMPBF	LHFP		-40°C 至 150°C

关于具有更宽额定工作温度范围的器件, 请联系工厂。*温度等级通过运输容器上的标签识别。

卷带和卷盘规格。某些封装以 500 单元卷盘形式通过指定销售渠道提供, 其带有 #TRMPBF 后缀。

**该器件的某些版本的生产工艺受到严格控制, 以满足汽车应用的质量和可靠性要求。这些型号带有 #W 后缀。只有显示为汽车应用级的产品才能用于汽车应用。欲了解特定产品的订购信息并获得这些型号的汽车可靠性报告, 请联系当地 ADI 公司的客户代表。

电气特性

● 表示规格适用于额定工作结温范围 (注释 2), 其他规格的适用温度为 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。除非另有说明,

$V_{IN} = 3.3\text{V}$, $V_{EN} = V_{IN}$, $\text{MODE}/\text{SYNC} = \text{浮空}$ 。

参数	条件		最小值	典型值	最大值	单位
输入电源						
工作电源电压 (V_{IN})		●	2.25		5.5	V
V_{IN} 欠压闭锁	V_{IN} 上升	●	2.0	2.1	2.2	V
V_{IN} 欠压锁定迟滞				150		mV
关断时 V_{IN} 静态电流	$V_{EN} = 0.1\text{V}$			1	2	μA
V_{IN} 静态电流 (注释 3)	突发工作模式, 休眠状态			40	60	μA
	所有模式, 非休眠状态			1.2	2	mA
使能阈值	V_{EN} 上升	●	0.375	0.4	0.425	V
使能阈值迟滞				50		mV
EN 引脚漏电流	$V_{EN} = 0.5\text{V}$				± 20	nA
电压调整率						
调节反馈电压 (V_{FB})		●	0.495	0.5	0.505	V
反馈电压线路调整率	$V_{IN} = 2.25\text{V}$ 至 5.5V			0.015	0.05	%/V
FB 引脚输入电流	$V_{FB} = 0.5\text{V}$				± 20	nA
最短导通时间 ($t_{ON,min}$)	$V_{IN} = 5.5\text{V}$	●		22	42	ns
最大占空比		●	100			%
顶部开关导通电阻				31		m Ω
底部开关导通电阻				8		m Ω
顶部开关电流限值 ($I_{PEAKMAX}$)	$V_{OUT}/V_{IN} \leq 0.2$		9.1	9.6	10.1	A
底部开关电流限值 ($I_{VALLEYMAX}$)				7.8		A
底部开关反向电流限值 (I_{REVMAX})	强制连续模式		-1.5	-3.0	-4.5	A
SW 漏电流	$V_{EN} = 0.1\text{V}$			± 100		nA
电源良好和软启动						
PGOOD 上升阈值	占调节 V_{OUT} 的百分比	●	97	98	99	%
PGOOD 迟滞		●	0.7	1.2	1.7	%
过压上升阈值	占调节 V_{OUT} 的百分比	●	107	110	114	%
过压迟滞		●	1	2.2	3.5	%
PGOOD 延迟				120		μs
PGOOD 下拉电阻	$V_{PGOOD} = 0.1\text{V}$			10	20	Ω
PGOOD 漏电流	$V_{PGOOD} = 5.5\text{V}$				20	nA
软启动持续时间	V_{OUT} 从 0V 上升到 PGOOD 阈值	●	0.25	1	3	ms
振荡器和 MODE/SYNC						
默认振荡器频率		●	1.9	2	2.1	MHz
$R_T = 34.8\text{k}\Omega$ 时的振荡器频率		●	1.9	2	2.1	MHz
频率范围	R_T 编程和同步	●	1		3	MHz
SYNC 高电平或低电平最小脉冲宽度		●	40			ns
SYNC 脉冲电压电平	高电平	●	1.2			V
	低电平	●			0.4	V
MODE/SYNC 无时钟检测时间				10		μs
MODE/SYNC 引脚阈值	用于设置跳脉冲模式	●			0.1	V
	用于设置强制连续模式	●	1.0	浮空	$V_{IN} - 1.0$	V
	用于设置突发工作模式	●	$V_{IN} - 0.1$			V

电气特性

注释 1: 应力超出上述绝对最大额定值可能会导致器件永久性损坏。在任何绝对最大额定值条件下长期工作会影响器件的可靠性和使用寿命。

注释 2: LTC3309A 在脉冲负载条件下进行测试, 使得 $T_J \approx T_A$ 。LTC3309AE 保证满足 0°C 至 85°C 结温范围内的规格要求。-40°C 至 125°C 工作结温范围内的规格通过设计、表征以及统计过程控制的相关性来保证。LTC3309AI 的保证工作结温范围为 -40°C 至 125°C。LTC3309AJ 和 LTC3309AH 的保证工作结温范围为 -40°C 至 150°C。LTC3309AMP 的保证工作结温范围为 -55°C 至 150°C。高结温会降低工作寿命; 结温高于 125°C 时, 工作寿命会缩短。请注意, 与这些规格一致的最高

环境温度取决于具体工作条件以及电路板布局、额定封装热阻和其他环境因素。结温 (T_J , 单位为 °C) 根据环境温度 (T_A , 单位为 °C) 和功耗 (P_D , 单位为 W) 计算, 计算公式如下:

$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA})$, 其中 θ_{JA} (单位为 °C/W) 为封装热阻。详情见“高温考虑”部分。

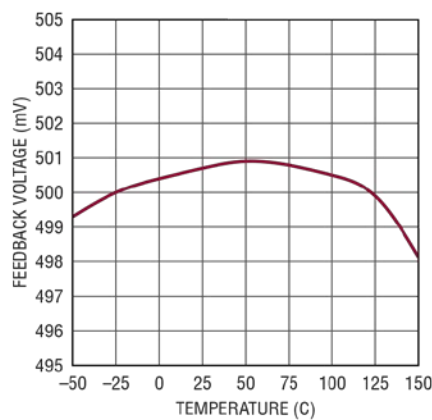
LTC3309A 具有过温保护功能, 可保护器件免受瞬时过载状况影响。结温超过 150°C 时就会启动过温保护。在额定最大工作结温以上连续工作可能会影响器件的可靠性。

注释 3: 电源电流规格不包括开关电流。实际电源电流会更高。

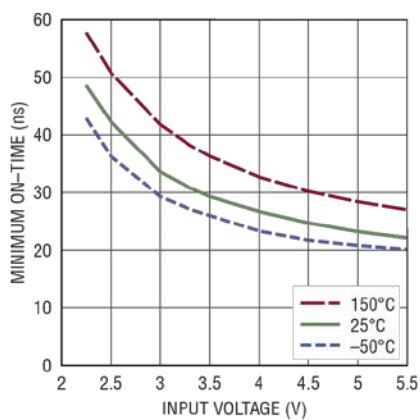
典型性能参数

除非另有说明, $V_{IN} = 3.3V$, $T_A = 25^\circ C$ 。

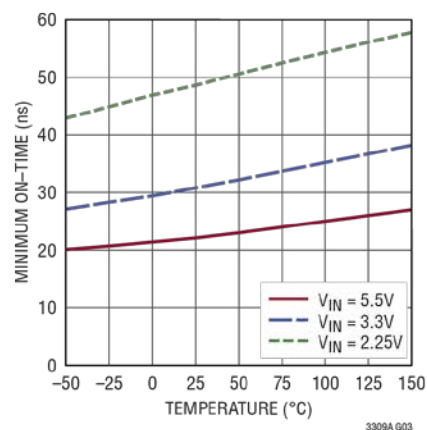
反馈电压



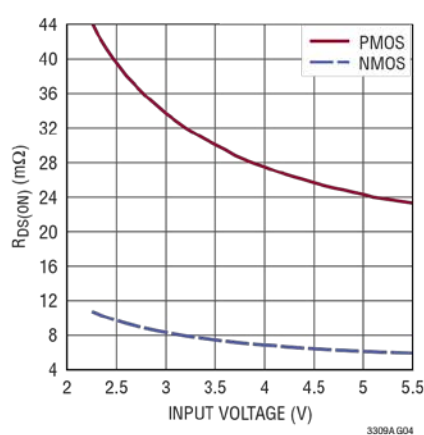
最小导通时间



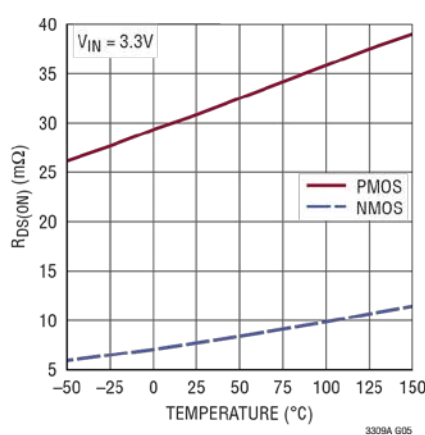
最小导通时间



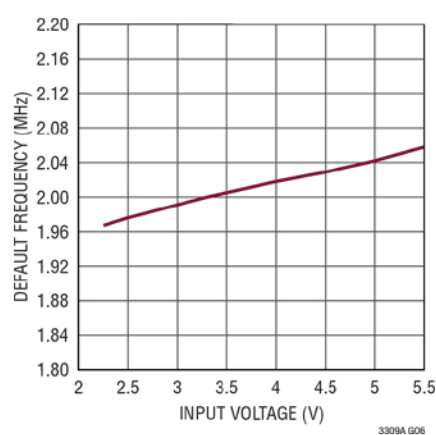
开关导通电阻



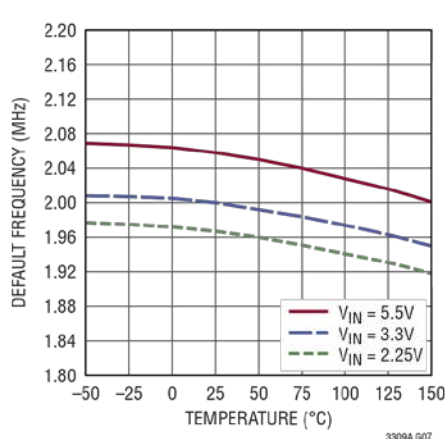
开关导通电阻



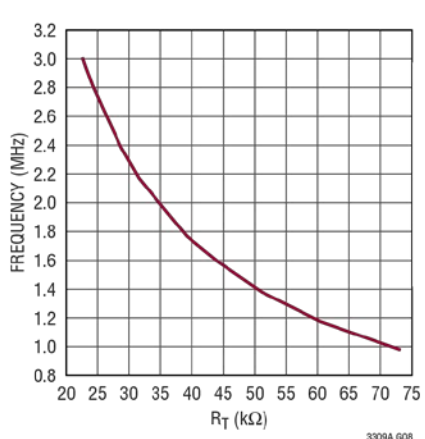
默认开关频率



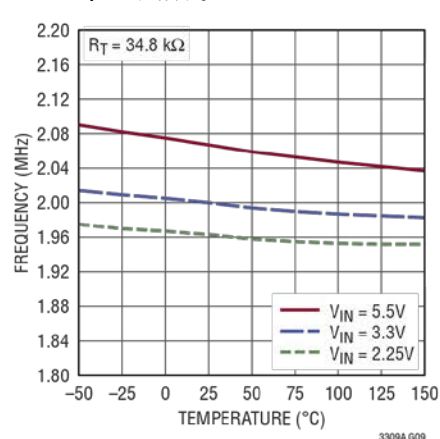
默认开关频率



开关频率



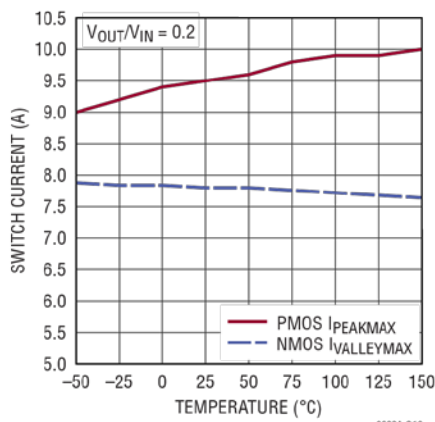
RT 开关频率



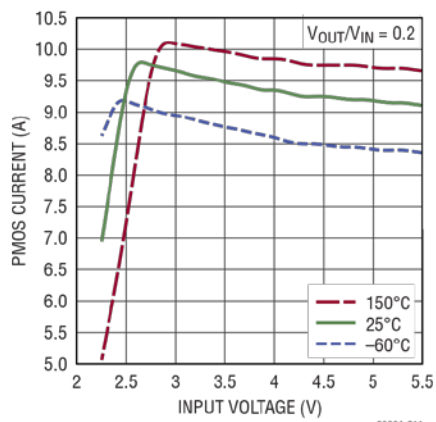
典型性能参数

除非另有说明, $V_{IN} = 3.3V$, $T_A = 25^\circ C$ 。

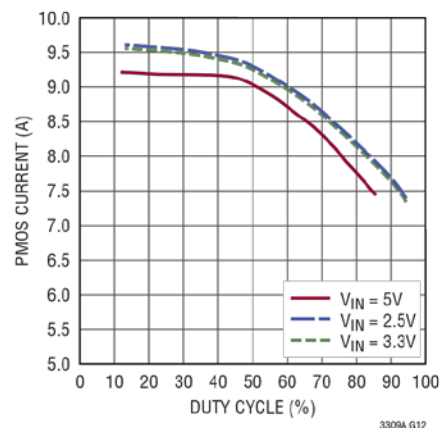
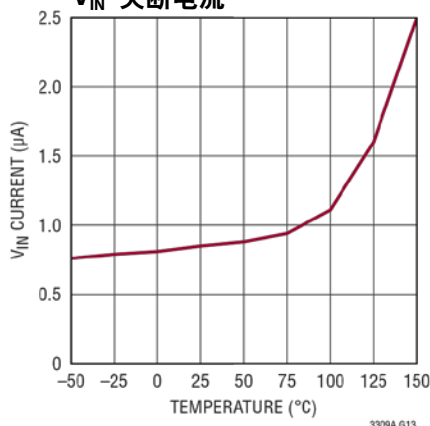
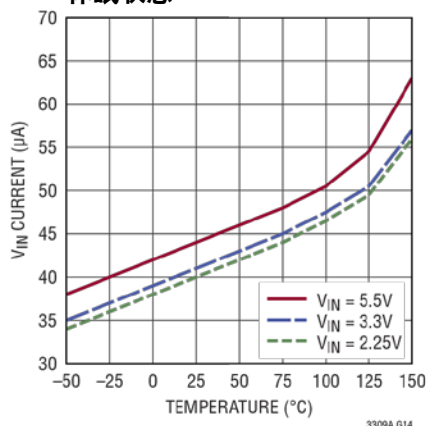
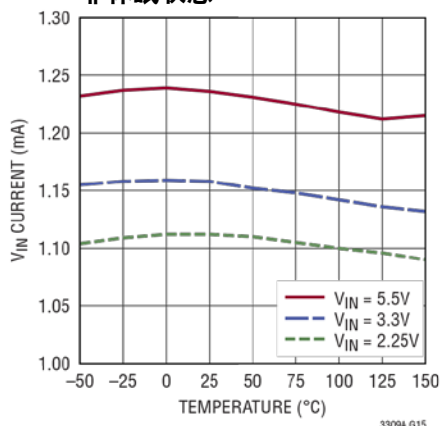
开关电流限值



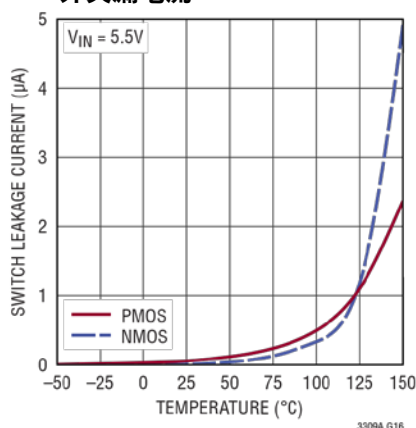
PMOS 电流限值



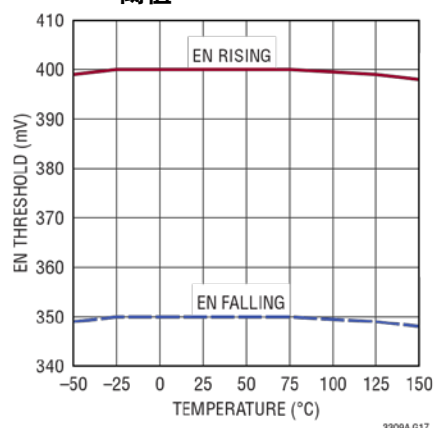
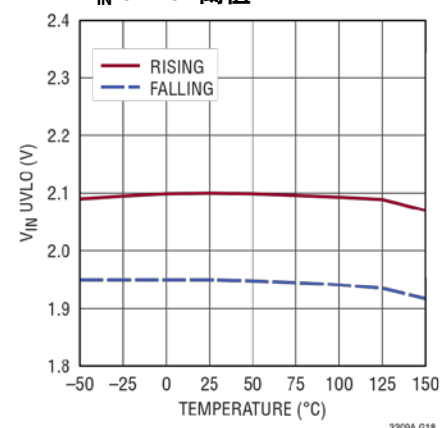
PMOS 电流限值

 V_{IN} 关断电流 V_{IN} 静态电流, 突发工作模式, 休眠状态 V_{IN} 静态电流, 所有模式, 非休眠状态

开关漏电流



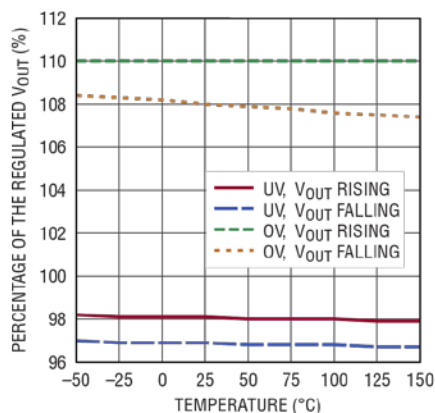
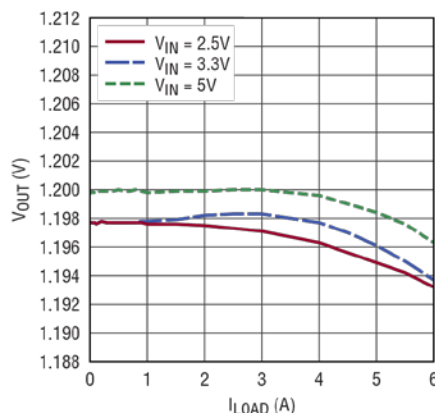
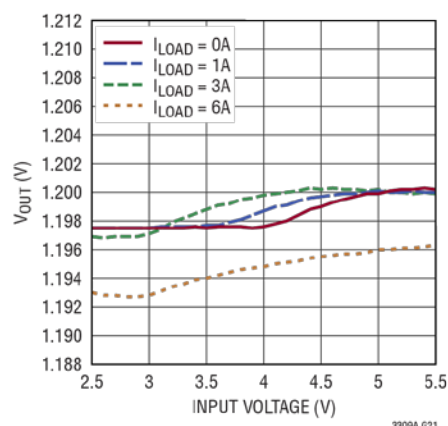
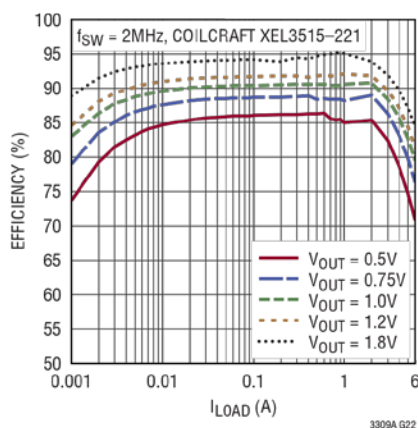
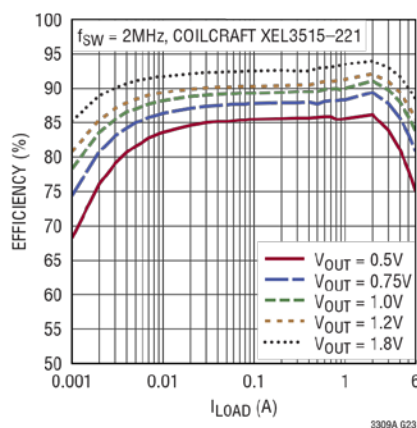
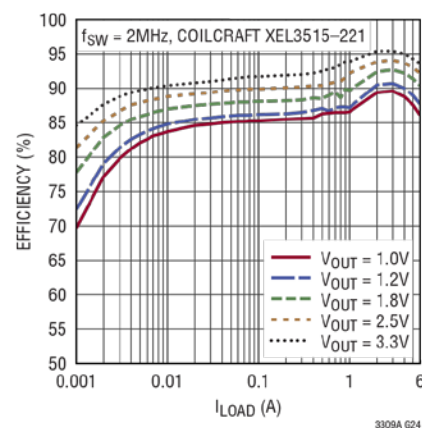
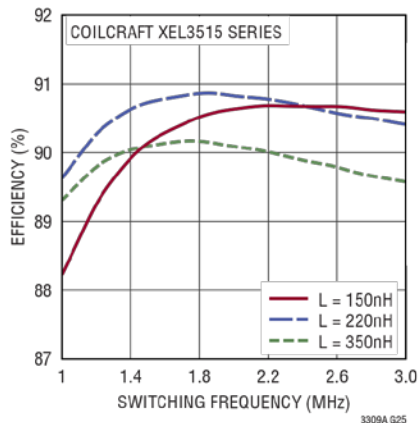
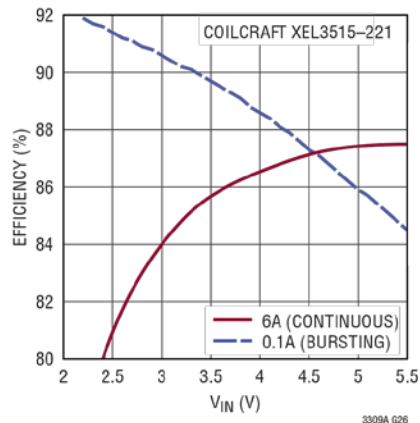
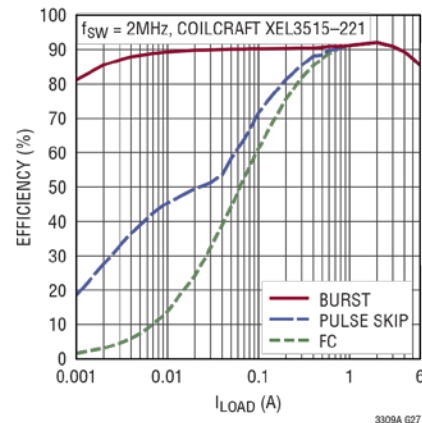
EN 阈值

 V_{IN} UVLO 阈值

典型性能参数

除非另有说明, $V_{IN} = 3.3V$, $T_A = 25^\circ C$ 。

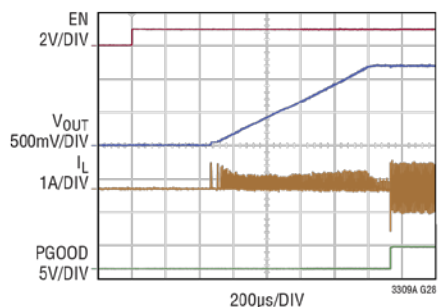
UV、OVPGOOD 阈值

 V_{OUT} 负载调整率,
 $V_{OUT} = 1.2V$ 应用 V_{OUT} 线路调整率,
 $V_{OUT} = 1.2V$ 应用效率, $V_{IN} = 2.5V$
突发工作模式效率, $V_{IN} = 3.3V$
突发工作模式效率, $V_{IN} = 5.0V$
突发工作模式效率与 f_{SW} 的关系,
 $3.3V_{IN}$ 转 $1.2V_{OUT}$, $I_{LOAD} = 3A$ 效率与 V_{IN} 的关系,
 $V_{OUT} = 1.2V$, $f_{SW} = 2MHz$,
突发工作模式效率与负载的关系,
 $3.3V$ 转 $1.2V$, $f_{SW} = 2MHz$ 

典型性能参数

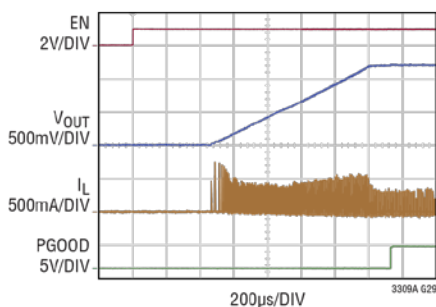
除非另有说明, $V_{IN} = 3.3V$, $T_A = 25^\circ C$ 。

启动波形
强制连续模式



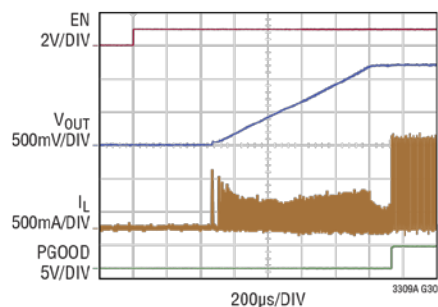
3.3V_{IN} to 1.2V_{OUT}, 2MHz TYPICAL APPLICATION
R_{LOAD} = 120Ω

启动波形
跳脉冲模式



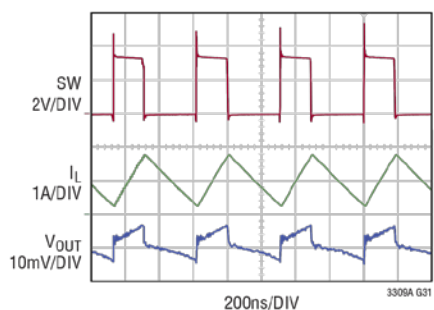
3.3V_{IN} to 1.2V_{OUT}, 2MHz TYPICAL APPLICATION
R_{LOAD} = 120Ω

启动波形
突发工作模式



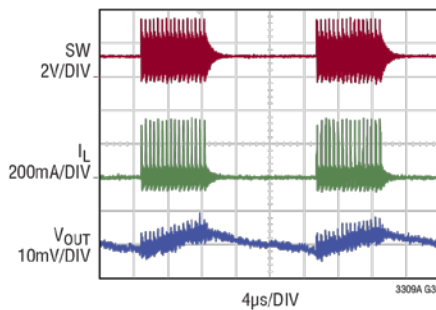
3.3V_{IN} to 1.2V_{OUT}, 2MHz TYPICAL APPLICATION
R_{LOAD} = 120Ω

开关波形, 强制连续模式



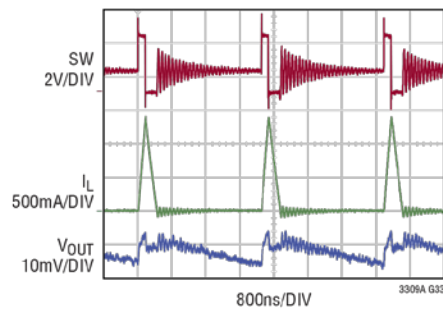
3.3V_{IN} to 1.2V_{OUT}, 2MHz TYPICAL APPLICATION
I_{LOAD} = 1A

开关波形, 跳脉冲模式



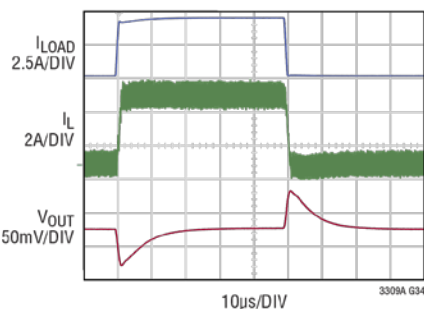
3.3V_{IN} to 1.2V_{OUT}, 2MHz TYPICAL APPLICATION
I_{LOAD} = 10mA

开关波形, 突发工作模式



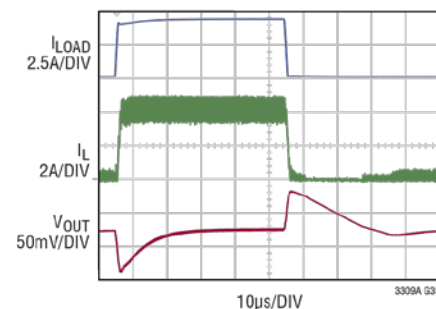
3.3V_{IN} to 1.2V_{OUT}, 2MHz TYPICAL APPLICATION
I_{LOAD} = 100mA

负载瞬态响应, 强制连续模式



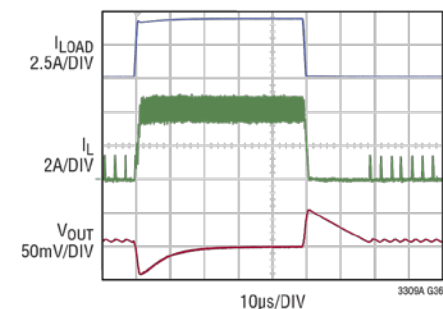
3.3V_{IN} to 1.2V_{OUT}, 2MHz TYPICAL APPLICATION
C_{OUT} = 66µF, L = 220nH
LOAD STEP: 0.1A TO 4.5A IN 1µs

负载瞬态响应, 跳脉冲模式



3.3V_{IN} to 1.2V_{OUT}, 2MHz TYPICAL APPLICATION
C_{OUT} = 66µF, L = 220nH
LOAD STEP: 0.1A TO 4.5A IN 1µs

负载瞬态响应, 突发工作模式



3.3V_{IN} to 1.2V_{OUT}, 2MHz TYPICAL APPLICATION
C_{OUT} = 66µF, L = 220nH
LOAD STEP: 0.1A TO 4.5A IN 1µs

引脚功能

AGND (引脚 1): AGND 引脚是输出电压远程接地检测引脚。AGND 引脚应直接连接到负载输出电容的负极。AGND 引脚也是内部模拟电路的接地基准。将一个小模拟旁路 0201 或 0402 陶瓷电容放置在尽可能靠近 V_{IN} (引脚 3) 和 AGND 引脚的地方。还应将 RT 和 FB 回路连接到 AGND。

EN (引脚 2): EN 引脚具有一个带迟滞的精密 IC 使能阈值。 V_{IN} 或其他电源的外部电阻分压器可用来设置该阈值, 低于该阈值时 LTC3309A 会关断。如果不需要精密阈值, 应将 EN 直接连接到 V_{IN} 。当 EN 引脚为低电平时, LTC3309A 进入低电流关断模式, 禁用所有内部电路。勿让此引脚浮空。

V_{IN} (引脚 3、8): V_{IN} 引脚为内部电路和顶端功率开关提供电流。用短而宽的走线将两个 V_{IN} 引脚连接在一起, 并通过尽可能靠近这些引脚的低 ESR 电容旁路至 PGND 和 AGND。

PGND (引脚 4、7, 裸露焊盘引脚 13): PGND 引脚是内部底端功率开关的返回路径。输入电容的负极应尽可能靠近并连接到 PGND 引脚。为了降低寄生电感和提高散热性能, 应将引脚 4 和引脚 7 连接到 LTC3309A 正下方的印刷电路板上的较大连续接地层。PGND 裸露焊盘是主要的电气和热通路, 应通过许多过孔连接到大 PCB 接地层。

SW (引脚 5、6): SW 引脚是内部功率开关的开关输出。通过短而宽的走线将这些引脚一起连接到电感。

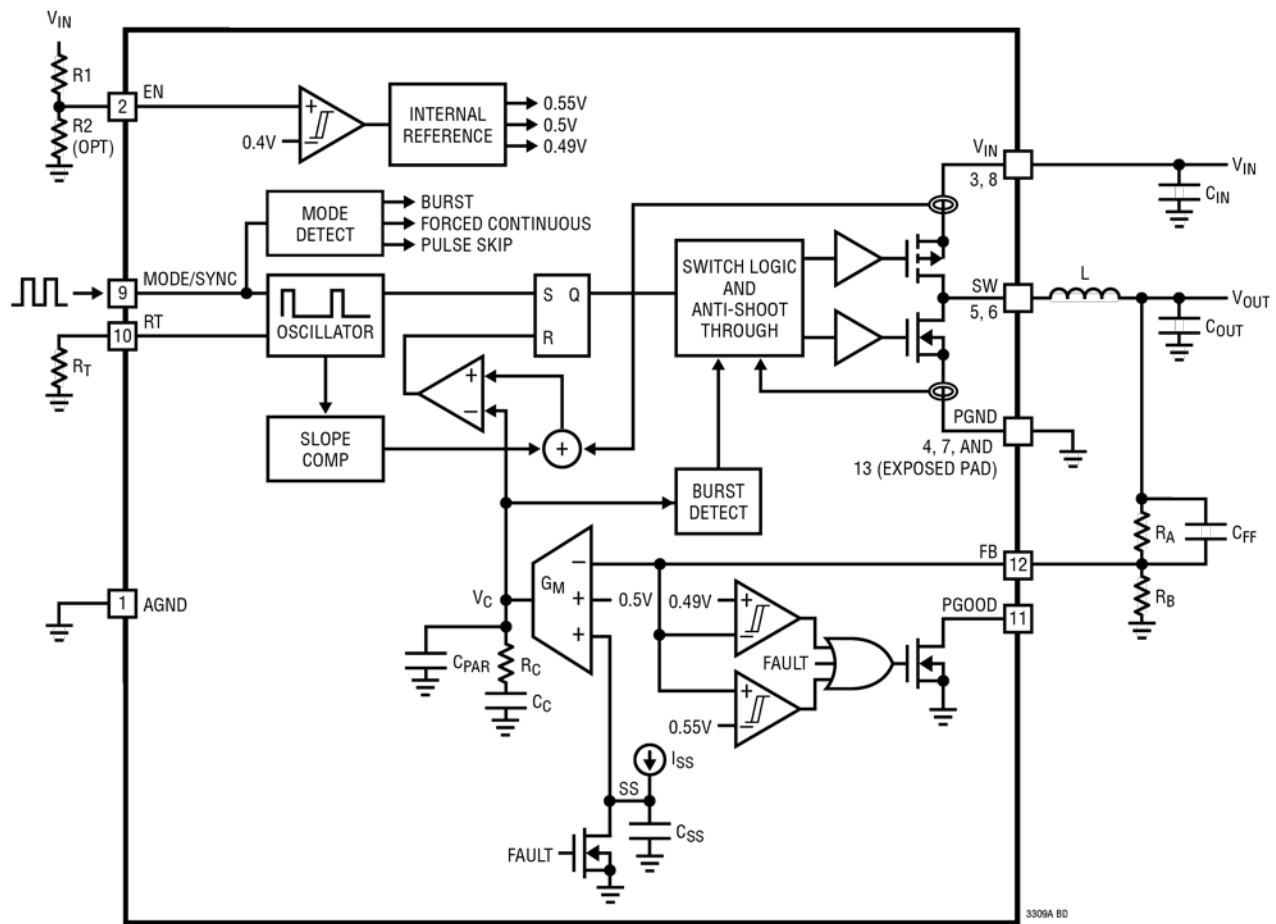
MODE/SYNC (引脚 9): MODE/SYNC 引脚是模式选择和外部时钟同步输入引脚。将此引脚接地, 可在轻负载下使能跳脉冲模式。为了在轻负载下实现更高效率, 应将此引脚连接到 V_{IN} 以使能低纹波突发工作模式。为了在宽负载范围内实现更快的瞬态响应、更低的噪声和全频工作, 应将此引脚浮空以使能强制连续模式。使用外部时钟驱动 MODE/SYNC, 可将该开关稳压器同步到所施加的频率。同步时, 器件以强制连续模式运行。斜率补偿自动适应外部时钟频率。没有外部时钟时, 开关频率由 RT 引脚决定。

RT (引脚 10): RT 引脚通过一个接 AGND 的外部电阻设置开关频率。如果该引脚连接到 V_{IN} , 降压器将以默认振荡器频率切换。如果外部时钟驱动 MODE/SYNC 引脚, 则忽略 RT 引脚。

PGOOD (引脚 11): PGOOD 引脚是内部电源良好比较器的开漏输出。当稳压输出电压降至 PGOOD 阈值以下或升至过压阈值以上时, 此引脚会被拉低。当 V_{IN} 高于 $V_{IN\ UVLO}$ 且器件处于关断状态时, 该引脚也会被拉低。

FB (引脚 12): 将该引脚连接到 V_{OUT} 和 AGND 之间的电阻分压器的中间节点, 可以设置输出电压并闭合控制环路。LTC3309A 将 FB 调节至 500mV (典型值)。连接在 FB 和 V_{OUT} 之间的相位超前电容可用于优化瞬态响应。

框图



3309A BD

操作

电压调整率

LTC3309A 是一款 5V、6A 单片式恒频峰值电流模式控制降压型 DC/DC 转换器。该同步降压开关稳压器在内部进行补偿, 仅需外部反馈电阻来设置输出电压。在每个时钟周期开始时, 一个内部振荡器 (其频率通过 RT 引脚上的电阻设置或同步到外部时钟) 接通内部顶端功率开关。电感中的电流逐渐增加, 直到触发顶部开关管电流比较器并关断顶部功率开关。引起顶部开关断开的峰值电感电流由内部 V_C 电压控制。通过比较 FB 引脚上的电压和内部 500mV 基准电压, 误差放大器调节 V_C 。当负载电流增加时, 反馈电压相对于基准电压降低, 导致误差放大器提升 V_C 电压, 直到电感平均电流与新的负载电流匹配为止。当顶部功率开关断开时, 同步整流功率开关管接通, 电感电流在时钟周期的余下时间里斜坡下降, 或者若是在跳脉冲或突发模式下, 电感电流会一直下降到零。如果过载状况导致过量电流流过底部开关, 则下一时钟周期将被跳过, 直至开关电流恢复到安全水平。

使能引脚具有精密 400mV 阈值, 通过电阻分压器将 EN 引脚连接到另一个降压器的输出, 可提供基于事件的上电时序控制。如果 EN 引脚为低电平, 器件将关断, 进入低静态电流状态。当 EN 引脚高于其阈值时, 就会使能开关稳压器。

LTC3309A 具有正向和反向电感电流限制、短路保护、输出过压保护、软启动 (在启动或从短路恢复期间可限制浪涌电流) 等特性。

模式选择

根据 MODE/SYNC 引脚的设置, LTC3309A 工作在三种不同模式: 跳脉冲模式 (当 MODE/SYNC 引脚设置为低电平时), 强制连续模式 (当 MODE/SYNC 引脚浮空时), 或突发工作模式 (当 MODE/SYNC 引脚设置为高电平时)。

在跳脉冲模式下, 振荡器连续工作, 正 SW 转换与时钟对齐。电感电流不能为负, 并且在轻负载期间, 会跳过一些开关脉冲以调节输出电压。

在强制连续模式下, 振荡器连续工作。顶部开关在每个周期都会导通, 在轻负载时允许电感电流反向以维持稳压。该模式允许降压器以固定频率运行, 输出纹波极小。在强制连续模式下, 如果电感电流达到 I_{LIMR} (流入 SW 引脚), 则在该周期的剩余时间里, 底部开关会断开以限制电流。

在突发工作模式下, 在轻负载时, 输出电容被充电至略高于其稳压点的电压。然后, 稳压器进入休眠状态, 在此期间输出电容提供负载电流。在休眠状态下, 稳压器的大部分电路都关断, 有助于节省输入功率。当输出电压降至其编程值以下时, 电路上电, 另一个突发周期开始。休眠时间随着负载电流的增加而缩短。在突发工作模式下, 稳压器在轻负载下以突发模式运行, 而在较高负载下则以恒频 PWM 模式工作。

操作

振荡器与外部时钟同步

将方波时钟信号施加于 MODE/SYNC 引脚，LTC3309A 的内部振荡器可以通过内部 PLL 电路与外部频率同步。

在同步期间，顶部功率开关的开通时刻锁定在外部频率源的上升沿。同步时，开关稳压器以强制连续模式运行。斜率补偿自动适应外部时钟频率。同步频率范围为 1MHz 至 3MHz。

在 MODE/SYNC 引脚的第一个上升沿检测到外部时钟后，内部 PLL 逐渐调整其工作频率，以与 MODE/SYNC 引脚上信号的频率和相位匹配。移除外部时钟后，LTC3309A 会在大约 10 μ s 内检测到外部时钟不存在。在此期间，PLL 将继续提供时钟周期。一旦检测到外部时钟被移除，振荡器就会将其工作频率逐渐调整到 RT 引脚设置的频率。

输出电源良好

当 LTC3309A 的输出电压在标称调节电压的 -2%/+10% 窗口以内时，认为输出电压良好，开漏 PGOOD 引脚变为高阻抗且通常通过外部电阻拉高。否则，内部下拉器件会将 PGOOD 引脚拉低。在如下故障状况下，PGOOD 引脚也会被拉低：EN 引脚为低电平、 V_{IN} 过低或热关断。为了滤除噪声和短时输出电压瞬变，下限阈值具有 1.2% 的迟滞，上限阈值具有 2% 的迟滞，并且二者均有内置的报告 PGOOD 的时间延迟，通常为 120 μ s。

输出过压保护

在输出过压事件期间，当 FB 引脚电压大于标称值的 110% 时，LTC3309A 顶部功率开关将断开。如果输出超出稳压范围的持续时间超过 120 μ s，PGOOD 引脚将被拉低。

在正常工作条件下不应发生输出过压事件。

过温保护

为防止 LTC3309A 及其周围元件受到热损坏，该器件集成了过温 (OT) 功能。当晶圆温度达到 165°C (典型值，未经测试) 时，该开关稳压器会关断，并保持关断状态，直到晶圆温度降至 160°C (典型值，未经测试)。

输出电压软启动

软启动输出可防止输入电源发生电流浪涌和/或输出电压过冲。在软启动期间，输出电压将按比例跟踪内部节点电压斜坡。发生故障时，有源下拉电路会使该内部节点放电。故障清除后，斜坡重启。启动软启动斜坡的故障情况包括：EN 引脚变为低电平、 V_{IN} 电压下降得过低或热关断。

压差操作

随着输入电源电压接近输出电压，占空比会朝着 100% 提高。电源电压的进一步降低会迫使主开关保持接通一个周期以上，最终达到 100% 的占空比。然后，输出电压将由输入电压减去内部 P 沟道 MOSFET 和电感上的直流压降来确定。

低电源运行

LTC3309A 的输入电源电压可低至 2.25V。低输入电源电压情况的一个重要考虑因素是内部功率开关的 $R_{DS(ON)}$ 增加。应在最低输入电压这个最差情况下计算 LTC3309A 的功耗和芯片结温。

输出短路保护和恢复

引起电流比较器关断顶部功率开关的峰值电感电流水平由内部 V_C 电压控制。当输出电流增加时，误差放大器会提升 V_C ，直到电感平均电流与负载电流匹配。LTC3309A 会箝位最大 V_C 电压，从而限制峰值电感电流。

当输出短接至地，在底部功率开关接通时，电感电流非常缓慢地衰减，因为电感两端的电压很低。为使电感电流受控，应再对电感电流的谷值施加一个限制（第二限值）。在周期结束时，如果测得的流过底部功率开关的电感电流仍然大于 $I_{VALLEYMAX}$ ，则顶部功率开关保持断开状态。后续开关周期将被跳过，直到电感电流降至 $I_{VALLEYMAX}$ 以下。

如果 V_{FB} 下降到比稳压值低约 100mV 还多，则从输出短路恢复可能需要一个软启动周期。在这种恢复过程中， V_{FB} 会快速充电该约 100mV 的幅度，然后开始软启动斜坡，直至达到稳压为止。

应用信息

请参考框图。

输出电压和反馈网络

输出电压通过输出端和 FB 引脚之间的电阻分压器进行编程。根据以下因素选择电阻值：

$$R_A = R_B \left(\frac{V_{OUT}}{500mV} - 1 \right) \quad (1)$$

如图 1 所示：

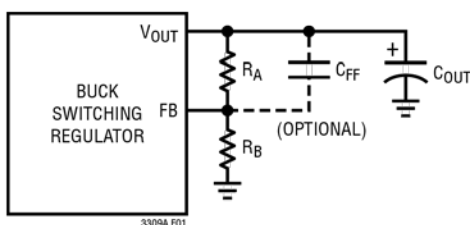


图 1. 反馈电阻网络

器件位号参见框图。 R_B 的典型值范围为 40kΩ 至 400kΩ。建议使用 0.1% 电阻以保持输出电压精度。降压调节器的瞬态响应可通过可选的相位超前电容 C_{FF} 来改善，此电容有助于消除反馈电阻和 FB 引脚的输入电容所产生的极点。用 2pF 至 22pF 的电容值进行实验，改善瞬态响应。典型应用电路使用的值是很好的出发点。

工作频率选择和权衡

工作频率的选择是权衡效率、元件大小、瞬态响应和输入电压范围的结果。

高频工作的优点是可以使用较小的电感和电容值。开关频率越高，控制环路带宽越高，因此瞬态响应越快。高开关频率有两个缺点：一是效率较低，原因是开关损耗会增加；二是输入电压范围较小，原因是开关最小导通时间存在限制。

应用信息

降压调节器的最小导通时间决定了最小工作占空比。给定应用的最高开关频率 ($f_{\text{SW(MAX)}}$) 可以计算如下:

$$f_{\text{SW(MAX)}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{t_{\text{ON(MIN)}} \cdot V_{\text{IN(MAX)}}} \quad (2)$$

其中, $V_{\text{IN(MAX)}}$ 为最大输入电压, V_{OUT} 为输出电压, $t_{\text{ON(MIN)}}$ 为顶部开关最小导通时间。该式表明, $V_{\text{IN(MAX)}}/V_{\text{OUT}}$ 比值较高时, 须选择较低的开关频率。

LTC3309A 能以 100% 的最大占空比工作, V_{IN} 至 V_{OUT} 压差受顶部开关的 $R_{\text{DS(ON)}}$ 、电感 DCR 和负载电流限制。

设置开关频率

LTC3309A 采用恒定频率、峰值电流模式控制架构。设置开关频率有三种方法。

第一种方法是将在 R_T 引脚连接到 V_{IN} , 从而将开关频率设置为内部默认值, 其标称值为 2MHz。

第二种方法是利用一个从 R_T 引脚连接到地的电阻 (R_T)。频率的可编程范围是从 1MHz 到 3MHz。表 1 和式 3 显示了开关频率与所需 R_T 值的对应关系。

$$R_T = \frac{73.4}{f_{\text{SW}}} - 1.9 \quad (3)$$

其中, R_T 以 $k\Omega$ 为单位, f_{SW} 为期望开关频率, 单位为 MHz, 范围是 1MHz 至 3MHz。

表 1. R_T 值与开关频率

f_{SW} (MHz)	R_T (k Ω)
1.0	71.5
1.2	59.0
1.4	49.9
1.6	43.2
1.8	38.3
2.0	34.8
2.2	30.9
2.4	28.7
2.6	26.1
2.8	24.3
3.0	22.6

设置开关频率的第三种方法是让内部 PLL 电路与施加于 MODE/SYNC 引脚的外部方波时钟同步。同步频率范围为 1MHz 至 3MHz。方波幅度的谷值应低于 0.4V, 峰值应高于 1.2V。高和低脉冲宽度均应至少为 40ns。

电感选择和最大输出电流

选择电感需考虑的事项包括电感值、RMS 电流额定值、饱和电流额定值、DCR 和磁芯损耗。

根据下式选择电感值:

$$L \geq \frac{V_{\text{OUT}}}{1.8A \cdot f_{\text{SW}}} \cdot \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN(MAX)}}}\right) \text{ for } \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN(MAX)}}} \leq 0.5 \quad (4)$$

$$L \geq \frac{0.25 \cdot V_{\text{IN(MAX)}}}{1.8A \cdot f_{\text{SW}}} \text{ for } \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN(MAX)}}} > 0.5 \quad (5)$$

其中, f_{SW} 为开关频率, $V_{\text{IN(MAX)}}$ 为最大输入电压。

为避免电感过热, 应选择 RMS 电流额定值大于应用的最大预期输出负载的电感。需要考虑过载和短路情况。

应用信息

此外，应确保电感的饱和电流额定值（通常用 I_{SAT} 表示）高于最大预期负载电流加上电感纹波电流的一半：

$$I_{SAT} > I_{LOAD(MAX)} + \frac{1}{2} \Delta I_L \quad (6)$$

其中， $I_{LOAD(MAX)}$ 为给定应用的最大输出负载电流， ΔI_L 为电感纹波电流，其计算公式如下：

$$\Delta I_L = \frac{V_{OUT}}{L \cdot f_{SW}} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \quad (7)$$

更为保守的选择是使用一个 I_{SAT} 额定值高于 LTC3309A 最大电流限值的电感。

为了保持高效率，应选择串联电阻 (DCR) 最低的电感。磁芯材料应当是适合高频应用的材料。表 2 列出了几家制造商的推荐电感。

表 2. 推荐电感及典型规格

电感 (nH)	I_{TEMP} (A)*	I_{SAT} (A)	DCR (mΩ)	W×L×H (mm)	制造厂商	制造厂商产品型号
220-560	9.3-5.1	9.3-6.7	9.5-18.7	3.0×3.0×1.2	Vishay	IHLP-1212AB-11
330	5.2	6.8	16	2.7×2.2×1.0	Sumida	252010CDMCCDS-R33MC
330, 470	6.0, 4.9	8.5, 6.7	14, 23	2.5×2.0×1.2	Murata	DFE252012F
330	5.6	7.6	16	2.5×2.0×1.0	Murata	DFE252010F-R33M
330	6.4	7.5	14	2.5×2.0×1.2	Cyntec	HMLQ25201B-R33MSR-87
330	5.5	7.3	16	2.5×2.0×1.0	Cyntec	HMLQ25201T-R33MSR
330	5.5	8.3	14	3.0×3.0×2.0	Würth Elektronik	744383360033
250	5.5	12	10	3.2×2.5×1.5	Würth Elektronik	74479290125
240	6	9.5	18	2.5×2.0×1.0	NIC	NPIM20LP
240	6.5	7.5	15	2.0×1.6×1.0	NIC	NPIM26LP
240	5.2	6.5	19	2.2×1.8×1.0	Sumida	201610CDMCCDS-R24MC
240	6	7.8	13	2.0×1.6×1.2	Murata	DFE201612E-R24M
240	5.5	7	16	2.0×1.6×1.0	Murata	DFE201610E-R24M
220	5.9	7.0	9.4	2.5×2.0×1.0	Cyntec	HMLB25201T-R22MSR-01
220	7.4	7.1	8.4	2.5×2.0×1.2	Vishay	IHHP1008ABERR22M01
220	8.0	7.0	13 (最大值)	2.5×2.0×1.2	XFRMS	XFHCLY3LT-R22M
72-560	23.6-8.1	16.0-6.5	2.85-21.5	3.2×3.5×1.5	Coilcraft	XEL3515
110	6.3	11	8	2.0×1.2×1.0	Murata	DFE201210S-R11M
100	7.7	12.8	9	2.5×2.0×1.2	Cyntec	VCTA25201B-R10MSG-87
100	11.5	12.9	7.35	3.3×3.3×1.0	Vishay	IHLP1212AZEER10M5A
100	6	11	6	2.5×2.0×2.0	XFRMS	XF2520A-R10M

*严格取决于 PCB 的热特性

应用信息

输入电容

为实现最佳性能,应使用至少两个陶瓷电容旁路 LTC3309A 的输入;这些电容应靠近器件,每侧一个,从 V_{IN} 连接到 PGND。这些电容的尺寸应为 0603 或 0805。也可以将更小的可选 0201 电容尽可能靠近 LTC3309A 放置,直接放在从 V_{IN} (引脚 3) 和 PGND (引脚 4) 引出的走线上以及从 V_{IN} (引脚 8) 和 PGND (引脚 7) 引出的走线上,以获得更好的性能,而应用占位面积的增加却极小(如果有的话)。详情见布局部分。建议使用 X7R 或 X5R 电容,以在温度和输入电压的变化范围内获得最佳性能(参见表 3)。请注意,当使用较低开关频率时,需要较大的输入电容。如果输入电源具有高阻抗,或者因为长导线或电缆而存在明显的电感,则可能需要额外的体电容。这可以通过电解电容来提供。

陶瓷输入电容与走线或电缆电感相结合,形成高质量(欠阻尼)储能电路。如果将 LTC3309A 电路插入带电电源,输入电压可能振铃到其标称值的两倍,超过 LTC3309A 的电压额定值。这种情况很容易避免(参见应用笔记 AN88)。

表 3. 陶瓷电容制造商

供应商	URL
AVX	www.avxcorp.com
Murata	www.murata.com
TDK	www.tdk.com
Taiyo Yuden	www.t-yuden.com
Samsung	www.samsungsem.com
Würth Elektronik	www.we-online.com

输出电容、输出纹波和瞬态响应

输出电容有两个基本功能。一是与电感一起,对 LTC3309A 在 SW 引脚生成的方波进行滤波,以产生直流输出。在此过程中,输出电容决定输出纹波;因此,开关频率对应的阻抗较低很重要。第二个功能是储存能量以满足瞬态负载需要并

稳定 LTC3309A 的控制环路。LTC3309A 内置补偿功能,设计以高带宽工作,具有快速瞬态响应能力。 C_{OUT} 的选择会影响系统的带宽,但瞬态响应也会受到 V_{OUT} 、 V_{IN} 、 f_{SW} 和其他因素的影响。通过下式近似计算的输出电容值是一个很好的起点值:

$$C_{OUT} = 20 \cdot \frac{I_{MAX}}{f_{SW}} \sqrt{\frac{0.5}{V_{OUT}}} \quad (8)$$

其中, C_{OUT} 为建议的输出电容值,单位为 μF ; f_{SW} 为开关频率,单位为 MHz; $I_{MAX} = 6A$ 为额定输出电流,单位为安培; V_{OUT} 单位为伏特。

使用较低的输出电容值可节省空间和成本,但瞬态性能会受到影响,必须验证环路稳定性。

陶瓷电容具有非常低的等效串联电阻(ESR),可提供最佳的输出纹波和瞬态性能。应使用 X5R 或 X7R 陶瓷电容(参见表 3)。使用低 ESL 倒几何或三端子陶瓷电容可以获得更好的输出纹波和瞬态性能。

在负载阶跃期间,输出电容必须立即提供电流以支持负载,直至反馈环路将开关电流增加到足以支持负载为止。反馈环路响应所需的时间取决于补偿元件和输出电容的大小。通常需要 3 到 4 个周期来响应负载阶跃,但只有在第一个周期中输出才会线性下降。尽管受 V_{OUT} 、 V_{IN} 、 f_{SW} 、 $t_{ON(MIN)}$ 、输出电容的等效串联电感(ESL)和其他因素的影响,但输出压降 V_{DROOP} 通常约为第一个周期的线性压降的 3 倍:

$$V_{DROOP} = \frac{3 \cdot \Delta I_{OUT}}{C_{OUT} \cdot f_{SW}} \quad (9)$$

其中, ΔI_{OUT} 为负载阶跃。

应用信息

使用更高的 C_{OUT} ，以及/或者在 V_{OUT} 和 FB 之间添加前馈电容 C_{FF} ，可以改善瞬态性能和控制环路稳定性。电容 C_{FF} 通过创建高频零点来提供相位超前补偿，从而改善相位裕量和高频响应。典型应用电路使用的值是很好的出发点。LTpowerCAD® 是一款很有用的工具，可帮助优化 C_{FF} 和 C_{OUT} 以获得所需的瞬态性能。

施加负载瞬态并监视系统响应，或使用网络分析仪测量实际环路响应，是以实验方式验证瞬态性能和控制环路稳定性，以及优化 C_{FF} 和 C_{OUT} 的两种方法。

当使用负载瞬态响应方法稳定控制环路时，应施加一个输出电流脉冲，其为满载电流的 20% 至 100%，且上升时间非常快。这将在输出电压上产生瞬态。监视 V_{OUT} 是否过冲或振铃，若有则表明可能存在稳定性问题（参见应用笔记 AN149）。

输出电压检测

LTC3309A AGND 引脚是内部模拟电路（包括带隙基准电压源）的接地基准。要实现良好的负载调整性能，须将 AGND 引脚连接到负载的输出电容 (C_{OUT}) 的负极。高电流电源接地返回路径中的任何下降都会得到补偿。AGND 节点承载的电流非常小，因此可以使用最小尺寸的走线。将一个小模拟旁路 0201 或 0402 陶瓷电容尽可能靠近 LTC3309A 放置，直接放在从 V_{IN} (引脚 3) 和 AGND 引脚引出的走线上。所有信号元件，如 FB 电阻分压器和 R_T 电阻等，都应以 AGND 节点为基准。更多信息请参见 PCB 布局示例。

使能阈值编程

LTC3309A 具有精密阈值使能引脚，用于使能或禁用切换。驱动为低电平时，器件进入低电流关断模式。

EN 比较器的上升阈值为 400mV，具有 50mV 的迟滞。如果不使用关断特性，可将 EN 引脚连接到 V_{IN} 。在 V_{IN} 和 EN 之间添加一个电阻分压器，使得 LTC3309A 仅在 V_{IN} 高于所需电压时调节输出（参见图 2）。通常，该阈值 $V_{IN(EN)}$ 用在输入电源电流受限或具有相对较高源电阻的情况下。开关稳压器从输入源获取近乎恒定的功率，因此源电流随着源电压的下降而增加。这在输入源看来像是一个负电阻负载，可能导致输入源在低电压情况下限流或锁存低电平。 $V_{IN(EN)}$ 阈值防止稳压器在可能发生问题的电源电压下工作。要调整该阈值，可以设置 R1 和 R2 值，使之满足以下等式：

$$V_{IN(EN)} = \left(\frac{R1}{R2} + 1 \right) \cdot 400mV \quad (10)$$

如图 2 所示：

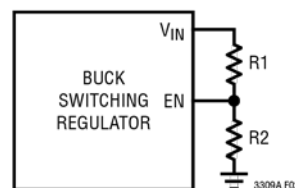


图 2. EN 分压器

LTC3309A 将保持关断状态，直到 V_{IN} 高于 $V_{IN(EN)}$ 。降压调节器将保持使能状态，直到 V_{IN} 降至 $0.875 \cdot V_{IN(EN)}$ 且 EN 为 350mV。

或者在上游稳压器的输出端与 LTC3309A 的 EN 引脚之间使用一个电阻分压器，以提供基于事件的上电时序控制，当上游稳压器的输出达到预定电平（例如稳压输出的 90%）时使能 LTC3309A。将公式 10 中的 $V_{IN(EN)}$ 替换为该预定电平。

应用信息

低 EMI PCB 布局

LTC3309A 专门设计用来最大限度地降低 EMI/EMC 辐射，并在高频切换时最大限度地提高效率和改善瞬态响应。

建议 PCB 布局参见图 3。

为了获得最佳性能，LTC3309A 要求两个输入电源 V_{IN} 引脚（引脚 3、8）各有一个本地去耦电容，其接地端子直接焊接到靠近 PGND 引脚（引脚 4、7）的顶层的接地平面上。这些电容将交流电流提供给内部功率 MOSFET 及其驱动器。 V_{IN} 和 PGND 引脚以及输入电容中有较大开关电流流过。输入电容形成的环路应尽可能小，并且电容应放置在 V_{IN} 和 PGND 引脚附近。小外壳尺寸的电容（例如 0603）最理想，因为其寄生电感极低。甚至可以在相应的 V_{IN} 和

PGND 引脚旁边放置额外的更小 0201 电容，以实现更好的性能，而应用占位面积的增加却极小（如果有的话）。此外，在应用电路下方最靠近表层的相邻层上放置局部的、不间断的接地平面。

AGND 去耦也非常重要。将一个小模拟旁路 0201 或 0402 电容尽可能靠近 LTC3309A 放置，直接放在从 V_{IN} （引脚 3）和 AGND（引脚 1）引出的走线上。

将电感放在电路板的同一侧。将 SW 引脚（引脚 5、6）连接到电感的走线应尽可能短，以减少辐射 EMI 和寄生耦合。

FB 和 RT 节点应较小，并且远离高噪声 SW 节点或屏蔽起来。

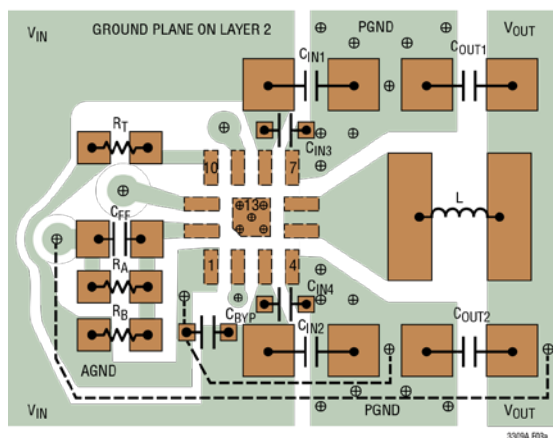


图 3a. LTC3309A 小尺寸解决方案的推荐 PCB 布局

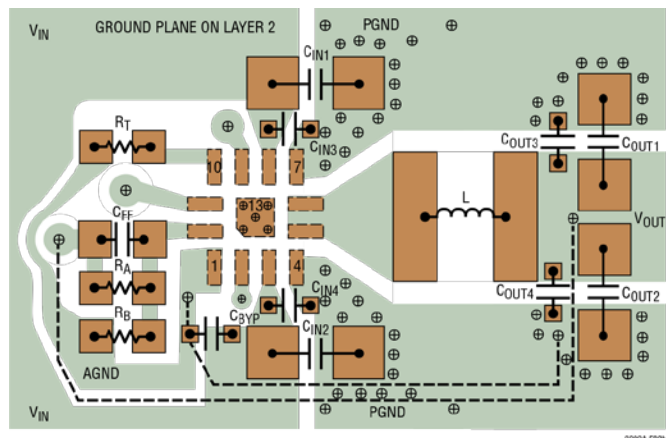


图 3b. LTC3309A 的推荐 PCB 布局，电容 C_{OUT1} 和 C_{OUT2} 旋转了 90° 以减小高频输出纹波。可选 0201 电容 C_{OUT3} 和 C_{OUT4} 进一步改善了高频输出纹波。

应用信息

高温考虑

应注意 PCB 的布局布线，确保 LTC3309A 具有良好的散热性能。将封装底部的裸露焊盘（引脚 13）连接到应用电路下方最靠近表面层的该层的大且不间断的接地平面。放置许多过孔以使热阻抗和电阻抗最小。将 PGND 引脚（引脚 4、7）直接焊接到顶层上的接地平面。通过许多热过孔将顶层接地平面连接到较低层的接地平面。这些层会将 LTC3309A 产生的热量散发出去。图 4 是带有裸露焊盘的散热增强型 LQFN 封装的简化热示意图，其中标示了硅芯片和热指标。电流源表示芯片的功率损耗 P_D ；节点电压代表温度；电阻抗表示传热热阻 $\theta_{JCBOTTOM}$ 、 θ_{JCTOP} 、 θ_{VIA} 、 θ_{CB} 及对流热阻 θ_{BA} 和 θ_{CA} 。结温 T_J 根据环境温度 T_A 计算得出：

$$T_J = T_A + P_D \cdot \theta_{JA} \quad (11)$$

其中，忽略 $\theta_{JCTOP} + \theta_{CA}$ 路径：

$$\theta_{JA} \approx \theta_{JCBOTTOM} + \left(\frac{\theta_{CB} + \theta_{BA}}{2} \right) \parallel \left(\frac{\theta_{CB} + \theta_{BA}}{2} + \theta_{VIA} \right) \quad (12)$$

其中 $\theta_{JCBOTTOM} = 8.6^\circ\text{C/W}$ 。“引脚配置”部分中报告的 $\theta_{JA} = 51^\circ\text{C/W}$ 值对应于 JEDEC 标准 2S2P 测试 PCB，该 PCB 没有良好的热过孔，即 θ_{VIA} 相对较高。假设 $\theta_{VIA} \sim (\theta_{CB} + \theta_{BA})/2$ ，这有点随意但并非不合理，那么对于这种板，我们

反算 $(\theta_{CB} + \theta_{BA})/2 = \theta_{VIA} \approx 60^\circ\text{C/W}$ 。一旦我们观测到，如果测试 PCB 具有低热阻过孔， θ_{JA} 将降低多达 10°C/W ，改善幅度达 20%，热过孔的重要性便显而易见。同样，如果封装的 $\theta_{JCBOTTOM}$ 值较低，则具有更多、更大、不间断且更高铜重量的接地平面会改善 $\theta_{CB} + \theta_{BA}$ ，这对 θ_{JA} 大有好处。有关热过孔和焊接模板的正确尺寸和布局，请参见应用笔记“散热增强型引线塑料封装应用笔记”。当环境温度接近最大结温额定值时，最大负载电流应减额。为了估算 LTC3309A 的功耗，可以根据效率测量计算总功率损耗，然后减去电感损耗。

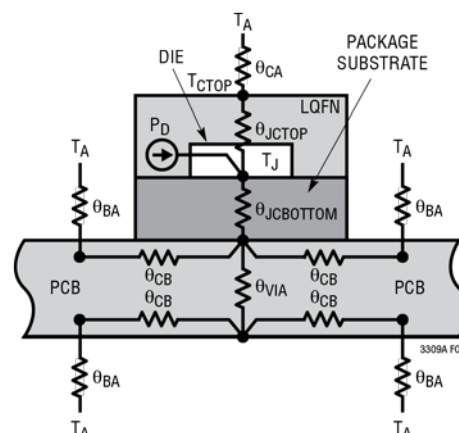


图 4. 带热过孔的多层 PCB 充当散热器

$V_{IN} = 3.0V \text{ TO } 5.5V$

$V_{OUT} = 1.8V$
6A

10µF, 1µF 0201, 1.3M, 200k, 71.5k, 470nH, 15pF, 261k, 100k, 68µF x2, 10nF, 1M, 3309A TA02

LTC3309A

EN, V_{IN}, V_{IN}, SW, SW, VFB, MODE/SYNC, AGND, RT, PGND, PGOOD

$f_{osc} = 1MHz$

$V_{IN} = 2.25V \text{ TO } 5.5V$

$V_{OUT} = 1.2V$
6A

LTC3309A

EN V_{IN} V_{IN} SW SW

MODE/SYNC

RT

PGND PGOOD

$f_{osc} = 3MHz$

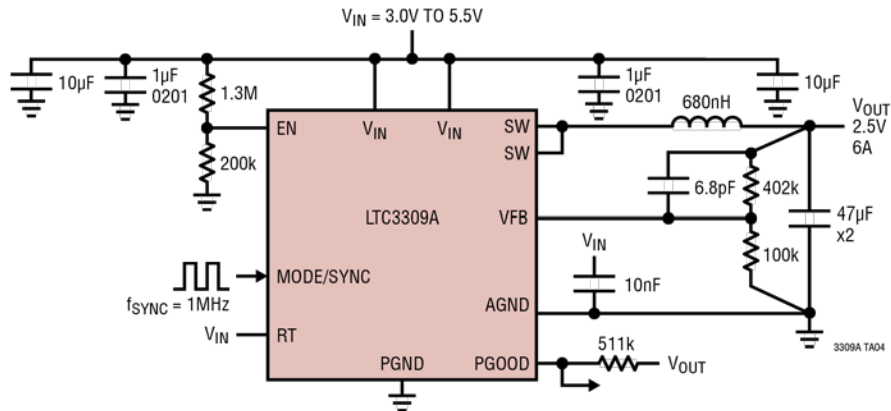
10µF 1µF 0201 150nH 10pF 140k 100k 22µF x2 1M V_{IN}

AGND

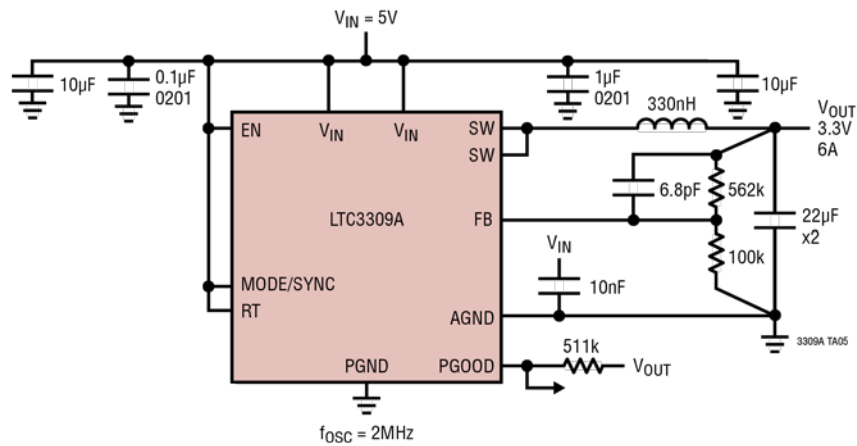
10nF

3309A TA03

典型应用

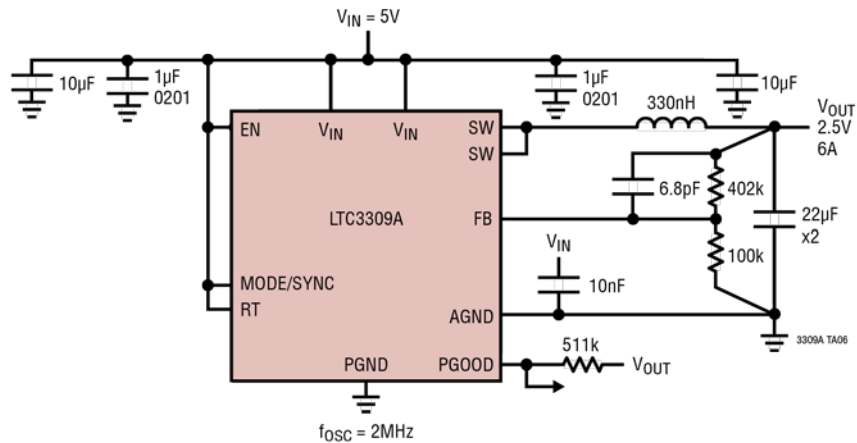
 V_{IN} UVLO 3.0V, 2.5V, 6A, 同步至 1MHz

高效率, 2MHz, 6A, 5V 转 3.3V

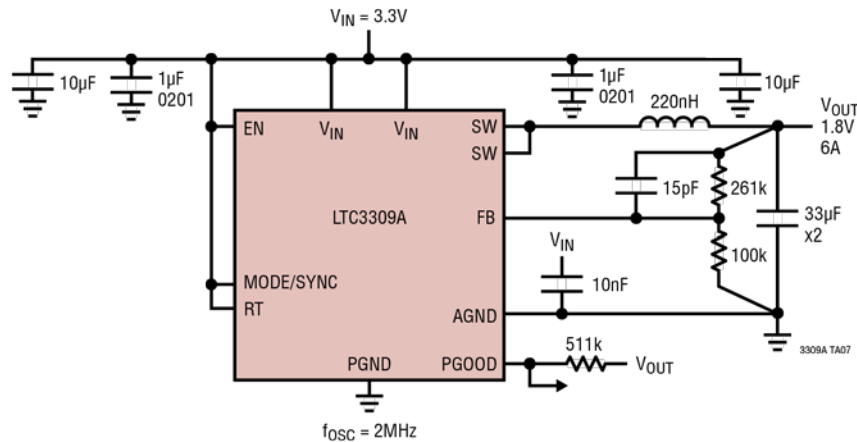


典型应用

高效率, 2MHz, 6A, 5V 转 2.5V

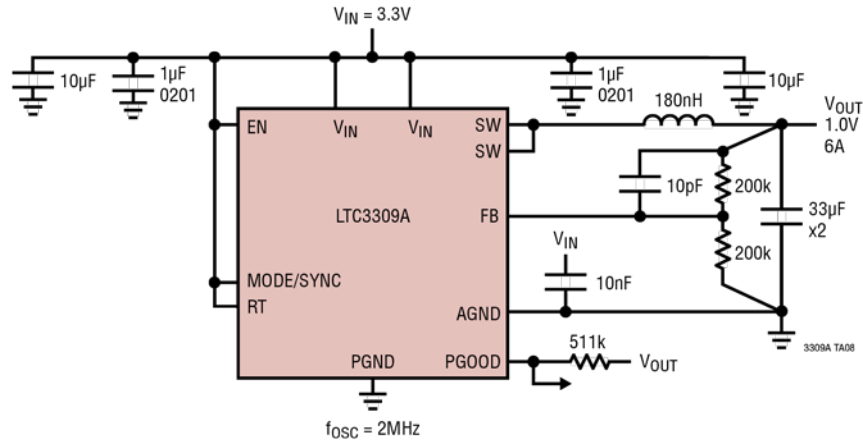


高效率, 2MHz, 6A, 3.3V 转 1.8V

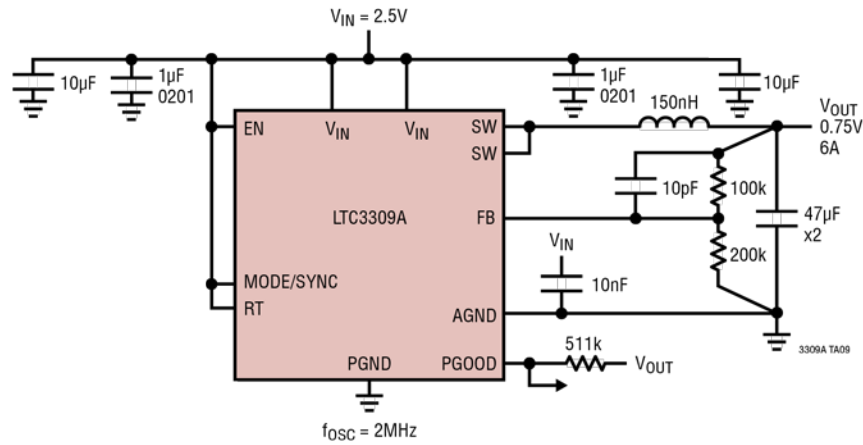


典型应用

高效率, 2MHz, 6A, 3.3V 转 1.0V

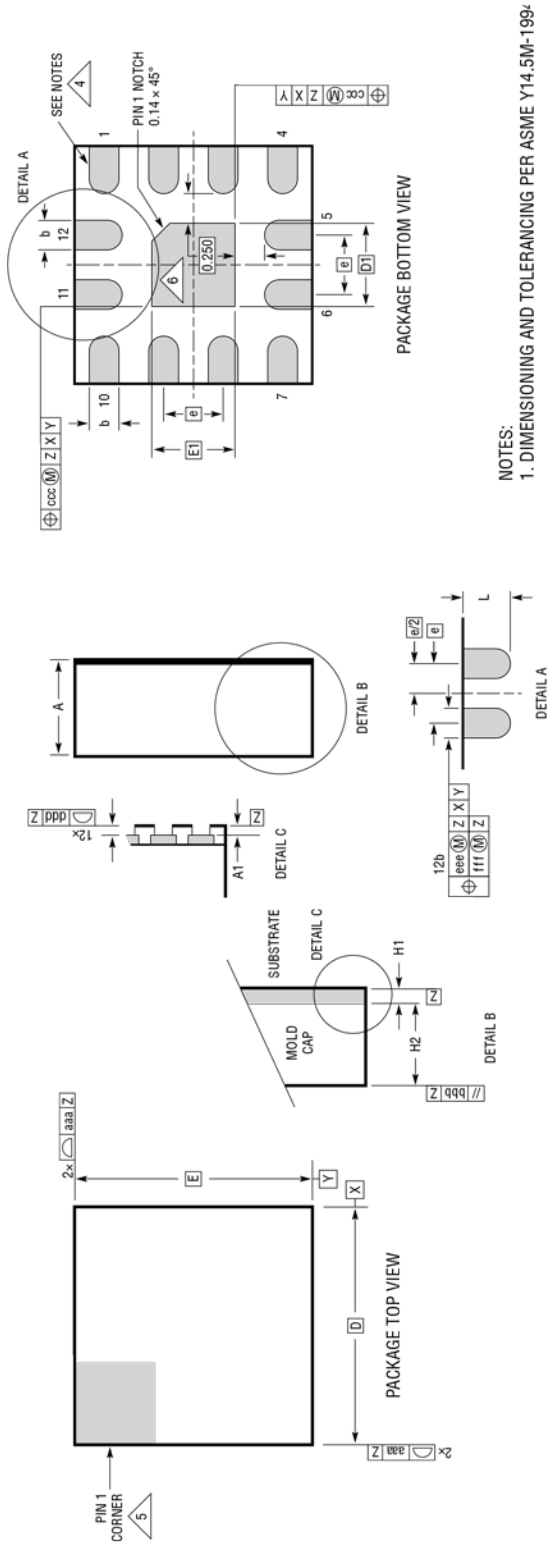


高效率, 2MHz, 6A, 2.5V 转 0.75V



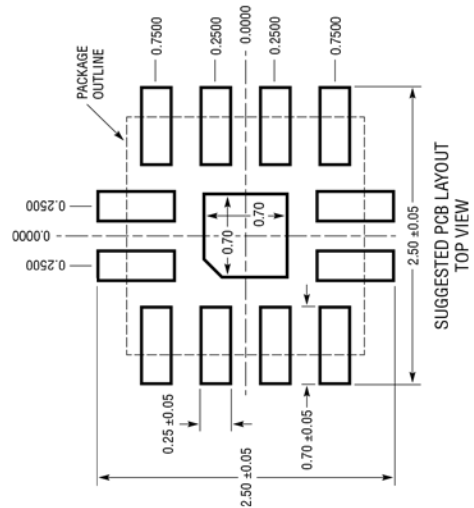
封装说明

LQFN 封装
12 引脚 (2mm × 2mm × 0.74mm)
(参考 LTC DWG # 05-08-1530 Rev B)



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ASME Y14.5M-1994
 2. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
 3. PRIMARY DATUM - Z - IS SEATING PLANE
 4. METAL FEATURES UNDER THE SOLDER MASK OPENING N SO AS NOT TO OBSCURE THESE TERMINALS AND HEAT F
 5. DETAILS OF PIN 1 IDENTIFIER ARE OPTIONAL, BUT MUST LOCATED WITHIN THE ZONE INDICATED. THE PIN 1 IDENT MAY BE EITHER A MOLD OR MARKED FEATURE
 6. THE EXPOSED HEAT FEATURE MAY HAVE OPTIONAL CORN

DIMENSIONS				
SYMBOL	MIN	NOM	MAX	NOTES
A	0.65	0.74	0.83	
A1	0.01	0.02	0.03	
L	0.30	0.40	0.50	
b	0.22	0.25	0.28	
D		2.00		
E		2.00		
D1		0.70		
E1		0.70		
e		0.50		
H1		0.24 REF		SUBSTRATE THK
H2		0.50 REF		MOLD CAP HT
aaa			0.10	
bbb			0.10	
ccc			0.10	
ddd			0.10	
eee			0.15	
fff			0.08	



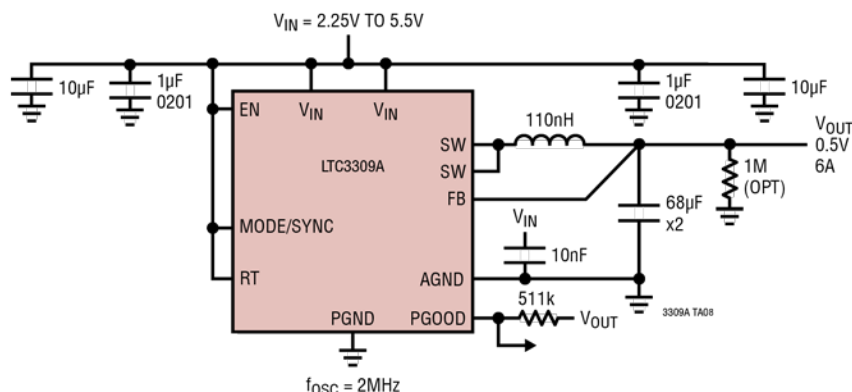
LQFN 12 0618 REV B

修订历史

修订版	日期	说明	页码
A	11/19	增加 AEC-Q100 认证	1
		增加 J 级和 #W 器件	2
		修改顶部 + 底部开关电流限值描述符	3
		注释 2: 增加 J 级	4
		各种应用电路中的电容变化	18-26

典型应用

高效率, 2MHz, 0.5V, 6A



相关器件

产品型号	说明	备注
LTC3307A	5V、3A 同步降压型 Silent Switcher 稳压器, 采用 2mm × 2mm LQFN 封装	单片同步降压型 DC/DC 转换器, 能够以高达 3MHz 的开关频率提供 3A 电流。Silent Switcher 架构, 超低 EMI 辐射。2.25V 至 5.5V 输入电压范围。0.5V 至 V_{IN} 输出电压范围, 精度为 $\pm 1\%$ 。PGOOD 指示, RT 编程, SYNC 输入。2mm × 2mm LQFN。
LTC3308A	5V、4A 同步降压型 Silent Switcher 稳压器, 采用 2mm × 2mm LQFN 封装	单片同步降压型 DC/DC 转换器, 能够以高达 3MHz 的开关频率提供 4A 电流。Silent Switcher 架构, 超低 EMI 辐射。2.25V 至 5.5V 输入电压范围。0.5V 至 V_{IN} 输出电压范围, 精度为 $\pm 1\%$ 。PGOOD 指示, RT 编程, SYNC 输入。2mm × 2mm LQFN。
LTC3315A	双通道、5V、2A 同步降压型 DC/DC 转换器, 采用 2mm × 2mm LQFN 封装	双通道单片同步降压型稳压器, 各通道能够以高达 3MHz 的开关频率提供 2A 电流。2.25V 至 5.5V 输入电压范围。0.5V 至 V_{IN} 输出电压范围, 精度为 $\pm 1\%$ 。PGOOD 指示, SYNC 输入。2mm × 2mm LQFN。
LTC3310S	5V、10A 同步降压型 Silent Switcher 2 稳压器, 采用 3mm × 3mm LQFN 封装	单片同步降压型 DC/DC 转换器, 能够以高达 5MHz 的开关频率提供 10A 电流。Silent Switcher 架构, 超低 EMI 辐射。2.25V 至 5.5V 输入电压范围。0.5V 至 V_{IN} 输出电压范围, 精度为 $\pm 1\%$ 。PGOOD 指示, RT 编程, SYNC 输入。可通过配置实现功率级并联。3mm × 3mm LQFN。
LTC3370/ LTC3371	4 通道 8A 可配置 1A 降压 DC/DC 转换器	4 个同步降压调节器, 8 个 1A 功率级。使用单个电感最多可并联 4 个功率级以产生高电流输出 (最大 4A), 可配置 8 路输出, 精密 PGOOD 指示。LTC3371 有一个看门狗定时器。LTC3370: 32 引脚 5mm × 5mm QFN。LTC3371: 38 引脚 5mm × 7mm QFN 和 TSSOP
LTC3374A	8 通道并联 1A 降压 DC/DC 转换器	8 个 1A 同步降压调节器。使用单个电感最多可并联 4 个功率级以产生高电流输出 (最大 4A), 可配置 15 路输出。精密使能输入和 PGOOD_ALL 报告。38 引脚 5mm × 7mm QFN 和 TSSOP
LTC3375	8 通道并联 1A 降压 DC/DC 转换器	8 个 1A 同步降压调节器。使用单个电感最多可并联 4 个功率级以产生高电流输出 (最大 4A), 可配置 15 路输出。精密使能输入和 PGOOD_ALL 报告。 I^2C 编程、看门狗定时器和按钮。48 引脚 7mm × 7mm QFN
LTC3616	5.5V、6A、4MHz、同步降压型 DC/DC 转换器	95% 效率, V_{IN} : 2.25V 至 5.5V, $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$, $I_Q = 75\mu A$, $I_{SD} < 1\mu A$, 3mm × 5mm QFN-24 封装
LTC3412A	3A、4MHz、单片式同步降压型稳压器	95% 效率, V_{IN} : 2.25V 至 5.5V, $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$, $I_Q = 64\mu A$, $I_{SD} < 1\mu A$, 4mm × 4mm QFN-16 封装

