

1.25A、4MHz、同步降压型 DC/DC 转换器

特 点

- 小型 10 引脚 MSOP 或 DFN 封装
- 采用纤巧型电容器和电感器
- 高频操作：高至 4MHz
- 高开关电流：1.6A
- 低 $R_{DS(ON)}$ 内部开关：0.110 Ω
- 高效率：高达 95%
- 采用陶瓷电容器时保持稳定
- 旨在获得卓越的电压和负载瞬态响应的电流模式操作
- 短路保护
- 低压降操作：100% 占空比
- 低停机电流： $I_Q \leq 1\mu A$
- 低静态电流： $60\mu A$
- 输出电压从 0.8V 至 5V
- 可选突发模式 (Burst Mode®) 操作
- 可与外部时钟同步

应 用

- 笔记本电脑
- 数码相机
- 蜂窝电话
- 手持式仪表
- 板载电源

典 型 应 用

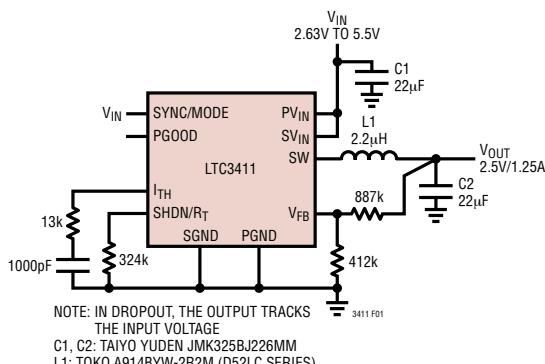


图 1 : 2.5V/1.25A 降压型稳压器

描 述

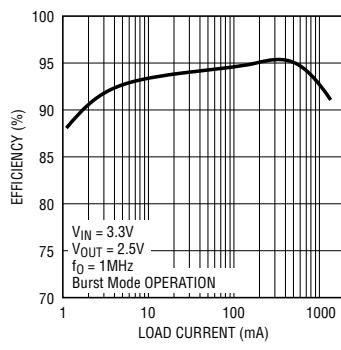
LTC®3411 是一款固定频率的同步降压型 DC/DC 转换器。这款以中等功率应用为对像的器件可在 2.63V 至 5.5V 的输入电压范围内工作，并具有一个高至 4MHz 的用户可配置工作频率，因而允许采用纤巧型、低成本电容器以及高度仅 2mm 或更低的电感器。输出电压可在 0.8V 至 5V 的范围内调节。额定峰值电流为 1.6A 的内部同步 0.11 Ω 功率开关提供了高效率。LTC3411 所采用的电流模式架构和外部补偿使得能在很宽负载和输出电容范围内对瞬态响应进行优化。

LTC3411 可配置成自动节电的突发模式操作，以便在负载电流降至连续操作所需水平以下时减少栅极充放电损耗。为了降低噪声和 RF 干扰，可通过 SYNC/MODE 引脚配置来执行脉冲跳跃或提供强制的连续操作。

为了进一步延长电池的使用寿命，P 沟道 MOSFET 在低压降条件下 (100% 占空比) 连续导通，并具有 $60\mu A$ 的低静态电流。在停机模式中，该器件的吸收电流 $<1\mu A$ 。

、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

效率与负载电流的关系曲线



sn3411_3411fs

绝对最大额定值 (注 1)

PV _{IN} 、SV _{IN} 电压	-0.3V 至 6V	结温(注 5、8)	125°C
V _{FB} 、I _{TH} 、SHDN/R _T 电压	-0.3V 至 (V _{IN} + 0.3V)	贮存温度范围	
SYNC/MODE 电压	-0.3V 至 (V _{IN} + 0.3V)	DD 封装	-65°C 至 125°C
SW 电压	-0.3V 至 (V _{IN} + 0.3V)	MS 封装	-65°C 至 150°C
PGOOD 电压	-0.3V 至 6V	引脚温度(焊接时间 10 秒)	300°C
工作环境温度范围(注 2)	-40°C 至 85°C		

封装/订购信息

TOP VIEW	产品型号	产品型号
	LTC3411EDD	LTC3411EMS
	DD 器件标记	MS 器件标记
	LADT	LTQT
DD PACKAGE 10-LEAD (3mm x 3mm) PLASTIC DFN T _{JMAX} = 125°C, θ _{JA} = 43°C/W, θ _{JC} = 3°C/W (EXPOSED PAD MUST BE SOLDERED TO PCB)	TOP VIEW SHDN/R _T 1 SYNC/MODE 2 SGND 3 SW 4 PGND 5 I _{TH} 10 V _{FB} 9 PGOOD 8 SV _{IN} 7 PV _{IN} 6	TOP VIEW SHDN/R _T 1 SYNC/MODE 2 SGND 3 SW 4 PGND 5 I _{TH} 10 V _{FB} 9 PGOOD 8 SV _{IN} 7 PV _{IN} 6
	MS PACKAGE 10-LEAD PLASTIC MSOP T _{JMAX} = 125°C, θ _{JA} = 120°C/W, θ _{JC} = 10°C/W	

有关规定在更宽工作温度范围的器件，请咨询凌特公司。

电特性 凡标注●表示该指标适合整个工作温度范围，否则仅指 T_A = 25°C。V_{IN} = 3.3V，R_T = 324k，除非特别注明。(注 2)

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
V _{IN}	工作电压范围		2.625	5.5		V
I _{FB}	反馈引脚输入电流	(注 3)		±0.1		μA
V _{FB}	反馈电压	(注 3)	● 0.784	0.8	0.816	V
ΔV _{LINEREG}	基准电压调节	V _{IN} = 2.7V 至 5V		0.04	0.2	%/V
ΔV _{LOADREG}	输入电压调整	I _{TH} = 0.36, (注 3) I _{TH} = 0.84, (注 3)	● 0.02 ● -0.02	0.2 -0.2		%
g _{m(EA)}	误差放大器跨导	I _{TH} 引脚负载 = ±5μA (注 3)		800		μS
I _S	输入 DC 供电电流 (注 4)					
	工作模式	V _{FB} = 0.75V, SYNC/MODE = 3.3V	240	350		μA
	睡眠模式	V _{SYNC/MODE} = 3.3V, V _{FB} = 1V	62	100		μA
	停机模式	V _{SHDN/RT} = 3.3V	0.1	1		μA
V _{SHDN/RT}	停机门限高 有源振荡器电阻器		V _{IN} = 0.6 324k	V _{IN} = 0.4 1M		V Ω
f _{OSC}	振荡器频率	R _T = 324k (注 7)	0.85	1	1.15 4	MHz MHz
f _{SYNC}	同步频率	(注 7)	0.4		4	MHz
I _{LIM}	峰值开关电流限值	I _{TH} = 1.3	1.6	2		A
R _{DSON}	顶端开关接通电阻 (注 6)	V _{IN} = 3.3V		0.11	0.15	Ω
	底端开关接通电阻 (注 6)	V _{IN} = 3.3V		0.11	0.15	Ω
I _{SW(LKG)}	开关漏电流	V _{IN} = 6V, I _{TH/RUN} = 0V, V _{FB} = 0V		0.01	1	μA
V _{UVLO}	欠压闭锁门限	V _{IN} 斜坡下降	2.375	2.5	2.625	V

sn3411_3411fs

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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{IN} = 3.3\text{V}$ ， $R_T = 324\text{k}$ ，除非特别注明。(注 2)

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
PGOOD	电源状态良好门限	V_{FB} 斜坡上升，SHDN/ $R_T = 1\text{V}$ V_{FB} 斜坡下降，SHDN/ $R_T = 1\text{V}$		6.8 -7.6		% %
R_{PGOOD}	电源状态良好下拉接通电阻			118	200	Ω

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：LTC3411E 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中的相关性来保证。

注 3：LTC3411 在一个将 V_{FB} 维持在误差放大器的中点 ($V_{ITH} = 0.6\text{V}$) 的反馈环路中进行测试。

注 4：由于以开关频率输送的内部栅极电荷的缘故，动态供电电流因而更高。

注 5：按照以下公式由环境温度 T_A 和功耗 P_D 来计算 T_J ：

$$\text{LTC3411EDD: } T_J = T_A + (P_D \cdot 43^\circ\text{C}/\text{W})$$

$$\text{LTC3411EMS: } T_J = T_A + (P_D \cdot 120^\circ\text{C}/\text{W})$$

注 6：利用与晶片级测量的相关性来对开关接通电阻提供保证。

注 7：4MHz 操作由设计提供保证，但未进行生产测试，且受制于占空比限制(请参见“应用信息”)。

注 8：该 IC 具有用于在短暂过载条件下对器件提供过热保护功能。当过热保护功能生效时，结温将超过 125°C 。连续工作于规定的最大工作结温以上有可能损害器件的可靠性。

引脚功能

SHDN/ R_T (引脚 1)：停机和定时电阻器组合引脚。振荡器频率是通过将一个电阻器从该引脚连接至地来设置的。强制该引脚至 SV_{IN} 将导致器件停机。在停机状态下所有的功能均失效。

SYNC/MODE(引脚 2)：模式选择和振荡器同步组合引脚。该引脚负责控制器件的操作。当连接至 SV_{IN} 或 SGND 引脚时，分别选择的是突发模式操作或脉冲跳跃模式。如果该引脚的电平被维持在 SV_{IN} 引脚电平的一半，则选择的是强制连续操作模式。振荡频率可与一个加在该引脚上的外部振荡器相同步。当与一个外部时钟同步时，选择的是脉冲跳跃模式。

SGND(引脚 3)：信号地引脚。所有的小信号元件和补偿元件均应连接至这个地(请参见“关于电路板布局的考虑”)。

SW(引脚 4)：至电感器的开关节点连接。该引脚从

PV_{IN} 摆动至 PGND。

PGND(引脚 5)：主电源接地引脚。连接至 C_{OUT} 的负(-)端和 C_{IN} 的负(-)端。

PV_{IN} (引脚 6)：主电源引脚。必须就近去耦至 PGND。

SV_{IN} (引脚 7)：信号电源引脚。所有的有源电路均由该引脚接电。必须就近去耦至 SGND。 SV_{IN} 引脚电平必须高于或等于 PV_{IN} 引脚电平。

PGOOD(引脚 8)：电源状态良好引脚。当输出电压超出稳压范围的 $\pm 7.5\%$ 时，该公共漏极逻辑输出被拉至 SGND。

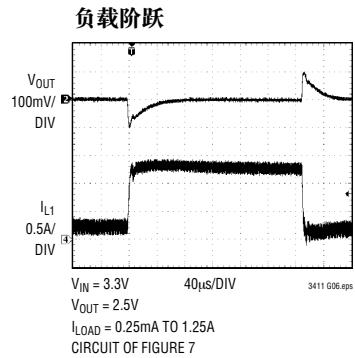
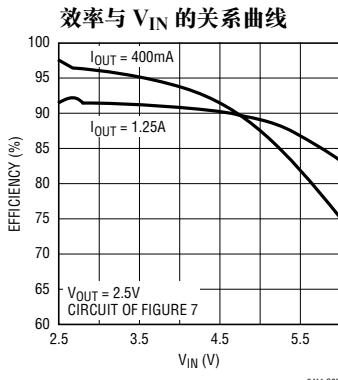
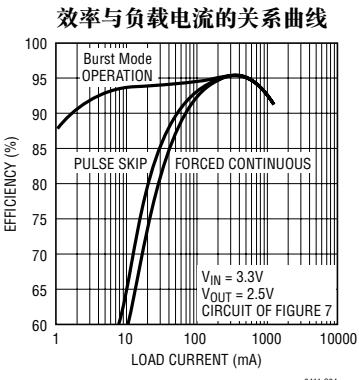
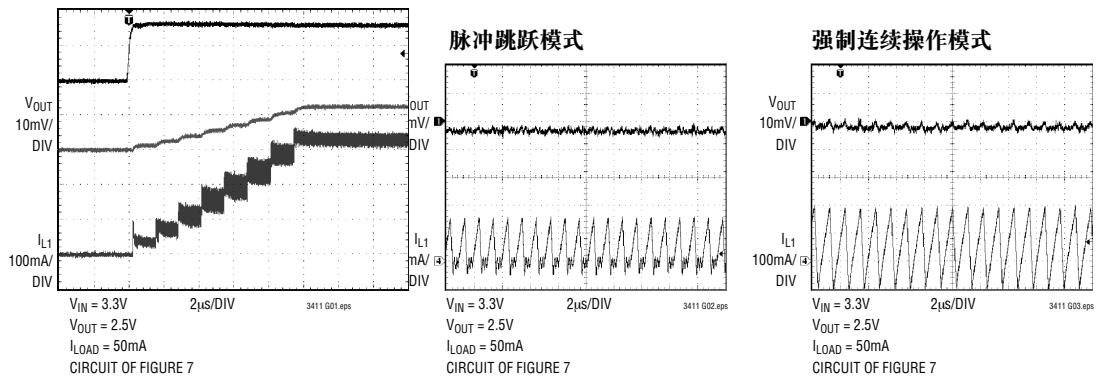
V_{FB} (引脚 9)：从跨接于输出端的外部阻性分压器接收反馈电压。该引脚的标称电压为 0.8V 。

I_{TH} (引脚 10)：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增加。该引脚的标称电压范围为 0V 至 1.5V 。

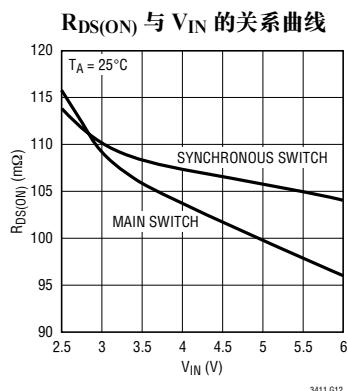
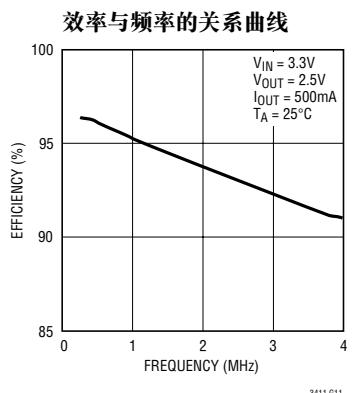
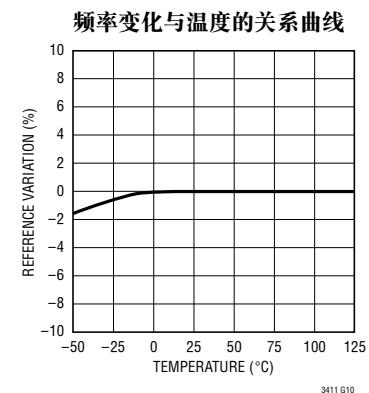
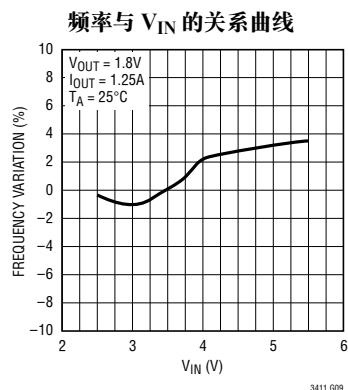
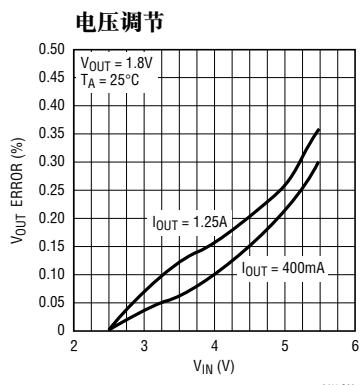
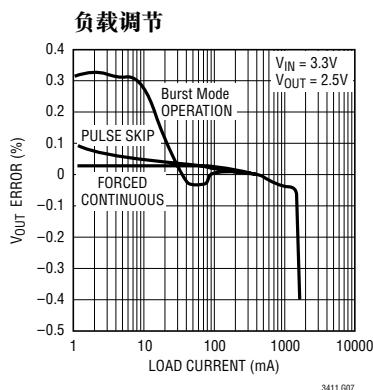
引脚功能

引脚	名称	描述	标称值(V)			绝对最大值(V)	
			最小值	典型值	最大值	最小值	最大值
1	SHDN/RT	停机/定时电阻器	-0.3	0.8	SV _{IN}	-0.3	SV _{IN} + 0.3
2	SYNC/MODE	模式选择/同步引脚	0		SV _{IN}	-0.3	SV _{IN} + 0.3
3	SGND	信号地			0		
4	SW	开关节点	0		PV _{IN}	-0.3	PV _{IN} + 0.3
5	PGND	主电源地			0		
6	PV _{IN}	主电源	-0.3		5.5	-0.3	SV _{IN} + 0.3
7	SV _{IN}	信号电源	2.5		5.5	-0.3	6
8	PGOOD	电源状态良好引脚	0		SV _{IN}	-0.3	6
9	V _{FB}	输出反馈引脚	0	0.8	1.0	-0.3	SV _{IN} + 0.3
10	I _{TH}	误差放大器补偿和运行引脚	0		1.5	-0.3	SV _{IN} + 0.3

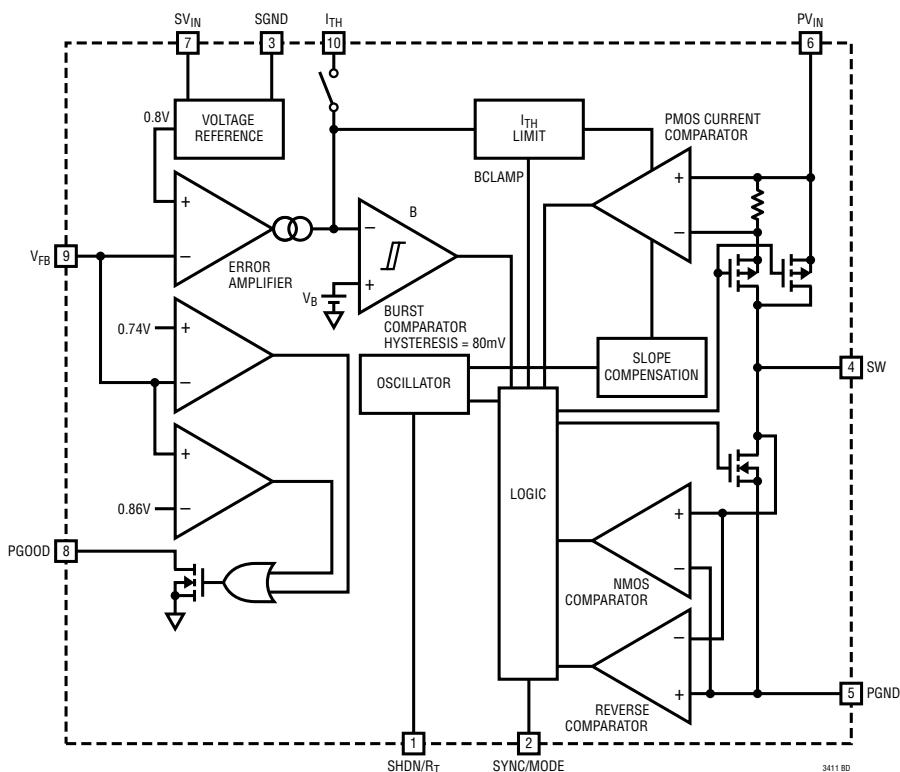
典型性能特征



典型性能特征



方框图



工作原理

LTC3411 采用一种恒定频率的电流模式架构。工作频率由 R_T 电阻器的阻值来决定，也可与一个外部振荡器同步。为了适合各种应用的需要，可选的模式引脚允许用户在噪声性能与效率水平之间进行权衡取舍。

输出电压由一个返回 V_{FB} 引脚的外部分压器来设定。一个误差放大器将经过分压的输出电压与一个 0.8V 的基准电压进行比较，并相应地调整峰值电感器电流。如果输出电压超出稳压范围的 $\pm 7.5\%$ ，则过压和欠压比较器将把 PGOOD 输出拉至低电平。

主控制环路

在正常操作过程中，当 V_{FB} 电压低于基准电压时，顶端的功率开关 (P 沟道 MOSFET) 在一个时钟周期的始端接通。流入电感器和负载的电流增加，直至达到电流限值为止。此时顶端的开关切断，储存在电感器中的能量通过底端的开关 (N 沟道 MOSFET) 流入负载，直到下一个时钟周期开始为止。

峰值电感器电流受控于 I_{TH} 引脚上的电压，该电压是误差放大器的输出。该放大器负责比较 V_{FB} 引脚电压与 0.8V 基准。当负载电流增加时， V_{FB} 电压降至比基准略低。 V_{FB} 电压的这一下降导致误差放大器增加 I_{TH} 电压，直到平均电感器电流与新的负载电流匹配为止。

主控制环路通过将 SHDN/ R_T 引脚拉至 SV_{IN} 来关断。在关断之后一个数字软启动被开启，它将在 1024 个时钟周期内或在输出达到稳压状态之前使峰值电感器电流缓慢斜坡上升，这两个时间区间以先达到的为准。可通过控制 I_{TH} 引脚上的电压斜坡上升来延长软启动的时间（请参见“应用信息”部分）。

低电流操作

可采用三种模式来控制 LTC3411 在低电流条件下的操作。当负载电流较低时，所有三种模式都会

从连续操作自动转换至选定的模式。

为了优化效率，可以选择突发模式操作。当负载较轻时，LTC3411 自动转换至突发模式操作，在该模式中，PMOS 开关根据负载需求进行间歇式操作。通过该操作过程的周期性运行，以功率 MOSFET 的栅极充电损耗为主的开关损耗得到了最大限度地减少。当输出电压达到期望的稳定值时，主控制环路被中断。当 I_{TH} 引脚电压低于 0.24V 时，迟滞电压比较器 B 跳变，从而切断开关并降低功率。此时由输出电容器和电感器为负载提供电源，直到 I_{TH}/RUN 超过 0.31V 为止，这将接通开关和主控制环路，从而起动另一个周期。

为了在低电流条件下实现较低的输出电压纹波，可采用脉冲跳跃模式。在该模式中，LTC3411 持续地以一个恒定的频率进行开关操作，直到降至非常低的输出电流，并将最终开始进行脉冲跳跃操作。

最后，在强制连续工作模式中，使电感器电流持读循环，这将在所有的输出电流水平上产生一个固定的输出电压纹波。该特点在电信领域是人们所期望的，因为噪声处于一个恒定的频率上，所以很容易滤除。该模式的另一个优点是稳压器既能向一个负载输送电流，也能从输出吸收一些电流。

压降操作

当输入电源电压降至输出电压附近时，占空比增至 100%，这就是压降状态。在压降模式中，PMOS 开关持续接通，且输出电压等于输入电压与内部 P 沟道 MOSFET 和电感器上的压降之差。

低电源电压操作

LTC3411 具有一个欠压闭锁电路，当输入电压降至约 2.5V 以下时，该电路会关断器件，以防止操作不稳定。

应用信息

图 5 给出了 LTC3411 的一个普通的应用电路。外部元件的选择受负载要求的驱动，并始于电感器 L1 的选择。一旦选定了 L1，则可选择 C_{IN} 和 C_{OUT}。

工作频率

工作频率的选择是对效率和元件大小的一种权衡。高频操作允许采用较小的电感值和电容值。在较低频率下的操作通过减少内部栅极充电损耗提升了效率，但要求采用较大的电感值和/或电容值以维持低输出纹波电压。

LTC3411 的工作频率 f₀ 由一个连接于 R_T 引脚和地之间的外部电阻器来决定。该电阻器的阻值设定了用于对一个位于振荡器内的内部定时电容器进行充电和放电的斜坡电流，并可采用以下公式来计算：

$$R_T = 9.78 \cdot 10^{11} (f_0)^{-1.08} (\Omega)$$

也可利用图 2 来选择。

最大可用工作频率受限于最小接通时间和占空比。它可以按下式进行计算：

$$f_0(\text{MAX}) \approx 6.67 \cdot (V_{\text{OUT}} / V_{\text{IN}(\text{MAX})}) (\text{MHz})$$

由于 R_T 的阻值很大，因此，最小频率受限于漏电和噪声耦合。

电感器的选择

虽然电感器并不影响工作频率，但电感值却对纹波电流有直接的影响。电感器纹波电流 ΔI_L 随著电感值的增加而减小，并随著 V_{IN} 或 V_{OUT} 的升高而增加：

$$\Delta I_L = \frac{V_{\text{OUT}}}{f_0 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}}\right)$$

如果能够接受较大的 ΔI_L 值就可以采用低电感，但这会导致输出电压纹波和磁芯损耗的增加，以及输

出电流能力的下降。用于设定纹波电流的一个合理的起始点为 ΔI_L = 0.3 • I_{LIM}，其中 I_{LIM} 为峰值开关电流限值。最大纹波电流 ΔI_L 出现于最大输入电压的条件下。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：

$$L = \frac{V_{\text{OUT}}}{f_0 \cdot \Delta I_L} \cdot \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}(\text{MAX})}}\right)$$

电感值还将对突发模式操作有所影响。当峰值电感器电流降至由突发脉冲箝位电路所设定的某一水平以下时，来自低电流操作的转换开始。较低的电感值会在负载电流较低的条件下引起较高的纹波电流。这造成了低电流操作的上部区域中的效率下降。在突发模式操作中，较低的电感值将使突发脉冲频率增加。

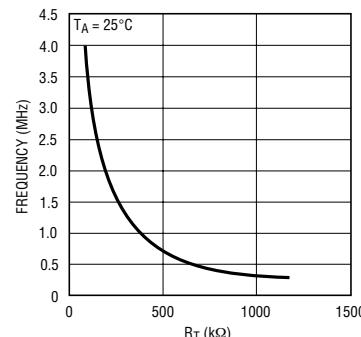


图 2：频率与 R_T 的关系曲线

电感器磁芯的选择

不同的磁芯材料和形状将改变一个电感器的大小/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圆环型或屏蔽罐形磁芯外形较小且辐射的能量很小，但比电特性相似的铁粉磁芯电感器价格昂贵。选用哪种电感器常常更多地取决于价格与尺寸要求以及任何的辐射场/EMI 要求，而不是 LTC3411 操作的需要。表 1 列出了一些在 LTC3411

引脚功能

应用中使用效果良好的典型表面安装型电感器。

表1：具有代表性的表面安装型电感器

制造商	型号	电感值	最大DC电流	DCR	高度
Toko	A914BYW-2R2M-D52LC	2.2μH	2.05A	49mΩ	2mm
Toko	A915AY-2ROM-D53LC	2μH	3.3A	22mΩ	3mm
Coilcraft	D01608C-222	2.2μH	2.3A	70mΩ	3mm
Coilcraft	LP01704-222M	2.2μH	2.4A	120mΩ	1mm
Sumida	CDRH4D282R2	2.2μH	2.04A	23mΩ	3mm
Sumida	CDC5D232R2	2.2μH	2.16A	30mΩ	2.5mm
Taiyo Yuden	N06DB2R2M	2.2μH	3.2A	29mΩ	3.2mm
Taiyo Yuden	N05DB2R2M	2.2μH	2.9A	32mΩ	2.8mm
Murata	LQN6C2R2M04	2.2μH	3.2A	24mΩ	5mm

续流二极管的选择

虽然在大多数应用中并不需要，但在少数应用中，通过采用在同步开关切断时导电的任选二极管 D1 (如图 5 所示) 可使效率稍有提升。当采用突发模式操作或脉冲跳跃模式时，同步开关在低电流条件下被切断，剩余的电流将由该任选的二极管来传输。适当地规定该二极管的峰值电流和平均功耗是很重要的，以免超过二极管的额定值。就肖特基二极管而言，主要问题是其寄生电容会导致效率下降，因而常常使 LTC3411 电路的潜在优势荡然无存。肖特基二极管带来的另一个问题是高温条件下的漏电流增加，这有可能造成低电流条件下的效率下降。

请牢记使引线长度尽可能简短并遵循正确的接地方法(参见“关于电路板布局的考虑”)以避免在采用续流二极管时产生振铃并导致功耗增加。

输入电容器 (C_{IN}) 的选择

在连续模式中，转换器的输入电流是一组占空比约为 V_{OUT}/V_{IN} 的方波。为了防止大的瞬态电压，必须采用满足最大 RMS 电流的低等效串联电阻 (ESR)

输入电容器。最大 RMS 电容器电流由下式给出：

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

其中，最大平均输出电流 I_{MAX} 等于峰值电流与 $1/2$ 峰至峰纹波电流之差，即 $I_{MAX} = I_{LIM} - \Delta I_L/2$ 。

在 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 时，该公式得到一个最大值： $I_{MAX} = I_{OUT}/2$ 。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。因此合理的做法是进一步降额使用电容器，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。也有可能需要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。在未采用全陶瓷电容器解决方案时，还建议在 V_{IN} 上增加一个 $0.1\mu F$ 至 $1\mu F$ 的陶瓷电容器以进行高频去耦。

输出电容器 (C_{OUT}) 的选择

C_{OUT} 的选择受所要求的 ESR 的驱使，以最大限度地减小电压纹波和负载阶跃瞬变。一般来说，一旦 ESR 要求得到满足，电容量足以满足滤波要求。输出纹波 (ΔV_{OUT}) 由下式决定：

$$\Delta V_{OUT} \approx \Delta I_L \left(ESR + \frac{1}{8f_0 C_{OUT}} \right)$$

式中， $f =$ 工作频率， $C_{OUT} =$ 输出电容， $\Delta I_L =$ 电感器中的纹波电流。因为 ΔI_L 随输入电压的增加而增加，因此在最大输入电压时输出纹波最大。当 $\Delta I_L = 0.3 \cdot I_{LIM}$ 时，输出纹波在最大 V_{IN} 和 $f_0 = 1MHz$ 条件下将低于 100mV，其假设条件如下：

$$ESR C_{OUT} < 150m\Omega$$

应用信息

一旦 C_{OUT} 的 ESR 要求得到满足，则 RMS 额定电流通常远远超过 $I_{RIPPLE(P-P)}$ 要求 (陶瓷电容器解决方案除外)。

在表面安装应用中，有可能要采用多个并联的电容器以满足应用的要求如容量、ESR 或 RMS 电流。铝电解电容器、特殊的聚合物电容器、陶瓷电容器和干式钽电容器均有用于表面安装的封装。Sanyo 公司提供的 OS-CON 半导体介质电容器虽然价格稍高，但具有任何铝电解电容器的最低 ESR 和体积。特殊聚合物电容器(如 Sanyo 公司的 POSCAP) 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，但其 ESR 较高，因此关键是必须对这种电容器进行浪涌测试以便应用于开关电源。外壳高度在 2mm 至 4mm 之间的 AVX TPS 系列表面安装型钽电容器是一种上佳的选择。铝电解电容器的 ESR 高得多，通常在考虑包括额定纹波电流和长期稳定性对成本极端敏感的应用中使用，陶瓷电容器的 ESR 和成本最低，但同时具有最低的电容密度、较高的电压和温度系数，并产生声频压电效应。此外，陶瓷电容器的高 Q 值和轨迹电感会引发显著的振铃。其他类型的电容器还包括 Panasonic 公司的特制聚合物 (SP) 电容器。

在大多数场合为了高频去耦，还应在靠近 LTC3411 的地方放置 $0.1\mu F$ 至 $1\mu F$ 的陶瓷电容器并与主电容器相并联。

陶瓷输入和输出电容器

目前，外壳尺寸更小的高值、低成本的陶瓷电容器已有供应。由于它们具有非常低的 ESR，因而对开关稳压器应用有著很强的吸引力。不幸的是，它们的 ESR 如此之低，以至于有可能引发环路稳定性方面的问题。固体钽电容器 ESR 在 5kHz 至 50kHz 的范围内生成一个环路“零点”，它有助于提供可接受的环路相位余量。陶瓷电容器可保持容性至

300kHz 以上，且常常在 ESR 开始起作用之前与其 ESL 谐振。另外，陶瓷电容器还容易受温度的影响，这要求设计师在整个工作温度范围内对环路稳定性进行检查。为实现其大温度和电压系数的最小化，应只采用 X5R 或 X7R 陶瓷电容器。由 Taiyo Yuden、TDK 和 Murata 公司提供的陶瓷电容器是上佳的选择。

在只采用陶瓷输入和输出电容器时必须非常谨慎。当在输入端采用一个陶瓷电容器且功率是通过长电线来输送的时候(例如从一个交流适配器)，则输出端上的一个负载阶跃有可能在 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并被误认为是环路的不稳定。在最差的情况下，输入端的振铃会大到足以损坏器件。

由于陶瓷电容器的 ESR 非常低，因此，作为替代方法输入和输出电容器必须以满足电荷存储要求来作为选取依据。在一个负载阶跃过程中，输出电容器必须即时提供电流以对负载提供支持，直到反馈环路将开关电流提升至足以支持负载为止。反馈环路作出响应所需的时间取决于补偿元件和输出电容器的大小。一般地，反馈环路需要 3 至 4 个周期来对一个负载阶跃作出响应，但输出只在第一个周期就开始线性下降。输出下降 V_{DROOP} 通常是第一个周期中的线性压降的 2 至 3 倍。因此，一个良好的起点是采用数值大约如下的输出电容器：

$$C_{OUT} \approx 2.5 \frac{\Delta I_{OUT}}{f_0 \cdot V_{DROOP}}$$

视占空比和负载阶跃要求的不同，可能需要采用更大的电容值。

在大多数应用中，输入电容器仅被要求用来提供高频旁路，因为至电源的阻抗非常低。对于这些条件，采用一个 $10\mu F$ 的陶瓷电容器往往就足够了。

应用信息

输出电压的设定

如图 5 所示，LTC3411 在反馈引脚 V_{FB} 和信号地之间生成了一个 0.8V 基准电压。输出电压由一个阻性分压器按下式来设定：

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

在这些电阻器中保持较小的电流 ($< 5\mu A$) 可最大限度地提升效率，但如果把电流保持得过小则会使杂散电容带来噪声问题并减少误差放大器环路的相位余量。

为了改善频率响应，还可以采用一个前馈电容器 C_F 。应非常谨慎地使 V_{FB} 的布线远离诸如电感器或 SW 线路等噪声源。

停机和软启动

SHDN/R_T 引脚是一个两用引脚，设定振荡器频率并提供一种关断 LTC3411 的方法。如图 3(a) 和图 3(b) 所示，该引脚能够以多种方式与控制逻辑电路相连。

I_{TH} 引脚主要用于环路补偿，但它也可用来增加软启动时间。软启动通过逐步增加内部峰值电感器电流来减小来自 V_{IN} 的浪涌电流。电源排序也可利用

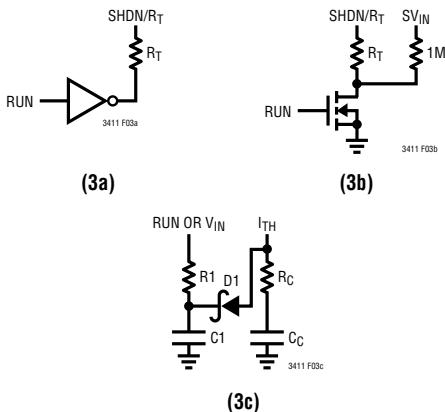


图 3 : SHDN/R_T 引脚连接和外部软启动

该引脚来完成。由图 4 可见，LTC3411 具有一个内部数字软启动，它在 1024 个时钟周期里使 I_{TH} 引脚上的箝位电压逐渐增加。

如图 3(c) 所示，软启动时间可通过使 I_{TH} 引脚上的电压在起动期间斜坡上升来增加。当 I_{TH} 引脚上的电压斜坡上升并历经其工作范围时，内部峰值电流限值也以一个成比例的线性速率斜坡上升。

模式选择和频率同步

SYNC/MODE 引脚是一个多用途引脚，提供模式选择和频率同步。将该引脚连接至 V_{IN} 将使能突发模式操作，该操作可在低电流条件下提供最佳的效率，代价是输出电压纹波有所增加。当该引脚接地时，选择的是脉冲跳跃操作，该操作模式可提供最低的输出电压和电流纹波，但低电流条件下的效率则有所牺牲。施加一个与电源相差不到 1V 的电压将进入强制连续模式，该操作模式产生一个固定的输出纹波，并能吸收一些电流 (约 $1/2 \Delta I_L$)。由于在该模式中开关噪声是恒定的，所以也最容易被滤除。在许多场合，可以简单地将输出电压连接至 SYNC/MODE 引脚，以提供强制连续模式 (起动时除外)。

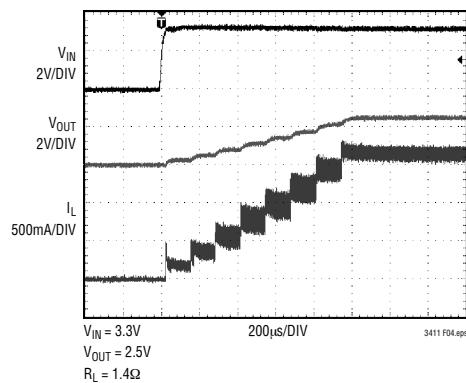


图 4 : 数字软启动

应用信息

也可利用 SYNC/MODE 引脚使 LTC3411 与一个外部时钟信号同步。内部振荡器频率应设定得比外部时钟频率低 20% 以确保足够的斜率补偿，因为斜率补偿信号取自内部振荡器。在同步期间，器件被设定为脉冲跳跃操作模式，并使顶端开关的接通与外部时钟信号的上升沿同步。

检查瞬态响应

OPTI-LOOP 补偿允许在一个宽负载和输出电容范围内对瞬态响应进行优化。 I_{TH} 引脚的存在不仅使得能够对控制环路特性进行优化，而且还提供了一个 DC 耦合和 AC 滤波闭环响应测试点。该测试点上的 DC 阶跃、上升时间和稳定情况真实反映了闭环响应。假设一个二阶主导系统，可采用在该引脚上观测到过冲百分比来估计相位余量和/或阻尼系数。通过检查该引脚上的上升时间，还可估计带宽。

对大多数应用而言，图 1 电路中示出的 I_{TH} 外部元件将提供一个适当的起点。串联 R-C 滤波器设定主极点-零点环路补偿。一旦完成了最终的 PC 布局被完成并确定了具体的输出电容器类型和数值，则可对这些数值稍做修改(建议值的 0.5 至 2 倍)以优化瞬态响应。需要选择输出电容器，因为它的类型和

数值决定了环路反馈系数增益和相位。一个上升时间为 $1\mu s$ 至 $10\mu s$ 、幅度为满载电流的 20% 至 100% 的输出电流脉冲将产生输出电压和 I_{TH} 引脚电压波形，这在不中断反馈环路的情况下显现总体环路稳定性。

开关稳压器需要几个周期来对负载电流中的一个阶跃做出响应。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，生成一个被稳压器用来使 V_{OUT} 返回其稳态值的反馈误差信号。在此恢复期间，可对 V_{OUT} 进行过冲或振铃监视以显示稳定性问题。

初始输出电压阶跃有可能不在反馈环路的带宽之内，因此，标准的二阶过冲/DC 比值不能用来决定相位余量。环路的增益随 R 的增大而增加，环路的带宽随 C 的减小而增加。如果 R 增大的比例与 C 减小的相同，则将保持相同的零点频率，并由此使相位在反馈环路最关键的频率范围内保持不变。此外，如图 5 所示，还可增加一个前馈电容器 C_F 来改善高频响应。电容器 C_F 和 R_2 生成一个高频零点以提供相位超前，这将改善相位余量。

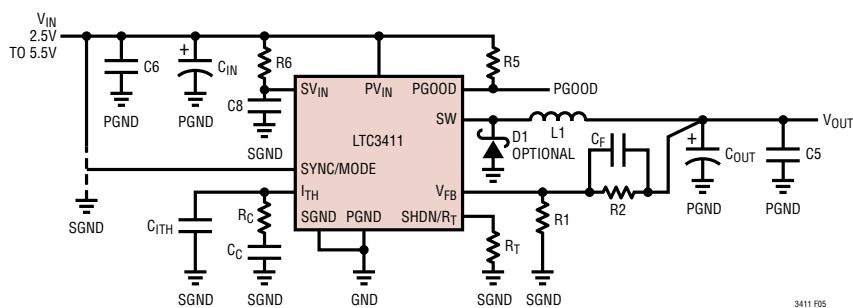


图 5：LTC3411 简略原理图

应用信息

输出电压稳定特性与闭环系统的稳定性有关，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(包括控制环路原理的评述)，请参阅凌特公司的“Application Note 76”。

虽然降压型稳压器能在压降条件下提供满输出电流，但应注意，随著输入电压 V_{IN} 逐渐降至 V_{OUT} 附近，负载阶跃能力的确因为电感器两端电压的不断下降而减弱。在接近压降状态时要求大负载阶跃能力的应用应采用一种不同的拓扑结构，如 SEPIC 型、Zeta 型或单电感器型、正降压/升压型。

某些应用中，在带有大数值($>1\mu F$)输入电容器的负载中的开关动作会引起更为严重的瞬态变化。放电的输入电容器效果上与 C_{OUT} 并联，导致 V_{OUT} 迅速下降。如果连接负载的开关电阻低且被快速驱动，则没有稳压器能够提供足以防止该问题发生的电流。解决方案是限制负载开关驱动器的接通速度。专门为此设计了一款通常包括电流限值、短路保护和软起动功能的热插拔控制器。

效率考虑

开关稳压器的百分比效率等于输出功率与输入功率相除再乘以 100%。对单项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。百分比效率可表达为：

$$\% \text{ 效率} = 100\% - (L_1 + L_2 + L_3 + \dots)$$

这里 L_1 ， L_2 等是作为输入功率百分比的单项损耗。

尽管电路中所有的耗能元件都会产生损耗，但在 LTC3411 电路中，大部分损耗通常来源于四个主要因素：1) LTC3411 V_{IN} 电流，2) 开关损耗，3) I^2R 损耗，4) 其他损耗。

1) V_{IN} 电流是“电特性”参数表中给出的 DC 供电电流，它不包括 MOSFET 驱动器和控制电流。 V_{IN}

电流产生一个很小($<0.1\%$)的损耗，该损耗随 V_{IN} 的增加而增加，即使在没有负载的情况下亦是如此。

2) 开关电流是 MOSFET 驱动器与控制电流之和。MOSFET 驱动器电流由开关功率 MOSFET 的栅极电容而引起。每一次由低到高再到低开关 MOSFET 栅极，一束电荷 dQ 就从 V_{IN} 移动到地。由此引起的 dQ/dt 是一个流出 V_{IN} 的电流，它通常比 DC 偏置电流大得多。在连续工作模式中， $I_{GATECHG} = f_0(Q_T + Q_B)$ ，其中 Q_T 和 Q_B 是内部顶端和底端 MOSFET 开关的栅极电荷。栅极电荷漏失与 V_{IN} 成比例，因此其影响在较高的电源电压条件下将更加明显。

3) I^2R 损耗由内部开关和外部电感器的 DC 电阻 R_{SW} 和 RL 来计算。在连续工作模式中，平均输出电流流经电感器 L ，但在内部顶端和底端开关之间被“切换”。于是， SW 引脚上的串联电阻是顶端和底端 MOSFET 接通电阻 $R_{DS(ON)}$ 以及占空比(DC)的一个函数，其函数关系式如下：

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

顶端和底端 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 均可从“典型性能特征”曲线图中获得。于是，为了求出 I^2R 损耗：

$$I^2R \text{ 损耗} = I_{OUT}^2(R_{SW} + RL)$$

4) 在便携式系统中，还有其他一些“隐性”损耗，如铜印刷线和内部电池电阻可造成效率的额外下降。在设计阶段对这些“系统”级损耗加以考虑是非常重要的。通过证实 C_{IN} 在开关频率条件下具有足够的电荷储存和非常低的 ESR，能够最大限度地减少内部电池和熔丝电阻损耗。其他损耗包括死区期间的二极管导通损耗以及电感器磁芯损耗，通常只占额外损耗的 2% 以下。

应用信息

热设计方面的考虑

在大多数应用中，LTC3411 因其效率很高而不会产生太多的热量。然而，在那些 LTC3411 运行于高环境温度、低供电电压以及高占空比条件下(例如压降)的应用中，其产生的热量有可能超过器件的最大结温。当结温接近150°C左右时，两个功率开关都将被切断，且 SW 节点将呈高阻抗。

为避免 LTC3411 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功耗是否超过了器件的最大结温。温升由下式给出：

$$T_{RISE} = P_D \cdot \theta_{JA}$$

式中， 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。

结温 T_J 由下式计算：

$$T_J = T_{RISE} + T_{AMBIENT}$$

举个例子，假设 LTC3411 处于压降状态，输入电压为 3.3V，负载电流为 1A。由“典型性能特征”中有关开关电阻的曲线图可知，P 沟道开关的接通电阻 $R_{DS(ON)}$ 为 0.11 Ω。于是，器件的功耗为：

$$P_D = I^2 \cdot R_{DS(ON)} = 110\text{mW}$$

MS10 封装的结点至环境温度热阻 θ_{JA} 将在 100°C/W 至 120°C/W 的范围内。因此，工作于 70°C 环境温度条件下的稳压器的结温约为：

$$T_J = 0.11 \cdot 120 + 70 = 83.2^\circ\text{C}$$

我们记得，上面的结温是利用 25°C 条件下的 $R_{DS(ON)}$ 求出的，由于结温随温度的增加而增加，因此可以根据一个更高的 $R_{DS(ON)}$ 来重新计算结温。然而，我们能够有把握地认为实际的结温将不会超过 125°C 的绝对最大结温。

设计实例

作为一个设计实例，假设 LTC3411 在一个采用单节锂离子电池供电的应用中使用。电池提供的输入电压 $V_{IN} = 2.5\text{V}$ 至 4.2V 。负载在工作状态下需要 1A (最大值) 的电流，而在待机状态下需要 10mA (最大值) 的电流。输出电压为 $V_{OUT} = 2.5\text{V}$ 。由于负载在待机状态下仍然需要供电，因此，为在低负载条件下获得良好的效率，可选择突发模式操作。

首先计算定时电阻器的阻值：

$$R_T = 9.78 \cdot 10^{11} (1\text{MHz})^{-1.08} = 323.8\text{k}$$

采用一个 324k 的标准阻值。接著，针对约 30% 的纹波电流 (在最大 V_{IN} 条件下) 计算电感值：

$$L = \frac{2.5\text{V}}{1\text{MHz} \cdot 510\text{mA}} \cdot \left(1 - \frac{2.5\text{V}}{4.2\text{V}}\right) = 2\mu\text{H}$$

从供应商那里选择一个数值与之最接近的 2.2μH 电感器，得出的最大纹波电流为：

$$\Delta I_L = \frac{2.5\text{V}}{1\text{MHz} \cdot 2.2\mu\text{H}} \cdot \left(1 - \frac{2.5\text{V}}{4.2\text{V}}\right) = 460\text{mA}$$

出于成本方面的原因，将采用一个陶瓷电容器。于是 C_{OUT} 的选择将基于负载阶跃下降而非 ESR 要求。对于一个 5% 的输出下降：

$$C_{OUT} \approx 2.5 \frac{1\text{A}}{1\text{MHz} \cdot (5\% \cdot 2.5\text{V})} = 20\mu\text{F}$$

最接近的标准电容值为 22μF。由于锂离子电池的输出阻抗非常低，因此 C_{IN} 一般为 10μF。在噪声环境中，利用一个数值为 1 Ω/0.1μF 的 R6/C8 滤波器使 SV_{IN} 与 PV_{IN} 去耦会有所帮助，但一般不需要。

现在，可以通过选择 R1 和 R2 阻值来设置输出

应用信息

电压。为了保持高效率，在这些电阻器中应保持很小的电流。选择 $2\mu\text{A}$ 的电流和 0.8V 的反馈电压时，得出的 R_1 阻值约为 400k 。一个数值接近且精度达 1% 的标准电阻器为 412k ，于是， R_2 为 887k 。

应通过检查负载阶跃响应来针对这些元件进行补偿的优化，但是，对于 LTC3411 而言，一个良好的起点是采用一个 $13k\Omega/1000pF$ 滤波器。输出电容器的数值可能需要根据负载阶跃期间的实际过冲而有所增加。

PGOOD 引脚是一个共漏极输出，并需要一个上拉电阻器。为获得足够的速度，采用的是一个 $100\text{k}\Omega$ 的电阻器。

图1示出了该设计实例的完整电路图。

关于电路板布局的考虑

当对印刷电路板进行布局时，应采用下面的检查清单来确保 LTC3411 的正确操作。图 6 的布线图对这些事项进行了图示。在您的布局中检查以下诸点：

1. 电容器 C_{IN} 是否与电源 V_{IN} (引脚 6) 和电源 GND (引脚 5) 尽可能近地相连？该电容器向内部功率

MOSFET 及其驱动器提供 AC 电流。

2. C_{OUT} 和 L_1 是否靠近连接？ C_{OUT} 的负(-)极使电流返回 PGND 和 C_{IN} 的负(-)极。
 3. 阻性分压器 R_1 和 R_2 必须连接在 C_{OUT} 的正(+)极和一个终接于 SGND (引脚 3) 附近的接地线之间。反馈信号 V_{FB} 的布线应远离噪声元件和轨迹，比如 SW 线 (引脚 4)，而且，其轨迹应尽可能简短。
 4. 使敏感元件远离 SW 引脚。输入电容器 C_{IN} 、补偿电容器 C_C 和 C_{ITH} 以及所有的电阻器 R_1 、 R_2 、 R_T 和 R_C 的布线均应远离 SW 轨迹和电感器 L_1 。
 5. 最好采用一个接地平面，不过，如果做不到这一点，则使信号地和电源地保持分离，并让小信号元件在一点返回 SGND 引脚随后通过该点与 PGND 引脚相连。
 6. 将所有电路层的全部未用区域都敷上铜。采用这种敷铜的方法将能够降低功率元件的温升。这些铜面积应与以下输入电源中的一个相连： PV_{IN} 、PGND、 SV_{IN} 或 SGND。

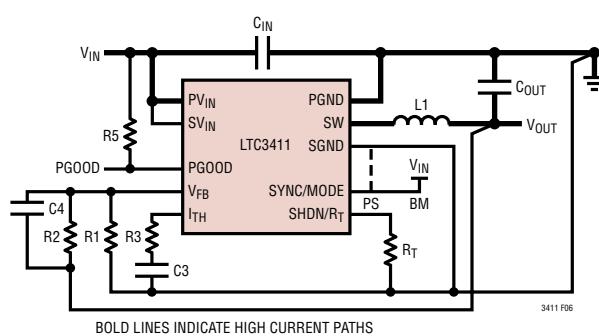


图 6 : LTC3411 布局图 (参见电路板布局检查清单)

典型应用

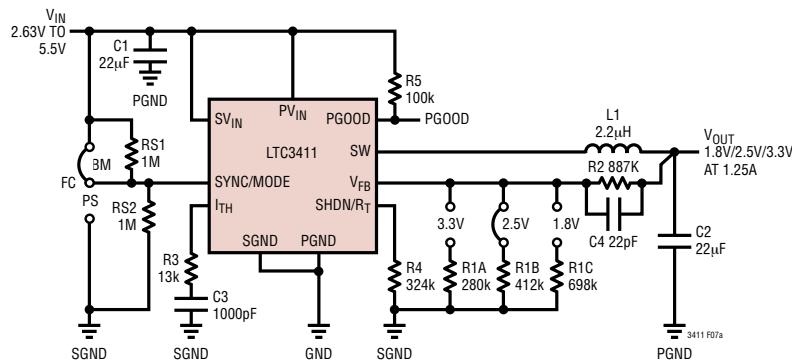
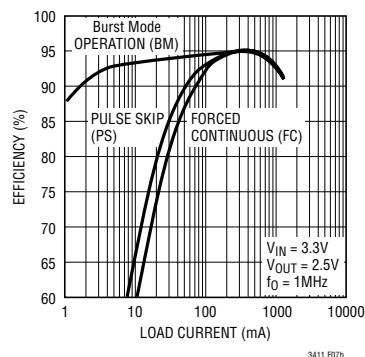


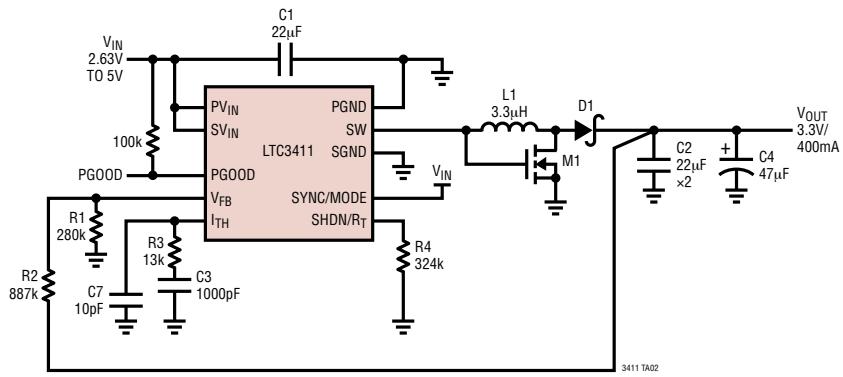
图 7：采用陶瓷电容器的通用降压型稳压器

效率与负载电流的关系曲线



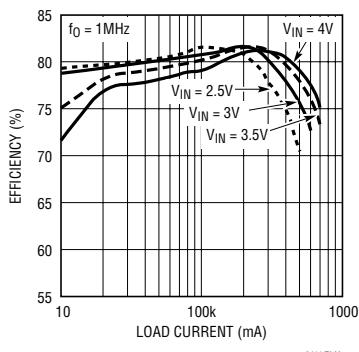
典型应用

单个电感器、正、降压-升压型转换器



C1, C2: TAIYO YUDEN JMK325BJ226MM
 C4: SANYO POSCAP 6TPA47M
 D1: ON MBRM120L
 L1: TOKO A915AY-3R3M (D53LC SERIES)
 M1: SILICONIX SI2302DS

效率与负载电流的关系曲线

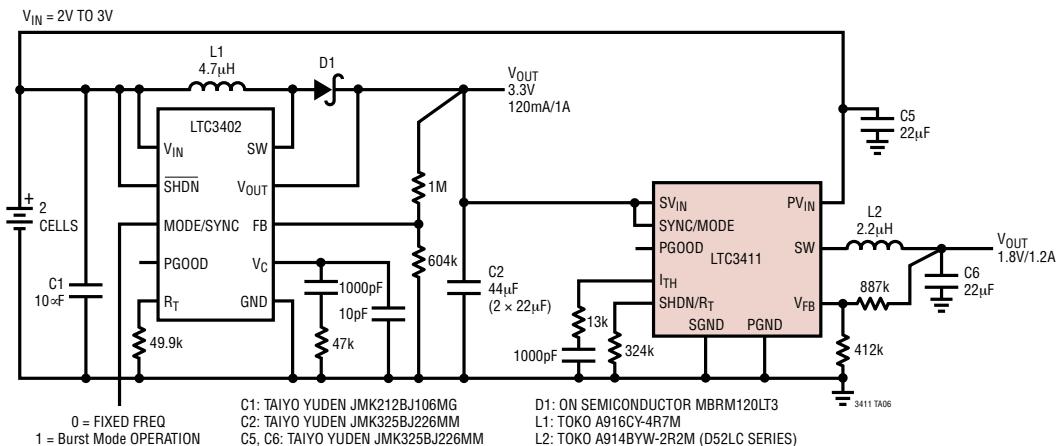


3411 TA03

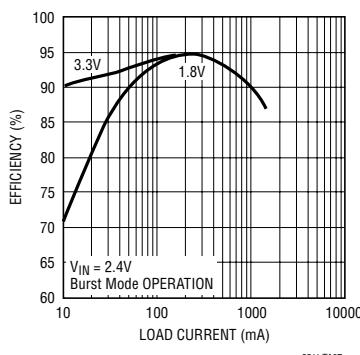
sn3411_3411fs

典型应用

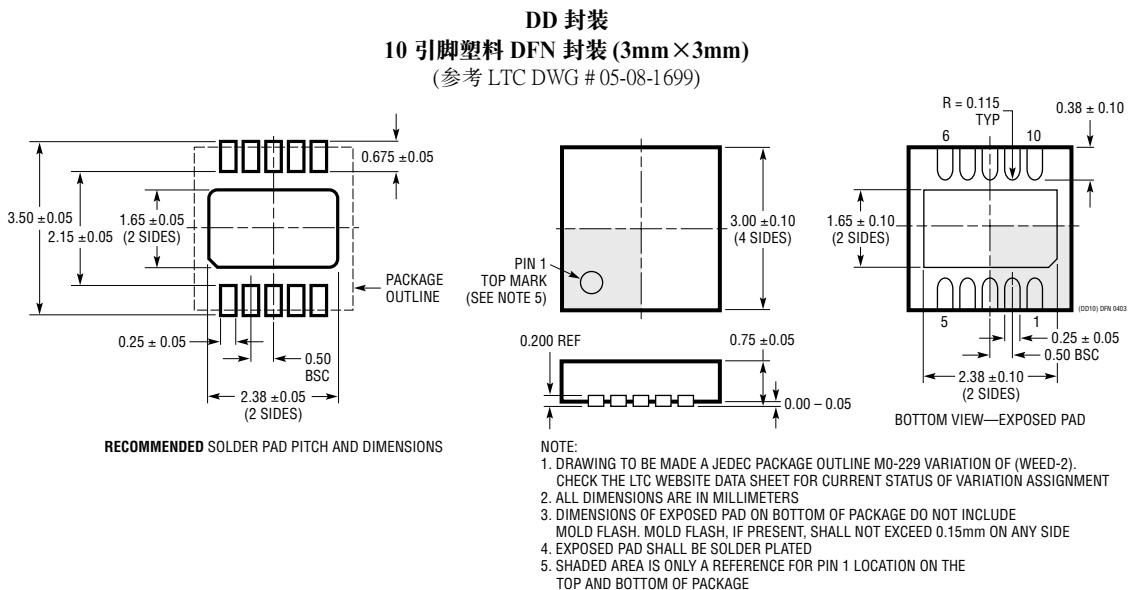
全陶瓷两节电池至 3.3V 和 1.8V 转换器



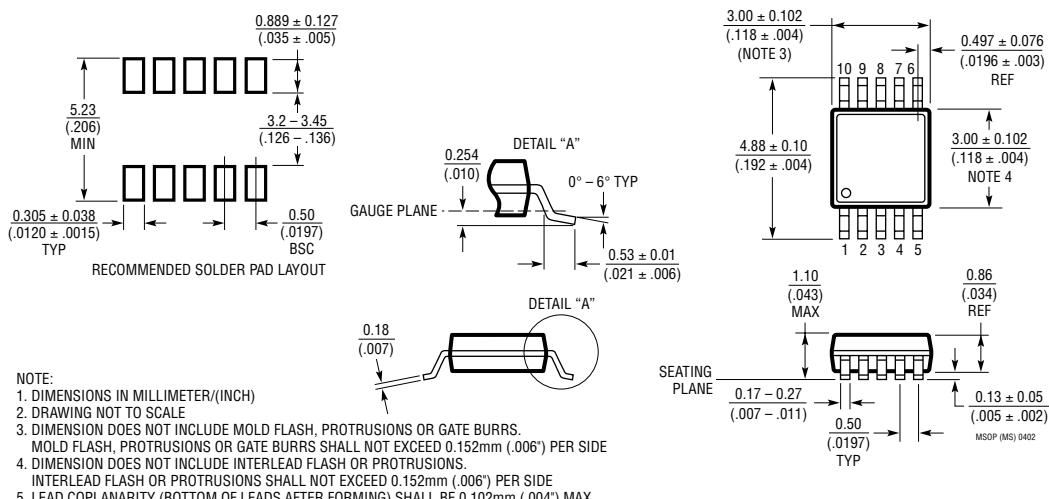
效率与负载电流的关系曲线



封装描述

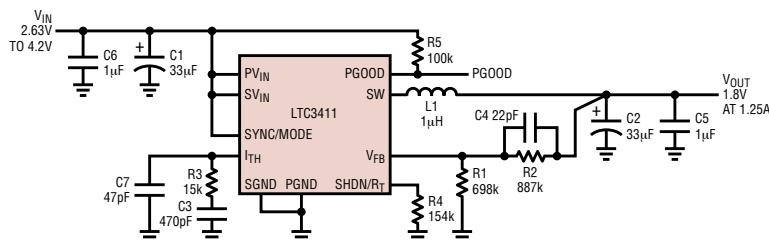


MS10 封装
10 引脚塑料 MSOP 封装
(参考 LTC DWG # 05-08-1661)



典型应用

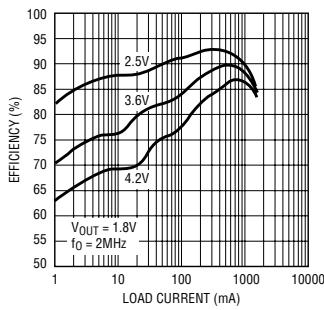
2mm 高、2MHz、锂离子电池至 1.8V 转换器



C1, C2: AVX TPSB336K006R0600
 C4, C5: TAIYO YUDEN LMK212BJ105MG
 L1: COILCRAFT D01606T-102

3411 TA04

效率与负载电流的关系曲线



3411 TA05

相关器件

器件型号	描述	备注
LTI1616	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, $V_{OUT(MIN)}$ ：1.25V, I_Q ：1.9mA, I_{SD} ： $<1\mu A$, ThinSOT 封装
LT1776	500mA (I_{OUT})、200kHz 高效降压型 DC/DC 转换器	效率达 90%、 V_{IN} ：7.4V 至 40V, $V_{OUT(MIN)}$ ：1.24V, I_Q ：3.2mA, I_{SD} ： $30\mu A$, N8、S8 封装
LTC1879	1.2A (I_{OUT})、550kHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 95%、 V_{IN} ：2.7V 至 10V, $V_{OUT(MIN)}$ ：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} ：2.7V 至 6V, $V_{OUT(MIN)}$ ：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, $V_{OUT(MIN)}$ ：0.6V, I_Q ： $20\mu A$, I_{SD} ： $<1\mu A$, ThinSOT 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, $V_{OUT(MIN)}$ ：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/供应)、2MHz 单片同步稳压器	效率达 90%、 V_{IN} ：2.25V 至 5.5V, $V_{OUT(MIN)}$ ： $V_{REF}/2$, I_Q ： $280\mu A$, I_{SD} ： $<1\mu A$, TSSOP16E 封装
LTC3430	60V、2.75A (I_{OUT})、200kHz 高效降压型 DC/DC 转换器	效率达 90%、 V_{IN} ：5.5V 至 60V, $V_{OUT(MIN)}$ ：1.20V, I_Q ：2.5mA, I_{SD} ： $25\mu A$, TSSOP16 封装
LTC3440	600mA (I_{OUT})、2MHz 同步降压-升压型 DC/DC 转换器	效率达 95%、 V_{IN} ：2.5V 至 5.5V, $V_{OUT(MIN)}$ ：2.5V, I_Q ： $25\mu A$, I_{SD} ： $<1\mu A$, 10 引脚 MS 封装

ThinSOT 是凌特公司的商标。

sn3411_3411fs

20

凌特有限公司

香港新界葵芳兴芳路223号新都会广场2座21楼2108室
 电话：(852) 2428-0303 传真：(852) 2348-0885
www.linear.com.cn • info@linear-tech.com.hk



© LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION 2002