

双输出、同步、600mA、 1.5MHz 降压型 DC/DC 稳压器

特点

- 高效率：高达 96%
- 非常低的静态电流：仅 40 μ A
- 1.5MHz 恒定频率操作
- 高开关电流：每个通道为 1A
- 无需肖特基二极管
- 低接通电阻 $R_{DS(ON)}$ 内部开关：0.35 Ω
- 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
- 超低停机电流： $I_Q < 1\mu$ A
- 输出电压从 5V 至 0.6V
- 上电复位输出
- 可进行外部同步的振荡器
- 小外形的热特性增强型 MSOP 封装和 3mm \times 3mm DFN 封装

应用


- PDA/掌上型个人电脑
- 数码相机
- 蜂窝电话
- 便携式媒体播放器
- PC 卡
- 无线和 DSL 调制解调器

描述

LTC[®]3407 是一款双输出、恒定频率、同步降压型 DC/DC 转换器。这款以中等功率应用为对象的器件可在 2.5V 至 5.5V 的输入电压范围内工作，并具有一个 1.5MHz 的恒定开关频率，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。每个输出电压可在 0.6V 至 5V 的范围内进行调节。内部同步 0.35 Ω 、1A 电源开关可在无需使用外部肖特基二极管的情况下提供高效率。

LTC3407 备有一种用户可选模式输入，使得用户能够在纹波噪声性能与功率效率之间进行权衡。突发模式 (Burst Mode[®]) 操作可在轻负载条件下提供高效率，而脉冲跳跃模式则能够在轻负载条件下实现低纹波噪声。

为了进一步延长电池的使用寿命，P 沟道 MOSFET 在压降条件下 (100% 占空比) 连续导通，且两个通道吸收的总静态电流仅为 40 μ A。在停机模式中，该器件的吸收电流低于 1 μ 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。

典型应用

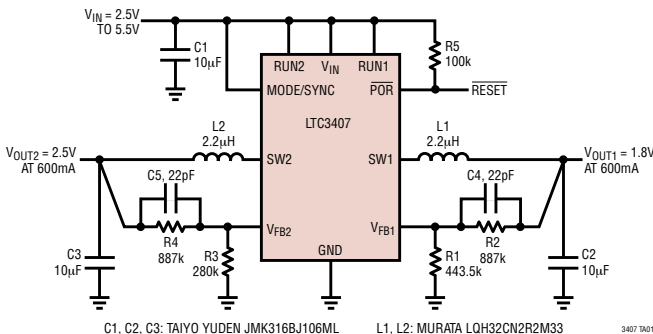
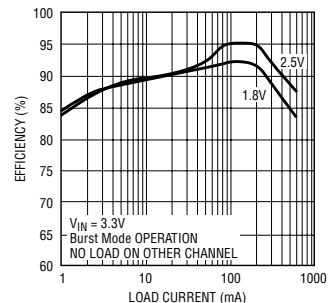


图 1：600mA 电流条件下的 2.5V/1.8V 降压型稳压器

LTC3407 效率曲线



LTC3407

绝对最大额定值 (注1)

V_{IN} 电压	-0.3V 至 6V	结温 (注5)	125°C
V_{FB1} 、 V_{FB2} 、 $RUN1$ 、 $RUN2$ 电压	-0.3V 至 $V_{IN} + 0.3V$	贮存温度范围	
MODE/SYNC 电压	-0.3V 至 $V_{IN} + 0.3V$	LTC3407EMSE	-65°C 至 150°C
SW1 / SW2 电压	-0.3V 至 $V_{IN} + 0.3V$	LTC3407EDD	-65°C 至 150°C
POR 电压	-0.3V 至 6V	引脚温度 (焊接时间 10 秒)	
工作环境温度范围 (注2)	-40°C 至 85°C	仅 LTC3407EMSE	300°C

封装 / 订购信息

<p>DD PACKAGE 10-LEAD (3mm × 3mm) PLASTIC MSOP</p> <p>EXPOSED PAD IS PGND (PIN 11) MUST BE CONNECTED TO GND</p> <p>$T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 45^{\circ}C/W$, $\theta_{JC} = 10^{\circ}C/W$</p>	产品型号	<p>MSE PACKAGE 10-LEAD PLASTIC MSOP</p> <p>EXPOSED PAD IS PGND (PIN 11) MUST BE CONNECTED TO GND</p> <p>$T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 45^{\circ}C/W$, $\theta_{JC} = 10^{\circ}C/W$</p>	产品型号
	LTC3407EDD		LTC3407EMSE
	DD 器件标记		MSE 器件标记
LAGK	LTABA		

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 $T_A = 25^{\circ}C$ 。 $V_{IN} = 3.6V$ ，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		●	2.5	5.5	V	
I_{FB}	反馈引脚输入电流		●		30	nA	
V_{FB}	反馈电压 (注3)	$0^{\circ}C \leq T_A \leq 85^{\circ}C$ $-40^{\circ}C \leq T_A \leq 85^{\circ}C$	●	0.588 0.585	0.6 0.6	0.612 0.612	V V
$\Delta V_{LINE REG}$	基准电压调节	$V_{IN} = 2.5V$ 至 $5.5V$ (注3)			0.3	0.5	%/V
$\Delta V_{LOAD REG}$	输出电压负载调节	(注3)			0.5		%
I_S	输入 DC 供电电流 工作模式 睡眠模式 停机模式	$V_{FB1} = V_{FB2} = 0.5V$ $V_{FB1} = V_{FB2} = 0.63V$, MODE/SYNC = 3.6V $RUN = 0V$, $V_{IN} = 5.5V$, MODE/SYNC = 0V			600 40 0.1	800 60 1	μA μA μA
f_{OSC}	振荡器频率	$V_{FB} = 0.6V$	●	1.2	1.5	1.8	MHz
f_{SYNC}	同步频率				1.5		MHz
I_{LIM}	峰值开关电流限值	$V_{IN} = 3V$, FBK = 0.5V, 占空比 < 35%		0.75	1	1.25	A
$R_{DS(ON)}$	顶端开关接通电阻 底端开关接通电阻	$V_{IN} = 3.6V$ (注6) $V_{IN} = 3.6V$ (注6)		0.35 0.30	0.45 0.45		Ω Ω
$I_{SW(LKG)}$	开关漏电流	$V_{IN} = 5V$, $V_{RUN} = 0V$, $V_{FB} = 0V$		0.01	1		μA

34071

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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{IN} = 3.6\text{V}$ ，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
POR	上电复位门限	V_{FB} 上升, MODE/SYNC = 0V		8.5		%
		V_{FB} 下降, MODE/SYNC = 0V		-8.5		%
	上电复位接通电阻			100	200	Ω
	上电复位延迟			262,144		周期
V_{RUN}	RUN 门限高		● 0.3	1	1.5	V
I_{RUN}	RUN 漏电流		● 0.01	1		μA

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：LTC3407E 在 0°C 至 70°C 的范围内保证能够满足性能规格的要求。在 -40°C 至 85°C 工作温度范围内的指标通过设计、特性和统计过程控制中的相关性来保证。

注 3：LTC3407 在一个将 V_{FB} 连接至误差放大器输出端的专有测试模式中进行测试。

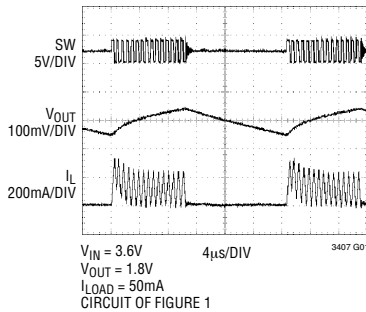
注 4：由于以开关频率输送的内部栅极电荷的缘故，动态供电电流因而更高。

注 5： T_J 是根据以下公式由环境温度 T_A 和功耗 P_D 计算而得的：
 $T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA})$

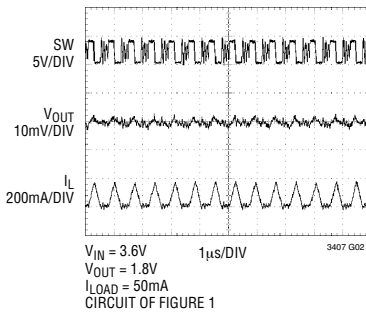
注 6：DFN 开关接通电阻是由晶圆片级测量中的相关性来提供保证的。

典型性能特征

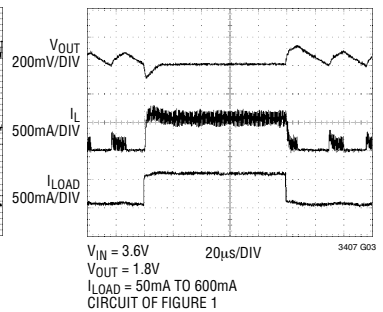
突发模式操作



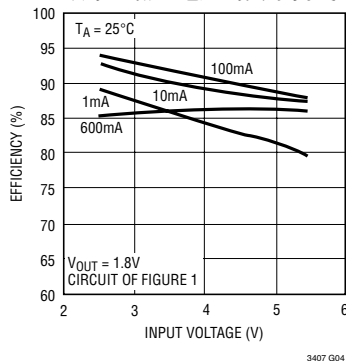
脉冲跳跃模式



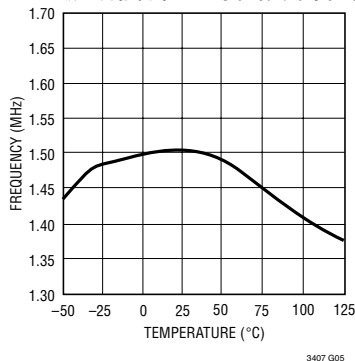
负载阶跃



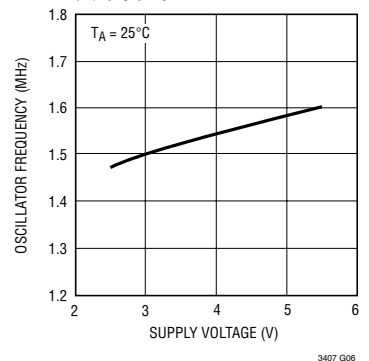
效率与输入电压的关系曲线



振荡器频率与温度的关系曲线

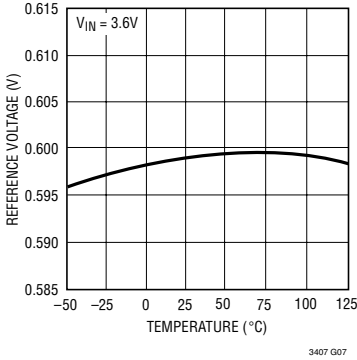


振荡器频率与电源电压的关系曲线

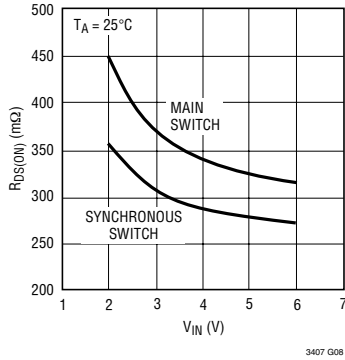


典型性能特征

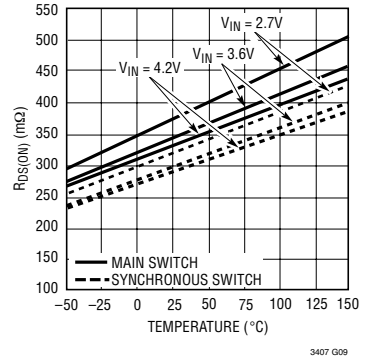
基准电压与温度的关系曲线



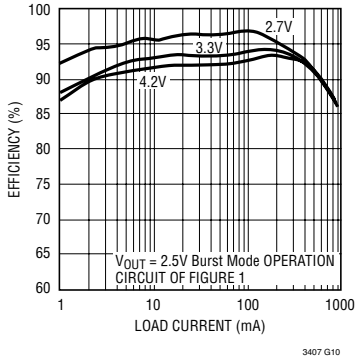
$R_{DS(ON)}$ 与输入电压的关系曲线



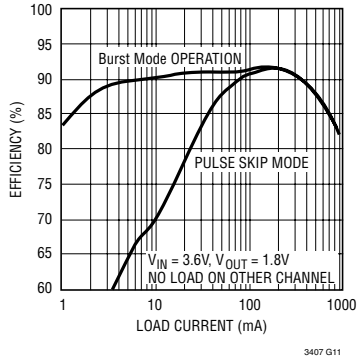
$R_{DS(ON)}$ 与温度的关系曲线



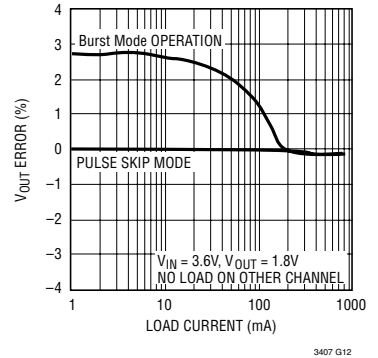
效率与负载电流的关系曲线



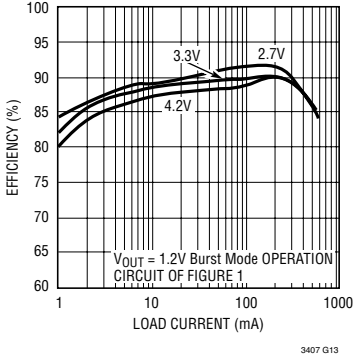
效率与负载电流的关系曲线



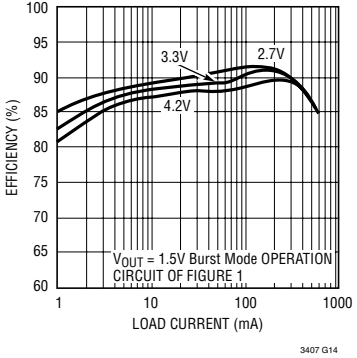
负载调节



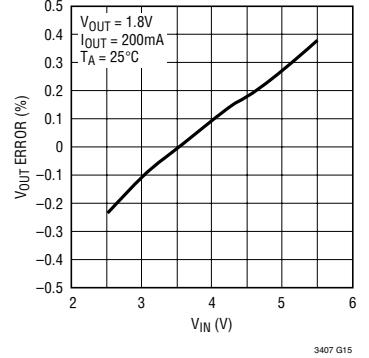
效率与负载电流的关系曲线



效率与负载电流的关系曲线



电压调节



引脚功能

V_{FB1} (引脚 1) : 输出反馈。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 0.6V。

RUN1 (引脚 2) : 稳压器 1 使能引脚。强制该引脚电压为 V_{IN} 将使能稳压器 1，而强制其为 GND 则导致稳压器 1 关断。

V_{IN} (引脚 3) : 主电源。该引脚必须紧密去耦至 GND。

SW1 (引脚 4) : 至电感器的稳压器 1 开关节点连接。该引脚的电压摆幅为 V_{IN} 至 GND。

GND (引脚 5) : 主接地引脚。连接至 C_{OUT} 的负 (-) 端和 C_{IN} 的负 (-) 端。

MODE/SYNC (引脚 6) : 模式选择和振荡器同步组合引脚。该引脚控制器件的操作。当该引脚与 V_{IN} 或 GND 相连时，则分别选择的是突发模式操作或脉冲跳跃模式。不要将该引脚浮置。振荡频率可与一个加在该引脚上的外部振荡器相同步，而脉冲跳跃模

式则可自动选择。

SW2 (引脚 7) : 至电感器的稳压器 2 开关节点连接。该引脚的电压摆幅为 V_{IN} 至 GND。

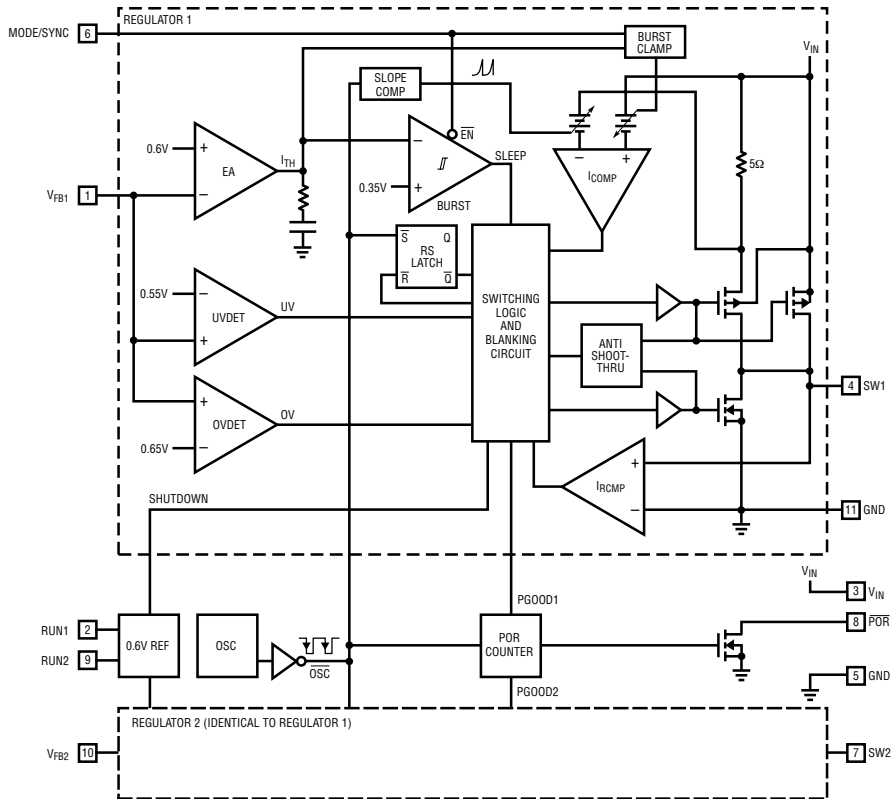
POR (引脚 8) : 上电复位。当输出电压不在稳压值的 ±8.5% 以内时，该公共漏极逻辑输出被拉至 GND，并在 175ms 之后 (此时两个通道均处于稳压范围之内) 走高。

RUN2 (引脚 9) : 稳压器 2 使能引脚。强制该引脚电压为 V_{IN} 将使能稳压器 2，而强制其为 GND 则导致稳压器 2 关断。

V_{FB2} (引脚 10) : 输出反馈。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 0.6V。

裸露衬垫 (GND) (引脚 11) : 电源地。与 C_{OUT} 的负 (-) 端和 C_{IN} 的负 (-) 端相连。必须焊接在 PCB 上的电接地点。

方框图



工作原理

LTC3407 采用一种恒定频率的电流模式架构。工作频率被设定为 1.5MHz，并可与一个外部振荡器同步。两个通道共用同一个时钟并同相运行。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。

输出电压由一个回接至 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 0.6V 的基准电压进行比较，并相应地调整峰值电感器电流。如果输出电压不在稳压值的 $\pm 8.5\%$ 以内，则过压和欠压比较器将把 \overline{POR} 输出拉至低电平。 \overline{POR} 输出将在达到稳压状态所需的 262,144 时钟周期 (约 175ms) 之后走高。

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，顶端的电源开关 (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。开关断开和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内部补偿 I_{TH} 电压，该电压是误差放大器的输出。该放大器负责对 V_{FB} 引脚电压与 0.6V 基准进行比较。当负载电流增加时， V_{FB} 电压降至略低于基准电压。这下降导致误差放大器提升 I_{TH} 电压，直到平均电感器电流与新的负载电流

工作原理

匹配为止。

主控制环路通过将 RUN 引脚拉至地电位来关断。

低电流操作

可采用两种模式来控制 LTC3407 在低电流条件下的操作。当负载电流较低时，这两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，LTC3407 自动转换至突发模式操作，在该模式中，PMOS 开关根据负载需求和一个固定的峰值电感器电流进行间歇式操作。通过该操作过程的周期性运行，以功率 MOSFET 的栅极电荷漏失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} 电压低于 0.28V 时，一个迟滞电压比较器发生跳变，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供电，直到 I_{TH}/RUN 电压超过 0.6V 为止，这将接通开关和主控制环路，从而起另一个周期。

为了在低电流条件下实现较低的纹波噪声，可采用脉冲跳跃模式。在该模式中，LTC3407 连续地以一个恒定的频率进行开关操作，直到电流降至非常低的水平，此时开始进行脉冲跳跃操作。

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 开关连续导通，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。

一个重要的设计依据是 P 沟道开关的接通电阻 $R_{DS(ON)}$ 会随著输入电源电压的下降而增加（见“典型性能特征”）。因此，用户应在 LTC3407 工作于 100% 的占空比和低输入电压的条件下计算功率耗散（见“应用信息”部分中的“热的考虑”）。

低电源电压操作

LTC3407 具有一个欠压闭锁电路，当输入电压降至约 1.65V 以下时，该电路会关断器件，以防止操作不稳定。

应用信息

图 2 给出了 LTC3407 的一个普通应用电路。外部元件的选择受负载要求的驱动，并始于电感器 L 的选择。一旦选定了电感器，则可选择 C_{IN} 和 C_{OUT} 。

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著直接的影响。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：

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

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起始点为 $\Delta I_L = 0.3 \cdot I_{LIM}$ ，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：

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

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箝位电路所设定的某一电平以下时，从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发较高的纹波电流。这造

应用信息

成了低电流工作区的上区段中的效率下降。在突发模式操作中，较低的电感值将使突发频率增加。

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壶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 LTC3407 的操作需要。表 1 列出了一些在 LTC3407 应用中使用效果良好的典型表面安装型电感器。

表 1：具代表性的表面安装型电感器

器件型号	数值 (μH)	DCR (Ω 最大值)	最大 DC 电流 (A)	外形尺寸 $W \times L \times H$ (mm^3)
Sumida CDRH3D16	1.5	0.043	1.55	$3.8 \times 3.8 \times 1.8$
	2.2	0.075	1.20	
	3.3	0.110	1.10	
	4.7	0.162	0.90	
Sumida CMD4D06	2.2	0.116	0.950	$3.5 \times 4.3 \times 0.8$
	3.3	0.174	0.770	
	4.7	0.216	0.750	
Panasonic ELT5KT	3.3	0.17	1.00	$4.5 \times 5.4 \times 1.2$
	4.7	0.20	0.95	
Murata LQH32CN	1.0	0.060	1.00	$2.5 \times 3.2 \times 2.0$
	2.2	0.097	0.79	
	4.7	0.150	0.65	

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 $V_{\text{OUT}}/V_{\text{IN}}$ 的方波。为了防止大的瞬态电压，必须采用针对最大 RMS 电流要求而选择的低等效串联电阻 (ESR) 输入电容器。最大 RMS 电容器电流由下式给出：

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

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 $I_{\text{MAX}} = I_{\text{LIM}} - \Delta I_{\text{L}}/2$ 。

在 $V_{\text{IN}} = 2V_{\text{OUT}}$ 时，该公式得到一个最大值，其中 $I_{\text{RMS}} = I_{\text{OUT}}/2$ 。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明显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。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 $0.1\mu\text{F}$ 至 $1\mu\text{F}$ 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} 的选择受最大限度地减小电压纹波和负载阶跃瞬变所要求的 ESR 驱使。一般来说，一旦 ESR 要求得到满足，电容就足以满足滤波要求。输出纹波 (ΔV_{OUT}) 由下式决定：

$$\Delta V_{\text{OUT}} \approx \Delta I_{\text{L}} \left(\text{ESR} + \frac{1}{8f_{\text{O}} C_{\text{OUT}}} \right)$$

式中的 f = 工作频率， C_{OUT} = 输出电容， ΔI_{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条件下输出纹波最大。当 $\Delta I_{\text{L}} = 0.3 \cdot I_{\text{LIM}}$ 时，输出纹波在最大 V_{IN} 且 $f_{\text{O}} = 1.5\text{MHz}$ 时将低于 100mV ，其假设条件如下：

$$\text{ESR}_{\text{COUT}} < 150\text{m}\Omega$$

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

在表面安装应用中，有可能不得不采用多个并联的电容器以满足应用的电容、ESR 或 RMS 电流处理要求。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 与外形尺寸乘积。特殊聚合物电容器 (如 Sanyo 公司的

应用信息

POSCAP) 具有非常低的 ESR，但其电容密度较其他类型的电容器低。钽电容器的电容密度最高，但其 ESR 较高，而且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，通常在对成本极端敏感的应用中使用，而考虑包括额定纹波电流和长期稳定性。陶瓷电容器的 ESR 和成本最低，但同时也具有最低的电容密度以及很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 值和走线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，还应在靠近 LTC3407 的地方布设与用于高频去耦的主电容器相并联的 0.1 μF 至 1 μF 陶瓷电容器。

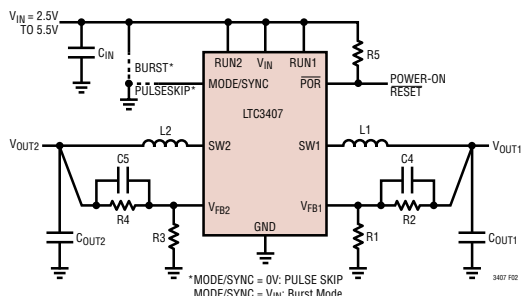


图 2：LTC3407 的普通应用示意图

陶瓷输入和输出电容器

目前，外壳尺寸更小的高数值、低成本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着很强的吸引力。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”，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 产生

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。采用 Taiyo Yuden、TDK 和 Murata 公司提供的陶瓷电容器是一种上佳的选择。

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 (例如从一个交流适配器) 的时候，输出端上的一个负载阶跃能在 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 如此之低，因此，输入和输出电容器必须以满足某种电荷存储要求来作为替代。在一个负载阶跃过程中，输出电容器必须即时提供电流以便对负载提供支持，直到反馈环路将开关电流提升至足以支持负载为止。反馈环路做出响应所需的时间取决于补偿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线性下降。输出压降 V_{DROOP} 通常是第一个周期中性线性压降的 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：

$$C_{OUT} \approx 3 \frac{\Delta I_{OUT}}{f_0 \cdot V_{DROOP}}$$

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 μF 的陶瓷电容器往往就足够了。

输出电压的设定

如图 2 所示，LTC3407 在反馈引脚 V_{FB} 和地之间设计了一个 0.6V 的基准电压。输出电压由一个阻性分压器按下式来设定：

应用信息

$$V_{OUT} = 0.6V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

在这些电阻器中保持较小的电流 (< 5 μ 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引发噪声问题并减小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。

上电复位

\overline{POR} 引脚是一个漏极开路输出, 它在两个稳压器中的任一个不处于调节状态时被拉至低电平。当正负输出电压均不处于稳压值的 $\pm 8.5\%$ 以内时, 一个定时器被启动, 该定时器在 2^{18} 个时钟周期 (约 175ms) 之后释放 \overline{POR} 引脚。该延迟在具有低负载电流的突发模式操作中会长得多, 这是因为时钟周期只在一个突发期间出现, 而突发之间的间隔可能有若干毫秒。可以通过把 \overline{POR} 输出与 MODE/SYNC 输入相连以便在一个复位期间强制进行脉冲跳跃模式操作来回避这一问题。此外, 如果输出电压在突发模式睡眠期间出错, 则 \overline{POR} 对欠压输出条件会有一个轻微的延迟, 并有可能不对过压输出做出响应。这种情况可以通过换用脉冲跳跃模式来避免。当两个通道中的任一个被关断时, \overline{POR} 输出被拉至低电平, 因为两个通道中有一个或者两个都不处于调节状态。

模式选择和频率同步

MODE/SYNC 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纹波, 但低电流条件下的效率则有所牺牲。

也可利用 MODE/SYNC 引脚使 LTC3407 与一个 1.5MHz 的外部时钟信号同步。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

通过观测负载瞬态响应可对稳压器环路响应进行检查。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} 进行充电或放电, 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, 它们可能表示稳定性存在问题。

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。此外, 如图 2 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 通过与 $R2$ 生成一个高频零点来提供相位超前, 这将改善相位余量。

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论述), 请参阅“应用要点 76” (Application Note 76)。

在某些应用中, 带有大数值 (>1 μ 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。放电的输入电容器有效地与 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制、短路保护和软起动功能的热插拔 (Hot Swap™) 控制器。

效率的考虑

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%。对单独损耗进行分析以确定

Hot Swap 是凌特公司的注册商标。

应用信息

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：

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

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，但在 LTC3407 电路中，大部分损耗通常来源于四个主要因素：1) V_{IN} 静态电流，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 驱动器电流和控制电流。 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 驱动器电流与控制电流之和。MOSFET 驱动器电流产生自功率 MOSFET 栅极电容的开关操作。每一次 MOSFET 栅极由低到高再到低开关，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， $I_{GATECHG} = f_O(Q_T + Q_B)$ ，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 R_L 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“斩”。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，可利用下式求出 I^2R 损耗：

$$I^2R \text{ 损耗} = I_{OUT2} (R_{SW} + R_L)$$

- 4) 便携式系统中的其他“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。在系统的设计阶段对这些“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，通常只占总额外损耗的 2% 以下。

热的考虑

在大多数应用中，LTC3407 因其效率很高而不会产生太多的热量。然而，在那些 LTC3407 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，两个电源开关都将被切断，且 SW 节点将呈高阻抗。

为避免 LTC3407 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：

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

式中的 P_D 为稳压器的功耗， θ_{JA} 是从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 LTC3407 的两个通道均处于压降状态，输入电压为 2.7V，负载电流为 600mA，环境温度为 70°C 。由“典型性能特征”中有关开关电阻的曲线图可知，主开关的接通电阻 $R_{DS(ON)}$ 为 0.425Ω 。于是，每个通道的功耗为：

$$P_D = I^2 \cdot R_{DS(ON)} = 153\text{mW}$$

MS 封装的结点至环境温度热阻 θ_{JA} 为 $45^\circ\text{C}/\text{W}$ 。因此，工作于 70°C 环境温度下的稳压器结温约为：

$$T_J = 2 \cdot 0.153 \cdot 45 + 70 = 84^\circ\text{C}$$

该温度低于 125°C 的绝对最大结温。

应用信息

设计实例

作为一个设计实例，假设 LTC3407 在一个采用单节锂离子电池的便携式应用中使用。电池提供的输入电压 $V_{IN}=2.8V$ 至 $4.2V$ 。负载在工作状态下需要 $600mA$ (最大值) 的电流，而在待机状态下需要 $2mA$ (最大值) 的电流。输出电压为 $V_{OUT} = 2.5V$ 。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优良的效率，可选择突发模式操作。

首先针对约 30% 的纹波电流计算最大 V_{IN} 条件下的电感值：

$$L = \frac{2.5V}{1.5MHz \cdot 300mA} \cdot \left(1 - \frac{2.5V}{4.2V}\right) = 2.25\mu H$$

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

$$\Delta I_L = \frac{2.5V}{1.5MHz \cdot 2.2\mu} \cdot \left(1 - \frac{2.5V}{4.2V}\right) = 307mA$$

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：

$$C_{OUT} \approx 3 \frac{600mA}{1.5MHz \cdot (5\% \cdot 2.5V)} = 9.6\mu F$$

最接近的标准电容值为 $10\mu F$ 。由于锂离子电池的输出阻抗非常低，因此 C_{IN} 一般为 $10\mu F$ 。

现在，可以通过选择 $R1$ 和 $R2$ 阻值来设置输出电压。为了保持高效率，在这些电阻器中应保持很小的电流。选择 $2\mu A$ 的电流和 $0.6V$ 的反馈电压时，得出的 $R1$ 阻值约为 $300k$ 。一个数值接近且精度达 1% 的标准电阻器为 $280k$ ，而 $R2$ 为 $887k$ 。

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

图 1 示出了该设计实例的完整电路图。

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 LTC3407 的正确操作。图 3 的布线图还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 3) 和 GND (裸露衬垫) 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} 与 $L1$ 是否靠近连接？ C_{OUT} 的负 (-) 极板使电流返回 GND 和 C_{IN} 的负 (-) 极板。
3. 电阻分压器 $R1$ 和 $R2$ 必须连接在 C_{OUT} 的正 (+) 极板和一个终接于 GND (裸露衬垫) 附近的接地检测线之间。反馈信号 V_{FB} 的布线应远离噪声元件和印制线，比如 SW 线 (引脚 4 和 7)，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} 以及电阻器 $R1$ 至 $R4$ 的布线应远离 SW 印制线和电感器。
5. 最好采用一个性能良好的接地平面，不过，如果做不到这一点，则使信号和电源地保持分离，并将小信号元件在一个点上回接至 GND 引脚，而且 C_{IN} 或 C_{OUT} 的大电流通路不得共用。
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 V_{IN} 或 GND 相连。

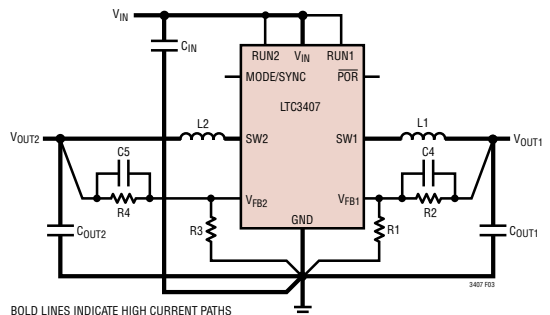
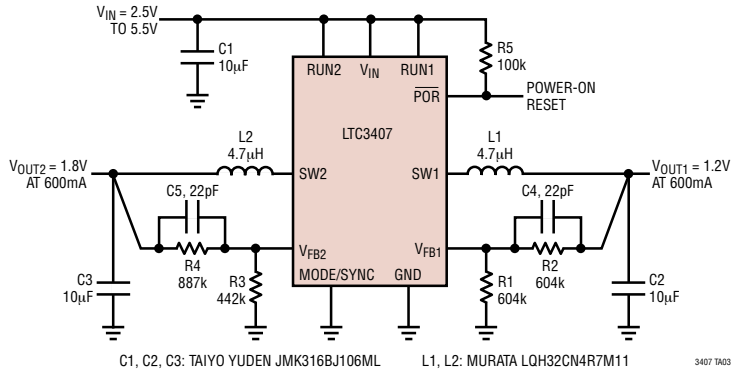


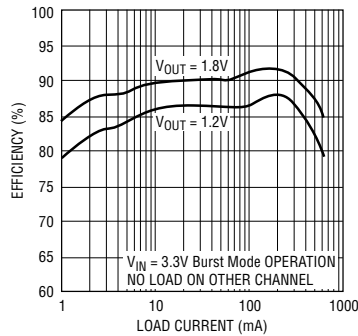
图 3：LTC3407 布局图 (参见电路板布局检查清单)

典型应用

采用陶瓷电容器的低纹波降压型稳压器

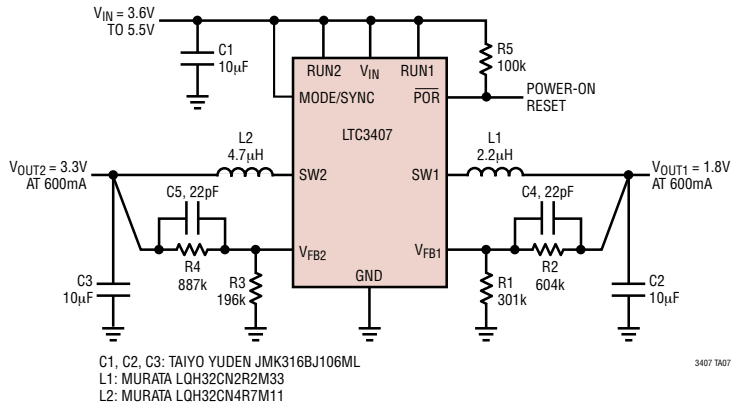


效率图

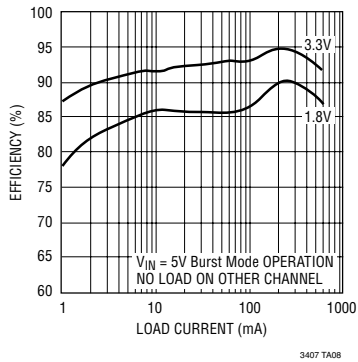


典型应用

高度为 2mm 的磁芯电源

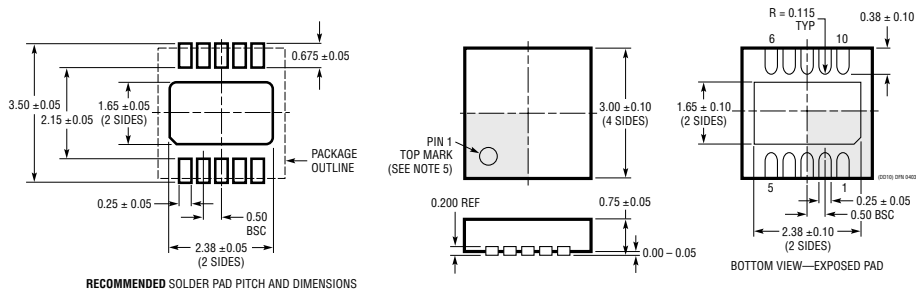


效率与负载电流的关系曲线



封装描述

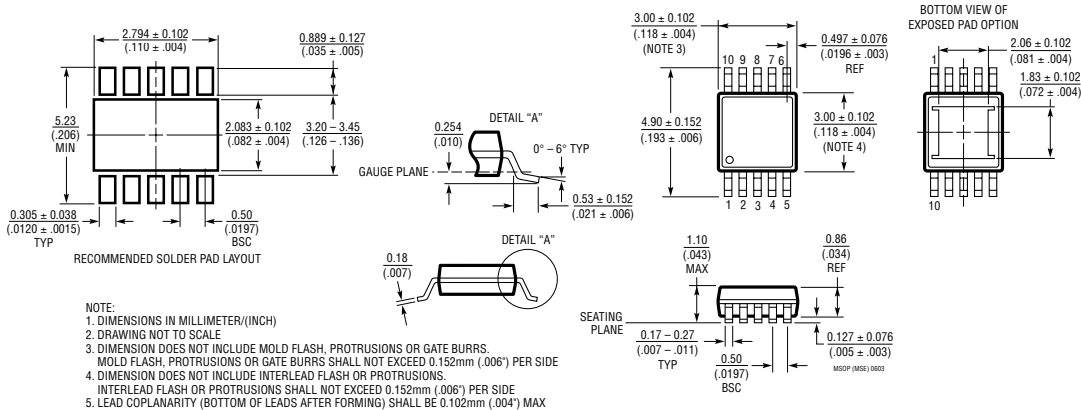
DD 封装 10 引脚塑料 DFN (3mm × 3mm) (参考 LTC DWG # 05-08-1699)



RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS

- NOTE:
- DRAWING TO BE MADE A JEDEC PACKAGE OUTLINE MO-229 VARIATION OF (WEED-2). CHECK THE LTC WEBSITE DATA SHEET FOR CURRENT STATUS OF VARIATION ASSIGNMENT
 - ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
 - 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
 - EXPOSED PAD SHALL BE SOLDER PLATED
 - SHADED AREA IS ONLY A REFERENCE FOR PIN 1 LOCATION ON THE TOP AND BOTTOM OF PACKAGE

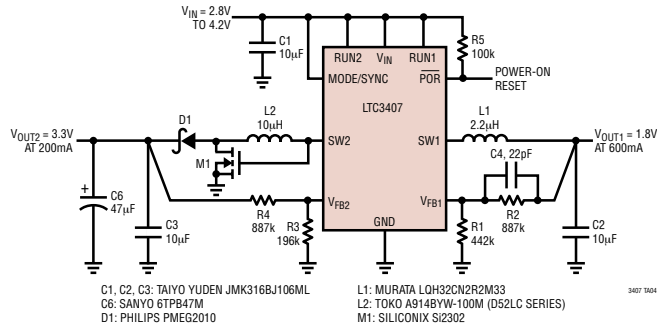
MSE 封装 10 引脚塑料 MSOP (参考 LTC DWG # 05-08-1664)



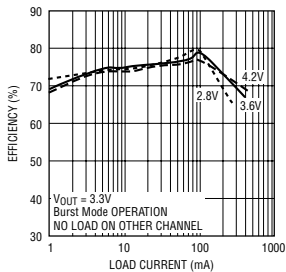
- NOTE:
- DIMENSIONS IN MILLIMETER/(INCH)
 - DRAWING NOT TO SCALE
 - DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS. MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS SHALL NOT EXCEED 0.152mm (.006") PER SIDE
 - DIMENSION DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH OR PROTRUSIONS. INTERLEAD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED 0.152mm (.006") PER SIDE
 - LEAD COPLANARITY (BOTTOM OF LEADS AFTER FORMING) SHALL BE 0.102mm (.004") MAX

典型应用

2mm 高的锂离子电池单电感器降压-升压型稳压器和一个降压型稳压器

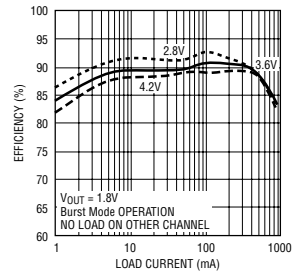


效率与负载电流的关系曲线



3407 1605

效率与负载电流的关系曲线



3407 1606

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(MIN)} = 1.25V，I _Q = 1.9mA，I _{SD} < 1µA，ThinSOT 封装
LT1940	双输出、1.4A (I _{OUT})、恒定 1.1MHz 高效降压型 DC/DC 转换器	V _{IN} ：3V 至 25V，V _{OUT(MIN)} ：1.2V，I _Q = 2.5mA，I _{SD} < 1µA，TSSOP-16E 封装
LTC3252	双 250mA (I _{OUT})、1MHz、扩展频谱无电感器降压型 DC/DC 转换器	效率达 88%，V _{IN} ：2.7V 至 5.5V，V _{OUT(MIN)} ：0.9V 至 1.6V，I _Q = 60µA，I _{SD} < 1µA，DFN-12 封装
LTC3405/LTC3405A	300mA (I _{OUT})、1.5MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 96%，V _{IN} ：2.5V 至 5.5V，V _{OUT(MIN)} ：0.8V，I _Q = 20µA，I _{SD} < 1µA，ThinSOT 封装
LTC3406/LTC3406B	600mA (I _{OUT})、1.5MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 96%，V _{IN} ：2.5V 至 5.5V，V _{OUT(MIN)} = 0.6V，I _Q = 20µA，I _{SD} < 1µA，ThinSOT 封装
LTC3407	600mA (I _{OUT})、1.5MHz 双输出同步 DC/DC 转换器	效率达 96%，V _{IN} ：2.5V 至 5.5V，V _{OUT(MIN)} = 0.6V，I _Q = 40µA，I _{SD} < 1µA，MS10E 封装，DFN 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(MIN)} ：0.8V，I _Q = 60µA，I _{SD} < 1µA，MSOP-10 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 = 60µA，I _{SD} < 1µA，TSSOP-16E 封装
LTC3414	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 = 64µA，I _{SD} < 1µA，TSSOP-28E 封装
LTC3440/LTC3441	600mA/1.2A (I _{OUT})、2MHz/1MHz 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 = 25µA，I _{SD} < 1µA，MSOP-10 封装/DFN 封装

3407