

采用 ThinSOT 封装 1.5MHz、300mA 同步降压型稳压器

特点

- 高效率：高达 96%
- 非常低的静态电流：工作时仅 20 μ A
- 在 $V_{IN} = 3V$ 时输出电流为 300mA
- 2.5V 至 5.5V 输入电压范围
- 1.5MHz 恒定频率运行
- 无需肖特基二极管
- 低压降工作：100% 占空比
- 0.8V 基准允许低输出电压
- 关断模式下消耗的电源电流 < 1 μ A
- $\pm 2\%$ 输出电压准确度
- 电流工作模式下可获得出色的稳压和负载瞬态响应
- 过温保护
- 薄型 (1mm) ThinSOT™ 封装

应用

- 蜂窝电话
- 个人信息设备
- 无线与 DSL 调制解调器
- 数码相机
- MP3 播放机
- 便携仪器


描述

LTC® 3405 为一个高效率单片同步降压型稳压器，采用了恒定频率、电流模式结构。工作时电源电流仅为 20 μ A，而在关断模式时可下降到 1 μ A 以下。2.5V 至 5.5V 的输入范围使 LTC3405 非常适合单节锂离子电池供电的应用。100% 的占空比可提供低压降运行，延长了电池在便携系统中的寿命。

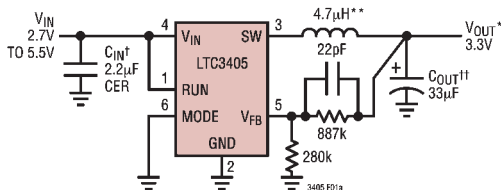
开关频率在内部被设定为 1.5MHz，因此可使用小型表面贴装电感器和电容器。

内部同步开关提高了效率，省略了外部肖特基二极管。与 0.8V 反馈基准电压可容易地支持低输出电压。LTC3405 的封装形式为薄型 (1mm) ThinSOT。

对于新型设计，请参考 LTC3405A 数据表。对于固定的 1.5V 和 1.8V 输出型号，请参考 LTC3405A-1.5 / LTC3405A-1.8 数据表。

 LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。
ThinSOT 是凌特公司的商标。

典型应用



* V_{OUT} CONNECTED TO V_{IN} FOR $2.7V < V_{IN} < 3.3V$
 ** MURATA LQH3C4R7M34
 † TAIYO YUDEN LMK212BJ225MG
 †† AVX TPSB336K006R0600

图 1a：高效率降压型转换器

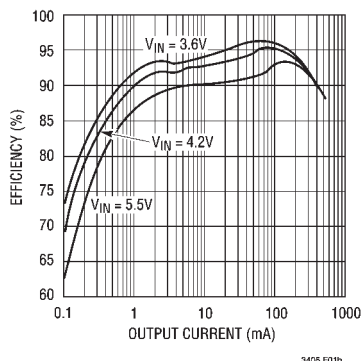


图 1b：效率与负载电流的关系曲线

绝对最大额定值 (注1)

输入电源电压	-0.3V 至 6V
MODE、RUN、 V_{FB} 电压	-0.3V 至 V_{IN}
SW 电压	-0.3V 至 ($V_{IN} + 0.3V$)
P 沟道开关源电流 (DC)	400mA
N 沟道开关吸入电流 (DC)	400mA
峰值 SW 吸入与源电流	630mA
工作温度范围 (注 2)	-40°C 至 85°C
结点温度 (注 3)	125°C
存放温度范围	-65°C 至 150°C
引脚温度 (焊接时间 10 秒)	300°C

封装/订购信息

	订购型号
	LTC3405ES6
	S6 型标记
	LTXQ

对于具有更宽工作温度范围的型号，请咨询凌特公司。

电特性

凡标注 ● 表示技术指标适用于整个工作温度范围，否则指标是在 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{IN} = 3.6V$ ，除非特别说明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
I_{VFB}	反馈电流		●		±30	nA	
I_{PK}	峰值电感电流	$V_{IN} = 3V$, $V_{FB} = 0.7V$, 占空比 < 35%		375	500	625	mA
V_{FB}	调节反馈电压	(注 4)	●	0.784	0.8	0.816	V
ΔV_{OVL}	Δ 输出过压闭锁	$\Delta V_{OVL} = V_{OVL} - V_{FB}$	●	20	50	80	mV
ΔV_{FB}	基准电压调整	$V_{IN} = 2.5V$ 至 $5.5V$ (注 4)	●		0.04	0.4	%/V
$V_{LOADREG}$	输出电压负载调整				0.5	%	
V_{IN}	输入电压范围		●	2.5		5.5	V
I_S	输入 DC 偏置电流 脉冲跳跃模式 Burst Mode® 突发模式工作 关断	(注 5) $V_{FB} = 0.7V$, 模式 = 3.6V, $I_{LOAD} = 0A$ $V_{FB} = 0.83V$, 模式 = 0V, $I_{LOAD} = 0A$ $V_{RUN} = 0V$, $V_{IN} = 5.5V$			300 20 0.1	400 35 1	μA μA μA
f_{OSC}	振荡器频率	$V_{FB} = 0.8V$ $V_{FB} = 0V$	●	1.2	1.5 210	1.8	MHz kHz
R_{PFET}	P 沟道 FET 的 $R_{DS(ON)}$	$I_{SW} = 100mA$			0.7	0.85	Ω
R_{NFET}	N 沟道 FET 的 $R_{DS(ON)}$	$I_{SW} = -100mA$			0.6	0.90	Ω
I_{LSW}	SW 泄漏	$V_{RUN} = 0V$, $V_{SW} = 0V$ 或 $5V$, $V_{IN} = 5V$			±0.01	±1	μA
V_{RUN}	RUN 门限		●	0.3	1	1.5	V
I_{RUN}	RUN 泄漏电流		●		±0.01	±1	μA
V_{MODE}	MODE 门限		●	0.3	1.5	2	V
I_{MODE}	MODE 泄漏电流		●		±0.01	±1	μA

Burst Mode 是凌特公司的注册商标。

注 1：绝对最大额定值是指超过该限值则器件寿命可能受损。

注 2：LTC3405E 保证在 0°C 至 70°C 范围内满足性能指标。在 -40°C 至 85°C 工作温度范围内的规格要通过设计、特性和相关的统计过程控制来获得保证。

注 3： T_J 根据环境温度 T_A 和功率耗散 P_D 并按下面公式计算而得：
LTC3405： $T_J = T_A + (P_D)(250^\circ\text{C/W})$

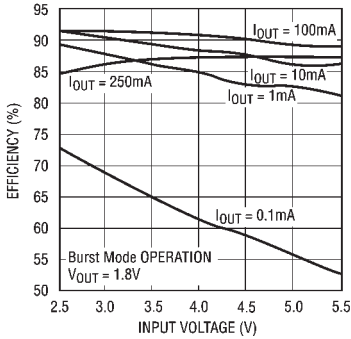
注 4：LTC3405 是在一种专门测试模式下测试的，此时将 V_{FB} 连接到误差放大器的输出。

注 5：由于门极电荷以开关频率传送，因此动态电源电流是比较高。

典型性能特征

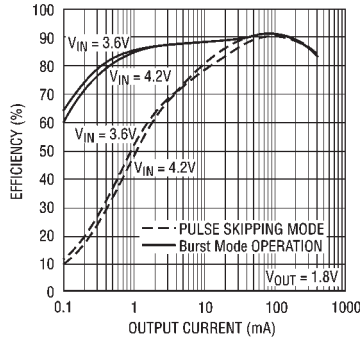
(除电阻分压器中的阻值之外，其它测试条件均与图 1a 相同)

效率与输入电压的关系曲线



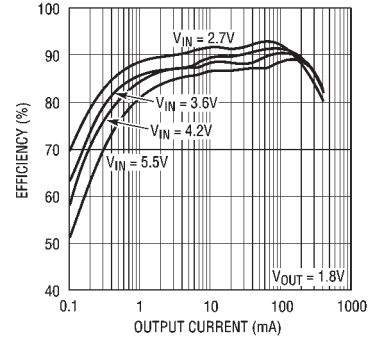
3405 G02

效率与输出电流的关系曲线



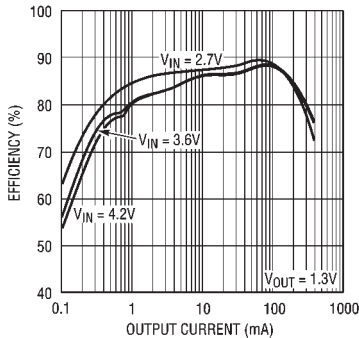
3405 G03

效率与输出电流的关系曲线



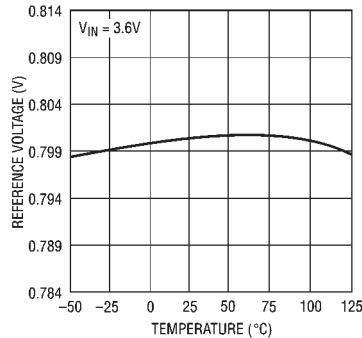
3405 G04

效率与输出电流的关系曲线



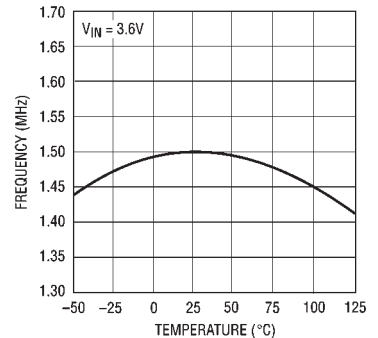
3405 G05

基准电压与温度的关系曲线



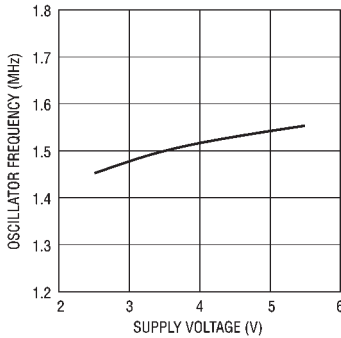
3405 G06

振荡器频率与温度的关系曲线



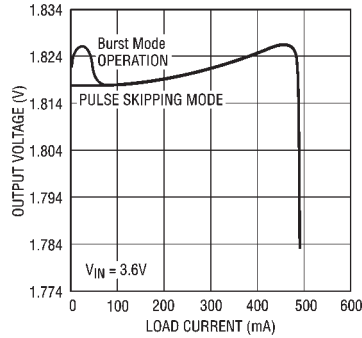
3405 G07

振荡器频率与电源电压的关系曲线



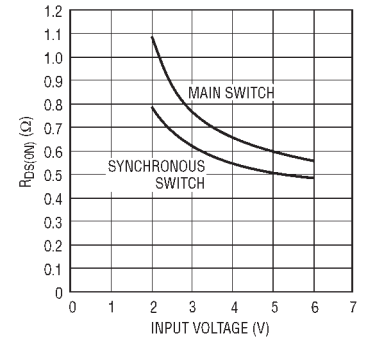
3405 G08

输出电压与负载电流的关系曲线



3405 G09

$R_{DS(ON)}$ 与输入电压的关系曲线

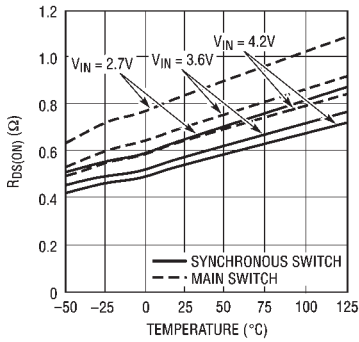


3405 G10

典型性能特征

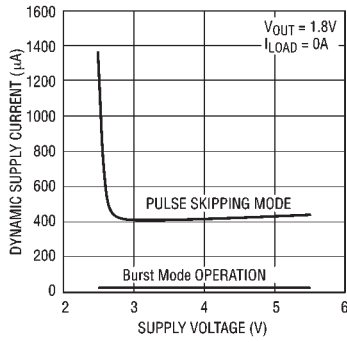
(除电阻分压器中的阻值之外，其它测试条件均与图 1a 相同)

R_{DS(ON)} 与温度的关系曲线



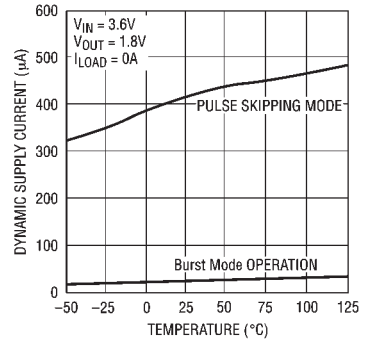
3405 G11

动态电源电流



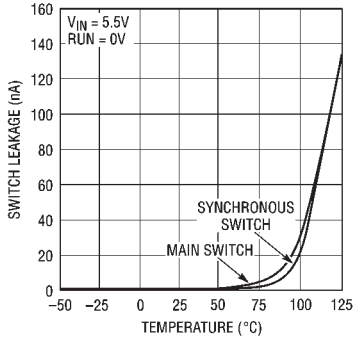
3405 G12

动态电源电流与温度的关系曲线



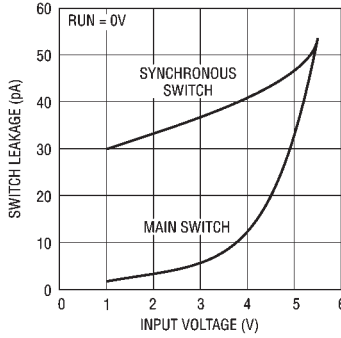
3405 G13

开关泄漏与温度的关系曲线



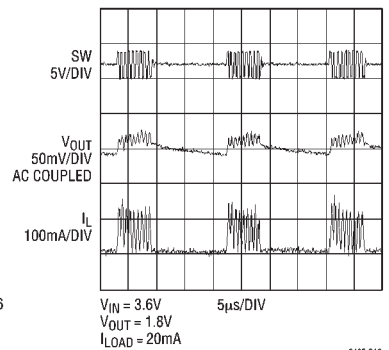
3405 G14

开关泄漏与输入电压的关系曲线



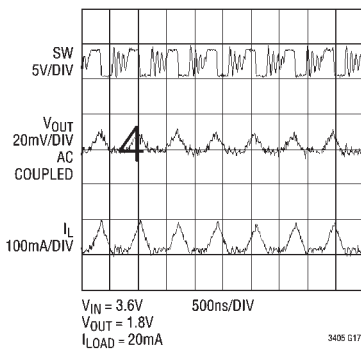
3405 G15

突发模式工作



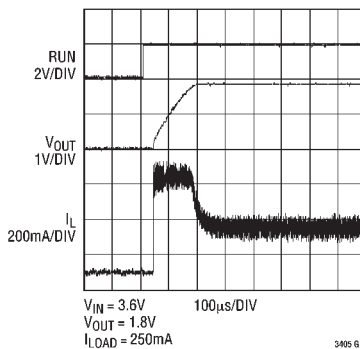
3405 G16

脉冲跳跃模式工作



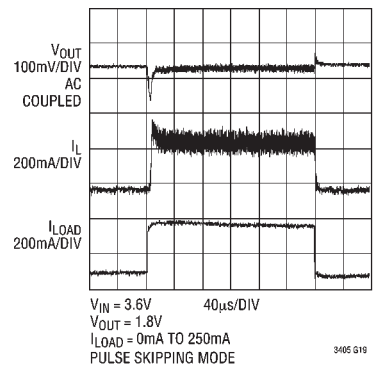
3405 G17

从关断状态下启动



3405 G18

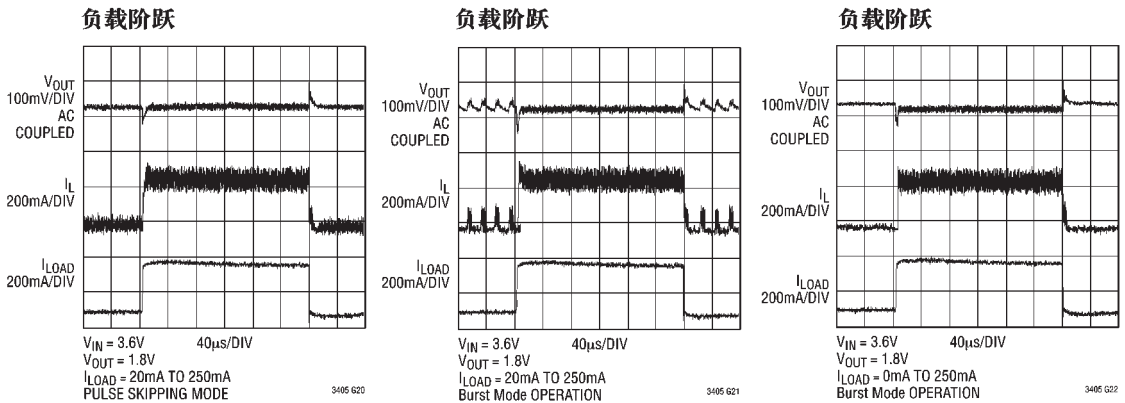
负载阶跃



3405 G19

典型性能特征

(除电阻分压器中的阻值之外，其它测试条件均与图 1a 相同)



引脚功能

RUN (引脚 1) : 运行控制输入。强制该脚高于 1.2V 则器件处于使能状态。强制该脚低于 0.4V，则关断该器件。在关断模式下，所有功能都被停止，并仅消耗 1 μ A 以下的电源电流。勿将该 RUN 引脚悬浮。

GND (引脚 2) : 接地引脚。

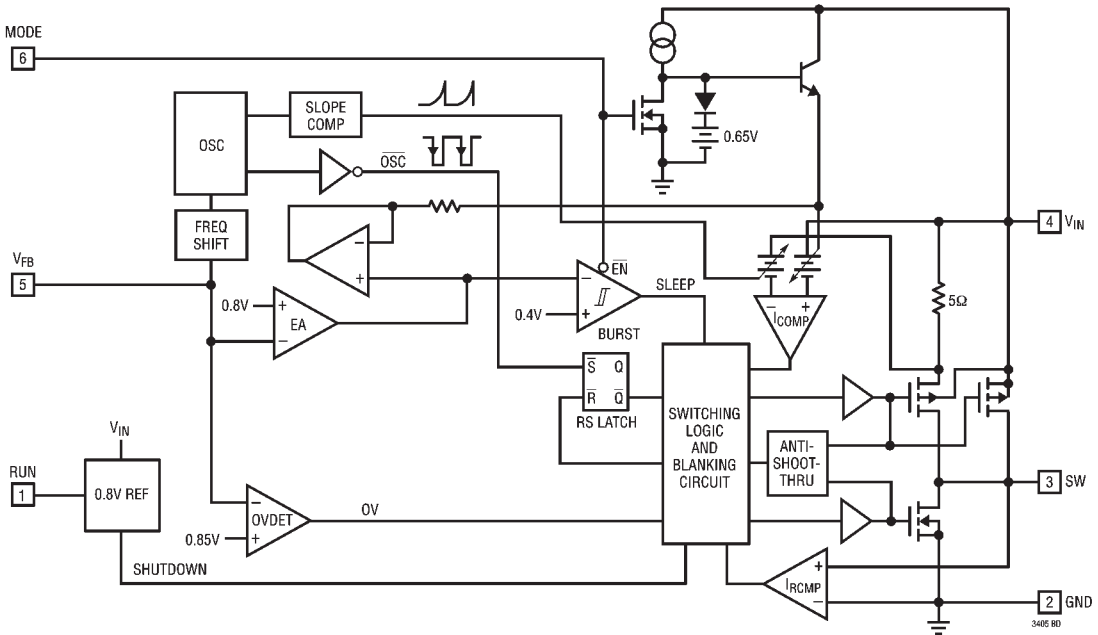
SW (引脚 3) : 连接于电感器的开关节点。该脚连接至内部主控及同步功率 MOSFET 开关的漏极。

V_{IN} (引脚 4) : 主电源引脚。必须采用一个 2.2 μ F 或更大的陶瓷电容器在 GND (引脚 2) 与该脚之间紧密去耦。

V_{FB} (引脚 5) : 反馈引脚。接收跨接于输出端的外部电阻分压器的反馈电压。

MODE (引脚 6) : 模式选择输入。要选择脉冲跳跃模式，将该脚接于 V_{IN} 。该脚接地选择突发模式工作。勿将该脚悬浮。

功能原理图



工作原理 (参考功能原理图)

主控环路

LTC3405 采用恒定频率、电流模式降压结构。主控 (P 沟道 MOSFET) 和同步 (N 沟道 MOSFET) 开关均设于内部。在正常工作状态下，内部顶端功率 MOSFET 在振荡器设置 RS 锁存器时，将于每个周期导通；当电流比较器 I_{COMP} 将 RS 锁存器复位时则关断。 I_{COMP} 用来将 RS 锁存器复位的峰值电感电流受误差放大器 EA 输出的控制。 V_{FB} 引脚 (见“引脚功能”部分的描述) 允许 EA 接收来自外部电阻分压器

的输出反馈电压。当负载电流增加时，它将在反馈电压中造成相对于 0.8V 基准的稍低压降，该压降接著使 EA 放大器的输出电压增加，直到平均电感电流与新负载电流相匹配。在顶端 MOSFET 关断时，底部 MOSFET 导通，直到电感电流开始反转 (如同电流反转比较器 I_{RCMP} 所指示) 或者开始下一个时钟周期。

工作原理 (参考功能原理图)

比较器 OVDET 通过关断主控开关并一直保持这状态到故障结束以防止 $> 6.25\%$ 的瞬态过冲。

突发模式工作

LTC3405 可工作于突发模式, 此时内部功率 MOSFET 根据负载要求间歇地工作。要进入突发模式工作, 只需将 MODE 引脚接至 GND。要停止突发模式工作和进入 PWM 脉冲跳跃模式, 可将 MODE 引脚接至 V_{IN} 或将它驱动到逻辑高电平 ($V_{MODE} > 1.5V$)。在该模式下, 效率于轻负载的情况比较低, 但当输出负载超过 25mA 时则与突发模式相当。脉冲跳跃模式的优势是输出纹波较低, 以及对音频电路的干扰较小。

当转换器处于突发模式工作时, 电感器的峰值电流被设为大约 100mA, 不论输出负载的大小。每次突发事件在轻负载时可持续几个周期, 在中度负载时除短暂睡眠间隔外几乎连续运行。在突发事件之间, 功率 MOSFET 及所有不需要的电路都处于关断状态, 将静态电流减少到 $20\mu A$ 。在这种睡眠状态下, 负载电流只由输出电容器提供。随着输出电压的下降, EA 放大器的输出上升到睡眠门限以上, 使 BURST 比较器翻转从而使顶端 MOSFET 导通。这个过程按照负载所要求的速率重复。

短路保护

当输出与地短路时, 振荡器的频率下降到 210kHz 左右, 达到标称频率的 $1/7$ 。该频率反馈可保证电感电流有更多时间衰减, 从而防止失控。在 V_{FB} 升到 0V 以上时, 振荡器的频率将逐渐上升到 1.5MHz。

压降工作

当输入电源电压减少到接近输出电压时, 占空比随著向最大导通值而增加。电源电压进一步降低迫使主控开关保持导通到一个周期以上, 直到占空比达到 100%。此时输出电压将为输入电压减去 P 沟

道 MOSFET 和电感器两端的压降。

有另一个重要的细节需要牢记, 即在低输入电源电压时, P 沟道开关的 $R_{DS(ON)}$ 增加 (参见“典型性能特征”)。因此, 当 LTC3405 在低输入电压下以 100% 占空比使用时, 用户应该计算功率耗散 (参见“应用信息”部分中的“热考虑”一节)。

低电源工作

LTC3405 可在低至 2.5V 的输入电源电压下工作, 但在如此低的电压下最大允许输出电流值有所下降。图 2 表示在不同输出电压下, 在最大输出电流的减少是输入电压的函数。

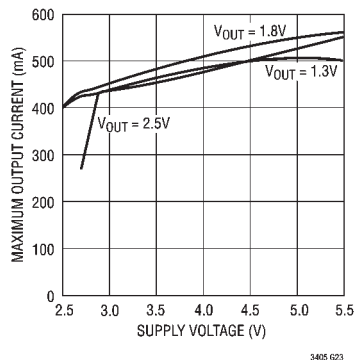


图 2：最大输出电流与输入电压的关系

斜坡补偿与电感器峰值电流

斜坡补偿通过在大占空比防止次谐波振荡, 从而为恒定频率结构带来稳定性。它内部实现的方法是在占空比超过 40% 时为电感电流信号增加一个补偿斜线。通常, 这在占空比 $> 40\%$ 时会造成最大电感器峰值电流的下降。不过, LTC3405 采用了一种专利正待审批的机制来反作用于该补偿斜线, 这使最大电感峰值电流在整个占空比中一直保持不受影响。

应用信息

LTC3405 的基本应用电路如图 1 所示。外部元件的选用由负载要求所决定，首先选择 L，然后是 C_{IN} 和 C_{OUT} 。

电感器的选择

对于大多数应用，电感器的值一般在 $3.3\mu\text{H}$ 至 $10\mu\text{H}$ 的范围。该值根据所期望的纹波电流来选择。大值的电感使纹波电流更小，小值的电感器会使纹波电流更高。更高的 V_{IN} 或 V_{OUT} 也会增加纹波电流，如公式 1 所示。设定纹波电流的合理起点是 $\Delta I_L = 120\text{mA}$ (300mA 的 40%)。

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

电感器 DC 电流的额定值应该至少等于最大负载电流加上纹波电流的一半，以防止磁芯饱和。这样，一个 360mA 额定值的电感器足够用于大多数应用 ($300\text{mA} + 60\text{mA}$)。对于更高的效率，可选择低 DC 电阻的电感器。

电感器的值还对突发模式工作有影响。当电感器电流峰值下降到大约 100mA 时，转移向低电流工作状态开始。更小的电感值 (更高的 ΔI_L) 将使这一过程出现在更低的负载电流下，这将造成低电流工作状态的较高区域效率下降。在突发模式工作中，较小的电感值将造成突发频率增加。

电感器磁芯的选择

不同的磁芯材料和形状会改变电感器的尺寸/电流和价格/电流的关系。环形或屏蔽罐形铁氧体磁芯或坡莫合金材料都是小，不会散射过多的能量，但在相近的电特性下成本一般高于铁粉磁芯。选用哪一种类型的电感器通常更多地取决于价格与尺寸以及辐射场/EMI 的要求，而 LTC3405 的工作要求则处于次要地位。表 1 列出一些典型的表面贴装电感器，这可在 LTC3405 应用上良好工作。

表 1：具代表性的表面贴装电感器

制造商	型号	电感值	最大DC 电流	DCR	高度
Taiyo Yuden	LB2016T3R3M	$3.3\mu\text{H}$	280mA	0.2Ω	1.6mm
Panasonic	ELT5KT4R7M	$4.7\mu\text{H}$	950mA	0.2Ω	1.2mm
Murata	LQH3C4R7M34	$4.7\mu\text{H}$	450mA	0.2Ω	2mm
Taiyo Yuden	LB2016T4R7M	$4.7\mu\text{H}$	210mA	0.25Ω	1.6mm
Panasonic	ELT5KT6R8M	$6.8\mu\text{H}$	760mA	0.3Ω	1.2mm
Panasonic	ELT5KT100M	$10\mu\text{H}$	680mA	0.36Ω	1.2mm
Sumida	CMD4D116R8MC	$6.8\mu\text{H}$	620mA	0.23Ω	1.2mm

C_{IN} 和 C_{OUT} 的选择

在连续模式下，顶端 MOSFET 的源电流是占空周期 V_{OUT}/V_{IN} 的方波。为防止出现较大的电压瞬态，必须按最大 RMS 电流使用低 ESR 的输入电容器尺寸。最大 RMS 电容器电流是：

$$C_{IN} \text{ 所要求的 } I_{RMS} \approx I_{OMAX} \frac{[V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})]^{1/2}}{V_{IN}}$$

该公式在 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 时为最大值，其中 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ 。这一简单最坏条件经常用于设计，因为即使出现严重的偏差也不会带来更大起伏。要注意电容器制造商的纹波电流额定值通常按 2000 小时寿命来计算，因此建议用进一步规格的电容器，或选择额定温度比要求更高的电容。若有任何疑问，可向制造商咨询。

C_{OUT} 的选择是根据所要求的有效串联电阻 (ESR) 来驱动。需要一个在 $100\text{m}\Omega$ 至 $200\text{m}\Omega$ 之间的 ESR 以提供稳定环路。对于 LTC3405 来说，保证正常工作的一般条件是：

$$0.1\Omega \leq C_{OUT} \text{ 所要求的 } ESR \leq 0.6\Omega$$

ESR 是电容器体积的直接函数；即体积大一些的电容器有较小的 ESR。一旦 C_{OUT} 的 ESR 要求得到满足，RMS 电流额定值通常远远超过 $I_{RIPPLE(P-P)}$ 的要求。输出纹波 ΔV_{OUT} 可由下式确定：

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

应用信息

其中 f = 工作频率, C_{OUT} = 输出电容, ΔI_L = 电感器中的纹波电流。对于固定输出电压, 输出纹波在最大输入电压时为最高, 这是由于 ΔI_L 随输入电压而增加。

铝电解电容器和干式钽电容器均有表面贴装的形式。在钽电容的情况, 有必要对用于开关电源的电容器进行浪涌测试。AVX TPS 系列表面贴装钽电容是一种极佳的选择。为获得低 ESR, 它们在构造上有特别之处并经过测试, 因此在给定体积时这种电容的 ESR 最小。其它电容器类型包括 Sanyo POSCAP、Kemet T510 和 T495 系列, 以及 Sprague 593D 和 595D 系列。要得到其它具体建议, 请向制造商咨询。

采用陶瓷输入和输出电容器

体积更小而容值更高、成本更低的陶瓷电容器已出现。它们具有高纹波电流、高电压额定值及低 ESR, 因此是开关稳压器应用的理想元件。然而, 当这类电容器用于输入和输出时必须小心。当陶瓷电容器用于输入, 而电源由墙上适配器经过长导线供给, 那么输出端的一个负载阶跃可引发输入端 V_{IN} 的振荡。在最好的情况下, 该振荡可以耦合到输出端及被误认为环路不稳定。在最坏的情况下, 通过长导线的突然涌入电流能造成在 V_{IN} 的电压尖峰, 这足以损坏器件。

当陶瓷电容器用于输出端时, 它们的低 ESR 不会提供足够的相延迟消除以稳定环路。一个解决办法是采用钽电容器, 它具有较高的 ESR 以提供大容

值, 以及并联一个小陶瓷电容器以减少纹波电压, 如图 3 所示。

另一个办法是将反馈电阻接至 SW 引脚, 如图 4 所示。在 SW 引脚获得反馈信息可消除相位延迟, 这是因为在一个非常稳定环路的输出电容。这种结构通过电感器 DC 电阻与负载电流的乘积来降低负载调整。这种在负载调整上的微移实际上有助于减少输出电压在负载瞬变时发生的过冲和下冲。

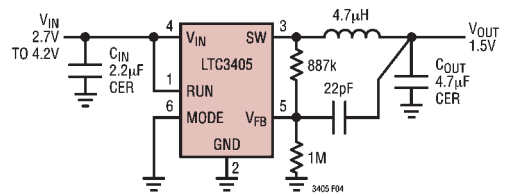


图 4：全采用陶瓷电容器

第三个办法是使用一个高值电阻在 V_{FB} 注入一个前馈信号, 使之好象是高 ESR 输出电容器的纹波电压。图 5 电路表示这种技术是多么容易实现。与先前的例子一样, 前馈电阻 R2B 连接于 SW。不过, 在这种情况下, 反馈信息取自输出端的电阻分压器 R2A 和 R1。这消除大部分因电感器 DC 电阻所造成的负载调整劣化, 同时提供一个类似高 ESR 钽电容器所得的稳定运行。采用这种技术, 额外的前馈电阻 R2B 必须在计算电阻分压器时被考虑如下:

$$R2 = R2A \parallel R2B = \frac{R2A \cdot R2B}{R2A + R2B}$$

$$V_{OUT} = 0.8V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

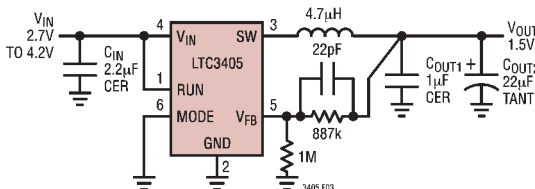


图 3：将陶瓷电容器与钽电容器并联

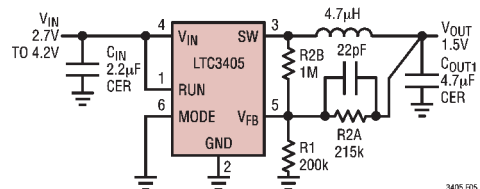


图 5：在一个全采用陶瓷电容的应用中实施前馈注入

应用信息

在脉冲跳跃模式下，LTC3405 在 $V_{IN} \leq 4.2V$ 及采用 $4.7\mu F$ 陶瓷输出电容器是稳定的。对于工作于脉冲跳跃模式下的单锂离子电池应用，可采用图 6 所示的电路。

当选择输入和输出陶瓷电容时，可选用 X5R 或 X7R 电介质配方。在给定容值和尺寸下，这类介质在所有陶瓷电容中具有最佳温度和电压特性。

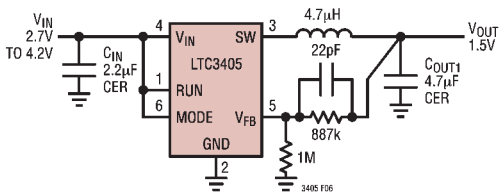


图 6：在脉冲跳跃模式下全部采用陶瓷电容器

输出电压设置

输出电压由电阻分压器按以下公式设置：

$$V_{OUT} = 0.8V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (2)$$

外部电阻分压器连接于输出端，允许远程电压进行感测，如图 7 所示。

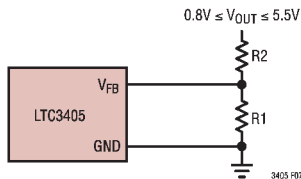


图 7：确定 LTC3405 的输出电压

效率的考虑

开关稳压器的效率等于输出功率除以输入功率再乘 100%。这通常有助于分析各个损耗，以确定那个部分限制了效率，怎样的变化才会产生最大的改进。效率可表达为：

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

其中 L_1 、 L_2 等项为各部分相对于输入功率的损耗百分比。

尽管电路中所有的耗散都产生损耗，但在 LTC3405 电路中，大部分损耗通常来自两种主要来源： V_{IN} 静态电流和 I^2R 损耗。 V_{IN} 静态电流损耗在极低负载电流时成为效率损失中的主要部分，而 I^2R 损耗则在中高负载电流时占了效率损失的大部分。在一个典型的效率图线中，极低负载电流下的效率曲线可能引起误导，因为实际的功率损失并没有结果，如图 8 所示。

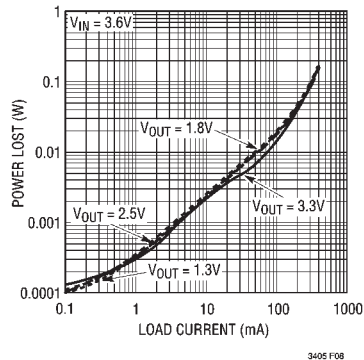


图 8：功率损失与负载电流的关系曲线

- V_{IN} 静态电流由两个部分组成：如在“电特性”部分所给出的 DC 偏置电流，以及内部主控开关和同步开关门极充电电流。门极电荷电流来自内部功率 MOSFET 开关的门极电容开关，每当门极从高向低、再由低向高的转变，一定量的电荷 dQ 将从 V_{IN} 流向地。相应的 dQ/dt 就是流出 V_{IN} 的电流，它通常大于 DC 偏置电流。在连续模式下， $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ ，其中 Q_T 和 Q_B 为内部顶端和底部开关的门极电荷。DC 偏置和门极电荷损耗均与 V_{IN} 成正比，这样，它们的效应在更高电源电压时会更为明显。
- I^2R 损耗由内部开关电阻 R_{SW} 和外部电感电阻 R_L 来计算。在连续模式下，经过电感 L 的平均输出电流是在主控开关和同步开关之间“斩波切换”。

应用信息

这样，由 SW 引脚看进去的串联电阻是顶端和底端 MOSFET 两者之 $R_{DS(ON)}$ 以及占空比 (DC) 的函数，公式如下：

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

顶端和底端 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 可由“典型性能特征”曲线获得。这样，要得到 I^2R 损耗，只需将 R_{SW} 与 R_L 相加，再乘上平均输出电流的平方。

其它损耗还包括 C_{IN} 和 C_{OUT} 的 ESR 消耗性损失，以及电感磁芯的损耗，它们一般只占整个附加损耗的 2% 以下。

热考虑

在大多数应用中，LTC3405 因其高效率所以不会散发很多热量。但是，在某些应用中，LTC3405 运行于高环境温度下和低电源电压以及高占空比时（例如低压降），其所散发的热量可能超过该器件的最大结点温度。如果结点温度达到约 150°C，两功率开关都关断，SW 节点将变为高阻抗。

为避免 LTC3405 超出最大的结点温度，用户需要做一个热分析。热分析的目标是确定工作条件是否超过器件的最大结点温度。该温升由下式给出：

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

其中 P_D 为稳压器的功率耗散， θ_{JA} 是从硅片结点至环境温度的热阻。

结点温度 T_J 由以下公式给出：

$$T_J = T_A + T_R$$

其中 T_A 为环境温度。

如一个例子，考虑 LTC3405 在输入电压为 2.7V、负载电流为 300mA 和环境温度为 70°C 的压降。从开关电阻的典型性能图上看，P 沟道开关的 $R_{DS(ON)}$ 在 70°C 时大约为 0.94Ω。因此，器件的功率

耗散为：

$$P_D = I_{LOAD}^2 \cdot R_{DS(ON)} = 84.6mW$$

对于 SOT-23 封装， θ_{JA} 为 250°C/W。于是，稳压器的结点温度为：

$$T_J = 70^\circ C + (0.0846)(250) = 91.15^\circ C$$

这远低于 125°C 的最大结点温度。

注意，在较高电源电压时，由于开关电阻 ($R_{DS(ON)}$) 的下降，结点温度会更低。

检验瞬态响应

稳压器环路的响应可通过观察负载的瞬态响应来检验。开关稳压器需要数个周期的时间对负载电流的阶跃变化作出响应。当出现负载阶跃时， V_{OUT} 立即出现位移，位移量为 $(\Delta I_{LOAD} \cdot ESR)$ ，其中 ESR 为 C_{OUT} 的有效串联电阻。 ΔI_{LOAD} 还开始对 C_{OUT} 充电或放电，这产生一个反馈误差信号。稳压器环路接著开始起作用，使 V_{OUT} 恢复到稳态值。在这恢复时间， V_{OUT} 可为过冲或振荡被监控，这指示出现一个稳定性问题。关于开关控制环路理论的详细解释，请见应用指南 76 (Application Note 76)。

第二，更为严重的瞬态是在采用大值 (>1μF) 电源旁路电容器时由切换负载引起的。放电的旁路电容器与 C_{OUT} 有效并联，造成 V_{OUT} 的迅速下降。如果负载开关电阻低，并且驱动迅速，那么所有稳压器都无法提供足够电流来防范这个问题。惟一的解决方案是限制开关驱动的上升时间，使负载上升时间被限制在大约 $25 \cdot C_{LOAD}$ 。这样，一个 10μF 的电容器在充电到 3.3V 时，将需要 250μs 的上升时间，使充电电流被限制在 130mA。

应用信息

印刷电路板布局的检验项目

当在印刷电路板上进行布局时，需要进行以下检验项目，以保证 LTC3405 正常工作。这些项目还在图 9 和图 10 以图形表示出来。请在你的布局中检验以下项目：

1. 电源走线 (包括 GND 走线、SW 走线和 V_{IN} 走线) 都应该保持简短、直接并具有一定宽度。
2. V_{FB} 引脚直接连接到反馈电阻吗？电阻分压器 R1/R2 必须连接于 C_{OUT} 的 (+) 极板和地之间。
3. C_{IN} 的 (+) 极板是否与 V_{IN} 尽量紧密地连接？该电容器提供 AC 电流至内部功率 MOSFET。

4. 开关节点 SW 要远离敏感的 V_{FB} 节点。

设计实例

作为一个设计实例，假定 LTC3405 用于由一个单锂离子电池供电的蜂窝电话应用。 V_{IN} 的工作范围从最大的 4.2V 下降至大约 2.7V。负载电流要求为最大 0.25A，但在大多数时间它都处于待机模式，此时仅需 2mA。高和低负载电流下的效率都很重要。输出电压为 2.5V。根据所提供的数据，我们可用公式 (1) 计算 L：

$$L = \frac{1}{(f)(\Delta I_L)} V_{OUT} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \quad (3)$$

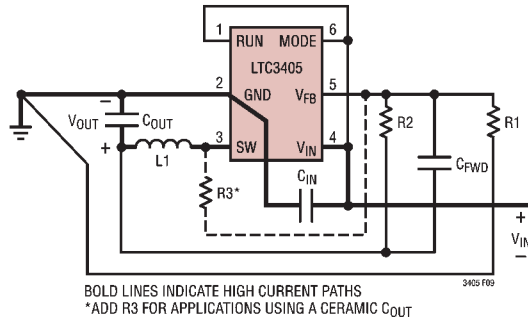


图 9：LTC3405 布局图

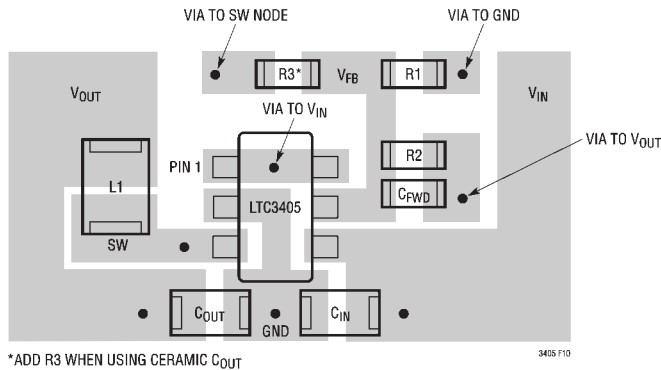


图 10：建议的 LTC3405 布局

应用信息

将 $V_{OUT} = 2.5V$ 、 $V_{IN} = 4.2V$ 、 $\Delta I_L = 100mA$ 及 $f = 1.5MHz$ 代入公式 (3)，得到：

$$L = \frac{2.5V}{1.5MHz(100mA)} \left(1 - \frac{2.5V}{4.2V} \right) \approx 6.8\mu H$$

为获得最佳效率，选了一个 300mA 或更大的电感器和小于 0.3Ω 的串联电阻。

C_{IN} 要求一个 RMS 电流额定值在整温度范围内至少为 $0.125A \approx I_{LOAD(MAX)}/2$ ，以及 C_{OUT} 要求一个 ESR 少于 0.6Ω 和大于 0.1Ω 。在大多数情况

下，一个钽电容器就可以满足这些要求。

对于反馈电阻，选择 $R1 = 412k$ ，然后 $R2$ 可由公式 (2) 计算出来：

$$R2 = \left(\frac{V_{OUT}}{0.8} - 1 \right) R1 = 875.5k ; \text{实际采用 } 887k$$

图 11 示出一完整电路及其效率曲线。

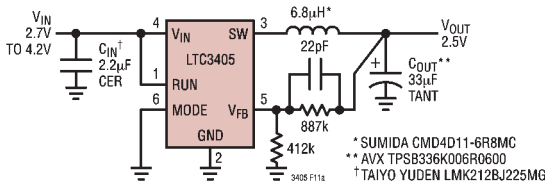


图 11a

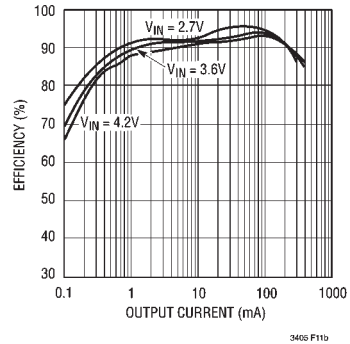
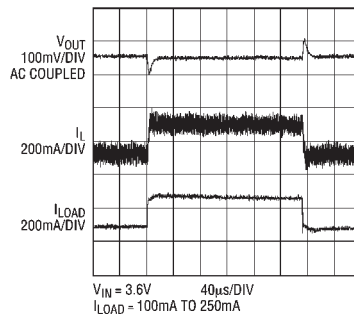
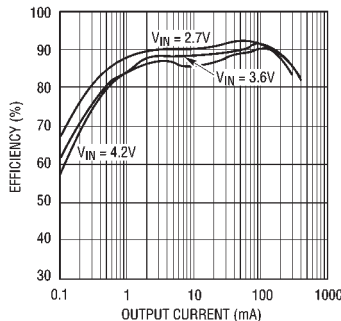
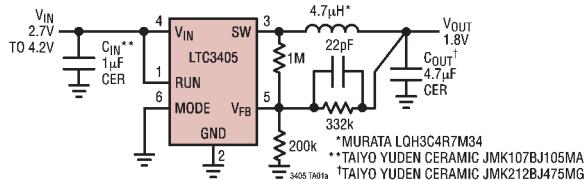


图 11b

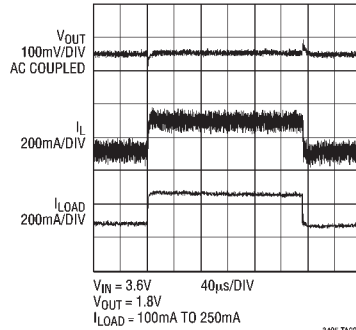
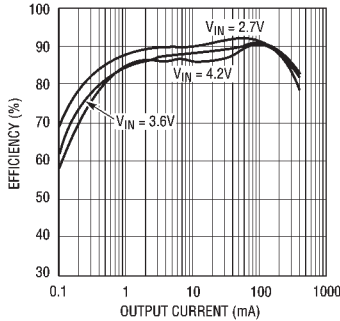
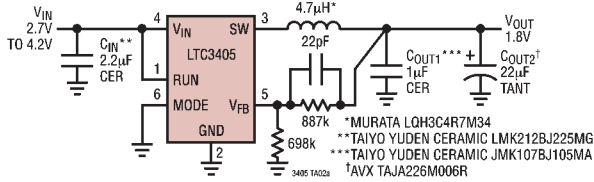
典型应用

为小引脚占位和高效率为优化的单节 锂离子电池至 1.8V/300mA 稳压器

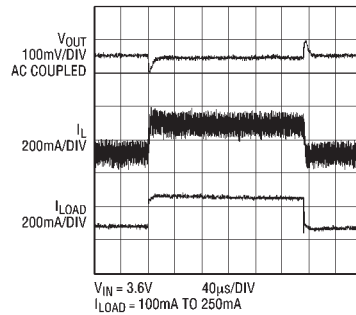
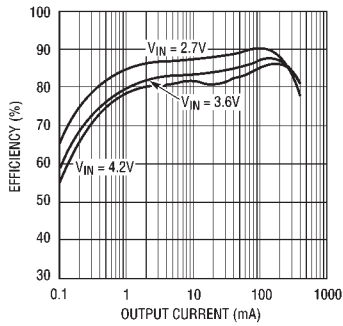
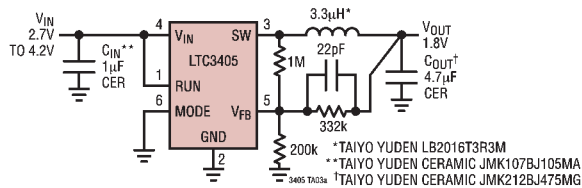


典型应用

采用陶瓷和钽输出电容器的单节 锂离子电池至 1.8V/300mA 稳压器

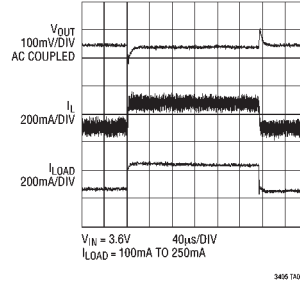
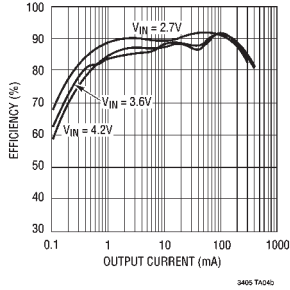
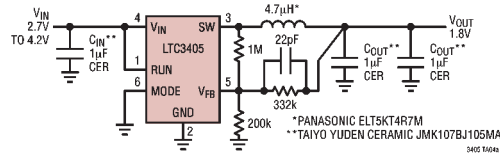


为最少引脚占位而优化，全采用陶瓷 电容器的单节锂离子电池至 1.8V/200mA 稳压器



典型应用

为最低外形 ($\leq 1.2\text{mm}$ 高) 而优化, 全采用陶瓷电容器的
单节锂离子电池至 1.8V/300mA 稳压器



封装描述

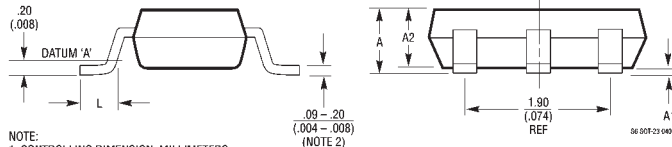
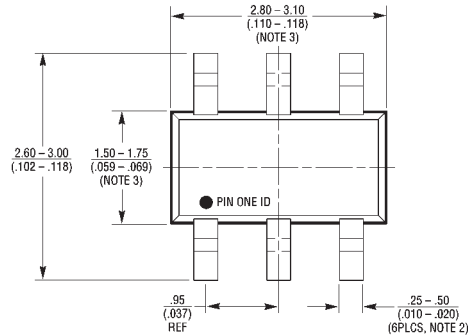
S6 封装

6 引脚塑料 SOT-23

(参考 LTC DWG # 05-08-1634)

(参考 LTC DWG # 05-08-1636)

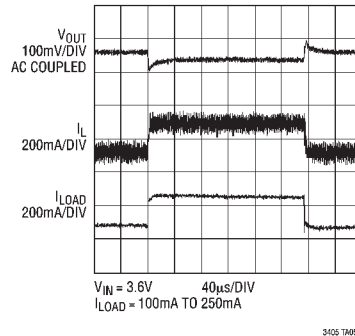
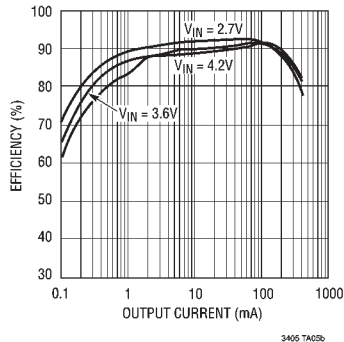
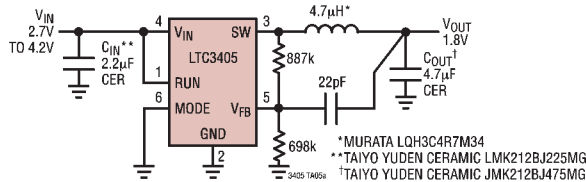
	SOT-23 (Original)	SOT-23 (ThinSOT)
A	.90 - 1.45 (.035 - .057)	1.03 MAX (.039 MAX)
A1	.00 - 0.15 (.00 - .006)	.01 - .10 (.0004 - .004)
A2	.90 - 1.30 (.035 - .051)	.80 - .90 (.031 - .035)
L	.35 - .55 (.014 - .021)	.30 - .50 REF (.012 - .019 REF)



- NOTE:
- CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETERS
 - DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS (INCHES)
 - DRAWING NOT TO SCALE
 - DIMENSIONS ARE INCLUSIVE OF PLATING
 - DIMENSIONS ARE EXCLUSIVE OF MOLD FLASH AND METAL BURR
 - MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED .254mm
 - PACKAGE EIAJ REFERENCE IS: SC-74A (EIAJ) FOR ORIGINAL JEDEC MO-193 FOR THIN

典型应用

全部采用陶瓷电容器并使用最少外部元件的 单节锂离子电池至 1.8V/300mA 稳压器



相关器件

型号	描述	备注
LTC1174/LTC1174-3.3 LTC1174-5	高效率降压型与负电压 DC/DC 转换器	单片开关稳压器, I _{OUT} 至 450mA, 突发模式工作
LTC1265	1.2A、高效率降压型 DC/DC 转换器	恒定关断时间, 单片, 突发模式工作
LTC1474/LTC1475	低静态电流降压型 DC/DC 转换器	单片, I _{OUT} 至 250mA, I _Q = 10µA, 8 引脚 MSOP 封装
LTC1504A	单片同步降压型开关稳压器	低成本, 电压模式 I _{OUT} 至 500mA, V _{IN} 范围从 4V 至 10V
LT1616	600mA、1.4MHz 降压型 DC/DC 转换器	6 引脚 ThinSOT 封装, V _{IN} 范围从 3.6V 至 25V
LTC1627	单片同步降压型开关稳压器	恒定频率, I _{OUT} 至 500mA, 次级绕组调整, V _{IN} 范围从 2.65V 至 8.5V
LTC1701	单片电流模式降压型开关稳压器	恒定关断时间, I _{OUT} 至 500mA, 1MHz 工作频率, V _{IN} 范围从 2.5V 至 5.5V
LTC1707	单片同步降压型开关稳压器	1.19V V _{REF} 引脚, 恒定频率, I _{OUT} 至 600mA, V _{IN} 范围从 2.65V 至 8.5V
LTC1767	1.5A、1.25MHz 降压型开关稳压器	3V 至 25V 输入, 8 引脚 MSOP 封装
LTC1779	单片电流模式降压型开关稳压器	550kHz, 6 引脚 ThinSOT 封装, V _{IN} 范围从 2.5V 至 9.8V
LTC1877	高效率单片降压型稳压器	550kHz, MS8 封装, V _{IN} 高至 10V, I _Q = 10µA, 在 V _{IN} = 5V 时 I _{OUT} 至 600mA
LTC1878	高效率单片降压型稳压器	550kHz, MS8 封装, V _{IN} 高至 6V, I _Q = 10µA, 在 V _{IN} = 3.3V 时 I _{OUT} 至 600mA
LTC3404	1.4MHz 高效率单片降压型稳压器	1.4MHz, MS8 封装, V _{IN} 高至 6V, I _Q = 10µA, 在 V _{IN} = 3.3V 时 I _{OUT} 至 600mA
LTC3405A	1.5MHz 高效率单片降压型稳压器	稳定于陶瓷输出电容器
LTC3405A-1.5/ LTC3405A-1.8	1.5MHz 高效率单片降压型稳压器	LTC3405A 的固定输出型版本

3405f