

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
- 稳定于陶瓷电容器
- 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®3405A 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 LTC3405A 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。

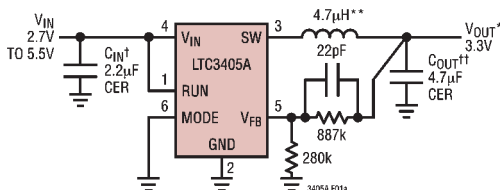
开关频率在内部被设定为 1.5MHz，因此可使用小型表面贴装电感器和电容器。LTC3405A 是特别为配合陶瓷电容器工作而设计，可得到非常低的输出电压纹波和一个小 PCB 引脚占位。

内部同步开关提高了效率，省略了外部肖特基二极管。0.8V 反馈基准电压可方便地支持低输出电压。LTC3405A 的封装形式为薄型 (1mm) ThinSOT。

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
 †† TAIYO YUDEN JMK212BJ475MG

图 1a：高效率降压型转换器

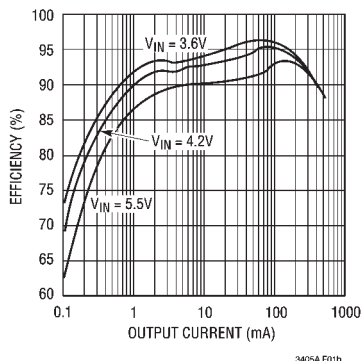


图 1b：效率与负载电流的关系曲线

LTC3405A

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 沟道开关电源电流 (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

<p>TOP VIEW</p> <p>RUN 1 6 MODE</p> <p>GND 2 5 VFB</p> <p>SW 3 4 VIN</p> <p>S6 PACKAGE 6-LEAD PLASTIC SOT-23 $T_{JMAX} = 125^{\circ}C, \theta_{JA} = 250^{\circ}C/W$</p>	订购型号
	LTC3405AES6
	S6 型标记
	LTW

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 $T_A = 25^{\circ}C$ 。 $V_{IN} = 3.6V$ ，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：LTC3405AE 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：
LTC3405A: $T_J = T_A + (P_D)(250^{\circ}C/W)$

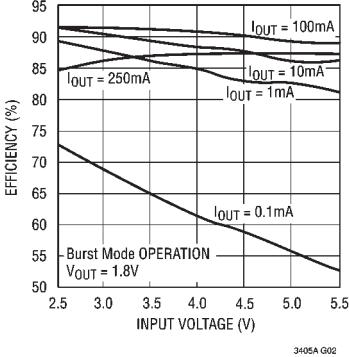
注 4：LTC3405A 是在一种专门测试模式下测试的，此时将 V_{FB} 连接到误差放大器的输出。

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。

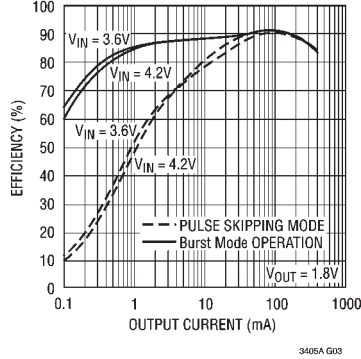
典型性能特征

(除电阻分压器中的阻值之外，其它测试条件均与图 1a 相同)

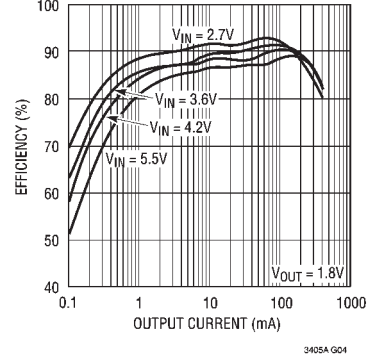
效率与输入电压的关系曲线



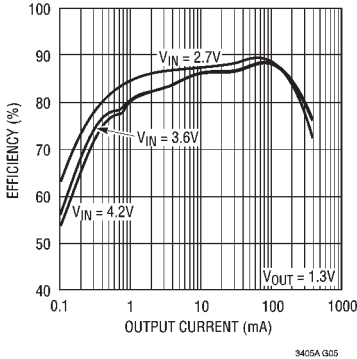
效率与输出电流的关系曲线



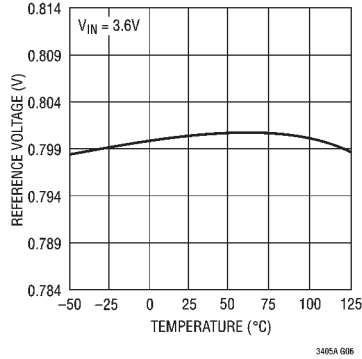
效率与输出电流的关系曲线



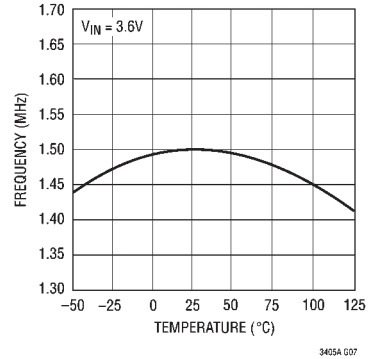
效率与输出电流的关系曲线



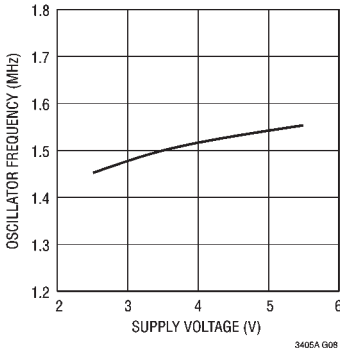
基准电压与温度的关系曲线



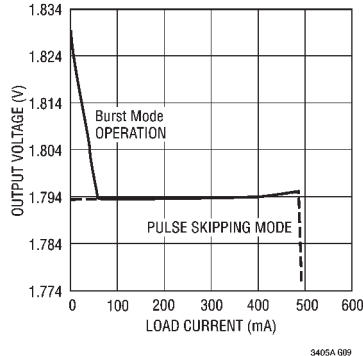
振荡器频率与温度的关系曲线



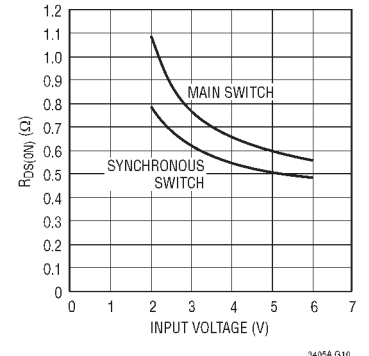
振荡器频率与电源电压的关系曲线



输出电压与负载电流的关系曲线

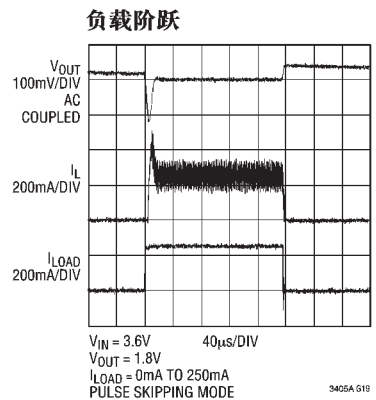
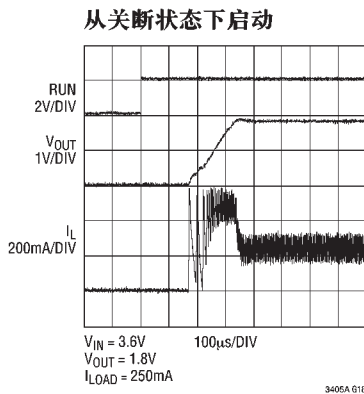
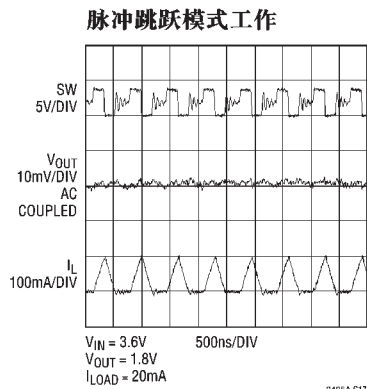
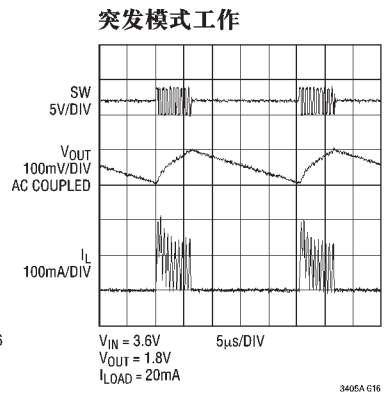
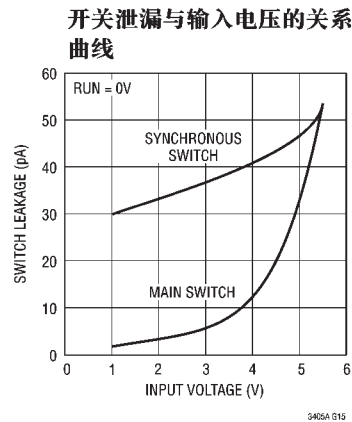
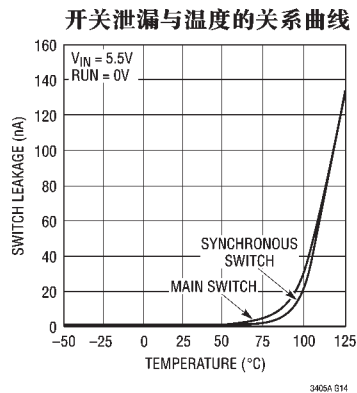
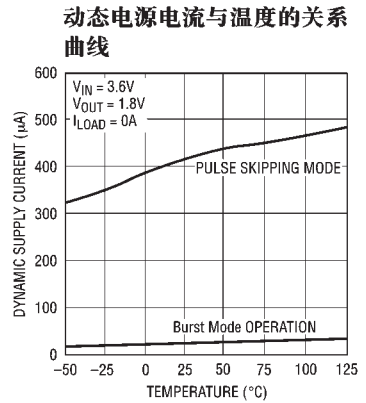
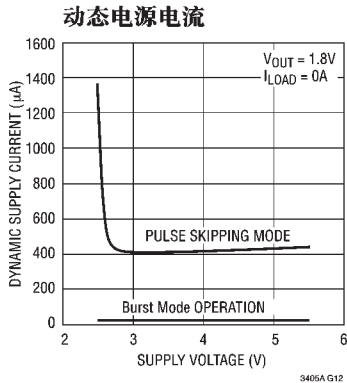
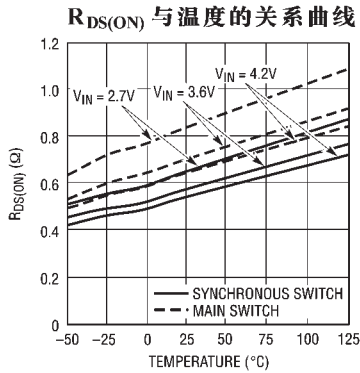


$R_{DS(ON)}$ 与输入电压的关系曲线



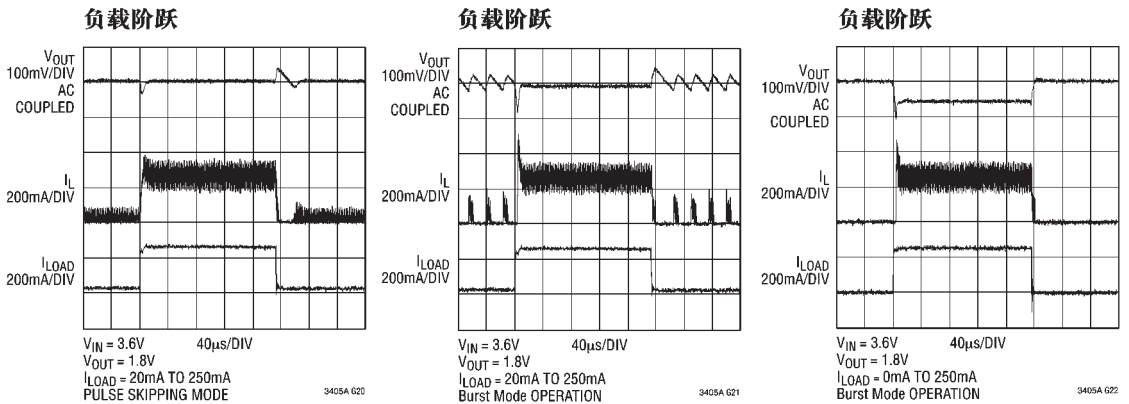
典型性能特征

(除电阻分压器中的阻值之外，其它测试条件均与图 1a 相同)



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 $1\mu A$ 以下的电源电流。勿将该脚悬浮。

GND (引脚 2)：接地引脚。

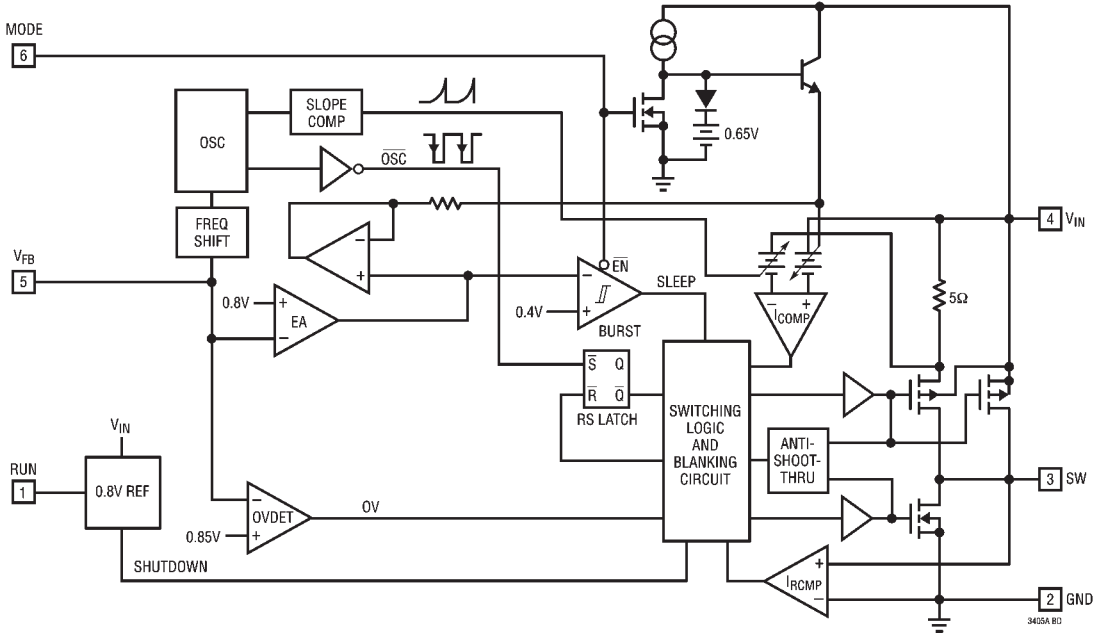
SW (引脚 3)：连接于电感器的开关节点。该脚连接至内部主控及同步功率 MOSFET 开关的漏极。

V_{IN} (引脚 4)：主电源引脚。必须采用一个 $2.2\mu F$ 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

LTC3405A 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，直到平均电感器电

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。

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

LTC3405A 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

工作原理 (参考功能原理图)

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 μ A。在这种睡眠状态下,负载电流只由输出电容器提供。随著输出电压的下降,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 LTC3405A 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

LTC3405A 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。

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

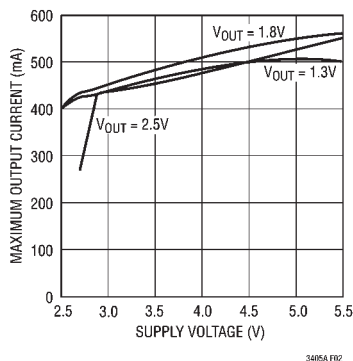


图 2：最大输出电流与输入电压的关系

应用信息

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，LTC3405A 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。

LTC3405A 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 2.2 μ H 至 10 μ 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 (300mA + 60mA)。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

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	LB2016T2R2M	2.2 μ H	315mA	0.13 Ω	1.6mm
	LB2012T2R2M	2.2 μ H	240mA	0.23 Ω	1.25mm
	LB2016T3R3M	3.3 μ H	280mA	0.2 Ω	1.6mm
Panasonic	ELT5KT4R7M	4.7 μ H	950mA	0.2 Ω	1.2mm
Murata	LQH3C4R7M34	4.7 μ H	450mA	0.2 Ω	2mm
Taiyo Yuden	LB2016T4R7M	4.7 μ H	210mA	0.25 Ω	1.6mm
Panasonic	ELT5KT6R8M	6.8 μ H	760mA	0.3 Ω	1.2mm
Panasonic	ELT5KT100M	10 μ H	680mA	0.36 Ω	1.2mm
Sumida	CMD4D116R8MC	6.8 μ H	620mA	0.23 Ω	1.2mm

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 LTC3405A 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 LTC3405A 应用上良好工作。

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 电容器的电流是：

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

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。通常一旦 C_{OUT} 的 ESR 要求被达到，RMS 电流额定值通常远远超出 $I_{RIPPLE(P-P)}$ 的要求。输出纹

应用信息

波 ΔV_{OUT} 可由下式确定：

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

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。

如果使用钽电容器，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。因为 LTC3405A 的控制环路在稳定运作时不取决于输出电容器的 ESR，陶瓷电容器能自由地被使用以达到很低输出纹波和小电路尺寸。

然而，当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。

输出电压设置

输出电压由电阻分压器按以下公式设置：

$$V_{OUT} = 0.8V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) \quad (2)$$

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 3 所示。

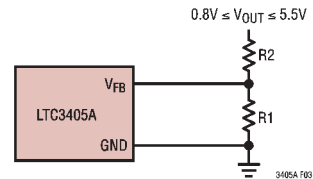


图 3：确定 LTC3405A 的输出电压

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：

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

其中 $L1$ 、 $L2$ 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 LTC3405A 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 4 所示。

1. 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

应用信息

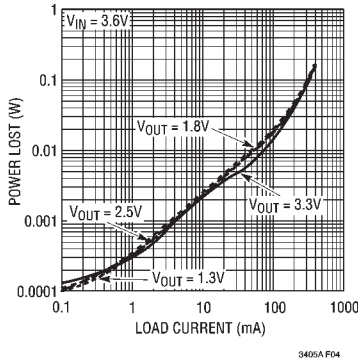


图 4：功率损失与负载电流的关系曲线

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”。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，LTC3405A 因其高效率所以不会散发很多热量。但是，在某些应用中，LTC3405A 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 LTC3405A 超出最大的结点温度，用户需要做一些热分析。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 LTC3405A 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：

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

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

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

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。

应用信息

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 ($>1\mu F$) 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 $10\mu F$ 的电容器在充电到 3.3V 时，将需要 $250\mu s$ 的上升时间，使充电电流被限制约在 130mA。

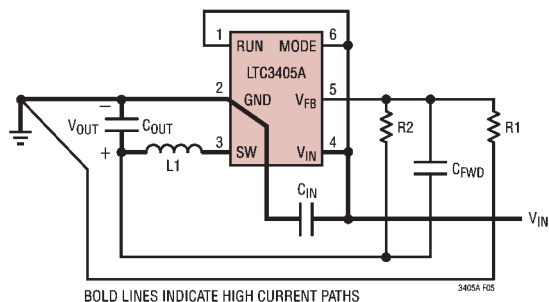


图 5 : LTC3405A 布局图

应用信息

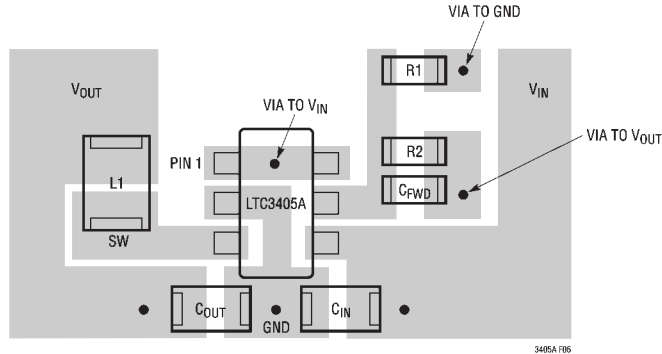


图 6：建议的 LTC3405A 布局

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 LTC3405A 正常工作。这些项目还在图 5 和图 6 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. 保持 C_{IN} 和 C_{OUT} 的 (-) 极板尽量接近。
5. 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 LTC3405A 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：

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

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

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

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 电流额定值在整个温度范围内至少为 $0.125A \cong I_{LOAD(MAX)}/2$ ，以及 C_{OUT} 要求一个 ESR 少于 0.5Ω 。在大多数情况下，一个陶瓷电容器就可以满足这要求。

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 7 示出一完整电路及其效率曲线。

应用信息

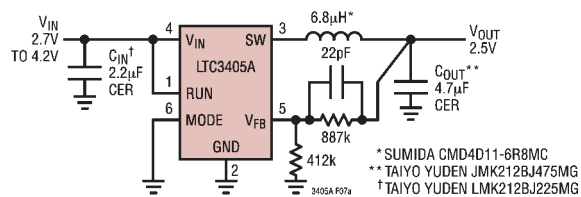


图 7a

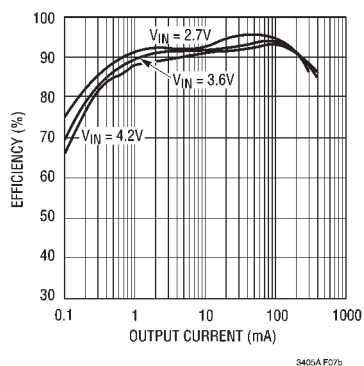


图 7b

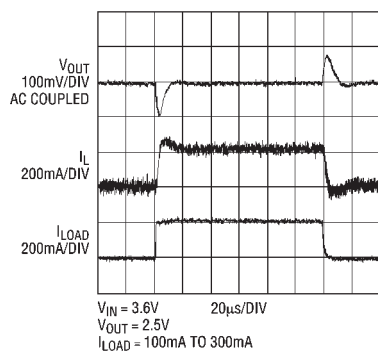
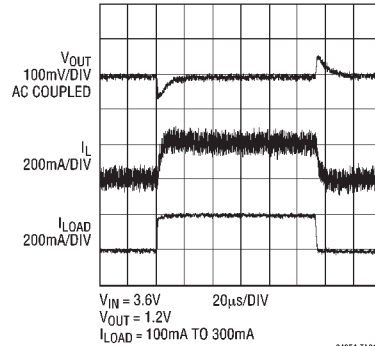
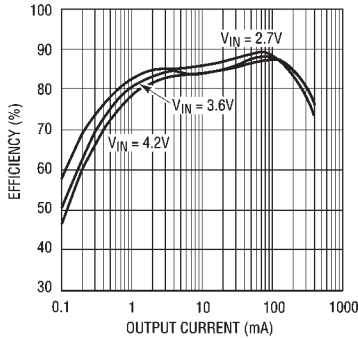
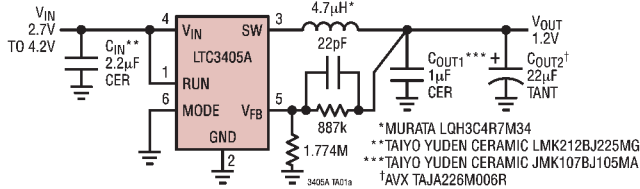


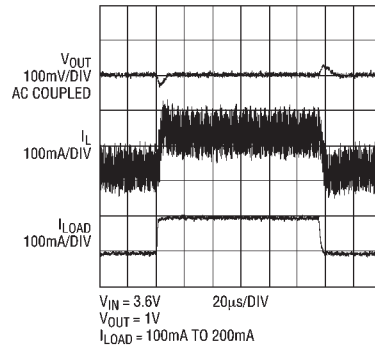
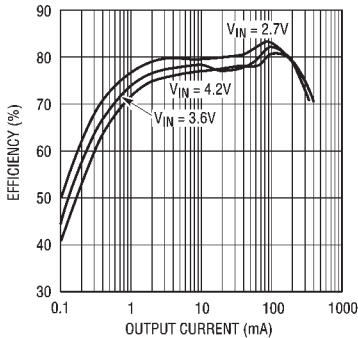
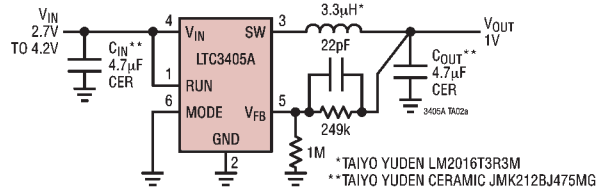
图 7c

典型应用

采用陶瓷和钽输出电容器的单节 锂离子电池至 1.2V/300mA 稳压器

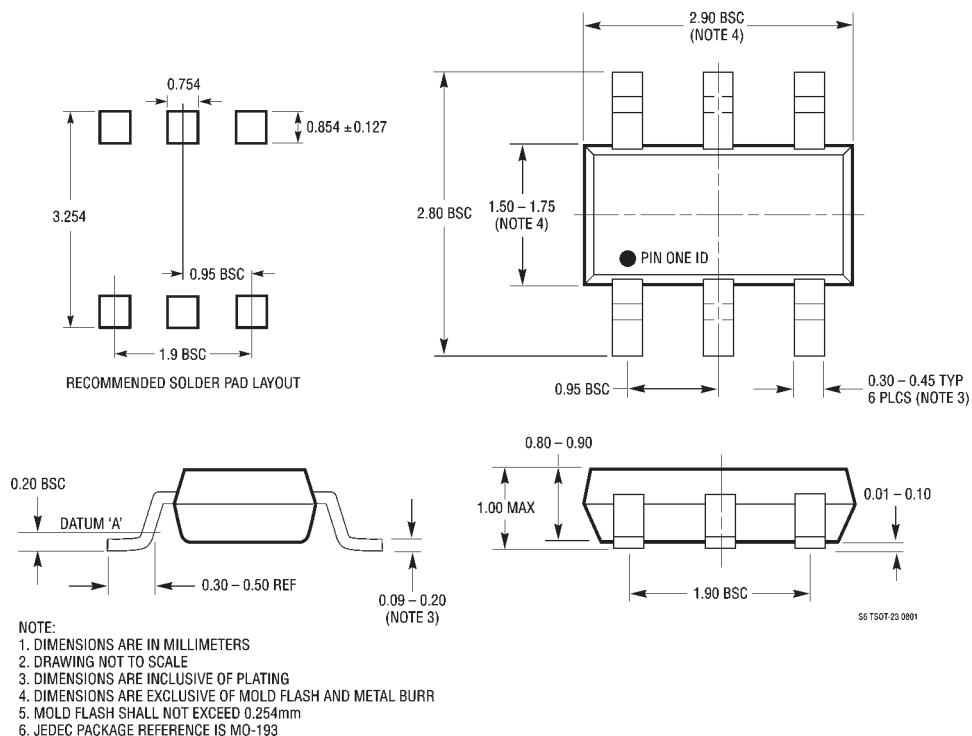


为最少引脚占位而优化，全采用陶瓷 电容器的单节锂离子电池至 1V/200mA 稳压器



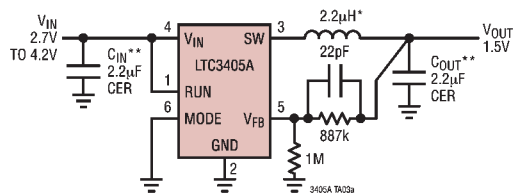
封装描述

S6 封装
6 引脚塑料 SOT-23
(参考 LTC DWG # 05-08-1636)

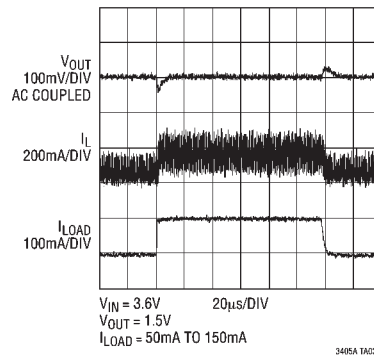
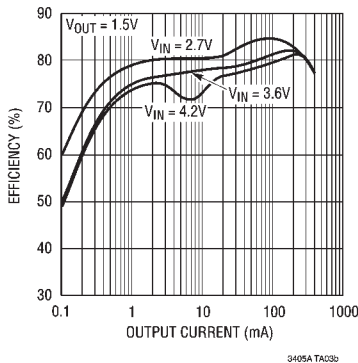


典型应用

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 1.5V/150mA 稳压器



*TAIYO YUDEN LB2012T2R2M
**TAIYO YUDEN CERAMIC LMK212BJ225MG



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} 高至 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	V _{REF} 引脚 1.19V, 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-1.5/ 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

3405af