

采用ThinSOT 封装的 1.5MHz、600mA 同步 降压型稳压器

特点

- 高效：效率高达96%
- 非常低的静态电流：在操作过程中仅为 20 μ A
- 600mA 输出电流
- 2.5V 至 5.5V 输入电压范围
- 1.5MHz 恒定工作频率
- 无需肖特基二极管
- 低压降操作：100% 占空比
- 0.6V 基准允许低输出电压
- 待机模式吸收 $\leq 1\mu$ A 的供电电流
- 实现优越电压和负载瞬态响应的电流模式操作
- 过热保护
- 高度仅 1mm 的扁平 ThinSOT™ 封装

应用

- 蜂窝电话
- 个人信息设备
- 无线和 DSL 调制解调器
- 数码相机
- MP3 播放机
- 便携式仪表

描述

LTC® 3406 是一种采用恒定频率、电流模式架构的高效单片同步降压型稳压器。该器件具备可调型和输出电压固定型 (1.5V 和 1.8V) 版本。操作过程中的供电电流仅为 20 μ A，在待机状态则降至 1 μ A 或更低。2.5V 至 5.5V 的输入电压范围使得 LTC3406 成为单节锂电池供电型应用的理想选择。100% 的占空比实现了低压降操作，并延长了便携式系统中的电池使用寿命。自动突发模式 (Burst Mode®) 操作提高了轻负载条件下的效率，从而进一步延长了电池的使用寿命。

将内部开关频率设定为 1.5MHz，因而能够采用小表面贴装型电感器和电容器。

内部同步开关提高了效率，并免除了增设一个外部肖特基二极管的需要。利用 0.6V 反馈基准电压能够容易地对低输出电压提供支持。LTC3406 采用扁平状 (高度仅 1mm) 的 ThinSOT 封装。

LT、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。
ThinSOT 是凌特公司的商标。

典型应用

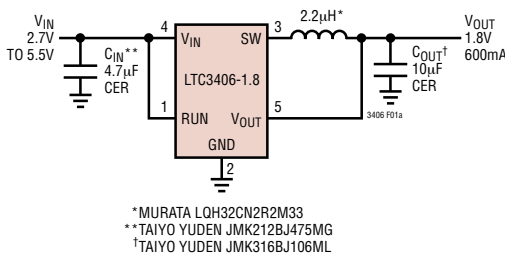


图 1a：高效降压型转换器

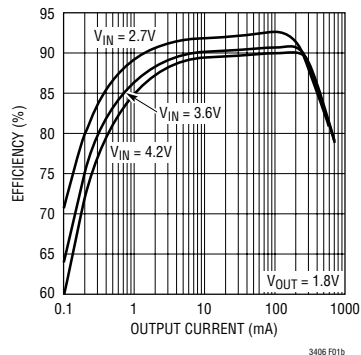


图 1b：效率与负载电流的关系曲线

LTC3406

LTC3406-1.5/LTC3406-1.8

绝对最大额定值 (注1)

输入供电电压	-0.3V 至 6V	峰值 SW 吸收和源电流	1.3A
RUN、V _{FB} 电压	-0.3V 至 V _{IN}	工作温度范围 (注2)	-40°C 至 85°C
SW 电压	-0.3V 至 (V _{IN} + 0.3V)	结温 (注3)	125°C
P 沟道开关源电流 (DC)	800mA	储存温度范围	-65°C 至 150°C
N 沟道开关吸收电流 (DC)	800mA	引脚温度 (焊接时间 10 秒)	300°C

封装/订货信息

	产品型号		产品型号
	LTC3406ES5		LTC3406ES5-1.5 LTC3406ES5-1.8
	S5 器件标记		S5 器件标记
	LTA5		LTD6 LTC4

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°C。V_{IN} = 3.6V，除非特别注明。

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	
V _{FB}	稳定反馈电压	LTC3406 (注4) T _A = 25°C LTC3406 (注4) 0°C ≤ T _A ≤ 85°C LTC3406 (注4) -40°C ≤ T _A ≤ 85°C		0.5880 0.5865 0.5850	0.6 0.6 0.6150	V V V	
ΔV _{FB}	基准电压调节	V _{IN} = 2.5V 至 5.5V (注4)	●	0.04	0.4	%/V	
V _{OUT}	稳定输出电压	LTC3406-1.5, I _{OUT} = 100mA LTC3406-1.8, I _{OUT} = 100mA	● ●	1.455 1.746	1.500 1.800 1.854	V V	
ΔV _{OUT}	输出电压调节	V _{IN} = 2.5V 至 5.5V	●	0.04	0.4	%/V	
I _{PK}	峰值电感器电流	V _{IN} = 3V, V _{FB} = 0.5V 或 V _{OUT} = 90%, 占空比 < 35%		0.75	1	1.25	A
V _{LOADREG}	输出电压负载调节			0.5		%	
V _{IN}	输入电压范围		●	2.5	5.5	V	
I _S	输入 DC 偏置电流 工作模式 睡眠模式 停机模式	(注5) V _{FB} = 0.5V 或 V _{OUT} = 90%, I _{LOAD} = 0A V _{FB} = 0.62V 或 V _{OUT} = 103%, I _{LOAD} = 0A V _{RUN} = 0V, V _{IN} = 4.2V		300 20 0.1	400 35 1	μA μA μA	
f _{OSC}	振荡器频率	V _{FB} = 0.6V 或 V _{OUT} = 100% V _{FB} = 0V 或 V _{OUT} = 0V	●	1.2 210	1.5 1.8	MHz kHz	
R _{PFET}	P 沟道 FET 的 R _{DS(ON)}	I _{SW} = 100mA		0.4	0.5	Ω	
R _{NFET}	N 沟道 FET 的 R _{DS(ON)}	I _{SW} = -100mA		0.35	0.45	Ω	
I _{LSW}	SW 漏电流	V _{RUN} = 0V, V _{SW} = 0V 或 5V, V _{IN} = 5V		±0.01	±1	μA	

sn3406 3406fs

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。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
V_{RUN}	RUN 门限		● 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过该值则器件的耐用性有可能受损。

注 2：LTC3406E 保证在 0°C 至 70°C 的温度范围内满足规定性能的要求。 -40°C 至 85°C 工作温度范围内的规格由设计、特性和相关的统计过程控制来提供保证。

注 3： T_J 根据以下公式由环境温度 T_A 和功耗 P_D 计算而得：

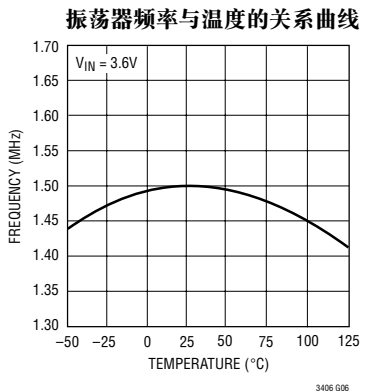
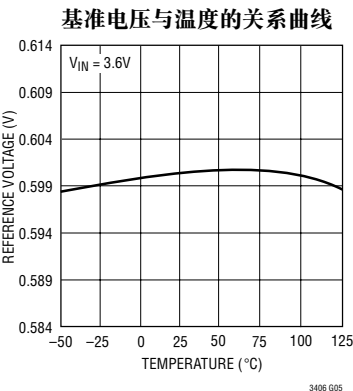
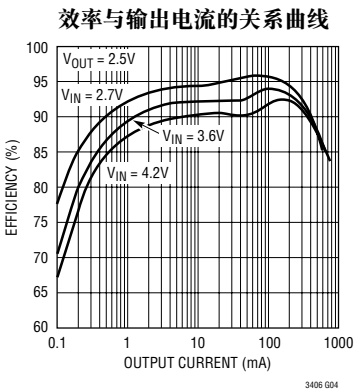
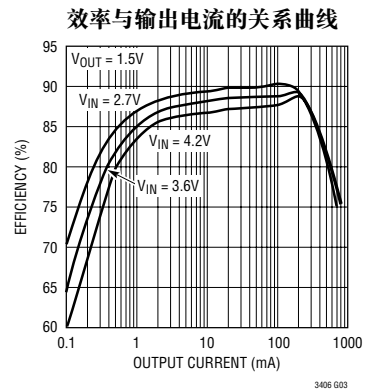
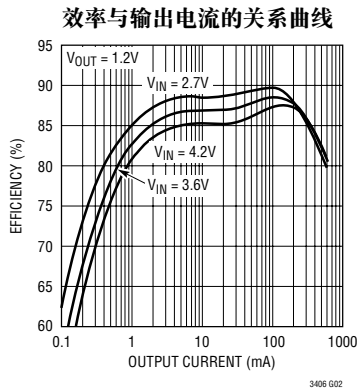
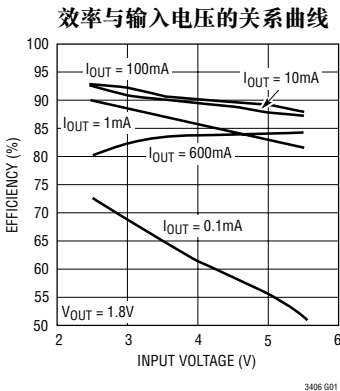
$$\text{LTC3406: } T_J = T_A + (P_D)(250^\circ\text{C/W})$$

注 4：LTC3406 是在一个将 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 5：由于以开关频率进行传送的栅极电荷缘故，动态供电电流更高。

典型性能特征

(以下曲线均由图 1a 所示的电路测得，只是采用的阻性分压电阻值有所不同)



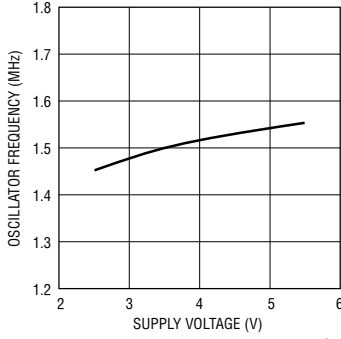
LTC3406

LTC3406-1.5/LTC3406-1.8

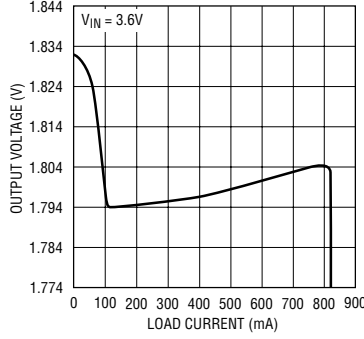
典型性能特征

(以下曲线均由图 1a 所示的电路测得，只是采用的阻性分压电阻值有所不同)

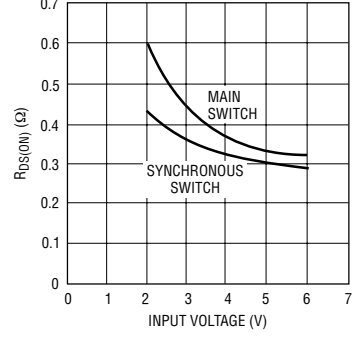
振荡器频率与供电电压的关系曲线



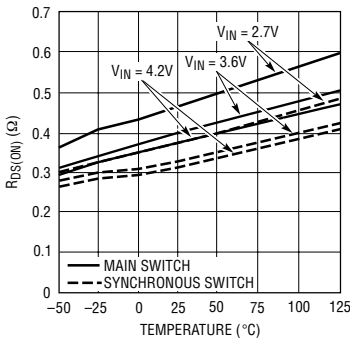
输出电压与负载电流的关系



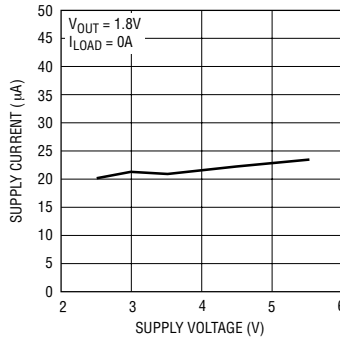
R_{DS(ON)} 与输入电压的关系



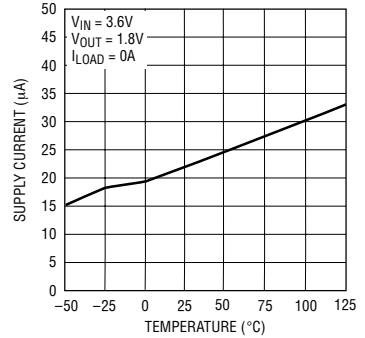
R_{DS(ON)} 与温度的关系曲线



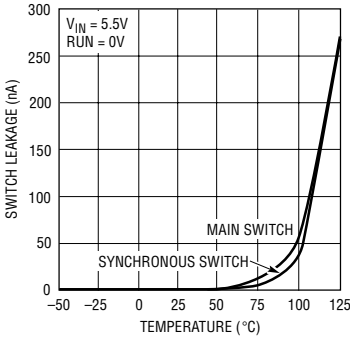
供电电流与供电电压的关系



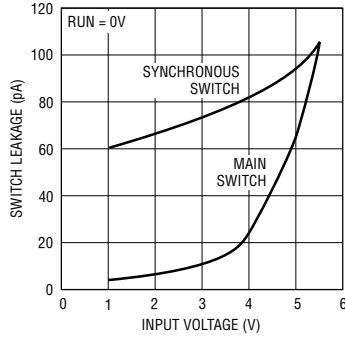
供电电流与温度的关系曲线



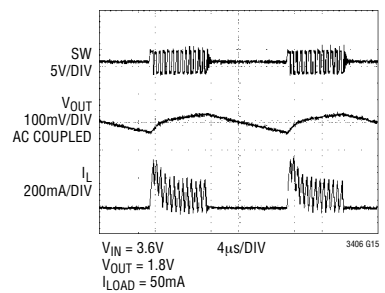
开关漏电流与温度的关系



开关漏电流与输入电压的关系曲线



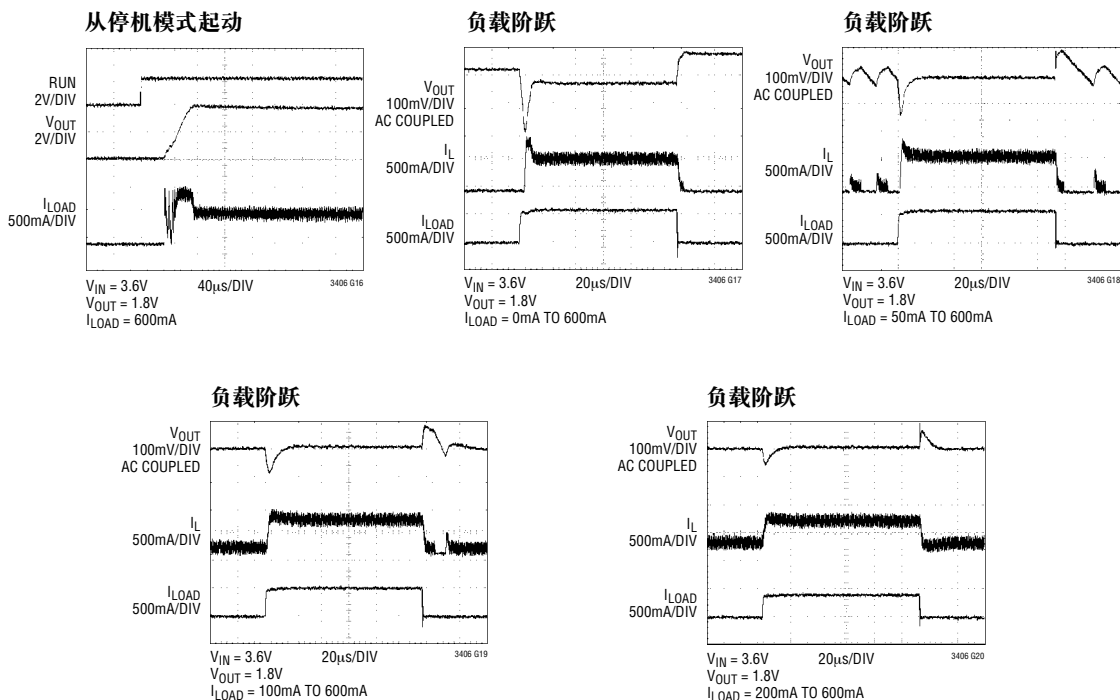
突发模式操作



sn3406 3406fs

典型性能特征

(以下曲线均由图 1a 所示的电路测得，只是采用的阻性分压电阻值有所不同)



引脚功能

RUN (引脚 1): 运行控制输入。强制此引脚的电平超过 1.5V 将使能该器件。使此引脚的电平低于 0.3V 将关断该器件。在停机模式中，所有的功能均失效，吸收 < 1μA 的供电电流。不要让 RUN 引脚处于浮置状态。

GND (引脚 2): 接地引脚。

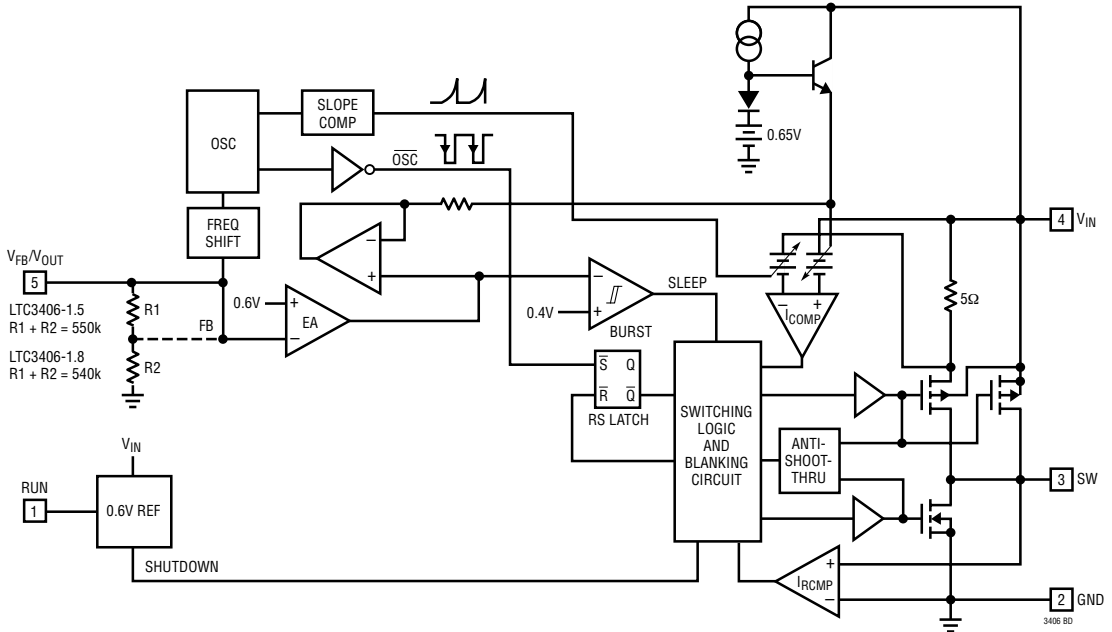
SW (引脚 3): 连接至电感器的开关节点。该引脚连接至内部主功率 MOSFET 开关和同步功率 MOSFET 开关的漏极。

V_{IN} (引脚 4): 主供电引脚。必须通过一个 2.2μF 或更大的陶瓷电容器紧密去耦至地 (引脚 2)。

V_{FB} (引脚 5) (LTC3406): 反馈引脚。从一个跨接在输出端的外部阻性分压器接收反馈电压。

V_{OUT} (引脚 5) (LTC3406-1.5/LTC3406-1.8): 输出电压反馈引脚。一个内部阻性分压器对输出电压进行分压，以便与内部基准电压相比较。

功能框图



工作原理 (请参阅功能框图)

主控制环路

LTC3406 采用一种恒定频率、电流模式降压型架构。内置主 (P 沟道 MOSFET) 和同步 (N 沟道 MOSFET) 开关。在正常操作过程中，当振荡器置位 RS 锁存器时，内部高端功率 MOSFET 在每个周期导通，而当电流比较器 I_{COMP} 使 RS 锁存器复位时则关断。 I_{COMP} 使 RS 锁存器复位的峰值电感器电流由误差放大器 EA 的输出来控制。当负载电流增加时，它将导致反馈电压 FB 相对 0.6V 基准发生轻微的下降，而这又会使 EA 放大器的输出电压升高，直到平均电感器电流与新的负载电流相匹配为止。当高端 MOSFET 关断时，低端 MOSFET 接通，直到电感器电流开始反向 (由电流反向比较器 I_{RCMP} 来指示) 或下一个时钟周期开始为止。

突发模式操作

LTC3406 能够进行突发模式操作，在该模式中，内部功率 MOSFET 可根据负载要求进行间歇操作。

在突发模式操作中，不管输出负载是多少，电感器的峰值电流都被设定为 200mA 左右。每个突发的持续时间可以从轻负载条件下的几个周期到中等负载条件下带短暂睡眠间隔的几乎连续循环。在这些突发事件之间，功率 MOSFET 以及任何不需要的电路均被关断，从而将静态电流降至 $20\mu\text{A}$ 。在该睡眠状态下，负载电流全部由输出电容器提供。随着输出电压的下降，EA 放大器的输出升至睡眠门限之上，这时向 BURST 比较器发送跳变指示信号，并接通高端 MOSFET。该过程的重复频率取决于负载要求。

工作原理 (请参阅功能框图)

短路保护

当输出被短路至地时，振荡器的频率被降至约 210kHz (即标称频率的七分之一)。该频率折返确保电感器电流有更多的时间进行衰减，因此防止了电失控现象。当 V_{FB} 或 V_{OUT} 升至 0V 以上时，振荡器频率将逐步增加至 1.5MHz。

压降操作

当输入供电电压降至一个接近输出电压值时，占空比向最大接通时间增加。供电电压的进一步降低将使主开关在超过一个周期的时间里保持导通状态，直到占空比达到 100% 为止。这样，输出电压将由输入电压与 P 沟道 MOSFET 和电感器两端的压降之差来决定。

一个需要牢记的重要细节是，在低输入供电电压条件下，P 沟道开关的 $R_{DS(ON)}$ 增大 (请参见“典型性能特征”)。因此，当 LTC3406 在 100% 的占空比及低输入电压的条件下使用时，用户应计算功耗 (请参见“应用信息”部分中的“热考虑”)。

低供电电压操作

LTC3406 可在低至 2.5V 的输入供电电压条件下工作，但在该低电压条件下，最大可允许输出电流减小。图 2 示出了对于不同的输出电压，最大输出

电流与输入电压函数的关系。

斜率补偿和电感器峰值电流

斜率补偿通过防止在高占空比条件下发生子谐波振荡，在恒定频率架构中提供稳定性。在占空比超过 40% 的情况下，这是通过在内部给电感器电流信号增加一个补偿斜坡来实现的。一般来说，这会在占空比高于 40% 时导致最大电感器峰值电流有所下降。但是，LTC3406 采用了一种专利正待审批的电路，这种电路能够抵消该补偿斜坡，从而使得最大电感器峰值电流在各种占空比条件下都不会受到影响。

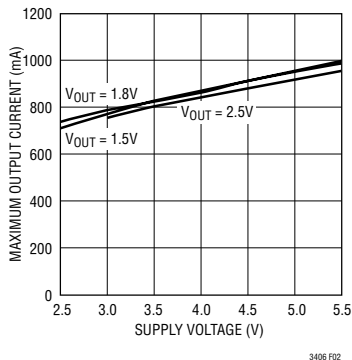


图 2：最大输出电流与输入电压的关系曲线

应用信息

图 1 示出了 LTC3406 的基本应用电路。外部元件的选择受负载要求的驱使，首先选择的是电感 L，然后再选择 C_{IN} 和 C_{OUT}。

电感器选择

对于大多数应用而言，电感值将位于 1 μH 至 4.7 μH 的范围内。其数值的选择基于期望的纹波电流。采用大数值的电感器可降低纹波电流，而小数值的电感器则会导致较高的纹波电流。如 (1) 式所示，较高的 V_{IN} 或 V_{OUT} 也将使纹波电流增大。用于设定纹波电流的一个合理起始点为 ΔI_L = 240mA (即 600mA 的 40%)。

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

电感器的额定 DC 电流应至少等于最大负载电流与一半波纹电流之和，以防止磁芯饱和。因此，对于大多数应用来说，采用一个额定电流为 720mA 的电感器应该是足够了(600mA + 120mA)。为了获得更高的效率，请选用一个具有低 DC 电阻的电感器。

电感值对突发模式操作也有影响。当电感器电流峰值降至 200mA 左右时，过渡至低电流运作模式开始。较小的电感值(较高的 ΔI_L)将在较低的负载电流条件下引发这一现象，这会导致低电流操作方式上区段的效率下降。在突发模式操作中，较小的电感值将使突发频率增加。

电感器磁芯选择

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/电流的关系。采用铁氧体或坡莫合金材料的环形芯或屏蔽式罐形磁芯体积小且不辐射太多的能量，但其价格一般比具有相似电特性的铁粉磁芯要高。选用的电感器类型往往更多地取决于价格与尺寸要求的相互关系以及任何辐射场/EMI 要

求，而非 LTC3406 的操作要求。表 1 罗列了一些在 LTC3406 应用中使用情况良好的典型表面贴装电感器。

表 1：具代表性的表面贴装电感器

器件型号	数值 (μH)	DCR (Ω 最大值)	最大 DC 电流 (A)	外形尺寸 W × L × H (mm ³)
Sumida CDRH3D16	1.5	0.043	1.55	3.8 × 3.8 × 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 × 4.3 × 0.8
	3.3	0.174	0.770	
	4.7	0.216	0.750	
Panasonic ELT5KT	3.3	0.17	1.00	4.5 × 5.4 × 1.2
	4.7	0.20	0.95	
Murata LQH32CN	1.0	0.060	1.00	2.5 × 3.2 × 2.0
	2.2	0.097	0.79	
	4.7	0.150	0.65	

C_{IN} 和 C_{OUT} 选择

在连续工作方式中，高端 MOSFET 的源极电流是占空比 V_{OUT}/V_{IN} 的一个方波。为防止发生大电压瞬变，必须采用一个按最大 RMS 电流选取的低 ESR 输入电容器。最大 RMS 电容器电流由下式给出：

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

该公式在 V_{IN} = 2V_{OUT} 时具有最大值，此时，I_{RMS} = I_{OUT}/2。这一简单的最坏情况是设计中常用的，因为即使明显偏离也不会有多大的变化。请注意电容器制造商所提供的额定纹波电流通常是基于使用寿命仅 2000 小时这种情形。这样，建议在选择电容器时降低额定值使用，或选择一个比所要求的额定温度更高的电容器。如果有任何的问题，请向制造商咨询。

应用信息

C_{OUT} 的选择受所要求的有效串联电阻 (ESR) 决定。

一般来说，一旦 C_{OUT} 的 ESR 要求得到满足，则额定 RMS 电流通常远远超过 $I_{RIPPLE(P-P)}$ 要求。输出波纹 ΔV_{OUT} 由下式决定：

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

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。对于一个固定的输出电压，输出纹波在最大输入电压条件下最高，因为 ΔI_L 随输入电压的增加而增加。

铝电解电容器和干式钽电容器均可采用表面贴装配置。在采用钽电容器的场合，关键是电容器须经浪涌测试以便应用于开关电源。AVX TPS 系列表面安装型钽电容器是一种极佳的选择。这些电容器是专为低 ESR 而制造和测试，因此，在给定的体积情况下，它们可提供最低的 ESR。其他类型的电容器包括 Sanyo POSCAP、Kemet T510 和 T495 系列以及 Sprague 593D 和 595D 系列。请咨询制造商以了解其他特定的推荐选择方案。

采用陶瓷输入和输出电容器

较高数值、较低成本的陶瓷电容器现已可采用更小的外壳尺寸。它们所具有的高纹波电流、高额定电压和低 ESR 使其成为开关稳压器应用的理想选择。由于 LTC3406 控制环路的稳定操作与输出电容器的 ESR 无关，因此，可以**直接**使用陶瓷电容器来获得非常低的输出纹波以及很小的电路尺寸。

然而，当在输入端和输出端采用陶瓷电容器时必须谨慎。当在输入端上采用了陶瓷电容器，且电源由一个电源适配器通过长电线来提供的时候，在输出的负载阶跃有可能在输入电压 V_{IN} 上引起振铃。在最佳的情况下，该振铃会耦合至输出并被

错误地当作是环路的不稳定性。而在最坏的情况下，通过长线突然涌入的电流有可能在 V_{IN} 上引发一个足以使器件损坏的大电压尖峰。

在选择输入和输出陶瓷电容器的时候，请选择 X5R 或 X7R 电介质组成。在所有的陶瓷电容器中，对于给定的数值和尺寸，这两种电容器具有最佳的温度和电压特性。

输出电压设置 (仅限 LTC3406)

在输出电压可调的版本中，由一个阻性分压器根据以下公式来设置输出电压：

$$V_{OUT} = 0.6V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) \quad (2)$$

如图 3 所示，外部阻性分压器被连接至输出端，允许对该电压进行远端感测。

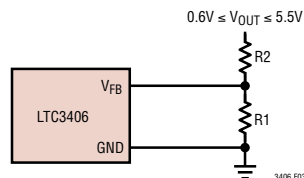


图 3：设置 LTC3406 输出电压

效率的考虑

开关稳压器的效率等于输出功率与输入功率相除所得的商再乘以 100%。分析单独损耗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。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。

应用信息

尽管电路中所有的耗能元件都会产生损耗，但在 LTC3406 电路中，大部分损耗通常来源于两个主要因素： V_{IN} 静态电流和 I^2R 损耗。在非常低的负载电流条件下，效率损失主要是由 V_{IN} 静态电流损耗造成；而在中等及高负载电流条件下，效率损失则主要是由 I^2R 损耗造成。在一个典型的效率曲线图中，非常低负载电流条件下的效率曲线可能会起误导作用，因为实际的功耗无关紧要，如图 4 所示。

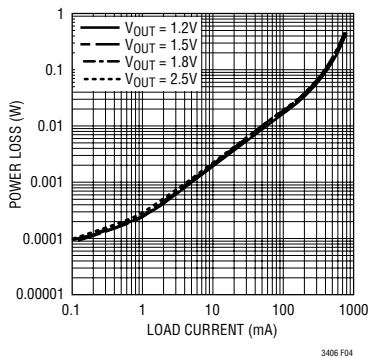


图 4：功耗与负载电流的关系曲线

1. V_{IN} 静态电流包括两个分量：即 DC 偏置电流（在电特性参数表中给出）以及内部主开关和同步开关栅极充电电流。栅极充电电流产生自内部功率 MOSFET 开关的栅极电容开关操作。每次栅极从高电平转换至低电平并再度转换至高电平，一组电荷 dQ 从 V_{IN} 转移至地。合成 dQ/dt 是从 V_{IN} 流出的电流，该电流通常比 DC 偏置电流大。在连续工作模式中， $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ ，式中的 Q_T 和 Q_B 分别代表内部高端和低端开关的栅极电荷。DC 偏置电流和栅极电荷损耗均与 V_{IN} 成正比，因此，在较高的供电电压条件下，它们的影响将更加明显。

2. I^2R 损耗由内部开关的电阻 R_{SW} 和外部电感器的电阻 R_L 来计算。在连续工作模式中，流经电感器 L 的平均输出电流在主开关和同步开关之间被“斩波切换”。因此，向 SW 引脚看过去的串联电阻与高端和低端 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 以及占空比 (DC) 的函数关系如下：

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

高端和低端 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 均可从“典型性能特征”曲线获得。于是，只需将 R_{SW} 与 R_L 相加所得的和与平均输出电流的平方值相乘，即可求出 I^2R 损耗。

其他损耗（包括 C_{IN} 和 C_{OUT} ESR 损耗以及电感器磁芯损耗）通常只占总额外损耗的 2% 以下。

热考虑

在大多数应用中，由于效率很高，所以 LTC3406 发热并不太多。但是，当 LTC3406 在高环境温度以及低供电电压和高占空比条件下（比如在压降）工作时，其散热有可能超过器件的最大结温。如果结温达到 150°C 左右，则两个功率开关管都将断开，且 SW 节点呈高阻抗。

为避免 LTC3406 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：

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

式中的 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。

应用信息

结温 T_J 由下式给出：

$$T_J = T_A + T_R$$

式中的 T_A 为环境温度。

作为一个实例，假设 LTC3406 工作于压降条件下，输入电压为 2.7V，负载电流为 600mA，环境温度为 70°C。从开关电阻的典型性能曲线图可知，在 70°C 的温度条件下，P 沟道开关的 $R_{DS(ON)}$ 约为 0.52Ω。因此，该器件的功耗为：

$$P_D = I_{LOAD}^2 \cdot R_{DS(ON)} = 187.2mW$$

对于 SOT-23 封装， θ_{JA} 为 250°C/W。于是，稳压器的结温为：

$$T_J = 70^\circ C + (0.1872)(250) = 116.8^\circ C$$

它低于 125°C 的最大结温。

请注意，在较高的供电电压条件下，由于开关电阻 ($R_{DS(ON)}$) 减小，故结温下降。

检查瞬态响应

通过观察负载瞬态响应可以验证稳压器环路响应。开关稳压器要几个周期来对负载电流的阶跃作出响应。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} 的等效串联电阻。 ΔI_{LOAD} 也开始对 C_{OUT} 进行充电和放电操作，这将产生一个反馈误差信号。稳压器环路随后起作用，使 V_{OUT} 恢复至其稳态值。在此恢复期间，可对 V_{OUT} 进行过冲或振铃 (它们有可能表示存

在稳定性问题) 监视。如欲了解有关开关控制环路原理的详细说明，请参见“应用指南 76 (Application Note 76)”。

第二，采用大数值 (>1μF) 电源旁路电容器的负载开关操作会引起更严重的瞬变。被放电的旁路电容器有效地与 C_{OUT} 并联，导致 V_{OUT} 快速下降。如果负载开关电阻很低并被快速驱动，则没有稳压器能够提供足以防止该问题发生的电流。唯一的解决方案是对开关驱动的上升时间加以限制，以使负载上升时间被限制为约 ($25 \cdot C_{LOAD}$)。这样，一个被充电至 3.3V 的 10μF 电容器将需要 250μs 的上升时间，从而将充电电流限制在 130mA 左右。

PC 板布局检查清单

当进行印刷电路板布局时，下面的检查清单应被用于确保 LTC3406 的正确操作。图 5 和图 6 还对这些事项进行了图示。在您进行电路板布置时请检查以下事项：

1. 由接地轨迹、SW 轨迹和 V_{IN} 轨迹所组成的电源轨迹应保持短、直且宽。
2. V_{FB} 引脚是否直接连接至反馈电阻器？阻性分压器 R1/R2 必须连接在 C_{OUT} 的 (+) 极板和地之间。
3. C_{IN} 的 (+) 极板是否尽可能靠近连接至 V_{IN} ？这个电容器向内部功率 MOSFET 提供 AC 电流。
4. 使开关节点 SW 远离敏感的 V_{FB} 节点。
5. 使 C_{IN} 和 C_{OUT} 的 (-) 极板尽可能地靠近。

应用信息

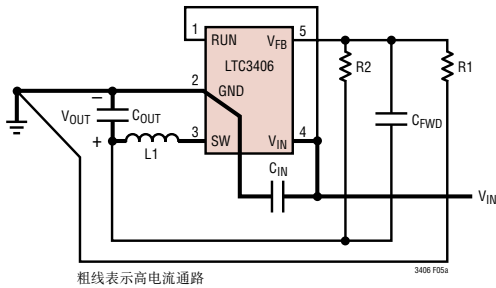


图 5a：LTC3406 的布局接线图

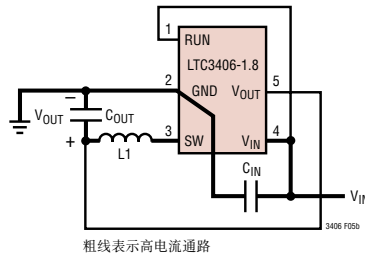


图 5b：LTC3406-1.8 的布局接线图

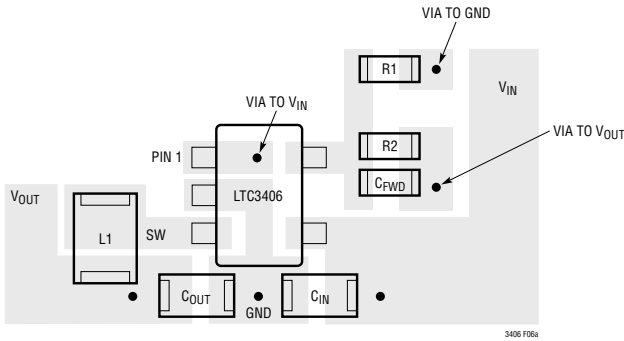


图 6a：推荐的 LTC3406 布局

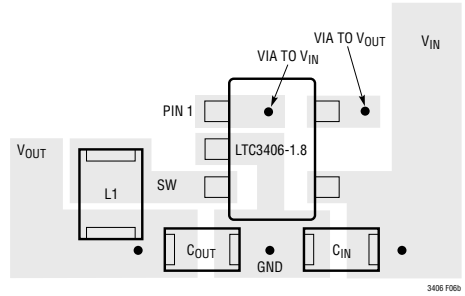


图 6b：推荐的 LTC3406-1.8 布局

设计实例

作为一个设计实例，假定将 LTC3406 应用于一个采用单节锂离子电池供电的蜂窝电话中。 V_{IN} 的工作电压范围将在 4.2V (最大值) 至大约 2.7V 之间。负载电流要求为 0.6A (最大值)，但在大多数情况下它将处于待机模式，只需要 2mA 的电流。低负载电流和高负载电流条件下的效率都是很重要。输出电压为 2.5V。借助这些信息，我们可以利用 (1) 式来计算电感 L，

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

将 $V_{OUT}=2.5V$ 、 $V_{IN}=4.2V$ 、 $\Delta I_L=240mA$ 和 $f=1.5MHz$ 代入 (3) 式后得出：

$$L = \frac{2.5V}{1.5MHz(240mA)} \left(1 - \frac{2.5V}{4.2V} \right) = 2.81\mu H$$

对于本应用，采用一个 2.2 μH 的电感器能够起到很好的作用。为了获得最佳效率，请选择一个 720mA 或更大的电感器和小于 0.2 Ω 的串联电阻。

在整个工作温度范围内， C_{IN} 要求一个至少为 $0.3A \cong I_{LOAD(MAX)}/2$ 的额定 RMS 电流，而 C_{OUT} 将要求一个小于 0.25 Ω 的 ESR。在大多数场合，采用一个陶瓷电容器将能满足这一要求。

应用信息

对于反馈电阻器，选择 $R1 = 316k$ 。然后可由 (2) 式求得 $R2$ 的阻值：

$$R2 = \left(\frac{V_{OUT}}{0.6} - 1 \right) R1 = 1000k$$

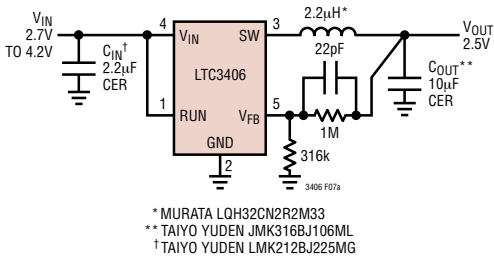


图 7a

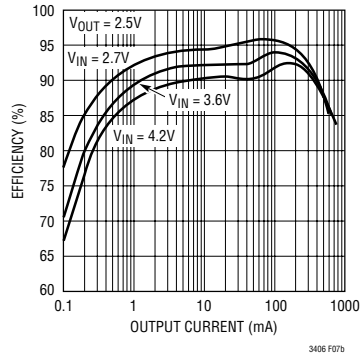
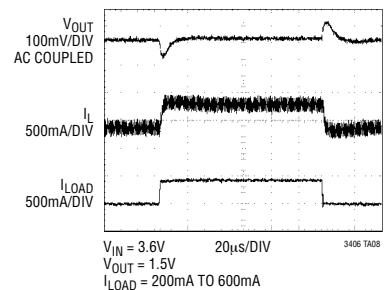
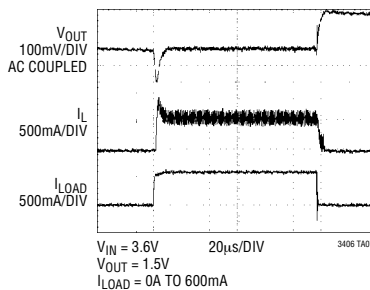
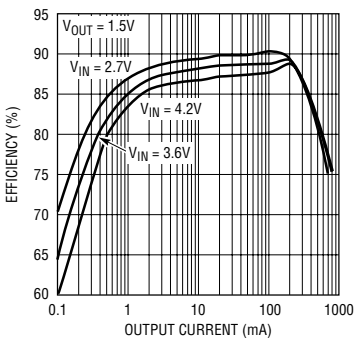
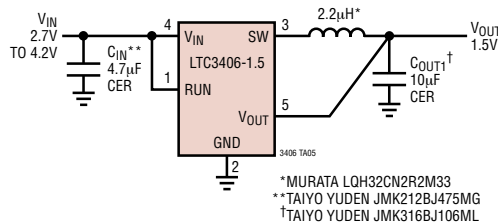


图 7b

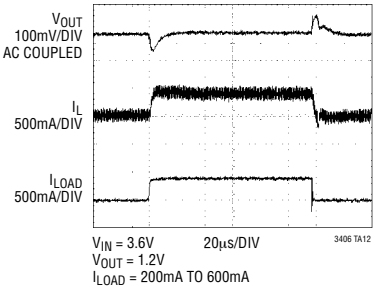
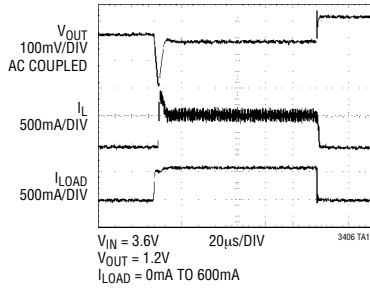
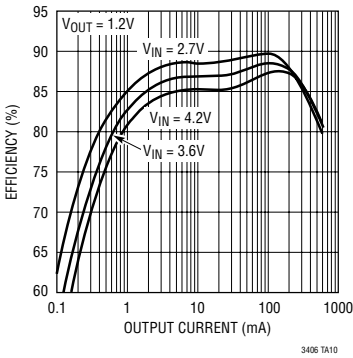
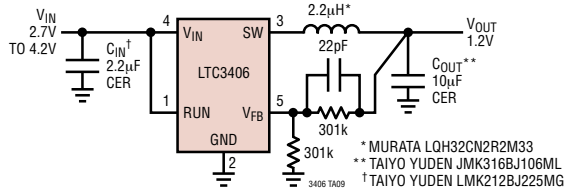
典型应用

高效率和小占位面积的单节锂离子电池 1.5V/600mA 稳压器

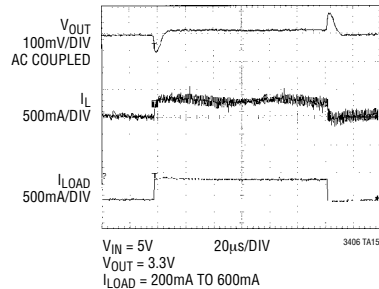
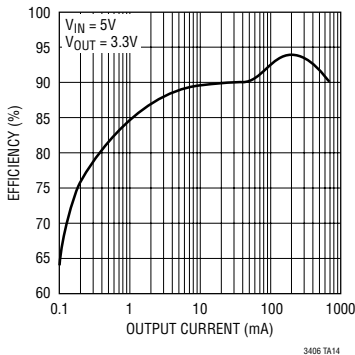
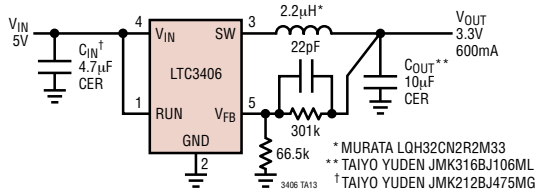


典型应用

高效率和小占位面积的单节锂离子电池 1.2V/600mA 稳压器

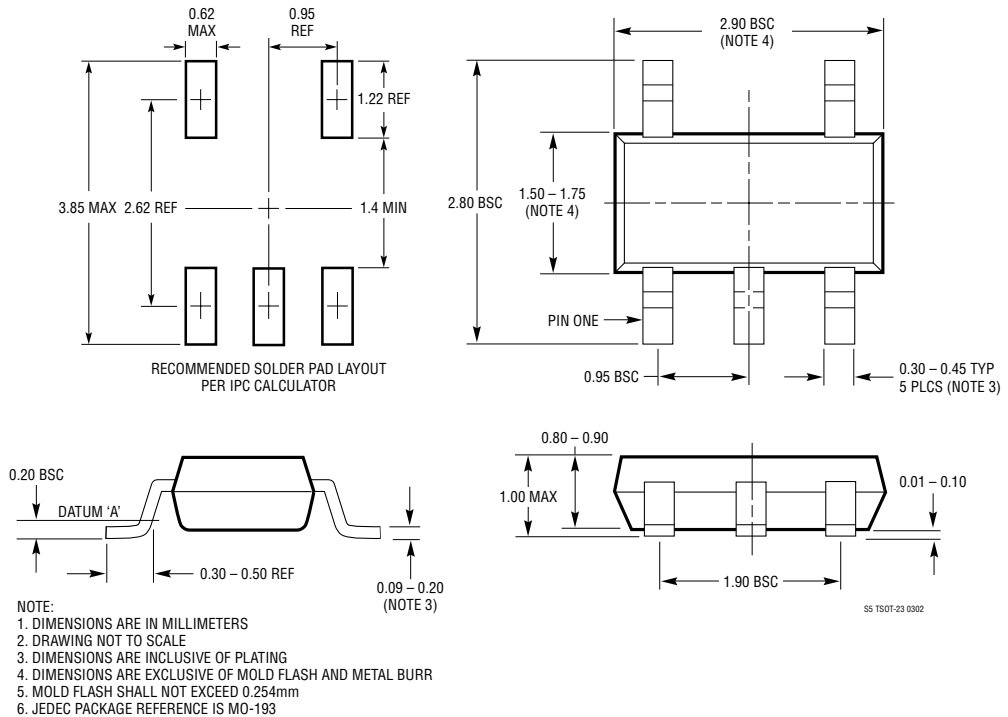


纤巧型 3.3V/600mA 降压型稳压器



封装信息

S5 封装
5 引脚塑料 SOT-23 封装
(参考 LTC DWG # 05-08-1635)

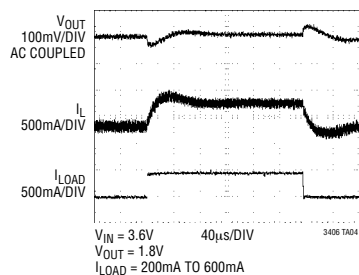
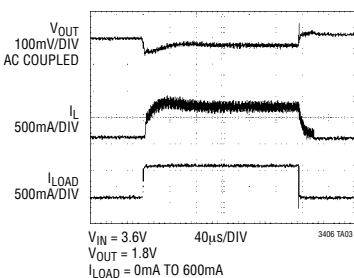
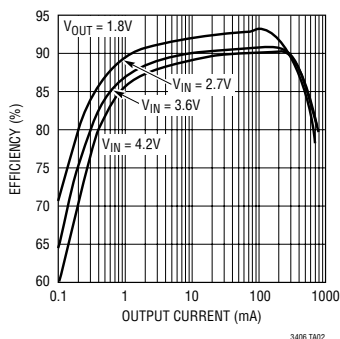
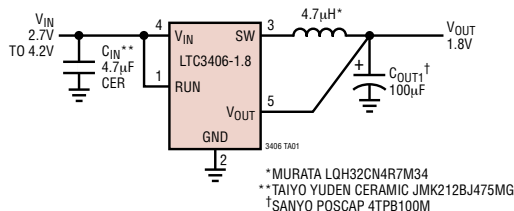


LTC3406

LTC3406-1.5/LTC3406-1.8

典型应用

低输出波纹和小占位面积的单节锂离子电池 1.8V/600mA 稳压器



相关器件

器件型号	描述	备注
LTC1474/LTC1475	250mA (I _{OUT}) 低静态电流降压型 DC/DC 转换器	V _{IN} : 3V 至 18V, 恒定关断时间, I _Q = 10µA, MS8 封装
LT1616	1.4MHz, 600mA 降压型 DC/DC 转换器	V _{IN} : 3.6V 至 25V, I _Q = 1.9mA, ThinSOT 封装
LTC1701	1MHz, 500mA (I _{OUT}) 降压型 DC/DC 转换器	V _{IN} : 2.5V 至 5.5V, 恒定关断时间, I _Q = 135µA, ThinSOT 封装
LT1767	1.5A, 1.25MHz 降压型开关稳压器	V _{IN} : 3V 至 25V, I _Q = 1mA, MS8/E 封装
LTC1779	550kHz, 250mA (I _{OUT}) 降压型开关稳压器	V _{IN} : 2.5V 至 9.8V, I _Q = 135µA, ThinSOT 封装
LTC1875	550kHz, 1.2A (I _{OUT}) 同步降压型稳压器	V _{IN} : 2.7V 至 6V, I _Q = 15µA, TSSOP-16 封装
LTC1877	550kHz, 600mA (I _{OUT}) 同步降压型稳压器	V _{IN} : 2.65V 至 10V, I _Q = 10µA, MS8 封装
LTC1878	550kHz, 600mA (I _{OUT}) 同步降压型稳压器	V _{IN} : 2.65V 至 6V, I _Q = 10µA, MS8 封装
LTC1879	550kHz, 1.2A (I _{OUT}) 同步降压型稳压器	V _{IN} : 2.7V 至 10V, I _Q = 15µA, TSSOP-16 封装
LTC3404	1.4MHz, 600mA (I _{OUT}) 同步单片降压型稳压器	效率高达 95%, V _{IN} : 2.65V 至 6V, I _Q = 10µA, MS8 封装
LTC3405/LTC3405A LTC3405A-1.5 LTC3405A-1.8	1.5MHz, 300mA (I _{OUT}) 同步单片降压型稳压器	效率高达 95%, V _{IN} : 2.5V 至 5.5V, I _Q = 20µA, 可提供固定电压输出版本, ThinSOT 封装
LTC3406B LTC3406B-1.5 LTC3405B-1.8	1.5MHz, 600mA (I _{OUT}) 同步单片降压型稳压器	效率高达 95%, 具有脉冲跳跃模式 可提供固定电压输出版本, ThinSOT 封装
LTC3411	4MHz, 1.25A (I _{OUT}) 同步单片降压型稳压器	效率高达 95%, V _{IN} : 2.5V 至 5.5V, I _Q = 60µA, MS 封装
LTC3412	4MHz, 2.5A (I _{OUT}) 同步单片降压型稳压器	效率高达 95%, V _{IN} : 2.5V 至 5.5V, I _Q = 60µA, TSSOP 封装

sn3406 3406fs