

# 采用 ThinSOT 封装的 微功率恒定频率 降压型 DC/DC 控制器

## 特点

- 高效率：高达 94%
- 非常低的无负载静态电流：仅 16 $\mu$ A (LTC3801)
- 可容易地获得高输出电流
- 内部软启动
- 宽  $V_{IN}$  范围：2.4V 至 9.8V
- 低压降：100% 占空比
- 550kHz 恒定频率操作
- 在轻负载条件下实现高效率的突发模式 (Burst Mode<sup>®</sup>) 操作 (LTC3801)
- 在轻负载条件下实现较低输出纹波的突发模式失效功能 (LTC3801)
- 输出电压低至 0.8V
- $\pm 1.5\%$  电压基准精度
- 旨在实现卓越的电压和负载瞬态响应的电流模式操作
- 停机模式仅吸收 6 $\mu$ A 的供电电流 (LTC3801)
- 扁平 (高度仅 1mm) SOT-23 封装

## 应用


- 单节或两节锂离子电池供电型应用
- 无线设备
- 便携式计算机
- 分布式电源系统

## 描述

LTC<sup>®</sup>3801/LTC3801B 是一款采用 6 引脚扁平 (高度最高仅 1mm) SOT-23 (ThinSOT<sup>™</sup>) 封装的恒定频率电流模式降压型 DC/DC 控制器。该器件可提供极佳的 AC 和 DC 负载和电压调节, 输出电压精度达  $\pm 1.5\%$ 。在正常工作状态下, 其静态消耗电流仅 195 $\mu$ A, 而在无负载条件下则降至 16 $\mu$ A。

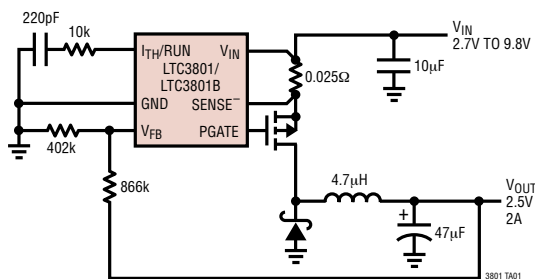
LTC3801/LTC3801B 具有欠压闭锁功能, 并可在输入电压降至 2.2V 以下时关断器件。在轻负载条件下, LTC3801 自动转换至突发模式操作, 这将提升低输出电流时的效率水平。在 LTC3801B, 突发模式被禁止, 以减低在轻负载时的输出纹波。

为了进一步延长电池电源的使用寿命, 外部 P 沟道 MOSFET 在压降条件下连续导通 (100% 占空比)。550kHz 的高开关频率允许采用小电感器。

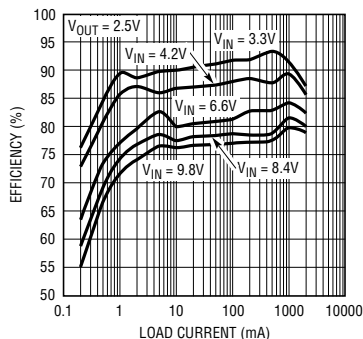
、LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。  
Burst Mode 是凌特公司的注册商标。  
ThinSOT 是凌特公司的商标。

## 典型应用

550kHz 微功率降压型 DC/DC 控制器



LTC3801 效率与负载电流的关系\*



\*SEE NO-LOAD  $I_Q$  vs INPUT VOLTAGE ON THE LAST PAGE OF THIS DATA SHEET

# LTC3801/LTC3801B

## 绝对最大额定值 (注1)

输入电源电压 ( $V_{IN}$ )	-0.3V 至 10V
SENSE <sup>-</sup> 、PGATE 电压	-0.3V 至 ( $V_{IN} + 0.3V$ )
$V_{FB}$ 、 $I_{TH}$ /RUN 电压	-0.3V 至 2.4V
PGATE 峰值输出电流 (<10 $\mu$ s)	1A
工作温度范围 (注2)	-40°C 至 85°C
结温 (注3)	150°C
贮存温度范围	-65°C 至 150°C
引脚温度 (焊接时间 10 秒)	300°C

## 封装/订购信息

<p>S6 PACKAGE 6-LEAD PLASTIC TSOT-23 <math>T_{JMAX} = 150^{\circ}C</math>, <math>\theta_{JA} = 230^{\circ}C/W</math></p>	产品型号
	LTC3801ES6 LTC3801BES6
	S6 器件标记
	LTACR LTAHN

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 $T_A = 25^{\circ}C$ 。 $V_{IN} = 4.2V$ ，除非特别注明。(注2)

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
输入电压范围	●	2.4		9.8	V	
输入 DC 电源电流	$V_{IN} = 4.2V$ 条件下的典型值 (注4)					
正常操作	$2.4V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ , $V_{ITH}/RUN = 1.3V$		195	300	$\mu A$	
睡眠模式	$2.4V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ (仅 LTC3801)		16	30	$\mu A$	
停机模式	$2.4V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ , $V_{ITH}/RUN = 0V$ (LTC3801)		6	15	$\mu A$	
UVLO	$2.4V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ , $V_{ITH}/RUN = 0V$ (LTC3801B)		8	17	$\mu A$	
UVLO	$V_I \leq UVLO$ 门限		1	2	$\mu A$	
欠压闭锁门限	$V_{IN}$ 上升	●	1.8	2.3	V	
	$V_{IN}$ 下降	●	1.7	2.2	V	
启动电流源	$V_{ITH}/RUN = 0V$ (LTC3801)	0.5	1	1.5	$\mu A$	
	$V_{ITH}/RUN = 0V$ (LTC3801B)	1.0	2	3.0	$\mu A$	
停机门限 (在 $I_{TH}/RUN$ )	$V_{ITH}/RUN$ 上升	●	0.3	0.6	0.95	V
调节反馈电压	$0^{\circ}C \leq T_A \leq 85^{\circ}C$ (注5)	0.788	0.800	0.812	V	
	$-40^{\circ}C \leq T_A \leq 85^{\circ}C$ (注5)	●	0.780	0.800	0.812	V
反馈电压调节	$2.4V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ (注5)		0.05		mV/V	
反馈电压负载调节	$I_{TH}/RUN$ 吸收 5 $\mu A$ 电流 (注5)		2		mV/ $\mu A$	
	$I_{TH}/RUN$ 供应 5 $\mu A$ 电流 (注5)		2		mV/ $\mu A$	
$V_{FB}$ 输入电流	(注5)		2	10	nA	
欠压保护门限	在 $V_{FB}$ 上测量	0.850	0.880	0.910	V	
欠压保护迟滞			40		mV	
振荡器频率	$V_{FB} = 0.8V$	500	550	650	kHz	
正常操作	$V_{FB} = 0V$		210		kHz	
输出短路						
栅极驱动上升时间	$C_{LOAD} = 3000pF$		40		ns	
栅极驱动下降时间	$C_{LOAD} = 3000pF$		40		ns	
峰值电流检测电压	占空比小于 40% (注6)					
	LTC3801	●	109	117	125	mV
	LTC3801B	●	95	104	113	mV
突发模式操作中的峰值电流检测电压	仅 LTC3801			26	mV	
缺省软启动时间				0.6	ms	

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：LTC3801ES6/LTC3801BES6 保证在  $0^{\circ}C$  至  $70^{\circ}C$  的范围内满足规定性能要求。在  $-40^{\circ}C$  至  $85^{\circ}C$  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： $T_J$  是按照下列公式由环境温度  $T_A$  和功率耗散  $P_D$  计算而得的：

$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA})^{\circ}C/W$$

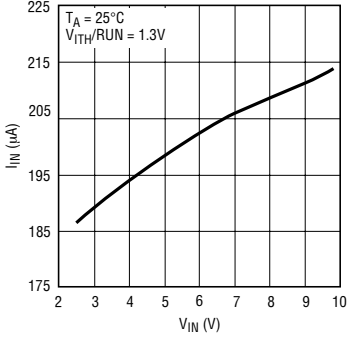
注4：由于栅极电荷以开关频率进行传递，故动态电源电流更高。

注5：LTC3801/LTC3801B 是在一个将  $I_{TH}/RUN$  引脚电压保持在电流限值范围的中点，并同时把  $V_{FB}$  维持在误差放大器输出电压上的反馈环路中测试。

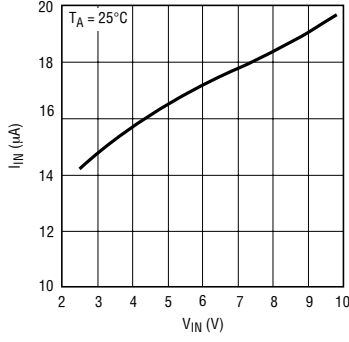
注6：峰值电流检测电压根据图1所给出的占空比来减小。

典型性能特征

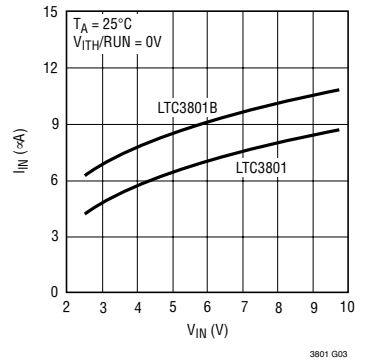
输入 DC 供电电流 (正常操作) 与输入电压的关系曲线



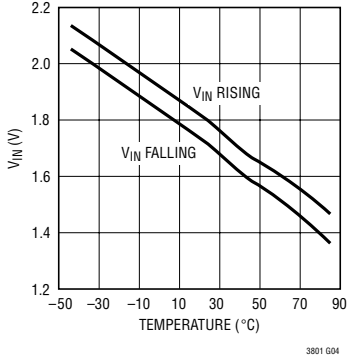
输入 DC 供电电流 (睡眠模式) 与输入电压的关系曲线 (仅 LTC3801)



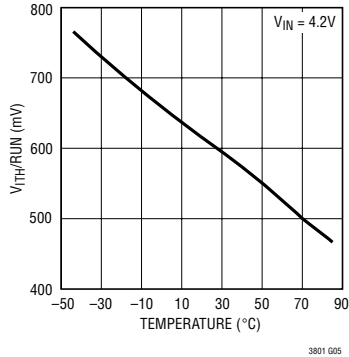
输入 DC 供电电流 (停机模式) 与输入电压的关系曲线



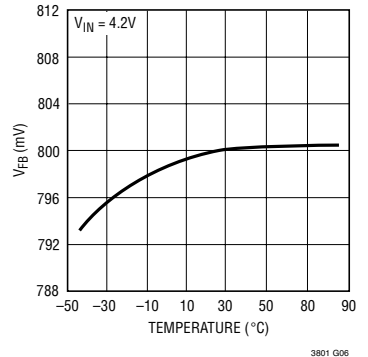
欠压闭锁门限与温度的关系曲线



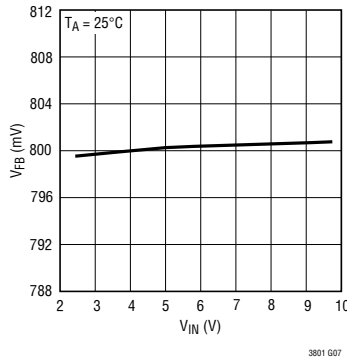
停机门限与温度的关系曲线



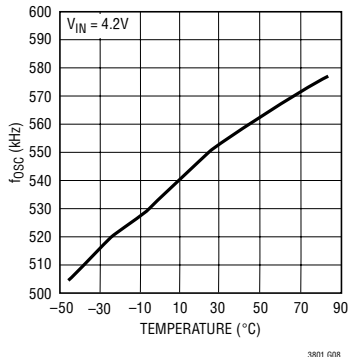
调节的反馈电压与温度的关系曲线



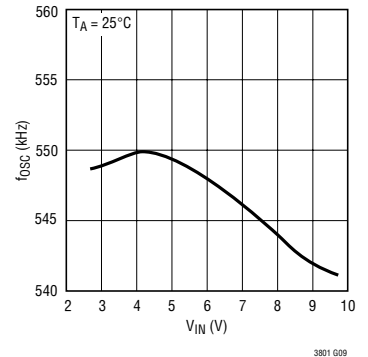
调节的反馈电压与输入电压的关系曲线



振荡器频率与温度的关系曲线



振荡器频率与输入电压的关系曲线



## 引脚功能

**I<sub>TH</sub>/RUN (引脚 1) :** 该引脚具有两项功能，即误差放大器补偿点和运行控制输入。该引脚的标称电压范围为 0.7V 至 1.9V。使该引脚的电压低于 0.6V 将导致器件关断。在停机模式中，所有的功能均失效且 PGATE 引脚被保持在高电平上。

**GND (引脚 2) :** 接地引脚。

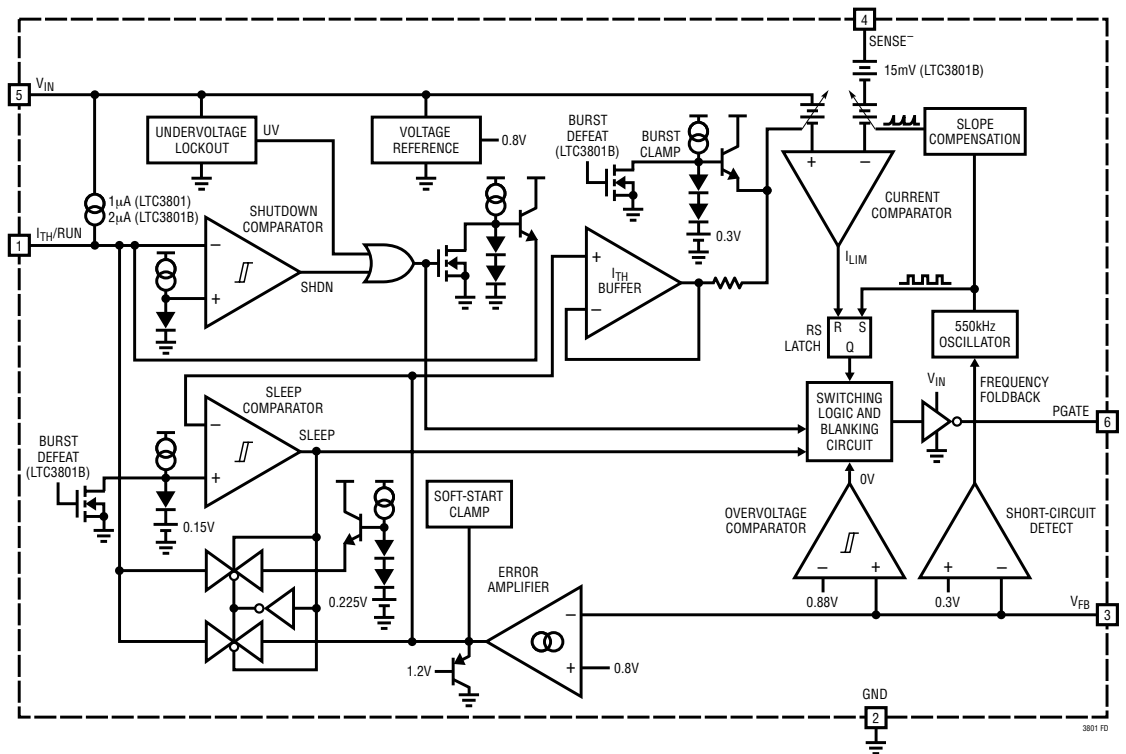
**V<sub>FB</sub> (引脚 3) :** 从一个跨接在输出端上的外部电阻分压器接收反馈电压。

**SENSE<sup>-</sup> (引脚 4) :** 电流检测引脚。在该引脚与 V<sub>IN</sub> (引脚 5) 之间连接了一个外部检测电阻器。

**V<sub>IN</sub> (引脚 5) :** 电源引脚。该引脚必须紧密去耦至 GND (引脚 2)。

**PGATE (引脚 6) :** 外部 P 沟道 MOSFET 的栅极驱动器。该引脚的电压摆幅为 0V 至 V<sub>IN</sub>。

## 功能方框图



## 工作原理 (参阅功能方框图)

### 主控制环路(正常操作)

LTC3801/LTC3801B 是一款恒定频率电流模式降压型开关稳压器控制器。在正常操作期间,当振荡器设置 RS 锁存器时,一个外部 P 沟道功率 MOSFET 在每个周期接通,而当电流比较器使锁存器复位时,MOSFET 关断。电流比较器跳变时的峰值电感器电流由  $I_{TH}/RUN$  引脚上的电压来控制,该电压是误差放大器的输出。误差放大器的负输入是输出反馈电压  $V_{FB}$ ,该电压由连接在  $V_{OUT}$  与地之间的一个外部电阻分压器产生。当负载电流增加时,它使  $V_{FB}$  相对 0.8V 基准电压产生轻微的下降,这又导致  $I_{TH}/RUN$  引脚电压增加,直到平均电感器电流与新的负载电流相匹配。

通过将  $I_{TH}/RUN$  引脚拉至地电位来关断主控制环路。释放  $I_{TH}/RUN$  引脚允许一个  $1\mu A$  的内部电流源对外部补偿网络进行充电。当  $I_{TH}/RUN$  引脚电压达到 0.6V 左右时,使能主控制环路,且  $I_{TH}/RUN$  引脚电压由一个箝位电路上拉至其约为一个二极管压降(0.7V)的零电流电平。随著外部补偿网络继续充电,对应的峰值电感器电流电平上升,并使能正常操作。可获得的最大峰值电感器电流由  $I_{TH}/RUN$  引脚上的一个箝位电路设定在零电流电平以上 1.2V (约 1.9V)。

### 突发模式操作(仅 LTC3801)

在低负载电流条件下(低于  $I_{MAX}$  的 25%),LTC3801 进入突发模式操作。在该模式中,一个内部箝位电路将电感器的峰值电流设定在对应于比其零电流电平高 0.3V 的  $I_{TH}/RUN$  引脚电压(约 1V)的电平上,尽管实际的  $I_{TH}/RUN$  引脚电压较低。当电感器的平均电流大于负载要求时, $I_{TH}/RUN$  引脚上的电压将下降。当  $I_{TH}/RUN$  引脚电压降至比其零电流电平高 0.15V 时(约 0.85V),睡眠比较器将发生跳变,并将外部 MOSFET 关断。在睡眠模式中,IC 的输入 DC 供电电流从正常操作状态下的  $195\mu A$  降至  $16\mu A$ 。在开关保持关断的情况下,平均电感器电流

将衰减至零,而且负载将最终导致误差放大器输出开始漂移至更高的电压。当误差放大器输出升至其零电平以上 0.225V 时(约 0.925V),睡眠比较器将解除跳变,正常操作将恢复。下一个振荡器周期将接通外部 MOSFET 且开关周期将重复进行。

### 低负载电流操作(仅 LTC3801B)

在非常轻的负载电流条件下, $I_{TH}/RUN$  引脚电压将非常接近 0.85V 的零电流水平。随著负载电流的进一步减小,电流比较器输入端上的一个内部偏移将确保电流比较器保持在跳变状态(即使在零负载电流条件下亦不例外),而且,稳压器将开始跳过某些周期,这是它为维持稳压状态而必须做的。该特性使得稳压器能够在低至非常轻的负载条件下保持恒定频率,从而在一个很宽的负载电流范围内实现了低频噪声发生的减少。

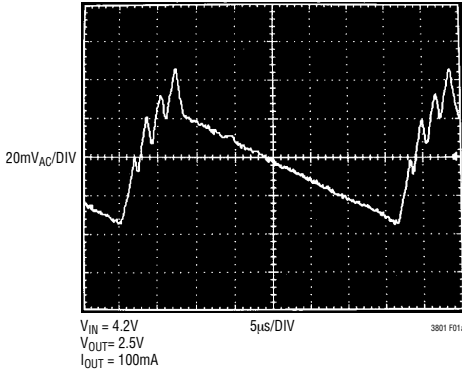
图1示出了本数据表首页上给出采用一个 LTC3801(在突发模式操作中)和一个 LTC3801B(突发模式操作失效)的电路所产生的这一结果。当输出电流为 100mA 时,LTC3801 的输出纹波电压为  $81.6mV_{P-P}$ ,而 LTC3801B 的输出纹波电压则仅为  $17.6mV_{P-P}$ 。在较低的输出电流电平上,这种改进将更加显著。这是以牺牲非突发模式器件在轻负载电流条件下的效率为代价(见图2)。还应注意 LTC3801B 的恒定频率操作(即使是在 5% 的最大输出电流条件下)。

### 降压操作

当输入电源电压降至接近输出电压时,接通周期中电感器电流的变化率下降。这一下降意味着在某些输入输出差分条件下,外部 P 沟道 MOSFET 将因电感器电流未斜坡上升至由误差放大器所设定的门限而在超过一个振荡器周期的时间里保持接通状态(开始降压周期)。输入电源电压的进一步下降最终将导致外部 P 沟道 MOSFET 一直处于 100% 接通状态(即 DC)。这样,输出电压将由输入电压与检测电阻器、MOSFET 和电感器两端的压降之差来决定。

## 工作原理 (参阅功能方框图)

在首页采用 LTC3801 的 V<sub>OUT</sub> 纹波  
(配合发模式运作)



在首页采用 LTC3801B 的 V<sub>OUT</sub> 纹波  
(配合发模式运作)

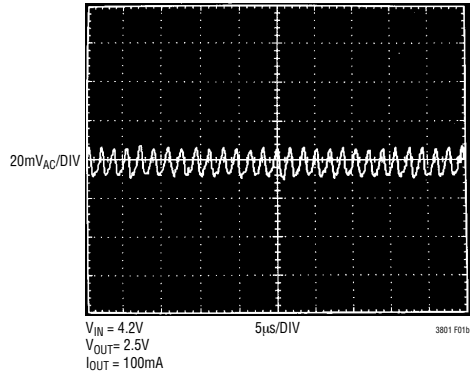


图 1：在首页电路的输出纹波波形

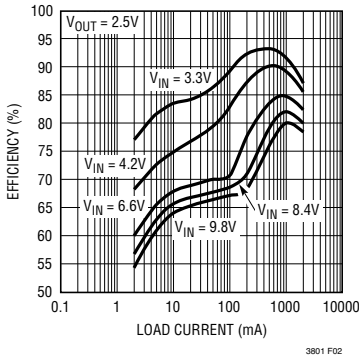


图 2：LTC3801B 效率与负载电流关系曲线

### 欠压闭锁保护

为防止外部 P 沟道 MOSFET 在栅极驱动电压不足的情况下工作，LTC3801/LTC3801B 内置了一个欠压闭锁电路。当输入电源电压降至约 1.7V 以下时，P 沟道 MOSFET 和所有的内部电路（欠压功能电路本身除外）均被关断。欠压状态下的输入电源电流大约为 1 μA。

### 短路保护

如果输出被短接至地，则振荡器频率将从 550kHz 折返至约 210kHz，并维持相同的最小接通时

间。这一较低的频率使得电感器电流能够安全地放电，从而防止电流失控。在除去短路之后，随着 V<sub>FB</sub> 途经 0.3V 而回升至 0.8V，振荡器频率将逐渐增加并返回 550kHz。

### 过压保护

如果 V<sub>FB</sub> 因任何缘故（比如至一个较高电压的输出短路）而超过其 0.8V 的稳定点达 10% 以上，则过压比较器将把外部 P 沟道 MOSFET 保持在关断状态。该比较器具有一个 40mV 的典型迟滞。

### 斜率补偿和电感器的峰值电流

在正常操作状态下，开关占空比由下式给出：

$$\text{占空比} = \frac{V_{\text{OUT}} + V_{\text{D}}}{V_{\text{IN}} + V_{\text{D}}}$$

其中，V<sub>D</sub> 为平均电感器电流条件下外部二极管的正向压降。当占空比低于 40% 时，电感器的峰值电流由下式决定：

$$I_{\text{MAX}} = \frac{V_{\text{TH/RUN}} - 0.7\text{V}}{10R_{\text{SENSE}}}$$

然而，当占空比超过 40% 时，斜率补偿即开始进行

## 工作原理 (参阅功能方框图)

并有效降低峰值电感器电流。降低的数值由图 3 中的曲线给定。

### 软起动

在上电和/或退出停机模式时将采用一个缺省的内部软起动电路。软起动电路的工作原理是：在内部将  $I_{TH}/RUN$  引脚上的电压箝位于对应的零电流电平并逐渐提升箝位电压以使设定开关电流达到其最大值所需的最小时间为 0.6ms 左右。在软起动电路结束后，使其失效，直到器件被再次置于停机模式或输入电源循环为止。

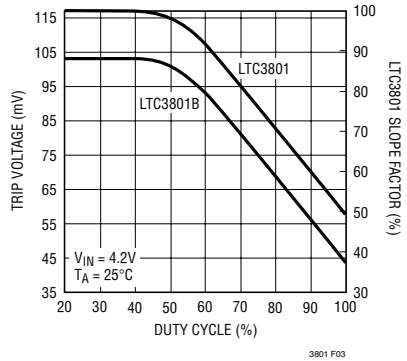


图 3：最大电流限值跳变电压与占空比的关系

## 应用信息

LTC3801/LTC3801B 的基本应用电路示于本数据表的首页。外部元件的选择受负载要求的驱使，并始自电感器和  $R_{SENSE}$  的选择。接著选择功率 MOSFET 和输出二极管。最后选择输入旁路电容器  $C_{IN}$  和输出旁路电容器  $C_{OUT}$ 。

### 输出电流的 $R_{SENSE}$ 选择

$R_{SENSE}$  的选择基于所需的输出电流。由于电流比较器监视  $R_{SENSE}$  两端产生的电压，因此，比较器的门限决定了电感器的峰值电流。LTC3801 能够提供的输出电流由下式给定：

$$I_{OUT} = \frac{0.117}{R_{SENSE}} - \frac{I_{RIPPLE}}{2}$$

其中， $I_{RIPPLE}$  为电感器峰至峰纹波电流 (见“电感值的计算”部分)。LTC3801B 在之前的公式使用 104mV，并用这数值做接著的分析。

用于设置纹波电流的一个合理起点为  $I_{RIPPLE} = (0.4)(I_{OUT})$ 。将上式重新整理后得出：

$$R_{SENSE} = \frac{1}{(10)(I_{OUT})} \text{ (对于低于 40% 的占空比)}$$

然而，对于占空比超过 40% 的操作，必须把斜率补偿的影响考虑在内，以选择适当的值来提供所需的电流。根据图 3，得出  $R_{SENSE}$  值为：

$$R_{SENSE} = \frac{SF}{(10)(I_{OUT})(100)}$$

其中，SF 为“斜率因数”

### 电感值的计算

工作频率与电感器的选择是相互关联的，即对于相同的电感器纹波电流值来说，较高的工作频率允许采用一个较小的电感器。然而，这是以牺牲效率为代价的，因为 MOSFET 栅极电荷损耗有所增加。

电感值对纹波电流也有著直接的影响。纹波电流  $I_{RIPPLE}$  随著电感或频率的增加而减小，而随著  $V_{IN}$  或  $V_{OUT}$  的升高而增加。电感器的峰至峰纹波电流由下式求出：

$$I_{RIPPLE} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f(L)} \left( \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_D} \right)$$

其中， $f$  为工作频率。如果能够接受较大数值的  $I_{RIPPLE}$ ，则允许采用低电感，但这会导致较高的输出



## 应用信息

电压纹波和较大的磁芯损耗。用于设置纹波电流的一个合理的起点为  $I_{\text{RIPPLE}} = 0.4 (I_{\text{OUT(MAX)}})$ 。请记住，最大  $I_{\text{RIPPLE}}$  产生在输入电压最大时。

当 LTC3801 选择突发模式操作时，纹波电流一般是设定的，这样，在突发模式期间的电感器电流是连续的。因此，峰至峰纹波电流一定不得超过：

$$I_{\text{RIPPLE}} \leq \frac{0.03}{R_{\text{SENSE}}}$$

这意味着最小电感为：

$$L_{\text{MIN}} = \frac{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{f \left( \frac{0.03}{R_{\text{SENSE}}} \right)} \left( \frac{V_{\text{OUT}} + V_{\text{D}}}{V_{\text{IN}} + V_{\text{D}}} \right)$$

(采用  $V_{\text{IN(MAX)}} = V_{\text{IN}}$ )

在电路中可采用小于  $L_{\text{MIN}}$  的电感值，但电感器电流在突发期间将是不连续的。

### 电感器磁芯的选择

一旦求出了电感值  $L$ ，就必须选择电感器的类型。高效变换器一般承受不了低成本的铁粉磁芯的损耗，因而不得不采用更加昂贵的铁氧体、坡莫合金或 Kool M $\mu$ ® 磁芯。对于给定的电感值，实际的磁芯损耗与磁芯的大小无关，但与所选的电感关系很大。随著电感的增加，磁芯损耗下降。不幸的是，电感的增加需要更多的线匝数，从而导致铜损增加。铁氧体结构的磁芯损耗非常小，在高开关频率下优先选用，这样就可以把设计目标集中在如何减少铜损和防止饱和上。铁氧体磁芯材料会发生“硬”饱和，即当电流超过设计的峰值电流时，电感会骤然下降，这将导致电感器纹波电流突然增加，并最终使得输出电压纹波增加。不能让磁芯饱和！

坡莫合金 (由 Magnetics 公司生产) 是一种用于环形芯的非常好的低损耗磁芯材料，但价格比铁氧体磁芯昂贵。Kool M $\mu$  是这家制造商提供的一种合理的

Kool M $\mu$  和 LT 是 Magnetics 公司的注册商标。

折衷解决方案。环形芯的空间利用率很高，尤其是在能使用多层导线时。由于它们一般没有磁芯骨架，所以安装比较困难。不过，有些制造商可提供表面安装的新型设计，并不会明显增加高度。

### 功率 MOSFET 的选择

必须选择一个与 LTC3801/LTC3801B 一道使用的外部 P 沟道功率 MOSFET。功率 MOSFET 的主要选择依据是门限电压  $V_{\text{GS(TH)}}$  和“接通”电阻  $R_{\text{DS(ON)}}$ 、反向转移电容  $C_{\text{RSS}}$  和总栅电荷。

由于 LTC3801/LTC3801B 是为在低输入电压条件下进行操作而设计的，因此，对于工作电压与该电压接近的应用，需要采用一个低逻辑电平门限 MOSFET ( $R_{\text{DS(ON)}}$  在  $V_{\text{GS}} = 2.5\text{V}$  的条件下得到保证)。当采用这些 MOSFET 时，应确定 LTC3801/LTC3801B 的输入电源电压低于绝对最大额定值  $V_{\text{GS}}$ ，其典型值为 8V。

MOSFET 所需的最小接通电阻  $R_{\text{DS(ON)}}$  受控于其允许的功耗。对于有可能在降压条件下使用 LTC3801/LTC3801B (即占空比为 100%) 的应用而言，在其最坏情况下所需的  $R_{\text{DS(ON)}}$  由下式给定：

$$R_{\text{DS(ON)DC=100\%}} = \frac{P_{\text{P}}}{(I_{\text{OUT(MAX)}})^2 (1 + \delta p)}$$

其中， $P_{\text{P}}$  为允许的功耗， $\delta p$  为  $R_{\text{DS(ON)}}$  与温度的相关性。对于一个 MOSFET， $(1 + \delta p)$  项通常是以归一化的  $R_{\text{DS(ON)}}$  与温度关系曲线的形式给出的。不过，对于低压 MOSFET，可采用  $\delta p = 0.005/^\circ\text{C}$  作为一个近似值。

在最大占空比低于 100% 且 LTC3801/LTC3801B 工作于连续方式的应用中， $R_{\text{DS(ON)}}$  由下式决定：

$$R_{\text{DS(ON)}} \cong \frac{P_{\text{P}}}{(\text{DC}) I_{\text{OUT}}^2 (1 + \delta p)}$$

其中，DC 为 LTC3801/LTC3801B 的最大工作占空比。



## 应用信息

### 输出二极管的选择

在关断期间，续流二极管传输负载电流。因此，平均二极管电流取决于 P 沟道开关的占空比。在高输入电压条件下，二极管在大多数时间里都是导电的。随著  $V_{IN}$  接近  $V_{OUT}$ ，二极管只在一小段时间里导电。当输出短路时，二极管承受的应力最大。在该条件下，二极管必须能在占空比接近 100% 的情况下安全处理  $I_{PEAK}$ 。所以，适当地规定二极管峰值电流和平均功耗以不超过二极管的额定值是重要的。

在正常的负载条件下，二极管传导的平均电流为：

$$I_D = \left( \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN} + V_D} \right) I_{OUT}$$

二极管中允许的正向压降由最大短路电流来计算，公式为：

$$V_F \approx \frac{P_D}{I_{SC(MAX)}}$$

式中的  $P_D$  为允许的功耗，将由效率和/或热特性的要求来决定。

还必须采用一个快速开关二极管来优化效率。对于低正向压降和快速转换时间而言，肖特基二极管是一个很好的选择。请牢记保持短引线长度并遵循正确的接地规则以避免产生振铃和功耗增加。

在低无负载静态电流至关重要的应用中需要额外考虑事项的是二极管在调节输出电压条件下的反向漏电流。大于几微安培的漏电流有可能代表总输入电流的一个很大的百分比。

### $C_{IN}$ 和 $C_{OUT}$ 的选择

在连续操作方式下，P 沟道 MOSFET 的源电流是占空比  $(V_{OUT} + V_D)/(V_{IN} + V_D)$  的一个方波。为防止发生大电压瞬变，必须采用一个与最大 RMS 电流

相对应的低 ESR 输入电容器。最大 RMS 电容器电流由下式给出：

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

该式的最大值出现于  $V_{IN} = 2V_{OUT}$  之时，式中的  $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ 。这一简单的最坏情况条件是设计中常用的，因为即使是显著的偏差也不会产生很大的影响。请注意制造商所提供的额定纹波电流往往基于使用寿命仅 2000 小时这种情形。这使得建议采用规格更高的电容器，或选择一个针对高于所要求温度而设计的电容器。还可以并联几个电容器以满足设计中的尺寸或高度要求。由于 LTC3801/LTC3801B 的高工作频率， $C_{IN}$  也可采用陶瓷电容器。如果有任何的问题，请向制造商咨询。

$C_{OUT}$  的选择受所需的有效串联电阻 (ESR) 的驱使。一般来说，一旦 ESR 要求得到满足，电容值就适合于滤波了。输出纹波 ( $\Delta V_{OUT}$ ) 由下式近似求出：

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

式中的  $f$  为工作频率， $C_{OUT}$  为输出电容， $I_{RIPPLE}$  为电感器中的纹波电流。输出纹波在最大输入电压条件下达到最高，因为  $\Delta I_L$  随输入电压的增加而增加。

当选择高性能的通孔电容器时，可考虑诸如 Nichicon、United Chemicon 和 Sanyo 这样的制造商。Sanyo 公司提供的 ON-CON 半导体介质电容器具有任何铝电解电容器的最小 (ESR) (尺寸) 乘积，而价格则稍高一些。一旦  $C_{OUT}$  的 ESR 要求得到满足，RMS 额定电流一般就会远远超过  $I_{RIPPLE(P-P)}$  要求。

在表面贴装应用中，有可能需要采用多个并联的电容器以满足应用的 ESR 或 RMS 电流处理要求。铝电解电容器和干式钽电容器均有表面贴封装提供。在采用钽电容器的场合，重要的是电容器需经过浪涌测试以便在开关电源中使用。外壳高度在

## 应用信息

2mm 至 4mm 之间的 AVX TPS、AVX TPSV 和 KEMET T510 系列表面贴装型钽电容器便是极佳的选择。其他类型的电容器包括 Sanyo OS-CON、Nichicon PL 系列和 Panasonic SP。

### 输出电压的设定

LTC3801/LTC3801B 在反馈端子(引脚 3)与地之间生成了一个 0.8V 的基准电压(见图 4)。通过选择电阻器 R1 可以使 R1 和 R2 中流过一个恒定的电流，以设定总输出电压。调节的输出电压由下式决定：

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

对于大多数应用，建议 R1 采用一个 80k 电阻器。在低无负载静态电流至关重要的应用中，应使 R1 大于 400k，以便将反馈分压器电流限制为芯片静态电流的 10% 左右。如果 R2 随后产生一个非常高的阻抗，则通过一个 5pF 至 10pF 的电容器来对 R2 进行旁路是颇有受益的。为防止杂散噪声拾拾，应将电阻器 R1 和 R2 布设在 LTC3801/LTC3801B 的附近。

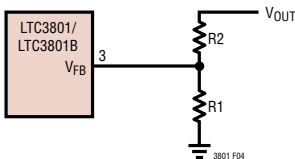


图 4：设定输出电压

### 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再乘以 100%。该公式对于分析单独损耗分量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：

$$\text{效率} = 100\% - (\eta_1 + \eta_2 + \eta_3 + \dots)$$

式中的  $\eta_1$ 、 $\eta_2$  等等是作为输入功率百分率的单独损耗分量。

尽管电路中所有的耗能元件都会产生损耗，但在 LTC3801/LTC3801B 电路中，大部分损耗通常来源于四个主要因素：1) LTC3801/LTC3801B DC 偏置电流；2) MOSFET 的栅极电荷电流，3)  $I^2R$  损耗，以及 4) 输出二极管的压降。

1.  $V_{IN}$  电流为除去 MOSFET 驱动和控制电流的 DC 电源电流(在电特性参数表中给出)。 $V_{IN}$  电流产生一个随  $V_{IN}$  的增加而增加的小损耗。
2. 功率 MOSFET 的栅极电容的开关操作产生的 MOSFET 栅极电荷电流。每一次当 MOSFET 栅极从低电平转换至高电平并再次转换至低电平时，一组电荷  $dQ$  从  $V_{IN}$  引脚移至地。合成  $dQ/dt$  是一个流出  $V_{IN}$  引脚的电流，它往往远远大于 DC 电源电流。在连续操作方式中， $I_{GATECHG} = (f)(dQ)$ 。
3.  $I^2R$  损耗由 MOSFET、电感器和分流器的 DC 电阻来预测。在连续操作方式中，平均输出电流流过 L，但在与  $R_{SENSE}$  相串联的 P 沟道 MOSFET 和输出二极管之间被“斩”。可把 MOSFET 的接通电阻  $R_{DS(ON)}$  与  $R_{SENSE}$  之和与占空比的乘积与 L 的电阻和  $R_{SENSE}$  相加，以求出  $I^2R$  损耗。
4. 输出二极管是大电流条件下产生功率损耗的一个主要因素，而在高输入电压下它产生的功耗就更大。二极管损耗是通过把正向电压、二极管占空比和负载电流三者相乘来计算的。例如，假设占空比为 50% 和肖特基二极管的正向压降为 0.4V，则当负载电流从 0.5A 增至 2A 时，损耗将从 0.5% 增加到 8%。

5. 转换损耗加在外部 MOSFET 上并随工作频率和输入电压的增加而增加。转换损耗可由下式估算：

$$\text{转换损耗} = 2(V_{IN})^2 I_{O(MAX)} C_{RSS}(f)$$

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

## 应用信息

### 折返电流限制

如“输出二极管的选择”部分所述，当二极管几乎连续地传导电流限值时，最坏情况二极管消耗随短路输出而出现。为了防止二极管过热，可增加折返电流限值以根据故障的严重程度成正比地减小电流。

折回电流限制是通过在输出和  $I_{TH}/RUN$  引脚之间增设二极管  $D_{FB1}$  和  $D_{FB2}$  来实现的，如图5所示。在发生剧烈的短路时 ( $V_{OUT} = 0V$ )，电流将被降至最大输出电流的 50% 左右。

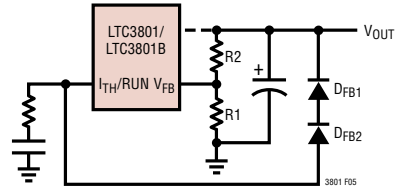


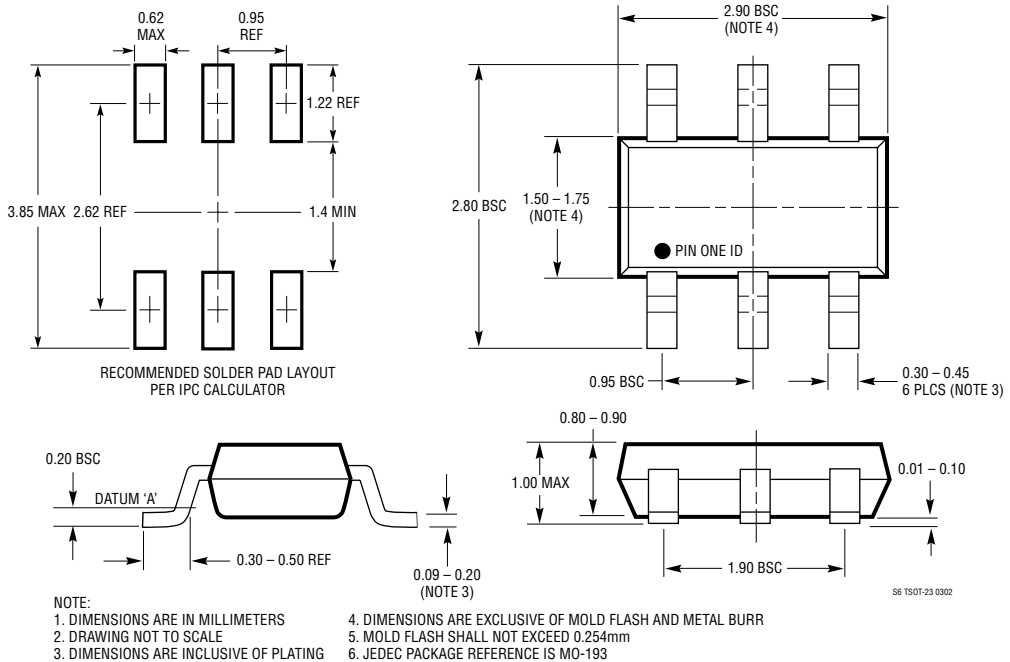
图5：折返电流限制

## 封装描述

### S6 封装

#### 6 引脚塑料 TSOT-23 封装

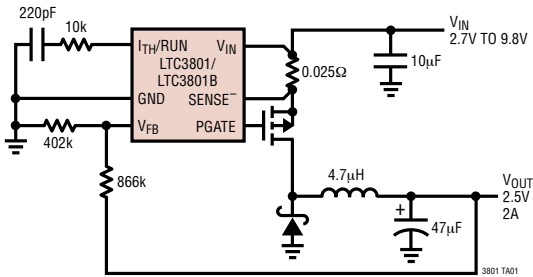
(参考 LTC DWG # 05-08-1636)



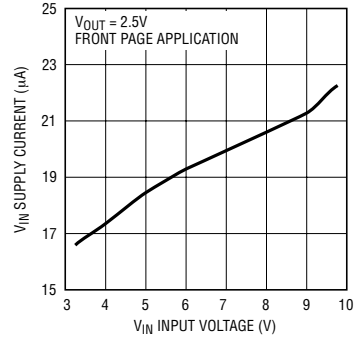
# LTC3801/LTC3801B

## 典型应用

550kHz 微功率降压型 DC/DC 控制器



LTC3801 无负载  $I_Q$  与输入电压的关系\*



\*SEE THE FRONT PAGE OF THIS DATA SHEET FOR THE EFFICIENCY vs LOAD CURRENT CURVE

## 相关器件

器件型号	描述	备注
LTC1147 系列	高效降压型开关稳压器控制器	100% 占空比, $3.5V \leq V_{IN} \leq 16V$
LTC1622	低输入电压电流模式降压型 DC/DC 控制器	$V_{IN}$ 为 2V 至 10V, $I_{OUT}$ 高达 4.5A, 可同步至 750kHz 任选突发模式操作, 8 引脚 MSOP 封装
LTC1624	采用 SO-8 封装的高效 N 沟道开关稳压器控制器	N 沟道驱动, $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1625	无检测电阻器 (No $R_{SENSE}$ ) 型同步降压型稳压器	效率达 97%, 无检测电阻器
LTC1702A	550kHz、两相、双同步控制器	两通道; 最小 $C_{IN}$ 和 $C_{OUT}$ , $I_{OUT}$ 高达 15A
LTC1733	锂离子电池线性充电器	具有充电终止功能和集成 MOSFET 的独立型充电器, 热调节器具有过热保护功能
LT <sup>®</sup> 1765	25V、2.75A( $I_{OUT}$ )、1.25MHz 降压型转换器	$3V \leq V_{IN} \leq 25V$ , $V_{OUT} \geq 1.2V$ , SO-8 和 TSSOP16 封装
LTC1771	超低电源电流降压型 DC/DC 控制器	10μA 电源电流, 效率达 93%, $1.23V \leq V_{OUT} \leq 18V$ ; $2.8V \leq V_{IN} \leq 20V$
LTC1772/LTC1772B	采用 ThinSOT 封装的 550kHz 降压型 DC/DC 控制器	$2.5V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ , $V_{OUT} \geq 0.8V$ , $I_{OUT} \leq 6A$
LTC1778/LTC1778-1	无检测电阻器电流模式同步降压型控制器	$4V \leq V_{IN} \leq 36V$ , $0.8V \leq V_{OUT} \leq (0.9)(V_{IN})$ , $I_{OUT}$ 高达 20A
LTC1779	采用 ThinSOT 封装的 250mA 单片降压型转换器	$2.5V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ , 550kHz, $V_{OUT} \geq 0.8V$
LTC1872/LTC1872B	采用 ThinSOT 封装的 550kHz 升压型 DC/DC 控制器	$2.5V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ ; 效率达 90%
LTC3411/LTC3412	1.25/2.5A 单片同步降压型转换器	效率达 95%, $2.5V \leq V_{IN} \leq 5.5V$ , $V_{OUT} \geq 0.8V$ , TSSOP16 裸露衬垫封装
LTC3440	600mA ( $I_{OUT}$ )、2MHz 同步降压-升压型 DC/DC 转换器	$2.5V \leq V_{IN} \leq 5.5V$ , 单个电感器

No  $R_{SENSE}$  是凌特公司的注册商标。