

# 大电流微功率同步 降压-升压型DC/DC转换器

## 特点

- 可由高于、低于或等于输出电压的输入电压获得稳压输出
- 单个电感器，无肖特基二极管
- 高效率：高达95%
- 突发模式 (Burst Mode<sup>®</sup>) 操作状态下的静态电流为25 $\mu$ A
- 由单节锂离子电池获得高达1.2A的连续输出电流
- 可在停机模式中实现真正的输出切断
- 2.4V至5.5V输入范围
- 2.4V至5.25V输出范围
- 1MHz固定频率操作
- 可同步的振荡器
- 可选的突发模式或固定频率操作
- 停机模式中的静态电流 < 1 $\mu$ A
- 小外形的耐热增强型12引线(4mm $\times$ 3mm) DFN封装

## 应用信息

- 手持式计算机
- 手持式仪表
- MP3 播放器
- 数码相机

 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。

## 描述

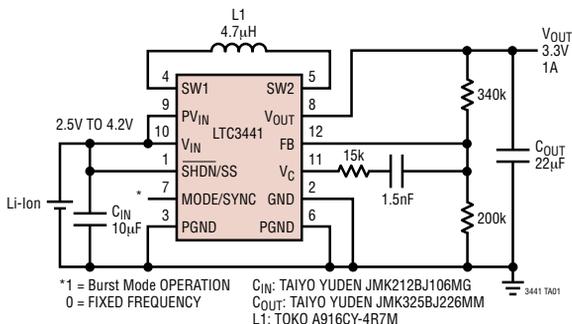
LTC<sup>®</sup>3441 是一款高效率、固定频率的降压-升压型DC/DC转换器，它能在输入电压高于、低于或等于输出电压的条件下进行高效操作。该IC所采用的设计拓扑结构可通过所有操作模式提供一个连续转换，从而使得该产品成为输出电压处于电池电压范围内的单节锂离子电池应用或多节电池应用的理想选择。

该器件包括两个0.10 $\Omega$ 的N沟道MOSFET开关和两个0.11 $\Omega$ 的P沟道开关。外部肖特基二极管是任选的，可用于对效率进行适中的改进。工作频率内设为1MHz，并可同步高至1.7MHz。在突发模式操作状态下，静态电流仅为25 $\mu$ A，从而最大限度地延长便携式应用中电池的使用寿命。突发模式操作由用户来控制，并可通过驱动MODE/SYNC引脚至高电平来使能。如果MODE/SYNC引脚被驱动至低电平或具有一个时钟，则固定频率开关操作被使能。

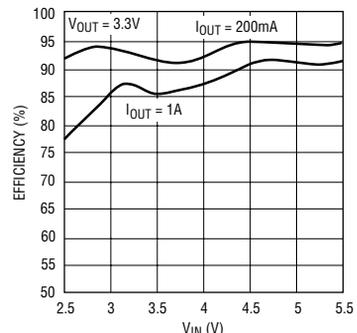
其特点包括1 $\mu$ A的停机电流、软启动控制、热停机和电流限制。LTC3441采用一种耐热增强型12引线(4mm $\times$ 3mm) DFN封装。

## 典型应用

锂离子电池至3.3V/1A降压-升压型转换器



效率与V<sub>IN</sub>的关系曲线



3441 TAO2

3441f

# LTC3441

## 绝对最大额定值 (注1)

$V_{IN}$ 、 $V_{OUT}$ 电压 .....	-0.3V 至 6V
$SW1$ 、 $SW2$ 电压	
DC .....	-0.3V 至 6V
脉冲 < 100ns .....	-0.3V 至 7V
$SHDN/SS$ 、 $MODE/SYNC$ 电压 .....	-0.3V 至 6V
工作温度范围 (注2) .....	-40°C 至 85°C
最大结温 (注4) .....	125°C
贮存温度范围 .....	-65°C 至 125°C

## 封装/订购信息

<p>DE12 PACKAGE 12-LEAD (4mm × 3mm) PLASTIC DFN</p> <p><math>T_{JMAX} = 125^{\circ}C</math>  <math>\theta_{JA} = 53^{\circ}C/W</math> 1-LAYER BOARD  <math>\theta_{JA} = 43^{\circ}C/W</math> 4-LAYER BOARD  <math>\theta_{JC} = 4.3^{\circ}C/W</math>          EXPOSED PAD IS PGND (PIN 13)          MUST BE SOLDERED TO PCB</p>	产品型号
	LTC3441EDE
	DE 器件标记
	3441

对于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 $T_A = 25^{\circ}C$ 。 $V_{IN} = V_{OUT} = 3.6V$ ，除非特别注明。

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
输入起动电压		●	2.3	2.4	V	
输出电压调节范围		●	2.4	5.25	V	
反馈电压		●	1.19	1.22	1.25	V
反馈输入电流	$V_{FB} = 1.22V$		1	50	nA	
静态电流 — 突发模式操作	$V_C = 0V$ ， $MODE/SYNC = 3V$ (注3)		25	40	$\mu A$	
静态电流 — SHDN	$SHDN = 0V$ ，不包括开关漏电流		0.1	1	$\mu A$	
静态电流 — 有效状态	$MODE/SYNC = 0V$ (注3)		520	900	$\mu A$	
NMOS 开关漏电流	开关 B 和 C		0.1	7	$\mu A$	
PMOS 开关漏电流	开关 A 和 D		0.1	10	$\mu A$	
NMOS 开关接通电阻	开关 B 和 C		0.10		$\Omega$	
PMOS 开关接通电阻	开关 A 和 D		0.11		$\Omega$	
输入电流限值		●	2	3.2	A	
最大占空比	升压 (% 开关 C 接通) 降压 (% 开关 A 接入)	● ●	70 100	88	% %	
最小占空比		●		0	%	
频率精度		●	0.85	1	1.15	MHz
MODE/SYNC 门限		●	0.4	1.4	V	
MODE/SYNC 输入电流	$V_{MODE/SYNC} = 5.5V$		0.01	1	$\mu A$	
误差放大器 $AV_{OL}$			90		dB	
误差放大器源电流			14		$\mu A$	
误差放大器吸收电流			300		$\mu A$	
SHDN / SS 门限	当 IC 被使能	●	0.4	1	1.4	V
SHDN / SS 门限	当 EA 处于最大升压占空比		2	2.4	V	
SHDN / SS 输入电流	$V_{SHDN} = 5.5V$		0.01	1	$\mu A$	

## 电特性

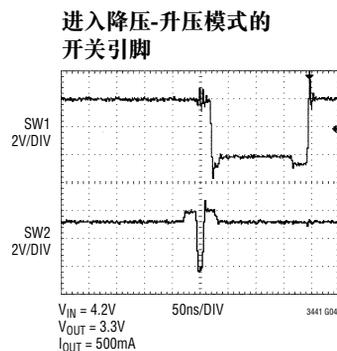
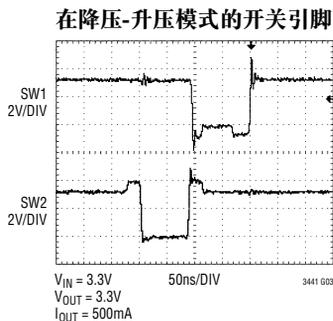
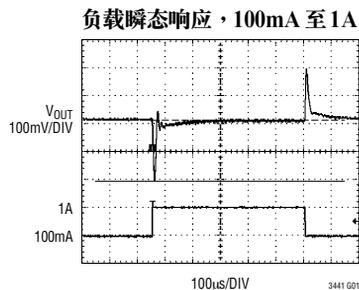
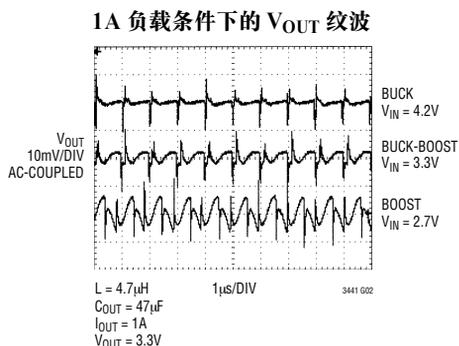
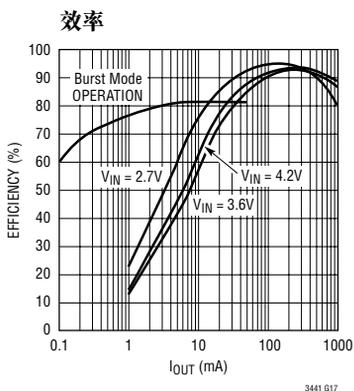
注 1：绝对最大额定值是指超出该值则器件的使用寿命有可能受损。

注 2：LTC3441E 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的相关性来保证。

注 3：电流测量是在输出未作转换的情况下进行的。

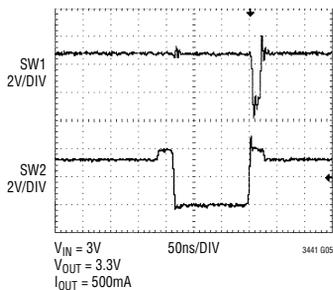
注 4：该 IC 备有用于在短暂过载条件下对器件提供保护的过热保护功能。当过热保护功能处于有效状态时结温将超过 125°C。在规定的最大工作结温条件下连续操作有可能导致器件性能劣化或发生故障。

## 典型性能特征

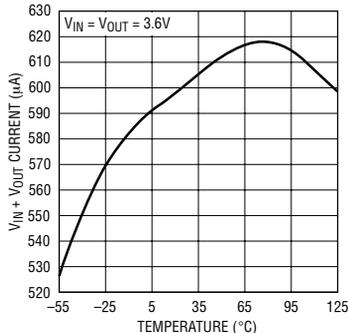


## 典型性能特征

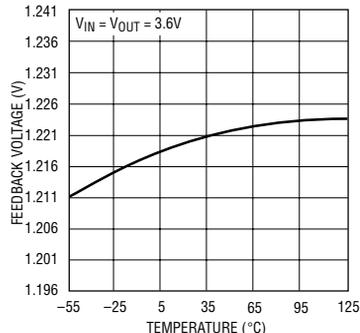
进入升压模式前的开关引脚



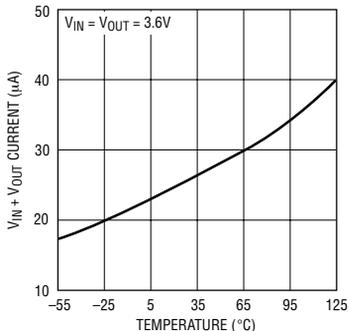
工作状态下的静态电流



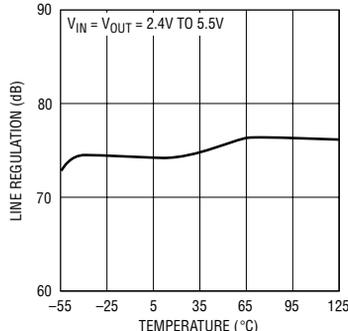
反馈电压



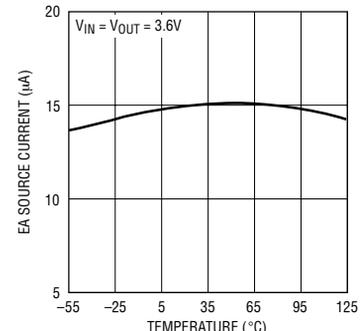
突发模式静态电流



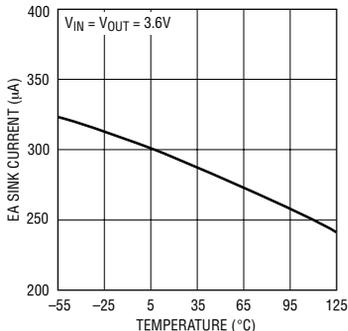
反馈电压调节



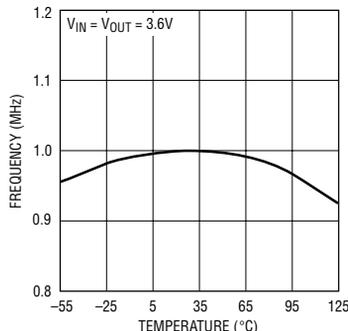
误差放大器源电流



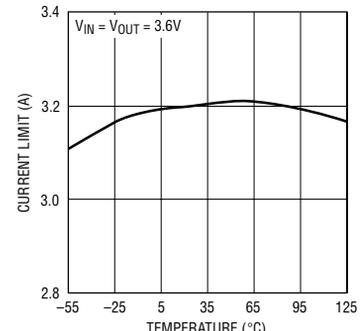
误差放大器吸收电流



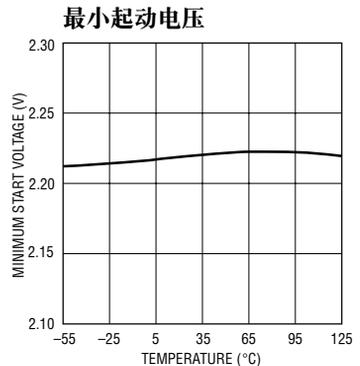
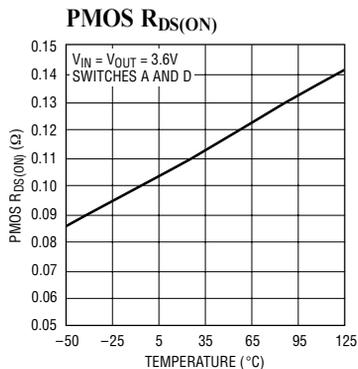
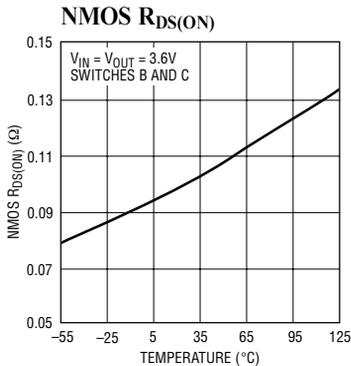
输出频率



电流限值



## 典型性能特征



## 引脚功能

**SHDN/SS (引脚 1)：**软启动和停机功能组合引脚。当施加在该引脚上的电压低于 0.4V 时，IC 将被关断。把该引脚与高于 1.4V 的电压相连将使能 IC，而当该引脚连接至高于 2.4V 的电压时则可确保误差放大器不会被软启动电路所箝位。从停机控制信号至该引脚的一个 RC 电路将通过限制  $V_C$  引脚的上升时间来提供软启动功能。

**GND (引脚 2)：**IC 的信号地。

**PGND (引脚 3、6、13 裸露衬垫)：**用于内部 NMOS 功率开关的电源地。

**SW1 (引脚 4)：**连接有开关 A 和 B 的开关引脚。将电感器从 SW1 连接至 SW2。可把一个任意的肖特基二极管从 SW1 连接至地。应使轨迹长度尽可能简短以抑制 EMI。

**SW2 (引脚 5)：**连接有开关 C 和 D 的开关引脚。可将一个任意的肖特基二极管从 SW2 连接至  $V_{OUT}$  (在  $V_{OUT}$  高于 4.3V 的场合要求这样做)。应使轨迹长度尽可能简短以抑制 EMI。

**MODE/SYNC (引脚 7)：**突发模式选择和振荡器同步。

MODE/SYNC = 高电平：使能突发模式操作。在 IC 向输出提供能量的期间，峰值电感器电流将达到 0.8A 并在每个周期返回零电流。在突发模式操作中工作频率是可变的，这使轻负载条件下的效率

得到了显著的改善。该突发模式操作将继续下去，直到该引脚被驱动至低电平。

MODE/SYNC = 低电平。取消突发模式操作并维持低噪声的恒定频率操作。

MODE/SYNC = 外部时钟：内部振荡器的同步和突发模式操作的取消。该 IC 的同步需要一个 100ns 至 2 $\mu$ s 的时钟脉冲宽度和一个 2.3MHz 至 3.4MHz 的时钟频率 (期望开关频率的两倍)。

$$f_{osc} = f_{sync}/2$$

**$V_{OUT}$  (引脚 8)：**同步整流器的输出端。在  $V_{OUT}$  与 GND 之间设置了一个滤波器电容器。建议在尽可能靠近  $V_{OUT}$  和 GND 的地方布设一个陶瓷旁路电容器。

**$PV_{IN}$  (引脚 9)：** $V_{IN}$  电源引脚。建议在尽可能靠近  $PV_{IN}$  和 PGND 引脚布设一个 10 $\mu$ F 陶瓷电容器。

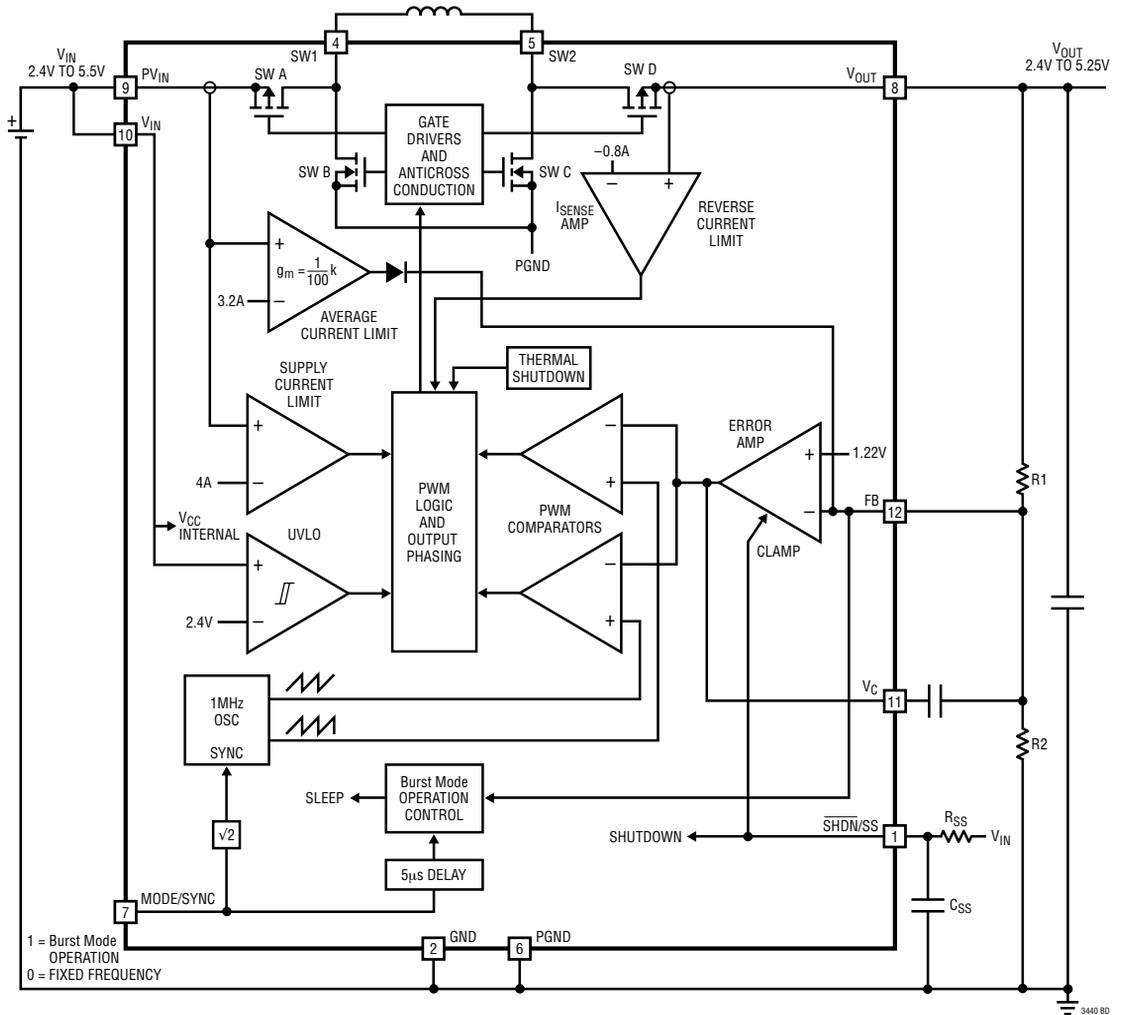
**$V_{IN}$  (引脚 10)：**输入电源引脚。IC 的内部  $V_{CC}$ 。

**$V_C$  (引脚 11)：**误差放大器输出。在该引脚与 FB 引脚之间连接了一个频率补偿网络以对环路进行补偿。请参见“反馈环路的补偿”部分以了解相关的准则。

**FB (引脚 12)：**反馈引脚。将阻性分压器抽头连接于此。输出电压可在 2.4V 至 5.25V 的范围内进行调节。反馈基准电压的典型值为 1.22V。

# LTC3441

## 方框图



## 工作原理

LTC3441 可为诸如便携式仪表等应用提供高效率、低噪声电源。凌特公司专有的拓扑结构通过对输出开关的正确调相使得输入电压能够高于、低于或等于输出电压。 $V_C$  引脚上的误差放大器输出电压决定了开关的输出占空比。由于  $V_C$  引脚上是一个滤波信号，因此，它对于远低于开关频率的频率加以抑制。低接通电阻  $R_{DS(ON)}$ 、低栅电荷同步开关提供了高效率的高频脉宽调制控制。虽然不需要在同步开关 D 和同步开关 B 的两端跨接肖特基二极管，但在先离后合期间（一般为 15ns）产生的压降较小。增加肖特基二极管一般能将峰值效率提高 1% 至 2%。当进入突发模式操作状态或 IC 的静态电流为较低的  $25\mu A$  时，可在轻负载条件下实现高效率。

## 低噪声固定频率操作

### 振荡器

器件的工作频率在出厂时被调整至 1MHz。可使振荡器与一个施加在 MODE/SYNC 引脚上的外部时钟相同步。采用了一个两倍于期望开关频率的时钟频率和一个至少 100ns 的脉冲宽度。振荡器同步范围为 1.15MHz 至 1.7MHz (2.3MHz 至 3.4MHz 同步频率)。

### 误差放大器

误差放大器是一种电压模式放大器。环路补偿元件被配置于放大器的周围，以获得转换器的稳定性。 $\overline{SHDN}/SS$  引脚将对误差放大器输出  $V_C$  进行箝位以提供软启动功能。

### 供电电流限值

一旦电流超过 4A (典型值)，则电流限值放大器将切断 PMOS 开关 A。在达到开关电流限值之前，平均电流限值放大器 (典型值为 3.2A) 将向 FB 引脚输送电流以降低输出电压。至输出的电流放大器延迟一般为 50ns。

## 反向电流限值

反向电流限值放大器负责监控从输出端流经开关 D 的电感器电流。一旦电感器负电流超过  $-800mA$  (典型值)，则 IC 将切断开关 D。

## 输出开关控制

图 1 简单示出了四个内部开关与电感器、 $V_{IN}$ 、 $V_{OUT}$  和 GND 相连接的方法。图 2 示出了作为内部控制电压  $V_{CI}$  的一个函数的 LTC3441 工作区。 $V_{CI}$  电压是一个来自误差放大器输出 ( $V_C$  引脚) 的电平移位电压 (见图 5)。对输出开关进行了正确的相位调整，因此，操作模式间的转换是连续的、经过滤波，且对用户而言是透明的。当  $V_{IN}$  接近  $V_{OUT}$  时，则到达降压/升压区，此时，四开关区的导通时间一般为 150ns。请参阅图 1 和图 2，现在将描述各个工作区。

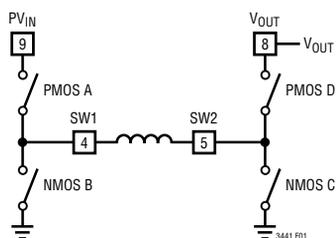


图 1：输出开关的简化接线图

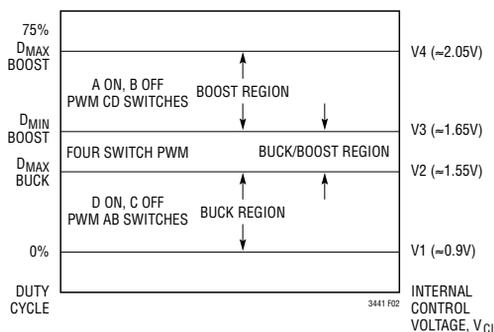


图 2：开关控制与内部控制电压  $V_{CI}$  的关系

## 工作原理

### 降压区 ( $V_{IN} > V_{OUT}$ )

在该模式中，开关 D 始终接通而开关 C 始终关断。当内部控制电压  $V_{CI}$  高于电压 V1 时，输出 A 开始转换。在开关 A 关断期间，同步开关 B 在剩余的时间里接通。开关 A 和 B 将像一个典型的同步降压型稳压器那样交替接通。随著控制电压的上升，开关 A 的占空比增加，直到转换器在降压模式中的最大占空比达到  $D_{MAX\_BUCK}$  为止， $D_{MAX\_BUCK}$  由下式给出：

$$D_{MAX\_BUCK} = 100 - D_{4SW} \%$$

式中的  $D_{4SW}$  = 四开关范围的占空比 %。

$$D_{4SW} = (150ns \cdot f) \cdot 100\%$$

式中的  $f$  = 工作频率，单位为 Hz。

超过该点将到达“四开关”或降压/升压区。

### 降压/升压或四开关 ( $V_{IN} \sim V_{OUT}$ )

当内部控制电压  $V_{CI}$  高于电压 V2 时，开关对 AD 在  $D_{MAX\_BUCK}$  的占空比时间里保持接通状态，开关对 AC 开始逐步启用。随著开关对 AC 的逐步启用，开关对 BD 相应地逐步停用。当  $V_{CI}$  电压达到降压/升压范围的边缘时，AC 开关对将在电压 V3 处使 BD 开关对完全停用，升压期在占空比  $D_{4SW}$  开始。

四开关区开始时的输入电压  $V_{IN}$  由下式给出：

$$V_{IN} = \frac{V_{OUT}}{1 - (150ns \cdot f)} V$$

四开关区的终点由下式得出：

$$V_{IN} = V_{OUT} (1 - D) = V_{OUT} (1 - 150ns \cdot f) V$$

### 升压区 ( $V_{IN} < V_{OUT}$ )

在该模式中，开关 A 始终接通而开关 B 始终关

断。当内部控制电压  $V_{CI}$  高于电压 V3 时，开关对 CD 将交替开关以提供一个升压的输出电压。该操作是同步升压型稳压器的典型特征。该转换器的最大占空比被限制于 88% (典型值) 并将在  $V_{CI}$  高于 V4 时达到。

### 突发模式操作

突发模式操作指的是由 IC 向输出输送能量，直到其被稳压为止，并随后进入睡眠模式 (此时，输出切断且 IC 的消耗电流仅为 25 $\mu$ A)。在该模式中，输出纹波具有一个取决于负载电流的可变频率分量。

在器件向输出提供能量的过程中，峰值电流将为 800mA 典型值且电感器电流将在每个周期于零电流终止。在该模式中，典型的最大平均输出电流由下式计算：

$$I_{OUT(MAX)BURST} \approx \frac{0.2 \cdot V_{IN}}{V_{OUT} + V_{IN}} A$$

突发模式操作由用户控制，将 MODE/SYNC 引脚驱动至高电平时使能，而驱动至低电平时则失效。

突发模式操作过程中的峰值效率低于固定频率操作时的峰值效率，因为在突发模式操作中，器件将在不连续电感器电流的情况下进入全时四开关模式 (此时向输出供电)，如图 3 和图 4 所示。在突发模式操作过程中，控制环路是非线性的，并且不能利用来自误差放大器的控制电压来决定控制模式，于是，需要采用全时四开关模式来维持降压/升压功能。结果，1mA 以下的效率主要受制于静态电流而非峰值效率。计算公式如下：

$$\text{突发模式效率} \approx \frac{(\eta_{bm}) \cdot I_{LOAD}}{25\mu A + I_{LOAD}}$$

在突发模式操作期间， $(\eta_{bm})$  的典型值为 75%。

## 工作原理

### 突发模式操作至固定频率操作变换的瞬态响应

当从突发模式操作变换至固定频率操作时，系统会出现一个瞬变，原因是操作模式发生了改变。对于大多数系统而言，这种瞬变是可接受的，但应用有可能对输入电流和/或输出电压有著严格的要求，规定必需采用一个宽带电压环路以最大限度地减小瞬变。降低该环路的DC增益将有助于任务的完成(把5M电阻器从FB引脚连接至V<sub>C</sub>引脚)，但代价是DC负载调节性能下降。此外还建议采用类III补偿以扩展环路的带宽以及转降转换器LC过去两极点的响应(见“反馈环路的补偿”部分)。

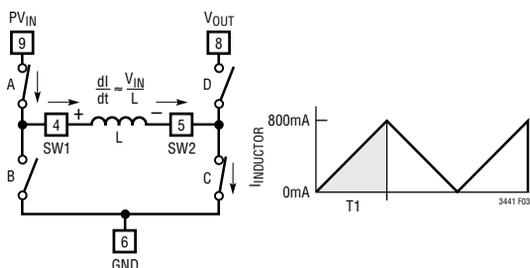


图3：突发模式操作期间的电感器充电周期

### 软启动

软启动功能与停机功能是组合在一起的。当SHDN/SS引脚电平被拉至1V(典型值)以上时，IC被使能，但EA(误差放大器)的占空比被V<sub>C</sub>引脚所箝位。图5示出了该功能的一个详细电路图。元件R<sub>SS</sub>和C<sub>SS</sub>在SHDN/SS引脚上提供了一个平缓的斜坡电压，以提供软启动功能。

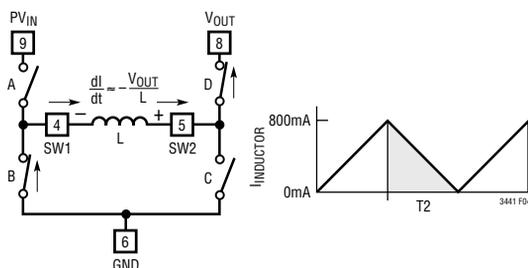


图4：突发模式操作期间的电感器放电周期

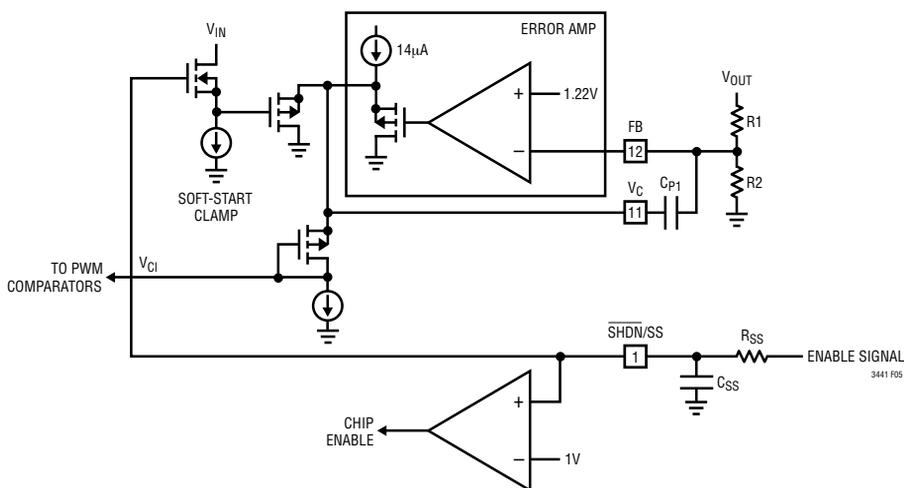


图5：软启动电流

## 应用信息

### 元件选择

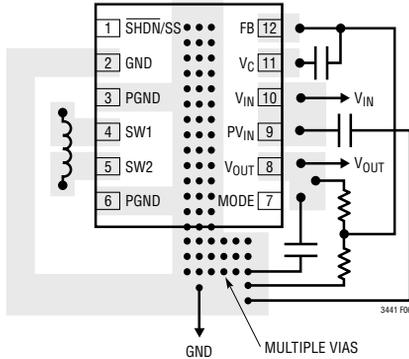


图 6：推荐的元件布局。传输大电流的轨迹是笔直的。FB 和 VC 引脚上的轨迹面积保持得很小。至电池的引线长度应保持得简短。V<sub>OUT</sub> 和 V<sub>IN</sub> 陶瓷电容器应靠近 IC 的引脚

### 电感器的选择

LTC3441 所进行的高频操作允许采用较小的表面安装型电感器。电感器电流纹波一般被设定为最大电感器电流的 20% 至 40%。对于一个给定的纹波，电感项由下式给出：

$$L > \frac{V_{IN(MIN)}^2 \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)}) \cdot 100}{f \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot \% \text{ 纹波} \cdot V_{OUT}^2} H,$$

$$L > \frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN(MAX)} - V_{OUT}) \cdot 100}{f \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot \% \text{ 纹波} \cdot V_{IN(MAX)}} H$$

式中的 f = 工作频率 (Hz)

% 纹波 = 可允许的电感器电流纹波 (%)

V<sub>IN(MIN)</sub> = 最小输入电压 (V)

V<sub>IN(MAX)</sub> = 最大输入电压 (V)

V<sub>OUT</sub> = 输出电压 (V)

I<sub>OUT(MAX)</sub> = 最大输出负载电流

为了获得高效率，应选择一个采用高频磁芯材料 (例如铁氧体) 的电感器以减少磁芯损耗。该电感器应具有低 ESR (等效串联电阻) 以减少 I<sup>2</sup>R 损耗，且

必须能在不发生饱和的情况下处理峰值电感器电流。模制扼流圈或片式电感器往往没有足够的磁芯以支持在 1A 至 2A 的峰值电感器电流。为了最大限度地抑制辐射噪声，应使用一个螺旋管、壶形磁芯或屏蔽绕线电感器。请参考表 1 和表 2 所罗列的元件供应商。

表 1：电感器供应商资料

供应商	电话	传真	网址
Coilcraft	(847) 639-6400	(847) 639-1469	www.coilcraft.com
Coiltronics	(561) 241-7876	(561) 241-9339	www.coiltronics.com
Murata	美国： (814) 237-1431 (800) 831-9172	美国： (814) 238-0490	www.murata.com
Sumida	美国： (847) 956-0666 日本： 81(3) 3607-5111	(847) 956-0702 81(3) 3607-5144	www.japanlink.com/ sumida

### 输出电容器的选择

设置大数值的电容器以减小由每个周期进入电容器的电荷所引起的纹波。由电荷引起的稳态纹波由下式得出：

$$\% \text{Ripple}_{\text{Boost}} = \frac{I_{OUT(MAX)} \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)}) \cdot 100}{C_{OUT} \cdot V_{OUT}^2 \cdot f} \%$$

$$\% \text{Ripple}_{\text{Buck}} = \frac{I_{OUT(MAX)} \cdot V_{IN(MAX)} - V_{OUT} \cdot 100}{C_{OUT} \cdot V_{IN(MAX)} \cdot V_{OUT} \cdot f} \%$$

C<sub>OUT</sub> = 输出滤波器电容器，单位为 F。

输出电容通常要大许多倍以处理转换器的瞬态响应。作为一条经验法则，转换器的工作频率与单位增益带宽之比即为输出电容为了维持期望的瞬态响应而必须在上述计算值的基础上增加的数值。

纹波的其他分量是由输出电容器的 ESR (等效串联电阻) 所引起的。应采用低 ESR 的电容器以最大限度地抑制输出电压纹波。对于表面安装型应用，建议使用 Taiyo Yuden 公司的陶瓷电容器、AVX 公司的 TPS 系列钽电容器或 Sanyo 公司的 POSCAP。

## 应用信息

### 输入电容器的选择

由于  $V_{IN}$  引脚为 IC 的电源电压，因此，建议布设一个至少  $4.7\mu\text{F}$  的低 ESR 旁路电容器。

表 2：电容器供应商资料

供应商	电话	传真	网址
AVX	(803)448-9411	(803)448-1943	www.avxcorp.com
Sanyo	(619)661-6322	(619)661-1055	www.sanyovideo.com
Taiyo Yuden	(408)573-4150	(408)573-4159	www.t-yuden.com

### 任选的肖特基二极管

不需要在同步开关 B 和 D 的两端跨接肖特基二极管 ( $V_{OUT} < 4.3\text{V}$ )，但在 NMOS 至 PMOS 变换的先离后合期间（一般为  $15\text{ns}$ ）提供一个较小的压降，从而提升了效率。可采用诸如 MBRM120T3 或同等的肖特基二极管。不要采用普通的整流二极管，因为它缓慢的恢复时间将导致效率下降。对于输出电压高于  $4.3\text{V}$  的应用，需要在 SW2 到  $V_{OUT}$  之间布设一个肖特基二极管。

### 输出电压 $< 2.4\text{V}$

LTC3441 可作为一个输出电压低至  $0.4\text{V}$  的降压型转换器。该器件的规格是在  $2.4\text{V}$ （最小值）的电压条件下拟订的，以便在无需采用肖特基二极管的情况下正常工作。同步开关 D 由  $V_{OUT}$  供电，而且， $R_{DS(ON)}$  将在低输出电压条件下有所增加，因此，需要在 SW2 和  $V_{OUT}$  之间布设一个肖特基二极管以提供一条至输出端的导电通路。

### 输出电压 $> 4.3\text{V}$

对于高于  $4.3\text{V}$  的输出电压，需要把一个肖特基二极管从 SW 连接至  $V_{OUT}$ 。二极管必须放置在尽可能靠近器件引脚的地方，以减少由寄生的引线和轨迹电感在 SW2 上产生的峰值电压。

### 输入电压 $> 4.5\text{V}$

对于输入电压高于  $4.5\text{V}$ （这有可能呈现一个过载

或短路状态) 的应用，需要在 SW1 引脚与 GND 之间布设一个  $2\Omega/1\text{nF}$  的串联吸振器。还应在 SW1 至  $V_{IN}$  之间尽可能靠近器件引脚的地方增设一个肖特基二极管。对于更高的输入电压， $V_{IN}$  旁路变得更加至关重要；因此，还需要在尽可能靠近  $V_{IN}$  和 GND 引脚的地方布设一个陶瓷旁路电容器。

### 工作频率的选择

由输出开关 GATE 电荷所产生的额外静态电流由下式给出：

$$\text{降压} : 800e^{-12} \cdot V_{IN} \cdot f$$

$$\text{升压} : 400e^{-12} \cdot (V_{IN} + V_{OUT}) \cdot f$$

$$\text{降压/升压} : f \cdot (1200e^{-12} \cdot V_{IN} + 400e^{-12} \cdot V_{OUT})$$

式中的  $f =$  工作频率

### 反馈环路的补偿

LTC3441 采用电压模式 PWM 控制。控制至输出增益随工作区（降压、升压、降压/升压）的改变而改变，但一般不大于 15。输出滤波器呈现一个双极点响应，由下式给出：

$$f_{\text{FILTER\_POLE}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{\text{OUT}}}} \text{ Hz}$$

式中的  $C_{\text{OUT}}$  为输出滤波器电容器。

输出滤波器零点由下式给出：

$$f_{\text{FILTER\_ZERO}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{\text{ESR}} \cdot C_{\text{OUT}}} \text{ Hz}$$

式中的  $R_{\text{ESR}}$  为电容器的等效串联电阻。

升压模式中一个颇为棘手的特点是右半平面零点 (RHP)，它由下式求出：

$$f_{\text{RHPZ}} = \frac{V_{IN}^2}{2 \cdot \pi \cdot I_{\text{OUT}} \cdot L \cdot V_{\text{OUT}}} \text{ Hz}$$

一般在 RHP 零点频率之前使环路增益下降。

## 应用信息

可采用简单的类 I 补偿网络来稳定环路，但代价是带宽变窄且瞬态响应减缓。为确保正确的相位余量，在 LC 双极点频率的十分之一之前达到 0dB 增益十倍。

采用类 I 补偿误差放大器的单位增益频率由下式计算：

$$f_{UG} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R1 \cdot C_{P1}} \text{ Hz}$$

大多数应用都要求更加优良的瞬态响应特性以便能采用一个更小的输出滤波器电容器。为了获得更高的带宽，需要采用类 III 补偿。需要两个零点以对双极点响应进行补偿。

$$f_{POLE1} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 32e^3 \cdot R1 \cdot C_{P1}} \text{ Hz}$$

该频率非常接近于 DC

$$f_{ZERO1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_Z \cdot C_{P1}} \text{ Hz}$$

$$f_{ZERO2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R1 \cdot C_{Z1}} \text{ Hz}$$

$$f_{POLE2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_Z \cdot C_{P2}} \text{ Hz}$$

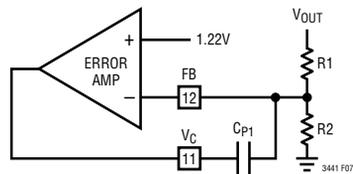


图 7：采用类 I 补偿的误差放大器

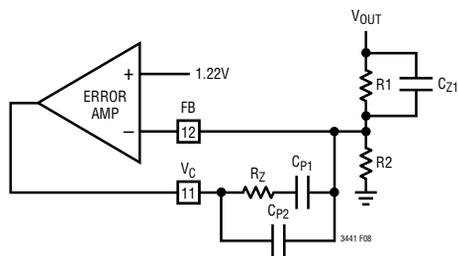


图 8：采用类 III 补偿的误差放大器

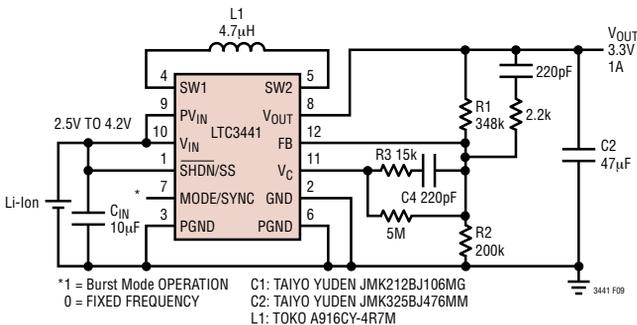
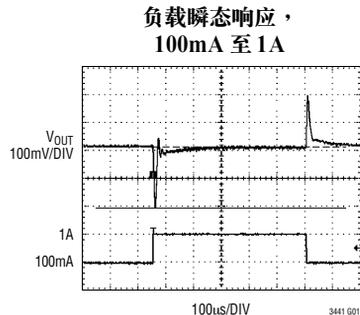
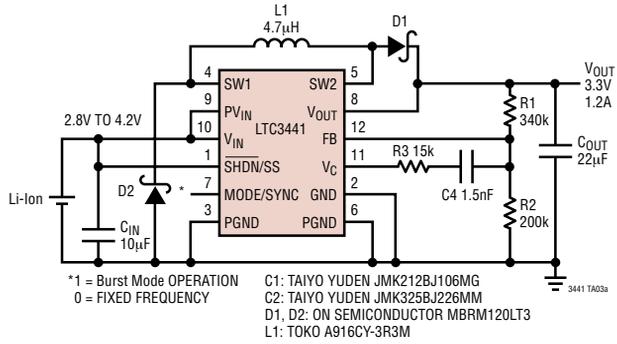


图 9：针对阶跃负载或模式变更的快速瞬态响应补偿

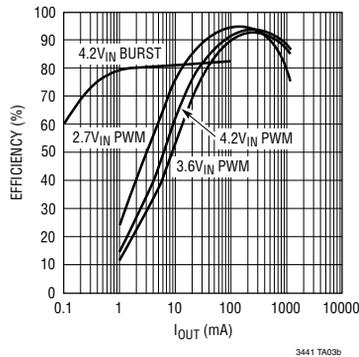


典型应用

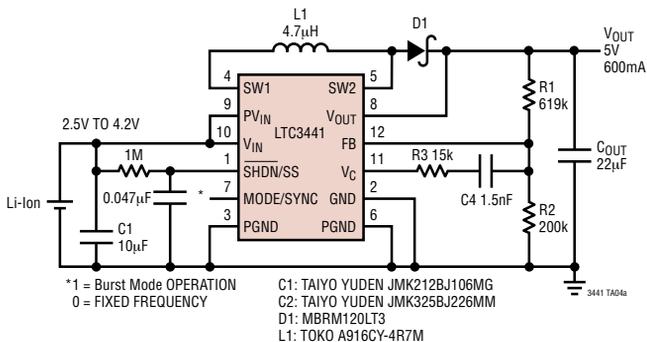
锂离子电池至 3.3V/1.2A 转换器



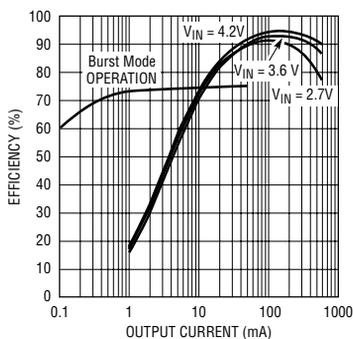
效率



### 输出切断条件下的锂离子电池至 5V/600mA 升压型转换器



### 效率

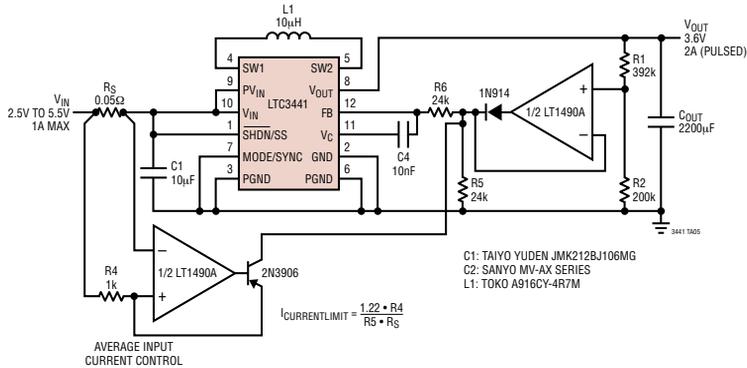


3441 TA04b



## 典型应用

### PCMCIA 供电的 GSM 调制解调器



## 相关器件

器件型号	描述	备注
LT <sup>®</sup> 1613	550mA (I <sub>SW</sub> )、1.4MHz 高效升压型 DC/DC 转换器	V <sub>IN</sub> : 0.9V 至 10V, V <sub>OUT(MAX)</sub> : 34V, I <sub>Q</sub> : 3mA, I <sub>SD</sub> : ≤ 1μA, ThinSOT™ 封装
LT1615/LT1615-1	300mA/80mA (I <sub>SW</sub> ) 恒定关断时间、高效升压型 DC/DC 转换器	V <sub>IN</sub> : 1.2V 至 15V, V <sub>OUT(MAX)</sub> : 34V, I <sub>Q</sub> : 20μA, I <sub>SD</sub> : ≤ 1μA, ThinSOT 封装
LT1616	500mA (I <sub>OUT</sub> )、1.4MHz 高效降压型 DC/DC 转换器	高效率、V <sub>IN</sub> : 3.6V 至 25V, V <sub>OUT(MIN)</sub> : 1.25V, I <sub>Q</sub> : 1.9mA, I <sub>SD</sub> : ≤ 1μA, ThinSOT 封装
LTC1776	500mA (I <sub>OUT</sub> )、200kHz 高效降压型 DC/DC 转换器	高效率、V <sub>IN</sub> : 7.4V 至 40V, V <sub>OUT(MIN)</sub> : 1.24V, I <sub>Q</sub> : 3.2mA, I <sub>SD</sub> : 30μA, N8、S8 封装
LTC1877	600mA (I <sub>OUT</sub> )、550kHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 95%、V <sub>IN</sub> : 2.7V 至 10V, V <sub>OUT(MIN)</sub> : 0.8V, I <sub>Q</sub> : 10μA, I <sub>SD</sub> : ≤ 1μA, MS8 封装
LTC1878	600mA (I <sub>OUT</sub> )、550kHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 95%、V <sub>IN</sub> : 2.7V 至 6V, V <sub>OUT(MIN)</sub> : 0.8V, I <sub>Q</sub> : 10μA, I <sub>SD</sub> : ≤ 1μA, MS8 封装
LTC1879	1.2A (I <sub>OUT</sub> )、550kHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 95%、V <sub>IN</sub> : 2.7V 至 10V, V <sub>OUT(MIN)</sub> : 0.8V, I <sub>Q</sub> : 15μA, I <sub>SD</sub> : ≤ 1μA, TSSOP16 封装
LT1930/LT1930A	1A (I <sub>SW</sub> )、1.2MHz/2.2MHz 高效升压型 DC/DC 转换器	V <sub>IN</sub> : 2.6V 至 16V, V <sub>OUT(MAX)</sub> : 34V, I <sub>Q</sub> : 5.5mA, I <sub>SD</sub> : ≤ 1μA, ThinSOT 封装
LTC3405/LTC3405A	300mA (I <sub>OUT</sub> )、1.5MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 95%、V <sub>IN</sub> : 2.7V 至 6V, V <sub>OUT(MIN)</sub> : 0.8V, I <sub>Q</sub> : 20μA, I <sub>SD</sub> : ≤ 1μA, ThinSOT 封装
LTC3406/LTC3406B	600mA (I <sub>OUT</sub> )、1.5MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 95%、V <sub>IN</sub> : 2.5V 至 5.5V, V <sub>OUT(MIN)</sub> : 0.6V, I <sub>Q</sub> : 20μA, I <sub>SD</sub> : ≤ 1μA, ThinSOT 封装
LTC3407	600mA(I <sub>OUT</sub> ) × 2、1.5MHz 双同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 96%、V <sub>IN</sub> : 2.5V 至 5.5V, V <sub>OUT(MIN)</sub> : 0.6V, I <sub>Q</sub> : 40μA, I <sub>SD</sub> : ≤ 1μA, 10 引线 MS 封装
LTC3411	1.25A (I <sub>OUT</sub> )、4MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 95%、V <sub>IN</sub> : 2.5V 至 5.5V, V <sub>OUT(MIN)</sub> : 0.8V, I <sub>Q</sub> : 60μA, I <sub>SD</sub> : ≤ 1μA, 10 引线 MS 封装
LTC3412	2.5A (I <sub>OUT</sub> )、4MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 95%、V <sub>IN</sub> : 2.5V 至 5.5V, V <sub>OUT(MIN)</sub> : 0.8V, I <sub>Q</sub> : 60μA, I <sub>SD</sub> : ≤ 1μA, TSSOP16E 封装
LTC3440	600mA (I <sub>OUT</sub> )、2MHz 同步降压-升压型 DC/DC 转换器	效率达 95%、V <sub>IN</sub> : 2.5V 至 5.5V, V <sub>OUT(MIN)</sub> : 2.5V, I <sub>Q</sub> : 25μA, I <sub>SD</sub> : ≤ 1μA, 10 引线 MS 封装

ThinSOT 是凌特公司的商标。