

微功率同步降压-升压 DC/DC 变换器

特点

- 单个电感器
- 可利用高于、低于或等于输出的电池电压进行固定频率操作
- 同步整流：效率高达 96%
- 突发模式 (Burst Mode[®]) 操作时的静态电流为 25 μ A
- 高达 600mA 的连续输出电流
- 无需肖特基二极管 ($V_{OUT} < 4.3V$)
- 在停机期间将 V_{OUT} 与 V_{IN} 断接
- 2.5V 至 5.5V 输入和输出范围
- 可设置振荡器频率从 300kHz 至 2MHz
- 可同步振荡器
- 突发模式使能控制
- 低于 1 μ A 的停机电流
- 小型 10 引脚耐热增强型 MSOP 封装

应用

- 掌上型电脑
- 手持式仪器
- MP3 播放机
- 数码相机

描述

LTC3440 是一种高效、固定频率的降压-升压 DC/DC 变换器，能在输入电压高于、低于或等于输出电压的情况下操作。该 IC 所采用的拓扑结构提供了一种可在所有操作模式进行连续转换的功能^{*}，从而成为输出电压处于电池电压范围内的单节锂离子电池、多节碱性电池或 NiMH 电池应用的理想选择。

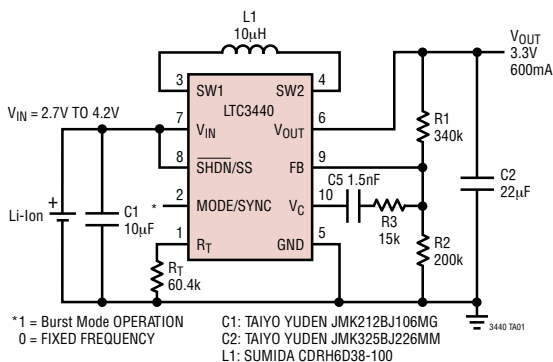
该器件包含两个 0.19 Ω 的 N 沟道 MOSFET 开关和两个 0.22 Ω 的 P 沟道开关。可利用一个外部电阻对高至 2MHz 的开关频率进行设置，并能使振荡器与外部时钟同步。在突发模式操作中，静态电流仅 25 μ A，因而最大限度地延长了便携式应用中的电池使用寿命。突发模式操作由用户控制，并可通过把 MODE/SYNC 引脚驱动至高电平来使能。如果 MODE/SYNC 引脚有一个时钟或被驱动至低电平，则使能固定频率开关操作。

该变换器的其他特点还包括电流仅 1 μ A 的停机模式、软起动控制、热停机和电流限值。LTC3440 采用热特性增强型 10 引脚 MSOP 封装。

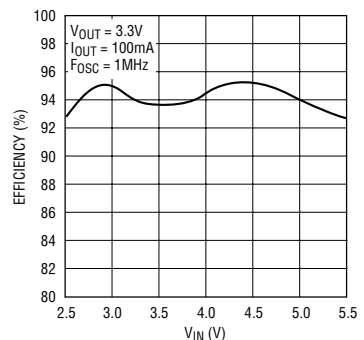
^{*} LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。
 Burst Mode 是凌特公司的注册商标。
^{*} 正在进行专利审议。

典型应用

锂离子电池至 3.3V/600mA 降压-升压型变换器



效率与 V_{IN} 的关系曲线



绝对最大额定值 (注1)

V_{IN} , V_{OUT} 电压	-0.3V 至 6V
SW1, SW2 电压	-0.3V 至 6V
V_C , R_T , FB, $\overline{SHDN/SS}$, MODE/SYNC 电压	-0.3V 至 6V
工作温度范围 (注2)	-40°C 至 85°C
存储温度范围	-65°C 至 125°C
引脚温度 (焊接时间 10 秒)	300°C

封装/订购信息

	产品型号
	LTC3440EMS
	MS 器件标记
	LTNP

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 ● 表示该规格指标适合整个工作温度范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{IN} = V_{OUT} = 3.6\text{V}$, $R_T = 60\text{k}\Omega$, 除非特别说明。

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
输入起动电压		●	2.4	2.5	V	
输入工作电压范围		●	2.5	5.5	V	
输出电压调节范围		●	2.5	5.5	V	
反馈电压		●	1.196	1.224	V	
反馈输入电流	$V_{FB} = 1.22\text{V}$		1	50	nA	
静态电流，突发模式操作	$V_C = 0\text{V}$, MODE/SYNC = 3V (注3)		25	40	μA	
静态电流，待机状态	$\overline{SHDN} = 0\text{V}$, 不包括开关泄漏		0.1	1	μA	
静态电流，工作状态	$V_C = 0\text{V}$, MODE/SYNC = 0V (注3)		600	1000	μA	
NMOS 开关泄漏	开关 B 和 C		0.1	5	μA	
PMOS 开关泄漏	开关 A 和 D		0.1	10	μA	
NMOS 开关接通电阻	开关 B 和 C		0.19		Ω	
PMOS 开关接通电阻	开关 A 和 D		0.22		Ω	
输入电流限值		●	1		A	
最大占空比	升压 (% 开关 C 导通) 降压 (% 开关 A 导通)	●	55	75	%	
		●	100		%	
最小占空比		●		0	%	
频率准确度		●	0.8	1	1.2	MHz
MODE/SYNC 门限			0.4	2	V	
MODE/SYNC 输入电流	$V_{\text{MODE/SYNC}} = 5.5\text{V}$		0.01	1	μA	
误差放大器 AVOL			90		dB	
误差放大器源电流			15		μA	
误差放大器吸收电流			380		μA	
$\overline{SHDN/SS}$ 门限	当 IC 使能时 当误差放大器处于最大升压占空比条件下	●	0.4	1	1.5	V
$\overline{SHDN/SS}$ 输入电流	$V_{\overline{SHDN}} = 5.5\text{V}$		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可能会受损。

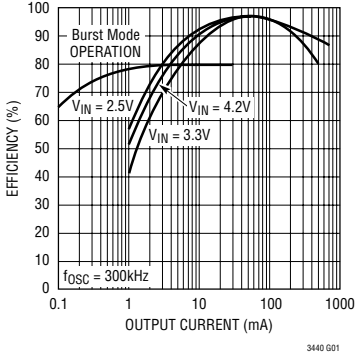
注2：LTC3440E 在 0°C 至 70°C 的范围内保证能够满足性能规格

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保证。

注3：电流测量是在输出未作转换的情况下进行的。

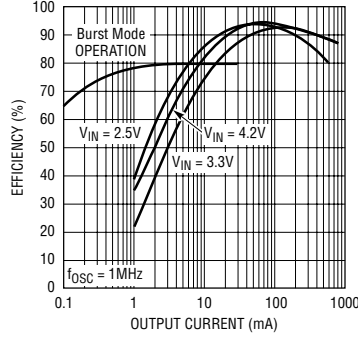
典型性能特征

锂离子电池至 3.3V 的效率曲线 ($f_{osc} = 300\text{kHz}$)



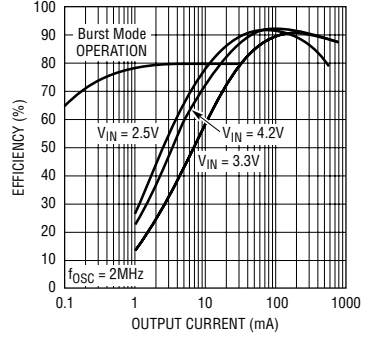
3440 G01

锂离子电池至 3.3V 的效率曲线 ($f_{osc} = 1\text{MHz}$)



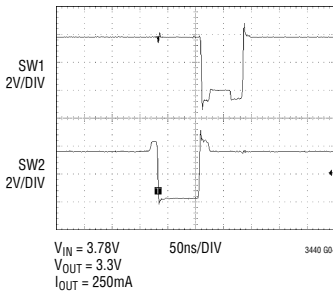
3440 G02

锂离子电池至 3.3V 的效率曲线 ($f_{osc} = 2\text{MHz}$)



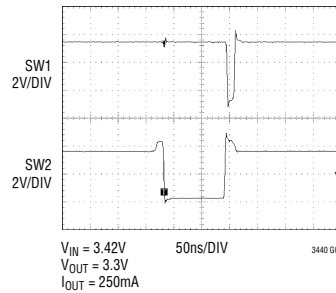
3440 G03

在降压/升压时的开关引脚



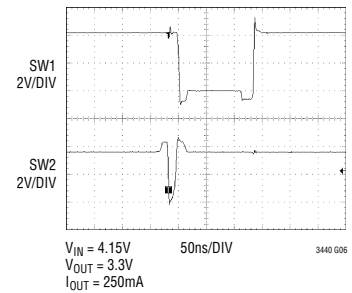
3440 G04

在降压/升压边缘和接近升压的开关引脚



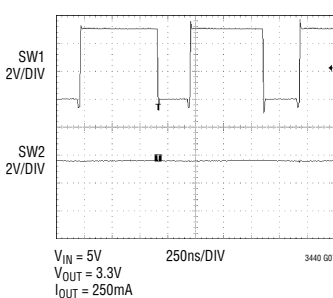
3440 G05

在降压/升压边缘和接近降压的开关引脚



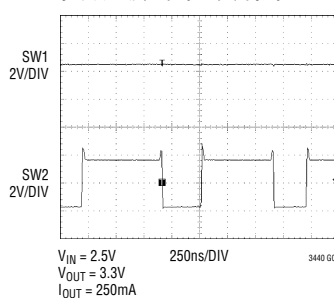
3440 G06

在降压模式的开关引脚



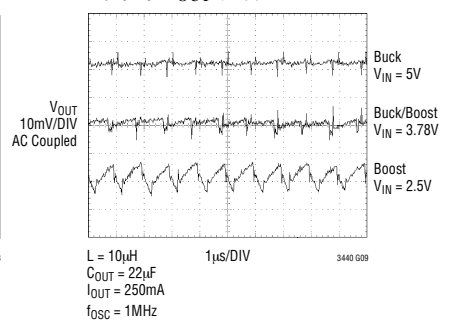
3440 G07

在升压模式的开关引脚



3440 G08

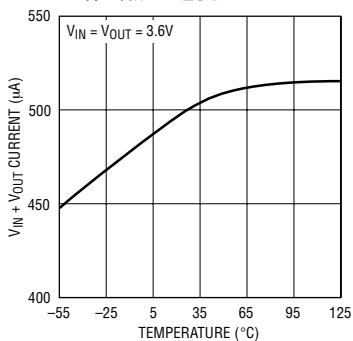
在降压、降压/升压和升压模式时的 V_{OUT} 纹波



3440 G09

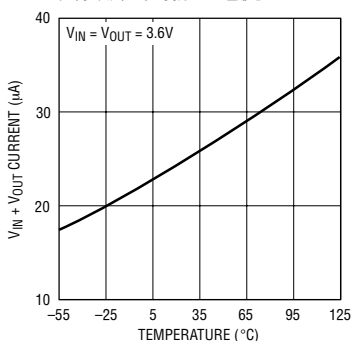
典型性能特征

工作的静态电流



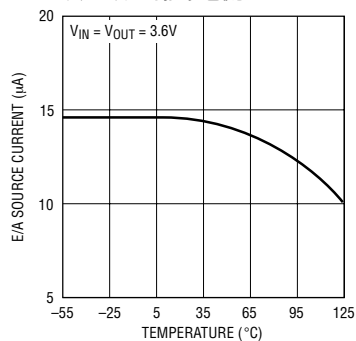
3440 G10

突发模式的静态电流



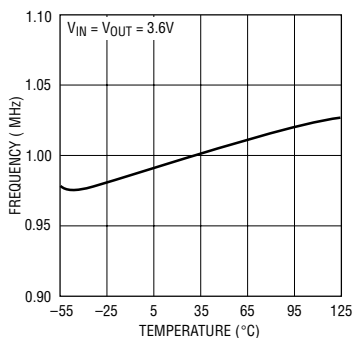
3440 G11

误差放大器源电流



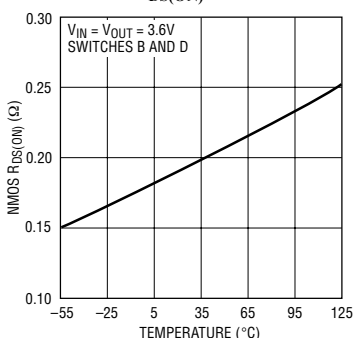
3440 G12

输出频率



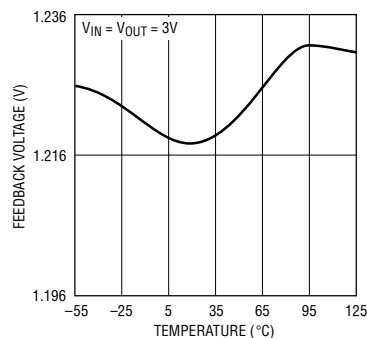
3440 G13

NMOS $R_{DS(ON)}$



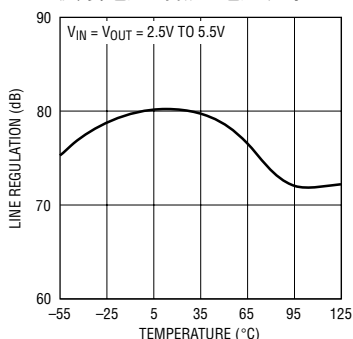
3440 G14

反馈电压



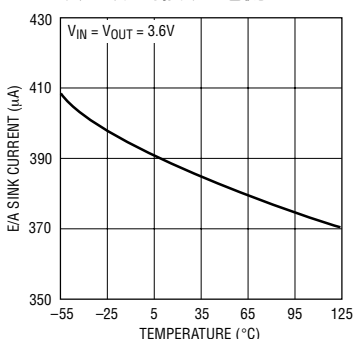
3440 G15

反馈电压的输入电压调节



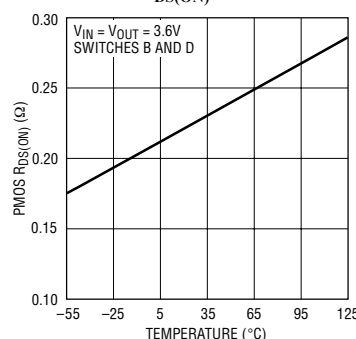
3440 G16

误差放大器吸入电流



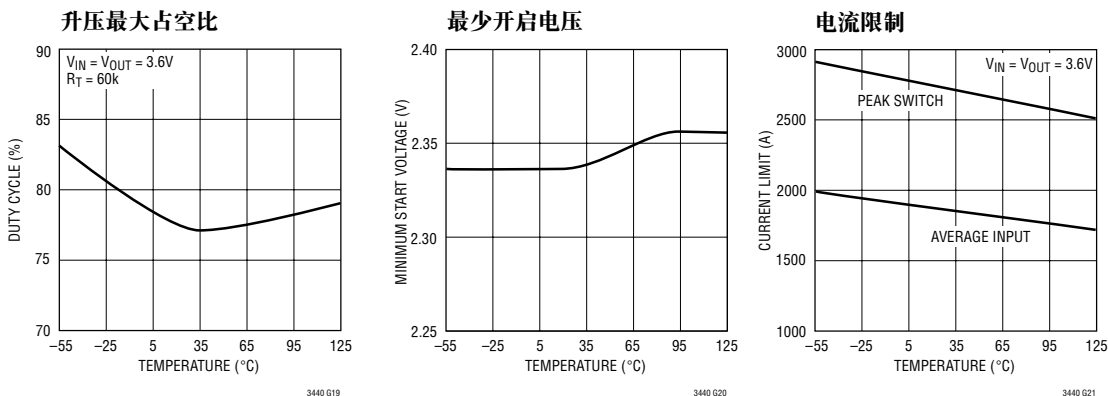
3440 G17

PMOS $R_{DS(ON)}$



3440 G18

典型性能特征



引脚功能

R_T (引脚 1) : 用于设置振荡器频率的定时电阻。可设置频率范围为 300kHz 至 2MHz。

$$f_{OSC} = \frac{6 \cdot 10^{10}}{R_T} \text{ Hz}$$

MODE/SYNC (引脚 2) : MODE/SYNC = 外部时钟：内部振荡器的同步化。应用一个 100ns 至 2 μ s 之间的脉冲宽度和一个比要求的开关频率高两倍之时钟频率。设置振荡器的自由运行频率低于所要求的同步开关频率以保证同步。要求的振荡器 R_T 值为：

$$R_T = \frac{8 \cdot 10^{10}}{f_{sw}}$$

式中的 f_{sw} = 要求的同步开关频率。

SW1 (引脚 3) : 开关引脚 (内部开关 A 和 B 相连)。将电感器从 SW1 连接至 SW2。可把一个任选的肖特基二极管从 SW1 连接到地。最大限度地缩短轨迹长度以抑制 EMI。

SW2 (引脚 4) : 开关引脚 (内部开关 C 和 D 相连)。对于输出高于 4.3V 的应用，要求一个肖特基二极管

从 SW2 连接至 V_{OUT} ，以确保 SW 引脚不会显示过压。

GND (引脚 5) : IC 的信号和电源地。

V_{OUT} (引脚 6) : 同步整流器的输出。将一个滤波电容器连接于 V_{OUT} 和 GND 之间。

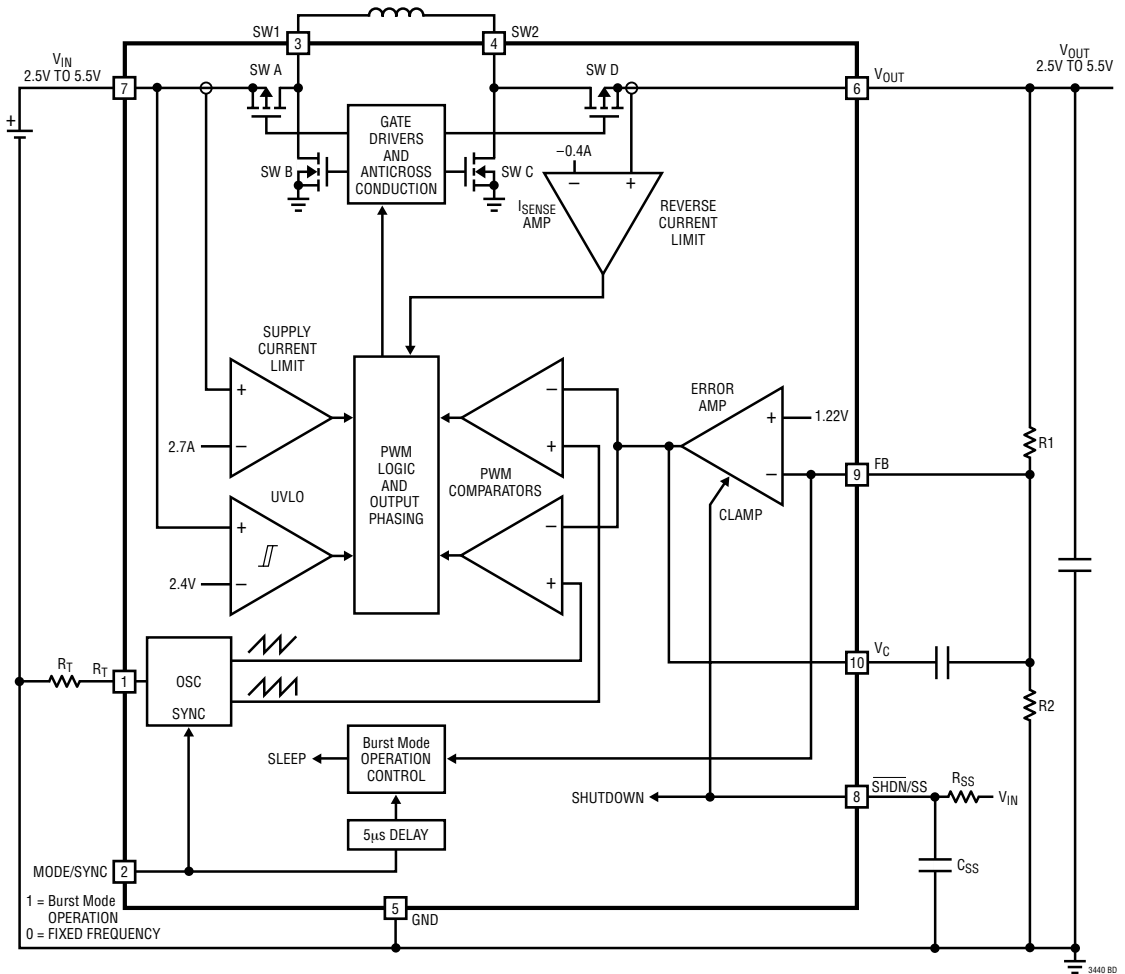
V_{IN} (引脚 7) : 输入电源引脚。IC 的内部 V_{CC} 。需要采用一个尽可能靠近 V_{IN} 引脚和 GND (引脚 5) 的陶瓷旁路电容器。

\overline{SHDN}/SS (引脚 8) : 结合的软起动和停机。将该引脚接地关断 IC。与高于 1.5V 的电压相连则使 IC，而与高于 2.5V 的电压相连则可确保误差放大器未被软起动所箝位。从停机命令信号至该引脚的 RC 通过限制 V_C 引脚的上升时间来提供一个软起动功能。

FB (引脚 9) : 反馈引脚。将电阻分压器抽头连接于此。输出电压可在 2.5V 至 5.5V 的范围内进行调节。反馈基准电压一般为 1.22V。

V_C (引脚 10) : 误差放大器输出。将一个频率补偿网络从该引脚连接至 FB 引脚以对环路提供补偿。请参阅“闭合反馈环路”部分以了解相关的指引。

方框图



工作原理

LTC3440 可为诸如便携式仪表等应用提供高效和低噪声电源。凌特公司专有的拓扑结构通过输出开关的正确定相，使得输入电压可以高于、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开关的输出占空比。由于 V_C 引脚上是一个滤波信号，因而能对远低于开关频率的频率进行抑制。低

接电阻 $R_{DS(ON)}$ 、低栅电荷同步开关提供了在高效率的高频脉宽调制控制。在同步开关 D 和同步开关 B 的两端无需采用肖特基二极管，但它在先离后合期间（通常为 15ns）产生的压降较小。因此，增加肖特基二极管将在 600kHz 条件下把峰值效率提高 1% 至 2%（典型值）。当进入突发模式操作时能在轻负载条

工作原理

件下实现高效率，此时 IC 的静态电流仅为低 25 μ A。

低噪声固定频率操作

振荡器

工作频率可由用户设置，并通过一个从 R_T 引脚连接至地的电阻来设定：

$$f = \left(\frac{6 \cdot 10^{10}}{R_T} \right) \text{Hz}$$

在 IC 的内部有一个内部修整的定时电容器。振荡器可与一个加在 MODE/SYNC 引脚上的外部时钟同步。一个两倍于要求开关频率的时钟频率和一个 100 μ s 至 2 μ s 之间的脉冲宽度被应用。振荡器 R_T 器件值的要求如下：

$$R_T = \frac{8 \cdot 10^{10}}{f_{SW}}$$

式中的 f_{SW} = 要求的同步开关频率。

例如要达到一个 1.2MHz 同步开关频率，应用的时钟频率至 MODE/SYNC 引脚被设置到 2.4MHz，而定时电阻 R_T 设置到 66.5k (接近 1% 值)。

误差放大器

误差放大器是一种电压模式放大器。环路补偿元件配置于放大器的周围，为变换器提供环路补偿。SHDN/SS 引脚将对误差放大器输出 V_C 进行箝位以提供软起动功能。

电源电流限值

一旦电流超过典型值 2.7A，电流限值放大器将关断 PMOS 开关 A。电流放大器相对于输出的延迟通常为 50ns。

反向电流限值

反向电流限值放大器利用开关 D 监视来自输出

端的电感器电流。一旦负电感器电流超过 -400mA 典型值，则 IC 将关断开关 D。

输出开关控制

图 1 示出了四个内部开关与电感器、 V_{IN} 、 V_{OUT} 和 GND 的连接方式的简化电路图。图 2 示出了作为内部控制电压 V_{CI} 函数的 LTC3440 操作区。 V_{CI} 电压是误差放大器输出 (V_C 引脚) 的电平移动电压 (见图 5)。对输出开关进行了正确的定相，因此对用户而言，操作方式之间的传送是连续、经过滤波和透明。当 V_{IN} 接近 V_{OUT} 时，到达降压/升压区，在此区域中，四开关区的导通时间一般为 150ns。下面将说明各个操作区，请参见图 1 和图 2。

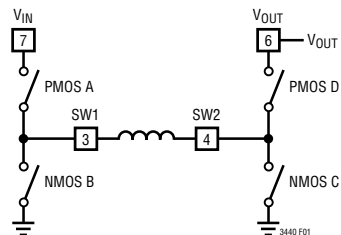


图 1：输出开关的简化方框图

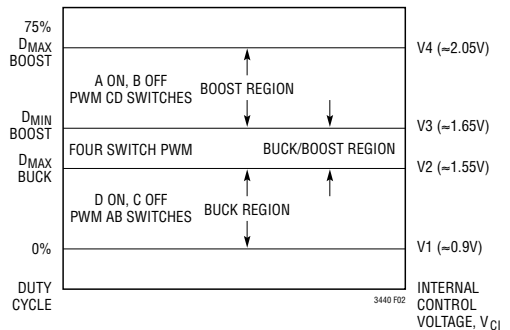


图 2：开关控制与内部控制电压 V_{CI} 的关系

工作原理

降压区 ($V_{IN} > V_{OUT}$)

在该操作方式下，开关 D 始终导通，而开关 C 始终关断。当内部控制电压 V_{Cl} 高于电压 $V1$ 时，输出 A 开始接通。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稳压器那样交替导通。开关 A 的占空比随著控制电压的增加而增加，直到变换器在降压模式下的最大占空比达到 D_{MAX_BUCK} ，其数值由下式得出：

$$D_{MAX_BUCK} = 100 - D4_{SW} \%$$

式中的 $D4_{SW}$ = 四开关范围的占空比 (%)。

$$D4_{SW} = (150ns \cdot f) \cdot 100 \%$$

式中的 f = 工作频率 (Hz)。

在该点以外，即到达“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_{Cl} 高于电压 $V2$ 时，对于占空比 D_{MAX_BUCK} ，开关对 AD 保持接通状态，而开关对 AC 开始逐步接通。而开关对 BD 则随著开关对 AC 的逐步接通而相应地断开。当 V_{Cl} 电压到达降压/升压范围的边缘 (电压 $V3$) 时，AC 开关对将 BD 开关对完全关断，且升压期在占空比为 $D4_{SW}$ 时开始。

四开关区开始的输入电压 V_{IN} 由下式给出：

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

四开关区的终止点由下式给出：

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

升压区 ($V_{IN} < V_{OUT}$)

在该模式下，开关 A 始终接通，而开关 B 始终关断。当内部控制电压 V_{Cl} 高于电压 $V3$ 时，开关对 CD 将交替接通以提供一个提升输出电压。对同步

升压稳压器而言，该操作是典型的。变换器的最大占空比通常被限制为 75%，且当 V_{Cl} 高于 $V4$ 时达到该值。

突发模式操作

突发模式操作是指由 IC 向输出提供能量，直到它被调整，然后进入睡眠方式，在这种模式下，输出关断，而 IC 仅消耗 $25\mu A$ 的电流。在该操作模式中，输出纹波具有一个可变的频率成份，而这值取决于负载电流。

在器件向输出提供能量的期间，峰值电流将等于 $400mA$ (典型值)，而电感器电流将在每个周期终止于零电流。在本方式中，最大平均输出电流由下式给出：

$$I_{OUT(MAX)BURST} \approx \frac{0.1 \cdot V_{IN}}{V_{OUT} + V_{IN}} A$$

突发模式操作可由用户通过将 MODE/SYNC 引脚驱动至高电平 (使能) 或低电平 (使失效) 来进行控制。

在突发模式运作的峰值效率比在固定频率运作的峰值效率少，因为器件进入全时间 4 开关模式 (当供应输出) 并带间断的电感器电流，如图 3 和图 4 所示。在突发模式运作中，控制环路是非线性的，并且不能从误差放大器利用控制电压以决定控制模式，因此要求全时间 4 开关模式以维持降压/升压功能。低于 $1mA$ 的效率首先成为静态电流的主导，而不是峰值效率。公式可表示为：

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

对于一个 $50m\Omega$ 的电感器 ESR，式中的 (η_{bm}) 在突发模式运作时通常等于 79%；而对于 $200m\Omega$ 的电感器 ESR，峰值效率 (η_{bm}) 则下降至 75%。

突发模式运作至固定频率瞬变响应

当从突发模式运作转移至固定频率，由于运作

工作原理

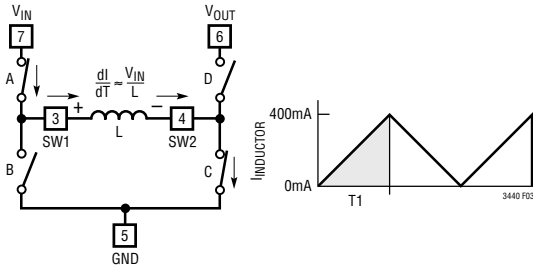


图 3：在突发模式操作的电感器充电周期

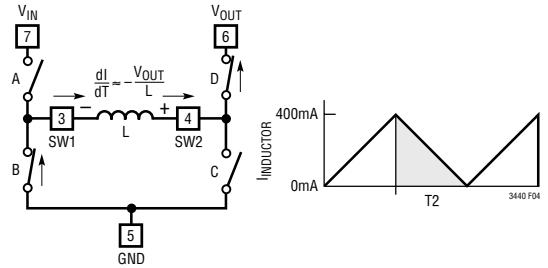


图 4：在突发模式操作的电感器放电周期

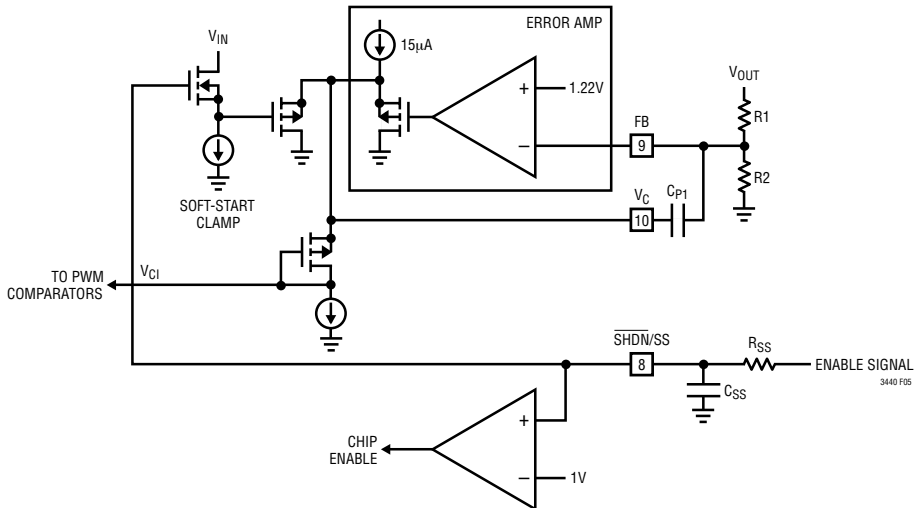


图 5：软起动电路

模式改变，系统因而会显示一个瞬变。对于大多数系统，这瞬变是可接受的，但应用可能会有严厉的输出电流和/或输出电压要求，这指挥一个宽带电压环路以最大限度地减少瞬变。降低环路的DC增益有助这项工作（10M FB 至 V_C ），但代价是响应DC负载调节。也建议采用类3补偿以扩宽环路频带和转降转换器LC过去两极的响应（见“闭合反馈环路”）。

软起动

软起动功能是与停机结合在一起的。往往当 $\overline{\text{SHDN/SS}}$ 引脚被拉至1V以上时，IC被使能，但EA占空比由 V_C 引脚进行箝位。图5示出了该功能的一个详细接线图。元件 R_{SS} 和 C_{SS} 在 $\overline{\text{SHDN/SS}}$ 引脚上提供了一个缓慢的斜坡上升电压，以提供软起动功能。

应用信息

元件选择

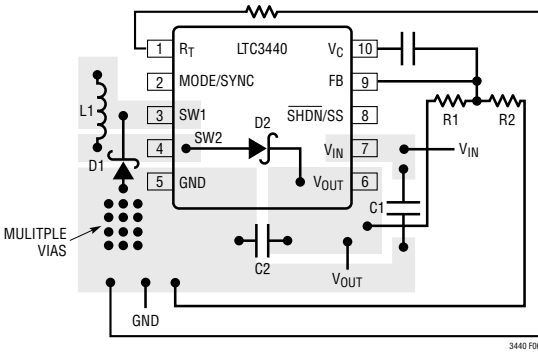


图 6：推荐的元件布局。传输大电流的轨迹是笔直的。FB 和 VC 引脚上的轨迹面积被保持得比较小。至电池的引线长度应保持得比较短。

电感器的选择

LTC3440 的高频操作允许采用小型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：

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

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

式中的 f = 工作频率 (Hz)

% 纹波 = 可允许的电感器电流纹波 (%)

V_{IN(MIN)} = 最小输入电压 (V)

V_{IN(MAX)} = 最大输入电压 (V)

V_{OUT} = 输出电压 (V)

I_{OUT(MAX)} = 最大输出负载电流

为了获得高效率，选择一个采用高频铁心材料(如铁氧体)的电感器以减少铁损。电感器应具有低 ESR(等效串联电阻)以减少 I²R 损耗，且必须能够在不引起饱和的情况下对峰值电感器电流进行处理。模制扼

流线圈或片式电感器往往没有具备足够的铁心以支持在 1A 至 2A 区域内的峰值电感器电流。为了最大限度地降低辐射噪声，应采用一个环形芯、罐形铁芯或屏蔽的轴心绕线电感器。表 1 和表 2 分别列出了建议的元件和元件供应商名单。

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

设定电容器的体电容值以减少由每个周期流入电容器的电荷所引起的纹波。由电荷导致的稳态纹波由下式给出：

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

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

式中 C_{OUT} = 输出滤波电容器 (F)

输出电容往往要大许多倍以处理变换器的瞬态响应。根据经验法则，变换器工作频率与整体增益带宽的比值即为输出电容将必须由上述计算值增加的数量，以维持所需的瞬态响应。

纹波的其他成分是由于输出电容器的 ESR(等效串联电阻)引起的。应采用低 ESR 电容器以最大限度地减小输出电压纹波。对于表面安装型应用，推荐采用 Taiyo Yuden 公司的陶瓷电容器、AVX TPS 系列的钽电容器或 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 提供电源电压，因此，建议安放一个至少 $4.7\mu\text{F}$ 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

可选的肖特基二极管

于 50mW 以上增加 1 至 2% 效率，可在同步开关 B (SW1 至 GND) 和 D (SW2 至 V_{OUT}) 跨接肖特基二极管。肖特基二极管可在 NMOS 至 PMOS 转换的先离后合期间 (通常为 15ns) 提供较少的压降。如：1N914 的通用二极管不建议被使用，因为其恢复时间比较慢而且将使效率有所下降。如果期望一个大的肖特基二极管，诸如 MBRM120T3 这样的肖特基二极管可在 SW2 至 V_{OUT} 间使用。Zetex 的 ZHCS400 或 Central Semiconductor 的 CMDSH2-3 小型二极管可在 SW1 至 GND 间使用。

输出电压 > 4.3V

对大于 4.3V 的输出，要求在 SW 至 V_{OUT} 有一个肖特基二极管。而二极管一定要尽量接近引脚以减少由于寄生引线和走线电感在 SW2 引起的峰值电压。

输入电压 > 4.5V

对于可以显示一个过载或短路情况的 4.5V 以上输入电压应用，一个 $2\Omega/1\text{nF}$ 的串联吸振器要求连接于 SW1 引脚和 GND 之间。SW1 至 V_{IN} 之间的肖特基二肖管也应尽量接近引脚。对于更高的输入电压 V_{IN} 旁路变得更加重要，因此，也要求一个尽量接近 V_{IN} 和 GND 引脚的陶瓷旁路电容器。

工作频率的选择

在选择变换器的工作频率时需要考虑几点，首先要弄清不能容许任何频谱噪声的敏感频段。例如，在涉及 RF 通信的产品中， 455kHz IF 频率对任何噪声都是敏感的，因此希望在 600kHz 以上的频率上进行切换。某些通信对 1.1MHz 频率敏感，在这种情况下，可以采用 2MHz 变换器频率。

另外需要考虑的还包括变换器的实际尺寸和效率。随著工作频率的升高，电感器和滤波电容器的数值和尺寸将减小。这时牺牲的是效率，因为由栅电荷引起的开关损耗将随著频率的升高成正比地增加。

由于输出开关栅电荷引起的附加静态电流由下式给出：

$$\text{降压：} 500e^{-12} \cdot V_{IN} \cdot F$$

$$\text{升压：} 250e^{-12} \cdot (V_{IN} + V_{OUT}) \cdot F$$

$$\text{降压/升压：} F \cdot (750e^{-12} \cdot V_{IN} + 250e^{-12} \cdot V_{OUT})$$

式中的 F = 开关频率

闭合反馈环路

LTC3440 采用电压模式 PWM 控制。输出增益的控制随操作区 (降压、升压、降压-升压) 而改变，但往往不大于 15。显示双极响应的输出滤波器由下式给出：

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

式中的 C_{OUT} 为输出滤波电容器。

输出滤波器零点由下式给出：

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

式中的 R_{ESR} 为电容器的等效串联电阻。

应用信息

突发模式中的一个比较麻烦的特点是右半平面零点 (RHP)，并由下式给出：

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

通常在 RHP 零点频率之前使环路增益下降。

可以采用一种简单的类 1 补偿网络来稳定环路，但代价是带宽的降低和瞬态响应的减缓。为了确保正确的相位余量，环路增益带宽需要比 LC 双极点频率低十倍或以上。

采用类 1 补偿的误差放大器整体增益频率由下式给出：

$$f_{UG} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R1 \cdot CP1} \text{ Hz}$$

大多数应用都要求改进瞬态响应，以便采用更小的输出滤波电容器。为了获得更高的带宽，需要采用类 3 补偿。要采用两个零点以对双极响应提供补偿。

$$f_{POLE1} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 32e^3 \cdot R1 \cdot CP1} \text{ Hz}$$

该频率非常接近于 DC。

$$f_{ZERO1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot RZ \cdot CP1} \text{ Hz}$$

$$f_{ZERO2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R1 \cdot CZ1} \text{ Hz}$$

$$f_{POLE2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot RZ \cdot CP2} \text{ Hz}$$

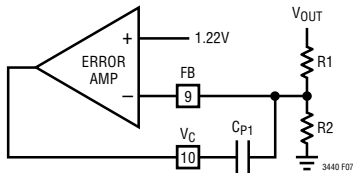


图 7：采用类 1 补偿的误差放大器

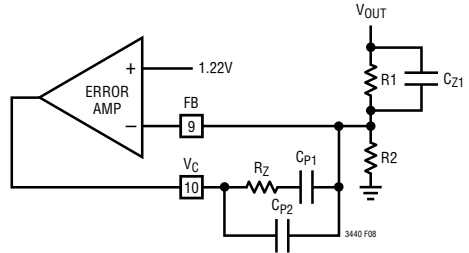


图 8：采用类 3 补偿的误差放大器

短路的改善

LTC3440 的电流峰值限制在 2.7A 以保护器件免受损坏。在输入高尚于 4.5V 的情况，由于封装以及走线和外部元件的串电感，一个电流限制情况可能会产生不期望的电压至器件。跟随对输出电压 > 4.3V 和输入电压 > 4.5V 的建议将可改善这情况。另外的短路保护可配合一些外置电路来达到。

在一个过载或短路的情况，LTC3440 电压环开路，而在 V_C 引脚的误差放大路控制电压达到顶端箝位水平。这情况迫使升压模式运作以提供更多输出电压，而器件到达一个 2.7A 的峰值开关电流。当开关电流限值达到，开关 B 和 D 在余下的周期导通以反转在电感器的伏特·秒。虽然这会防止电流走掉，但这情况会产生四开关运作以产生一个电流折返特点以及平均输入电流会下降。器件被微调以保证大于 1A 的平均输入电流可达最大负载要求，但在一个短路或过载情况，折返特点会出现并产生较高峰值开关电流。为在这情况下尽量减少这响应，可利用以下电路。

再起动电路

对一个持续的短路，在图 9 的电路将强制一个软起动情况。唯一一个设计抑制是 R2/C2 时间常数一定要比软起动器件 R1/C1 长以确保起动。

应用信息

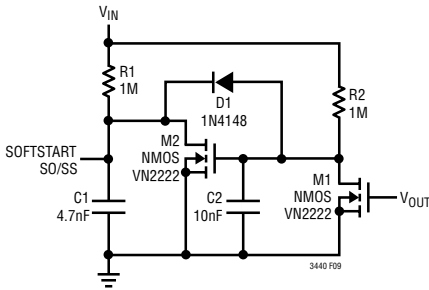


图 9：一个持续短路的软起动重置电路

件的输入电流高于大约 1A，Q1 将起电源电流进入 FB 引脚和降低输出电压以维持平均输入电流。由于利用电压环路来进行平均电流限制，要维持电压控制环路，而 V_C 电压没有受影响。电流的平均功能实际由于电压环路补偿与该电路一同使用。

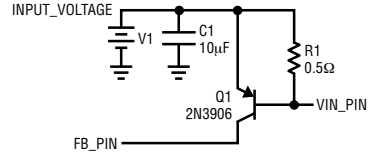


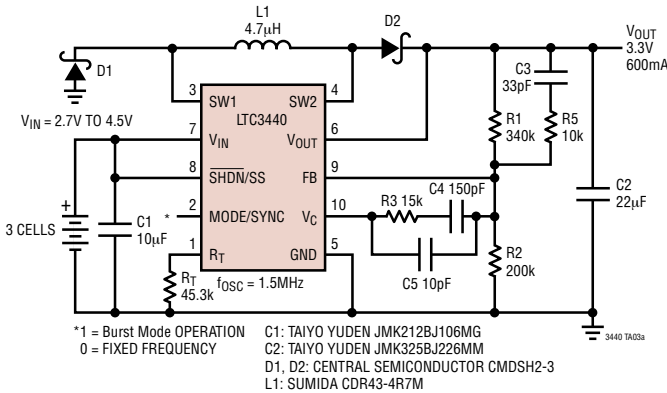
图 10：利用电压环路的简单输入电流控制

简单的平均输入电流控制

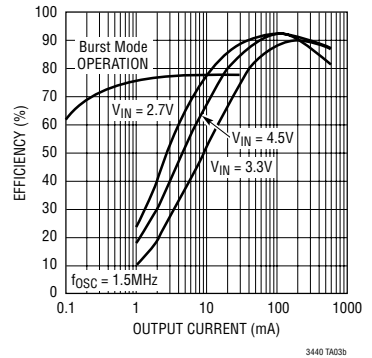
图 10 示出了一个简单的平均电流电路。一旦器

典型应用

三节电池至 3.3V/600mA 变换器

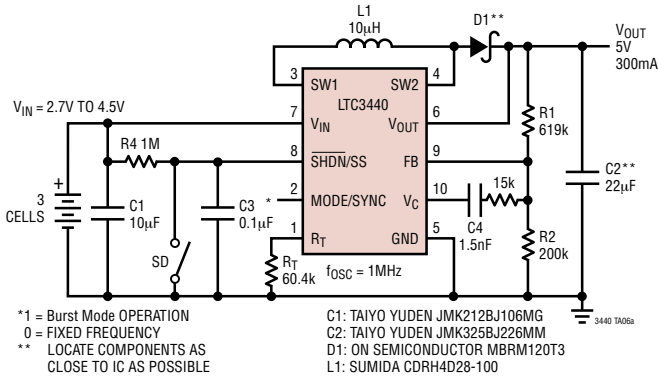


三节电池至 3.3V 的效率

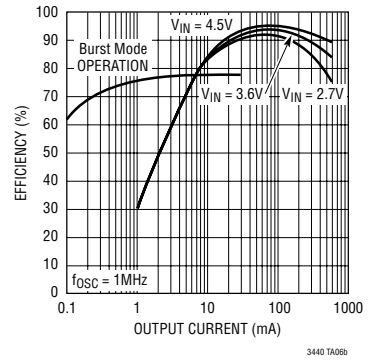


典型应用

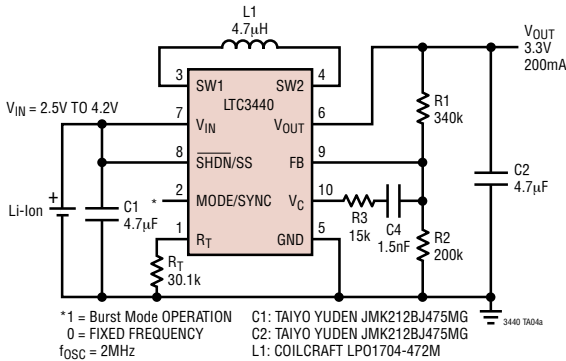
3 节电池至 5V 升压变换器 (输出断续)



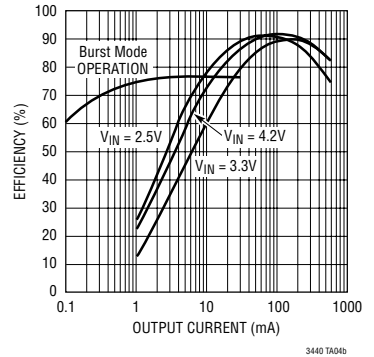
3 节电池至 5V 升压的效率



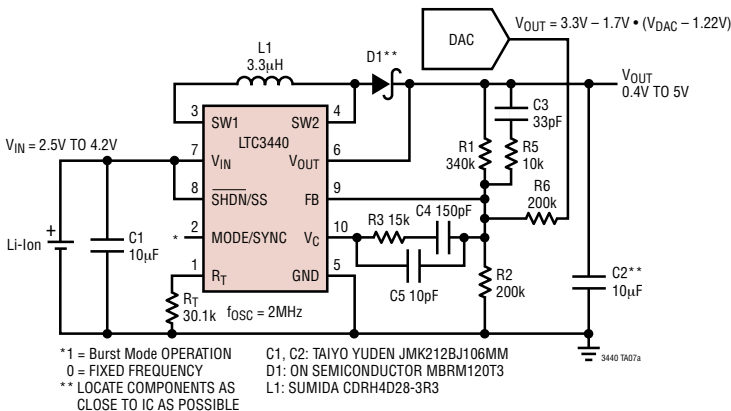
扁平 (< 1.1m) 锂离子电池至 3.3V/200mA 变换器



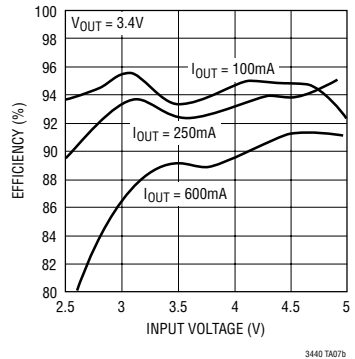
效率



具动态电压控制的 WCDMA 功率放大器电源

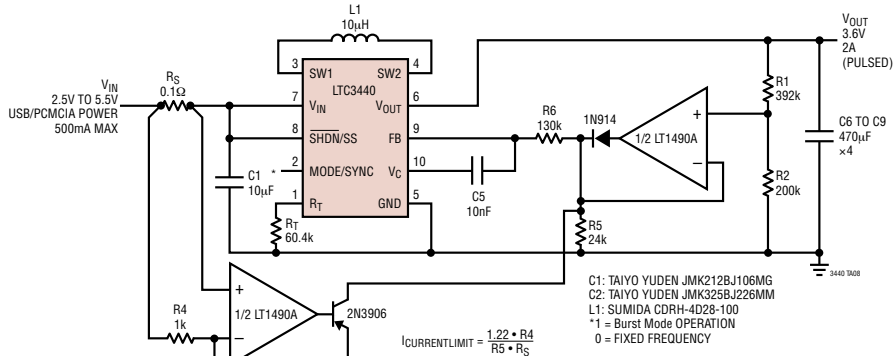


WCDMA 功率放大器电源的效率曲线



典型应用

具 500mA 输入电流限制以及从 USB 或 PCMCIA 供电的 GSM 调制解调器

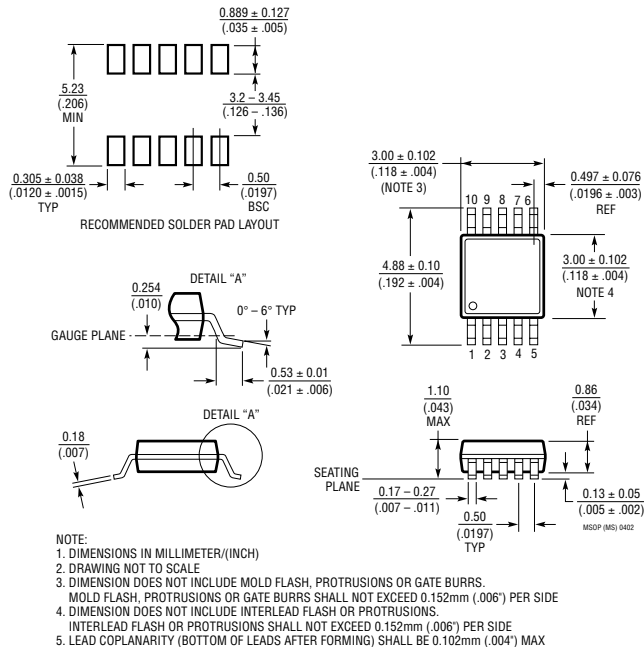


封装描述

MS 封装

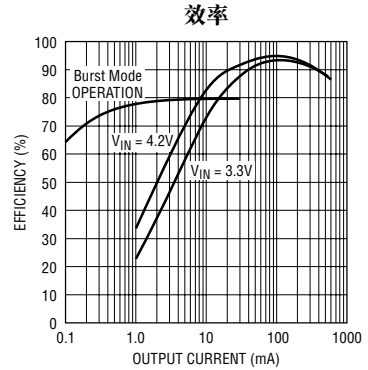
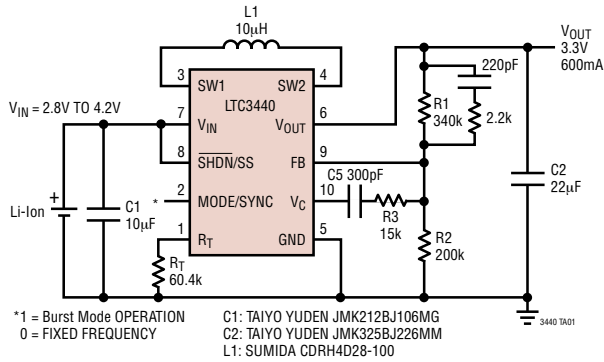
10 引脚塑料 MSOP

(参考 LTC DWG # 05-08-1661)



典型应用

锂离子电池至 3.3V/600mA 降压-升压型变换器



相关器件

型号	描述	备注
LT1613	550mA (I_{SW}), 1.4MHz, 高效升压型 DC/DC 变换器	90% 效率, $V_{IN} = 0.9$ 至 10V, V_{OUT} 最少值 = 34V, $I_Q = 30mA$, $I_{SD} < 1\mu A$, ThinSOT™ 封装
LT1618	1.5A (I_{SW}), 1.25MHz, 高效升压型 DC/DC 变换器	90% 效率, $V_{IN} = 1.6$ 至 18V, V_{OUT} 最少值 = 35V, $I_Q = 1.8mA$, $I_{SD} < 1\mu A$, MS10 封装
LTC1877	600mA (I_{OUT}), 550kHz, 同步降压型 DC/DC 变换器	95% 效率, $V_{IN} = 2.7V$ 至 10V, V_{OUT} 最少值 = 0.8V, $I_Q = 10\mu A$, $I_{SD} < 1\mu A$, MS8 封装
LTC1878	600mA (I_{OUT}), 550kHz, 同步降压型 DC/DC 变换器	95% 效率, $V_{IN} = 2.7V$ 至 6V, V_{OUT} 最少值 = 0.8V, $I_Q = 10\mu A$, $I_{SD} < 1\mu A$, MS8 封装
LTC1879	1.2A (I_{OUT}), 550kHz, 同步降压型 DC/DC 变换器	95% 效率, $V_{IN} = 2.7V$ 至 10V, V_{OUT} 最少值 = 0.8V, $I_Q = 15\mu A$, $I_{SD} < 1\mu A$, TSSOP16 封装
LT1961	1.5A (I_{SW}), 1.25MHz, 高效升压型 DC/DC 变换器	90% 效率, $V_{IN} = 3V$ 至 25V, V_{OUT} 最少值 = 35V, $I_Q = 0.9mA$, $I_{SD} = 6\mu A$, MS8E 封装
LTC3400/LTC3400B	600mA (I_{SW}), 1.2MHz, 同步升压型 DC/DC 变换器	92% 效率, $V_{IN} = 0.85$ 至 5V, V_{OUT} 最少值 = 5V, $I_Q = 19\mu A/300\mu A$, $I_{SD} < 1\mu A$, ThinSOT 封装
LTC3401	1A (I_{SW}), 3MHz, 同步升压型 DC/DC 变换器	97% 效率, $V_{IN} = 0.5V$ 至 5V, V_{OUT} 最少值 = 6V, $I_Q = 38\mu A$, $I_{SD} < 1\mu A$, MS10 封装
LTC3402	2A (I_{SW}), 3MHz, 同步升压型 DC/DC 变换器	97% 效率, $V_{IN} = 0.5V$ 至 5V, V_{OUT} 最少值 = 6V, $I_Q = 38\mu A$, $I_{SD} < 1\mu A$, MS10 封装
LTC3404	600mA (I_{OUT}), 1.4MHz, 同步降压型 DC/DC 变换器	95% 效率, $V_{IN} = 2.7V$ 至 6V, V_{OUT} 最少值 = 0.8V, $I_Q = 10\mu A$, $I_{SD} < 1\mu A$, MS8 封装
LTC3405/LTC3405A	300mA (I_{OUT}), 1.5MHz, 同步降压型 DC/DC 变换器	95% 效率, $V_{IN} = 2.7V$ 至 6V, V_{OUT} 最少值 = 0.8V, $I_Q = 20\mu A$, $I_{SD} < 1\mu A$, ThinSOT 封装
LTC3406/LTC3406B	600mA (I_{OUT}), 1.5MHz, 同步降压型 DC/DC 变换器	95% 效率, $V_{IN} = 2.5V$ 至 5.5V, V_{OUT} 最少值 = 0.6V, $I_Q = 20\mu A$, $I_{SD} < 1\mu A$, ThinSOT 封装
LTC3411	1.25A (I_{OUT}), 4MHz, 同步降压型 DC/DC 变换器	95% 效率, $V_{IN} = 2.5V$ 至 5.5V, V_{OUT} 最少值 = 0.8V, $I_Q = 60\mu A$, $I_{SD} < 1\mu A$, MS10 封装
LTC3412	2.5A (I_{OUT}), 4MHz, 同步降压型 DC/DC 变换器	95% 效率, $V_{IN} = 2.5V$ 至 5.5V, V_{OUT} 最少值 = 0.8V, $I_Q = 60\mu A$, $I_{SD} < 1\mu A$, TSSOP16E 封装

ThinSOT 是凌特公司的商标。