

1.4MHz 高效单片同步 降压型稳压器

特点

- 高效率：高达 95%
- 非常低的静态电流：工作期间仅为 10 μ A
- $V_{IN} = 3.3V$ 时输出电流为 600mA
- 2.65V 至 6V 输入电压范围
- 1.4MHz 恒定频率工作
- 可同步范围由 1MHz 至 1.7MHz
- 可选的突发模式 (Burst Mode™) 工作或脉冲跳跃模式
- 无需肖特基二极管
- 低压降工作：100% 占空比
- 0.8V 基准电压允许低电压输出
- 停机模式吸取 < 1 μ A 的供电电流
- $\pm 2\%$ 输出电压精度
- 电流模式控制可获得极佳电压和负载瞬态响应
- 过流和过温保护
- 采用 8 引线 MSOP 封装

应用

- 蜂窝电话
- 无线和 DSL 调制解调器
- 个人信息装置
- 便携仪器
- 分布式电源系统
- 电池供电设备


描述

LTC[®]3404 是一种采用恒定频率、电流模式架构的高效单片同步降压稳压器。工作时供电电流仅为 10 μ A，停机时则下降至 < 1 μ A。2.65V 至 6V 的输入电压范围使得 LTC3404 非常适合单节锂离子电池供电的应用。100% 占空比提供了低压降工作，延长了便携系统中的电池寿命。

开关频率内部设置为 1.4MHz，允许采用小型表面贴装电感器和电容器。对于噪声敏感的应用，LTC3404 可以外部同步到 1MHz 至 1.7MHz。在同步过程中或当 SYNC/MODE 引脚下拉到低电平时，突发模式会被禁止，从而避免与音频电路干扰的低频纹波。

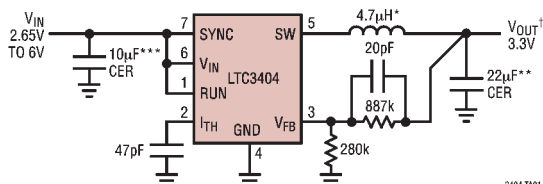
内部同步开关提高了效率并消除了对外接肖特基二极管的需求。采用 0.8V 反馈基准电压很容易支持低输出电压。LTC3404 采用一种节省空间的 8 引线 MSOP 封装。

对于较高输入电压 (11V 最大绝对值) 应用，请参考 LTC1877 的数据手册。

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

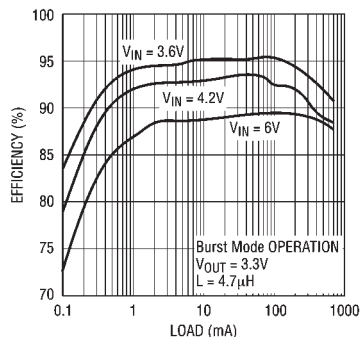
典型应用

高效率降压转换器



*TOKO D52LC A914BYW-4R7M
 **TAIYO-YUDEN CERAMIC JMK325BJ226MM
 ***TAIYO-YUDEN CERAMIC LMK325BJ106MM
 †V_{OUT} CONNECTED TO V_{IN} FOR 2.65V < V_{IN} < 3.3V

效率与输出负载电流的关系



3404 TA02

绝对最大额定值 (注1)

输入电源电压 (V_{IN})	-0.3V 至 7V
I_{TH} , PLL LPF 电压	-0.3V 至 2.7V
RUN, V_{FB} 电压	-0.3V 至 V_{IN}
SYNC/MODE 电压	-0.3V 至 V_{IN}
SW 电压	-0.3V 至 ($V_{IN} + 0.3V$)
P 沟道 MOSFET 源电流 (DC)	800mA
N 沟道 MOSFET 吸入电流 (DC)	800mA
峰值 SW 吸入和源电流	1.5A
工作环境温度范围 (注 2)	-40°C 至 85°C
结温 (注 3)	125°C
存储温度范围	-65°C 至 150°C
引线温度 (焊接时间 10秒)	300°C

封装/订购信息

	产品型号
	LTC3404EMS8
	MS8 器件标记
	LTKR

关于更宽工作温度范围的器件，请咨询凌特公司。

电特性

凡标注 ● 代表技术指标适合整个工作温度范围，否则指标是在 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{IN} = 3.6V$ ，除非另外注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
I_{VFB}	反馈电流	(注4)	●	4	30	nA
V_{FB}	稳压输出电压	(注4) $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$ (注4) $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$	●	0.784 0.74	0.8 0.84	V
ΔV_{OVL}	输出过压闭锁	$\Delta V_{OVL} = V_{OVL} - V_{FB}$	●	20	50 110	mV
ΔV_{FB}	基准电压调整	$V_{IN} = 2.65V$ 至 $6V$ (注4)		0.05	0.2	%/V
$V_{LOADREG}$	输出电压负载稳压	在伺服环中测量； $V_{ITH} = 0.9V$ 至 $1.2V$ 在伺服环中测量； $V_{ITH} = 1.6V$ 至 $1.2V$	● ●	0.1 -0.1	0.5 -0.5	% %
V_{IN}	输入电压范围		●	2.65	6	V
I_Q	输入 DC 偏置电流 脉冲跳跃模式 突发模式 停机	(注5) $2.65V < V_{IN} < 6V$, $V_{SYNC/MODE} = 0V$, $I_{OUT} = 0A$ $V_{SYNC/MODE} = V_{IN}$, $I_{OUT} = 0A$ $V_{RUN} = 0V$, $V_{IN} = 6V$		400 10 0	700 15 1	μA μA μA
f_{OSC}	振荡器频率	$V_{FB} = 0.8V$ $V_{FB} = 0V$	●	1.25 1.4 200	1.65	MHz kHz
f_{SYNC}	SYNC 捕捉范围			1.0	1.7	MHz
$I_{PLL LPF}$	检相器输出电流 吸入能力 发出能力	$f_{PLLIN} < f_{OSC}$ $f_{PLLIN} > f_{OSC}$	● ●	6 -6	20 -20 40 -40	μA μA
R_{PFET}	P 沟道 MOSFET $R_{DS(ON)}$	$I_{SW} = 100mA$		0.5	0.7	Ω
R_{NFET}	N 沟道 MOSFET $R_{DS(ON)}$	$I_{SW} = -100mA$		0.6	0.8	Ω

电特性

凡标注 ● 代表技术指标适合整个工作温度范围，否则指标是在 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{IN} = 3.6\text{V}$ ，除非另外注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
I_{PK}	峰值电感电流	$V_{IN} = 3.3\text{V}$, $V_{FB} = 0.7\text{V}$, 占空比 < 35%	0.8	1.0	1.25	A
I_{LSW}	SW 泄漏	$V_{RUN} = 0\text{V}$, $V_{SW} = 0\text{V}$ 或 6V , $V_{IN} = 6\text{V}$		± 0.01	± 1	μA
$V_{SYNC/MODE}$	SYNC/MODE 阈值	$V_{SYNC/MODE}$ 上升	● 0.3	1.0	1.5	V
$I_{SYNC/MODE}$	SYNC/MODE 漏电流			± 0.01	± 1	μA
V_{RUN}	RUN 阈值	V_{RUN} 上升	● 0.3	0.7	1.5	V
I_{RUN}	RUN 输入电流			± 0.01	± 1	μA

注 1：绝对最大额定值是指器件超过这个临界值可能会被损坏。

注 2：在 0°C 至 70°C 温度范围内，保证 LTC3404E 符合相关性规格。但工作温度在 -40°C 到 85°C 范围，技术指标则靠设计、特征和相关的统计过程控制来保证。

注 3： T_J 是依据下列方程式从环境温度 T_A 和功率耗散 P_D 中计算出来的：

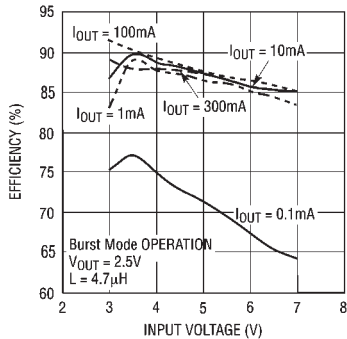
$$LTC3404EMS8: T_J = T_A + (P_D)(150^\circ\text{C}/\text{W})$$

注 4：LTC3404 是在反馈环中测试的，该反馈环将 V_{FB} 伺服到误差放大器的平衡点 ($V_{ITH} = 1.2\text{V}$)。

注 5：动态供电电流较高，因为栅极的电荷在开关频率下被释放。

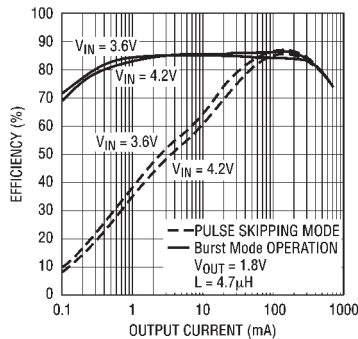
典型性能特征

效率与输入电压的关系



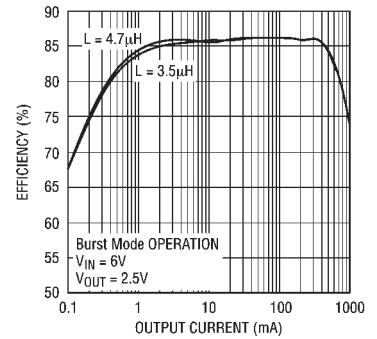
3404 601

效率与输出电流的关系



3404 602

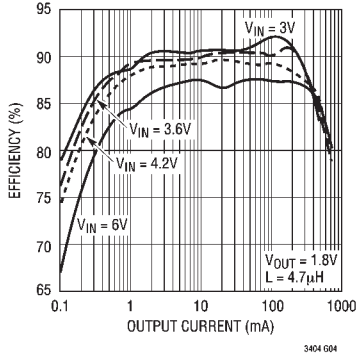
效率与输出电流的关系



3404 603

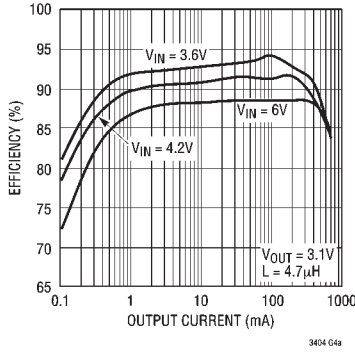
典型性能特征

效率与输出电流的关系



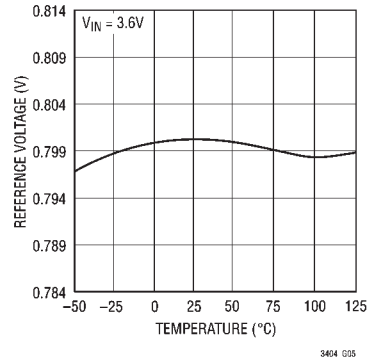
3404 G04

效率与输出电流的关系



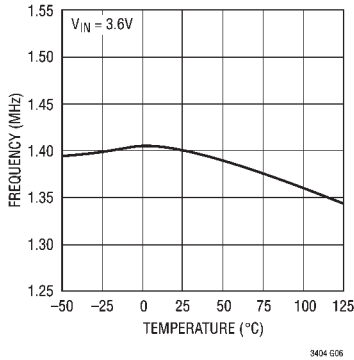
3404 G14

基准电压与温度的关系



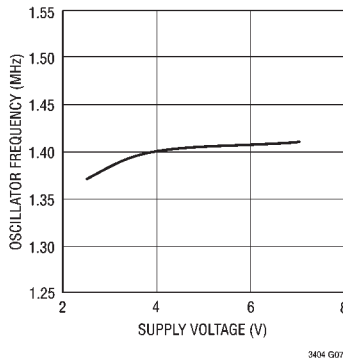
3404 G15

振荡器频率与温度的关系



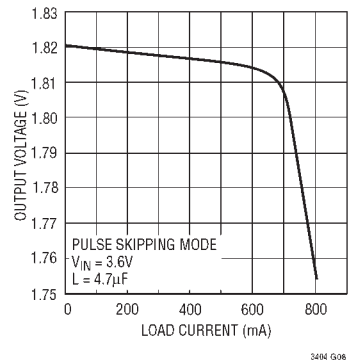
3404 G06

振荡器频率与电源电压的关系



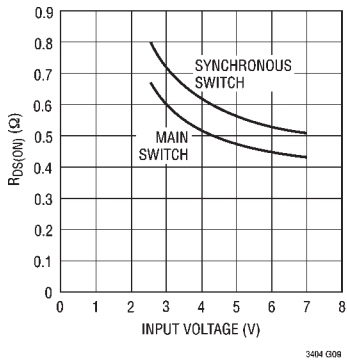
3404 G07

输出电压与负载电流的关系



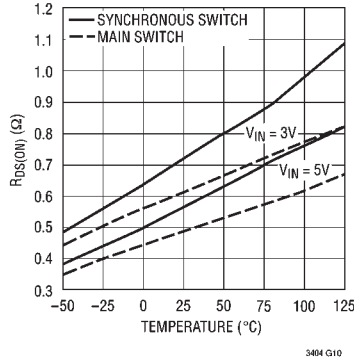
3404 G08

$R_{DS(ON)}$ 与输入电压的关系



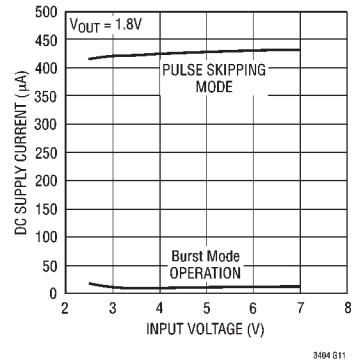
3404 G09

$R_{DS(ON)}$ 与温度的关系



3404 G10

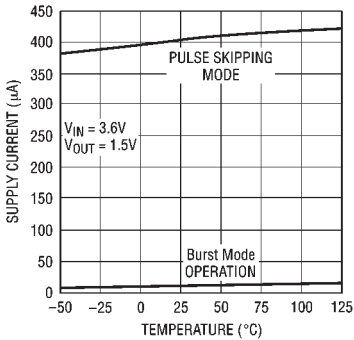
DC电源电流与输入电压的关系



3404 G11

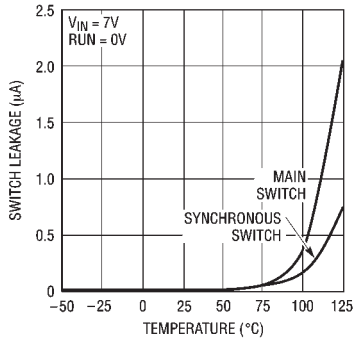
典型性能特征

DC电源电流与温度的关系



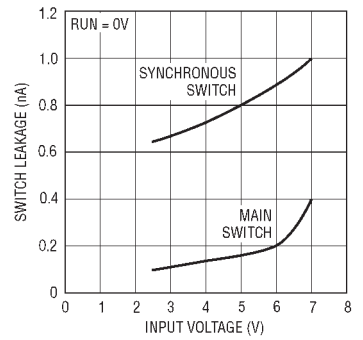
3404 G12

开关漏电流与温度的关系



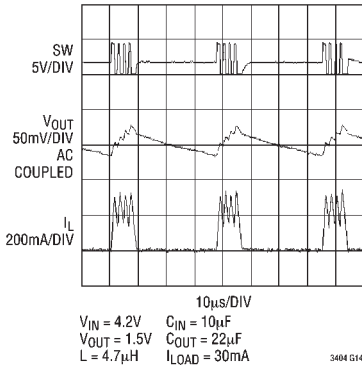
3404 G13

开关漏电流与输入电压的关系



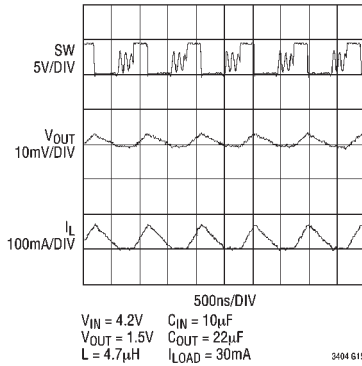
3404 G20

突发模式工作



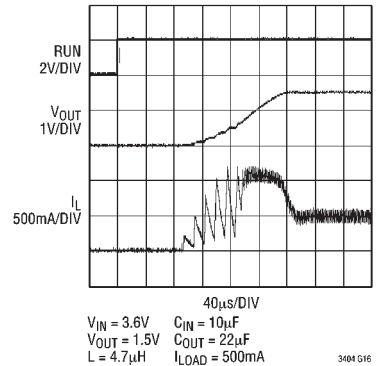
3404 G14

脉冲跳跃模式工作



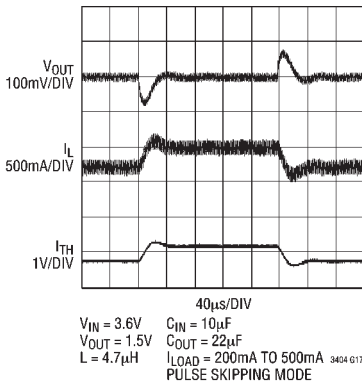
3404 G15

从停机到启动



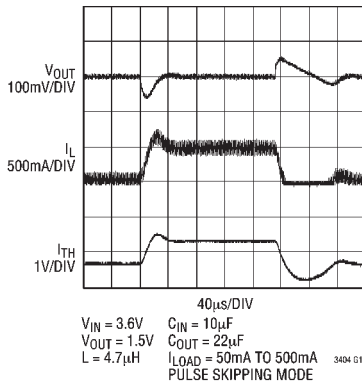
3404 G16

负载阶跃响应



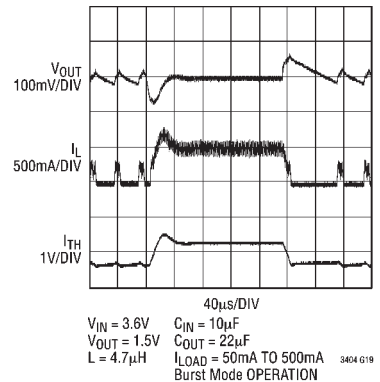
3404 G17

负载阶跃响应



3404 G18

负载阶跃响应



3404 G19

引脚功能

RUN (引脚 1)：工作控制输入端。强制这个引脚低于 0.4V 使 LTC3404 停机。在停机时全部功能关闭，仅吸入 $<1\mu\text{A}$ 的供应电流。强制这个引脚上的电压高于 1.2V 可使 LTC3404 工作。不可将 RUN 引脚浮空。

I_{TH} (引脚 2)：误差放大器补偿点。电流比较器阈值随著这个控制电压而升高。该引脚的标称电压范围为从 0.5V 至 1.9V。

V_{FB} (引脚 3)：反馈引脚。从一个跨接在输出端的外部电阻分压器上接收反馈电压。

GND (引脚 4)：地引脚。

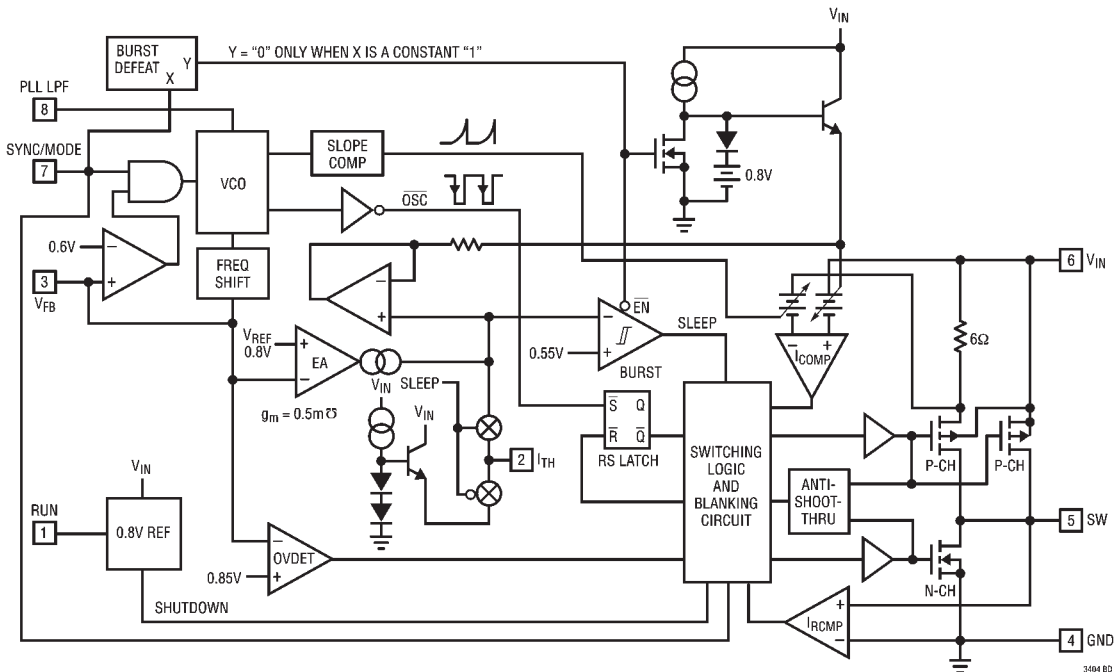
SW (引脚 5)：到电感器的开关节点连接。这个引脚连接至内部主和同步功率 MOSFET 开关的漏极。

V_{IN} (引脚 6)：主电源引脚。必须去耦近接 GND，即引脚 4。

SYNC/MODE (引脚 7)：外部时钟同步和模式选择输入端。为了与外部时钟同步，需要增加一个频率位于 1MHz 和 1.7MHz 之间的时钟。为了选择突发模式工作，则将这个引脚连接至 V_{IN} 。将该引脚接地选择脉冲跳跃模式。不可将该引脚浮空。

PLL LPF (引脚 8)：检相器的输出端和振荡器的控制输入端。如果采用外部同步，从这个引脚到地之间连接一个串联的 RC 低通网络。如果不采用，该引脚可以保持开路。

功能方框图



工作原理

主控制回路

LTC3404采用一种恒定频率、电流模式降压架构。主(P沟道 MOSFET)和同步(N沟道 MOSFET)开关均位于器件内部。在正常工作期间,当振荡器设置RS锁存时,内部的顶部功率MOSFET在每个时钟周期内导通;当电流比较器 I_{COMP} 将RS锁存器复位时,功率MOSFET关闭。 I_{COMP} 使RS锁存器复位时的最大电感电流是由 I_{TH} 引脚电压控制,这即误差放大器EA的输出。正如在“引脚功能”一节中描述的那样,允许EA从外部电阻分压器接收输出反馈电压。当负载电流增加时,相对于0.8V内部基准电压,它将引起反馈电压 V_{FB} 稍稍下降,接著导致 I_{TH} 电压增大,直到平均电感电流与新的负载电流匹配。当顶部MOSFET关闭时,底部MOSFET则导通,直到由电流反向比较器 I_{RCMP} 指示的电感电流开始反向或开始下一个时钟周期。

比较器OVDET通过关闭主开关,并使其保持关闭状态来防止 $>6.25\%$ 的瞬态过冲,直到故障排除为止。

突发模式工作原理

LTC3404能够以突发模式工作,在这种模式下内部的功率MOSFET可以基于负载要求间歇地工作。为启动突发模式工作,可简单地将SYNC/MODE引脚连接至 V_{IN} 或将其连接至一个逻辑高电平($V_{SYNC/MODE} > 1.5V$)。为了关闭突发模式工作和启动PWM脉冲跳跃模式,可将SYNC/MODE引脚连接至GND。在这种模式中,小负载效率较低,但当输出负载超过50mA时,可与突发模式相当。脉冲跳跃模式的优点是输出纹波较低和对音频电路的干扰较小。

当转换器工作在突发模式时,电感器的峰值电流设定为250mA左右,尽管在 I_{TH} 引脚上的电压显示一个较低的值。当电感器的平均电流大于负载所要求的电流时,在 I_{TH} 引脚上的电压下降。当 I_{TH} 电

压下降至低于0.55V左右时,BURST比较器跳变,从而使内部休眠电平线变为高电位,并强制关闭两个功率MOSFET。这时 I_{TH} 引脚从EA放大器的输出断开,并在地之上保持一个二极管电压(0.7V)。

在睡眠模式中,两个功率MOSFET保持关闭,而大部分内部电路是部分关闭,静态电流减少至 $10\mu A$ 。负载电流这时由输出电容器单独提供。当输出电压下降时, I_{TH} 引脚重新连上EA放大器的输出,而顶部MOSFET再次导通并重复这个过程。

短路保护

当输出短接至地时,振荡器的频率减少到大约200kHz,即标称频率的 $1/7$ 。这种频率折返功能保证了电感电流具有充足的时间衰减,从而避免漏走。振荡器的频率将逐渐增加至1.4MHz(或同步频率),这时 V_{FB} 上升至0.3V以上。

频率同步

LTC3404上具有一个锁相环(PLL),从而允许内部振荡器与一个连接至SYNC/MODE引脚上的外接频率源同步。PLL LPF引脚的检相器输出在0V至2.4V的范围内工作,它对应于1MHz至1.7MHz。当锁定时,PLL将顶部MOSFET的导通对准同步信号的上升沿。

当LTC3404由一个外部时钟源驱动时,突发模式工作失效;LTC3404接著工作在PWM脉冲跳跃模式。在这种模式下,当输出负载很低时,电流比较器 I_{COMP} 可以在几个周期内保持触发,并强制主开关在相同的周期数内保持关闭。稍稍增加输出负载可允许重新恢复恒定频率PWM工作。这种模式具有小的输出纹波以及低音频噪声和减少了的RF干扰,而提供合理的低电流效率。

当反馈电压 V_{FB} 低于0.6V时,频率同步被禁止。这避免了外部时钟受短路保护的频率折返干扰。

工作原理

压降工作

当输入电源电压降低并趋向输出电压时，占空比增大并趋向最大导通时间。电源电压进一步降低将会强制主开关保持导通一个周期以上，直到它达到100%占空比。这时输出电压由输入电压减去内部P沟道MOSFET和电感器上的压降来决定。

低电源工作

LTC3404 被设计为能够在 2.65V 的输入电源电压下工作，尽管在该低电压下允许的最大输出电流有所减少。图1显示，对于不同的输出电压，最大输出电流的减少是输入电压的函数。

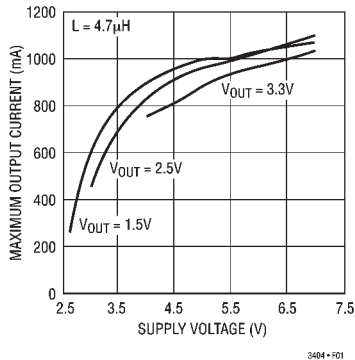


图1：最大输出电流与输入电压的关系

另一个须要牢记的重要细节是：在低输入电源电压下，P沟道开关的 $R_{DS(ON)}$ 增大。因此，当LTC3404用在100%占空比和具有较小输入电压的情况下，用户应当计算功率耗散（参见“应用信息”一节中的“热考虑”部分）。

斜率补偿和电感峰值电流

通过在大占空比时防止次级谐振，斜率补偿为恒定频率架构提供了稳定性。它是在占空比超过40%时，通过内部为电感电流信号加上一个补偿斜坡来实现的。结果，最大电感峰值电流在占空比 > 40%时减少了。如图2所示，电感峰值电流的下降是占空比的函数。

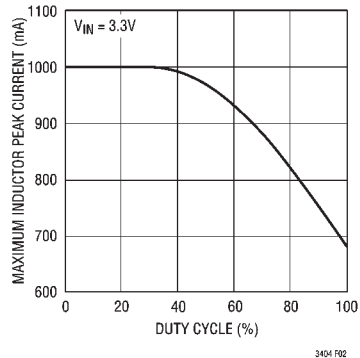


图2：最大电感峰值电流与占空比的关系。

应用信息

LTC3404 的基本应用电路已在第一页中给出。外部元件选择是由负载要求决定，并从选择L开始，接著是 C_{IN} 和 C_{OUT} 。

电感值的计算

选择电感器要根据LTC3404的工作频率而定。内部标称频率为1.4MHz，但能够与外部同步从1MHz至1.7MHz。

工作频率和电感选择是相互关联的，较高的工作频率允许采用较小的电感和电容值。然而，在较高的频率下工作将导致较低的效率，这是因为内部栅电荷损耗的增加。

电感值对纹波电流具有直接影响。纹波电流 ΔI_L 随著较大电感或频率而减小，而随著较大 V_{IN} 或 V_{OUT} 而增大。

应用信息

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

接受较大 ΔI_L 值允许使用较小的电感器，但这导致较大的输出电压纹波和较大的线圈损耗。设定纹波电流的一个合理起始点为 $\Delta I_L = 0.4 (I_{MAX})$ 。

电感值在突发模式工作也有影响。电感电流峰值下降至大约 250mA 时，转换至小电流工作开始。较小的电感值 (较大的 ΔI_L) 在较小负载电流的情况下将导致这种现象发生，这引至在小电流上部工作的效率骤降。在突发模式工作时，较小的电感值将导致突发频率增大。

电感线圈的选择

一旦知道 L 值，就必须选择电感器类型。高效率的变换器不能承受低成本粉末铁磁芯的磁芯损耗，因而必须采用较昂贵的铁氧体，钕坡莫合金磁芯或 Kool M μ [®] 磁芯。对于一个固定的电感值，线圈的实际损耗与线圈的尺寸无关，但与所选择的电感量关系密切。随著电感增大，线圈损耗下降。不幸的是，增加电感需要更多的线圈匝数，因而铜损耗将增大。

铁氧体设计具有很小的线圈损耗并且是高开关频率时的首选，因此设计目标能够集中在铜损耗和防止饱和上。铁氧体磁芯材料“硬”饱和，也就意味着当超过最大设计电流时电感突然消失。这会引发电感纹波电流突然增加，进而引起输出电压纹波。不能允许线圈饱和！

Kool M μ (来自 Magnetics 公司) 是一种很好的低损耗环形磁芯材料，并具有“软”饱和特性。钕坡莫合金磁芯在高开关频率 (>200kHz) 下显得更为有效，但价格比较贵。环形空间效率很高，尤其是当你采用多层绕线时，而绕在管芯上的电感器通常更易于表面贴装。Coiltronics, Coilcraft, Dale 和 Sumida 公司提供采用新设计的表面贴装电感器。

C_{IN} 和 C_{OUT} 的选择

在连续模式中，顶部 MOSFET 的源电流为一个占空比 V_{OUT}/V_{IN} 的方波。为了防止大的瞬态电压，必须采用一个满足最大 RMS 电流要求的低 ESR 输入电容器。RMS 电容器电流的最大值由下式给出：

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

这个公式在 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 时具有最大值，这时 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ 。这种简单的最坏条件通常在设计时采用，因为即使遇上明显偏差也不会有更大起伏。注意，电容制造商的纹波电流额定值通常是基于 2000 小时的使用寿命，因此建议用一个进一步规格的电容器，或者选择一个标称温度比要求温度更高的电容。在设计中，可以将几个电容器并联以满足尺寸或高度的要求。如果有任何问题，请咨询制造商。

选择 C_{OUT} 是由所要求的等效串联电阻 (ESR) 决定的。通常，一旦 ESR 的要求被满足，电容是足够用于滤波。输出纹波 ΔV_{OUT} 由下式决定：

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

在这里 f = 工作频率，C_{OUT} = 输出电容，而 ΔI_L = 电感器的纹波电流。输出纹波在最大输入电压时是最高，这是因为 ΔI_L 随输入电压而增大。对于 LTC3404，正常工作的基本原则是：

$$C_{OUT} \text{ 所要求的 } ESR < 0.25\Omega$$

由于频率依赖项的影响，选择使用较小的输出电容将使输出纹波电压增大，但可以采用 ESR 非常小的电容器进行补偿以保持小纹波电压。可以对 I_{TH} 引脚补偿元件进行优化以提供稳定的高性能瞬态响应，而不必考虑输出电容的选择。

Kool M μ 是 Magnetics 公司的注册商标。

应用信息

ESR是电容容量的一个直接函数。可以考虑如 Taiyo-Yuden，AVX，Kemet，Sprague 和 Sanyo 等制造商以获得高性能电容器。Sanyo 公司的 POSCAP 固态电解片式电容器因其具有小的 ESR/尺寸之比，所以它就是输出电容的一个极佳选择。一旦 C_{OUT} 的 ESR 要求满足了，RMS 电流额定值通常远远超过 $I_{RIPPLE(P-P)}$ 的要求。

当采用钽电容时，在开关电源应用的浪涌测试很关键。AVX TPS 系列表面贴装钽电容就是一个很好的选择，其高度为 2mm 至 4mm。其它的电容类型包括 KEMET T510 和 T495 系列以及 Sprague 593D 和 595D 系列。咨询制造商以获得其它特定建议。

输出电压设置

输出电压是根据下面的公式由电阻分压器设定的：

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

如图 3 所示，这个外接的分压器连接至输出端，允许远程电压检测。

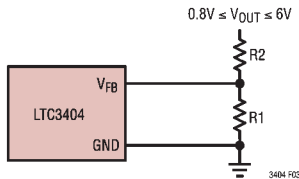


图 3：设置 LTC3404 的输出电压

锁相环和频率同步

LTC3404 内部具有一个电压控制振荡器和含有一个锁相环的检相器。这允许顶部 MOSFET 导通锁定至一个外部频率源的上升沿。压控振荡器的频率范围为 1MHz 至 1.7 MHz。所采用的检相器是一个边沿敏感数字类型，可在外部和内部振荡器之间提供零度相移。这种类型的检相器不会将输入频率锁向接

近 VCO 中心频率的谐波。PLL 保持范围 Δf_H 等于捕捉范围， $\Delta f_H = \Delta f_C = 300kHz$ 和 $-400kHz$ 。

检相器的输出是一对互补电流源，对 PLL LPF 引脚上的外接滤波器网络进行充电或放电。图 4 给出了 PLL LPF 引脚电压和工作频率之间的关系。图 5 给出了一个简化的方框图。

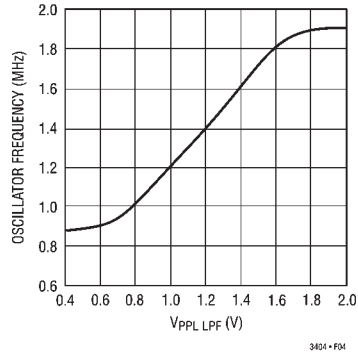


图 4：振荡器频率和 PLL LPF 引脚电压的关系

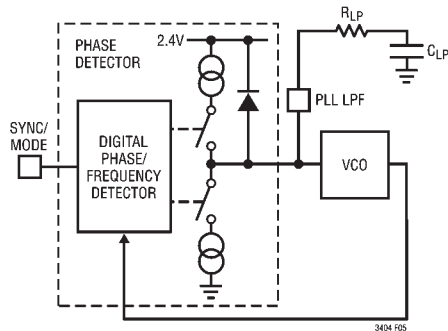


图 5：锁相环方框图

如果外部频率 ($V_{SYNC/MODE}$) 大于 1.4MHz 中心频率，电流持续供电，将 PLL LPF 引脚上拉。当外部频率低于 1.4MHz 时，电流持续吸入，将 PLL LPF 引脚下拉。如果外部和内部频率相同但有一个相位差时，电流源导通一段与相位差相当的时间。调整 PLL LPF 引脚上的电压直到外部和内部振荡器的相位和频率一致。在这个稳定工作点上，相位比较器输

应用信息

出端为高阻状态，而滤波电容器 C_{LP} 保持电压。

回路滤波元件 C_{LP} 和 R_{LP} 减缓了来自检相器的电流脉冲，并为电压控制振荡器提供一个稳定输入。滤波元件中的 C_{LP} 和 R_{LP} 决定了回路锁住的快慢。通常 $R_{LP} = 10k$ 和 C_{LP} 为 $2200pF$ 至 $0.01\mu F$ 。当与一个外部时钟不同步时，到 VCO 的内部连接被断开。这就不允许通过在 $V_{PLL,LPF}$ 引脚上的直流电压设定内部振荡器频率。

效率考虑

开关稳压器效率等于输出功率除以输入功率乘以 100%。它通常用于分析各项损耗以判定是什么限制了效率以及哪一项改变将产生最明显的改进。效率可以表示为：

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

在这里 $L1, L2, \dots$ 等等代表各项损耗，它们是输入功率的百分比。

虽然电路中所有的耗能单元产生了损耗，但通常两个主要来源占了 LTC3404 电路损耗的绝大部分： V_{IN} 静态电流和 I^2R 损耗。在很小的负载电流时 V_{IN} 静态电流损失成为主要的效率损失，而在中等至大负载电流时 I^2R 损耗成为主要的效率损失。在一个典型的效率图上，很小负载电流下的效率曲线容易产生误解，这是因为实际的功率损耗无关紧要，如图 6 所示。

- V_{IN} 静态电流应归于两个元件：电特性中给出的直流偏置电流以及内部主开关和同步开关栅电荷电流。栅电荷电流来自内部功率 MOSFET 开关的栅电容的转换。每一次栅电压由高转换至低再到高，电荷 dQ 从 V_{IN} 移动至地。结果 dQ/dt 就是从 V_{IN} 的电流，它通常比 DC 偏置电流大。在连续模式中， $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ ，在这里 Q_T 和 Q_B 为内部顶部和底部开关的栅电荷。DC 偏置和栅电荷损失与 V_{IN} 成正比，而这些效应将在较高电源电压下更为显著。

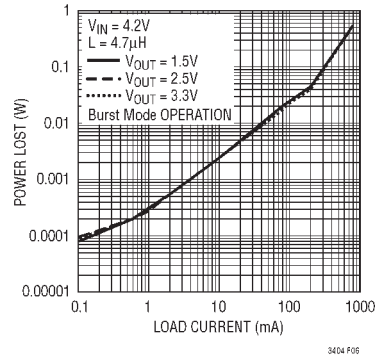


图 6：功率损耗与负载电流的关系

- I^2R 损失从内部开关电阻 R_{SW} 和外接电感器 R_L 中计算出来。在连续模式中，流过电感器 L 的平均输出电流在主开关和同步开关之间“斩开”。这样，从 SW 引脚看进去的串联电阻就是顶部和底部 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 和占空比 (DC) 的函数，如下式所示：

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

顶部和底部 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 可以从典型性能特性曲线中获得。这样，为了获得 I^2R 损失，可以简单地将 R_{SW} 和 R_L 相加，再与平均输出电流的平方相乘。

其它的损耗包括 C_{IN} 和 C_{OUT} ESR 损耗和电感线圈损耗，这通常少于总损耗的 2%。

热考虑

在大多数应用中，LTC3404 因其高效率而不会产生太多的热量。但是，在 LTC3404 工作在高环境温度、低电源电压和大占空比条件下的应用中，例如在压降应用中，热耗散可能会超过器件的最大结温。如果结温达到大约 $175^\circ C$ ，两个功率开关将关闭，而 SW 节点将成为高阻态。

为了使 LTC3404 避免超过最高结温，用户将需

应用信息

要做一些热分析。热分析的目的在于判定耗散的功率是否超过器件的最高结温。温升由下式给出：

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

在这里， P_D 为稳压器消耗的功率，而 θ_{JA} 为芯片的结到环境温度的热阻。

结温 T_J 由下式给出：

$$T_J = T_A + T_R$$

在这里 T_A 为环境温度。

以一个例子考虑 LTC3404 在一个 3V 输入电压、500mA 的负载电流和 70°C 的环境温度下的下降。从开关电阻的典型性能图中可以看出，在 70°C 时 P 沟道开关的 $R_{DS(ON)}$ 大约为 0.7Ω。因此，器件的功耗为：

$$P_D = I_{LOAD}^2 \cdot R_{DS(ON)} = 0.175W$$

对于 MSOP 封装形式， θ_{JA} 为 150°C/W。这样稳压器的结温为：

$$T_J = 70^\circ C + (0.175)(150) = 96^\circ C$$

这低于 125°C 的最高结温。

注意在较高的电源电压下，结温因开关电阻 ($R_{DS(ON)}$) 减小而较低。

检查瞬态响应

稳压器回路响应可以通过在负载瞬态响应来检查。开关稳压器需要几个周期来响应一个负载电流阶跃。当一个负载阶跃产生时， V_{OUT} 立刻产生一个等于 $(\Delta I_{LOAD} \cdot ESR)$ 的漂移量，在这里 ESR 为 C_{OUT} 的等效串联电阻。 ΔI_{LOAD} 也开始对 C_{OUT} 进行充电或放电，这产生一个反馈误差信号。这时稳压器将 V_{OUT} 返回到它的稳态值。在这个恢复时间里， V_{OUT} 能够被监控以防止过冲或振荡等稳定性问题。内部补偿为大多数应用提供了适当的补偿。但是如果需要另外的补偿， I_{TH} 引脚可以采用 R_C 、 C_{C1} 来做外部补偿，如图 7 所示。(通常需要 47pF 电容 C_{C2} 噪声去耦。)

第二，更严重的瞬态是由带有大电源旁路电容 ($>1 \mu F$) 的负载变换引起的。放电的旁路电容与 C_{OUT} 有效地并联，引起在 V_{OUT} 迅速下降。如果负载开关电阻较小而被迅速驱动，没有稳压器能够提供足够大的电流来避免这个问题。唯一的解决方案就是限制开关驱动的上升时间，这样负载上升时间被限制

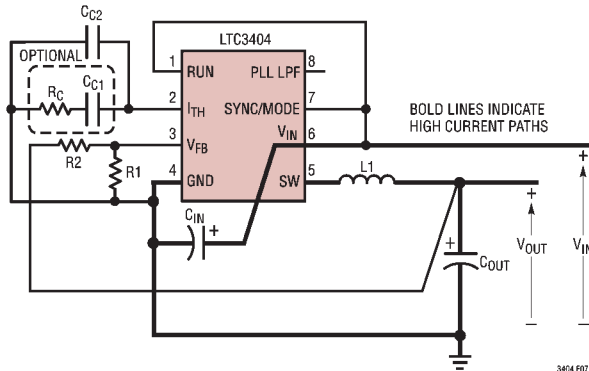


图 7 : LTC3404 布局图

应用信息

在大约 $(25 \cdot C_{LOAD})$ 。这样一个 $10\mu\text{F}$ 的电容器充电到 3.3V 需要 $250\mu\text{s}$ 的上升时间，将充电电流限制到 130mA 左右。

印刷电路板布线清单

当布线印刷电路板时，应当使用下面的清单以确保 LTC3404 正常工作。图 7 的布线图也给出了这些项目。在你的布线中检查以下各项：

1. 信号和功率地是否隔离开？LTC3404 信号地由电阻分压器、可选的补偿网络 (R_C 和 C_{Cl}) 和 C_{C2} 组成。功率地由 C_{IN} 的 (-) 极板， C_{OUT} 的 (-) 极板和 LTC3404 的引脚 4 组成。功率地走线要尽可能短、直接和宽。信号地和功率地应当采用星形接地方法汇聚成一个共同节点。
2. V_{FB} 引脚是否直接连到反馈电阻上？电阻分压器 $R1/R2$ 必须连接在 C_{OUT} 的 (+) 极板和信号地之间。
3. C_{IN} (+) 极板是否就近连接到 V_{IN} ？这个电容器为内部功率 MOSFET 提供 AC 电流。
4. 要使开关节点 SW 远离敏感的小信号节点。

设计实例

作为一个设计实例，假定 LTC3404 应用在单节锂离子电池供电的蜂窝电话中。输入电压将工作从最大的 4.2V 下至 2.7V 左右。负载电流要求是最大的

0.3A ，但大部分时间它将处于待机模式，仅要求 2mA 电流。在小和大负载电流时的效率都很重要。输出电压为 2.5V 。用以上资料和采用方程 (1) 算出 L ，

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

在方程 (3) 中用 $V_{OUT} = 2.5\text{V}$ ， $V_{IN} = 4.2\text{V}$ ， $\Delta I_L = 120\text{mA}$ 以及 $f = 1.4\text{MHz}$ 来替换，得出：

$$L = \frac{2.5\text{V}}{1.4\text{MHz}(120\text{mA})} \left(1 - \frac{2.5\text{V}}{4.2\text{V}} \right) = 6\mu\text{H}$$

一个 $6.2\mu\text{H}$ 电感器很适合这个应用。为了获得最佳效率，要选择一个 1A 电感器并且串联小于 0.25Ω 的电阻。

C_{IN} 要求在温度条件下具有至少 0.15A 的 RMS 电流额定值，而 C_{OUT} 将要求 ESR 小于 0.25Ω 。在大多数应用中，对这些电容器的要求非常相似。

对于反馈电阻，选择 $R1 = 412\text{k}$ 。 $R2$ 可以从方程 (2) 中计算出来：

$$R2 = \left(\frac{V_{OUT}}{0.8} - 1 \right) R1 = 875.5\text{k}；\text{采用 } 887\text{k}$$

图 8 给出了完整的电路以及它的效率曲线。

应用信息

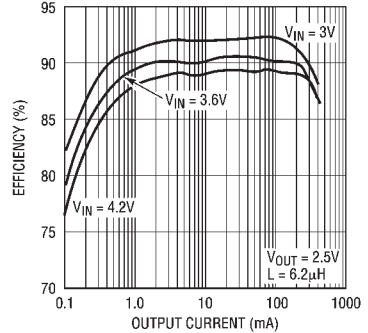
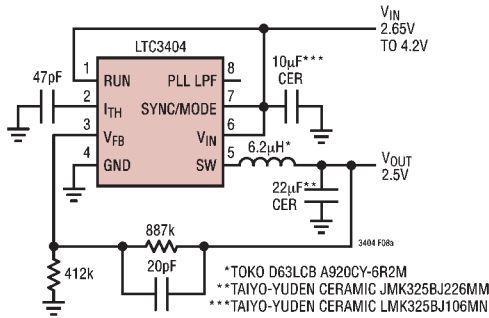
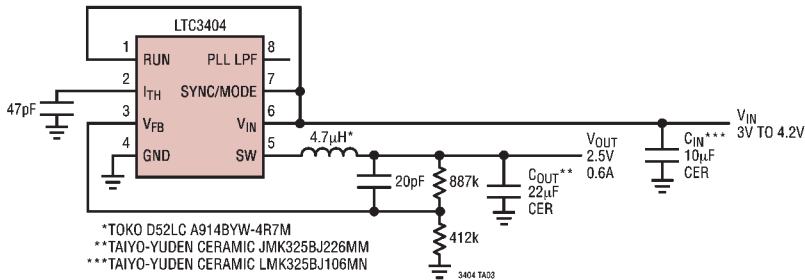


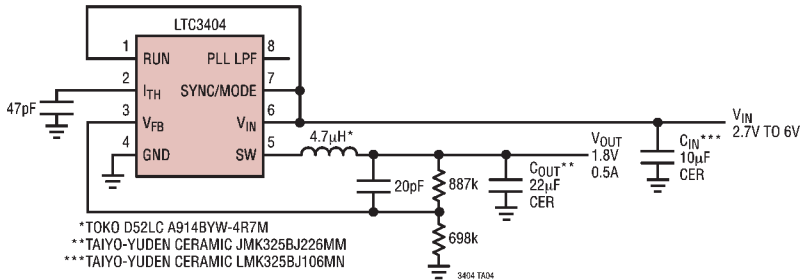
图 8：来自“设计实例”一节的单节锂离子电池至 2.5V/0.3A 稳压器

典型应用

全部采用陶瓷电容器的单节锂离子至 2.5V/0.6A 稳压器

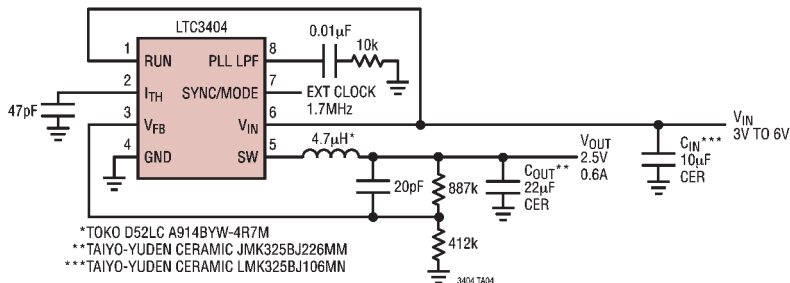


全部采用陶瓷电容器的 3 至 4 节镍镉/镍金属氢电池至 1.8V/0.5A 稳压器

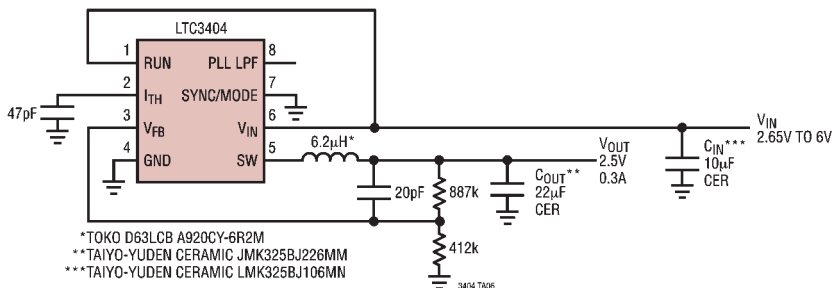


典型应用

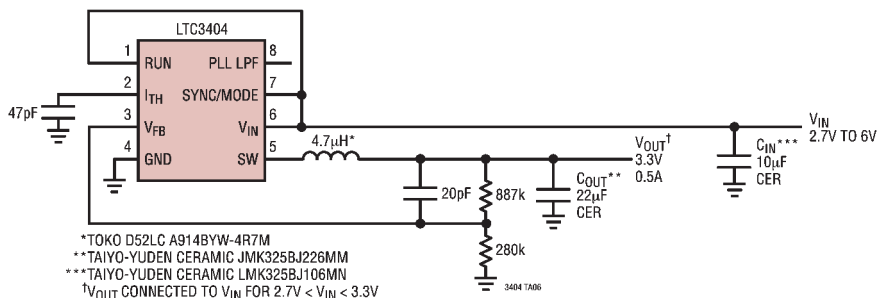
全部采用陶瓷电容器的外部同步 2.5V/0.6A 稳压器



低噪声 2.5V/0.3A 稳压器

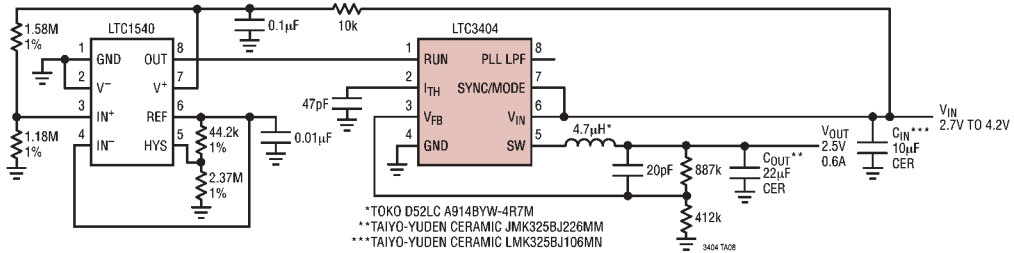


全部采用陶瓷电容器的 3 至 4 节镍镉/镍金属氢电池至 3.3V/0.5A 稳压器



典型应用

采用精确 2.7V 欠压闭锁的单节锂电池至 2.5V/0.5A 稳压器

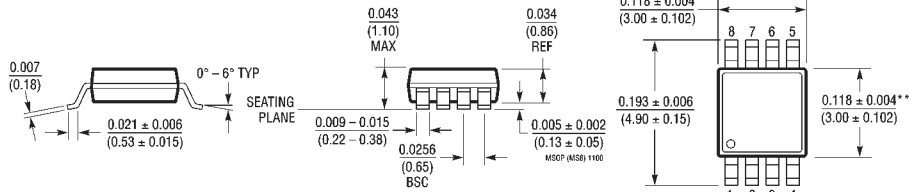


封装说明 尺寸以英寸（毫米）为单位，除非另外说明。

MS8 封装

8 引线塑料 MSOP

(LTC DWG # 05-08-1660)



*尺寸不包括金属毛刺和塑料飞边。每边的金属毛刺和塑料飞边不应超过 0.006 英寸 (0.152mm)。

**尺寸不包括内引线飞边或毛刺。每边的内引线飞边或毛刺不应超过 0.006 英寸 (0.152mm)。

相关器件

型号	描述	备注
LTC1174/LTC1174-3.3 LTC1174-5	高效率降压和反相 DC/DC 转换器	单片开关稳压器， I_{OUT} 至 450mA，突发模式操作
LTC1265	1.2A，高效率降压 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 DC/DC 转换器	单片， I_{OUT} 至 250mA， $I_Q = 10\mu A$ ，8 引脚 MSOP
LTC1504A	单片同步降压开关稳压器	低成本，电压模式 I_{OUT} 至 500mA， V_{IN} 从 4V 到 10V
LTC1622	低输入电压电流模式降压型 DC/DC 控制器	高频，高效率，8 引脚 MSOP
LTC1626	低电压，高效率降压 DC/DC 转换器	单片，恒定关断时间， I_{OUT} 至 600mA， 低电源电压范围：2.5V 至 6V
LTC1627	单片同步降压开关稳压器	恒定频率， I_{OUT} 至 500mA，二级线圈稳压， V_{IN} 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， V_{IN} 从 2.5V 至 5.5V
LTC1707	单片同步降压开关稳压器	1.19V V_{REF} 引脚，恒定频率， I_{OUT} 至 600mA， V_{IN} 从 2.65V 至 8.5V
LTC1772	低输入电压电流模式降压型 DC/DC 控制器	550kHz，6 引脚 SOT-23， I_{OUT} 高达 5A， V_{IN} 从 2.2V 至 10V
LTC1877	高效率单片降压稳压器	550kHz，MS8， V_{IN} 高达 10V， $I_Q = 10\mu A$ ，在 $V_{IN} = 5V$ 时 I_{OUT} 至 600mA
LTC1878	高效率单片降压稳压器	550kHz，MS8， V_{IN} 高达 6V， $I_Q = 10\mu A$ ，在 $V_{IN} = 3.3V$ 时 I_{OUT} 至 600mA