

具有 LDO 模式的 1.5MHz/2.25MHz、600mA 同步降压型稳压器

特点

- 高效率：高达 96%
- 非常低的静态电源电流：32 μ A (在线性稳压器操作期间)
- 600mA 输出电流 (降压型稳压器)
- 在 3mA 以下可选择用作线性稳压器 —— 外部或自动接通/关断
- 2.5V 至 5.5V 输入电压范围
- 1.5MHz 或 2.25MHz 恒定工作频率或外部同步
- 无需肖特基二极管
- 低压降操作：100% 占空比
- 0.6V 基准提供了低输出电压
- 停机模式吸收 < 1 μ A 的电源电流
- 旨在获得卓越的电压和负载瞬态响应的电流模式操作
- 过热保护
- 扁平 (3mm \times 3mm) 8 引脚 DFN 和 8 引脚 MSOP 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
- 便携式仪器

、LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。
所有其他商标均为其各自拥有者的财产。
受第 5481178、6580258、6304066、6127815、6498466、6611131 号美国专利的保护。其他专利正在审议之中。

描述

LTC[®]3448 是一款采用恒定频率、电流模式架构的高效、单片式、同步降压型稳压器。工作期间的电源电流仅 32 μ A (线性稳压器模式)，而在停机模式中则降至 < 1 μ A。2.5V 至 5.5V 的输入电压范围使 LTC3448 成为单节锂离子电池供电型应用的理想选择。100% 的占空比能力实现了低压降操作，从而延长了便携式系统中的电池使用寿命。在中等输出负载水平上，PWM 脉冲跳跃模式操作可实现非常低的输出纹波电压，以适合对噪声敏感的应用。

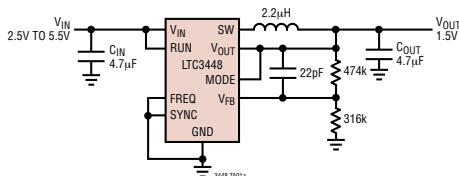
LTC3448 在负载电流非常低的条件下将自动转换至线性稳压器操作模式，以维持 < 5mV_{P.P.} 的输出电压纹波。该模式中的电源电流通常为 32 μ A。至线性稳压器模式的转换出现于 3mA 的门限条件下。线性稳压器操作可被设定为接通、关断或自动接通/关断。

开关频率可选择为 1.5MHz 或 2.25MHz，因而允许采用小型表面贴装电感器和电容器。

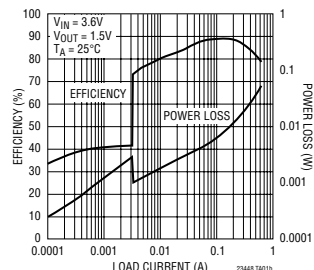
内部同步开关提高了效率，并免除了增设一个外部肖特基二极管的需要。利用 0.6V 反馈基准电压可轻松地对低输出电压提供支持。LTC3448 采用扁平 3mm \times 3mm DFN 或耐热增强型 8 引脚 MSOP 封装。

典型应用

具有自动 LDO 模式的 1.5V 高效稳压器



效率和功耗与负载电流的关系曲线



LTC3448

绝对最大额定值 (注1)

输入电源电压	-0.3V 至 6V	V_{OUT} (LDO) 供电电流	25mA
RUN, SYNC 电压	-0.3V 至 ($V_{IN} + 0.3V$)	峰值 SW 吸收和供电电流	1.3A
MODE 电压	-0.3V 至 ($V_{IN} + 0.3V$)	工作温度范围 (注2)	-40°C 至 85°C
FREQ, V_{FB} 电压	-0.3V 至 ($V_{IN} + 0.3V$)	结温 (注3, 7)	125°C
SW 电压	-0.3V 至 ($V_{IN} + 0.3V$)	贮存温度范围	-65°C 至 125°C
V_{OUT} 电压	-0.3V 至 ($V_{IN} + 0.3V$)	引脚温度 (焊接时间 10 秒)	
P 沟道开关供电电流 (DC)	800mA	仅 MSOP 封装	300°C
N 沟道开关吸收电流 (DC)	800mA		

封装/订购信息

<p>DD PACKAGE 8-LEAD (3mm × 3mm) PLASTIC DFN $T_{JMAX} = 125^{\circ}\text{C}$, $\theta_{JA} = 43^{\circ}\text{C}/\text{W}$ EXPOSED PAD (PIN 9) IS GND MUST BE SOLDERED TO PCB</p>	产品型号	<p>MS8E PACKAGE 8-LEAD PLASTIC MSOP $T_{JMAX} = 125^{\circ}\text{C}$, $\theta_{JA} = 40^{\circ}\text{C}/\text{W}$ EXPOSED PAD (PIN 9) IS GND MUST BE SOLDERED TO PCB</p>	产品型号
	LTC3448EDD		LTC3448EMS8E
	DD 器件标记		MS8 器件标记
	LBMJ		LTBMK

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 $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ 。 $V_{IN} = 3.6V$ ，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 (注4)	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$	0.5880	0.6	0.6120	V
		$0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 85^{\circ}\text{C}$	0.5865	0.6	0.6135	V
		$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 85^{\circ}\text{C}$	●	0.5850	0.6	0.6150
ΔV_{FB}	基准电压调整率	$V_{IN} = 2.5V$ 至 $5.5V$ (注4)	●	0.2	0.4	%/V
ΔV_{OVL}	输出过压闭锁	$\Delta V_{OVL} = V_{OVL} - V_{FB}$	15	35	55	mV
		$\Delta V_{OVL} = (V_{OVL} - V_{OUT}) \cdot 100/V_{OUT}$	2.5	5.8	9.2	%
ΔV_{OUT}	输出电压调整率	$V_{IN} = 2.5V$ 至 $5.5V$ (LDO)		0.1	0.8	%/V
I_{PK}	峰值电感器电流	$V_{FB} = 0.5V$ 或 $V_{OUT} = 90\%$ ， 占空比 < 35%	0.7	1	1.3	A
$V_{LOADREG}$	输出电压负载调整率	LDO, 1mA 至 10mA		0.5		%/V
$V_{OUT(MAX)}$	最大输出电压	(注9)	$V_{IN} - 0.7$	$V_{IN} - 0.3$		V
V_{IN}	输入电压范围		●	2.5	5.5	V

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	
I_S	输入 DC 偏置电流 运行模式 (脉冲跳跃, 无 LRO)	$V_{IN} = 3.6\text{V}$ (注 5)		250	375	μA	
		$V_{FB} = 0.5\text{V}$ 或 $V_{OUT} = 90\%$, $I_{LOAD} = 0\text{A}$, 1.5MHz $V_{FB} = 0.5\text{V}$ 或 $V_{OUT} = 90\%$, $I_{LOAD} = 0\text{A}$, 2.25MHz		275	400	μA	
	线性稳压器操作 (LRO)	$I_{LOAD} \leq I_{LDO(ON)}$		32	43	μA	
	停机模式	$V_{RUN} = 0\text{V}$, $V_{IN} = 5.5\text{V}$		0.1	1	μA	
f_{OSC}	振荡器频率	FREQ = 低电平, $V_{IN} = 3.6\text{V}$	●	1.2	1.5	1.8	MHz
		FREQ = 高电平	●	1.8	2.25	2.7	MHz
f_{SYNC}	同步频率	(注 6)		1.5	>4	MHz	
$V_{TH(SYNC)}$	SYNC 启动输入门限			1	1.3	V	
R_{PFET}	P 沟道 FET 的 $R_{DS(ON)}$	$I_{SW} = 100\text{mA}$		0.4		Ω	
R_{NFET}	N 沟道 FET 的 $R_{DS(ON)}$	$I_{SW} = -150\text{mA}$		0.35		Ω	
I_{LSW}	SW 漏电流	$V_{RUN} = 0\text{V}$, $V_{SW} = 0\text{V}$ 或 5V , $V_{IN} = 5\text{V}$		± 0.01	± 1	μA	
V_{RUNH}	RUN 门限高电平		●	1.5		V	
V_{RUNL}	RUN 门限低电平		●		0.3	V	
I_{RUN}	RUN 漏电流		●	± 0.01	± 1	μA	
V_{FREQH}	FREQ 门限高电平		●	$V_{IN} - 1$		V	
V_{FREQL}	FREQ 门限低电平		●		1	V	
I_{FREQ}	FREQ 漏电流		●	± 0.01	± 1	μA	
V_{MODEH}	MODE 门限高电平		●	$V_{IN} - 0.15$		V	
V_{MODEL}	MODE 门限低电平		●		0.12	V	
I_{MODE}	MODE 漏电流		●	± 0.1	± 1	μA	
I_{SYNC}	SYNC 漏电流		●	± 0.01	± 1	μA	
$I_{LDO(ON)}$	LRO 接通负载电流门限	2.2mH 电感器 (注 8)		3	5	mA	
$I_{LDO(OFF)}$	LRO 关断负载电流门限			8	11	17	mA

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：LTC3448E 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 工作环境温度范围内的指标通过设计、特性分析和统计过程中的相关性来保证。

注 3： T_J 是根据以下公式由环境温度 T_A 和功耗 P_D 计算而得的：
 $T_J = T_A + (P_D)(43^\circ\text{C}/\text{W})$

注 4：LTC3448 是在一种把 V_{FB} 连接到误差放大器输出端的专有测试模式中进行测试的。

注 5：由于以开关频率输送的栅极电荷的缘故，动态电源电流因而更高。LRO 是“线性稳压器操作”。

注 6：4MHz 操作由设计来保证，但未经生产测试且容易受占空比限制条件的影响。

注 7：该 IC 具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。当过热保护功能生效时，结温将超过 125°C 。连续工作于规定的最大工作结温以上有可能损害器件的可靠性。

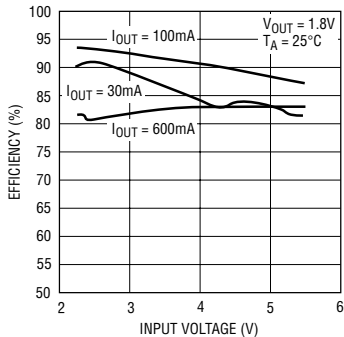
注 8：该负载电流 (低于它则开关稳压器关断而 LDO 接通) 的一阶与电感值成反比。“工作原理”部分将对这种作用做更为详细的论述。该参数未经生产测试，而是由设计来保证的。

注 9：对于 $2.5\text{V} < V_{IN} < 2.7\text{V}$ ，输出电压被限制为 $V_{IN} - 0.7\text{V}$ ，旨在确保线性稳压器模式中的调节状态。该参数未经生产测试，而是由设计来保证的。

典型性能特征

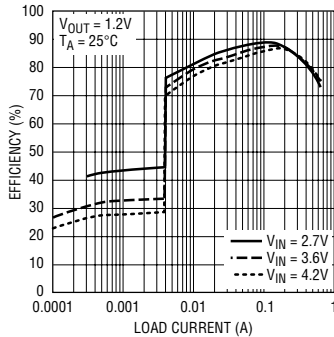
(从第一页所示的电路获得，其中仅阻性分压器电阻器的阻值有所不同)

效率与输入电压的关系曲线



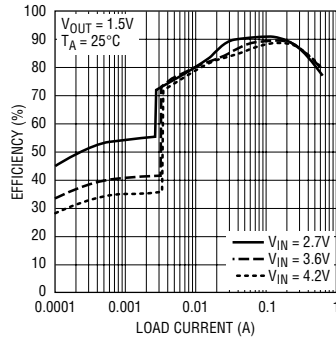
3448 G01

效率与负载电流的关系曲线



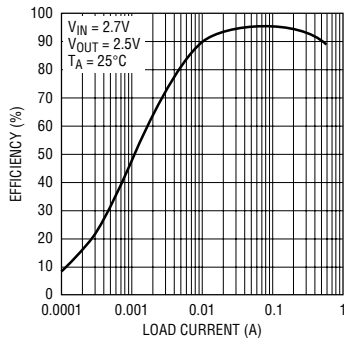
23448 G02

效率与负载电流的关系曲线



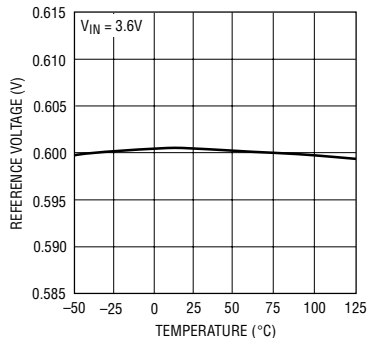
23448 G03

效率与负载电流的关系曲线
(仅开关电源)



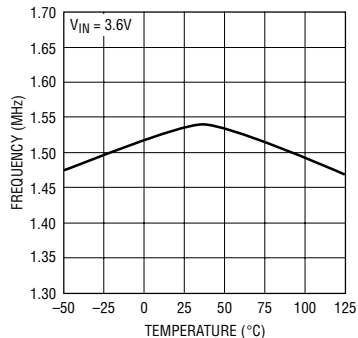
23448 G04

基准电压与温度的关系曲线



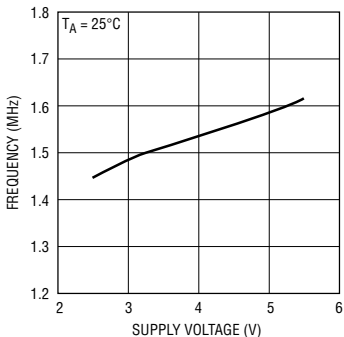
3448 G05

振荡器频率与温度的关系曲线



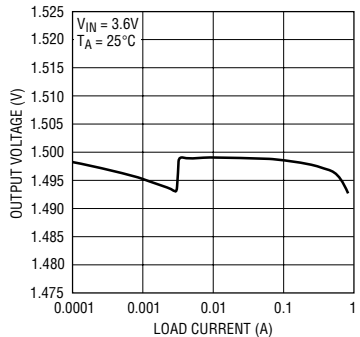
3448 G06

振荡器频率与电源电压的关系曲线



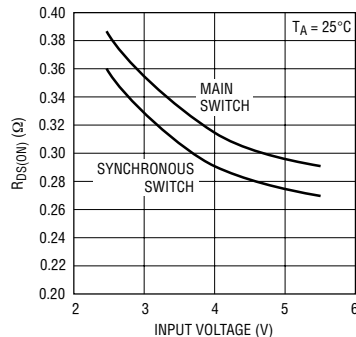
3448 G07

输出电压与负载电流的关系曲线



3448 G08

$R_{DS(ON)}$ 与输入电压的关系曲线

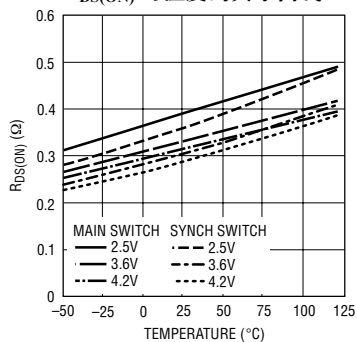


3448 G09

典型性能特征

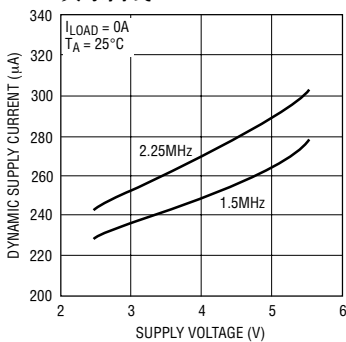
(从第一页所示的电路获得，其中仅阻性分压器电阻器的阻值有所不同)

R_{DS(ON)} 与温度的关系曲线



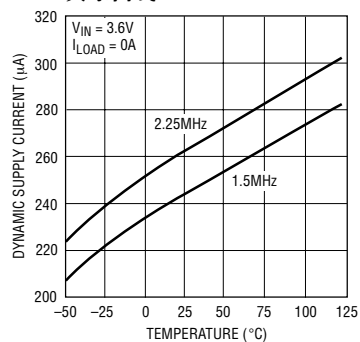
3448 G10

动态电源电流与电源电压的关系曲线



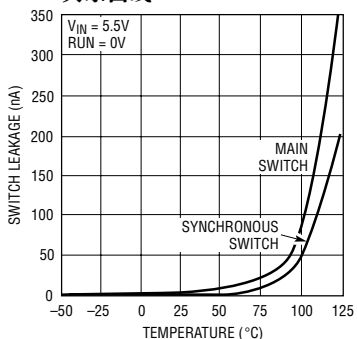
3448 G11

动态电源电流与温度的关系曲线



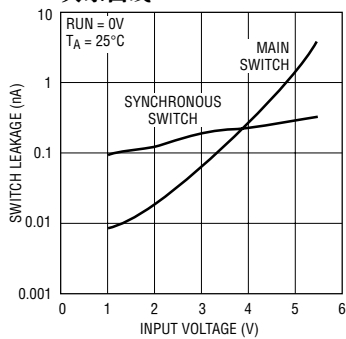
3448 G12

开关漏电流与温度的关系曲线



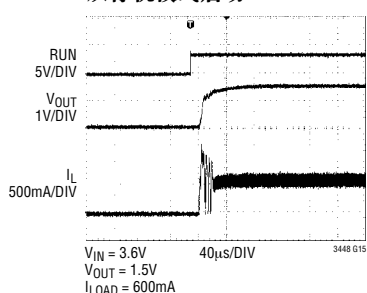
3448 G13

开关漏电流与输入电压的关系曲线



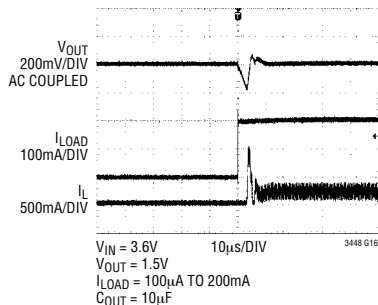
3448 G14

从停机模式启动



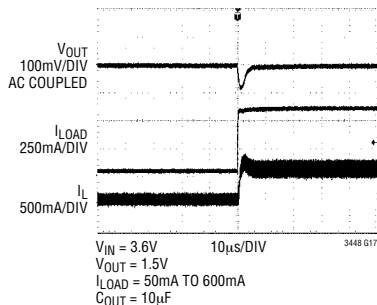
3448 G15

负载阶跃



3448 G16

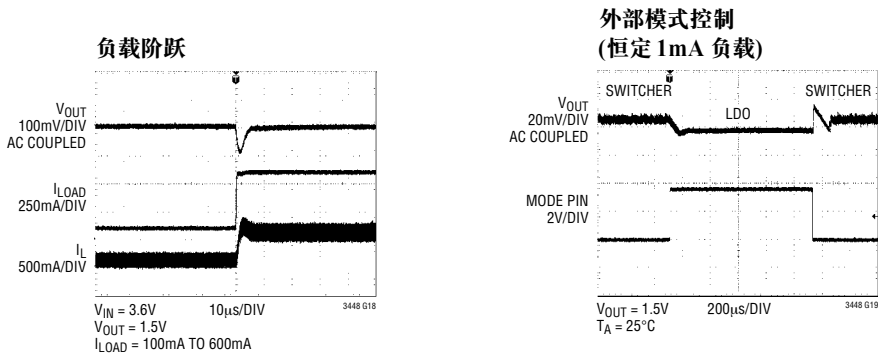
负载阶跃



3448 G17

典型性能特征

(从第一页所示的电路获得，其中仅阻性分压器电阻器的阻值有所不同)



引脚功能

V_{FB} (引脚 1)：反馈引脚。该引脚从一个跨接在输出端上的外部阻性分压器接收反馈电压。

V_{OUT} (引脚 2)：输出引脚。该引脚与一个外部电阻分压器和线性稳压器输出相连。在外部连接至电感器和输出电容器。内部线性稳压器将提供高达 $I_{LDO(OFF)}$ 的电流。高于该值的负载电流将由降压稳压器来提供。内部电路在高于 $I_{LDO(OFF)}$ 的负载电流条件下自动使能降压开关稳压器。该引脚上所需的最小电容为 $2\mu A$ 。

MODE (引脚 3)：线性稳压器控制。把该引脚接地将关断线性稳压器。把该引脚设定为 V_{IN} 将接通线性稳压器，这与负载电流无关。把该引脚连接至中等电压 (即至 V_{OUT}) 将把线性稳压器置于自动模式 (此时，接通/关断是负载电流的一个函数)。在从外部将 MODE 引脚驱动至高电平或低电平的应用中，应在 RUN 引脚被拉至高电平之后使该引脚保持低电平达 $50\mu s$ 的时间。

V_{IN} (引脚 4)：主电源引脚。必须通过一个 $2.2\mu F$ 或

更大的陶瓷电容器来把该引脚紧密去耦至 GND。

SW (引脚 5)：至电感器的开关节点连接。该引脚与内部主功率 MOSFET 开关和同步功率 MOSFET 开关的漏极相连。

FREQ (引脚 6)：频率选择。开关频率被设定为 $1.5MHz$ (当 $FREQ = 0V$ 时) 和 $2.25MHz$ (当 $FREQ = V_{IN}$ 时)。不要将该引脚浮置。

SYNC (引脚 7)：外部同步引脚。振荡频率可与一个施加在该引脚上的外部振荡器相同步。当外部频率高于 $2.2MHz$ 时，应将 FREQ 引脚拉至高电平。

RUN (引脚 8)：运行控制输入。强制该引脚超过 $1.5V$ 将使能器件。强制该引脚低于 $0.3V$ 将关断器件。在停机模式中，所有的功能电路均失效，吸收的电源电流 $< 1\mu A$ 。不要将 RUN 引脚浮置。

裸露衬垫 (引脚 9)：地。必须将该引脚焊接至 PCB 的地。

功能示意图

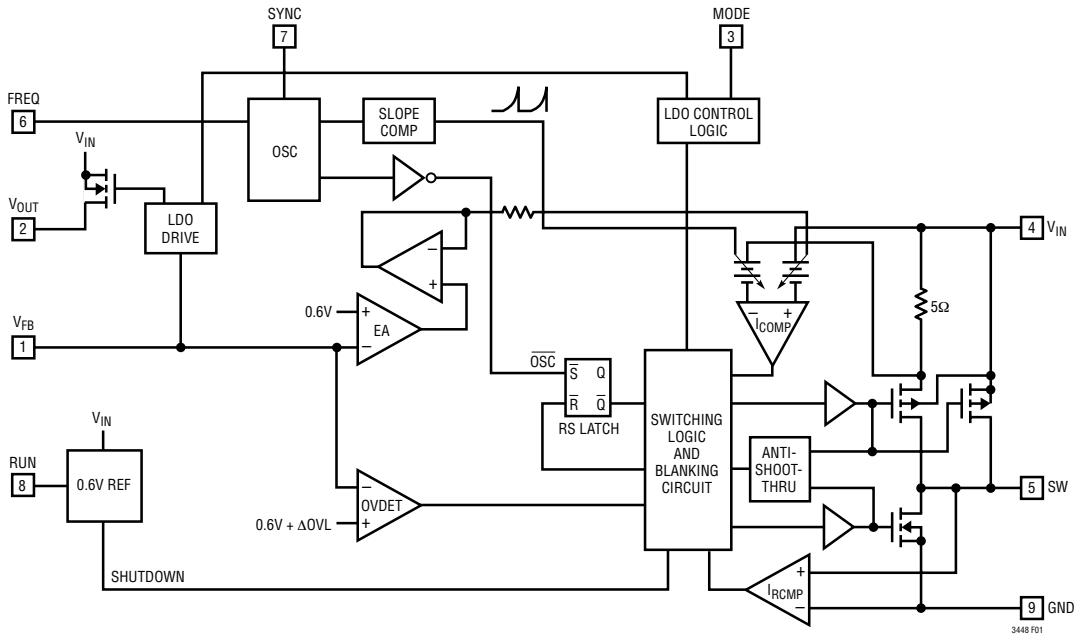


图 1

工作原理 (参阅功能示意图)

主控制环路

LTC3448 采用恒定频率、电流模式降压型架构，并内置主 (P 沟道 MOSFET) 和同步 (N 沟道 MOSFET) 开关。在正常操作期间，当振荡器设置 RS 锁存器时，内部上端功率 MOSFET 每个周期都导通，而当电流比较器 I_{COMP} 使 RS 锁存器复位时则关断。 I_{COMP} 使 RS 锁存器复位时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_{INT} 相对 0.6V 基准电压发生轻微的下降，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。当上端 MOSFET 关断时，下端 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。比较器 OVDET 通过关断主开关并在故障消除之前使其保持关断状态来防止 5.8% 的瞬态过冲。

脉冲跳跃模式操作

在轻负载条件下，电感器电流有可能达到零或在每个脉冲上反向。由电流反向比较器 I_{RCMP} 将下端 MOSFET 关断，而且开关电压将产生振铃。这就是不连续模式操作，并且是开关稳压器的标准工作特性。在负载非常轻的条件下，LTC3448 将自动跳过一些周期，以把输出维持在调节状态。

低纹波 LDO 模式操作

在低于 $I_{LDO(ON)}$ 的负载电流条件下，当被使能时，LTC3448 将转换至纹波非常低的线性稳压操作 (LRO) 模式。在该模式中，电流由 V_{OUT} 引脚来提供，而且，主开关和同步开关被关断。控制环路由负载电容器来稳定，并要求一个 $2\mu\text{F}$ 的最小电容值。当负载电流超过约 11mA 时，LTC3448 将变回开关模式并关断 LDO。

工作原理 (参阅功能示意图)

当 MODE 引脚被连接至一个中间电压电平 (即 V_{OUT}) 时, 这种切换是自动进行的。如果 MODE 引脚被拉高至 V_{IN} 时, 则 LDO 将保持接通状态, 而开关电源关断, 这与负载电流无关。LDO 能够在负载调节性能下降至不可接受的水平之前提供一个 15mA 左右的最大电流。如果 MODE 引脚被拉至 GND, 则开关电源保持接通状态, 而 LDO 关断, 这与负载电流无关。

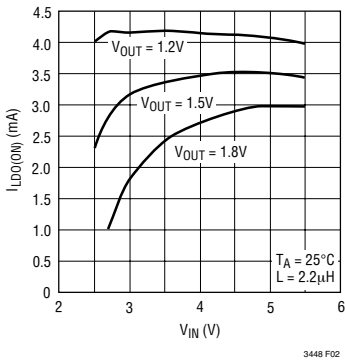


图 2 : $I_{LDO(ON)}$ 与 V_{IN} 、 V_{OUT} 的关系曲线

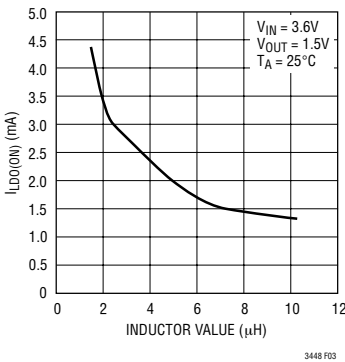


图 3 : $I_{LDO(ON)}$ 与 L_{OUT} 的关系曲线

有些应用或许能够预见高至低和低至高负载电流转换。在这些场合, 有可能希望通过采用一个处理器信号对 MODE 引脚进行控制来实现模式之间的转换。在这些应用中, 重要的是不得在 RUN 引脚被拉至高电平之后的 50 μs 以内就把 MODE 引脚拉至高电平。这将确保内部基准电路的正确启动。

负载电流 $I_{LDO(ON)}$ (低于该值则开关电源将自动关断, 而 LDO 接通) 与外部电容器无关, 而且在一阶的水平上不受电源和输出电压的影响。 $I_{LDO(ON)}$ 与电感值成反比关系。这些相关性示于图 2 和图 3。建议不要在电感值小于 1 μH 的情况下执行自动操作。

在发生开关电源至线性稳压器转换时的低负载电流条件下, 开关电源工作于脉冲跳跃模式。在该模式的每个开关周期中, 当同步开关 (下端 MOSFET) 接通时, 电感器电流下降, 直到反向电流比较器被触发为止。当出现这种情况时, 下端 MOSFET 被关断。从理论上讲, 这会在电感器电流恰好为零的时候发生。实际上, 由于片上延迟的缘故, 该电流将在较高的输出电压条件下变为负值。

用于控制 LDO 接通负载电流水平的内部算法就每个开关周期转移至输出的电荷量做了特定的假设。当电感器电流开始反向时, 这些假设条件将不再得到满足。这使得发生转换时的负载电流在输出电压较高时降至较低的水平。为此, 当输出电平高于 2V 时, 建议不要采用 LDO 自动模式。对于高于 2V 的输出电压, 应从外部对 MODE 引脚进行驱动。

短路保护

当输出被短路至地时, 主开关周期将被跳过, 而同步开关将在一个较长的时间里保持接通状态。这为电感器电流提供了更多的衰减时间, 由此来防止电感器电流发生失控现象。

工作原理 (参阅功能示意图)

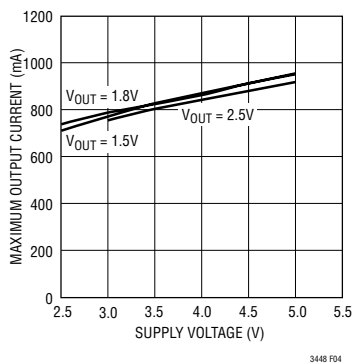


图 4：最大输出电流与输入电压的关系曲线

压降方式操作

当输入电源电压降到一个接近输出电压的电压值时，占空比增至约最大接通时间。电源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，在低输入电源电

压条件下，P 沟道开关的接通电阻 $R_{DS(ON)}$ 增大 (请参见“典型性能特征”)。因此，当 LTC3448 在 100% 占空比及低输入电压条件下使用时，用户应计算功耗 (请参见“应用信息”部分中的“热性能的考虑”)。

低电源电压操作

LTC3448 将能够在输入电源电压低至 2.5V 的条件下运作，但是，在该低电压条件下最大容许输出电流减小。图 4 示出了不同输出电压条件下最大输出电流的减小与输入电压的函数关系。

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次谐波振荡来提供恒定频率架构中的稳定性。它是通过在占空比超过 40% 的情况下给电感器电流信号增加一个补偿斜坡而在内部完成的。一般地，这会在占空比 > 40% 的场合使最大电感器峰值电流有所减小；然而，LTC3448 采用了一种正在进行专利审议的电路，该电路可抵消这种补偿斜坡，从而使得最大电感器峰值电流在整个占空比范围内不受影响。

应用信息

LTC3448 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，并始于电感器 L 的选择。一旦选定了电感器，随后即可选择 C_{IN} 和 C_{OUT} 。

电感器的选择

对于大多数应用来说，电感值的范围为 $1\mu\text{H}$ 至 $4.7\mu\text{H}$ 。其数值是根据所需的纹波电流来选择的。大数值的电感器可减小纹波电流，而小数值的电感器则会产生较大的纹波电流。如 (1) 式所示，较高的 V_{IN} 或 V_{OUT} 也会增加纹波电流。用于设定纹波电流的一个合理的起始点为 $\Delta I_L = 240\text{mA}$ (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二分之一纹波电流之和，以防止发生磁芯饱和。因此，对于大多数应用而言，采用一个额定电流为 720mA (600mA + 120mA) 的电感器应该是足够了。为了获得更佳效率，可采用一个低 DC 电阻电感器。

如果 LTC3448 将在自动 LDO 模式中使用，则不应采用小于 $1\mu\text{H}$ 的电感值。

应用信息

电感器磁芯的选择

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/电流之间的关系。采用铁氧体或坡莫合金材料的环形芯或屏蔽罐形磁芯外形较小且辐射的能量不太大，但与电特性相似的铁粉磁芯电感器相比价格通常较为昂贵。选用哪种电感器常常更多地取决于价格与尺寸要求以及任何的辐射场/EMI要求，而不是 LTC3448 的操作需要。表 1 列出了一些在 LTC3448 应用中使用效果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 MAX)	最大 DC 电流 (A)	外形尺寸 $W \times L \times H$ (mm^3)
Sumida CDRH3D16	1.5	0.043	1.55	$3.8 \times 3.8 \times 1.8$
	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	$3.5 \times 4.3 \times 0.8$
	3.3	0.174	0.770	
	4.7	0.216	0.750	
Coilcraft ME3220	2.2	0.104	1.8	$2.5 \times 3.2 \times 2.0$
	3.3	0.138	1.3	
	4.7	0.190	1.2	
Murata LQH3C	1.0	0.060	1.00	$2.5 \times 3.2 \times 2.0$
	2.2	0.097	0.79	
	4.7	0.150	0.65	

 C_{IN} 和 C_{OUT} 的选择

在连续模式中，上端 MOSFET 的源极电流是一个占空比为 $V_{\text{OUT}}/V_{\text{IN}}$ 的方波。为了防止大的瞬态电压，必须采用一个针对最大 RMS 电流而选定的低 ESR 输入电容器。最大 RMS 电容器电流由下式给出：

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

在 $V_{\text{IN}} = 2V_{\text{OUT}}$ 时，该公式得到一个最大值 $I_{\text{RMS}} = I_{\text{OUT}}/2$ 。这种简单的最差条件通常用于设计。请注意电容器制造商所提供的额定纹波电流通常仅基于 2000 小时的使用寿命。这使得合理的做法是进一步

降额使用电容器，或选择一个针对比所要求温度更高的条件而设计的电容器。如果有任何的问题，请咨询制造商。

C_{OUT} 的选择受所要求的有效串联电阻 (ESR) 的驱使。一般来说，一旦 C_{OUT} 的 ESR 要求得到满足，RMS 额定电流通常就远远超过 $I_{\text{RIPPLE(P-P)}}$ 要求。在任何情况下，如果 LDO 模式被使能，则 C_{OUT} 的最小值必须为 $2\mu\text{F}$ ，以确保环路的稳定性。输出纹波 ΔV_{OUT} 由下式决定：

$$\Delta V_{\text{OUT}} \cong \Delta I_{\text{L}} \left(\text{ESR} + \frac{1}{8fC_{\text{OUT}}} \right)$$

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，由于 ΔI_{L} 随输入电压的增加而增加，因此在最大输入电压条件下输出纹波最大。

铝电解电容器和干式钽电容器均有用于表面安装结构的封装。在采用钽电容器时，关键是必须对这种电容器进行浪涌测试以便应用于开关电源。AVX TPS 系列表面安装钽电容器是一种绝佳的选择。这些电容器是专为实现低 ESR 而构制和测试的，因而对于给定的体积而言，其 ESR 是最低的。其他类型的电容器还包括 Sanyo POSCAP、Kemet T510 和 T495 系列，以及 Sprague 593D 和 595D 系列。请向制造商咨询以了解其他的特殊建议。

采用陶瓷输入和输出电容器

目前，外壳尺寸更小的高数值、低成本陶瓷电容器已有供应。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 LTC3448 的控制环路并不依靠输出电容器的 ESR 来获得稳定的操作性能，因此，可以**自由地**采用陶瓷电容器来实现非常低的输出纹波和小巧的电路尺寸。

然而，在输入和输出端上采用陶瓷电容器时必须非常谨慎。当在输入端采用一个陶瓷电容器且功

应用信息

率是从交流适配器通过长电线来输送的时候，输出端上的一个负载阶跃有可能在输入端 (V_{IN} 引脚) 上引发振铃。在最好的情况下，该振铃会被耦合至输出端并被误认为是环路的不稳定。在最差的情况下，通过长电线传导的瞬时涌入电流有可能在 V_{IN} 上引发一个大到足以损坏器件的电压尖峰。

当选择输入和输出陶瓷电容器时，应选择 X5R 或 X7R 电介质组成的电容器。对于给定的数值和外形尺寸，这两种电介质的温度和电压特性是所有陶瓷中最好的。

输出电压的设置

输出电压是通过把 V_{FB} 连接至一个阻性分压器来设定的，依据的公式如下：

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

如图 5 所示，外部阻性分压器与输出端相连，从而可进行远端电压采样。

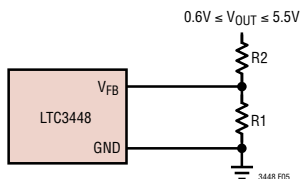


图 5：设定 LTC3448 输出电压

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%。对单独损耗进行分析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。

尽管电路中所有的耗能元件都会产生损耗，但在 LTC3448 电路中，大部分损耗通常来源于两个主要因素：即 V_{IN} 静态电流和 I^2R 损耗。在开关模式中，低负载电流条件下的效率下降主要由 V_{IN} 静态电流损耗引起，而中高负载电流条件下的效率下降则主要因 I^2R 损耗所致。在非常低的负载电流条件下，当器件工作于 LDO 模式时，效率可能受调整晶体管中的 I^2R 损耗的支配，而且是 $(V_{IN} - V_{OUT})$ 的一个强函数。在典型的效率图上，非常低的负载电流条件下的效率曲线会产生误导作用，因为实际的功率损耗几乎无关紧要 (如图 6 所示)。

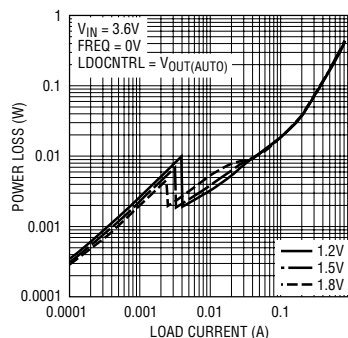


图 6：功耗与负载电流的关系曲线

- V_{IN} 静态电流包括两个部分：即“电特性”参数表中给出的 DC 偏置电流以及内部主开关和同步开关的栅极电荷电流。栅极电荷电流产生自内部功率 MOSFET 开关栅极电容的开关操作。每一次由高到低再到高开关 MOSFET 栅极，一束电荷 dQ 就从 V_{IN} 移动到地。由此引起的 dQ/dt 是流出 V_{IN} 的电流，它通常大于 DC 偏置电流并与频率成比例。DC 偏压和栅极电荷漏失均与 V_{IN} 成比例，因此其影响在较高的电源电压条件下将更加明显。
- I^2R 损耗由内部开关和外部电感器的电阻 R_{SW} 和 R_L 来计算。在连续工作模式中，平均输出电流流经电感器 L ，但在主开关和同步开关之间被“斩波切换”。于是， SW 引脚上的串联电阻是上

应用信息

端和下端 MOSFET 接通电阻 $R_{DS(ON)}$ 以及占空比 (DC) 的一个函数，其函数关系式如下：

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

上端和下端 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 均可从“典型性能特征”曲线图中获得。于是，只需简单地将 R_{SW} 与 R_L 相加所得的和与平均输出电流的平方相乘即可求得 I^2R 损耗。

- 在低于选定门限的负载电流条件下，如果被使能，则 LTC3448 将转换至低纹波 LDO 模式。在这种场合，损耗是由 DC 偏置电流（在“电特性”参数表中给出）以及产生自内部调整晶体管两端的 $(V_{IN} - V_{OUT})$ 压降的 I^2R 损耗所引起的。

包括 C_{IN} 和 C_{OUT} ESR 损耗和电感器磁芯损耗在内的其他损耗通常只占总额外损耗的 2% 以下。

热性能的考虑

LTC3448 要求在封装背面的金属 (GND 引脚) 与 PC 板之间进行良好的焊接。这将使 DFN 和 MSOP 封装拥有超群的耐热特性，从而在正常操作中不容易发生超过器件最大结温的现象。在大多数应用中，LTC3448 因其效率很高而不会产生太多的热量。然而，在那些 LTC3448 运行于高环境温度、低电源电压以及高占空比条件下（例如压降）的应用中，如果未进行良好的热接地，则其产生的热量有可能超过器件的最大结温。当结温接近 150°C 左右时，两个功率开关都将被切断，且 SW 节点将呈高阻抗。

为避免 LTC3448 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} 为从片结点至环境温度的热阻。

结温 T_J 由下式计算：

$$T_J = T_A + T_R$$

式中的 T_A 为环境温度。

举个例子，假设 LTC3448 处于压降状态，输入电压为 2.7V，负载电流为 600mA，环境温度为 70°C。由“典型性能特征”中有关开关电阻的曲线图可知，在 70°C 的条件下，P 沟道开关的接通电阻 $R_{DS(ON)}$ 为 0.52Ω。于是，器件的功耗为：

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

对于 3mm × 3mm DFN 封装， θ_{JA} 为 43°C/W。因此，稳压器的结温为：

$$T_J = 85^\circ C + (0.1872)(43) = 93^\circ C$$

该温度远远低于 125°C 的最大结温。

请注意，在较高的电源电压条件下，结温会由于开关电阻 $R_{DS(ON)}$ 的减小而有所下降。

检查瞬态响应

通过观测负载瞬态响应可对稳压器环路响应进行检查。开关稳压器需要几个周期来对负载电流中的一个阶跃做出响应。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} 的有效串联电阻。 ΔI_{LOAD} 还开始对 C_{OUT} 进行充电或放电，生成一个反馈误差信号。稳压器环路随后动作以使 V_{OUT} 返回其稳态值。在此恢复期间，可对 V_{OUT} 进行过冲或振铃监测以显示稳定性问题。如需了解开环控制原理的详细解释，请参阅“Application Note 76”。

再有，在带有大数值 (> 1μF) 电源旁路电容器的负载中的开关动作会引起更为严重的瞬态变化。放电的旁路电容器效果上与 C_{OUT} 并联，导致 V_{OUT} 迅速下降。如果负载的开关电阻低且被快速驱动，则没有稳压器能够提供足以防止该问题发生的电流。唯一的解决方案是限制开关驱动器的上升时

应用信息

间，以使负载上升时间被限制为 $(25 \cdot C_{LOAD})$ 左右。于是，把一个 $10\mu\text{F}$ 电容器充电至 3.3V 有可能需要 $250\mu\text{s}$ 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

当对印刷电路板进行布局时，应采用下面的检查清单来确保 LTC3448 的正确操作。图 7 和图 8 的布线图还对这些事项进行了图示。在您的布局中检查以下诸点：

1. 应使电源印制线(包括 GND 印制线、SW 印制线和 V_{IN} 印制线)简短、直接和宽阔。

2. V_{FB} 引脚是否直接与反馈电阻器相连？阻性分压器 $R1/R2$ 必须连接在 C_{OUT} 的正 (+) 极板和地之间。
3. C_{IN} 的正 (+) 极板是否与 V_{IN} 尽可能地靠近连接？该电容器负责向内部功率 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} 的负 (-) 极板尽可能地靠近。

设计实例

作为一个设计实例，假设 LTC3448 在一个采用单节锂离子电池供电的移动电话应用中使用。 V_{IN} 的工作范围将从最高 4.2V 至最低约 2.7V 。负载电流要求是 0.6A (最大值)，但由于它在大部分时间里都将

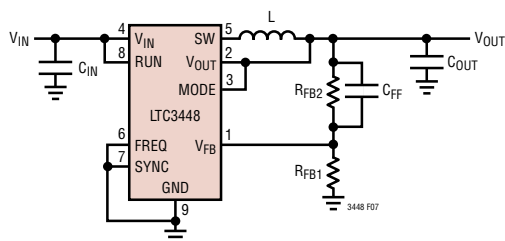


图 7：LTC3448 布局设计

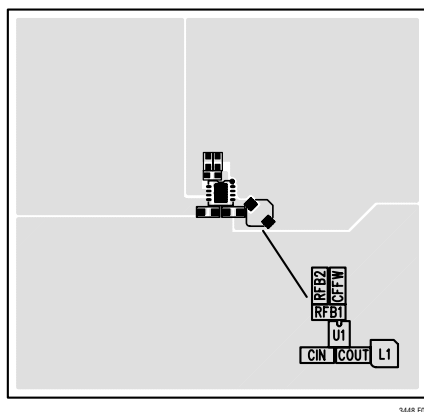


图 8：LTC3448 的布局

应用信息

处于待机状态，故只需要 2mA 的电流。低负载电流和高负载电流条件下的效率均很重要。输出电压为 1.8V。利用该信息即可由 (1) 式来计算 L：

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

将 $V_{OUT}=1.8V$ 、 $V_{IN}=4.2V$ 、 $\Delta I_L=240mA$ 和 $f=1.5MHz$ 代入 (3) 式后得出：

$$L = \frac{1.8V}{1.5MHz(240mA)} \left(1 - \frac{1.8V}{4.2V} \right) = 2.86\mu H$$

对于本应用而言，采用一个 2.2 μH 电感器可取得上佳的效果。如欲实现最佳的效率，则应选择一个

串联电阻小于 0.2 Ω 的 720mA (或更大) 电感器。

C_{IN} 将在整个温度范围内需要一个至少 0.3A $\approx I_{LOAD(MAX)}/2$ 的额定 RMS 电流，而 C_{OUT} 将需要一个小于 0.25 Ω 的 ESR。在大多数场合，采用一个陶瓷电容器都将满足该要求。

对于反馈电阻器，选择 $R1=316k$ 。 $R2$ 随后可由 (2) 式来计算，即：

$$R2 = \left(\frac{V_{OUT}}{0.6} - 1 \right) R1 = 632k$$

图 9 示出了完整的电路及其效率曲线。

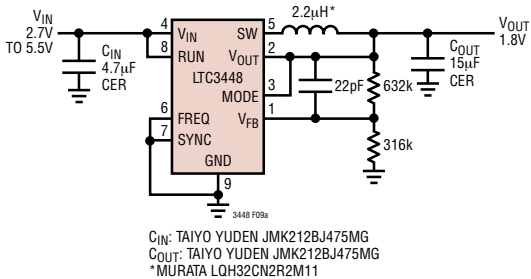


图 9a

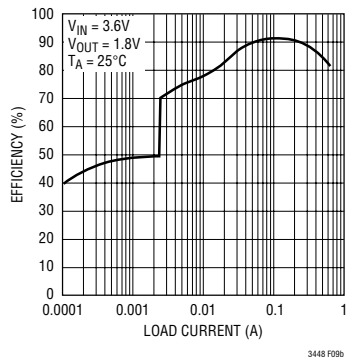


图 9b

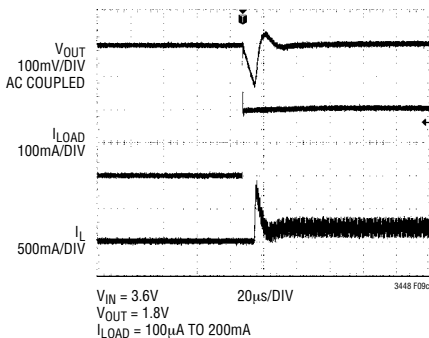


图 9c

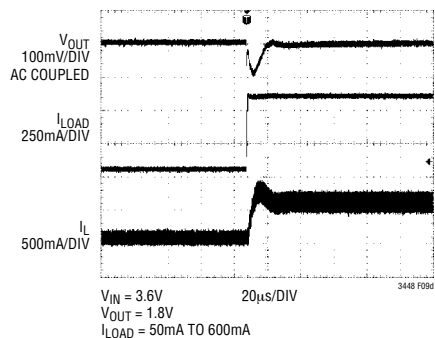
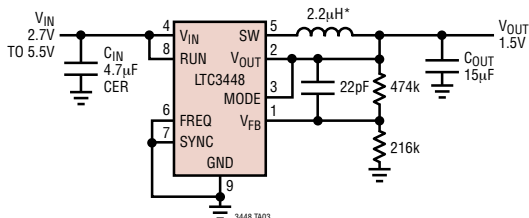


图 9d

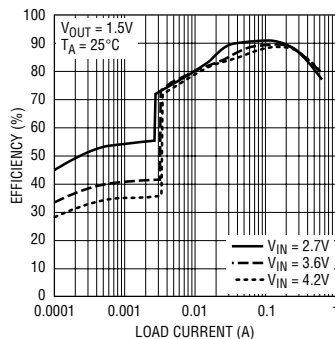
典型应用

适合高效和小占板面积要求的
单节锂离子电池 1.5V/600mA 稳压器

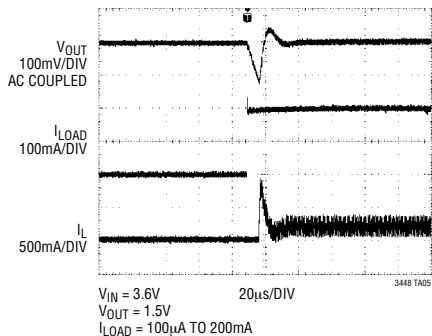


C_{IN}: TAIYO YUDEN CERAMIC JMK212BJ475MG
C_{OUT}: TAIYO YUDEN CERAMIC JMK212BJ475MG
*MURATA LQH32CN2R2M33

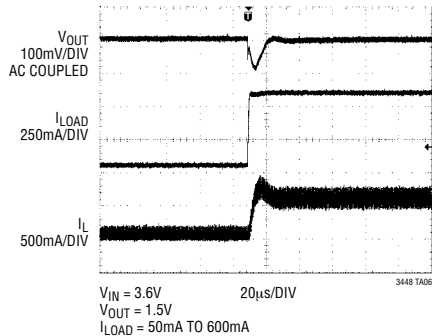
效率与输出电流的关系曲线



负载阶跃



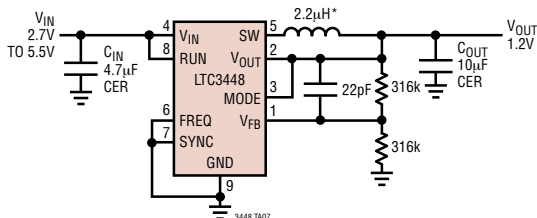
负载阶跃



Note: Performance data measured on the LTC3448 with external resistors

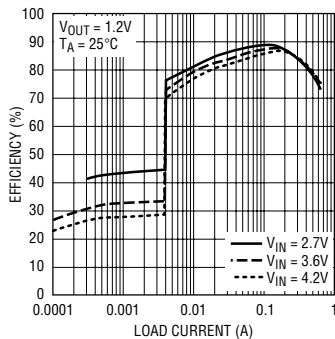
典型应用

适合高效和小占板面积要求的
单节锂离子电池 1.2V/600mA 稳压器



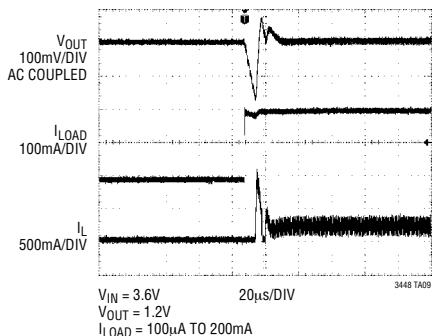
C_{IN}: TAIYO YUDEN JMK212BJ475MG
C_{OUT}: TAIYO YUDEN JMK212BJ475MG
*MURATA LQH32CN2R2M33

效率与输出电流的关系曲线

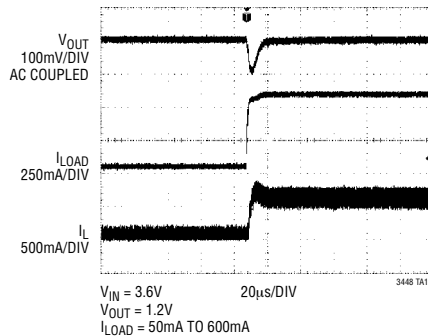


23448 602

负载阶跃

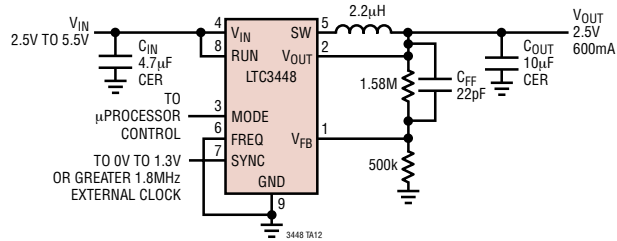


负载阶跃

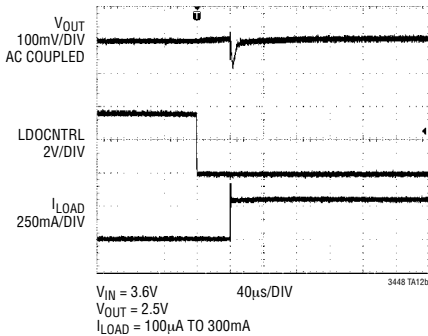


典型应用

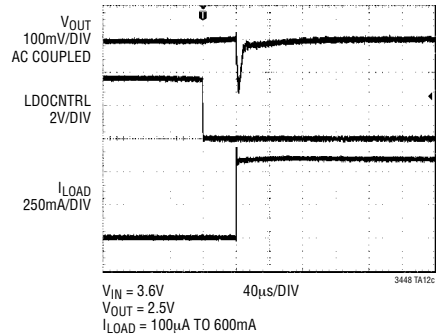
具有 1.8MHz 外部同步和外部 MODE 的
单节锂离子电池 2.5V/600mA 稳压器



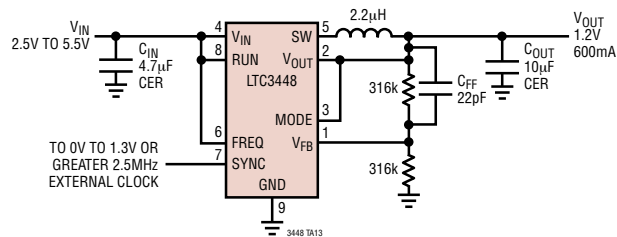
负载阶跃



负载阶跃

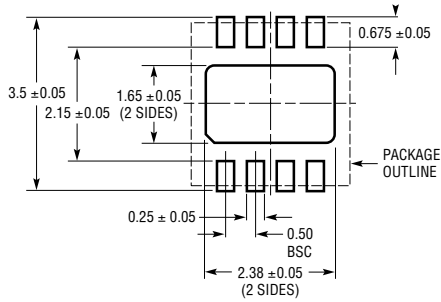


采用 2.5MHz 外部同步的单节锂离子电池 1.2V/600mA 稳压器

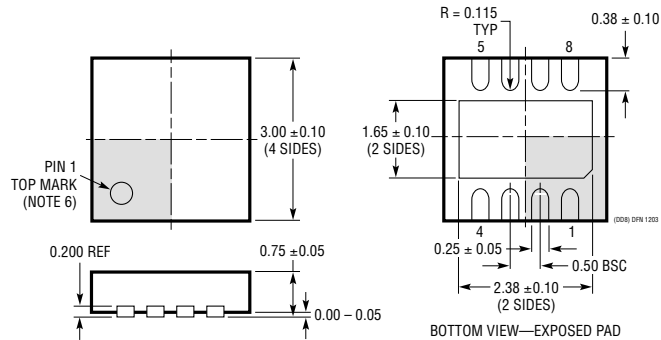


封装描述

DD 封装 8 引脚塑料 DFN (3mm × 3mm) (参考 LTC DWG # 05-08-1698)



RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS

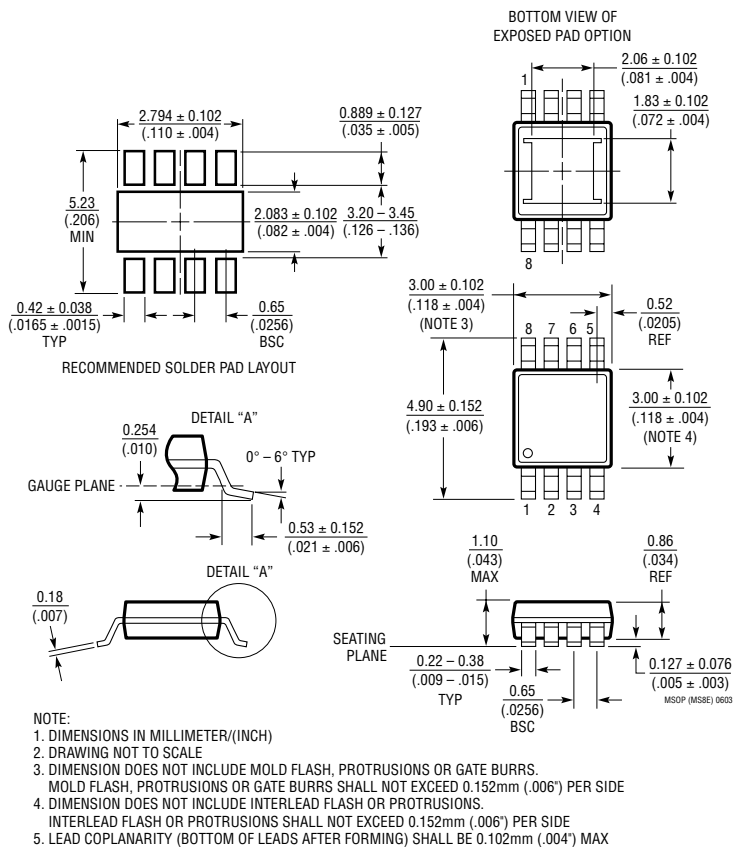


NOTE:

1. DRAWING TO BE MADE A JEDEC PACKAGE OUTLINE M0-229 VARIATION OF (WEED-1)
2. DRAWING NOT TO SCALE
3. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
4. DIMENSIONS OF EXPOSED PAD ON BOTTOM OF PACKAGE DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH, IF PRESENT, SHALL NOT EXCEED 0.15mm ON ANY SIDE
5. EXPOSED PAD SHALL BE SOLDER PLATED
6. SHADED AREA IS ONLY A REFERENCE FOR PIN 1 LOCATION ON TOP AND BOTTOM OF PACKAGE

封装描述

MS8E 封装
8 引脚塑料 MSOP
(参考 LTC DWG # 05-08-1662)



相关器件

器件型号	描述	备注
LT1616	500mA (I _{OUT}), 1.4MHz 高效降压型 DC/DC 转换器	效率达 90%, V _{IN} = 3.6V 至 25V, V _{OUT} ≥ 1.25V, I _Q = 1.9mA, I _{SD} = <1μA, ThinSOT 封装
LT1776	500mA (I _{OUT}), 200kHz 高效降压型 DC/DC 转换器	效率达 90%, V _{IN} = 7.4V 至 40V, V _{OUT} ≥ 1.24V, I _Q = 3.2mA, I _{SD} = 30μA, N8、S8 封装
LTC1877	600mA (I _{OUT}), 550kHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 95%, V _{IN} = 2.7V 至 10V, V _{OUT} ≥ 0.8V, I _Q = 10μA, I _{SD} = <1μA, MS8 封装
LTC1879	1.2A (I _{OUT}), 550kHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 95%, V _{IN} = 2.7V 至 10V, V _{OUT} ≥ 0.8V, I _Q = 15μA, I _{SD} = <1μA, TSSOP-16 封装
LTC3403	采用旁路晶体管的 600mA (I _{OUT}), 1.5MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 96%, V _{IN} = 2.5V 至 5.5V, V _{OUT} = 动态可调, I _Q = 20μA, I _{SD} = <1μA, DFN 封装
LTC3405/LTC3405A	300mA (I _{OUT}), 1.5MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 96%, V _{IN} = 2.5V 至 5.5V, V _{OUT} ≥ 0.8V, I _Q = 20μA, I _{SD} = <1μA, ThinSOT 封装
LTC3406	600mA (I _{OUT}), 1.5MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 96%, V _{IN} = 2.5V 至 5.5V, V _{OUT} ≥ 0.6V, I _Q = 20μA, I _{SD} = <1μA, ThinSOT 封装
LTC3406B-2	600mA (I _{OUT}), 2.25MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 96%, V _{IN} = 2.5V 至 5.5V, V _{OUT} ≥ 0.6V, I _Q = 300μA, I _{SD} = <1μA, ThinSOT 封装
LTC3407/LTC3407-2	双通道 600mA/800mA (I _{OUT}), 1.5MHz/2.25MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 96%, V _{IN} = 2.5V 至 5.5V, V _{OUT} ≥ 0.6V, I _Q = 40μA, I _{SD} = <1μA, MS10、DFN 封装
LTC3409	600mA 低 V _{IN} 降压型稳压器	效率达 95%, V _{IN} = 1.6V 至 5.5V, I _Q = 65μA, I _{SD} = <1μA, DFN 封装
LTC3411	1.25A (I _{OUT}), 4MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 95%, V _{IN} = 2.5V 至 5.5V, V _{OUT} ≥ 0.8V, I _Q = 60μA, I _{SD} = <1μA, MS 封装
LTC3412	2.5A (I _{OUT}), 4MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 95%, V _{IN} = 2.5V 至 5.5V, V _{OUT} ≥ 0.8V, I _Q = 60μA, I _{SD} = <1μA, TSSOP-16E 封装
LTC3440	600mA (I _{OUT}), 2MHz 同步降压-升压型 DC/DC 转换器	效率达 95%, V _{IN} = 2.5V 至 5.5V, V _{OUT} ≥ 2.5V, I _Q = 25μA, I _{SD} = <1μA, MS 封装
LTC3441	1.2A (I _{OUT}), 1MHz 同步降压-升压型 DC/DC 转换器	效率达 95%, V _{IN} = 2.4V 至 5.5V, V _{OUT} ≥ 2.4V 至 5.25V, I _Q = 25μA, I _{SD} = <1μA, DFN 封装
LTC3442	1.2A (I _{OUT}), 2MHz 同步降压-升压型 DC/DC 转换器	效率达 95%, V _{IN} = 2.4V 至 5.5V, V _{OUT} ≥ 2.4V 至 5.25V, I _Q = 35μA, I _{SD} = <1μA, DFN 封装
LTC3443	1.2A (I _{OUT}), 600kHz 同步降压-升压型 DC/DC 转换器	效率达 95%, V _{IN} = 2.4V 至 5.5V, V _{OUT} ≥ 2.4V 至 5.25V, I _Q = 28μA, I _{SD} = <1μA, DFN 封装