

双通道同步、 400mA/800mA、2.25MHz 降压型 DC/DC 稳压器

特 点

- 高效率：高达 95%
- 非常低的静态电流：仅 40 μ A
- 2.25MHz 恒定频率操作
- 高开关电流：0.7A 和 1.2A
- 无需肖特基二极管
- 低 $R_{DS(ON)}$ 内部开关：0.35 Ω
- 旨在获得卓越的电压和负载瞬态响应的电流模式操作
- 短路保护
- 低压降操作：100% 占空比
- 超低停机电流： $I_Q < 1\mu$ A
- 输出电压从 5V 至最低 0.6V
- 上电复位输出
- 外部可同步振荡器
- 小外形耐热增强型 MSOP 和 3mm $\times$ 3mm DFN 封装

应 用

- PDA / 掌上型个人电脑
- 数码相机
- 蜂窝电话
- 便携式媒体播放机
- PC 卡
- 无线和 DSL 调制解调器

描 述

LTC[®]3548 是一款双通道、恒定频率、同步降压型 DC/DC 转换器。这款面向低功率应用的器件可在 2.5V 至 5.5V 的输入电压范围内运作，并具有一个 2.25MHz 的恒定开关频率，因而允许采用纤巧、低成本的电容器和电感器，高度 ≤ 1.2 mm。每个输出电压均可在 0.6V 至 5V 的范围内调节。内部同步 0.35 Ω 、0.7A/1.2A 功率开关能够在无需采用外部肖特基二极管的情况下实现高效率。

提供了一个用户可选模式输入，以使用户在噪声纹波和功率利用系数两者之间进行权衡折衷。突发模式 (Burst Mode[®]) 操作可在轻负载条件下提供高效率，而脉冲跳跃模式则可在轻负载条件下实现低噪声纹波。

为了进一步延长电池的运行时间，P 沟道 MOSFET 在压降条件下 (100% 占空比) 连续导通，两个通道所吸收的总静态电流仅为 40 μ A。在停机模式中，该器件的吸收电流 $< 1\mu$ A。

LT、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产权。
Burst Mode 是凌特公司的注册商标。受包括第 5481178、6580258、6304066、6127815、6498466 和 6611131 号美国专利的保护。

典型应用

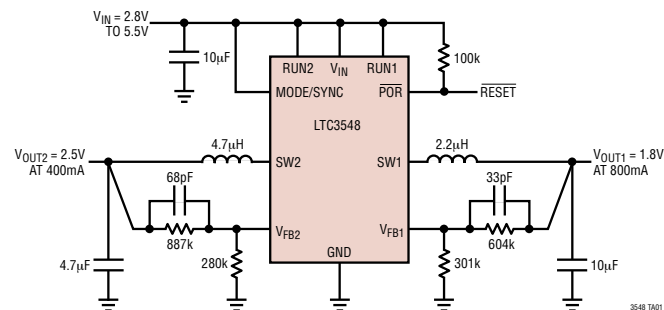
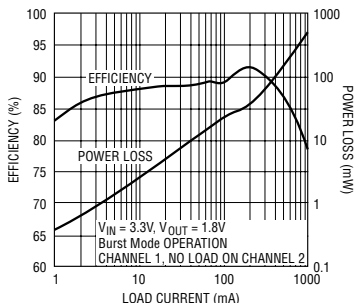


图 1：400mA/800mA 条件下的 2.5V/1.8V 降压型稳压器

LTC3548 效率曲线

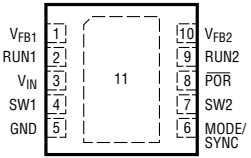
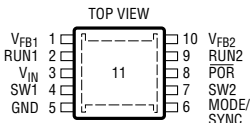


LTC3548

绝对最大额定值 (注1)

V_{IN} 电压	$-0.3V$ 至 $6V$	环境工作温度范围 (注 2)	$-40^{\circ}C$ 至 $85^{\circ}C$
V_{FB1} , V_{FB2} , $RUN1$, $RUN2$ 电压	$-0.3V$ 至 $V_{IN} + 0.3V$	结温 (注 5)	$125^{\circ}C$
MODE/SYNC 电压	$-0.3V$ 至 $V_{IN} + 0.3V$	贮存温度范围	$-65^{\circ}C$ 至 $125^{\circ}C$
SW1, SW2 电压	$-0.3V$ 至 $V_{IN} + 0.3V$	引脚温度 (焊接时间 10 秒)	
POR 电压	$-0.3V$ 至 $6V$	仅 LTC3548EMSE	$300^{\circ}C$

封装/订购信息

TOP VIEW  DD PACKAGE 10-LEAD (3mm × 3mm) PLASTIC DFN DD PIN 11, EXPOSED PAD: PGND MUST BE CONNECTED TO GND $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 45^{\circ}C/W$, $\theta_{JC} = 3^{\circ}C/W$ (Soldered to a 4-layer board)	产品型号 LTC3548EDD DD 器件标记 LBNJ	TOP VIEW  MSE PACKAGE 10-LEAD PLASTIC MSOP MSE PIN 11, EXPOSED PAD: PGND MUST BE CONNECTED TO GND $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 45^{\circ}C/W$, $\theta_{JC} = 10^{\circ}C/W$ (Soldered to a 4-layer board)	产品型号 LTC3548EMSE MSE 器件标记 LTBNH
---	---	---	--

对于规定工作温度范围更宽的器件，请咨询凌特公司。

电特性 凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围，否则仅指 $T_A = 25^{\circ}C$ 。 $V_{IN} = 3.6V$ ，除非特别注明。(注 2)

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
V_{IN}	工作电压范围		● 2.5		5.5	V
I_{FB}	反馈引脚输入电流		●		30	nA
V_{FB}	反馈电压 (注 3)	$0^{\circ}C \leq T_A \leq 85^{\circ}C$ $-40^{\circ}C \leq T_A \leq 85^{\circ}C$	● 0.588 0.585	0.6 0.6	0.612 0.612	V V
$\Delta V_{LINE REG}$	基准电压调整率	$V_{IN} = 2.5V$ 至 $5.5V$ (注 3)		0.3	0.5	%/V
$\Delta V_{LOAD REG}$	输出电压负载调整率	(注 3)		0.5		%
I_S	输入 DC 电源电流 运行模式 睡眠模式 停机模式	$V_{FB1} = V_{FB2} = 0.5V$ $V_{FB1} = V_{FB2} = 0.63V$, MODE/SYNC = 3.6V RUN = 0V, $V_{IN} = 5.5V$, MODE/SYNC = 0V		700 40 0.1	950 60 1	μA μA μA
f_{OSC}	振荡器频率	$V_{FB} = 0.6V$	● 1.8	2.25	2.7	MHz
f_{SYNC}	同步频率			2.25		MHz
I_{LIM}	峰值开关电流限制通道 1 峰值开关电流限制通道 2	$V_{IN} = 3V$, $V_{FB} = 0.5V$, 占空比 <35% $V_{IN} = 3V$, $V_{FB} = 0.5V$, 占空比 <35%	0.95 0.6	1.2 0.7	1.6 0.9	A A
$R_{DS(ON)}$	上端开关的导通电阻 下端开关的导通电阻	(注 6) (注 6)		0.35 0.30	0.45 0.45	Ω Ω
$I_{SW(LKG)}$	开关漏电流	$V_{IN} = 5V$, $V_{RUN} = 0V$, $V_{FB} = 0V$		0.01	1	μA

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℃。V_{IN} = 3.6V，除非特别注明。(注 2)

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
POR	上电复位门限	V _{FB} 斜坡下降，MODE/SYNC = 0V		-8.5		%
	上电复位导通电阻			100	200	Ω
	上电复位延迟			262,144		周期
V _{RUN}	RUN 门限		● 0.3	1	1.5	V
I _{RUN}	RUN 漏电流		●	0.01	1	μA

- 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。所有引脚的电压均不应超过 6V。

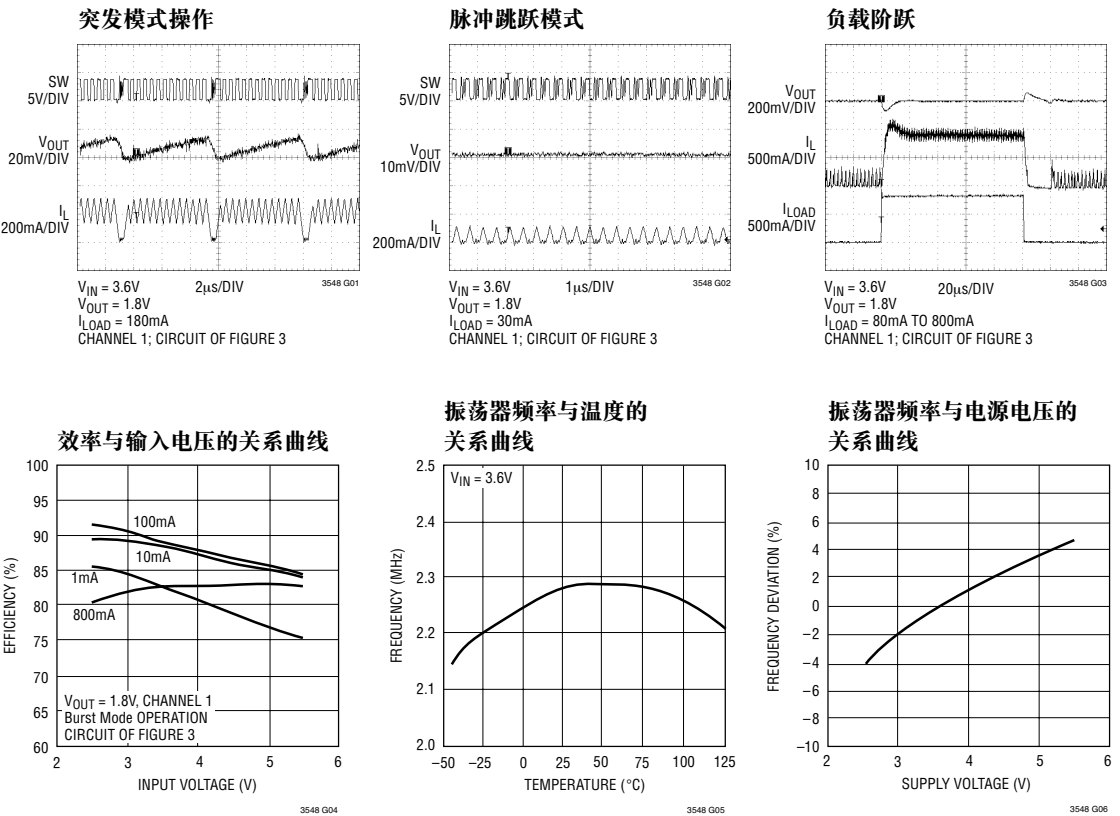
注 2：LTC3548 在 0℃ 至 70℃ 的范围内保证能够满足性能规格的要求。在 -40℃ 至 85℃ 工作温度范围内的指标通过设计、特性分析和统计过程控制的相关性来保证。

注 3：LTC3548 是在一个将 V_{FB} 连接至误差放大器输出端的专有测试模式中进行测试的。
- 注 4：由于以开关频率输送的内部栅极电荷的缘故，动态电源电流更高。

注 5：T_J 根据以下公式由环境温度 T_A 和功耗 P_A 计算而得：
 $T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA})$

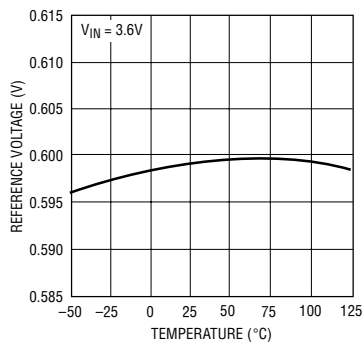
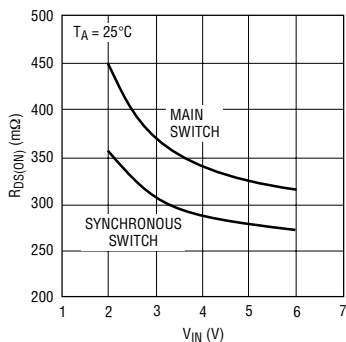
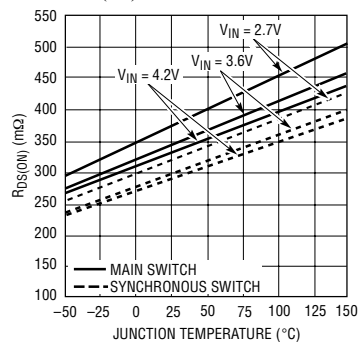
注 6：DFN 封装的开关导通电阻由晶圆级测量的相关性来保证。

典型性能特征 T_A = 25℃，除非特别注明。

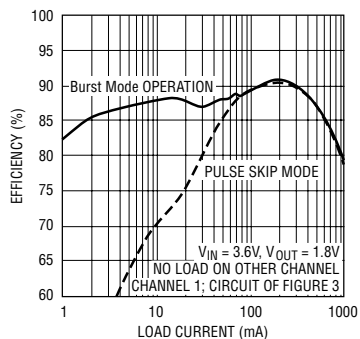


典型性能特征

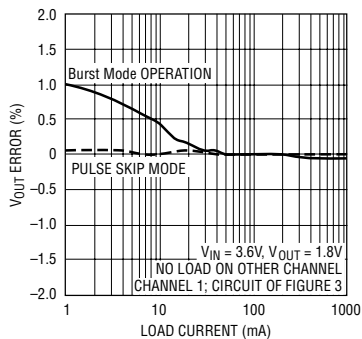
基准电压与温度的关系曲线

 $R_{DS(ON)}$ 与输入电压的关系曲线 $R_{DS(ON)}$ 与结温的关系曲线

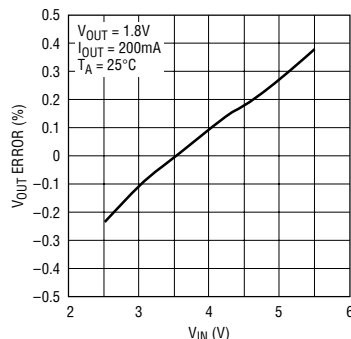
效率与负载电流的关系曲线



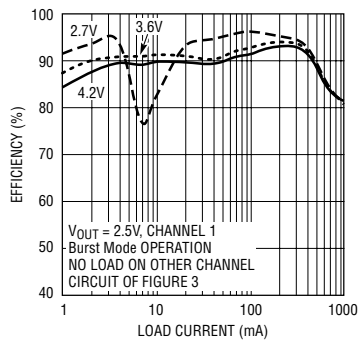
负载调节



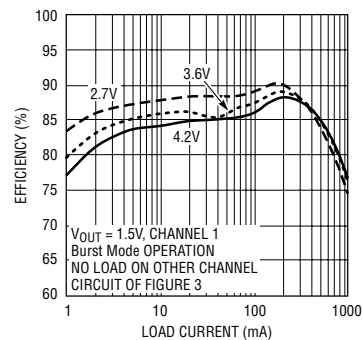
电压调节



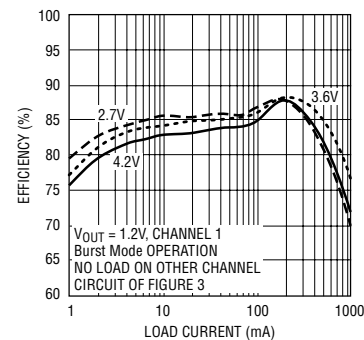
效率与负载电流的关系曲线



效率与负载电流的关系曲线



效率与负载电流的关系曲线



引脚功能

V_{FB1} (引脚 1) : 输出反馈。从跨接在输出端上的外部阻性分压器来接收反馈电压。该引脚的标称电压为 0.6V。

RUN1 (引脚 2) : 稳压器 1 使能。强制该引脚的电压至 V_{IN} 将使能稳压器 1，而使其电压至 GND 则将导致稳压器 1 被关断。必须对该引脚进行驱动；不要将该引脚浮置。

V_{IN} (引脚 3) : 主电源。必须将该引脚紧密去耦至 GND。

SW1 (引脚 4) : 至电感器的稳压器 1 开关节点连接。该引脚的电压摆幅从 V_{IN} 至 GND。

GND (引脚 5) : 主接地点。将该引脚连接至 C_{OUT} 的负 (-) 端和 C_{IN} 的负 (-) 端。

MODE/SYNC (引脚 6) : 模式选择和振荡器同步组合引脚。该引脚负责控制器件的操作。当把其与 V_{IN} 或 GND 相连时，将分别选择突发模式操作或脉冲跳跃模式。不要将该引脚浮置。可使振荡器频率同步

至一个施加在该引脚上的外部振荡器，而脉冲跳跃模式是自动选择的。

SW2 (引脚 7) : 至电感器的稳压器 2 开关节点连接。该引脚的电压摆幅从 V_{IN} 至 GND。

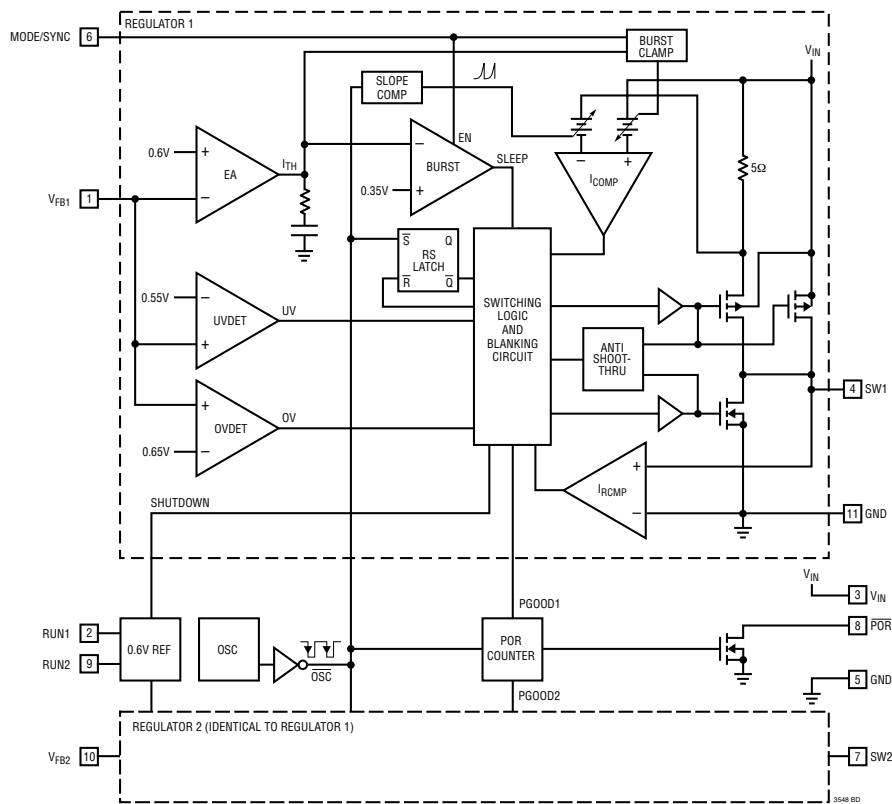
POR (引脚 8) : 上电复位。当输出电压降至稳定值的 -8.5% 以下时，该共漏极逻辑输出被拉至 GND，并在两个通道均处于稳压范围之内后 117ms 走高。

RUN2 (引脚 9) : 稳压器 2 使能。强制该引脚的电压至 V_{IN} 将使能稳压器 2，而使其电压至 GND 则将导致稳压器 2 被关断。必须对该引脚进行驱动；不要将该引脚浮置。

V_{FB2} (引脚 10) : 输出反馈。从跨接在输出端上的外部阻性分压器来接收反馈电压。该引脚的标称电压为 0.6V。

裸露衬垫 (GND) (引脚 11) : 电源地。将该引脚连接至 C_{OUT} 的负 (-) 端和 C_{IN} 的负 (-) 端。必须将该引脚连接至 PCB 上的电接地点。

方框图



工作原理

LTC3548 采用一种恒定频率、电流模式架构。工作频率被设定于 2.25MHz，并可同步至一个外部振荡器。两个通道共用相同的时钟并同相运行。为了适合各种应用的需要，可选的模式引脚允许用户在噪声性能与效率水平之间进行权衡取舍。

输出电压由一个返回 V_{FB} 引脚的外部分压器来设定。一个误差放大器将经过分压的输出电压与一个 0.6V 的基准电压进行比较，并相应地调整峰值电感器电流。如果输出电压未高于基准电压 -8.5%，则一个欠压比较器将把 $\overline{POR}$ 输出拉至低电平。 $\overline{POR}$ 输出将在实现稳压的 262,144 个时钟周期 (约 117ms) 之后走高。

主控制环路

在正常操作过程中，当 V_{FB} 电压低于基准电压时，内部上端功率开关 (P 沟道 MOSFET) 在时钟周期的起点接通。流入电感器和负载的电流增加，直至达到电流限值为止。此时上端的开关切断，储存在电感器中的能量通过下端的开关 (N 沟道 MOSFET) 流入负载，直到下一个时钟周期开始为止。

峰值电感器电流受控于内部补偿的 I_{TH} 引脚电压，该电压是误差放大器的输出。该放大器负责比较 V_{FB} 引脚电压与 0.6V 基准。当负载电流增加时， V_{FB} 电压降至比基准略低。 V_{FB} 电压的这一下降导致

工作原理

误差放大器增加 I_{TH} 电压，直到平均电感器电流与新的负载电流匹配为止。

主控制环路通过将 RUN 引脚拉至地来关断。

低电流操作

通过选择 MODE/SYNC (引脚 6)，便可采用两种模式来控制 LTC3548 在低电流条件下的操作。当负载电流较低时，这两种模式都会从连续操作自动转换至选定的模式。

为了优化效率，可以选择突发模式操作。当负载相对较轻时，LTC3548 自动转换至突发模式操作，在该模式中，PMOS 开关根据负载需求进行间歇式操作，并具有一个固定的峰值电感器电流。通过该操作过程的周期性运行，以功率 MOSFET 的栅极电荷漏失为主的开关损耗得到了最大限度的减少。当输出电压达到期望的稳定值时，主控制环路被中断。当 I_{TH} 引脚电压低于 0.35V 时，电压比较器发生跳变，从而切断开关并降低功率。此时由输出电容器和电感器为负载提供电源，直到 I_{TH} 引脚电压超过 0.65V 为止，这将接通开关和主控制环路，从而启动另一个周期。

为了在低电流条件下实现较低的纹波噪声，可

采用脉冲跳跃模式。在该模式中，LTC3548 持续地以一个恒定的频率进行开关操作，直到降至非常低的输出电流，此时它将开始进行脉冲跳跃操作。通过把 SW 节点连接至 MODE/SYNC 输入能够使脉冲跳跃模式中的效率略有提高，这使时钟频率下降了约 30%。

压降方式操作

当输入电源电压降至输出电压附近时，占空比增至 100%，这就是压降状态。在压降模式中，PMOS 开关持续接通，且输出电压等于输入电压与内部 P 沟道 MOSFET 和电感器上的压降之差。

一条重要的设计依据是：P 沟道开关的 $R_{DS(ON)}$ 随著输入电源电压的下降而增加（见“典型性能特征”）。因此，用户应该计算在 100% 占空比和低输入电压条件下使用 LTC3548 时的功耗（请参见“应用信息”部分中的“热设计方面的考虑”）。

低电源电压操作

防止操作不稳定，LTC3548 采用了一个欠压闭锁电路，当输入电压降至约 1.65V 以下时，该电路会关断器件。

应用信息

图 2 示出了 LTC3548 的一种普通的应用电路。外部元件的选择受负载要求的驱动，并始于电感器 L 的选择。一旦选定了电感器，则可选择 C_{IN} 和 C_{OUT} 。

电感器的选择

虽然电感器并不影响工作频率，但电感值却对纹波电流有著直接的影响。电感器纹波电流 ΔI_L 随著电感值的增加而减小，并随著 V_{IN} 或 V_{OUT} 的升高而增加：

$$\Delta I_L = \frac{V_{OUT}}{f_0 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

如果能够接受较大的 ΔI_L 值就可以采用低电感，但这会导致输出电压纹波和磁芯损耗的增加，以及输出电流能力的下降。用于设定纹波电流的一个合理的起始点为 $\Delta I_L = 0.3 \cdot I_{OUT(MAX)}$ ，式中的 $I_{OUT(MAX)}$ 为 800mA (通道 1) 和 400mA (通道 2)。最大纹波电流 ΔI_L 出现于最大输入电压条件下。为了保证纹波电流处于一个规定的最大值以下，应按下式来选择电感值：

$$L = \frac{V_{OUT}}{f_0 \cdot \Delta I_L} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}} \right)$$

电感值还将对突发模式操作有所影响。当峰值电感器电流降至由突发脉冲箝位电路所设定的某一

应用信息

水平以下时，低电流操作转换开始。较低的电感值导致较高的纹波电流，这会导致上述的转换在较低负载电流下发生。这造成了低电流操作的上部区域中的效率下降。在突发模式操作中，较低的电感值将使突发脉冲频率增加。

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，但比电特性相似的铁粉磁芯电感器价格昂贵。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 LTC3548 操作的需要。表 1 列出了一些在 LTC3548 应用中使用效果良好的典型表面安装型电感器。

输入电容器 (C_{IN}) 的选择

在连续模式中，转换器的输入电流是一个占空比约为 V_{OUT}/V_{IN} 的方波。为了防止大的瞬态电压，必须采用针对最大 RMS 电流而选定的低等效串联电阻 (ESR) 输入电容器。最大 RMS 电容器电流由下式给出：

I_RMS ≈ I_MAX * sqrt(V_OUT * (V_IN - V_OUT) / V_IN)

式中的最大平均输出电流 I_{MAX} 等于峰值电流与一半峰至峰纹波电流之差，即 I_{MAX} = I_{LIM} - ΔI_L/2。

在 V_{IN} = 2V_{OUT} 时，该公式得到一个最大值：I_{RMS} = I_{OUT}/2。这种简单的最差条件通常用于设计，因为这样的设计即使在产生较大的设计偏差时也不用担心。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。也有可能需把多个电容器并联起来使用以满足设计的外形尺寸或高度要求。在未采用全陶瓷电容器解决方案时，还建议在 V_{IN} 上增加一个 0.1μF 至 1μF 的陶瓷电容器以进行高频去耦。

表 1：具有代表性的表面安装型电感器

器件型号	电感值 (μH)	DCR (Ω MAX)	最大 DC 电流 (A)	外形尺寸 W × L × H (mm³)
Sumida CDRH3D16	2.2	0.075	1.20	3.8 × 3.8 × 1.8
	3.3	0.110	1.10	
	4.7	0.162	0.90	
Sumida CDRH2D11	1.5	0.068	0.900	3.2 × 3.2 × 1.2
	2.2	0.170	0.780	
Sumida CMD4D11	2.2	0.116	0.950	4.4 × 5.8 × 1.2
	3.3	0.174	0.770	
Murata LQH32CN	1.0	0.060	1.00	2.5 × 3.2 × 2.0
	2.2	0.097	0.79	
Toko D312F	2.2	0.060	1.08	2.5 × 3.2 × 2.0
	3.3	0.260	0.92	
Panasonic ELT5KT	3.3	0.17	1.00	4.5 × 5.4 × 1.2
	4.7	0.20	0.95	

输出电容器 (C_{OUT}) 的选择

C_{OUT} 的选择受所要求的 ESR 的驱使，以最大限度地减小电压纹波和负载阶跃瞬变。一般来说，一旦 ESR 要求得到满足，电容就足以满足滤波要求。输出纹波 (ΔV_{OUT}) 由下式决定：

ΔV_OUT ≈ ΔI_L * (ESR + 1 / (8 * f_O * C_OUT))

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。因为 ΔI_L 随输入电压的增加而增加，因此在最大输入电压时输出纹波最大。当 ΔI_L = 0.3 • I_{OUT(MAX)} 时，输出纹波在最大 V_{IN} 和 f_O = 2.25MHz 条件下将小于 100mV，其假设条件如下：

ESR_COUT < 150mΩ

一旦 C_{OUT} 的 ESR 要求得到满足，则 RMS 额定电流通常远远超过 I_{ripple(P-P)} 要求 (全陶瓷电容器解决方案除外)。

在表面安装应用中，有可能要采用多个并联的电容器以满足应用的要求，比如电容、ESR 或 RMS 电流处理。铝电解电容器、特殊的聚合物电容器、陶瓷电容器和干式钽电容器均有助于表面安装的封装。Sanyo 公司提供的 OS-CON 半导体介质电容器虽然价格稍高，但具有任何铝电解电容器的最低 ESR (外形尺寸) 乘积。如 Sanyo POSCAP、Panasonic Special

应用信息

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

在这些电阻器中保持较小的电流 ($< 5\mu A$) 可最大限度地提升效率, 但如果把电流保持得过小则会使杂散电容带来噪声问题并减少误差放大器环路的相位余量。

为了改善频率响应, 还可以采用一个前馈电容器 C_F 。应非常谨慎地使 V_{FB} 的布线远离诸如电感器或 SW 线路等噪声源。

上电复位

$\overline{POR}$ 引脚是一个漏极开路输出, 当任一个稳压器脱离调节状态时, 该引脚将被拉至低电平。当两个输出电压均高于稳定值的 -8.5% 时, 将起动一个定时器, 该定时器将在 2^{18} 个时钟周期 (约 117ms) 之后释放 $\overline{POR}$ 引脚。在低负载电流的突发模式操作中, 该延迟会长得多, 这是因为时钟周期仅在一个突发脉冲期间出现, 而且突发脉冲的间隔时间有可能达到数毫秒。可以通过把 $\overline{POR}$ 输出连接至 MODE/SYNC 输入来对该引脚进行旁路, 以在复位期间强制执行脉冲跳跃模式操作。此外, 如果输出电压在突发模式睡眠期间出错, 则 POR 可能会在一个欠压输出条件下具有很少量的延迟。这可以通过换用脉冲跳跃模式来予以避免。当任一个通道被关断时, $\overline{POR}$ 输出被拉至低电平, 这是因为两个通道中有一个 (或者两个通道都) 不处于调节状态。

模式选择和频率同步

MODE/SYNC 引脚是一个多用途引脚, 提供模式选择和频率同步。将该引脚连接至 V_{IN} 将使能突发模式操作, 该操作可在低电流条件下提供最佳的效率, 代价是输出电压纹波有所增加。当该引脚接地时, 选择的是脉冲跳跃模式, 该操作模式可提供最低的输出纹波, 但低电流条件下的效率则有所下降。

也可利用 MODE/SYNC 引脚来使 LTC3548 与一个外部 2.25MHz 时钟信号同步。在同步期间, 器件

被设定为脉冲跳跃操作模式, 并使上端开关的接通与外部时钟信号的上升沿同步。

检查瞬态响应

通过观测负载瞬态响应可检查稳压器的环路响应。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} 进行充电和放电, 生成一个被稳压器用来使 V_{OUT} 返回其稳态值的反馈误差信号。在此恢复期间, 可对 V_{OUT} 进行过冲或振铃监视以显示稳定性问题。

初始输出电压阶跃有可能不在反馈环路的带宽之内, 因此, 标准的二阶过冲/DC 比值不能用来决定相位余量。此外, 如图 2 所示, 还可增设一个前馈电容器 C_F 来改善高频响应。电容器 C_F 和 R2 生成一个高频零点以提供相位超前, 这将改善相位余量。

输出电压建立行为与闭环系统的稳定性有关, 并将显示实际的总体电源性能。如需了解有关补偿元件优化的详细说明 (包括控制环路原理的评述), 请参阅“应用指南 76” (Application Note 76)。

某些应用中, 对带有大数值 ($> 1\mu F$) 负载输入电容器的负载进行开关操作会引起更为严重的瞬态变化。放电的负载输入电容器效果上与 C_{OUT} 并联, 导致 V_{OUT} 迅速下降。如果连接负载的开关具有低电阻并且被快速驱动, 则没有稳压器能够提供足以防止该问题发生的电流。解决方案是限制负载开关驱动器的接通速度。专门为此设计了一款通常包括电流限制、短路保护和软起动功能的热插拨 (Hot Swap™) 控制器。

效率考虑

开关稳压器的百分比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

Hot Swap 是凌特公司的商标。

应用信息

改进往往很有用处。百分比效率可表达为：

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

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 LTC3548 电路中，大部分损耗通常来源于四个主要因素：1) V_{IN} 静态电流，2) 开关损耗，3) I^2R 损耗，4) 其他损耗。

- 1) V_{IN} 电流是“电特性”参数表中给出的 DC 供电电流，它不包括 MOSFET 驱动器和控制电流。 V_{IN} 电流产生一个很小 ($< 0.1\%$) 的损耗，该损耗随 V_{IN} 的增加而增加，即使在没有负载的情况下亦是如此。
- 2) 开关电流是 MOSFET 驱动器与控制电流之和。MOSFET 驱动器电流由开关功率 MOSFET 的栅极电容而引起。每一次由低到高再到低开关 MOSFET 栅极，一束电荷 dQ 就从 V_{IN} 移动到地。由此引起的 dQ/dt 是一个流出 V_{IN} 的电流，它通常比 DC 偏置电流大得多。在连续工作模式中， $I_{GATECHG} = f_O(Q_T + Q_B)$ ，其中 Q_T 和 Q_B 是内部上端和下端 MOSFET 开关的栅极电荷。栅极电荷漏失与 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。
- 3) I^2R 损耗由内部开关和外部电感器的 DC 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 ，但在内部上端和下端开关之间被“斩波”。于是，SW 引脚上的串联电阻是上端和下端 MOSFET 接通电阻 $R_{DS(ON)}$ 以及占空比 (D) 的一个函数，其函数关系式如下：

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

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，为了求出 I^2R 损耗：

$$I^2R \text{ 损耗} = I_{OUT2}(R_{SW} + R_L)$$

- 4) 在便携式系统中，还有其他一些“隐性”损耗，如铜印刷线和内部电池电阻可造成效率的额外下降。在设计阶段对这些“系统”级损耗加以考虑是非常重要的。通过证实 C_{IN} 在开关频率条件下具有足够的电荷储存和非常低的 ESR，能够最大限度地减少内部电池和熔丝电阻损耗。其他损耗包括死区期间的二极管导通损耗以及电感器磁芯损耗，通常只总额外损耗的 2% 以下。

热设计方面的考虑

在大多数应用中，LTC3548 因其效率很高而不会产生太多的热量。然而，在那些 LTC3548 运行于高环境温度、低供电电压以及高占空比条件下 (例如压降) 的应用中，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 LTC3548 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：

$$T_{RISE} = P_D \cdot \theta_{JA}$$

式中的 P_D 为稳压器的功耗， θ_{JA} 为从芯片结点至环境温度的热阻。

结温 T_J 由下式计算：

$$T_J = T_{RISE} + T_{AMBIENT}$$

举个例子，假设 LTC3548 的两个通道均处于压降状态，输入电压为 2.7V ，负载电流为 400mA 和 800mA ，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，主开关的接通电阻 $R_{DS(ON)}$ 为 0.425Ω 。于是，每个通道的功耗为：

$$P_D = I^2 \cdot R_{DS(ON)} = 272\text{mW} \text{ 和 } 68\text{mW}$$

MS 封装的结点至环境温度热阻 θ_{JA} 为 $45^\circ\text{C}/\text{W}$ 。因此，工作于 70°C 环境温度条件下的稳压器的结温约为：

应用信息

$$T_J = (0.272 + 0.068) \cdot 45 + 70 = 85.3^{\circ}\text{C}$$

这低于 125°C 的绝对最大结温。

设计实例

作为一个设计实例，假设 LTC3548 在一个采用单节锂离子电池供电的便携式应用中使用。电池提供的输入电压 $V_{\text{IN}} = 2.8\text{V}$ 至 4.2V 。负载在工作状态下需要 800mA (最大值) 的电流，而在待机状态下需要 2mA (最大值) 的电流。输出电压为 $V_{\text{OUT}} = 2.5\text{V}$ 。由于负载在待机状态下仍然需要供电，因此，为在低负载条件下获得良好的效率，可选择突发模式操作。

首先，针对约 30% 的纹波电流 (在最大 V_{IN} 条件下) 计算电感值：

$$L = \frac{2.5\text{V}}{2.25\text{MHz} \cdot 240\text{mA}} \cdot \left(1 - \frac{2.5\text{V}}{4.2\text{V}}\right) = 1.9\mu\text{H}$$

从供应商那里选择一个数值与之最接近的 $2.2\mu\text{H}$ 电感器，得出的最大纹波电流为：

$$\Delta I_L = \frac{2.5\text{V}}{2.25\text{MHz} \cdot 2.2\mu\text{H}} \cdot \left(1 - \frac{2.5\text{V}}{4.2\text{V}}\right) = 204\text{mA}$$

出于成本方面的原因，将采用一个陶瓷电容器。于是 C_{OUT} 的选择将基于负载阶跃下降而非 ESR 要求。对于一个 5% 的输出下降：

$$C_{\text{OUT}} \approx 2.5 \frac{800\text{mA}}{2.25\text{MHz} \cdot (5\% \cdot 2.5\text{V})} = 7.1\mu\text{F}$$

适合的标准电容值为 $10\mu\text{F}$ 。由于锂离子电池的输出阻抗非常低，因此 C_{IN} 一般为 $10\mu\text{F}$ 。

现在，可以通过选择 R_1 和 R_2 阻值来设置输出电压。为了保持高效率，在这些电阻器中应保持很小的电流。当选择 $2\mu\text{A}$ 的电流和 0.6V 的反馈电压

时，得出的 R_1 阻值约为 300k 。一个数值接近且精度达 1% 的标准电阻器为 280k ，于是， R_2 为 887k 。

PGOOD 引脚是一个共漏极输出，并需要一个上拉电阻器。为获得足够的速度，采用的是一个 100k 的电阻器。

图 3 示出了该设计实例的完整电路图。

电路板布局考虑

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 LTC3548 的正确操作。图 4 的布线图对这些事项进行了图示。在您的布局中检查以下诸点：

1. 电容器 C_{IN} 是否与电源 V_{IN} (引脚 3) 和 GND (裸露衬垫) 尽可能近地相连？该电容器向内部功率 MOSFET 及其驱动器提供 AC 电流。
2. C_{OUT} 和 L_1 是否靠近连接？ C_{OUT} 的负 (-) 极板使电流返回 GND 和 C_{IN} 的负 (-) 极板。
3. 电阻分压器 R_1 和 R_2 必须连接在 C_{OUT} 的正 (+) 极板和一个终接于 GND (裸露衬垫) 附近的接地检测线之间。反馈信号 V_{FB} 的布线应远离噪声元件和轨迹，比如 SW 线 (引脚 4 和 7)，而且，其轨迹应尽可能简短。
4. 使敏感元件远离 SW 引脚。输入电容器 C_{IN} 和电阻器 R_1 至 R_4 的布线均应远离 SW 轨迹和电感器。
5. 最好采用一个接地平面，不过，如果做不到这一点，则使信号地和电源地保持分离，并让小信号元件在一点返回 GND 引脚，而且不应共用 C_{IN} 或 C_{OUT} 的高电流通路。
6. 将所有电路层的全部未用区域都敷上铜。采用这种敷铜的方法将降低功率元件的温升。这些铜面积应与 V_{IN} 或 GND 相连。

应用信息

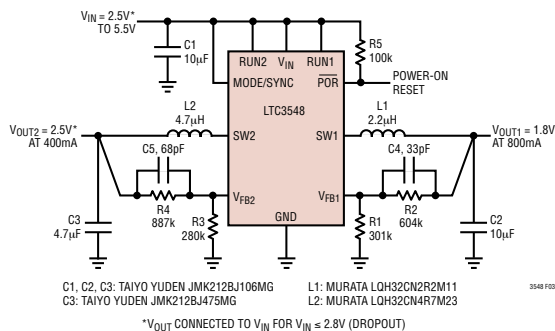


图 3 : LTC3548 典型应用

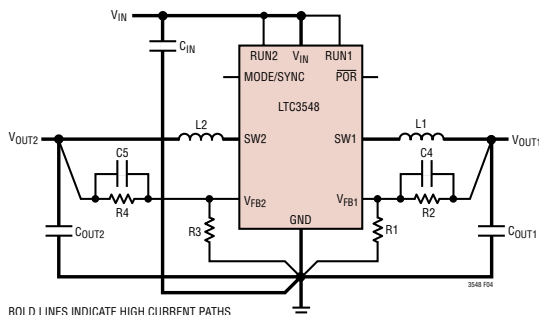
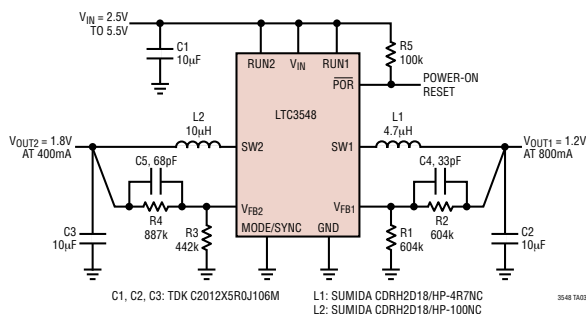


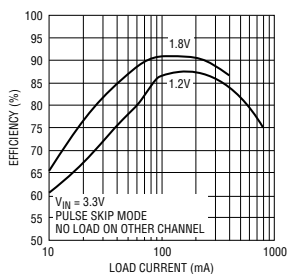
图 4 : LTC3548 布局示意图 (见电路板布局检查清单)

典型应用

采用陶瓷电容器的低纹波降压型稳压器

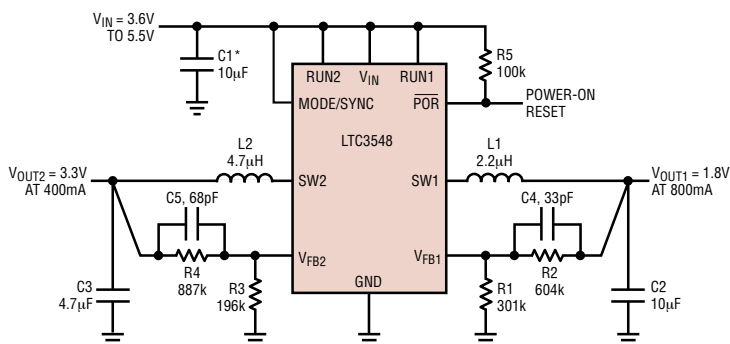


效率与负载电流的关系曲线



典型应用

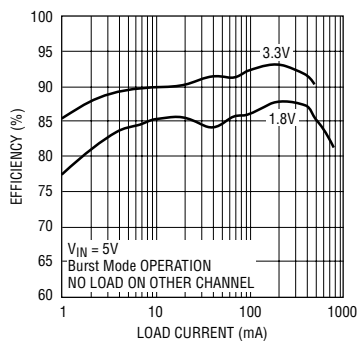
高度为1mm的内核及I/O电源



C1, C2: MURATA GRM219R60J106KE19
 C3: MURATA GRM219R60J475KE19
 L1: COILTRONICS LPO3310-222MX
 L2: COILTRONICS LPO3310-472MX
 *IF C1 IS GREATER THAN 3" FROM POWER SOURCE,
 ADDITIONAL CAPACITANCE MAY BE REQUIRED.

3548 TA07

效率与负载电流的关系曲线



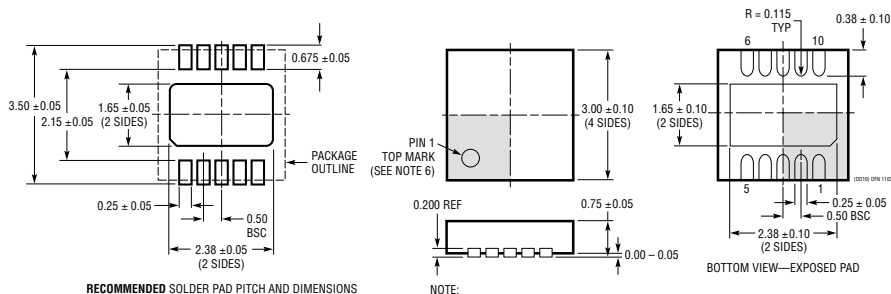
3548 TA08

封装描述

DD 封装

10 引脚塑料 DFN (3mm × 3mm)

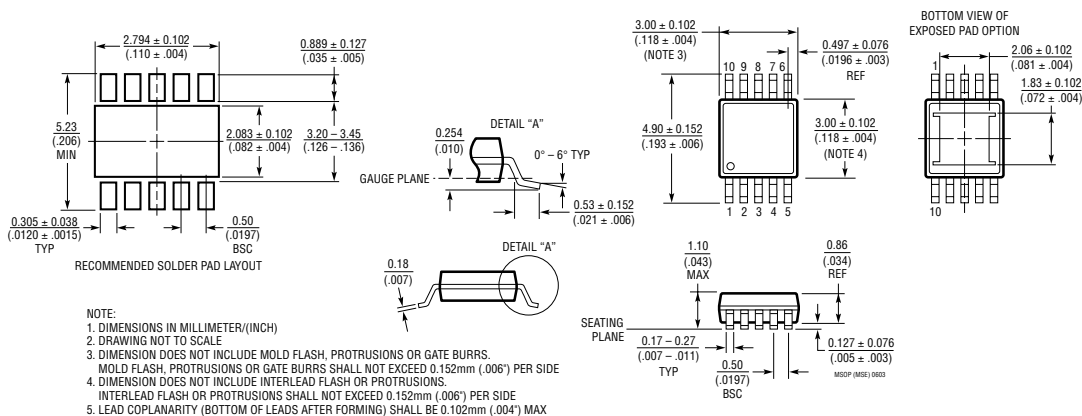
(参考 LTC DWG # 05-08-1699)



MSE 封装

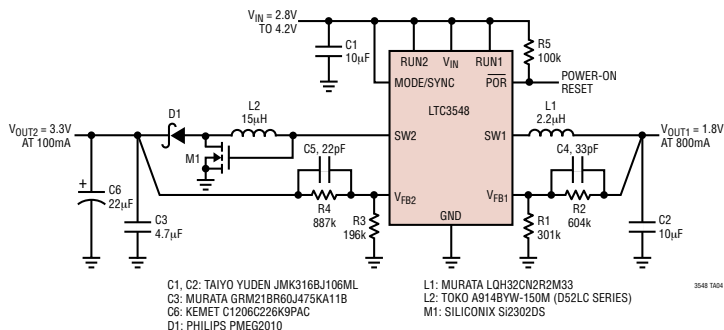
10 引脚塑料 MSOP

(参考 LTC DWG # 05-08-1663)

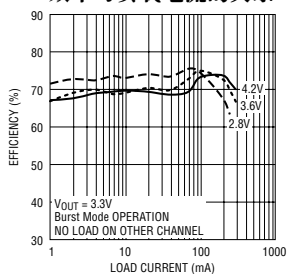


典型应用

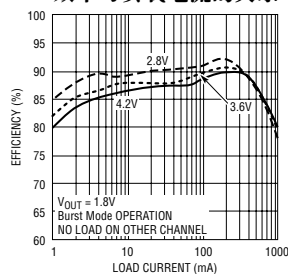
高度为 2mm 的锂离子电池单电感器降压-升压型稳压器和一个降压型稳压器



效率与负载电流的关系



效率与负载电流的关系



相关器件

器件型号	描述	备注
LTC1878	600mA (I_{OUT})、550kHz、 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 95%， V_{IN} : 2.7V 至 6V， $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ ， $I_Q = 10\mu A$ ， $I_{SD} < 1\mu A$ ，MSOP-8 封装
LT1940	双输出 1.4A (I_{OUT})、恒定 1.1MHz、 高效降压型 DC/DC 转换器	V_{IN} : 3V 至 25V， $V_{OUT(MIN)} = 1.2V$ ， $I_Q = 2.5mA$ ， $I_{SD} < 1\mu A$ ，TSSOP-16E 封装
LTC3252	双通道 250mA (I_{OUT})、1MHz、 扩频无电感器降压型 DC/DC 转换器	效率达 88%， V_{IN} : 2.7V 至 5.5V， $V_{OUT(MIN)} = 0.9V$ 至 1.6V， $I_Q = 60\mu A$ ， $I_{SD} < 1\mu A$ ，DFN-12 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， $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ ， $I_Q = 20\mu A$ ， $I_{SD} < 1\mu A$ ，ThinSOT 封装
LTC3406/LTC3406B	600mA (I_{OUT})、1.5MHz、 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 96%， V_{IN} : 2.5V 至 5.5V， $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ ， $I_Q = 20\mu A$ ， $I_{SD} < 1\mu A$ ，ThinSOT 封装
LT3407/LT3407-2	600mA/1.5MHz、800mA/2.25MHz、 双同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 96%， V_{IN} : 2.5V 至 5.5V， $V_{OUT(MIN)} = 0.6V$ ， $I_Q = 40\mu A$ ， $I_{SD} < 1\mu A$ ，MSE、ThinSOT 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， $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ ， $I_Q = 60\mu A$ ， $I_{SD} < 1\mu A$ ，MSOP-10 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， $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ ， $I_Q = 60\mu A$ ， $I_{SD} < 1\mu A$ ，TSSOP-16E 封装
LTC3414	4A (I_{OUT})、4MHz、 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 95%， V_{IN} : 2.25V 至 5.5V， $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ ， $I_Q = 64\mu A$ ， $I_{SD} < 1\mu A$ ，TSSOP-28E 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} : 2.25V 至 5.5V， $V_{OUT(MIN)} = 2.5V$ ， $I_Q = 25\mu A$ ， $I_{SD} < 1\mu A$ ，MSOP-10 封装