

采用 3mm × 3mm DFN 的 I²C 控制型降压稳压器

特点

- 具有 21.6mV 分辨率的 I²C 可编程输出
- 过热保护
- 高效率：高达 93%
- 非常低的静态电流：仅 33μA
- 600mA 输出电流 (V_{IN} = 3V)
- 2.5V 至 5.5V 输入电压范围
- 1MHz 恒定工作频率
- 无需肖特基二极管
- 低压降操作：100% 占空比
- 采用陶瓷电容器时保持稳定
- 待机模式吸收 <1μA 的电源电流
- ±2% 输出电压准确度
- 标准 (100kHz) 或快速模式 (400kHz) I²C
- 6 位电压 DAC (0.69V 至 2.05V)
- 突发模式操作可关闭
- 使能电源良好消隐
- 可选的外部启动电阻器
- 软起动
- 10 引脚、3mm × 3mm DFN 封装

应用

- 分布式电源
- 笔记本电脑
- PDA 及其他手持式设备

LT、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。

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。

描述

LTC[®]3447 是一款高效单片式同步电流模式降压型稳压器。借助一个 I²C 接口，即可采用一个内部 6 位 DAC 来把输出电压设定在 0.69V 至 2.05V 之间。

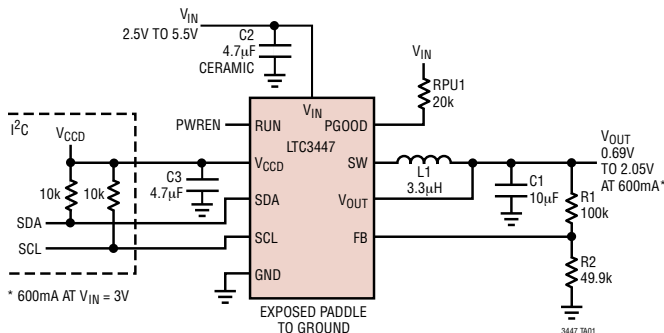
该降压型稳压器具有可选的外部反馈电阻器，这些电阻器可被用来设定初始起动电压。用于该启动选项的反馈电压基准为 0.6V。一旦通过 I²C 对电压 DAC 进行更新，则该降压型稳压器将从外部反馈电阻器切换至内部反馈电阻器。当未采用外部电阻器时，缺省启动电压为 1.38V。

开关频率在内部设定为 1MHz，因而允许采用小型表面贴装电感器和电容器。

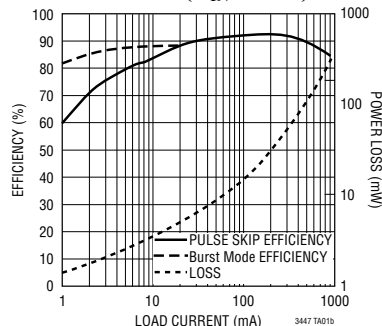
在突发模式 (Burst Mode[®]) 操作中，电源电流仅为 33μA，而在待机模式中则降至 1μA 以下。2.5V 至 5.5V 的输入电压范围使 LTC3447 成为单节锂离子电池供电型应用的理想选择。100% 的占空比能力实现了低压降操作，从而延长了便携式系统中的电池使用寿命。自动突发模式操作提升了轻负载条件下的效率水平，因而使电池寿命得到了进一步的延长。

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。

典型应用



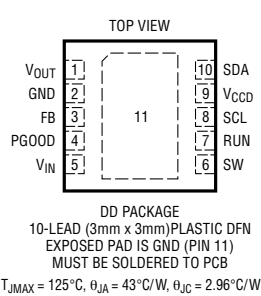
效率和功率损耗与负载电流的
关系曲线 (V_{IN} = 3.6V)



绝对最大额定值 (注1)

V_{IN} , V_{CCD} 电压	-0.3V 至 6V
RUN, V_{OUT} , FB 电压	-0.3V 至 V_{IN}
SW 电压	-0.3V 至 ($V_{IN} + 0.3V$)
SCL, SDA 电压	-0.3V 至 V_{CCD}
P 沟道开关供电电流 (DC)	800mA
N 沟道开关吸收电流 (DC)	800mA
峰值 SW 吸收和供电电流	1.3A
工作温度范围 (注 2)	-40°C 至 85°C
结温 (注 3)	125°C
贮存温度范围	-65°C 至 125°C

封装/订购信息

 TOP VIEW DD PACKAGE 10-LEAD (3mm x 3mm) PLASTIC DFN EXPOSED PAD IS GND (PIN 11) MUST BE SOLDERED TO PCB $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 43^{\circ}C/W$, $\theta_{JC} = 2.96^{\circ}C/W$	产品型号
	LTC3447EDD
	DD 器件标记
	LBKB

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。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
RUN	运行门限		0.3	1	1.5	V
PGOOD	报告欠压状态	PGOOD = 0.4V	3			mA
R_{VOUT}	反馈电阻			460		k Ω
$V_{OUT(MIN)}$	稳定输出电压		● 0.669	0.69	0.711	V
$V_{OUT(MAX)}$	稳定输出电压		● 1.989	2.05	2.112	V
V_{OUT}	输出电压步长 (6 位)		● 20.3	21.6	22.9	mV
ΔV_{OUT}	输出电压调整率	$V_{IN} = 2.5V$ 至 $5.5V$ (注 6)	●	0.2	1.2	%/V
I_{PK}	峰值电感器电流	占空比 < 35%，晶圆级	0.75	1	1.25	A
$V_{LOADREG}$	输出电压负载调整率			0.5		%
V_{IN}	输入电压范围		● 2.5		5.5	V
I_S	输入 DC 偏置电流 突发模式操作 运行模式 待机模式	(注 4) $I_{LOAD} = 0A$ $V_{OUT} = 90\%$, $I_{LOAD} = 0A$ $V_{RUN} = 0V$, $V_{IN} = 5.5V$		34 280 0.1	60 400 1	μA μA μA
f_{OSC}	标称振荡器频率	$V_{OUT} = 100\%$ $V_{OUT} = 0V$	● 0.7	1 160	1.3	MHz kHz
P_{PFET}	P 沟道 FET 的 $R_{DS(ON)}$	$I_{SW} = 100mA$ ，晶圆级		0.32		Ω
R_{NFET}	N 沟道 FET 的 $R_{DS(ON)}$	$I_{SW} = -100mA$ ，晶圆级		0.22		Ω
I_{LSW}	SW 漏电流	$V_{RUN} = 0V$, $V_{SW} = 0V$ 或 $5V$, $V_{IN} = 5V$		± 0.1	± 1	μA
FB	可选的启动反馈电压	稳定反馈电压		0.6		V
I_{FB}	反馈输入电流			2.5	10	nA
SCL_{THR}	I ² C 时钟逻辑门限	(注 5)		$V_{CCD/2}$		V
SCL_{HYST}	I ² C 时钟逻辑迟滞	(注 5)		300		mV
SDA_{THR}	I ² C 数据逻辑门限	(注 5)		$V_{CCD/2}$		V
SDA_{HYST}	I ² C 数据逻辑迟滞	(注 5)		300		mV

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

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
I²C 接口定时						
$f_{\text{I}^2\text{C}, \text{MAX}}$	最大 I ² C 工作频率	(注 5)			400	kHz
t_{BUF}	停止和起动车件之间的总线空闲时间	(注 5)	1.3			μs
$t_{\text{HD}, \text{RSTA}}$	(重复) 起动车件之后的保持时间	(注 5)	0.6			μs
$t_{\text{SU}, \text{RSTA}}$	重复起动车件建立时间	(注 5)	0.6			μs
$t_{\text{SU}, \text{STOP}}$	起动车件建立时间	(注 5)	20			μs
$t_{\text{HD}, \text{DIN}}$	数据保持时间，输入	(注 5)	0			ns
$t_{\text{HD}, \text{DOUT}}$	数据保持时间，输出	(注 5)	280	410	670	ns
$t_{\text{SU}, \text{DAT}}$	数据建立时间	(注 5)	50			ns
t_{SP}	由输入滤波器进行抑制的尖峰的脉冲宽度	(注 5)			150	ns

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：LTC3447E 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：
$$T_J = T_A + P_D \cdot 43^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

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 4：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。

注 5：由设计来保证，未经生产测试。

注 6：LTC3447 是在一种把 V_{OUT} 连接至 FB 的专有测试模式中进行测试的。

时 序 图

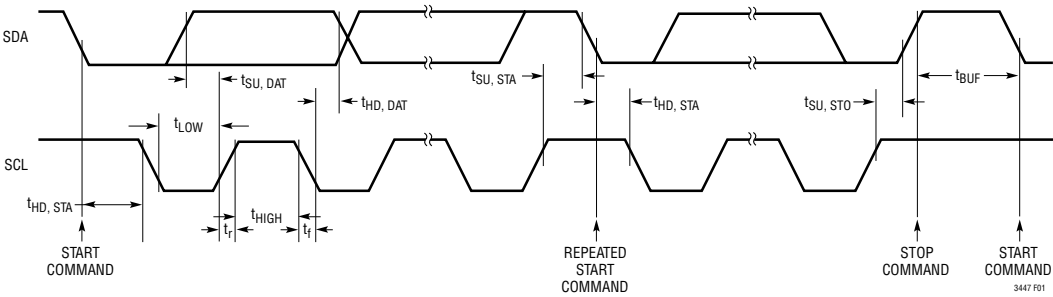
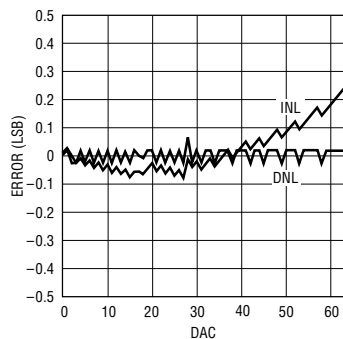


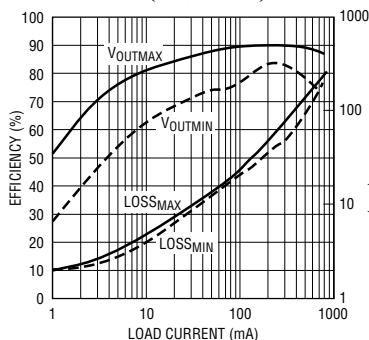
图 1：时序图

典型性能特征

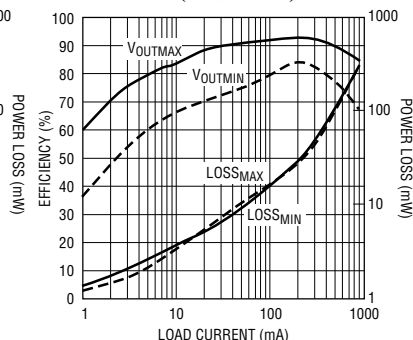
DAC 非线性度



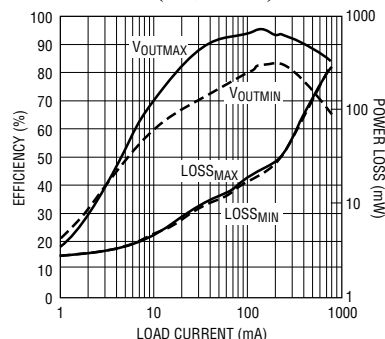
3447 G04

效率和功率损耗与负载电流的关系曲线 ($V_{IN} = 5.5V$)

3447 G01

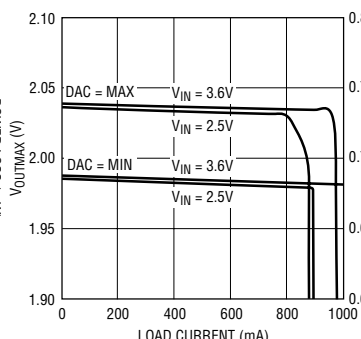
效率和功率损耗与负载电流的关系曲线 ($V_{IN} = 3.6V$)

3447 G02

效率和功率损耗与负载电流的关系曲线 ($V_{IN} = 2.5V$)

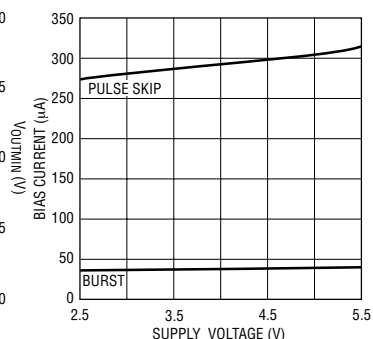
3447 G03

输出电压与负载电流的关系曲线



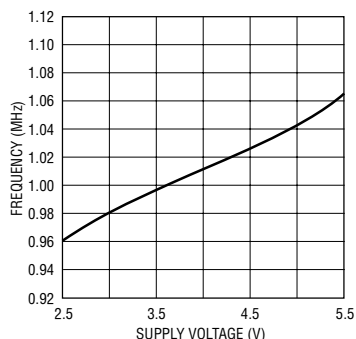
3447 G05

偏置电流与电源电压的关系曲线



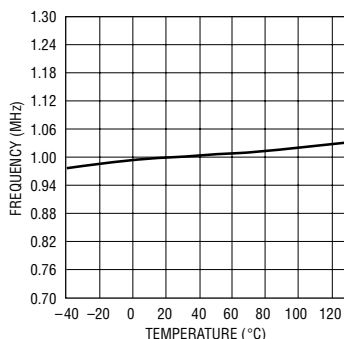
3447 G06

频率与电源电压的关系曲线



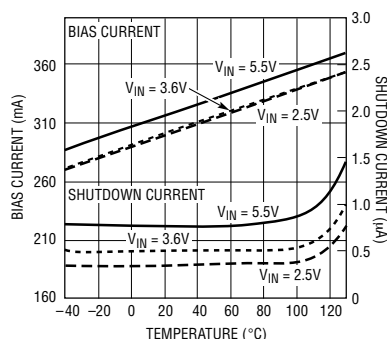
3447 G07

频率与温度的关系曲线



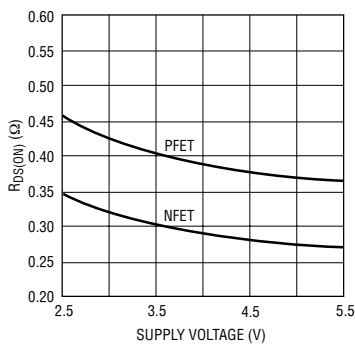
3447 G08

偏置电流和停机电流与温度的关系曲线

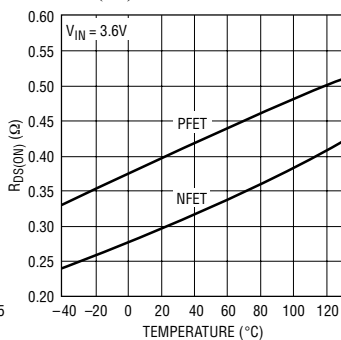


3447 G09

典型性能特征

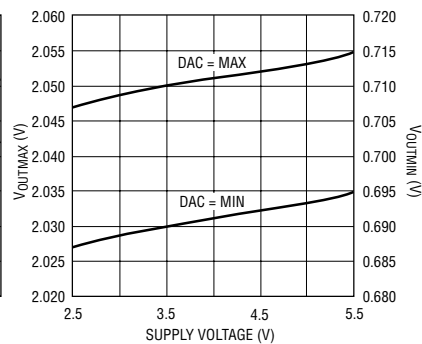
 $R_{DS(ON)}$ 与电源电压的关系曲线

3447 G10

 $R_{DS(ON)}$ 与温度的关系曲线

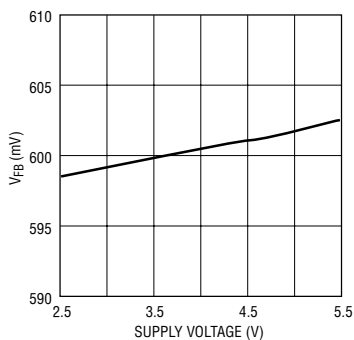
3447 G11

输出电压与电源电压的关系曲线



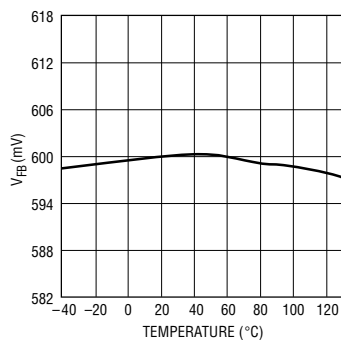
3447 G12

反馈基准与电源电压的关系曲线



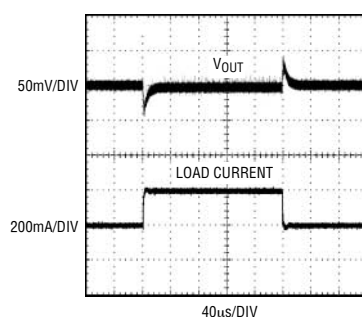
3447 G13

反馈电压与温度的关系曲线



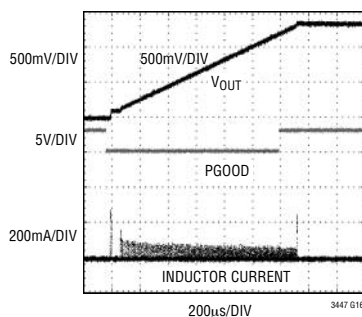
3447 G15

负载阶跃 (200mA 至 400mA)

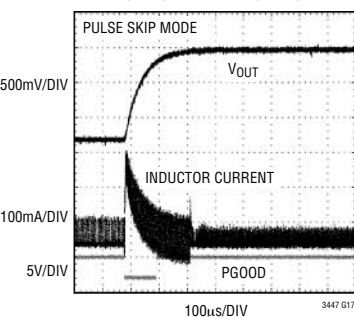


3447 G15

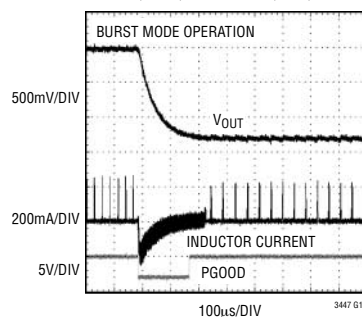
无负载条件下的软启动



3447 G16

 $V_{OUT(MIN)}$ 至 $V_{OUT(MAX)}$ 转换

3447 G17

 $V_{OUT(MAX)}$ 至 $V_{OUT(MIN)}$ 转换

3447 G18

LTC3447

引脚功能

V_{OUT} (引脚 1) : 输出电压检测引脚。一个内部电阻分压器提供了用于比较的分压反馈基准。

GND (引脚 2) : 用于所有电路 (不包括内部同步功率 NFET) 的地。

FB (引脚 3) : 用于任选外部反馈电阻器的反馈检测引脚。如果未采用外部反馈电阻器, 则必须将该引脚连接至 V_{IN}。

PGOOD (引脚 4) : 故障报告。当 V_{OUT} 超出容限范围达 10% 时, 漏极开路驱动器吸收电流。DAC 变化期间的消隐可通过 I²C 来使能。

V_{IN} (引脚 5) : 主电源引脚。必须采用一个 2.2μF 或更大数值的电容器来把该引脚紧密去耦至 GND。

SW (引脚 6) : 至电感器的开关节点连接器。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。

RUN (引脚 7) : 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, 吸收的电源电流小于 1μA。不要将 RUN 引脚浮置。

SCL (引脚 8) : I²C 时钟输入。

V_{CCD} (引脚 9) : I²C 电源轨。

SDA (引脚 10) : I²C 数据输入。

裸露衬垫 (引脚 11) : 地。必须将该引脚连接至 PCB 的地, 以实现电接触以及优化热性能。

方框图

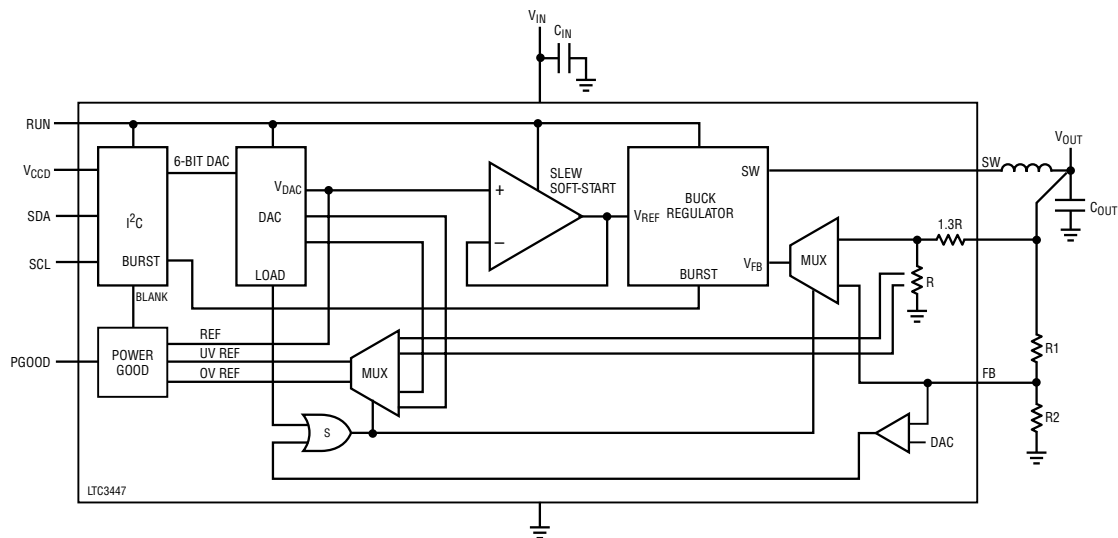


图 2 : LTC3447 高级方框图

工作原理

降压操作

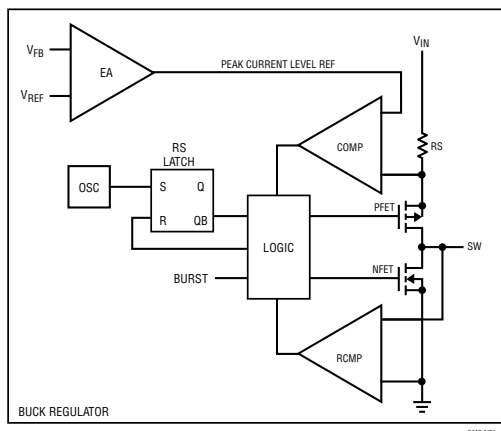


图 3：LTC3447 降压稳压器示意图

主控制环路

LTC3447 采用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，内部顶端功率 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 相对一个内部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。当顶端 MOSFET 关断时，底端 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。

突发模式操作

LTC3447 能够进行突发模式操作，在该模式中，内部功率 MOSFET 可根据负载要求进行间歇式操作。利用 I²C 接口可使突发模式操作失效。当突发模式操作失效时，稳压器处于脉冲跳跃模式操作状态。

在突发模式操作期间，LTC3447 的内部电路将检测电感器峰值电流何时降至 50mA 以下。当

电感器峰值电流低于该水平时，功率 MOSFET 以及任何不需要的电路都将被关断，从而把静态电流减小至 $33\mu\text{A}$ ，而且，峰值电流水平基准电平被维持在 150mA 。LTC3447 将处于这种睡眠状态，直到输出电压降至输出电压设定值为止。一旦发生这种情况，稳压器将被唤醒，并允许电感器产生 150mA 的电流脉冲。对于轻负载操作，这将导致输出电压的增加和内部峰值电流基准的减小。当峰值电流基准降至 50mA 以下时，器件将再次进入睡眠模式，并重复上述循环。该过程的重复率取决于负载需求。

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} 将底端 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，LTC3447 将在脉冲跳跃模式操作中自动跳过一些周期，以把输出维持在调节状态。当突发模式操作失效时启用该功能。

短路保护

当输出被短路至地时，振荡器的频率被降至约 160kHz。该频率折返确保了电感器电流有更多的时间进行衰减，由此来防止发生热失控现象。当 V_{OUT} 升至 0V 以上时，振荡器的频率将逐步增加至 1MHz。

压降方式操作

当采用可选的外部反馈电阻器时, V_{IN} 可以接近输出电压电平。当输入电源电压降至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。

工作原理

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 LTC3447 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

LTC3447 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

空比大于 40% 的场合使最大电感器峰值电流有所减小；然而，LTC3447 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。

DAC

I^2C 接口被用来控制用于降压型稳压器的内部电压 DAC。输出电压范围为 0.69V 至 2.05V (21.6mV 步进)。缺省 DAC 设置为 100000 (这等于一个 1.38V 的输出电压)。一旦 I^2C 接口接收到 STOP 命令，则输出电压转换立即开始。

转换速率

LTC3447 具有一个约 11mV/ μ s 的转换速率。该转换速率受控于一个位于电压 DAC 输出端上的低通滤波器的 RC 时间常数。图 5 示出了一种从最小 DAC 设置至最大 DAC 设置的典型转换。

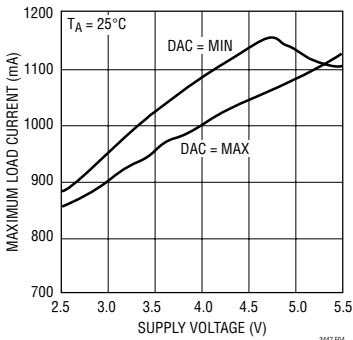


图 4：最大负载电流与电源电压的关系曲线

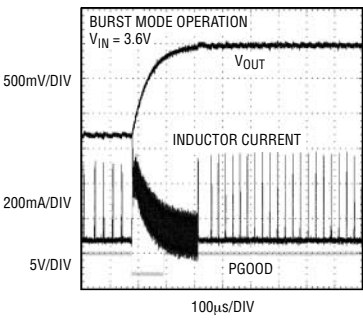


图 5：从 DAC = MIN 至 DAC = MAX 的转换

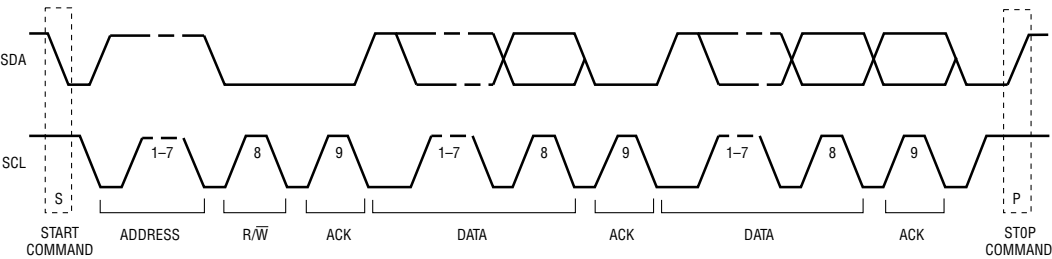


图 6：典型 I^2C 写协议

工作原理

外部启动选项

LTC3447 为采用任选的外部电阻器来确定启动电压创造了条件。利用该选项,可将启动电压设定至处于(或超出)DAC 输出的工作范围的电平。输出电压将在该数值上进行调节,直到内部 DAC 被更新并接收到一个 STOP 命令为止。一旦接收到 STOP 命令,内部 DAC 将维持对输出电压的控制,直到器件失效并随后被重新使能为止。

如果未采用该功能,则必须将反馈引脚连接至 V_{IN} 。

I²C 操作

- 典型两线式串行 I²C
- 串行接口
- 简单的两线式接口
- 可在同一根总线上连接多个设备
- 空闲总线必须使 SDA 和 SCL 线为高电平
- LTC3447 为只写型器件
- 主控器控制总线
- 设备等待位于数据之前的唯一地址

通用 I²C 总线/SMBus 描述

I²C 总线和 SMBus 是相当类似的两线式、双向、串行通信总线实例;但是,把它们称作“两线式”严格来讲并不准确,因为还有一根隐性线,这第三根线就是地线。总线上不同器件的地之间的大接地压降或尖峰会中断或干扰通信,这是因为从本质上说这两根线都是以一个预计将为总线上的全部器件所共用的地作为基准的。这两类总线都具有一根数据线和一根时钟线,当这两根线不受控于总线上的某个设备时,可从外部将其拉至一个高电压。总线上的设备只能将数据线和时钟线拉至低电平,这就使得当有一个以上的设备试图控制总线时能够容易地进行检测;最终,一个设备将释放一根线,而且它不会被拉至高电平,因为另一个设备仍在将其维持于低电平。数据线和时钟线的上拉操作通常是由外部分立电阻器来完成的,但是也可以使用外部电流源。由于没有可供用来通知某一给定设备是否有另

一个设备正在试图与其通信的专用线,因此,每个设备都必须具有一个它将响应的唯一地址。任何通信的第一部分都是将一个地址发送到总线上,并等待是否有另一个设备对其做出响应。在检测到响应信号之后,即可在器件之间进行有用数据的交换。

一般来说,一个设备至少在大部分时间里控制时钟线且通常将数据发送至其他器件,并通过轮询使其将数据发回。该设备被称为主控器。由于有一个用于解决总线争用的高效协议,而且非主控(从动)设备也能够通过时钟控制来对上升沿进行延迟以便为它们提供更多用于完成计算或通信的时间(时钟展宽),因此可以有多个主控器。从动设备必需能够控制数据线以确认来自主控设备的通信信号。有些设备需要将数据发回至主控器;在此过程中它们将控制著数据线。许多从动设备无需展宽时钟信号,而且将不具备把时钟线拉至低电平的能力,采用 LTC3447 时便是如此。

数据以字节的形式(8 位分组)进行交换。由于每个字节都需要由从动器进行确认(当数据线被拉至低电平时)或不需要主控器进行确认(当数据线被置于高电平时),因此,通信被分割成 9 位程序段,一个字节后一位,以进行确认。例如,发出一个由 7 位设备地址组成的地址,1 位用于指示将执行的是读操作还是写操作,而后另一位用于让从动器进行确认。一个给定传输所能交换的总字节数没有理论极限值。

I²C 和 SMBus 是非常相似的规格,SMBus 是从 I²C 派生出来的。一般而言,SMBus 面向低功率设备(特别是电池供电型设备),著重强调的是低功耗,而 I²C 则面向速度较高的系统,在此类系统中总线功耗的重要性低一些。I²C 具有 3 种针对 3 种不同最大速度的不同规格,它们是标准模式(100kHz 最大值)、快速模式(400kHz 最大值)和 HS 模式(3.4MHz 最大值)。标准模式和快速模式并不存在根本性的不同,但 HS 模式则从软件和硬件两方面来看都与前两者有著非常显著的不同,而且在数据能够以 HS 速度开始传送之前还要求在标准或快速条件下有一个初始命令。SMBus 简单地规定了一个 100kHz 的最大速度。

工作原理

START (起动) 和 STOP (停止) 命令

当总线处于未用状态时，SCL 和 SDA 均必须为高电平。一个总线主控器通过在 SCL 为高电平时将 SDA 从高电平变换至低电平来发出一个 START 命令，从而开始信号的传输。当该主控器完成了与从动器的通信时，它通过在 SCL 为高电平时将 SDA 从低电平变换至高电平来发布一个 STOP 命令。总线随后处于空闲状态以便进行另一次传输。

应答

应答信号用于主控器与从动器之间的信号交换。一个由从动器生成的应答信号 (低态有效) 让主控器知道信息的最新字节已收到。与应答信号有关的时钟脉冲由主控器生成。在应答时钟脉冲期间，发送器主控器释放 SDA 线 (高电平)。从动器接收器必须在应答脉冲期间将 SDA 线拉低以确保其在该时钟脉冲的高电平期间维持稳定的低电平。

当从接收器未应答从地址时 (例如，由于它正在执行一项实时功能而未能接收)，则从动器必须将数据线置于高电平。主控器随后就能够生成一个 STOP

命令以中断传送。

如果从接收器应答了从地址，但一段时间之后在传送中仍未能接收到更多的数据字节，则主控器必须再次中断传送。这是由从动器未在紧随其后的第一个字节上生成应答信号来指示的。从动器将数据线置于高电平，主控器生成 STOP 命令。当从动器在一次读操作中将一个字节的数据传送至主控器之后，数据线也可由从动器和主控器置于高电平，但这是一个用于表示数据传送成功的“未应答”。

支持的命令

LTC3447 支持至一个寄存器的只写字节命令。在 ACK 位周期中，LTC3447 将把数据线拉至低电平，以应答主控设备。见图 7。

用于写命令的数据传送时序

为了帮助保证错误数据不被写入器件，来自一个写命令的数据将只在执行了一个有效 STOP 命令之后才被存储。

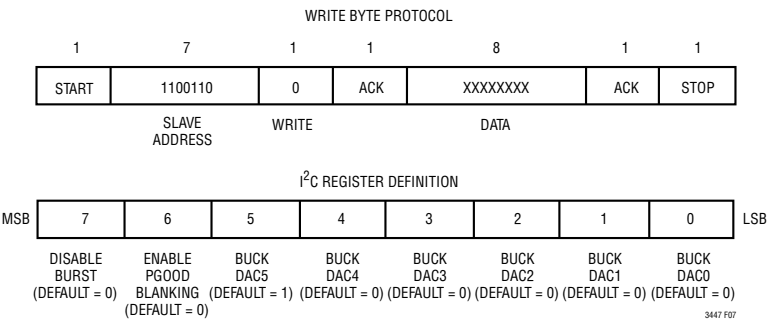


图 7：LTC3447 的写 I²C 协议

工作原理

表 1：I²C 快速模式定时规格 (供参考)

f _{I2C}	I ² C 工作频率		0		400	kHz
t _{BUF}	起动和停止条件之间的总线空闲时间		1.3			μs
t _{HD,RSTA}	(重复) 起动条件之后的保持时间		0.6			μs
t _{SU,RSTA}	重复起动条件建立时间		0.6			μs
t _{SU,STOP}	停止条件建立时间		0.6			μs
t _{HD,DAT}	数据保持时间		0		0.9	ns
t _{SU,DAT}	数据建立时间		100			ns
t _{LOW}	时钟低电平周期		1.3			μs
t _{HIGH}	时钟高电平周期		0.6			μs
t _{SP}	采用输入滤波器进行抑制的尖峰的脉冲宽度		0		50	ns
t _f	时钟、数据下降时间		20 + 0.1 • C _B		300	ns
t _r	时钟、数据上升时间		20 + 0.1 • C _B		300	ns

C_B = 一根总线上的电容

应用信息

LTC3447 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 L1 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 1μH 至 4.7μH。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 ΔI_L = 240mA (600mA 的 40%)。

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

(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 920mA (800mA + 120mA) 的电感器应该是足够了。为了获得更佳的效率，可采用一个低 DC 电阻电感器。

电感值还对突发模式操作有所影响。当峰值电感器电流降至约 50mA 时，至低电流操作的转换开始。较低的电感值会在负载电流较低的条件下引发

较高的纹波电流 (ΔI_L)。这会造成低电流工作区的上区段中的效率下降。在突发模式操作中，较低的电感值将使突发频率增加。

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 LTC3447 的操作需要。表 2 列出了一些在 LTC3447 应用中使用效果良好的典型表面安装型电感器。

表 2：

制造商 器件型号	数值 (μH)	DCR (mΩ max)	最大 DC 电流 (A)	外形尺寸 W x L x H (mm ³)
Sumida CDRH3D16/HP3R3	3.3	85	1.4	4.0 × 4.0 × 1.8
Sumida CR434R7	4.7	109	1.15	4.0 × 4.5 × 3.5
Murata LQH55DN2R2M03	2.2	29	3.2	5.0 × 5.0 × 4.7
Toko D52LC-A914BYW-2R2M	2.2	59	1.63	5.0 × 5.0 × 2.0

应用信息

C_{IN} 和 C_{OUT} 的选择

在连续模式中，顶端 MOSFET 的源极电流是一个占空比为 V_{OUT}/V_{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：

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

在 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 时，该公式得到一个最大值： $I_{MAX} = I_{OUT}/2$ 。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 额定电流就远远超过 $I_{RIPPLE(P-P)}$ 要求。输出纹波 ΔV_{OUT} 由下式决定：

$$V_{OUT} \cong \Delta I_L \left(ESR + \frac{1}{8fC_{OUT}} \right) \quad (3)$$

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，因为 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 LTC3447 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

LTC3447 具有一个与 OUT 引脚相连的内部电阻分压器网络。输出电压受控于一个其设置是通过 I²C 来编程的 DAC (6 位寄存器)。该 DAC 用于控制 0.69V 至 2.05V 的 V_{OUT} 范围 (21.6mV 步进)。V_{OUT} 的缺省值为 1.38V，并在 V_{IN} 上升时被复位至该值。

效率的考虑

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 LTC3447 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 I²R 损耗。非常低的负载

应用信息

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并不重要 (如图 8 所示)。

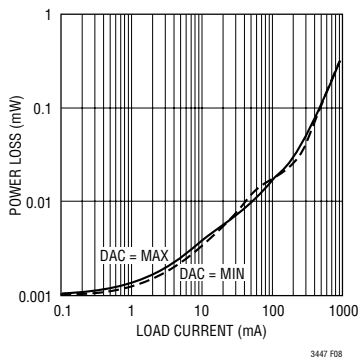


图 8：功耗与负载电流的关系曲线

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。在连续工作模式中， $I_{GATECHG} = f(QT + QB)$ ，其中 QT 和 QB 是内部上端和下端 MOSFET 开关的栅极电荷。DC 偏压和栅极电荷漏失与 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。

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顶端和底端 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：

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

顶端和底端 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。

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。

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。如需了解开关控制环路原理的详细解释，请参阅“应用要点 76” (Application Note 76)。

再有，在带有大数值 ($>1\mu F$) 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 $10\mu F$ 电容器充电至 3.3V 有可能需要 $250\mu s$ 的上升时间，从而将充电电流限制在 130mA 左右。

热性能的考虑

在大多数应用中，LTC3447 因其效率很高而不会产生太多的热量。然而，在那些 LTC3447 运行于高环境温度、低电源电压以及高占空比条件下 (例如降压) 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 $150^\circ C$ 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 LTC3447 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：

应用信息

$$T_R = \theta_{JA} \cdot P_D$$

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：

$$T_{\text{cl}} = T_A + T_B$$

式中的 T_A 为环境温度。

举个例子，假设 LTC3447 工作于输入电压 = 3.6V、环境温度 = 70°C 和降压负载电流 = 500mA 的条件下。由“典型性能特征”部分中有关开关电阻的曲线图可知，P 沟道开关的接通电阻 $R_{DS(ON)}$ 在 70°C 时约为 0.45 Ω 。于是，器件的功耗为：

$$P_D = I_{LOAD}^2 \cdot R_{DS(ON)} = 112.5mW$$

对于 DFN-10 封装， θ_{JA} 为 $43^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。因此，稳压器的结温为：

$$T_{\text{f}} = 70^{\circ}\text{C} + (0.1125)(43) = 74.8^{\circ}\text{C}$$

该温度远远低于150°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。

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 LTC3447 的正确操作。图 9 和图 10 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、笔直和宽阔。
2. V_{OUT} 引脚是否直接与输出电压基准相连? 确保没有以输出电压和 V_{OUT} 检测引脚为动力而运行的负载电流。
3. FB 引脚是否直接与反馈电压基准相连? 确保没有以反馈基准电压和 FB 引脚为动力而运行的负载电流。

4. 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。
5. 使开关节点 SW 远离敏感的 V_{OUT} 和 FB 节点。
6. 使 C_{IN} 和 C_{OUT} 的负 (-) 极板尽可能地靠近。

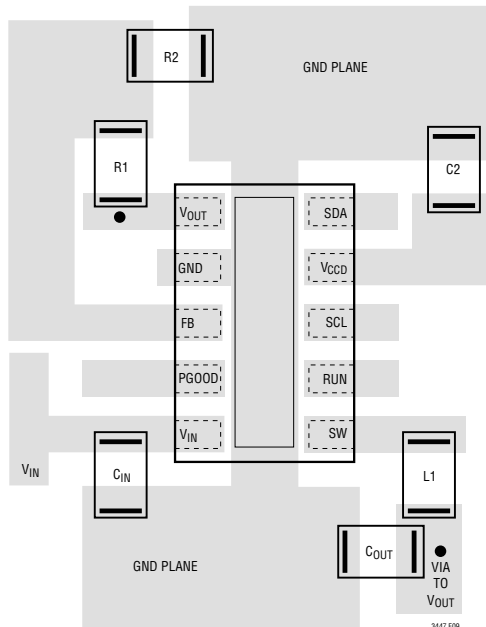


图 9：LTC3447 的推荐布局

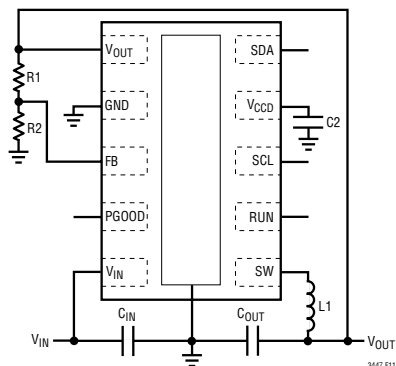


图 10 : LTC3447 的布局示意图

应用信息

设计实例

作为一个设计实例，假设 LTC3447 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。标准负载电流要求是在 1.4V 时的最大值为 500mA，但由于它在大部分时间里都将处于待机状态，故在 1V 时仅需要 200 μ A 的电流。低负载电流和高负载电流条件下的效率均很重要。

为了确保纹波电流和纹波电压在 DAC 输出范围内不超过所需的期望值，在计算中应采用最大 V_{IN} 和最小 V_{OUT} 。请注意，无论是增加输出电压还是降低 V_{IN} 都会使纹波电流和纹波电压有所减小。当选择一个 280mA 的最大纹波电流 ΔI_L 时，即可采用 (1) 式来确定应当采用的电感器的尺寸。

$$L = \frac{1}{(1\text{MHz})(280\text{mA})} \cdot 1.4\text{V} \left(1 - \frac{1.4\text{V}}{4.2\text{V}} \right) = 3.3\mu\text{H}$$

对于本应用而言，采用一个 3.3 μ H 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 640mA (或更大) 电感器。

C_{IN} 将在整个温度范围内需要一个至少 0.25A (约为 $I_{LOAD(MAX)}/2$) 的 RMS 电流 (见 (2) 式)。对于 C_{OUT} ，当选择一个具有 0.25 Ω ESR 的 4.7 μ F 电容器时，即可由 (3) 式得出以下的纹波电压：

$$\Delta V_{OUT} = 0.280\text{A} \left(0.25\Omega + \frac{1}{8(1\text{MHz})(4.7\mu\text{F})} \right) = 70\text{mV} + 7.4\text{mV} = 77.4\text{mV}$$

请注意，大多数纹波电压都是由电容器的 ESR 产生的。大部分陶瓷电容器都将具有一个 10m Ω (或更小) 的典型 ESR。选择低 ESR 的电容器将显著地减小纹波电压。

效率可利用 LTC3447 的突发模式操作得以改善。当进入待机模式时，应确保突发模式失效位在输出电压 DAC 被更新时被设定为 0。同样，当进入重电流负载模式时，应确保突发模式失效位在输出电压 DAC 被更新时被设定为 1。图 11 示出了运用突发模式功能所带来的好处。

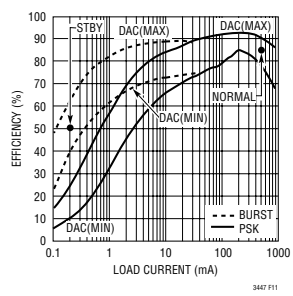
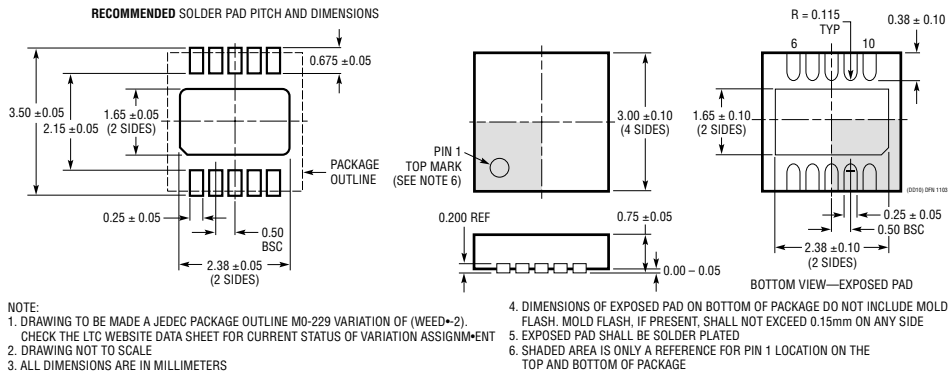


图 11：效率与负载电流的关系曲线 ($V_{IN} = 4.2\text{V}$)

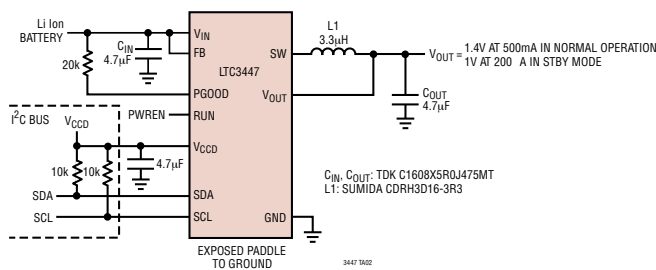
封装描述

DD 封装 10 引脚塑料 DFN (3mm × 3mm) (参考 LTC DWG # 05-08-1698)



典型应用

锂离子电池至 1.4V/1V 稳压器



相关器件

器件型号	描述	备注
LT1761	100mA、低噪声微功率 LDO	V_{IN} : 1.8V 至 20V, $V_{OUT(MIN)}$ = 1.22V, 压降 = 0.30V, I_Q = 20µA, I_{SD} < 1µA, V_{OUT} = 可调、1.5V、1.8V、2V、2.5V、2.8V、3V、3.3V、5V, ThinSOT™ 封装, 低噪声 < 20µVRMS(P-P), 采用 1µF 陶瓷电容器时保持稳定
LT1762	150mA、低噪声微功率 LDO	V_{IN} : 1.8V 至 20V, $V_{OUT(MIN)}$ = 1.22V, 压降 = 0.30V, I_Q = 25µA, I_{SD} < 1µA, V_{OUT} = 可调、2.5V、3V、3.3V、5V, MS8 封装, 低噪声 < 20µVRMS(P-P)
LT1763	500mA、低噪声微功率 LDO	V_{IN} : 1.8V 至 20V, $V_{OUT(MIN)}$ = 1.22V, 压降 = 0.30V, I_Q = 30µA, I_{SD} < 1µA, V_{OUT} = 1.5V、1.8V、2.5V、3V、3.3V、5V, S8 封装, 低噪声 < 20µVRMS(P-P)
LTC1844	150mA、甚低压降 LDO	V_{IN} : 6.5V 至 1.6V, $V_{OUT(MIN)}$ = 1.25V, 压降 = 0.08V, I_Q = 40µA, I_{SD} < 1µA, V_{OUT} = 可调、1.5V、1.8V、2.5V、3V、3.3V, ThinSOT 封装, 低噪声 < 30µVRMS(P-P), 采用 1µF 陶瓷电容器时保持稳定
LT1962	300mA、低噪声微功率 LDO	V_{IN} : 1.8V 至 20V, $V_{OUT(MIN)}$ = 1.22V, 压降 = 0.27V, I_Q = 30µA, I_{SD} < 1µA, V_{OUT} = 1.5V、1.8V、2.5V、3V、3.3V、5V, MS8 封装, 低噪声 < 20µVRMS(P-P)
LT3020	低 V_{IN} (0.9V) 低 V_{OUT} (0.2V) VLDO™	V_{IN} : 0.9V 至 10V, $V_{OUT(MIN)}$ = 0.20V, 压降 = 0.15V, I_Q = 120µA, I_{SD} < 1µA, V_{OUT} = 可调, DFN 封装
LTC3405/LTC3405A	300mA (I_{OUT}), 1.5MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	V_{IN} : 2.5V 至 5.5V, $V_{OUT(MIN)}$ = 0.8V, I_Q = 20µA, I_{SD} < 1µA, ThinSOT 封装
LTC3406/LTC3406B	600mA (I_{OUT}), 1.5MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	V_{IN} : 2.5V 至 5.5V, $V_{OUT(MIN)}$ = 0.6V, I_Q = 20µA, I_{SD} < 1µA, ThinSOT 封装
LTC3407	双通道 600mA, 1.5MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	V_{IN} : 2.5V 至 5.5V, $V_{OUT(MIN)}$ = 0.6V, I_Q = 40µA, I_{SD} < 1µA, MS10E, QFN 封装
LTC3411	1.25A (I_{OUT}), 4MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	V_{IN} : 2.5V 至 5.5V, $V_{OUT(MIN)}$ = 0.8V, I_Q = 60µA, I_{SD} < 1µA, MS10 封装
LTC3412	2.5A (I_{OUT}), 4MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	V_{IN} : 2.5V 至 5.5V, $V_{OUT(MIN)}$ = 0.8V, I_Q = 60µA, I_{SD} < 1µA, TSSOP16E 封装
LTC3445	具有两个 LDO 和 PowerPath™ 管理器的 600mA、1.5MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	V_{IN} : 2.5V 至 5.5V, V_{OUT} = 0.85V 至 1.55V, I_Q = 27µA, 两个 LDO I²C 接口, 后备电池管理, QFN24 封装
LTC3455	具有 USB 电源管理器和锂离子电池充电器的双通道 DC/DC 转换器	V_{IN} : 3V 至 5.5V, 输入电源与锂离子电池, USB, 5V 交流适配器之间的无缝转换, QFN24 封装
LTC4055	USB 电源管理器和锂离子电池充电器	独立型充电器, 当输入电源被拿掉时可进行自动切换
LTC4411/LTC4412	采用 ThinSOT 封装的 PowerPath 控制器	效率高于二极管“或”操作

ThinSOT、VLDO 和 PowerPath 是凌特公司的商标。