

四通道同步降压型 稳压器：2.25MHz、300mA、 200mA、200mA、100mA

特点

- 高效率：效率高达 95%
- 4 个独立的稳压器可提供高达 300mA、200mA、200mA 和 100mA 的输出电流
- 2.25V 至 5.5V 输入电压范围
- 2.25MHz 恒定频率运作
- 无需肖特基二极管
- 低压差操作：100% 占空比
- 在低负载条件下执行脉冲跳跃操作，以最大限度地抑制纹波
- 0.8V 基准可提供低输出电压
- 待机模式吸收 $1\mu\text{A}$ 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
- 具过热保护功能
- 扁平 (3mm × 3mm) 16 引脚 QFN 封装

应用

- 蜂窝电话
- 个人信息装置
- 无线和 DSL 调制解调器
- 数码相机
- 媒体播放器
- 便携式仪器

描述

LTC[®]3544B 是一款采用恒定频率、电流模式架构的四通道、高效率、单片式降压型稳压器。4 个稳压器利用单独的运行引脚独立运作。2.25V 至 5.5V 输入电压范围使得 LTC3544B 非常适合于单节锂离子/锂聚合物电池供电型应用。100% 占空比实现了低压差操作，从而延长了便携式系统中的电池使用寿命。在中低输出负载电平条件下，PWM 脉冲跳跃模式操作可提供非常低的输出纹波电压，这适合于那些对噪声敏感的应用。

在内部将开关频率设定为 2.25MHz，因而允许使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，并免除了增设外部肖特基二极管的需要。利用 0.8V 反馈基准电压可轻而易举地支持低输出电压。

LTC3544B 采用扁平 (高度仅 0.75mm) 3mm × 3mm QFN 封装。

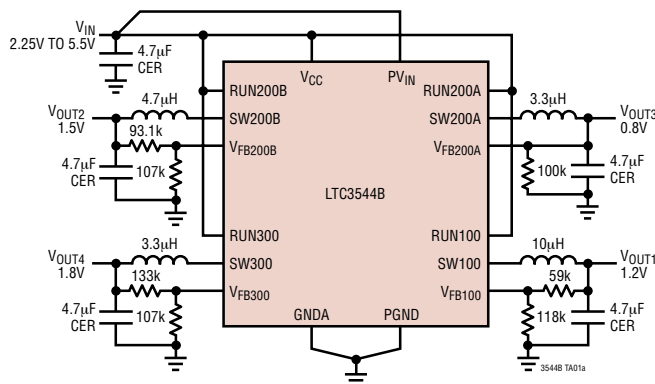
LT、LT、LTC 和 LTM 是凌力尔特公司的注册商标。

所有其他商标均为其各自拥有者的产权。

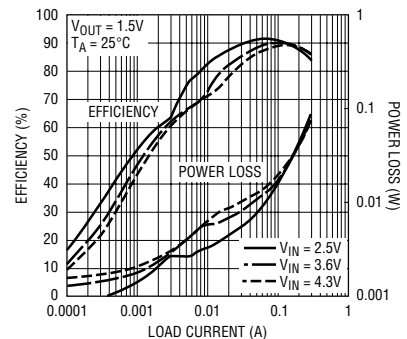
受包括第 5481178、6580258、6304066、6127815、6498466、6611131、5994885 号美国专利的保护。

典型应用

高效率四通道降压型转换器



效率与负载电流的关系曲线，
300mA 通道，所有其他通道均关断



LTC3544B

绝对最大额定值 (注1)

输入电源电压	-0.3V 至 6V
RUNx	-0.3V 至 ($V_{IN} + 0.3V$)
V_{FBx}	-0.3V 至 ($V_{IN} + 0.3V$)
SWx	-0.3V 至 ($V_{IN} + 0.3V$)
300mA P 沟道供电电流 (DC) (注 8)	450mA
300mA N 沟道吸收电流 (DC) (注 8)	450mA
200mA P 沟道供电电流 (DC) (注 8)	300mA
200mA N 沟道吸收电流 (DC) (注 8)	300mA
100mA P 沟道供电电流 (DC) (注 8)	200mA
100mA N 沟道吸收电流 (DC) (注 8)	200mA
峰值 300mA SW 吸收和供电电流 (注 8)	600mA
峰值 200mA SW 吸收和供电电流 (注 8)	400mA
峰值 100mA SW 吸收和供电电流 (注 8)	200mA
工作温度范围	-40°C 至 85°C
结温 (注 3, 4)	125°C
贮存温度范围	-65°C 至 125°C

封装/订购信息

TOP VIEW

UD PACKAGE
16-LEAD (3mm x 3mm) PLASTIC QFN
 $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 68^{\circ}C/W$
EXPOSED PAD (PIN 17) IS GND, MUST BE SOLDERED TO PCB

产品型号	UD 器件标记
LTC3544BEUD	LCLN

订购选项 卷带: 加 #TR
无铅型: 加 #PBF 无铅型卷带: 加 #TRPBF
无铅型器件标记: <http://www.linear.com/leadfree/>

对于规定工作温度范围更宽的器件, 请咨询凌力尔特公司。

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	
一般特性							
V_{IN}	输入电压范围		● 2.25		5.5	V	
V_{FBREGx}	已调反馈电压 (注 5)		● 0.792	0.8	0.808	V	
			● 0.784	0.8	0.816	V	
ΔV_{FBREGx}	基准电压调节 (注 5)	$V_{IN} = 2.25V$ 至 $5.5V$		0.05	0.25	%/V	
$\Delta V_{LOADREG}$	输出电压负载调节 (注 6)			0.5		%	
I_S	输入 DC 偏置电流运行模式 (脉冲跳跃)	$V_{FB} = 0.7V$, $I_{LOAD} = 0A$, 2.25MHz, 4 个稳压器被使能		825	1100	μA	
	停机			0.1	1.0	μA	
f_{OSC}	振荡器频率	$V_{IN} = 3V$ $V_{IN} = 2.5V$ 至 $5.5V$	● 1.8	2.25	2.7	MHz	
$V_{RUN(HIGH)}$	RUNx 输入高电压		● 1.0			V	
$V_{RUN(LOW)}$	RUNx 输入低电压		●		0.3	V	
I_{LSW}	SWx 泄漏	$V_{RUN} = 0V$, $V_{SW} = 0V$ 或 $5.5V$, $V_{IN} = 5.5V$		± 0.1	± 1	μA	
I_{RUN}	RUN 漏电流	$V_{IN} = 5.5V$	●	± 0.1	± 1	μA	
I_{VFB}	V_{FBx} 漏电流				80	nA	
t_{SS}	软启动周期	$V_{FB} = 7.5\%$ 至 92.5% 全标度		650	875	1200	μs
V_{UVLO}	欠压闭锁		●	1.9	2.25	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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{IN} = 3.6\text{V}$ ，除非特别说明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
各稳压器特性						
稳压器 SW300 – 300mA						
I_{PK}	峰值开关电流限值	$V_{FB} < V_{FBREG}$ ，占空比 $< 35\%$	400	600	800	mA
I_{S300}	输入 DC 偏置电流 – 仅稳压器 SW300 运行模式 (脉冲跳跃)	$V_{FB} = 0.7\text{V}$ ， $I_{LOAD} = 0\text{A}$ ， 2.25MHz		320		μA
R_{PFET}	P 沟道 FET 的 $R_{DS(ON)}$ (注 7)	$I_{SW} = 100\text{mA}$		0.55		Ω
R_{NFET}	N 沟道 FET 的 $R_{DS(ON)}$ (注 7)	$I_{SW} = -100\text{mA}$		0.50		Ω
稳压器 SW200A – 200mA						
I_{PK}	峰值开关电流限值	$V_{FB} < V_{FBREG}$ ，占空比 $< 35\%$	300	400	500	mA
I_{S200}	输入 DC 偏置电流 – 仅稳压器 SW200A 运行模式 (脉冲跳跃)	$V_{FB} = 0.7\text{V}$ ， $I_{LOAD} = 0\text{A}$ ， 2.25MHz		320		μA
R_{PFET}	P 沟道 FET 的 $R_{DS(ON)}$ (注 7)	$I_{SW} = 100\text{mA}$		0.65		Ω
R_{NFET}	N 沟道 FET 的 $R_{DS(ON)}$ (注 7)	$I_{SW} = -100\text{mA}$		0.60		Ω
稳压器 SW200B – 200mA						
I_{PK}	峰值开关电流限值	$V_{FB} < V_{FBREG}$ ，占空比 $< 35\%$	300	400	500	mA
I_{S200}	输入 DC 偏置电流 – 仅稳压器 SW200B 运行模式 (脉冲跳跃)	$V_{FB} = 0.7\text{V}$ ， $I_{LOAD} = 0\text{A}$ ， 2.25MHz		320		μA
R_{PFET}	P 沟道 FET 的 $R_{DS(ON)}$ (注 7)	$I_{SW} = 100\text{mA}$		0.65		Ω
R_{NFET}	N 沟道 FET 的 $R_{DS(ON)}$ (注 7)	$I_{SW} = -100\text{mA}$		0.60		Ω
稳压器 SW100 – 100mA						
I_{PK}	峰值开关电流限值	$V_{FB} < V_{FBREG}$ ，占空比 $< 35\%$	200	300	400	μA
I_{S100}	输入 DC 偏置电流 – 仅稳压器 SW100B 运行模式 (脉冲跳跃)	$V_{FB} = 0.7\text{V}$ ， $I_{LOAD} = 0\text{A}$ ， 2.25MHz		320		μA
R_{PFET}	P 沟道 FET 的 $R_{DS(ON)}$ (注 7)	$I_{SW} = 100\text{mA}$		0.80		Ω
R_{NFET}	N 沟道 FET 的 $R_{DS(ON)}$ (注 7)	$I_{SW} = -100\text{mA}$		0.75		Ω

注 1： 高于“绝对最大额定值”部分所列数值的应力有可能对器件造成永久性的损害。在任何绝对最大额定值条件下暴露的时间过长都有可能影响器件的可靠性和使用寿命。

注 2： LTC3544BE 保证在 0°C 至 85°C 的范围内满足规定性能要求。在 -40°C 至 85°C 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中的相关性来保证。

注 3： T_J 根据以下公式由环境温度 T_A 和功耗 P_D 计算而得：

$$T_J = T_A + (P_D)(68^\circ\text{C}/\text{W})。$$

注 4： 该 IC 备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。结温将在过热保护功能处于运行状态时超过 125°C 。在规定的最大工作结温以上连续运作有可能损害器件的可靠性。

注 5： LTC3544B 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。

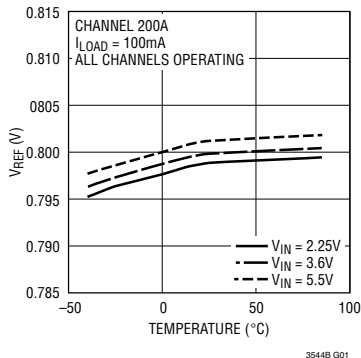
注 6： 负载调节是通过测量稳压环路增益来推断的。

注 7： QFN 封装的开关接通电阻由晶圆级测量的相关性来保证。

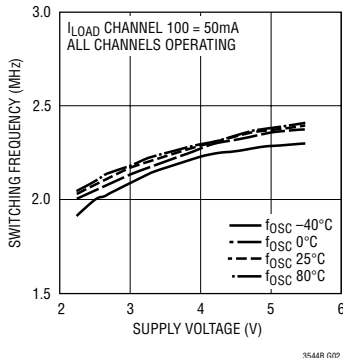
注 8： 由长期电流密度限制条件来提供保证。

典型性能特征

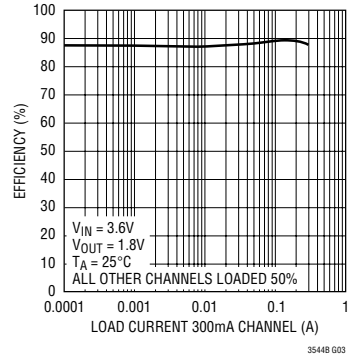
**V_{REF} 与温度的关系曲线
(在 2.25V、3.6V、5.5V)**



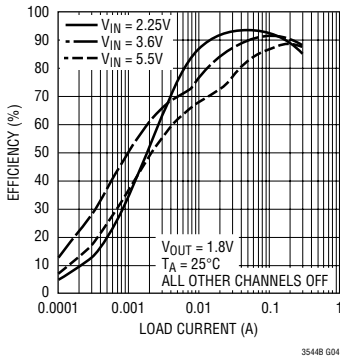
开关频率与电源电压和温度的关系曲线



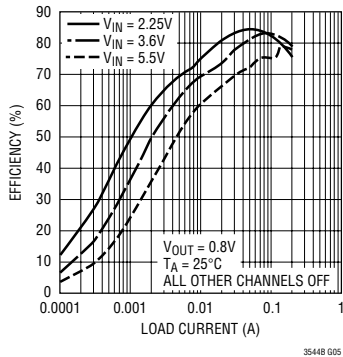
**效率与负载电流的关系曲线
(300mA 通道)。所有其他通道均处于 50% 峰值电流**



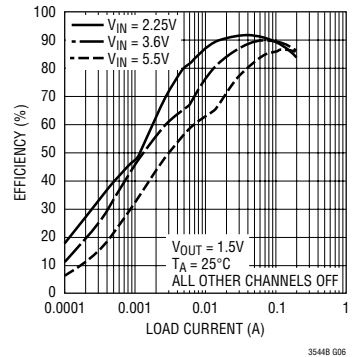
**效率与负载电流的关系曲线
(300mA 通道)。所有其他通道均关断**



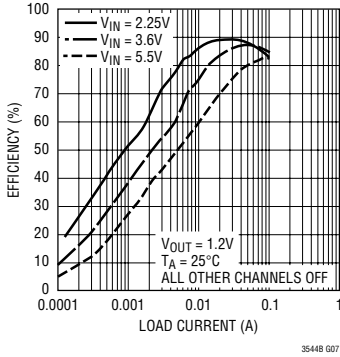
**效率与负载电流的关系曲线
(200mA 通道 A)。所有其他通道均关断**



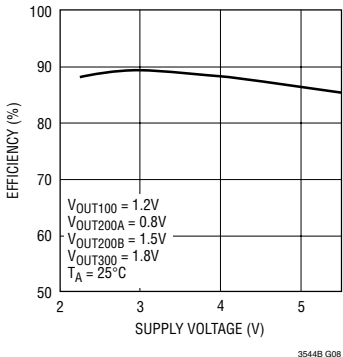
**效率与负载电流的关系曲线
(200mA 通道 B)。所有其他通道均关断**



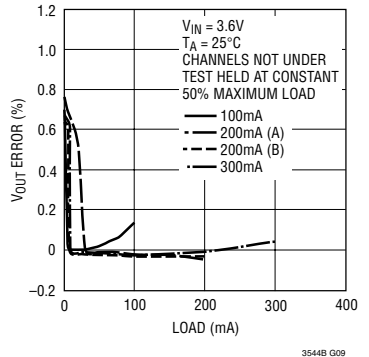
**效率与负载电流的关系曲线
(100mA 通道)。所有其他通道均关断**



**效率与电源电压的关系曲线，
所有通道均加载 50%**

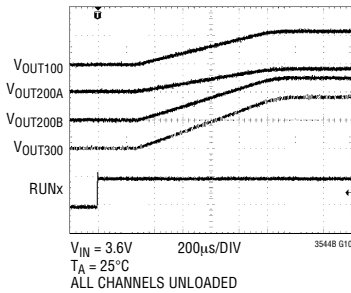


负载调节，所有通道

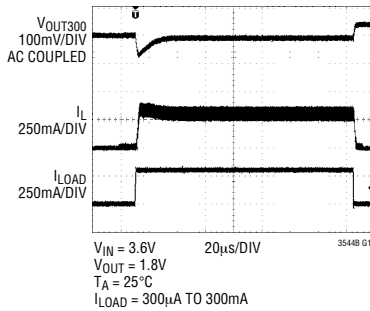


典型性能特征

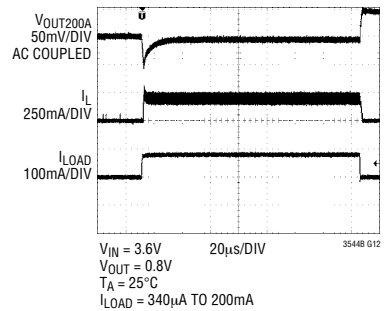
启动曲线, 所有通道



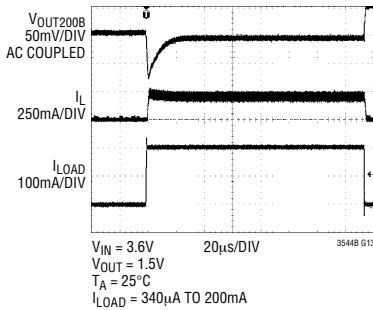
负载阶跃响应, 300mA 通道



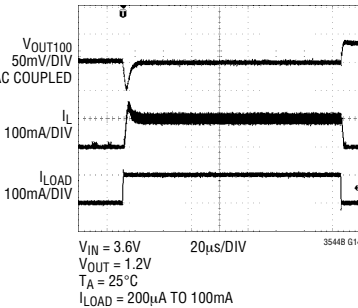
负载阶跃, 200mA 通道 A



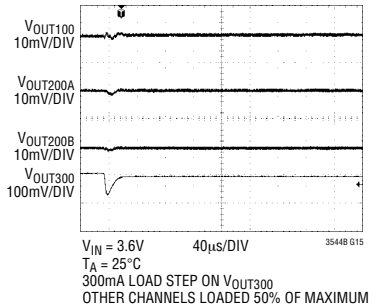
负载阶跃, 200mA 通道 B



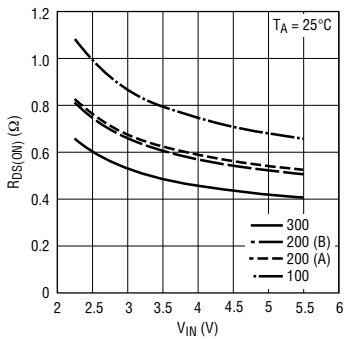
负载阶跃, 100mA 通道



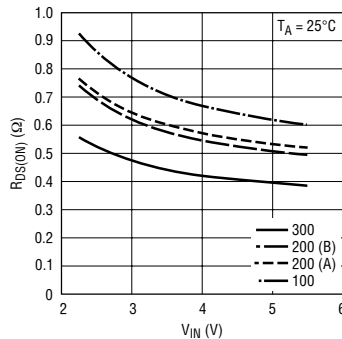
负载阶跃串扰



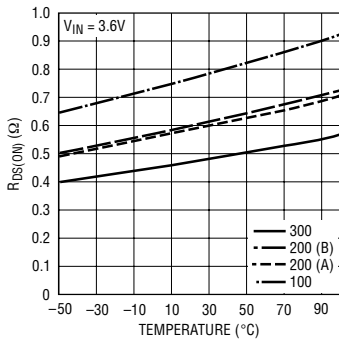
PFET $R_{DS(ON)}$ 与电源电压的关系曲线



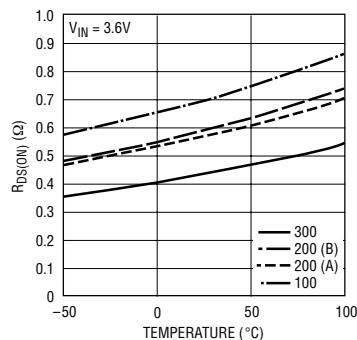
NFET $R_{DS(ON)}$ 与电源电压的关系曲线



典型性能特征

PFET $R_{DS(ON)}$ 与温度的关系曲线

3544B G18

NFET $R_{DS(ON)}$ 与温度的关系曲线

3544B G19

引脚功能

V_{FB200B} (引脚 1)：200mA 稳压器 B 反馈引脚。该引脚用于接收来自一个跨接在输出端上的外部阻性分压器的反馈电压。

V_{FB200A} (引脚 2)：200mA 稳压器 A 反馈引脚。该引脚用于接收来自一个跨接在输出端上的外部阻性分压器的反馈电压。

RUN200A (引脚 3)：200mA 稳压器 A 使能引脚。强制该引脚的电压至 V_{IN} 将使能 200mA 稳压器 (通道 A)，而使其电压至 GND 则导致稳压器被关断。

SW200B (引脚 4)：至电感器的开关节点连接 (用于 200mA 稳压器 B)。该引脚连接至内部功率 MOSFET 开关的漏极。

SW200A (引脚 5)：至电感器的开关节点连接 (用于 200mA 稳压器 A)。该引脚连接至内部功率 MOSFET 开关的漏极。

PGND (引脚 6)：用于 200mA 稳压器和 300mA 稳压器的电源通路回程引脚。

PV_{IN} (引脚 7)：用于 200mA 稳压器和 300mA 稳压器的电源通路供电引脚。必须通过一个 4.7 μ F 或更大的陶瓷电容器将该引脚紧密去耦至 PGND。

SW300 (引脚 8)：至电感器的开关节点连接 (用于 300mA 稳压器)。该引脚连接至内部功率 MOSFET 开关的漏极。

RUN300 (引脚 9)：300mA 稳压器使能引脚。强制该引脚的电压至 V_{IN} 将使能 300mA 稳压器，而使其电压至 GND 则导致稳压器被关断。

V_{FB300} (引脚 10)：300mA 稳压器反馈引脚。该引脚用于接收来自一个跨接在输出端上的外部阻性分压器的反馈电压。

V_{FB100} (引脚 11)：100mA 稳压器反馈引脚。该引脚用于接收来自一个跨接在输出端上的外部阻性分压器的反馈电压。

RUN100 (引脚 12)：100mA 稳压器使能引脚。强制该引脚的电压至 V_{IN} 将使能 100mA 稳压器，而使其电压至 GND 则导致 100mA 稳压器被关断。

SW100 (引脚 13)：至电感器的开关节点连接 (用于 100mA 稳压器)。该引脚连接至内部功率 MOSFET 开关的漏极。

GND_A (引脚 14)：用于内部基准和控制电路的接地引脚。用于 100mA 稳压器的电源通路回程。

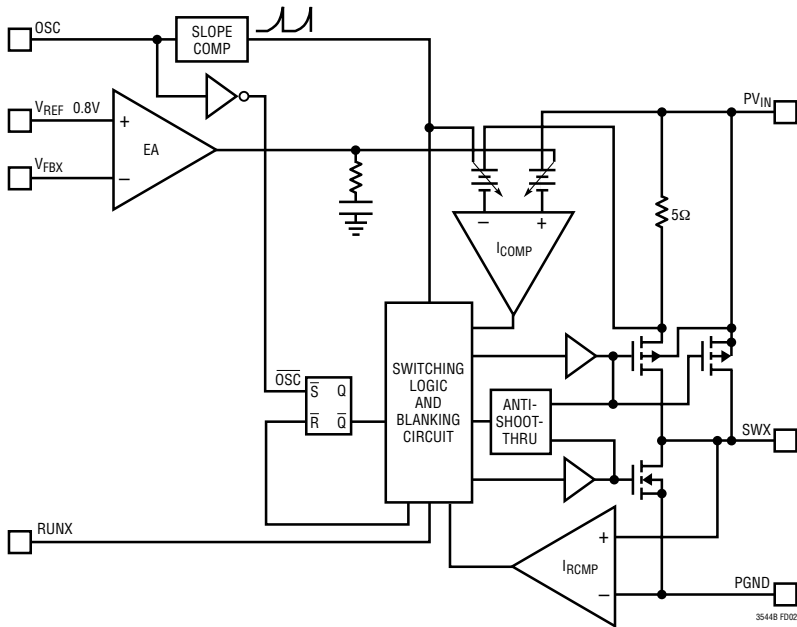
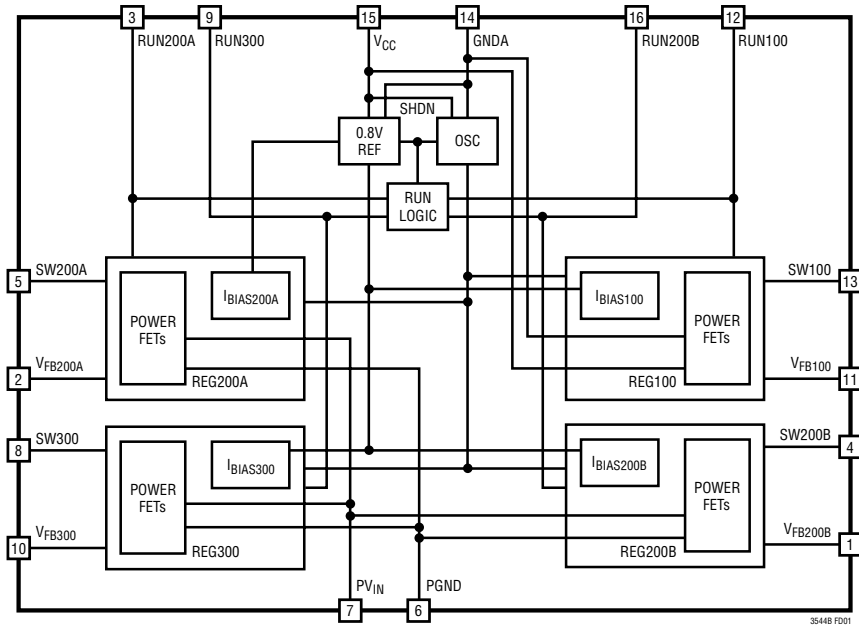
V_{CC} (引脚 15)：用于内部基准和控制电路的供电引脚。用于 100mA 稳压器的电源通路供电引脚。

RUN200B (引脚 16)：200mA 稳压器 B 使能引脚。强制该引脚的电压至 V_{IN} 将使能 200mA 稳压器 (通道 B)，而使其电压至 GND 则导致稳压器被关断。

裸露衬垫 (引脚 17)：地。必须焊接至 PCB。

3544Bf

功能示意图



工作原理

主控制环路

LTC3544B 采用一种恒定频率、电流模式降压型架构。内置主 (P 沟道 MOSFET) 和同步 (N 沟道 MOSFET) 开关。在正常操作过程中, 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 0.8V 基准发生轻微的下降, 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。

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发生反向。底端 MOSFET 由电流反向比较器 I_{RCMP} 来关断, 而开关电压将出现振铃。这是不连续模式操作, 而且是开关稳压器的标准工作特性。当负载非常轻时, LTC3544B 将自动跳过某些脉冲, 以保持输出稳压状态。

软起动

软起动电路减小了启动期间 V_{IN} 上的浪涌电流和输出过冲。LTC3544B 的软起动功能通过在内部使馈送至误差放大器的基准信号在大约 1ms 的周期里上升来实现。图 1 示出了 4 个稳压器通道在软起动期间的工作特性。

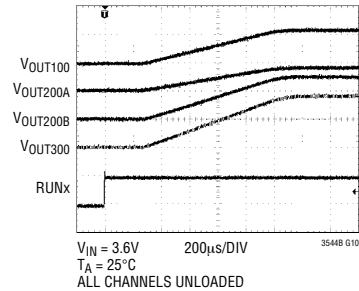


图 1：稳压器软起动

短路保护

短路保护功能是通过监视电感器电流来实现的。当电感器电流超过一个预定水平时, 主开关将被关断, 而同步开关将接通足够长的时间, 以使电感器中的电流衰减至故障门限以下。这将防止发生灾难性的电感器电流失控条件, 但仍将向输出端供应电流。在该条件下, 未实现输出电压稳压。

压降方式操作

当输入电源电压降至一个接近输出电压的数值时, 占空比向最大接通时间增加。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, 直至占空比达到 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 LTC3544B 在 100% 的占空比及低输入电压的条件下使用时, 用户应计算功耗 (请参见“应用信息”部分中的“热考虑”)。

应用信息

在本数据表首页上，示出了 LTC3544B 的基本应用电路。外部元件的选择受负载要求的驱使，首先选择的是电感 L，然后再选择 C_{IN} 和 C_{OUT}。

电感器的选择

对于大多数应用而言，电感值将位于 1μH 至 10μH 的范围内。其数值的选择基于期望的纹波电流。采用大数值的电感器可降低波纹电流，而小数值的电感器则会导致较高的纹波电流。如 (1) 式所示，较高的 V_{IN} 或 V_{OUT} 也将使纹波电流增大。对于 300mA 稳压器而言，用于设定纹波电流的一个合理的起始点为 ΔI_L = 120mA (即 300mA 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一半纹波电流之和，以防止磁芯饱和。因此，对于大多数应用来说，采用一个额定电流为 360mA 的电感器应该是足够了 (300mA + 60mA)。为了获得更高的效率，请选用一个低 DCR 电感器。

电感器磁芯选择

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/电流关系。采用铁氧体或坡莫合金材料的环形芯或屏蔽式罐形磁芯体积小且不辐射太多的能量，但其价格一般比具有相似电特性的铁粉磁芯电感器要高。选用的电感器的类型往往更多地取决于价格与尺寸要求的相互关系以及任何的辐射场/EMI 要求，而非 LTC3544B 的操作要求。表 1 罗列了一些在 LTC3544B 应用中使用情况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)	W × L × H (mm ³)
Sumida CDH2D09B	10	0.47	0.48	3.0 × 2.8 × 1.0
	6.4	0.32	0.6	
	4.7	0.218	0.7	
	3.3	0.15	0.85	
Würth TPC744029	10	0.50	0.50	2.8 × 2.8 × 1.35
	6.8	0.38	0.65	
	4.7	0.210	0.80	
	3.3	0.155	0.95	
TDK VLF3010AT	10	0.67	0.49	2.8 × 2.6 × 1.0
	6.8	0.39	0.61	
	4.7	0.28	0.70	
	3.3	0.17	0.87	

C_{IN} 和 C_{OUT} 的选择

在连续工作方式中，通过假设顶端 MOSFET 的源极电流是占空比 V_{OUT}/V_{IN} 和幅度 I_{OUT(MAX)} 的一个方波，可确定输入电流纹波的最坏情况估算值。为防止发生大电压瞬变，必须采用一个按最大 RMS 电流选取的低 ESR 输入电容器。最大 RMS 电容器电流由下式给出：

$$I_{RMS} \approx I_{OUT(MAX)} \frac{\sqrt{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}}{V_{IN}}$$

该公式在 V_{IN} = 2V_{OUT} 时具有最大值，此时，I_{RMS} = I_{OUT}/2。这一简单的最坏情况是设计中常用的。请注意，电容器制造商所提供的额定纹波电流通常是基于使用寿命仅 2000 小时这种情形的 (非陶瓷电容器)。这样，建议在选择电容器时降低额定值使用，或选择一个比所要求的额定温度更高的电容器。如果有任何的问题，请向制造商咨询。

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，

应用信息

则额定 RMS 电流通常将远远超过 $I_{\text{RIPPLE(P-P)}}$ 要求。输出纹波 ΔV_{OUT} 由下式决定：

$$\Delta V_{\text{OUT}} \cong \Delta I_L \left(\text{ESR} + \frac{1}{8 \cdot f \cdot C_{\text{OUT}}} \right)$$

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，输出纹波在最大输入电压条件下最高，因为 ΔI_L 随输入电压的增加而增加。

采用陶瓷输入和输出电容器

较高数值、较低成本的陶瓷电容器现已可采用更小的外壳尺寸。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 LTC3544B 的控制环路的稳定操作与输出电容器的 ESR 无关，因此，可以直接使用陶瓷电容器来获得非常低的输出纹波以及很小的电路尺寸。

然而，当在输入端和输出端采用陶瓷电容器时必须谨慎。当在输入端上采用了一个陶瓷电容器，且电源由一个交流适配器通过长电线来提供的时候，输出端上的一个负载阶跃有可能在输入端 V_{IN} 上引起振铃。在最佳的情况下，该振铃会耦合至输出并被错误地当作是环路的不稳定性。而在最坏的情况下，通过长电线突然涌入的电流有可能在 V_{IN} 上引发一个足以使器件损坏的大电压尖峰。

在选择输入和输出陶瓷电容器的时候，请选择 X5R 或 X7R 电介质组成。在所有的陶瓷电容器中，对于给定的数值和尺寸，这两种电介质具有最佳的温度和电压特性。

输出电压设置

输出电压通过把 V_{FB} 连接至一个阻性分压器来设定，依据的公式如下：

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

如图 2 所示，外部阻性分压器被连接至输出端，从而实现了远端电压感测。

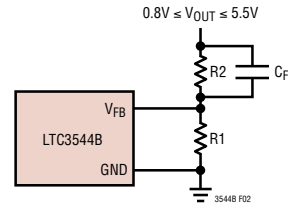


图 2：设定 LTC3544B 输出电压

在这些电阻器中保持较小的电流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控制环路的相位余量。建议把总反馈电阻器串的阻值保持在 100k 以下。

为了改善控制环路的频率响应，还可以采用一个前馈电容器 C_F 。应非常谨慎地使反馈线路的布线远离诸如 SW 线路上的电感器等噪声源。

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所得的商再乘以 100%。分析单独损耗分量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：效率 = 100% - (L1 + L2 + L3 + ...)，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 LTC3544B 电路中，大部分损耗通常来源于两个主要因素： V_{IN} 静态电流和 I^2R 损耗。在低负载电流条件下，效率损失主要由 V_{IN} 静态电流损耗造成；而在中高负载电流条件下，效率损失则主要由 I^2R 损耗造成。

1. 静态电流包括两个分量：即 DC 偏置电流 (在电特性参数表中给出) 以及内部主开关和同步开关栅极充电电流。栅极充电电流产生自内部功率 MOSFET 开关的栅极电容开关操作。每次栅极从高电平转换至低电平并再度转换至高电平，一组电荷 dQ 从 PV_{IN} 转移至地。合成 dQ/dt 是从 PV_{IN} 流出的电流，该电流通常比 DC 偏置电流大，并与频率成比例。DC 偏

应用信息

置电流和栅极电荷损耗均与 PV_{IN} 成比例，因此，在较高的电源电压条件下，它们的影响将更加明显。

2. I^2R 损耗由内部开关的电阻 R_{SW} 和外部电感器的电阻 R_L 来计算。在连续工作模式中，流经电感器 L 的平均输出电流在主开关和同步开关之间被“斩波切换”。因此，向 SW 引脚看过去的串联电阻与顶端和底端 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 以及占空比 (DC) 的函数关系如下：

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

顶端和底端 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 均可从“典型性能特征”曲线获得。于是，只需将 R_{SW} 与 R_L 相加所得的和与平均输出电流的平方值相乘，即可求出 I^2R 损耗。

开关操作中的其他损耗 (包括 C_{IN} 和 C_{OUT} ESR 损耗以及电感器磁芯损耗) 通常只占总额外损耗的 2% 以下。

热考虑

LTC3544B 要求把封装背部金属焊接至 PC 板上。这为 QFN 封装赋予了超卓的热特性，从而使得在正常操作过程中不易超过器件的最大结温。在大多数应用中，由于效率很高，所以 LTC3544B 的发热量并不太多。在 LTC3544B 运行于高环境温度以及低电源电压和高占空比条件下 (比如在压降) 的应用中，如果未实施良好的热接地，则其散热有可能超过器件的最大结温。如果结温达到 150°C 左右，则两个电源开关都将断开，且 SW 节点将变至高阻抗。

为避免 LTC3544B 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：

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

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 由下式给出：

$$T_J = T_A \cdot T_R$$

式中的 T_A 为环境温度。

作为一个实例，假设 LTC3544B 工作于压降方式下，输入电压为 2.5V，总负载电流 (所有 4 个稳压器) 为 800mA，环境温度为 85°C。从开关电阻的“典型性能特征”曲线图可知，在 85°C 的温度条件下，300mA P 沟道开关的 $R_{DS(ON)}$ 约为 0.67Ω。因此，300mA 通道的功耗为：

$$P_D = I_{LOAD}^2 \cdot R_{DS(ON)} = 600W$$

对其他通道所做的相似分析得出：总功耗为 138mW。对于 3mm × 3mm QFN 封装， θ_{JA} 为 68°C/W。因此，稳压器的结温为：

$$T_J = 85^\circ C + (0.138)(68) = 94.4^\circ C$$

这远远低于 125°C 的最大结温。

请注意，在较高的电源电压条件下，由于开关电阻 $R_{DS(ON)}$ 减小，故结温下降。

检查瞬态响应

通过观察负载瞬态响应可以验证稳压器环路响应。开关稳压器需要几个周期来对负载电流的阶跃作出响应。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} 进行充电或放电操作，这将产生一个反馈误差信号。稳压器环路随后起作用，使 V_{OUT} 恢复至其稳态值。在此恢复期间，可对 V_{OUT} 进行过冲或振铃 (它们有可能表示存在稳定性问题) 监视。如欲了解有关开关控制环路原理的详细说明，请参见“应用指南 76” (Application Note 76)。

应用信息

第二，采用大数值 ($>1\mu\text{F}$) 电源旁路电容器的负载开关操作会引起更严重的瞬变。被放电的旁路电容器有效地与 C_{OUT} 并联，导致 V_{OUT} 快速下降。如果负载开关电阻很低并被快速驱动，则没有稳压器能够提供足以防止该问题发生的电流。唯一的解决方案是对开关驱动脉冲的上升时间加以限制，以使负载上升时间被限制为约 $(25 \cdot C_{\text{LOAD}})$ 。这样，一个被充电至 3.3V 的 $10\mu\text{F}$ 电容器将需要 $250\mu\text{s}$ 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

当进行印刷电路板布局时，下面的检查清单应被用于确保 LTC3544B 的正确操作。图 3 和图 4 还对这些事项进行了图示。在进行电路板布局时请检查以下事项：

1. 由 PGND 走线、GNDA 走线、SW 走线、 PV_{IN} 走线和 V_{CC} 走线所组成的电源走线应保持短、直且宽。

2. V_{FBx} 引脚是否均直接连接至各自的反馈电阻器？阻性分压器必须连接在对应的输出滤波电容器 (例如：C13) 的正 (+) 极板和 GNDA 之间。如果受电路相距器件所处的地点是电路走线压降很大的位置，则应考虑在从受电路至阻性分压器的回接中采用开尔文 (Kelvin) 连接。
3. 使 C8 和 C9 尽可能地靠近器件。
4. 使开关节点 (SWx) 远离敏感的 V_{FBx} 节点。
5. 使输入和输出电容器的接地极板尽可能地靠近。
6. 应谨慎地在非屏蔽电感器之间提供足够的空间，以最大限度地减少任何的变压器耦合。

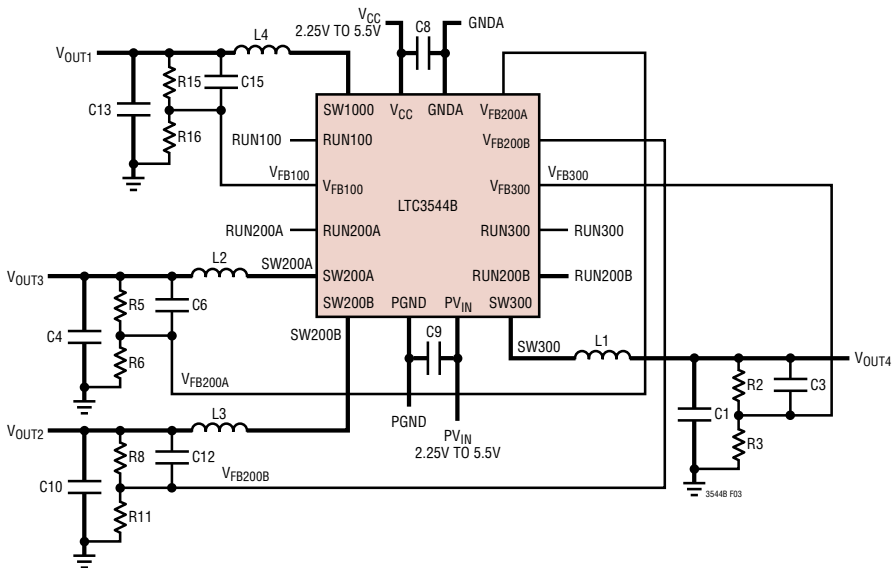


图 3 : LTC3544B 布局示意图

应用信息

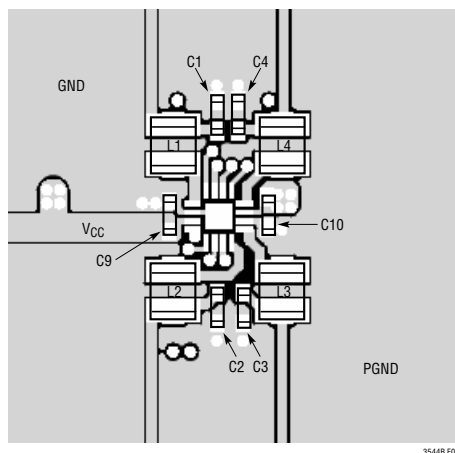


图 4

设计实例

作为一个设计实例，假定 LTC3544B 在一个采用单节锂离子电池供电的便携式应用中使用。电池提供了 2.8V 至 4.2V 的 V_{IN} 范围。2.5V 电压条件下的电流需求为 250mA，因而必需采用 300mA 输出来满足该要求。

从该通道开始，首先，在最大 V_{IN} 条件下针对约 35% 的纹波电流（在本例中为 100mA）来计算电感值。采用的公式如下：

$$L4 = \frac{25V}{2.25MHz \cdot 100mA} \left(1 - \frac{2.5V}{4.2V} \right) = 4.5\mu H$$

对于电感器，应采用与之最接近的标准电感值，即 4.7 μ H。对输出电容器来说，一个 4.7 μ F 电容器应是绰绰有余了。采用较大的输出电容器虽然将减小负载瞬态响应，但会导致稳定时间的增加。由于锂离子电池的源阻抗很低，所以 $C_{IN} = 4.7\mu F$ 的电容值应当足够了。

反馈电阻器用于设置输出电压。最大限度地减小这些电阻器中的电流将在非常轻的负载条件下实现效率的最大化，不过，约 200k 的总阻值能够在以下二者之间实现上佳的折衷，它们是：效率；对 PCB 寄生电容对反馈引脚的任何不良影响的免疫力。当选择 10 μ A 和 0.8V 反馈电压时，得出： $R7 = 80k$ 。与之接近的 1% 精度标准电阻器为 76.8k。采用以下公式：

$$R8 = \left(\frac{V_{OUT}}{0.8} - 1 \right) \cdot R7 = 163.2k$$

最接近的 1% 精度标准电阻器为 162k。可以采用一个任选的 20pF 反馈电容器来改善瞬态响应。其他通道元件值的选择方式与此相似。

图 5 示出了本例的完整原理图，并给出了 300mA 通道的效率曲线和瞬态响应。

应用信息

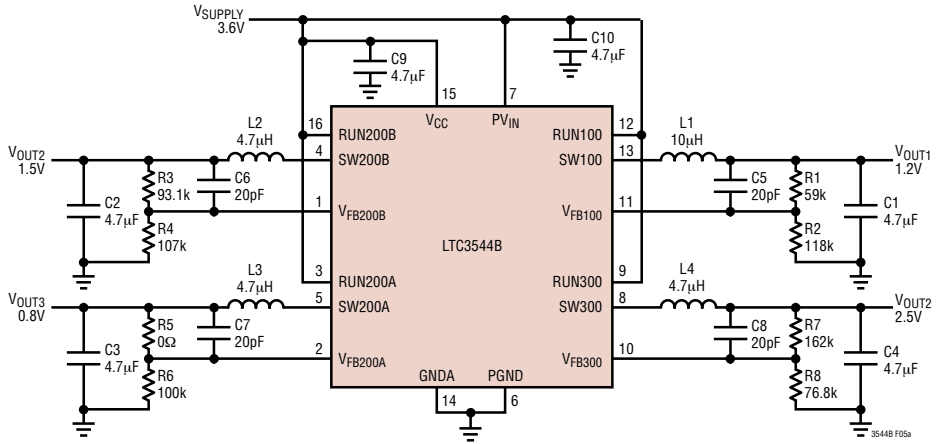
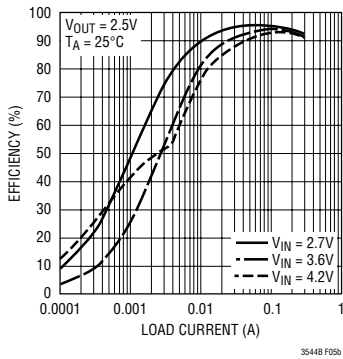
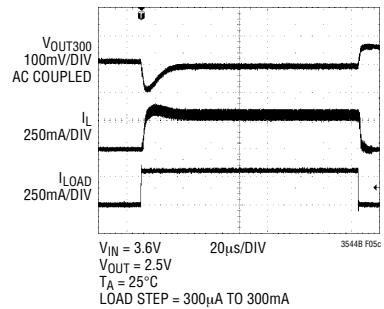


图 5

效率与输出电流的关系曲线 —— 300mA 通道，所有其他通道均关断

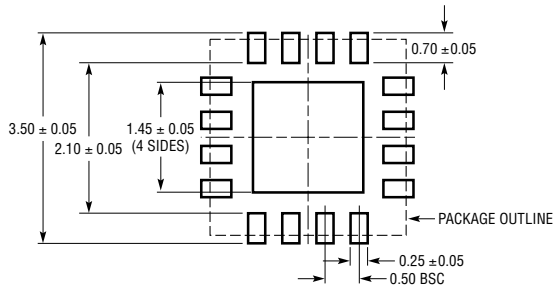


瞬态响应

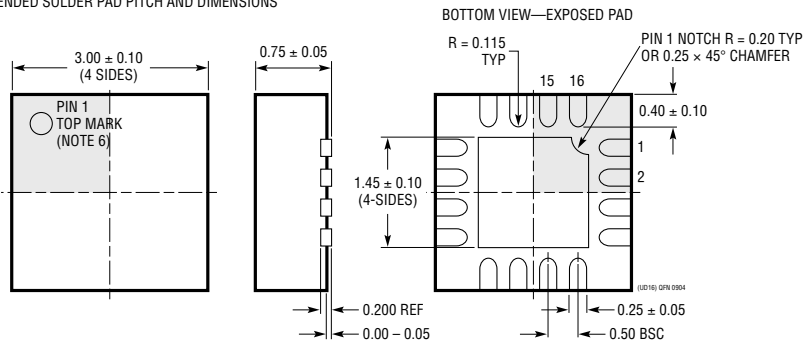


封装描述

UD 封装
16 引脚塑料 QFN (3mm × 3mm)
(参考 LTC DWG # 05-08-1691)



RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS



NOTE:

1. DRAWING CONFORMS TO JEDEC PACKAGE OUTLINE MO-220 VARIATION (WEED-2)
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 THE TOP AND BOTTOM OF PACKAGE

LTC3544B

相关器件

器件型号	描述	备注
LTC3405/LTC3405A	300mA I _{OUT} 、1.5MHz 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 = 20μA，I _{SD} < 1μA，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 = 20μA，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 95%，V _{IN} : 2.5V 至 5.5V，V _{OUT(MIN)} = 0.6V，I _Q = 40μA，I _{SD} < 1μA，10 引脚 MSE、DFN 封装
LTC3409	600mA I _{OUT} 、1.7MHz/2.6MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 96%，V _{IN} : 1.6V 至 5.5V，V _{OUT(MIN)} = 0.6V，I _Q = 65μA，I _{SD} < 1μA，DFN 封装
LTC3410/LTC3410B	300mA I _{OUT} 、2.25MHz 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 = 26μA，I _{SD} < 1μA，SC70 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 = 60μA，I _{SD} < 1μA，10 引脚 MSE、DFN 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 = 60μA，I _{SD} < 1μA，16 引脚 TSSOPE 封装
LTC3441/LTC3442 LTC3443	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(MIN)} = 2.4V 至 5.25V，I _Q = 50μA，I _{SD} < 1μA，DFN 封装
LTC3531/LTC3531-3 LTC3531-3.3	200mA I _{OUT} 、1.5MHz 同步降压-升压型 DC/DC 转换器	效率达 95%，V _{IN} : 1.8V 至 5.5V，V _{OUT(MIN)} : 2V 至 5V，I _Q = 16μA，I _{SD} < 1μA，ThinSOT、DFN 封装
LTC3532	500mA 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(MIN)} : 2.4V 至 5.25V，I _Q = 35μA，I _{SD} < 1μA，10 引脚 MSE、DFN 封装
LTC3547	双通道 300mA I _{OUT} 、2.25MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 95%，V _{IN} : 2.5V 至 5.5V，V _{OUT(MIN)} = 0.6V，I _Q = 40μA，I _{SD} < 1μA，8 引脚 DFN 封装
LTC3548/LTC3548-1 LTC3548-2	双通道 400mA/800mA I _{OUT} 、2.25MHz 同步降压型 DC/DC 转换器	效率达 95%，V _{IN} : 2.5V 至 5.5V，V _{OUT(MIN)} = 0.6V，I _Q = 40μA，I _{SD} < 1μA，10 引脚 MSE、DFN 封装
LTC3561	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 = 240μA，I _{SD} < 1μA，DFN 封装