

具有 100 μ A 静态电流的高电压、500mA、200kHz 降压型开关稳压器

特点

- 宽输入范围：3.3V 至 60V
- 至 80V 的负载突降 (输入瞬变) 保护
- 500mA 峰值开关电流
- 突发模式 (Burst Mode[®]) 操作：100 μ A 静态电流**
- 低停机电流： $I_Q < 1\mu$ A
- 突发模式操作失效
- 200kHz 开关频率
- 饱和开关设计：0.8 Ω 接通电阻
- 峰值开关电流在整个占空比范围内得到保持*
- 1.25V 反馈基准电压
- 可容易地实现同步
- 软起动功能
- 小外形 10 引脚耐热增强型 DFN 封装

应用

- 高电压功率转换
- 14V 和 42V 汽车系统
- 工业电源系统
- 分布式电源系统
- 电池供电型系统
- 受电以太网

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产权。* 受包括第 6498466 号美国专利的保护。** 具体条件请参阅“突发模式操作”部分。

描述

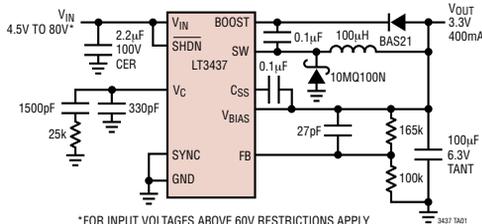
LT[®]3437 是一款可接受高达 80V 输入电压的 200kHz 单片式降压型开关稳压器。一个高效 500mA、0.8 Ω 开关与所有必需的振荡器、控制和逻辑电路均被集成在了芯片之上。该器件采用了电流模式架构，旨在实现快速瞬态响应和上佳的环路稳定性。

由于运用了创新设计技术和一种新型高电压工艺，因而在一个很宽的输入范围内实现了高效率。通过在低电流条件下采用突发模式操作、利用输出来对内部电路进行偏置、并使用一个电源升压电容器来使功率开关完全饱和，可令效率在一个宽输出电流范围内得以保持。SYNC 引脚上的一个逻辑高电平信号可使突发模式操作失效，这将导致轻负载条件下的纹波有所减小，但同时也牺牲了轻载效率。其专利电路可在整个占空比范围内维持峰值开关电流。* 停机模式将输入电源电流减小至 1 μ A 以下。通过采用逻辑电平输入来驱动 SYNC 引脚能够实现外部同步。布设在 C_{SS} 引脚和输出端之间的一个电容器可提供一个受控的输出电压斜坡 (软起动)。

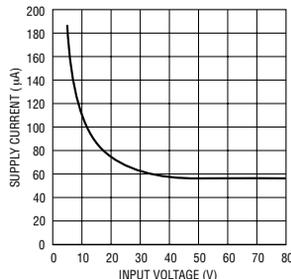
LT3437 采用扁平 (高度仅 0.75mm) 3mm \times 3mm 10 引脚 DFN 封装或 16 引脚 TSSOP 封装，这两种封装均具有裸露衬垫引线框架，以实现低热阻。

典型应用

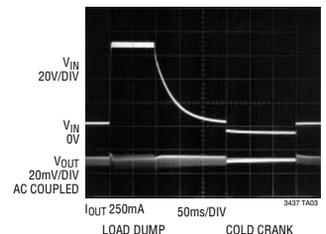
具有 100 μ A 无负载静态电流的 14V 至 3.3V 降压型转换器



电源电流与输入电压的关系曲线



输入电压瞬态响应



LT3437

绝对最大额定值 (注1)

V_{IN} , \overline{SHDN} , BIAS, SW 操作	60V
V_{IN} , \overline{SHDN} 100ms 瞬变, <15% 占空比	80V
BOOST 引脚高于 SW	35V
BOOST 引脚工作电压	75V
BOOST 引脚 100ms 瞬变, <15% 占空比	85V
SYNC, C_{SS} , FB	6V

工作结温范围

LT3437EDD (注2)	-40°C 至 125°C
LT3437IDD (注2)	-40°C 至 125°C
LT3437EFE (注2)	-40°C 至 125°C
LT3437IFE (注2)	-40°C 至 125°C
贮存温度范围	-65°C 至 125°C

封装/订购信息

<p>DD PACKAGE 10-LEAD (3mm × 3mm) PLASTIC DFN $\theta_{JA} = 45^{\circ}\text{C/W}$, $\theta_{JC(PAD)} = 10^{\circ}\text{C/W}$ EXPOSED PAD IS GND (PIN 11) MUST BE SOLDERED TO GND (PIN 4)</p>		<p>FE PACKAGE 16-LEAD PLASTIC TSSOP $\theta_{JA} = 45^{\circ}\text{C/W}$, $\theta_{JC(PAD)} = 10^{\circ}\text{C/W}$ EXPOSED PAD IS GND (PIN 17) MUST BE SOLDERED TO GND (PIN 8)</p>	
产品型号	DD 器件标记	产品型号	FE 器件标记
LT3437EDD LT3437IDD	LBDJ LBDK	LT3437EFE LT3437IFE	3437EFE 3437IFE
<p>订购选项 卷带: 加 #TR 无铅型: 加 #PBF 无铅型卷带装: 加 #TRPBF 无铅型器件标记: http://www.linear.com/leadfree/</p>			

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 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 。 $V_{IN} = 12\text{V}$, $\overline{SHDN} = 12\text{V}$, BIAS = 5V, FB = 1.25V, $C_{SS}/\text{SYNC} = 0\text{V}$, 除非特别注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
$V_{\overline{SHDN}}$	SHDN 门限		● 1.15	1.3	1.45	V
$I_{\overline{SHDN}}$	SHDN 输入电流	$\overline{SHDN} = 12\text{V}$	●	5	30	μA
	最小输入电压 (注 3)		●	2.5	3	V
I_{VINS}	电源停机电流	$\overline{SHDN} = 0\text{V}$, BOOST = 0V, FB/PGFB = 0V		0.1	2	μA
	电源睡眠电流 (注 4)	BIAS = 0V, FB = 1.35V	●	300	500	μA
		FB = 1.35V	●	25	50	μA
I_{VIN}	电源静态电流	BIAS = 0V, FB = 1.15V, $V_C = 0.8\text{V}$, SYNC = 2V		1.35	2	mA
		BIAS = 5V, FB = 1.15V, $V_C = 0.8\text{V}$, SYNC = 2V		0.475	1	mA
	最小 BIAS 电压 (注 5)			2.7	3.15	V

3437f

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 $T_J = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{IN} = 12\text{V}$ ， $\text{SHDN} = 12\text{V}$ ， $\text{BIAS} = 5\text{V}$ ， $\text{FB} = 1.25\text{V}$ ， $C_{SS}/\text{SYNC} = 0\text{V}$ ， 除非特别注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
I_{BIAS}	BIAS 睡眠电流 (注 4)		●	150	250	μA	
I_{BIAS}	BIAS 静态电流	$\text{SYNC} = 2\text{V}$		0.75	1	mA	
	最小升压驱动电压 (注 6)	$I_{\text{SW}} = 250\text{mA}$		1.8	2.5	V	
	输入升压驱动电流 (注 7)	$I_{\text{SW}} = 0.5\text{A}$ $I_{\text{SW}} = 0.25\text{A}$		11 8	16 13	mA mA	
V_{REF}	基准电压 (V_{REF})	$3.3\text{V} < V_{\text{VIN}} < 80\text{V}$	●	1.225	1.25	1.275	V
I_{FB}	FB 输入偏置电流			50	200	nA	
	EA 电压增益 (注 8)			900		V/V	
	EA 电压 g_m	$dI(V_C) = \pm 10\mu\text{A}$		650		μMho	
	EA 供电电流	$\text{FB} = 1.15\text{V}$		15	35	55	μA
	EA 吸收电流	$\text{FB} = 1.35\text{V}$		15	30	55	μA
	V_C 至 SW g_m			1		A/V	
	V_C 开关门限	$V_{\text{SYNC}} = 2\text{V}$		500		mV	
	V_C 高电平箝位			1.5	1.75	2.1	V
I_{PK}	SW 电流限值		●	500	650	900	mA
$\text{SW } V_{\text{CESAT}}$	开关饱和电压 (注 9)	$I_{\text{SW}} = 250\text{mA}$ $I_{\text{SW}} = 500\text{mA}$	● ●	200 400	400 800	mV mV	
	开关频率		●	170	200	240	kHz
	最大占空比			95		$\%$	
	最小 SYNC 幅度			1.5	2	V	
	同步频率范围			240	700	kHz	
	同步输入阻抗			50		$\text{k}\Omega$	
I_{CSS}	C_{SS} 电流门限 (注 10)	$\text{FB} = 0\text{V}$		4	10	16	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。

注 2：LT3437EDD/LT3437EFE 在 0°C 至 125°C 的结温范围内保证能够满足性能规格的要求。在 -40°C 至 125°C 工作结温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。LT3437IDD/LTC3437IFE 的性能在整个 -40°C 至 125°C 的工作结温范围内是得到保证的，并进行了测试。

注 3：最小输入电压被定义为开关操作开始时的电压。用于维持一个稳定输出的实际最小输入电压将取决于输出电压和负载电流。请参见“应用信息”。

注 4：电源输入电流指的是输入引脚所吸收的静态电流。其典型值取决于 BIAS 引脚上的电压以及 LT3437 的工作状态。当 BIAS 引脚电压为 0V 时，LT3437 运作所需的全部静态电流都将由 V_{IN} 引脚来提供。当 BIAS 引脚电压高于其最小输入电压时，总静态电流的一部分将由 BIAS 引脚来提供。电源睡眠电流被定义为突发模式操作的“睡眠状态”部分的静态

电流。请参见“应用信息”，以了解有关应用电源电流确定的详细内容。

注 5：最小 BIAS 电压指的是向该引脚提供 I_{BIAS} 电流时 BIAS 引脚上的电压。

注 6：它指的是用于确保内部功率开关的完全饱和和所需的升压电容器两端的最小电压。

注 7：升压电流指的是当 BOOST 引脚电压被保持在输入电压以上达 3.3V 时流入该引脚的电流。该电流仅在接通时间里流动。

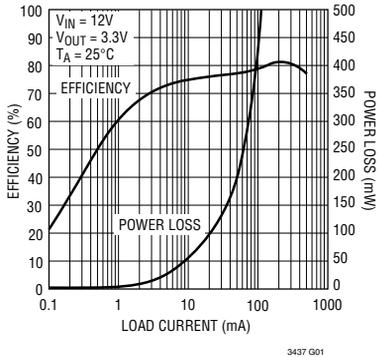
注 8：增益是在一个 1.15V 至 750mV 的 V_C 摆幅条件下测量的。

注 9：开关饱和电压由针对 DD 封装器件的晶圆级测量中的相关性来保证。

注 10： C_{SS} 门限被定义为会导致从 V_C 引脚吸收的电流有所增加的 C_{SS} 引脚输入电流的数值。请参见“应用信息”中的“软起动”部分。

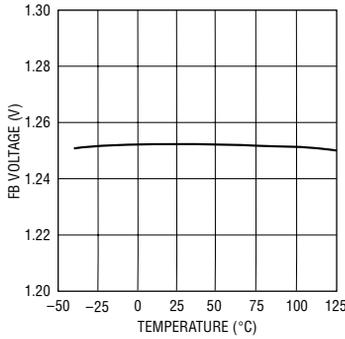
典型性能特征

效率和功率损耗与负载电流的关系曲线



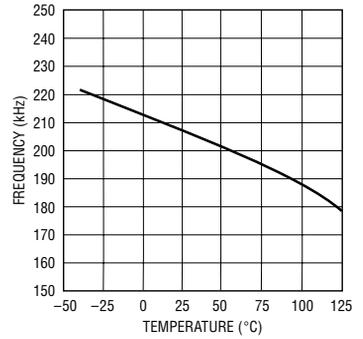
3437 G01

FB 电压与温度的关系曲线



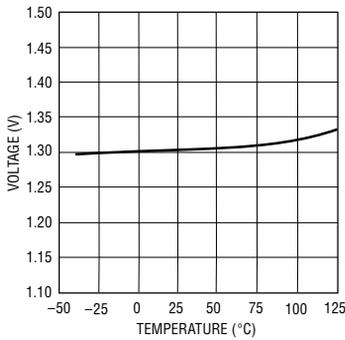
3437 G02

振荡器频率与温度的关系曲线



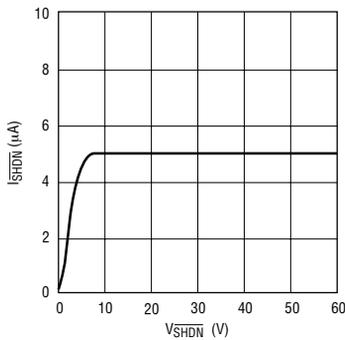
3437 G03

SHDN 门限



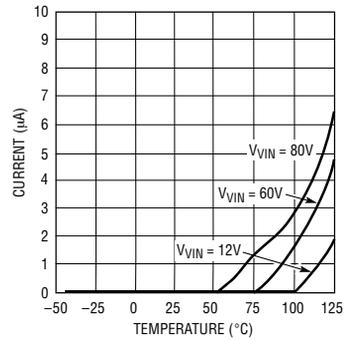
3437 G04

SHDN 引脚电流



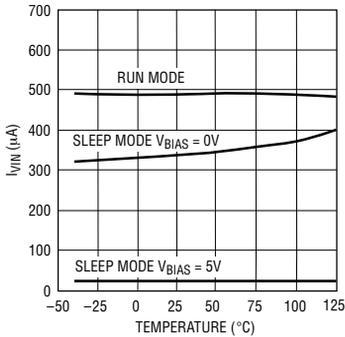
3437 G05

停机电源电流与温度的关系曲线



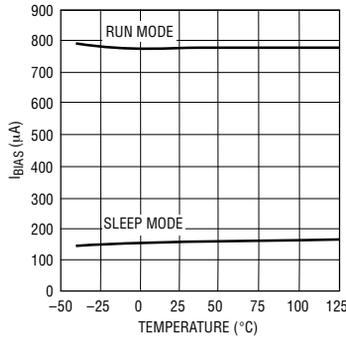
3437 G06

输入电流与温度的关系曲线



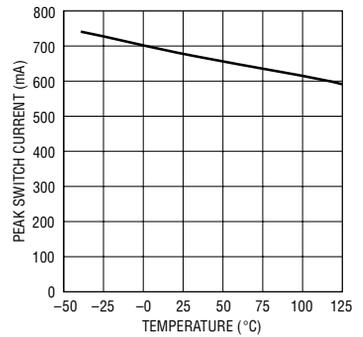
3437 G07

偏置电流与温度的关系曲线



3437 G08

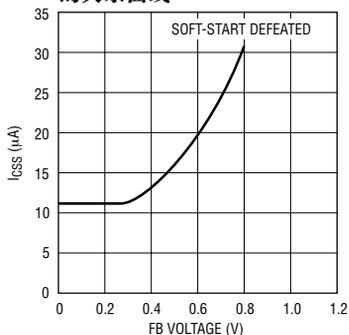
峰值开关电流限值与温度的关系曲线



3437 G09

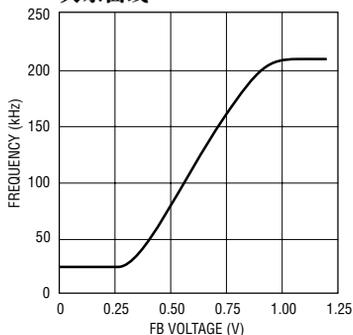
典型性能特征

软起动电流门限与 FB 电压的关系曲线



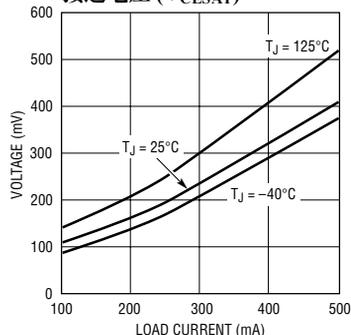
3437 G10

振荡器频率与 FB 电压的关系曲线



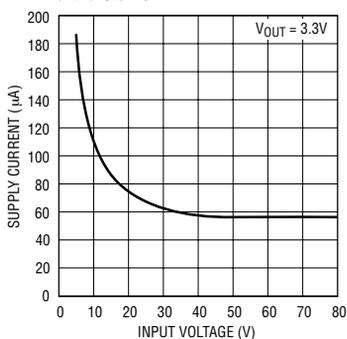
3437 G11

接通电压 (V_{CESAT})



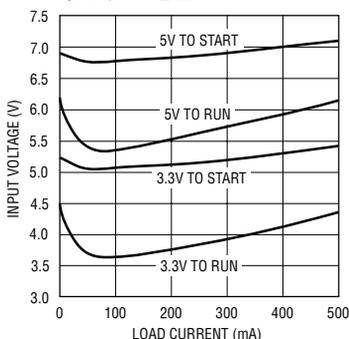
3437 G12

电源电流与输入电压的关系曲线



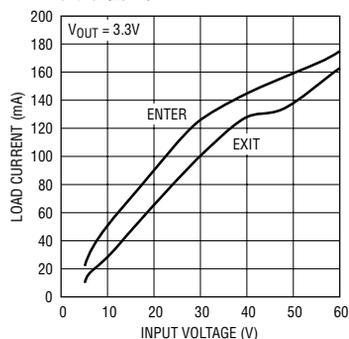
3437 F13

最小输入电压



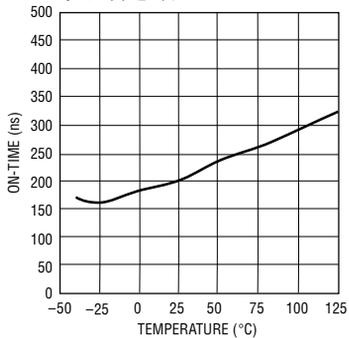
3437 G14

突发模式门限与输入电压的关系曲线



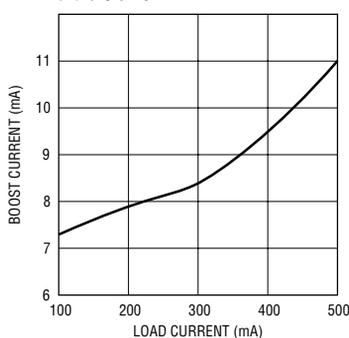
3437 G15

最小接通时间



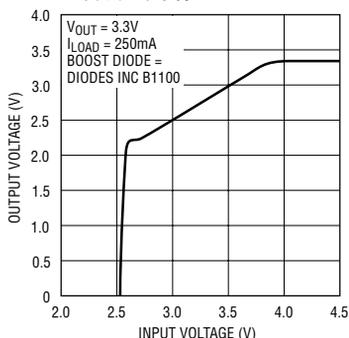
3437 G16

升压电流与负载电流的关系曲线



3437 G17

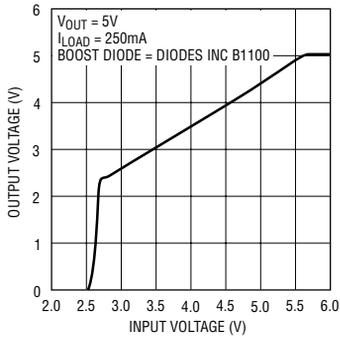
压降方式操作



3437 G18

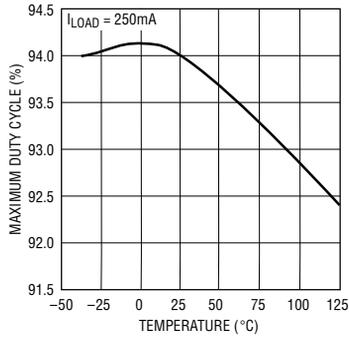
典型性能特征

降压方式操作



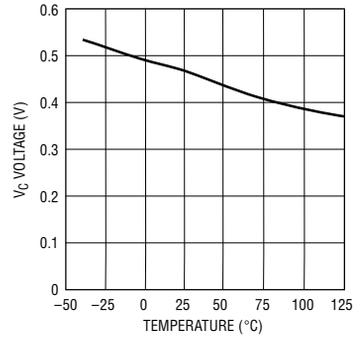
3437 G19

最大占空比与温度的关系曲线



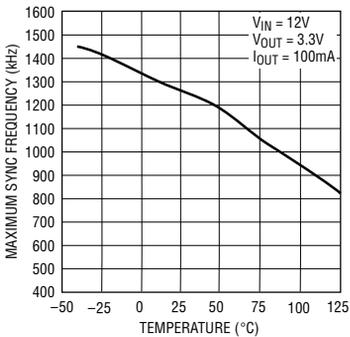
3437 G20

Vc 开关门限与温度的关系曲线



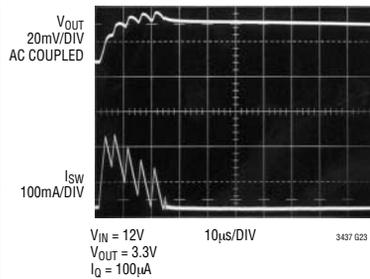
3437 G21

最大同步频率与温度的关系曲线



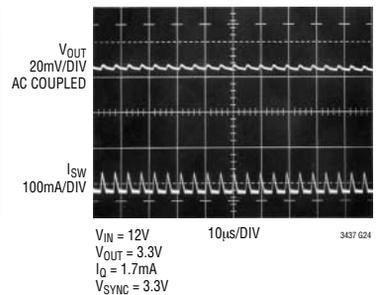
3437 G22

突发模式操作



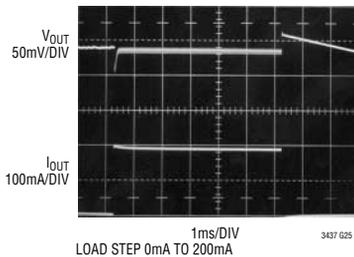
3437 G23

突发模式失效



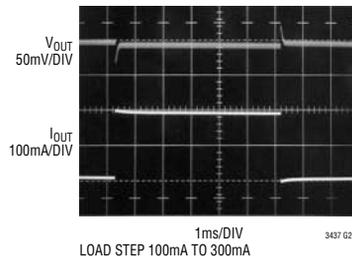
3437 G24

阶跃响应



3437 G25

阶跃响应



3437 G26

引脚功能 (DD 封装/FE 封装)

SW (引脚 1/ 引脚 2) : SW 引脚是片内功率 NPN 开关的发射极。在接通期间，该引脚被驱动至高达输入引脚电压。在关断时间里，电感器电流将 SW 引脚电压驱动至负值。利用外部箝位二极管来对负电压进行箝位。最大容许负开关电压为 $-0.8V$ 。

NC (引脚 1、3、5、7、13、16) (仅 FE 封装) : 未连接。

V_{IN} (引脚 2/ 引脚 4) : 这是片内功率 NPN 开关的集电极。当 BIAS 引脚上没有电压时，由 V_{IN} 负责向内部控制电路供电。在开关接通和关断期间，高 di/dt 脉冲沿出现于该引脚上。应使从 V_{IN} 引脚经由输入旁路电容器、箝位二极管并返回 SW 引脚的通路保持简短。该通路上的所有走线电感都将在关断时产生一个电压尖峰，并加至内部 NPN 两端的 V_{CE} 电压。

BOOST (引脚 3/ 引脚 6) : BOOST 引脚用于向内部双极 NPN 功率开关提供一个高于输入电压的驱动电压。未增加该电压时，典型开关电压损失将为 $1.5V$ 左右。该附加 BOOST 电压允许开关饱和，而且，其电压损失与一个 0.8Ω FET 结构相似。

GND (引脚 4、11/ 引脚 8、17) : GND 引脚接线起已调输出基准的作用，因此，如果负载的“接地”端与 IC 的 GND 引脚不处于相同的电压，则负载调节性能将会受到损害。当负载电流或其他电流流过 GND 引脚与负载地之间的金属通路时，将会出现这种情况。应使 GND 引脚与负载地之间的通路保持简短，并在可能的情况下采用一个接地平面。GND 引脚还起一个散热器的作用，并且应与裸露引线框架一道被焊接至铜接地平面，以减小热阻（见“应用信息”）。

C_{SS} (引脚 5/ 引脚 9) : 一个连接在 C_{SS} 引脚和已调输出电压之间的电容器用于确定启动期间的输出电压斜坡上升速率。当流经 C_{SS} 电容器的电流超过 C_{SS} 门限 (I_{CSS}) 时，输出的电压斜坡将受到限制。 C_{SS} 门限与 FB 电压成比例（见“典型性能特征”），并在 FB 电压高于 $0.9V$ （典型值）时失效。详见“应用信息”中的“软启动”部分。

BIAS (引脚 6/ 引脚 10) : BIAS 引脚用于改善较高输入电压和轻负载电流条件下的工作效率。把该引脚连接至已调输出电压将强制大部分内部电路从输出电压（而不是输入电压）吸收其工作电流。这种架构提升了效率，尤其是在输入电压远远高于输出电压的场合。用于该操作模式的最小输出电压设定值通常为 $3V$ 。

V_C (引脚 7/ 引脚 11) : V_C 引脚是误差放大器的输出端以及峰值开关电流比较器的输入端。它一般用于频率补偿，但也可用作一个电流箝位或取代控制环路。 V_C 电压约为 $0.45V$ （对于轻负载条件）和 $1.5V$ （在最大负载条件下）。在突发模式操作的睡眠部分中， V_C 引脚被保持在一个略低于突发门限的电压上，以实现更加优良的瞬态响应。把 V_C 引脚驱动至地电位将使开关操作失效，并将 IC 置于睡眠模式。

FB (引脚 8/ 引脚 12) : 该反馈引脚被用于利用一个从输出端引出的、在 FB 引脚上产生 $1.25V$ 电压的外部分压器来确定输出电压。当 FB 引脚电压降至 $0.9V$ 以下时，开关频率下降，SYNC 功能失效，而且输出斜坡速率控制通过 C_{SS} 引脚来使能。详见“应用信息”中的“反馈”部分。

SYNC (引脚 9/ 引脚 14) : SYNC 引脚被用来使内部振荡器与一个外部信号相同步。它与逻辑电路直接兼容，并能够利用任何占空比范围为 25% 至 75% 的信号来驱动。同步范围与高达 $700kHz$ 的最大初始工作频率相等。当 FB 引脚上的电压低于 $0.9V$ 时，SYNC 功能失效。当 SYNC 引脚上存在一个同步信号或高逻辑电平时，突发模式操作失效。详见“应用信息”中的“同步”部分。

\overline{SHDN} (引脚 10/ 引脚 15) : \overline{SHDN} 引脚用于关断稳压器并将输入电流减小至 $1\mu A$ 以下。 \overline{SHDN} 引脚需要一个高于 $1.3V$ 的电压和一个 $5\mu A$ 的典型供电电流，以使 IC 退出停机状态。

裸露衬垫 (引脚 11/ 引脚 17) : 地。必须焊接至 PCB。

方框图

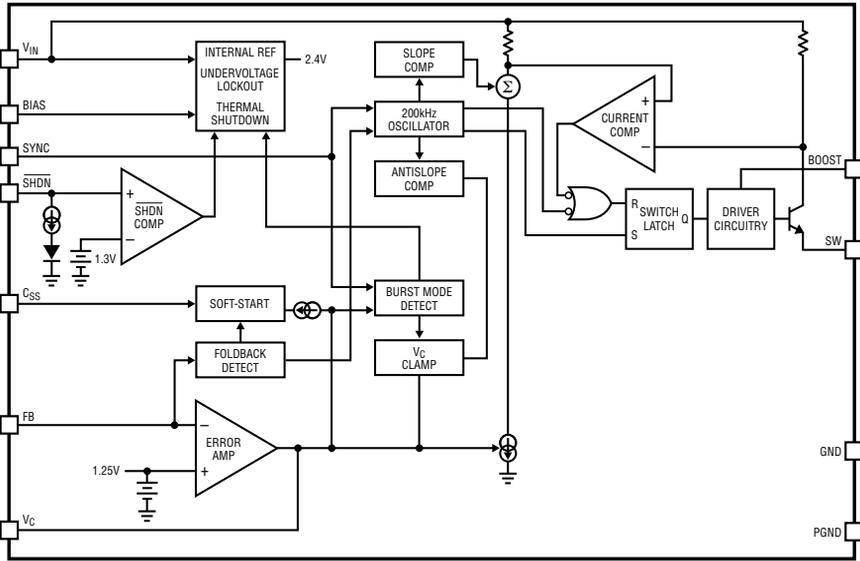


图 1 : LT3437 方框图

LT3437 是一款恒定频率、电流模式降压型转换器。这意味着存在一个内部时钟和两个反馈环路，用于控制功率开关的占空比。除了标准的误差放大器之外，还有一个负责对开关电流进行逐个周期监视的电流检测放大器。在开关周期的起点，一个振荡器脉冲设置 RS 锁存器，以接通开关。当开关电流达到一个由电流比较器设定的电平时，锁存器被复位，开关被切断。输出电压控制是通过采用误差放大器的输出来设定开关电流跳变点而获得的。该技术意味着误差放大器将控制向输出端输送电流（而不是电压）。在电感器和输出电容器的谐振频率以下，一个电压馈送系统将具有低相移，然后将出现一个突然的 180° 相移。电流馈送系统在一个低得多的频率条件下具有 90° 相移，但直到远远超过 LC 谐振频率时才会发生另外的 90° 相移。这使得反馈环路的频率补偿大为简化，并实现了快得多的瞬态响应和电压抑制。

LT3437 的大部分电路都从一个内部 2.4V 偏置线路获取工作电压。偏置稳压器一般从 VIN 引脚吸取功

率，但是，如果 BIAS 引脚与一个高于 3V 的外部电压相连，则偏置功率将从外部电源（通常是已调输出电压）吸取。这改善了效率。

通过采用 BOOST 引脚来向开关驱动器提供一个高于输入电压的电压获得了高开关效率，从而允许开关饱和。该升压电压是利用一个外部电容器和二极管生成的。

为了进一步优化效率，LT3437 将在轻负载条件下自动切换至突发模式操作。在突发模式操作中，所有与输出开关控制有关的电路都被关断，从而将输入电源电流和偏置输入电流分别降至 25µA 和 150µA。

如果相比轻负载效率而言您更希望获得较低的输出纹波，则可通过把 SYNC 引脚电压设定在 2V 以上来使突发模式操作失效。SHDN 引脚上的一个逻辑低电平信号将使器件失效，并把输入电源电流降至 1µA 以下。利用逻辑电平输入来驱动 SYNC 引脚能够实现外部同步。

应用信息

反馈引脚功能

LT3437 上的反馈 (FB) 引脚用于设定输出电压并提供多种过载保护功能。本节首先探讨的是如何通过选择电阻器来设定输出电压，随后将阐述频率折返和软起动功能。请在著手进行最终设计之前先阅读一下这两部分内容。

请查阅图 2，输出电压由一个连接于 V_{OUT} 和地之间、用于在 FB 引脚上产生 1.25V 电压的分压器来驱动。由于输出分压器是一个位于输出端上的负载，因此在选择电阻分压器数值时必须谨慎从事。对于轻负载应用，电阻器阻值应尽可能大，以在突发模式中实现峰值效率。如果电阻器 R1 的阻值过大，则会由于 50nA FB 引脚输入电流的缘故而导致一个输出电压误差。连接在 FB 和地之间的输出分压电阻器 (R2) 的推荐阻值为 100k 或更小 (见图 2)。下面给出了一个 R1 阻值的计算公式。表 1 列出了针对常用输出电压的标准电阻值 (精度为 1%)。

$$R1 = R2 \cdot \frac{V_{OUT} - 1.25}{1.25 + R2 \cdot 50nA}$$

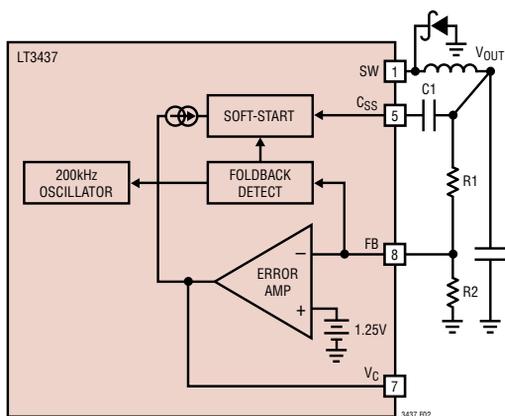


图 2：反馈网络

表 1

输出电压 (V)	R2 (kΩ, 1%)	R1 最接近的阻值 (1%) (kΩ)	输出误差 (%)
2.5	100	100	0
3	100	140	0
3.3	100	165	0.38
5	100	300	0
6	100	383	0.63
8	100	536	-0.63
10	100	698	-0.25
12	100	866	0.63

并不仅仅是电压反馈

FB 引脚的作用并不仅限于输出电压检测。它还降低了开关频率，并可在输出电压低于调节电平时控制软起动电压斜坡速率 (请参见“典型性能特征”中的“频率折返”和“软起动电流”曲线图)。

实行频率折返的目的是对短路条件下 IC 以及外部二极管和电感器中的功耗加以控制。一个短路输出要求开关稳压器以非常低的占空比进行操作。因此，流经二极管和电感器的平均电流等于开关的短路电流限值 (对于 LT3437 而言通常为 500mA)。如果开关频率被维持于 200kHz，则最小接通时间限制将阻止开关电源获得一个足够低的占空比，因此，当 FB 引脚电压降至 0.4V 以下时，频率将下降大约 10:1 (见“频率折返”曲线图)。当反馈电压上升时，开关频率增加至 200kHz，且 FB 引脚上的电压为 0.95V。在频率折返期间，外部同步失效，以防止干扰折返操作。在正常负载条件下，频率折返并不影响操作。

除了降低开关频率之外，软起动斜坡速率还受到反馈电压的影响。大容量负载或高输入电压会在启动期间引发一个高输入电流浪涌。软起动功能通过调节开关电流 (利用 V_C 引脚来完成) 来减小输入电流浪涌，以在输出端上维持一个恒定的电压斜坡速率 (dV/dt)。一个连接在 C_{SS} 引脚和输出端之间的电容

应用信息

器(图 2 中的 C1) 用于确定最大输出 dV/dt 。当反馈电压低于 0.4V 时, V_C 引脚电压将上升, 从而导致开关电流和输出电压的增加。如果输出的 dV/dt 使得流经 C_{SS} 电容器的电流超过 I_{CSS} , 则降低 V_C 电压, 从而在输出端上产生一个恒定的 dV/dt 。当反馈电压增加时, I_{CSS} 增加, 因而导致 dV/dt 增加, 直到利用 FB 引脚上的 0.9V 电压使软起动功能失效为止。在正常负载条件下, 软起动功能并不影响操作。然而, 如果在输出端上发生了一个造成 FB 电压降至 0.9V 以下的短暂短路(电压过低条件), 则软起动电路将变成运行状态。

输入电容器

降压型稳压器以脉冲的形式从输入电源吸收电流。这些脉冲的上升和下降时间非常快。需要采用输入电容器来减小因此而在 LT3437 的输入端上所引起的电压纹波, 并强制开关电流进入一个紧密的局部环路, 从而最大限度地降低 EMI。RMS 纹波电流可由下式计算:

$$I_{\text{RIPPLE(RMS)}} = \frac{I_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \sqrt{V_{\text{OUT}}(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}})}$$

陶瓷电容器是输入旁路的理想选择。当开关频率为 200kHz 时, 2.2 μF 至 10 μF 的输入电容器数值对于大多数应用来说都是适合的。如果要求操作接近 LT3437 所需的最小输入, 则可能需要采用一个较大的电容值。这是为了防止过大的纹波导致电压降至最小工作电压以下(从而引发误操作)。

由输入电压阶跃或者在一个预供电电源(例如交流适配器)上进行的 LT3437 热插拔操作所引起的输入电压瞬变有可能超过最大 V_{IN} 额定值。输入电压的突然施加将在输入引脚上引发一个大浪涌电流, 该浪涌电流将把能量存储于引线的寄生电感中。这些能量将导致输入电压摆动至输入电源的 DC 电平以

上, 并有可能超过输入电容器和 LT3437 的最大额定电压。应在 LT3437 的 V_{IN} 引脚上观察所有的输入电压瞬变序列, 旨在确保不违犯绝对最大额定电压规格。

抑制输入电压瞬变最容易的方法是增设一个与低 ESR 输入电容器并联的小铝电解电容器。所选的电容器需具有合适的 ESR 值, 以对由输入引线电感和输入电容器形成的谐振电路进行精密阻尼。ESR 的典型值范围为 0.5 Ω 至 2 Ω , 而电容值范围则在 5 μF 至 50 μF 之间。

如果采用的是钽电容器, 则一般需要 22 μF 至 470 μF 的电容值, 以最大限度地减小 ESR 并满足额定纹波电流和额定浪涌电流规格。应谨慎地确保额定纹波和浪涌电流不被超过。AVX TPS 和 Kemet T495 系列是经过浪涌测试的。对于高电流应用, AVX 建议将电容器工作电压降格 2:1 来使用。

输出电容器

输出电容器通常是根据其有效串联电阻(ESR)来选择的, 因为正是它决定了输出纹波电压的大小。为了获得低 ESR, 就必需增加体积, 因此外形尺寸较小的电容器其 ESR 较高。典型 LT3437 应用的 ESR 范围为 0.05 Ω 至 0.2 Ω 。典型的输出电容器是 AVX TPS, 它在 10V 电压条件下的电容值为 100 μF , 并具有小于 0.1 Ω 的保证 ESR。这是一款“D”规格的表面贴装型固体钽电容器。TPS 电容器是专为实现低 ESR 而设计和测试的, 因此对于给定的体积其 ESR 是最低的。微法拉(μF)级的电容值并非特别苛刻, 22 μF 至 500 μF 以上的电容值将起到良好的效果, 但是您不能不遵循 ESR 的固有特性。如果您找到一个纤巧的 22 μF 固体钽电容器, 则它将具有高 ESR, 而且输出纹波电压有可能无法被接受。表 2 罗列了一些典型的表面贴装型固体钽电容器。

应用信息

表 2：表面贴装型固体钽电容器的 ESR 和纹波电流

E 外壳规格	最大 ESR (Ω)	纹波电流 (A)
AVX TPS	0.1 至 0.3	0.7 至 1.1
D 外壳规格		
AVX TPS	0.1 至 0.3	0.7 至 1.1
C 外壳规格		
AVX TPS	0.2	0.5

许多工程师都知道，固体钽电容器在经受高浪涌电流时容易发生故障。从以往的经验来看确实如此，而且 TPS 型电容器还专门进行了浪涌承受能力测试，不过，对于输出电容器而言，浪涌耐受能力并不是一个关键的问题。这是因为导致固体钽电容器产生故障的高接通浪涌不会发生在稳压器的输出端。高放电浪涌（例如：当稳压器输出完全短路时）不会损害电容器。

与输入电容器 RMS 不同，输出电容器中的纹波电流一般足够低，因此额定纹波不是一个问题。电流波形是三角形的，并具一个 30mA_{RMS} 的典型值。计算公式如下：

输出电容器纹波电流 (RMS)

$$I_{\text{RIPPLE(RMS)}} = \frac{0.29 (V_{\text{OUT}})(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}})}{(L)(f)(V_{\text{IN}})} = \frac{I_{\text{P-P}}}{\sqrt{12}}$$

陶瓷电容器

目前，高数值、低成本的陶瓷电容器已有供应。它们通常因为具有上佳的高频操作性能、小外形尺寸和非常低的 ESR (有效串联电阻) 而被选用。低 ESR 虽然降低了输出纹波电压，但也消除了环路频率响应中的一个有用的零点 (该零点是钽电容器所常见的)。为了对此进行补偿，可布设一个与 V_C 补偿电容器 C_C 相串联的电阻器 R_C (图 10)。但是必须谨慎，因为该电阻器设定了误差放大器的高频增益 (包括开关频率条件下的增益)。如果误差放大器在开关频率条件下的增益足够高，则输出纹波电压 (尽管对

于陶瓷电容器来说较小) 仍有可能影响稳压器的正确操作。建议采用一个与 R_C/C_C 网络并联的滤波器电容器 C_F 和一个小前馈电容器 C_{FB} 来控制 V_C 引脚上可能出现的纹波。可采用一个 $100\mu\text{F}$ 的陶瓷输出电容器和合适的 V_C 元件值 ($C_C = 1500\text{nF}$ 、 $R_C = 25\text{k}$ 、 $C_F = 330\text{pF}$ 和 $C_{\text{FB}} = 27\text{pF}$) 来对 LT3437 进行稳定化处理。

输出纹波电压

图 3 示出了 LT3437 的一个典型的输出纹波电压波形。纹波电压由输出电容器的阻抗和流经电感器的纹波电流来决定。经由电感器流入输出电容器的峰至峰纹波电流为：

$$I_{\text{P-P}} = \frac{V_{\text{OUT}}(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}})}{(V_{\text{IN}})(L)(f)}$$

对于高频开关电源，纹波电流转换速率也是相关因素，可由下式来计算：

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{\text{IN}}}{L}$$

峰至峰输出纹波电压是一个由峰至峰纹波电流和 ESR 的乘积所生成的三角波与一个由寄生电感 (ESL) 和纹波电流转换速率所生成的方波之和。假设与 ESR 或 ESL 相比，容性电抗较小。

$$V_{\text{RIPPLE}} = (I_{\text{P-P}})(\text{ESR}) + (\text{ESL}) \frac{di}{dt}$$

实例：当 $V_{\text{IN}} = 12\text{V}$ 、 $V_{\text{OUT}} = 3.3\text{V}$ 、 $L = 100\mu\text{H}$ 、 $\text{ESR} = 0.075\Omega$ 、 $\text{ESL} = 10\text{nH}$ ，则：

$$I_{\text{P-P}} = \frac{(3.3)(12 - 3.3)}{(12)(100\text{e} - 6)(200\text{e}3)} = 0.120\text{A}$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{12}{100\text{e} - 6} = 0.12\text{e}6$$

$$V_{\text{RIPPLE}} = (0.120\text{A})(0.075) + (10\text{e} - 9)(0.12\text{e}6) = 0.009 + 0.0012 = 10.2\text{mV}_{\text{P-P}}$$

应用信息

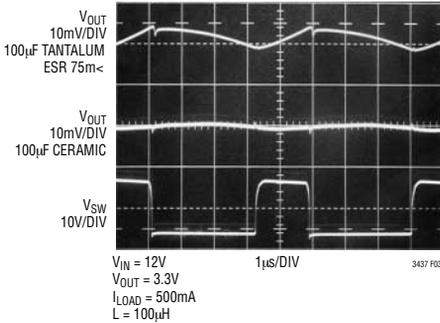


图 3：LT3437 纹波电压波形

最大输出负载电流

降压型转换器的最大负载电流受限于最大额定开关电流 (I_{PK})。LT3437 的额定电流为 500mA。与大多数电流模式转换器不同，LT3437 的最大开关电流限值在高占空比条件下并不下降。当占空比大于 50% 时，大多数电流模式转换器都会发生峰值开关电流下降的现象。这是由于防止电流模式转换器中发生次谐波振荡需要采用斜率补偿所产生的影响(详细分析请参见“应用指南 19”)。

LT3437 能够通过采用专利电路来在整个占空比范围内维持峰值开关电流限值，以抵消斜率补偿对峰值开关电流所产生的作用，而不影响它所提供的频率补偿。

对于一个无穷大的电感器来说，最大负载电流将等于最大开关电流，但对于一个有限的电感值，最大负载电流的降幅为二分之一峰至峰电感器电流。下面的公式假设进行的是连续模式操作，意味着右侧的公式项 ($I_{P-P}/2$) 小于 I_{OUT} 。

$$I_{OUT(MAX)} = I_{PK} - \frac{(V_{OUT})(V_{IN} - V_{OUT})}{2(L)(f)(V_{IN})} = I_{PK} - \frac{I_{P-P}}{2}$$

在下面的条件下，执行不连续操作：

$$I_{OUT(DIS)} \leq \frac{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}{2(L)(f)(V_{IN})}$$

当 $V_{OUT} = 5V$ 、 $V_{IN} = 8V$ 和 $L = 68\mu H$ 时：

$$I_{OUT(MAX)} = 0.5 - \frac{(5)(8 - 5)}{2(68e - 6)(200e3)(8)} = 0.5 - 0.069 = 0.431A$$

请注意，在较高的输入电压条件下，可获得的负载电流较小，这是因为电感器纹波电流增加所致。针对 $V_{IN} = 15V$ 、占空比 = 33% 以及一组相同的条件：

$$I_{OUT(MAX)} = 0.5 - \frac{(5)(15 - 5)}{2(68e - 6)(200e3)(15)} = 0.5 - 0.121 = 0.379A$$

如需在一组给定的条件下计算连续操作模式中的实际峰值开关电流，则可以采用：

$$I_{SW(PK)} = I_{OUT} + \frac{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}{2(L)(f)(V_{IN})}$$

如果选择了一个小电感器(从而导致在整个负载范围内执行不连续模式操作)，则最大负载电流等于：

$$I_{OUT(MAX)} = \frac{I_{PK}^2 2(f)(L)(V_{IN})}{2(V_{OUT})(V_{IN} - V_{OUT})}$$

选择电感器

对于大多数应用而言，输出电感器的数值范围将为 $68\mu H$ 至 $220\mu H$ 。应选择较低的电感值以减小电感器的实际尺寸。较高的电感值可提供更大的输出电流，因为它们减小了 LT3437 开关(它具有一个 0.5A

应用信息

的电流限值)所承受的峰值电流。较高的电感值还降低了输出纹波电压和磁芯损耗。

当选择一个电感器时,您可能不得不考虑最大负载电流、磁芯损耗和铜损、允许的元件高度、输出电压纹波、EMI、电感器中的故障电流、饱和,当然还有成本。建议您采用以下步骤来作为一种处理这些稍显复杂且彼此抵触的要求的方法。

1. 选择一个微亨(μH)级的合适电感值,以使最大负载电流与二分之一电感器纹波电流之和小于最小峰值开关电流(I_{PK})。在负载较轻的情况下,选择一个小电感器有可能导致执行不连续操作模式,但LT3437是专为在任何一种操作模式中都能够获得良好的效果而设计的。

假设平均电感器电流与负载电流相等,并决定电感器是否必须承受连续故障条件。例如,如果最大负载电流为0.25A,则一个0.25A的电感器有可能无法承受连续最小峰值开关电流过载条件。

对于占空比大于50%的应用,应选择合适的电感值以获得一个小于40%峰值开关电流的电感器纹波电流。

2. 计算满负载条件下的峰值电感器电流,以确保电感器不会饱和。峰值电流有可能明显高于输出电流(特别是在电感器较小和负载较轻的情况下),所以不要取消这个步骤。铁粉磁芯可免除本步骤(因为其平稳饱和),而铁氧体磁芯则会剧烈饱和。其他磁芯材料的饱和特性则介于上述两者之间。下面的公式虽然假设的是连续操作模式,但对于不连续模式,它只在高压侧产生少许误差,因此适用于所有的条件。

$$I_{\text{PEAK}} = I_{\text{OUT}} + \frac{V_{\text{OUT}}(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}})}{2(f)(L)(V_{\text{IN}})}$$

V_{IN} = 最大输入电压

f = 开关频率, 200kHz

3. 确定设计是否能够容许一种具有高磁场辐射的“开放式”磁芯几何结构(例如杆形或桶形),或者它是否需要采用一种封闭式磁芯(例如:环形芯)以防止发生EMI问题。这是一个很难做出的决定,因为杆形或桶形磁芯低廉的成本和小巧的尺寸极具诱惑力,而且也没有一种用于计算磁场辐射在什么场合会成为问题的有益指导准则。
4. 在完成了最初的选择之后,可考虑一些次要的事项,例如:输出电压纹波、第二供货源等。如果您对最终选择感到没有把握的话,可咨询凌特公司应用部的专家们。他们拥有各类电感器的使用经验,并能够向您介绍扁平、表面贴装领域的最新发展。

表 3: 电感器的选择标准

供应商/ 器件型号	数值 (μH)	$I_{\text{DC}}(\text{MAX})$ (mA)	DCR (Ω)	高度 (mm)
Coiltronics				
UP1B-101	100	530	1.11	5.0
UP1B-151	150	460	1.61	5.0
UP2B-221	200	380	1.96	5.0
Coilcraft				
D01605T-473MX	47	450	1.1	1.8
D01605T-104MX	100	300	2.3	1.8
D03308P-154	150	600	0.94	3.0
D03308P-224	220	500	1.6	3.0
Sumida				
CDRH4D28-470	47	480	0.387	3.0
CDRH4D28-101	100	290	1.02	3.0
CDRH5D28-101	100	420	0.520	3.0

短路考虑

LT3437是一款电流模式控制器。它将 V_{C} 节点电压用作一个至电流比较器的输入,当达到该峰值电流时,电流比较器将逐个周期地切断输出开关。 V_{C} 节点上的内部箝位电压(标称值为1.5V)于是起一个输出开关峰值电流限值的作用。该作用变成了开关电流限值规格。这样,最大可用输出功率便由开关电流限值来决定。

应用信息

在短路条件下，有可能发生一个电压可控性问题。如果电源输出被短路，则反馈放大器将通过把控制电压 V_C 提升至其峰值电流限值来对低输出电压做出响应。理想的情况是：输出开关将被接通，然后在其电流超过了 V_C 所指示的数值时被切断。然而，在电流比较器和输出开关的关断中均包含有限响应时间。这产生了一个最小接通时间 $t_{ON(MIN)}$ 。当与大的 $V_{IN}/(V_F + I \cdot R)$ 比值(即二极管正向电压与电感器 $I \cdot R$ 压降之和)相组合时，将可能存在失控。维持控制所必需的数学表达式为：

$$f \cdot t_{ON} \leq \frac{V_F + I \cdot R}{V_{IN}}$$

其中：

- f = 开关频率
- t_{ON} = 接通时间
- V_F = 二极管正向电压
- V_{IN} = 输入电压
- $I \cdot R$ = 电感器 $I \cdot R$ 压降

如果未观察到该条件，则电流将不会被限制于 I_{PK} ，但将逐个周期地被增加至某个较高的数值。当采用 200kHz 的 LT3437 标称时钟频率、40V 的 V_{IN} 以及 0.7V 的 $(V_F + I \cdot R)$ 时，用于维持控制的最大 t_{ON} 将大约为 90ns，这种过短的时间是不可接受的。

针对该难题的解决方案是通过降低振荡器的频率来把电感器中的电流降至一个足够低的数值，以使电流不再继续增高。当 FB 引脚电压处于异常低的状态(这表示存在某种短路条件)时，振荡器频率将被降低。当 FB 引脚电压低于 0.4V 时，振荡器频率将降至原来的 1/10，而当 FB 引脚电压为 0.95V 时，振荡器频率将线性增加至其 200kHz 的典型值(见“典型性能特征”)。在短路条件下所进行的这些降低振荡器频率的操作使得 LT3437 能够维持电流控制。

软起动

对于那些 $[V_{IN}/(V_{OUT} + V_F)] > 10$ 或者不能容许大输入浪涌电流的应用，应采用 LT3437 的软起动功能来对启动期间(或从一个输出短路条件的恢复过程中)的输出电容器充电速率进行控制，由此来增加对峰值电感器电流的额外控制。这种软起动功能通过 V_C 引脚来限制开关电流，以在输出电容器上维持一个恒定的电压斜坡速率(dV/dt)。一个连接在 C_{SS} 引脚和已调输出电压之间的电容器(图 2 中的 C1)用于确定输出电压斜坡速率。当流过 C_{SS} 电容器的电流超过了 C_{SS} 门限 (I_{CSS}) 时，通过降低 V_C 引脚电压来限制输出电压的电压斜坡。 C_{SS} 门限与 FB 电压成比例(见“典型性能特征”)，并在 FB 电压大于 0.9V (典型值)的情况下失效。输出 dV/dt 可由下式近似求出：

$$\frac{dV}{dt} = \frac{I_{CSS}}{C_{SS}}$$

不过，实际数值将因启动负载条件、补偿值和输出电容器选择而有所不同。

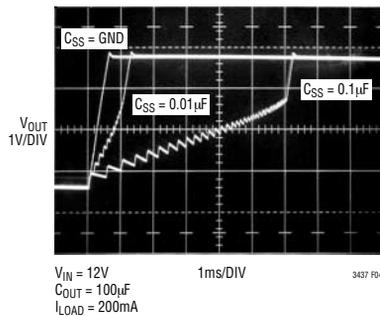


图 4：V_{OUT} dV/dt

突发模式操作

为了提高轻负载条件下的效率，LT3437 将自动切换至突发模式操作，该模式可使输出电容器充电至一个正确的电压，同时最大限度地减小输入静态电流。在突发模式操作期间，LT3437 向输出电容器提供短电流脉冲，之后进入睡眠期，此时将由输出电

应用信息

容器向负载提供输出功率。另外， V_{IN} 和 BIAS 静态电流在睡眠期间通常分别被减小至 $25\mu\text{A}$ 和 $150\mu\text{A}$ 。当负载电流减小并接近一个无负载条件时，LT3437 工作于睡眠模式的时间百分比增加，平均输入电流大幅度减小，从而提高了效率。

最小平均输入电流取决于 V_{IN}/V_{OUT} 之比、 V_C 频率补偿、反馈分压器网络和肖特基二极管漏电流。它可由下式近似计算而得：

$$I_{IN(AVG)} \approx I_{VINS} + I_{SHDN} + \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \frac{(I_{BIASS} + I_{FB} + I_S)}{\eta}$$

式中：

I_{VINS} = 睡眠模式中的输入引脚电流

V_{OUT} = 输出电压

V_{IN} = 输入电压

I_{BIASS} = 睡眠模式中的 BIAS 引脚电流

I_{FB} = 反馈网络电流

$I_S = V_{OUT}$ 上的箝位二极管反向漏电流

η = 低电流效率(非突发模式操作)

实例：当 $V_{OUT} = 3.3\text{V}$ ， $V_{IN} = 12\text{V}$ 时：

$$\begin{aligned} I_{IN(AVG)} &\approx 25\mu\text{A} + 5\mu\text{A} + \left(\frac{3.3}{12} \right) \\ &\quad \frac{(150\mu\text{A} + 12.5\mu\text{A} + 0.5\mu\text{A})}{(0.75)} \\ &= 25\mu\text{A} + 5\mu\text{A} + 60\mu\text{A} = 90\mu\text{A} \end{aligned}$$

在突发模式周期的睡眠部分， V_C 引脚电压被刚好保持在正常操作所需的电平以下，以改善瞬态响应。突发和瞬态响应波形请参见“典型性能特征”部分。

如果不希望进行突发模式操作，则可通过给 SYNC 引脚施加 2V 或更高的电压来使其失效。当突发模式操作失效时，轻负载条件下的输出纹波将减小，代价是轻负载效率有所下降。

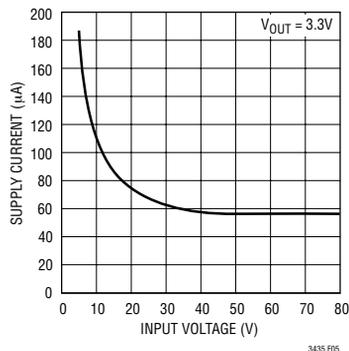


图 5： I_Q 与 V_{IN} 的关系曲线

箝位二极管

箝位二极管负责在 SW 关断时间里传输负载电流。因此，平均二极管电流取决于开关占空比。在高输入/输出电压比条件下，二极管在大部分时间里处于导通状态。当该比值接近于 1 时，二极管将只在一小部分时间里传导电流。对于二极管来说，压力最大的条件出现在输出短路时。在该条件下，二极管必须能够在最大占空比条件下安全地处理 I_{PEAK} 。

为了最大限度地提升高负载电流和低负载电流条件下的效率，应采用一个具有低正向压降和低反向漏电流的快速开关二极管。对于低电流效率的最大化而言，低反向漏电流是至关重要的，因为随著温度的变化，其数值有可能超过 LT3437 电源电流。而低正向压降对于高电流效率的实现至关重要，原因是损耗与正向压降成比例。

这些要求导致需要采用一个肖特基二极管。由于其具有低正向压降，因此最大限度地降低了 DC 开关损耗，而且，由于它没有明显的反向恢复时间，因而实现了良好的 AC 特性。肖特基二极管通常具有 60V (甚至 100V) 的额定反向电压，而且与其他类型的二极管相比在价格上具有竞争力。一般情况下，建议不要使用所谓的“超快”恢复二极管。当工作于连续模式时，“超快”二极管所具有的反向恢复时间

应用信息

将产生一种“弹弓型”效应。内部功率开关将增加流入二极管的 V_{IN} 电流，试图使其恢复。当二极管最终关断时， V_{SW} 节点电压将在几十纳秒 (ns) 之后以极高的 dV/dt (也许是 $5V/ns$ ，甚至高达 $10V/ns$!) 斜坡上升。考虑到实际存在的引线电感， V_{SW} 节点将会很容易地产生超过 V_{IN} 电源轨的过冲。这会导致不良的 RFI 工作特性，而且，如果过冲足够严重，甚至将损坏 IC 本身。

BOOST 引脚

对于大多数应用，升压元件是一个 $0.1\mu F$ 电容器和一个 BAS21 二极管。正极通常与已调输出电压相连，以生成一个约比 V_{IN} 高 V_{OUT} 的电压，用于驱动输出级 (图 6a)。然而，在开关导通期间，输出级将对升压电容器进行放电。输出驱动器在该周期当中始终要求至少 $2.5V$ 的峰值储备空间，以使开关处于完全饱和的状态。如果输出电压低于 $3.3V$ ，则建议采用一个交流升压电源。可将升压二极管连接至输入端 (图 6b)，但必须谨慎地防止升压电压 ($V_{BOOST} = V_{IN} \cdot 2$) 超过 BOOST 引脚的绝对最大额定值。开关驱动器两端的附加电压也会增加功耗并降低效率。如果可能的话，可采用一个单独的电源来产生所需的 BOOST 电压 (图 6c)。把 BOOST 连接至 V_{IN} 或一个单独的电源虽然有可能导致效率下降，但它将降低轻负载条件下的启动所需的最小 V_{IN} 。如果生成的 BOOST 电压在最大负载条件下产生过高的功耗，则可通过布设一个与 BOOST 二极管相串联的齐纳二极管来减小 LT3437 所承受的 BOOST 电压 (图 6a 选项)。

对于大多数应用，建议采用一个 $0.1\mu F$ 升压电容器。几乎所有的薄膜或陶瓷电容器都是适合的，但是 ESR 必须小于 1Ω ，以确保其能够在开关断开期间被重新充满电。电容器数值是从 $4700ns$ 接通时间、 $11mA$ 升压电流和 $0.7V$ 放电纹波等最差条件推导出来的。在要求较为宽松的条件下，可以减小升压电容器的数值，但这将不会改善电路操作或效率。在低输入电压和低负载条件下，数值较高的电容器将减小放电纹波并改善启动操作。

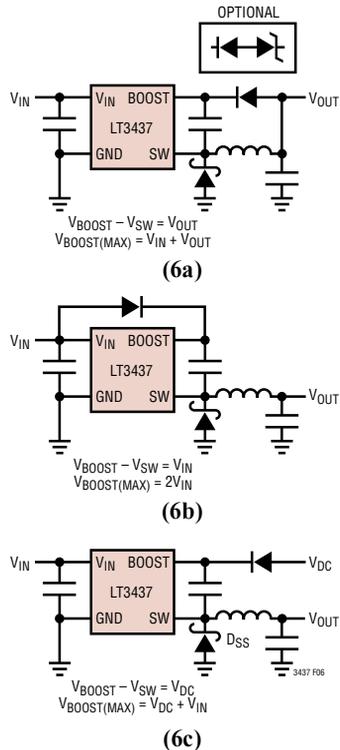


图 6：BOOST 引脚配置

待机功能和欠压闭锁

LT3437 上的 \overline{SHDN} 引脚负责控制 IC 的操作。当 \overline{SHDN} 引脚上的电压低于 $1.2V$ 的待机门限时，LT3437 将被置于一种“零”电源电流状态。把 \overline{SHDN} 引脚驱动至待机门限以上将使能正常操作。 \overline{SHDN} 引脚具有一个典型值为 $5\mu A$ 的内部吸收电流。

除了待机功能之外，LT3437 还具有一种欠压闭锁功能。当输入电压低于 $2.4V$ 时，开关操作将失效。欠压闭锁门限不具有任何迟滞，主要用于确保所有的内部电压在开关操作被使能之前均处于正确的电平。如果需要一种具有迟滞的欠压闭锁功能来限制低 V_{IN}/V_{OUT} 比条件下的输入电流，则可参考图 7 和下面的公式：

应用信息

$$V_{UVLO} = R1 \left(\frac{V_{SHDN}}{R3} + \frac{V_{SHDN}}{R2} + I_{SHDN} \right) + V_{SHDN}$$

$$V_{HYST} = \frac{V_{OUT}(R1)}{R3}$$

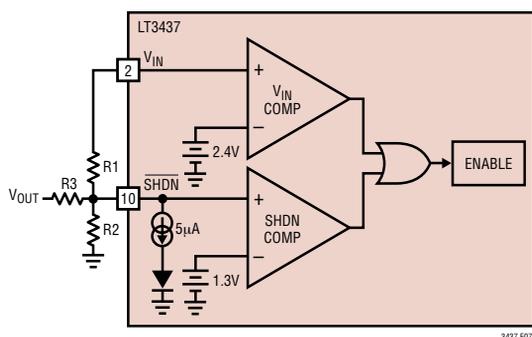


图 7：欠压闭锁

应选择合适的 R1 以最大限度地减小正常操作期间的静态电流，公式如下：

$$R1 = \frac{V_{IN} - 2V}{(1.5)(I_{SHDN}(TYP))}$$

实例：

$$R1 = \frac{12 - 2}{1.5(5\mu A)} = 1.3M\Omega$$

$$R3 = \frac{5(1.3M\Omega)}{1} = 6.5M\Omega \text{ (最接近的精度为 1\% 的标准电阻值为 6.49M}\Omega\text{)}$$

$$R2 = \frac{1.3}{\frac{7 - 1.3}{1.3M\Omega} - 1\mu A - \frac{1.3}{6.49M\Omega}} = 408K \text{ (最接近的精度为 1\% 的标准电阻值为 412k)}$$

\overline{SHDN} 和 V_{IN} 电流与输入电压的关系曲线请参见“典型性能特征”部分。

同步

通过把一个占空比范围为 25% 至 75% 的 TTL 逻辑兼容型方波连接至 LT3437 的 SYNC 引脚，可实现振荡器与一个外部输入的同步。同步范围与高达 700kHz 的初始工作频率相等。这意味着最小的实际同步频率等于最坏情况高自振荡频率 (240kHz)，而不是 200kHz 的典型工作频率。当在高于 300kHz 的频率条件下进行同步处理时应小心，因为在较高的同步频率下，用于防止次谐波开关操作的内部斜率补偿值减小。此类次谐波开关操作只在输入电压低于 2 倍输出电压时发生。采用较高的电感值往往能够消除这一问题。在假定次谐波开关操作的起因是斜率补偿不足所致之前，请参见“频率补偿”部分，以了解有关一种完全不同的次谐波开关操作诱因的讨论。斜率补偿原理的更多细节请参阅“应用指南 19” (Application 19)。

如果 FB 引脚电压低于 0.9V (上电或输出短路条件)，则同步功能失效。这使得能够运作频率折返，以避免 SW 引脚承受危害条件。

如果 SYNC 引脚上存在一个同步信号或高于 2V 的逻辑电平，则突发模式操作失效。用户完全可以根据需要使能突发模式操作或使其失效。如果不需要进行同步或使突发模式失效，则应将该引脚连接至地。

布局考虑

与所有的高频开关电源一样，在考虑布局时必须谨慎，以实现最佳的电、热和噪声性能。为了最大限度地提升效率，开关上升和下降时间通常都是纳秒 (ns) 级的。为了防止辐射和传导噪声，高速开关电流通路 (示于图 8) 必须尽可能地简短。这在图 9 所示的推荐布局中得到了实现。缩短该通路还将使寄生走线电感下降约 25nH/英寸。在关断时，该寄生电感将在 LT3437 开关上产生一个回扫尖峰。当在较高的电流和输入电压条件下工作时，如果布局不

应用信息

良，该尖峰就会在 LT3437 两端产生有可能超过其绝对最大额定值的电压。应始终在开关电源电路的下方采用一个接地平面，以抑制面间耦合和总噪声。

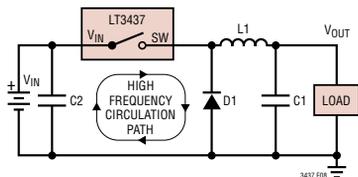


图 8：高速开关通路

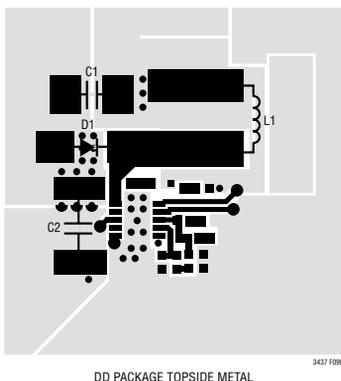
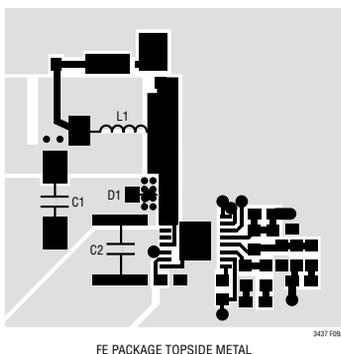


图 9：推荐的布局

V_C 和 FB 元件应尽可能地远离开关和升压节点。LT3437 的引出脚配置是专为对此提供帮助而设计的。应把这些元件的地与开关电流通路分离开来。否则将导致稳定性差或次谐波振荡。

电路板布局对热阻也有显著的影响。引脚 4/引脚 10 和裸露片衬垫(引脚 11/引脚 17)是通过一个布设在 LT3437 片下方的完整铜板来连接的。对于封装来说，这是最佳的散热通路。减小从引脚 4 和裸露衬垫至电路板的热阻将降低片温度并增加 LT3437 的功率容量。这是通过在裸露衬垫周围提供尽可能大的铜面积来实现的。在该衬垫的下方和周围增添多个至内部接地平面的通孔也将有所帮助。对箝位二极管和线圈端进行相似的处理将减轻任何额外的发热效应。

热计算

LT3437 芯片中的功耗有 4 个来源：开关 DC 损耗、开关 AC 损耗、升压电路电流和输入静态电流。下面的公式说明了如何一一计算这些损耗。这些公式假设的是连续模式操作，不得用于轻负载电流条件下的效率计算。

开关损耗：

$$P_{SW} = \frac{R_{SW}(I_{OUT})^2(V_{OUT})}{V_{IN}} + t_{EFF}(1/2)(I_{OUT})(V_{IN})(f)$$

升压电流损耗：

$$P_{BOOST} = \frac{(V_{OUT})^2(I_{OUT}/30)}{V_{IN}}$$

静态电流损耗：

$$P_Q = V_{IN}(500\mu A) + V_{OUT}(800\mu A)$$

$$R_{SW} = \text{开关电阻 (在工作状态中约等于 } 1)$$

$$t_{EFF} = \text{有效开关电流/电压重叠时间}$$

应用信息

$$(t_r + t_f + t_{IR} + t_{IF})$$

$$t_r = (V_{IN}/0.6)ns$$

$$t_f = (V_{IN}/2)ns$$

$$t_{IR} = t_{IF} = (I_{OUT}/0.05)ns$$

实例：当 $V_{IN} = 40V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 和 $I_{OUT} = 250mA$ 时：

$$P_{SW} = \frac{(1)(0.25)^2(5)}{(40)} + (92)(1/2)(0.25)(40)(200e3)$$

$$0.008 + 0.092 = 0.1W$$

$$R_{BOOST} = \frac{(5)^2(0.25/30)}{(40)} + 0.005W$$

$$P_Q = 40(0.0005) + 5(0.0008) = 0.024W$$

总功耗为：

$$P_{TOT} = 0.1 + 0.065 + 0.024 = 0.13W$$

内部或背部板的存在与否会对 LT3437 封装的热阻产生影响。当在封装下方放置了一块完整的板时，FE 和 DD 封装的热阻将为 $45^{\circ}C/W$ 左右。当未布设板时，热阻将上升至约 $150^{\circ}C/W$ 。如需计算片温度，则应采用针对所需封装的正确热阻值，并加上最坏情况环境温度：

$$T_J = T_A + Q_{JA} (P_{TOT})$$

当采用 DD 封装 ($Q_{JA} = 45^{\circ}C/W$) 且环境温度为 $70^{\circ}C$ 时：

$$T_J = 70 + 45(0.1) = 74.5^{\circ}C$$

输入电压与工作频率的关系考虑

LT3437 的绝对最大输入电源电压被规定为 $80V$ 。这完全基于内部半导体结点击穿效应。由于内部功耗的缘故，在一个特定的应用中，可实现的实际最大 V_{IN} 有可能小于该值。

有关内部功耗估计的详细理论知识请参见“热计算”部分。应注意，AC 开关损耗与工作频率和输出电流成比例。多数 AC 开关损耗还与输入电压的平方成比例。

例如，虽然 $V_{IN} = 40V$ 、 $V_{OUT} = 5V/700mA$ 与 $f_{OSC} = 200kHz$ 的组合可以轻松地得以实现，但要想同时将 V_{IN} 和 f_{OSC} 分别提升至 $80V$ 和 $700kHz$ 却是不可能的。然而，如果假设导致内部功耗增加的原因是由于未提供用于显著提升片温度所需的足够时间，则高达 $80V$ 的输入电压瞬变常常是能够承受的。

第二项考虑是可控性。当 V_{IN}/V_{OUT} 降压比很高时，会产生一个电压限制，因为这要求一个相应较窄的最小接通时间。这种情形的一个近似表达式（假设执行的是连续模式操作）如下：

$$t_{ON(MIN)} = (V_{OUT} + V_F) / V_{IN} (f_{OSC})$$

式中：

V_{IN} = 输入电压

V_{OUT} = 输出电压

V_F = 肖特基二极管正向压降

f_{OSC} = 开关频率

如果要求 LT3437 产生一个比其所能产生的接通时间短的接通时间，则会发生一个电压可控性问题。反馈环路的作用将降低，然后把 V_C 控制电压降至某一工作点，在该点上表现出的是某种周期跳跃或突发模式工作特性。

概括起来：

1. 应了解这样一点，即由于内部功耗的缘故，实际上可能无法同时获得高 V_{IN} 、高 I_{OUT} 和高 f_{OSC} 。“热计算”部分提供了用于估算内部功率的基本原理。在有问题的场合中，应制作一个原型电源并加以测试，以验证可接受的操作。
2. 同时要求高 V_{IN} 、低 V_{OUT} 和高 f_{OSC} 会导致一个短得不可接受的最小接通时间。结果形成周期跳跃和/或突发模式工作特性，当维持正确的输出电压时使输出电压纹波增加。

应用信息

频率补偿

在着手对频率响应进行理论分析之前，应牢记下面这一点：电路板布局越差，电路的稳定就越难实现。这适用于几乎所有的高频模拟电路。请首先阅读“布局考虑”部分。表现为稳定性问题的常见布局错误是：输入去耦电容器和/或箝位二极管布设得较远、把 V_C 补偿电路连接至一个传输大开关电流的接地轨迹。此外，理论分析只考虑了一阶非理想元件工作特性。为此，在采用生产型布局和元件的情况下进行最终的稳定性检查是很重要的。

LT3437 采用电流模式控制。这使得与电感器有关的诸多相移问题有所缓解。图 10 示出了基本的稳压器环路。LT3437 可被视作由两个 g_m 部件、误差放大器及功率级所组成。

图 11 示出了总环路响应。在 V_C 引脚上使用的频率补偿元件是： $R_C = 25k$ 、 $C_C = 1500pF$ 和 $C_F = 330pF$ 。采用的输出电容器是一个具有 $100m\Omega$ 典型 ESR 的 $100\mu F$ 、10V 钽电容器。

钽输出电容器的 ESR 在环路频率响应中提供了一个用于维持稳定性的有用零点。但是，该 ESR 会对输出端上的纹波电压产生显著的影响（见“应用信息”部分中的“输出纹波电压”）。由于陶瓷输出电容器具有非常低的 ESR，因此可以替代钽输出电容器，以减小电容器的外形尺寸和输出纹波电压。此刻，必须将钽输出电容器提供的零点重新插入环路中。另一方面，或许还存在这样的场合，即使采用了钽电容器，在环路中还需要一个额外的零点，用于增加相位余量，以改善瞬态响应。

可通过在 V_C 引脚上布设一个与补偿电容器 C_C 相串联的电阻器 (R_C)、或者在输出端与 FB 引脚之间布设一个电容器 (C_{FB}) 来在环路中增添一个零点。

当采用 R_C 时，最大值具有两个限制条件。首先，输出电容器 ESR 和 R_C 的组合有可能完全阻止环路滚降。其次，如果在开关频率条件下未对环路增益进行充分的滚降，则输出纹波将会干扰 V_C 引脚，这种干扰足以导致占空比开关操作的不稳定（类似于次谐波振荡）。如果必要的话，可在连接于 V_C 引脚和地之间的 R_C/C_C 网络的两端增设一个电容器 (C_F)，以进一步抑制 V_C 纹波电压。

当采用一个钽输出电容器时，LT3437 已经在 V_C 引脚上布设了一个电阻器 R_C 和滤波器电容器 C_F （见图 10 和 11），用于在整个 V_{IN} 范围内进行环路补偿（以在 ≥ 10 的高 V_{IN}/V_{OUT} 比条件下实现稳定的脉冲跳跃）。陶瓷输出电容器仍可使用，只需对电阻器 R_C 进行简单的调整即可，以实现稳定的操作（见用于 LT3430 稳定化处理的“陶瓷电容器”部分）。如果需要额外的相位余量，则可在输出端和 FB 引脚之间插入一个电容器 (C_{FB})，但是，对于高输出电压应用必须谨慎从事。突然短路至输出端会在 FB 引脚上产生不可接受的大负值瞬变。

对于 < 10 的 V_{IN}/V_{OUT} 比，可通过重新调整 V_C 引脚上的频率补偿元件来获得较高的环路带宽。

在检查环路稳定性时，应使电路在应用的整个电压、电流和温度范围内工作。如“Application Notes 19”和“Application Notes 76”所述，可以运用经验方法来获得正确的环路补偿。

应用信息

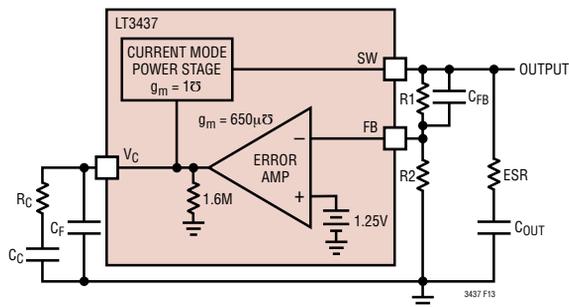


图 10：用于环路响应的模型

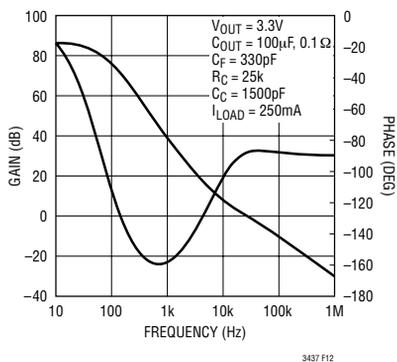
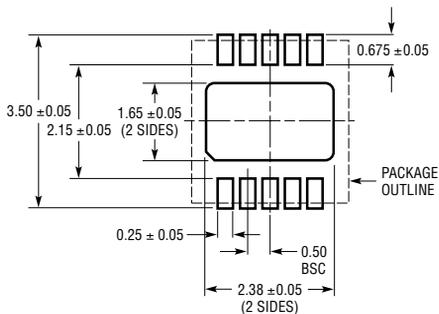


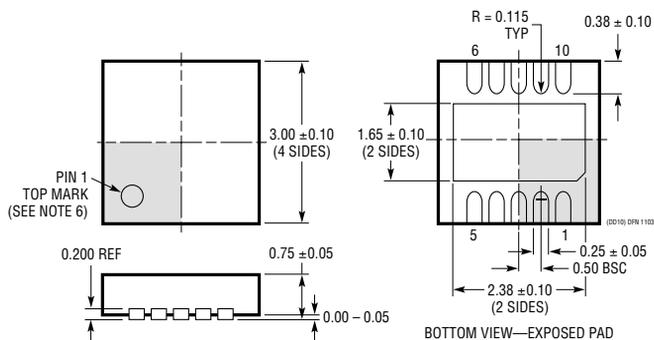
图 11：总环路响应

封装描述

DD 封装
 10 引脚塑料 DFN (3mm × 3mm)
 (参考 LTC DWG # 05-08-1699)



RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS

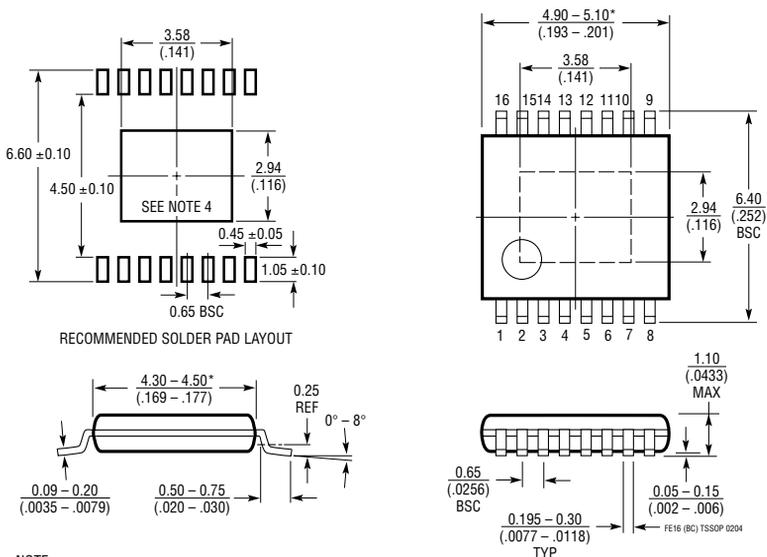


NOTE:

1. DRAWING TO BE MADE A JEDEC PACKAGE OUTLINE M0-229 VARIATION OF (WEED-2). CHECK THE LTC WEBSITE DATA SHEET FOR CURRENT STATUS OF VARIATION ASSIGNMENT
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

封装描述

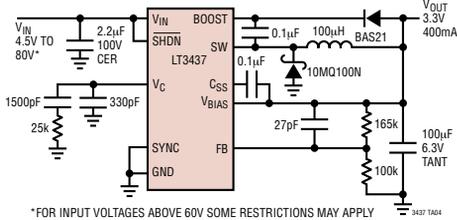
FE 封装
 16 引脚塑料 TSSOP (4.4mm)
 (参考 LTC DWG # 05-08-1663)
 裸露衬垫变化 BC 版



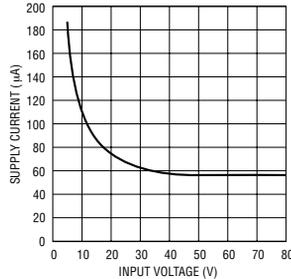
- NOTE:
1. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETERS
 2. DIMENSIONS ARE IN $\frac{\text{MILLIMETERS}}{\text{(INCHES)}}$
 3. DRAWING NOT TO SCALE
 4. RECOMMENDED MINIMUM PCB METAL SIZE FOR EXPOSED PAD ATTACHMENT
- *DIMENSIONS DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.150mm (.006") PER SIDE

典型应用

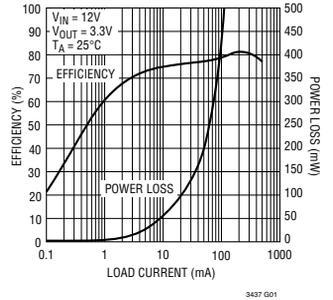
具有 100 μ A 无负载静态电流的 14V 至 3.3V 降压型转换器



电源电流与输入电压的关系曲线



效率和功耗与负载电流的关系曲线



相关器件

器件型号	描述	备注
LT1765	25V, 3A (I _{OUT}), 1.25MHz 高效升压型 DC/DC 转换器	V _{IN} : 3V 至 25V, V _{OUT(MIN)} = 1.20V, I _Q = 1mA, I _{SD} < 15 μ A, SO-8, TSSOP16E 封装
LT1766	60V, 1.2A (I _{OUT}), 200kHz 高效降压型 DC/DC 转换器	V _{IN} : 5.5V 至 60V, V _{OUT(MIN)} = 1.20V, I _Q = 2.5mA, I _{SD} < 25 μ A, TSSOP16/E 封装
LT1767	25V, 1.5A (I _{OUT}), 1.25MHz 高效降压型 DC/DC 转换器	V _{IN} : 3V 至 25V, V _{OUT(MIN)} = 1.20V, I _Q = 1mA, I _{SD} < 6 μ A, MS8/E 封装
LT1776	40V, 550mA (I _{OUT}), 200kHz 高效降压型 DC/DC 转换器	V _{IN} : 7.4V 至 40V, V _{OUT(MIN)} = 1.24V, I _Q = 3.2mA, I _{SD} < 30 μ A, N8, S8 封装
LT1936	36V, 1.4A, 500kHz 高效降压型 DC/DC 转换器	V _{IN} : 3.6V 至 36V, V _{OUT(MIN)} = 1.2V, I _Q = 1.8mA, I _{SD} < 4mA, MS8/E 封装
LT1940	双 1.2A (I _{OUT}), 1.1MHz 高效降压型 DC/DC 转换器	V _{IN} : 3V 至 25V, V _{OUT(MIN)} = 1.2V, I _Q = 3.8mA, TSSOP-16E 封装
LT1956	60V, 1.2A (I _{OUT}), 500kHz 高效降压型 DC/DC 转换器	V _{IN} : 5.5V 至 60V, V _{OUT(MIN)} = 1.20V, I _Q = 2.5mA, I _{SD} < 25 μ A, TSSOP16/E 封装
LT1976	60V, 1.5A (I _{OUT}), 200kHz 高效降压型 DC/DC 转换器	V _{IN} : 3.3V 至 60V, I _Q = 100 μ A, I _{SD} < 1 μ A, TSSOP-16E 封装
LT1977	60V, 1.5A (I _{OUT}), 500kHz 高效降压型 DC/DC 转换器	V _{IN} : 3.3V 至 60V, I _Q = 100 μ A, I _{SD} < 1 μ A, TSSOP-16E 封装
LT3010	80V, 50mA, 低噪声线性稳压器	V _{IN} : 1.5V 至 80V, V _{OUT(MIN)} = 1.28V, I _Q = 30 μ A, I _{SD} < 1 μ A, MS8E 封装
LT3430	60V, 2.5A (I _{OUT}), 200kHz 高效降压型 DC/DC 转换器	V _{IN} : 5.5V 至 60V, V _{OUT(MIN)} = 1.20V, I _Q = 2.5mA, I _{SD} < 30 μ A, TSSOP-16E 封装
LT3431	60V, 2.5A (I _{OUT}), 500kHz 高效降压型 DC/DC 转换器	V _{IN} : 5.5V 至 60V, V _{OUT(MIN)} = 1.20V, I _Q = 2.5mA, I _{SD} < 30 μ A, TSSOP-16E 封装
LT3433	60V, 400mA (I _{OUT}), 200kHz/500kHz, 降压-升压型 DC/DC 转换器	V _{IN} : 5V 至 60V, V _{OUT} : 3.3V 至 20V, I _Q = 100 μ A, TSSOP-16E 封装
LT3434/LT3435	60V, 3A (I _{OUT}), 200kHz 高效降压型 DC/DC 转换器	V _{IN} : 3.3V 至 60V, I _Q = 100 μ A, I _{SD} < 1 μ A, TSSOP-16E 封装
LT3470	具有集成升压和箝位二极管的 40V, 300mA, 微功率降压型稳压器	V _{IN} : 4V 至 40V, V _{OUT(MIN)} = 1.25V, I _Q = 26 μ A, ThinSOT 封装
LTC3727/ LTC3727-1	36V, 500kHz 高效降压型 DC/DC 控制器	V _{IN} : 4V 至 36V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 670 μ A, I _{SD} < 20 μ A, QFN-32, SSOP-28 封装