

3A、1.25MHz 单片降压型开关稳压器

特点

- 热增强型 16 引脚 TSSOP 或 8 引脚 SO 封装的 3A 开关稳压器
- 1.25MHz 固定开关频率
- 宽工作电压范围：3V 至 25V
- 高效率 0.09Ω 开关
- 1.2V 反馈基准电压
- 采用扁薄表面贴装元器件
- 低停机电流：15μA
- 可同步至 2MHz
- 电流模式环路控制
- 在所有占空比的最大开关电流额定值不变*

应用


- DSL 调制解调器
- 便携式电脑
- 稳压交流适配器
- 电池供电系统
- 分布式电源

描述

LT[®]1765 是一个 1.25MHz 单片降压型开关稳压器。硅片上包括一个高效的 3A、0.09Ω 开关以及构建一个高频、电流模式开关稳压器要求的所有控制电路。电流模式控制提供快速的瞬态响应和良好的环路稳定性。

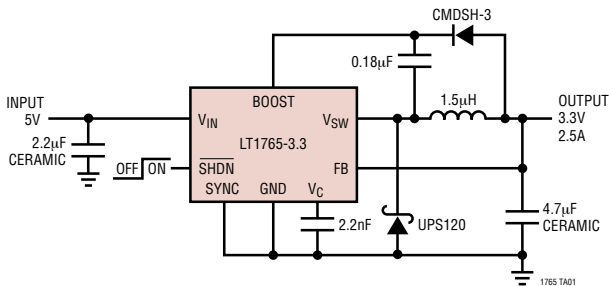
新型设计技术在宽工作电压范围实现了高效的高开关频率。其内部低压降稳压器在输入为 24V 系统至锂离子电池的宽范围内均能保持一致的性能。1mA 的工作电源电流使效率进一步提高，尤其在较低输出电流的条件下。在关断状态时，静态电流将减少到 15μA。在所有占空比下，最大开关电流值保持不变。同步功能可利用外部逻辑电平信号将内部振荡器的频率提高到 1.6MHz 至 2MHz 范围。

它提供了完全的每周期电流控制和热关断功能。高频工作可减少输入和输出滤波元件，并允许使用片式电感器。

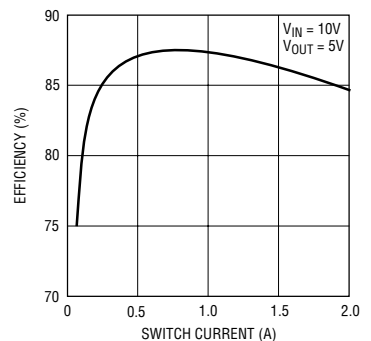
 LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。
*专利正待审批。

典型应用

5V 至 3.3V 降压型转换器



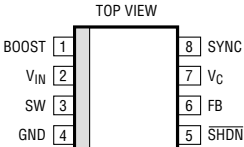
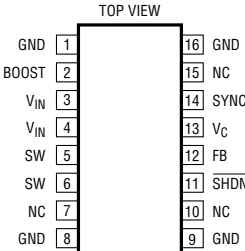
效率与负载电流的关系曲线



绝对最大额定值 (注1)

输入电压	25V	SYNC 引脚电流	1mA
BOOST 引脚高于 SW	20V	工作结点温度范围 (注2)	-40°C 至 125°C
最大 BOOST 引脚电压	35V	贮存温度范围	-65°C 至 150°C
SHDN 引脚	25V	引脚温度 (焊接时间10秒)	300°C
FB 引脚电流	1mA		

封装 / 订购信息

 <p>S8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC SO</p> <p>$T_{JMAX} = 125^{\circ}\text{C}$, $\theta_{JA} = 90^{\circ}\text{C/W}$, $\theta_{JC}(\text{PIN 4}) = 30^{\circ}\text{C/W}$</p> <p>GROUND PIN CONNECTED TO LARGE COPPER AREA</p>	产品型号	 <p>TOP VIEW</p> <p>FE PACKAGE 16-LEAD PLASTIC TSSOP</p> <p>$\theta_{JA} = 45^{\circ}\text{C/W}$, $\theta_{JC}(\text{PAD}) = 10^{\circ}\text{C/W}$</p> <p>EXPOSED PAD SOLDERED TO LARGE COPPER PLANE</p>	产品型号
	LT1765ES8		LT1765EFE LT1765EFE-1.8 LT1765EFE-2.5 LT1765EFE-3.3 LT1765EFE-5
	S8 器件标记		FE 器件标记
	1765		1765EFE 1765EFE18 1765EFE25 1765EFE33 1765EFE5

更宽工作温度范围的器件请向凌特公司咨询。

电特性

符号 ● 表示该指标适用于整个工作温度范围，否则仅指工作在环境温度 $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ 。 $V_{IN} = 15\text{V}$ ， $V_C = 0.8\text{V}$ ， $\text{BOOST} = V_{IN} + 5\text{V}$ ， SHDN 、 SYNC 和开关均为开路，除非特别注明。

参数	条件		最小值	典型值	最大值	单位	
最大开关电流限值			3	4	6	A	
振荡器频率	$3.3\text{V} < V_{IN} < 25\text{V}$	●	1.1	1.25	1.6	MHz	
开关导通压降	$I = 3\text{A}$	●		270	430	mV	
V_{IN} 欠压关断	(注3)	●	2.47	2.6	2.73	V	
V_{IN} 电源电流		●		1	1.3	mA	
停机电源电流	$V_{\text{SHDN}} = 0\text{V}$ ， $V_{IN} = 25\text{V}$ ， $V_{\text{SW}} = 0\text{V}$	●		15	35 55	μA μA	
反馈电压	$3\text{V} < V_{IN} < 25\text{V}$ ， $0.4\text{V} < V_C < 0.9\text{V}$ (注3)	LT1765 (可调)	●	1.182	1.2	1.218	V
			●	1.176		1.224	V
		LT1765-1.8	●	1.764	1.8	1.836	V
		LT1765-2.5	●	2.45	2.5	2.55	V
		LT1765-3.3	●	3.234	3.3	3.366	V
		●	4.9	5	5.1	V	

电特性

符号 ● 表示该指标适用于整个工作温度范围，否则仅指工作在环境温度 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{IN} = 15\text{V}$ ， $V_C = 0.8\text{V}$ ， $\text{BOOST} = V_{IN} + 5\text{V}$ ， SHDN 、 SYNC 和开关均为开路，除非特别注明。

参数	条件		最小值	典型值	最大值	单位
FB 输入电流	LT1765 (可调)	●	-0.25	-0.6		μA
FB 输入阻抗	LT1765	●	10.5	15	21	$\text{k}\Omega$
	LT1765-1.8	●	14.7	21	30	$\text{k}\Omega$
	LT1765-3.3	●	19	27.5	39	$\text{k}\Omega$
	LT1765-5	●	29	42	60	$\text{k}\Omega$
FB 误差放大器电压增益	$0.4\text{V} < V_C < 0.9\text{V}$		150	350		
FB 误差放大器跨导	$\Delta I_{VC} = \pm 10\mu\text{A}$	●	500	850	1300	μMho
V_C 引脚源电流	$V_{FB} = V_{NOM} - 17\%$	●	80	120	160	μA
V_C 引脚吸入电流	$V_{FB} = V_{NOM} + 17\%$	●	70	110	180	μA
V_C 引脚至开关电流的跨寻				5		A/V
V_C 引脚最小开关门限	占空比 = 0%			0.4		V
V_C 引脚 3A I_{SW} 门限				0.9		V
最大开关占空比	$V_C = 1.2\text{V}$ ， $I_{SW} = 800\text{mA}$ ， $V_{IN} = 6\text{V}$	●	85	90		%
			80			%
高于开关的最小 BOOST 电压	$I_{SW} = 3\text{A}$	●		1.8	2.7	V
BOOST 电流	$I_{SW} = 1\text{A}$ (注 4)	●		20	30	mA
	$I_{SW} = 3\text{A}$ (注 4)	●		70	140	mA
SHDN 门限电压		●	1.27	1.33	1.40	V
SHDN 门限电流迟滞		●	4	7	10	μA
SHDN 输入电流(关断时)	SHDN = 60mV 高于门限	●	-7	-10	-13	μA
SYNC 门限电压				1.5	2.2	V
SYNC 输入频率			1.6		2	MHz
SYNC 引脚阻抗	$I_{SYNC} = 1\text{mA}$			20		$\text{k}\Omega$

注 1：绝对最大额定值指超出该值则器件寿命可能受损。

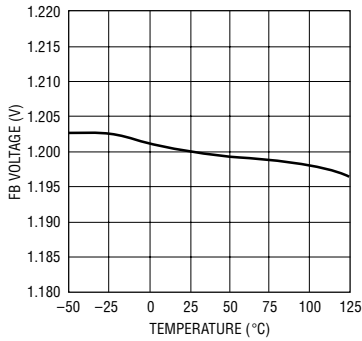
注 2：LT1765E 保证满足 0°C 至 125°C 范围内的性能指标。在 -40°C 至 125°C 结点工作温度范围内的指标通过设计、特性和统计过程控制的相关性来保证。

注 3：最小输入电压定义为：内部调整器进入关断状态的电压。能够保持输出被调整的实际最小输入电压决定于输出电压和负载电流。参见“应用信息”部分。

注 4：电流仅在开关循环的导通期间流入 BOOST 引脚。

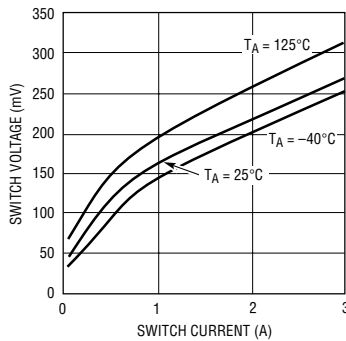
典型性能特征

FB 与温度 (可调) 的关系



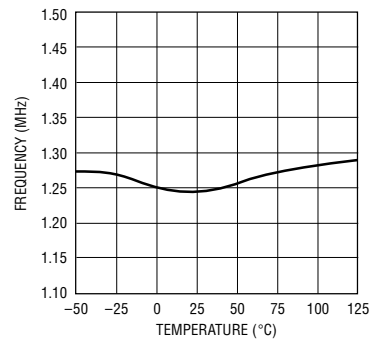
1765 G01

开关导通压降



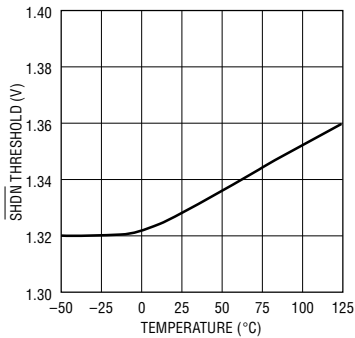
1765 G02

振荡器频率



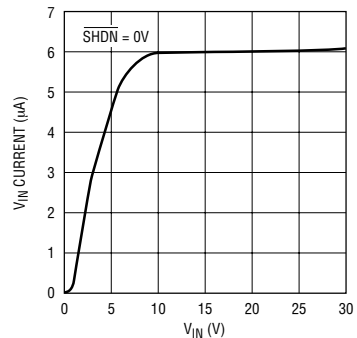
1765 G03

SHDN 门限与温度的关系



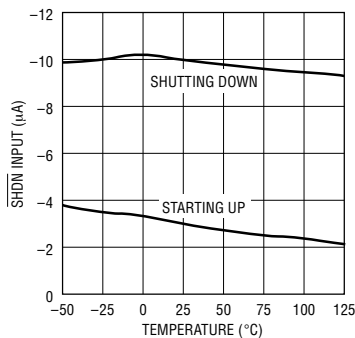
1765 G04

SHDN 电源电流与 VIN 的关系曲线



1765 G05

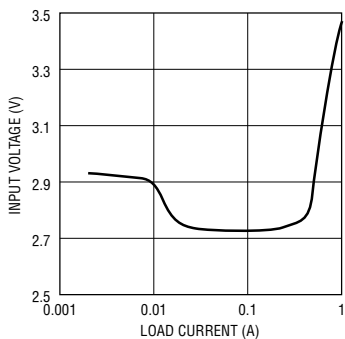
SHDN IP 电流与温度的关系



1765 G06

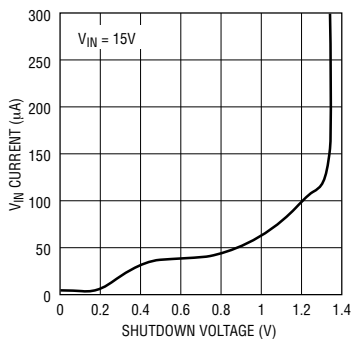
典型性能特征

2.5V 输出的最小输入电压



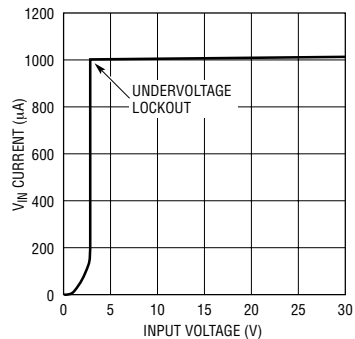
1765 G07

SHDN 电源电流



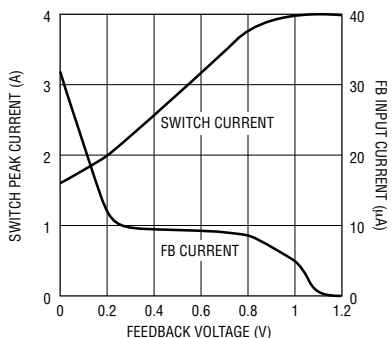
1765 G08

输入电源电流



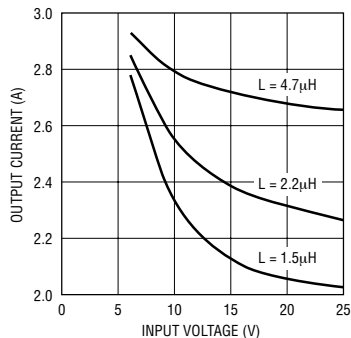
1765 G09

电流限值折返



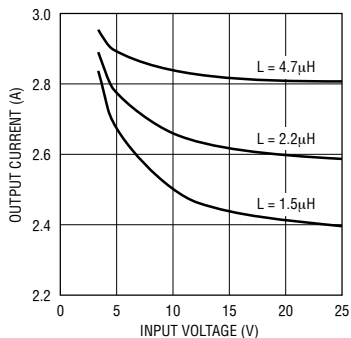
1765 G10

最大负载电流, $V_{OUT} = 5V$



1765 G11

最大负载电流, $V_{OUT} = 2.5V$



1765 G12

引脚功能

FB：反馈引脚利用一个外部电压分压器(可调版本)来设定输出电压，当连接到所希望的输出电压上时，分压器将在该引脚上产生1.2V电压。固定电压1.8V、2.5V、3.3V和5V版本包括了内置的分压器结构，而FB引脚直接连至输出。如果需要，那么当FB引脚低于0.5V时，可在启动或者短路期间减小电流限值(见“典型性能特征”部分的“电流限值折返”曲线)。为了运行此功能，在FB引脚上需要一个小于5k Ω 的阻抗。

BOOST：BOOST引脚用于向内部双极NPN功率开关提供一个比输入电压更高的驱动电压。

V_{IN}：这是片上功率NPN开关的集电极。该引脚为内部电路和内部稳压器供电。在NPN开关导通和关闭时，该引脚出现高di/dt的边沿。保持外部旁路电容器和捕获二极管靠近该引脚。该路径上的所有走线电感会在开关关断时在内部NPN的V_{CE}电压上产生一个电压尖峰。TSSOP封装的两个V_{IN}引脚必须一起短接在PC板上。

GND：GND引脚用作调整输出的基准，因此如果负载的“地”端与该IC的GND引脚电压不同，则负载的调整将出现问题。这种情况发生在负载电流或其它电流经过GND引脚与负载接地点之间金属通路的时候。保持GND引脚与负载之间的地通路简短，在可能的时候采用地平板。保持输入旁路和GND引脚之间通道短。裸露的GND衬垫和/或封装的GND引脚直接附著在内部的金属片上。这些引脚/衬垫应附著在大块铜面上以减小热阻抗。

V_{SW}：该开关引脚是在片功率NPN开关的发射极。该引脚在开关导通时被驱动至输入引脚电压。电感电流在开关关断时将该开关引脚驱动为负。负电压必须由外部捕获二极管箝位，其V_{BR}<0.8V。TSSOP封装的两个V_{SW}引脚在PC板上必须短接。

SYNC：该同步引脚用于使内部振荡器同步于外部信号。它是直接逻辑兼容的，可被20%至80%占空比的任何信号驱动。同步范围从1.6MHz至2MHz。详见“应用信息”中的“同步”部分。该引脚不使用时应接地。

SHDN：该关断引脚用于关闭调整器并将输入漏电流减少到数个微安。1.33V门限用于精确的欠压关断(UVLO)，阻止调整器工作，直到输入电压达到预定水平。该引脚悬浮和拉高可使调整器进入工作模式。

V_C：V_C引脚是误差放大器的输出及峰值开关电流比较器的输入。它通常用于频率补偿，但也可肩负双重责任，用作电流箝位或控制环压倒。该引脚在负载极轻时大约停留在0.4V的水平，在最大负载时为0.9V。它可被驱动至地以关闭输出。

原理框图

LT1765 是固定频率的电流模式降压转换器。这意味着有一个内部时钟和两个反馈回路来控制功率开关的占空比。除正常的误差放大器之外，还有一个电流检测放大器以逐个周期监视开关电流。一个开关周期开始于一个振荡器的脉冲，该脉冲将 R_S 触发器置位，从而使开关导通。当开关电流达到比较器反相输入所设定的水平时，触发器复位以及开关关断。利用误差放大器的输出来设定开关电流的跳变点，从而获得对输出电压的控制。该技术意味着误差放大器控制的是输送到输出端的电流而不是电压。一个电压馈送系统会有相位由低向高的漂移，

一直达到电感与输出电容器构成的共振频率，接著突然发生 180° 相移。电流馈送系统会在低得多的频率上有 90° 相移，但不会再出现一个 90° 相移，除非远远超出 LC 的共振频率。这使反馈环路的频率补偿容易得多，瞬态响应也快得多。

利用 BOOST 引脚向开关驱动器提供一个高于输入电压的电压，使开关饱和，从而获得高开关效率。被升举的电压由外部电容器和二极管产生。一个连接到关断引脚的比较器禁止内部稳压器运行，降低电源电流。

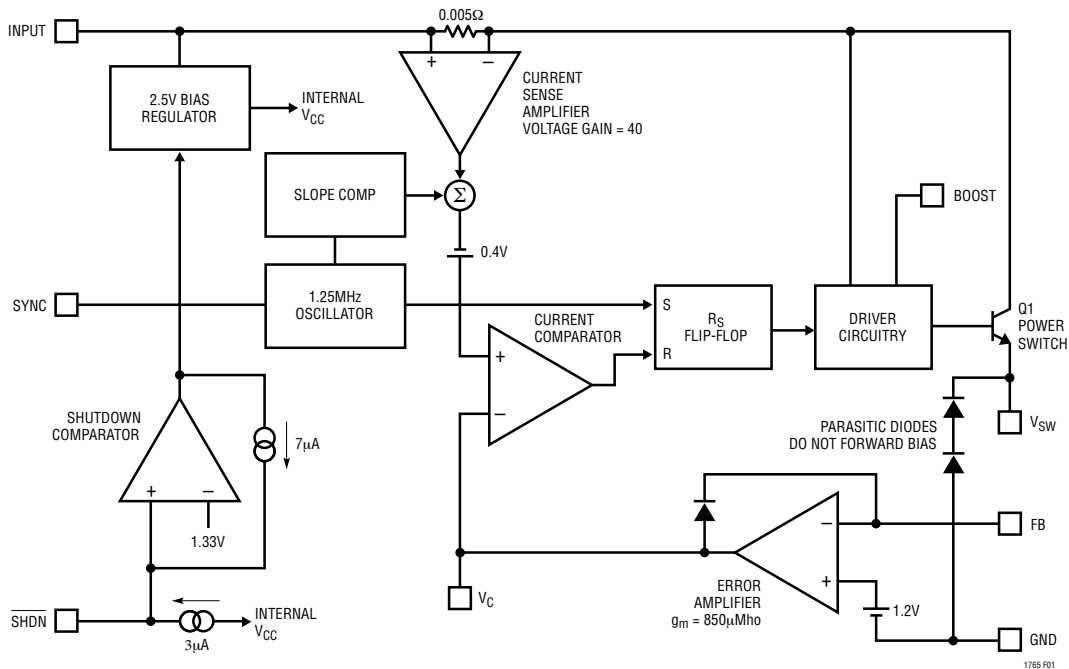


图 1：方框图

应用信息

FB 电阻网络

如果要求 1.8V、2.5V、3.3V 或 5V 的输出电压，应当分别地使用 -1.8、-2.5V、-3.3V 或 -5V 固定型号器件。FB 引脚直接连到输出，必需的电阻分压器已包括在器件内，对于其他的输出电压，该采用可调的器件，并加设一个外置电阻分压器。从 FB 至地的电阻 (R2) 建议值为 10k。它将 FB 引脚输入偏置电流对输出电压的影响减小到 0.25% 以下。V_{OUT} 到 FB 的电阻 (R1) 计算公式如下：

$$R1 = \frac{R2(V_{OUT} - 1.2)}{1.2 - R2(0.25\mu A)}$$

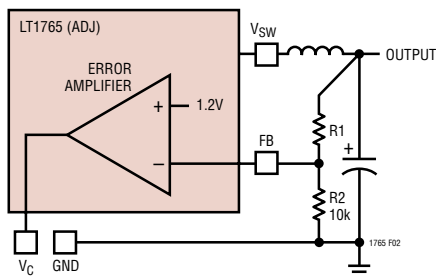


图 2：反馈网络

输入电容器

降压稳压器以脉冲方式吸取输入电源的电流。这些脉冲的上升和下降时间非常快。LT1765 输入端需要一个输入电容器以减少纹波电压，并强制开关电流进入一个紧密的局部环路，因此最大限度地减少 EMI。RMS 纹波电流可按下式计算：

$$I_{RIPPLE(RMS)} = I_{OUT} \sqrt{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT}) / V_{IN}^2}$$

陶瓷电容器是输入旁路的理想元件。在较高的开关频率，对输入电容器的能量存储要求降低，因此 1μF 至 4.7μF 范围内的电容值可适合大多数应用。它们的高频电容性能可消除大多数纹波电流和上电浪涌的问题。由于电容的绝对值并不十分重要，对环路的

稳定性也没有明显的影响，因此可以使用 Y5V 或类似型号的陶瓷电容器。如果要求工作电压接近输出或 LT1765 所需的最小输入值，则可能需要一个较大的电容值。这是为了阻止过大的纹波使工作电压降到最低指标以下而导致错误操作。

如果使用钽电容器，通常需要电容值在 22μF 至 470μF 范围内，以使 ESR 减到最小并满足纹波电流和浪涌电流的额定值。必须小心以确保不致超出纹波和浪涌额定值。AVX TPS 和 Kemet T495 系列钽电容器具有浪涌额定值。AVX 建议在大浪涌应用中以 2:1 工作电压比值使用进一步的电容器。

输出电容器

与输入电容器不同，输出电容器中的 RMS 纹波电流通常足够低，因此纹波电流额定值不是一个问题。该电流波形为三角形，其 RMS 值的计算公式为：

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

陶瓷和钽输出电容器都能用于 LT1765。选用陶瓷电容器通常因为它们的尺寸小、ESR (有效串联电阻) 非常低和良好的高频工作性能。对于 1μF 至 10μF 范围内的陶瓷输出电容器，推荐使用 X7R 或 X5R 型电容器。

选择钽电容器通常因为其容量很大，这在高瞬态负载应用中很有用。在 1.25MHz 时，决定输出纹波的是 ESR 而不是绝对容值。典型 LT1765 应用需要一个钽电容器，其 ESR 应小于 0.3Ω，容值在 22μF 至 500μF 之间，见表 2。这样的 ESR 在频率响应中能提供一个有用的零点。具有低 ESR 的陶瓷输出电容器通常需要一个较大的 V_C 电容器或一个额外的串联电阻 R 以进行补偿。

应用信息

表 2：表面贴装固态钽电容器的 ESR 与纹波电流

E 形尺寸	ESR (最大值·Ω)	纹波电流 (A)
AVX TPS, Sprague 593D	0.1 至 0.3	0.7 至 1.1
AVX TAJ	0.7 至 0.9	0.4
D 形尺寸		
AVX TPS, Sprague 593D	0.1 至 0.3	0.7 至 1.1
C 形尺寸		
AVX TPS	0.2 (典型值)	0.5 (典型值)

图 3 给出了陶瓷和钽电容器在 200mA 纹波电流时的输出纹波比较。

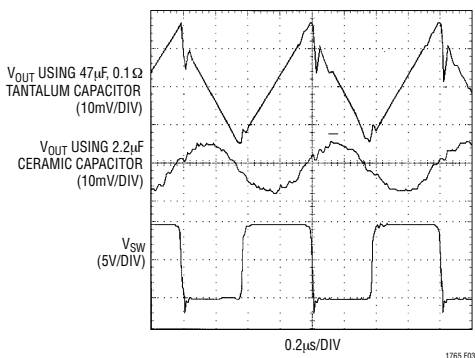


图 3：输出纹波电压波形

电感器的选择和最大输出电流

LT1765 降压转换器的最大输出电流等于最大开关电流额定值 (I_P) 减去一半的峰至峰值电感纹波电流。LT1765 在所有占空比下都保持一个恒定的开关电流额定值。(正在申请专利)。

对于大多数应用，输出电感将在 $1\mu\text{H}$ 至 $10\mu\text{H}$ 的范围。选择较低的值可减少电感器的体积。由于峰至峰值纹波电流的减少，所以较高的值能允许更大的输出电流。下列公式给出了连续工作模式下的最大输出电流，这表示峰至峰值纹波 (2 乘以公式右侧项) 小于最大开关电流。

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

连续模式

当 $V_{\text{IN}} = 8\text{V}$ ， $V_{\text{OUT}} = 5\text{V}$ 和 $L = 3.3\mu\text{H}$ 时，

$$I_{\text{OUT(MAX)}} = 3 - \frac{(5)(8 - 5)}{2(3.3 \cdot 10^{-6})(1.25 \cdot 10^6)(8)}$$

$$= 3 - 0.23 = 2.77\text{A}$$

注意，最坏情况 (能得到的最小输出电流) 是在输入电压最大时。对于 15V 的同样电路，最大输出电流只有 2.6A。

电感器的选择

输出电感器的饱和电流额定值应该大于 LT1765 电流比较器所设定的峰值电感电流。峰值电感电流将取决于输出电流、输入和输出电压以及电感值：

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

其中

V_{IN} = 最大输入电压

f = 开关频率 (1.25MHz)

如果选用一个峰值电流比 LT1765 最大开关电流低的电感，则应该采用图 10 的软启动电路。另外，不允许出现短路的情况，因为电感器可能饱和，从而造成过大的功耗。

还有，也应该考虑电感器的电阻。电感器的传导损耗与电感器的 DC 阻抗成正比。有时，制造商也会基于电感器所容许的损耗提供最大电流额定值。但是也当小心，在高输入和低 DCR 时，于短路输出情况能有过大的开关电流。

Coilcraft、Coiltronics、Dale、Sumida、Toko、Murata、Panasonic 及其他制造商均提供适宜的电感器。

应用信息

表 3

型号	电感值 (μH)	I_{RMS} (A)	DCR (Ω)	高度 (mm)
Coilcraft				
DO1608C-222	2.2	2.4	0.07	2.9
Sumida				
CDRH3D16-1R5	1.5	1.6	0.043	1.8
CDRH4D18-1R0	1.0	1.7	0.035	2.0
CDC5D23-2R2	2.2	2.2	0.03	2.5
CR43-1R4	1.4	2.5	0.056	3.5
CDRH5D28-2R6	2.6	2.6	0.013	3.0
Toko				
(D62F)847FY-2R4M	2.4	2.5	0.037	2.7
(D73LF)817FY-2R2M	2.2	2.7	0.03	3.0

捕获二极管

二极管 D1 仅在开关关断期间有电流经过。峰值反向电压等于稳压器的输入电压。在正常工作时的平均正向电流可计算如下：

$$I_{\text{D(AVG)}} = \frac{I_{\text{OUT}}(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}})}{V_{\text{IN}}}$$

考虑采用大于 3A 的二极管的唯一原因是为了应付高输入电压和短路输出的最坏情况。在短路条件下，二极管电流将增加至 4A 典型值，该值决定于 LT1765 峰值开关电流限值。一个更高的前向电压也会限制开关电流。这在短时间内是安全的，但为谨慎起见，如果必须承受这种条件下的连续工作，那么应向二极管制造商咨询。

BOOST 引脚

对于大多数应用，升举元件为一个 0.18 μF 的电容器和一个 CMDSH-3 二极管。阳极一般连接于调整的输出电压，以便产生一个比 V_{IN} 大约高出 V_{OUT} 的电压来驱动输出级。输出驱动器在整个导通周期需要至少 2.7V 的电压空间来保持开关完全饱和。然而，在导通时间里，输出级会使升举电容器放电。如果输出电压小于 3.3V，则建议使用另一个替代的

升举电源。升举二极管也可以连接到输入，但是必须谨慎防止 2 倍的 V_{IN} 升举电压超过 BOOST 引脚的绝对最大额定值。开关驱动器两端的额外电压也会增加功率损耗、降低效率。如果条件允许，可使用一个带有局部旁路电容器的独立电源。

对于大多数应用，推荐使用一个 0.18 μF 的升举电容器。几乎所有类型的薄膜或陶瓷电容器都适用，但是电容器的 ESR 应小于 1 Ω ，以确保在开关关断时间内能够充分地再充电。电容器容值可根据 700ns 导通时间、90mA 升举电流和 0.7V 放电纹波等最差条件得出。该值然后增加一倍，以保证针对第二类因素的安全性，例如电容器容差、ESR 和温度的影响。在要求不高的条件下升举电容器值可以减少，但不会改善电路的工作或效率。在低输入电压和低负载条件下，容值较高的电容器会减小放电纹波并改善启动操作。

关断功能与欠压关断

图 4 表示如何增加 LT1765 的欠压关断 (UVLO) 功能。通常，ULVO 在输入电源具有 *电流限制* 或电源内阻相对较高的情况下使用。一个开关稳压器从电源吸收固定的功率，因此电源电流随著电源电压的下降而增加。这对电源来说好似一个负阻负载，在低电源电压条件下可能引起电源的电流限制或锁定于低电平。ULVO 可防止稳压器工作于可能发生此类问题的电源电压上。

在低于 2.6V 的 V_{IN} 最小值时，一个内部比较器

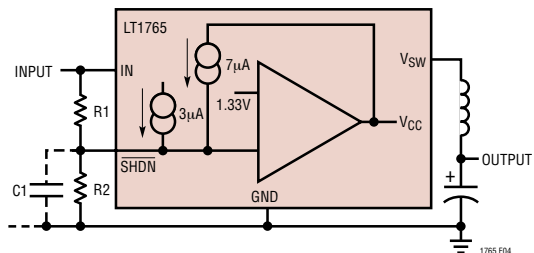


图 4：欠压关断

应用信息

会强制器件进入关断状态。这一功能可用来防止电池供电的系统过度放电。如果需要可调的UVLO门限，可以使用关断引脚。关断引脚比较器的门限电压是1.33V。一个3μA的内部电流源已预定开路引脚情况条件下工作(见“典型性能特征”曲线图)。S \overline{HDN} 门限上还增加了电流迟滞。它可通过以下公式来确定UVLO的电压迟滞：

$$R1 = \frac{V_H - V_L}{7\mu A}$$

$$R2 = \frac{1.33V}{\left(\frac{V_H - 1.33V}{R1}\right) + 3\mu A}$$

其中：

V_H 为导通门限

V_L 为关断门限

例如：假设开关操作必须在输入高于4.75V以上时才开始，并且如果输入降至3.75V以下则开关操作停止：

$$V_H = 4.75V$$

$$V_L = 3.75V$$

$$R1 = \frac{4.75V - 3.75V}{7\mu A} = 143k$$

$$R2 = \frac{1.33V}{\left(\frac{4.75V - 1.33V}{143k}\right) + 3\mu A} = 49.4k$$

电阻至S \overline{HDN} 引脚的连接线应该简短，并确保至开关节点的内层或表层电容尽量小。如果采用高电阻值，S \overline{HDN} 引脚应用一个1nF电容器实施旁路，以防止来自开关节点的耦合问题。

同步

用SYNC引脚使内部振荡器与一个外部信号同步。SYNC输入必须从一个逻辑低电平开始，越过最

大同步门限(占空比在20%至80%之间)。该输入可直接由一个逻辑电平输出驱动。同步范围为初始工作频率至2MHz。这意味著最小实际同步频率等于最坏情况下的高端自振频率(1.6MHz)，而不是典型的1.25MHz工作频率。在1.8MHz以上的同步时应该小心，因为在较高的同步频率上，用来防止次谐波开关操作的内部斜坡补偿幅度被降低。此类次谐波开关操作仅发生在输入电压小于输出电压的两倍时。更高的电感值有望消除这个问题。在认定其原因是斜坡补偿不够之前，参见“频率补偿”部分中有关次谐波开关操作所有起因的讨论。“应用指南19(Application Note 19)”中有更多关于斜坡补偿理论的详细讨论。

布线的考虑

同所有高频开关一样，在考虑布线时必须谨慎，以达到最优的电、热和噪声性能。为获得最大效率，开关的上升和下降时间通常在纳秒范围。为了防止噪声的辐射和传导，如图5所示的高速开关电流通路必须尽可能简短。缩短此通路还会减小大约每英寸25nH的走线寄生电感。在开关关断时，该寄生电感产生一个跨越LT1765开关的反激尖峰。当工作在较高电流和输入电压时，如果布线不良，该尖峰在LT1765两端产生的电压可能超过它的绝对最大额定值。在这一开关电路下面应该用一个地平板来预防内层平板的耦合及各种噪声。

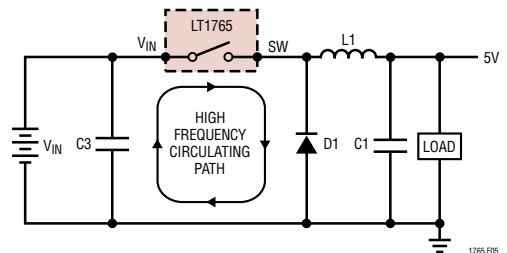


图5：高速开关通路

应用信息

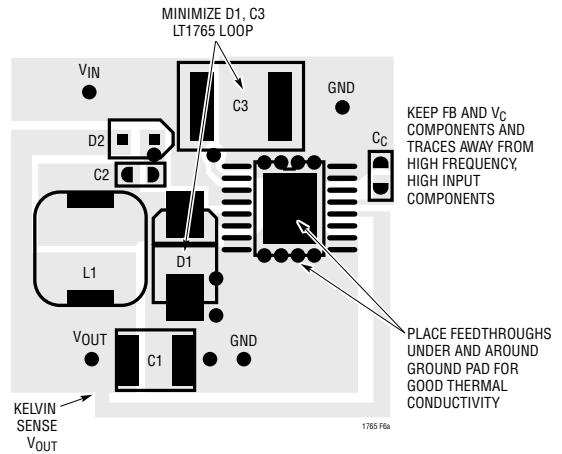
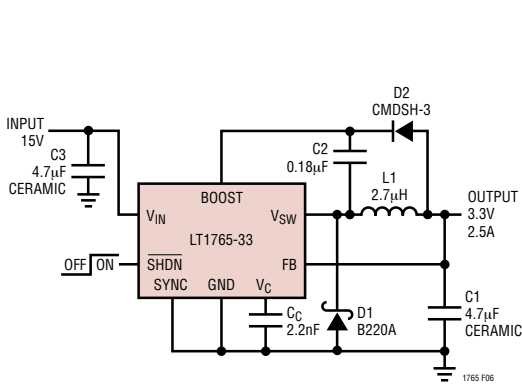


图 6：典型应用和布线 (只给出顶层图)

V_C 和 FB 元件应该尽可能远离开关和升举节点。LT1765 的引脚排列在设计上已考虑到这种布局。这些元件的接地点应与开关电流通路分离。不这样做会导致稳定性较差或者如振荡的次谐波问题。

线路板布线对热阻也有明显的影响。裸露的衬垫或 GND 引脚是 LT1765 硅片下面的一个连续铜板。这是从封装内部散热的最好路径，这可以从裸露衬垫封装的低 θ_{JC} 值看出。减小引脚 4 或裸露衬垫到线路板的热阻可降低硅片温度，提高 LT1765 的功率处理能力。其实现方法是在该引脚或衬垫周围布设尽可能多的铜面。同时，如果在 LT1765 下面有多个填满焊锡的穿孔连接于连续铜面也会帮助减小热阻。地平面通常适用于这目的。在多层 PCB 设计中，在 LT1765 所在层的相临层布置一个地平面会使热阻减至最小。

热的计算

LT1765 芯片中的功率耗散有四个来源：开关 DC 损耗、开关 AC 损耗、升举电路电流及输入静态电

流。下面的公式列出各种损耗的计算方法。这些公式假定在连续工作模式下，因此它们不应用来计算轻负载电流下的效率。

开关损耗：

$$P_{SW} = \frac{R_{SW}(I_{OUT})^2(V_{OUT})}{V_{IN}} + 17ns(I_{OUT})(V_{IN})(f)$$

$V_{BOOST} = V_{OUT}$ 时的升举电流损耗：

$$P_{BOOST} = \frac{V_{OUT}^2(I_{OUT}/50)}{V_{IN}}$$

静态电流损耗：

$$P_Q = V_{IN}(0.001)$$

其中：

R_{SW} = 开关电阻 ($\approx 0.13 \Omega$ ，在高温时)

$17ns$ = 开关电流/电压同时出现的等效时间

f = 开关频率

应用信息

举例：当 $V_{IN} = 10V$ ， $V_{OUT} = 5V$ 及 $I_{OUT} = 2A$ 时：

$$P_{SW} = \frac{(0.13)(2)^2(5)}{10} + (17 \cdot 10^{-9})(2)(10)(1.25 \cdot 10^6)$$

$$= 0.26 + 0.43 = 0.69W$$

$$P_{BOOST} = \frac{(5)^2(2/50)}{10} = 0.1W$$

$$P_Q = 10(0.001) = 0.01W$$

总体功耗 P_{TOT} 为 $0.69 + 0.1 + 0.01 = 0.8W$ 。

LT1765 的 16 引脚 TSSOP 裸露衬垫封装的热阻受内层或背面平板的存在所影响。在封装下面采用足够大的整块平板时，热阻大约为 $45^{\circ}C/W$ 。封装下面不设平板时，热阻将增加至 $110^{\circ}C/W$ 。对于裸露衬垫封装， $\theta_{JC(PAD)} = 10^{\circ}C/W$ 。热阻主要由线路板性能决定。为计算硅片的温度，请使用适当热阻数值，并加上最坏情况下的环境温度：

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

估算环境温度时，要记住附近的捕获二极管也会消耗功率。

$$P_{DIODE} = \frac{(V_F)(V_{IN} - V_{OUT})(I_{LOAD})}{V_{IN}}$$

V_F = 二极管正向电压 (假定在 2A 时为 0.5V)

$$P_{DIODE} = \frac{(0.5)(10 - 5)(2)}{10} = 0.5W$$

注意，捕获二极管的正向电压是整个系统效率显著的损失。一个体积较大、 V_F 较低的二极管可将效率提高几个百分点。

线路板的典型热阻 θ_B 是 $35^{\circ}C/W$ 。在环境温度为 $25^{\circ}C$ 的穿孔时，

$$T_J = T_A + \theta_{JA}(P_{TOT}) + \theta_B(P_{DIODE})$$

$$T_J = 25 + 45 (0.8) + 35 (0.5) = 79^{\circ}C$$

硅片温度测量

如果需要真实的硅片温度，可以采用 SYNC 至 GND 引脚阻抗测量法。SYNC 引脚在整个温度范围内的阻抗必须首先在烘箱内校准，并且没有明显的输出负载。典型情况是初始值为 $40k\Omega$ ，温度系数为 $0.16\%/^{\circ}C$ 。接著可用同样的测量方法来揭示硅片温度。

频率补偿

在进行频率响应的理论分析以前，请记住以下的话——电路板布线越差，电路的稳定性越差。几乎所有高频模拟电路都是如此，请先阅读“布线的考虑”部分。出现稳定性问题的常见布线错误是输入去耦电容器和/或捕获二极管放置得太远，以及把 V_C 补偿接至一个具有较大开关电流的地走线。另外，理论分析只考虑线性的理想元件性能。基于这些原因，对生产中的布线和元器件进行最终稳定性检查就变得很重要。

LT1765 采用电流模式控制。这减轻了许多与电感相关的相移问题。基本的稳压器环路如图 7 所示，包括钽和陶瓷电容器的等效电路。可以把 LT1765 考虑为两个 g_m 模块、一个误差放大器和一个功率级。

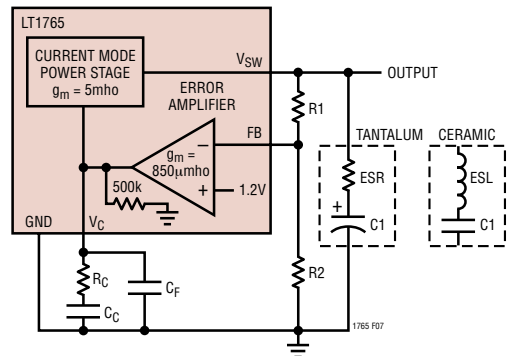


图 7：环路响应模型

应用信息

图8表示采用一个330pF V_C 电容器和一个典型100 μ F 钽输出电容器的整体环路响应。响应由以下几项来确定：

误差放大器：

由 g_m 和 R_L 设定 DC 增益 = $850\mu \cdot 500k = 425$ 。

由 C_F 和 R_L 设定极点频率 = $(2\pi \cdot 500k \cdot 330p)^{-1} = 965\text{Hz}$ 。

由 C_F 和 g_m 设定整体增益频率 = $(2\pi \cdot 330p \cdot 850\mu^{-1})^{-1} = 410\text{kHz}$ 。

功率级：

由 g_m 和 R_L (假定为 5Ω) 设定 DC 增益 = $5 \cdot 5 = 25$ 。

由 C_{OUT} 和 R_L 设定极点频率 = $(2\pi \cdot 100\mu \cdot 10)^{-1} = 159\text{Hz}$ 。

由 C_{OUT} 和 g_m 设定整体增益频率 = $(2\pi \cdot 100\mu \cdot 2.5^{-1})^{-1} = 8\text{kHz}$ 。

钽输出电容器：

由 C_{OUT} 和 C_{ESR} 设定零点频率 = $(2\pi \cdot 100\mu \cdot 0.1)^{-1} = 15.9\text{kHz}$

由钽输出电容器的 ESR 产生的零点在保持稳定性方面非常有用。陶瓷输出电容器由于 ESR 非常低而没有零点，但其 ESL 发挥著主要作用。它们在 1MHz 到 10MHz 的范围内形成一个缺口。没有此零点，就必须让 V_C 极点发挥主要作用。一个 2.2nF 的典型值可以实现这一点。

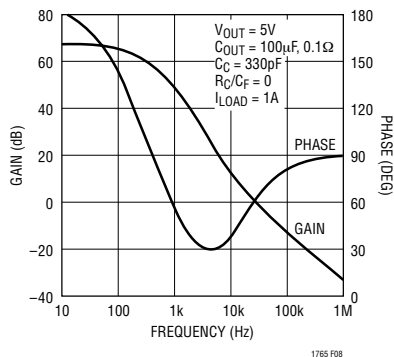


图8：整体环路响应

如果需要更好的瞬态响应，将一个电阻 (R_C) 与补偿电容器串联起来可以为环路增加一个零点。当 R_C 值增加时，瞬态响应通常会改善，但是两个因素对该值有所限制。第一，输出电容器 ESR 再加上一个大值 R_C 可能阻止环路增益的一同滚降。第二，如果环路增益在开关频率时没有足够的滚降，输出纹波将对 V_C 引脚造成足够大的干扰，引起类似次谐波振荡的不稳定占空比开关动作。这在输出上可能不会显现。由于假定为连续时间系统，小信号分析不会显示这些。如果需要，可以在 V_C 引脚上增加一个额外的电容器 (C_F)，以便在通常的 1/5 开关频率处形成一个极点 (如果 $R_C = \sim 5k$, $C_F = \sim 100\text{pF}$)。

当检查环路稳定性时，电路要在应用的整个电压、电流和温度范围上操作。应该施加任何瞬态负载，并对输出电压进行监控以便得到良好的衰减和稳定性。

带有备用输出稳压器的转换器

在带有主电源和后备电源的系统中，比如一个具有交流电源适配器输入的电池供电设备，在输入断开时，LT1765 的输出可以由后备电源维持。在该条件下，SW 引脚会输送电流到 V_{IN} 引脚。如果 $\overline{\text{SHDN}}$ 引脚接于地，则仅有 $6\mu\text{A}$ 的关断电流经 SW 引脚从后备电源流出。在 $\overline{\text{SHDN}}$ 引脚处于悬浮状态时，LT1765 将消耗 1mA 的静态工作电流。 V_{IN} 引脚也会输送电流给任何连在输入线上的其他元件。如果这种负载大于 10mA 或者输入可被短接到地，则必须添加一个串联肖特基二极管，如图 9 所示。有了这些安全保障，那么输出电压最高可维持在 V_{IN} 的绝对最大额定值上。

具有可调软启动的降压转换器

大的容性负载或高输入电压可在启动时造成大输入电流。图 10 所示的电路会在启动时限制输出的 dv/dt 值，控制电容器的充电速率。附加 R_3 、 R_4 、 C_{SS} 和 $Q1$ 的降压转换器是一个典型结构。随著输出开始

应用信息

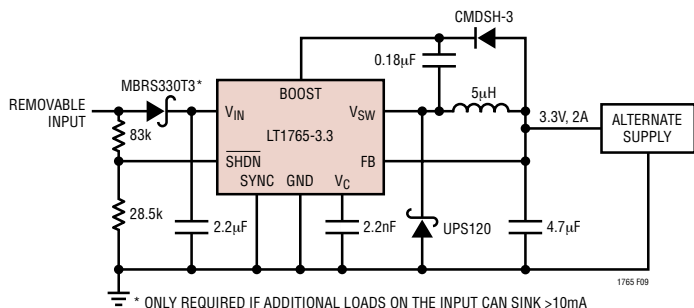


图 9：带 6µA 反向漏电流的双电源系统

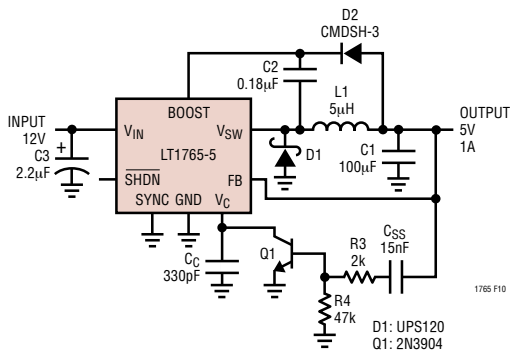


图 10：具可调软启动的降压转换器

上升，Q1导通，通过V_c引脚来调整开关电流从而在输出端维持一个固定的dv/dt。输出上升时间受流过C_{SS}的电流控制，C_{SS}由R4和Q1的V_{BE}所确定。一旦输出进入调整状态，Q1关闭，电路开始正常工作。R3用来对Q1的基极提供瞬态保护。

$$\text{上升时间} = \frac{(R4)(C_{SS})(V_{OUT})}{(V_{BE})}$$

采用图 10 所示的数值：

$$\text{上升时间} = \frac{(47 \cdot 10^3)(15 \cdot 10^{-9})(5)}{0.7} = 5\text{ms}$$

上升坡度是线性的，上升时间有可能在100ms的数量

级。由于电路是电压控制，因此上升速率不受负载特性影响，最大输出电流不会变化。改变该电路参数可实现对多个稳压器输出排序。

双输出转换器

图 11 的电路使用一块磁性元件生成正 5V 和负 5V 输出。所示的两个电感实际上只是一个标准 BH Electronics 电感器的两个绕组。5V 输出的拓扑结构是一个标准的降压型转换器。在没有 C4 的情况时，-5V 的拓扑结构会是一个简单的、耦合到降压转换器的反激绕组。C4 构成一个 SEPIC (单端初级电感转换器) 拓扑结构，该结构可改善调整质量，减少 L1 中的纹波电流。没有 C4 时，由于相对负载和耦合损耗，L1B 上的电压摆幅相对于 L1A 会发生变化。C4 提供一个低阻通路，可在 L1B 上维持一个对等的电压摆幅，提高了稳压能力。在一个反激式转换器中，在开关导通期间，转换器的所有能量都只存储在 L1A 中，因为此时 L1B 中没有电流。在开关关断时，能量通过磁场耦合被转移到 L1B，为 -5V 轨线供电。C4 在开关导通期间将 L1B 拉为正，使电流流动，而能量在 L1B 和 C4 中积累。在开关关断时，存储在 L1B 和 C4 中的能量都提供给 -5V 轨线。这降低了 L1A 中的电流，并将 L1B 的电流波形从方波改变为三角波。有关该电路的详细描述，包括最大输出电流，请参阅“设计要点 100 (Design Note 100)”。

应用信息

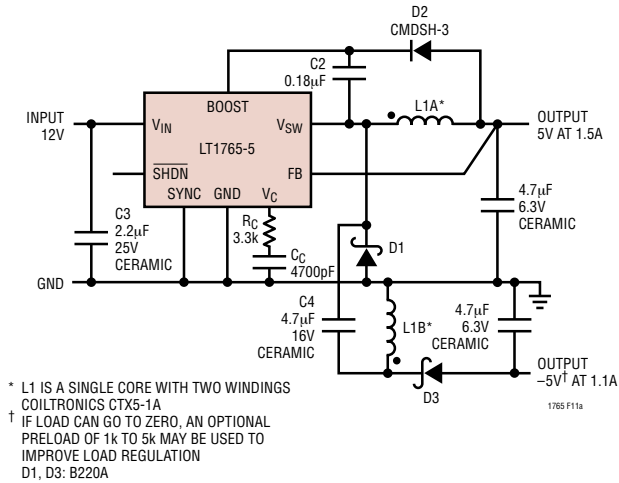


图 11a : 双输出转换器

最大负载与正负载的关系

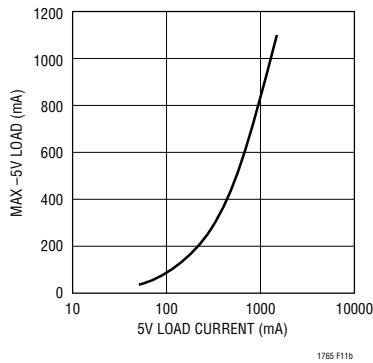


图 11b : 双输出转换器 (输出电流)

应用信息

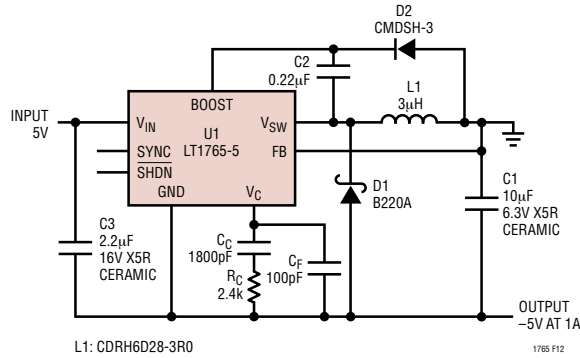


图 12：正至负低输出纹波转换器

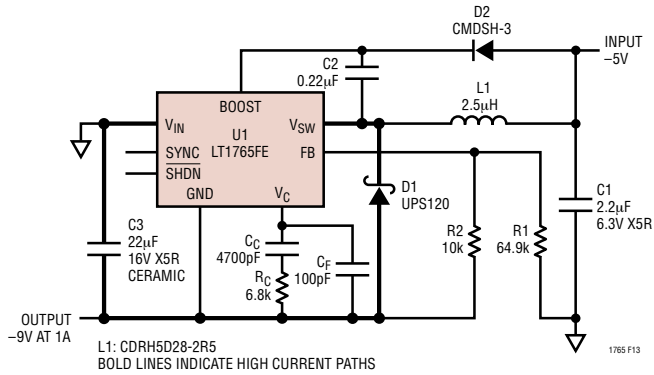
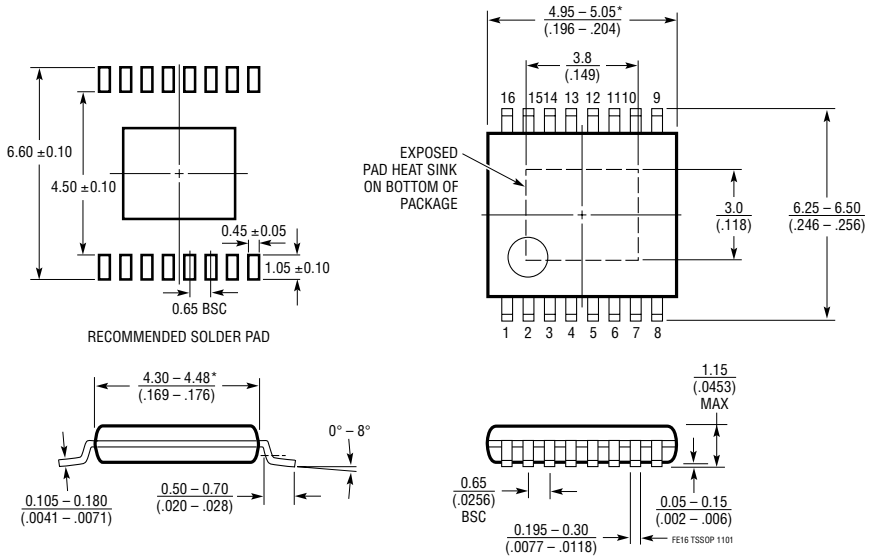


图 13：负升压转换器

封装描述

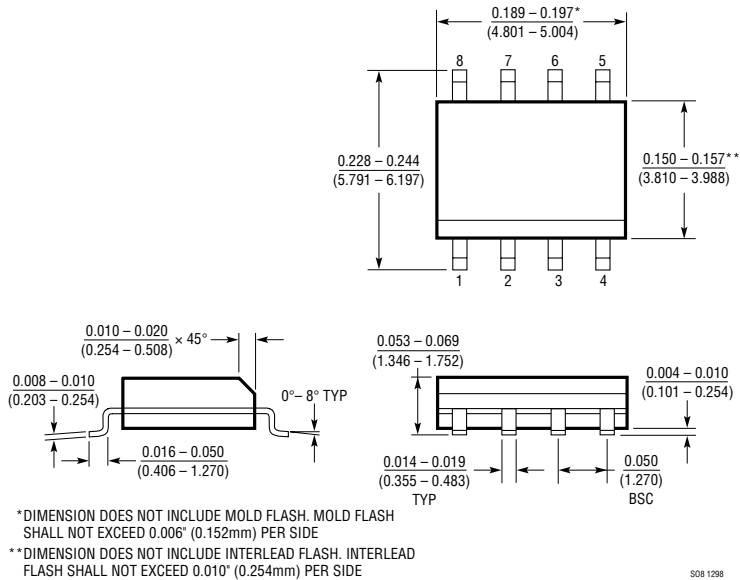
FE 封装
16 引脚塑料 TSSOP 封装 (4.4mm)
(参考 LTC DWG # 05-08-1663 ,
裸露衬垫变化版 BB)



NOTE:
1. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETERS
2. DIMENSIONS ARE IN $\frac{\text{MILLIMETERS}}{\text{(INCHES)}}$
3. DRAWING NOT TO SCALE
*DIMENSIONS DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.150mm (.006") PER SIDE

封装描述

S8 封装 8 引脚塑料小外型 (窄式 .150 英寸) (参考 LTC DWG # 05-08-1610)



S08 1298

相关器件

型号	描述	备注
LT1370	高效率 DC/DC 转换器	42V, 6A, 500kHz 开关
LT1371	高效率 DC/DC 转换器	35V, 3A, 500kHz 开关
LT1372/LT1377	500kHz 和 1MHz 高效率 1.5A 开关稳压器	升举拓扑结构
LT1374	高效率降压开关稳压器	25V, 4.5A, 500kHz 开关
LT1375/LT1376	1.5A 降压开关稳压器	500kHz, 可同步, SO-8 封装
LT1507	1.5A 降压开关稳压器	500kHz, 4V 至 16V 输入, SO-8 封装
LT1576	1.5A 降压开关稳压器	200kHz, 低 EMI 改进型
LT1578	1.5A 降压开关稳压器	200kHz, 低 EMI 改进型
LT1616	600mA 降压开关稳压器	1.4MHz, 4V 至 25V 输入, ThinSOT™ 封装
LT1676/LT1776	宽输入范围降压开关稳压器	60V 输入, 700mA 内部开关, N8, S8 封装
LTC1735	高效率同步降压, N 沟道驱动	突发模式(Burst Mode®) 工作, 16 引脚窄 SSOP 封装
LT1766/LT1766-5	宽输入范围、1.5A 降压稳压器	200kHz, $V_{IN} = 5.5V$ 至 60V, SSOP-16, TSSOP-16E 封装
LT1767	1.5A 降压开关稳压器	1.25MHz, 1.5A, 25V 输入, MS8 封装
LTC1877	高效单片降压稳压器	550kHz, MS8, V_{IN} 高至 10V, $I_Q = 10\mu A$, 在 $V_{IN} = 5V$ 时 I_{OUT} 至 600mA
LTC1878	高效单片降压稳压器	550kHz, MS8, V_{IN} 高至 6V, $I_Q = 10\mu A$, 在 $V_{IN} = 3.3V$ 时 I_{OUT} 为 600mA
LT1956/LT1956-5	宽输入范围, 1.5A 电流, 降压稳压器	500kHz, $V_{IN} = 5.5V$ 至 60V, 可调固定 5V, SSOP-16, TSSOP-16E 封装
LTC3401	单节电池、大电流 (1A), 低功耗、同步 3MHz 升压 DC/DC 转换器	$V_{IN} = 0.5V$ 至 5V, 效率高达 97% 的可同步振荡器 范围由 100kHz 至 3MHz, MS10 封装
LTC3402	单节电池、大电流 (2A), 低功耗、同步 3MHz 升压 DC/DC 转换器	$V_{IN} = 0.7V$ 至 5V, 效率高达 95% 的可同步振荡器 范围由 100kHz 至 3MHz, MS10 封装
LTC3404	1.4MHz 高效, 单片同步降压稳压器	效率高达 95%, 100% 占空比, $I_Q = 10\mu A$, $V_{IN} = 2.65V$ 至 6V, MS8 封装

Burst Mode 是凌特公司的注册商标。

ThinSOT 是凌特公司的商标