

4.5A、500kHz 降压型 开关稳压器

特点

- 输入可低至4V
- 输出范围低至1.21V
- 恒定 500kHz 开关频率
- 可全部采用表面贴装元器件
- 电感量减至 1.8 μ H
- 开关管饱和电阻：0.07 Ω
- 关断电流：15 μ A
- 易于同步
- 每个开关周期均有电流限制
- 4.5A 开关管
- 电流模式控制环路

应用

- 便携电脑
- 电池供电的系统
- 电池充电器
- 分布式电源
- 5V 至 3.3V 转换
- 5V 至 2.5V 转换
- 5V 至 1.8V 转换

描述

LT[®]1959 是一个 500kHz 单片降压开关稳压器，功能上与 LT1506 相同但更适合较低输出稳压电压的应用。它的输出可低至 1.21V，而 LT1506 则为 2.42V。芯片上集成了一个 4.5A 开关管及所有必要的振荡器、控制与逻辑电路。由于开关频率高，因此大幅度减少了外部元器件尺寸。拓扑结构为电流模式，以获得快速瞬态响应及良好的环路稳定性。

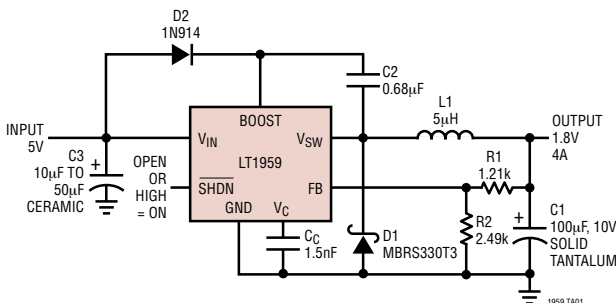
由于采用一种特殊的高速双极工艺和新的设计技术，实现了高开关频率下的高效率。通过将静态电源电流保持在 3.8mA 并利用一个电源升压电容器来使功率开关管饱和，使效率在一个宽的输出电流范围内都得到保持。

采用标准 7 引脚 DD 封装及熔丝化引脚 SO-8 封装。它提供完全的每周周期短路保护和热关断。采用标准表面贴装外部元器件，包括一个电感和多个电容器。另有可选的关断或同步功能。关断后消耗电源电流减少到 15 μ A。同步功能允许外部逻辑电平信号将内部振荡器的频率从 580kHz 提高至 1MHz。

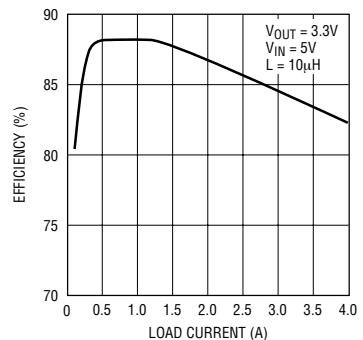
LT, LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。

典型应用

5V 至 1.8V 降压转换器



效率与负载电流的关系曲线

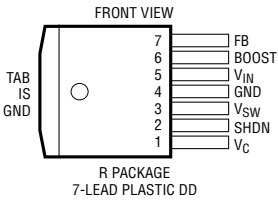
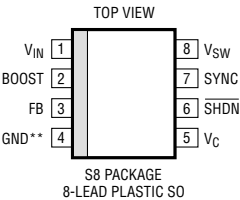


LT1959

绝对最大额定值 (注1)

输入电压	16V	SYNC 引脚电压	7V
BOOST 电压	30V	工作结温范围	
BOOST 引脚高于输入电压	15V	LT1959C	0°C 至 125°C
SHDN 引脚电压	7V	LT1959I	-40°C 至 125°C
FB 引脚电压	3.5V	贮存温度范围	-65°C 至 150°C
FB 引脚电流	1mA	引脚温度 (焊接时间 10 秒)	300°C

封装/订购信息

 <p>FRONT VIEW</p> <p>R PACKAGE 7-LEAD PLASTIC DD</p> <p>$T_{JMAX} = 150^{\circ}\text{C}$, $\theta_{JA} = 30^{\circ}\text{C/W}$</p> <p>将封装焊接于背面接地平板或内部电源板上的 0.5 平方英寸铜面上。θ_{JA} 因安装技术的差异可在 20°C/W 至 40°C/W 以上的范围内变化。</p>	订购型号	 <p>TOP VIEW</p> <p>S8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC SO</p> <p>$T_{JMAX} = 150^{\circ}\text{C}$, $\theta_{JA} = 80^{\circ}\text{C/W}$</p> <p>** 地 (熔丝 GND) 引脚接于地平面或大块地上。</p>	产品型号
	LT1959CR LT1959IR		LT1959CS8 LT1959IS8
			S8 器件标记
			1959 1959I

电特性 符号 ● 表示该指标适用整个工作温度范围, 其它指标适用条件为 $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, $T_J = 25^{\circ}\text{C}$, $V_{IN} = 5\text{V}$, $V_C = 1.5\text{V}$, $\text{Boost} = V_{IN} + 5\text{V}$, 开关开路, 除非特别注明。

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
反馈电压 (可调节)	所有条件	● 1.19	1.21	1.23	V
基准电压稳定度	$4.3\text{V} \leq V_{IN} \leq 15\text{V}$		0.01	0.03	%/V
反馈输入偏置电流		● -0.5	0	0.5	μA
误差放大器电压增益	(注 2)		200	400	
误差放大器跨导	$\Delta I (V_C) = \pm 10\mu\text{A}$	● 1500	2000	2700	μMho
		1000		3100	μMho
V_C 引脚至开关管的电流跨导			5.3		A/V
误差放大器源电流	$V_{FB} = 1.05\text{V}$	● 140	225	320	μA
误差放大器吸入电流	$V_{FB} = 1.35\text{V}$	● 140	225	320	μA
V_C 引脚开关门限	占空比 = 0		0.9		V
V_C 引脚高位箝位电平			2.1		V
开关电流限值	V_C 开路, $V_{FB} = 1.05\text{V}$, $\text{DC} \leq 50\%$	● 4.5	6	8.5	A
斜坡补偿	$\text{DC} = 80\%$		0.8		A

电特性 符号 ● 表示该指标适用整个工作温度范围，其它指标适用条件为 $T_A = 25^\circ\text{C}$ ， $T_J = 25^\circ\text{C}$ ， $V_{IN} = 5\text{V}$ ， $V_C = 1.5\text{V}$ ， $\text{Boost} = V_{IN} + 5\text{V}$ ，开关开路，除非特别注明。

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
开关导通电阻 (注 7)	$I_{SW} = 4.5\text{A}$	●	0.07	0.1 0.13	Ω Ω	
最大开关占空比	$V_{FB} = 1.05\text{V}$	●	90 86	93 93	% %	
开关频率	V_C 设置到占空比等于 50%	●	460 440	500 560	kHz kHz	
开关频率稳定度	$4.3\text{V} \leq V_{IN} \leq 15\text{V}$	●	0	0.15	%/V	
FB 引脚频率漂移门限	$\Delta f = 10\text{kHz}$	●	0.5	0.7	1.0	V
最小输入电压 (注 3)		●	4.0	4.3	V	
最小升压 (注 4)	$I_{SW} \leq 4.5\text{A}$	●	2.3	3.0	V	
升压电流 (注 5)	$I_{SW} = 1\text{A}$ $I_{SW} = 4.5\text{A}$	● ●	20 90	35 140	mA mA	
输入电源电流 (注 6)		●	3.8	5.4	mA	
关断电源电流	$V_{SHDN} = 0\text{V}$ ， $V_{SW} = 0\text{V}$ ， V_C 开路	●	15	50 75	μA μA	
闭锁门限	V_C 开路	●	2.3	2.38	2.46	V
关断门限	V_C 开路器件关断 器件启动	● ●	0.13 0.25	0.37 0.45	0.60 0.7	V V
同步门限		●	1.5	2.2	V	
同步范围			580	1000	kHz	
SYNC 引脚输入电阻			40		k Ω	

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：增益的测试条件为 V_C 摆幅为 200mV 且在开关门限电平以上至高位箝位电平以下 200mV 之间。

注 3：最小输入电压未经直接测试，但其它测试可以保证该指标。它被定义为：在该电压上，内部偏置电源仍是被调整以使基准电压和振荡器频率保持不变。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：这是能够保证内部功率开关完全饱和的升举电容器两端最小电压。

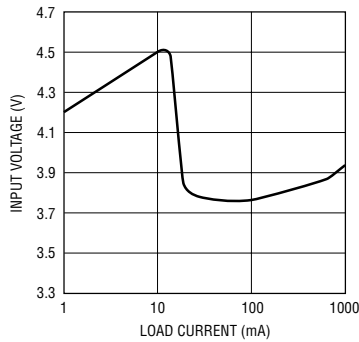
注 5：升压电流为 BOOST 引脚保持在输入电压 5V 以上时流入 BOOST 引脚的电流。

注 6：输入电源电流为开关操作被停止时输入引脚所吸收的偏置电流。

注 7：开关导通电阻的计算方法：将 V_{IN} 至 V_{SW} 的电压除以强制电流 (4.5A)。参见“典型性能特性”部分中开关电压在其它电流时的图表。

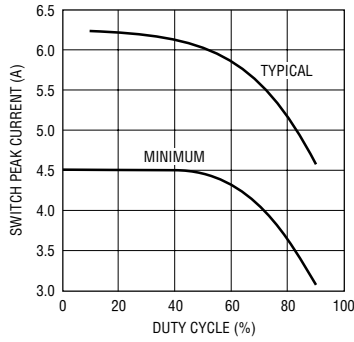
典型性能特征

3.3V输出时的最小输入电压



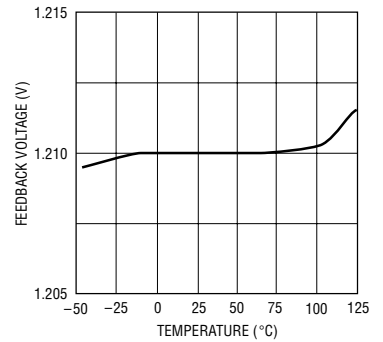
1959 G01

开关峰值电流限值



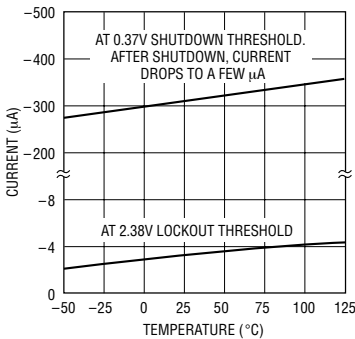
1959 G02

反馈引脚电压



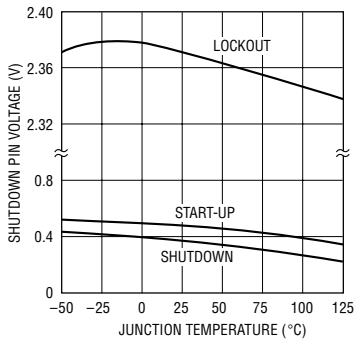
1959 G03

关断引脚偏置电流



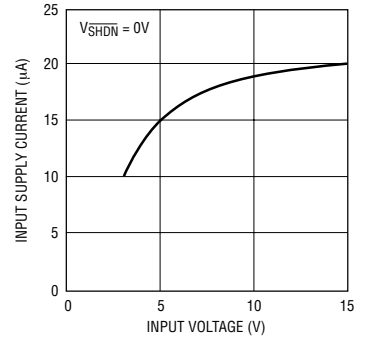
1959 G04

闭锁与关断门限



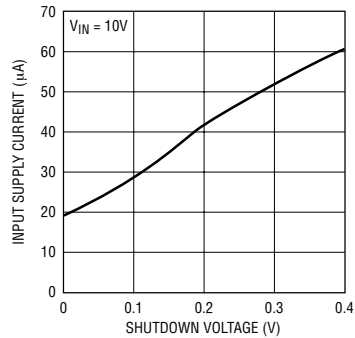
1959 G05

关断状态的电源电流



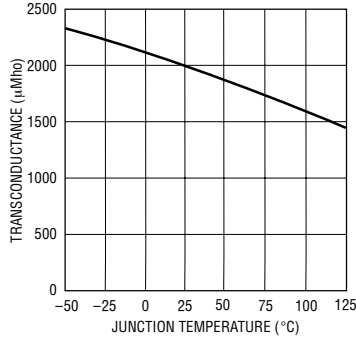
1959 G06

关断状态的电源电流



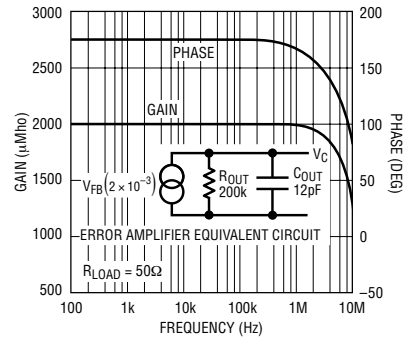
1959 G07

误差放大器跨导



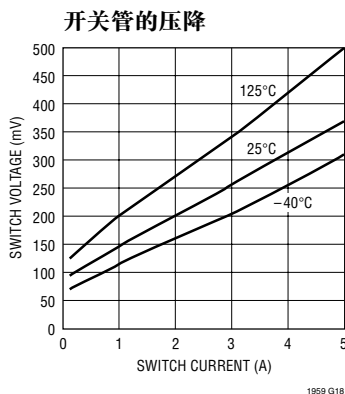
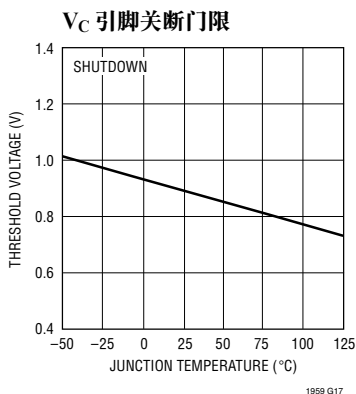
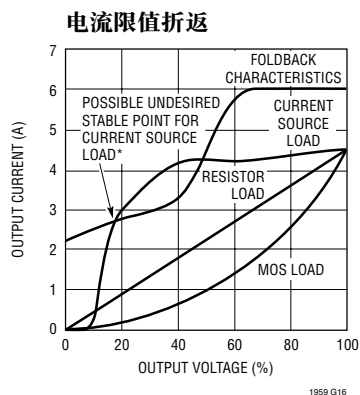
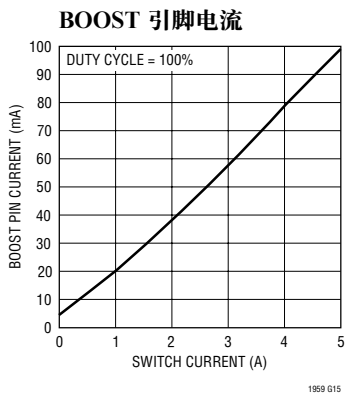
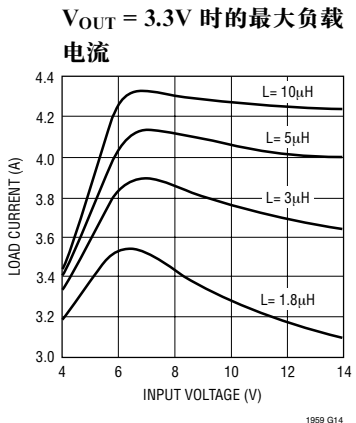
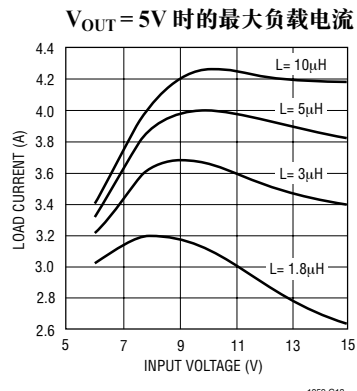
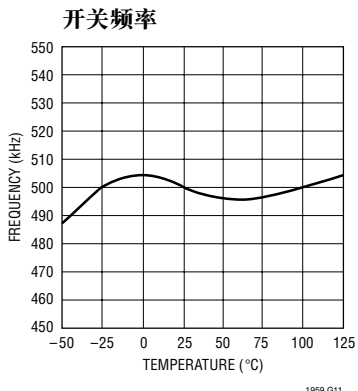
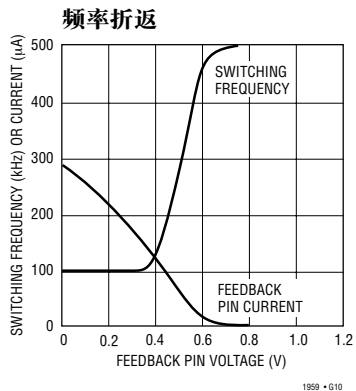
1959 G08

误差放大器跨导



1959 G09

典型性能特征



*参见“应用信息”的“电压反馈以外功能”一节

引脚功能

FB：反馈引脚利用一个外部电压分压器来设定输出电压。在输出电压在所希望的电平上时，分压器将在该引脚上产生 1.21V 的电压。FB 引脚还有另外三个功能。当引脚电压降至 0.8V 以下时，开关电流限值被降低。在 0.7V 以下时外部同步功能被停止，开关频率下降。详见“应用信息”中“反馈引脚功能”部分。

BOOST：BOOST 引脚用于向内部双极型 NPN 功率开关管提供一个比输入电压更高的驱动电压。若无这一附加的电压，典型开关电压损耗将在 1.5V 左右。附加的升压使开关饱和，电压损耗接近一个 0.07Ω 的场效应管，但硅片面积小得多。效率从传统双极型的 75% 提高到该类新器件的 89%。

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调整器供电。在 NPN 开关导通和关闭时，该引脚出现高 dI/dt 的边沿。将外部旁路和捕获二极管靠近该引脚放置。该路径上的所有走线电感都会在开关关闭时在内部 NPN 的 V_{CE} 电压上叠加一个电压尖峰。

GND：GND 引脚的连接方式需要两个方面的考虑。首先，它用作受调整输出的基准，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的金属走线的时候。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线。第二个考虑是 GND 引脚电流的尖峰引起的 EMI。 V_{SW} 引脚与 GND 引脚之间的内部电容会在 GND 引脚上产生极窄 ($<10\text{ns}$) 的电流尖峰。如果 GND 引脚经过长金属走线连接于系统地，

该走线可能辐射出过量的 EMI。保持输入旁路和 GND 引脚之间的通路简短。SO-8 封装的 GND 引脚直接连到芯片内部的衬底上。该引脚应附著在大块铜面上以降低热阻。

V_{SW}：该开关引脚是片上功率 NPN 开关的发射极。该引脚在开关导通时被驱动为输入引脚电压。电感电流在开关关闭时使该引脚电压为负。负电压受外部续流二极管的箝位。允许的最大开关负电压为 -0.8V 。

SYNC：(仅 SO8 封装) 该同步引脚用于内部振荡器与外部信号之间的同步。它直接与逻辑电平兼容，可被 10% 与 90% 之间占空比的信号所驱动。同步范围等于初始工作频率，最高 1MHz。参见“应用信息”中“同步”部分。该引脚不使用时应接地。

$\overline{\text{SHDN}}$ ：该关断引脚用于关闭稳压器、将输入漏电流减少到数个微安。实际上，该引脚有两个独立门限，一个为 2.38V，用于停止开关操作，另一个为 0.4V，用于强制进入完全的微功耗关断状态。2.38V 门限的作用为准确的欠压闭锁 (UVLO)。它有时用来阻止稳压器的的工作，直到输入电压达到预定的电位。

V_C：V_C 引脚为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即用作电流箝位或控制环超控。该引脚在极轻负载时停留在大约 1V 的水平上，在最大负载时为 2V。它可以接地以关闭稳压器，但如果被驱动为高电平，电流必须限制在 4mA。

原理框图

LT1959 是恒频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环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在每个周期内监视开关电流。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，从而将开关导通。当开关电流达到比较器反相输入所设定的电平时，触发器复位，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出端的电流而不是电压。一个电压馈电系统会有缓慢的相位漂移，一直到电感与

输出电容器形成的谐振频率，接著突然发生 180° 相移。电流馈电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，除非远超出 LC 的谐振频率。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，从而获得高的开关效率。提升的电压由外部电容器和二极管产生。两个比较器连接于关断引脚。一个门限为 2.38V ，用于欠电压闭锁，另一个门限为 0.4V ，用于完全的关断。

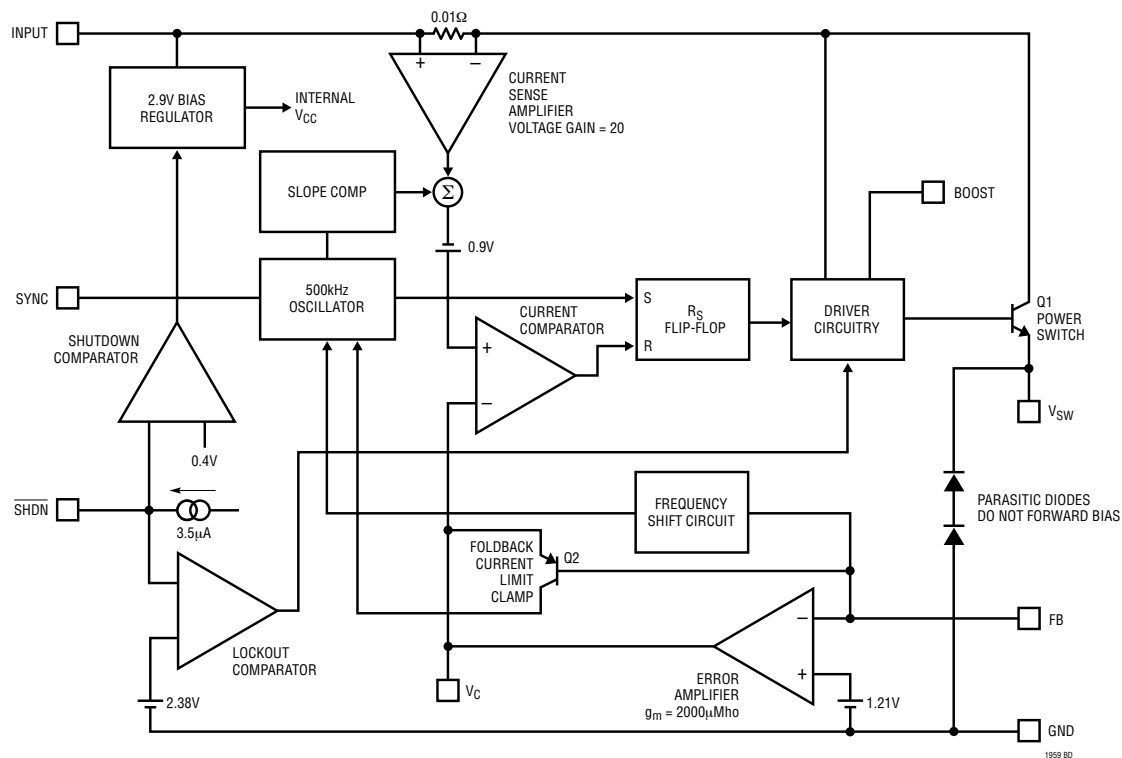


图 1：方框图

应用信息

反馈引脚功能

LT1959 的反馈 (FB) 引脚用来设定输出电压，并提供几项过载保护功能。本节的第一部分讨论如何选择用于设定输出电压的电阻，其余部分讨论FB引脚所产生的频率折返控制和电流限制。在进入最终设计之前请读完这两个部分。

输出分压器中从 FB 至地的电阻 (R2) 的建议值为 2.5k 或更小(图2)，R1 的计算公式如下所示。忽略 FB 引脚上的输入偏置电流所带来的输出电压误差在 R2 = 2.5k 时小于 0.1%。如果分压器电阻增加到高于建议值时，请阅读下一节内容。

$$R1 = \frac{R2(V_{OUT} - 1.21)}{1.21}$$

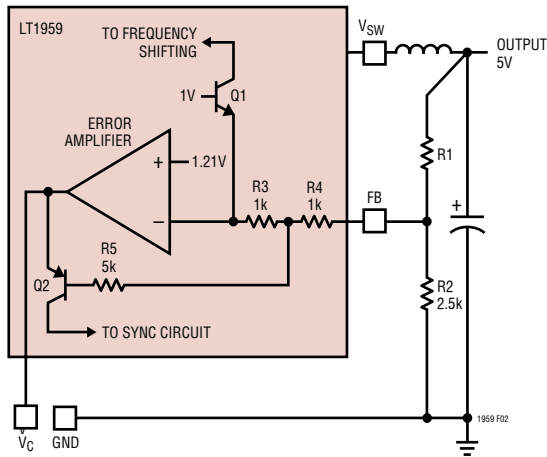


图 2：频率与电流限值的折返控制

电压反馈以外功能

反馈引脚的用途并不限于输出电压的检测。当输出电压极低时，它还可降低开关频率和电流限值(参见“典型性能特性”中的“频率折返”图)。它用于在短路条件下控制 IC 和外部二极管与电感的功耗。短路时开关调整器工作于极低的占空比，流过二极管和电感的平均电流等于开关的短路电流限值(从 LT1959 的典型值为 6A，折返到电流小于 3A)。如果开关频率维持在 500kHz，对最小开关导通时间的限制会阻止开关获得足够低的占空比，因此当反馈引脚电压跌至 0.5V 以下时频率按 5 : 1 降低(参见“频率折返”图)。这不会影响正常负载条件下的工作；所看到的仅是在启动期间输出电压上升时开关频率出现变化。

除降低的开关频率外，LT1959 还在反馈引脚电压低于 0.8V 时工作于更低的开关电流限值。图 2 中 Q2 执行该功能的方法是 V_C 引脚的电压进行箝位，使之低于其正常 2.1V 高位箝位电平。这种折返电流限制大大减少了 IC、二极管和电感在短路条件下的功耗。外部同步也被停止，以防止干扰反馈操作。另外，它在正常负载条件下对用户来说几乎是透明的。可能受到影响的负载只有电流源负载，它们在输出电压小于最终值之 50% 的时候仍维持全幅负载电流。在这些少有的情况下，将反馈引脚通过二极管将它箝位至 0.75V 以上，以去除电流折返式限制值。注意：对反馈引脚的箝位意味着频率移动也受到限制，因此高输入电压和至命的短路输出同时出现时，可能造成 LT1959 失去对电流限值的控制。

强制减少开关频率的内部电路也会在低输出电压时造成电流从反馈引脚的流出。等效电路如图 2 所示。Q1 在正常工作期间是完全关断的。如果 FB 引

应用信息

脚低至 0.7V 以下，Q1 开始流过电流，并以大约 2kHz/μA 的速率降低频率。为保证有足够的频率折返（在最差短路条件下），外部分压器 Thevinin 电阻必须足够低，以便在 FB 引脚电压为 0.3V 时能够从中拉出 150μA 电流 ($R_{DIV} \leq 2k$)。最终效果是频率和电流限值的降低受输出电压分压器阻抗的影响。尽管分压器阻抗并不是关键的，但在阻值超出建改值以及在高输入电压时有短路的情况下必须加以注意。出现高频的机会将增加，通过频率与电流反馈所提供的保护将降低。

最大输出负载电流

降压转换器的最大负载电流受限于 LT1959 的最大开关电流额定值 (I_P)。该电流额定值在 50% 占空比 (DC) 以下时为 4.5A，在 80% 占空比时降低至 3.7A。在“典型性能特性”中有图表示这一特性，其计算公式如下：

$$I_P = 4.5A, \text{ 在 } DC \leq 50\% \text{ 时}$$

$$I_P = 3.21 + 5.95(DC) - 6.75(DC)^2, \text{ 在 } 50\% < DC < 90\% \text{ 时}$$

$$DC = \text{占空比} = V_{OUT}/V_{IN}$$

举例：在 $V_{OUT} = 5V$ ， $V_{IN} = 8V$ ； $DC = 5/8 = 0.625$ ，并且：

$$I_{SW(MAX)} = 3.21 + 5.95(0.625) - 6.75(0.625)^2 = 4.3A$$

电流额定值随占空比下降，这是由于 LT1959 具有内部斜坡补偿以防止电流模式下的次谐波开关操作。详见“应用指南 19 (Application Note 19)”。LT1959 在这方面有一点特殊性，因为它有非线性斜坡补偿，能够在更少地降低电流限值的条件下提供更好的补偿。

在无限大电感时最大负载电流将等于最大开关

电流，但在有限电感尺寸下，最大负载电流被减少峰值—峰值电感电流的一半。下列公式假定连续的工作模式，意味着公式右项小于 I_P 的一半。

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

连续模式

对于上述条件，并且 $L = 3.3\mu H$ 时，

$$I_{OUT(MAX)} = 4.3 - \frac{(5)(8-5)}{2(3.3 \cdot 10^{-6})(500 \cdot 10^3)(8)}$$

$$= 4.3 - 0.57 = 3.73A$$

在 $V_{IN} = 15V$ 时，占空比为 33%，因此 I_P 就等于固定的 4.5A，并且 $I_{OUT(MAX)}$ 等于：

$$4.5 - \frac{(5)(15-5)}{2(3.3 \cdot 10^{-6})(500 \cdot 10^3)(15)}$$

$$= 4.5 - 1.01 = 3.49A$$

注意，在较高输入电压时由于电感纹波电流的增加，可获得的负载电流更少。并情况并不总是这样。由于在高占空比时峰值开关电流的下降，电感值与输入电压范围的特定组合在最低输入电压时可能产生更低的可获得负载电流。如果负载电流接近最大可获得数值，那么请检查在输入电压的两个极端值下最大可获得电流。要计算给定一组条件下的实际峰值开关电流，请采用以下公式：

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

应用信息

电感与输出电容器的选择

对于大多数应用，输出电感将在 3μH 至 20μH 的范围内。选择较低的值可减少电感的体积。较高的值允许更大的输出电流，因为它们可减少 LT1959 开关所经受的峰值电流，其电流限值为 4.5A。更高的值还可降低输出纹波电压及磁芯损耗。“典型性能特性”中有最大输出负载电流与电感尺寸和输入电压之间的关系曲线图表。

选择一个电感时，你可能需要考虑最大负载电流、磁芯和铜损、允许的元件高度、输出电压纹波、EMI、电感中的故障电流以及饱和等，当然还有成本。建议采用以下步骤来处理这些多少有些复杂并自相矛盾的要求。

1. 在最大负载电流和磁芯损耗的图中选择一个数最亨的值。选择一个小型电感及较轻的负载可能引起工作的非连续模式，但 LT1959 经特别设计、可在两种模式下良好工作。切记：较低的磁芯损耗意味著更高的成本，至少对于磁环等闭合式几何形状的磁芯是这样的。磁芯图显示出一个 3.3V 输出的绝对损耗，因此实际的损耗百分数必须根据每一个实际情况进行计算。

假定平均电感电流等于负载电流，并确定电感是否必须承受连续的故障条件。举例来说，如果最大负载电流为 0.5A，一个 0.5A 的电感可能无法经受一个连续的 4.5A 过载条件。至命的短路对电感来说实际上没有那么严重，因为 LT1959 具有反馈电流限制功能。

2. 计算满负载电流下的峰值电感电流，以保证电感不会饱和。峰值电流可能远高于输出电流，特别在电感较小和负载较轻的情况下，因此不能省略这一步骤。铁粉磁芯因饱和呈现一定柔性而更为宽裕，但铁氧体磁芯会急剧饱和。其它磁芯材料则介于两者之间。下面的公式假定了连续的工作

模式，但仅在非连续模式的高端有轻微的误差，因此可用于所有条件。

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

V_{IN} = 最小输入电压
f = 开关频率，500kHz

3. 确定设计是否能够接受一个“开放式”的磁芯形状，比如磁条或磁罐，它们有较高的磁场辐射；或者是否需要闭合式的磁芯，如磁环，以防止 EMI 问题。比如，在磁性存储介质的旁边就不能采用开放式的磁芯！这是一个艰难的决定，因为磁条或磁罐既便宜又小巧，并且无法找到有用的指引来计算磁场强度辐射是否带来问题。
4. 开始购买在磁芯形状、峰值电流（为了避免饱和）、平均电流（限制发热）以及故障电流等方面符合要求的电感（参见表 2 中具有代表性的表面贴装元件）。如果电感过热，绕线中的绝缘层会熔化，造成绕线各圈之间的短路。切记：所有美好的事情，如高效率、低高度及较高的工作温度都是以成本为代价的，有时代价还非常高。首先寻求最便宜元件的报价，以得到一个价格比较的标准，然后问自己到底需要什么。
5. 在作出初步选择之后，再考虑第二类因素，如输出电压纹波、其它备用供货商等。如果你对最终选择犹豫不决，请咨询凌特公司的专家。他们对于范围广泛的电感类型都有丰富的经验，可告诉您有关低高度、表面贴装等方面的最新进展。

应用信息

表 2

供应商/型号	电感值 (μH)	DC (A)	磁芯类型	串联阻抗 (Ω)	磁芯材料	高度 (mm)
Coiltronics						
CTX2-1	2	4.1	Tor	0.011	KMμ	4.2
CTX5-4	5	4.4	Tor	0.019	KMμ	6.4
CTX8-4	8	3.5	Tor	0.020	KMμ	6.4
CTX2-1P	2	3.4	Tor	0.014	52	4.2
CTX2-3P	2	4.6	Tor	0.012	52	4.8
CTX5-4P	5	3.3	Tor	0.027	52	6.4
Sumida						
CDRH125	10	4.0	SC	0.025	Fer	6
CDRH125	12	3.5	SC	0.027	Fer	6
CDRH125	15	3.3	SC	0.030	Fer	6
CDRH125	18	3.0	SC	0.034	Fer	6
Coilcraft						
DT3316-222	2.2	5	SC	0.035	Fer	5.1
DT3316-332	3.3	5	SC	0.040	Fer	5.1
DT3316-472	4.7	3	SC	0.045	Fer	5.1
Pulse						
PE-53650	4	4.8	Tor	0.017	52	9.1
PE-53651	5	5.4	Tor	0.018	52	9.1
PE-53652	9	5.5	Tor	0.022	52	10
PE-53653	16	5.1	Tor	0.032	52	10
Dale						
IHSM-4825	2.7	5.1	Open	0.034	Fer	5.6
IHSM-4825	4.7	4.0	Open	0.047	Fer	5.6
IHSM-5832	10	4.3	Open	0.053	Fer	7.1
IHSM-5832	15	3.5	Open	0.078	Fer	7.1
IHSM-5832	22	3.8	Open	0.054	Fer	7.1

Tor = 磁环

SC = 半闭合几何形状

Fer = 铁氧体磁芯材料

52 = 52 型铁粉磁芯材料

KMμ = Kool Mμ®

输出电容器

输出电容器通常根据其等效串联电阻 (ESR) 来选择，因为这是决定输出纹波电压的因素。在 500kHz，任何有极性的电容器在本质上都呈现一定电阻。要

Kool Mμ 是 Magnetics 公司的注册商标。

得到低的 ESR 需要一定体积，因此较小型的电容器有高的 ESR。LT1959 典型应用的 ESR 范围在 0.05Ω 至 0.2Ω 之间。一个典型的输出电容器是 AVX 的 TPS 类型，它在 10V 时有 100μF，其 ESR 保证低于 0.1Ω。这是一种“D”形尺寸的表面贴装固态钽电容器。TPS 电容器经特别的制造与测试，具有低 ESR，因此它们在给定体积下具有最低的 ESR。为进一步减少 ESR，可并联使用多个输出电容器。以微法为单位的电容值并不是特别关键的因素，从 22μF 至 500μF 以上的容值都工作得很好，但在 ESR 方面不能马虎。如果你找到一个小巧的 22μF 固态钽电容器，它的 ESR 一定高，输出纹波电压会大得惊人。表 3 列出某些典型的表面贴装固态钽电容器的性能。

表 3：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)

许多工程师都听说过：固态钽电容器如果承受高浪涌电流则容易损坏。不过现在已今非昔比，并且 TPS 类型的电容器特别在浪涌电流耐力方面经过测试，但对输出电容器来说抗浪涌电流的强健性并不是一个关键问题。固态钽电容器仅在极高的启动浪涌电流下才会损坏，这种情况在稳压器的输出端是不会发生的。高放电浪涌电流，比如在稳压器输出端出现致命短路时，不会损害电容器。

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关键问题。该电流波形为三角形，典型值为 200mARMS。它的计算公式为：

输出电容器纹波电流 (RMS)：

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

应用信息

陶瓷电容器

容值更高、成本更低的陶瓷电容器现在有更小的外形尺寸出现。由于它们具有高纹波额定值及对启动浪涌电流的承受力，因此是输入旁路的理想元件。但作为输出电容器，则必须小心。固态钽电容器的 ESR 在 5kHz 至 50kHz 之间产生一个环路“零点”，它能够有效地提供一个可接受的环路相位余量。陶瓷电容器在 300kHz 以上仍表现为容性，并且在 ESR 起作用前通常与其 ESL 形成共振。当使用陶瓷输出电容器时，环路补偿的极点频率必须缩小，一般为 10 倍。

输出纹波电压

图 3 表示 LT1959 的一个典型输出纹波电压波形。纹波电压决定于输出电容器的高频阻抗和流过电感的纹波电流。经过电感流入输出电容器的峰值纹波电流为：

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

对于高频开关器，纹波电流的爬升速率之和也有一定关系，计算公式如下：

$$\sum \frac{dl}{dt} = \frac{V_{IN}}{L}$$

峰值至峰值输出纹波电压是三角波(由峰值至峰值纹波电流乘上 ESR 而得)、方波(产生于寄生电感 ESL)及纹波电流斜坡速率的和。一般假设容性电抗与 ESR 或 ESL 相比极小。

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

例如：在 $V_{IN} = 10V$ ， $V_{OUT} = 5V$ ， $L = 10\mu H$ ， $ESR = 0.1\ \Omega$ ， $ESL = 10nH$ 时：

$$I_{P-P} = \frac{(5)(10-5)}{(10)(10 \cdot 10^{-6})(500 \cdot 10^3)} = 0.5A$$

$$\sum \frac{dl}{dt} = \frac{10}{10 \cdot 10^{-6}} = 10^6$$

$$V_{RIPPLE} = (0.5A)(0.1) + (10 \cdot 10^{-9})(10^6)$$

$$= 0.05 + 0.01 = 60mV_{P-P}$$

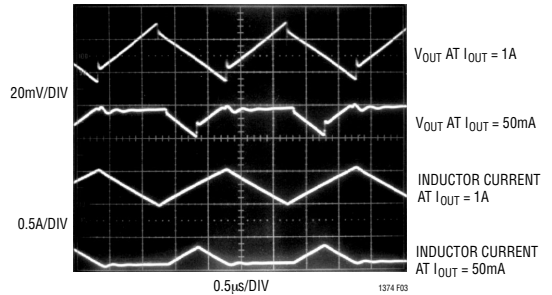


图 3：LT1959 纹波电压的波形

续流二极管

续流二极管(D1)建议使用 1N5821 肖特基二极管，或摩托罗拉的对等型号 MBR330。它的额定值为 3A 平均正向电流和 30V 反向电压。3A 电流下典型正向电压为 0.5V。该二极管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。在正常工作时平均正向电流可计算如下：

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

该公式在 4.25A 的最大负载电流下不会产生大于 3A 的值，除非输入与输出电压的比值超过 3.4 : 1。唯一考虑采用更大二极管的原因是为了应付高输入电压和过载(非短路)输出的最坏情况。在短路条件下，折返式电流限制将减少二极管电流至 2.6A 以下，但

应用信息

如果输出过载，并且没有降至正常输出电压的1/3以下，折返控制不会产生作用。在过载条件下，输出电流将增加至5.7A的典型值，这是由6A的峰值开关电流限值决定的。在 $V_{IN} = 15V$ 、 $V_{OUT} = 4V$ (5V过载) 及 $I_{OUT} = 5.7A$ 时：

$$I_D(AVG) = \frac{5.7(15-4)}{15} = 4.18$$

这在短时间内是安全的，但为谨慎起见，应向二极管制造商询问在这些条件下的连续工作是否能够承受。

有关 BOOST 引脚的考虑

对于大多数应用，升压元件为一个0.27 μF 的电容器和一个1N914或1N4148二极管。阳极连接于输出电压，这将在升压电容器的两端产生一个几乎等于被调整输出的电压。在特定应用中，阳极可能反而连接于不受调整的输入电压。如果被调整输出的电压极低(<3V)或输入电压小于5V，那么这种接法是必要的。效率不受电容器值的影响，但电容器的ESR应小于1 Ω ，以确保在最小输入电压的最坏条件下能够完全充电。几乎所有类型的薄膜或陶瓷电容器都会工作良好。

几乎对于所有应用，一个0.27 μF 的升压电容器都能够良好工作，但为了满足读者的好奇心，这里提供更详细的阐述。升压电容器的大小决定于开关驱动电流的要求。在开关导通期间，电容器上流出的电流大约为 $I_{OUT}/50$ 。在峰值负载电流为4.25A时，该电流值为85mA。电容器纹波电压等于导通时间与流出电流的乘积再除以电容器的容值： $\Delta V = (t_{ON})(85mA/C)$ 。为了在 $t_{ON} = 1.8\mu s$ 的最坏条件下将电容器纹波电压保持在0.6V以下(多少有点任意的数值)，电容器容值应为0.27 μF 。升压电容器纹波电压并非一个关键的参数，但如果电容器两端的最小电压降至3V以下，那么功率开关可能不会完全饱和，效率将

有所下降。绝对最小电容器值的一个粗略计算公式为：

$$C_{MIN} = \frac{(I_{OUT}/50)(V_{OUT}/V_{IN})}{(f)(V_{OUT}-2.8V)}$$

f = 开关频率

V_{OUT} = 被调整的输出电压

V_{IN} = 最小输入电压

该公式可产生远小于0.27 μF 的电容器值，但由于它没有考虑电容器串联电阻、容值的温度漂移及输出过载等第二类因素，因此使用时需要谨慎。

关断功能与欠压闭锁

图4表示如何增加LT1959的欠压闭锁(UVLO)功能。通常，ULVO在输入电源有电流限制或者有相对较高电源内阻的情况下使用。一个开关稳压器从电源吸收恒定的功率，因此电源电流随著电源电压的下降而提高。这看起来象是电源的一个负阻负载，在低电源电压条件下可能引起电源的电流限制或低电平锁定。ULVO可防止稳压器工作于可能发生此类问题的电源电压。

闭锁的门限电压约为2.38V。在门限电压上，一个3.5 μA 的偏置电流流出该引脚。这一内部产生的电流可在关断引脚被悬空时强制它进入默认的高电平状态。当低关断电流不是一个问题时，因该电流带来的误差可被最小化，方法是将 R_{LO} 设为10k或更小。如果关断电流是一个问题，那么 R_{LO} 可增加到100k，但初始偏置电流所引起的误差及温度所带来的变化都必须加以考虑。

$$R_{LO} = 10k \text{ 至 } 100k \text{ (建议为 } 25k)$$

$$R_{HI} = \frac{R_{LO}(V_{IN}-2.38V)}{2.38V-R_{LO}(3.5\mu A)}$$

V_{IN} = 最小输入电压

应用信息

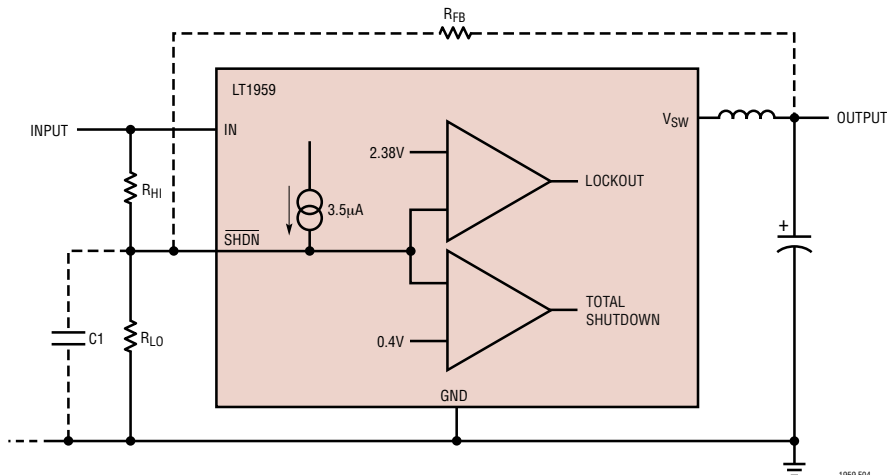


图 4：欠压闭锁

保持电阻至关断引脚的连接线简短，并确保至开关节点的内层或表面电容减至最小。如果采用高的电阻值，关断引脚应用一个1000pF 电容器实施旁路，以防止来自开关节点的耦合问题。如果在欠压闭锁点上需要迟滞，可在输出节点上增加一个电阻 R_{FB} 。电阻值可按下式计算：

$$R_{HI} = \frac{25k \left[6 - 2.38 \left(\frac{1.5}{5} + 1 \right) + 1.5 \right]}{2.38 - 25k(3.5\mu A)}$$

$$= \frac{25k(5.2)}{2.29} = 48k$$

$$R_{FB} = 48k(5/1.5) = 160k$$

$$R_{HI} = \frac{R_{LO} \left[V_{IN} - 2.38 \left(\frac{\Delta V}{V_{OUT}} + 1 \right) + \Delta V \right]}{2.38 - R_{LO}(3.5\mu A)}$$

$$R_{FB} = \left(R_{HI} \right) \left(V_{OUT} / \Delta V \right)$$

R_{LO} 的建议值为 25k。

V_{IN} = 输入电压 (随著输入电压降至跳变电平则开关操作停止)

ΔV = 输入电压电平的迟滞

例如：输出电压为 5V，如果输入电压下降到 6V 以下则开关操作停止，并且不会重新启动，直到输入回升到 7.5V。因此 ΔV 为 1.5V， $V_{IN} = 6V$ 。设 $R_{LO} = 25k$ 。

关于开关节点的考虑

为获得最大效率，开关上升与下降的时间已被做得尽可能短。为防止辐射及高频谐振问题，有必要适当安排连接于开关节点的元器件布局。使整流二极管、开关引脚及输入旁路电容器的引脚尽量短，可将 B 场 (磁场) 辐射减少到最小幅度。尽量缩小与开关引脚和 BOOST 引脚相连的所有走线的长度和面积，也可减少 E 场辐射。开关器电路下面一定要有地平面，以防止各层之间的耦合。关键元器件的建议布局如图 5 所示。注意，反馈电阻和补偿元件应尽量远离开关节点。还要注意：续流二极管输

应用信息

入电容器的大电流接地通路设计得非常短，并与模拟地线分开。

高速开关电流通路如图 6 的原理图所示。保持该通路上的引脚长度尽量短，这极为重要，它可保证干净的开关操作和低幅 EMI。该通路包括开关、续流二极管及输入电容器，是唯一含有纳秒级上升

及下降时间的通路。如果你在 PC 布局上查找这条通路，会发现它已经短得不能再短了。如果你将二极管或输入电容器离开 LT1959，那就准备简历另找一份工作吧。其它通路仅包含一些 DC 和 500kHz 三角波，因此重要性就降低许多。

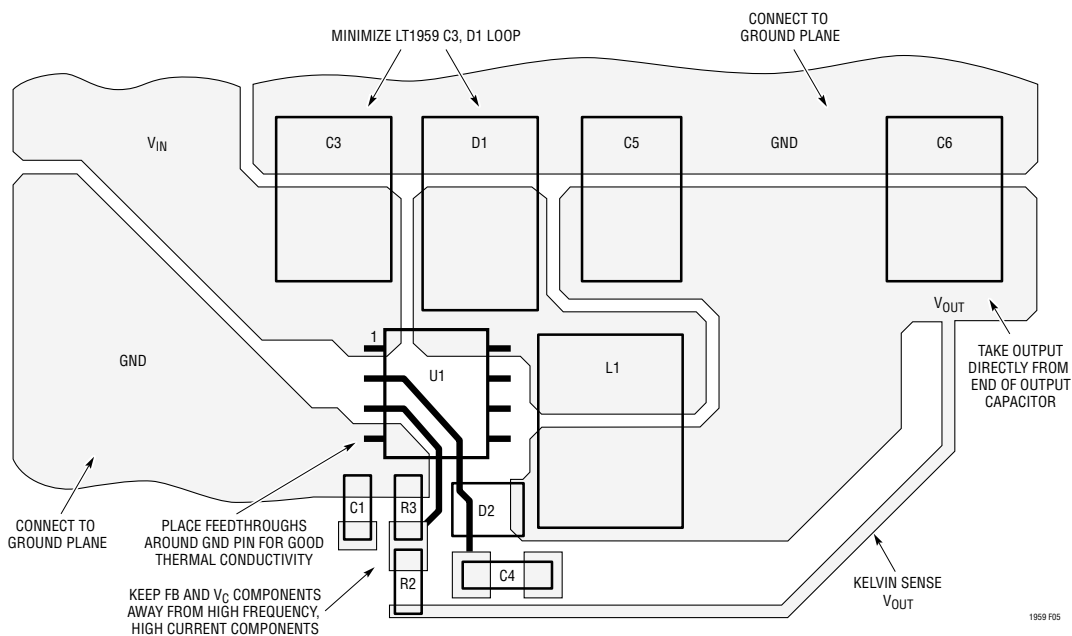


图 5：建议布局 (仅示最上层)

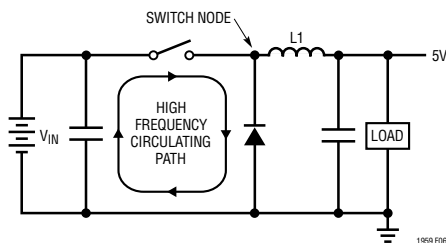


图 6：高速开关通路

应用信息

寄生振荡

谐振或“振铃”有时会出现开关节点上(图7)。跟随在开关上升时间之后的极高频率共振是由开关/二极管/输入电容器的引脚电感和二极管电容造成的。肖特基二极管有极高“Q”值的结电容,受高频激励时会振荡数个周期。如果输入电容器、二极管和开关通路上的所有引脚长度加在一起为1英寸,那么电感大约为25nH。在开关关断时,这将在NPN输出器件两端产生一个尖峰,并附加在输入电压上。在电流更大时,该尖峰可能在10V至20V的范围内,在布局不好时会更高,可能超出绝对最大开关电压。开关、捕获二极管和输入电容器周围的通路必须尽可能短,以保证可靠的工作。当观察尖峰时,必须使用100MHz以上的示波器,并且波形应该

在封装的引脚上观察。这种关断尖峰还会造成SW节点电压降至地电平以下。LT1959内部设有特别电路,可减轻这个问题,但1V以上、持续时间超过10ns的负电压应该避免。注意,100MHz的示波器反刚好看到图7中下降沿过冲的细节。

如果负载电流足够低,以致电感电流在开关关断期间降至零,那么会在开关关断期间看到第二个频率低很多的振荡(图8)。开关和二极管电容与电感共振,形成1MHz至10MHz的阻尼振荡。这种振荡对稳压器并无损害,并且对EMI也没有多大影响。任何想要以电阻缓冲器来使振荡衰减,则将降低效率。

输入旁路与电压范围

输入旁路电容器

降压型转换器以脉冲方式吸取输入电源的电流。这些脉冲的平均高度等于负载电流,占空比等于 V_{OUT}/V_{IN} 。电流的上升和下降时间非常快。因此有必要在输入电源两端加一个局部旁路电容器,以确保稳压器的正常工作,并减少反馈至输入电源的纹波电流。电容器还强制开关电流以紧密的局部环路流动,最大限度减少EMI。

输入旁路电容器的纹波电流额定值必须认真对待,但也不要纠结于微法容值上。输入电容器的目的是吸收所有开关电流纹波,它的RMS值可能高达负载电流的一半。必须注意电容器的纹波电流额定值,以保证可靠的工作。在很多情况下,有必要并联使用两个电容器,以得到所要求的纹波额定值。两个电容器必须有相同的容值并来自一家制造商,以保证功率均衡分配。电容器的实际微法值并不特别重要,这是因为在500kHz,5μF以上的任何容值都呈现本质上的电阻性。RMS纹波电流额定值是关键的参数。实际RMS流可按下式计算:

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

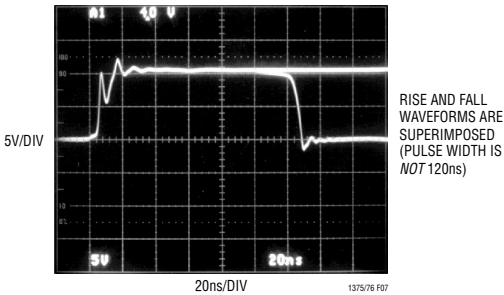


图7: 开关节点的共振

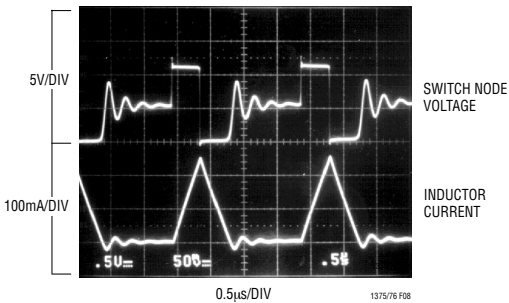


图8: 非连续模式振荡

应用信息

方根下的表达式在输入电压为输出的两倍时得到最大值 0.5，并且在相对较宽的输入电压范围内都停留在 0.5 附近。因此，通常的做法是简单地选用最坏情况下的值，并假定 RMS 纹波电流为负载电流的一半。在 LT1959 的最大输出电流 4.5A 上，输入旁路电容器应具有 2.25A 纹波电流。不过请注意，在选择最终纹波电流额定值时还有许多其它因素需要考虑。它们包括环境温度、平均与峰值负载电流、设备工作时间表及所要求的产品寿命。关于这方面的详细阐述参阅“应用指南 19 (Application Note 19)”和“应用指南 46 (Application Note 46)”及“设计要点 95 (Design Note 95)”。

输入电容器的类型

当为稳压器选择在输入的电容器类型时必须谨慎。铝电解电容器成本最低，但因体积大、无法获得足够的纹波电流额定值，并且尺寸上的限制(特别是高度)可能会使它不可用。陶瓷电容器现有较大的容值，并且具有高纹波电流和电压额定值，因此是输入旁路的理想元件。成本有些高，占板面积也多少大一些。固态钽电容器也是不错的选择，但遇到上电过程中的大浪涌电流时曾发生过损坏，并伴有剧烈的现象。它会发生短路，然后伴随著耀眼的白光和难闻的气味燃烧起来。这种现象仅在少量的元件上发生，但一些 OEM 公司因此而禁止它们在大浪涌应用中使用。在连接一个电池或大电容的电源时，稳压器的输入旁路电容器会出现这种大浪涌电流。几家制造商已开发出一系列经过特别浪涌承受力测试的固态钽电容器(如 AVX TPS 系列，见表 3)，但在输入电压浪涌接近电容器的最大电压额定值时，即使这种元件也可能出现损坏。AVX 建议在大浪涌应用中按 2:1 来降低电容器的电压额定值。

在输入电压非常接近数据表上的最小指标时，也可能需要较大的电容器。在开关导通时小的电压跳落一般不是一个问题，但在非常低的输入电压下

它们可能因为输入电压降至最小指标以下而影响工作的稳定性。如果输入至输出的电压差接近最小值，也可能出现一些问题。这些跳落的幅度通常是电容器 ESR 和 ESL 的函数，因为与它们相比容抗很小。ESR 一般为主要的影响因素，并在给定电容器类型时与电容器体积成反比。

同步

SYNC 引脚用于将内部振荡器与外部信号同步。SYNC 输入必须从一个逻辑低电平开始，经过最大同步门限(占空比在 10% 至 90% 之间)。该输入可直接被一个逻辑电平的输出驱动。同步范围为初始工作频率至 1MHz。这意味著最小实际同步频率等于最坏情况的高端自振频率(560kHz)，而不是典型的 500kHz 工作频率。在进行 700kHz 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的幅度被降低。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。在假定其原因是斜坡补偿不够之前，参见“频率补偿”部分中有关引起次谐波开关操作的一个全然不同原因的讨论。也可参考“应用指南 19 (Application Note 19)”有关频率补偿原理的详情。

在上电时，当 V_C 被 FB 引脚箝位时(见图 2 中的 Q2)，同步功能被停止。这允许频率折返在短路输出条件下仍能工作。在正常工作状态下，开关频率受内部振荡器控制，直到 FB 引脚达到 0.7V，此后 SYNC 引脚才可以操作。

关于发热的考虑

LT1959 芯片中的功率损耗有四个来源：开关 DC 损耗，开关 AC 损耗，升压电路电流及输入静态电流。下列公式表示如何计算各个损耗。这些公式假定连续工作模式，因此它们不应用来计算轻负载电流下的效率。

应用信息

开关损耗：

$$P_{SW} = \frac{R_{SW}(I_{OUT})^2(V_{OUT})}{V_{IN}} + 24ns(I_{OUT})(V_{IN})(f)$$

升压电流损耗：

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

静态电流损耗：

$$P_Q = V_{IN}(0.001) + V_{OUT}(0.005) + \frac{(V_{OUT}^2)(0.002)}{V_{IN}}$$

R_{SW} = 开关电阻 (≈ 0.07)

24ns = 等效开关电流/电压重叠时间

f = 开关频率

举例：当 $V_{IN} = 10V$, $V_{OUT} = 5V$ 及 $I_{OUT} = 3A$ 时：

$$P_{SW} = \frac{(0.07)(3)^2(5)}{10} + (24 \cdot 10^{-9})(3)(10)(500 \cdot 10^3)$$

$$= 0.32 + 0.36 = 0.68W$$

$$P_{BOOST} = \frac{(5)^2(3/50)}{10} = 0.15W$$

$$P_Q = 10(0.001) + 5(0.005) + \frac{(5)^2(0.002)}{10} = 0.04W$$

所有功耗加在一起为 $0.68 + 0.15 + 0.04 = 0.87W$ 。

LT1959 封装的热阻受中间层或底层铜箔的置放方式影响。在 SO 封装下面如有整块铜箔，热阻大约为 $80^{\circ}C/W$ 。不加铜箔将增加热阻至 $120^{\circ}C/W$ 。为计算硅片的温度，需使用针对欲采用封装的适当热阻数字，并加上最坏情况下的环境温度：

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

对于 SO-8 封装 ($\theta_{JA} = 80^{\circ}C/W$)，在环境温度为 $50^{\circ}C$ 时，

$$T_J = 50 + 80 (0.87) = 120^{\circ}C$$

硅片温度在低输入电压时最高，因此在热计算中应采用最低连续输入工作电压。

频率补偿

开关稳压器的环路频率补偿会是一个相当复杂的问题，因为在使用电抗性的元件来获得高效率的同时，也会在反馈环路中引入多个极点。传统降压转换器中的电感和输出电容器实际上组成了一个谐振槽路，在共振频率上出现峰值和一个快速的 180° 相移。对比之下，LT1959 采用一种“电流模式”结构，以帮助减轻电感所产生的相移。基本连接方式如图 9 所示。图 10 表示 LT1959 功率部分的一个相位与增益的波德图，测量点为 V_C 至输出。增益由 LT1959 功率部分的 $5.3A/V$ 跨导和输出至地的有效复阻所设定。增益在 $600Hz$ 极点频率以上滚降。该极点频率由 $100\mu F$ 输出电容所设定。相位下降被限制在约 70° 。在由电容器 ESR (0.1) 设定的零点频率 ($\approx 16kHz$) 上，相位恢复及增益下降速率变缓。

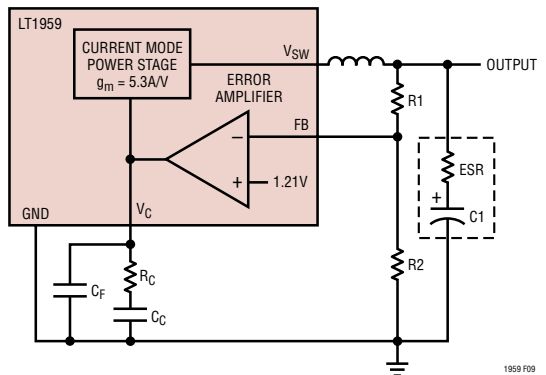


图 9：环路响应模型

应用信息

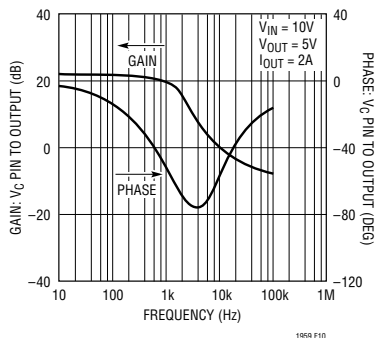


图 10 : V_C 引脚至输出的响应

误差放大器跨导的相位和增益如图 11 所示。误差放大器可被等效为一个 $2000\mu\text{Mho}$ 跨导的模型，其输出阻抗为 $200\text{k}\Omega$ 并与 12pF 电容并联。在所有实际应用中，当频率高于 500Hz 时，从 V_C 引脚至地的补偿网络在阻抗上比放大器的输出阻抗低很多。这意味着误差放大器的特性本身对环路的相移没有太大的贡献，并且误差放大器部分的相位/增益特性完全受外部补偿网络的控制。

图 12 所示为完整的环路相位/增益特性补偿电容器是一个 1.5nF ，给误差放大器一个 530Hz 的极点频率，相位滚降到 90° 并保持在这个水平上。整个环路的增益在低频点时为 74dB ，在 100kHz 上降至单位增益。相位曲线显示出一个两极点的特性，直到输出电容器的 ESR 在 10kHz 以上将它带回。相位余量在单位增益处约为 60° 。

模拟方面的行家会注意到：在 4.4kHz 附近，相位跌落到接近零余量相位边线。这是开关稳压器的典型特征，特别是那些工作于大范围负载的调整器。这一低相位区只要不发生在接近单位增益的地方，就不是一个问题。在实践中，输出电容器 ESR 的变化对环路响应的所有其它结果都会产生主要影响。ESR 的变化会使单位增益四处移动，但同时相位也会随之移动，因此在极宽的 ESR 范围内 ($\geq \pm 3:1$) 都会保持足够的相位余量。

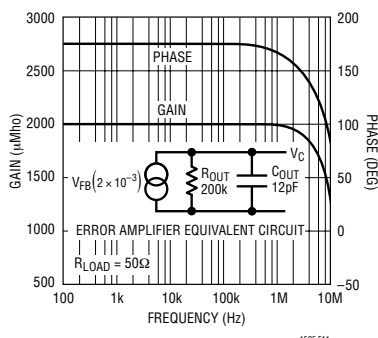


图 11 : 误差放大器增益与相位

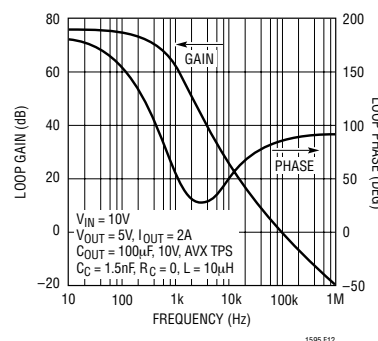


图 12 : 整体环路特性

如何计算补偿网络中的电阻？

常见的做法是在开关稳压器设计中为误差放大器补偿增加一个“零点”，以增加环路相位余量。这个零点是在外部网络中形成的，网络结构为一个电阻 (R_C) 与补偿电容器串联。提高这个电阻的值一般会改善环路的稳定性，但其阻值也有两个限制。首先，输出电容器 ESR 和大值的 R_C 相结合，可能造成环路增益停止滚降，出现增益余量的问题。在增益余量降为零时 R_C 的一个粗略计算公式为：

$$R_C(\text{环路增益} = 1) = \frac{V_{OUT}}{(G_{MP})(G_{MA})(ESR)(1.21)}$$

应用信息

G_{MP} = 功率级的跨导 = 5.3A/V

G_{MA} = 误差放大器跨导 = $2(10^{-3})$

ESR = 输出电容器 ESR

1.2I = 基准电压

在 $V_{OUT} = 5V$ 和 $ESR = 0.03\Omega$ 时, R_C 的值若为 6.5k 将产生零增益余量, 因此这代表一个上限。但第二个限制却与理论上的小信号动态无关。该电阻设定了误差放大器的高频增益, 包括在开关频率上的增益。如果开关频率上的增益足够高, 输出纹波电压将在 V_C 引脚上有足够的幅度破坏稳压器的正常工作。在临界情况, 将出现次谐波开关操作, 正如改变开关节点上的脉冲宽度所证明的那样。在情况更为严重时, 稳压器会出现尖叫声或嘶嘶声, 即使输出电压仍大致正常。这些都不会出现在理论的波德图上, 因为波德是一个对幅度不敏感的分析。测试显示: 如果 V_C 上的纹波电压被保持在 $100mV_{P,P}$ 以下, LT1959 将十分正常。下面的公式可用来估计 R_C 加入到环路中后 V_C 的纹波电压, 假定 R_C 比在 500kHz 时的 C_C 电阻相比为大:

$$V_{C(RIPPLE)} = \frac{(R_C)(G_{MA})(V_{IN} - V_{OUT})(ESR)(1.2I)}{(V_{IN})(L)(f)}$$

G_{MA} = 误差放大器跨导 (2000 μ Mho)

如果 LT1959 的电脑仿真显示: 一个 6k 的串联补偿电阻带来最佳的整体环路响应, 并有足够的增益余量, 那么在 $V_{IN} = 10V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ 、 $ESR = 0.1\Omega$ 、 $L = 10\mu H$ 时, V_C 引脚的纹波电压将等于:

$$V_{C(RIPPLE)} = \frac{(6k)(2 \cdot 10^{-3})(10 - 5)(0.1)(1.2I)}{(10)(10 \cdot 10^{-6})(500 \cdot 10^3)} = 0.144V$$

这一纹波电压足够高, 可能引起次谐波开关操作。在大多数情形下, 令电阻值小一些 (本例中 < 2k) 将

产生可接受的相位余量, 并且不会带来次谐波问题。在其它情况下, 电阻可能需要大一些才能得到可接受的相位响应, 并且必须采取一些措施来控制 V_C 引脚的纹波电压。建议的方法是在 V_C 引脚的 R_C/C_C 网络上增加一个电容器 (C_F)。该电容器的极点频率通常设置在开关频率的 1/5, 以便它能够大幅衰减开关纹波, 但不会在环路归一化频率上增加不可接受的相移。当 $R_C = 6k$ 时,

$$C_F = \frac{5}{(2\pi)(f)(R_C)} = \frac{5}{2\pi(500 \times 10^3)(6k)} = 275pF$$

如何测试环路稳定性?

LT1959 的“标准”补偿是为 C_C 分配一个 1.5nF 的电容器, 而让 $R_C = 0$ 。虽然这种补偿适应大多数的应用, 但环路补偿元件的“最优”值在不同程度上决定于不容易控制的参数。这些参数包括电感值 ($\pm 30\%$ 由制造容差、负载电流和纹波电流的变化)、输出电容值 ($\pm 20\%$ 至 $\pm 50\%$ 由于制造容差、温度、老化及负载的变化)、输出电容器 ESR ($\pm 200\%$ 由于制造容差、温度及老化), 以及最后两个 DC 输入电压和输出负载电流。因此设计者非常有必要检查最终的设计, 以确保它是“稳固的”, 并能够容受所有这些变化。

我检查开关稳压器环路稳定性的方法是用脉冲方式对稳压器输出加载, 同时观察输出的瞬态响应, 使用的电路如图 13 所示。稳压器环路被一个频率相对较低 (50Hz 至 1kHz) 的小幅瞬态 AC 负载电流所“冲击”。这使输出跳变数个毫伏, 接著稳定回到原始值, 如图 14 所示。一个性能良好的环路会干净落地回复原状, 而相位或增益余量较差的环路在回复原状时会出现“振铃”。振铃的数量反映出稳定性的水平, 并且振铃的频率显示环路的大致归一化频率。信号的幅度并不特别重要, 只要幅度没有高到使环路出现非线性。

应用信息

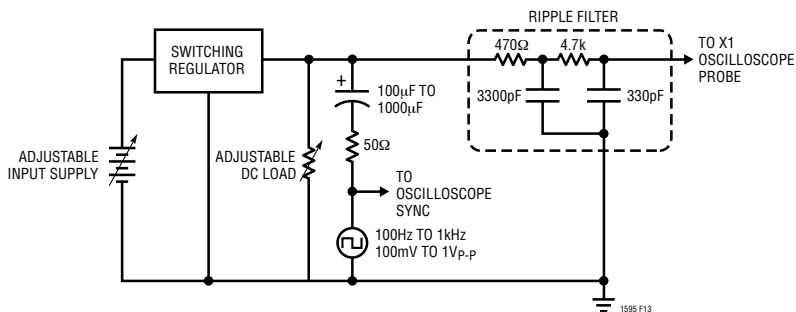


图 13：环路稳定性测试电路

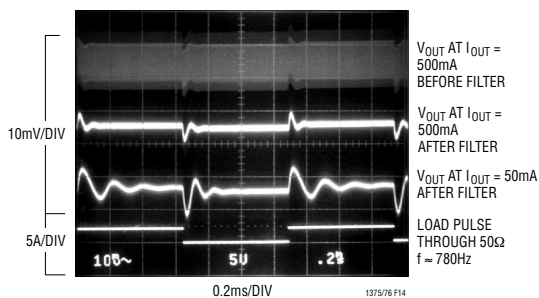


图 14：环路稳定性的检测

稳压器的输出同时包含了所需要的低频瞬态信息和一个合理大小的高频 (500kHz) 纹波。该纹波使小幅瞬态信号的观察变得困难，因此增加一个双极点 100kHz 的滤波器。该滤波器并不十分关键；即使它对瞬态信号有轻微的衰减也无大碍，因为幅度的大小并不十分重要。

在验证整个电路工作正常后，我们开始改变负载电流和输入电压，看看是否能够找到一个组合使瞬态响应看起来被猜疑为“振荡”。这一过程可能通过调整而获得最佳的环路稳定性或更快的环路瞬态响应。差不多你总是发现：如果你为 R_C 增加几个 $k\Omega$ ，环路响应看起来就好一些。仅在必要时才这样做，因为如前所述， R_C 在 $1k$ 以上时可能要求增设 C_F 来控制 V_C 引脚上的纹波。如果每样东西都调整好了，我们再使用热风枪和冷汽喷头使电路升温或降温 (特别是输出电容器)，使之表现出与温度有关的特性。

切记：该过程并没有考虑最初的元件容差。在所有负载和线路条件下你都应该看到相当干净的响应，以确保元件的差异不会造成问题。需要注意的一条是：根据 Murphy，在生产中最可能出现变化的元件是输出电容器，因为该元件最容易因制造商差异太大 (在 ESR 方面) 而带来问题。因此明智的做法是在生产中不要更换输出电容器的厂家。

“干净响应”原则的一个可能的例外是负载极轻的情况，如图 14 中 $I_{LOAD} = 50mA$ 时的结果。开关稳压器在负载极轻时容易出现环路响应的剧烈变化，这多半因为电感电流变得不连续。一个常见的效果是极慢但稳定的特性。第二个可能性是相位余量很小，如受瞬态冲击时输出端出现振荡的情况。好消息是：在轻负载时，小的相位余量对元件差异并不特别敏感，因此如果在瞬态测试中能够达到要求，那么在生产中一般不会出现。注意：轻负载时的振荡频率可能随元件容差而变化，但相位余量一般不变。

电流共享的多相电源

图 15 的电路使用了多只 LT1959 来生成一个 2.5V、12A 的电源。采用多只开关调整器而不是一只较大的开关调整器，这样做有几方面的好处。电感的尺寸可以相当小。三个 4A 的电感比一个 12A 的线圈存储较少的能量 ($LI^2/2$)，因此小很多。此外，同步三个转换器，让它们在相位上彼此相差 120° ，可

应用信息

降低输入和输出纹波电流。这样可减少滤波器电容器的纹波额定值、尺寸和成本。

电流共享/分离的输入电源

电流共享的实现方法是将 V_C 引脚都连接到一个共用的补偿电容器。误差放大器的输出是 gm 级，因此任何数量的器件都可以连接在一起。复合误差放大器的有效 gm 为单个器件的数倍。在图 15 中，补偿电容器 C4 被增加了 3 倍。基准电压的误差导致小幅度失调电流在 V_C 引脚流动。整体的结果是：环路在所用器件的最小和最大基准之间来调整输出。器件之间开关电流的匹配通常好于 300mA。 V_C 至开关电流的跨导具有负温度系数，因此可防止电流“不平衡”。

一个共同的 V_C 电压强制每个 LT1959 工作于相同的开关电流，而不是相同的占空比。每个器件的占空比由各自的输入电压所决定。在图 15 中，输入可被分离，每个器件工作于不同的电压。共同的 V_C 可保证负载在输入之间共同分担。

同步的纹波电流

一个循环计数器可生成三个同步信号：600kHz，33%占空比，相位相差 120° 同步输入将工作于更宽范围的占空比，因此无需进一步的脉冲调整。每个器件的最大输入纹波电流是 4A、600kHz 方波。当同步相加时，纹波仍为 4A，但频率增加到 1.8MHz。同样，输出纹波电流为一个 1.8MHz 的三角波，在 5V 的 V_{IN} 时，最大幅度为 350mA。有趣的是，在 7.6V 和 15V 的 V_{IN} 时，理论上相加起来的输出纹波电流等于零。为减少占用的线路板空间和纹波电压，C1 和 C3 采用陶瓷电容器。采用陶瓷输出电容器时，由于缺少有效的串联阻抗，环路补偿 C4 必须调整。对于陶瓷输出电容器，通常为 1.5nF 的补偿钽电容应增加到 22nF (x3)。如果不采用同步，内步振荡器自由运行，那么电路将正常工作，但纹波的抵消机制就不存在了。输入和输出电容器必须按整体输出电流来确定纹波额定值。

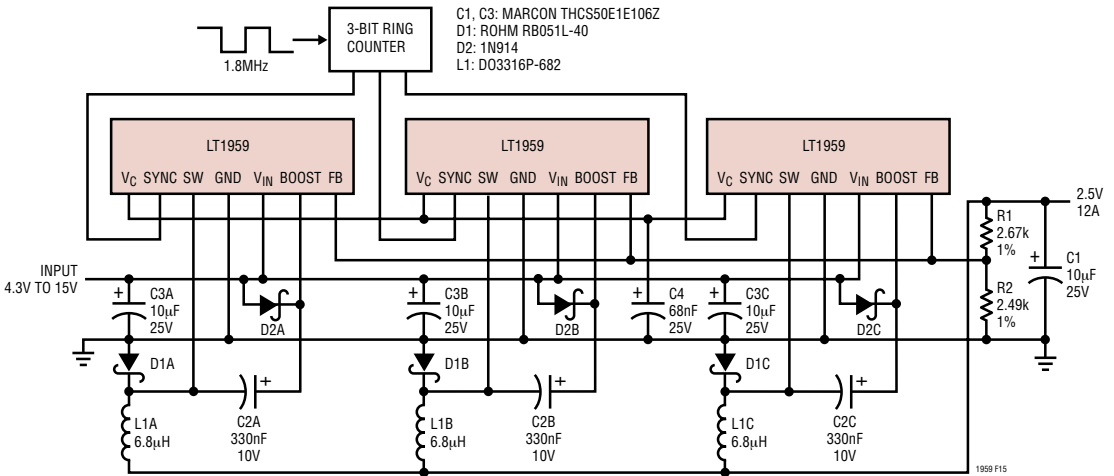


图 15：电流共享的 12A 电源

应用信息

冗余工作方式

图 15 所示的电路在工作于 8A 以下的输出电流时具有容错能力。如果一个器件失效，输出仍可调整。反馈环路将表现出补偿作用：通过提高 V_C 引脚电压来增加两个剩余器件的开关电流。

具有可调节软启动的降压转换器

大的容性负载可在启动时造成大的输入电流。图 16 中的电路在启动时限制输出的 dv/dt，控制电容器的充电速率。附加 R₃、R₄，C_{SS} 和 Q1 的降压转换器是一个典型配置。随着输出开始上升，Q1 导通，通过 V_C 引脚来调整开关电流，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，该电流由 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 16 中所示的数值：

$$\text{上升时间} = \frac{(47 \cdot 10^3)(15 \cdot 10^{-9})(2.5)}{0.7} = 2.5\text{ms}$$

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的，因此上升速率不受

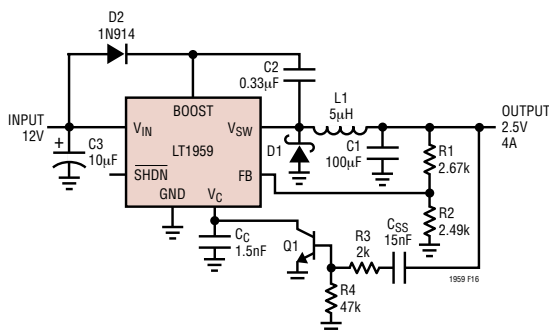


图 16：具有可调节软启动的降压转换器

负载特性影响，最大输出电流不会变化。这种电路经过改变可用于多个稳压器输出的时序。

双输出 SEPIC 转换器

图 17 的电路仅使用一块磁性元件就可产生正 5V 和负 5V 输出。所示的两个电感实际上只是两个绕组在一个标准 BH Electronics 的电感器上。5V 输出的拓扑结构是一个标准的降压型转换器。-5V 的拓扑结构在没有 C₄ 的情况时，会是一个简单的、耦合在降压转换器的回扫式绕组。C₄ 形成一个 SEPIC (单端初级电感转换器) 拓扑结构，提高了调整能力并减少了 L1 中的纹波电流。没有 C₄ 时，L1B 上的电压摆幅与 L1A 相比，由于相对的负载与耦合损耗，会发生变化。C₄ 提供一个低阻通路，以便在 L1B 上维持一个相等的电压摆幅，提高调整能力。在一个回扫式转换器中，在开关导通期间，所有转换器的能量都存储在 L1A 中，因为这时 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，推动 -5V 供电。C₄ 在开关导通期间将 L1B 拉为正，使电流流动、能量在 L1B 和 C₄ 中积累。在开关关断时，存储在 L1B 和 C₄ 中的能量提供给 -5V 供电。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。有关该电路的详情请参阅“设计要点 100 (Design Note 100)”。

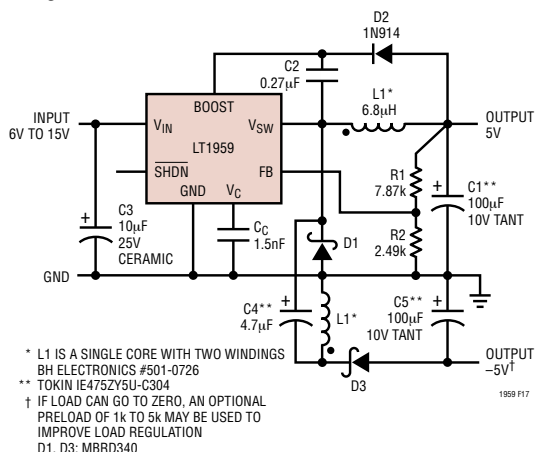
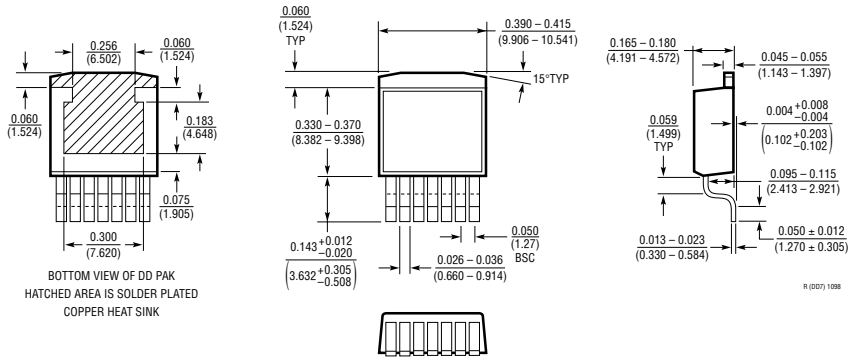


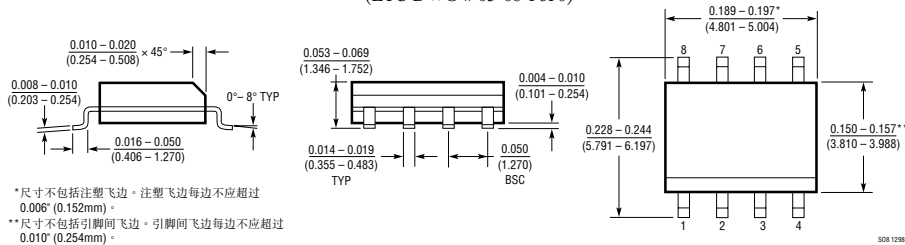
图 17：双输出 SEPIC 转换器

封装描述 尺寸单位为英寸(毫米) 除非特别说明。

R 封装
7 引脚塑料 DD 封装
 (LTC DWG # 05-08-1462)



S8 封装
8 引脚塑料小外型 (窄式 0.150)
 (LTC DWG # 05-08-1610)



相关器件

型号	描述	备注
LT1074/LT1076	降压开关稳压器	40V 输入, 100kHz, 5A 与 2A
LTC®1148/LTC1149	高效率同步降压开关稳压器	外部 FET 开关
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	升压拓扑结构
LT1374	高效率降压开关稳压器	25V, 4.5A, 500kHz 开关
LT1506	高效率降压开关稳压器	15V, 4.5A, 500kHz 开关
LT1624	N 沟道开关稳压器控制器	SO-8 封装
LT1625	No R _{SENSE} ™ 降压开关稳压器控制器	降压, 同步
LT1628	两相同步降压开关稳压器控制器	高效率, 低纹波
LTC1735	高效率降压转换器	驱动外部 MOSFET
LT1775	大功率 No R _{SENSE} 开关稳压控制器	降压, 同步, 电流模式

No R_{SENSE} 为凌特公司的商标。