

双通道、单片 1.4A、 1.1MHz 降压型 开关稳压器

特 点

- 宽输入电压范围
LT1940 : 3.6V 至 25V
LT1940L : 3.6V 至 7V
- 两个 1.4A 输出开关稳压器和内部电源开关
- 1.1MHz 恒定开关频率
- 反相开关操作减小了纹波
- 独立的停机/软起动引脚
- 独立的电源良好指示器实现了电源排序的简化
- 采用小型电感器和陶瓷电容器
- 紧凑的 16 引脚热增强型 TSSOP 表面安装型封装

应 用

- 磁盘驱动器
- DSP 电源
- 交流变压器稳压
- 分布式电源稳压
- DSL 调制解调器
- 电缆调制解调器

LT、LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。

描 述

LT®1940 是一款具有内部 2A 电源开关的双通道电流模式 PWM 降压型 DC/DC 转换器。两个转换器均同步至一个 1.1MHz 振荡器并反相运行，从而减小了输入纹波电流。输出电压由外部电阻分压器来设定，而且每个稳压器都具有独立的停机和软起动电路。每个稳压器都会在其输出处于稳定状态时产生一个电源良好信号，从而简化了电源排序以及微控制器和 DSP 的连接。

LT1940 的 1.1MHz 开关频率允许采用小型电感器和电容器，从而实现了一个外形尺寸非常小的 1.4A 双输出解决方案。恒定频率与陶瓷电容器相结合产生了很低的可预测输出纹波电压。凭借其 3.6V 至 25V 的宽输入范围，LT1940 可用于对各种电源(从 4 节电池和 5V 逻辑电源到未稳压的交流变压器、铅酸蓄电池和分布式电源)进行稳压。LT1940L 以 5V 稳压电源为工作电源。电流模式 PWM 架构利用简单的补偿元件和逐个周期电流限制提供了快速瞬态响应。频率折返和热停机提供了额外的保护作用。

典型应用

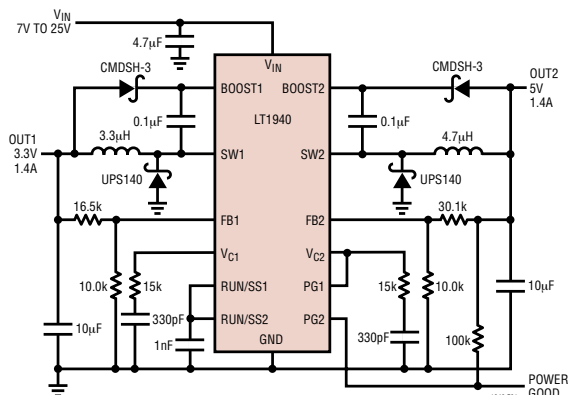
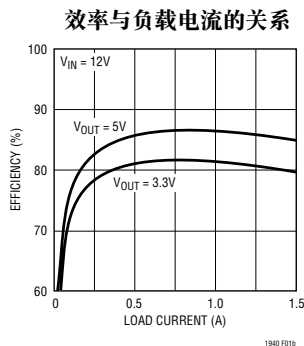


图 1：采用输出排序的 3.3V 和 5V 双输出降压型转换器 (LT1940)

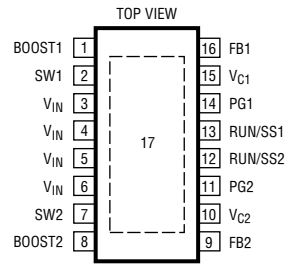


LT1940/LT1940L

绝对最大额定值 (注1)

V _{IN} 电压	
LT1940	(-0.3) , 25V
LT1940L	(-0.3) , 7V
BOOST 引脚电压	
LT1940	35V
LT1940L	16V
BOOST 引脚电压高出 SW 引脚电压的幅度	
LT1940	25V
LT1940L	16V
PG 引脚电压	
LT1940	25V
LT1940L	7V
SW 引脚电压	V _{IN}
RUN/SS、FB 引脚	6V
最大结温	125℃
工作温度范围 (注 2)	-40℃ 至 85℃
贮存温度范围	-65℃ 至 150℃
引脚温度 (焊接时间 10 秒)	300℃

封装 / 订购信息

 FE PACKAGE 16-LEAD PLASTIC TSSOP EXPOSED PAD (PIN 17) IS GND MUST BE SOLDERED TO PCB $T_{JMAX} = 125^{\circ}\text{C}$, $\theta_{JA} = 45^{\circ}\text{C/W}$, $\theta_{JC} = 10^{\circ}\text{C/W}$	产品型号
	LT1940EFE LT1940LEFE
	FE 器件标记
	1940EFE 1940LEFE

对于规定工作温度范围更宽的器件，请咨询凌特公司。

电特性 凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围，否则仅指 $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ 。 $V_{IN} = 5\text{V}$ ， $V_{BOOST} = 8\text{V}$ ， 除非特别注明。(注 2)

参数	条件		最小值	典型值	最大值	单位
最小工作电压		●	3.4	3.6		V
静态电流	未进行开关操作		3.8	4.8		mA
停机电流	V _{RUNSS} = 0V		30	45		μA
反馈电压	0°C 至 70°C -40°C 至 85°C	●	1.230	1.250	1.270	V
		●	1.225	1.250	1.270	V
		●	1.215	1.250	1.270	V
FB 引脚偏置电流	V _{FB} = 1.25V · V _C = 0.4V	●	240	1200		nA
基准电压调节	LT1940 : V _{IN} 5V 至 25V		0.005			%/V
	LT1940L : V _{IN} 4V 至 7V		0.005			%/V
误差放大器 GM			330			μMhos
误差放大器电压增益			180			
V _C 供电电流	V _{FB} = 1V		42			μA
V _C 吸收电流	V _{FB} = 1.5V		60			μA
V _C 引脚至开关电流增益			2.4			A/V
V _C 开关门限			0.75			V
V _C 箝位电压			1.8			V
开关频率	V _{FB} = 1.1V	●	1	1.1	1.25	MHz
			0.95	1.1	1.35	MHz
开关相位			150	180	210	Deg
最大占空比		●	78	88		%
FB 引脚上的频率移位门限	f _{SW} = 1MHz		0.5			V

电特性 凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{IN} = 5\text{V}$ ， $V_{BOOST} = 8\text{V}$ ，除非特别说明。(注 2)

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
折返频率	$V_{FB} = 0\text{V}$		150		kHz
开关电流限值	注 3	1.8	2.4	3.2	A
开关 V_{CESAT}	$I_{SW} = 1\text{A}$		210	320	mV
开关漏电流				10	μA
高于开关的最小 BOOST 电压 (注4)	$I_{SW} = 1\text{A}$		1.8	2.5	V
BOOST 引脚电流	$I_{SW} = 1\text{A}$		20	30	mA
RUN/SS 引脚电流			2.3		μA
RUN/SS 引脚门限		0.3	0.6		V
PG 门限失调	V_{FB} 上升	90	125	160	mV
PC 电压输出低	$V_{FB} = 1\text{V}$ ， $I_{PG} = 250\mu\text{A}$		0.22	0.4	V
PG 引脚漏电流	$V_{PG} = 2\text{V}$		0.1	1	μA

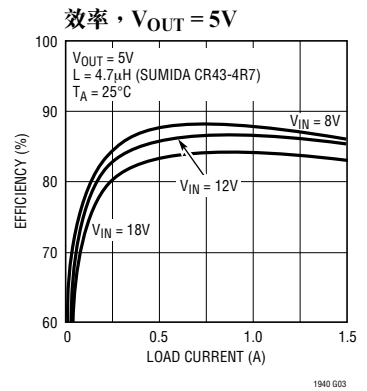
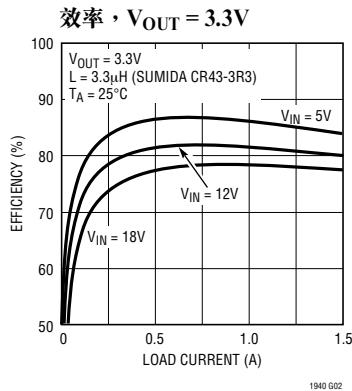
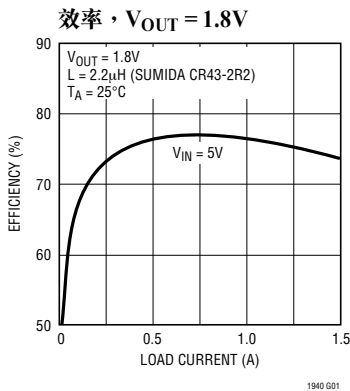
注 1：绝对最大额定值是指超出该值则器件的使用寿命可能会受损。

注 2：LT1940E 在 0°C 至 70°C 的范围内保证能够满足性能规格的要求。在 -40°C 至 85°C 工作环境温度范围内的指标通过设计、特性分析和统计过程控制中的相关性来保证。

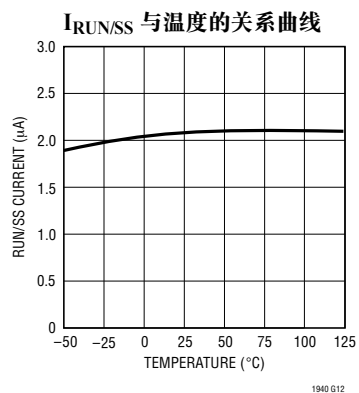
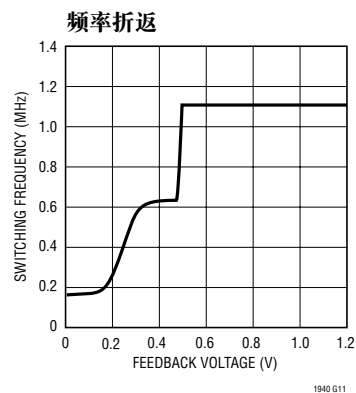
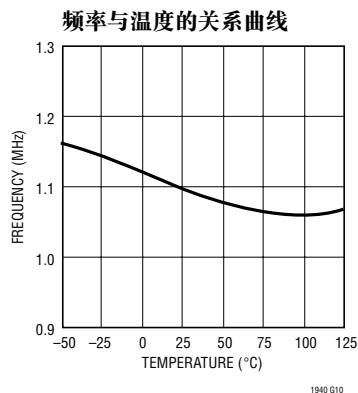
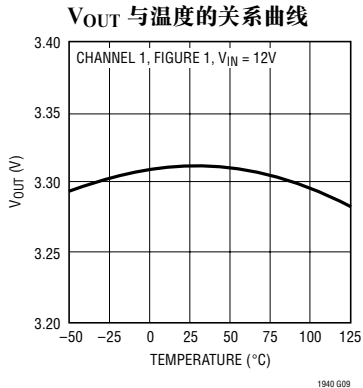
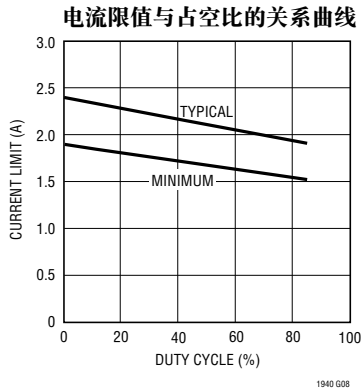
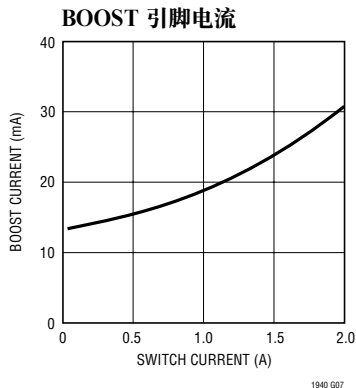
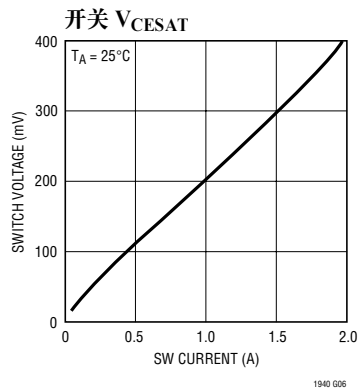
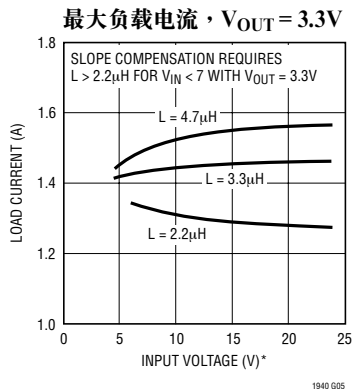
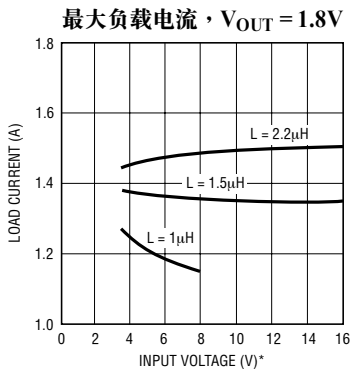
注 3：电流限值由设计和/或静态测试中的相关性来保证。斜率补偿可在高占空比条件下减小电流限值。

注 4：这是为保证内部开关完全饱和而必需在升压电容器两端上具有的最小电压。

典型性能特征



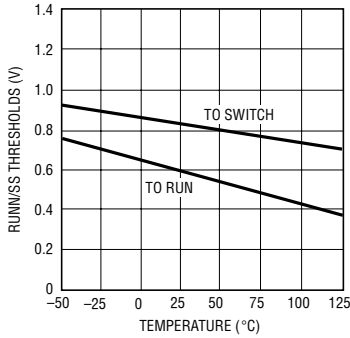
典型性能特征



* 对于 LT1940L, 最大 V_{IN} 为 7V。

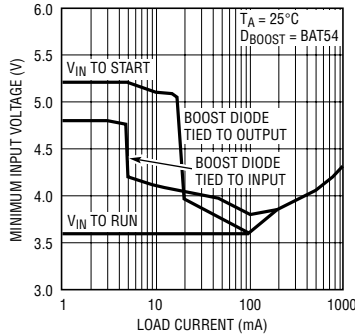
典型性能特征

RUN/SS 引脚门限与温度的关系曲线



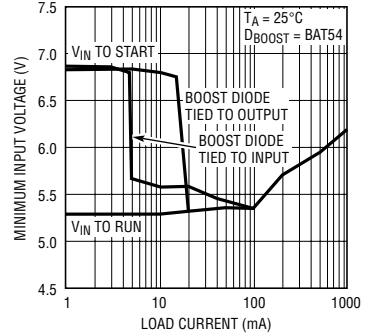
1940 G13

最小输入电压, $V_{OUT} = 3.3V$



1940 G14

最小输入电压, $V_{OUT} = 5V$



1940 G14

引脚功能

BOOST1、BOOST2 (引脚 1、8) : BOOST 引脚用于向内部双极 NPN 电源开关提供高于输入电压的驱动电压。通过一个从 V_{OUT} 或 V_{IN} 引出的二极管来连接。

SW1、SW2 (引脚 2、7) : SW 引脚是内部电源开关的输出端。将这些引脚连接至电感器、续流二极管和升压电容器。

V_{IN} (引脚 3、4、5、6) : V_{IN} 引脚向 LT1940 的内部稳压器和内部电源开关输送电流。这些引脚必须连接至同一个电源，且必须进行局部旁路。

FB1、FB2 (引脚 9、16) : LT1940 将每个反馈引脚都调节至 1.25V。把反馈电阻分压器抽头连接至这些引脚。

V_{C1} 、 V_{C2} (引脚 10、15) : V_C 引脚是内部误差放大器的输出端。这些引脚上的电压负责控制峰值开关电流。这些引脚通常被用来对控制环路进行补偿，但也可用来取代环路。利用一个开路漏极来把这些引脚拉至地，以关断每个开关稳压器。

PG1、PG2 (引脚 11、14) : 电源良好引脚是一个内部比较器的开路集电极输出。PG 将保持低电平，直到 FB 引脚电平位于最终调节电压的 10% 以内为止。除了指示输出稳压之外，PG 引脚还可用来对两个开关稳压器进行排序。这些引脚可被置于不连接状态。当 V_{IN} 引脚电压高于 2.4V 且两个 RUN/SS 引脚中的任一个为高电平时，PG 输出有效。在停机模式中，PG 比较器失效。

RUN/SS1、RUN/SS2 (引脚 12、13) : RUN/SS 引脚用于关断各个开关稳压器和内部偏置电路。它们还提供了一种软起动功能。如需关断两个稳压器中的任一个，可采用一个开路漏极或集电极来把 RUN/SS 引脚拉至地。在这些引脚与地之间连接一个电容器，用于在启动期间对开关电流加以限制。如果上述两种功能均未采用，则将这些引脚置于不连接状态。

GND (引脚 17) : 器件封装的裸露衬垫同时提供至地的电接触和至印刷电路板的良好热接触。必须将该裸露衬垫焊接至电路板，以实现器件的正确操作。

方框图

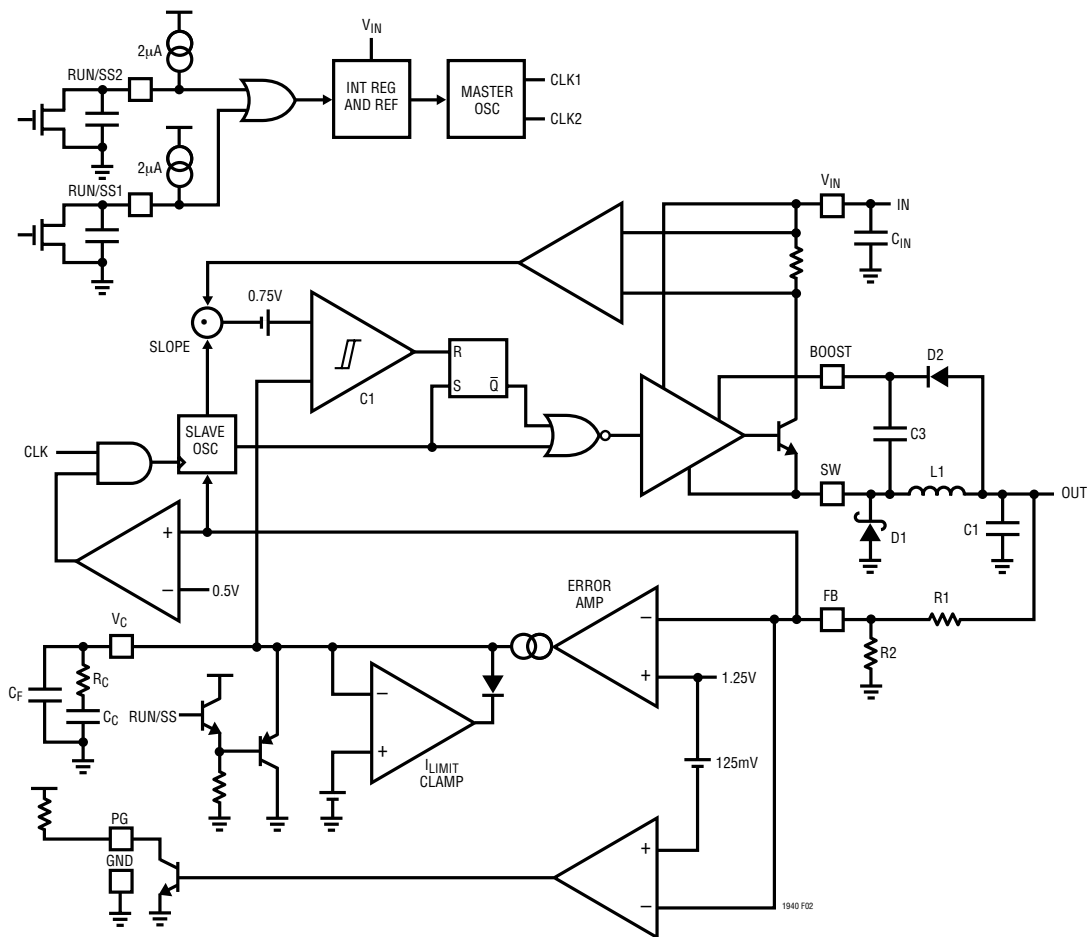


图 2：LT1940 的方框图以及相关的外部元件 (图中示出了两个开关稳压器中的一个)

LT1940 是一款具有内部 2A 电源开关的双通道、恒定频率、电流模式降压型稳压器。两个稳压器的输入电源、电压基准和振荡器电路是公用的，但在其他方面则是独立的。这一部分将说明 LT1940 的工作原理；请参阅方框图。

如果两个 RUN/SS (运行/软启动) 引脚均被连接至地，则 LT1940 被关断，并且从与 V_{IN} 相连的输入电源吸收 30µA 的电流。内部 2µA 电流源负责对外部软启动电容器进行充电，从而使这些引脚上的电

压斜坡上升。如果任一个 RUN/SS 引脚电压超过 0.6V，则内部偏置电路接通，包括内部稳压器、1.25V 基准和 1.1MHz 主振荡器。在该状态中，不管是两个 RUN/SS 引脚都处于高电平还是其中一个 RUN/SS 引脚处于高电平，LT1940 都将从 V_{IN} 吸收 3.5mA 的电流。两个开关稳压器都将在其 RUN/SS 引脚电压达到约 0.8V 时才开始操作。主振荡器产生两个反相的时钟信号。

两个开关电源为电流模式降压型稳压器。这意

方框图

味著反馈环路采取的是在每个周期中控制开关中的峰值电流的做法，而不是直接调整电源开关的占空比。该电流模式控制改善了环路动态性能，并提供了逐个周期电流限制。

方框图只示出了两个开关稳压器中的一个。来自从动振荡器的一个脉冲用于设定 RS 触发器并接通内部 NPN 双极电源开关。开关和外部电感器中的电流开始增加。当该电流超过一个由 V_C 上的电压所确定的水平时，电流比较器 C1 使触发器复位，从而将开关切断。电感器中的电流流经外部肖特基二极管，并且开始减小。当接收到来自从动振荡器的下一个脉冲时，该周期再次开始。这样， V_C 引脚上的电压就控制了经由电感器流至输出端的电流。内部误差放大器通过连续调节 V_C 引脚电压来对输出电压进行稳压。

V_C 引脚上的开关操作门限为 0.75V，而且一个 1.8V 的有源箝位电路限制了输出电流。 V_C 引脚还被箝位于 RUN/SS 引脚电压。当内部电流源对外部软启动电容器进行充电时，电流限值缓慢增加。

每个开关电源都包含一个独立的振荡器。该从动振荡器通常与主振荡器不同步。然而，在启动、短路或过载条件下，FB 引脚电压将接近零，而且，一个内部比较器负责选通主振荡器时钟信号。这使得从动振荡器能够在一个较低的频率条件下运行稳压器。该频率折返特性有助于在故障条件下限制开关电流和功耗。

开关驱动器可以从输入或 BOOST 引脚获得工作电源。一个外部电容器和二极管被用来在 BOOST 引脚上生成一个高于输入电源的电压。这允许驱动器使内部双极 NPN 电源开关完全饱和，以实现高效操作。

当 FB 引脚电压为其稳定值的 90% 时，电源良好比较器将发生跳变。PG 输出是一个开路集电极晶体管，它在输出处于稳定状态时被关断，从而允许一个外部电阻器把 PG 引脚拉至高电平。当 LT1940 被开启（任一 RUN/SS 引脚为高电平）且 V_{IN} 高于约 2.4V 时，电源良好指示功能有效。

应用信息

FB 电阻器网络

输出电压由一个连接在输出和 FB 引脚之间的电阻分压器来设置。根据下式来选择精度为 1% 的电阻器：

$$R1 = R2(V_{OUT}/1.25 - 1)$$

R2 应为 10.0k Ω (或更小) 以避免发生偏置电流误差。参考标志符请查阅图 2 给出的方框图。

输入电压范围

最小输入电压的决定因素是 LTC1940 约 3.5V 的最小工作电压或其最大占空比。占空比为内部开关处于接通状态的时间百分比，由输入和输出电压来决定：

$$DC = (V_{OUT} + V_D)/(V_{IN} - V_{SW} + V_D)$$

其中， V_{OUT} 为续流二极管的正向压降 (约 0.4V)， V_{SW} 为内部开关的压降 (在最大负载条件下为 0.3V 左右)。这样会产生一个如下的最小输入电压：

$$V_{INMIN} = (V_{OUT} + V_D)/DC_{MAX} - V_D + V_{SW}$$

其中， $DC_{MAX} = 0.78$ 。

一种更加细致的分析还将把电感器损耗以及二极管和开关压降与工作电流的相关性考虑在内。最大占空比限制输入电压范围的一种常见应用是 5V 至 3.3V 转换。LT1940 在 3.3V 电压条件下能够提供的最大负载电流取决于 5V 输入电源的准确度。利用一个低损耗电感器 (DCR 小于 80m Ω)，LT1940 能够输送 1A (当 $V_{IN} > 4.7V$ 时) 和 1.4A (当 $V_{IN} > 4.85V$ 时) 电流。

应用信息

最大输入电压取决于 V_{IN} 引脚和 BOOST 引脚的绝对最大额定值以及最小占空比 $DC_{MIN} = 0.15$ ：

$$V_{INMAX} = (V_{OUT} + V_D)/DC_{MIN} - V_D + V_{SW}$$

当 $V_{OUT} = 1.8V$ 时，这会把最大输入电压限制在 14V 左右；而当 $V_{OUT} = 2.5V$ 时，最大输入电压将被限制为约 19V。请注意，这是对工作输入电压的一种限制；电路将容许高至绝对最大额定值的瞬态输入。对于 LT1940L 而言，最大输入电压为 7V。

电感器的选择和最大输出电流

电感值的一个上佳首选是：

$$L = (V_{OUT} + V_D)/1.2$$

其中， V_D 为续流二极管的压降 (约 0.4V)， L 的单位为 μH 。当采用该电感值时，最大负载电流将为 1.4A 左右，这与输入电压无关。电感器的 RMS 额定电流必须大于您的最大负载电流，而且其饱和电流应比最大负载电流高出 30% 左右。为了保持高效率，串联电阻 (DCR) 应小于 0.1Ω 。表 1 罗列了几家供应商以及适合的电感器型号。

当然，一个如此简单的设计指南将不会始终指导您找到与您的应用相适合的最佳电感器。采用数值较大的电感器将使最大负载电流略有增加，并将减小输出电压纹波。如果您的负载电流低于 1.4A，那么您就可以减小电感值，并在较高的纹波电流条件下操作。这使得您能够采用一个体积较小的电感器，或者出于提高效率的目的而采用一个具有较低 DCR 的电感器。应当知道，如果电感与上述的简单规则不一致，则最大负载电流将取决于输入电压。本数据表的“典型性能特征”部分给出了与几种常用输出电压相对应的最大负载电流与输入电压和电感值的函数关系曲线图。此外，低电感还有可能导致不连续模式操作，虽然这并不是什么问题，但却会进一步减小最大负载电流。如需了解有关最大输出电流和不连续模式操作的详细信息，请参见凌特公司出版的“应用指南 44” (Application Note 44)。最后，

对于超过 50% 的占空比 ($V_{OUT}/V_{IN} < 0.5$)，存在一个用于避免发生分谐波振荡所需的最小电感。请参见“应用指南 19” (AN19)。下文的讨论假定的是连续电感器电流。

电感器中的电流是一个其平均值与负载电流相等的三角波。峰值开关电流等于输出电流与二分之一峰-峰电感器纹波电流之和。LT1940 对其开关电流进行了限制，旨在保护其自身和系统免遭过载故障的损坏。因此，LT1940 将输送的最大输出电流取决于电流限值、电感值以及输入和输出电压。 L 的选择依据是输出电流要求、输出电压纹波要求、外形尺寸限制以及效率目标。

当开关断开时，电感器将承受输出电压和续流二极管压降。这会在电感器中产生如下的峰-峰纹波电流：

$$\Delta I_L = (1 - DC)(V_{OUT} + V_D)/(L \cdot f)$$

式中， f 为 LT1940 的开关频率， L 为电感值。峰值电感器和开关电流为：

$$I_{SWPK} = I_{LPK} = I_{OUT} + \Delta I_L/2$$

为了保持输出的稳定，该峰值电流必须小于 LT1940 的开关电流限值 I_{LIM} 。 I_{LIM} 在低占空比条件下至少为 1.8A，并在 $DC = 0.8$ 时线性下降至 1.5A。最大输出电流是所选电感值的一个函数：

$$I_{OUTMAX} = I_{LIM} - \Delta I_L/2 = 1.8A \cdot (1 - 0.21 \cdot DC) - \Delta I_L/2$$

如果电感值的选择实现了很小的纹波电流，则可获得的输出电流将接近开关电流限值。

选择电感器的方法之一是从上述的简单规则入手，查看可用的电感器，并从中选择一个满足您的成本和空间目标的电感器。然后，利用上述公式来核实 LT1940 将能够提供所需的输出电流。还是应当注意这样一点，就是这些公式均假定电感器电流是连续的。当 I_{OUT} 小于 $\Delta I_L/2$ 时 (如上面计算的那样)，将发生不连续操作。

应用信息

表 1：电感器

器件型号	数值 (μH)	I_{SAT} (A) DC	DCR (Ω)	高度 (mm)
Sumida				
CR43-1R4	1.4	2.52	0.056	3.5
CR43-2R2	2.2	1.75	0.071	3.5
CR43-3R3	3.3	1.44	0.086	3.5
CR43-4R7	4.7	1.15	0.109	3.5
CDRH3D16-1R5	1.5	1.55	0.040	1.8
CDRH3D16-2R2	2.2	1.20	0.050	1.8
CDRH3D16-3R3	3.3	1.10	0.063	1.8
CDRH4D28-3R3	3.3	1.57	0.049	3.0
CDRH4D28-4R7	4.7	1.32	0.072	3.0
CDRH5D28-5R3	5.3	1.9	0.028	3.0
CDRH5D18-4R1	4.1	1.95	0.042	2.0
Coilcraft				
DO1606T-152	1.5	2.10	0.060	2.0
DO1606T-222	2.2	1.70	0.070	2.0
DO1606T-332	3.3	1.30	0.100	2.0
DO1606T-472	4.7	1.10	0.120	2.0
DO1608C-152	1.5	2.60	0.050	2.9
DO1608C-222	2.2	2.30	0.070	2.9
DO1608C-332	3.3	2.00	0.080	2.9
DO1608C-472	4.7	1.50	0.090	2.9
1812PS-222M	2.2	1.7	0.070	3.81
1008PS-182M	1.8	2.1	0.090	2.74
Murata				
LQH32CN1R0M11L	1.0	1.00	0.078	2.2
LQH32CN2R2M11L	2.2	0.79	0.126	2.2
LQH43CN1R5M01L	1.5	1.00	0.090	2.8
LQH43CN2R2M01L	2.2	0.90	0.110	2.8
LQH43CN3R3M10L	3.3	0.80	0.130	2.8

输入电容器的选择

应采用一个 $4.7\mu\text{F}$ (或更大) 的 X7R 或 X5R 型陶瓷电容器来对 LT1940 电路的输入进行旁路。如果布设了体积庞大的电解电容器或钽电容器来提供额外的旁路，则可以采用一个电容值较小或价格便宜一些的 Y5V 型陶瓷电容器。下面的段落将对输入电容器的选择依据做更加详细的说明。

降压型稳压器以具有非常快的上升和下降时间

的脉冲来从输入电源吸收电流。输入电容器被要求能够减小 LT1940 上的最终电压纹波并使该高频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。输入电容器在开关频率上必须具有低阻抗 (以有效执行上述操作)，而且必须具有一个足够的额定纹波电流。由于两个开关电源以相同的频率和不同的相位及占空比进行运作，因此，输入电容器 RMS 电流的计算并不简单。不过，一个保守的数值是采用输送大部分 ($V_{\text{OUT}} \cdot I_{\text{OUT}}$) 功率的那个通道的 RMS 输入电流。由下式得出：

$$C_{\text{INRMS}} = I_{\text{OUT}} \sqrt{[V_{\text{OUT}} \cdot (V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}})] / V_{\text{IN}}} < I_{\text{OUT}} / 2$$

而且，当 $V_{\text{IN}} = 2V_{\text{OUT}}$ (50% 占空比) 时，该式有一个最大值。第二点，较低功率通道吸收输入电流，当异相电流抵消掉由较高功率通道吸收的电流时，输入电容器的 RMS 电流实际上将减小。考虑到来自单个通道的最大负载电流约为 1.4A，因此 RMS 纹波电流将始终小于 0.7A。

LT1940 的高频率降低了输入电容器的储能要求，故所需电容小于 $10\mu\text{F}$ 。陶瓷电容器所具有的小外形尺寸和低阻抗 (低等效串联电阻，即 ESR) 特征使其成为首选。低 ESR 将产生非常低的电压纹波，而且，这种电容器能够处理大量的纹波电流。另外，它们还较为坚固，并可在其额定电压条件下在本应用中使用。X5R 和 X7R 型陶瓷电容器能够在整个工作温度范围内以及施加电压的情况下保持稳定，并提供可靠的使用性能。其他类型 (Y5V 和 Z5U 型) 的陶瓷电容器其电容具有非常大的温度和电压系数，因此，在您的应用中它们所具有的电容可能只是其标称电容的一小部分。虽然它们仍将处理 RMS 纹波电流，但输入电压纹波会变得相当大，而且，纹波电流最终有可能来自您的输入电源或您的系统中的其他旁路电容器，而非完全源自局部输入电容器。

可以采用一个数值较小的陶瓷电容器搭配一个较大的电解电容器来作为大数值陶瓷电容器的一种替代方案，例如一个与低 ESR 钽电容器相并联的 $1\mu\text{F}$

应用信息

陶瓷电容器。对于电解电容器，其数值将需要大于 $10\mu\text{F}$ ，以满足 ESR 和纹波电流要求。由于输入电容器在施加输入电源时有可能承受高浪涌电流，因此应选择具有合适额定浪涌电流的钽电容器。制造商也可能建议用户在电容器的额定电压以下进行运作。一定要把 $1\mu\text{F}$ 陶瓷电容器布设在尽可能靠近 IC 上的 V_{IN} 和 GND 引脚的地方，以获得最佳的噪声免疫力。

有关在输入端上采用陶瓷电容器还有最后一条必需注意的事项。陶瓷电容器会与杂散电感组合起来形成一个谐振电路。如果电源被快速施加 (例如将电路插入一个处于工作状态中的电源)，则该谐振电路会发生瞬时扰动，从而使输入电压倍增并损坏 LT1940。相应的解决方案是对输入电压进行箝位，或通过增设一个与陶瓷电容器并联的无损电容器来对谐振电路进行阻尼。详见 AN88。

输出电容器的选择

对于 5V 和 3.3V 输出以及大于 1A 的输出电流，在输出端上采用一个 $10\mu\text{F}$ 6.3V 陶瓷电容器 (X5R 或 X7R 型) 将产生非常低的输出电压纹波和良好的瞬态响应。对于较低的电压，采用 $10\mu\text{F}$ 电容器便足够了，但将 C_{OUT} 从 $15\mu\text{F}$ 增加至 $22\mu\text{F}$ 将改善瞬态性能。也可以采用其他类型和数值的电容器；下文将讨论输出纹波与瞬态性能之间的权衡折衷。

输出电容器负责对电感器电流进行滤波，以产生一个具有低电压纹波的输出。它还为满足瞬态负载和稳定 LT1940 的控制环路而储存了能量。由于 LT1940 在一个高频条件下操作，所以您并不需要采用大量的输出电容。而且，电流模式控制架构也不需要存在输出电容器串联电阻 (ESR)。因此，您可以不受限制地采用陶瓷电容器来实现非常低的输出纹波和小电路尺寸。

可利用下列公式来估算输出纹波：

$$V_{\text{RIPPLE}} = \Delta I_L / (8f C_{\text{OUT}}), \text{ 对于陶瓷电容器}$$

$$V_{\text{RIPPLE}} = \Delta I_L \text{ ESR}, \text{ 对于电解电容器 (钽电容器和铝电容器)};$$

式中的 ΔI_L 为电感器中的峰至峰纹波电流。该纹波的 RMS 值非常低，而且输出电容器的 RMS 额定电流往往并不重要。

对输出电容器的另一个限制条件是其必须具有超过电感器的储能；如果电感器中的储能被转移至输出，则您将希望最终的电压阶跃小于稳定电压。对于一个 5% 的过冲，该要求变成： $C_{\text{OUT}} > 10L(I_{\text{LIM}}/V_{\text{OUT}})^2$ 。

最后，为了获得良好的瞬态性能，必须具有足够的电容。最后一个公式提供了一个很好的起点。您也可以从本数据表中的某种设计方案著手，并通过实验来获得所需的性能。在有关环路补偿的部分里对此有更加详尽的论述。

陶瓷电容器的高性能 (低 ESR)、小外形尺寸和坚固性使其成为 LT1940 应用的首选电容器类型。然而，并非所有的陶瓷电容器都是相同的。如前文所述，许多数值较高的电容器采用的是具有高温度和电压系数的不良电介质。特别是 Y5V 和 Z5U 型电容器，它们在施加电压和极限温度条件下会失去其大部分的电容。由于环路稳定性和瞬态响应取决于 C_{OUT} 的数值，因此您可能无法容许这种电容损失。应采用 X7R 或 X5R 型电容器。

您也可以采用电解电容器。大多数铝电解电容器的 ESR 过大，以致于不能提供低输出纹波。用于电源的钽电解电容器和较新的低 ESR 有机电解电容器是合适的，而且制造商将规定 ESR。电容器数值的选择将取决于实现低纹波所需的 ESR。由于电容器的体积决定了其 ESR，所以电解电容器的外形尺寸和数值将大于可提供相似纹波性能的陶瓷电容器。采用电解电容器有一个好处，即当负载电流发生很大的变化时，较大的电容可以提供更好的瞬态响应特性。表 2 罗列了几家电容器供应商。

应用信息

表 2：低 ESR 表面安装型电容器

供应商	类型	系列
Taiyo Yuden	陶瓷 X5R、X7R	
AVX	陶瓷 X5R、X7R 钽	TPS
Kemet	钽 钽有机 铝有机	T491、T494、T495 T520 A700
Sanyo	钽或铝有机	POSCAP
Panasonic	铝有机	SP CAP
TDK	陶瓷 X5R、X7R	

续流二极管

续流二极管 (图 2 中的 D1) 应采用一个 1A 肖特基二极管。该二极管必须具有一个高于最大输入电压的额定反向电压。ON Semiconductor 公司的 MBRM120LT3 (20V) 和 MBRM130LT3 (30V) 是上佳的选择；它们采用了具有良好热特性的纤巧型封装。许多供应商能够提供适合要求的 1N5817 (20V) 和 1N5818 (30V) 1A 的肖特基二极管表面安装型版本 (例如 Microsemi 公司的 UPS120)。

BOOST 引脚的考虑

与 BOOST 引脚相连的电容器和二极管产生了一个高于输入电压的电压。在大多数场合，采用一个 $0.1\mu\text{F}$ 电容器和快速开关二极管 (例如 CMDSH-3 或 FMMD914) 将起到很好的作用。图 3 示出了升压电路的三种布置方法。BOOST 引脚电压必须比 SW 引脚电压高 2.5V 以上，以获得满效率。对于 3.3V 或更高的输出，标准电路 (图 3a) 是最佳选择。对于 2.8V 至 3.3V 的输出，应采用一个小肖特基二极管 (例如 BAT-54)。对于较低的输出电压，可将升压二极管连接至输入端 (图 3b)。图 3a 中的电路具有较高的效率，原因是 BOOST 引脚电流来自一个较低的电压源。最后，如图 3c 所示，升压二极管的正极可以连接至另一个电压至少为 3V 的电源。例如，如果您正在生成 3.3V 和 1.8V 电压，而且每当 1.8V 接通时 3.3V 也接通，则可将 1.8V 升压二极管连接至 3.3V 输出。无论在何种场合，您还必须确定 BOOST 引脚上的最大电压低于“绝对最大额定值”部分所规定的最大值。

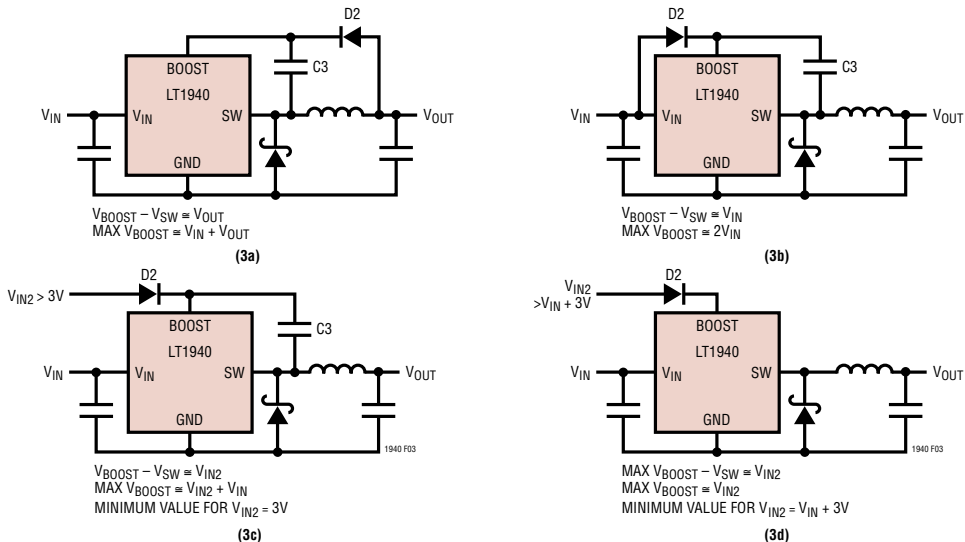


图 3：生成升压

应用信息

如图 3d 所示，升压电路也可以直接利用一个比输入电压高 3V 以上的 DC 电压来运行。当 V_{IN} 接入时，二极管被用来防止 LT1940 在 V_{IN2} 被保持于低电平时受损。该电路节省了多个元件 (两个 BOOST 引脚均可连接至 D2)。不过，这种布置有可能导致效率下降以及 LT1940 功耗的增加。而且，如果 V_{IN2} 未接入，则虽然 LT1940 仍将试图对输出进行稳压，但操作的效率非常低，且功耗很高，这是因为开关将不能饱和，从而在导通状态下使电压下降 1.5V 至 2V。

一个 LT1940 应用的最小输入电压受限于最小工作电压 ($<3.6V$) 以及上述的最大占空比。为了进行正确的启动，升压电路也对最小输入电压进行了限制。如果输入电压缓慢斜坡上升，或者 LT1940 在输出已经处于稳压状态的情况下利用其 RUN/SS 引脚来接通，则升压电容器有可能未被满充电。由于升压电容器是采用储存于电感器中的能量来进行充电的，因此，该电路将依靠某个最小负载电流来使升压电路正确运行。该最小负载电流将取决于输入和输出电压以及升压电路的布置。一旦电路起动，则最小负载通常变至零。“典型性能特征”部分给出了在 3.3V 和 5V 输出条件下，用于起动和运行的最小负载电流与输入电压的函数关系曲线图。在许多场合，放电输出电容器将向开关电源提供一个负载，从而使其能够起动。曲线图示出的是最坏情况，此时 V_{IN} 非常缓慢地斜坡上升。为了获得最低的启动电压，应采用一个肖特基二极管 (比如 BAT-54)。

频率补偿

LT1940 采用电流模式控制来对输出进行稳压。这简化了环路补偿。特别是 LT1940 并未出于稳定性考虑而对输出电容器的 ESR 有所要求，因此，您可以不受限制地采用陶瓷电容器来实现低输出纹波和小电路尺寸。

频率补偿由与 V_C 引脚相连的元件来提供。通常，接地的串联电容器和电阻器决定了环路增益。此外，还有一个数值较低的并联电容器。该电容器

虽然不是环路补偿的一部分，但它被用来滤除开关频率上的噪声。

环路补偿决定了稳定性和瞬态性能。补偿网络的设计稍微复杂一些，而且，最佳的元件值取决于应用 (特别是输出电容器的类型)。一种实用的方法是从本数据表所提供的与您的应用相类似的某种电路入手，并对补偿网络进行调整以优化性能。然后，应在所有的工作条件下 (包括负载电流、输入电压和温度) 检查稳定性。LT1375 的数据表对环路补偿做了更加全面深入的讨论，并说明了利用一个瞬态负载来进行稳定性测试的方法。

图 4 示出了 LT1940 控制环路的一个等效电路。误差放大器是一个具有有限输出阻抗的跨导放大器。由调制器、电源开关和电感器组成的电源部分被模拟为一个跨导放大器，它产生一个与 V_C 引脚上的电压成比例的输出电流。请注意，输出电容器对该电流进行积分，而 V_C 引脚上的电容器 (C_C) 则对误差放大器输出电流进行积分，从而在环路中产生两个极点。在大多数场合中都需要一个零点，该零点来自输出电容器 ESR 或一个与 C_C 相串联的电阻器。只要电感值不过大，而且环路交越频率远远低于开关频率，那么这种简单的模型就能够发挥良好的作用。在反馈分压器的两端布设一个相位超前电容器 (C_{PL}) 可以改善瞬态响应。

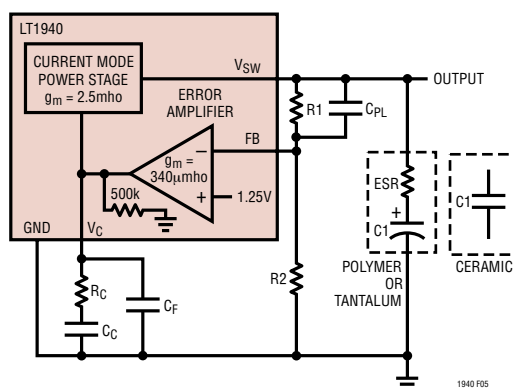


图 4：用于环路响应的模型

应用信息

软起动和停机

RUN/SS (运行/软起动) 引脚用于将各个开关稳压器和内部偏置电路置于停机模式。它们还提供了一种软起动功能。如需将其中任一稳压器关断,可利用一个开路漏极或集电极来把 RUN/SS 引脚拉至地。如果两个 RUN/SS 引脚均被拉至地,则 LT1940 进入停机模式,在该模式中,两个稳压器均被关断且静态电流降至约 $30\mu\text{A}$ 。内部 $2\mu\text{A}$ 电流源在每个 RUN/SS 引脚上执行上拉操作。如果其中任一 RUN/SS 引脚的电压达到 0.5V 左右,则内部偏置电路起动,且静态电流增加至约 3.5mA 。

如果在 RUN/SS 引脚与地之间连接了一个电容器,则内部上拉电流源将使该引脚上的电压斜坡上升。该电压对 V_C 引脚电压起到了箝位作用,从而限制了峰值开关电流以及启动期间的输入电流。软起动电容器的一个上佳的数值选择为 $C_{\text{OUT}}/10,000$, 其中, C_{OUT} 为输出电容器的电容值。

如果未使用停机功能,则可将 RUN/SS 引脚浮置。也可将它们连接在一起,并由一个电容器来提供软起动功能。内部电流源将把这些引脚充电至 2.5V 左右。

RUN/SS 引脚提供了一种软起动功能,该功能可在启动期间对流至电路的峰值输入电流加以限制。这有助于避免吸收超过输入电源供电能力的电流或在 LT1940 被使能时干扰输入电源。RUN/SS 引脚未提供一个至起动的准确延迟或输出电压的精确受控斜坡上升,此二者均取决于输出电容和负载电流。不过,如下文所述,可采用电源良好指示器来对两个输出进行排序。

电源良好指示器

PG 引脚是一个内部比较器的开路集电极输出。在 FB 引脚电压处于最终稳定电压的 10% 以内之前,PG 引脚将保持低电平。把 PG 引脚连接至任何具有一个上拉电阻器且将提供低于 $250\mu\text{A}$ 电流的电源。请注意,当 LT1940 被置于停机模式(两个 RUN/SS 引脚均位于地电位)时,该引脚将被开路,这与 FB 引脚上的电压无关。当 LT1940 被使能(任一 RUN/SS 引脚为高电平)且 V_{IN} 高于约 2.4V 时,电源

良好指示器有效。

输出排序

PG 和 RUN/SS 引脚可被用来对两个输出进行排序。图 5 示出了用于完成此项工作的多种电路。在每种场合中,通道 1 均首先起动。请注意,这些电路在启动期间对输出进行排序。当停机时,两个通道同时关断。

在图 5a 中, RUN/SS2 引脚上的一个较大的电容器使通道 2 产生一个相对于通道 1 的延迟。RUN/SS2 引脚上的软起动电容器的数值应至少是 RUN/SS1 引脚上的电容器的两倍。视每个通道上的输出电容和负载的不同,有可能需要一个更大的电容值比。在确定这些电容器的终值之前,一定要在系统中对电路进行测试。

图 5b 中的电路需要的元件最少,两个通道公用一个软起动电容器。通道 1 的电源良好比较器使通道 2 失效,直到输出 1 处于调节状态为止。

如需对通道 2 进行独立控制,则应采用图 5c 中给出的电路。RUN/SS1 引脚上的电容器小于 RUN/SS2 引脚上的电容器。这使得 LT1940 能够在 RUN/SS2 引脚电平变得足够高(以允许通道 2 起动开关操作)之前启动并使能其电源良好比较器。通道 2 只在其被使能且外部控制信号和输出 1 处于调节状态时才进行操作。

图 5a 中的电路将两个电源良好指示器均置于空闲状态。然而,图 5b 和 5c 中的电路具有另外一个优点。除了在启动时对两个输出进行排序之外,它们还可在输出 1 因短路或输入电压骤降的缘故而降至稳压范围之外的情况下使通道 2 失效。

最后需要了解的是,图 5d 中的电路不起作用,这是因为电源良好比较器在停机模式中是失效的。当通过拉低 RUN/SS1 引脚电压而将系统置于停机模式中时,输出 1 将走低,PG1 将拉低 RUN/SS2 引脚电压,且 LT1940 将进入其低电流停机状态。这将使 PG1 失效,而且, RUN/SS2 引脚电压将再次斜坡上升以使能 LT1940。电路将发生振荡并从输入吸取额外的电流。

典型应用

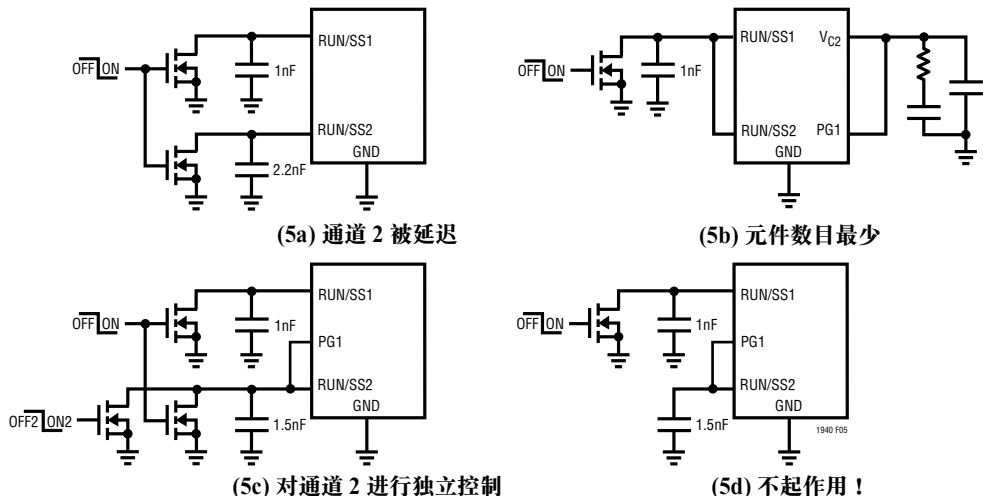


图 5：几种对两个输出进行排序的方法。通道 1 首先起动。

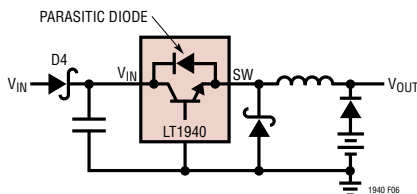


图 6：二极管 D4 用于防止一个短路输入对一个与输出端相连的后备电池进行放电。

短路输入保护

如果选择了合适的电感器而未发生过度饱和现象，则 LT1940 将容许一个短路输出。在那些当至 LT1940 的输入未接入时输出将被维持于高电平的系统中，还有另一种情形需要考虑。如果 V_{IN} 和其中一个 RUN/SS 引脚被允许浮置，则 LT1940 的内部电路将通过其 SW 引脚来获得其静态电流。如果您的系统能够在此状态下容许几个毫安的负载电流，则这样做不会有任何问题。当两个 RUN/SS 引脚均接地时，LT1940 进入停机模式，且 SW 引脚电流降至 $30\mu A$ 左右。然而，如果 V_{IN} 引脚在输出被维持于高电平的情况下接地，则 LT1940 内部的寄生二极管会通过 SW 引脚和 V_{IN} 引脚从输出吸取巨大的电流。一个与至 LT1940 的输入相串联的肖特基二极管将保护 LT1940 和系统免遭短路或反向输入的损坏。

PCB 布局

为了实现正确的操作并最大限度地降低 EMI，在印刷电路板 (PCB) 布局过程中必须谨慎。图 7 示出了降压型稳压器电路中的高 di/dt 通路。请注意电源开关、续流二极管以及输入电容器中的大开关电流。由这些元件所形成的环路应尽可能地小。这些元件以及电感器和输出电容器应置于电路板的同一侧，而且，它们的连接也应在该电路层上进行。在这些元件的下方布设一个局部的连续接地平面，并将该接地平面与系统地连接在一处，理想的位置是输出电容器 C2 的接地端。此外，应使 SW 和 BOOST 节点尽可能地小。图 8 示出了推荐的元件布局以及印制线和通孔的位置。

应用信息

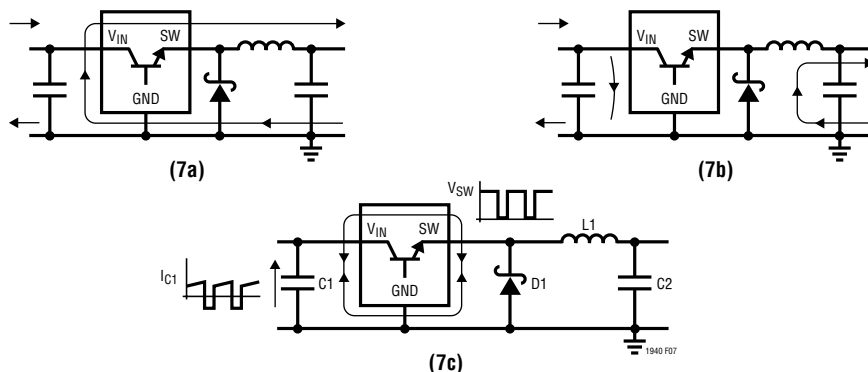


图 7：将开关接通时的电流 (a) 从开关断开时的电流 (b) 中减去即显示出高频开关电流的通路 (c)。应保持该环路的小型化。SW 和 BOOST 节点上的电压也将被转换；应使这些节点尽可能地小。最后，应确定该电路由一个局部接地平面进行了屏蔽处理。

热设计方面的考虑

PCB 也必须提供散热，以使 LT1940 保持低温状态。封装底部的裸露金属必须焊接至一个接地平面。应利用热通孔将这个地与位于其下方的其他铜层相连；这些铜层将对 LT1940 产生的热量散播开来。应在靠近续流二极管的地方布设额外的通孔。在顶层和底层上增加铜箔并利用通孔将该铜箔与内部平面相连能够进一步减小热阻。借助上述步骤，片 (或结点) 至环境热阻可减小至 $\theta_{JA} = 45^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。

其他功率元件 (续流二极管、升压二极管和电感器) 中的功耗会导致额外的铜温升并使 IC 所承受的环境温度进一步升高。请参见 LT1767 数据表中的“热考虑”部分。

单、低纹波 2.8A 输出

如果两个开关稳压器的输出被连接在一起并共用一个输出电容器，则 LT1940 可生成一个低纹波 2.8A 输出。通过把两个 FB 引脚和两个 V_C 引脚连接在一起，两个通道将共用负载电流。这种两相降压型稳压器具有多项优点。输入和输出端上的纹波电流有所减小，从而减小了电压纹波并允许使用体积较小、价格较为便宜的电容器。虽然需要两个电感器，但这两个电感器都将小于采用单相稳压器时所

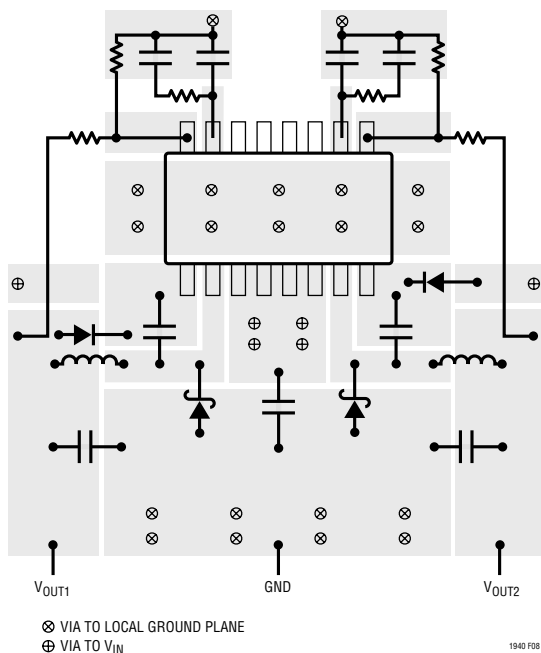


图 8：一个好的 PCB 布局可确保正确的低 EMI 操作

应用信息

需的电感器。当对电路有著严格的高度限制时，这一点可能是很重要的。“典型应用”部分示出了最大高度为1.4mm、1.8mm和2.1mm的电路。

关于两相电路有一项特殊的考虑。当输入电压与输出电压之差小于2.5V时，升压电路有可能阻碍两个通道共享电流。例如，若使通道1首先起动，它能够提​​供负载电流，而通道2从未接通足够的电流来使其升压电容器被充电。在这种场合，通道1将提供负载电流，直至其达到电流限值、输出电压下降并使通道2起动为止。解决方案是生成一个产生自任一SW引脚的升压电源，该电源将向两个BOOST引脚供电。“典型应用”部分所示的扁平、单输出5V至3.3V转换器说明了该解决方案的实现方法。

生成一个低于1.25V的输出

LT1940将其反馈引脚电压调节至1.25V。可采用两个电阻器来设置一个高于1.25V的输出。生成一个低于内部基准的输出电压通常较为困难，但是，如果其他输出高于1.25V，则LT1940能够容易地生成一个低于1.25V的输出电压。图9示出了实现方法。

必须高于1.25V的 V_{OUT1} 被用作连接在 V_{OUT2} 和FB2引脚之间的反馈分压器(R3和R4)的一个基准电

压。利用下列公式来计算电阻器阻值：

$$R2/R1 = V_{OUT1}/1.25V - 1$$

$$R4/R3 = (1.25V - V_{OUT2})/(V_{OUT1} - 1.25V)$$

R5用于防止流经R3和R4的电流在没有负载电流的情况下将 V_{OUT2} 拉至高电平。

$$R5 < (R3 + R4) V_{OUT2}/(V_{OUT1} - V_{OUT2}).$$

如果 V_{OUT1} 处于稳压范围之外(在启动期间或当其过载或短路时)，则 V_{OUT2} 将被调节至一个高于预定值的电压。为避免发生这种情况，来自通道1的电源良好输出(PG1)被连接至通道2的补偿引脚(V_{C2})。这将使通道2失效，直到 V_{OUT1} 处于调节状态为止。准确度良好，尤其是当 $R4/R3$ 之比很小时。

例如，当 $V_{OUT1} = 3.3V$ 且 $V_{OUT2} = 1.2V$ 时，应选择 $R1 = 10k$ 、 $R2 = 16.5k$ 、 $R3 = 10k$ 、 $R4 = 243\Omega$ 且 $R5 = 4.7k$ 。

凌特公司的其他出版物

应用指南AN19、AN35和AN44包含了用于降压型稳压器和其他开关稳压器的更为详细的描述和设计信息。LT1376的数据表对输出纹波、环路补偿和稳定性测试进行了更加广泛的讨论。“设计要点100”(DN100)说明了采用一个降压型稳压器来生成一个双(正和负)输出电源的方法。

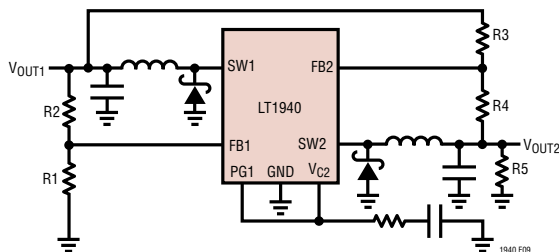
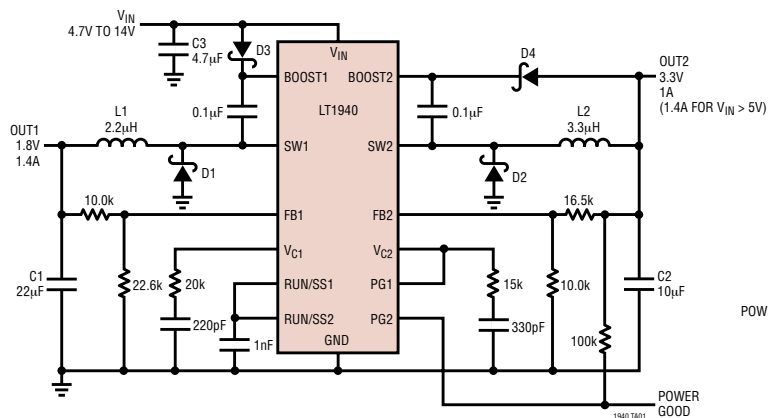


图9：在 V_{OUT1} 高于1.25V且 V_{OUT2} 低于1.25V的情况下可以采用该电路。

典型应用

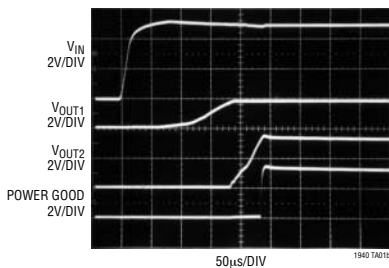
采用排序的 3.3V 和 1.8V 输出



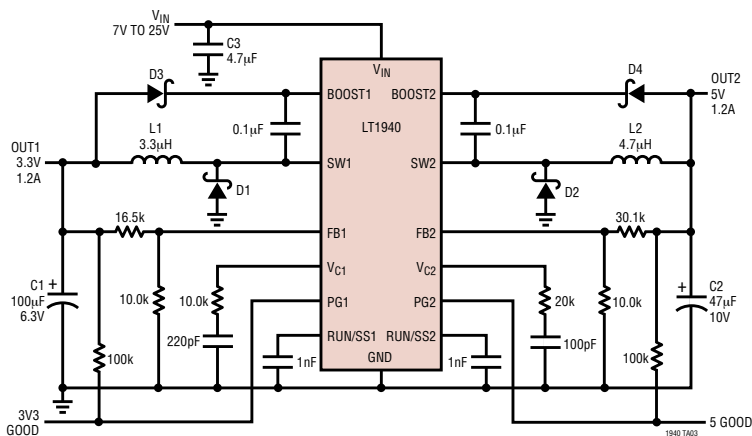
C1: TAIYO YUDEN JMK316BJ226ML
C2: TAIYO YUDEN JMK316BJ106ML
C3: TAIYO YUDEN EMK316BJ475ML

D1, D2: MICROSEMI UPS120
D3, D4: CENTRAL CMDSH-3
L1: SUMIDA CR43-2R2
L2: SUMIDA CR43-3R3

启动波形



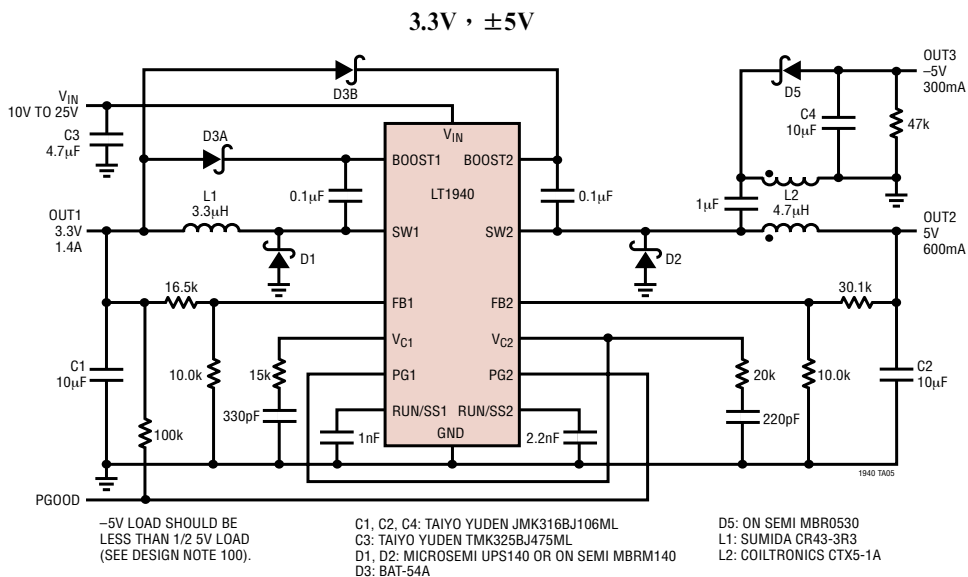
采用铝输出电容器的 5V/3.3V 输出



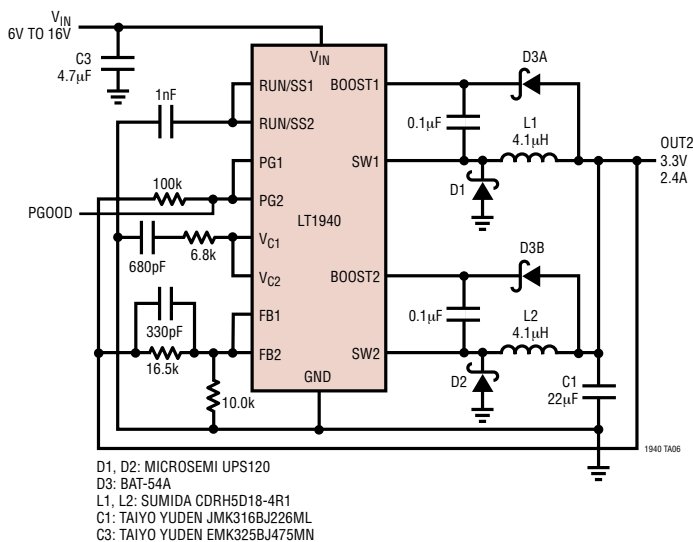
C1: AVX TPSC107M010R0150
C2: AVX TPSC476M010R0350
C3: TAIYO YUDEN TMK325BJ475ML

D1, D2: MICROSEMI UPS140 OR ON SEMI MBRM140
D3, D4: CENTRAL CMDSH-3
L1: SUMIDA CDRH4D28-3R3
L2: SUMIDA CDRH4D28-4R7

典型应用

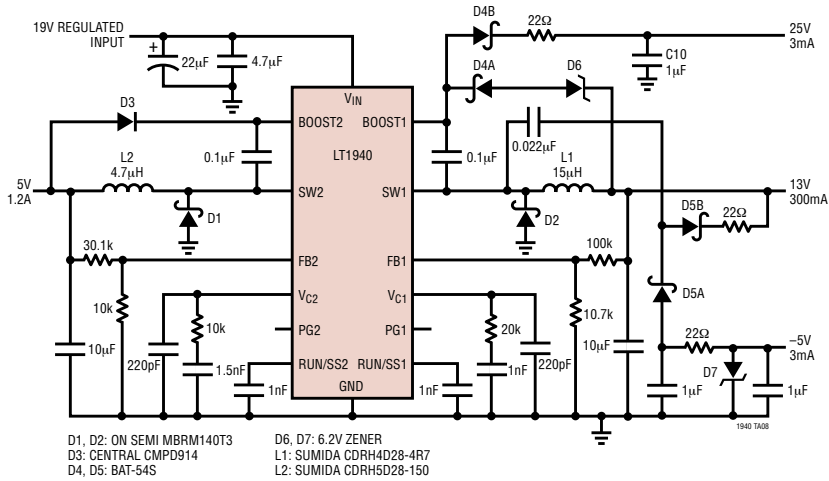


低纹波、扁平 12V 至 3.3V/2.4A 转换器 最大高度 = 2.1mm



典型应用

TFT LCD 电源



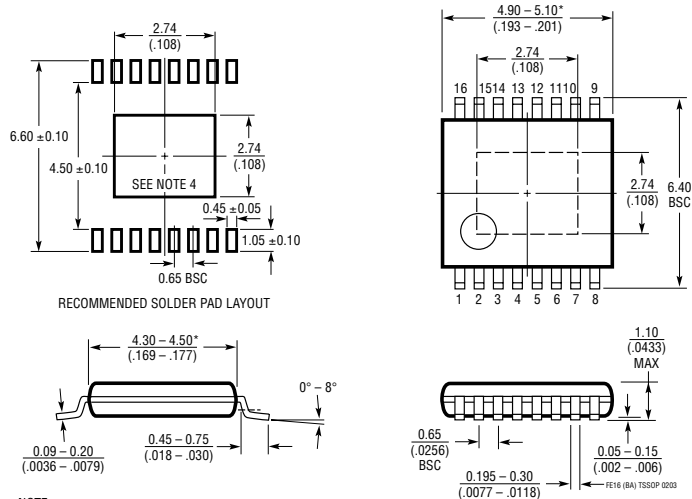
封装描述

FE 封装

16 引脚塑料 TSSOP (4.4mm)

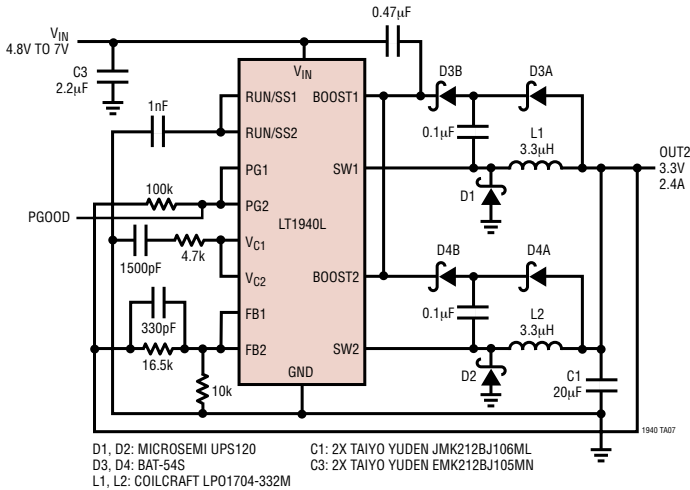
(参考 LTC DWG # 05-08-1663)

裸露衬垫变化版 BA



典型应用

低纹波、扁平 5V 至 3.3V/2.4A 转换器最大高度 = 1.4mm



相关器件

器件型号	描述	备注
LT1765	25V, 2.75A (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} : 15μA, S8 封装, 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)} : 1.2V, I _Q : 2.5mA, I _{SD} : 25μA, TSSOP16/TSSOP16E 封装
LT1767	25V, 1.2A (I _{OUT}), 1.25MHz, 高效降压型 DC/DC 转换器	V _{IN} : 3V 至 25V, V _{OUT(MIN)} : 1.2V, I _Q : 1mA, I _{SD} : 6μA, MS8 封装, MS8E 封装
LT1944	双输出 350mA I _{SW} , 恒定关断时间, 高效升压型 DC/DC 转换器	V _{IN} : 1.2V 至 15V, V _{OUT(MAX)} : 34V, I _Q : 20μA, I _{SD} : <1μA, MS 封装
LT1944-1	双输出 150mA I _{SW} , 恒定关断时间, 高效升压型 DC/DC 转换器	V _{IN} : 1.2V 至 15V, V _{OUT(MAX)} : 34V, I _Q : 20μA, I _{SD} : <1μA, MS 封装
LT1945	双输出, 正/负, 350mA I _{SW} , 恒定关断时间, 高效升压型 DC/DC 转换器	V _{IN} : 1.2V 至 15V, V _{OUT(MAX)} : ±34V, I _Q : 20μA, I _{SD} : <1μA, MS 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)} : 1.2V, I _Q : 2.5mA, I _{SD} : 25μA, TSSOP16/TSSOP16E 封装
LTC3407	双 600mA, 1.5MHz, 同步降压型稳压器	V _{IN} : 2.5V 至 5.5V, V _{OUT(MIN)} : 0.6V, I _Q : 40μA, MSE 封装
LTC3411	1.25A (I _{OUT}), 4MHz, 同步降压型 DC/DC 转换器	V _{IN} : 2.5V 至 5.5V, V _{OUT(MIN)} : 0.8V, I _Q : 60μA, I _{SD} : <1μA, MS 封装
LTC3412	2.5A (I _{OUT}), 4MHz, 同步降压型 DC/DC 转换器	V _{IN} : 2.5V 至 5.5V, V _{OUT(MIN)} : 0.8V, I _Q : 60μA, I _{SD} : <1μA, TSSOP16E 封装
LT3430	60V, 2.75A (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} : 25μA, TSSOP16E 封装
LTC3701	两相, 双通道, 500kHz, 恒定频率, 电流模式, 高效降压型 DC/DC 控制器	V _{IN} : 2.5V 至 10V, V _{OUT(MIN)} : 0.8V, I _Q : 460μA, I _{SD} : 9μA, SSOP-16 封装