

SOT-23封装1MHz降压式 直流-直流变换器

特点

- 微型5引脚SOT-23封装
- 采用微型电容器和电感器
- 高开关频率：1MHz
- 大输出电流：500mA
- 内部开关低导通电阻 ($R_{DS(ON)}$)：0.28 Ω
- 高效率：高达94%
- 电流型工作方式，提供优良的电源和负载瞬态响应
- 短路保护
- 低静态电流：135 μA
- 低压差工作：100%占空比
- 极低的停机电流： $I_Q < 1 \mu A$
- 电感器峰值电流与电感值无关
- 输出电压范围：1.25V至5V

应用

- PDA和掌上电脑
- 数码相机
- 移动电话
- 便携媒体播放机
- PC插板
- 手提设备

描述

LTC[®]1701 是业界首款5引脚SOT-23封装电流型降压式直流-直流变换器。它适用于中小功率场合，输入电压为2.5V至5.5V，开关频率在1MHz，采用低成本、高度小于2mm的微型电感器和电容器，输出电压1.25V至5V可调。内部开关导通电阻0.28 Ω 允许输出电流高达0.5A时仍可保持高效率，通过OPTI-LOOP[™]补偿使瞬态响应在宽负载和宽输出电容器范围内可达到最佳。

LTC1701在负载电流降低到连续工作方式所需电流以下时，自动进入Burst Mode[™]突发节电工作方式，以降低栅极电荷损耗。在空载时，变换器功耗电流仅135 μA 。在停机方式，变换器功耗电流低于1 μA ，因而非常适合电流敏感场合。

由于内部P沟道MOSFET开关管以低压差方式连续导通，从而最大限度地延长了电池寿命。另外，小体积和高频率使整个直流-直流变换器占印制线路板（PCB）面积不足0.3平方英寸。

 LTC和LT是凌特公司的注册商标。
Burst Mode 和 OPTI-LOOP 是凌特公司的商标。

典型应用

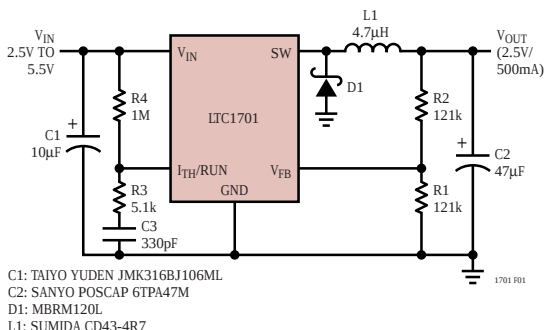
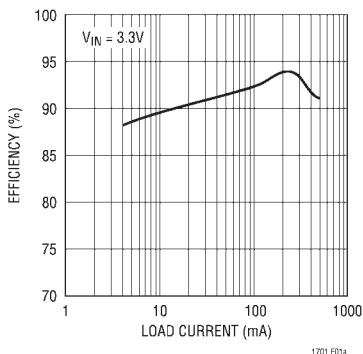


图1：2.5V/500mA降压式开关稳压器

效率曲线图

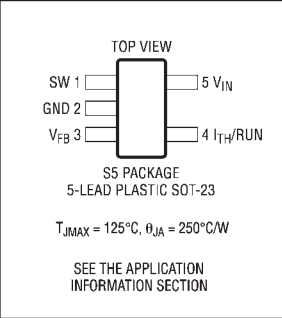


绝对最大额定值 (注1)

(所有电压值均相对地)

V_{IN} 电压 (引脚5)	-0.3V 至 6V
I_{TH}/RUN 电压 (引脚4)	-0.3V 至 3V
V_{FB} 电压 (引脚3)	-0.3V 至 3V
$V_{IN}-SW$ (最大开关电压)	-0.3V 至 8.5V
工作温度范围 (注2)	-40°C 至 85°C
结温 (注5)	125°C
贮存温度范围	-65°C 至 150°C
引脚温度 (焊接时间10秒)	300°C

封装 / 订购信息

	产品型号
	LTC1701ES5
	S5型号标记
	LTKG

关于工业级器件，请咨询凌特公司。

电 特 性 凡标注●技术指标均适合全部工作温度范围，否则仅指环境温度 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 时的技术指标。输入电压 $V_{IN} = 3.3\text{V}$ 、 $R_{ITH/RUN} = 1\text{M}\Omega$ （由 V_{IN} 至 I_{TH}/RUN 引脚），除非另外规定。（注2）

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
V_{IN}	电压工作范围		2.5		5.5	V
I_{FB}	反馈引脚输入电流	(注3)			± 0.1	μA
V_{FB}	反馈电压	(注3) ●	1.22	1.25	1.28	V
$\Delta V_{LINE\ REG}$	基准电压电源调整	$V_{IN} = 2.5$ 至 5V (注3)		0.04	0.1	%/V
$\Delta V_{LOAD\ REG}$	输出电压负载调整	在伺服环测量， $V_{ITH} = 1.5\text{V}$ (注3) 在伺服环测量， $V_{ITH} = 1.9\text{V}$ (注3)		0.01	0.70	%
	输入电源直流电流 (注4)					
	正常工作方式	$V_{FB} = 0\text{V}$		185	300	μA
	休眠方式	$V_{FB} = 1.4\text{V}$		135	200	μA
	停机方式	$V_{ITH/RUN} = 0\text{V}$		0.25	1	μA
$V_{ITH/RUN}$	开启门限为高电平 开启门限为低电平	$I_{TH/RUN}$ 逐渐下滑 $I_{TH/RUN}$ 逐渐上升		1.4	1.6	V
			0.3	0.6		V
$I_{ITH/RUN}$	引脚上拉电流	$V_{ITH/RUN} = 1\text{V}$	50	100	300	μA
$I_{SW(PEAK)}$	开关管峰值电流门限	$V_{FB} = 0\text{V}$	0.9	1.1		A
$R_{DS(ON)}$	开关管通态电阻	$V_{IN} = 5\text{V}$, $V_{FB} = 0\text{V}$ $V_{IN} = 3.3\text{V}$, $V_{FB} = 0\text{V}$ $V_{IN} = 2.5\text{V}$, $V_{FB} = 0\text{V}$		0.28 0.30 0.35		Ω
$I_{SW(LKG)}$	开关管漏电流	$V_{IN} = 5\text{V}$, $V_{ITH/RUN} = 0\text{V}$, $V_{FB} = 0\text{V}$		0.01	1	μA
t_{OFF}	开关管关断时间		400	500	600	ns

注1：绝对最大额定值是指超过这个临界值，器件寿命可能降低。

注2：LTC1701E保证满足0°C至70°C温度下的技术指标；在-40°C至85°C温度下的技术指标，则靠设计、特性和相关的统计过程控制加以保证。

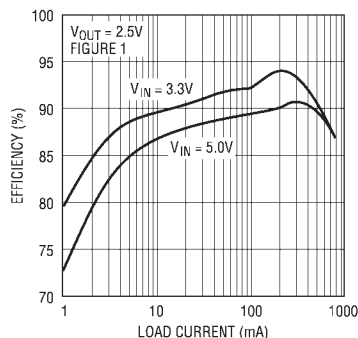
注3：在反馈环路进行LTC1701测试，其引脚 V_{FB} 接至误差放大器的中点，且未接入 $R_{ITH/RUN} = 1\text{M}\Omega$ ($V_{ITH} = 1.7\text{V}$ ，除非另外规定)。

注4：由于内部MOSFET栅极充电电荷以开关频率传送，故动态电源电流比较大。

注5：按下述公式由环境温度 T_A 和功耗 P_D 计算 T_J ：
$$T_{J1701ES5}: T_J = T_A + (P_D \cdot 250^\circ\text{C/W})$$

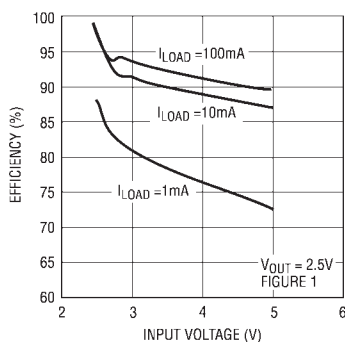
典型性能特点

效率与负载电流关系曲线



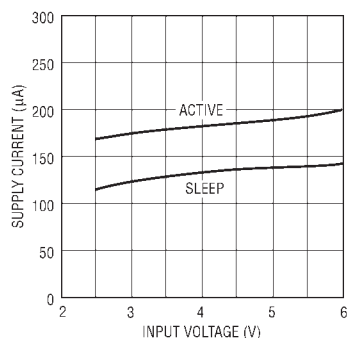
1701 • G01

效率与输入电压关系曲线



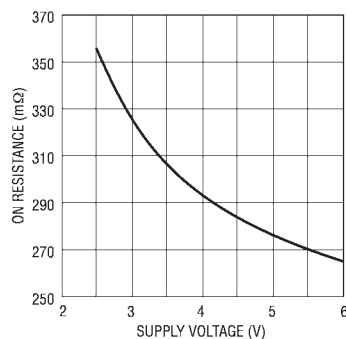
1701 • G02

直流电源电流与输入电压关系曲线



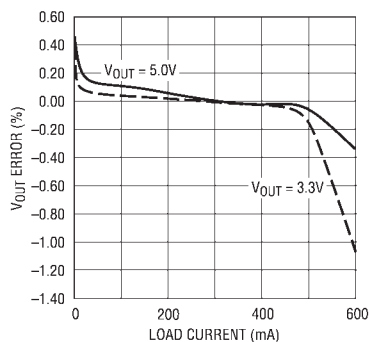
1701 • G03

开关管导通电阻与电源电压关系曲线



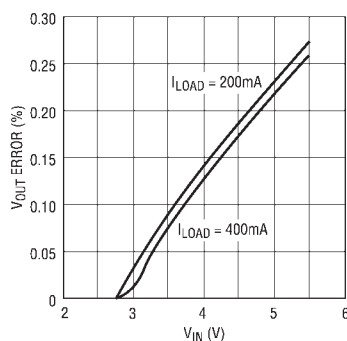
1701 • G04

负载调整特性曲线



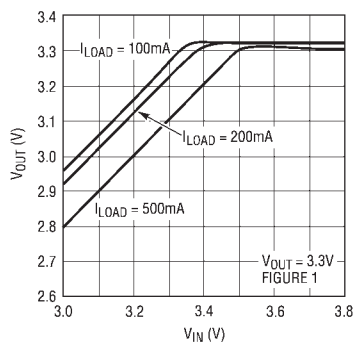
1701 • G05

电源调整特性曲线



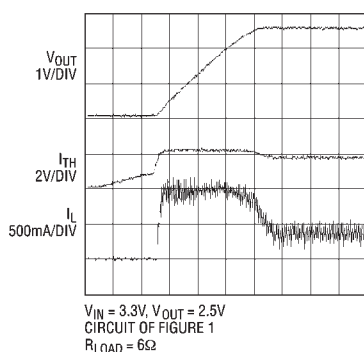
1701 • G06

低压差特性曲线



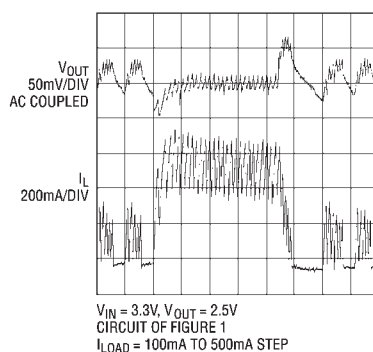
1701 • G07

启动特性曲线



1701 • G08

瞬态响应曲线



1701 • G09

引脚功能

SW (引脚1) : 指开关管到电感器的连接点。此引脚电压变化范围是从输入电压 V_{IN} 至外接肖特基二极管正向导通压降。肖特基二极管的负极必须靠近此引脚。

GND (引脚2) : 接地引脚。连接输出电容器 C_{OUT} 的负极、肖特基二极管和输入电容器 C_{IN} 的负极。

V_{FB} (引脚3) : 接收输出电压经外部分压电阻分压后的反馈电压。此引脚标称电压为1.25V。

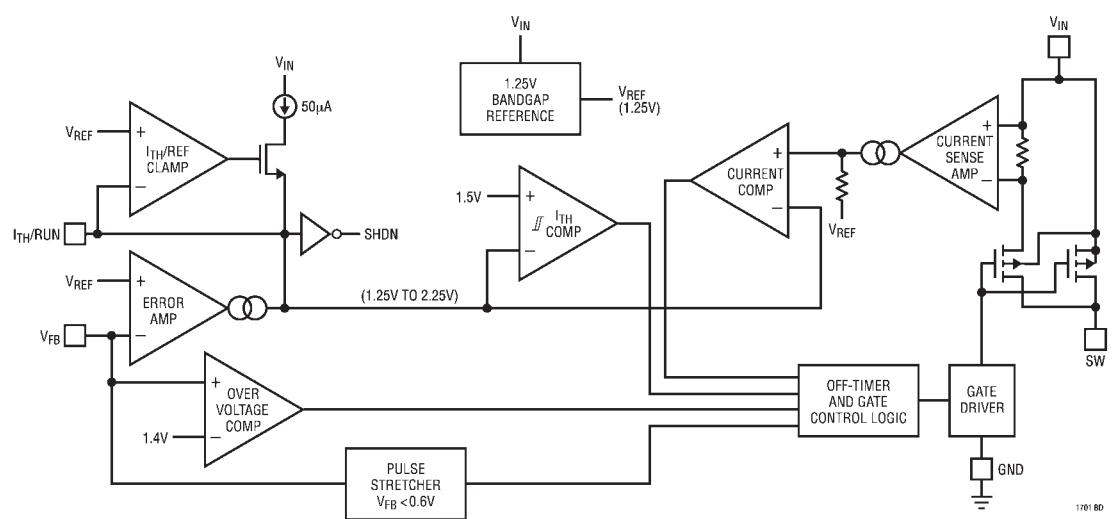
I_{TH}/RUN (引脚4) : 此引脚为误差放大器补偿端与运行控制输入端的公共引脚。电流比较器门限随此引脚电压的升高而升高。此引脚标准电压范围为1.25V至2.25V。强制此引脚电压低于0.8V可使变换器停机。在停机状态时，所有功能都被禁止。

V_{IN} (引脚5) : 主电源引脚，也是电流比较器的(+)输入端，此引脚必须靠近接地的去耦电容器。

引脚极限参数表

引脚	名称	说明	正常工作 (V)			绝对最大额定值 (V)	
			最小	典型	最大	最小	最大
1	SW	开关节点	-0.3		V_{IN}	$V_{IN} - 8.5$	$V_{IN} + 0.3$
2	GND	接地引脚		0			
3	V_{FB}	输出反馈引脚	0	1.25	1.35	-0.3	3
4	I_{TH}/RUN	误差放大器补偿与运行引脚	0		2.25	-0.3	3
5	V_{IN}	主电源	2.5		5.5	-0.3	6

功能框图



工作原理

LTC1701 采用恒定的关断时间和电流型工作方式。其工作频率由关断时间和输入电压 (V_{IN}) 与输出电压 (V_{OUT}) 的差值决定。为使效率最佳, LTC1701 在连续方式和Burst Mode™ 突发方式之间自动切换。

输出电压由返回到 V_{FB} 引脚的外部分压电阻器决定。误差放大器将此经过分压的输出电压与1.25V基准电压相比较, 从而适当地调节电感器的峰值电流。

主控制环路

在正常工作方式下, 当 V_{FB} 引脚电压低于基准电压时, 内部P沟道MOSFET 导通。流过电感器和负载的电流增大, 一直到达限流值。这时开关关断, 并且电感器中储存的能量通过外部肖特基二极管给负载续流, 经过一个稳定的关断时间之后, 开关重新导通及重复周期。

电感器的峰值电流由 I_{TH}/RUN 引脚电压控制, 此引脚是误差放大器的输出端。该放大器将 V_{FB} 引脚电压与1.25V基准电压比较, 当负载电流上升时, V_{FB} 的电压降低到略微低于基准电压, 这使得 I_{TH}/RUN 引脚电压上升, 直到电感器平均电流值与新的负载电流相匹配。

将 I_{TH}/RUN 引脚接地可使主控制环路停机, 当此

引脚释放后, 通过外部电阻器给补偿电容器充电, 当 I_{TH}/RUN 引脚电压达到0.8V时, 主控制环开始工作, 及误差放大器驱动 I_{TH}/RUN 引脚, 通过使 I_{TH}/RUN 引脚电压逐渐升高可实现软启动 (见 "应用信息" 一节)。

低电流工作

当负载相对很轻时, LTC1701 自动进入Burst Mode™ 工作方式, 这时内部PMOS开关管根据负载需要间歇工作。当输出电压达到预期稳压值时, 主控制环路停止工作。当 I_{TH}/RUN 电压低于1.5V时, 迟滞电压比较器输出跳变, 使开关管截止, 并降低功耗。这时输出电容器和电感器向负载供电, 直到输出电压稍微下降, 并且使 I_{TH}/RUN 引脚电压超过1.5V为止, 这时开关管导通, 主控制环路工作, 下一周期开始。

低压差工作

低压差工作时, 只要LTC1701的 V_{IN} 与 V_{OUT} 处于低压差工作状态, 内部P沟道MOSFET就连续导通 (100% 占空比)。由于LTC1701没有欠压锁定功能, 应注意在 $V_{IN} < 2.5V$ 时使LTC1701 停机。

应用信息

LTC1701的基本应用电路如图1所示。外部元件选择视负载需要而定, 并且首先选择 L_1 , 当 L_1 选定后, 肖特基二极管 D_1 及 C_{IN} , C_{OUT} 即可依次选定。

电感值L的选择和工作频率

工作频率由 V_{IN} , V_{OUT} 和大约500ns的固定关断时间共同确定。工作频率可由下式完整表示为:

$$f_0 = \left(\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN} + V_D} \right) \left(\frac{1}{T_{OFF}} \right)$$

虽然电感器并不影响工作频率, 但是电感值却直接影响纹波电流。电感器的纹波电流 ΔI_L 随电感值的增大而减小, 随 V_{IN} 或 V_{OUT} 的增大而增大:

$$\Delta I_L = \left(\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{fL} \right) \left(\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_D} \right)$$

应用信息

其中 V_D 是输出肖特基二极管正向导通压降。

接受较大的 ΔI_L 值允许使用低电感值，但同时会导致输出纹波电压和磁芯损耗增大。合理的启动纹波电流应设置为 $\Delta I_L = 0.4A$ 。

电感值对低电流工作也有影响。低电感值(ΔI_L 较高)使得在较重负载电流时进入Burst Mode™工作方式，这使得在低电流的上限工作时效率降低。在Burst Mode™方式下，较低的电感值会使突发频率降低。

电感器磁芯的选择

当电感值L确定后，必须选择电感器的类型。一般来说，电感器中存在两种损耗——磁芯损耗和铜损耗。

磁芯损耗由纹波电流的峰-峰值和磁芯材质决定，但它与磁芯的物理尺寸无关。如果加大电感量，可降低电感器上的纹波电流峰-峰值，因而可减少磁芯损耗。但是，加大电感量需要更多的线圈匝数，所以会加大铜损。

高效率的变换器一般不能承受廉价铁粉芯的高损耗，必须用价格较高的铁氧体、坡莫合金或Kool M μ ®磁芯。铁氧体的磁芯损耗较低，所以非常适合在高频工作。铁氧体磁芯饱和特性很“硬”，这意味着一旦超过电感器的设计电流峰值，电感值会急剧折回。这会使电感器上的纹波电流突然上升，输出纹波电压也随之增大。注意不要使磁芯饱和！

坡莫合金(Magnetics公司生产)是一种用于环形磁芯并非常好的低损耗磁芯材料，但其价格比铁氧体磁芯要贵。作为合理权衡，可采用同一公司的Kool M μ 磁芯。环形磁芯充分利用空间，尤其是当使用几层线圈时更是如此。由于它一般没有骨架，所以装配有一定难度，但是可采用表面贴装设计，这不会显著提高安装后的磁芯高度。

箝位二极管的选择

如图1所示，箝位二极管D1在MOSFET关断期间

导通，为使二极管的峰值电流和平均功率损耗不超过其额定值，对它们进行适当的规定是非常重要的。

箝位二极管的损耗由其正向导通压降和开关时间决定，所以肖特基二极管因其导通压降低和开关时间快成为极好的选择。

由于箝位二极管在关断期间传送负载电流，所以二极管电流平均值由开关占空比决定。当输入电压较高时，二极管在大部分时间内导通；而当 V_{IN} 接近 V_{OUT} 时，二极管只在很小部分时间导通。二极管在最紧张的情况是稳压器输出端对地短路。

在短路情况下($V_{OUT} = 0V$)，二极管必须安全承受占空比接近100%时的短路电流 $I_{SC(PK)}$ 。在正常负载情况下，二极管上平均电流可简单表示为：

$$I_{DIODE(ave)} = I_{LOAD(ave)} \left(\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN} + V_D} \right)$$

切记要使引线尽量短并正确接地（见“印制板布线考虑”一节），以避免噪声影响和增加功率损耗。

二极管的允许正向压降可由最大短路电流按下式计算：

$$V_D \approx \left(\frac{P_D}{I_{SC(ave)}} \right) \left(\frac{V_{IN} + V_D}{V_{IN}} \right)$$

这里 P_D 为二极管允许功耗，它由效率和/或温度要求决定（见“对效率的考虑”一节）。

大多数LTC1701的电路适合采用MBR0520L或MBRM120L。只要输出不连续短路， $I_{OUT(MAX)} \leq 500mA$ 时，最好选择MBR0520L。

输入电容器(C_{IN})的选择

在连续工作模式下，这种变换器的输入电流是占空比近似为 V_{OUT}/V_{IN} 的方波。为防止过大的瞬态电

Kool M μ 是Magnetics公司的注册商标。

应用信息

压，必须采用适合最大RMS电流要求的低等效串联电阻（ESR）输入电容器，电容器上最大RMS电流由下式给出：

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

其中最大平均输出电流 I_{MAX} 等于峰值电流（1A）减去纹波电流峰-峰值的一半， $I_{MAX} = 1 - \Delta I_L / 2$ 。

此公式在 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 时具有最大值，这时 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ 。通常习惯了在这种最坏的条件下设计，因为即使出现明显偏差也不会有很大影响。值得注意的是电容器生产厂家给出的纹波电流额定值通常仅以2000小时寿命为基础。所以建议在选择电容器时，降低额定值使用或选择高于要求额定温度的电容器，也可以采用几只电容器并联起来以满足对尺寸和高度的设计要求。为了对高频去耦，还建议在输入端附加一个0.1 μF 至 1 μF 的陶瓷电容器。

输出电容器（ C_{OUT} ）的选择

输出电容器（ C_{OUT} ）的选择由ESR要求决定。只要能满足ESR要求，一般对滤波的要求都能满足。输出纹波电压（ ΔV_{OUT} ）由下式决定：

$$\Delta V_{OUT} \approx \Delta I_L \left(ESR + \frac{1}{8fC_{OUT}} \right)$$

其中 f 为工作频率， C_{OUT} 为输出电容值，及 ΔI_L 为电感器的纹波电流。当 $\Delta I_L = 0.4I_{OUT(MAX)}$ 时，只要如以下情况，输出纹波电压就小于100mV：

$$ESR_{COUT} < 100m\Omega$$

当 C_{OUT} 的ESR满足要求，RMS电流额定值通常会远远超过对 $I_{RIPPLE(P-P)}$ 的要求。

如果 C_{OUT} 电容值过小，输出纹波则在低频时会足够大地使 I_{TH} 比较器跳变，这样使LTC1701从正常连续方式工作进入Burst Mode™工作方式，在电感值较

低时，通过提高频率可以改善这种作用。

在表面贴装的应用中，必须多只电容器并联才能满足对电容值、ESR或RMS电流的应用要求。铝电解电容器和干式钽电容器都可用于表面贴装工艺。在钽电容器用到开关电源时，最重要的是进行浪涌测试。最好选择AVX TPS，AVX TPSV 和KEMET T510系列的表面贴装钽电容器，其高度在2mm至4mm范围内，也可采用其它类型的电容器，如Nichicon PL系列，Sanyo POSCAP和Panasonic SP。

陶瓷电容器

现在已有的小尺寸陶瓷电容器朝著大电容值、低成本方向改进，因为其ESR很小，所以在开关稳压器应用中很受欢迎，但是，ESR过小会带来环路稳定性问题。固体钽电容器ESR在5kHz至50kHz之间产生一个环路“零点”，这有助于给出一个可接受的环路相位裕量。而陶瓷电容器在300kHz以上时仍然呈容性，并且常常在ESR作用尚不明显时与其等效串联电感（ESL）产生谐振。同时，陶瓷电容器受温度影响较大，因而设计者需要在整个工作温度范围检查其环路稳定性。

由于以上原因，大多数输入、输出电容器出于对稳定性的考虑应采用钽电容，并且与0.1 μF 至 1 μF 的陶瓷电容器并联以保证高频去耦。当输入、输出电容只采用陶瓷电容器时，设计应十分小心。OPTI-LOOP™ 补偿对各种输出电容器，包括低ESR陶瓷电容器都可保证最佳的瞬态响应。

输出电压的设置

如图2所示，LTC1701 在 V_{FB} 反馈引脚与信号地之间产生一个1.25V电压。输出电压由电阻分压器按如下公式设定：

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

为避免噪声干扰，可在靠近LTC1701的 $R1$ 两端并联一只5pF左右的电容器。但是，负载的阶跃响应速度会

应用信息

由于增加这一电容器而降低。PCB布线良好时可不需该电容器。应该非常注意使 V_{FB} 印制线远离噪声源,例如电感器或SW引线。

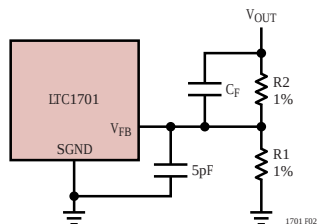


图2：设置输出电压

瞬态响应

OPTI-LOOP™补偿在很宽的负载和输出电容器范围内对瞬态相应优化。 I_{TH} 引脚不仅可优化环路控制性能,而且还可为直流耦合和交流滤波的闭环响应提供测试点。该测试点的直流阶跃、上升时间和调节时间真实反映了闭环响应。假设控制是二阶主导系统,则相位裕量和/或阻尼系数都可在该引脚观察到的超调量百分比估计得出。通过测量上升时间也可估计出系统带宽。

图1示出的 I_{TH} 引脚的外部元件可为多数应用提供一个适当的范例。 R_3 - C_3 串联滤波器决定闭环的主导零极点补偿。当最终PCB板布线及具体输出电容器类型和数值确定后,可微调 R_3 和 C_3 （从其建议值的0.5到2倍）来优化瞬态响应。应该选择所需要的输出电容器,因为不同类型的电容器和不同的电容值决定环路反馈增益和相位。幅度为满载电流的20%至100%、上升时间为1 μ s至10 μ s的输出电流脉冲,将会在输出电压和 I_{TH} 引脚产生波形,该波形用来在不破坏反馈环路的情况下检查总体闭环稳定性。

由于初始输出电压阶跃可能不在反馈环路的带宽之内,所以不能通过标准的2阶超调/直流电压比来确定相位裕量。环路增益随 R_3 增加,而环路带宽随 C_3 降低而增加。如果 R_3 增加的倍数与 C_3 降低的倍数相等,零点频率则不变,因而在闭环系统最重要的

频率范围内相位保持不变。另外,增加前馈电容器 C_F 可改善高频响应,如图2所示。电容器 C_F 与 R_2 形成一高频“零点”,使相位超前,从而增加了相位裕量。

输出电压调节特性与闭环系统的稳定性有关,并反映了实际电源总体性能。欲了解优化补偿元件的详细过程,包括控制理论的有关概述,请见应用指南76 (Application Note 76)。

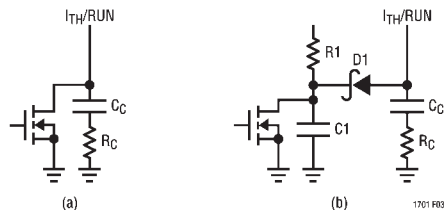
RUN功能

I_{TH}/RUN 引脚是一种双功能引脚,它提供环路补偿并使LTC1701停机,还可实现软启动。软启动使内部电感器峰值电流逐渐升高,从而降低 V_{IN} 浪涌电流,电源的开通时序也利用此引脚实现。

图1所示外部电容器 C_3 需要外接上拉电阻器给其充电。通常 V_{IN} 与 I_{TH}/RUN 引脚之间接一只1M Ω 电阻器。LTC1701当其 I_{TH}/RUN 引脚电压达到0.8V左右时开始工作,这时误差放大器将 I_{TH}/RUN 引脚上拉到1.25V至2.25V的正常工作范围。

LTC1701在启动期间对 I_{TH}/RUN 引脚逐渐提升电压可实现软启动,如图3(b)所示。由于 I_{TH}/RUN 引脚电压在其工作范围内逐渐提升,所以其内部峰值限流也按照一定的比率线性上升。

在正常工作期间 I_{TH}/RUN 引脚电压会因负载电流的不同在1.25V至2.25V之间变化。将 I_{TH}/RUN 引脚电压拉到0.8V以下,就使LTC1701进入低静态电流停机方式($I_Q < 1 \mu A$)。此引脚可直接由图3(a)所示的逻辑信号驱动。

图3： I_{TH}/RUN 引脚连接图

应用信息

对效率的考虑

开关稳压器的百分比效率等于输出功率除以输入功率再乘以100%。一般来说,分析具体元件损耗对确定效率的限制因素和提高效率的最佳方法是很实用的。百分比效率可表示为:

$$\% \text{效率} = 100\% - (L1 + L2 + L3 + \dots)$$

其中L1, L2分别指个别元件损耗占输入功率的百分比。

虽然所有电路中元件都产生损耗,但在LTC1701电路中通常考虑以下四项主要损耗:(1) V_{IN} 输入电流损耗;(2) 开关损耗;(3) I^2R 损耗;(4) 肖特基二极管损耗。

1. V_{IN} 输入电流是指除去MOSFET驱动电流和控制电流之外的电特性表中给出的直流电源电流。这项损耗所占比例很小(<0.1%),它随 V_{IN} 电压的增大而增大,即使在空载时也是如此。
2. 开关电流是指内部MOSFET驱动电流与控制电流之和。MOSFET驱动电流是由功率MOSFET管栅极电容的切换产生的。MOSFET栅极电压每次由低到高再由高到低的切换,都会有一些电荷 dQ 从 V_{IN} 转移到地。从 V_{IN} 输出的电流 dQ/dt 通常比控制电路电流大得多。在连续工作模式下, $I_{GATECHG} = f \cdot Q_P$, 这里 Q_P 是内部MOSFET的栅极充电电荷。
3. I^2R 损耗可从MOSFET的直流导通电阻和电感器的内阻推算出。在连续工作模式下,平均输出电流持续流过电感L,在内部高端的MOSFET与肖特基二极管之间则"轮流导通"。当输入电压降低时,开关管导通电阻变大,开关导通时间因占空比的加大而延长,所以开关损耗成为主要损耗。使用较大电感有利于减小这种开关损耗。当输入电压提高时,损耗与负载成比例。 I^2R 损耗在输出电流较大时会使效率降低。
4. 在输出电流较大时肖特基二极管损耗则成为主要功耗,尤其在低输出电压时更是如此。二极管损

耗可通过其正向导通电压乘以占空比和乘以负载电流计算得出。

在便携式系统中“隐性”损耗(如铜印制线和电池内阻)也会使效率下降。在设计中必须将这些“系统”损耗考虑在内。当确保 C_{IN} 存储的电荷足够多,并且在一定开关工作频率下ESR很小时,可使电池内阻和熔断器内阻引起的损耗减至最小。其它损耗包括肖特基二极管的死区导通损耗和电感器的磁芯损耗等,通常总计不超过总损耗的2%。

对散热的考虑

在环境温度很高时,器件对电源的控制能力受结温最大额定值的限制(125°C)。所以应认真考虑芯片结温到外壳的所有热阻,其它固定在周围的热源也要考虑。

对表面贴装器件,可利用PCB及其铜印制线的热传导能力进行散热。还可利用加厚的铜板和通孔焊盘来散发功率器件产生的热量。

下表列出了不同的板面积和铜箔面积的PCB的热阻。所有测试都是在无风条件下及对1盎司铜箔的3/32" FR-4 板进行的。

表1: 热阻的测量值

铜箔面积 (mm ²)		PCB面积 (mm ²)	热阻 θ_{JA} (°C/W)
顶层*	底层		
2500	2500	2500	125
1000	2500	2500	125
225	2500	2500	130
100	2500	2500	135
50	2500	2500	150

*器件安装在顶层。

结温计算

在大多数应用中,LTC1701由于其高效率,所以不会消耗很多能量,但如果开关稳压器以高占空比工作,或开关稳压器的开关管连续导通(即直流工

应用信息

作) 在低压差方式, 就应该做热量分析。热量分析的目标是确定稳压器的功耗是否使其超过绝对最大结温。上升温度可由下式给出:

$$T_{RISE} = P_D \cdot \theta_{JA}$$

其中 P_D 是稳压器功耗, θ_{JA} 是从芯片结温到环境温度间的热阻。

结温由下式计算:

$$T_J = T_{RISE} + T_{AMBIENT}$$

例如, 考虑 LTC1701 在低压差状态, 输入电压为 3.3V, 负载电流为 0.5A。P 沟道开关管的导通电阻约为 0.30Ω , 因此该器件的功耗为:

$$P_D = I^2 \cdot R_{DS(ON)} = 75\text{mW}$$

SOT 封装结点到外壳之间的热阻在 $125^\circ\text{C}/\text{W}$ 至 $150^\circ\text{C}/\text{W}$ 范围内。所以, 在 25°C 环境温度下 LTC1701 的结温大约是:

$$T_J = 0.075 \cdot 150 + 25 = 36^\circ\text{C}$$

切记上面的结温是由 25°C 时的 $R_{DS(ON)}$ 得出的, 由于 $R_{DS(ON)}$ 会随温度升高而增大, 所以我们要根据高温时的 $R_{DS(ON)}$ 重新计算结温。但是, 我们可以安全地假设, 实际结温不会超过其绝对最大结温 125°C 。

对PCB布线的考虑

当对PCB布线时, 为使 LTC1701 正常工作, 应进行下列项目检查。所列项目由图4的图示说明。布线检查如下:

1. 连接 V_{IN} (引脚5) 和 GND (引脚2) 的电容器 C_{IN} 是否尽量靠近? 该电容器为内部 P 沟道 MOSFET 及其驱动电路提供交流电流。
2. 连接地 (引脚2) 与开关管输出 (引脚1) 的肖特基二极管是否与这两引脚尽量靠近?
3. C_{OUT} , $L1$ 和 $D1$ 是否靠近连接? 肖特基二极管的正

极应直接连接到输入电容器的地线。

4. 分压电阻器 $R1$ 和 $R2$ 必须连接到 C_{OUT} 的正极和靠近 GND (引脚2) 引脚的地线端之间。反馈信号 FB 的印制线应远离产生噪声的器件及其印制线, 例如 SW 引脚连线 (引脚1)。
5. 使敏感元器件远离 SW 引脚。输入电容器 C_{IN} , 补偿电容 C_C 和所有的电阻器 $R1$, $R2$, R_C 和 R_S 都应远离 SW 印制线和 $L1$ 及 $D1$ 。

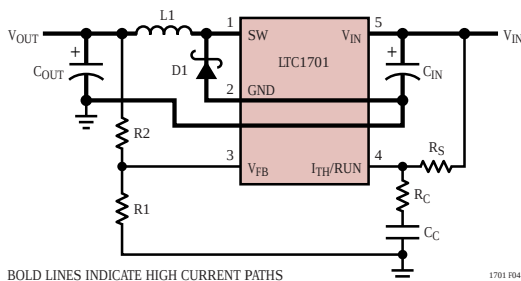
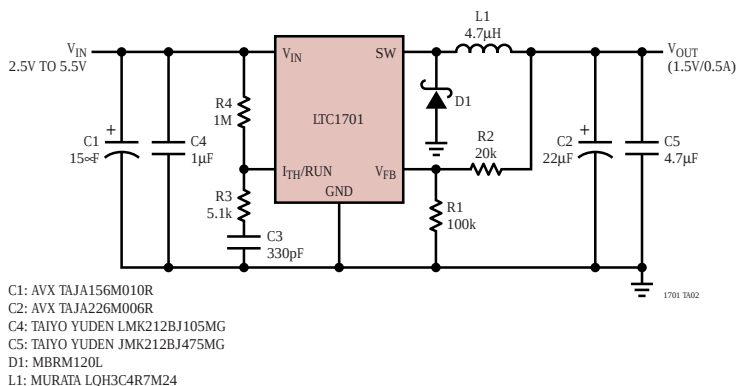


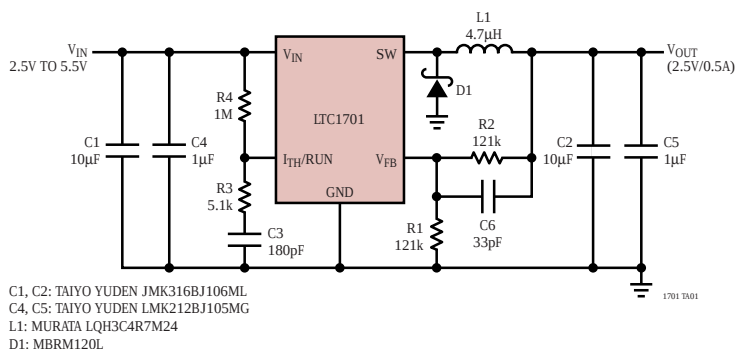
图4: LTC1701 布线图 (见PCB布线检查清单)

典型应用

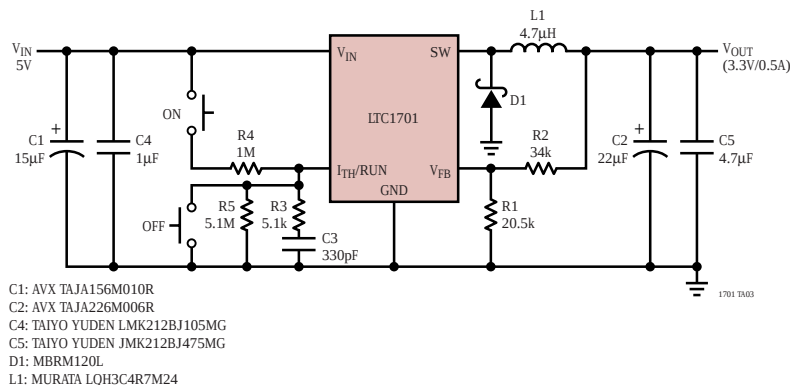
2mm标称厚度的1.5V输出变换器



全陶瓷电容器2.5V输出变换器

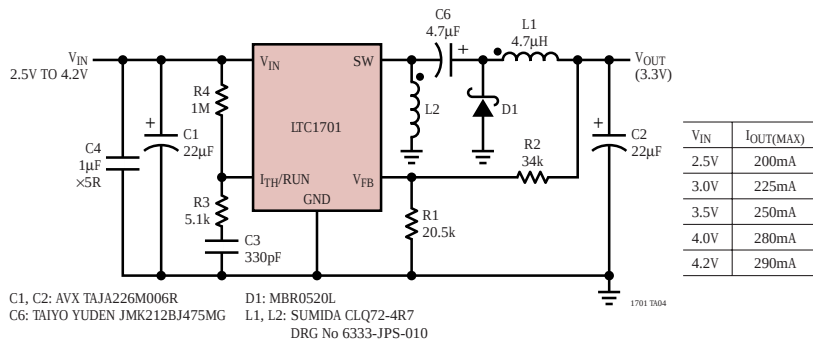


带开关按键的5V到3.3V变换器



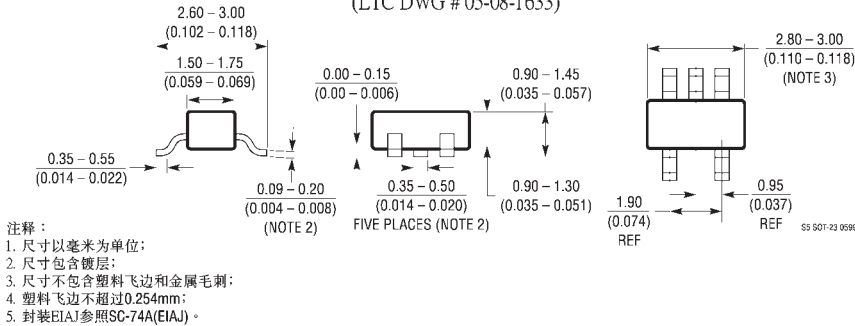
典型应用

单节锂离子电池到 3.3V Zeta 式变换器



封装描述 所有尺寸以英寸（毫米）为单位，除非另外规定。

S5 封装
5引脚塑料SOT-23封装
(LTC DWG # 05-08-1633)



相关器件

型号	描述	说明
LTC1174/LTC1174-3.3/LTC1174-5	高效降压式反向直流—直流变换器	单片开关稳压器，Burst Mode™ 方式运作，I _{OUT} 高达300mA，SO-8封装
LTC1265	1.2A，高效降压式直流—直流变换器	单片，Burst Mode™ 方式运作，高效
LT1375/LT1376	1.5A，500kHz降压式开关稳压器	高频、高效、小电感、SO-8封装
LTC1474/LTC1475	低静态电流高效降压式变换器	I _Q =10µA，8引脚MSOP和SO封装
LTC1622	低输入电压电压型降压式直流—直流控制器	高频、高效，8引脚MSOP封装
LTC1627	单片同步降压式开关稳压器	SO-8封装，2.65V≤V _{IN} ≤10V，I _{OUT} 高达500mA
LTC1707	单片同步降压式开关稳压器	SO-8封装，2.95V≤V _{IN} ≤10V，V _{REF} 输出
LTC1771	低静态电流、高效、降压式控制器	I _Q =10µA，8引脚MSOP、SO封装
LTC1772	低输入电压电流型降压式直流—直流控制器	550kHz，6引脚SOT-23，I _{OUT} 高达5A，2.2V<V _{IN} <10V
LTC1877/LTC1878	高效、单片同步降压式稳压器	I _Q =10µA，2.65V<V _{IN} <10V，MSOP封装，I _{OUT} 高达600mA