


两相、低输入电压、 双输出降压型 DC/DC 控制器

特点

- 异相控制器减小了所需的输入电容
- 用于频率锁定或频率调节的真正锁相环 (PLL)
- 工作频率范围：300kHz 至 750kHz
- 宽 V_{IN} 范围：2.5V 至 10V
- 恒定频率电流模式架构
- 低压降：占空比为 100%
- 电源良好输出电压监控器
- 内部软启动电路
- 轻负载条件下的可选突发方式 (Burst Mode[®])/脉冲跳跃方式操作
- 输出过压保护
- 低静态电流：460 μ A
- 0.8V \pm 2% 基准确度
- 采用小型 16 引脚窄式 SSOP 封装

应用

- 采用一节或两节锂离子电池供电的应用
- 笔记本电脑和手持式电脑
- 个人数字助理
- 便携式仪器
- 分布式 DC 电源系统

 LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。
 Burst Mode 是凌特公司的注册商标。

描述

LTC[®]3701 是一种能提供卓越的负载和电压调节性能的两相、双输出恒定频率电流模式降压型 DC/DC 控制器。它通过使两个控制器的输出级异相工作来最大限度地降低由输入电容器 ESR 所引起的功率损耗和噪声。

LTC3701 具有 \pm 2% 的基准电压准确度和仅 460 μ A 的静态电流。为了进一步延长电池电源的使用寿命，外部 P 沟道 MOSFET 以压降的方式连续导通 (100% 占空比)。

开关频率在内部设定为 550kHz，因而可以采用小电感器和电容器。对于噪声敏感的应用，可利用 LTC3701 的锁相环对其实施外部同步。频率也可通过给 PLLLPF 引脚施加一个电压来在 300kHz 至 750kHz 的范围内进行外部设置。在同步期间或当 EXTCLK/MODE 引脚被拉至低电平以降低噪声和 RF 干扰时，突发方式操作被禁止。

LTC3701 包含用于每个控制器的独立内部软启动电路。其他特点还包括一个电源状态良好输出电压监控器以及输出过压和短路保护功能。

LTC3701 采用小占位面积的 16 引脚窄式 SSOP 封装。

典型应用

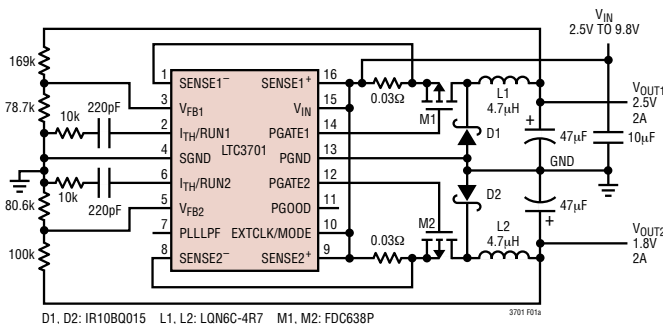
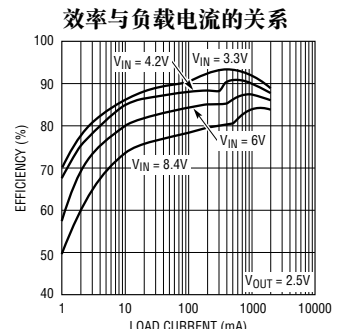


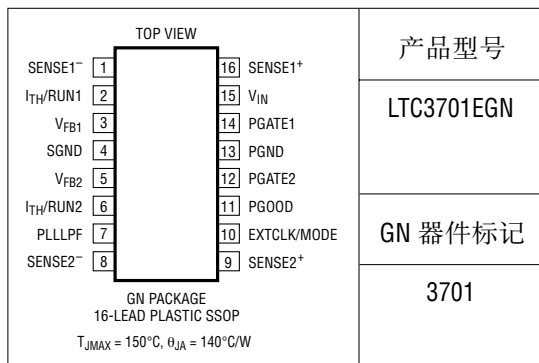
图 1：高效两相 550kHz 双输出降压型变换器



绝对最大额定值 (注1)

输入电源电压 (V_{IN}) -0.3V 至 10V
 SENSE1⁻, SENSE2⁻, PGATE1, PGATE2,
 PLLLPF, SENSE1⁺, SENSE2⁺,
 EXTCLK/MODE 电压 -0.3V 至 ($V_{IN} + 0.3V$)
 V_{FB1} , V_{FB2} , $I_{TH}/RUN1$,
 $I_{TH}/RUN2$ 电压 -0.3V 至 2.4V
 PGOOD 电压 -0.3V 至 10V
 PGATE1, PGATE2 峰值输出电流 (<10 μ s) 1A
 工作温度范围 (注2) -40°C 至 85°C
 储存环境温度范围 -65°C 至 150°C
 结温 (注3) 125°C
 引脚温度 (焊接时间 10 秒) 300°C

封装/订购信息



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, 否则仅指工作在环境温度 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 时的技术指标。 $V_{IN} = 4.2\text{V}$, 除非特别说明。

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
主控制环路					
输入 DC 电源电流	(注 4)				
正常操作	$2.5\text{V} < V_{IN} < 9.8\text{V}$		460	780	μA
睡眠方式	$2.5\text{V} < V_{IN} < 9.8\text{V}$		305	470	μA
停机方式	$2.5\text{V} < V_{IN} < 9.8\text{V}$, $I_{TH}/RUN1 = I_{TH}/RUN2 = 0\text{V}$		9	28	μA
UVLO	$V_{IN} < \text{UVLO}$ 门限		18	30	μA
欠压关断门限	V_{IN} 下降	● 1.55	2.00	2.50	V
	V_{IN} 上升	1.70	2.12	2.55	V
$I_{TH}/RUN1$, 2 引脚的停机门限		0.2	0.35	0.5	V
$I_{TH}/RUN1$, 2 引脚上的起动的电流源	$V_{ITH}/RUN1, 2 = 0\text{V}$	0.25	0.5	0.85	μA
已调的反馈电压	0°C 至 70°C (注 5), $I_{TH}/RUN = 1.3\text{V}$	● 0.784	0.8	0.816	V
	-40°C 至 85°C (注 5)	● 0.774	0.8	0.826	V
输入电压调整	$2.5\text{V} < V_{IN} < 9.8\text{V}$ (注 5)		0.05	0.20	mV/V
输出电压负载调整	$I_{TH}/RUN = 0.9\text{V}$ (注 5)		0.2	0.8	%
	$I_{TH}/RUN = 1.6\text{V}$		-0.2	-0.8	%
$V_{FB1,2}$ 输入电流	(注 5)		10	50	nA
输出过压保护门限	在 V_{FB} 引脚上进行测量	0.835	0.88	0.930	V
输出过压保护迟滞			20		mV
栅极驱动 1、2 上升时间	$C_L = 3000\text{pF}$		40		ns
栅极驱动 1、2 下降时间	$C_L = 3000\text{pF}$		40		ns
最大电流检测电压 (SENSE ⁺ - SENSE ⁻)	(注 6)	95	120	145	mV
软启动					
电流检测电压阶跃			30		mV
至最大检测电压的时间			2048		周期

电特性 凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围，否则仅指工作在环境温度 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 时的技术指标。 $V_{IN} = 4.2\text{V}$ ，除非特别说明。

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
振荡器和锁相环					
振荡器频率	$V_{PLLLPF} = 1.2\text{V}$ 或浮置	500	550	600	kHz
	$V_{PLLLPF} = 0\text{V}$	230	280	320	
	$V_{PLLLPF} \geq 2.4\text{V}$	690	775	890	
相位检测器输出电流	$f_{EXTCLK/MODE} < f_{OSC}$		-5		μA
	$f_{EXTCLK/MODE} > f_{OSC}$		5		μA
PGOOD 输出					
PGOOD 电压低	$I_{PGOOD} = 500\mu\text{A}$		70	150	mV
PGOOD 跳变电平	有关设定输出电压的 V_{FB} V_{FB} 斜坡上升正 V_{FB} 斜坡上升负	-15	-18	-2.5	%
		2.5	8	15	%

注 1：绝对最大额定值是指超出该值则器件的耐用性可能会受损。

注 2：LTC3701E 保证在 0°C 至 70°C 的范围内满足规定性能要求。
 -40°C 至 85°C 工作温度范围内的规格由设计、特征和相关的统计过程控制来保证。

注 3： T_J 是按照下列公式由环境温度 T_A 和功率耗散 P_D 计算而得的：

$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA})^\circ\text{C}/\text{W}$$

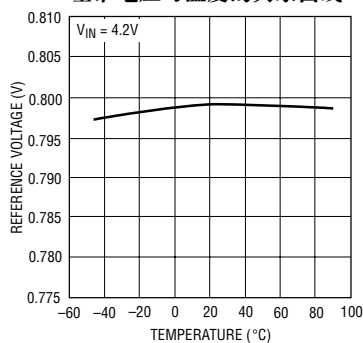
注 4：由于栅极电荷以开关频率进行传递，故动态电源电流更高。

注 5：LTC3701 是在一个将 $I_{TH/RUN}$ 维持在一个规定电压上并对合成 V_{FB} 电压进行测量的反馈环路中测试的。

注 6：峰值电流检测电压根据图 2 所给出的占空比值百分率的关系曲线来减小。

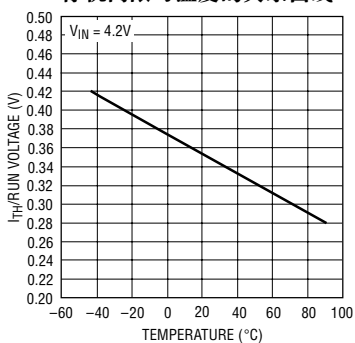
典型性能特征

基准电压与温度的关系曲线



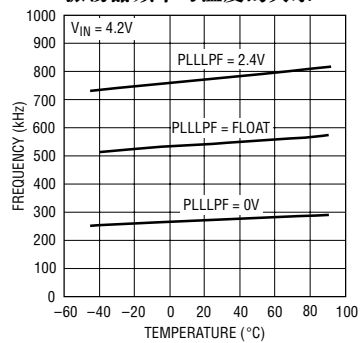
3701 G01

停机门限与温度的关系曲线



3701 G02

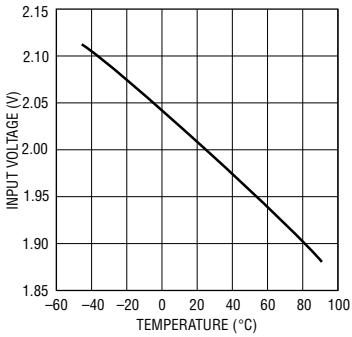
振荡器频率与温度的关系



3701 G03

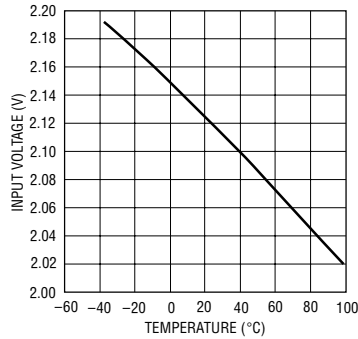
典型性能特征

欠压关断跳变电压 (下降) 与温度的关系曲线



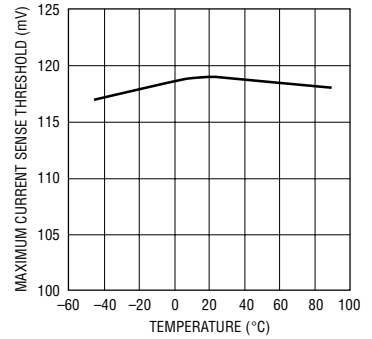
3701 G04

欠压关断跳变电压 (上升) 与温度的关系曲线



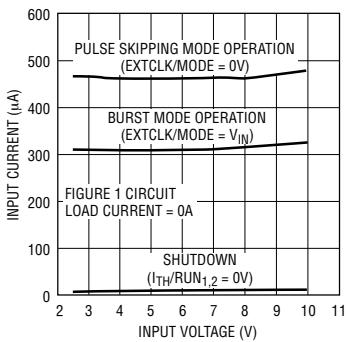
3701 G05

最大电流检测门限与温度的关系曲线



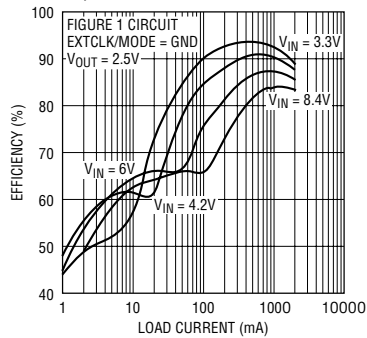
3701 G06

输入和停机电流与输入电压的关系曲线



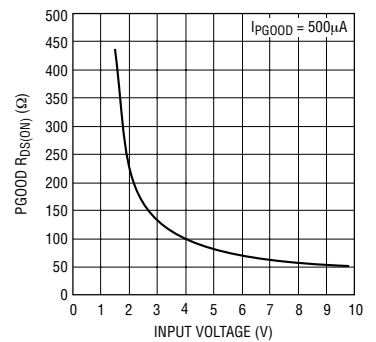
3701 G07

效率与负载电流 (脉冲跳跃方式) 的关系曲线



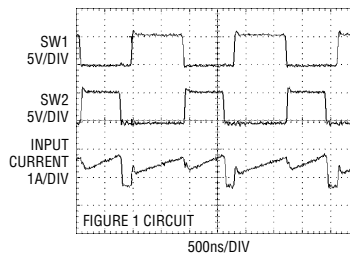
3701 G08

PGOOD R_{ON} 与输入电压的关系曲线



3701 G09

两相操作



引脚功能

SENSE1⁻、SENSE2⁻ (引脚 1、8) : 差动电流比较器的(-)输入。

I_{TH}/RUN1、I_{TH}/RUN2 (引脚 2、6) : 这些引脚均具有两项功能，即误差放大器补偿点和相对控制器的运行控制输入。强制一个引脚的电平低于 0.35V 将关闭与该控制器相关的功能。而强制这两个 I_{TH}/RUN 引脚电平均低于 0.35V 将导致器件停止工作。这些引脚上的标称工作电压范围为 0.7V 至 1.9V。

V_{FB1}、V_{FB2} (引脚 3、5) : 这两个引脚从一个跨接在输出端的外部阻性分压器接收用于每个控制器的遥感反馈电压。

SGND (引脚 4) : 信号地。

PLLLPF (引脚 7) : 用作 PLL 的低通滤波点以及至内部振荡器的电压控制输入。当与一个外部时钟进行同步时，一般会在该引脚和地之间连接一个串联 RC。标称电压范围为 0V 至 2.4V。可通过强制该引脚施加一个电压来设置频率。将该引脚连接至地选择 300kHz 频率。连接至 V_{IN} 或一个高于 2.4V 的电压选择 750kHz。而将该引脚浮置则选择 550kHz 操作。

SENSE2⁺(PV_{IN2})、SENSE1⁺(PV_{IN1}) (引脚 9、16) : 差动电流比较器的(+)输入。这些引脚还为栅极驱动器提供电源。

EXTCLK/MODE (引脚 10) : 外部时钟输入。将一个时钟加至该引脚将导致内部振荡器锁相于外部时钟(标称锁频范围为 300kHz 至 750kHz)。在轻负载条件下，这还会使突发方式操作失效，但容许脉冲跳跃方式。

强制该引脚为高电平将使能突发方式操作。而使该引脚为低电平将使能脉冲跳跃方式操作。在这些情况下，内部振荡器的频率是由 PLLLPF 引脚上的电压设定。如果 PLLLPF 电压不是在外部设定的，则在内部将频率默认为 550kHz。

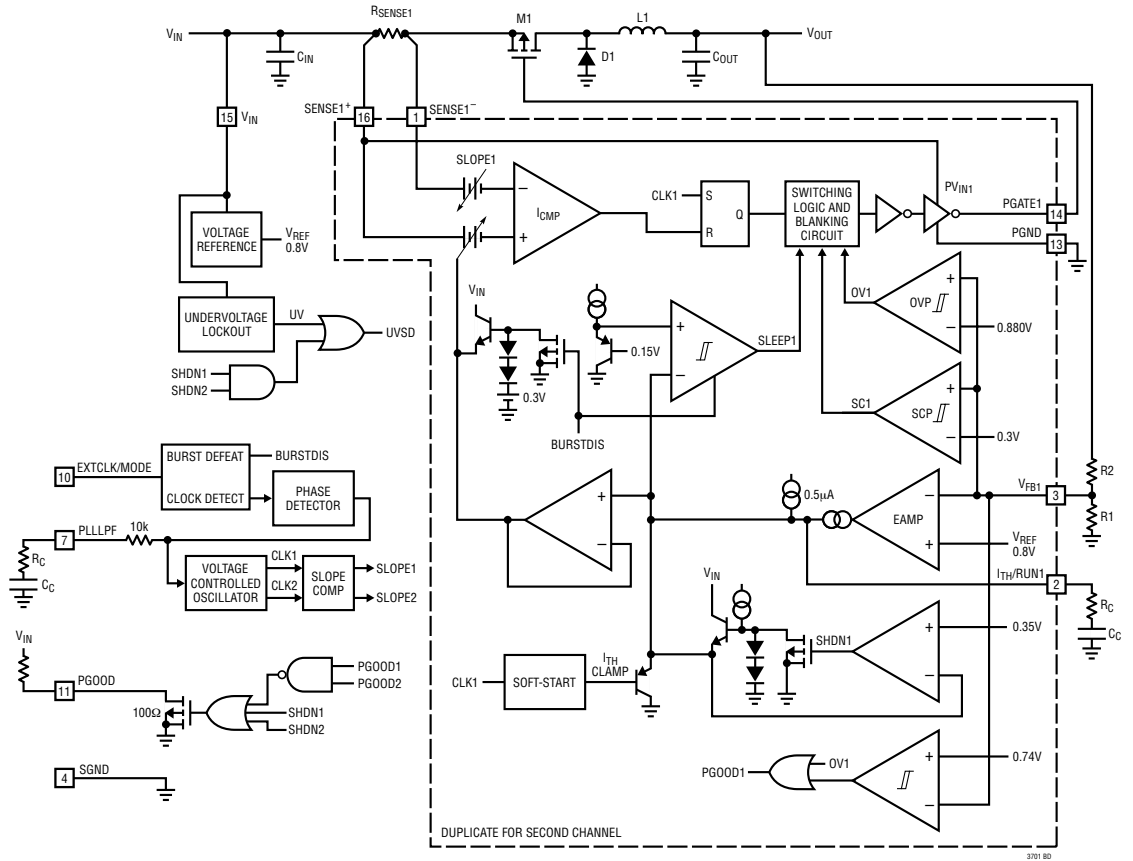
PGOOD (引脚 11) : 电源良好输出电压监控器漏极开路逻辑输出。当两个反馈引脚(V_{FB1}、V_{FB2})上的电压中的任何一个不在其标称设定值的 ±8% 以内时，将该引脚拉至地电位。

PGATE2、PGATE1 (引脚 12、14) : 外部 P 沟道 MOSFET 的栅极驱动器。这些引脚的电压摆幅为 0 至 SENSE⁺(PV_{IN})。

PGND (引脚 13) : 栅极驱动器的接地引脚。

V_{IN} (引脚 15) : 芯片信号电源输入。该引脚为整个芯片提供电源，但栅极驱动器除外。

功能方框图



工作原理 (参阅功能方框图)

主控制环路

LTC3701 采用了一种恒定频率的电流模式架构，使两个控制器通道反相 180° 操作。在正常操作期间，当用于该通道的时钟设置 RS 锁存器时，每个外部 P 沟道功率 MOSFET 接通，而当电流比较器 (I_{CMP}) 使锁存器复位时，MOSFET 关断。 I_{CMP} 使 RS 锁存器复位的峰值电感电流受控于 I_{TH}/RUN 引脚上的电压，这是每个误差放大器 EAMP 的输出。 V_{FB} 引脚接收电压反馈信号，由 EAMP 将其与内部基准电压进行比较。当负载电流增加时，它使 V_{FB} 相对 0.8V 基准电压产生轻微的下降，这又导致 I_{TH}/RUN 引脚电压增加，直到平均电感电流与新的负载电流相匹配。

每个主控制环路均通过把各 I_{TH}/RUN 引脚拉至低电平来关断。当 $I_{TH}/RUN1$ 和 $I_{TH}/RUN2$ 均为低电平时，LTC3701 的所有控制器功能均被关断。将 I_{TH}/RUN 引脚断开允许一个 0.5 μ A 的内部电流源对外部补偿网络进行充电。当 I_{TH}/RUN 引脚电平达到 0.35V 时，使能主控制环路，且 I_{TH}/RUN 引脚电压随后将拉高至其约 0.7V 的零电流电平。主控制环路被使能后，内部软启动开始。在此 2048 个时钟周期的软启动时间里， I_{TH}/RUN 引脚电压被箝位，以便在四个等时间间隔里把最大峰值电流检测电压 ($V_{SENSE}^+ - V_{SENSE}^-$) 分别保持在其最大值 (120mV) 的 0%、25%、50% 和 75% 左右。软启动结束后，容许满电流操作。随著外部补偿网络继续充电，对应的输出电流跳变电平随之升高，并使能正常操作。

比较器 OVP 通过关断外部 P 沟道功率 MOSFET 并将这种关断状态一直保持到故障消除来防止大于 10% 的瞬态输出电压过冲。

突发方式操作

在低负载电流条件下，LTC3701 可通过把 EXTCLK/MODE 引脚连接至 V_{IN} 或一个至少 2V 的电

压来进入突发方式操作。如果想取消突发方式操作而使能 PWM 脉冲跳跃方式，则把 EXTCLK/MODE 引脚连接至地。在这种操作方式中，轻负载条件下的效率较低。然而，脉冲跳跃方式的长处在于输出波纹较低且对音频电路的干扰较少。

当一个控制器处于突发方式操作状态时，电感器的峰值电流是在假设 $V_{I_{TH}/RUN} = 1V$ (即使 I_{TH}/RUN 引脚上的电压在较低值) 的情况下设定的。如果电感器的平均电流高于负载要求，则 I_{TH}/RUN 引脚上的电压将下降。当 I_{TH}/RUN 引脚电压降至 0.85V 以下时，睡眠信号电平走高，并关断外部 MOSFET。当 I_{TH}/RUN 引脚电压升至 0.925V 以上时，睡眠信号电平走低，且该控制器通道恢复正常操作。下一个振荡器周期将使外部 MOSFET 接通，开关周期重复进行。

频率同步

LTC3701 中有一个锁相环 (PLL)，用于把内部振荡器与一个连接至 EXTCLK/MODE 引脚的外部时钟源同步。PLLLPF 引脚上的相位检测器的输出在对应大约 300kHz 至 750kHz 的 0V 至 2.4V 电压范围内工作。当锁定时，PLL 将控制器通道 1 的外部 MOSFET 接通与同步信号的上升沿对齐。控制器通道 2 的外部 MOSFET 接通与外部时钟源的上升沿相位相差 180°。

当由一个外部时钟源对 LTC3701 进行计时操作时，突发方式操作失效，LTC3701 工作于 PWM 脉冲跳跃方式。在该方式中，当输出负载很低时，电流比较器 I_{CMP} 有可能在多个周期内保持跳变状态，并强制外部 MOSFET 在相同数量的周期中处于关断状态。将输出负载稍作增加即可恢复恒定频率 PWM 操作。该操作方式能在提供合理的低电流效率的同时产生低输出波纹、低音频噪声以及较少的 RF 干扰。

工作原理 (参阅功能方框图)

降压操作

当输入电源电压降至接近输出电压时，导通周期中的电感电流变化率下降。这一下降意味着如果电感电流未上升至由 I_{TH}/RUN 引脚上的 EAMP 所设定的门限，则外部 P 沟道 MOSFET 将在超过一个振荡器周期的时间里保持接通状态。输入电源电压的进一步下降最终将导致 P 沟道 MOSFET 全处于接通状态(即 DC)。这样，输出电压将由输入电压与 MOSFET、检测电阻和电感器两端的压降之差来决定。

欠压关断

LTC3701 备有一种欠压关断功能以防止 P 沟道 MOSFET 工作于安全输入电压电平以下。当输入电源电压降至 2V 以下时，除了欠压功能电路之外，P 沟道 MOSFET 以及所有电路均被关断，这样只吸收几个毫安的电流。

短路保护

当一个输出短接至地时 ($V_{FB} < 0.3V$)，该通道的开关频率被降至正常工作频率的 1/5。另一个控制器通道不受影响并保持正常操作状态。这一较低的工作频率使得电感电流能够安全地放电，并由此防止电流失控。当反馈电压升至 0.3V 以上时，开关频率将返回其正常值。然而，在软启动的首 64 个周期(非零电流周期)中，控制器满频操作。

输出过压保护

作为进一步的保护措施，LTC3701 中的过压比较器将在反馈电压超过 0.8V 的基准电压达 10% 时关断外部 MOSFET。该比较器具有 20mV 的典型迟滞。

斜率补偿和峰值电感器电流

当 LTC3701 在低于 20% 的占空比条件下工作时，电感器的峰值电流由下式决定：

$$I_{PK} = \frac{V_{TH}/RUN - 0.7V}{10 \cdot R_{SENSE}}$$

然而，一旦占空比超过 20%，斜率补偿即开始进行并有效降低峰值电感器电流。电流降低的数值由图 2 中的曲线给定。

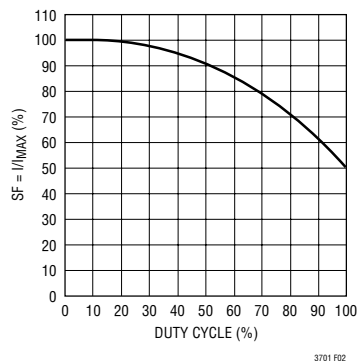


图 2：最大峰值电流与占空比的关系曲线

电源良好 (PGOOD) 引脚

一个窗口比较器负责监视两个输出电压，而且，当经分压的输出电压不在 0.8V 的基准电压的 $\pm 8\%$ 以内时，漏极开路 PGOOD 输出被拉至低电平。当一个或两个通道被关断时，PGOOD 引脚为低电平。

两相操作

LTC3701 双开关控制器利用两相操作带来了巨大的好处。电路方面的好处包括较低的输入滤波要求、减少的电磁干扰 (EMI) 以及与两相操作相关联的效率提升。

工作原理 (参阅功能方框图)

为什么需要采用两相操作？直到最近，恒定频率双开关稳压器采取的都是两个通道同相操作的方式(即单相操作)。这意味着两个高端 MOSFET 同时接通，导致从输入电容器吸收的派冲幅度为采用单个稳压器时的两倍。这些大幅度的脉冲使流入输入电容器的总 RMS 电流增加，因而需要采用更加昂贵的输入电容器，并使 EMI 以及输入电容器和输入电源中的损耗有所增加。

采用两相操作后，LTC3701 的两个通道反相 180° 操作。这使来自两个开关的电流脉冲有效交错，极大地减少了它们相加在一起的重叠时间。这样做的结果是总 RMS 输入电流的显著下降，而这又允许采用廉价一些的输入电容器，并降低对 EMI 的屏蔽要求，实际的操作效率也得以提高。

图 3 示出了单开关稳压器通道与采用两通道开关的 LTC3701 两相系统的实例波形对比。采用两侧开关的单相双稳压器系统的数值是采用单侧开关的两倍。在本例中，两相操作将 RMS 输入电流从

1.79A_{RMS} 降至 0.91A_{RMS}。虽然这本身就是一个不小的下降，但不要忘记功率损耗是与 I_{RMS}^2 成正比的，因此实际的功率消耗降低了 3.86 倍。输入波纹电流的减小还意味着输入电源通路可能包括电池、开关、轨迹/连接器电阻和保护电路中消耗功率的下降，这传导和辐射 EMI 的改善同样直接得益于 RMS 输入电流和电压的降低。

当然，由两相操作所提供的改善是双开关稳压器相对占空比的一个函数，而这是取决于输入电压 V_{IN} 。图 4 示出了在一个宽输入电压范围内，对于 2.5V 和 1.8V 稳压器的 RMS 输入电流随单相和两相操作的变化情况。

可以容易地看出，两相操作的好处并不局限于一个窄的工作电压范围，而实际上可在一个很宽的区域。对大多数应用而言，一个良好的经验法则是：两相操作将对输入电容器的要求降低至仅有一个通道工作于最大电流和 50% 占空比时的所需指标。

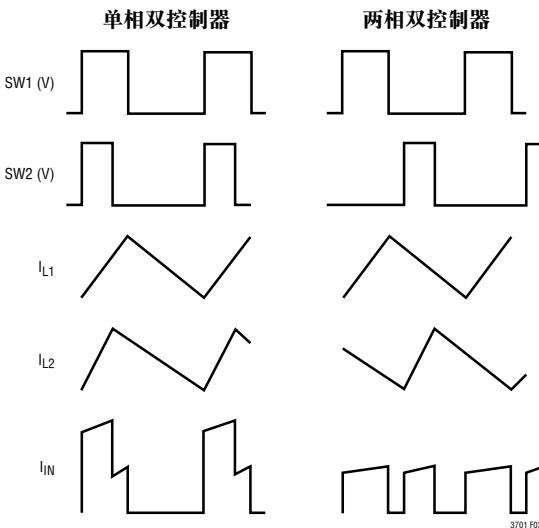


图 3：单开关稳压器通道与采用两通道开关的 LTC3701 两相系统的实例波形对比

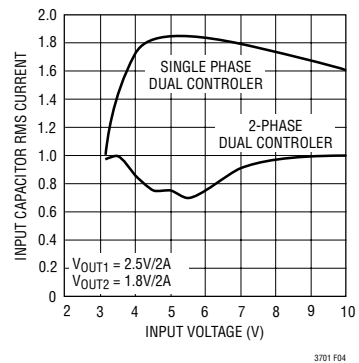


图 4：RMS 输入电流比较

应用信息

LTC3701 的基本应用电路示于图 1。外部元件的选择受负载要求的驱使，并始自 L 和 R_{SENSE} 的选择。接著选择功率 MOSFET M1 和输出二极管 D1。最后选择 C_{IN} (C1) 和 C_{OUT} (C2)。

输出电流的 R_{SENSE} 选择

R_{SENSE} 的选择基于所需的输出电流。由于电流比较器监视 R_{SENSE} 两端产生的电压，比较器的门限决定了电感器的峰值电流。LTC3701 能够提供的输出电流由下式给定：

$$I_{\text{OUT}} = \frac{0.095}{R_{\text{SENSE}}} - \frac{I_{\text{RIPPLE}}}{2}$$

其中， I_{RIPPLE} 为电感器峰至峰波纹电流（见“电感值的计算”部分）。

用于设置波纹电流的一个合理起点为 $I_{\text{RIPPLE}} = (0.4)(I_{\text{OUT}})$ 。将上式重新整理后得出：

$$R_{\text{SENSE}} = \frac{1}{12.7 \cdot I_{\text{OUT}}} \quad (\text{对低于 20\% 的占空比})$$

然而，对于占空比超过 20% 的操作，必须把斜率补偿考虑在内，以选择适当的 R_{SENSE} 值来提供所需的电流值。根据图 2 得出的 R_{SENSE} 值为：

$$R_{\text{SENSE}} = \frac{\text{SF}}{(12.7)(I_{\text{OUT}})(100)}$$

对于噪声敏感型应用，建议在 SENSE^+ 和 SENSE^- 引脚之间靠芯片非常近的地方设置一个 1nF 电容器。

电感值的计算

电感器的选择将取决于 LTC3701 的工作频率。内部标称频率为 550kHz，但可进行外部同步或设定在大约 300kHz 至 750kHz 的范围内。

工作频率与电感器的选择是相互关联的，即对于数值相同的电感器波纹电流值来说，较高的频率允许采用一个较小的电感器。但这是以牺牲效率为

代价，因为 MOSFET 栅极电荷和开关损耗均有所增加。

电感值对波纹电流也有著直接的影响。波纹电流 I_{RIPPLE} 随著电感或频率的增加而减小。电感器的峰至峰波纹电流为：

$$I_{\text{RIPPLE}} = \frac{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{f \cdot L} \left(\frac{V_{\text{OUT}} + V_{\text{D}}}{V_{\text{IN}} + V_{\text{D}}} \right)$$

其中， f 为工作频率， V_{D} 为外部肖特基二极管的正向压降。如果能够接受更大数值的 I_{RIPPLE} ，则允许采用低电感，但这会导致更高的输出电压波纹和更大的磁芯损耗。用于设置波纹电流的一个合理的起点为 $I_{\text{RIPPLE}} = 0.4 (I_{\text{OUT}}(\text{MAX}))$ 。最大 I_{RIPPLE} 出现于最大输入电压条件下。

当 LTC3701 选择突发方式操作时，波纹电流一般是设定的，这样，在突发方式操作期间电感电流是连续的。因此，峰至峰波纹电流一定不得超过：

$$I_{\text{RIPPLE}} \leq (0.03)/R_{\text{SENSE}}$$

这意味著最小电感为：

$$L_{\text{MIN}} = \frac{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{f \left(\frac{0.03}{R_{\text{SENSE}}} \right)} \left(\frac{V_{\text{OUT}} + V_{\text{D}}}{V_{\text{IN}} + V_{\text{D}}} \right)$$

(采用 $V_{\text{IN}} = V_{\text{IN}}(\text{MAX})$)

在电路中可采用小于 L_{MIN} 的电感值，但电感电流在突发方式操作期间将是不连续的。

电感器磁芯的选择

一旦求出了电感值 L ，就必须选择电感器的类型。高效变换器一般承受不了低成本的铁粉磁芯损耗，因而不得不采用较昂贵的铁氧体磁芯、坡莫合金或 Kool M μ ® 磁芯。对于给定的电感值，实际的磁芯损耗与磁芯的大小无关，但与所选的电感关系很大。随著电感的增加，磁芯损耗下降。不幸的是，电感的增加需要更多的线匝数，从而导致铜损增

Kool M μ 是 Magnetics 公司的注册商标。

应用信息

加。铁氧体结构的磁芯损耗很小，在高开关频率下优先选用，这样就可以把设计目标集中在如何减少铜损和防止饱和上。铁氧体磁芯材料会“硬”饱和，即指当超过峰值设计电流时，电感会迅速遭到破坏，这将导致电感器波纹电流突然增加，并最终使得输出电压波纹增加。不能让磁芯饱和！

坡莫合金 (由 Magnetics 公司生产) 是一种用于环形芯的非常好及低成本磁芯材料，但价格比铁氧体磁芯昂贵。Kool M μ 是这家制造商提供的一种合理的折衷解决方案。环形芯的空间利用率很高，尤其是在使用多层导线时，而缠绕在绕线管上的电感器一般来说更易于采用表面安装。不过，Coiltronics、Coilcraft、Dale 和 Sumida 公司均可提供表面安装的新型设计，但不会明显增加高度。

功率 MOSFET 的选择

必须选择一个外部 P 沟道 MOSFET 供 LTC3701 的每个通道所使用。功率 MOSFET 的主要选择依据是门限电压 $V_{GS(TH)}$ 、“导通”电阻 $R_{DS(ON)}$ 、反向转移电容 C_{RSS} 和总栅电荷。

由于 LTC3701 是为在低输入电压条件下进行操作而设计的，因此，对于工作电压与该电压接近的应用，需要采用一个低逻辑电平门限 MOSFET ($R_{DS(ON)}$ 在 $V_{GS} = 2.5V$ 的条件下得到保证)。当采用这些 MOSFET 时，应确定 LTC3701 的输入电源电压低于 MOSFET V_{GS} 的绝对最大额定值 (典型值为 8V)。

MOSFET 的最小接通电阻 $R_{DS(ON)}$ 受控于其允许的功耗。对于有可能在压降条件下使用 LTC3701 (即占空比为 100%) 的应用而言，所需的 $R_{DS(ON)}$ 由下式给定：

$$R_{DS(ON)DC=100\%} = \frac{P_P}{(I_{OUT(MAX)})^2 (1 + \delta p)}$$

其中， P_P 为允许的功耗， δp 为 $R_{DS(ON)}$ 与温度的相关性。对于 MOSFET 的 $(1 + \delta p)$ 通常是以归一化的

$R_{DS(ON)}$ 与温度的关系曲线的形式给出的。不过，对于低电压 MOSFET，可采用 $\delta p = 0.005/^\circ C$ 作为一个近似值。

在最大占空比低于 100% 且 LTC3701 工作于连续方式的应用中， $R_{DS(ON)}$ 由下式决定：

$$R_{DS(ON)} \approx \frac{P_P}{(DC) I_{OUT}^2 (1 + \delta p)}$$

其中，DC 为 LTC3701 相应通道的最大占空比。

输出二极管的选择

在开关断开期间，箝位二极管传输负载电流。因此，平均二极管电流取决于 P 沟道 MOSFET 的占空比。在高输入电压条件下，二极管在大多数时间里都是导电的。随著 V_{IN} 接近 V_{OUT} ，二极管只在一小部分时间里导电。当输出短路时，二极管承受的应力最大。在该条件下，二极管必须能在占空比接近 100% 的情况下安全处理 I_{PEAK} 。所以，适当地规定二极管峰值电流和平均功耗以不超过二极管的额定值是重要的。

在正常的负载条件下，二极管传导的平均电流为：

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

二极管中允许的正向压降由最大短路电流来计算：

$$V_F \approx \frac{P_D}{I_{PEAK}}$$

式中， P_D 为允许的功耗，并且由效率和/或热特性的要求来决定。

对于低正向压降和快速开关时间而言，肖特基二极管是一个很好的选择。请牢记保持短引线长度并注意正确的接地规则 (见“电路板布线检查清单”) 以避免产生振铃和功耗增加。

应用信息

C_{IN} 和 C_{OUT} 的选择

两相架构及其对通过输入网络(电池/熔丝/电容器)吸收的最坏情况 RMS 电流的影响简化了 C_{IN} 的选择。可以证明,最坏情况电容器 RMS 电流出现于只有一个控制器处于操作状态的时候。在下面的公式中,需采用具有最大 (V_{OUT})(I_{OUT}) 乘积的控制器,以决定最大 RMS 电容器电流要求。增加从另一个控制器吸收的输出电流实际上将导致输入 RMS 波纹电流从其最大值下降。与单相电源解决方案相比,异相技术一般可把输入电容器的 RMS 波纹电流减小 30% 至 70%。

在连续操作方式下,P 沟道 MOSFET 的源电流是占空比 (V_{OUT} + V_D)/(V_{IN} + V_D) 的一个方波。为防止发生大电压瞬变,必须采用一个通道最大 RMS 电流相对应的低 ESR 电容器。最大 RMS 电容器电流由下式给出:

$$C_{IN} \text{ 要求的 } I_{RMS} \approx \frac{I_{MAX}}{V_{IN} + V_D} \left[(V_{OUT} + V_D)(V_{IN} - V_{OUT}) \right]^{1/2}$$

该式的最大值出现于 V_{IN} = 2V_{OUT} + V_D 之时,式中, I_{RMS} = I_{OUT}/2。这一简单的最坏情况条件是设计中常用的,因为即使是显著的偏差也不会产生很大的影响。请注意制造商所提供的额定波纹电流往往是基于使用寿命仅 2000 小时这种情形。这使得建议采用进一步的电容器,或选择一个比所要求额定温度更高的电容器。还可以并联几个电容器以满足设计中的尺寸和高度要求。由于 LTC3701 的高工作频率,C_{IN} 也可采用陶瓷电容器。如果有任何的问题,请向制造商咨询。

可通过把上式用于具有较高功率的控制器,并随后计算出如果两个控制器通道同时接通将产生多大损耗来计算 LTC3701 采用两相操作所带来的好处。总 RMS 功率损耗比两个控制器同时处于操作状态时要低,因为输入电容器的 ESR 所要求的电流脉冲重

叠减少了。这就是为什么上述针对最坏情况控制器计算的输入电容器要求适用于双控制器设计的原因。另外,由于两相操作系统中峰值电流的减小,输入保护熔丝电阻、电池电阻以及 PC 板走线电阻损耗也都有所下降。只有当电源/电池的源阻抗被计入效率测试时,多相设计的全部优势才能得以实现。P 沟道 MOSFET 的源极彼此相距应在 1cm 以内,并共用一个 C_{IN}。如果把源极与 C_{IN} 分开,则有可能在 V_{IN} 上产生不良的电压和电流谐振。

另一个推荐的方案是在芯片的 V_{IN} 引脚与地之间靠近 LTC3701 的地方设置一个小数值 (0.1 μF 至 1 μF) 的旁路电容器。在 C_{IN}(C1) 和 V_{IN} 引脚之间放置一个 10 Ω 电阻器可在两个通道之间提供进一步的隔离。

C_{OUT} 的选择受有效串联电阻 (ESR) 的驱使。一般来说,一旦 ESR 要求得到满足,电容值就适合于滤波了。输出波纹 (ΔV_{OUT}) 由下式近似求出:

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

式中,f 为工作频率,C_{OUT} 为输出电容,I_{RIPPLE} 为电感器中的波纹电流。输出波纹在最大输入电压条件下达到最高,因为 I_{RIPPLE} 随输入电压的增加而增加。

低电源电压操作

尽管 LTC3701 能在低至 2V 左右的电压下工作,但当 V_{IN} 降至 3V 以下时,最大可允许输出电流将减小。图 5 示出了当电源电压降至 2V 时最大输出电流的变化量。另外还示出了当 V_{IN} 降至 2.3V 以下时其对 V_{REF} 的影响。

设定输出电压

LTC3701 的输出电压均由一个精心设置在输出电容器两端的外部反馈阻性分压器来设定(见图 6)。由误差放大器将合成反馈信号与一个内部 0.8V 基准进行比较。调节的输出电压由下式决定:

应用信息

$$V_{OUT} = 0.8V \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

对于大多数应用，建议 R1 采用一个 80k 电阻器。为防止杂散噪声拾波，建议在 R1 两端靠近 LTC3701 的地方设置一个 100pF 电容器。

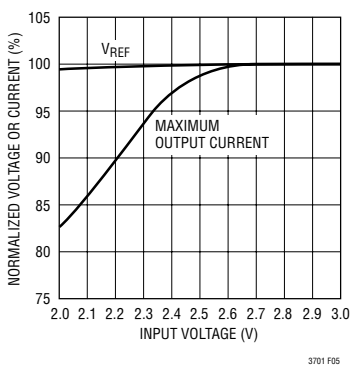


图 5：V_{REF} 的电压调节和最大输出电流

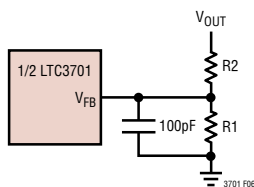


图 6：设定输出电压

锁相环和频率同步

LTC3701 具有一个由内部压控振荡器和相位检测器组成的锁相环。这允许将控制器 1 的外部 P 沟道 MOSFET 的接通锁定于一个外部频率信号源的上升沿。这样，控制器 2 的外部 P 沟道 MOSFET 的接通就与外部时钟 180° 反相。压控振荡器的标称频率范围为 280kHz 至 775kHz。相位检测器为边沿敏感数字型，可在外部振荡器和内部振荡器之间提供零度相移。这种类型的相位检测器不会出现误锁定于外部振荡器的谐波情况。

相位检测器的输出是连接至 PLLPF 引脚的外部滤波网络进行充电和放电的一对互补型电流源。PLLPF 引脚上的电压与工作频率之间的关系示于图 7，以及列于电特性参数表中。请注意 LTC3701 只能与一个频率处于其内部振荡器频率范围（列于电特性参数表）之内的外部时钟同步。PLL 的简化方框图如图 8 所示。

如果外部频率 (V_{EXTCLK/MODE}) 高于内部振荡器频率 f_{OSC}，则连续供电，将 PLLPF 引脚电平拉高。当外部频率低于 f_{OSC} 时，连续吸收电流，将 PLLPF 引脚电平拉低。如果外部频率与内部频率相同但存在相差，则电流源在相对于相差的时间内处于接通状态。对 PLLPF 引脚上的电压进行调节，直到外部振荡器的相位和频率相等。在稳定的工作点上，相位比较器输出为高阻抗，滤波电容器 C_{LP} 保持电压。

环路滤波元件 C_{LP} 和 R_{LP} 使来自相位检测器的电流脉冲平滑了，并向压控振荡器提供一个稳定的输入。滤波元件 R_{LP} 和 C_{LP} 决定了环路能在多长的时间内获得锁定。一般 R_{LP}=10k，C_{LP} 为 2200pF 至 0.01 μF。当未与外部时钟同步时，可通过在 PLLPF 引脚上施加一个 DC 电压来设定内部振荡器频率。将

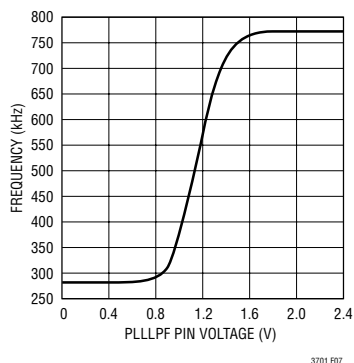


图 7：振荡器频率与 PLLPF 引脚电压之间的关系

应用信息

PLLLPF 引脚浮置可选择 550kHz 工作频率。PLLLPF 引脚可连接至高达 V_{IN} 的电压。

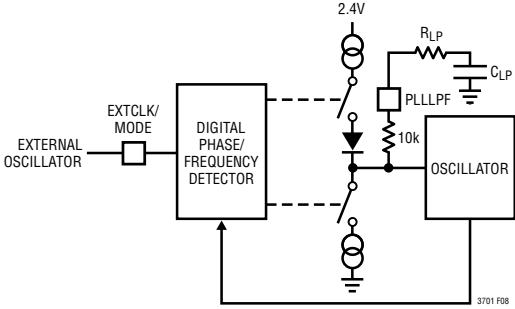


图 8：锁相环方框图

效率的考虑

开关稳压器的效率等于输出功率与输入功率相除再乘 100%。该公式对于分析单独损耗以确定效率的限制因素以及那种变更能够实现最大的改进往往很有用处。效率可表达为：

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

式中的 L1、L2 等等是以输入功率百分率的单独损耗。

尽管电路中所有的耗能元件都会产生损耗，但在 LTC3701 电路中，大部分损耗通常来自五个主要因素：1) LTC3701 的 DC 偏置电流；2) MOSFET 的栅极电荷电流；3) I^2R 损耗；4) 输出二极管的压降；以及 5) 转换损耗。

- 1) V_{IN} (引脚) 电流为除去 MOSFET 驱动器电流的 DC 电源电流 (在电特性参数表中给出)。 V_{IN} 产生一个随 V_{IN} 增加而增加的小损耗。
- 2) 功率 MOSFET 的栅极电容开关操作产生了 MOSFET 栅极电荷电流。当每次一个 MOSFET 栅极从低电平转换至高电平并再次转换至低电平时，一组电荷 dQ 从 PV_{IN} 引脚移至地。合成 dQ/dt 是一个流出 PV_{IN} 引脚的电流，它往往远远大于 DC 电源电

流。在连续操作方式中， $I_{GATECHG} = f \cdot Q_p$ 。

- 3) I^2R 损耗由 MOSFET、电感器和检测电阻器的 DC 电阻来计算。在连续操作方式中，平均输出电流流过 L，但在与 R_{SENSE} 相串联的 P 沟道 MOSFET 和输出二极管之间被“斩”。可把 MOSFET 的接通电阻 $R_{DS(ON)}$ 与 R_{SENSE} 之和与占空比相乘与 L 的电阻相加，以求出 I^2R 损耗。
- 4) 输出二极管是大电流条件下产生功率损耗的一个主要因素，而在高输入电压下它产生的功耗就更大。二极管损耗是通过把正向电压、负载电流和二极管占空比三者相乘来计算的。
- 5) 转换损耗加在外部 MOSFET 上并随著工作频率和输入电压的增加而增加。转换损耗可由下式估算：

$$\text{转换损耗} = 2 (V_{IN})^2 I_{O(MAX)} C_{RSS}(f)$$

其他损耗包括 C_{IN} 和 C_{OUT} ESR 消耗以及电感器磁芯损耗通常只占总额外损耗的 2% 以下。

折返电流限制

如“输出二极管的选择”部分所述，当二极管几乎连续地传导限值电流时，最坏情况二极管消耗短路输出而出现。为了防止二极管过热，可增加折返电流限值以根据故障的严重程度成正比地减小电流。

折返电流限制是通过在输出和 I_{TH}/RUN 引脚之间增加二极管 D_{FB1} 和 D_{FB2} 来实现的，如图 9 所示。在发生剧烈短路时 ($V_{OUT} = 0V$)，电流将被降至最大输出电流的 50% 左右。

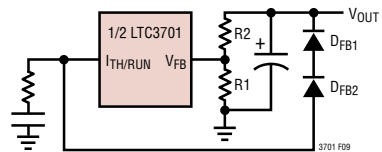


图 9：折返电流限制

应用信息

检查瞬态响应

通过观察负载瞬态响应能检查稳压器环路响应。开关稳压器需要几个周期来对负载电流阶跃作出响应。当发生一个负载阶跃时， V_{OUT} 立即产生 (ΔI_{LOAD})(ESR) 的偏移量，其中，ESR 为 C_{OUT} 的有效串联电阻。 ΔI_{LOAD} 还开始对 C_{OUT} 进行充电或放电，这将生成一个反馈误差信号。然后，稳压器环路使 V_{OUT} 返回其稳态值。在此恢复期间，可对 V_{OUT} 进行过冲和振铃监视。OPTI-LOOP 补偿允许在一个宽输出电容和 ESR 数值范围内对瞬态响应进行优化。

I_{TH} 串联 R_C - C_C 滤波器 (见“功能方框图”) 设定主要的极点-零点环路补偿。对大多数应用来说，图 1 电路中所示的 I_{TH} 外部元件将提供一个合适的起点。一旦完成了最终的 PC 布局并确定了特殊输出电容器类型和大小，即可对数值稍作改动 (调整范围为其推荐值的 0.2 至 5 倍) 以优化瞬态响应。需要选定输出电容器，因为它的类型和大小决定了环路反馈因数增益和相位。一个具有 $1\mu s$ 至 $10\mu s$ 上升时间、幅度为满负载电流的 20% 至 100% 的输出电流脉冲将产生可反映整体环路稳定性的输出电压和 I_{TH} 引脚波形。可通过增大 R_C 来提高环路增益，而环路的带宽则可通过减小 C_C 来增加。输出电压稳定特性与闭环系统的稳定性相关，并将显示实际的总体电源性能。如需了解有关补偿元件优化的详细说明 (包括对控制环路理论的评述)，请参阅“应用指南 76 (Application Note 76)”。

再有，采用大数值 (大于 $1\mu F$) 电源旁路电容器负载的开关操作会引发更为严重的瞬变现象。被放电的旁路电容器有效地与 C_{OUT} 并联，导致 V_{OUT} 迅速下降。如果负载开关电阻低且被快速驱动，则任

何稳压器都无法提供足够的电流来防止该问题发生。唯一的解决方案是对开关驱动的上升时间加以限制，以便把负载上升时间限制在大约 $(25)(C_{LOAD})$ 。这样，一个 $10\mu F$ 电容器将需要一个 $250\mu s$ 的上升时间，从而将充电电流限制为约 $200mA$ 。

最短接通时间的考虑

最短接通时间 $t_{ON(MIN)}$ 是指 LTC3701 能够将顶端 MOSFET 接通并随后关断的最短时间值。它由内部延时以及接通顶端 MOSFET 所需要的栅极电荷所决定。LTC3701 的最短接通时间约 $250ns$ 。低占空比和 高频应用有可能接近该最短接通时间限值，而且应注意确保：

$$t_{ON(MIN)} < \frac{V_{OUT}}{f \cdot V_{IN}}$$

如果占空比降至最短接通时间所能调节的水平以下，则 LTC3701 将开始跳过某些周期。输出电压将继续被调节，但波纹电流和波纹电压将增加。

电路板布线检查清单

当对印刷电路板进行布局时，应采用下面的检查清单来确保 LTC3701 的正确操作。图 10 的布线图对这些事项进行了图示。图 11 示出了两相稳压器在不同分支电路的电流波形。在您的布局中检查以下诸点：

- 1) 用于两个通道的检测电阻和 P 沟道 MOSFET 彼此相距是否在 $1cm$ 以内并共同在 C_{IN} 连接？不要试图把两个通道的输入去耦分离，因为这能产生一个大谐振环路。

应用信息

- 2) 信号和电源地是否保持分开？LTC3701 的信号地由反馈电阻分压器、 I_{TH}/RUN 补偿网络和引脚 4 组成。电源地由 C_{IN} 的 (-) 端、 $C_{OUT1,2}$ 的 (-) 端、肖特基二极管的正极以及 LTC3701 的引脚 13 组成。电源接地轨迹应保持短、直和宽。将肖特基二极管的正极直接连接至输入电容器的地。
- 3) V_{FB} 引脚是否直接连接至反馈电阻器？将反馈电阻器紧靠著 V_{FB} 引脚放置。把顶端反馈电阻器连接至对应输出电容器的轨迹应是 Kelvin 轨迹。
- 4) $SENSE^-$ 和 $SENSE^+$ 引脚是否与最小的 PC 轨迹空间一起布线？ $SENSE^+$ 和 $SENSE^-$ 之间的滤波电容器 (任选) 应尽可能靠近 IC。在检测电阻的 Kelvin 连接确保正确的电流检测。
- 5) 使开关节点 (SW1、SW2) 和顶端的栅极节点 (PGATE1、PGATE2) 远离小信号节点，尤其是不同通道的电压和电流检测反馈引脚。所有这些节点均具有大且快速移动信号，因此应保持在 LTC3701 的“输出侧”并占用最小的 PC 轨迹面积。

设计实例

作为用于一个通道的设计实例，假设 V_{IN} 将在 4.2V (最大值) 至 2.7V (最小值) 的范围内进行操作。负载电流要求是一个 1.5A 的最大值，但它在大多数时间里将处于待机方式，只需 2mA 的电流。低负载电流和高负载电流条件下的效率都是重要的。希望在轻负载条件下采用突发方式操作。输出电压为 2.5V。

$$\text{最大占空比} = \left(\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MIN)} + V_D} \right) = 93\%$$

由图 2 得知 $SF = 57\%$ 。

$$R_{SENSE} = \frac{SF}{12.7 \cdot I_{OUT} \cdot 100} = \frac{0.57}{12.7 \cdot 1.5} = 0.03\Omega$$

在应用中采用的是 0.03Ω 电阻器。PLLLPF 引脚将处于浮置状态，于是 LTC3701 将工作于其 550kHz 的默认频率上。对于突发方式中的连续操作，所需的最小电感值为：

$$L_{MIN} = \frac{4.2V - 2.5V}{550kHz \left(\frac{0.03V}{0.03\Omega} \right)} \left(\frac{2.5V + 0.3V}{4.2V + 0.3V} \right) = 2.00\mu H$$

对于外部 MOSFET 的选择， $R_{DS(ON)}$ 必须在 2.5V 条件下得到保证，因为 LTC3701 必须能在低至 2.7V 的电压下工作。我们假定 MOSFET 的功率消耗被限制为 $P_P = 250mW$ ，且其热阻为 $50^\circ C/W$ 。因此， $T_A = 25^\circ C$ 时的结温将为 $37.5^\circ C$ ，且 $\delta p = 0.005 \cdot (37.5 - 25) = 0.0625$ 。所需的 $R_{DS(ON)}$ 可由下式给定：

$$R_{DS(ON)} \approx \frac{P_P}{DC \cdot I_{OUT}^2 (1 + \delta p)} = 0.11\Omega$$

采用 Si3443DV 可满足 P 沟道 MOSFET 的要求。

当 $V_{OUT} = 0V$ (即短路) 时，对肖特基二极管的要求是最严格的。采用一个 0.03Ω 的 R_{SENSE} 电阻器时，流经肖特基二极管的短路电流为 $0.1/0.03 = 3.3A$ 。选择的是一个 MBRS340T3 型肖特基二极管。由于将流过 3.3A 的电流，二极管的额定正向电压为 0.4V。这样，二极管的最坏情况功耗为 1.32W。增加 D_{FB1} 和 D_{FB2} (图 6) 将把二极管功耗降至约 0.66W。

在规定的温度下，输入电容器要求至少 0.75A 的额定 RMS 电流， C_{OUT} 将需要 0.1Ω 的 ESR 以获得最佳效率。

应用信息

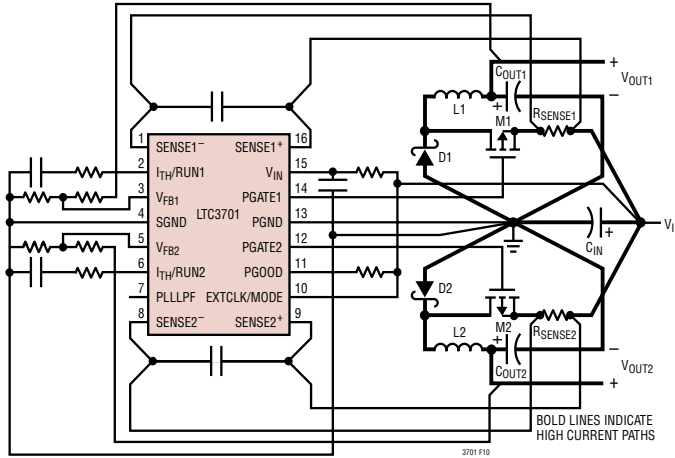


图 10 : LTC3701 布线图

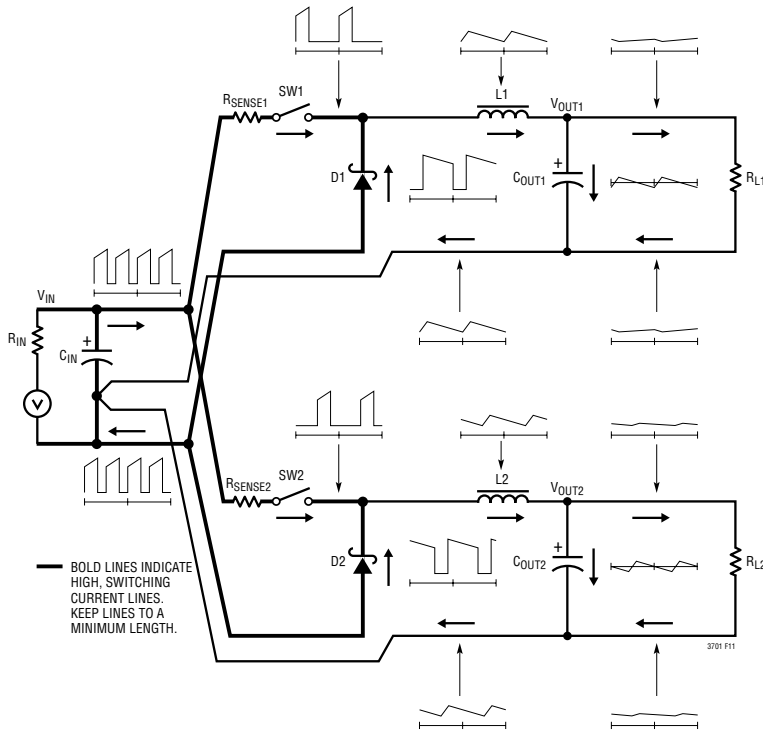
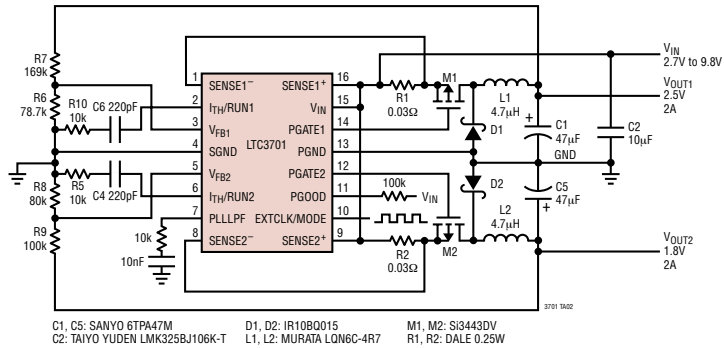


图 11 : 分支电路的电流波形

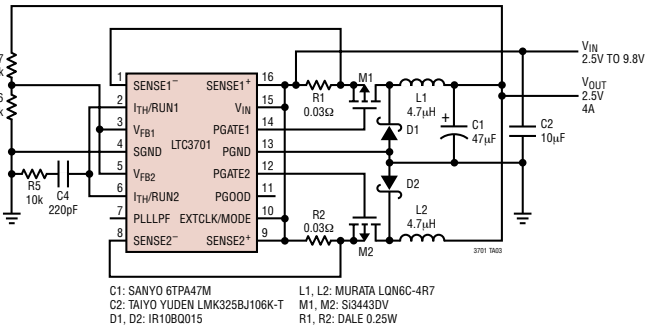
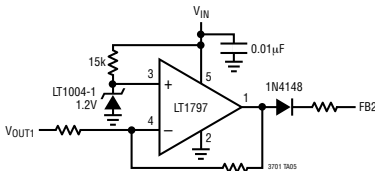
典型应用

两相、可同步双输出降压型 DC/DC 变换器

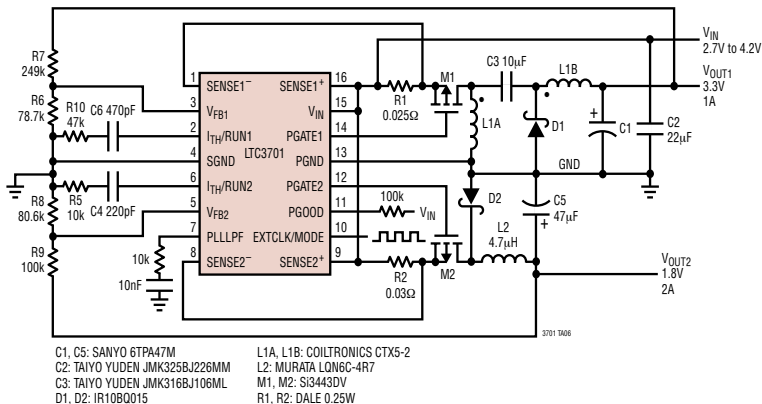


两相、550kHz 单输出降压型 DC/DC 变换器

可选的输出定序电路

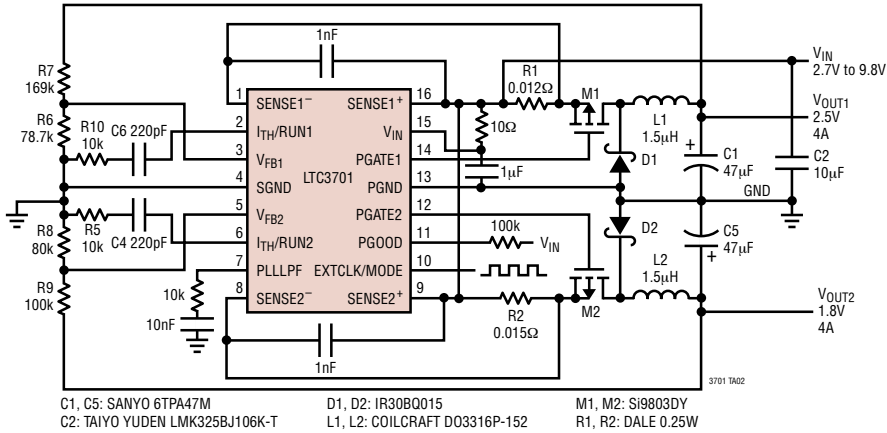


单节锂离子电池至 3.3V (Zeta 变换器) 和 1.8V (降压型变换器)



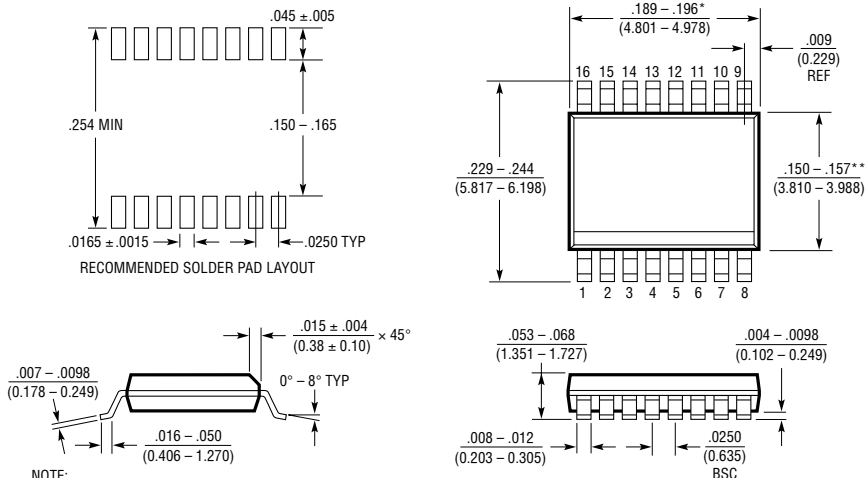
典型应用

具有 4A 输出电流的两相、可同步双输出降压型 DC/DC 变换器



封装描述

GN 封装
16 引脚塑料 SSOP (窄式 .150 英寸)
(参考 LTC DWG # 05-08-1641)

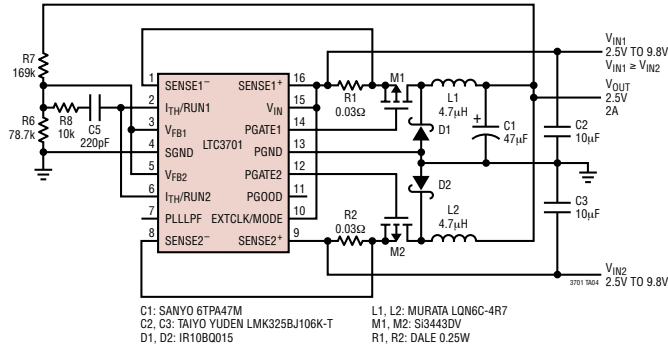


- NOTE:
1. CONTROLLING DIMENSION: INCHES
 2. DIMENSIONS ARE IN INCHES (MILLIMETERS)
 3. DRAWING NOT TO SCALE
- * DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.006" (0.152mm) PER SIDE
- ** DIMENSION DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH. INTERLEAD

GN16 (SSOP) 0502

典型应用

两相、550kHz、双输入电压单输出降压型 DC/DC 变换器



相关器件

器件型号	描述	备注
LTC1143	双输出高效降压型控制器	电流模式，突发模式操作，SO-16 封装
LTC1622	可同步低输入电压电流模式降压型 DC/DC 控制器	V_{IN} 为 2V 至 10V，突发模式操作，8 引脚 MSOP 封装
LTC1628/ LTC1628-PG	高效、两相同步双输出降压型控制器	恒定频率，备用，5V 和 3.3V LDO， V_{IN} 达 36V，28 引脚 SSOP 封装
LTC1629/ LTC1629-PG	20A 至 200A 多相 (PolyPhase™) 高效控制器	可扩展至 12 相，无需散热器， V_{IN} 达 36V，采用 28 引脚 SSOP 封装
LTC1702	无需检测电阻 (No R_{SENSE}^{TM})、两相双输出同步控制器	550kHz，无需检测电阻，GN24 封装， V_{IN} 达 7V
LTC1708-PG	高效、两相同步、双输出降压型开关稳压器	$1.3V \leq V_{OUT} \leq 3.5V$ ，电流模式， $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1735	高效同步降压型控制器	突发模式操作，16 引脚窄式 SSOP 封装，故障保护， $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1767	1.2A I_{OUT} 、1.25MHz、高效降压型 DC/DC 变换器	效率达 90%， V_{IN} ：3V 至 25V， $V_{OUT} = 1.2V$ ， $I_Q = 1mA$ ， $I_{SD} = 6\mu A$ ，采用 MS8E 封装
LTC1772	恒定频率电流模式降压型 DC/DC 控制器	$2.5V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ ， I_{OUT} 高达 4A，采用 SOT-23 封装，550kHz
LTC1773	同步降压型控制器	$2.65V \leq V_{IN} \leq 8.5V$ ， I_{OUT} 高达 4A，10 引脚 MSOP 封装
LTC1778	无需检测电阻的同步降压型控制器	无需检测电阻的电流模式操作，快速瞬态响应， $4V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1872	恒定频率电流模式升压型控制器	$2.5V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ ，SOT-23 封装，550kHz
LTC1874	恒定频率电流模式降压型双输出 DC/DC 控制器	$2.5V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ ，550kHz，16 引脚窄式 SSOP 封装
LTC1929	恒定频率电流模式两相同步控制器	高达 42A，无需散热器， $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC3411	1.25A (I_{OUT})、4MHz、同步降压型 DC/DC 变换器	效率达 95%， V_{IN} ：2.5V 至 5.5V， $V_{OUT} = 0.8V$ ， $I_Q = 60\mu A$ ， $I_{SD} < 1\mu A$ ，MS 封装
LTC3412	2.5A (I_{OUT})、4MHz、同步降压型 DC/DC 变换器	效率达 95%， V_{IN} ：2.5V 至 5.5V， $V_{OUT} = 0.8V$ ， $I_Q = 60\mu A$ ， $I_{SD} < 1\mu A$ ，采用 TSSOP-16E 封装
LTC3700	采用 LDO 稳压器的恒定频率降压型控制器	$2.65V \leq V_{IN} \leq 9.8V$ ，550kHz，10 引脚 SSOP 封装
LTC3728	550kHz、两相同步降压型双输出开关稳压器	恒定频率， V_{IN} 达 36V，5V 和 3.3V LDO，5mm × 5mm QFN 或 28 引脚 SSOP 封装

PolyPhase 和 No R_{SENSE} 是凌特公司的商标。