

LM5007

*Application Note 1319 Analysis and Design of a Hysteretic Constant
Frequency Buck Regulator Using the LM5007*



Literature Number: ZHCA154

采用LM5007分析和设计固定频率的迟滞降压转换器

美国国家半导体公司
应用注释 1319
Dennis Morgan
2004年5月



引言

LM5007降压稳压器的的工作方式不同于其它传统的控制方式，例如固定频率电流模式、固定导通时间电压模式、可变导通时间模式和可变关断时间模式。LM5007的固定频率迟滞控制方式具有较小的输出电容且无需环路补偿，因而可提供极佳的性能。LM5007是一款高压IC，设计其可接收的输入电

压范围为9V至75V（最大为80V）。自举二极管和高压N-沟MOSFET降压开关均集成于IC中，使得LM5007很适合于电路板空间受限的应用。

本应用注释描述了LM5007的工作过程，并提供了逐步选择外围器件的流程。该流程也可在网站 <http://www.national.com/pf/LM/LM5007.html> 处下载。

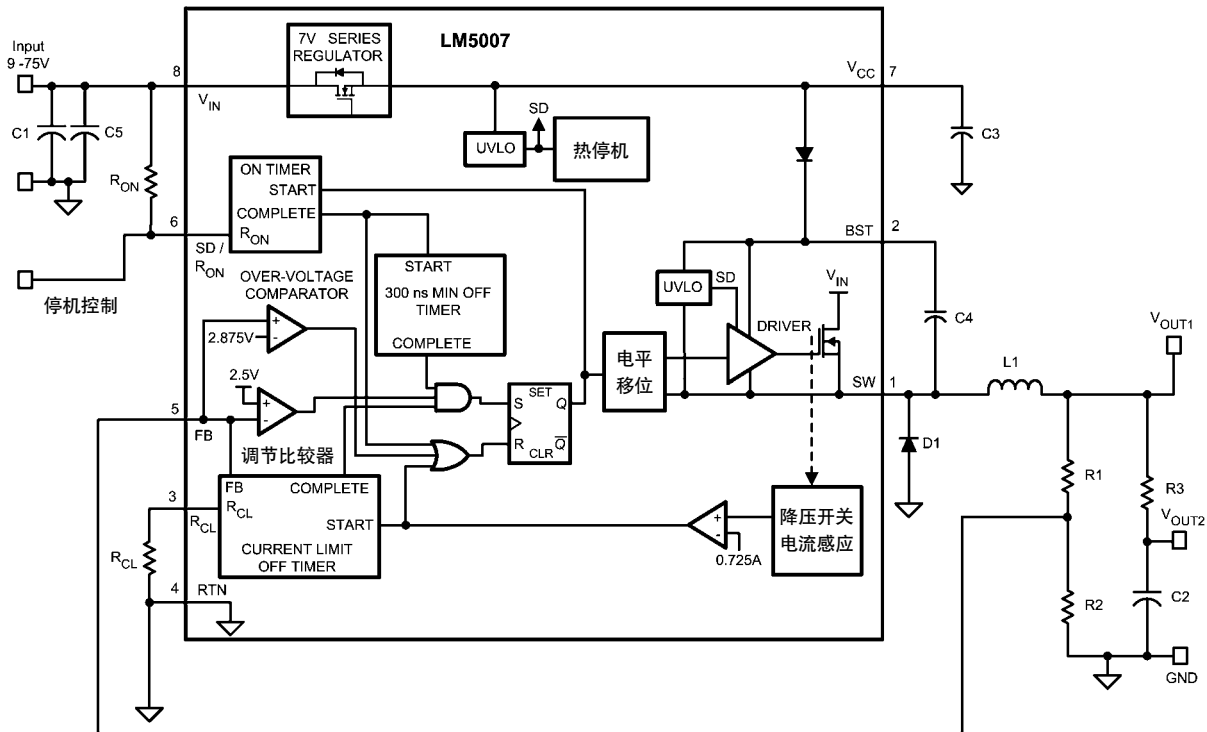


图1. 模块框图和基本的应用电路

LM5007的功能描述

控制环路

控制环路包含一个比较器、内置基准源和用于控制导通时间的可编程定时器。在FB（引脚5）反馈来自R1和R2连接点上的输出电压，将其同内置的2.5V基准源比较。如果在FB引脚（ V_{FB} ）的电压低于基准时，降压开关导通，导通时间为一个固定的周期（ t_{ON} ），该值由 R_{ON} 电阻和输入电压（ V_{IN} ）依据下列公式来确定（参见图8）：

$$t_{ON} = \frac{1.42 \times 10^{-10} \times R_{ON}}{V_{IN}} \quad (1)$$

如果在导通时间末 V_{FB} 仍然低于2.5V（电路未经稳压也未经限流），降压开关会被关断，最小关断时间为300ns，这是通过300ns关断定时器来设定的。在关断时段之后，开关将在另外的导通周期内导通。该周期将会重复直至实现稳压。最小的关断时间限制了启动期间的开关频率和负载瞬态，也确定了最大的占空比。

LM5007的功能描述 (续)

当 V_{FB} 达到2.5V时(电路处于稳压状态),关断时间将会超过300ns,因为当输出电压下降,迫使 V_{FB} 低于2.5V时,每个导通周期才会开启。以此方式,可以维持稳压状态。对于一个降压控制器而言,在连续导通模式下占空比(DC)等于 V_{OUT}/V_{IN} ,关断时间由下式决定:

$$t_{OFF} = \frac{t_{ON} \times (1 - DC)}{DC} \quad (2)$$

因 t_{ON} 和 V_{IN} 之间存在反比关系,虽然 V_{IN} 在一定的范围内变化,但是工作频率仍然保持相对稳定。参见附录A可得到更多细节。对于正确的限流工作而言,在给定应用中,应选择工作频率使得导通时间对所有 V_{IN} 值都大于300ns。

降压开关

N-沟道降压开关集成在IC中,提供 V_{IN} 至电感(L1)的电流回路。在连续导通模式下,当电路处于稳压时,该回路的峰值电流由下式确定:

$$I_p = I_o + \frac{(V_{IN} - V_{OUT1}) \times t_{ON}}{2 \times L1}$$

这里, I_o 是标称负载电流, t_{ON} 是导通时间,L1是电感值(参见图6)。在导通时间的末端,降压开关被关闭,SW引脚的电压达到低于地电位的某个电压值,该值是由外围二极管D1的正向压降确定。

C4(自举电容)提供驱动降压开关栅极的功率。在关断期间内, V_{CC} 给C4充电至大约7V。当降压开关闭合时,SW引脚连接至 V_{IN} 。因为电容上的电压不能即时变化,引脚2(BST)上电压约为 $V_{IN} + 7V$ 。因此,C4存储了导通期间降压开关栅极上的电荷。

如果C4上的电压下降至低于4.1V时,降压开关立即被关闭。关断时间C4被再充电,当其电压达到4.5V时,开启降压开关。这种保护特性防止了降压开关产生大量的功耗。如果设定频率为一个低值(例如, $R_{ON} = 500k$),在启动期间(关断时间=300ns)最小 V_{IN} 处(导通时间为最大值)会产生较低的C4电压。在这种情况下应增加C4的容值。

电流限制

限流电路利用内置在降压开关内的无损电流感应来感测降压开关电流,并将其与设定为(标称值)725mA的基准相比较。如果超过了该阈值,当前的导通周期会被终止,并触发一个非重置的关断定时器。关断时间是由 R_{CL} 电阻(引脚3)和 V_{FB} (引脚5)依据下列等式来确定:

$$t_{OFFCL} = \frac{10^{-5}}{(0.59 + (V_{FB}/(7.22 \times 10^{-6} \times R_{CL}))} \quad (3)$$

参见图9。如果电流过载条件是 $V_{FB} = 0V$ (在启动时产生,或者伴随着输出短路),关断时间为17 μs 。在一个不严重的过载条件下,此时 V_{FB} 在接地电平和2.5V之间,关断时间变得更短,会导致更快的恢复时间并减少返送电流。如果电流过载持续,LM5007提供逐周期的限流,转换器的输出特性和电流源类似。

为正确执行限流工作,必须符合两个要求。第一,正如先前提及的,在最大 V_{IN} 时产生的最小导通时间必须大于300ns,从而使其能够超过限流检测电路的响应时间。以此确保该检测电路造成的延迟决不会超过正常的导通时间,而且在这期间可以达到限流。第二个条件是由 R_{CL} 电阻设定的强制关断时间(当 $V_{FB} = 2.5V$)要大于正常关断时间的最大值,该值是在最大 V_{IN} 时产生的。参见附录C。

在正常工作时,闭合降压开关时会产生电流浪涌,此时续流二极管(D1)关断。浪涌幅度会达到几百个毫安,持续时间取决于D1的恢复时间。由于存在该浪涌电流,电流感应检测电路在降压开关导通时保持50至70 ns的空置。

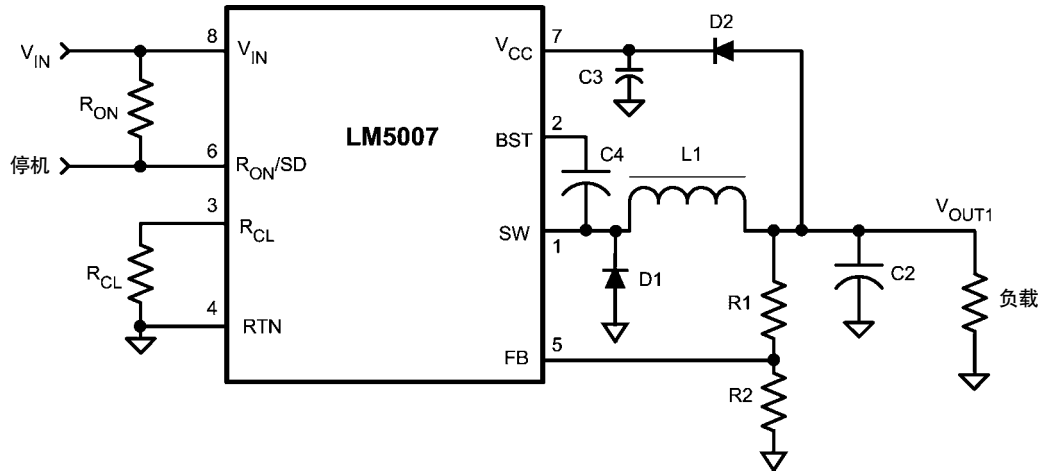
启动稳压器

LM5007包含一个启动稳压器,其可以在引脚7(V_{CC})处提供7.0V标称电压。正常工作时输入引脚(V_{IN})可以直接连接到高达75V的线路电压,其瞬态的吸收能力为80V。由内置电源的限流确定稳压器的输出为11 mA(典型值)。在上电期间,由 V_{CC} 充电的电容C3提供时延,同时保持内部电路的稳定。当 V_{CC} 达到欠压感应器的上限(典型值6.3V)时,降压开关使能。于是输出电压(V_{OUT1})增加,直至实现了稳压调整。在涉及几个降压稳压器一起工作的应用中,此时需要确立不同稳压器的上电顺序,应用每个电路中的C3为每个稳压器设定一个不同的启动延时。如果 V_{CC} 下降至低于欠压感应器的下限(典型值6.1V),降压开关关断。当 V_{CC} 再次增加至超过上限时,再次启动降压开关。

V_{CC} 通过内置的二极管接到BST引脚来为降压开关驱动器供电。当SW和BST引脚电压都高于 V_{CC} 时,外置的电容C4在导通时间内为降压开关驱动器供电。

一旦启动序列完成,可利用外置电源为 V_{CC} 供电,这样可减小LM5007内部的功耗。如果 V_{IN} 处于其电压范围的高端,此举将会格外有益,因为内置的稳压器功耗会超过100 mW。施加一个8V到14V的电压会关闭内置稳压器。如果 V_{OUT1} 在该电压范围内,可将其通过二极管连接到 V_{CC} 引脚,如图2所示。满足正常工作模式和关闭模式(引脚6电压=0V)而引入 V_{CC} 引脚的所需电流如图10所示。D2可以是低成本的通用二极管。

启动稳压器 (续)



20098006

图2. 由 V_{OUT1} 对 V_{CC} 供电

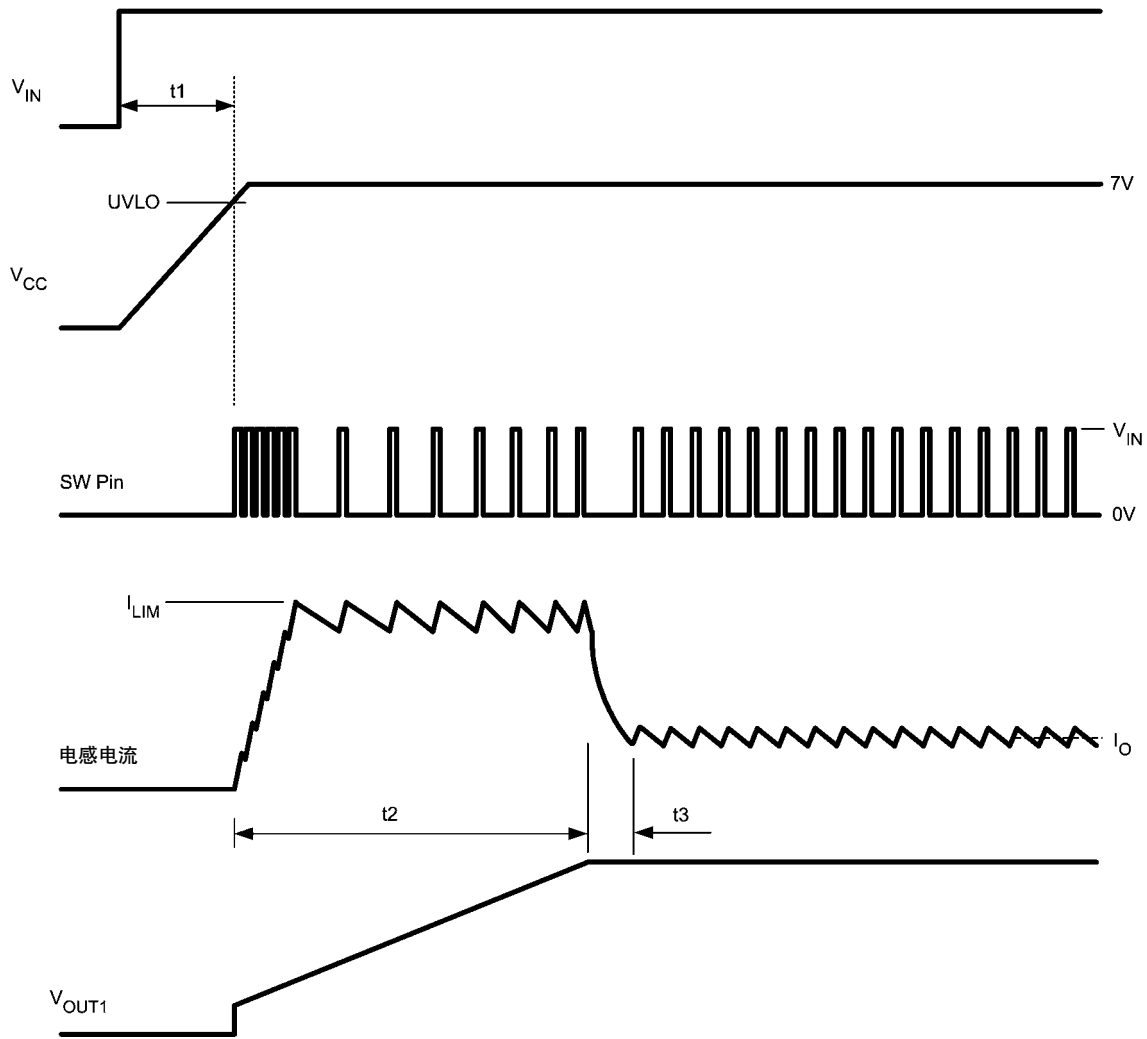
启动序列

在 V_{IN} 处施加电源时，启动序列如图3所示。在起始延时期间 (t_1)， V_{CC} 上升的速率由本身的限流和 C_3 来确定，同时保持内部电路的稳定。例如，如果 $C_3 = 0.1 \mu\text{F}$ ， t_1 标称值为 $57 \mu\text{s}$ 。当 V_{CC} 达到了欠压感应器 (UVLO，典型值 6.3V) 的上限时，降压开关导通。电感电流接着达到限流阈值 (I_{LIM})，同时每个导通时间是由 V_{IN} 和 R_{ON} 来确定的，关断时间为 300ns 。一旦达到了限流，关断时间为 $17 \mu\text{s}$ ，这是因为 V_{FB} 是接近零值的 (参见公式3和图9)。随着 t_2 期间 V_{OUT1} 的上升，电感电流会连续直到 I_{LIM} ，但是关断时间将会减少，因为 V_{FB}

随着 V_{OUT1} 增加而增大。时间 t_2 可以高达 $500 \mu\text{s}$ 。一旦 V_{OUT1} 达到其预定值 (和 $V_{FB} = 2.5\text{V}$)，电感的平均电流会减小 (t_3) 到标称的负载电流 (I_o)，纹波幅度由导通时间、电感值、 V_{IN} 和 V_{OUT1} 来确定，如下一节中所讨论的。关断时间由导通时间、 V_{IN} 和 V_{OUT1} 依据等式2来确定。时间 t_3 通常在 $30 \mu\text{s}$ 至 $100 \mu\text{s}$ 之间。

以上提及的时间段都假定 V_{IN} 具有快速的上升时间 ($< 5 \mu\text{s}$)。若 V_{IN} 缓慢上升， t_1 会变得更长，同时 t_2 和 t_3 可能会更久，这取决于 V_{IN} 和 I_o 的最终值。

启动序列 (续)



20098007

图3. 启动序列

利用 R_{ON}/SD 引脚进行启动/停机

利用开路集电极或者开路漏极器件将引脚6 (R_{ON}/SD) 的电压拉低到0.7V, 关闭降压开关, 并且 V_{OUT} 将会达到零值。 V_{CC} 稳压器在停机期间仍保持工作, 但是其它的内部电路被关闭。参考图4, 在 R_{ON}/SD 电平被拉低之前, 电路仍处于稳压调节之中, 导通时间由 R_{ON} 和 V_{IN} 确定。在SW处的占空比取决于 V_{OUT1} 和 V_{IN} , 电感的平均电流为负载电流 (I_O)。在 R_{ON}/SD 被拉低之后, 下一个导通时间要比正常情况更长一些, 因为进入到 R_{ON}/SD 引脚的电流已经被降低 (与增加 R_{ON} 的效果相同)。电感电流将会上冲至高于正常值 (I_1)。时

间 t_1 取决于从SW开/关周期中 R_{ON}/SD 被拉低的那一时刻, 直到导通脉冲超时、或者当 I_1 达到电流限值、或者当内部电路已经停机足够久可以关闭降压开关时才截至。 t_1 一般会小于 $6\mu s$ 。电感电流然后下降至零, 时间 t_2 取决于电感值、 I_1 和 V_{OUT1} , 范围在 $2\mu s$ 至 $15\mu s$ 之间。在 t_2 的末端产生振铃周期 (t_3) 是由于电感中的残余能量和SW引脚处的寄生电容引起的。振荡频率一般为1至5MHz, t_3 的标称值为 $15\mu s$ 。 V_{OUT1} 会在 t_2 的起始点开始衰减, 衰减时间常数等于 $R_L \times C_2$, 其中 R_L 是负载阻抗。这种衰减时间可能是几个毫秒。

利用 R_{ON}/SD 引脚进行启动/停机 (续)

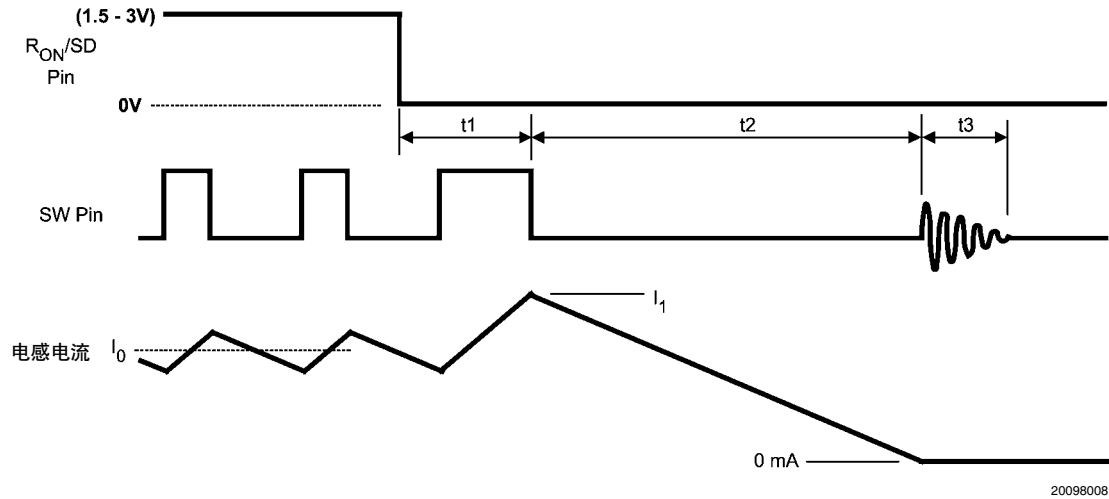


图4. 利用 R_{ON}/SD 引脚实现停机

利用 R_{ON}/SD 引脚来实现启动, 如图5所示。在释放 R_{ON}/SD 引脚电压之后, 存在一个初始化延迟, 大约为 $3.5\mu s$ (t_1), 给内部电路通电, 同时赋能降压开关。在 t_2 期间会产生几个开/关脉冲, 其中电感电流会上冲至限流阈值 (I_{LIM} , 标称值 $725mA$)。每个周期的导通时间由 V_{IN} 和 R_{ON} 来确定, 关断时间为最小值 $300ns$ 。时间 t_2 和最终的SW周期数取决于电感值和 V_{IN} , t_2 的范围从 $2\mu s$ 至 $20\mu s$ 。在 t_2 之后较长的关断时间 (t_3) 由 R_{CL} 决定, 而 V_{FB} 在此刻接近零。因为 V_{OUT1} 增

加以及 V_{FB} 也随着变化, 根据等式3, t_3 开始减少。电感电流会在每个周期持续达到 I_{LIM} , 直到实现稳压 ($V_{FB}=2.5V$)。 V_{OUT1} 达到其终值的时间可以高达 $500\mu s$ 。

当电路处于稳压时 (图5的右侧), 电感电流波形的平均值 (I_0) 等于负载电流值, 纹波幅度由导通时间、电感值、 V_{IN} 和 V_{OUT1} 来决定, 将会在下一节进行讨论。关断时间 (t_4) 由导通时间、 V_{IN} 和 V_{OUT1} 依据等式2来确定。

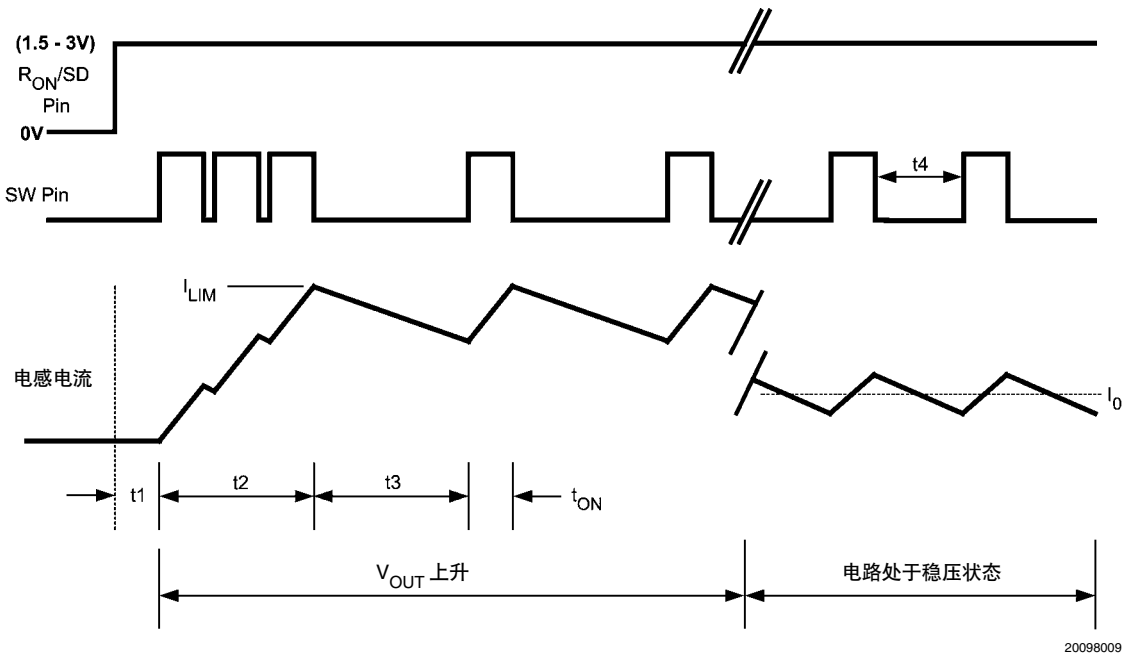


图5. 利用 R_{ON}/SD 引脚实现启动

电流导通模式

处于稳压状态的LM5007降压稳压器工作在两种模式之一，主要取决于负载电流和纹波电流。因为在两个模式中对外置器件的依赖程度不同，所以其工作频率（ F_S ）和一些波形也会存在差异。

连续导通模式：在该模式下，负载电流相对于纹波电流已足够高，使得L1中的电流总是大于零，如图6所示。

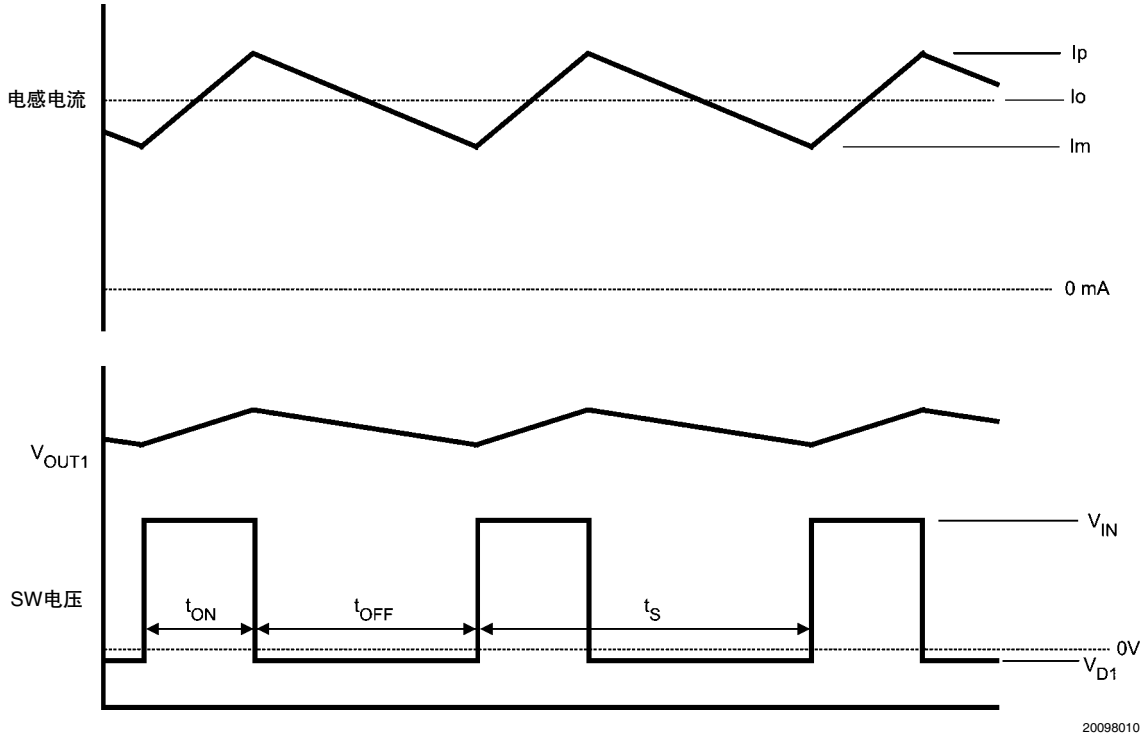


图6. 连续导通模式

电感电流在导通期间内上升至 I_p 值。SW处的电压值为 V_{IN} ，电感上的电压为 $V_{IN} - V_{OUT1}$ 。在关断期间电感电流下冲至 I_m ，此时SW电压比接地电位低一个 V_{D1} （D1的正向压降）。电感电压为 $V_{D1} + V_{OUT1}$ 。纹波的平均值是 I_o ，这是标称负载电流值，等于 $(I_p + I_m)/2$ 。输出纹波电流幅度 I_{OR} 可通过下式计算：

$$I_{OR} = I_p - I_m = \frac{(V_{IN} - V_{OUT1}) \times t_{ON}}{L1} = \frac{V_{OUT1}(V_{IN} - V_{OUT1})}{V_{IN} \times L1 \times F_S} \quad (4)$$

等式表明，在给定应用条件下的 I_{OR} 并不是固定的，而是会随着 V_{IN} 而增加。例如，如果 $V_{OUT1} = 10V$ ，且 $F_S =$

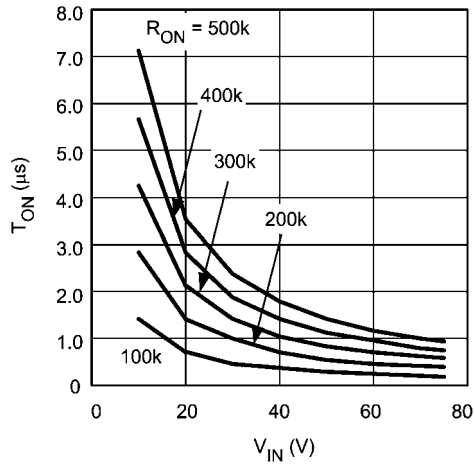
400kHz，图11所示为 I_{OR} 如何根据L1的两个值而变化。工作频率值由下式来确定：

$$F_S = \frac{V_{OUT1}}{1.42 \times 10^{-10} \times R_{ON}} \quad (5)$$

可见，在连续导通模式中的工作频率不依赖于输入电压或者负载电流，而更多地表现为一个稳定值，因为它只依赖于输出电压和 R_{ON} 电阻，两者在给定应用中都是固定的。参见附录A，可以得到关于此等式的更多讨论细节。

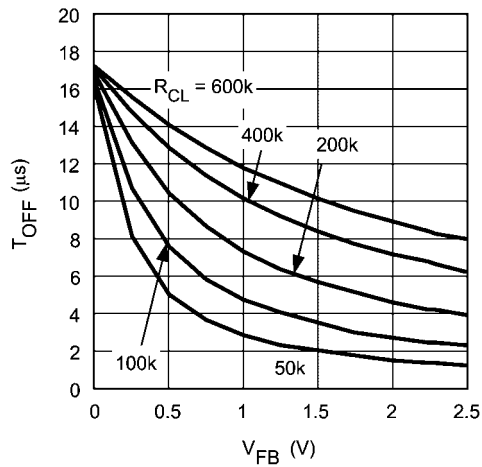
热停机保护 (续)

该特性有助于防止由于意外的器件过热而产生的突变失效。当硅片温度降到140°C (典型迟滞=25°C), 赋能降压开关。



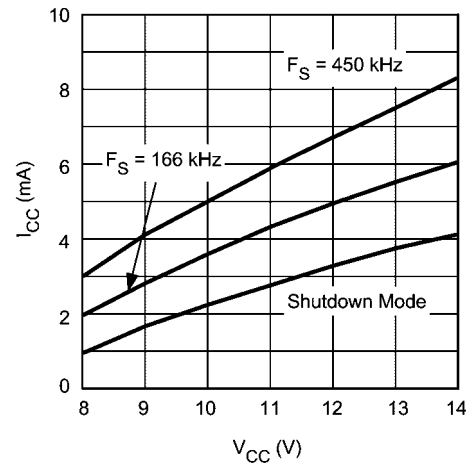
20098016

图8. t_{ON} 与 V_{IN} 以及 R_{ON} 的关系



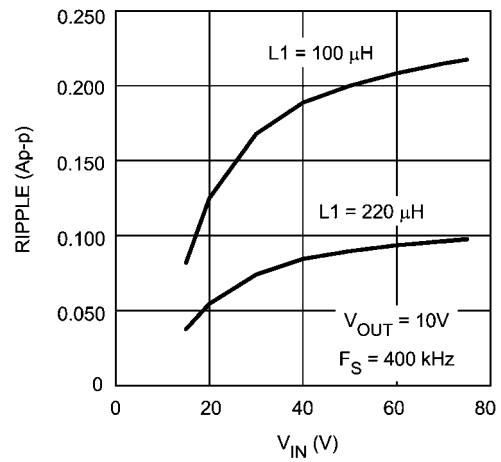
20098017

图9. 限流关断时间与 V_{FB} 和 R_{CL} 的关系



20098018

图10. I_{CC} 与外加 V_{CC} 之间的关系



20098019

图11. 电感纹波电流与 V_{IN} 和 $L1$ 的关系

外围器件的选择

确定器件数值的指南用设计实例来具体解释。参考图1。配置LM5007的步骤如下：

1. 输入电压范围 (V_{IN}) : 15V至75V
2. 输出电压 (V_{OUT1}) : 10V
3. 负载电流 (用于连续导通模式) : 100mA至400mA
4. 在 V_{OUT2} 处的最大纹波: 200mV峰峰值

R1和R2: 从图1得到, $V_{OUT1} = V_{FB} \times (R1 + R2)/R2$, 因为 $V_{FB} = 2.5V$, 计算R1至R2的比值为3:1。选择标称值3.01k Ω (R1) 和1.00k Ω (R2)。只要能维持3:1的电阻比率, 同样也可以采用其它电阻值。然而在主负载未连接的情况下选择的阻值会产生少量输出电流 (2.5mA)。这使电路能够维持稳压状态直到重新连接主负载。

F_S 和 R_{ON} : 为LM5007推荐的工作频率范围从50kHz至600kHz。除非应用需要一个特定的频率, 频率选择通常是个折衷的过程, 因为它会影响L1和C2的尺寸以及开关损耗。高频意味着更小的电感和电容 (物理尺寸以及相应的数值), 而较低的频率意味着较低的开关损耗。在每个应用中所允许的最大频率, 都是根据最小的导通时间300ns来确定的, 从下式计算得到:

$$F_{MAX} = \frac{V_{OUT}}{V_{INMAX} \times 300 \text{ ns}}$$

在该例中, $F_{max} = 444\text{kHz}$ 。从等式5中可以计算得到 R_{ON} 为159k Ω 。考虑到等式5中的容差, 采用一个标称值178k Ω 电阻, 产生的标称频率为396kHz。

L1: 受电感影响的主要参数为输出电流纹波幅度。因此电感数值的选择取决于最小和最大的负载电流, 请牢记最大的纹波在最大 V_{IN} 处产生。

a) 最小负载电流: 为了在最小值 I_o (100mA) 处维持连续导通, 纹波幅度必须少于200mA峰峰值, 所以波形的较低峰值 (图6中的 I_m) 不会达到零。利用公式4, 解得L1为:

$$L1 = \frac{V_{OUT1}(V_{IN} - V_{OUT1})}{I_{OR} \times F_S \times V_{IN}} \quad (8)$$

当 $V_{IN} = 75V$ 时, 计算得L1为109 μH 。考虑到器件容差,

选择一个较大的标称值电感 (150 μH)。若L1采用该值, 在 $V_{IN} = 75V$ 处计算得到 I_{OR} 为146mA峰峰值, 在 $V_{IN} = 15V$ 处计算得到 I_{OR} 为56mA峰峰值。

b) 最大负载电流: 在负载电流400mA处, 波形的峰值 (图6中的 I_p) 不必达到LM5007的限流阈值。该阈值的最小保证值为535mA, 要求纹波幅度低于270mA峰峰值。因为以上计算得到的电感值已符合该要求, 故不再需要计算L1。满足最大 V_{IN} 和图6中的 I_o 时, I_p 为473mA。L1必须能承受此峰值电流而不会饱和或超过温度额定值, 同时也必须能够承受限流阈值的最大保证值 (900mA) 而不会饱和, 这是因为在启动期间已经达到了限流 (图3和图5)。电感的直流阻抗应尽量小。例如, 若电感的直流电阻是1欧姆, 则在最大负载电流400mA处的功耗为0.16W。由于同4W的负载功耗相比太小, 可以忽略不计。通常情况下不难找到一个直流电阻低于0.5 Ω 的电感用于该设计。

C3: 在 V_{CC} 输出端的电容不仅提供噪声滤波和稳定性, 而其主要目的在于防止在降压开关转换时导致 V_{CC} 的欠压锁定(UVLO)误触发。由此, 应为C3选取一个品质良好, 不小于0.1 μF 的陶瓷电容。

C2和R3: 当选择输出滤波电容C2时, 需要考虑的有其ESR造成的纹波电压、电容产生的纹波电压, 在负载处容许的纹波。

a) ESR和R3: 通常需选择较低ESR的C2, 以将功耗和电容内热耗降到最低。然而, 迟滞稳压器需要在反馈输入端产生最小量的纹波电压, 以进行正确的环路工作。在LM5007的引脚5处所需的最小推荐纹波为25mV峰峰值, 要求在 V_{OUT1} 处的最小纹波为100mV (由于R1和R2)。因为最小纹波电流 (在最小 V_{IN} 处) 为56mA峰峰值, 在 V_{OUT1} 处所需的最小ESR为100mV/56mA = 1.78 Ω 。因为用在开关电源中的优质电容的ESR比这个低很多, 如图1所示插入R3。R3的阻值加上C2的ESR值, 必须在引脚5处产生至少25mV峰峰值的纹波。一般情况下, R3为1.0至2.0 Ω 。

b) 容许的纹波: 在 V_{OUT2} (当 $V_{IN} = 75V$) 处所容许产生的最大纹波电压为200mV峰峰值, 假定C2的ESR为0.5 Ω 。在最大 V_{IN} 处, 纹波电流为146mA峰峰值。产生的纹波电压为73mV峰峰值。由于存在电容, 会有127mV峰峰值的纹波电压。利用图12的波形来计算由于纹波电流而进入C2的平均电流。

外围器件的选择 (续)

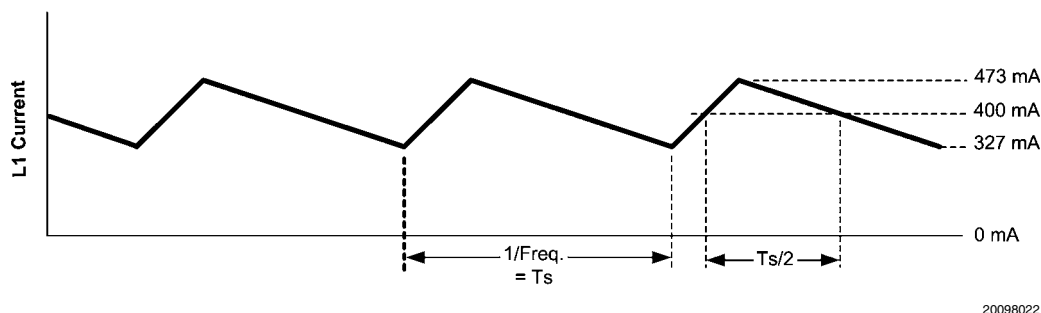


图12. 电感电流波形

在导通时间的半程，当电流达到 I_o （图12中的400mA）时开始启动，电流持续增加到其峰值（473mA），然后经过关断期间的半程时间降低至400mA。该部分波形的平均值为36.5mA，将会产生一半的电压纹波，约为63.5mV。间隔是频率周期时间的一半，约1.26 μ s。利用电容的基本公式：

$$C = \frac{I \times \Delta t}{\Delta V}$$

电容C2的最小值为0.72 μ F。C2造成的纹波与ESR纹波具有90°的相位差，所以两者无法直接相加。然而，该计算提供的C2实际最小值是基于其本身的ESR和预期指标。考虑到电容的容差，温度效应和电压效应，使用一个2.2 μ F、X7R电容。

c) 总结：以上的计算提供一个C2的最小值和R3的选择指南。ESR和电容值同样重要。应把计算值作为起点，采用必要的实验来确定R3和C2的最优值。负载可以连到 V_{OUT1} 或 V_{OUT2} 端。 V_{OUT1} 提供良好的稳压特性，但其纹波从100 mV峰峰值变化到260 mV峰峰值。 V_{OUT2} 具有较低的纹波，但由于R3存在，会产生较低的负载调整率。如果应用要求较低的纹波和良好的稳压调节，则参见附录D。

R_{CL} ：在限流条件的开始，该电阻设定的最小关断时间必须大于发生在最大 V_{IN} 处的最大正常关断时间。利用等式1，最小导通时间为0.337 μ s。得出最大关断时间为2.19 μ s。由于考虑到导通时间的 $\pm 25\%$ 容差，该值增加了84ns（至2.27 μ s）。增加该值是考虑到如下因素：

限流检测环路的响应时间（300ns），

等式3确定的关断时间具有 $\pm 25\%$ 的容差，

$$t_{OFFCL(MIN)} = (2.27\mu s + 0.30\mu s) \times 1.25 = 3.21\mu s$$

利用等式3，计算得到 R_{CL} 为137k Ω （ $V_{FB} = 2.5V$ ）。最接近的标称值为140k Ω 。这会为过载情况而非短路情况（此时关断时间固定为17 μ s）产生最小的返送电流。更高值的 R_{CL}

电阻将会增加返送电流，减小了电源器件上的应力。

D1：重要的参数是反向恢复时间和正向压降。反向恢复时间确定每次降压开关开启时反向浪涌电流会持续多久。越短越好。在输出被短路的情况下正向压降是非常重要的，因为在强制关断时间内仅有的二极管压降会强制减小电感电流。所以，压降越高效果越好，尽管这样会影响效率。一个好的选择是采用快速功率二极管，例如安森美半导体出品的MURA110T3。它的反向恢复时间为30ns，负载400mA，温度为25°C时正向压降约为0.74V。其它类型的二极管具有较低的正向压降，但会产生更长的恢复时间，或者更大的反向漏电压。反向电压额定值必须至少和 V_{IN} 最大值相同。其电流额定值要大于最大的限流阈值（900mA）。

C1和C5：使用C1的目的是在导通时间内能够提供大部分的开关电流，并限制 V_{IN} 处产生的电压纹波，前提是假定输送到 V_{IN} 的电压源应具有一个大于零的输出阻抗。如果电源的动态阻抗比较大（有效电流源），它将提供平均输入电流，而不是纹波电流。在最大负载电流处，当降压开关开启时，进入到引脚8的电流会突然增加至电流值 I_m （图6）。上升至 I_p ，然后在关断期间下降为零。在导通期间的平均电流为负载电流 I_o 。以最差情况计，C1必须提供最大导通时间内的平均负载电流。为了将输入电压纹波控制在低于2V的范围内（该例子中），C1的计算如下：

$$C1 = \frac{I \times t_{ON}}{\Delta V} = \frac{0.4A \times 1.69 \mu s}{2.0V} = 0.34 \mu F$$

该容值的优质陶瓷电容具有低ESR值，这仅增加几个毫伏的纹波电压。在此情况下电容仍占主导地位。考虑到电容的容差、温度效应以及电压效应，采用一个1.0 μ F、100V的X7R电容。

外围器件的选择 (续)

使用C5有助于避免电源电压瞬态和 V_{IN} 处长引脚电感引起的振荡现象。推荐在靠近LM5007处采用低ESR、0.1 μ F的陶瓷芯片电容。

C4: 推荐C4采用0.01 μ F。因C4会产生浪涌电流，在导通期间为降压开关的栅极充电，所以推荐C4采用低ESR的高

品质陶瓷电容。低ESR在每个关断期间内也有助于确保完成再充电过程。

最终电路

最终的电路如图13所示。电路经过测试，其最终的性能如图14至图18所示。

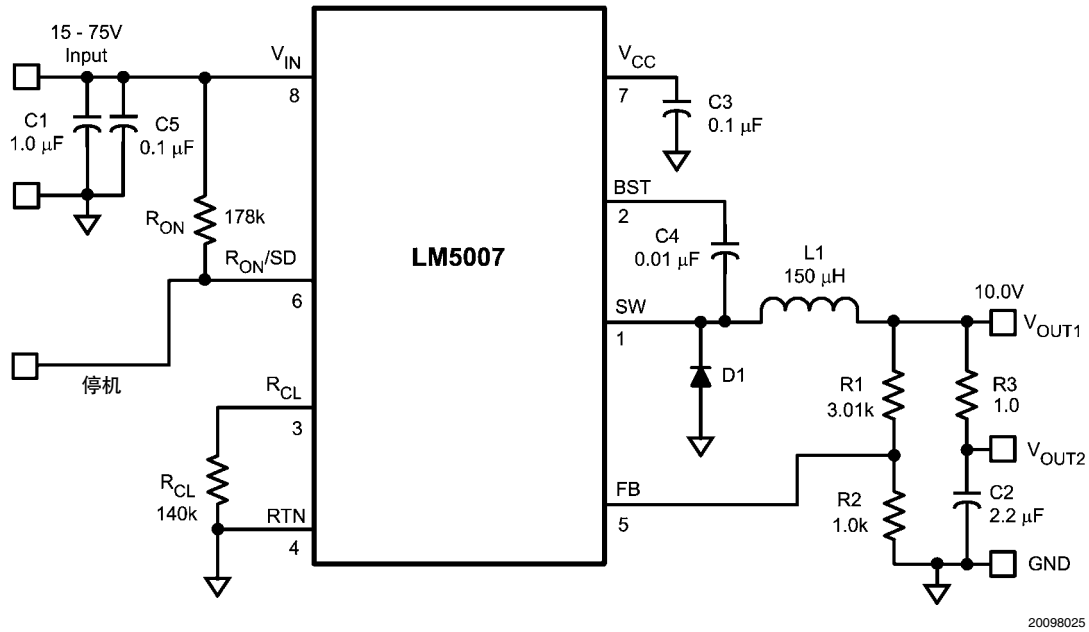


图13. LM5007的实例电路

元件清单 (图13所示的电路)

名称	描述	器件型号	数值
C1	陶瓷电容	TDK C4532X7R2A105M	1 μ F, 100V
C2	陶瓷电容	TDK C4532X7R1E225M	2.2 μ F, 25V
C3	陶瓷电容	Kemet C1206C104K5RAC	0.1 μ F, 50V
C4	陶瓷电容	Kemet C1206C103K5RAC	0.01 μ F, 50V
C5	陶瓷电容	TDK C3216X7R2A104M	0.1 μ F, 100V
D1	快速功率二极管	ON Semi MURA110T3	100V, 1A
L1	功率电感	Coilcraft DO3316-154 or TDK SLF10145T-151MR79	150 μ H
R1	电阻	Vishay CRCW12063011F	3.01k Ω
R2	电阻	Vishay CRCW12061001F	1.0k Ω
R3	电阻	Vishay CRCW12061R00F	1.0 Ω
R _{ON}	电阻	Vishay CRCW12061783F	178k Ω
R _{CL}	电阻	Vishay CRCW12061403F	140k Ω
U1	开关稳压器	美国国家半导体 LM5007	

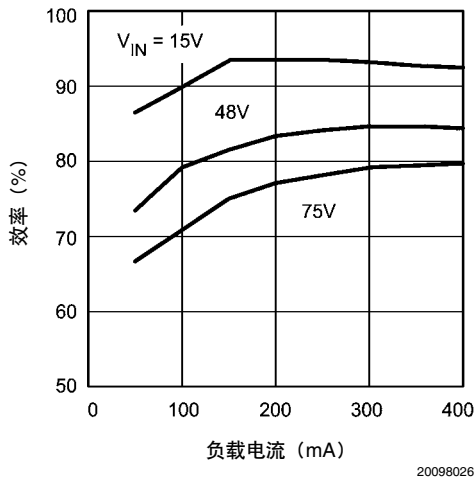
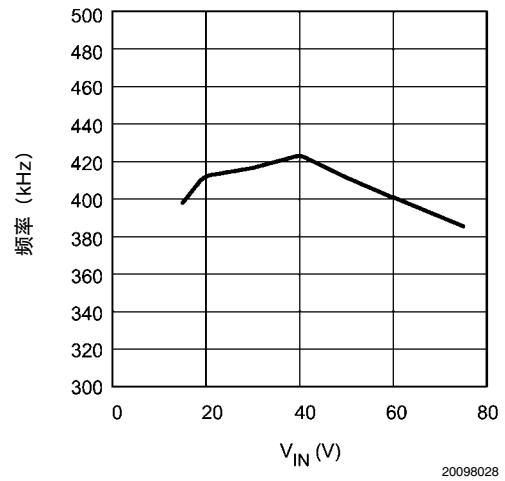
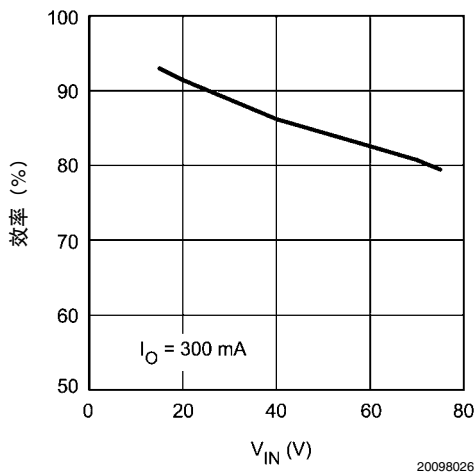
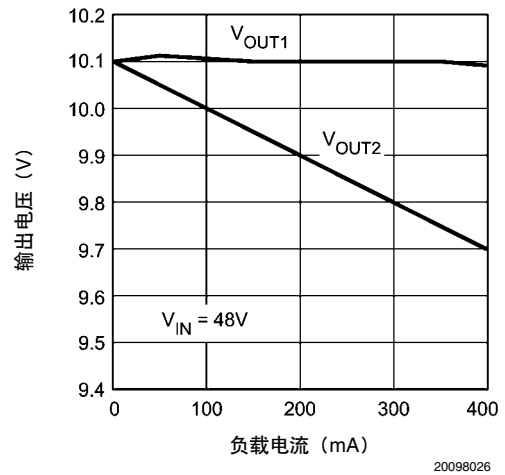
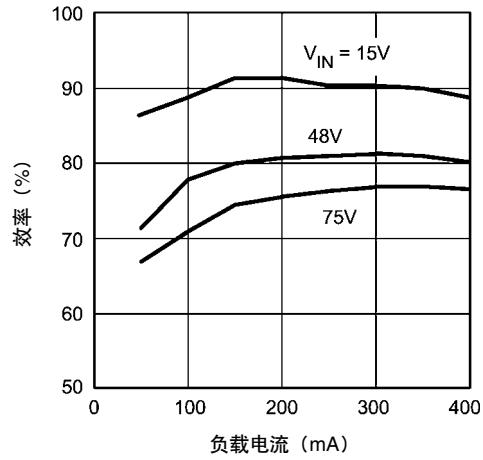
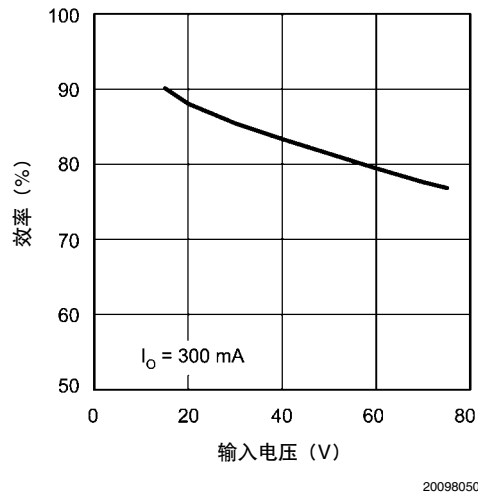
图14. V_{OUT1} 处效率和负载电流的关系

图16. 频率和输入电压的关系

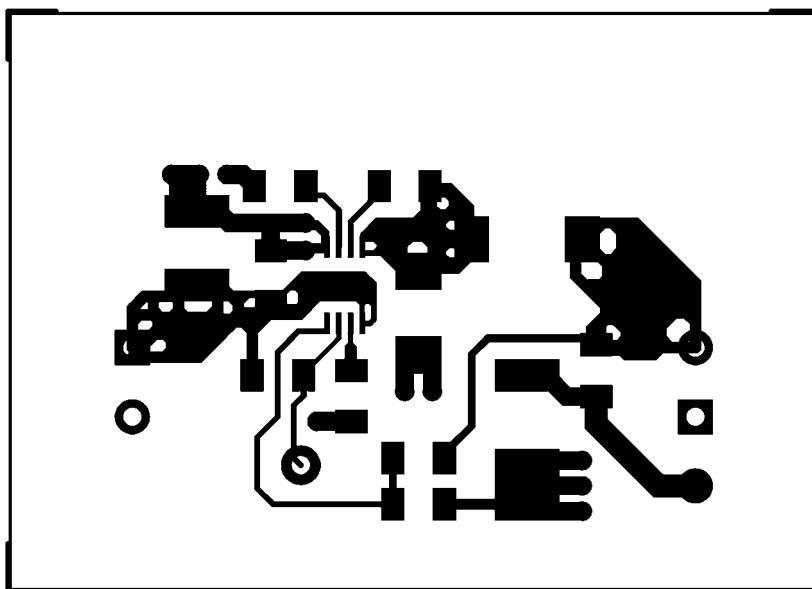
图15. V_{OUT1} 处的效率与输入电压 V_{IN} 的关系图17. V_{OUT1} 和 V_{OUT2} 与负载电流的关系

图18. V_{OUT2} 处效率与负载电流的关系图19. V_{OUT2} 处效率与 V_{IN} 的关系

PCB布局

LM5007稳压和过压比较器都是非常快速的，同样会对短期噪声脉冲做出迅速响应。因此布局考虑对于性能最优化极为关键。与器件引脚1、2、3、5和6连接的元件在物理布局上应尽可能地靠近IC，从而将印刷板迹线上的噪声拾取降到最低。应尽可能缩小由D1、L1和C2组成的电流环路。从C2至C1的接地应尽量短且直接。图20至图22所示为LM5007评估电路板的布局，并按照上述的指南（一些器件标识有别于图1和图13）进行设计。电路板尺寸为1.75"×1.25"，可从美国国家半导体网站 www.national.com 上申购得到。

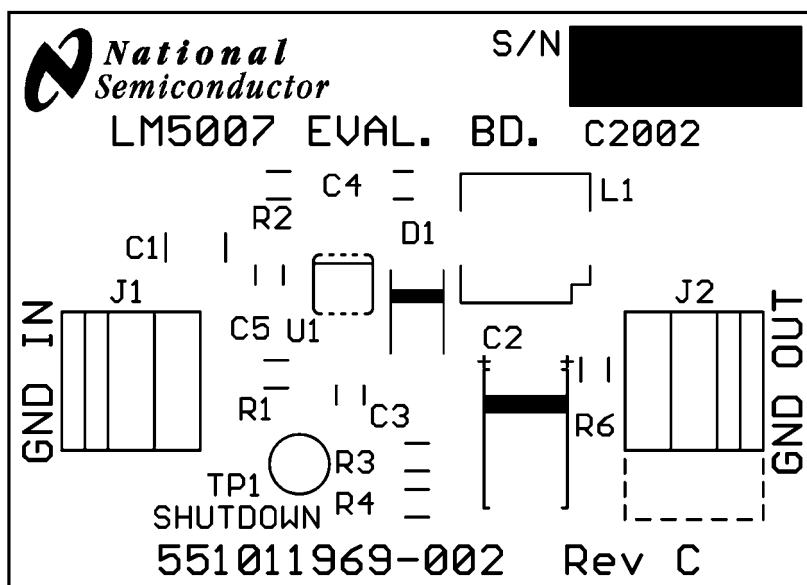
如果在正常工作期间LM5007内部功耗导致过高的结温，则善于利用印刷电路板的接地层将有助于显著地散热。可以将LLP-8封装底部上的外露焊盘焊接在印刷电路板的接地层上。应将接地层从IC的底部延伸扩展，这有益于进一步地散热。另外，在印刷电路板上尽可能地使用宽迹线，这也有助于将热量从IC传导至外界。在终端产品内部正确地摆放印刷板，以及利用任何可能的气流（强制或者自然对流）都可帮助降低结温。



顶层视图 (.CMP) 由顶部视入

20098047

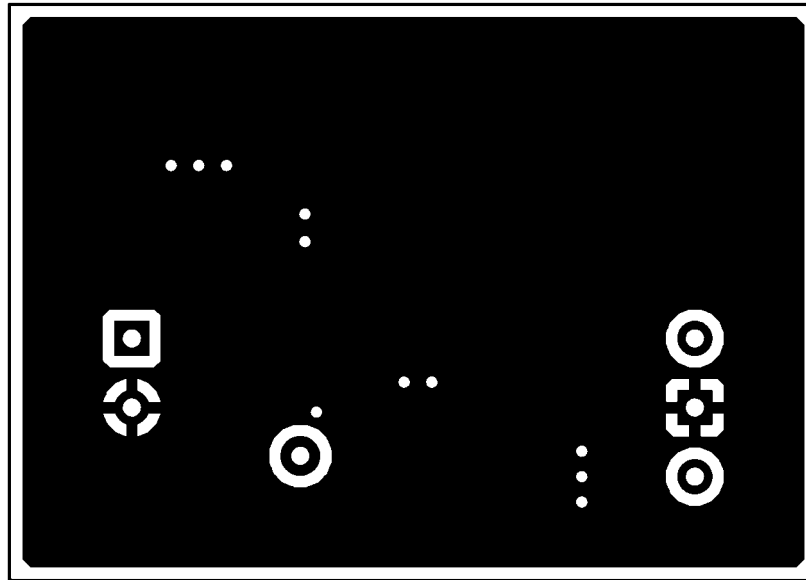
图20. 顶层



丝网层视图 (.PLC) 由顶部视入

20098048

图21. 丝网层



底层视图 (.SOL) 由顶部视入

20098049

图22. 底层

附录A

连续导通模式下的工作频率：

在连续导通模式（图6）工作的降压稳压器的的工作频率由如下公式决定：

从通用的电感公式（ $V=L \times \Delta i / \Delta t$ ），在导通期间电感中的电流（纹波电流）变化为：

$$\Delta I = \frac{\Delta V \times t_{ON}}{L} \quad (9)$$

这里 ΔV 是电感上的电压，对于LM5007而言是（ $V_{IN} - V_O$ ）。 V_{IN} 是引脚8的输入电压， V_O 是在负载端的输出电压。 t_{ON} 是降压开关的导通时间。降压开关上的压降可以忽略，因为相比于 V_{IN} 和 V_O ，该压降非常小，尽管当（ $V_{IN} - V_O$ ）变小之后该压降也会变得重要起来。

导通时间可以表达为 D/F_S ，此时 D 是与频率 F_S 有关的导通时间占空比。等式9可以重新改写为：

$$\Delta I = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times D}{L \times F_S} \quad (10)$$

在降压稳压器中，占空比（ D ）也可表达为：

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (11)$$

等式11忽略了降压开关和反激二极管（D1）上的压降，因其相对于 V_O 和 V_{IN} 而言很小。

将等式11代入到等式10中，重新整理，解得 F_S 如下：

$$F_S = \frac{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN} \times L \times \Delta I} \quad (12)$$

利用等式9代入（ $L \times \Delta I$ ），得到

$$\begin{aligned} F_S &= \frac{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN} \times (V_{IN} - V_{OUT}) \times t_{ON}} \\ &= \frac{V_{OUT}}{V_{IN} \times t_{ON}} \end{aligned} \quad (13)$$

从等式13中，可以看出如果导通时间与 V_{IN} 成反比关系，那么 F_S 与 V_{IN} 的关系将会保持不变。等式1表明设计LM5007可以实现这种关系，但是关于该等式更加精确的版本为：

附录A (续)

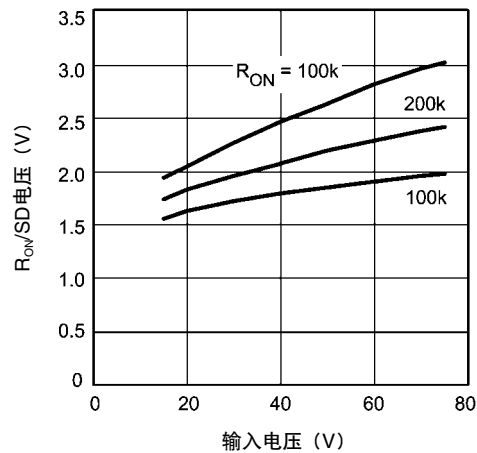
如果 V_{IN} 大于20V, 上式可简化为等式5

$$t_{ON} = \frac{1.42 \times 10^{-10} \times R_{ON}}{V_{IN} - V_{offset}} \quad (14)$$

$$F_S = \frac{V_{OUT}}{1.42 \times 10^{-10} \times R_{ON}} \quad (16)$$

V_{offset} 是在引脚6处的电压, 变化范围在1.5V至3V之间, 如图23所示。对于更大的 V_{IN} , 可以忽略失调的影响, 并呈现出反比关系。 R_{ON} 是引脚8和6之间的电阻, 等式13可以重新改写为:

$$F_S = \frac{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{offset})}{V_{IN} \times 1.42 \times 10^{-10} \times R_{ON}} \quad (15)$$



20098039

图23. 引脚6的电压与 V_{IN} 和 R_{ON} 的关系

附录B

从等式6至等式1, 电感的峰值电流为

非连续导通模式下的工作频率

在非连续导通模式下, 该推导的前提是, 在每个周期中提供给电感 ($L1$) 的所有能量都传递到了负载端。在导通期间提供给电感的峰值能量为:

$$E_{PK} = 1/2 \times L1 \times I_p^2$$

在一个周期内取平均, 得到功率为:

$$P_L = 1/2 \times L1 \times I_p^2 \times F_S \quad (17)$$

负载功率为

$$P_{OUT} = \frac{V_{OUT}^2}{R_L} \quad (18)$$

$$I_p = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times t_{ON}}{L1}$$

$$= \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times K \times R_{ON}}{L1 \times V_{IN}} \quad (19)$$

这里K是LM5007的特定常数 (1.42×10^{-10})。将等式19代入到等式17中得到:

$$P_L = \frac{[(V_{IN} - V_{OUT}) \times K \times R_{ON}]^2 \times F_S}{2 \times L1 \times V_{IN}^2} \quad (20)$$

附录B (续)

把它换算为负载功率，解得Fs为：

$$F_S = \frac{2 \times L1 \times (V_{OUT} \times V_{IN})^2}{[(V_{IN} - V_{OUT}) \times K \times R_{ON}]^2 \times R_L} \quad (21)$$

将K值代入到等式21中，得到：

$$F_S = \frac{(V_{OUT} \times V_{IN})^2 \times L1 \times 10^{20}}{[(V_{IN} - V_{OUT}) \times R_{ON}]^2 \times R_L} \quad (22)$$

此时 V_{IN} 远大于 V_{OUT} ， $(V_{IN} - V_{OUT})$ 可以简化为 V_{IN} ，改写上式为：

$$F_S = \frac{V_{OUT}^2 \times L1 \times 10^{20}}{R_{ON}^2 \times R_L} \quad (23)$$

这同等式7是相同的。由于 R_L 处于分母的位置，频率随着负载电流而变化。

附录C

限流操作

当检测到限流情况时，LM5007立即做出响应，先关闭降压开关，然后强制产生一个关断时间，以便将电感电流减少至一个安全水平。最差情况发生的条件是当 V_{IN} 为最大值（75V）并且输出被短路（ $V_{OUT}=0V$ ）时。该条件的所需关断时间基于这个原理：关断期间的电感伏-秒乘积必须至少等于（最好超过）在导通期间的伏-秒乘积。在此情况下的导通时间不是由 R_{ON} 确定的，而是由关闭降压开关的限流检测电路的响应时间（典型值225ns）来确定。因为电感上的电压为 V_{IN} （因为 $V_{OUT}=0V$ ），最大的伏-秒乘积等于 $75V \times 225ns = 16.88V\text{-}\mu\text{sec}$ 。在响应期间，电感电流额外增加112mA（当 $V_{IN}=75V$ 和 $L1=150\mu H$ 时）。

在关断时间内电感上的电压为D1的正向压降外加由于电感的直流阻抗产生的压降。假定它们分别为0.74V和 0.3Ω ，则所需要的关断时间为：

$$t_{off} = \frac{16.88V - \mu\text{sec}}{0.74V + (0.3 \times (0.725A + 0.112A))} = 17 \mu\text{s}$$

在关断期间内，电感电流的减少相当于在响应时间内产生的增加量（本例中为112 mA）。

上述计算表明LM5007提供17 μs 的关断时间已经足够，前提是采用上述计算中的假设。可以选择更长的关断时间，但是当移除过载时要付出增加返送和恢复时间的代价。应仔细检查每一个应用的实际二极管和电感在工作温度范围内，以及在最大输入电压时的特性。若要为特定设计来确定一个边界或潜在的失控条件，则要正确选择一个有更高正向压降的二极管，更高直流电阻的电感和/或减少 V_{IN} 的最大值。

对于一个不甚严重的过载情况，此时 V_{OUT} 是部分减少的，这要比在短路情况下需要较少的关断时间。可以通过选择正确的 R_{CL} 阻值从而使得LM5007能够提供该特性。选择电阻的关键是由 R_{CL} 设定的最小关断时间，该值当 $V_{FB}=2.5V$ 时，要比最大 V_{IN} 时产生的最大正常关断时间还要更长一些。本应用注释中的设计实例描述了为确定 R_{CL} 电阻所做的具体计算过程。

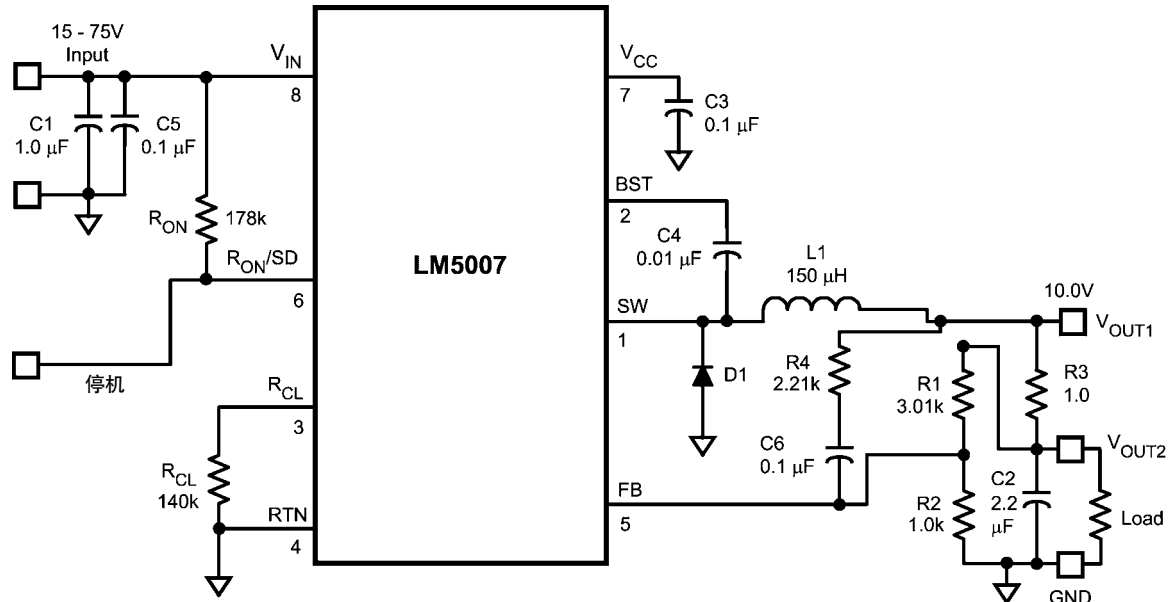
附录D

低输出纹波设定

图13的电路有两路输出： V_{OUT1} 可提供良好的稳压调整，但是其纹波从100 mV峰峰值变化到260 mV峰峰值， V_{OUT2} 具有较低的纹波（10 mV至26 mV），但其负载调整相对较差（参见图17）。如果应用系统同时要求低纹波和良好的稳压调整，可以采用图24所示的电路，其中反馈来自 V_{OUT2} 端。添加的 $R4$ 和 $C6$ 从 V_{OUT1} 端注入纹波电流至 $FB/R1/R2$ 结点，可将 FB 引脚处的纹波电压增加到LM5007所需要的水平。

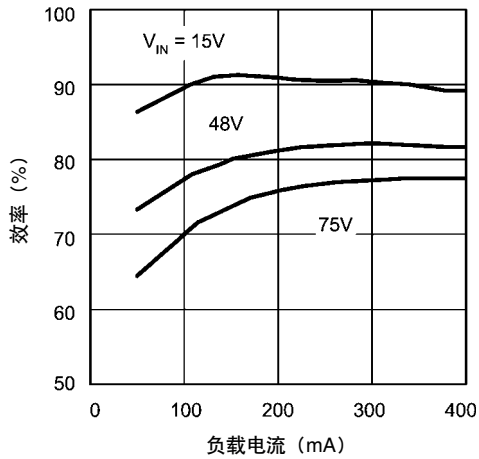
将电路的性能（图25和图26）与图18和图19相比较，发现当负载电流范围从50 mA至400 mA变化时， V_{OUT2} 负载调整为 ± 15 mV，图中并没有明显的效率损失。 V_{OUT2} 的纹波电压在10至26 mV峰峰值之间变化。

附录D (续)



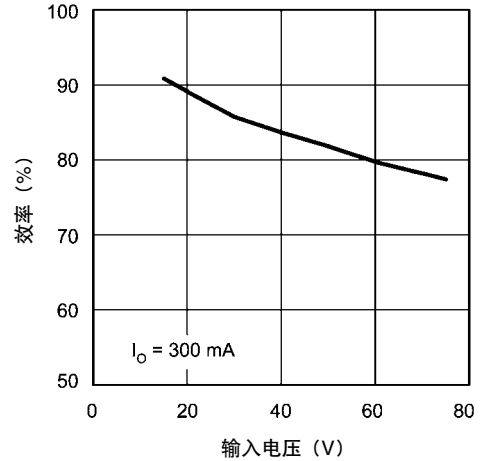
20098051

图24. 低输出纹波配置



20098052

图25. 效率与负载电流的关系



20098053

图26. 效率与输入电压的关系

注释

对于上述任何电路的使用，美国国家半导体公司不承担任何责任且不默示任何电路专利许可。美国国家半导体公司保留随时更改上述电路和规格的权利，恕不另行通知。
 想了解最新的产品信息，请访问我们的网址：www.national.com。

生命支持策略

未经美国国家半导体公司的总裁和首席律师的明确书面审批，不得将美国国家半导体公司的产品作为生命支持设备或系统中的关键部件使用。特此说明：

1. 生命支持设备/系统指：(a) 打算通过外科手术移植到体内的生命支持设备或系统；(b) 支持或维持生命，依照使用说明书正确使用，有理由认为其失效会造成用户严重伤害。
2. 关键部件是在生命支持设备或系统中，有理由认为其失效会造成生命支持设备/系统失效，或影响生命支持设备/系统的安全性或效力的任何部件。

禁用物质合规

美国国家半导体公司制造的产品和使用的包装材料符合《消费产品管理规范（CSP-9-111C2）》以及《相关禁用物质和材料规范（CSP-9-111S2）》的条款，不包含CSP-9-111S2限定的任何“禁用物质”。
 无铅产品符合RoHS指令。



National Semiconductor
Americas Customer
Support Center
 Email: new.feedback@nsc.com
 Tel: 1-800-272-9959

National Semiconductor
Europe Customer Support Center
 Fax: +49 (0) 180-530 85 86
 Email: europe.support@nsc.com
 Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
 English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171
 Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

National Semiconductor
Asia Pacific Customer
Support Center
 Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor
Japan Customer Support Center
 Fax: 81-3-5639-7507
 Email: jpn.feedback@nsc.com
 Tel: 81-3-5639-7560

重要声明

德州仪器(TI) 及其下属子公司有权在不事先通知的情况下, 随时对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权随时中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的硬件产品的性能符合TI 标准保修的适用规范。仅在TI 保证的范围内, 且TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非政府做出了硬性规定, 否则没有必要对每种产品的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了TI 产品或服务的组合设备、机器、流程相关的TI 知识产权中授予的直接或隐含权限作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于TI 的产品手册或数据表, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。在复制信息的过程中对内容的篡改属于非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任。

在转售TI 产品或服务时, 如果存在对产品或服务参数的虚假陈述, 则会失去相关TI 产品或服务的明示或暗示授权, 且这是非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类虚假陈述不承担任何责任。

TI 产品未获得用于关键的安全应用中的授权, 例如生命支持应用(在该类应用中一旦TI 产品故障将预计造成重大的人员伤亡), 除非各方官员已经达成了专门管控此类使用的协议。购买者的购买行为即表示, 他们具备有关其应用安全以及规章衍生所需的所有专业技术和知识, 并且认可和同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由TI 提供, 但他们将独力负责满足在关键安全应用中使用其产品及TI 产品所需的所有法律、法规和安全相关要求。此外, 购买者必须全额赔偿因在此类关键安全应用中使用TI 产品而对TI 及其代表造成的损失。

TI 产品并非设计或专门用于军事/航空应用, 以及环境方面的产品, 除非TI 特别注明该产品属于“军用”或“增强型塑料”产品。只有TI 指定的军用产品才满足军用规格。购买者认可并同意, 对TI 未指定军用的产品进行军事方面的应用, 风险由购买者单独承担, 并且独力负责在此类相关使用中满足所有法律和法规要求。

TI 产品并非设计或专门用于汽车应用以及环境方面的产品, 除非TI 特别注明该产品符合ISO/TS 16949 要求。购买者认可并同意, 如果他们在汽车应用中使用任何未被指定的产品, TI 对未能满足应用所需要求不承担任何责任。

可访问以下URL 地址以获取有关其它TI 产品和应用解决方案的信息:

	产品		应用
数字音频	www.ti.com.cn/audio	通信与电信	www.ti.com.cn/telecom
放大器和线性器件	www.ti.com.cn/amplifiers	计算机及周边	www.ti.com.cn/computer
数据转换器	www.ti.com.cn/dataconverters	消费电子	www.ti.com/consumer-apps
DLP® 产品	www.dlp.com	能源	www.ti.com/energy
DSP - 数字信号处理器	www.ti.com.cn/dsp	工业应用	www.ti.com.cn/industrial
时钟和计时器	www.ti.com.cn/clockandtimers	医疗电子	www.ti.com.cn/medical
接口	www.ti.com.cn/interface	安防应用	www.ti.com.cn/security
逻辑	www.ti.com.cn/logic	汽车电子	www.ti.com.cn/automotive
电源管理	www.ti.com.cn/power	视频和影像	www.ti.com.cn/video
微控制器 (MCU)	www.ti.com.cn/microcontrollers		
RFID 系统	www.ti.com.cn/rfidsys		
OMAP 机动性处理器	www.ti.com/omap		
无线连通性	www.ti.com.cn/wirelessconnectivity		
	德州仪器在线技术支持社区		www.deyisupport.com

邮寄地址: 上海市浦东新区世纪大道 1568 号, 中建大厦 32 楼 邮政编码: 200122
Copyright © 2011 德州仪器 半导体技术 (上海) 有限公司