

## 电路应用必读

要素 1: 集成稳压器‘应用及测试过程’中, 任意两个管脚之间严格禁止出现瞬态的‘反偏’状态(包括 mS 级的瞬态反偏), 否则电路有可能在瞬间被反偏击穿烧毁。

电路有可能出现反偏击穿的外部状态:  $GND \rightarrow IN$ 、 $OUT \rightarrow IN$ 、 $GND \rightarrow OUT$ 、 $ADJ \rightarrow OUT$ 。应用中要求:  $GND \rightarrow IN \leq |-1V|$ , 其它管脚间为  $\leq |-5V|$ 。

【以上几种现象损坏的稳压器, 可以通过电路解剖观察芯片有不同的烧毁痕迹。】

在测试或装配过程中‘人为疏忽’造成‘反接’状态, 是“没有什么措施可以保护”的, 如: 发生管脚倒置, 输入电压极性接反, 样品规格与实用规格不符等情况, 必须操作中细心的加以防止。

在特定情况下由应用电路产生的‘瞬态’的反偏状态, 可以参考推荐保护措施增加相应保护元件还是可以避免的, 当缺少相应的保护元件时‘偶发’条件下稳压器电路的随机损坏的情况将不能避免这种情况引起的电路失效不属于电路产品质量问题。

排除人为不当造成的电路出现反偏情况, 常见的由应用电路在特定条件下产生的‘瞬态’反偏状态及击穿机理进行简要的描述和分析:

### 1、OUT→IN 端反偏:

产生来源: ① 负载是对电池类的充电应用, 断电时电池并未脱离电路输出端。

② 电路输入存在有大的负向脉冲, 如电路输入同时存在较大的感性负荷的反电动势。

③ 电路输出端接入大的滤波电解电容。(发生较多的反接击穿情况)

保护措施: 在电路 I-O 端之间增加保护二极管  $D_1$ , 将 I-O 反偏电压钳位在 1V 以内。

机理分析: 只要不是稳压电路输出应用环境造成的工作条件, 应用中在电路输出端不应接入大的滤波电解电容, 接入这个电解有可能造成一个电路的  $OUT \rightarrow IN$  端之间的‘反接’机会。

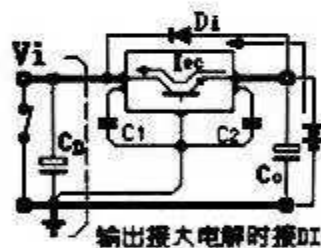
对于集成稳压器电路来说, 它的最大特点就是电路的输入→输出之间的动态阻抗趋近于‘0’ (类似短路线的特征), 也就是说电源的输入滤波电解实际已‘等效的’接于电路的输出端了。

理论上, 只要电源的输入滤波电解足够大, 可以保证即使在稳压电路输入电压处于纹波‘谷点’时也可以满足电路稳压必须的最小输入压差的特定要求, 电路自身具有很强的纹波抑制能力, 根本没有必要在输出端接滤波电解电容。

接输出端的滤波电容对于电源滤波所起的作用很小, 这个电容有时反而会成意外损坏稳压器电路的特定条件。(后面的叙述中还可看出, 在输入有‘过压’可能对电路更为不利)

不推荐在输出端接滤波电容是由于电容的‘储能作用’, 电容充电后可等效为一电池, 在特定的情况下, 如输入电压存在瞬态的短路, 感性元件产生的负脉冲或或关机后输入电压下降更快时, 有可能造成电路  $V_o > V_i$  的电位反偏状态, 在输出端接滤波电容  $> 20 \mu F$  以后, 电路调整管的反偏 -5V 左右, 输出电容的放电过程就可能在 mS 量级的瞬间反向击穿或损伤电路调整管, 输出电容容量越大, 反偏电压越高, 对调整管损伤越严重直至完全烧毁。

附带的建议: 50Hz 市电整流滤波应用时,  $C_D$  值为每 1A 负载电流取 2000  $\mu F$  范围, 否则输入纹波可能较大, 在稳压电路的输入电压已经很低时, 就可能造成  $(V_i - V_o)$  低于电路工作时允许的最小压差  $(V_i - V_o)_{min}$ , 出现电路瞬间脱离稳压控制的状态。

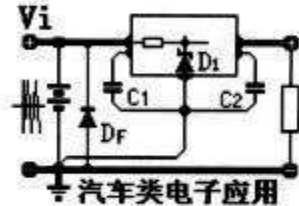


电路脱离稳压状态时输出不等比跟踪输入变化。在  $(V_i - V_o) > (V_i - V_o)_{\min}$  时, 输出电压稳定在图中的直线  $V_o$  段, 在  $(V_i - V_o) < (V_i - V_o)_{\min}$  时, 由于这时电路脱离稳压状态, 输入的纹波电压几乎完全镜象到电路输出, 这时稳压电路的纹波抑制比功能此时不会起作用, 对外表现电路稳压特性很差或电路不能稳压。右图中  $V_o$  为稳压时的值,  $V_o'$  为用直流电压表的测量的平均值,  $V_d$  为镜象到输出的输入纹波谷点电压。(有关内容另可参考本资料第 48 页)



## 2、GND→IN 端反偏:

产生来源: 在汽车类电子领域的电路应用中发生较多, 如部分车型的汽车马达、点火系统等感性设备产生的约 50~200mS 脉宽范围的瞬态微分峰值电压可达 +70V、-80V 范围, 5~20mS 脉宽范围的可能达到 +110V、-250V 范围。其中的负向脉冲造成了这种反偏。(正向脉冲可能造成电路出现‘瞬态’过压击穿烧毁)

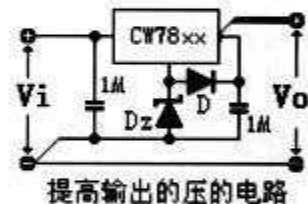


保护措施: 将反偏电压钳位在 1V 以内。对于负向脉冲增加  $D_f$  进行抑制。

## 3、GND→OUT 端反偏:

- 产生来源: ① 来自正负输出配对应用, 当正负输出的公共负载发生瞬态的短路时(参考应用集锦), ② 电路输出存在有大的感性负荷, 较大的反电动势产生的负向脉冲, ③ 为获得高于稳压器标称值的电路输出, 输出电压被  $D_z$  抬起一个固定电压值(如下图), 没有保护二极管  $D$  的情况下, 输出存在瞬态的短路情况。

由于设计三端稳压器电路正常工作时, 电路的公共端的电位应是最底的(绝对值), 无论什么原因造成电路 GND 端电位高于其它两端的电位的情况, 即属于电路的‘反偏’状态, 反偏电位的绝对值达到 5V 以上时, mS 量级脉宽的瞬态‘反偏’就会造成内部电路的相关区域受损或烧毁。这种击穿是随机发生的现象, 不同批次产品间或同批次产品内发生概率可能不同。



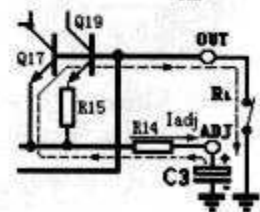
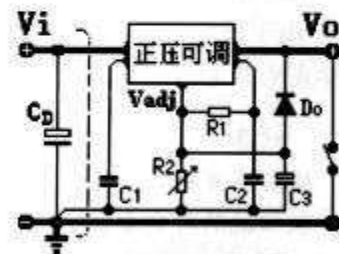
保护措施: 应将反偏电压钳位在 1V 以内。增加图中的二极管  $D$ 。

## 4、Adj→OUT 端反偏:

产生来源: 从可调系列电路的典型应用电路图可以看出, 应用中调整端  $Adj$  的电位应永远低于输出端  $OUT$  的电位, 参考  $OUT$  端的电位而言  $V_{adj} = -V_{REF} = -1.25V$ 。

在输出电压取样回路中,  $V_{R2} = V_{adj} = V_o = V_{REF} = V_o = 1.25V \approx V_o$ , 可见在可调系列电路的输出取样回路中, 电压几乎是全部的降在可调电阻  $R_2$  上。因此、 $V_{c3} = V_{R2} \approx V_o$ 。

产生  $V_o - ADJ$  端‘反接’的原因: 应用中在可调系列电路时, 在输出下取样电阻的两端并接一支  $10\mu \sim 47\mu$  的输出纹波抑制电解  $C_3$ , 这个  $C_3$  确实可起到减小输出纹波电压的作用(注意: 纹波参数测试时, 对  $C_3$  的容量也是有具体要求的)。但因有  $V_{c3} = V_{R2} \approx V_o$  的存在, 接入这个电解也创造了一个  $ADJ \rightarrow V_o$  端之间的电路‘反接’机会。



从内部电路的局部电路图中可以看出, 在  $V_o - Adj$  端的反偏足够大时,  $Q_{17}$  的  $EB$  结就可能因电压反偏被击穿, 由于电路中集成电阻  $R_{14}$  设计的正常工作功耗很小, 因此  $Q_{17}$  的  $EB$  结击穿后, 异常的过电流虽然不大, 但是可以烧毁与电阻  $R_{14}$  相关的电阻体、 $10 \sim 12\mu m$  宽的铝引线层、引线孔等局部电路部分。当外部表征为器件的输出电压不能进行调整时, 这时电路已经失效了。

造成这类击穿是由于三极管的  $BV_{EBO}$  是很低的（不妨用分立器件的三极管实测一下）。从图中可以看出，接于 Adj 端的  $C3$  是通过调整端电流  $I_{adj}$  进行充电的，但  $C3$  被充电后自身是没有‘低阻的’放电电路的。如果应用中设定  $V_o$  较高，由于  $V_{c3} \approx V_o$ ，必然有  $C3$  两端的电压  $V_{c3}$  也很高。如这时出现  $V_o = 0$  的瞬间‘短路’状态，必然造成 Adj  $\rightarrow$   $V_o$  端的反偏击穿， $C3$  储存的能量通过调整端内部电路进行逆向放电（放电电路用虚线表示）。

在  $C3 > 10 \mu F$ 、 $V_{c3} > 5V$  以后，仅需 mS 量级的瞬态，就有可能烧伤稳压器调整端内部的局部电路，由于烧毁所需能量很小，因此显微镜下观察这种造成电路失效的烧痕最小，一般仅在  $20 \mu m \times 20 \mu m$  范围以内。

**保护措施：**增加典型应用电路图的反向嵌位二极管  $D_o$ 。

**防止测试中电路样品异常损坏：**

针对正压可调系列电路，测试仪器使用前应明确必须有反向嵌位二极管  $D_o$  存在。

其理由很简单：对于正可调系列金属封装的电路，金属壳体的装配孔为第三引出端，并被定义为电路的输出端。对样品进行测试时，先接触插座的肯定是插入孔中的 1 脚、2 脚，即输入端和调整端。一旦 1 脚、2 脚插入后，电源立刻通过调整端电流  $I_{adj}$  对接在的  $C3$  充电。如设定的  $V_{c3}$  较高，最后接触插座的输出端又可能存在短路的条件时（可参考下页 C-V 图的  $\Delta t$  瞬间），就有可能在测试中烧伤稳压器调整端内部的局部电路。**声明：**由于这种情况造成测试后电路样品失效不是个案。

**要素 2：**保证产品在‘极限电压’规范限制值范围内应用。

特别指出的是：仅在产品手册规定中的‘输入电压极限’范围内，电路的所有‘保护功能’特性才是有效的，当电路的加载电压（包括 mS 级的瞬态过冲）超出内部芯片 PN 结击穿电压的设计值后，电路首先是被击穿后的异常‘过电流’烧毁，这类‘过电压’应用情况的烧毁电路自身是不能保护的。

**注意：**失效后一旦判定为电路‘过压’损坏，不在稳压器电路产品的质量保证金范围内。

目前绝大多数集成稳压器电路产品，仅适合在  $30V \sim 40V$  的输入电压范围内进行普遍应用（个别产品甚至更低）。输入存在‘过电压’情况下应用，必须限定外部应用环境条件。

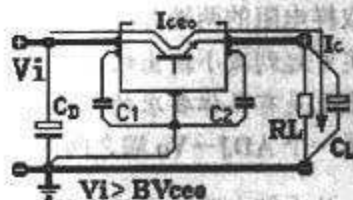
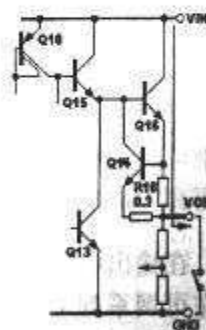
集成稳压器内部大多单元电路都是多支元件串联构成（见右 CW7800 局部图），由于分压作用、串联构成的这部分电路的耐压能力相对较高，因此统计的实际发生在 IN-GND 端之间的‘正向过压’击穿发生概率相对较低。

**‘过压’损坏因素：**

从右图可见，电路输出调整管  $Q16$  直跨在电路的 I-O 端之间，并且由于有低串联阻抗的特定要求，在回路中不能有限流元件存在（过流检测电阻  $R16 < 0.3 \Omega$ ）。那么，如输出存在短路的状态时，外部输入电压将全部加载在  $Q16$  的 C-E 端之间。只要有  $V_{in} > BV_{CER}(Q16)$  的‘过电压’情况，就可能造成调整管  $Q16$  的瞬态‘过压’击穿受损。

造成  $V_{imax} > BV_{CER}(Q16)$  电路的‘过压’条件，除了人为的输出短路外，正如下图中所示意的，绝大多数是电路存在较大‘容性负载  $C_L$ ’所致。初始电压为‘0V’的  $C_L$  的初始充电过程的  $\Delta t$  瞬间‘等效’的短路状态。另外，大的感性负载的反电动势产生的负过冲也‘等效’为电路的‘过短路’状态。

因此，在  $V_i > V_{imax}$  的‘过电压’应用情况下，损伤或烧毁最多的往往就是电路的输出调整管  $Q16$ ，并且，几乎都是在接通电源的加电冲击过程中损坏。



固定输出系列稳压器电路已经很明确的在‘极限参数’中做出了最大输入电压极限  $V_{imax}$  的明确限定, 这个电压值就是内部芯片电路中, 包括调整管在内的所有集成的三极管的击穿电压  $BV_{CER}$  下限, 因此在这里不再进行解释。

可调输出系列稳压器电路在‘极限参数’中规定的是电路的最大输入输出压差  $(V_i - V_o)_{max}$  而不是  $V_{imax}$ 。这实际是一个概念, 只需说明一点: 在  $V_o = 0V$  的短路状态时,  $(V_i - V_o)_{max} = V_{imax}$ , 即电路同一硅芯片上的调整管是承受了全部输入电压  $V_{in}$  的。

注意: 在输入电压  $V_i > (V_i - V_o)_{max}$  的‘过电压’应用情况时(包括瞬态脉冲过冲电压), 电路对应用环境条件的要求:

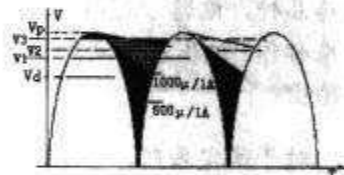
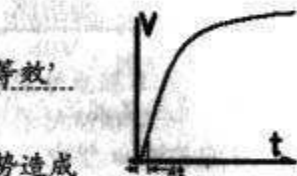
a、输出绝对不会出现‘人为的’哪怕是瞬态短路情况。

b、输出必须不是‘容性负载’, 在电路加电过程中, 输出电容越大‘等效’交流短路的时间  $\Delta t$  越长。

c、当电路输出为‘感性负载’时, 由电感产生的较大的反向感应电动势造成的电路瞬态‘过电压’。

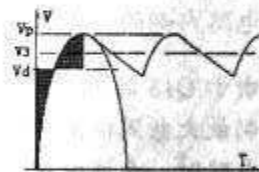
d、滤波电路输出直流电压不能携带过压的 50HZ 的纹波电压的峰值  $V_p$  成分。(参照下图)

在下图中可以看出, 在负载相同而滤波电容容量不同时, 用测量到的电压平均值  $V_1$ 、 $V_2$ 、 $V_3$ , 滤波电容越小测量到的电压平均值越小, 但存在的电压峰值  $V_p$  不会变。也就是说这时直流表测量的读表值与电路的实际加载的最大峰值有很大差异, 从变压器次边电压  $V_d$  角度来说, 按电工学理论这个差异应小于  $(\sqrt{2} - 1) \times V_d$ 。



提示: 峰值电压  $V_p$  用直流电压表测量时只有在‘空载’下才可测量到, 且测量值与滤波电容大小关系不大。

注意: 加工变压器时, 有带载电压和空载电压之分, 按带载电压加工的变压器的功率较大, 且带额定负载后几乎不掉压。市售的成品变压器多数是按空载电压加工的, 这类变压器带载后电压下降较多。对于整流滤波电路而言, 也可理解为由于变压器功率不足, 在交流电正负半周中仅够对负载进行供电, 而对滤波电容的充电不足, 因此正弦波下降后滤波电容没有能力为负载供电, 由于滤波电容迅速放电导致直流电压中包含的纹波谷点电压较低, 测量到的直流平均值也就较低。由这类变压器电源内阻较大, 整流滤波后的电压随负载变化较大,  $\Delta V$  临界  $(\sqrt{2} - 1)V_p$ 。



#### 要素 2 的小结:

电路‘过压’损坏是发生最多的一种应用中电路失效情况, 多发生在输入电源进行通→断→通的反复的加电冲击试验中。不排除发生在已定型整机产品的正常生产周期中, 所以在此用较多篇幅进行说明。

电路发生‘过压’失效属于应用不当造成, 一般是由于在电路设计阶段, 没有注意或考虑极限输入条件时留有的冗余不足(包括输入电压拉偏、过冲)造成。

对于出厂产品的质量保证金: 出厂的电路产品只要极限耐压实测值  $\leq$  规范值的下限的要求, 电路就为合格产品。(用户在定货合同中, 对电路耐压值有确能达到具体的‘特选’要求, 除外。)虽然多数器件产品极限参数的实际耐压值不同程度高于规范要求值, 但不同批次的产品因受材料、工艺条件允许偏差等因素影响, 实际耐压值肯定不尽相同, 即使在同一批次内也可能存在一定差异。

在通电时的‘加电冲击’过程中, 存在‘过电压’应用的前提下, 个别电路出现‘偶发’情况‘随机’的‘过压’击穿的情况会不可避免。这种‘过压’应用属于不安全的电路选型应用范围。

集成稳压器电路‘过电压’应用时没有简洁的保护措施可以提供，因这是超极限参数设计值情况下的应用，主要是三极管的极限参数  $BV_{ceo}$  限制了输入电压的应用范围。补救的办法可参考我厂新编印的《集成稳压器应用集锦》的有关内容。

目前较高耐压的集成稳压器品种：

【CW117HVK:  $V_i \geq 60V (V_o = 1.25 \sim 57V / 1.5A)$ 、CW137HVK:  $V_i \geq -50V (V_o = 1.25V \sim 47V / 1.5A)$ 】

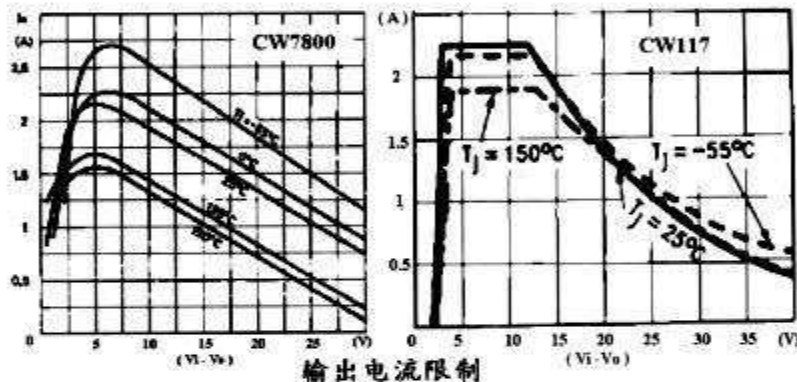
要素 3：集成稳压器电路的最大输出电流是受内部安全工作保护电路限制的。

由于集成稳压器电路允许的‘最大耗散功率  $P_{dmax}$ ’受应用的环境温度；电路的输入压差；电路的散热条件影响，其实际值是不是固定的。 $P_{dmax}$  受内部安全工作保护电路的限制，以避免电路因自身过功耗发热而烧毁。

应用的环境温度越高允许的  $P_{dmax}$  越小；电路的散热条件越差允许的  $P_{dmax}$  越小；电路的输入压差越大允许的  $P_{dmax}$  越小。产品手册中所提供的  $P_{dmax}$  为室温  $25^\circ C$  下参考值，是指器件配合最大散热片情况下理想中的  $P_{dmax}$  能力。

除了由  $P_{dmax}$  限制电路的输出电压外、对于多数的集成稳压器电路品种，电路‘过压’保护功能（应称作‘过压差’）也将限制电路的输出。

对于固定系列、当输入输出压差  $(V_i - V_o) \approx 7V$ （下图中设计  $Q_2$  为  $7V$ ），可调系列  $(V_i - V_o) \approx 13V$ （ $Q_2$  为 2 支约  $7V$  的齐纳管串联）附近时，电路内部的‘过压’保护单元电路启动。



输出电流限制

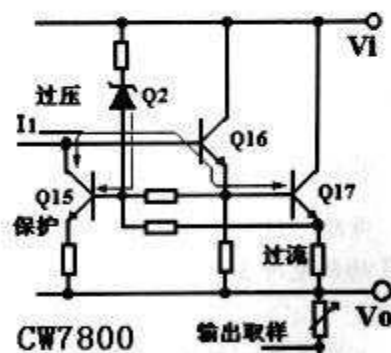
由于  $Q_{15}$  的  $I_{B15} \uparrow$ ，导致  $I_{C15} \uparrow$ ， $I_{C15}$  抽取了注入到调整管推动级  $Q_{16}$  的  $I_1$ 。由于  $I_{E16} \downarrow$  电路开始限制最大电流输出。 $(V_i - V_o)$  进一步增加  $I_{B15} \uparrow \uparrow$ ， $I_o$  快速下降。在输入‘过压差’很大的情况运用稳压电路时，允许输出电流  $I_o$  可能是很小的，只有这样时才能保证电路不被‘过功耗’损坏。

在串联电路中输入功率  $P_i = P_d + P_o$ ，流过负载的电流也必将流过稳压器，较高输入电压下还应考虑保证集成稳压器工作的静态电流产生的静态功耗，因此：

$$耗散功耗 P_d = (V_i - V_o)I_o + V_i \times I_d \quad \langle I_d: \text{静态工作电流} \rangle$$

可见，当电源输入电压较高时，耗散功耗  $P_d$  可能远远大于输出功率  $P_o$ ，这也正是串联型稳压器的不足之处。因此，在进行电源设计时，应充分考虑到集成稳压器的‘最大耗散功率’值是否合适，必要时必须增加或增大散热片以及考虑扩展应用，以使电源整机能正常可靠地工作。

注意：不能按产品手册电参数表（测试条件）中规定的‘输入电压’值进行电路输入电压的设计选择。重申：（测试条件）中规定的输入电压只是针对电路的输出电参数判据的考核条件。



CW7800

输出取样

要素 4：集成稳压器电路应用按要求必须焊接消振电容。常规品种取  $105 (1 \mu F)$  独石 / 瓷片电容；低压差系列不同品种按  $10 \sim 100 \mu F$  取值，建议取胆电容。

建议：在电路设计阶段，将容量与体积之比变化并不大的消振电容尽量取大些，这有利于整机产



品长期生产的电源调试工作。‘负压’固定输出系列电路的输入消振电容 C1 建议取 2μ 的独石电容。

注意：1、消振电容不能用电解、涤纶等寄生电感较大的卷状电容代替，否则达不到消振目的。

2、消振电容焊接电容的位置必须为最接近管脚的位置。否则消振效果不明显。

3、一般的电容允许的使用环境温度大多小于 80℃。并且、固体介质电容的随使用环境温度升高，容量急剧下降，耐压值降低、元件损耗加大，频率特性变差。允许使用环境温度 > 125℃ 的固体介质电容市面上并不多见。

4、避免电路在临界‘欠压差’的状态下工作，存在有一定布线不合理时，这时的电路极易发生自激振荡。

电路出现自激振荡的判别：

1、输出电压及部分电参数指标出现超差状态，用数字电压表测量输出电压时可读性很差，显示的十 mV 位总在不停的快速变化。

2、用集成稳压器电路计算机自动测试系统进行测试时，多项参数超标（与输出电流有关的项目）。

3、在负载很轻或根本无负载时电路发热发烫。这时应尽早断电，避免内部电路单元由于振荡状态下异常工作时的大电流而烧毁导致的电路失效。

4、输出消振电容无故的发热发烫甚至烧毁。这是由于振荡振幅大，电容此时构成了交流负载通路，交流功耗过大引起的发热。

5、由于是自激振荡，振荡频率很不稳定，这时用示波器可观察到电路输出不是一条水平线，而呈有杂乱毛刺波形的带状，其峰-峰值幅度有时可超过输入电压值。

按【典型应用电路图】推荐进行应用，不但整机电源的参数指标好，电路产生自激振荡是可以避免或发生的几率是很低的。在布线方式不是很合理的应用场合，可能会出现现在已经定型生产的产品上，对集成稳压器电路存在‘调批次’的怪现象，测试合格的电路上机不能正常工作。这一般是该批电路的内部放大器的增益做得较高，因此更容易引起自激所致。这不属于产品质量问题。

要素 5：测试及应用时电路不应出现  $I_o = 0\text{mA}$  的‘纯空载’状态。

按参数表测试条件项目中  $I_{omin} \geq I_o \geq I_{omax}$  的要求，输出空载时也应保证  $I_o \geq I_{omin}$ ，是必须的。通常保证  $I_o \approx 5 \sim 10\text{mA}$  即可。

可调输出系列电路应用中的 R1 (120~240Ω) 就是假负载，进行基准电压测试时 R1 也必须接入，可调系列电路没有 R1 时是不能正常工作的（可调输出电路的外引线中没有实际的公共端，内部电路的工作电流必须通过 R1 与实际的 GND 构成回路）。

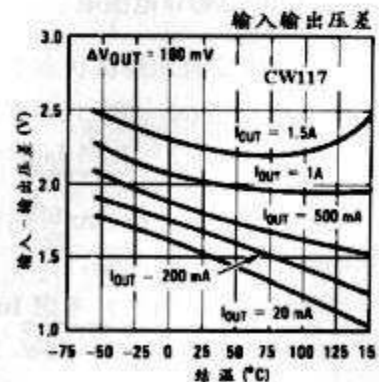
要素 6：保证最小压差  $(V_i - V_o) > (V_i - V_o)_{min}$ 。

$(V_i - V_o)_{min}$  是稳压器电路‘固有’的最小工作输入压差值，当外部输入电压造成  $(V_i - V_o) < (V_i - V_o)_{min}$  时，稳压器将脱离稳压状态。这时电路的输出电压值是随机，此时电路输出的电参数指标将会很差。

右图为 CW117 的‘工作压差’曲线，同一电路的输入压差是随输出电流变化的，并且与工作结温有关，在高温和低温下，电路的压差都将增大。

$(V_i - V_o)_{min}$  值：常规品种的为 2V~3V。（与 标称值有关）

低压差系列的不同品种为 0.4~1.5V。



## 电路的正确测试和应用

集成稳压器电路不同于一般线性集成电路，其内部集成了几乎大部分线性电路的单元电路。因此集成稳压器应用及测试不同于其它集成电路。对应用电路及测试设备的布局布线要求十分高。

按集成稳压器电路的测试和应用要求，电路外引线的引出应采用双线制是特定的应用要求(右上图)。必须将信号地与负载地分开，取样点与负载线分开引出的双线制原则进行布线。只有符合这一要求的电路设计，才能对产品的生产、调试和电源的技术指标带来长远的好处。

当在三端稳压器电路测试中出现‘电流调整率’超标或上机‘掉载’时，应参照(右上图)检查一下电路的实际布局布线是否存在不合理的现象。下面是以 CW117 为例说明布线对电路稳定性的影响，固定系列电路同样适用。

(右下图)为 CW117 的错误应用接线的等效电路图， $r_a \sim r_f$  为应用电路中的引线寄生电阻、注意： $r_a$ 、 $r_b$ 、 $r_c$  对电路工作稳定性及输出电的参数影响最大。

试验实测： $\phi 0.5\text{mm}^2$  多级铜导线的引线电阻近似为  $70 \sim 100\text{m}\Omega/\text{米}$  范围。在一般应用的布有线情况下，导线截面肯定远远达不到  $\phi 0.5\text{mm}^2$ 。用印制板铜箔为输出引出线，导线电阻可以达到  $1\Omega/\text{米}$  量级，且随电路板的铜箔实际厚度变化。在不合理布线的电路设计中，实际应用中导线寄生电阻  $r_a$ 、 $r_b$ 、 $r_c$  可达  $\Omega$  的范围。

(提示：经过铜箔搪厚锡或加粗引出线实验后，电路能正常工作或输出指标明显提高很多。必须考虑是电路布线有错误或欠缺。)

对于 CW117 而言、 $V_o$  端  $\rightarrow$  Adj 端之间为基准电压输出， $V_{ref}$  的典型值为  $1.25\text{V}$ ，电路工作时要求  $R_1$  应在  $120 \sim 240\Omega$  范围取值。

首先考虑空载的待机状态下工作时  $I_o = 0$ ，取  $R_1 = 240\Omega$ ，流过  $r_a$ 、 $r_b$ 、 $r_c$  的电流应为：

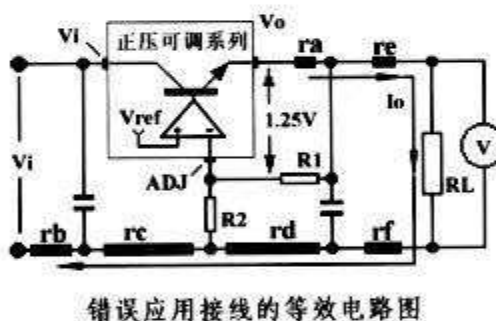
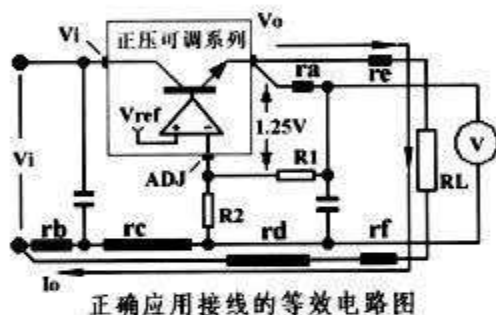
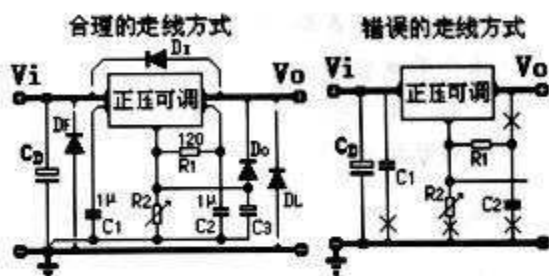
$$I_{ra} = I_{R1} = V_{ref} / (R_1 + r_a) = 1.25\text{V} / (240\Omega + r_a) = 1.25\text{V} / 240\Omega \approx 5\text{mA}$$

$$I(r_b + r_c) = I_{R2} = I_{R1} + I_{adj} \approx 5\text{mA} + 100\mu\text{A} = 5.1\text{mA}$$

实际应用中  $r_a$ 、 $r_b$ 、 $r_c$  可能分别在几十  $\sim$  几百  $\text{m}\Omega$  范围、由于  $I_{R1}$ 、 $I_{R2}$  此时不大，可见  $r_a$ 、 $r_b$ 、 $r_c$  的影响此时完全可以忽略。

当电路输出带载时，考虑  $I_o = 1.5\text{A}$  的电流通过负载情况，参考(右下图)这时有  $I_o$  流过引线寄生电阻  $r_a$ 、 $r_b$ 、 $r_c$ 。为说明问题、这里以应用电路中常见的  $r_a \approx 100\text{m}\Omega = 0.1\Omega$  举例。

在  $1.5\text{A}$  的电流通过  $r_a$  时，注意这时的  $I_o$  是空载的待机状态下  $I_{ra} = 5\text{mA}$  的 300 倍，那么、在  $r_a$  上产生的电压降  $V_{ra}$  相当于将待机状态下的引线寄生电阻  $r_a$  放大了 300 倍，即  $\Delta r_a \approx 30\Omega$ 。对于输出上取样回路来说，取样电阻从原来的  $R_1 \rightarrow (R_1 + r_a)$ 、等效从原来的  $240\Omega$  跳变到  $270\Omega$ ，读者不妨实际试验





一下空载状态下仅改变  $R_1$  阻值对电路输出的影响，这实际是对电路的输出电压进行设定调整的步骤。也就是说是由于布线不合理而引进的取样干扰信号模拟了输出电压的调整过程，影响了电路的稳定输出。

引线寄生电阻  $r_b$ 、 $r_c$  对电路输出的影响与  $r_a$  可同理进行分析。

寄生电阻  $r_d$  仅对电路的消振电容  $C_2$  的消振作用有影响， $r_e$ 、 $r_f$  实际构成负载的一部分，仅对电路负载应用的接入一侧的电压稳定有一定影响，但不影响电路的实际输出指标和稳定性。

以上是用可调系列的 CW117 为例加以说明，但固定系列同样适用。引线寄生电阻  $r_b$ 、 $r_c$  对电路输出的影响与可调系列同理。不过固定系列中对电路输出取样有影响的  $r_a$  在电路内部，但仍不能排除  $r_a$  对外部输出消振电容  $C_2$  的影响，因此也需要注意。

### 小结：

总结以上阐述、关键的注意一点：稳压器电路的输出‘取样点’及电路的‘公共端’千万不能接在有负载电流流过的输出线和公共地线上，应从管脚‘根部’单独另外用引线引出。这是由于集成稳压电路的取样放大器的增益很高，输出端与调整端或公共端十分微小的电压变化，都会被内部取样放大，并根据与内部基准的比较结果对输出压变化趋势进行逆向调整，以保证输出电压的稳定。异常的取样信号反馈到电路内部的取样放大器后，电路极易产生自激振荡状态或造成输出电压不稳定，直观反映就是电压调整率、电流调整率、纹波抑制比等指标单项或多项同时不合格。

为清楚的表达出各品种集成稳压电路的正确接线方法，在 2004 年以后我厂新编印的产品应用资料提供的典型应用图中，均用正确和错误的接线对比图加以说明，请注意观察画图方法，在错误接线图中是用‘X’表示出连线错误的接入点。如是按照标有‘X’错误连线方式进行布局布线，恐怕整机的电源的输出参数指标不会太好，并且在长期的生产调试中对集成稳压电路产品的通用适用性很差，个别情况可能会出现挑产品批次或产品品牌的麻烦。

## 电路的测试

### 一、测试设备

按工艺规范要求，我厂对出厂的产品一律采用如下测试：

JT-1 图示仪 + TY-1 集成稳压器手动直流测试仪 + STS2108C 集成稳压器自动脉冲测试系统。

其中：

JT-1：用于电路特性扫描，剔除通、短、断路及耐压不足的器件，防止损伤后面的测试设备。

TY-1：按电路规范的内控标准进行测试，用于模拟使用条件的‘带功率’测试筛选。

2108C：用于测试数据的进一步确认，必要时可打印出全部测试条件、数据及判据。

STS-2108C 是〔北京华峰测控技术有限公司〕‘串联集成稳压器’产品的专用测试系统，已被许多军工生产企业指定做为产品的进厂验收的检测设备。用此设备进行产品的进厂验收检测与我厂所用测试设备基本相符，测试便于与我厂进行协调。（有关 STS-2108C 测试，请注意 49 页有关内容）

### 二、测试内容

注意：在参数表的‘试验类别’中，电参数被划分为 JS 类和 C 类：

JS 类（交收）参数项目主要有：

静态电流  $I_d$  / 调整端电流  $I_{ADJ}$ ；纹波抑制比  $S_{rip}$ ；最小输入电压  $V_{imin}$ ；以及  $T_j \neq 25^\circ\text{C}$  的输出电压  $V_o$  / 基准电压  $V_{REF}$ ；电流调整率  $S_i$ ；电压调整率  $S_v$  等参数项。





C类(参考)参数项目主要有:

输出电压随温度变化  $S_T$ ; 静态电流变化  $\Delta I_d$  / 调整端电流变化  $\Delta I_{ADJ}$ ; 及有  $T_j=25^\circ\text{C}$  要求的输出电压  $V_o$  / 基准电压  $V_{REF}$ ; 电流调整率  $S_i$ ; 电压调整率  $S_v$  等参数项。

提示: 对于‘试验类别’中标注C的参数项目, 通常情况下仅进行定期抽测。如客户对产品的该项参数项目有100%的严格要求, 必须在订货合同或‘技术协议’中对该参数项目有明确的技术指标的具体要求。检测时会将其做为‘特选条件’, 并按合同或协议中注明的具体要求, 对产品该参数进行100%的出厂的测试筛选控制。

### 三、产品质保范围:

产品交货验收时JS类项目的电参数必保, C类项目仅按合同或‘技术协议’明确的具体内容执行。质保范围: 电参数失效(超差)比例国标III类、II类 $\leq 1\%$ 、I类(民品) $\leq 1.5\%$ 。

### 四、测试环境温度要求

; 虽然不同质量等级产品进行测试时, 选择的测试环境温度范围  $T_{aL} \leq T_a \leq T_{aH}$  是不同的, 但电参数的保证值基本相同。

; 在对稳压器进行测试时, 必须参考电参数表中该参数的‘测试条件’项目中所注明的测试加载要求。进行‘高低温测试’时不能导入温漂的影响, 必须采用可忽略温升的脉冲测试法。

在‘测试条件’项中标注结温  $T_j=25^\circ\text{C}$  的参数项, 表示测试过程不应出现温升。为了保证这一点, 通常用  $\text{mS}$  级以内低占空比的短采样脉冲进行测试。由于脉冲测试的加载时间过短, 因此对电路实际应用意义并不大, 一般仅作为C类参考参数对待。

未标注  $T_j=25^\circ\text{C}$  参数项目为: ‘相对’各等级产品在  $T_{aL} \leq T_a \leq T_{aH}$  ‘全温区’内必须保证电参数测试指标, 因该测试适合直流或手动测试方式, 测试中加电或带载的状态更接近于电路的实际应用状态, 测试结果也更能体现电路的实际内在品质。因此更具有‘实际应用意义’。在产品质量保证范围内一般多作为JS类‘交收参数’对待。

为了能够稳定的读取电路的测试数据,  $T_j \neq 25^\circ\text{C}$  项目测试时的加载时间也应尽可能的短, 否则在器件升温发热后会叠加进温漂的影响, 测试结果将会出现一定测试重复偏差, 并且、测试读表时数据的可读性很差。另外在直流测试条件下, 电路自身承受的耗散功率可能过大, 在不方便加散热片的情况下进行测试, 由于长时间的电路温升可能造成电路进入热保护状态。

#### 测试温度的划分:

测试可分为常温 ( $T_j=T_A$ ): 高温 ( $T_j=T_{jH}$ ): 低温 ( $T_j=T_{jL}$ )。根据不同的产品等级, 高温、低温测试的温度范围不同。

国标I类(民品)只进行常温测试, 产品应用的环境温度为  $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$  范围使用。

国标II类(工业级)有结温为  $-40^\circ\text{C} \leq T_j \leq +85^\circ\text{C}$  测试, 在  $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$  范围使用。

国标III类(军品/七专)为  $-55^\circ\text{C} \leq T_j \leq +125^\circ\text{C}$  测试, 在  $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$  范围使用。

在进行输出电压随温度变化  $S_T$ (温漂)指标测量时, 一般采用(低温-常温)(常温-高温)测试数据的方法获得。(该参数属于C类项目, 不是100%必保的参数项目)

### 五、合格电参数的判定方法:

仅对应‘测试条件’中规定的输入电压、输入压差、输出电压、输出电流时, 并在限制的温度范围内(芯片温度  $T_j$ ), 测试到的电参数值应保证:

1. 输出电压或基准电压的标称值允许偏差范围  $< \pm 5\%$  (典型值  $< \pm 3\%$ )。
2. 电压值或电流变化值  $<$  允许的最大值。
3. 输出电流限制和纹波抑制比指标项目  $>$  允许的最小值。

有关 Si、Sv、Svip 参数值的说明:

### 负载调整率 Si:

定义: 当负载电流  $I_o$  按‘测试条件’规定值范围内变化时, 允许的输出电压变化的量。

单位: 固定输出品种标注的是允许输出电压变化的最大 mV 数;

可调输出品种标注的是允许输出电压变化的最大百分数 ( $V_o \times \%$ )、测试条件设定  $V_o = 10V$ 、 $V_i - V_o = 5V$ 。

### 电压调整率 Sv:

定义: 当输入电压  $V_i$  按‘测试条件’的规定变化时, 允许的输出电压变化的量。

单位: 固定输出品种标注的是允许输出电压变化的最大 mV 数;

可调输出品种标注的单位 ( $\% / V$ )。即: 当输入电压变化每 1 伏时允许的输出电压的百分比 ( $\Delta V_i \times V_o \times \%$ )。测试条件设定  $I_o > 10mA$ 、 $3V < (V_i - V_o) < (V_i - V_o)_{max}$ 、 $V_o = 10V$ 。

### 纹波抑制比 Svip:

定义: 在  $V_i$  上叠加一个频率、幅度固定的正弦波, 规定的加载条件下, 允许输出电压  $V_o$  中正弦波分量大小。〔叠加正弦波:  $V_{p,p}=1V$ 、 $f=100Hz$ 〕

单位: db。固定输出品种设定  $3V < (V_i - V_o)$ ; 可调输出品种设定  $(V_i - V_o) > 5V$ 、 $V_o = 10V$ 、 $I_o = 10mA$ 。注意测试中 Cadj 对 Svip 存在很大影响。(要求有 Cadj 测试时必须接保护二极管 Do)

提示: 由于电路的瞬态响应特性与产品的标称输出电流  $I_{om}$  有关, 对于大电流的产品, 最低采样脉冲宽度可能需要适当加长 (见下图)。

### 附注:

#### 与 STS-2108C 测试有关问题:

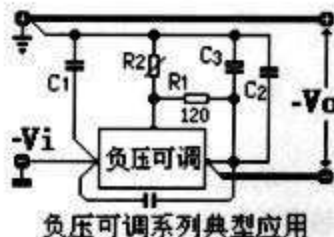
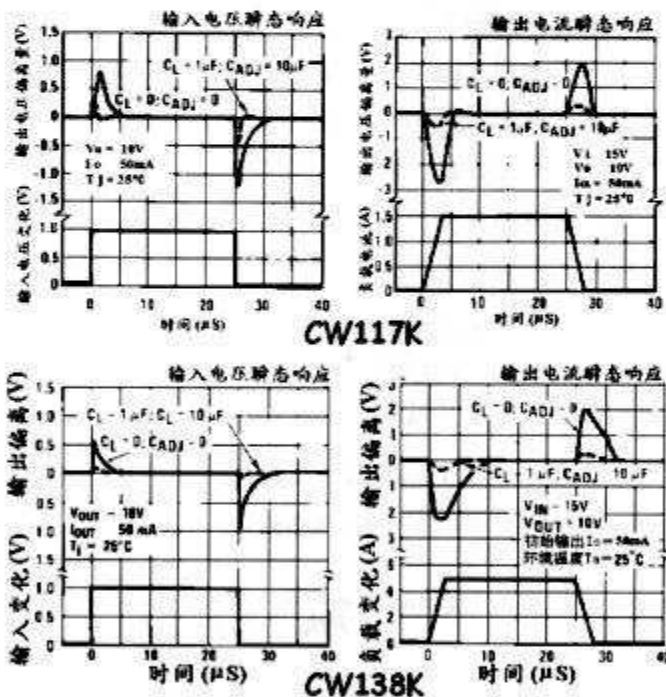
STS-2108C 是目前国内不多的‘串联集成稳压器’测试系统中较好的专用测试系统。但该测试系统在稳定性、一致性、系统自我保护方面仍存在一定的问題。

STS-2108C 系统运行编程是不开放的, 没有给用户留出任何测试过程的调整控制余地。这样, 对于大电流产品, 由于电路输出电流瞬态响应时间较长, 输出负载跳变时 (趋近方波), 要求输出电压稳定建立所要求的时间较长 (见右图), 因此, 大电流产品测试中很可能需要调整检测取样时间。但 STS-2108C 系统用户不能自行调整检测取样时间。

如图: CW138 与 CW117 比较, 从右图输出电流瞬态响应曲线可以看出, 同等功率加载脉冲 → 输出电压检测取样的时间应加长一倍以上, 否则可能造成部分电路在输出电压恢复稳定过程中, 大电流产品 ‘ $V_o/V_{REF}$ 、 $S_i$ 、 $I_{Q(A)} / I_{adj(A)}$ ’ 的参数可能个别或同时异常或偏大的情况。

注意: 用 STS-2108C 进行负压可调系列电路测试时, 应在 CW137 测试插座电路的  $V_i - V_o$  间并接 1 支 2200P ~ 4700P 的瓷片电容。测试系统公共地实际在  $-V_i$  端, 并接这一电容后能为 C3、C2 与 ‘系统地’ 间提供交流通路, 否则部分电路可能存在轻微振荡并造成部分参数超差的情况。

并接这一电容具体原因可与 ‘华峰’ 公司联系。



负压可调系列典型应用

附:

## 串联型稳压器的耗散功率

我们都知道串联电路中电流相等。串联型稳压器进行稳压的过程实际是进行‘动态降压’的过程，通过负载的电流也必将通过稳压器的调整管。在高输入电压—低输出电压的情况下，另外还应考虑保证集成稳压器电路自身工作的静态电路工作电流  $I_d$  产生的静态功耗。

由欧姆定律  $P=IV$  可知，耗散功率  $P_D$  = 输入功率  $P_i$  - 输出功率  $P_o$ 。在电路输入输出电压差 ( $U_i - U_o$ ) 较高时，稳压器自身的耗散功率  $P_D$  可能远大于输出功率  $P_o$ 。这也正是串联型稳压器的不足之处。

稳压器自身的耗散功率  $P_D = (U_i - U_o)I_o + U_i \times I_d$

( $U_i - U_o$ ): 称作输入输出压差或‘输入压差’、简称‘压差’。

$I_d$ : 电路工作自身耗用的电流，定义为静态工作电流。电路通电就存在的且几乎不变。

为了保证集成稳压器长期寿命和可靠性，电路最大允许耗散功率  $P_{dmax}$  是受电路内部保护限制的，电路内部具备过热保护功能电路。在出现实际功耗  $P_d \geq P_{dmax}$  时，保护电路将启动并控制  $V_o$  下降，迫使  $I_o$  下降到一个使  $P_d \leq P_{dmax}$  的安全数值范围。

可见、要获得设计要求的输出电流  $I_o$  值。在(公式 1)中必须满足稳压器对输入压差 ( $U_i - U_o$ ) 项目的要求。‘小电流品种’或在高输入电压下运用时，公式中的  $U_i \times I_d$  也须考虑进去。

集成稳压器电路设计的芯片最高允许工作结温  $T_{jmax} \approx 165^\circ\text{C} \pm (10 \sim 15^\circ\text{C})$ 。实际由于有允许工艺偏差存在造成  $T_{jmax}$  在  $150^\circ\text{C} < T_{jmax} < 180^\circ\text{C}$  范围。如考虑到  $T_{jmax}$  下限时，电路芯片  $T_{jmax} > 150^\circ\text{C}$  以后就允许电路内部的热保护单元对电路实施过热保护控制，但  $T_{jmax}$  最大不会超过  $180^\circ\text{C}$ 。

因此、在环境温度为  $T_a = 25^\circ\text{C}$  时，允许电路芯片的最大结温上升  $\Delta T_j = T_j - T_a \leq 125^\circ\text{C}$ 。那么当电路工作的环境温度为  $T_a = 125^\circ\text{C}$  时，允许电路芯片的结温上升只有  $\Delta T_j \leq 25^\circ\text{C}$ 。(注：不同品种的电路上片设计和材料、工艺参数时，芯片的  $T_{jmax}$  可能有出入。)

电路热保护启动后直观可见输出电压开始快速下降。最终进入右图所示的热关闭状态。短路状态下的热保护可能造成电路输出被锁定，在不断电的情况下有可能不能恢复设定的输出电压。

在进行电路实际应时，要控制电路芯片的  $T_{jmax} < 150^\circ\text{C}$ ，实际就是控制电路的  $P_d < P_{dmax}$ 。



$$P_{dmax} = \frac{T_j - T_a}{R_{th}(j-c) + R_{th}(c-s) + R_{th}(s-d) + R_{th}(d-a)}$$

式中： $T_j$  电路工作时，限定芯片的工作结温。[有高可靠要求的产应用不应邻界  $T_{jmax}$  进行设定]  
 $T_a$  设计中要求考虑的电路工作环境可能达到的最高外部环境温度。

$R_{th}(C-S)$  外壳到散热器的热阻。(由器件与散热器的接合面的大小和装配质量有关)

$R_{th}(S-D)$  散热器的自身传导热阻。(与散热器的材质和有效厚度有关)

$R_{th}(D-A)$  散热器到空气的平均辐射热阻。(由散热器有效面积及相关散热条件)

$R_{th}(J-C)$  结到管壳的热阻(唯一电路用户所不能控制的热阻。主要与器件内部芯片厚度、芯片与管壳接触面积、芯片焊结到金属管壳的封装工艺质量相关。)

从公式不难理解：电路工作时的耗散功率  $P_d \uparrow$  会造成的结温  $T_j \uparrow$ ，当外部环境温度  $T_a$  越低时，热越容易散发出去，因此允许  $P_{dmax}$  的值越大。散热条件越好热阻  $R_{th}(x)$  越小，同样的热量散发出去



的能力越强,  $P_{dmax}$  的允许值就越大。因此应该说  $P_{dmax}$  的量值不是‘常量’。当外部‘环境温度  $T_a$ ’或‘散热的阻力  $R_{th}(x)$ ’改变时, 最大耗散功率  $P_{dmax}$  具有不同的量值。

管壳材质不同、封装形式不同、管芯面积不同, 具有的热阻  $R_{th}(x)$  不同, 因此不同封装形式、不同电流规格允许的最大耗散功率值不同, 并随工作环境温度变化。我们通常提到的《足够大散热片》是指在选择散热片的材质、材料厚度和结构尺寸时必须能保证各项热阻  $R_{th}(x)$  最小:

1、最小的外壳到散热器的热阻  $R_{th}(C-S)$ : 电路壳体与器件所在部分背面散热片的温差最小。要求器件与散热片配合面配合平整紧密。(如需进行绝缘, 绝缘片应具有良好的导热性, 最好用专用的‘导热砂胶片’。很厚的云母片的导热性不是很好, 更不能用类似塑料膜的材料代替。)能配合涂覆导热硅脂最好。

2、最小的散热器传导热阻  $R_{th}(S-D)$ : 散热片局部区域单位尺寸内的温差最小(温度梯度越小越好), 要求散热片尽量厚且为易导热材质。不能用普通机箱外壳作为较大功率散热器。10W 以内功耗要求装配电路的壳体位置的散热片最低厚度在 3mm 以上, 否则散热器横向热流的热阻很大, 距装配电路位置远端的散热片根本起不到散热作用。

3、最低的散热器辐射热阻  $R_{th}(D-A)$ : 散热片边缘温度低, 即要求散热片有效面积尽量大。

要求所有的外部热阻  $R_{th}(x)$  都达到最小, 这是当然是理想情况, 一般不易做到。由于散热片计算比较烦琐, 并且使用中受环境温度、器件与散热片的质量及装配的影响, 离散误差很大, 即使精确计算出结果也没确实的实际意义。因此, 一般的工程应用并不需精确计算, 一般取经验值即可。

稳压器在室温(25℃)范围内使用时, 当散热片的厚度为  $\delta > 3 \sim 10\text{mm}$  铝质时, 推荐散热片一般可按单位面积  $50\text{mW} \sim 100\text{mW} / \text{cm}^2$  选取、散热片的(厚度):(长度)的( $\delta : L$ )比值越大, 单位面积的允许功耗取值  $\text{W}/\text{cm}^2$  实际可选大些。总之, 器件与电路装配的平面的散热片越厚, 散热片横向热阻越小, 散热片的整体散热效率越高, 否则距装配电路的散热片的远端可能起不到散热作用。

附表 1: 不同封装形式功率和热特性:(F1、F2 为钢质管壳、试验的参考平均值)

环境温度 $T_A=T_S$ <sup>3*</sup>	封装形式	最大热阻 $R_{th}$ 及最大功耗 $P_{dmax}$ 值				
		$R_{th}(J-A)$	不需考虑散热器时	$R_{th}(J-C)$	考虑有足够大散热器时	$R_{th}(C-S)$ <sup>1*</sup> 无绝缘片情况
125℃ <sup>2*</sup>	B-4 / To-39	140℃/W	0.18W	40℃/W	0.5W	10℃/W
	F-1 / To-66	45℃/W	0.55W	4℃/W	2.7W	5℃/W
	F-2 / To-3	35℃/W	0.71W	4℃/W	5.6W	0.5℃/W
25℃	B-4	140℃/W	0.89W	40℃/W	2.5W	10℃/W
	F-1	45℃/W	2.70W	4℃/W	13.80W	5℃/W
	F-2 ( $I_o=1.5A$ )	35℃/W	3.60W	4℃/W	18.0W	0.5℃/W
	F-2 ( $I_o=3A$ )		4.00W	1.5℃/W	30.0 W	
	F-2 ( $I_o=5A$ )		4.50W	1℃/W	50.0 W	
-55℃	B-4	140℃/W	1.50W	40℃/W	4.0W	10℃/W
	F-1	45℃/W	4.50W	4℃/W	22.7W	5℃/W
	F-2	35℃/W	5.80W		45.0W	0.5℃/W

(注)  $R_{th}(J-A)$  结到空气到热阻。(指管壳空腔内部的气氛)

1\*: 该值表示热额定范围内壳到散热器最大热阻。

2\*: 根据  $T_{jmax}=150℃$  和  $R_{th}(J-A)$ 、 $R_{th}(J-C)$  规定值给出。

3\*:  $T_s$  指散热器的温度。

同一金属‘空腔’封装形式电路的壳体内腔空间基本相同，因此‘结到空气到热阻’ $R_{th}(J-A)$ 差异不大。但由于各电流品种的芯片面积不同，造成芯片与封装的基底的实际焊接面积不同，因此结到外壳热阻 $R_{th}(J-C)$ 可能不同。芯片面积越大 $R_{th}(J-C)$ 越小。

如对于F2封装：输出电流分别为1.5A、3A、5A正压可调系列的CW117/CW150/CW138来说， $R_{th}(J-A)=35^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。但由于芯片面积不同， $R_{th}(J-C)$ 分别为 $3^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 、 $1.5^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 、 $1^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。

注：不同品种电路结到管壳的热阻 $R_{th}(J-C)$ 会有一定变化，因此不同品种的另一封装形式的电路产品的 $P_{dmax}$ 值是不同的。产品手册推荐的 $P_{dmax}$ 值仅对应环境温度为 $T_a=25^{\circ}\text{C}$ 时有效。

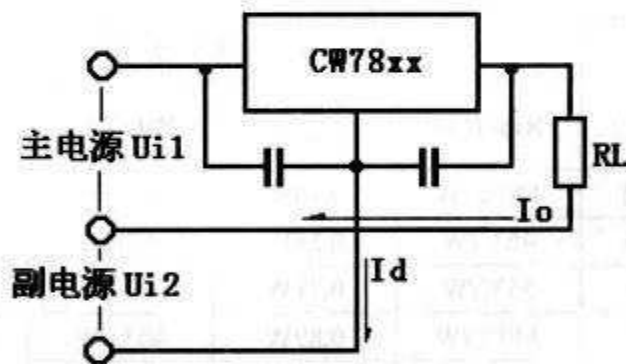
从本节前面的叙述可知，影响 $P_{dmax}$ 因素是多方面的，手册给出的 $P_{dmax}$ 普通用户实际批量生产的产品中一般情况下很难保证，应用设计中将其作为参考并留有充分余量即可。

在进行产品设计阶段，保证稳压器电路长期稳定可靠的工作，尽可能合理的设计电路的最大‘输入压差’很关键。应充分考虑到集成稳压器的最大耗散功率值是否合适，必要时必须增加或增大散热片，或根据实际需要适当的扩流、分压、降压等降功耗的扩展应用选择，以使电源整机能正常可靠地工作。

提示：在电路实际应用中，电参数表中‘测试条件’项中给定的‘输入电压’值，不应作为一般情况下的‘使用电压’对待（加足够大散热片能满足 $P_d < P_{dmax}$ 时例外）。

‘测试条件’中标柱的 $V_i$ 值仅是是该参数项的检测判定依据。在‘测试条件’规定的电压值时电路输入压差 $(V_i - V_o)$ 一般较大，当电路大电流输出时，过大的 $(V_i - V_o) \times I_o$ 将导致在散热能力不足时电路的 $P_d > P_{dmax}$ ，管芯结温持续升高到 $T_{jmax}$ 附近电路进入热保护状态，这时输出电压自动下降进行保护，也就是说这时电路可能不能正常工作。

### 老化和电耐久性试验线路



(图例为 $I_o=1.5\text{A}$ 的CW7800系列 $T_A=25^{\circ}\text{C}$ 常温环境下的老化电路)

**Ui1:** 电压输出基本固定的大功率的主电源。(功率: 电路样品输出电流 $I_o \times$ 样品位数)

**Ui2:** 电压输出可调的辅助电源。(功率: 电路样品静态电流 $I_q \times$ 样品位数)

Ui2 设定电压为老化样品的 $V_o$ 标称值 - Ui1

$R_L = (V_1 - \text{最小输入压差}) / I_o \approx (U_{i1} - 2\text{V}) / I_o = 5\text{V} / 1.5\text{A} \approx 3.3\Omega$

老化时必须满足 $P_D \leq P_{Dmax}$ 、必要时应采用加散热片辅助散热的老化方式。

其它品种样品老化时在满足 $P_D < P_{Dmax}$ 原则下:

根据公式: $P_D = I_o \times (V_i - V_o) + I_d \times V_i$ 的要求对 $R_L$ 、 $U_{i2}$ 进行设定,注意:不提倡长时间的 $P_D \approx P_{Dmax}$ 的老化方式。因没有完全信赖的数据可以证明这种临界热保护点附近的电老化、对电路长期寿命可能带来的实际应用现场的影响。