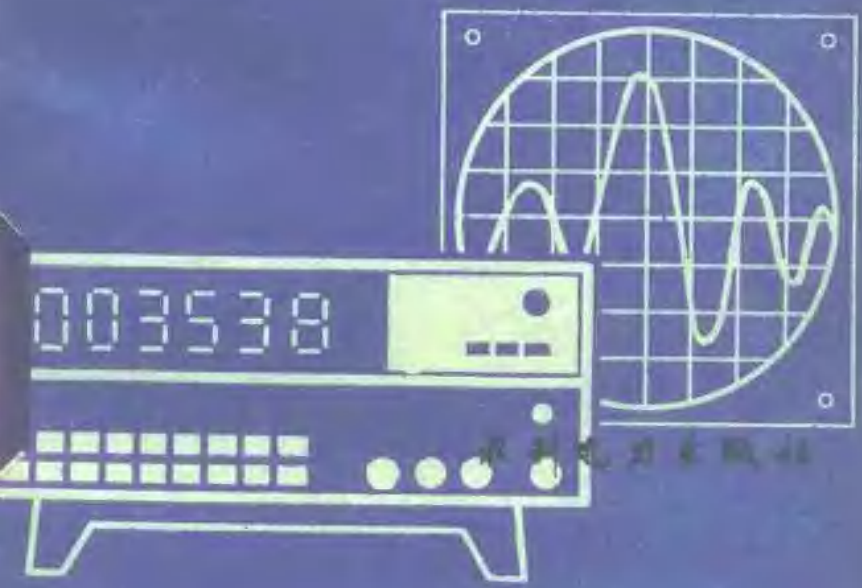
常用电子仪器丛书

交直流稳压电源

东海宁 著



水利电力出版社

常用电子仪器丛书

交 直流稳压电源

朱康中 等编

水利电力出版社

内 容 提 要

本书介绍了交、直流稳压电源。对于交流稳压电源，主要介绍了目前应用最广泛的614型电子交流稳压器的工作原理及其使用、维修、校验方法；对于直流稳压电源，着重以串联补偿式直流稳压器为例，介绍了晶体管稳压、稳流器的工作原理及其使用、维修和校验方法；另外，还介绍了集成稳压器和开关稳压器的工作原理，并例举了应用实例；在附录中，还提供了目前应用最广泛的集成稳压器的技术资料。

本书通俗易懂，着重于实际应用，可供使用和维修电子仪器的工作人员阅读。

2583/19

常用电子仪器丛书

交 直流稳压电源

朱 康 中 等编

*

水利电力出版社出版

（北京三里河路6号）

新华书店北京发行所发行·各地新华书店经售

水利电力出版社印刷厂印刷

*

787×1092毫米 32开本 6.75印张 149千字 1插页

1987年7月第一版 1987年7月北京第一次印刷

印数00001—10240册 定价 1.45 元

书号 15143·6453

前　言

《常用电子仪器丛书》是一套系统介绍我国目前大量生产和广泛应用的电子仪器原理、电路、使用、维修和校验方面的普及性丛书。它以广大电子技术工人为主要读者对象，也可供其他一般电子仪器工作人员参考。本丛书在篇幅上，着重介绍仪器的原理和电路，以便读者能融会贯通，举一反三；在仪器选型上，尽量做到既考虑仪器的先进性，又考虑到应用的广泛性；在内容上，以论述物理概念为主。

本丛书共分九册。其中，《电子仪器基础》、《模拟式电子电压表》和《电子仪器的干扰和抑制》由张国屏编写；《交直流稳压电源》由朱康中等编写；《低频信号发生器》由刘庆雄等编写；《电子管、晶体管参数测试仪》由蔡显光编写；《电子示波器》由叶胜泉编写；《数字频率计》由吴静凡等编写；《数字电压表》由陈中洪编写。张国屏担任本丛书主编；郭永坤、刘庆雄担任副主编。

本书由朱康中、李庆渝、朱良华编写。其中，朱康中负责全书校核，并编写交直流稳压电源的使用、维修、校验以及集成稳压电源、开关稳压电源的原理和应用；李庆渝编写了交流稳压电源原理以及直流稳压电源的变压器、整流器和滤波器部分；朱良华编写了直流稳压和稳流原理。

本丛书在编写过程中，得到了水利电力部南京自动化研究所丁功华、山西省电力试验研究所芦士鹤、东北电业管理局技术改进局阎占元、四川省电力试验研究所电子组的大力

支持和协助。初稿完后，由北京电力科学研究所许遐进行了审阅修改。在此一并表示由衷的感谢。

由于编者水平有限，书中缺点错误在所难免，恳请读者批评指正。

编　者

1986年11月

目　录

前　言
第一章　交流稳压电源 …… 1
第一节　参数稳压法的交流稳压器 …… 1
第二节　补偿稳压法的614-B型交流稳压器 …… 9
第三节　交流稳压器的使用、维修和校验 ……40
第二章　直流稳压电源 ……63
第一节　直流稳压电源的构造和工作原理 ……63
第二节　提高直流稳压电源技术指标的方法 ……97
第三节　WYJ-30型晶体管稳压器 ……108
第四节　JWL-30型直流稳流器……129
第五节　直流稳压电源的发展 ……144
附　录……177

第一章　交流稳压电源

第一节　参数稳压法的交流稳压器

一、参数稳压法基本原理

从稳压的基本原理分析中可知，利用非线性元件伏安特性的弯曲部分可以进行稳压。对于交流电路，我们也可以利用同样的原理构成参数型稳压器。

最简单的稳压电路如图1-1所示。图中，R为线性电阻，R_f为非线性电阻。在稳定状态时，输入电压为u_i，输出电压为u_o。对于R_f来说，一般要求它的动态电阻愈小愈好，这样在它两端的交流电压的变化量就小，能够获得较好的稳压效果。它的稳压过程为：如果输入电压增加Δu_i，电路中的总电流i和在R及R_f上的压降都随之增大，但由于R_f的动态电阻很小，其两端的交流压降变化量亦小，输入电压的增量Δu_i大部分加在R上，故R_f两端的输出电压得到了相对的稳定。从图1-2、1-3所示的参数稳压图解分析中，可以更清楚地理解这一点。

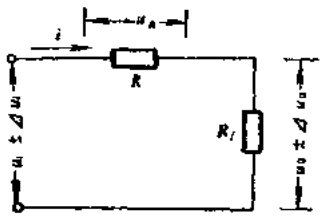


图 1-1　最简单的稳压电路

图1-2为参数稳压的图解分析（一）。图中，OA为非线性电阻R_f的特性曲线。设稳压时工作点在Q，其横坐标I为

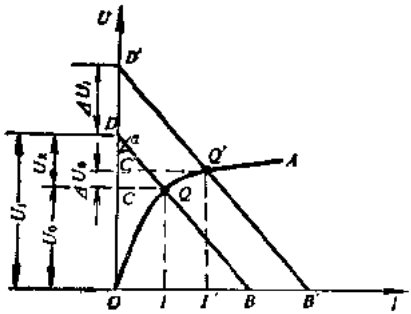


图 1-2 参数稳压的图解分析（一）

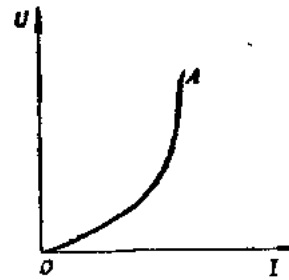


图 1-3 参数稳压的图解分析（二）

稳态工作电流，纵坐标上的OC为稳态时的输出电压U_0，我们在纵坐标上标定输入电压U_i的值OD，过DQ作直线交横坐标于B，直线与纵坐标交角为α，则斜率$\mathrm{ctg}\alpha=\frac{DC}{CQ}$为电阻$R$值。当输入电压变化$\Delta U_i$时，$D$点移至$D'$，由于$R$为线性电阻，$\mathrm{ctg}\alpha$值不变，过$D'$作$DB$平行线交$OA$于$Q'$，$Q'$即为输入电压变化$\Delta U_i$下的新工作点。由图可见，输出电压变为$OC'$，其变化量$\Delta U_0(=CC')$比输入电压变化量$\Delta U_i(=DD')$要小得多，获得了相对的稳定。

如果R_f的特性曲线是另一种情况，如图1-3所示，则只要从线性电阻R的两端取输出电压，同样可以达到稳压的目的。因为曲线饱和部分的电流变化ΔI值不大，只要选择合适的工作点，电路中的电流随输入电压变化的变化量很小，故线性电阻上的压降变化$\Delta U_R=\Delta IR$也很小，U_R得到相对的稳定。

二、几种参数稳压器

（一）磁饱和稳压器

图1-4为磁饱和稳压器电路图。图中，初级线圈N_1和补偿线圈N_3工作在非饱和状态下；次级线圈N_2由于绕在截面较小的铁芯上而工作在饱和状态，故N_2和N_3上的电压与电流的关系分别如图1-5中的OA与OC曲线。很明显，如果选择合适的工作点（如图中Q点），则在输入电压变化ΔU_1时，一方面会由于次级工作铁芯饱和而使次级电压变化量ΔU_2较小；另一方面由于补偿线圈与次级线圈反接，若适当调节补

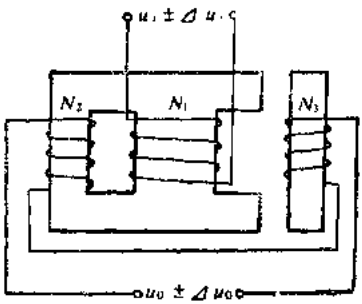


图 1-4 磁饱和稳压器电路图

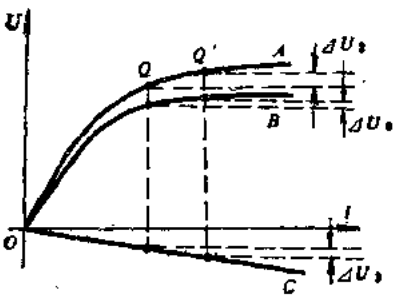


图 1-5 磁饱和稳压器工作图解

偿铁芯柱的间隙，则可以调节补偿电压，使 $|\Delta U_s| = |\Delta U_s|$ 而得到最佳补偿，保证输出电压的稳定。图中，OB 曲线为补偿后的输出特性，可见输出电压变化量 ΔU_0 是很小的。

这种稳压器工作电流很大，其原因是工作在磁饱和状态，所以损耗功率较大、效率低。为消除这个缺点，出现了铁磁谐振式稳压器。

（二）铁磁谐振式稳压器

1.串联型铁磁谐振稳压器

图1-6为串联谐振稳压器的原理图。图中，L 为初级线圈电感量，C 为初级线圈串联电容，R 为电路等效电阻（包括电感、电容及负载的等效电阻）。根据串联电路谐振原理，在一定的频率下，当 $\omega L=\frac{1}{\omega C}$ 时，电路会产生串联电压谐振，其电感或电容上的电压等于输入电压的 Q 倍（Q 为谐振回路的品质因数，仅与电路参数有关，$Q=\frac{\omega L}{R}$），这就意味着在串联谐振时，稳压器输入电压不需要很高就可以

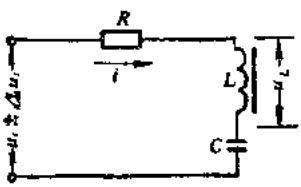


图 1-6 串联谐振原理图

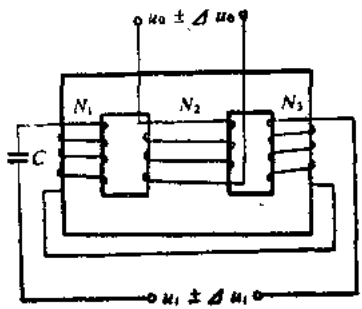


图 1-7 串联谐振稳压器电路图

在初级线圈上获得额定的工作电压。由此可见，要达到同样的饱和，串联谐振稳压器的输入电压可较磁饱和稳压器降低Q倍，故功耗可以降低。

值得指出的是，对于铁磁谐振式稳压器来说，由于其谐振线圈的电感量随流过其中的电流的变化而变化（非线性的），故只有在电流达一定值时，线圈的电感量才能满足$\omega L=\frac{1}{\omega C}$的条件而产生谐振，这是它与一般线性电感和电容串联谐振的不同之处。

电路的稳定过程可由图1-8清楚地看出，图中OA为初级线圈特性曲线，I_0为串联谐振电流值，由于工作点Q选在谐振点之后，初级线圈已处于高度饱和工作状态。当输入电压变化ΔU_i时，初级线圈工作点移至Q′，其电流变化ΔI，而线圈两端的电压变化量ΔU_L却很小，感应至次级线圈两端的电压变化量亦小，故工作在非饱和状态下的次级线圈两端的输出电压也获得了稳定。

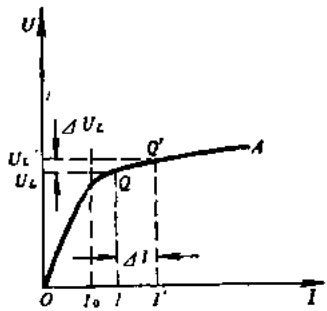


图 1-8 串联谐振稳压器的稳定过程

为了提高输出电压的稳定度，将补偿线圈N_3与初级线圈N_1反相串接在初级电路中（参见图1-7），两个线圈在次级铁芯中产生的磁通反向，在次级线圈N_2上感应的电压变化量相互抵消，只要选择合适的补偿线圈匝数，就可以得到较好的补偿效果。

这种电路的缺点是，由于串联谐振，电路中的电流达到极大值，且谐振电容取值较大。当电源的频率波动或负载的特性改变时，谐振回路将偏离谐振点而使稳压器失去合适的稳压工作状态，故其稳定度受电源频率和负载特性的影响较大；另外，其特性曲线饱和部分的斜率不够小，稳定度较差。因此，一般不常采用这种稳压器。

2.并联型铁磁谐振稳压器

图1-9为并联谐振稳压器原理图。图中，L为次级线圈电感，C为并联电容。因为是铁磁谐振，故在一定的电压下，若$\omega L=\frac{1}{\omega C}$，则电路谐振于某一频率，产生并联电流谐振。谐振时，由于i_L和i_C大小相等、方向相反，故相互抵消，电路的总电流为零。当然，由于电感、电容及负载等效电阻的存在，电路中的总电流不可能为零，但可减至很小。换一种说法，即电源并不需要供给很大的电流就能使次级线圈有较大的工作电流而处于饱和工作状态，所以并联谐振稳压器的功耗较小。

图1-10为并联谐振稳压器电路图。图中，N_1为初级线

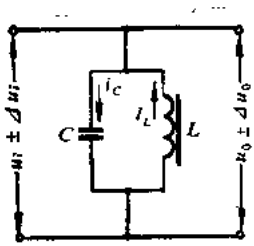


图 1-9 并联谐振原理图

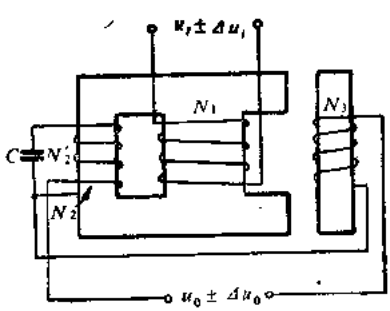


图 1-10 并联谐振稳压器电路图

圈、N_2为次级线圈、N_2'为次级谐振辅助线圈、N_3为次级补偿线圈。设计的电路参数使N_1与N_3工作在非饱和状态，N_2与N_2'工作在饱和状态，利用N_2的饱和特性可以获得稳定的输出电压。补偿线圈N_3与N_2反向串联，适当选择N_3的匝数和正确调节磁路间隙，可以得到较好的补偿。稳定过程可用图1-11来说明，图中OA和OC分别为N_2和N_3的特性曲线，OB为输出特性曲线，读者可自行分析。

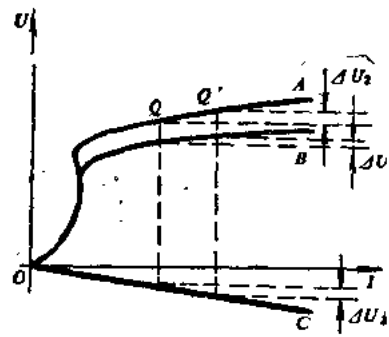


图 1-11 并联谐振稳压器的工作图解

由于并联谐振电路特性曲线的饱和部分斜率较小，且只需很小的电流即可产生并联谐振而使次级线圈饱和，故特性曲线的饱和部分较宽，可选择的工作部分范围亦大，所以稳压性能较好，稳压范围较宽。稳压器在接近谐振状态下工作时，$\cos\phi$很大（谐振时$\cos\phi=1$），所需输入功率小，故稳压器效率较高。不足之处是，谐振电路对电源频率变化较为敏感，当电源频率变化1～2%时，输出电压变化可至1～3%，而且由于工作在铁芯饱和状态，波形仍有所失真。

3.稳压变压器

图1-12为稳压变压器电路。图中，N_1为初级线圈、N_2为谐振线圈、N_3为次级线圈、N_4为补偿线圈，与前面所述的不同之处，是在初、次级之间采用磁分路形式为其磁通提供通路，铁芯的磁通分布如图所示。

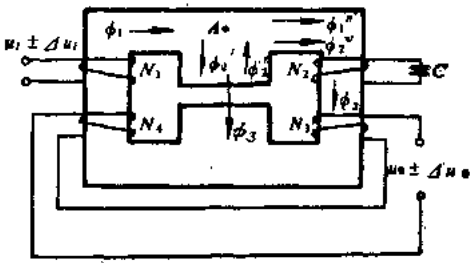


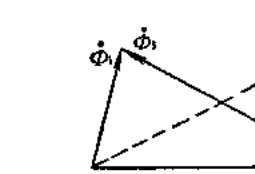
图 1-12 稳压变压器电路图

N_1产生磁通$\phi_1=\phi_1'+\phi_1''$，在谐振回路的电容电流所产生的磁势作用下，还形成穿过N_2、N_3的磁通ϕ_2''与穿过磁分路的磁通ϕ_2'，故N_2、N_3中穿过的磁通$\phi_2=\phi_1''+\phi_2''$，次级铁芯为饱和磁路。从图中还可以看出，穿过磁分路的磁通$\phi_3=\phi_1'-\phi_2'$，A点的磁路节点方程为：$\phi_1=\phi_2+\phi_3$。当输入电压u_i发生变化时，ϕ_1将发生变化，只要设计适当，通过ϕ_3的大小和相位的自动调节，可以维持ϕ_2不变，也就维持了次级磁路的饱和和输出电压u_0的稳定。磁通的向量关系见图1-13，图中实线和虚线分别代表输入电压较低和较高时的磁通向量关系。

图1-12中补偿线圈N_4与次级线圈N_3反相串联，以求更稳定的电压输出。

这种稳压器是由铁磁谐振稳压器发展来的，性能较好，

本身能抑制负载的过电流，抗干扰能力强，是一种新型稳压器。



1-13　稳压变压器磁通向量关系

第二节　补偿稳压法的614-B型交流稳压器

一、基本原理

补偿式稳压法是一种自动调节输出电压的闭环系统，按照调节方式的不同而组成各种类型。本文以614-B交流稳压器为例，介绍用磁放大器作为调节器的补偿式稳压法的基本原理。

图1-14是614-B交流稳压器方框图。它有三个主要电路：钨丝二极管取样电路、电子管放大电路、自耦变压器和磁放大器调节电路。它们之间的相互关系如图中所示。

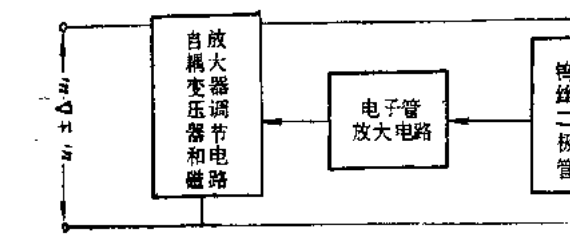


图 1-14　614-B交流稳压器方框图

如果由于输入电压的波动或负载变动而引起输出电压变化，钨丝二极管将取得这个变化信号并送至电子管放大电路，用以改变放大电路输出的直流电流，去调节磁放大器的交流阻抗，从而调整了自耦变压器与磁放大器交流线圈上的电压降及相互间的相位关系，保证输出电压的稳定。这一稳定过程都是自动补偿调节的，所以有较高的稳定精度。

二、钨丝二极管取样电路

钨丝二极管是一种特殊的真空二极管，和一般真空管不同，其阴极放射电子能力低。工作时，即使板压有较大的变化，板流也变化不大，但灯丝电压发生微量变化时，板流却有剧烈的变化。图1-15为3D2P钨丝二极管的特性曲线，其板流和灯丝电压符合$I_a=kU_f^{17.4}$的关系（式中k为常数）。只要选择合适的工作点，就可以通过改变U_f来调节I_a，即以微小的灯丝电压变化量ΔU_f去控制很大的板流变化ΔI_a。利用这个特性，可以组成钨丝二极管取样电路。

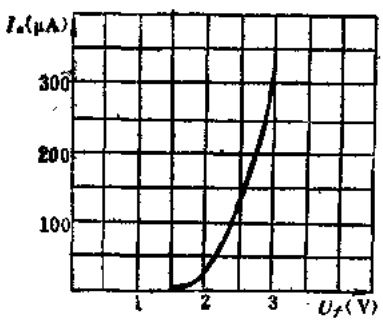


图 1-15　3D2P钨丝二极管特性曲线

图1-16为钨丝二极管取样电路的一种形式，图中R_1、R_2、R_3和钨丝二极管G组成取样电桥，稳态时，电桥输出$\Delta U_{c1}=0$。当稳压器输出电压u_c变化Δu_c时，通过灯丝变压器T将此变化反映到钨丝二极管G的灯丝电压上，即可改变其阴极放射能力，而使板流发生急剧变化。如果我们将G的板极负载电阻

R_a取大一些，则$\Delta I_a R_a$的变化将更为明显，在电桥输出端可以获得很大的ΔU_{01}，这样就得到了足够大的取样信号。由于它的灵敏度高，因此在交流稳压器中常用钨丝二极管作取样元件。

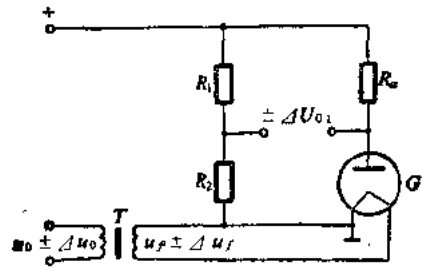


图 1-16 钨丝二极管取样电路（一）

在614-B电子交流稳压器中采用了另一种取样电路，钨丝二极管接成如图1-17形式。它的基本工作原理与图1-16相读者可自行分析。

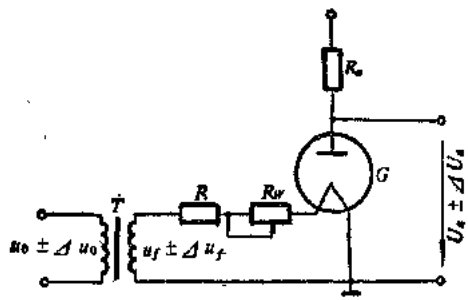


图 1-17 钨丝二极管取样电路（二）

在图1-17中，G的板极负载电阻R_a取值达1MΩ，我们可以根据图1-15曲线估算一下这种取样电路的效果如何。

设灯丝电压变化0.1V，例如从2.5V→2.6V，对应于曲线可以找到I_a的变化量$\Delta I_a=65\mu A$，则板压的变化量为

$$\Delta U_a=\Delta I_a R_a=65\times10^{-6}\times1\times10^{6}=65(V)$$

由此可求出3D2P在此工作点时的放大倍数为

$$A=\Delta U_a/\Delta U_f=65/0.1=650$$

A值是相当大的。放大倍数越大，取样灵敏度就越高，后级直流放大器所需的放大倍数就越小，直流放大器就比较容易安装和调试，放大器漂移也相对减小。在条件允许的情况下，钨丝二极管取样电路的放大倍数可以取大一些，这就要求选择合适的工作点与取较大的板极负载电阻。一般3D2P的灯丝电压在2.4～2.6V之间，板极负载电阻只能适当加大，过大了会限制板流而影响工作点。

为使钨丝二极管的灯丝电压能反映稳压器输出电压的变化，电路中由输出电源变压器T的次级绕组提供6.3V的灯丝电压。T的初级是并联在稳压器输出端的。当输出电压波动时，其变化量由T感应至次级绕组两端并通过电阻R和电位器R_W加至钨丝二极管灯丝上，二极管的板流和板压将发生改变，故在二极管的板极上，取得了稳压器输出电压的变化。

图中，电阻R和电位器R_W的作用是限制钨丝二极管灯丝电流的，调节R_W可以调节灯丝电压，因而可改变钨丝二极管的工作点。其板压的变化可用来控制电子管放大电路的直流输出，而直流输出电流的改变会引起磁放大器工作点的改变，最终改变稳压器的输出电压值。故调节R_W可以调节稳压器的输出电压。其工作过程将在本节第四与第五部分中具体分析。

表1-1列出了钨丝二极管3D2P的主要参数。

表 1-1　　3D2P二极管主要参数

参数名称	单位	最小值	典型值	最大值
灯丝电压	V		2.4	2.7
灯丝电流	A		0.4	
阴极跨导	μA/V	800		
饱和运行板极电压	V	50		
板极电流	μA	150		400
板极饱和时的渗透率	μA/V			0.3
最大板极电压	V			400
罩子高度	mm			78
罩子直径	mm			34
附注	使用管子时用到极限值的参数不得多于一个			

三、电子管放大电路

由于取样电路的输出信号仍然比较小，不能满足稳压调节的需要，所以设置了放大电路。在614-B电子交流稳压器中，其放大电路如图1-18所示。

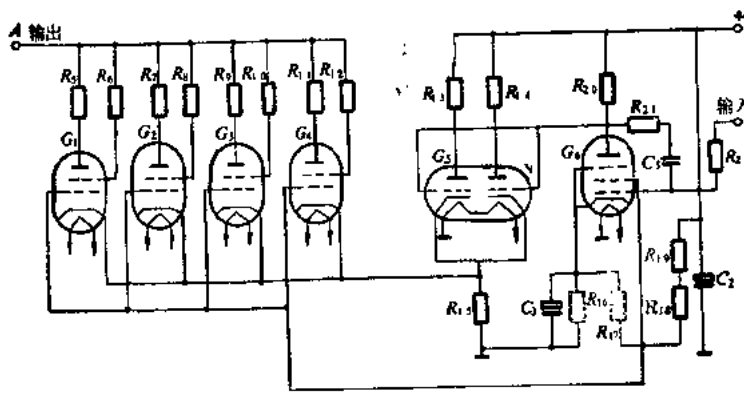


图 1-18　电子管放大电路

该电路由一级电压放大器(G_6)、一级阴极输出器(G_5)和一级功率放大器(G_1～G_4)组成，输入信号来自取样电路，输出端接至调整电路的磁放大器部分。从取样电路来的取样信号先由G_6作电压放大后，经G_5阴极输出至G_1～G_4再作功率放大，最后输出一定的直流电流以满足控制磁放大器和调节稳压器输出电压的需要。

G_6选用了一只五极管(6J1)，它的放大系数较高，通过它取样信号可以得到较高的放大。但也正由于它的放大系数较高，可能在工作过程中因电路参数的变化会出现正反馈而引起不必要的寄生振荡，以致影响电压放大级的正常工作。所以，在它的板栅之间接入了负反馈电阻R_{21}和电容C_5以稳定该级的工作点。R_{21}和C_5还有一个作用，即可以用来调节整机的反应时间(反应时间的定义请参阅本章第三节校验部分)和消除稳压器输出电压的抖动，这和交流稳压器中磁放大器调节器有很大的关系。因为磁放大器是一个感性元件，当其控制线圈中的直流电流改变时，由于电感的作用，在建立稳态时必须有一过渡过程，这一过程的时间常数决定于电路参数，一般是比较大的。如果放大电路中不接R_{21}和C_5负反馈支路，则当稳压器输出电压波动时，经过取样放大后的信号必然会很快地改变磁放大器控制线圈中的直流电流而企图维持稳压器输出电压的稳定。但由于磁放大器的时间常数较大，不能迅速地反应这个变化，仅使其本身的工作点发生了波动，这样不但不能稳定调节输出电压，反而会引起输出电压抖动。加入负反馈支路后，即可弥补这一缺陷。从电路中可以看出，由于支路的积分效果，G_6的输出信号的变化将变得缓慢一些，经功率放大后送至磁放大器控制线圈中的直流电流的变化速率也变慢了。设计时，R_{21}选用

1MΩ，C_t选用0.22μf，其时间常数$\tau=1M\Omega\times0.22\mu f=0.22s$，较好地配合了磁放大器的慢反应，使磁放大器的工作点能平稳地改变，稳压器的输出电压得以平滑地调节，消除了输出电压的抖动。它的工作过程如下：假设取样电路送来的快变化信号使G_6的栅极电位降低，则板极电位将提高并通过R_{21}和C_5将这一跃变反馈至栅极以抵消栅极电位的下降；尔后，随着对C_5的充电，栅极电位逐渐下降，板极电位逐渐升高，升高的速率等于R_{21}和C_5的积分时间常数，这样就使取样电路来的快变化变为G_6板极电位的慢变化（相对于取样信号快变化而言）。同理，取样信号使G_6的栅极电位升高时也可以得到同样的效果。

从以上分析可以看出，负反馈支路的积分时间常数也可以改变稳压器的反应时间。当时间常数$\tau>0.22s$时，稳压器重新稳定所需要的时间就长，即反应时间变长；当$\tau<0.22s$时，稳压器重新稳定所需要的时间就短，即反应时间变短。设计时，$\tau=0.22s$是一个最佳值，不要随意改变。特别要注意的是，如果τ变得比设计值小得稍多时，稳压器将由于磁放大器跟不上取样信号变化的速度而导致输出电压抖动，我们可以通过改变R_{21}和C_5的数值来消除。

G_6的工作点的选取参见图1-18。其阴极电位和第二栅电压由电阻R_{16}、R_{17}、R_{18}、R_{19}分压，在R_{16}上取得阴极电位，在R_{15}和R_{17}上取得第二栅电压。电容器C_3并联在R_{16}两端作交流旁路，以取得放大器的直流偏压稳定。在G_6的栅极串联了一只电阻R_{22}，是用于限制其栅流的，通过R_{22}可选择合适的工作点。R_{20}是板极负载电阻，为了得到较大的放大倍数，R_{20}取值较大，图中$R_{20}=1M\Omega$。该级的输出电阻为

$$r_0=\frac{[(1+\mu)R_{16}+r_p]\times R_{20}}{(1+\mu)R_{16}+r_p+R_{20}} \qquad (1\text{-}1)$$

式中 μ——五极管放大系数；

r_p——五极管内阻（Ω）。

若取$r_p=1\text{M}\Omega$，$\mu=5.1\times10^3$，将电路参数$R_{16}=10\text{k}\Omega$、$R_{20}=1\text{M}\Omega$代入（1-1）式，可得

$$r_0=\frac{[(1+5.1\times10^3)\times10\times10^3+1\times10^6]\times1\times10^6}{(1+5.1\times10^3)\times10\times10^3+1\times10^6+1\times10^6}$$

$$=0.98\times10^6\ (\Omega)$$

可见，G_6的输出电阻还是相当高的。此时，若直接将G_6的输出耦合至功率放大级，由于功率放大级为满足输出功率较大的要求而采用了四只6P3P电子管并联形式，其输入阻抗较低，只有单管的四分之一，故直接耦合是不匹配的。我们可以估算一下功率放大级的输入阻抗，电子管在低频工作时，单管放大电路的输入阻抗可以认为等于其栅漏电阻，而栅漏电阻的取值必须选择在额定范围内，若超过这个范围，电子管的栅流无法泄漏，电荷将通过栅阴之间的电容C_{gk}而积聚在栅极上，栅极电位会变得更负，逐渐形成栅阴之间的负电场而使阴极表面发射的电子受到排斥力，电子管的电流会减小以至失去正常的工作状态。对于6P3P来说，其栅漏电阻最大值不能超过500kΩ，四只并联的最大阻值不应超过125kΩ。显然，不能将它直接接到G_6的输出端，否则会因不匹配而引起信号过份的损失，为此在中间加入一级阴极输出器G_5。

G_5由一只双三极管6N1组成，它与G_6采用直接耦合的方式。由于G_6的板压较高（达一百多伏），为了获得合适

的工作点，G_5的阴极用了一个较大的电阻R_{15}来抬高阴极电位．图中$R_{15}=100k\Omega$。稳压器满载时，阴极电位可达165V左右，栅极采用正偏压，满载时约170V左右。因为是阴极输出器，它有较高的输入阻抗和较低的输出阻抗。在本电路中，其输入阻抗仅决定于G_5管的输入电容值（通常电子管的输入电容值很小），由于运用在直流工作状态，故输入阻抗很高。而输出阻抗近似为$1/S=1/4.55\approx220$（Ω）（一个三极管。S为互导，单位为mA/V），两个三极管并联输出阻抗降低一半，故可以获得前后级阻抗匹配的目的。由于前级输出的信号中有交流成份存在（参见本节第六部分），而G_5的输出阻抗又很低，在输出回路中会产生较大的交流电流和较大的输出功率，所以将G_5的两只三极管并联以增加输出功率。

图中，R_{13}和R_{14}为G_5的板极电阻，R_{15}为其阴极电阻，从阴极输出的信号送至G_1～G_4功率放大级的输入端。

功率放大级采用阴极输入的方式，其栅极并联后接至G_6的第二栅，同样由电阻R_{16}、R_{17}和R_{18}、R_{19}分压取得固定偏压。当阴极电位发生变化时，阴栅之间电压也发生变化，板流亦随之改变，由A点输出去控制磁放大器控制线圈中的直流电流。由于稳压器满负荷时磁放大器控制绕组中的直流电流最大达215mA，故功率放大级选用四只6P3P管并联，一只6P3P管的正常工作电流为72mA，四只并联可达288mA，可以满足需要。

图中，R_5、R_7、R_9、R_{11}分别为G_1、G_2、G_3、G_4的板极负载电阻；R_6、R_8、R_{10}、R_{12}分别为第二栅偏压电阻。

值得注意的是，电子管并联运行方式虽然可以增大输出

功率，但电子管本身的极间电容和线路的分布电容亦有相当程度的增加，这是一个容易产生正反馈而引起电路自激的因素，所以并联电子管的数目不宜太多，一般以少于四只为宜。

整个电子管放大电路的放大倍数约为500倍，设计的裕度是比较大的，故稳压器输出电压的微小变化能得到很大的放大，足以控制调节器去调节输出电压的稳定。

四、自耦变压器和磁放大器调节电路

（一）磁放大器工作原理

在介绍磁放大器之前，我们必须了解直流基磁对铁芯线圈的作用。图1-19为具有直流基磁的铁芯线圈电路图，图中N_1为交流线圈，N_2为直流线圈，借助于N_2中直流电流I_2的调节可以改变N_1的交流阻抗，从而改变输入电压u_i在N_1和负载R_L上的电压分配，以保证R_L两端输出电压u_o的稳定，其工作原理叙述如下：

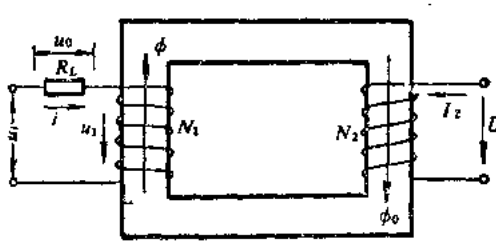


图 1-19 具有直流基磁的铁芯线圈

假设在交流输入端加有正弦电压$u_i=U_m\sin\omega t$，我们可以得到电压方程为

$$u_i=Ri+N_1\frac{d\phi}{dt}+L_\sigma\frac{di}{dt} \qquad (1\text{-}2)$$

式中　R——负载电阻R_L与交流线圈电阻r之和；

L_σ——漏感；

ϕ——交流主磁通；

N_1——交流线圈匝数。

为分析方便，我们假定：

（1）忽略线圈电阻；

（2）忽略线圈漏磁；

（3）忽略铁芯中的损失。

可以得到

$$u_i=R_L i+N_1\frac{d\phi}{dt} \qquad (1\text{-}3)$$

实际上，线圈电阻压降ri和漏磁感应电动势都是很小的，忽略后对我们的分析影响不大。根据等效正弦量的概念，当外加电压为正弦量时，主磁通的感应电动势基本上为正弦量，主磁通也接近正弦量，即$\phi=\Phi_m\cdot\sin\omega t$。

图1-20画出了铁芯的基本磁化曲线aob。假定N_2中的直流电流等于零，则由磁通曲线ϕ可作出电流曲线i，由于工作在aob的线性段，所以电流曲线也是符合正弦变化规律的。如果在N_2中通以直流电流I_2，则工作点变至Q，磁通曲线上移为ϕ'，电流曲线相应为i'，由于aob的非线性，显然i'是非正弦的，且幅度有较大的变化，交流电流的有效值有所增大，换一种说法，也就是交流线圈的等效电抗有所减小。我们用X_1来表示交流线圈的等效电抗，图1-19电路可画成图1-21的等效电路。

在图1-21中，当i增加时，由于X_1减小，iR_L将增加，iX_1将减小，输入电压u_i在R_L和X_1上可以得到重新分配。

一般来说，在制造磁放大器时，直流绕组N_2的匝数绕

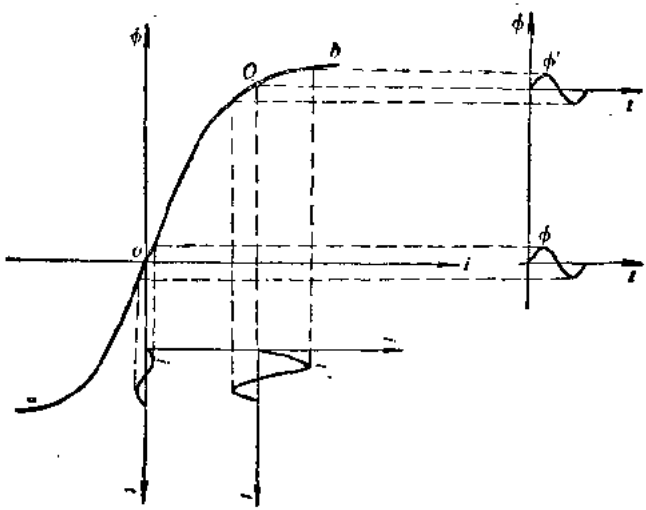


图 1-20　饱和铁芯线圈中的电流图解

得很多，直流电流的微小变化，会使直流磁势I_2N_2有较大的变化，其工作点及交流电流值变化也较大。所以，可以用很小的直流电流去控制很大的交流电流，即以小的功率控制大的功率，故具有直流基磁的铁芯线圈有功率放大作用，通常称这种电路为磁放大器。

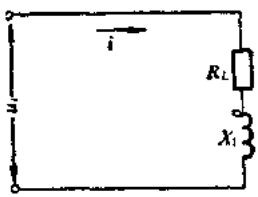


图 1-21　具有直流基磁的铁芯线圈等效电路

从以上分析中，我们看到由于铁芯的饱和，直流基磁对交流电流有较大的影响。那末，这种影响究竟是怎样造成的呢？为了更进一步地说明直流基磁的作用原理，我们引入线

圈的动态电感这个概念，线圈的动态电感定义为：$L_d=\frac{d\phi}{di}$。它表示线圈中磁通增量与电流增量之比值的极限。直流基磁与动态电感的关系可以由图1-22的图解分析中清楚地看出：由于直流基磁的不同，在磁化曲线的不同工作点处（A点和B点），切线的斜率$tg\alpha$与$tg\beta$是不一样的，B点的直流基磁大但切线的斜率却小，而这个斜率正代表了该点的动态电感值，故B点的动态电感值比A点的要小。据此可以得到一个规律：直流基磁愈大，动态电感值愈小。

对于电感线圈来说，其交流阻抗$X=\omega L_d$，动态电感值是直接影响交流阻抗的因素。在一定的频率下，它们之间符合正比关系。故改变直流基磁，可以调节交流线圈的交流阻抗，导致其两端电压和负载电压的重新分配以保证负载电压的稳定。

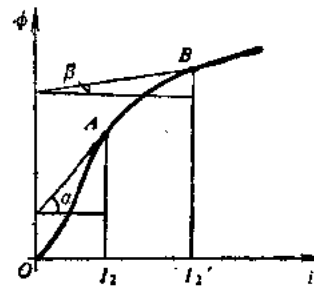


图 1-22 动态电感的图解分析

从图中还可以看出，因为磁化曲线是连续的且各点斜率都不一样，所以，通过直流基磁的调节可以取得交流线圈的不同动态电感值，这是一个连续而平滑的调节过程，故输出电压可得到连续平稳的调节。

可见，整个调节过程乃是一个通过调节直流基磁以改变交流线圈电感量的过程，这是我们研究磁放大器时必需认识的一个重要结论。同时还必须指出，交流线圈电感量之所以变化，是由于铁芯中磁感应强度B与铁芯导磁率受直流基磁

的影响而改变的缘故。如果令交流线圈中的交流电流 i 为常数，可以画出图1-23的B_m-I_2曲线。从中可以看出，若直流控制电流I_2不同，铁芯中的最大磁感应强度B_m有所不同，I_2愈大，B_m愈小。由定义$\mu=B/H$可知，实际上是由于铁芯导磁率下降而造成的。

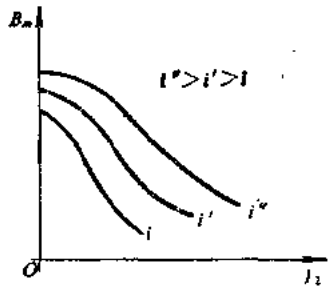


图 1-23 交流电流为常数时 B_m-I_2关系曲线

在实际工作中，图1-19电路完全不实用，因为其中交流电流受磁饱和的影响而发生了显著的畸变，上下波形不对称（参见图1-20），且由于直流线圈匝数多，交流线圈感应至直流线圈上的基波电势相当大，将在直流线圈中形成一个较大的交流电流，会引起直流线圈发热或损坏绕组绝缘。为避免这些缺点，磁放大器常常采用图1-24接法。

以上三种接法，原则上是在电源频率的半个周期内，一

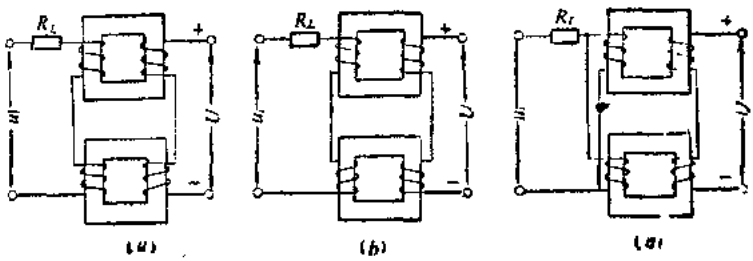


图 1-24 几种实用的磁放大器接线图

(a)交流绕组顺接，直流绕组反接；(b)交流绕组反接，直流绕组顺接；(c)交流绕组并联顺接，直流绕组串联反接

个铁芯中的交变磁通和直流磁通方向相同，另一个铁芯中的交变磁通和直流磁通方向相反。该电路具有对称的性质，有利于波形的改善，消除了直流线圈中的交流成份。下面我们就实际工作的磁放大器进行分析。

（二）实际工作的磁放大器

图1-25为实际工作的磁放大器接线图。电路采用三铁柱式结构，两边柱铁芯截面相等，其中交流绕组由圈数相同的线圈N_1和N_3反相串接构成并分别绕在两边柱上，直流绕组N_2绕在中间柱上。图中画出了交、直流磁通分布。由图可见，中间柱中因N_1和N_3产生的交变磁通ϕ_1和ϕ_3总是相互抵消的，故N_2中没有因交流绕组而产生的感应电动势和交流电流，大大减小了直流线圈的热损失。又因为电路具有对称性结构，交流励磁电流的偶次谐波将被抵消，波形会变得接近于正弦波而获得改善。

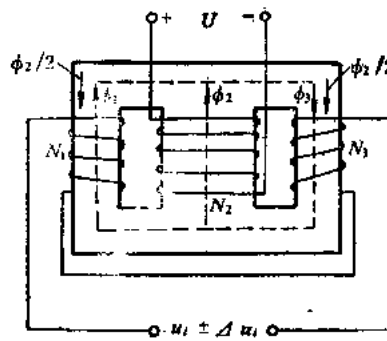


图 1-25 实际工作的磁放大器

如忽略铁芯漏磁、磁滞、损耗以及交流绕组电阻等，当输入电压为正弦量时，铁芯中磁通也按正弦变化，假定在某一瞬间，铁芯中磁通ϕ_1为正方向，则ϕ_3亦为正方向，而直

流磁通$\frac{1}{2}\phi_2$在小中为负方向，在N_3中为正方向，据此可画出图1-26的ϕ-i对应关系。

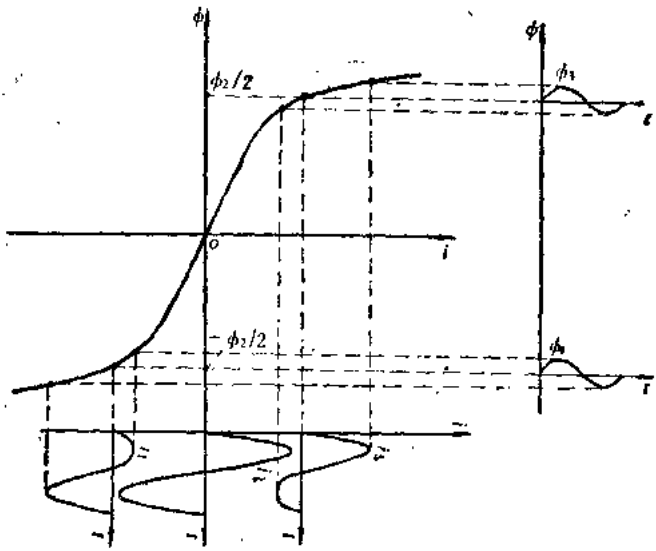


图 1-26　实际工作的磁放大器中ϕ-i关系

设交流绕组中流过的交流电流为i，初相角为零，不难证明，由于饱和而引起N_1中的畸变电流可写成下列级数形式

$$i_1=I_0+I_{1m}\sin\omega t+I_{2m}\sin2\omega t+I_{3m}\sin3\omega t+\cdots+I_{nm}\sin n\omega t \qquad (1\text{-}4)$$

从图1-26中可以看出，如果将N_1中的畸变电流i_1位移π角，则N_3中的畸变电流i_3与i_1对横轴互成影象，故

$$i_3=-[I_0+I_{1m}\sin(\omega t-\pi)+I_{2m}\sin2(\omega t-\pi)+I_{3m}\sin3(\omega t-\pi)+\cdots+I_{nm}\sin n(\omega t-\pi)]$$

$$=-I_0+I_{1m}\sin\omega t-I_{2m}\sin 2\omega t+I_{3m}\sin 3\omega t-\cdots$$
$$+I_{nm}\sin n\omega t \qquad (1\text{-}5)$$

实际上，由于N_1和N_3串联，流过两线圈的电流应相等，即$i_1=i_3$，要使这个关系式成立，比较式（1-4）和式（1-5），显然实际电流i中不包含有偶次谐波成份，波形以横轴为对称而接近正弦波。由图1-26可以清楚地看到这一点：对于正弦磁通ϕ_1和ϕ_2可作出相应的电流波形i_1和i_3，虽然i_1和i_3都发生了畸变，但实际的电流波形却为半波对称，波形有了很大的改善。值得指出的是，虽然偶次谐波被抵消，但交流电流中仍有奇次谐波成份，其中以三次谐波幅值较大，五次谐波幅值次之，它们会在负载中引起不必要的波形畸变。故对于实际的交流稳压器电路，一般要通过串联谐振回路将其滤除，以保证负载上得到较好的波形。

以上我们用等效正弦量的概念分析了磁放大器的工作原理，实际上由于铁芯在饱和状态下工作时激磁电流具有较复杂的波形，磁通的曲线也是非正弦的。在控制绕组N_2的铁芯中，交变磁通ϕ_1和ϕ_3反相差180°，按以上相似分析可以知道，N_2铁芯中仅含有磁通的偶次谐波分量，并在N_2两端感应相应的偶次谐波电势。这里就不作详尽的分析了。

磁放大器有它独特的优点。从下面614-B电子交流稳压器的工作过程分析中可以看到，由于在稳压器输出负载电压和磁放大器控制线圈的直流电流之间引入负反馈，大大提高了磁放大器调节式稳压器的稳定度。又因为磁放大器是利用调节交流线圈的电感量来调节输出电压的，线圈中采用了具有高导磁率的铁芯，调节范围大，本身所消耗的功率小，所以磁放大器的效率高。另外，放大器所用的元件寿命较长，又有较大的过载能力，故使用起来比较可靠。

当然，磁放大器也有它的缺点，一是由于磁通波形的非正弦变化会引起负载电压波形的失真；二是由于电感元件的使用，稳态工作点的建立速度将受到影响，造成时间常数较大，这是我们所不希望的；三是由于使用的铁芯重量大，故仪器比较笨重。

（三）614-B电子交流稳压器的磁放大器调节电路

1.调节电路的工作原理

调节电路包括自耦变压器T_n和磁放大器 T_{r2}，其接线如图1-27所示。

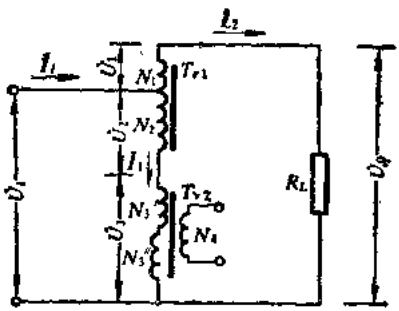


图 1-27 调节电路图

图中，N_2和N_1分别为T_{r1}的初、次级线圈，N_3'和N_3''为T_{r2}的初级反相串接的两个绕组，N_4为T_{r2}的次级直流控制线圈，它接至电子管放大电路的直流输出端，R_L为稳压器的负载。

从图中可以看出各部分电压有下列关系

$$\dot{U}_1=\dot{U}_2+\dot{U}_3 \qquad (1\text{-}6)$$

$$\dot{U}_0=\dot{U}_1+\dot{U}_2+\dot{U}_3 \qquad (1\text{-}7)$$

$$\dot{U}_3=n\dot{U}_2 \qquad (1\text{-}8)$$

式中　n——变压器T_{r1}的变比，即$n=\frac{N_2}{N_1}$（N_2、N_1分别为初、次级线圈匝数）。

磁放大器T_{r2}的工作原理已在前面叙述过。在本电路中，自耦变压器T_{r1}的初级线圈N_2相当于T_{r2}的负载阻抗，而次级线圈N_1又受N_2的影响，故磁放大器T_{r2}的N_4中直流电流的变化将引起T_{r2}和T_{r1}各交流线圈上的电压重新分配，它们之间的关系是向量关系，不能简单地用代数运算相加减。作为一种通俗的理解，可以认为$\dot{U}_2$与$\dot{U}_1+\dot{U}_2$是向量相减的，二者的变化量相互抵消以维持输出电压的稳定。下面从向量关系来较详细地分析它们之间的变化。

2.调节电路的向量分析

在图1-27中，设流过N_2和N_3的电流为$\dot{I}_1$，流过N_1和负载R_L的电流为$\dot{I}_2$，N_1和N_2的直流电阻与电感量分别为r_1、r_2和L_1、L_2，它们之间的互感系数为M，N_3的直流电阻和电感量分别为r_3和L_3，则由基尔霍夫定律得出的关系式为

$$\dot{U}_2=\dot{I}_1[(r_2+r_3)+j\omega(L_2+L_3)]-\dot{I}_2 j\omega M \tag{1-9}$$

$$\dot{U}_2=\dot{I}_2(R_L+r_1+j\omega L_1)-\dot{I}_1 j\omega M \tag{1-10}$$

从（1-9）式减去（1-10）式，可得

$$\dot{I}_1=\dot{I}_2\frac{j\omega(M+L_1)+R_L+r_1}{r_2+r_3+j\omega(L_2+L_3+M)} \tag{1-11}$$

由于r_1、r_2、r_3很小，可忽略不计，则

$$\dot{I}_1=\dot{I}_2\left[\frac{L_1+M}{L_2+L_3+M}-j\frac{R_L}{\omega(L_2+L_3+M)}\right] \tag{1-12}$$

将（1-12）式代入（1-10）式，得

$$\dot{U}_2=\dot{I}_2(R_L+j\omega L_1)-j\omega M\dot{I}_2$$

$$\times\left[\frac{L_1+M}{L_2+L_3+M}-j\frac{R_L}{\omega(L_2+L_3+M)}\right]$$

所以 $$\dot{I}_2=\frac{\dot{U}_i}{\frac{R_L(L_2+L_3)}{L_2+L_3+M}+j\omega\frac{(L_2+L_3)L_1-M^2}{L_2+L_3+M}}$$

$$=I_2e^{-j\varphi} \qquad (1\text{-}13)$$

$$I_2=\frac{U_i}{\sqrt{\left[\frac{R_L(L_2+L_3)}{L_2+L_3+M}\right]^2+\left[\frac{(L_2+L_3)\omega L_1-\omega M^2}{L_2+L_3+M}\right]^2}} \qquad (1\text{-}14)$$

$$\varphi=\mathrm{tg}^{-1}\frac{\omega(L_1L_2+L_1L_3-M^2)}{R_L(L_2+L_3)} \qquad (1\text{-}15)$$

将（1-13）式代入（1-11）式，得

$$\dot{I}_1=\dot{I}_2e^{-j\varphi}\left[\frac{L_1+M}{L_2+L_3+M}-j\frac{R_2}{\omega(L_2+L_3+M)}\right]$$

$$=I_1e^{-j(\varphi+\theta)} \qquad (1\text{-}16)$$

$$I_1=I_2\sqrt{\left(\frac{L_1+M}{L_2+L_3+M}\right)^2+\left[\frac{R_L}{\omega(L_2+L_3+M)}\right]^2} \qquad (1\text{-}17)$$

$$\theta=\mathrm{tg}^{-1}\frac{R_L}{\omega(M+L_1)} \qquad (1\text{-}18)$$

$$\theta+\varphi=\mathrm{tg}^{-1}\frac{R_L^2(L_2+L_3)+\omega^2(L_1L_3+L_1L_2-M^2)(L_1+M)}{R_L\omega M(L_2+L_3+M)} \qquad (1\text{-}19)$$

以上导出了$\dot{I}_2$与$\dot{U}_i$及$\dot{I}_1$与$\dot{U}_i$之间的相位关系，再根据式（1-6）、（1-7）、（1-8），就可以方便地画出调整电路各端电压与电流的向量关系。

图1-28为调节电路电压电流向量图。为了说明电路的稳压调节过程，我们用实线表示输入电压较大的情况，虚线表

示输入电压较小的情况，在这两种情况中，输出电压$\dot{U}_0$的幅值基本上是不变的，它沿着一个等值半径的圆弧轨迹运动。由此可见，只要输入电压的变动在一定范围内，输出电压就可以保持恒定，各向量之间维持一定的关系。当输入电压$\dot{U}_i$增加时，$\dot{U}_1$、$\dot{U}_2$、$\dot{U}_3$的幅值都随之增加以构成闭合向量图而保持$\dot{U}_0$的幅值不变；当$\dot{U}_i$减小时，$\dot{U}_1$、$\dot{U}_2$、$\dot{U}_3$的幅值都随之减小才能使$\dot{U}_0$的幅值恒定。当然，各向量的相角也要随之改变以组成新的关系。从图中还可以看出，随着$\dot{U}_i$的变化，$\dot{U}_3$的变化幅度是比较大的，实际情况就是这样，稳定输出电压的过程是一个调节$\dot{U}_3$变化的过程。当输入电压升高至$\dot{U}_i'$时，通过取样——放大电路的作用，N_4中的直流电流将减小以使N_3的电感量增加，等效阻抗加大，则$\dot{U}_3$的幅值增至$\dot{U}_3'$，而电流$\dot{I}_i'$因电感量的增加将更滞后于$\dot{U}_i'$，$\dot{I}_i'$与$\dot{U}_i'$的夹角增至$\theta'+\varphi'$。求出夹角再以此画出$\dot{U}_2'$、$\dot{U}_3'$，可组成输入电压升高至$\dot{U}_i'$时的新的向量关系。其中，输出电压$\dot{U}_0'$改变了一个角度，它与$\dot{U}_i'$的夹角增至φ'，但幅值不变，获得了稳定。可见，整个稳压过程是一个调节各向量之间幅值与相角的过程。

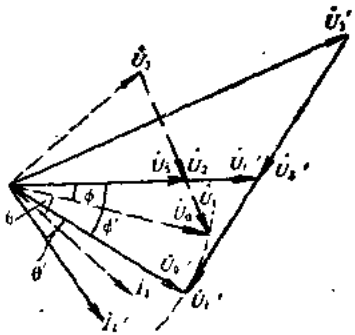


图 1-28 调节电路向量图

图1-29画出了输入电压变化时，调节电路中各电压间的向量关系。这是稳压器负载电流等于1A时的一组实测数据。从中我们可以看到，随U_i的变化，各电压向量间的变化规

律，在这里我们要指出，稳压器输出电压的稳定是有一定范围的，即输入电压的波动有一定的界限，超过这个界限，调节部份将失去正常的调节功能，输出电压就会失去稳定。那么，输入电压的界限有多大呢？614-B电子交流稳压器的指标规定为195～240V，影响这个上下限的因素很多，但主要的还是u_3的变化是否满足要求。从式（1-3）可知

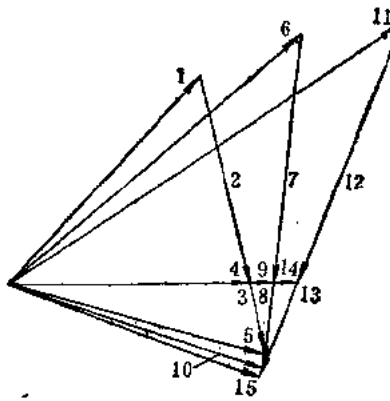


图 1-29 输入电压变化时，调节电路中各电压向量间的关系

1—U_1=230V；2—U_2=174V；3—U_3=58V；4—U_i=200V；5—U_o=220V；6—U_1=316V；7—U_2=203V；8—U_3=69V；9—U_i=220V；10—U_o=220V；11—U_1=388V；12—U_2=230V；13—U_3=77V；14—U_i=240V；15—U_o=220V

$$u_3=N_3\frac{d\phi}{dt} \qquad (1\text{-}20)$$

式子两边写成三角函数形式并微分，得

$$\sqrt{2}\,U_3\sin\omega t=N_3\frac{d(\Phi_m\sin\omega t)}{dt}$$

$$=N_3\Phi_m\omega\times10^{-8}\cos\omega t$$

式子两边函数的幅值应相等，即

$$\sqrt{2}U_3=N_3\Phi_m\omega\times10^{-8}$$

所以

$$U_3=4.44fN_3B_ms\times10^{-8} \qquad (1\text{-}21)$$

式中 f——频率；

B_m——交流磁感应强度幅值；

s——铁芯截面积。

前面讲过，磁放大器直流线圈中的直流电流愈大，在一

定的交流磁势下μ值就愈小，故B_m值也愈小。B_m值是由直流电流决定的一个函数。当直流电流为零时，B_m值最大，U_3达最大值；而直流电流为最大值时，B_m值最小，U_3达最小值。另外，从前面的向量分析中还可以看到，U_3越大可扩展的上限值越高，U_3越小可扩展的下限值越低。故一般采用直流电流趋于零、增加交流线圈匝数和铁芯截面积的办法来扩展上限值，而采用相反的办法却可以扩展下限值，所以二者应互相兼顾，以求最佳调节范围。

影响输入电压上、下限的因素还有自耦变压器T_{r1}的激磁电流I_{01}与负载电流I_2，它们实际上都是通过I_1去影响其上下限的。对于负载而言，减小I_2相当于减小I_1和U_3，故对下限是有利的。但I_2不能太小，否则，当磁放大器直流电流为零时，I_1仍较正常工作时小，会由于U_3提不高而影响上限值。当输入电压较高时，稳压器容易失去调节而使输出不稳定。当然，引起输出电压不稳定并不仅仅是因为上限值低，I_2过小本身就是一种不稳定因素，后面还将作较为详细的分析，因为它是一种轻载运行的情况。若增加I_2，则I_1和U_3相应增大，这对上限有利但却影响下限值。由此可以得到一个结论：在电源电压较低的情况下，为获得稳定电压的输出，可适当减轻负载；而在电源电压较高的情况下，则可适当增加负载电流来获得负载电压的稳定。

图1-30画出了负载电流变化时，调节电路中各电压间的向量关系，此时，输入电压不变（$U_i=220V$），负载电流的影响主要反映I_1有较大的变化，并使各电压向量有较大的变化。

对于自耦变压器T_{r1}来说，因其初级线圈N_2相当于磁放大器的负载，激磁电流太小会使磁放大器负载减轻而失去正

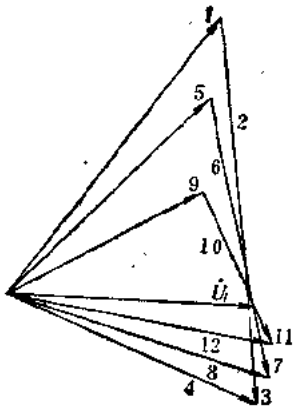


图 1-30 负载电流变化时，调节电路中各电压向量间的关系

负载电流为 0 A：1—U_1 = 280V；2—U_2 = 234V；3—U_3 = 77V；4—U_4 = 220V；负载电流为 1A：5—U_5 = 230V；6—U_6 = 174V；7—U_7 = 58V；8—U_8 = 220V；负载电流为4.55A：9—U_9 = 180V；10—U_{10} = 104V；11—U_{11} = 35V；12—U_{12} = 220V

常的工作点，引起稳压器输出电压的不稳定。所以，适当加大I_{01}有利于波形的改善，稳定性亦好些，一般应取I_{01}=1.4±0.1A。

从向量图中可以看到，$\dot{U}_0$在相位上滞后$\dot{U}_i$一个角度φ，φ值在满载和空载时大小不同，并且随着输入电压$\dot{U}_i$的变动而略有变化。对于不同的仪器，φ值变动的状况有所不同。所以，在用三只稳压器接成三相电源使用时，要特别注意到这个问题。因为三只稳压器相移不一致，会造成三相的不对称，而它又是一种依靠调节$\dot{U}_i$与$\dot{U}_0$之间的相角来稳定$\dot{U}_0$幅值的电路，随着$\dot{U}_i$的变化，φ值将随之改变，且三只稳压器的φ值变化情况不尽一样，所以，必须在接法上避免这种情况。一般，将三只稳压器的输出经变压器隔离后接成△，在三相负载相同的情况下强制平衡，可取得较好的效果。而Y接法将是不对称的。

五、其它部分电路

前面已对614-B电子交流稳压器的取样电路、电子管放大电路和调节电路分别作了介绍，这三个部分是构成614-B电子交流稳压器的主要部分，其它还有输出电源变压器T_{r3}、T_{r4}，整流部分和三次谐波滤除器等，下面将分别作

以介绍。

（一）电源部分

电源部分由图1-36电原理图中的T_{r3}、T_{r4}和整流元件G_8与D_1、D_2构成。变压器T_{r3}和T_{r4}的初级并接于稳压器的输出端，一方面作为稳压器的经常负载，另一方面其次级交流电压分别经G_8和D_1、D_2整流成直流电压，供取样一放大电路和功率放大电路使用，这两个电压皆为+400V。图中，C_1、C_2、C_4为滤波电容，R_3、R_4为滤波电阻，R_2并联在C_4两端以改善功放直流电压的稳定性能。在T_{r3}的次级还有a-a、b-b、c-c、d-d、e-e灯丝绕组，它们分别供给各电子管灯丝电压，其中e-e作为取样电压送至钨丝二极管G_7，用以反映输出电压的变化。

（二）三次谐波和五次谐波滤除电路

在磁放大器原理介绍中提到，由于磁放大器交流线圈的反接，交流电流中抵消了偶次谐波，但仍有奇次谐波存在，其中以三次与五次谐波较大。在实际电路中，往往采用电感和电容串联谐振电路来滤除高次谐波。谐振时，其阻抗近似为零，故三次谐波和五次谐波被短路。电路中三次谐波滤除电路并联在磁放大器T_{r2}的交流线圈两端（如图1-36中的C_6和L_1），五次谐波滤除电路并联在自耦变压器T_{r1}的两端。在一些新生产的614-B电子交流稳压器中，未加五次谐波滤除电路。其原因：一是由于五次谐波幅值较小，对稳压效果影响不大；二是在轻载和空载时，这一电路的接入反而会引起稳压器输出电压的不稳与抖动。对于第二项原因做如下解释：

我们知道，五次谐波谐振电路对频率低于谐振频率（250Hz）的电流是呈容性的（因为谐振电容的容抗X_C=

$1/\omega C$要大于谐振电感的感抗$X_L=\omega L$），故对于电源基波50Hz的作用可以等效为一电容C，画出调节电路的等效电路图1-31。从图中可以看出，由于C的接入，基波的变化量在自耦变压器初、次级的建立必然滞后一段时间，也就是说，C的作用将使调节电路的反应速度变慢，如果不能和取样—放大电路的反应速度相适应，则将产生输出电压的不稳定与抖动（参阅本节电子管放大电路部分）。这在空载和轻载时尤为明显，因为在空载和轻载时，电源输入电流小，磁放大器中的直流控制电流也小，其等效电感则大，故时间常数也大，整个调节部分更容易受C的影响而致使输出电压不稳。若稳压器运行在重载和满载时，由于磁放大器中的直流控制电流相应增加，其等效电感则减小，磁放大器的时间常数亦减小且足以抵消C的影响而使整个调节部分的反应速度有所提高。故重载与满载时，接上五次谐波谐振电路对输出电压的稳定影响不大。从上面的分析可以看出，一台稳压器在空载和轻载时输出电压不稳定，但在重载和满载时可能是稳定的（即使是在无五次谐波滤除电路的稳压器中也是这样）。所以，在使用时适当增加负荷是有好处的。

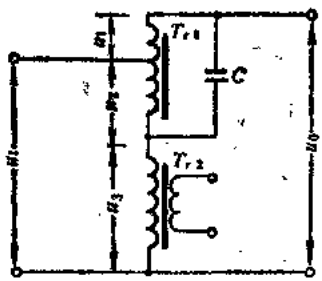


图 1-31 调节电路的等效电路

在前面电子管放大电路中提到过R_{21}和C_5的作用，改变R_{21}和C_5的数值，也可以消除轻载和空载时输出电压的不稳定，读者可自行分析。

值得提出的是，由于谐振电路对50Hz基波呈容性，所

以可以改善线路的功率因数，使得电路调整范围得以扩大。

（三）功率管脉冲波吸收电阻R_1

磁放大器T_{r2}的控制绕组串接在功率放大管的板极电路中。当功率管产生脉冲波时，在绕组上将出现几千伏的高压而导致绝缘击穿。所以，用电阻R_1并联在绕组上，以吸收这个脉冲高压，而起到保护的作用。

（四）高压延时电路

在614-BY电子交流稳压器中加装高压延时电路，目的是延时接通功放级直流高压，以防开机时，功放级直流高压已建立，而功放管栅极电位因整流管G_8（6Z4）预热需要一定时间尚未建立，则将输出较大的直流电流。用这个直流电流去控制磁放大器会引起稳压器输出电压过高，容易损坏负载设备。具体电路如图1-32所示；并在整流部分作了改换，如图1-33所示。

图1-33中，A为高压延时接点。G_8选用6P1电子管，在

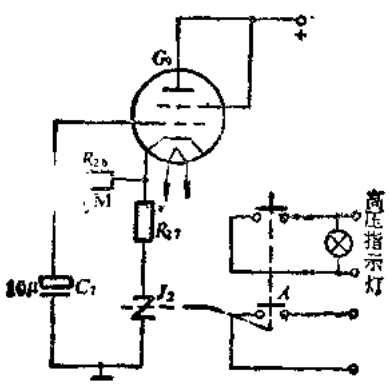


图 1-32 高压延时电路

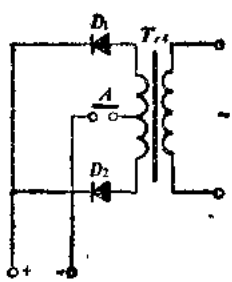


图 1-33 有延时接点的高压整流电路

G_9的阴极电路中串接一个继电器J_2线圈和电阻R_{27}，R_{27}可用来调节J_2的灵敏度。在G_9的栅极接有容量为10μF的电容器C_7。当稳压器开机时，C_7由板极电压经G_9、R_{26}充电，G_9的栅极电位逐渐上升，阴极电流逐渐增加。经过一定的时间后，栅极电位升高到一定值，阴极电流足以启动J_2，则接点A闭合，高压指示灯亮，完成高压延时动作。

在功放级高压延时的一段时间内，取样电压放大级的高压整流管经过一个预热阶段。在预热开始时，虽然整流管6Z4尚未建立起直流高压，但功放级的直流高压也未建立，功放管没有板压，也没有板流，在磁放大器控制绕组中没有直流电流流过，故交流绕组电感量很大，感抗亦很大，绕组两端交流压降也很大，稳压器输出电压小于额定值。在功放级直流高压延时结束时，整流管6Z4已经过预热而建立起直流高压，功放管栅极已获得工作电压，故功放管板极加上高压后不会再使输出直流过大，也就避免了开机时输出电压上冲过大的现象出现。

在一些稳压器中未加装高压延时电路，故开机时会出现输出电压上升慢或过大的现象，经过一段时间后，由于取样电压放大级直流高压的建立，使功放管栅极电位上升至正常值，输出电压才会回复至稳定值。在这一段时间内，使用者切忌加上负载，以免由于电压过高而将其烧毁。

（五）过电压保护电路

图1-34是过电压保护电路，图1-35是有过电压保护接点的高压整流电路。

如果稳压器取样电路和电压放大电路的直流高压电源或电路元件3D2P、6N1损坏，会引起功率放大级因失去栅阴电压或者栅极电位而对阴极变正，以致稳压器输出电压过高。

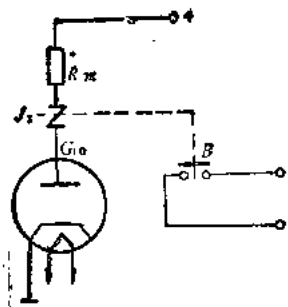


图 1-34　过电压保护电路

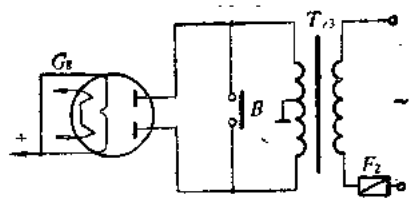


图 1-35　有过电压保护接点的高压整流电路

试验证明，在钨丝二极管3D2P或阴极输出级6N1损坏时，稳压器输出电压会高达300V以上，这对工作显然是很不利的。对于稳压器本身来说，T_{r3}和T_{r4}的次级电压随之升高，容易损坏电路元件和变压器绝缘；对负载来说，容易将其烧毁。所以，往往要加装过电压保护电路。

过电压保护电路的工作原理很简单。当输出电压升高时，经变压器次级整流后的直流高压相应升高，如果这个直流高压超过允许范围，则接在其上的过电压保护管G_{10}导通，且板极电路中的保护继电器J_3动作，闭合接点B。由图1-35可以看出，接点B并接在T_{r3}的次级高压线圈两端。当接点B闭合时形成高压短路并引起T_{r3}初级线圈中的电流剧增，熔断保险F_2以达到保护的目的。

图1-34中R_{28}^*是调节继电器J_3的灵敏度电阻，G_{10}采用6Z4整流二极管。

六、614-B交流稳压器的稳定调节过程

参阅614-B交流稳压器电原理图1-36。

假设输出电压因负载变动而有所升高，则变压器T_{r3}的

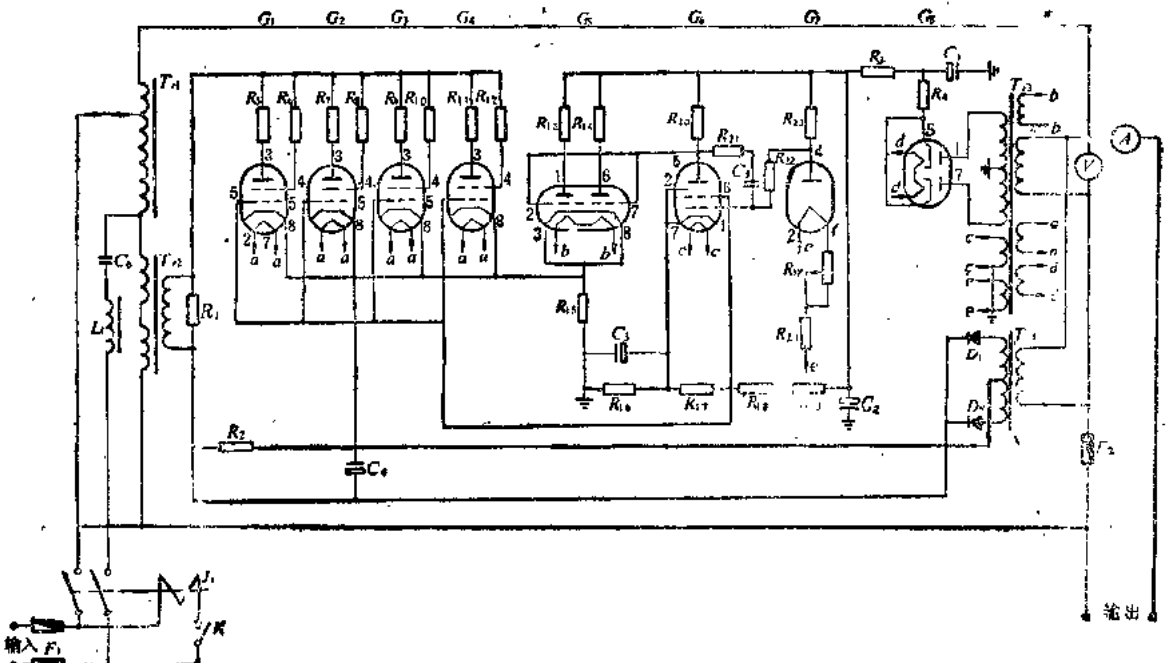


图 1-36　614-B交流稳压器电原理图

次级绕组$e-e$电压也升高、钨丝二极管G_7的板流加大，板极负载电阻R_{23}上的压降增大，板压降低，通过R_{22}加至电压放大管G_6的栅极。故G_6的板流下降，板极负载电阻R_{16}上的压降减小，板压上升，通过阴极输出管G_5、功率放大管G_1～G_4的阴极电位亦升高。由于G_1～G_4的栅极电位固定不变（由R_{16}、R_{17}与R_{18}、R_{19}分压所得），且在稳态运行时栅极电位要低于阴极电位，所以，当阴极电位上升时，栅极电位比稳态运行情况要更负一些。故板流随之减小，也即磁放大器控制绕组中的直流电流减小，交流绕组电感量增加，电压降加大，致使输出电压下降以保持原来的稳定数值。

我们用a表示板极，g表示栅极，k表示阴极，f表示灯丝，则上述变化过程可写成下述形式：

$$U_0\uparrow\rightarrow U_{7f}\uparrow\rightarrow I_{7a}\uparrow\rightarrow U_{7a}\downarrow\rightarrow U_{6g}\downarrow\rightarrow I_{6a}\downarrow\rightarrow$$

$$U_0\downarrow\leftarrow U_3\uparrow\leftarrow L_3\uparrow\leftarrow I_{(1-4)a}\downarrow\leftarrow U_{(1-4)k}\uparrow\leftarrow U_{6a}\uparrow\leftarrow$$

如果输出电压下降，动作情况恰恰相反，可写成下述形式：

$$U_0\downarrow\rightarrow U_{7f}\downarrow\rightarrow I_{7a}\downarrow\rightarrow U_{7a}\uparrow\rightarrow U_{6g}\uparrow\rightarrow I_{6a}\uparrow\rightarrow$$

$$U_0\uparrow\leftarrow U_3\downarrow\leftarrow L_3\downarrow\leftarrow I_{(1-4)a}\uparrow\leftarrow U_{(1-4)k}\downarrow\leftarrow U_{6a}\downarrow\leftarrow$$

如果输入电压波动，则输出电压将随之波动，变化情形与上述相同。

必须指出，用示波器测量功率放大器的板极对地电压，可以看到频率为100Hz而有效值约200V左右的交流电压波形，这个电压是因钨丝二极管交流灯丝电压50Hz正负变化两次达极大值而引起的，经过放大电路的放大，得到较高的

幅值。显然，这个电压必然也加至磁放大器的控制绕组上，测量绕组两端可以得到约100V以上的电压。由于直流控制绕组的圈数很多，交流阻抗很大，对于100Hz的交流电流来说可达数千欧姆，故绕组中交流电流并不大，不会引起过多的热损失。而对于直流电流，控制绕组的直流电阻仅一百多欧姆，对正常工作影响不大。这个电压也不会感应到交流绕组两端而影响稳压器的输出电压波形。因为磁放大器具有对称性结构，交流绕组中的偶次谐波电势将被抵消。当然，由于铁芯中交变磁通的偶次谐波分量穿过直流控制绕组，在控制绕组两端也会产生偶次谐波电势，但实际产生的谐波分量很小，仅几伏左右，影响甚微。

第三节　交流稳压器的使用、维修和校验

一、交流稳压器的使用

（1）将稳压器接入电源。根据稳压器的容量确定电源线载流截面，614-A为2.5mm²；614-B为5mm²；614-C为6mm²。614-A有专用的输入电源线和插头插座，614-B、614-C仪器后面有电源输入接线柱，可打开后盖接上。614-B、614-C有接地端子应接上地线。联接负载的导线，可根据负载电流的大小选择适当的导线截面。614-A有专用输出插座；614-B、614-C的输出端子与输入端子布置在同一块绝缘板上，故接线时也得打开后盖，输入输出导线都应用软导线联接。

（2）稳压器通电前，应将“电压调节”旋钮按逆时针方向旋到底，按启动开关（614-C有高、低压按钮，接通电

源时应先按“低压”按钮，待灯丝加热后，再按“高压”按钮），五分钟后将“电压调节”调到所需要的电压（根据需要，在210～230V之间任选一值），此时即可带上负载。注意，在稳压器输出电压还未调整稳定前，不应接通负载。

（3）稳压器设计时考虑可连续使用8h，此时，具有散热窗的稳压器应打开顶盖上的散热窗。如有散热孔的，则不应将散热孔堵死，以免温升过高，影响仪器正常工作。

（4）稳压器使用的熔丝在更换时一定要按规定的熔断电流更换。614型稳压器的熔断器熔断电流值如表1-2所示。

表 1-2　　614型稳压器保险丝熔断电流值

保险丝编号 \ 保险丝熔断电流(A) \ 型号	614-A	614-B	614-C
F_1	6	25	35
F_2		2	2

（5）稳压器在开机后5min，调节“电压调节”旋钮，若不能达到可调电压范围（210～230V）时，应立即关机检查。

二、单相交流稳压器联接成三相稳压电源的方法

有些电气设备或表计校验装置（如三相电表校验），需要有高稳压精度的三相交流电源供电。通常，可用三台输出功率相同的单相稳压器接成三相稳压电源。接成后的三相稳压电源应满足下列三项基本要求：

（1）输出的三相电压幅值稳定，相位差保持120°。

（2）当三相输入电压或三相负载不平衡时，某一相的变化不应影响另外两相。

（3）三相稳压电源用于测试、校验装置时，为保证测试和校验精度，应尽量减小三相稳压电源中的谐波含量。

用单相交流稳压器接成三相交流稳压电源有直接联接和间接联接两种方法。

（一）直接联接法

从单相交流稳压器原理图（图1-36）可知，其输入输出四个端子中，有两个端子是直接相联的。设输入"a""b"为两个端子，输出"c""d"为两个端子，则"b"和"c"直接相联，一般bc应接零线。当用三台单相稳压器接成三相稳压电源时，可按图1-37联接，将三台单相稳压器输入端"a"分别接入三相交流电源的三根相线（即U_A、U_B、U_C）；任一台单相稳压器输入端"b"接电源零线（即O）；三台单相稳压器输出端子"c"连在一起，作为零相（O'）输出；它们的输出端"d"分别为三相相线（即U_A'、

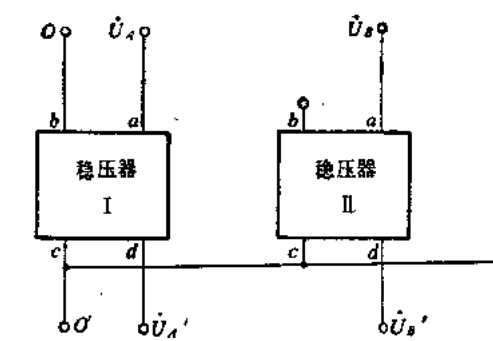


图 1-37 直接连接接线图

U_B'、U_C'），接到三相负载上去。

连接时，必须弄清楚单相稳压器输入、输出四个端子的连接。若其中有一台稳压器把“a”、“d”作为零线端子，而“b”、“c”作为相线端子，则连成三相后，将造成一相短路而烧断保险。若三相都接反，则三相稳压电源输出电压就会产生不稳定现象。因为此时其输出零线O'与电网的零线O相差一个E_1电压降，由稳压器工作原理可知(图1-28)，随着输入电压的变化或负载的变化，E_1的幅值和相位也将发生相应的变化，这样输出端零线O'偏离的情况也在变化，故组成的三相输出电压也是不稳的，其向量图如图1-38所示。从向量图中可以看到，由于E_1的存在，使三相电源的零点（或中性点）发生位移，由O移到O'。很明显，当零点位移较大时，则有的相电压过高，如图1-38中的$\dot{U}_C'$；有的相电压则过低，如图1-38中的$\dot{U}_B'$。这对负载是很不利的，电压过高那一相的电气设备容易损坏，而过低的那一相电气设备则将不能正常运行。所以，确定各单相稳压器的端子很重要。确定的方法，是用万用表$R\times1\Omega$档测量输入、输出端间的电阻。当量到阻值为零的一对端子时，输入端为“b”，输出端即为“c”。温州精密电子仪器厂生产的SJA型三相电子交流稳压器，就是用这种方法连成的三相稳压电源。

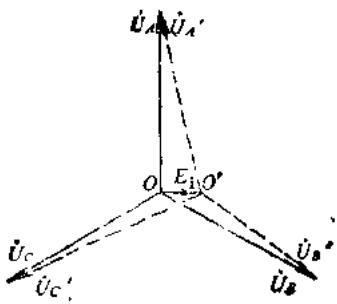


图 1-38 向量图

上述直接连接成的三相稳压电源，在三相输入电压不对

称或负载不对称时，就不能保证输出三相电压的相位差保持120°不变，故只能在要求不高的场合使用。

（二）间接连接法

这种方法是将三台单相交流稳压器的输入端加接输入变压器，输出端加接输出变压器，并将三台稳压器的输出接成三角形连接，具体连接如图1-39所示。

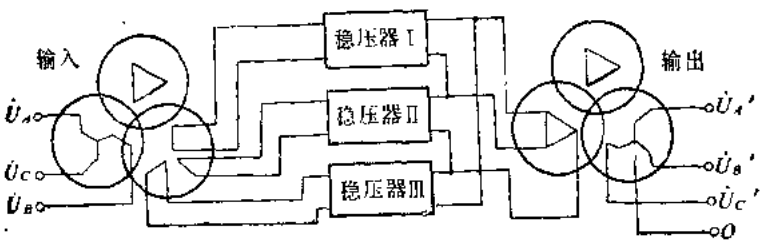


图 1-39 间接连接接线图

输入变压器在这里起着隔离作用。由于每台稳压器的输入和输出之间有一根线是直接连通的，所以稳压器的两侧不能同时接成三角形连线。每台单相稳压器的输入均有输入变压器中的一组单独的220V绕组供电。输入变压器中的Z形和△形绕组可以减小三相输入电源的相角和电压的不对称，并可为三次谐波电流和零序电流提供一个通路。

输出变压器的△形接法的绕组可以进一步减小三次谐波电压。输出绕组接成Z形，可进一步减小相角不对称和改善由于负载不对称而引起的不良影响。

三台单相稳压器的输出接成△形，这是构成三相稳压电源的必要条件。由于每台单相稳压器的稳压作用，其输出电压的幅值是固定不变的。因此，当三只单相稳压器的输出接

成△形连接时，三个幅值相同的电压只能形成相位差为120°的关系。而且△形连接后，每台稳压器的取样元件所截取的取样信号，除了它自己的输出电压外，另外两相电压的变化都对它有一定的影响。这样三台稳压器的取样信号互相影响，成为一个整体。当三相输入电压或输出负载变化时，都能输出稳定的、平衡的、波形较好的三相电压。图1-40是这种连接的实际应用线路。

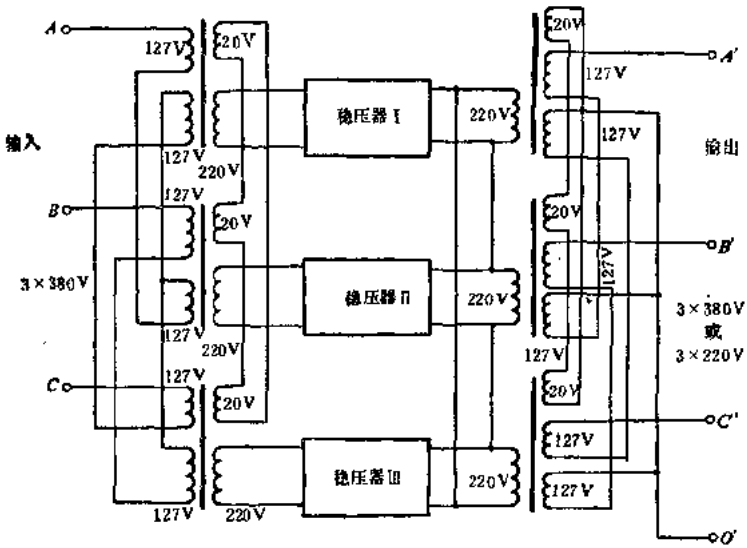


图 1-40 实际应用线路

（三）使用三相稳压电源时应注意的几个问题

（1）为了保证三相稳压电源不产生短时间的断相运行，应将三台稳压器的电源开关另行接出，通过三相刀闸接三相网路电源。若稳压器上装有延迟高压开关，也要采取同样的方法，以保证三台稳压器同时打开或关闭电源开关、高

压开关。输出端也要通过三相刀闸接三相负载，并应在三相稳压电源正常工作后接通负载。

（2）由于三相负载多为带有一定的感性或容性负载。为保证每台单相稳压器的技术指标不变，应选用比负载功率大一倍以上的单相稳压器，以减少负载对稳压器性能的影响。

（3）为提高三相稳压电源的技术指标，三台单相稳压器的主要技术指标，如稳压精度、输入电压范围、谐波失真度等应相同，或尽量接近。

（4）设计输入变压器时，其输出功率应考虑到三台稳压器本身的功耗和加负载后引起的线路压降，并要有一定的裕度。输入和输出变压器，可以采用三相变压器，也可设计三只技术参数相同的单相变压器。

（5）使用在长期运行设备中的三相稳压电源，应装设断相和过压保护或报警装置。稳压器的零部件（如电子元件）要根据其寿命及时更换，使稳压器处于良好的工作状态。

三、交流稳压器的维修

（一）维修方法

（1）维修工作主要是找出故障点，分析故障原因，从而采取措施排除故障。一般电子仪器的维修，都是采取逐部逐级检查，压缩故障点寻找范围。614型交流稳压器可分为两个部分：一是电子放大器和取样部分（或叫控制部分）；二是磁调节部分。因此，当稳压器出现故障时，可以从这两大部分去考虑查找故障点。

（2）磁调节部分出现故障时，可以先检查磁放大器T_{r2}控制绕组N_4是否断开或短路，这可去掉电子放大回路，

直接通以直流控制电流，观察稳压器输出电压是否正常。表1-3是614-B稳压器控制绕组直接通直流控制电流时，对应稳压器输出的交流电压值。如果控制绕组开路，则无控制电流，输出电压无变化而且很低。如果控制绕组有短路，则输出电压随控制电流增减的变化，没有正常情况下明显，或者根本没有变化。

表 1-3　　在输入交流电压为220V时614-B稳压器控制绕组各控制电流I_c对应稳压器的输出电压值

控制电流I_c (mA)	稳压器输出电压 (V)	控制电流I_c (mA)	稳压器输出电压 (V)
35.5	245	17.1	190
33	240	14.4	180
30	230	8.4	170
26	220	2.75	165
18.8	200	0	158

（3）电子放大部分工作正常与否，可以通过测量电子放大回路各点的工作电压确定。表1-4是614-B型稳压器在各种工况下测得的各点电压。将被修稳压器实测数据与表1-4对照，看是否与表中的数据相差悬殊，来判别有无故障。也可以观察不同工况下（空载和负载），同一工作点（如功放管板极电位U_{1-6a}）的电位有无变化；若无变化，说明该级及前几级有故障。另外，也可用变动“电压调节”旋钮来观察各工作点的电位变化情况，以判别故障点。

（二）614型电子交流稳压器故障检查及故障原因分析

614型电子交流稳压器常见故障大致可分为以下几种：

表 1-4　　各种工况下614-B型稳压器各点对地（放大器底板）电位

对应点交直流参数 / 各点参数名称 / 工况	I_c	$U_{(1-4)a}$	$U_{(1-4)g}$	$U_{(1-4)k}$	U_{5a}	U_{5g}	U_{6g}	U_{6k}	U_{c1}	U_{c2}	U_{c4}
	mA_/mA~	V_/V~	V_/V~	V_/V~	V_/V~	V_/V_	V_/V_	V~/V_	V_/V_	V_/V_	V_/V~
空载	31.5	540	142	189	370	187	116	116	372	386	540
$U_i=220V$ $U_s=220V$		200	0	24	24	24	0	0	3	0	28
空载	41.5	540	142	185	370	185	116	117	368	385	540
$U_i=198V$ $U_s=220V$	8.75	210	0	24	24	24	0	0	3	0	28
空载	27.1	550	142	184	372	191	117	117	372	388	540
$U_i=240V$ $U_s=220V$											
负载 $U_i=220V$	136	463	137	167	362	172	113	113	372	386	540
$U_s=220V$ $I_s=9.2A$	10.85	243	0	22	22	22	0	0	3	0	25

说明：①本表是用500型万用表测得的数据，测交流串电容。

②表中字母含意：

I_c—磁放大器控制电流；

$U_{(1-4)g}$—四只功放管栅极对地电位；

U_{5a}—G_5管板极对地电位；

U_{5g}—G_5管栅极对地电位；

U_{C1}—电容C_1正极对地电位；

U_{C4}—电容C_4正极对地电位。

$U_{(1-4)a}$—四只功放管板极对地电位；

$U_{(1-4)k}$—四只功放管阴极对地电位；

U_{6g}—G_6管栅极对地电位；

U_{6k}—G_6管阴极对地电位；

U_{C2}—电容C_2正极对地电位；

输出电压过高；输出电压过低；输出电压波形失真严重；输出功率减小；输出电压摆动；机壳带电；保险丝连续熔断等。

1.输出电压过高

输出电压超过250V，调节“电压调节”电位器不起作用，造成这类故障的原因主要有以下两个：

一是，稳压器的直流回路失控，磁放大器由于直流线圈中控制电流很大而处于深度饱和状态，其交流线圈感抗大大减小，压降大大降低，使自耦变压器T_{r1}初级电压增加，次级电压也相应增加，导致稳压器输出电压升高。

二是，稳压器交流回路发生故障，电源电压全部加到自耦变压器的初级，使次级电压升高，造成稳压器输出电压过高。

可根据上述两个原因去查找故障点：

（1）供给3D2P、6J1、6N1电子管的直流高压有故障，常见的是无高压或高压很低，造成6P3P栅极失控，屏流很大。应检查整流二极管G_8有否损坏，R_4、R_3是否断路，C_1、C_2是否短路，电源变压器T_{r3}上次级交流高压是否正常。

（2）3D2P、6J1、6N1中某一只电子管无板压，应检查相应的电子管和板极电阻有否损坏。

（3）3D2P电子管灯丝不亮，引起3D2P屏压上升，6J1屏压下降，6N1阴极输出电压下降，使6P3P板极输出电流增大。应检查3D2P是否损坏，电位器R_W、电阻R_{24}是否断路，供给3D2P的灯丝电源是否正常。

（4）电压放大管6J1上反馈电容C_5短路或漏电严重。

（5）阴极输出管6N1损坏，使这一级开路。

（6）四只并联功放管6P3P中有一只极间短路，使功率调整回路失控造成控制电流大大增加。此时，可采用在稳压器空载时逐只试拔电子管的方法检查。当拔除某只管子后，稳压器输出电压恢复正常，则说明所拔掉的那只管子已损坏。

（7）有些厂家生产的稳压器将电源变压器和高压变压器合并为一只变压器，常出现两组高压线圈互相击穿短路引起输出电压过高。检查时，应焊下变压器上有关引线头，检查两组高压绕组是否正常。

（8）磁放大器交流线圈短路，使输入电压全部加到自耦变压器初级绕组上，使输出电压过高。

（9）与磁放大器交流线圈并联的三次谐波滤波电容C_6短路。一般C_6由数只油质电容器并联而成，只要其中有一只电容短路，就可造成输入电压通过扼流圈L_1加到自耦变压器的初级，使输出电压过高。

以上（8）、（9）两种故障产生在稳压器的交流回路中，这种故障的特征是：只要稳压器电源开关一接通，电子放大部分高压未给上，输出电压即超过250V。

2.输出电压过低

稳压器输出电压过低是指低于200V，而且调节“电压调节”旋钮不起作用。这种现象与输出电压过高的故障现象正好相反。其主要原因是直流控制电流很小或为零（见表1-3），交流线圈（磁放大的）的感抗大大增加，使自耦变压器的初级电压减小，次级电压亦相应减小，稳压器输出电压就低了。另外一个原因是，稳压器交流回路发生故障，电源电压不能加到自耦变压器的初级，使稳压器输出电压过低。具体故障检查如下：

（1）供给功率调整管6P3P电子管工作的直流高压为零，或高压很低，可检查整流二极管D_1、D_2是否损坏，C_4是否短路，R_2是否开路，高压变压器T_{r4}的次级交流高压是否正常。

（2）磁放大器直流线圈断路或引出线处短路。

（3）功率调整管6P3P全部损坏而无控制电流输出。这种故障情况往往是先有一只电子管烧毁，而引起其他三只功率管过载，时间一长，功率管就逐只烧毁，最终全部损坏。那种仅有一只功率调整管的小容量稳压器，这种故障更容易出现。

（4）6J1电子管损坏，电压放大级不工作，板压很高，加到G_5栅极，使G_5导通，将功放管阴极电位抬高，使功放管6P3P深度截止。

（5）功放管6P3P板极电阻开路或阻值大大增加。

（6）有高压自动延迟电路的稳压器，延迟电路发生故障，延迟继电器吸不上或继电器接点烧毁，电路未接通。

（7）自耦变压器初、次级抽头接反，将升压变压器接成降压变压器，使输出电压降低。

（8）磁放大器交流线圈开路，输入电压只通过滤波回路（C_8和L_1）加到自耦变压器初级。此时，滤波回路压降大，使自耦变压器初级电压减少，导致输出电压过低。

3.稳压器输出电压波形严重失真

稳压器输出电压波形失真度超过5%，即属失真过大，主要是滤波回路发生故障，可从下面几点去检查。

（1）电容器C_8容量变小。电容器使用日久后容量会发生变化；另外，若几只电容器并联时，有个别电容器内部或外部引线断开，将使整个滤波回路中的电容量变小，而导

致滤波回路谐振点改变，削弱或失去对三次谐波的滤除作用。

（2）滤波扼流圈L_1断路，使滤波回路开路，此时不仅输出电压失真严重，而且稳压器的空载稳压范围也明显变差。

（3）滤波扼流圈L_1因安装工艺不良（如铁芯松动、气隙变化），使用日久后电感量偏离较大，使谐振点改变，削弱三次谐波滤除作用。此时，可以调整扼流圈的电感量，使之达到谐振点。

（4）有些稳压器有三次、五次两个谐波滤波回路，所以除了检查三次谐波滤波回路外，还要检查五次谐波滤波回路。

4.输出功率减小

稳压器输出功率减小，表现在加全负载后输出电压降低，甚至不能起到稳压作用。产生这类故障的原因，除稳压器自身故障外，可能还有外界因素引起的，应予以区别。

（1）功率调整管故障。并联运行的功率调整管有个别管子或其板极电阻损坏而不起作用，使磁放大器的直流控制电流达不到额定值，磁饱和程度减弱，以致稳压器在额定负载下输出电压降低。

（2）供给功率调整管的直流高压有故障。常见的是有一只整流二极管烧毁，使全波整流变为半波整流；直流高压降低，使直流控制电流达不到额定值，以致稳压器输出功率减小。

（3）直流高压滤波电容C_4容量变小，漏电增大，直流电压纹波增大，影响功放管输出直流控制电流，其后果与（2）一样。

（4）阴极输出级6N1双三极管其中一半不工作，该级输出功率变小，带动不了满载条件下工作的功率调整管（即功放管）。

（5）功率调整管6P3P长期运行后趋于衰老，输出电流变小，应按电子管正常工作寿命更换。

（6）稳压器的负载性质使稳压器达不到额定出力。若负载的无功功率很大，不符合设计稳压器的技术指标，则稳压器输出功率就减小。故选用稳压器容量时，其输出功率要比负载大一倍才行。

（7）稳压器外接电源的导线太细，当满载后，线路压降增大，使稳压器的输入电压低于其下限（一般为185V左右），这就超出了稳压器的工作范围，导致输出电压下降。故对于稳压器的电源线，一定要按规定（见“稳压器的使用”）选择其截面。

5.输出电压摆动

稳压器的输出电压有时出现摆动，指示灯和3D2P灯丝发生忽亮忽暗的变化，电压表指针来回摆动。以上情况一般在空载情况下比较容易发生，其原因有下列几方面。

（1）若摆动节律在每秒1～10次范围内，这表明控制部分出现了自激，一般都由于滤波、退耦、负反馈电路出现故障所致。如C_3、C_4、C_5失效或容量减小，R_{21}、C_6回路断开，都可能产生自激。

（2）三次谐波滤波回路长期运行后参数发生变化；或自耦变压器因工艺不良，长期运行后空载激磁电流发生变化，都会发生摆动。

（3）3D2P、6J1使用时间长后，工作特性变化，工作点变动，导致反应电网电压的变化速率改变，使稳压器整个

闭环回路发生自激。故有时更换一下3D2P、6J1以后摆动就消除了。

（4）当输出电压出现节律很慢的大幅度摆动时，可能是控制绕组并联电阻 R_1 开路，使直流线圈反峰电压失去放电回路所致。

（5）稳压器所接电源电压波动大而频繁，稳压器所接某些负载如恒压器、稳压器等，都会引起稳压器发生摆动。

6.稳压器机壳带电

稳压器机壳带电分严重带电和漏电两种情况。当人体触及带电的稳压器外壳时都有触电的危险，同时对负载也有严重影响，甚至还会损坏其他设备。因此，一定要把稳压器机壳接到地线上去（一般稳压器都有接地端子），方可安全使用。造成机壳带电的可能有：

（1）输入端熔断器的螺钉或接线端子与机内变压器铁芯相碰。

（2）熔断器座与机壳短路。

（3）变压器的高压绕组或磁放大器交、直流绕组与铁芯短路。

（4）由于稳压器在使用过程中变压器温升很高，使稳压器内部连线绝缘损坏而引起导线与铁芯短路。

（5）稳压器内掉入导电物体，如螺钉、裸导线头等，造成内部电路与机壳相碰。

（6）稳压器内布质、纸质绝缘板由于长期在湿度大的环境下工作，绝缘性能变差，使绝缘电阻下降。

（7）各变压器绝缘不良引起漏电。

7.熔断器连续熔断

由于故障情况不同，熔丝熔断可以分为三种情况：开机

后瞬间熔断；开机几秒钟后熔断；开机几分钟后熔断。故维修时，应区别对待。

（1）打开电源开关，F_2熔丝立即熔断，熔断比较剧烈，甚至有响声，熔断器玻璃外壳碎裂，这种故障通常发生在直流整流滤波回路前的电路中，如电源变压器T_{r3}、T_{r4}初级短路、整流二极管短路等。

（2）稳压器打开几秒钟至十几秒钟后熔丝熔断。这类故障常发生在以电子管作整流管的稳压器中，一般都是直流部分短路。刚开机时，由于电子管灯丝还未预热，无直流高压输出，短路现象不会明显暴露出来。数秒钟后，待电子管灯丝加热有电子发射、高压输出时，保险丝即熔断。

（3）稳压器工作几分钟后，熔丝才熔断。这类故障表明稳压器内有短路现象存在，电源到故障点还有一定阻值。一般，故障发生在电源变压器次级之后的电路中，如变压器次级高压绕组局部短路，电解电容器严重漏电，磁放大器直流绕组部分短路等，使电源变压器负载加重，过载运行，经一定时间后熔丝就熔断。

（4）负载短路、内部交流回路短路，在开机瞬间F_1熔丝熔断；负载过载，F_1在开机几分钟后烧毁。

（三）维修注意事项

（1）在修理之前，必须先分清故障是由于稳压器内部原因，还是外部原因（如电网电压、负载情况）引起的。打开稳压器后，先直观检查，看有否元件烧毁、电子管灯丝不亮等现象；然后，采用电压检查法，缩小故障检查范围。若一台稳压器出现多种故障，应先易后难，逐一排除。

（2）在测量电压时，应考虑到稳压器电子放大回路和控制绕组上都同时存在着交流（100Hz）、直流两种电压。

故要选用只反映一种电压值（直流或交流）的电压表，同时注意被测电压在表计量范围以内，以免电压过高而损坏表计。

（3）维修时应注意安全。尤其是有些产品为了降低成本，将供给磁放大器直流线圈和功放管板极的高压由市电直接整流而获得，无变压器隔离作用，当带电检查时应特别注意安全。

（4）磁放大器直流线圈电感量很大，当断开直流线圈时会产生很高的反电势。另外，磁放大器交流绕组有两组，正常情况是反接的，在直流控制线圈里感应电势接近零；如果两个绕组接错了，则在直流控制线圈里同样要产生数千伏的感应电势。这两种情况在维修时，都应注意。

（5）在检查稳压器输出电压过高时，应首先将功放管全部拔去，使之输出电压降下来，免得损坏放大控制回路元件。

四、交流电子稳压器的检验

（一）交流电子稳压器的技术指标

614型稳压器技术指标如表1-5所示。

由表1-5可知，交流电子稳压器的主要技术指标是稳压精度、电压调整率、波形失真和应变时间，其检验方法下面叙述。

（二）稳压精度S_1（亦称稳定度）的检验

1.定义

当输入电压U_i发生了$\pm\Delta U_i$的变化，而使稳压器输出电压U_0产生ΔU_0的变化时，此电压变化ΔU_0与输出电压U_0之比，叫稳压精度，也叫稳定度。稳压精度的值越小，说明该稳压器的稳压性能越好，稳压精度的表示式为

表 1-5　614-A、614-B、614-C型稳压器技术指标

技术指标	614-A	614-B	614-C
最大输出功率(W)	1000	3000	5000
输入电压　(V)	195～240	195～240	195～240
输出电压　(V)	210～230	210～230	210～230
电源频率　(Hz)	50±5	50±5	50±5
稳压精度　(%)	±0.2	±0.2	±0.2
电压调整率　(%)		±0.5	±0.5
波形失真　(%)	<5	<5	<5
应变时间　(s)	0.2	0.2	0.2

$$S_1=\frac{\Delta U_0}{U_0} \qquad (1\text{-}22)$$

式中　ΔU_0——输入电压U_i发生变化前后输出电压U_0的变化量。

2.检验方法

（1）按图1-41接线。图中，交流稳压器的容量、调压器的容量都应大于被检稳压器的容量；

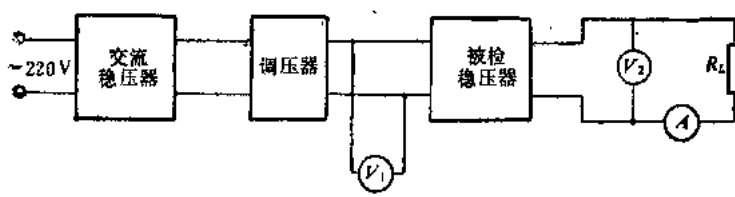


图 1-41　稳压精度检验接线图

Ⓐ——交流电流表，其量限大于被检稳压器额定输出电流，精度为0.5级；

Ⓥ——交流电压表，量限为300V，精度为0.5级；

⑫₂——交流电压表，量限为300V，精度为0.2级，最好带有扩展量限或刻度长300cm的大盘表。

R_L——负载，可接电阻、电炉丝或灯泡，

（2）接线并检查无误后，调节调压器使⑦指示220V，并调节被检稳压器“电压调节”旋钮，使⑫指示220V。然后，调节调压器使⑦分别为240V和195V，同时相应地读出⑦的指示值，⑫的指示值与220V的差值即为ΔU_0。按公式（1-22）求S_1（此时$U_0=220V$），取其最大值，即是该稳压器的稳压精度。要求在空载和额定负载时，分别进行三次测量。

（3）静态稳定度测量（即电压漂移），是在额定负载下，当输入电压保持220V，一分钟内输出电压变动的百分数。检验接线图同图1-41，在输入电压保持220V±0.2%时测U_0的数值（即⑫的指示值），一分钟后再测U_0的数值，得到两次测量结果的差值，按公式（1-22）求S_1（式中$U_0=220V$），即为静态稳定度。

（三）电压调整率S_2的检验

1.定义

当稳压器的输出电流从额定负载变到空载时，输出电压U_0引起的电压变化ΔU_0的变化率，称为电压调整率，亦叫负载调整率。其表达式为

$$S_2=\frac{\dfrac{\Delta U_0}{U_0}}{\dfrac{I_{max}-I_{min}}{I_{max}}} \qquad (1\text{-}23)$$

式中 ΔU_0——稳压器在空载和额定负载时所测得的输出电压差。

2.检验方法

（1）按图1-41接线。

（2）检查接线无误后，在保持被检稳压器输入电压为220V的情况下，改变它的负载电流I_0，分别在额定负载电流I_0、$\frac{2}{3}I_0$、$\frac{1}{2}I_0$、$\frac{1}{3}I_0$和空载情况下，读出其对应的输出电压U_0数值（即⑫指示值），画出$U_0=f(I_0)$曲线，即稳压器调整曲线，如图1-42所示。按公式（1-23）求出电压调整率S_1。

（四）失真度γ的测量

1.引起稳压器输出电压波形失真的原因

由于电源通过稳压器时，其回路中有非线性元件（磁放大器、自耦变压器等）存在，使输出电压波形发生畸变引起失真。

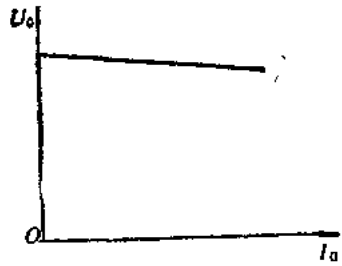


图 1-42 调整曲线

有时，钨丝二极管、电子管工作在非线性段也会引起失真。稳压器的失真度可用下式表示为

$$\gamma=\frac{\sqrt{U_2^2+U_3^2+\cdots\cdots}}{U_1} \qquad (1\text{-}24)$$

式中 U_1——基波有效值；

U_2——二次谐波有效值；

U_3——三次谐波有效值。

2.失真度的测量

（1）按图1-43接线。

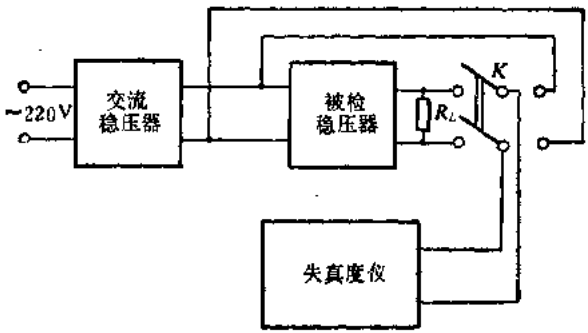


图 1-43 失真度测量接线图

（2）测量时，按图接好线，利用双刀双投开关K，分别用失真度仪测出被检稳压器的输入波形失真度γ_i和输出波形失真度γ_o，它们之差$\gamma=\gamma_o-\gamma_i$即为被检稳压器的失真度。测量时，被检稳压器的输入电压应保持220V，输出负载为额定负载。

（五）应变时间τ的测定

1.定义

稳压器的输出电压U_o会由于输入电压发生突变或负载电流的突变而产生瞬间变化。经过稳压器的调节作用后，可使输出电压重新达到原来的稳定值所需要的时间，该时间即为应变时间τ。显然，τ的值越小，则稳压器的动态性能越好。

2.测定方法

（1）测定用的接线如图1-44所示。

（2）按上图接线并检查无误后通电，将调压器调到240V，并使被检稳压器带上额定负载。选择R_W阻值，使此时在其上的压降正好为20V，即被检稳压器输入端电压为

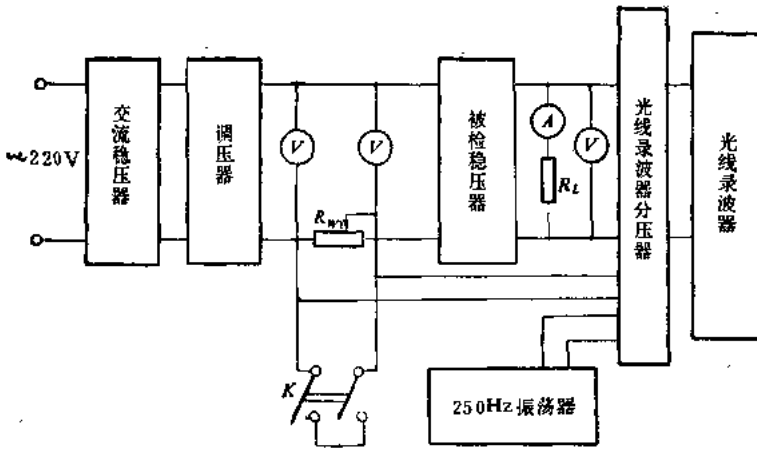


图 1-44 应变时间 τ 测定接线图

220V。

（3）将被检稳压器输出电压U_0、250Hz标准时间和在R_{W_1}上抽取20V电压（经双刀开关K）等三个信号电压，都送到光线录波器的输入分压器，这些信号被调整到适当大小（其幅度能比较清晰地显示波形，但不损坏振子），送到录波器振子，并调整好光点位置，使波形都能在照相底片上清晰地录下来。

（4）启动录波器后随即合上双刀开关K，半秒钟后停止录波器工作，则所需波形都已录上，随后减少负载，关掉被测稳压器电源。

（5）最后得到如图1-45所示的波形。由于录波器先启动，故先录下了稳压器没有突变时的波形（包括R_{W_1}上的波形）。当开关K合上以后，将R_{W_1}短路，此时稳压器输入端由220V增加到240V，突变了20V，输出电压随之变化，经

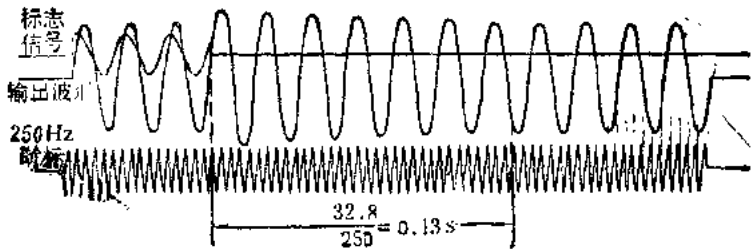


图 1-45 应变时间测定用录波曲线

过时间 τ 达到稳定。R_{W1}上的波形是在未突变前为一定幅度的正弦波，突变瞬间幅度降到零，此后成了一条直线。所以，它降至零的瞬间作为突变开始，在波形图上就是直线的起始，可作为计算 τ 的开始。然后，再找稳压器输出电压波形经突变稳定开始的第一个波形作为 τ 的计算末端，测出 τ 的始端到末端时标（250Hz）波形个数，即为应变时间 τ。

第二章　直流稳压电源

第一节　直流稳压电源的构造和工作原理

直流稳压电源由变压器、整流器、滤波器和稳压器组成，其方框图如图2-1所示。

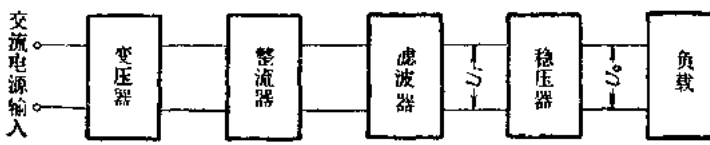


图 2-1　直流稳压电源方框图

一、变压器

（一）变压器的工作原理

变压器是一种电压变换装置。最简单的变压器、是在一个闭合的铁芯上绕制两个线圈，图2-2是它的电原理图。

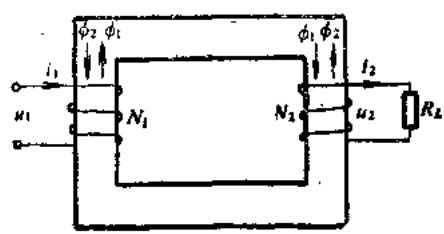


图 2-2　变压器电原理图

假设变压器次级线圈N_2开路，在初级线圈N_1两端接上交流电压$u_1=U_{1m}\sin(\omega t+\varphi)$，铁芯中产生交变磁通$\phi_1$。由于$\phi_1$穿过$N_2$，在$N_2$的两端会感应出电压$u_2$，这时变压器消耗的功率由初级空载电流与$u_1$所决定。当次级线圈接上负载$R_L$时，次级形成回路，并产生次级负荷电流，该负荷电流产生的磁通ϕ_2将穿过N_1。由于ϕ_2与ϕ_1的方向相反，初级电流必然增加以抵消ϕ_2的影响，致使初级输入功率增加。如果忽略损耗，初级增加的功率应等于负荷所消耗的功率。这就是变压器的基本工作原理。

变压器各量之间的关系如下

$$\frac{U_1}{N_1}=\frac{U_2}{N_2} \qquad (2\text{-}1)$$

$$\frac{I_1}{I_2}=\frac{N_2}{N_1} \qquad (2\text{-}2)$$

$$R_P=\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L \qquad (2\text{-}3)$$

式中　U_1、U_2——分别为初、次级线圈两端电压的有效值；

I_1、I_2——分别为初、次级线圈中电流的有效值；

R_P——初级端看的等效电阻；

R_L——次级负载电阻。

（二）变压器主要参数的简便计算

精确计算一只变压器的参数是比较复杂的，本篇仅介绍一般晶体管电源所需的小功率整流变压器的经验计算方法。这种方法能满足一般设计的需要，各公式的系数是按变压器功率为100W以下选取的。

第一步要确定变压器的总功率（W）：根据次级各绕组

电压与电流计算出次级功率P_2，考虑到变压器的铁芯损耗及线圈漏感等因素，取变压器效率η为0.7～0.9，可换算出变压器初级总功率为

$$P_1=\frac{P_2}{\eta} \qquad (2\text{-}4)$$

第二步计算变压器铁芯截面积$S(cm^2)$，即

$$S=1.5\sqrt{P_1} \qquad (2\text{-}5)$$

第三步计算每伏圈数N_0：即

$$N_0=4.5\times10^6/BS \qquad (2\text{-}6)$$

式中 B——铁芯磁感应强度，一般取0.8～1.0T，冷轧硅钢片取1.6T。

第四步计算初、次级各绕组圈数，即将各绕组端电压乘以每伏圈数N_0。考虑到线圈漏感等因素，一般次级绕组圈数应增加5%～10%。

第五步计算导线直径d（mm）：即

$$d\approx0.7\sqrt{I} \qquad (2\text{-}7)$$

式中 I——导线中流过的电流（A）。

第六步核算铁芯窗口面积与上述求得的各绕组叠加厚度（包括导线与层、组间绝缘纸厚度）是否相符。即按底筒尺寸求出每层绕制的圈数，再计算各绕组所需层数，考虑绝缘纸厚度，最后求出线圈的总厚度应小于铁芯窗口的宽度。因为在绕制时缠绕的松紧程度和排线不完全一致，故计算线圈厚度时要考虑适当的裕量。

二、整流器

整流器是利用二极管的单向导电性把交流电变为直流电的电路。常用的整流电路有半波整流、全波整流、桥式整流和倍压整流等。下面分别作以介绍。

（一）半波整流电路

半波整流电路如图2-3所示。图中，T为整流变压器，D为整流二极管、R_L为负载电阻。

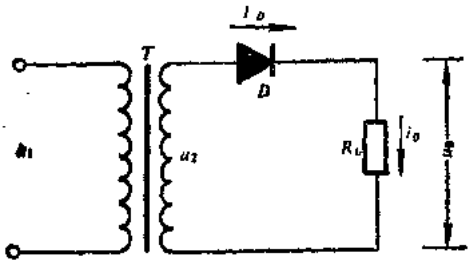


图 2-3 半波整流电路

图2-4为半波整流波形图。它的工作过程如下：当变压器T的初级接至交流电源时，变压器的次级感应出的交流电压为

$$u_2=\sqrt{2}U_2\sin(\omega t+\varphi) \tag{2-8}$$

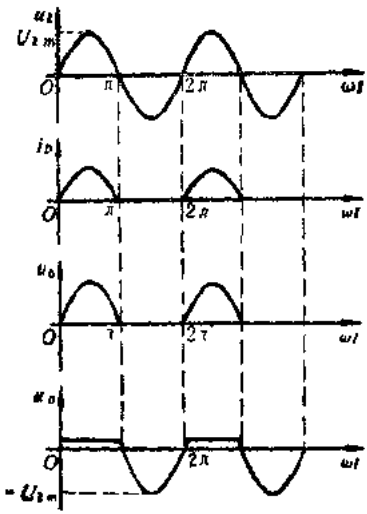


图 2-4 半波整流波形图

假设u_2的初相角$\varphi=0$，由图2-4可以看出，在$0\sim\pi$时间，二极管D由于加正向电压导通，有电流i_D流过负载R_L，并在R_L上建立电压u_o。由于D的正向内阻很小，其管压降可以忽略不计，负载电压u_o与u_2的正半周基本相同。在$\pi\sim2\pi$时间，二极管D加反向电压而截止，

电路中没有电流，R_L上的电压为零，u_2将全部加在D上。由此可见，由于二极管的单向导电作用，电路将交流电压转换成负载上的单向脉动直流电压，其直流分量（平均值）为

$$U_0=\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}u_0d(\omega t)=\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}\sqrt{2}U_2\sin\omega td(\omega t)$$

$$=\frac{\sqrt{2}}{\pi}U_2\approx0.45U_2 \qquad (2\text{-}9)$$

流过负载的电流平均值为

$$I_0=\frac{U_0}{R_L}\approx0.45\frac{U_2}{R_L} \qquad (2\text{-}10)$$

在$\pi\sim2\pi$时间，二极管D所承受的最大反向电压为

$$U_{Dmax}=\sqrt{2}U_2 \qquad (2\text{-}11)$$

显然，流过二极管D的电流与流过负载的电流相等，即

$$I_D=I_0=0.45\frac{U_2}{R_L} \qquad (2\text{-}12)$$

根据U_{Dmax}与I_D可以选择整流二极管。

脉动直流电压和电流的平滑程度，用脉动系数（纹波因数）来衡量，脉动系数为

$$s=\frac{\text{负载上交流分量的总有效值}}{\text{负载直流分量}}$$

半波整流电路的$s=157\%$。

半波整流电路的输出电压为正弦波的半个周期，效率较低，理论最大整流效率为40.6%。仅适用于输出电流较小，允许输出电压脉动较大的场合。它的优点是电路简单、所用整流元件少。

（二）全波整流电路

全波整流电路如图2-5所示。它由一个次级绕组有中心抽

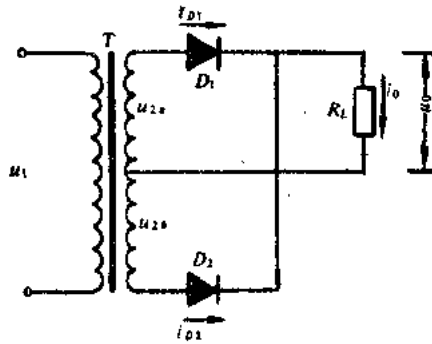


图 2-5 全波整流电路

头的变压器T和两个二极管D_1与D_2组成。

与半波整流电路相比较，在u_2的正半周和负半周时间，二极管D_1和D_2轮流导通。在负载R_L上将获得如图2-6所示的波形。观察u_0和i_0的波形，可以看出，全波整流相当于两个半波整流，故全波整流的直流分量应为半波整流的2倍。参见式（2-9）和式（2-10）可知

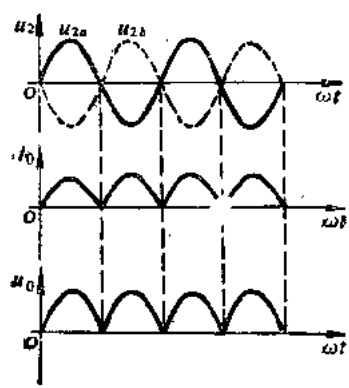


图 2-6 全波整流波形

$$U_o = 2 \times 0.45 U_2 = 0.9 U_2 \qquad (2\text{-}13)$$

$$I_o = 2 \times 0.45 \frac{U_2}{R_L} = 0.9 \frac{U_2}{R_L} \qquad (2\text{-}14)$$

因为两个二极管是轮流工作的，所以流过每个二极管的平均电流仅为负载电流的$\frac{1}{2}$，即

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{1}{2} I_o = 0.45 \frac{U_2}{R_L} \qquad (2\text{-}15)$$

由于变压器的次级绕组采用中心抽头方式，则$u_{2a} = u_{2b}$。在一个二极管正向导通时，另一个二极管必然反向截止。截止管所承受的反向电压应为变压器次级绕组全部端电压，其最大值为

$$U_{Dmax} = \sqrt{2} U_{2a} + \sqrt{2} U_{2b} = 2\sqrt{2} U_2 \qquad (2\text{-}16)$$

全波整流电路与半波整流电路相比，其输出电压平稳很多，脉动周期也减小一半，最大整流效率提高一倍，纹波系数减至67%。缺点是变压器绕组增加，次级绕组需中心对称，整流元件所承受的最大反向电压较高。

（三）桥式整流电路

桥式整流电路如图2-7所示。它由变压器T和四个二极管D_1、D_2、D_3、D_4组成，二极管接成电桥形式。

在u_2为正半周时（1端为正，2端为负），二极管D_1、D_3受正向电压导通，D_2、D_4受反向电压截止，电流路径如图中实线所示。在u_2为负半周时（1端为负，2端为正），二极管D_2、D_4受正向电压导通，D_1，D_3受反向电压截止，电流路径如图中虚线所示。故负载R_L上的电压与电流波形与

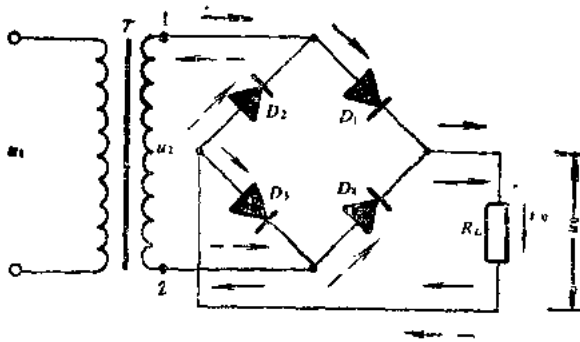


图 2-7 桥式整流电路

全波整流一样（参见图2-6），仅变压器次级与整流元件的接法不同。它的输出电压、电流的直流成份为

$$U_0=0.9U_2 \qquad (2\text{-}17)$$

$$I_0=0.9\frac{U_2}{R_L} \qquad (2\text{-}18)$$

D_1、D_3和D_2、D_4成对地轮流导通，每对管子中流过的平均电流应为负载电流的$\frac{1}{2}$，即

$$I_{D1}=I_{D2}=I_{D3}=I_{D4}=\frac{1}{2}I_0=0.45\frac{U_2}{R_L} \qquad (2\text{-}19)$$

每只管子所承受的最大反向电压应等于次级电压的峰值。这可以从图2-7电路中很容易地看出：假设在u_2的正半周时间，D_1、D_3导通，u_2通过D_1加至D_2两端，同样也通过D_3加至D_4两端，故D_2、D_4都将承受u_2的峰值反向电压，故

$$U_{Dmax}=\sqrt{2}U_2 \qquad (2\text{-}20)$$

桥式整流电路较全波整流电路多用了2只二极管，但变压器结构简单些。由于变压器次级电流是正负对称的，不包

含有直流成份，故不易引起铁芯磁饱和，变压器铁芯的体积可以减小。半波整流与全波整流则没有这个优点，它必须用增加铁芯截面来防止次级电流中的直流成份所引起的磁饱和。在使用相同的变压器时，桥式整流电路输出的负载电流比半波和全波中心抽头式增加约56%，也即在相同的负载下，桥式整流电路所用的变压器体积可以相应地减小。虽然它所用的整流元件较多，但整流元件所承受的反向电压将小一半。由于桥式电路的这些突出的优点，故应用广泛。

（四）倍压整流电路

倍压整流电路适用于输出高电压、小电流的场合。如果用上述三种整流电路来获得直流高压，势必大大增加变压器次级绕组圈数，变压器的体积需要做得很大，所用整流元件的反向耐压也需很高，所以，一般都采用倍压整流电路。图2-8为最简单的二倍压整流电路。

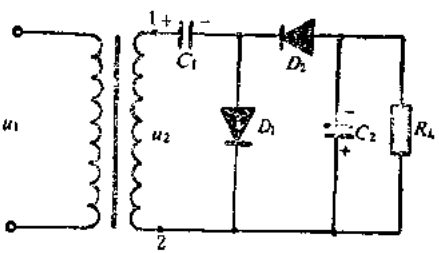


图 2-8 二倍压整流电路

假设变压器次级电压u_2工作在正半周（1端为正，2端为负），二极管D_1受正向电压导通，u_2对C_1充电，直至C_1两端的电压U_{C1}接近u_2的峰值U_{2m}，极性如图中所示。在u_2的负半周（1端为负，2端为正），二极管D_1受反向电压

截止，D_2受正向电压导通，u_2与U_{C1}相加并通过D_2对C_2充电，C_2的两端可被充至接近$2U_{2m}$的电压，实现了二倍压整流。从工作过程可以看出，每个整流元件所承受的最大反向电压为$2U_{2m}$，电容C_1上承受的电压为U_{2m}，电容C_2上承受的电压为$2U_{2m}$，使用时必须按这一要求选取整流元件与电容器。

必须指出，这种电路仅适合于输出小电流，负载R_L值应足够大，以使C_2两端的电压基本不受R_L并入的影响。如果R_L值较小、负载电流较大，则C_2每次充的电荷将通过R_L较快地泄放，C_2两端电压就不能达到$2U_{2m}$，输出电压随负载电流的增加而降低。

以此类推，可采用n个整流元件和n个电容器组成n倍压整流电路。图2-9和图2-10分别为信克尔（Sceukel）和科克罗夫特—沃尔顿（Cockcroft—Walton）电路。后者为前者的改进电路。

图2-9中电容器耐压随整流级数增加而增高，对于n倍

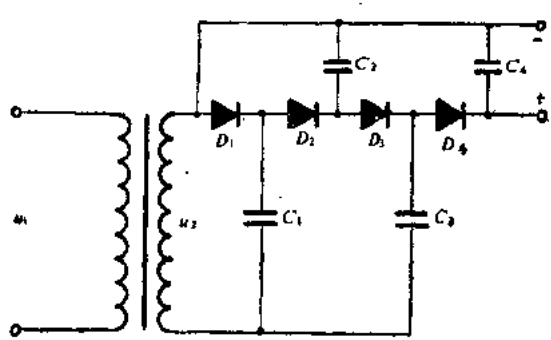


图 2-9 信克尔电路

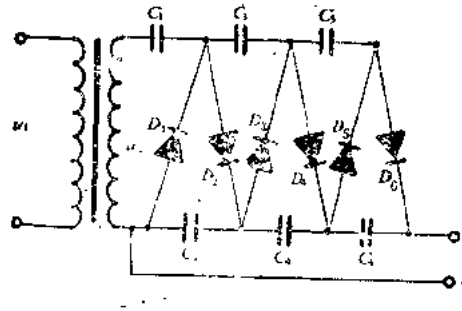


图 2-10 科克罗夫特—沃尔顿电路

压整流，电容器耐压为nU_{2m}。图2-10中，由于电容器叠层串接产生n倍压，每个电容器仅需耐压U_{2m}。

以上介绍了四种纯电阻负载整流电路，它们各有特点，在实际工作中应根据具体情况而适当选择应用。

三、滤波器

整流电路可将交流电转换成直流电，但从波形图可以看出，输出波形仅是一种单向脉动波，它的交流成份较大，在一些要求输出直流平稳的场合，还远不能满足实际工作的需要。为此，需采用滤波电路。滤波电路可以把整流后电压中的交流分量大部滤去，得到比较平滑的直流电压。常用的滤波电路有：电容滤波、电感滤波、Γ型滤波，Π型滤波和有源滤波电路等。

（一）电容输入滤波电路

图2-11就是一种最普通的电容输入滤波电路。

由于电容C的接入，整流后的电压对C充电，使输出电压要平稳得多。图2-12为它的波形图。从图中可以看出，在

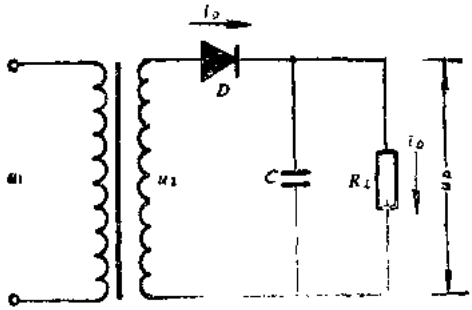


图 2-11 电容滤波半波整流电路图

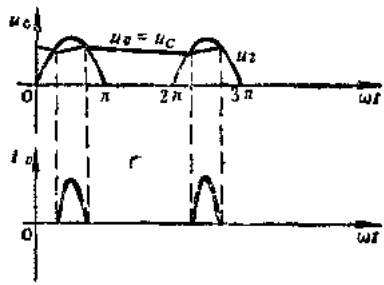


图 2-12 电容滤波半波整流电路波形

u_2的正半周且$u_2>u_C$时间，二极管D导通，u_2对负载R_L提供电流，同时也对C充电，u_C迅速上升。当u_2达峰值时，$u_C \approx u_2$。随后u_2下降直至$u_2<u_C$时，D受反向电压而截止（$U_{Dmax} \approx 2\sqrt{2}U_2$），$u_C$对负载放电。放电过程一直持续到$u_2$又重新大于$u_C$，电容$C$再充电。如果放电过程中时间常数$R_LC$足够大、电容放电缓慢，就能基本保持输出电压的平稳，也就是说，输出电压的纹波可以限制到比较小。RC越大，输出纹波越小。在负载电流较大（R_L较小）的情

况下，滤波电容应有足够大的容量。一般取

$$R_LC \geqslant (3\sim5)T \qquad (半波整流) \qquad (2\text{-}21)$$

$$R_LC \geqslant (3\sim5)\frac{T}{2} \qquad (全波整流) \qquad (2\text{-}22)$$

式中　T——电源电压的周期。

这种滤波电路虽然输出电压提高，脉动减小，但受负载影响较大，即外特性较差，只能用于负载电流变化较小的场合。

从图2-12的电流波形可以看出，流过二极管D的电流是一个单向的脉冲电流，这是因为D仅在$u_2>u_C$的时间内导电，导通角很小。电容C的容量越大，u_C下降越慢，D的导通角越小，脉冲电流的幅值更高。如果选取很大容量的滤波电容，在电路接通的瞬间，电容器将流过较大的浪涌电流，易损坏整流元件。所以，在设计时不能为求减小纹波而无限制地选取大容量电容，对整流元件的瞬态特性要求过高。这样大的峰值电流流过整流元件和变压器，同时又是断续的，故变压器和整流器的利用率不高，一般用于小功率电源。

（二）电感输入滤波电路

利用电感对交流阻抗大而对直流阻抗小的特性可以做成电感输入滤波电路。当电感线圈串接在整流电路与负载之间时，整流后电压的交流成份大部分降在电感线圈上，而直流成份则基本上降在负载两端，输出电压中的交流成份大大减少，这种电感滤波全波整流电路如图2-13所示。它实际上是利用电感中流过的电流变化时所产生的反电势，去阻止电流的变化而保持输出直流平稳、减小纹波。电感量愈大，负载R_L愈小，输出直流电压就愈平稳，滤波效果就愈好。

图2-14为电感滤波波形图。由于电感的感应电动势的作

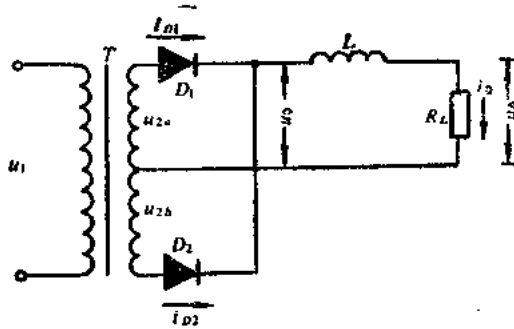


图 2-13 电感滤波全波整流电路

用，延长了整流元件的导通时间，其导通角为π。理想的情况下，当电感的感抗无限大时，流过电感中的电流达恒定值如图中虚线所示，流经整流元件的电流呈方形。当电感的感抗为一适当值时，电流波形如图中实线所示。

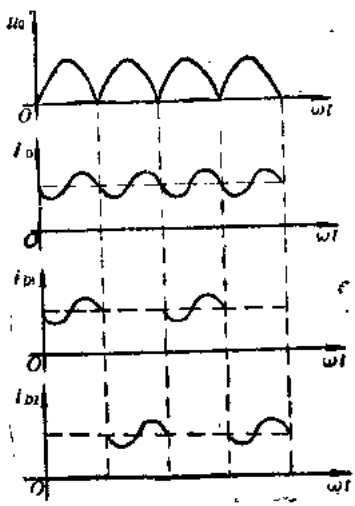


图 2-14 电感滤波全波整流电路波形图

当忽略电感线圈的电阻时，全波整流电路的输出电压应等于电感滤波电路的输出电压，即

$$U_0 = 0.9U_2 \tag{2-23}$$

电感滤波电路输出直流电压的大小与负载的大小无关，即外特性较好。若考虑电感线圈的电阻，当输出电流增加时，由于

整流电路和电感线圈的内阻压降增加，输出电压略有下降，它适合于负载电流较大的场合。其缺点是体积大、笨重、成本高。

（三）Γ型滤波电路

为了得到更好的滤波效果，综合电感滤波与电容滤波的特点，把电感输入滤波电路和电容滤波电路结合起来，组成图2-15Γ型滤波电路。

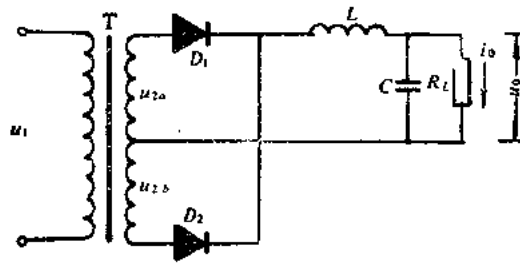


图 2-15 Γ型滤波全波整流电路

如果电感L与电容C的数值取得适当，对于纹波分量，若L的感抗远大于C的容抗，则纹波电压大部分降在L上，C两端（也就是负载两端）的纹波电压很小。L的数值越大，感抗越大，其两端的纹波电压越大；C的数值越大，容抗越小，其两端的纹波电压越小。滤波效果取决于L和C的数值。

如果忽略L的直流电阻，则输出电压为

$$U_0=0.9U_2 \qquad (2\text{-}24)$$

这一电路的特性与电感滤波电路相同，可适用于负载电流变动较大而平滑程度较高的场合。但选取L与C的数值时，应注意使L与C的谐振频率远低于负载电流的变化周期（当变

压器及整流元件内阻很小而可以忽略时，L与C可看成并联回路），以避免二者相同时谐振，引起电源侧阻抗变高，输出纹波过大。

（四）Π型滤波电路

由Γ型滤波与电容滤波可以组成Π型滤波电路，如图2-16所示。由于是电容输入式滤波，其外特性与电容输入式滤波电路相似，故输出电压的稳定性能不如Γ型滤波电路，但由于二级滤波，纹波分量大大减小，适用于负载电流较小而波纹要求很小的场合。

如果将电感L换成电阻R，可组成Π型RC滤波电路，如图2-17所示。如果选取R的阻值远大于电容C，对纹波的容抗，则纹波电压大部分降在R上，同样可起到滤波的效果。显然，R的数值越大，滤波效果越好，但R的数值不能取得很大，因为它对直流分量也有压降，R过大将大大减小输出电压的数值（尤其是负载电流较大时），故RC滤波电路仅适用于负载电流小的场合。由于它体积小、成本低，所以仍有一定的使用范围。

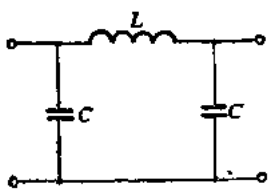


图 2-16　Π型LC滤波电路

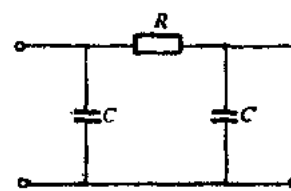


图 2-17　Π型RC滤波电路

（五）多级滤波电路

采用LC和RC滤波电路可以组成多级滤波电路，用于要求甚高的场合。图2-18和图2-19为多级LC和RC低通滤波

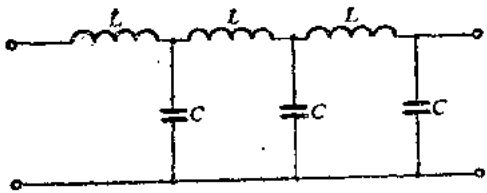


图 2-18　LC多级滤波电路

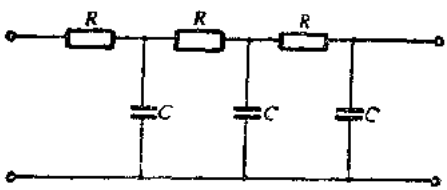


图 2-19　RC多级滤波电路

电路。

多级滤波电路中选择电容C的数值应考虑其容抗必须低于下一级滤波电路阻抗的$\frac{1}{5}$，即

$$C \geqslant \frac{796000}{f_1 R_f} \qquad (2\text{-}25)$$

$$C \geqslant \frac{127000}{f_1^2 L_f} \qquad (2\text{-}26)$$

式中　R_f——下一级RC滤波电路的电阻值（Ω）；

L_f——下一级LC滤波电路的扼流圈电感（H）；

f_1——波纹中基波频率（Hz）

对于最后一级滤波电路，R_f应取最小直流负载电阻值。

滤波器的滤波能力，通常以输入端的纹波因数对输出端的纹波因数的比值Q来表示：

Γ型滤波　$Q=m^2\omega^2LC$　（2-27）

RC型滤波　$Q=m\omega RC$　（2-28）

式中　m——整流电路相数（半波整流 $m=1$，全波和桥式整流$m=2$）。

对于多级滤波电路，总滤波系数为各级滤波系数的乘积：$Q=Q_1Q_2\cdots\cdots Q_n$。

（六）有源滤波电路

在一些要求直流电源电压低、电流大的晶体管电路中，常常采用晶体管有源滤波器，以避免滤波电容过大而导致体积增大、漏电大和成本较高等问题。它的基本原理是利用晶体管的放大作用，使较小的滤波电容起到大滤波电容的效果。图2-20为有源滤波电路。

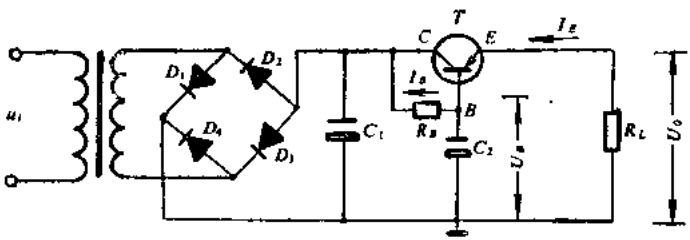


图 2-20　有源滤波电路

假设三极管基极的波纹电压为u_b，则

$$u_b=i_b\frac{1}{\omega C_2}$$

若C_2不接在基极而接在发射极到地之间，设为C_2'，则在发射极获得的波纹电压为u_E

$$u_E=i_E\frac{1}{\omega C_2'}$$

由于$u_B\approx u_E$，$i_E=(1+\beta)i_B$，故

$$(1+\beta)i_B\frac{1}{\omega C_2'}\approx i_B\frac{1}{\omega C_2}$$

$$C_2'=(1+\beta)C_2$$

可见，在三极管的基极接一个C_2的电容，其滤波效果相当于在发射极接了一个（$1+\beta$）C_2的电容的滤波效果，大大地减小了滤波电容的容量和体积。

有源滤波器实际上是一个射极跟随器，只要增大R_B和C_2，都可以增强C_1-R_B-C_2组成的Π型滤波器的滤波效果而降低基极上的纹波电压，则射极上的波纹电压必然降低。同时，由于三极管C-E间的等效内阻不大，故直流损失也不大，较好地解决了RC滤波电路存在的电压损失与滤波电容容量太大的问题。但是要注意到，增大R_B就要使I_B减小，所以应使用β值较大的三极管，才能得到较为满意的效果。

四、稳压器

对于理想的直流稳压器，不论输入电压U_i、负载或温度如何变化，输出电压U_0都应保持不变，输出阻抗应为零。其调整特性曲线（即输出电压U_0与负载电流I_0的关系曲线）如图2-21所示。

直流稳压器的基本等效电路如图2-22所示。当输入电压

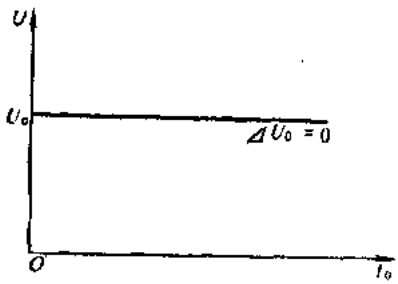


图 2-21 理想直流稳压器调整特性曲线

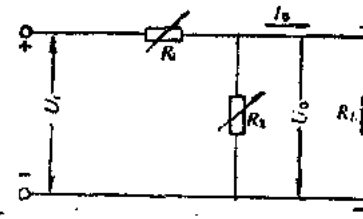


图 2-22 稳压器的基本等效电路

U_i和负载电流I_0变化时，只要适当调整R_1或R_2的阻值，输出电压U_0就能保持稳定不变。设R_1阻值不变，输入电压U_i恒定。当负载电流R_L减小时，负载电流I_0将增加，使输出电压U_0降低。此时，若增大电阻R_2的阻值，则流过R_2的电流I_{R_2}减小，可使流过电阻R_1的总电流不变，输出电压U_0即可维持不变。同样，假设负载电阻R_L不变，而输入电压增加时，减小R_2的阻值，使电阻R_1两端的压降增大，也可保持输出电压U_0不变。在这种电路中，由于能够调整输出电压的电阻R_2与负载R_L并联，所以这类稳压器叫做并联稳压器。

设R_2阻值不变，因输入电压U_i或负载电流I_0变化，使输出电压U_0升高时，只要适当增加电阻R_1的阻值，就能使R_1两端的电压增加，输出电压U_0可保持不变。如果由于输入电压或负载电流变化而使输出电压降低时，只要适当减小R_1的阻值，输出电压U_0也能保持不变。在此电路中，能够调整输出电压的电阻R_1与负载R_L串联，所以这类稳压器为串联稳压器。

（一）硅稳压管稳压器

1.硅稳压管的特性和参数

硅稳压管是按照特殊工艺制造出来的半导体二极管。它的伏安特性曲线如图2-23所示。

特性曲线的正向部分和一般晶体管没有大的区别，但反向部分却不同，如图2-23所示。当反向电压小于U_Z时，硅稳压管反向电流很小（小于1μA）。当反向电压超过一定数值后，硅稳压管产生反向击穿，电压即使增加极小，电流也会急骤上升。伏安特性曲线AB段，电流变化ΔI较大，而稳压管两端电压变化ΔU很小。故可利用这一特性实现稳压。

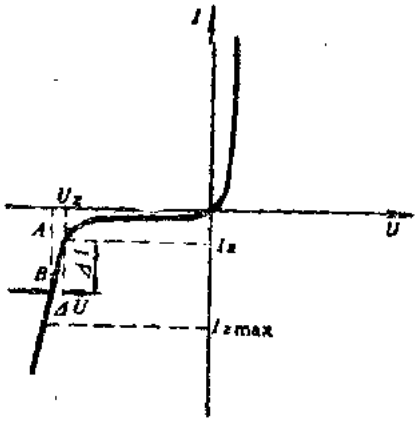


图 2-23 硅稳压管伏安特性曲线

管子的反向击穿电压称为稳压管的稳定电压，用U_z表示。

普通二极管虽有同样的反向特性，但不能用作稳压。对于普通二极管，当反向电压超过击穿电压时，管子将损坏。而制造稳压管时，半导体中进行了特殊的掺杂，使它可以在击穿区工作。只要通过管子的反向电流小于它的最大允许值，稳压管就不会损坏。当外加电压切断后，PN结仍可恢复。

硅稳压管主要参数如下：

（1）稳定电压U_z。在起稳压作用的范围内，稳压管两端的反向电压称为稳定电压。此电压随反向电流的变化，将略有变动。

（2）稳定电流和最大稳定电流I_{Zmax}。稳压管稳压时的工作电流数值，被称为稳定电流（即工作电流）。若流过稳压管的电流稍低于规定的稳定电流时，稳压管仍能工作，但稳压效果较差。而略高时稳压性能会好一些，只是要多消耗

电流。

稳压管工作电流不可超过某一数值，否则管子会烧坏。即稳定电流有一最大值，常标为最大稳定电流（或最大工作电流）。

（3）最大耗散功率 P_{max}。管子允许的最大损耗功率等于最大稳定电流与该点的稳定电压之乘积。$I_{Z_{max}}$ 与 P_{max} 这些极限参数与环境温度有关，温度升高，极限参数下降，使用时务必注意。

（4）动态电阻 r_Z。在稳压范围内，稳压管两端电压微变量 ΔU 与通过它的电流微变量 ΔI 之比，即为动态电阻 r_Z，可用式子表示为

$$r_Z=\frac{\Delta U}{\Delta I} \qquad (2\text{-}29)$$

据（2-29）式可得

$$\Delta U=r_Z\Delta I$$

r_Z 越小，同样的电流变化量所引起的电压变化量越小，即稳压性能越好。通常，把稳压管等效为一恒压源 E_Z 和一个动态电阻 r_Z 相串联的电路。图2-24画出了这种等效电路。由图可得

$$U_Z=E_Z+Ir_Z$$

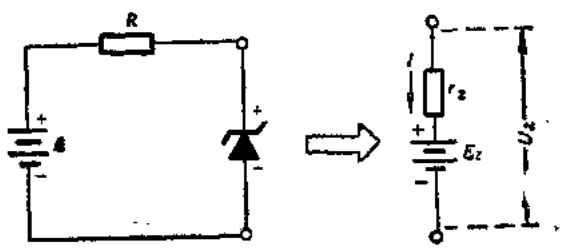


图 2-24 硅稳压管等效电路图

U_Z不是绝对不变的，I增加，U_Z增加。但由于r_Z很小，一般可忽略不计。则U_Z近似不变。

使用稳压管时应注意：稳压管动态电阻r_Z的大小与稳定电流的大小有关；同时，稳定电压不同的稳压管，r_Z也不一样。图2-25所示曲线是稳压管2CW1和2CW5的动态电阻r_Z和工作电流I_Z的关系曲线。

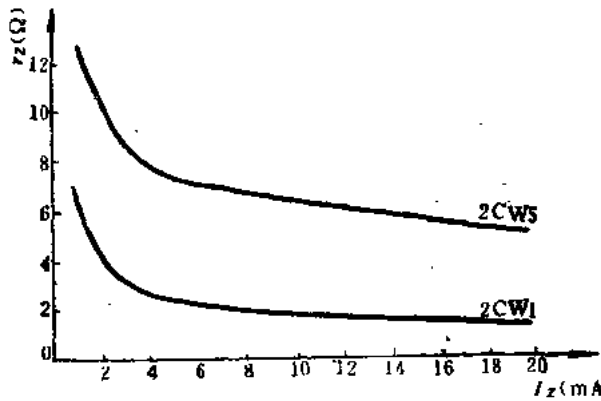


图 2-25　2CW1和2CW5动态电阻与工作电流的关系曲线

图2-26所示为2CW系列的r_Z与稳定电压U_Z的关系曲线。

由图2-25可知，取较大的工作电流，可得到较小的动态电阻。有利稳压性能改善。

由图2-26所示r_Z-U_Z关系曲线可知，稳定电压为7V左右时，稳压管动态电阻较小，随着U_Z的增加或减小，r_Z都要增加。因此，要求尽可能选用7 V左右的稳压管。

（5）电压温度系数。硅稳压管是在反向击穿的情况下工作的，它有一定的耗散功率，因此PN结的温度也有一定

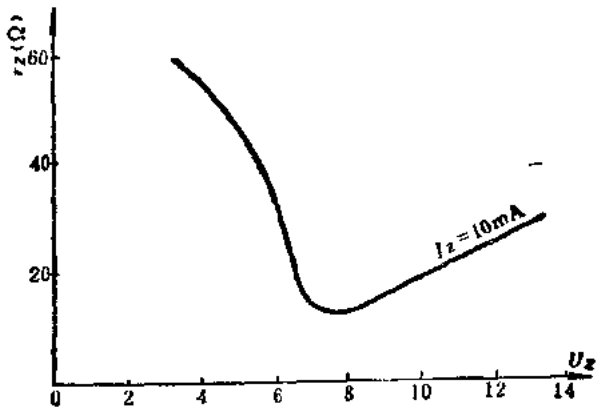


图 2-26 2CW系列稳压管r_Z-U_Z关系曲线

程度的升高。另外，当环境温度变化时，稳压管的击穿电压亦将发生变化，它们都会引起输出电压不稳定。温度变化对稳定电压的影响程度，通常用电压温度系数S_Z表示。S_Z是指温度每变化1℃时所引起的稳定电压变化的百分数，即

$$S_Z=\frac{\Delta U_Z}{U_Z}/\Delta T\times 100\% \qquad (2\text{-}30)$$

在要求温度稳定性高的电路中，可采用具有温度补偿的稳压管，如2DW7系列。它是由一个正向硅稳压二极管和一个反向硅稳压二极管串接在一起，并封装在一个管壳内，如图2-27所示。因为硅稳压二极管的正向特性也具有一定的稳压性能，且具有负的温度系数，而反向应用的硅稳压管有正温度系数。当温度变化时，两者电压变化可互相抵消一部分。因此，这种带有补偿的稳压管电压温度系数S_Z，可以做得很小（低于0.005%），比一般稳压管温度系数小一、两个数量级。

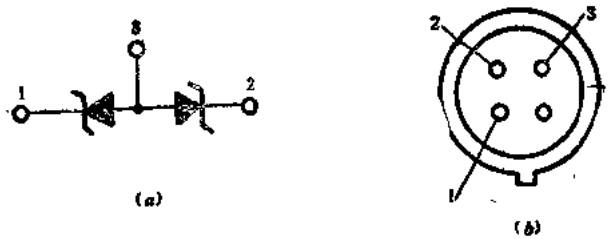


图 2-27　2DW7原理和管脚布置图
(a)2DW7原理图；(b)管脚布置图

2.硅稳压管稳压器的工作原理

用硅稳压管做成的稳压器如图 2-28所示，R_L 是负载电阻，D_Z是硅稳压管。在电路中，应注意必须使直流电压反向地加在硅稳压管D_Z上。R是限流电阻。U_i为稳压器输入电压。U_o为输出电压。

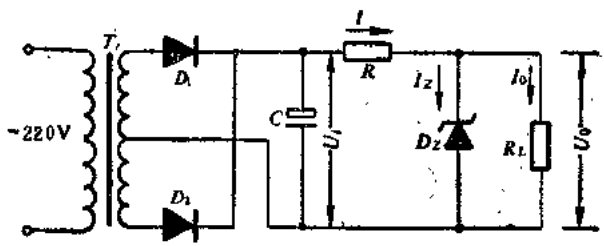


图 2-28　硅稳压管稳压电路

稳压原理：当电网电压波动，造成U_i升高而引起U_o变大时，由稳压管特性可知，稳压管D_Z的工作电流I_Z迅速增加，限流电阻R上的压降随之增加，从而保持U_o基本不变。稳压过程可简单表示如下：

$$U_i\uparrow\rightarrow U_o\uparrow\rightarrow I_Z\uparrow\rightarrow IR\uparrow\rightarrow U_o\downarrow(U_o=U_i-IR)$$

若输入电压不变，负载电阻R_L增加，则I_o减小，通过R的电流I有减小的趋势，U_o有增加的趋势，但U_o增加将引起稳压管工作电流I_Z迅速增加，使通过R的电流I基本不变，保持U_o基本不变。即

$R_L\uparrow\rightarrow I_o\downarrow\rightarrow I\downarrow\rightarrow IR\downarrow\rightarrow U_o\uparrow\rightarrow I_Z\uparrow\rightarrow I=I_Z+I_o$（基本不变）$\rightarrow IR$（基本不变）$\rightarrow U_o$基本不变。

由此可见，稳压管工作电流变化可补偿负载电流在一定范围内的变化。使流过限流电阻R的电流I基本不变，从而保持输出电压基本不变。因为稳压管与负载是并联的，所以它是并联稳压器。

此种电路设计调试方便。具有元件少，电路简单的优点。适用于负载电流变化比较小的情况。其主要缺点是输出电压不能调节，稳压性能不够好。

（二）串联型晶体管稳压器的工作原理

在要求负载电流较大，稳压性能好的场合一般采用串联型稳压器。

图2-29为串联型稳压器示意图，可变电阻R表示调整元件。实际电路中，串联型稳压器的调整元件是晶体三极管，如图2-30所示。通过控制电路控制晶体管基极电流变化，改

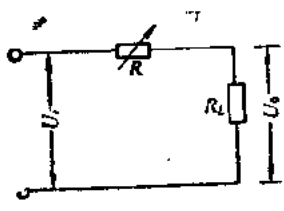


图 2-29 稳压器原理图（一）

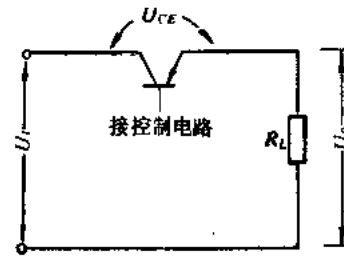


图 2-30 稳压器原理图（二）

变集电极—发射极之间的管压降U_{CE}，从而调整输出电压的变化。此晶体三极管被称为调整管。该电路的调整管与负载串联，故称为串联型晶体管稳压电路。

1.单管串联型稳压器

图2-31所示为一最简单的串联型晶体管稳压器。

图中，T_1为调整管，D_Z为硅稳压管，R为稳压管的限流电阻。D_Z和R组成硅稳压管稳压电路，产生一个固定的参考电压U_Z（称为基准电压）接到调整管基极（注意：对于图2-31所示PNP管，我们以电源正端为参考点。基极电位U_B、发射极电位U_E均为负电位。正常工作时，U_E高于U_B，即$|U_E|>|U_B|$。

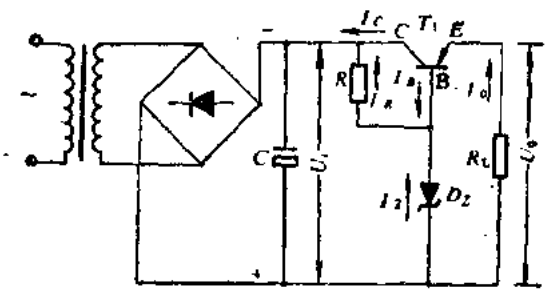


图 2-31 单管串联稳压电路

若输入电压（或负载电阻R_L）增加，而使输出电压增加时，调整管发射极电位U_E将变得更负（即$|U_E|$绝对值增大），而基极电位U_B不变，则$|U_{BE}|$减小，I_B减小，管压降U_{CE}增大，维持输出电压基本不变。

上述稳压过程可简单表示如下：

U_i(或R_L)↑→U_o↑→$|U_E|$↑→$|U_{BE}|$↓→I_B↓→I_C↓→$|U_{CE}|$↑

$\rightarrow U_0 \downarrow$

若输出电压有减小的趋势，电路将发生与上述相反的调整过程，输出电压仍可保持基本不变。

2.带有放大环节的串联型稳压器

上述单管稳压器，是用输出电压的变化量直接控制调整管，故对调整管控制作用不大，稳压性能不够好。若把输出电压的变化量经过放大后控制调整管，则输出电压微小的变化量对调整管可产生较大的控制作用，输出电压的稳定度就可大大提高。目前，串联型稳压电源一般都采用直流放大电路，以获得高稳定的输出电压。图2-32是带有放大电路的串联型稳压器的方框图，图2-33是典型的带有放大电路的串联型稳压器。它包括以下各种基本电路。

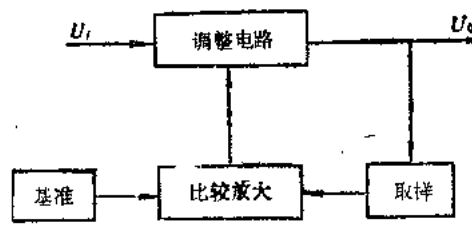


图 2-32 带有放大电路的串联型稳压电路的方框图

调整电路由T_1及其偏流电阻R_{C2}组成（R_{C2}也是T_2的负载电阻）。

比较放大电路由T_2、R_{C2}组成的直流放大器。

基准电路由硅稳压管D_Z及限流电阻R组成。

取样电路由R_1、R_2组成的分压器。其分压比$n=R_2\div(R_1+R_2)$。

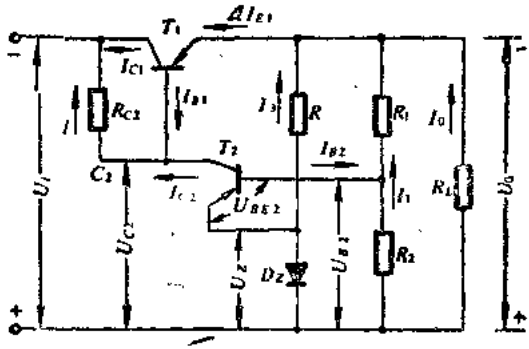


图 2-33 带有放大电路的串联型稳压电路

（1）稳压过程。设输入电压（或负载电阻）增加时，输出电压将增加ΔU_0，分压电阻R_2上的分压也将增加，以正输出端为参考点，则T_2的基极电位U_{B2}下降(即负值增大)。由于稳压管两端电压U_Z几乎不变，故T_2发射极和基极之间的正向电压增加，即$|U_{BE2}|$增加。I_{B2}增大，I_{C2}也增加，T_2的管压降U_{CE2}减小，$I_{C2}R_{C2}\uparrow$即T_1基极电位升高（比原来负得少），T_1的基极和发射极之间的正向电压U_{BE1}减小，使I_{B1}减小，管压降U_{EC1}增大，从而维持输出电压基本不变。稳压过程简单表示如下：

U_i(或R_L)$\uparrow\rightarrow U_0\uparrow\rightarrow|U_{B2}|\uparrow\rightarrow|U_{BE2}|\uparrow\rightarrow I_{B2}\uparrow\rightarrow I_{C2}\uparrow\rightarrow I_{C2}\times R_{C2}\uparrow\rightarrow U_{B1}\uparrow\rightarrow I_{B1}\downarrow\rightarrow U_{EC1}\uparrow\rightarrow U_0\downarrow$

（2）基本电路的分析

取样电路：

取样电路的作用是从输出端取出变化信号ΔU_0的一部分，加到比较放大电路输入端，以便进行比较放大。由图2-33可得

$$U_0=\frac{1}{n}(U_Z+U_{BE2}) \qquad (2\text{-}31)$$

$$\Delta U_{BE2}=n\Delta U_o \qquad (2\text{-}32)$$

由式（2-31）可见，改变分压比可改变输出电压。当基准电压选定后，输出电压的调节范围是有限的。当n减小时，应保证放大管不截止。而n增大时，应保证放大管不进入饱和区。这要求T_2管基极与发射极间有适当的正向压降U_{BE2}(对于硅管为0.6～0.8V，对锗管为0.1～0.3V），还要求T_2管管压降U_{CE2}不能太小。

由式（2-32）可知，若取样电路分压比大，则从较小的输出电压的变化量ΔU_o中，可取出较大的取样信号ΔU_{R2}送至比较放大器输入端进行比较放大。因此，对调整管的控制作用就大，可将输出电压迅速而灵敏地拉回原来的值。即电压稳定度S_U、负载稳定度S_I将减小（S_U、S_I定义见本节五）。实际中一般取$n=0.5\sim0.8$。

还应注意，设计取样电路时，应使取样电阻中的电流$I_1 \gg I_{B2}$(I_{B2}是T_2管基极电流）。因为在工作过程中I_{B2}是一个变量，它将流过R_1。若I_1较小，则U_{R1}（取样电阻R_1上的端电压）将跟随I_{B2}变化，这时取样电路中分压比不再是$\frac{R_2}{R_1+R_2}$，这将使输出电压不稳。但I_1不宜太大，否则功耗过大，也会影响取样电阻的温度稳定性。实践证明：I_1取最大负载电流的2%左右时，可基本满足各方面的要求。

根据U_o和I_1可估算取样电路的电阻值。

基准电压电路：

由硅稳压管稳压器构成。它给比较放大电路提供一基准电压。在图2-33电路中，它稳定了T_2管发射极电位。

由式（2-31）可得$U_o\approx\frac{1}{n}U_Z$。因此，基准电压U_Z的

稳定度直接影响输出电压的稳定度。

比较放大电路：

比较放大电路由直流放大器构成。其作用是将取样电压与基准电压相比较，将二者差值放大，从集电极输出一控制信号，送调整管基极，使调整管起调整作用。

若比较放大电路电压放大倍数大，则较小的ΔU_0即可为调整管基极回路提供足够大的控制信号。即稳压电源的电压稳定度S_U和负载稳定度S_I可减小。

调整电路：

调整电路由工作于线性区的功率管组成。它的基极电流受比较放大器输出信号控制。由于整个稳压电源的输出电流要全部流过调整管，因此所选的调整管应有足够的耐压，并能承受最大的负载电流和最大功耗。即

$$U_{CE}=U_{imax}-U_{omin}<BU_{CE0} \qquad (2\text{-}33)$$

式中 U_{CE}——调整管管压降；

U_{imax}——输入电压的最大值；

U_{omin}——输出电压的最小值。

$$I_C=I_{Lmax}+I_1+I_3<I_{CM} \qquad (2\text{-}34)$$

式中 I_C——流过调整管的电流；

I_{Lmax}——负载电流的最大值；

I_1——流过取样电路中的电流；

I_3——稳压管限流电阻中的电流。

$$P_C=(U_{imax}-U_{omin})\times(I_{Lmax}+I_1+I_3)<P_{CM} \qquad (2\text{-}35)$$

式中 P_C——为调整管的功耗。

上述BU_{CE0}、I_{CM}、P_{CM}为晶体管极限应用参数。

计算管子耐压时，U_{imax}取空载时电网电压波动到最高

时的数值。计算功耗时，U_{imax}为满载并考虑电网电压波动到最高时的数值。

为保证调整管工作在线性区（即放大区），设置工作点时应使

$$U_{CEmin}>u_i+U_{CES} \qquad (2\text{-}36)$$

式中 U_{CEmin}——调整管管压降的最小值；

u_i——输入纹波电压；

U_{CES}——集电极—发射极间的饱和电压。

当电网电压波动到最低，输出电压最高，电源满载时，调整管管压降为最小值。

3.减小电压稳定度S_U与负载稳定度S_I的措施

S_U、S_I是说明稳压电源质量最重要的指标（定义见本节五）。为减小S_U、S_I应采取以下措施。

第一、选用动态电阻r_z和电压温度系数均小的稳压二极管组成基准电路。稳压管工作电流也应取较大的值。因为D_Z在T_2组成的放大器输入回路中，r_Z小时，放大器输入电阻亦小，电压放大倍数则大，S_U和S_I值小。另一方面是采取上述措施可保证U_Z稳定。以避免由它直接引起输出电压不稳。

第二、T_2应选择β大、r_{BE}小的管子，并适当增大R_{C2}，以提高比较放大电路的电压放大倍数。一般来说，β值大的管子，其r_{BE}也大。另一方面R_{C2}也不能太大。因为随着R_{C2}增大，流过T_2的电流I_{C2}将减小，使β变小、r_{BE}增大。所以，R_{C2}过大对提高稳定度并没有好处。为进一步减小S_U、S_I，比较放大电路常采用多级放大。

第三、选用较小的分压电阻R_1、R_2，以减小放大器输入电阻，提高电压放大倍数。但R_1，R_2也不要过小。因为

这时电路的稳压性能已为放大管r_{BE2}所限制。具体选定R_1、R_2值时，还需考虑本节四、（二）、中已介绍的因素。

第四、因为$U_0=\frac{1}{n}U_Z$，当给定的U_0较高时，应选择较高的基准电压U_Z。但稳定电压较高的稳压管温度系数S_Z比较大，为此常需对稳压管加温度补偿。

第五、选用β较大的管子做调整管。因为β大时，基极回路中较小的控制信号，即可导致集电极电流和管压降较大的变化。因此，S_U、S_I可减小。

五、直流稳压电源的指标

直流稳压电源主要技术指标如下：

（一）电压稳定度S_U

在所有其它影响量保持不变时，由于输入电压的变化所引起输出电压的相对变化量，即为电压稳定度，可用式子表示为

$$S_U=\left|\frac{\Delta U_0}{U_0}\right| \qquad (2\text{-}37)$$

式中 ΔU_0——输出电压的变化量，$\Delta U_0=U_0-U_{01}$；

U_0——稳压器发生变化前的输出电压；

U_{01}——稳压器发生变化后的输出电压。

电压稳定度S_U是反映稳压电源克服输入电压变化的能力。在同样输入电压变化条件下，S_U愈小，输出电压的变化愈小，电源稳定性能愈好。常用的串联型稳压电源的电压稳定度S_U在10^{-2}～10^{-4}之间。

（二）负载稳定度S_I

在所有其它影响量保持不变时，由于负载电流变化所引起输出电压的相对变化量，即为负载稳定度S_I，可用式子

表示为

$$S_I = \left|\frac{\Delta U_0}{U_0}\right| \qquad (2\text{-}38)$$

S_I反映了负载电流变动时，输出电压维持恒定的能力。负载电流变化量ΔI_0相同时，S_I愈小，输出电压变化亦小，电源稳定性能愈好。

（三）纹波电压

在稳压器输出电压中所包含的交流分量为纹波电压。通常，用峰峰值表示，一般稳压电源的最大纹波电压为毫伏数量级。

（四）温度系数

在所有其它影响量保持不变的情况下，环境温度的变化对输出电压影响的大小用温度系数α表示。即温度变化1℃所引起输出电压的相对变化量，即

$$\alpha = \left|\frac{\Delta U_0}{U_0}/\Delta T\right| \qquad (2\text{-}39)$$

式中　ΔT——温度变化量(℃)。

由式可见，α愈小，电源稳定性能愈好。

另外，还有时间漂移D、输出阻抗Z_0、暂态恢复时间t_f、过冲幅度$\overline{A}$等技术指标，均作为产品出厂前抽样检查的技术要求。

以上介绍的是描述电源稳定性能的指标，也称为质量指标。它们是说明电源质量的最主要指标，但这还不够。就整个电源而言，还需用下列特性指标说明其性能。如：

最大输出电压和电流；输出电压（电流）的调节范围；输入电压的允许范围；使用温度范围；有无保护电路；功率、效率，指示仪表的准确度，尺寸及重量等等。

第二节　提高直流稳压电源技术指标的方法

为了满足实际中对串联晶体管稳压电源的多种需要（如输出大电流、输出电压可调范围大、稳定度高、安全可靠等），对上述典型电路可作各种改进。

一、改进调整管性能的措施

（一）采用复合调整管

串联晶体管稳压电源中，负载电流I_L基本上就是调整管的发射极电流。若I_L较大，调整管基极电流也较大，例如：$I_L=1$ A，调整管T_1的电流放大系数$\beta_1=30$，T_1基极电流$I_{B1}=\frac{I_{E1}}{\beta}=\frac{1}{30}\text{A}\approx 33\text{mA}$。

调整管基极电流亦是比较放大电路的输出电流。比较放大电路的集电极电流一般约为1～2mA，其输出电流较小。常供不出调整管所需的基极电流，由此导致放大电路失去对调整管的控制作用。因此，稳压电路中的调整管常采用“复合管”。图2-34为两只晶体管组成的“复合管”。若β_1、β_2分别为T_1、T_2的电流放大系数，则因为$I_{B1}=I_{E2}=(1+\beta_2)I_{B2}$，所以$I_{B1}=(1+\beta_1)I_{B1}=(1+\beta_1)(1+\beta_2)I_{B2}$，即

$$I_{B1}\approx\beta_1\beta_2 I_{B2} \qquad (2\text{-}40)$$

由（2-40）式可见，复合管的电流放大系数，近似为两管电流放大系数的乘积。这样，比较放大电路输出小电流，就能控制调整管的大电流。

若$\beta_1=30$、$\beta_2=50$，则$\beta_1\beta_2=30\times 50=1500$。这时，由比较放大级供给复合调整管的基极电流$I_{B2}$只需$\frac{I_{E1}}{\beta_1\beta_2}\approx$

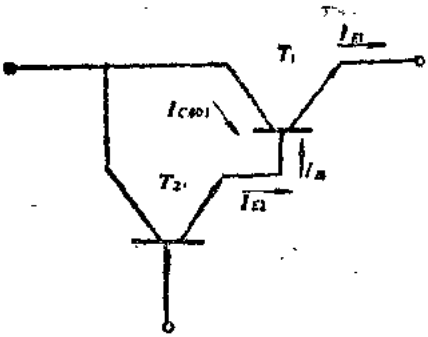


图 2-34 复合管

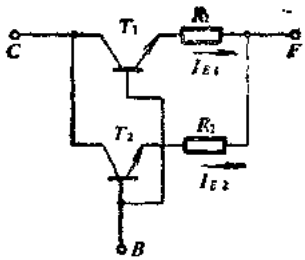


图 2-35 并联调整管

0.67mA。

若两只管子组成的复合管还不能满足要求，可用三只或四只管子组成复合管。

在复合管中，T_1常选用大功率管。为了充分利用管子，应加散热片，散热片尺寸可查半导体手册。

（二）并联调整管

若负载电流大，一只调整管不能负担，也可用两管或多管并联使用，如图2-35所示。这时，输出电流$I_B=I_{B1}+I_{B2}$，为了保证各管平均负担输出电流，它们的参数应尽量一致，且各管射极串一小电阻（射极电流负反馈电阻R_1、R_2）以起平衡作用。该电阻取值原则是，电源满载时，其上的压降为0.1～1V。

二、具有辅助电源的稳压电路

图2-36为具有辅助电源的稳压电路。它与图2-33电路的区别在于，放大管负载电阻不接在输入端，而是接到一个由硅稳压管组成的稳压电路的输出端。此稳压电路由D_{Z2}、R构成，其电源是由另一组辅助电源U_{i1}供给。显而易见，放

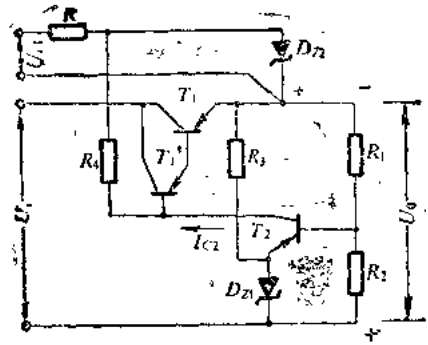


图 2-36 具有辅助电源的稳压电路

大管集电极的供给电压不再是U_i，而是经过稳压的U_o+U_{Z2}。因此，R_4可适当加大，而且输入电压的波动就不会直接影响调整管基极，使稳压性能得以改善。一般D_{Z2}用稳定电压为6～7 V的稳压管。

采用辅助电源的优点还在于，它可以降低调整管的功耗，提高电源效率，因为提高比较放大级电压放大倍数是减小稳压源电压稳定度S_U和负载稳定度S_I的重要措施。若把R_4接至输入端，为保证R_4取值较大，而I_{C2}不能太小，则需提高输入电压U_i，这将导致调整管功耗增加、稳压电源效率降低。因此，具有辅助电源的稳压电路应用比较广泛。对要求输出电流大的稳压电源尤为适用。

三、具有恒流负载的稳压电路

图2-33电路中，要使S_U和S_I小，要求R_{C2}大、r_{BE2}小，这是有矛盾的。因为R_{C2}增大后，若放大管T_2集电极电压一定，则发射极电流I_{E2}必然减小。而$r_{BE}=r_B+(1+\beta)\times\frac{26(\text{mV})}{I_E(\text{mA})}$，当$I_{E2}$减小时，$r_{BE2}$也增大，使$S_U$、$S_I$难于减

小。为了解决这一矛盾，可采用具有恒流负载的稳压电路，如图2-37。

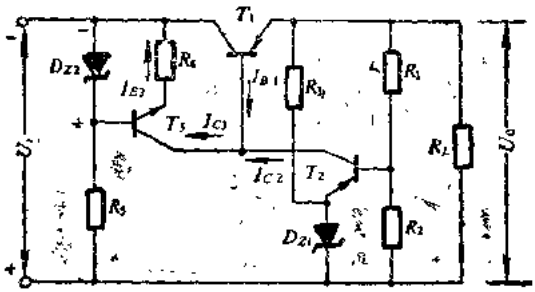


图 2-37 具有恒流负载的稳压电路

图中，R_5和稳压管D_{Z2}对T_3管提供一稳定偏压，即U_{B3}不受输入电压U_i变化的影响。当T_3工作在放大区时，$I_{C3}\approx I_{E3}=\frac{U_{DZ2}-U_{BE3}}{R_4}$，$I_{C3}\approx\frac{U_{DZ2}}{R_4}\approx I_{C2}$。由此可见，$I_{C3}$也不受$U_i$变化的影响。即$T_3$、$D_{Z2}$、$R_4$、$R_5$构成一恒流源。选择$I_{E3}$的值，可使$I_{C2}=1\sim2$mA，以此保证$r_{BE2}$较小。这时，$T_3$基极电流恒定，且工作在线性区，$I_{C3}$基本上不随$U_{CE3}$变化而变化。即集电极等效负载电阻很大，$T_3$管放大作用得以充分发挥。所以，$S_U$、$S_I$均减小。又由于$I_{C3}$恒定，故输入电压的变化将不能通过$T_3$加到调整管基极，这也有利于输出电压的稳定。例如，输入电压U_i增加，将引起下列变化：

$$U_i\uparrow\rightarrow U_o\uparrow\rightarrow|U_{BE2}|\uparrow\rightarrow I_{C2}\uparrow\xrightarrow{\text{由于}I_{C3}\text{恒定}}$$
$$I_{B1}\downarrow\downarrow\rightarrow U_{CE1}\uparrow\uparrow\rightarrow U_o\downarrow\downarrow$$

可见，调整作用大大加强，稳压性能更好了。它还有电

路简单、设计调试方便的优点，因而应用广泛。

由于三极管的输入特性具有负的温度系数，所以稳压管D_{Z2}也常选用负温度系数的管子（用稳定电压小于5～6 V的管子），以补偿温度影响。

对于耗尽型场效应管，当$U_{GS}=0$，$U_{DS}>U_P$时，漏极电流$I_D=I_{DSS}$。从其漏极输出特性曲线可知，在恒流区（也称为饱和区），U_{DS}变化时，漏极电流基本不变。曲线趋向水平，可以看成是“恒流源”。因此，近几年来晶体管串联型稳压电源中常利用场效应管做比较放大器的负载，如图2-38所示。

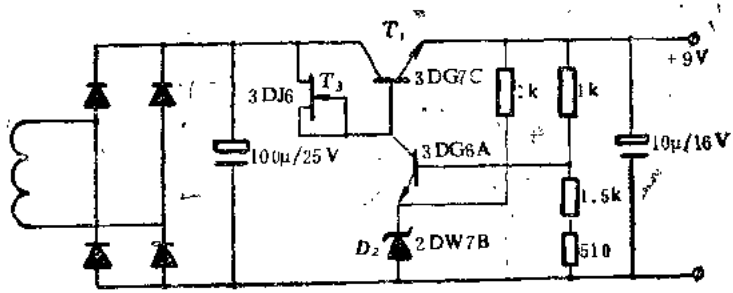


图 2-38 场效应管作恒流源的稳压电路

四、具有温度补偿的稳压电路

为了消除温度对稳压电源的影响，需考虑温度补偿。补偿的关键在于输出电压和基准电压相比较部分。由式(2-31)可知，$U_0=\frac{R_1+R_2}{R_2}(U_Z+U_{BE2})$，故要使$U_0$稳定，$R_1$、$R_2$、$U_Z$、$U_{BE2}$必须都稳定。通常，可以分别采取下列办法来加以保证。

（1）选取温度系数小的取样电阻R_1、R_2，如金属膜

电阻或锰铜丝线绕电阻等。

（2）补偿参考电压随温度的变化，可用与硅稳压管温度系数相反的正向硅二极管进行补偿，或选用带有温度补偿的稳压管，如2DW7等。

（3）利用差分电路进行补偿。将图2-33中的D_Z用T_3、D_{Z1}、R_B代替，并将T_3集电极负载电阻接到辅助电源上。则典型的带有放大电路的串联型稳压电路演变为图2-39所示的具有差分比较放大电路的稳压电路。

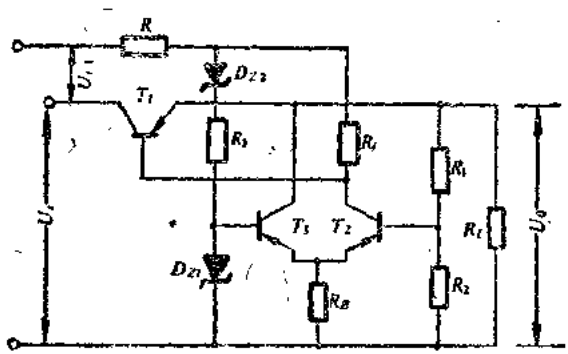


图 2-39 具有差分比较放大电路的稳压电路

若T_2、T_3参数一致，在R_B足够大时，差分对管T_2、T_3零点漂移可忽略不计。因此，输出电压U_o不随温度变化。为了保证T_2、T_3参数的一致性，应保持两管工作温度一致。稳压精度要求高时可放入“恒温槽”中。

五、比较放大电路的联接方法

当输出电压较低时，常采用图2-40电路。而输出电压较高时，常采用图2-41的办法。我们选取基准电压时，考虑到要求内阻小，温度系数也小，D_Z一般采用稳定电压为6～

7 V的稳压管。当输出电压较高时，从图 2-40 可以看出，U_{CE2}将过大，甚至超过其集电极耗散功率的允许值，为此常采用图2-41的接法。但若将T_2集电极输出的控制信号直接加于调整管基极，整个电路将成为正反馈电路，输出电压无法稳定，因此，一般用图2-42电路。

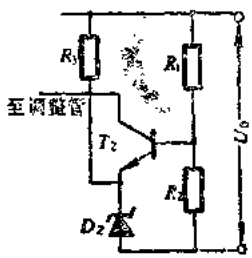


图 2-40 低输出电压的比较放大器接法

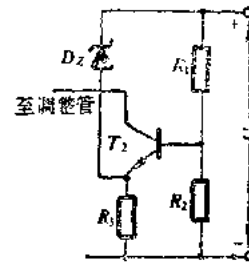


图 2-41 高输出电压时比较放大器接法

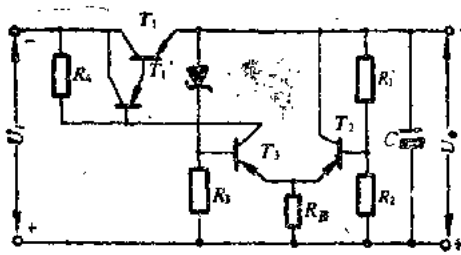


图 2-42 高输出电压稳压电路

六、集电极输出稳压器

集电极输出稳压器和发射极输出稳压器的区别在于它们输出的相位相反。集电极输出有其独特的优点，即集电极直接接地，可以避免稳压器制作工艺上的麻烦，而且由于调整管和负载构成一集电极输出的放大器，有一定的电压放大倍

数、稳定度较高。这样，可以省去辅助电源或恒流负载等。图2-43是集电极输出稳压电路的一个例子。

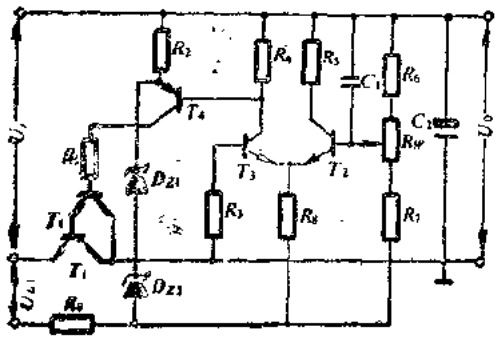


图 2-43 集电极输出的稳压电路

图中，T_1、T_1'组成复合调整管。T_2、T_3为差分比较放大级。T_4为倒相放大器。其工作原理与前述电路类似。这里不再赘述。

因为共发射极电路输出阻抗高，所以此种电源等效内阻较大，而且调整管的电压放大倍数随电源负载的变化而变化，因此，S_U、S_I也是随负载变化的。由此可见，集电极输出稳压电路，只有当负载阻抗不变时，才能显示其优点。

七、可调式稳压电源

由前述可知，在串联型晶体管稳压电源中，通过改变取样电路分压比，可对输出电压作小幅度的调节。如图2-44所示，在取样电路中串入可调电位器即可调节输出电压。在实际工作中，常常要求输出电压能大幅度地调节，有时要求输出电压接近零。

若将图2-44中D_Z位置改变，如图 2-45 所示。输出电压可调至接近零。但输出电压很小时，调整管管压降增大，电

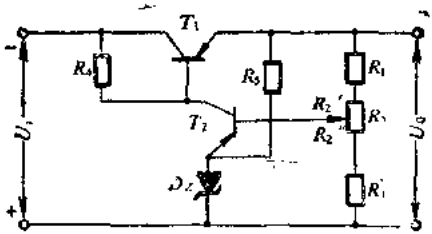


图 2-44 一般可调式稳压电路

源效率降低。一般可采取改变输入电压 U_i 的办法。通常的作法是，将电源变压器次级多做几个抽头。当输出电压很小时，电源变压器次级电压亦取较小值。U_i 即可减小，调整管压降亦减小。

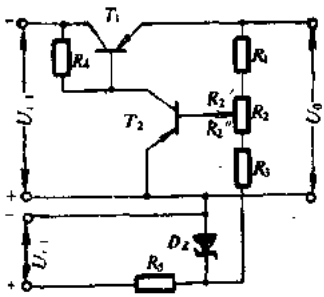


图 2-45 输出电压可大范围调节的稳压电源

八、调整管过载与短路的保护

上述串联稳压器中调整管与负载串联，若使用不慎，发生输出端短路或负载电流过大时，调整管将因过流损坏。如接电容性负载，电源接通时造成稳压器瞬间输出电流过大，也有可能烧坏串联调整管。因此，对串联稳压电路，必须采用适当的电路，保护串联调整元件。下面介绍三种方法。

（一）二极管（或稳压管）电流限制型保护电路

如图2-46所示，由R_0和二极管D_1组成电流限制型保护电

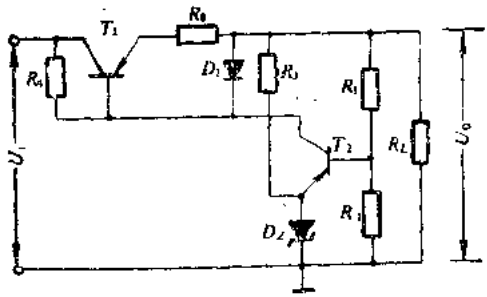


图 2-46 二极管电流限制型保护电路

路。正常工作时，流过R_0的电流是$I_{B1}\approx I_0$，二极管两端承受的电压$U_D\approx U_{BE1}+R_0I_0$。设计电路时，选定$R_0$的值，以保证当$U_D$很小时，二极管不导通；当负载电流达到额定值时，$R_0I_0\uparrow$，$U_0$值增大，使二极管$D_1$导通。由于二极管导通电压是一定的，当$I_D$继续增加时，电阻$R_0$上的端电压$I_0R_0$就限制了$U_{BE1}$的增长，从而限制了发射极电流，可达到保护调整管的目的。

当负载电流正常后，I_0减小，R_0I_0亦减小，电路自动恢复正常工作。这种电路简单有效，但在调整管上仍消耗较大功率。

（二）三极管减流型保护电路

如图2-47所示，T_3为保护管，并和R、R_5、R_6共同组成保护电路。正常工作时，b点电位高于a点电位。故T_3截止。当负载电流超过额定值或短路时，在R上产生较大压降，使a点电位高于b点电位，T_3导通，致使T_1的基极和发射极间电压减小，T_1截止，I_{B1}下降，达到保护调整管的目的。

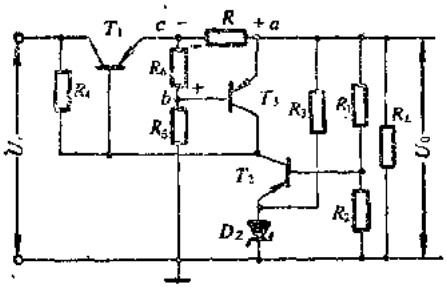


图 2-47 三极管减流型保护电路

这种电路效果好、损耗小、能自动恢复正常。缺点是输出过载或短路时，输入电压几乎全部加在调整管两端，因此要选择耐压较高的管子做调整管。一般应用于输出电压较低的稳压电源中。

（三）切断式保护电路

如图2-48所示，图中虚线框内为保护电路。在正常工作时，接通电源，T_4导通，T_3截止。T_4先导通，是由于合闸瞬间，负电压U_{Z2}通过电容C_1加至电阻R_{12}两端，再通过二极管D_1加到T_4的基极，使T_4饱和导通；而T_3截止，其集电极电位为$-(U_0+U_{Z2})$（注意：这里电位参考点是电源输出“+”端），加至二极管D_2正极，故二极管D_2截止。D_2被称为隔离二极管，能将保护电路和稳压电路隔开。当输出过载或短路时，R_5上的电压降突然增加，这个正电压通过R_{11}加至T_4基极和发射极之间，使T_4由导通变截止，即双稳电路翻转，T_3导通。其集电极电位升高，二极管D_2导通，T_1的基极电位高于发射极电位，T_1截止，稳压电源停止工作。

当故障消除后，上述电路不能自行恢复。为使稳压电源

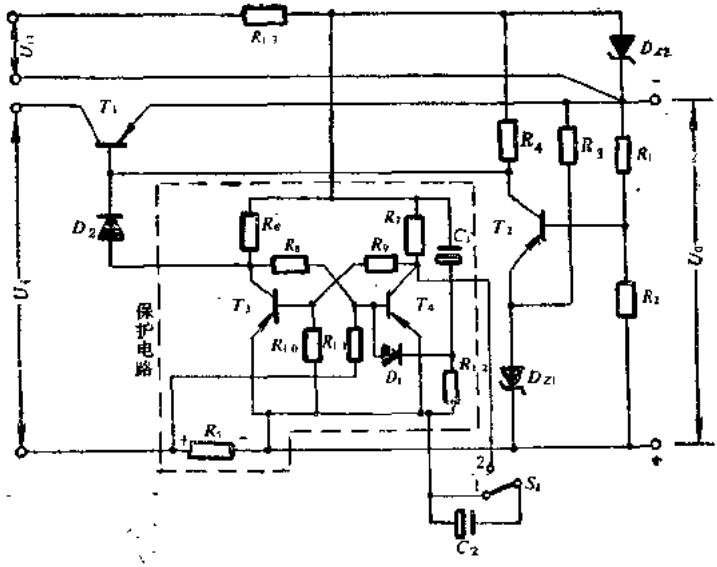


图 2-48 切断式保护电路

恢复工作，可加一复位按钮S，S在“1”的位置时，电容C_2两端电压为零。当保护动作，待故障消除后，将S接至“2”，电容C_2接至T_4的集电极和发射极之间，此瞬间$U_{CE4}=0$，故$U_{BE3}=0$，T_3截止，T_4导通，电源恢复正常工作。

第三节 WYJ-30型晶体管稳压器

WYJ-30型晶体管稳压电源是一种高精度、高稳定度、低内阻、连续调节的全晶体管化的直流稳压电源。

它适用于各种直流仪器、仪表、自动控制设备，以及电子计算机电源。

本机除可以单机正、负输出及外取样输出外，还可以多机串联、并联输出，以扩大其适用范围。

一、技术性能

WYJ-30型晶体管稳压器的工作条件为：环境温度－10～＋40℃，相对湿度不大于80%，大气压力为99992±4000Pa。

电源：210～230V，50Hz

输出电压：0～30V

输出电流：0～3 A

直流内阻：小于3 mΩ

电网特性：在额定负载情况下，电网电压自220V变化±10V时，输出电压波动不大于±3 mV。

纹波电压：不大于1 mV（有效值）

时间稳定度：满载连续工作10min，电压漂移不大于1 mV；连续工作时间较长，电压漂移逐渐减小。

过载、短路保护动作时间：小于20ms（预热10min）。本机可以连续工作8 h。

重量：16kg

二、简要工作原理

图2-49、图2-50（见书末插页）分别为WYJ-30型稳压器的方框图和电路图。按各部分电路的作用和性质可将其分成五个部分，即调整电路、差分放大电路（也称为误差信号放大器）、基准源和取样电路、保护电路及电源电路。

交流输入电源是220V、50Hz市电，经过降压变压器供给主回路整流器，提供稳压回路输入电压。主回路整流器是

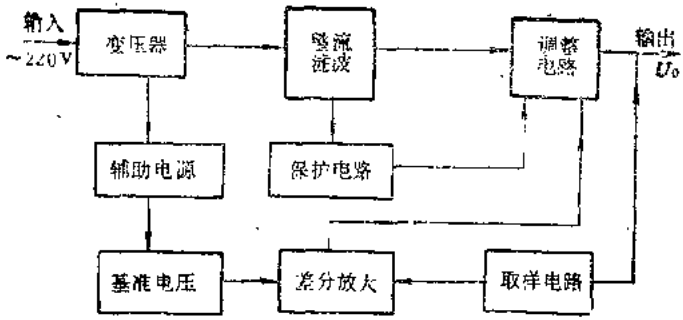


图 2-49 WYJ-30型稳压器方框图

通过波段开关转接到变压器次级各个相应的抽头。主回路变压器电压共分十个档，以适应稳压器输出电压宽范围调节的需要。

整流器采用桥式整流（整流管用2CZ5A/100V），大电容滤波（两只2000μ/50V电解电容并联使用），因此输出交流成份较小。

调整电路由四只低频大功率管(3AD30C）和一只3AD6及一只3AX4组成。四只3AD30C并联使用。它们分别装在两块有效散热表面为400×600×3mm的铝散热器上。在最恶劣的条件下，管壳温度低于60℃。3AD30C与3AD6组成复合管与3AX4构成的射极跟随器连接，这一方面能提高调整电路的电流增益，另一方面可使调整管低输入阻抗与差分放大器的高输出阻抗相匹配。

当稳压器输出稍有变化时，差分放大器将其变化量进行放大，并输出至调节器，使调整管管压降发生变化，以保持输出电压恒定。

差分放大器由一对PNP型的3AX25（图中的T_4、T_5）

和一对NPN型的3DG403（图中的T_6、T_7）以及R_6、R_9、R_{10}、R_{11}、R_{12}、C_5、C_7、C_9等元件组成。它是两级直接耦合的互补型差分电路。

差分放大器与全机的电压稳定度、负载稳定度、温度稳定度等主要参数直接相关。因此，所用差分对管的有关参数，必须进行严格选配，从而达到对于ΔI_{CO}、$\Delta\beta$、ΔU_{BE}所引起的放大器漂移可忽略不计。

C_5的作用是：当输出电压突变时，突变信号不仅可通过采样电路，还可以经C_5直接馈送至T_7基极，因此，C_5可以增大调整管对突变信号的调整作用。即C_5能提高电源稳定度。

C_7、C_9是防止差分放大器自激的电容。其容量大小由调试中确定。

R_{13}、R_{14}、R_{W1}、R_{W2}、R_{17}构成取样电路。为适应输出电压宽范围分档调节的需要，取样电路中R_{17}是由9只镍铜丝绕制的372Ω的电阻组成。它通过波段开关的一组接点接入电路。R_{W1}、R_{W2}是装在面板上的粗调和细调电位器，各档上输出电压的大小由其调节。

6.2V的基准电压是由D_{Z6}、R_5构成的稳压电路提供的。为了提高稳定度，D_{Z6}采用有温度补偿的稳压二极管2DW7C。其温度系数可小于5×10^{-5}/℃。它的电源是由稳压管D_{Z5}输出提供的。

辅助电源由三组全波整流、一组稳流电路和三组硅稳压管并联稳压电路组成。为了改善输出电压的稳定度，将T_4集电极负载电阻R_6和调整电路中T_3的集电极接至④。即由稳压管D_{Z8}、R_1组成的－7.5V辅助电源的输出端。

R_{19}、D_{Z7}组成的－7.5V辅助电源和D_{Z5}、D_{Z4}、T_8等

元件组成的+15V辅助电源是差分放大器的工作电源。+15V这一组辅助电源也是基准电压的电源。应指出，在+15V辅助电源中，是用稳流电路来代替一般硅稳压管并联稳压电路中的限流电阻，如图2-51所示。因为稳流器等效动态电阻很大，所以这种稳压电路的稳定度得以提高。

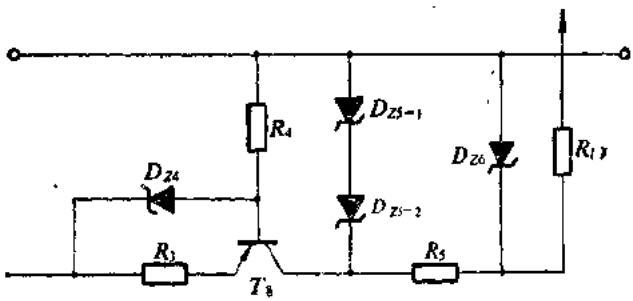


图 2-51 +15V辅助电源

D_{Z12}、G_2和9只24Ω的电阻组成的R_{18}和波段开关的一组转换接点构成泄放电路。其中，G_2兼作输出电压指示灯，D_{Z12}与其并联，以防止过电压烧断指示灯泡的灯丝。当输出电压换档时，R_{18}阻值也相应改变，使泄放电流在各档均保持合适的值。

保护电路是双稳态触发电路，由T_9、T_{10}等元件构成，如图2-52所示。在机器正常工作时，T_{10}截止，A点电压为−35V。T_{10}之集电极为保护电路输出端，通过二极管D_{10}与调整电路输入端相联。在正常工作状态时，保护电路对调节器不发生影响。R_{30}是检测电阻，R_{30}两端电压通过R_{27}和D_{13}加到T_9基极与发射极之间。当电源工作正常时，U_{R30}较小，不能触发双稳态电路。当负载短路或过载时，U_{R30}增大，双

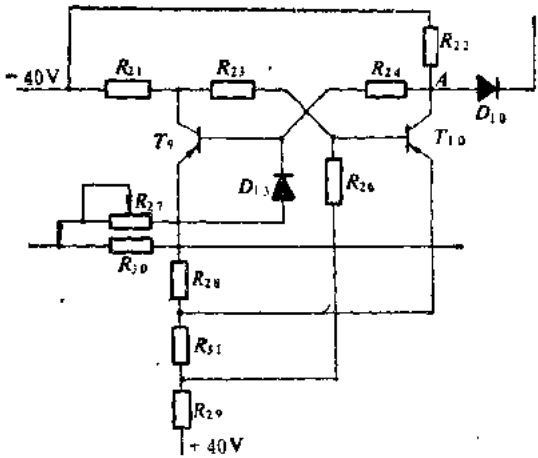


图 2-52 保护电路

稳态电路翻转成T_9截止、T_{10}导通。这时，T_{10}集电极与输出"+"之间产生+1～+2 V电压，使调整管T_1、T_2、T_3基极与发射极之间产生反偏压，因此，调整管被保护而不致击穿。

当本机串联应用时，把取样部分独立化，以减小由于接线电阻而影响电压稳定度和负载稳定度。为达到此目的，增设了取样选择开关S_6（装设在面板上）。在S_6上装有二极管D_{11}，其作用是，当外取样电压过低时，本机自动转换为内取样；同时，防止开关悬浮时，引起输出电压升高而烧坏负载。

在串联应用时，为了防止由于意外原因使其中一台电源切断，而负载电流I_L继续流通烧坏调整电路，在每台机器上装有串联保护二极管D_9，其作用过程如图2-53所示。

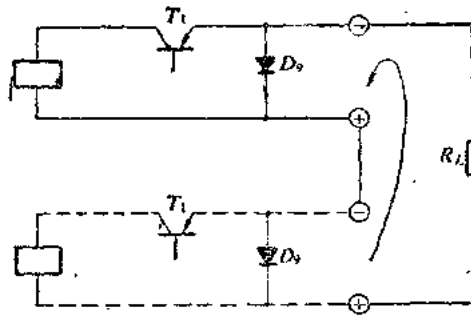


图 2-53　保护二极管D_9作用示意图

为了使用方便和线路本身的要求，所有转换接点都由KCT11W6D型波段开关作同轴转换。

表2-1列出一台WYJ-30型稳压器的各有关电压的实测数据。本表列出的是被测元件的端电压。例如：U_{DZ_6}是D_{Z_6}正负极间的电压，U_{CE_6}是T_6集电极与发射极间的电压，U_{R_6}是R_6两端的电压。变压器相应抽头电压是仪器空载时测的。表中无特别注明时，电压单位用V，电流单位用mA。

三、WYJ-30型直流稳压器使用方法

（1）仪器接入的交流电源电压范围为198～242V，电源周波为50±2Hz。

（2）所接负载电流不应超过3A。若超过，则可用两台本型稳压器并联供给（具体接法后述）。

（3）开启电源开关后，电源指示氖灯应亮；然后，按启动开关，启动指示灯应亮，输出电压表有电压指示（3V档指示灯可能不亮）。

（4）当负载电源瞬时超过3A或负载短路时，则机内保护动作，输出电压降至零。待负载恢复正常后，可重新按

启动开关，仪器即恢复正常工作。

（5）若负载为容性负载，且负载电容大于2000μF时，启动可能会困难些，此时可在启动电容C_s两端并联一只10μF/50V电容器，以利正常启动。

（6）若单用一台稳压器时，其后部接线柱1、2应通过短路片连接好，3、4端子要断开。本机输出是浮地的，故可将输出正端或负端接地，以求得正电压或负电压输出。

（7）本仪器可以采用外采样，使其稳压特性不致因负载远离本机而变坏。外采样时，应做下列工作：

1）连接方法如图2-54，并将机后接线柱1、2短接。

2）负载端应并联一只20μF/300V的电解电容。

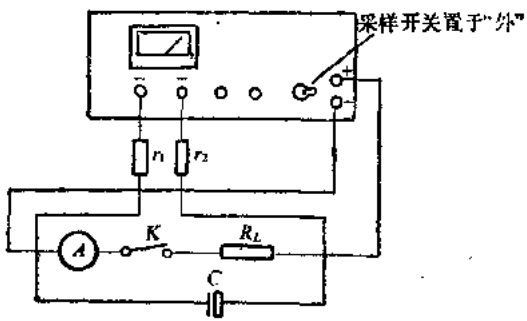


图 2-54 外采样连接图

3）输出"+"、"—"端子到负载R_L的引线r_1、r_2上的压降U_{r_1}、U_{r_2}不大于0.6V。

（8）为了得到较高的输出电压或输出较大的电流，可以把两台以上WYJ-30型稳压器串联或并联使用。这两种连接方法如下：

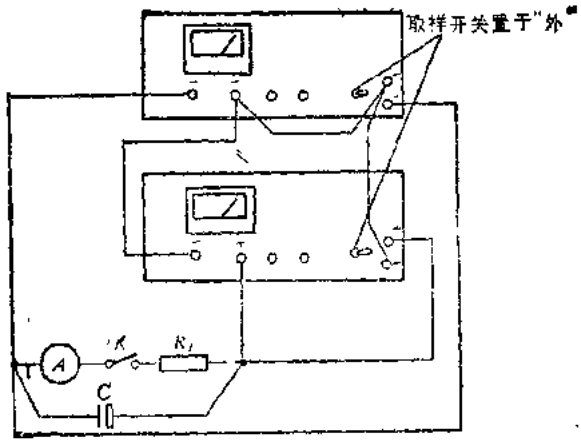
1）串联连接法。当负载所需电压超过30V时，可采用

表 2-1　　电源电压为 220V时WYJ-30型

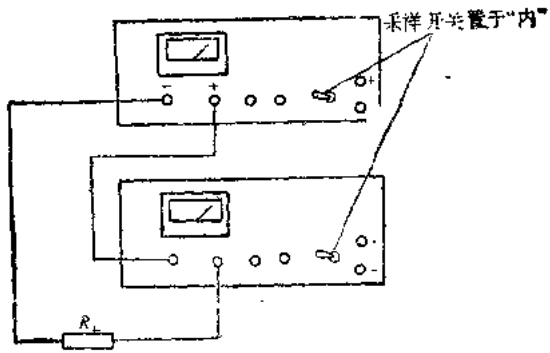
稳压器输出电压档	实际输出电压（V）	抽头电压对应变压器（V）	主电源整流电压 U_{C_1} 空载 直流（V）	空载 纹波（mV）	满载 直流（V）	满载 纹波（V）	调整管压降（V） 空载	调整管压降（V） 满载	$U_{R_{14}\sim_{13}}$（V） 空载	$U_{R_{14}\sim_{13}}$（V） 满载
1～3	0.05～4.8	10.3	12.7		9.6		12.5	4		
3～6	3～7.7	12.8	15.5		12.5		13	3.8		
6～9	6～10.5	15.8	19.2		16.2		12.7	4.3		
9～12	9～13.5	18.3	22.7		19.8		14.3	5		
12～15	12～16.5	20.2	25.2		22.5		12.3	4.6		
15～18	15～20	22.8	28.6	72～90	26	1.2～1.25	12.7	4.7	0.12	0.3～0.34
18～21	18～22.5	24.2	30.8		28		11.6	4.2		
21～23	21～25.5	27.1	34.3		31.7		12.6	4.5		
23～27	24～28.3	30.2	39		36		13.8	6.1		
27～30	26.9～31.5	32.2	42		38.5		13.8	5.7		

稳压器各有关电压的实测数据

U_{R6} (V)		U_{CE5} U_{CE7}	U_{R10}	U_{R12}	I_{R13}	T_{G10}与输出端子"a"、"b"之间的电压 U_{C10} (V)		U_{D6}	U_{D5}	U_{D7}	U_{D8}
空载	满载	(V)	(V)	(V)	(mA)	正常	保护动作	(V)	(V)	(V)	(V)
7.4	6.8	7.7	9.2	7.5	7.5	37.7	1	8.2	15.5	8.15	6.2



(a)



(b)

图 2-55 串联使用连接图

(a)串联外采样使用连接图；(b)串联内采样使用连接图

多机串联输出。此时，由于串联输出引线加长，故要用外采样，其接线如图2-55(a)所示，仪器后部端子"1"、"2"接线柱应短接。若负载对稳压精度要求不高，那么也可采用

内采样，但须将采样开关打到“内”一侧，如图2-55(b)所示。

2）并联连接法：当负载电流超过3 A时，可采用多机并联输出。此时，以一台稳压器作为主机，其它的作为随机，不论是主机或随机它们的“电压选择”开关位置应相同。图2-56(a)是两台WYJ-30型稳压器并联使用连接法，此时，主机应使用外采样，取样开关置于“外”，随机则应置于“内”。主机后部“1”、“2”端子应短接，并与随机“1”端子相接，随机本身“1”、“2”端子断开。图2-56(b)是一台主机与两台随机关联，此时，主机后部“1”、“2”和“3”、“4”两组端子分别短接；两台随机后部“1”、“2”端子和“3”、“4”端子都断开，它们的“1”端子都与主机“1”、“2”端子相联接；主机取样开关置“外”，随机取样开关置“内”。注意：三台“电压选择”开关都选择所需要电压的同一档上，并且在开机前调好。如果在运用中要变换电压，则应都关机调整电压档后，再开机。

四、WYJ-30直流稳压器修理

（一）故障检查方法

1）首先要分清故障是由外部负载引起（如负载短路等）的，还是稳压器本身故障引起的。此时，关机后断开负载再开机，若稳压器正常，则无须修理，只要查明负载故障，排除后即可使用。

2）由上面检查确定是稳压器故障，如果是严重的故障，如开机后即烧断保险，这一般是电源输入、电源变压器、整流滤波回路故障。此时不要通电，可用万用表检查上述回路有无短路或元件损坏。

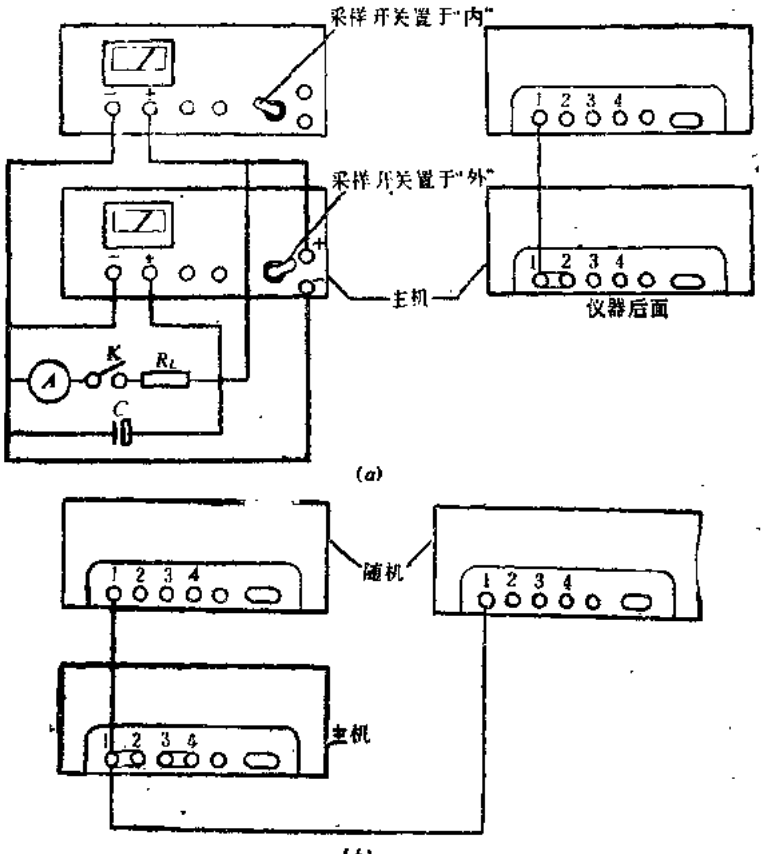


图 2-56 并联使用连接图

(a)两台稳压器并联使用连接图；(b)三台稳压器并联使用连接图

3）由于本稳压器是属于闭环调节，因此每一环节或者是某一级出了故障，那末都会使输出发生异常。所以，检查时可逐级测量各点电压，用所测电压与正常情况下的电压进

行比较，分析故障原因，找出故障点并进行排除。本稳压器空载30V档和负载2A、30V正常情况下各点对输出“+”端子的电压见表2-2。

表 2-2　WYJ-30稳压器空载和额定负载时各点电压

对应电压（V） 测量点 / 稳压器工况	T_1 E极	T_1 C极	T_1 B极	T_2 B极	T_3 C极	T_3 B极	T_4 B极	$T_{4\cdot7}$ E极
空载30V档	-30	-42.2	-30.4	-30.7	-38.1	-31	+6	+6.4
负载 2A、30V档	-30	-40	-30.4	-30.7	-37.8	-31	+5.9	-6.3

对应电压（V） 测量点 / 稳压器工况	T_5 B极	T_6 B极	$T_{6\cdot7}$ E极	T_7 B极	D_6 负极	T_8 C极	T_8 E极	T_9 B极
空载30V档	+6	0	-0.64	0	+5.9	+15.4	+20	+19.7
负载 2A、30V档	+6	0	-0.63	0	+5.9	+16.2	+20.5	+20.2

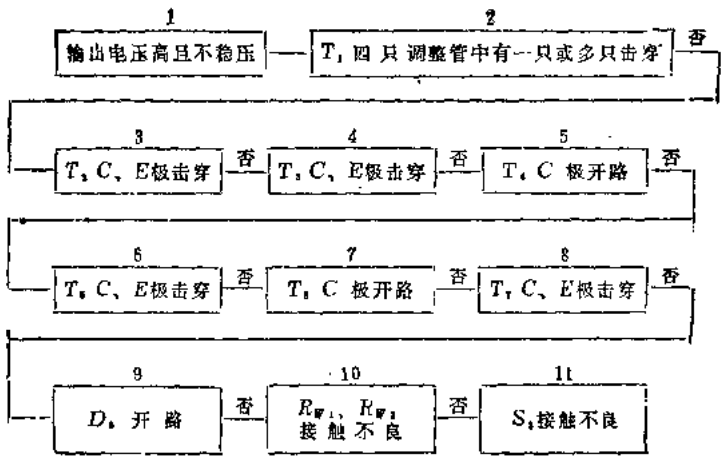
说明：上述数据用500型万用表测得。

4）为便于找出主回路故障，可以先把保护回路断开（将D_{10}二极管一头焊开即可），但此时应注意不要让输出短路。

（二）几种常见故障检查

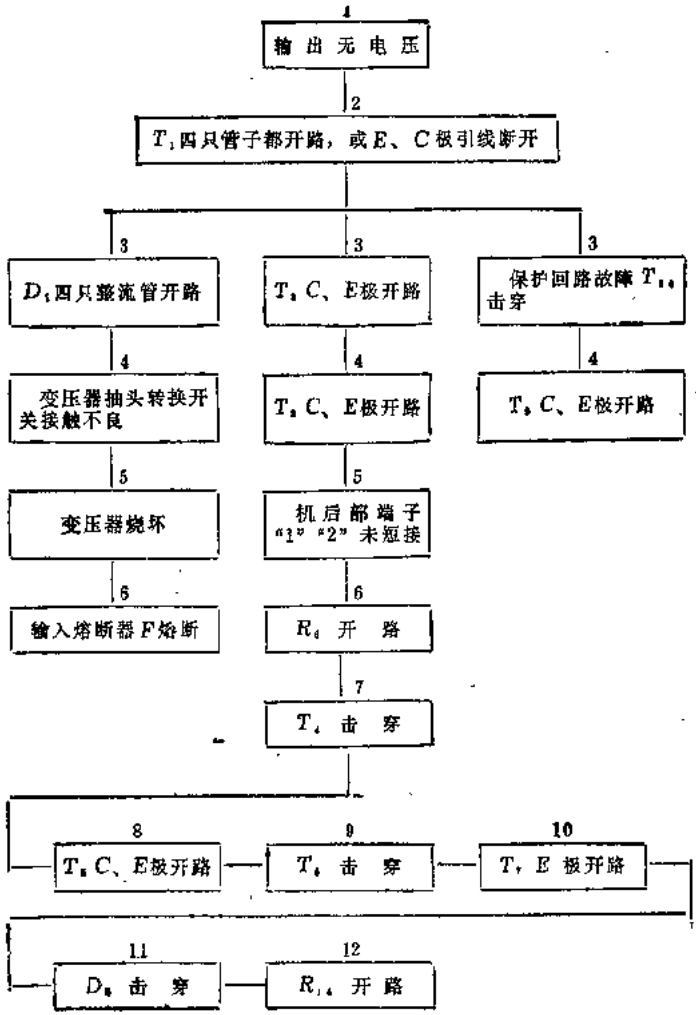
（1）输出电压高而不稳压。这有两种情况：一种是在“电压选择”某几档上输出电压高而不稳压，其它几档上是正常的。其原因是“电压选择”开关某几档接点接触不良，或对应取样分压电阻有故障。另一种是“电压选择”开关置于

任何一档，输出电压都高而不稳压，这种故障可按下列序号检查。



根据上述顺序检查出故障部位，并排除其故障。在检查怀疑晶体管是否击穿时，可以用一比该管E极电位略高的电位，去瞬间点触一下该管B极（所取电位是对PNP管而言的；若是NPN管则相反）。此时，输出电压表（最好外接50V档的万用表）指针有摆动。有的管子用上法探试时，摆动幅度大，有的仅少许摆动一下（如下管），但是只要有此种现象，都可认为该管没有击穿。

（2）输出无电压。此时，应先按前述的方法检查，是由负载短路引起的还是由本机故障造成的。如果是本机故障，则可按下列序号进行检查。


1
输出无电压
2
T_1四只管子都开路，或E、C极引线断开
3
D_1四只整流管开路
3
T_3 C、E极开路
3
保护回路故障T_{14}击穿
4
变压器抽头转换开关接触不良
4
T_3 C、E极开路
4
T_3 C、E极开路
5
变压器烧坏
5
机后部端子"1""2"未短接
6
输入熔断器F熔断
6
R_4 开 路
7
T_4 击 穿
8
T_8 C、E极开路
9
T_6 击 穿
10
T_7 E 极开路
11
D_8 击 穿
12
R_{14} 开 路

（3）纹波电压高，输出电压低。这可从下列几个方面检查。

1）滤波电容和反馈电容失效或开路，使纹波电压升高，C_1、C_5、C_6、C_7断开或失效，这都会使纹波电压升高，并影响稳压精度。

2）整流桥中有一臂二极管损坏，使纹波电压升高，输出电压也降低。

3）放大回路某一级管子不良或放大倍数降低，造成输出电压降低、稳压性能差。

4）T_7C极开路，使输出电压降低。

5）负载超过额定负载，使稳压性能降低、输出电压中纹波电压高，甚至输出电压降低而不稳压。

6）T_1四只调整管中有一只或几只开路，只有个别管子正常工作，在额定负载或负载稍大一点时，输出电压就降低，稳压性能变差。

五、直流稳压器指标检验

（一）直流稳压器技术指标

根据原四机部部颁标准，48V以下直流稳压电源技术指标见表2-3。

表2-3是把直流稳压器分为三个级别，每一个级别根据纹波电压值要求不同又分了组。表2-3只列出了四个主要的技术指标（电压稳定度、负载稳定度、纹波电压、温度系数）。另外，还有时间漂移D、输出阻抗Z_o、暂态恢复时间t_f、过冲幅度A、效率η等技术指标，这些都是作为产品出厂前作抽样检查的技术要求，使用部门可不作检验。

（二）主要技术指标的检验

1.检验条件

表 2-3　　对低压直流稳压电源基本参数的要求

级别 / 要求 / 基本参数	I		II			III		
	1 组	2 组	1 组	2 组	3 组	1 组	2 组	3 组
电压稳定度 S_U	$\leqslant 10^{-4}$		$\leqslant 10^{-3}$			$\leqslant 10^{-2}$		
负载稳定度 S_I	$\leqslant 5\times 10^{-4}$		$\leqslant 5\times 10^{-3}$			$\leqslant 10^{-1}$		
纹波电压 $U_{r(p-p)}$	≤0.5mV	≤1mV	≤1mV	≤5mV	≤10mV	10mV	≤50mV	≤100mV
温度系数 α	$\leqslant 5\times 10^{-5}$/°C		$\leqslant 5\times 10^{-4}$/°C					

（1）环境条件。在无特殊说明时，均在下列环境条件下进行检验：

温度　+15～+35℃；

相对湿度　45%～80%；

气压　86659～106658Pa。

（2）预热时间。在无特殊要求时为30min。

（3）对检验用的交流电源要求：

稳定度　≤1%；

波形失真　≤5%；

频率变化　50±1Hz。

2.直流稳压器主要技术指标检验

（1）电压稳定度S_U的检验。

①检验时接线框图如图2-57所示。

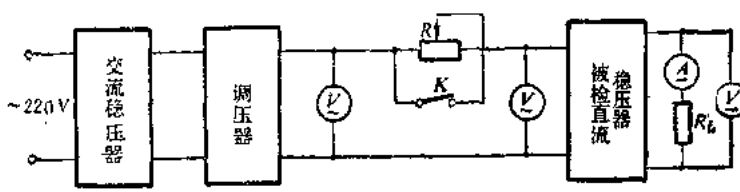


图 2-57　检验电压稳定度接线框图

②检验步骤。在输入电压为标称值，输出电压和负载电流均为额定值时，测出输出电压U_0。

在负载电流为额定值时，将输入电压相对于标称电压值分别阶跃±10%，即交流输入电压分别为198V和242V，在输出电压达到稳态后，10s内测出输出电压U_{01}。

阶跃电压调整。按图2-57接线，将开关K打开，调节调

压器，使其输出端为242V（被测稳压器电源开关合上，输出接额定负载或空载），同时调节R，使R上压降为22V，则稳压器输入电压为220V。调好后，将开关K合上，稳压器就接入阶跃+10%的输入电压（即242V）。同样，将开关K打开，调节调压器使其输出为220V，并调整R使它的压降为22V，再将开关K合上。此时被检稳压器输入电压为220V，待它输出稳定后，将开关K打开，使稳压器输入198V，即阶跃—10%电源电压。

该检验项目空载和额定负载时都要检验。

用上述各种工况下测得的U_{01}，按公式（2-37）求出S_U，取其中最大的值，即为本稳压器的电压稳定度S_U。

（2）负载稳定度S_I的检验。

①检验时接线框图如图2-58所示。

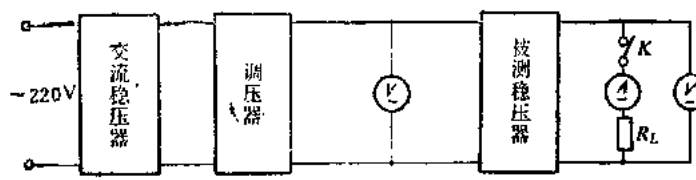


图 2-58　负载稳定度检验接线框图

②检验步骤。把输入电压相对于稳压器输入标称电压值升高10%。在输出电压和负载电流均为额定值时，测得输出电压U_0。把负载电流在其额定值和零之间阶跃变化，分别在输出电压达到稳态后，10s内测出输出电压U_{01}。

把输入电压相对于标称值降低10%，重复上述测量。

用上述测得数据，分别按公式（2-38）计算S_I，取其中最大的值，即为负载稳定度。

（3）纹波电压测量。

①测量纹波电压框图如图2-59所示。

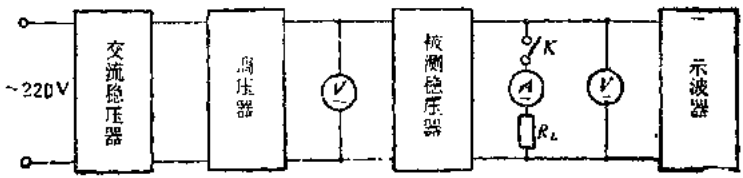


图 2-59 纹波电压测量方框图

②测量步骤。在输入电压为稳压器的标称值、输出电压为额定值时，分别使负载电流为额定值和零，用示波器观测这两种情况下输出电压叠加的交流分量，取其峰-峰值。

在输入电压相对于标称值变化±10%时，分别重覆上述测量。在所有测得的数值中，取其最大的值，即为本稳压器的纹波电压。

如果纹波电压中不包含有尖峰电压时，则可用一般示波器。若纹波电压中含有尖峰电压时，则所用示波器带宽应≥50MHz。

（4）温度系数α的测量。

①测量温度系数用方框图如图2-60所示。

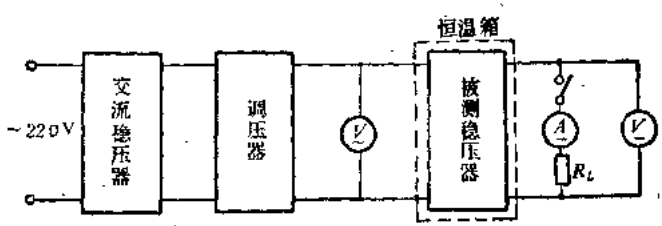


图 2-60 温度系数测量方框图

②测量步骤。用调压器调整稳压器的输入电压为标称值，输出电压、负载电流均为额定值。将恒温箱温度由室温变化到最高使用温度，每变化10℃，停一下，等热平衡后，测出输出电压。在恒温箱温度由室温变化到最低使用温度时，重复上述测量，记下测得的电压值。

用测得的数据，按公式（2-39）求出α值，取其中最大的值，即为该稳压器的温度系数。

说明：热平衡是指在恒温箱的温度变化后，直流稳压器的输出电压在10min内的变化小于总变化的5%时，则认为已达到热平衡。如图2-61所示。

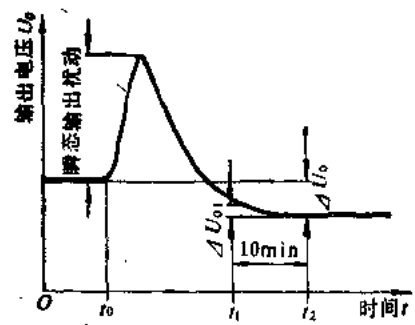


图 2-61 热平衡解释图

当热平衡时，$\Delta U_{o1} \leqslant 5\% \Delta U_{o1}$；$t_2 = t_1 + 10\text{min}$；$t_1$为$\Delta U_{o1} \leqslant 5\% \Delta U_o$时的时间。

第四节 JWL-30型直流稳流器

一、晶体管直流稳流器

当输入电压、负载阻抗和温度发生变化时，输出电流保

持不变的电源称为稳流源。理想稳流源的输出特性如图2-62所示。可以看出，当负载电阻变化时，尽管输出电压U_o有所改变，但是，它的输出电流保持不变。也就是说理想稳流电源有无穷大的输出阻抗。

晶体管稳流电路的形式很多，用恒流二极管或场效应恒流三极管，可组成恒流电路。第二章第二节中也简略地介绍了一种晶体管稳流电路的形式，如图2-63所示。

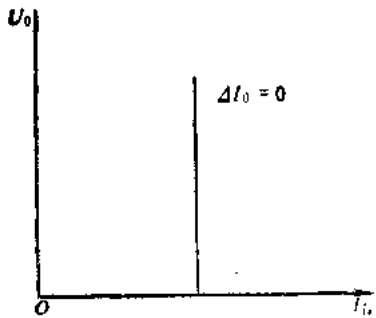


图 2-62 理想稳流电源输出特性

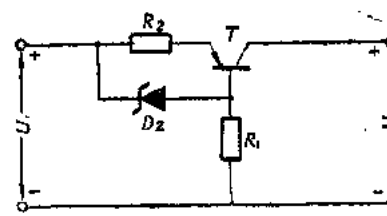


图 2-63 稳流电路的一种形式

图2-64中画出了最常用的反馈式串联调整型稳流电路原理图，负载电流流经基准电阻R_s，将基准电阻上的压降与基准电压进行比较，其差值经放大后控制串联调整元件。工作原理和反馈式串联型稳压电路完全相同，但细节部分有下述差别：

稳压电路中输出电压不随负载电流的变化而变化，因此取样电路可直接从输出电压中取出变化信号。而稳流源输出电压是随负载电阻的变化而变化的。故需通过标准分流电阻R_s才能将输出电流的变化信号取出来。

如图2-64所示，标准分流电阻R_s上的压降取决于负载

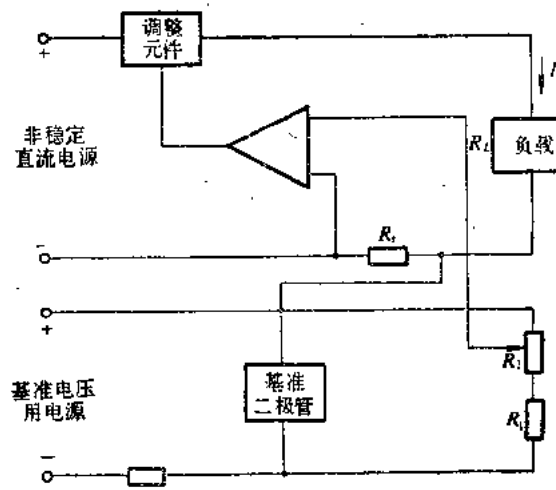


图 2-64 串联调整型稳流电路原理图

电流。若增大R_s，则效率降低。故标准分流电阻上的压降不能过大，基准电压也得降低。由于缺乏温度特性好的低压基准管，故须采用温度特性好的分压器，或使分压器保持恒温。

和稳压电路相比，稳流电路分压比n较小（这里的$n=\frac{R_s}{R_s+R_L}$）。因此，为了得到足够的稳定度，必须采用高增益放大器。在JWL-30中用三级差分放大器。

实际稳流电路中，欲改变输出电流，常用改变基准电压的办法实现。基准电压一般用硅稳压管稳定电路与分压器组成（参见图2-64）。

标准分流电阻的稳定性是影响电源整机性能的重要因

素，因此通常采用高稳定性的线绕电阻或带状电阻。负载电流大时，功耗也大，因此需要适当冷却，以免温升过高。

为了得到10^{-4}～10^{-6}的稳定度，常将基准电阻全部浸入油槽中。

二、JWL-30型晶体管直流稳流器

JWL-30型直流稳流器适用于电子实验室，以及电表生产单位、计量部门等，作为校验和计量时的可调直流恒流电源。

此稳流电源是反馈式串联调整型稳流电路应用的实例，由取样、放大、调整及分段调节等部分组成。它将电网电压转换成具有较高稳定度和脉动很小的直流电流，仪器输出电流为10mA～30A，由二只电位器和标准电阻R_p及分档开关自由进行调节，仪器设有电流过载保护装置。

（一）主要技术性能

输出电流：连续均匀地自0.01～30A。

输出电压：仪器最大输出电压为8V（内设3V和8V两档，根据负载大小可以切换）。

新产品最大输出电压为6.5V（内设2.5V和6.5V两档，根据负载大小可以自动切换）。

输出电流稳定度：0.0001/min(仪器输入电压自205V变化至240V）。

交流脉动电压：不大于7mV（p-p）。

本仪器在温度－10～＋35℃内可正常使用（校正温度为20±5℃）。如在最大额定功率输出时，连续使用一小时以上，需打开后门用冷风冷却。

（二）工作原理

图2-65为方框图。其整流部分将工频电源转换成一低直

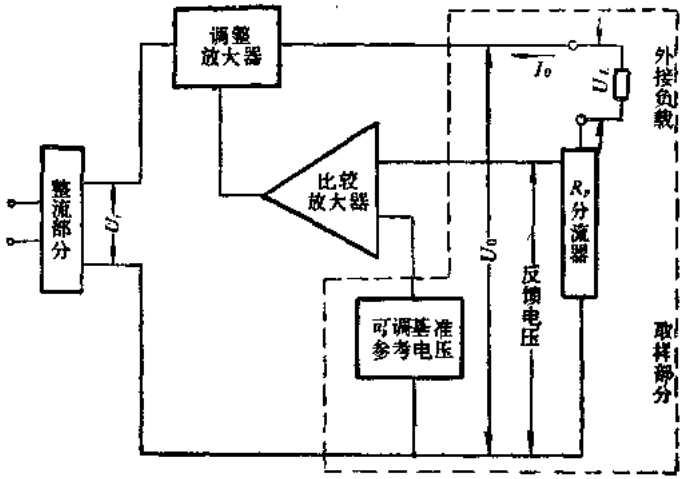


图 2-65 JWL-30晶体管直流稳流器原理方框图

流脉动电压，作为输出电流的电源，反馈电路由负载电阻和标准分流电阻R_p组成。可变基准参考电压最大为1V，因此，各档最大输出电流在R_p上的反馈电压也只能达到1V。输出电流的变动则通过标准分流电阻转换成反馈电压的变动。比较放大器将反馈电压与标准电压的差值进行放大，其输出用于控制调整放大器，以改变输出电压值，最终使R_p上压降与参考电压一致，即输出电流保持恒定。

为获得各档最大输出电流，只需选择R_p数值，以使$I_{Lmax}R_p=1V$（I_{Lmax}为负载电流的最大值）。而在各档取样电阻选定后，调节输出电流仅需改变标准参考电压即可。

由于主电流回路输出电压值很低（最大8V），不能作为比较放大器的工作电压，因此，比较放大部分的工作电源取自二组辅助电源，这也提高了整机工作的稳定性。

图2-66是JWL-30稳流器的电原理图(见书末插页)。下面简要地介绍一下该电路的工作原理。

由于电源电压升高或负载电阻的减小使输出电流I_0增大时，以主回路中正输出端（即图2-66中A点）为参考点，T_{10}基极电位U_{B10}将变得比原来更负(因为$U_{B10}=-I_0R_p$)，T_{10}管集电极电流I_{C10}将减小，I_{C9}将增加。结果U_{C10}升高，U_{C9}降低。电位的变化送入第二级差分放大器，引起I_{C7}减小，I_{C8}增加。由于T_7、T_8用锗管，其集电极接负电源，故U_{C7}（T_7管集电极电位）也降低，而U_{C8}（T_8管集电极电位）则升高，它们分别进入第三级分差放大器，控制T_5管和T_6管。而I_{C5}（T_5管集电极电流）增加，I_{C6}（T_6管集电极电流）减小，U_{C5}升高。

U_{C5}升高，引起T_1、T_2、T_3、T_4管组成的复合调整管基极电流相继减小，使输出电流减小，直至恢复到原稳定值。

当输出电流因故减少时，调整过程与此相反，最终仍恢复到原稳定值。

保护电路采用一个过流继电器。当输出电流超过额定输出电流的10%时，即起作用，切断总电源。

1982年以后的新产品，保护电路改为由射极耦合双稳态触发器、射极输出器和继电器共同组成，如图2-67所示。当输出电流（电压）超过最大额定值（30A、6.5V）时，射极耦合触发器立即翻转，使继电器动作，总电源被切断。此电路在负载开路时也将动作。

新产品中还增设了自动换档电路，能根据负载大小自动将输出电压换接为2.5V或6.5V档上。电路主要部分是一组射极耦合双稳态触发器、射极输出器和继电器。同时，为了

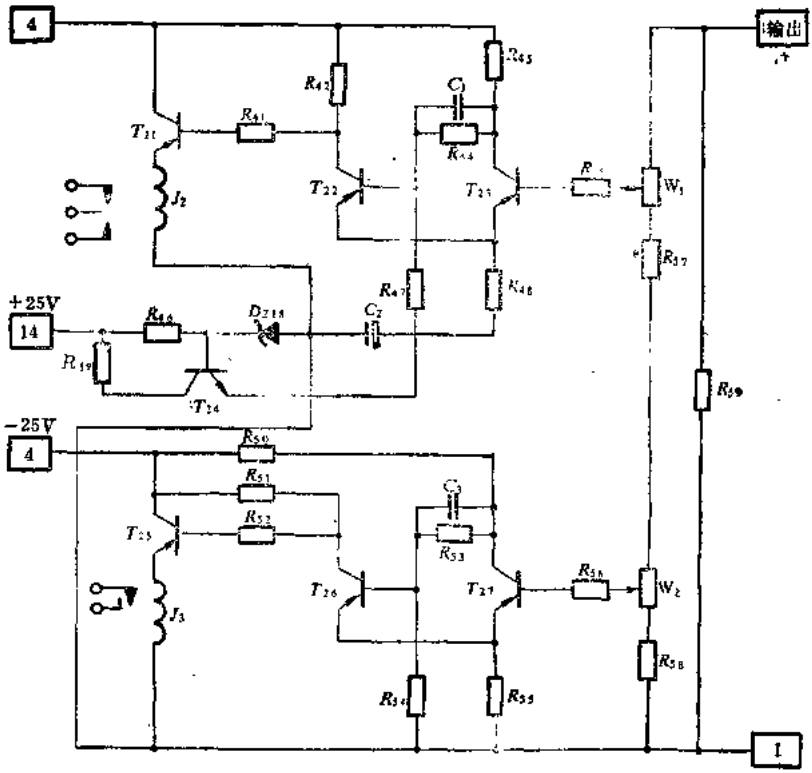


图 2-67 JWL-30保护电路和自动换档电路

设置适当的工作点，增加了由T_{24}、D_{Z18}、R_{46}、R_{49}构成的稳压电路，如图2-67所示。上述电路与差分放大器共用±25V电源。

（三）电路分析

I.两组辅助稳压电源

（1）技术性能：

输出电压　±25V。

稳定度0.01%/min；0.02%15min以上。

交流成份　小于2mV。

输出电流　小于100mA（在本机中实际输出电流约为20mA）。

（2）主要直流工作点：

D_{Z_9}、$D_{Z_{15}}$稳定电压　7-8V。

$D_{Z_{10}}$、$D_{Z_{16}}$稳定电压　6V。

T_{15}、T_{19}两管的管压降U_{CE}　13V。

T_{16}、T_{20}两管的管压降U_{CE}　13V。

T_{18}、T_{17}两管的基极一发射极压降U_{BE}　0.3～0.4V。

T_{14}、T_{18}两管的管压降U_{CE}　6V。

T_{14}、T_{18}两管基极一发射极的压降U_{BE}　0.3～0.4V。

18k电阻上压降　19V。

24k电阻上压降　7～8V。

2.调整部分

（1）主要直流参数（电源电压220V时测得）：

U_I（8V档）

空载　18V；　　满载（30A）　13V。

（3V档）

空载　12V；　　满载（30A）　7.5V。

（2）R_p电阻数值：

50mA档　20Ω；　　100mA档　10Ω；

1A档　1Ω；　　5A档　0.2Ω；

10A档　0.1Ω；　　20A档　0.05Ω；

30A档　0.033Ω。

（3）调整管的选择和工作点设置方法与稳压源相类

似。应该指出的是，调整管基极电位不仅与输出电流有关，而且也随负载电阻的变化而变化。由图2-66可见，当负载电流不为零时，复合调整管基极电位应为负值（仍以A点为电位参考点），且 $|U_B| = |U_{BE4}| + |U_{BE3}| + |U_{BE2}| + |U_{BE1}| + |U_{R0}| + |U_{RL}| + |U_{Rp}|$（其中，$U_{RL}$、$U_{R0}$、$U_{Rp}$分别是负载电阻$R_L$、采样电阻$R_p$及均流电阻$R_0$上的端电压）。例如：负载电流为30A，$|U_B| \approx 0.1+0.1+0.3+1+0.5+|U_{BL}|+1V=3V+|U_{RL}|$；当负载电阻近似为零时，$U_B \approx -3V$。满功率输出时，$U_{RL}=8V$，$U_B \approx -11V$。若负载电流为零时，即调整管截止，则$U_{B4}$应为零或正值。

（4）为保证调整管有正常工作电压，输出端电压U_{RL}最大不得超过8 V。同理，当仪器后面短路板放在3 V位置时，输出端电压不得大于3 V。

为此，在各电流档时，所接负载电阻的数值约如表2-4所示。这样，也可保证送出额定之最大电流。

表 2-4　　负载电阻的最大值

短路板位置	输出电流档级						
	50mA	100mA	1 A	5 A	10 A	20 A	30 A
3 V	—	—	3 Ω	0.6Ω	0.3Ω	0.15Ω	0.1Ω
8 V	—	—	8 Ω	1.6Ω	0.8Ω	0.4Ω	0.26Ω

注：50、100mA档外接负载电阻之电流将经泄放电阻R_s所分路，故不供给数据。

3. 差分放大器部分

（1）图2-68所注电位为该仪器实测值。测试时输出端短路，输出电流为零。括号内数据表示输出电流为30A时

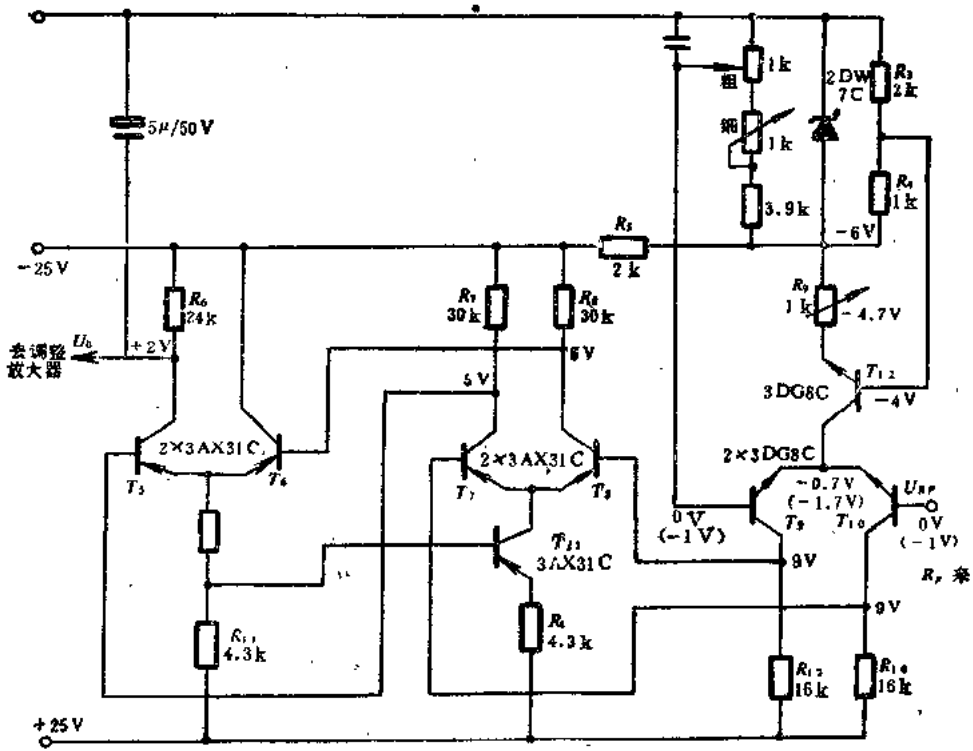

5μ/50V
-25V
+25V
去调整放大器
U_b
+2V
R_6 24k
2×3AX31C
T_3
T_4
R_{11} 4.3k
R_7 30k
R_8 30k
5V
5V
2×3AX31C
T_7
T_8
T_{11} 3AX31C
R_4 4.3k
R_5 2k
粗
1k
细
1k
3.9k
2DW 7C
R_3 2k
R_4 1k
-6V
R_9 1k
-4.7V
T_{12}
3DG8C
-4V
2×3DG8C
-0.7V (-1.7V)
T_9
T_{10}
U_{sp}
0V (-1V)
0V (-1V)
9V
9V
R_{12} 16k
R_{10} 16k
R_p 零

图 2-68 差分放大器

的值。

（2）工作情况简介。稳流器由于其稳定度高、漂移较小，故比较放大器采用了三级分差放大器。第一级是单端输入双端输出；第二级是双端输入双端输出；第三级是双端输入，单端输出电路。第一级采用硅管以减少温度漂移，三级电路均采用恒流供电。与所有差分放大器一样，每级差分放大器的放大管（特别是第一级）应分别挑选其电流放大系数β、基—射极正向压降U_{BE}一致的管子；同时，还需对β的温度系数进行选配；管子的漏电流I_{CB0}也要求极小。同样，集电极负载电阻也需对称，而且应选用同一型号金属膜产品。

由于所用元件的对称性、电路的对称性以及输入信号U_{Bp}总是趋向于粗调电位器滑动头电位的自动调整特性。所以，$I_{C9}\approx I_{C10}$；$I_{C7}\approx I_{C8}$。在第三级差分中，虽然电路不对称，但因为在晶体管电路中只要集—射极电压大于管子的饱和压降，集电极电流将主要决定于基极注入电流的数值。因此，也有$I_{C5}\approx I_{C6}$。当然，由于第三级电路的不对称，其集电极电位将不同于第一、第二級那样对称。而T_5集电极电位U_{C5}还将跟随取样电阻R_5两端电压U_{Bp}变化，以控制调整放大器送出的电流。由上面调整放大器部分的介绍可知，只要第三级差分放大器输出一个正电位或零电位，即可使稳流器输出为零。而当负载电阻为0.26Ω、输出电流为30A时，比较放大器输出的控制电位应为$U_{C5}\approx-11V$。

由此可知，I_{C5}应略大于1mA，U_{B6}应大于25V。而当$U_{B9}\approx U_{B10}\approx1V$时，由于它们的微小差别还将被三级放大器放大，而使$I_{C5}$减小，$I_{C6}$增加。$I_{C5}$减少将使$U_{C5}$变负。为使调整放大器有效地工作，$U_{C5}$应能达到$-11V$左右。

电流调节部分，利用2DW7C的稳定电压进行分压与R_p上的压降进行比较。当R_p固定后，即可调节输出电流。而改变R_p，则可以大幅度调节输出电流值。

三、JWL-30直流稳流器的使用与维修

JWL-30直流稳流器在生产过程中电路有所改进，因此有新老产品之分。新产品主要是保护较为完善，其它的基本上与老产品相同。下面以老产品为主加以介绍，若与新产品有差异之处另加说明。

（一）使用注意事项

（1）仪器从包装箱取出后，应进行外观检查，并在正常条件下放置24h；若仪器长期放于潮湿环境中，则须在40℃恒温箱中烘干4h，并再在正常条件下放置4h，才能投入使用，以提高其绝缘性能。

（2）使用前，应打开仪器后门，检查在中层放置的插头与插座是否插紧，印刷电路板是否接好，端钮是否拧紧。

（3）开机前，应检查机内接线柱的接线片。如用来供给校验内阻较小的电表电流时，接线片应与3 V相接；如负载内阻较大（各电流档下应接负载电阻值见表2-4），可将接线片与8 V相接。如接在3 V时输不出30A，而接在8 V时内阻又不够大，则可在8 V输出端串接一只约0.1～0.2Ω的功率较大的电阻（最好是锰铜电阻丝或锰铜片），这样可以防止调整管击穿。

（4）仪器开启时，不应处于开路状态，连接负载的导线尽量粗些，连接端子应拧紧。

（5）仪器带有冷风扇，应定期加油，使之运转正常；若长期使用8 V时，应打开后门，外加风扇冷却。

（二）使用方法

（1）在输出“+”和“—”接线柱上接上负载。

（2）将电流分档开关拨至所需位置。其位置共分50mA、100mA、1A、5A、10A、20A、30A七档。

（3）将面板上“粗调”、“细调”电位器逆时钟旋至零位，插上电源，按“先开后按”次序开机。

（4）将开关拨至“电源指示”，此时表计指示为输出电流值，旋动粗调电位器，即有电流输出。然后，将开关拨至“电压指示”，则表计指示为输出电压值。必须注意，在任何电流输出情况下，电压指示均不能超过8V（新产品30A、6.5V时可以自动断开）。在正常使用时，指示表开关应在“电流指示”位置。

（5）考虑应用方便起见，本仪器备有3V和8V两档输出，采用变压器抽头的办法变换电压。机内有三个接线柱。中间一个接线柱的接线片若与3V相接，则输出为3V；若与8V相接，则输出8V（新产品是2.5V和6.3V两档，抽头是自动变换的）。

（6）仪器使用完毕，应将“粗调”、“细调”电位器逆时针旋到零位后，再断开电源。

（三）稳流器的修理

直流稳流器实际上就是直流稳压器，因此，它的修理方法与直流稳压器一样。现仅将几种常见的故障现象和故障检查方法介绍一下。

（1）一开机熔丝就熔断或保护继电器“嗒嗒嗒”地跳，在无其他电源短路的情况下，可能是放大和调整系统的管子击穿而造成的。此时可做如下的检查：

1）拔去JWL-2差分印刷板，若仍有上述现象，那就是八只并联调整管（T_{1-8}）中的一只或多只击穿，以及T_2击

穿。在8V档使用时，外负载小的情况下，此种故障可能性大。

2）拔去JWL-2差分印刷板，故障即消除，那就是该板上的T_3、T_4管子的某一只管子击穿引起的。一般在3V使用时，故障常常是由差分板引起的。

3）有时JWL-1电源板电压高于25V，开机后未调整粗调电位器（此时电位器在输出电流最小位置），就有大电流输出，甚至保护继电器跳开。这是由于T_{15}、T_{18}、T_{13}击穿，或D_{Z10}(2DW7B)稳压管开路（检查时，可测其两端齐纳击穿电压为6V左右。若接近整流器输出电压，则可认为是开路了）所造成的。

上述检查结果若确系调整管击穿，则应更换。更换前后管子的性能应一致或接近一致（可用JT-1晶体管图示仪测试，测试条件：集电极电流为1A；基板电流为10mA；集电极电压为8V）。

（2）开机预热后，输出电流不稳定。引起这种故障的原因较多，这里重点提出几点，仅供参考：

1）将面板上开关板至"电压指示"，查看电表指示是否过载。此时，3V档不应超过3V，8V档则不超过8V(略超过一点问题不大，如4V或10V均不算故障）。新产品有自动切换档和过载自动跳闸装置，一般可以不考虑以上问题，但应注意自动切换和保护回路有否失常。

2）检查各接插件接触是否良好，有无假焊，虚焊点。

3）检查正、负两组25V稳压电源是否稳定，并检查其回路及稳压管是否接触不良或有严重噪声。可用DA-16毫伏表或示波器检查。

4）检查JWL-2差分板的差分对是否失去平衡，工作

点是否正常，稳压管2DW7C两端电压是否稳定。若不稳定，则可能2DW7C有问题。

5）细调电位器接触不良，可用检流计监视输出，旋动细调电位器，观察检流计有无跳动。若有跳动，则应更换或修理电位器。

6）若使用电源电压超过220V±10%的范围，则也会产生不稳现象。

（3）稳流器无电流输出：

1）电源回路断线或熔丝熔断。

2）各印刷板与插座插得不紧，接触不良，相互联系的插头插座没有插紧。

3）复合管T_1基极开路，T_2射极开路，T_3、T_4、C、E极开路。

4）粗调电位器接触不良，更换或修理电位器。

（4）虽有电流输出，但得不到应有的输出量。即在30A档，输出达不到30A；在20A档，输出达不到20A等故障现象。原因是：

表 2-5　JWL-1电源板各主要工作点直流电压

元件代号	两端相近电压（V）	元件代号	两端相近电压（V）
C_1	9	D_{Z10}、D_{Z11}	6
C_1、C_6	38	R_{15}、R_{16}	18.5
D_{Z1}、D_{Z15}	7～8	T_{13}、T_{14}、T_{17}、T_{18}	$U_{CE}=-7$
T_{15}、T_{19}	$U_{CE}=-13$	T_{16}、T_{21}	$U_{CE}=-13$

表 2-6　　JWL差分板正常工作时直流电位

元件代号	两端相近电压（V）	元件代号	两端相近电压（V）
D_{Z17}	6	T_7	$U_{CE}=-4$
R_9	1	T_8	$U_{CE}=-7$
T_{12}	$U_{CE}=4$	R_7	33
T_8、T_{14}	$U_{CE}=13$	R_{11}	10
R_{13}、R_{14}	14	R_{16}	13
R_{15}	10	T_5	$U_{CE}=-7$
T_{11}	$U_{CE}=-4$	T_6	$U_{CE}=-27$
R_8	21	R_5	30

1）负载电阻过大。

2）25V电源低于25V或无输出。

3）差分板工作不正常。

由于稳流器实际上就是稳压器，因此稳流器的检验和稳压器一样，故可参照直流稳压器检验方法进行。

第五节　直流稳压电源的发展

集成电路的出现，计算机微型化的发展，电子仪器和电子设备向小型化、智能方向发展，对供给它们的直流稳压电源也要求重量轻、体积小、精度高、效率高。于是，就出现了集成稳压电源和开关稳压电源，这两种直流稳压电源几乎成为目前供给仪器、设备的主要电源，本节将简要介绍这两种电源。

一、集成稳压电源

（一）概述

集成直流稳压电源是模拟集成电路的一个重要分支，它

较模拟集成电路晚出现。但是从70年代以来发展很快，主要原因是：

（1）集成稳压电源用途广，所有电子装置中都要用它，并随着整机集成化程度的提高，集成稳压电源也得到了迅速发展，特别是电子计算机已全部取代了分立元件。目前，国外大部分电子装置都已使用集成稳压电源，国内近几年发展也很快，也将取代分立元件。

（2）集成稳压电源组装、调试和维修方便，这给电子装置的设计、制造带来了很大的方便。在维修时，由于它不像分立元件那样分散而繁多、焊点接线多，所以，故障检查方便、故障点容易判断、故障也容易排除。另外，由于焊点少、元件少，相对地说，出现故障的可能性就少，从而提高了整机的可靠性。

（3）集成稳压电源的性能好、精度高、可靠性高。在线路设计上，由于集成电路一般不受元件数量的限制，采用较考究的线路，它的电对称性和热对称性都好，所以电气和温度特性也都好；由于采用能隙式或隐埋齐纳式基准源，比一般硅齐纳稳压管性能好、精度高、噪声少，所以它被人们优先采用。

（4）目前，集成稳压电源技术成熟、大批生产，因而成本低、价格便宜。原来一只2A、24V的集成稳压器要150元，现在只要十几元，这为广泛应用创造了条件。

（二）集成稳压器种类

目前，国际上集成稳压器厂家很多，主要是：美国的国家半导体公司、硅通用公司、仙童公司、莫托洛拉公司；日本的日电公司、东芝公司和三菱公司；我国也有10多个厂家，如上海无线电七厂、上海元件五厂、北京半导体器件五

厂、691厂、877厂等。集成稳压器产品种类已发展到数百个品种，按其性能和用途可以分为八类：

（1）三端固定输出正稳压器，即稳压器有输入端、输出端和公共端三个端子，接线使用都很方便，目前最流行的是7800系列。

（2）三端固定输出负稳压器，如7900系列。

（3）三端可调输出正稳压器。这种稳压器外接可调电位器，其输出电压在规定范围内可以调整，使用方便而灵活，如国产有CW117、CW217、CW317。

（4）三端可调输出负稳压器，如CW137、CW237、CW337。

（5）多端可调输出正稳压器。它的接线端子多，要外接取样电阻、补偿元件等，使用时比固定式麻烦，但输出电压调节范围大、通用性强，因此，应用时比较灵活。这类产品较多，如CW200、WA724、WB724、W723等。

（6）多端可调输出负稳压器，如W1511是负集成稳压器。

（7）双电源，即输出正负两组电源的集成稳压器。

（8）开关集成稳压器。

上述产品中，三端集成稳压器目前产量最大、使用广、有健全的保护电路、安全可靠，故7800和7900两个系列的三端稳压器已成为世界通用的系列。各大半导体公司都生产，产量占稳压器产量的首位，国内厂家也有生产。故这里以三端集成稳压器为主介绍它的工作原理和使用方法。

（三）三端集成稳压器

1.工作原理

三端固定电压式集成稳压器是一种串联调整式稳压器，

它与分立元件稳压器的工作原理、基本结构是完全相同的，W7800集成稳压器就是属于这一种，其结构框图如图2-69所示。

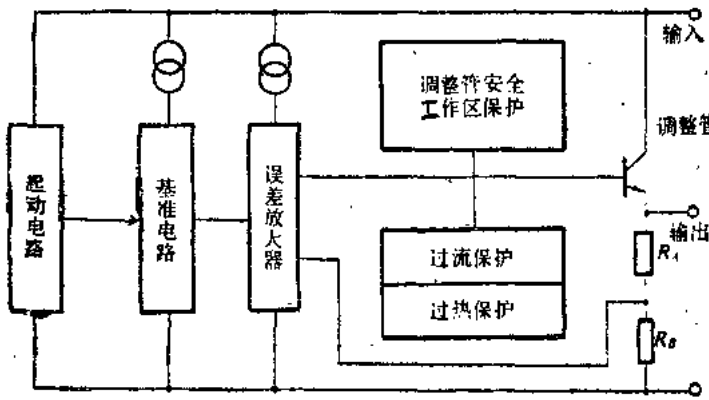


图 2-69 W7800集成稳压器框图

由图可知，当输出电压变化时，通过R_A、R_B组成的采样回路得到的变化信号，与基准源进行比较，其差值由误差放大器放大后推动调整管，使输出电压回到原来的稳定值。它除了有上述几个基本环节外，还有启动和保护回路，构成一个完整的稳压器，而它的全部元件都制作在一片2.1×2.4 mm^2的硅片上。现将各单元电路作一分析。

（1）基准电压源。基准电压是稳压器的基础，过去是用硅二极管反向齐纳击穿特性来获得基准电压源的，但它的击穿噪声大、内阻大、温度漂移大。现在集成稳压器充分利用集成电路优点，采用能带间隙方式获得基准电压源，其简单形式如图2-70。

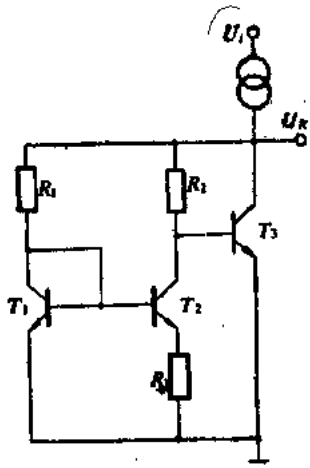


图 2-70 带隙式基准电压源

图中，T_1、T_2 两只管子尺寸完全相同（称为“电流镜”），假定它们的 h_{FE} 值很高，并忽略基极电流，则 $I_B=I_C$。这样可得到基准电压值 U_{REF} 为

$$U_{REF}=U_{BE3}+U_{R2}$$

$$U_{R2}=I_{C2}R_2$$

经推导、计算，可得

$$U_{REF}=U_{BE3}+\frac{R_2}{R_3}\frac{KT}{q}\ln\frac{R_2}{R_1} \tag{2-41}$$

式中 K——波尔兹曼常数；

q——电子电量；

T——绝对温度；

U_{BE3}——T_3管B、E结压降。

在这基准电压表达式中，第二项只与集成电路中电阻比有关，其他量都是常数，这样基准电压可以做得很准。再分析一下温度漂移，将（2-41）式对温度求导数，得

$$\frac{\partial U_{REF}}{\partial T}=\frac{\partial U_{BE}}{\partial T}+\frac{R_2}{R_3}\times\frac{K}{q}\ln\frac{R_2}{R_1} \tag{2-42}$$

式中第一项是负数、第二项是正数，这样可以选择合适的电阻比 $\frac{R_2}{R_3}$ 和 $\frac{R_2}{R_1}$，使两项之和等于零，即做成零温漂。进一步推导零温漂条件，根据晶体管原理，忽略次要项，则：

$$U_{BE}=U_{g0}(1-T/T_0)+U_{BE0}(T/T_0) \tag{2-43}$$

$$\frac{\partial U_{BE}}{\partial T}=-U_{g0}/T_0+U_{BE0}/T_0 \tag{2-44}$$

式中 U_{g0}——硅半导体材料的禁带宽度（能带间隙）电压值；

U_{BE0}——常温T_0时的U_{BE}电压值。

将（2-44）式代入（2-42）式，得

$$\frac{\partial U_{REF}}{\partial T}=-\frac{U_{g0}}{T_0}+\frac{U_{BE0}}{T_0}+\frac{R_2}{R_3}\times\frac{K}{q}\ln\frac{R_2}{R_1}=0$$

$$U_{g0}=U_{BE0}+\frac{R_2}{R_3}\times\frac{KT_0}{q}\ln\frac{R_2}{R_1} \tag{2-45}$$

这就是基准电压实现零温漂的条件。即$U_{BE0}+\frac{R_2}{R_3}\times\frac{KT_0}{q}\ln\frac{R_2}{R_1}$刚好等于硅材料能带间隙电压值时，就可以实现零温漂。而$U_{g0}=1.205V$。

W7800型三端稳压器的基准电压源电路如图2-71所示。

由图可得W7800的基准电压为

$$U_{REF}=U_{BE3}+U_{BE4}+U_{BE5}+U_{BE6}+I_{C2}R_3$$

经推导（略）得

$$U_{REF}=4U_{BE}+\frac{R_2}{R_3}\times\frac{K_T}{q}\ln\frac{R_2}{R_1} \tag{2-46}$$

由于式中包括了四个U_{BE}，所以在计算温漂时，第二项的$\frac{R_2}{R_3}$和$\frac{R_2}{R_1}$比值应适当加大到刚好做成零温漂。

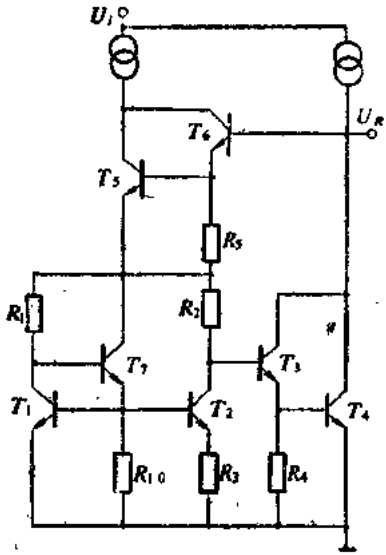


图 2-71　W7800稳压器基准电源

（2）误差放大器。优良的稳压器除了有一个高精度、低噪声、零温漂的基准外，还要有一个高增益、低漂移、高共模抑制比和高电源电压抑制比的误差放大器，以放大采样讯号与基准相比较的差值，从而精确地控制调整管。一般误差放大器采用差分放大器（如7900系列），7800系列采用了共射放大器，并采取了补偿温漂的措施，所以也能得到较高的性能指标。W7800稳压器误差放大器电原理图，如图2-72所示。

图中，T_3、T_4接成达林顿结构，T_4为主放大管。由于T_3、T_4的U_{BE}电压同时又是基准电压U_{REF}的一部分，因此放大器的温漂与基准的温漂相抵消。T_9组成恒流源作为T_4的集电极有源负载，这样可以使放大器获得较高的增益，加上共射放大器本身增益高，从而用少量的元件便得到了一个性能较高的误差放大器。

（3）调整管。W7800稳压器电原理图，如图2-73所示。图中，T_{16}、T_{17}组成复合管作为调整管。它是稳压器输出电压的核心部件。输出电压的稳定依靠调整管调节自身集射压降的变化来实现。而稳压器的全部输出电流都要流过调

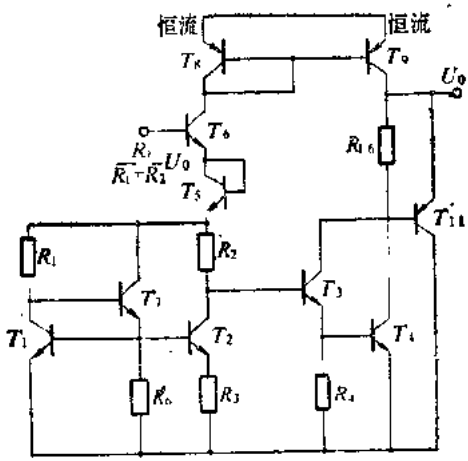


图 2-72　W7800误差放大器

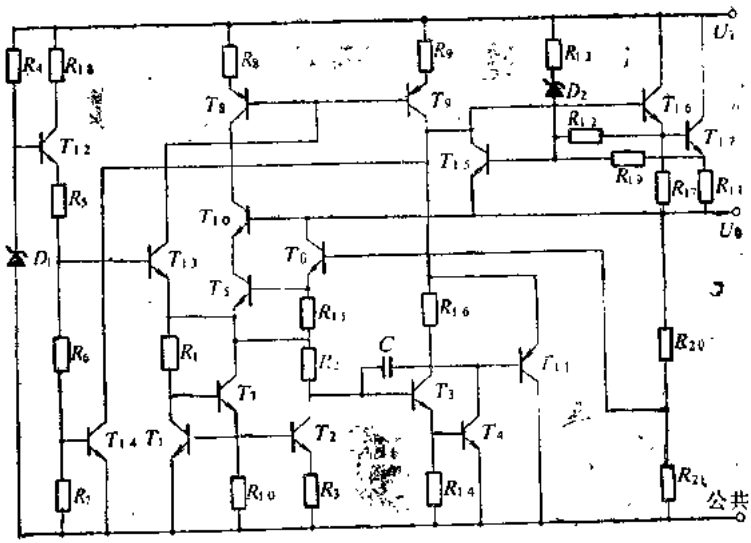


图 2-73　W7800稳压器电原理图

整管，所以，调整管的大小就决定了稳压器的输出能力。要求调整管能输出足够的电流，就一定要有足够大的电流放大系数和足够小的输出导纳。因此，一般稳压器都有两级以上的调整管接成射极跟随器。

（4）起动电路。由图2-73可知，W7800稳压器的起动电路由R_4、D_1、T_{12}、R_5、R_6、R_7和T_{13}组成。当电路接通时，输入电压使R_4、D_1支路流过电流，此时，D_1建立7V的稳定电压，使T_{12}导通，R_5、R_6、R_7支路有电流通过。这时，T_{13}基极电位约3.1V，它高于$U_{BE13}+U_{BE7}+U_{BE1}=2.1V$，$T_{13}$有电流注入，使$T_{13}$通过$R_1$、$T_7$、$T_1$建立电流。$T_{13}$集电极电流流过$T_8$，使$T_8$、$T_9$这对镜象电流源开始工作，于是基准源及放大器都进入正常工作状态。T_8电流流过T_{10}、T_5，此时，T_{13}发射极电位提高到3.1V，T_{13}便截止，起动电路与基准源、误差放大器的联系切断，完成了起动功能。

（5）保护电路。由R_{11}、R_{16}和T_{15}组成过流和短路保护电路。R_{11}串接在调整管T_{17}的发射极和输出端之间，故全部负载电流都流过R_{11}。当输出电流超过规定值时，R_{11}上的压降将超过0.6V。此电压通过R_{16}加到T_{15}基极，T_{15}导通，分流了T_{16}的基极电流，从而限制了T_{17}电流的增大，起到了保护作用。它是属于限流型的保护方式。

由R_{13}、D_2、R_{12}和T_{16}组成了调整管安全工作区保护电路。在容许的工作电流下，调整管T_{17}的集射极压差被限制在D_2管齐纳击穿电压值（约7V）以下。当它超过这个数值时，D_2、R_{13}支路将流过电流，该电流一部分流入T_{15}基极，于是T_{15}集电极就有电流，使T_{16}基极电流减小，T_{17}基极电流也减小。显然，T_{17}管集射极间压差越大，D_2、R_{13}中的电流

0317066

越大，T_{15}基极电流就越大，其集电极电流也越大，使T_{16}基极电流明显减小，T_{17}集极电流也将明显减小。这个电路使T_{17}管不会因为集射极间压差增大，其功耗增大，而是把它限制在安全工作区内，并防止了二次击穿现象的发生。

W7800稳压器还有芯片过热保护电路。该电路由R_7和T_{14}组成，它巧妙地运用齐纳管的正温漂和三极管U_{BE}的负温漂。常温时，R_7上的电压值约0.4V，T_{14}截止。T_{14}集电极接在T_{16}基极上，由于T_{14}截止，故对输出无影响。当芯片温度由于其它原因上升到临界值时（例如+125℃），D_1管电压提高，R_7上的压降也升高，而T_{14}的U_{BE}阈值由于温升而降低，R_7上的电压使T_{14}导通，分流了T_{16}基极电流，从而减少了T_{17}输出电流。由于过热主要是功耗过大，而功耗又与输出电流平方成正比，这样，输出电流减少，就使芯片温度下降，达到了过热保护的目的。

上述三种保护使W7800稳压器能够安全可靠地正常工作。

W7800是三端固定输出正稳压器，与其相对应的三端固定输出负稳压器，如W7900系列稳压器。它的电路结构原理与W7800基本相似，只是其误差放大器采用差分放大器。因为它是负输入、输出，除电路稍有不同外，原理是一样的，这里不再赘述。它的结构原理图如图2-74所示。

（四）集成稳压器的实用电路和使用注意事项

上面讲了集成稳压器的原理，目的是为了正确地使用它。因此，在使用之前必须了解它的基本技术性能和外部端子结构。国产三端集成稳压器（7800和7900系列）技术性能见附录二至三，它们和国外同系列产品通用。为便于读者使用方便，附录亦选择了部分国产多端集成稳压器技术性能和

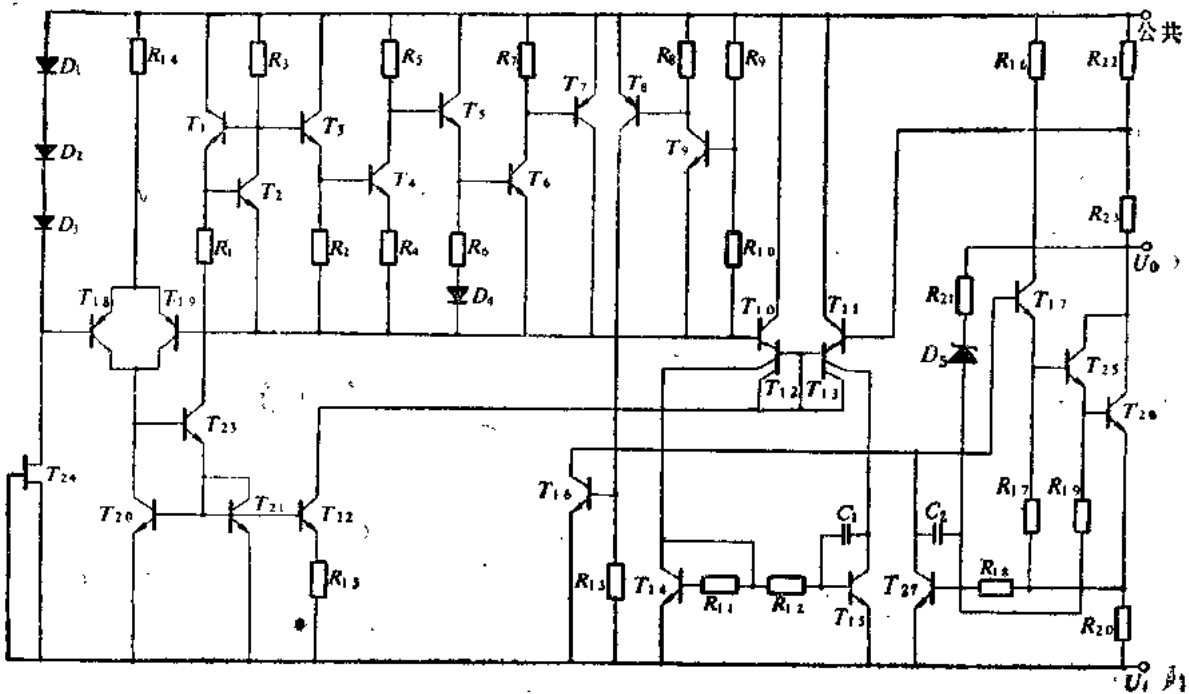


图 2-74 W7900稳压器电原理图

基本应用电路，以供参考。

各种三端固定式集成稳压器，不论其内部电路结构如何，对于外电路的应用，其方法都是一样的，它们的实用电路分别叙述于后。

1.作输出固定标准电压稳压器

三端稳压器可以用最简单的形式接入电路中使用。图2-75（a）、（b）分别是W7800和W7900系列稳压器的应用电路。

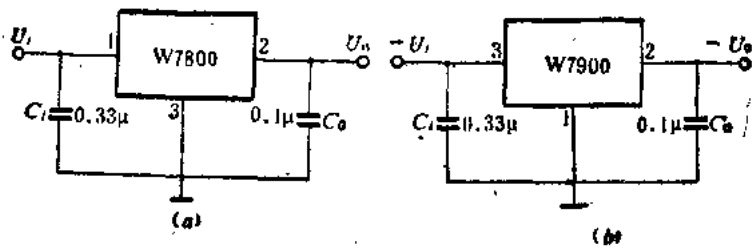


图 2-75 三端输出固定标准电压稳压器
（a）固定输出正稳压器；（b）固定输出负稳压器

从变压器输出的交流电压，经整流滤波后产生的不稳定直流电压进入三端稳压器（图中整流滤波及其前的电路未画）。由于W7800和W7900极性不一样，故W7800稳压器正电压输入端为“1”端子，输出端为“2”端子，“3”端子为公共端子（指外形为F-2型）；W7900为负电压输入，输入端子为“3”端子，输出端为“2”端子，“1”端子为公共端子（指外形为F-2型）。C_i是用来防止自激振荡的，一般取0.33μF，若回路无振荡可以不接；C_o可用来滤除高频噪声干扰波，取0.1μF。根据负载大小和要求输出的

电压，在附录中选用需要合适的型号。

2.作恒流电源

用三端稳压器可以做成恒流电源，这时稳压器工作在悬浮状态。在输出端与公共端之间接一固定电阻，形成恒定电流，此电流通过负载R_L后，再回至电源，其电路如图2-76所示。

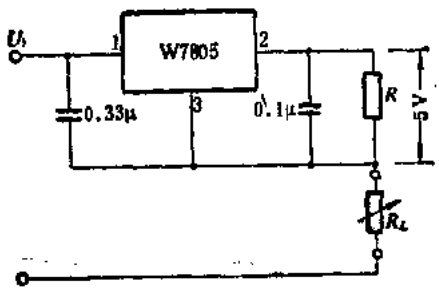


图 2-76 三端集成稳压器接成恒流源

为提高效率，最好选用输出电压低的稳压器，如W7805（输出电压为+5V）。改变电阻R的值，可以得到所需的恒流值。其输出电流为

$$I_o=\frac{U}{R}+I_Q=\frac{5}{R}+I_Q \qquad (2\text{-}47)$$

式中 U——稳压器输出标准电压，如W7805为5V；

I_Q——稳压器静态工作电流。

当R较小，输出电流较大时，可以忽略I_Q。当负载R_L变化时，稳压器可改变自身压差来维持通过负载的电流不变，其原理和分立元件稳流器原理一样。这里要注意的是，I_o不可太小，否则，I_Q的变化将影响恒流精度。

3.提高输出电压的方法

如果电路所需的电压高于现有三端稳压器的输出电压

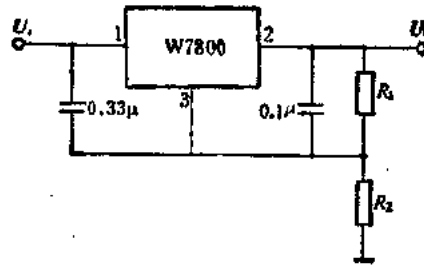


图 2-77 升高输出电压的电路

时，可以采用升压电路来实现，如图2-77所示。

电路中外接两只电阻R_1和R_2，R_1接于输出端与稳压器公共端之间，R_2接于稳压器公共端与电源公共端之间。此时，R_1上承受稳压器的标称输出电压U，而负载上得到的电压为

$$U_o=U\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+I_QR_2 \qquad (2\text{-}48)$$

式中 U——三端稳压器输出标称电压。

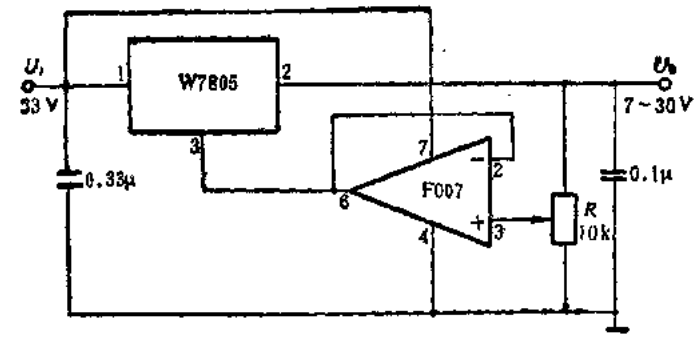
通常，R_1上流过的电流I_{R1}应大于稳压器静态工作电流I_Q的五倍，I_Q仅几个毫安。当$I_{R1}\gg I_Q$，即R_1、R_2较小时，I_QR_2可忽略不计，则

$$U_o=U\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) \qquad (2\text{-}49)$$

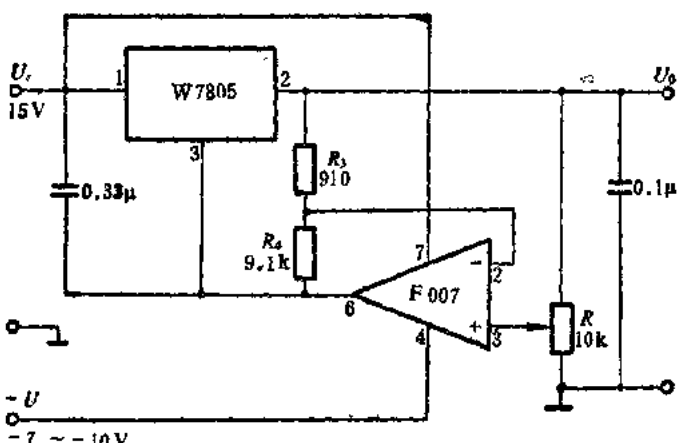
由上式可知，输出电压可由R_1、R_2的值来决定。这种电路当输入电压变化时，稳压器的I_Q也要变化。若R_2较大时，则输出电压变化大，将影响稳压精度。

4.作可调式的稳压电源

若没有可调式的集成稳压器，而需要接成可调稳压器时，则可用三端固定式稳压器来实现。图2-78(*a*)和(*b*)为分



(a)



(b)

图 2-78 用W7805接成可调式稳压电源

(a)7～30V可调电源；(b)0.5～10V可调电源

别接成7～30V和0.5～10V的可调式稳压电源。

5.扩展输出电流的方法

若需要大电流输出，又无大电流稳压器时，可用电流

扩展法来解决。此时，可按图2-79(*a*)和(*b*)接线。图2-79(*a*)为无保护（外接管）扩展电路，图2-79(*b*)是外接功率管T_1在过流时可以得到保护的接法。图(*a*)中的R和图(*b*)中的R_1可按下式计算，即

$$R=\frac{U_{BE}}{I_R-\frac{1}{\beta}I_T} \qquad (2\text{-}50)$$

式中 I_R——流入集成稳压器的电流；

I_T——流过外接功率管的电流；

U_{BE}——外接功率管B、E结的电压降。锗管为0.3V，硅管为0.7V。

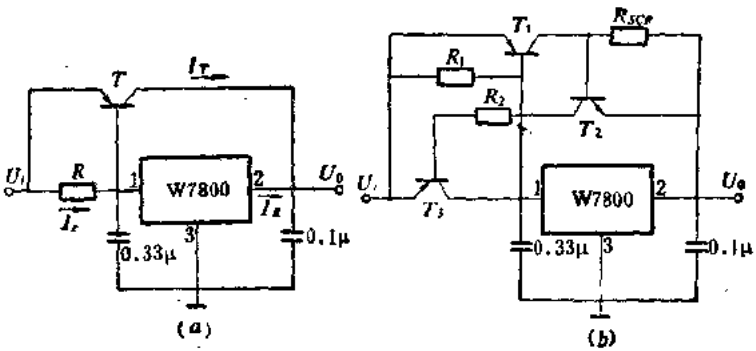


图 2-79 三端稳压器扩展电流电路

(*a*)扩展电流电路；(*b*)带保护的扩展电流电路

6.具有正负电压同时输出的稳压电源

采用一块W7800和一块W7900的三端稳压器可很方便地组成正、负同时输出对称的稳压电源。此时，只用一组整流电路，一只滤波电容，它们有一个公共端，如图2-80所示。

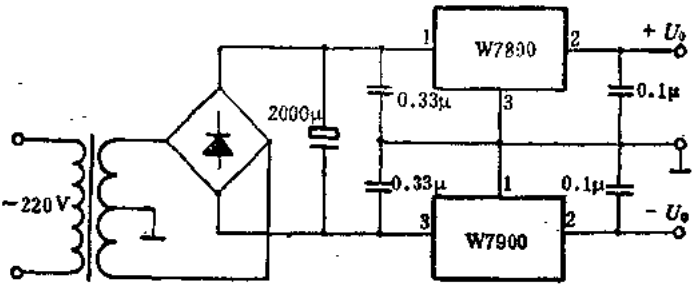


图 2-80 正负同时输出的电源

若只有一种极性的稳压器，则也可用同极性稳压器接成正负同时输出的稳压电源，如图2-81所示。

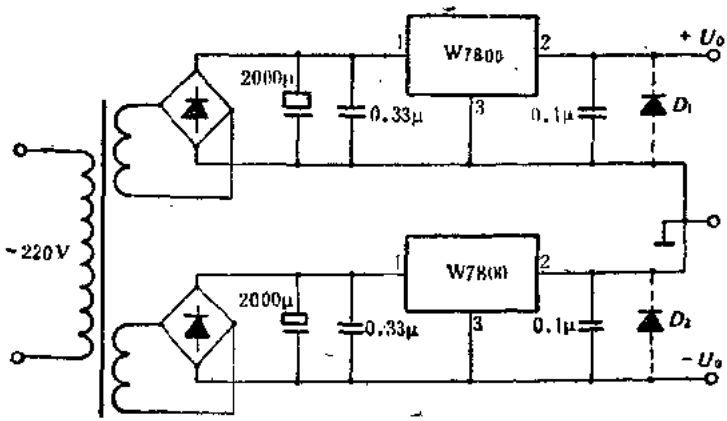


图 2-81 用两只W7800稳压器接成正负同时输出电源

这时供电部分需要两组变压器绕组和两组独立的整流滤波电路供给稳压器，并将输入部分悬浮。若负载跨接在U_+和U_-之间，则应分别在输出回路并D_1、D_2两只锗二极管，

以便稳压器启动并能正常工作。

7.跟踪稳压电源

在使用正、负电源时，有时要负电源跟踪正电源的变化，则按图2-82接线。用W7800作正电源，由F007运放作跟踪负电源。用两只阻值相同的电阻（4.7kΩ）将运放输入端电位控制在零电平。运放输出端控制负电源的调整管，以保持负输出对正输出的跟踪。运放工作电源由正、负输入电源电压供给。

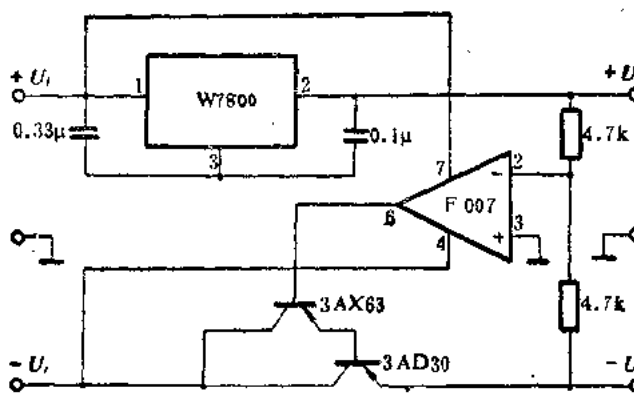


图 2-82 跟踪式正负电源

上述列举了几种集成稳压器应用电路，篇幅有限不能都举出来，仅此作为参考。

8.集成稳压应用注意事项

三端固定式集成稳压器的内部电路虽设有较健全的保护电路，但它只是在一定的范围内起保护作用。因此，在使用中还要注意下列问题。

（1）防止输入、输出接反。W7800和W7900系列三端稳压器的输入和输出两端要区分开，要防止反接。若反接电压超过7V，则稳压器会损坏。当然，更不允许正、负电源电压接反；接线时，一定要弄清楚管脚编号。

（2）防止稳压器浮地故障。W7800系列正稳压器，由于它的外壳为公共端，所以它可能装在设备底板上或外机箱上，这时应接上可靠的公共端连线。因为稳压器仅有接地端断开时，那末输出端的电位就会接近未经稳压的输入端电位，这可能会损坏接在输出电压U_o的其他电路或元件。如图2-83所示，此时，应断开电源，将稳压器地线接好后再通电，切不可带电接地线，以免损坏稳压器。

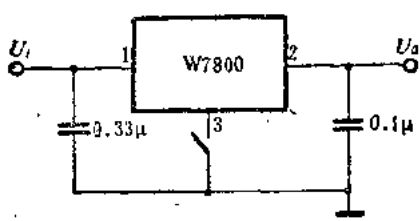


图 2-83 浮地故障

（3）预防稳压器输入短路保护。当稳压器输出端使用大电容，并且输出电压高于6V时，应该在输入端与输出端之间连接一个保护二极管，如图2-84所示。如果在输入端一旦短路，其电位将接近地电位，而输出端由于有一个大电容，其电位将接近U_o值，此时，电容通过稳压器调整管的E、B结泄放电荷，该PN结在7V下将击穿，并正向偏置了C、B结。若电容释放的能量很大，那么稳压器的调整管将损坏。当接上二极管D后，电容上电荷将分流掉，保护了稳

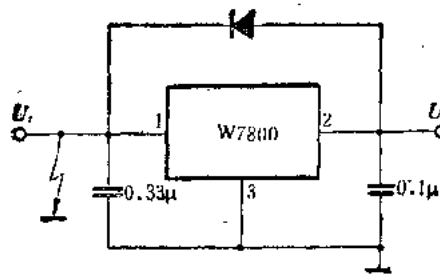


图 2-84 输入短路保护电路

压器。

（4）注意接入足够的散热器。W7800及W7900系列稳压器属于功耗较大的稳压器。如果散热不良，由于稳压器有过热保护，将使输出受到限制以致不能正常工作。所以，一定要根据稳压器的功耗及热阻计算散热器面积，加装足够的散热器。下面提供散热器的参考尺寸：

3W：$60\times60\times4mm^3$；

7W：$120\times120\times4mm^3$；

15W：$200\times200\times4mm^3$；

25W：$250\times250\times4mm^3$。

二、直流开关稳压电源

（一）概述

对于直流开关稳压电源，通常是指相对于串联调整稳压器的串联线性调整元件工作在开关状态。开关稳压器与串联调整稳压器相比，具有体积小、重量轻、效率高、可靠性高等很多优点。因此，随着大功率开关元件的进展，开关稳压电源得到越来越广泛地应用。特别是计算机电源和数字

电路设备电源，以及实验室通用稳压电源都逐步取代了串联调整稳压器。它主要应用于以下几个方面：

（1）为提高稳压器精度，加宽输出电压的调节范围，减小串联稳压器的损耗，用开关稳压器作串联稳压器的前置预稳。

（2）用开关稳压器代替串联稳压变换器的开关稳压直流变换器，从而提高了稳压变换器的总效率（74%左右）。

（3）在无工频变压器电源电路中，用开关稳压器作前置稳压器，可获得大的输入输出电压差而又不损耗太大的功率，并可减小装置体积和减轻重量。

开关稳压器最大的优点是效率高，可达90%。这主要是它的调整元件工作在开关状态，譬如我们用晶体管作为开关元件，那末它导通时虽然电流大，但是此时压降接近零，管子本身消耗功率很小；当截止时，虽然加在管子上的电压很大，但流过管子的电流只是很小的反向电流，管子本身消耗的功率更小。而直流串联稳压器的调整管就不一样，它正常工作时有很大的管压降（至少3 V以上），并通过全部负载电流，调整管本身就消耗了不少功率，因而效率就低了。

近年来，出现了集成开关稳压器，如国产的CW1524，国外的SG1524、MC3520等产品，这就简化了开关稳压器的电路，缩小了体积和重量，可靠性也相应地提高了。

开关稳压电源虽然有上述的不少优点，但它也有不足之处，如：输出中纹波电压比较大；由于工作在开关状态，干扰较大；由于使用了电感、电容等电抗元件，故瞬态响应时间比较长；不宜工作在空载或负载电流变化剧烈的场合。所以，作为计量用电源就不适合了。

（二）开关稳压电源的分类

1970年以来，开关稳压电源发展迅速、种类繁多。从工作方式上可分为隔离型、可控整流型和斩波型三大类。

（1）隔离型开关稳压电源，一般是指无工频变压器开关电源，工作原理如图2-85所示。它是由工频电网交流电压直接输入低通滤波器（用以防止开关高频讯号干扰电网和由电网高频干扰进入稳压器），经整流滤波后供给高频功率转换元件（如高压开关晶体管、可控硅等）。转换元件是受控制回路控制的，其振荡频率或脉冲宽度随控制讯号而变化，经高频变压器将功率传送到变压器二次，再整流滤波供给负载。同时，为了达到稳压的目的，将其输出电压送至检测回路与基准源进行比较，得到误差电压送控制部分再去控制功率转换元件频率或脉冲宽度，使之输出电压保持稳定。另外，还有保护回路、自用电源等，控制检测部分与功率转换元件也是隔离的。因此，输出直流电压与工频交流电压无直接电的联系，所以使用也是安全的。这种稳压电源体积小、重量轻，但使用的元件耐压要求高，这是不足之处。

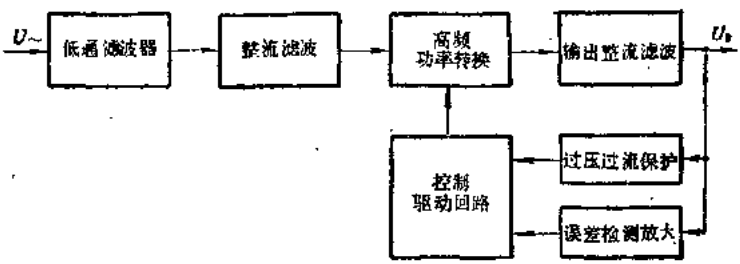


图 2-85 隔离型开关稳压电源

（2）可控整流型开关稳压电源，如图2-86所示。它将工频交流电压直接或通过变压器加至可控硅。可控硅输出

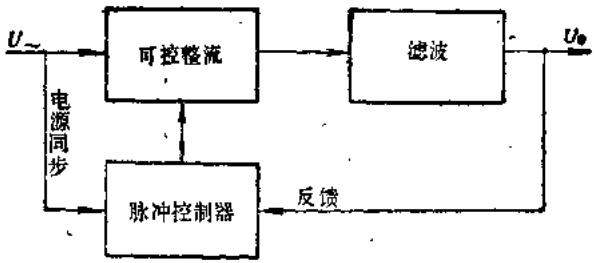


图 2-86 可控整流型开关稳压电源

经滤波后送给负载，同时，反馈至脉冲控制电路与基准电压进行比较。其误差讯号去改变触发脉冲的相位，使可控硅导通角的大小受触发脉冲控制。可控硅导通角的大小反映了输出电压的高低，从而起到了控制稳定电压的作用。为保证可控硅在交流电压正半周内触发，所以在脉冲控制回路还引入了电源同步讯号。这种电源纹波大、干扰脉冲大，不多用。

（3）斩波型开关稳压电源。它是由直流输入到开关电路上，在开关的输出端得到单向的脉动直流电压，滤波后供给负载。它的输出电压中的一部份被采样后与基准电压比较，得到的误差电压去调节开关的动作频率或者改变开关导通时间的长短，从而使输出电压达到所要求的稳定值。这种直流开关稳压电源是目前最通用的一种，在仪器设备里用得很多。集成开关稳压电源也是以此为基础制作的，故这里着重介绍一下它的工作原理和几种典型的电路。

（三）斩波型直流开关稳压电源

1.斩波型直流开关稳压器（如图2-87所示）

开关K以一定时间间隔重复地接通和断开。在开关K接

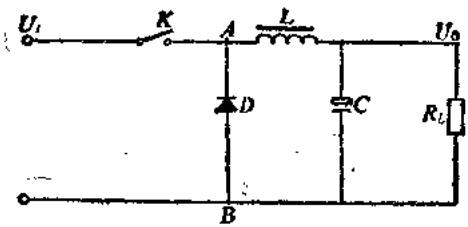


图 2-87 斩波型直流开关稳压器示意图

通时，输入电源U_i通过开关K和滤波电路施加到输出端负载R_L上，在整个开关接通期间，电源U_i向负载提供能量；当开关K断开时，输入电源U_i便中断了能量的提供。可见，输入电源向负载提供能量不像串联线性调整型稳压电源那样连续，而是断续的。为使负载得到连续的能量供给，由电感L、电容C和二极管D组成储能和释能装置。当开关合上时，电源通过L向负载R_L供电，并向C充电，同时电感L将电能变为磁能存储一部分能量；当开关断开时，L中的能量以电能形式送至负载，经续流二极管构成一放电回路，保证了在开关断开时负载还能得到连续而稳定的能量。

在滤波电路输入端AB间的电压波形如图2-88所示，AB间的电压平均值U_{AB}可用下式表示为

$$U_{AB}=\frac{t_{on}}{T}U_i \qquad (2\text{-}51)$$

式中 t_{on}——开关每次接通时间；

T——开关通断工作周期。

由此可见，改变开关接通时间和工作周期的比例，AB间电压平均值也随之改变，如图2-88所示。因此，随着负

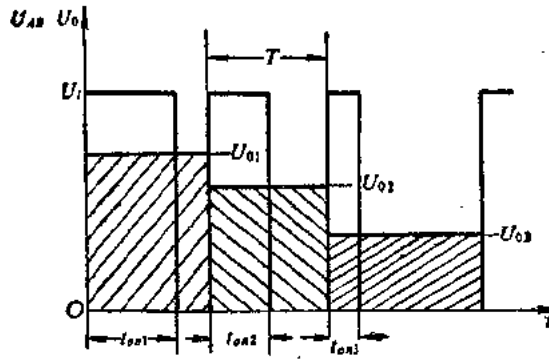


图 2-88 滤波电路输入端的电压波形

载及输入电源电压的变化，自动地调整t_{on}或T，便能使输出电压U_o保持不变。

这样，我们可以用三种控制方式来达到自动稳压的目的。即：

1）脉冲宽度调制。即开关开断频率恒定，用改变开关导通时间t_{on}来调节输出电压的大小，即为脉宽调制型直流开关稳压器。

2）脉冲频率调制。它是指开关导通时，t_{on}和关断时间t_{off}比例恒定，用改变开关的开断频率，而起到自动调节的作用。即频率高，输出电压高；频率低，输出电压低。

3）混合调制方式，即上述两种方式同时起作用。

2.斩波型直流开关稳压电源实际电路

（1）基本电路。基本电路见图2-89。由T_1晶体管代替开关K，T_1受驱动脉冲发生器控制。它在驱动脉冲的作用下，工作于导通和截止两种状态。而驱动脉冲发生器是受误差放大器输出的误差讯号控制的，该讯号使驱动脉冲的频率

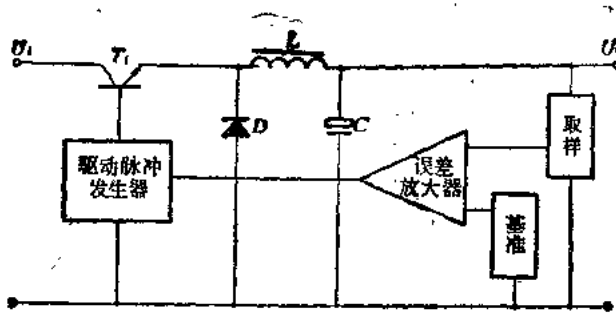


图 2-89 开关稳压电源原理图

或脉冲宽度或两者都变化，因而误差讯号也就控制了晶体管T_1的状态。误差讯号是由取样电路和基准电压相比较而得出的，它反映了输出电压U_o的变化，因而整个电路起到了闭环调节作用，最终使输出电压保持恒定。

图中的取样电路、基准电压、误差放大器与串联型直流稳压器电路基本一样，驱动脉冲发生器根据控制方式的不同而不同，在具体的电路中再叙述。平滑滤波电容C的数值可根据经验数据选取，一般是每1A输出电流取容量500～1000μF。在同样的电容量下，为减小等效串联电阻和等效串联电感，采用多个小容量电容并联的效果比较好。电感L可按下式计算为

$$L \geqslant \frac{U_i - U_o}{2I_{omin}} t_{on} \qquad (2\text{-}52)$$

式中 U_i——输入电压，V；

U_o——输出电压，V；

t_{on}——开关晶体管导通时间，s；

I_{omin}——稳压电源最小输出电流，A。它是电感续流

的临界负载电流，有资料推荐可取三十五分之一的额定输出电流。

（2）几种典型的开关稳压器电路介绍：

1）自激补偿式开关稳压器。图2-90是一种自激补偿式开关稳压器的实用电路。该电路是开关稳压器中最简单、适用范围很广的一个电路，其特点是电路元件少、易调整。

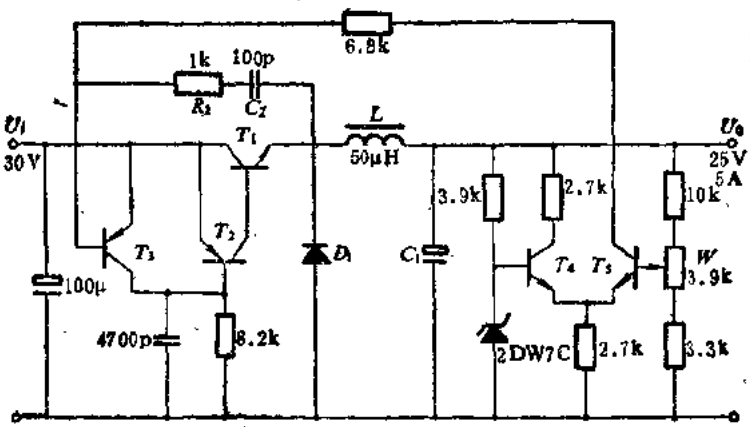


图 2-90 自激补偿式开关稳压器

在图2-90电路中，三极管T_1、T_2组成复合管，相当于图2-87中的开关K。三极管T_4、T_5组成误差放大器，T_3为T_1、T_2的转换驱动级。D_1为续流二极管，电感L、电容C组成滤波电路。

R_2、C_2为正反馈回路，在电路中主要起加速转换作用，使电路更快地由瞬态向稳态过渡。

它的工作原理是，当接通电源后，T_1、T_2管导通，T_3、T_5管截止，D_1处于反向截止，此时，C_1没有充电。由于T_1

导通，输出电压U_0就逐渐建立，T_5基极电位（即采样）逐渐上升。当U_0达到额定值时，T_5、T_3开始导通，使T_2基极电流减少，T_1的U_{CE1}上升，C_2通过T_3EB结、R_2、L、负载R_L充电，这样就加速了T_3的导通，T_1则加速截止。U_{CE1}加快上升，C_2充电电流增大，最后T_3完全导通，T_1完全截止。此时，C_2充电到$U_{C2}=U_i-U_{BE3}-U_D$时，就不再充电了，使I_{B3}减小，而I_{B3}任何微小的变化，都将引起电路的正反馈连锁反应，使T_3由饱和区退到非饱和区，T_1即开始导通，T_1射极电位发生变化，通过C_2使T_3加速向截止方向转换。最后，T_1完全导通，其射极正电压通过C_2的反馈，使T_3完全截止，C_2本身通过T_5放电，这样就完成了开关的作用。C_2大小的改变可以调整工作频率。T_5是受采样和基准讯号影响的，而T_3起始导通和C_2的放电都受T_5控制，这样就起到了自动调节电压的作用。

2）他激式开关稳压器。图2-91是他激式开关稳压器。这种电路开关本身不参与脉冲形成电路，而是由一个自激多谐振荡器产生一个一定频率的脉冲讯号，由误差讯号控制该脉冲宽度去触发开关的导通和截止，所以称为他激式。电路中，T_1、T_2是自激多谐振荡器；T_7、T_8为复合开关管；T_3～T_6是脉冲调宽形成电路；T_9、T_{10}、D_2是误差放大器和基准电压；D_1为续流二极管，电感L，电容C作储能滤波用。

当电源接通后，T_1、T_2就工作，产生一定振荡频率的脉冲。T_3～T_6根据输出电压的变化和要求，将此脉冲宽度改变，去触发T_7、T_8复合开关管。开关管导通时间是由触发脉冲宽度而定的。由T_9、T_{10}采样、比较放大后的误差讯号，控制了T_4的内阻，使其改变对C_3的充电时间，调制了

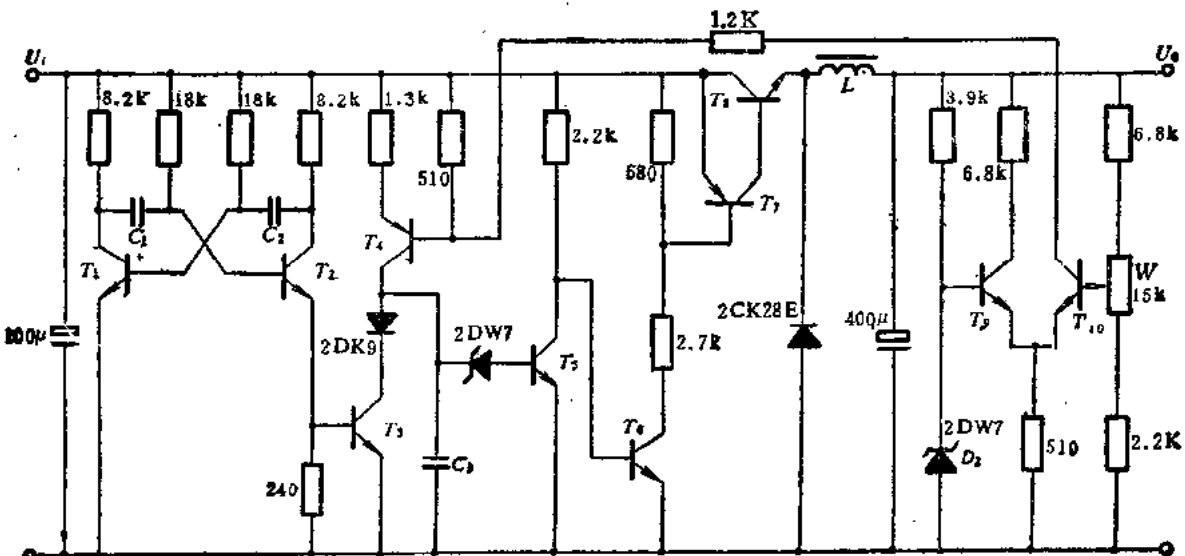


图 2-91 他激式开关稳压器

由T_1、T_2过来的脉冲宽度，达到了自动调节的目的。这种稳压器工作频率固定，输入、输出电压差不能很小，其效率不如自激式开关稳压器高，但它的稳定度高。

3）集成化开关稳压器。它是用集成电路组成的开关稳压器。如前所述CW1524可以组成开关稳压器，图2-92是其功能方框图。由图可知，它内部包括输出电压为5 V的稳压器、误差放大器、电压比较器、电流限制放大器、振荡器、触发器、两个或非门、两只输出推动管及一只电路关闭用的晶体管。CW1524本身包括了小功率的串联调整稳压器和脉冲宽度调制器，只要在其外电路稍加一些元件就可以接成一个脉宽调制型的直流开关稳压器。

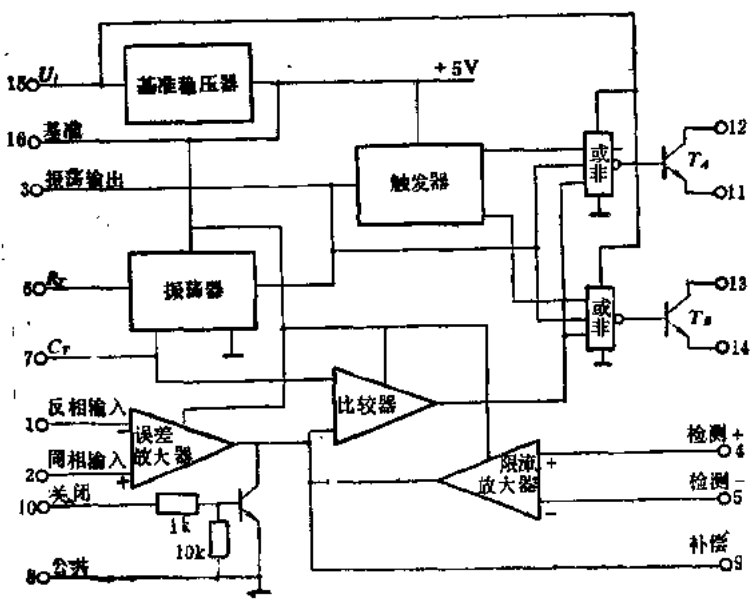


图 2-92 CW1524脉宽调制器功能方框图

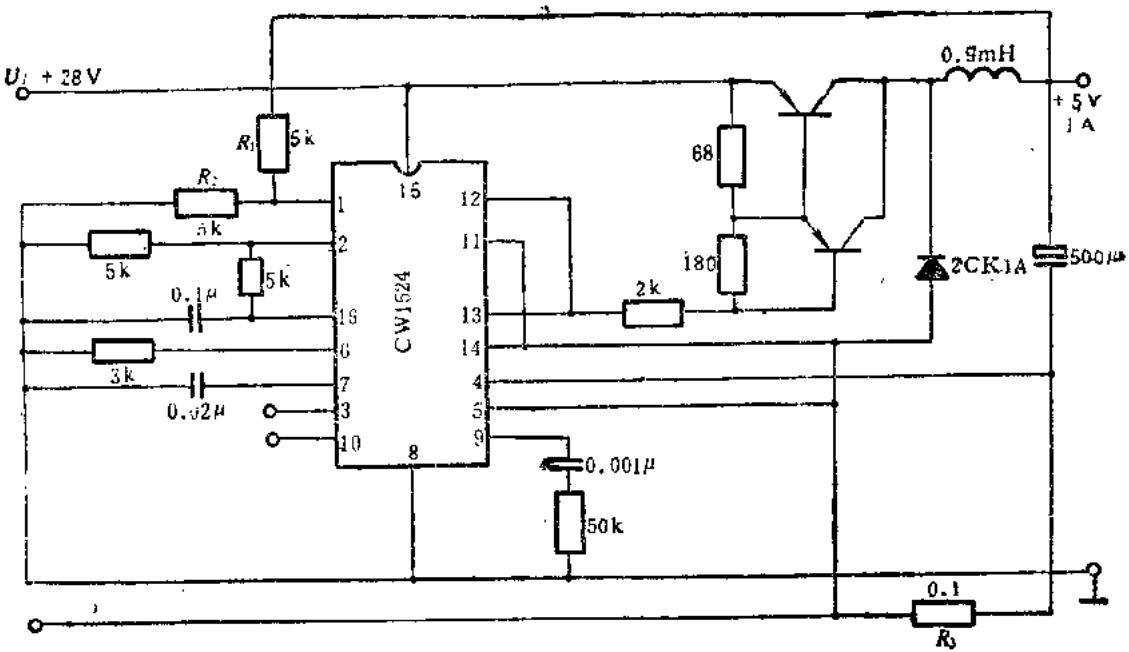


图 2-93 CW1524组成单端LC型开关稳压器

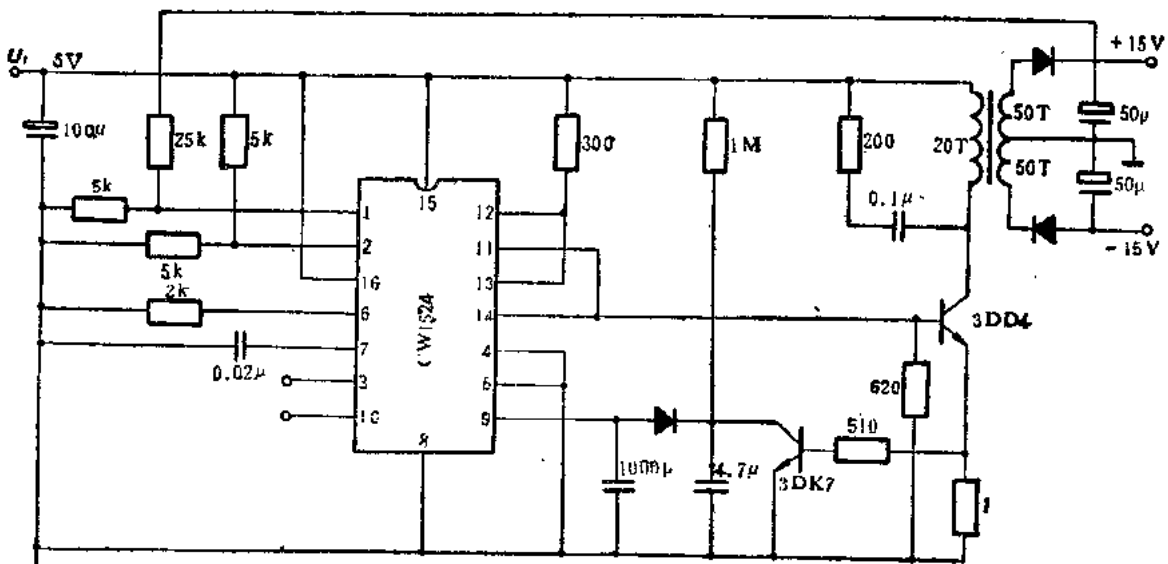
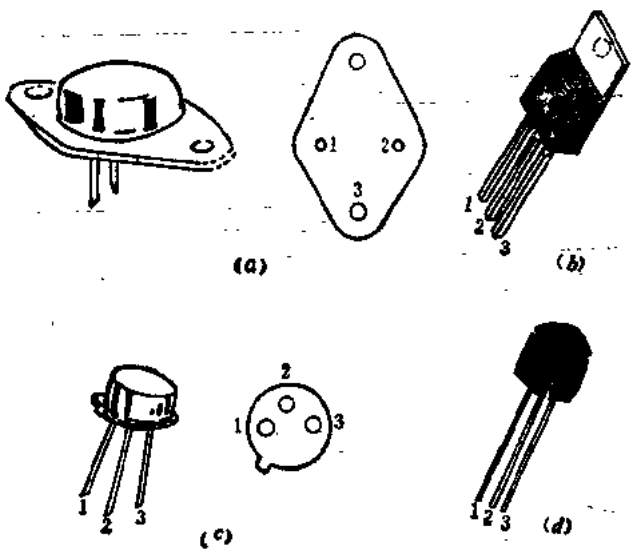


图 2-94 CW1524组成有高频变压器的开关电源

图2-93是一个实用的输出＋5 V、1 A的开关稳压器，其输入电压为＋28V。它的两个输出级并联使用，产生0～90%占空比。输出电压的变动通过取样电阻R_1和R_2送至误差放大器，并通过它去调节输出晶体管的导通时间，调节R_1和R_2的比值就可以获得需要的输出电压。由于采用了电感元件，需要在放大器输出端加上RC补偿网路，如端子“9”接电容0.001μF，电阻50kΩ，这样可以保持系统稳定。为了保护电路，在“4”、“5”端子间设置了电阻R_s，输出电流被限制在1.9A以内，使稳压器不致损坏。CW1524脉宽调制器应用于采用高频变压器做变换器的场合，如图2-94所示。还有其他应用都不一一列举了。

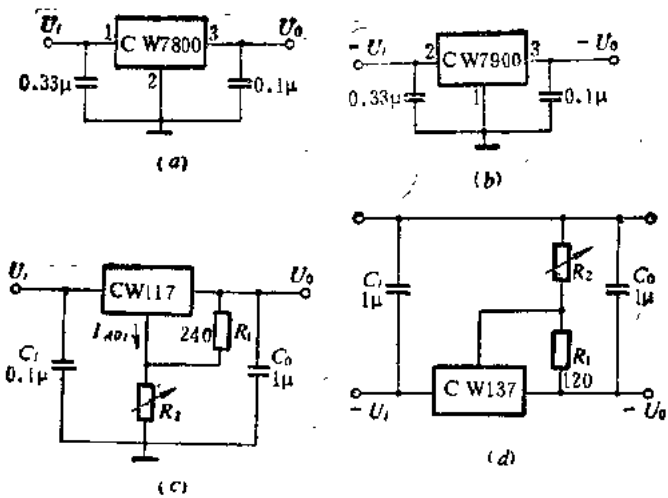
附　　录

一、附　　图



附图一　CW型稳压器外形图和管脚排列

(a)$\frac{F-1}{F-2}$外形图和管脚排列；(b)S-7外形图和管脚排列；(c)B-3D外形图和管脚排列；(d)S-1外形图和管脚排列



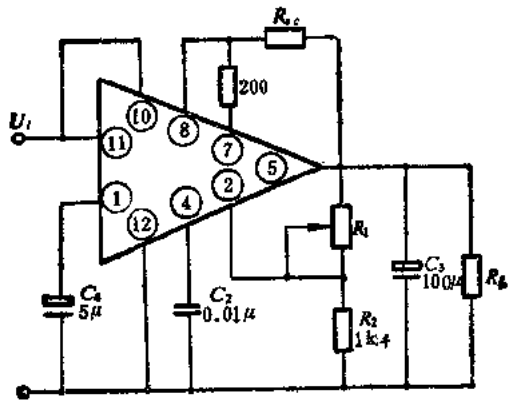
附图二　CW型稳压器基本应用电路

(a)CW 7800 78M00 78L00 基本应用电路(管脚排列按S-7型)；

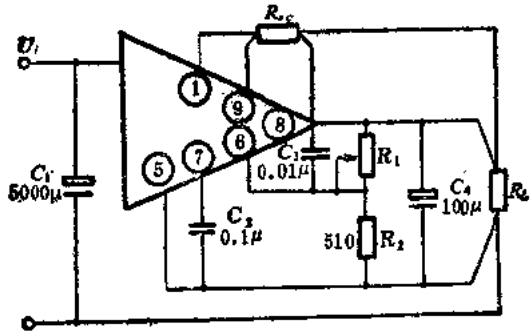
(b)CW 7900 79M00 79L00 基本应用电路(管脚排列按S-7型)；

(c)CW 117 127 137 基本应用电路；

(d)CW 137 237 337 基本应用电路



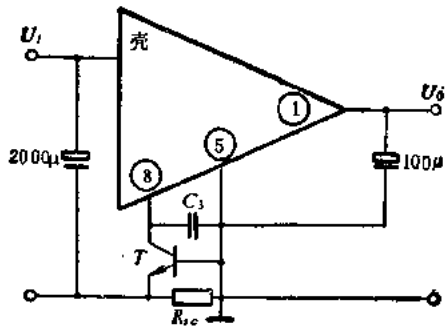
(a)



(b)

附图三　WA、WB型集成稳压器基本应用电路

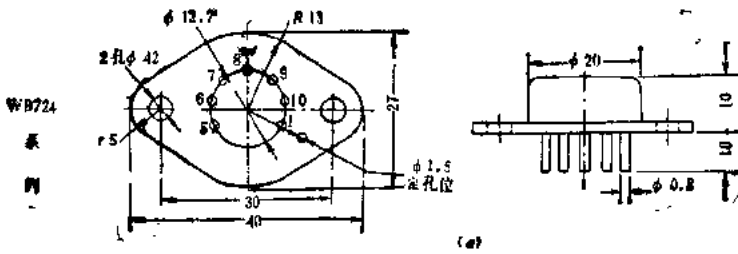
(a)WA724系列集成稳压器基本应用电路；(b)WB724系列集成稳压器基本应用电路



(c)

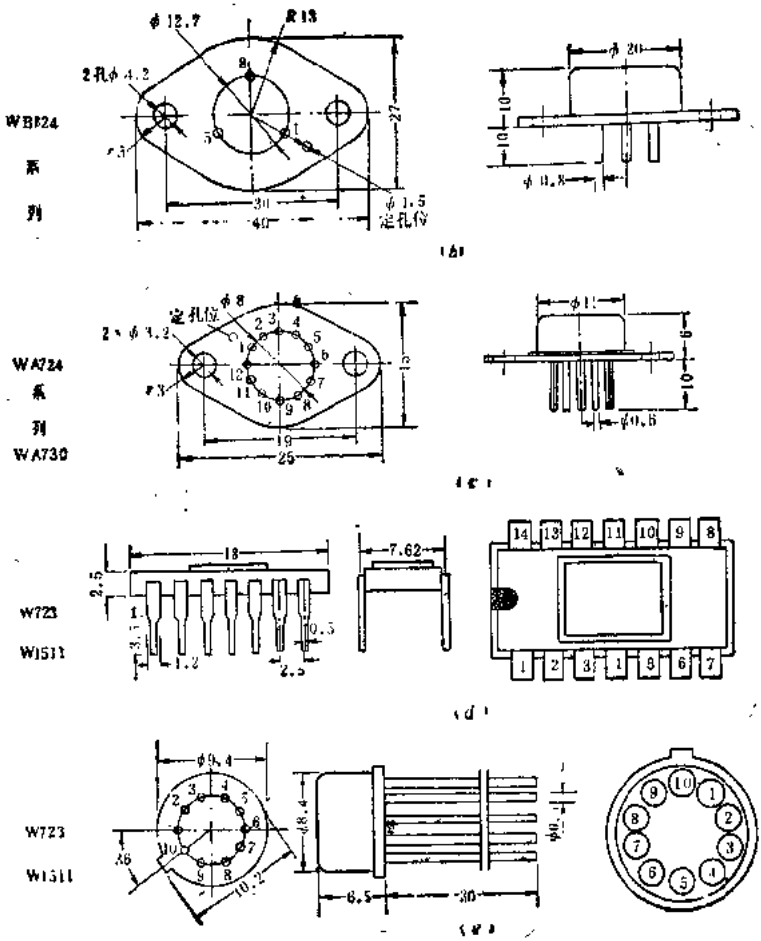
附图三　WA、WB型集成稳压器基本应用电路

(c)WB824系列集成稳压器基本应用电路



附图四　多端稳压器外形图

(a)WB724系列



附图四　多端稳压器外形图

(b)WB324系列；(c)WA724、730系列；

(d)W723、1511系列；(e)W723、1511系列

二、附　　表

附表一　（参照图1-36）614-B交流稳压器元件参数

序号	代号	名称及型号	基本数据或标称值	数量	备注
1	G_{1-4}	电子管3P3P		4	
2	G_5	电子管6N1		1	
3	G_6	电子管6J1		1	
4	G_7	饱和二极管3D2P		1	
5	G_8	电子管6Z4		1	
6	D_{1-2}	晶体二极管1Z10		2	
7	C_{1-3}	电解电容	10μF500V	3	
8	C_4	电解电容	2×30μF500V	2	
9	C_5	金属纸介电容	0.22μF400V	1	
10	C_6	油浸铁壳电容	8μF1000V	1	
11	R_1	绕线电阻	20kΩ 15W	1	
12	R_2	绕线电阻	10kΩ 15W	1	
13	R_3	绕线电阻	1kΩ 6W	1	
14	R_4	金属膜电阻	300Ω 2W	1	
15	R_{5-14}	金属膜电阻	100Ω 2W	10	
16	R_{15}	金属膜电阻	100kΩ 2W	1	
17	R_{16}	金属膜电阻	10kΩ 2W	1	
18	R_{17}	金属膜电阻	2kΩ 2W	1	
19	R_{18}	金属膜电阻	10kΩ 2W	1	
20	R_{19}	金属膜电阻	10kΩ 2W	1	
21	R_{20}	金属膜电阻	1MΩ 1W	1	
22	R_{21}	金属膜电阻	1MΩ 1W	1	

续表

序号	代号	名称及型号	基本数据或标称值	数量	备注
23	R_{12}	金属膜电阻	300kΩ1W	1	
24	R_{13}	金属膜电阻	1MΩ1W	1	
25	R_{14}	金属膜电阻	5.1Ω$\frac{1}{2}$W	1	
26	R_{w}	绕线电阻	30Ω5W	1	
27	V	交流电压表	0～250V	1	
28	A	交流电流表	0～30A	1	
29	F_1	插入式保险	25A	2	
30	F_2	熔　丝	2A	1	
31	K	双刀双投开关	220V3A	1	
32	J_1	双刀单投电力继电器	220V30A	1	
33	T_{r1}	自耦变压器	变比1:3 N_1=60匝φ3.25 N_2=180匝φ1.81	1	
34	T_{r2}	磁放大器	控制绕组N_C=4500匝φ0.55 直流电阻150Ω 交流绕组N～ 2×255匝φ1.81	1	
35	L_1	三次谐波过滤器电感	绕组匝数250匝+4×15匝	1	可调油头
36	T_{r3}	低压电源变压器	220V绕组493匝φ0.62 2×300V绕组2×712匝φ0.19 2×6.3V绕组2×15匝φ0.8 6.3V绕组15匝φ1.4 2×5V绕组2×12匝φ1.4	1	用晶二极管整流不用此绕组
37	T_{r4}	高压电源变压器	220V绕组517匝φ0.44 2×260V绕组635匝φ0.35	1	

序号	参数名称	符号	测试条件	单位
1	输入电压	U_i		V
2	输出电压	U_o	7800 I_o = 500mA 78M00 I_o = 200mA 78L00 I_o = 40mA T_j = 25°C	V
3	电压调整率	S_U (ΔU_o)	I_o要求同 2	mV
			I_o要求同 2 T_j = 25°C	
4	电流调整率	S_I (ΔU_o)	$I_o \leqslant 1.5A$ 7800 $I_o \leqslant 500mA$ 78M00 $I_o \leqslant 100mA$ 78L00	mV
			I_o要求同上 T_j = 25°C	mV
5	静态电流	I_d	I_o要求同 2 T_j = 25°C	mA
6	静态电流变化	ΔI_d	I_o要求同 4	mA
			I_o要求同 2	
7	纹波抑制比	S_{rip}	I_o要求同 2 f = 100Hz T_j = 25°C	db
8	最小输入电压	U_{imin}	I_o要求同 4	V
9	输出噪声电压	U_{No}	10Hz≤f≤100kHz T_j = 25°C	μV
10	输出电压温度变化率	S_T	I_o = 5mA 7800 I_o = 5mA 78M00 I_o = 1mA 78L00	mV/°C
说明		管子外形和管脚排列见图	CW7800 系列用 CW78M00系列用 CW78L00系列用	

输出集成稳压器电参数

CW78			CW78		
05	M05	L05	06	M06	L06
10			11		
5 ±0.25	5 ±0.25	5 ±0.25	6 ±0.3	6 ±0.3	6 ±0.3
5 ±0.2	5 ±0.2	5 ±0.2	6 ±0.25	6 ±0.25	6 ±0.25
50	50	40	60	60	50
$8V \leqslant U_i \leqslant 14V$			$9V \leqslant U_i \leqslant 15V$		
7	7	7	8.5	8.5	8.5
$8V \leqslant U_i \leqslant 18V$			$9V \leqslant U_i \leqslant 19V$		
120	70	40	140	90	50
25	20	8.5	30	25	10
8	8	6.5	8	8	6.5
0.8	0.8	0.2	0.8	0.8	0.2
1.3	1.3	1.5	1.3	1.3	1.5
$8V \leqslant U_i \leqslant 20V$			$9V \leqslant U_i \leqslant 21V$		
63	63	63	61	61	61
$8V \leqslant U_i \leqslant 18V$			$9V \leqslant U_i \leqslant 19V$		
7	7	7	8	8	8
40	40	40	50	50	50
1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0

F-2型(1.输入端,2.输出端,3.公共端)和S-7型(1.输入端,2.公共端,3.输出端)
F-1型(1.输入端,2.输出端,3.公共端)和S-7型(1.输入端,2.公共端,3.输出端)
B-3D型(1.输入端,2.输出端,3.公共端)和S-1型(1.输出端,2.公共端,3.输入端)

序号	参数名称	符号	测试条件	单位
1	输入电压	U_i		V
2	输出电压	U_o	7800 $I_o=500mA$ 78M00 $I_o=200mA$ 78L00 $I_o=40mA$ $T_j=25°C$	V
3	电压调整率	S_U (ΔU_o)	I_o要求同2	mV
			I_o要求同2 $T_j=25°C$	
4	电流调整率	S_I (ΔU_o)	$I_o\leqslant1.5A$ 7800 $I_o\leqslant500mA$ 78M00 $I_o\leqslant100mA$ 78L00	mV
			I_o要求同上 $T_j=25°C$	mV
5	静态电流	I_d	I_o要求同2 $T_j=25°C$	mA
6	静态电流变化	ΔI_d	I_o要求同4	mA
			I_o要求同2	
7	纹波抑制比	S_{rip}	I_o要求同2 $f=100Hz$ $T_j=25°C$	db
8	最小输入电压	U_{imin}	I_o要求同4	V
9	输出噪声电压	U_{N_o}	$10Hz\leqslant f\leqslant100kHz$ $T_j=25°C$	μV
10	输出电压温度变化率	S_T	$I_o=5mA$ 7800 $I_o=5mA$ 78M00 $I_o=1mA$ 78L00	mV/°C
说明		见附表二说明		

续表

CW78			CW78			CW78		
09	M09	L09	12	M12	L12	15	M15	L15
14			19			23		
9 ±0.45	9 ±0.45	9 ±0.45	12 ±0.6	12 ±0.6	12 ±0.6	15 ±0.75	15 ±0.75	15 ±0.75
9 ±0.35	9 ±0.35	9 ±0.35	12 ±0.5	12 ±0.5	12 ±0.5	15 ±0.6	15 ±0.6	15 ±0.6
90	90	75	120	120	100	150	150	125
$12V \leqslant U_i \leqslant 18V$			$16V \leqslant U_i \leqslant 22V$			$19V \leqslant U_i \leqslant 25V$		
12.5	12.5	12.5	17	17	17	21	21	21
$12V \leqslant U_i \leqslant 22V$			$15V \leqslant U_i \leqslant 25V$			$18.5V \leqslant U_i \leqslant 28.5V$		
200	130	70	240	175	95	300	200	120
40	35	15	50	50	20	60	60	25
8	8	6.5	8	8	6.5	8	8	6.5
0.8	0.8	0.2	0.8	0.8	0.2	0.8	0.8	0.2
1.3	1.3	1.5	1.3	1.3	1.5	1.3	1.3	1.5
$12V \leqslant U_i \leqslant 24V$			$15V \leqslant U_i \leqslant 27V$			$18.5V \leqslant U_i \leqslant 30V$		
58	58	58	55	55	55	53	53	53
$12V \leqslant U_i \leqslant 22V$			$15V \leqslant U_i \leqslant 25V$			$18.5V \leqslant U_i \leqslant 28.5V$		
11	11	11	14	14	14	17	17	17
70	70	70	100	100	100	120	120	120
1.2	1.2	1.2	1.2	1.2	1.2	1.5	1.5	1.5

序号	参数名称	符号	测试条件	单位
1	输入电压	U_i		V
2	输出电压	U_o	7800 $I_o=500mA$ 78M00 $I_o=200mA$ 78L00 $I_o=40mA$ $T_j=25°C$	V
3	电压调整率	S_U (ΔU_o)	T_o要求同2	mV
			I_o要求同2 $T_j=25°C$	
4	电流调整率	S_I (ΔU_o)	$I_o\leqslant1.5A$ 7800 $I_o\leqslant500mA$ 78M00 $I_o\leqslant100mA$ 78L00	mV
			I_o要求同上 $T_j=25°C$	mV
5	静态电流	I_d	I_o要求同2 $T_j=25°C$	mA
6	静态电流变化	ΔI_d	I_o要求同4	mA
			I_o要求同2	
7	纹波抑制比	S_{rip}	I_o要求同2 $f=100Hz$ $T_j=25°C$	db
8	最小输入电压	U_{imin}	I_o要求同4	V
9	输出噪声电压	U_{N_1}	$10Hz\leqslant f\leqslant100kHz$ $T_j=25°C$	μV
10	输出电压温度变化率	S_T	$I_o=5mA$ 7800 $I_o=3mA$ 78M00 $I_o=1mA$ 78L00	mV/°C
说明		见附表二说明		

续表

CW78			CW78			试验类别
18	M18	L18	24	M24	L24	
26			33			
18 ±0.9	18 ±0.9	18 ±0.9	24 ±1.2	24 ±1.2	24 ±1.2	JS
18 ±0.7	18 ±0.7	18 ±0.7	24 ±1.0	24 ±1.0	24 ±1.0	C
180	180	150	240	240	200	JS C
22V≤U_i≤28V			30V≤U_i≤36V			
25	25	25	33.5	33.5	33.5	
22V≤U_i≤32V			28V≤U_i≤38V			
360	250	140	480	350	180	JS
70	70	30	90	100	40	C
8	8	6.5	8	8	6.5	JS
0.8	0.8	0.2	0.8	0.8	0.2	C
1.3	1.3	1.5	1.3	1.3	1.5	C
22V≤U_i≤32V			28V≤U_i≤38V			
52	52	52	49	49	49	JS
22V≤U_i≤32V			28V≤U_i≤38V			
20	20	20	26	26	26	JS
150	150	150	200	200	200	C
1.8	1.8	1.8	2.4	2.4	2.4	C

序号	参数名称	符号	测试条件	单位
1	输入电压	U_I		V
2	输出电压	U_o	7800 $I_o=500mA$ 78M00 $I_o=200mA$ 78L00 $I_o=40mA$ $T_j=25°C$	V
3	电压调整率	S_U	I_o 要求同 2	mV
		(ΔU_o)	I_o 要求同 2 $T_j=25°C$	
4	电流调整率	S_I	$I_o\leqslant1.5A$ 7800 $I_o\leqslant500mA$ 78M00 $I_o\leqslant100mA$ 78L00	mV
		(ΔU_o)	I_o 要求同上 $T_j=25°C$	mV
5	静态电流	I_d	I_o 要求同2 $T_j=25°C$	mA
6	静态电流变化	ΔI_d	I_o 要求同 4	mA
			I_o 要求同 2	
7	纹波抑制比	S_{rip}	I_o 要求同 2 $f=100Hz$ $T_j=25°C$	db
8	最小输入电压	U_{imin}	I_o 要求同 4	V
9	输出噪声电压	U_{N_o}	$10Hz\leqslant f\leqslant100kHz$ $T_j=25°C$	uV
10	输出电压温度变化率	S_T	$I_o=5mA$ 7800 $I_o=5mA$ 78M00 $I_o=1mA$ 78L00	mV/°C
说明		管子外形和管脚排列见图	CW7900系列用 CW79M00系列用 CW79L00系列用	

输出集成稳压器电参数

CW79			CW79		
05	M05	L05	06	M06	L06
-10			-11		
-5 ±0.25	-5 ±0.25	-5 ±0.25	-6 ±0.3	-6 ±0.3	-6 ±0.3
5 ±0.2	-5 ±0.2	-5 ±0.2	-6 ±0.25	-6 ±0.25	-6 ±0.25
50	50	40	60	60	50
$-8V \geq U_I \geq -14V$			$-9V \geq U_I \geq -15V$		
7	7	7	8.5	8.5	8.5
$-8V \geq U_I \geq -18V$			$-9V \geq U_I \geq -19V$		
120	70	40	140	90	50
25	20	8.5	30	25	10
8	8	6.5	8	8	6.5
0.8	0.8	0.2	0.8	0.8	0.2
1.3	1.3	1.5	1.3	1.3	1.5
$-8V \geq U_I \geq -20V$			$-9V \geq U_I \geq -21V$		
63	63	63	61	61	61
$-8V \geq U_I \geq -18V$			$-9V \geq U_I \geq -19V$		
-7	-7	-7	-8	-8	-8
40	40	40	50	50	50
-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0	-1.0

F-2型(1.公共端,2.输出端,3.输入端)和S-7型(1.公共端,2.输入端,3.输出端)
F-1型(1.公共端,2.输出端,3.输入端)和S-7型(1.公共端,2.输入端,3.输出端)
B-2D型(1.公共端,2.输出端,3.输入端)和S-1型(1.公共端,2.输入端,3.输出端)

序号	参数名称	符号	测试条件	单位
1	输入电压	U_I		V
2	输出电压	U_o	7800 $I_o=500mA$ 78M00 $I_o=200mA$ 78L00 $I_o=40mA$ $T_j=25°C$	V
3	电压调整率	S_U	I_o 要求同 2	mV
		(ΔU_o)	I_o 要求同 2 $T_j=25°C$	
4	电流调整率	S_I	$I_o\leqslant1.5A$ 7800 $I_o\leqslant500mA$ 78M00 $I_o\leqslant100mA$ 78L00	mV
		(ΔU_o)	I_o 要求同上 $T_j=25°C$	mV
5	静态电流	I_d	I_o要求同2 $T_j=25°C$	mA
6	静态电流变化	ΔI_d	I_o 要求同 4	mA
			I_o 要求同 2	
7	纹波抑制比	S_{rip}	I_o 要求同 2 $f=100Hz$ $T_j=25°C$	db
8	最小输入电压	$U_{I\min}$	I_o 要求同 4	V
9	输出噪声电压	U_{No}	$10Hz\leqslant f\leqslant100kHz$ $T_j=25°C$	μV
10	输出电压温度变化率	S_T	$I_o=5mA$ 7800 $I_o=5mA$ 78M00 $I_o=1mA$ 78L00	mV/°C
说明		见附表三说明		

续表

CW79			CW79			CW79		
09	M09	L09	12	M12	L12	15	M15	L15
−14			−19			−23		
−9 ±0.45	−9 ±0.45	−9 ±0.45	−12 ±0.6	−12 ±0.6	−12 ±0.6	−15 ±0.75	−15 ±0.75	−15 ±0.75
−9 ±0.35	−9 ±0.35	−9 ±0.35	−12 ±0.5	−12 ±0.5	−12 ±0.5	−15 ±0.6	−15 ±0.6	−15 ±0.6
90	90	75	120	120	100	150	150	125
$-12V \geq U_i \geq -18V$			$-16V \geq U_i \geq -22V$			$-19V \geq U_i \geq -25V$		
12.5	12.5	12.5	17	17	17	21	21	21
$-12V \geq U_i \geq -22V$			$-15V \geq U_i \geq -25V$			$-18.5V \geq U_i \geq -28.5V$		
200	130	70	240	175	95	300	200	120
40	35	15	50	50	20	60	60	25
8	8	6.5	8	8	6.5	8	8	6.5
0.8	0.8	0.2	0.8	0.8	0.2	0.8	0.8	0.2
1.3	1.3	1.5	1.3	1.3	1.5	1.3	1.3	1.5
$-12V \geq U_i \geq -24V$			$-16V \geq U_i \geq -27V$			$-20V \geq U_i \geq -30V$		
58	58	58	55	55	55	53	53	53
$-12V \geq U_i \geq -22V$			$-15V \geq U_i \geq -25V$			$-18.5V \geq U_i - 28.5V$		
−11	−11	−11	−14	−14	−14	−17	−17	−17
70	70	70	100	100	100	120	120	120
−1.2	−1.2	−1.2	−1.2	−1.2	−1.2	−1.5	−1.5	−1.5

序号	参数名称	符号	测试条件	单位
1	输入电压	U_I		V
2	输出电压	U_o	7800 $I_o=500mA$ 78M00 $I_o=200mA$ 78L00 $I_o=40mA$ $T_j=25°C$	V
3	电压调整率	S_U	I_o 要求同 2	mV
		(ΔU_o)	I_o 要求同 2 $T_j=25°C$	mV
4	电流调整率	S_I	$I_o\leqslant1.5A$ 7800 $I_o\leqslant500mA$ 78M00 $I_o\leqslant100mA$ 78L00	mV
		(ΔU_o)	I_o 要求同上 $T_j=25°C$	
5	静态电流	I_d	I_o 要求同 2 $T_j=25°C$	mA
6	静态电流变化	ΔI_d	I_o 要求同 4	mA
			I_o 要求同 2	
7	纹波抑制比	S_{rip}	I_o 要求同 2 $f=100Hz$ $T_j=25°C$	db
8	最小输入电压	U_{Imin}	I_o 要求同 4	V
9	输出噪声电压	U_{No}	$10Hz\leqslant f\leqslant100kHz$ $T_j=25°C$	μV
10	输出电压温度变化率	S_T	$I_o=5mA$ 7800 $I_o=5mA$ 78M00 $I_o=1mA$ 78L00	mV/°C
说明		见附表三说明		

续表

CW79			CW79			试验类别
18	M18	L18	24	M24	L24	
−26			−33			
−18 ±0.9	−18 ±0.9	−18 ±0.9	−24 ±1.2	−24 ±1.2	−24 ±1.2	JS
−18 ±0.7	−18 ±0.7	−18 ±0.7	−24 ±1.0	−24 ±1.0	−24 ±1.0	C
180	180	150	240	240	200	JS
$-22V \geqslant U_i \geqslant -28V$			$-30V \geqslant U_i \geqslant -36V$			
25	25	25	33.5	33.5	33.5	C
$-22V \geqslant U_i \geqslant -32V$			$-28V \geqslant U_i \geqslant -38V$			
360	250	140	480	350	180	JS
70	70	30	90	100	40	C
8	8	6.5	8	8	6.5	JS
0.8	0.8	0.2	0.8	0.8	0.2	C
1.3	1.3	1.5	1.3	1.3	1.5	C
$-22V \geqslant U_i \geqslant -32V$			$-28V \geqslant U_i \geqslant -38V$			
52	52	52	49	49	49	JS
$-22V \geqslant U_i \geqslant -32V$			$-28V \geqslant U_i \geqslant -38V$			
−20	−20	−20	−26	−26	−26	JS
150	150	150	200	200	200	C
−1.8	−1.8	−1.8	−2.4	−2.4	−2.4	C

见附表三说明

附表四　　多　端　集　成　稳

序号	品种 \ 参数	输出电压 V	最大输入电压 (V)	最大输出电流 (mA)	内阻 (Ω)	最小输出电流 (mA)
1	WA705B	4.5～6.5	20			
2	WA712B	4.5～12	26			
3	WA715B	4.5～15	29	30	1	1
4	WA718B	4.5～18	32			
5	WA724B	4.5～24	36			
6	WA730B	11.5～30	40	30	1	1
7	WB705B	4.5～6.4	20	各分四档	各分四档	
8	WB712B	4.5～12	26	200	0.5	20
9	WB715B	4.5～15	29	500	0.2	
10	WB718B	4.5～18	32	1000	0.1	
11	WB724B	4.5～24	36	2000	0.05	
12	WB805	5 ± 0.5	20	各分三档	各分三档	
13	WB812	$12^{+1}_{-0.7}$	26	500	0.2	
14	WB815	$15^{+1}_{-0.7}$	29	1000	0.1	20
15	WB818	$18^{+1}_{-0.7}$	32	2000	0.05	
16	WB824	$24^{+1.9}_{-1.2}$	36			
17	W723A	2～26	30	50		1
18	W723B	2～36	40			

压　器　电　参　数

输入输出最小压差 (V)	电压调整率 (%/V)	纹波抑制比 (db)	电流调整率 (%)	最大功耗 (W)	外形图	备注
4	0.04	≥45		0.5		WA724系列为可调型
4	0.14	≥40		0.5		
4.5	0.04	≥45		1.5 3(200mA) 7(500mA) 15(1000mA) 25(2000mA)		不加散热器 加散热器 加散热器 加散热器 加散热器 为可调型
4.5	0.1	≥40		1.5 7(500mA) 15(1000mA) 25(2000mA)		不加散热器 加散热器 加散热器 加散热器
4	0.03	74		0.3		

参数名称	符号	测试条件
电压调整率	S_U	$3V \leqslant \lvert U_i - U_o \rvert \leqslant 40V$ $T_j = 25°C$
		$3V \leqslant \lvert U_i - U_o \rvert \leqslant 40V$
电流调整率	S_I	$10mA \leqslant I_o \leqslant 1.5A$ $T_j = 25°C$
		$10mA \leqslant I_o \leqslant 1.5A$
调整端电流	I_{ADJ}	
调整端电流变化	ΔI_{ADJ}	$2.5V \leqslant \lvert U_i - U_o \rvert \leqslant 40V$ $10mA \leqslant I_o \leqslant 1.5A$ $P_D \leqslant P_{max}$　$T_j = 25°C$
基准电压	U_{REF}	$2.5V \leqslant \lvert U_i - U_o \rvert \leqslant 40V$ $10mA \leqslant I_o \leqslant 1.5A$ $P_D \leqslant P_{max}$　$T_j = 25°C$
最小负载电流	I_{omin}	$\lvert U_i - U_o \rvert = 40V$
纹波抑制比	S_{rip}	$U_o = 10V$　$f = 100Hz$ $C_{ADJ} \geqslant 10\mu F$
输出电压温度变化率	S_T	$T_{jL} \leqslant T_j \leqslant T_{jH}$
最大输出电流	I_{oM}	$\lvert U_i - U_o \rvert \leqslant 14V$ $T_j = 25°C$

集成稳压器电参数

单位	CW117/CW217			CW317			试验类别
	最小值	典型值	最大值	最小值	典型值	最大值	
%/V		0.01	0.02		0.01	0.04	C
		0.02	0.05		0.02	0.07	JS
%		0.1	0.3		0.1	0.5	C
		0.3	1		0.3	1.5	JS
μA		50	100		50	100	C
μA		0.2	5		0.2	5	C
V	1.20	1.25	1.30	1.20	1.25	1.30	JS
mA		3.5	5		3.5	10	C
db	66	80		66	80		C
%(U_o)		0.7			0.7		C
A	1.5			1.5			JS

参数名称	符号	测试条件
电压调整率	S_U	$3V \leqslant \lvert U_i - U_o \rvert \leqslant 40V$ $T_j = 25°C$
		$3V \leqslant (U_i - U_o) \leqslant 40V$
电流调整率	S_I	$10mA \leqslant I_o \leqslant 500mA$ $T_j = 25°C$
		$10mA \leqslant I_o \leqslant 500mA$
调整端电流	I_{ADJ}	
调整端电流变化	ΔI_{ADJ}	$2.5V \leqslant \lvert U_i - U_o \rvert \leqslant 40V$ $10mA \leqslant I_o \leqslant 500mA$ $P_D \leqslant P_{max}$ $T_j = 25°C$
基准电压	U_{REF}	$2.5V \leqslant \lvert U_i - U_o \rvert \leqslant 40V$ $10mA \leqslant I_o \leqslant 500mA$ $P_D \leqslant P_{max}$ $T_j = 25°C$
最小负载电流	I_{omin}	$(U_i - U_o) = 40V$
纹波抑制比	S_{rip}	$V_o = 10V f = 100Hz$ $C_{ADJ} \geqslant 10\mu F$
输出电压温度变化率	S_T	$T_{jL} \leqslant T_j \leqslant T_{jH}$
最大输出电流	I_{oM}	$\lvert U_i - U_o \rvert \leqslant 15V$ $\lvert U_i - U_o \rvert \leqslant 40V$ $T_j = 25°C$ (F-1)

集成稳压器电参数

单 位	CW117M/CW217M			CW317M			试验类别
	最小值	典型值	最大值	最小值	典型值	最大值	
%/V		0.01	0.02		0.01	0.04	C
		0.02	0.05		0.02	0.07	JS
%		0.1	0.3		0.1	0.5	C
		0.3	1		0.3	1.5	JS
μA		50	100		50	100	JS
μA		0.2	5		0.2	5	C
V	1.20	1.25	1.30	1.20	1.25	1.30	JS
mA		3.5	5		3.5	10	C
db	66	80		66	80		JS
%(U_o)		0.7			0.7		C
A	0.5 0.15	0.8 0.25		0.5 0.1	0.8 0.25		JS

参数名称	符号	测试条件
电压调整率	S_U	$3V \leq \lvert U_i - U_o \rvert \leq 40V$ $T_j = 25°C$
电流调整率	S_I	$5mA \leq I_o \leq 100mA$ $T_j = 25°C$
		$5mA \leq I_o \leq 100mA$
调整端电流	I_{ADJ}	
调整端电流变化	ΔI_{ADJ}	$2.5V \leq \lvert U_i - U_o \rvert \leq 40V$ $5mA \leq I_o \leq 100mA$ $P_D \leq P_{max}$　$T_j = 25°C$
基准电压	U_{REF}	$2.5V \leq \lvert U_i - U_o \rvert \leq 40V$ $5mA \leq I_o \leq 100mA$ $P_D \leq P_{max}$　$T_j = 25°C$
最小负载电流	I_{omin}	$\lvert U_i - U_o \rvert = 40V$
纹波抑制比	S_{rip}	$V_o = 10V$　$f = 100Hz$ $C_{ADJ} \geq 10\mu F$
输出电压温度变化率	S_T	$T_{jL} \leq T_j \leq T_{jH}$
最大输出电流	I_{oM}	$\lvert U_i - U_o \rvert \leq 14V$ $T_j = 25°C$

集成稳压器电参数

单 位	CW117L/CW217L			CW317L			试验类别
	最小值	典型值	最大值	最小值	典型值	最大值	
%/V		0.01	0.02		0.01	0.04	C
		0.02	0.05		0.02	0.07	JS
%		0.1	0.3		0.1	0.5	C
		0.3	1		0.3	1.5	JS
μA		50	100		50	100	C
μA		0.2	5		0.2	5	C
V	1.20	1.25	1.30	1.20	1.25	1.30	JS
mA		3.5	5		3.5	5	C
db	66	80		66	80		C
%(U_o)		0.7			0.7		C
A	0.1			0.1			JS

参数名称	符号	测试条件
电压调整率	S_U	$3V \leqslant \lvert U_i - U_o \rvert \leqslant 40V$ $T_j = 25°C$
		$3V \leqslant \lvert U_i - U_o \rvert \leqslant 40V$
电流调整率	S_I	$10mA \leqslant I_o \leqslant 1.5A$ $T_j = 25°C$
		$10mA \leqslant I_o \leqslant 1.5A$
调整端电流	I_{ADJ}	
调整端电流变化	ΔI_{ADJ}	$2.5V \leqslant \lvert U_i - U_o \rvert \leqslant 40V$ $10mA \leqslant I_o \leqslant 1.5A$ $P_D \leqslant P_{max}$ $T_j = 25°C$
基准电压	U_{REF}	$2.5V \leqslant (U_i - U_o) \leqslant 40V$ $10mA \leqslant I_o \leqslant 1.5A$ $P_D \leqslant P_{max}$ $T_j = 25°C$
最小负载电流	I_{omin}	$\lvert U_i - U_o \rvert = 40V$
纹波抑制比	S_{rip}	$V_o = -10V$ $f = 100Hz$ $C_{ADJ} \geqslant 10\mu F$
输出电压温度变化率	S_T	$T_{jL} \leqslant T_j \leqslant T_{jH}$
最大输出电流	I_{oM}	$\lvert U_i - U_o \rvert \leqslant 14V$ $T_j = 25°C$

CW337稳压器电参数

单位	CW137/CW237			CW337			试验类别
	最小值	典型值	最大值	最小值	典型值	最大值	
%/V		0.01	0.02		0.01	0.04	C
		0.02	0.05		0.02	0.07	JS
%		0.1	0.3		0.1	0.5	C
		0.3	1		0.3	1.5	JS
μA		65	100		65	100	C
μA		0.2	5		0.2	5	C
V	-1.20	-1.25	-1.30	-1.20	-1.25	-1.30	JS
mA		3.5	5		3.5	10	C
db		70			70		C
%(U_o)		0.7			0.7		C
A	1.5			1.5			JS

参数名称	符号	测试条件
电压调整率	S_U	$3V \leqslant \lvert U_i - U_o \rvert \leqslant 40V$ $T_j = 25°C$
		$3V \leqslant \lvert U_i - U_o \rvert \leqslant 40V$
电流调整率	S_I	$10mA \leqslant I_o \leqslant 500mA$ $T_j = 25°C$
		$10mA \leqslant I_o \leqslant 500mA$
调整端电流	I_{ADJ}	
调整端电流变化	ΔI_{ADJ}	$2.5V \leqslant \lvert U_i - U_o \rvert \leqslant 40V$ $10mA \leqslant I_o \leqslant 500mA$ $P_D \leqslant P_{max}$　$T_j = 25°C$
基准电压	U_{REF}	$2.5V \leqslant \lvert U_i - U_o \rvert \leqslant 40V$ $10mA \leqslant I_o \leqslant 500mA$ $P_D \leqslant P_{max}$　$T_j = 25°C$
最小负载电流	I_{omin}	$\lvert U_i - U_o \rvert = 40V$
纹波抑制比	S_{rip}	$V_o = -10V f = 100Hz$ $C_{ADJ} \geqslant 10\mu F$
输出电压温度变化率	S_T	$T_{jL} \leqslant T_j \leqslant T_{jH}$
最大输出电流	I_{oM}	$\lvert U_i - U_o \rvert \leqslant 15V$ $\lvert U_i - U_o \rvert \leqslant 40V$ $T_j = 25°C$　(F-1)

CW337M稳压器电参数

单位	CW137M/CW237M			CW337M			试验类别
	最小值	典型值	最大值	最小值	典型值	最大值	
%/V		0.01	0.02		0.01	0.04	C
		0.02	0.05		0.02	0.07	JS
%		0.1	0.3		0.1	0.5	C
		0.3	1		0.3	1.5	JS
μA		65	100		65	100	JS
μA		0.2	5		0.2	5	C
V	−1.20	−1.25	−1.30	−1.20	−1.25	−1.30	JS
mA		3.5	5		3.5	10	C
db		70			70		JS
%(U_o)		0.7			0.7		C
A	0.5 0.15	0.8 0.25		0.5 0.1	0.8 0.25		JS

参数名称	符号	测试条件
电压调整率	S_U	$3V \leq \lvert U_i - U_o \rvert \leq 40V$ $T_j = 25°C$
		$3V \leq \lvert U_i - U_o \rvert \leq 40V$
电流调整率	S_I	$5mA \leq I_o \leq 100mA$ $T_j = 25°C$
		$5mA \leq I_o \leq 100mA$
调整端电流	I_{ADJ}	
调整端电流变化	ΔI_{ADJ}	$2.5V \leq \lvert U_i - U_o \rvert \leq 40V$ $5mA \leq I_o \leq 100mA$ $P_D \leq P_{max}$ $T_j = 25°C$
基准电压	U_{REF}	$2.5V \leq \lvert U_i - U_o \rvert \leq 40V$ $5mA \leq I_o \leq 100mA$ $P_D \leq P_{max}$ $T_j = 25°C$
最小负载电流	$I_{o\,min}$	$\lvert U_i - U_o \rvert = 40V$
纹波抑制比	S_{rip}	$V_o = -10V$ $f = 100Hz$ $C_{ADJ} \geq 10\mu F$
输出电压温度变化率	S_T	$T_{jL} \leq T_j \leq T_{jH}$
最大输出电流	I_{oM}	$\lvert U_i - U_o \rvert \leq 15V$ $\lvert U_i - U_o \rvert \leq 40V$ $T_j = 25°C(B-3D)$

CW337L稳压器电参数

单位	CW137L/CW237L			CW337L			试验类别
	最小值	典型值	最大值	最小值	典型值	最大值	
%/V		0.01	0.02		0.01	0.04	C
		0.02	0.05		0.02	0.07	JS
%		0.1	0.3		0.1	0.5	C
		0.3	1		0.3	1.5	JS
μA		65	100		65	100	JS
μA		0.2	5		0.2	5	C
V	-1.20	-1.25	-1.30	-1.20	-1.25	-1.30	JS
mA		3.5	5		3.5	10	C
db		70			70		JS
%(U_o)		0.7			0.7		C
A	0.1	0.2 0.5		0.1	0.2 0.05		JS

封面
书名
版权
前言
目录
目录
第一章　交流稳压电源
第一节　参数稳压法的交流稳压器
第二节　补偿稳压法的６１４－Ｂ型交流稳压器
第三节　交流稳压器的使用、维修和校验
第二章　直流稳压电源
第一节　直流稳压电源的构造和工作原理
第二节　提高直流稳压电源技术指标的方法
第三节　ＷＹＪ－３０型晶体管稳压器
第四节　ＪＷＬ－３０型直流稳流器
第五节　直流稳压电源的发展
附录