

# 实用电源 及其 保护电路

方大千 编著  
鲍俏伟



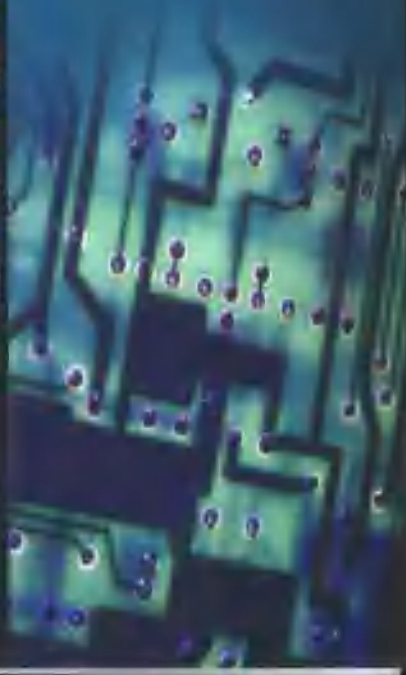
无线电爱好者丛书

全面讲解实用稳压电源

原理图了 元件参数具体

快速掌握电源制作技术

精  
●  
品  
●  
系  
●  
列



人民邮电出版社

POSTS & TELECOMMUNICATIONS PRESS

# 实用电源 及其 保护电路



实用电源及其保护电路

人民邮电出版社

ISBN 7-115-11078-6



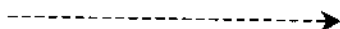
9 787115 110787 >

ISBN7-115-11078-6/TN·2033

定价: 10.00 元


人民邮电出版社

<http://www.ptpress.com.cn>

无线电爱好者丛书精品系列 



# 实用电源及其保护电路

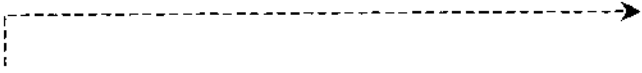


方大千 鲍俏伟 编著



人民邮电出版社





## 内容提要

本书较系统、全面地介绍了各类整流电源、直流稳压电源、交流稳压电源，以及电源的过电流、过电压、欠电压保护电路。书中介绍的180个电路都是实际应用电路，实用性强。本书叙述通俗易懂，每个电路都介绍了工作原理以及主要元器件的选择，图中元器件均标明具体参数，以便于读者掌握和应用。

本书适合普通电工和业余电子爱好者阅读，也可供电气、电子技术人员及新产品开发人员参考。



# 前 言

电源电路在工业控制设备、自动化设备以及家用电器等方面应用十分广泛。本书较系统、全面地介绍了各种整流电源，基本整流电路及由此演变出的能产生多种电压的整流电路，电容降压整流电路及多倍压整流电路等；介绍了各种直流稳压电源、高稳定度稳压电源、可调式稳压电源和集成稳压电源等；介绍了交流稳压电源、电磁式交流稳压器、电子式交流稳压器和零触发交流稳压器等；介绍了电源的过电流、短路、过电压、欠电压等保护电路。电源类型比较齐全，且都为应用电路，其中重点介绍了工业应用电路。在编写中充分注意了新技术在电源电路中的应用。

本书的一个特点是简明易懂地介绍电路的工作原理，指导读者能自己设计所需要的电源电路，并提高快速检修电气、电子设备的能力。书中每个电路都标明元器件的具体参数。读者通过本书的学习能很快地提高自己的技术水平。书中介绍的名词术语、电气图形符号和文字符号均采用新的国家标准。

协助参加本书编写工作的有鲍偕伟、方亚平、郑鹏、朱征涛、那春刚、张荣亮、方欣和周明英等同志，全书由方大中高级工程师审校。

本书在编写过程中参考了许多书刊资料的电路图，在此谨向书中原电路设计者表示感谢！

限于作者的水平，书中不妥之处在所难免，望广大读者批评指正。

作 者

中国电子学会  
《无线电爱好者丛书》编委会

主 任：杜肤生

副 主 任：徐修存 宁云鹤 李树岭

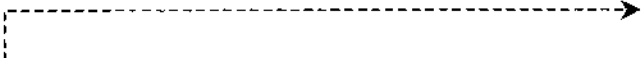
编 委：王亚明 刘宪坤 王明臣  
刘 诚 孙中臣 安永成  
郑凤翼 赵桂珍 聂元铭  
郑春迎 孙景琪 李勇帆  
刘文铎 陈有卿 徐士毅  
于世均 贾安坤 张国峰

## 无线电爱好者丛书前言

众所周知，迅速发展着的无线电电子技术，是一门应用十分广泛的现代科学技术。它的发展水平和普及程度是现代化水平的重要标志。为了普及电子技术知识，培养更多的无线电爱好者，适应现代化建设的需要，中国电子学会和人民邮电出版社约请有关专家编写了这套《无线电爱好者丛书》。

本丛书从无线电爱好者的实际条件出发，按照理论联系实际的思想，深入细致地讲述各种无线电元器件和常用电子电路的原理；介绍各种家用电器、电子设备（如收音机、扩音机、录音机、电视机、录像机、电子计算机、计算器、复印机、电子相机、常用电子仪器仪表、电子钟表、电冰箱、空调器、洗衣机、吸尘器、电风扇、电热器具等）的工作原理、制作技术、使用和维修方法，为无线电爱好者提供所需的各种技术资料及有关工具书，使读者通过阅读本丛书和不断动手实践，能逐步掌握应用电子技术的基本技能。本丛书的读者对象是各行各业的广大无线电爱好者。

我们衷心希望广大电子科学技术工作者、专家、学者和无线电爱好者，对这套丛书的编辑出版工作提出宝贵意见，给予帮助。让我们共同努力，为普及无线电电子技术，为实现我国现代化做出贡献。



# 目 录

一、整流电源	1
1. 五种二极管基本整流电路	1
2. 特别的全波整流电路	7
3. 双绕组变压器输出双极性电压的整流电路	7
4. 带中心抽头变压器输出双极性电压的整流电路	8
5. 双电源电路中引出单电源电路	9
6. 三电压整流电路	10
7. 输出多种电压的开关变压整流电路	12
8. 一种直流电压变换器	14
9. 高效率直流电压变换器	15
10. 晶体管升压电路	16
11. 无变压器低压整流电路	17
12. 简易式双路可变直流电源	17
13. 电容降压整流电路	19
14. 偶数倍压全波整流电路	21
15. 三倍压及多倍压整流电路	22
16. 常用小功率滤波电路	25
二、直流稳压电源	28
17. 采用稳压管的稳压电源	28
18. 用稳压管获得基准电压的几种典型电路	32
19. 无电源变压器的小功率稳压电源	34
20. 串联型晶体管稳压电源	36



21. 带有过载保护的低功耗稳压电源 .....	40
22. 具有辅助电源或差动放大环节的串联型稳压电源 .....	42
23. 晶体管稳流电源 .....	47
24. WYJ 型分挡式直流稳压电源 .....	49
25. PUJ-1 型积分式数字电压表的内层电源 .....	53
26. 直接数字控制仪用直流稳压电源 .....	56
27. 数—模转换用高稳定度稳压电源 .....	57
28. 具有饱和电抗器的可调式稳压电源 .....	58
29. 晶体管收音机用稳压电源 .....	59
30. 实用晶体管定压式稳压电源 .....	61
31. 一种可调式稳压电源 .....	70
32. 从零起调的稳压电源 .....	71
33. 软启动稳压电源 .....	72
34. 开关式晶体管稳压电源 .....	74
35. 由运算放大器构成的稳压电源 .....	80
36. 集成稳压电源 .....	89
37. 三端固定集成稳压电源 .....	100
38. 集成双极稳压电源 .....	101
39. 可调式集成稳压、稳流电源 .....	104
40. 三端集成稳压器的功能扩展电路 .....	113
41. 采用磁放大器的稳压电源 .....	119
42. 12V 晶闸管可调式稳压电源 .....	120
43. 220V 大功率稳压电源 .....	124
<b>三、交流电源及交流稳压电源 .....</b>	<b>128</b>
44. 能输出很多种电压的变压器 .....	128
45. 采用串切电阻方法的简易交流稳压器 .....	130
46. 电磁式交流稳压器 .....	132

47. 晶闸管零触发交流稳压器 .....	139
48. 高稳定度的交流稳压器 .....	141
49. 伺服电机控制的自耦调压器式交流稳压器 .....	143
50. 继电器换挡的自耦变压器式交流稳压器 .....	150
51. 晶闸管换挡的自耦变压器式交流稳压器 .....	155
52. 晶闸管控制的交流稳压器 .....	157
53. SJW-II 系列大功率交流稳压器 .....	164
<b>四、电源的过电流保护电路 .....</b>	<b>166</b>
54. 稳压电源常用的过电流保护电路 .....	166
55. 晶闸管式等稳压电源过电流和短路保护电路 .....	174
56. 具有差动放大器及过电流保护的稳压器 .....	181
57. 带过电流和短路保护但不能自动恢复 工作的稳压器 .....	183
58. 带过电流和短路保护且能自动恢复 工作的稳压器 .....	185
59. 四端可调集成稳压器过电流保护电路 .....	186
60. 控制变压器短路保护电路 .....	187
61. 稳压电源的功率保护电路 .....	188
62. 负荷“软”投切电路 .....	189
<b>五、电源的过电压、欠电压保护电路 .....</b>	<b>192</b>
63. 稳压电源的过电压、欠电压保护电路 .....	192
64. 由单结晶体管 and 晶闸管构成的短路 及过电压保护电路 .....	196
65. 大电流电源的短路及过电压保护电路 .....	197
66. 直流电源过电压、欠电压及过电流保护电路 .....	198
67. 交流电子稳压器过电压保护电路 .....	200
68. 保护整流二极管的延时供电电路 .....	201

# 一、整流电源

## 1. 五种二极管基本整流电路

二极管整流电路有以下五种基本形式，掌握这几种基本电路，会使我们在制作整流电源时得心应手，并能克服业余条件下的各种限制，设计、制作出所需要的整流电源。

### (1) 单相半波整流电路

单相半波整流电路如图 1 (a) 所示。图 1 (b) 给出了负载为电阻性负载时其上的电压及流过的电流波形。在  $0 \sim \pi$  时间内，

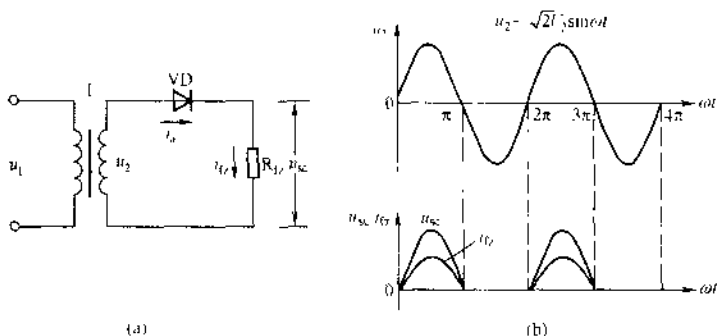


图 1 单相半波整流电路

变压器的次级电压使二极管 VD 导通；在  $\pi \sim 2\pi$  时间内，二极管 VD 加反向电压，不导通，负载上无电压。

空载直流输出电压<sup>\*</sup>为：

$$U_{\text{av}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t \, d\omega t = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 \approx 0.45 U_2$$

流过负载  $R_L$  的直流电流为：

$$I_{\text{av}} = \frac{U_{\text{av}}}{R_L} \approx \frac{0.45 U_2}{R_L}$$

流过整流元件的平均电流为：

$$I_D = I_{\text{av}} = \frac{0.45 U_2}{R_L}$$

整流元件承受的最大反向峰值电压  $U_m$ ，即  $u_2$  的最大值为：

$$U_m = \sqrt{2} U_2$$

根据  $I_D$ 、 $U_m$  的值，即可选择整流元件。

单相半波整流电路的主要缺点是：电压波动大，变压器利用率低。

## (2) 单相全波整流电路

单相全波整流电路如图 2 (a) 所示。图 2 (b) 给出了负载为电阻性负载时其上的电压及流过的电流波形。在  $0 \sim \pi$  时间内， $u_{2a}$  为正， $u_{2a}$  经二极管  $VD_1$ 、负载  $R_L$ 、变压器 T 中心抽头构成回路。二极管  $VD_2$  因加反向电压而不导通；在  $\pi \sim 2\pi$  时间内， $u_{2b}$  为正， $u_{2b}$  经  $VD_2$ 、 $R_L$ 、变压器 T 中心抽头构成回路。 $VD_1$  因加反向电压而不导通。

\* 当电路接有电容滤波时，输出电压为  $0.9U_2$ 。

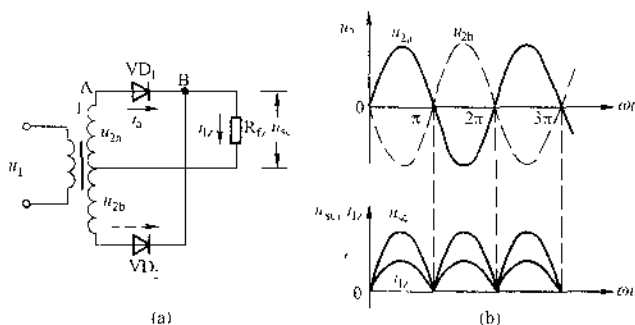


图2 单相全波整流电路

空载直流输出电压<sup>\*</sup>为:

$$U_o = 0.9 U_2$$

流过负载  $R_L$  的直流电流为:

$$I_L = \frac{U_o}{R_L} = \frac{0.9 U_2}{R_L}$$

流过整流元件的平均电流为:

$$I_a = \frac{1}{2} I_L = \frac{0.45 U_2}{R_L}$$

整流元件承受的最大反向峰值电压  $U_m$ , 即 A、B 两端的电压为:

$$U_m = 2\sqrt{2} U_2$$

单相全波整流电路克服了单相半波整流电路的缺点, 但变压器需有中心抽头。另外, 对整流元件耐压性要求较高。

\* 当电路接有电容滤波时, 输出电压为  $1.2 U_2$ 。

### (3) 单相桥式整流电路

单相桥式整流电路如图 3 (a) 所示。图 3 (b) 给出了负载为电阻性负载时其上的电压及流过的电流波形。当电源的极性为上正下负时，二极管  $VD_1$ 、 $VD_3$  导通，电流从变压器 T 次级绕组上端经二极管  $VD_1$ 、负载  $R_L$ 、二极管  $VD_3$  回到变压器次级绕组下端，在负载  $R_L$  上得到一个半波整流电压；当电源极性为上负下正时，二极管  $VD_2$ 、 $VD_4$  导通，电流通过  $VD_2$ 、 $R_L$ 、 $VD_4$  和变压器次级绕组构成回路，同样在  $R_L$  上得到一个半波整流电压。

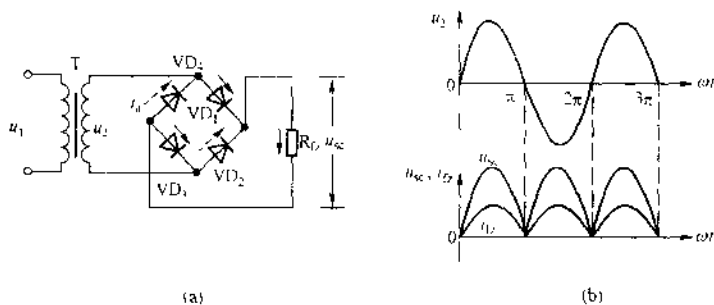


图 3 单相桥式整流电路

空载直流输出电压<sup>\*</sup>为：

$$U_{ac} = 0.9 U_2$$

流过负载  $R_L$  的直流电流为：

$$I_{Ia} = \frac{U_{ac}}{R_L} = \frac{0.9 U_2}{R_L}$$

\* 当电路接有电容滤波时，输出电压为  $1.2 U_2$ 。

流过整流元件的平均电流为：

$$I_D = \frac{1}{2} I_{IV} = \frac{0.45 U_2}{R_{IV}}$$

整流元件承受的最大反向峰值电压  $U_m$ ，即  $u_2$  的最大值为：

$$U_m = \sqrt{2} U_2$$

桥式整流电路无需变压器有中心抽头，变压器利用率高，对整流元件的耐压性要求不高，但元器件数量较多。

#### (4) 全波倍压整流电路

全波倍压整流电路如图 4 所示。如果电容容量较大，且负载电阻  $R_{Lz}$  也很大的话，在  $u_2$  的正半周时，可以认为经过二极管  $VD_1$  对电容  $C_1$  充上大小为  $\sqrt{2} U_2$  的电压而基本保持不变；同样在  $u_2$  的负半周时，经二极管  $VD_2$  对  $C_2$  也充上大小为  $\sqrt{2} U_2$  的电压，因而在 A、C 及 B、C 间分别得到正的和负的、大小为  $\sqrt{2} U_2$  的电压输出，在 AB 间得到大小为  $2\sqrt{2} U_2$  的电压输出。

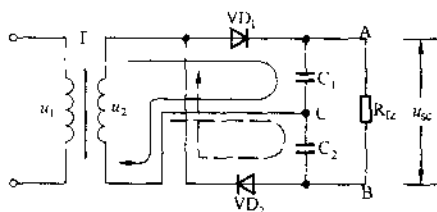


图 4 全波倍压整流电路

可见此电路可得到三组不同的输出电压。

整流元件承受的最大反向电压为  $2\sqrt{2} U_2$ ，电容  $C_1$ 、 $C_2$  上

承受的电压为 $\sqrt{2} U_2$ 。

### (5) 半波倍压整流电路

半波倍压整流电路如图 5 所示。

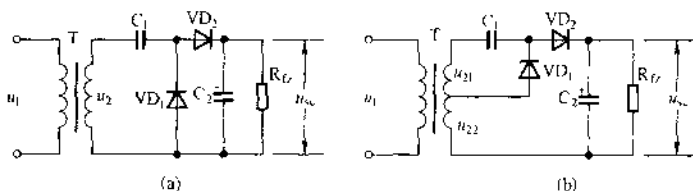


图 5 半波倍压整流电路

对于图 5 (a)，如果电容及负载电阻  $R_L$  都比较大，在  $u_2$  的负半周时，二极管  $VD_1$  导通，能将电容  $C_1$  上的电压  $U_{C1}$  充电到  $u_2$  的峰值（即 $\sqrt{2} U_2$ ），并基本保持不变；在  $u_2$  的正半周时， $C_1$  上的电压  $U_{C1}$  与电源电压  $u_2$  相加，经二极管  $VD_2$  对电容  $C_2$  充电，充电的电压为  $u_2 + U_{C1}$ ，因此  $C_2$  充到的最大电压接近于 $\sqrt{2} U_2 + \sqrt{2} U_2 = 2\sqrt{2} U_2$ 。第三个半周和第四个半周，则又重复上述过程对  $C_1$  和  $C_2$  充电，并达到  $2\sqrt{2} U_2$ 。这样经过几个周期以后， $C_2$  上的电压就基本上是  $2\sqrt{2} U_2$  了，它为变压器次级电压峰值的 2 倍。

每个整流元件承受的最大反向电压均为  $2\sqrt{2} U_2$ 。

对于图 5 (b)，输出电压为：

$$U_{oc} = \sqrt{2}(U_{21} + U_{21} + U_{22}) = \sqrt{2}(2U_{21} + U_{22})$$

如果为中心抽头，则  $U_{oc} = 3\sqrt{2} U_{21}$ 。

注意：电路输出电流与电容  $C_1$ 、 $C_2$  的容量有关，如  $C_1$ 、 $C_2$  的容量为  $220\mu F$  时，输出电流为  $10mA$ 。



## 2. 特别的全波整流电路

### (1) 用单管的全波整流电路

当二管全波整流电路中的一只二极管损坏时，可以采用如图 6 所示的电路，要求  $R_f \gg R$ ，该电路的输出波形近似于全波整流电路的输出波形。

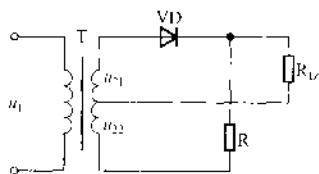


图 6 用单管的全波整流电路

### (2) 不需与设备底板绝缘的二极管全波整流电路

通常采用的用两只二极管作全波整流的方案，要求两只二极管与设备底板绝缘。当用于大功率负载时，两只二极管往往装有散热片。这时需要将散热片与设备底板绝缘，或者将二极管电极与散热片绝缘，这样做很不方便。为此可采用如图 7 所示的电路。变压器中心点必须一分为二，或采用两只单独的变压器供电。

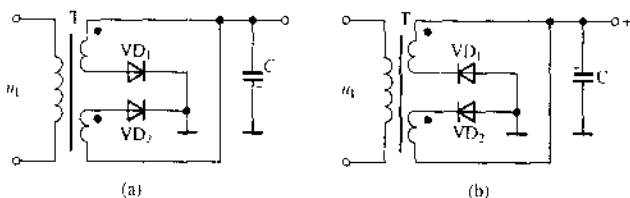


图 7 不需与设备底板绝缘的二极管全波整流电路

## 3. 双绕组变压器输出双极性电压的整流电路

当变压器次级绕组无中心抽头而又需要获得正负两组相同

的直流电压时，可采用如图 8 所示的电路。图 8 (a) 为半波整流电容分压电路，图 8 (b) 和图 8 (c) 为全波整流电容分压电路。在图 8 (c) 所示的电路中，为了避免两组电源互相短路，第二路电源需经过电容  $C_1$ 、 $C_2$  与变压器次级绕组相连，电容起隔离作用。

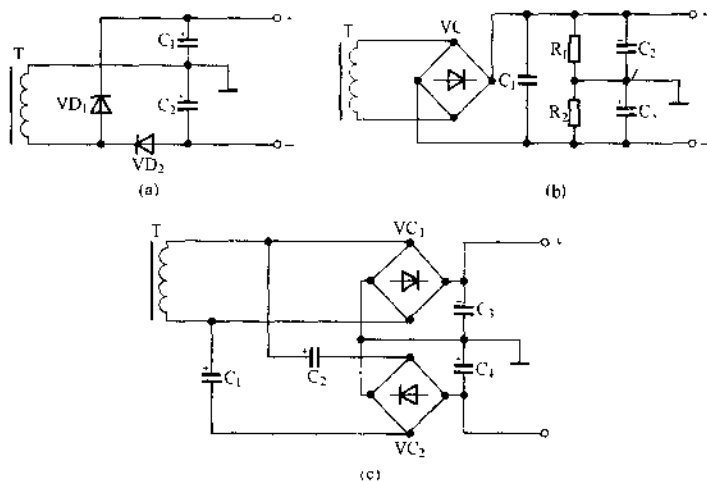


图 8 双绕组变压器输出双极性电压的整流电路

#### 4. 带中心抽头变压器输出双极性电压的整流电路

该整流电路如图 9 所示。图 9 (a) 为桥式、中心抽头、全波整流混合电路，其中两只二极管 ( $VD_1$ 、 $VD_2$ ) 是公用的，可得到高、低两种双极性电压。图 9 (b) 为全波、中心抽头混合电路，可得到对称双极性电压。图 9 (c) 为正、负对称电压和倍压整流电路，可得到一对双极性电压和一个倍压电压。

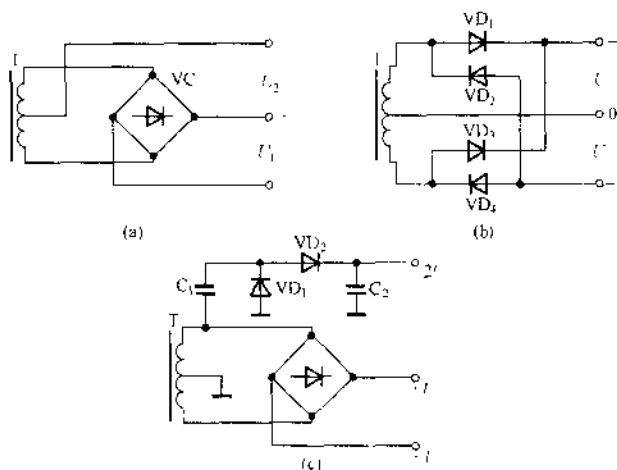


图9 带中心抽头变压器输出双极性电压的整流电路

## 5. 双电源电路中引出单电源电路

有时需要在双电源电路中引出单电源，这时可采用如图10所示的电路。图10(a)接线会使双电源输出不对称，对双电

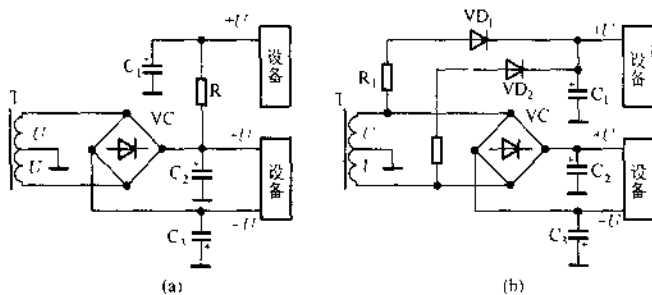


图10 双电源电路中引出单电源电路

源电路上的设备有所影响，如影响音响设备的放音质量。在图 10 (b) 中，两套电源有各自的整流电路，相互干扰少，双电源电压输出对称，不影响双电源电路上的设备正常工作。

## 6. 三电压整流电路

该整流电路如图 11 所示。通过二极管的不同形式的连接，可获得三种规格的电压。

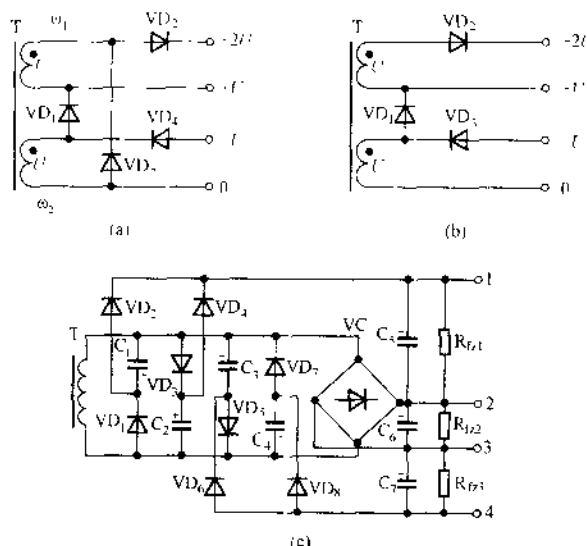


图 11 三电压整流电路

工作原理[图 11(a)]：当输入交流电源为正半周时，变压器次级绕组  $\omega_2$  上的电压经二极管  $VD_1$  对  $+U$  电源供电； $\omega_2$  上的电压经二极管  $VD_1$ 、绕组  $\omega_1$  和二极管  $VD_2$  对  $+2U$  电源供

电。此时二极管  $VD_3$ 、 $VD_4$  截止。负半周时， $VD_1$  截止，绕组  $\omega_1$  上的电压经  $VD_3$  对  $+U$  电源供电，而  $\omega_2$  上的电压经  $VD_4$  对  $-U$  电源供电。由以上分析可知， $+U$  电源由绕组  $\omega_2$  上的电压经二极管  $VD_1$  和绕组  $\omega_1$  上的电压经二极管  $VD_3$  轮流实现全波供电。因此这路电源提供的电流较大。而另两个电源是半波供电的，它们提供的电流较小。

如果电路输出端接有滤波电容，则输出电压数值要比未接电容时高。该电路具有效率较高、价格较廉等优点。

图 11 (b) 所示电路与图 11 (a) 所示电路类似，但由于少了一只二极管，所以对于三组电源均为半波供电。 $+U$  电源提供的电流较图 11 (a) 的减小一半。

图 11 (c) 所示电路能提供三种不同的电压输出，最高电压可达桥式整流电路输出的直流电压的 3 倍。

工作原理[图 11(c)]: 二极管  $VD_9 \sim VD_{12}$  构成桥式整流 VC 电路，二极管  $VD_1 \sim VD_4$  及电容  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_5$  构成向上扩展电压的电路。在  $u_2$  的正半周时， $VD_1$  截止， $u_2$  叠加在电容  $C_1$  由负半周保存下来的电压上，而形成 2 倍电源电压，由  $C_1$  正极经  $VD_5$ 、 $C_5$ 、 $C_6$ 、 $VD_{10}$  和变压器次级绕组回到  $C_1$  负极，电压在电容  $C_5$  和  $C_6$  上各降一半；在  $u_2$  的负半周时， $VD_3$  截止， $u_2$  叠加在电容  $C_2$  由正半周保存下来的电压上，而形成 2 倍电源电压，由  $C_2$  正极经  $VD_4$ 、 $C_5$ 、 $C_6$ 、 $VD_9$  和变压器次级绕组回到  $C_2$  负极，电压在电容  $C_5$ 、 $C_6$  上各降一半，从而在 1、3 端获得 2 倍全波整流电压。二极管  $VD_5 \sim VD_8$  及电容  $C_3$ 、 $C_4$ 、 $C_7$  构成向下扩展电压的电路，其工作原理与上述类似，在 2、4 端可获得相同的 2 倍全波整流电压，在 1、4 端最大可获得 3 倍全波整流电压。

应注意，不仅 2、3 端之间带负载能力较强，而且 1、2

端, 3、4 端和 1、4 端三个回路的负载电流是以 2、3 端回路负载电流的存在为基础的。也就是说, 若 2、3 端之间不接负载, 上述三个回路都没有电流输出, 但 1、3 端或 2、4 端回路可输出电流。使用时, 若需几种电压同时输出, 应确保 2、3 端回路负载电流足够大。

## 7. 输出多种电压的开关变压整流电路

图 12 给出了几种通过操作转换开关得到不同输出电压的整流电路。

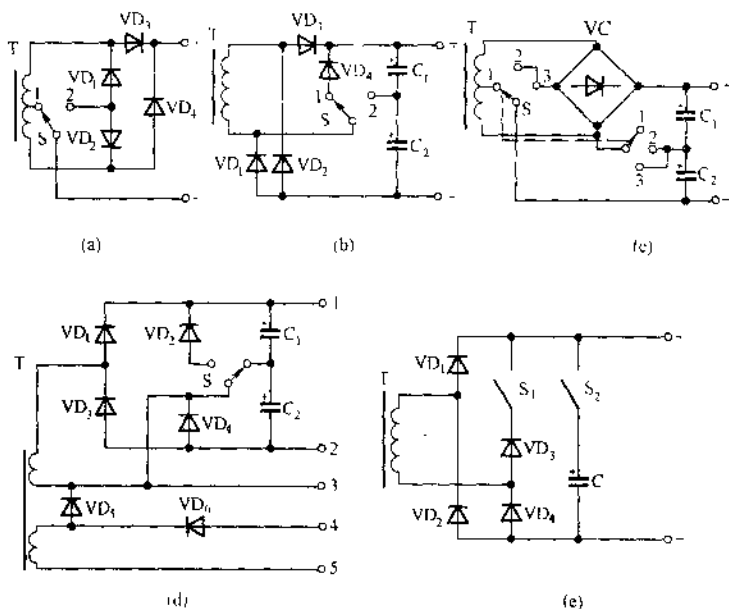


图 12 通过开关得到多种电压的整流电路

对于图 12 (a) 所示的电路, 当转换开关 S 打在“1”位置时, 为中心抽头式全波整流电路; 当 S 打在“2”位置时, 为桥式全波整流电路。

对于图 12 (b) 所示的电路, 当转换开关 S 打在“1”位置时, 为桥式整流电路, 输出为低电压; 当 S 打在“2”位置时, 为倍压整流电路, 输出为高电压, 电压提高近 1 倍。倍压整流过程如下: 电源为正半周时, 电源经二极管  $VD_3$  向电容  $C_1$  充电; 电源为负半周时, 电源经二极管  $VD_2$  向电容  $C_2$  充电。于是负载上所得到的电压为电容  $C_1$  和  $C_2$  上电压之和。该电路的二极管最大反向工作电压和电容耐压性要按倍压整流电路来选取。电容的容量一般为几十微法以上。

对于图 12 (c) 所示的电路, 当转换开关 S 打在“1”位置时, 为中心抽头式全波整流电路; 当 S 打在“2”位置时, 为桥式整流电路; 当 S 打在“3”位置时, 为倍压整流电路。

图 12 (d) 所示的电路能获得五种电压输出: 由二极管  $VD_6$  整流, 在 4、5 端输出  $-0.45 U_2$  电压; 由二极管  $VD_5$  整流, 在 3、5 端输出  $+0.45 U_2$  电压; 由二极管  $VD_1$ 、 $VD_5$  整流, 在 1、5 端输出  $+0.45 (U_1 + U_2)$  电压; 当转换开关 S 打在“1”位置时, 由  $VD_1 \sim VD_4$  组成桥式整流电路, 在 1、2 端输出  $+0.9 U_1$  电压(不考虑电容滤波导致电压升高的因素); 当 S 打在“2”位置时, 为倍压整流电路。其倍压整流过程是: 当电源为正半周时, 电源经二极管  $VD_1$  向电容  $C_1$  充电; 负半周时, 电源经二极管  $VD_3$  向电容  $C_2$  充电。这样, 负载上所得到的电压为电容  $C_1$  和  $C_2$  上电压之和。在 1、2 端即可获得大小约为  $2 U_1$  的电压。

对于图 12 (e) 所示的电路, 当转换开关  $S_1$ 、 $S_2$  全打开时, 由二极管  $VD_1$  和  $VD_4$  组成半波整流电路, 输出电压为  $U_2 =$

0.45U；当  $S_1$  闭合、 $S_2$  断开时，由二极管  $VD_1 \sim VD_4$  组成桥式整流电路，输出电压为  $0.9U$ ；当  $S_1$  断开、 $S_2$  闭合时，因半波整流输出端并联了适当的滤波电容，所以输出电压升高，约为  $0.95U$ ；当  $S_1$ 、 $S_2$  全闭合时，因桥式整流输出端并联了适当的滤波电容，这时电压最高，约为  $1.2U$ 。

## 8. 一种直流电压变换器

该变换器电路如图 13 所示，它能将一种电压变成两种不同极性的电压，每个负载臂上的电压均为输入电压的一半。

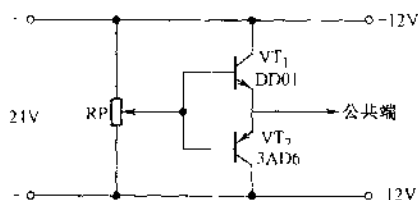


图 13 一种直流电压变换器

工作原理：当两臂的负载电流相等时，由于三极管  $VT_1$  和  $VT_2$  的基极与发射极电压相等，故均截止，输出电压各为输入电压的一半。如果因某种原因两臂的负载电流不相等，则平衡被破坏。然而，这将引起负载电流小的一臂的那只三极管导通，相当于增加了负载电流小的一方的电流，从而使两臂的输出电压值趋于相等。

该电路的另一特点是电位器 RP 可以取高阻值，从而能降低在电位器上的电耗。

稍稍改变 RP 滑臂位置，便可调整两臂的输出电压值，故在静态不对称负载下，输出电压可通过它加以调整。倘若两臂



的负载电流变化较大，只要在两只三极管的基极回路中串接限流电阻，就能得到满意的效果

两只三极管的  $\beta$  值宜取大些，这样对稳压有利。

## 9. 高效率直流电压变换器

该电压变换器电路如图 14 所示，它能高效率地将直流电压  $E$  变换成双极性电源  $\pm E$ 。

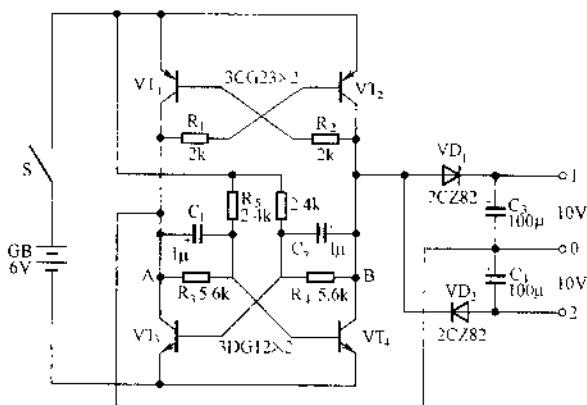


图 14 高效率直流电压变换器

工作原理：由三极管  $VT_1$ 、 $VT_2$  组成双稳态电路；由三极管  $VT_3$ 、 $VT_4$  组成多谐振荡器。当  $VT_1$ 、 $VT_4$  饱和导通时， $VT_2$ 、 $VT_3$  截止；相反，当  $VT_2$ 、 $VT_3$  饱和导通时， $VT_1$ 、 $VT_4$  截止。这样，在 A、B 两点就得到了幅值为  $E$ （考虑到三极管饱和压降，A、B 两点电压略小于  $E$ ）而极性却变化的脉冲电压。极性变化的频率与  $VT_3$ 、 $VT_4$  振荡器的振荡频率有关。这个变化的脉冲电压经二极管  $VD_1$ 、 $VD_2$  整流，电容  $C_3$ 、 $C_4$  滤波，从 1、0

和 2、0 端输出。因振荡频率较高，所以  $C_3$ 、 $C_4$  容量不需太大就可达到较好的滤波效果。

从 1、2 两端输出的电压为  $2E$ 。若把 0 作为公共点（零点），则 1、0 端输出电压为  $+E$ ，2、0 端输出电压为  $-E$ 。

按图 14 中所标示的元件参数可知，电路输出电流应在 100mA 左右，适合给运算放大器或其他用电量较小的电路供电。

## 10. 晶体管升压电路

图 15 所示的晶体管升压电路能将 12V 直流电压升高到 30V。

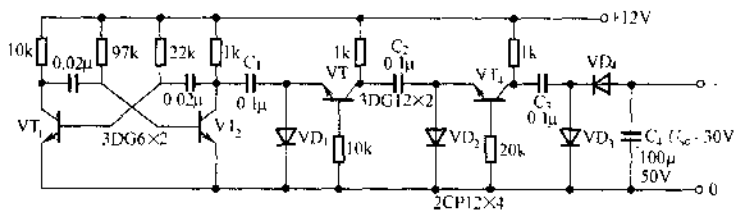


图 15 晶体管升压电路

工作原理：由三极管（晶体管指三极管） $VT_1$ 、 $VT_2$  组成无稳态电路，随着  $VT_2$  导通与截止，电容  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  进行充、放电。当  $VT_2$  截止时，三极管  $VT_3$ 、 $VT_4$  截止，此时  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  是并联的，并分别通过二极管  $VD_1$ 、 $VD_2$ 、 $VD_3$  充电，其两端电压都接近电源电压。当  $VT_2$  导通时， $VT_3$ 、 $VT_4$  导通，此时电容  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  是串联的，并给  $C_4$  充电。这样电容  $C_4$  两端的电压，即输出电压就等于电容  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  上电压之和，在空载时约为电源电压的 3 倍。当振荡频率为 1kHz 时，输出电

压约为 30V。

## 11. 无变压器低压整流电路

图 16 所示的电路没有采用降压变压器和滤波电路。该电路采用 220V 市电供电，输出电压为 12V，负载电流为 10mA。

工作原理：220V 市电经电阻  $R_1$ 、 $R_2$  降压以及二极管 VD 整流，供给三极管 VT 电源电压。在电源的正半周时，电源经限流电阻  $R_1$  和由三极管 VT 所控制的电子开关(由二极管 VD 和晶闸管 V 等组成)将充电电压充入电容 C 上。三极管集电极与晶

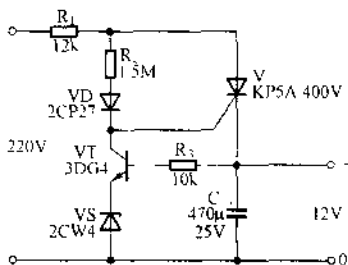


图 16 无变压器低压整流电路

闸管 VS 的控制极相连，在三极管发射极回路中还串入一个稳定电压为 11V 的稳压管 VS，基极则通过电阻  $R_3$  接到电容 C 上。在这种接法下，仅当电容 C 上的电压小于 11.6V、三极管 VT 截止、其集电极电流极小时，晶闸管 V 控制极上才有正的触发电压。如果电容 C 上的电压接近 12V 时，则三极管 VT 就饱和导通，其集电极电流很大，就使 V 控制极电压降低到使晶闸管截止的数值。也就是说，晶闸管导通角的大小取决于所需触发电流的数值。这样便使电路的输出电压保持在 12V 左右。

## 12. 简易式双路可变直流电源

图 17 所示的电路利用触发双向晶闸管来改变功率变压器

T 的初级绕组电流，从而获得连续可变的双路直流电源。它输出的最大电压分别为 +17V 和 -17V，最大电流为 80mA。

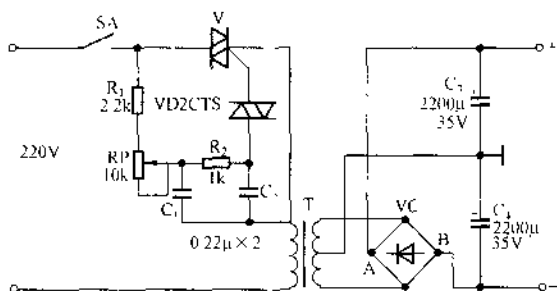


图 17 简易式双路可变直流电源电路

工作原理：电路的输出电压通过改变双向晶闸管 V 的导通角（即改变变压器 T 的初级电压）而加以改变。双向晶闸管由双向触发二极管 VD 来触发，而双向触发二极管又由 RC 移相网络来推动。调节电位器 RP，即可调整直流输出电压。

变压器 T 带有中心抽头，输出电压为 24V。整流器 VC 虽是桥式组合，但是并不用来作桥式整流。它的两半周的二极管中间抽头(A、B)及变压器的两端接点分别构成一全波整流器，左边供给正电压，右边供给负电压。C<sub>3</sub>、C<sub>4</sub> 为滤波电容。在电流较小时，C<sub>3</sub> 和 C<sub>4</sub> 充电到变压器次级电压的峰值时，其输出电压的平均值约为 17V；在电流较大时，电压按比例降低，可用电位器 RP 来调整。

本电路在适当改用变压器、整流器及两个滤波电容后，可产生较高的电压和较大的电流，适用于任何需要两个正负对称输出的直流电压的场合。

### 13. 电容降压整流电路

电容降压整流电路由于没有变压器而显得简单、经济，不足之处是整个电路带有 220V 交流电压(如图 19 所示电路除外)，所以在使用、维修时要注意安全，防止触电。

电容降压基本整流电路有半波型和全波型两种。

#### (1) 半波型电容降压整流电路

该整流电路如图 18 所示。

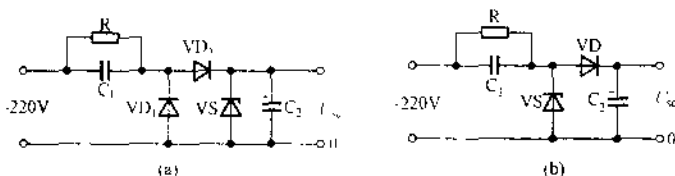


图 18 半波型电容降压整流电路

在该电路中， $C_1$  是降压电容， $C_2$  是输出滤波电容，稳压管起输出电压的稳压作用。

工作原理[见图 18(a)]：当输入电源电压为正半周时，电容  $C_1$  经二极管  $VD_1$ 、稳压管  $VS$  被充满左正右负的电荷，电容  $C_2$  也被充上上正下负的电荷， $C_2$  两端的电压等于稳压管  $VS$  的稳压值。当输入电源电压为负半周时，电容  $C_1$  上的电荷经二极管  $VD_2$  泄放。与此同时，电容  $C_2$  向负载放电(相对负载而言， $C_2$  容量较大时，此放电过程缓慢，所以负载电压也较稳定)。当电源第二个正半周来到时， $C_1$  再次充电，重复上述过程。

在如图 18(b)所示的电路中，稳压管  $VS$  有双重作用，正

半周时起稳压作用，负半周时为电容  $C_1$  提供放电回路。

在图 18 (b) 中，电容  $C_1$  上并联电阻(数值很大)的目的是：一是为下次工作做好准备，二是不会产生在电容  $C_1$  上电压尚未消失前再接通电源时可能损坏电容器  $C_1$  和稳压管 VS 的现象。同时电容  $C_1$  上的电压及时消失也有利于人身安全，否则断电后进行修理时，触及电容会造成麻电。

以上两种电路的元件选择：电容  $C_1$  容量的选取可按  $1\mu\text{F}$  等于  $30\text{mA}$  (输出电流) 估算；二极管平均整流电流  $I_F$  不小于输出电流  $I_L$ ， $I_L$  按  $1\mu\text{F}$  等于  $30\text{mA}$  折算；二极管反向耐压因二极管  $\text{VD}_1$  在反向时均被  $\text{VD}_2$  或  $\text{VD}_3$  正向钳位，所以只要大于输出电压即可；稳压管 VS 的稳压值一般选  $12 \sim 24\text{V}$ 。

## (2) 全波型电容降压整流电路

该整流电路如图 19 所示。

工作原理：当交流电源为正半周时，电容  $C_1$  经二极管  $\text{VD}_1$ 、 $\text{VD}_3$  充电，并向电容  $C_2$  馈送上正下负的电荷， $C_2$  两端电压受稳压管 VS 击穿电压钳位， $C_1$  充上左正右负的电荷。当交流电源为负半周时， $C_1$  经二极管  $\text{VD}_2$ 、 $\text{VD}_4$  反向充电，也向  $C_2$  馈送上正下负的电荷， $C_1$  充上右正左负的电荷，可见交流电源每一个周期内电容  $C_2$  都获得补充电能。

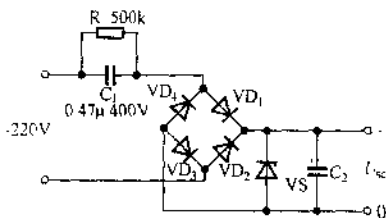


图 19 全波型电容降压整流电路

元件选择：电容  $C_1$  的容量可按  $1\mu\text{F}$  等于  $60\text{mA}$  估算。如果输出电流小于  $30\text{mA}$ ，则  $C_1$  的容量可相应减小，如采用

0.47 $\mu$ F。稳压管功率可根据其稳压值  $V_z$  与输出电流  $I_{Lz}$  由下式估算：

$$P \geq V_z I_{Lz}$$

二极管  $VD_1 \sim VD_4$  选用平均整流电流  $I_T \geq \frac{1}{2} I_{Lz}$ 、反向耐压大于输出电压即可。

### (3) 另外两种电容降压整流电路

另外，还可设计出如图 20 所示的两种电路。

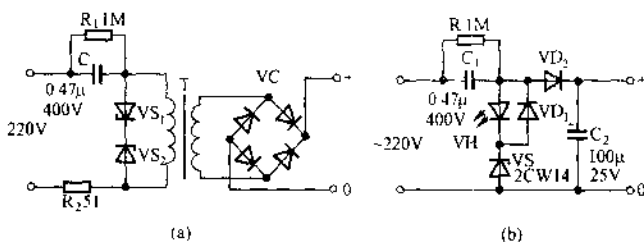


图 20 另外两种电容降压整流电路

图 20 (a) 为电容降压隔离桥式整流电路。该电路安全性高，它使用少圈数 1:1 变压器隔离，可用于恒流充电。

图 20 (b) 也为电容降压半波整流电路。由于经稳压后输出，所以输出电压稳定。该电路适合小电流输出。

## 14. 偶数倍压全波整流电路

该整流电路如图 21 所示，图 21 (a)、(b)、(c)、(d) 分别为 2 倍压、4 倍压、6 倍压和 8 倍压为整流电路。

图 21 (a) 所示的电路即图 4 中的电路。这些电路的工作原

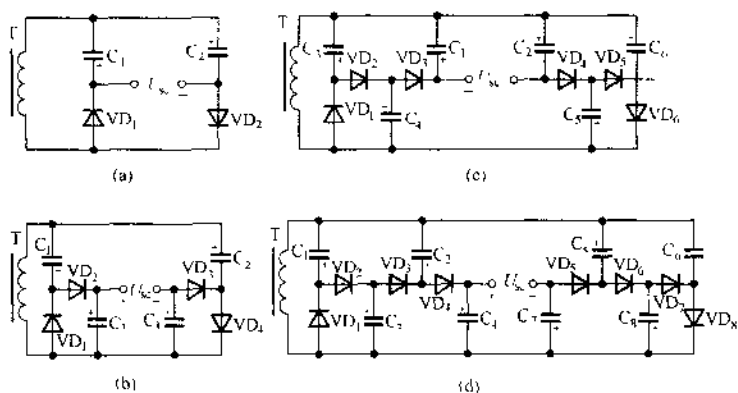


图 21 偶数倍压全波整流电路

理可参照图 4 中的电路进行分析。4 倍压、6 倍压、8 倍压电路元件参数可按普通多倍压电路计算。

## 15. 三倍压及多倍压整流电路

当整流电流很小(小于 5mA)时,可采用多级倍压整流电路获得很高的直流电压。

### (1) 三倍压整流电路

该电路如图 22 所示。

工作原理:在电源的第一半周,电源  $u_2$  经二极管  $VD_1$  对电容  $C_1$  充电至  $u_2$  的峰值  $\sqrt{2}U_2$ ;在电源的第二半周,  $C_1$  上的电压与  $u_2$  叠加后经二极管  $VD_2$  对电容  $C_2$  充电至  $2\sqrt{2}U_2$ ;在第三半周,  $C_2$  上的电压与  $u_2$  叠加后经二极管  $VD_3$  对电容  $C_3$  充电到  $3\sqrt{2}U_2$ 。当然,开始几个周期内电容上的电压并不能真



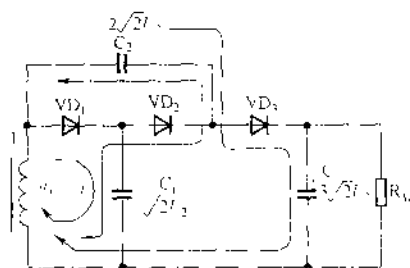


图 22 三倍压整流电路

正充到这样高，但经过几个周期后， $C_3$  上的电压将渐渐稳定在  $3\sqrt{2}U_2$  左右。

每个整流元件承受的最大反向电压为  $2\sqrt{2}U_2$ ，电容  $C_1$ 、 $C_2$  和  $C_3$  上承受的电压分别为  $\sqrt{2}U_2$ 、 $2\sqrt{2}U_2$  和  $3\sqrt{2}U_2$ 。

## (2) 多倍压整流电路

图 23 给出了 7 倍压整流电路

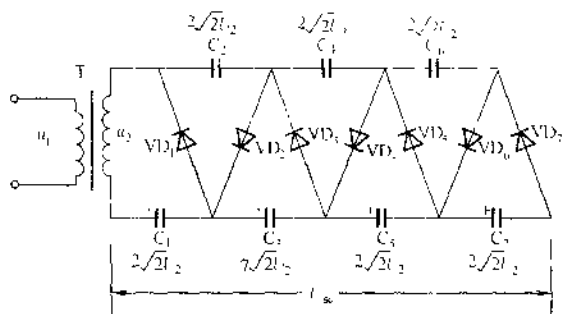


图 23 七倍压整流电路

工作原理：它与倍压整流电路的工作原理类似。图 24 是一个 2 倍压整流电路的原理图，了解它的工作原理后，就可以依此类推到多级倍压电路。

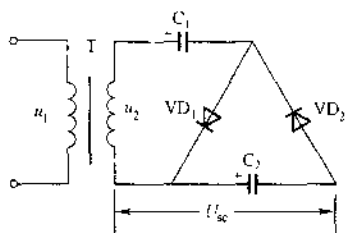


图 24 2 倍压整流电路原理图

当变压器次级交流电源为正半周时，二极管  $VD_1$  导通，电容  $C_1$  充电至  $\sqrt{2}U_2$ ；当电源为负半周时， $VD_1$  截止， $C_1$  上的电压与  $u_2$  叠加后经二极管  $VD_2$  对电容  $C_2$  充电，经过几个周期以后  $C_2$  充电到  $2\sqrt{2}U_2$  而达到稳定。同理，其他各个电容都按相似的充电过程，最后达到同样的稳定值  $2\sqrt{2}U_2$ 。

由此可见，如图 23 所示的电路中两输出端的直流高电压，等于  $C_1$ 、 $C_3$ 、 $C_5$  和  $C_7$  两端的电压之和，总共等于 7 倍的  $\sqrt{2}U_2$ 。

根据多级倍压整流的原理，从理论上讲，输出直流电压  $U_{sc}$  可用公式表示为：

$$U_{sc} = n\sqrt{2}U_2$$

式中： $n$ ——倍压级数；

$U_2$ ——变压器次级电压的有效值。

这里  $n = 7$ ，若  $U_2 = 7\text{kV}$ ，则输出直流高压为：

$$U_{sc} = 7\sqrt{2} \times 7 \approx 70 \text{ (kV)}$$

和其他倍压整流电路一样，多级倍压整流电路的输出空载电压较高；加上负载后，实际输出电压没有这样高；加大负载（负载电阻减小）时，输出电压将严重下跌。根据实践经验可知：倍压整流的级数不宜过多（如9级以下）。

多级倍压整流电路的计算方法如下。

理论输出直流电压为：

$$U_{sc} = n\sqrt{2}U_2$$

实际上，加上负载后的输出直流电压约为：

$$U_{sc} = nU_2/0.85$$

电容两端的实际电压约为：

$$U_{C1} = U_{sc}/n = U_2/0.85$$

$$U_{C2} = U_{C3} = \dots = U_{Cn} = 2U_{C1} = 2U_2/0.85$$

电容的电容量约为：

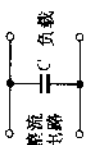


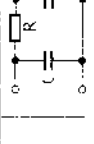
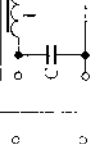
$$C_1 = C_2 = C_3 = \dots = 34I_{Lz}(n+2)/U_2 \text{ (}\mu\text{F)}$$

式中： $I_{Lz}$ ——整流电流(mA)；其他符号同前。 $U_2$ 的单位为V。

## 16. 常用小功率滤波电路

常用小功率滤波电路及性能比较见表1。滤波电容值与输出电流的关系见表2。

表 1 常用小功率滤波电路及性能比较

名称	电容滤波	电感滤波	π型滤波	阳容滤波	π型滤波
电路					
滤波性能	整流电路	大中流时较差	高	较高	很高
输出电压	小电流时较高	低	较低	较高	高
输出电流	较小	大	大	小	较小
负载特性	差	好	较好	差	较差
参数选择	半波整流按表 2 选取; 全波整流按 $C = \frac{3 \sim 5}{2R_L \omega}$	半波整流按 $\gamma = \frac{3.5 \sim 4}{R_L}$ 全波整流按 $\gamma = \frac{2\pi f L}{R_L}$	全波整流按 $LC = \frac{1.19}{f}$ 取 $L \approx 0.42 \frac{2R_L}{f}$	R 按所需降上选取, 一般为数十欧至百欧, $RC = \frac{2.3 \times 10^6}{f R_L}$	电容滤波和 π 型滤波的组合, 在小功率整流电路中常用
适用场合	负载电流较小的场合	负载电流较大的场合, 尤其有晶闸管电源时用较多	适用于负载电阻小, 电流较大, 要求纹波很小的情况, 高频时更好	适用于负载电阻较大, 电流较小及要求纹波很小的场合	常用于大功率滤波场合

注: (1)  $\gamma$  为滤波系数,  $\gamma$  为输出电流纹波系数;

(2) 电容 C 的单位为  $\mu F$ , 电阻  $R_L$  的单位为  $\Omega$ , 电感 L 的单位为  $\mu H$ .

表 2 滤波电容值与输出电流的关系

输出电流	2A 左右	1A 左右	0.5 ~ 1A	0.1 ~ 0.5A	100mA 以下	50mA 以下
滤波电容值( $\mu\text{F}$ )	4000	2000	1000	500	250 ~ 500	200

## 三、直流稳压电源

### 17. 采用稳压管的稳压电源

#### (1) 最简单的稳压电源

用硅稳压管作调整管和负载并联所组成的稳压电源是最简单的并联式稳压电源，如图 25 所示。

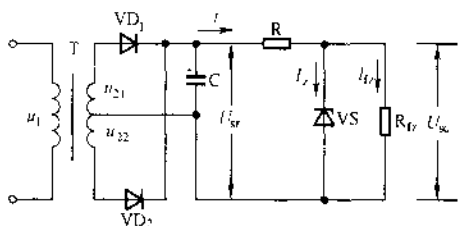


图 25 最简单的稳压电源

工作原理：当输出电压  $U_{sc}$  增加(或减少)时，会引起硅稳压管反向电阻的减小(或增大)，即流过硅稳压管的电流  $I_Z$  的增大(或减小)，从而升高(或降低)在降压电阻  $R$  两端的电压来抵偿  $U_{sc}$  的变化，使输出电压稳定。输入电压取  $U_{gr} = (2 \sim 3) U_{sc}$ 。

元件选择：

① 按稳压管稳定值  $V_z = U_{sc}$ ，稳定电流  $I_z \approx I_{z\max}$  或  $I_{z\max} = (2 \sim 3) I_{z\min}$  选择稳压管。

② 按  $\frac{U_{s\max} - U_{sc}}{I_{z\max}} < R < \frac{U_{s\min} - U_{sc}}{I_z + I_{z\max}}$  和  $P \geq \frac{(U_{s\max} - V_z)^2}{R}$  选取降压电阻  $R$  的阻值和功率。

③ 按以下公式校验：

a. 当输入电压最大而负载开路时，流过稳压管的电流不超过稳压管的最大稳定电流  $I_{zm}$ ，即

$$\frac{U_{s\max} - U_{sc}}{R} \leq I_{zm}$$

b. 当输入电压最小而负载最大时，尚能起稳压作用，即

$$U_{s\min} - (I_z + I_{z\max})R \geq V_z$$

否则，稳压管不进入击穿区，不起稳压作用。式中， $I_{z\max}$  为最大负载电流。

硅稳压管稳压电路的优点是简单、经济。其缺点是：输出电压不可调，稳定度较低，输出电流受稳压管允许电流限制，空载时还有较大的电流通过限流电阻和稳压管，故空载损耗大。因此通常只用于一般小功率、稳定度要求不高的场合。

硅稳压管稳压电路输出电压波动的原因有：①电源电压波动；②负载变动；③温度对稳压值的影响。抑制前两项的影响，主要靠限流电阻  $R$  和稳压管动态电阻  $R_z$  的适当配合。对于第③项，主要靠温度补偿。

## (2) 稳压电源的温度补偿电路

① 采用具有正温度系数的电阻补偿。

a. 当稳压管具有正温度系数时，可采用如图 26 所示的电

路。

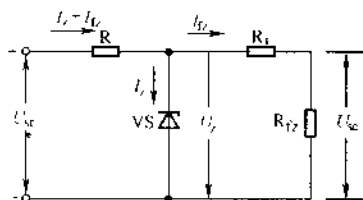


图 26 采用具有正温度系数的硅稳压管的温度补偿电路

补偿电阻为：

$$R_1 = \frac{V_z \alpha_{VWT}}{I_{Z2} \alpha_1}$$

式中： $R_1$ ——补偿电阻( $\Omega$ )；

$\alpha_{VWT}$ ——电压温度系数( $1/^\circ\text{C}$ )，可从手册中查得；

$\alpha_1$ ——补偿电阻的温度系数( $1/^\circ\text{C}$ )；

其他符号同前。

实际上，为了得到较好的温度补偿效果，还需进行温度试验，对  $R_1$  作调整。

b. 当稳压管具有负温度系数时，可采用如图 27 所示的电路。

② 采用稳压管或二极管补偿。当稳压管具有正温度系数时，可采用具有负温度系数的稳压管或正向工作的二极管与之互补，其电路如图 28 所示。

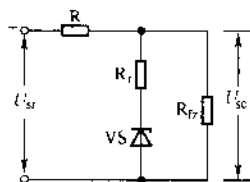


图 27 采用具有负温度系数的硅稳压管的温度补偿电路



例：2CW75 的稳定电压  $V_z = 12V$ ，其电压温度系数  $\alpha_{V_{VT}} = 9 \times 10^{-4} 1/^\circ C$ ，则温度变化  $1^\circ C$  时稳定电压将变化  $\Delta V_z = 12 \times 9 \times 10^{-4} = 10.8 (mV)$ 。正向二极管的电压温度系数为  $\alpha_{V_{VF}} = 3mV/^\circ C$ ，所以串联二极管的数目为：

$$n = \frac{\Delta V_z}{|\alpha_{V_{VF}}|} = \frac{12}{3} = 4 \text{ (只)}$$

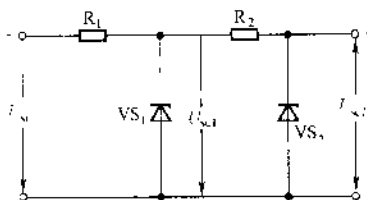


图 28 二级硅稳压管稳压电路

### (3) 多级硅稳压管稳压电源

当需要输出两种或两种以上稳定电压，或稳定度要求较高时，可采用两级或多级硅稳压管稳压电路，如图 28 和图 29 所示。

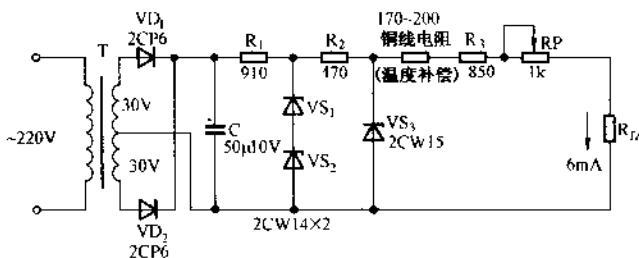


图 29 电位差计用的稳压电源

这种电源的计算可从末级开始，仿照如图 25 所示的电路的计算方法逐级进行。如对于如图 28 所示的电路，先按  $V_{z2} = U_{s2}$ ， $V_{z1} = (2 \sim 3) V_{z2}$  选择稳压管  $VS_1$  和  $VS_2$  的稳定值，再按  $U_{L1}$

$= (2 \sim 3) V_{z1}$  选定输入电压  $U_{in}$ ，然后按负载电流  $I_L$  确定  $VS_2$  的型号和降压电阻  $R_2$ ，最后由  $I_L + I_2$  确定  $VS_1$  的型号和降压电阻  $R_1$ 。

如图 30 所示电路为 UJ-1 型电位差计用稳压管精密稳压电源。整流滤波电路采用单相桥式 RC- $\pi$  型滤波。由三极管 VT 和稳压管  $VS_1$  等组成恒流源，并采用三级稳压，因此该电路稳压性能高。为了减小温度对输出电压的影响，第三级稳压管采用标准管 2DW7C（稳定电压为 6.1 ~ 6.5V）。因为负载为恒定负载，且要求输出电压为 2V，所以电路的输出端串联有 125 $\Omega$  的电阻 ( $R_6$ ) 进行降压。为防止空载时稳压管中流过较大的电流而产生温度漂移，所以在输出端接有 62 $\Omega$  ( $R_7$ ) 的假负载。当负载电阻通过插口 X 接入后，62 $\Omega$  电阻随即断开，负载便得到要求的电压 (2V) 和电流 (30mA)。

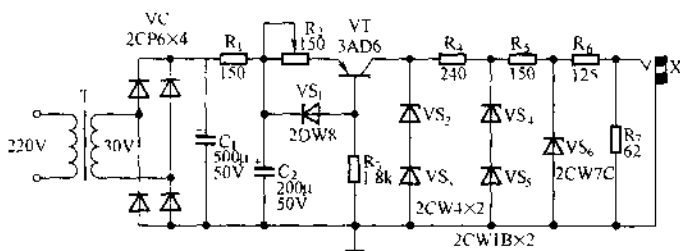


图 30 UJ-1 型电位差计用精密稳压电源

## 18. 用稳压管获得基准电压的几种典型电路

用稳压管获得基准电压的几种典型电路如图 31 所示。在图 31 (a) 中，基准电压等于稳压管稳定电压；在图 31 (b) 中，基准电压小于稳压管稳定电压；图 31 (c) 所示电路采用二极管

(或稳压管)进行温度补偿;图 31 (d)所示电路中基准稳压管由恒流源供电。

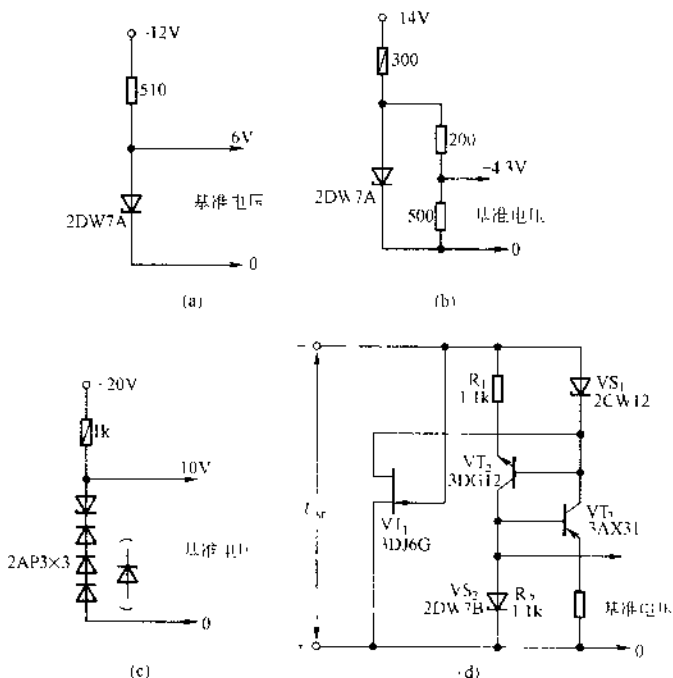


图 31 基准电压的几种典型电路

如图 31 (a)、(b)所示的电路稳定度稍差,如图 31 (c)所示的电路稳定度较高(原理见图 28),如图 31 (d)所示的电路为高稳定度基准电压电路。基准稳压管  $V_1$  由恒流源  $VT_2$  供电,这样可以保证基准电压不变,而恒流源由稳压管  $VS_2$  保证其恒流特性, $VS_2$  又由另一个恒流源  $VT_3$  保证它的电压是稳定的,而  $VT_2$  的恒流特性又是由稳压管  $VS_1$  保证的。采用了这样的基准电

源后，即使输入电压  $U_{sr}$  有所波动，基准电压也很少变化。

在图 31 (d) 中，场效应管  $VT_1$  起激励稳压管的作用。其工作原理如下：若无  $VT_1$  管，当电源接通的一瞬间，稳压管不一定能被击穿，电路就不能正常工作。接入  $VT_1$  后，在电源接通最初时刻，稳压管  $VS_2$  上的电压尚未建立，场效应管  $VT_1$  导电，接着  $VS_2$  导通，于是整个电路工作。这时，由于场效应管源极电位比栅极高，它便立即截止。

## 19. 无电源变压器的小功率稳压电源

以下几种电路采用电容降压、稳压管稳压。

### (1) 双路供电直流稳压电源

其电路如图 32 所示。

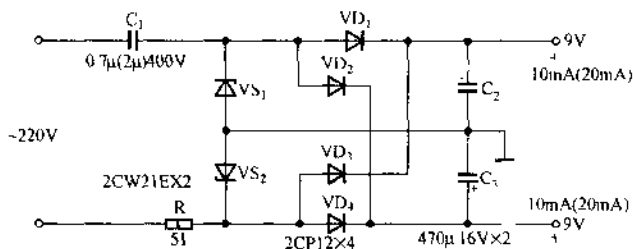


图 32 双路供电直流稳压电源

工作原理：220V 交流电压经电容  $C_1$  降压后，加到两只反向串联的稳压管  $VS_1$ 、 $VS_2$  上。在电源的正半周时，在  $VS_1$  上得到约 9V 的直流脉动电压，此电压经二极管  $VD_1$ 、 $VD_2$  分别给电容  $C_2$ 、 $C_3$  充电。在电源的负半周时，在稳压管  $VS_2$  上得

到约 9V 的直流脉动电压，此电压经二极管  $VD_3$ 、 $VD_4$  分别给  $C_2$ 、 $C_3$  充电。经过几个周期后，电容  $C_2$ 、 $C_3$  上就分别有约 9V 的直流电压。

电阻  $R$  是为防止接通电源时电流对  $VS_1$ 、 $VS_2$  冲击而设置的。

电路的输出电流与降压电容  $C_1$  的容量有关。当  $C_1$  由  $0.7\mu\text{F}$  改为  $2\mu\text{F}$  时，输出电流可由每端  $10\text{mA}$  增加到  $20\text{mA}$  左右，具体数值可由试验确定。

元件选择：为保证输出电压的稳定性，稳压管  $VS_1$ 、 $VS_2$  应采用型号相同、稳压值尽量一致的管子。

## (2) 单路直流稳压电源

其电路如图 33 所示，它是由如图 32 所示的电路简化而来的。

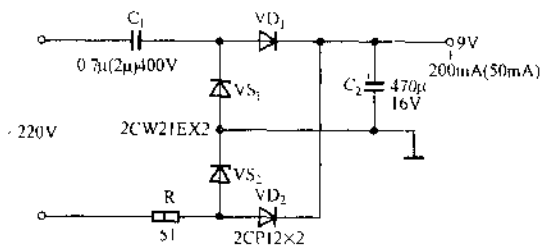


图 33 单路直流稳压电源

## (3) 正负对称直流稳压电源

其电路如图 34 所示，它能提供正负对称的两组直流电压。为使输出电压对称，四只稳压管应采用型号相同、稳压值尽量

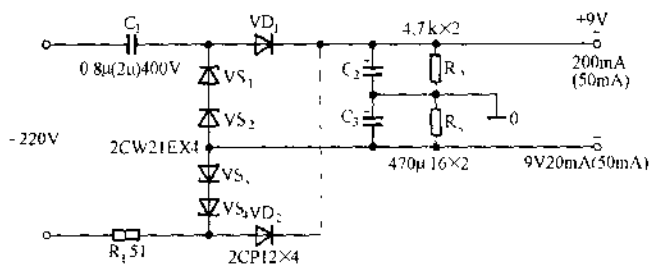


图 34 正负对称直流稳压电源

一致的管子，且电容  $C_2$ 、 $C_3$  的容量要相同。

## 20. 串联型晶体管稳压电源

串联型晶体管稳压电源原理方框图如图 35 所示。

这种稳压电源的一般工作原理是：当电网电压或负载电流变化而引起输出电压  $U_{sc}$  波动时，由取样环节的取样电压与基准电压比较，其差值经比较放大器放大后，通过改变调整管两端的电压来抵偿  $U_{sc}$  的变化而稳压。

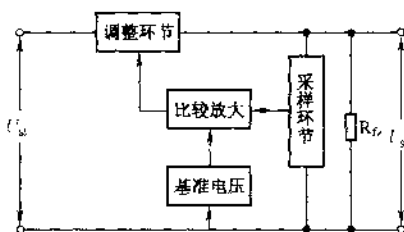


图 35 串联型晶体管稳压电源原理方框图

串联型稳压电源输出电压可以在很宽的范围内调节，稳定度好、轻载时效率较高。但在输出发生短路时容易损坏调整管，需加保护电路。这种电源广泛应用于在负载变化大、稳压性能要求高、输出电压可调的场合。

## (1) 最简单的串联型晶体管稳压电源

图 36 显示的是一个最简单的单管串联型晶体管稳压电源。

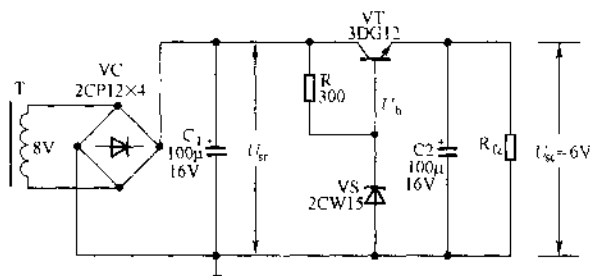
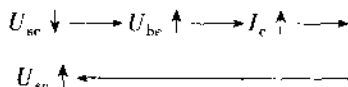


图 36 单管串联型晶体管稳压电源

工作原理：当负载变化引起输出电压  $U_{sc}$  降低时，调整管 VT 的基极—发射极电压为：

$$U_{be} = U_b - U_e = U_b - U_{sc}$$

因为基极电压  $U_b$  是恒定的， $U_{sc}$  降低，则  $U_{be}$  增加，使基极电流  $I_b$  和集电极电流都增加，从而使  $U_{sc}$  上升，保持  $U_{sc}$  近似不变。这个调整过程可简化表示为



须指出，这种串联型稳压电源只能做到输出电压基本不变。因为调整管的调整作用是靠输出电压与基准电压的静态误差来维持的，如果输出电压绝对不变，则调整管的调整作用就无法维持，输出电压也就不可能进行自动调节。

## (2) 带有放大环节的稳压电源

图 37 是带有直流放大环节的稳压电源。它的直流电压  $U_{sc}$

由桥式整流滤波电路获得，经调整管  $VT_1$  接到负载电阻  $R_{Lz}$ 。调整管相当于一个射极输出器。电阻  $R_1$ 、 $R_2$  和电位器  $RP$  组成分压器，起到“取信号”（即测量输出电压  $U_{sc}$  的变化）的作用。稳压管  $VS$  作基准电压， $R_3$  为限流电阻。由三极管  $VT_2$  组成的放大器起比较和放大作用。调整管的控制信号由  $VT_2$  的集电极直接加到  $VT_1$  的基极。

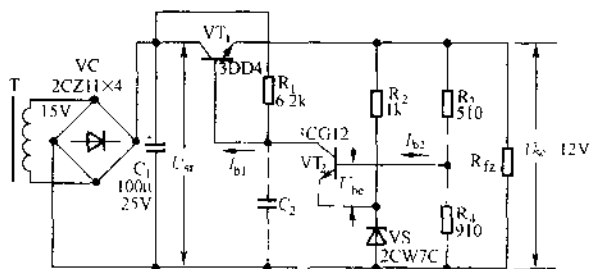
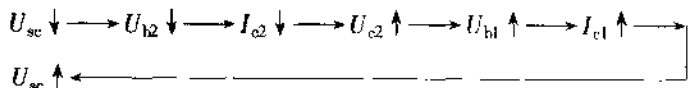


图 37 带有直流放大环节的稳压电源

工作原理：当电网电压降低或负载电流增大而使输出电压  $U_{sc}$  降低时，则通过  $R_3$ 、 $R_4$  组成的分压器使三极管  $VT_2$  的基极电压  $U_{b2}$  下降。由于  $VT_2$  的发射极接到稳压管  $VS$  上， $U_{e2}$  基本不变，所以  $VT_2$  的基极—发射极电压  $U_{be2}$  就减小，于是  $VT_2$  集电极电流  $I_{c2}$  就减小，并使  $U_{c2}$  增加， $VT_1$  的基极电流  $I_{b1}$  增加，导致  $I_{c1}$  增加，从而使输出电压恢复到原来的数值附近。

这个稳压过程简化表示为



同样的道理，当  $U_{sc}$  因某种原因而升高时，通过反馈作用又会使  $U_{sc}$  下降，使输出电压几乎保持不变。



调整电阻  $R_3$ 、 $R_4$ ，即可改变分压比，也就可以调节输出电压  $U_{sc}$  的大小。电容  $C_2$  可以减小输出电压的纹波值，防止稳压电源产生自激振荡。但此电容太大时，当输入电压或负载电流突变时，会延长恢复输出电压到额定值的时间。 $C_2$  一般取  $0.01 \sim 0.05 \mu\text{F}$ 。

元器件选择：

① 三极管的选择：VT<sub>1</sub> 起调整作用，必须工作在放大区，需要有一个合适的管压降  $U_{V_{ce1}} = U_{sr} - U_{sc} = 3 \sim 8\text{V}$ 。此电压过小，管子易饱和；过大，管耗增大，不仅要选用更大功率的管子，还要增加电耗。三极管 VT<sub>2</sub> 应选用  $\beta$  较大的管子， $\beta$  越大，稳压作用越稳定。

② 分压电阻  $R_3$ 、 $R_4$  的选择：当  $I_1 \gg I_{b2}$  时，取样电压  $U_{b2} = U_{sc} \frac{R_4}{R_3 + R_4}$ 。要使输出电压变化的大部分能通过 VT<sub>2</sub> 放大以控制调整管， $R_4 / (R_3 + R_4)$  的值不能太小，一般取  $0.5 \sim 0.8$ 。 $R_3 + R_4$  的值也不能太大，否则不能满足  $I_1 \gg I_{b2}$  的要求。

③ 限流电阻  $R_2$  的选择：

$$R_2 = (U_{sc} - V_2) / I_2$$

式中： $V_2$ 、 $I_2$ ——稳压管 VS 的稳定电压和稳定电流 (V、A)，可由手册查得。

### (3) 采用复合管的稳压电源

由图 37 可知，流过调整管 VT<sub>1</sub> 的电流基本上就是输出的负载电流  $I_L$ 。若  $I_L$  较大，就要求调整管有足够大的基极电流。为了减小推动调整管的控制电流，可采用复合管作调整管 (因为  $\beta$  可达足够大)，其电路如图 38 所示。

图 38 中各元器件的作用：VT<sub>1</sub> 采用大功率或中功率三极

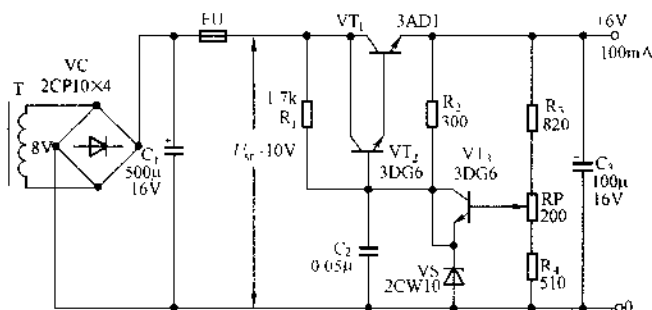


图 38 采用复合管的稳压电源

管， $VT_2$  采用中功率或小功率三极管。总放大倍数为  $\beta = \beta_1 \beta_2$ ；电位器  $RP$  起保证  $U_{sc}$  正确地达到所需电压的作用；电容  $C_3$  可以防止脉冲负载电流引起输出电压的波动，并可以减小输出电压的纹波值；电容  $C_2$  的作用与图 37 所示电路中  $C_2$  的作用一样。

## 21. 带有过载保护的低功耗稳压电源

其电路如图 39 所示。该电路与串联型晶体管稳压电源相

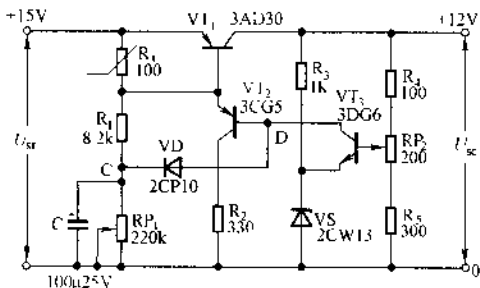


图 39 带有过载保护的低功耗稳压电源

比，调整管功耗小，外壳能直接接地。电路还具有过载、短路保护功能。不足之处是稳定度较差。

电路的工作原理与如图 38 所示的电路类似。在该图中，三极管  $VT_1$  为调整管； $R_4$ 、 $RP_2$ 、 $R_3$  为取样电阻；稳压管 VS 产生基准电压；三极管  $VT_3$  和电阻  $R_4$  组成比较放大单元；三极管  $VT_2$  和二极管 VD 等组成过载、短路保护电路。 $VT_2$  还具有电流放大作用。

由于输入电压与输出电压相差较小，调整管  $U_{ec}$  值也较小，因此降低了调整管的功耗，减少了调整管的发热量。电流放大倍数为  $VT_1$  和  $VT_2$  的电流放大倍数之乘积，即  $\beta = \beta_1 \beta_2$ 。

电流截止型保护电路工作原理如下：当负载发生过载或短路时，输出电压迅速减小到零，即输出电流  $I_L \uparrow \rightarrow U_{sc} \downarrow \rightarrow I_{c3} \downarrow \rightarrow I_{b2} \downarrow \rightarrow I_{b1} \downarrow \rightarrow I_{e1} \downarrow \rightarrow U_{sc} \downarrow$ 。由于输出电压减少的强正反馈环使输出电压  $U_{sc}$  和输出电流（负载电流） $I_L$  迅速趋于零。只有当故障排除后，电路才能正常工作。

图 39 中左边为简单的阻容延时启动电路，即当稳压电源开始工作时或过载故障排除之后，稳压电源不能自动复位，则需加设启动电路使之能自动复位。启动电路在接通电源瞬间， $VT_1$  和  $VT_2$  应能启动。当稳压电源正常工作后，二极管 VD 应将启动电路自动关断（即 C 点电位比 D 点电位高）。

由于调整管  $VT_1$  的集电极直接作为稳压电源正极的输出极，对于正极接地的负载，调整管的散热器便可直接接地。这样既可增大散热效果，又可免去加装绝缘措施。

元件选择：调整管  $VT_1$  选用 3AD30，要求反向漏电流  $I_{ceo}$  要小，耐压  $BV_{ceo} > 20V$ ；三极管  $VT_2$  选用 3CG5， $VT_3$  选用 3DG6，均要求  $BV_{ceo} > 15V$ ；电解电容 C 选用漏电流小、耐压

为 25V 的电容；电阻  $R_1$  采用负阻型热敏电阻，阻值为 100 ~ 150 $\Omega$ ，安装时要与调整管外壳紧贴，起过热保护作用。其余电阻均采用 1/2W 的金属膜电阻。

电阻  $R_2$  的阻值对电路的保护特性有较大的影响。当  $R_2$  的阻值较大时，有较好的保护特性，反之则保护特性较差。

## 22. 具有辅助电源或差动放大环节的串联型稳压电源

### (1) 电路之一

如图 38 所示的电路由于放大管  $VT_3$  的集电极电阻  $R_4$  接到变化较大的输入电压  $U_{sr}$  上，因此输入电压的波动将直接通过  $R_4$  传递到复合调整管的基极上，从而使电源的输出电压也跟着波动。另外，放大器采用单管放大，输出电压的温度漂移也较大。针对上述不足，在稳压性能更好的稳压电源中，常常引入辅助电源，把  $R_4$  接到稳定的辅助电源  $E_0$  上，采用差动放大电路，如图 40 所示。

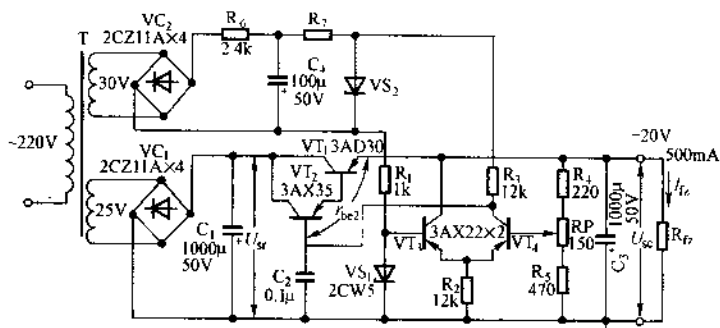


图 40 具有辅助电源及差动放大环节的稳压电源

在图 40 中， $C_1$  是整流滤波电容； $C_3$  是输出端电容，能改善脉冲电流负载下的动态性能，并能提供短时间的脉冲电流；电容  $C_2$  的作用与图 37 中  $C_2$  的作用相同。

## (2) 电路之二

在如图 40 所示的电路中，变压器次级需两组绕组，显得复杂，为此辅助电源也可采用如图 41 所示的电路。

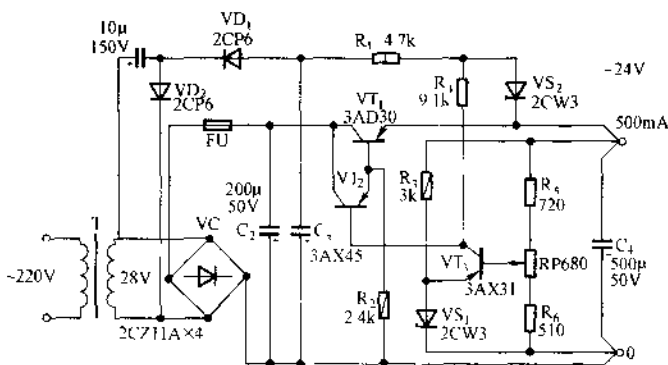


图 41 具有辅助电源的稳压电源

在图 41 中，辅助电源是由二极管  $VD_1$ 、 $VD_2$  倍压整流后用硅稳压管  $VS_2$  稳压而得的。

复合调整管基极上的电阻  $R_2$  用来改善复合调整管的关断性能，防止在高温或空载时发生失控现象。如果没有此电阻，当输出电压太高，放大管  $VT_2$  深导通时，复合管本应很好地关断，但由于它存在着很大的穿透电流(会随温度升高而剧增)，因而不能很好地关断。适当地选择此电阻的阻值，可使复合管在应该关断时的穿透电流很小。

### (3) 电路之三

如图 42 所示的电路是具有辅助电源、差动放大环节及过流保护功能的稳压电源。

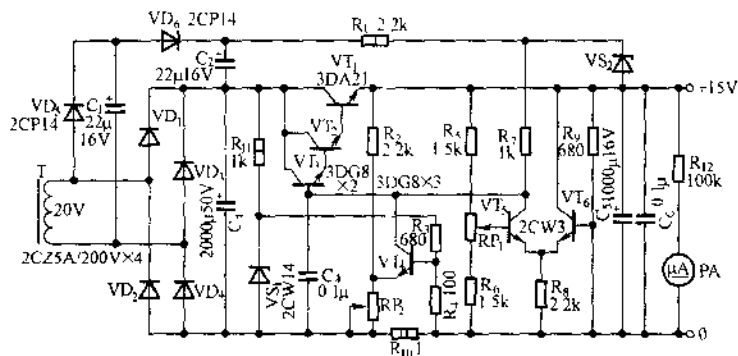


图 42 具有辅助电源、差动放大环节及过流保护功能的稳压电源( )

该稳压电源额定输出为 15V、1A；过流整定电流为 1.5A；电压调节范围为 10~16V；当电网电压波动  $\pm 10\%$  时，稳定度（即电压调整率）约为 0.03%，电流调整率约为 0.01%。

图 42 中辅助电源是由二极管  $VD_5$ 、 $VD_6$  倍压整流后用稳压管  $VS_2$  稳压而得的。

由电阻  $R_5$ 、 $R_6$  和电位器  $RP_1$  组成的分压器用于取样，输出电压的大小由  $RP_1$  决定；由三极管  $VT_1$ 、 $VT_2$ 、 $VT_3$  组成的复合管为调整管；由三极管  $VT_5$ 、 $VT_6$  和电阻  $R_7$ 、 $R_8$  组成差动放大器。它是一个单端输入、单端输出的不对称式差动放大器。稳压管  $VS_3$  产生基准电压。这样差动放大器中三极管  $VT_6$  的基极得到一个固定的基准电压，使其基极电位保持不变，它由电阻  $R_3$ 、 $R_4$ 、 $R_{10}$ 、 $R_{11}$ 、电位器  $RP_2$ 、稳压管  $VS_1$  和三极管  $VT_4$  组成。通过  $R_3$ 、 $R_4$  的分压以及  $RP_2$  的调压使三极管  $VT_4$  在正

常工作时截止。

工作原理：当电网电压降低或负载电流增大而使输出电压  $U_{sc}$  降低时，则取样电位器  $RP_1$  的中点电位降低，使三极管  $VT_5$  的基极电压下降。由于三极管  $VT_6$  的基极电压不变，所以经过差动放大，流过发射极电阻  $R_8$  的电流减小，使三极管  $VT_5$  的集电极电压提高，调整管的基极电压提高，其管压降减小，而使输出电压  $U_{sc}$  回升，实现了自动稳压的目的。

过流保护工作原理：当输出电流超过整定值时，电阻  $R_{10}$  上的压降增加，于是三极管  $VT_4$  的基极电压提高，由正常时的截止状态变为导通，这样就把调整管的基极电压拉了下来，调整管内阻相应增加，从而使过载电流限制在某一数值以下。当负载电流恢复正常时， $VT_4$  又自动回到截止状态，电路就自动恢复正常。

#### (4) 电路之四

如图 43 所示电路也是具有辅助电源、差动放大环节及过

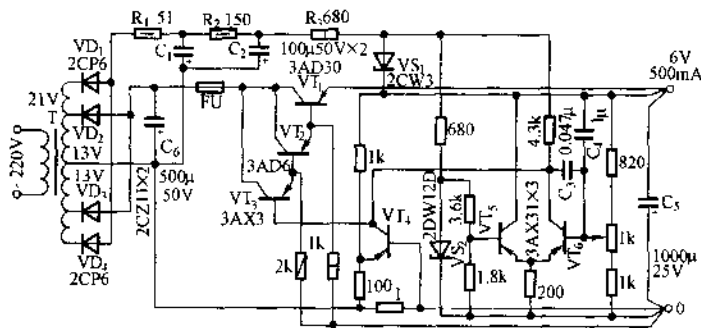


图 43 具有辅助电源、差动放大环节及过流保护功能的稳压电源(二)

流保护功能的稳压电源。它与图 42 所示电路基本相同，只不过所用三极管的类型与图 42 所示电路中的三极管类型不同。

在图 43 中，辅助电源是由二极管  $VD_1$ 、 $VD_4$  整流后经硅稳压管  $VS_1$  稳压而得的。

电路工作原理也与图 42 所示电路类似。在图 43 中，电容  $C_3$  的作用与图 37 中的  $C_2$  相同；电容  $C_4$  可以抑制纹波，因为输出端的纹波分量通过它直接作用到差动放大环节上，实现较强的负反馈。

类似的电路如图 44 所示。

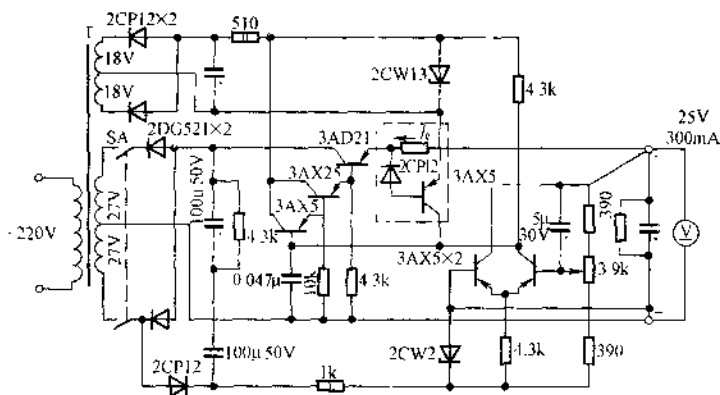


图 44 具有辅助电源、差动放大环节及过流保护功能的稳压电源(三)

该电路输出电压为 3 ~ 25V。当电网电压变化在  $\pm 15\%$  及负载电流变化在 0 ~ 300mA 时，输出电压变化小于 1%，输出纹波电压小于 10mV (峰—峰值)。

### (5) 电路之五

当要求有更高的稳压性能时，还可采用具有两级差动放大





负载电流恒定。

### (1) 4A 稳流电源

图 47 是一个简易稳流电源，输出电流为 4A。当负载由 0 变到  $2\Omega$  时，电流变化小于 10%。

电路分为两部分，下部是采用独立电源的、由稳压管 VS 和电阻  $R_2$  组成的稳压电路，VS 两端的电压加在调整管 VT 的基极、发射极上，以提供基极电流。

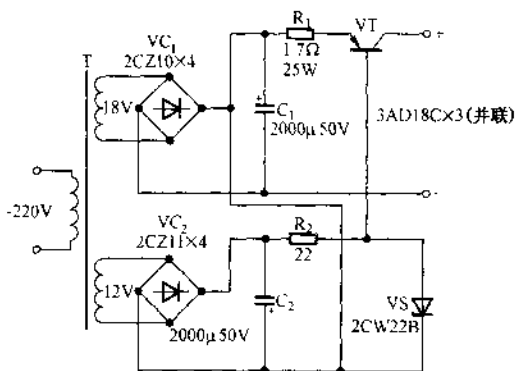


图 47 4A 稳流电源

工作原理：当负载变小、输出电流增大时，电阻  $R_1$  上的压降增大，由于稳压管 VS 两端电压是恒定的，所以三极管 VT 的 e-b 结上的电压减小，基极电流减小，从而使  $R_1$  上压降减小，eb 结上的电压增大，基极电流增大，导致输出电流增大。这样，当负载变化时，由于电路本身的调节作用，使得输出电流保持恒定。

元件选择：由于输出电流较大，为保证输出特性曲线平直，用 3 只 3AD18C 并联，且要加散热片；为了防止 3AD18C

烧毁，电阻  $R_2$  的阻值不能选得太小，只要能保证稳压管 VS 较好地工作在稳压区即可， $R_2$  的阻值大约在  $1.5 \sim 2.5\Omega$  之间，由实际调节决定，其功率不小于  $25W$ 。

## (2) 400 ~ 600mA 可调式稳流电源

图 48 是一个可调式稳流电源电路，负载电阻为  $125\Omega$  时，输出电流的整定范围为  $400 \sim 600mA$ 。该电路实际上是将稳压电源中电压取样环节改为与负载  $R_L$  相串联的电流取样环节  $R_{10}$  而成的。因为  $R_{10}$  两端电压降的大小与负载电流成正比，稳定了这个电压降就稳定了负载电流。

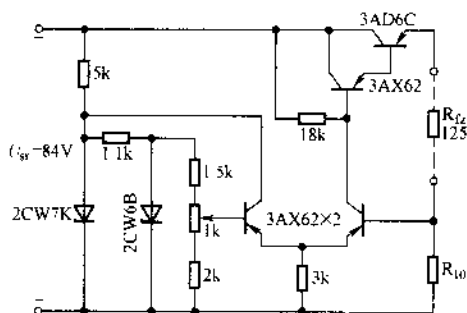


图 48 400 ~ 600mA 可调式稳流电源

## 24. WYJ 型分挡式直流稳压电源

WYJ-72 型分挡式直流稳压电源如图 49 所示，其输出电压为  $0.5 \sim 30V$ ，共分六挡级 ( $0.5 \sim 5V$ 、 $5 \sim 10V$ 、 $10 \sim 15V$ 、 $15 \sim 20V$ 、 $20 \sim 25V$ 、 $25 \sim 30V$ )，输出电流为  $1A$ ，稳压系数小于  $0.04$ ，内阻小于  $0.1\Omega$ ，输出纹波电压小于  $1mV$ 。

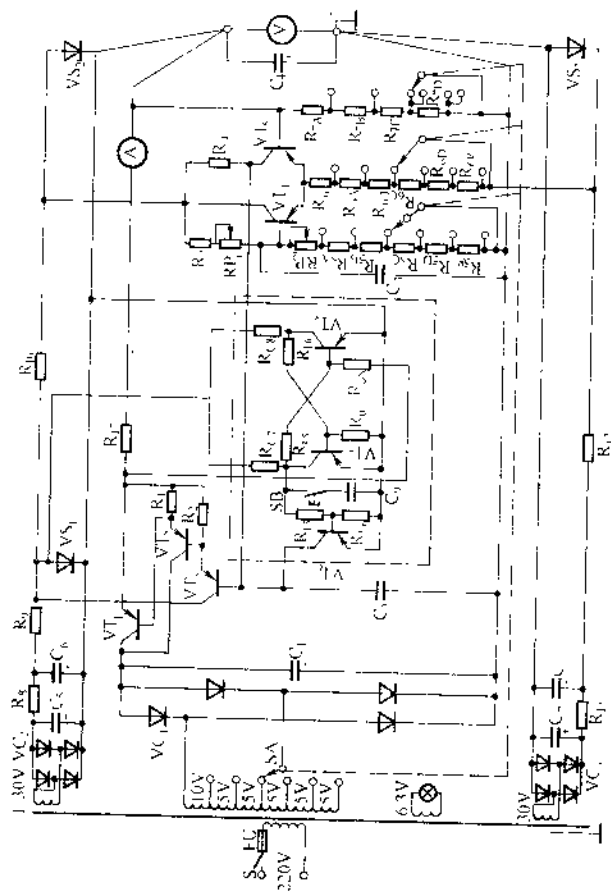


图 49 WJ72 差分式直流稳压电源

整个电路由差动放大环节、基准电压、调整管、上辅助电源、下辅助电源及主电源整流滤波电路组成。差动放大环节可以减小温度对三极管参数的影响，提高电源的稳定性；调整管采用复合管，能使电源适应较大的负载电流；上辅助电源能有效地排除输入电压突变对输出电压的影响，下辅助电源可以扩大输出电压的调节范围。

现将如图 49 所示电路中的差动放大器、基准电压等部分以某一挡为例画成如图 50 所示的电路。由该图可见，稳压电源的输出电压  $U_{sc}$  全部反馈至放大器输入端。输出电压可按以下公式推导：

$$\frac{U_{sc}}{U_{sc} + V_{z2}} \approx \frac{R_5}{R_3 + R_5}$$

令 
$$\frac{R_5}{R_3 + R_5} = k$$

则 
$$U_{sc} \approx \frac{k}{1-k} V_{z2}$$

式中， $V_{z2}$  为稳压管  $VS_2$  的稳压值。

因此，只要改变  $R_3$ 、 $R_5$  的分压比（即改变  $k$  的大小），就能在很宽的范

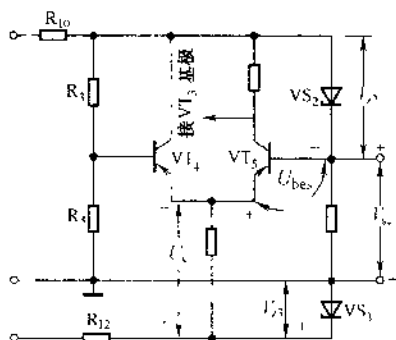


图 50 电路中的差动放大器及基准电压部分

围内调节输出电压。图 49 中的  $RP_2$  为输出电压微调电位器， $RP_1$  用于调整放大器的工作点。

由于输出电压  $U_{sc}$  与稳压电压  $V_{z2}$  密切相关，为了提高输出电压的稳定性，上辅助电源采用两级稳压（由稳压管  $VS_1$ 、 $VS_2$  组成）， $VS_2$  采用标准管 2DW7C。

下辅助电源为差动放大器提供工作电流。由图 50 可见，

$U_{sc} = U_e + U_{be5} - V_{z3}$ ，如果  $V_{z3} = 0$  (即无下辅助电源)，则  $U_{sc} \approx U_e = (I_{e4} + I_{e5})R_6$ ，放大器的工作电流将随着输出电压的变化而变化，而且当输出电压很低时，放大器将无法工作。有了下辅助电源，即使  $U_{sc} \approx 0$  时，仍能保持  $U_e \approx V_{z3}$ ，从而保证放大器有正常的工作电流。

在图 49 中，由三极管  $VT_7$ 、 $VT_8$  组成双稳态触发器，它与三极管  $VT_6$  共同组成截流式保护电路。其工作原理如下：正常情况下， $VT_8$  截止， $VT_7$  导通， $VT_6$  截止，这时取样电阻  $R_{17}$  两端电压不大，对稳压电路工作无影响。当输出电流过大或发生短路时， $R_{17}$  上压降增大，使  $VT_8$  导通， $VT_7$  截止， $VT_6$  由截止变为导通，调整管因基极电压下降而处于截止状态，管压降大为增加，输出电压和输出电流接近于零。故障解除后，稳压电路不能自动复原。需按下按钮 SB，使电容  $C_9$  充电(相当于短路)，迫使  $VT_7$  导通， $VT_8$  截止，从而使电路复原。

为了使稳压电源低电压输出时不致于在调整管上有较大的压降及功耗，主电源变压器采用副边抽头，同时差动放大器的射极电阻  $R_6$ 、 $R_5$ 、 $R_7$  也与此对应，均采用分挡开关调节，以便使差动放大器管子有合理的工作点。

主要电器元件参数见表 3。

表 3 主要电器元件参数表

代 号	名 称	型号规格	代 号	名 称	型号规格
$VT_1$	三极管	3AX18A	$VS_1$	稳压管	2CW1
$VT_2$	三极管	3AD6C	$VC_1$	二极管	2CZ1A
$VT_3 \sim VT_8$	三极管	3AX31B	$VC_2$ 、 $VC_3$	二极管	2CP6A
$VS_1$	稳压管	2CW7	$R_1$	电阻	20Ω 1/2W
$VS_2$	稳压管	2CW7C	$R_2$	电阻	100Ω 1/2W

续表

代 号	名 称	型号规格	代 号	名 称	型号规格
R <sub>3</sub>	电阻	1k 1/2W	R <sub>17</sub> 、R <sub>18</sub> 、R <sub>14</sub>	电阻	2k 1/2W
R <sub>4</sub> 、R <sub>6</sub>	电阻	6.2k 1/2W	R <sub>15</sub> 、R <sub>16</sub>	电阻	30k 1/2W
R <sub>5A</sub> ~ R <sub>5K</sub>	电阻	1k 1/2W	R <sub>17</sub> 、R <sub>18</sub>	电阻	3k 1/2W
R <sub>6A</sub> ~ R <sub>6K</sub>	电阻	2.4k 1/2W	R <sub>17</sub>	电阻	0.1Ω 2W
R <sub>7A</sub>	电阻	16Ω 1/2W	RP <sub>1</sub>	电位器	680Ω 2W
R <sub>7B</sub>	电阻	150Ω 1/2W	RP <sub>2</sub>	电位器	1.2k 2W
R <sub>7C</sub>	电阻	160Ω 1/2W	C <sub>1</sub>	电解电容器	2000μ 100V
R <sub>7D</sub>	电阻	330Ω 1/2W	C <sub>2</sub> 、C <sub>3</sub>	电容器	0.01μ 160V
R <sub>8</sub> ~ R <sub>10</sub>	电阻	300Ω 1W	C <sub>4</sub>	电解电容器	500μ 50V
R <sub>11</sub>	电阻	850Ω 1W	C <sub>5</sub> ~ C <sub>6</sub>	电解电容器	30μ 50V
R <sub>12</sub>	电阻	1.2k 1W	C <sub>7</sub>	电解电容器	10μ 50V
R <sub>13</sub>	电阻	5.1k 1/2W			

类似的电路如图 51 所示。该电路具有过电流保护功能，当故障解除后稳压电路能自动复原。

该电路输出电压为 0 ~ 30V，共分六个挡级（0 ~ 5V、5 ~ 10V、10 ~ 15V、15 ~ 20V、20 ~ 25V、25 ~ 30V），输出电流为 500mA，电压调整率不大于 0.2%，电流调整率不大于 0.5%，输出纹波电压不大于 10mV（峰—峰电压），平均温度系数为  $(1 \sim 4) \times 10^{-4} \text{V}/^\circ\text{C}$ 。

## 25. PUJ-1 型积分式数字电压表的内层电源

其电路如图 52 所示。该电源能同时输出正负极性电压。输出电压分为三挡：+18V（100mA）、-18V（60mA）和 -12V





(70mA)。当电网电压波动  $\pm 10\%$  时， $\pm 18\text{V}$  电源(在额定负载 100mA 时)输出端的变化小于  $\pm 20\text{mV}$ 。内阻不大于  $0.1\Omega$ ，纹波电压不大于  $1\text{mV}$  ( $18\text{V}, 100\text{mA}$ )

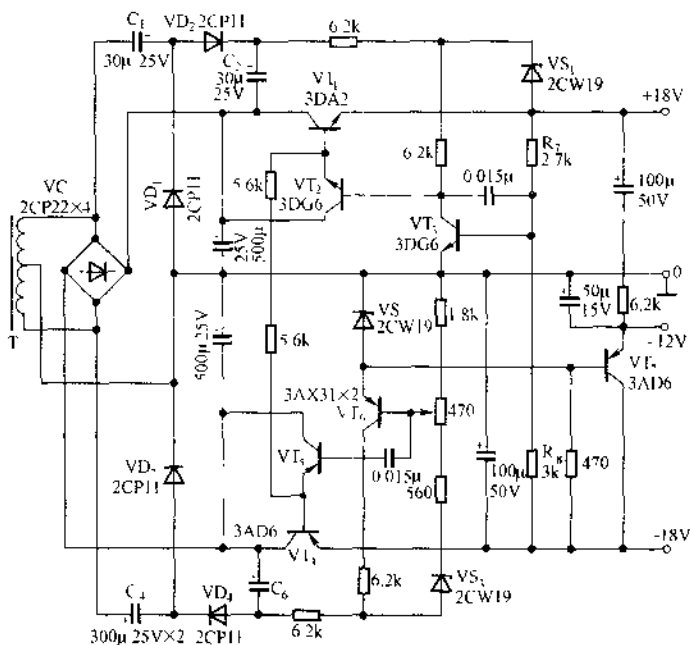


图 52 PUI-1 型积分式数字电压表的内层电源

在图 52 中，三极管  $VT_4$  为调整管； $VT_5$  为跟随器，作为电流放大级，推动调整管； $VT_6$  为单管式比较放大器，其基极接取样电压，发射极接由稳压管  $VD_7$  构成的基准电压； $VT_7$  为射极跟随器； $VT_2$  为推动级，用以推动功率管  $VT_1$ ； $VT_3$  为比较放大器； $R_7$ 、 $R_8$  为取样电阻。由于  $R_7 \approx R_8$ ，因此  $VT_3$  的基极电位近似为零。

为了提高比较放大器的增益，电路选用了较高的辅助电源。辅助电源的交流输入电压经二极管  $VD_1$ 、 $VD_2$ ，电容  $C_1$ 、 $C_2$ （对于正辅助电源）和二极管  $VD_3$ 、 $VD_4$ ，电容  $C_4$ 、 $C_6$ （对于负辅助电源）倍压整流后，再经稳压管  $VS_1$ 、 $VS_3$  输出。

## 26. 直接数字控制仪用直流稳压电源

其电路如图 53 所示。该电路有较宽的适应范围，但稳定度较低。其电路基本结构和工作原理与图 49 类似，不同之处主要在于该电路的过载保护。保护电路由无偏压触发器、电流取样电阻  $R_{11}$  和隔离门组成，所用的电源均取自辅助电源。触发器由三极管  $VT_6$ 、 $VT_7$  及干簧继电器  $KR$  和一些电阻、电容组成，其工作原理如下。

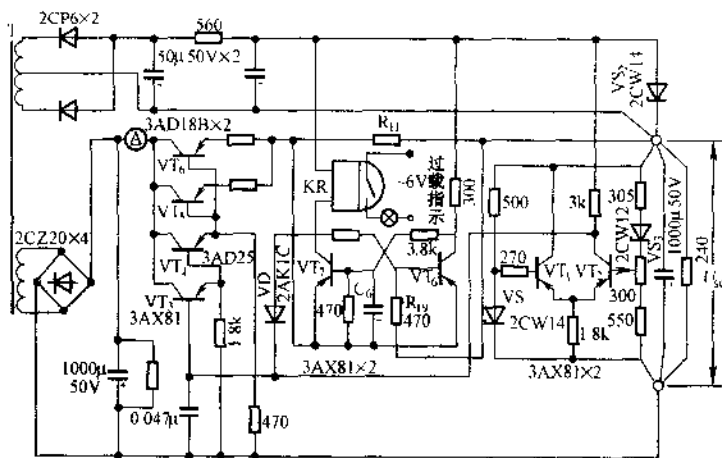


图 53 直接数字控制仪用直流稳压电源

稳压电源接通后，双稳态电路中的  $VT_6$  和  $VT_7$  基极电流是不相等的。由于电容  $C_6$  充电的旁路作用， $VT_7$  基极电流较小，而  $VT_6$  基极电流较大，于是  $VT_7$  截止， $VT_6$  导通。 $VT_7$  的集电极处于低电位，二极管  $VD_1$  截止，它将双稳态电路与稳压电源隔离。当输出电流过大或发生短路时， $R_{11}$  上压降增大，并通过电阻  $R_{10}$  作用到  $VT_6$  的基极，使  $VT_6$  由导通变为截止，而  $VT_7$  则由截止变为导通。于是  $VT_7$  的集电极处于高电位，二极管  $VD_1$  导通，并将这个高电位作用于复合调整管的基极，迫使调整管截止，从而避免了因过载或短路引起的事故，起到保护作用。

须注意，当输出短路时 ( $U_{sc} = 0$ )，即使通过保护电路使调整管截止了，但由于作用在调整管两端的电压  $U_{ce} \approx U_{sr} - U_{sc} = U_{sr}$  将大大增加，仍可能击穿调整管，因此在选择调整管时应注意其有足够的耐压值。

取样电阻  $R_{11}$  由 27<sup>#</sup> 锰铜丝绕制，阻值约为几十毫欧到几百毫欧，由调试决定。

## 27. 数—模转换用高稳定度稳压电源

如图 54 所示电路是数控装置中数—模转换用的稳压电源，其输出电压为 10V，输出电流为 100mA。

电路用恒流源  $VT_3$  作为差动放大管  $VT_5$  的负载，放大系数较大。输入电压经稳压后，再通过本电路进行一次稳压。基准电压用具有温度补偿功能的稳压管 2DW7C 获得。放大部分为差动放大，并将差动放大管  $VT_4$ 、 $VT_5$  和 2DW7C 置于等温体中，故零点漂移很小。当电网电压波动、负载变化及环境温度变化时，输出电压变化小于 0.02%。

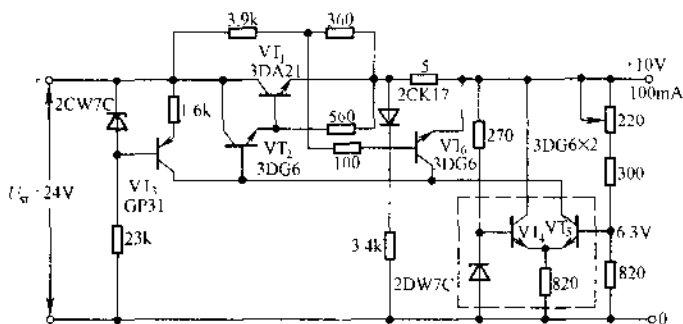


图 54 数-模转换的高稳定性稳压电源

## 28. 具有饱和电抗器的可调式稳压电源

电路如图 55 所示。该电路输出能在 1~30V、0~1A 范围

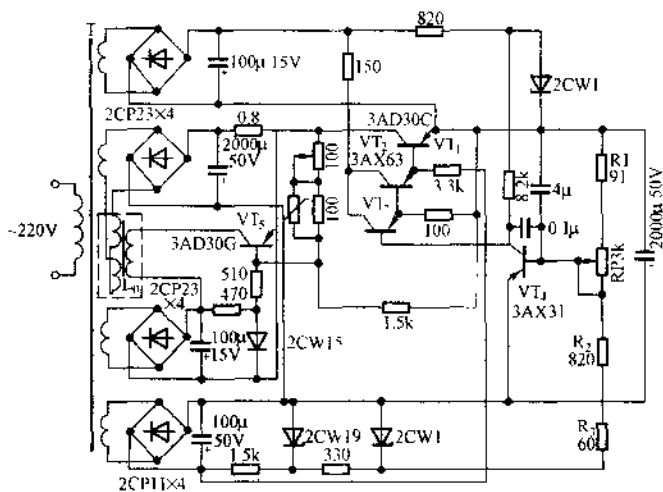


图 55 具有饱和电抗器的可调式稳压电源

内可调。当电网电压波动  $\pm 10\%$  时，输出电压变化不大于  $\pm 0.1\%$  ( $\pm 5\text{mV}$ )，纹波电压峰值不大于  $1.5\text{mV}$ 。

在图 55 中，由三极管  $\text{VT}_1 \sim \text{VT}_3$  组成复合调整管；由电阻  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$  和电位器  $R_P$  组成取样电路；三极管  $\text{VT}_4$  为比较放大器；整流电压调整电路由饱和电抗器  $L_0$  和三极管  $\text{VT}_5$  组成。它是靠调整管的管压降来改变饱和电抗器的交流调压作用而实现稳压的。

## 29. 晶体管收音机用稳压电源

一般晶体管收音机稳压电源的输出电压为  $3 \sim 15\text{V}$ ，电流为  $100 \sim 500\text{mA}$ ，输出电压从空载到满载允许有  $5\% \sim 10\%$  的波动。电路都比较简单。

### (1) 定压式稳压电源

定压式稳压电源的电路如图 56 所示。根据要求的输出电压、电流的不同，其元件参数见表 4。

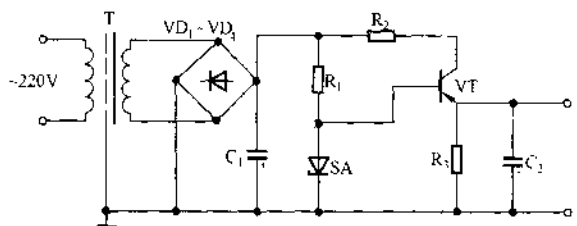


图 56 晶体管收音机用定压式稳压电源

### (2) 可调式稳压电源

可调式简易稳压电源的典型电路如图 57 至图 59 所示。图

58 和图 59 所示电路的结构完全一样，只不过元件参数选择不同而已。

表 4 晶体管收音机用定压式稳压电源元件参数

输出代号	6V、200mA	12V、500mA	15V、500mA
T	铁芯 D42	铁芯 D42	铁芯 D42
	$S = 12 \times 16\text{mm}^2$	$S = 20 \times 25\text{mm}^2$	$S = 20 \times 25\text{mm}^2$
	220/10.5V	220/15V	220/18V
	初级 $d_1 = 0.12\text{mm}$	初级 $d_1 = 0.21\text{mm}$	初级 $d_1 = 0.21\text{mm}$
	3000 匝	2055 匝	2055 匝
	次级 $d_2 = 0.44\text{mm}$	次级 $d_2 = 0.74\text{mm}$	次级 $d_2 = 0.74\text{mm}$
	165 匝	146 匝	175 匝
VD <sub>1</sub> ~ VD <sub>4</sub>	4 × 2CP10	4 × 2CP21	4 × 2CZ11
VS	2CW13	2CW19	2 × 2CW15
VT	3AX81B $\beta = 90$ 加散热器	3AD6 $\beta = 90$	3AD6 $\beta = 90$
C <sub>1</sub>	500 $\mu$ 15V	500 $\mu$ 25V	500 $\mu$ 25V
C <sub>2</sub>	100 $\mu$ 10V	100 $\mu$ 15V	100 $\mu$ 25V
R <sub>1</sub>	330 $\Omega$ 1/8W	430 $\Omega$ 1/8W	330 $\Omega$ 1/8W
R <sub>2</sub>	5.1 $\Omega$ 1W	5.1 $\Omega$ 2W	5.1 $\Omega$ 2W
R <sub>3</sub>	1k $\Omega$ 1/8W	1k $\Omega$ 1/8W	1k $\Omega$ 1/8W

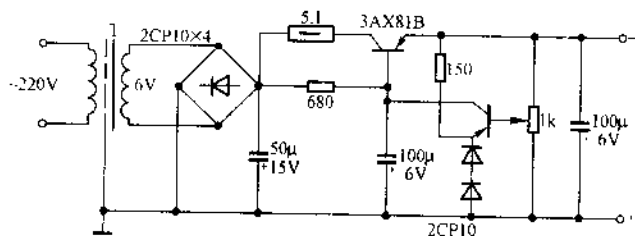


图 57 3 - 6V、200mA 可调式稳压电源

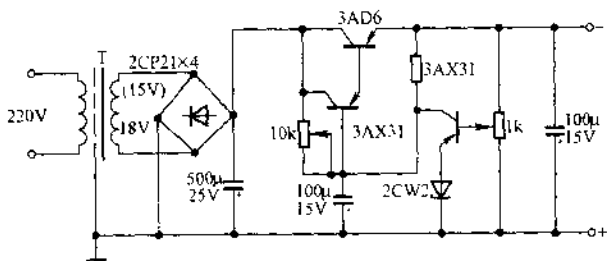


图 58 6~15V、500mA 可调式稳压电源

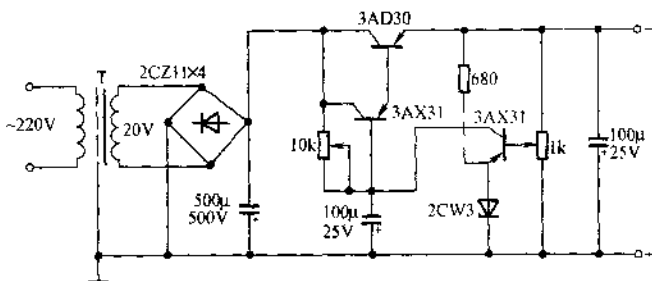


图 59 12~24V、1A 可调式稳压电源

### 30. 实用晶体管定压式稳压电源

实际中，往往要根据具体负载的需要来设计、制作稳压电源。下面介绍一些实用的晶体管稳压电路，供读者设计、制作时参考。

#### (1) 17V、100mA 稳压电源

其电路如图 60 所示。由电阻  $R_3$ 、 $R_5$ 、 $R_6$ 、电位器  $RP$  和

稳压管  $VS_2$  组成测量桥；由三极管  $VT_1$ 、 $VT_2$  组成复合调整管；辅助电源是由二极管  $VD_1$ 、 $VD_2$  倍压整流后用硅稳压管  $VS_1$  稳压而得到的，供给三极管  $VT_3$  集电极以稳定电压，提高电路的稳定系数。变压器次级电压经整流桥 VC 整流、电容  $C_2$  滤波后作为稳压器电源。

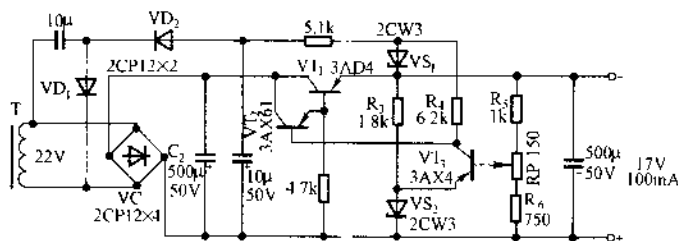


图 60 17V、100mA 稳压电源

工作原理：当电网电压升高或负载减小时，输出电压升高，测量电桥的平衡被破坏，使三极管  $VT_3$  发射极和基极间的电压增加，基极电流增大，集电极电流也增大，从而使调整管  $VT_2$  基极电位升高，于是  $VT_2$ 、 $VT_1$  的基极电流减小，使复合调整管管压降增大，减小输出电压，从而稳定住输出电压。

当电网电压降低或负载增加时，经过与此相反的过程降低调整管管压降，从而稳定住输出电压。

### (2) 24V、500mA 稳压电源

其电路如图 61 所示。它与图 60 所示电路完全相同，只不过元件参数不同。

### (3) 95V、100mA 稳压电源

其电路如图 62 所示，它与图 60 所示电路类似。



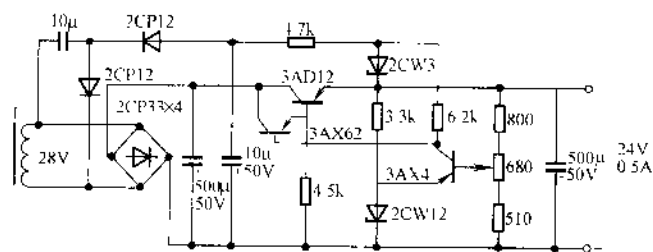


图 61 24V、500mA 稳压电源

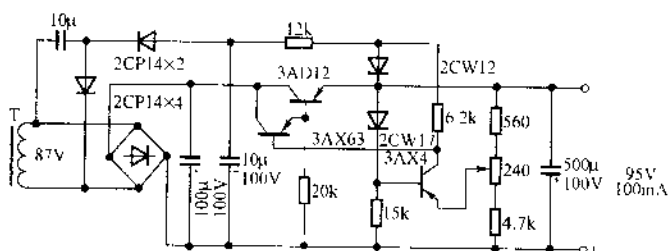


图 62 95V、100mA 稳压电源

#### (4) 12V、1A 稳压电源

其电路如图 63 所示。稳压器过载电流限制在 1.5 倍额定

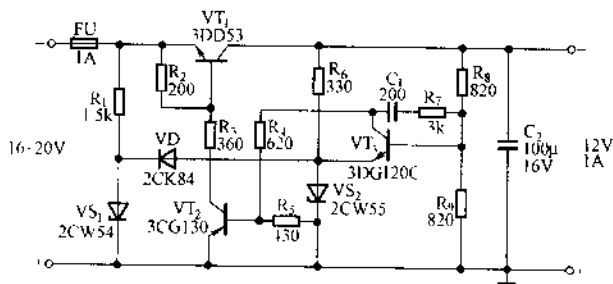


图 63 12V、1A 稳压电源

电流以内，而熔断器 FU 能在调整管  $VT_1$  结温超过最大允许值前熔断。

工作原理：当输出电压升高(更负)时，由于三极管  $VT_3$  发射极电位恒定(由稳压管  $VS_2$  提供基准电压)，经电阻  $R_5$ 、 $R_4$ ，流过  $VT_3$  集电极的电流增加。因电阻  $R_5$  的降压作用，使三极管  $VT_2$  集电极电流(即调整管的基极电流)变小，调整管管压降增大，从而使输出电压减小，达到稳压的目的。当输出电压降低时，作用过程相反，同样达到稳压的目的。

另外，由于基准电压取自输出电压，该电压在稳压器投入瞬间是没有的，所以引入由电阻  $R_1$ 、稳压管  $VS_1$  (具有等于或稍小于稳压管  $VS_2$  的稳压值)和二极管 VD 组成的专门启动电路。当稳压器接入电源时，通过  $R_1$ 、VD 和三极管  $VT_3$  的电流足以导通三极管  $VT_2$  和  $VT_1$ 。此后，稳压器进入正常工作状态，二极管 VD 切断启动电路。

在图 63 中，电阻  $R_3$  用以限制(在稳压器过渡过程中和过载时)三极管  $VT_2$  的集电极电流；三极管  $VT_3$  集电极电流由电阻  $R_5$  给定，约为  $1 \sim 1.5\text{mA}$ 。 $R_7$ 、 $C_1$  回路和电容  $C_2$  用以防止稳压器高频自激。

如稳压器发生高频自激，可选择  $R_7$ 、 $C_1$  元件参数。在接入负载和稳压器输入电压最小的场合中，若稳压器启动不好，可减小  $R_1$  的阻值。选择电阻  $R_3$ ，以确定限流程度( $2 \sim 2.5\text{A}$ )。

元件选择：稳压管  $VS_1$  的稳压值为  $5.5 \sim 6.5\text{V}$ ；稳压管  $VS_2$  的稳压值为  $6.2 \sim 7.5\text{V}$ ；电阻均用  $1/2\text{W}$ 。

### (5) 18V、500mA 稳压电源

其电路如图 64 所示。它属于电流控制型稳压电源，性能好，效率高( $\eta = 97\%$ )，内阻小于  $0.002\Omega$ ，纹波电压小于  $0.2\text{mV}$ 。

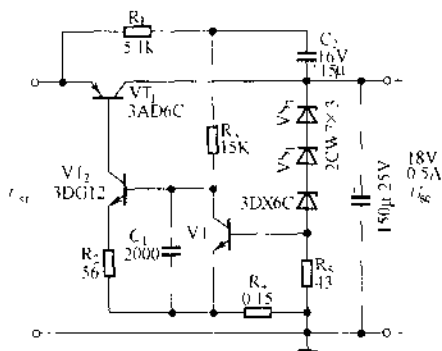


图 64 18V、500mA 稳压电源

工作原理：由稳压管  $VS_1 \sim VS_3$  产生 18V 基准电压(采用性能较好的 2DW7 型)，输出电压  $U_o$  与基准电压(两者数值相差很少)比较后的误差信号，经误差放大器  $VT_2$  放大后，再经三极管  $VT_1$  转成电流，去控制调整管  $VT_1$  的基极电流。该电路性能之所以好，主要是因为采用了全反馈控制。为了提高电源稳压性能， $VT_1$  应采用超  $\beta$  管， $VT_2$  的  $\beta$  值也要求高些。电阻  $R_3$  可用有源负载代替。如果要求输出电流较大，则调整管可用复合管。电容  $C_1$  要选用漏电较小的。

电阻  $R_4$  是负载电流的取样电阻，其作用相当于在三极管  $VT_3$  的基极和发射极之间加一个负电压，即相当于产生一个负电阻去抵消电阻内阻。选择合适的  $R_4$ ，就可以使电源电阻减到很小，甚至接近零。

### (6) 3V、6V 稳压电源

其电路如图 65 所示，工作原理与图 40 所示电路类似，元件参数见表 5。

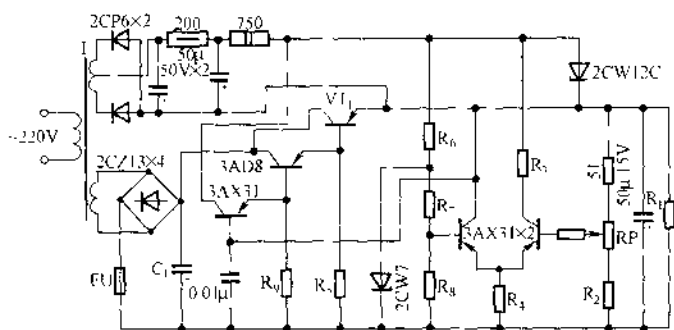


图 65 3V、6V 稳压电源

表 5 3V、6V 稳压电源参数

定压式稳压电源	3V、1A	6V、1A	6V、2A
主电源输入电压 $U_1$ (V)	$6.6 \pm 10\%$	$9.9 \pm 10\%$	$9.9 \pm 10\%$
主电源输入纹波峰值电压 (V)	< 2	< 2	< 2
辅助电源输入直流电压 $U_{24}$ (V)	$30 \pm 10\%$	$30 \pm 10\%$	$30 \pm 10\%$
$VT_1$	散热器 3AD25 $600\text{mm}^2 \times 0.3$	散热器 3AD25 $600\text{mm}^2 \times 0.3$	散热器 3AD18B $900\text{mm}^2 \times 0.4$
$R_1$	100Ω 1/4W	200Ω 1/4W	120Ω 1/2W
$R_2^*$	$150\Omega \pm 1\%$	$450\Omega \pm 1\%$	$450\Omega \pm 1\%$
$R_3$	3k 1/8W	3.2k 1/8W	3.2k 1/8W
$R_4$	470Ω 1/8W	1.2k 1/8W	1.2k 1/8W
$R_5$	150Ω 1/8W	300Ω 1/8W	240Ω 1/8W
$R_6$	150Ω 1/8W	300Ω 1/4W	300Ω 1/4W

续表

定压式稳压电源	3V、1A	6V、1A	6V、2A
$R_7^*$	$500\Omega \pm 1\%$	$200\Omega \pm 1\%$	$200\Omega \pm 1\%$
$R_8^*$	$200\Omega \pm 1\%$	$500\Omega \pm 1\%$	$500\Omega \pm 1\%$
$R_9$	$620\Omega$ 1/8W	$1k$ 1/8W	$1k$ 1/8W
$R_{10}$	$75\Omega$ 1/8W	$56\Omega$ 1/8W	$56\Omega$ 1/8W

注：\*用锰铜丝绕制。

### (7) 9~15V 稳压电源

其电路如图 66 所示，元件参数见表 6。

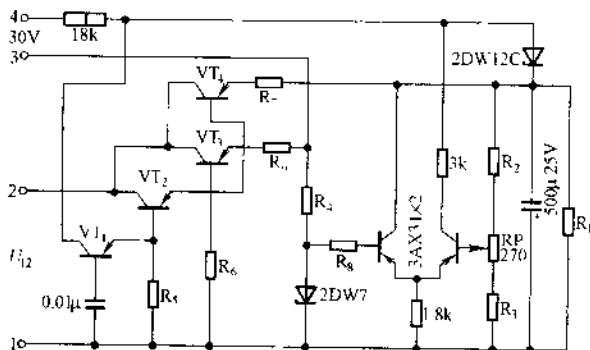


图 66 9~15V 稳压电源

表 6 9~15V 稳压电源参数

定压式稳压电源	9V、5A	12V、5A	15V、5A
主电源输入直流电压 $U_{i2}$ (V)	$13.2 \pm 10\%$	$16.5 \pm 10\%$	$19.8 \pm 10\%$

表 7

定压式稳压电源	9V、5A	12V、5A	15V、5A
主电源输入纹波电压峰值(V)	< 2	< 2	< 2
辅助电源输入直流电压 $U_{24}$ (V)	$30 \pm 10\%$	$30 \pm 10\%$	$30 \pm 10\%$
VT <sub>1</sub>	3A × 3I	3A × 3I	3A × 8I
VT <sub>2</sub>	散热器 3AD6 150mm <sup>2</sup> × 0.3	散热器 3AD6 150mm <sup>2</sup> × 0.3	散热器 3AD8 150mm <sup>2</sup> × 0.3
VT <sub>3</sub> 、VT <sub>4</sub>	散热器 3AD18B 900mm <sup>2</sup> × 0.4	同左	同左
R <sub>1</sub>	91Ω 2W	120Ω 2W	150Ω 5W
R <sub>1</sub> <sup>*</sup>	50Ω ± 1%	350Ω ± 1%	550Ω ± 1%
R <sub>3</sub> <sup>*</sup>	550Ω ± 1%	550Ω ± 1%	650Ω ± 1%
R <sub>4</sub>	200Ω 1/8W	510Ω 1/8W	820Ω 1/8W
R <sub>5</sub>	1.3k 1/4W	1.5k 1/4W	1.8k 1/4W
R <sub>6</sub>	180Ω 1W	240Ω 1W	300Ω 1W
R <sub>7</sub> <sup>*</sup> 、R <sub>8</sub> <sup>*</sup>	0.2Ω	0.2Ω	0.2Ω
R <sub>8</sub>	150Ω 1/8W	270Ω 1/8W	360Ω 1/8W

注：\*用锰铜丝绕制。

### (8) 18 ~ 45V 稳压电源

其电路如图 67 所示，元件参数见表 7。

18~45V 稳压电源参数

表 7

定压式稳压电源	18V, 1A	18V, 2A	24V, 0.5A	24V, 1A	24V, 2A	30V, 0.5A	30V, 1A	30V, 2A	45V, 0.5A	45V, 1A
主电源输入电压 $U_{i1}$ (V)	23.1 ±10%	23.1 ±10%	29.7 ±10%	29.7 ±10%	29.7 ±10%	36.3 ±10%	36.3 ±10%	36.3 ±10%	52.8 ±10%	52.8 ±10%
主电源输入纹波电压峰值值 (V)	<2	<2	<2	<2	<2	<2	<2	<2	<2	<2
辅助电源输入电压 $U_{i2}$ (V)	30 ± 10%	30 ± 10%	30 ± 10%	30 ± 10%	30 ± 10%	30 ± 10%	30 ± 10%	30 ± 10%	30 ± 10%	30 ± 10%
直流电压 $U_{s1}$ (V)	3AD25 散热器	3AD25 散热器	3AD25	3AD25	3AD18A	3AD25	3AD18A	3AD25	3AD25	3AD18A
$VT_1$	器 600mm <sup>2</sup> × 0.3									
$R_1$	620Ω 1W	360Ω 2W	1.2k 1W	820Ω 2W	470Ω 2W	1.5k 1W	1k 2W	630Ω 3W	2.2k 2W	1.5k 2W
$R_2^*$	950Ω ±1%	950Ω ±1%	1550Ω ±1%	1550Ω ±1%	155Ω ±1%	215Ω ±1%	215Ω ±1%	215Ω ±1%	365Ω ±1%	365Ω ±1%
$R_3$	2.7k 1/8W	2.7k 1/8W	4.3k 1/8W	4.3k 1/8W	4.3k 1/8W	5.6k 1/8W	5.6k 1/8W	5.6k 1/8W	9.1k 1/2W	9.1k 1/2W
$R_4^*$	1.1k ± 1%	1.1k ± 1%	1.7k ± 1%	1.7k ± 1%	1.7k ± 1%	2.3k ± 1%	2.3k ± 1%	2.3k ± 1%	3.8k ± 1%	3.8k ± 1%
$R_5$	3k 1/4W	2.4k 1/4W	3.9k 1/4W	3.9k 1/4W	3.3k 1/4W	4.7k 1/2W	3.9k 1/2W	3.9k 1/2W	6.2k 1/2W	5.6k 1W
$R_6$	910Ω 1/2W	750Ω 1/2W	1.2k 1W	1.2k 1W	1k 1W	1.5k 1W	1.3k 1W	1.3k 1W	2.4k 1W	1.8k 1W
$R_7$	430Ω 1/8W	430Ω 1/8W	510Ω 1/8W	510Ω 1/8W	510Ω 1/8W	560Ω 1/8W	560Ω 1/8W	560Ω 1/8W	620Ω 1/8W	620Ω 1/8W
$C_1$	500μF 25V	500μF 25V	500μF 25V	500μF 25V	500μF 25V	200μF 50V	200μF 50V	200μF 50V	200μF 50V	200μF 50V

注: \* 用锰铜丝绕制。

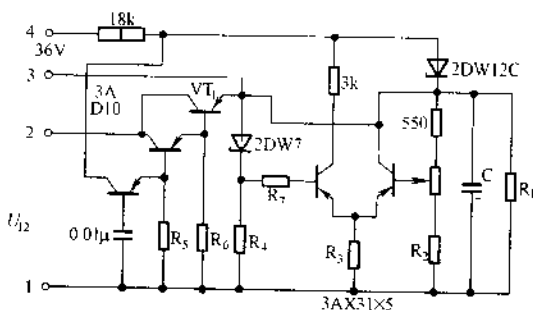


图 67 18~45V 稳压电源

### 31. 一种可调式稳压电源

其电路如图 68 所示。该电源在输出电压 2.2~9V、电流 20mA~1.2A 范围内连续可调。

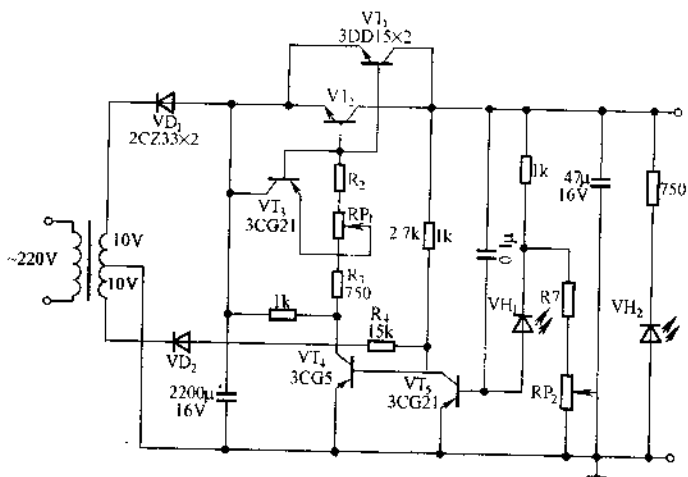


图 68 一种可调式稳压电源



工作原理：三极管  $VT_1$ 、 $VT_2$  并联为调整管； $R_4$  为稳压器的启动电阻。三极管  $VT_4$  通过  $R_4$  启动使调整管导通，发光二极管  $VH_1$  代替稳压管通过三极管  $VT_3$  实现稳压。调节电位器  $RP_1$ ，便可改变输出电流限定值；调节电位器  $RP_2$ ，便可改变输出电压。

元件选择：三极管  $VT_1$ 、 $VT_2$  要求  $BV_{cero} > 30V$ 、 $\beta > 50$ ，加散热器；三极管  $VT_3$ 、 $VT_5$  可选用任何 3CG 或 3CK 型管子；三极管  $VT_4$  选用 3CG5 或 3CG23；电阻均为 1/8W；变压器 T 为  $220/2 \times 10V$ 、15VA。

### 32. 从零起调的稳压电源

其电路如图 69 所示。该电路结构简单，稳压效率高，不易振荡，具有较好的过载保护功能，输出电压能在  $0 \sim 12V$  范围内连续可调，当负载电流为 2A 时纹波电压为 1.5mV，内阻为  $0.05\Omega$ 。

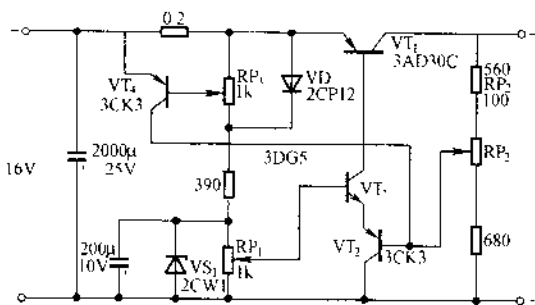


图 69 从零起调的稳压电源

工作原理：由三极管  $VT_2$  和  $VT_3$  组成比较放大电路， $VT_1$

的集电极输出全部加到调整管  $VT_1$  的基极，控制  $VT_1$  的管压降。这是一种全反馈稳压电路。普通全反馈稳压电路容易振荡，一般都需要加消振电容。但该稳压电路的  $VT_2$  和  $VT_3$  的接法较特殊， $VT_3$  为共基放大状态，抑制了高频反馈通路，从而有效地克服了振荡。 $VT_2$  为 NPN 管，其基极电位可略低于输出负端，因而可从零伏起调（电位器  $RP_1$  中点电位恰为  $VT_2$  和  $VT_3$  发射结压降之和时，输出为零伏）。

三极管  $VT_4$  是限流保护管，调节电位器  $RP_3$  可以改变输出电流限定值。

元件选择： $VS_1$  选用 7~9V 的稳压管，如 2CW1 等。若要求输出电压大于 12V，则  $VS_1$  可选用大于 9V 的稳压管。

### 33. 软启动稳压电源

图 70 所示电路为输出电压为 24V、电流为 2A 的软启动稳

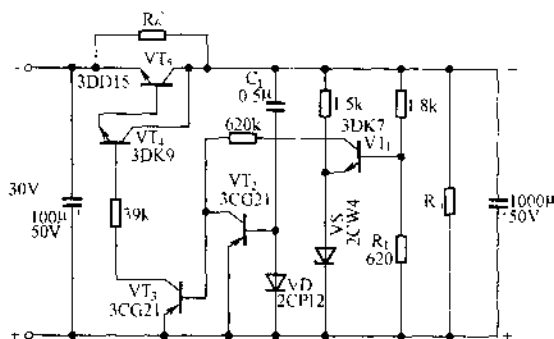


图 70 24V、2A 软启动稳压电源

压电源。该电路接通电源后，输出电压经过一个启动过程，以较慢的速度上升至给定值，以保护不希望有浪涌冲击的负载回路。

工作原理：该电路是在串联型晶体管稳压电源电路(图41)的基础上加一软启动电路构成的。软启动电路由电容 $C_1$ 、三极管 $VT_2$ 及二极管 $VD_1$ 组成，其工作过程如下：

当电路接通电源，电压经电阻 $R_6$ 加到电容 $C_1$ 上。由于 $C_1$ 上的电压为零(电容上的电压不能突变)，因此开始输出电压也接近零伏。随着电容 $C_1$ 的充电，三极管 $VT_2$ 也由导通(此时三极管 $VT_3$ 、 $VT_4$ 、 $VT_5$ 均截止)经放大(各三极管开始工作)，至截止状态(各三极管正常工作)，输出电压也从零逐渐升至规定值。启动延时时间主要决定于 $C_1$ 和 $R_6$ 等数值。调节 $R_6$ 和 $C_1$ ，可得到需要的延时时间，一般以30s左右为宜。

电路正常工作后，其工作原理与图41所示电路相同。

在图70中，二极管 $VD$ 的作用是：当输出电压下降时， $C_1$ 通过它迅速放电，以保证在电压再次上升时能可靠地进行软启动。

元件选择：为了避免软启动时流过电容 $C_1$ 的电流从二极管 $VD$ 漏掉， $VD$ 应选用反向电阻尽可能大的硅二极管；为保证电路有较好的软启动特性和稳压性能，三极管 $VT_2$ 应选用饱和压降小、 $\beta$ 值较高的管子； $VT_3$ 、 $VT_4$ 和 $VT_5$ 应选用耐压足够、穿透电流较小的管子。

图71给出了输出电压为12V、电流为3A的软启动稳压电源，其工作原理与图70所示电路相同。

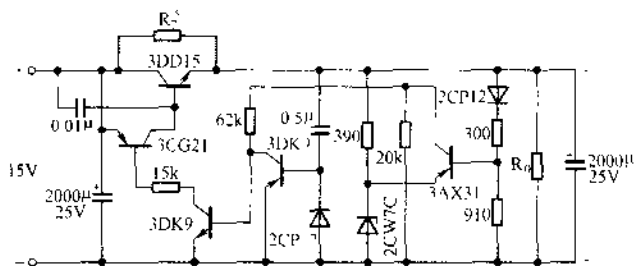


图 71 12V、3A 软启动稳压电源

### 34. 开关式晶体管稳压电源

前面介绍的晶体管直流稳压电源的调整管工作在线性区，其缺点是：电源的效率低，调整管功耗大，发热量大，重量大。为了克服上述缺点，可采用开关式稳压电源。目前，它在彩色电视机、示波器、激光器、电子计算机和数控装置中应用较多。

开关式稳压电源的原理方框图如图 72 所示。

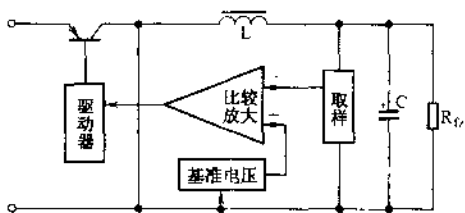


图 72 开关式稳压电源原理方框图

它的大概工作原理如下：将电网交流电压直接整流得到脉

动直流，再经脉宽变换器(多谐振荡器)变换成 20kHz 左右的高频脉宽交变电压，然后再经整流滤波得到稳定的直流。稳压过程是利用电容储能作用来实现的。由取样环节得到的取样电压和基准电压比较后，经比较放大器加到由开关三极管构成的开关驱动器，控制开关周期的导通与关闭时间比，从而改变调整管导通和截止的时间比。由于采用高频变换，因此变压器、整流滤波器的体积和重量大为减小，而振荡管工作在开关状态，损耗小，效率高。但不足之处是：电路复杂，输出电压纹波大，动态响应慢，稳定度也较差。

### (1) 20V、5A 开关式稳压电源

其电路如图 73 所示。该电源在输入电压为 35 (1 + 10%)V 时，输出电压在 7 ~ 26V 范围内连续可调，最大电流为 5A，内阻为 0.1Ω，纹波电压峰值不大于 10mV，过载保护电流为 6A。

工作原理：当因某种原因使稳压器输出电压  $U_{sc}$  发生变化时，如  $U_{sc}$  下降，下降的电压与基准电压在差动放大器 VT<sub>11</sub>、VT<sub>12</sub> 进行比较、放大，使  $U_{c12}$  增高， $U_{c11}$  降低，此信号送到直流控制的多谐振荡器(由三极管 VT<sub>3</sub>、VT<sub>4</sub> 等组成)的一对差分管 VT<sub>5</sub>、VT<sub>6</sub> 的基极上，则 VT<sub>5</sub> 的集电极电流比 VT<sub>6</sub> 的集电极电流大，使振荡器输出的脉冲宽度增大，从而开关调整管的导通时间增大，输出电压  $U_{sc}$  便又升高，这样就完成了稳压作用。当  $U_{sc}$  因某种原因上升时，振荡器输出脉冲宽度减小，输出电压  $U_{sc}$  便下降，以维持原有电压不变。

主回路部分工作过程如下：当输入脉冲使三极管 VT<sub>9</sub>、VT<sub>10</sub> 导通时，由于扼流圈 L 的作用，将产生一个感应电势，二极管 VD<sub>2</sub> 被反偏而截止，电容 C<sub>3</sub> 将充电，L 中的电流逐渐增大。当脉冲信号使三极管 VT<sub>9</sub>、VT<sub>10</sub> 截止时，L 中的电流将逐



渐减小，同时 L 上的电压极性发生颠倒，使  $VD_2$  导通。因此 L 中仍有电流，储存在 L 中的能量便通过  $VD_2$  转换到负载。当 L 中的电流下降到负载电流以下时，电容  $C_3$  便向负载放电。由于 L、 $C_3$ 、 $VD_2$  的作用，虽然调整管处在开关状态，但输出电压却接近直流，纹波很小。

在图 73 中，三极管  $VD_1$  能提高电路的抗干扰能力，电阻  $R_{19}$  起加速作用。当开关调整管由饱和转为截止时，管子所储存的电荷会通过  $R_{19}$  泄放，可缩短关闭时间，减小管子的耗散功率，并能提高  $VT_9$  的击穿电压。 $R_3$  是过流信号电阻，当电流过大时， $R_3$  上压降增大，使保护环节工作，晶闸管 V 导通，引起开关驱动器关闭（三极管  $VT_8$  截止），开关调整管得不到基极电流而截止，从而得以保护。过流消除后，需按动微动按钮 SB，使晶闸管 V 截止，稳压电源恢复正常工作。二极管  $VD_2$  的作用是：提高开关电压，防止误动作。

## (2) 5V、4A 简单的开关式稳压电源

其电路如图 74 所示。该电源在输入电压为 15~25V 时，输出电压为 5V，输出电流为 4A，纹波电压不大于 50mV。

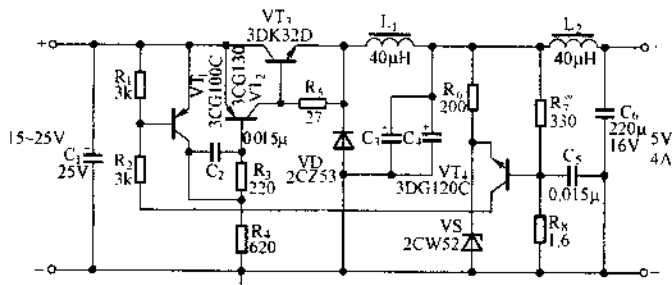


图 74 5V、4A 简单的开关式稳压电源

工作原理：当输入端加上电压后，三极管  $VT_2$ 、 $VT_3$  基极有电流流过而导通。 $R_3C_2$  回路保证电流具有脉冲特性，三极管处于强行导通状态。随后，通过扼流圈  $L_1$  开始向电容  $C_3$ 、 $C_4$  充电。当  $C_3$ 、 $C_4$  上的电压达到某一值  $U_1$  时，三极管  $VT_4$  和  $VT_1$  导通，后者饱和导通， $VT_2$  发射结加上  $C_2$  的电压而很快被截止。

由于  $L_1$  中的电流不能瞬时消失，因此三极管  $VT_2$ 、 $VT_3$  截止后二极管  $VD$  通过  $L_1$  的电流回路导通。随着  $L_1$  中的电流减小，电容  $C_3$ 、 $C_4$  上的电压逐渐减小，当它达到某一值  $U_2$  时，三极管  $VT_4$ 、 $VT_1$  截止， $VT_2$ 、 $VT_3$  导通， $L_1$  中的电流又重新开始增大，二极管  $VD$  截止。当  $L_1$  中的电流等于负载电流时，电容  $C_3$ 、 $C_4$  上的电压已降低到  $U_3$  值 ( $U_3 < U_2 < U_1$ )。从这时开始， $C_3$ 、 $C_4$  上的电压重新开始增加，稳压器重复上述工作循环。

由于三极管  $VT_3$  和二极管  $VD$  的耗散功率很小，因此可不装散热器就可获得很大的负载电流。但负载电流超过 3.5A 时，这些元件必须安装散热器。

实际表明，当负载电流大于 2A 时，输出电压要降低，这主要是由于扼流圈  $L_2$  电阻上的压降造成的缘故。

稳压电源输出电压也可增大到 8~10V，只要增大  $R_7$  的阻值及重新选择工作频率即可。但这时三极管  $VT_3$  的耗散功率同样要增大，这就要求限制负载电流或者增大散热器尺寸。

元件选择：稳压管  $VS$  的稳压值为 3.2~4.5V；电阻  $R_4$  的阻值为 1W，其余电阻均为 1/8W；扼流圈  $L_1$  的磁导体用铁氧体 M2000HM，线圈用 7 根  $\phi 0.35\text{mm}$  漆包线绕 18 匝； $L_2$  用同样的磁导体，用 10 根  $\phi 0.35\text{mm}$  漆包线绕 9 匝。 $L_1$  和  $L_2$  的电感量均为  $40\mu\text{H}$ 。





更加促进  $VT_2$  的导通。 $VT_2$  的饱和导通使稳压管  $VS_2$  雪崩，所储存的电荷通过  $VT_2$ 、 $R_7$  反向漏放， $R_7$  上产生反向电压，使  $VT_1$  截止。 $VT_1$  截止后，扼流圈  $L$  中的磁能便转换成电能通过续流二极管  $VD_4$  向负载输出。随着磁能的减少，输出电压  $U_{sc}$  下降， $VT_3$  集电极电流减小， $VT_2$  的基极电流也减小， $VT_2$  的集电极电流减小，又逐渐产生前述的经  $R_1$ 、 $V_2$  向  $R_7$  流动的电流，重新建立  $VT_1$  的栅阴电压。当此电压大于  $VT_1$  的导通阈值时， $VT_1$  又进入线性区，产生漏源电流。此时  $C_5$  的电荷通过  $VT_1$ 、二极管  $VD_3$ 、 $R_2$  放电， $VD_3$  的正向压降使  $VT_2$  截止。这导致经  $R_1$ 、 $V_2$ 、 $R_7$  的电流很快增加到使  $VT_1$  饱和导通，输出电压  $U_{sc}$  重新上升，重复上述过程，使输出电压稳定。

### 35. 由运算放大器构成的稳压电源

由集成运算放大器构成的稳压电源，其原理方框图如图 76 所示。它的工作原理与晶体管稳压电源相同。由于运算放大器将众多的电子元件制作在一块集成电路上，因此电路结构简单。运算放大器本身具有元件参数对称性好、温度漂移小等优点，因此性能很好。

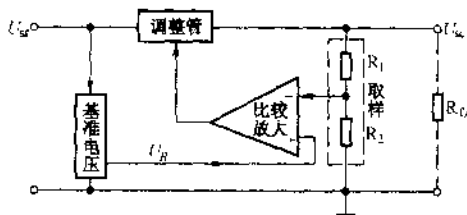


图 76 集成运算放大器稳压电源原理方框图

电路的技术参数可由下列公式表示：

$$\text{最大输出电流 } I_{sc\max} \leq \frac{P_{CM}}{U_{sr} - U_{sc\min}}$$

$$\text{输出电压 } U_{sc} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} U_R$$

$$\text{内阻抗 } Z_{sc} = \frac{r_{sc0}}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} K_0}$$

$$\text{负载稳定性 } S_v = \frac{1}{\lambda K_0} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{U_{sr}}{U_{sc}}$$

式中： $P_{CM}$ ——调整管的最大允许功耗(W)；

$U_R$ ——基准电压(V)；

$r_{sc0}$ ——运算放大器开环输出电阻( $\Omega$ )；

$K_0$ ——运算放大器的电压放大倍数；

$\lambda$ ——调整管的电压放大倍数；

$U_{sr}$ 、 $U_{sc}$ ——输入电压和输出电压(V)。

要仔细分析运算放大器的工作原理，需知道其内部电路结构。但作为应用，一般只要了解接线就行了。

### (1) 9V、150mA 稳压电源

其电路如图 77 所示。该电源在输入电压为 10 ~ 20V 时，输出电压为 9V，输出电流为 150mA，内阻为 0.003 $\Omega$ ，电压稳定度小于 0.002%，具有过载和短路保护功能。

工作原理：采用场效应管 VT 作为调整管，由电阻  $R_1$  和稳压管 VS 形成基准电压。接通电源和负载，负载电流逐渐增大，VT 的栅极—源极的电压和漏极—源极通道间的电阻减小，同时运算放大器 A 输出电压达到最大值，该电压

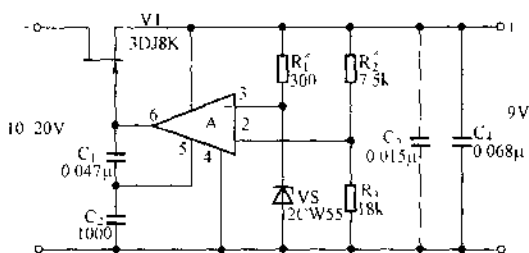


图 77 9V、150mA 稳压电源

总是小于电源电压。当负载电流达到一定值时，VT 的栅极—源极电压将达到稳定值，并等于稳压电源输出电压和运算放大器输出端饱和电压之差，稳压电源进入稳流状态。当输出端短路时，通过稳压电源的电流不会超过其本身的最大值。该值等于当栅极和源极之间电压为零时场效应管的漏极电流。

当稳压电源输出端长时间短路时，调整管耗散功率不应超过允许值。如果场效应管漏极最大电流为 400mA，则功率为 6W，相应的电压为 15V。这就是输出端长时间短路时稳压电源的最大输入电压。当负载电流大于 30mA 时，调整管必须安装散热器。

电容  $C_1$  和  $C_2$  用于校正运算放大器的频率特性，电容  $C_3$  和  $C_4$  为运算放大器供电电路和负载回路旁路用。 $C_3$  应尽量接近运算放大器安装。

元件选择：运算放大器 A 选用 F005，注意稳压系数正比于运算放大器的放大倍数；场效应管 VT 要求最大漏源电流不小于 30mA；稳压管 VS 选用 2CW55，稳压值为 6.2~7.5V；电阻均为 1/4W 的电阻。

## (2) 12V、1A 稳压电源

其电路如图 78 所示。该电源所用元件不多，具有良好的使用性能。当输入与输出电压之差达 0.8V 时，它就能保持其工作特性。这是由于运算放大器 A 采用不寻常接法的缘故。该电源在输入电压为 16~30V 时，输出电压为 12V，电流为 1A，内阻小于  $0.001\Omega$ ，电压稳定度为 0.05%，纹波电压峰值小于 25mV。

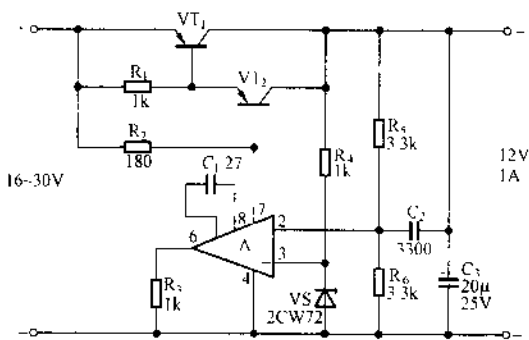


图 78 12V、1A 稳压电源

工作原理：运算放大器 A 采用不寻常的接法，电阻  $R_3$  是它的负载，由三极管  $VT_1$ 、 $VT_2$  组成复合调整管的输入端并接在运算放大器的电源输出脚①上。通过该脚和电阻  $R_3$  的电流是运算放大器内部电路的总电流。电流在电阻  $R_2$  上所形成的压降加在调整管的发射结上。形成反馈电源的并联稳压器  $R_4$ 、VS 提供稳定电压，以减小稳压电源输出电压的脉动程度。

选择适当的分压电阻  $R_5$ 、 $R_6$  或相应选择稳压管 VS，稳压电源的输出电压能在大范围内变化。当稳定电压减小时，为了

保持稳压电源的正常工作状态，电阻  $R_3$  应选择较小阻值。在任何场合稳压电源的输入电压不应超过运算放大器的最大允许电压，即对于如图 78 所示的电路来说为 30V。

元件选择：三极管  $VT_1$  选用 3AD51、3AD52， $I_{CM}$  为 2A； $VT_2$  选用 3CG130、3CG131；运算放大器 A 选用 F005、F007；稳压管 VS 选用 2CW72，稳压值为 7~8.8V；电阻均选用 1/4W 电阻。

### (3) 10V、1A 稳压电源

其电路如图 79 所示。该电源在输入电压为 15~25V 时，输出电压为 10V，电流为 1A，内阻小于  $0.02\Omega$ ，电压稳定度小于 0.05%，具有过载和短路保护功能。

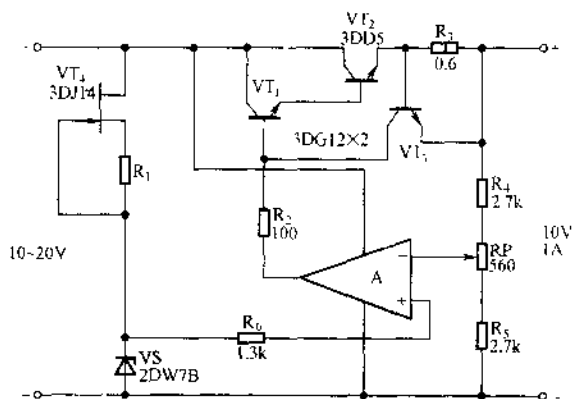


图 79 10V、1A 稳压电源

在图 79 中，由三极管  $VT_1$ 、 $VT_2$  组成复合调整管；运算放大器 A 作为比较放大电路；基准电压取自稳压管 VS；场效应管  $VT_4$  在这里作为恒流源，用以提高基准电压的稳定性。适当选取  $R_5$  可使  $VT_4$  的输出恒定电流在 6~8mA 左右；电阻  $R_4$ 、

$R_5$  和电位器  $RP$  组成取样环节；三极管  $VT_3$  和电阻  $R_3$  组成保护电路。

工作原理：当输入电压波动或负载变化时，输出电压随之变化。假如输出电压增加，则变化信号经取样电阻取样送入运算放大器  $A$  的负端，经与基准电压比较放大后由运算放大器输出端输出的电压减小，控制调整管的基极电流也减小，从而使调整管的管压降  $U_{ce}$  增大，使输出电压稳定。

在正常工作状态下，电阻  $R_3$  上的压降很小，不致于使三极管  $VT_3$  工作， $VT_3$  处于截止状态。当负载电流超过某一限值时， $R_3$  上的压降增大，导致  $VT_3$  导通，从而使调整管  $VT_1$ 、 $VT_2$  截止，切断负载回路，达到过流保护的目的。当负载电流恢复正常后，电路自动恢复正常工作。

#### (4) 0 ~ 50V 连续可调的稳压电源

其电路如图 80 所示。该电路的基本结构与图 79 所示电路

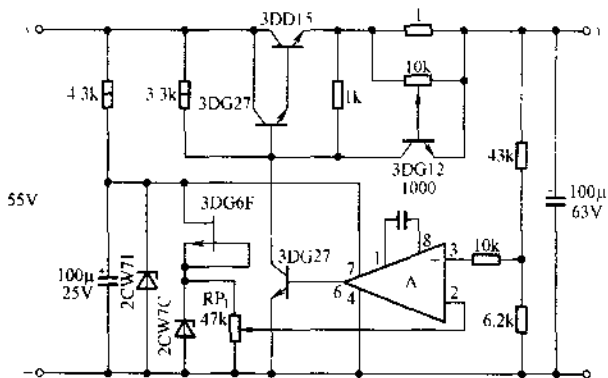


图 80 0 ~ 50V 连续可调的稳压电源

类似,工作原理基本相同。不过该电源通过调节电位器  $RP_1$  可使基准电压调至零伏,此时运算放大器 A 的同相输入端也调整至零伏,因此稳压电源的输出也为零伏。

因为运算放大器 A 的输入电压可以为零伏,所以在稳压电源中用它作误差放大器是很理想的。

### (5) 280V、25mA 稳压电源

其电路如图 81 所示。该电源在输入电压为 280~330V 时,输出电压为 280V,电流为 25mA,稳定度小于 0.04%。输出电压

由  $U_w = U_1 \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)$  决定。

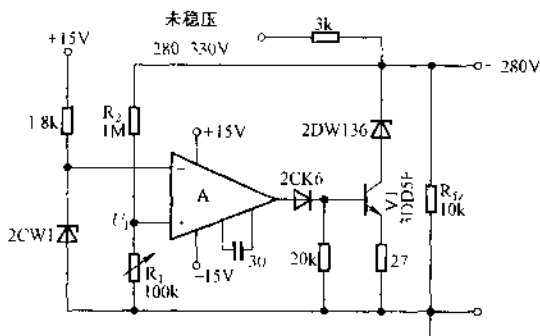


图 81 280V、25mA 稳压电源

在图 81 中,三极管 VT 为调整管;运算放大器 A 作为比较放大电路;基准电压取自稳压管  $V_1$ 。

工作原理:当输入电压波动或负载变化时,输出电压随之变化。假如输出电压增加,则变化信号经取样电阻  $R_1$ 、 $R_2$  取样,送入运算放大器 A 的正脚,经与基准电压比较放大后运



算放大器输出端的电压增大，控制调整管 VT 的基极电流增大，从而使调整管的管压降  $U_{ce}$  减小，即并联在负载上的电压减小，达到输出电压稳定的目的。

元件选择：VT 应选用功率管，如 3DD5F 等，并要满足耐压要求。适当选择元件，可使输出电压达 1000V。

### (6) 其他稳压电源

图 82 至图 85 为几个实用稳压电源电路，

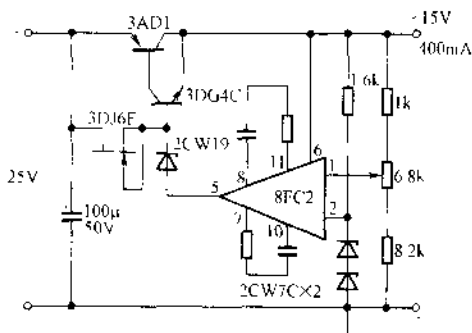


图 82 15V、400mA 稳压电源

图 82 至图 84 所示电路的工作原理与上述电路类同。图 85 所示电路能输出双极性电压，输出电压可同步调节。在图 85 中， $R_1$  和  $R_2$  为分压电阻，控制电路实际上是一个低输出阻抗的输出器，在反馈回路中加有互补的电流自举。由于整个电路有极深的负反馈，输出的正、负电压能保持平衡。

三极管  $VT_1$  和  $VT_2$  的功耗约为  $\frac{1}{2} UI$  (其中  $U$  为输入电压,  $I$  为输出电流)，故选用功耗为 150mW 的三极管即可。电容  $C_1$

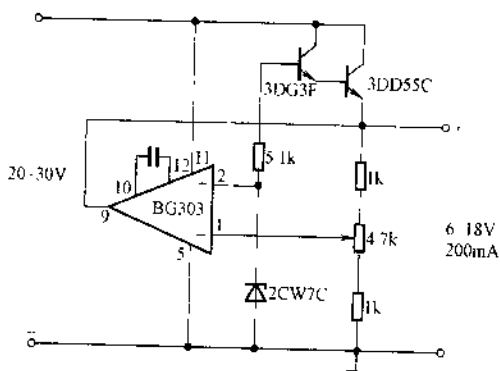


图 83 6-18V、200mA 稳压电源

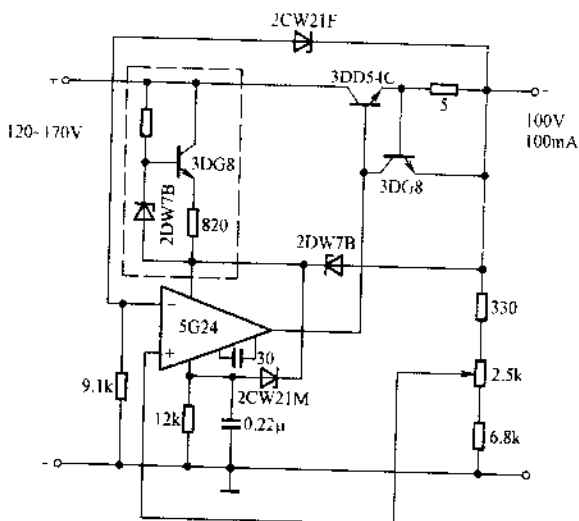


图 84 100V、100mA 稳压电源

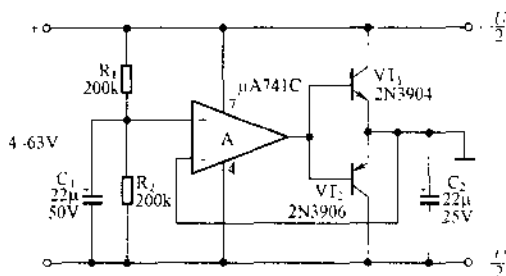


图 85 双极性稳压电源

用来减小噪声和防止振荡，而  $C_2$  可以帮助消除瞬态电流。

输出电压的稳定性取决于输入电压的稳定性，输入电压不可超过运算放大器 A 的额定值。 $\mu A741C$  的最大电源电压为  $\pm 18V$ ，故输出电压最高为  $36V$ 。

## 36. 集成稳压电源

集成稳压电源具有电路体积小、重量轻、接线及调整方便、可靠性高等优点，因而被广泛使用。

集成稳压电源和分立元件稳压电源一样，也由基准电压、取样电路、比较放大和电压调整等部分组成。有些集成稳压电源还设有启动、保护环节。常用的集成稳压器有 BG601、5G11、5G13、5G14、W2、WA6、WA7 等。

### (1) 常用集成稳压器的参数及内部电路

常用集成稳压器的型号参数见表 8，内部电路及管脚如图 86 所示，图(a)、(b)、(c)、(d)、(e)、(f)、(g)和(h)所示稳压器的型号分别为 BG601、5G11、5G13、5G14、W1、W2、WA6 和 WA7。

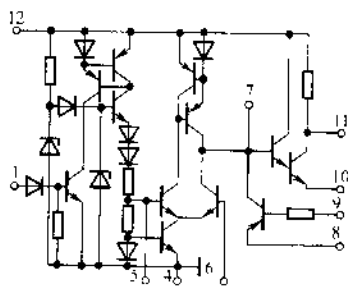
表 8

常用集成稳压器型号参数

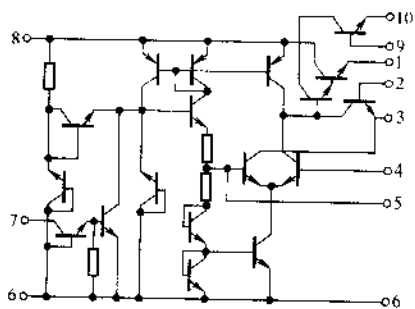
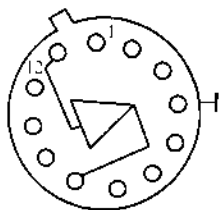
参数名称	最大输入电压	电压调整率	输出电压范围	电流调整率	最小输入、输出电压差	最大输出电流	最大静态功耗
符号	$V_{inmax}$	$S_V$	$V_{out} \sim V_{outmax}$	$S_I$	$(V_{in} - V_{or})_{min}$	$I_{outmax}$	$P_n$
单位	V	%/V	V	%	V	A	W
型号	参 数 值						
BG601	$(V_{inmin})9$	0.05	2~27	0.05	4	0.01	(电流) 4mA
5G11A	15	$\leq 0.5$	3.5~6		4~5	0.2	2
5G11B	21	$\leq 0.5$	6~12		4~5	0.2	2
5G11C	27	$\leq 0.5$	6~18		4~5	0.2	2
5G11D	35	$\leq 0.5$	6~24		4~5	0.2	5 (加散热板)
5G13A	15	$\leq 0.5$	3.5~6		4~5	0.03	0.7
5G13B	21	$\leq 0.5$	6~12		4~5	0.03	0.7
5G13C	27	$\leq 0.5$	6~18		4~5	0.03	0.7
5G13D	35	$\leq 0.5$	6~24		4~5	0.03	1.5 (加散热板)
5G14A	15	< 0.1	4~6		4	0.02	0.3
5G14B	25	< 0.1	4~15		4	0.02	0.3
5G14C	35	< 0.1	4~25		4	0.02	0.3
5G14D	45	< 0.1	4~35		4	0.02	0.3
5G14E	55	< 0.1	4~45		4	0.02	0.3
W1-01	25	0.05	9~15		4	0.2	
W1-02	25	0.05	9		4	0.2	
W1-03	25	0.05	12		4	0.2	
W1-04	25	0.05	15		4	0.2	
W2-03A	30	$\leq 0.04$	9~15		4	0.4	2
W2-03B	30	$\leq 0.03$	9~15		4	0.4	2
W2-04A	45	$\leq 0.04$	15~24		4	0.4	2
W2-04B	45	$\leq 0.03$	15~24		4	0.4	2
W2-08	20	$\leq 0.02$	9		4	0.4	2

续表

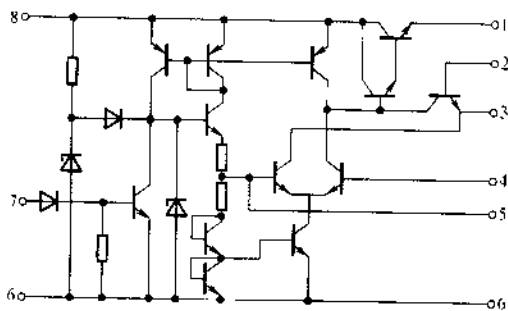
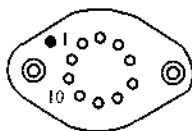
参数名称	最大输入电压	电压调整率	输出电压范围	电流调整率	最小输入、输出电压差	最大输出电流	最大静态功耗
符号	$V_{inmax}$	$S_V$	$V_{outmin} \sim V_{outmax}$	$S_I$	$(V_{in} - V_{out})_{min}$	$I_{outmax}$	$P_m$
单位	V	%/V	V	%	V	A	W
型号	参 数 值						
W2-09	25	$\leq 0.03$	12		4	0.4	2
W2-10	30	$\leq 0.03$	15		4	0.4	2
W2-11	35	$\leq 0.03$	18		4	0.4	2
W2-12	40	$\leq 0.03$	20		4	0.4	2
W2-13	45	$\leq 0.03$	24		4	0.4	2
WA6-110	15		2~5		4	0.5	
WA6-111	19	$A \leq 1$	2~9	红点	4	0.5	
WA6-112	25		2~15	$\leq 1$	4	0.5	
WA6-113	30		2~20		4	0.5	
WA6-114	34	$B \leq 0.5$	2~24	绿点	4	0.5	
WA6-115	42		2~32	$\leq 0.5$	4	0.5	
WA6-120	19		2~9		4	0.5	
WA6-121	25	$C \leq 0.1$	5~15	黑点	4	0.5	
WA6-122	30		5~20	$\leq 0.1$	4	0.5	
WA6-123	34	$D \leq 0.05$	5~24	白点	4	0.5	
WA6-124	42		5~32	$\leq 0.05$	4	0.5	
WA7-110	15		2~5		4	1	
WA7-111	19	$A \leq 1$	2~9	红点	4	1	
WA7-112	25		2~15	$\leq 1$	4	1	
WA7-113	30	$B \leq 0.5$	2~20		4	1	
WA7-114	34		2~24	绿点	4	1	
WA7-115	42		2~32	$\leq 0.5$	4	1	
WA7-120	19	$C \leq 0.1$	2~9		4	1	
WA7-121	25		2~15	黑点	4	1	
WA7-122	30		2~20	$\leq 0.1$	4	1	



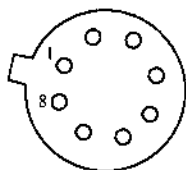
(a) BG601

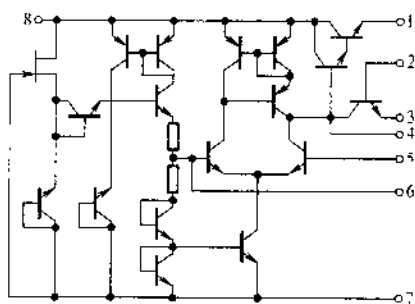


(b) 5G11

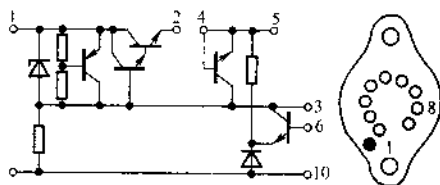


(c) 5G13

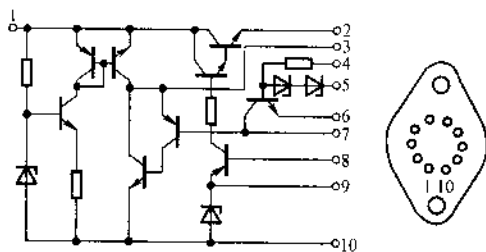




(d) 5G14



(e) W1



(f) W2

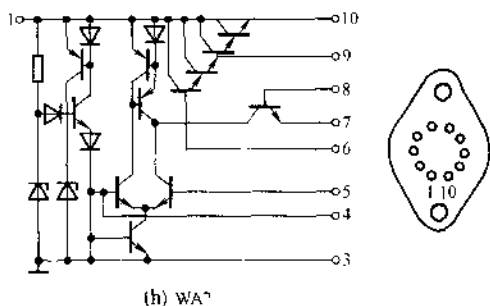
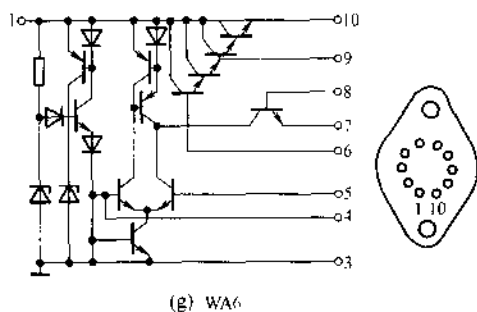


图 86 常用集成稳压器内部电路及管脚图

## (2) 集成稳压电源的工作原理

现以 5G11 型集成稳压器(见图 87)为例介绍这类稳压电源的工作原理。

其电路的基本结构和各元件的主要功能已用虚框标注在图中。

各部分工作原理如下所述。

① 启动电路：由于集成稳压电路中采用恒流源，当输入



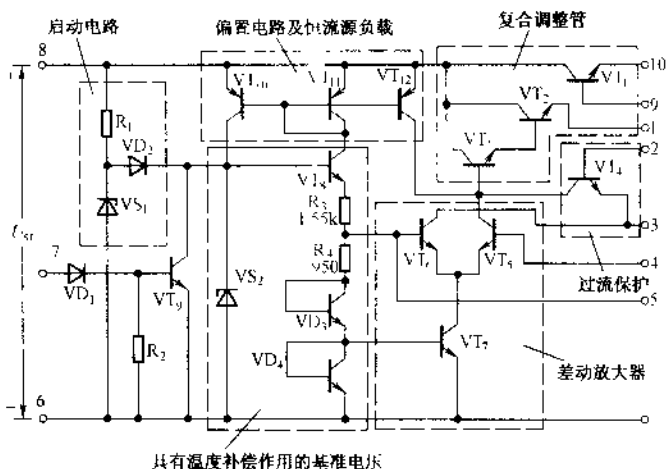


图 87 5C11 型集成稳压电路

电压  $U_{sr}$  接通后，恒流源难以自己导通，以致于输出电压  $U_o$  升不起来，因此必须用启动电路向恒流源三极管供给基极电流，让电路正常工作。

当输入电压  $U_{sr}$  高于稳压管  $VS_1$  的击穿电压时，有电流通过电阻  $R_1$ 、二极管  $VD_2$ ，使三极管  $VT_8$  的基极电位上升而导通，于是三极管  $VT_{10}$ 、 $VT_{11}$ 、 $VT_{12}$  也导通。 $VT_{10}$  的集电极电流使稳压管  $VS_2$  建立起正常工作电压，直到  $VS_2$  达到与稳压管  $VS_1$  相等的稳压值，整个电路便进入正常的工作状态，电路启动完毕。由于两稳压管稳压值相等，故二极管  $VD_2$  截止，从而保证  $VD_2$  左边出现的纹波与噪声不致影响基准电压。

② 基准电压电路：基准电压是否稳定对稳压电源影响甚大，要求基准电压的温度性好、内阻小。该电路的基准电压为：

$$U_R = \frac{V_{z2} - 3U_{be}}{R_3 + R_4} R_4 + 2U_{be}$$

式中， $V_{z2}$ 为稳压管  $VS_2$  的击穿电压（即稳压值）， $U_{be}$  为三极管  $VT_8$ 、 $VD_3$ 、 $VD_4$  发射结的正向电压值。在电路设计和工艺上使具有正温度系数的  $R_3$ 、 $R_4$  和稳压管  $VS_2$  与负温度系数的  $VT_8$ 、 $VD_3$ 、 $VD_4$  达到相互补偿，以保证基准电压  $U_R$  基本上不随温度而变化。

③ 取样、比较放大和调整电路：集成稳压器的取样、比较放大和调整（即调整管）电路与分立元件稳压器基本相似。集成稳压器的取样电路通常采用外接温度系数小的金属膜电阻构成电阻分压式。在图 87 中，由三极管  $VT_5$ 、 $VT_6$ 、 $VT_7$  组成具有恒流源的单端输出差动式比较放大器； $VT_{12}$  为差动放大管的有源负载； $VT_1$ 、 $VT_2$ 、 $VT_3$  组成复合调整管。

④ 保护电路：三极管  $VT_4$  是过流保护管，当负载电流超过额定值时，此电流流过外接检测电阻（图中未画出）产生电压降，使  $VT_4$  导通。比较放大器的输出电流被  $VT_4$  分流一部分，从而限制了调整管的基极电流，也限制了输出电流。

在图 87 中，由二极管  $VD_1$ 、三极管  $VT_9$  和电阻  $R_2$  组成附加保护电路，由管脚 7 与输出端串接一电阻（图中未画出）。当输出过电压时， $VD_1$  和  $VT_9$  就会导通，稳压管  $VS_2$  被短路，于是基准电压  $U_A \approx 0$ ，使稳压电路截止而受到保护。

### (3) 集成电路常用的基准电压电路及保护电路

集成电路常用的基准电压电路见表 9，常用的保护电路见表 10。

表 9 基准电压电路

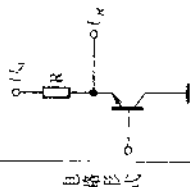
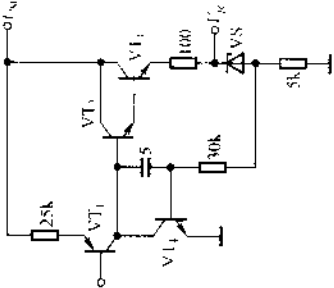
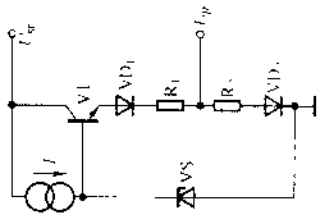
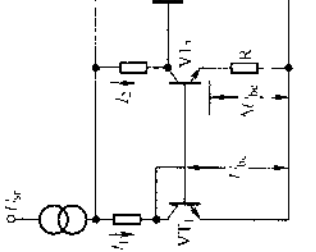
名称	简单温度补偿	射极输出式	全温度补偿	低噪声零温度系数
<p>电路形式</p> 				
说	<p>因为反向击穿结具有正温度系数，而 <math>V_{BE}</math> 的正向结具有负温度系数，因此两个结串起来，可得到部分温度补偿</p>	<p>稳压管 <math>V_S</math> 为正向温度系数，而 <math>V_{BE}</math> 是负温度系数，适当选择 <math>R_1</math> 和 <math>R_2</math>，可使基准电压 <math>U_R</math> 随温度变化系数小，故称为零温度系数基准电压</p>	<p>因为利用反向击穿结的基准电压，其噪声较大，这甲利用正向压降的基准电压获得低噪声，<math>R_1</math>、<math>V_{T1}</math>、<math>V_{T2}</math>、<math>V_{T3}</math> 构成小电流恒流源，且 <math>I_1 \gg I_2</math>，<math>\Delta U_{be} = U_{be1} - U_{be2} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_1}{I_2}</math> 为止温度系数，它和 <math>U_{be3}</math> (<math>V_{T3}</math> 管 <math>be</math> 结压降) 的负温度系数相互补偿</p>	
明				

表 10

常用保护电路

名称	过流保护	电流截止型	功率保护	过热保护
电路形式				

名称	过流保护		功率保护	过热保护
	电流限制型	电流截止型		
说明	<p>在调整管 <math>VT_1</math> 的发射极串一个小电阻 <math>R_1</math>, 当输出电流达到一定值时, <math>VT_2</math> 导通, 将 <math>VT_1</math> 的基极电流 <math>I_{B1}</math> 抽去一部分 (即 <math>I_{B1}</math>), 从而限制了输出电流</p>	<p>当流过 <math>R</math> 的电流达到一定值时, <math>VT_2</math> 导通, 同时 <math>VT_3</math> 导通, <math>I_{C3}</math> 在 <math>R_1</math> 上的压降, 使 <math>VT_2</math>、<math>VT_3</math> 的电流急剧增加, 迫使调整管 <math>VT_1</math> 截止 (即 <math>I_{B1} \approx 0</math>)</p>	<p>当负载短路或 (<math>U_o = U_{sc}</math>) 大于一定值时, 稳压管 <math>VS</math> 击穿, 向 <math>VT_3</math> 基极注入足够的电流, 使 <math>VT_2</math> 饱和导通, <math>I_{C2}</math> 使 <math>I_{B1}</math> 减小, 从而保护了调整管 <math>VT_1</math></p>	<p>利用 <math>VT</math> 管 <math>I_{sc}</math> 结压降的温度特性来实现过热保护 (25°C 时, <math>U_{be} = 0.7V</math>, 100°C 时 <math>U_{be} = 0.55V</math>) 此时, 控制端加入 <math>1.1V</math> 直流电压。当温度超过 100°C 时, <math>VD</math> 的正向压降与 <math>U_{be}</math> 之和小于 <math>1.1V</math>, 则 <math>VT</math>、<math>VD</math> 导通, <math>VS</math> 被 <math>VT</math> 旁路, 使基准电压和其他电路的偏置消失, 稳压器停止工作</p>
说明				

### 37. 三端固定集成稳压电源

三端固定集成稳压器分为 7800 正稳压和 7900 负稳压两大系列。输出电压(即稳压值)有 5V、8V、12V、15V、18V、24V 六种, 输出电流均为 1.5A。如 7805 型为 +5V 输出, 7912 型为 -12V 输出。

如对于 7800 系列产品, 上海无线电七厂叫 SW7800, 北京半导体器件五厂叫 CW7800, 美国 NSC 公司叫 LM7800, 日本 NEC 公司叫  $\mu$ PC7800, 法国 SFC 公司叫 2800EC。它们的性能相同, 可以代换。

三端固定稳压器的典型电路如图 88 所示。

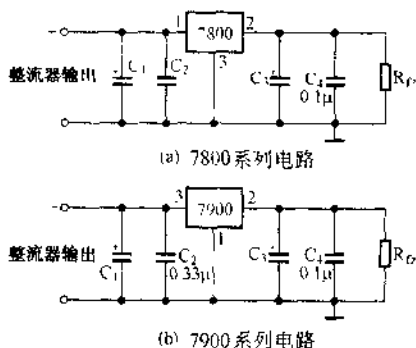


图 88 三端固定稳压器典型电路

整流器输出的电压经电容  $C_1$  滤波后得到不稳定的直流电压。该电压加到三端固定集成稳压器的输入端 1 和公共地 2 之间, 则在输出端 3 和公共地 2 之间可得到固定电压的稳定输出。

在图 88 中，电容  $C_1$  为滤波电容，为尽可能地减小输出纹波， $C_1$  值应取得大些，一般可按每 0.5A 电流  $1000\mu\text{F}$  容量选取；电容  $C_2$  为输入电容，用于改善纹波特性，一般可取  $0.33\mu\text{F}$ ；电容  $C_4$  为输出电容，主要作用是改善负载的瞬态响应，一般可取  $0.1\mu\text{F}$ 。当电路要求大电流输出时， $C_2$ 、 $C_4$  的容量应适当加大；电容  $C_3$  的作用是缓冲负载突变、改善瞬态响应，可在  $100 \sim 470\mu\text{F}$  之间取； $R_{L0}$  为稳压器内部负载，以使外部负载断开时稳压器能维持一定的电流， $R_{L0}$  的取值范围以通过其的电流是  $5 \sim 10\text{mA}$  为佳。

### 38. 集成双极稳压电源

#### (1) 利用三端固定集成电路组成的双极性稳压电源

利用 7800 和 7900 系列稳压块可以连成正负输出稳压电源。当变压器次级为一组绕组时，可采用如图 89 所示的电路。

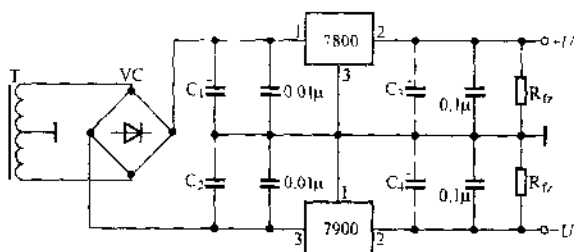


图 89 集成双极性稳压电源之一

在图 89 中，电解电容及  $R_{L0}$  的选取同图 88。

当变压器次级有两组绕组时，可采用如图 90 所示的电

路。

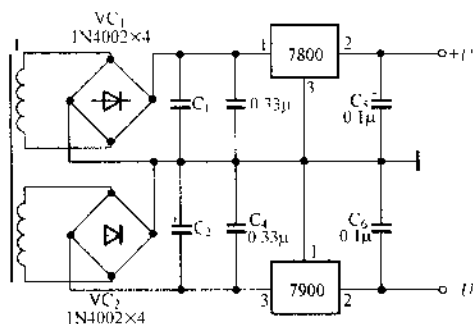


图 90 集成双极性稳压电源之二

图 90 中电解电容的选取同图 88。若变压器次级电压为两组 8V，集成稳压器采用 78M05 和 79M05，则可得到  $\pm 5\text{V}$  稳定电压，最大输出电流为 500mA。电容  $C_1$ 、 $C_2$  可取  $470 \sim 1000\mu\text{F}$ 。三端集成电路本身具有过载保护功能。

当变压器次级电压为两组 19V 时，集成稳压器采用两块 7815 和 7915 稳压块，则可得到  $\pm 15\text{V}$  稳定电压。

## (2) 多端可调式双极稳压电源

SW1468 跟踪式双极稳压器，内部设置的标准输出电压为  $\pm 15\text{V}$ ，双路输出电流均可达 50mA。当接上适当的外围元件时，输出电压可调范围为  $\pm 9 \sim \pm 20\text{V}$ ；当外接功率管时，还可扩大电流应用。最高输入电压可达  $\pm 30\text{V}$ 。

由它构成的几种双极性稳压电源如图 91 至图 93 所示。

如图 91 所示电源的输出电压为  $\pm 15\text{V}$ ，电流为 50mA。在该图中  $R_{s1}$  和  $R_{s2}$  为限流电阻，其值可按  $R_s = 0.6\text{V}/I_s$  计算， $I_s$





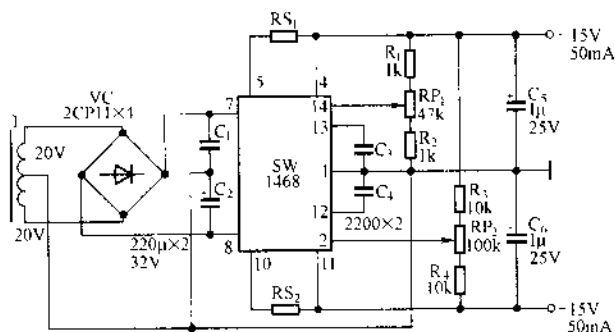


图 93 采用 SW1468 稳压块的双极性稳压电源之一

### 39. 可调式集成稳压、稳流电源

#### (1) 由三端固定稳压器改造而成的稳压电源

三端固定稳压器的输出电压是固定的，但根据其电路特性可以构成输出电压连续可调的电源。其原理是让三端稳压器浮空，再加上一个垫高电压来实现。

上调式可调稳压电源的电路如图 94 所示。

输出电压为：

$$\begin{aligned}
 U_{sc} &= (U_A + U_{be}) + \left( I_2 + \frac{I_1}{\beta} \right) R_2 \\
 &= U_A + U_{be} + \left( \frac{U_A + U_{be}}{R_1} + \frac{I_1}{\beta} \right) R_2
 \end{aligned}$$

因  $\frac{U_A + U_{be}}{R_1} \gg \frac{I_1}{\beta}$

故  $U_{sc} \approx U_A + U_{be} + \frac{U_A + U_{be}}{R_1} R_2$

$$= (U_A + U_{be}) \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

式中  $U_A$ ——三端稳压器的固定输出电压值(V);

$U_{be}$ ——三极管发射结压降, 约为 0.7V。

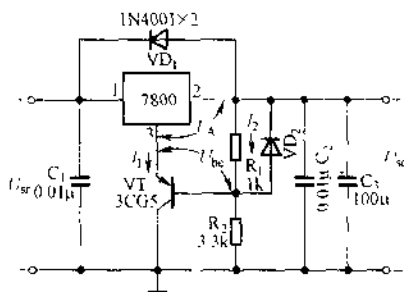


图 94 上调式可调稳压电源

可见, 只要改变  $R_2$  的阻值(即调节此电位器), 就可使输出电压改变。 $U_{sc}$  永远高于  $U_A$ , 即最低电压为  $U_A + U_{be}$ 。如采用 7808, 最低电压只能调到 8.7V。

在图 94 中, 二极管  $VD_1$ 、 $VD_2$  用于输入、输出短路时保护三端稳压器; 电容  $C_1$ 、 $C_2$  用于消除高频寄生振荡。电阻  $R_1$  和电位器  $R_2$  的功率应大于 1W。

该电路的优点是把  $I_1$  的变化引起的输出电压  $U_{sc}$  减少  $\beta$  倍。

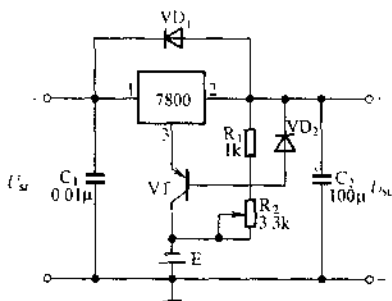


图 95 自零调压式稳压电源

自零调压式稳压电源的电路如图 95 所示。该电路的输出

电压可以从零伏开始，但电路多了一个外加辅助电源 E。这在实际应用时很不方便，常用一只稳压管代替这一辅助电源。

双极可调稳压电源的电路如图 96 所示。该电源能输出  $0 \sim \pm 18V$  可调直流电压。

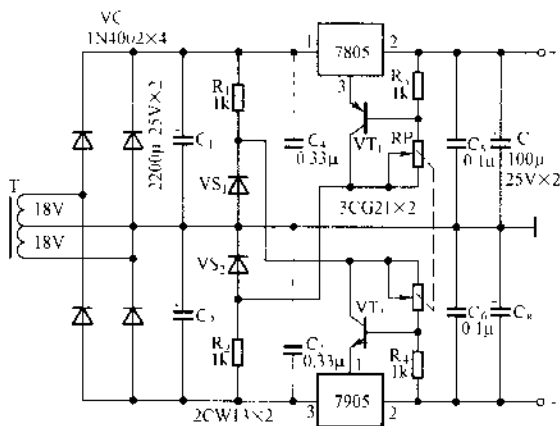


图 96 双极可调稳压电源

在图 96 中，稳压管  $VS_1$ 、 $VS_2$  相当于两个辅助电源。电容  $C_1$ 、 $C_2$  的容量应尽可能大些； $C_3$ 、 $C_4$  要靠近三端稳压器输入端安装； $C_5$ 、 $C_6$  要靠近三端稳压器输出端安装；RP 采用同轴电位器，功率大于  $1W$ ；三端稳压器必须安装不小于  $200mm \times 200mm \times 4mm$  的铝散热器。

## (2) 三端可调稳压电源

三端可调集成稳压器具有外围元件少、使用方便灵活、输出电流大、调压范围宽、稳压精度高、纹波抑制性能好、保护

功能全(具有过载、短路、芯片过热和功率管安全区保护)等特点。

三端可调稳压器可分为三端可调式正集成稳压器和三端可调式负集成稳压器两种,有 W117、W217、W317、LM317、LM337 和 LLM350、LLM380 等型号。它们能在 1.2 ~ 37V 的范围内连续可调,可输出 0.1A、0.5A、1.5A、3A、5A 的负载电流。稳压器芯片内部设有过流、过热和调整管安全工作区保护电路,使用安全可靠,其电压调整率和电流调整率指标均优于三端固定输出稳压器。使用时只要外接两个电阻即可使输出电压可调。

三端可调集成稳压器不仅可作输出电压可调的稳压器,而且还可作开关稳压器、可编程序输出的稳压器和精密电流源。

W × × 7 系列三端可调稳压器分类见表 11。

表 11 W × × 7 系列三端可调稳压器分类

稳压器名称	输出极性	输出电流(A)	输出电压(V)
W117、W217、W317	正	1.5	1.2 ~ 37
W117M、W217M、W317M	正	0.5	1.2 ~ 37
W117L、W217L、W317L	正	0.1	1.2 ~ 37
W137、W237、W337	负	1.5	-1.2 ~ 37
W137M、W237M、W337M	负	0.5	-1.2 ~ -37
W137L、W237L、W337L	负	0.1	-1.2 ~ -37

LM317、LM337 和 LLM350、LLM380 三端可调稳压器的性能参数见表 12。

表 12

三端可调稳压器性能参数

项 目	型 号			
	LM317	LM337	LM350	LM380
$U_{in} - U_{out}$ (V)	$3 \leq (U_{in} - U_{out})$ $\leq 40$	$3 \leq (U_{in} - U_{out})$ $\leq 40$	$3 \leq (U_{in} - U_{out})$ $\leq 35$	$3 \leq (U_{in} - U_{out})$ $\leq 35$
电压调整范围(V)	1.2 ~ 37	- 1.2 ~ - 37	1.2 ~ 32	1.2 ~ 32
工作温度范围(°C)	0 ~ 125	0 ~ 125	0 ~ 125	0 ~ 125
最大输出电流(A)	1.5	1.5	3	5
允许管耗(W)	15	15	30	50

注:  $U_{in}$ 为输入电压,  $U_{out}$ 为输出电压

如图 97 和图 98 所示电路为输出电压可调的正稳压电源, 变压器需有两组次级绕组。

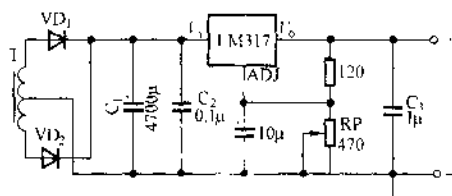


图 97 输出电压可调的正稳压电源之一

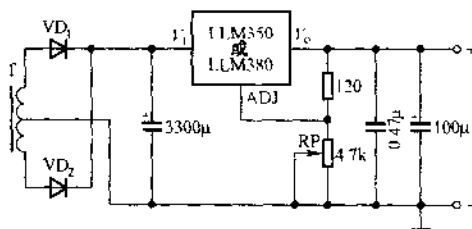


图 98 输出电压可调的正稳压电源之二

如图 99 所示电路为输出电压可调的正稳压电源，变压器只需一组次级绕组。

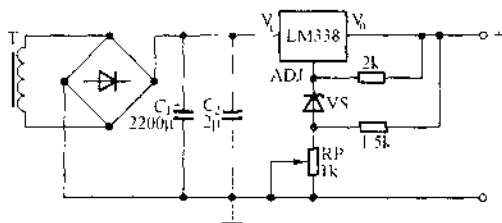


图 99 输出电压可调的正稳压电源之二

该电路采用三端可调稳压器 LM338。若用 LM338K，稳压电源输出电压为 1.2 ~ 32V (连续可调)，最大电流为 5A (此器件可允许 7A 峰值电流、0.5ms 瞬间 12A 电流)，电压调整率可达 0.012%/V，时漂可达 0.0005V/h，且可连续工作 4h。

图 100 所示电路为输出电压可调的负稳压电源。

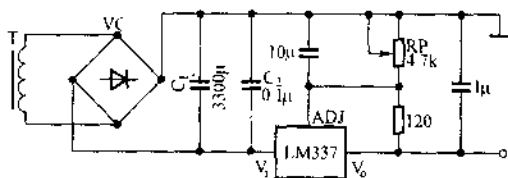


图 100 输出电压可调的负稳压电源

图 101 所示电路为输出电压可调的双极性稳压电源。

在上述电路中，调节电位器 RP 便能改变输出电压的大小。在图 101 中，电容  $C_1$  为滤波电容，取值为 2200 ~ 4700 $\mu$ F；电容  $C_2$  的作用是吸收电路瞬时负电压及回路浪涌电压的能量以免三端稳压器损坏，可取 0.1 ~ 1 $\mu$ F，要求耐压较高。

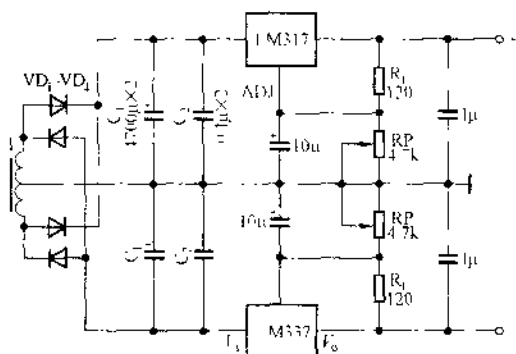


图 101 输出电压可调的双极性稳压电源

以上各电路在使用时应注意以下事项。

① 应保证  $(U_{sr} - U_{sc}) \cdot I_{Lz} \leq P_{CM}$

式中： $I_{Lz}$ ——负载电流，即输出电流(A)；

$P_{CM}$ ——三端稳压器最大允许功耗(W)。

② 输出电流大时，三端稳压器要装设散热器。散热器染黑，加硅脂，降低热阻。

③ 电阻  $R_1$  尽可能靠近三端稳压器输出端 OUT 与调节端 ADJ 安装，电容  $C_2$  尽可能焊在三端稳压器输入端 IN 与地之间。

④ 输出端到输入端可接一正向二极管，以防止输出端电压高于输入端电压而击穿稳压器内部的调整管。

图 102 所示电路为可调式稳流电源，图 103 所示电路为 1A 的稳流电源。

### (3) 多端可调稳压电源

多端可调稳压电源由多端可调集成稳压器外加少数外围元



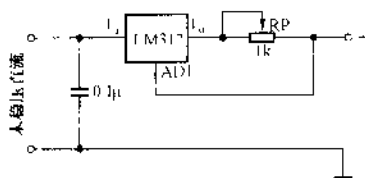


图 102 可调式稳流电源

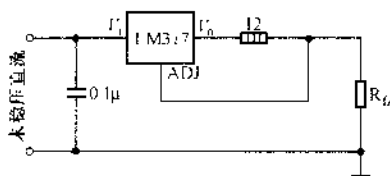


图 103 1A 的稳流电源

件组成。

① W200 型五端可调正输出集成稳压器。W200 稳压器能在 2.85 ~ 36V 的范围内连续可调，可输出 2A 的负载电流。该稳压器芯片也同三端可调稳压器一样具有过流、过热和调整管安全工作区保护电路。另外，内部还增设一个过流比较器，因此它具有较灵敏的限流功能。利用这一功能，可以设计出具有许多特殊功能的电压源和电流源。

② CW3085 型八端可调正输出集成稳压器，其电路如图 104 所示。该电源输出电压范围为 1.6 ~ 37V，电流为 100mA，电压调整率为 0.025%/V。

在图 104 中，RP 和  $R_2$  为采样电阻，调节电位器 RP 可使输出电压在 1.6V 和 37V 之间变化； $R_1$  为限流保护电阻； $C_3$  为消振电容； $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_4$  为滤波电容，可消除纹波和噪声，提高电压质量。

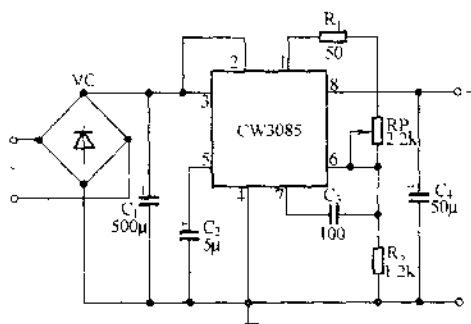


图 104 CW3085 可调正输出稳压电源

如把图 104 中正端接地，则负端即可得到负可调电压。

③ CW104/204/304 型正端可调负输出集成稳压器，其电路如图 105 所示。该电源输出电压调节范围为  $0 \sim 40\text{V}$ ，电流为  $20\text{mA}$ 。集成稳压器本身静态工作电流为  $3.5 \sim 5\text{mA}$ 。

在图 105 中， $R_1$  为限流保护电阻； $R_2$  为恒流电阻； $C_2$ 、 $C_3$  为滤波电容。调节电位器 RP，可改变输出电压。

如把图 105 中负端接地，则正端即可得到正可调电压。

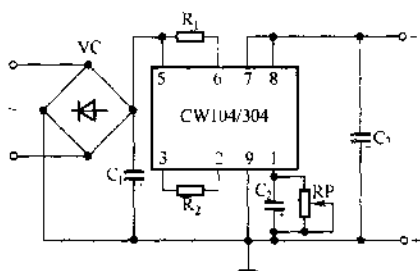


图 105 CW104/204/304 可调负输出集成稳压电源

## 40. 三端集成稳压器的功能扩展电路

### (1) 提高输出电压的电路

三端固定集成稳压器的输出电压值只有几个挡级，如果输出电压不能满足要求时，可以采用如图 106 所示的电路来提高其输出电压。

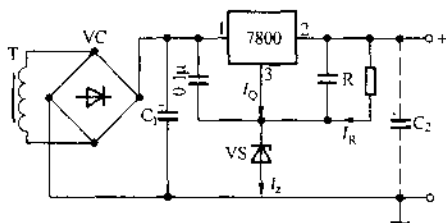


图 106 提高输出电压的电路

输出电压为：

$$U_{sc} = U_A + V_z$$

稳压管电流为：

$$I_z = I_Q + I_R$$

式中： $U_A$ ——三端稳压器的固定输出电压(V)；

$V_z$ ——稳压管 VS 的稳压值(V)；

$I_Q$ ——三端稳压器③脚输出电流(A)。

电阻 R 的作用是为了给稳压管提供合适的电流，让其工作在最佳状态。由于稳压管本身具有较高的稳定精度，加之流过稳压管的电流基本保持不变，故输出电压  $U_{sc}$  可达到与三端稳压器的输出同一数量级的稳定度。

## (2) 降低输出电压的电路

在某些场合下需要得到比三端稳压器输出电压低的电压，为此可用在输出端与负载之间串联一只或几只二极管的办法来降压，利用二极管本身的 0.7V 恒定压降来获得负载上所需的电压，电路如图 107 所示。该方法的缺点是二极管上要消耗一定的功率。

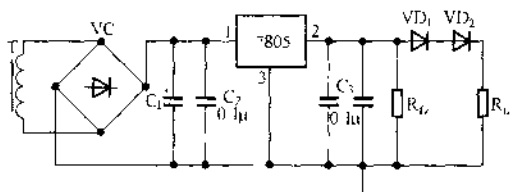


图 107 降低输出电压的电路

## (3) 扩大电流的电路

三端固定稳压器的输出电流最大不超过 1.5A，若要求输出更大的电流，可采用如图 108 和图 109 所示的电路，使用大功率三极管扩大其输出电流。

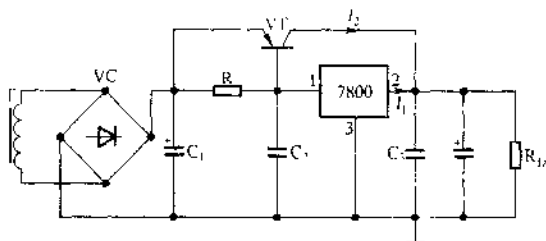


图 108 扩大电流的电路之一

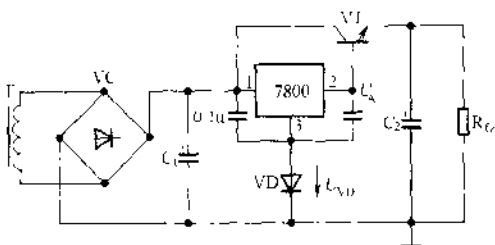


图 109 扩大电流的电路之二

图 108 为使用 PNP 型大功率管扩大电流的电路。  
电阻  $R$  可按下式选取：

$$R = \frac{U_{be}}{I_1 - \frac{1}{\beta} I_2} \quad (\Omega)$$

式中： $U_{be}$ ——外接三极管发射结压降，对于硅管取 0.7V，锗管取 0.2V；

$I_1$ ——三端稳压器的输出电流(A)；

$I_2$ ——三极管集电极电流(A)；

$\beta$ ——三极管电流放大倍数。

图 109 为使用 NPN 型大功率管扩大电流的电路。

在图 109 中，二极管 VD 的作用是抵消大功率三极管 VT 的发射结压降  $U_{be}$ ，使输出电压  $U_{ac} = U_A + U_{VD} - U_{be} = U_A$ 。其中， $U_A$  为三端稳压器的固定输出电压； $U_{VD}$  为二极管 VD 的正向压降； $U_{be}$  为外接三极管发射结压降。

#### (4) 三端集成稳压器构成的稳流电源

由三端固定集成稳压器构成的稳流电源如图 110 所示。  
输出电流为：

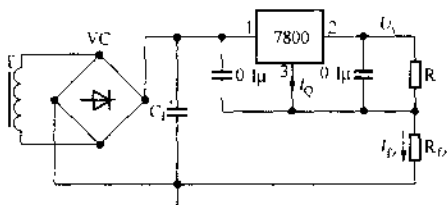


图 110 由三端集成稳压器构成的稳流电源

$$I_{Lz} = \frac{U_A}{R} + I_Q$$

当  $\frac{U_A}{R} \gg I_Q$  时,  $I_{Lz} \approx \frac{U_A}{R}$ , 调节负载  $R_{Lz}$ , 三端稳压器以其自身的压差来维持负载电流不变。该电源要求在输出电流较大 ( $I_Q$  占负载电流较小) 的情况下使用, 否则将影响稳流精度。

由三端可调集成稳压器构成的稳流电源在前面已作介绍 (见图 102 和图 103)。

### (5) 可控制的稳压电源

由三端可调集成稳压器构成的可控制的稳压电源如图 111 所示。电路工作可由外加信号控制。当外部输入一正电平时, 三极管 VT 导通, 把“0”电平加到电压调节端 ADJ, 电源输出

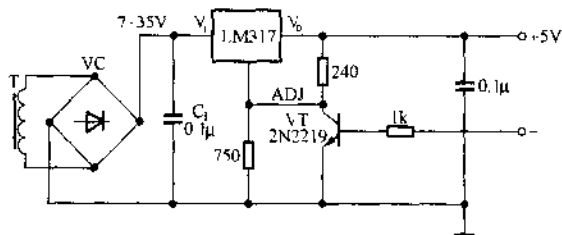


图 111 可由外信号控制的稳压电源

为零伏。根据外来控制信号的不同，可以做成光控稳压器、遥控稳压器以及定时稳压器等。

### (6) 延迟开启的稳压电源

由三端可调集成稳压器构成的延迟开启的稳压电源如图 112 所示。该电路当接通电源后，输出电压需经过一段延时才达到正常输出。

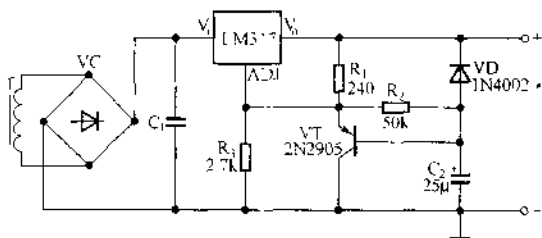


图 112 延迟开启的稳压电源

工作原理：接通电源，三端稳压器 LM317 便有一较小的电压输出。由于电容  $C_2$  上无电压，三极管 VT 导通，因此稳压器调节端 ADJ 受到“0”电平的控制，LM317 输出很小。随着时间的增加，电容  $C_2$  不断被充电，其上的电压不断升高，最后导致三极管 VT 截止，这时稳压电路才输出正常电压。延时时间取决于  $R_2$  和  $C_2$  的数值。 $R_2$  和  $C_2$  越大，稳压电源开通的时间越长。

### (7) 利用晶闸管预调压技术大幅度提高输出电压的可调稳压电源

其电路如图 113 所示。该电源利用三端可调稳压电器 LM317 的悬浮供电功能及晶闸管预调压技术，能输出 85 ~





## 41. 采用磁放大器的稳压电源

其电路如图 114 所示。该电源利用磁放大器在交流侧作为电压调整器。由于变压器初级电压稳定,因此可降低电源变压器次级电压,大大减小直流侧调整管的功耗,调整管可采用较小的功率管。该电源在电网电压为 150 ~ 250V、频率为 45 ~ 55Hz 的范围内波动时,输出电压稳定,可供给电视机作直流电源。

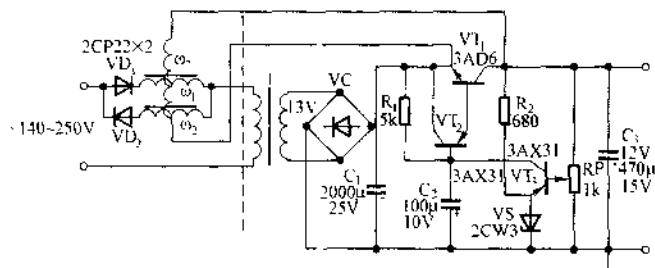


图 114 采用磁放大器的稳压电源

工作原理:图 114 中虚线的左边是有内反馈的磁放大器,  $VD_1$ 、 $VD_2$  为提供内反馈所需直流电的整流二极管。磁放大器的控制绕组  $\omega_3$  接在调整管的集电极—发射极上。当电网电压升高时,整流输出电压升高,于是调整管  $VT_1$  两端的电压  $U_{ce}$  升高。这使得磁放大器控制绕组  $\omega_3$  中的电流增大,控制电流增大使磁放大器输出电压降低,即电源变压器 T 初级电压降低,于是次级电压也降低,从而使稳压电源输出电压保持稳定;反之亦然。

元件选择:三极管  $VT_1$  选用 3DG6,  $\beta \geq 80$ ;  $VT_2$  选用 3AX81,  $\beta \geq 50$ ;  $VT_3$  选用 3AX31,  $\beta \geq 70$ ;  $VD_1$ 、 $VD_2$  选用任何正向电流大于 100mA、反向电压大于 150V 的硅二极管即可;

其他元件见图 105。

磁放大器和电源变压器均可用 25W 的 III 型变压器铁芯绕制。电源变压器初级电压按当地可能出现的最低电压取，次级电压为 12.5V。如果最低电压为 140V，则初级用直径为 0.25mm 的漆包线绕 1050 匝，次级用直径为 0.71mm 的漆包线绕 98 匝。磁放大器的工作绕组  $\omega_1$ 、 $\omega_2$  用直径为 0.19mm 的漆包线绕制。当最高电压为 250V 时绕 1500 匝，最高电压每增加或减少 10V， $\omega_1$ 、 $\omega_2$  则各增加或减少 150 匝。控制绕组  $\omega_3$  用直径为 0.19mm 的漆包线绕 1500 匝。工作绕组放置在铁芯的两边柱上，控制绕组放置在中心柱上。

## 42. 12V 晶闸管可调式稳压电源

该可调式稳压电源的原理方框图如图 115 所示，电路图如图 116 所示。该电源输出电压为 12V，可调范围为  $\pm 20\%$ ，输出电流为 0~20A，稳压精度不大于 3%（输入电压波动  $\pm 10\%$ ），纹波系数不大于 0.2%，具有过电压、欠压及过载和短路保护功能。

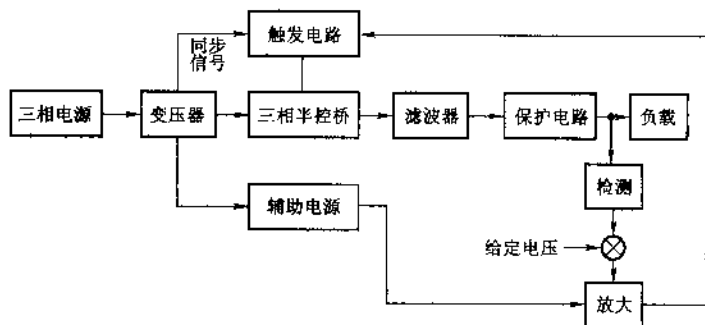


图 115 晶闸管直流稳压电源原理方框图

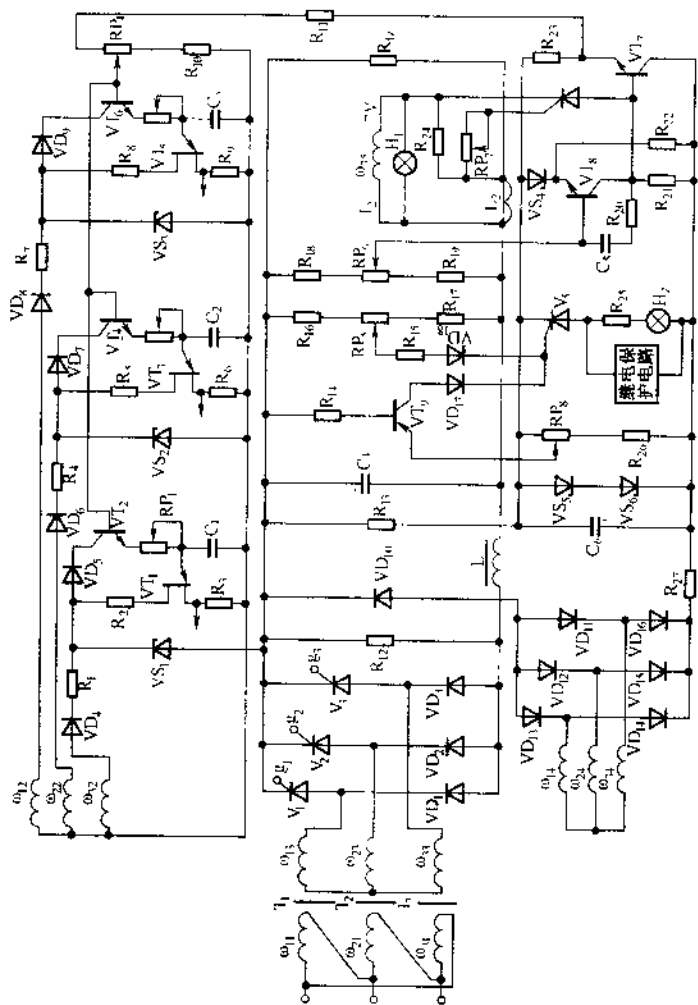


图 116 12V 晶闸管可调式稳压电源

工作原理：为了防止从工频电源来的各种干扰，本装置采用三相 400Hz 电源供电。主电路采用三相半控桥式整流，能获得较好的纹波系数，同时又可降低变压器的容量，触发电路也较简单。采用电感电容复式滤波。

自动稳压是靠晶闸管的导通角随输出电压的自动调节来达到的。当输入电压波动或负载变化时，直流输出电压随之变化。这个变化经检测回路测出并与一给定的标准电压信号比较，再经放大器放大，来控制触发脉冲的移相，使晶闸管导通角改变，以此来增加或减小直流输出，从而达到稳压的目的。

触发电路采用由单结晶体管、三极管(用作可变电阻用)和一些阻容元件组成的张弛振荡器。A、B、C 三相触发电路完全相同。用作可变电阻的三极管(如 A 相为  $VT_2$ )用来控制电容  $C_1$  的充电电流，以控制脉冲的移相(即振荡频率)。二极管  $VD_5$  的作用是将充电回路和三相不同步梯形波隔离，以免三相电路互相干扰，影响工作。

三相脉冲的  $120^\circ$  相位差是靠变压器的同步绕组取得的。同步电压分别取与三只晶闸管同相的 A、B、C 次级绕组，经二极管  $VD_4$ 、 $VD_6$ 、 $VD_8$  半波整流以及稳压管  $VS_1$ 、 $VS_2$  和  $VS_3$  削波，供给触发电路。

电路输出端接有较大的滤波电感，所以触发脉冲的宽度要足够大，否则不能可靠地触发。

检测放大电路由电阻  $R_{18}$  和  $R_{19}$ 、电位器  $RP_6$ 、稳压管  $VS_4$ 、三极管  $VT_7$  和  $VT_8$  等组成。由接于输出端的  $R_{18}$ 、 $R_{19}$ 、 $RP_5$  取得信号，并与由稳压管  $V_4$  形成的基准电压进行比较，再将比较结果经放大器( $VT_8$ )放大，去控制触发脉冲的移相。调节  $RP_6$  能使输出电压在小范围内变化。

在放大器  $VT_8$  的集电极和基极之间加了 RC 串联校正环

节，以消除闭环系统的微弱振荡，这对减少纹波很有好处。放大器通过射极跟随器  $VT_7$  输出，以提高带负载能力。

保护电路如图 1-116 中虚线框所示。

过电压保护由分压器  $R_{16}$ 、 $RP_5$ 、 $R_{17}$ 、开关二极管  $VD_{18}$  和晶闸管  $V_5$  组成。调节  $RP_5$  使正常时  $V_5$  处于截止，当输出电压超出正常输出的 20% 时  $V_5$  即导通，故障指示灯  $H_2$  亮，同时启动继电保护装置切断输入电压，并发出报警信号。

欠压保护电路由三极管  $VT_9$ 、开关二极管  $VD_{17}$  和晶闸管  $V_5$  组成。调节电位器  $RP_8$ ，使正常时  $VT_9$  处于截止。当输出低于正常输出的 20% 时， $VT_9$  即导通， $V_5$  导通，故障指示灯  $H_2$  亮，切断输入电压，并发出报警信号。

过载及短路保护是由晶闸管  $V_4$  和饱和电抗器  $L_2$  来实现的。当输出电流较小时， $L_2$  未饱和，感抗  $X_L \gg R_{24}$ ， $R_{24}$  上的压降很小。随着输出电流的增大， $L_2$  趋向饱和， $X_L$  减小， $R_{24}$  上的压降增大。当输出电流达到设定值（为正常输出的 25%）时， $R_{24}$  上的压降达到使晶闸管  $V_4$  触发导通，放大器输出为零，三相的触发脉冲立即消失，直流输出为零，从而实现保护功能。

主要电器元件参数见表 13。

表 13 主要电器元件参数

代 号	名 称	型 号 规 格	代 号	名 称	型 号 规 格
$V_1 \sim V_3$	晶闸管	KP20A/100V	$VS_4$	稳压管	2CW11
$V_4$ 、 $V_5$	晶闸管	KP1A/50V	$VS_5$ 、 $VS_6$	稳压管	2CW21J
$VD_1 \sim VD_3$ 、 $VD_9$	二极管	2CZ20A/60V	$VT_1$ 、 $VT_3$ 、 $VT_5$	单结晶体管	BT33F
$VD_4 \sim VD_{16}$	二极管	2CP42	$VT_2$ 、 $VT_4$ 、 $VT_6$	三极管	3DG5B
$VS_1 \sim VS_3$	稳压管	2CW21G	$VT_7$ 、 $VT_8$	二极管	3DG12B

续表

代 号	名 称	型 号 规 格	代 号	名 称	型 号 规 格
VT <sub>9</sub>	二极管	3CG1A	R <sub>21</sub> 、R <sub>22</sub>	电阻	5.1k 1/2W
R <sub>1</sub> 、R <sub>27</sub>	线绕电阻	1k 8W	R <sub>23</sub>	电阻	7.5k 2W
R <sub>2</sub> 、R <sub>3</sub> 、R <sub>8</sub>	电阻	360Ω 1/2W	R <sub>25</sub>	线绕电阻	70Ω 4W
R <sub>3 6 ~ 24</sub>	电阻	100Ω 1/2W	R <sub>26</sub>	电阻	2.2k 1W
R <sub>10</sub>	电阻	20k 1/2W	RP <sub>1</sub> ~ RP <sub>2</sub>	电位器	18k 1W
R <sub>11</sub>	电阻	150Ω 1/2W	RP <sub>3</sub> 、RP <sub>7</sub>	电位器	680Ω 1W
R <sub>12</sub>	被轴电阻	100Ω 25W	RP <sub>6</sub>	电位器	4.7k 1W
R <sub>13</sub>	电阻	100Ω 2W	RP <sub>8</sub>	电位器	2.2k 1W
R <sub>14</sub> 、R <sub>18</sub>	电阻	1k 1/2W	C <sub>1</sub> ~ C <sub>3</sub>	电容器	0.47μ 160V
R <sub>16</sub>	电阻	2k 1/2W	C <sub>4</sub>	电解电容器	10000μ 50V
R <sub>17</sub>	电阻	500Ω 1/2W	C <sub>5</sub>	电容器	1μ 160V
R <sub>19</sub>	电阻	2.4k 1/2W	C <sub>6</sub>	电解电容器	1000μ 100V
R <sub>20</sub>	电阻	15k 1/2W			

### 43. 220V 大功率稳压电源

其电路如图 I17 所示。该电源能在交流输入为 350 ~ 410V 范围变化，负载电流在 0 ~ 100A 之间变化，输出直流电压始终稳定在 220V。

由于输出功率大，电路采用三相桥式全波整流，其中一个桥臂采用晶闸管。这样整流输出的幅度不是固定的，而成为  $2\pi/6$  (即  $\pi/3$ ) 可调。

工作原理：当电网或负载波动时，直流输出电压有上升或下降的变动时，调整晶闸管  $V_1$  控制脉冲的相位，使其滞后或

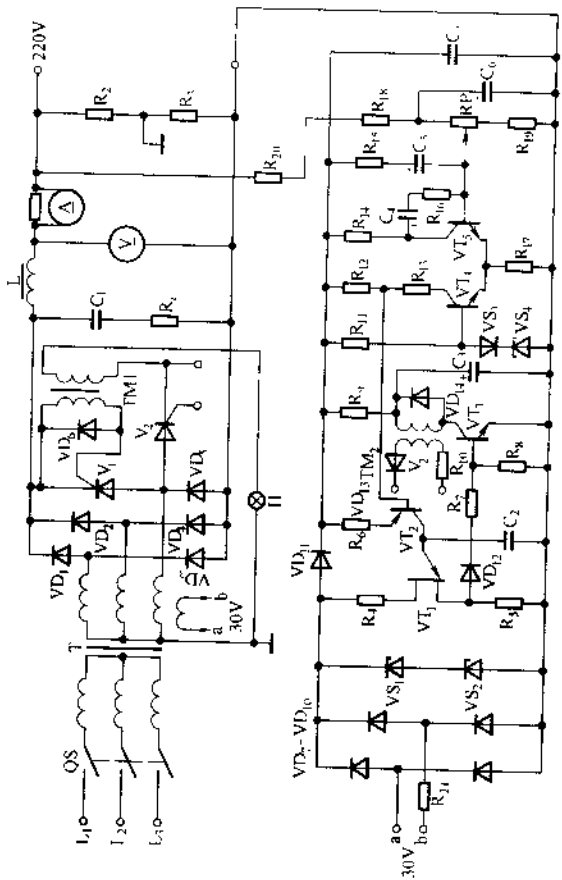


图 117 220V、100A 直流稳压电源

提前导通，达到输出稳定电压的目的。晶闸管  $V_1$  需要较大功率的触发信号，为此采用小晶闸管  $V_2$  推动大晶闸管  $V_1$ 。

同步电压取与晶闸管  $V_1$  同相的 C 相次级绕组电压  $U_{ab}$ ，该电压经  $VD_7 \sim VD_{10}$  桥式整流稳压管  $VS_1$ 、 $VS_2$  削波，供给由电容  $C_2$ 、单结晶体管  $VT_1$  和三极管  $VT_2$ （作可变电阻用，控制电容  $C_2$  的充电电流）等组成的张弛振荡器（即触发电路）。触发脉冲输出经二极管  $VD_{12}$  和电阻  $R_7$  送至三极管  $VT_3$  进行放大，最后通过脉冲变压器  $TM_2$  输出以触发小晶闸管  $V_2$ ，从而通过脉冲变压器  $TM_1$  推动大晶闸管  $V_1$ 。改变晶闸管的导通角，便能改变其输出电压，达到总输出电压稳定的目的。 $R_{17}$ 、 $R_{18}$ 、 $R_{19}$  和  $RP$  为取样电阻，取样信号经触发电路转换，在脉冲变压器  $TM_2$  次级得到触发信号。例如，当直流电压因某种原因有上升趋势时，来自取样电路的信号使得差动放大器（由三极管  $VT_4$ 、 $VT_5$  组成）工作，差动输出电压（即  $VT_2$  基极电压）上升，致使  $VT_2$  趋于截止。此时由于电容  $C_2$  上电压上升缓慢，使得单结晶体管  $VT_1$  达到峰点电压的时间增加（即张弛振荡器的振荡频率降低），发出第一个脉冲的时间滞后， $\alpha$  控制角加大，经  $VT_3$  放大后使脉冲变压器  $TM_2$  输出的第一个脉冲也滞后，晶闸管输出电压减小，直到电压稳定到 220V 为止，反之亦然。

主要电器元件参数见表 14。

表 14 主要电器元件参数

代 号	名 称	型 号 规 格
VS	晶闸管	KP300A/700V
$VD_1 - VD_3$	二极管	2CZ300A/700V
$VD_6$ 、 $VD_{11}$ 、 $VD_{14}$	二极管	2CP6
$VD_7 \sim VD_{12}$ 、 $VD_{15}$	二极管	2CP23
$VS_1$ 、 $VS_2$	稳压管	2DW4



续表

代 号	名 称	型 号 规 格
VS <sub>1</sub>	稳压管	2CW12
VT <sub>1</sub>	单晶体管	BT33E
VT <sub>2</sub>	三极管	3AX21
VT <sub>3</sub>	三极管	3DG12
VT <sub>4</sub> 、VT <sub>5</sub>	三极管	3DG6C
R <sub>1</sub>	电阻	62Ω5W
R <sub>2</sub> 、R <sub>3</sub>	瓷盘电阻	100Ω250W
R <sub>4</sub>	电阻	350Ω 1/2W
R <sub>5</sub>	电阻	200Ω 1/2W
R <sub>6</sub>	电阻	2k 1/2W
R <sub>7</sub>	电阻	100Ω 1/2W
R <sub>8</sub>	电阻	560Ω 1/2W
R <sub>9</sub>	电阻	1k 1/2W
R <sub>10</sub>	电阻	100Ω 1/2W
R <sub>11</sub>	电阻	5.6k 1/2W
R <sub>12</sub> 、R <sub>13</sub>	电阻	2.4k 1/2W
R <sub>14</sub>	电阻	4.7k 1/2W
R <sub>15</sub> 、R <sub>19</sub>	电阻	1.8k 1/2W
R <sub>16</sub>	电阻	360Ω 1/2W
R <sub>17</sub>	电阻	2k 1/2W
R <sub>18</sub>	电阻	20k 1/2W
R <sub>20</sub>	电阻	80k 1/2W
R <sub>21</sub>	被轴电阻	300Ω10W
C <sub>1</sub>	电容器	0.22μ600V
C <sub>2</sub>	电容器	0.1μ160V
C <sub>3</sub> 、C <sub>4</sub>	电解电容器	20μ50V
C <sub>5</sub>	电解电容器	50μ50V
C <sub>6</sub>	电解电容器	10μ50V
C <sub>7</sub>	电解电容器	4.7μ50V

## 三、交流电源及交流稳压电源

### 44. 能输出很多种电压的变压器

#### (1) 能输出数十种电压的变压器

为了用尽可能少的变压器次级绕组数得到尽可能多的输出电压，可以采用以下方法。

如果变压器次级绕组为  $n$  个，而底数取 3，则可通过连接绕组不同端子得到变压器的各种输出电压，它们为 1, 2, 3, 4, ...,  $(3^0 + 3^1 + 3^2 + \dots + 3^{n-1})$  V，共计  $(3^0 + 3^1 + 3^2 + \dots + 3^{n-1})$  种电压。变压器次级绕组的

电压值应分别为  $3^0$  V,  $3^1$  V,  $3^2$  V, ...,  $3^{n-1}$  V。其中  $n$  为正整数，即  $n = 1, 2, 3, \dots$ 。

例：要想得到 1V, 2V, 3V, ..., 40V 共 40 种不同电压，试问变压器应如何绕制和连接？

解：由  $(3^0 + 3^1 + 3^2 + \dots + 3^{n-1}) = 40$  得  $n = 4$ ，即需 4 个次级绕组，因此变压器次级绕组的

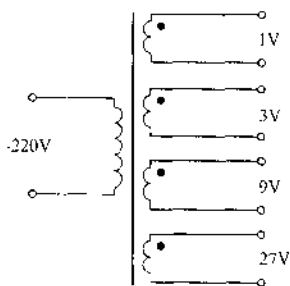


图 118 能得到 40 种电压的变压器绕组图

电压值应分别为 1V、3V、9V 和 27V。

画出变压器绕组图，如图 118 所示，端头连接方法见表 15。

表 15 次级绕组端头连接方法

输出电压 (V)	1V 绕组	3V 绕组	9V 绕组	27V 绕组	输出电压 (V)	1V 绕组	3V 绕组	9V 绕组	27V 绕组
1	+	○	○	○	21	○	+	-	+
2	-	-	○	○	22	-	+	-	+
3	○	+	○	○	23	-	-	○	+
4	+	-	○	○	24	○	-	○	+
5	-	-	+	○	25	+	-	○	+
6	○	-	+	○	26	-	○	○	+
7	+	-	+	○	27	○	○	○	+
8	-	○	+	○	28	+	○	○	+
9	○	○	+	○	29	-	+	○	+
10	+	○	+	○	30	○	+	○	+
11	-	+	+	○	31	+	+	○	+
12	○	+	+	○	32	-	-	+	+
13	+	+	+	○	33	○	-	+	+
14	-	+	-	+	34	+	-	+	+
15	○	-	-	+	35	-	○	+	+
16	+	-	-	+	36	○	○	+	+
17	-	○	-	+	37	+	○	+	+
18	○	○	-	+	38	-	+	+	+
19	+	○	-	+	39	○	+	+	+
20	-	+	-	+	40	+	+	+	+

注：“+”表示同相串联；“-”表示反相串联，“○”表示不使用的绕组。

## (2) 能输出更多种电压的可调式变压器

采用自耦变压器能输出连续可调的电压，但有时需要变压器初、次级绕组电隔离，可采用如图 119 所示的电路。它是在图 118 中变压器的基础上在初级绕组回路中串联一双向晶闸管

组成的，能获得更多种且连续可调的电压。

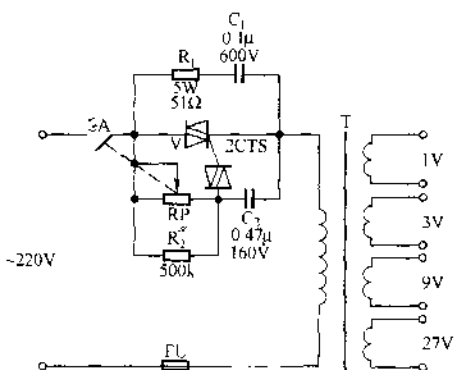


图 119 能输出更多种电压的可调式变压器

触发电路由简单的双向二极管 VD 和电位器 RP 等组成。调节 RP，就能改变双向晶闸管 V 的导通角，从而改变变压器初级绕组上的电压，使次级绕组感应电压也得以改变。

在图 119 中， $R_1$ 、 $C_1$  为双向晶闸管阻容保护电路， $C_2$  的作用是防止干扰引起的误触发。

该电路的不足之处是：输出电压为非正弦，谐波分量大，尤其当电压调低时谐波分量更大，变压器利用率低。

#### 45. 采用串切电阻方法的简易交流稳压器

其电路如图 120 所示。该电路适用于电压偏高地区的稳压（实际上是限压）。当电网电压升高时，通过接触器触点在负载回路上串接一定值的电阻来维持负载电压不超过规定值；当电网电压回落接近及低于 220V 时，切除串接的电阻。该电路的缺点是限压电阻上要消耗电能。

工作原理：限压电阻(1 - 3R)的投切由交流接触器 KM 控

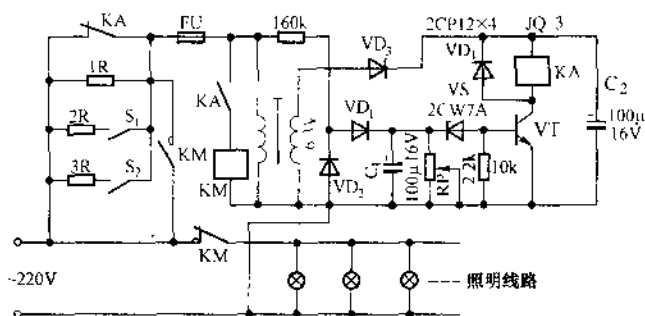


图 120 采用串切电阻方法的简易交流稳压器

制，而 KM 又由直流继电器 KA 控制。电网电压经二极管  $VD_3$  半波整流、电容  $C_2$  滤波，为三极管 VT 提供直流电源；同时电网电压又经二极管  $VD_1$  半波整流，在电容  $C_1$  上建立一定的电压。在电网正常电压下， $C_1$  上的电压不超过稳压管 VS 的稳压电压与 VT 的发射结压降，VT 不击穿，三极管 VT 截止，继电器 KA 失电释放，限压电阻断开。当电网电压高出设定值（如 240V）时，电容  $C_1$  上的电压增大，并使稳压管 VS 击穿，从而使三极管 VT 饱和导通，继电器 KA 得电吸合，其常开触点闭合，接触器 KM 得电吸合，其常闭触点断开，而常开触点闭合，将限压电阻串接在负载（如电灯）回路上，使负载上的电压正常。当电网电压低于设定值大约 50V，即为 190V 时，VS 截止，VT 截止，继电器 KA 释放，从而切除限压电阻。

电压设定值可通过调节电位器 RP 加以整定。

限压电阻需有足够的功率，可用 2kW 以上的电炉丝制作（视负载电流而定），其阻值和功率可根据下式计算：

$$R = \Delta U / I \quad P \geq \Delta U I$$

式中： $\Delta U$ ——欲要减去的电压值，如 40V；

$I$ ——负载电流(A)。

另外，根据负载大小，通过开关  $S_1$  和  $S_2$  增加或减少限压电阻的大小。

## 46. 电磁式交流稳压器

电磁式交流稳压器也称铁磁谐振式稳压器，其原理电路图和线路图分别如图 121 (a)、(b)所示。图中虚线供调整工作时

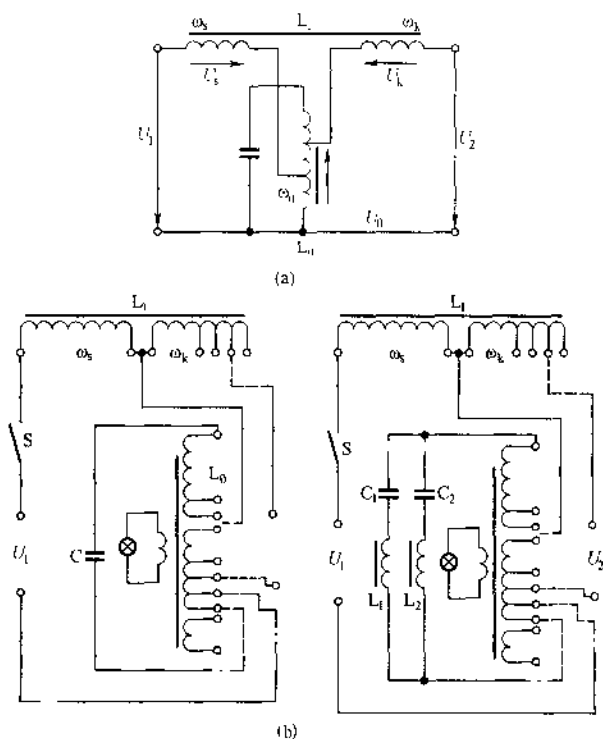


图 121 电磁式交流稳压器

用，其中初级绕组  $\omega_s$  (绕在非饱和电抗器  $L_1$  的铁芯上) 和次级绕组 (绕在饱和电抗器  $L_0$  的铁芯上) 之间采取自耦变压器电路形式连接。当初级接到电源  $U_1$  上后，由次级通过补偿绕组  $\omega_k$  引出来的就是经过稳定了的交流电压。其工作原理是利用饱和电抗器的非线性磁化作用。为了减少无功损耗，并改善稳压效果，采用电容与饱和电抗器并联的 LC 谐振电路，使稳压器在接近谐振的状态下工作。这种稳压器的稳压性能很好，缺点是损耗大。注意，这种稳压器空载时会比满载时流过绕组的电流大，铁芯饱和程度加深，铁芯温度升高，因此不能空载运行。

下面介绍几种家庭用电磁式交流稳压器。

### (1) 用 50VA 电源变压器改制的交流稳压器

用两只 5~7 管的电子管收音机电源变压器，改制成一台功率约为 70W 的电磁式交流稳压器，如图 122 所示。

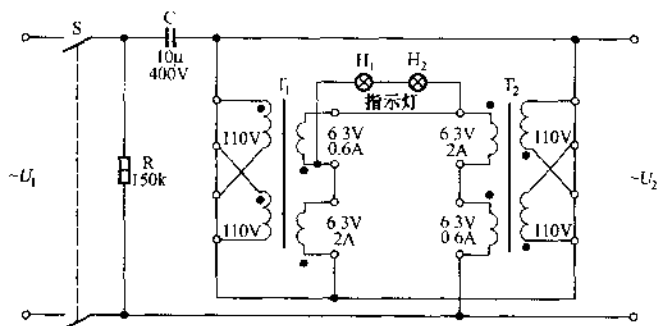


图 122 70W 电磁式交流稳压器

在图 122 中，电感 L 是把两只变压器初级的四个 110V 线圈全部并联起来，再与 4 个 6.3V 线圈一一串联起来构成的。串联时要注意线圈的同名端。这样与电容 C 串联后，C 和 L 产

生串联谐振，电路中电流较大，铁芯工作在饱和状态，L两端的输出电压在一定程度上趋于稳定。

当C为 $8\mu\text{F}$ 时，试验数据见表16。当C为 $10\mu\text{F}$ 时，输出电压可以提高6~8V。

试验表明，当电网电压为200V、负载功率为70W、环境温度为 $30^{\circ}\text{C}$ 时，稳压器连续工作3h，铁芯温度上升到 $60^{\circ}\text{C}$ 左右。

表 16 稳压器输出电压(V)

输入电压 (V)	负 载 功 率		
	50W	20W	100W
130	200	195	
140	202	196	182
150	204	200	187
160	205	200	190
170	207	202	193
180	209	205	196
190	210	207	198
200	212	209	200
210	214	210	202
220	215	210	204
230	215	210	204
240	215	212	205
250	215	212	206
260	216	212	208
270	218	213	208
280	220	214	208



## (2) 60W 以下的交流稳压器

60W 以下的最简单的电磁式交流稳压器原理电路如图 123 所示。该稳压器在输入电压波动较大时,可保证输出有足够的稳定电压。图中电阻  $R$  可取  $30 \sim 500k\Omega$ 、2W 电阻。

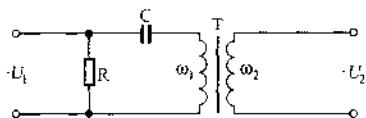
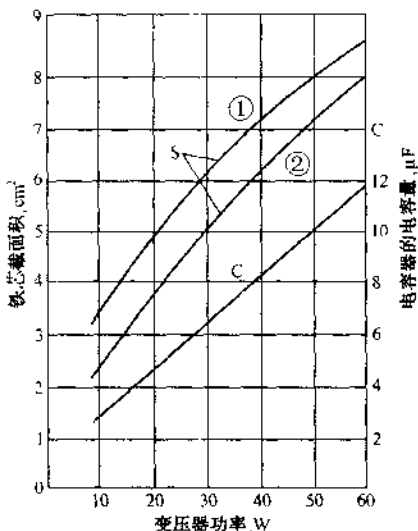


图 123 最简单的电磁式稳压器

设计步骤: 根据所要稳压的负载功率  $P$  (即变压器的功率)和铁芯种类, 查图 124 中的曲线, 得到  $\Pi$  型变压器的铁芯截面积  $S$  和电容  $C$  的电容量, 然后按表 17 选择标准铁芯(设定



- ①  $B_m$  为  $0.8 \sim 1T$ , 如热轧硅钢片;
- ②  $B_m$  为  $1 \sim 1.2T$ , 如冷轧硅钢片 D41、D42 等

图 124 确定铁芯截面和电容量的曲线

铁芯叠厚)。

表 17 小型变压器通用硅钢片尺寸 (mm)

a	c	b	d	H
13	7.5	22	40	34
16	9	24	50	40
19	10.5	30	60	50
22	11	33	66	55
25	12.5	37.5	75	62.5
28	14	42	84	70
32	16	48	96	80
38	19	57	114	95
44	22	66	132	110
50	25	75	150	125
56	28	84	168	140
64	32	96	192	160

再根据以下公式求得变压器初、次级绕组的匝数和漆包线(裸导体)的直径。

初级绕组匝数为:

$$w_1 = \frac{40 U_1}{S} (\text{匝})$$

初级绕组直径为:

$$d_1 = 0.9 \sqrt{\frac{P}{U_1}} (\text{mm})$$

次级绕组匝数为:

$$w_2 = \frac{30 U_2}{S} (\text{匝})$$

次级绕组直径为:

$$d_2 = 0.8 \sqrt{I_2} (\text{mm}); I_2 = P / U_2 (\text{A})$$

式中： $U_1$ ——输入电压，即市电，220V；

$U_2$ ——输出电压(V)；

$I_2$ ——负载电流(A)。

最后按下式校验绕组能否放下铁芯窗口：

$$\frac{\pi(w_1 d_1^2 + w_2 d_2^2)}{4ch} \leq 30\%$$

式中： $ch$ ——铁芯窗口面积( $\text{mm}^2$ )。

若满足上式要求，则能放下；否则，放不下，应另选铁芯。

绕制时，初级绕组绕在中心铁芯柱上，次级绕组绕在两边铁芯柱上。

例：试设计一只带动40W负载的交流稳压器， $U_1 = U_2 = 220\text{V}$ ，采用  $B_m$  为 0.8~1T 的热轧硅钢片。

解：负载电流为：

$$I_2 = P/U_2 = 40/220 \approx 0.182(\text{A})$$

由图 124 查得  $S$  为  $7\text{cm}^2$ ，电容  $C$  为  $8\mu\text{F}$ 。设铁芯叠厚为 28mm，查表 1-17 得标准铁芯有关参数： $a = 25$ 、 $c = 12.5$ 、 $h = 37.5$ 、 $A = 75$ 、 $H = 62.5$ 。

初级绕组匝数为：

$$w_1 = \frac{40 \times 220}{7} \approx 1257(\text{匝})$$

初级绕组裸线直径为：

$$d_1 = 0.9 \sqrt{\frac{40}{220}} \approx 0.164(\text{mm})$$

次级绕组匝数为：

$$w_2 = \frac{30 \times 220}{7} \approx 943(\text{匝})$$

次级绕组裸线直径为：

$$d_2 = 0.8 \sqrt{0.182} \approx 0.34(\text{mm})$$

取标准漆包线， $d_1 = 0.16\text{mm}$  或  $0.17\text{mm}$ ， $d_2 = 0.35\text{mm}$  或  $0.33\text{mm}$  均可。

校验：

$$\frac{\pi(1257 \times 0.17^2 + 943 \times 0.35^2)}{4 \times 12.5 \times 37.5} = 25\% < 30\%$$

故绕组能放下铁芯窗口。

### (3) 80W 和 140W 两种交流稳压器

像这种功率较大的稳压器需用两只山型变压器组成，其中一只变压器作扼流圈 L 用。下面画出其接线图（见图 125），并列参数（铁芯均采用热轧硅钢片）。当市电在  $\pm 40\%$  范围波动时，这种稳压器能保证有足够的稳压值。

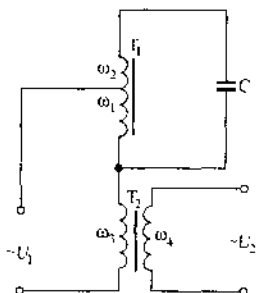


图 125 采用扼流圈的电磁式稳压器

对于扼流圈 L，参数计算如下。

铁芯参数： $a = 44$ ， $c = 22$ ， $h = 66$ ， $A = 32$ ， $H = 110$ ，叠厚 40；

绕组：均用裸线直径为  $0.8\text{mm}$  的漆包线， $w_1 = 750$  匝， $w_2 = 150$  匝。

对于变压器 T，参数计算如下。

铁芯参数：不论功率为 80W 或 140W 时，均采用  $a = 38$ ， $c = 19$ ， $h = 57$ ， $A = 114$ ， $H = 95$ ；

叠厚：功率为 80W 时为 40，140W 时为 70；

绕组：功率为 80W 时  $u_3 = w_4 = 500$  匝，均用裸线直径为 0.69mm 的漆包线；140W 时  $w_3 = w_4 = 280$  匝，均用裸线直径为 0.8mm 的漆包线。

电容 C 的耐压不小于 600V，电容量为  $6\mu\text{F}$  (80W 时) 或  $10\mu\text{F}$  (140W 时)。

稳压器制成后，需在满负载下进行试验和调试，以增加(或减少)电容 C 的电容量的方法来增大(或降低)输出电压值。扼流圈和变压器宜增加抽头，以便于调节。

## 47. 晶闸管零触发交流稳压器

其电路如图 126 所示。当电网电压在 165 ~ 240V 范围内变化时，该电源输出电压可在 195 ~ 230V 之间变化。

工作原理：电网电压经变压器  $T_2$  隔离降压后，经由二极管  $VD_1 \sim VD_4$  组成的整流桥整流后分成三路。第一路供给三极管  $VT_2$  和  $VT_5$  的基极作零触发分配器的过零同步信号。第二路经过二极管  $VD_5$ 、电容  $C_1$ 、稳压管  $VS_1$ 、 $VS_2$  和电位器  $RP_1$ ，并在  $RP$  上取得反映电网电压变化的取样电压  $E$ ，由  $E$  去控制双向晶闸管触发信号的分配电路。第三路经二极管  $VD_6$  和电容  $C_2$  滤波后，经电阻  $R_1$  和稳压管  $VS_4$  稳压，供给稳定的直流电压。选用较高的整流电压和较大的限流降压电阻  $R_1$ ，可以使电网电压降到最低值时还能得到稳定的输出电压。

同步的 100Hz 信号经过电阻  $R_4$ 、 $R_5$  和  $R_9$ 、 $R_{10}$  分压后供给三极管  $VT_2$  和  $VT_5$  基极电压。由于分压电阻的阻值很小，电压又较高，因此  $VT_2$ 、 $VT_1$  和  $VT_4$ 、 $VT_5$  在大部分时间内都是饱和导通的，只有在信号电压过零的瞬间不导通，故  $VT_1$  和  $VT_4$  的输出触发信号就是和电源同步的过零触发信号。 $VT_3$ 、 $VT_6$  是控

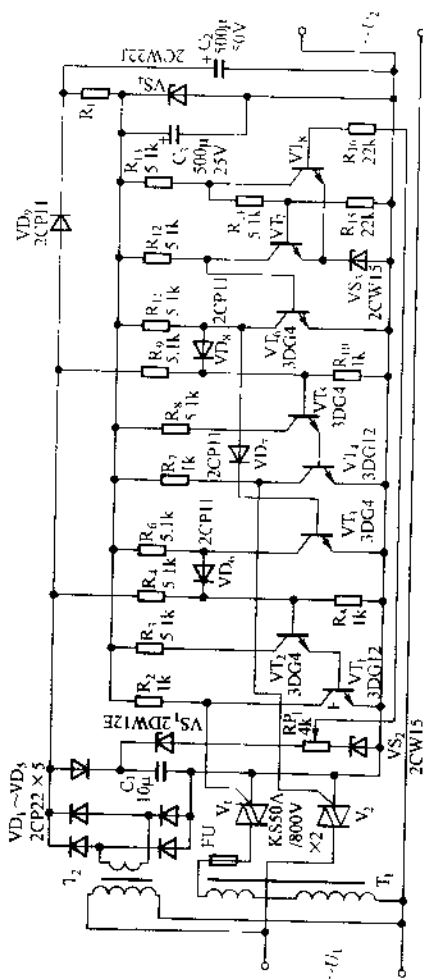


图 126 晶闸管触发电流总小器

制  $VT_1$ 、 $VT_4$  的零触发信号不能同时输出的分配器，否则，就会使两个双向晶闸管  $VS_1$  和  $VS_2$  同时导通而短路，造成损坏。 $VT_6$  的导通与否决定于  $VT_7$  和  $VT_8$  组成的施密特电路。该电路的工作状态决定于电位器  $RP_1$  上的电压  $E$ ，而  $E$  又决定于电网电压。当电网电压由最低值向上升高时， $E$  也逐渐上升。当  $E$  升高到大于稳压管  $VS_3$  的击穿电压时， $VT_8$  由截止变为导通， $VT_7$  由导通变为截止，使  $VT_6$  导通。由于  $VT_6$  的导通，一方面使  $VT_3$  截止、 $VD_6$  正向导通而关闭  $VT_1$  的零触发信号；另一方面又使  $VD_8$  由正向导通变为承受反向电压而打开  $VT_4$  和  $VT_5$  的零触发信号输入，使输出电压由自耦变压器升压状态转换成由电网电压直接输出状态。当电网电压由最高向下降低时，其过程则相反，输出电压在某值时将突然由电网直接供电状态转变为由自耦变压器升压供电。这种切换过程在半个周期内即可完成。

#### 48. 高稳定度的交流稳压器

其电路如图 127 所示。该电路仅为上限稳压，即当电网电

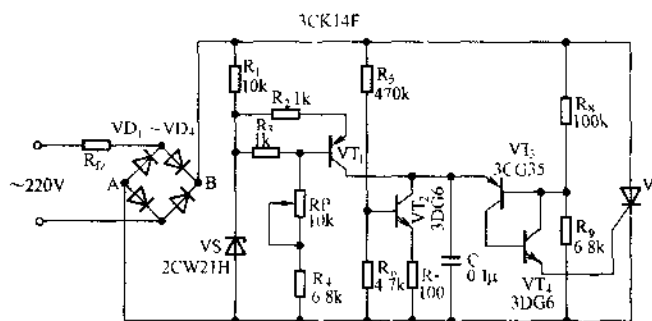


图 127 高稳定度的交流稳压器

压超过规定值(如 220V)时实现稳压, 而低于规定值时则不能稳压。

电压调节由晶闸管 V 来完成; 由三极管  $VT_3$ 、 $VT_4$  组成等效单结晶体管; 由电容 C、 $VT_3$ 、 $VT_4$  及电阻  $R_8$ 、 $R_9$  等组成触发电路; 由  $R_9$ 、 $R_{10}$  组成的分压电路, 使  $VT_3$  的基极电位与输入电压成正比地上升。

工作原理: 电源电压经负载  $R_L$  和二二极管  $VD_1 \sim VD_4$  整流、电阻  $R_1$  降压以及稳压管 VS 稳压, 提供三极管  $VT_1$  稳定的基极电压。经  $VD_1 \sim VD_4$  整流的电压加在  $R_8$ 、 $R_9$  分压器上, 为  $VT_3$  提供基极偏压; 也加在  $R_5$ 、 $R_6$  分压器上, 为  $VT_2$  提供基极偏压。基极偏压的大小与输入电压成比例关系。

当电网电压低于设定值(如 220V)时,  $VT_2$  基极偏压很小,  $VT_2$  处于截止状态, 对电容 C 无旁路作用; 而  $VT_3$  基极偏压很大, 等效单结晶体管有较大的电流对电容 C 充电, 触发脉冲提前, 晶闸管 V 全导通, 相当于 A、B 两点短路, 电源电压几乎完全加在负载  $R_L$  上。

当电源电压高于设定值时,  $VT_2$  (NPN 型管)基极偏压增大,  $VT_2$  将由截止变为放大状态, 其集电极电流增加, 这就旁路了电容 C 的充电电流。另外, 由于  $VT_3$  (PNP 型管)基极偏压减小, 等效单结晶体管对电容 C 的充电电流减小, 从而使触发脉冲滞后, 晶闸管 V 导通角减小, 这样就使得加在负载  $R_L$  上的电压减小而得到稳定。电源电压上升得越高, 导通角就越小(但也在  $90^\circ$  以上), 所削减的电压就越多。注意, 负载上的电压已非完全正弦波了。

三极管  $VT_1$  在输入电压约为 14V 时导通, 以  $R_1 C_1$  的时间常数对  $C_1$  充电, 以防止  $VT_3$ 、 $VT_4$  在输入电压上升初期导通。



## 49. 伺服电机控制的自耦调压器式交流稳压器

伺服电机控制的自耦调压器式交流稳压器具有结构简单、灵敏度高、输出波形不失真、调压范围宽等优点。

(1) 采用伺服电机和极化继电器的自耦调压式交流稳压器  
其电路如图 128 所示。当输入电压在 204 ~ 250V 范围变化时，该电路能使输出电压基本稳定，最小调节电压为 2V。

工作原理：电压的调节靠执行电动机 M 带动调压器  $T_1$  的滑臂电刷来进行。电动机正反转由两只中间继电器  $KA_1$  和  $KA_2$  控制。电源电压的波动用极化继电器 KP 来检测。检测线路为差动式，它有两个电压：比较电压和被测电压。比较电压由变压器  $T_2$  的次级 ( $\omega_2$ ) 电压经  $VC_2$  整流、电容  $C_3$  和  $C_4$  滤波、稳压管 VS 稳压后供给，因此它是一个与电源电压波动几乎无关的恒定电压。被测电压由  $T_2$  的次级 ( $\omega_1$ ) 电压经  $VC_1$  整流以及电容  $C_1$ 、 $C_2$  滤波后供给，其大小随电源电压的波动而成比例地变化。当电源电压为 220V 时，调节电位器  $RP_1$ 、 $RP_2$  使被测电压与比较电压正好相等，A、B 两点间电压为零，三位式极化继电器 KP 处于释放状态，其动触点停止在中间位置上，电动机 M 不动，调压器  $T_1$  输出为额定电压。当电源电压升高时，A 点电位将高于 B 点电位，流过 KP 线圈的电流方向是自 A 至 B，于是动触点偏向“1”一边，使继电器  $KA_1$  吸合，电动机 M 正转并带动调压器滑臂向降压方向移动，从而使输出电压降低。同时，A 点电位开始下降，当 A、B 两点电位重新相等时，电动机停止转动， $T_1$  输出稳定于额定值。当电源电压降低时，B 点电位将高于 A 点电位，流过 KP 线圈的电流方向是

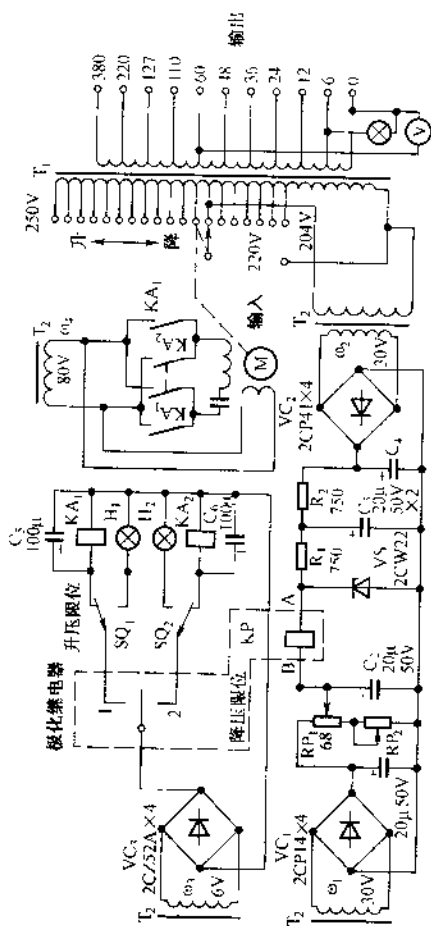


图 128 自精调压式交流稳压器

自 B 至 A，于是动触点偏向“2”一边，使继电器  $KA_2$  吸合，电动机 M 反转，调压过程与上述情况相反。

极化继电器能反映电流的极性，具有较高的灵敏度与动作的快速性，可采用 JH-1 或 2、3、4、5 型。

此外，为了保证当调压器滑臂移至升压或降压的极限位置时能自动停止下来，设有限位开关  $SQ_1$  和  $SQ_2$ 。H<sub>1</sub> 和 H<sub>2</sub> 分别是上越位和下越位指示灯。调节  $RP_1$ 、 $RP_2$ ，可改变输出电压的设定值。

## (2) 79-A 型自动交流稳压器

79-A 型自动交流稳压器也属于自耦调压式稳压器，它采用伺服电机和晶体管控制，电路如图 129 所示。当电源电压在 160~260V 范围内变化时，输出电压可保持在  $220 \pm 3V$ 。

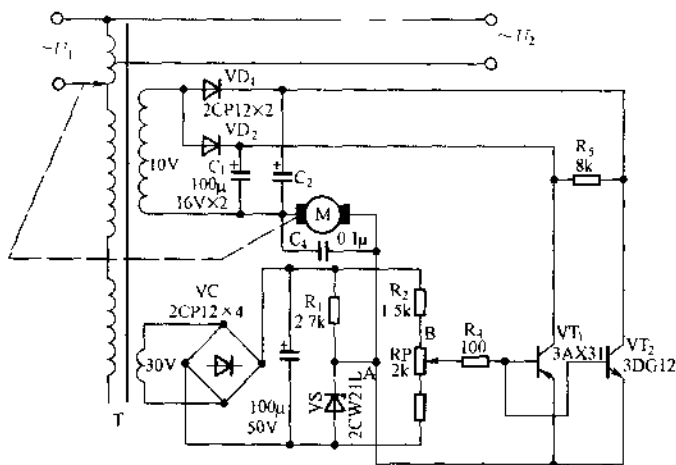


图 129 79-A 型自动交流稳压器

工作原理：由三极管  $VT_1$ 、 $VT_2$  和电阻  $R_4$  组成直流放大电路，其工作电源由二极管  $VD_1$ 、 $VD_2$  整流后供给， $R_4$  起限流作用；由电阻  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$  电位器  $RP$  和稳压管  $VS$  组成电桥电路，电路中 A、B 两点间的电位差随电源电压而变化。

调节  $RP$  使输出电压为 220V 时，A、B 两点之间的电位差为零，此时电桥电路处于平衡状态，即三极管  $VT_1$ 、 $VT_2$  基极无偏压， $VT_1$ 、 $VT_2$  截止，电动机 M 不动。当电源电压升高时，由于稳压管  $VS$  两端电压恒定，而 B 点电位升高，三极管  $VT_2$  (NPN 型管) 导通，使电动机 M 反转并带动调压器滑臂向降压方向移动，从而使输出电压降低。同时，B 点电位开始下降，当 A、B 两点电位重新相等时，电动机停止转动，T 输出稳定的额定值。当电源电压降低时，B 点电位降低，三极管  $VT_1$  (PNP 型管) 导通，使电动机 M 正转，调压过程与上述过程相反。

### (3) 79-A 型自动交流稳压器的改进电路

如图 129 所示的稳压器有一个不足之处，即接通电源时，无论外电压是偏高、偏低还是正常，伺服电机 M 都要向正方向转动一下，然后才反转调回到正常电压值。由图 129 可见，A 点电位由稳压管  $VS$  稳压得到，而 B 点电位则由电阻分压得到。当稳压器刚接通电源时，电容  $C_3$  被充电，电压逐渐上升。当  $C_3$  上的电压稍大于稳压管的击穿电压时即被稳定，而此时 B 点电位还未稳定，所以 B 点电位低于 A 点电位，电动机正转，直到  $C_3$  上充上电压使得 A、B 两点电位相等时，电动机停止转动。当输出电压偏高时， $C_3$  的充电仍在继续，使 B 点电位升高，电动机反转，电动机调回到正常值。因此，稳压器启动时，会出现电动机瞬时正转、电压要先上升再下降的反常现象。

为了克服该稳压器的这一缺点，可采用如图 130 所示的电

路，即在图 129 所示电路中增加了由电容  $C_1$ 、电阻  $R_1$  和三极管  $VT_3$  组成的延时电路(延时约 1s)。这样当接通电源时，尽管 B 点电位低于 A 点电位，但此时没有电流流过  $VT_1$ ，电动机不会正转，这样就克服了图 1-129 所示电路的反常现象。

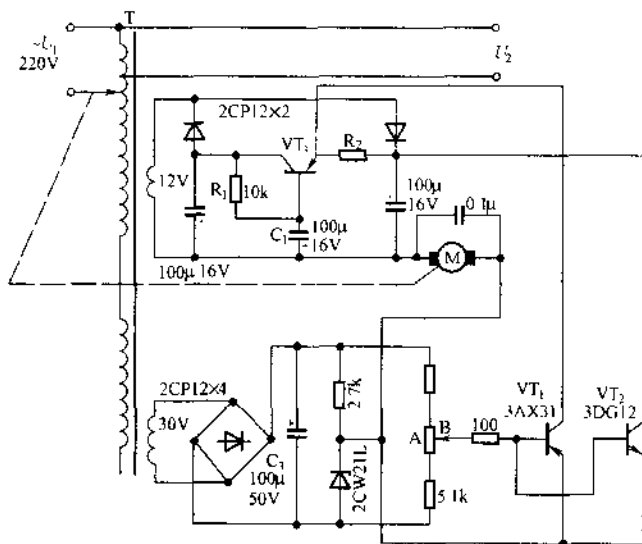
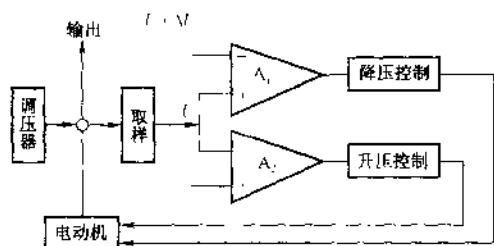


图 130 79-A 型交流稳压器改进电路

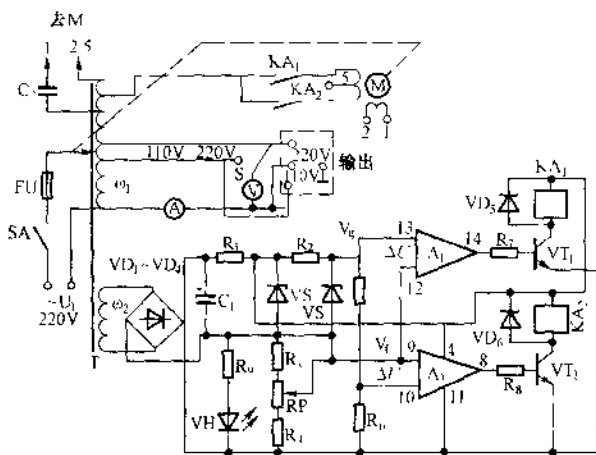
#### (4) WYJ81 型自动交流稳压器

其方框图和电路图分别如图 131 (a)、(b)所示，属于自耦调压式稳压器。它采用运算放大器作双限电压比较器，使自耦稳压器的输出电压自动稳定在一个给定的电压范围内。该稳压器输出电压能稳定在  $220/110V \pm 4\%$  范围内，响应时间为 1.6s，效率为 95%。

工作原理：变压器 T 的次级 ( $\omega_2$ ) 电压经二极管  $VD_1 \sim VD_4$



(a)



(b)

图 131 WYJ81 型自动交流稳压器

整流桥整流、电容  $C_1$  滤波以及稳压管  $VS_1$ 、 $VS_2$  两级稳压，提供基准电压  $U_g$ 。由电阻  $R_3$ 、 $R_4$ 、电位器  $RP$  组成取样电路，取样电压  $U_f$  随电网电压波动而改变。当电源电压升高时， $U_f > U_g$ ，其差值  $\Delta U$  使运算放大器  $A_1$  输出正信号，三极管  $VT_1$  导通，继电器  $KA_1$  吸合，电动机  $M$  反转并带动调压器滑臂向降压方向移动，从而使输出电压降低，同时  $U_f$  开始下降。当

$U_f = U_g$  时, 运算放大器  $A_1$  无输出,  $VT_1$  截止, 继电器  $KA_1$  释放, 电动机停止转动, 使输出电压稳定在设定值上。反之, 当电源电压降低时,  $U_f < U_g$ , 其差值  $\Delta U'$  使运算放大器  $A_2$  输出正信号, 三极管  $VT_2$  导通, 继电器  $KA_2$  吸合, 电动机  $M$  正转, 调压过程与上述情况相反。

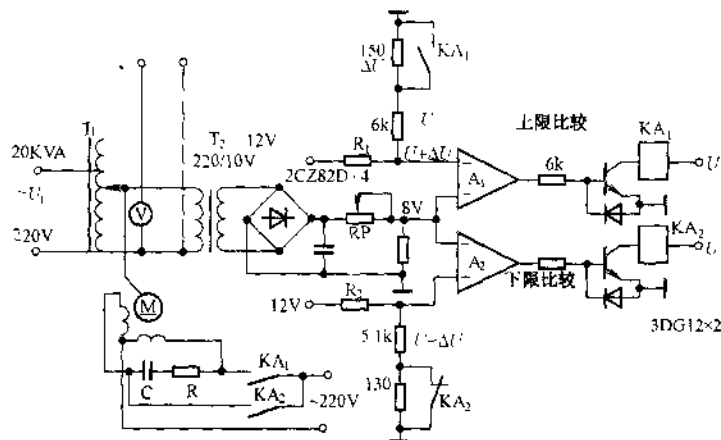


图 132 又一种自耦调压式交流稳压器

调节电位器  $RP$  可以改变输出电压设定值。运算放大器  $A_1$  控制上限电压 ( $220/110V + 4\%$ )， $A_2$  控制下限电压 ( $220/110V - 4\%$ )。 $A_1$ 、 $A_2$  采用四运放 SF324 型, 余下的两个运放可用于过压、过流或触电保护, 以提高稳压器的可靠性及安全性。

类似的电路如图 132 所示。

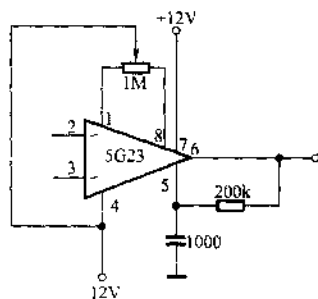


图 133 5G23 运算放大器的接线

该稳压器输出电压能稳定在  $220 \pm 5V$  范围内。

伺服电机可选用可逆低速同步电动机 150TDY<sub>1</sub> 型，转矩为  $65kN \cdot m$ ，转速为  $60 \sim 72r/min$ 。集成运算放大器可采用 5G23，其接线如图 133 所示。

## 50. 继电器换挡的自耦变压器式交流稳压器

采用继电器换接自耦变压器抽头的方式调压，具有简单、经济、调压范围较宽等优点。其缺点是：稳压性能较差，需阶段调压，调整不当时易造成失控。

### (1) 晶体管驱动的交流稳压器

其电路如图 134 所示。当电源电压在  $170 \sim 250V$  范围变化时，该电源输出电压维持在  $220 \pm 10V$  以内，稳压器容量为  $150V \cdot A$ 。

为了减少继电器数目，可利用两只继电器吸合或断开的四种组态实现电路换接。利用发光二极管鉴别和指示交流电源电压的变化。

工作原理：变压器次级电压经整流桥 VC 整流以及简单的串联型稳压电路稳压（由三极管  $VT_4$ 、电阻  $R_2$ 、电容  $C_3$  和稳压管  $VS_2$  组成），为其他三极管提供工作电源。另一组次级电压经二极管  $VD_1$  半波整流、电容  $C_1$  滤波，在稳压管  $VS_1$  上取得基准电压。电阻  $R_1$  与稳压管  $VS_1$  串联，使  $R_1$  两端的电压降与电源电压变化成正比。发光二极管  $VH_4$  作电源接通指示， $VH_1 \sim VH_3$  随电压高低而导通或截止，从而控制相应三极管的导通与截止。由三极管  $VT_5$ 、 $VT_6$  和  $VT_8$ 、 $VT_9$  分别组成两组施密特电路，使继电器  $KA_1$ 、 $KA_2$  动作更加准确。利用施密特电路的回



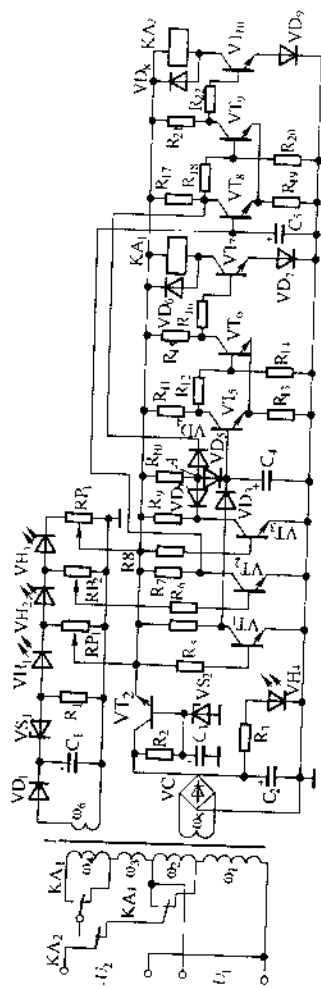


图 134 晶体管驱动的交流稳压器

差特性，同时接入电容  $C_4$ 、 $C_5$ ，可避免  $KA_1$ 、 $KA_2$  在换挡电压附近频繁动作。

为了简明起见，将电路中各元件随输入电压变化而改变工作状态的情况列于表 18。

表 18 各元件的工作状态

电 源 电 压	发光二极管			控制二极管			施密特		放大管
	$VH_1$	$VH_2$	$VH_3$	$VT_1$	$VT_2$	$VT_3$	$VT_5$	$VT_6$	$VT_7$
小于 190V	截止	截止	截止	截止	截止	截止	导通	截止	导通
大于 190V、小于 210V	导通	截止	截止	导通	截止	截止	截止	导通	截止
大于 210V、小于 230V	导通	导通	截止	导通	导通	截止	导通	截止	导通
大于 230V	导通	导通	导通	导通	导通	导通	截止	导通	截止

电 源 电 压	施密特		放大管	继电器		接入绕组 (输出电压)
	$VT_8$	$VT_9$	$VT_{10}$	$KA_1$	$KA_2$	
小于 190V	导通	截止	导通	吸合	吸合	$\omega_1 \sim \omega_4$
大于 190V、小于 210V	导通	截止	导通	释放	吸合	$\omega_1 \sim \omega_3$
大于 210V、小于 230V	截止	导通	截止	吸合	释放	$\omega_1 \sim \omega_2$
大于 230V	截止	导通	截止	释放	释放	$\omega_1$

当电源电压小于 190V 时，发光二极管  $VH_1 \sim VH_3$  均截止，三极管  $VT_1 \sim VT_3$  因无基极电流而均截止，三极管  $VT_5$ 、 $VT_8$  有基极偏压而导通， $VT_6$ 、 $VT_9$  截止，放大管  $VT_7$ 、 $VT_{10}$  均导通，因此继电器  $KA_1$ 、 $KA_2$  均吸合，输出接入变压器绕组  $\omega_1 \sim \omega_4$ 。

当电源电压大于 190V、小于 210V 时， $VH_1$  导通， $VH_2$ 、 $VH_3$  截止， $VT_1$  导通。又由于  $VT_8$  处于截止状态，其集电极电位  $U_{c8}$  为低电位，故 A 点被钳位于低电位。因此三极管  $VT_5$  截止， $VT_6$  导通， $VT_7$  截止，继电器  $KA_1$  释放， $KA_2$  仍吸合，输

出接入变压器绕组  $\omega_1 \sim \omega_3$ 。

当电源电压大于 210V、小于 230V 时， $VH_1$ 、 $VH_2$  导通， $VH_3$  截止， $VT_1$ 、 $VT_2$  均导通。因  $VT_2$  导通，三极管  $VT_8$  基极被短接而截止， $VT_9$  导通， $VT_{10}$  截止。继电器  $KA_2$  释放。由于  $VT_8$  截止，基集电极电位  $U_{c8}$  变为高电位，即 A 点未被二极管  $VD_4$  钳位，正电压 ( $VT_4$  输出电压) 经电阻  $R_{10}$ 、二极管  $VD_5$  加在  $VT_5$  基极，因此  $VT_5$  导通， $VT_6$  截止， $VT_7$  导通，继电器  $KA_1$  吸合，输出接入变压器绕组  $\omega_1 \sim \omega_2$ 。

当电源电压大于 230V 时， $VH_1 \sim VH_3$  均导通， $VT_1 \sim VT_3$  均导通。因  $VT_3$  导通，所以 A 点电位经二极管  $VD_2$  及三极管  $VT_3$  的管压降  $U_{ce3}$  而被钳位于低电位。因此三极管  $VT_5$  截止， $VT_6$  导通， $VT_7$  截止，继电器  $KA_1$  释放。而  $VT_8$  仍处于截止状态， $VT_9$  导通， $VT_{10}$  截止，继电器  $KA_2$  仍断开，输出接入变压器绕组  $\omega_1$ 。

元件选择：稳压管  $VS_1$  的稳压值约为 10V；发光二极管选用 2EF1A，正向压降为 1.5V；继电器  $KA_1$ 、 $KA_2$  选用工作电压为 6V 的 JQX-4F 型小型灵敏继电器；变压器可根据负载要求选择，如选用铁芯截面为  $22 \times 35\text{mm}^2$  时，稳压器容量为 150VA，绕组  $\omega_1$  用  $\phi 0.27\text{mm}$  漆包线绕 1405 匝， $\omega_2 \sim \omega_4$  均用  $\phi 0.55\text{mm}$  漆包线分别绕 1540、1702 和 1900 匝， $\omega_5$ 、 $\omega_6$  均用  $\phi 0.27\text{mm}$  漆包线分别绕 74 和 89 匝。

主要电器元件参数见表 19。

表 19 主要电器元件参数

代号	名称	型号规格	代号	名称	型号规格
$VT_1 \sim VT_3$	三极管	3DG202	$VD_2 \sim VD_5$	二极管	2CP6
$VT_5$ 、 $VT_6$	三极管	3DG6B	$VS_1$	稳压管	2CW3
$VT_7 \sim VT_{10}$	三极管	3DG12	$VS_2$	稳压管	2CW14
$VD_1$ 、VC	二极管	2CP12	$VH_1 \sim VH_4$	发光二极管	2EF1A

续表

代号	名称	型号规格	代号	名称	型号规格
$R_1$ 、 $R_{11}$ 、 $R_{15}$	电阻	2k 1/2W	$R_{20}$	电阻	39k 1/2W
$R_{17}$ 、 $R_{21}$	电阻	360 $\Omega$ 1/2W	$R_5$ 、 $R_7$ 、 $R_9$	电阻	39k 1/2W
$R_2$	电阻	360 $\Omega$ 1/2W	$R_{13}$ 、 $R_{19}$	电阻	300 $\Omega$ 1/2W
$R_3$ 、 $R_{16}$ 、 $R_{22}$	电阻	1k 1/2W	$C_1$	电解电容器	100 $\mu$ 25V
$R_{10}$	电阻	43k 1/2W	$C_2$	电解电容器	220 $\mu$ 10V
$R_4$ 、 $R_6$ 、 $R_8$	电阻	22k 1/2W	$C_3$	电解电容器	33 $\mu$ 10V
$R_{12}$ 、 $R_{14}$ 、 $R_{18}$	电阻	22k 1/2W	$C_4$	电解电容器	100 $\mu$ 6.3V

## (2) SL322 驱动器驱动的交流稳压器

其电路如图 135 所示。该稳压器适宜电压偏低的地区使

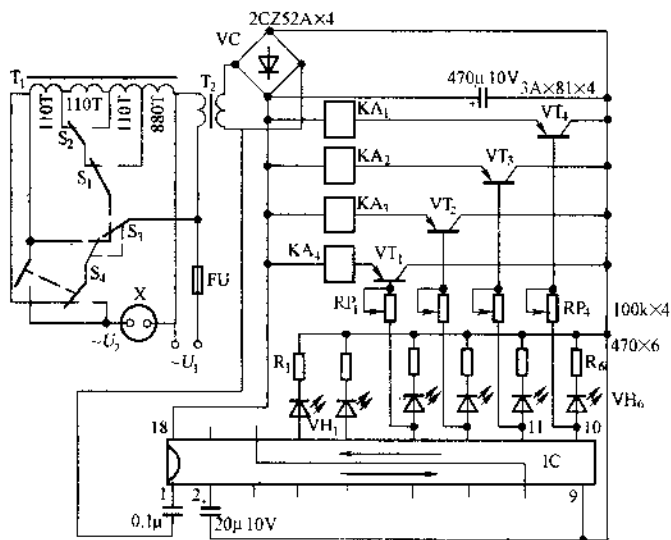


图 135 SL322 驱动器驱动的交流稳压器

用。所带负载容量由继电器触点容量和变压器  $T_1$  的容量决定，一般用于小功率负载。该电路用一只 220/6V、5~10W 变压器 ( $T_2$ ) 和 SL322 发光二极管驱动器 (IC) 作驱动，既可作电压灯光显示，也可驱动继电器，作调压开关。

工作原理：每当电网电压比额定值低 20V 时，发光二极管正好熄灭(截止)一只，同时 PNP 型三极管就导通一只，相应的继电器就吸合，其触点就改变自耦变压器的抽头，使输出电压升高 20V，实现自动调压。

该电路的特点是：把自耦变压器输出抽头固定，改变输入抽头，使变压比(每伏匝数)始终不变，电压高时和低时均为 5.5 匝/伏。这样计算方便，用线量也较少。

## 51. 晶闸管换挡的自耦变压器式交流稳压器

其电路如图 136 所示。它由两块 LM339 比较器、两块 CD4070 异或门及晶闸管等组成自耦变压器式交流稳压器。该电路还具有过压和欠压保护功能。

工作原理：电网电压经变压器 T 变压、整流桥 VC 整流、电容  $C_1$  滤波，分两路送出。其中一路送到电压比较器 LM339 ( $IC_1$ ) 的⑤、⑦、⑨、⑪脚上，作为变化的信号输入；另一路经三端稳压器 7805 ( $IC_3$ ) 作为基准电压加到 LM339 的④、⑥、⑧、⑩脚。为了获得更理想的取样电压，在输入支路中接稳压管 VS，使加到⑤、⑦、⑨、⑪脚上的电压与电网电压的变化相对应。随输入电压变化的顺序，输出端也有一相应的输出电位，将输出的“H”高“L”低电平送到 CD4070 异或门进行计算。当该门的两端输入加上相同电平时，输出为低电平；当该门的两端输入分别加上高电平和低电平时，输出为高电平。当

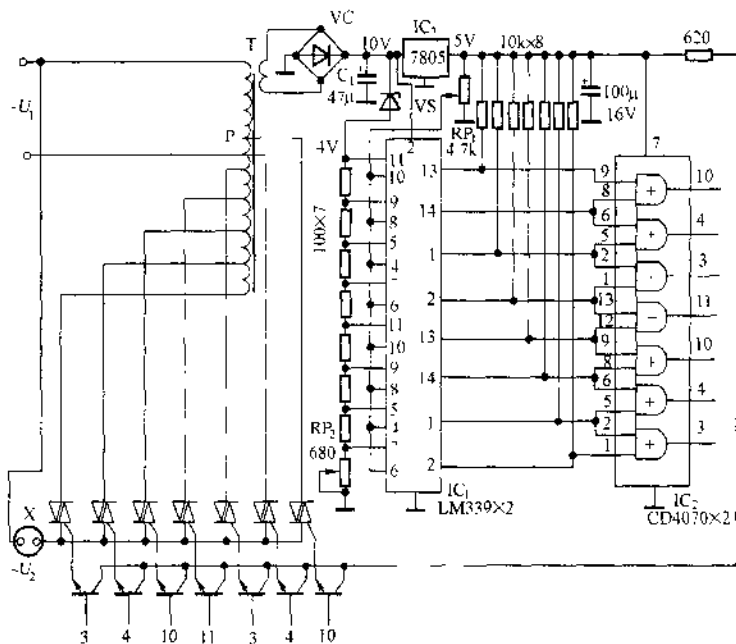


图 136 晶闸管换挡的自耦变压器式交流稳压器

电网电压为某值时，只有一个异或门的输入端为一高一低电平，使这个异或门输出为高电平，对应的三极管导通，从而触发晶闸管，使自耦变压器相应接头输出电压。随着电网电压波动，不同异或门输出电压变高，改变自耦变压器接头，以达到调压的目的。对于如图 136 所示的接法，当电网电压低于 160V 时，比较器输出全是低电平；当高于 230V 时，比较器输出全是高电平。这两种情况，异或门都输出低电平，使自耦变压器无输出，起到欠压和过压保护功能。调节电位器 RP 或改变 P 点位置，可以改变控制范围。

## 52. 晶闸管控制的交流稳压器

### (1) 电路之一

图 137 所示电路为简单的晶闸管控制的交流稳压器。当电源电压在 190 ~ 250V 范围内变化时，该稳压器输出电压能维持在 220V 左右。该电路具有结构简单、无级自动调压、调压范围宽、稳定度高、空载损耗小、电源变压器功率小等优点。缺点是：输出电压不是正弦波电压，谐波分量多。该稳压器适合电视机、电扇、洗衣机等家用电器使用。

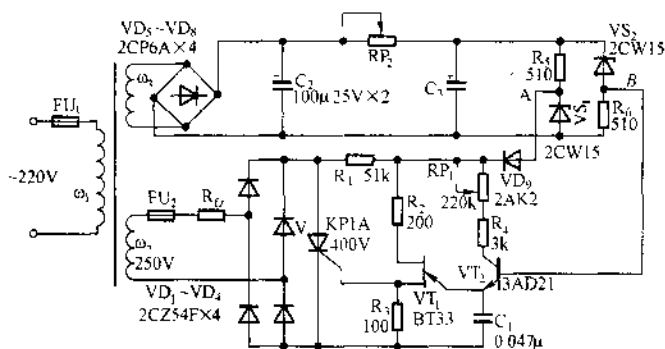


图 137 简单的晶闸管控制的交流稳压器

工作原理：电路由电压取样电路、单晶体管触发电路（张弛振荡器）和晶闸管整流电路三部分组成。

电压取样电路由变压器次级绕组  $\omega_2$ ，整流器  $VD_5 \sim VD_8$ ，滤波器  $C_2$ 、 $C_3$ 、 $RP_2$  及桥式电路  $R_5$ 、 $R_6$ ，稳压管  $VS_1$ 、 $VS_2$  组成。单晶体管触发电路由单晶体管  $VT_1$ 、三极管  $VT_2$ （作

可变电阻用)、电容  $C_1$ 、电阻  $R_2$ 、 $R_3$ 、 $R_4$  以及电位器  $RP_1$  组成。硅整流电路由变压器次级绕组  $\omega_2$ 、二极管  $VD_1 \sim VD_4$  和晶闸管  $V$  组成。

当电源电压升高时，通过电压取样比较电路输出  $(U_{AB} - 4)V$  的直流电压；当电源电压降低时，则输出一个  $(U_{AB} - 4)V$  的直流电压。该电压的变化会改变三极管  $VT_2$  的内阻  $R_{ce}$ ，从而控制流过电容  $C_1$  的充电电流的大小（即控制张弛振荡器的振荡频率），控制晶闸管的导通角，使输出电压保持稳定。

元件选择：三极管  $VT_2$  的  $\beta$  值大于 100；二极管  $VD_1 \sim VD_4$  及晶闸管  $V$  的耐压应大于 400V；变压器容量及  $VD_1 \sim VD_4$ 、 $V$  的整流电流的大小由负载功率决定。

调试：接上负载  $R_L$  后，当输入电压  $U_1$  为 220V 时（可借助一台调压器进行调试），调节电位器  $RP_2$ ，使 A、B 两点间的电压  $U_{AB} = 3.5V$ ，再调节  $RP_1$ ，使负载上的电压为 220V，再将电压  $U_1$  升高到 250V，看负载上的电压是否为 220V。如果偏高或偏低，适当调节一下  $RP_1$  即可。

## (2) 电路之二

其电路如图 138 所示，它类似图 137 电路。当电源电压在 150 ~ 250V 范围内变化时，该稳压器输出电压能维持在 220V 左右。

工作原理：电源变压器  $T_1$  的初级绕组  $\omega_1$ （接市电）与绕组  $\omega_2$  串联，组成自耦升压变压器，使市电升高到 230V 以上（如 250V）。变压器  $T_2$  初级绕组接在负载两端，用以取得负载上的实际电压。将此电压与基准电压相比较，再将差值经放大后控制由单结晶体管组成的张弛振荡器的振荡频率，从而改变晶闸管的导通角，以控制变压器  $T_1$  的  $\omega_2$  绕组上的电压大小，使负



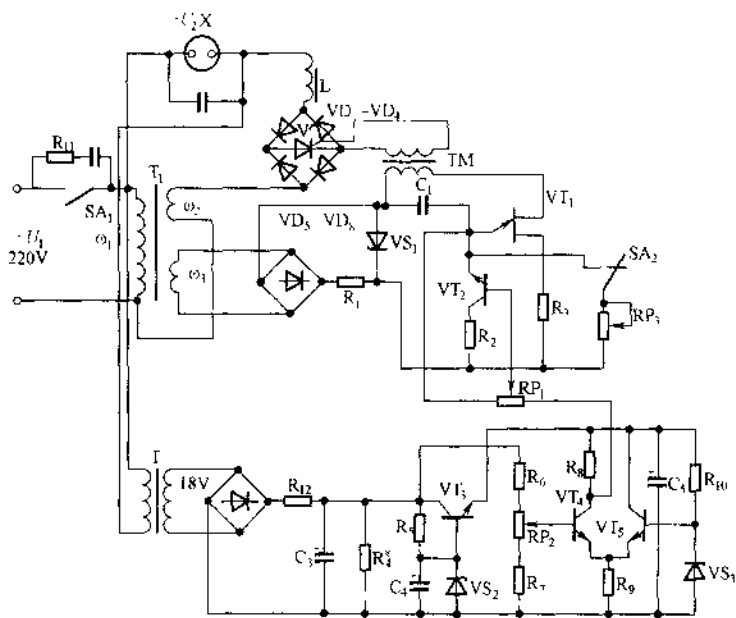


图 138 晶闸管控制的交流稳压器之一

载两端的电压保持在 220V 左右。

在图 138 中，晶闸管  $V$  的触发电路由单晶体管  $VT_1$ 、三极管  $VT_2$ （作可变电阻用）、脉冲变压器  $TM$ 、电容  $C_1$  及电阻  $R_2$ 、 $R_3$  组成。其工作电压由变压器  $T_1$  次级绕组电压经整流桥  $VD_5 \sim VD_8$  整流、稳压管  $VS_1$  稳压后供给。其振荡频率由差动放大器 ( $VT_4$ 、 $VT_5$ ) 输出电压的大小来控制。由三极管  $VT_4$ 、 $VT_5$  组成差动放大器，其工作电压由变压器  $T_2$  次级电压经整流桥  $VD_9 \sim VD_{12}$  整流、电容  $C_3$  滤波及简单的串联型稳压器（由三极管  $VT_3$ 、稳压管  $VS_2$  等组成）稳压后供给。 $VT_5$  基极电位被稳压

管  $VS_3$  钳位在 6 ~ 8V 左右。负载上电压的大小经变压器  $T_2$  反映在分压电阻  $R_9$ 、 $R_{10}$  和电位器  $RP_1$  上。取样电压经  $RP_1$  加在  $VT_4$  基极。取样电压与基准电压比较后，其差值经差动放大器放大后输出，对三极管  $VT_2$  进行控制(改变其内阻)。例如，当负载两端的电压上升时， $T_2$  次级电压上升，经取样分压后  $VT_4$  基极电位上升，其集电极电流增大，管压降  $U_{ce4}$  减小，使三极管  $VT_2$  基极偏压减小，其集电极电流减小(相当于  $VT_2$  内阻增大)，张弛振荡器的振荡频率减小，脉冲后移，晶闸管  $VS$  导通角减小，使变压器  $T_1$  绕组  $\omega_2$  上的电压减小，从而使负载两端的电压下降至原来设定值 220V。反之亦然。

在图 138 中，电感  $L$  用以抑制干扰，可用直径为 1mm 的漆包线在收音机磁棒上密绕 150 ~ 200 匝。变压器  $T_1$  的变比可选在 4:1 ~ 2:1 之间，要使市电降到最低(如 150V)时，绕组  $\omega_1$  与  $\omega_2$  上的电压之和仍略高于 220V。

主要电器元件参数见表 20

表 20 主要电器元件参数

代号	名称	型号规格	代号	名称	型号规格
V	晶闸管	KP20A/400V	$R_4$	电阻	220 $\Omega$ 1/2W
$VD_1 \sim VD_4$	二极管	2CZ10A/400V	$R_5$	电阻	3k 1/2W
$VD_5 \sim VD_{12}$	二极管	2CP12	$R_6$	电阻	330 $\Omega$ 1/2W
$VS_2$ 、 $VS_3$	稳压管	2CW7D	$R_7$	电阻	120 $\Omega$ 1/2W
$VT_1$	单结晶体管	BT33	$R_8$	电阻	820 $\Omega$ 1/2W
$VT_2 \sim VT_4$	三极管	3DG6	$R_9$	电阻	470 $\Omega$ 1/2W
$R_1$	电阻	330 $\Omega$ 2W	$R_{10}$	电阻	1k 1/2W
$R_2$	电阻	6.8k 1/2W	$R_{11}$	电阻	220 $\Omega$ 1W
$R_3$	电阻	200 $\Omega$ 1/2W	$R_{12}$	电阻	100 $\Omega$ 2W

续表

代号	名称	型号规格	代号	名称	型号规格
RP <sub>1</sub>	电位器	47k 2W	C <sub>2</sub> 、C <sub>6</sub>	电容器	1000P 400V
RP <sub>2</sub>	电位器	470k 2W	C <sub>3</sub>	电解电容器	47 $\mu$ 33V
RP <sub>3</sub>	电位器	100 $\Omega$ 2W	C <sub>4</sub>	电解电容器	10 $\mu$ 16V
C <sub>1</sub>	电容器	0.022 $\mu$ 160V	C <sub>5</sub>	电解电容器	330 $\mu$ 16V

### (3) 电路之三

其电路如图 139 所示。当电源电压在 190 ~ 250V 范围内变化时，该稳压器输出电压为 210 ~ 225V，负载功率为 150 ~ 220W，适用于电视机、照明灯等家用电器。

工作原理：负载  $R_L$  上的电压经电阻  $R_{18} \sim R_{21}$  和由二极管  $VD_8$ 、 $VD_9$  组成的整流器加到电容  $C_2$  上。 $C_2$  上的电压与负载上的电压近似地成正比关系。稳压器输出电压变化的反馈信号，经电位器  $RP_1$  加到被控制元件上。被控制元件由三极管  $VT_1 \sim VT_4$  组成的脉冲发生器和脉冲变压器 TM 构成。由电阻  $R_1$ 、稳压管  $VS_1$ 、 $VS_2$  形成基准电压。稳压管  $VS_1$  和  $VS_2$  有大小相同、符号相反的电压温度系数。二极管  $VD_5$ 、 $VD_6$ 、电阻  $R_3$  回路和三极管  $VT_1$  使脉冲发生器与电网频率同步。蓄能电容  $C_3$  在每半周结束时放电。在半周期间，二极管  $VD_6$  导通，因此三极管  $VT_1$  截止。到半周结束，流过二极管  $VD_6$  的电流减小，并被电容  $C_1$  上的电压（通过电位器  $RP_1$ ）所截止。在这一瞬间三极管  $VT_1$  导通，电容  $C_3$  放电完毕。

反馈电压与基准电压比较后加到三极管  $VT_2$  的发射极。根据反馈信号电平的大小，三极管  $VT_2$  或多或少有些导通，这样电容  $C_3$  较半周开始早些或迟些就充电到门限装置  $VT_3$ 、 $VT_4$  的



动作电压。 $R_5$ 、 $R_7$  和  $R_8$  为限流电阻。 $R_6$  能减小脉冲发生器工作过程中三极管  $VT_2$  集电极的反向电流。

只有当电容  $C_3$  上的电压大于电阻  $R_{10}$  上的电压(0.7V)时,三极管  $VT_3$ 、 $VT_4$  才导通,电容  $C_3$  通过脉冲变压器 TM 的绕组放电,并在次级两绕组上形成短脉冲。该脉冲经限流电阻  $R_{13}$ 、 $R_{14}$  加到晶闸管  $V_1$ 、 $V_2$  的控制极上。晶闸管并联连接,在每半周内只有一只晶闸管(它的阳极电压为正)导通。

当电网电压等于 250V 时,负载上的电压提高到 225V。这时电容  $C_2$  上的电压大于基准电压,因此三极管  $VT_2$  截止,或者其集电极电流很小。在半周时间内电容  $C_3$  来不及充电到门限装置的动作电压,脉冲变压器不工作,晶闸管截止,负载电流流过电位器  $RP_2$ 、 $RP_3$ 。当电网电压约为 190V 时,晶闸管几乎完全导通,这时负载上的电压约为 210V。为了减少在晶闸管导通时冲击电流的幅值,回路中串有电阻  $R_{12}$ 。

当电网电压为 190V 时,电阻  $R_{12}$  上的耗散功率为 5W,电位器  $RP_2$ 、 $RP_3$  上的耗散功率几乎为零。当电网电压升高时, $RP_2$ 、 $RP_3$  上开始有耗散功率;当电网电压为 250V 时, $RP_2$ 、 $RP_3$  上的耗散功率达 70W(当负载功率为 220W 时),结果稳压器的效率降低。最大效率出现在电网电压最小和负载功率最大时,约为 94%;最小效率出现在电网电压最大和负载功率最小时,约为 71%。平均效率超过 85%。

稳压器采用晶闸管作为调节元件,一般会使输出电压的正弦波发生畸变。但在该稳压器中整流只占半周电压不大的部分(小于 10%),所以输出电压波形畸变不严重,不会影响彩色电视机等正常工作。

元件选择:三极管  $VT_1$ 、 $VT_4$  选用 3DG110A;  $VT_2$ 、 $VT_3$  选用 3CG112B、3CG100C;晶闸管  $V_1$ 、 $V_2$  选用 KP3A/400V;二极

管均用 2CK84B、2CZ51C、2CZ52C；稳压管  $VS_1$ 、 $VS_2$  的稳压值为 8.5~10.5V，要求它们有大小相同而符号相反的电压温度系数，也可用两只 2CW72 稳压管和 5~6 只硅二极管串联代替，二极管的数量由实验决定（使输出电压与温度的关系量小）；电位器  $RP_2$ 、 $RP_3$  采用 50W 瓷盘变阻器； $RP_1$  用 1/2W；电阻  $R_{12}$  用 7.5W； $R_{15}$ 、 $R_{16}$  用 2W； $R_1$  用 1W； $R_3$ 、 $R_{17}$ 、 $R_{18}$  用 1/2W； $R_9 \sim R_{11}$ 、 $R_{13}$ 、 $R_{14}$  用 1/4W；其余电阻均用 1/8W。

电源变压器 T 采用山型铁芯，截面面积为 20mm × 40mm，窗口面积为 20mm × 50mm，绕组  $\omega_1$  用  $\phi 0.33$ mm 漆包线绕 1760 匝， $\omega_2$  用  $\phi 0.69$ mm 漆包线绕 353 匝， $\omega_3$  用  $\phi 0.2$ mm 漆包线绕 2 × 143 匝；脉冲变压器 TM 可用普通的。

### 53. SJW-Ⅱ 系列大功率交流稳压器

SJW-Ⅱ 系列全自动三相大功率电力稳压器适用于一切需要电压稳定的场合，尤其适用于电压波动大、负载变化大的用电场所，可广泛应用于工业、交通、邮电、医院、宾馆等领域。

其电路如图 140 所示。该产品具有稳压范围宽（输入电压

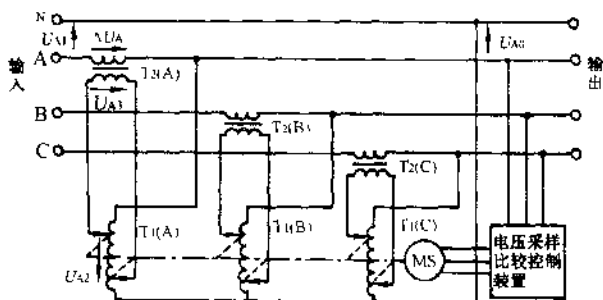


图 140 SJW-Ⅱ 系列大功率交流稳压器

允许在  $380V \pm 20\%$  范围内变化)、稳压精度高(输出电压为  $380V \pm 1\%$ )、输出功率大( $20 \sim 1000kV \cdot A$  等 12 种规格)、损耗低(小于  $1.5\%$ )、波形失真度小(波形畸变小于  $0.1\%$ )、应变时间短(调压应变大于  $20V/s$ , 过压保护应变小于  $0.5s$ )以及能承受瞬时超载、有过压保护和故障自停等特点。

工作原理: 该稳压器由调压器  $T_1$ 、补偿变压器  $T_2$ 、伺服电动机 MS 和电压采样比较控制装置等组成。现以 A 相为例, 说明其稳压原理。从图 140 中可知:

$$U_{A0} = U_{A1} - \Delta U_A$$

式中:  $U_{A0}$ ——A 相的输出电压;

$U_{A1}$ ——A 相的输入电压;

$\Delta U_A$ ——A 相的补偿电压。

当输入电压  $U_{A1}$  或负载变化引起输出电压  $U_{A0}$  变化时, 电压采样比较控制装置从稳压器输出端采样, 采样电压经整流滤波后与基准电压上限值和下限值进行比较。当采样电压大于基准电压上限值时, 电压采样比较控制装置控制继电器动作, 使伺服电动机 MS 按一定方向旋转, 带动调压器  $T_1$  上的电刷组作相对滑动。这时在 A 相调压器上出现一个电压  $U_{A2}$ , 在补偿变压器  $T_2$  的 A 相一次侧相应电压  $U_{A3}$ , 则在二次侧产生补偿电压  $\Delta U_A$ , 它使输出电压  $U_{A0}$  下降, 直至回复到稳压精度的允许范围内。此时, 继电器释放, 伺服电动机 MS 停止转动。反之, 伺服电动机 MS 向反方向旋转, 补偿电压  $\Delta U_A$  改变极性, 使输出电压  $U_{A0}$  上升, 直至回复到稳压精度的允许范围内, 以达到输出电压稳定的目的。

## 四、电源的过电流保护电路

---

在串联型晶体管稳压电源中，调整管和负载是串联的，全部负载电流流过调整管。当输出发生短路或过载时，调整管中将流过很大的电流，且几乎全部整流电压  $U_d$  都加在调整管上，使其过电流或过电压而损坏，为此必须加过电流保护环节。

过电流保护电路一般分为限流型和截流型两大类。限流型保护电路的特点是电路简单，不足之处是调整管的功耗大，尤其在输出短路时最大，可达到最大输出电流时的 3 倍以上。

截流型保护电路的特点是过载时调整管处于截止状态，功耗等于零，因而降低了对调整管的要求。对于同样的调整管来说，使用起来较限流型保护电路更为安全。

稳压电源的过电流(包括短路)保护电路在前述电路中已有涉及，下面再作较系统的介绍。

### 54. 稳压电源常用的过电流保护电路

稳压电源常用的过电流保护电路见表 21。



表 21

稳压电源常用的过电流保护电路

类型/序号	电 路 图	作 用 原 理	动作电流 $I_{cs}$	应用场合
1		<p>正常时, VD 截止, 当负载电流增大, 使 <math>R_0</math> 上压降大于 <math>U_{VD} - U_{be}</math> 时, 调整管 VT 基极电位降低, 其管压降 <math>U_{ce}</math> 增大, 阻止输出电流</p>	$\frac{U_{VD} - U_{be}}{R_0}$	调整管 为射极输 出式
2		<p>正常时, <math>VT_2</math> 截止, 当负载电流增大, 使 <math>R_0</math> 上压降大于 <math>U_{be2} + U_{VD}</math> 时, 调整管 <math>VT_1</math> 基极电位降低, 阻止输出电流</p>	$\frac{U_{VD} + U_{be2}}{R_0}$	调整管 为射极输 出式
3		<p>过电流时, <math>R_0</math> 上压降大于 <math>U_{be2}</math>, 使 <math>VT_2</math> 导通, 降低调整管 <math>VT_1</math> 基极电位的限流</p>	$\frac{U_{be2}}{R_0}$	同上

限流型

续表

类型	序号	电路图	作用原理	动作电流 $I_a$	应用场合
	4		过电流时, $R_0$ 上压降大于 $U_{be2}$ , 使 $VT_2$ 导通, 降低调整管 $VT_1$ 基极电位而限流	$\frac{U_{be2}}{R_0}$	调整管为集电极输出式
限流型	5		过电流时, $R_0$ 上压降使 $VT_2$ 发射极电位高于基极电位, 减小调整管 $VT_1$ 基极电流, 限制调整管电流的增大	$\frac{ER_2 + U_{be2}(R_1 + R_2)}{R_0(R_1 + R_2)}$	在输出接地点以下, 加一辅助电源的总电压源中
	6		正常时, VD 反偏; 过电流时, $R_0$ 上压降增大, 使 VD 正向导通, 过电流的一部分由 VD 流过 $R_1$ , 使 $VT_2$ 的集电极电流减小, 从而使调整管 $VT_1$ 偏流减小	$\frac{U_{R1} + U_{VD}}{R_0}$	用恒流源代替调整管偏流电阻的总电压源中



续表

类型序号	电路图	作用原理	动作电流 $I_{as}$	应用场合
10		<p>过电流时, <math>R_0</math> 上电压降增大, 使 VD 导通, <math>VT_3</math> 集电极电流增大, 使调整管 <math>VT_1</math> 基极电位升高而截止, <math>VT_1</math> 是恒流源, 向 <math>R_2</math> 供给恒定电流, 建立 <math>VT_1</math> 的基极电位, <math>R_4</math> 是电源开启时用的电阻</p>	$\left\{ \left[ \frac{U_{sc}(R_6 + R_7)}{R_5 + R_6 + R_7} - U_{be2} \right] \cdot \frac{R_2}{R_3} - U_{be2} + U_{ov} \right\} \cdot \frac{1}{R_0}$	使用恒流源的稳压电源中
11		<p><math>VT_2</math>、<math>VT_3</math> 组成不对称双稳态电路, 正常时 <math>VT_2</math> 导通, <math>VT_1</math> 截止, VD 反偏, 过电流时, <math>R_0</math> 上电压降增大, 使 <math>VT_1</math> 基极电位升高而截止, <math>VT_1</math> 导通, 通过 VD 使调整管 <math>VT_1</math> 基极电位升高而截止</p>	$U_{sc} + \frac{U_{be2} - U_{Vp}}{R_0}$	需要辅助电源
12		<p>正常时, VD 导通, <math>VT_4</math> 截止, <math>VT_1</math> 导通, <math>U_{be2} = U_{Vp} - R_0 \cdot I_{c2} \approx 0.2V</math>, <math>VT_1</math> 开始导通, 使调整管 <math>VT_1</math>、<math>VT_2</math> 截止, 维持 <math>VT_4</math> 导通是靠电压 <math>U_{be2}</math> 经 <math>R_4</math>、<math>R_3</math>、<math>R_7</math> 在 <math>VT_4</math> 的基极间产生的负电压(约为 <math>-0.2V</math>)。此时 VD 截止。当负载去掉后能自动恢复是靠保护时调整管没有完全截止及电阻 <math>R_4</math>、<math>R_6</math> 向输出流有一定的电流、<math>C_1</math> 可改善保护时的动特性, 使保护动作较干脆</p>	$\frac{U_{Vp} - U_{be2}}{R_0}$	不需要辅助电源

截止型过电流保护电路还有采用晶闸管和单晶体管等的，详见后面介绍。

为了进一步弄清表 21 中保护电路的作用和原理，对序号为 1、2、8 的保护电路作以下说明。

### (1) 序号为 1 的保护电路

该电路如图 141 所示。表 21 中序号为 1 的保护电路是采用二极管的，而这个电路是采用稳压管的，但这两种电路的工作原理是相同的。

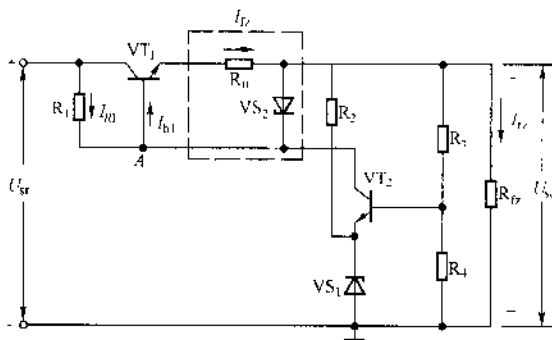


图 141 稳压管限流型保护电路

工作原理：正常时，流过检测电阻  $R_0$  的电流所引起的压降小于稳压管  $VS_2$  的击穿电压， $VS_2$  处于截止状态，保护电路（虚线框内）不起作用。当过流时，流过  $R_0$  的电流增大， $R_0$  上的压降增大，并超过稳压管  $VS_2$  的击穿电压，使  $VS_2$  击穿。此时流过电阻  $R_1$  的电流  $I_{R1}$  立即增加，A 点电位下降，使调整管  $VT_1$  基极电流  $I_{b1}$  减小，因此输出电流减小，从而使输出电流限制在一定范围以内。

如果要求将输出电流限制在  $I_{Lm}$  值(即动作电流  $I_{dz}$ )，则检测电阻  $R_0$  可按下式选择：

$$R_0 = \frac{V_{VS2} - U_{be1}}{I_{Lm}} \quad (\Omega)$$

式中： $V_{VS2}$ ——稳压管  $VS_2$  的击穿电压，即稳压值(V)；

$U_{be1}$ ——调整管  $VT_1$  发射结压降，如 0.6V，它不是固定值，且随温度而变化。

这种保护电路的优点是简单可靠，当过载解除后可以自动恢复正常状态。缺点是过载时调整管上仍消耗较大的功率。

## (2) 序号为 2 的保护电路

该电路如图 142 所示。

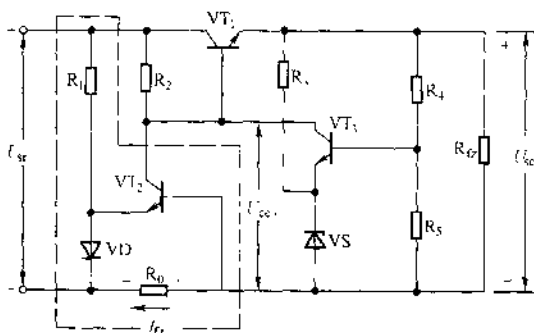


图 142 晶体管限流型保护电路

调整电阻  $R_1$ ，使二极管  $VD$  的正向电压保持一定。正常时，检测电阻  $R_0$  上的压降较小，三极管  $VT_2$  没有电流。当过载时， $R_0$  上的压降增大， $VT_2$  得到基极偏压而导通，其集电极电流使电阻  $R_2$  上的压降增大，造成三极管  $VT_2$  的管压降  $U_{ce2}$

减小，使调整管  $VT_1$  的基极电压降低，调整管管压降  $U_{ce1}$  增加，输出电压  $U_{sc}$  下降，负载电流  $I_L$  被限制。

检测电阻  $R_0$  可按下式选择：

$$R_0 \approx \frac{U_{VD} + U_{be2}}{I_{Izm}} \quad (\Omega)$$

式中： $U_{VD}$ ——二极管  $VD$  的正向压降，如  $0.7V$ ；

$U_{be2}$ ——三极管  $VT_2$  发射结压降，如  $0.6V$ ；

$I_{Izm}$  同前。

该保护电路较图 141 所示的保护电路效果更好。

### (3) 序号为 8 的保护电路

该电路如图 143 所示。

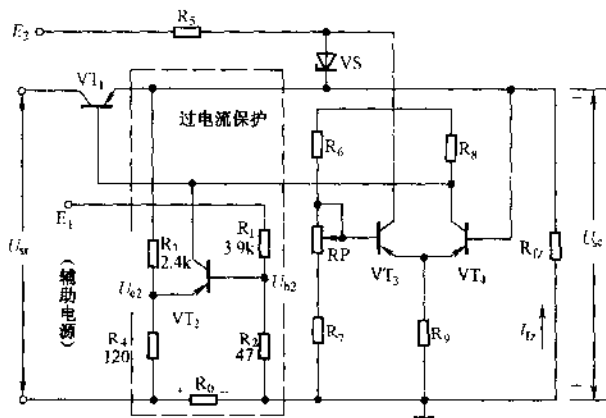


图 143 晶体管截流型保护电路

工作原理：辅助电源  $E_1$  经电阻  $R_1$ 、 $R_2$  分压为三极管  $VT_2$  提供基极电压  $U_{b2}$ ，输出电压  $U_{sc}$  经电阻  $R_3$ 、 $R_4$  分压供给  $VT_2$

的发射极电压  $U_{e2}$ 。当负载电流  $I_L$  较小时，检测电阻  $R_0$  上的压降很小， $VT_2$  的  $U_{be2}$  为反向偏置电压， $VT_2$  处于截止状态，对稳压电路的工作没有什么影响。当过载时， $R_0$  上的压降增大，三极管  $VT_2$  基极变为正向偏置而导通，其集电极电压  $U_{c2}$  的绝对值减小，使调整管  $VT_1$  趋于截止，输出电压  $U_{sc}$  接近零伏。 $U_{sc}$  的绝对值减小，通过电阻  $R_3$ 、 $R_4$  反过来使  $VT_2$  进一步导通，于是  $U_{sc}$  迅速地接近于  $0V$ 。

调整元件参数，可使电路具有自动恢复功能。若使调整管在保护电路(虚线框内)起作用后不完全截止，有一点儿电流，则去掉负载  $R_L$  后，输出电压会自动上升，使电源恢复为正常工作状态。

保护电路元件参数可按以下原则选择：

① 三极管  $VT_2$  为一般小功率管，经常处于截止状态，集电极—发射极间承受的电压为  $U_{ce2} \approx U_{sc}$ 。为了减少  $VT_2$  对电源稳定度的影响，要选  $I_{c0}$  小的管子。

②  $R_0$  的选择一般使得  $I_L R_0$  有  $1V$  左右压降，足以控制保护管  $VT_2$  工作即可。

③ 电阻  $R_1 \sim R_4$  的选择，要保证使三极管  $VT_2$  在正常工作时处于截止状态。在过载时(包括保护后  $U_{sc} \approx 0$ ， $I_L \approx 0$  时)  $VT_2$  导通，而当故障排除后又能自动恢复正常工作状态。

## 55. 晶闸管式等稳压电源过电流和短路保护电路

### (1) 稳压电源过载指示器

稳压电源上加装过载指示器，可测出稳压电源的工作状况，以便于监视。



该电路如图 144 所示。它可用在任何稳压电源上，并不会影响电源的工作性能。正常时，稳压管 VS 处于稳压状态，因此三极管  $VT_2$  得到基极偏压而导通，而  $VT_1$  截止，指示灯 H 熄灭。

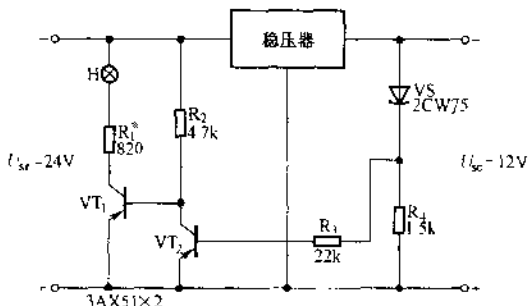


图 144 稳压电源过载指示器

当稳压电源过载时，其输出电压减小，稳压管 VS 截止，三极管  $VT_2$  失去基极偏压而截止， $VT_1$  导通，指示灯 H 点亮。只有当过载故障排除后，稳压管 VS 才重新击穿，指示灯 H 熄灭。

元件选择：三极管  $VT_1$  的  $I_{cm}$  应大于指示灯 H 的额定电流；稳压管 VS 的稳压值为 10.5 ~ 11.5V；电阻  $R_1$  用 1W； $R_2$ 、 $R_4$  用 1/4W； $R_3$  用 1/8W。

电阻  $R_1$  的阻值可按下式计算：

$$R_1 = (U_{sr} - U_H) / I_H \quad (\Omega)$$

式中： $U_{sr}$ ——稳压器输入电压(V)；

$U_H$ 、 $I_H$ ——分别为指示灯 H 的额定电压和额定电流 (V、A)。

当稳压电源的输入和输出电压不是如图 144 所示的值时，必须重新选择稳压管 VS，使它的稳压值稍小于输出电压。电阻  $R_2$ 、 $R_3$  的阻值不必变更。

## (2) 晶闸管式过电流保护电路之一

该电路如图 145 所示。

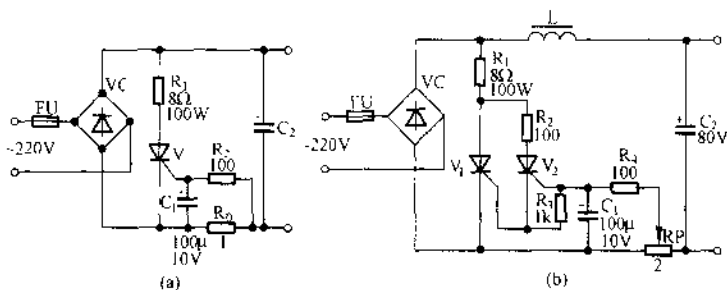


图 145 晶闸管式过电流保护电路之一

工作原理[图 145(a)]：调节电阻  $R_0$ ，使稳压电源在正常工作时晶闸管  $V$  控制极没有足够的触发电压而截止；当过载或短路时，输出电流急速增大，在检测电阻  $R_0$  上产生较大压降，从而触发晶闸管  $V$  导通，使大电流直接流经由  $R_1$  及  $V$  组成的保护电路，使电源保险丝  $FU$  熔断，起到迅速保护电源的作用。

图 145 (b) 所示电路与图 145 (a) 所示电路类似，只不过通过一只小晶闸管  $V_2$  再触发大晶闸管，以确保大过电流保护时大晶闸管能得到足够的触发功率而可靠动作。

动作电流为：

$$I_{dz} = U_g / R_0$$

式中： $U_g$ ——晶闸管控制极触发电压，2~4V（视晶闸管功率而定）。

## (3) 晶闸管式过电流保护电路之二

该电路如图 146 所示。

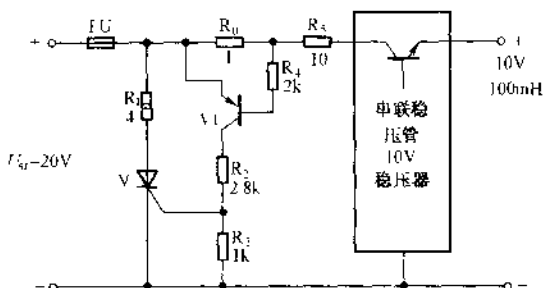


图 146 晶闸管式过电流保护电路之二

工作原理：正常时，检测电阻  $R_0$  上的压降很小，三极管 VT 处于截止状态，晶闸管 V 因无触发电流而截止。当输出发生短路时，短路电流在电阻  $R_0$  上的压降将超过 0.7V，三极管 VT 基极得到偏压而导通，使 VT 集电极电压上升到约 20V，晶闸管被触发而导通。于是很大的电流流过电阻  $R_1$  和晶闸管 V，使电源保险丝 FU 熔断，起到迅速保护电源的作用。

#### (4) 晶闸管式过电流保护电路之三

该电路如图 147 所示。该电路用在行车稳压电源保护装置中。保护动作电流为 2A（晶闸管控制极电压约 1V 时导通），反应时间为几微秒。

工作原理：在行车正常工作时，检测电阻  $R_0$  上的压降很小，不足以触发晶闸管 V，V 截止。三极管  $VT_2$  的基极电压等于稳压管  $VS_1$ 、 $VS_2$  的稳压值。三极管  $VT_2$ 、 $VT_1$  是导通的。当行车过载或短路时， $R_0$  上的压降大到足以触发晶闸管 V，V 导通，从而短接了稳压管  $VS_1$ 、 $VS_2$ ，三极管  $VT_1$ 、 $VT_2$  截止，切断了行车的电源。在此电路中， $R_1$  为限流电阻，限制流过电

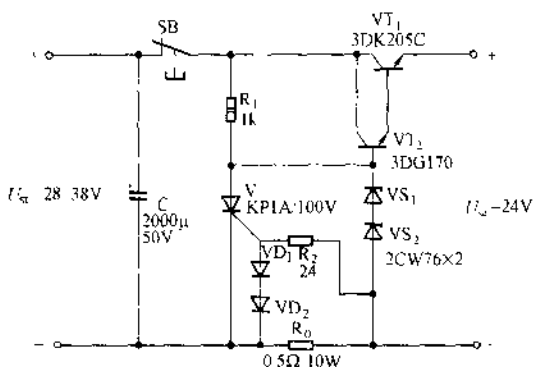


图 147 晶闸管式过电流保护电路之三

源保险丝的电流，以不致熔断电源保险丝。

当过载或短路的原因消除后，要使行车恢复供电，则只要短时按动一下按钮 SB 即可。这时晶闸管 V 截止，三极管 VT<sub>1</sub>、VT<sub>2</sub> 重新导通。

电阻 R<sub>2</sub> 和二极管 VD<sub>1</sub>、VD<sub>2</sub> 能保护晶闸管控制极免受过大的电流和电压的作用而遭到损坏。

#### (5) 晶闸管式过电流保护电路之四

该电路如图 148 所示，用于行车稳压电源保护装置中。稳压电源的输出电压从 0V 至 27V 可调(由电位器 RP 调节)，保护动作电流为 2A。

工作原理：在行车正常工作时，检测电阻 R<sub>0</sub> 上的压降很小，晶闸管 V 截止，三极管 VT<sub>2</sub> 基极从分压器(由电阻 R<sub>1</sub>、RP 和稳压管 VS 组成)取得偏压，它是不截止的，所以三极管 VT<sub>1</sub> 导通(饱和程度由 VT<sub>2</sub> 决定)。当过载或短路时，R<sub>0</sub> 上压降大到足以触发晶闸管 V，V 导通，使三极管 VT<sub>2</sub> 基极偏压降低到几乎为

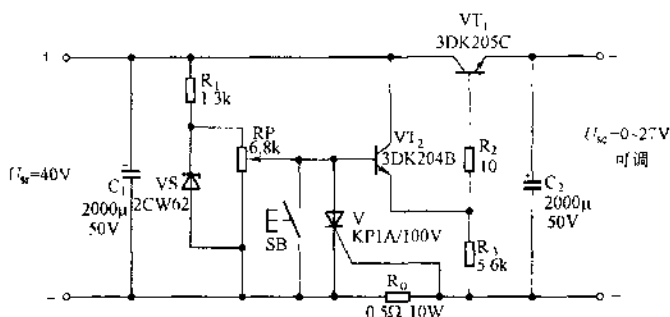


图 148 晶闸管式过电流保护电路之四

零， $VT_2$  截止，随之三极管  $VT_1$  截止，切断了行车的电源。

电阻  $R_2$  是为了限制三极管  $VT_1$  的基极电流用的。

该电路的不足之处在于：在接通行车电源时，电容  $C_2$  有一个充电过程，可能造成保护装置误动作。

### (6) 晶闸管式过电流保护电路之五

该电路如图 149 所示。

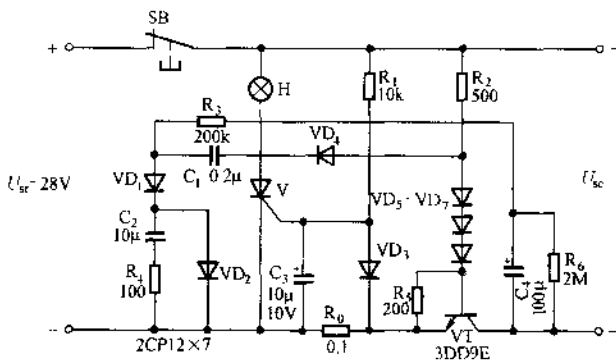


图 149 晶闸管式过电流保护电路之五

正常时，检测电阻  $R_0$  上的压降很小，晶闸管  $V$  截止。当过载或短路时， $R_0$  上压降增大，二极管  $VD_3$  阴极电位提高而由导通变为截止，电源电压经电阻  $R_1$  向电容  $C_3$  充电，从而触发晶闸管  $V$ ，使其导通，过载指示灯  $H$  点亮。由于  $V$  导通，二极管  $VD_5$  阳极电位降低，于是三极管  $VT$  截止，从而切断了负载。

当过载或短路原因消除后，要使电源恢复供电，则只要短时按一下按钮  $SB$  即可。这时晶闸管  $V$  截止，三极管  $VT$  重新导通。

电容  $C_3$  可根据切断电源（即  $VT$  截止）的延迟时间来选择。

### (7) 串联型稳压电源短路保护电路

该电路如图 150 所示。

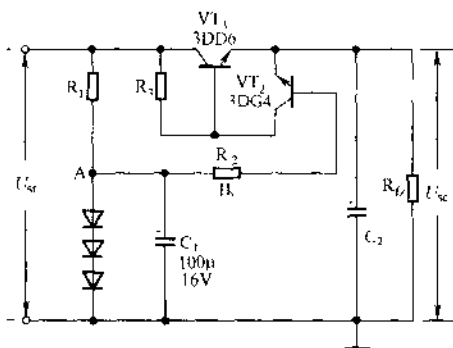


图 150 串联型稳压电源短路保护电路

工作原理：正常时，A 点电位为 2V 左右，由于输出电压  $U_{sc} > U_A$ ，所以三极管  $VT_2$  处于反偏状态而截止。当输出短路时， $U_{sc} \approx 0$ ， $U_A$  使  $VT_2$  正偏并导通。由于  $VT_2$  管压降  $U_{ce}$  很小，不能维持调整管  $VT_1$  继续导通，从而达到了保护调整管的目的。

电容  $C_1$  的作用是保证在电路启动过程中  $VT_2$  可靠地截止

(电容  $C_1$  上的电压不能突变), 不影响整个电路的工作。电阻  $R_2$  的作用是限制  $VT_2$  的反偏电流  $I_{eb2}$ 。

元件选择: 电容  $C_1$  的容量与输出电流成正比, 当输出电流为 6A 时,  $C_1$  可选用  $100\mu\text{F}$  电容, 耐压大于 4V 即可; 在满负荷、电网电压最低时, 电阻  $R_1$  上有 1mA 电流即可。

## 56. 具有差动放大器及过电流保护的稳压器

### (1) 电路之一

该电路如图 151 所示。该稳压器采用差动放大器 ( $VT_6$ 、 $VT_7$ ) 作为比较放大器, 可以提高电源的温度稳定性。基准电压采用两种具有不同符号的温度系数的硅稳压管串联, 以进行温度补偿。电

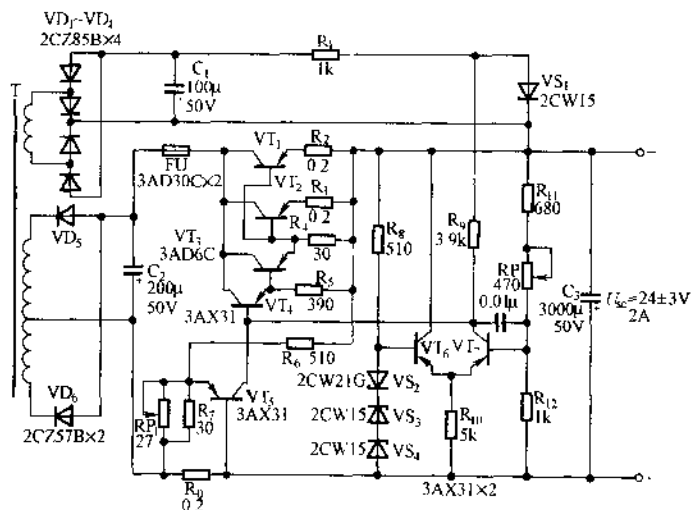


图 151 具有差动放大器及过电流保护的稳压器之一

路采用截止过电流保护环节，能防止负载短路而损坏稳压器。

保护电路的工作原理：正常时，输出电压  $U_o = 24V$ ，它经过电阻  $R_6$ 、 $R_7$ 、 $RP_1$  分压，使保护管  $VT_5$  的发射极得到约  $-0.48V$  的电压。另外，稳压器输出电流  $I_o$  流经检测电阻  $R_0$ ，在  $R_0$  上产生电压降： $I_o R_0 = 3A \times 0.2\Omega = 0.6V$ 。这两个电压同时作用在  $VT_5$  的发射极与基极之间，使  $U_{be5} = -(0.6 - 0.48) = -0.12(V)$ 。此值低于  $VT_5$  的导通基极偏压（约  $-0.2 \sim -0.3V$ ）， $VT_5$  截止，保护电路对整个稳压电源不起作用，三极管  $VT_7$  的集电极电压  $U_{c7}$  决定于比较放大级电流的大小，电路正常工作。当过载或短路时， $R_0$  上的压降增大，致使  $U_{be5}$  大于其导通基极偏压。于是  $VT_5$  导通，其集电极电压  $U_{c5}$  急剧地降低（变正），致使调整管  $VT_1 \sim VT_4$  截止，从而起到过载保护的作用。

## (2) 电路之二

该电路如图 152 所示。由三极管  $VT_3$ 、 $VT_4$  等组成过电流保护电路。

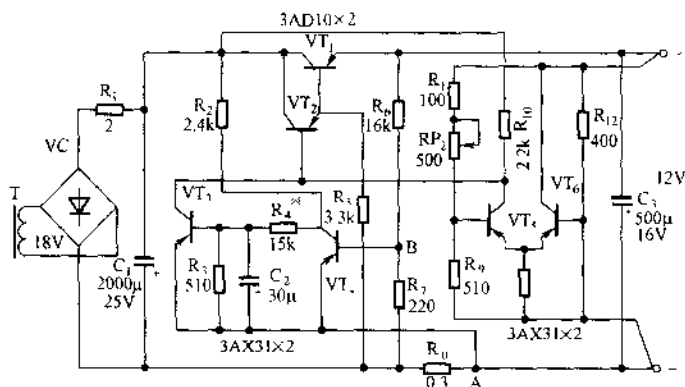


图 152 具有差动放大器及过电流保护的稳压器之二



工作原理：正常时，检测电阻  $R_0$  上的压降较小，A 点电位高于 B 点电位，三极管  $VT_4$  基极得到偏压而导通，其管压降  $U_{ce4}$  很小，三极管  $VT_3$  从电阻  $R_3$  和  $R_4$  上分到的基极电流更小，所以  $VT_3$  截止。保护电路对稳压电源无影响。当过载或短路时， $R_0$  上的压降增大，A 点电位将低于 B 点电位， $VT_4$  截止，而  $VT_3$  导通，使复合调整管  $VT_2$  的基极电位提高到接近 A 点电位，因而  $VT_1$ 、 $VT_2$  截止，使输出电流和电压降为零，达到保护的目。

该电源在过电流或短路故障消除后，不能恢复正常工作状态(因为  $VT_3$  导通条件没变，输出电压仍为零)。若要能复位，必须重新合闸或在  $VT_3$  的集电极回路中串联一只复位按钮才行。

在图 152 中，电容  $C_2$  在电源合闸时起延时作用，保证  $VT_4$  先导通，从而建立起输出电压。电阻  $R_5$  的作用是保证调整管  $VT_1$  有一个合适的偏流。

## 57. 带过电流和短路保护但不能自动恢复工作的稳压器

该电路如图 153 所示。在基准电压电源里流过稳压管  $VS_1$ 、 $VS_2$  的电流由灯泡 H 来稳定，从而改善了稳定度。灯泡同时也

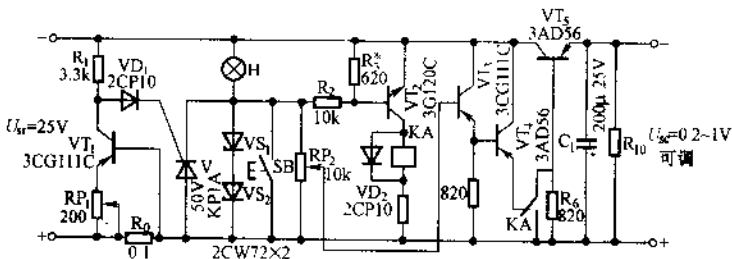


图 153 带过载保护但不能自动恢复工作的稳压器

作过载指示用。

工作原理：电路采用电子保护和电磁保护措施。电子保护电路由三极管  $VT_1$  和晶闸管  $V$  等组成。当过载或短路时，检测电阻  $R_0$  上的压降增大，三极管  $VT_1$  导通，晶闸管  $V$  受到触发而导通。它短接了基准电压电源，因此三极管  $VT_2$ 、 $VT_3$  截止，调整管  $VT_5$  无基极偏压而截止，达到过电流保护的目。

当过载或短路故障消除后，若要电源恢复到初始状态，只需短时按动一下复位按钮  $SB$  即可。因为按动按钮后，晶闸管阳极—阴极短路，而控制极已无偏压，故晶闸管截止。

在稳压器中引入由三极管  $VT_1$  组成的电子锁，其目的是减小稳压器的输出阻抗，但这并不是一定需要的。

采用由三极管  $VT_2$  和继电器  $KA$  组成的附加电磁保护电路是基于下述理由：当稳压器已经长时间工作在接近最大电流值的情况下，若没有电磁保护，当负载稍有过载时，电子保护虽然动作，但调整管  $VT_5$  并没有完全截止，大电流继续通过它，很可能将其烧毁。有了电磁保护，当负载稍有过载或短路时，它便能迅速动作。即当晶闸管  $V$  导通时，三极管  $VT_2$  基极经电阻  $R_2$  加到稳压器的正极性端， $VT_2$  导通，继电器  $KA$  吸合，其常开触点闭合，将调整管  $VT_5$  的基极接在正极性端， $VT_5$  截止，切断负载回路。

稳压器的输出电压可以通过电位器  $RP_2$  在  $0.2 \sim 15V$  范围内调节，而负载最大电流（在此电流下可起保护作用）可以通过调节微调电阻  $RP_1$  加以确定。在  $VT_5$  安装散热器且输出电压为  $15V$  的情况下，稳压器可长期通过  $1A$  的电流，或者在  $30 \sim 40min$ （决定于调整管散热器空气对流条件）内通过  $2 \sim 3A$  的电流。

## 58. 带过电流和短路保护且能自动恢复工作的稳压器

该电路如图 154 所示。通常具有自动恢复功能的稳压器，在负载出现短路故障时，不完全切断，即有一定的电流继续通过调整管，这个电流在故障消除以后能使稳压器自动地恢复工作。调整管不完全开路，由于  $\beta$  与温度关系甚大，从而会造成短路电流不稳定和引起调整管过载的危险。

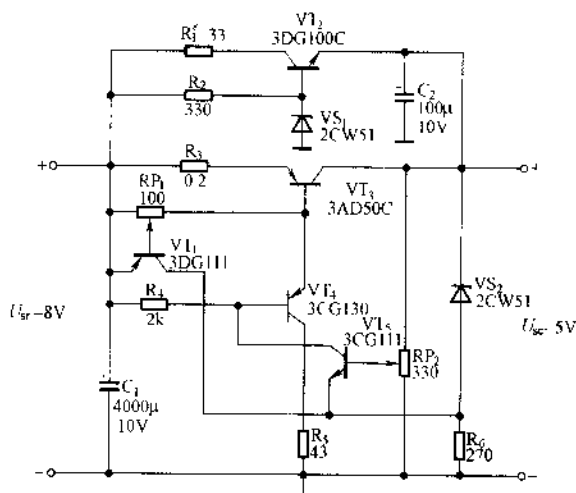


图 154 带过载保护且能自动恢复工作的稳压器

在此稳压器中，短路电流由附加电路确定，实际上它与温度无关。由三极管  $VT_1$  组成的环节去保护电源免受过载，由三极管  $VT_2$  组成的环节决定了短路电流的大小。

工作原理：当输出电压增大时，三极管  $VT_5$  基极偏压减小，其集电极电流减小，从而引起三极管  $VT_4$  基极电流减小，

其集电极(即调整管基极)电流减小,  $VT_3$  管压降  $U_{ce3}$  增大, 这样就使输出电压降低, 达到稳压的目的。输出电压可以通过调节电位器  $RP_2$  加以改变。

当过载时, 电阻  $R_3$  上的压降增大, 使调整管  $VT_3$  基极偏压减小, 从而引起保护管  $VT_1$  微微导通, 三极管  $VT_5$  截止, 稳压器过渡到限制负载电流的工作状态。调节电位器  $RP_1$ , 可以确定限流门限值。当过载进一步加大时, 负载被切断。

自动恢复由三极管  $VT_2$  环节决定。在短路状态下, 该管饱和导通, 通过它的电流受电阻  $R_1$  限制。当负载短路故障消除后, 出现使三极管  $VT_5$  微微导通的电压, 引起稳压器启动。

三极管  $VT_2$  基极电压预先由稳压管  $VS_1$  给定小于 5V 的电平, 这样当稳压器进入工作状态时,  $VT_2$  截止, 负载电流只通过调整管  $VT_3$ 。

安装时, 为了改善输出电压的热稳定性, 三极管  $VT_5$  和稳压管  $VS_2$  应保证有良好的热接触。例如, 可以用环氧树脂将它们粘结在一起, 但两者之间不能有电的联系。

为了保证保护环节的热稳定性, 三极管  $VT_1$  和调整管  $VT_3$  应有良好的热接触。

## 59. 四端可调集成稳压器过电流保护电路

图 155 所示电路是一个由 TH78H5 精密四端可调集成稳压器组成的稳压电源。该电源具有输出电压可调范围宽、输出电流大、外围元件少、无需调试等优点。缺点是 TH78H5 集成稳压器瞬间过载能力很差, 使用时必须加过载保护。

在图 155 中, 由一块 TWH8751 作过载保护。

工作原理: 接通电源, 交流电经整流桥 VC 整流、电容  $C_1$

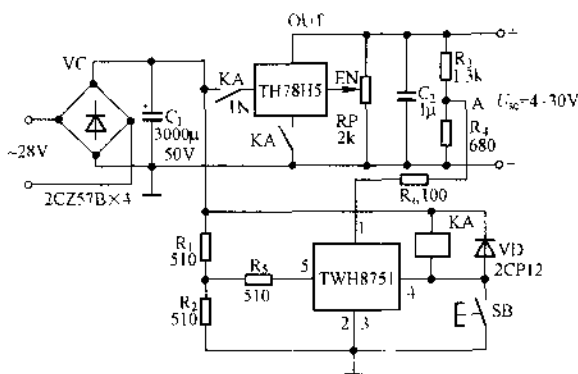


图 155 TH78H5 可调集成稳压器电源的过电流保护

滤波、电阻  $R_1$ 、 $R_2$  分压，为 TWH8751 提供工作电压。由于①脚尚无电压，因此④脚无输出电压，继电器 KA 释放。这时按动复位按钮 SB，KA 得电吸合，其常开触点闭合，接通 TH78H5 集成稳压器，并输出稳压电压。输出电压经电阻  $R_3$ 、 $R_4$  分压，将一高电平（大于 1.6V）送入 TWH8751 的①脚，从而使④脚输出一低电平，继电器 KA 得电吸合。这时即使放开按钮 SB，KA 仍吸合。

调整  $R_4$ ，使输出电压为 4V 时，A 点电压应低于 1.6V。也就是说，当稳压电源输出电压因过载或短路等故障而下降至 4V 以下时，A 点电压低于 1.6V，TWH8751 的④脚不输出低电平，致使继电器 KA 释放，从而切断集成稳压器 TH78H5 工作电源，达到保护的目的。

## 60. 控制变压器短路保护电路

控制变压器加装短路保护装置可以避免控制变压器烧坏，

其电路如图 156 所示。

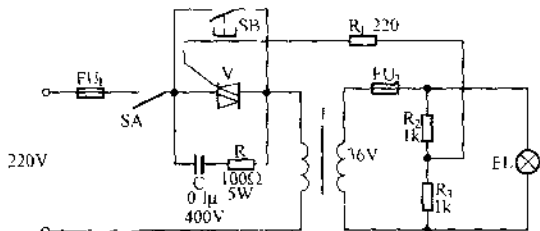


图 156 控制变压器短路保护电路

工作原理：合上开关 SA，按下按钮 SB，交流电源经控制变压器将次级（如 36V）电压加在分压器  $R_2$ 、 $R_3$  上，双向晶闸管 V 的控制极上获得触发电压，V 导通。放开 SB 后，由于 V 已导通，且加在双向晶闸管阳极—阴极上的电压与控制极上的电压是同步的，因此 V 一直导通，控制变压器 T 正常供电。当变压器 T 次级短路时，加在分压电阻上的电压消失，即触发信号消失，双向晶闸管 V 迅速关断，从而保护了控制变压器。

在图 156 中，电容 C 和电阻 R 为双向晶闸管阻容保护电路，用于防止晶闸管被击穿。

如果将  $R_2$  改成一只稳压管，如 2CW21N 等，则效果更好，这时  $R_3$  的阻值可取 1~1.5k $\Omega$ 。

## 61. 稳压电源的功率保护电路

该电路如图 157 所示。为了简明起见，串联型稳压电源只画出了调整管 VT<sub>1</sub>。

这种保护电路不仅能限制输出电流，而且能保护调整管压降不致过大。也就是说，能限制调整管的功耗不超过预定

值，故称为功率保护。

工作原理：选择稳压管 VS 的击穿电压(稳压值)  $V_z$ ，使得稳压电源正常工作时， $V_z > U_{sr} - U_{sc}$ ，即 VS 截止。当输出电流过大时，一开始由取样电阻  $R_0$

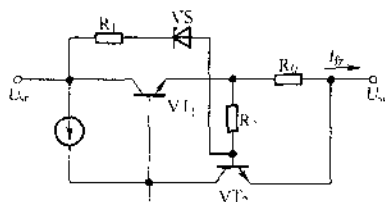


图 157 稳压电源的功率保护电路

与三极管  $VT_2$  起限流作用，形成一般的过电流保护。当过载比较严重时，以致使  $U_{sr} - U_{sc} - U_{be2} > V_z$ ，稳压管 VS 导通。于是有一电流从输入端流过  $R_1$ 、VS、 $R_2$ ，使  $R_2$  上的压降增大。即使三极管  $VT_2$  基极偏压增大， $VT_2$  加速导通，从而使稳压电源的输出电流和电压进一步降低。这样一来，流过  $R_1$ 、VD 和  $R_2$  的电流更大，三极管  $VT_2$  迅速达到饱和导通，致使稳压电源的输出电流和电压进一步减少，形成减流型保护。

## 62. 负荷“软”投切电路

当负荷接入电网或从电网中切除时，经常会破坏灵敏电子仪器的正常工作。下面介绍的电路能实现负荷的“软”投入、切断。

### (1) 电路之一

该电路如图 158 所示。

工作原理：合上开关 SA，电源经电阻  $R_1$  向电容 C 充电，三极管 V 逐渐导通，集电极电流逐渐增大到由电阻  $R_1$  和  $R_2$  确定的一个值。通过负荷  $R_L$  的电流相应平稳地增大，从而实现“软”投入。当开关 SA 断开时，电容 C 通过电阻  $R_2$  和三极管

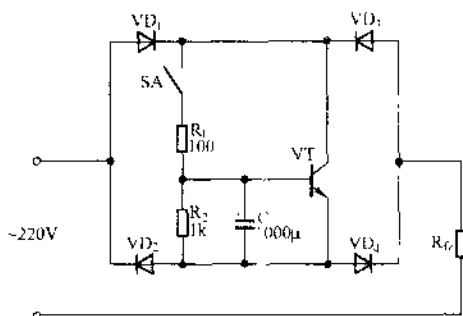


图 158 负荷“软”投切电路

V 的 be 结放电，基极偏压逐渐减小，三极管由导通逐渐变为放大至截止，负荷电流平稳地减小到零，从而实现“软”切断。在如图 158 所示的元件参数下，负载功率达 200W，接通过程的时间为 0.1s，切断过程的时间为 0.5s。

该装置的电压损失很小，约为两只整流二极管的压降与工作三极管的管压降之和，其值可由下式近似计算

$$\Delta U \approx 0.7 + R_1 I_L / \beta \quad (\text{V})$$

式中： $I_L$ ——负载电流(A)；

$\beta$ ——三极管的静态电流放大倍数。

电阻  $R_1$  的选择与负载电流及三极管的  $\beta$  值有关，应按以下原则确定：使三极管上的压降和其耗散功率在其导通状态下不超过允许值。

## (2) 电路之二

该电路如图 159 所示，它还具有过载和短路保护功能。

工作原理：负荷“软”投切原理与图 158 所示电路相同。保护功能是这样实现的：当电流超过预定值时，在电阻  $R_5$  上



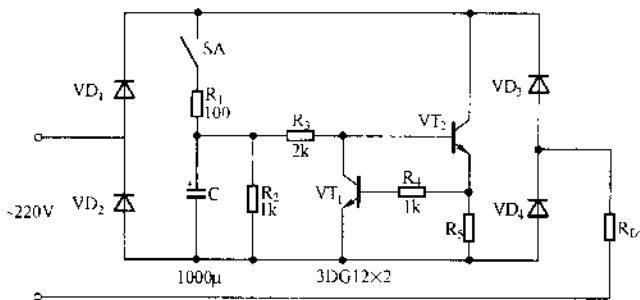


图 159 带保护功能的负荷“软”投切电路

的电压降导致三极管  $VT_1$  导通，从而使三极管  $VT_2$  失去基极偏压而截止，切断负载回路。

保护动作电流可由下式确定：

$$I_{\max} = 0.7/R_5 \quad (\text{A})$$

式中： $R_5$ ——电阻  $R_5$  的阻值 ( $\Omega$ )。

必须指出：三极管  $VT_2$  的耗散功率在其导通状态下实际上是增加的，因此有必要采取措施以避免其损坏。对于如图 159 所示的电路，三极管  $VT_2$  的耐压  $BV_{ceo} \geq 300\text{V}$ ，集电极最大允许耗散功率  $P_{CM} \geq 10\text{W}$ 。

## 五、电源的过电压、欠电压保护电路

---

### 63. 稳压电源的过电压、欠电压保护电路

若稳压电源过电压，会使负载损失或损坏，所以需要有过电压保护。最常用的保护方法是在稳压电源的输出端并联晶闸管。当输出电压因某种原因产生过电压时，通过检测放大电路对晶闸管提供信号，使晶闸管迅速导通，稳压电源输出则立即被短路。过电压转换为过电流，当过电流保护电路也失效时，则熔断电源保险丝，切断稳压电源的输入。另外，为了负载的安全，有时也需要有欠电压保护。

#### (1) 过电压保护电路之一

该电路如图 160 所示。它利用继电器的触点对过电压进行保护。

工作原理：稳压电源输出电压正常时，经稳压管 VS 和电阻  $R_1$  分压后加在晶闸管 V 控制极的电压  $U_{RI}$  小于其触发电压，晶闸管截止。当出现过电压时， $R_1$  上的分压增大，使  $U_{RI}$  大于晶闸管的触发电压，晶闸管导通，继电器 KA 得电吸合，其常闭触点断

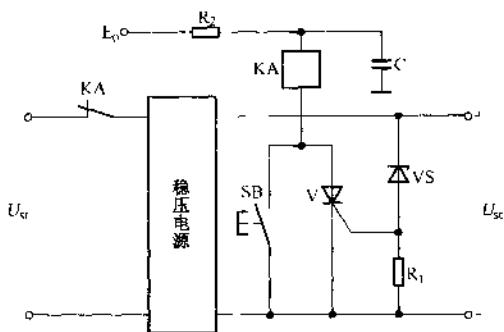


图 160 稳压电源过电压保护电路之一

开，切断稳压电路的输入电源，从而达到过电压保护的日的。

当过电压故障消除后，需按一下复位按钮 \$SB\$，这时晶闸管阳极与阴极短路，而又无触发电压，所以晶闸管关断，稳压电源恢复正常工作状态。在图 160 中，\$E\_0\$ 为辅助电源。

## (2) 过电压保护电路之二

该电路如图 161 所示。该电路对有过电流保护的稳压电源有过电压保护作用。

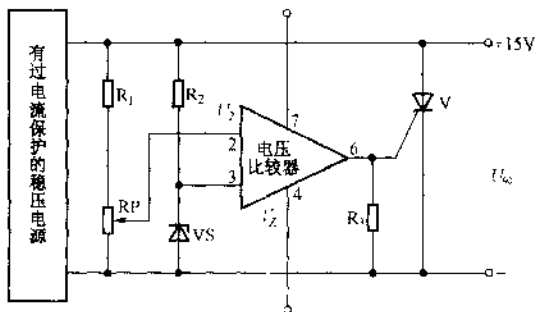


图 161 稳压电源过电压保护电路之二

该保护电路采用运算放大器等作为电压比较器，以判断稳压电源输出电压的情况。

工作原理：稳压电源的输出电压经电阻  $R_2$ 、稳压管 VS 分压，产生基准电压，将电压比较器③脚钳位在 VS 的稳压值  $V_z$ 。过电压采样电压由电阻  $R_1$  和电位器 RP 取得。当稳压电源输出电压正常时， $U_2 < V_z$ ，比较器⑥脚输出低电平，晶闸管 V 关断，保护电路对稳压电源无影响。当稳压电源输出出现过电压时， $U_2 > V_z$ ，比较器⑥脚输出高电平，晶闸管得到触发电压而导通，稳压电源输出被晶闸管短路，输出电流剧增，此时过电流保护再起作用，从而起到过电压、过电流保护的

### (3) 过电压保护电路之三

该电路如图 162 所示。该电路也只适用于有过流保护的稳压电源。

工作原理 [图 162 (a)]：由稳压管 VS 产生的基准电压  $V_z$ ，将三极管  $VT_1$  的发射极电压钳位。当稳压电源输出电压正常时，从取样电阻  $R_1$ 、 $R_2$  和电位器 RP 取得的  $VT_1$  管基极电压  $U_{b1}$ ，因  $U_{b1} - V_z < 0.5V$  ( $0.5V$  为  $VT_1$  截止状态的  $U_{be}$  压降)，所以

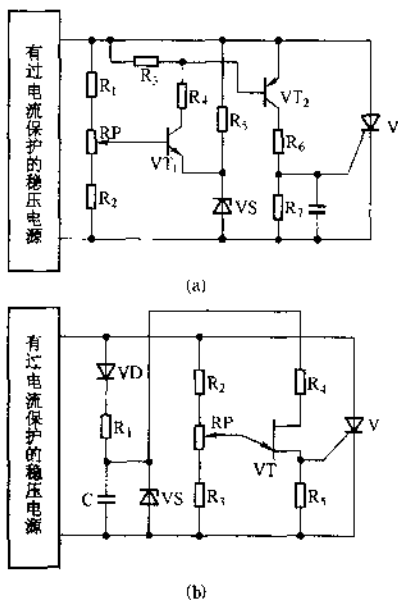


图 162 稳压电源过电压保护电路之三

VT<sub>1</sub> 截止，而三极管 VT<sub>2</sub> 因无基极偏压也截止，晶闸管 V 处于关闭状态。当稳压电源的输出出现过电压时， $U_{bi} - V_a > 0.7V$  (0.7V 为 VT<sub>1</sub> 导通状态下的  $U_{be}$  压降)，VT<sub>1</sub> 导通，VT<sub>2</sub> 得到基极偏压而导通，晶闸管 V 被触发导通，输出被短路，然后过电流保护动作，切断稳压电源输入。

图 162 (b) 所示电路的工作原理是：调节电位器 RP，使稳压电源输出电压在正常时由单结晶体管 VT 等组成的张弛振荡器不工作，无输出脉冲，晶闸管 V 关闭。当过电压时，张弛振荡器工作，发出的脉冲触发晶闸管，使其导通。

#### (4) 欠电压保护电路

该电路如图 163 所示。当电网电压低于某一值时，该电路能切断负载回路。

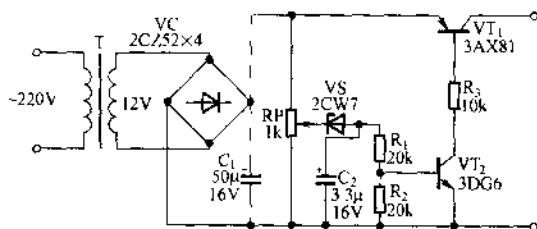


图 163 稳压电源欠电压保护电路

工作原理：当电网电压没有下降到设定值时，由电位器 RP 分压，使稳压管 VS 击穿，三极管 VT<sub>2</sub> 得到基极偏压而导通，调整管 VT<sub>1</sub> 导通，接通负载回路。当电网电压下降到设定值及其以下时，加在稳压管 VS 两端的电压不足以使其击穿，VS 截止，VT<sub>2</sub>、VT<sub>1</sub> 也截止，从而切断负载回路。

在图 163 中，电容 C<sub>1</sub> 是为了避免电网电压瞬时变动而引

起电路误动作而设的。

## 64. 由单结晶体管和晶闸管构成的短路及过电压保护电路

该电路如图 164 所示，可作短路及过电压保护。为了简明起见，在图 164 中的串联型稳压电源只画出了调整管  $VT_3$ 。

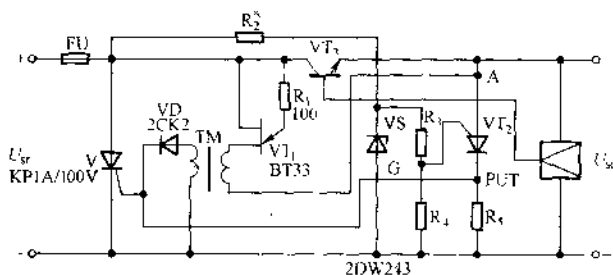


图 164 稳压电源短路及过电压保护电路

在图 164 中，晶闸管  $V$  为保护电路的执行元件，无论是输出短路还是过电压， $V$  都会被触发导通，使电源保险丝  $FU$  熔断，切断输入电压，达到保护的目。

工作原理：由电阻  $R_1$ 、二极管  $VD$ 、单结晶体管  $VT_1$  及脉冲变压器  $TM$  组成短路保护电路。由于  $TM$  的初级绕组下端接至稳压电源输出的正端，因此在正常情况下，单结晶体管  $VT_1$  不会导通， $TM$  无脉冲输出，晶闸管  $V$  关闭。当稳压电源输出发生短路时，单结晶体管  $VT_1$  便迅速导通，脉冲变压器  $TM$  经二极管  $VD$  送出脉冲，使晶闸管  $V$  导通，从而实现了短路保护。

由电阻  $R_2 \sim R_5$ 、稳压管  $VS$  和程控单结晶体管  $VT_2$  等组成

过电压保护电路。由  $R_2$  从电源输入端提供电流，使稳压管 VS 取得其稳定电压。经  $R_3$ 、 $R_4$  分压，给程控单晶体管  $VT_2$  的控制极 G 提供一个稳定的偏置电压作为基准。调整好  $R_3$ 、 $R_4$ 、 $R_5$  的阻值，使当稳压电源输出电压正常时， $VT_2$  不导通，无输出脉冲，晶闸管 V 关闭。当稳压电源输出过电压时， $VT_2$  阳极和阴极间电压增大。当输出电压  $U_{sc} > U_G$  时， $VT_2$  便迅速导通，在  $R_5$  上产生电压，并触发晶闸管 V，使其导通。

## 65. 大电流电源的短路及过电压保护电路

该电路如图 165 所示，虚线框内为保护电路。

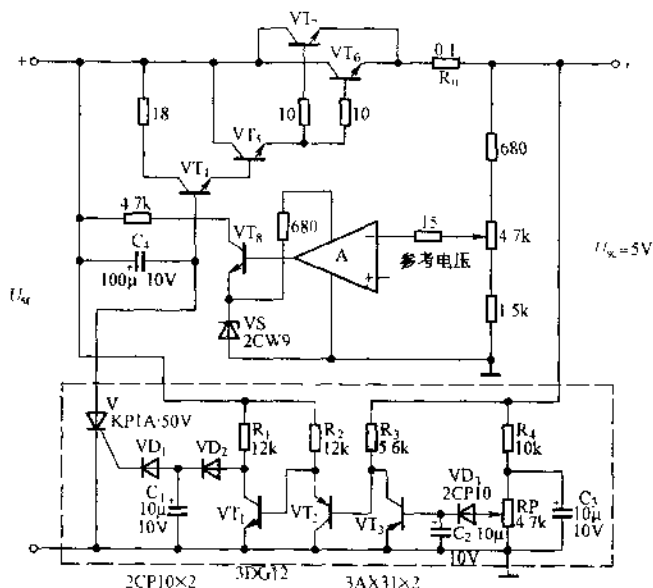


图 165 大电流稳压电源的短路及过电压保护电路

工作原理：正常时，三极管  $VT_3$ 、 $VT_2$  截止， $VT_1$  导通，晶闸管  $V$  控制极相当于短接， $V$  关闭，不影响稳压电源工作。当稳压电源输出短路时，三极管  $VT_2$  得到基极偏压而导通， $VT_1$  截止，晶闸管  $V$  控制极上的电压逐渐上升（其上升速度由  $R_1$ 、 $VD_2$  向电容  $C_1$  充电的速度来决定，有了此延迟电路，能防止刚接通电源时晶闸管  $V$  经电阻  $R_1$  送来电压而误导通），然后即导通，使三极管  $VT_4$  基极电位接近地电位而截止，继而  $VT_5$ 、 $VT_6$ 、 $VT_7$  截止，切断负载回路，达到短路保护的目地。

当稳压电源输出过电压时，输出电压经  $R_4$ 、 $RP$  分压，又经二极管  $VD_3$  向电容  $C_2$  充电，使三极管  $VT_3$  基极电压逐渐上升（其上升速度由这些元件组成的时间常数来决定，有了此延时电路，能防止稳压电源输出电压瞬时升高时保护装置误动作），然后  $VT_3$  导通，三极管  $VT_2$  得到基极偏压也导通，于是  $VT_1$  失去基极偏压而截止，这时和短路时的情况一样，晶闸管导通。

要恢复电路工作，可切断电源，消除故障后再合上电源，或在晶闸管阳极回路串一复位按钮。

## 66. 直流电源过电压、欠电压及过电流保护电路

该电路如图 166 所示。当直流电源输入电压大于 30V 或小于 18V，或负载电流超过 35A 时，该电路中的晶闸管都将被触发导通，致使断路器 QF 跳闸。

该电路工作原理如下。

① 过电压保护：正常时，三极管  $VT_1$  导通，单结晶体管  $VT_2$  第二基极被稳压管  $VS_1$  和  $VS_2$  所钳位（约 13V），电阻  $R_1$  和电位器  $RP_1$  选择得使  $VT_2$  不导通。当输入电压升高时，单结晶



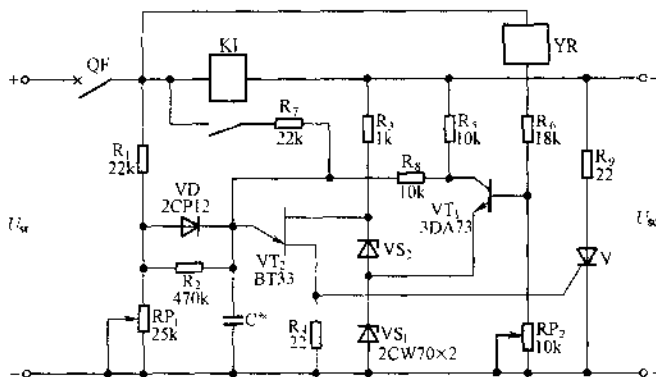


图 166 直流电源过电压、欠电压及过电流保护电路

晶体管射极电压随之升高。当达到其峰点电压时(峰点电压与两基极间电压的大小有关),  $VT_2$  导通, 产生脉冲并触发晶闸管  $V$ , 使其导通, 断路器  $QF$  的分励脱扣, 线圈  $YR$  得电,  $QF$  跳闸, 切断直流电源。

② 欠电压保护: 正常时, 选择电路元件  $R_5$ 、 $R_6$ 、 $RP_2$  等参数, 使三极管  $VT_1$  饱和导通。当电源电压降低到设定值(此处为 18V)时,  $VT_1$  的基极电位下降并使其截止, 于是输出电压经  $R_5$ 、 $R_8$  向电容  $C$  充电(有了此延时电路, 能防止输出电压瞬时降低时保护装置误动作), 直到  $C$  上电压达到单结晶体管  $VT_2$  的峰点电压时,  $VT_2$  导通, 导致晶闸管  $V$  导通, 断路器  $QF$  跳闸。

③ 过电流保护: 当负载电流超过设定值(此处为 35A)时, 过流继电器  $KI$  吸合, 其常开触点闭合, 电压经电阻  $R_7$  向电容  $C$  充电, 使三极管在  $R_7 \cdot C$  (时间常数)时间后导通(有了此延时电路, 能防止负载瞬时过载时保护装置误动作), 导致晶闸管

V 导通，断路器 QF 跳闸。

## 67. 交流电子稳压器过电压保护电路

图 167 为交流电子稳压器输出过电压保护电路。A'、B' 两端接在稳压器的输出端。

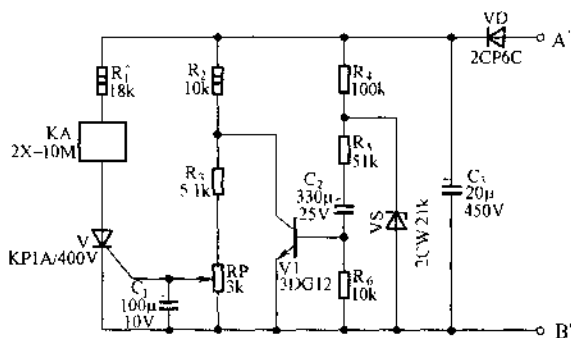


图 167 交流电子稳压器输出过电压保护电路

在图 167 中，由电阻  $R_1$ 、晶闸管 V、继电器 KA、电阻  $R_2$  和  $R_3$  及电位器 RP 组成过压保护电路。由三极管 VT，电阻  $R_4$ 、 $R_5$ 、 $R_6$ ，电容  $C_2$  及稳压管 VS 组成延时电路。

该电路工作原理如下。

① 过电压保护：当交流稳压器输出电压正常时，输出电压经二极管 VD 整流，通过  $R_2$ 、 $R_3$ 、RP 分压，加在晶闸管 V 控制极上的电压不足以使其触发，V 处于截止状态。当交流稳压器输出过电压时，通过 RP 获得的电压也增大，并使晶闸管 V 触发导通，继电器 KA 得电吸合（KA 为 12 ~ 200V 直流继电器），其常闭触点断开，切断电子稳压器中的高压电路，使输

出电压降至 160V 左右。只要适当地调节电位器 RP，就可以随意调节保护电压的门限。

② 延时电路：大部分交流电子稳压器在开机时都会出现输出电压过冲现象，为了躲开过冲电压，设此延时电路，在开机后约 30s 内不使过电压保护电路动作，以防止假保护。当以后发生过电压时，延时电路不起作用。其工作原理如下：当开机时交流稳压器输出电压经二极管 VD 整流，通过  $R_4$ 、 $R_5$ 、三极管 VT 的 be 结对电容  $C_2$  充电，使 VT 导通，故晶闸管 V 控制极上的电压很小，V 截止，保护电路不起作用。当  $C_2$  上的电压充到接近稳压管 VS 的稳压值时，通过  $C_2$  支路的电流越来越小，从而使三极管 VT 截止。这时延时电路相当于与保护电路断开而不起作用。调节电阻  $R_5$  或电容  $C_2$  可改变延时时间。稳压管 VS 的作用是使延时时间不因交流稳压器输出电压的改变而改变。

## 68. 保护整流二极管的延时供电电路

在一般的大容量的电容滤波整流电路中，刚接通电源时有较大的浪涌电流流经整流二极管给电容器充电，因此容易引起整流二极管过载而损坏。为此，采用如图 168 所示的延时供电电路，以躲开浪涌电流的冲击。

工作原理：刚接通电源时，整流桥  $VD_1 \sim VD_4$  输出的电压经电阻  $R_2$ 、 $R_3$  对电容  $C_2$ 、 $C_3$  充电，其充电电流被限制在整流二极管额定整流电流的范围内。经过一段充电时间后，电容  $C_2$ 、 $C_3$  上的电压逐渐上升，充电电流下降。与此同时，电容  $C_1$  也被充电。充到一定值后，复合三极管  $VT_1$ 、 $VT_2$  导通，继电器 KA 吸合，其常开触点闭合，将电阻  $R_2$ 、 $R_3$  短接，使整

流电源按实际输出电压供电工作。

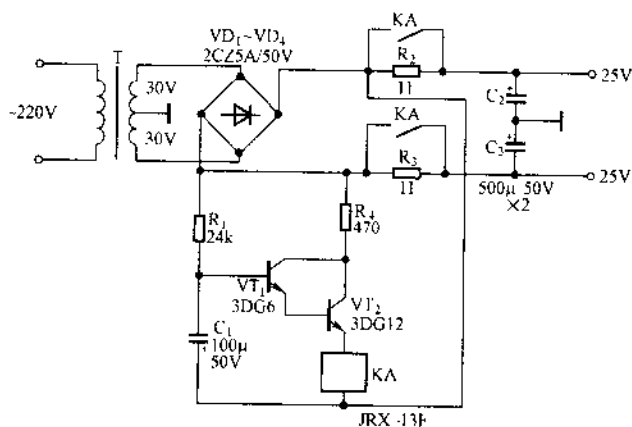


图 168 用继电器控制的单相电源自投线路

[ G e n e r a l I n f o r m  
a t i o n ]

书名 = 实用电源及其保护电路

作者 =

页数 = 202

SS号 = 0

出版日期 =