

$$S = 1 / \left\{ 1 + \frac{R_1 + R_{B1} + (1 + h_{FE1})R_s}{(1 + h_{FE1})((1 + h_{FE2})r_z + R_{B2})} + \frac{h_{FE2}(R_1 + R_s)}{(1 + h_{FE2})r_z + R_{B2}} + \frac{R_1 + R_{B1} + (1 + h_{FE1})R_s}{(1 + h_{FE1})R_L} \right\} \quad (2-40)$$

(2) 输出电阻

根据公式(2-39)，再求 V_o 对 I_L 的微商，可以得出输出电阻 R_o ：

$$R_o = \frac{\frac{R_1 + R_{B1} + (1 + h_{FE1})R_s}{1 + h_{FE1}}}{\left\{ 1 + \frac{R_1 + R_{B1} + (1 + h_{FE1})R_s}{(1 + h_{FE1})((1 + h_{FE2})r_z + R_{B2})} + \frac{h_{FE2}(R_1 + R_s)}{(1 + h_{FE2})r_z + R_{B2}} \right\}} \quad (2-41)$$

或者，

$$R_o = \frac{(R_1 + R_{B1} + (1 + h_{FE1})R_s)((1 + h_{FE2})r_z + R_{B2})}{\{R_1 + R_{B1} + (1 + h_{FE1})(h_{FE2}R_1 + R_{B2}) + (1 + h_{FE1})(1 + h_{FE2})(r_z + R_s)\}} \quad (2-42)$$

如果 $R_1 \gg R_{B1}$ ， $R_1 \gg R_{B2}$ ，并且 $h_{FE1} = h_{FE2} \gg 1$ ， $h_{FE}r_z \gg R_{B2}$ ，那么，公式(2-42)可简化为：

$$R_o \approx \frac{h_{FE}r_z(R_1 + h_{FE}R_s)}{(1 + h_{FE}^2)R_1 + h_{FE}^2(r_z + R_s)} \approx \frac{r_z(R_1 + h_{FE}R_s)}{h_{FE}(R_1 + r_z + R_s)} \quad (2-43)$$

在实际电路中，电源内阻 R_s 非常小，可以忽略不计，而且， $R_1 \gg r_z$ ，因此，公式(2-43)可以进一步简化为：

$$R_o \approx \frac{r_z}{h_{FE}} \quad (2-44)$$

(3) 温度系数

根据公式(2-34), 再求输出电压 V_o 对温度 T 的微商, 可以得出这种电路的温度系数 S_T :

$$S_T = S_z + S_{TR_2} \quad (2-45)$$

(4) 输出电压总变化量

把上面求出的稳压系数 S 、输出电阻 R_o 和温度系数 S_T 代入公式(1-34), 就可以求出输出电压总变化量 dV_o 。

2. 经过改进的电路

从近似表示式(2-44)可以看出, 稳压器输出电阻 R_o 取决于稳压管的动态电阻 r_z 和晶体管的电流增益 h_{FE} 。为了减小稳压器的输出电阻, 设计电路时必须满足一些实际要求。其中最重要的一个要求是串联调整管 TR_1 的基极电流必须小于晶体管 TR_2 的集电极电流, 否则, TR_1 的输入电阻对电阻 R_1 将有明显的旁路作用, 从而使稳压器的输出电阻增加。如果 TR_1 选用高增益晶体管或者采用如图2-6和2-10所示的复合调整管, 由于电流增益很高, 所以串联调整管 TR_1 的基极电流可远远小于 TR_2 的集电极电流。

此外, 当输入电压或负载电流变化时, 晶体管 TR_2 的发射极电流将发生变化。在基本电路中, 晶体管 TR_2 的发射极电流 I_{E2} 等于稳压管的工作电流 I_z 。因此, 晶体管 TR_2 发射极电流的变化, 不但影响稳压管的基准电压 V_z , 而且也影响稳压管的动态电阻 r_z 。因此, 对稳压器的输出电阻 R_o 也会有所影响。如果在基本电路中增加一只限流电阻 R_2 , 如图2-13所示, 并且, 使通过稳压管的电流远远大于晶体管 TR_2 的发射极电流, 这样, 输入电压和负载电流的变化对稳压器输出电阻的影响就能大大减小。

如果将稳压管的限流电阻 R_2 接到稳压器的输出端，如图2-14所示，这样，稳压管基准电压的稳定性就能大大提高。但是，采用这种接法后，由于流过稳压管的电流将流过串联调整管，调整管的耗散功率将会增加。

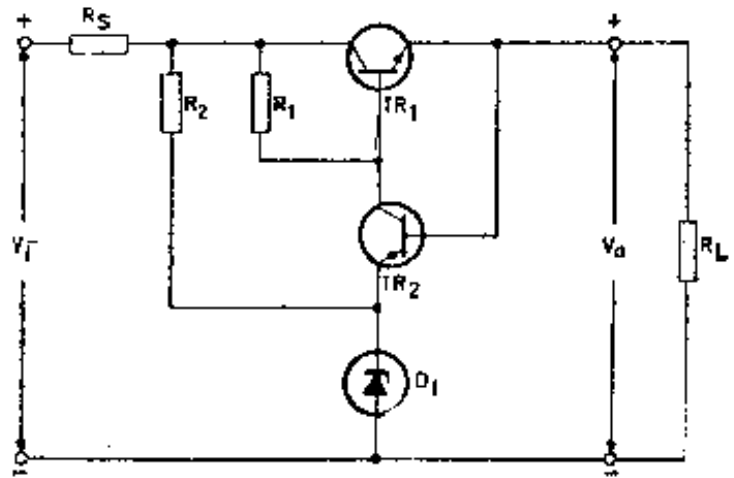


图 2-13 稳压管带有限流电阻的串联稳压器

如图2-15所示，稳压管也可以接入晶体管 TR_2 的基极电路。这样，不仅可以减小串联调整管额外的耗散功率，而且可以减小稳压管的耗散功率。采取这种措施后，就可以用额定功率较小的稳压管。同时，在这种电路中，稳压管电流的总变化量只是图2-12中稳压管

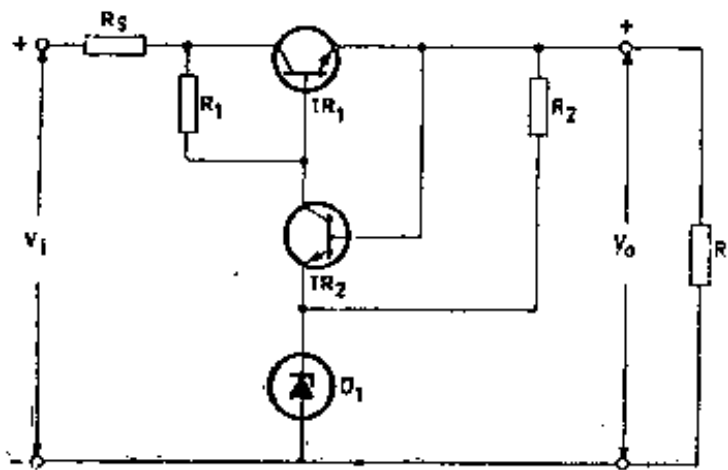


图 2-14 稳压管限流电阻接到输出端的串联稳压器

量只是图2-12中稳压管电流变化量的 $1/(1+h_{FE})$ ，所以，基准电压的稳定性也进一步提高。但是，当采用击穿电压低于5伏的稳压管时，由于它具有软击穿特性（即在击穿电压附近，反向伏安特性的变化比较缓慢），所以，当稳压管刚击穿时，流过稳压管的电流可能很小，这样，就有可能使晶体管 TR_2 的基极电流过小，从而导致稳压器失去稳压作用。当采用击穿电压高于9伏的稳压管时，由于它具有硬击穿特性（即在击穿电压附近，反向伏安特性发

量只是图2-12中稳压管电流变化量的 $1/(1+h_{FE})$ ，所以，基准电压的稳定性也进一步提高。但是，当采用击穿电压低于5伏的稳压管时，由于它具有软击穿特性（即在击穿电压附近，反向伏安特性的变化比较缓慢），所以，当稳压管刚击穿时，流过稳压管的电流可能很小，这样，就有可能使晶体管 TR_2 的基极电流过小，从而导致稳压器失去稳压作用。当采用击穿电压高于9伏的稳压管时，由于它具有硬击穿特性（即在击穿电压附近，反向伏安特性发

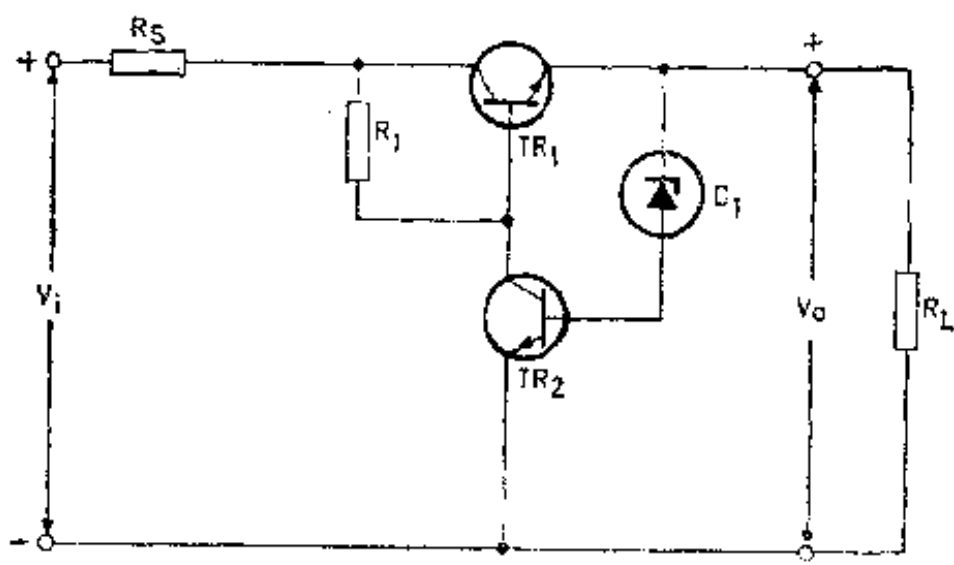


图 2-15 稳压管接入电压放大管基极电路的串联稳压器

生突变)，稳压器失去稳压作用的可能性很小。为了彻底消除这种可能性，通常还需接入电阻 R_2 （如图2-16所示）。这样，就可以供给稳压管正常工作所需的最小电流。这个最小电流通常远远大于晶体管 TR_2 的最大基极电流。

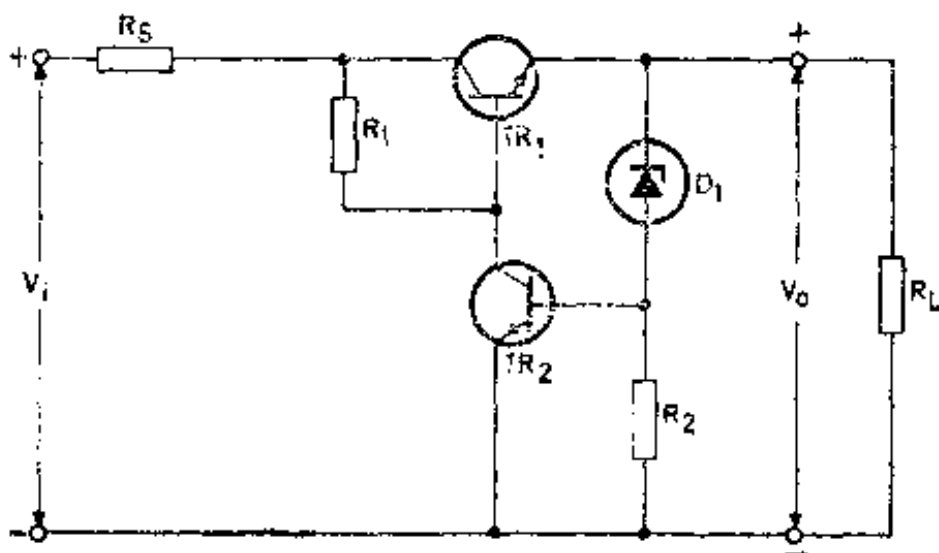


图 2-16 稳压管接入电压放大管基极电路并带有偏流电阻的串联稳压器

尽管图2-14和2-16中两种电路的输出电压相同，都是 $V_o = V_z + I_z R_z + V_{BE2}$ ，但是，这两种电路内加到晶体管 TR_2 集-射极的最高电压是彼此不同的。

在图2-14中, TR_2 的集-射极电压 V_{CE2} 为:

$$\begin{aligned} V_{CE2} &= V_i - I_2 R_2 - I_1 R_1 - V_z \\ &= V_o - V_{BE1} - V_z \end{aligned} \quad (2-46)$$

而在图2-16中, TR_2 的集-射极电压 V_{CE2} 则为:

$$\begin{aligned} V_{CE2} &= V_i - I_2 R_2 - I_1 R_1 \\ &= V_o - V_{BE1} \end{aligned} \quad (2-47)$$

因此, 在图2-16中, TR_2 应选用 $V_{CE(max)}$ 较高的晶体管; 而在图2-14中, TR_2 则可选用 $V_{CE(max)}$ 略低的晶体管。在这两种电路中, TR_2 集-射极电压 V_{CE2} 之差等于稳压管的基准电压 V_z 。

不过即使串联调整管采用复合调整管, 上述电路的实际应用仍有一些局限性。由于串联调整管的增益过大, 因此, 晶体管漏电流的影响较大。这样, 可能使电路的稳定性变差, 甚至引起振荡。

在上述稳压器中, 供给 TR_2 集电极电流和 TR_1 基极电流的电阻 R_1 都接到未稳定的输入电压端, 因此, 输入电压 V_i 的变化不可避免地要通过 R_1 加到 TR_1 的基极。尽管通过稳压器的调整作用, 输出电压 V_o 的变化远远小于输入电压的变化, 不过, 仍然要受到一定的影响。因此, 电阻 R_1 最好接到稳定电压端, 或者用稳流电源代替(稳流电源将在第三章介绍)。此外, 负载电流的变化也会引起输出电压变化。这不仅是由于负载电流的变化会引起晶体管 TR_1 的 V_{BE1} 发生相应的变化, 而且由于负载电流的变化也会引起输入电源内阻 R_s 两端的压降变化。因此, 假设输入电压 V_i 保持不变, 当负载电流变化时, 加到 R_1 上的电压随之发生变化, 从而也会影响到输出电压的稳定性。

二、输出电压高于基准电压的串联稳压器

在晶体管并联稳压器中，通过简单的电阻分压器可以使输出电压高于稳压管的基准电压。在晶体管串联稳压器中，同样也可以用这种方法使输出电压高于稳压管的基准电压。

输出电压 V_o 高于基准电压 V_z 的串联稳压电源的实际电路如图2-17所示。在这种电路中，采用了三只BFY52型晶体管。

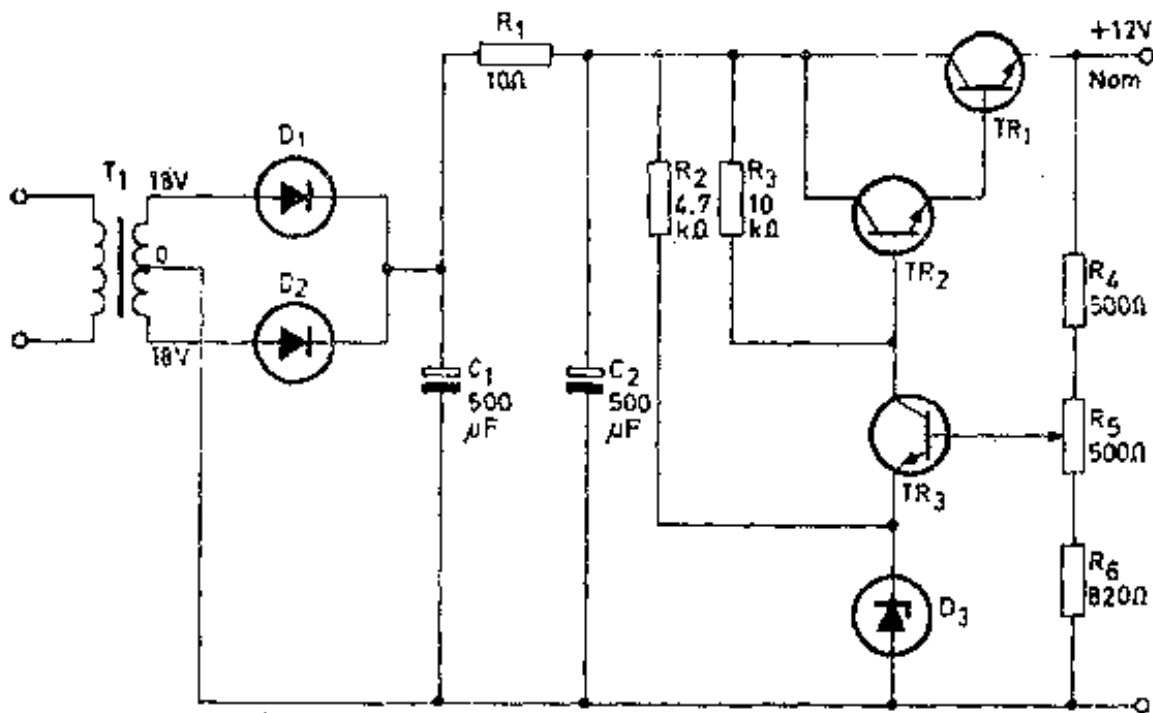


图 2-17 输出电压高于基准电压的串联稳压电源

变压器 T_1 的次级交流电压由二极管 D_1 、 D_2 组成的全波整流器整流，并且经过电容器 C_1 、 C_2 和电阻 R_1 滤波后，作为稳压器的输入电压。 $BZY88-C5V6$ 型稳压管的基准电压为5.6伏，因此，晶体管 TR_3 的发射极电压等于5.6伏。电阻 R_2 的作用是保证稳压管 D_3 有适当的工作电流。这样，当稳压管的工作电流在一定范围内变化时，稳压器基准电压变化很小，通常可忽略不计。电阻 R_4 、 R_5 和 R_6 组成分压器，通过分压器将输出电压 V_o 。

的一部分取出并送到晶体管 TR_3 的基极，与基准电压进行比较。因此，这个分压器通常称为取样电路。改变电位器 R_5 中间抽头的位置，就可以改变分压器的分压比 n ，调整稳压器的输出电压。非常明显，取样电阻阻值的任何微小变化都会引起输出电压变化，因此，要求分压比 n 应尽可能稳定，不应随温度变化而变化。为此，取样电阻最好用温度系数较小的锰铜丝绕制。

取样电路内的电流值也要适当选择。一般来说，分压器总电阻值不宜太大，一定要保证流过分压器的电流远远大于 TR_3 的基极电流。这样，在 TR_3 的基极电流发生变化时，才不致使分压器的分压比 n 发生变化。此外，当稳压器空载时，为了使调整管也能工作于放大区以保持足够大的放大倍数，同样要求流过分压器的电流尽可能大一些。但是，分压器总电阻过小，将会增加稳压电源的耗电量。同时，如果流过分压器的电流过大，那么，分压器电阻的耗散功率就会过大，这样将影响取样电阻的温度稳定性。

晶体管 TR_3 、取样电路和基准电源组成比较放大器。比较放大器的作用是将取样电路取出的电压 nV_0 与稳压管的基准电压 V_z 进行比较，并把两者之差加以放大，然后，用放大的信号控制串联调整管的集-射极电压以稳定输出电压。

TR_1 和 TR_2 组成复合串联调整管。其作用是根据输出电压的变化调整它们的集-射极电压，从而保证输出电压稳定不变。串联调整管的电流增益越大，稳压器的稳压系数和输出电阻越小。为了提高调整管的电流增益，所以，采用由两只晶体管组成的复合调整管。

这种电路的稳压作用简单介绍如下：当输入电压降低或者负载电流增加时，稳压器的输出电压将趋向于减小，这样，通过

取样电路加到 TR_3 的基极电压 V_{B_3} 也减小。比较放大器中， TR_3 的基-射极电压 $V_{BE_3} = V_{B_3} - V_e$ 。由于稳压管的基准电压 V_z 基本保持不变，所以， V_{B_3} 减小必然导致 V_{BE_3} 减小。这样， TR_3 的基极电流减小，从而 TR_3 的发射极电流和集电极电流也随之减小。由于流过 R_3 的电流减小， R_3 的压降减小，因此， TR_3 的集电极和 TR_2 基极的接点处电位升高，复合调整管的基-射极电压增加。这样，由 TR_1 和 TR_2 组成的复合调整管的基极电流增加，集-射极电压下降，从而使稳压器的输出电压恢复到原来的数值。

调整电位器 R_5 ，可以将稳压器的输出电压调定为 9.5 伏到 14 伏之间的任何数值。最大输出电流为 250 毫安，波纹电压低于 2 毫伏（有效值）。

当输入电压在 16 伏到 20 伏之间变化，并且稳压器满载时，稳压系数 $S = \partial V_o / \partial V_i = 5\%$ ，调整率为：

$$\frac{V_o(\text{空载}) - V_o(\text{满载})}{V_o(\text{空载})} \times 100 = 2\%$$

TR_1 的额定耗散功率为 2 瓦。但是，当输入电压为 20 伏（即电源电压增加 10%）时， TR_1 的最大耗散功率为 3.4 瓦。因此， TR_1 要安装散热器。假设最高环境温度为 50°C ，那么，散热器的热阻应为 $10^\circ\text{C}/\text{瓦}$ 。

除了上述电路外，图 2-18 和 2-19 两种电路的输出电压 V_o 也高于基准电压 V_z 。这两种稳压电路的性能比上述电路在某些方面有所提高。图 2-18 和 2-19 中， R_3 与 R_4 和 R_2 与 D_1 构成稳压管桥式稳压电路。这与图 1-26 所示的稳压管桥式稳压电路完全相同。桥式稳压器的负载为晶体管 TR_2 的基-射结。如果 R_3 和 R_4 的阻值选择适当，稳压器输出电压的稳定性就可以得到较大的提高。

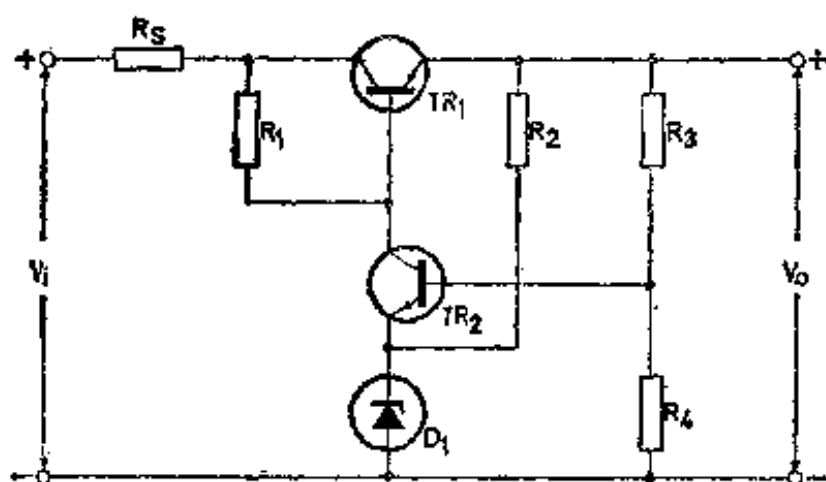


图 2-18 基准电源采用桥式稳压器的串联稳压器

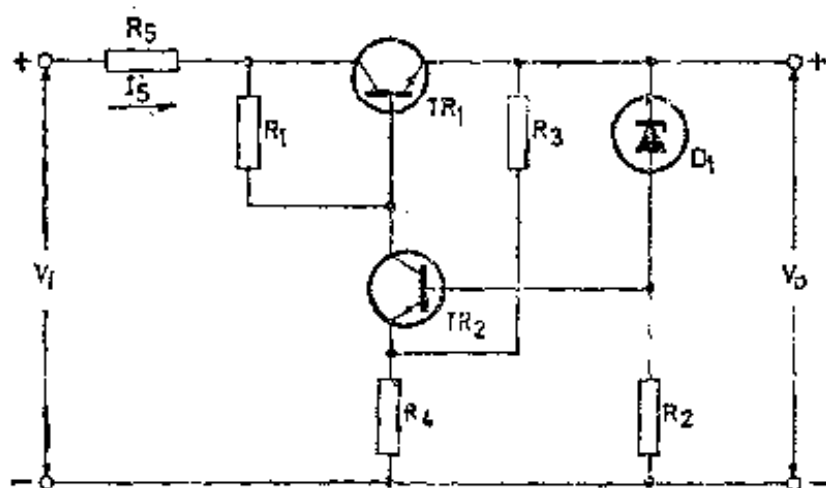


图 2-19 基准电源采用桥式稳压器的串联稳压器的另一种电路

三、带有前置稳压器或稳流电源负载的串联稳压器的原理与设计

1. 电路分析

上述串联稳压器输出电压发生变化的基本原因在于输入电压的变化范围过宽。当输入电压变化时，加到比较放大管集电极负载 R_1 上的电压发生变化。这个变化的电压又加到调整管

基极，因而使输出电压发生变化。如果输入电压经过前置稳压器稳压后，再供给比较放大管的集电极负载，如图2-20和2-21所示，稳压器输出电压的变化就能显著减小。

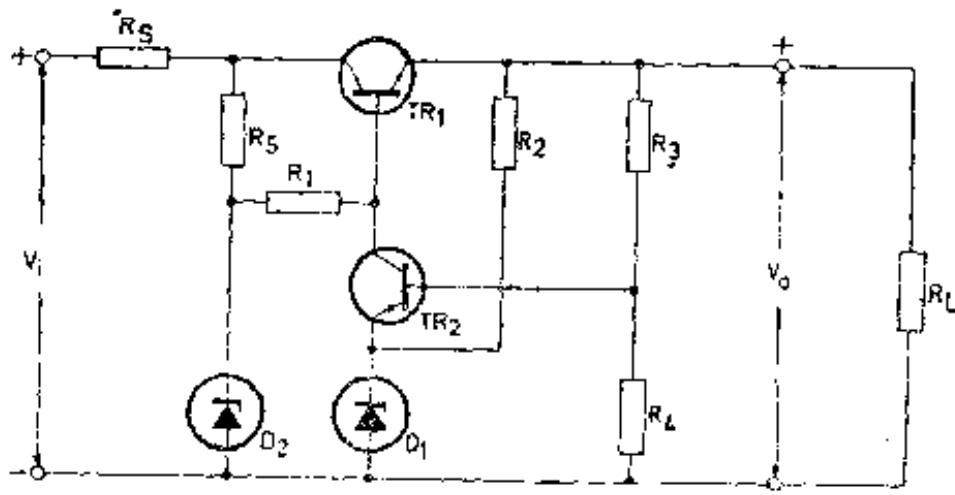


图 2-20 带有简单前置稳压器的串联稳压器

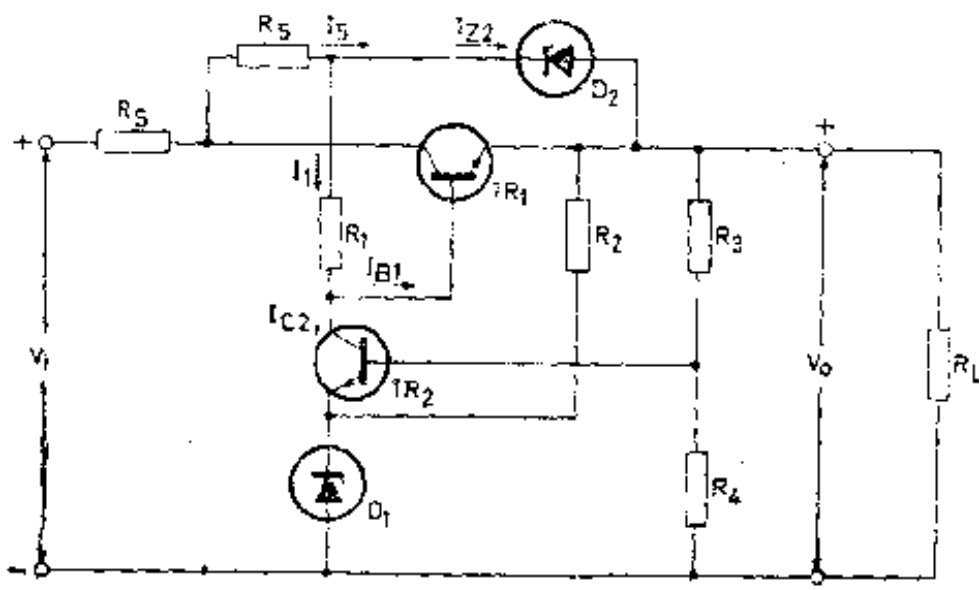


图 2-21 带有经过改进的前置稳压器的串联稳压器

如果 TR_2 的集电极负载电压是由前置稳压器供给的，那么，为了保证 TR_2 能够得到比较稳定的所需集电极电压，输入电压就要选择得更高一些，这样，可以保证 R_5 的阻值远远大于稳压

管 D_2 的动态电阻 r_{z2} 。由于输入电压较高,串联调整管 TR_1 的集-射极电压更高,耗散功率将会增加。

图2-20中,稳压管 D_2 和电阻 R_5 构成前置稳压器。 TR_2 的集电极电压由这个稳压器供给。这样,不仅可以减小串联稳压器输出电压的波动,而且也可以改善稳压器的电压调整率,并降低稳压器的输出电阻。

假设,输入电源的内阻 R_i 可以忽略不计,那么,图2-20中 R_5 的阻值可以由下式给出:

$$R_5 = \frac{V_i - V_{z2}}{I_5} \quad (2-48)$$

式中, V_{z2} 是稳压管 D_2 的基准电压, I_5 是流过 R_5 的电流。 I_5 可以由下式给出:

$$I_5 = I_1 + I_{z2} \quad (2-49)$$

在电路设计中,基准电压 V_{z2} 和电阻 R_5 应当根据输入电压 V_i 的最大值和最小值来确定。图2-21中,稳压管 D_2 的基准电压 V_{z2} 应为:

$$V_{z2} = V_{i(\min)} - V_5 - V_3 \quad (2-50)$$

式中, V_5 是 R_5 两端的压降。 V_5 可由下式给出:

$$V_5 = I_5 R_5 \quad (2-51)$$

式中,

$$I_5 = I_1 + I_{z2} \quad (2-52)$$

并且,

$$I_1 = I_{C2} + I_{B1} \quad (2-53)$$

R_5 两端的最小压降为:

$$V_{5(\min)} = V_{i(\min)} - V_3 - V_{z2} \quad (2-54)$$

流过 R_5 的最大电流为:

$$I_{5(\max)} = I_{z2(\max)} + I_{1(\max)} \quad (2-55)$$

因此， R_3 的阻值应由下式给出：

$$R_3 = \frac{V_{i(\min)} - V_c - V_{z2}}{I_{z2(\max)} + I_{1(\max)}} \quad (2-56)$$

R_1 的阻值由下式给出：

$$R_1 = \frac{V_{z2} - V_{BE1}}{I_1} \quad (2-57)$$

R_2 的阻值由下式给出：

$$R_2 = \frac{V_o - V_{z1}}{I_2} \quad (2-58)$$

式中， V_{z1} 是稳压管 D_1 的基准电压， I_2 是流过电阻 R_2 的电流。

在整个电路设计中，还需要确定 R_3 和 R_4 的阻值。通过研究 R_4 两端的压降，就能够确定出 R_3 和 R_4 的阻值。 R_4 两端的压降 V_4 可由下式给出：

$$V_4 = V_{z1} + V_{BE2} \quad (2-59)$$

这个压降也可由下式给出：

$$V_4 = \frac{V_o R_4}{R_3 + R_4} \quad (2-60)$$

为了减小晶体管 TR_2 的基极电流变化对取样电压的影响，流过电阻 R_3 和 R_4 的电流应远远大于晶体管 TR_2 的基极电流 I_{B2} 。这样， R_4 的阻值可由下式算出：

$$R_4 = \frac{V_4}{I_4} \quad (2-61)$$

式中， I_4 是流过 R_4 的电流。

根据公式(2-60)，可以得出：

$$R_3 + R_4 = \frac{V_o R_4}{V_4}$$

将公式(2-59)代入上式，可以得出：

$$R_3 + R_4 = \frac{V_o R_4}{V_{z1} + V_{BE2}}$$

因此，

$$R_3 = \frac{V_o R_4}{V_{z1} + V_{BE2}} - R_4 \quad (2-62)$$

但是，如果稳压器的输入电压只比输出电压高 1 伏或 2 伏，就不可能采用图 2-21 所示的电路。为了提高稳压器输出电压的稳定性，可以采用图 2-22 和 2-23 所示的串联稳压电路。这两种电路比上述电路要多用一只晶体管 TR_3 。

图 2-22 中，比较放大器的负载电阻 R_1 用稳流电源代替。稳流电源由晶体管 TR_3 、稳压管 D_2 和电阻 R_5 、 R_6 组成。从图中可以看出，稳压管 D_2 两端的电压 V_{z2} 可以由下式给出：

$$V_{z2} = I_{E3} R_6 + V_{BE3}$$

因此，晶体管 TR_3 的发射极电流 I_{E3} 为：

$$I_{E3} = \frac{V_{z2} - V_{BE3}}{R_6}$$

通常 $V_{z2} \gg V_{BE3}$ ，所以， $I_{E3} \approx \frac{V_{z2}}{R_6}$ 。因此，当输入电压变化时，由于 V_{z2} 保持不变，所以， I_{E3} 也保持不变。这样，晶体管 TR_3 的集电极电流 I_{C3} 也可保持不变。

图 2-22 所示的串联稳压器要多用三个元件，成本将会增加。如果采用图 2-23 所示的电路，可以省去两个元件。在图 2-23 所示的电路中，为了减小 TR_2 集电极负载电流的变化，要把 TR_3 接成射极跟随器电路。这样，当 TR_3 的基极电流发生变化，或者 TR_1 的发射极与 TR_3 的基极之间的电压发生变化时， TR_2 的集电极负载电流将会发生变化。为了提高电路增益， R_6 的阻值应当尽量取得大一些。可惜的是，在这种电路中， TR_2 的集电极负载电阻 R_6 两端的压降只能等于 TR_1 发射极与 TR_3 基极

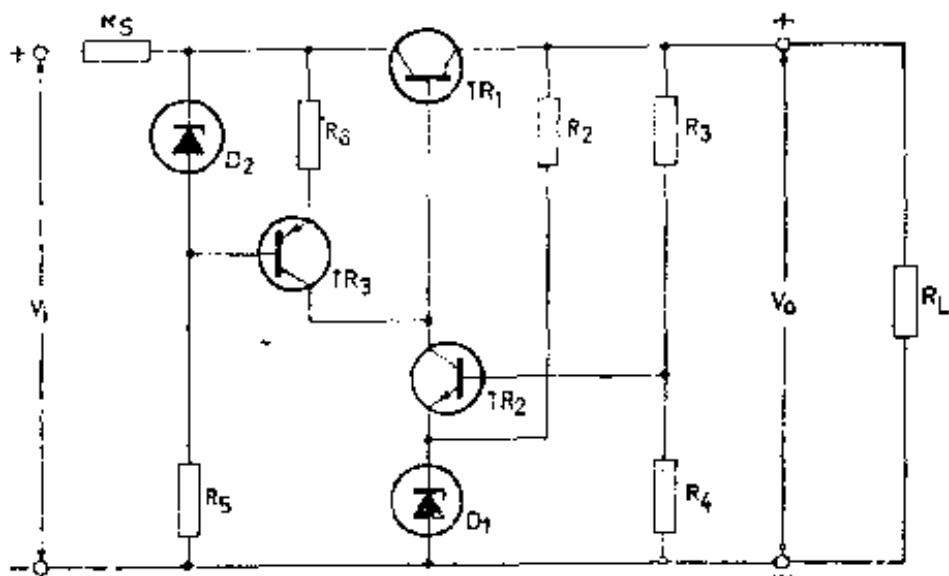


图 2-22 比较放大器具有稳流电源负载的串联稳压器

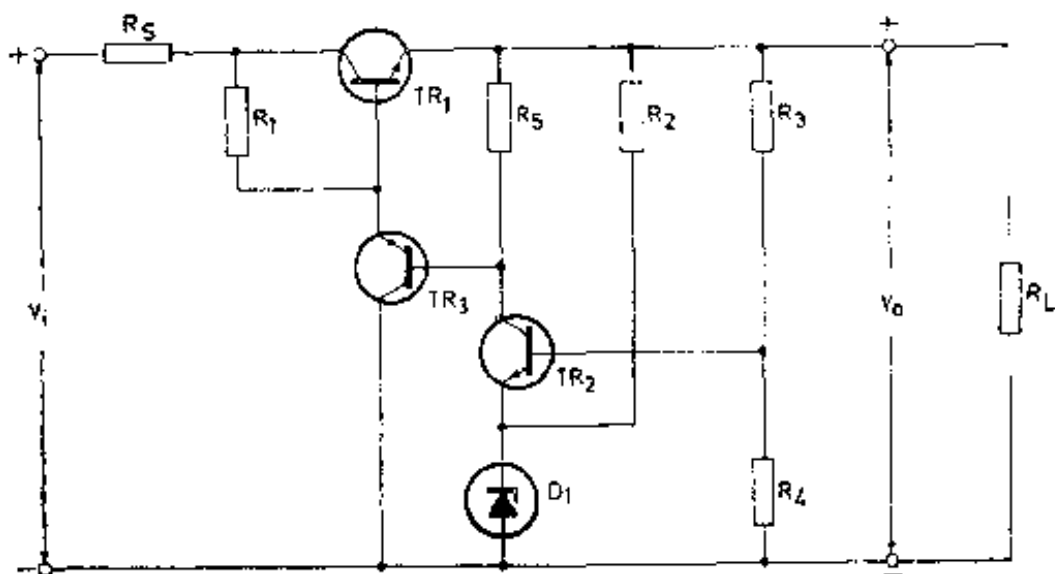


图 2-23 采用附加发射极跟随器的串联稳压器

之间的电位差。因此，为了增加 R_5 两端的压降， TR_1 应采用锗管， TR_3 应采用硅管；不然的话，就要提高输入电压，并且，需要采用前置稳压器供给放大管的集电极电压（如图2-24所示）。在这种电路中，如果晶体管全部采用硅管（或者全部采用锗管）， TR_1 和 TR_3 的基-射极电压就接近相等， R_5 两

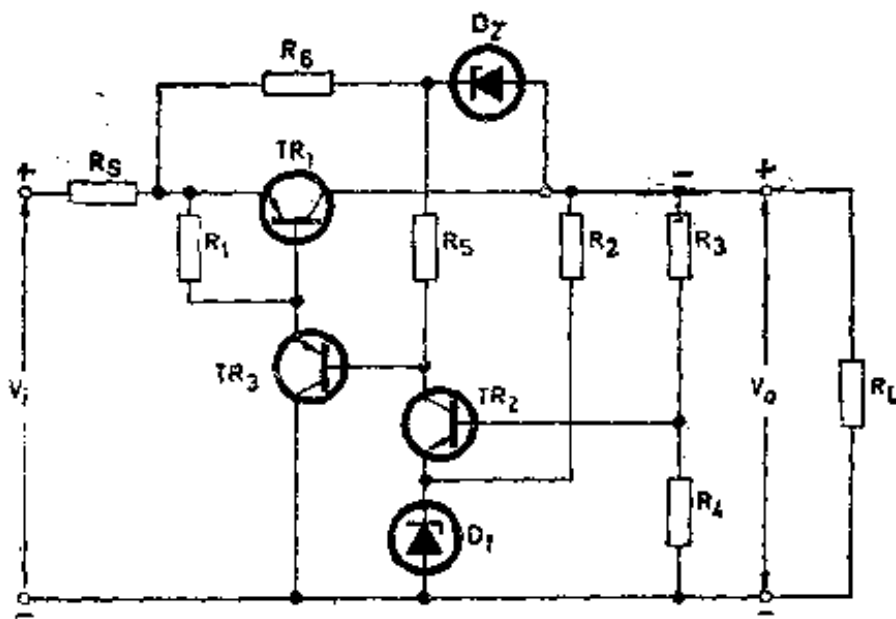


图 2-24 带有附加射极跟随器和前置稳压器的串联稳压器

端的压降等于 V_{z2} 。

图2-21和2-24所示的电路，由于采用了前置稳压器， TR_1 的集-射极电压较高，因此，当负载电流较大时， TR_1 的耗散功率较大。这样，不仅降低稳压器的效率，而且还需要采用功率更大的晶体管和面积更大的散热器，结果稳压器的体积和重量都大大增加。

当输入电压较低时，可以采用图2-25所示的另一种稳压电路。在这种电路中， TR_1 和 TR_3 都采用 $p-n-p$ 型晶体管。二极管 D_1 两端的正向压降供给 TR_1 的附加偏压。这种稳压器的工作过程也比较简单。与输出电压成正比的取样电压加到 TR_2 的基极，并且，与稳压管 D_2 的基准电压比较。这两个电压之差被 TR_3 放大。放大管 TR_3 的输出信号控制串联调整管 TR_1 的基极电流，从而使负载两端的电压保持不变。

图2-25所示的实际电路，给出各个元件的实际数值和型号。所需的输入电压为17伏 $\pm 15\%$ ，输出电压为12伏，输出电流为2安。

如果既需要前置稳压器，又要求串联调整管的集-射极电压较低，可采用图2-26所示的电路。在这种电路中，电源变压

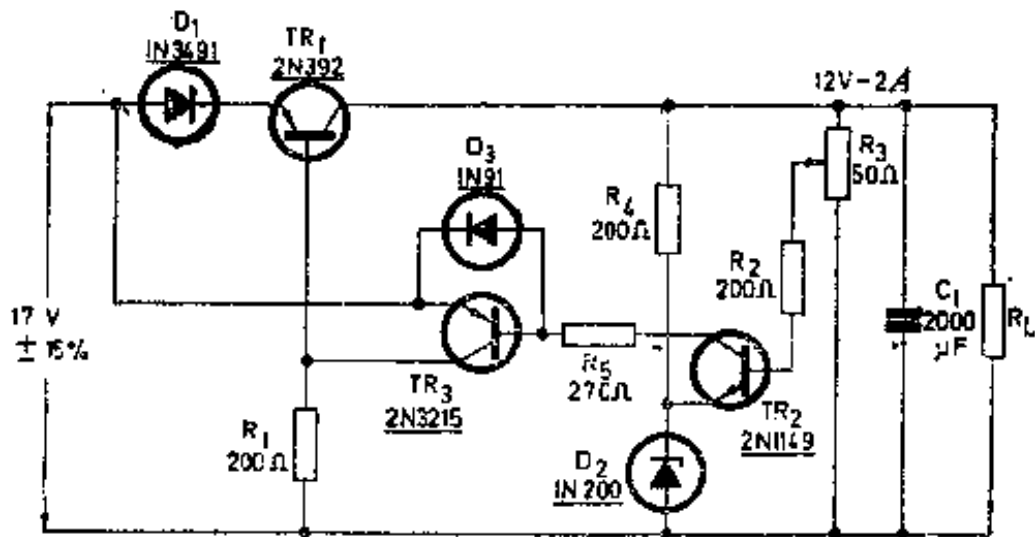


图 2-25 12伏 2 安稳压器的实际电路

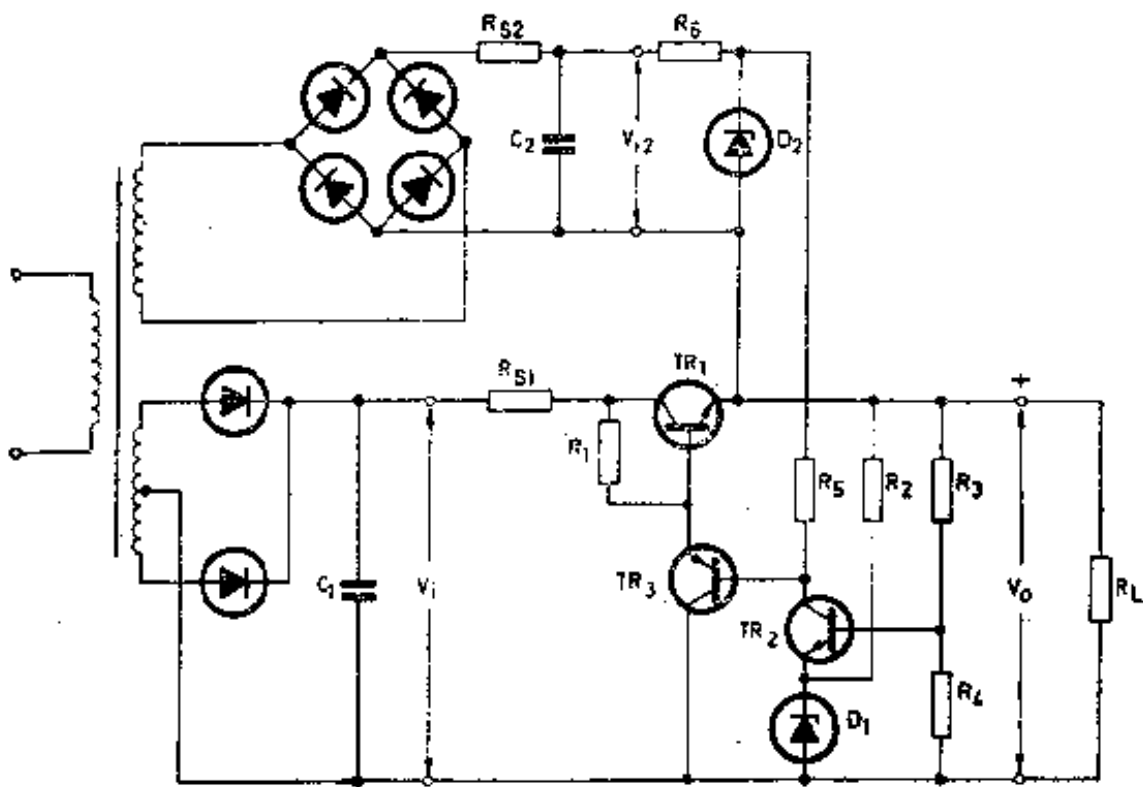


图 2-26 带有单独辅助稳压电源的串联稳压器

器增加了一个额外的次级线圈，并且用单独的整流器和稳压器组成的辅助稳压电源作前置稳压器。在输出电压稳定度要求很高的稳压器中，常常采用这种比较复杂的电路。这种电路的优点在于电容器 C_2 两端的电压能远远大于稳压管 D_2 两端的基准电压 V_{z2} ，这样， R_0 的阻值可以取得很大，因而使得稳压管 D_2 的基准电压比图2-24所示的那种电路更为稳定。前置稳压器的总电流与稳压器的负载电流相比是微不足道的，因此，对稳压器效率的影响较小。

2. 设计实例

(1) 设计要求

在稳压器设计中，首先必须明确设计要求，然后再根据这些要求，选择所需的电路，并且计算这种电路中各个元件的数值。假设，所要设计的稳压器有如下要求：

$$V_i = 37.5 \sim 70(V)$$

$$V_o = 30(V)$$

$$I_o \leq 0.40(A)$$

$$T = -50^\circ \sim +125^\circ C$$

$$R_o \leq 0.5(\Omega) \quad (\text{表示负载电流由零变到} 0.4 \text{安时，} \\ \text{输出电压} V_o \text{的最大变化为} 0.5 \times 0.4 = 0.2 \text{伏})$$

根据上述设计要求，决定选用比较放大器具有稳流源负载的串联稳压器，如图2-27所示。

(2) 设计步骤

(a) 选择串联调整元件 根据图2-27可知，串联调整管 TR_1 应满足下列要求：

$$V_{CE1(\min)} = V_{i(\min)} - V_o = 37.5 - 30 = 7.5(V)$$

$$V_{CE1(\max)} = V_{i(\max)} - V_o = 70 - 30 = 40(V)$$

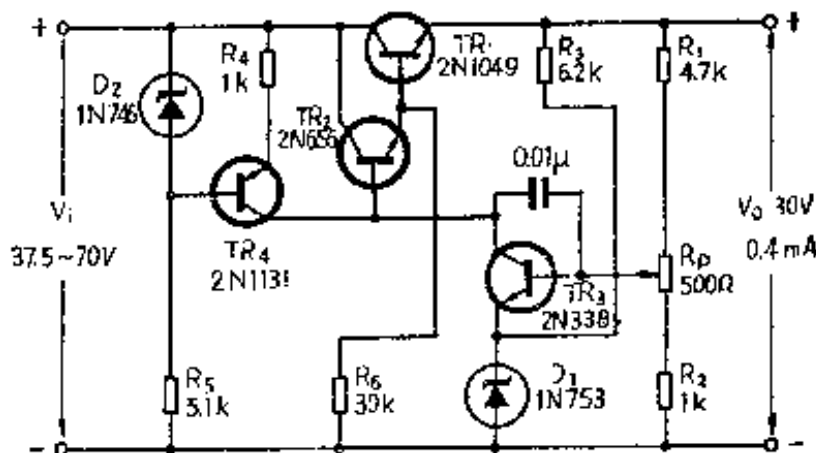


图 2-27 30伏0.4安串联稳压器的实际电路

$$I_{E1(max)} = I_o = 0.40(A)$$

$$P_{C1(max)} = V_{CE1(max)} I_{E1(max)} = 40 \times 0.4 = 16(W)$$

从晶体管手册可以查出，2N1049型晶体管安装适当的散热器后，完全可以满足上述要求。当电流为500毫安，环境温度为 $-55^{\circ}C$ 时，2N1049型晶体管的最小直流电流增益 $h_{FE(min)}$ 为20，基极电流 I_{B1} 应为：

$$I_{B1} \geq \frac{I_{E1}}{h_{FE1(min)} + 1} = \frac{0.4}{20 + 1} \approx 20(mA)$$

晶体管 TR_2 与 TR_1 一起组成复合调整元件。从图2-27可以看出：

$$V_{CE2(max)} = V_{CE1(max)} - V_{BE1} \approx V_{CE1(max)} = 40(V)$$

$$I_{E2} \approx I_{B1} = 20(mA)$$

$$P_{C2(max)} = V_{CE2(max)} I_{E2} = 40 \times 0.02 = 0.8(W)$$

从晶体管手册可以查出，2N497型或2N656型晶体管都能满足上述要求。在实际电路中， TR_2 选用2N656型晶体管，因为这种管子的电流增益较高（ $h_{FE2(min)} = 25$ ）。因此， TR_2 的基极电流 I_{B2} 可以由下式算出：

$$I_{B2} \leq \frac{I_{R1}}{(h_{FE1(\min)} + 1)(h_{FE2(\min)} + 1)}$$

$$= \frac{0.4}{(20 + 1)(25 + 1)} \approx 0.80(\text{mA})$$

(b) 稳流电源设计 作为稳流电源用的晶体管 TR_4 ，其集电极电流 I_{C4} 一般要大于 I_{B2} 的两倍。所以，取定 $I_{C4} = 2$ 毫安。为了使稳压器具有较宽的工作温度范围，所以， TR_4 选用 2N1131 型 $P-n-P$ 硅管。这种管子的最小电流增益 $h_{FE(\min)}$ 为 15，基-射极电压 V_{BE} 为 1.3 伏^①。已知 $I_{C4} = 2$ 毫安，所以， $I_{B4} = I_{C4}/h_{FE4} = 2/15 = 0.133$ 毫安。因此， $I_{B4} = I_{C4} + I_{B4} = 2 + 0.133 = 2.133$ 毫安。稳压管 D_2 选用 1N746 型稳压管。这种管子的基准电压 V_{z2} 为 3.3 伏，并且，当工作电流为 7 毫安时，其动态电阻约为 50 欧。从图 2-27 可以看出， R_4 两端的压降 $V_{R4} = V_{z2} - V_{BE4}$ ，并且，流过电阻 R_4 的电流为晶体管 TR_4 的发射极电流。因此，

$$R_4 = \frac{V_{z2} - V_{BE4}}{I_{E4}} = \frac{3.3 - 1.3}{2.133 \times 10^{-3}} = 0.935(\text{K}\Omega)$$

在实际电路中， R_4 取定为 1 千欧。

电阻 R_5 应保证在输入电压最低时流过稳压管 D_2 的电流不低于它的规定值。从图 2-27 可以看出， R_5 两端的压降应为 $V_{i(\min)} - V_{z2}$ ，流过 R_5 的电流为稳压管的电流 I_{z2} 和晶体管 TR_4 的基极电流 I_{B4} 之和。因此，

$$R_5 = \frac{V_{i(\min)} - V_{z2}}{I_{z2} + I_{B4}} = \frac{37.5 - 3.3}{(7 + 0.133)10^{-3}} = 4.8(\text{K}\Omega)$$

实际电路中， R_5 取定为 5.1 千欧。

(c) 比较放大器设计 在完成串联调整元件和稳流电源负

注^① 一般地说，硅管的基-射极电压 V_{BE} 约为 0.8 伏。此处， V_{BE} 取为 1.3 伏有些偏高。——编译者注

载设计以后，才能设计比较放大器。比较放大器由基准电源、取样电路与比较放大元件组成。

①基准电源设计 稳压器的基准电源由稳压管 D_1 供给。对于一般稳压器来说，只要求基准电压保持不变，对基准电压的实际数值并没有严格要求。为了保证基准电压稳定不变，必须选用动态电阻较小、温度系数为较低正值的稳压管。在实际电路中，稳压管 D_1 选用1N753型。这种管子的基准电压为6.2伏。通过稳压管的电流必须足以维持稳压管击穿，因此， I_{z1} 选定为4毫安。从实际电路可以看出， R_3 两端的压降为 $V_o - V_{z1}$ ，所以， R_3 的阻值可以由下式算出：

$$R_3 = \frac{V_o - V_{z1}}{I_{z1}} = \frac{30 - 6.2}{4 \times 10^{-3}} \approx 6 \text{ (千欧)}$$

实际电路中， R_3 取定为6.2千欧。

从晶体管手册可以查出，流过6.2V稳压管的电流为5毫安时，稳压管的温度系数为1.86毫伏/ $^{\circ}\text{C}$ ，这个数值比较接近于晶体管基-射极电压 V_{BE} 温度系数（-2毫伏/ $^{\circ}\text{C}$ ）的绝对值。因此，当温度发生变化时，稳压管 D_1 基准电压 V_{z1} 的变化和 TR_3 基-射极电压的变化能够互相抵消。

②比较放大器晶体管的选择 比较放大器 TR_3 的集电极电流 I_{C3} 应为 TR_2 基极电流 I_{B2} 与 TR_4 集电极电流 I_{C4} 之和，即 $I_{C3} = I_{B2} + I_{C4} = 2 + 0.8 = 2.8$ 毫安。选用2N338型晶体管，完全可以满足要求。

③取样电路的计算 取样电路由电阻 R_1 、 R_2 和电位器 R_P 组成。 R_P 选用500欧的线绕电位器。当 R_P 的中间抽头调到最上端，并且假设流过 R_1 的电流 I_{R1} 为5毫安时， R_1 的阻值可以由下式算出：