

图 2-73 晶体管  $I_c$ - $\beta$  关系曲线

上述的稳幅过程可以归纳为：

扫频输出增大→检波器检波后使  $BG_1$  基极电压下降→ $BG_2$  的  $I_c$  上升,  $V_c$  上升→ $BG_3$  的  $V_b$  上升,  $V_c$  下降→ $BG_1$  的  $V_b$  下降→阻抗变换管  $BG_8$  的  $I_c$  下降→被控管  $I_c$  下降→放大后的输出下降。如果扫频输出减小, 则上述过程则相反, 总之使输出信号稳定在某一电平上。

由于被控放大器工作于小电流区域, 因此输入信号电平不能很大, 否则将引起明显的失真。

$BG_3$  基极的电压是可以调整的。改变所加

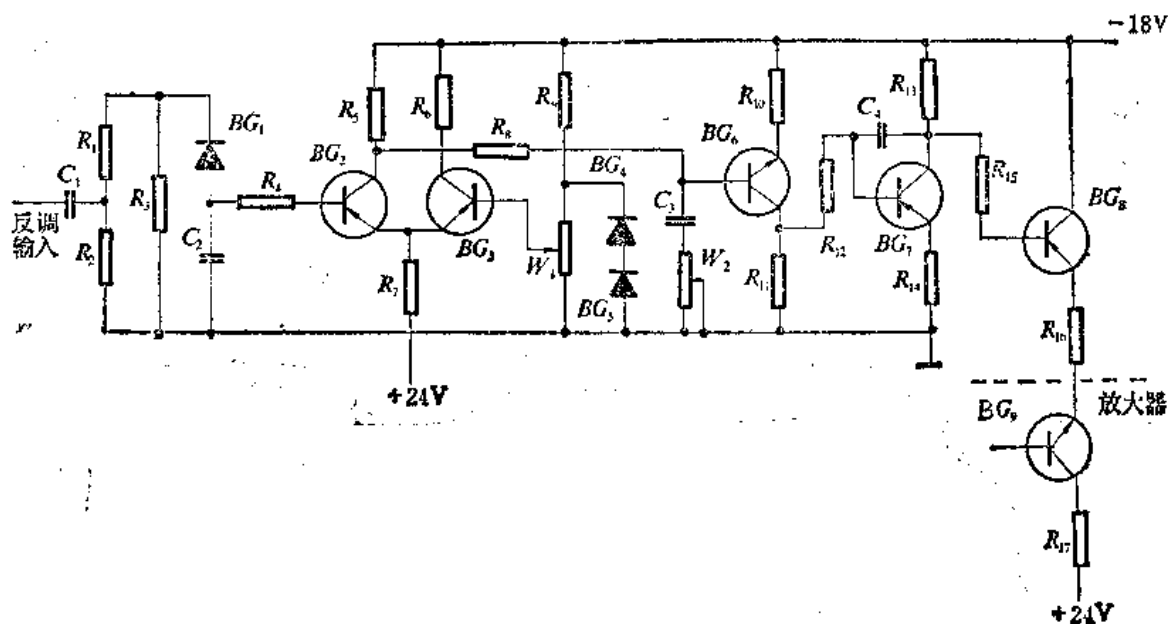


图 2-74 晶体管稳幅放大器

的参考电平, 就会使扫频信号输出稳定在另一输出电平上。

必须指出, 当扫频信号扫到零频附近, 由于输出信号电压过低, 由  $BG_1$  检波出来的电压达不到门限电压(即参考电压), 此时电路失去控制作用, 不能实现稳幅。这个结论对其他类型的稳幅电路同样适用。

### 三 PIN 管 稳 幅

#### (一) PIN 管电调衰减器

PIN 二极管是在高掺杂的 P 层和 N 层中间加上一个近似于本征半导体的 I 层。在零偏和反向偏置时, I 层没有载流子, 呈现一个很小的结电容和很高的电阻, 而且反向击穿电压很高。正向偏置时 (P 层接“正”, N 层接“负”), P 层和 N 层分别向 I 层注入“空穴”和电子。在 I 层内, 两种载流子进行复合形成正向电流  $I_d$ 。显然, 复合电流取决于载流子的寿命  $\tau$ 。如果  $Q_i$  为 I 层内贮存的电荷, 则复合电流为

$$I_d = \frac{Q_i}{\tau} \quad (2-77)$$

在正向偏置时, I 层内注入了许多可动载流子后, 其电阻率要下降。通过 PIN 管的偏流越大, 注入的可动载流子就越多, 电阻率越小, 因此改变 PIN 管的正向偏流, 就可对其电阻进行控制, 成为一个可变的电阻器。在近似认为 I 层两种载流子的浓度相等的条件下, PIN 管正向偏置时的 I 层电阻  $R_I$  可表示为:

$$R_I = K I_d^{-0.87} \quad (2-78)$$

其中  $I_d$  的单位为毫安,  $K$  是常数, 其值在  $(20 \sim 50) \times 10^{-3}$  之间, 它取决于结面积与 I 层的电阻率及宽度。

如果在  $I_d$  上迭加一个高频信号  $i_f$

$$i_f = \frac{dQ}{dt} = I_0 \sin \omega t \quad (2-79)$$

$I_0$  是高频电流的幅值, 在半个周期内高频分量所引起的 I 层电荷变化为:

$$\Delta Q = \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} I_0 \sin \omega t dt = \frac{2I_0}{\omega} \quad (2-80)$$

$$\frac{\Delta Q}{Q_i} = \frac{I_0}{I_d} \cdot \frac{2}{\omega \tau} \quad (2-81)$$

当工作频率越低时,  $\frac{\Delta Q}{Q_i}$  就越大, 即交流分量使 I 层的电荷有很大的变化, 这时就不能将

PIN 管再看作恒阻器件了。因而在低频时, PIN 管与一般的 PN 结二极管的性质相仿。但在高频时,  $\omega$  很大,  $\Delta Q/Q_i$  很小, I 层电荷可认为不随高频信号变化, 即 PIN 管的射频电阻可视作不随频率变化, 仅取决于偏流的某个恒定值, 因而通过的射频信号不会产生失真(在数百兆赫以上, 失真可以忽略不计)。另外流过 PIN 管偏置电流的变化只改变了 PIN 管的有效电阻, 其电抗不变, 因此 PIN 管作为理想的可变微波电阻, 可以用在常规的衰减器电路里, 构成电控衰减器。

根据式(2-78)可以画出 PIN 管电控衰减器的衰减量与偏置电流的关系曲线。如图 2-75 所示。

当偏置电流很小时, 曲线很陡, 随着偏置电流的增加, 衰减量  $A$  逐渐减小, 曲线斜率减小。

## (二) PIN 管稳幅的工作原理

采用 PIN 管电控衰减器稳幅电路的方框图

参见图 2-76。将图 2-76 和图 2-68 进行比较可以看到两者的差别在于图 2-76 中实现稳幅的控制器件是 PIN 管电调衰减器, 并增加了信号分离器件。因为 PIN 管稳幅都用在超高频和微波频段, 信号分离器件可以避免在进行输出信号取样时对输出信号的影响, 这在宽带扫频测量装置中是十分必要的。常用的信号分离器件有定向耦合器、定向电桥和分功器等。

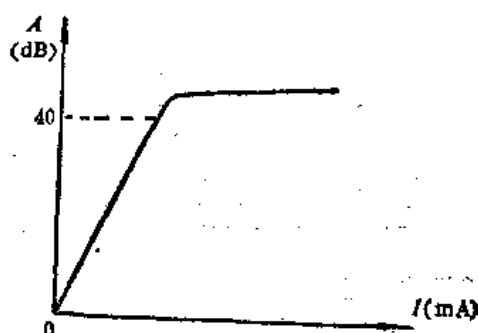


图 2-75 PIN 管的衰减特性

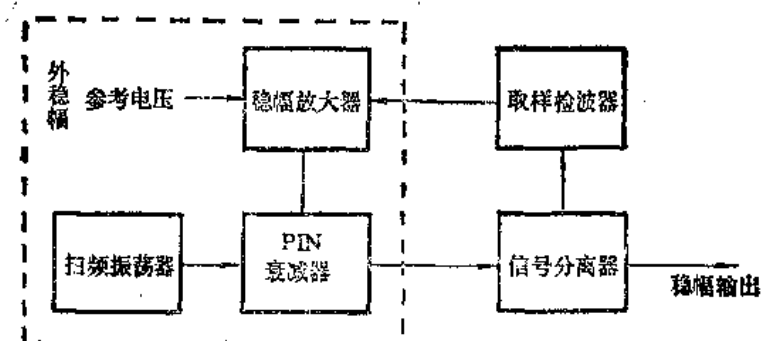


图 2-76 PIN管实现稳幅方框图

稳幅电路的直流反馈电压取自一个检波器，这个检波器接在信号分离器件，例如定向耦合器的一个臂上，用以监控扫频信号的输出。定向耦合器是按如下的要求来联接的：使正向功率在频率和负载变化时维持恒定不变。稳幅放大器将直流反馈电压和参考电压进行比较后，去控制 PIN 衰减器的衰减量，使输出电平稳定。

容易看出，稳幅过程改善了源匹配。由于反馈环路内的定向耦合器仅耦合正向方向传输的功率，故自动稳幅电路仅能对正向功率的变化产生响应。因此，无论什么形式的负载接到已稳幅的扫频信号源的输出端，它所引起的反向功率都不会影响自动稳幅电路或扫频信号源的输出。在环路内，因电缆、接头等产生的反射也可以由自动稳幅电路加以补偿。

### (三) 稳幅放大器

图2-77所示的是一个实用的稳幅放大器电路。图中  $R_5$ 、 $R_{13}$ 、 $R_{19}$ 、 $L_1$ 、 $BG_5$  和  $BG_7$  等组成  $\pi$  型 PIN 管电调衰减器。

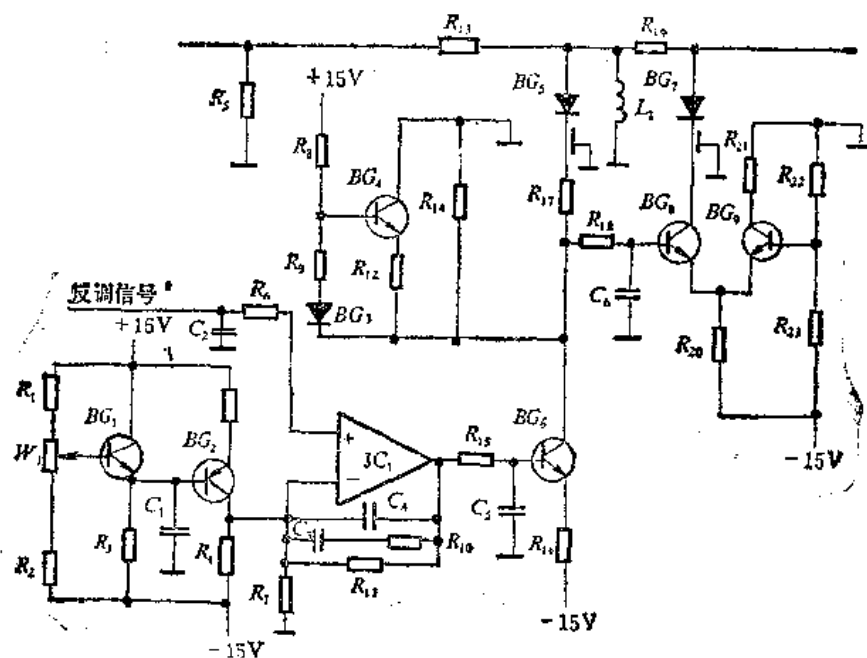


图 2-77 稳幅放大器电路

在稳幅控制环路里,对电调衰减器的可控范围并不要求非常大,主要考虑的问题是阻抗匹配和线性衰减等特性。图2-77中 $\pi$ 型PIN管电调衰减器可改画成图2-78所示的形式。在图2-78电路中,串联臂 $R$ 是固定不变的,通过改变并联支路电阻 $R_1$ 、 $R_2$ 和 $R_3$ 来控制衰减量。其中对衰减量影响较大的只有 $R_2$ , $R_1$ 和 $R_3$ 只是辅助 $R_2$ 解决匹配问题。

我们知道,一个四端网络的特性阻抗 $Z_0$ 可以表示为

$$Z_0 = \sqrt{Z_{\text{开路}} \cdot Z_{\text{短路}}} \quad (2-82)$$

这里 $Z_{\text{开路}}$ 是终端开路时的输入阻抗, $Z_{\text{短路}}$ 是终端短路时的输入阻抗。要使这个网络在整个衰减范围内阻抗不变,只要保证在两个极端状态下,电路从输入端或输出端看入的阻抗仍等于 $Z_0$ ,在其余情况也就完全有可能实现阻抗恒定。在两个极端状态,一是 $R_2 = 0$ ,相当于阻抗大衰减,另一个是 $R_2 = \infty$ ,相当于衰减量最小。当 $R_2 = 0$ 时,从输入端要求

$$\frac{R \cdot R_1}{R + R_1} = Z_0 \quad (2-83)$$

从输出端要求

$$\frac{R \cdot R_3}{R + R_3} = Z_0 \quad (2-84)$$

当 $R_2 = \infty$ 时,对 $\pi$ 型网络的特性阻抗要求是

$$\sqrt{\frac{R_1(2R+R_3)}{R_1+2R+R_3} \cdot \frac{R_1 \cdot 2R}{R_1+2R}} = Z_0 \quad (2-85)$$

再考虑到 $R$ 与特性阻抗 $Z_0$ 和固定衰减系数 $K_0$ 的关系是

$$R = Z_0 \frac{K_0^2 - 1}{2K_0} \quad (2-86)$$

在确定了特性阻抗 $Z_0$ 和固定衰减系数之后,可根据式(2-86)得出 $R$ ,再由式(2-83)、(2-84)、(2-85)确定 $R_1$ 和 $R_3$ 的阻值。现假设 $K_0 = 6$ , $Z_0 = 75\Omega$ ,则有

$$R = Z_0 \frac{K_0^2 - 1}{2K_0} = 75 \frac{6^2 - 1}{2 \times 6} = 218.7\Omega \approx 220\Omega \quad (2-87)$$

$$\text{当 } R_2 = 0 \text{ 时, } R_1 = R_3 \approx 114\Omega \quad (2-88)$$

$$\text{当 } R_2 = \infty \text{ 时, } R_1 = R_3 \approx 189\Omega \quad (2-89)$$

这就表明当 $R_2$ 从短路到开路之间变化时,只要 $R_1$ 和 $R_3$ 由114 $\Omega$ 到189 $\Omega$ 范围内变化,网络的特性阻抗即可近似不变。

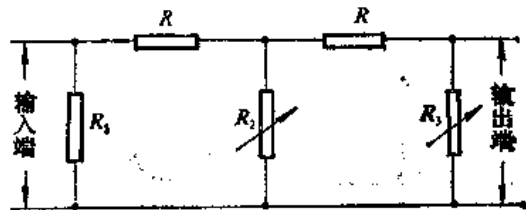


图 2-79 仅考虑与输出端匹配的衰减网络

当对网络的输入阻抗不要求严格匹配时,可把图2-78中的 $R_1$ 改用固定电阻,如图2-79所示。这时从输出端往里看,在 $R_2$ 变化时,可以由 $R_3$ 来调节,使其输出阻抗等于 $Z_0$ 。而从输入端往里看,当 $R_2$

变化时, 其输入阻抗是变化的, 但只要  $R_1$  与  $R$  数值选择合适, 其输入阻抗变化范围是不大的。

如果将图2-79所示电路中的  $R_2, R_3$  用两只 PIN 管代替时, 就组成了图2-77所示的  $\pi$  型电调衰减器, 这样, 便可实现输出端匹配, 输入端近似匹配。图中  $L_1$  是高频扼流圈, 构成 PIN 管的直流通路。

在稳幅放大电路里,  $BG_1, BG_2$  和  $W_1$  构成参考电平电路, 改变  $W_1$  可使参考电平变化  $\pm 1\text{dB}$ 。由取样检波器来的反调信号与参考电平信号一起加到比较放大器  $JC_1$  的两个输入端并进行电平比较, 其输出的差值由  $BG_6$  放大后控制一个 PIN 管 ( $BG_5$ ) 的电流。在  $BG_6$  的集电极接有由  $BG_4$  等组成的线性网络, 它可以使 PIN 衰减器的衰减量和控制电压之间成线性关系。当衰减量较小时,  $BG_4$  管饱和,  $BG_3$  支路被  $BG_4$  和  $R_{14}$  分流; 当衰减量较大时, 流过  $BG_5$  的增加, 使  $BG_6$  的集电极更负, 这时,  $BG_3$  和  $R_9$  等支路的分流电压, 使  $BG_6$  脱离饱和。因此, 在不同的衰减量情况下, 线性网络能对流过 PIN 管的电流起到调节的作用。

由前面对  $\pi$  型衰减网络的分析可以知道, 图 2-79 中  $R_2$  与  $R_3$  的阻值变化是反方向的而且只有  $R_3$  的变化范围很小, 才能使衰减器的特性阻抗的变化相应的减小。因此, 对 PIN 管  $BG_5$  和  $BG_7$  的控制电流是各不相同的, 即要求在同一个反调信号激励下,  $BG_5$  的控制电流可在较大范围内变化, 而  $BG_7$  所控制的电流则在较小范围内作反向变化。所以  $BG_7$  的电流控制由  $BG_8, BG_9$  等组成的差动放大器来实现, 使流过  $BG_5$  的最大电流限制在较小的数值内, 约为  $200\mu\text{A}$ 。

#### (四) PIN 管 $I-R$ 特性测试

在实际使用中的 PIN 管, 其  $I-R$  特性是不一致的。所以在选用 PIN 管时, 必须对 PIN 管的等效电阻进行测试, 并根据衰减网络的要求, 给 PIN 管提供合适的偏置电流。

PIN 管等效电阻的测试可按图 2-80 进行。将 PIN 管接在一个  $\pi$  型衰减网络中, 然后

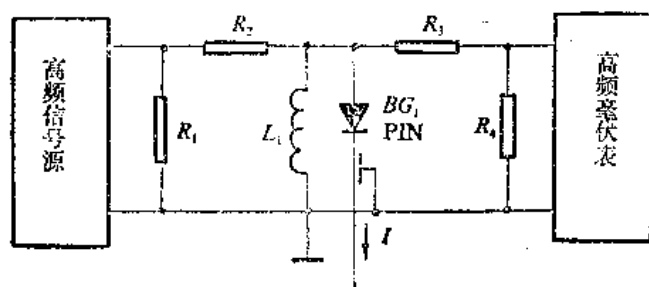


图 2-80 PIN 管  $I-R$  特性测试电路

给定某个偏置电流  $I$ , 由于 PIN 管仅在高频情况下才等效为一个纯电阻, 因此采用高频信号发生器作为测试信号源。依次改变  $I$  的大小, 用高频毫伏表测出衰减网络的输入输出信号电压, 根据网络衰减量和  $\pi$  型网络的衰减特性, 即可得出对应于不同  $I$  的

PIN 管的等效电阻。

以上简要地说明了三种稳幅电路的工作原理。进行稳幅的方法是多样的, 其它的稳幅电路, 如功率计稳幅等, 读者可阅读有关文献, 不再一一赘述。

## 四 内稳幅与外稳幅

在扫频信号源内完成稳幅过程称作内稳幅。显然, 前述的三种稳幅方式都属于内稳幅。内稳幅的优点是简单, 操作方便, 它无须进行外部联接。但内稳幅亦有不足之处: 内稳幅的取样在扫频信号源的输出端口处进行, 离测量点较远。扫频信号馈至测量点不