

图 1-8 稳压电路的组成(正端)

相同的方法求得，其值也与正端一样。

② IC_2' 、 IC_3' 、 $Tr_1' \sim Tr_3'$ 、 D_1' ： IC_2' 为 +15V 的三端稳压器。输出电流为几毫安，因此选 $\mu A79L15$ 。由于 IC_3' 是采用两输入 IC_3 ，所以与 IC_3 相同。 $Tr_1' \sim Tr_3'$ 采用 $Tr_1 \sim Tr_3$ 的互补型产品^②。 D_1' 与 D_1 相同，均采用 1S1555。

③ R_8 、 R_9 的计算

R_8 与 R_9 的接点电位，通过运算放大器的反馈作用，而成为 0 电位，则

$$\begin{aligned} \frac{R_9}{R_8 + R_9} \cdot V_{OUT} + \frac{R_8}{R_8 + R_9} \cdot V_{OUT} \\ = 0 \rightarrow V_{OUT} = \frac{R_9}{R_8} V_{OUT} \end{aligned}$$

V_{OUT} 跟踪 V_{OUT} ，为使 $V_{OUT} = V_{OUT}$ ，可使 $R_8 = R_9$ ，这里设 $R_8 = R_9 = 10k\Omega$ 。并且，由于 R_8 、 R_9 必须是高精度产品，所以应使用误差小于 $\pm 2\%$ 的金属膜电阻器。

② 互补 (Complementary)：如晶体管中的 NPN 与 PNP，场效应管中的 Pch 与 Nch，系指性能相同，而极性相反的产品，也称为相辅对称。

超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识版权！

1.2 散热回路的设计

晶体管内部所产生的热量将按照外壳→绝缘片→散热器→空气的顺序散失掉。虽然也有部分热量是通过外壳直接向空气散失，但这与经过散热器散失的热量相比是极少的。如果忽略这部分散失的热量，则其热等效回路如图1-9所示。即可将热等效回路的热源代换成为电流源，温度代换成为电位，热阻代换为电阻器，其计算方法可以与电路的情况完全相同。

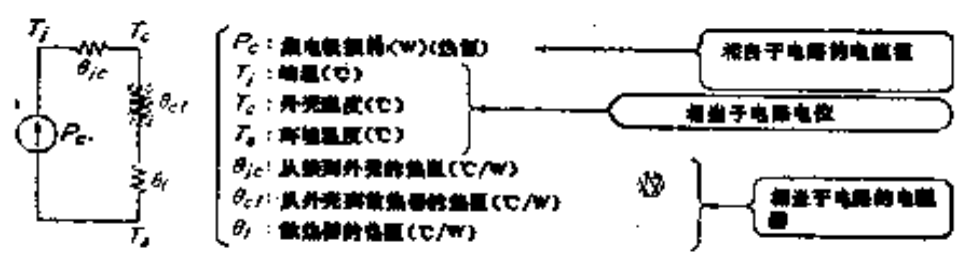


图1-9 晶体管上安装散热器

散热器的热阻，首先应求出从晶体管的连接部到空气之间的热阻，然后求得从连接部到外壳之间的热阻和绝缘片的热阻。

① 求从 T_{r3} 的连接部到空气之间的热阻 $\theta_{j,a}$ ：如果设最高环境温度 $T_a(\max)$ 为 55°C ，则由图1-9，得到：

$$\theta_{j,a} = \frac{T_j(\max) - T_a(\max)}{P_c} = \frac{150 - 55}{34.5} = 2.78^\circ\text{C/W}$$

② 求从 T_{r3} 的连接部到外壳之间的热阻 $\theta_{j,c}$ ： $\theta_{j,c}$ 大致由晶体管的外壳决定， $P_c(\max)$ 越大，则 $\theta_{j,c}$ 越小。

$$\theta_{j,c} = \frac{T_j(\max) - 25}{P_c(\max)} = \frac{150 - 25}{100} = 1.25^\circ\text{C/W}$$

③ 求从 T_{r3} 的外壳至散热器之间的热阻 $\theta_{c,s}$ ：为了使外

壳(与集电极相连)与散热器绝缘, 而加进绝缘片, 因此, θ_{cf} 为外壳到绝缘片之间的热阻、绝缘片本身的热阻、绝缘片与散热片之间的热阻之和, 其值见表1-3所示。T₁₃ 外壳为 TO-3型, 因此, 如果使用时采用在云母绝缘片上涂以传热复合物^②, 则 $\theta_{cf} = 0.3 \sim 0.4^\circ\text{C}/\text{W}$ 。

④ 求散热器的热阻 θ_f

$$\begin{aligned}\theta_f &= \theta_{ja} - (\theta_{jc} + \theta_{cf}) = 2.78 - (1.25 + 0.35) \\ &= 1.18^\circ\text{C}/\text{W}\end{aligned}$$

即必须使用热阻在 $1.18^\circ\text{C}/\text{W}$ 以下的散热器。安装散热器时, 必须使散热片沿垂直方向安装。应注意不能妨碍空气的流动。

表1-3 外壳与散热器的热阻

外壳形状	TO-3		TO-220		
	无	有	无	有	
无绝缘片	0.2	0.1	0.4	0.2	
有绝缘片	云母 (25-75 μ)	0.6- 0.8	0.3- 0.4	1.0 0.5- 0.	
	有绝缘片 (25-75 μ)	1.2	0.6	1.4	0.7
	聚四氟 乙烯	1.5	0.8	1.7	0.9

1.3 稳压电路的应用

过去能设计图1-1所示的电路, 但若将电路作一些改变, 则能够增加新的功能。

(1) NiCd 电池充电器

对 NiCd 电池进行充电时, 最简单的办法是如图1-10所

② 传热复合物: 为了减小接触电阻而采用的。它是为了填平目光看不见的微小凹凸不平而采用的, 也叫做热复合物, 其典型材料为硅油。

示，在输出端串联上电阻器，然后与电池相连接。此时，输出电压 V_{out} 增高的一方，稳流特性变好，所以需要额定功率大的 R 。

若为单 3 型 (7 号) 电池，则电流容量为 500mAh。厂家推荐的充电条件为 $50\text{mA} \times 15\text{h}$ ，所以 $I_{CH} = 50\text{mA}$ 时，宜采取 15 小时的充电时间。

输出短路保护电路的输出特性如图 1-11(a) 所示，所以利

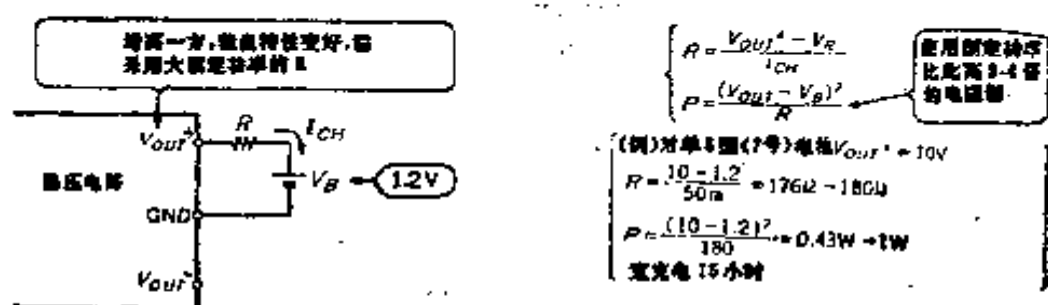


图 1-10 简易型 NiCd 电池充电电路

用此稳流特性的一部分，可以得到图 1-11(b)，即将 R_6' 与电流检测用电阻 R_6 串联，使得输出短路保护电路开始工作时的电流与充电电流相等。

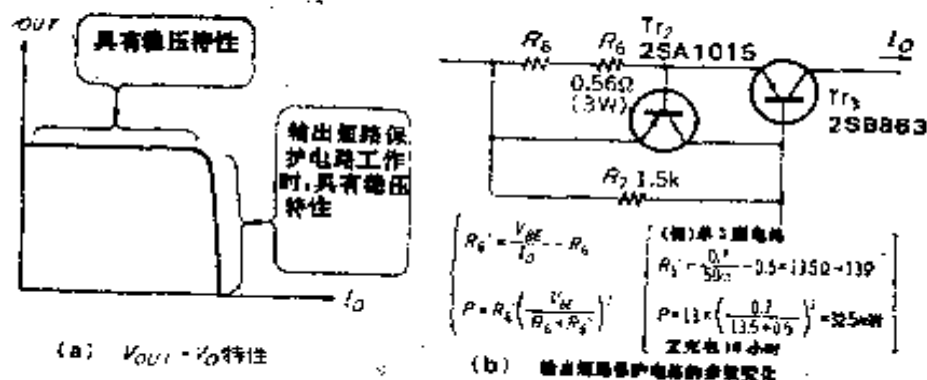


图 1-11 利用输出短路保护获得稳流特性

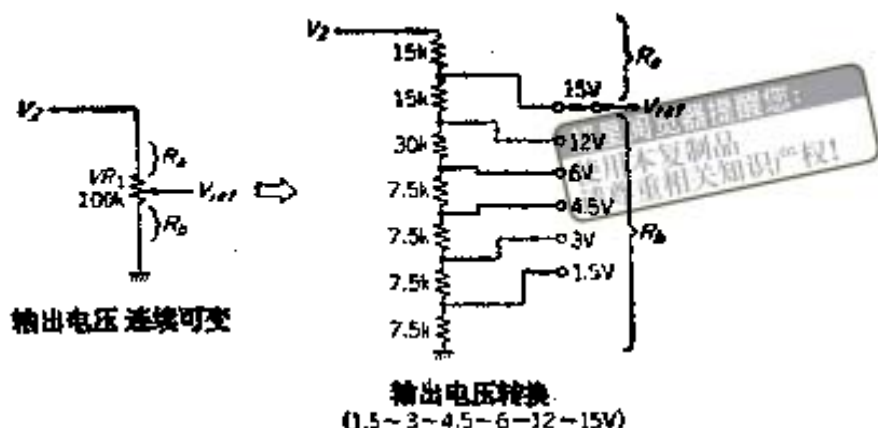


图1-12 以可变电阻为开关转换电压

(2) 转换型稳压电路

如图1-12所示，若将 VR_1 的一部分变为转换开关，则能变换输出电压。这里给出的参数值在1.5—3—4.5—6—12—15V之间变换。

如设 $V_Z - V_{ref}$ 之间的电阻为 R_a ， V_{ref} 与接地之间的电阻为 R_b ，则输出电压 V_{OUT} 为

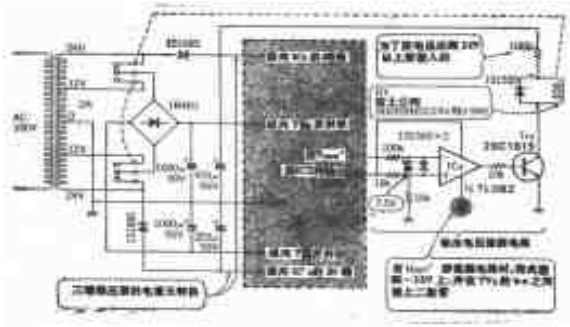
$$V_{OUT} = 18 \times \frac{R_b}{R_a + R_b}$$

其转换开关可用短路型开关^①。

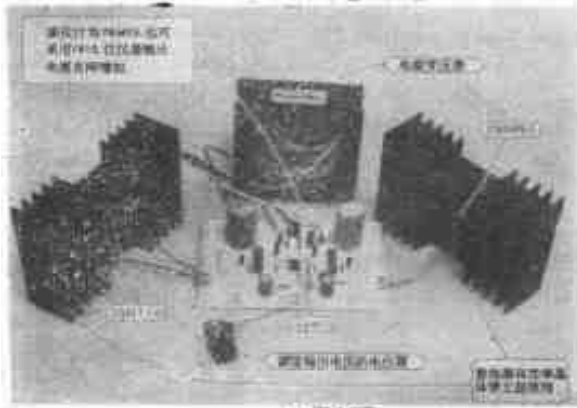
(3) 功率晶体管(Tr_3 、 Tr'_3)的小型化

如本电路所示，在其输出电压 V_{OUT} 可在0~18V之间变化的电路中，控制用的功率管和散热器无须增大。这是因为，输入电压 V_{IN} 的加入与 V_{OUT} 的大小无关。因此，在 $V_{OUT} = 0$ ， $I_D = \text{最大}$ 时，功率管的功耗达到最大。

① 短路型开关：指在转换开关端子的瞬间，与相邻双方接点相接触（短路），与此同时，进行转换。



超星阅读器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！



降低功耗的电路

如图4-14所示，它是IC₁的V_{OUT}检测电路。一旦V_{OUT}减小到一定值(7.5V)以下时，使用继电器将变压器的抽头转换到低电压一方。IC₁的IN⁺端加上7.5V偏压，V_{OUT}⁺为7.5V以上时，

IC的输出为“L”，所以 T_{r4} 为关，RY也为关，则在整流二极管上加上 $24V \times 2$ 的电压。根据此电路， T_{r3} 、 T_{r3}' 的功耗减半，所以可使功率管和散热器小型化。

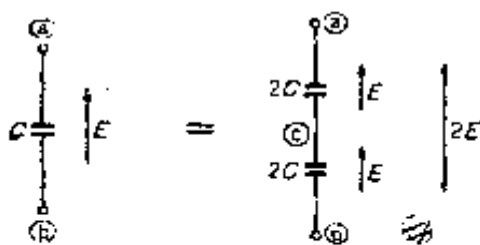
附录1 提高电容器耐压的方法

如果将电压提高到某一定程度之上时，电容器的耐压就将成问题。若获得具有足够耐压的电容器，则自然不会出现什么麻烦。由于难以获得或由于价格急剧上升等原因，经常必须考虑采取其他办法来解决这一问题。

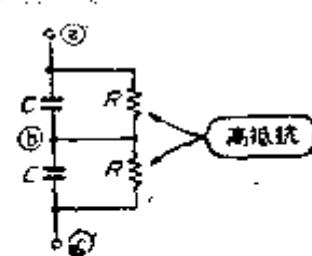
此时，通过更改电路或在电路上另下功夫，即使使用低耐压水平的电容器，也不会出现问题。当其不能采取上述办法时，也可以使用多个电容器，当作一个看起来是提高了耐压的电容器使用。

图A为其原理图。为提高耐压，将两倍容量的电容器串联起来使用。如果设这种电容器的耐压为 E ，若将两只这种电容器串联时，则两只电容器的总耐压变成 $2E$ ，相当于其耐压提高了一倍。并且，由于两只电容器的串联，因而其总容量减少了一半，即与原来的一只电容器的容量相等。

同样，当其希望使电容器的耐压提高到原耐压的3倍时，可以将3只容量为最终希望值3倍的电容器串联使用。



图A 提高电容器耐压的办法



图B 实用的方法

然而，实际上按照图A处理是不行的。其原因在于，不

能保证两只电容器的连接点(ⓐ点)的电位为两端电位(ⓐ、ⓑ点)的一半,随着两只电容器的绝缘电阻出现误差,上述电位会发生很大变化。

为了防止上述问题的出现,如图B所示,必须分别在各电容器两端并联上高阻值电阻器。这样一来,表现绝缘电阻值与上述高阻值电阻相同,因此,ⓐ'点的电位可以设定为ⓐ'和ⓑ'点之间的中点电位,而且两电容器串联后的总的耐压也能符合希望,提高了一倍。

但是,这种办法也带来了很大的副作用。表现绝缘电阻会极大降低,这样会大大影响其应用。在实际应用中,常将这种办法用于电源滤波电路,此时如果 R 为高阻值,则可以忽略不计,但电阻的耐压和功耗应充分注意。

使用本资料者
请尊重相关知识产权!

第二章 h_{FE} 测试仪的设计

作为最基本的半导体器件是三极管。三极管有NPN和PNP两类，具有从片状三极管①之类的小型产品到功率管那样的大型产品。按其用途，又具有高频用、开关用等多种类型的三极管。这里讨论的涉及到这类三极管的基本工作原理，设计直流放大系数 h_{FE} 测试仪，介绍直流除法电路。

2.1 三极管的基本工作原理

三极管的直流基本工作原理见图2-1。共发射极电路是以基极输入，集电极输出的发射极接地形式。此外，还有基极接地②和集电极接地(射极跟随器)，而其中又以发射极接地方式使用得最多，是一种典型方式，因此我们来讨论发射

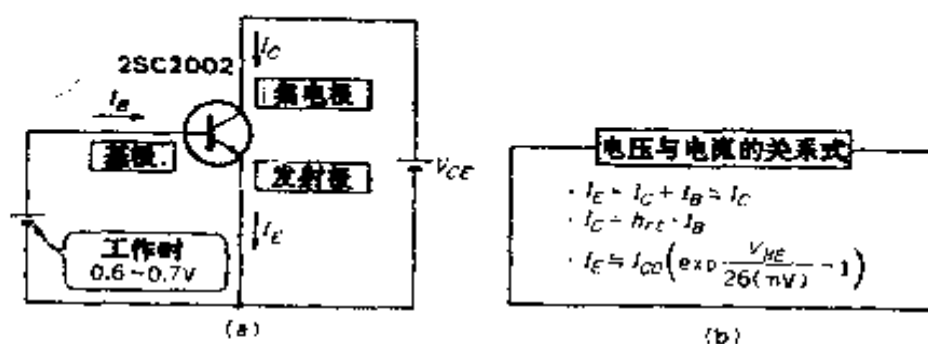


图2-1 三极管的直流基本工作情况(发射极接地)

- ① 片状三极管，它有表面安装用二极管之称。
- ② 基极接地电路：共基极(接地)，以发射极输入，集电极为输出的电路。输出阻抗高，输入阻抗低，频率特性好，电流增益在1以下。

极接地方式。下面以小信号三极管2SC2002为例，来讨论其典型特性。

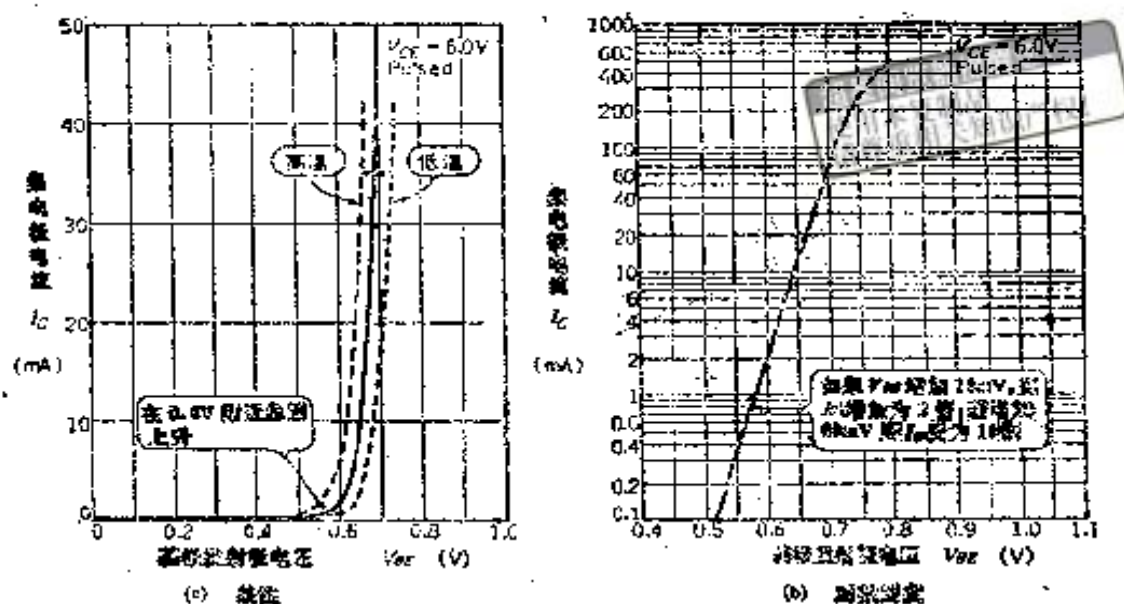


图2-2 I_C-V_{BE} 特性

(1) I_C-V_{BE} 特性

图2-2所示为三极管的基极与发射极之间加上电压时的集电极电流 I_C 。如图(a)所示，与二极管 $V-I$ 特性一样，在 V_{BE} 为0.6V附近， I_C 将急剧上升，然后即使 I_C 再增长， V_{BE} 也几乎不再增大。其中，重要之点在于，只要是三极管的工作正常，则它的 V_{BE} 就一定在0.6~0.7V附近。当 $V_{BE} \leq 0.5V$ 时，电流几乎消失，如果 $V_{BE} \geq 1V$ 时，管子将损坏。但是，当功率管中有大电流通过时，也可能出现 $V_{BE} \geq 2V$ 。

如果按对数刻度方式描绘 V_{BE} ，则如图2-2(b)所示成为直线。从图可知，如果 V_{BE} 增至60mV，则 I_C 将增大10倍。

V_{BE} 具有温度特性，其温度系数约为 $-2mV/^\circ C$ ，即对于同一 I_C ，温度越高， V_{BE} 越小；若温度越低，则 V_{BE} 变得越

大。由于温度系数为 $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$ ，因此，如果固定 V_{BC} 不变，温度变化 30°C ，则电流将变化10倍。

三极管的 V_{BE} 的反向耐压，不随种类而异，由于低至几伏，所以在加上反向 V_{BE} 的电路中，必须对此加以保护。图2-3即为一例，在基极与发射极之间接上二极管，使得 V_{BE} 的反向电压不会超过二极管上的正向电压 V_F 。

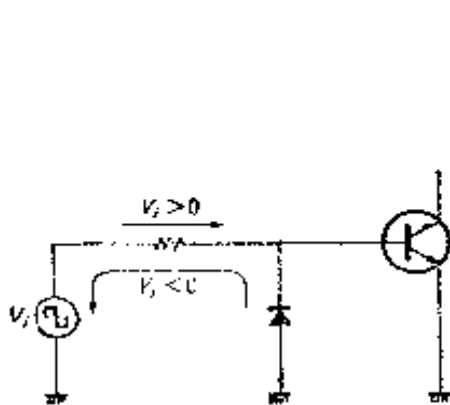


图2-3 基极-发射极结的保护

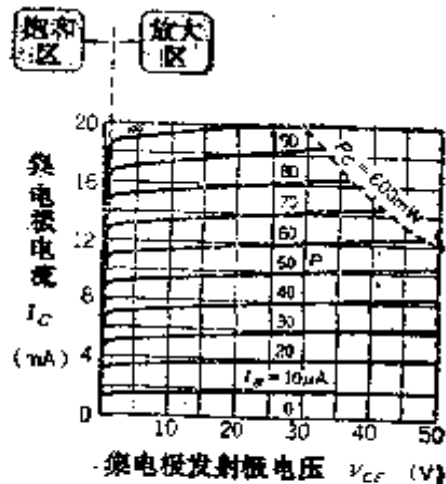


图2-4 I_C-V_{CE} 特性

(2) I_C-V_{CE} 特性

这是以 I_B 为参量，将集电极-发射极之间的电压 V_{CE} 与 I_C 的关系，以图表的方式表示而得到图2-4。此图表明，例如设 $V_{CE}=30\text{V}$ ，若 $I_B=50\mu\text{A}$ ，则将会有 $I_C=10\text{mA}$ 的电流流过（图中P点）。并且，集电极功耗 $P_C=600\text{mW}$ 线表示该三极管的集电极功耗的最大额定值，如果管子工作在此区域之外，则将会因超过最大额定值而被破坏。

三极管的工作区域可分为有源区和饱和区。当其三极管处于一般的线性工作（放大、偏置等）时，则工作在有源区；当处于开关工作状态时，则使用在饱和区。

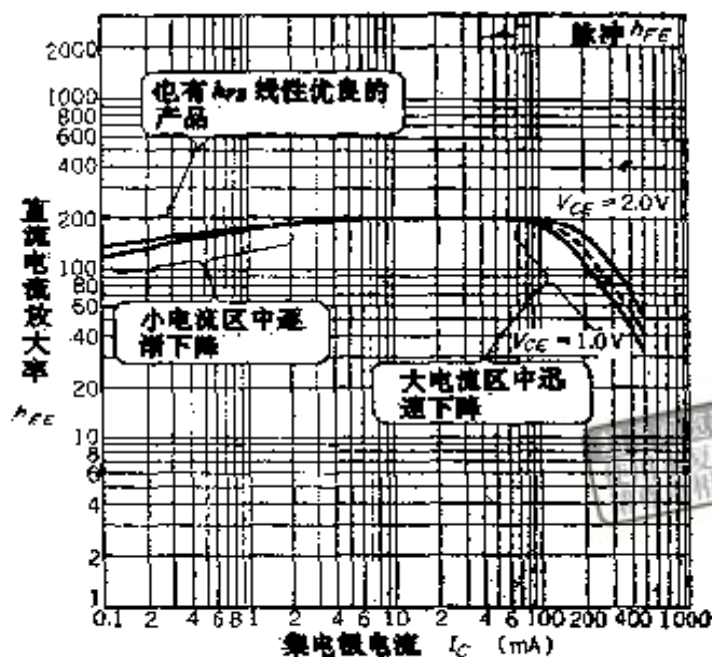


图2-5 $h_{FE}-I_C$ 特性

(3) $h_{FE}-I_C$ 特性

h_{FE} 为定义成 $\frac{I_C}{I_B}$ 的电流放大系数。 h_{FE} 与 I_C 有关,其关系如图2-5所示。从总体趋向看,在小电流区 I_C 略有下降;在大电流区,则 I_C 将迅速下降。 h_{FE} 的大小在几十至几千范围内。即使是同一型号的三极管,其值也有相当大的误差。因此,通常按照 h_{FE} 的大小将同型号的三极管精细分类。

(4) h_{FE} 测定的基础知识

这里设计的 h_{FE} 检测仪是将 h_{FE} 变换成电压,将此输出连接在数字式电压表上,读出 h_{FE} 值。当然也可以与数字面板仪表或指针式电压表一体化。

如果有波形记录器^①,则可以在显像管画面上显示图2-

① 波形记录仪:能将电压-电流特性描绘在显像管的画面上的测试仪。不仅限于三极管,而且能观察所有的有源、无源元件的电压-电流特性。

7所示的 I_C-V_{CE} 特性，所以通过波形记录器可以读取 h_{FE} 。例如，由于通过此P点的曲线为 $I_B=50\text{mA}$ 的曲线，则

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{10\text{mA}}{50\mu\text{A}} = 200$$

h_{FE} 为 I_C 与 I_B 之比，只要知道 I_C 和 I_B 即可，最简单的办法是图2-6所示的办法。以固定偏压^①方式，向基极提供电流，测试此时的 I_C 和 I_B 。为要测得 I_B ，不能使用电流表，这是因为 I_B 的数值相当小，难以用电流表测定。上述办法非常简单且实用。

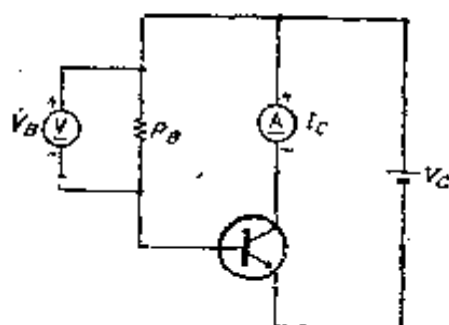


图2-6 最简单的 h_{FE} 测定方法

(5) 简易型 h_{FE} 测试仪

图2-7所示，可采取上述设想的，能够测定NPN/PNP两种三极管的简易型 h_{FE} 测试仪。它能够设定 $I_B=10\mu\text{A}$ 、 $1000\mu\text{A}$ 和 1mA 三个阶段，如果按[mV]单位读取 V_{OUT} ，则就能直接读出 h_{FE} 。

例如，讨论测定 h_{FE} 的三极管的情况。如果按照 $I_B=100$

① 固定偏压：如图2-6所示，用一只电阻器从电源为基极取得偏压的方法。虽然电路简单，但稳定性和误差均不良，所以在放大器等场合几乎都不采用。

μA 的量程(由于电源电压为 5V , V_{BE} 稳定为 0.7V , $R_B=43\text{k}\Omega$, 则 $I_B = \frac{(5-0.7)}{43\text{k}} = 100\mu\text{A}$)进行测定, 则 $h_{FE}=250$, 于是

$$I_C = h_{FE} \cdot I_B = 250 \times 100\mu\text{A} = 25\text{mA}$$

$$V_{OUT} = I_C \cdot R_C = 25\text{mA} \times 10 = 250\text{mV}$$

由于可按 (mV) 单位读取 V_{OUT} , 则 h_{FE} 为250。

这种电路有如下缺点:

- ① V_{CE} 随 h_{FE} 的大小不同而异
- ② 如硅和达林顿三极管^③, 如果 V_{BE} 不同, 则不能使用。

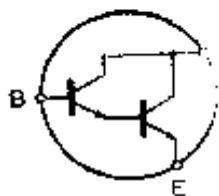


图2-A 达林顿三极管

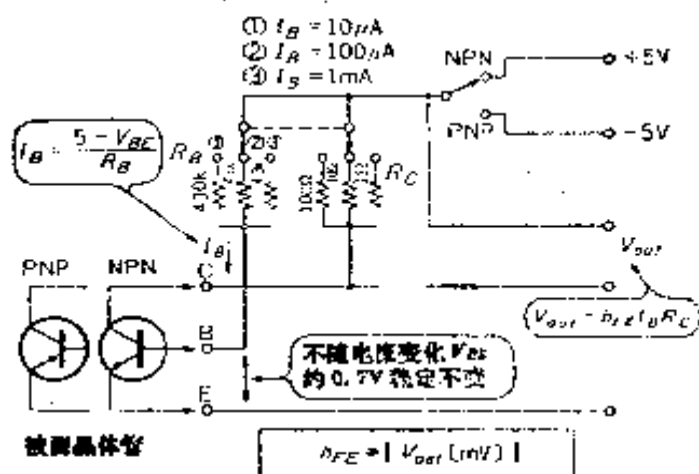


图2-7 简易型 h_{FE} 测试仪

- ③ 不能在 I_C 稳定不变的情况下测定

首先, 只要管子工作在饱和区, h_{FE} 不会怎么变化, 因此

①项不会成为大问题; 如果取代 R_E , 制作恒流电路, 则不会随 V_{BE} 的不同, 而能使 I_B 达到设定值, 因此②项的问题能获

- ③ 达林顿三极管: 外形与一般晶体管相同, 内部如图2-A所示, 两只三极管按达林顿方式连接, 于是 V_{BE} 为一般晶体管的两倍, h_{FE} 高达几千至几万。

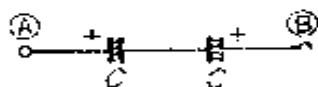
得解决。然而，只是③项在不做大的改动的情况下是难以避免的。但是，在进行实际电路设计时，往往需要知道决定 I_C 大小的 h_{FE} 值，并且厂家的技术数据中也有 h_{FE} 的数值。

附录2 无极性(非极性)电容器的制作方法

采用电解电容器，可以得到小型且大容量，但由于存在着 \oplus 、 \ominus 极性，所以在外加电压极性发生变化时，不能直接使用。

此时，如图C所示，如果将两只电解电容器按同一极性相互连接的方式进行串联，则能使其无极性化。由于是串联方式，则①-②之间的容量自然应为一只电容器的1/2。

此时必须注意，如果按照①-②之间有极性的方式使用，



图C 电解电容器的无极性(非极性)化

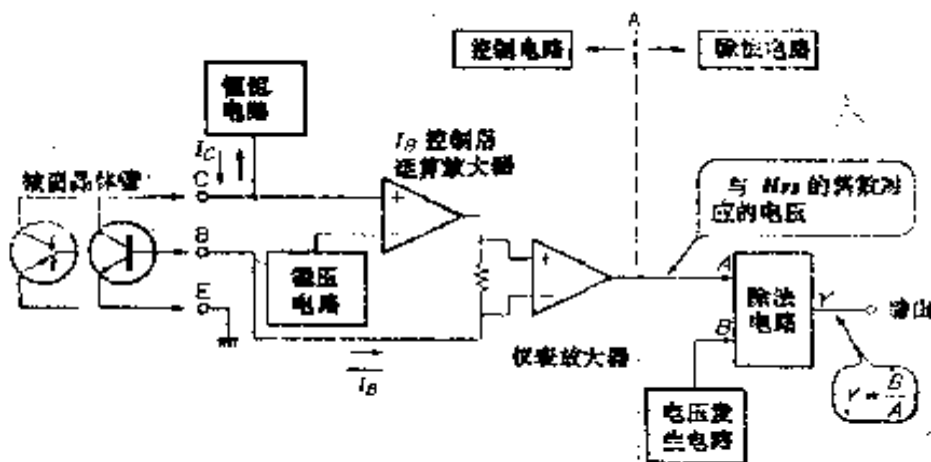


图2-8 h_{FE} 测试仪的方框图

则当电容器的极性与外加电压极性相反时，电容器的性能将量减小。使用钽电解电容器，以固定连接成为无极性方式。

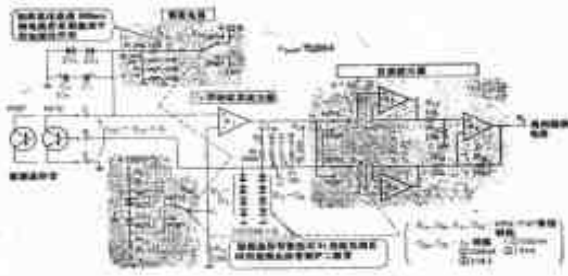


图2-9 控制电路

2.2 h_{FE} 测试仪的设计

图2-8是为了弥补图2-7的缺点而设计的 h_{FE} 测试仪。虚线A的左侧为向被测晶体管提供所需 V_{CE} 、 I_C 的控制电路。同时，检测出与 I_B 相对应的 $1/h_{FE}$ ，将其变换成为电压值输出。右侧为除法电路，计算 h_{FE} 。据此，可以完全克服图2-7中的三个缺点。

设计时，应考虑能够在 $V_{CE}=5V$ (恒定)、 $I_C=500mA$ 、 $100mA$ 、 $10mA$ 、 $1mA$ 条件下进行测定。要使 V_{CE} 维持稳定，这是由以下情况所决定的，即 V_{CE} 即使变化，而 h_{FE} 也不应出现很大变化。如果 V_{CE} 变大，则因发热而使 h_{FE} 变化。并且，若要测定功率管，则能测出更大的 I_C 值。这样一来，电

源负荷也将变大，因此 V_{CE} 维持为5V。

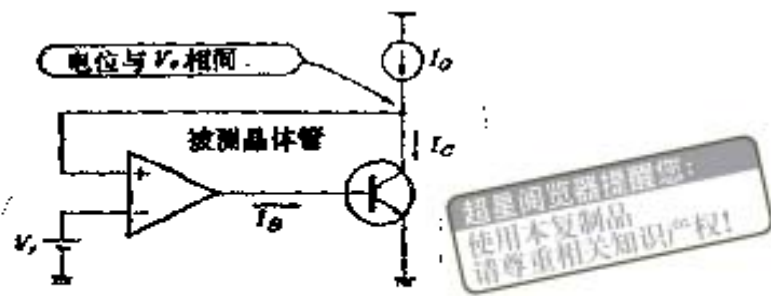


图2-10 I_B 控制原理

(1) 控制电路的设计

图2-9为具体电路。图2-10是 I_B 的控制原理。

在图2-10中，由于运算放大器的 IN^+ 端与 IN^- 端的电位差为0，则被测晶体管的集电极电位为 V_r ，并且 $I_o = I_c$ 。反之，若 $I_o > I_c$ ，则 IN^+ 端的电位会上升，运算放大器的输出上升。这样， I_o 增加，从而 I_c 也将上升。当 $I_o < I_c$ 时，进入与此相反的工作状态。如上所述，运算放大器会控制 I_B ，使得 V_{CE} 、 I_c 达到所规定的数值。

① 恒流电路

② $R_1 \sim R_4$ 的计算：即使是恒流电路，其两端电压也是一定的，是由单一电阻所确定的。电阻值通过下式，由设定电流 I_o 与电压决定。

$$R_1 \sim R_4 = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_o}$$

其中， $I_o = 500、100、10、1\text{mA}$ ， $V_{CE} = 5\text{V}$ ，则

$$R_1 = \frac{15 - 5}{500 \times 10^{-3}} = 20\Omega, \quad R_2 = \frac{15 - 5}{100 \times 10^{-3}} = 100\Omega$$

$$R_3 = \frac{15 - 5}{10 \times 10^{-3}} = 1\text{k}\Omega, \quad R_4 = \frac{15 - 5}{1 \times 10^{-3}} = 10\text{k}\Omega$$

并且,由各电阻所消耗的功率为:

$$P_{R_1-R_4} = I_0^2 \cdot R_{1-4}$$

$$P_{R_1} = (500\text{mA})^2 \cdot 20\Omega = 5\text{W},$$

$$P_{R_2} = (100\text{mA})^2 \cdot 100\Omega = 1\text{W}$$

$$P_{R_3} = (10\text{mA})^2 \cdot 1\text{k} = 0.1\text{W},$$

$$P_{R_4} = (1\text{mA})^2 \cdot 10\text{k}\Omega = 0.01\text{W}$$

由于从发热的角度来看,额定功率必须设定为功耗的2~4倍以上,所以 R_1 的额定功率应定为10W、 R_2 为3W、 R_3 为1/4W。如果再降低电源电压,则可以选择小额定功率的电阻器。

④ 关于 ZD_3 、 ZD_4 与 C_1 、 C_2 : ZD_3 、 ZD_4 是为了防止即使是瞬间,由于某种原因使得 A_1 的 IN^+ 端达到+7~8V或-7~8V以下而设置的。如果没有 ZD_3 、 ZD_4 ,则由于电源闭合时间的影响, A_1 闭锁而不能正常工作。

这里所使用的齐纳二极管(ZD)上的电压必须比 ZD_1 、 ZD_2 上的电压更高,所以要有一定的余量,将齐纳电压设为5.6V,选用05Z5.6型产品。在ZD上一般没有电流通过,然而,有可能瞬间出现最大值为 $400\text{mA} \left(= \frac{V_{CC} - V_Z}{R_1} \right)$ 的电流。

但其通过的时间极短,即使没有特定的功率ZD也无妨。

C_1 、 C_2 是为防止异常振荡的出现而设置的。根据经验,容量可选 $10\mu\text{F}$,选用高频特性良好的钽电解电容器。并且,由于NPN/PNP管子所加电压的极性的变化,可将两只电容器对接使用。

⑤ 恒压电路

⑥ ZD_1 和 R_5 的确定:由于设定 $V_{CE} = 5\text{V}$,则必须获得5V的电压。于是应选用05Z5.1的 ZD_1 。此ZD的齐纳电压标称

值为5V，误差范围为4.8~5.4V。于是，并非准确的5V也没多大问题。如果希望能准确获得5V时，ZD₁可选用齐纳电压更高一些的05ZD5.6型产品。R₁₁为可变电阻器，可将V₁分压获得所需的电压值。

R₉的作用在于，用来确定通过ZD₁的电流。由于05Z5.1型产品的推荐齐纳电流I_Z为5mA，则

$$R_9 = \frac{V_{CC} - V_Z}{I_Z} = \frac{15 - 5.1}{5 \times 10^{-3}} = 1.98 \text{k}\Omega \rightarrow 2 \text{k}\Omega。$$

⑥ ZD₂与R₁₀：当其被测晶体管为PNP型时，必须使V₁ = -5V，为此，与正侧一样，由ZD产生-5V，ZD₂与R₁₀的确定方式同于ZD₁和R₉。

③ I_B控制用运算放大器的外围元器件

① R₅~R₈的计算：由于I_B的通过，使得在此电阻器的两端产生电压(V_a)。h_{FE}小时，自然I_B将会增大，上述V_a也将增大。由于运算放大器的最大输出振幅为12V，则设最小可测h_{FE}为10，则此时V_a为10V。于是，R₅~R₈为：

$$R_{5-8} = \frac{V_a}{I_C / h_{FE}(\text{最小})}$$

$$R_5 = \frac{10}{500 \times 10^{-3} / 10} = 200 \Omega, R_6 = \frac{10}{100 \times 10^{-3} / 10} = 1 \text{k}\Omega$$

$$R_7 = \frac{10}{10 \times 10^{-3} / 10} = 10 \text{k}\Omega, R_8 = \frac{10}{1 \times 10^{-3} / 10} = 100 \text{k}\Omega$$

据此，V_a与h_{FE}的关系为：

$$V_a = \frac{100}{h_{FE}} \quad (\text{V})$$

⑦ D₁~D₃：在实际测量时，应充分注意不要弄错被测晶体管的极性和h_{FE}测试仪的极性转换开关。如果没有这种三极管，则被测晶体管将会在过高的V_{BE}反向电压下被损坏。

由于该二极管的作用, V_{BE} 的反向电压被抑制在 $4V_F$ ($2\sim 3V$) 下。串联的二极管数量可为七只, 但也应考虑达林顿晶体管, 则定为 4 只。这里使用的二极管可用任何型号的产品。这里作为小信号二极管广泛使用 1S1555 型产品。

③ R_{11} : R_{11} 的作用在于防止转换 S16 的一瞬间, A_1 的 IN 端形成开路状态。其上流过的电流应远远小于流过 ZD_1 、 ZD_2 的电流值。这里设定 $R_{11} = 100k\Omega$ 。

④ 仪表放大器

它的作用在于将 $R_5 \sim R_8$ 的两端电压转换为对地的电压。若为差分放大器, 则由于输入阻抗不高, 而出现误差, 所以采用了仪表放大器^①。通常采用图 2-11 所示形式, 由于增益为 1, 则采用 $R_A = 0$ 、 $R_B = \infty$ 的方式。

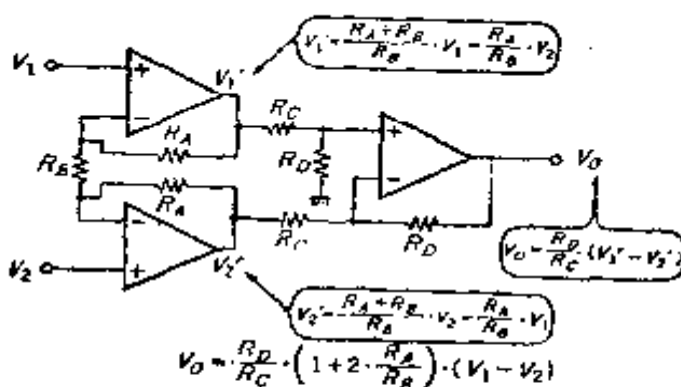


图 2-11 仪表放大器

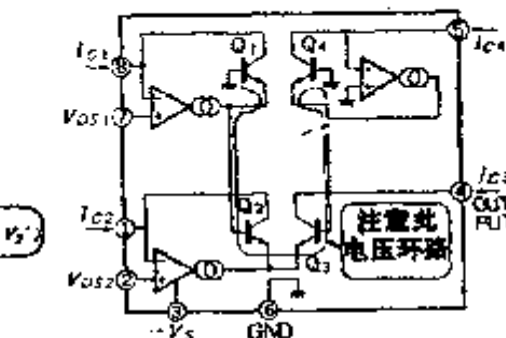


图 2-12(i) NJM4200 内部结构

② $R_{12} \sim R_{15}$ 的计算: 由于仪表放大器的增益为 1, 则设 $R_{12} = R_{13} = R_{14} = R_{15}$ 。从偏置和负载电阻值角度考虑, 常常将这些电阻选定为几千欧至 $100k\Omega$ 。这里选 $R_{12} \sim R_{15} = 10k\Omega$ 。并且, 将增益定为 1 是由于, 如果增益超过 1, 则当 h_{FE} 小时, 运算放大器的输出会产生削波。由于增益为 1, 则控制电路

^① 仪器放大器, 也称为测量用放大器。在差分放大器中, 具有高输入阻抗, 高 CMRR, 高 PSRR 以及良好的频率特性等。