

的输出 V_b 为:

$$V_b = V_a = \frac{100}{h_{FE}} \quad [V]$$

⑥ $A_2 \sim A_4$: 可以预料, 被测晶体管的 I_B , 即 A_1 的输出电流相当小 (10A以下)。如果 A_2 、 A_3 的输入偏流 $\bullet$ 大, 则将

采用场效应管输入运算放大器。这里输入的通用场效应管输入运算放大器

放大器的输入偏置电流在常温下非常幅度增加(10℃时约增加两倍), 所以发热元件。

[illegible]

表2-1(注) NJM4200特性

● 输入偏流：指流入到运算放大器 IN^+ 、 IN^- 端(流出)的电流。并且，将此电流之差叫做输入偏置电流。

(2) 除法电路的设计

如果用运算放大器来实现除法电路, 结构会较繁杂; 但由于最近出现了廉价的专用集成电路, 这样做已经不成问题了。这里使用的是NJM4200(JRC), 其特性参见表2-4。

① NJM4200

这种集成电路为乘法、除法专用集成电路, 内部结构见图2-12。如果考虑到 $V_{BE(Q1)} \sim V_{BE(Q2)} \sim V_{BE(Q3)} \sim V_{BE(Q4)}$ 回路, 则

$$V_{BE(Q1)} + V_{BE(Q2)} = V_{BE(Q3)} + V_{BE(Q4)}$$

晶体管的 V_{BE} 与 I_C 的关系为:

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S}$$

$V_T (= k_T/q)$: 热电压, 在常温下约为26mV,

I_S : 反向饱和电流, 通常情况下为 $10^{-13} \sim 10^{-18}A$, 将其代入前式, 则

$$V_T \cdot \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} + V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} = V_T \ln \frac{I_{C3}}{I_{S3}} + V_T \ln \frac{I_{C4}}{I_{S4}}$$

$$\rightarrow I_{C1} \cdot I_{C2} = I_{C3} \cdot I_{C4}$$

(同一芯片上, $I_{S1} \sim I_{S4}$ 相等)

于是,

$$I_{C3} = \frac{I_{C1} \cdot I_{C2}}{I_{C4}}$$

能够完成电流的乘法和除法。这种集成电路在本电路中最容易受温度的影响, 所以在安装时必须尽量远离热源。

② 在四象限乘法器^⑤中的应用

- ⑤ 四象限乘法器: 这是指两个输入信号同时加在正负两端的乘法器。与此对应, 当一个信号仅为正或负时, 称为二象限, 如果两个信号其双方仅为正或负时, 称为一象限。

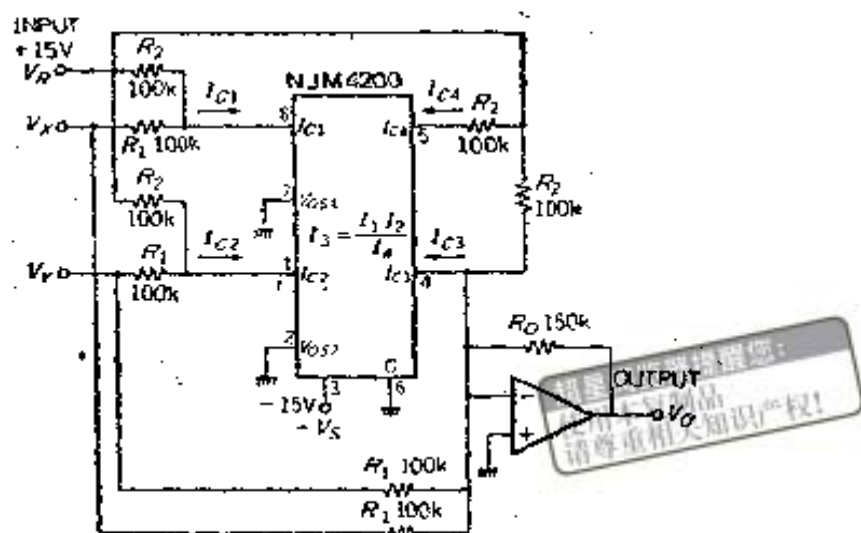


图2-13 在四象限乘法器中的应用

四象限乘法电路见图2-13。由于电流输入点处于0电位，则各部分电流分别为：

$$I_{C1} = \frac{V_Y}{R_1} + \frac{V_R}{R_2},$$

$$I_{C2} = \frac{V_Y}{R_1} + \frac{V_R}{R_2},$$

$$I_{C3} = \frac{V_X}{R_1} + \frac{V_Y}{R_1} + \frac{V_R}{R_2} + \frac{V_O}{R_O}$$

$$I_{C4} = \frac{V_R}{R_2},$$

若将其代入 $I_{C3} = \frac{I_{C1} \cdot I_{C2}}{I_{C4}}$ ，则

$$V_O = \frac{R_O R_2}{R_1^2} \cdot \frac{V_X V_Y}{V_R}$$

可完成 V_X 与 V_Y 的乘法运算。如果 I_{C1} 、 I_{C2} 、 I_{C4} 不是正值，则不能工作，所以 V_R 为正电压，即使 V_X 、 V_Y 为负值，也能使 I_{C1} 、 I_{C2} 为正值，而正常工作。

关于具体的参数设定问题，由于各电流在 $50\sim 250\mu\text{A}$ 范围内，能够保证集成电路的线性，所以要使电流进入此范围内。图中的电路参数的确定原则是，应使 V_x 、 V_y 在 $\pm 10\text{V}$ 的范围内变化，输入与输出电压之间的关系为：

$$V_o = \frac{150\text{k} \cdot 100\text{k}}{(100\text{k})^2} \cdot \frac{V_x V_y}{15} = \frac{1}{10} \cdot V_x V_y$$

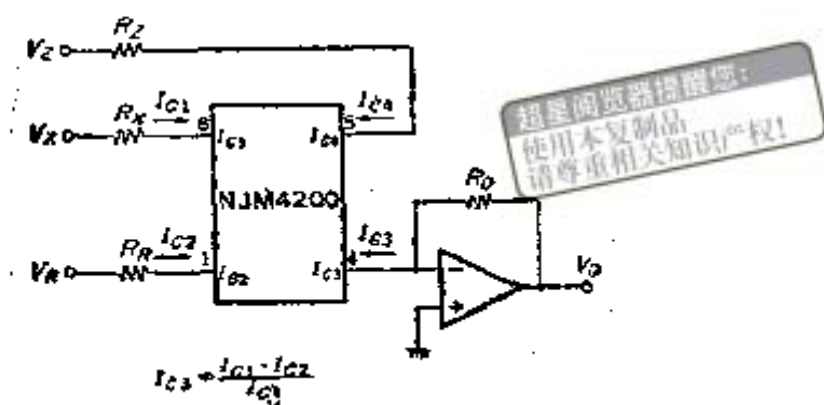


图2-14 除法电路的基本结构

③ 除法电路的基本结构

由于除法电路不能像乘法电路那样，简单地完成四象限工作，所以定为一象限工作，基本连接方式如图2-14所示。 V_Z 、 V_X 、 V_R 必须全部为正值。输入输出之间的关系如图所示。

$$V_o = \frac{R_o \cdot R_Z}{R_X \cdot R_R} \cdot \frac{V_X V_R}{V_Z}$$

控制电路的输出 V_i 为 V_Z 的输入。

④ R_Z 、 R_X 、 R_R 的计算：为简化，如果设 $V_X = V_R = +15\text{V}$ ，则为使 I_{C1} 、 I_{C2} 在 $50\sim 250\mu\text{A}$ 的范围内， R_X 、 R_R 必须为：

$$50\mu\text{A} \leq \frac{V_X}{R_X} \leq 250\mu\text{A} \longrightarrow 60\text{k}\Omega \leq R_X \leq 300\text{k}\Omega$$

$$50\mu\text{A} \leq \frac{V_R}{R_R} \leq 250\mu\text{A} \rightarrow 60\text{k}\Omega \leq R_R \leq 300\text{k}\Omega$$

为了使计算简化, 设 $R_x = R_R = 150\text{k}\Omega$,

并且, 在 $h_{FE} = 10 \sim 1000$ 范围内, V_z 变化达 $0.1 \sim 10\text{V}$, 所以在此整个范围内, I_c 难以达到 $50 \sim 250\mu\text{A}$, 于是, 如果按中心的 $V_z = 1\text{V}$ ($h_{FE} = 100$) 考虑, 则

$$50\mu\text{A} \leq \frac{V_z}{R_z} \leq 250\mu\text{A} \rightarrow 4\text{k}\Omega \leq R_z \leq 20\text{k}\Omega$$

由此, 设 $R_z = 10\text{k}\Omega$ 。

⑥ 由除法电路所得的输入输出关系: 如果设 $\frac{R_o R_z}{R_x R_R} \cdot$

$V_y V_R = K$, 则

输入输出关系可表示为

$$V_o = K \cdot \frac{1}{V_z}$$

由于 V_z 等于控制电路的输出 V_b , 则

$$V_o = K \cdot \frac{1}{V_b} = \frac{K \cdot h_{FE}}{100}$$

如图2-7所示, 若以直接读取 V_o (mV) 的方式来表示 h_{FE} , 则必须设

$$V_o = \frac{h_{FE}}{1000}$$

于是, 根据上述二式可求得

$$K = \frac{1}{10}$$

⑦ R_o 的计算: 由于知道必须的 K 值, 则可求得 R_o :

$$R_o = K \cdot \frac{R_x R_R}{R_z} \cdot \frac{1}{V_x \cdot V_R} = \frac{1}{10} \cdot \frac{150\text{k} \cdot 150\text{k}}{10\text{k}}$$

$$\frac{1}{15 \times 15} = 1k\Omega$$

超星浏览器提醒您：
使用本复制品
请尊重相关知识产权！

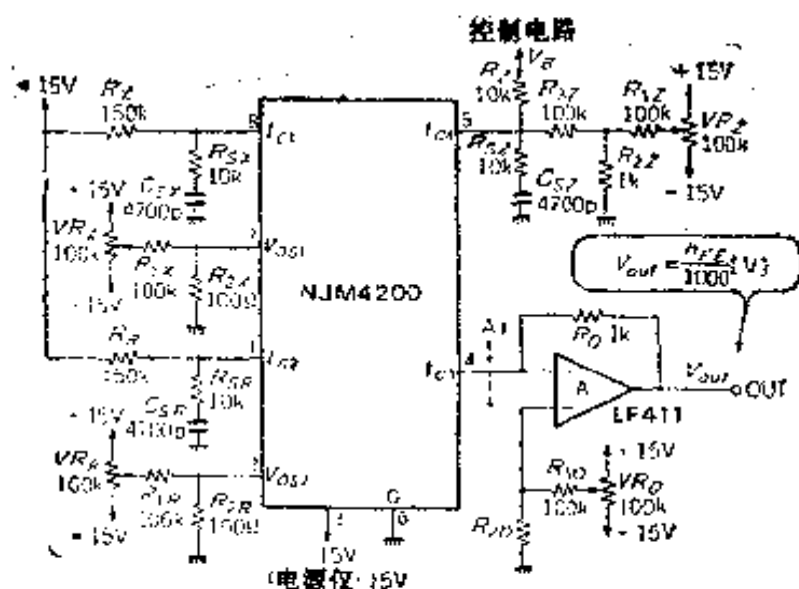


图2-15 实际的除法电路

(3) 实际的除法电路

在实际电路中，还必须设置偏置调整及在输入部分设置，由CR组成的低通滤波器LPF，图2-15为包括这些部分的电路。

② 外部运算放大器的选择：由于NJM4200电路的输出为电流输出，因此，为了不至产生误差，应采取可以忽略输入偏流的场效应管输入型运算放大器。并且，由于其中的偏置也会影响运算误差，则选用低偏置型LF411 (NS)。LF411的输入偏压为2mV(最大)。

⑥ 偏置调整电路: 为了控制其中的无用功耗, 设偏置调整用的半可变电阻器 VR_X 、 VR_R 、 VR_Z 、 VR_O 为 $100\text{k}\Omega$ 。

关于 R_{1X} 、 R 和 R_{2X} 、 R , 由于NJM4200的偏置电压为 10mV 最大), 则为了进行补偿, 必须设

$$\frac{R_{2X,R}}{R_{1X,R} + R_{2X,R}} \cdot V_{CC} \geq 10\text{mV}$$

设 $V_{CC} = 15\text{V}$, 则设

$$R_{1X} = R_{1R} = 100\text{k}\Omega, R_{2X} = R_{2R} = 100\Omega$$

关于 $R_{1Z} \sim R_{3Z}$, 按照合成控制电路输出的关系, 必须设:

$$\frac{R_{1Z}}{R_{1Z} + R_{2Z}} \cdot \frac{R_Z}{R_{3Z}} \cdot V_{CC} \geq 10\text{mV}$$

为了不影 R_Z 和 R_{3Z} , R_{3Z} 应选取得更大一些, 可定为 100Ω 。于是, 得到:

$$\frac{R_{2Z}}{R_{1Z} + R_{2Z}} \cdot \frac{10\text{k}}{100\text{k}} \cdot 15 \geq 10\text{mV}$$

此, $R_{1Z} = 100\text{k}\Omega$, $R_{2Z} = 1\text{k}\Omega$ 。

关于 R_{1O} 和 R_{2O} , 由于LF411的偏置电压为 2mV , 则

$$\frac{R_{2O}}{R_{1O} + R_{2O}} \cdot V_{CC} \geq 2\text{mV},$$

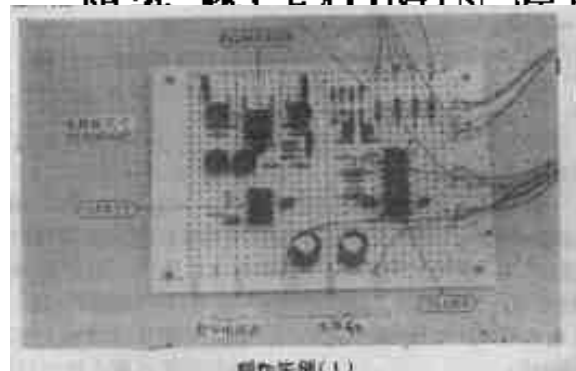
此, $R_{1O} = 100\text{k}\Omega$, $R_{2O} = 47\Omega$ 。

⑦ 输入部分的低通滤波器LPF: 若 $I_{C1} \sim I_{C4}$ 的范围超出 $50 \sim 250\mu\text{A}$, 则可能使工作出现不稳定。防止出现这种情况的办法, 是采用由CR组成的低通滤波器(LP F)。在本电路中, I_{C3} 、 I_{C4} 超出上述范围, 为了安全, 不仅在脚5处, 而且也在脚1、8处接上LPF。厂家推荐的C、R值为 $10\text{k}\Omega$ 和 100pF 。

请尊重知识产权！

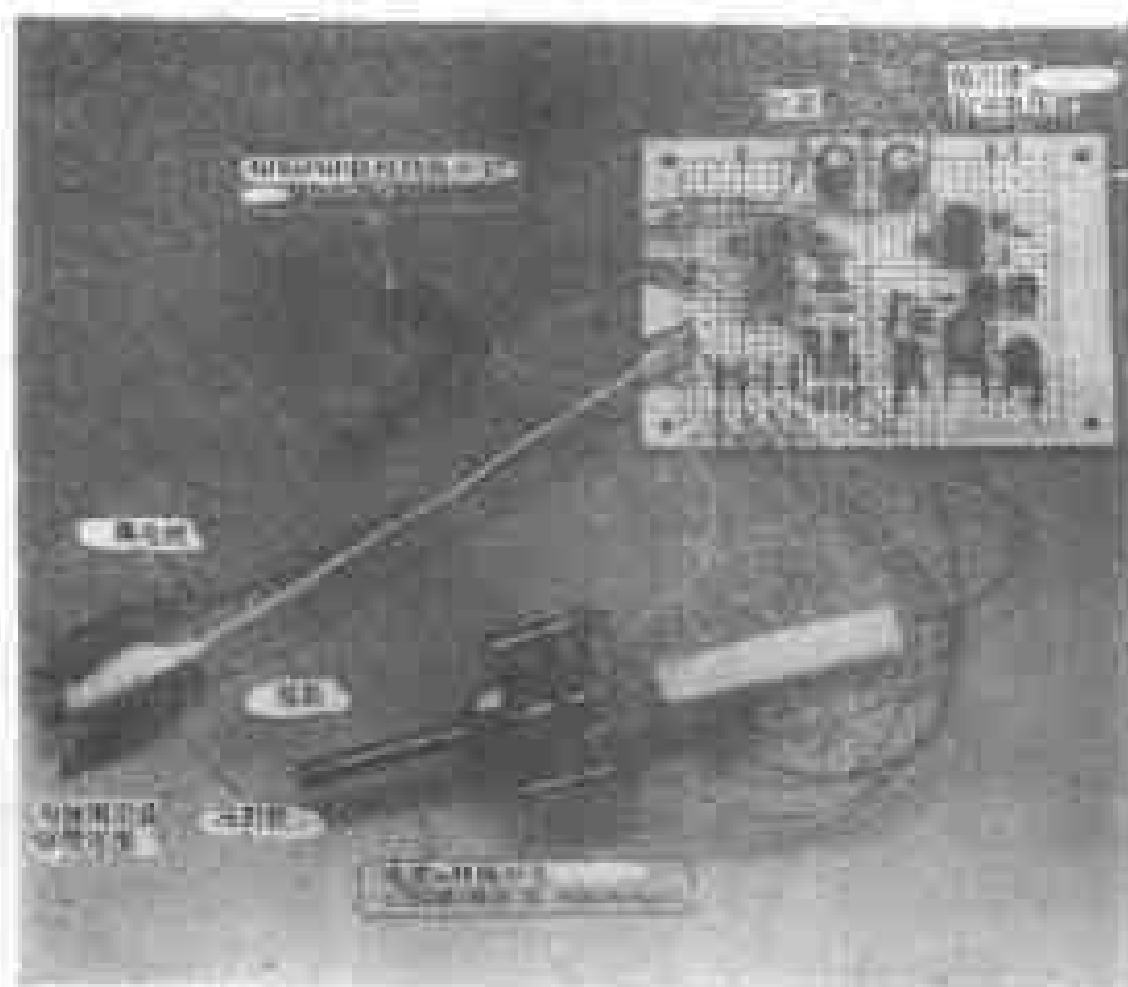
④ 偏置调整法：偏置的调整按下述次序进行：

- 调整 VR_X ，使脚 8 的电压为 0，
- 调整 VR_R ，使脚 1 的电压为 0，
- 断开 R_X 的 V_{CC} 和 R_Z 的 V_b ，将其相互连接，加上1~10 V电压，调整 VR_Z ，使 V_{OUT} 不变化。
- 断开NJM4200的脚 4（图2-15虚线），用1~10 Ω 的电阻将脚 4 与地相连接，调整 VR_O ，使 V_{OUT} 为0。



之后，将布线还原。与除法电路（图2-15）相结合，就能制法为，将极性转换开关打到待测晶体一端，将集电极电流调节到设定值，输出接到数字电压表等上，若按[mV]单位读取，即可成为 h_{FE} 值。

实际测试时，当 $h_{FE} < 1000$ 时，误差在 $\pm 10\%$ 之内，若 $h_{FE} > 1000$ 时，误差将逐渐增大。其原因在于除法电路的误差增加所致



制作实例(2)

第三章 功率放大器的设计

第三章采用现在已通用的低压工作的功率集成电路。本章，前部分为集成电路等效电路分析；后部分参照此电路分析进行的电路实际设计。

3.1 低电压工作的功率放大器电路分析

BA515的性能见表3-1，外围电路见图3-1，内部等效电路见图3-2。这种集成电路为3V下工作的功率放大器。最低工作电压为1.5V。并且，当负载为4Ω时，能够获得230mW (THD=10%)的输出。

表3-1 BA515的性能

● 电压源 (T_a=25℃, V_{CC}=3V, R_L=4Ω, f=1kHz)

项 目	符号	最低	适用	最大	单位	条 件
无信号电流	I _Q	—	12	—	mA	—
电压增益	A _v	33	36	39	dB	R _{MS} =270Ω
额定输出功率	P _{OUT}	180	230	—	mW	THD=10%
失真率	THD	—	0.4	2.0	%	P _O =50mW
输出噪声电压	V _{NO}	—	0.1	1.0	mV _{rms}	R _L =0Ω
输入阻抗	R _{IN}	10	20	—	kΩ	—
信放去除率	RR	25	40	—	dB	R _L =0Ω, f=100Hz
工作初始电压	V _S	1.5	—	—	V	V _O =50mV
ALC TR 基极电流	I _{BOFS}	—	—	1	μA	—
ALC TR 基极电流	I _{BON}	1.0	—	—	mA	—

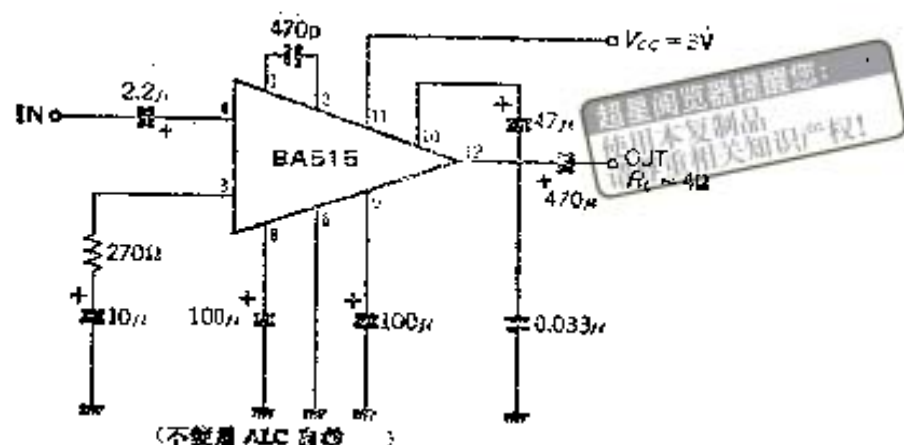


图3-1 BA515的使用方法

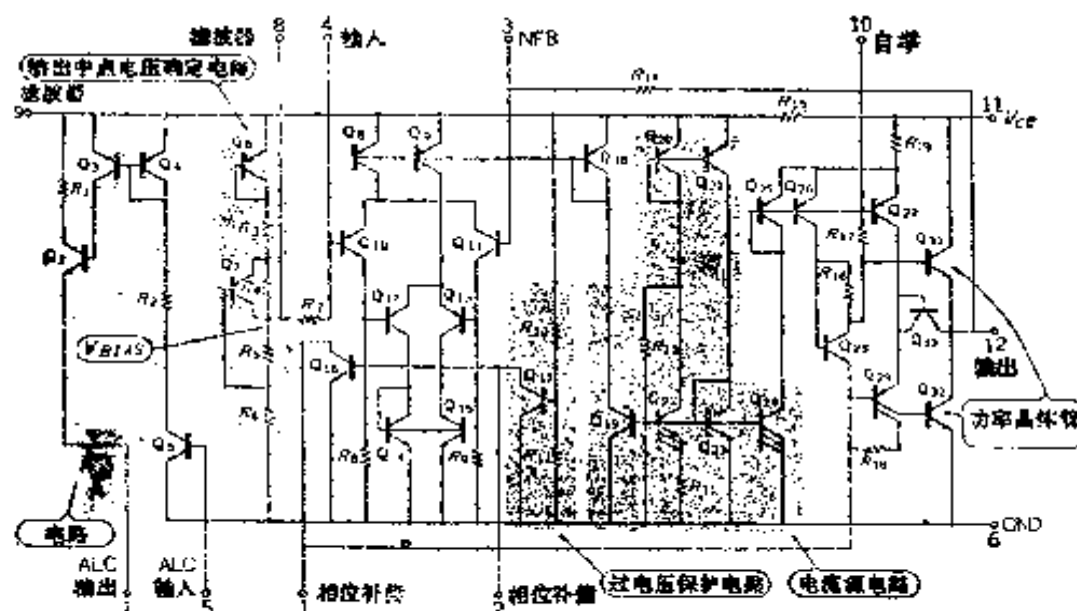


图3-2 BA515的等效电路

(1) BA515的电路组成

内部等效电路如图3-2所示。其中，也包括外围电路元件，为了容易理解，将其改画成图3-3。此图略去了ALC电路和过压的保护电路。

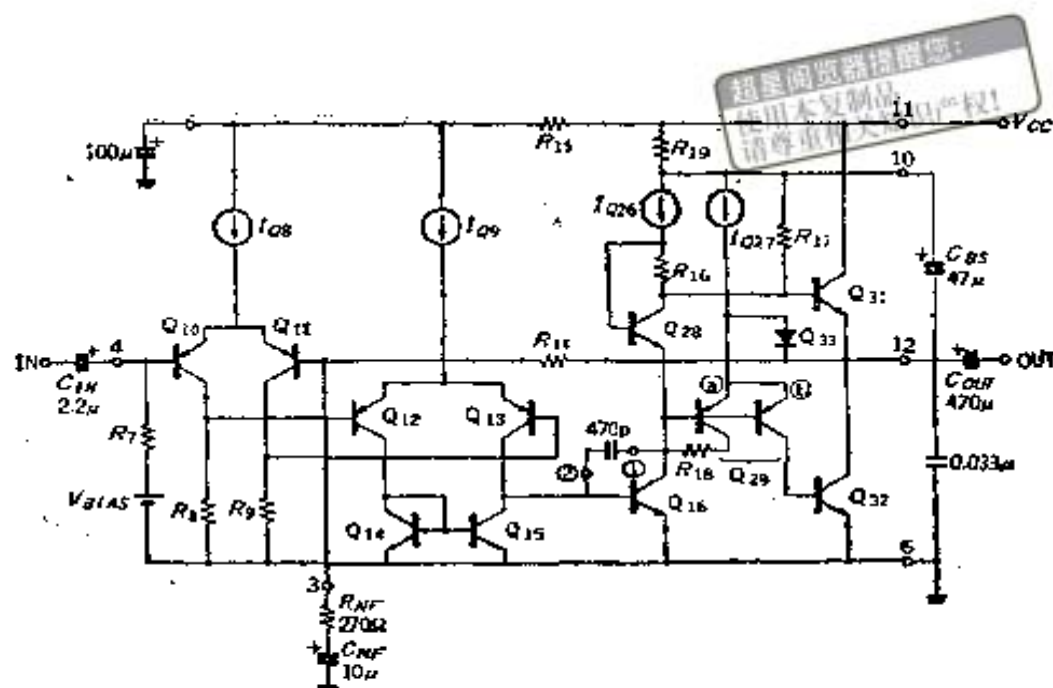


图3-3 为便于了解内部等效电路的简化电路

输入级为PNP晶体管 Q_{10} 、 Q_{11} 组成的差分放大器。成为电阻负载。第二级也为PNP晶体管差分放大器，由 Q_{12} 、 Q_{13} 组成。其负载为由电流密勒 Q_{14} 、 Q_{15} 组成的有源负载①，与下级的激励晶体管 Q_{16} 相连。 Q_{28} 、 Q_{29} 、 Q_{31} 、 Q_{32} 、 Q_{33} 为输出级， Q_{31} 、 Q_{32} 为功率晶体管。

① 直流工作

Q_{10} 的基极由 V_{BIAS} 偏置，因此， Q_{11} 的基极也与之同电位。另外，从输出加反馈到 Q_{11} 的基极。但是，由 C_{NF} 将直流隔断，因此，形成全反馈②。于是，输出电位与 V_{BIAS} 相等。并且，此 V_{BIAS} 随电源电压 V_{CC} 的大小而变化。在正常工作区内，设定 V_{BIAS} 大约为 $1/2V_{CC}$ ，输出一般为上下对称限幅，以便使其获得最大的输出。

由于在平衡状态下采用差分放大器，所以 Q_{10} 、 Q_{11} 的工作

- ① 有源负载：相对于电阻器之类的无源元件，而以晶体管之类的有源器件为负载。实际上，多为电流密勒负载。
- ② 全反馈：指输出的100%全都被反馈。

电流分别为 $1/2 I_{Q80}$ 。同样, Q_{12} 、 Q_{13} 为 $1/2 I_{Q99}$, Q_{14} 、 Q_{15} 的工作电流也为相同值。并且, Q_{16} 中流过 I_{Q26} 。

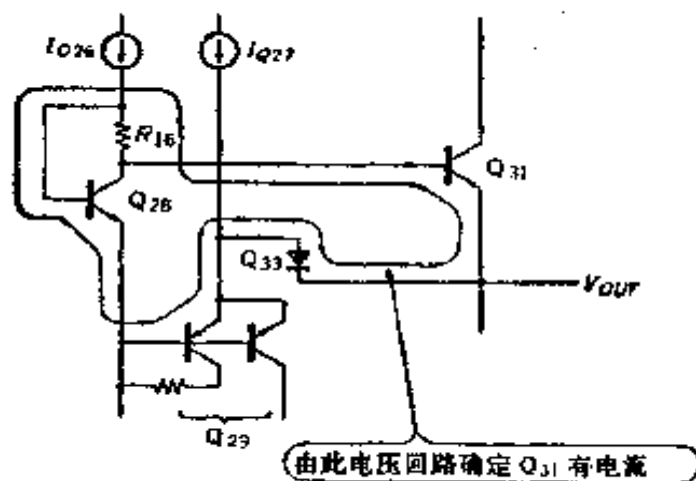


图3-4 无源电流回路

② 无功电流的确定

图3-4为输出级中与无功电流相关的部分。通过图中所示的电压回路,即以输出电位 V_{OUT} 为起点, $(V_{OUT}) \sim V_{BE(Q31)} \sim V_{R15} \sim V_{BE(Q28)} \sim V_{BE(Q29)} \sim (V_{OUT})$ 回路来确定 Q_{31} 的电流。

由于此回路为闭环, 所以其电压之和为0, 可表示如下:

$$V_{BE(Q31)} + V_{R15} + V_{BE(Q28)} + V_{BE(Q29)} + V_F(Q33) = 0$$

然而, 晶体管 V_{BE} 与集电极电流 I_C 的关系可表示为:

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S}$$

其中, V_T : 热电压(常温下为26mV);

I_S : 集电极反向饱和电流。

将符号也考虑进去, 以此式代入前式, 并整理之后得:

$$V_T \ln \left(\frac{I_{C(Q31)} \cdot I_{C(Q29)}}{I_{C(Q28)} \cdot I_{C(Q33)}} \cdot \frac{I_{S(Q28)} \cdot I_{S(Q33)}}{I_{S(Q31)} \cdot I_{S(Q29)}} \right) + I_{Q26} \cdot R_{15} = 0$$

使用集成电路时, 式中“ $\frac{I_{S(Q28)} \cdot I_{S(Q33)}}{I_{S(Q31)} \cdot I_{S(Q29)}}$ ”部分几乎不变。由于

$$I_{C(Q28)} = I_{Q26}$$

$$I_{C(Q29)} = \frac{I_{C(Q32)}}{h_{FE(Q32)}} \approx \frac{I_{C(Q31)}}{h_{FE(Q32)}}$$

$$I_{C(Q33)} = I_{Q27}$$

即可从理论上确定 $I_{C(Q31)}$ 。由于不知道电流和阻值，因此其值还不能清楚地确定。实际上，由于全电流 $I_O = 12$ mA，可以推论出 $I_{C(Q31)}$ 大约为 10 mA。

③ 增益的求法

首先应求出最新的开环增益^① A_{V0} 。初级差分放大器的电压增益 A_{V1} ：

$$A_{V1} = \frac{R_{s39} // (h_{ie(Q12,13)} \cdot \frac{V_T}{I_{Q9}/2})}{\left[\frac{V_T}{I_{Q8}/2} \right]}$$

式中，分子 $()$ 内为 Q_{12} 、 Q_{13} 的输入电阻，分母 $[\]$ 内为 Q_{13} 、 Q_{11} 传递电导 g_m 的倒数。并且，第二级差分放大器的传递电导^② GM_2 为：

$$GM_2 = \frac{2}{V_T / (I_{Q9}/2)}$$

分子中的 2 是由于 Q_{14} 、 Q_{15} 的电流密勒使得电流变化两倍所致。从驱动晶体管 Q_{16} 到输出部分为电流放大器，其电流增益 A_{i13} 为：

$$A_{i13} = h_{fe(Q18)} \cdot h_{fe(Q31,32)}$$

其中，由于 Q_{28} 成为电平漂移， Q_{29} 成为电流密勒，所以增益变为 1。根据以上情况，接有负载电阻 R_L 时的开路增益 A_{V0} 为：

① 开环增益：指放大器不加反馈使用时的增益，与此对应，当加上反馈使用时的增益称为闭环增益。

② 传递电导：指相对于输入信号电压变化时，输出电流的变化， $\frac{\partial i_{out}}{\partial V_{in}}$

$$A_{V0} = A_{V1} \cdot G_{M2} \cdot A_{13} \cdot R_L = h_{fe(Q12, Q13)} h_{fe(Q16)} h_{fe(Q31, Q32)} \\ \times \frac{R_{8,9}}{R_{8,9} + h_{fe(Q12, Q13)} \cdot (2V_T / I_{Q9})} \cdot \frac{I_{Q8}}{V_T} \cdot R_L$$

现若设 $h_{fe(Q12, Q13)} = 50$, $h_{fe(Q16)} = h_{fe(Q31, Q32)} = 100$, $R_{8,9} = 10\text{k}\Omega$, $I_{Q8} = I_{Q9} = 100\mu\text{A}$, $R_L = 4\Omega$, 则 $A_{V0} = 67\text{dB}$ 。

并且, 闭环增益由 R_{NF} 和 R_{14} 之比确定:

$$A_V = 1 + \frac{R_{14}}{R_{NF}}$$

从表3-1可知, 由于 $A_V = 33\text{dB}$ ($=44.7$ 倍), 所以可倒推算出 R_{14} 为 $11.8\text{k}\Omega$ 。

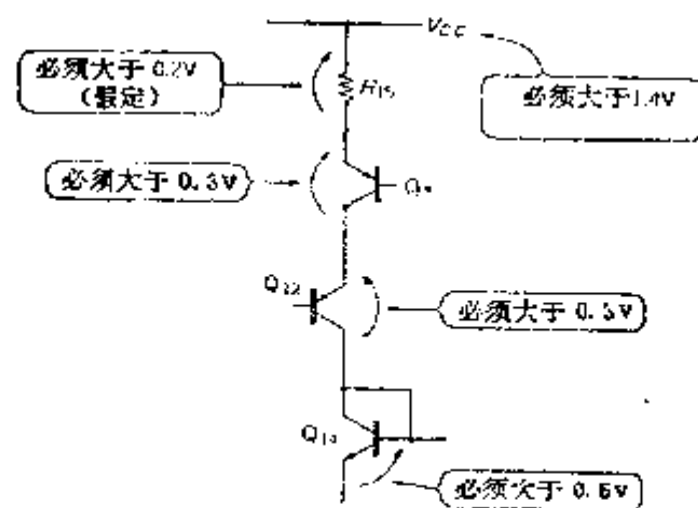


图3-5 最低工作电压计算实例

④ 最低工作电压的讨论

最低工作电压基本上是由电路构成所决定的。在电路组成中, 最重要的是, 电源电压 V_{CC} 与地之间, 在级联方式下, 因晶体管的 V_{BE} 、 V_{CE} 与电阻所形成的电压降的大小。为了使电路能正常工作, 至少必须满足 $V_{BE} = 0.6\text{V}$, $V_{CE} = 0.3\text{V}$ 。

在图3-3中, 若按照 $V_{CC} \sim R_{15} \sim Q_9 \sim Q_{12} \sim Q_{13} \sim \text{地}$ 的途径, 则下式成立:

$$V_{CC} = V_{R15} + V_{CE(Q9)} + V_{CE(Q12)} + V_{BE(Q14)}$$

$$= V_{R15} + 2V_{CE} + V_{BE}$$

为了使这部分电路能工作，如设 $V_{R15} = 0.2V$ ，则至少 V_{CC} 应为 $1.4V$ 。这可从图3-5中得到了了解。这里所表示的途径仅为一例。实际上，在所有途径中，具有必不可少电压的途径决定着最低的工作电压。

另一个重要的问题是 V_{BIAS} 值。它一般为 $1/2V_{CC}$ ，然而在降压时， V_{BIAS} 值变成能够使电路在最低电压下工作的数值。 Q_{10} 、 Q_{14} 的基极电位与 V_{BIAS} 相等，但与 V_{CC} 之间所必须的电压大约在 $1V$ 以上($V_{R15} + V_{CE(Q9)} + V_{BE(Q10)}$ ， $V_{R19} + V_{CE(Q26)} + V_{R16} + V_{BE(Q31)}$ 等)。与此对应，与地之间所必须的电压在 $0.3V$ 以上($-V_{R(Q33)} + V_{BF(Q29)} + V_{BE(Q16)}$ ， $-V_F(Q34) + V_{CE(Q29)} + V_{BE(Q32)}$)，所以，相对于 V_{CC} 而言， V_{BIAS} 按图3-6所示规律变化。

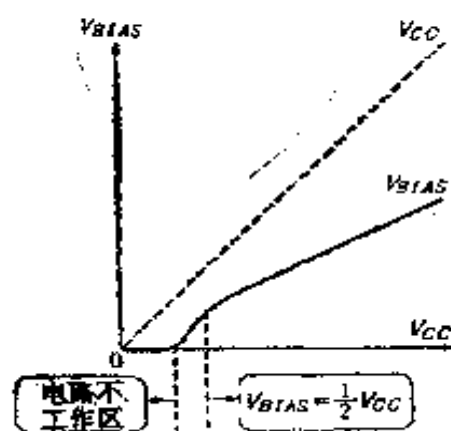


图3-6 V_{BIAS} 与 V_{CE} 的关系

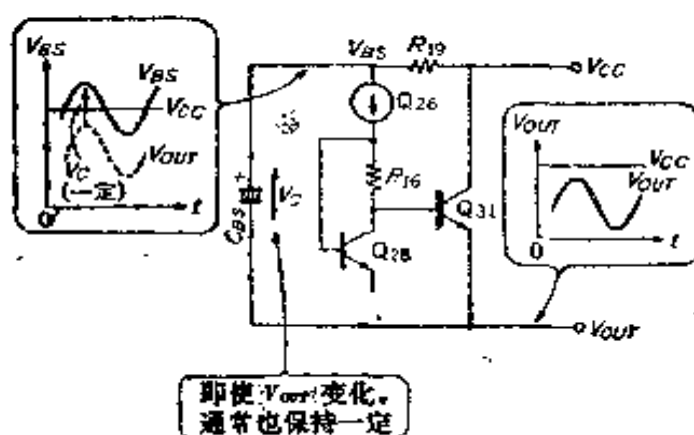


图3-7 C_{BS} 对大振荡输出波形的影响

⑤ 自举

当其没有自举电容器 C_{BS} 时，即使有信号，能忽略与 V_{CC} 之间的电位差中电阻器所造成的压降，其输出电压 V_{OUT} 也将不会低于 $V_{BE(Q31)} + V_{CE(SAT)}(Q26)$ 。此数值大约在 $1V$ 左右。当电压高时，没有什么问题，然而在电压降到 V_{CC}

=3V时，由于此电压损耗的影响，将使最大输出大为下降。

为防止这种现象的发生，而使用了 C_{BS} 。如图3-7所示。即使 V_{OUT} 发生变化，通常 C_{BS} 上的电压 V_C 也将保持不变。所以，如果 V_{OUT} 增高，则与此对应， V_{BS} 也将增高，恰似 V_{CC} 仅仅增高了 V_{OUT} 的数值，结果， V_{OUT} 与 V_{CC} 之间的电位差达到 $V_{CE(sat)}(Q31)$ 。 C_{BS} 的存在对于输出波形的影响见图3-8所示。

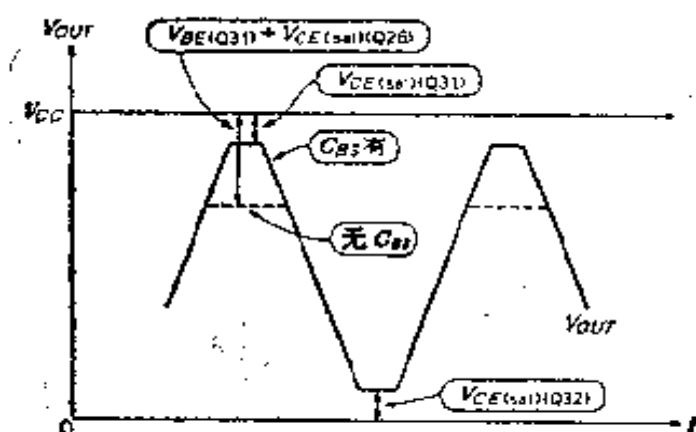


图3-8 自举电容器的作用

3.2 低电压工作的功率放大器的设计

下面我们来讨论采用分立晶体管进行低电压下工作的功率放大器的设计。但是，即使原封不动地制作BA515电路，也难以获得理想的性能。这是因为，像集成电路那样，在同一芯片上的晶体管具有相同的性能，然而，对于分立晶体管来说，即使型号相同，其性能也不可能一样，其所处的温度也不同。并且，不可能像集成电路那样，采用大量的晶体管。有的电路适合采用集成电路，而有的电路则适合采用分立晶体管。

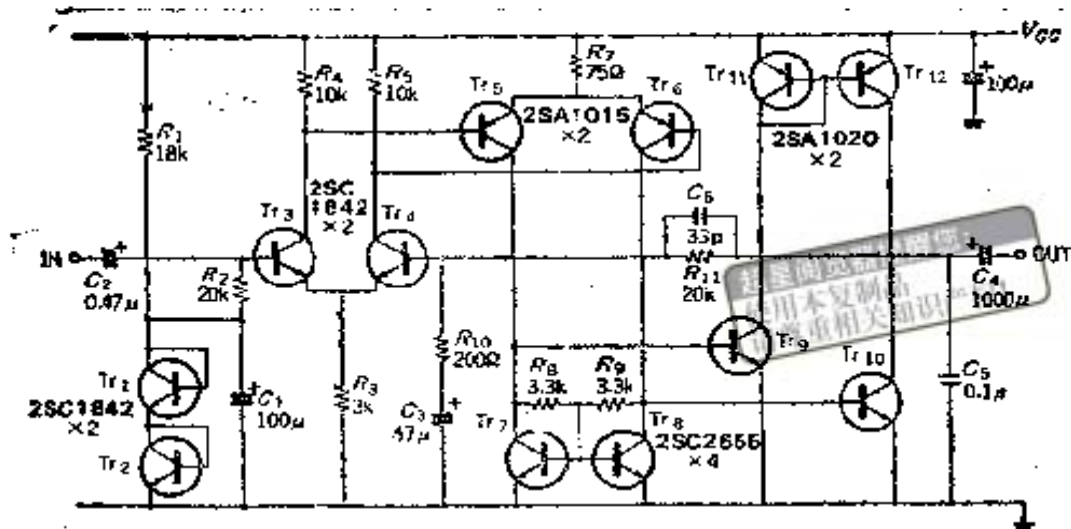


图3-9 完整的低电压工作的功率放大器电路图

(1) 全电路构成

考虑了前述情况而完成的电路见图3-9。电源电压以3V为基准，最低工作电压在1.5V以下。

T_{r1} 、 T_{r2} 是为了获得偏置电压，而把晶体管连接成为二极管使用的。这样所形成的电压与输出直流电位相等。

T_{r3} 、 T_{r4} 为输入级的差分放大器电路，由NPN晶体管组成。 T_{r5} 、 T_{r6} 为第二级差分放大电路，采用PNP管构成。采用PNP管的原因在于，当电源电压变化时，应使工作电压保持不变。如果第二级也采用NPN管，则必须将与 R_7 相当的部分更换成为恒流电路。

关于 $T_{r7} \sim T_{r10}$ ，当无信号时， T_{r7} 和 T_{r9} ， T_{r8} 和 T_{r10} 为配对电流密勒；当有信号时，相对于 T_{r7} 、 T_{r8} 的电流， T_{r9} 、 T_{r10} 的电流将呈现指数形式变化规律，所以电路由A类变为B类^②。

T_{r11} 、 T_{r12} 为电流密勒，是为了获得上端振幅。

② A类、B类：在推挽电路中，当无信号时，流经负载的最大电流的1/2，流经输出级者称为A级；当流经输出级的电流为0或非常小时，称为B级。A级的特点是不会产生交叉失真、开关失真，B级的特点是电源效率高。

① 使用晶体管的注意事项

图3-9电路为受低电源电压限制的电路的构成情况。有的部分不适合于分立晶体管,如 $T_{r7} \sim T_{r12}$ 部分。如前所述,即使是同一型号的分立晶体管,其性能也将不同,所以即使 V_{BE} 相同,也不能限制电流相同,并且,由于各晶体管的功耗不同,所造成的晶体管内部温度差异也不能忽视。通常,为了避免这种情况的发生,在发射极上串联电阻器,但由于 $T_{r9} \sim T_{r12}$ 的电流变化大,所以不应接入电阻。于是,在实际制作时,必须使用同一批量的产品^①, $T_{r7} \sim T_{r10}$ 和 T_{r11} 、 T_{r12} 应进行热耦合。

(2) 电路设计

下面来具体确定电路参数。

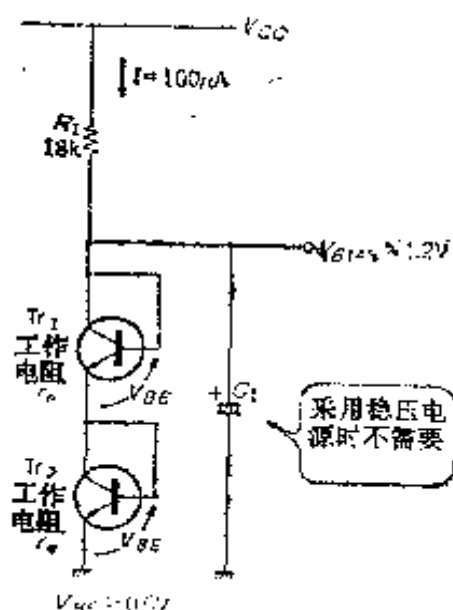
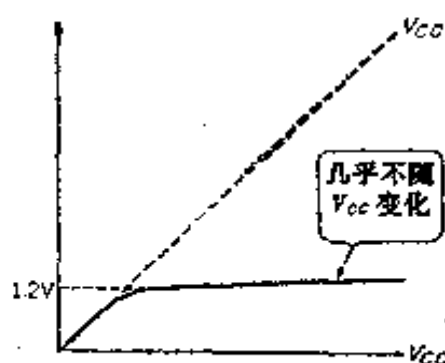


图3-10 偏置电路

图3-11 V_{RLAS} 的变化

① 偏置电路

图3-10所示为偏置电路。由于这里所形成的偏压决定着

① 批量：指在同一时间中，按同一工艺条件制作的产品。如果将同一型号，但不同批量的产品相比，同批量产品的性能十分相近。

功率放大器的输出电位,所以一般为 $1/2V_{CC}$ 。在 V_{CC} 变化时,放大器的工作电流会发生变化,所以通过与下述初级差分放大电路的相互兼顾,得到两只二极管的电压。于是,与 V_{CC} 对应, V_{BIAS} 按图3-11所示曲线变化。因此,在 $V_{CC}=2.4\sim 2.5V$ 时,输出成为上下对称削波。当 $V_{CC}=3V$ 时,在下端首先产生削波,如最终的数据所示,由于得到足够的输出值,所以可按上述办法处理。

(a) Tr_1 、 Tr_2 的选择: 原本仅要获得 V_{BE} 或 V_F , 也可使用二极管, 但由于应尽量与初级差分放大电路的 V_{BE} 相等, 所以选用与 Tr_3 、 Tr_4 相同的产品。

(b) R_1 的计算: 根据同样的理由, 由于流经 Tr_1 、 Tr_2 的电流希望与 Tr_3 、 Tr_4 中的电流相同, 所以

$$R_1 = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{I} = \frac{3 - 2 \times 0.6}{100\mu A} = 18k\Omega$$

(关于 $I=100\mu A$ 的问题, 见后述)

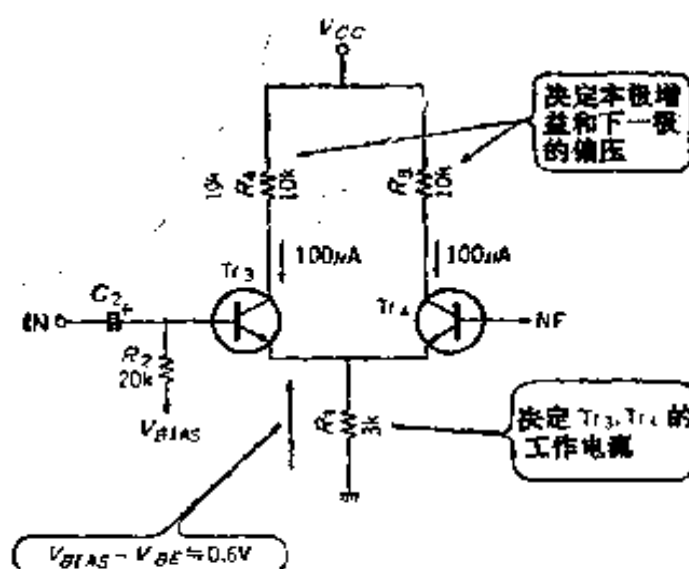


图3-12 初级差分放大电路

(c) C_1 的计算: 当使用交流接续器时, 为了不在 V_{BIAS}