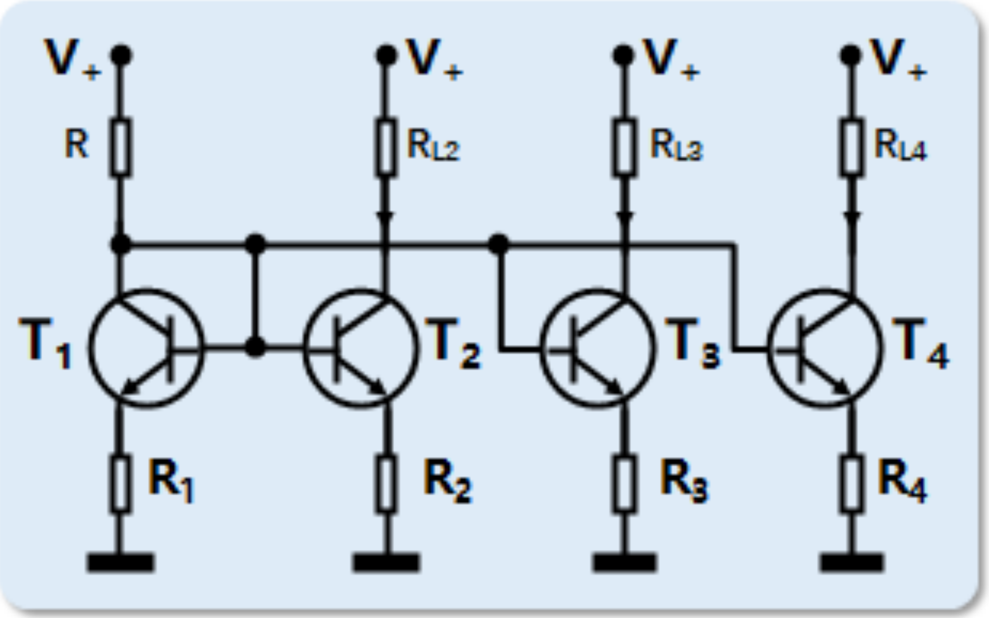
北京大学
PEKING UNIVERSITY

电子线路分析与设计习题课

助教：沈翔

时间：2022.12.13

20.1 电流源



多路恒流源电路如左图。

其中：V+ = 10V，R = 8.3KΩ，

R_1=1KΩ，R_2=2KΩ，R_3=4KΩ，R_4=8KΩ。

请说明：

① R_{L2}、R_{L3}、R_{L4} 所获得的恒定电流的大小；

② R_{L2}、R_{L3}、R_{L4} 能获得恒定电流的条件。

对于T_1的偏置情况：

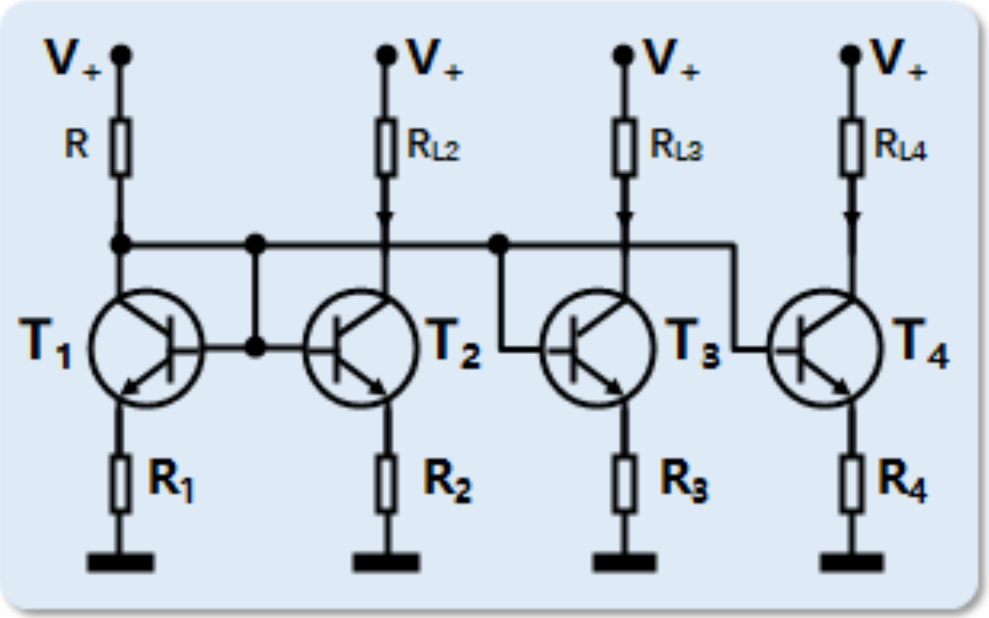
$$V_+ = I_C\,R + 0.7V + I_E\,R_1 \approx I_R\,(R + R_1) + 0.7V$$

$$I_R \approx 1mA$$

对于比例电流源：$I_R\,R_1 = I_{R_{L2}}\,R_2 = I_{R_{L3}}\,R_3 = I_{R_{L4}}\,R_4$

因此，$I_{R_{L2}} \approx 0.5mA, I_{R_{L3}} \approx 0.25mA$，$I_{R_{L4}} \approx 0.125mA$

20.1 电流源



多路恒流源电路如左图。

其中：V+ = 10V，R = 8.3KΩ，

R_1=1KΩ， R_2=2KΩ， R_3=4KΩ， R_4=8KΩ。

请说明：

① R_{L2}、R_{L3}、R_{L4} 所获得的恒定电流的大小；

② R_{L2}、R_{L3}、R_{L4} 能获得恒定电流的条件。

获得恒定电流的条件： T_2, T_3, T_4没有饱和

$$V_B = 1.7V \le V_C = V_+ - I_{R_{L2}} R_{L2}$$

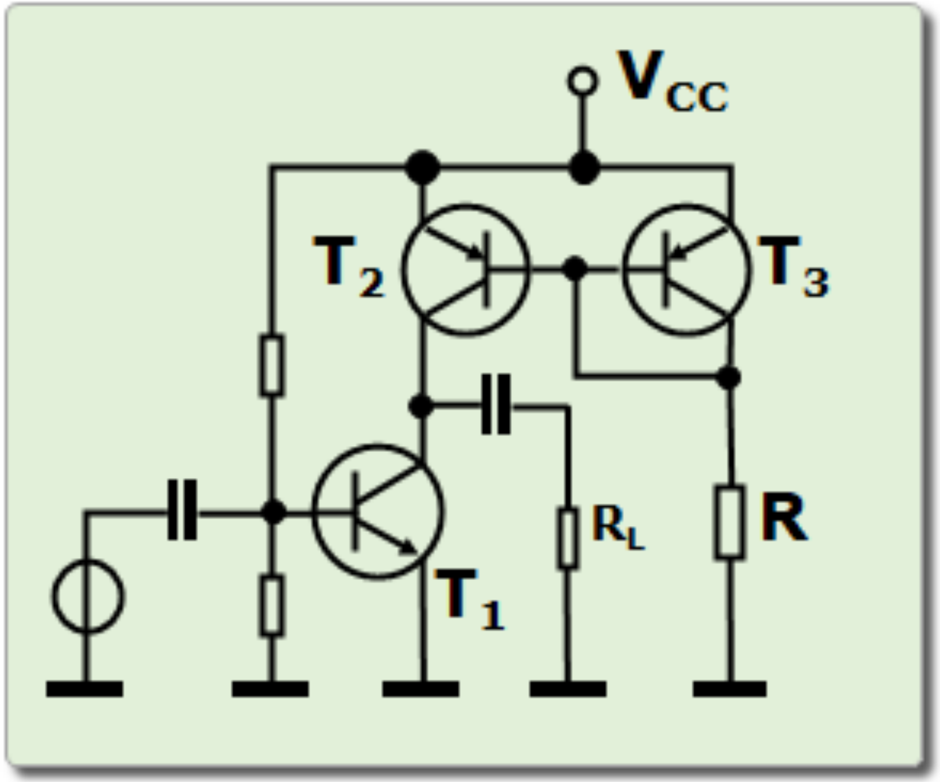
即， $R_{L2} \le 16.6k\Omega$

类似有：$R_{L3} \le 33.2k\Omega, R_{L4} \le 33.2k\Omega$

其他获得恒定电流的要求：BJT的一致性、温度稳定性等

复合级联
推挽输出
差分放大
有源偏置
运放

20.2 高增益放大



图中所有晶体管均为：$\beta=100$， $r_b=1k\Omega$，$r_c = 100k\Omega$。电路中$V_{CC} = 10V$，$R=9.3K\Omega$。

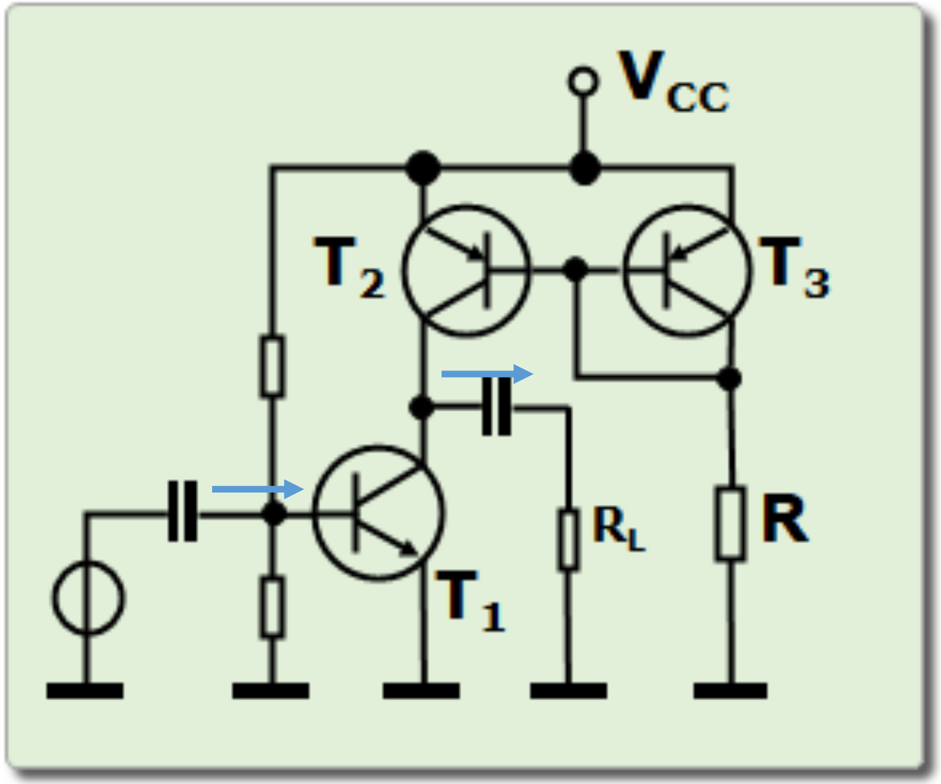
请计算（注意，极速估算法失效）：

① 当 $R_L = \infty$ 时，电压增益 $A_{V\infty} = V_{RL}/ V_S$?

② 电路的输出电阻 R_o 是多少?

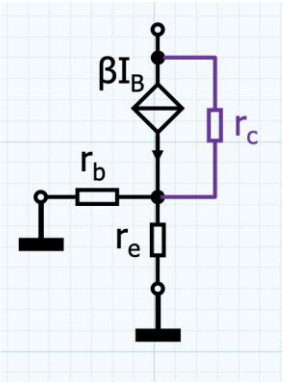
③ 当 $R_L = 1K\Omega$ 时，电压增益 $A_V = V_{RL}/ V_S$?

复合级联
推挽输出
差分放大
有源偏置
运放



图中所有晶体管均为：β=100， r_b=1kΩ，r_c = 100kΩ。电路中V_{CC} = 10V，R=9.3KΩ。

三极管的等效



首先求解偏置情况，T_2, T_3是一对镜像电流源：

$$V_{T_2B} = V_{T_3B} = V_{T_3C} = V_{cc} - 0.7V = 9.3V$$

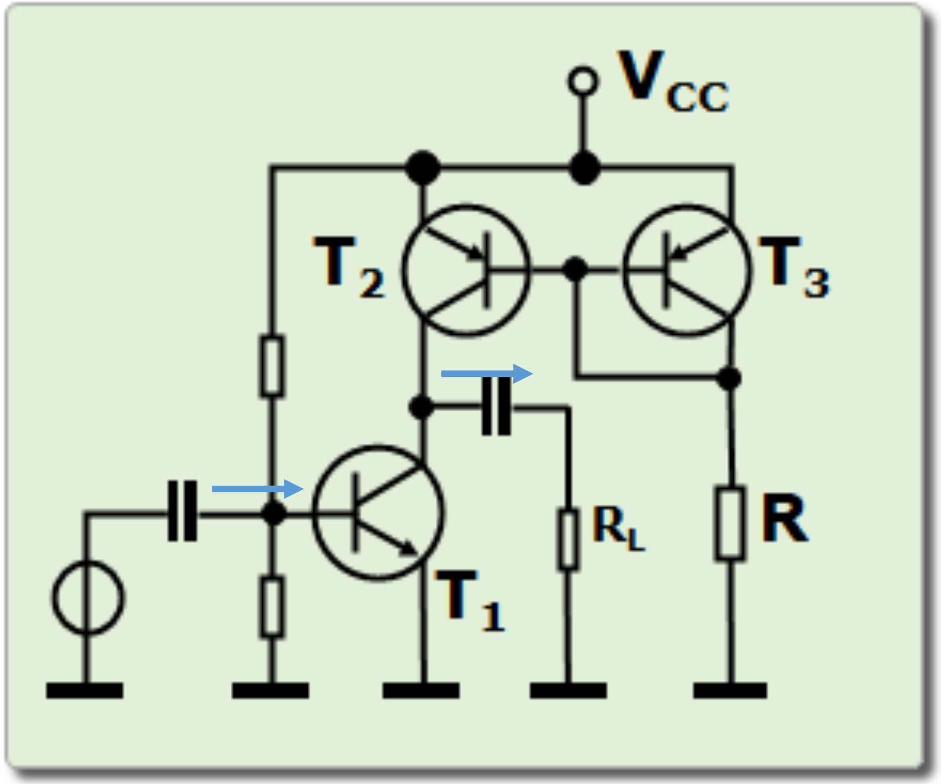
$$I_{T_3C} = \frac{V_{T_3C}}{R} = 1mA = I_{T_2C}$$

$$r_{e1} = \frac{26mV}{1mA} = 26\Omega$$

输出电阻：

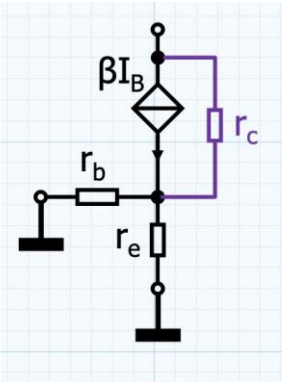
$$R_o = R_{T_1C}//R_{T_2C} = 3.5 \times 10^5\Omega//1.6 \times 10^5\Omega = 108k\Omega$$

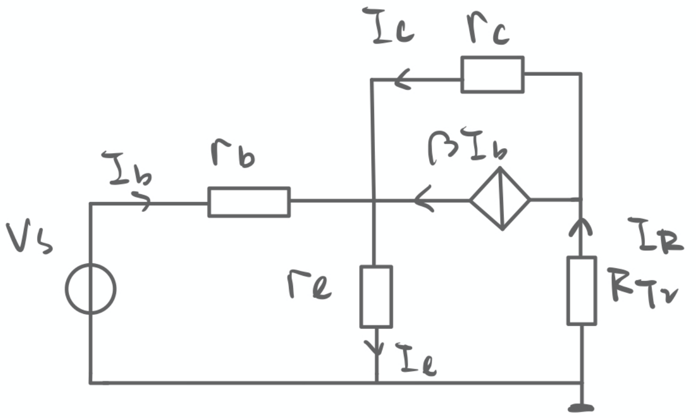
$$\left(\left(1 + \frac{\beta r_e}{r_e+r_b}\right) r_c + r_b//r_e\right)//\left(\left(1 + \frac{\beta r_e}{r_e+r_b+r_{be3}}\right) r_c + (r_b+r_{be3})//r_e\right)$$



图中所有晶体管均为：β=100， r_b=1kΩ，
r_c = 100kΩ。电路中V_{CC} = 10V，
R=9.3KΩ。

三极管的等效





将T_2部分看作负载，计算开路增益（即第一问）

$I_e = (\beta + 1)I_b + I_c \quad (*)$

$I_R = \beta I_b + I_c \approx I_e$

右侧回路的KVL：

$0 = I_e r_e + r_c I_c + R_{T_2C} I_R \approx r_c I_c + R_{T_2C} I_e$

$I_c = -\frac{R_{T_2C}}{r_c} I_e = -1.6 I_e$

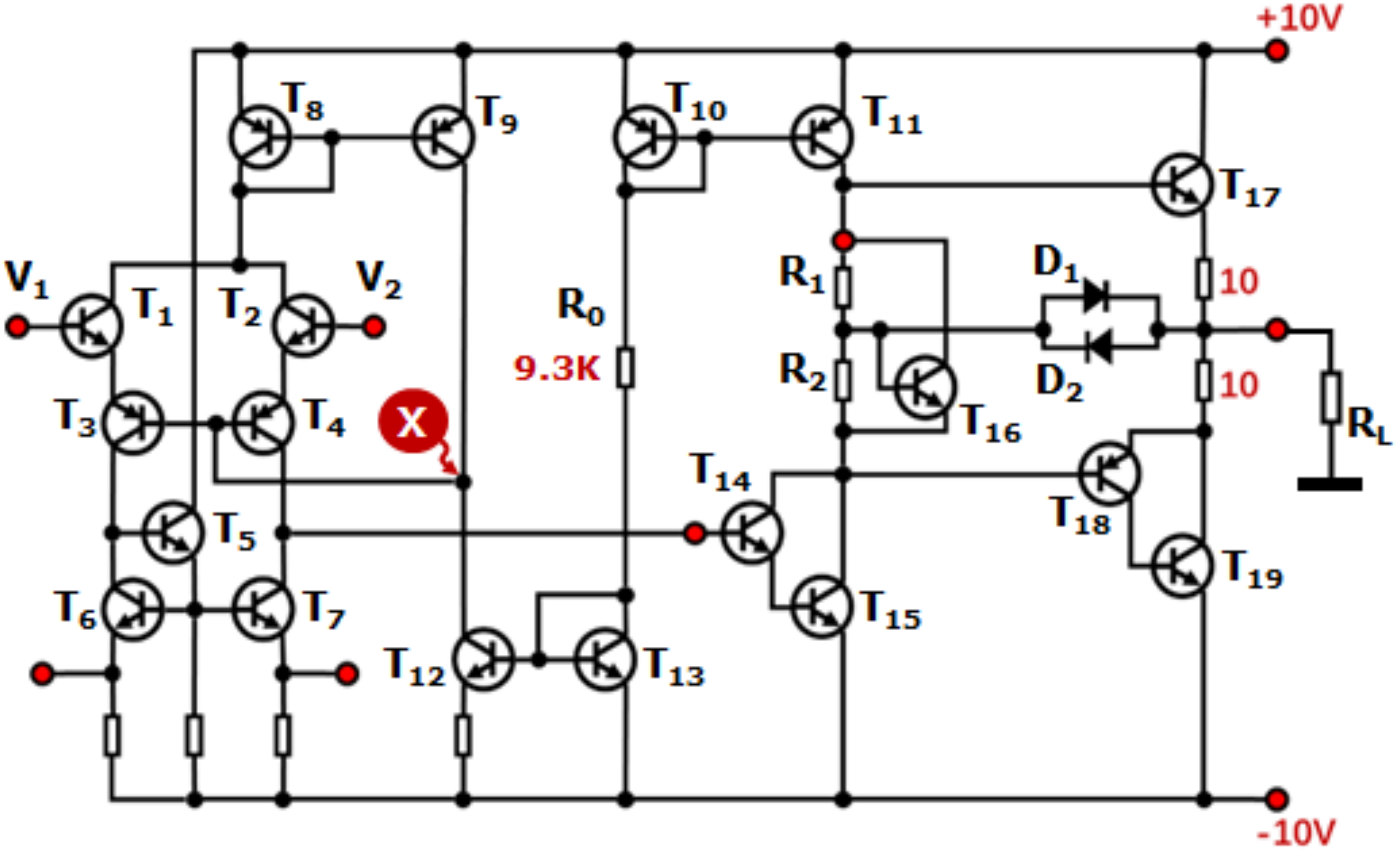
则由（*）$I_b \approx \frac{2.6 I_e}{\beta}$

左侧回路的KVL：$V_s = I_b r_b + I_e r_e \approx \left(\frac{2.6}{\beta} r_b + r_e\right) I_e$

$$A_{V\infty} = \frac{V_{R_L}}{V_s} = \frac{V_{R_{T_2}}}{V_s} \approx \frac{-I_e R_{T_2}}{\left(\frac{2.6}{\beta} r_b + r_e\right) I_e} \approx -3.1 \times 10^3$$

第三问：$A = \frac{R_L}{R_o + R_L} A_{V\infty} \approx -28$

20.3 运算放大器



所有晶体管参数一致：
$\beta=100$，$r_b\approx0$，$r_c\approx\infty$。
R_L = 1KΩ。请估算：

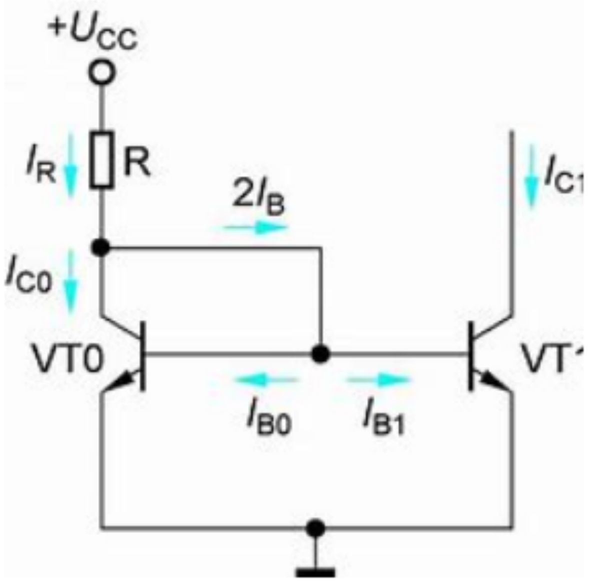
① 若 $V_1=V_2=0$时，推挽电路的电流 $I_{EQ}\approx0$，请估计电路的静态功耗

② 在电路正常放大时，R_L它能获得的最大电流是多少?

③ 若简单假设所有 BJT 的 $r_e=10\Omega$，而差分输入级的 $K_{CMR}=\infty$，节点 X 可看作动态地，则当：
$V_1=4V+\sin(\omega t)\ \mu V$，
$V_2=4V-\sin(\omega t)\ \mu V$，
请估算信号负半周时：
V_{RL} = ?

复合级联
推挽输出
差分放大
有源偏置
运放

镜像电流源

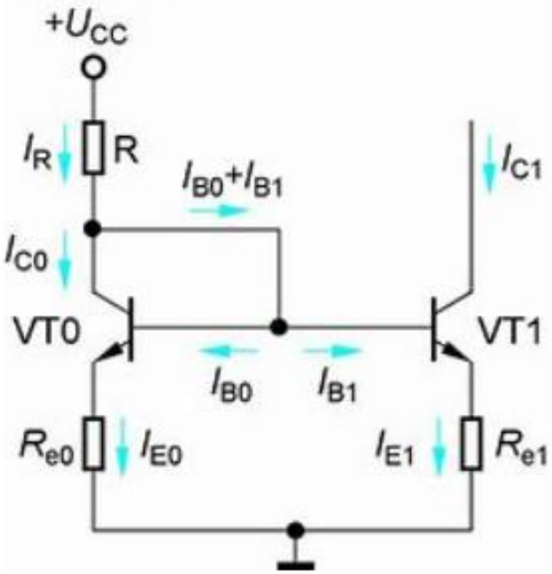


从图中可以看出来，IR=(Vcc-Ube)/R，IR=IC+IB,IC=βIB

IC=β/(β+2)*IR，当β远大于2的时候，IC≈IR。

所以由于电路的特殊接法，造成了IC与IR的值近似相等，通过调节R的值的大小就可以控制不同的IC的输出。

比例电流源



可以看出来，控制IR的大小只需要调节Re0和Re1的阻值就可以实现，当IC1需要很大的电流的时候，不需要变化R的大小，只需要调节射极的两个电阻。

推导过程

比例电流源

由图可得 $U_{BE0}+I_{E0}R_{e0}=U_{BE1}+I_{E1}R_{e1}$ <公式一>

已知二极管电流公式：$I_E=I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \Rightarrow U_{BE}=U_T\ln\frac{I_E}{I_S} \Rightarrow U_{BE0}-U_{BE1}=U_T\ln\frac{I_{E0}}{I_{E1}}$

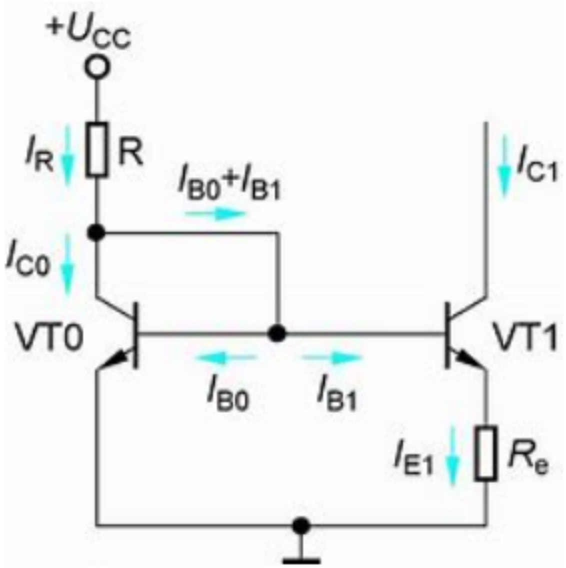
代入公式一整理可得 $I_{E1}R_{e1}\approx I_{E0}R_{e0}+U_T\ln\frac{I_{E0}}{I_{E1}}$

当$\beta\gg 2$时，$I_{C0}\approx I_{E0}\approx I_R$，$I_{C1}\approx I_{E1}$，所以

$I_{C1}\approx\frac{R_{e0}}{R_{e1}}I_R+U_T\ln\frac{I_R}{I_{C1}}$ 对数项可忽略 即 $I_{C1}\approx\frac{R_{e0}}{R_{e1}}I_R$

微电流源

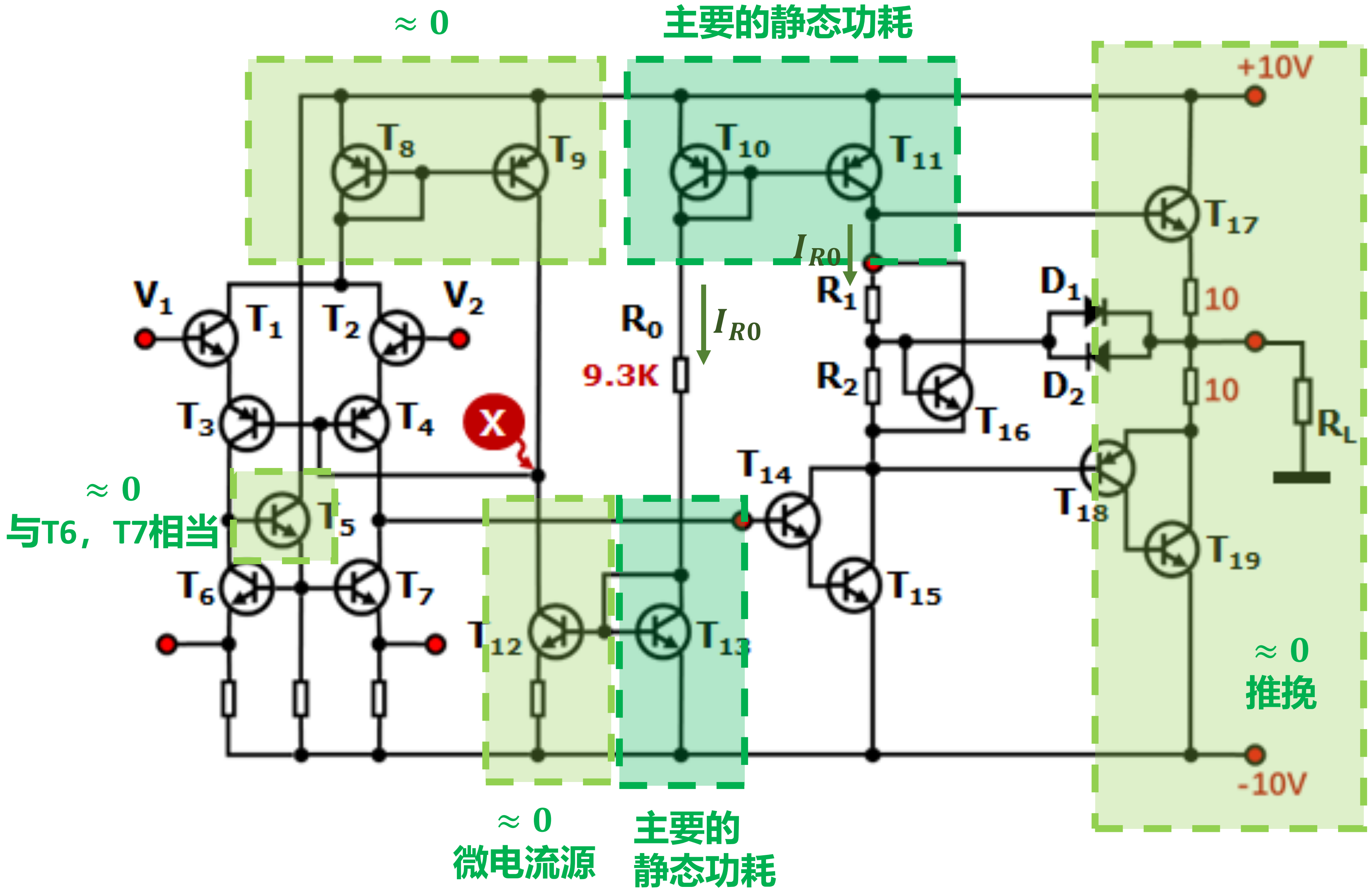
有时候在实际应用中需要用到非常小的电流，可能是uA级别的，这个时候上面的两个电流源电路就不能很好的满足这个需求，因此还有微电流源电路，其实微电流源电路从比例电流源来讲比较容易理解，抑制比例电流源中的IC1=Re0/Re1*IR，那当Re0趋近于0的时候IC1就会趋近于0，因此微电流源直接将比例电流源中的Re0去掉。如下图



推导过程

UBE0=UBE1+IE1Re，所以IC1≈IE1=(UBE0-UBE1)/Re，式中的UBE0-UBE1只有几十毫伏，所以只要几千欧的Re，就可以得到几十微安的IC1。

实际上在设计电路的过程中，应该先确定IR和IC1的数值，然后再求出R和Re的数值。



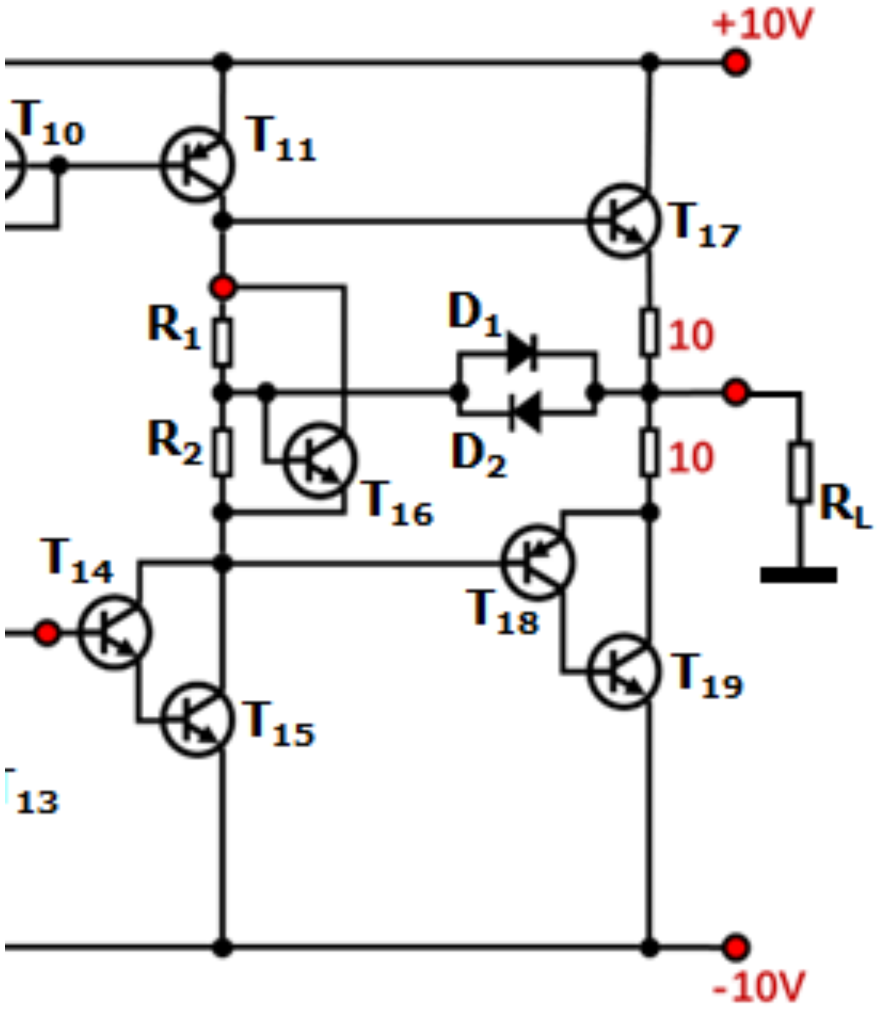
Q1：静态功耗

$$I_{R0}\,R_0 + 0.7V + 0.7V = 20V$$

$$I_{R0} = 2mA$$

静态功耗：

$$2 \times 2mA \times 20V = 80mW$$



Q2：R_L上最大电流

限制1：保护电路

D_1, D_2导通时，10Ω电阻上的电压接近D_1, D_2的导通电压$0.7V$

$$V_{R_1} + V_{D_1} = 0.7 + 10I_{R_L}$$

$$V_{R_1} = V_{R_2} = 0.7$$

$$I_{R_L} = \frac{0.7V}{10\Omega} = 70mA$$

限制2： R_L上电压的动态范围

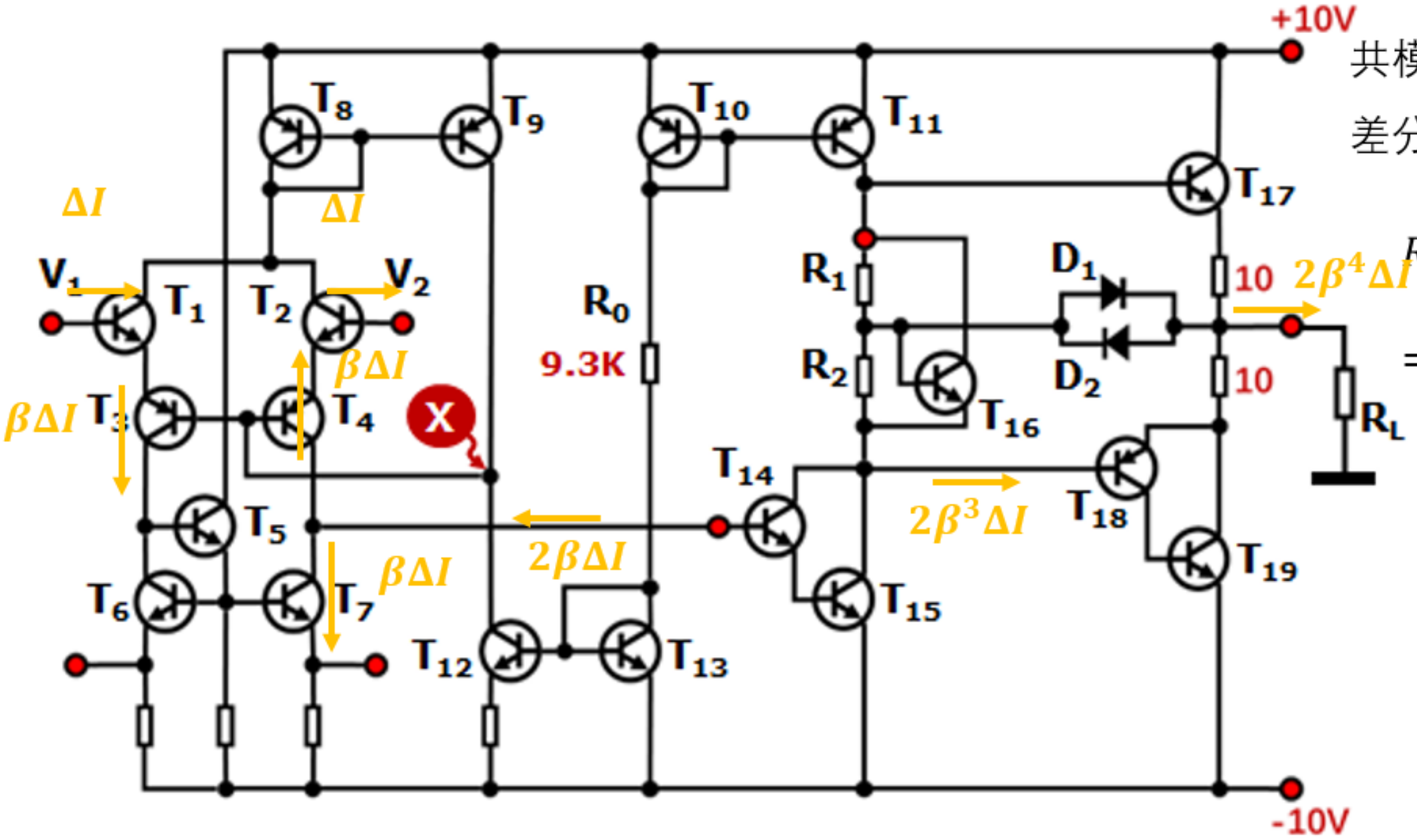
最高为8.6V（T11和T17各自产生0.7V的压降）

最低为-7.9V（ T14，T15和T18各自产生0.7V的压降）

此时， R_L上电流的动态范围是$-7.9mA\sim 8.6mA$

因此，电路正常放大时， R_L上最大电流是$8.6mA$

Q3：电压增益



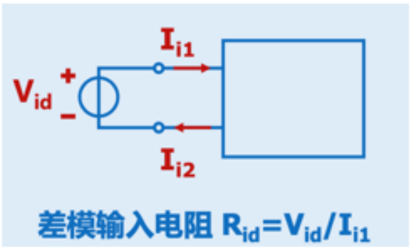
共模抑制比→ ∞，因此考虑差模部分。

差分输入的输入电阻是单侧输入电阻的串联：

$$R_{in} = 2\left(r_b + (1+\beta)\left(r_e + \left(r_e + \frac{r_b}{1+\beta}\right)\right)\right)$$

$$= 4k\Omega$$

$$\Delta I = \frac{V_1 - V_2}{R_{in}}$$



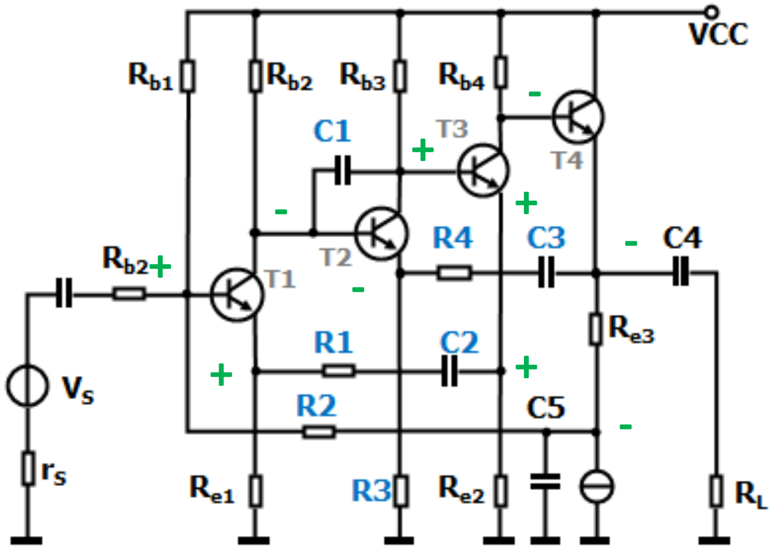
V1输入信号正半周， $V_{R_L} = 2\beta^4 \Delta I\ R_L = \frac{2\times 2\sin(\omega t)\times 10^{-6}V}{4k\Omega} \times 100^4 \times 1k\Omega = 100\sin(\omega t)$

V1输入信号负半周， $V_{R_L} = 2\beta^5 \Delta I\ R_L = \frac{2\times 2\sin(\omega t)\times 10^{-6}V}{4k\Omega} \times 100^5 \times 1k\Omega = 10000\sin(\omega t)$

实际情况不可能出现那么大的信号，理论最大输出为-7.9~8.6V，所以输出为严重饱和失真的近似方波。

瞬时极性法判断正、负反馈。

21.1 请判断下列电路中各反馈的类型



a) C_1 支路
b) R_1,C_2 支路
c) R_2 支路
d) R_3 支路
e) R_4,C_3 支路

正反馈	负反馈
直流反馈	交流反馈
级内反馈	级间反馈
电压反馈	电流反馈
串联反馈	并联反馈

(a) C_1支路：负反馈，交流反馈，级内反馈，

电压并联反馈

(b) R_1,C_2支路：负反馈，交流反馈，级间反馈，

电流串联反馈（R1 C2接在E极，信号接在C极，相当于对C极信号的电流做了采样）

(c) R_2支路：负反馈，直流反馈，级间反馈，

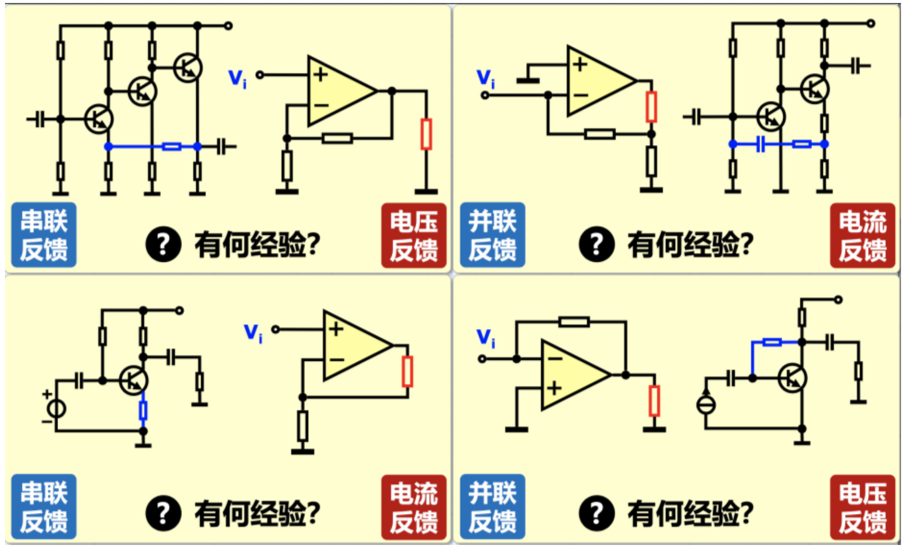
电压并联反馈（仅直流反馈不必论反馈组态）

(d) R_3支路：负反馈，交流、直流反馈，级内反馈，

电流串联反馈

(e) R_4,C_3支路：负反馈，交流反馈，级间反馈，

电压串联反馈（R4 C3和RL都在E极，所以采样了电压）



反馈组态判断的小经验：

- 如果信号单端输出时经过某个节点，则从该节点开始的反馈是电压反馈；
- 如果反馈信号必须经过负载后才反馈回去，则是电流反馈；
- 从集电极输出时，从发射极取样的反馈是电流反馈。
- BJT的真正输入信号是$V_{BE}=V_B-V_E$，FET 是VGS，运放是 V_+-V_-，都是两个端

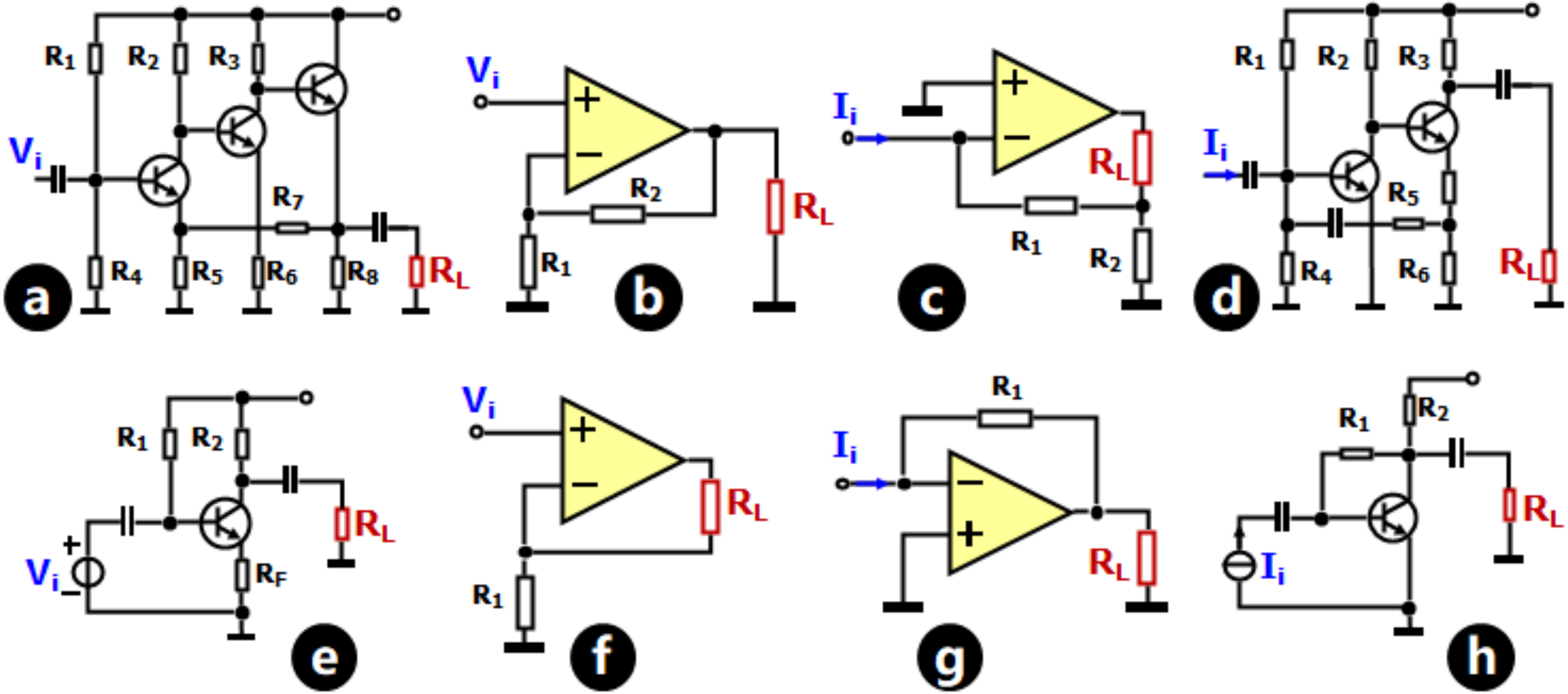
  输入信号和反馈信号汇集到同一端 → 并联反馈；

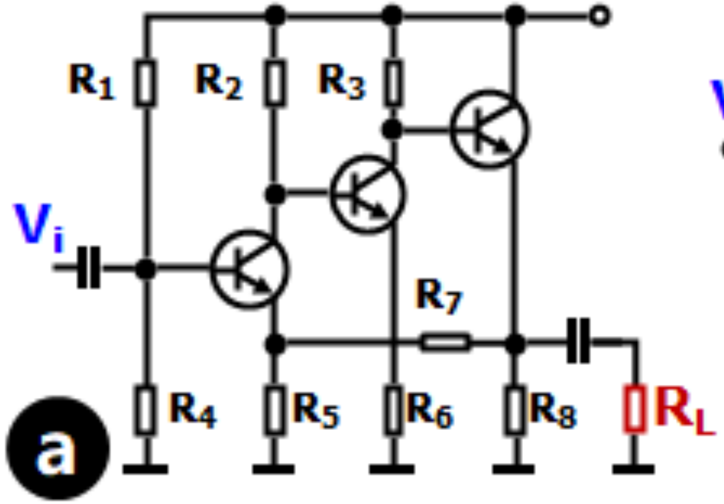
  输入信号和反馈信号汇集到不同端 → 串联反馈；

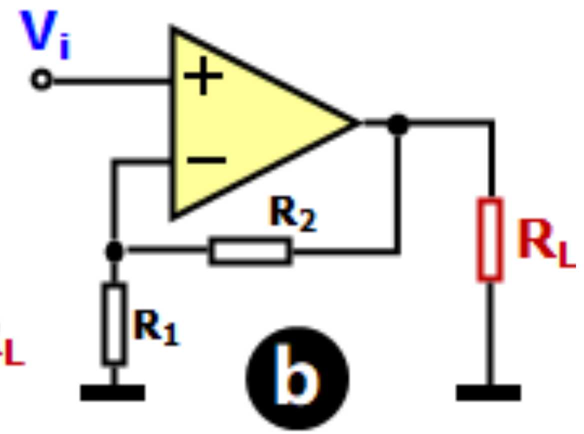
21.2

若深度负反馈成立，计算各电路增益及（R_{iF}, R_{oF}）

【若信源为 V_i，则计算A_{VF}；若信源为 I_i，则计算A_{rF}】







- $A_{VF} \approx \frac{R_5+R_7}{R_5}$
- $R_{iF} \approx R_1//R_4$
- $R_{oF} \approx 0$ （深度负反馈，电压反馈$R_{oF} \approx 0$）

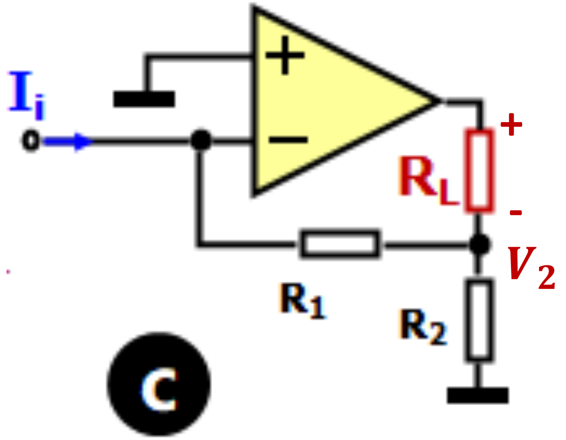
  输出**电压**与R_L无关)

- $A_{VF} \approx \frac{R_1+R_2}{R_1}$
- $R_{iF} \approx \infty$ （深度负反馈，Ib=0，虚断）

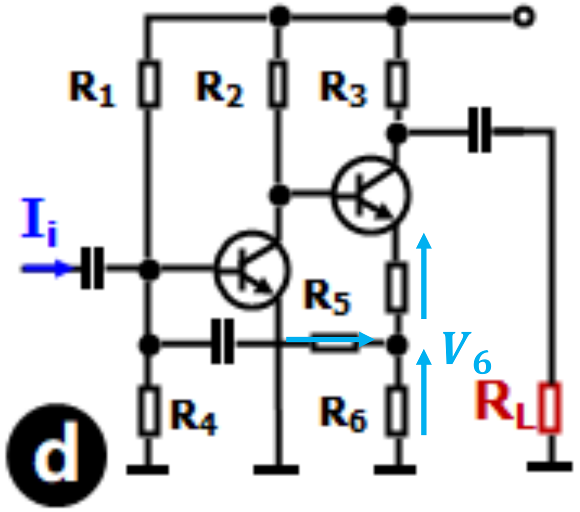
  对于任何V_i，I_i都接近0

- $R_{oF} \approx 0$ （深度负反馈，电压反馈$R_{oF} \approx 0$）

  输出**电压**与R_L无关

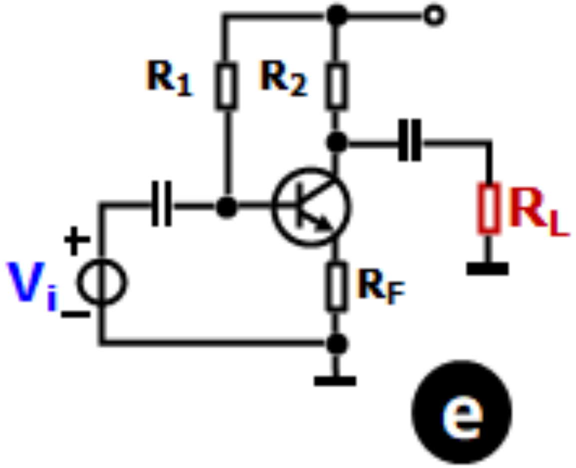


这里的输出是R_L两端的电压



- $V_2 = -I_i\, R_1$
- $I_{R_2} = \frac{0-V_2}{R_2} = I_i \frac{R_1}{R_2}$
- $I_{R_L} = -I_{R_2} - I_i = -I_i \frac{R_1}{R_2} - I_i$
- $V_{R_L} = -(I_i \frac{R_1}{R_2} + I_i)\, R_L$
- $A_{rF} = -\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) R_L$
- $R_{iF} \approx 0$ ← 对于任何I_i，V_-都接近0
- （深度负反馈，虚短）
- $R_{0F} \approx \infty$ ← 输出电流与R_L无关
- （深度负反馈，电流反馈$R_{oF} \approx \infty$）

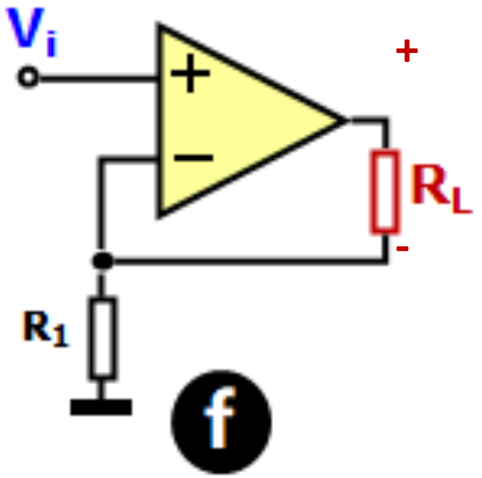
- $I_{R_5} = I_i$
- $V_6 = -I_{R_5}\, R_5 = -I_i\, R_5$
- $I_{R_6} = \frac{0-V_6}{R_6} = \frac{R_5}{R_6}\, I_i$
- $I_c = I_e = I_{R_5} + I_{R_6} = \left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right) I_i$
- $V_{R_L} = \left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right) (R_3 // R_L) I_i$
- $A_{rF} = \left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right) (R_3 // R_L)$
- $R_{iF} \approx 0$ ← 对于任何I_i，V_B都接近0
- （深度负反馈，虚短）
- $R_{0F} \approx R_3$



$$A_{VF} \approx -\frac{R_2//R_L}{R_F}$$

$$R_{iF} \approx R_1$$

$$R_{oF} \approx R_2$$



$$A_{VF} \approx \frac{R_L}{R_1}$$

$$R_{iF} \approx \infty$$

对于任何V_i，I_i都接近0

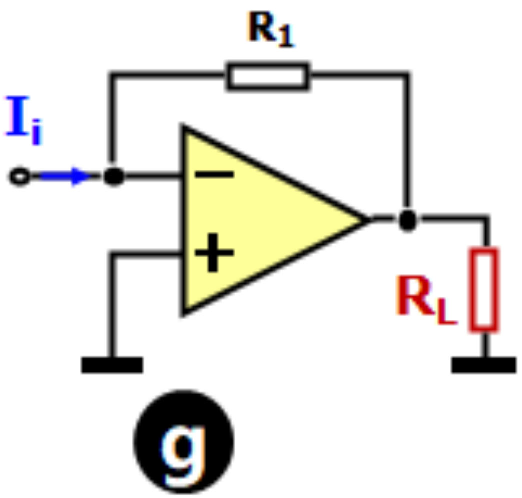
（深度负反馈，Ib=0，虚断）

$$R_{oF} \approx \infty$$

（深度负反馈，

电流反馈$R_{oF} \approx \infty$）

← 输出电流与R_L无关



$$A_{rF} \approx -\frac{I_i R_1}{I_i} = -R_1$$

$$R_{iF} \approx 0$$

← 对于任何I_i，V_-都接近0

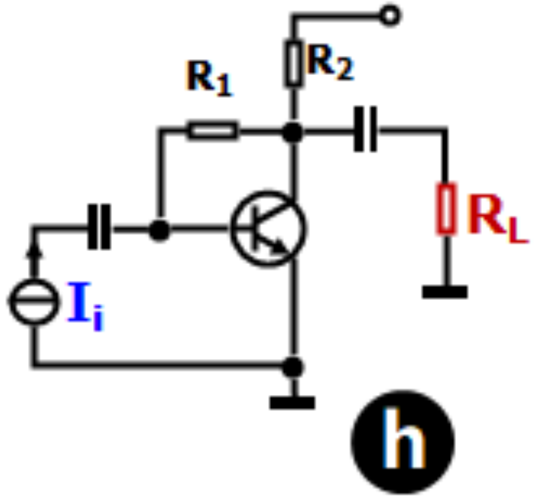
（深度负反馈，虚短）

$$R_{oF} \approx 0$$

（深度负反馈，

电压反馈$R_{oF} \approx 0$）

输出**电压**与R_L无关



$$A_{rF} \approx -\frac{I_i R_1}{I_i} \approx -R_1$$

$$R_{iF} \approx 0$$

← 对于任何I_i，V_-都接近0

（深度负反馈，虚短）

$$R_{oF} \approx 0$$

（深度负反馈，

电压反馈$R_{oF} \approx 0$）

输出**电压**与R_L无关

注意判断A_F的正负

虚短并不意味着实际存在这样的通路，不能以此计算输入电阻

23-1 反馈的定量分析

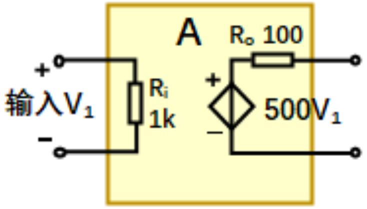
某500倍放大器等效电路如右上图。但增益 A 会随环境会呈现 ±20% 的误差，且它具有带通特性 —— 一阶高通 f_L = 50Hz，一阶低通 f_H = 100kHz。请问：

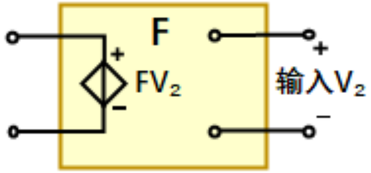
a) 若与右下图的 F 网络结合构成负反馈，且 F=1/5，则闭环增益 A_F 的变化范围是?

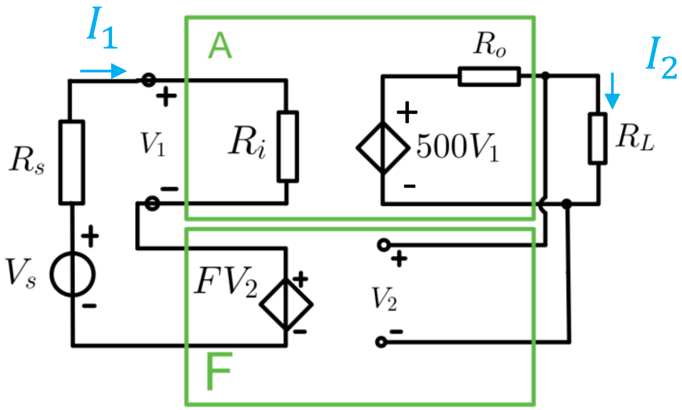
b) 若反馈改成 F=-1/10 的正反馈，则闭环增益 A_F 的变化范围是?

c) 在A=500，F=1/5 的条件下，反馈放大器的 R_{iF} 、R_{oF} 、f_{LF}，f_{HF} 各是多少?

d) 在电压源内阻为 R_s = 500，负载 R_L = 1K 的条件下画出完整反馈放大器，并计算此时的 R_{iF} 和 R_{oF}，并与 c) 中结论对比。







(a) A的范围：400 ~ 600

$$A_F = \frac{A}{1+AF}\text{的范围：}4.94 \sim 4.96$$

(b) $1 + AF < 0$，正反馈发散

(c)

$$R_{iF} = R_i(1 + AF) = 101k\Omega$$

$$R_{oF} = \frac{R_o}{1+AF} = 1\Omega$$

$$f_{LF} = \frac{f_L}{1+A_M F} = 0.5Hz$$

$$f_{HF} = (1 + A_M F) f_H = 10.1MHz$$

(d)

$$V_s = FV_2 + I_1 R_i + I_1 R_s$$

$$= FAV_1 \frac{R_L}{R_o+R_L} + I_1 R_i + I_1 R_s$$

$$= FAI_1 R_i \frac{R_L}{R_o+R_L} + I_1 R_i + I_1 R_s$$

$$R_{iF} = \left(1 + AF\frac{R_L}{R_o+R_L}\right) R_i = 92k\Omega$$

将V_s置零：

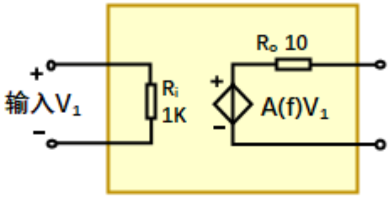
$$V_1 = -\frac{R_i}{R_i+R_s} FV_2$$

$$V_2 = AV_1 - I_2 R_o = -\frac{R_i}{R_i+R_s} AFV_2 - I_2 R_o$$

$$R_{oF} = -\frac{V_2}{I_2} = \frac{R_o}{1+AF\frac{R_i}{R_s+R_i}} = 1.5\Omega$$

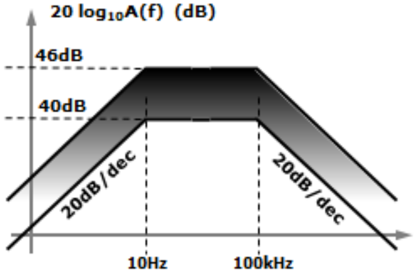
24-1 简要分析下列问题

某同相带通放大器的等效电路如右上图。虽然已知其频响只有两个确定的极点，但中频增益A_M有些不确定性，故其幅频曲线A(f) 落入右下图的黑色范围内。

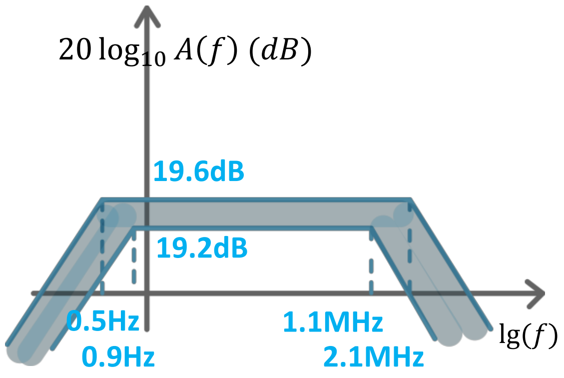


在接入 F_1 = 1/10 或 F_2=-1/1000 两种理想串联电压反馈情形下，请分析反馈放大器的：

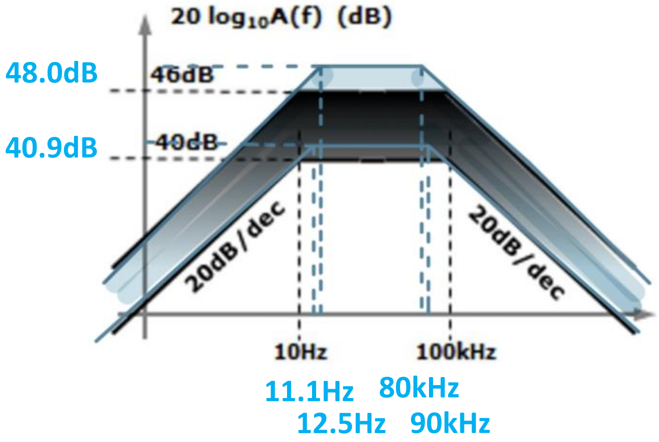
a) 输入电阻；
b) 输出电阻；
c) 计算并画出 A_F(f) 的范围草图（上下限）；
d) 通频带。



$$F_1=\frac{1}{10}$$



$$F_2=-\frac{1}{1000}$$



$40dB$是100倍，$46dB$是200倍

$F_1=\frac{1}{10}$:

$R_{iF}=(1+A_MF)R_i=11k\Omega\sim 21k\Omega$

$R_{oF}=\frac{R_o}{1+A_MF}=0.48\Omega\sim 0.9\Omega$

$A_{MF}=\frac{A_M}{1+A_MF}=9.1\sim 9.5=19.2dB\sim 19.6dB$ （中频）

$f_{LF}=\frac{f_L}{1+A_MF}=0.5Hz\sim 0.9Hz$

$f_{HF}=f_H(1+A_MF)=1.1MHz\sim 2.1MHz$

$A_F(f)=A_{MF}\frac{1}{1+jf/f_{HF}}\frac{jf/f_{LF}}{1+jf/f_{LF}}$

通频带： $f_{LF}\sim f_{HF}$

$F_2=-\frac{1}{1000}$:

$R_{iF}=(1+A_MF)R_i=0.8k\Omega\sim 0.9k\Omega$

$R_{oF}=\frac{R_o}{1+A_MF}=11.1\Omega\sim 12.5\Omega$

$A_{MF}=\frac{A_M}{1+A_MF}=111\sim 250=40.9dB\sim 48.0dB$ （中频）

$f_{LF}=\frac{f_L}{1+A_MF}=11.1Hz\sim 12.5Hz$

$f_{HF}=f_H(1+A_MF)=80kHz\sim 90kHz$

$A_F(f)=A_{MF}\frac{1}{1+jf/f_{HF}}\frac{jf/f_{LF}}{1+jf/f_{LF}}$

通频带： $f_{LF}\sim f_{HF}$

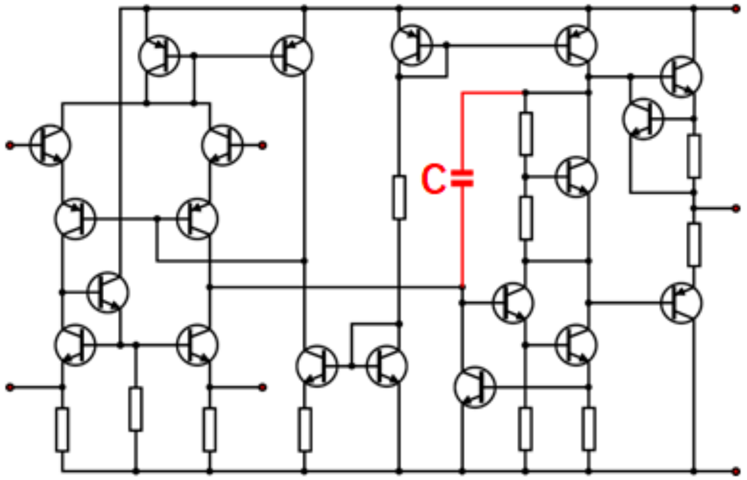
24-2 运放的处理

BJT构成的运放如下图。假设所有BJT的 $C_{B'E} = C_{B'C}$ =10pF，r_b非常小。

在引入 C 进行主极点补偿之前，整个电路的开环增益是10^6，而 f_H =50KHz，是条件稳定的。

若引入 C 之后，运放刚好转变为绝对稳定，而此时 f_H 变为 5Hz。

请估算图中的 C 的大小，以及原本放大器的次主极点 f_{H2}。



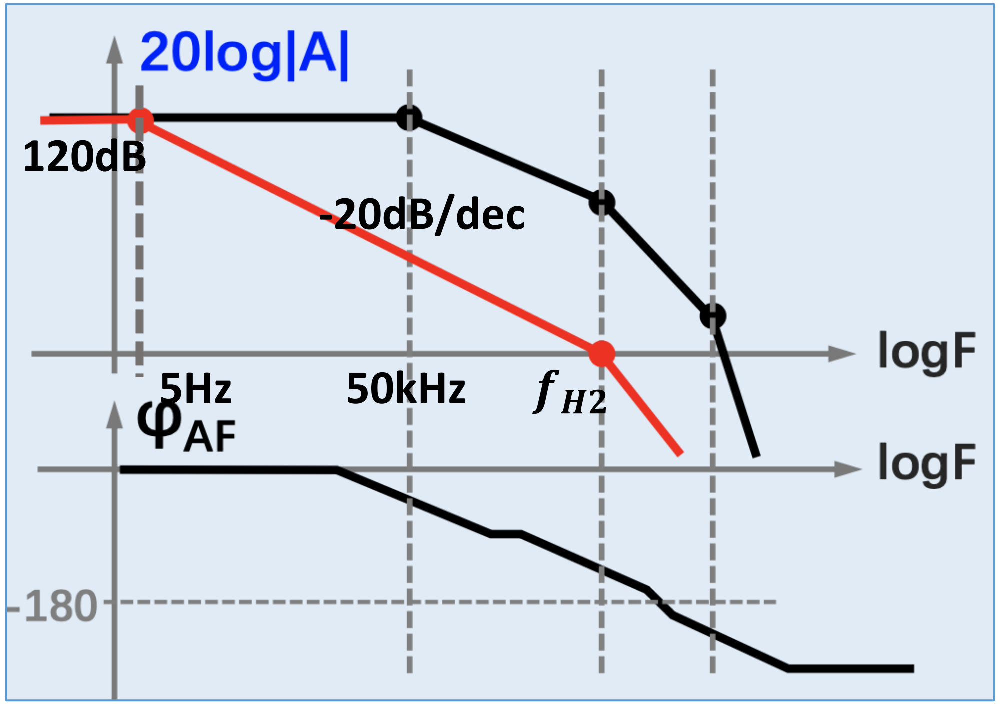
（1）估算C的大小：

主极点变为原来的10^{-4}倍，$f = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi RC}$

则C大约为$C_{B'C}$的10^4倍

$C = 10^4 C_{B'C} = 0.1\mu F$

（2）滚降速度为-20dB/dec，从5Hz到50kHz应滚降80dB，那么从50kHz到f_{H_2}应滚降40dB，那么$f_{H_2} = 50\text{k} * 10^2 = 5MHz$



作业 25-1

已知运放的开环差模增益和共模增益：

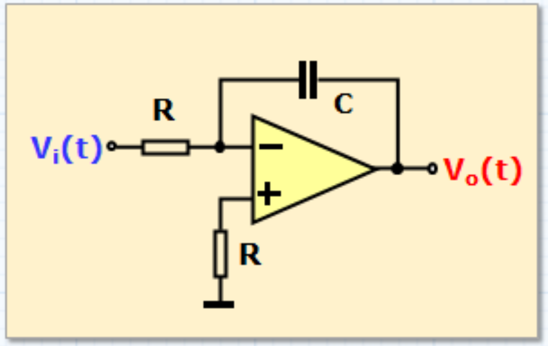
$A_{VD} = A_M/(1+jf/f_H)$

$A_{VC} = 0$

其中 $A_M = 10^4$，$f_H = 10Hz$

而输入输出电阻分别为：∞ 和 0

将其接成右侧积分器电路后，已知其一直工作于线性区。



请计算：

☑ 可近似取 $A_M \approx \infty$时，该电路的时域输出波形：$V_o(t)$

☑ 不能取上述近似时，该电路的频率响应：$H(j\omega) = V_o(j\omega)/V_i(j\omega)$

放大 滤波 转换 运算

25-1 (1) 当 $A_m \approx \infty$

则 $A_{VD} = \infty$.

$i = \frac{V_i(t)}{R} = -C\cdot\frac{dV_o(t)}{dt}$

$dV_o(t) = -\frac{V_i(t)}{RC}dt$.

$\therefore V_o(t) = -\int_0^t \frac{V_i(t)}{RC}dt$.

(2) 设输入为 V_{in}

$\frac{V_i(jw)-V_{in}}{R} = \frac{V_{in}-V_o(jw)}{\frac{1}{jwC}}$ ①

$V_o(jw) = A_{VD}\cdot V_{in}$ ②

$A_{VD} = \frac{A_m}{1+j\frac{f}{f_H}} = \frac{10^4}{1+\frac{jw}{2\pi\cdot10}} = \frac{2\pi\times10^5}{20\pi+jw}$ ③

由①得

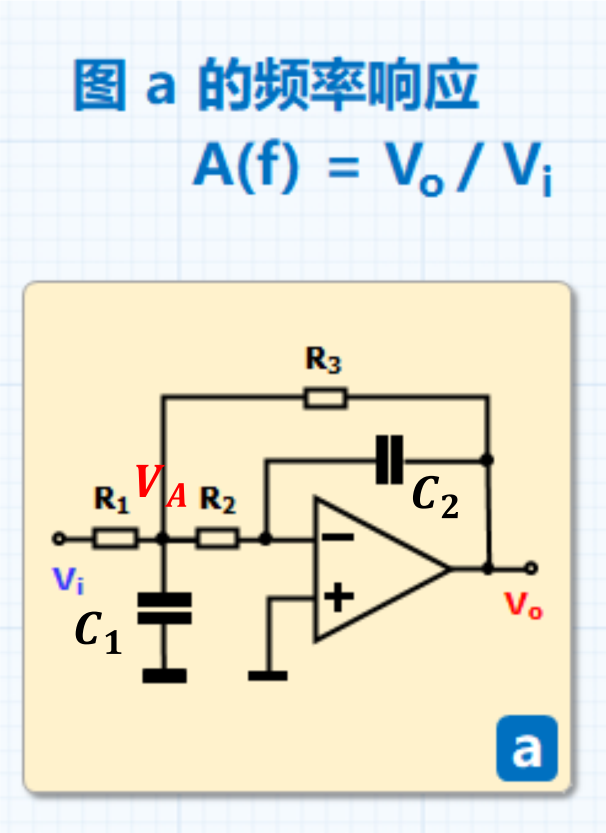
$jwRC\cdot(V_{in}-V_o(jw)) = V_i(jw)-V_{in}$

$\Rightarrow (jwRC+1)\cdot V_{in} - jwRC\cdot V_o(jw) = V_i(jw)$.

代入②,③得

$(jwRC+1)\cdot\frac{2\pi\times10^5}{20\pi+jw}V_o(jw) - jwRC\cdot V_o(jw) = V_i(jw)$

$\therefore H(jw) = \frac{V_o(jw)}{V_i(jw)} = \frac{1}{(jwRC+1)\cdot\frac{2\pi\times10^5}{20\pi+jw} - jwRC}$



对于A点列KCL方程：

$$\frac{V_i - V_A}{R_1} = \frac{V_A}{Z_{C_1}} + \frac{V_A}{R_2} + \frac{V_A - V_o}{R_3}$$

对于运放的−极列KCL方程：

$$\frac{V_A}{R_2} = -\frac{V_0}{Z_{C_2}}$$

化简得到：

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_3 Z_{C_1} Z_{C_2}}{R_1R_2R_3 + (R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3)Z_{C_1} + R_1 Z_{C_1} Z_{C_2}}$$

$$= -\frac{R_3}{-4\pi^2 f^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 + j2\pi f C_2 (R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3) + R_1}$$

$$f \to 0，\ A(f) \to -\frac{R_3}{R_1}$$

$$f \to \infty，\ A(f) \to 0$$

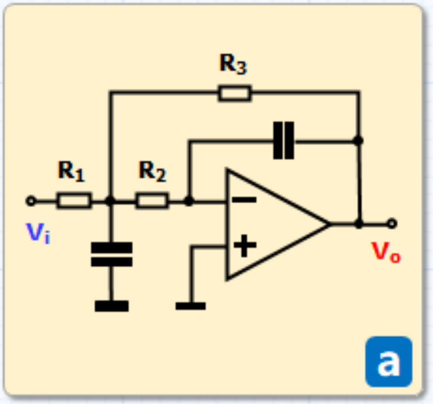
有源低通

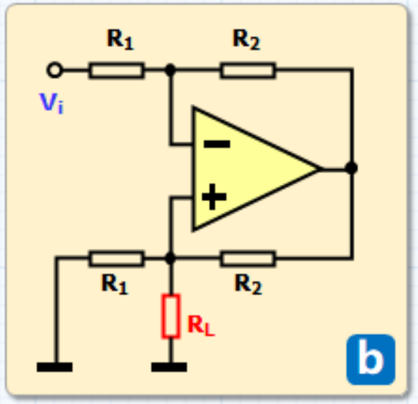
作业 25-2 请计算推导

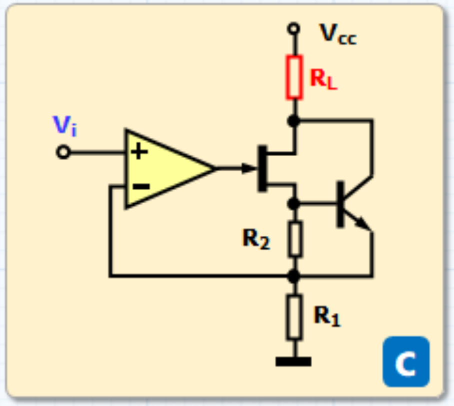
图 a 的频率响应 $A(f) = V_o / V_i$

图 b 的输出电阻 以 R_L 为负载

图 c 的转移特性 $V_i \sim V_{RL}$





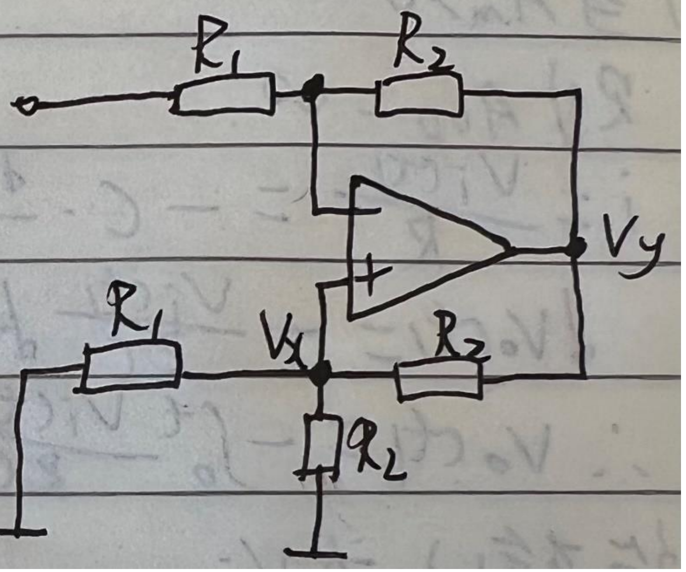


(2) 设如图结点电压为 V_x, V_y.

$$\frac{V_x}{R_1} = \frac{V_y - V_x}{R_2}.$$

$$I_x = \frac{V_x}{R_1} + \frac{V_x - V_y}{R_2} = 0.$$

$$\therefore R_o = \frac{V_x}{I_x} = \infty.$$

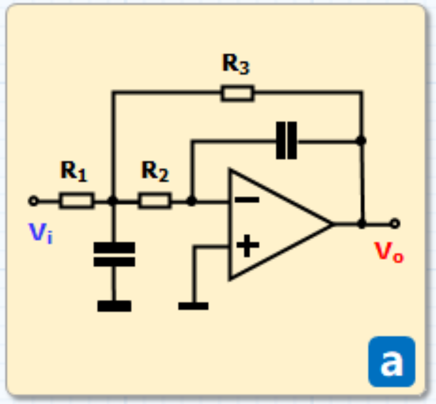


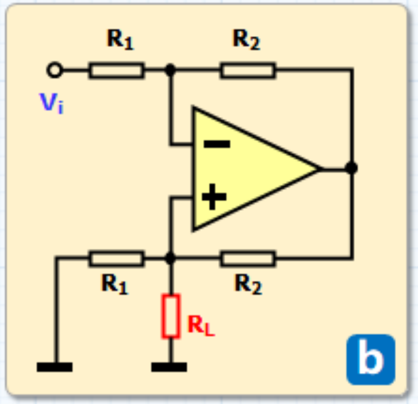
作业 25-2 请计算推导

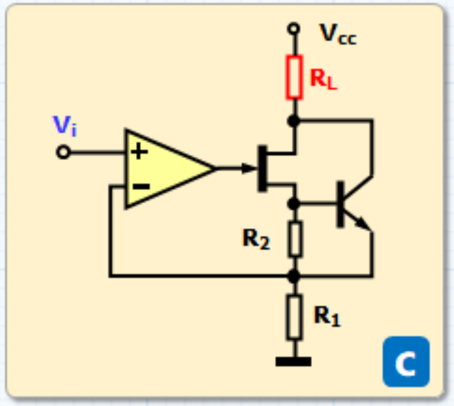
图 a 的频率响应
$A(f) = V_o / V_i$

图 b 的输出电阻
以 R_L 为负载

图 c 的转移特性
$V_i \sim V_{RL}$







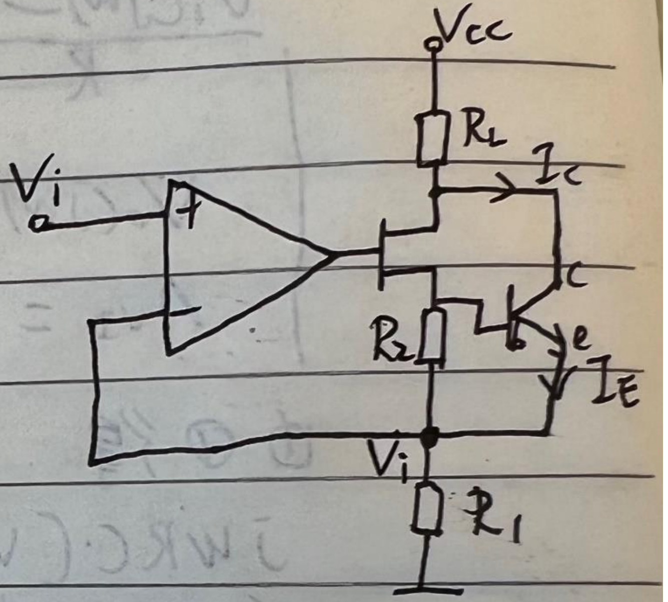
放大
滤波
转换
运算
其

(3) $\frac{V_i}{R_1} = \frac{V_{be}}{R_2} + I_E = \frac{V_{be}}{R_2} + I_c$

$V_{RL} = (I_d + I_c)\cdot R_L = \left(\frac{V_{be}}{R_2} + \frac{V_i}{R_1} - \frac{V_{be}}{R_2}\right)\cdot R_L$

$= \frac{V_i}{R_1}\cdot R_L$

$\therefore V_{RL} = \frac{V_i}{R_1}\cdot R_L$



THANKS

助教：沈翔