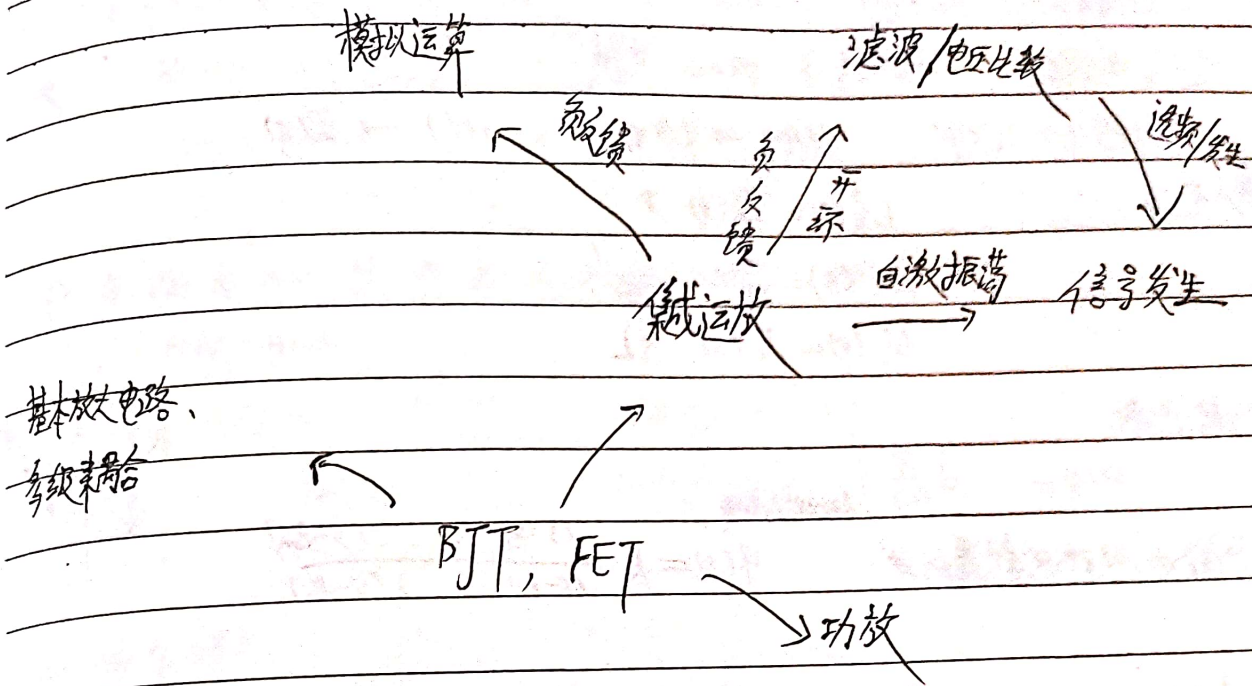


# 电子线路总结

No:

Date:



### 0. 复频域分析, Bode图

对于线性网络, 将各信号作 Laplace 变换:

$$f(t) \rightarrow F(s), \quad u(t) \rightarrow U(s), \quad i(t) \rightarrow I(s)$$

基本元件:

$$U_R(s) = I_R(s) \cdot R$$

$$U_C(s) = I_C(s) \cdot \frac{1}{sC}$$

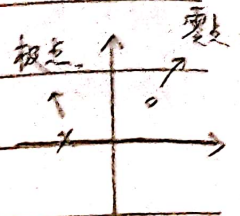
$$U_L(s) = I_L(s) \cdot sL$$

定义网络函数

$$H(s) = \frac{Y(s)}{F(s)} \quad \text{初始状态为零}$$

线性网络的网络函数有形式:

$$H(s) = k \frac{(s-z_1)(\dots)(s-z_m)}{(s-p_1)(\dots)(s-p_n)}$$



推导频率响应, 设网络函数  $H(s)$ , 激励为  $f(t) = E_m \sin \omega_0 t$ ,

$$L[f(t)] = F(s) = \frac{E_m \omega_0}{\omega_0^2 + s^2}$$

则网络响应为

$$Y(s) = F(s) \cdot H(s) = \frac{k - j\omega_0}{s + j\omega_0} + \frac{k_{j\omega_0}}{s - j\omega_0} + \sum_i \frac{k_i}{s - p_i}$$

其中

$$k_{-j\omega_0} = \lim_{s \rightarrow -j\omega_0} Y(s) \cdot (s + j\omega_0) = \frac{E_m}{-2j} H(-j\omega_0)$$

$$k_{j\omega_0} = \lim_{s \rightarrow j\omega_0} Y(s) \cdot (s - j\omega_0) = \frac{E_m}{2j} H(j\omega_0)$$

记  $H(j\omega_0) = H_0 e^{j\varphi_0}$ ; 则时域响应为

$$y(t) = L^{-1}[Y(s)] = E_m H_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + \sum_i k_i e^{p_i t}$$

期望稳态响应为同频的正弦波, 即:

$$y_s(t) = E_m H_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

因此, 用  $j\omega$  取代  $s$ :  $H(s)|_{s=j\omega} = H(j\omega) = |H(j\omega)| e^{j\varphi(\omega)}$ ,

$|H(j\omega)|$  即为幅频响应 (增益-频率响应),

$\varphi(\omega)$  即为相频响应.



Date :

No.:

若频率响应曲线改用对数尺标, 则曲线可用折线近似, 即为 Bode 图;

设  $H(j\omega) = K \frac{(j\omega - z_1) \dots (j\omega - z_m)}{(j\omega - p_1) \dots (j\omega - p_n)}$ , 则

$$20 \lg |H(j\omega)| = 20 \lg K + 20 \lg |j\omega - z_1| + \dots - 20 \lg |j\omega - p_1| - \dots$$

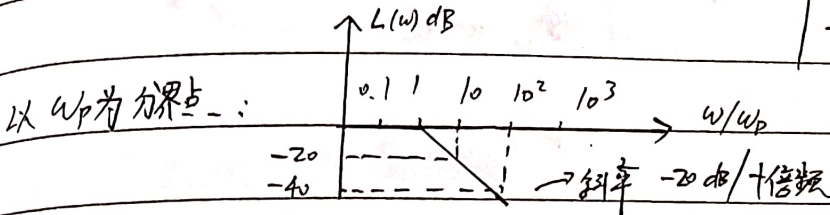
$$\varphi(\omega) = (\varphi_{z_1} + \dots + \varphi_{z_m}) - (\theta_1 + \dots + \theta_n)$$

得到每个因子的 Bode 图, 即可由加减组合得到网络的 Bode 图.

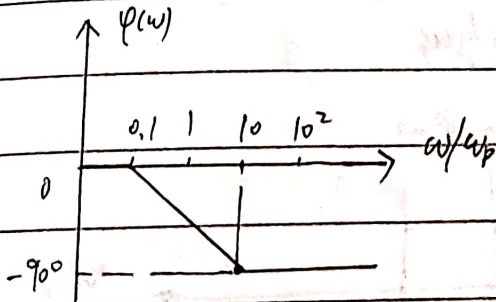
(1) 一阶极点因子

对于  $H(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$ , 频率响应为  $H(j\omega) = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_p}}$ ;

近似有  $20 \lg |H(j\omega)| = -20 \lg \sqrt{1 + (\frac{\omega}{\omega_p})^2} = \begin{cases} 0, & \omega \ll \omega_p \\ -20 \lg \omega + 20 \lg \omega_p, & \omega \gg \omega_p \end{cases}$



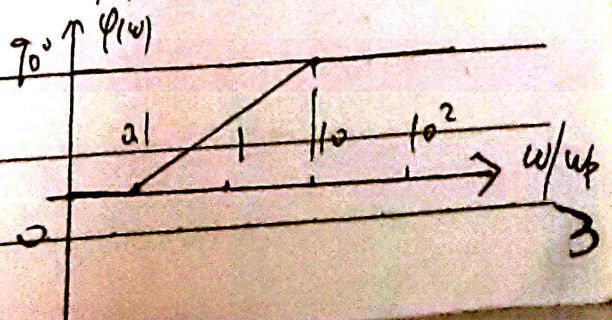
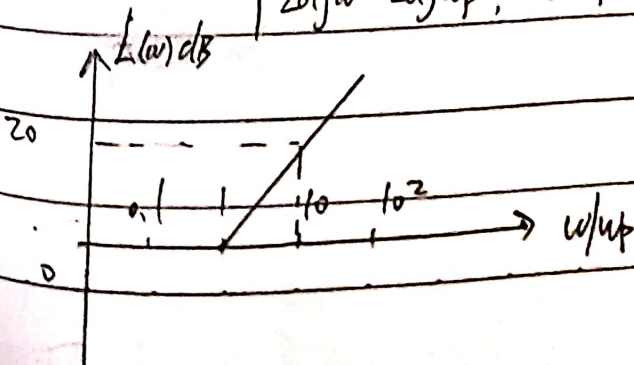
相频响应  $\varphi = -\arctan \frac{\omega}{\omega_p} \approx \begin{cases} 0^\circ, & \omega \leq 0.1 \omega_p \\ \text{直线, } k = -45^\circ/\text{十倍频}, & 0.1 \omega_p \leq \omega \leq 10 \omega_p \\ -90^\circ, & \omega \geq 10 \omega_p \end{cases}$



(2) 一阶零点因子

对于  $H(s) = 1 + \frac{s}{\omega_p}$ ,  $H(j\omega) = 1 + j\frac{\omega}{\omega_p}$ , 同样有近似

$$20 \lg |H(j\omega)| \approx \begin{cases} 0, & \omega \leq \omega_p \\ 20 \lg \omega - 20 \lg \omega_p, & \omega \geq \omega_p \end{cases}; \quad \varphi(\omega) = \begin{cases} 0^\circ, & \omega \leq 0.1 \omega_p \\ \text{斜率 } 45^\circ/\text{十倍频}, & 0.1 \omega_p \leq \omega \leq 10 \omega_p \\ 90^\circ, & \omega \geq 10 \omega_p \end{cases}$$





(3) 共轭复极点因子  $\omega_h^2$  当  $\xi < 1$  时,

对于  $H(s) = \frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_h s + \omega_h^2}$ ,

$p_{1,2} = \pm j\omega_h\sqrt{1-\xi^2} - \xi\omega_h$  为共轭复极点;

频率响应

$H(j\omega) = \frac{1}{1 + 2j\xi(\frac{\omega}{\omega_h}) + (j\frac{\omega}{\omega_h})^2}$

则对数幅频响应  $20 \lg |H(j\omega)| = -20 \lg \sqrt{[1 - (\frac{\omega}{\omega_h})^2]^2 + [2\xi\frac{\omega}{\omega_h}]^2} \approx \begin{cases} 0, & \omega < \omega_h \\ -40 \lg \frac{\omega}{\omega_h}, & \omega > \omega_h \end{cases}$

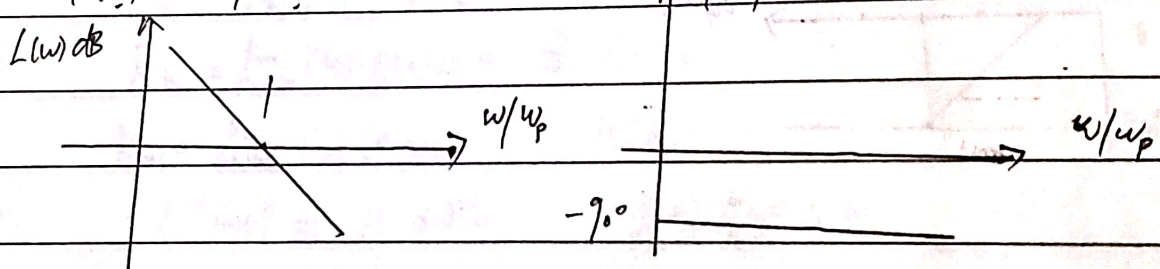
相频响应  $\varphi(\omega) = -\arctan \frac{2\xi\frac{\omega}{\omega_h}}{1 - (\frac{\omega}{\omega_h})^2} \approx \begin{cases} 0, & \omega < \omega_h \\ -180^\circ, & \omega > \omega_h \end{cases}$

(共轭零点类似, 不再赘述)

特别地, 极点位于 s 平面原点:  $H(s) = \frac{\omega_p}{s}$ ; 则  $H(j\omega) = \frac{\omega_p}{j\omega}$

$L(\omega) = 20 \lg |H(j\omega)| = -20 \lg \omega + 20 \lg \omega_p$

$\varphi(\omega) = -90^\circ$



(零点情况类似)



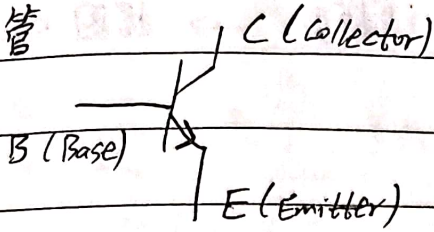
Date :

No.:

BJT, FET, 基本放大电路以及多级耦合

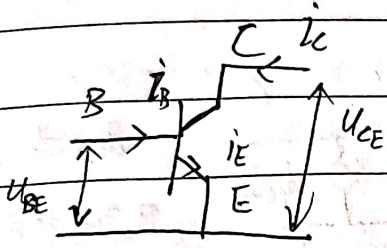
1. BJT, Bipolar Junction Transistor.

NPN型晶体管



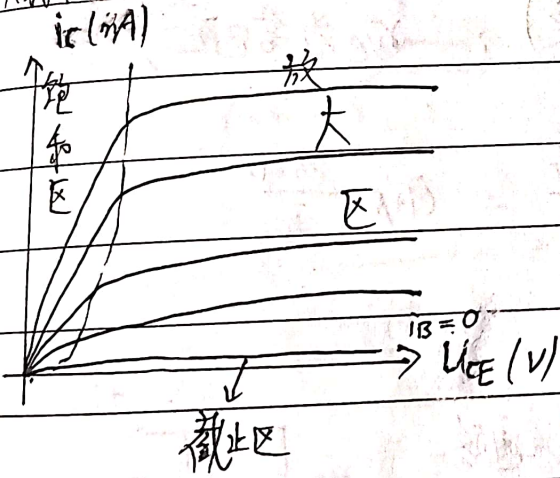
NPN: Not Point IN.

电流关系



$$\begin{cases} i_E = i_B + i_C \\ i_C = \beta i_B, \quad \beta \text{ 随温度与各信号变化, 常近似恒定} \\ i_E = (1+\beta) i_B; \quad i_C = \alpha i_E = \frac{\beta}{1+\beta} i_E \end{cases}$$

共射极特性曲线 (关心输出特性)



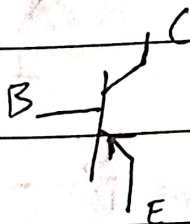
放大区; BE结正偏, BC结反偏;

饱和区; BE结正偏, BC结正偏;

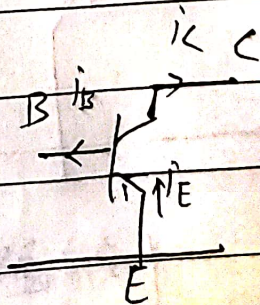
截止区; BE结反偏, BC结反偏.

(倒置区一般不用)

\* PNP型



电流关系



$$\begin{cases} i_E = i_B + i_C \\ i_C = \beta i_B \end{cases}$$



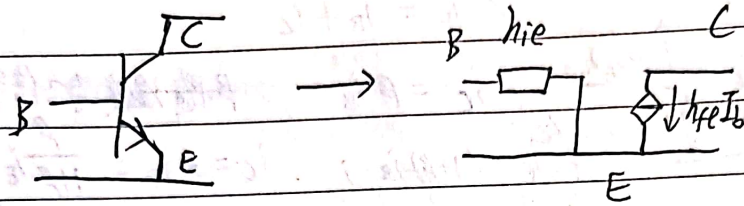
## 2. 单级晶体管放大电路

分析方法: ① 直流分析 → (肯定得是放大区) 求静态工作点  $I_E$

② 交流分析 → 画交流小信号模型 → 据图 KVL、KCL,

求  $A_u, R_i, R_o$  等.

$h$  参数模型 (低频小信号);



即认为  $V_{BE}$  在 0.7V 不动  
且忽略极大的输出电阻  
(不基区宽度调制效应)

$$h_{fe} = \beta;$$

$$h_{ie} = r_{be} = r_{bb'} + r_{be}$$

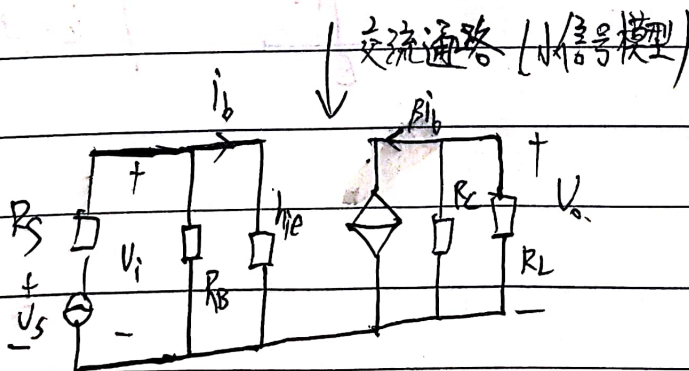
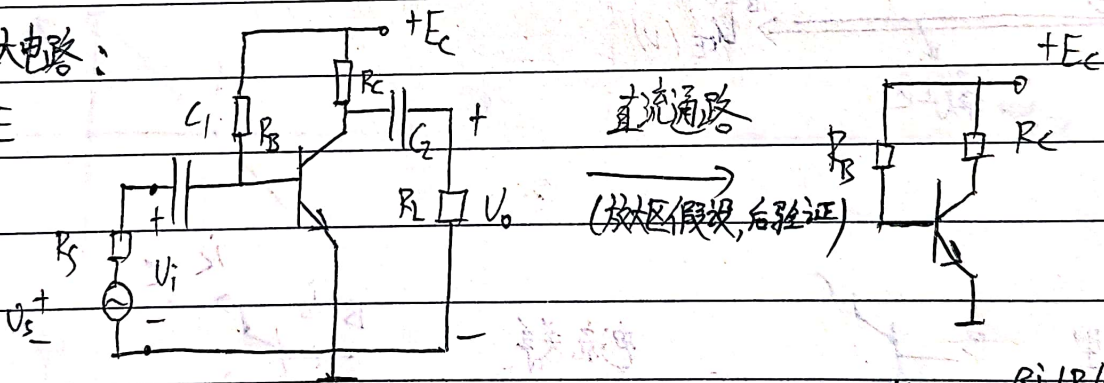
$r_{bb'}$  为基区体电阻, 一般  $0 \sim 200 \Omega$  (由题给定);  $r_{be}$  为结电阻,

由二极管  $V-I$  特性  $I = I_0 (e^{\frac{V}{V_T}} - 1)$  得

$$r_{be} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = (1+\beta) \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_E} \approx (1+\beta) \frac{V_T}{I_E} = (1+\beta) \frac{26 \text{ mV}}{I_E}$$

三种基本放大电路:

(1) CE



$$A_u = \frac{V_o}{V_i} = - \frac{\beta i_b (R_C \parallel R_L)}{i_b h_{ie}} = -\beta \frac{R_C \parallel R_L}{r_{be}}$$

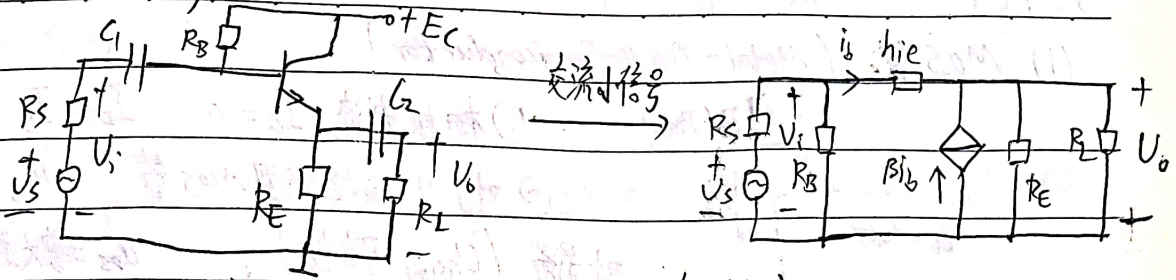
$$R_i = R_B \parallel h_{ie} \sim h_{ie} \sim 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_C \sim 1 \text{ k}\Omega$$

CE 的放大, 输出电阻较大



NO: (2) CC (射极跟随器)



$$A_u = \frac{(1+\beta) i_b \cdot (R_E // R_L)}{h_{ie} i_b + (1+\beta) i_b \cdot (R_E // R_L)} = \frac{(1+\beta) (R_E // R_L)}{h_{ie} + (1+\beta) (R_E // R_L)}$$

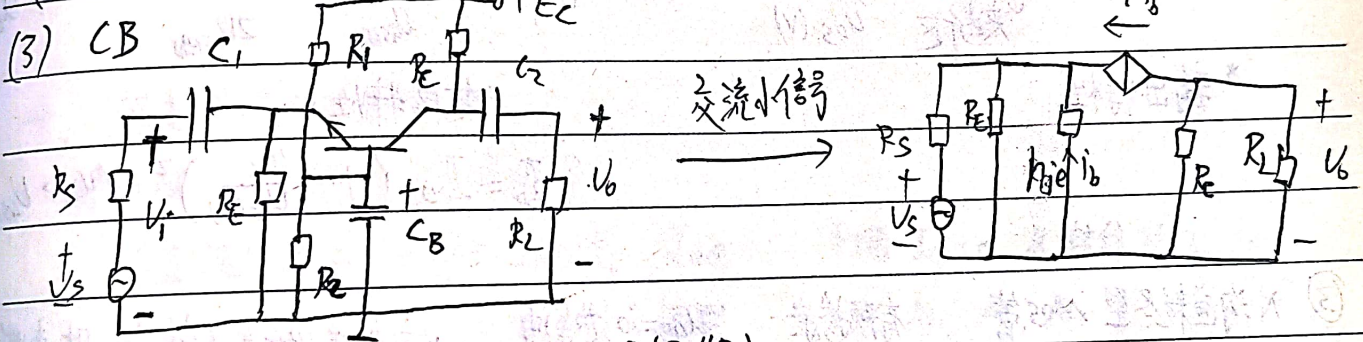
$|A_u| < 1$  但较接近 1, 同相跟随;

带载能力强

$$R_o = R_E // \frac{R_B // R_s + h_{ie}}{1+\beta}, \text{ 一般 } R_o \approx \frac{R_s // R_B + h_{ie}}{1+\beta} \sim r_t + \Omega$$

$$R_i = R_B // [h_{ie} + (1+\beta) (R_E // R_L)], \text{ 较大}$$

(注意  $A_i = \frac{I_o}{I_i} = - \frac{(1+\beta) i_b \frac{R_E}{R_E + R_L}}{i_b (R_B + R_i) / R_B} = - (1+\beta) \cdot \frac{R_E}{R_E + R_L} \cdot \frac{R_B}{R_B + R_i}$  一般较大)



$$A_u = \frac{\beta i_b (R_E // R_L)}{i_b \cdot h_{ie}} = \frac{\beta (R_E // R_L)}{h_{ie}}, \text{ 同相放大}$$

$$R_o = R_c // R_o' \approx R_c \sim 1k\Omega$$

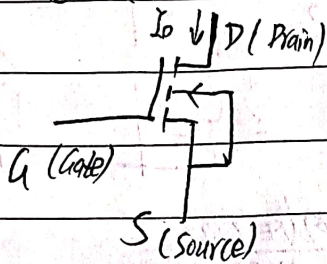
$$R_i = R_E // \frac{h_{ie}}{1+\beta} \sim r_t + \Omega$$

CB 带宽远好于 CE, 高频下常用 CB.



### 3. FET, Field Effect Transistor

#### (1) MOS管 (Metal-Oxide-Semiconductor)



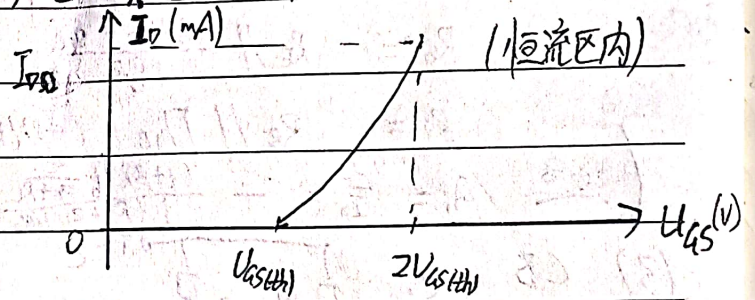
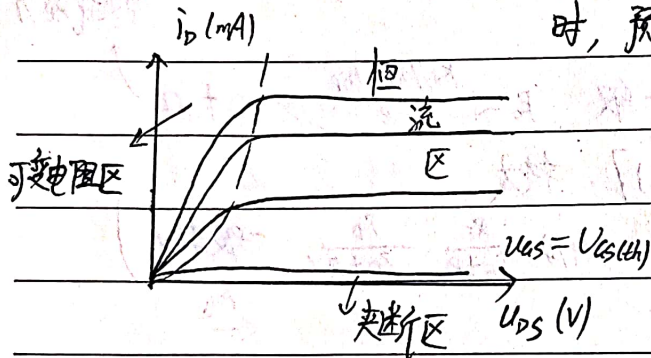
① 栅极电流  $I_G = 0$ ,  $I_D = I_S$ ;

② 对于N沟道增强型MOS管,  $U_{GS}$  超过  $U_{GS(th)}$

时导通 ( $U_{GS(th)}$ : 开启电压);  $U_{DS}$  增大至

$$U_{GS} - U_{DS} = U_{GS(th)}$$

时, 预夹断, 此后沟道电流基本不变。

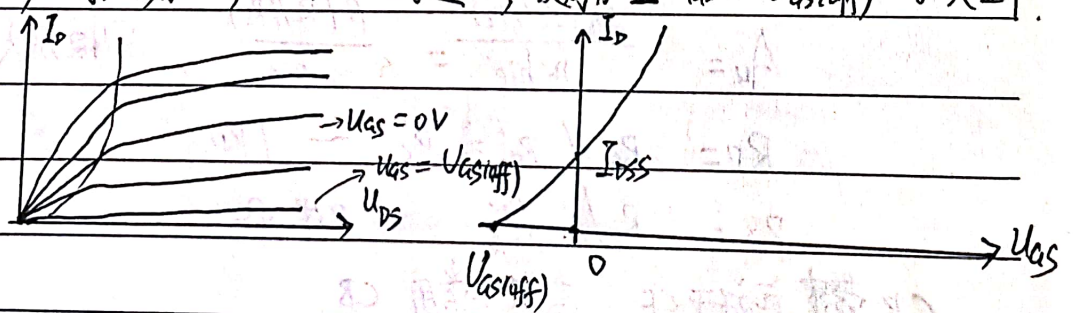
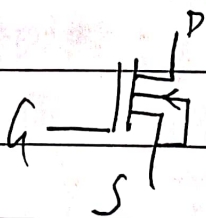


\* 输出特性

\* 转移特性:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(th)}}\right)^2 \quad (U_{GS} \geq U_{GS(th)})$$

③ N沟道耗尽型MOS管 有预掺杂,  $U_{GS} = 0$  也导通, 反向加至  $U_{GS} = U_{GS(off)}$  时夹断。



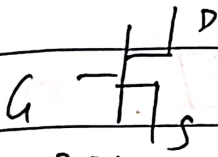
恒流区转移特性: 
$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}}\right)^2$$



(2) 结型 FET (Junction FET)

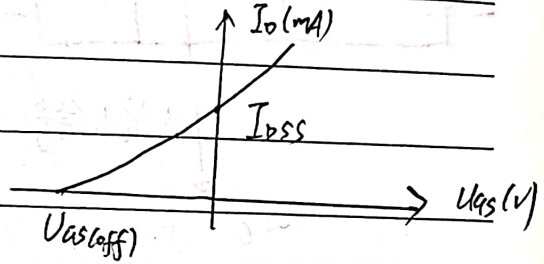
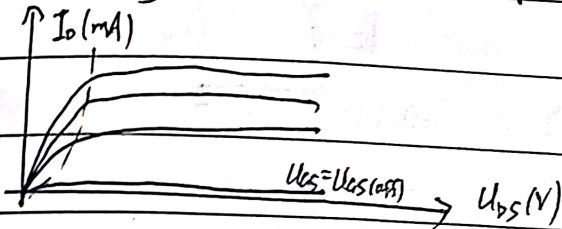
N沟道 JFET:

性质与 MOS 管相似:



①  $I_G = 0, I_D = I_S$ ;

② G、S 间加反向电压至  $U_{GS(off)}$  时, 导电沟道夹断



恒流区转移特性:  $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}}\right)^2$

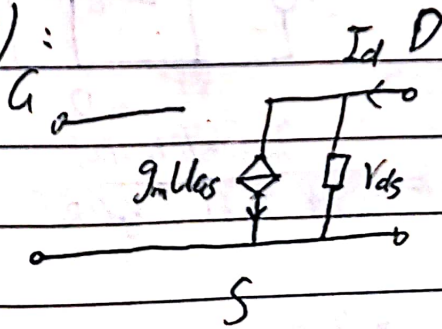
4. 场效应管放大电路

分析方法与 BJT 放大电路相同:

① 直流分析  $\rightarrow$  求静态工作点  $I_{DQ}$ : 利用  $I_G = 0$  及转移特性

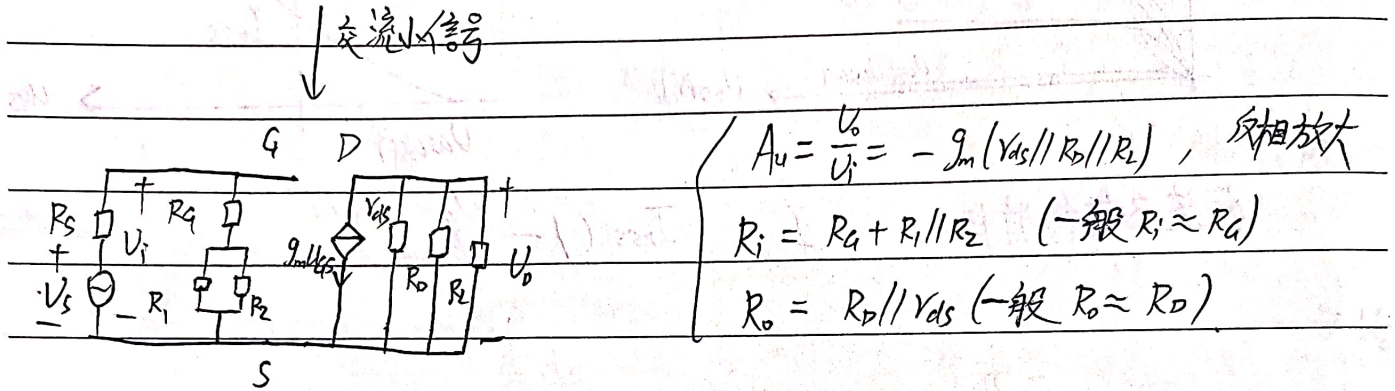
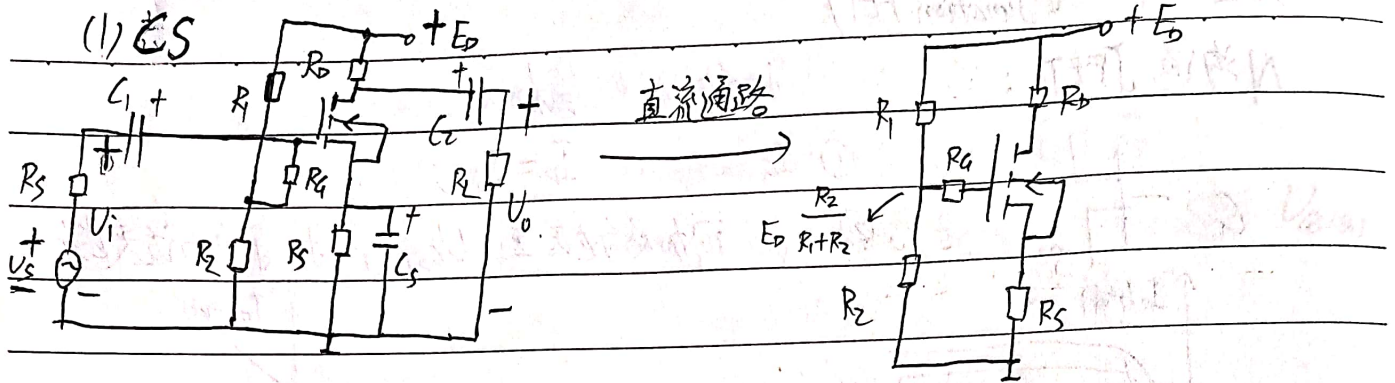
② 交流分析  $\rightarrow$  交流小信号模型  $\rightarrow$  求  $A_u, R_i, R_o$  等

参数模型 (低频):

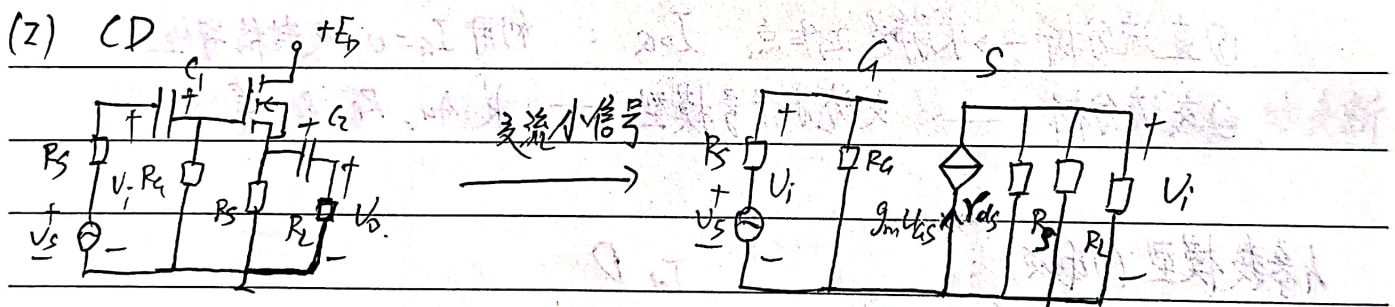


$Y_{DS} = 1 / \left( \frac{\partial V_D}{\partial U_{GS}} \right) \Big|_{U_{GS}}$ ;  $Y_{DS} \sim 100 \mu S$   
 $g_m = \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \Big|_{U_{GS}} = - \frac{2 I_{DSS}}{U_{GS(off)}} \left( 1 - \frac{U_{GS,Q}}{U_{GS(off)}} \right)$  为跨导.





CS的 $A_u$  绝对值比 CE的 $A_u$  小很多; 但输入电阻  $R_i$  要高很多。



$$A_u = \frac{g_m Y_{ds} (Y_{ds} // R_D // R_L)}{Y_{gs} + g_m} = \frac{g_m (Y_{ds} // R_D // R_L)}{1 + g_m (Y_{ds} // R_D // R_L)}, \quad |A_u| < 1;$$

$R_i = R_3;$   
 $R_o = R_S // Y_{ds} // \frac{1}{g_m} \approx R_S // \frac{1}{g_m};$  CD 与 CC 相近

(CG 与 CB 相近, 不再赘述)



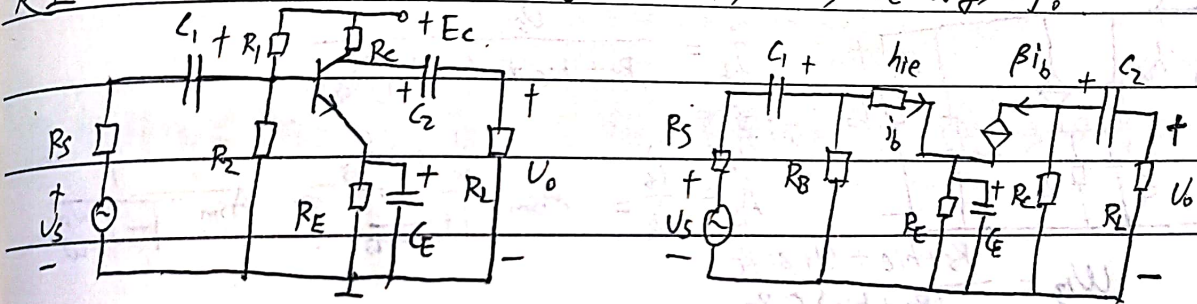
4. 放大电路的频率特性, 定量讨论低频响应

电容数量级  $\left\{ \begin{array}{l} C_1, C_2, C_E \text{ (耦合电容)}: \mu\text{F} \\ C_c, C_\pi \text{ (BJT 结电容)}: \text{PF, 足够小} \end{array} \right.$

低频:  $C_1, C_2, C_E$  考虑,  $C_c, C_\pi$  开路  
 中频: 均不考虑, 短路/开路  
 高频:  $C_1, C_2, C_E$  短路,  $C_c, C_\pi$  考虑

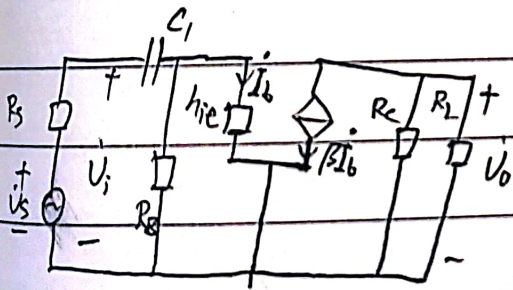
} 可用  $h$  参数模型

定量讨论  $C_E$  的低频响应, 分别考虑  $C_1, C_2, C_E$  的影响。



(1)  $C_1$  的影响

一般  $R_B \gg h_{ie}$ , 略去  $R_B$  的影响 (开路):



$$U_s = I_b (R_s + h_{ie} + \frac{1}{j\omega C_1})$$

$$U_o = -\beta I_b \cdot R_c \parallel R_L$$

源电压增益为  $A_s = \frac{U_o}{U_s} = -\frac{\beta(R_c \parallel R_L)}{R_s + h_{ie} + \frac{1}{j\omega C_1}} = A_{sm} \frac{1}{1 - j\frac{\omega_4}{\omega}}$

其中  $A_{sm} = -\frac{\beta(R_c \parallel R_L)}{R_s + h_{ie}}$  为中频源电压增益,

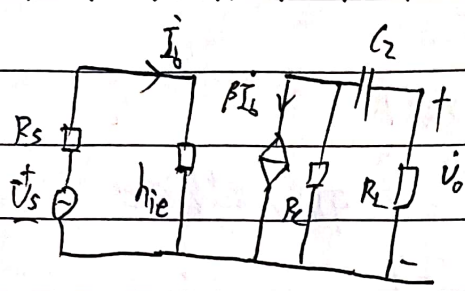
$$\omega_4 = 1 / (R_s + h_{ie}) C_1$$

即  $C_1$  使源电压增益减小;  $\omega = \omega_4$  时  $|A_s|$  下降至  $A_{sm}$  的  $\frac{1}{\sqrt{2}}$ , 即为

3dB截止.



(2)  $C_2$  的影响



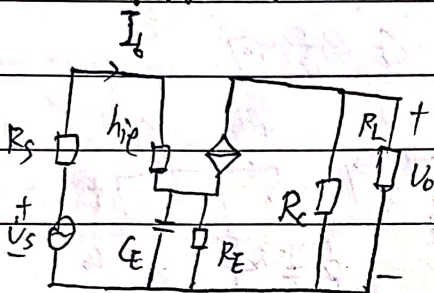
$$U_o = -\beta I_b [R_c \parallel (R_L + \frac{1}{j\omega C_2})]$$

$$U_s = I_b (R_s + h_{ie})$$

$$A_s = \frac{U_o}{U_s} = -\beta \frac{R_c \parallel (R_L + \frac{1}{j\omega C_2})}{R_s + h_{ie}} \approx A_{sm} \frac{1 - j\omega C_2 R_L}{1 - j\frac{\omega C_2 R_L}{\omega}}$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{(R_c + R_L) C_2}$$

(3)  $C_E$  的影响



$$U_o = -\beta I_b \cdot R_c \parallel R_L$$

$$I_b = \frac{U_s}{R_s + h_{ie} + (1 + \beta) \frac{R_E}{1 + j\omega C_E R_E}}$$

计算得

$$A_s = \frac{U_o}{U_s} = A_{sm} \frac{1 + j\omega C_E R_E}{1 + j\frac{\omega C_E R_E}{\omega}} \approx A_{sm} \frac{1}{1 - j\frac{\omega C_E R_E}{\omega}}$$

$$\omega_{p3} = \frac{R_s + h_{ie} + (1 + \beta) R_E}{(R_s + h_{ie}) C_E R_E}$$



# 5. 多级放大电路

级间耦合方式

阻容耦合

直接耦合 (需解决温漂)

变压器耦合

光耦合等

中频特性分析 :

$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdots A_{un}$$

$$R_i = R_{i1}$$

$$R_o = R_{on}$$

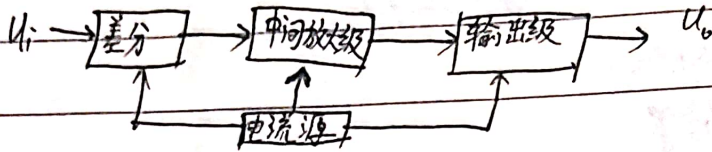
每一级的输出作为下一级的输入, 其后所有级作为负载 (故一般倒着分析,  $n \rightarrow 1$ )

总结: 中频响应 小参数模型乱杀 (1/吨牙)



## 二、集成运放

运放的一般结构:

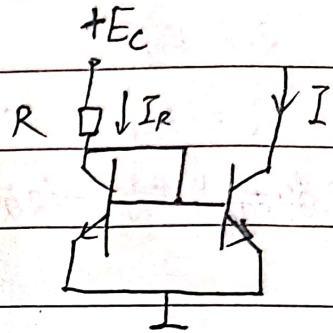


内部典型电路包括 差分放大电路、镜像电流源。

### 1. 电流源电路

#### (1) 基本镜像电流源

如图，两晶体管参数全同，且  $U_{BE}$  相同，故  $I_c$  相同:



$$I = I_R - 2I_B = I_R - 2 \frac{I}{\beta}$$

$$\Rightarrow I = \frac{I_R}{1+2/\beta}, \quad I_R = \frac{E_c - U_{BE}}{R} = \frac{E_c - 0.7V}{R}$$

(若要改变电流方向，则换用 PNP 型 BJT)。

#### (2) 比例电流源

由 KVL 得  $U_{BE1} + I_{E1} R_1 = U_{BE2} + I_{E2} R_2$ ,

$$I_{E2} = I_{E1} \frac{R_1}{R_2} + \frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{R_2}$$

由 PN 结方程， $U_{BE1} = U_T \ln \frac{I_{E1}}{I_0}$ ,

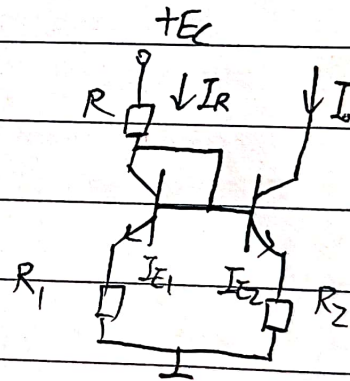
$$U_{BE2} = U_T \ln \frac{I_{E2}}{I_0}$$

$$\text{则有 } I_{E2} = I_{E1} \frac{R_1}{R_2} + \frac{U_T}{R_2} \ln \frac{I_{E1}}{I_{E2}}$$

$\beta$  足够大时， $I_R = I_{E1}$ ， $I_0 = I_{E2}$ ，则有

$$I_0 = I_R \frac{R_1}{R_2} + \frac{U_T}{R_2} \ln \frac{I_R}{I_0} \quad (U_T = 26mV)$$

$I_0$ 、 $I_R$  相差十倍以内，一般可近似为  $I_0 = I_R \frac{R_1}{R_2}$ ;



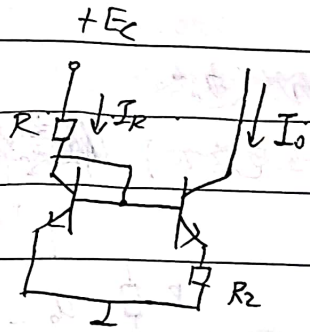


### (3) 微电流源

若要提供微小电流，则如图，

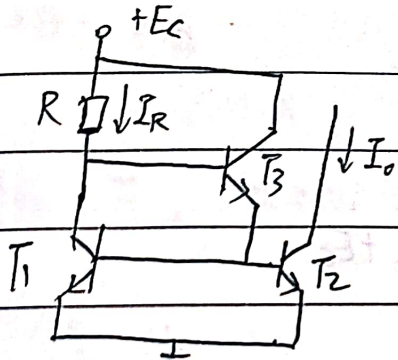
$$I_0 = \frac{V_T}{R_2} \ln \frac{I_R}{I_0}$$

可用数值解法处理；一般是已知比例设计  $R_2$ 。



### (4) 精密镜像电流源

为改善镜像精度，引入第三个 BJT； $T_1, T_2, T_3$  参数全同：

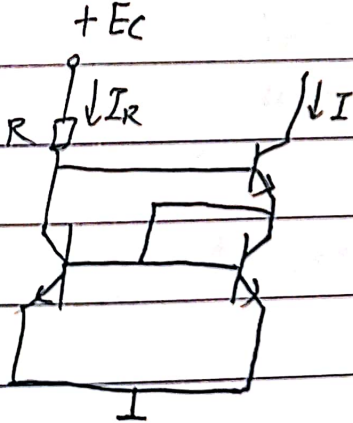


$$I_0 = I_R - I_{B3} = I_R - \frac{1}{\beta} \cdot 2I_{B2} = I_R - \frac{2}{\beta(1+\beta)} I_0$$

$$\Rightarrow I_0 = \frac{1}{1 + 2/(\beta^2 + \beta)} I_R$$

镜像精度提高了约  $\beta$  倍

另一种为威尔逊电流源：



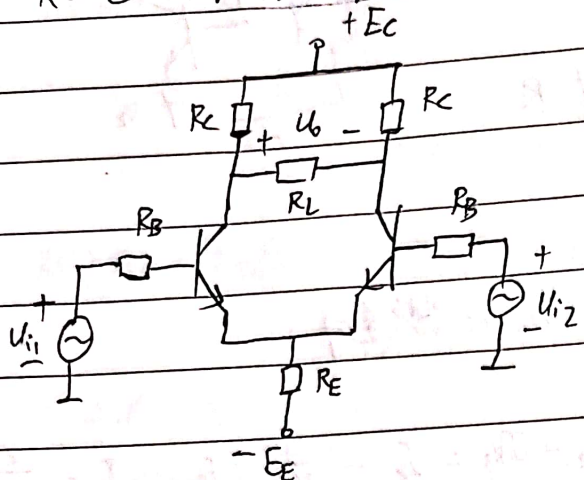
可推得

$$I_0 = \frac{1}{1 + 2/(\beta^2 + 2\beta)} I_R$$



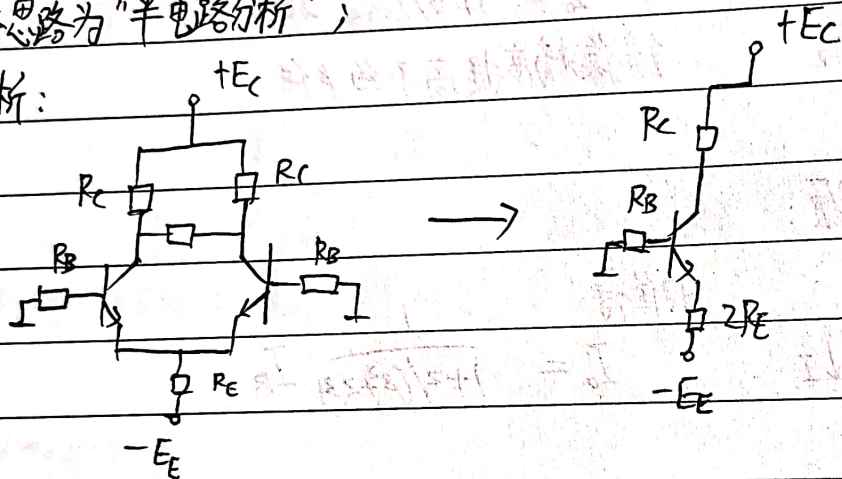
## 2. 差分放大电路

典型电路如下 (恒流源输入, 双端输出):



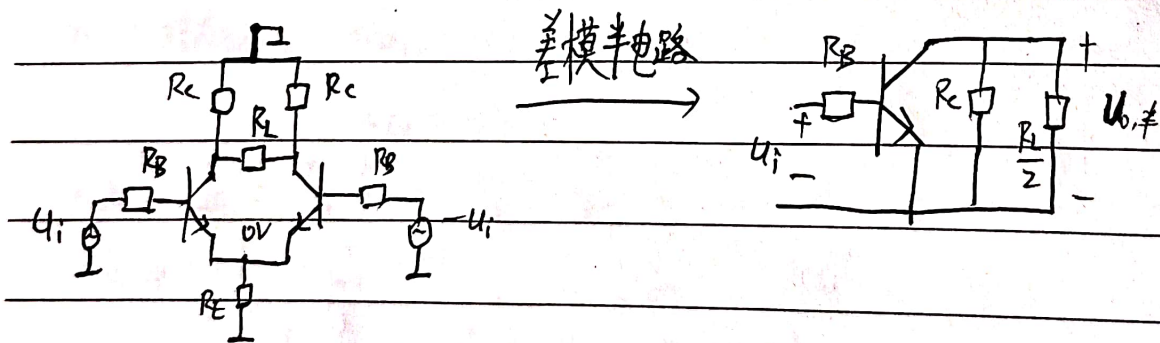
基本思路为“半电路分析”;

直流分析:



交流分析:

1° 差模信号  $U_{i1} = -U_{i2} = U_i$



差模半电路满足:  $A_{ud\frac{1}{2}} = \frac{U_{o\frac{1}{2}}}{U_i} = -\beta \frac{R_c \parallel \frac{R_L}{2}}{R_B + Y_{be}}$

$R_{i\frac{1}{2}} = R_B + Y_{be}$

$R_{o\frac{1}{2}} = R_c$

$\Rightarrow$  差分放大电路满足:  $A_{ud} = \frac{2U_{o\frac{1}{2}}}{U_i - (-U_i)} = A_{ud\frac{1}{2}}$

$R_i = \frac{2U_i}{i_i} = 2R_{i\frac{1}{2}}$

$R_o = 2R_{o\frac{1}{2}}$

单端双端输出



No:

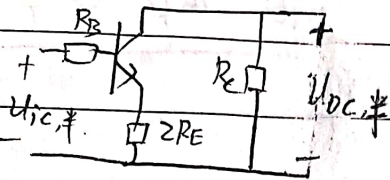
DATE:

(注:半电路分析后,根据输入、输出方式才能确定差分电路的增益、输入输出电阻等)

2° 共模信号  $u_{i1} = u_{i2} = u_i$ ;

若电路完全对称,则直接有  $u_{oc} = 0$ ; 实际不可能。

继续考虑共模半电路:



$$A_{uc,半} = -\beta \frac{R_C}{R_B + R_{be} + (1+\beta)2R_E}$$

可见  $|A_{uc,半}| \ll |A_{ud,半}|$ 。

定义共模抑制比

$$CMRR = \frac{|A_{ud}|}{|A_{uc}|}, \quad \text{一般 } CMRR \sim 10^4 \text{ (80dB)}$$

理想情况下,电路对称性决定了  $A_{uc} = 0$ ,  $CMRR \rightarrow +\infty$ 。

3° 任意信号  $u_{i1}, u_{i2}$

可视为一对差模信号与一对共模信号的叠加:

$$u_{ic} = \frac{u_{i1} + u_{i2}}{2}$$

$$u_{id} = \frac{u_{i1} - u_{i2}}{2}$$

输出电压为

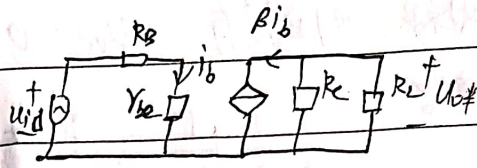
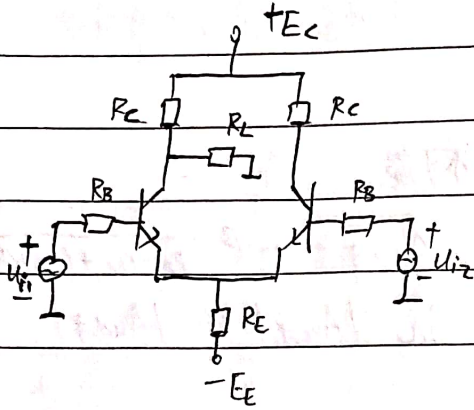
$$u_o = A_{ud} \cdot (2u_{id}) + A_{uc} \cdot u_{ic}$$



4° 单端输出的差分放大电路

对于一端接地的负载，近似使用半电路分析；

注意  $R_L$  仅在左半电路；

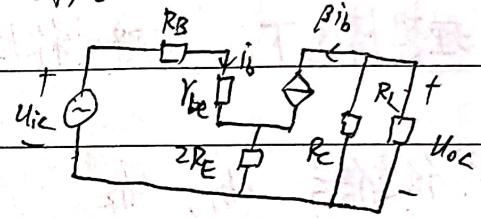


则差模增益  $A_{ud} = \frac{U_{od}}{U_{id}} = \frac{1}{2} A_{ud\#} = \frac{1}{2} \times \left( -\beta \frac{R_c // R_L}{R_B + Y_{be}} \right)$

共模增益  $A_{uc} = \frac{U_{oc}}{U_{ic}} = A_{uc\#} = -\beta \frac{R_c // R_L}{R_B + Y_{be} + 2(1+\beta)R_E}$

实际电路常满足  $(1+\beta)R_E \gg R_B + Y_{be}$ ，则

$CMRR_{\#} = \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| \approx \frac{(1+\beta)R_E}{R_B + Y_{be}} \quad (\Delta)$



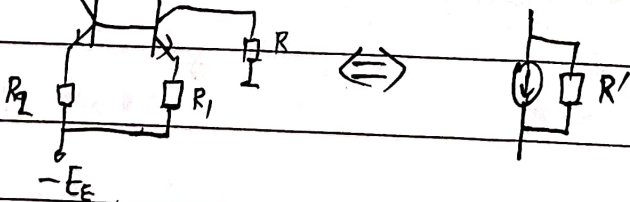
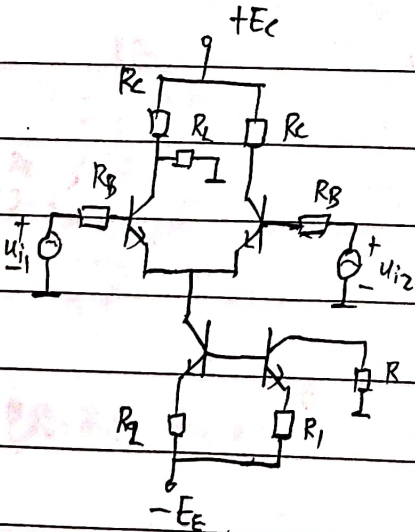
5° 具有恒流源的差分放大电路

由  $CMRR_{\#}$  表达式，可见提高  $R_E$  可以增大  $CMRR$ ，但同时将提升 E 极电势，导致供电电压上升。

当  $R_E$  更换为电流源时：

直流分析时，电流源建立了静态工作点，且压降较小；

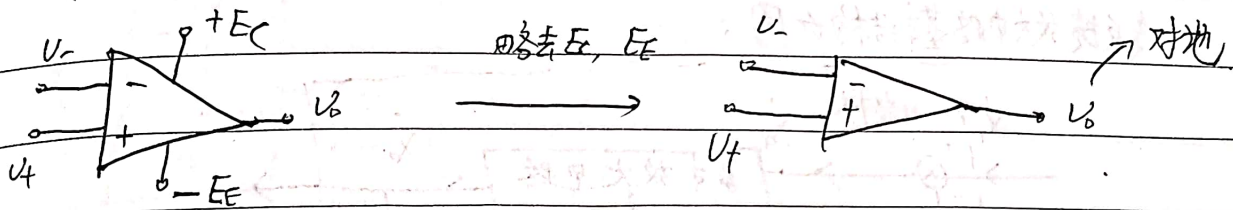
交流分析时电流源置零，输入电阻极大。



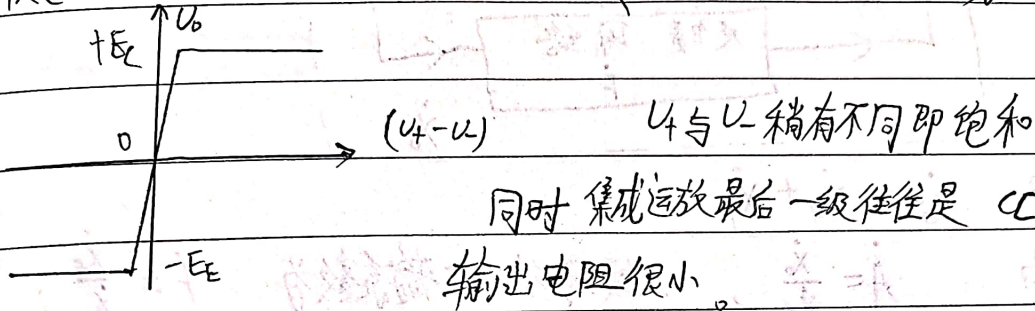


No: 3. 集成运放的电路模型, 理想运放

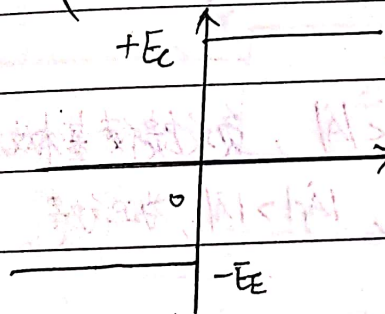
集成运放的电路模型如下:



开环差模电压增益  $A_{od} = 10^4 \sim 10^6$ , 故开环下, 线性工作区域极窄:



理想运放  $A_{ud} \rightarrow \infty$ ,  $CMRR \rightarrow \infty$ ,  $Y_{id} \rightarrow \infty$ ,  $Y_{od} \rightarrow 0$ , 电压传输特性为



"虚断": 输入电阻极大, 故  $I_+ = I_- = 0$ ;

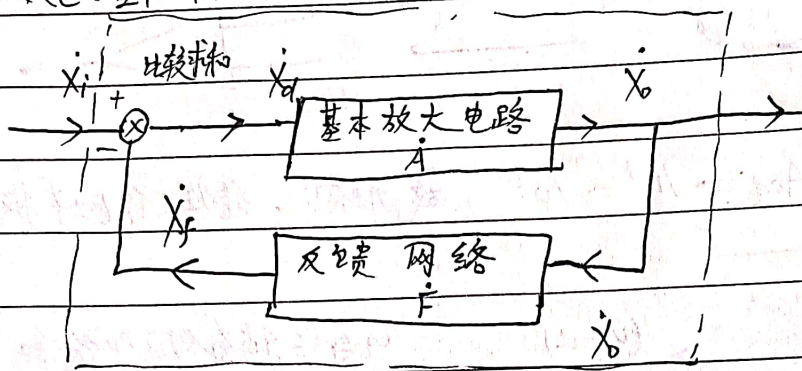
"虚短": 集成运放工作在线性放大状态时,  $U_+ = U_-$ .



### 三、负反馈

#### 1. 负反馈放大电路分析, 四种基本组态

负反馈放大电路基本结构如图:



作符号约定  $X_i = X_d + X_f$  ;

开环增益为  $A = \frac{X_o}{X_d}$  , 反馈网络的传输系数为  $F = \frac{X_f}{X_o}$  ;

则闭环增益为

$$A_f = \frac{X_o}{X_i} = \frac{A}{1 + AF}$$

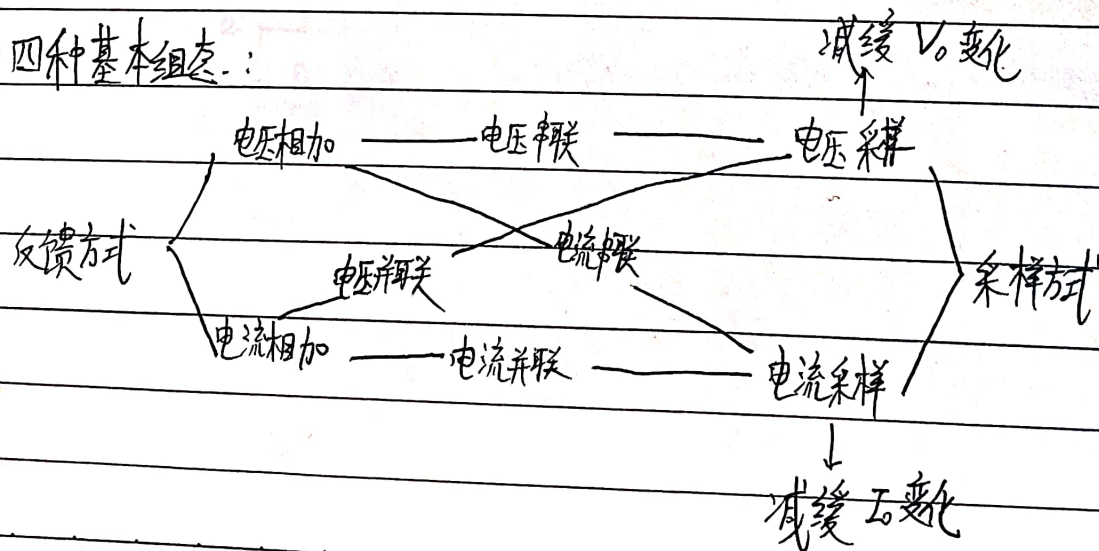
$1 + AF$  称为反馈深度,  $|1 + AF| > 1$  时,  $|A_f| < |A|$ , 负反馈使基本放大电路的净输入减小, 闭环增益减小;  $|1 + AF| < 1$  时,  $|A_f| > |A|$ , 为正反馈。

$|AF| \gg 1$  时, 称为深度负反馈, 近似有

$$A_f = \frac{1}{F}$$
 ;

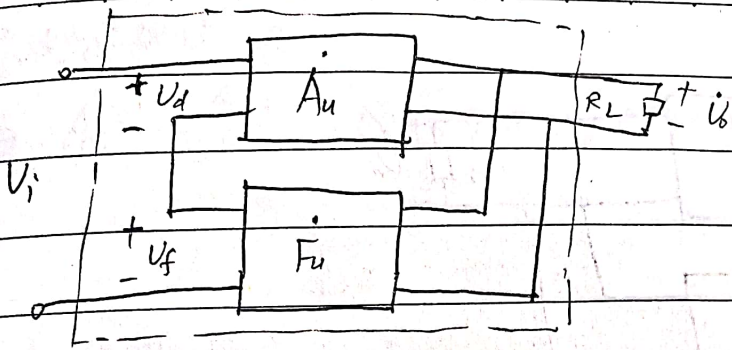
即闭环增益完全由反馈网络决定。

#### 四种基本组态:



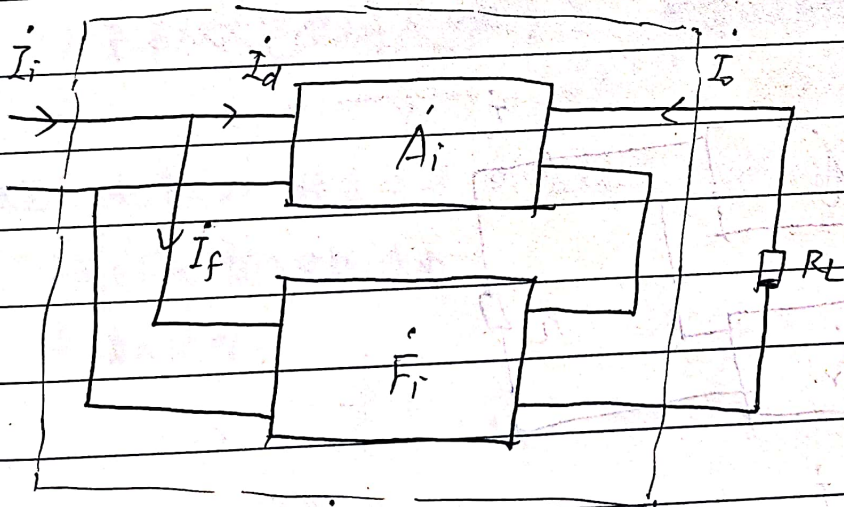


(1) 电压串联负反馈



$$A_{uf} = \frac{A_u}{1 + A_u F_u} = \frac{V_o}{V_i}$$

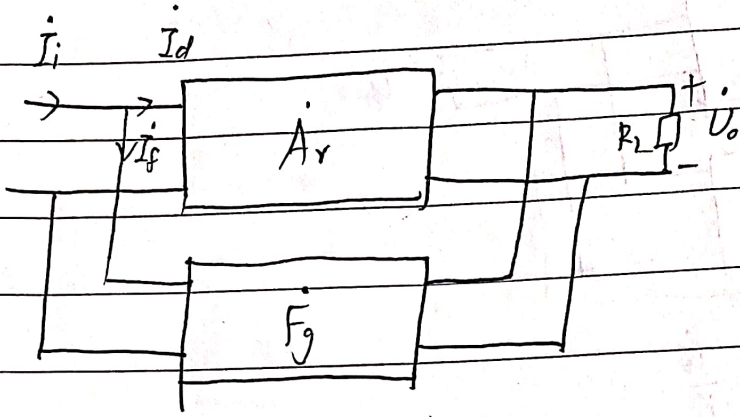
(2) 电流并联负反馈



$$A_{if} = \frac{A_i}{1 + A_i F_i} = \frac{I_o}{I_i}$$

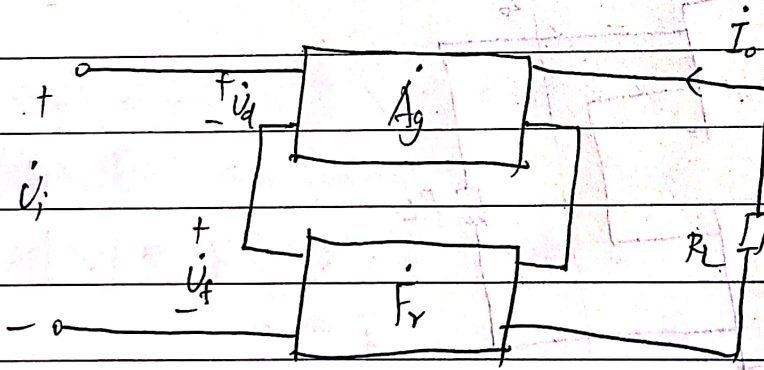


(3) 电压并联负反馈



$$A_{vf} = \frac{A_v}{1 + A_v F_f} = \frac{U_o}{i_i}$$

(4) 电流串联负反馈



$$A_{gf} = \frac{A_g}{1 + A_g F_r} = \frac{I_o}{U_i}$$



## 2. 负反馈对放大电路性能的影响.

### (1) 提高放大倍数稳定性

由  $A_f = \frac{A}{1+AF}$ , 中频范围内  $A, F$  为实数, 可得

$$A_f = \frac{A}{1+AF}$$

$$\Rightarrow \frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1+AF} \frac{dA}{A}$$

即,  $A_f$  的相对变化量是  $A$  的  $\frac{1}{1+AF}$ ; 注意,  $A$  可能强烈地依赖于温度等 (如 BJT 放大电路), 而  $A_f$  相对稳定.

### (2) 改变输入电阻与输出电阻

反馈方式影响输入电阻:

#### 1° 串联反馈使输入电阻增大

设基本放大电路输入电阻为  $R_i$ , 则存在负反馈时,

$$R_{if} = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i + U_f}{I_i} = (1+AF) R_i$$

(这里是一般成立的, 故应该说“输入阻抗”; 但通常还是在中频段)

#### 2° 并联反馈使输入电阻减小

存在负反馈时,

$$R_{if} = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i}{I_i + I_f} = \frac{1}{1+AF} R_i$$

以上与采样方式无关, 只是用到“基本放大电路的输出作为反馈网络的输入”。

采样方式影响输出电阻:

1° 电压采样使输出电阻减小:  $R_{of} = \frac{R_o}{1+AF}$  ( $R_o = R_{oA} // R_{if}$ )

2° 电流采样使输出电阻增大:

$$R_{of} = R_o (1+AF)$$
 ( $R_o = R_{oA} + R_{if}$ )

### (3) 展宽通频带, 频带宽至基本放大电路的 $(1+AF)$ 倍;

(4) 减小非线性失真



## 3. 自激振荡与稳定性

电路产生自激振荡时, 即使无信号输入, 仍有信号输出  $X_o$ :

$$X_i = X_o + X_F = X_o + A F X_o = 0 \Rightarrow A F = -1$$

即为自激振荡的平衡条件:

$$\left\{ \begin{array}{l} |A F| = 1 \\ \varphi_A + \varphi_F = (2n+1)\pi, n \in \mathbb{Z} \end{array} \right.$$

起振过程中  $X_o$  由小变大, 电路逐渐达到饱和,  $|A F|$  下降至 1, 形成自激振荡; 故起振条件为:

$$\left\{ \begin{array}{l} |A F| > 1 \\ \varphi_A + \varphi_F = (2n+1)\pi, n \in \mathbb{Z} \end{array} \right.$$

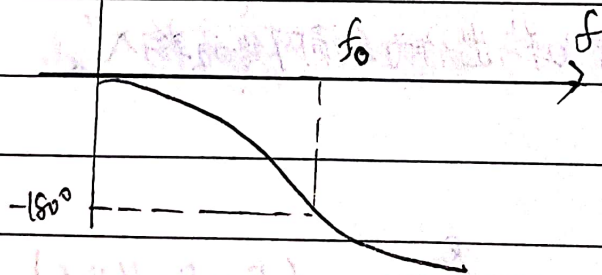
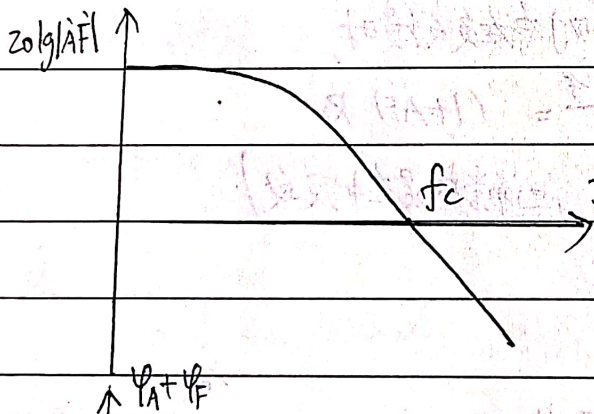
利用  $A F$  的频率特性可判别稳定性; 记  $f_c$  对应  $20 \lg |A F| = 0$  ( $|A F| = 1$ ),

$f_0$  对应  $\varphi_A + \varphi_F = -180^\circ$ ,

显然:

$f_c < f_0$ , 稳定;

$f_c > f_0$ , 满足起振条件, 不稳定.



引入稳定裕度, 相位稳定裕度  $\varphi_m = 180^\circ - |\varphi_A + \varphi_F|_{f=f_c}$ ,

幅值稳定裕度  $G_m = 20 \lg |A F|_{f=f_0}$ .

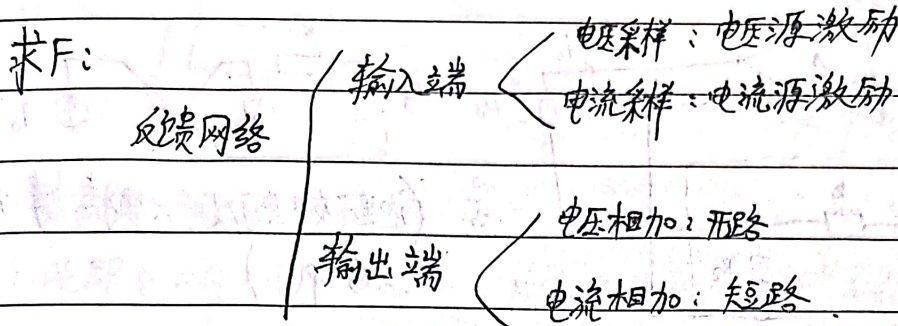
$\varphi_m, G_m$  可用 Bode 图近似计算; 一般要求  $\varphi_m > 45^\circ$  且  $G_m \leq -10 \text{ dB}$ .



### 4. 负反馈放大电路放大倍数分析

深度负反馈条件下,  $A_f = \frac{A}{1+AF} \approx \frac{1}{F}$ ; 中频段  $A_f = \frac{1}{F}$ .

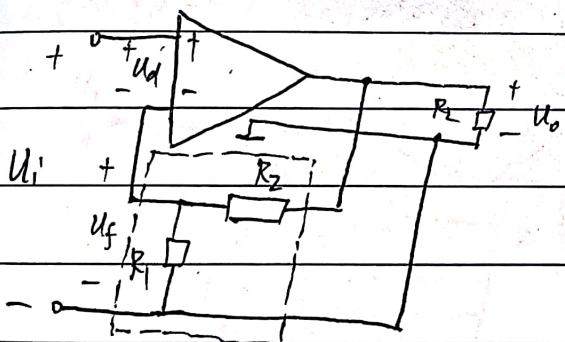
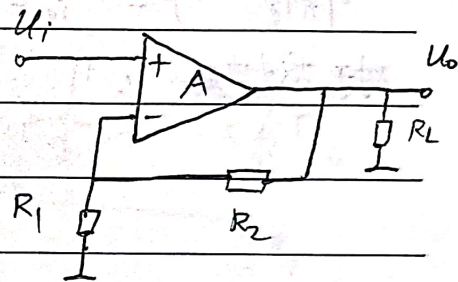
分析方式: 判断反馈组态  $\longleftrightarrow$  划分反馈网络  $\longrightarrow$  计算  $F \longrightarrow$  计算  $A_{uf}$  等  
(为使基本放大电路与反馈网络可以分开处理, 忽略反馈网络的负载效应)



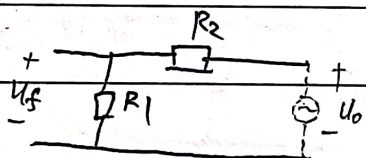
例: 如图负反馈放大电路, 求电压增益  $A_{uf}$ .

解: 可以先判断反馈组态为电压串联负反馈,

等效电路如下;



反馈网络为:



易得  $F = \frac{U_f}{U_o} = \frac{R_1}{R_1+R_2}$ , 则  $A_f = \frac{1}{F} = \frac{R_1+R_2}{R_1}$

负反馈网络的电压增益为

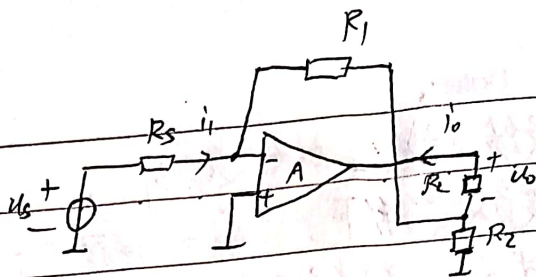
$$A_{uf} = \frac{U_o}{U_i} = A_f = \frac{R_1+R_2}{R_1}$$

注: 对于集成运放构成的负反馈网络, 总是假设运放处于线性工作状态。



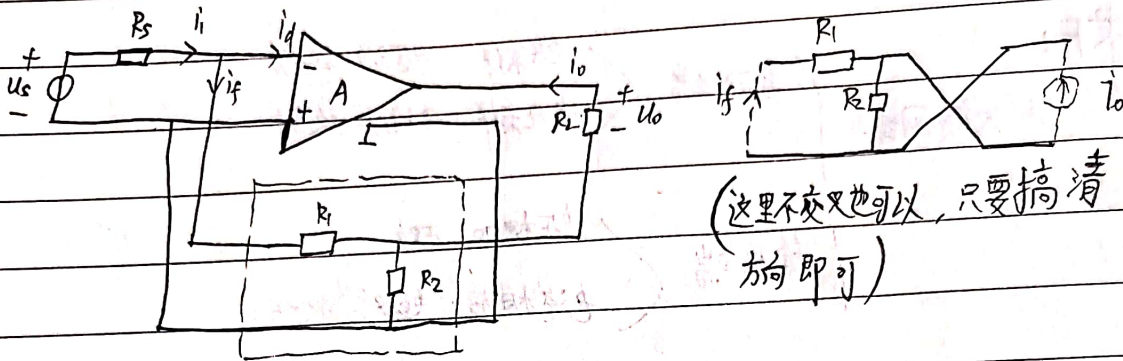
No: \_\_\_\_\_ Date: \_\_\_\_\_

例: 如图, 求增益。



解: 将  $R_1, R_2$  归入反馈网络,

易判断为电流并联负反馈, 等效电路与反馈网络如图:



计算得  $F = \frac{i_f}{i_o} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ , 则  $A_f = \frac{1}{F} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$

对于放大电路,

$$A_{if} = \frac{i_o}{i_i} = A_f = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_s} = \frac{-i_o R_L}{i_i R_s} = -\frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \frac{R_L}{R_s}$$

↓ 虚短

No: \_\_\_\_\_  
例: \_\_\_\_\_  
解: \_\_\_\_\_  
等效: \_\_\_\_\_

注: \_\_\_\_\_

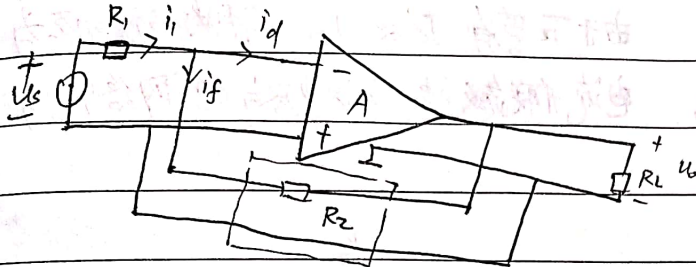
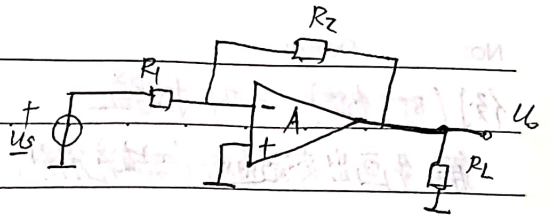
例: \_\_\_\_\_

No:

Date:

例: 如图, 求增益!

解: 可以先判断反馈组态为电压并联负反馈,  
等效电路与反馈网络如图:



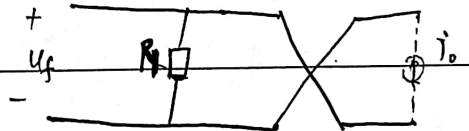
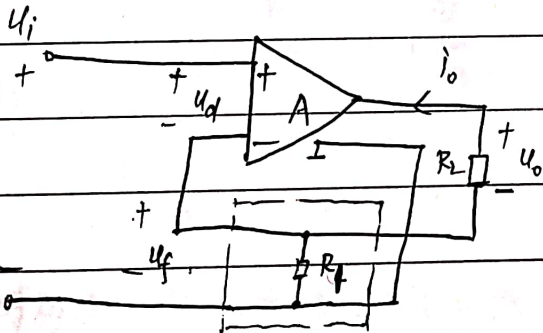
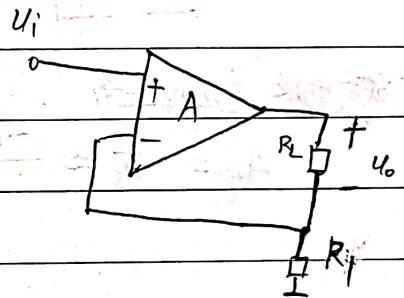
易得  $F = \frac{i_f}{u_o} = -\frac{1}{R_2}$

对于放大电路,  $A_{uf} = \frac{u_o}{u_s} = \frac{u_o}{i_i R_1} = \frac{1}{F R_1} = -\frac{R_2}{R_1}$

注: 此即为反向比例运算电路; 后面用“虚短”“虚断”处理会容易得多。

例: 如图, 求增益。

解: 容易判断为电流串联负反馈,  
等效电路与反馈网络如图:



易得  $F = \frac{u_f}{i_o} = -R_1$

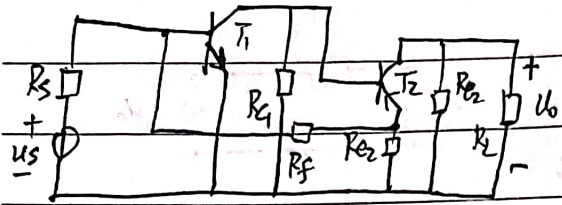
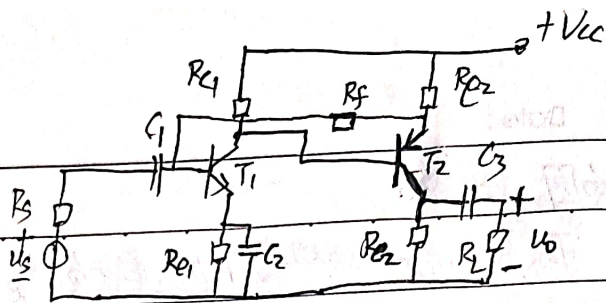
对于放大电路,  $A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{i_o R_2}{u_i} = -\frac{R_2}{F} = \frac{R_2}{R_1}$



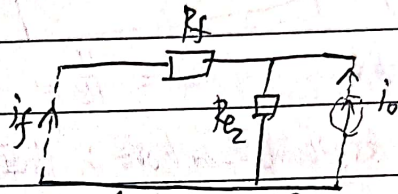
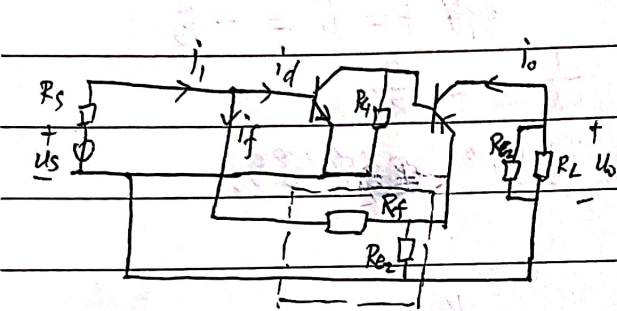
No: \_\_\_\_\_ Date: \_\_\_\_\_

例 (BJT电路): 如图, 求增益:

解: 先画出交流通路 (略直流分析):



由于下管有  $I_E \approx I_C$ , 可判断反馈组态为  
电流并联负反馈, 等效电路与反馈网络分别为:



易得  $F = \frac{i_f}{i_o} = -\frac{R_{E2}}{R_F + R_{E2}}$ , 则  $A_{if} = \frac{1}{F}$

对于放大电路, 电压增益为

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_s} \approx \frac{-i_o \cdot (R_{C2} // R_L)}{i_1 R_S} = -A_{if} \cdot \frac{R_{C2} // R_L}{R_S} = \frac{R_F + R_{E2}}{R_{E2}} \cdot \frac{R_{C2} // R_L}{R_S}$$

### 四、模拟运算电路 (呼噜呼噜~)

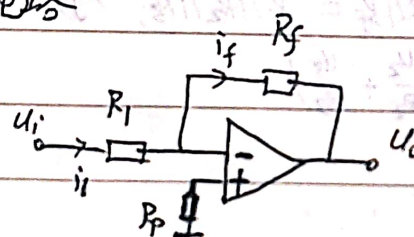
这里研究的模拟运算电路包括:

1. 比例运算电路 (同相、反相);
2. 加法运算电路 (同相、反相);
3. 减法运算电路 (差动运放);
4. 积分与微分电路

(暂不涉及模拟乘法器)

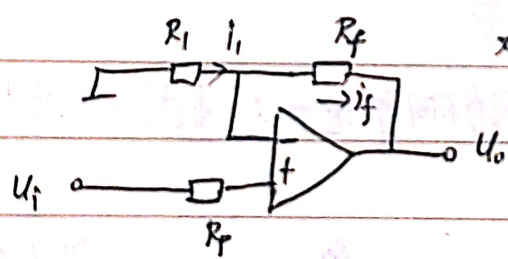
利用 1~4, 可构建能够求解微分方程的电路; 以上各电路的核心元件均为集成运放, 核心理论为负反馈, 但实际处理方法为理想运放的“虚短”“虚断”。

#### 1. 比例运算电路

反相:  
$$u_i = i_i R_1, \quad u_o = -i_f R_f, \quad i_i = i_f$$

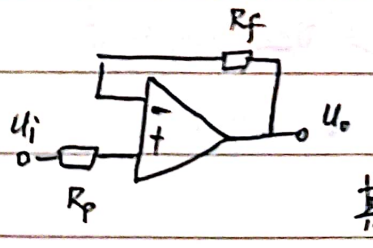
$$\Rightarrow \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_f}{R_1}$$

$R_p$  为直流补偿电阻, 为使运放两输入端看出去电路对称;

同相:  
$$-i_i R_1 = u_i, \quad u_i - i_f R_f = u_o, \quad i_i = i_f$$

$$\Rightarrow \frac{u_o}{u_i} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

(特别地, 称  $R_1$  断路的情况为“电压跟随器”:

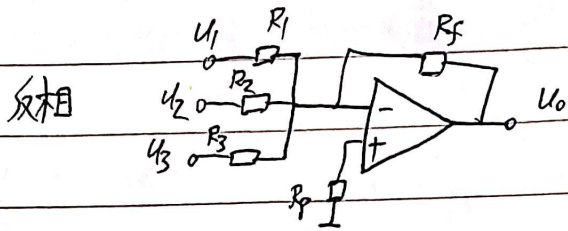
 
$$u_o = u_i$$

注意到, 该电路输入电阻极高而输出电阻极小, 其作用与 CC 类似。

注: 反相电路中, 两输入端均为虚地, 无共模信号, 故对 CMRR 要求不高; 但同相电路中两输入端电势均为  $u_i$ , 需要共模抑制, 对 CMRR 要求高。



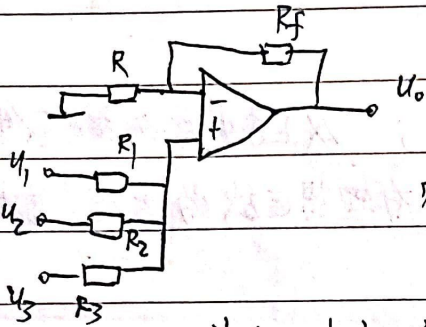
### 2. 加法运算电路



$U^-$  虚地, 显然

$$U_o = -R_f \left( \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} \right)$$

同相



由叠加原理,

$$U_4 = \frac{R_2 // R_3}{R_1 + R_2 // R_3} U_1 + \dots$$

$$= (R_1 // R_2 // R_3) \left( \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} \right)$$

则有

$$U_o = \left( \frac{R_f}{R} + 1 \right) U_4$$

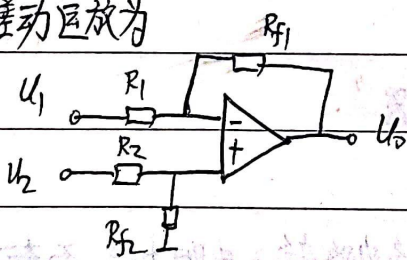
为保证直流平衡, 取  $R // R_f = R_1 // R_2 // R_3$ , 则有

$$U_o = R_f \left( \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} \right)$$

### 3. 减法运算电路

集成运放本身无法直接使用,  $U_+$ 、 $U_-$  稍有不同即饱和; 通过负反馈增大运放输入信号的运算范围。

基本差动运放为



$$U_o = U_2 \frac{R_f}{R_2 + R_f} - U_1 \frac{R_f}{R_1} = \frac{R_f}{R} (U_2 - U_1)$$

差模电压增益  $A_{uf} = \frac{R_f}{R}$ ; 取  $R_f = R$ ,

得到  $U_o = U_2 - U_1$ 。

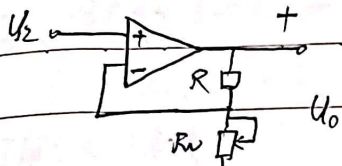
$$R_1 = R_2 = R, R_{f1} = R_{f2} = R_f;$$

一种可提高  $CMRR$  的改进为“同相并联型差动运算电路”:

No:

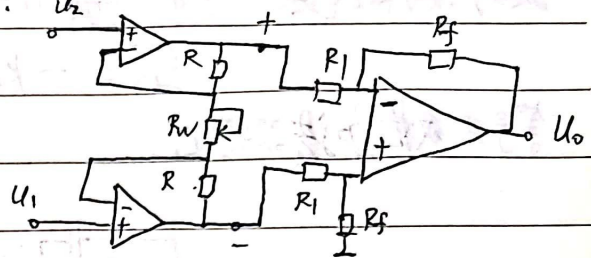
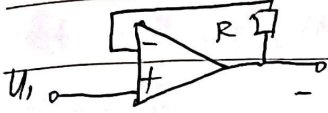
Date:

$$U_0 = i \cdot (2R + R_w) = (1 + \frac{2R}{R_w})(U_2 - U_1)$$



在此之后增加一级基本差动运放, 可使输出适用于

一端接地的电阻:

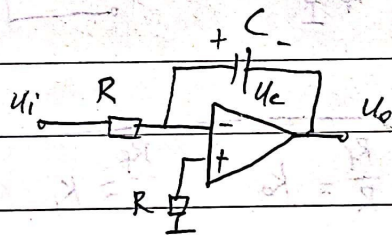


$$U_0 = \frac{R_f}{R_1} (1 + \frac{2R}{R_w})(U_1 - U_2)$$

(注意, 集成运放的“+”、“-”可简单互换, 否则无法形成负反馈!)

#### 4. 积分与微分电路

反相积分电路:

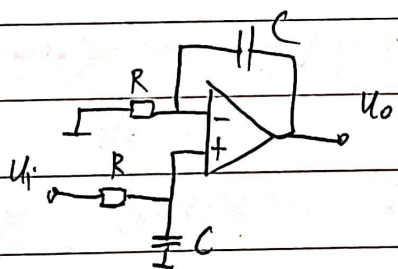


$$U_0 = -U_c = -\frac{1}{C} \int_{t_0}^t I_f dt + U_0(t_0)$$

$$= -\frac{1}{RC} \int_{t_0}^t U_i dt + U_0(t_0)$$

$\tau = RC$  为时间常数;

同相积分电路:



$$U_+(s) = U_i(s) \cdot \frac{\frac{1}{sC}}{\frac{1}{sC} + R}$$

$$U_0(s) = U_-(s) \cdot \frac{R + \frac{1}{sC}}{R}$$

$$U_+(s) = U_-(s)$$

$$\Rightarrow U_0(s) = \frac{1}{RC} U_i(s) \cdot \frac{1}{s};$$

s 乘到左侧, 反变换得  $U_0'(t) = \frac{1}{RC} U_i(t)$

$$\Rightarrow U_0(t) = \frac{1}{RC} \int_{t_0}^t U_i(t) dt + U_0(t_0)$$

将反相积分电路中 R、C 互换即得反相微分电路; 但微分电路抗干扰能力差且易产生自激振荡, 一般不使用。



### 5. 求解微分方程的电路举例

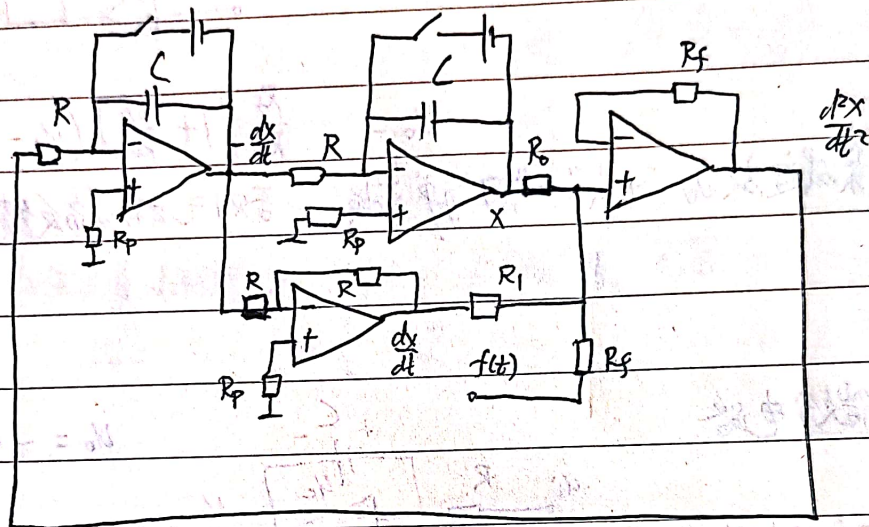
如求解二阶线性微分方程

$$\frac{d^2x}{dt^2} + k_1 \frac{dx}{dt} + k_0 x + f(t) = 0$$

考虑到使用积分电路，可将  $\frac{d^2x}{dt^2}$  作为基本信号：

$$\frac{d^2x}{dt^2} = -k_1 \frac{dx}{dt} - k_0 x - f(t)$$

等号由反相加法器实现。



其中  $RC = 1$ ,  $\frac{R_f}{R_0} = k_0$ ,  $\frac{R_f}{R_1} = k_1$

总结：模拟运算电路 虚短虚断 乱杀 (

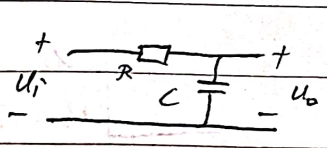


### 五、信号发生与信号处理

信号发生电路包含正弦振荡器(以文氏电桥RC振荡器为主)、非正弦波发生器(了解方波-三角波发生器、矩形波-锯齿波发生器); 对于已有信号, 可用低通、高通、带通、带阻、全通(相位调制)滤波电路进行信号处理; 非正弦波的发生依赖于电压比较器。

#### 1. RC有源滤波电路

最简单的RC无源滤波电路为:

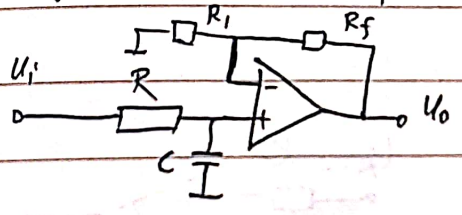


$$A(s) = \frac{1/sC}{R + 1/sC} = \frac{1}{1 + sRC}$$

$$|A(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}$$

显然为低通滤波, 但不能很好地带负载;

(1) 将无源RC与一个同相比倒运算电路相组合, 得到有源RC低通滤波电路;



$$A(s) = \left(\frac{R_f}{R} + 1\right) \frac{1}{1 + sRC}$$

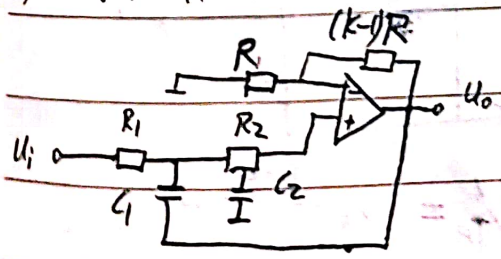
称为一阶滤波电路。

$$|A(j\omega)| = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}$$

高输入阻抗、低输出阻抗提高了带负载能力, 同时放大了信号。

$\omega = \omega_c = \frac{1}{RC}$  为 3dB截止频率; 在Bode图上,  $\omega > \omega_c$  时  $|A(j\omega)|$  减小的斜率为  $-20 \text{ dB/十倍频}$ , 通带到阻带的过渡较缓慢。

(2) 如图为一种二阶低通滤波电路:



$$A(s) = \frac{k}{1 + \frac{s}{Q\omega_n} + \left(\frac{s}{\omega_n}\right)^2}, \quad \omega_n = \frac{1}{RC}; \quad Q = \frac{1}{3-k}$$

$$|A(j\omega)| = \frac{A_{up}}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)^2 + \left(\frac{\omega}{Q\omega_n}\right)^2}}$$

$(R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C)$

在Bode图上,  $\omega > \omega_n$  时  $|A(j\omega)|$  下降的斜率为  $-40 \text{ dB/十倍频}$

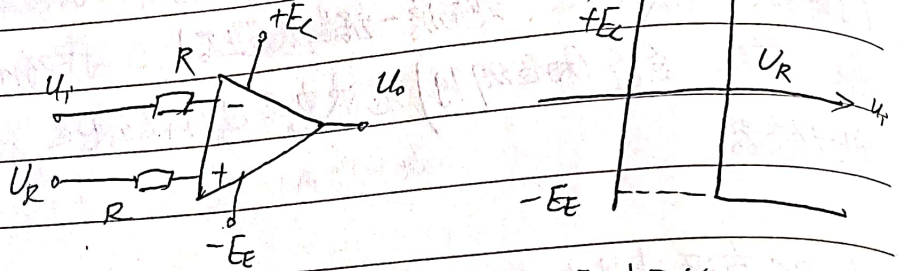
注: 高通可将R、C互换, 带通可得R、C作适当组合。



## 2. 电压比较器 (逐渐数电)

### (1) 简单比较器

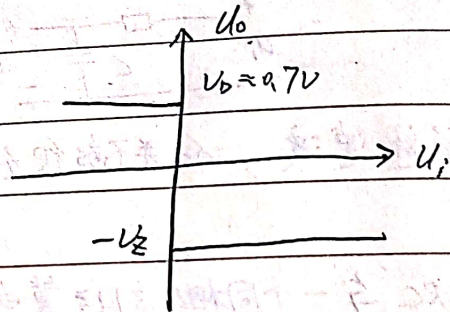
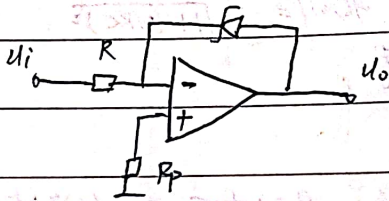
开环集成运放:



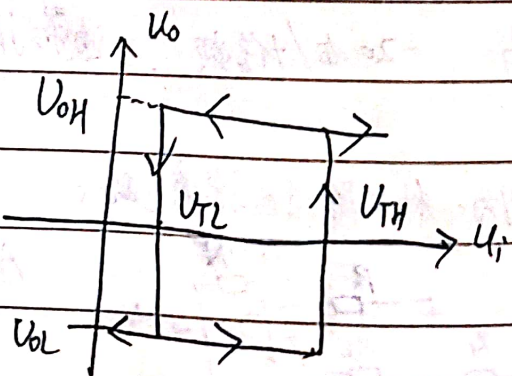
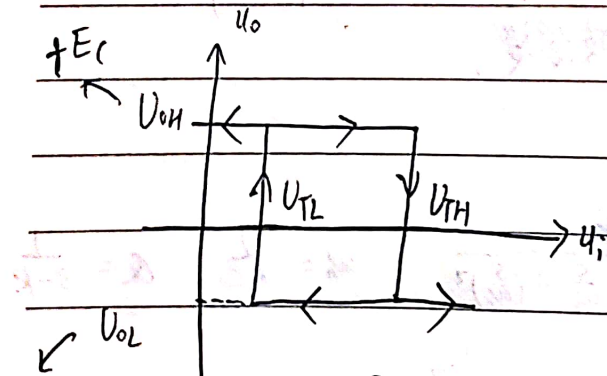
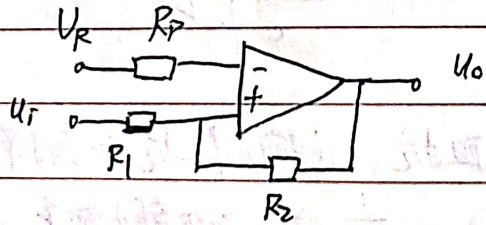
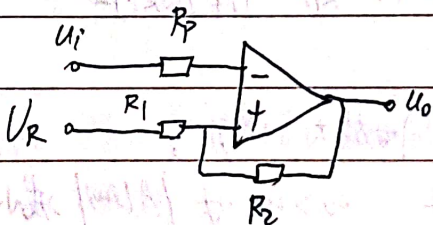
比较器的输出电压发生跳变时对应的输入电压值, 称为门限电压  $U_T$ 。

### (2) 反馈滞位比较器

用硅稳压管作为反馈支路元件:



### (3) 迟滞比较器



$$U_{TH} = U_{OH} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_R \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$U_{TL} = U_{OL} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_R \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\Rightarrow \Delta U = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{OH} - U_{OL})$$

$$U_{TH} = U_R \frac{R_1 + R_2}{R_2} - U_{OL} \frac{R_1}{R_2}$$

$$U_{TL} = U_R \frac{R_1 + R_2}{R_2} - U_{OH} \frac{R_1}{R_2}$$

$$\Rightarrow \Delta U = \frac{R_1}{R_2} (U_{OH} - U_{OL})$$



### 3. RC选频网络与文氏电桥 RC振荡器

#### (1) RC串并联网络

如图网络的传输函数为

$$A(s) = \frac{R_2 // \frac{1}{sC_2}}{R_1 + \frac{1}{sC_1} + R_2 // \frac{1}{sC_2}}$$

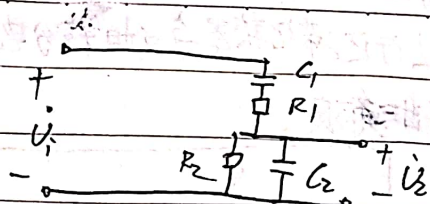
若取  $C_1 = C_2 = C, R_1 = R_2 = R$ , 则有

$$A(s) = \frac{1}{1 + (R + \frac{1}{sC})(\frac{1}{R} + sC)} = \frac{1}{3 + \frac{1}{sCR} + sCR}$$

频率响应为

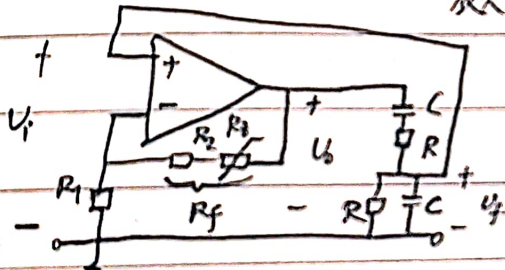
$$|A(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{9 + (\omega CR - \frac{1}{\omega CR})^2}}, \quad \varphi(\omega) = -\arctan\left(\frac{\omega CR - \frac{1}{\omega CR}}{3}\right)$$

当  $\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC}$  时,  $|A(j\omega)|$  有最大值  $\frac{1}{3}$ , 且恰有  $\varphi(\omega_0) = 0$ .



#### (2) 文氏电桥 RC振荡器

如图振荡器由同相比例放大电路和RC串并联网络构成:



放大电路电压增益  $A_u = 1 + \frac{R_f}{R_1}, \varphi_A = 0$ ;

对频率  $\omega = \frac{1}{RC}$  的正弦波, RC选频网络满足

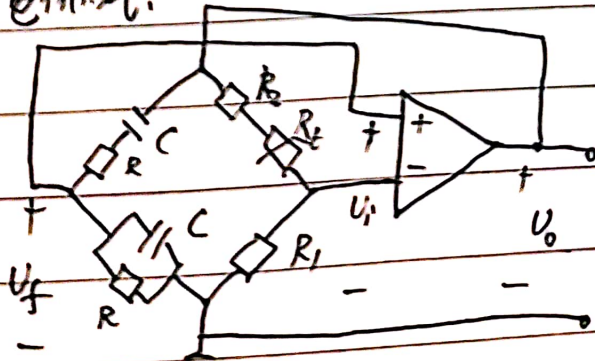
$$F = \frac{1}{3}, \varphi_F = 0$$

则当  $R_f > 2R_1$  时,  $A_u F > 1$  且  $\varphi_A + \varphi_F = 0$ , 满足起振条件。

注: 1°  $R_f$  为热敏电阻, 增强非线性性以便由起振状态过渡到平衡状态;

2° 由于放大电路净输入  $U_i = U_f$ , 故  $\varphi_A + \varphi_F = 0$  作为起振条件与 P24.3 等价。

该振荡器可画为电桥形式:

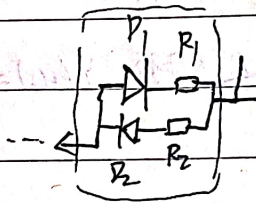
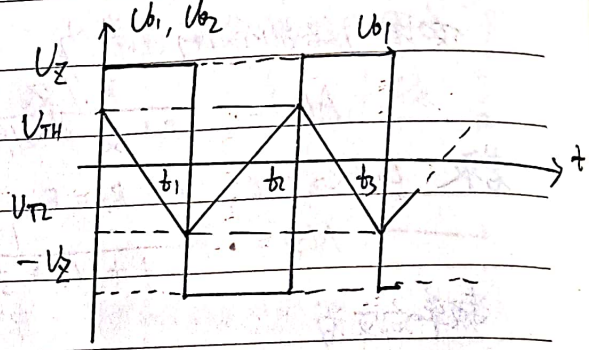
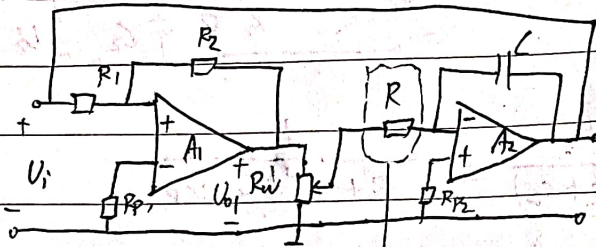




### 4. 非正弦波发生器

上行迟滞比较器与反相积分电路可组成方波-三角波发生器;  $A_1$  输出方波,

$A_2$  输出三角波:



将 R 替换为电感, 放电时间常数不相等的结构, 可实现 占比不为 50% 的矩形波与锯齿波。



# 六. 功率放大电路

## 1. 功放相关参数与分类

→ 这常被用作求  $P_{om}$  的方程

1) 最大输出功率: 在信号不失真的情况下, 功放能输出的最大功率  $P_{om}$ ;

2) 功率转换效率: 功放输出功率与直流电源供电功率之比  $\eta = \frac{P_o}{P_E} \times 100\%$

3) 失真度 THD (Total Harmonic Distortion, 谐波失真): 若输出信号为

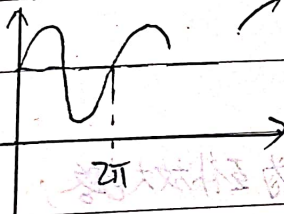
$$f_o(t) = a_0 \sin \omega t + \sum_{n=2}^{+\infty} a_n \sin(n\omega t), \text{ 则 } THD = \sqrt{\frac{a_2^2 + a_3^2 + \dots}{a_0^2}}$$

(注: 分析功放时不能再采用小信号模型; 常用图解法)

分类: 根据信号的一个完整周期  $T$  内功放导通的时间  $t$ , 或导通角  $\theta = \frac{t}{T} \cdot 2\pi$ , 可将功放

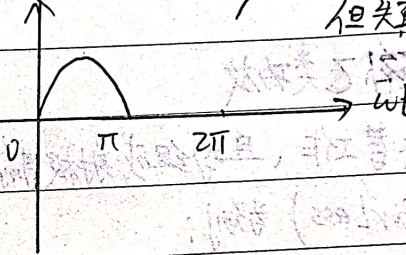
划分为

甲类  $\theta = 2\pi$



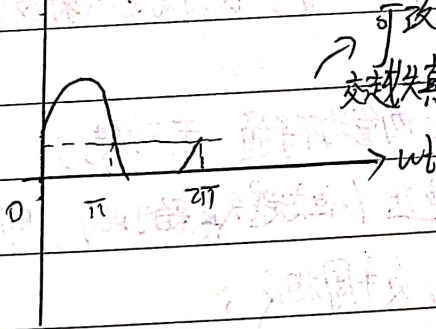
功率转换效率低, 无信号也消耗功率, 实际电路很少使用。

乙类  $\theta = \pi$



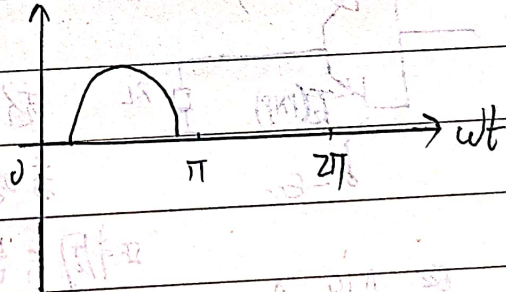
采用推挽结构, 转换效率较高, 无信号不消耗功率, 但失真较大。

甲乙类  $\pi < \theta < 2\pi$



可改善乙类的交越失真 ( $i_c = 0$  附近晶体管不导通)

丙类  $\theta < \pi$

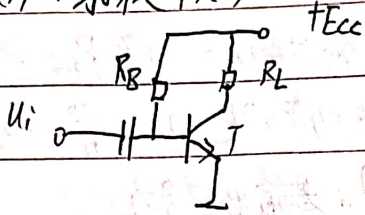


→ 一般用于高频功放

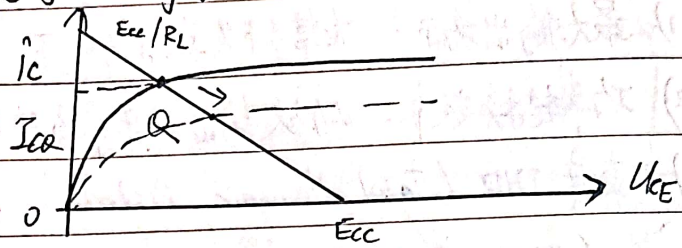


## 2. 几类功放举例, 计算

### (1) 共射极 甲类功放



$i_c$  与  $U_{CE}$  同时通过 KVL 与 灯 T 输出特性联系:



Q点位于线性区中心时, 输入电压幅度近似为  $U_{om} = \frac{1}{2}E_{cc}$ , 电流幅度  $I_{om} \approx I_{cq}$

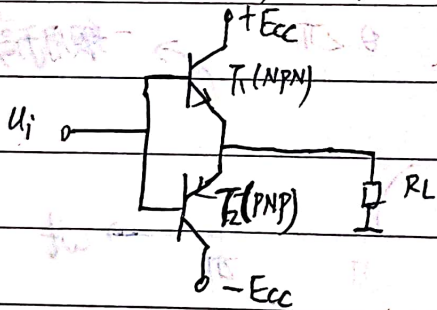
则最大输出功率  $P_{om} = \frac{1}{2}U_{om} \cdot I_{om} = \frac{1}{4}E_{cc} \cdot I_{cq}$

电源供电功率  $P_E \approx \frac{W}{2\pi} \int_0^{2\pi} E_{cc} \cdot i_c dt = E_{cc} \cdot I_{cq}$ , 则功率转换效率为

$$\eta = \frac{P_{om}}{P_E} = 25\%$$

### (2) OCL 互补乙类功放

不同两个晶体管交替工作, 且均组成射极输出形式的电路, 称为互补放大电路; 以 OCL (Output Capacitorless) 为例:

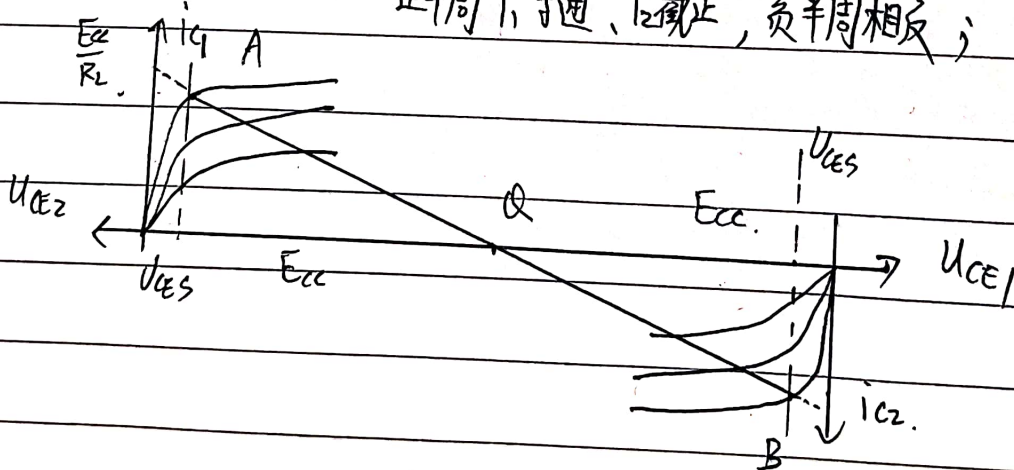


$T_1, T_2$  特性、参数全同, 使得静态发射极电压为 0;

无信号时  $U_i = 0$ , 两管均不导通, 无功耗;

若略去  $b-e$  开启电压 (但交越失真赖于此), 则  $U_i$

正半周  $T_1$  导通、 $T_2$  截止, 负半周相反;





No:

Date:

电压幅值  $V_{om} = E_{cc} - V_{CES}$ , 电流幅值  $I_{om} = \frac{E_{cc} - V_{CES}}{R_L}$ ,

则最大输出功率 (略去交越失真)

$$P_{om} \approx \frac{1}{2} V_{om} I_{om} = \frac{(E_{cc} - V_{CES})^2}{2R_L} \approx \frac{E_{cc}^2}{2R_L}$$

单个电源供电功率

$$P_E = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} E_{cc} \cdot \frac{E_{cc} - V_{CES}}{R_L} \sin \omega t dt = \frac{E_{cc}(E_{cc} - V_{CES})}{\pi R_L} \approx \frac{E_{cc}^2}{\pi R_L}$$

则功率转换效率为

$$\eta = \frac{P_{om}}{P_E} = \frac{\pi}{4} = 78.5\%, \text{ 远大于甲类功放。}$$