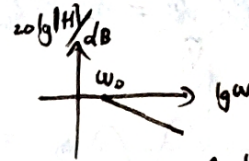


3 dB截止频率:  $|H(j\omega_{3dB})| = \frac{H_0}{\sqrt{2}}$ , 转折频率: 频率值与系统极点模值相等的频率点

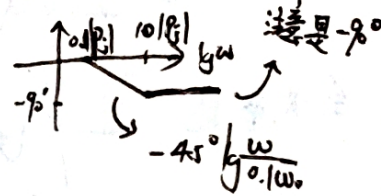
伯德图:  $H(s) = K \frac{\prod_{i=1}^m (1 - \frac{s}{z_i})}{\prod_{j=1}^n (1 - \frac{s}{p_j})}$

常数K的贡献:  $20 \lg |K|$  dB



① 负实极点: 幅频: 起始于  $|P|$ , 斜率为  $-20$  dB/dec

相频: 起始于  $0$ , 终止于  $-90^\circ$ , 斜率为  $-45^\circ$ /dec



② 实零点:  $z_i > 0$  时 { 幅频: 起始于  $|z_i|$ , 斜率为  $+20$  dB/dec

相频: 起始于  $0$ , 终止于  $+90^\circ$ , 斜率为  $+45^\circ$ /dec

$z_i < 0$  时 { 幅频: 起始于  $|z_i|$ , 斜率为  $+20$  dB/dec

相频: 起始于  $0$ , 终止于  $-90^\circ$ , 斜率为  $-45^\circ$ /dec

$z_i = 0$  时 { 幅频: 起始于  $\omega = 1$ , 斜率为  $+20$  dB/dec

相频:  $+90^\circ$

③ 复共轭极点对:

两个极点共同作用: { 幅频: 始于  $|P| = |P^*|$ , 斜率为  $-40$  dB/dec

相频: 始于  $0$ , 终止于  $-90^\circ$ , 斜率为  $-90^\circ$ /dec

④ 复共轭零点对:

两个零点共同作用 { 幅频: 始于  $|z_i|$ , 斜率为  $+40$  dB/dec

相频:  $Re\{z_i\} > 0$  时, 始于  $0$ , 终止于  $+90^\circ$ , 斜率为  $+90^\circ$ /dec

$Re\{z_i\} < 0$  时, 始于  $0$ , 终止于  $-90^\circ$ , 斜率为  $-90^\circ$ /dec

误差: 单极(零)点时,  $\omega = \omega_0$  的误差为  $-3$  dB

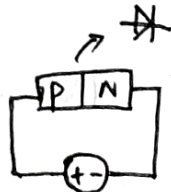
求解  $\omega_c$  和  $\omega_h$  时, 判断是否为主极点系统可简化计算, 否则可用定义计算

若为带通函数, 求解  $\omega_c$  和  $\omega_h$  时分别将  $H(s)$  近似为高通函数和低通函数

用定义计算时,

PN结二极管

正向偏置:



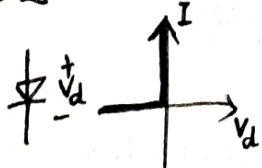
理想PN结电流:  $I = I_s (e^{\frac{V}{V_T}} - 1)$

$\rightarrow$  反向饱和电流

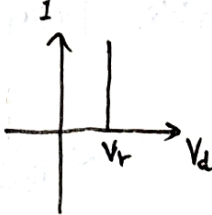
反向击穿: { 雪崩击穿: 低掺杂浓度PN结, 正温度系数,  $T \uparrow, |V_{BR}| \uparrow$

齐纳击穿: 高掺杂浓度PN结, 负温度系数,  $T \uparrow, |V_{BR}| \downarrow$

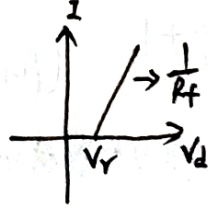
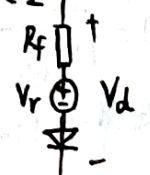
理想模型



恒压模型



折线模型

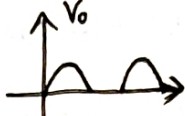
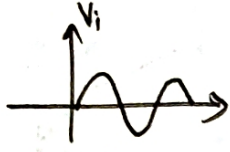


直流电阻  $R = \frac{V}{I}$  ( $I = I_s(e^{\frac{V}{V_T}} - 1)$ ), 交流电阻  $r_d = \frac{26mV}{I_{DQ}}$ , 高频时  $\omega C_d$

计算时分为直流通路和交流通路, 分别计算后叠加

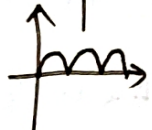
分析时应假设二极管截止, 再根据二极管两端电压判断是否导通

半波整流



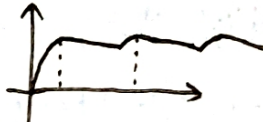
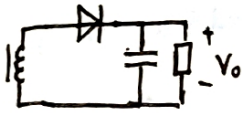
平均值为  $\bar{V}_o = 0.45 V_i$  → 有效值

全波整流



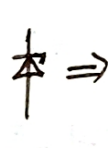
平均值为  $\bar{V}_o = 0.9 V_i$

电流滤波

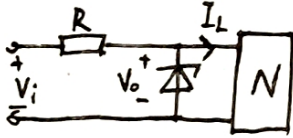


交流变直流

稳压二极管: 利用反向击穿特性



当电流  $I_{Zmin} < I < I_{Zmax}$  时,  $V_d = V_Z$



$I_Z = \frac{V_i - V_o}{R} - I_L$ ,  $V_i$  和  $I_L$  看作两个变量

BJT 直流工作状态

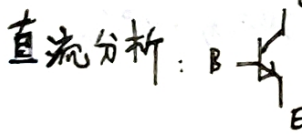
① 放大态: 发射结正偏, 集电结反偏  $V_{BE(on)} = 0.7V$   $I_c = \beta I_B$ ,  $I_E = (\beta + 1)I_B \approx I_C$

$\frac{1}{\alpha} = \frac{1}{\beta} + 1$   $\alpha = \frac{I_c}{I_E} = \frac{\beta}{\beta + 1}$

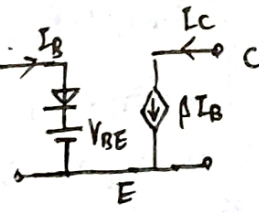
② 截止态: 发射结和集电结反偏, 若忽略反向饱和电流可视为开路

③ 饱和态: 发射结和集电结均正偏

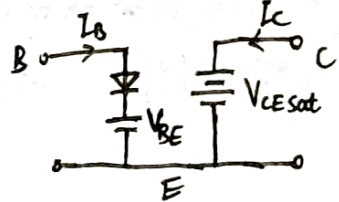
④ 反向运用: 发射结反偏, 集电结正偏



放大态:



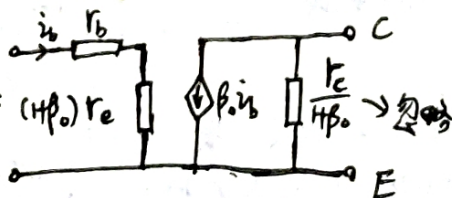
饱和态:



计算功率时考虑 BE, CE 端口

分析时, 当未知工作状态, 先假设处于放大态, 再看假设是否满足, 即 ( $V_{BE} > 0, V_{BC} < 0$ ?), 否则为饱和态

交流模型 (中频, 低频):



$r_e = \frac{26mV}{I_{EQ}}$

$h_{ie} = r_b + (1 + \beta_0)r_e = r_b + (1 + \beta_0) \frac{26mV}{I_{EQ}}$

电流放大系数:  $\alpha(j\omega) = \frac{\alpha_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_a}}$  (共基)

$\frac{1}{\alpha(j\omega)} = \frac{1}{\beta(j\omega)} + 1$

$\beta(j\omega) = \frac{\beta_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_p}}$  (共发)

$\omega_T$  定义:  $|\beta(j\omega_T)| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (\frac{\omega_T}{\omega_p})^2}} = 1 \Rightarrow \omega_T \approx \beta_0 \omega_p$

$\omega_a$  和  $\omega_p$  为共基截止频率和共发截止频率

$\omega_a = \frac{1}{r_e C_e}$

$\omega_T \approx \frac{1}{r_e C_n}$

$\omega_a = (1 + \beta_0) \omega_p$



中频特性：用交流等效模型，电路中其它电容看作通路。

低频特性：截止频率主要由旁路电容  $C_E$  影响。

### 中频放大器组态比较

	$A_v$	$A_i$	$R_i$	$R_o$	
共发	反相, $>1$	反相, $>1$	中	中	共源
共集	同相, $=1$	同相, $>1$	高	低	共漏
共基	同相, $>1$	同相, $=1$	低	中 (相对高)	共栅

射极跟随器 ← 共集      源极跟随器 → 共漏

### 多级放大器

$$R_i = R_{i1} \quad R_o = R_{on} \quad A_v = \prod_{i=1}^n A_{vi} \quad A_i = \prod_{i=1}^n A_{ii} \quad A_{vs} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \cdot A_v \quad A_L = \frac{R_L}{R_L + R_o} \cdot A_{\infty}$$

带宽收缩特性：

对于  $\omega_h$ ：A(s) 近似为低通函数：
$$A(s) = \frac{A_0}{(1 + \frac{s}{P_1})(1 + \frac{s}{P_2}) \dots (1 + \frac{s}{P_n})}$$

① 当  $|P_1| = |P_2| = \dots = |P_n| = \omega_{hi}$  时， $\omega_h = S_n \cdot \omega_{hi}$        $S_n = \sqrt{2^n - 1}$

② 有主极点 ( $|P_i|$  比其他极点小 5 倍以上) 时， $\omega_h \approx \omega_{hi}$

③ 每个  $\omega_{hi}$  不同，也无主极点时， $\omega_h = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\omega_{h1}^2} + \frac{1}{\omega_{h2}^2} + \dots + \frac{1}{\omega_{hn}^2}}}$

对于  $\omega_l$ ：A(s) 近似为高通函数：
$$A(s) = \frac{A_0}{(1 + \frac{P_1}{s})(1 + \frac{P_2}{s}) \dots (1 + \frac{P_n}{s})}$$

① 当  $|P_1| = |P_2| = \dots = |P_n| = \omega_{li}$  时， $\omega_l = \frac{\omega_{li}}{S_n}$        $S_n = \sqrt{2^n - 1}$

② 有主极点 ( $|P_i|$  比其他极点大 5 倍以上) 时， $\omega_l \approx \omega_{li}$

③ 每级  $\omega_{li}$  不同，也无主极点时， $\omega_l = \sqrt{\omega_{l1}^2 + \omega_{l2}^2 + \dots + \omega_{ln}^2}$

组合电路：① CE-CB：隔离  $R_L$  对  $\omega_h$  的影响。  
② CC-CE：隔离  $R_s$  对  $\omega_h$  影响。

### 结型场效应管 JFET (N沟道)

预夹断电压： $V_p = V_{p0} + V_{GS}$        $V_{DS} > V_p$  时  $I_D$  为常数， $V_{GS} = 0$  时  $I_D = I_{DSS}$

饱和电流  $I_D = I_{DSS} (1 + \frac{V_{GS}}{V_{p0}})^2 = I_{DSS} (\frac{V_p}{V_{p0}})^2$        $I_G = 0, I_D = I_S$

### 绝缘栅型场效应管 MOSFET

① 增强型 EMOS (N沟道)       $I_G = 0$

预夹断电压  $V_p = V_{GS} - V_T$       饱和电流  $I_D = k_n V_p^2 = I_{D0} (\frac{V_p}{V_T})^2$

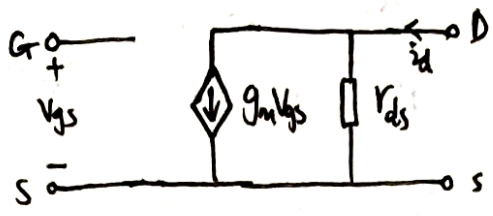
② 耗尽型 DMOS (N沟道)

预夹断电压  $V_p = V_{GS} + V_{p0}$       饱和电流  $I_D = k_n V_p^2 = I_{D0} (\frac{V_p}{V_{p0}})^2$

$V_{GS} = 0$  时的预夹断电压

$V_{GS} = 0$  时的饱和电流

场效应管低频交流小信号模型:

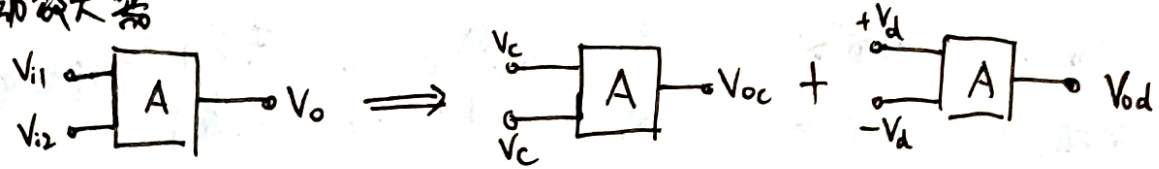


① JFET :  $g_m = \frac{2}{V_{p0}} \cdot \sqrt{I_{DSS} \cdot I_{DQ}}$

② EMOS :  $g_m = \frac{2}{V_T} \cdot \sqrt{I_{D0} \cdot I_{DQ}} = 2 \sqrt{I_{DQ} \cdot K_n}$

③ DMOS :  $g_m = \frac{2}{V_{PG}} \cdot \sqrt{I_{D0} \cdot I_{DQ}} = 2 \sqrt{I_{DQ} \cdot K_n}$

差动放大器

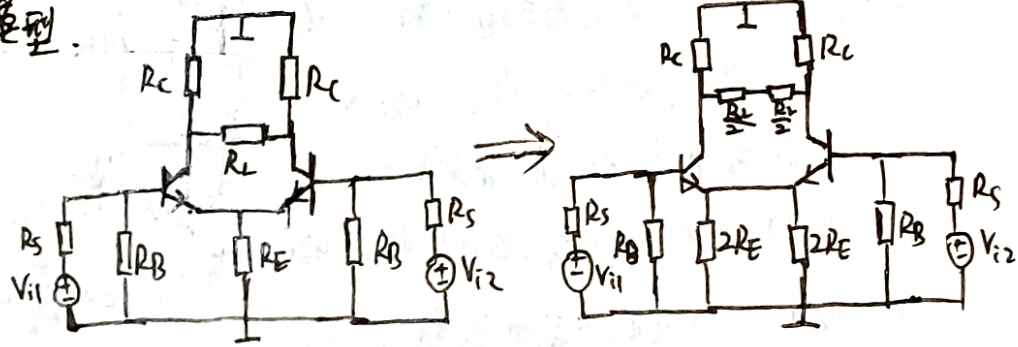


$\begin{cases} V_{i1} = V_c + V_d \\ V_{i2} = V_c - V_d \end{cases} \Rightarrow V_o = V_{oc} + V_{od} = A_d V_d + A_c V_c$

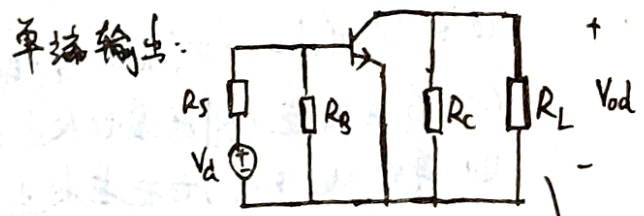
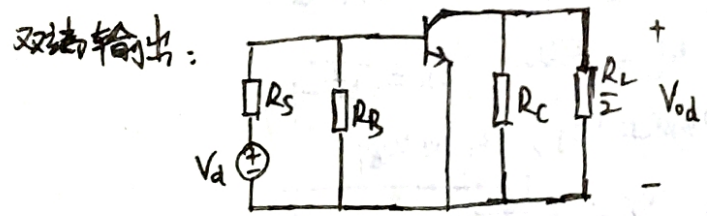
共模增益  $A_c = \frac{V_{oc}}{V_c}$     差模增益  $A_d = \frac{V_{od}}{V_d}$     差动增益  $A = \frac{V_o}{V_{i1} - V_{i2}} = \frac{A_c V_c + A_d V_d}{2V_d}$

$CMRR = \frac{|A_d|}{|A_c|}$

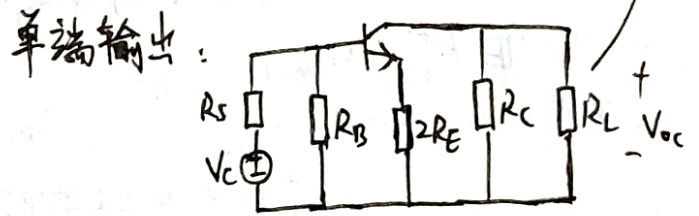
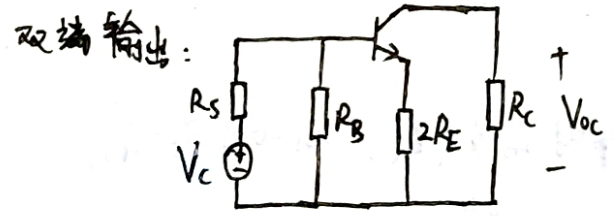
等效模型:



差模半电路 (中直接地):



共模半电路 (中间断路):



RL, 哪端输出就分析哪端

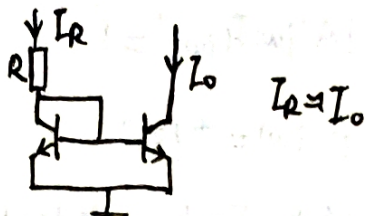
双端输出时:  $\begin{cases} V_o = V_{o1} - V_{o2} \\ V_{o1} = A_{c\#} V_c + A_{d\#} V_d \\ V_{o2} = A_{c\#} V_c + A_{d\#} (-V_d) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} A_d = 2A_{d\#} \\ A_c = 0 \\ A = A_{d\#} \end{cases}$

单端输出时:  $V_o = V_{o1} = A_{c\#} V_c + A_{d\#} V_d \Rightarrow \begin{cases} A_d = A_{d\#} \\ A_c = A_{c\#} \\ A = \frac{A_{c\#} V_c + A_{d\#} V_d}{2V_d} \end{cases}$

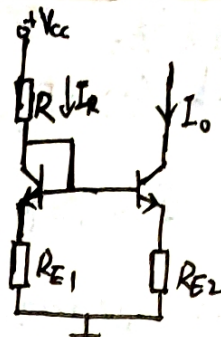
⇒ 增益与输入方式无关



镜像电流源



比例电流源

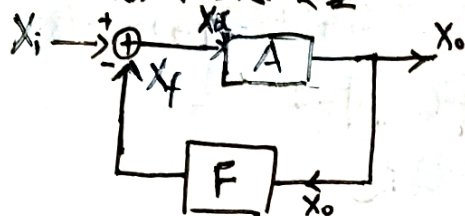


$$I_o = I_{E1}$$

$$I_o = I_{E2}$$

$$I_o = \frac{R_{E1}}{R_{E2}} \cdot I_r$$

单环负反馈放大器的理想模型



实际电路中, F对A有负载作用, 需要用方框图法得到 A(s)

开环传递函数:  $A(s) = \frac{X_o(s)}{X_d(s)}$

反馈函数:  $F(s) = \frac{X_f(s)}{X_o(s)}$

闭环传递函数:  $A_f(s) = \frac{X_o(s)}{X_i(s)}$

环路传递函数:  $T(s) = \frac{-X_f(s)}{X_d(s)} = -A(s)F(s)$

反馈深度  $D(s) = \frac{X_i(s)}{X_d(s)} = 1 + A(s)F(s)$

$D > 1$  为负反馈,  $D < 1$  为正反馈

基本反馈方程式:  $A_f(s) = \frac{A(s)}{1 + A(s)F(s)}$

深度负反馈时,  $AF \gg 1$ ,  $A_f = \frac{1}{F}$ , 故  $X_i = X_f$

负反馈类型:

① 电压并联负反馈

$$A_{rf}(s) = \frac{A_r(s)}{1 + A_r(s)F_g(s)}$$

② 电流并联负反馈

$$A_{zf}(s) = \frac{A_{zL}(s)}{1 + A_{zL}(s)F_L(s)}$$

③ 电压串联负反馈

$$A_{vf}(s) = \frac{A_v(s)}{1 + A_v(s)F_v(s)}$$

④ 电流串联负反馈

$$A_{gf}(s) = \frac{A_g(s)}{1 + A_g(s)F_r(s)}$$

负反馈对放大器性能的改变:

① 稳定性:  $\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{D(s)} \frac{dA}{A}$

② 扩展带宽:  $\omega_{hf} = D_0 \omega_h$ ,  $\omega_{lf} = \frac{1}{D_0} \omega_l$

③ 改善非线性失真: 在负反馈放大器产生相同大小谐波的前提下, 负反馈使其变为  $\frac{1}{D}$

④ 对输入阻抗的影响:  $\left\{ \begin{array}{l} \text{串联负反馈: } R_{if} = D R_i \\ \text{并联负反馈: } R_{if} = \frac{1}{D} R_i \end{array} \right.$

⑤ 对输出阻抗的影响:  $\left\{ \begin{array}{l} \text{电流取样: } R_{of} = R_o \cdot (D_s)_o \\ \text{电压取样: } R_{of} = \frac{1}{(D_s)_o} \cdot R_o \end{array} \right.$

分析方法: 方框图法 (使实际电路增益关系可通过基本反馈方程式表示)

口诀: 并并串串: A与F并联的端口, A并电阻; A与F串联的端口, A串电阻

并短串开: 求F的电阻时, F并在A上的端口短路, F串在A上的端口开路

F的反馈系数由取样方式和相加方式进行等效电路分析

负反馈放大器的稳定性:

不稳定的临界条件:  $A(j\omega)F(j\omega) = -1 \iff \begin{cases} |A(j\omega)F(j\omega)| = 1 \\ \varphi(j\omega) = \pm 180^\circ \end{cases}$

① 临界值法: 令  $A_0 F_0 = K$ , 由  $A(j\omega)F(j\omega) = -1$  求得  $K = K_0$ , 当  $K < K_0$  时为稳定的

② 交界频率法: 相位交界频率  $\omega_p$  满足:  $\varphi_{AF}(j\omega_p) = \varphi_A(j\omega_p) + \varphi_F(j\omega_p) = -180^\circ$   
增益交界频率  $\omega_g$  满足:  $|A(j\omega_g)F(j\omega_g)| = 1$   
 $\omega_p > \omega_g$  时稳定,  $\omega_p \leq \omega_g$  时不稳定

③ 裕量:  
相位裕量  $\gamma = 180^\circ + \varphi_{AF}(j\omega_g)$ :  $\begin{cases} \gamma > 0 \text{ 时稳定} \\ \gamma < 0 \text{ 时不稳定} \end{cases}$   
增益裕量  $G_p = 20 \lg \frac{1}{|A(j\omega_p)F(j\omega_p)|}$ :  $\begin{cases} G_p > 0 \text{ dB 时稳定} \\ G_p < 0 \text{ dB 时不稳定} \end{cases}$

④ 伯德图法:

对于纯电阻网络:  $F = F_0$

$F_0$  已知时,  $20 \lg |A(j\omega)| = 20 \lg \frac{1}{|F_0|} \Rightarrow \omega = \omega_g$ , 再通过  $\gamma = 180^\circ + \varphi_{AF}(j\omega_g)$  判断是否稳定

要求  $F_{0max}$  (临界值) 时,  $\varphi_{AF}(j\omega) = -180^\circ \Rightarrow \omega = \omega_p$ ,  $F_{0max} = \frac{1}{|A(j\omega_p)|}$

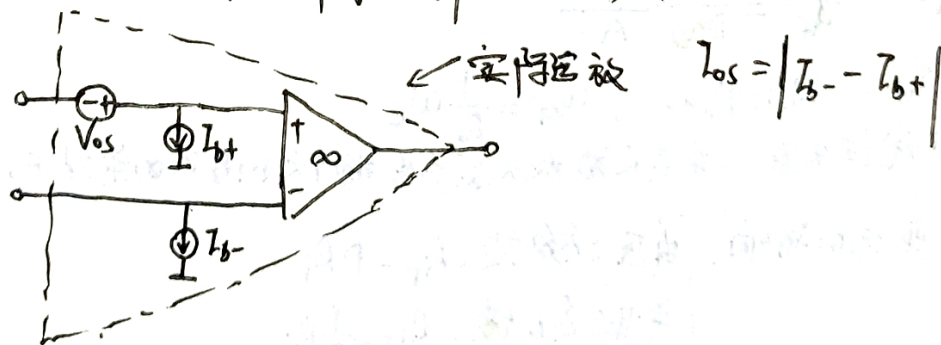
理想运放

非线性:  $V_o = \begin{cases} V_{cc}, & V_+ > V_- \\ -V_{cc}, & V_+ < V_- \end{cases}$

工作在线性区时:  $\begin{cases} V_+ = V_- \text{ 虚短} \\ I_+ = I_- = 0 \text{ 虚断} \end{cases}$  外加负反馈才能工作在线性区

当  $A$  为有限增益时, 虚短不成立, 虚断成立, 即  $V_+ \neq V_-$ ,  $I_+ = I_- = 0$

失调误差



频率补偿: 将补偿电容  $C_p$  并接到产生  $\omega_1$  极点的端子上, 使  $\omega_1$  降为  $\omega_1'$   
可假定  $\omega_1' \ll \omega_2$ ,  $\omega = \frac{1}{RC}$