

电子电路基础

一. Semiconductor Basis and Diodes.

二. BJT.

三. Field-Effect Transistors.

四. Frequency Response.

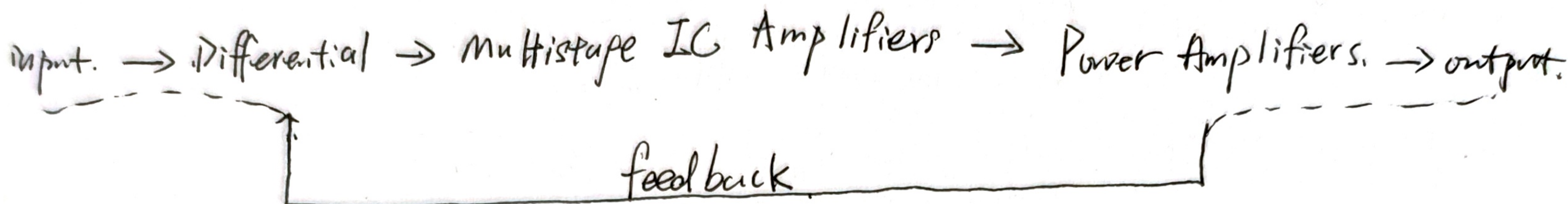
五. Operational Amplifiers and Comparators.

六. How to build a circuit.

所有的电路中, Z_o 和 R_L 均无关系.

A_{v_i} 和 Z_i 可能和 R_L 有关系.

所以求 Z_o 时, 直接去掉 Z_L .



一. Semiconductor Basis and Diodes.

< Intrinsic semiconductor (本征半导体) >

intrinsic carries 载流子.

Free electrons n_i

Holes p_i

$$\Rightarrow n_i = p_i = K_1 T^{\frac{3}{2}} e^{\frac{-E_{g0}}{2kT}}$$

$\uparrow$, $n_i, p_i \uparrow$, 导电性能变好.

< Extrinsic Semiconductors (杂质半导体) >

Doping Process

N-type

P-type

掺杂了价元素, 多 e^- .

对于硅的掺杂, 掺杂元素原子数远小于硅原子数, $n = p + N_D \approx N_D$

Donor (施主杂质)

minority carries, majority carries.

掺杂了价元素, 多空穴.

Acceptor N_A .

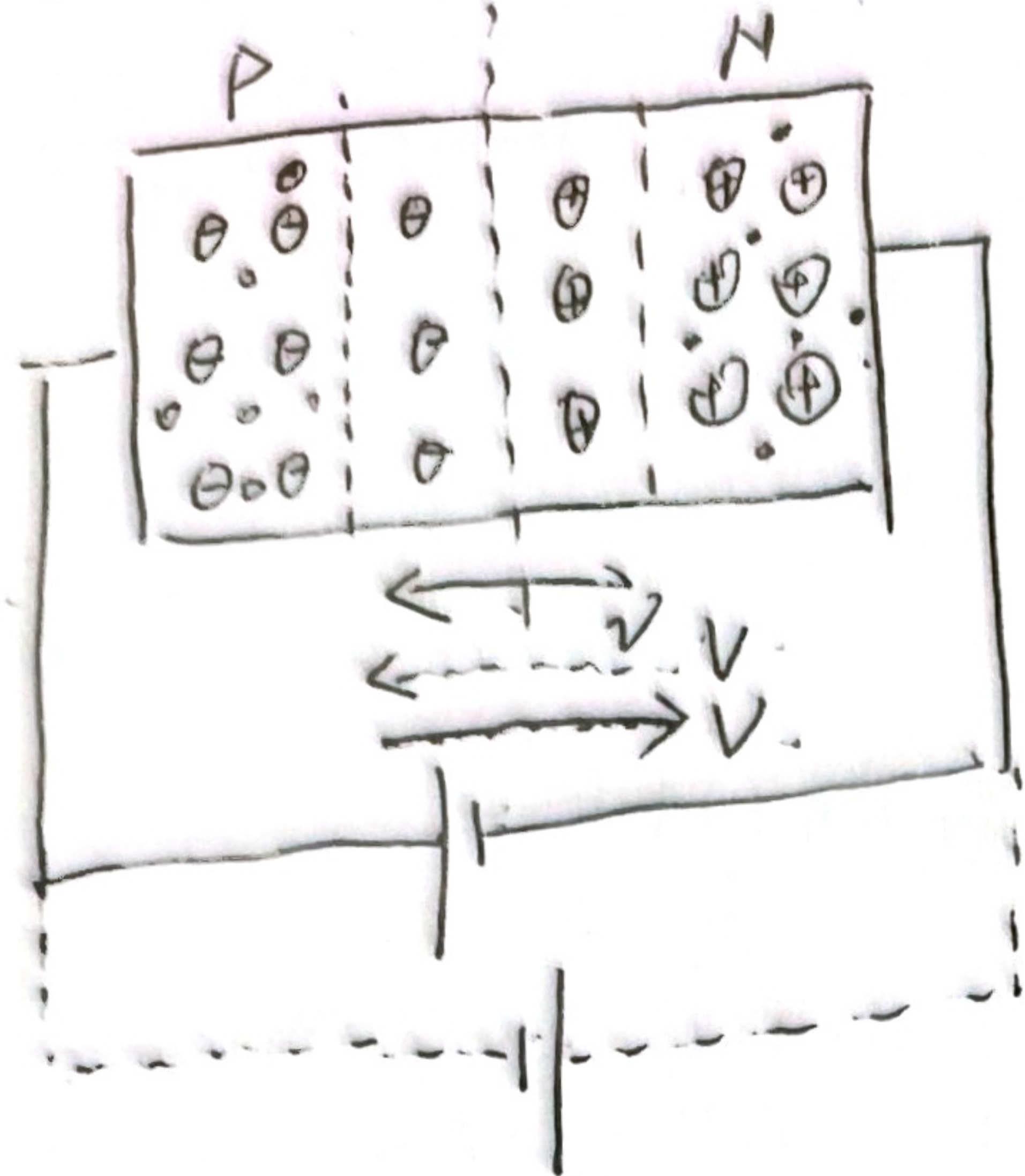
$$p = n + N_A$$

< Mass - Action Law >

$$np = n_i p_i = n_i^2$$

$\hookrightarrow$ 本征半导体载流子浓度.

< PN Junction >



1. 扩散, concentration gradient, diffusion 扩散层.
2. PN 相遇处 空穴和电子相互填充, 形成 depletion region
3. build in potential 内建电场, 阻止 diffusion.
4. Drift, 内建电场引起电子定向漂移 (drift).
5. drift 和 diffusion 平衡, equilibrium.

a) 正偏 (Forward Bias). (实线)

正偏对 P 区, 扩散方向电场增强, depletion region to narrow, 形成正向电流.

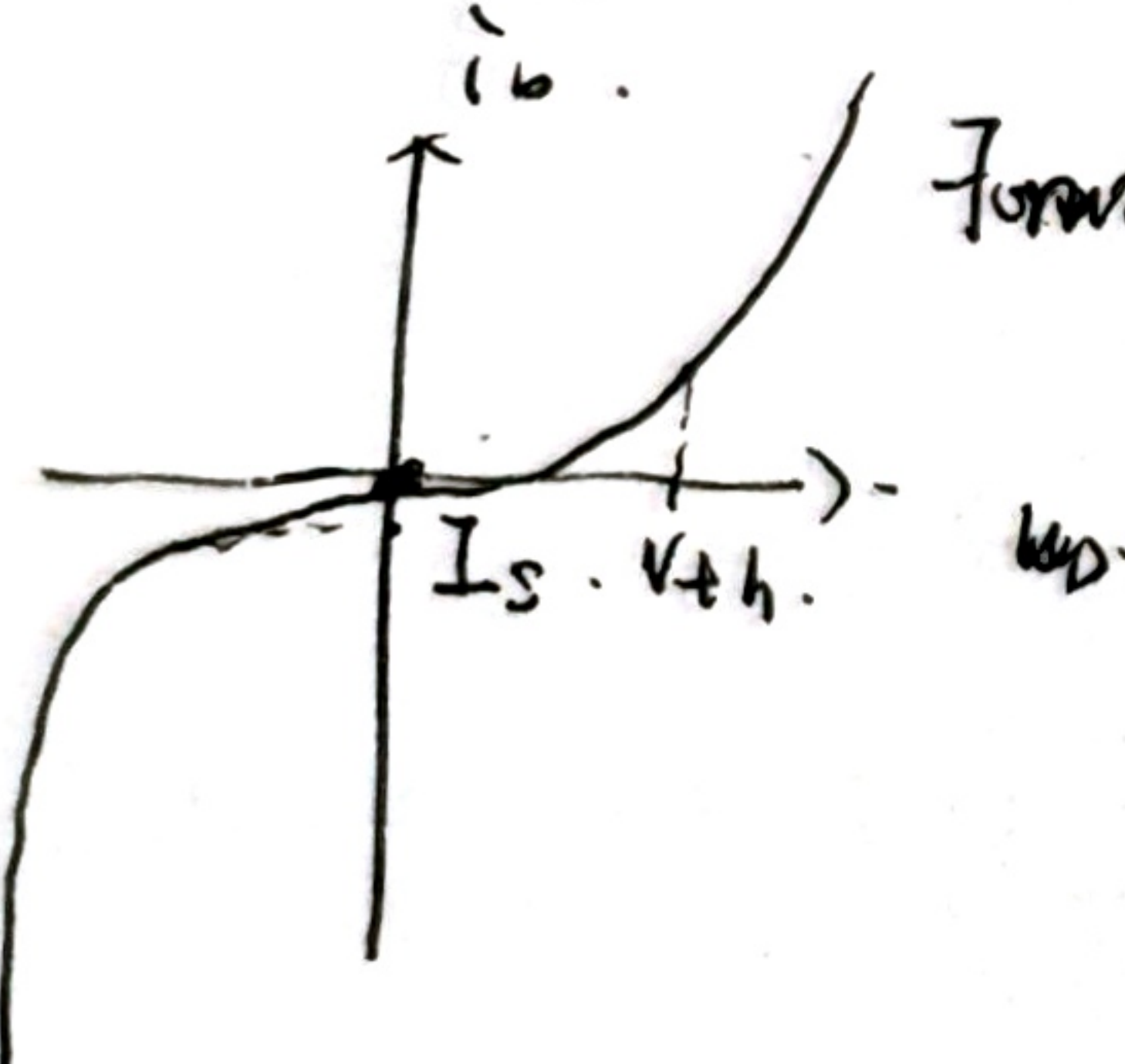
b) 反偏 (Reverse Bias). (虚线)

反偏对 N 区, drift 方向电场增强, depletion region to widen.

截止状态.

< Semiconductor Diodes >

< Break down > Zener breakdown, Avalanche breakdown.



Reverse-bias.

Forward-bias.

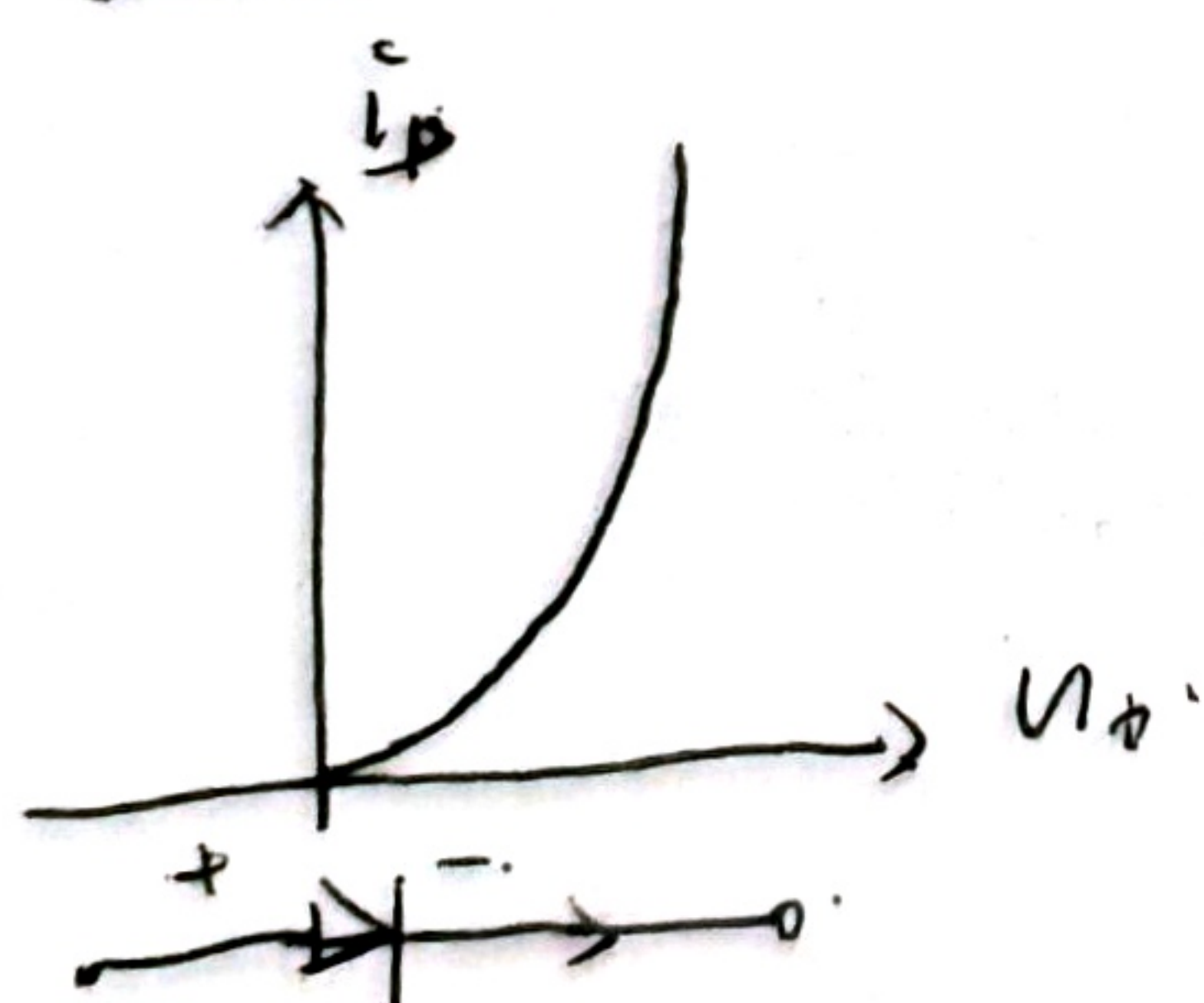
$$i_D = I_s (e^{\frac{v_D}{nV_T}} - 1), T=300K, V_T \approx 26mV.$$

正偏 $i_D = I_s e^{v_D/nV_T}$

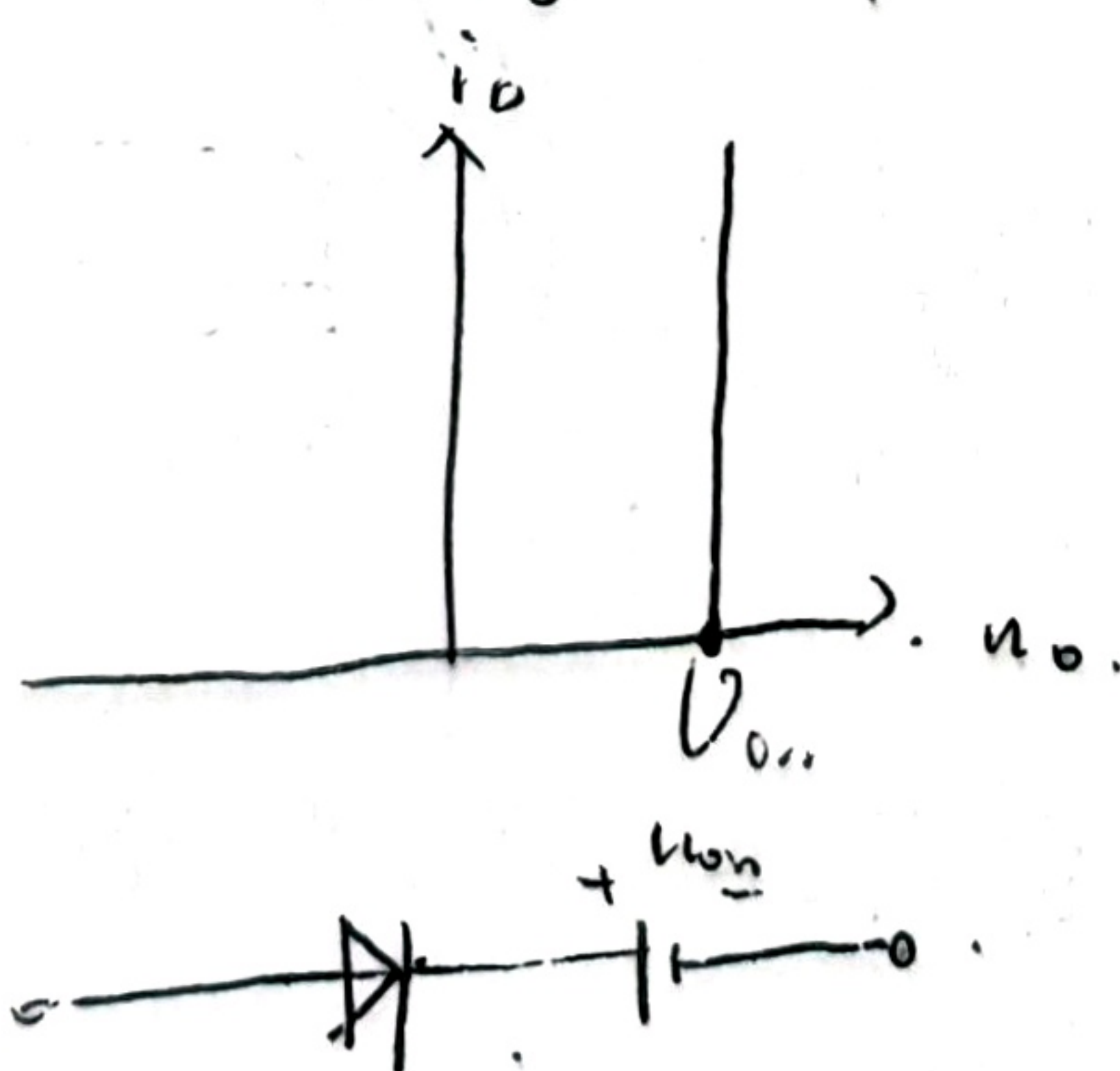
反偏 $i_D = -I_s$

< Model >

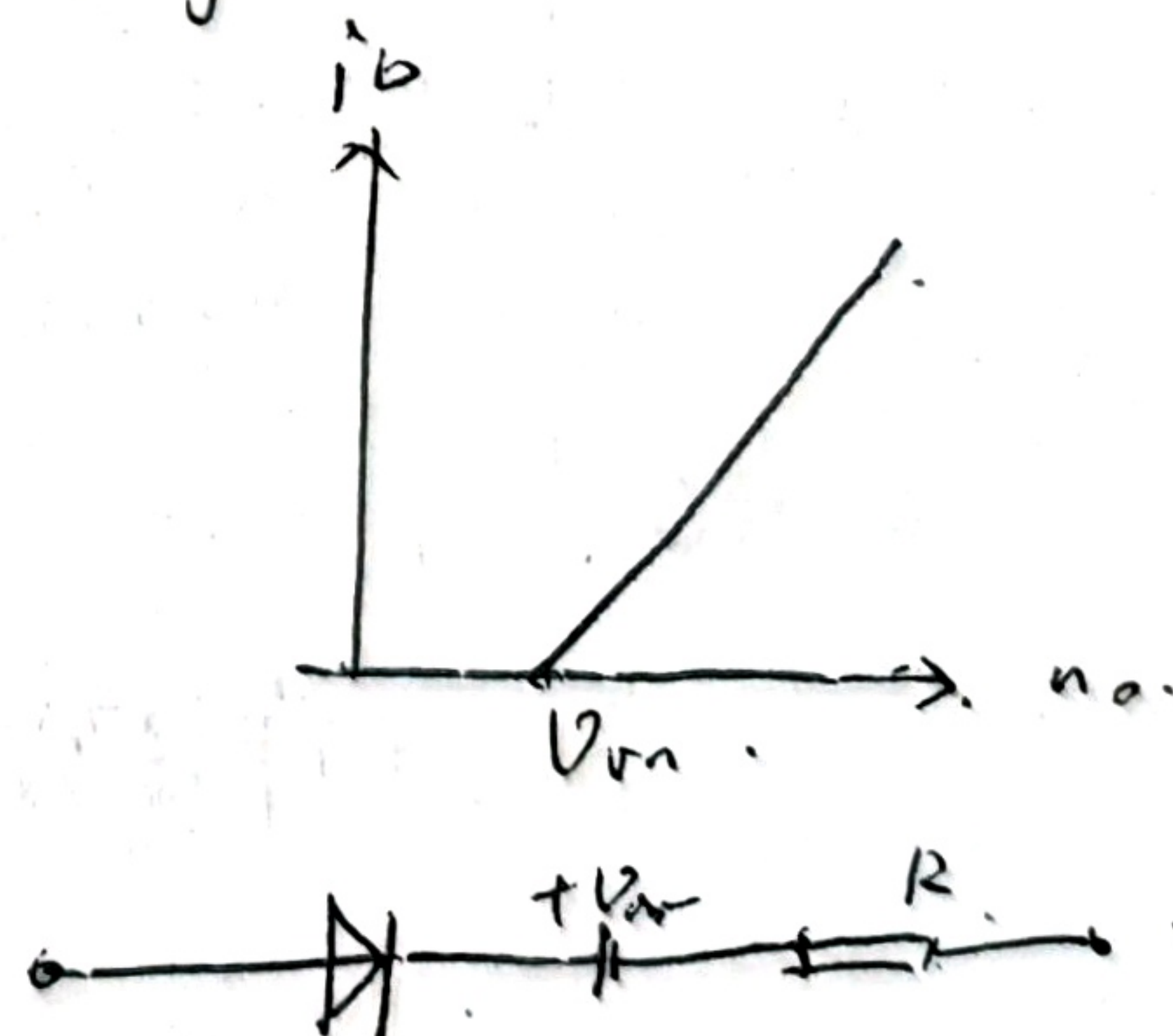
Ideal model



Constant Voltage Drop Model.



Segment Linear Model.



DC. $R_D = \frac{V_0}{I_0}$ AC. $R_L = \frac{26mV}{I_{0e}}$

PIV 峰值反向电压 (PIV), 可以承受的最大反偏电压.

AC component, 直流分量 $V_{DC} = \frac{1}{T} \int_T v_D dt$

< Zener Diodes > 齐纳二极管

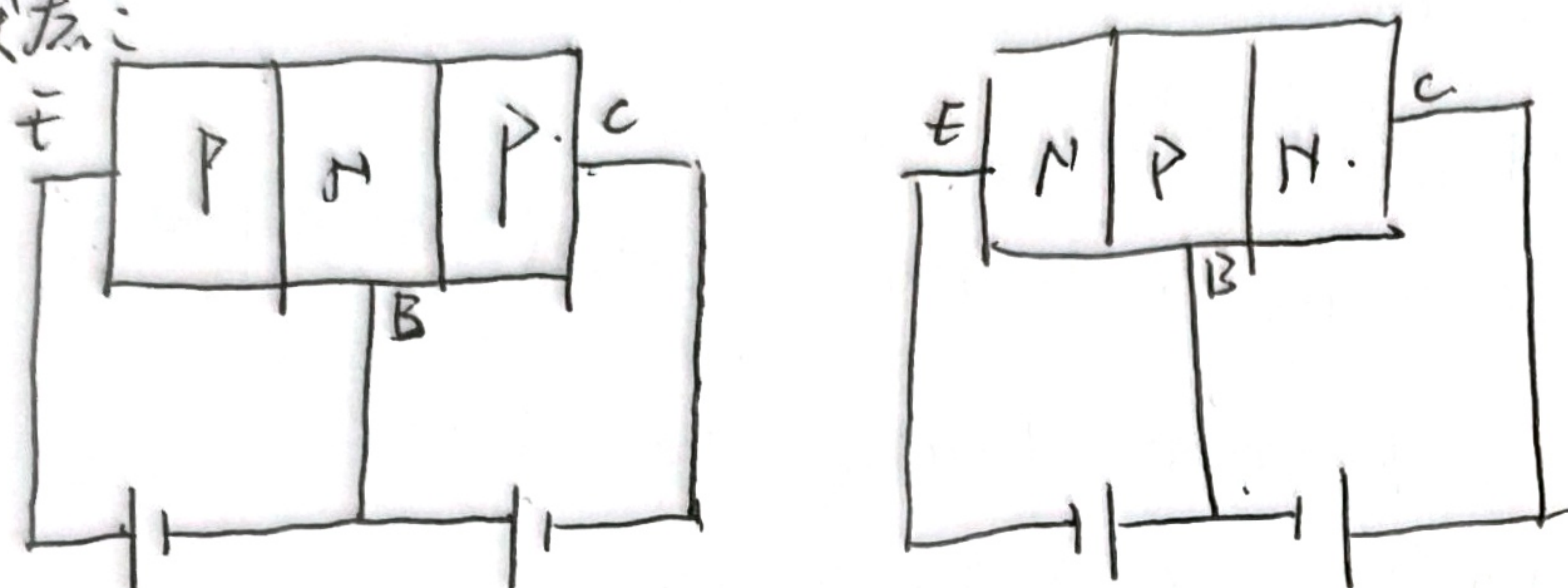
V_Z, I_{Zmax}, I_{Zmin}



二. BJT

< 工作状态 >

1. 放大状态:



发射极正偏, 集电极反偏

2. 截止状态: 发射极反偏, 集电极反偏

3. 饱和状态: 发射极正偏, 集电极正偏

4. 倒置状态: 发射极反偏, 集电极正偏

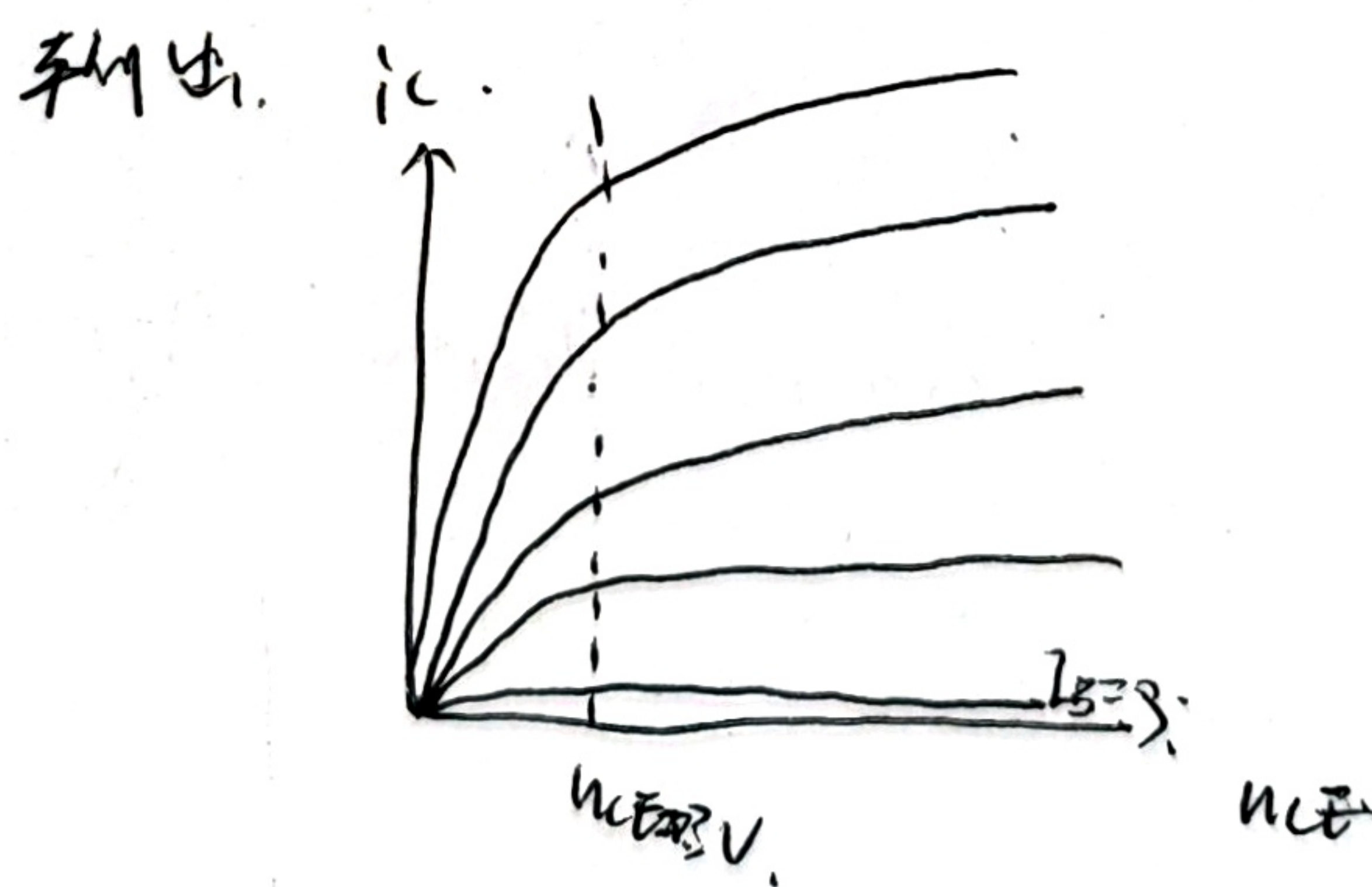
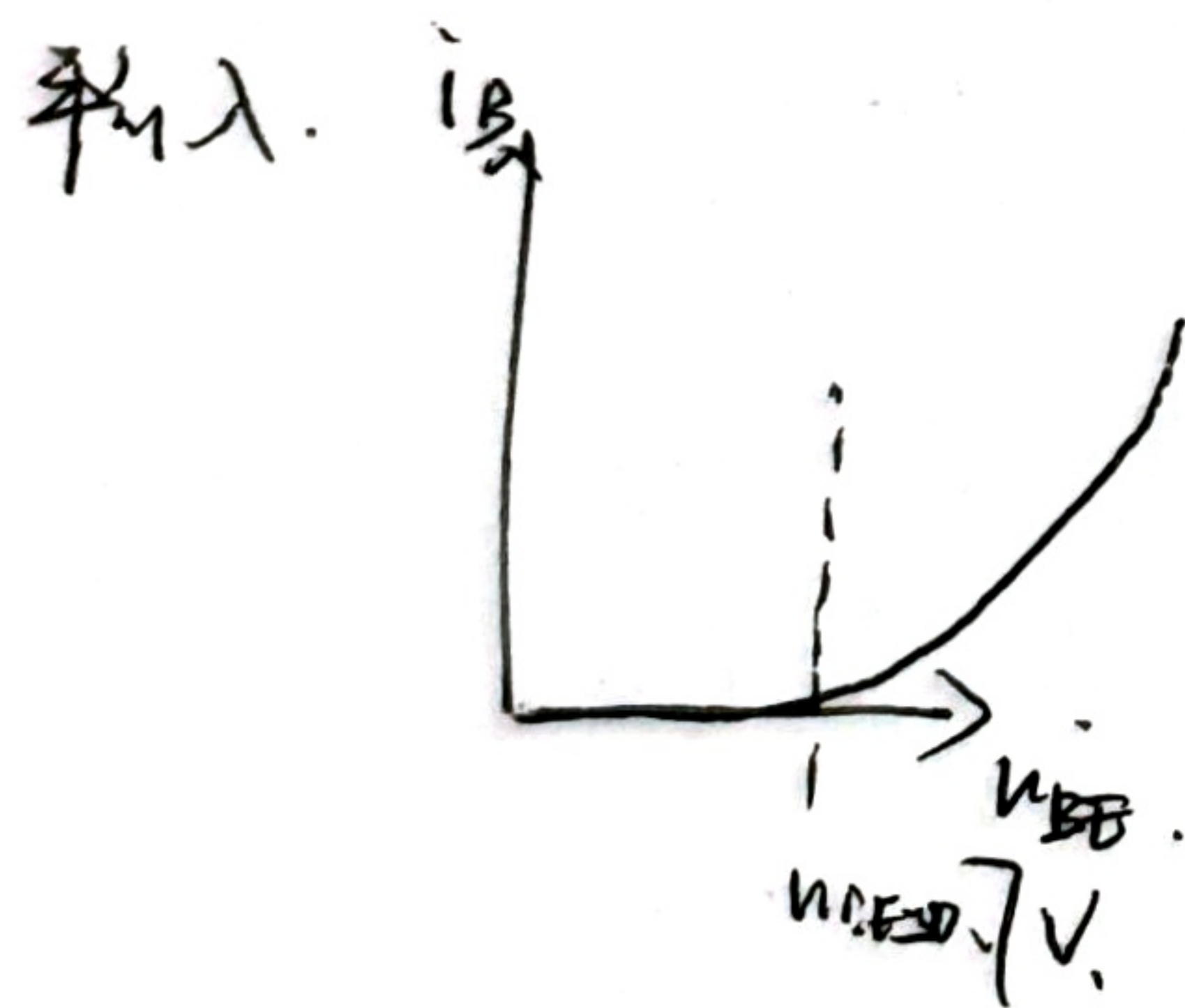
判断工作状态



< DC 求 Q-point >

$$U_{BE} = 0.7V \xrightarrow{KVL} I_{BE} \xrightarrow{I_C = \beta I_B} I_{CE} \xrightarrow{KVL} U_{CEQ} \text{ (if } U_{CEQ} > 0.3V \text{)}$$

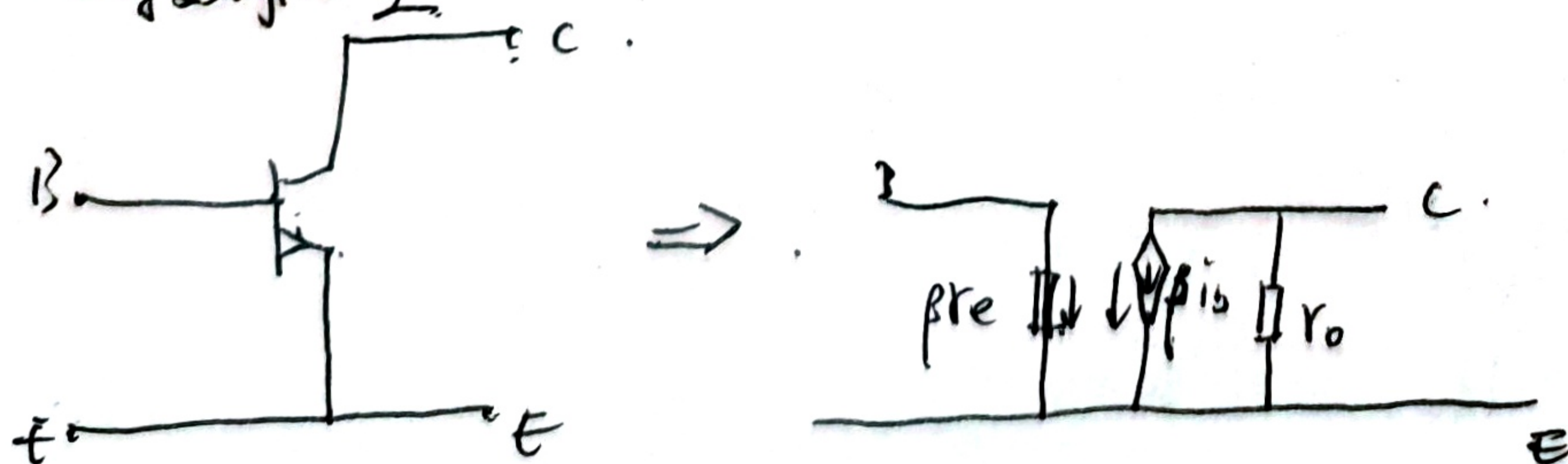
< 特性曲线 >



< AC 材料 >

信号只保留变量 (电压不变点接地) + 等效电路 + 微变等效模型

re 等效模型



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

晶体管共有3个极,一个作为输入,一个作为输出,剩下的是什么极,就是公共...射级放大电路.

任何放大电路的输出电阻和负载电阻无关,对 r_o 对支持 R_L .

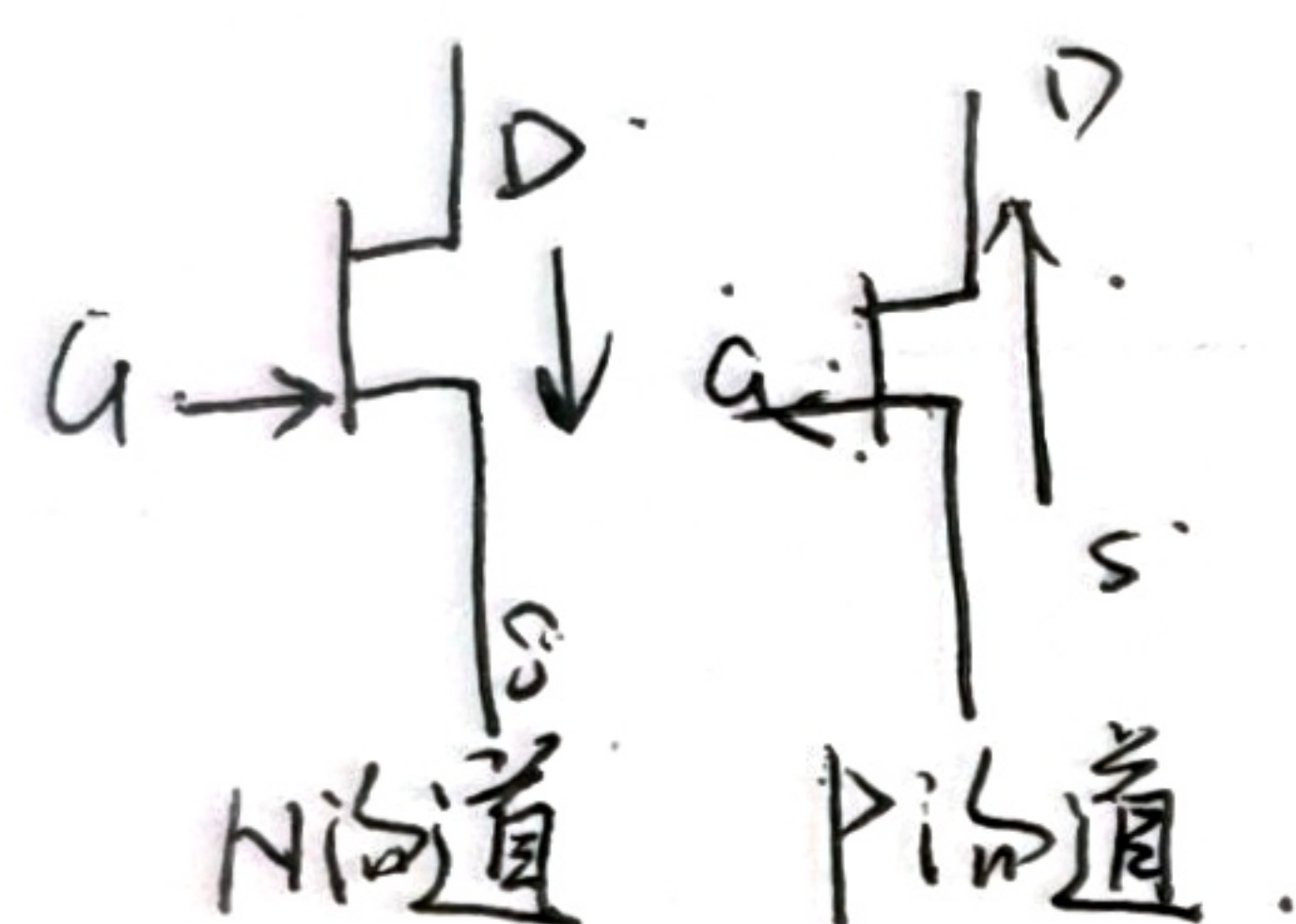
Common-E: A_v 大,电压增益也大, r_{in} 大,频率高.

Common-C: r_{in} 大, r_o 小. 电压射极跟随器,可以放大电流.

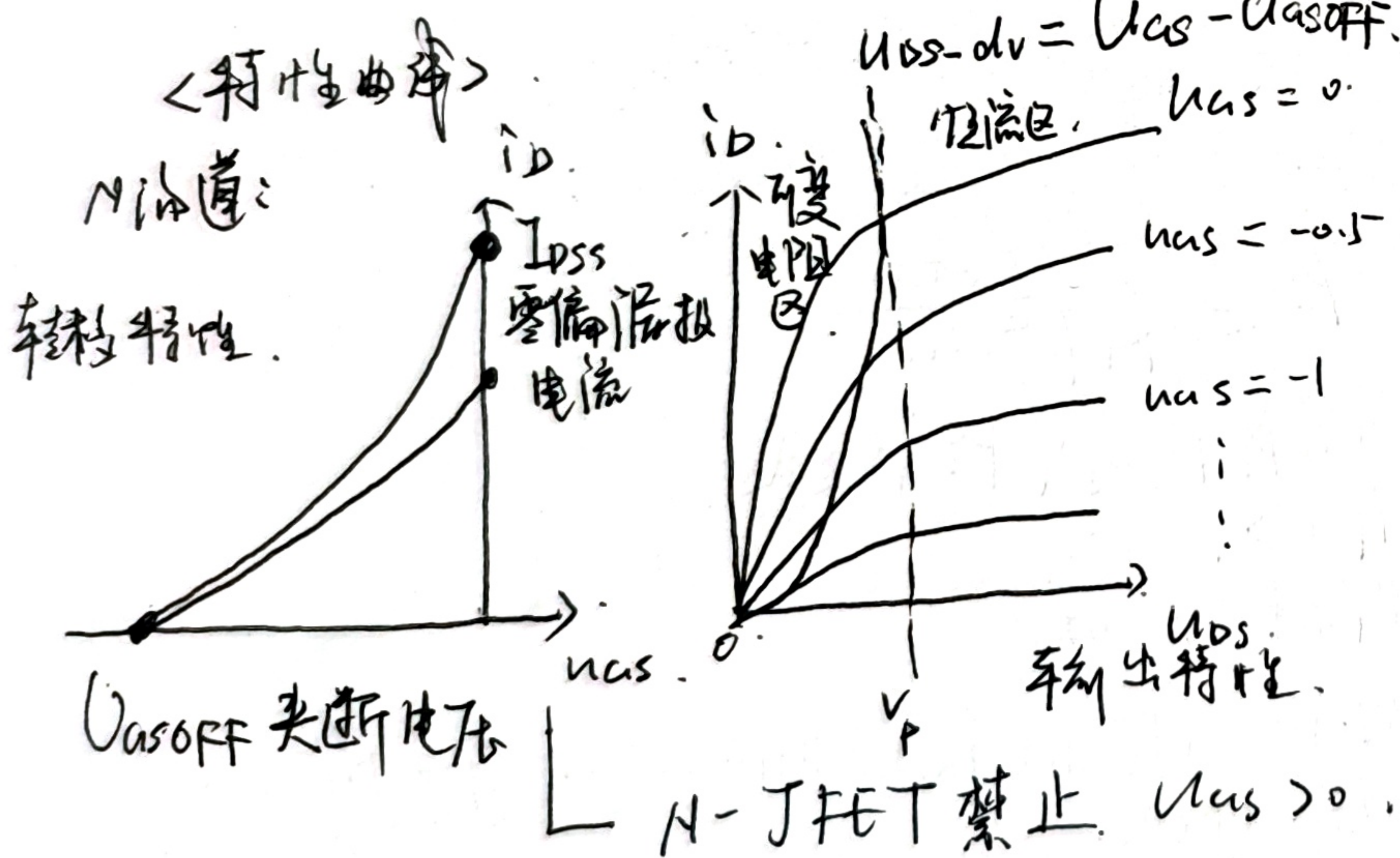
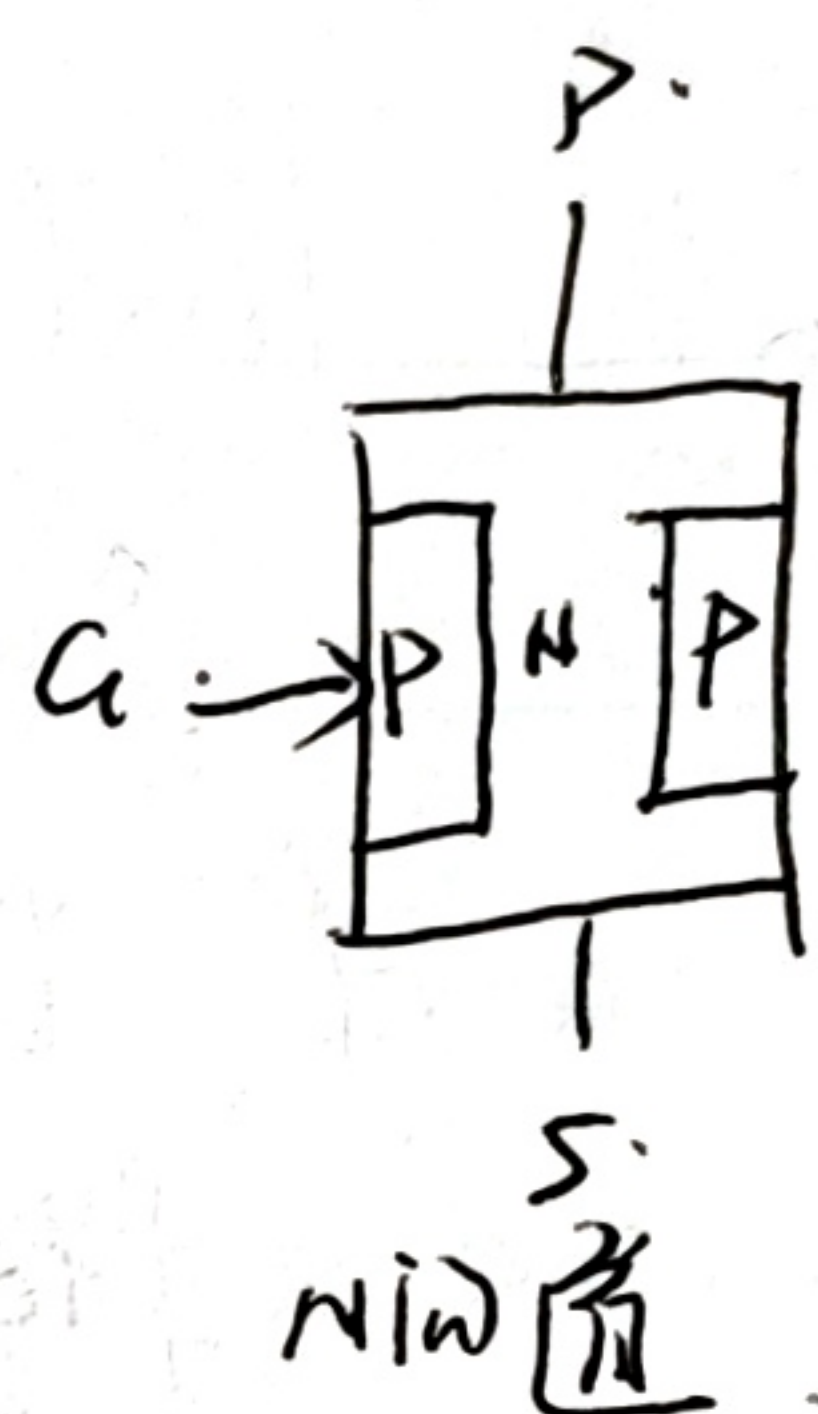
Common-B: 放大电压,不放大电流,且 r_o 放大, r_{in} 小. 高频特性好.

三. FET.
 JFET.
 MOSFET
 Enhancement mode. 增强型.
 Depletion mode. 耗尽型.

一 <JFET> 结型场效应晶体管.



门极 G (Gate) $\longleftrightarrow$ b
漏极 D (Drain) $\longleftrightarrow$ c
源极 S (Source) $\longleftrightarrow$ e.



Shockley's equation.

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

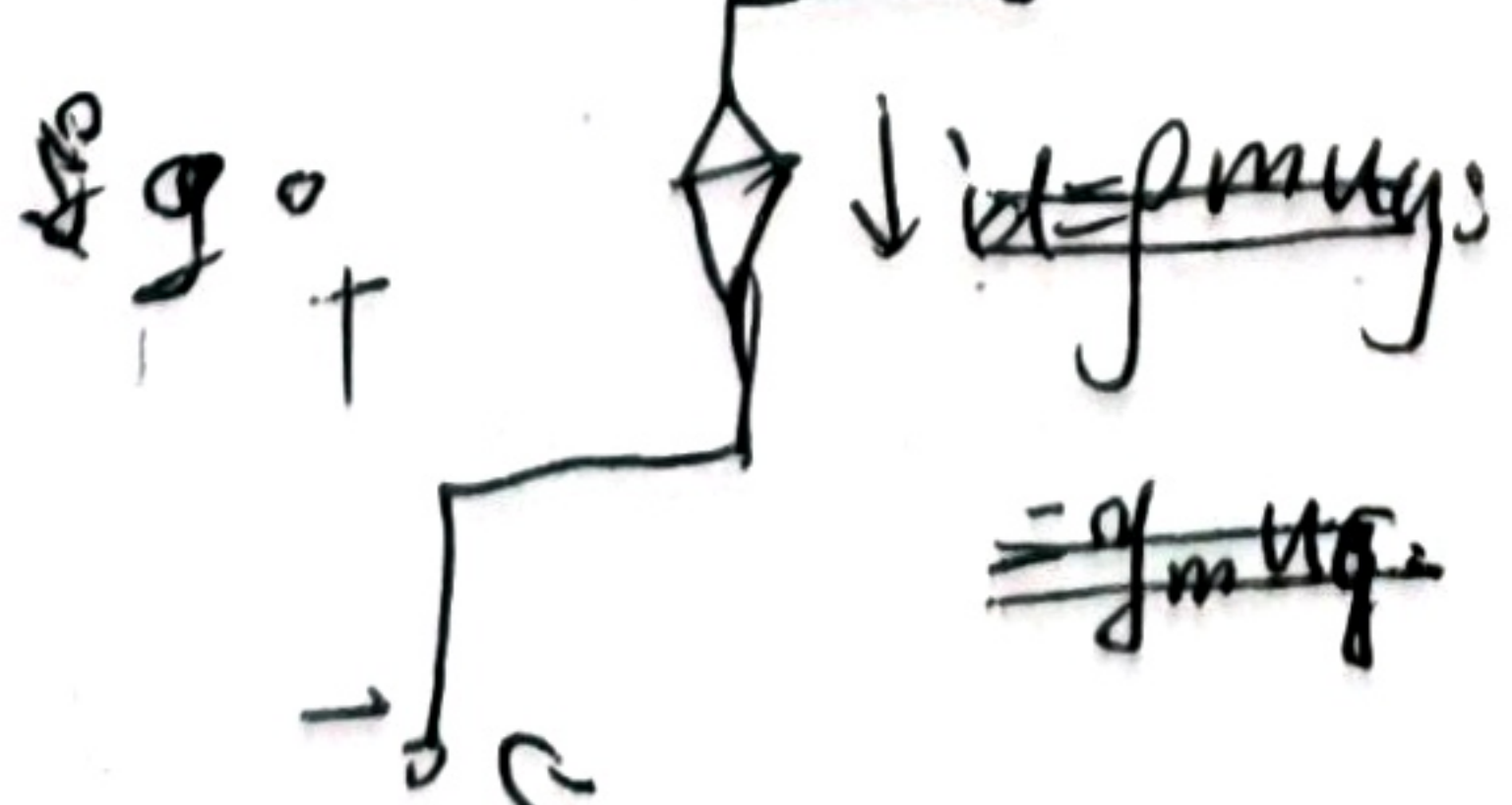
$U_{GS(off)} = U_{GS} - U_{GS(off)}$, 预夹断电压. (4p).
 $\sim K(U_{GS} - U_{GS(off)})^2$.

<JFET 微变等效模型>

$$g_m = \frac{dI_D}{dU_{GS}} = \frac{dI_{DSS}}{dU_{GS}} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}}\right)^2 = - \frac{2}{U_{GS(off)}} I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}}\right)$$

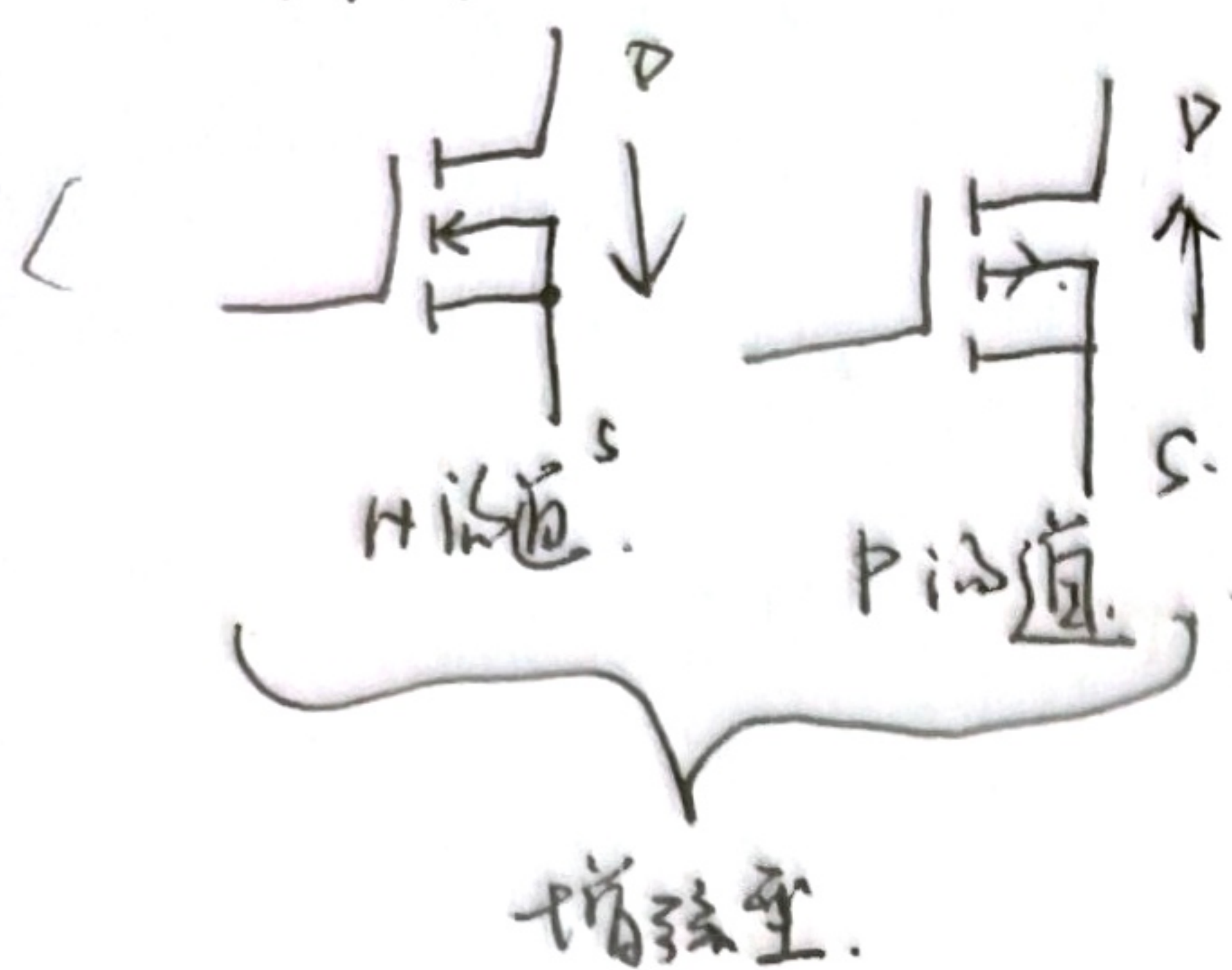


$$i_d = g_m U_{GS} \cdot d = - \frac{2}{U_{GS(off)}} \sqrt{I_{DSS} \times I_{DQ}}$$

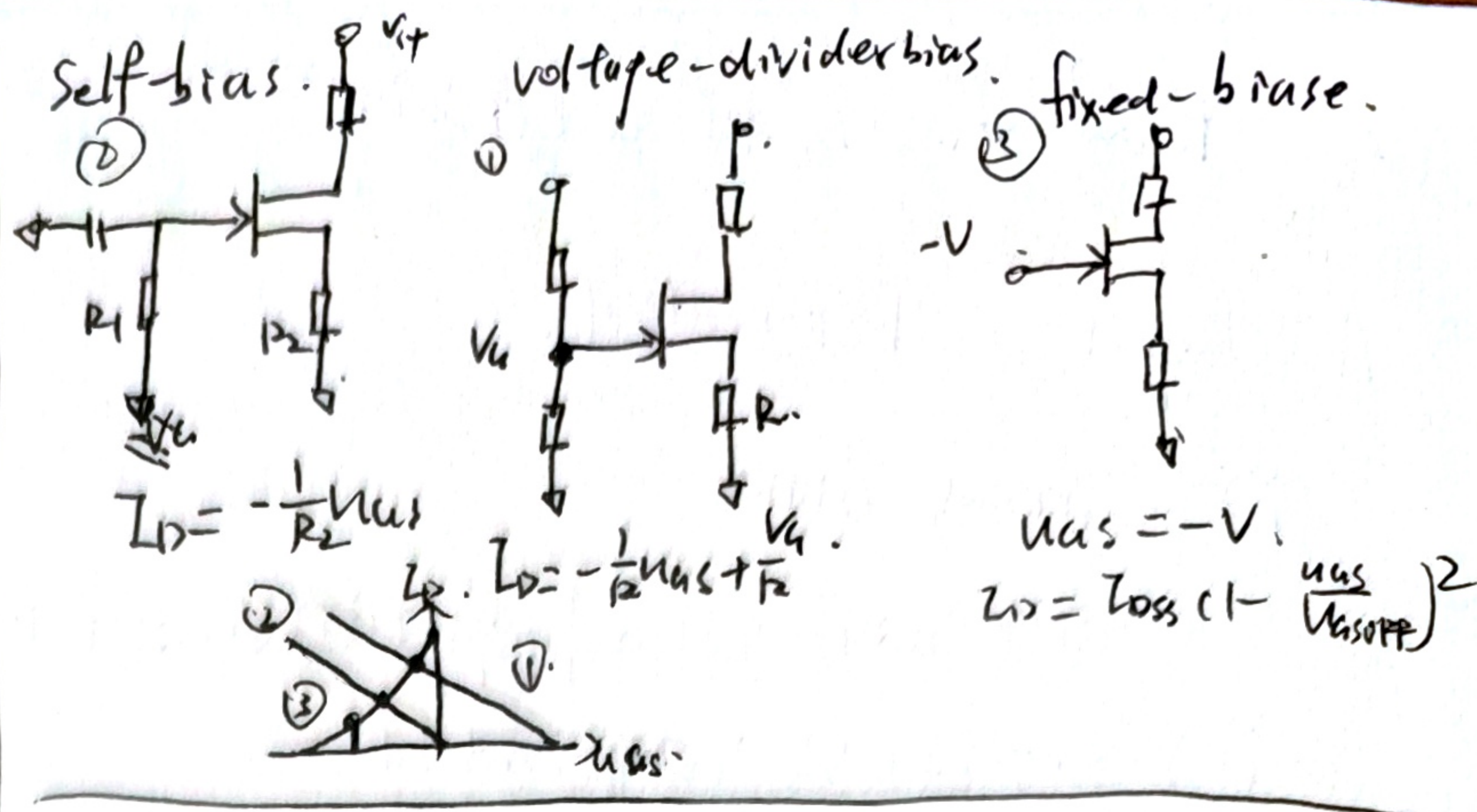


有信号源和负载电阻 r_o 和 R_L .

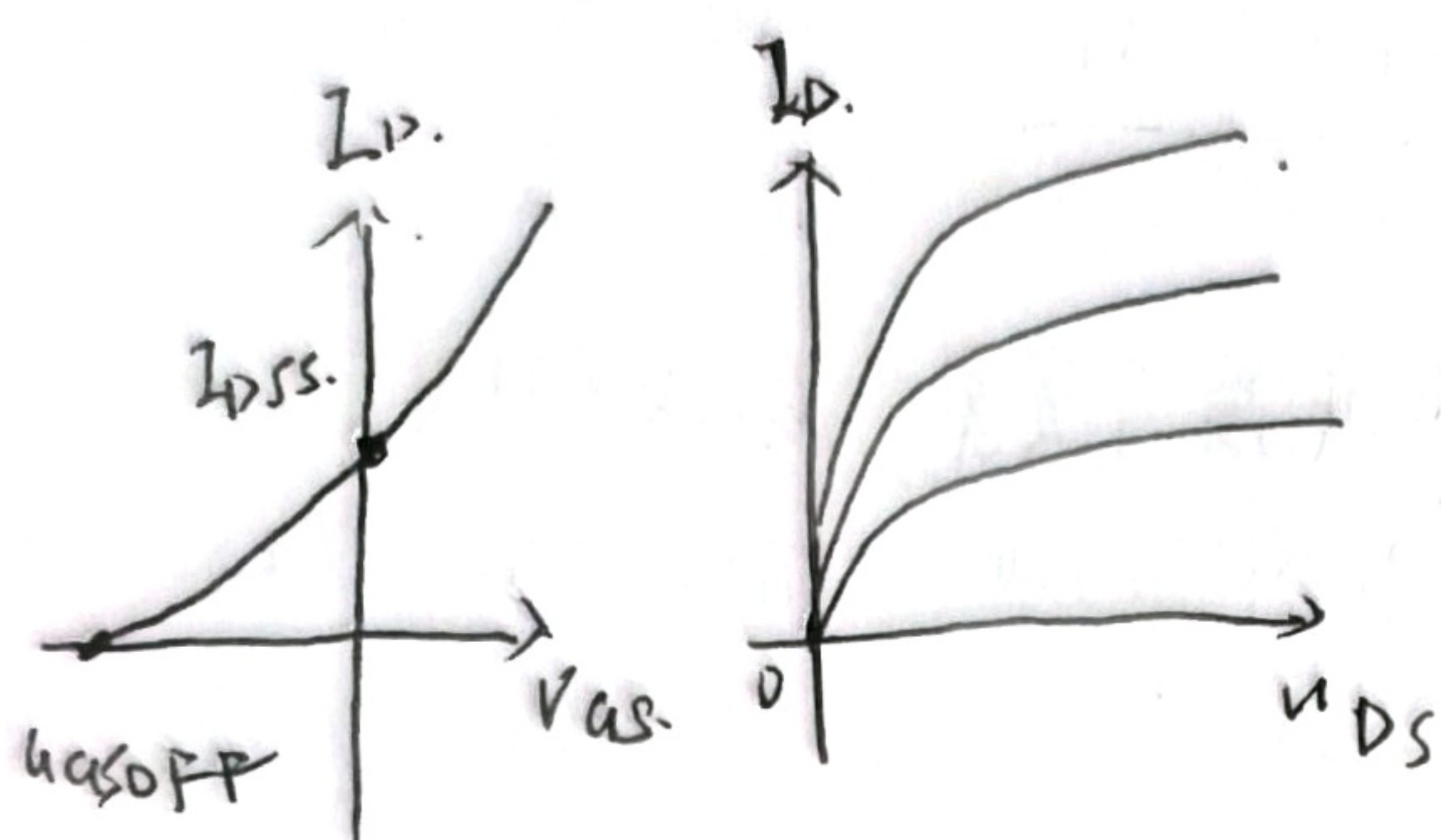
< MOSFET >



耗尽型, N沟道

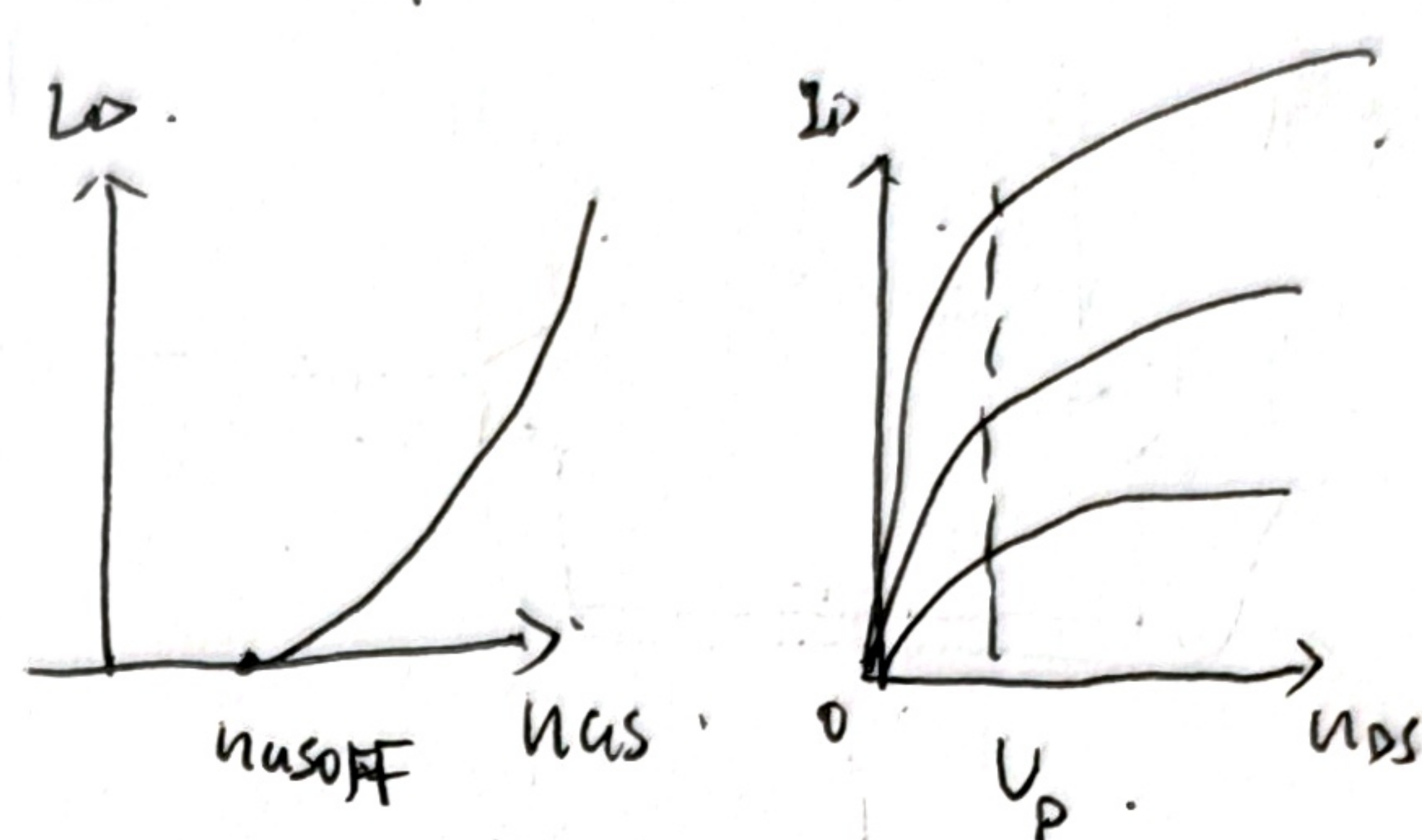


耗尽型特性曲线



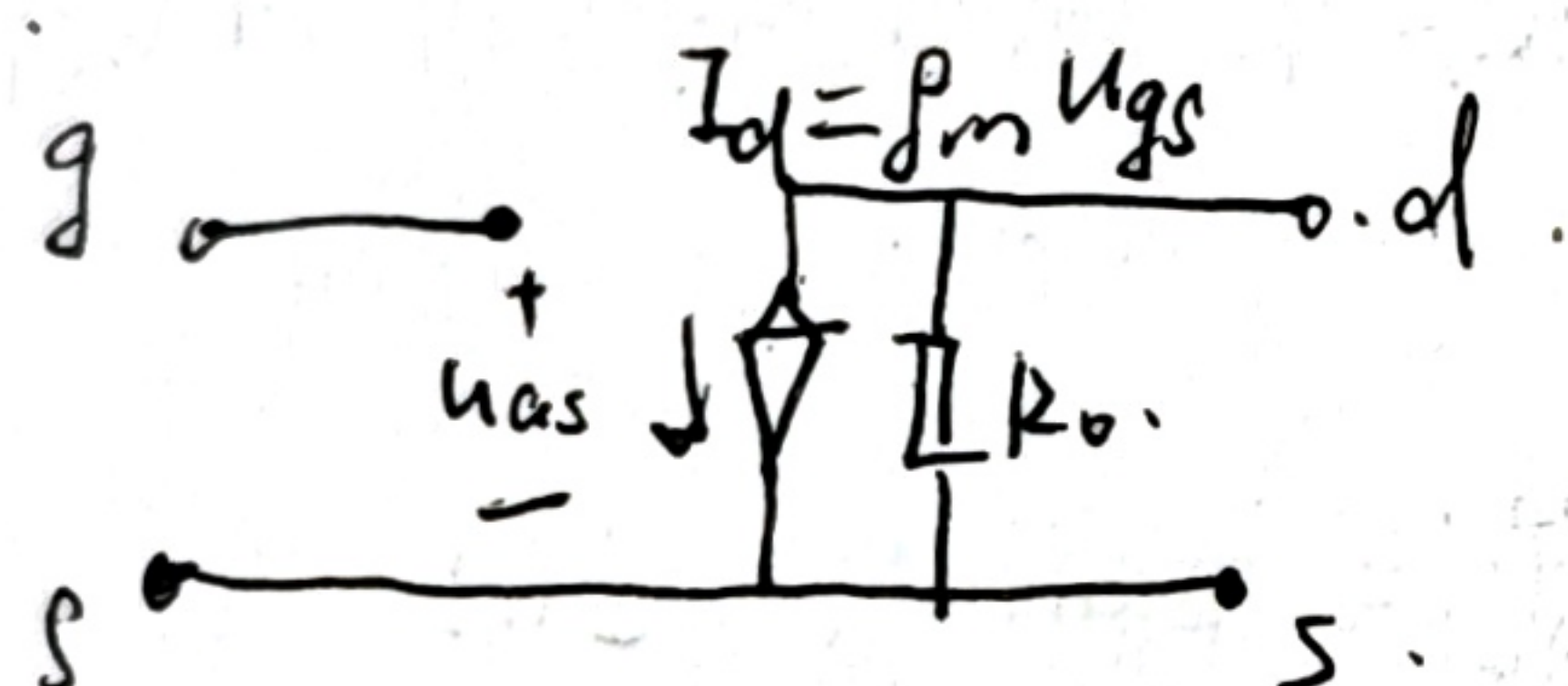
$$I_D = K (U_{GS} - U_{GSOFF})^2$$

增强型特性曲线



< FET 的等效电路模型 >

所有类型的FET =



$$g_m = \frac{dI_D}{dU_{GS}} = \frac{d}{dU_{GS}} \cdot I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GSOFF}}\right)^2 = -\frac{2}{U_{GSOFF}} I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GSOFF}}\right)$$

$$= -\frac{2}{U_{GSOFF}} \sqrt{I_{DSS} I_{DQ}}$$

四、Frequency response

讨论低频和高频时电路参数的影响。

高频：杂电感，杂电容。

低频：杂电容。

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C}, Z_L = j\omega L$$

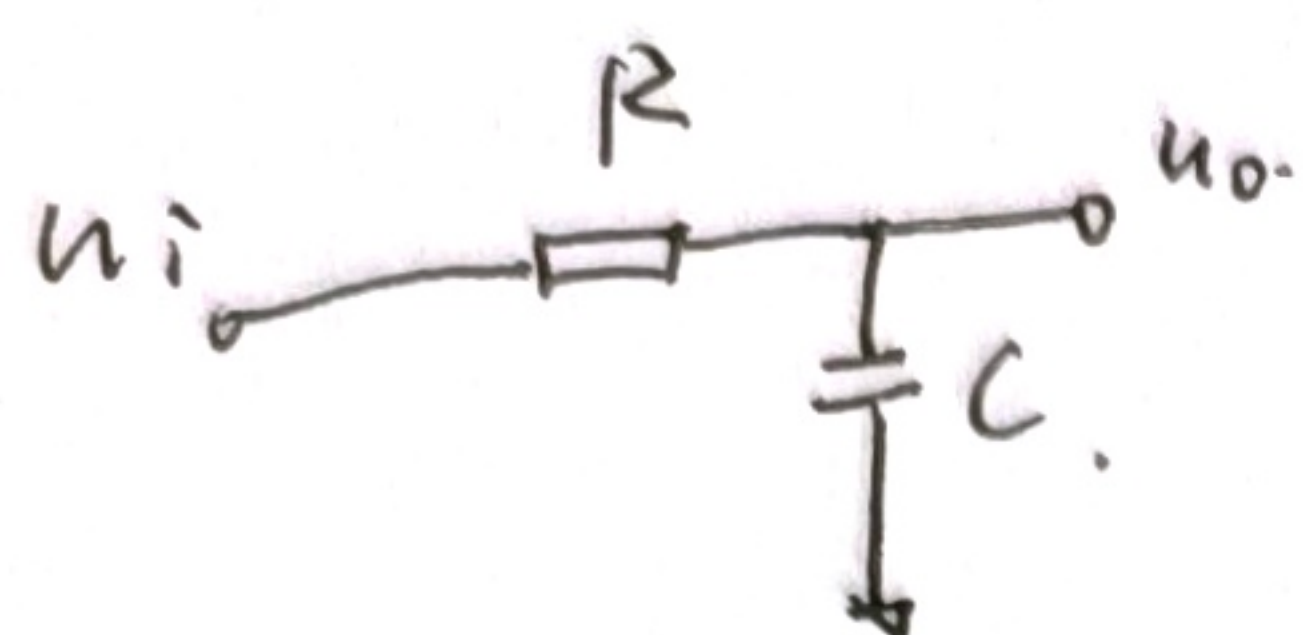
< 增益 > A_m (倍) $\leftrightarrow$ dB, $20 \lg |A_m|$ dB.

< 截止频率 > 定义 $|A|_{f=f_L} = A_m \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707 A_m$ 时的 f_L 为截止频率。

如果用dB表示, $|A|_{f=f_L} (dB) = 20 \lg |A_m| - 3$ dB.

即, 中频增益下降3dB时, 截止频率 (-3dB带宽).

< 低通单元 >



$$A_u = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C} + R} = \frac{1}{1 + j\omega CR} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$$

$$\text{令 } \omega_0 = \frac{1}{RC} \Rightarrow \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} = \frac{1}{1 + j\frac{2\pi f}{2\pi f_0}} = \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_0}}$$

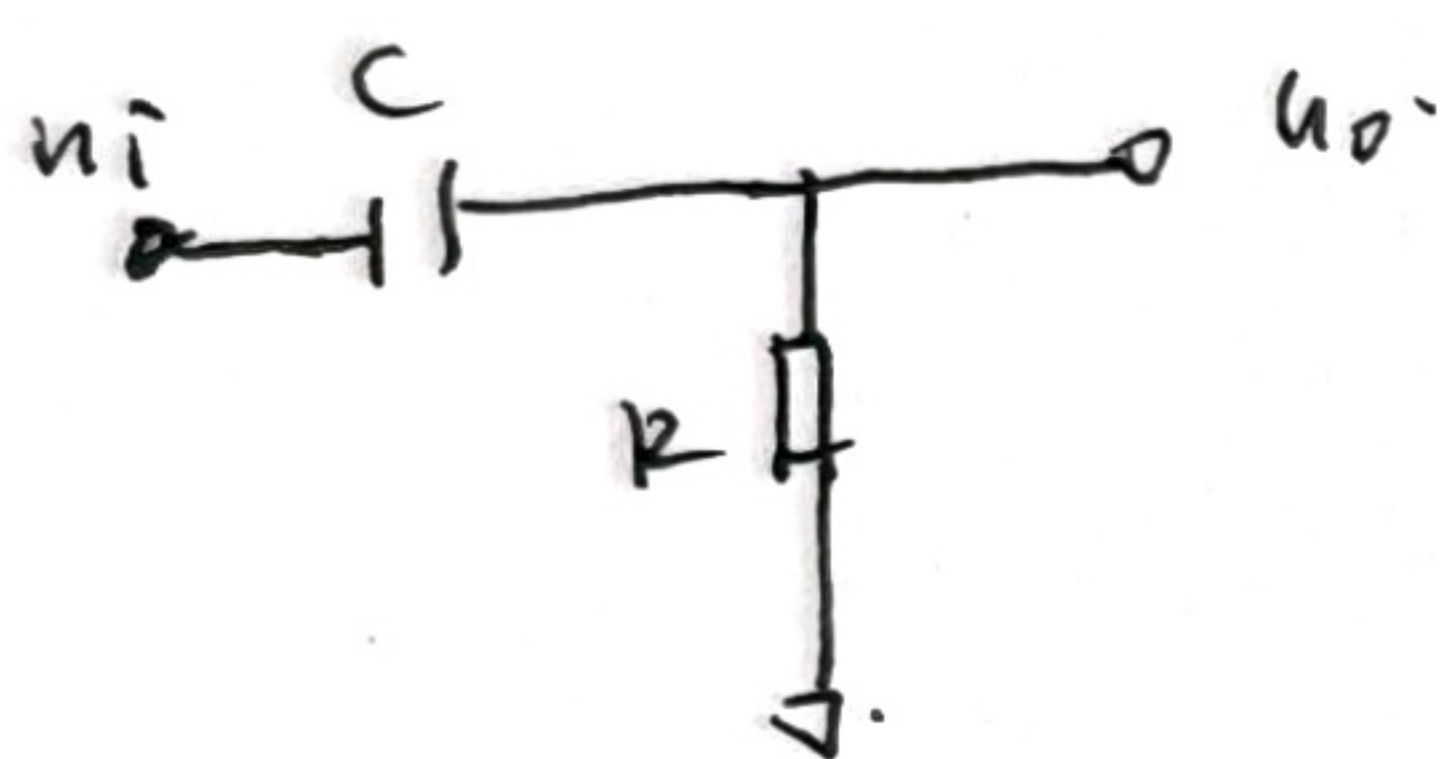
$$\omega_0 = \frac{1}{RC}, f_0 = \frac{1}{2\pi RC}. \text{ 特征频率.}$$

可以通过计算 $|A_u|$ 和 φ 判断幅度和相位.

当 $f = f_0$ 时, $|A_u| = \frac{1}{\sqrt{2}}$, 恰好在截止频率 $f_H = f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$.

$$\varphi = -\arctan \frac{1}{1} = -45^\circ \text{ (1阶系统中, 相位差都是 } -45^\circ \text{).}$$

< 高通单元 >



$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega RC}} = \frac{1}{1 - j\frac{1}{\omega RC}}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \Rightarrow \frac{1}{1 - j\frac{\omega_0}{\omega}} = \frac{1}{1 - j\frac{f_0}{f}}$$

$$\text{同低通单元推导一致, } f_L = f_0 = \frac{1}{2\pi RC}.$$

可知 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ 在低通、高通中都具有决定性意义, 并且在各种组合形式的频率响应电路中, $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ 依然存在, R 和 C 要根据具体情况判断, 给出新值.

(注意, 电容 C_1, C_2 串联, $C = C_1 || C_2$, 并联 $C = C_1 + C_2$)

< 放大电路的频率响应 >

影响放大电路下限 f_L 的关键为隔直电容 (交连电容), 上限 f_H 为旁路电容 (旁路电容).

相同频率下, 只考虑二者中的一个.

高频等效模型.

分析下限截止频率 (只考虑隔直电容).

分析上限截止频率 (只考虑旁路电容).

只考虑一个电容, 其他电容都被短路.

五. Operational Amplifiers and Comparators.

< Operational Amplifiers >

虚短, 虚断. $\left. \begin{array}{l} i_N = i_P = 0 \\ u_N = u_P \end{array} \right\}$

比例运算电路

加减法运算电路

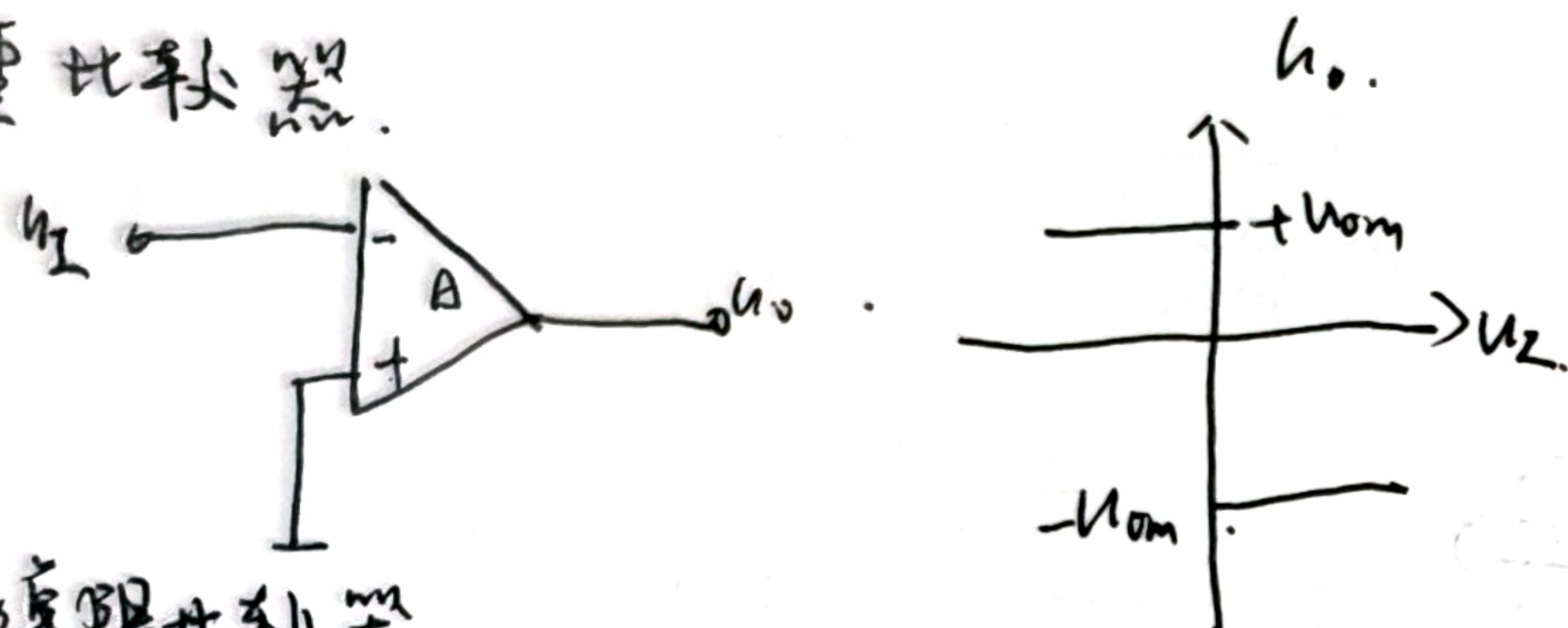
积分运算电路, 电容为反馈环路.

微分运算电路, 电阻为反馈环路.

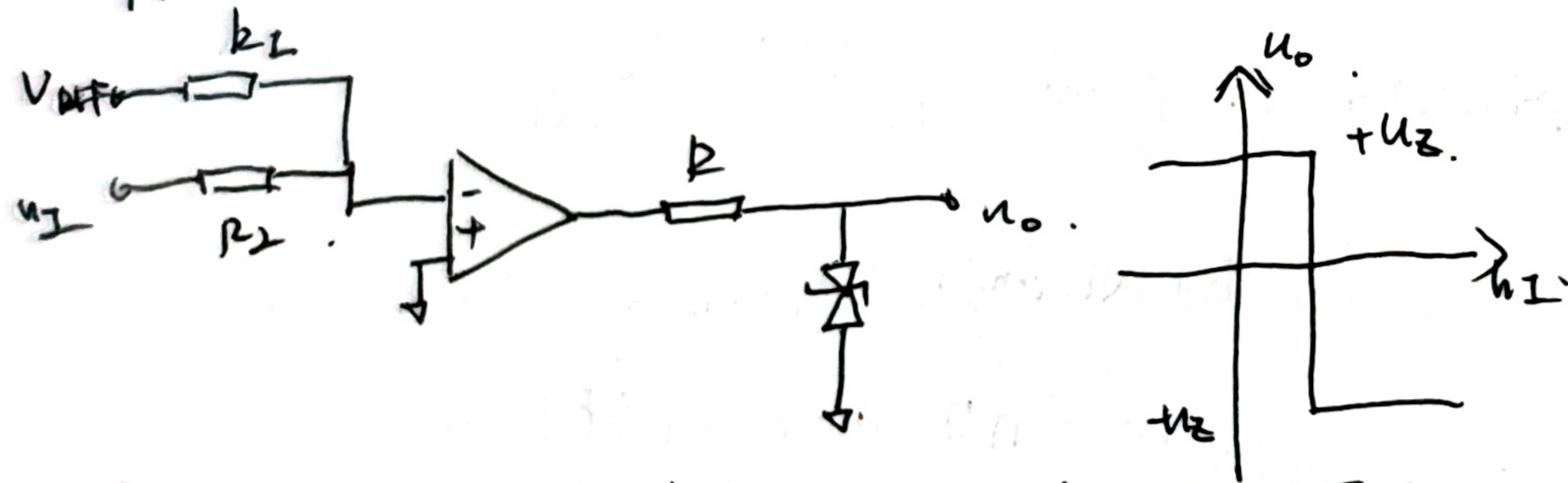
< Comparators > 不再考虑虚短.

A. 单限比较器.

i) 过零比较器.



ii) 一般单限比较器.



跃变方向取极限进行判断, $U_P = U_N$ 求角平即为阈值电压.

B. 滞回比较器. Schmitt Trigger.

跟据 $U_N = U_P$ 求出两个跃变点位.

然后在利用极限思想对比 U_N 和 U_P 变化获得跃变方向.

C. 窗口比较器.

抗干扰

久. How to build a circuit.

A. Input. Differential.

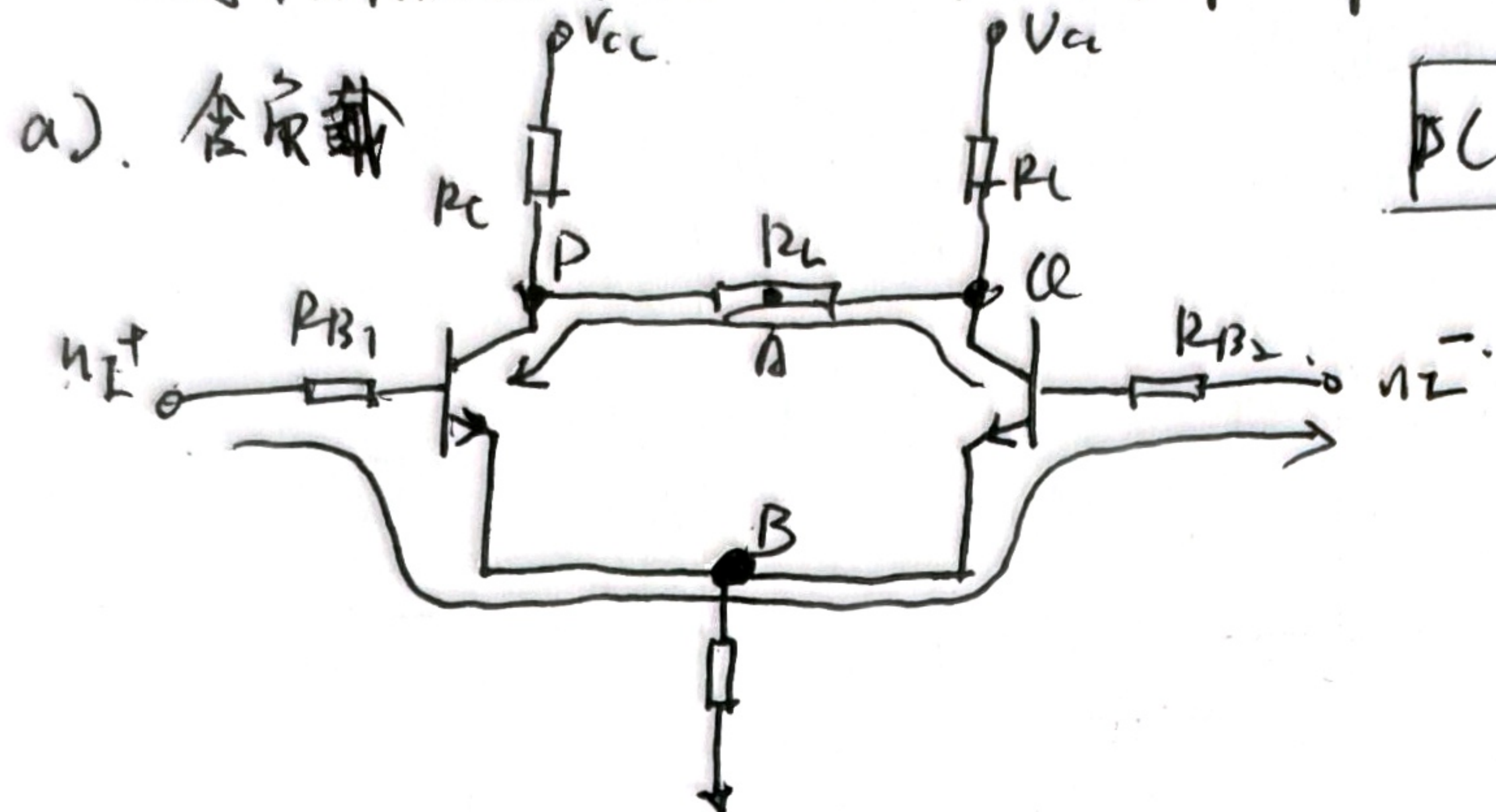
i) Current Mirror.

将基极对地连接起来, 射极连接起来, 迫使 U_{BE} 相等, 从而使 I_C 相等.

ii) 差分放大器 (differential).

为了消除信号共模两运放所带来的干扰.

$$\begin{cases} U_I = U_{I+} - U_{I-} \\ U_O = U_{O+} - U_{O-} \end{cases}$$



PC 台折时通常认为 $V_{BE} = -U_{BEQ}$ 存在 U_{I+} , R_B 中间, 置 0.

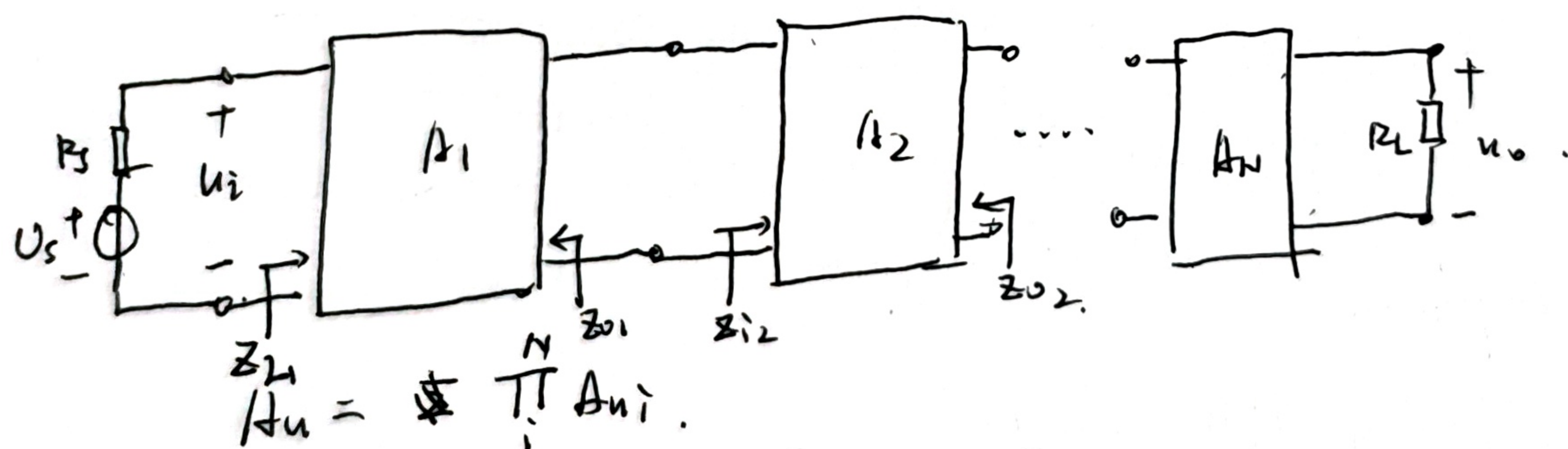
A, B 都是电流不变点, A 处理时直接接地, 在 B 处理时, P, Q 有相同电位, R_L 上无电流.

b) 单端负载.

c) K_{CMRR} (Common Mode Rejection Ratio) 共模抑制比.

$$K_{CMRR} = \frac{A_d}{A_c} \text{ 或 } K_{CMRR} = \frac{A_d}{A_c} = 20 \lg \frac{A_d}{A_c} \text{ dB}, \quad A_c = 0 \text{ dB}, \quad K_{CMRR} = \infty$$

B. 中间级. 多级放大电路. Multistage IC Amplifiers.



总电路放大倍数就等于各个电路放大倍数的乘积, 但是这里的 ~~放大倍数~~ 放大倍数 需要注意, 输出电阻 (每段) 和下一段的输入电阻一起作为输出的负载.

拿第一级放大电路举例. $U_o = -\beta i_b (Z_{o1} \parallel Z_{i2})$.

时按一导报列使用 $\frac{U_o}{U_i} = \frac{Z_{e1}}{Z_{i1}} \frac{U_o}{Z_{e2}}$ 的方法进行求解.

C Output. Power Amplifiers.

现在我们使用电流镜或差分电路获得纯净信号, 使用多级放大电路将信号进行高增益的放大, 到了需要时信号输出的时候, 那功率放大电路, 它不追求输出大电流或大电压, 而是高功率输出。

<分析手段>

- 最大输出功率 P_o $\frac{P_{o(max)}}{P_{i(dc)}}$

- 转换效率 $\eta = \frac{P_o}{P_D}$, 电子输出功率 P_o , 为直流功率, 电源输出电流平均值和电压之积。

- 为放大功率, 晶体管已在极限工作状态, 此时非线性不可忽略, 微变等效模型不再适用,

只能采用图解法进行分析。

<工作状态>

BJT 整个周期导通, 甲类 Class A. $T = 360^\circ$

BJT 半周期导通, 乙类 Class B. $T = 180^\circ$

BJT 导通大于半周期小于全周期, 甲乙类, Class AB. $180^\circ < T < 360^\circ$

BJT 小于半周期导通 丙类, Class C. $0^\circ < T < 180^\circ$

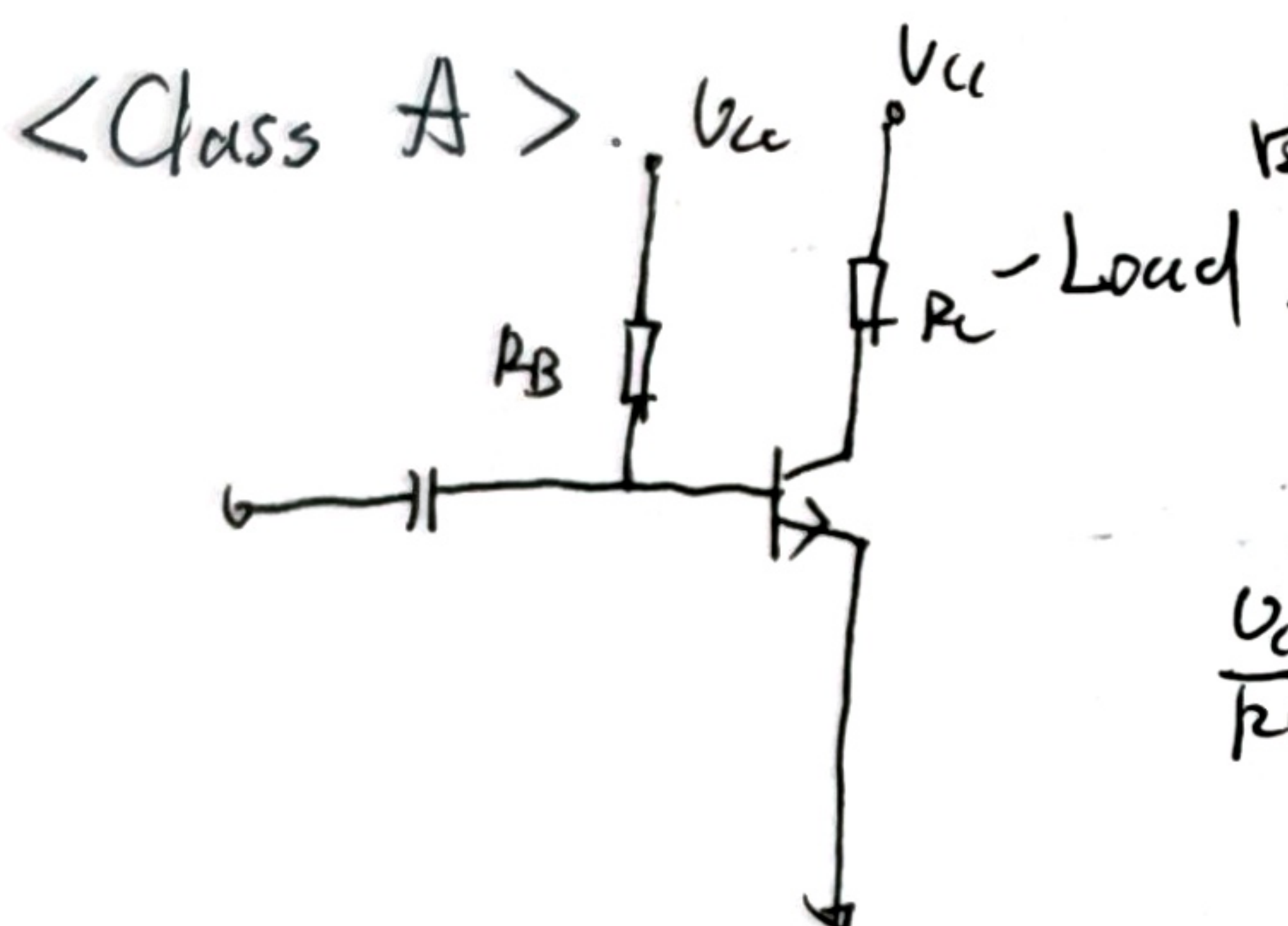
BJT 对正弦信号中, 丁类 Class D.

Power efficiency

25% - 50%

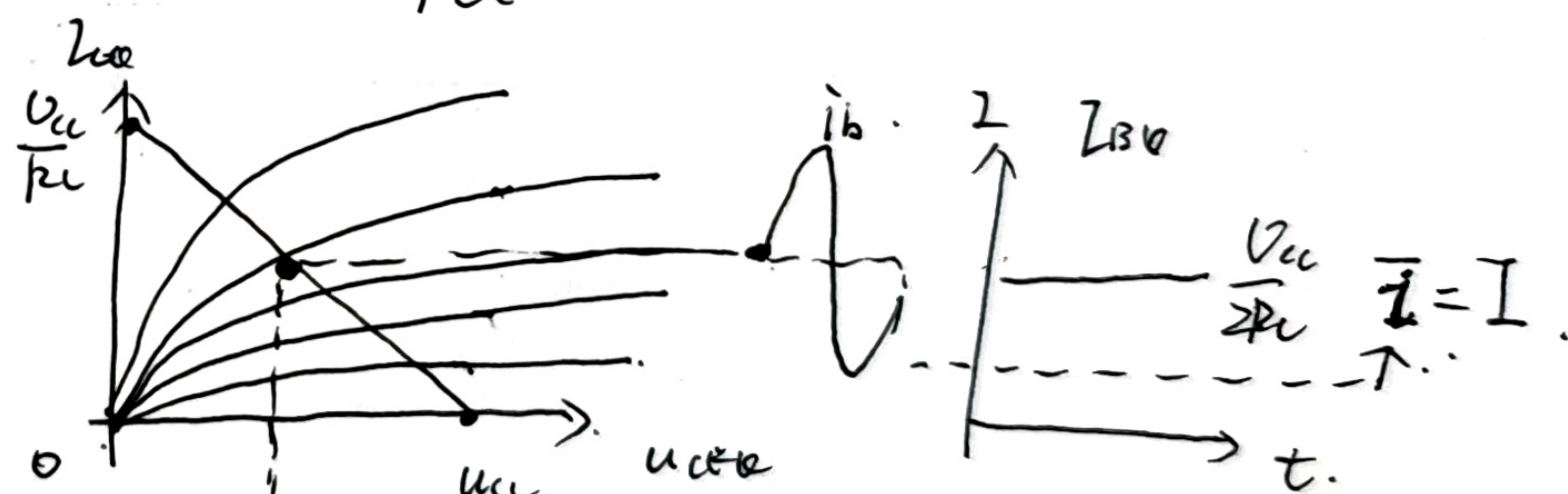
~~25% - 50%~~ 78.5%

25% (50%) - 78.5%



由 KVL, KCL 列出 I_{ce} 和 U_{ce} 方程

$$I_{ce} = \frac{1}{R_L} (-U_{ce} + V_{cc})$$



接下来设置合适 Q-point, 使得

$$P_{o(max)} = \frac{U_{rms}^2}{R} = \frac{U_{ip}^2}{2R} = \frac{U_{ip}^2}{8R} \text{ 最大}$$

显然, Q 点应该取到 $\frac{V_{cc}}{2}$ 所对应的位置, 这是 $U_{ip} = \frac{V_{cc}}{2}$

$$P_{o(max)} = \frac{U_{ip}^2}{2R_L} = \frac{(\frac{V_{cc}}{2})^2}{2R_L} = \frac{V_{cc}^2}{8R_L}$$

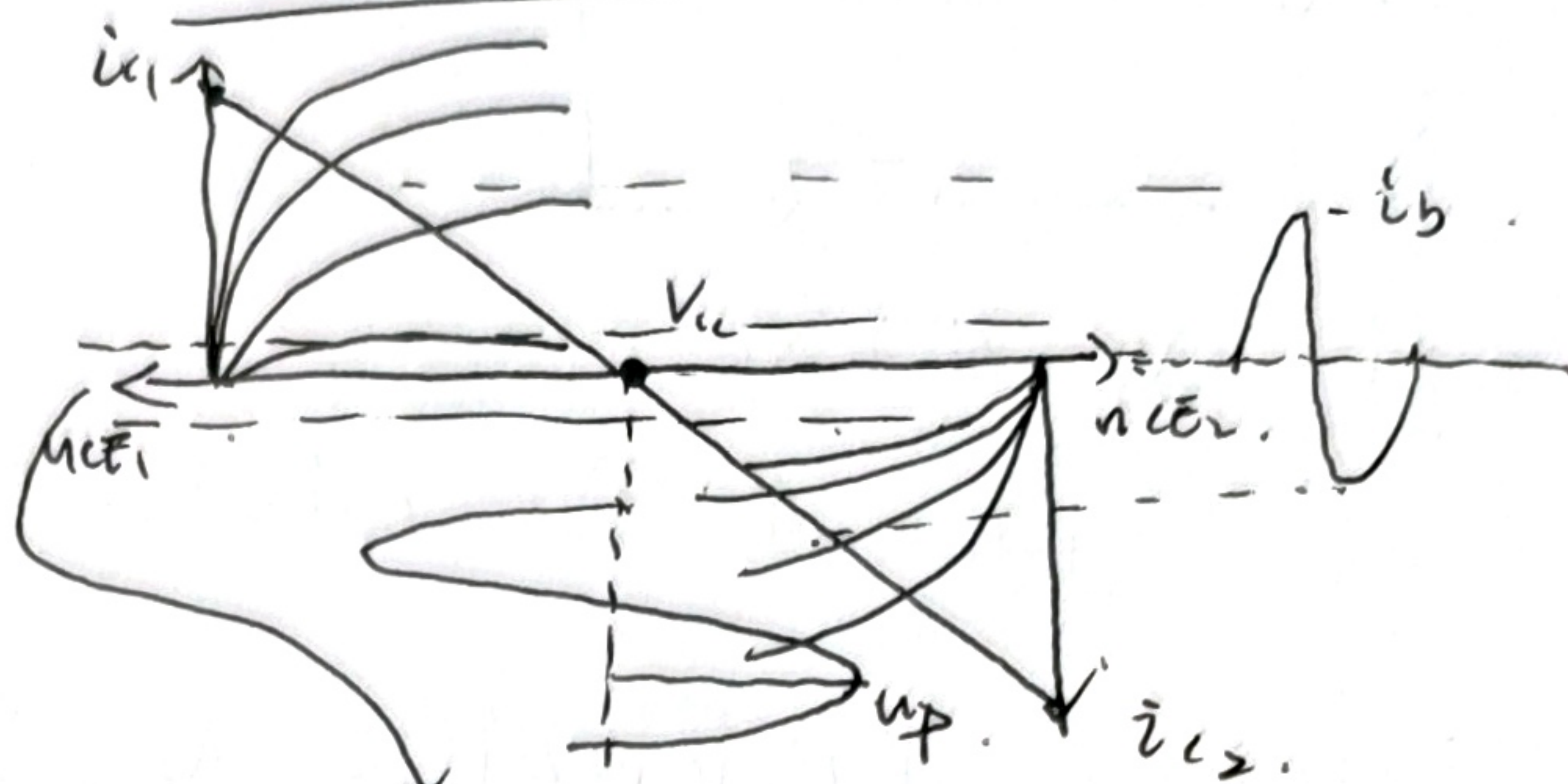
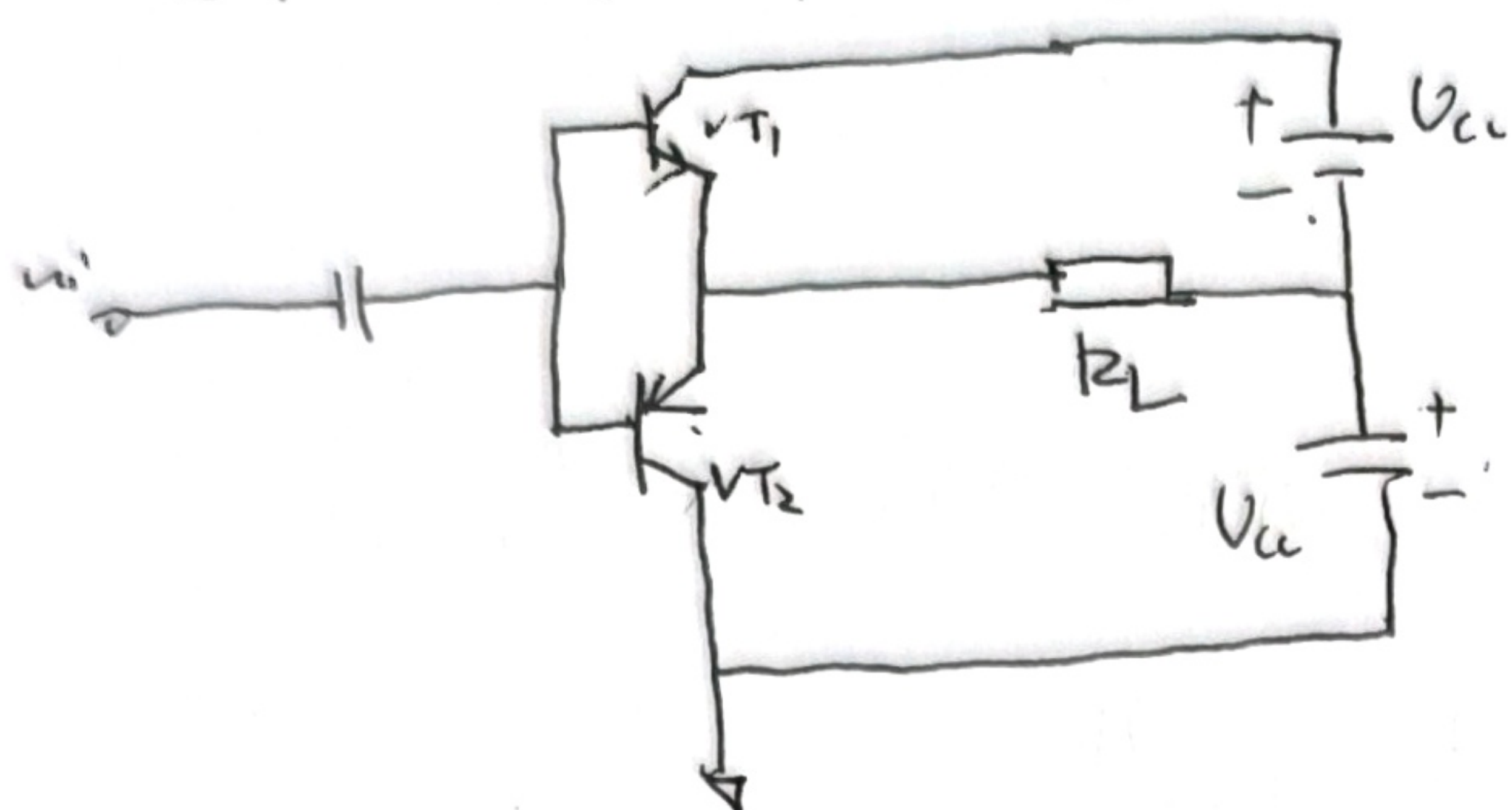
$$\text{此时的直流 } P_{i(dc)} = \frac{(V_{cc})^2}{2R_L} = V_{cc} \cdot \frac{V_{cc}}{2R_L} = \frac{V_{cc}^2}{2R_L} \quad (V_{cc} \cdot I_{ce})$$

$$\eta = \frac{P_{o(max)}}{P_{i(dc)}} = 25\%$$

通过变压器或改变 R_L , 可以使 η 最大为 50%.

< class B >

上述 Class A 在信号输入为 $i=0$ 时, 仍然提供直流功率, 这导致了资源的浪费.
 为了使 $i=0$ 时, 功率也为零, 需让 $Ce-point$ 处于截止状态



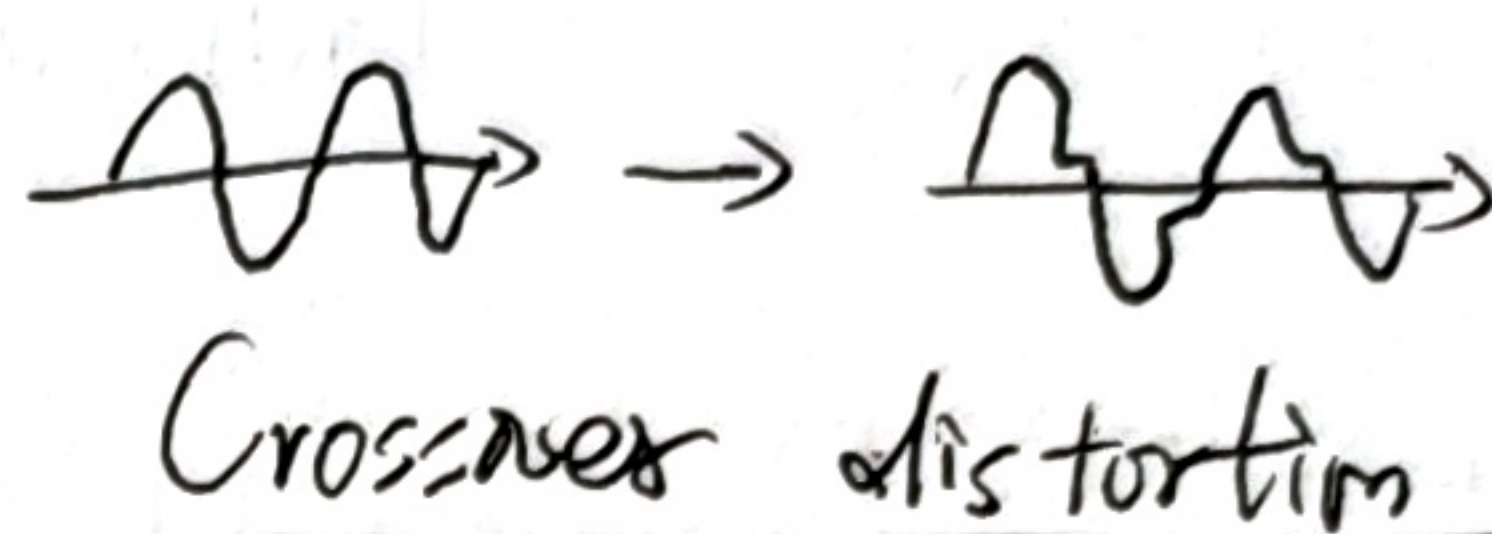
在某一时刻, VT_1 和 VT_2 只能有一个管子被导通.

Complementary - symmetric Push-Pull Circuits.

可见, 该管子最多 u_p 达到 V_{cc}

$$\text{那么它的 } P_{o(ac)} = \frac{u_p^2}{2R_L} \xrightarrow{\text{max}} P_{o(ac)}_{\text{max}} = \frac{V_{cc}^2}{2R_L}$$

弊端, 该区域需导通下降.



两只管子. 直流 $I_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{Lp} \sin \theta d\theta = \frac{i_{Lp}}{\pi}$ (单个管子输出的 I_{DC})

直接同时导通也可以.

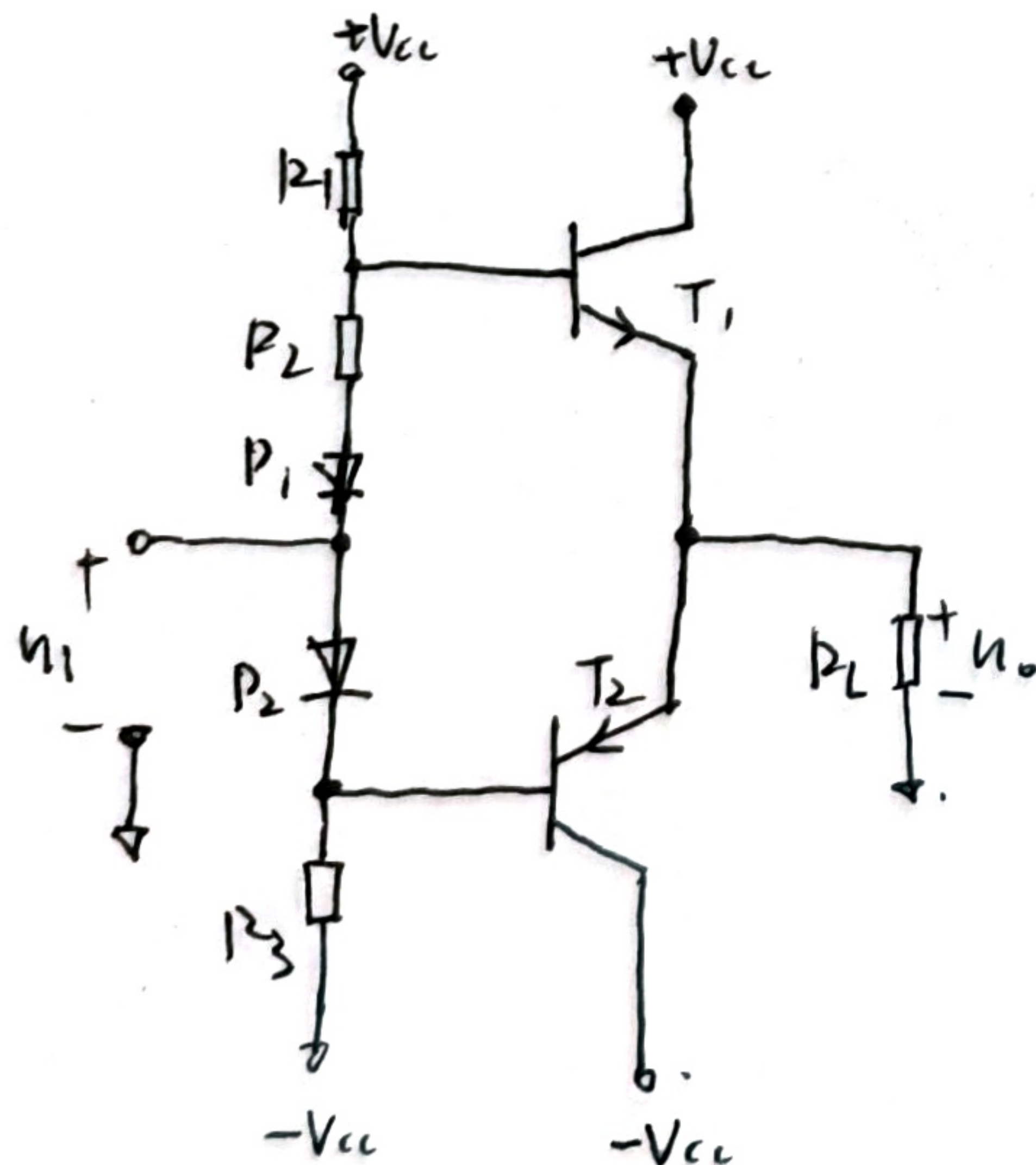
$$P_i(dc) = 2 \cdot I_{DC} V_{cc} = 2V_{cc} \cdot \frac{i_{Lp}}{\pi} = 2V_{cc} \frac{u_p}{\pi R_L} = \frac{2V_{cc} u_p}{\pi R_L}$$

$$\eta = \frac{P_{o(ac)}}{P_i(dc)} \times 100\% = \frac{\pi}{4} \frac{u_p}{V_{cc}}, \text{ 最大时 } u_p = V_{cc}, \eta = \frac{\pi}{4} = 78.5\%$$

下面考虑损耗. $2P_Q = -P_{o(ac)} + P_i(dc) = -\frac{u_p^2}{2R_L} + \frac{2V_{cc} u_p}{\pi R_L}$

通过求导, $2P_{Qmax} = \frac{2V_{cc}^2}{\pi^2 R_L}, u_p = \frac{2V_{cc}}{\pi}$

< Class AB > 解决 Class B 的交越失真, 获得高增益功率.



- 如此, 通过添加二极管加入抬升电压 u_{D1}, u_{D2} , 使得 $i(t) > 0$ 时, 仅仅直接导流的作用就使管子处在微导通状态, 每个管子的工作周期都略大于 180° 的, 为 Class AB 型.

- 同 Class B 的工作图类似, 只不过输出电压最大为 $(V_{cc} - U_{CES})$. U_{CES} 为二极管抬升电压, 但一般设计时忽略不计.

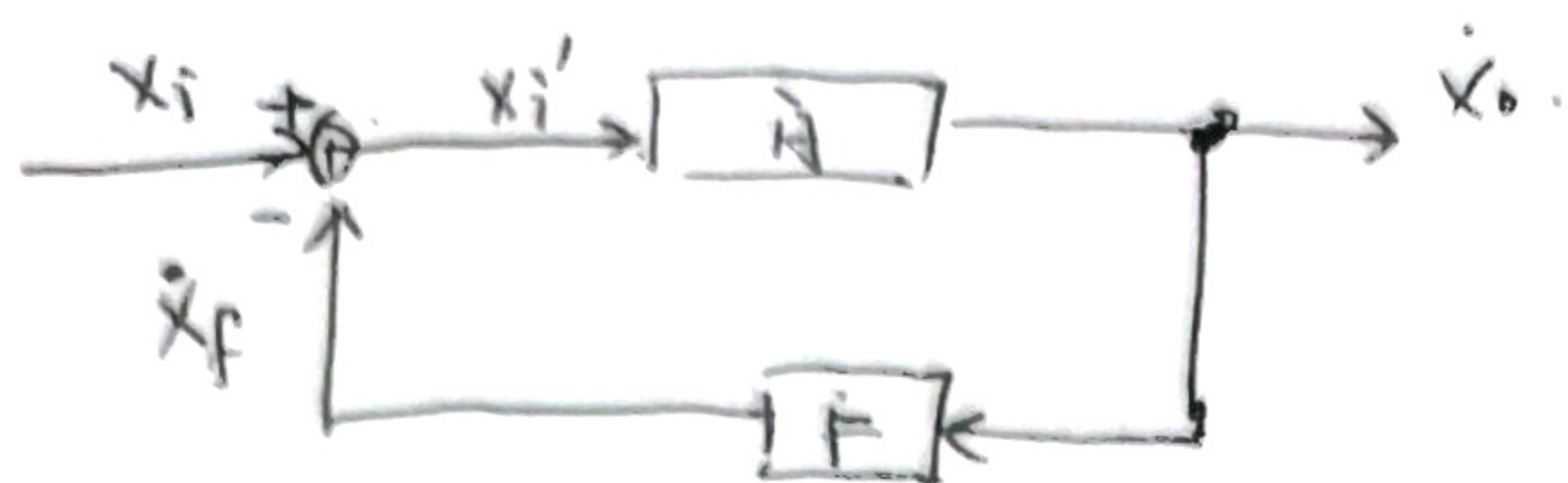
$$P_i(dc) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_p \sin \theta d\theta \cdot V_{cc} = \frac{2V_{cc} u_p}{\pi R_L}$$

$$P_{o(ac)} = \frac{u_p^2}{2R_L}$$

$$\eta = \frac{P_{o(ac)}}{P_i(dc)} = \frac{\pi}{4} \frac{u_p}{V_{cc}}, \text{ } P_{Q\text{ 计算与 Class B 相同.}}$$

D. feedback.

<分析方注>.



$$\text{Input: } x_i = x_i' + x_f.$$

基本电路放大倍数: $A = \frac{x_o}{x_i'}$, 反馈系数: $F = \frac{x_f}{x_o}$, 闭环放大倍数: $A_f = \frac{x_o}{x_i} = \frac{x_o}{x_i' + x_f}$

闭环放大倍数 + 反馈系数: $A_f = \frac{x_o}{x_i} = \frac{x_o}{x_i' + x_f} = \frac{A}{1 + AF} \approx \frac{1}{F}$.

$A_n = \frac{v_o}{v_i}$, 引入负反馈, 使放大倍数几乎与反馈量相反.

组成 $\rightarrow F \rightarrow A_f, A_{uf}$.

其余 feedback 内容见笔记本.

E. 总结.

