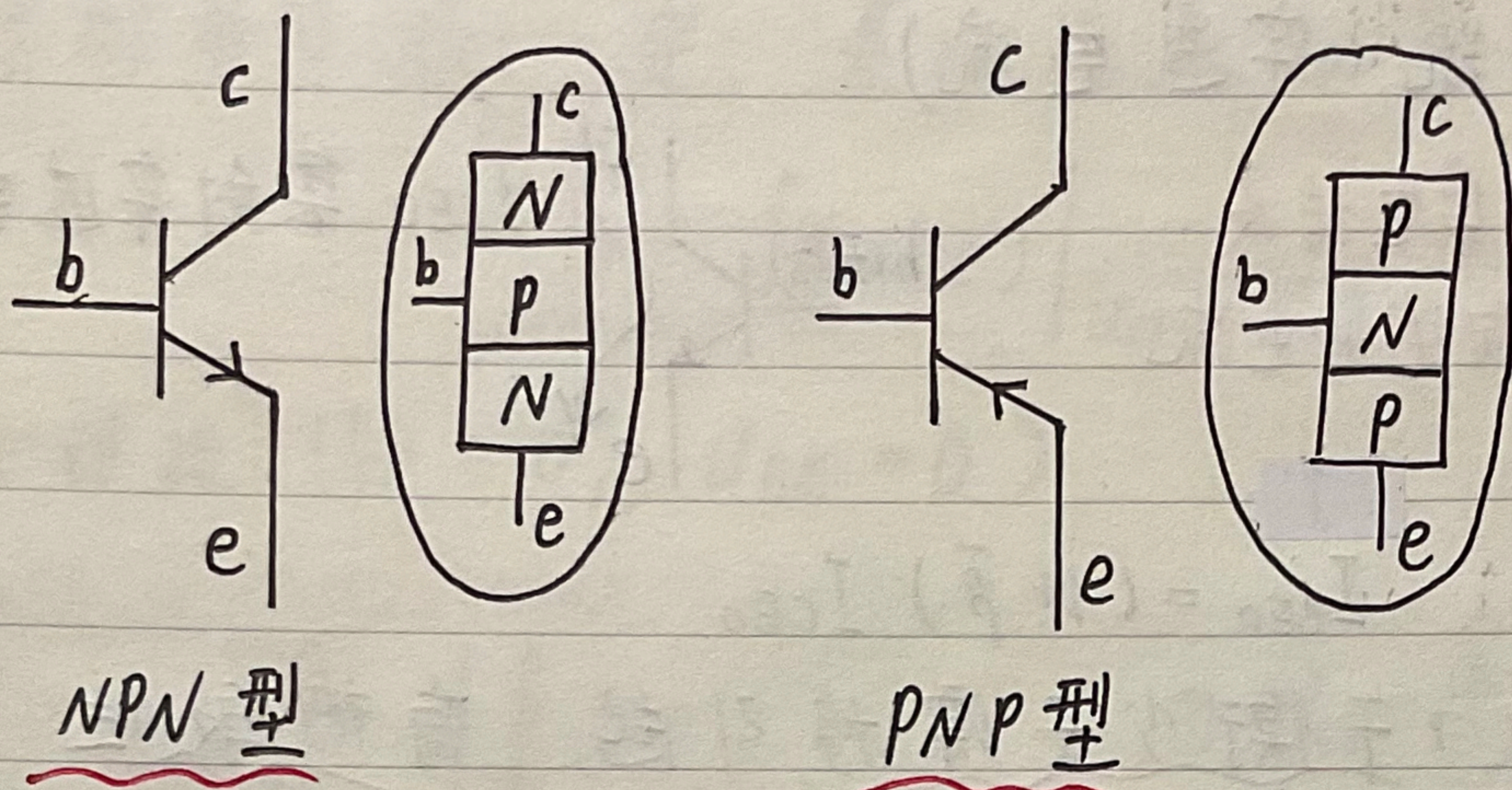


晶体三极管 ($I_c \approx \beta I_b$)

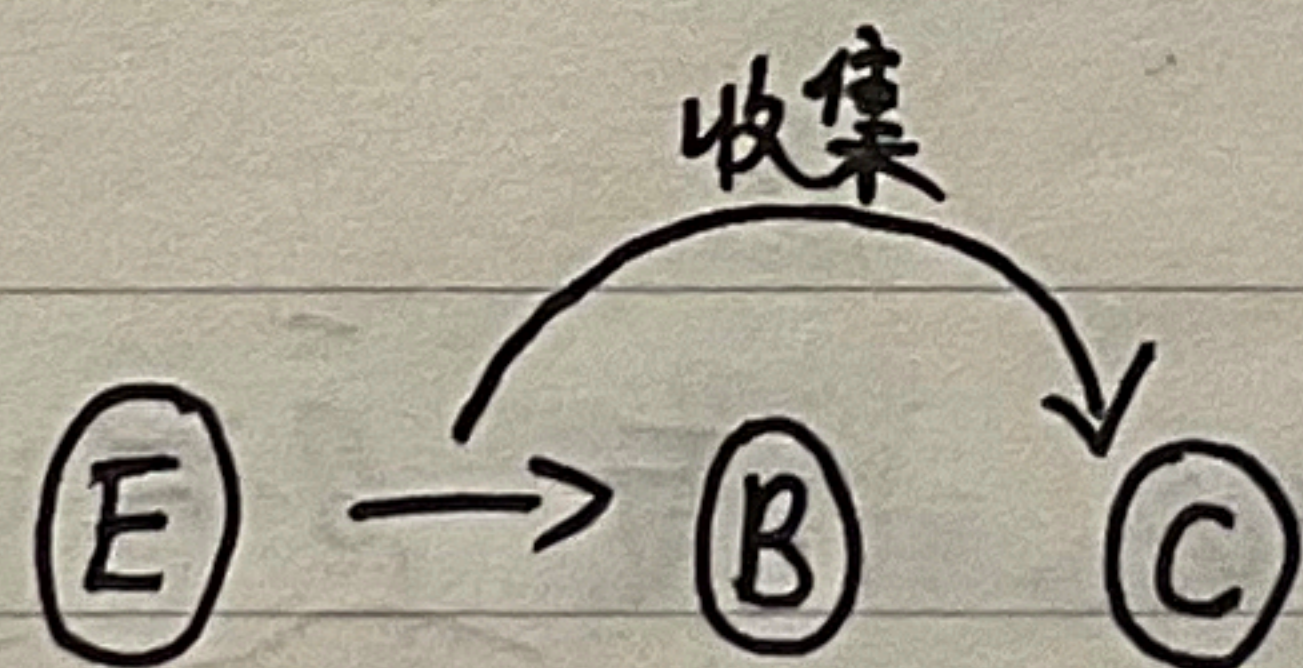
(1) 基本结构 (两种类型, 三极三区二结)



(两种类型原理相同
极性相反)

{	三极:	集电极 (Collector) ^c	基极 (Base) ^b	发射极 (Emitter) ^e
	三区:	集电区	基区	发射区
	二结:	(面积大) 集电结	(浓度低 面积小) 发射结	(浓度高)

(2) 工作原理 (放大区)



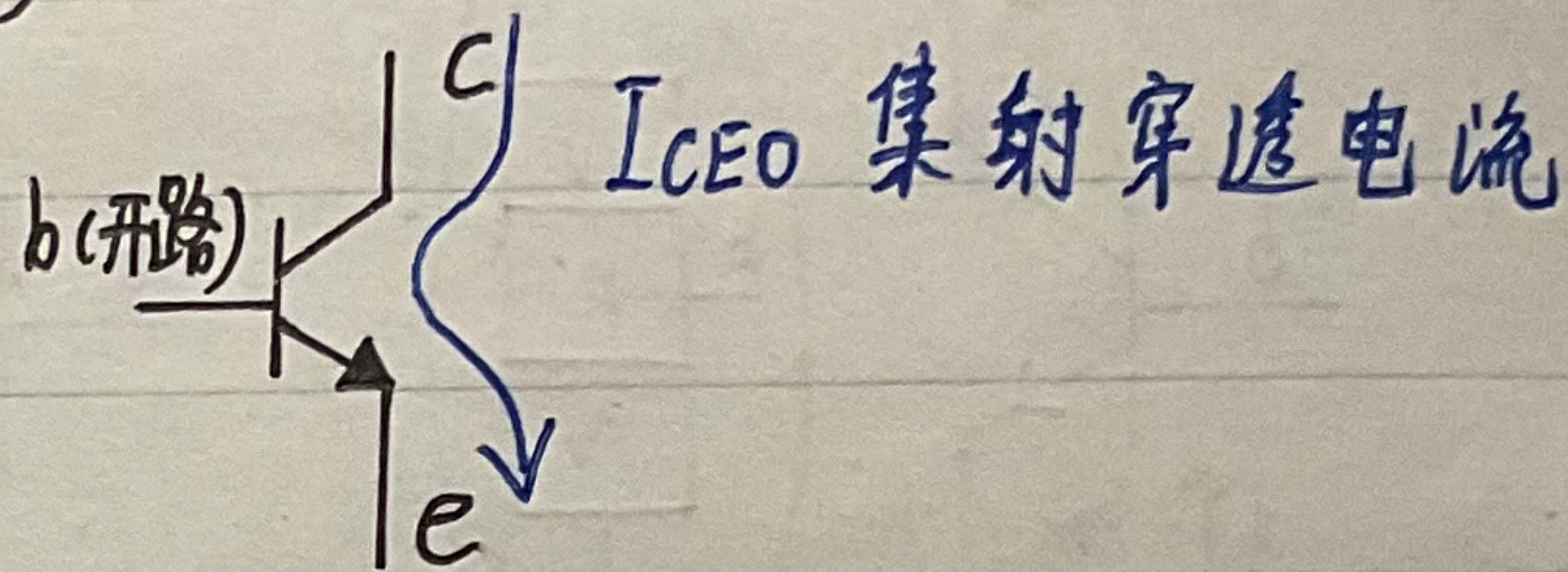
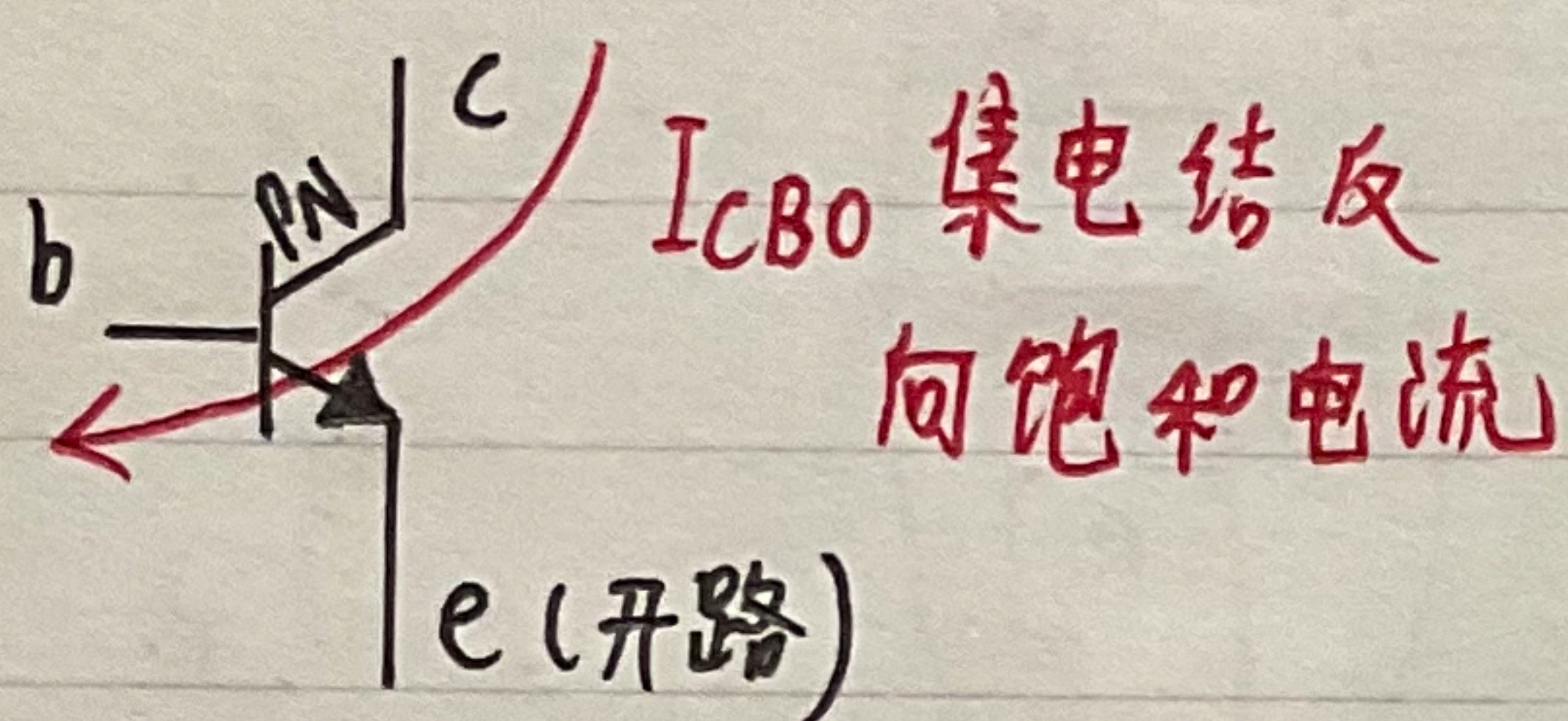
I. 发射结 正偏, 发射区的高浓度载流子 (NPN电子, PNP空穴) 扩散到基区 (发射极电流 I_E 形成)

II. 发射区扩散到基区的大量载流子与基区少量的多子复合 (基极电流 I_B 形成)
 ↘ 此时它们为基区非平衡少子

III. 大部分扩散到基区的载流子在集电结 反偏 电场的作用下漂移到集电区 (集电极电流 I_C 形成)

(3) 主要参数

① 极间反向电流 (穿透电流)



$$I_{CEO} = (1 + \bar{\beta}) I_{CBO}$$

I_{CBO} 、 I_{CEO} 主要由平衡少子漂移引起，有热敏性
过大时影响三极管性能

② 共射直流/交流放大系数 $\bar{\beta}$ 、 β

$$\bar{\beta} = \frac{I_C - I_{CEO}}{I_B} \quad (\text{小信号近似下 } \beta \approx \bar{\beta})$$

(若 $I_C \gg I_{CEO}$ ，有 $\bar{\beta} \approx \frac{I_C}{I_B}$) $(I_E = I_B + I_C \approx (1 + \beta) I_B)$

③ 共基直流/交流放大系数 $\bar{\alpha}$ 、 α

$$\bar{\alpha} = \frac{I_C}{I_E + I_{CBO}} \quad (\text{小信号近似下 } \alpha \approx \bar{\alpha} \approx 1)$$

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

(若 $I_E \gg I_{CBO}$ ，有 $\bar{\alpha} \approx \frac{I_C}{I_E}$)

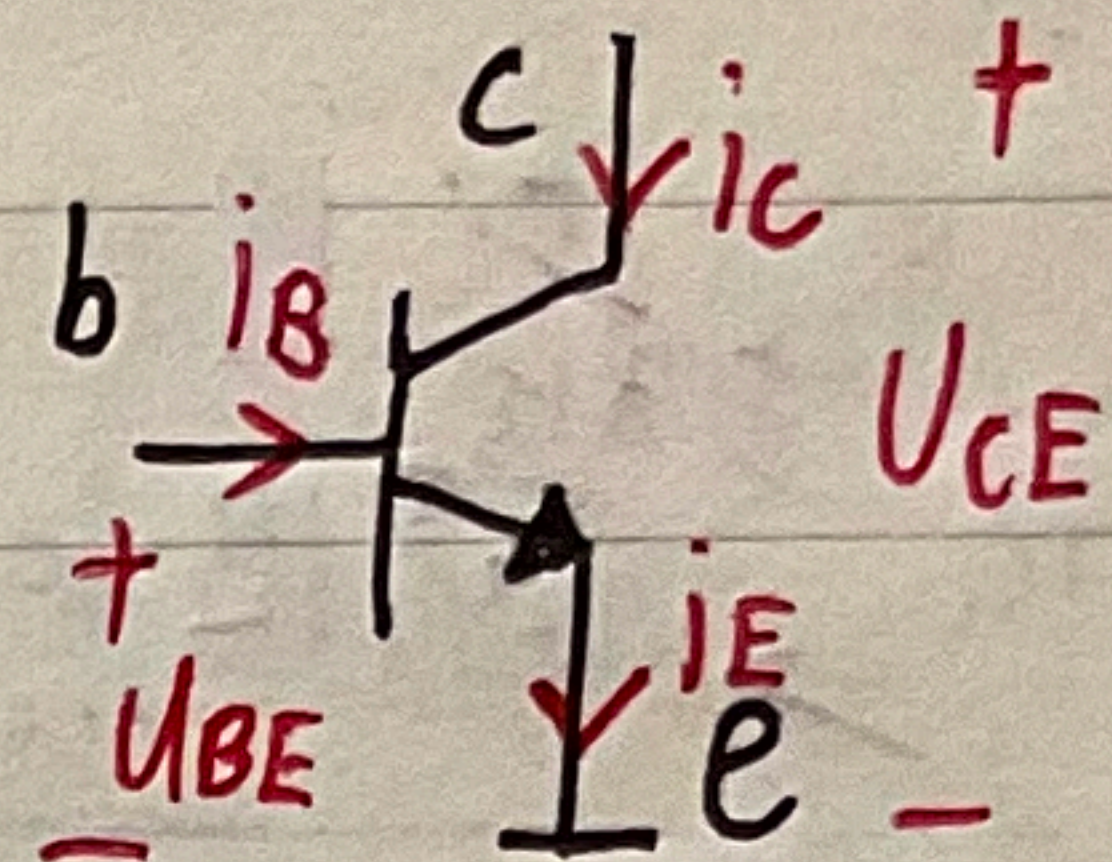
④ 特征频率 f_T : 由于结电容的存在，高频信号下三极管性能下降

当 $f \rightarrow f_T$ 时， $\bar{\beta} \rightarrow 1$

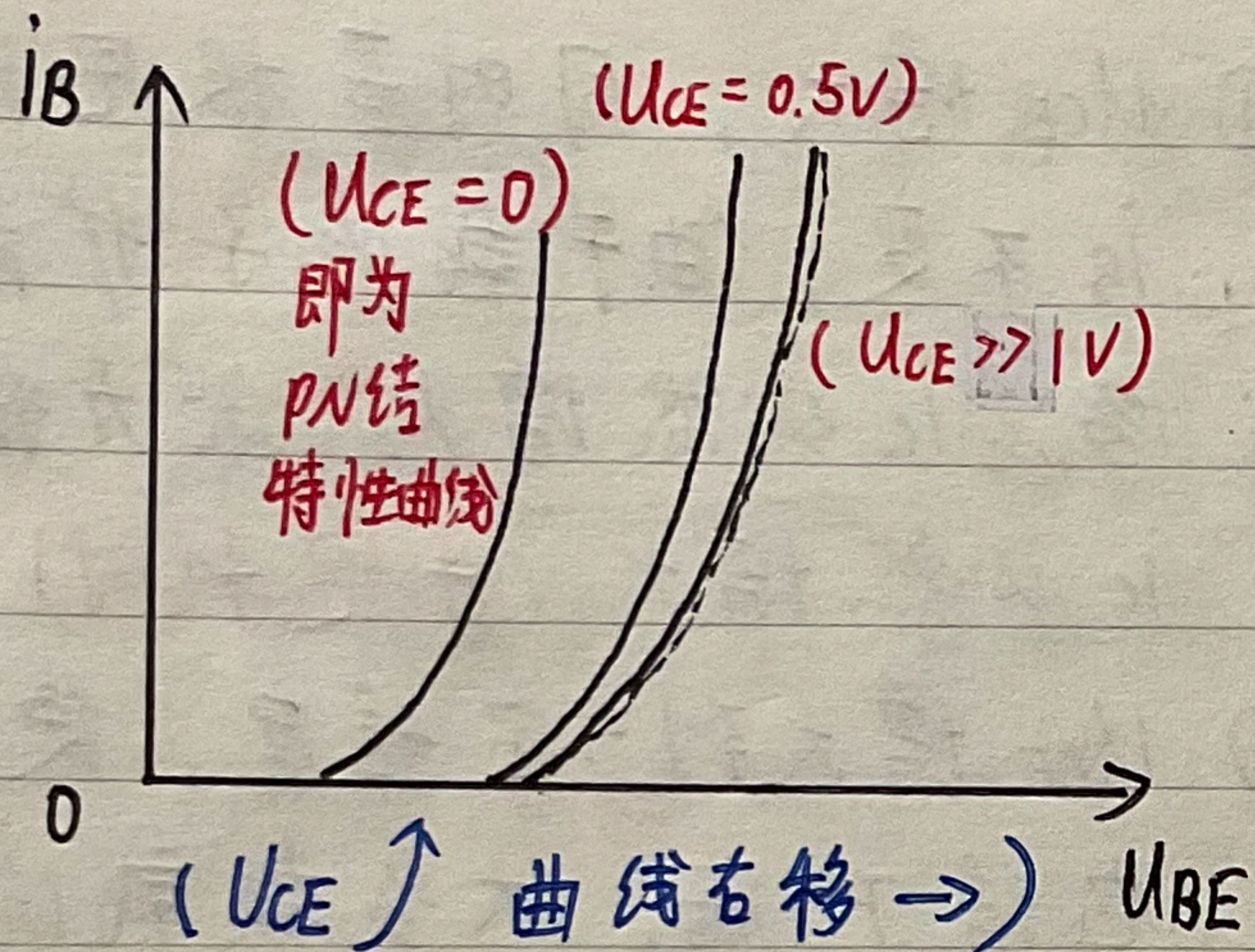
(4) 输入特性曲线 (共射)

· 集射压降 U_{CE} 一定, 基极电流 i_B 与发射结电压 U_{BE} 关系

$$i_B = f(U_{BE}) \Big|_{U_{CE} = \text{常值}}$$



(讨论 $U_{CE} > 0, U_{BE} > 0$)



① U_{CE} 衡量集电区收集载流子的能力, 也是产生 i_C 的原因

② U_{BE} 驱使发射区载流子扩散

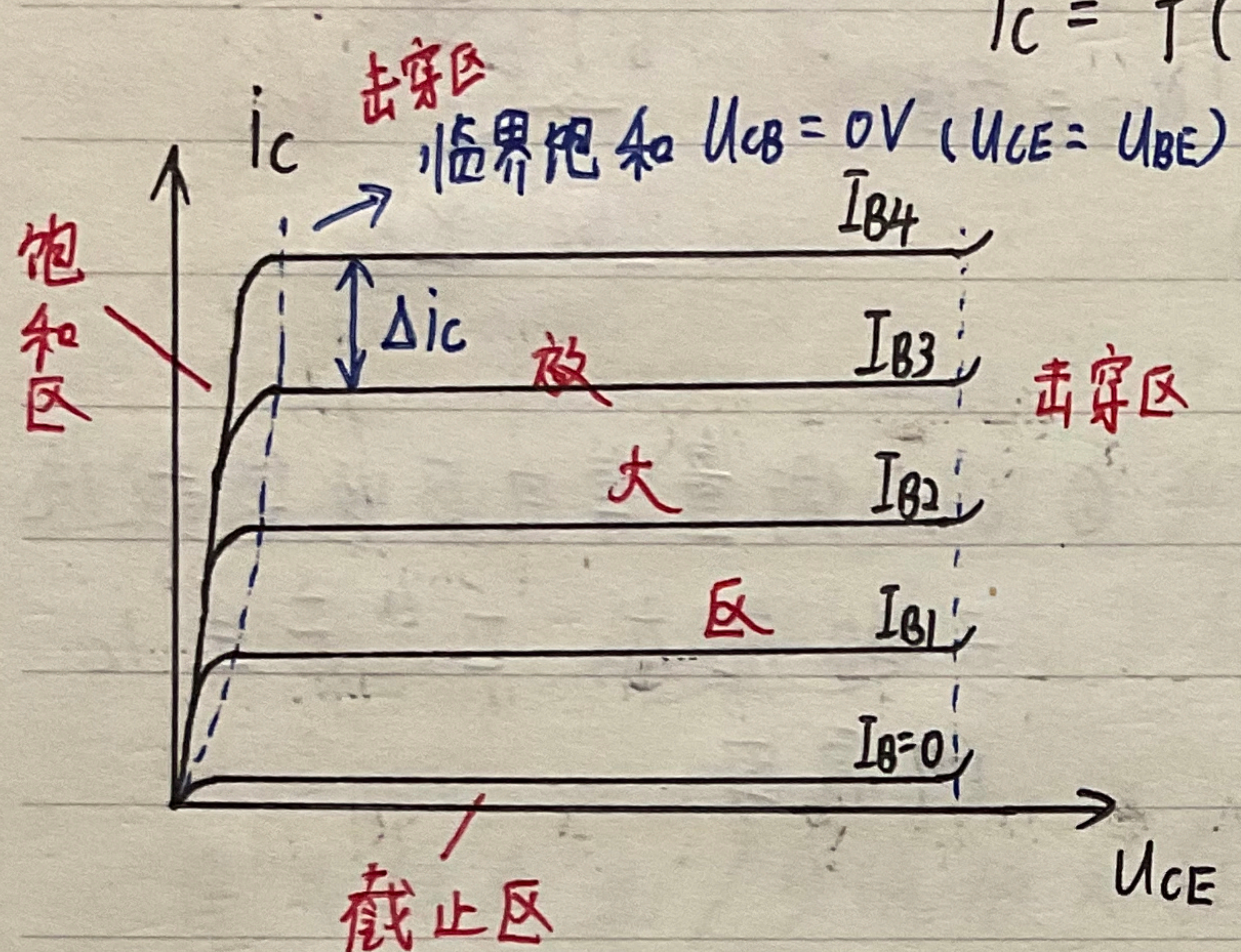
③ i_B 与 i_C 争夺 i_E 带来的载流子

U_{CE} 增大, i_C 会收集更多载流子, 使 i_B 得到更少载流子, 实际 $U_{CE} > 1V$ 时, i_C 已经收集了大部分 i_E 的载流子, 曲线不再右移

(5) 输出特性曲线 (共射)

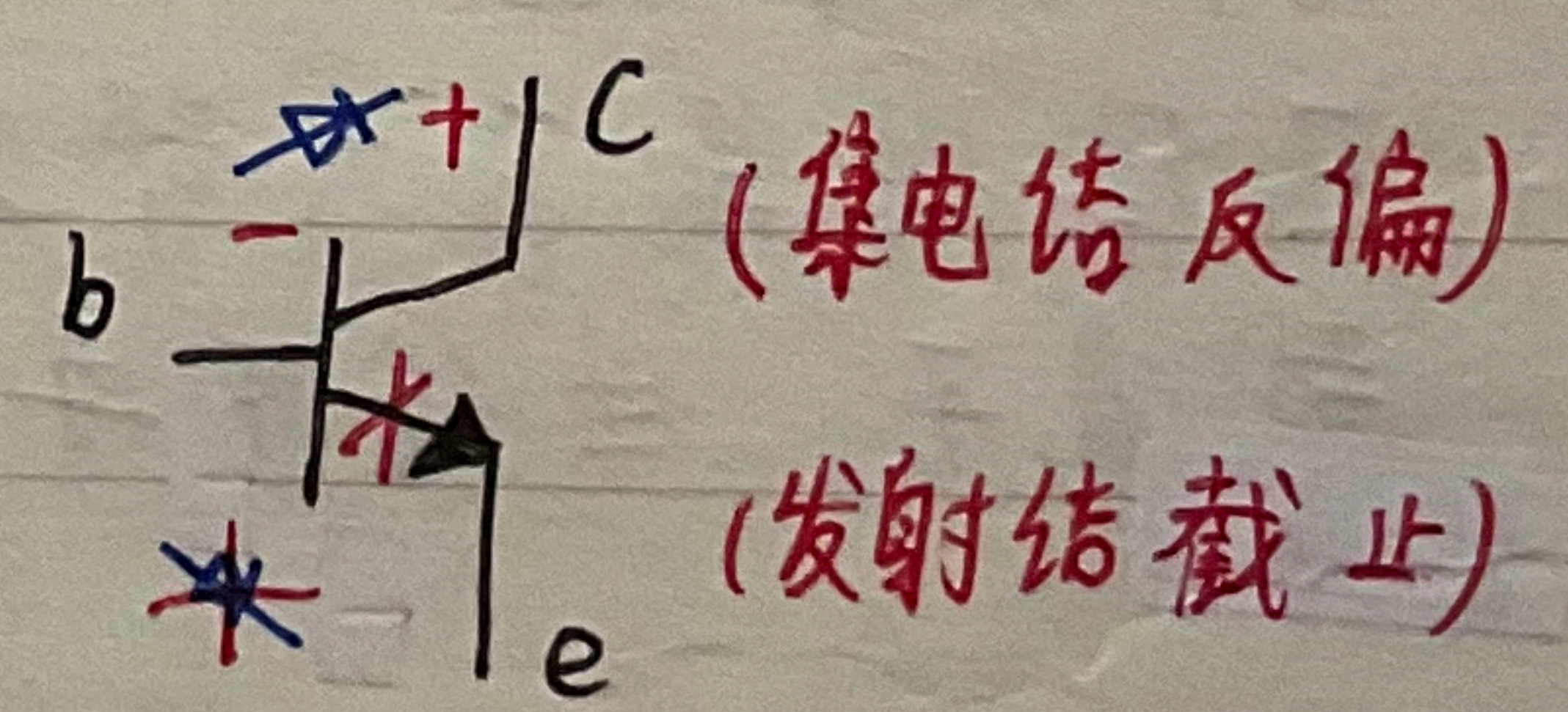
· 基极电流 I_B 固定, 描述集电极电流 i_c 与集射电压 U_{CE} 关系

$$i_c = f(U_{CE}) \Big|_{I_B = \text{定值}}$$

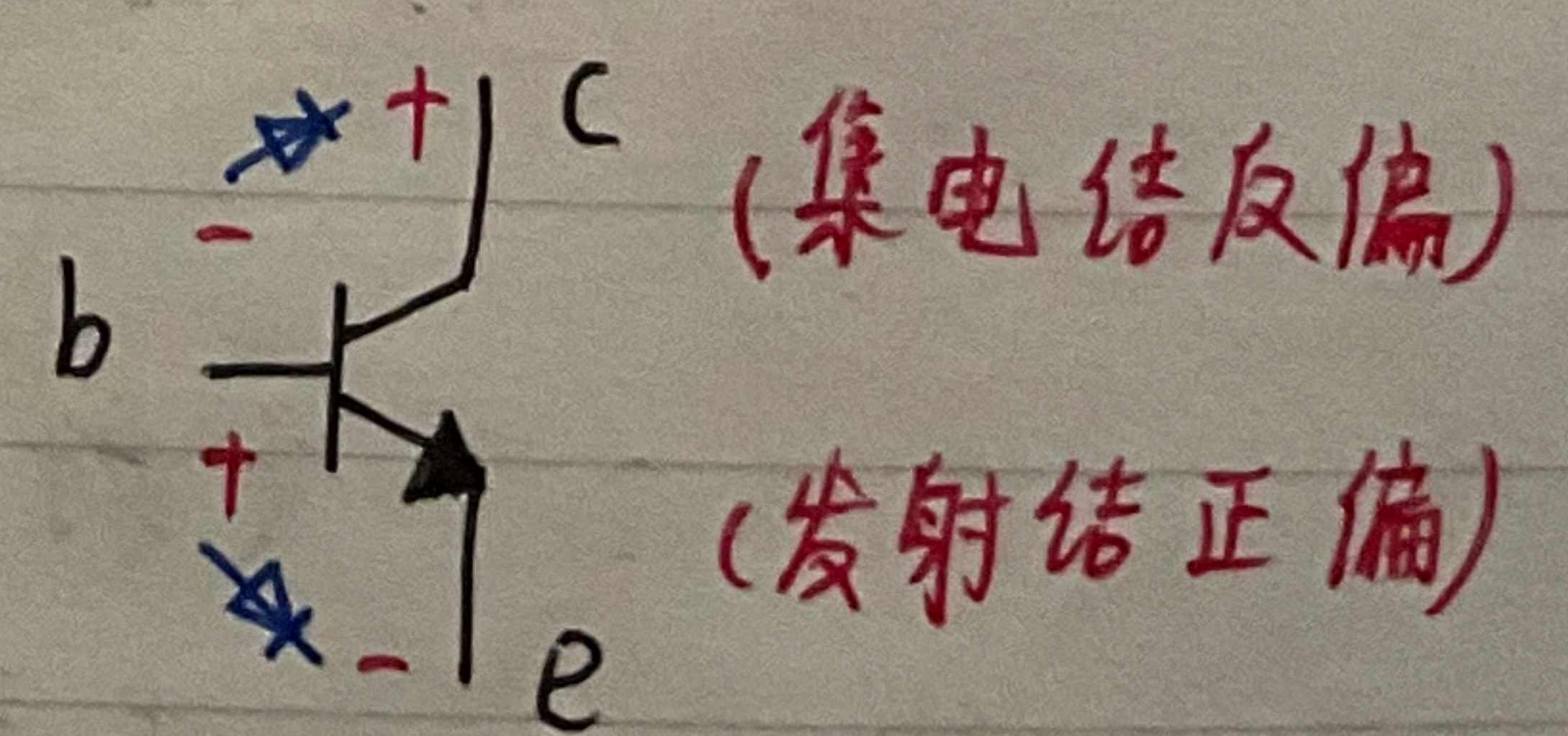


- ① U_{CE} 增大, 同时基极电流 I_B 不变, 由于集电结电场增强, 使集电结收集能力提高 i_c 必然增大 (未饱和时)
- ② U_{CE} 增大到一定程度, 使集电结反偏, 大多数载流子已被收集, i_c 趋于稳定 (放大区)

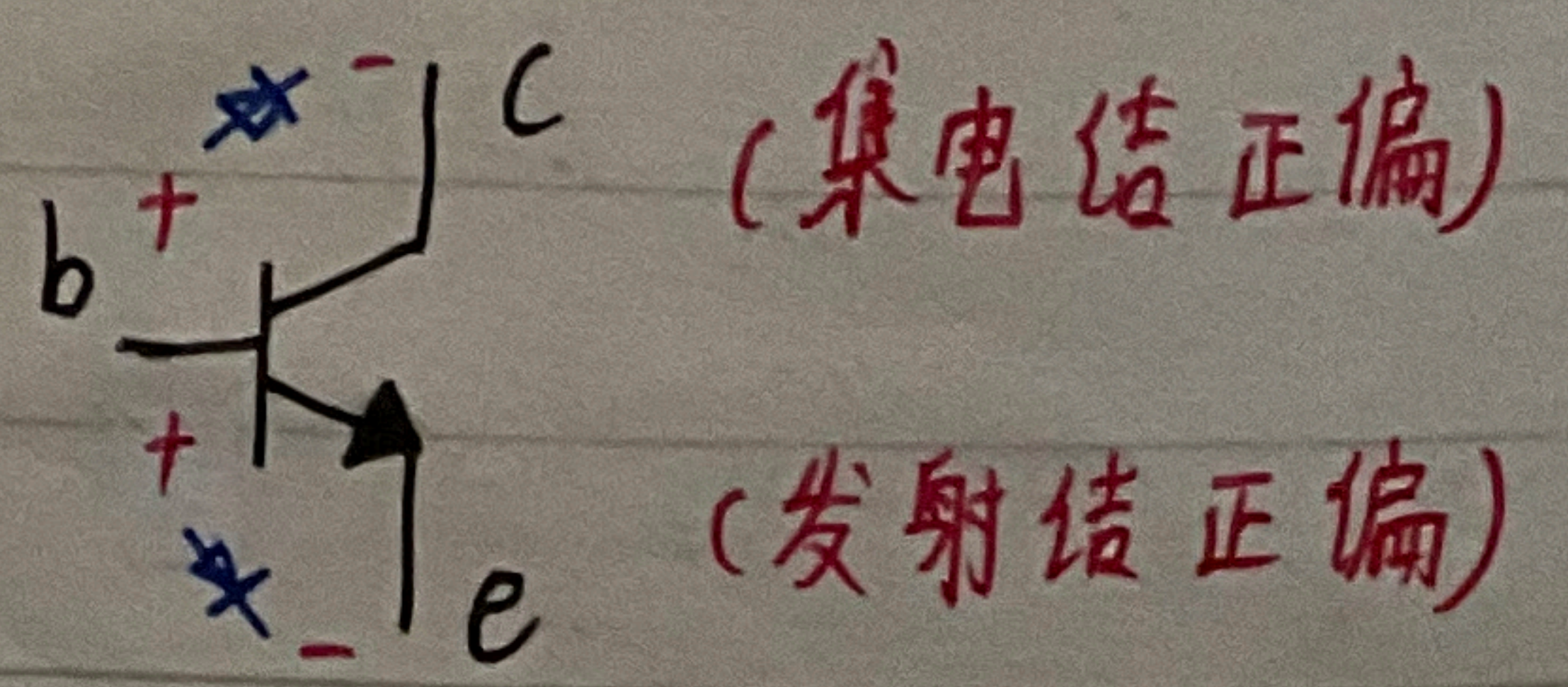
① 截止区: $U_{BE} \leq U_{on}$ 且 $U_{CE} > U_{BE}$ (电位 $U_C > U_B$, $U_B - U_E \leq U_{on}$)
 (此时 $I_B = 0$, $i_c \leq I_{CEO} \approx 0$)
 (载流子无法扩散到基区)



② 放大区: $U_{BE} > U_{on}$ 且 $U_{CE} > U_{BE}$ (电位 $U_C > U_B$, $U_B - U_E > U_{on}$)
 (此时 I_B 对 i_c 有决定作用)
 ★ $i_c = \beta I_B$ 成立)
 (载流子正常扩散且大部分被收集)



③ 饱和区: $U_{BE} > U_{on}$ 且 $U_{CE} < U_{BE}$ (电位 $U_C < U_B$, $U_B - U_E > U_{on}$)
 (此时 i_c 明显受 U_{CE} 影响)
 (载流子正常扩散但难以被集电区收集)

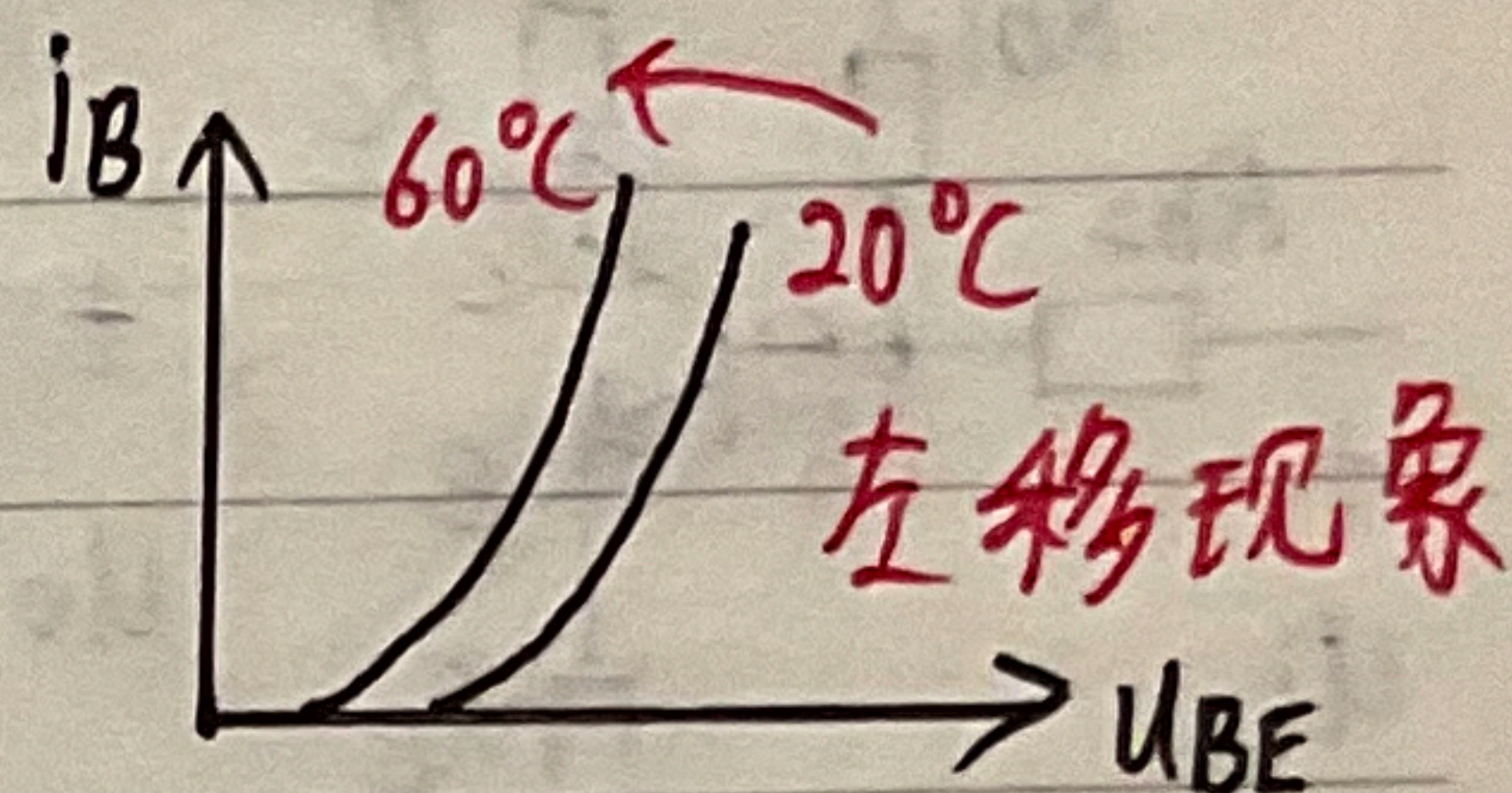


(6) 温度影响

I. 由于 I_{CBO} 、 I_{CEO} 由平衡少子漂移引起，温度升高使平衡少子增多， I_{CBO} 、 I_{CEO} 必然增大

$T \uparrow \rightarrow$ 平衡少子 $\uparrow \rightarrow$ 平衡少子漂移 $\uparrow \rightarrow I_{CBO} \uparrow I_{CEO} \uparrow$

II. 三极管输入特性与发射 PN 结特性类似



温度上升促进了载流子的扩散，使得更小的 U_{BE} 即可产生等大的 i_B ；或者说同样的 U_{BE} 能产生更大的 i_B

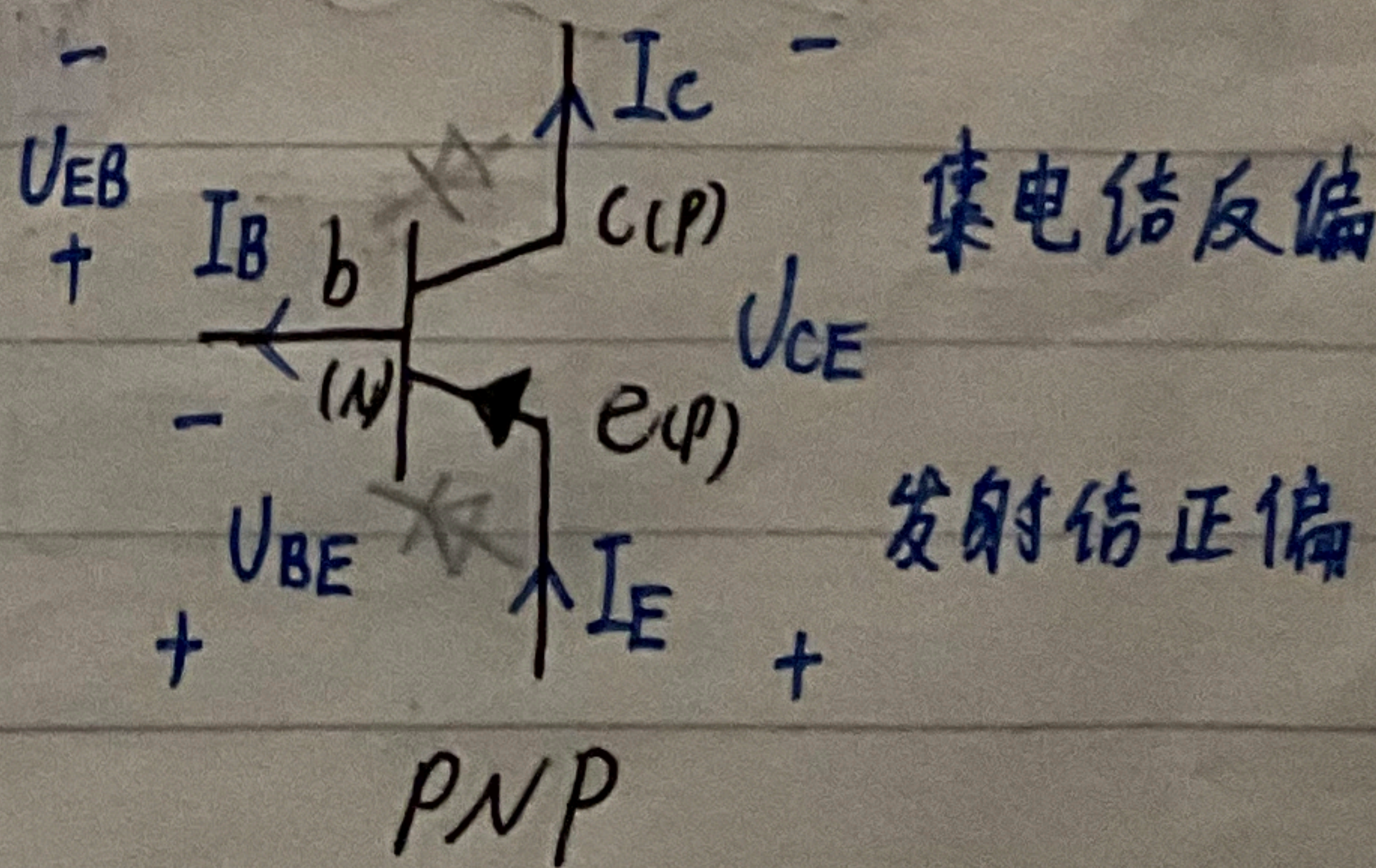
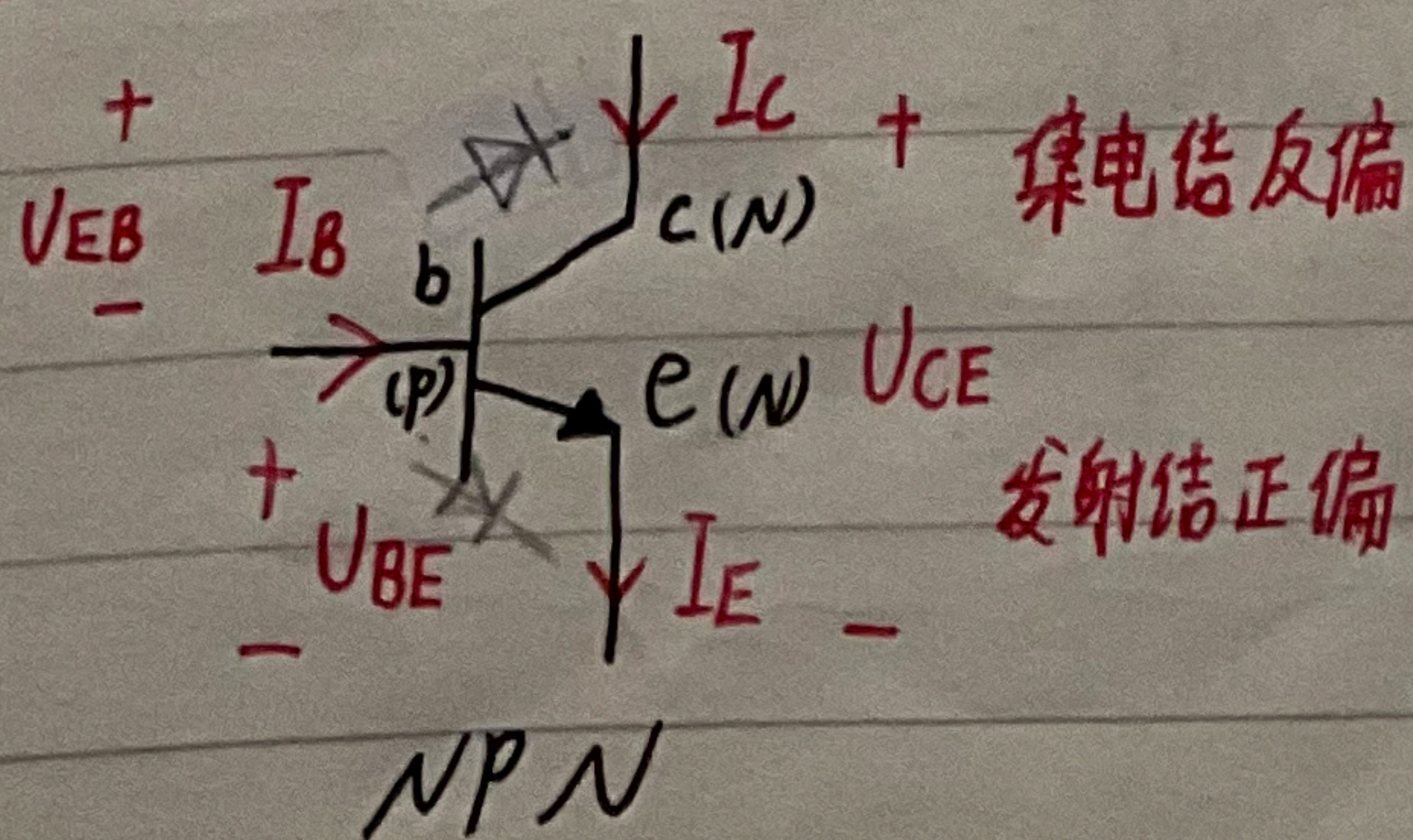
(注意保持 U_{CE} 不变)

III. 输出特性 温度上升时，同一支曲线 (i_B 同) 升高且两支曲线间距离 ΔI_C 增大 ($\beta \uparrow$)

由表达式 $I_C = \beta I_B + I_{CEO}$ $T \uparrow \rightarrow I_{CEO} \uparrow, \beta \uparrow \rightarrow I_C \uparrow$

(7) NPN 与 PNP 的区别

由于集电结和发射结的方向相反，两种管子工作时电压、电流相对于三极的方向恰好相反，但工作原理相同

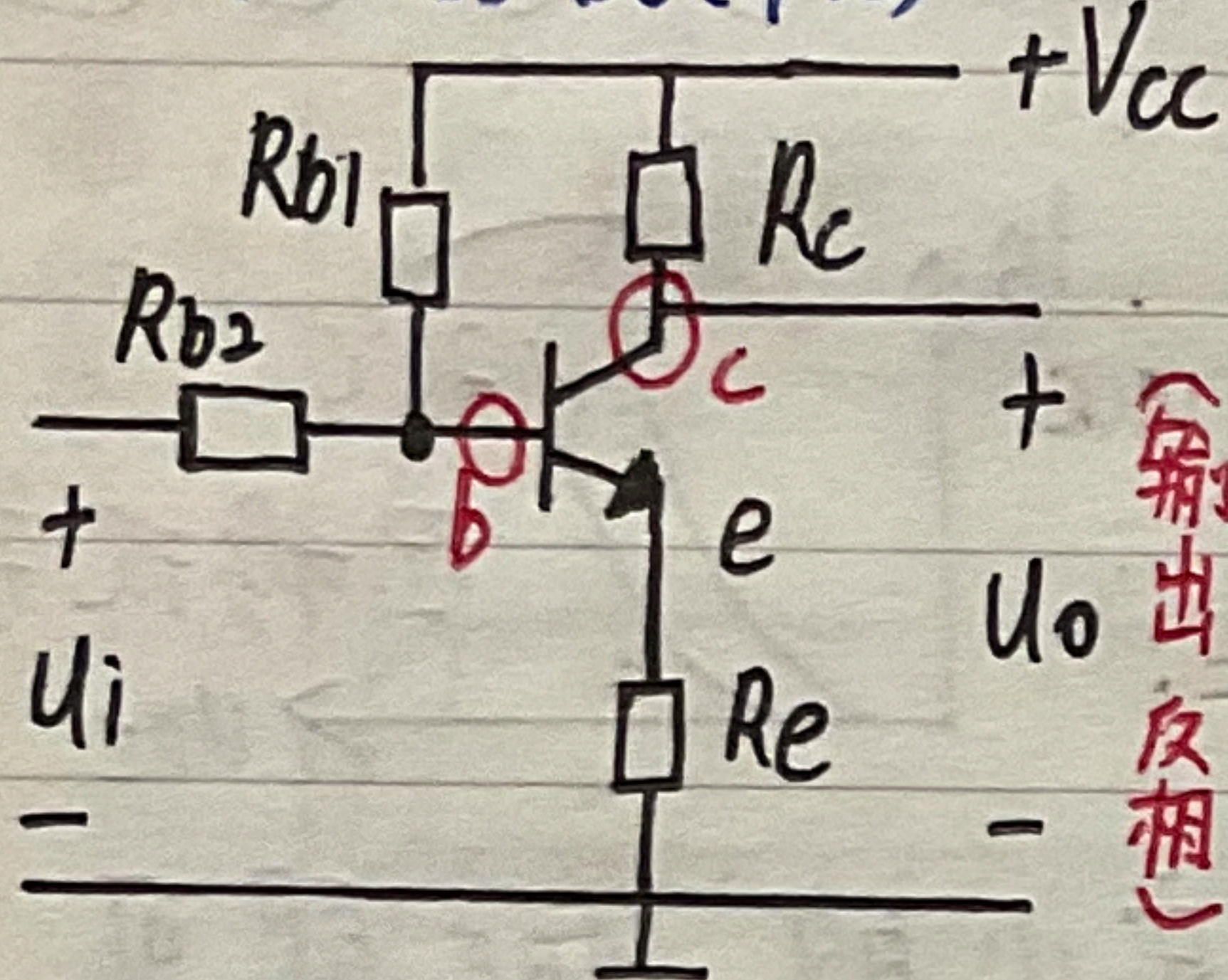


(8) 放大电路

根据输入输出所用电极，三极管有三种放大电路

· 共射 \star

(放大器放大单元)

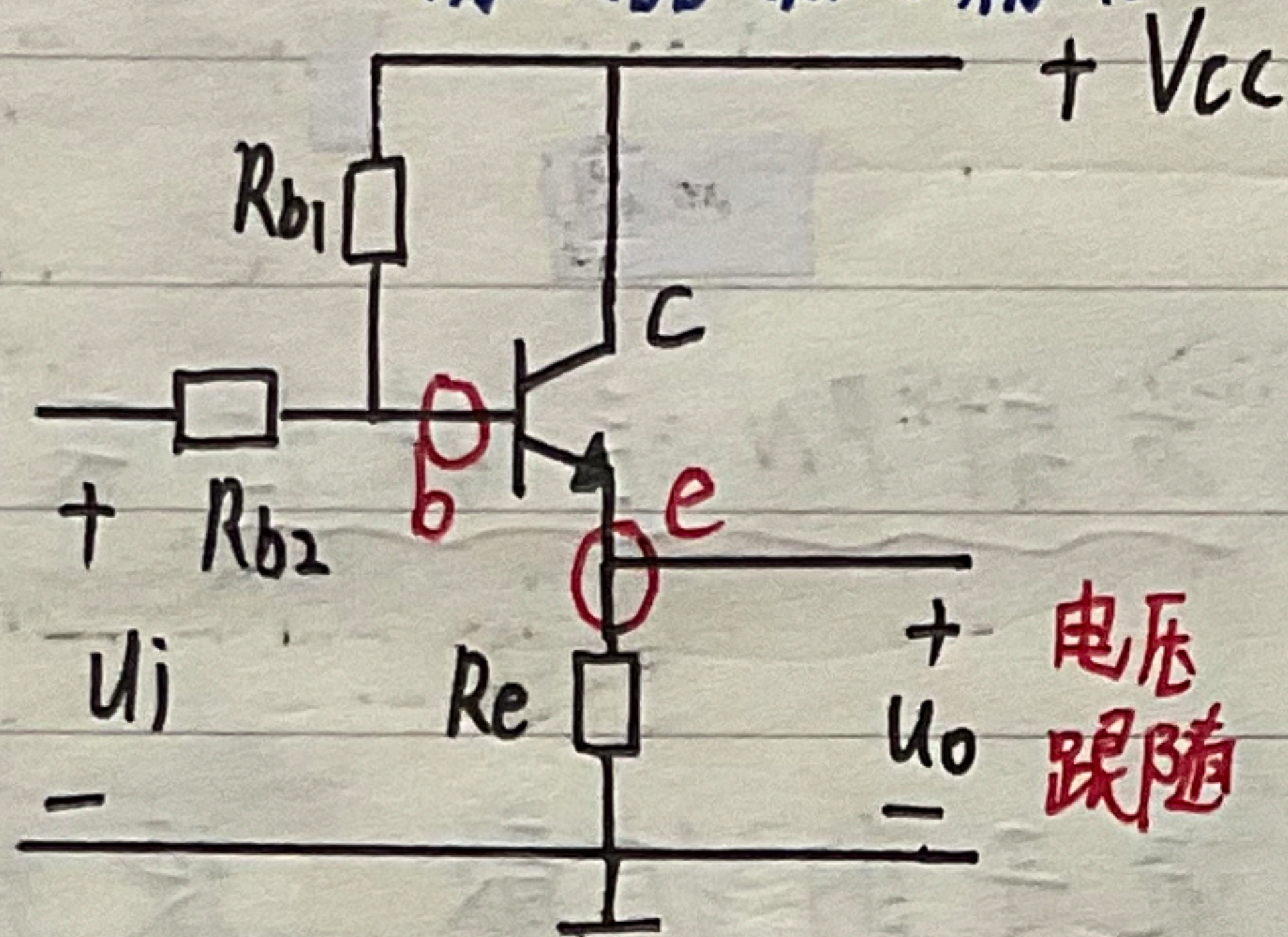


基极输入
集电极输出

(输出电阻较大)

· 共集 (射极输出器)

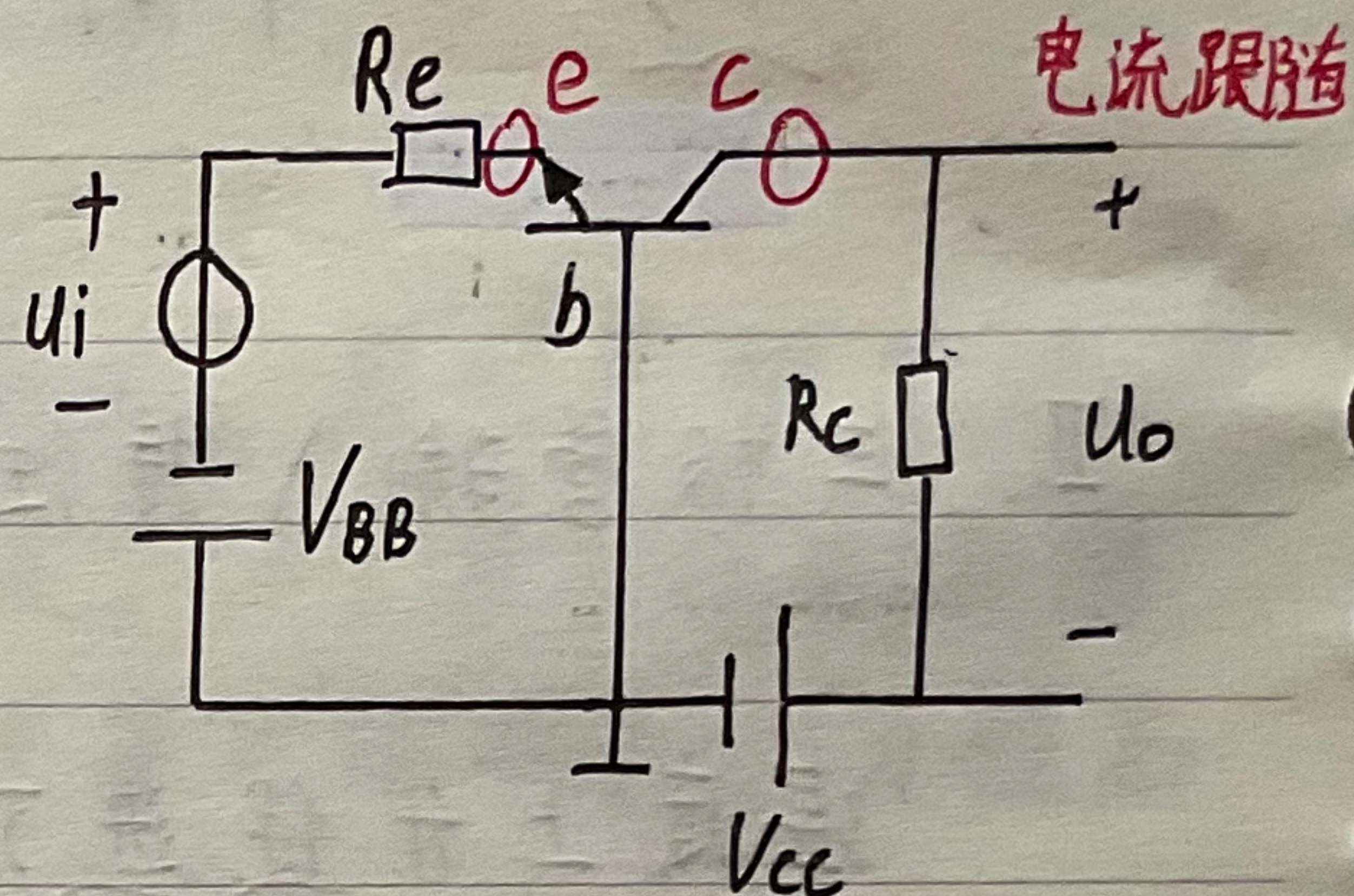
(放大器输入输出)



基极输入
发射极输出

(输入电阻最大
输出电阻最小)

· 共基

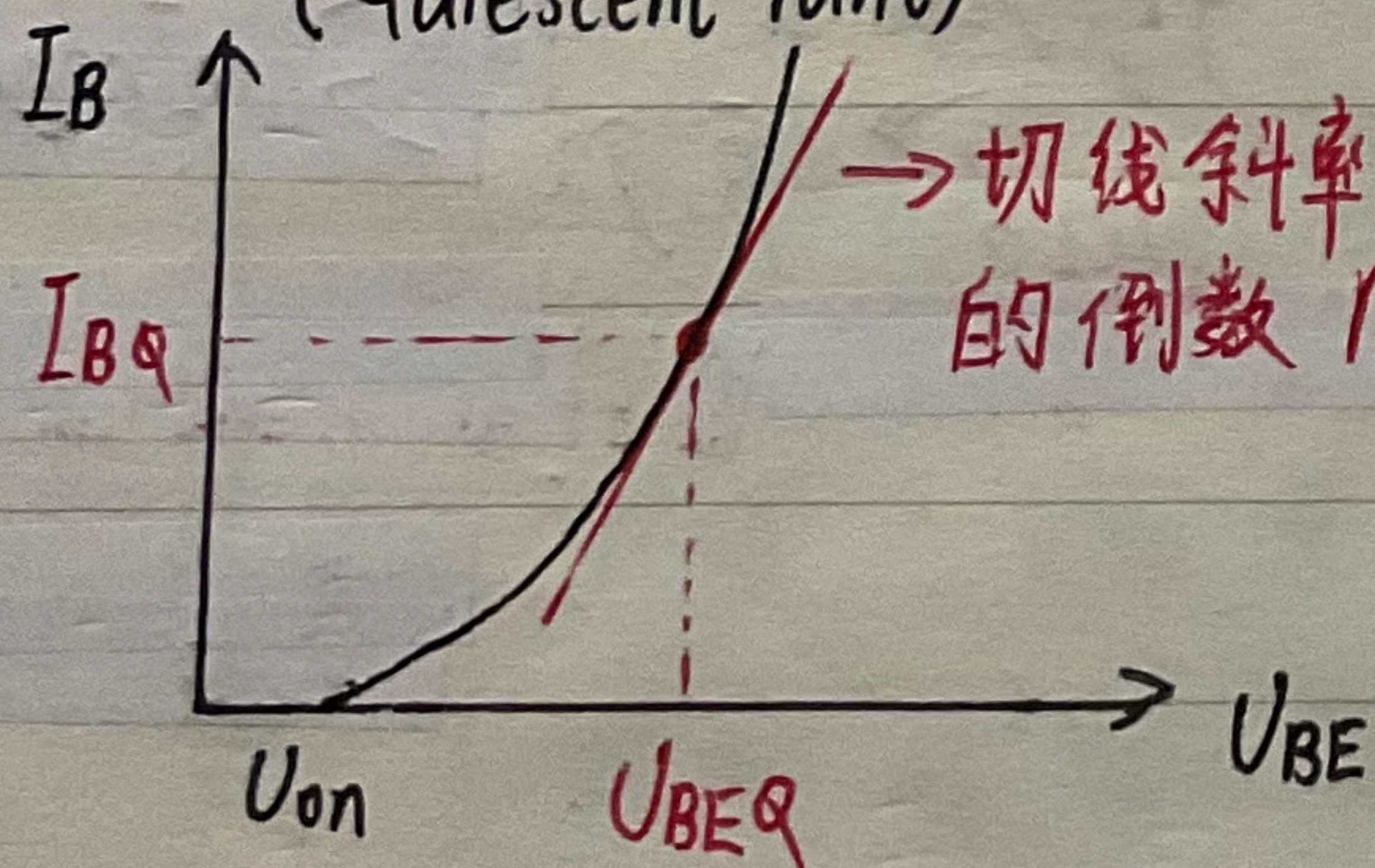


发射极输入
集电极输出

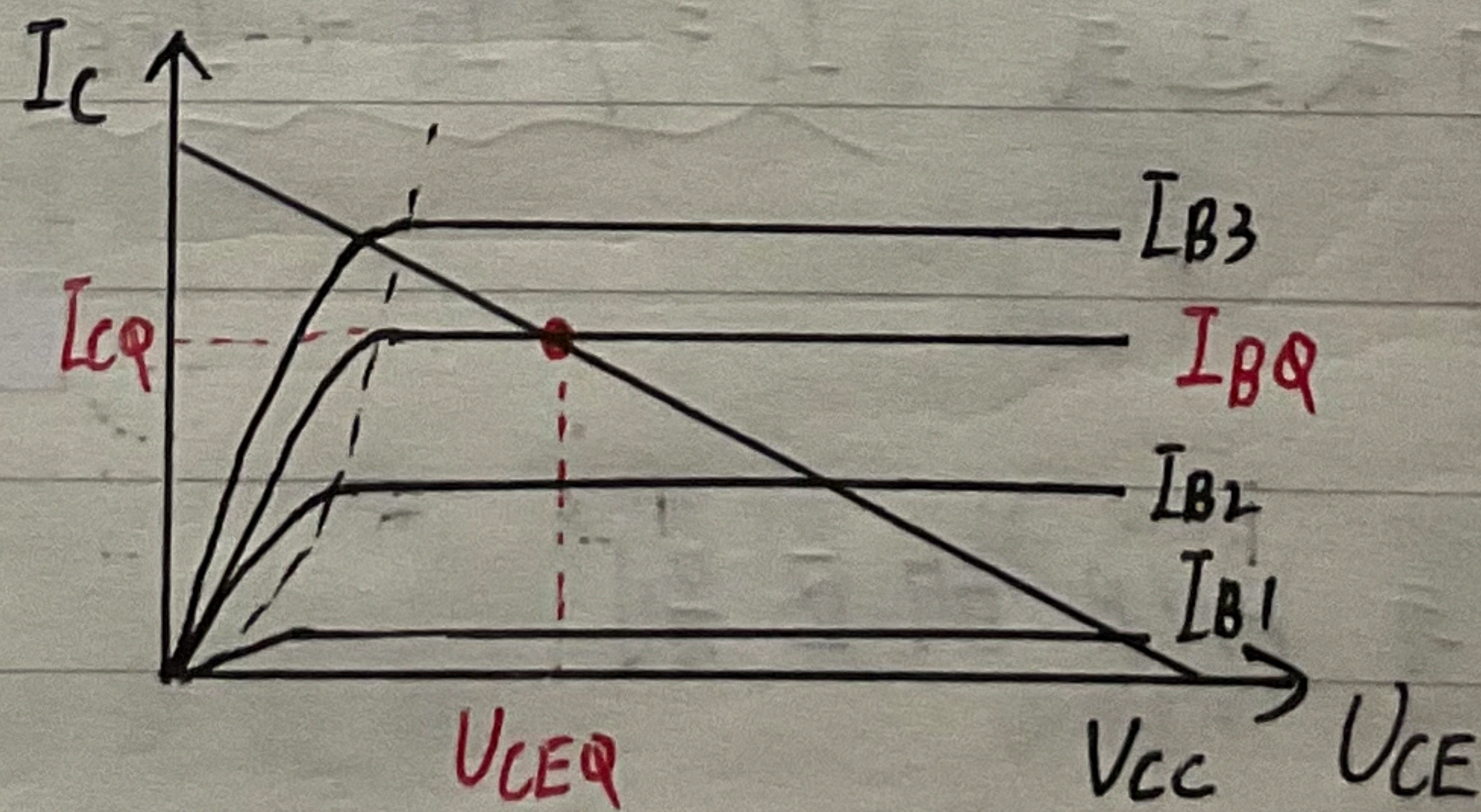
(输入电阻小)

· 静态工作点 U_{CEQ} , U_{BEQ} , I_{BQ} , I_{CQ}

(Quiescent Point)



输入回路静态点



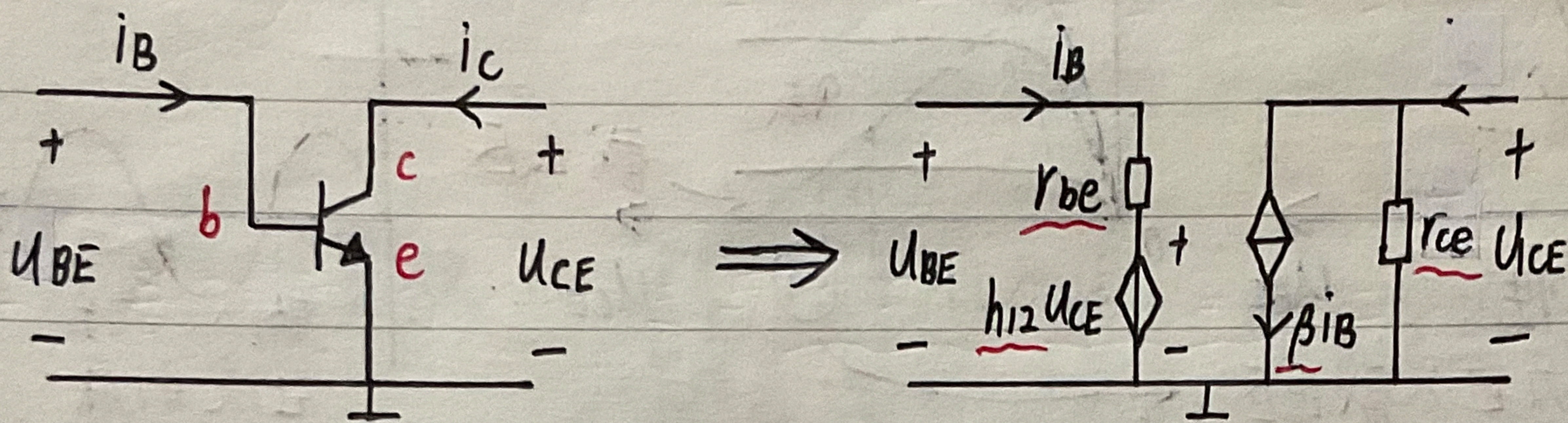
输出回路静态点

一般默认 $U_{BEQ} \approx 0.7V$ (硅管)

(9) 交流小信号等效 (h参数) (适用于中频)

$$\begin{bmatrix} U_{BE} \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{be} & h_{12} \\ \beta & \frac{1}{r_{ce}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_B \\ U_{CE} \end{bmatrix}$$

发射结动态电阻、内反馈系数
放大系数、集射间动态电导



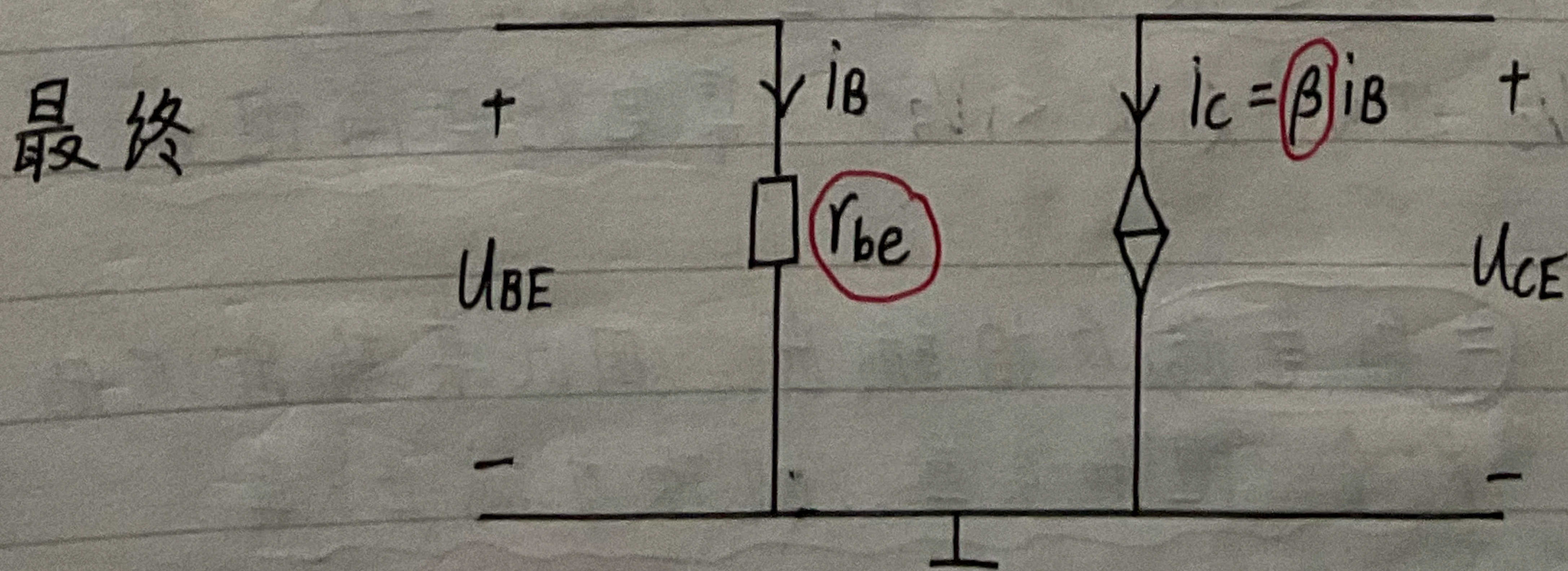
现在, 在共射近似分析中对模型进行简化

① 发射结动态电阻 $r_{be} \approx r_{bb'} + (1+\beta) \frac{U_T}{I_{CQ}}$ — 常温 26mV
(保留) 基区电阻

② 内反馈系数 $h_{12} < 10^{-2} \approx 0$
(忽略)

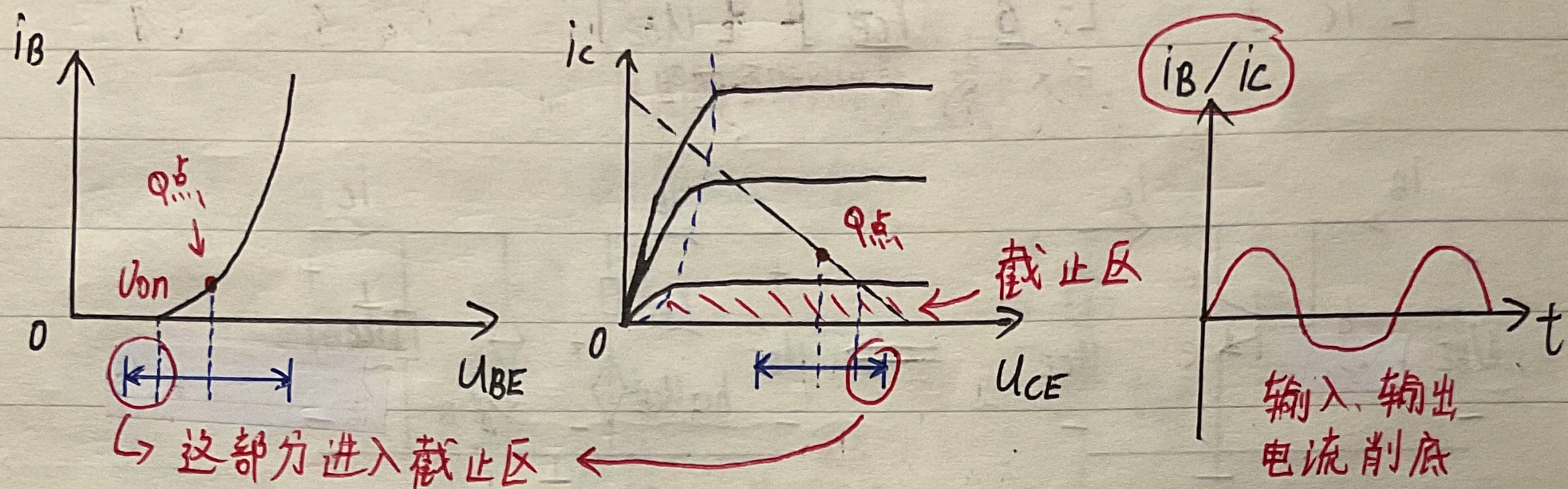
③ 电流放大系数 $\beta \approx \frac{I_c}{I_B} \sim$ 几十到几百
(保留)

④ 集射间动态电阻 $r_{ce} = \frac{U_{CE}}{I_c} \approx 10^5 \Omega$ $\begin{cases} \approx \infty & \text{(一般忽略)} \\ r_{ce} & \text{(负载电阻 } R_L \text{ 较大时)} \end{cases}$
(一般忽略)



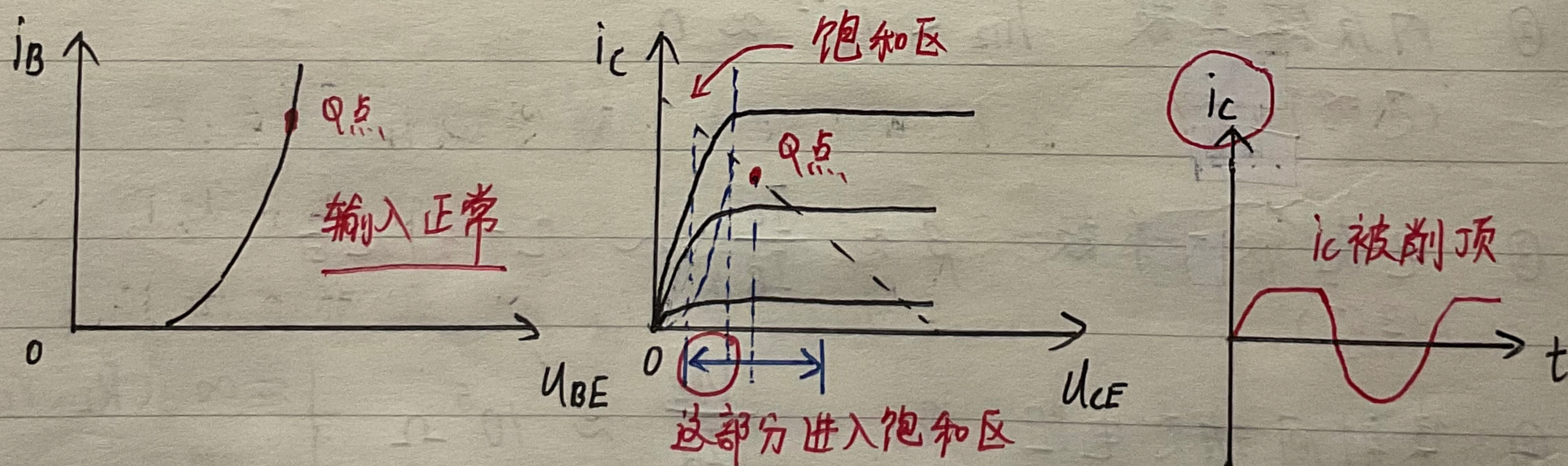
(10) 失真分析

截止失真 (发生在输入回路)



由于Q点过低, 输入信号到达波谷时, 使 U_{BE} 过小, ($U_{BE} < V_{on}$) 发射结截止 (U_{BE})

饱和失真 (发生在输出回路)



由于Q点过高, 虽然发射结正常工作, 但输出的 i_c 到达波峰时会使集电极分压电阻 R_E 分压过大, 使集电极电位 V_c 过小 ($V_c < V_B$) 集电结正偏饱和

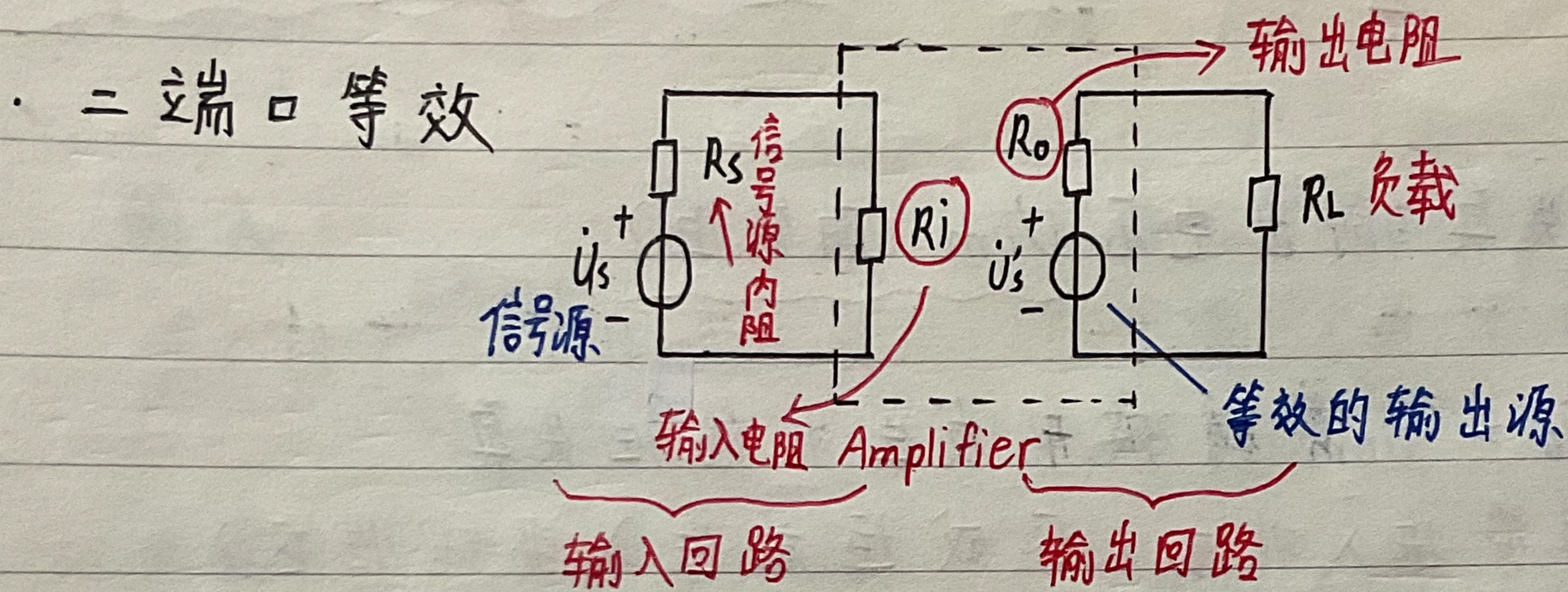
共射与共集: 共射电路 反相输出, 因此其输出波形削底为饱和失真, 削顶为截止失真

放大电路 (中频)

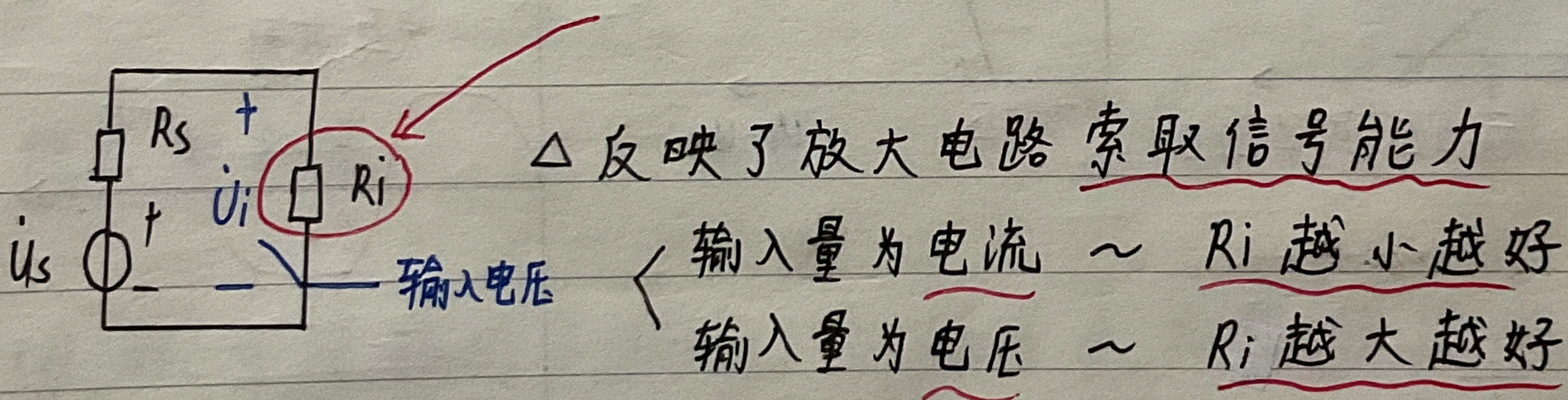
基本定义: 以有源元件 (晶体管) 为核心, 不失真为前提, 功率放大为基本特征, 对小信号的 U, I ($W_o \gg W_i$) 进行放大为根本目的 (Q点)

能够控制能量

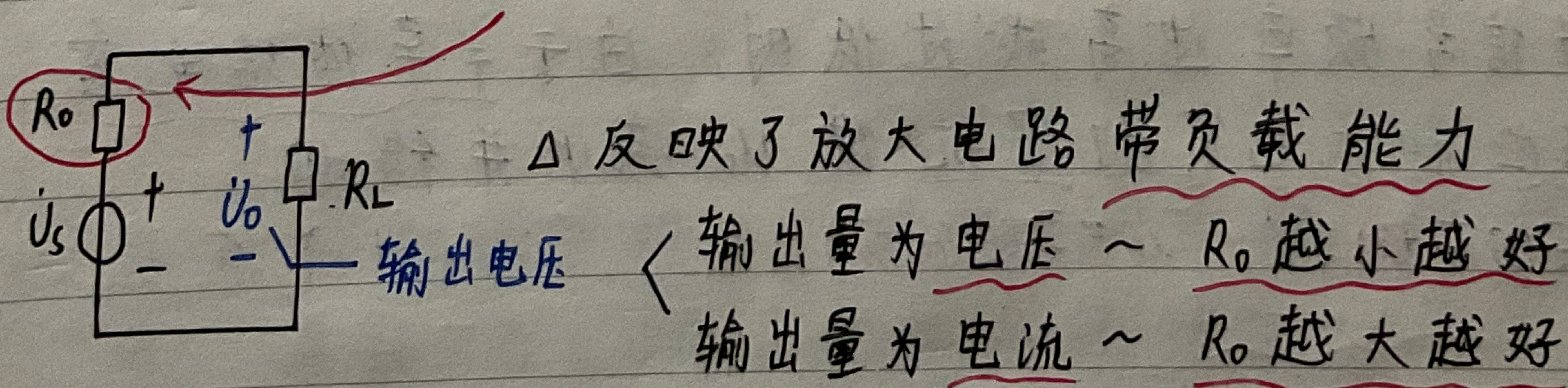
(Q点)



(1) 输入电阻 (将信号源及其内阻以外部分等效) R_i



(2) 输出电阻 (将负载以外部分戴维南等效) R_o



★ 一般情况下, 输出、输入回路有其独立性, 但特殊的电路 (共集): 可能输出端的电阻甚至负载会影响 R_i (反之亦然)

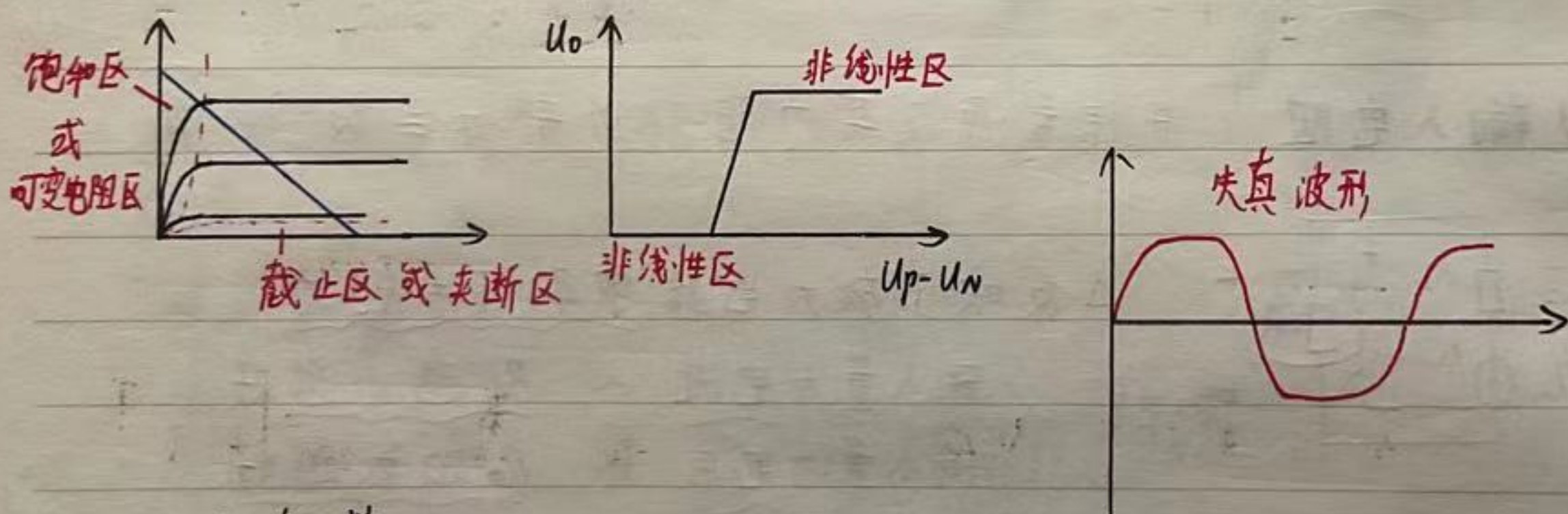
(接上)

(3) 放大倍数 —— 输出量与输入量之比 $\frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i}$ · 电压放大倍数 $\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}$ · 定义从源电压算起的放大倍数 $\dot{A}_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s}$

△

(4) 最大不失真输出电压 U_{om} (有效值)当 $U_o > U_{om}$ 时波形发生非线性失真

(晶体管进入非放大区或运放进入非线性区)

(5) 通频带当信号频率过高或过低时, 由于半导体结电容效应和大电容的容抗使 U_o 减小并移相

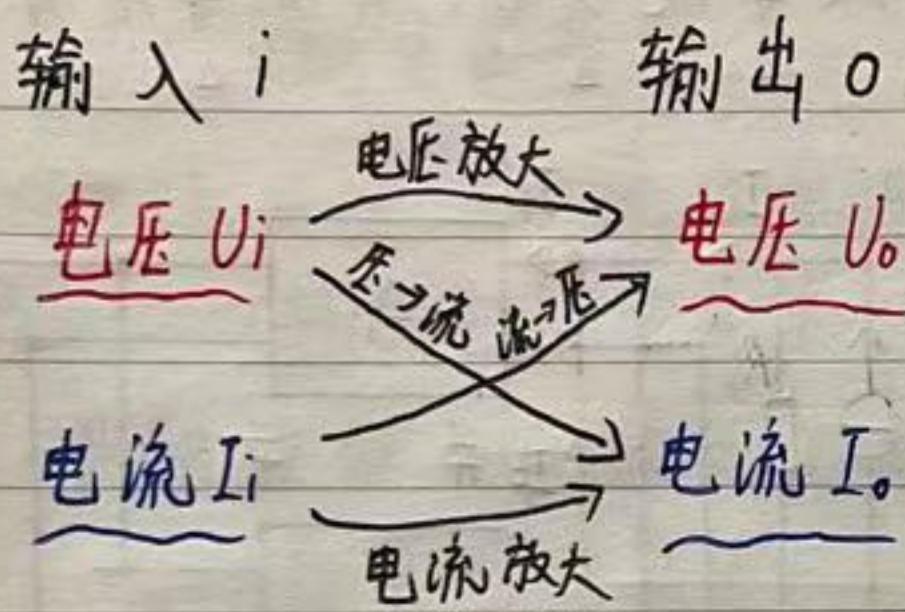
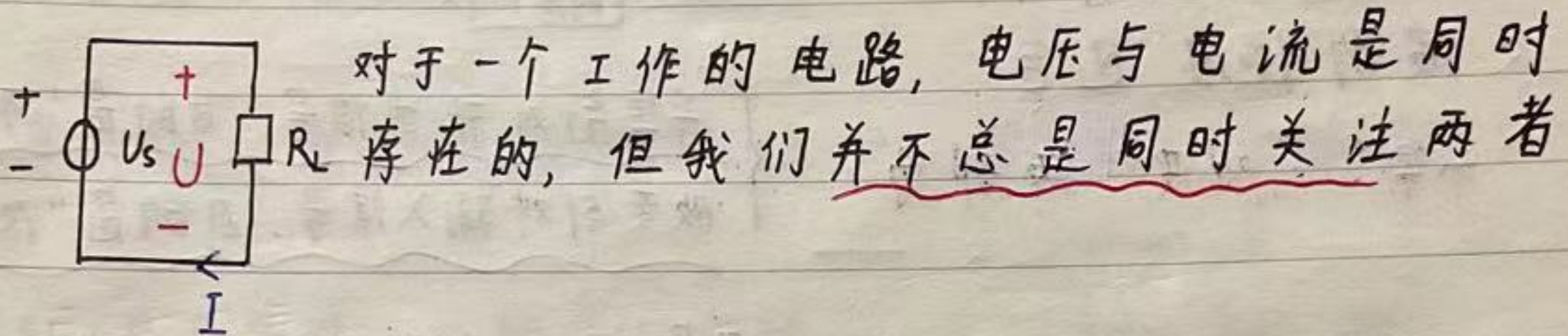
(主要阻高频)

(主要阻低频)

 $\dot{A}_u \downarrow$ $\dot{A}_u > \frac{1}{\sqrt{2}} \dot{A}_m$ 时视为可通过
(0.707)

对负反馈基本组态的一些理解

· 放大电路的信号类型：电压 U 或 电流 I

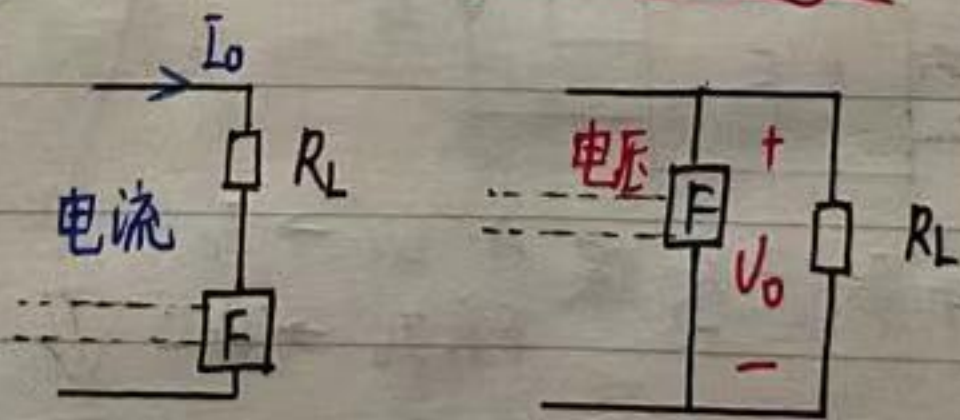


放大电路的功能就取决于我们关注输入、输出信号的哪一个量

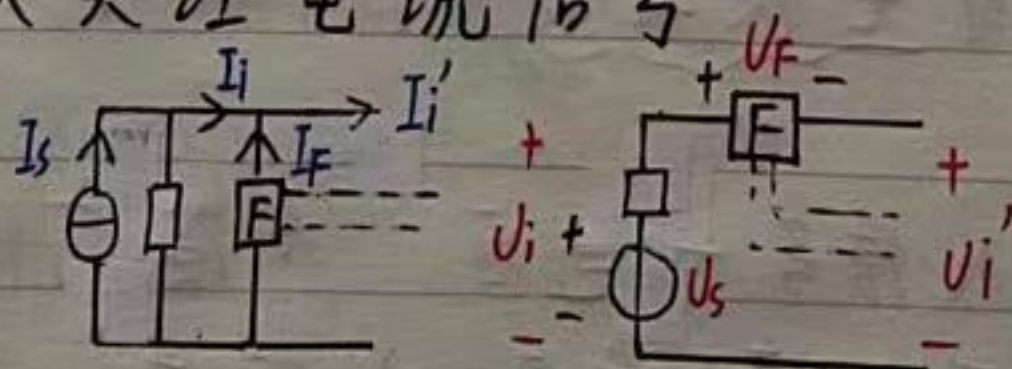
这将决定负反馈的类型

· 组态的命名 - (电压/电流) (串联/并联) 负反馈

(1) 前一个词取决于输出，它暗示着反馈网络将采集哪一种输出信号



(2) 后一个词取决于输入，“串联”表示输入关注电压信号，“并联”表示输入关注电流信号



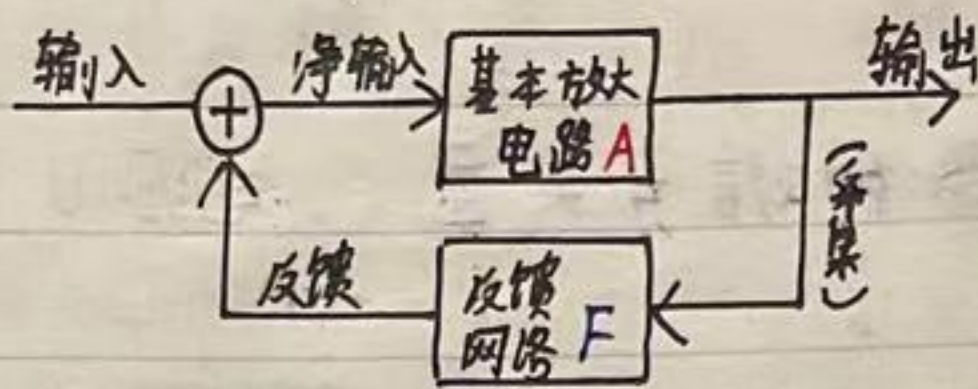
(接上)

• 组态的构造

(控制网络框图)

从反馈放大电路的框图可以看出，反馈的动作包含

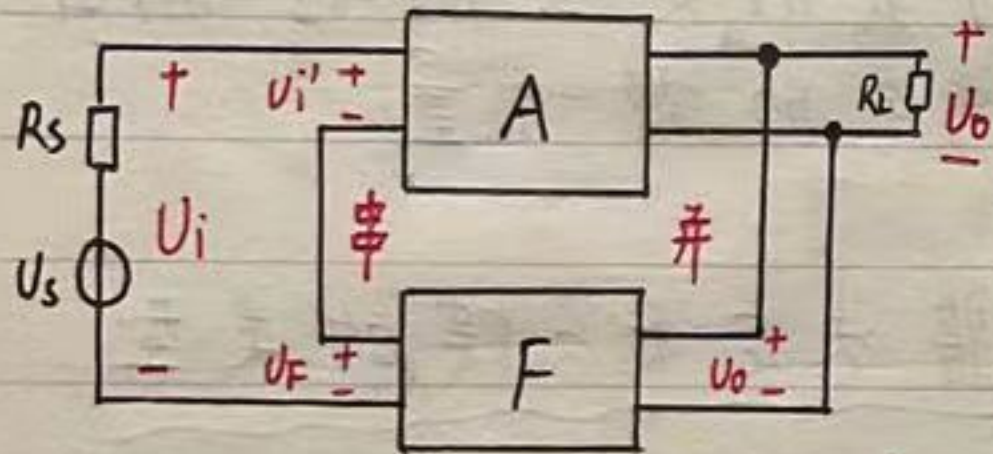
“采集” “改变” 两部分



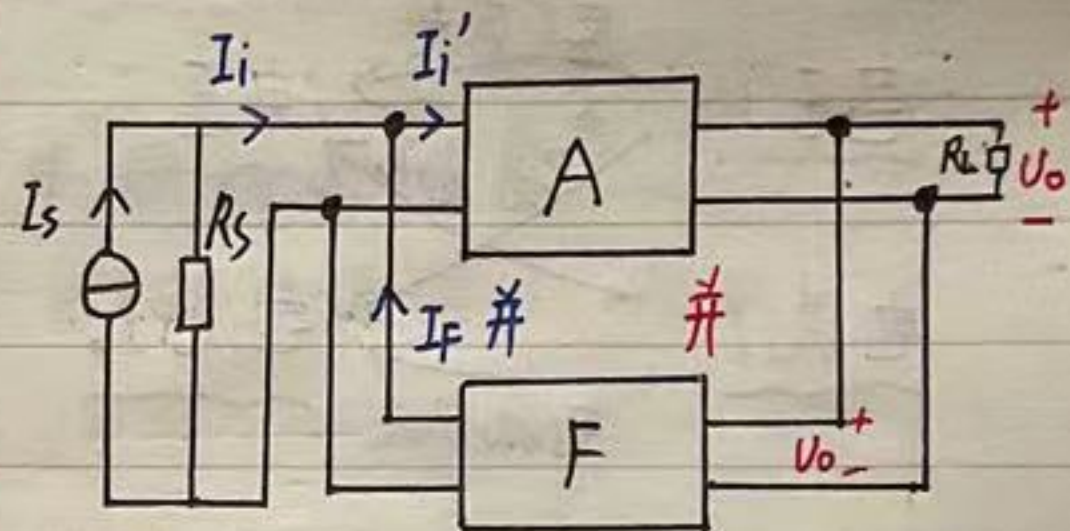
采集针对输出信号，目的是“不变”
改变针对输入信号，目的是“改变”

• 四种负反馈基本组态

(串联等流为压，并联等压分流)



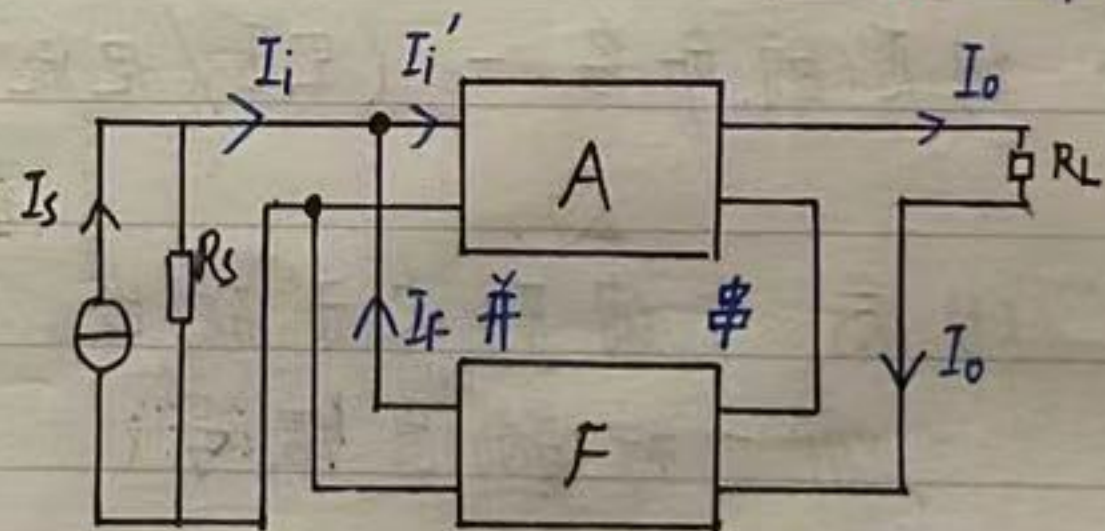
电压串联负反馈 A: $U_i' \rightarrow U_o$
F: $U_o \rightarrow V_f$



电压并联负反馈 A: $I_i' \rightarrow U_o$
F: $U_o \rightarrow I_f$



电流串联负反馈 A: $U_i' \rightarrow I_o$
F: $I_o \rightarrow V_f$



电流并联负反馈 A: $I_i' \rightarrow I_o$
F: $I_o \rightarrow I_f$

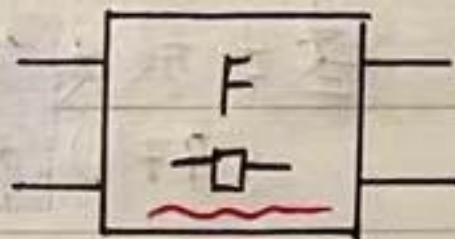
★ 若输出信号为电流，反馈网络与放大网络在输出侧串联可无损采集输出信号，电压则为并联

若输入信号为电压，反馈网络与放大网络在输入侧串联可改变净输入信号，电流则为并联

(接上)

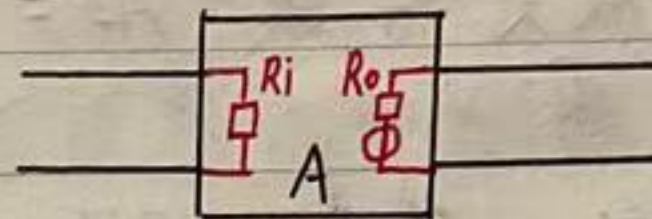
• 不同组态对输入、输出电阻的影响 (R_i , R_o)

将反馈网络视为
纯电阻 = 端口

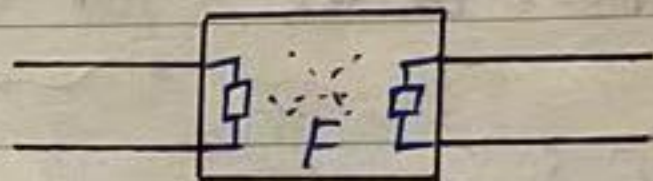


其对放大电路输出输入端分别等效为一个电阻

(1) 电压反馈 \rightarrow 输出侧并联
(输出电阻变小)



(2) 电流反馈 \rightarrow 输出侧串联
(输出电阻变大)

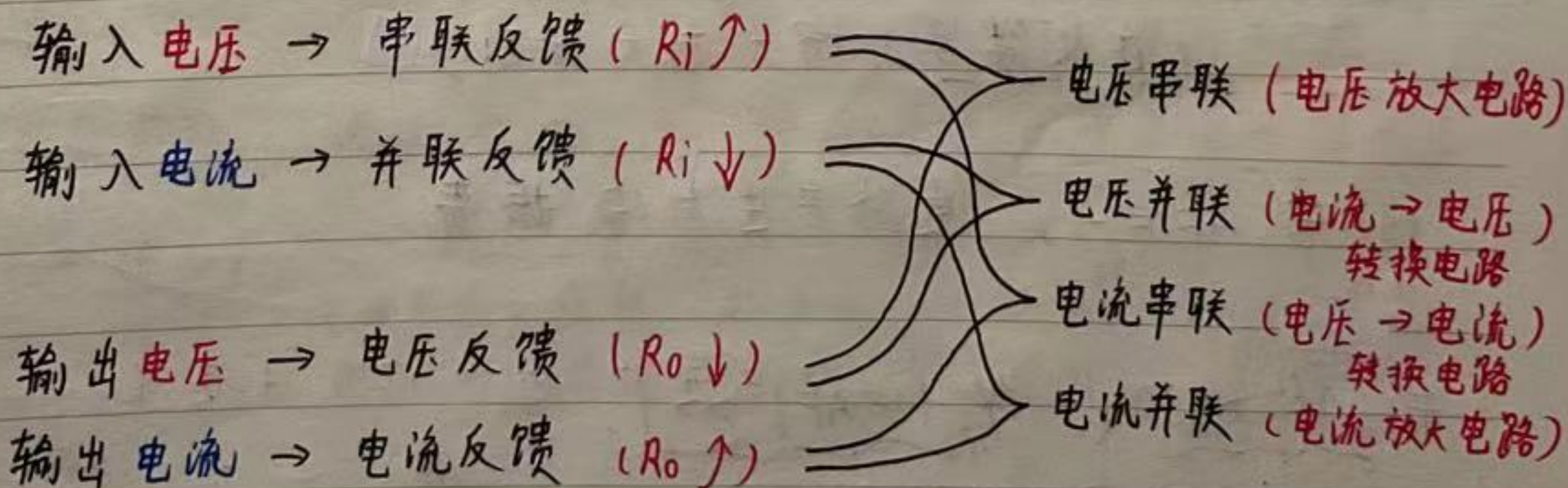


(3) 串联反馈 \rightarrow 输入侧串联
(输入电阻变大)

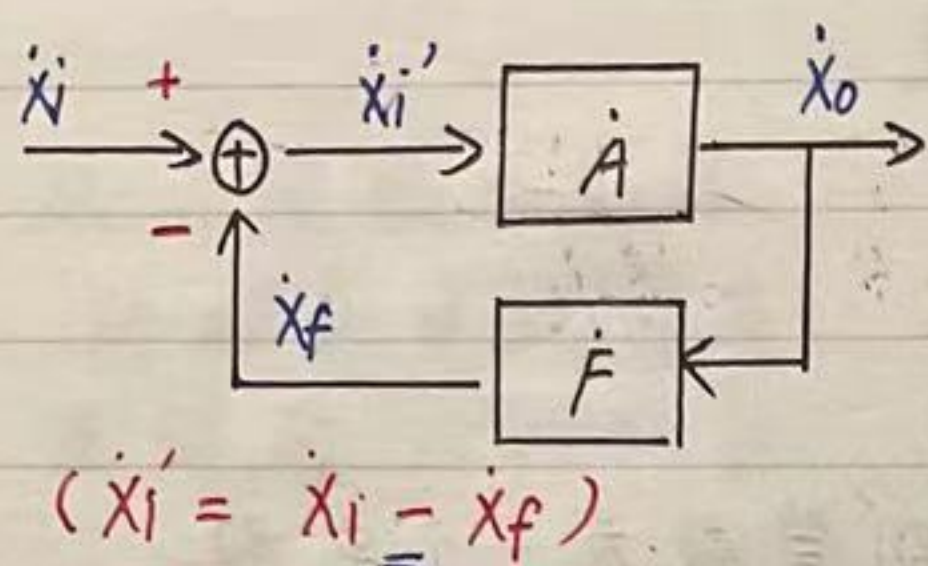
$(1 + A\dot{F})$

(4) 并联反馈 \rightarrow 输入侧并联
(输入电阻变小)

• 对负反馈基本组态的总结



深度负反馈



基本放大倍数 $\dot{A} = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i'}$
(开环)

反馈系数 $\dot{F} = \frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_o}$ ★

反馈放大倍数 $\dot{A}_f = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i}$
(闭环)

环路放大倍数 $\dot{A}\dot{F} = \frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_i'}$

• 反馈类型的数值判断

$$\dot{A}_f = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} = \frac{\dot{X}_i \dot{A}}{\dot{X}_i' + \dot{X}_i \dot{A}\dot{F}} = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}\dot{F}}$$

(1) 若 $\dot{A}\dot{F} > 0$, $\dot{A}_f < \dot{A}$, 负反馈
(负反馈引入减小放大倍数)

(假设 \dot{A} 不变,
则 \dot{A}_f 取决于 \dot{F})

(2) 若 $\dot{A}\dot{F} < 0$, $\dot{A}_f > \dot{A}$, 正反馈
(正反馈引入增大放大倍数)

(3) 若 $\dot{A}\dot{F} = -1$, 电路产生自激振荡

若 $\dot{A}\dot{F} \gg 0$, 即 $|1 + \dot{A}\dot{F}| \gg 1$,
则引入了深度负反馈

(接上)

• 深度负反馈的特性 ($|1 + A\dot{F}| \gg 1$)

引入深度负反馈后, 忽略净输入量 \dot{X}_i'

则有 $\dot{X}_i \approx \dot{X}_f$ ($\dot{X}_i' \approx 0, \dot{X}_i \approx \dot{X}_f$)

$$\text{由于 } \dot{F} = \frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_o}, \quad \dot{A}\dot{F} = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} \approx \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_f} = \frac{1}{\dot{F}}$$

意即深度负反馈电路的 放大倍数 几乎只取决于 反馈网络 \dot{F} , 与放大网络 \dot{A} 无关

• 深度负反馈的电压放大倍数 (一般放大电路更注重电压信号, 因此要转换为电压)

(1) 电压串联 $\dot{A}_{uuf} \approx \frac{1}{\dot{F}} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_f}$ (电压 \rightarrow 电压放大倍数)

(电压放大倍数 $\dot{A}_{uf} = \dot{A}_{uuf} \approx \frac{1}{\dot{F}}$)

(2) 电流串联 $\dot{A}_{iuf} \approx \frac{1}{\dot{F}} = \frac{\dot{I}_o}{\dot{U}_f}$ (电压 \rightarrow 电流放大倍数)

($\dot{U}_o = \dot{I}_o R_L$) (电压放大倍数 $\dot{A}_{uf} \approx \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_f} = \frac{\dot{I}_o R_L}{\dot{U}_f} = \frac{R_L}{\dot{F}}$)

(3) 电压并联 $\dot{A}_{uif} \approx \frac{1}{\dot{F}} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_f}$ (电流 \rightarrow 电压放大倍数)

($\dot{U}_s \approx \dot{I}_f R_s$)

Δ 认为信号源
压降完全在 R_s 上

(电压放大倍数 $\dot{A}_{usf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} \approx \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_f R_s} = \frac{1}{\dot{F} R_s}$)
(从源算起)

(4) 电流并联 $\dot{A}_{iif} \approx \frac{1}{\dot{F}} = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_f}$ (电流 \rightarrow 电流放大倍数)

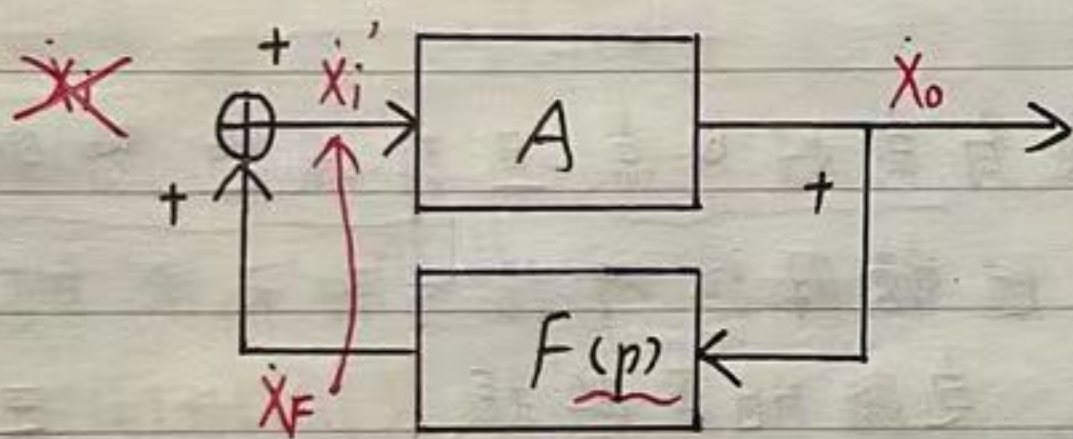
(电压放大倍数 $\dot{A}_{usf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} \approx \frac{\dot{I}_o R_L}{\dot{I}_f R_s} = \frac{R_L}{\dot{F} R_s}$)

正弦波振荡电路 (Sine Wave Oscillator)

· 正弦波是一切电子信号的基础，因此需要一个电路来可控地生成单一频率稳定的正弦波



· 正弦波振荡电路的特点

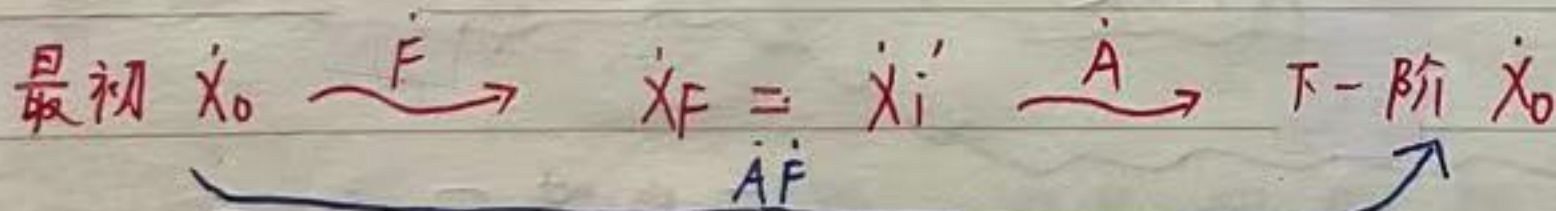


(1) 无输入，反馈量即为净输入量 ($\dot{X}_F = \dot{X}_i'$)

(2) 引入了正反馈

(3) 只有满足相位条件 $f = f_0$ 的正弦波才能

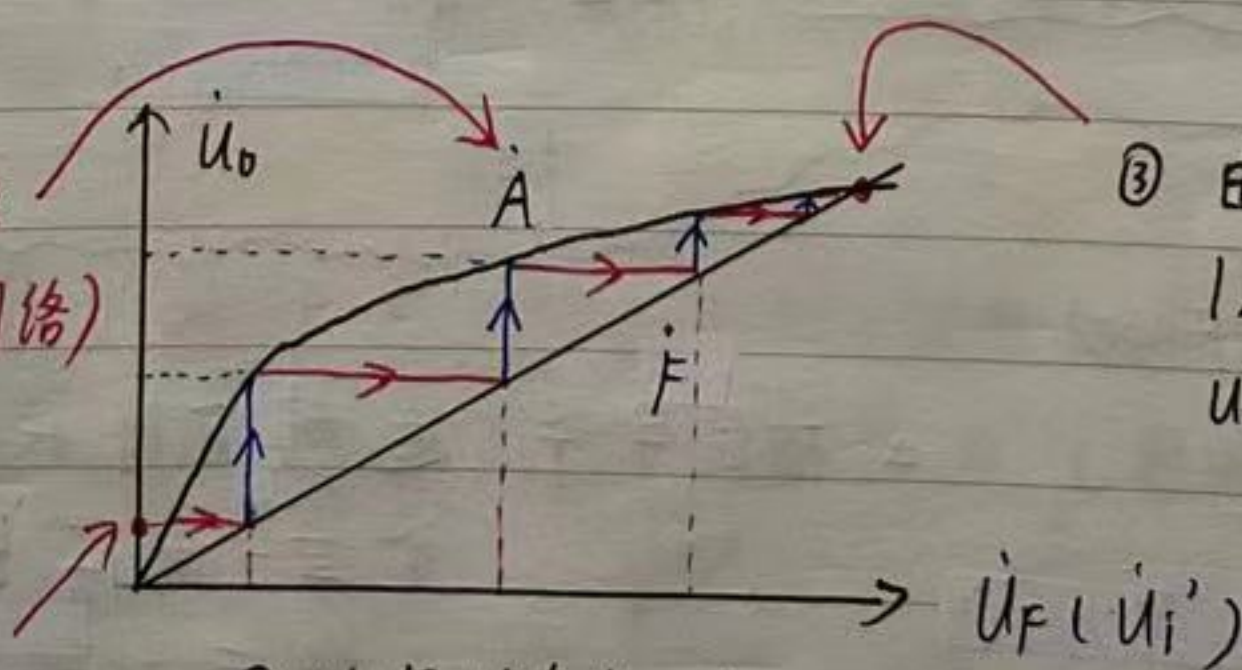
通过选频网络 (无相位且对应 f 最大)



Δ AF 是输出量经过反馈网络、放大网络的总放大倍数

· 工作原理

(此处非线性环节在放大网络)



③ 由于 A 的非线性 $|AF|$ 最终趋于 1 U_o 不再放大，趋于稳定 (限幅)

① 电路启动时由于扰动产生小 U_o

② U_o 经过多次放大，选频幅值变小，频率变单一

(起振) (选频)


(接上)

· 三大过程、四大部分

· 起振 

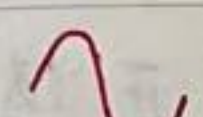
要想正弦波可以反复振荡，电路必须正常工作，而且起始时对信号必须有放大趋势

$$|AF| > 1$$

· 选频 

要想正弦波的频率单一，必须滤除掉其他谐波，只有满足固有频率的波才能通过

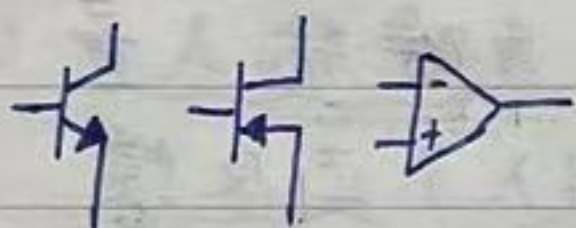
同相叠加

· 稳幅 

要想正弦波幅值稳定不至于一直放大使电路发散，必须用非线性元件使最终无放大趋势

$$|AF| = 1$$

· 基本放大电路 A



△ 必须有良好Q点且交流通路畅通

△ 由于选频网络对信号有天然的衰减趋势，电路能否起振 ($|AF| > 1$) 主要由 A 决定

正反馈网络 F ·

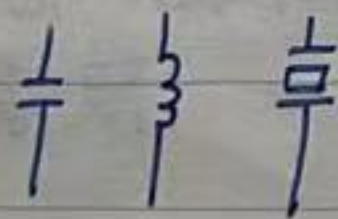
△ 将反馈量重新作为输入量

$$(U_f \rightarrow U_i')$$



△ 经常与选频网络结合 (但也不一定)

· 选频网络 (Filter)



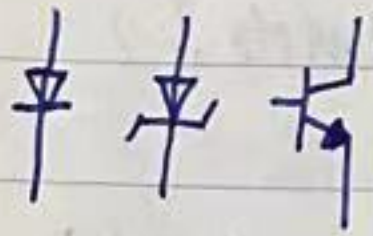
固有频率 f_0

△ 相位条件：选频网络决定了，只有某一个单一频率 f_0 的正弦波分量才能无相移地通过

(也要考虑其他部分引起的相移
无相移指 AF 总件无相移)

(接上)

· 非线性环节



△ 稳幅作用: 非线性元件使 $\dot{A}F$ 随 U_0 增大而趋近 1 (即 $\dot{A}F \rightarrow 1$)

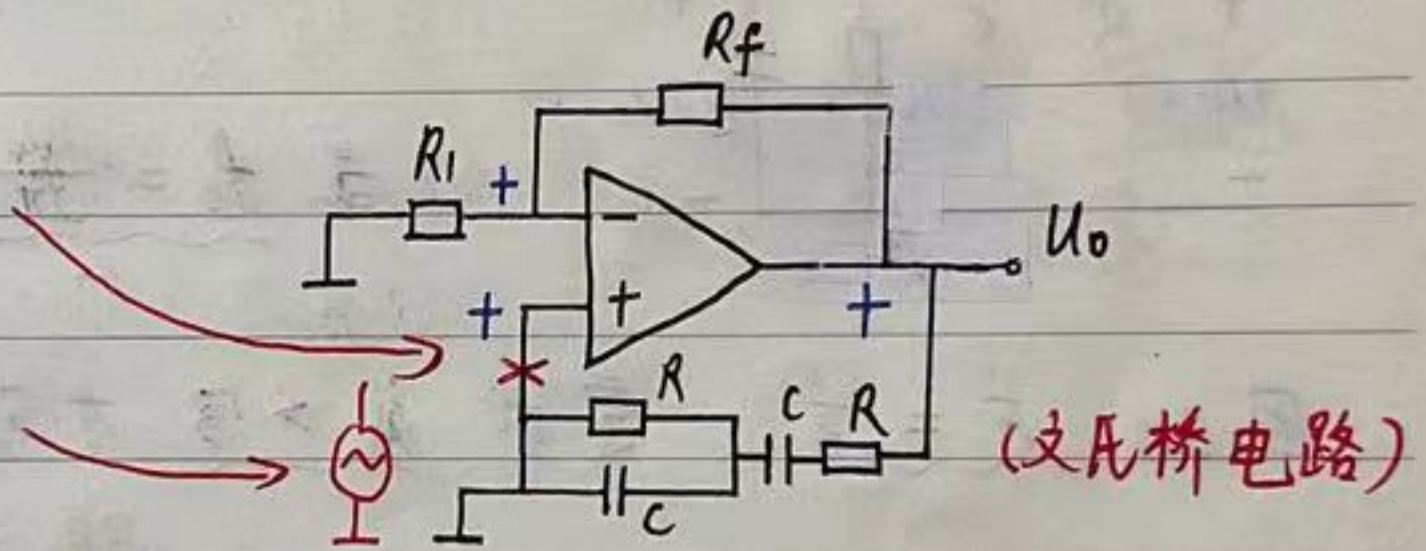
最终正弦波的幅值收敛稳定

· 相位条件的判断 —— 断路输入法

(只要当振荡电路的选频网络在参数范围内可使某一频率的正弦波放大后总为同相, 电路才可能振荡)

① 断开正反馈网络

② 断开处加一信号

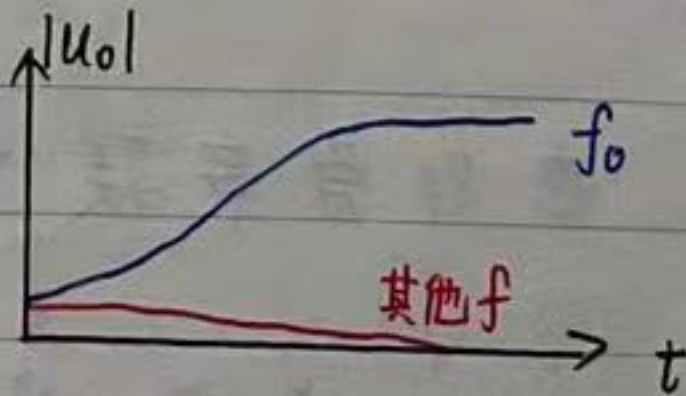
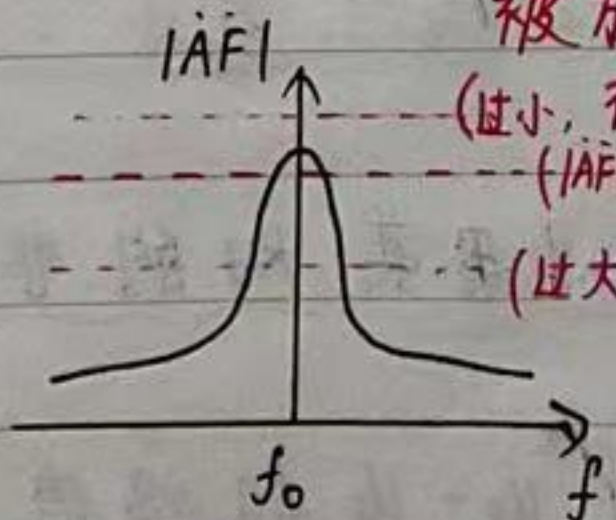


③ 观察信号经过电路一周后回到断开处是否同相

(注意: 共射放大会反相 $\varphi_A = -180^\circ$, 若放大 A 使用共射式, 则选频必须反相 $\varphi_F = -180^\circ$)

· 选频原理

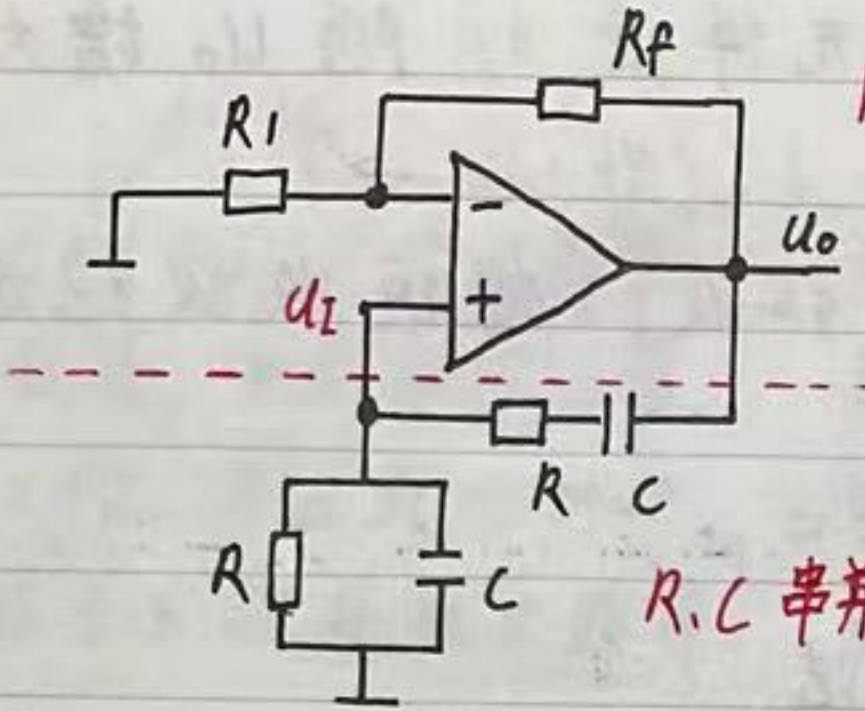
初始 $|A\dot{F}|$ 略大于 1, 只有 f_0 的正弦波才能被放大, 其他分量衰减 (因此 $|A\dot{F}|$ 不宜过大否则选频效果变差)



近似计算时
取 $\dot{A}F = 1$

RC 桥式正弦波振荡电路 (文氏桥电路) $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$

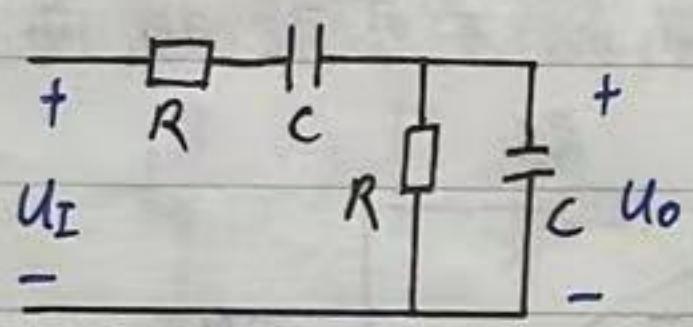
(1MHz ↓)



同相比
例运算
电路 $(U_o = (\frac{R_f}{R_1} + 1) U_i)$
(通过 R_1, R_f 引入电压串联负反馈)
(运放闭环工作在线性区)

R、C 串并联选频网络
(正反馈、选频=合一)

· R、C 串并联选频 (由于 R 的存在, RC 选频不适用于晶体管放大)



网络函数 $\frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{3 + j(\omega RC - \frac{1}{\omega RC})}$

当 $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC}$ ① U_i, U_o 同相
② $\frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{3}$

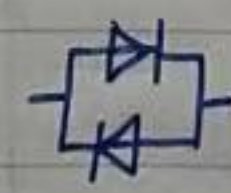
因此 $F = \frac{1}{3}$, 要求 $A > 3$ 才可起振

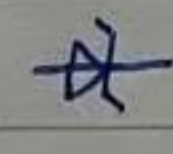
即 $A = \frac{R_f}{R_1} + 1 > 3$
 $R_f > 2R_1$

· 引入非线性环节

运放工作在闭环状态, 线性良好, 而选频且为线性网络, 有必要引入非线性环节

① 热敏电阻: R_1, R_f 是热敏电阻 $T \uparrow \rightarrow A \downarrow$

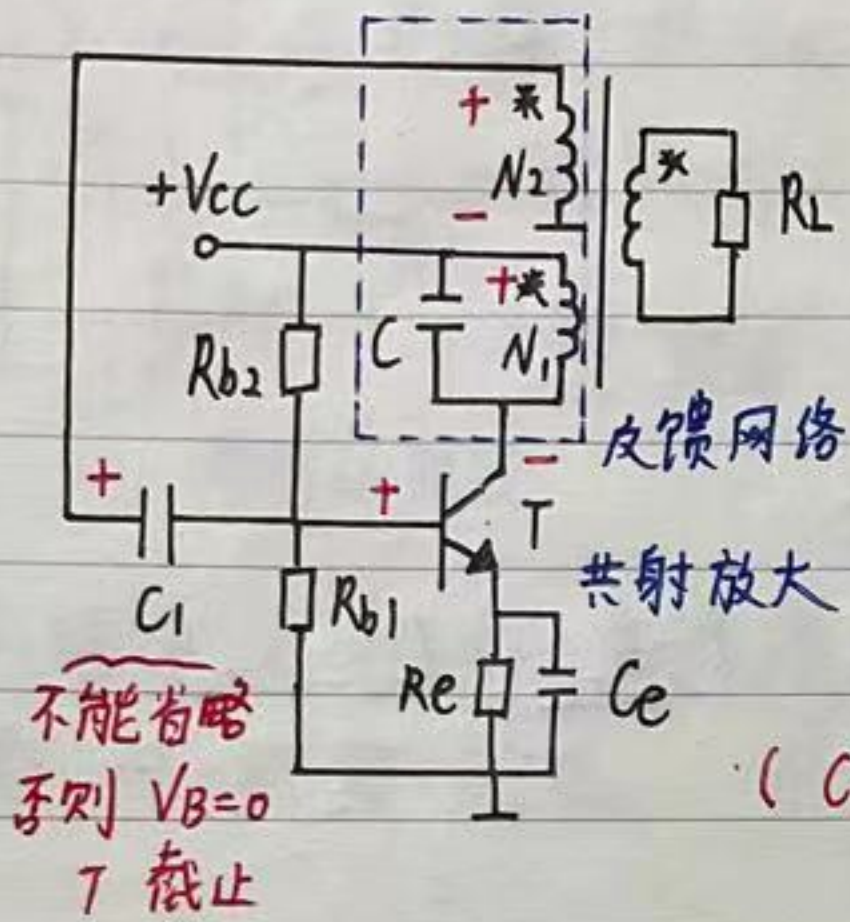
② 二极管: 在 R_f 旁串联 , 利用其 R_d 的非线性

③ 稳压管: 在 R_f 上并联 , 限制 $U_o - U_i$ 的幅值
(间接限制 U_o 幅值)

LC 正弦波振荡电路 (可达几百 MHz) $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L}}$

(1) 变压器反馈式 (共射接法)

{ 易产生振荡 波形好
 { 耦合不紧使损耗大 频率稳定性差
 (磁耦合)



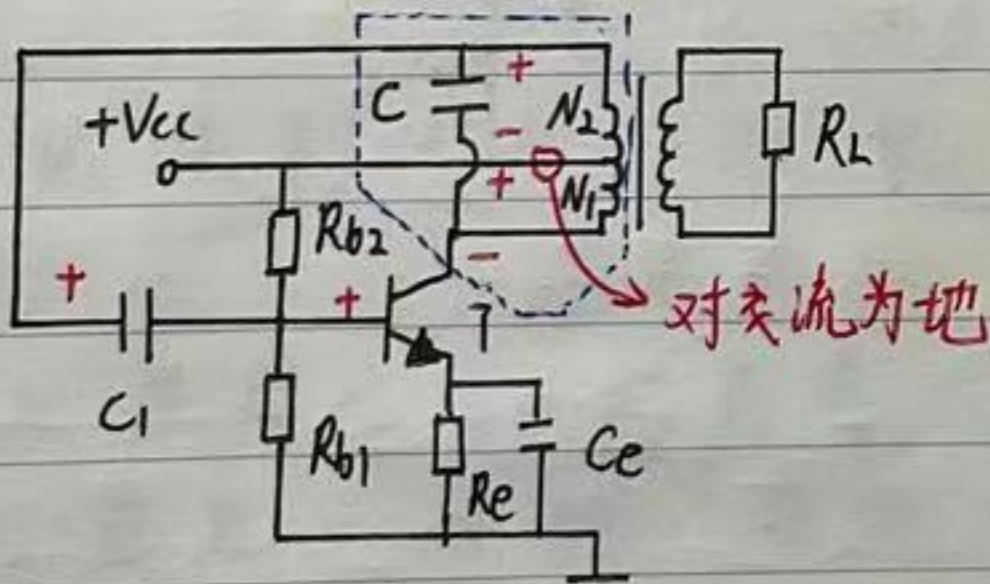
相位条件:

• 注意振荡线圈 N_1 和反馈线圈 N_2 的同名端方向

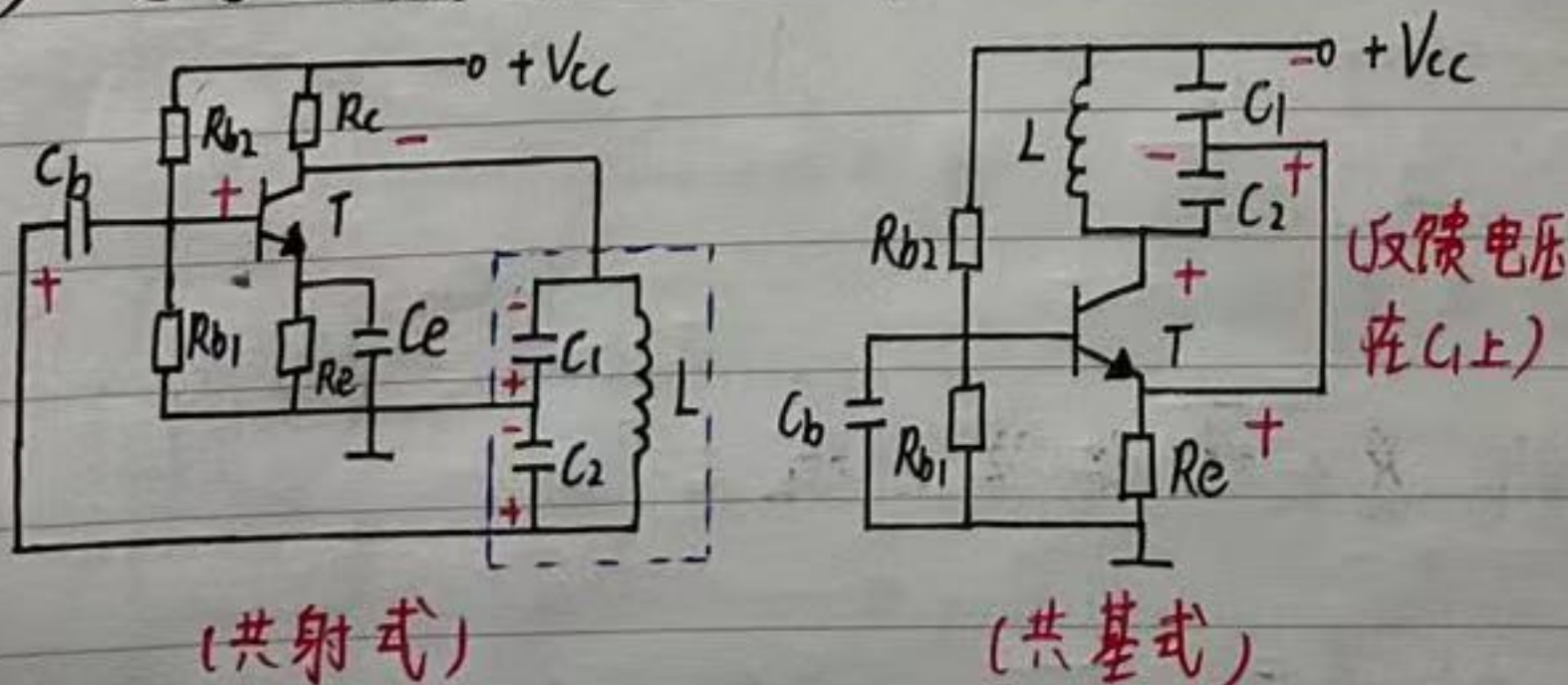
(C_1, C_e 是耦合电容, 对交流视为短路)

(2) 电感反馈式 (三点式) (共射接法)

{ 振荡频带宽 频率大
 { 输出含高次谐波



(3) 电容反馈式 (三点式)



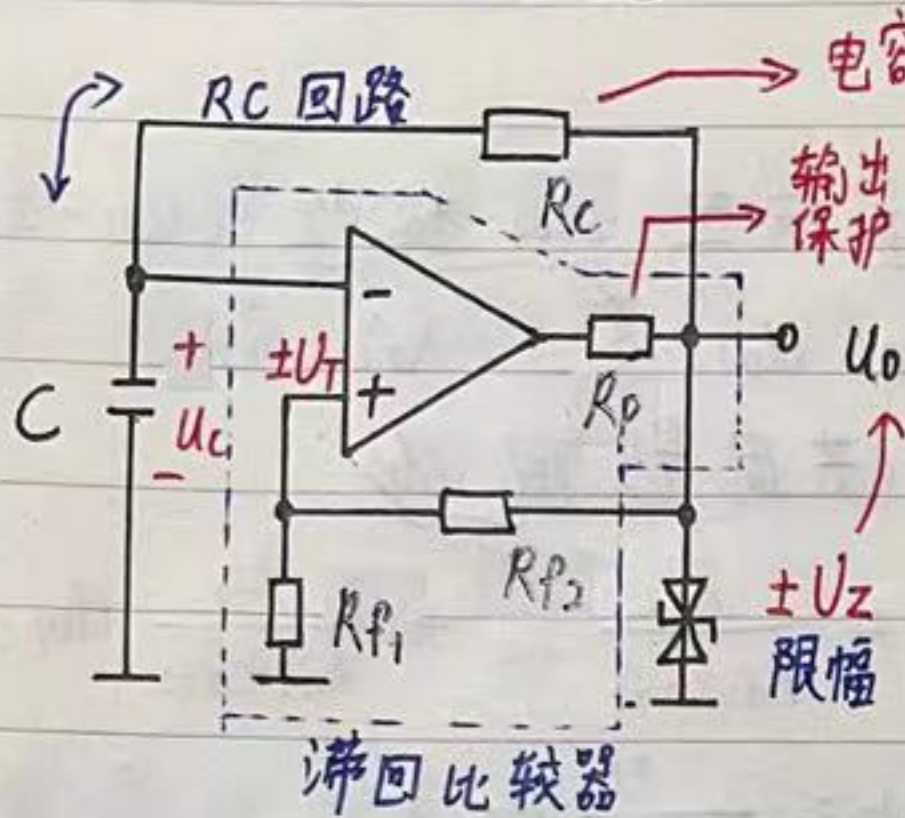
(共射式)

(共基式)

振荡频率

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$$

矩形波发生电路



· 电容充放电时间常数 $\tau = R_c C$

· 触发电压 $U_T = \frac{R_{f1}}{R_{f1} + R_{f2}} U_Z$

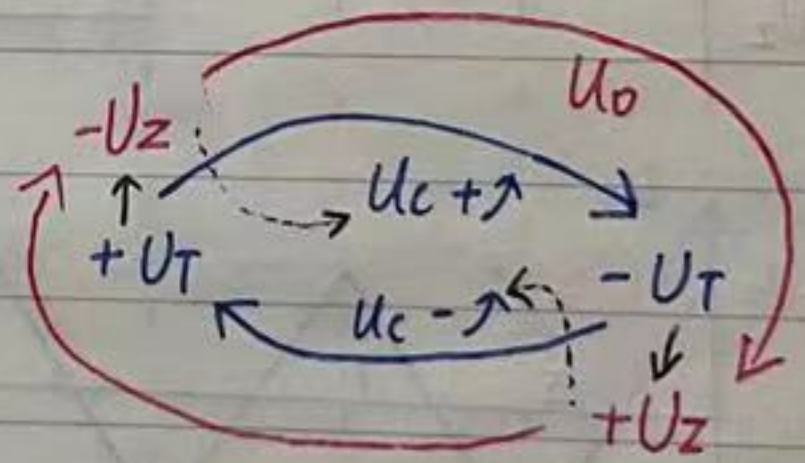
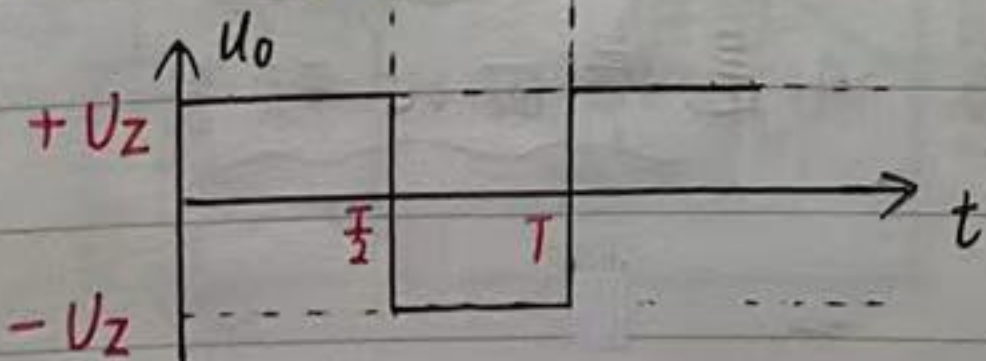
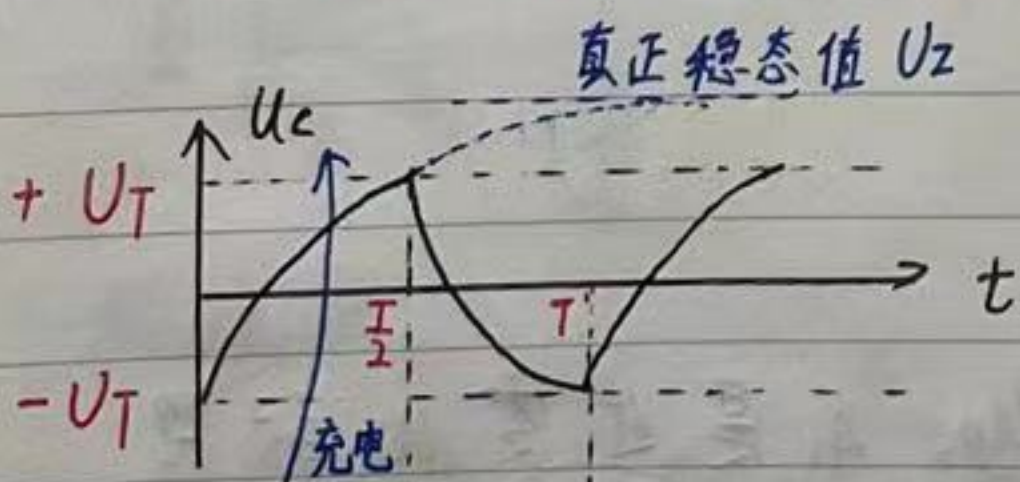
· 输出 U_o 只能为 $\pm U_Z$ (由稳压管决定)

若电容 C 初始电压为 $-U_T$, U_o 初始为 $+U_Z$, 则 U_o 通过 R_c 对电容充电, 使反相端电压逐渐上升

三要素法得 $U_c = U_Z + (-U_T - U_Z) e^{-\frac{t}{R_c C}}$ → 时间常数
 达到 (实际稳态值) (实际初始值)

当 U_c 充到 $+U_T$, $U_p - U_n < 0$, 输出 U_o 变为 $-U_Z$

$-U_Z$ 再对电容反向充电, 与前一过程恰好相反, 当 U_o 变为 $+U_Z$ 时, 完成一个周期
 (此时 U_c 充到 $-U_T$)

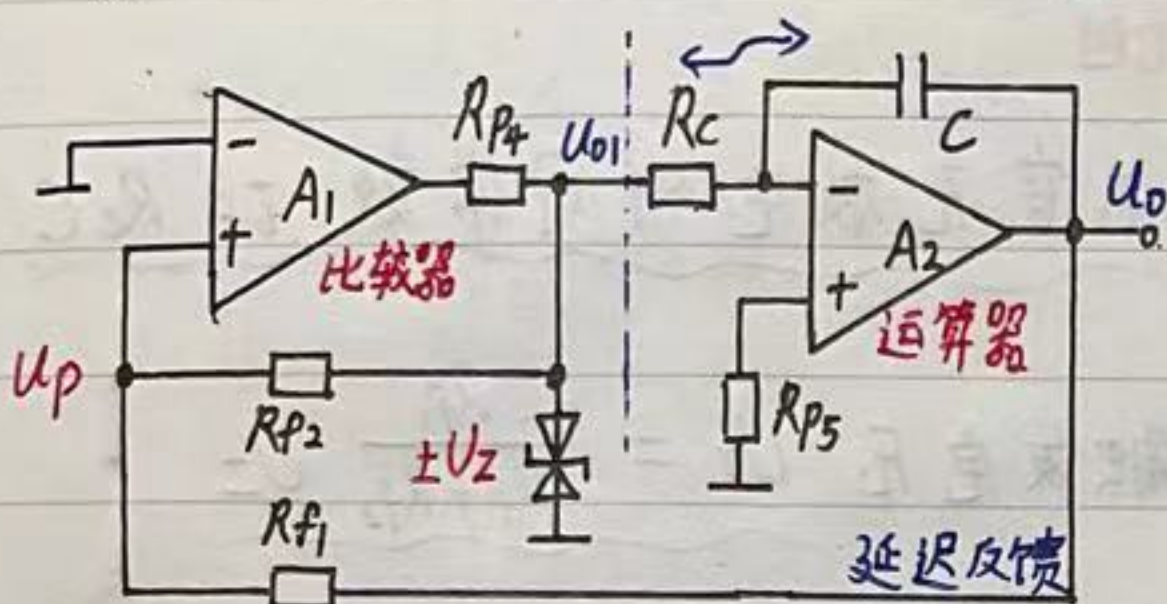


振荡周期

$$T = 2 R_c C \ln \left(1 + \frac{2 R_{f1}}{R_{f2}} \right)$$

正、负时间相同 ↓ 影响充放电速率 ↓ 影响 U_T

三角波发生电路 (基本思想: 方波产生 + 积分)



(二合一电路)

• U_p 决定 U_{o1} 极性 ($U_{o1} = \pm U_z$)

• U_o, U_{o1} 通过 R_{f1}, R_{f2}

共同影响 U_p

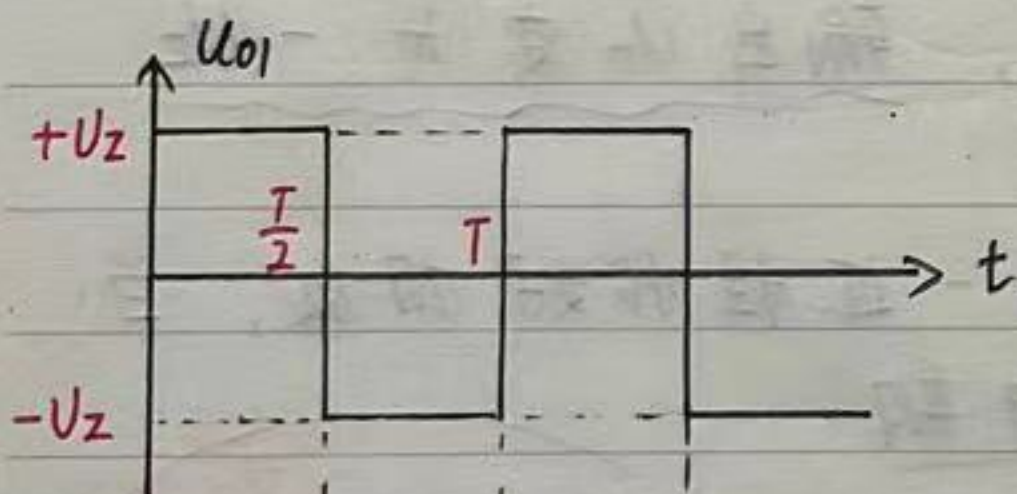
$$U_p = \frac{R_{f2}}{R_{f1} + R_{f2}} U_o + \frac{R_{f1}}{R_{f1} + R_{f2}} U_{o1}$$

$$\hookrightarrow (\pm U_T = \pm \frac{R_{f1}}{R_{f2}} U_z)$$

合并思想: (1) 方波发生需要 RC 充放电延迟回路控制周期振荡

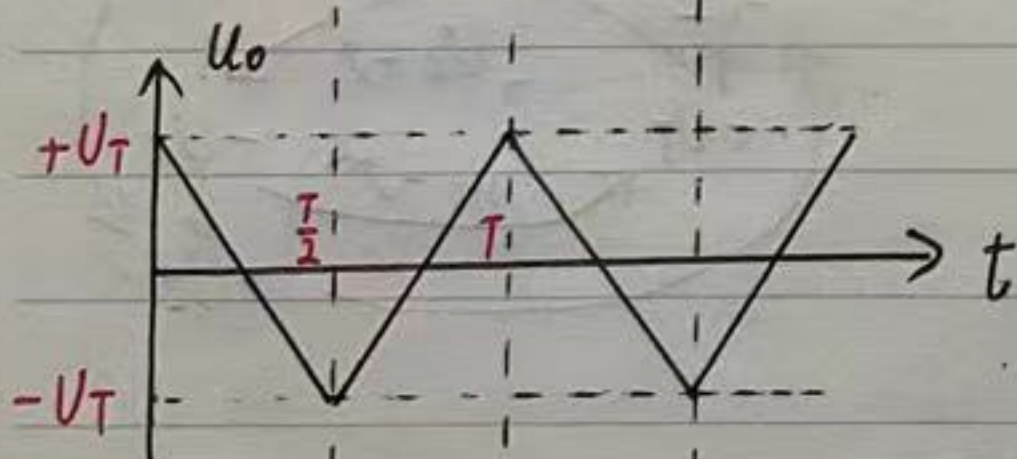
(R_c, C 既作积分用途, 也通过 U_o 反馈作为波发生延迟环节)

(2) 积分电路工作原理也是 RC 充放电延迟 (注意反向积分: 即 U_{o1} 为正, U_o 减小)

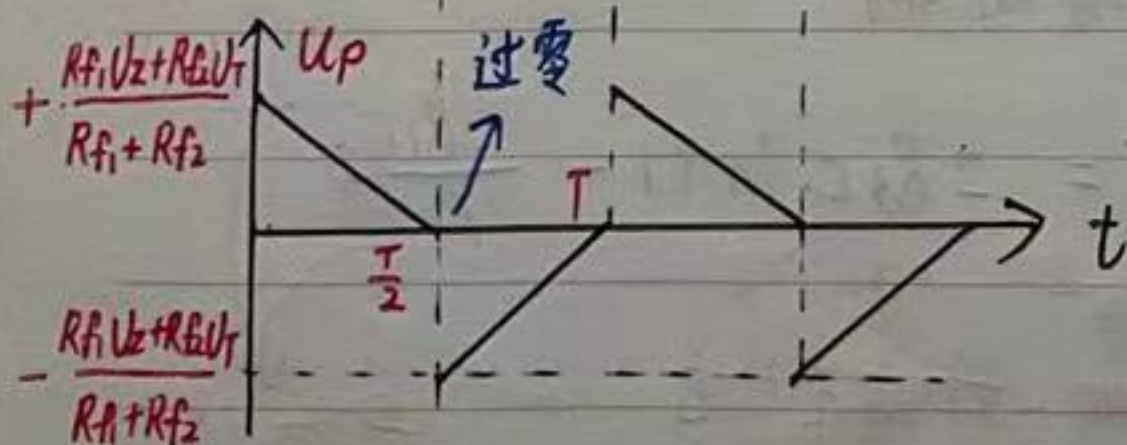


振荡周期

$$T = 4 \frac{R_{f1}}{\Delta R_{f2}} R_c C$$

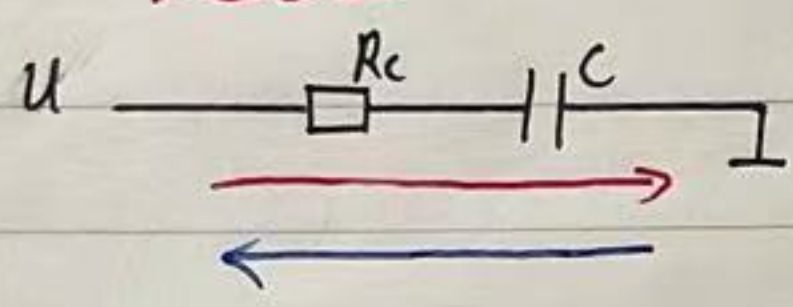


对于 U_p , A_1 是 过零比较器
对于 U_o , A_1 是 滞回比较器



占空比的调节

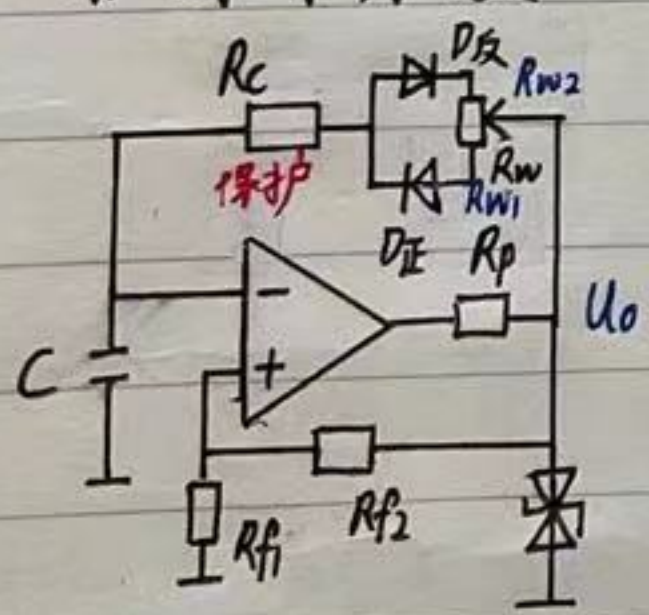
无论是三角波还是方波发生，RC延迟回路的时间常数都是影响周期的主要因素 $\tau = R_c C$



容易发现，正向、反向充电的时间常数 T_1 、 T_2 分别决定了方波正向（三角波下降段）和方波反向（三角波上升段）的时间，所以 占空比 = $\frac{T_1}{T_1 + T_2}$ (默认正向)

用二极管 + 电位器 即可实现占空比调节

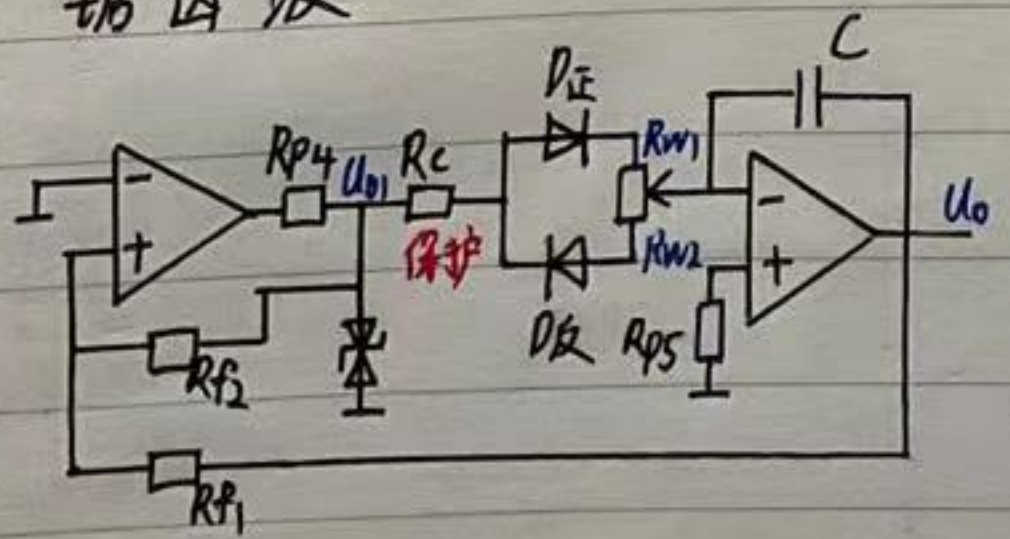
• 非均匀方波



$$\begin{cases} \text{正向 } T_1 = (R_c + R_{w1}) C \\ \text{反向 } T_2 = (R_c + R_{w2}) C \end{cases}$$

$$\text{周期 } T = \underbrace{(R_c + R_{w1}) C \ln\left(1 + \frac{2R_{f1}}{R_{f2}}\right)}_{\text{正向时间 } T_1} + \underbrace{(R_c + R_{w2}) C \ln\left(1 + \frac{2R_{f1}}{R_{f2}}\right)}_{\text{反向时间 } T_2}$$

• 锯齿波



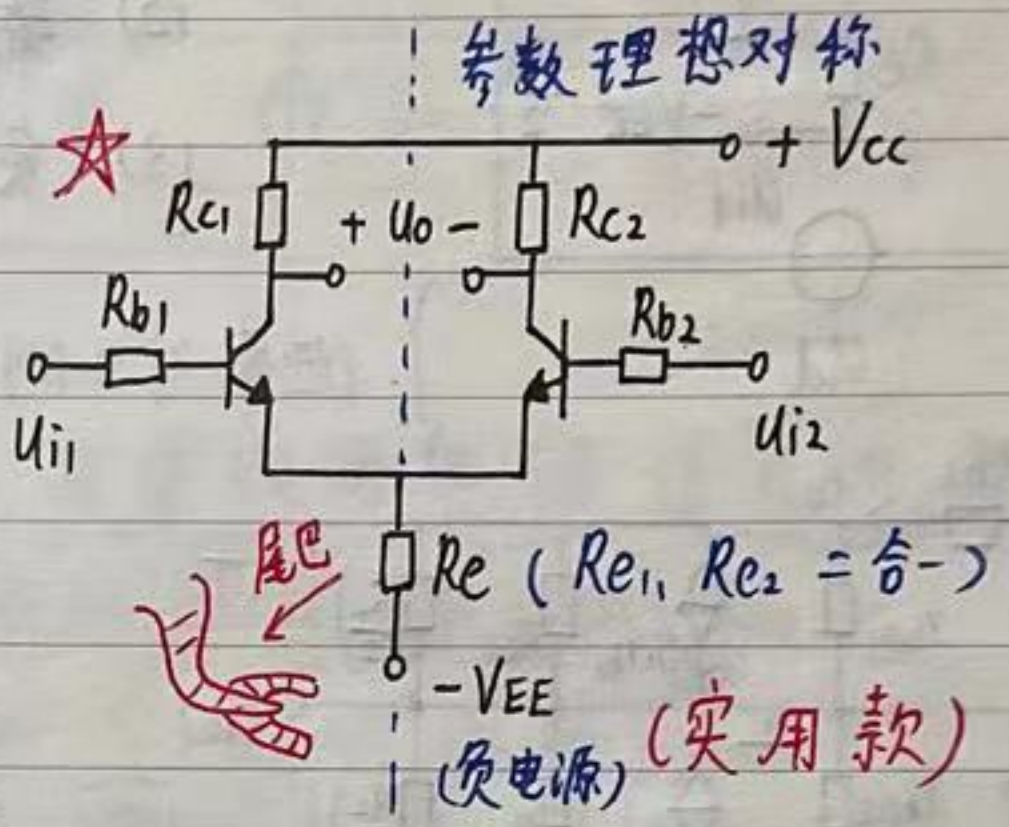
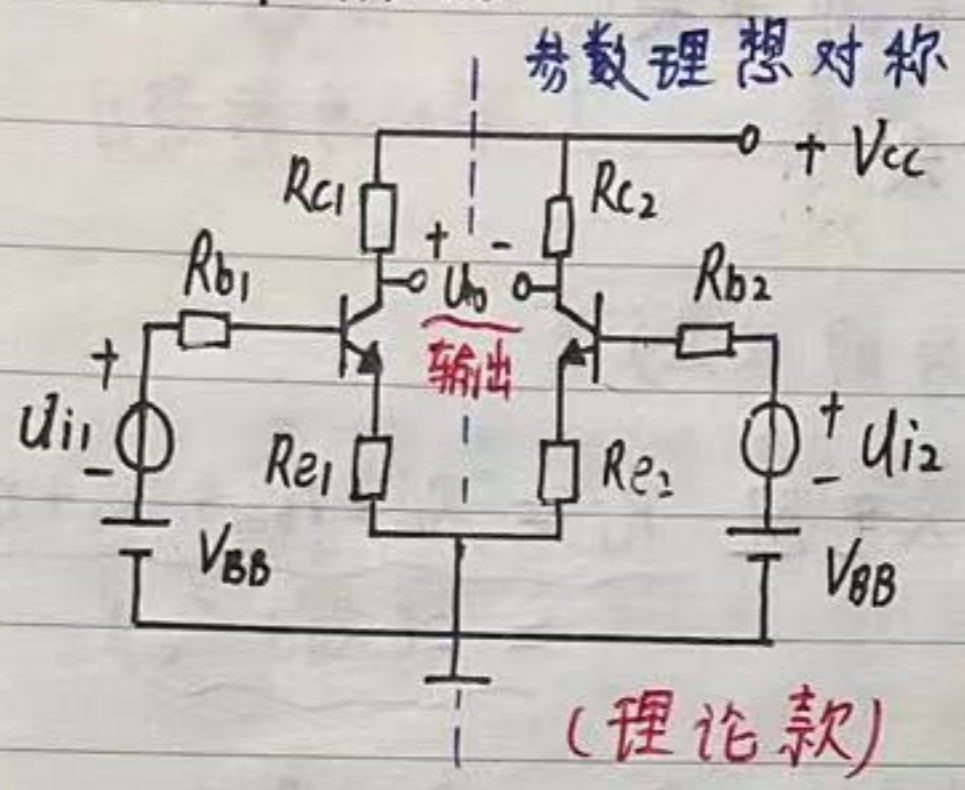
$$\begin{cases} \text{正向 } T_1 = (R_c + R_{w1}) C \\ \text{反向 } T_2 = (R_c + R_{w2}) C \end{cases}$$

$$\text{周期 } T = \underbrace{2(R_c + R_{w1}) C \frac{R_{f1}}{R_{f2}}}_{\text{正向时间 } T_1 \text{ (三角波下降)}} + \underbrace{2(R_c + R_{w2}) C \frac{R_{f1}}{R_{f2}}}_{\text{反向时间 } T_2 \text{ (三角波上升)}}$$

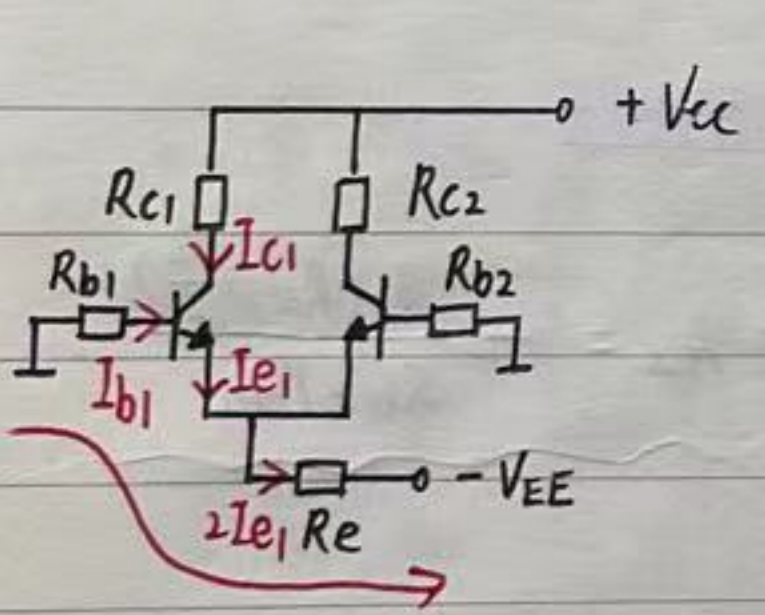
差分放大电路 (运放输入级单元电路)

抑制共模信号, 放大差模信号

基本形态



设置 Q 点



基极回路 $V_{EE} = R_{b1} I_{b1} + U_{BEQ} + 2Re I_{e1}$

(由于 R_{b1}, R_{b2} 较小, 忽略压降)

最终 $I_{e1} = I_{e2} = \frac{I_e}{2} = \frac{V_{EE} - U_{BEQ}}{2Re}$

($I_{b1} \approx \frac{I_{e1}}{1+\beta}$, $I_{c1} \approx I_{e1}$, $U_{CEQ} = V_{CC} - R_{c1} I_{c1}$)

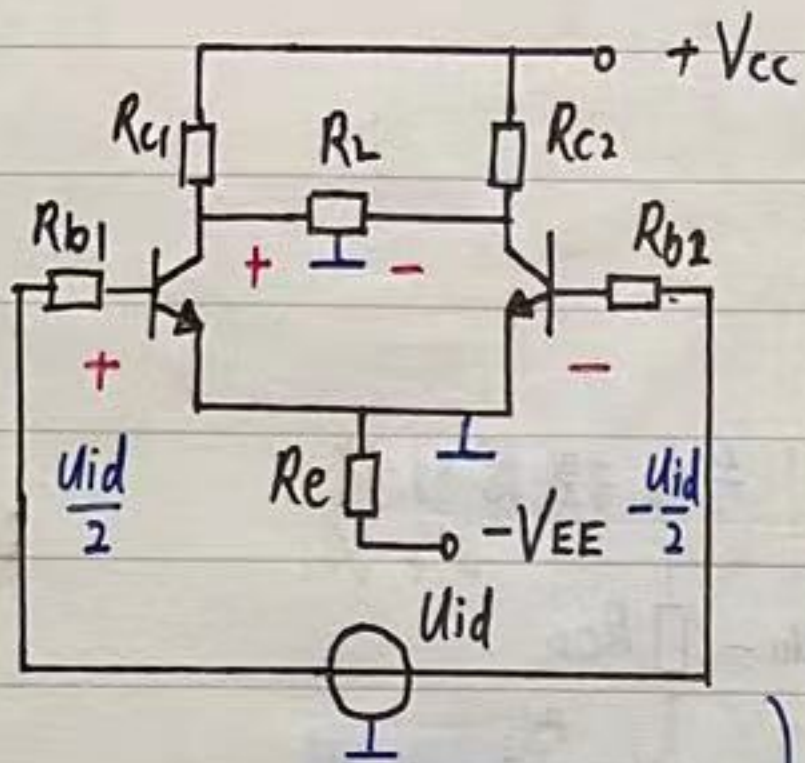
所以差分放大电路的静态工作点由 Re, V_{EE} 决定

抑制共模信号 (左右理想对称, 同升同降)

当输入为共模信号时, 将在 U_{o+}, U_{o-} 端引起相同电位变化, 由于 $U_o = U_{o+} - U_{o-}$, 理想参数条件下 $U_{oc} = 0$ (从而实现共模抑制)

(接上)

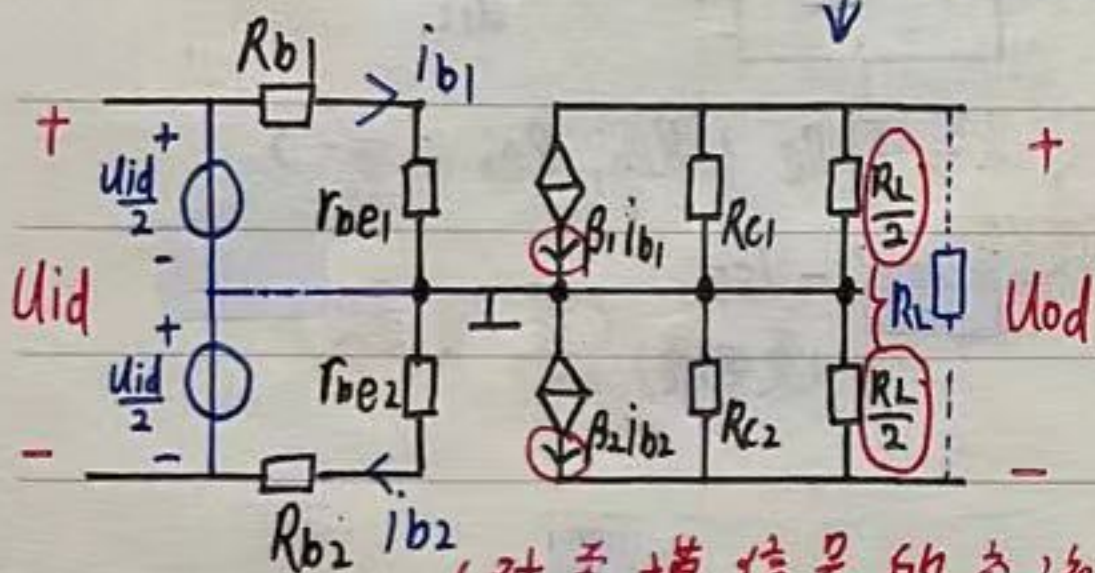
· 放大差模信号



对差模信号, 有三个虚地点

- (1) 两管发射极 (由于 $I_{e1} + I_{e2}$ 不变)
 - (2) 输入信号源中央
 - (3) 负载中央
- 等效为两部分

(注意对2侧参考方向的设定)



I. 输入电阻 $R_i = R_{b1} + r_{be1} + R_{b2} + r_{be2}$
 $= 2(R_b + r_{be})$

II. 输出电阻 $R_o = R_{c1} + R_{c2}$
 $= 2R_c$

(对差模信号的交流等效)

III. 电压放大倍数

只看一侧时有

$$\begin{cases} \frac{U_{id}}{2} = (R_{b1} + r_{be1}) i_{b1} \\ \frac{U_{od}}{2} = -\beta_1 i_{b1} (R_{c1} \parallel \frac{R_L}{2}) \end{cases} \rightarrow \dot{A}_u = -\frac{\beta_1 (R_{c1} \parallel \frac{R_L}{2})}{R_{b1} + r_{be1}}$$

· 主要参数 (衡量非理想条件下的电路性能)

(1) 共模放大倍数 $A_c = \frac{\Delta U_{oc}}{\Delta U_{ic}}$ (理想为0)

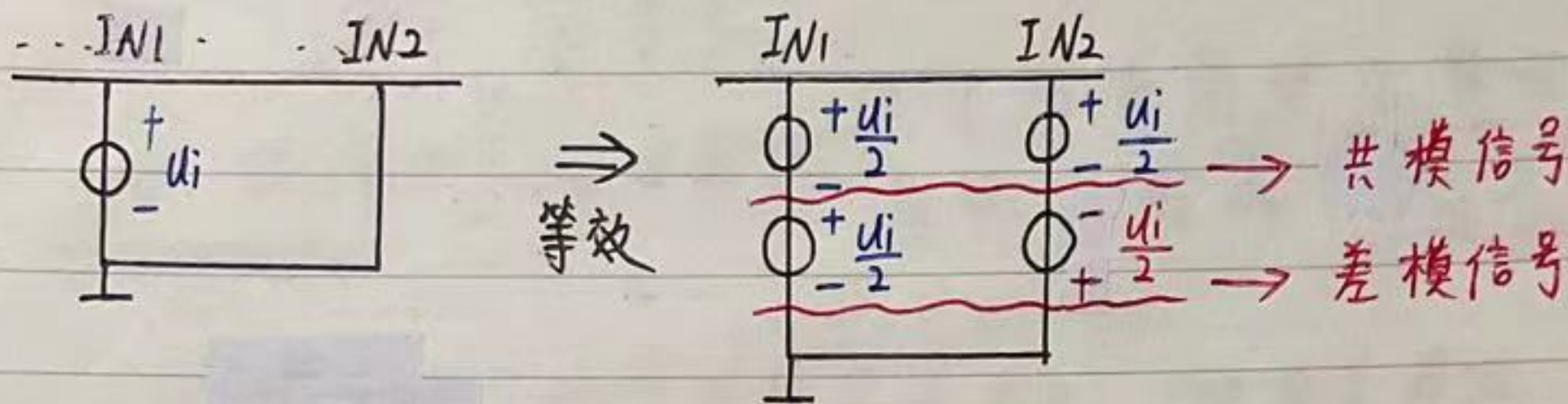
(2) 差模放大倍数 $A_d = \frac{\Delta U_{od}}{\Delta U_{id}}$ (共射组态为负)

(3) 共模抑制比 $K_{CMR} = \left| \frac{A_d}{A_c} \right|$ (理想 $\rightarrow \infty$)

(值越大, 性能越好)

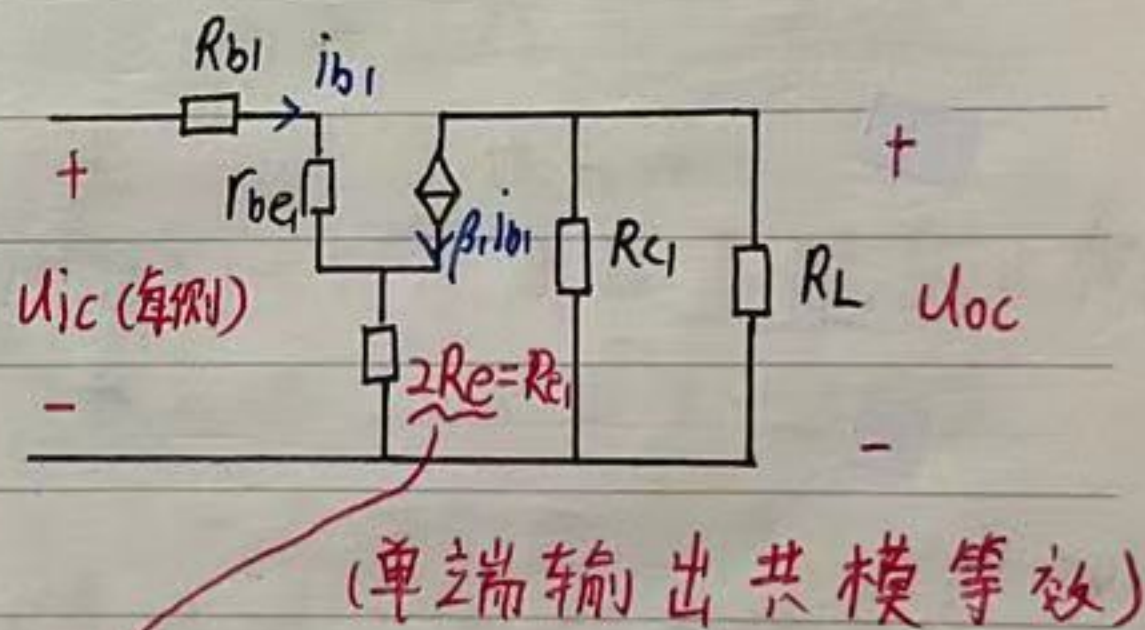
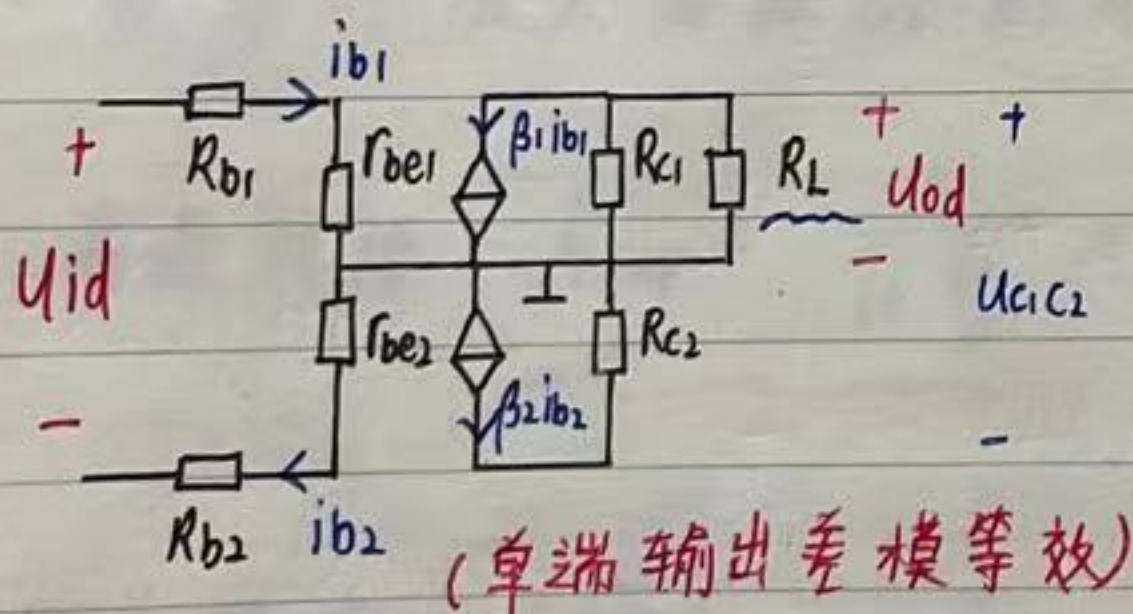
差分电路的几种接法

单端输入



可见若信号为单侧输入，会等效为共模信号与差模信号的叠加（输入 u_i 信号等效为双端同时输入 u_i 差模信号和 $\frac{u_i}{2}$ 的共模信号）

单端输出



负载 R_L 只索取了一半的 U_{c1c2} ，因此放大倍数减半

$$A_{ud} = -\frac{1}{2} \frac{\beta_1 (R_{c1} \parallel R_L)}{R_{b1} + r_{be1}}$$

（ R_L 整体与 R_{c1} 并联）

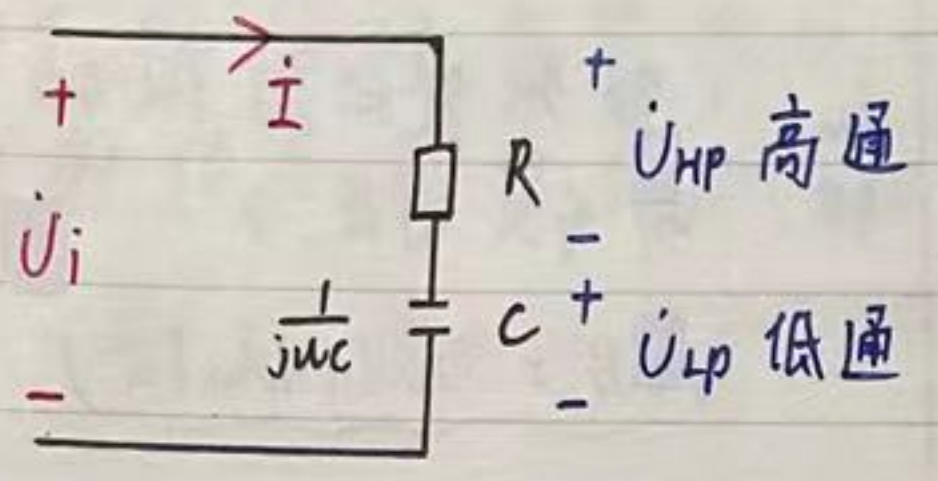
输出电阻 $R_o = R_{c1} = R_c$ (减半)

对于共模信号，单端输入情况与单管放大很类似，但注意射极电阻 R_{e1} 的取值

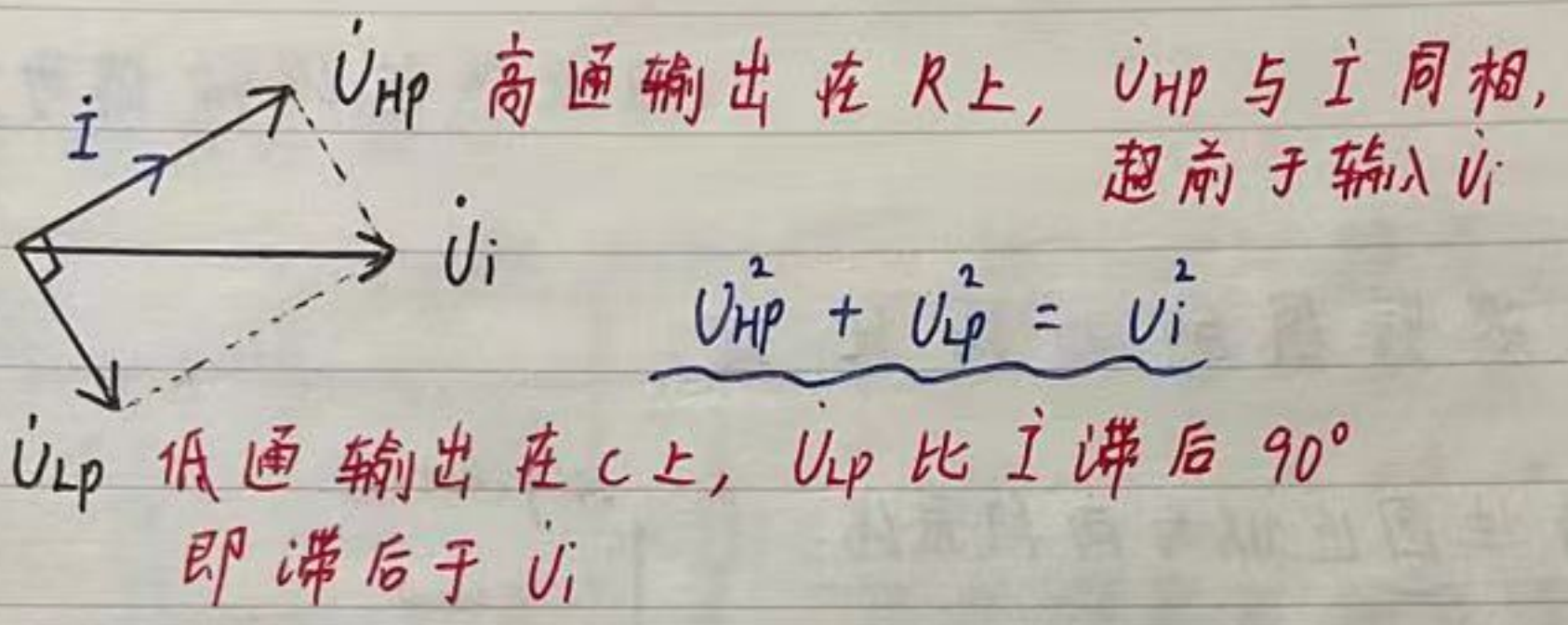
（ R_e 原为 R_{e1} 、 R_{e2} 并联合并，拆分时应恢复 $R_{e1} = 2R_e$ ）

$$A_{uc} = -\frac{\beta_1 (R_{c1} \parallel R_L)}{(R_{b1} + r_{be1}) + (1 + \beta_1) 2R_e}$$

高通、低通网络的频率响应 (RC)



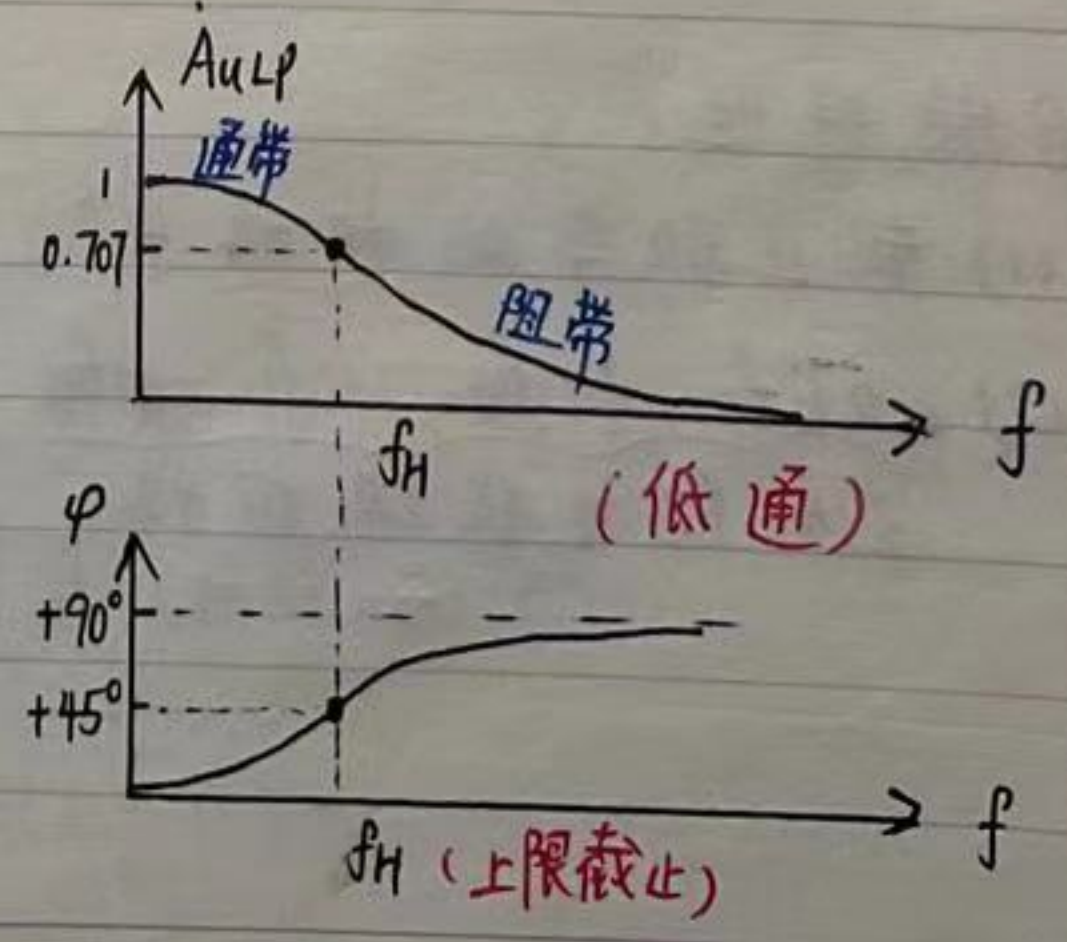
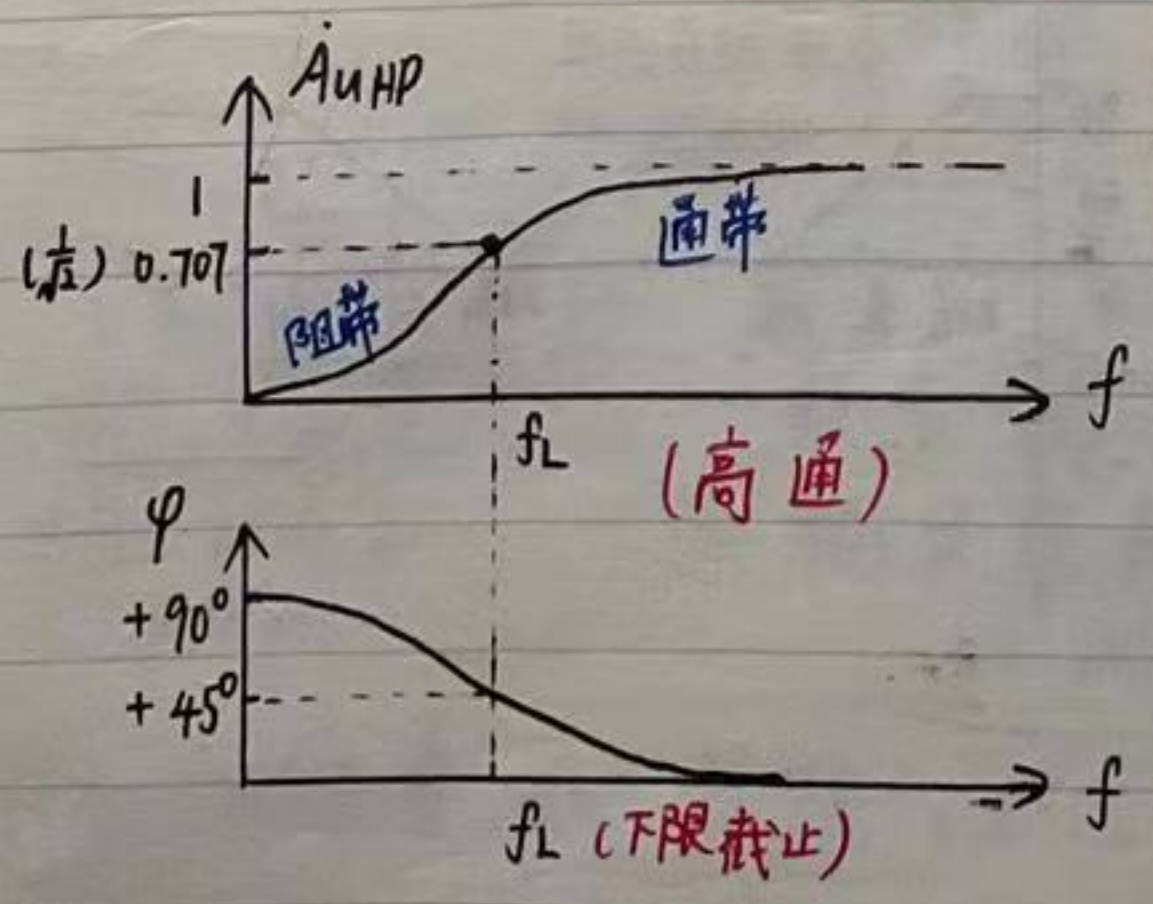
由于网络整体为容性，
电流 i 超前于输入电压 U_i
 (超前角 0~90°)



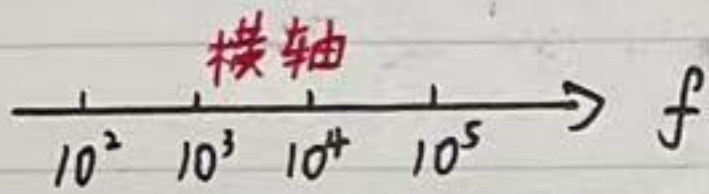
· 频率对放大倍数的影响

高通网络 $\dot{A}_{uLP} = \frac{1}{1 + \frac{f_L}{jf}} = \frac{j \frac{f}{f_L}}{1 + j \frac{f}{f_L}}$ (f_L 是高通下限截止频率)

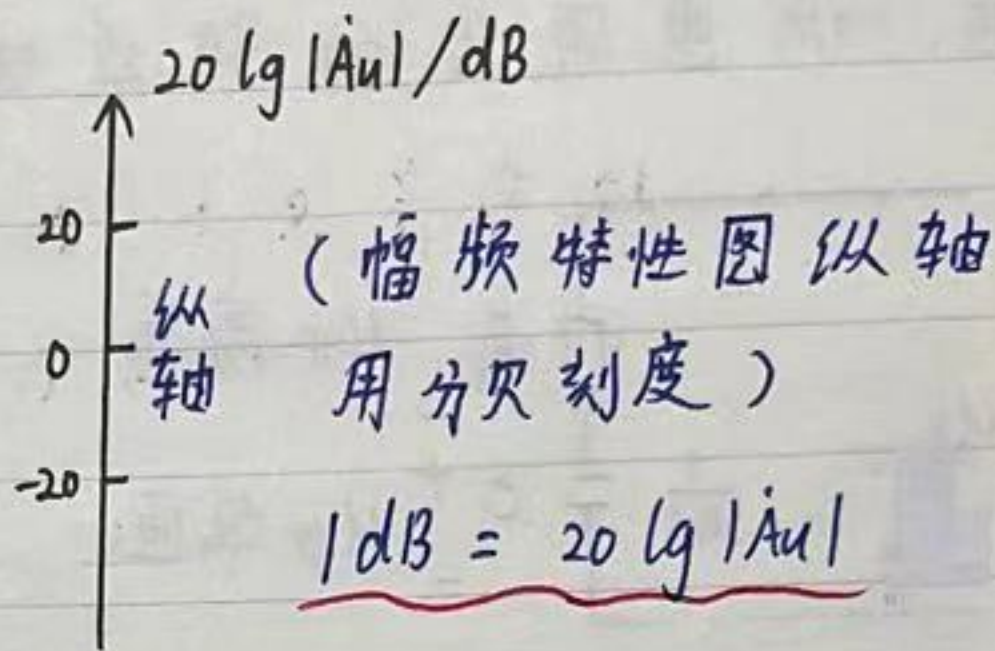
低通网络 $\dot{A}_{uHP} = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_H}}$ (f_H 是低通上限截止频率)



波特图的绘制



(横轴采用对数刻度 $\lg f$
一般写成 $10^{\lg f} / f$)

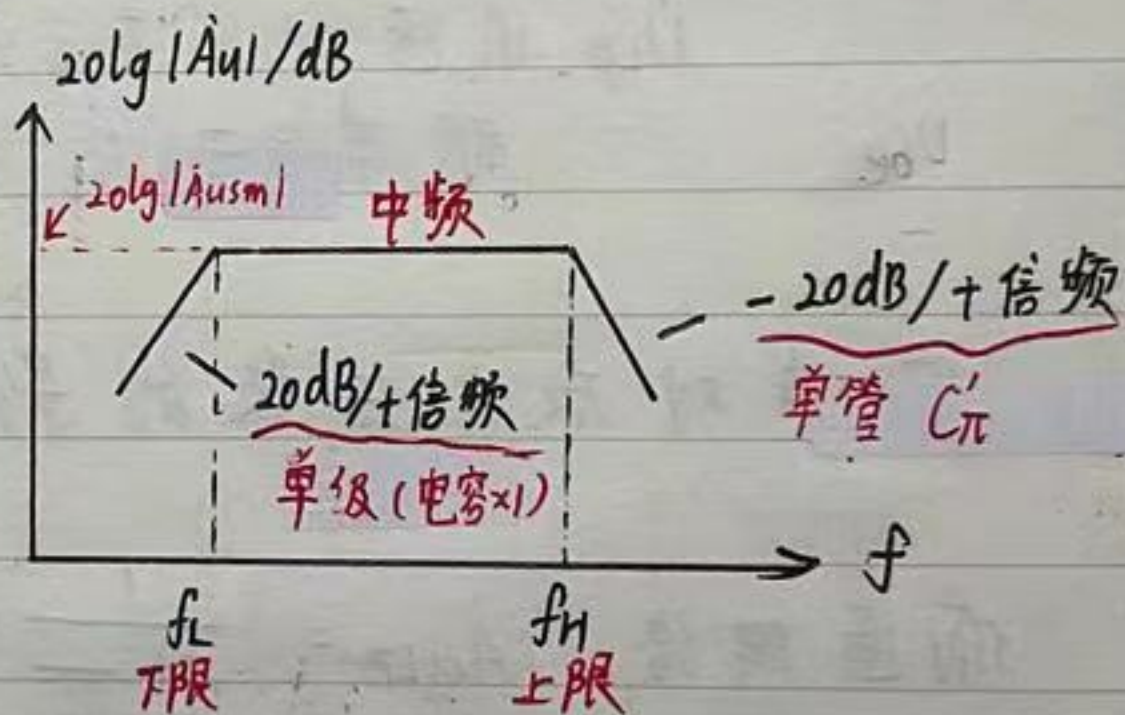


(相频特性纵轴仍为 φ)

近似波特图的折线化 ☆

幅频特性:

- (1) 通带处为 A_{usm} 的直线
- (2) 截止频率处开始下降
(斜率为 $20\text{dB}/+\text{倍频}$)



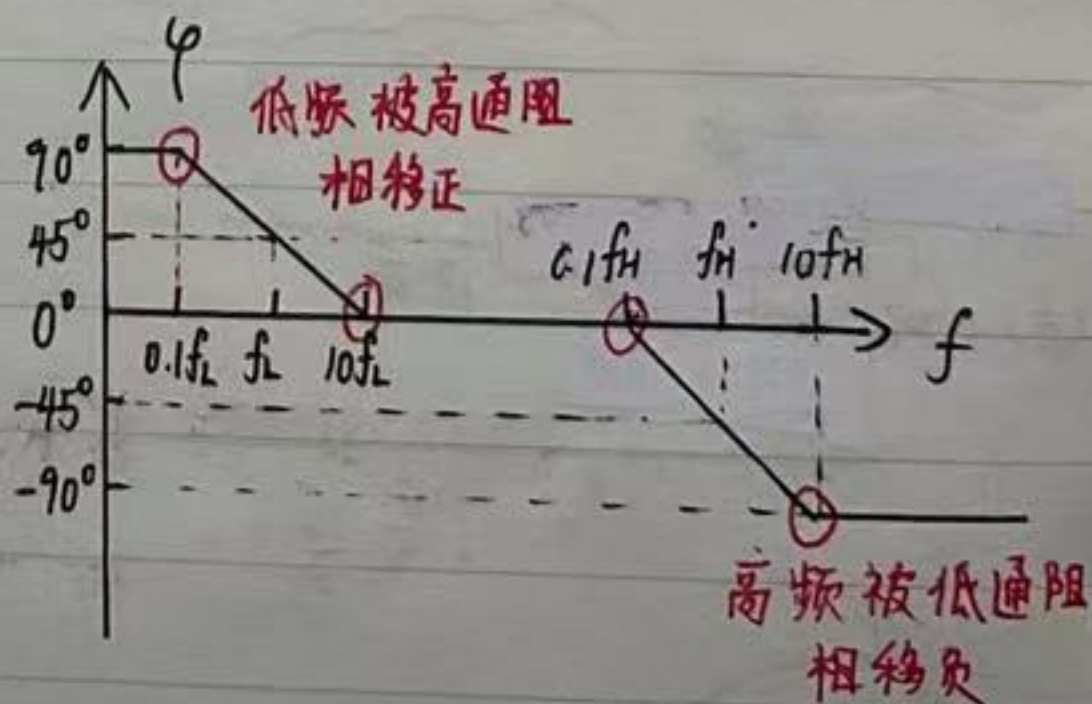
实际上下降斜率取决于

晶体管数量 (阻高频) 和 耦合电容数量 (阻低频)

每一只为 $20\text{dB}/+\text{倍频}$

相频特性:

- (1) 截止频率处相移 45°
- (2) $0.1f_L, 0.1f_H, 10f_L, 10f_H$
之外视为极端相移
(最大相移)

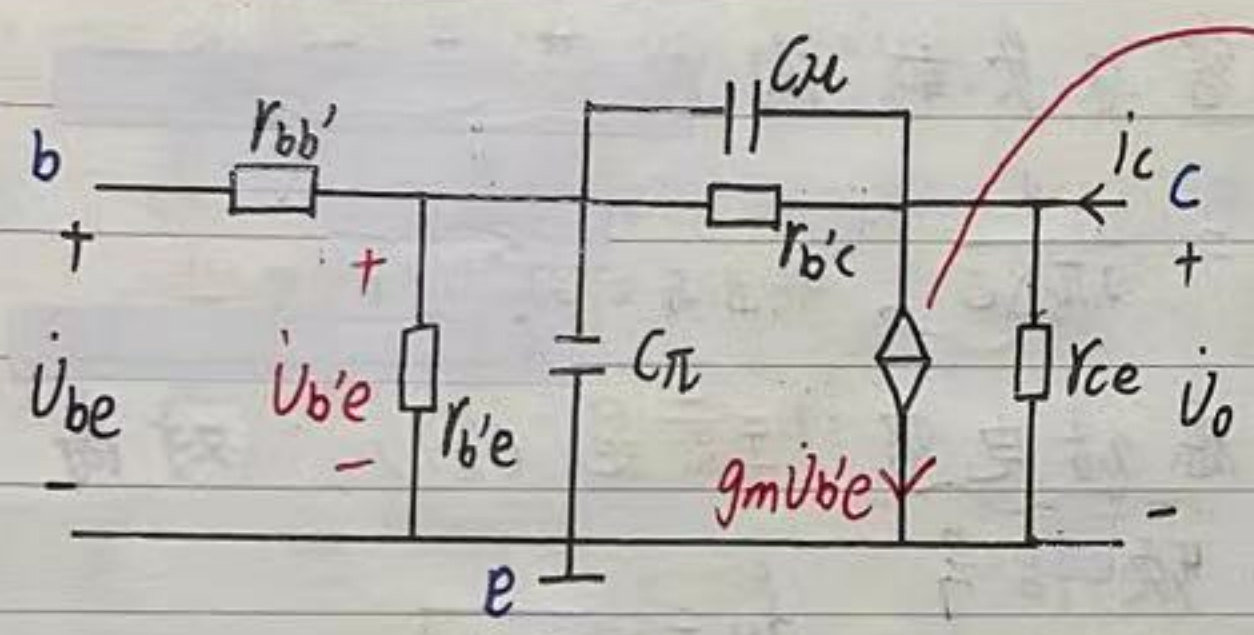


三极管的高频等效模型 (混合π模型)

由于PN结的电容效应, 高频信号下必须考虑发射结与集电结的结电容

C_{μ} - 集电结电容 ($C_{b'c'}$) C_{π} - 发射结电容 ($C_{b'e'}$)

完整的混合π模型



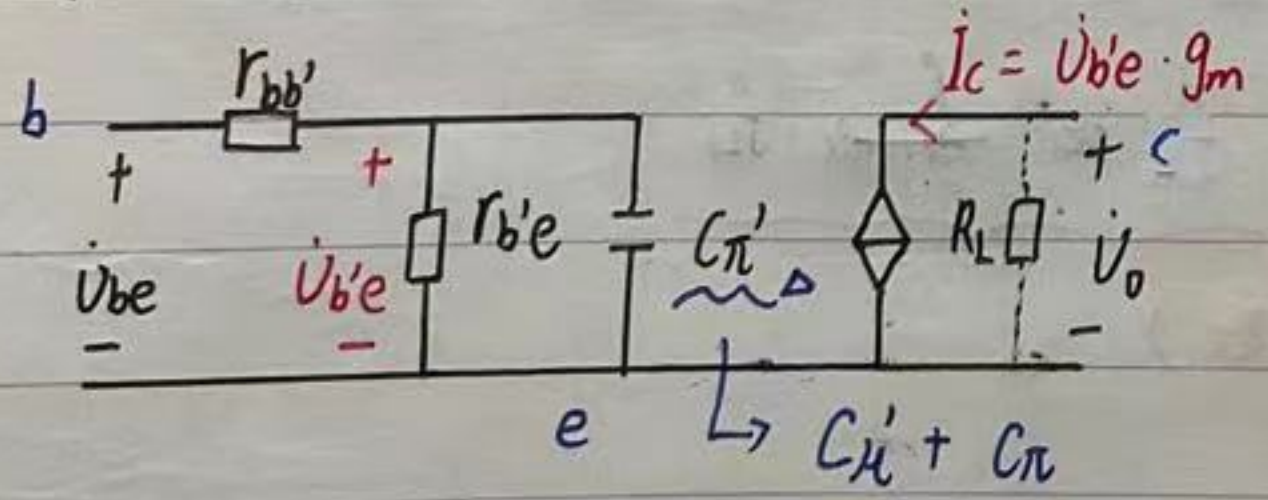
g_m - 跨导 (与 f 无关)

由于 β 随 f 改变
不宜用 β 表示放大关系
改用跨导 g_m 表示

($U_{b'e} \rightarrow I_c$) → (中频放大倍数)

$$g_m = \frac{I_c}{U_{b'e}} = \frac{\beta_0}{r_{b'e}} \approx \frac{I_{EQ}}{U_T}$$

简化的混合π模型



(1) 大电阻断路: $r_{b'c'}$ (远大于 C_{μ} 阻抗), r_{ce} (一般大于负载)

(2) C_{μ} 单向化: 断开 C_{μ} 并等效为分别接在输入和输出回路的 C_{μ}' 、 C_{μ}''

$$(\Delta C_{\pi}' = C_{\mu}' + C_{\pi})$$

(3) 大电容 C_{μ}'' 断路 (容抗远大于负载)

放大电路的频率响应

· 单级 (综合考虑结电容及耦合电容影响)

$$\dot{A}_{us} = \underbrace{\dot{A}_{usm}}_{\substack{\text{从信号源} \\ \text{一侧的等效} \\ \text{放大倍数}}} \times \frac{1}{\underbrace{\left(1 + \frac{f_L}{f}\right)}_{\text{高通因子}} \underbrace{\left(1 + j \frac{f}{f_H}\right)}_{\text{低通因子}}} \quad \left(f_L, f_H = \frac{1}{2\pi\tau}\right)$$

高频时, 输出耦合电容与负载构成高通网络

阻碍低频信号

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC} \rightarrow \text{输出与 } C \text{ 串联回路总电阻}$$

低频时, 输入回路考虑结电容 (主要是 C_{π}), 形成

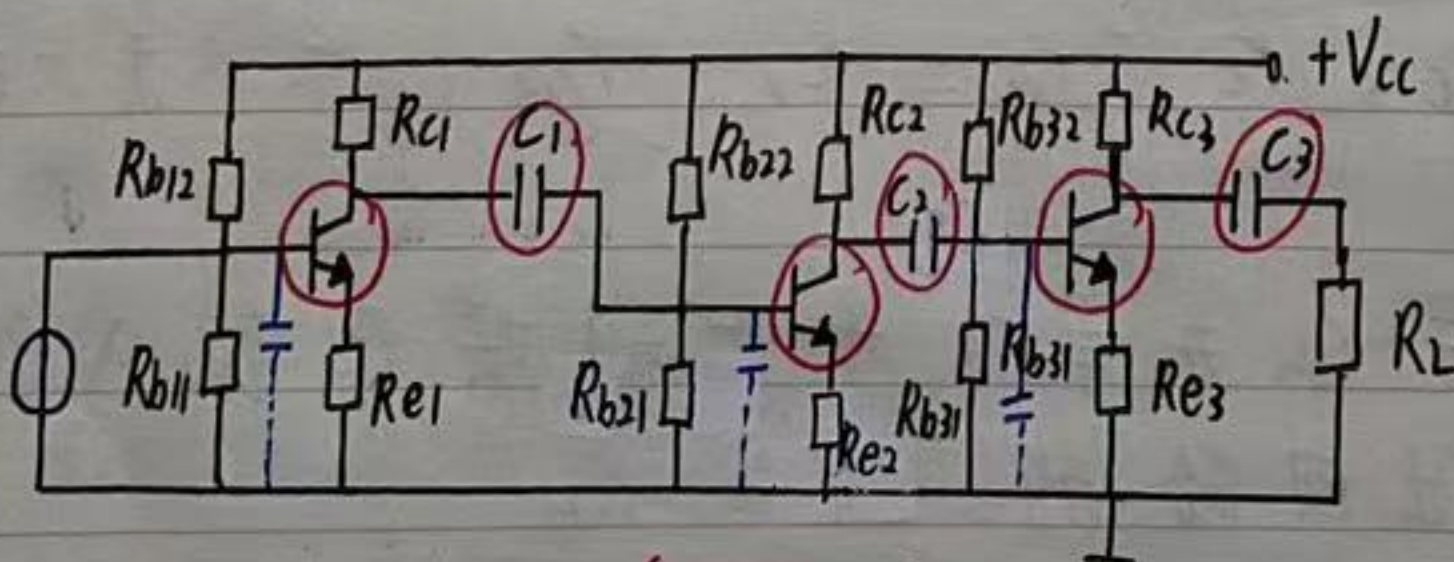
的 低通网络阻碍高频信号

$$f_H = \frac{1}{2\pi R' C_{\pi}}$$

· 多级估算 (假设各级频率特性相同)

$$\underline{f_H \approx \frac{f_{H1}}{1.1\sqrt{k}}}, \quad \underline{f_L \approx 1.1\sqrt{k} f_{L1}}$$

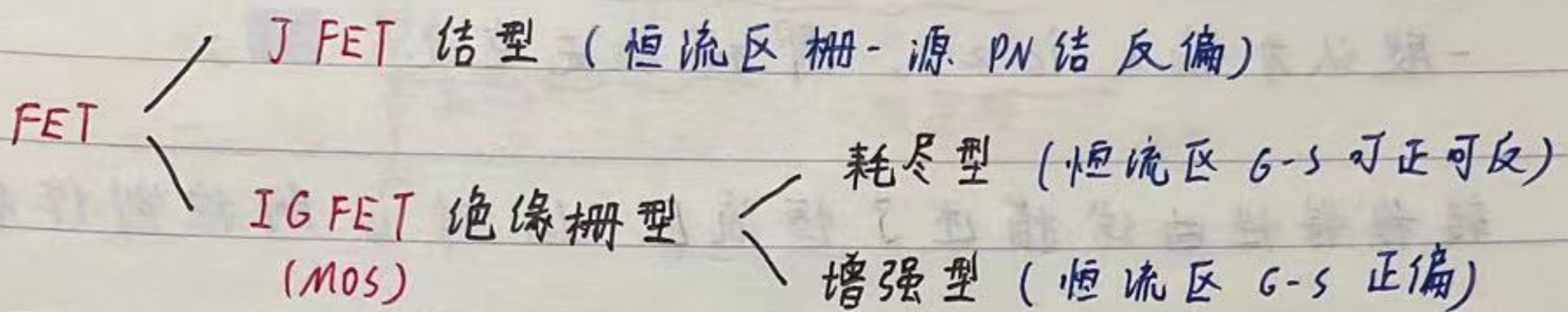
(k 为级数)



(三级共射放大)

场效应管 (Field Effect Transistor)

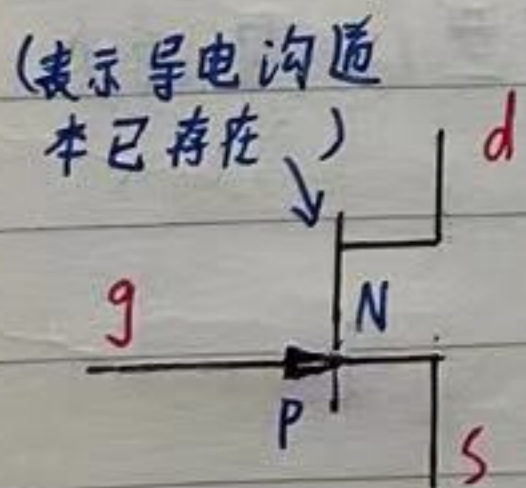
分类



场效应管的工作原理 (U_{GS} 控制 I_{DS}) 与三极管完全不同，但两者的输出特性与用途有相似之处
(N型与NPN类似，P型与PNP类似)

沟道、极性与符号

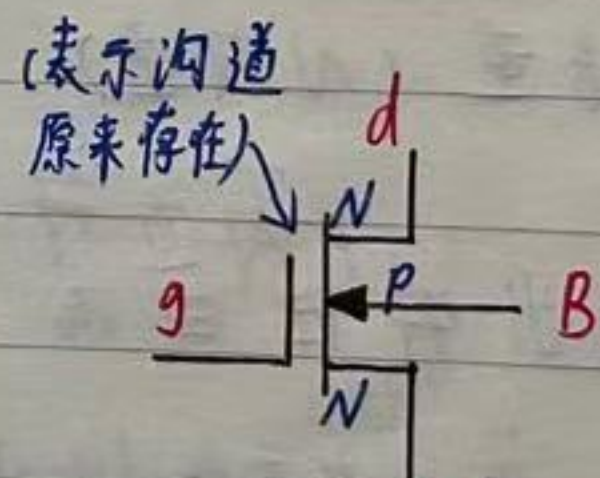
N沟道管指的是漏极、源极与之间的导电沟道是N型半导体，与之相对结型栅极和衬底是P型半导体
(P沟道管反之亦然)



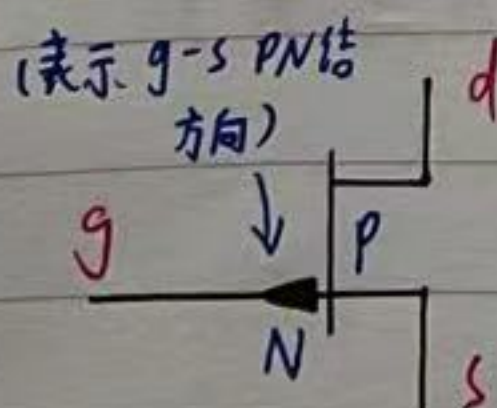
N沟道结型



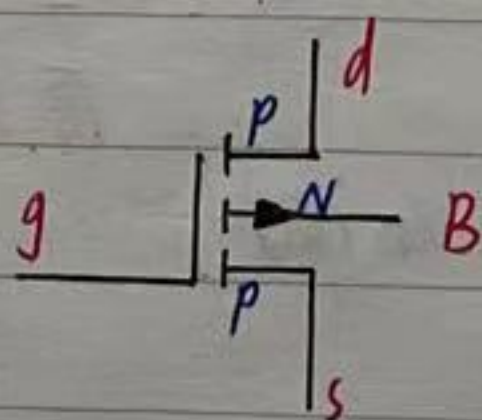
N沟道增强型



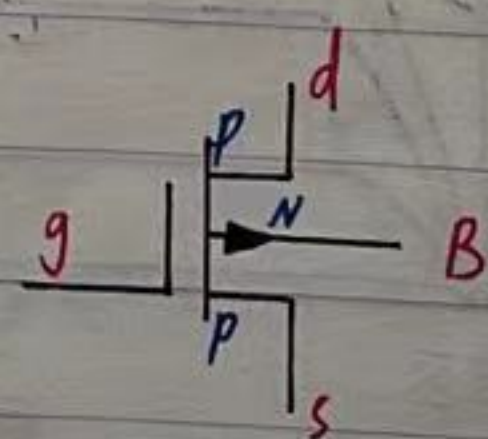
N沟道耗尽型



P沟道结型



P沟道增强型



P沟道耗尽型

(接上)

• 转移特性曲线

△ 由于场效应管的 栅-源间绝缘，其电阻极高 ($>10^7 \Omega$)
 一般认为输入 $i_g \approx 0$ ，即 栅极无电流

转移特性曲线描述了 恒流区 U_{GS} 对 i_D 的控制作用

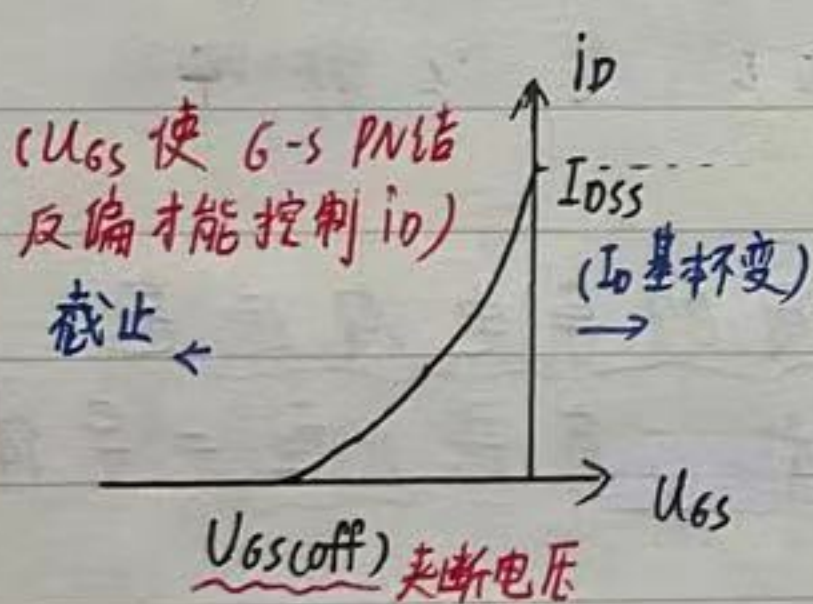
$$g_m = \frac{i_D}{U_{GS}} \Big|_{U_{DS} = \text{常量}}$$

恒流区

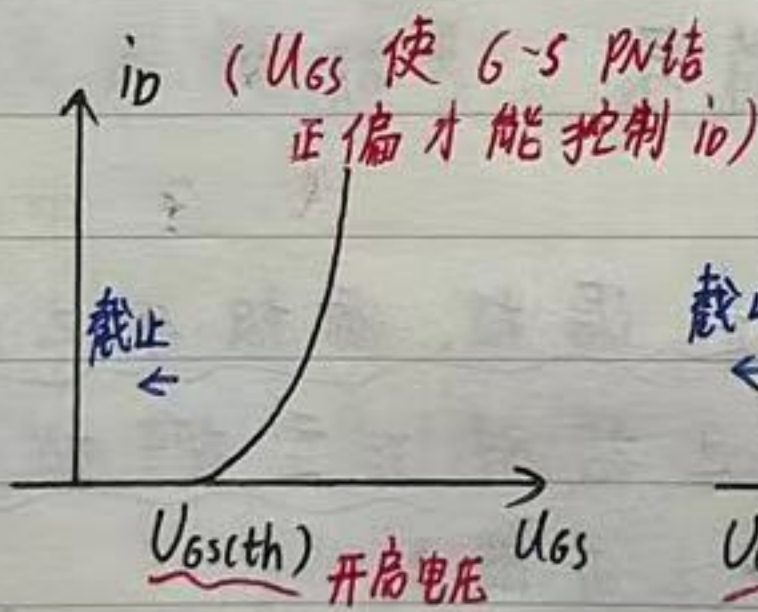
① $|U_{GD}| = |U_{GS} - U_{DS}| > |U_{GS(off)}|$
 沟道预夹断 (对于结型、耗尽型)

② $|U_{GS}| < |U_{GS(off)}|$ 沟道未夹断 (结型、耗尽型)

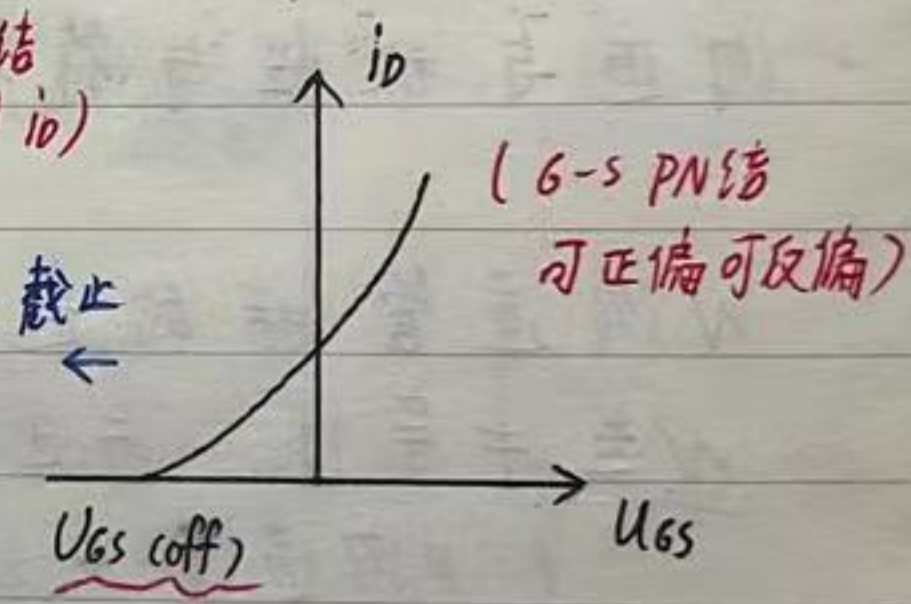
③ $|U_{GS}| > |U_{GS(th)}|$ 沟道已形成 (增强型)



结型 (N沟道)

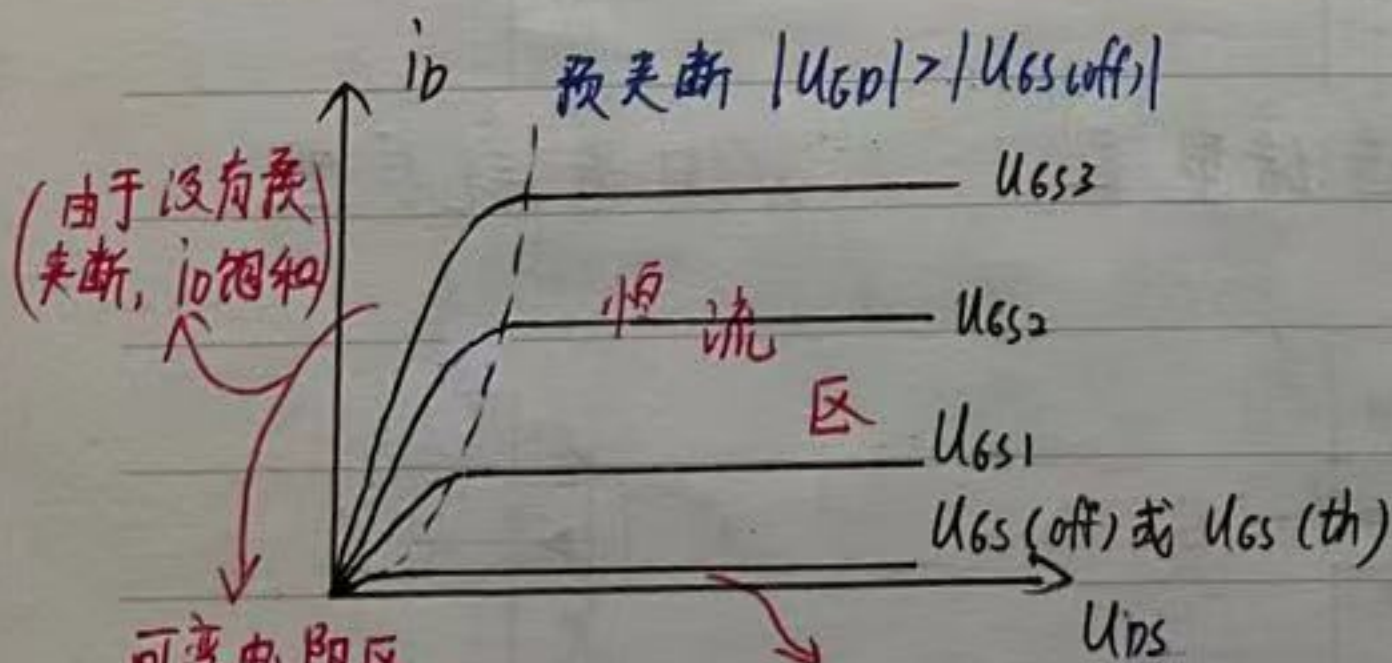


增强型 (N沟道)



耗尽型 (N沟道)

• 输出特性曲线



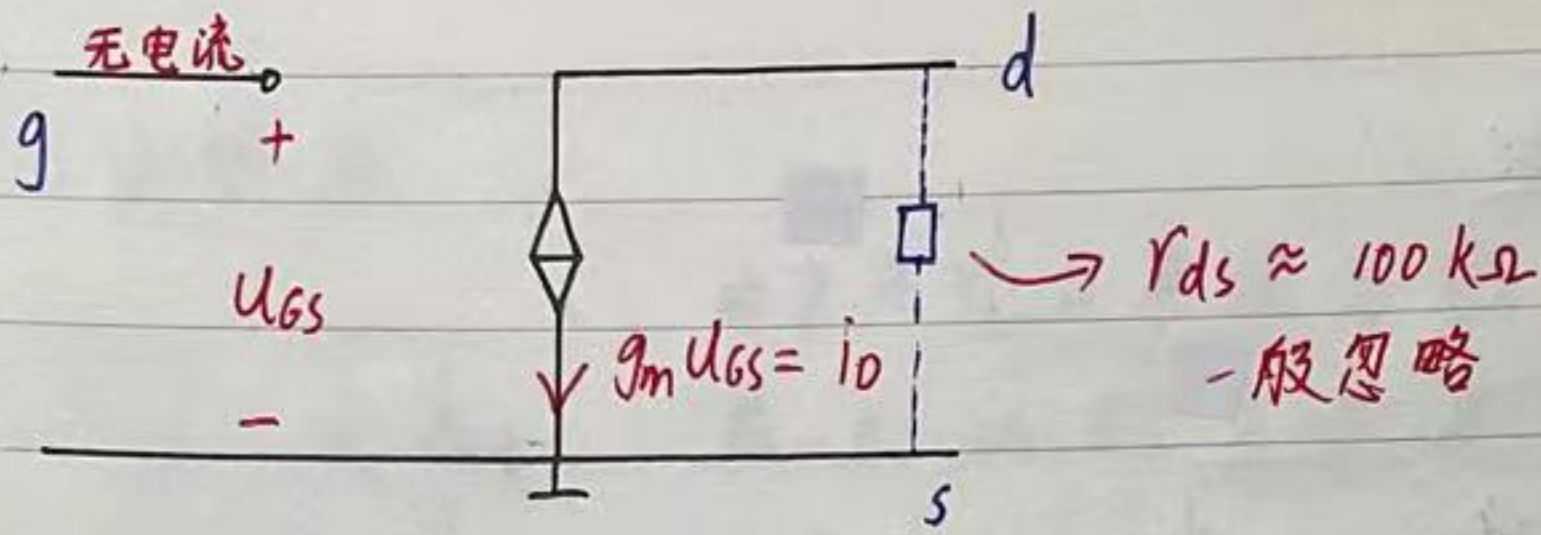
(P型曲线与N型关于原点对称)

可变电阻区
 (沟道等效电阻随 U_{GS} 变化)

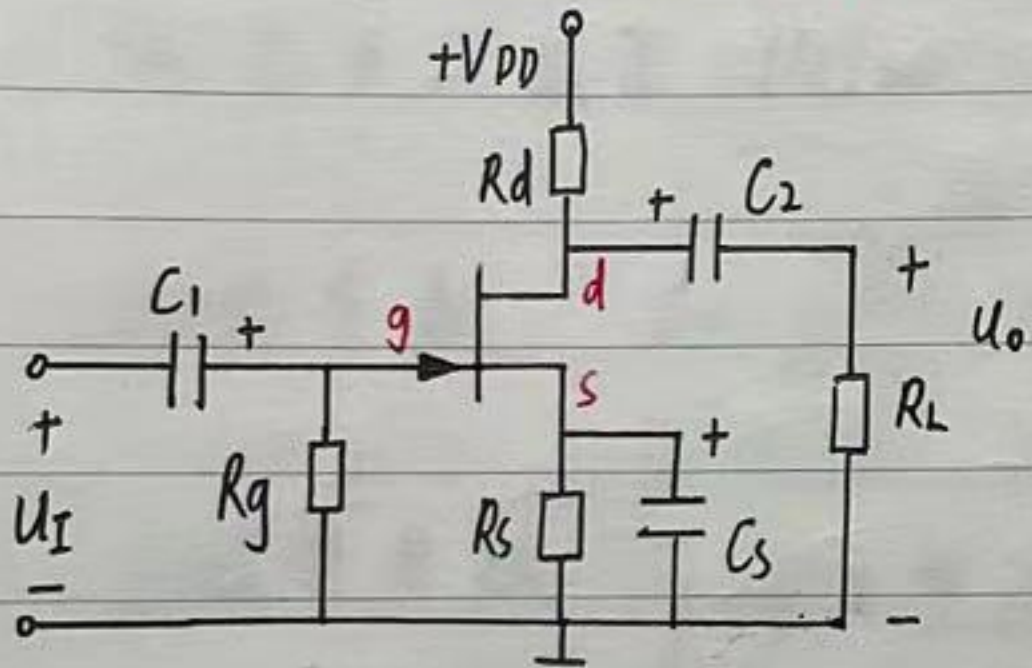
截止区
 (沟道完全夹断 $i_D \approx 0$)

(接上)

· 低频小信号等效电路



· 自给偏压电路 (场效应管特有)



由于 $I_G \approx 0$, R_g 上无压降

$V_G \approx 0$

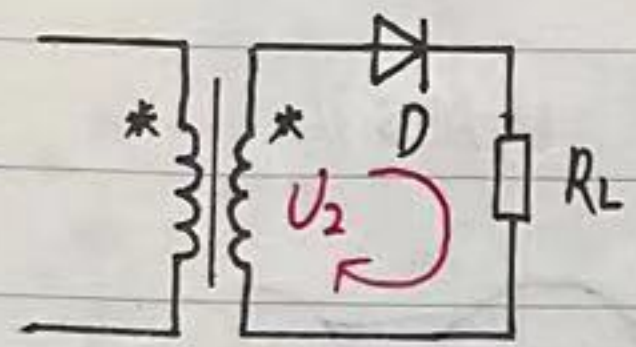
同时 R_s 上由 I_{Ds} 产生压降

使 $V_s > 0$

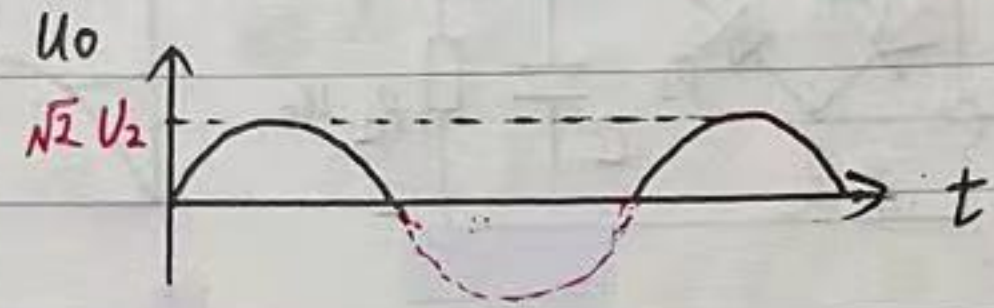
\therefore $U_{GS} < 0$

整流电路 (交流 \rightarrow 脉动直流)

半波整流



由于只有正半波才能通过二极管
 R_L 上 U_0 的负半波被截波



• 输出平均电压 $U_{0(AV)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2} U_2 \sin \omega t \, d\omega t = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi} \approx 0.45 U_2$

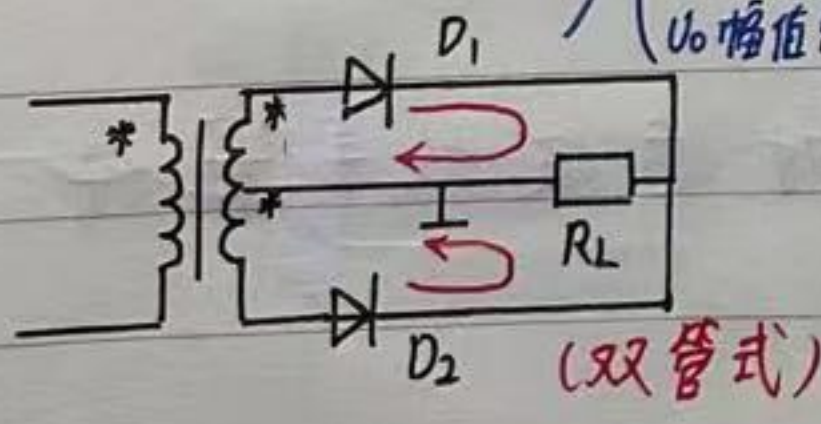
• 脉动系数 $S = \frac{U_2/\sqrt{2}}{\sqrt{2} U_2/\pi} = \frac{\pi}{2}$ (U_0 的基波峰值与平均值之比)

• 二极管参数

- 最大整流平均电流 $I_F > 1.1 I_{0(AV)} = 1.1 \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi R_L}$
- 最大反向电压 $U_{RM} > 1.1 \sqrt{2} U_2$

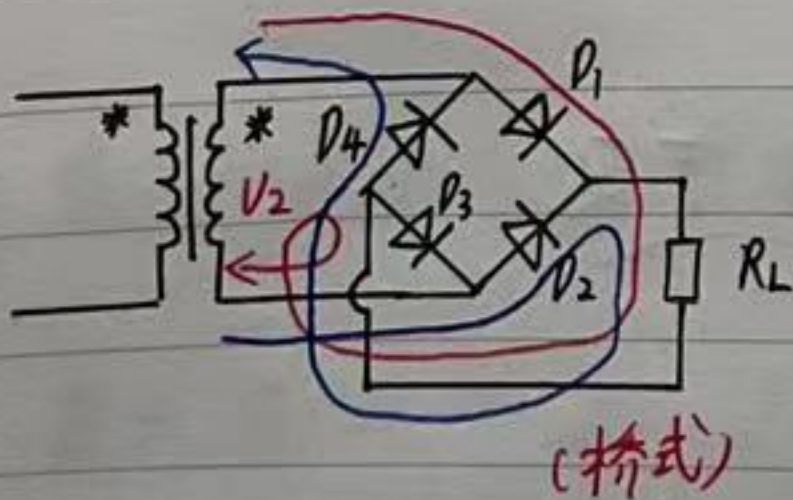
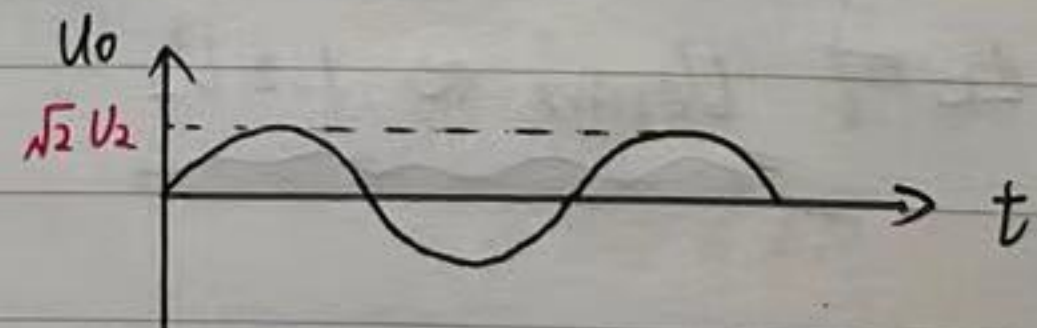
考虑电网 10% 的波动

全波整流



实际上 U_2 被分为两部分
 U_0 幅值只有 U_2

二极管交替工作, 使 U_2 的正负半周电流以相同方向流过 R_L



• $U_{0(AV)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \approx 0.90 U_2$ (双管式 $0.45 U_2$)

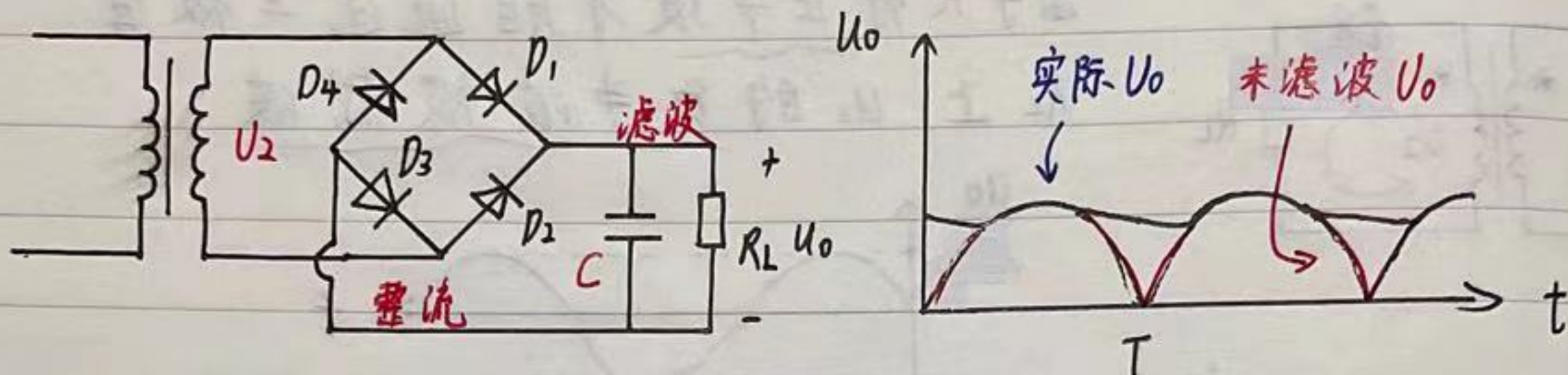
• $S = \frac{2}{3}$

• $I_F > 1.1 \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi R_L}$

• $U_{RM} > 1.1 \sqrt{2} U_2$ (双管式 $U_{RM} > \frac{1.1\sqrt{2}}{2} U_2$)

滤波电路 (脉动趋于平缓)

· 电容滤波的原理



· 电容充电回路电阻是 $2R_d$ (= 极管动态电阻)

放电回路电阻是 R_L (负载)

· 由于 $R_d \ll R_L$, 充电时间很短, 可看作 瞬间完成 而放电时间较长 (R_L 决定), 因此即使 $|u_2| < U_o$, 电容对 R_L 缓慢放电使 U_o 下降很慢, 趋于平缓

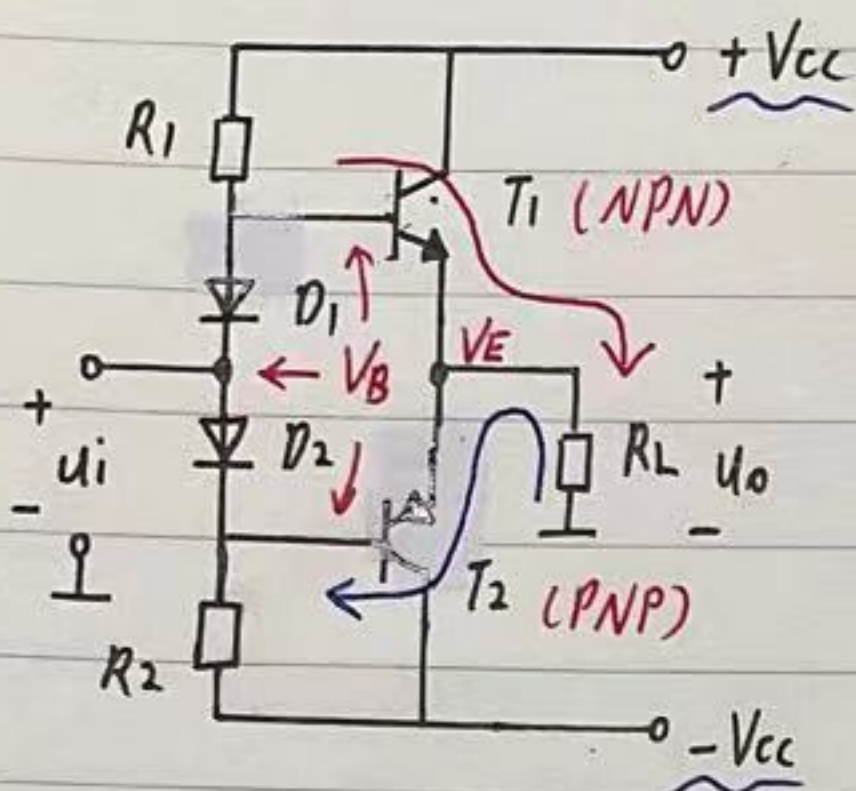
· 当 $|u_2| < U_o$ 时, 二极管全部截止, 因此每只管 导通角小于 π (电容放电中)

· 电容容量满足 $R_L C = (3 \sim 5) \frac{T}{2}$ 时滤波效果最好

此时 $U_{O(AV)} \approx 1.2 U_2$

· 当 R_L 开路时, U_o 将维持 $|\sqrt{2} U_2|$ 不变 (由于电容不放电)

互补功率放大输出器 · OCL 电路 (输出无电容)



· T_1, T_2 的特性理想对称

· D_1, D_2 分别为 T_1, T_2 发射结提供微小的正向偏置电压 (使发射结始终导通 $\approx 0.7V$ 消除交越失真)

· 直流通路中 $V_E = 0$ 即 $U_0 = 0$

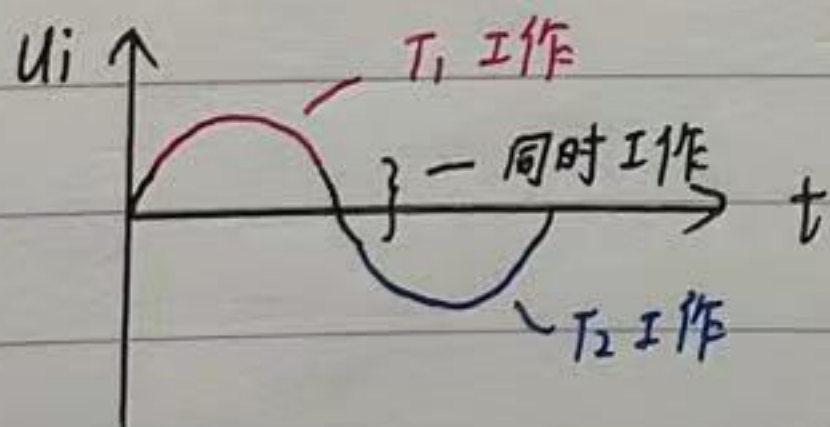
· 交流通路中由于 D_1, D_2 偏置导通, T_1, T_2 基极视为等电位 (即 D_1, D_2 短路)

若 $U_i > 0.7V$, T_2 发射结截止, T_1 正常放大

若 $U_i < -0.7V$, T_1 截止, T_2 工作

若 $-0.7V < U_i < 0.7V$, T_1, T_2 同时工作

即 T_1, T_2 工作时间各自大于 π (甲乙类)



→ 饱和管压降

· 最大不失真输出电压 $U_{om} = \frac{V_{CC} - U_{CES1}}{\sqrt{2}}$ (有效值)

· 最大输出功率 $P_{om} = \frac{U_{om}^2}{R_L}$

· 转换效率 $\eta = \frac{P_{om}}{P_V} = \frac{\pi}{4} \frac{V_{CC} - U_{CES}}{V_{CC}}$