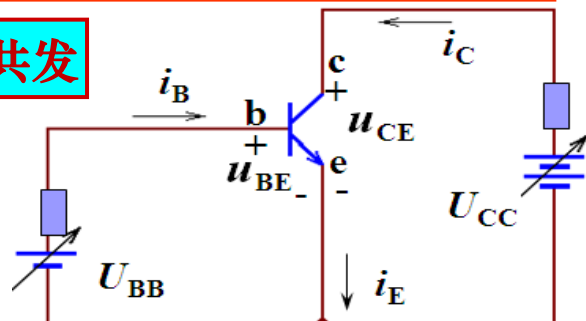




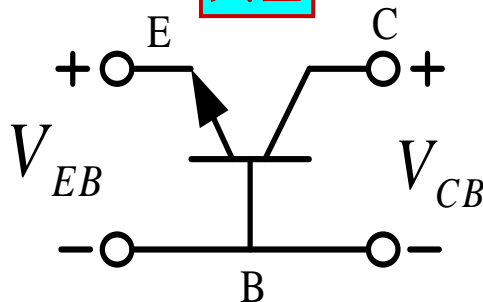
回顾：三极管的伏安特性曲线

三极管的三种组态

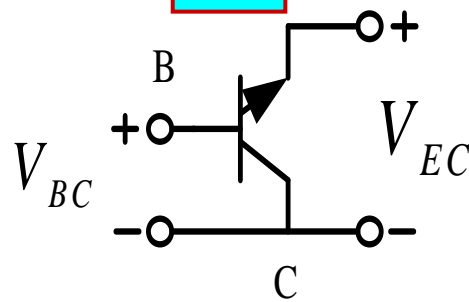
共发



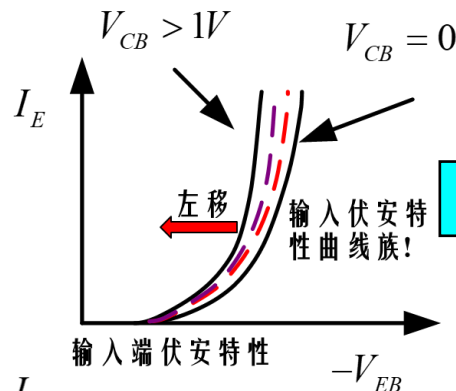
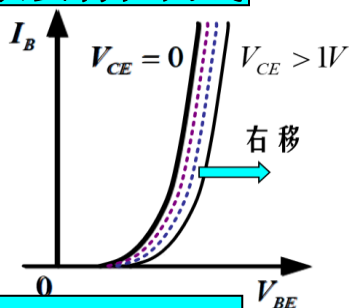
共基



共集

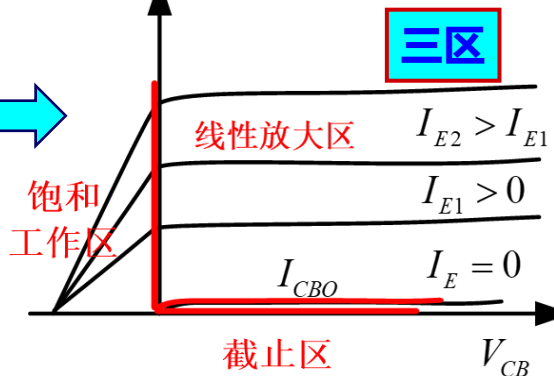
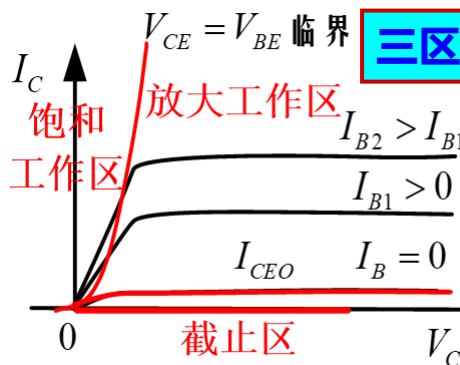


输入端伏安特性曲线



- ① 发射结近似为正偏PN结；
- ② 集电极电流 I_C 分别受 I_B 与 I_E 电流的线性控制；
- ③ 分析合适Q工作点提供基础。

输出端伏安特性曲线



直流静态电路分析？
动态交流电路分析？





§ 3.2 BJT基本放大电路及其直流分析方法

郭圆月

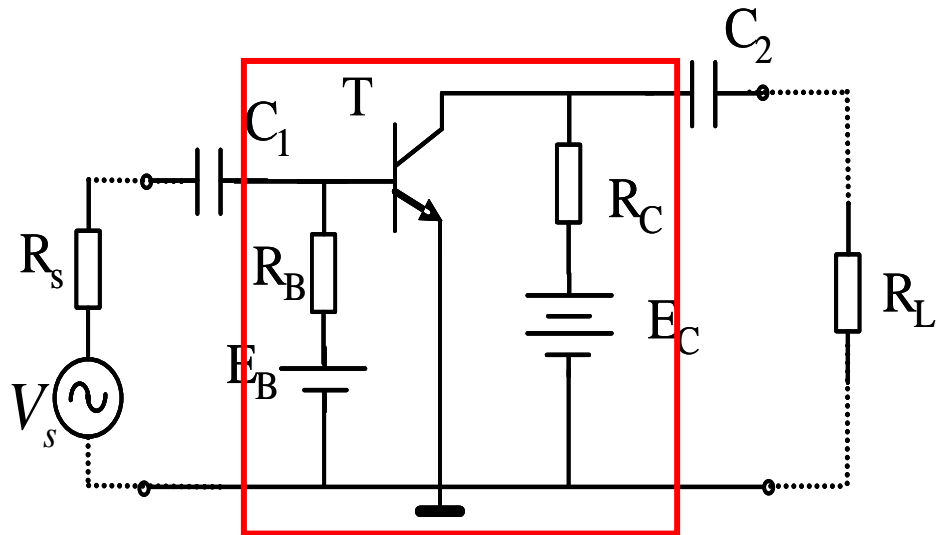
2022年10月25日



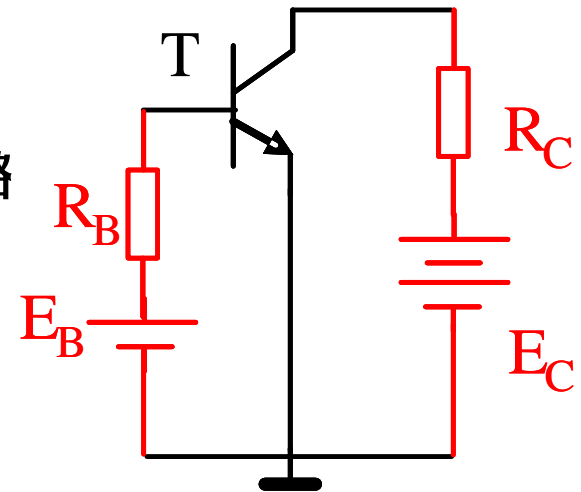


1. BJT基本放大电路

■ 基本结构：直流偏置电路和交流通路；



直流偏置电路



直流偏置电路

- E_B : 保证发射结正偏 $U_{BE} > U_{on}$
- R_B : 提供合适的基极电流 I_B
- E_C : 保证集电结反偏 $U_{CE} \geq U_{BE}$
- R_C : 保证C极有合适的反偏电压

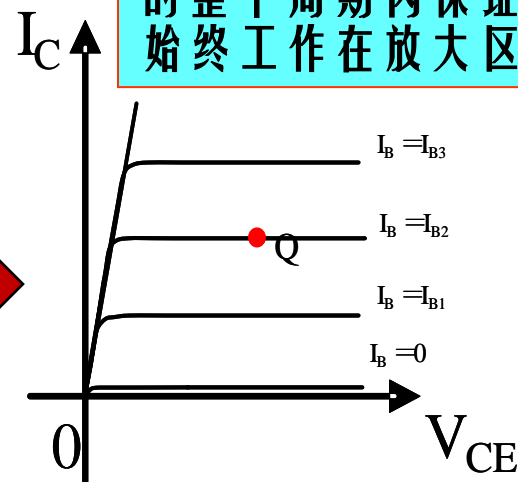
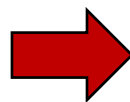
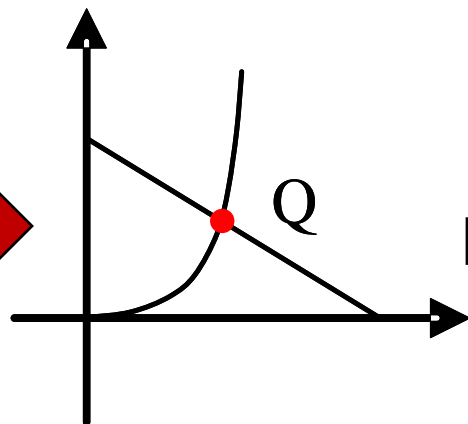
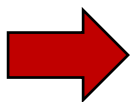
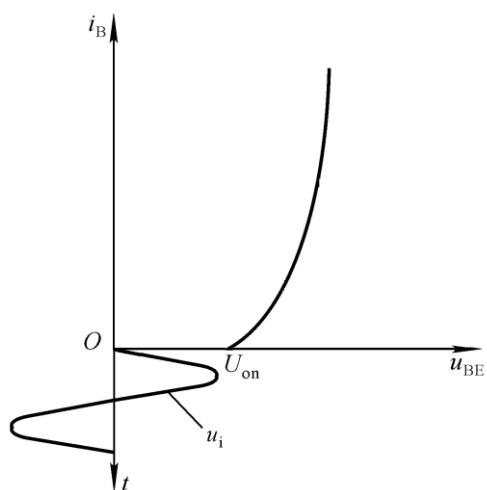
合适静态
工作点Q





1. 为什么设置直流偏置电路？

- 作用：使有源器件BJT工作在线性放大区，尽可能具有较大的线性范围，以保证交流小信号能够实现无失真线性放大！



要想不失真，就要在信号的整个周期内保证晶体管始终工作在放大区！

输出电压必然失真！

设置合适Q点，首先解决失真问题，然后放大！

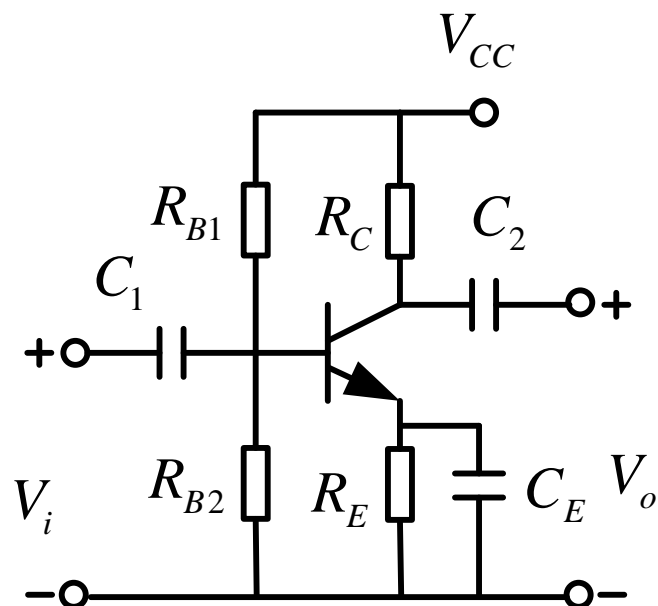
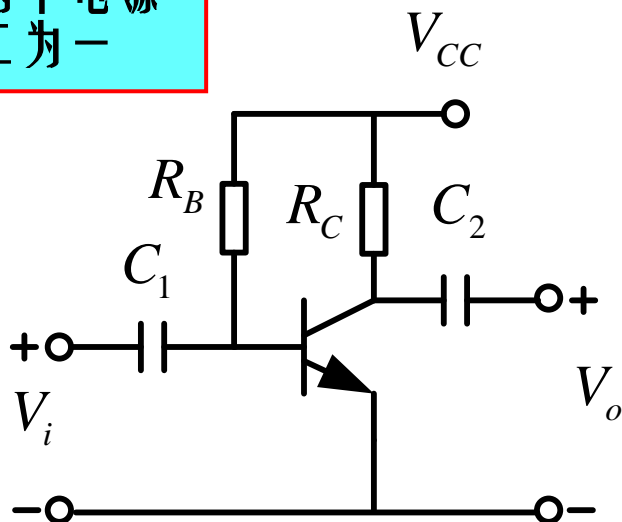




1. 单电源偏置形式

问题：
1. 两种电源！

将两个电源
合二为一



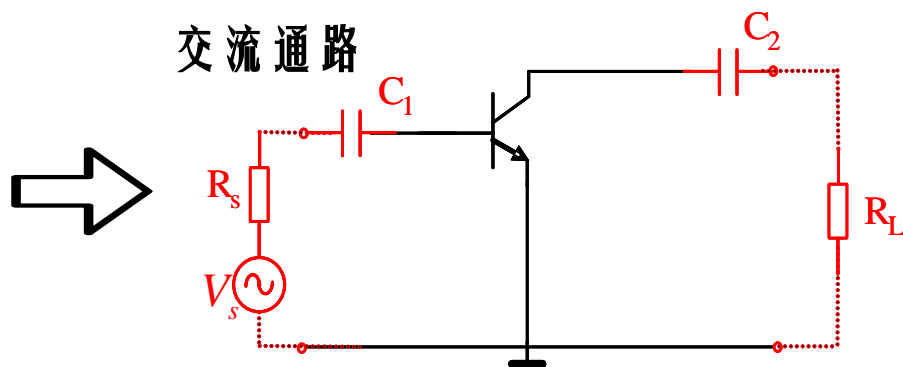
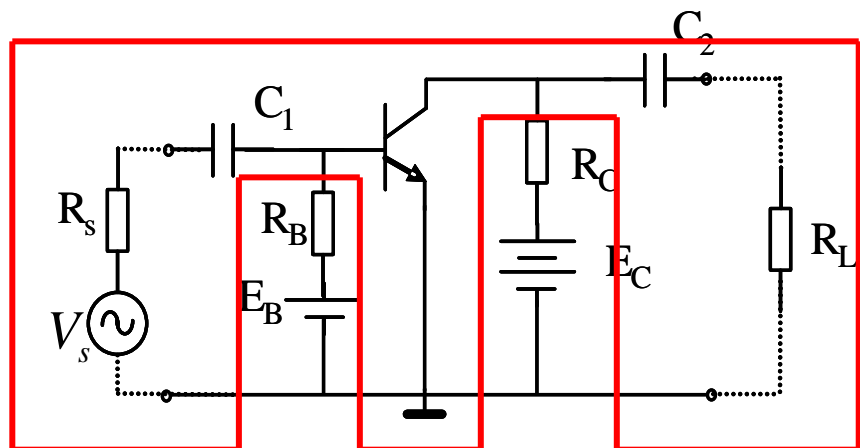
- 静态工作点 Q 合适：合适的直流电源、合适的电路参数。
- 交流信号 V_i 直接作用于晶体管输入回路，负载直接获得放大了的交流信号 V_o 。
 - 共地，且要使信号驮载在静态之上
 - 放大是信号，不是直流量。
- 实用要求：交、直共地、负载上无直流分量。





1. BJT基本放大电路

■ 交流放大电路：输入交流小信号叠加在直流信号上，利用BJT线性放大能力，输出线性放大的交流信号；



$$\Delta u_I \rightarrow i_b \rightarrow i_c \rightarrow \Delta u_{R_C} \rightarrow \Delta u_{CE} (u_o)$$

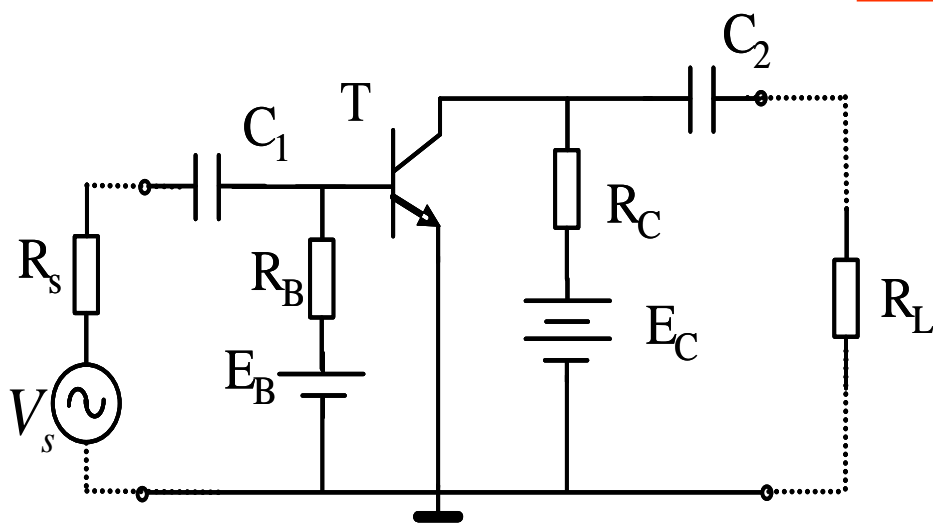
交流放大电路 $\left\{ \begin{array}{l} V_s, R_s : \text{交流信号源和信号源电阻} \\ R_L : \text{纯电阻负载} \\ C_1, C_2 : \text{耦合电容} \end{array} \right.$

“隔直通交”：① 隔断交流源和负载对Q点的影响；
② 输入、输出耦合；



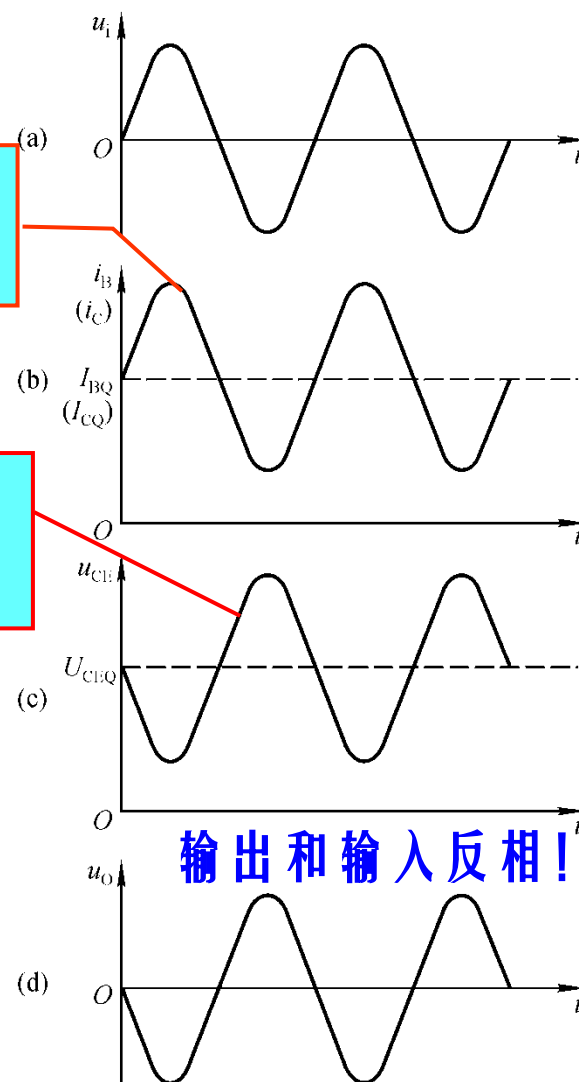


1、交、直流混合电路的波形分析



动态信号驮载
在静态之上

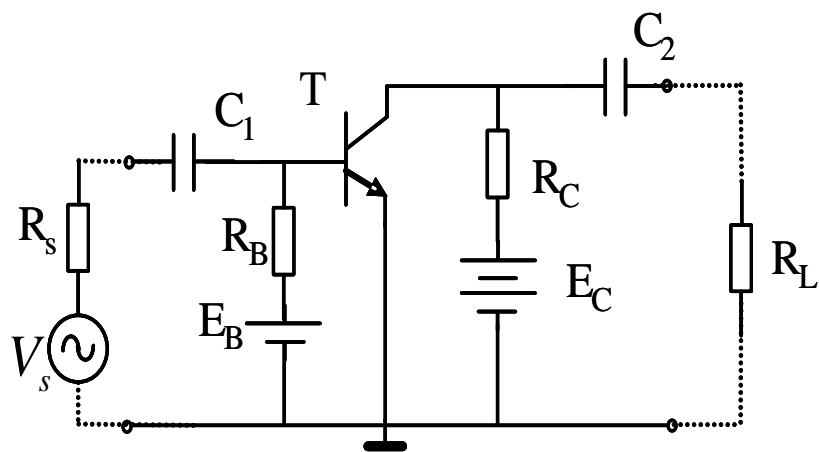
与 i_C 变化
方向相反



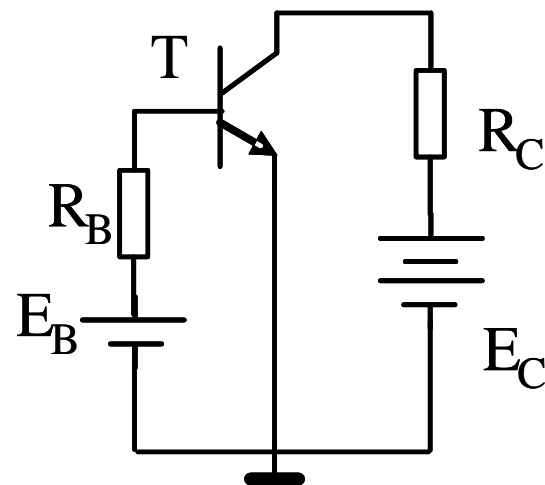
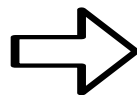


2. 直流分析方法

- 内容：求解静态工作点 Q ： I_{BQ} 、 V_{BEQ} 、 I_{CQ} 和 V_{CEQ} ，
关键要判断其工作状态；
- 对象：画出BJT基本放大电路的直流偏置电路；
- 图解法与模型法；



电容开路





(1) 图解法

■ 基本思路

➤ 将BJT作为非线性器件独立出来，构造电路的**直流负载线**，根据有源器件的**伏安特性曲线**，通过作图方式获得两条曲线的交点，读出交点坐标，即为待求的直流工作点；

➤ **输入和输出双回路**、两条特性曲线、两条直流负载线； ➡ **两次绘图分析**

■ 前提条件

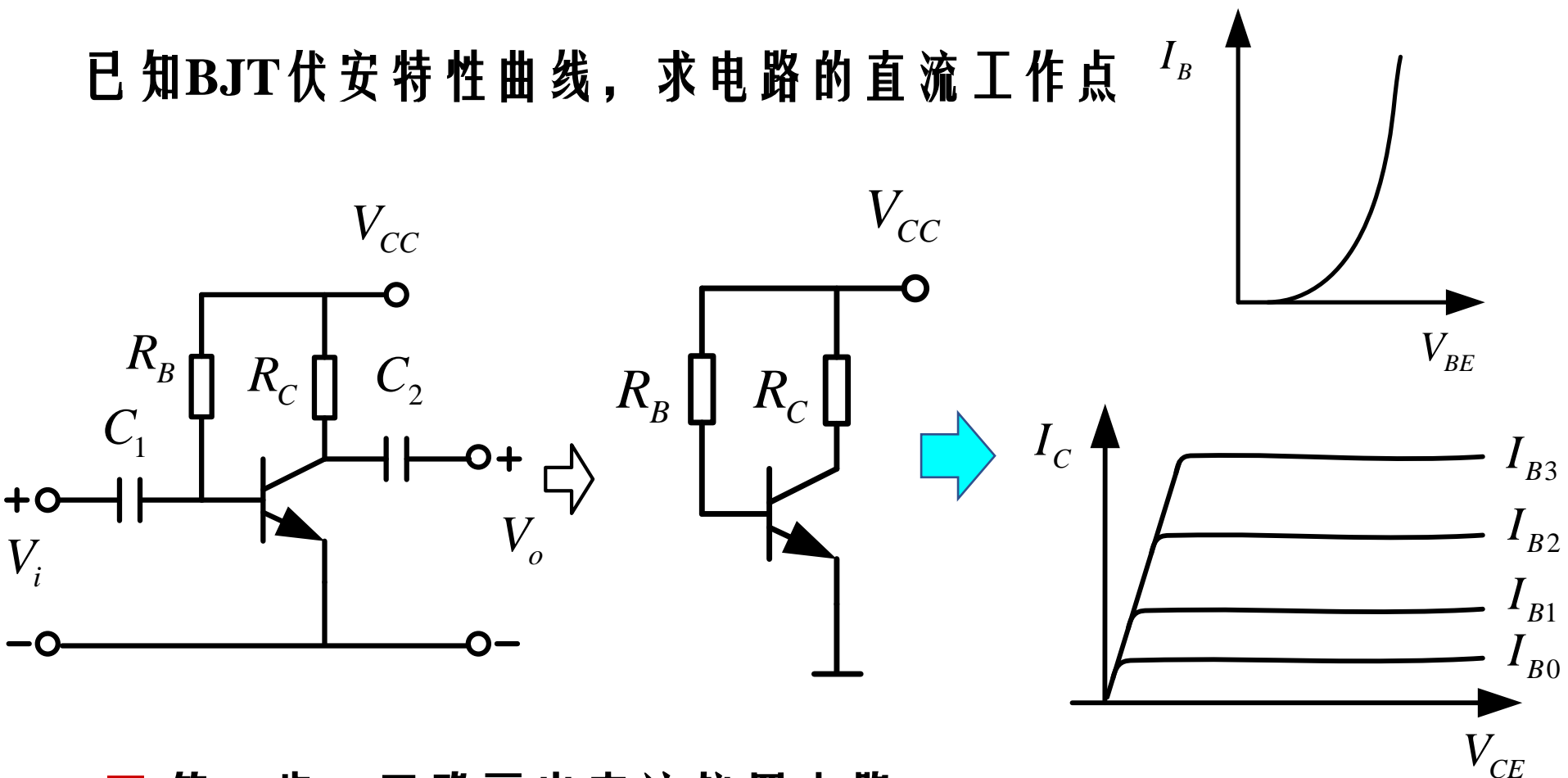
➤ 已知BJT输入端口和输出端口的伏安特性曲线（完整曲线族）





(1) 图解法

已知BJT伏安特性曲线，求电路的直流工作点



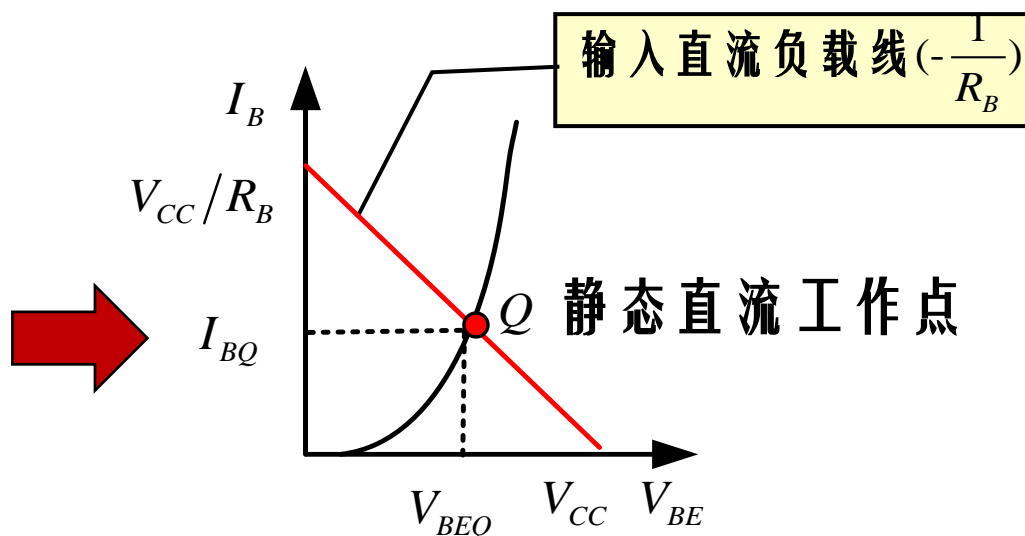
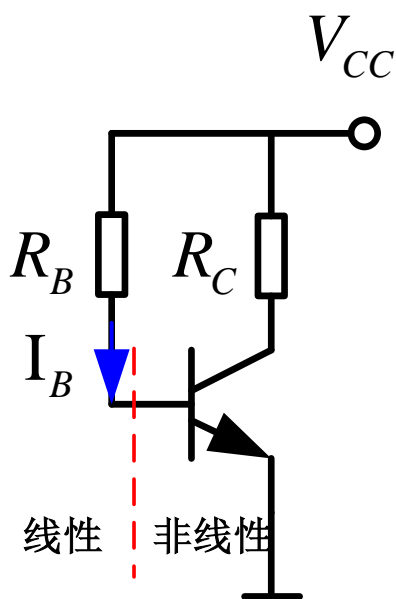
■ 第一步：正确画出直流偏置电路





(1) 图解法

■ 第二步：构造输入端口的直流负载线，在BJT输入端伏安特性曲线上绘出，并读出直流工作点Q： I_{BQ} 、 V_{BEQ} ；



输入端直流负载线

$$V_{CC} = I_B R_B + V_{BE}$$

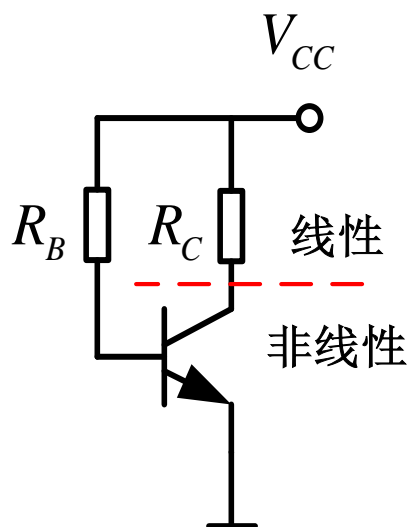
集电结深度反偏 $U_{CE} > 1$ ，
曲线族可近似为一条曲线





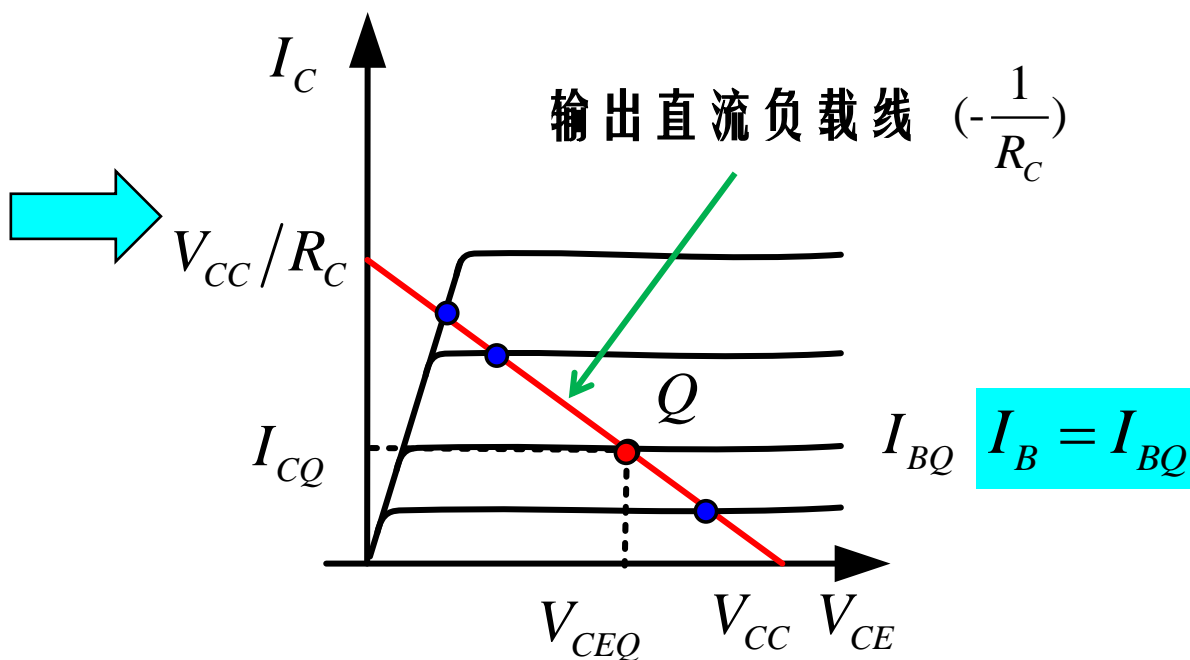
(1) 图解法

■ 第三步：构造输出端口的直流负载线，在BJT输出端伏安特性曲线上绘出，并读出直流工作点Q： I_{CQ} 和 V_{CEQ} ；



输出端直流负载线

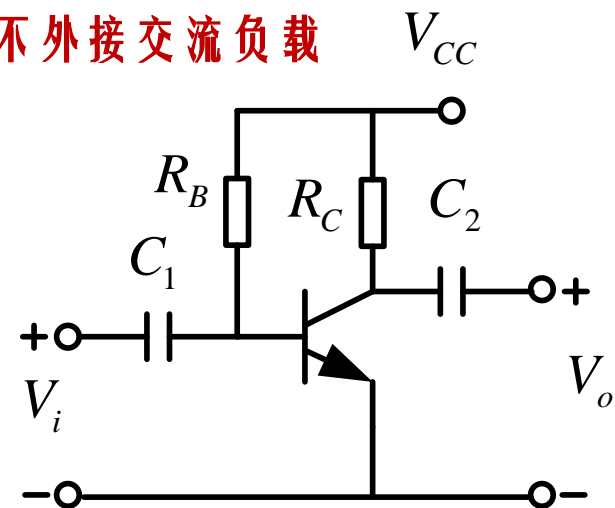
$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE}$$



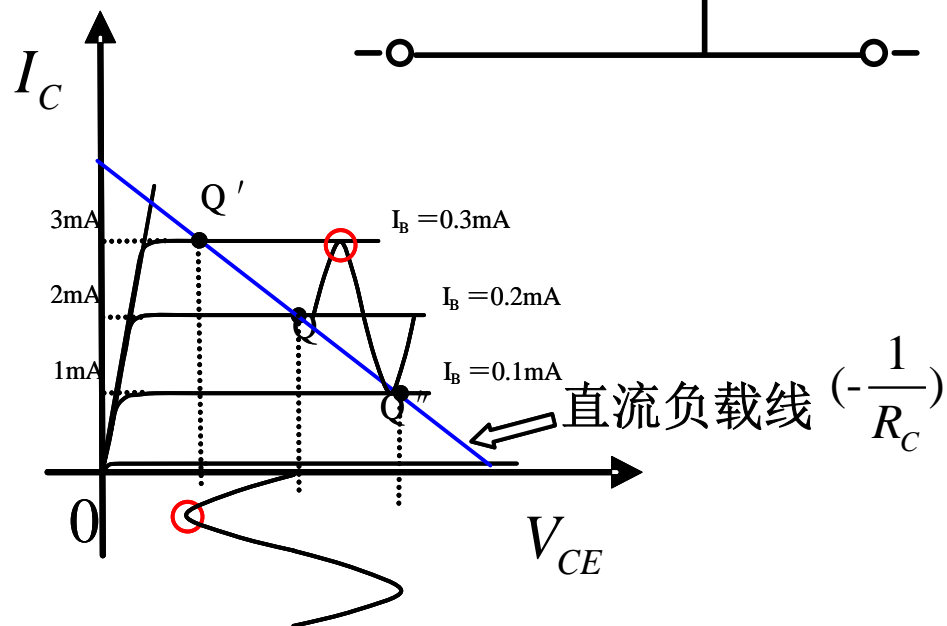
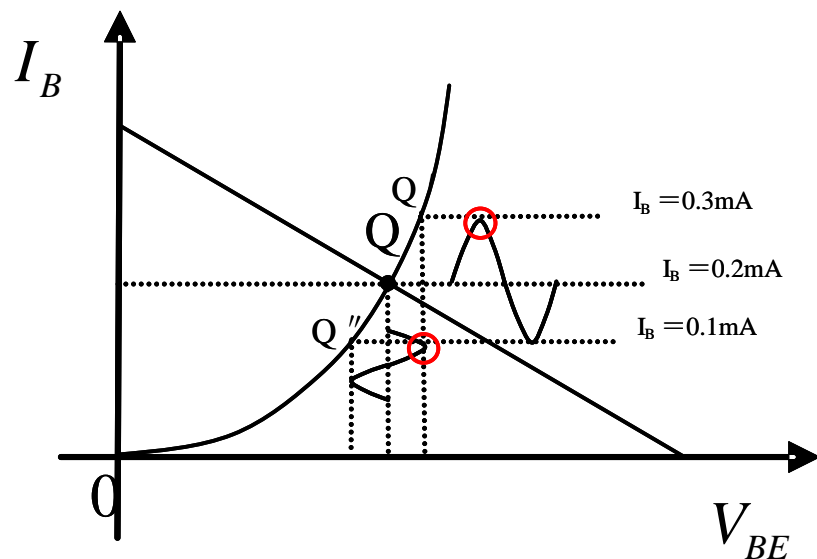


(1) 图解法进行交流分析

不外接交流负载



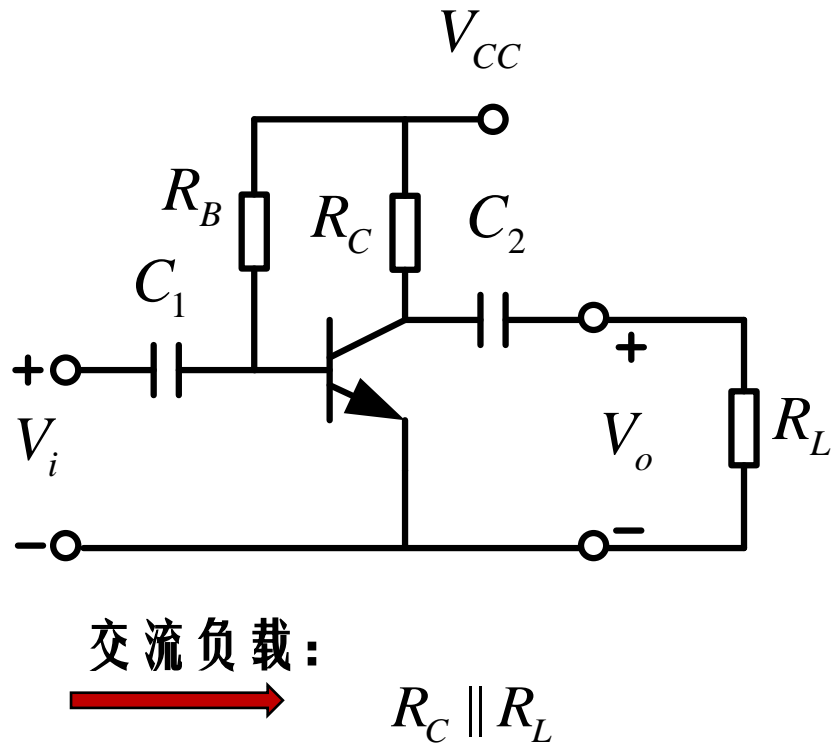
■ 交流小信号放大过程的图解分析



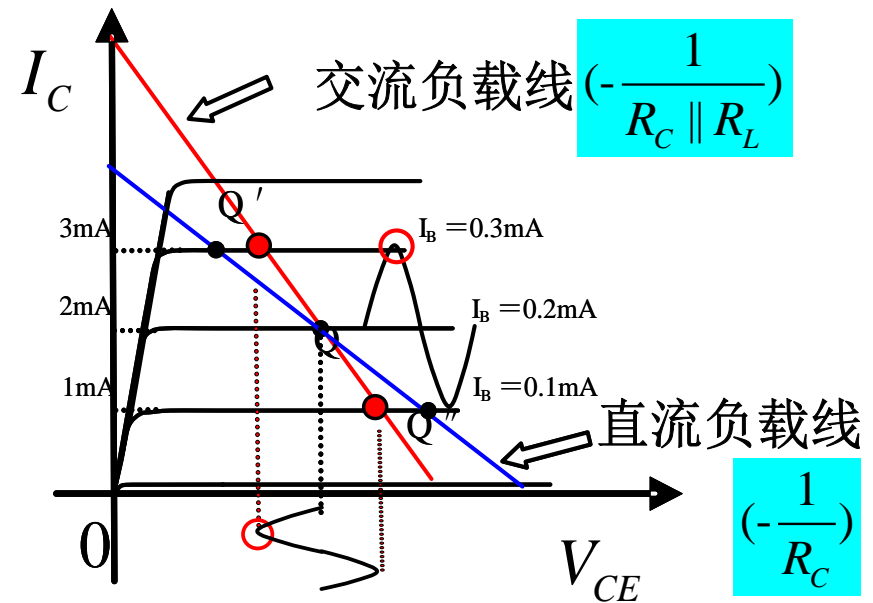


(1) 图解法

■ 外接交流负载 R_L



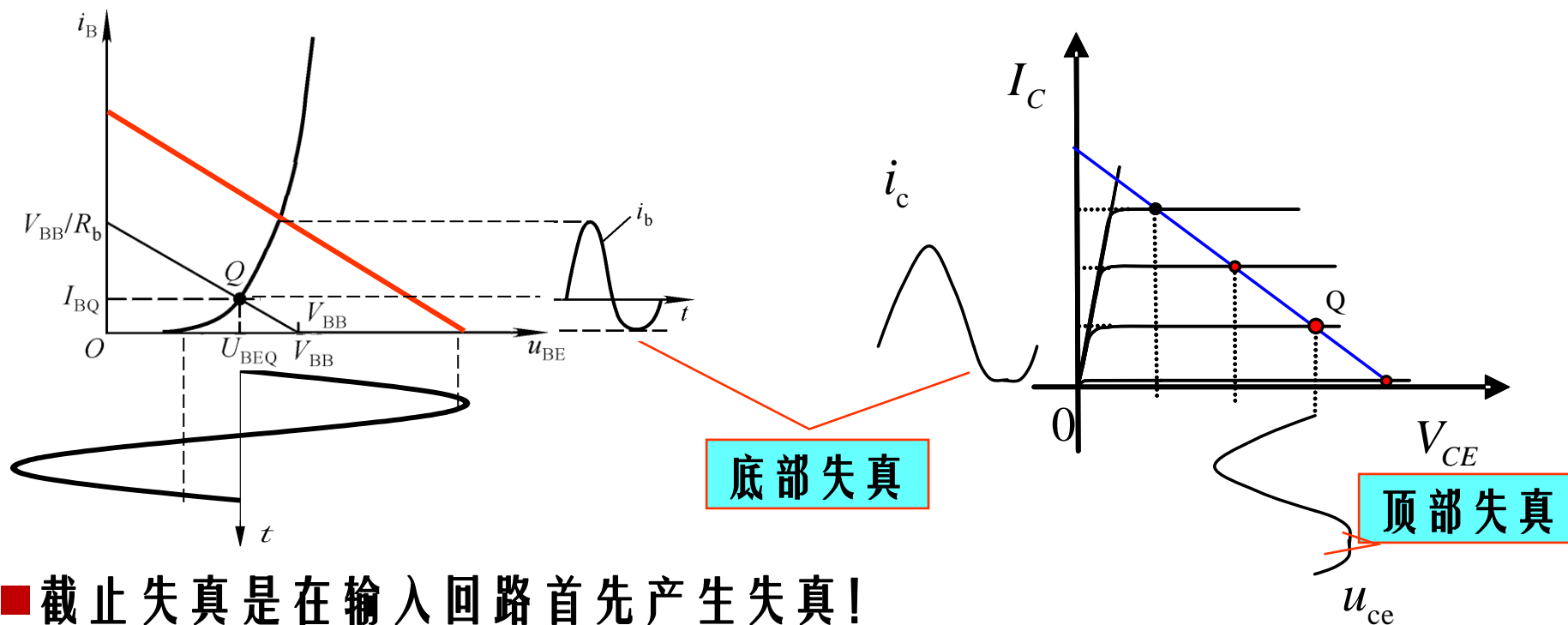
■ 交流负载线





(1) 图解法

■ **截止失真**: 输入Q点设置过低, 则可引起波形 **底部** 被限幅, **导致失真**;



■ 截止失真是在输入回路首先产生失真!

■ 消除方法: 增大 V_{BB} , 即向上平移输入回路负载线。

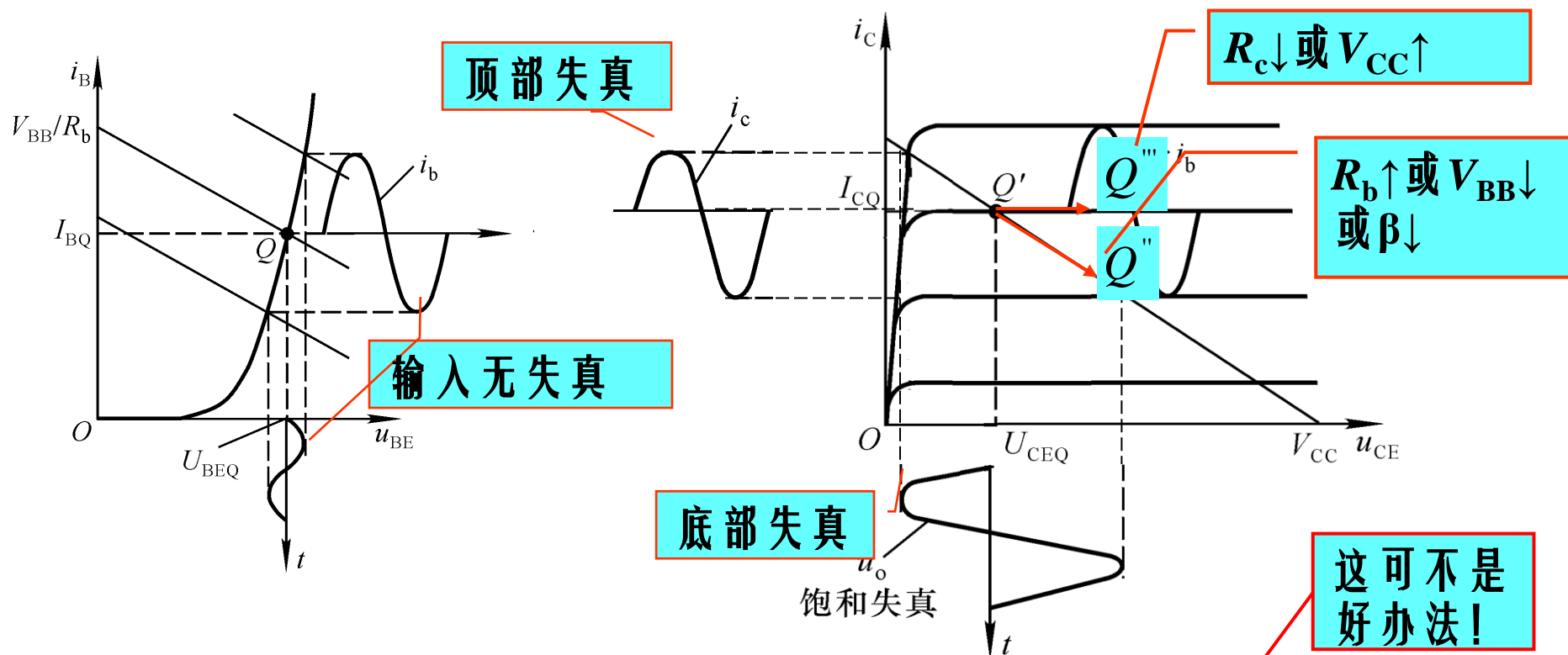
➡ 减小 R_b 能消除截止失真吗?





(1) 图解法

■ **饱和失真**：Q点过高，**输出回路**引起失真。



■ **消除方法**：增大 R_b ，减小 V_{BB} ，减小 β ，**减小 R_c** ，**增大 V_{CC}** 。

■ **最大不失真输出电压 U_{om}** ：比较 $(U_{CEQ} - U_{CES})$ 与 $(V_{CC} - U_{CEQ})$ ，取其小者，除以 $\sqrt{2}$ 。





(1) 图解法

■ 图解法的优势

- 过程简单，结果直观，动态范围、波形失真一目了然
- 数值解的精度基本满足工程近似估算要求
- 既可以做直流分析，也可以做交流分析

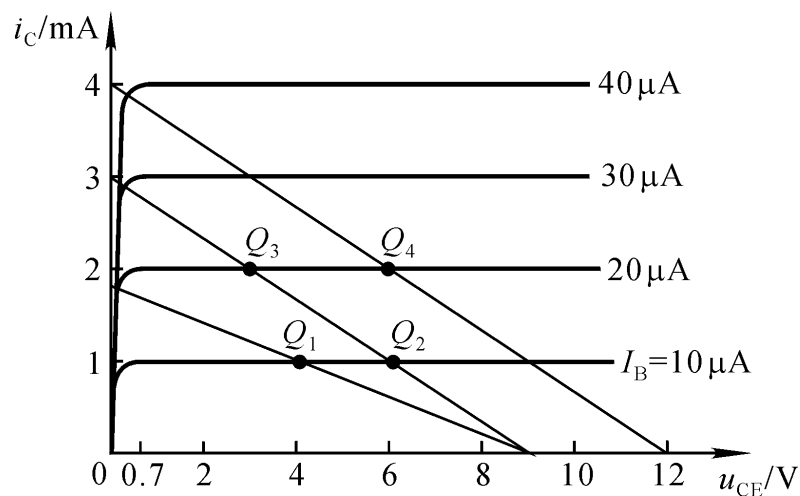
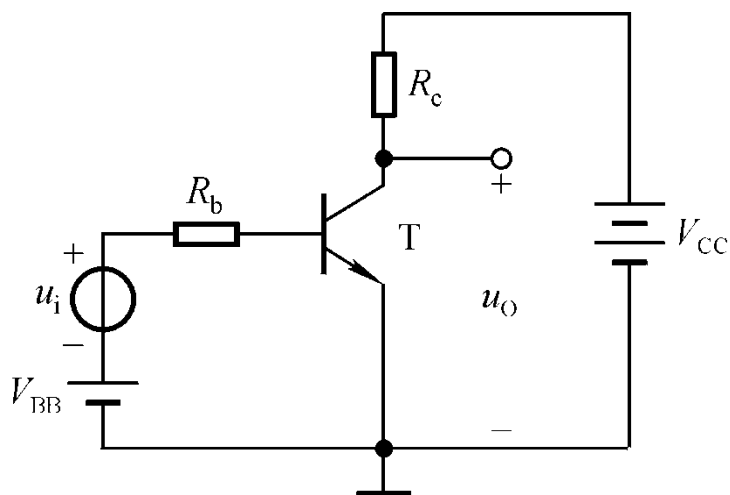
■ 图解法的缺点

- 晶体管离散性大，几乎每种三极管的伏安特性曲线都不完全一致，需要事先精确测量才能做分析，使用不便。
- 难以应付多BJT构成的多级放大电路。





练习题



1. 在什么参数、如何变化时 $Q_1 \rightarrow Q_2 \rightarrow Q_3 \rightarrow Q_4$?
2. 从输出电压上看，哪个 Q 点下最易产生截止失真？哪个 Q 点下最易产生饱和失真？哪个 Q 点下 U_{om} 最大？
3. 设计放大电路时，应根据什么选择 V_{CC} ？





(2) 模型法 (等效电路法)

■ 基本思路：线性化处理

➤ 放大状态的晶体管，发射结**正偏**，为了获得一定动态范围的**线性区域**，通常将Q点设置在输入电流 I_B 急剧上升的部位，导通电压 V_{BEON} 变化很小，近似为常数：

恒压降



$$\begin{cases} \text{硅BJT: } V_{BEON} = 0.7V \\ \text{锗BJT: } V_{BEON} = 0.3V \end{cases}$$

电流关系



$$I_C = \beta I_B = \alpha I_E$$

■ 使用前提条件

- ① 已知BJT的 β 及 V_{BEON} （或BJT材料类型）
- ② BJT必须工作在放大状态





(2) BJT 直流分析模型

(1) 恒压源模型：

(2) 受控电流源模型

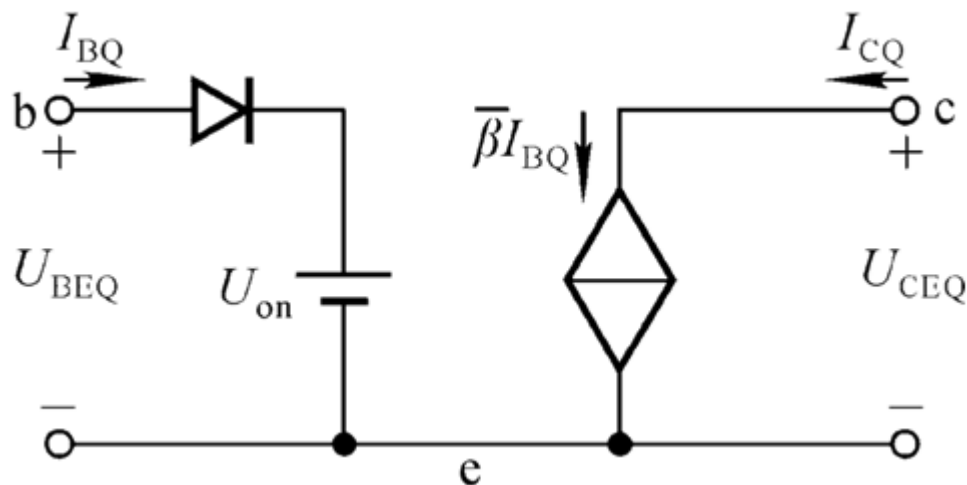
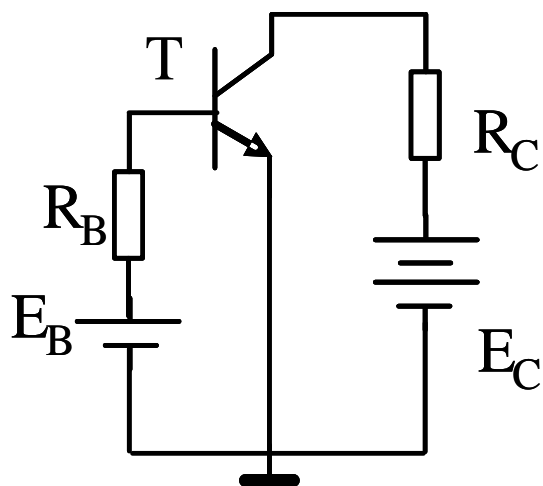
$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - U_{BEQ}}{R_b}$$

输入回路等效为恒压源

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ}$$

输出回路等效为电流控制的电流源

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_c$$



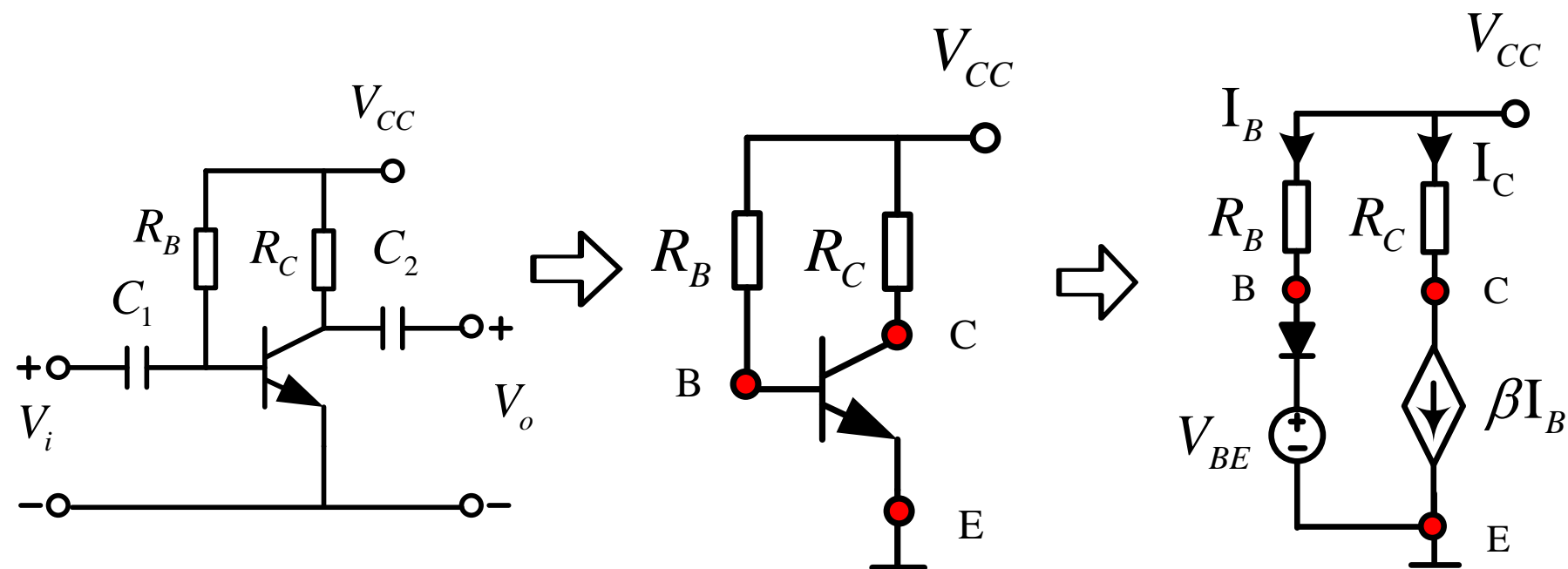
线性化直流模型





例 题

若BJT处于放大状态，且 β 已知， $V_{BEON} = 0.7V$ ，试求该电路的直流工作点



第一：画出直流偏置电路

第二：直流等效模型电路



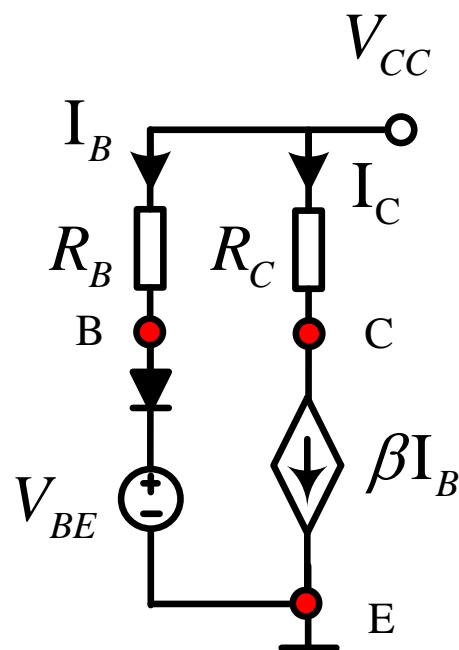


例题

■ 第三步：分析输入、输出端口电路，获得直流工作点Q

$$\text{输入端} \begin{cases} V_{BEQ} = 0.7V \\ I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_B} \end{cases}$$

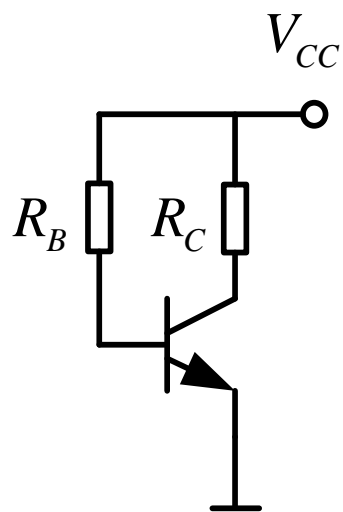
$$\text{输出端} \begin{cases} I_{CQ} = \beta I_{BQ} \\ V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_C \end{cases}$$





(2) 定基流偏置电路

➤ 由于电路的基极电流只与 R_B 有关， R_B 确定则基极电流恒定。



输入端

$$\begin{cases} V_{BEQ} = 0.7V \\ I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_B} \end{cases}$$



输出端

$$\begin{cases} I_{CQ} = \beta I_{BQ} \\ V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_C \end{cases}$$

■ 存在的问题：

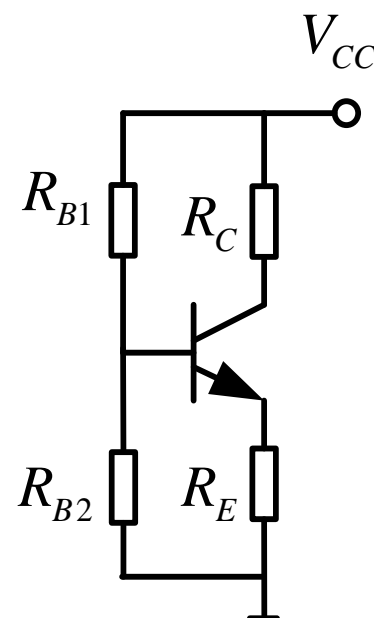
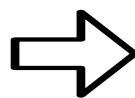
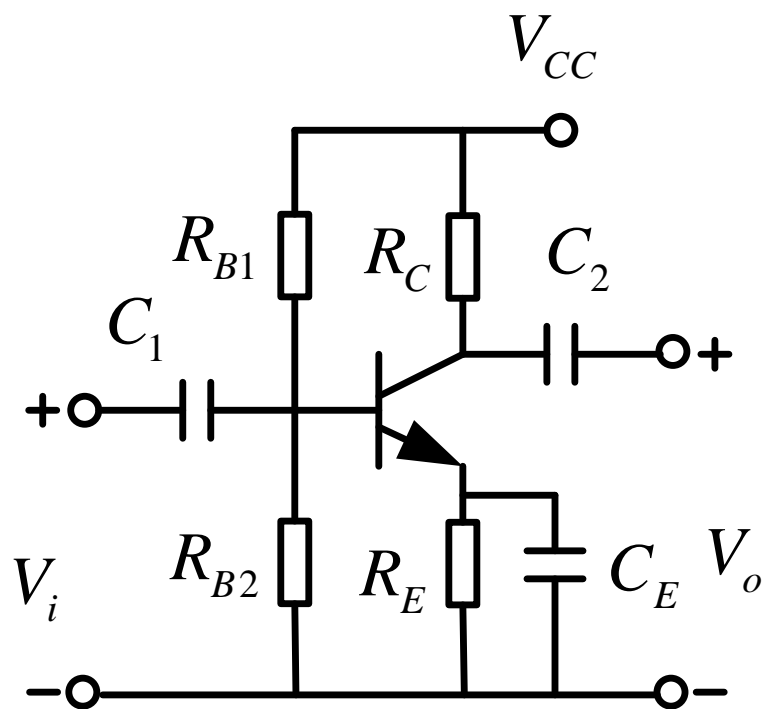
- 输出端直流工作点受 β 值的影响较大；
- β 参数受温度的影响，因此，定基流偏置电路温度稳定性差；
- 晶体管 β 参数的离散性，限制了定基流偏置电路的实用性。





(2) 定基压偏置电路

若BJT处于放大状态，且 β 已知， $V_{BEON} = 0.7V$ ，试求该电路的直流工作点



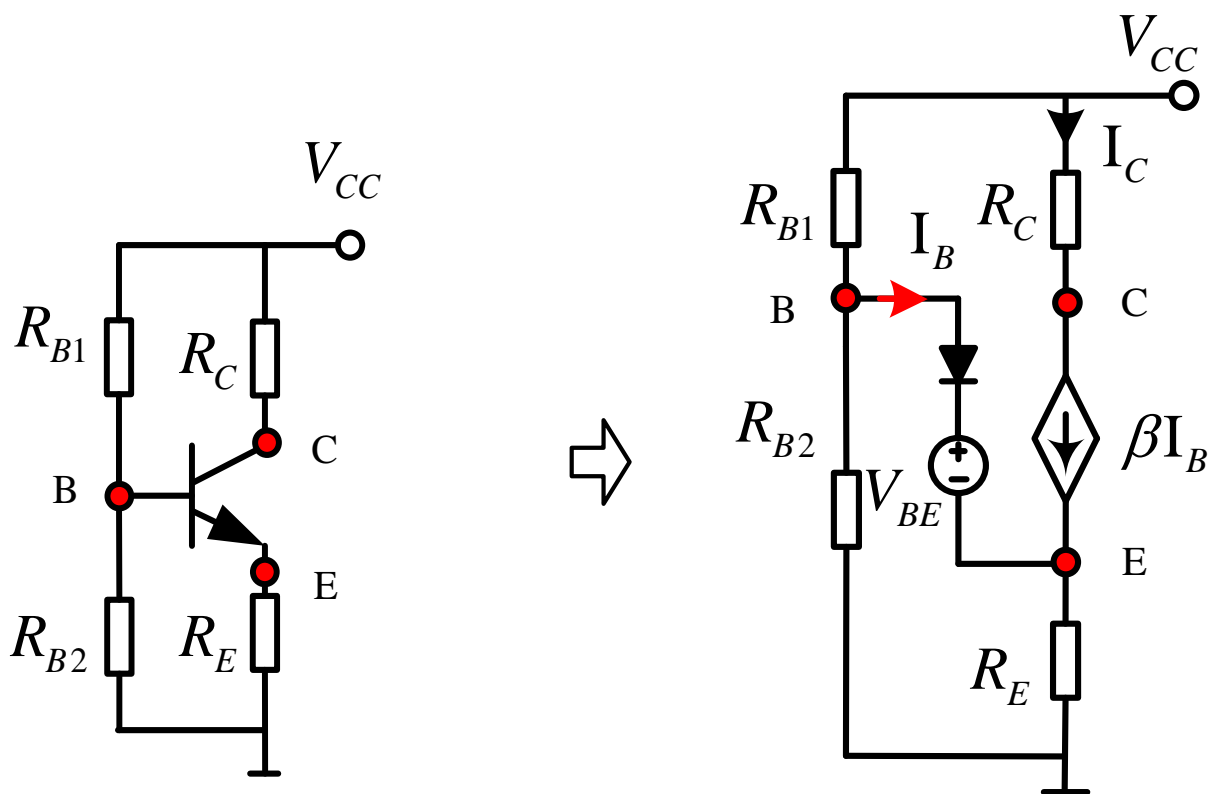
■ 第一步：画出直流偏置电路





(2) 定基压偏置电路

■ 第二步：利用BJT的直流线性模型替换BJT，获得直流等效电路。

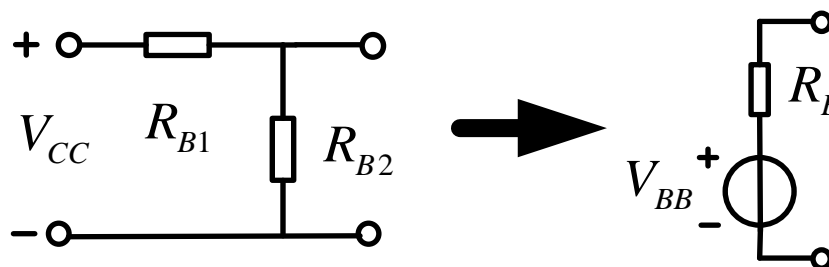
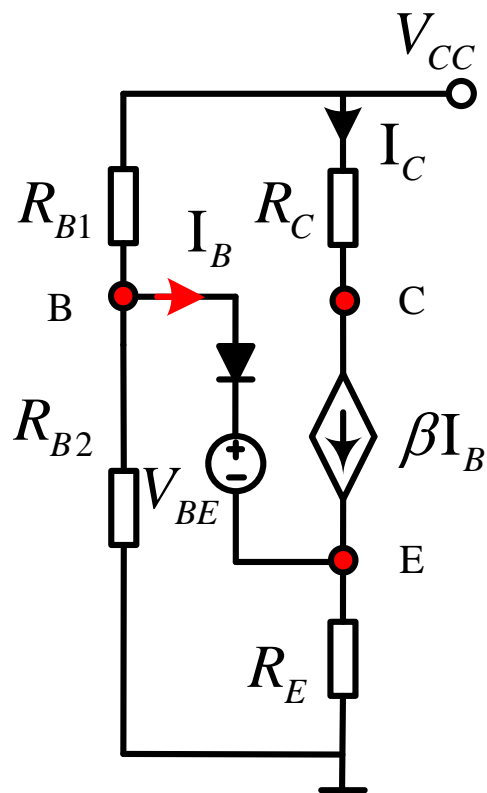




(2) 定基压偏置电路

■ 第三步:

处理输入端口-戴维宁等效



$$R_B = R_{B1} \parallel R_{B2} = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

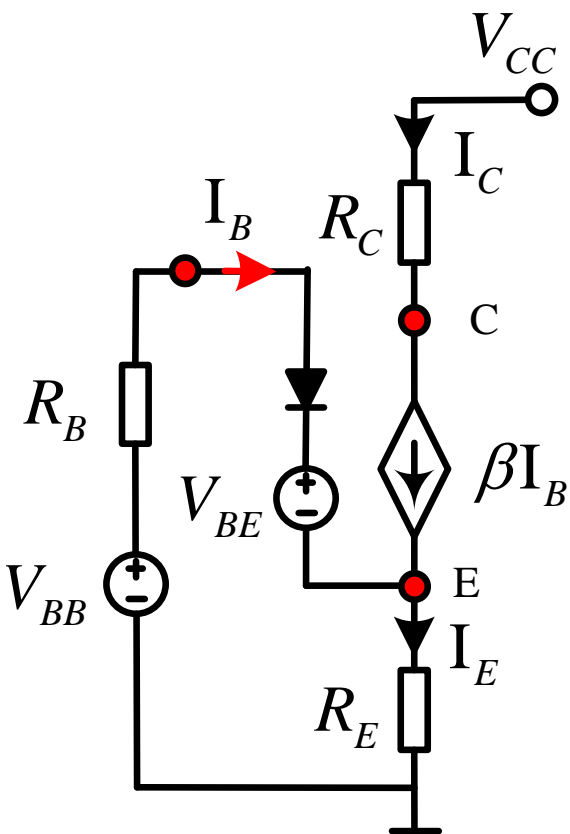
$$V_{BB} = \frac{V_{CC} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \rightarrow \text{定基压: } V_{BB} \text{ 恒定}$$





(2) 定基压偏置电路

➤ 分析输入端口和输出端口电路，获得直流工作点Q



输入端

$$V_{BB} = I_{BQ}R_B + V_{BEQ} + (1 + \beta)I_{BQ}R_E$$

$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta)R_E}$$

输出端

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{\frac{R_B}{\beta} + \frac{(1 + \beta)R_E}{\beta}} \approx \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{\frac{R_B}{\beta} + R_E} \approx I_{EQ}$$

$$V_{CC} = I_{CQ}R_C + V_{CEQ} + \frac{I_{CQ}}{\alpha}R_E$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}\left(R_C + \frac{R_E}{\alpha}\right) \approx V_{CC} - I_{CQ}(R_C + R_E)$$



输出电流电压受 β 的影响减小。

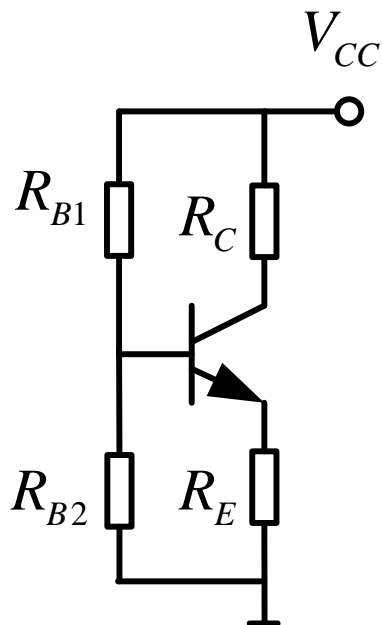




(2) 定基压偏置电路特点

➤ 定基压 V_{BB} 值仅与基极偏置电阻有关，恒定；

$$V_{BB} = \frac{V_{CC} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$



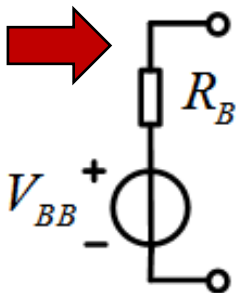
$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_B + (1 + \beta) R_E}$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{\frac{R_B}{\beta} + R_E}$$

$$I_{EQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{\frac{R_B}{1 + \beta} + R_E}$$

■ 对于 β 值 **离散性** 有较好适应性，更有实用价值；

■ R_E 的直流 **电流串联负反馈** 作用，稳定直流工作点 Q 作用；



V_{BB} 非 B 点电位 V_B
等效电压源电压

温度升高 $\rightarrow I_C$ 变大 $\rightarrow I_E$ 变大 $\rightarrow V_E$ 变大
 $\rightarrow V_{BE}$ 下降 $\rightarrow I_B$ 下降 $\rightarrow I_C$ 下降

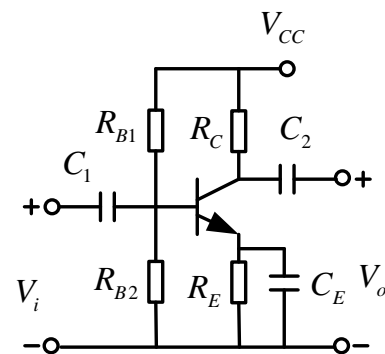




(2) 模型法直流分析简化

■ 不必画出直流偏置电路的等效模型，而直接利用关系式求解

$$\begin{cases} V_{BEQ} = V_{BEON} = 0.7V \\ I_{EQ} \approx I_{CQ} = \beta I_{BQ} (\beta \gg 1) \end{cases}$$



■ 分析方法、步骤

- 第一步：正确画出直流偏置电路
- 第二步：假设BJT放大状态，运用直流模型关系式，分析直流工作点Q；
- 第三步：检查放大状态的直流偏置条件是否满足，若条件满足，则假设成立，所求直流工作点是电路的正确解，求解结束
- 第四步：若不满足，则假设不成立，再依据 V_{BE} 或 V_{BC} 判断BJT是否工作于其它状态，获得BJT正确工作状态，并重新分析电路的直流工作点





典型例题

例图为双电源晶体管放大器，已知晶体管的 $\beta = 100$ 、 $V_{BE(ON)} = 0.7V$ ，求下述两种情况的直流静态工作点。

(1) 有耦合电容 C_2 ；

(2) 无耦合电容 C_2 ，即直接耦合。

解：(1) 耦合电容 C_2 开路， R_L 不影响直流分析。

假定BJT处于放大状态，则：

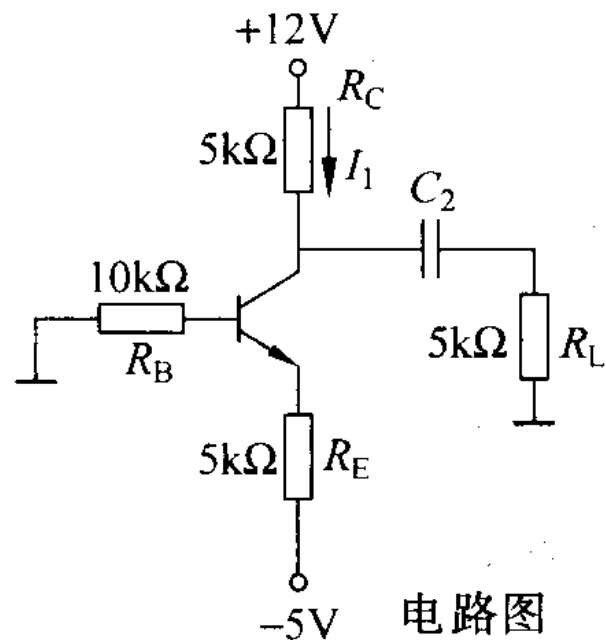
由基极回路： $I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E = 5$

$$\Rightarrow I_{BQ} = \frac{5 - 0.7}{10 + 101 \times 5} = 8.4 \mu A$$

由输出回路：

$$\Rightarrow I_{EQ} \approx I_{CQ} = I_1 = \beta I_{BQ} = 0.84 mA$$

$$\Rightarrow V_{CE} = V_C - V_E = (12 - 0.84 \times 5) - (-5 + 0.84 \times 5) = 8.6V \Rightarrow \text{放大状态假定成立!}$$





典型例题

例图为双电源晶体管放大器，已知晶体管的 $\beta = 100$ 、 $V_{BE(on)} = 0.7V$ ，求下述两种情况的直流静态工作点。

(1) 有耦合电容 C_2 ；

(2) 无耦合电容 C_2 ，即直接耦合。

解：(2) 负载 R_L 直接耦合，则输出回路考虑 R_L 的

分流作用，则 $\Rightarrow I_1 = I_{CQ} + \frac{V_C}{R_L}$

基极回路不变：

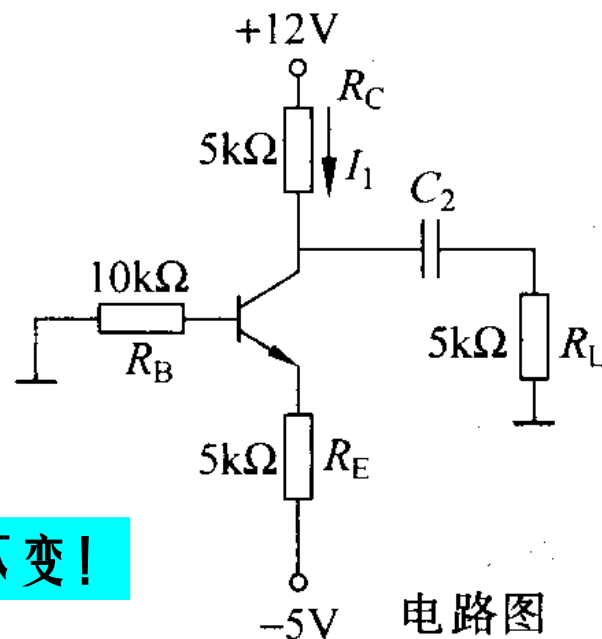
$$\Rightarrow I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E = 5 \quad I_{BQ} = \frac{5 - 0.7}{10 + 101 \times 5} = 8.4 \mu A \Rightarrow \text{不变!}$$

输出回路：

$$I_{EQ} \approx I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 0.84 mA$$

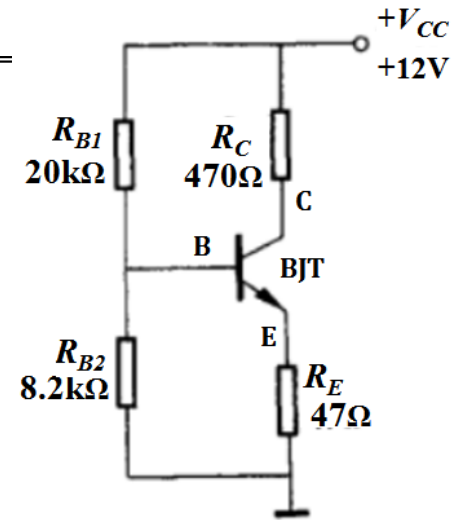
$$V_E = -5 + 0.84 \times 5 = -0.8V \Rightarrow \text{不变!}$$

$$\Rightarrow V_C = 12 - I_1 R_C = 12 - \left(I_{CQ} + \frac{V_C}{R_L}\right) R_C \quad V_C = 3.9V \Rightarrow V_{CE} = V_C - V_E = 4.7V \Rightarrow \text{放大状态假定成立!}$$





典型例题



例：如图所示的电路，已知三极管的 $\alpha=0.98$ ， $V_{BE(on)}=0.7V$ ，

(1) 试求 I_B 、 I_C 、 V_{CE} ；

(2) 若 $R_E=0$ ， R_{B2} 开路，指出电路的工作状态。

解： $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0.98}{1-0.98} = 49 \rightarrow$ **定基压偏置电路**

戴维宁等效

$$V_{BB} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} = \frac{8.2}{20 + 8.2} \times 12V \approx 3.49V$$

$$R_B = R_{B1} \parallel R_{B2} = 20k\Omega \parallel 8.2k\Omega \approx 5.82k\Omega$$

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE(on)}}{R_B + (1 + \beta)R_E} = \frac{3.49 - 0.7}{5.82 + (1 + 49) \times 0.047} mA \approx 0.34mA$$

$$I_C = \beta I_B = 49 \times 0.34mA = 16.66mA$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E) = [12 - 16.66 \times 10^{-3} \times (470 + 47)]V \approx 3.39V \rightarrow$$
 假设成立！

(2) 当 $R_E=0$ ， R_{B2} 开路时，定基流偏置电路，假设三极管BJT放大，则：

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_{B1}} = \frac{12 - 0.7}{20} mA = 0.565mA$$

$$I_C = \beta I_B = 49 \times 0.565mA = 27.685mA$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = (12 - 27.685 \times 10^{-3} \times 470)V \approx -1.01V$$

与假设不符，故BJT处于饱和状态。



例题 两级电路静态直流分析

设T1, T2具有相同参数, $\beta = 100$, $V_{BEON} = 0.7V$,

$V_{CES} = 0.3V$, 求 I_{C1} 及 I_{C2}

解: (1) 假设T1, T2均工作于放大态, 则有

$$V_{E1} = 5 - V_{BEON} = 4.3V$$

$$V_{E2} = 5 - 2V_{BEON} = 3.6V$$

$$\rightarrow V_{CE1} = 9 - V_{E1} = 4.7V$$

$$V_{CE2} = 9 - V_{E2} = 5.4V$$

$$\rightarrow V_{CE1}, V_{CE2} \gg V_{CES} \Rightarrow \text{假设成立}$$

第二级电路直接接地, 首先易于分析!

$$\Rightarrow I_{E2} = \frac{V_{E2}}{50} - \frac{V_{BEON}}{500} = 70.6mA \Rightarrow I_{C2} \approx I_{E2} = 70.6mA$$

第一级电路分析, 注意级间联系!

$$\Rightarrow I_{E1} = I_{B2} + \frac{V_{BEON}}{500} = \frac{I_{C2}}{\beta} + \frac{V_{BEON}}{500} = 2.1mA \Rightarrow I_{C1} \approx I_{E1} = 2.1mA$$

