



中国科学技术大学

University of Science and Technology of China

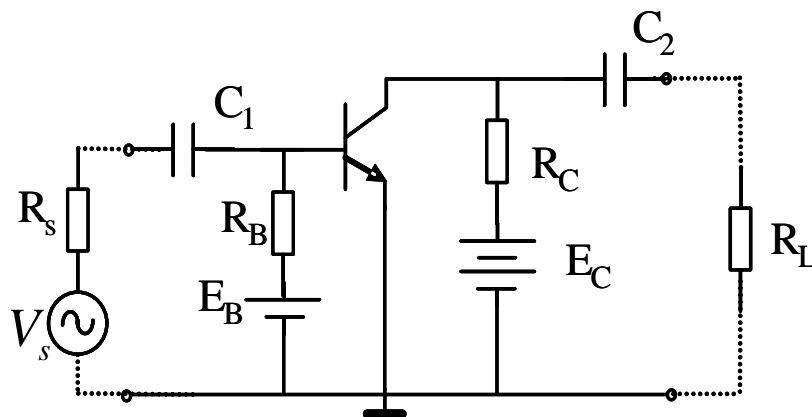
§ 3.2 BJT基本放大电路及分析方法

lugh@ustc.edu.cn

2016年9月23日

1. BJT基本放大电路

■ 基本结构



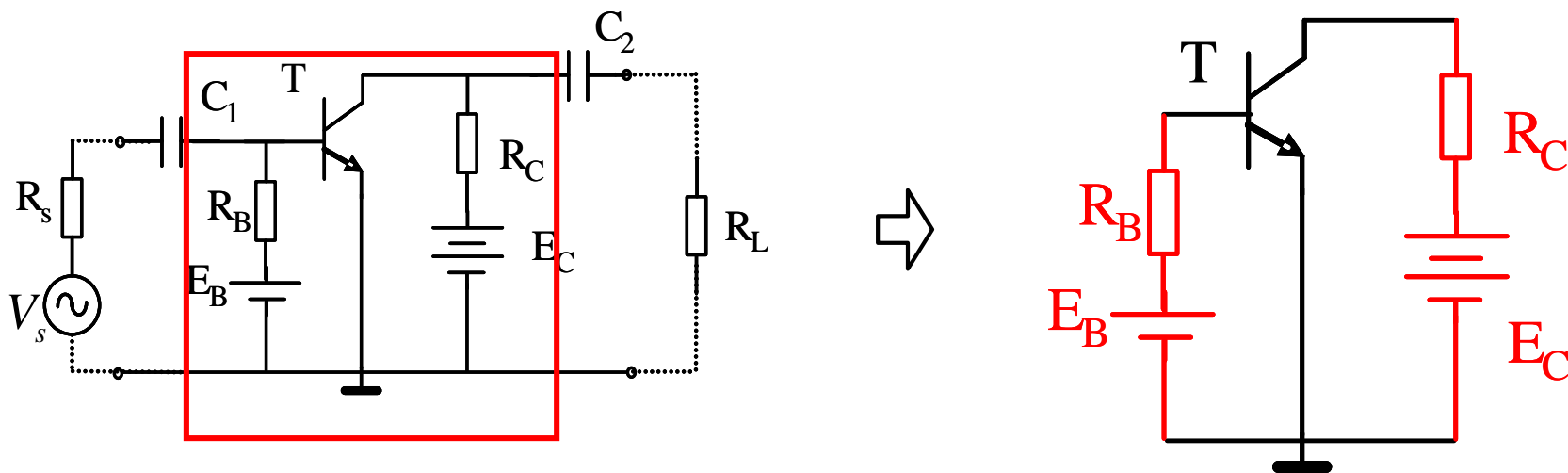
■ 说明

- BJT基本放大电路以**BJT**作为核心器件
- BJT的直流偏置电路
- BJT的交流通路

1. BJT基本放大电路

■ 直流偏置电路

- 在基本放大电路中，为了使有源器件具有合适的静态工作点，以便于对交流信号进行处理而额外配置的直流辅助电路，称为直流偏置电路



1. BJT基本放大电路

■ 偏置电压与偏置电阻的具体作用

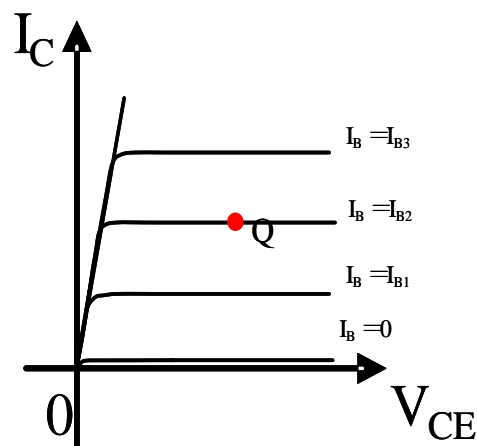
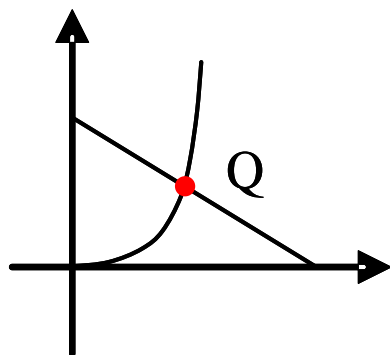
- 偏置电压: E_B 、 E_C
- 偏置电阻: R_B 、 R_C

直流偏置电路 { E_B : 保证发射结正偏
 R_B : 提供合适的基极电流
 E_C : 保证集电结反偏
 R_C : 保证C极有合适的反偏电压

1. BJT基本放大电路

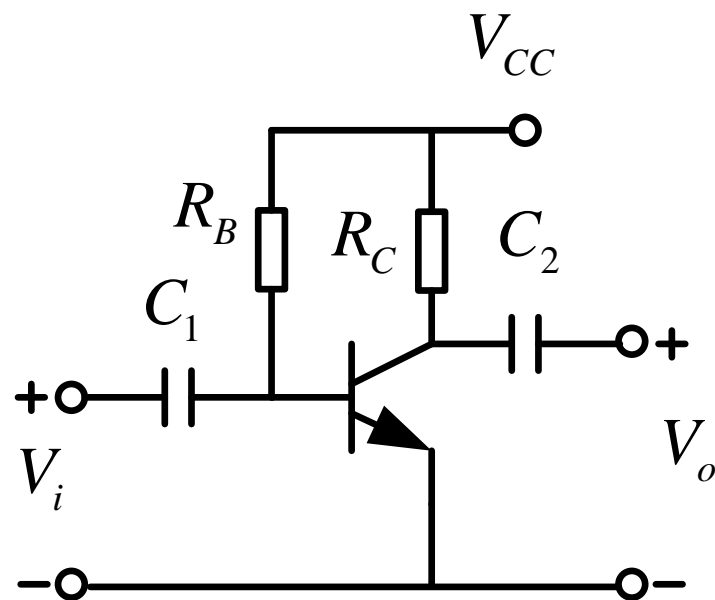
■ 直流偏置电路的作用

- 对BJT基本放大电路来说，直流偏置电路的主要作用是使有源器件BJT工作在线性放大区，并使其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



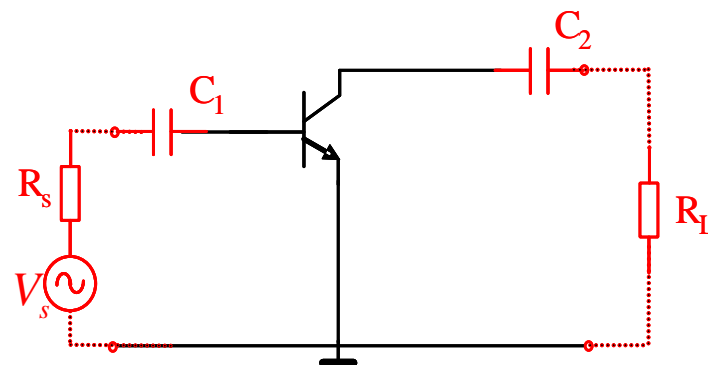
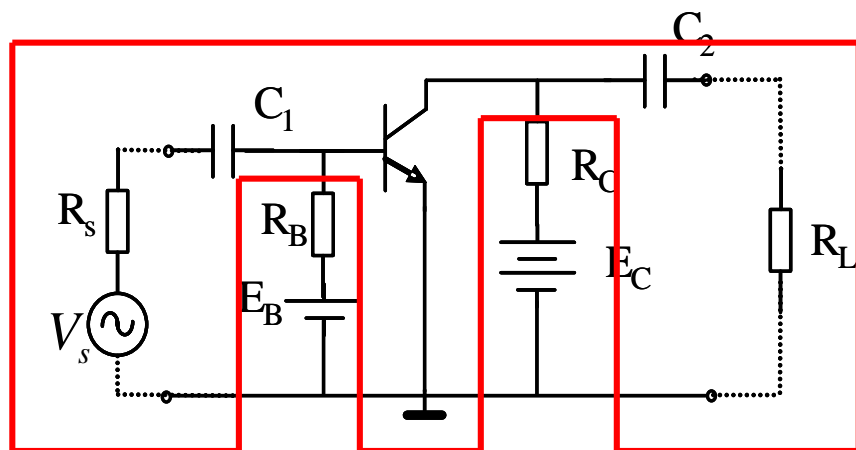
1. BJT基本放大电路

□ 单电源偏置形式



1. BJT基本放大电路

■ 交流通路



1. BJT基本放大电路

■ 交流放大电路中各元器件的作用

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

■ 耦合电容的作用

- 将信号源交流信号耦合至**BJT**的输入端口，或将**BJT**输出端口的交流信号耦合至负载
- 隔断交流信号源和负载电路对**BJT**直流工作点的影响
- 容值一般很大，可作为交流短路（中高频）直流开路

2. 放大电路的直流分析

■ 直流分析的目的

- 获得有源器件BJT的直流工作点，包括 I_{BQ} 、 I_{CQ} 和 V_{CEQ} ，并判断其工作状态

■ 直流分析方法

- 图解法与估算法

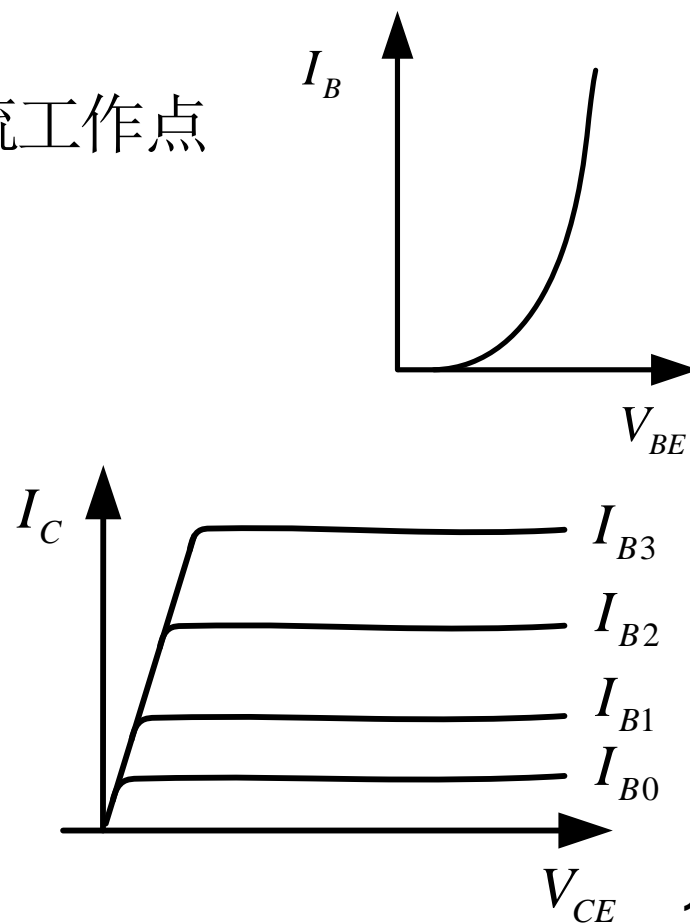
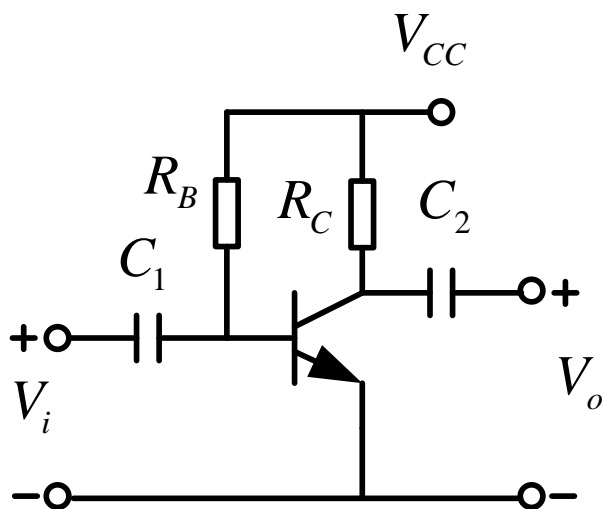
■ 使用图解法的前提条件

- 必须已知BJT输入端口和输出端口的伏安特性曲线

(1) 图解法

■ 例：晶体管基本放大电路的图解法直流分析

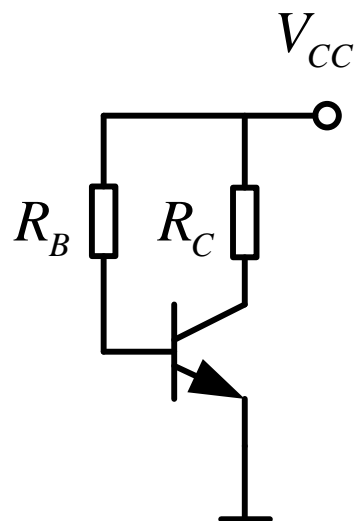
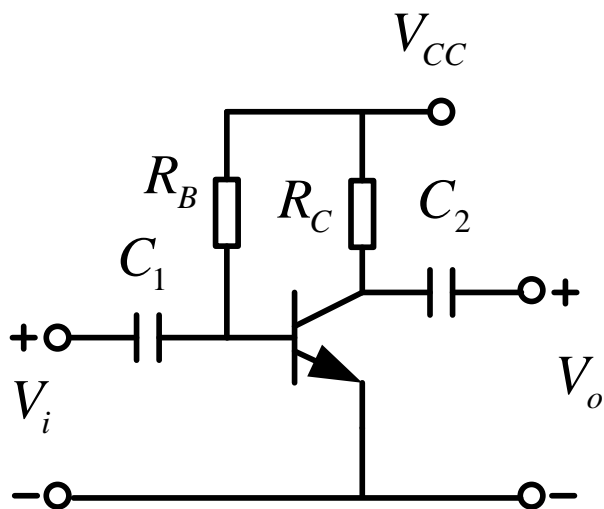
已知BJT伏安特性曲线，求电路的直流工作点



(1) 图解法

■ 第一步

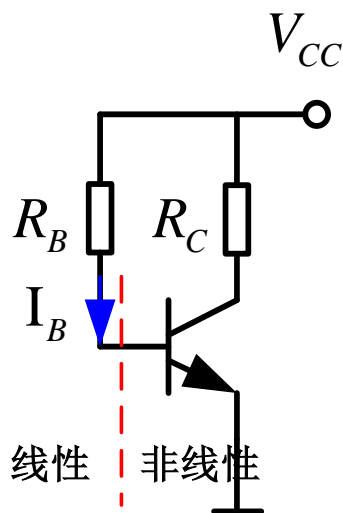
□ 正确画出直流偏置电路



(1) 图解法

■ 第二步

- 找出晶体管的直流输入端口，列出回路方程，即构造输入端口的直流负载线方程，在**BJT**输入端伏安特性曲线上绘出，并读出直流工作点



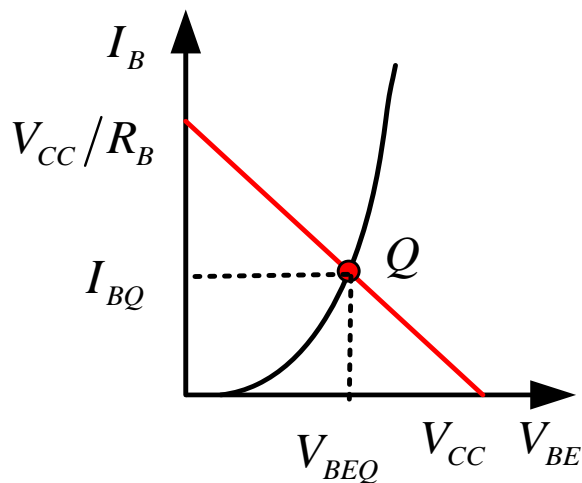
输入端直流负载线:

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

(1) 图解法

■ 说明

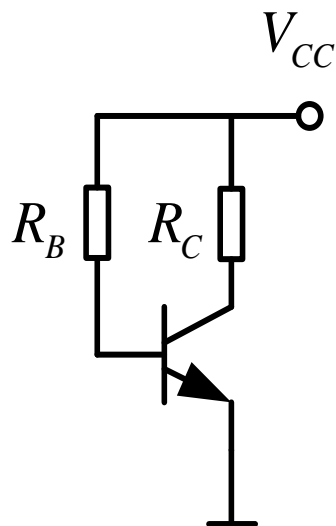
- 默认集电结深度反偏，故输入端口的一族曲线可近似为一条曲线



(1) 图解法

■ 第三步

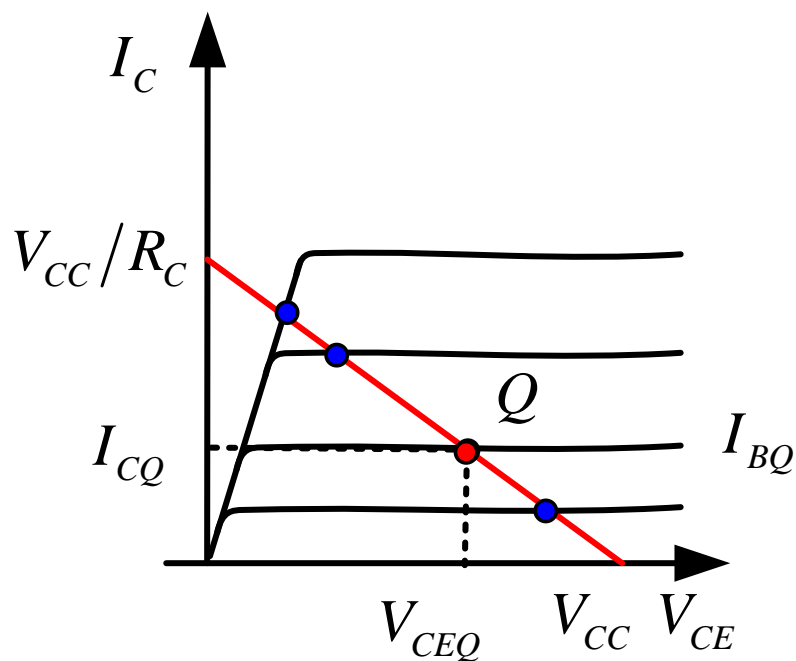
- 找出晶体管的直流输出端口，列出回路方程，即构造输出端口的直流负载线方程，在**BJT**输出端伏安特性曲线上绘出，并读出直流工作点



输出端直流负载线:

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

(1) 图解法



- 找出交于基极静态电流所对应的曲线上的点，即为待求的工作点

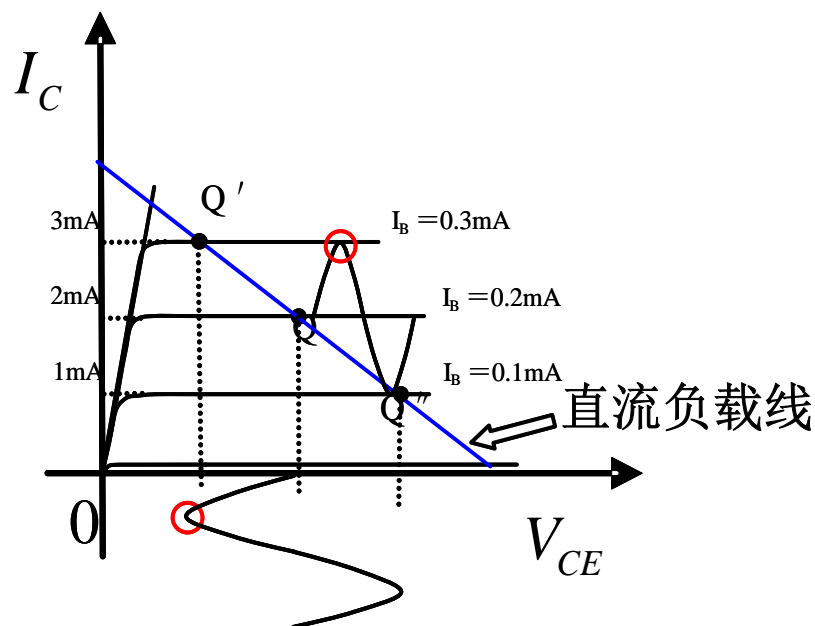
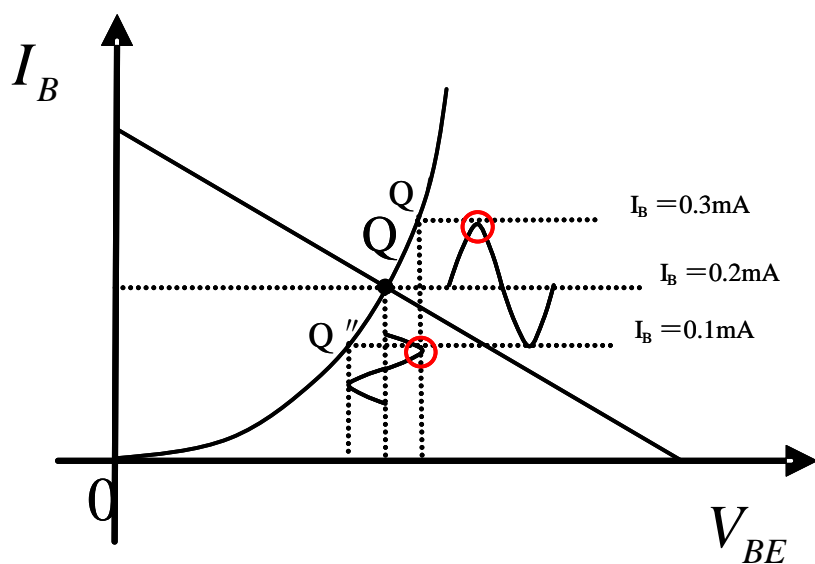
$$I_B = I_{BQ}$$

- 进而得到

$$I_{CQ} \quad V_{CEQ}$$

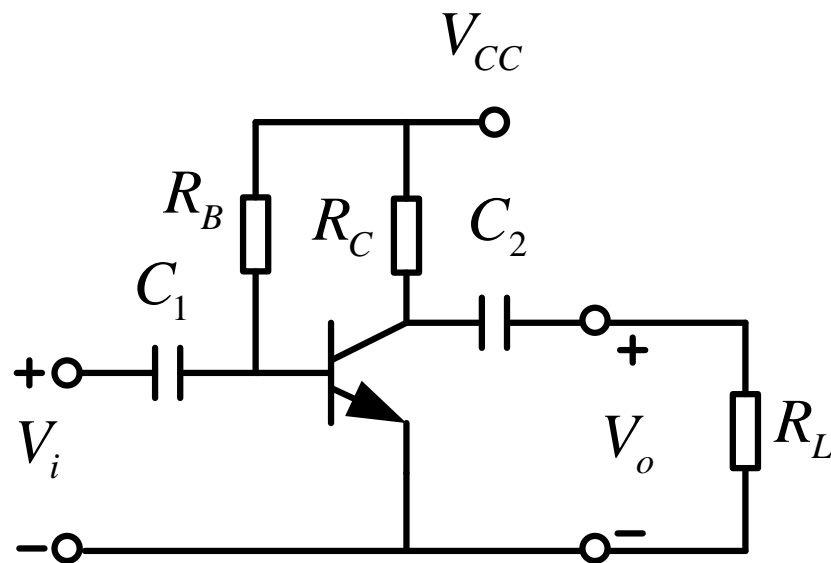
(1) 图解法

■ 交流小信号放大过程的图解分析



(1) 图解法

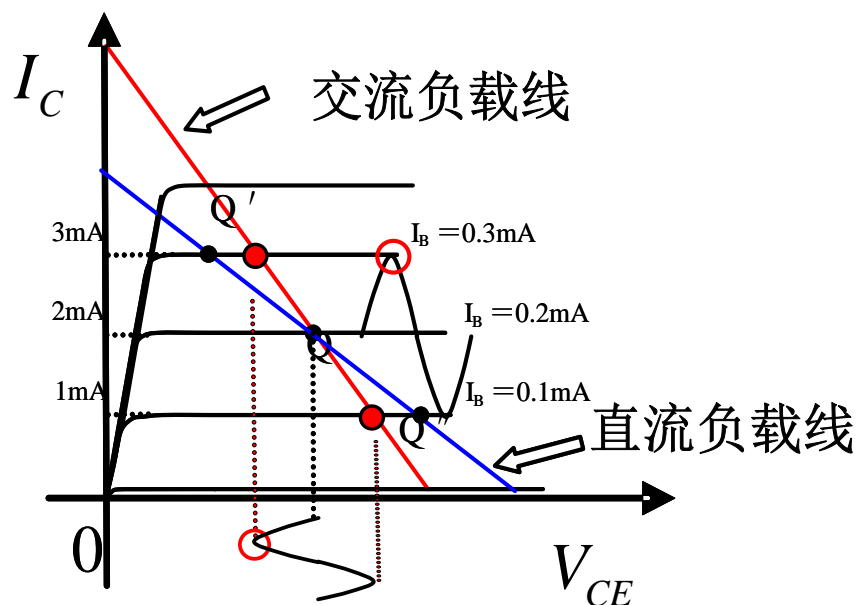
□ BJT基本放大电路外接交流负载 R_L



(1) 图解法

■ 交流负载线

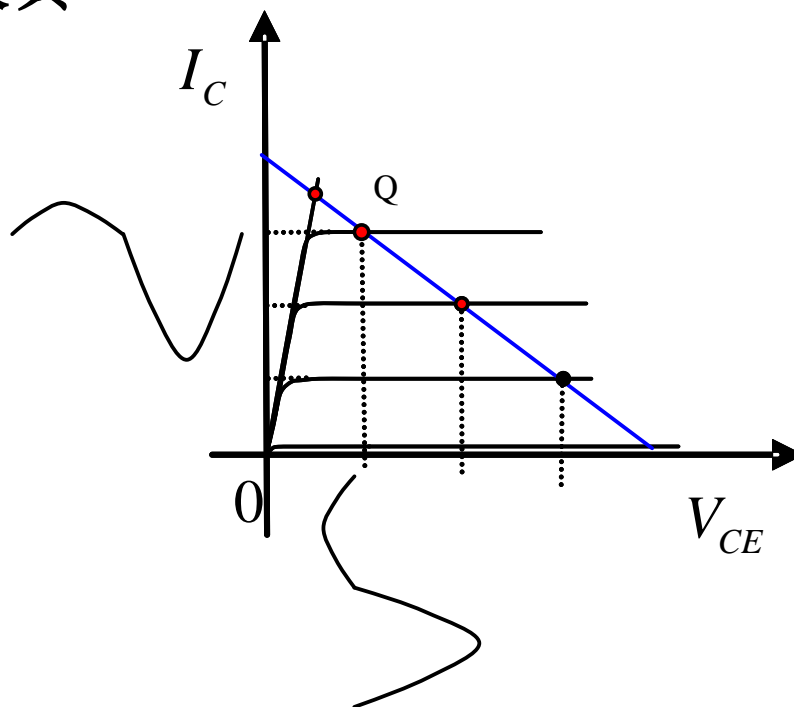
- 当输出端接一定的负载时，整个交流负载变为 $R_C \parallel R_L$ ，交流工作点就不再沿着直流负载线移动，而是沿着交流负载线移动



(1) 图解法

■ 饱和失真

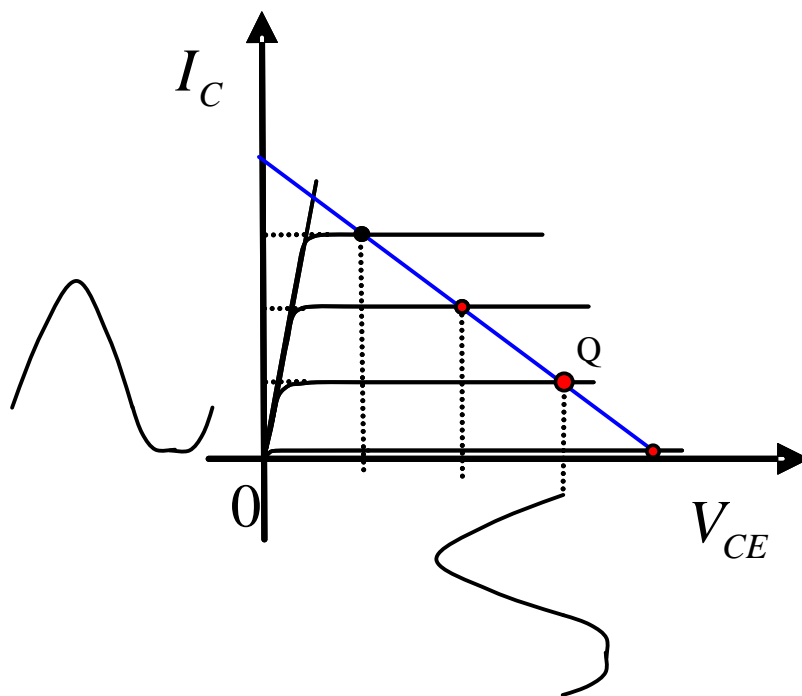
- 若Q点设置过高，则BJT可能会进入饱和区，引起输出电流 I_C 顶部被压缩和电压 V_{CE} 底部被压缩，所导致的失真称为饱和失真



(1) 图解法

■ 截止失真

- 若Q点设置过低，则可能引起波形被限幅，所导致的失真称为截止失真



(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

■ 图解法的缺点

- 晶体管离散性大，几乎每种三极管的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构成的放大电路

(2) 估算法

■ 估算法的基本思路

- 处于放大状态的晶体管，发射结正偏，且为了获得一定动态范围的线性区域，通常将直流工作点设置在输入电流 I_B 快速上升的位置，电压 V_{BE} 变化很小，可近似为常数（发射结导通电压 V_{BEON} ）

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

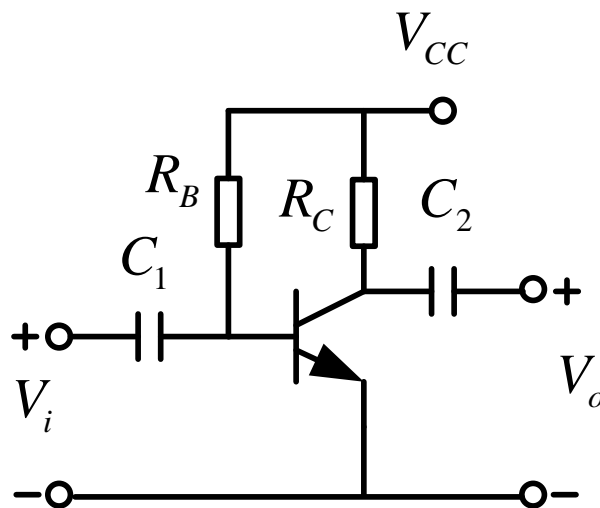
- 处于放大状态的晶体管，三个电极之间的电流满足如下关系式

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

(2) 估算法

■ 例：晶体管基本放大电路的估算法直流分析

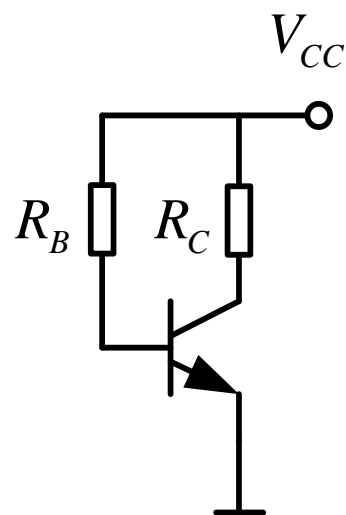
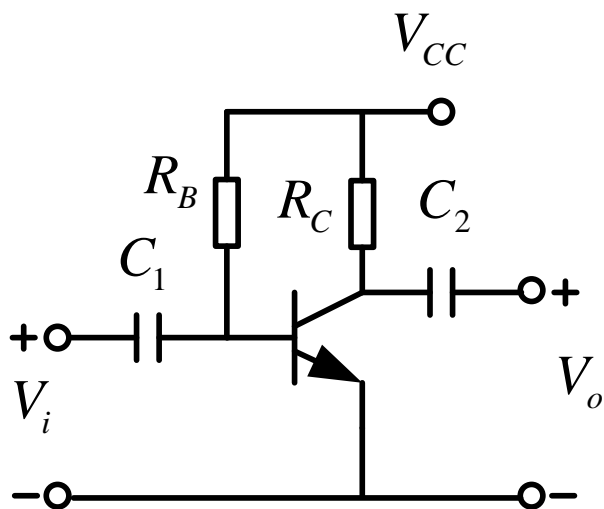
若BJT处于放大状态，且 β 已知， $V_{BEON} = 0.7V$ ，试求该电路的直流工作点



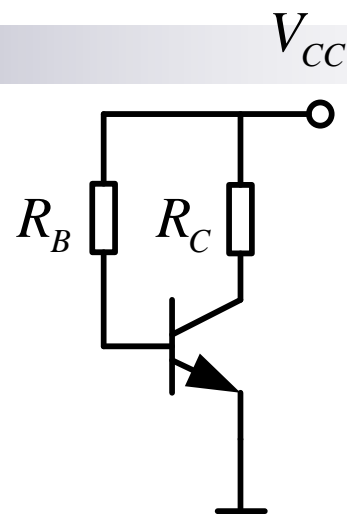
(2) 估算法

■ 第一步

- 正确画出直流偏置电路



(2) 估算法



■ 第二步

- 分别分析输入端口和输出端口电路，获得直流工作点

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

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

(2) 估算法

■ 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，故称之为定基流偏置电路

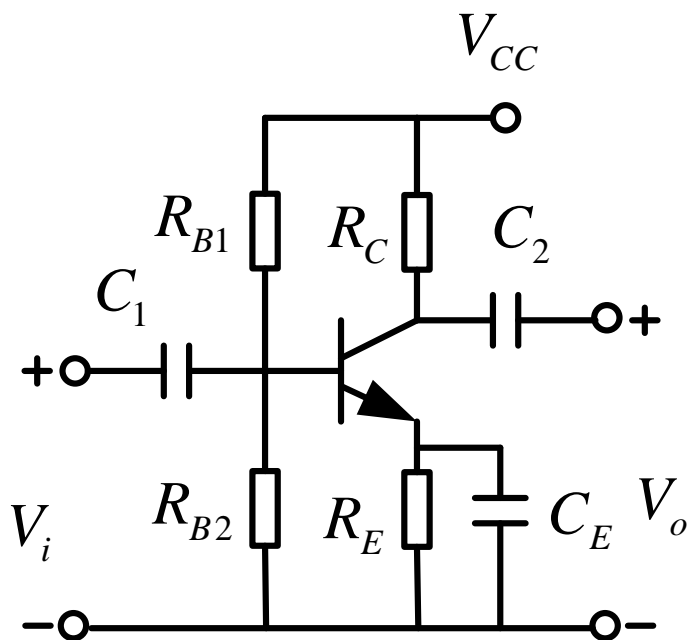
■ 定基流偏置电路存在的问题

- 此电路的输出端直流工作点受晶体管 β 值的影响较大
 - 晶体管 β 容易受温度的影响，因此定基流偏置电路受温度影响大，温度稳定性差
 - 晶体管 β 参数的离散性较大

(2) 估算法

■ 分压式电流负反馈偏置电路

- 较常用，可以解决定基流电路的缺点



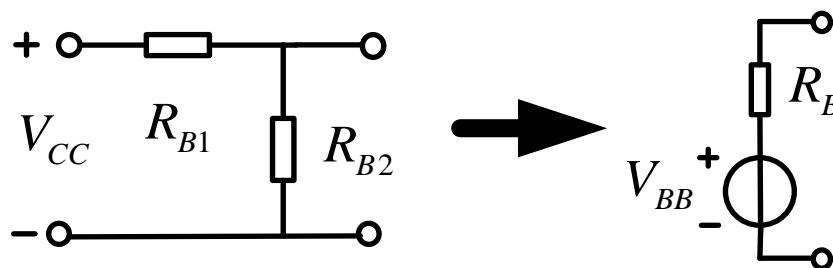
直流分析时， R_E 起作用， C_E 不起作用

交流分析时， C_E 容值很大，容抗很小， R_E 不起作用

(2) 估算法

■ 戴维宁等效法处理输入端口

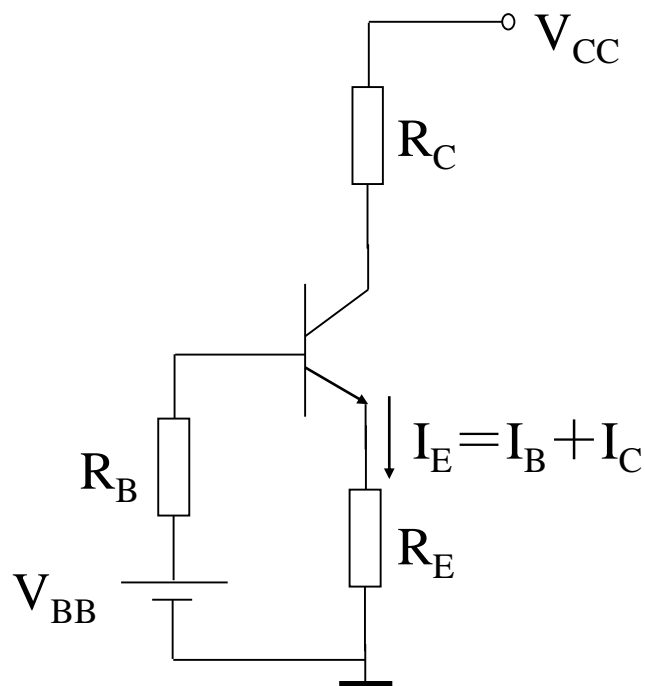
- 求等效电压时为开路电压、电流时为短路电流；求内阻时电压源短路、电流源开路



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

(2) 估算法

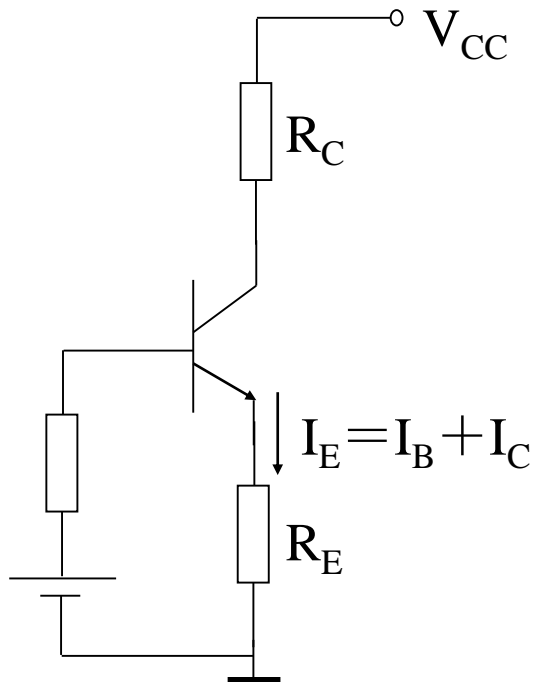
■ 分析输入端口



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

(2) 估算法

■ 分析输出端口



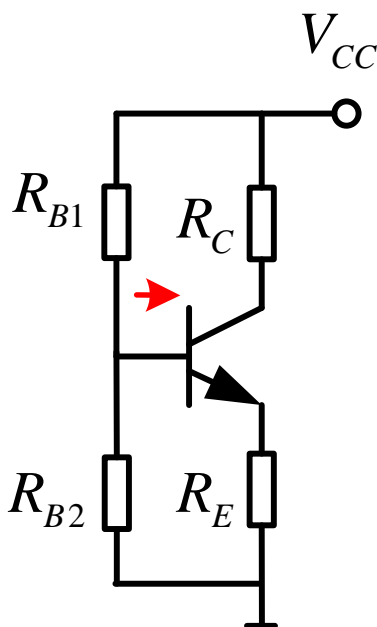
$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{\frac{R_B}{\beta} + \frac{(1 + \beta) R_E}{\beta}}$$
$$\approx \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{\frac{R_B}{\beta} + R_E} \approx I_{EQ}$$

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

(2) 估算法

■ 定基压偏置电路

- 忽略晶体管的分流作用，则基极电压 V_B 值只与基极偏置电阻有关，偏置电阻固定则基极电压 V_B 也恒定，故称此电路为定基压偏置电路



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

$$I_{EQ} = \frac{V_B - V_{BEQ}}{R_E}$$

(2) 估算法

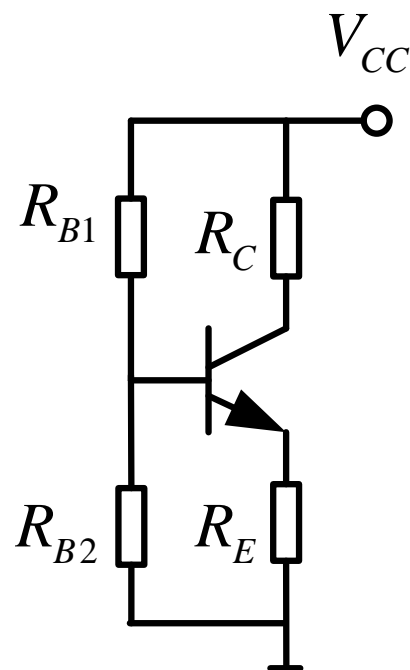
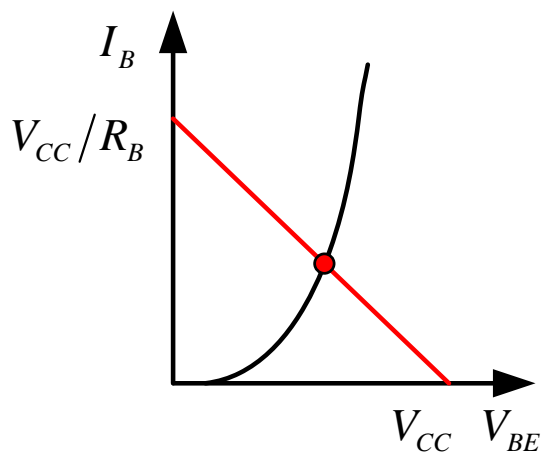
■ 定基压电路的优势

- 定基压的直流偏置电路直流工作点对晶体管 β 值变化不太敏感，对于晶体管 β 值的离散性有较好的适应性，较定基流偏置电路更有实用价值

(2) 估算法

R_E 有电流串联负反馈作用，可以稳定直流工作点

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



BJT直流分析实例

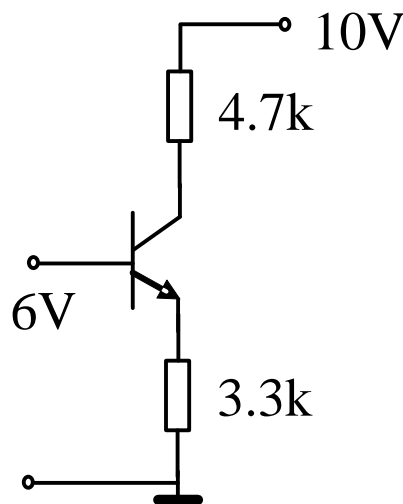
■ 分析步骤

- 第一步：画出直流偏置电路；判断发射结正偏还是反偏，反偏即为截止状态，正偏可能为放大或饱和状态
- 第二步：假设BJT处于放大状态，运用BJT处于放大状态的直流等效模型，分析电路的直流工作点
- 第三步：判断BJT处于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：若条件不满足，则假设不成立，用饱和状态重新分析电路的直流工作点

BJT直流分析实例

■ 例：晶体管基本放大电路的估算法直流分析

已知 $\beta = 100$ ，线性区 $V_{BEON} = 0.7V$ ，饱和时 $V_{BEON} = 0.7V$ ， $V_{CES} = 0.3V$ ，求静态工作点 I_{BQ} 及 I_{CQ} 。



BJT直流分析实例

解：

假定三极管工作于线性区，则对输入端口，有

$$V_E = 6 - 0.7 = 5.3(V) \Rightarrow I_E = \frac{V_E}{3.3} = 1.6(mA) \Rightarrow I_C \approx I_E = 1.6(mA)$$

于是对输出端口，有

$$V_C = 10 - 4.7 \times 1.6 = 2.48(V) \Rightarrow V_{CE} = V_C - V_E = -2.82(V) < 0$$

此结果与前提假设相矛盾

BJT直流分析实例

因发射结已正偏，三极管应工作于饱和区，故

$$I_{EQ} = \frac{6 - 0.7}{3.3} = 1.6(mA) \Rightarrow V_C = V_E + V_{CES} = 5.3 + 0.3 = 5.6(V)$$

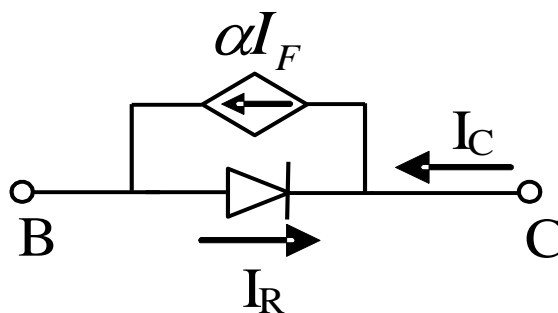
$$\Rightarrow I_{CQ} = \frac{10 - 5.6}{4.7} = 0.94(mA)$$

$$\Rightarrow I_{BQ} = I_{EQ} - I_{CQ} = 0.66(mA)$$

BJT直流分析实例

■ 思考

- 本例中为什么出现 $V_{BC} > 0$ 而集电极电流 I_C 的方向却从C极流向B极？



BJT直流分析实例

■ 思考

□ 考虑 R_E 怎样变化，BJT可以工作于放大状态？

应使集电结反偏，即： $V_C > V_B = 6V$

$$\text{于是： } V_{C\min} = 6V \Rightarrow I_{C\max} = \frac{10-6}{4.7} = 0.85(mA)$$

$$\Rightarrow I_{E\max} \approx I_{C\max} = 0.85(mA)$$

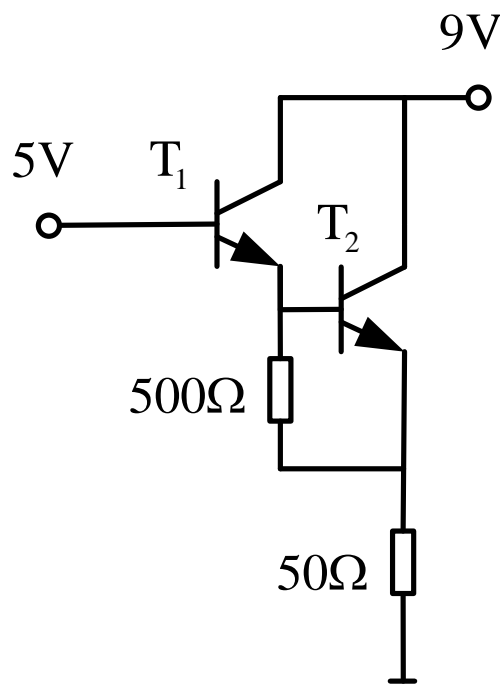
$$\Rightarrow R_{E\min} = \frac{V_E}{I_{E\max}} = 6.2k\Omega$$

要求 $R_E > R_{E\min} = 6.2k\Omega$ ，以保证三极管处于放大状态

BJT直流分析实例

■ 例：多BJT电路的直流分析

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}



BJT直流分析实例

解：

(1) 假设T1, T2均工作于放大态, 则有

$$\begin{cases} V_{E1} = 5 - V_{BEON} = 4.3V \\ V_{E2} = 5 - 2V_{BEON} = 3.6V \end{cases} \Rightarrow V_{CE1}, V_{CE2} \gg V_{CES} \Rightarrow \text{假设成立}$$

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

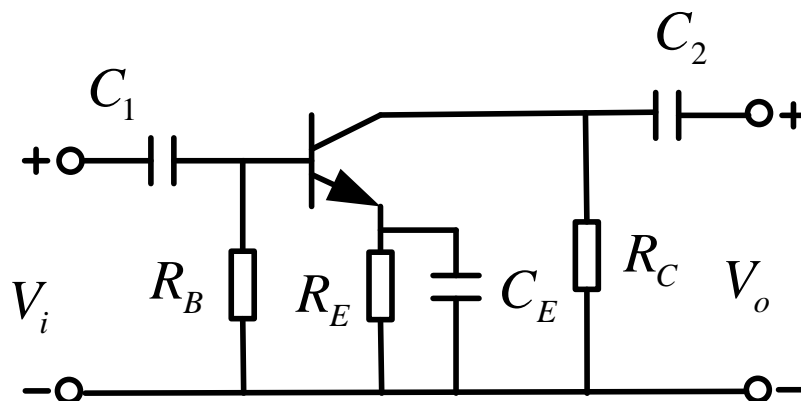
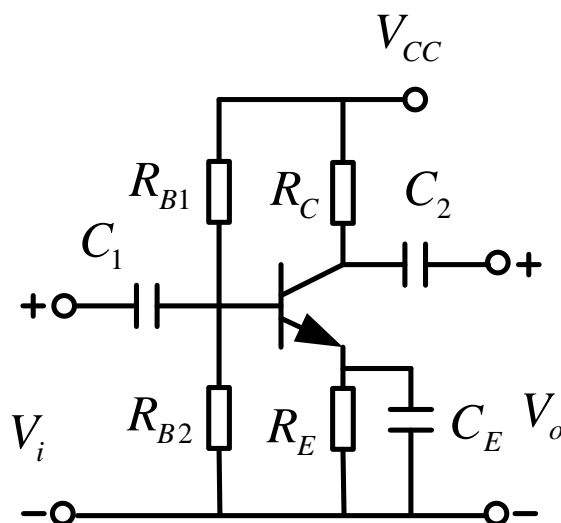
$$\Rightarrow I_{E1} = I_{B2} + \frac{V_{BEON}}{500} = \frac{I_{C2}}{\beta} + \frac{V_{BEON}}{500} = 2.1\text{mA}$$

$$\Rightarrow I_{C1} \approx I_{E1} = 2.1\text{mA}$$

3.放大电路的交流分析及BJT的交流小信号模型

■ 交流通路图

- 直流电压源接地、直流电流源开路，直流电压电流为电路提供直流偏置；其变化量为0
- 其中 $R_B = R_{B1} \parallel R_{B2}$



3.放大电路的交流分析及BJT的交流小信号模型

■ 分频段分析

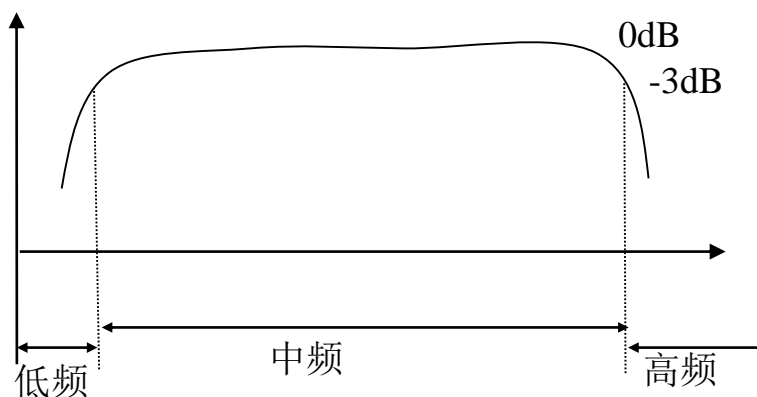
□ 两种电容

- 耦合电容， C_1 、 C_2 和 C_E ，很大，中高频时可认为短路，频率很低（容抗不可忽略）时，需考虑其影响
- PN结的结电容，pF量级，很小，中低频时可认为开路，频率很高（容抗不可忽略）时，需考虑其影响

3.放大电路的交流分析及BJT的交流小信号模型

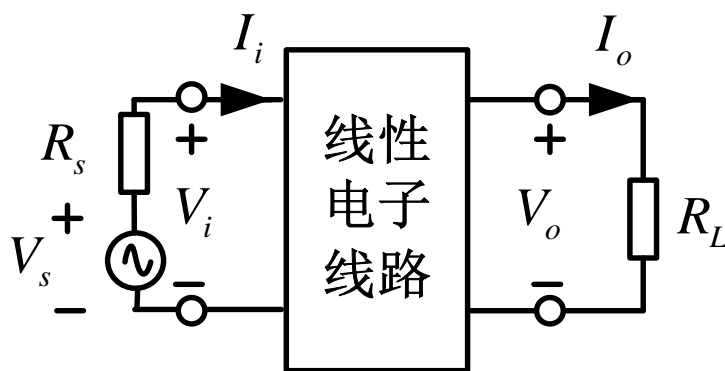
■ 分频段分析

- 中频部分：结电容认为开路；耦合电容认为短路。两种电容都不考虑其影响
- 高频部分：结电容起作用；耦合电容认为短路。求 ω_h
- 低频部分：耦合电容起作用；结电容认为开路。求 ω_l



(1) 交流性能指标

■ 基本模型



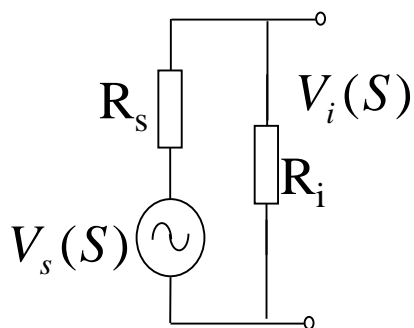
$$\begin{aligned} \text{输入端电量} & \begin{cases} V_s(s) \\ V_i(s) \\ I_i(s) \end{cases} \\ \text{输出端电量} & \begin{cases} V_o(s) \\ I_o(s) \end{cases} \end{aligned}$$

□ 将系统看作线性二端口网络，传输方向便于级联

(1) 交流性能指标

■ 输入阻抗

$$R_i(s) = \frac{V_i(s)}{I_i(s)}$$

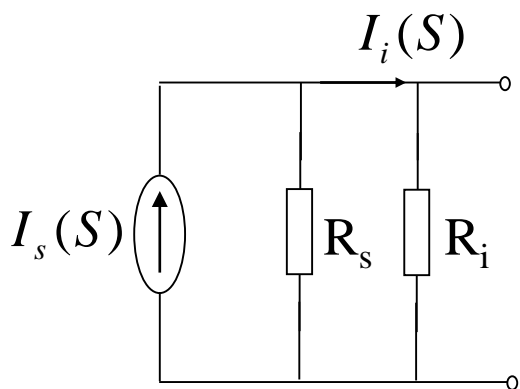


$$\frac{V_i(S)}{V_s(S)} = \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

- 输入阻抗越大，得到电压源的电压越大

(1) 交流性能指标

■ 输入阻抗



$$\frac{I_i(S)}{I_s(S)} = \frac{R_s}{R_i + R_s}$$

- 输入阻抗越小，得到电流源的电流越大

(1) 交流性能指标

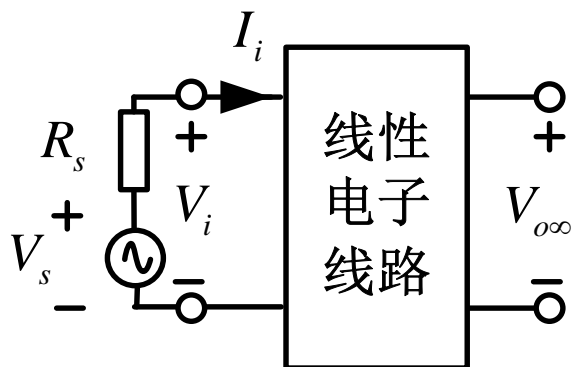
■ 输出阻抗

$$R_o(s) = \frac{V_o(s)}{-I_o(s)}$$

(1) 交流性能指标

■ 电压增益函数

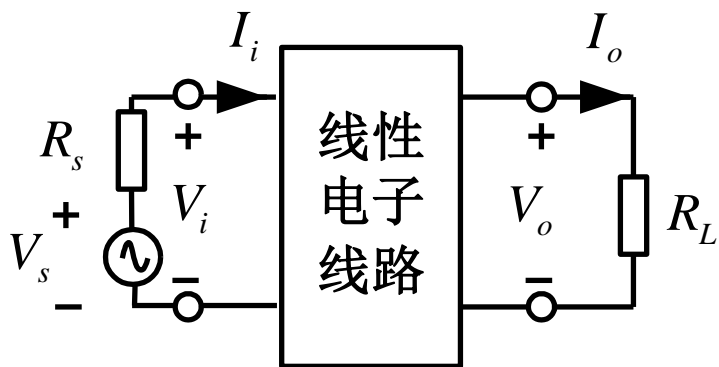
□ 开路电压增益函数



$$A_{V\infty}(s) = \frac{V_{o\infty}(s)}{V_i(s)} \Big|_{R_L=\infty}$$

(1) 交流性能指标

□ 电压增益函数



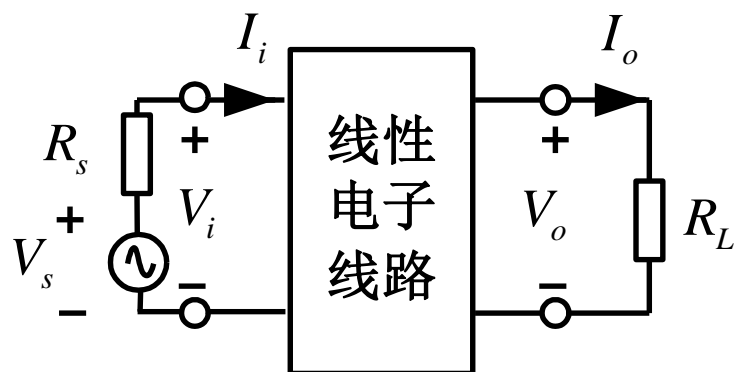
$$A_V(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} \Big|_{R_L}$$

□ 中频时的关系

$$A_V = A_{V\infty} \frac{R_L}{R_o + R_L}$$

(1) 交流性能指标

□ 源电压增益函数



$$A_{V_s}(s) = \frac{V_o(s)}{V_s(s)} \Big|_{R_L}$$

□ 中频时的关系

$$A_{V_s} = \frac{V_o}{V_s} \Big|_{R_L}$$

(1) 交流性能指标

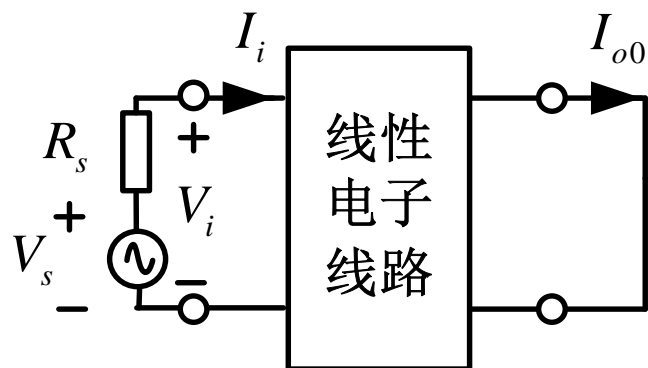
□ 各中频电压增益函数之间的关系

$$A_{V_s} = \left. \frac{V_o}{V_s} \right|_{R_L} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \left. \frac{V_i}{V_s} \right|_{R_L} = A_V \frac{R_i}{R_i + R_s} = A_{V_\infty} \frac{R_L}{R_o + R_L} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

(1) 交流性能指标

■ 电流增益函数

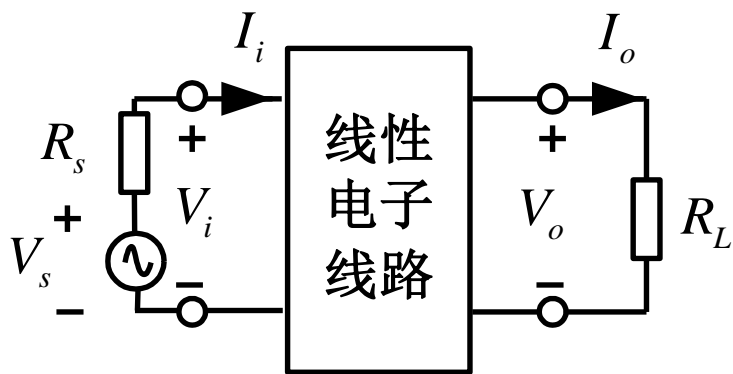
□ 短路电流增益函数



$$A_{I0}(s) = \left. \frac{I_o(s)}{I_i(s)} \right|_{R_L = 0} = \frac{I_{o0}(s)}{I_i(s)}$$

(1) 交流性能指标

□ 电流增益函数

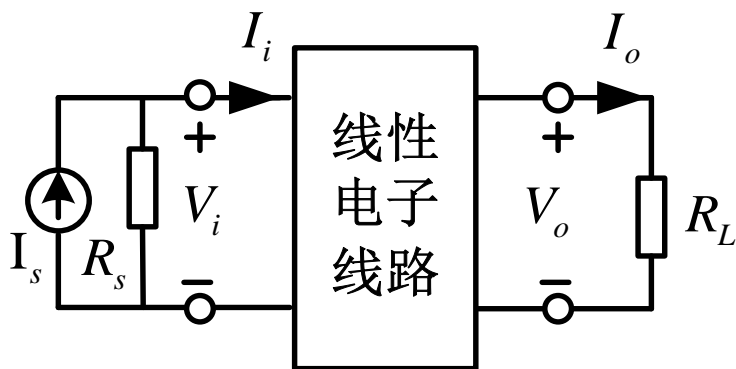


$$A_I(s) = \left. \frac{I_o(s)}{I_i(s)} \right|_{R_L} = \frac{I_{oL}(s)}{I_i(s)}$$

$$A_I = A_{I0} \frac{R_o}{R_o + R_L}$$

(1) 交流性能指标

□ 源电流增益函数



$$A_{I_s}(s) = \left. \frac{I_o(s)}{I_s(s)} \right|_{R_L} = \frac{I_{oL}(s)}{I_s(s)}$$

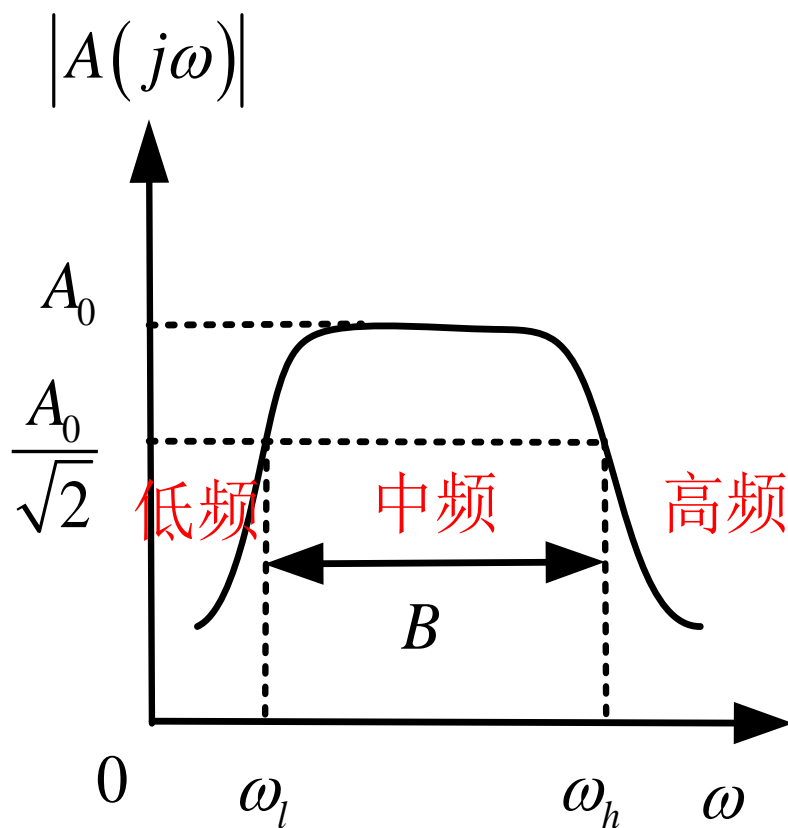
(1) 交流性能指标

□ 各中频电流增益函数之间满足关系式

$$A_{Is} = A_I \frac{R_s}{R_i + R_s} = A_{I0} \frac{R_o}{R_o + R_L} \cdot \frac{R_s}{R_i + R_s}$$

(1) 交流性能指标

■ 频率特性



$$\left\{ \begin{array}{l} \text{截止频率} \left\{ \begin{array}{l} \text{低 } \omega_l \\ \text{高 } \omega_h \end{array} \right. \\ \text{带宽 } B = \omega_h - \omega_l \\ \text{中频增益 } A_0 \end{array} \right.$$

- 不同增益函数的频率特性也可能不同，或者说
3dB截止频率也不同

(1) 交流性能指标

■ 稳定性问题

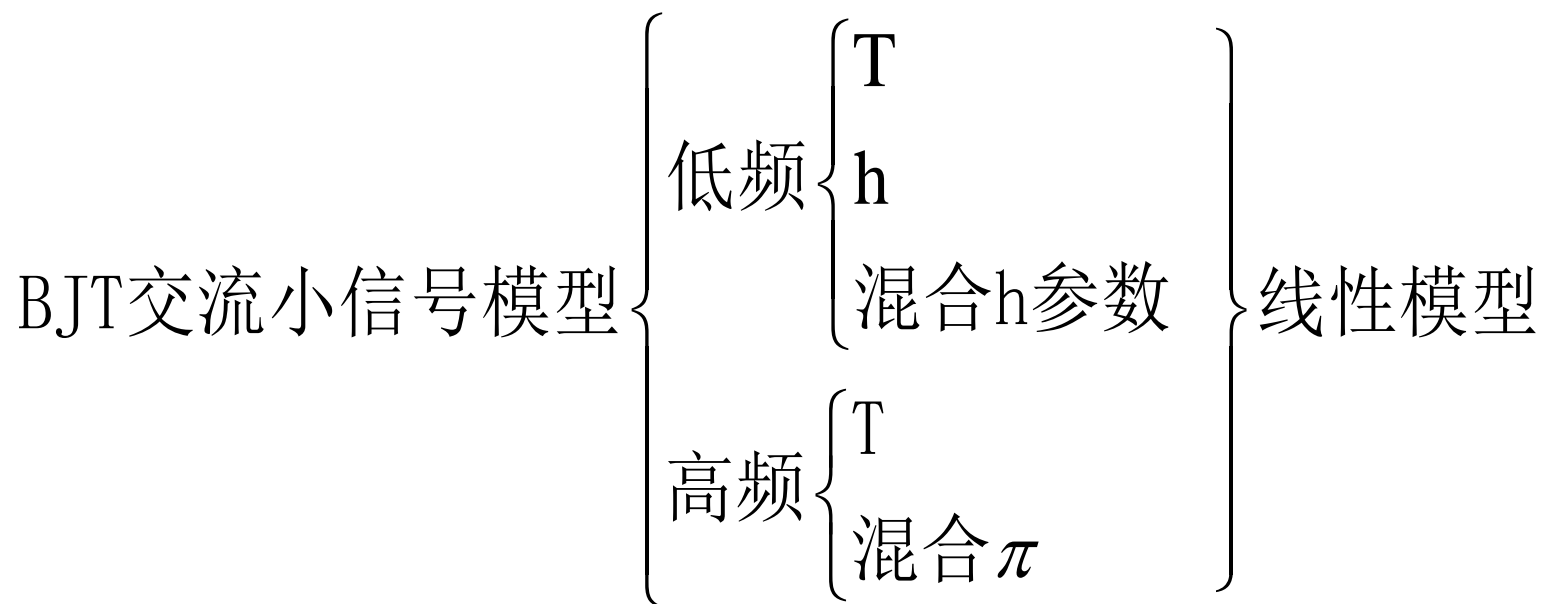
- 指放大器可以稳定、正常地工作，不自激，特别是多级放大器

(2) BJT的交流小信号模型

■ BJT作线性等效的前提条件

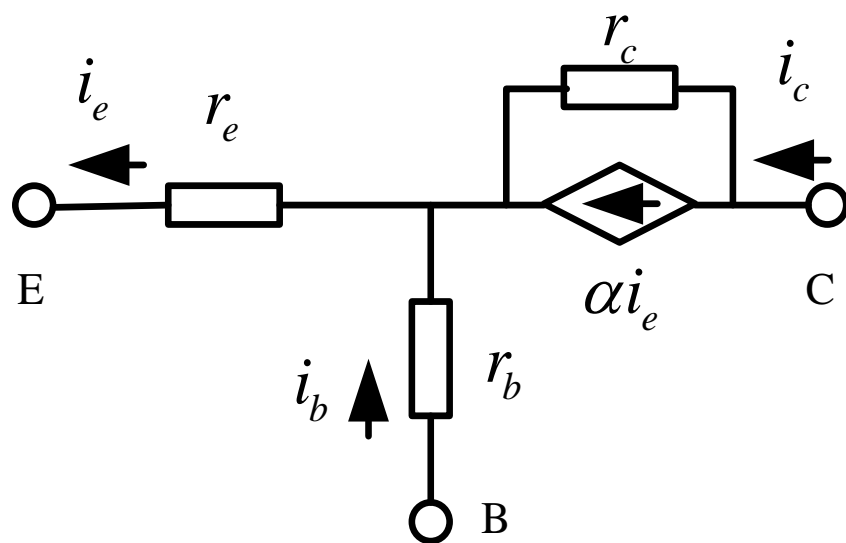
- 合适的静态工作点：将晶体管置于线性放大区，且具有较大的线性范围
- 交流小信号激励：使输出信号不产生非线性失真
- 低频小信号模型：两个PN结的结电容不考虑，适用于中频、低频分析；
- 高频小信号模型：两个PN结的结电容都考虑，适用于高频分析；

(2) BJT的交流小信号模型



(2) BJT的交流小信号模型

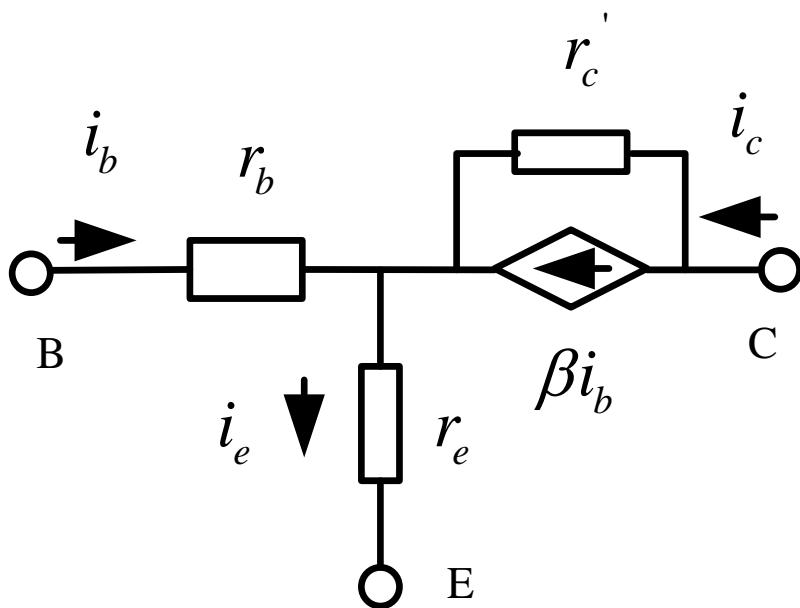
■ 共基组态T形等效模型



$$\left\{ \begin{array}{l} r_e = \frac{26mV}{I_{EQ}} : 10^1 \Omega \\ r_b : 10^2 \Omega \\ r_c = \frac{26mV}{I_{CBO}} : 10^6 \Omega \end{array} \right.$$

(2) BJT的交流小信号模型

■ 共发组态T形等效模型



$$r'_c = \frac{26mV}{I_{CEO}} = \frac{r_c}{1 + \beta}$$

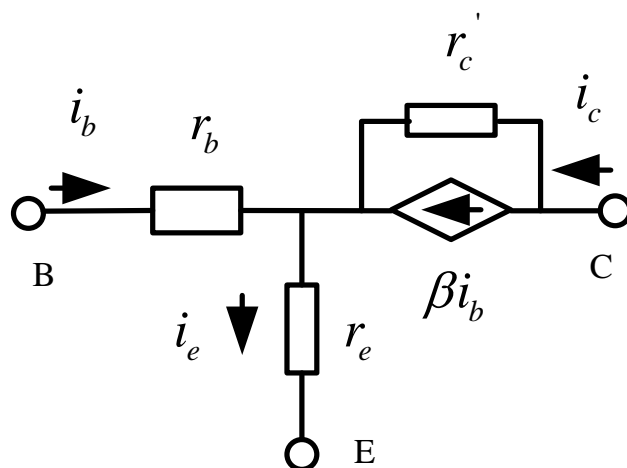
(2) BJT的交流小信号模型

■ T形等效模型的优势

- T形模型中的参数与晶体管自身参数具有直接关系

■ T形等效模型存在的问题

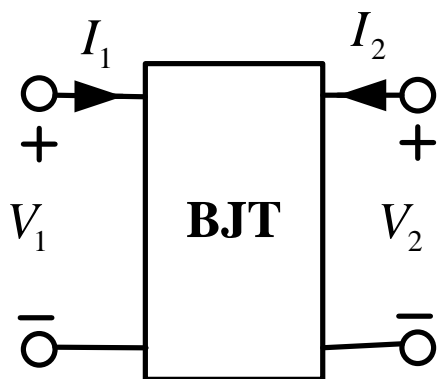
- 输入输出之间有反馈元件，输入、输出端相互影响



(2) BJT的交流小信号模型

■ h参数模型

- 将BJT看作双端口网络，通过建立h参数模型来描述BJT，利用网络参数方程求解模型参数



$$\begin{cases} V_1 = f(I_1, V_2) \\ I_2 = f(I_1, V_2) \end{cases}$$

(2) BJT的交流小信号模型

$$\begin{cases} dV_1 = \frac{\partial V_1}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial V_1}{\partial V_2} dV_2 \\ dI_2 = \frac{\partial I_2}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial I_2}{\partial V_2} dV_2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_1 = h_i i_1 + h_r v_2 \\ i_2 = h_f i_1 + h_o v_2 \end{cases}$$

$$h_i = \left. \frac{\partial V_1}{\partial I_1} \right|_{V_2=C} = \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{v_2=0}$$

$$h_r = \left. \frac{\partial V_1}{\partial V_2} \right|_{I_1=C} = \left. \frac{v_1}{v_2} \right|_{i_1=0}$$

$$h_f = \left. \frac{\partial I_2}{\partial I_1} \right|_{V_2=C} = \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{v_2=0}$$

$$h_o = \left. \frac{\partial I_2}{\partial V_2} \right|_{I_1=C} = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{i_1=0}$$

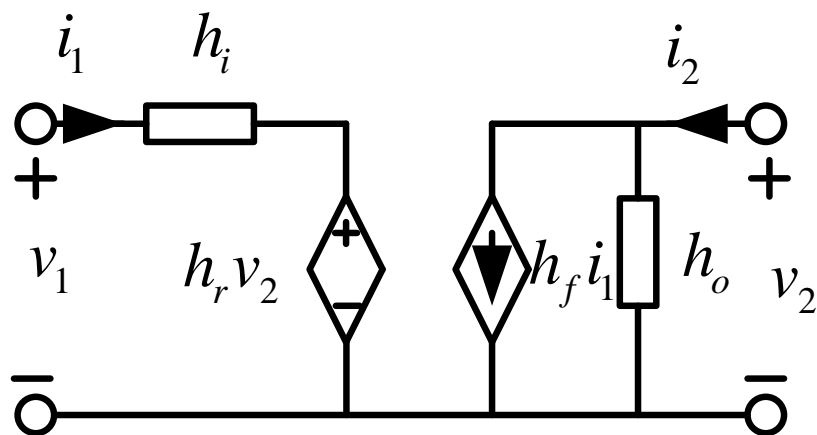
(2) BJT的交流小信号模型

- h_i : 输出交流短路时, 交流输入阻抗
- h_r : 输入交流开路时, 反向电压传输系数
- h_f : 输出交流短路时, 交流电流放大系数
- h_o : 输入交流开路时, 交流输出导纳

(2) BJT的交流小信号模型

$$\begin{cases} v_1 = h_i i_1 + h_r v_2 \\ i_2 = h_f i_1 + h_o v_2 \end{cases}$$

■ h参数模型



(2) BJT的交流小信号模型

■ 说明

- 共发组态的h参数，用角标**e**表示

$$h_{ie}、h_{re}、h_{fe}、h_{oe}$$

- 共基组态的h参数，用角标**b**表示
- 共集组态的h参数，用角标**c**表示

(2) BJT的交流小信号模型

■ h参数模型的主要优势

- h参数模型完全由网络参数方程导出，是单向化模型，结构简单
- 尤其是共发组态时，输出端对输入端几乎没有反馈

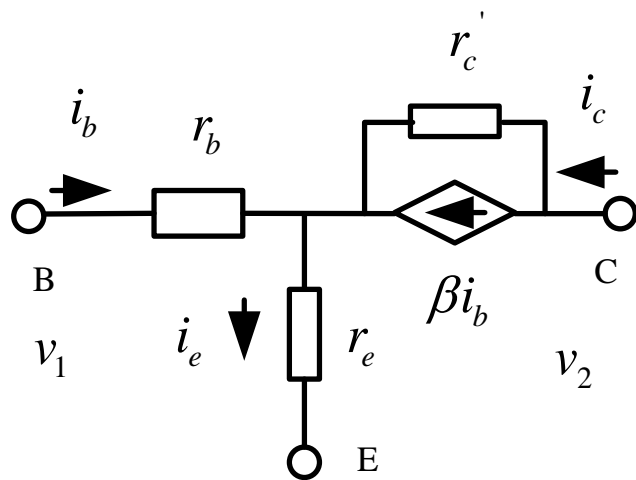
■ h参数模型的主要问题

- 模型参数与晶体管结构参数之间没有直接关系

(2) BJT的交流小信号模型

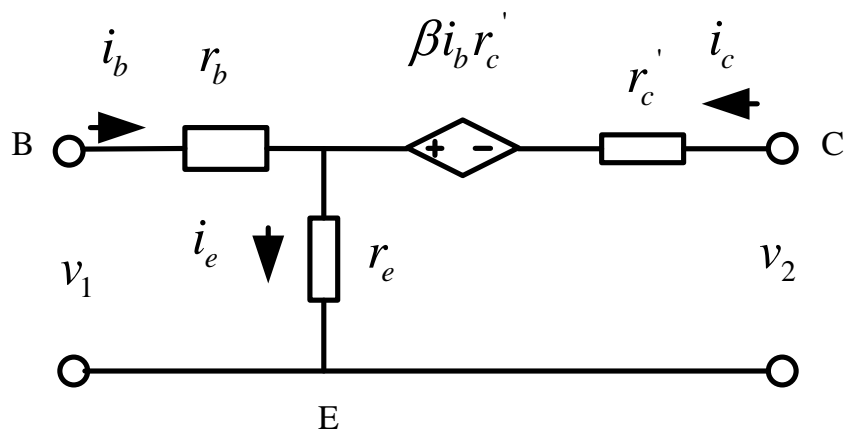
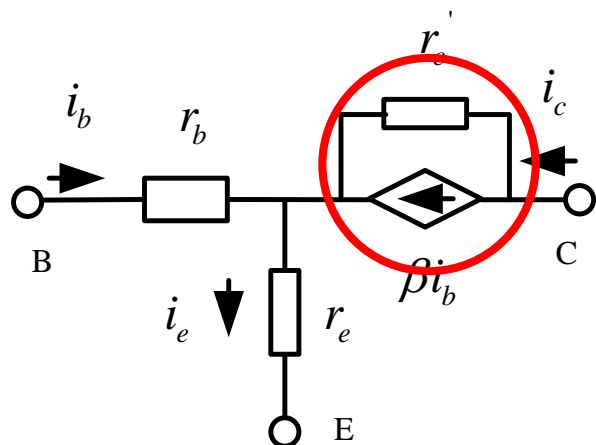
■ 混合h参数模型

- 将T型模型与h参数模型相结合，建立基于T型模型的h参数网络方程，揭示h参数与晶体管结构参数之间的内在联系



$$\begin{cases} v_1 = f(i_b, v_2) \\ i_c = f(i_b, v_2) \end{cases}$$

(2) BJT的交流小信号模型



$$\begin{cases} v_1 = i_b r_b + (i_b + i_c) r_e \\ v_2 = i_c \frac{r_c}{1 + \beta} - \beta i_b \frac{r_c}{1 + \beta} + (i_b + i_c) r_e \end{cases}$$

(2) BJT的交流小信号模型

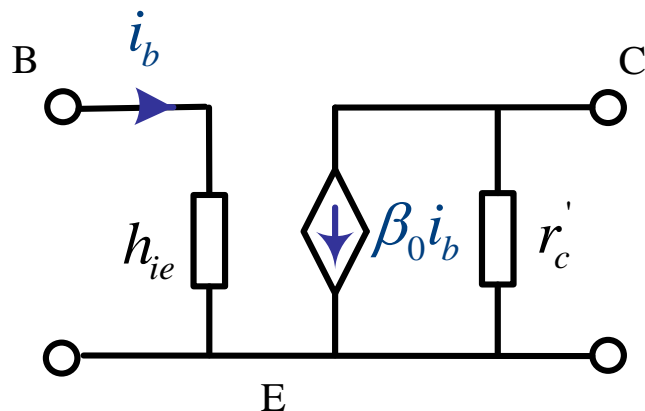
$$\left\{ \begin{array}{l} v_1 = (r_b + (1 + \beta)r_e)i_b + \frac{r_e}{\frac{r_c}{1 + \beta}} v_2 \\ i_c = \frac{\frac{\beta}{1 + \beta} r_c - r_e}{\frac{r_c}{1 + \beta} + r_e} i_b + \frac{1}{\frac{r_c}{1 + \beta} + r_e} v_2 \approx \beta i_b + \frac{1}{\frac{r_c}{1 + \beta}} v_2 \\ \left(r_c' = \frac{r_c}{1 + \beta} \gg r_e \right) \end{array} \right.$$

(2) BJT的交流小信号模型

$$\left\{ \begin{array}{l} h_{ie} = r_b + (1 + \beta) r_e \\ h_{re} = \frac{r_e}{\frac{r_c}{1 + \beta}} = \frac{r_e}{r_c'} \approx 0 \left(r_c' = \frac{r_c}{1 + \beta} \gg r_e \right) \\ h_{fe} = \beta \\ h_{oe} = \frac{1}{\frac{r_c}{1 + \beta}} = \frac{1}{r_c'} \end{array} \right.$$

(2) BJT的交流小信号模型

■ 混合h参数模型



$$\left\{ \begin{array}{l} h_{ie} = r_b + (1 + \beta_0) r_e \\ r_e = \frac{26\text{mV}}{I_{EQ}} (\text{室温}) \\ r'_c = \frac{r_c}{1 + \beta_0} \sim 10^5 \Omega \end{array} \right.$$

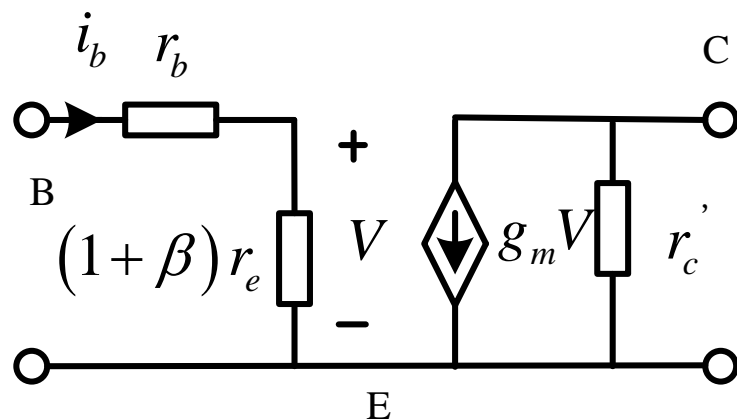
(2) BJT的交流小信号模型

■ 混合h参数模型的优势

- 该模型是单向化模型，输入输出之间没有反馈元器件
- 模型参数与晶体管结构参数形成了明确的对应关系
- 该模型虽然从共发组态推导出来的，但是同样适用于晶体管的其它组态的交流电路分析

(2) BJT的交流小信号模型

■ 混合h参数模型的另一种结构形式



$$\text{跨导: } g_m = 1/r_e$$

(2) BJT的交流小信号模型

■ 说明

- 该模型输出端口的受控电流源由原来的电流控电流源转化为电压控电流源，控制电压为发射结结电压
- 该模型主要用于分析BJT基本放大电路的高频特性

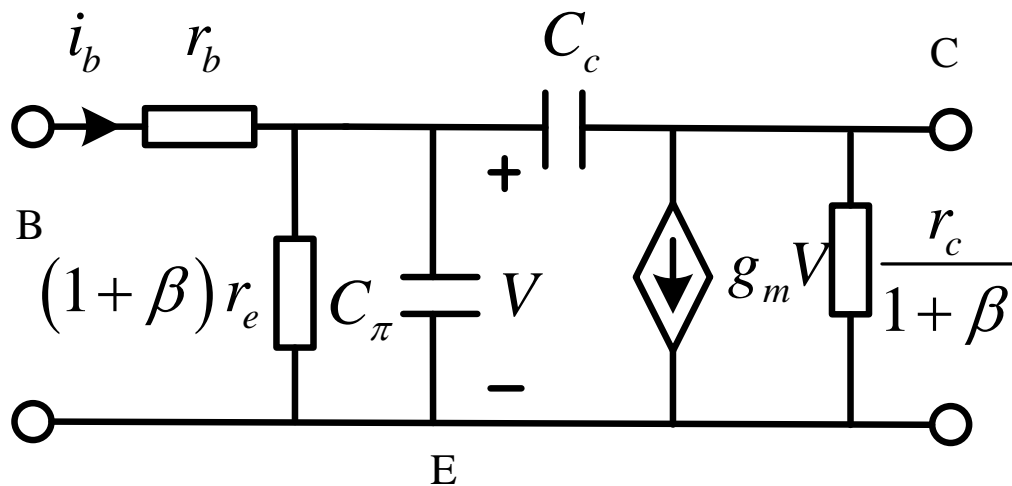
(2) BJT的交流小信号模型

■ 高频小信号模型

- 在低频小信号模型的基础上，考虑两个PN结结电容对高频信号的影响

(2) BJT的交流小信号模型

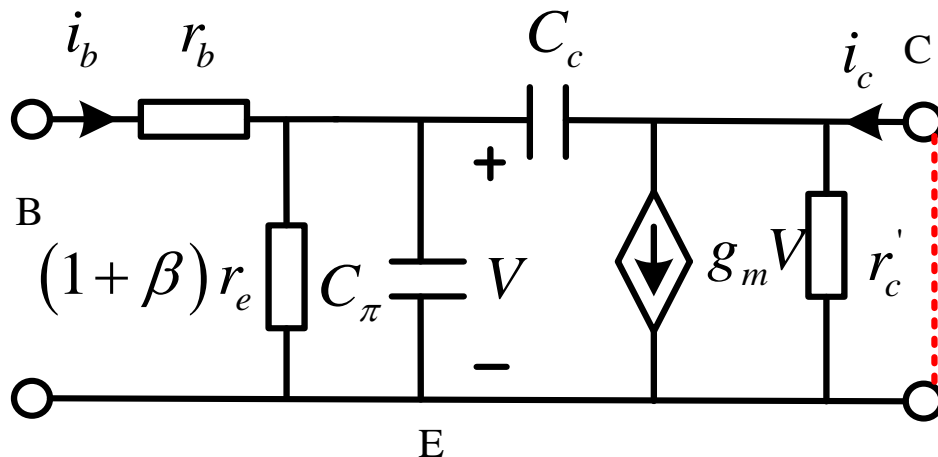
■ 共发组态的混合 π 形模型



(2) BJT的交流小信号模型

推导 ω_β 、 ω_T 与模型参数之间的关系

■ 求共发射放大器的电流放大系数



$$\beta = h_{fe} = \frac{i_2}{i_1} \Big|_{v_2=0} \Rightarrow \begin{cases} i_c = g_m V - s C_c V \\ i_b = \frac{V}{(1 + \beta_0) r_e} + s (C_c + C_\pi) V \end{cases}$$

(2) BJT的交流小信号模型

$$\beta(s) = \frac{\dot{i}_c}{\dot{i}_b} = \frac{g_m - sC_c}{\frac{1}{(1 + \beta_0)r_e} + s(C_c + C_\pi)}$$
$$\Rightarrow \beta(j\omega) = \frac{g_m - j\omega C_c}{\frac{1}{(1 + \beta_0)r_e} + j\omega(C_c + C_\pi)}$$

(2) BJT的交流小信号模型

$$g_m = \frac{1}{r_e} \gg \omega C_c, \beta_0 \gg 1$$

$$\Rightarrow \beta(j\omega) = \frac{\beta_0}{1 + j\omega\beta_0 r_e (C_c + C_\pi)}$$

$$C_\pi \gg C_c \Rightarrow \omega_\beta = \frac{1}{\beta_0 r_e (C_c + C_\pi)} \approx \frac{1}{\beta_0 r_e C_\pi}$$

$$\omega_T = \beta_0 \omega_\beta = \frac{1}{r_e C_\pi}$$

作业

- 3.3
- 3.5
- 3.8
- 3.10
- 3.11 (b) (c)
- 3.15
- 3.16