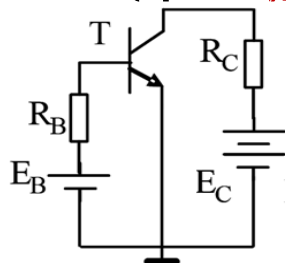




回顾：基本放大电路静态Q点分析

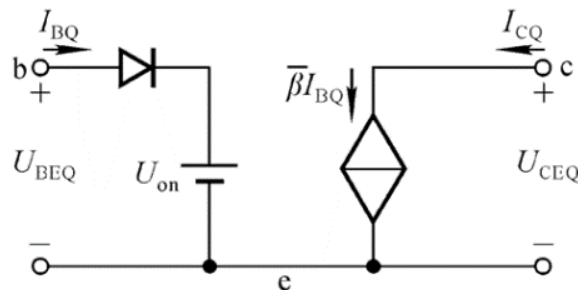
■ BJT线性直流模型



恒压降
受控源

$$I_C = \beta I_B$$

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



■ 定基流偏置电路

直流分析

输入端

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

输出端

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

■ 定基压偏置电路

戴维宁等效

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

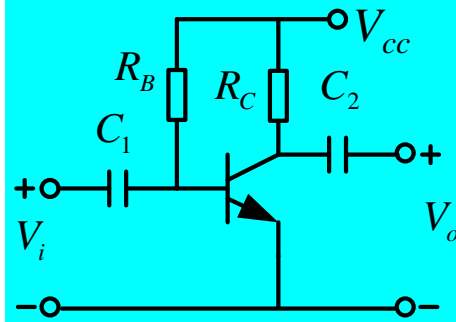
$$R_B = R_{B1} \parallel R_{B2}$$

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

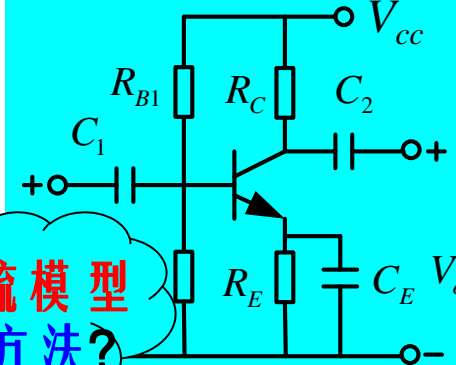
$$I_{CQ} = \beta I_B = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{\frac{R_B}{\beta} + \frac{1 + \beta}{\beta} R_E} \approx \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_E}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E)$$

(1) 定基流偏置电路



(2) 定基压偏置电路



■ 方法：①直流偏置电路；②假设BJT放大，分析点Q。

③满足，放大状态；④若不满足，饱和状态求解。

BJT交流模型
与分析方法？





§ 3.3 BJT基本放大电路 交流分析方法

郭圆月

2022年10月25日





目录

1. 交流放大电路性能指标

2. 交流放大电路结构

3. 低频小信号模型

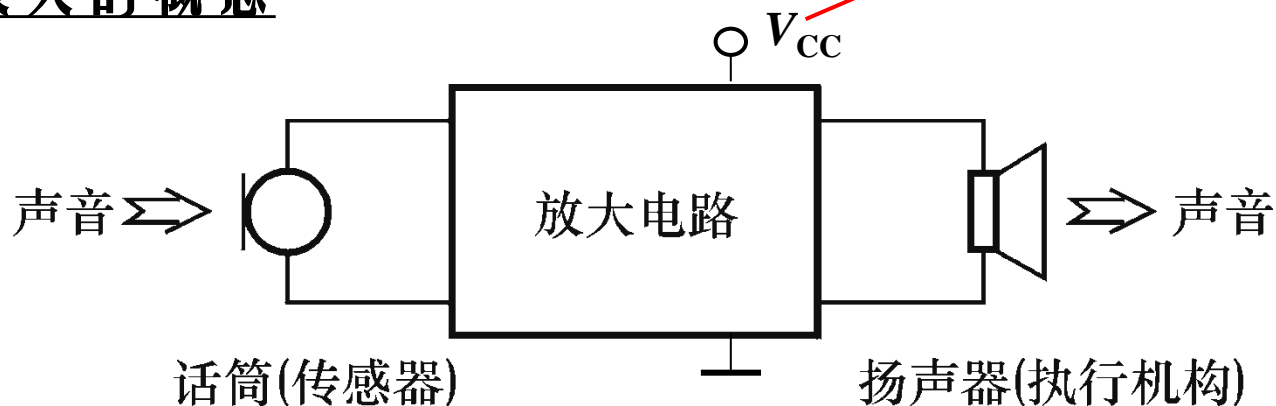
4. 高频小信号模型





1. 交流放大电路性能指标

一、放大的概念



至少一路直流电源供电

放大的对象：变化量

放大的本质：能量的控制

放大的特征：功率放大

放大的基本要求：不失真——放大的前提

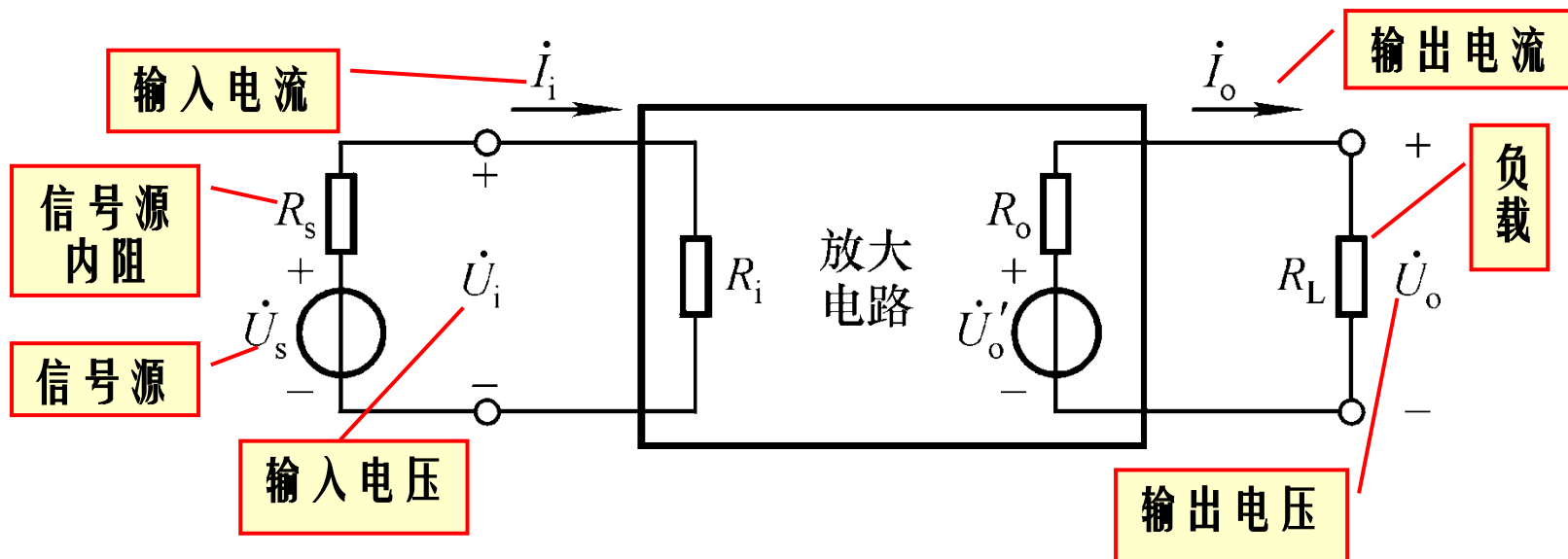
判断电路能否放大的基本出发点





1. 交流放大电路性能指标

■ 基本模型——对信号而言，任何放大电路均可看成双端口网络



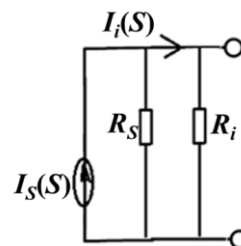
1. 增益放大倍数：带负载 R_L 时，输出量与输入量之比；

电压增益是最常被研究和测试的参数

$$\dot{A}_{uu} = \dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}$$

电流增益

$$\dot{A}_{ii} = \dot{A}_i = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_i}$$



源电压增益

$$A_{us}(s) = \left. \frac{U_o(s)}{U_s(s)} \right|_{R_L} = A_u \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

源电流增益

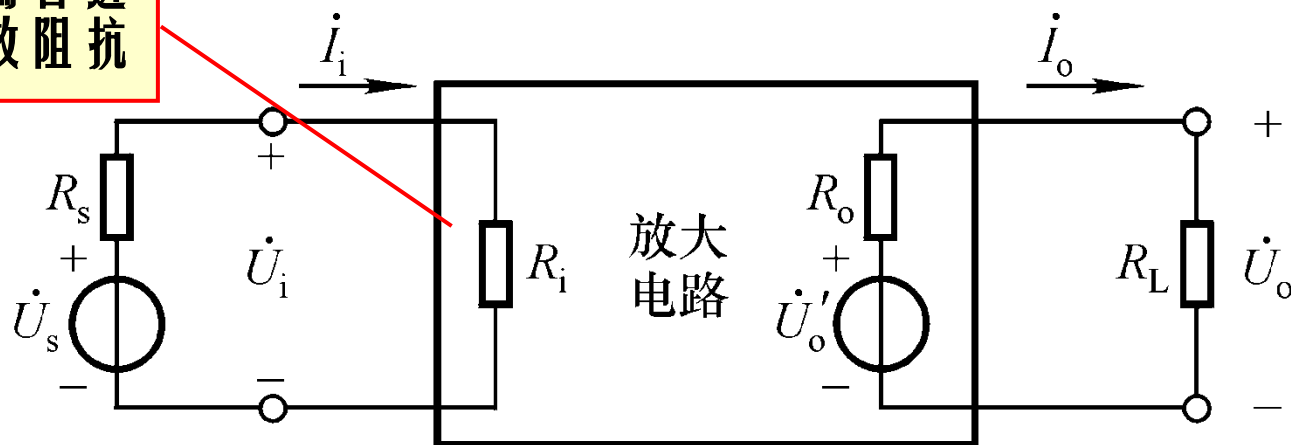
$$A_{Is} = \left. \frac{I_o(s)}{I_s(s)} \right|_{R_L} = A_i \frac{R_s}{R_i + R_s}$$





(2) 输入阻抗

从输入端看进去的等效阻抗



■ 输入阻抗：在输入端口，端口电压与流入端口的电流的比值；

输入电压与
输入电流有
效值之比

$$Z_i(s) = \frac{U_i(s)}{I_i(s)}$$

中频

输入电阻

$$R_i = \frac{U_i}{I_i}$$

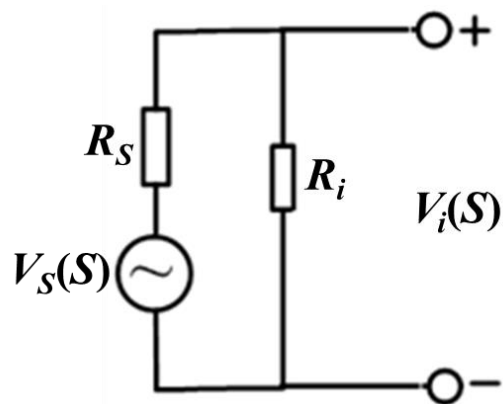
输入电压与
输入电流有
效值之比





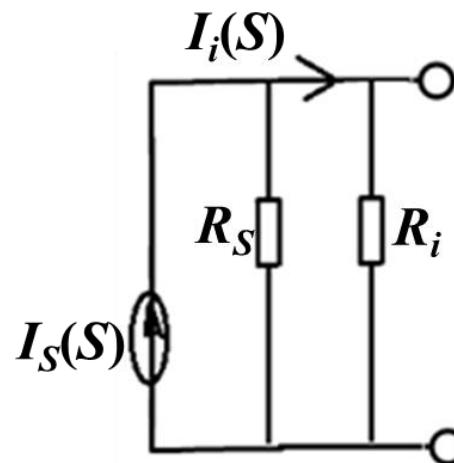
(2) 输入阻抗

- 输入阻抗：衡量一个放大器从信号源获取信号的能力。
- 电压源驱动：高输入阻抗，则从电压源获取的信号电压就越大；
- 电流源驱动：低输入阻抗，则从电流源获取的信号电流就越大。



分压比

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



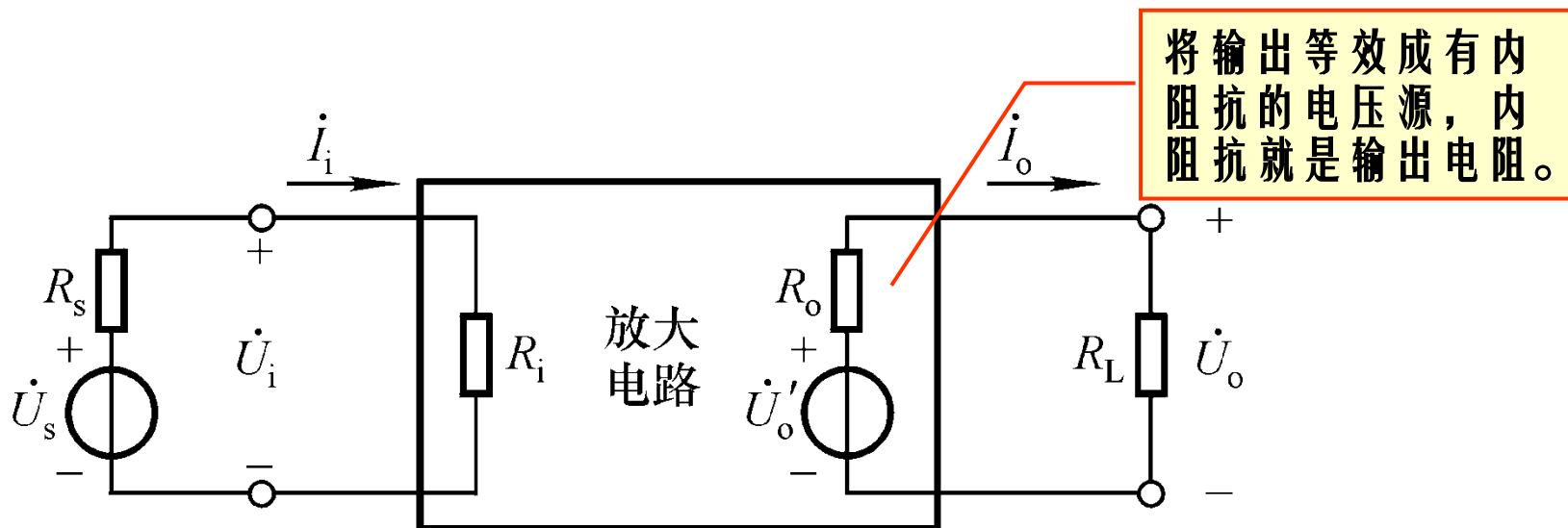
分流比

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





(3) 输出阻抗



■ 衡量一个放大器带负载的能力，即放大器的 **输出能力**；

➤ 对电压输出放大器，输出阻抗越小，负载上得到的信号电压就越大，故一般希望 $R_o \ll R_L$ ；

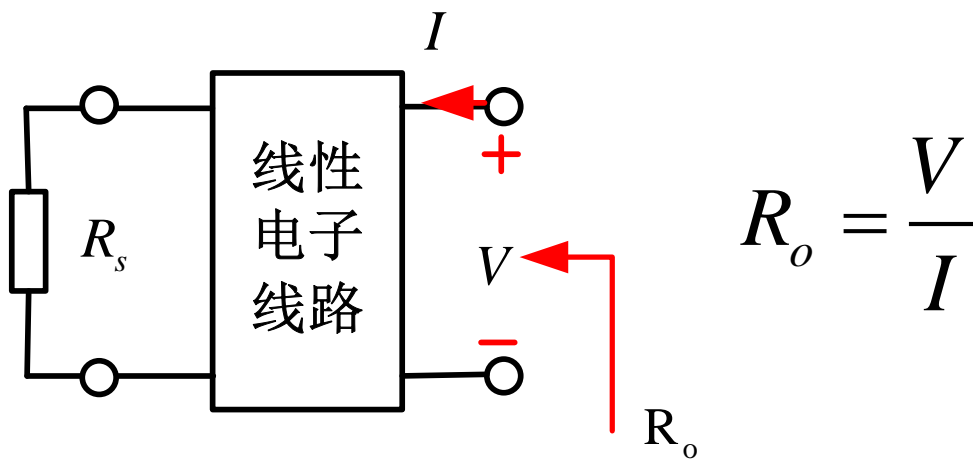
➤ 对于电流源输出放大器，输出阻抗越大，负载上得到的信号电流就越大，故一般希望 $R_o \gg R_L$ ；





(3) 输出阻抗求解方法-1

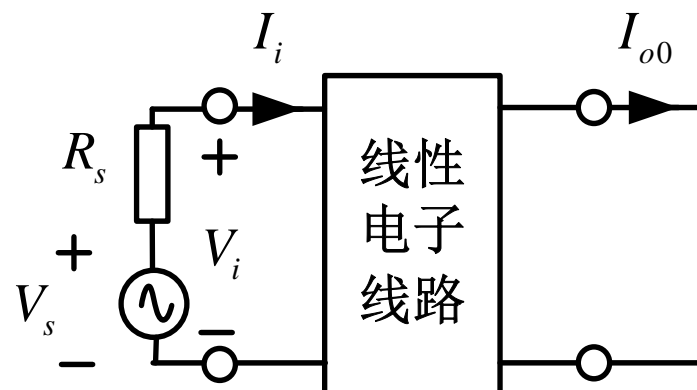
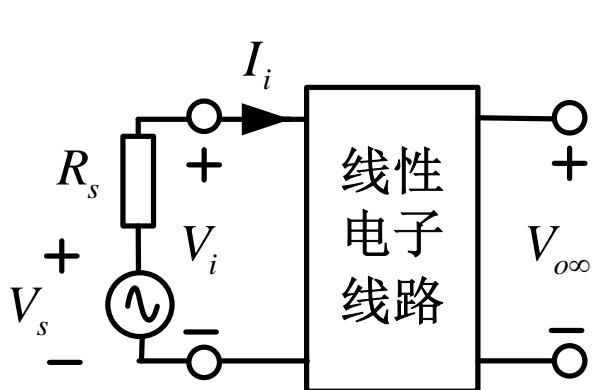
- 第一步：去除电路中信号源，但是保留信号源内阻；
- 第二步：假想在输出端口上放置一个电压源 V ，驱动整个电路；
- 第三步：根据输出端口的电压和流入端口网络的电流的比值，求出输出阻抗；





(3) 输出阻抗求解方法-2

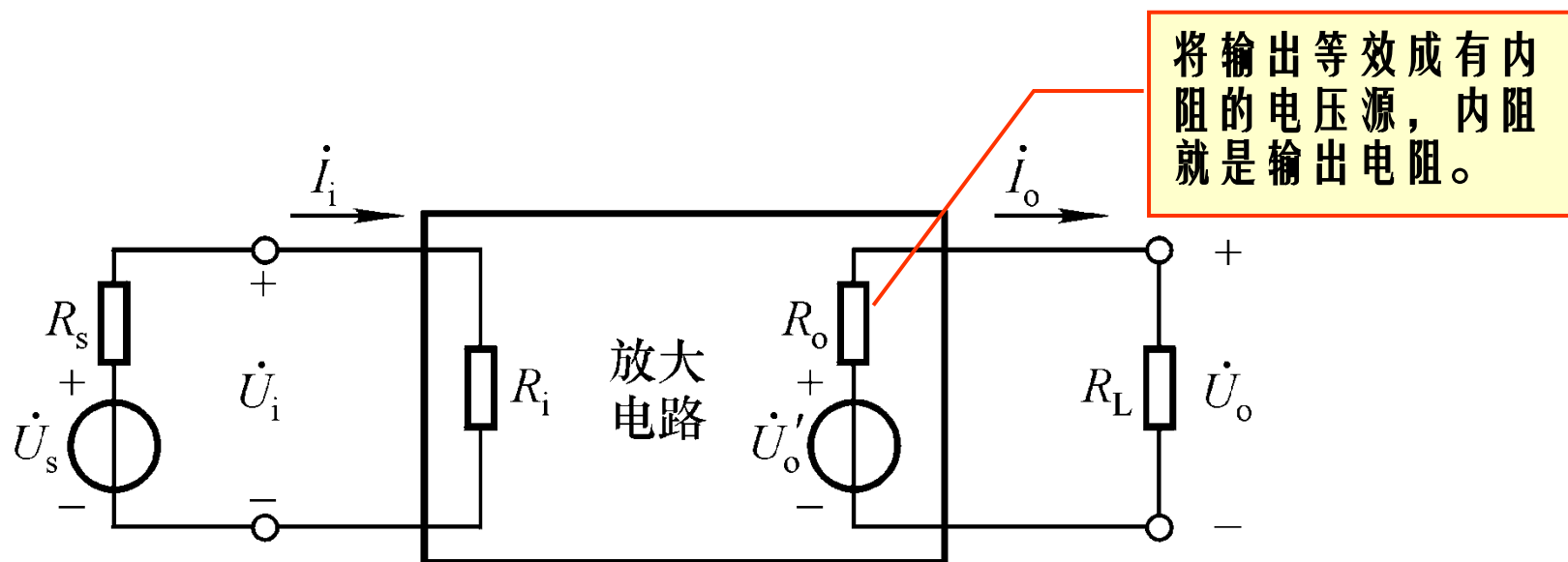
- 第一步：在信号源驱动下，先求出输出端的开路电压；
- 第二步：在信号源驱动下，再求出输出端的短路电流；
- 第三步，开路电压比短路电流就是输出阻抗；



$$R_o = \frac{V_{o\infty}}{I_{o0}}$$



(3) 输出阻抗求解方法-3



$$R_o = \frac{U'_o - U_o}{\frac{U_o}{R_L}} = \left(\frac{U'_o}{U_o} - 1 \right) R_L$$

空载时输出电压有效值

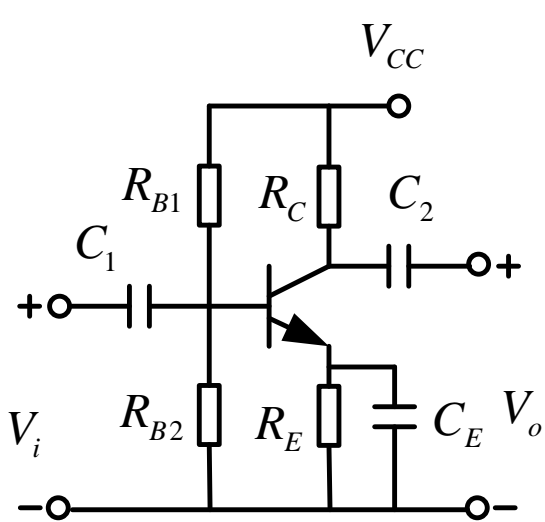
带 R_L 时的输出电压有效值



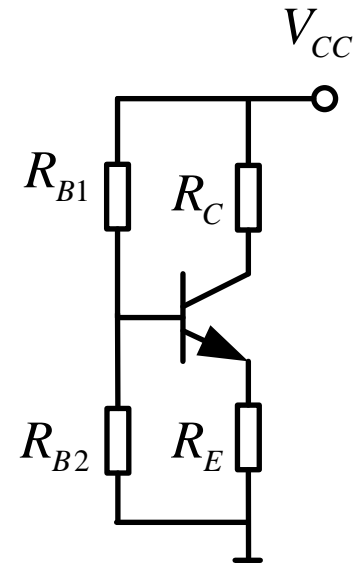
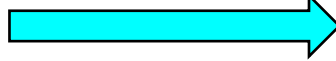


2. 交流电路的结构

■ BJT基本放大电路

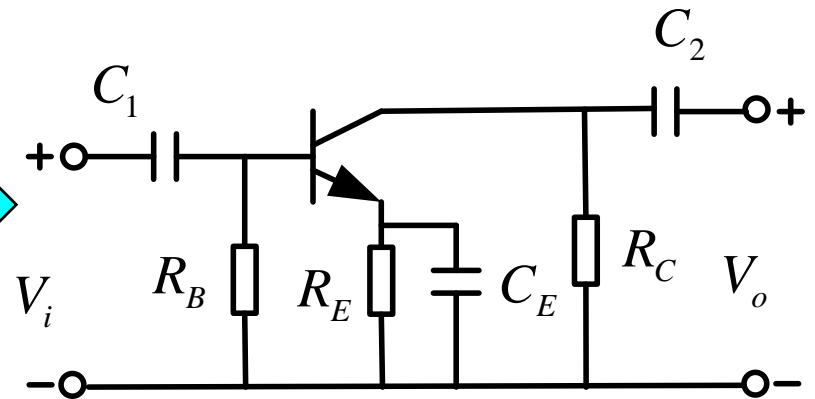


直流偏置电路



- 直流电压源接地、直流电流源开路；
- 根据工作频段处理电路中的电容器件；

交流通路





2. 电容的影响

■ 电容是影响BJT基本放大电路频率特性的主要器件

- 晶体管内部的**PN结电容**（**很小**， 10^{-10} - 10^{-12}F ）；
- **耦合电容** C_1 、 C_2 的作用（**很大**， 10^{-5}F ）；
 - **隔断**交流信号源和负载电路对本级放大电路的直流偏置电路（工作点 Q ）的影响；
 - **耦合**输入输出端口的交流信号；
- **旁路电容** C_E 的作用
 - 交流工作时，将直流偏置电阻 R_E **短路**。

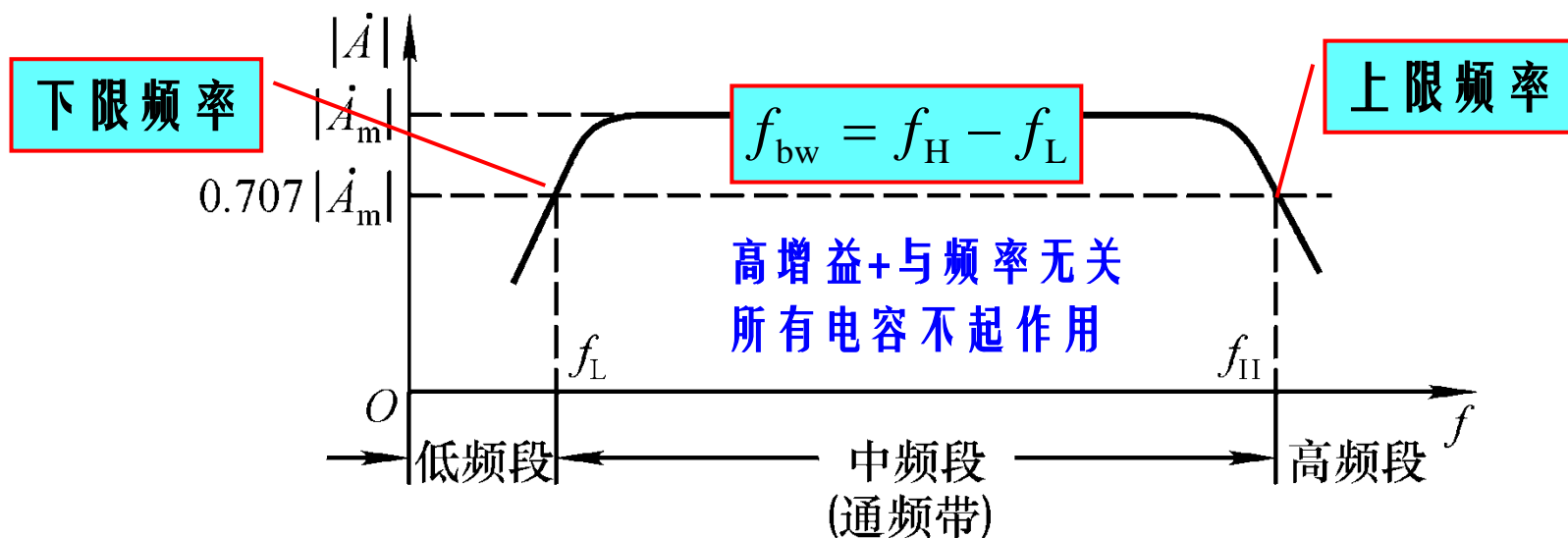




2. 频段的划分

■ **电路工作频段**的划分:增益函数的带通特征.

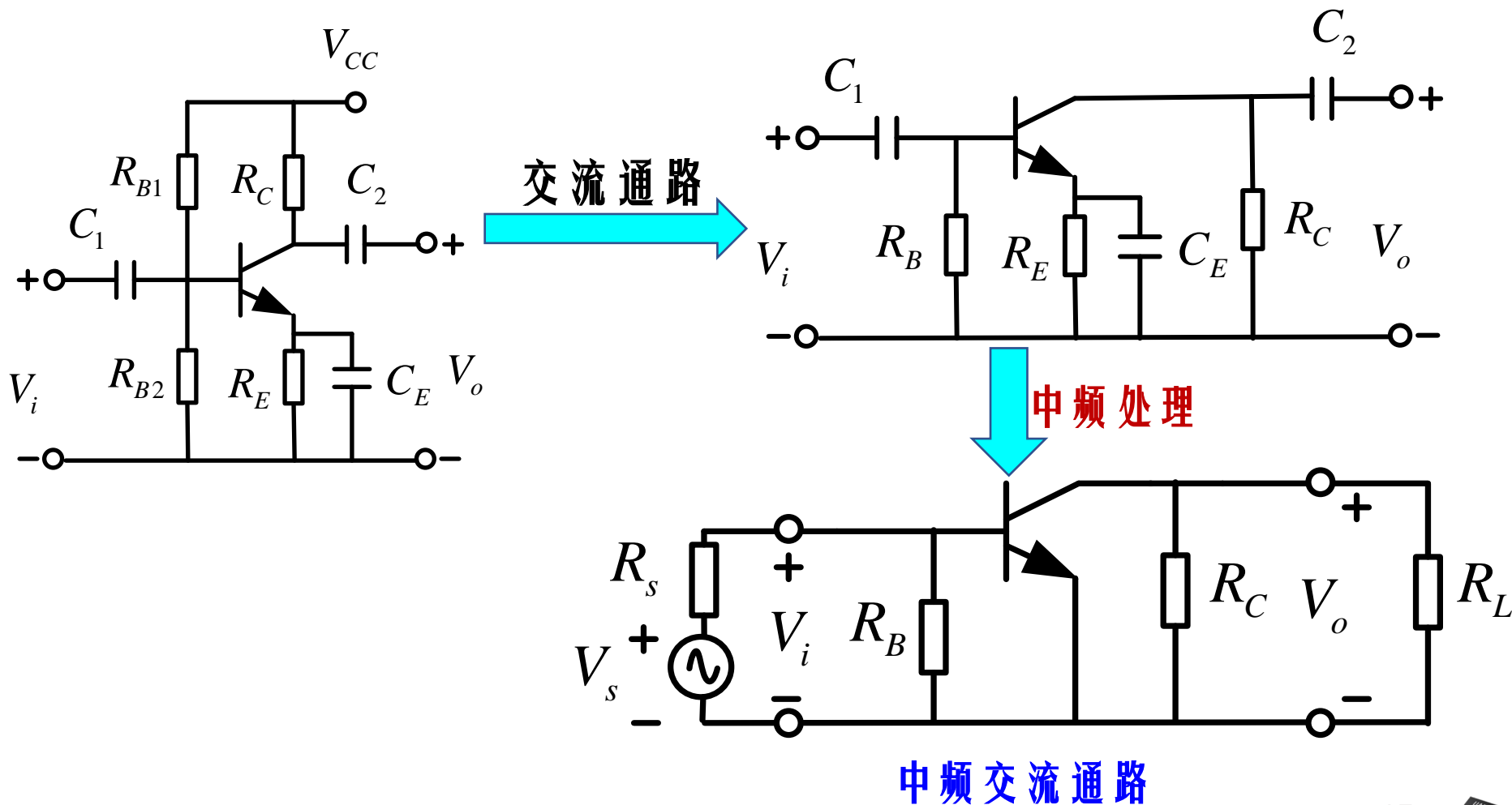
- **中频**部分: 结电容开路; 耦合、旁路电容短路;
- **低频**部分: 结电容开路; 耦合、旁路电容起作用; 求 ω_L
- **高频**部分: 结电容起作用; 耦合、旁路电容短路; 求 ω_H





2. 中频交流通路

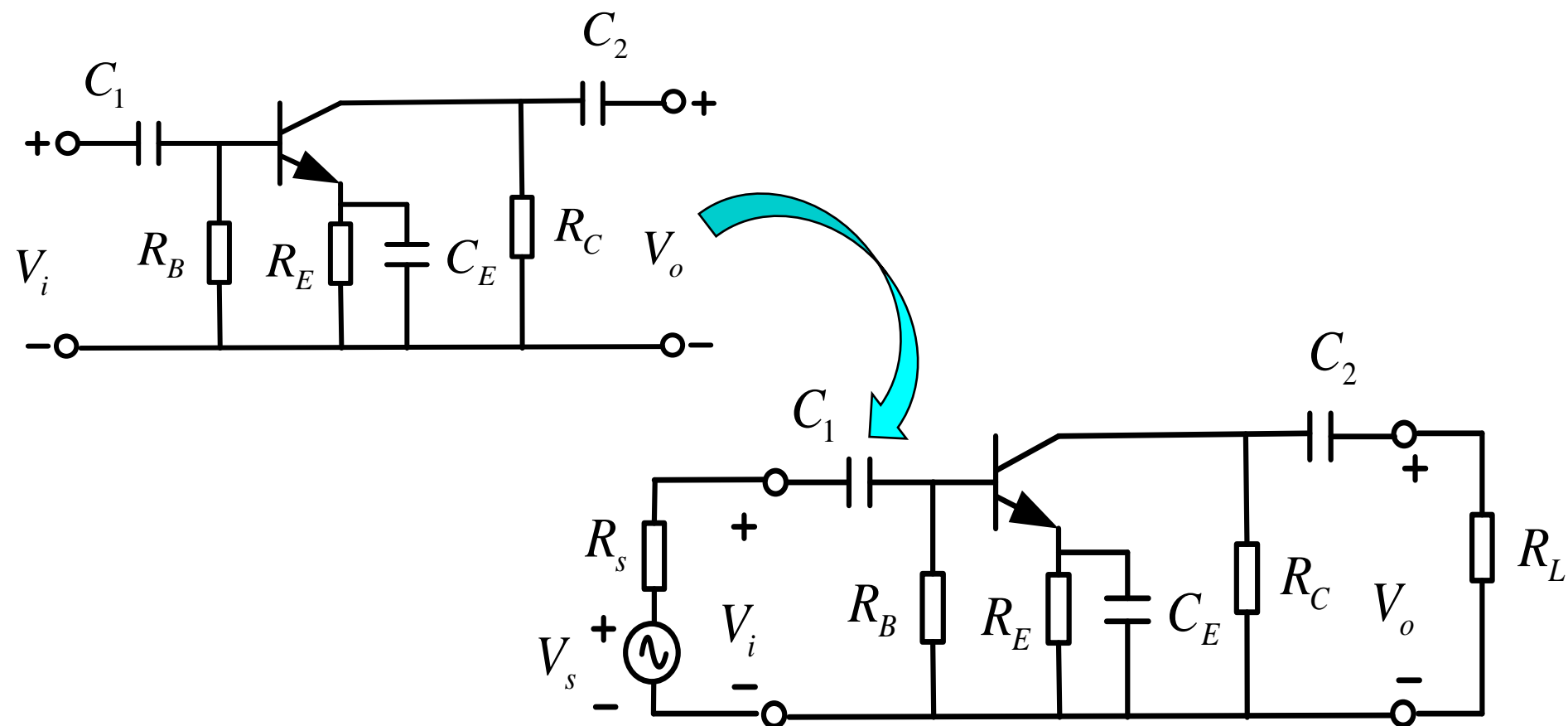
➤ **忽略** 发射结与集电结电容，耦合电容、旁路电容 **短路**；





2. 低频交流通路

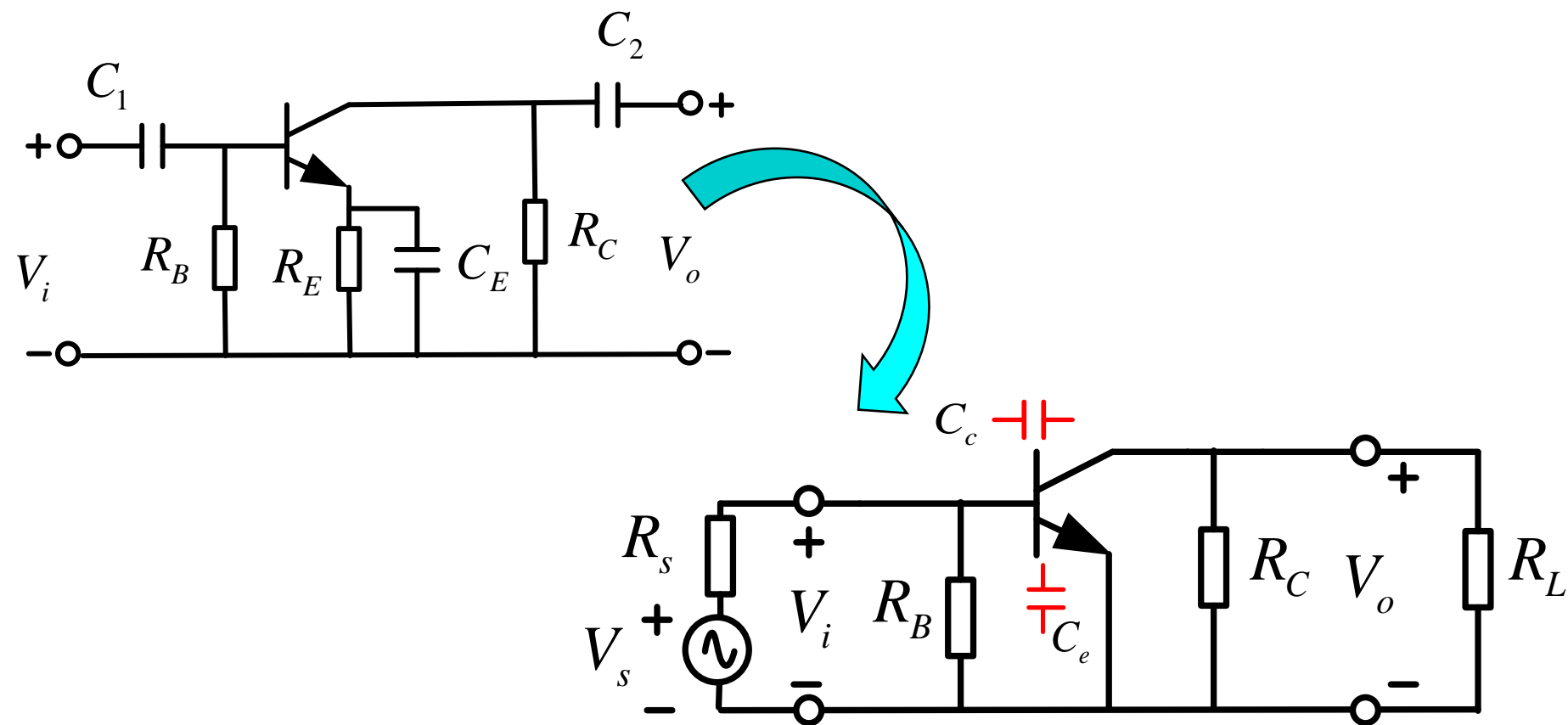
➤ 忽略发射结与集电结电容的影响；考虑耦合电容、旁路电容；





2. 高频交流通路

► 耦合电容、旁路电容短路；**考虑**发射结与集电结电容的影响；



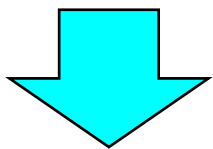


3. BJT器件的低频与高频划分

■ 晶体管的结构与频段关系

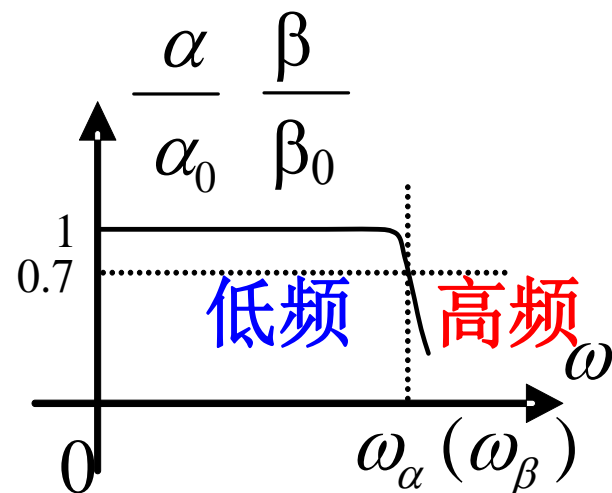
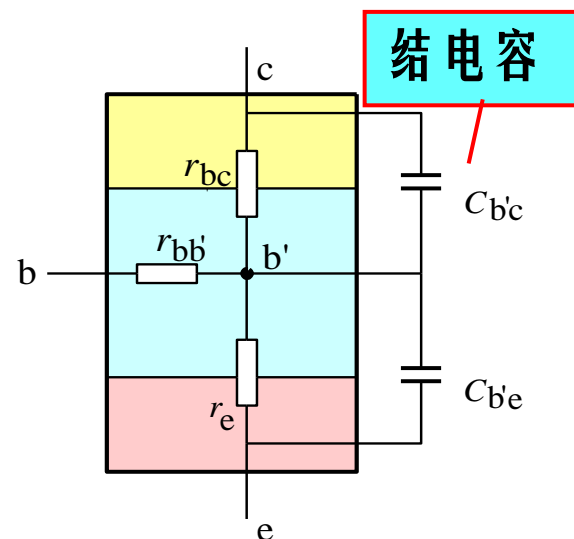
■ “低频”：两个PN结电容不起作用的频率范围；

■ “高频”：两个PN结电容起作用的频率范围；



➤ “高、低频”完全针对BJT的**3dB截止频率**，与放大电路的工作频段并不完全相同；

➤ 近似认为BJT的“低频”频段对应于放大电路的“低频”和“中频”频段；

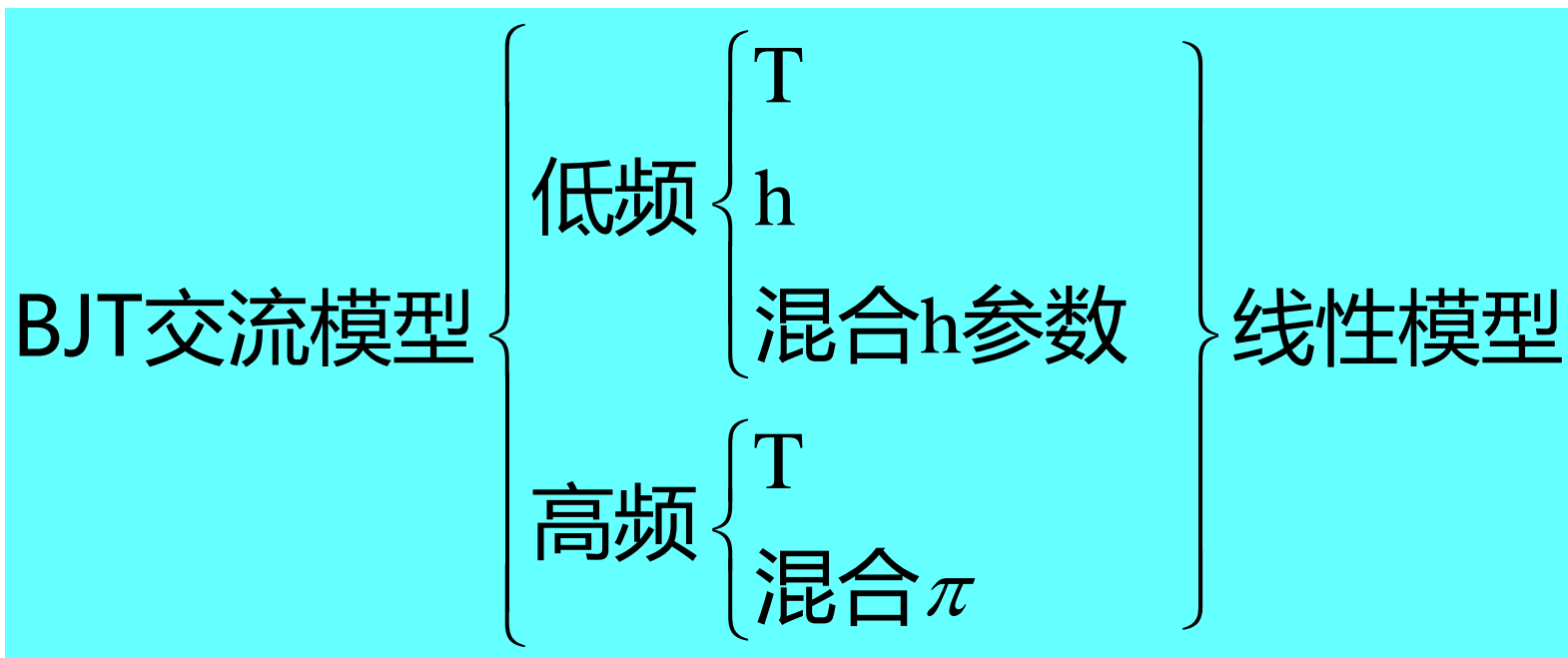


共基、共射截止频率





3. BJT的线性交流模型





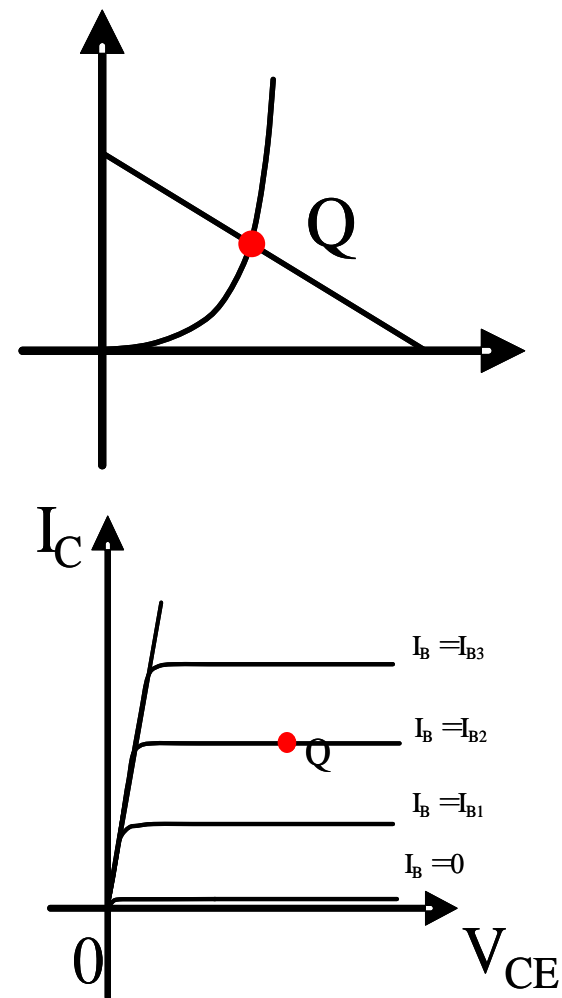
3. 线性化的小信号前提

■ BJT线性等效前提条件

- 合适静态工作点 Q ：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；

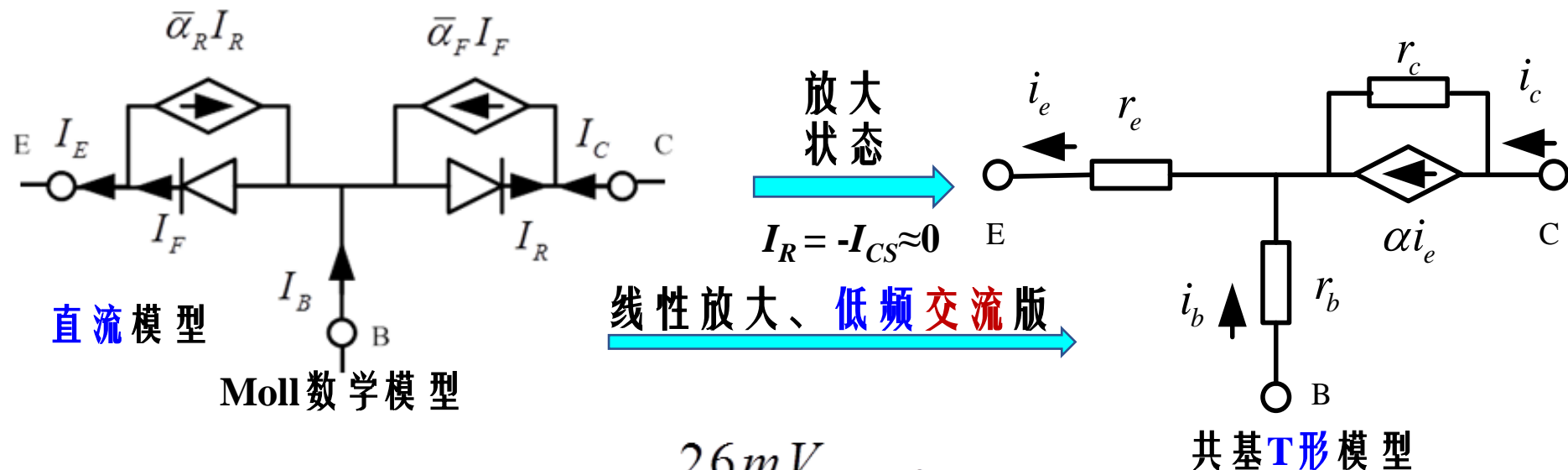
■ 可行性：只要直流工作点 Q 设置合适，其附近范围的晶体管伏安特性曲线可以看作是线性；

➡ 对于不同频段三极管的模型？





(1) 低频T形模型



1) 正偏发射结交流电阻 $r_e = \frac{26mV}{I_{EQ}} : 10^1 \Omega$

2) 基区体电阻 $r_b : 10^2 \Omega$

3) 反向饱和电流: I_{CBO}

4) 反偏集电结交流电阻 $r_c = \frac{26mV}{I_{CBO}} : 10^6 \Omega$

受控交流电流源 αi_e

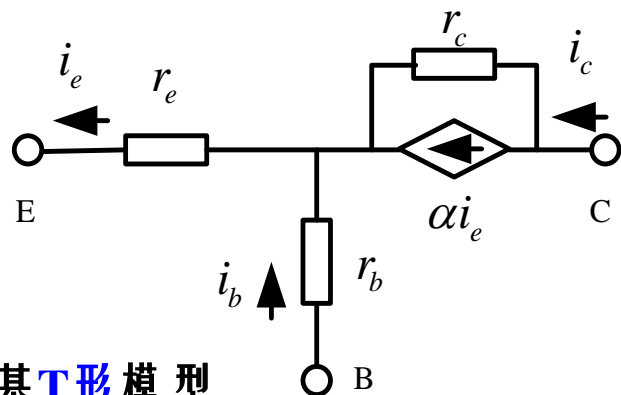
线性模型



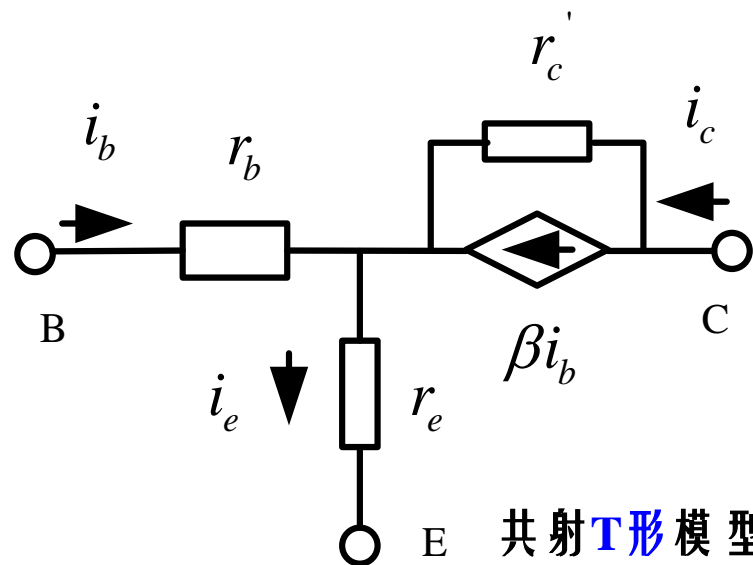
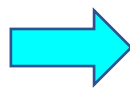


(1) 共射低频T形模型

■ 另一种形式：



共基T形模型



共射T形模型

1) 受控电流源： βi_b

2) 反向饱和电流： I_{CEO}

3) 反偏集电结交流电阻 $r'_c = \frac{26mV}{I_{CEO}} = \frac{r_c}{1 + \beta}$





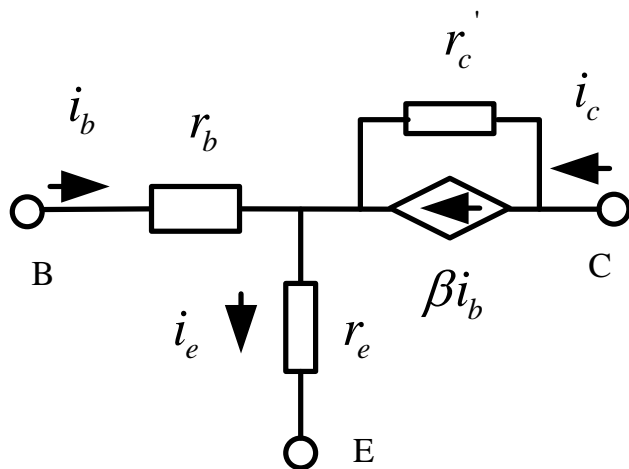
(1) T形等效模型

■ 优势：物理概念清晰。

➤ T形模型中的参数与晶体管自身参数具有直接关系

■ 问题：非单向化模型

➤ 模型结构较复杂，输入输出之间有反馈元件，互相影响。



如何建立单向化模型？





(2) h 参数模型

■ **思路：** 将BJT看作二端口网络，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。

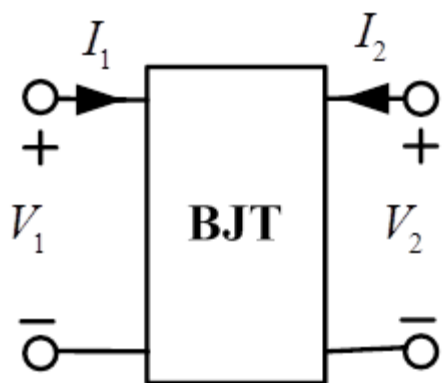


图 二端口线性网络

h 参数方程：

$$\begin{cases} V_1 = f_1(I_1, V_2) \\ I_2 = f_2(I_1, V_2) \end{cases}$$



(2) 交流 h 参数模型

■ 偏微分，得

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

线性、微变、交流

交流 h 参数方程：

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

1) 交流输入阻抗：

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

2) 反向交流电压传输系数：

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

3) 正向交流电流放大系数：

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

4) 交流输出导纳：

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



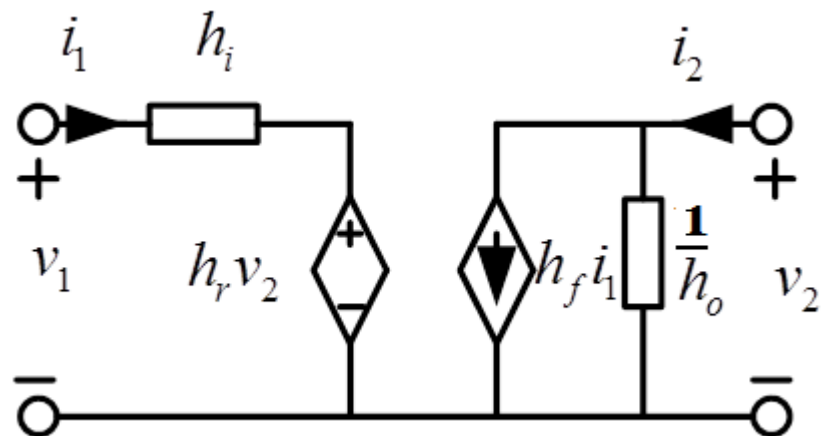
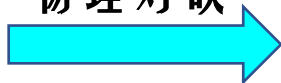


(2) h 参数模型

交流 h 参数方程：

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

物理对映



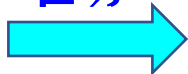
➤ h 参数模型仅由线性电路网络参数方程导出，结构简单+单向化！

一种BJT



任意三种BJT组态

区分

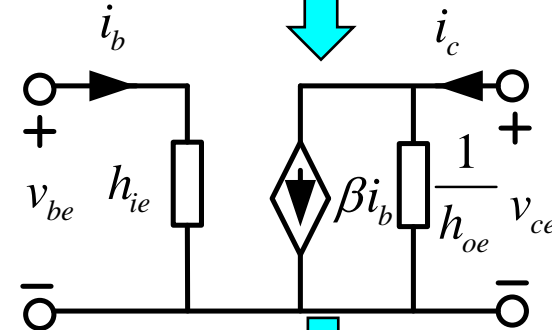
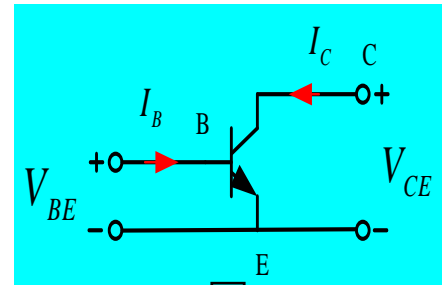
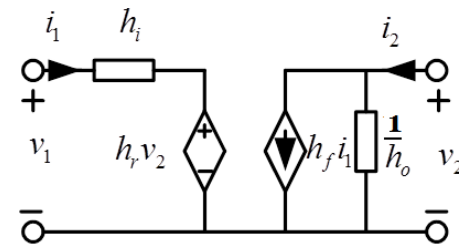
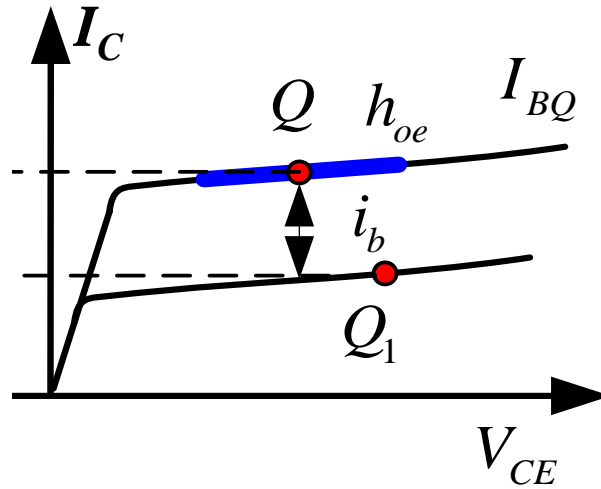
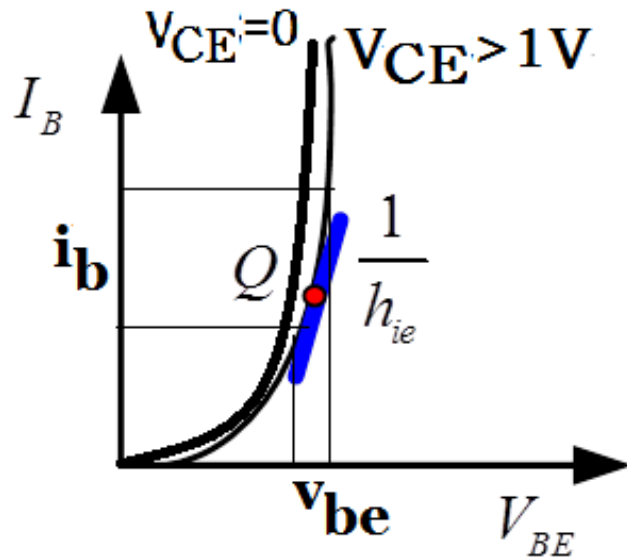


共射组态的 h 参数，角标 e
共基组态的 h 参数，角标 b
共集组态的 h 参数，角标 c





(2) 共射 h 参数模型



模型与BJT内部结构
参数没有直接关联

确定 h_{ie} 与 h_{oe} ?

$$\rightarrow h_{ie} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{v_{be}}{i_b}$$

$$\rightarrow h_{oe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}}$$

$$\rightarrow h_{re} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} = \frac{v_{be}}{v_{ce}} \approx 0 \rightarrow h_{fe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{i_c}{i_b} = \beta$$

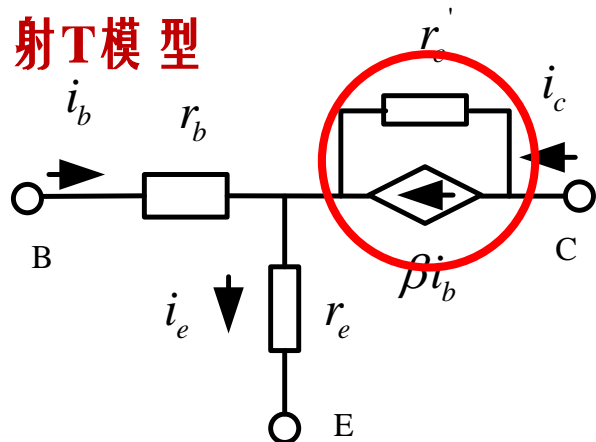




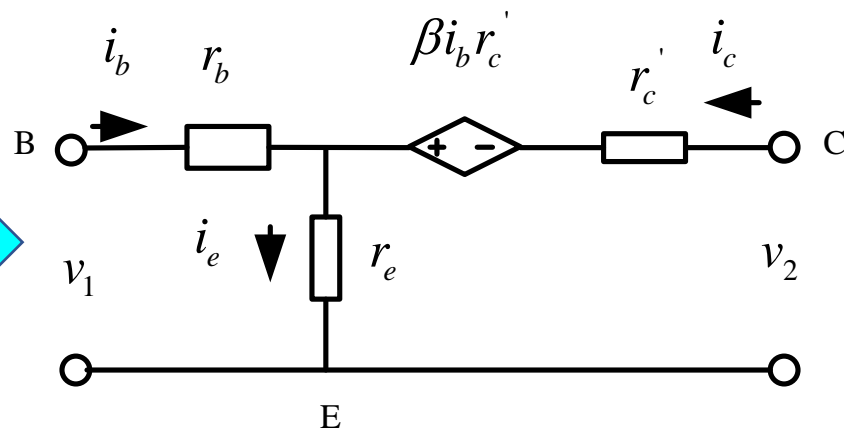
(3) 混合**T**+**h**参数模型

■ **思路：** 建立基于**T**模型的**h**参数网络方程，将两者相结合，揭示**h**参数与晶体管结构参数之间的内在联系

共射**T**模型



戴维宁等效



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





(3) 混合 h 参数模型

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

$$\xrightarrow{\quad} v_1 = \left(r_b + (1+\beta) r_e \right) i_b + \frac{r_e}{\frac{r_c}{1+\beta}} v_2 \quad \xrightarrow{\frac{r_c}{1+\beta} \gg r_e} \approx \beta i_b + \frac{1}{\frac{r_c}{1+\beta}} v_2$$

$$\xrightarrow{\quad} h_{ie} = r_b + (1+\beta) r_e \quad \xrightarrow{\quad} h_{fe} = \beta$$

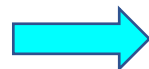
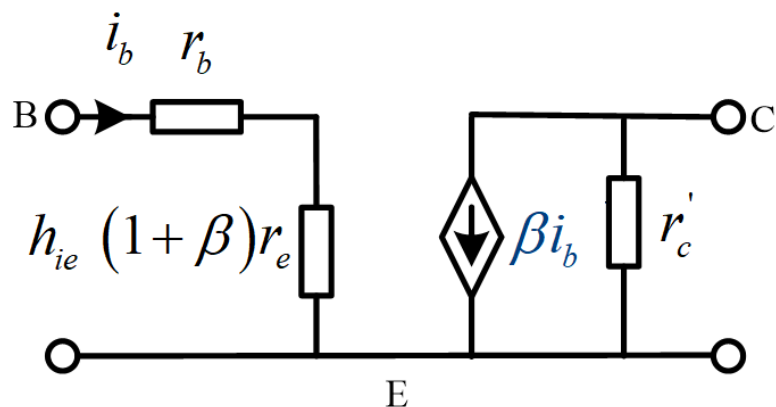
$$h_{re} = \frac{r_e}{\frac{r_c}{1+\beta}} = \frac{r_e}{r_c'} \approx 0 \quad h_{oe} = \frac{1}{\frac{r_c}{1+\beta}} = \frac{1}{r_c'}$$





(3) 混合 h 参数模型

■ 混合 h 参数模型



$$\begin{cases} h_{ie} = r_b + (1 + \beta) r_e \\ r_e = \frac{26\text{mV}}{I_{EQ}} (\text{室温}) \\ r'_c = \frac{r_c}{1 + \beta} \sim 10^5 \Omega \end{cases}$$

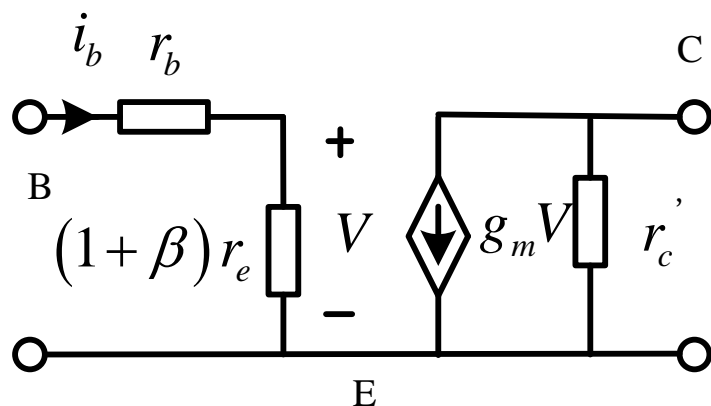
- **单向化**模型，没有反馈元件，输出没有对输入产生内反馈；
- 模型参数与晶体管**结构参数明确对应**；
- 同样适用于晶体管的其它组态的交流电路分析；





(3) 另一种结构混合 h 参数模型

■ 用发射结电压 V 控制集电极电流： $i_c = g_m V$



跨导： $g_m = 1/r_e$

不随信号频率变化而变
非不变量！随 I_E 变化

非线性控制

- 受控电流源为压控电流源，控制电压为发射结电压；
- 分析BJT基本放大电路的高频特性时使用；

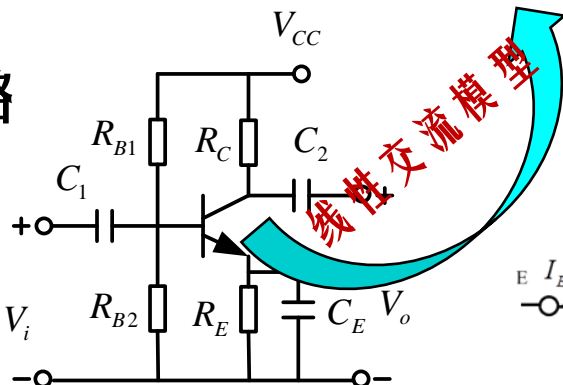




回顾：BJT交流通路与交流模型

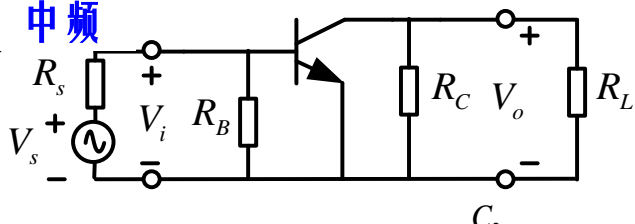
放大电路

电源
电容
处理

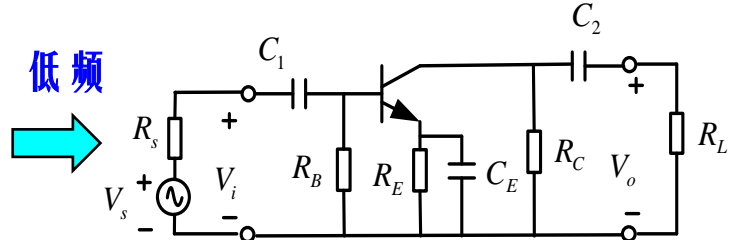


交流通路

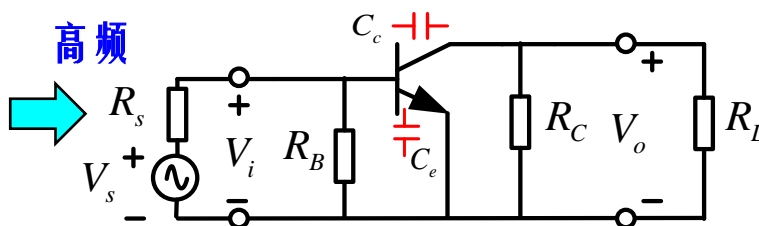
中频



低频

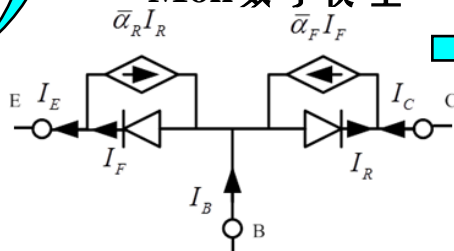


高频



BJT交流小信号模型

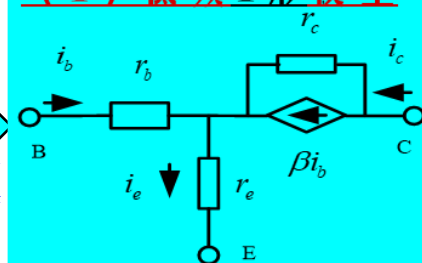
Moll数学模型



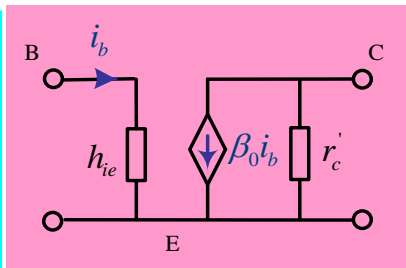
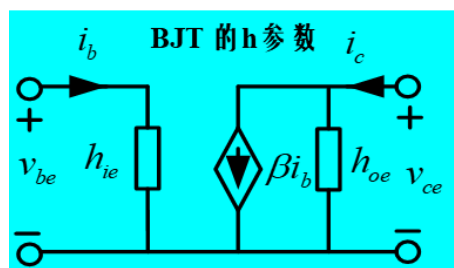
放大、低频

线性、交流版

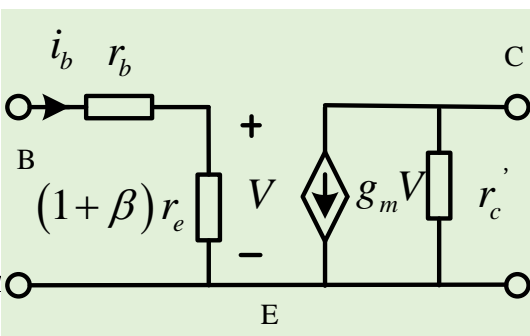
(1) 低频T形模型



(2) h参数模型与低频混合T+h模型



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



高频小信号模型?

放大电路交流分析?





4. 高频小信号模型

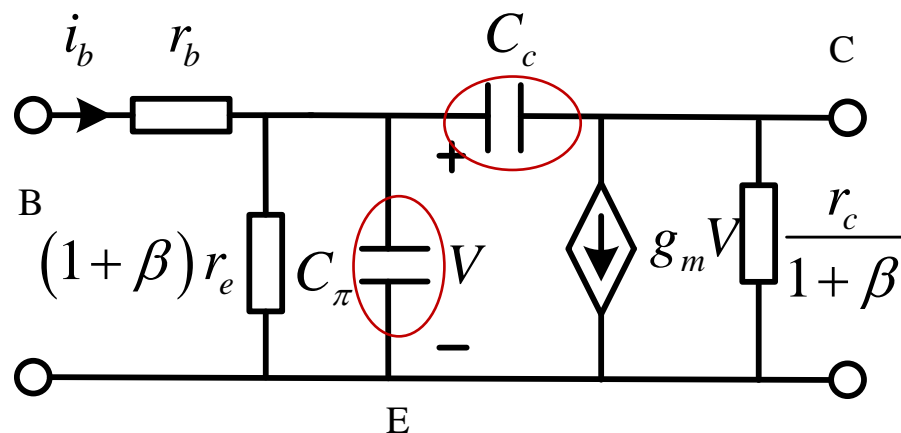
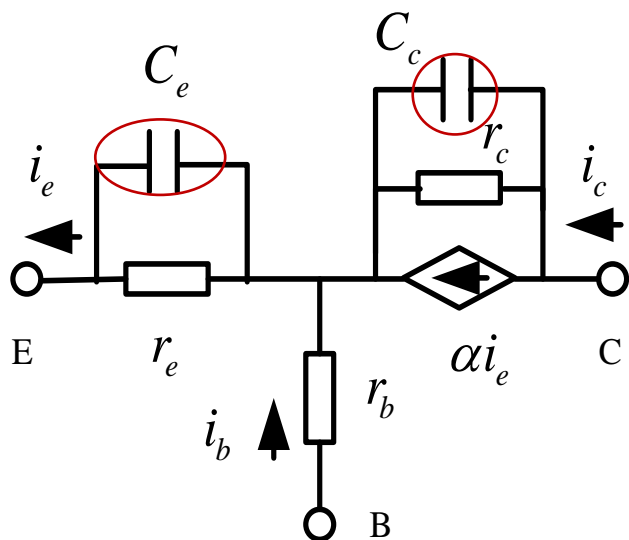
■ 高频小信号模型：考虑两个PN结结电容对高频信号的影响

➤ 在高频段，频率升高，晶体管极间电容容抗减小，动态信号损失，放大能力下降。

加两个结电容

共基组态的T形等效模型

共射组态的混合 π 形模型



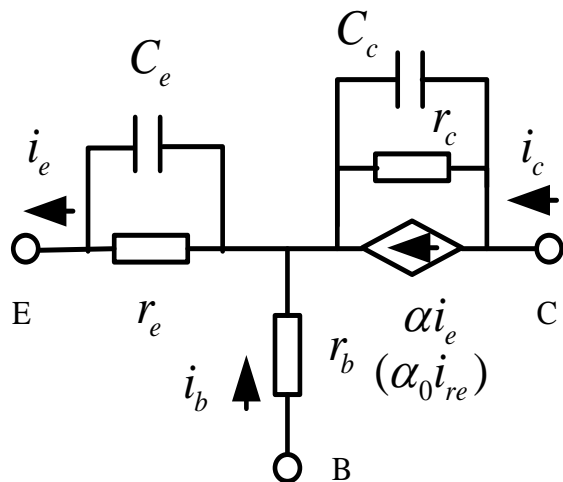
非单向化模型





(1) 高频T形等效模型

■ 共基组态的T形等效模型



- C_e : 正偏发射结电容 (上千 pF);
- C_c : 反偏集电结电容 (几个 pF)

➡ 控制关系: 受控电流源 i_c :

α 是频率的函数, 受 C_e 的影响而减小;

共基截止频率 ω_α

$$\begin{cases} \alpha(j\omega)i_e = \alpha_0 i_{r_e} \\ i_{r_e} = \frac{1/j\omega C_e}{r_e + 1/j\omega C_e} i_e \end{cases} \Rightarrow$$

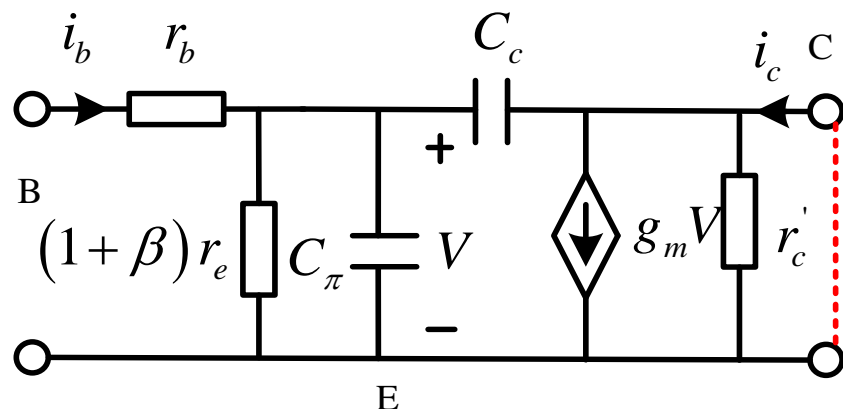
$$\alpha(j\omega) = \frac{\alpha_0 i_{r_e}}{i_e} = \frac{\alpha_0}{1 + j\omega r_e C_e} \Rightarrow \omega_\alpha = \frac{1}{r_e C_e}$$





(2) 高频混合 π 形模型

■ **共射模型**：由结构而建立，形状像 Π ，参数量纲各不相同；



控制关系：受控电流源 i_c

- β 是高频频率的函数，受 C_π 的影响而减小；
- 输出端口交流电压短路时正向交流电流放大倍数 β

共射截止频率 ω_β

$$\begin{cases} i_c = g_m V - s C_c V \\ i_b = \frac{V}{(1 + \beta_0) r_e} + s (C_c + C_\pi) V \end{cases}$$

$$\Rightarrow \beta(s) = \frac{i_c}{i_b} = \frac{g_m - s C_c}{\frac{1}{(1 + \beta_0) r_e} + s (C_c + C_\pi)}$$

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





(2) 高频混合 π 形模型

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

r_e 约几十欧, C_c 约几皮法, $g_m = \frac{1}{r_e} \gg \omega C_c$

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

$$\xrightarrow{\beta_0 \gg 1} = \frac{1+\beta_0}{1+j\omega(1+\beta_0)r_e(C_c + C_\pi)} \approx \frac{\beta_0}{1+j\omega\beta_0 r_e(C_c + C_\pi)}$$

共射截止频率

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

$$\rightarrow \omega_T = \beta_0 \omega_\beta = \frac{1}{r_e C_\pi} \quad \omega_\alpha = \frac{1}{r_e C_e}$$

表明BJT频率特性参数与管子结构参数之间的内在联系!

单向化模型?

