

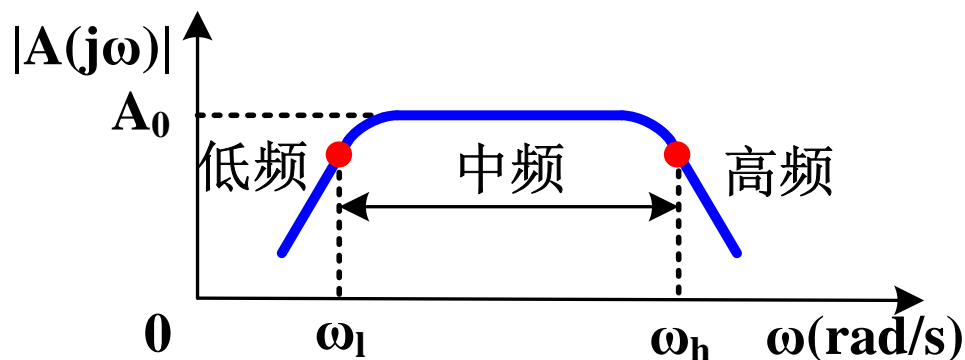
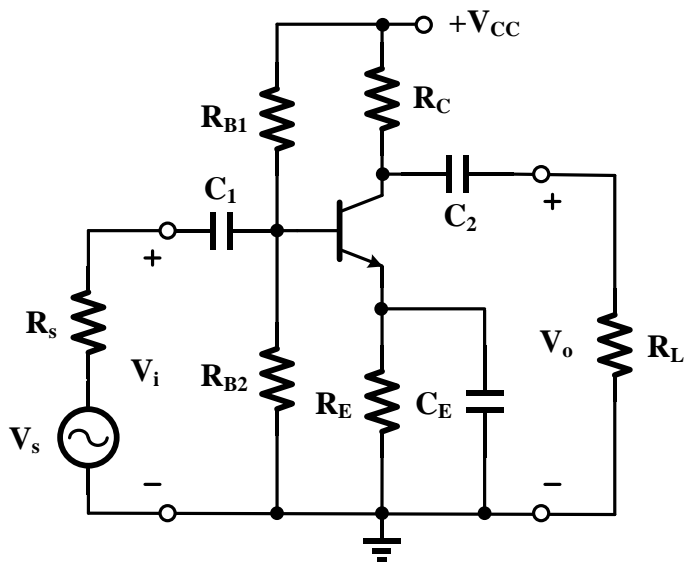
§ 3.6

共发射放大器的频率特性

1. 放大器的频率特性
2. 共发射放大器的低频特性
3. BJT高频小信号模型
4. 共发射放大器的高频特性

1. 放大器的频率特性

● 放大器的频率特性

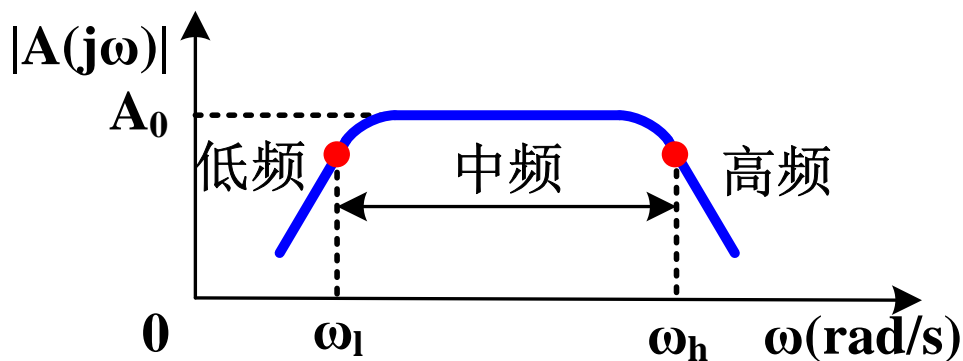


放大器的三段式频率特性：

1. 电容耦合式放大器一般表现为带通系统，利用特定增益函数 $A(j\omega)$ 的3dB截止频率可将其频率特性划分为低频、中频和高频三个频段分别描述
2. 中频段是放大器的工作频段，放大器在该频段忽略片内/片外所有电容对中频特性的影响
3. 耦合/旁路电容容值较大（ μF 量级），是影响放大器低频特性的主要器件
4. 晶体管片内电容容值较小（ pF 量级），是影响放大器高频特性的主要器件

1. 放大器的频率特性

● 频率特性的评价指标



放大器频率特性的评价指标：

中频性能指标：中频增益 A_0 （例如中频电压增益 A_{v0} 、中频电流增益 A_{i0} ）

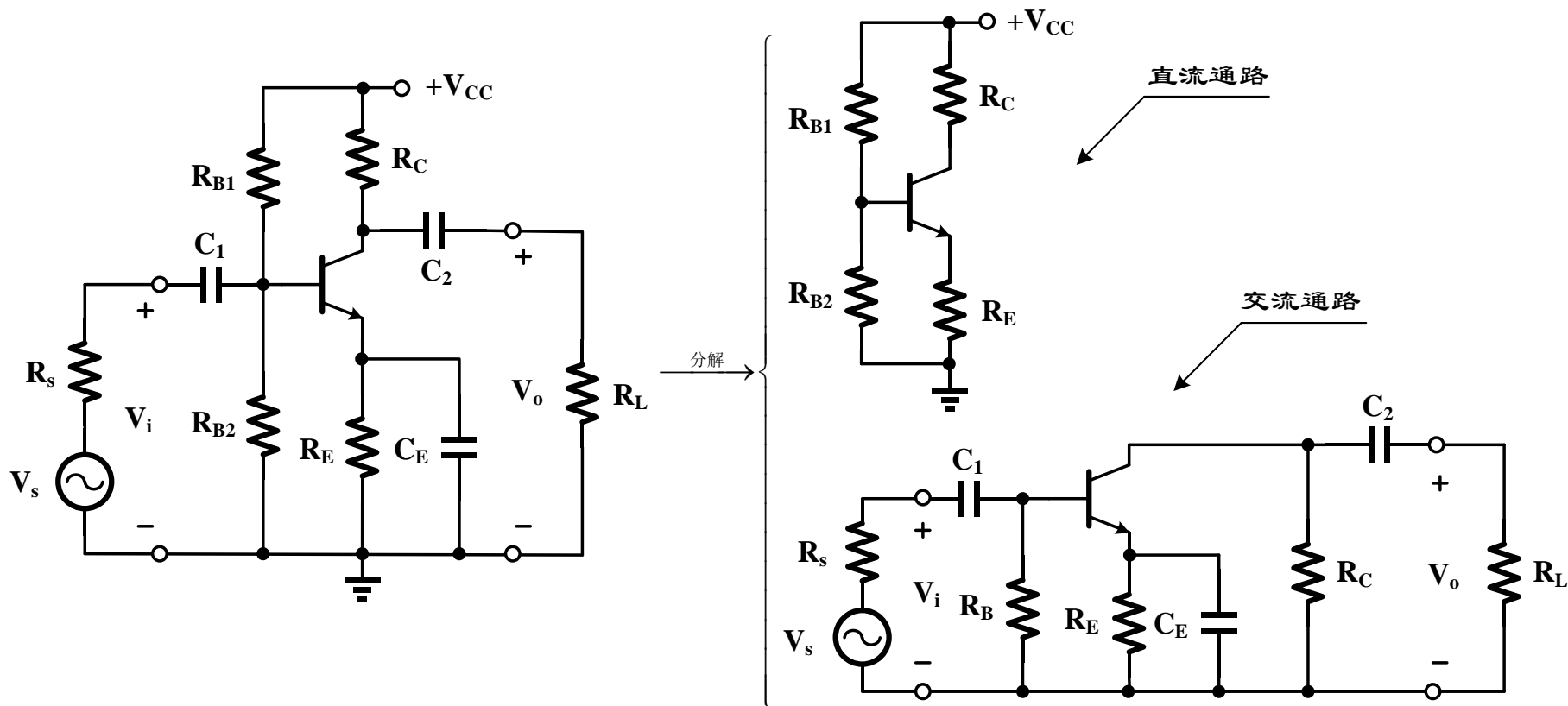
中频输入阻抗/电阻 R_i ，中频输出阻抗/电阻 R_o ，3dB带宽 B

低频性能指标：增益函数 $A(j\omega)$ 及其3dB下截止频率 ω_l

高频性能指标：增益函数 $A(j\omega)$ 及其3dB上截止频率 ω_h

1. 放大器的频率特性

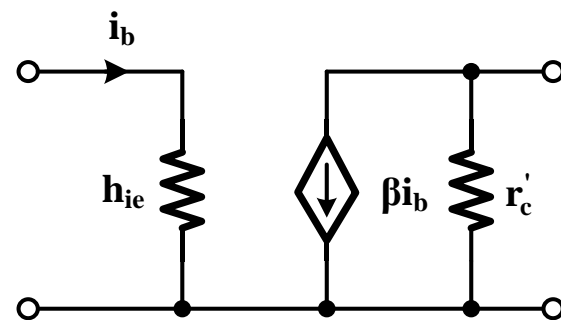
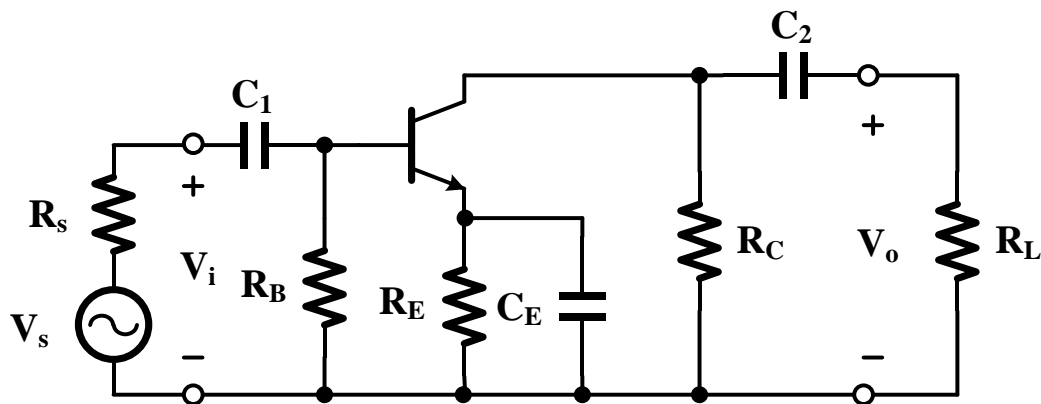
● 频率特性分析的基本思路（以CE为例）



基本思路：首先从放大电路中提取出直流通路，然后依照频段划分规则提取出不同频段对应的交流通路，再使用对应的BJT小信号模型进行分析

1. 放大器的频率特性

● CE低频交流通路

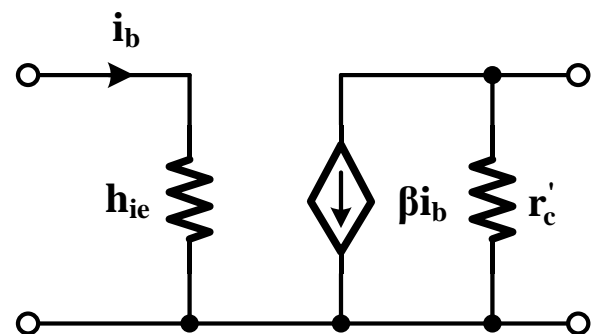
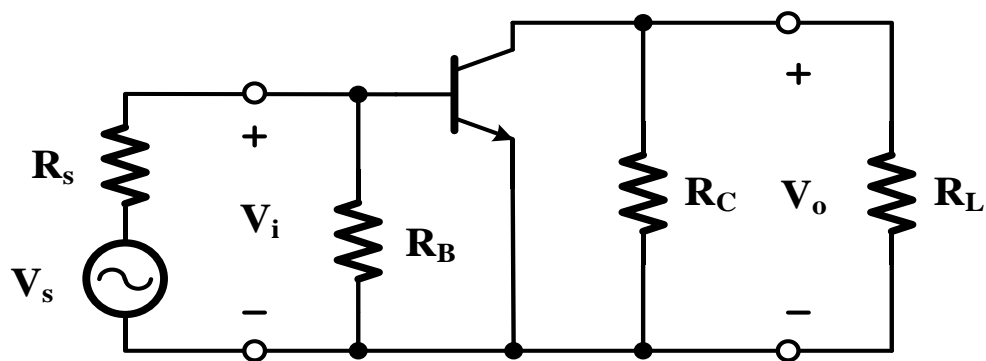


提取低频交流通路：直流电源置零（电压源交流短路，电流源交流开路），耦合电容和旁路电容等大容量电容均保留

选择BJT分析模型：不含结电容的混合h参数模型（BJT低频小信号模型）

1. 放大器的频率特性

• CE中频交流通路

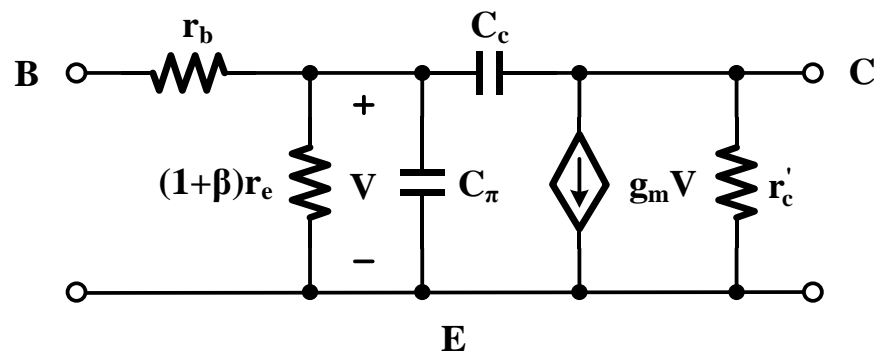
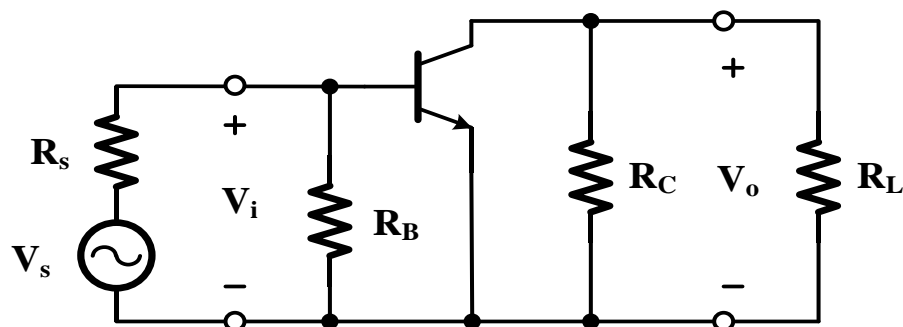


提取中频交流通路：直流电源置零（电压源交流短路，电流源交流开路），耦合电容和旁路电容等大容量电容均作交流短路处理

选择BJT分析模型：不含结电容的混合h参数模型（BJT低频小信号模型）

1. 放大器的频率特性

● CE高频交流通路

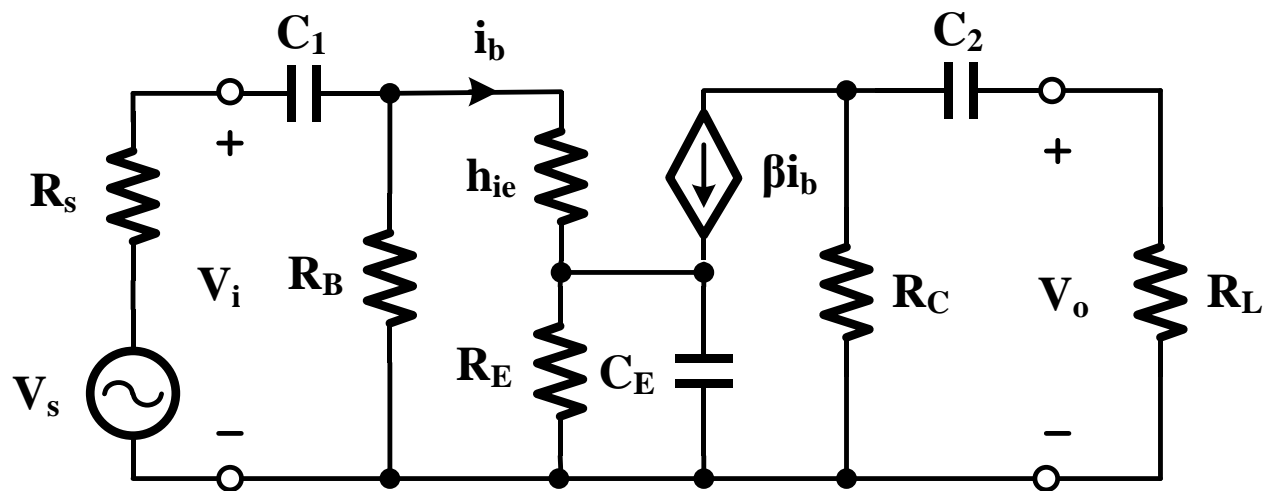


提取高频交流通路：直流电源置零（电压源交流短路，电流源交流开路），耦合电容和旁路电容等大容量电容均作交流短路处理

选择BJT分析模型：包含结电容的混合 π 型模型（BJT高频小信号模型）

2. 共发射放大器的低频特性

● CE低频交流等效电路

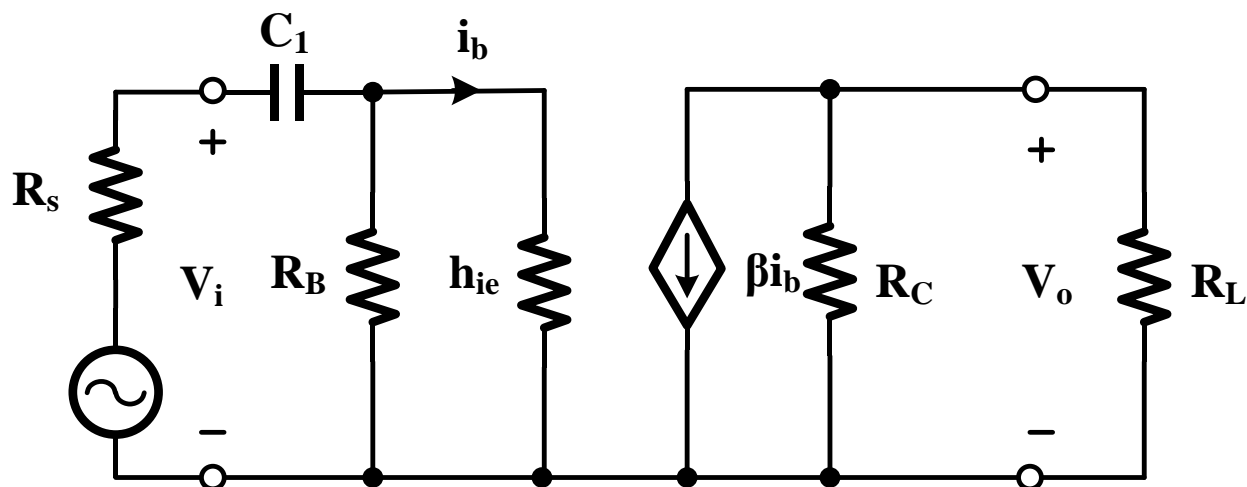


观察电路结构：三个电容对低频特性均有贡献，但是电路结构较复杂，手工精确计算电压传递函数较繁琐

近似分析思想：依次单独考察每个电容对系统低频特性的影响，然后再综合比较，检查是否存在主极点特征，仅考虑主极点的影响即可

2. 共发射放大器的低频特性

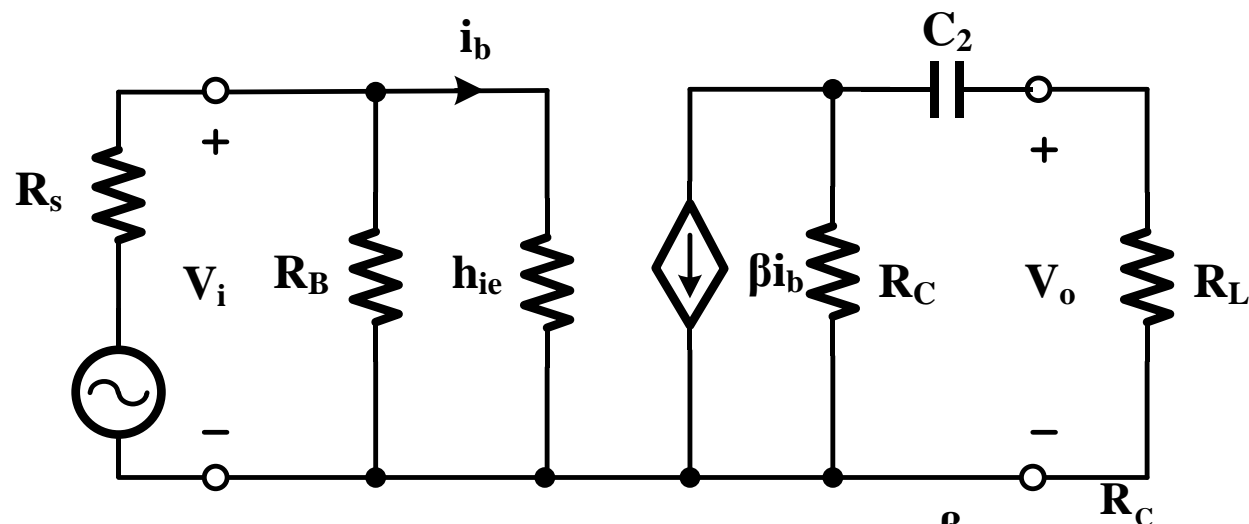
● 单独考察耦合电容 C_1 的影响



$$\begin{aligned}
 & \left. \begin{aligned} V_o(s) &= -\beta_0 (R_C \parallel R_L) i_b \\ V_i(s) &= i_b \frac{R_B + h_{ie}}{R_B} \left(\frac{1}{sC_1} + (R_B \parallel h_{ie}) \right) \end{aligned} \right\} \\
 \Rightarrow A_v(s) &= \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-\beta_0 (R_C \parallel R_L)}{\frac{R_B + h_{ie}}{R_B} \left(\frac{1}{sC_1} + (R_B \parallel h_{ie}) \right)} \approx \frac{-\beta_0 (R_C \parallel R_L)}{h_{ie}} \frac{1}{1 + \frac{1}{sh_{ie}C_1}} \Rightarrow \omega_{H1} = \frac{1}{h_{ie}C_1}
 \end{aligned}$$

2. 共发射放大器的低频特性

● 单独考察耦合电容 C_2 的影响

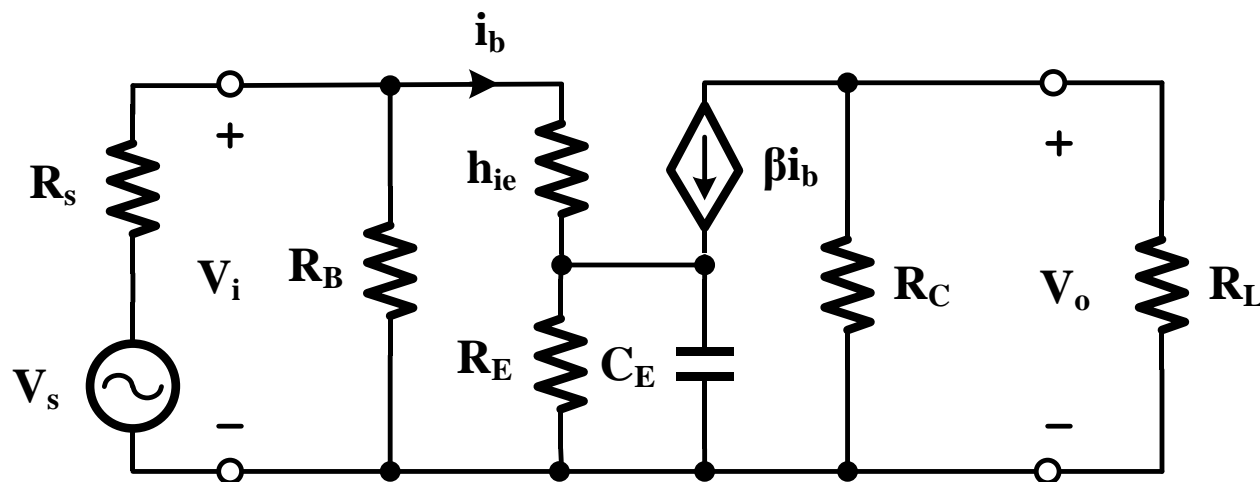


$$\begin{aligned}
 V_o(s) &= -\beta_0 i_b \frac{R_C}{R_C + R_L + \frac{1}{sC_2}} R_L \\
 V_i(s) &= i_b h_{ie}
 \end{aligned}
 \left. \vphantom{\begin{aligned} V_o(s) \\ V_i(s) \end{aligned}} \right\} \Rightarrow A_v(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-\beta_0 \frac{R_C}{R_C + R_L + \frac{1}{sC_2}} R_L}{h_{ie}}$$

$$= \frac{-\beta_0 (R_C \parallel R_L)}{h_{ie}} \frac{1}{1 + \frac{1}{s(R_C + R_L)C_2}} \Rightarrow \omega_{l2} = \frac{1}{(R_C + R_L)C_2}$$

2. 共发射放大器的低频特性

● 单独考察射极旁路电容 C_E 的影响



$$\left. \begin{aligned} V_o(s) &= -\beta_0 (R_C \parallel R_L) i_b \\ V_i(s) &= i_b h_{ie} + (1 + \beta_0) i_b \left(\frac{1}{sC_E} \parallel R_E \right) \end{aligned} \right\} \Rightarrow A_v(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} =$$

$$\frac{-\beta_0 (R_C \parallel R_L)}{h_{ie} + (1 + \beta_0) \left(\frac{1}{sC_E} \parallel R_E \right)} = \frac{-\beta_0 (R_C \parallel R_L)}{h_{ie}} \frac{1 + sR_E C_E}{\frac{h_{ie} + (1 + \beta_0) R_E}{h_{ie}} + sR_E C_E} \Rightarrow \omega_{l3} = \frac{h_{ie} + (1 + \beta_0) R_E}{h_{ie} R_E C_E} \approx \frac{1 + \beta_0}{h_{ie} C_E}$$

2. 共发射放大器的低频特性

● 综合分析

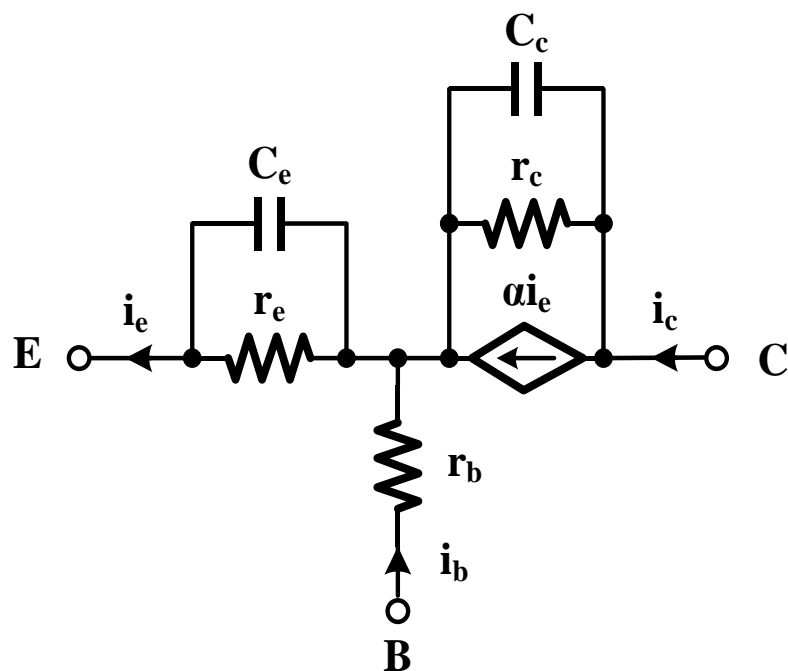
$$\text{假定: } \begin{cases} C_1 = C_2 = C_E \\ h_{ie} \sim R_L + R_C \end{cases} \Rightarrow \omega_{l3} \gg \omega_{l1}, \omega_{l2}$$

CE的低频特性及其改善措施：

1. 旁路电容 C_E 对CE的低频特性影响最大，可提供主极点，一般取该电容为三者最大值，即 $C_E > C_1$ 和 C_2
2. 改善CE低频特性的重要途径之一是增大旁路电容 C_E ，其他途径则包括使用直接耦合方式、使用负反馈等

3. BJT高频小信号模型

• 共基组态T形等效模型



• 分析共基电流增益函数

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

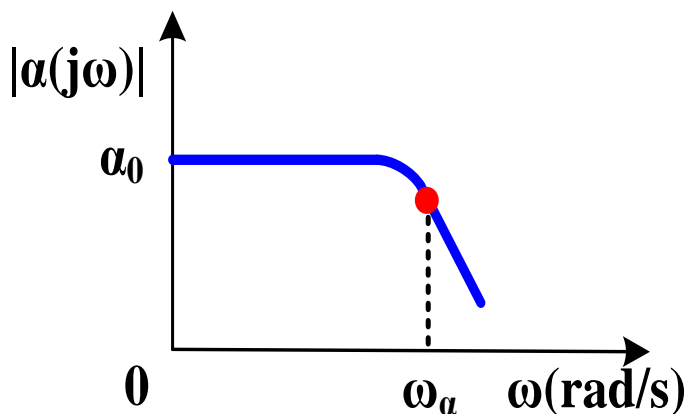
$$\Rightarrow \alpha(j\omega) = \frac{\alpha_0 i_{r_e}}{i_e} = \frac{\alpha_0}{1 + j\omega r_e C_e}$$

$$\Rightarrow \omega_a = \frac{1}{r_e C_e}$$

发射结电容 C_e : 正向偏置下发射结的扩散电容, 典型值10pF量级以上

集电结电容 C_c : 反向偏置下集电结的势垒电容, 典型值pF量级

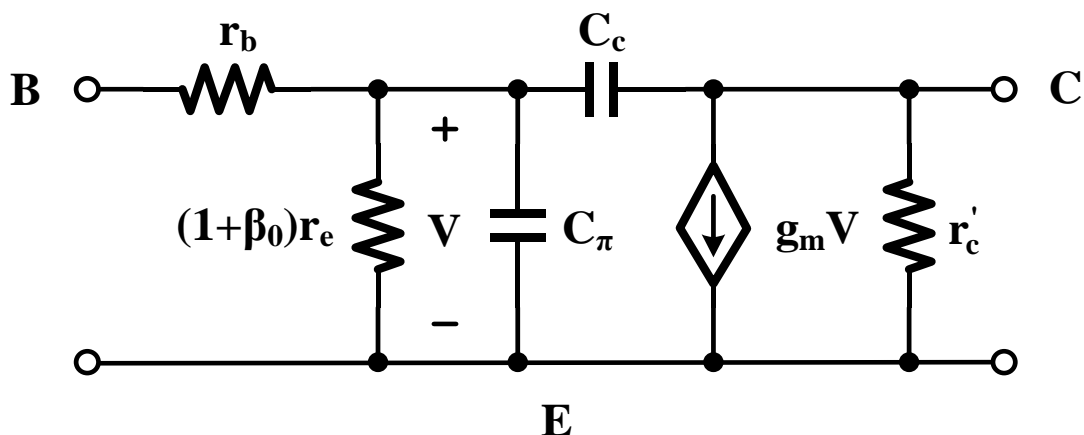
3. BJT高频小信号模型



α_0 : BJT共基电流增益 $\alpha(j\omega)$ 的通带增益 (即低频共基电流放大系数)

ω_α : BJT共基电流增益 $\alpha(j\omega)$ 的3dB截止频率

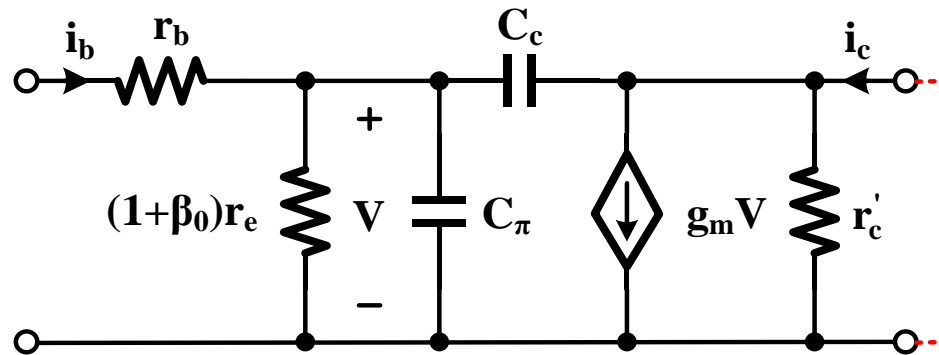
● 共发射极混合 π 形模型



发射结等效电容 C_π : 与 C_c 不同, 原因在于共基态和共发态等效模型中, 流过发射结的电流不同, 典型值 10pF 量级以上

3. BJT高频小信号模型

- 分析共发电流增益函数



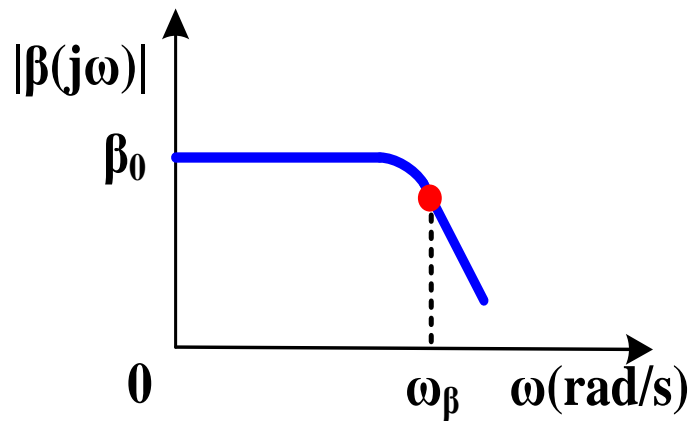
$$\begin{cases} i_c = g_m V - sC_c V \\ i_b = \frac{V}{(1+\beta_0)r_e} + s(C_c + C_\pi)V \end{cases}$$

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

3. BJT高频小信号模型

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

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



β_0 : BJT共发电流增益 $\beta(j\omega)$ 的通带增益 (即低频共发电流放大系数)

ω_β : BJT共发电流增益 $\beta(j\omega)$ 的3dB截止频率

3. BJT高频小信号模型

- BJT频率特性参数

$$\omega_{\alpha} = \frac{1}{r_e C_e}$$

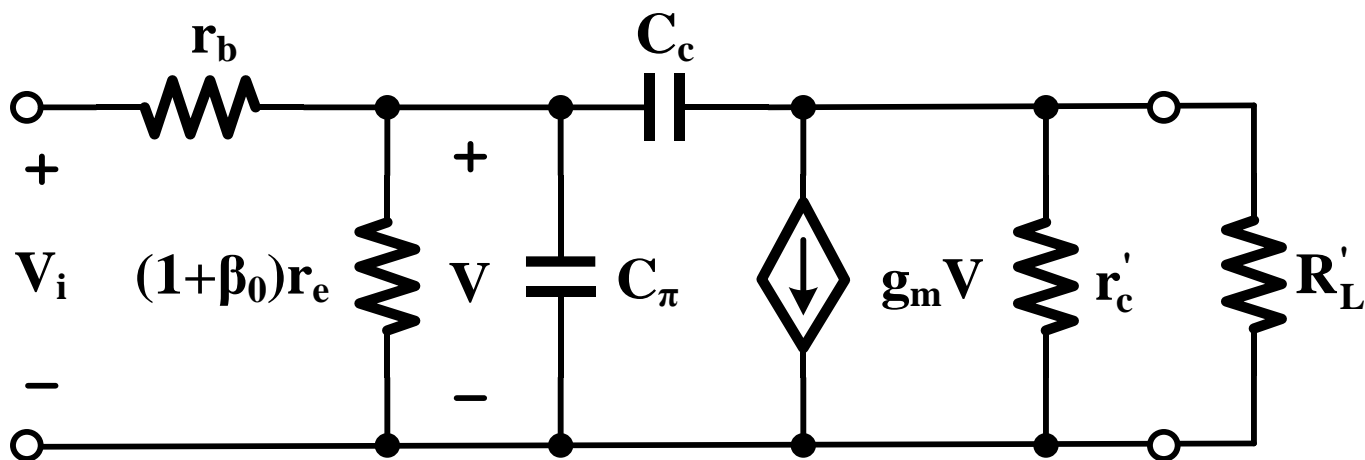
$$\omega_{\beta} = \frac{1}{\beta_0 r_e (C_c + C_{\pi})} \xrightarrow{C_{\pi} \gg C_c} \frac{1}{\beta_0 r_e C_{\pi}}$$

$$|\beta(j\omega_T)| = 1 \Rightarrow \omega_T = \beta_0 \omega_{\beta} = \frac{1}{r_e C_{\pi}}$$

ω_T : BJT特征频率, 即使共发电流增益 $\beta(j\omega)$ 下降为单位增益时对应的频率, 故也称为单位增益带宽

3. BJT高频小信号模型

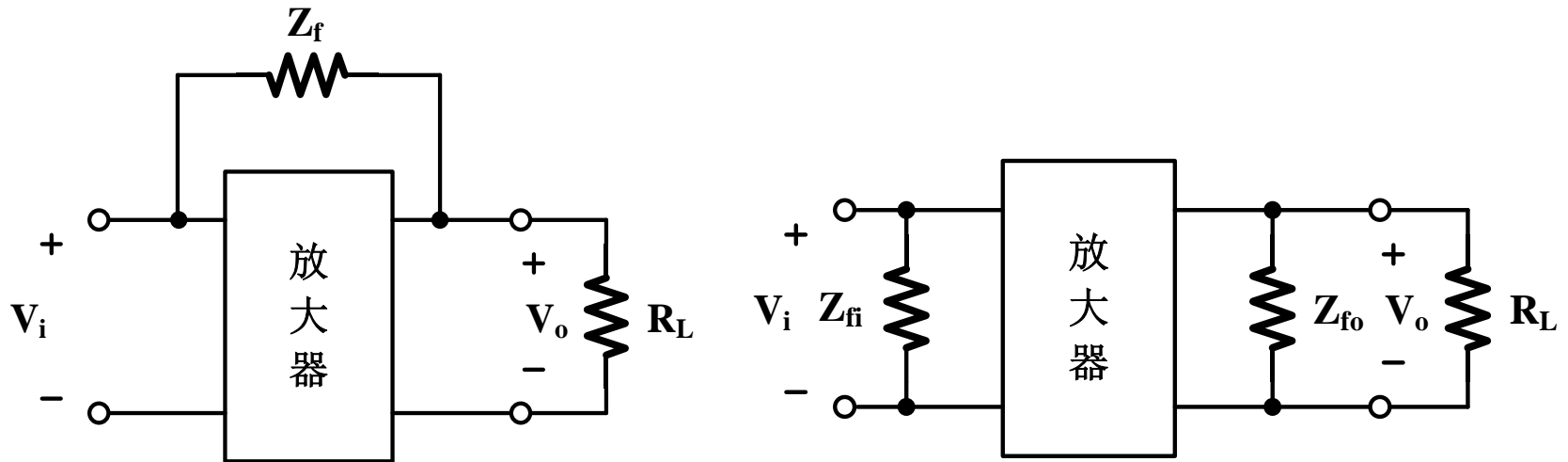
- CE高频交流等效电路（使用混合 π 形模型）



分析困难所在：集电结电容 C_c 是跨接在发射结与输出端口的元器件，导致BJT的混合 π 形模型并非单向化模型，手工分析时复杂度较大

3. BJT高频小信号模型

- 密勒定理



并接在一个放大器的输入和输出之间的阻抗 Z_f ，对外电路和放大器内部而言，可以用并接在输入端的等效阻抗 Z_{fi} 和并接在输出端的等效阻抗 Z_{fo} 来替代，且满足

$$Z_{fi} = \frac{Z_f}{1 - K}, Z_{fo} = \frac{Z_f}{1 - \frac{1}{K}} \left(K = \frac{V_o}{V_i} \right)$$

3. BJT高频小信号模型

- 混合 π 形模型的单向化近似

- 第一步：计算共发射放大器的高频电压增益K

$$\left. \begin{array}{l} V_o = (-g_m V - (V_o - V)sC_c)(R_C \parallel R_L) \\ V_i = V \end{array} \right\} \Rightarrow$$

$$\left. \begin{array}{l} \omega \ll \frac{g_m}{C_c} \\ \omega \ll \frac{1}{C_c R'_L} \\ R'_L = R_C \parallel R_L \end{array} \right\} \Rightarrow K = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(-g_m + sC_c)(R_C \parallel R_L)}{1 + sC_c(R_C \parallel R_L)} \approx -g_m R'_L$$

3. BJT高频小信号模型

- 第二步：根据密勒定理求出密勒等效电容

$$\begin{cases} C_1 = (1 + g_m R'_L) C_c \\ C_2 = \left(1 + \frac{1}{g_m R'_L}\right) C_c \end{cases} \quad C_i = C_\pi + C_1 = \frac{1}{\omega_T r_e} + g_m R'_L C_c = \frac{1 + \omega_T R'_L C_c}{\omega_T r_e}$$
$$\Rightarrow C_i = D C_\pi$$

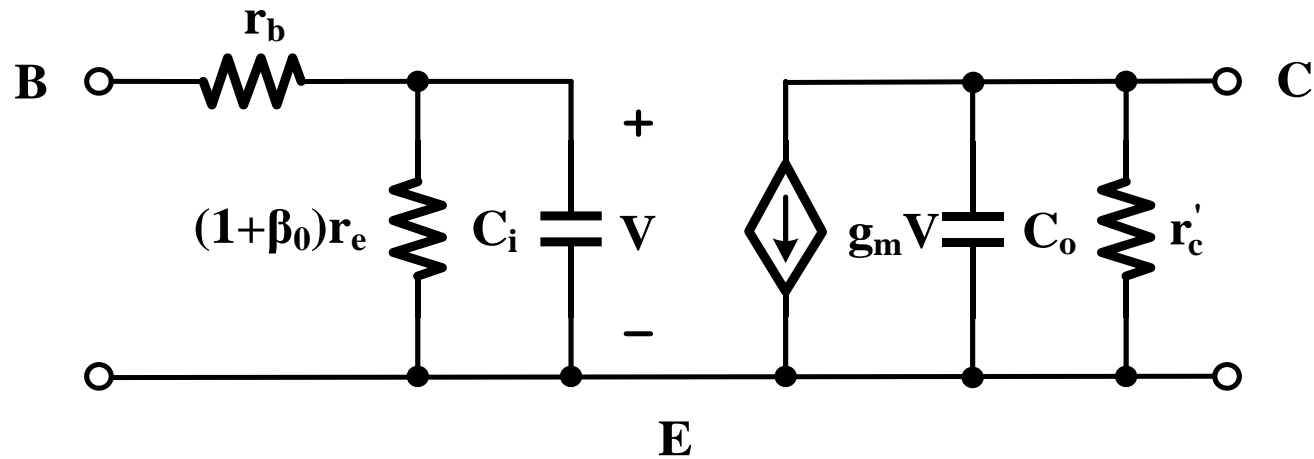
$$\text{密勒因子: } D = 1 + \omega_T R'_L C_c$$

密勒效应：晶体管的输入端口电容经密勒等效以后，增大了D倍

密勒因子D：与BJT的集电结电容、特征频率以及等效负载均有关，当BJT选定以后，D则完全取决于放大器的负载，负载越大，则D越大，输入端口等效电容也就越大

3. BJT高频小信号模型

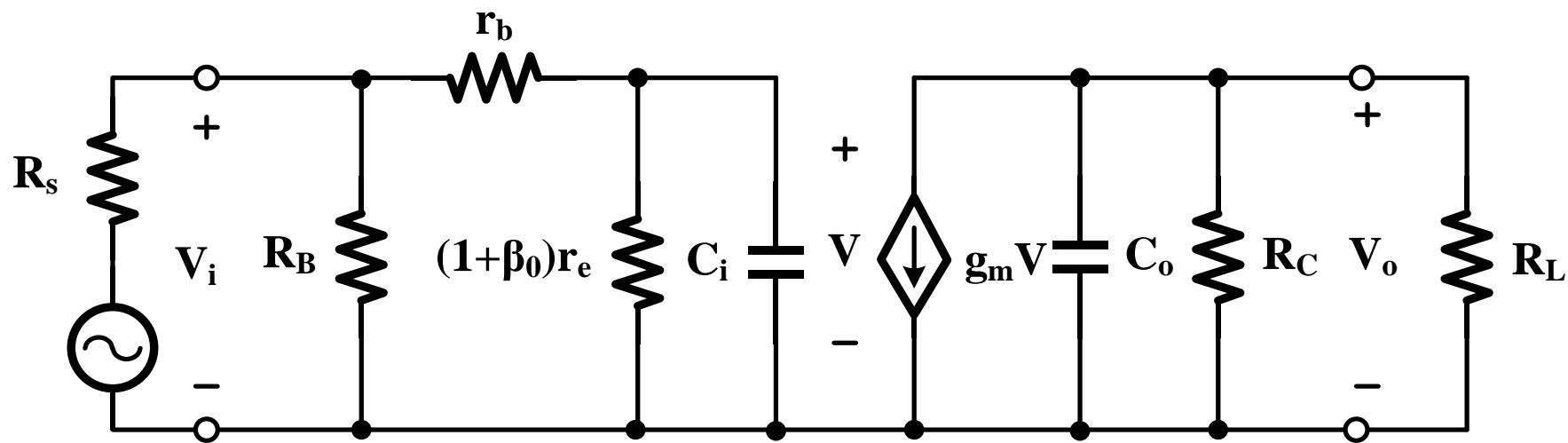
- 单向化近似模型



$$\begin{cases} C_o = C_2 \\ C_i = DC_\pi \\ D = 1 + \omega_T R'_L C_c \end{cases}$$

4. 共发射放大器的高频特性

● 高频交流等效电路



4. 共发射放大器的高频特性

- 分析高频电压增益函数

$$\left. \begin{aligned} V_o(s) &= -g_m V \frac{(R_C \parallel R_L)}{1 + sC_o(R_C \parallel R_L)} \\ V &= V_i \frac{\frac{\beta_0 r_e}{1 + s\beta_0 r_e C_i}}{r_b + \frac{\beta_0 r_e}{1 + s\beta_0 r_e C_i}} = V_i \frac{\beta_0 r_e}{r_b + \beta_0 r_e + s\beta_0 r_b r_e C_i} \end{aligned} \right\}$$
$$\Rightarrow A_v(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-\beta_0(R_C \parallel R_L)}{1 + sC_o(R_C \parallel R_L)} \frac{1}{r_b + \beta_0 r_e + s\beta_0 r_b r_e C_i}$$
$$\Rightarrow \omega_h = \frac{r_b + \beta_0 r_e}{\beta_0 r_b r_e C_i} = \frac{r_b + \beta_0 r_e}{\beta_0 r_b r_e DC_\pi} = \frac{\omega_T}{D\beta_0} \left(1 + \frac{\beta_0 r_e}{r_b} \right)$$

4. 共发射放大器的高频特性

- 增益带宽乘积 (GBP)

$$\text{GBP} = |A_{v0}| \omega_h$$

- 共发射放大器的GBP

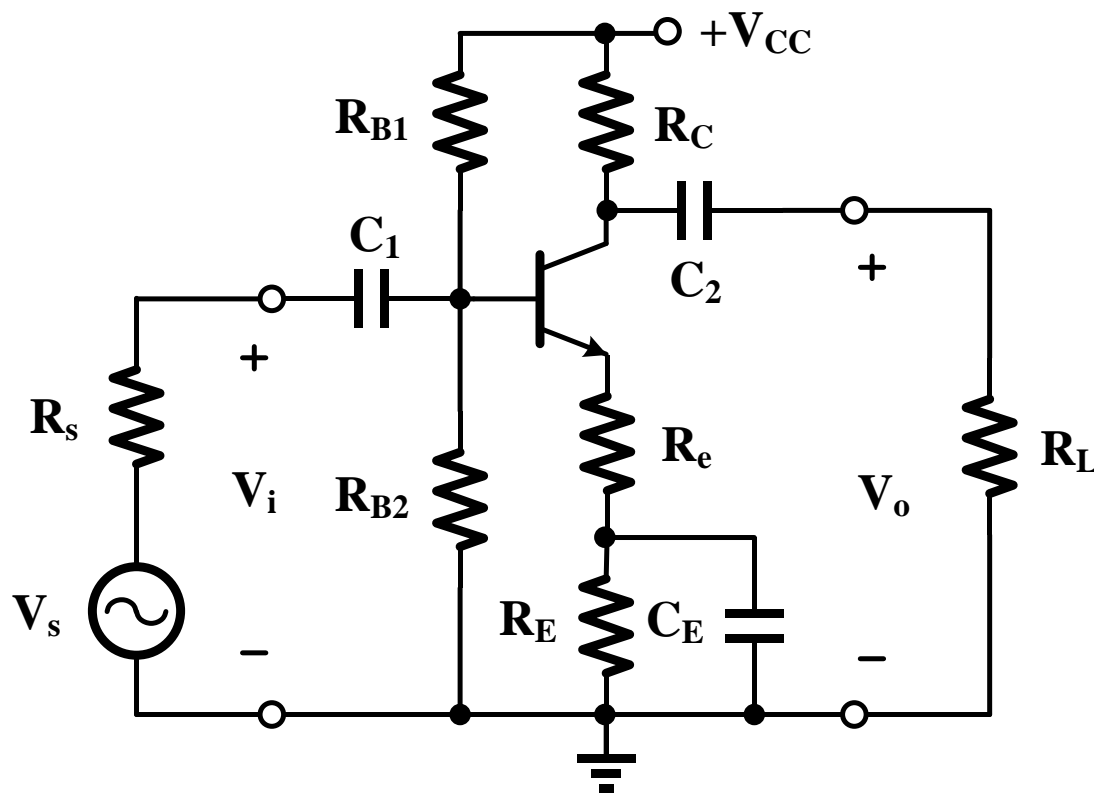
$$\text{GBP} = \frac{\beta_0 R'_L}{h_{ie}} \frac{\omega_\beta h_{ie}}{D r_b} \approx \frac{1}{r_b C_c}$$

CE的高频特性及其改善措施：

1. GBP说明晶体管的选择对共发射放大器的高频特性至关重要，揭示了基区电阻 r_b 和集电结电容 C_c 与CE高频特性的内在联系
2. 选定晶体管以后，GBP体现出增益与带宽两者之间的矛盾性，为CE设计提供理论指导（例如：降低负载 R_L ，则密勒因子 D 减小，从而增大电压增益函数的带宽（改善高频特性），然而会导致中频电压增益下降）

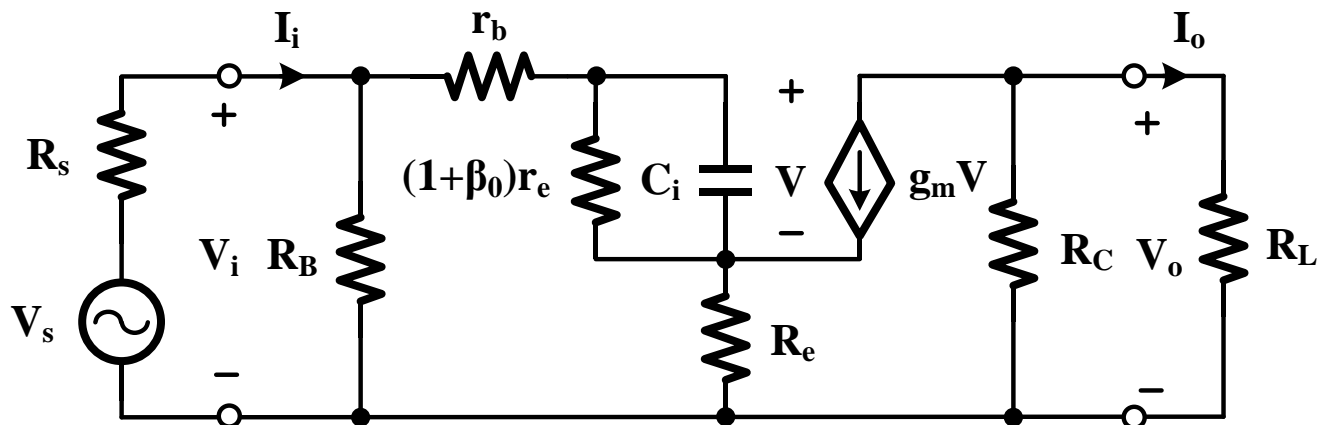
4. 共发射放大器的高频特性

- 例：使用发射极退化电阻 R_e 改善CE高频特性



4. 共发射放大器的高频特性

● 高频交流等效电路



4. 共发射放大器的高频特性

● 分析电压增益函数

$$\left. \begin{aligned} V_o(s) &= -g_m V (R_C \parallel R_L) \\ V_i &= \frac{V}{\beta_0 r_e \parallel \frac{1}{sC_i}} r_b + V + \left(\frac{V}{\beta_0 r_e \parallel \frac{1}{sC_i}} + g_m V \right) R_e \end{aligned} \right\}$$
$$\Rightarrow A_v(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-\beta_0 (R_C \parallel R_L)}{h_{ie} + (1 + \beta_0) R_e + s(r_b + R_e) \beta_0 r_e C_i}$$

$$A_{v0} = \frac{-\beta_0 (R_C \parallel R_L)}{h_{ie} + (1 + \beta_0) R_e}$$
$$\omega_h = \frac{\omega_\beta}{D} \left(1 + \frac{\beta_0 (r_e + R_e)}{r_b + R_e} \right), (r_b > r_e)$$

发射极退化技术：

1. 串入 R_e 以后，中频电压增益降低了，但是3dB带宽获得扩展