



中国科学技术大学

University of Science and Technology of China

§ 3.4 单级共发射放大器的频率特性

lugh@ustc.edu.cn

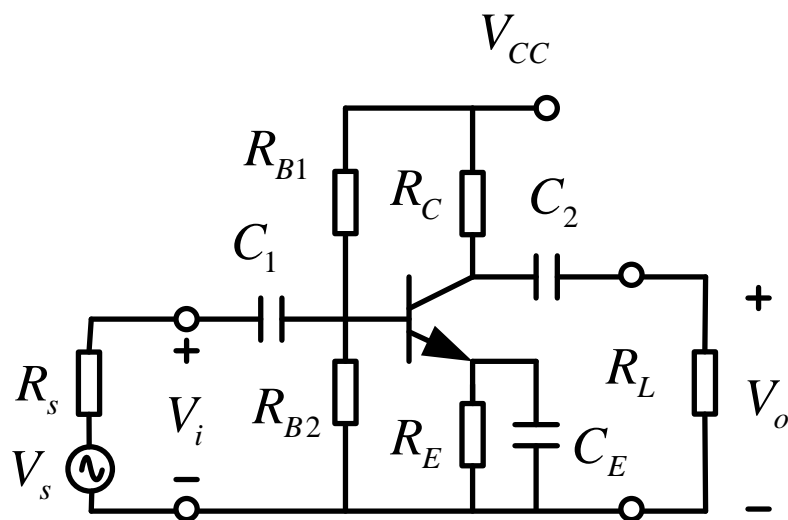
2016年10月14日

提纲

- 1. 低频特性
- 2. 高频特性

1. 低频特性

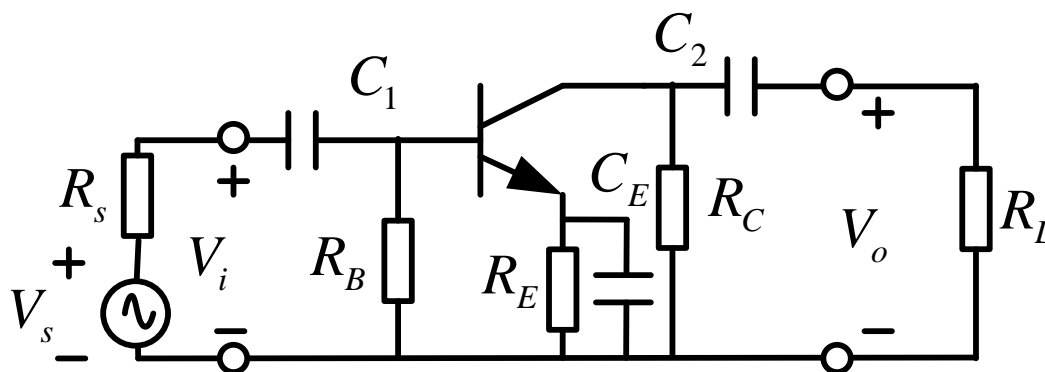
■ 单级共发射放大器



□ 考虑三个大容值电容对低频特性的影响，即求 ω_L

1. 低频特性

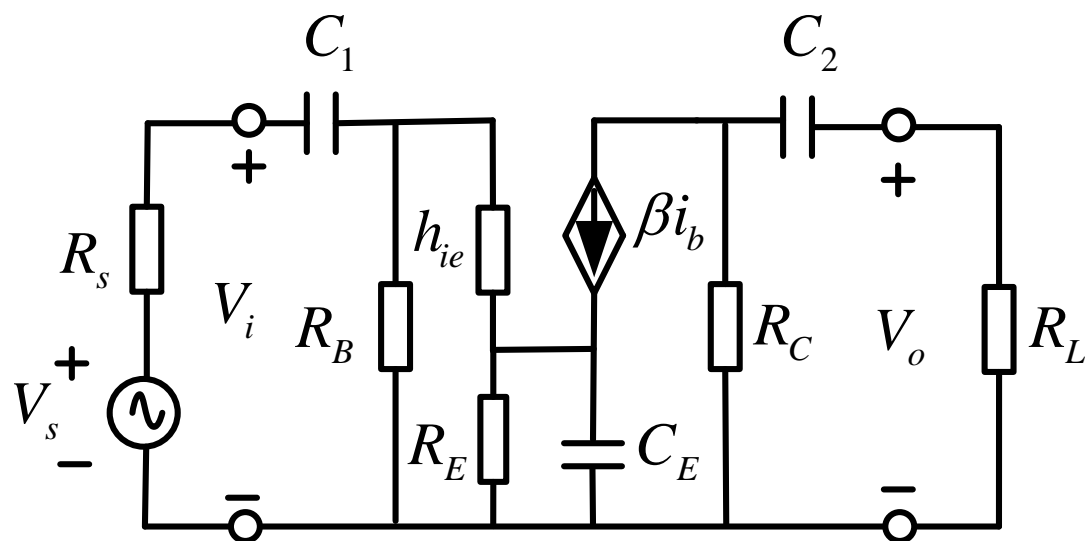
■ 低频交流通路图



- 定性分析：该电路有三个独立的电容元件，增益函数应该有三极点，同时又是高通函数，也必有三个零点。所以增益应为三极三零系统

1. 低频特性

■ 低频交流等效电路



□ 分析放大器的低频特性，**BJT**仍采用低频小信号模型

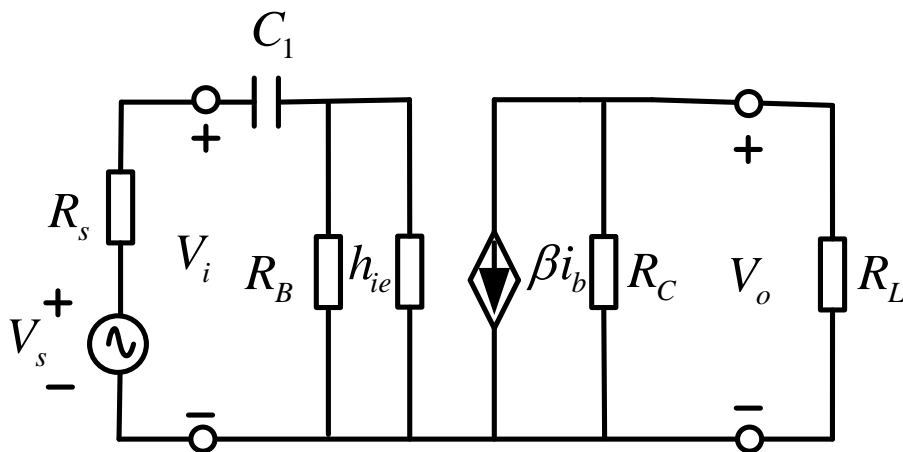
1. 低频特性

■ 近似分析思想

- 直接从电路求解增益函数，将涉及对三阶函数进行因式分解，且每个电容的作用意义也不明确，故单独考虑每个电容对低频特性的影响，然后再予以综合分析

1. 低频特性

■ 单独考虑耦合电容 C_1 的影响



- 定性分析：当系统工作频率降低时， C_1 的容抗增大，导致放大器得到的有效电压降低，增益减小

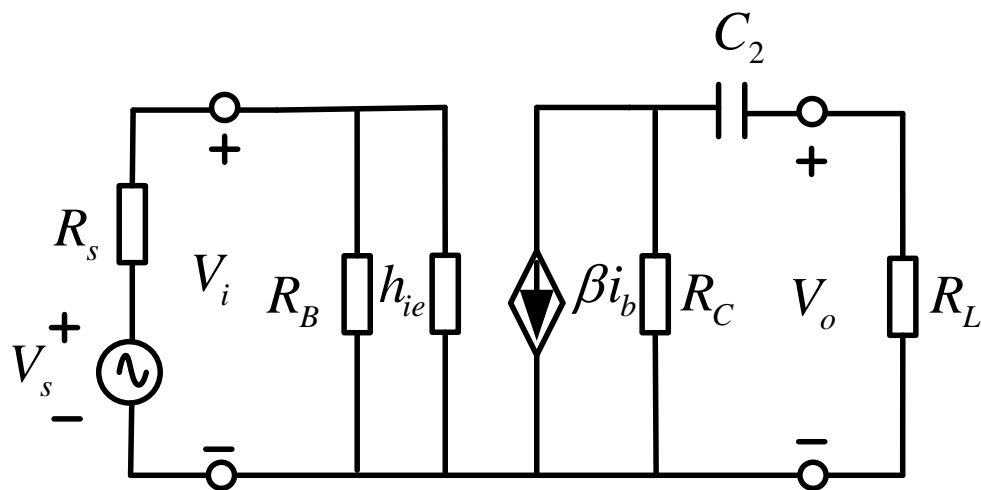
1. 低频特性

□ 忽略 R_B 影响，得到

$$\begin{aligned} A_v(S) &= -\frac{\beta i_B \cdot R_L'}{(\frac{1}{SC_1} + h_{ie}) \cdot i_B} = -\frac{\beta R_L'}{\frac{1}{SC_1} + h_{ie}} \\ &= -\frac{\beta R_L'}{h_{ie}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{SC_1 h_{ie}}} = -\frac{\beta R_L'}{h_{ie}} \cdot \frac{SC_1 h_{ie}}{1 + SC_1 h_{ie}} \\ &\Rightarrow \omega_{l1} = \frac{1}{h_{ie} C_1} \end{aligned}$$

1. 低频特性

■ 单独考虑耦合电容 C_2 的影响



1. 低频特性

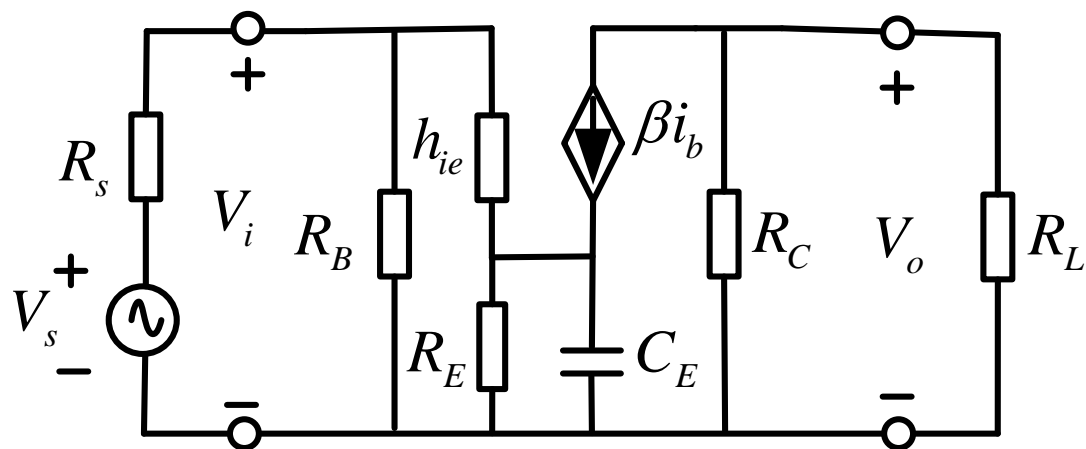
$$A_v(S) = - \frac{\beta i_B \cdot \frac{R_C}{R_C + R_L + \frac{1}{SC_2}} \cdot R_L}{i_B \cdot h_{ie}}$$

$$\Rightarrow A_v(S) = - \frac{\beta R_L'}{h_{ie}} \cdot \frac{SC_2(R_C + R_L)}{1 + SC_2(R_C + R_L)}$$

$$\Rightarrow \omega_{l2} = \frac{1}{(R_C + R_L)C_2}$$

1. 低频特性

■ 单独考虑射极旁路电容 C_E 的影响



□ 可看作**CE+Re**的情况

1. 低频特性

$$A_v(S) = - \frac{\beta R_L'}{h_{ie} + \frac{(1 + \beta) R_E}{1 + SR_E C_E}}$$

$$A_v(S) = - \frac{\beta R_L'}{h_{ie}} \cdot \frac{1 + SR_E C_E}{1 + (1 + \beta) \frac{R_E}{h_{ie}} + SR_E C_E}$$

$$\Rightarrow \omega_{l3} = \frac{h_{ie} + (1 + \beta_0) R_E}{h_{ie} R_E C_E} \approx \frac{1 + \beta_0}{h_{ie} C_E}$$

1. 低频特性

$$\left. \begin{array}{l} C_1 = C_2 = C_E \\ h_{ie} \sim R_L + R_C \end{array} \right\} \Rightarrow \omega_{l3} \gg \omega_{l1}, \omega_{l2}$$

■ 结论

- 旁路电容 C_E 的低频响应影响最大，可视为主极点，一般该电容应取三者之间的最大值

1. 低频特性

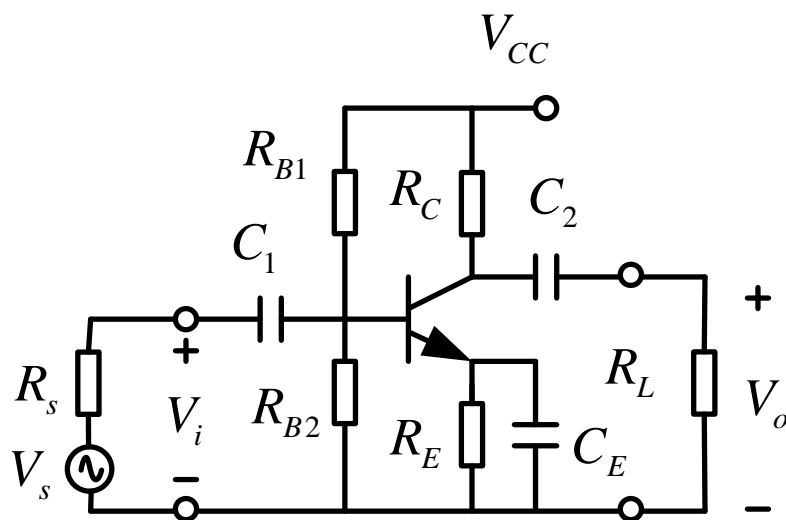
■ 低频特性的改善措施

- 提高 C_E 容值
- 在级间采用直接耦合方式

■ 而高频响应结电容固定，怎样改善显得更加重要

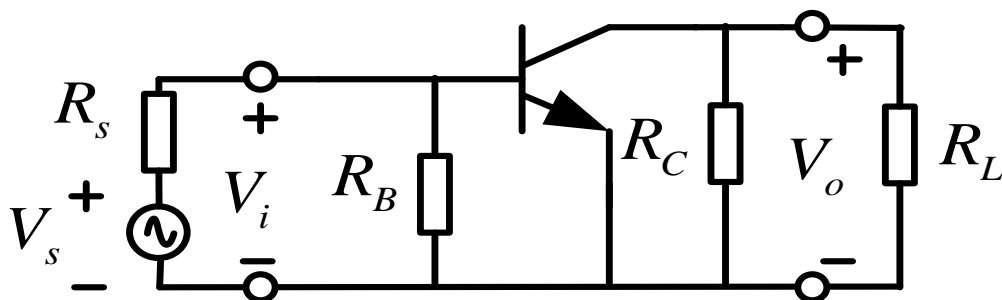
2. 高频特性

■ 单级共发射放大器



2. 高频特性

■ 高频交流通路



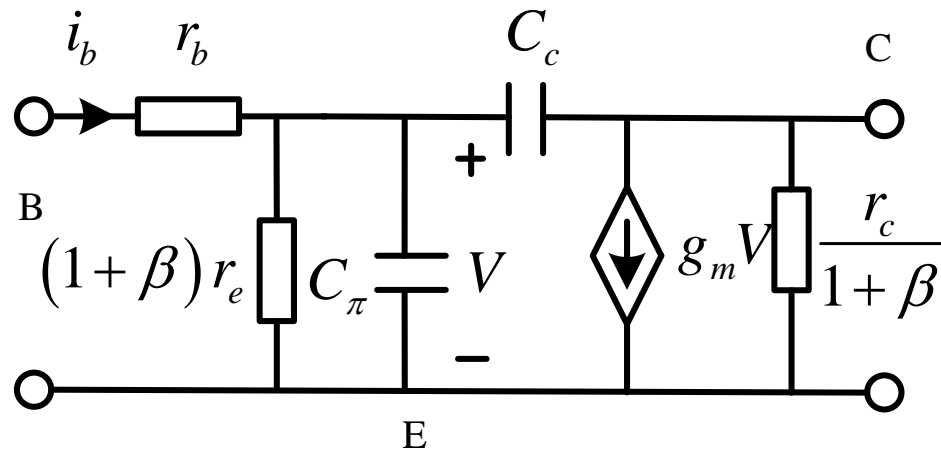
■ 高频交流等效电路

- 采用BJT的高频模型

2. 高频特性

■ 高频交流等效电路

- 采用BJT的高频模型

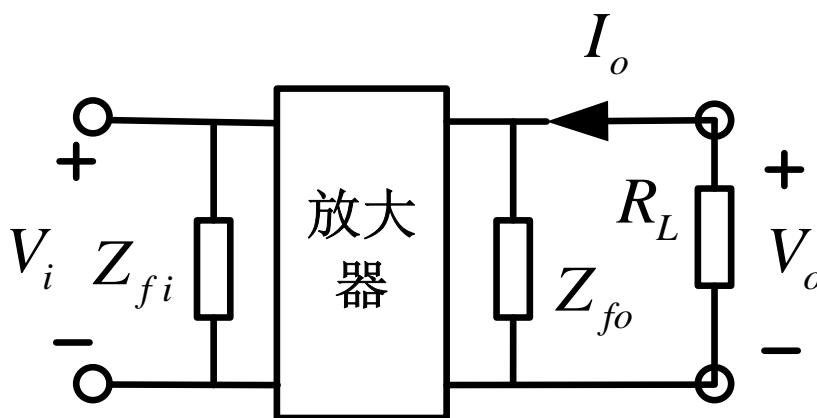
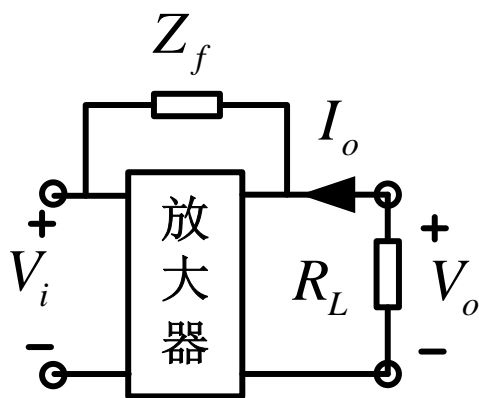


- 集电结电容，虽然较小但它既对输入端产生影响，又对输出端产生影响，无法讨论，必须作单向化近似

2. 高频特性

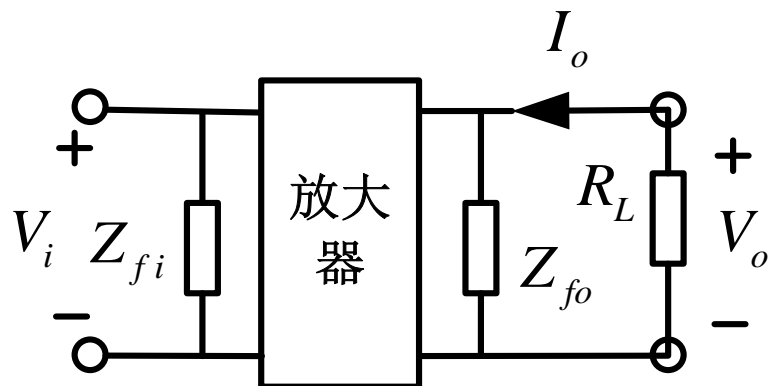
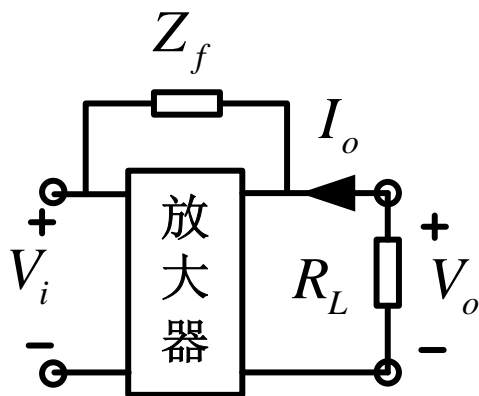
■ 混合 π 形高频小信号模型的单向化近似

- 所谓单向化近似，即将非单向化的混合 π 形高频小信号模型近似为信号单向流动模型，只有输入到输出的流动，而没有输出反馈回输入的反馈回路



2. 高频特性

■ 密勒定理



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

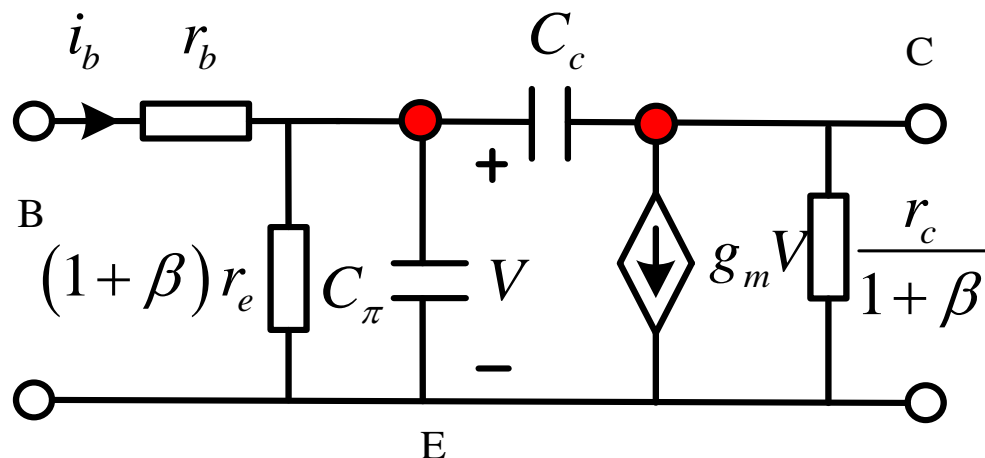
2. 高频特性

$$Z_{fi} = \frac{Z_f}{1-K}, Z_{fo} = \frac{Z_f}{1-\frac{1}{K}}$$

■ 关于K的讨论

- 如果 **$K < 0$** ，即放大器是反相放大器，那么 **Z_{fi}** ， **Z_{fo}** 与 **Z_f** 是同类阻抗元件
- 如果 **$K > 0$** ，放大电路则不稳定，电路有可能产生阻尼振荡

2. 高频特性



□ C_c 是跨接在输入输出端口的元器件，可作密勒等效

2. 高频特性

■ 单向化近似分析过程

□ 第一步：计算共发放大器的高频电压增益K

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

2. 高频特性

□ 第二步：根据密勒定理求出密勒等效电容

$$\begin{cases} C_1 = (1 + g_m R'_L) C_c \\ C_2 = \left(1 + \frac{1}{g_m R'_L} \right) C_c \end{cases}$$

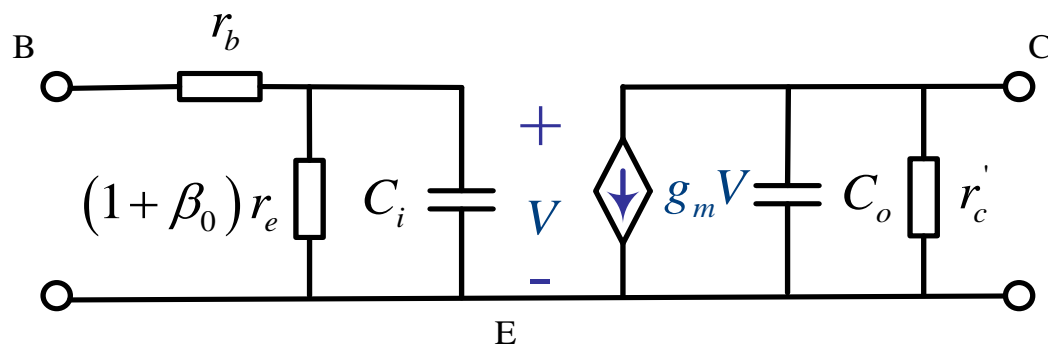
$$C_i = C_\pi + C_1 = \frac{1}{\omega_T r_e} + g_m R'_L C_c = \frac{1 + \omega_T R'_L C_c}{\omega_T r_e}$$

$$\Rightarrow C_i = D C_\pi$$

□ 定义：密勒因子 **D** $D = 1 + \omega_T R'_L C_c$

2. 高频特性

■ 单向化近似模型



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

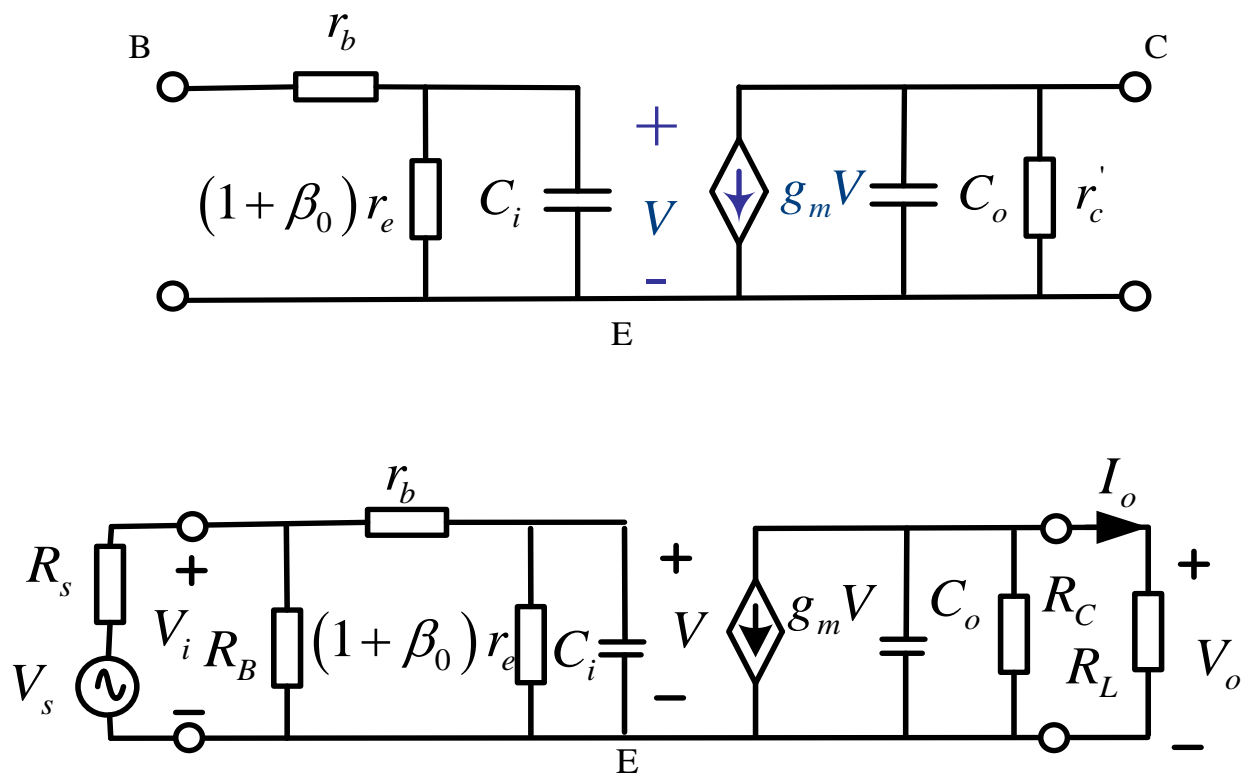
2. 高频特性

■ 单向化近似结论

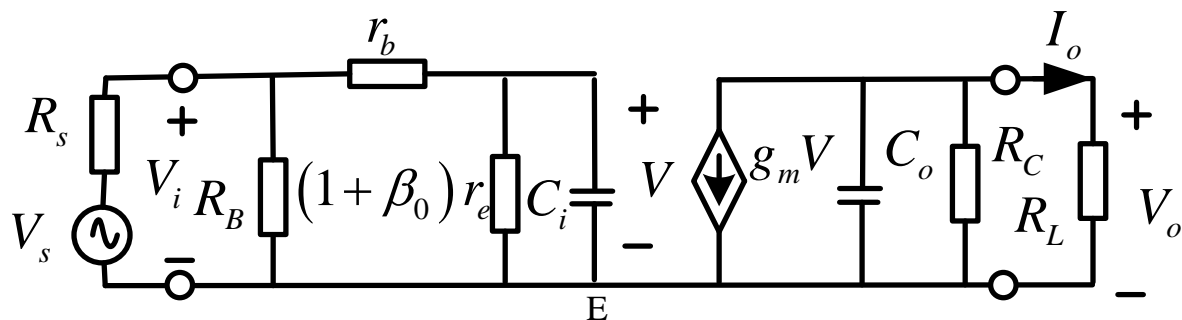
- 晶体管的输入端口电容经密勒等效以后，为原来的**D**倍
- **D**与管子的集电结电容、特征频率以及等效负载有关，当管子选定以后，**D**完全取决于放大器的负载，负载越大，则**D**越大，输入电容也就越大

2. 高频特性

■ 单级共发射放大器高频等效电路



2. 高频特性



$$V_o(S) = -g_m V \cdot \frac{R_L'}{1 + SR_L' C_C}$$

$$V_i(S) = i_B \cdot \left(r_b + \frac{\beta_0 r_e}{1 + S\beta_0 r_e C_i} \right) \quad ((1 + \beta_0)r_e \approx \beta_0 r_e)$$

$$V = i_B \cdot \frac{\beta_0 r_e}{1 + S\beta_0 r_e C_i}$$

2. 高频特性

$$A_v(S) = \frac{-\beta_0 R_L'}{h_{ie}} \cdot \frac{1}{1 + SR_L' C_C} \cdot \frac{1}{1 + SC_i(\beta_0 r_e \parallel r_b)}$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{R_L' C_C} \quad \omega_{p2} = \frac{1}{(\beta_0 r_e \parallel r_b) C_i} \quad \omega_{p1} \gg \omega_{p2}$$

$$\therefore \omega_h = \frac{1}{(\beta_0 r_e \parallel r_b) C_i} = \frac{\omega_\beta}{D} \left(1 + \frac{\beta_0 r_e}{r_b}\right)$$

2. 高频特性

$$\omega_h = \frac{\omega_T}{D\beta_0} \left(1 + \frac{\beta_0 r_e}{r_b} \right)$$

■ 讨论

- 密勒因子**D**越小，电压增益函数的带宽就越大，这就要求负载**R_L**越小
- **R_L**越小，导致中频电压增益越低，即该表达式体现了增益与带宽两者之间的矛盾性

2. 高频特性

■ 增益带宽乘积GBP

$$GBP = |A_{V0}| \omega_h$$

■ 共发放大器的GBP

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

- 该式说明了共发放大器的**GBP**在一定条件下只取决于**BJT**本身的参数

2. 高频特性

■ 高频特性的改善措施

- 选择特征频率大， r_b 和 C_c 小的晶体管，在同样的电路条件下可以获得较大的带宽
- 放大器发射极静态偏置电流设置的越小，则 r_e 就越大，有利于获得较大的带宽

2. 高频特性

- 对于同一放大电路，不同增益函数的**3dB**带宽是不完全相同的
- 由于**GBP**在一定条件下仅与晶体管的自身参数有关，因此，共集、共基放大器工作带宽比共发放大器宽得多