



§ 3.5 单级共发射放大器的 频率特性

郭圆月

2022年10月25日



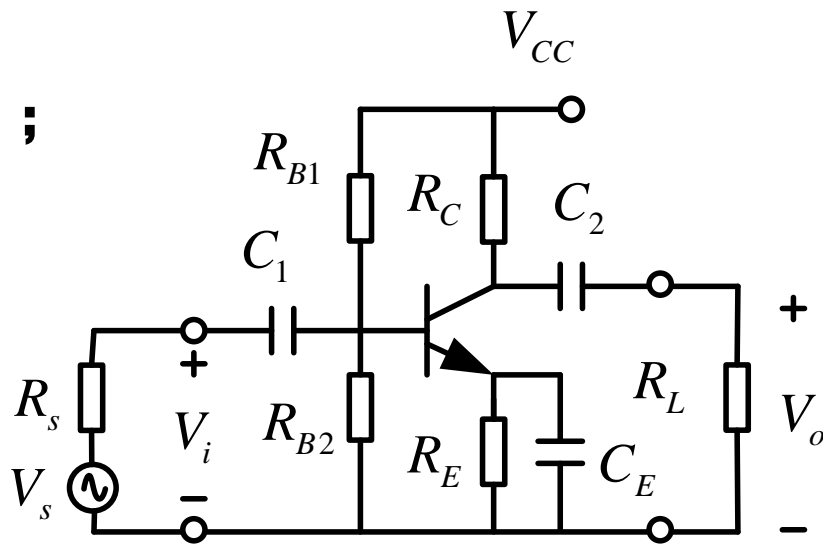


1. 共射放大器低频特性

■ 考虑三个电容 C_1 、 C_2 、 C_E 的影响；

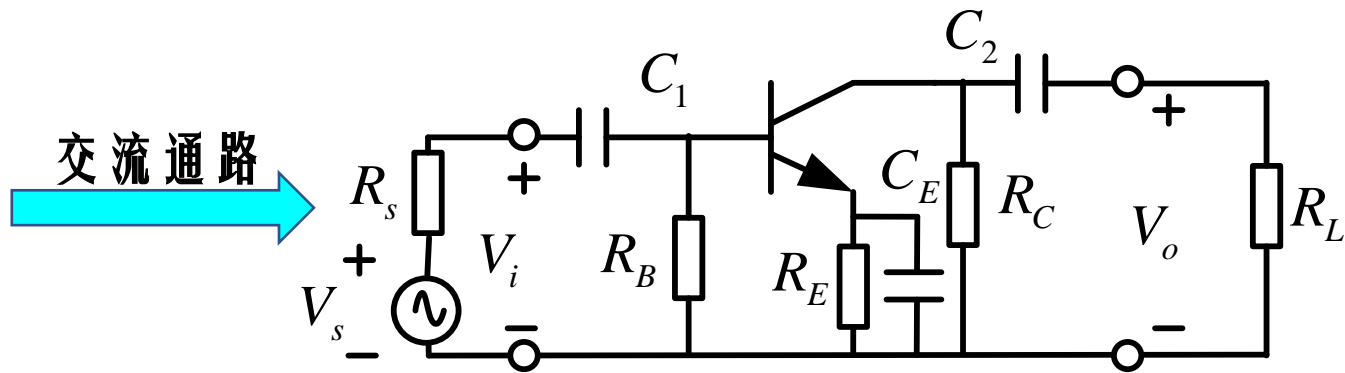
➤ 3dB 下限截止频率 ω_L ：在低频段，

C_1 、 C_2 、 C_E 容抗增大，使动态
电压信号损失，放大能力下降。



■ $A_V(s)$ 增益函数：电路复频域分析

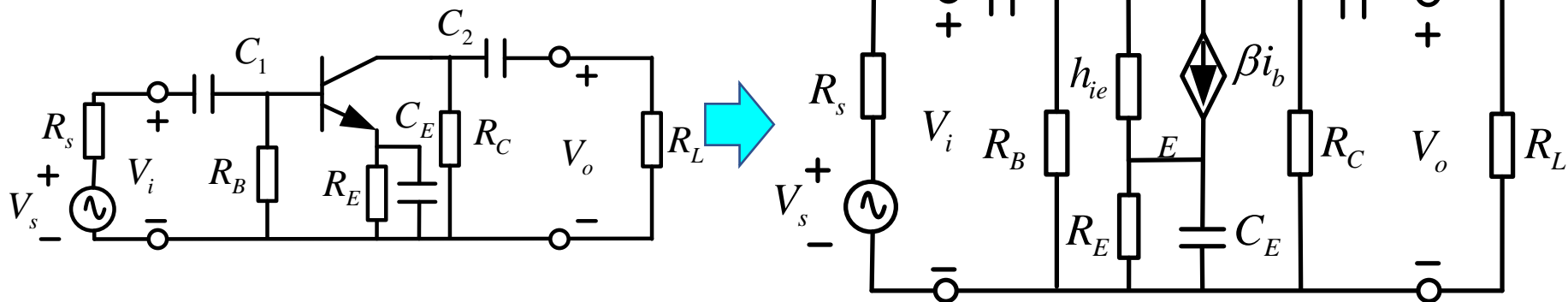
三个电容 → 三个极点 → 三个零点的高通函数。





1. 低频特性

■ 低频小信号交流等效电路



■ 分析思路

- ① 复频域直接求解 $A_V(s)$ ，得到极点和零点，方法简单；
- ② $A_V(s)$ 分母三阶函数分解困难，每个电容作用意义不明确；
- ③ 谁主导 $3dB$ 截止频率？



单独考虑每个电容低频特性的影响，再综合分析；





(1) 耦合电容 C_1 的影响

■ 低频时， $\frac{1}{j\omega C_1}$ 阻抗增加：

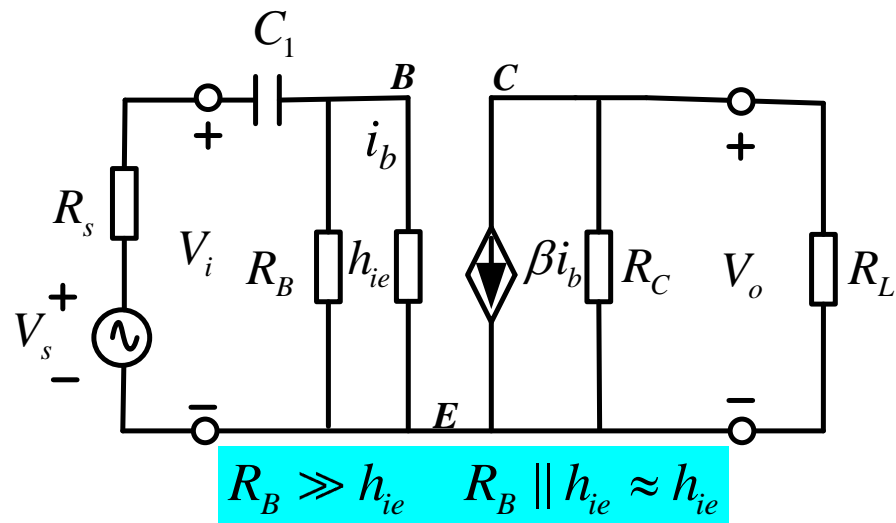
$$V_o(s) = -\beta_0 (R_C \parallel R_L) i_b$$

$$V_i(s) = i_b \frac{R_B + h_{ie}}{R_B} \left(\frac{1}{sC_1} + (R_B \parallel h_{ie}) \right)$$

$$A_V(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-\beta_0 (R_C \parallel R_L)}{\frac{R_B + h_{ie}}{R_B} \left(\frac{1}{sC_1} + (R_B \parallel h_{ie}) \right)} \approx \frac{-\beta_0 (R_C \parallel R_L)}{h_{ie}} \frac{1}{1 + \frac{1}{sh_{ie}C_1}}$$

$$= \frac{-\beta_0 R_L'}{h_{ie}} \cdot \frac{sC_1 h_{ie}}{1 + sC_1 h_{ie}} \quad \text{— 零 — 极}$$

中频增益和 ω 无关



3dB 低频截止频率

$$\omega_{l1} = \frac{1}{h_{ie} C_1}$$





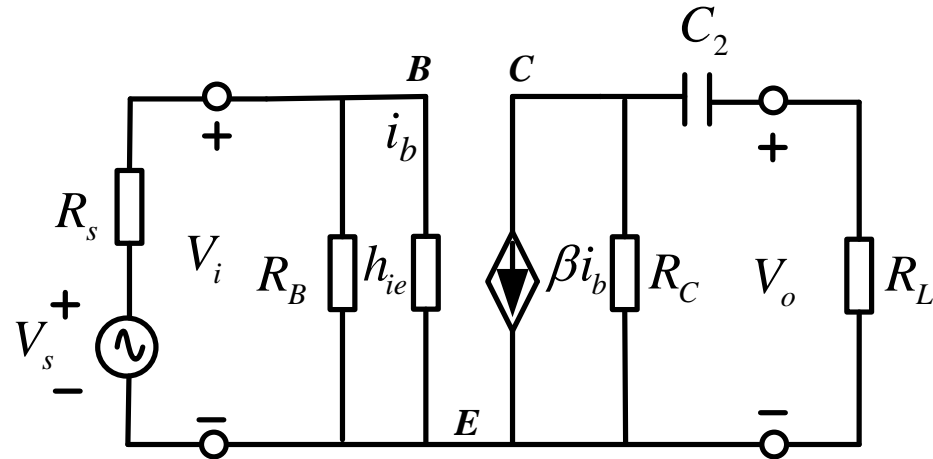
(2) 单独耦合电容 C_2 的影响

■ 低频时, $\frac{1}{j\omega C_2}$ 阻抗增加:

$$V_o(s) = -\beta_0 i_b \frac{R_C}{R_C + R_L + \frac{1}{sC_2}} R_L$$
$$V_i(s) = i_b h_{ie}$$

$$A_V(s) = \frac{-\beta_0 \frac{R_C}{R_C + R_L + \frac{1}{sC_2}} R_L}{h_{ie}} = \frac{-\beta_0 (R_C \parallel R_L)}{h_{ie}} \frac{R_C + R_L}{R_C + R_L + \frac{1}{sC_2}}$$
$$= -\frac{\beta_0 R'_L}{h_{ie}} \cdot \frac{s(R_C + R_L)C_2}{1 + s(R_C + R_L)C_2} \xrightarrow{\text{—零—极}} \frac{3\text{dB 低频截止频率}}{1}$$
$$\omega_{l2} = \frac{1}{(R_C + R_L)C_2}$$

中频增益和 ω 无关





(3) 射极旁路电容 C_E 的影响

■ 低频时， $\frac{1}{j\omega C_E}$ 阻抗增加：

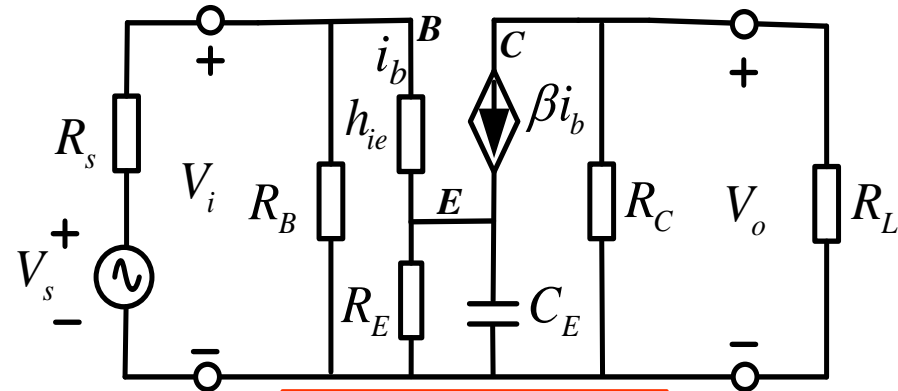
$$V_o(s) = -\beta_0 (R_C \parallel R_L) i_b$$

$$V_i(s) = i_b h_{ie} + (1 + \beta_0) i_b \left(\frac{1}{sC_E} \parallel R_E \right)$$

$$A_V(s) = \frac{-\beta_0 (R_C \parallel R_L)}{h_{ie} + (1 + \beta_0) \left(\frac{1}{sC_E} \parallel R_E \right)} = \frac{-\beta_0 (R_C \parallel R_L)}{h_{ie}} \frac{1 + sR_E C_E}{\frac{h_{ie} + (1 + \beta_0) R_E}{h_{ie}} + sR_E C_E}$$

— 零 — 极 \rightarrow

$$z = -\frac{1}{R_E C_E}$$
$$p = -\frac{1 + (1 + \beta_0) \frac{R_E}{h_{ie}}}{R_E C_E}$$
$$\Rightarrow |z| \ll |p| \Rightarrow \omega_{l3} = \frac{h_{ie} + (1 + \beta_0) R_E}{h_{ie} R_E C_E} \approx \frac{1 + \beta_0}{h_{ie} C_E}$$



3dB 低频截止频率





(4) 综合低频分析

假设 $C_1 = C_2 = C_E \longrightarrow \omega_{l3} \approx \frac{1 + \beta_0}{h_{ie} C_E} \gg \omega_{l1} \left(= \frac{1}{h_{ie} C_1} \right)$

$\xrightarrow{h_{ie} \sim R_L + R_C} \omega_{l2} = \frac{1}{(R_C + R_L) C_2} \sim \omega_{l1} \Rightarrow \omega_{l3} \gg \omega_{l1}, \omega_{l2}$

■ 低频特性的改善措施

➤ C_E 低频响应影响最大， ω_{l3} 可视为主极点，决定 3dB 截止 $\omega_{总l}$ ；

➤ 一般提高 C_E 容值解决低频响应，可以用加大耦合电容来解决，

甚至在级间采用直接耦合方式。 ➡ 高频结电容的影响？

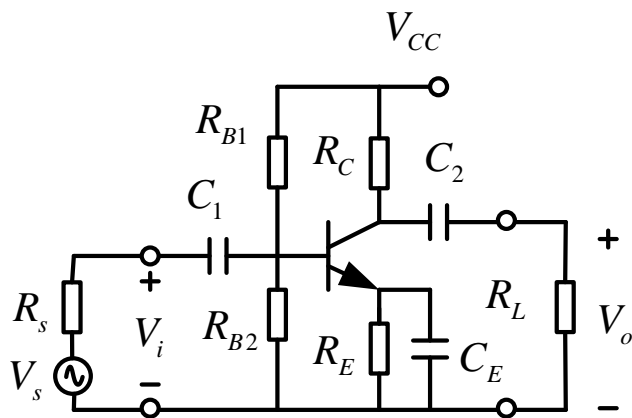
如何分析求解高频增益函数与 ω_h ？





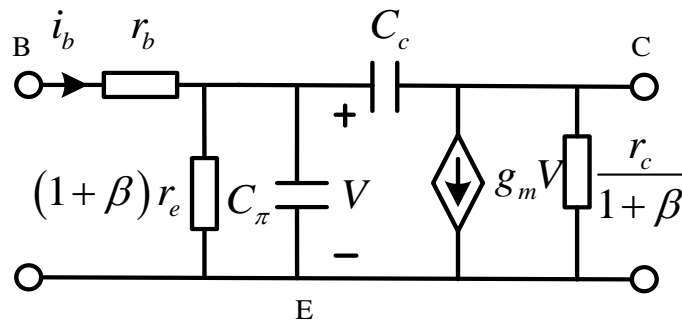
2. 共射放大器高频特性-单向化近似

■ 问题: 集电结电容跨接在输入和输出两端, 导致该信号传输是非单向化.

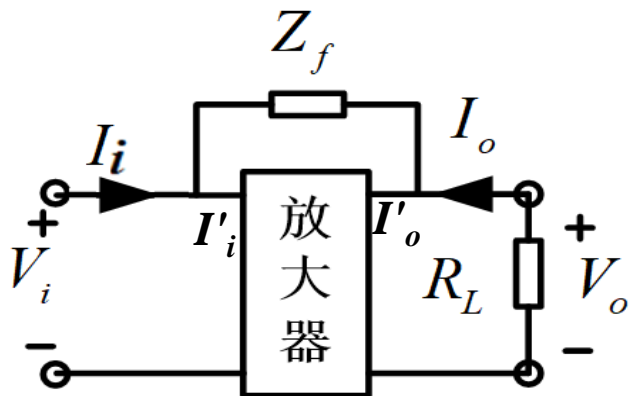


高频交流等效模型

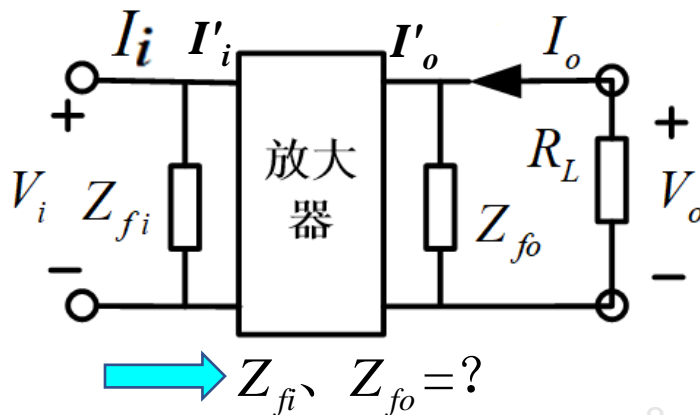
高频混合 π 形模型



➤ 单向化近似: 只有输入到输出流动, 而没有输出反馈回输入反馈回路.

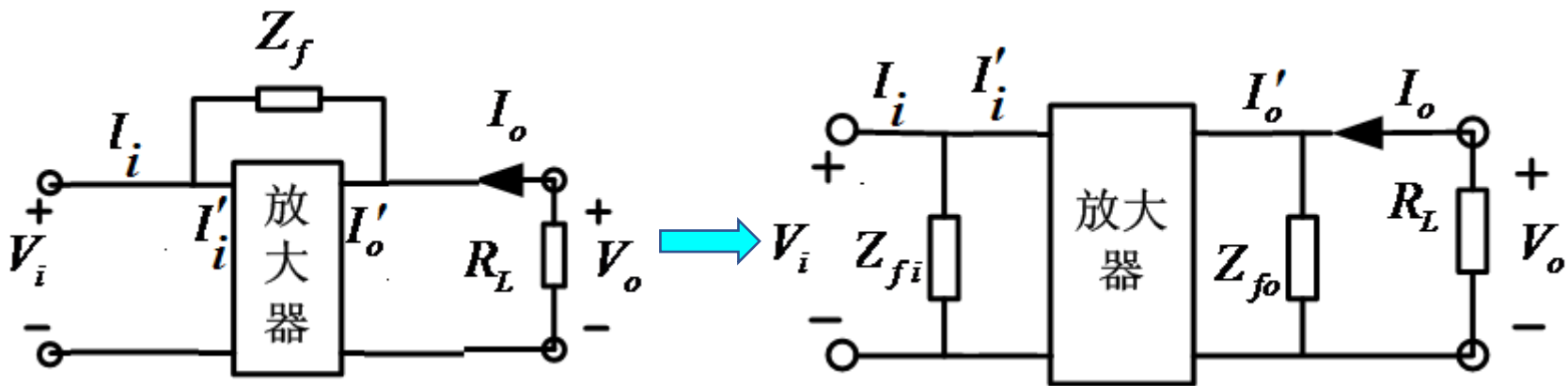


密勒等效





(2) 密勒定理



$$\rightarrow V_i = (I_i - I_i') Z_f + V_o$$

$$V_o = K V_i$$

$$\rightarrow V_i = (I_i - I_i') \frac{Z_f}{1 - K}$$

$$\rightarrow V_i = (I_i - I_i') Z_{fi}$$

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

$$\rightarrow V_o = (I_o - I_o') Z_f + V_i = (I_o - I_o') Z_f + \frac{V_o}{K}$$

$$\rightarrow V_o = (I_o - I_o') \frac{Z_f}{1 - \frac{1}{K}} \quad V_o = (I_o - I_o') Z_{fo}$$

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





(2) 密勒定理

密勒定理认为，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，且满足关系

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

➤ 如放大器是反相放大器， $K < 0$ ，则 Z_{fi} ， Z_{fo} 与 Z_f 是 **同类** 阻抗元件；

$$\longrightarrow C' = (1 + |K|)C_c \quad C'' = \left(1 + \frac{1}{|K|}\right) C_c$$

➤ 如放大器是同相放大器， $K > 0$ ， Z_{fi} ， Z_{fo} 与 Z_f 出现 **相反类** 阻抗，放大电路则不稳定，电路有可能产生阻尼振荡；

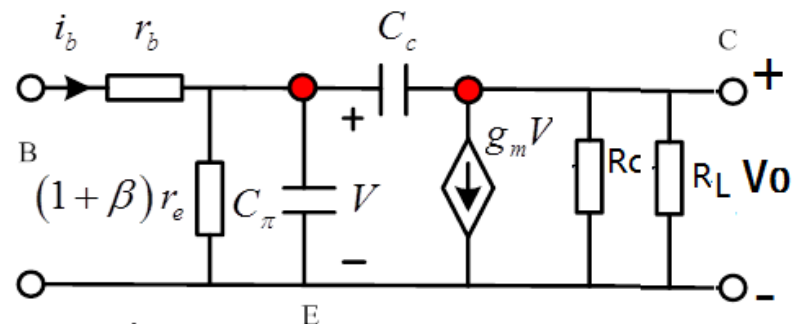




(2) 电容 C_c 密勒等效

■ 一：计算高频电压增益 K ：

$$V_o = (-g_m V - (V_o - V)sC_c)(R_c \parallel R_L)$$



$$\Rightarrow V_o(1 + sC_c(R_c \parallel R_L)) = (-g_m V + V sC_c)(R_c \parallel R_L)$$

$$\omega \ll \frac{g_m}{C_c}$$

$$\omega \ll \frac{1}{C_c R'_L}$$

$$R'_L = R_c \parallel R_L$$

$$\Rightarrow K = \frac{V_o}{V} = \frac{(-g_m + sC_c)(R_c \parallel R_L)}{1 + sC_c(R_c \parallel R_L)} \approx -g_m R'_L < 0$$

$$\Rightarrow C_1 = (1 + g_m R'_L)C_c \quad C_2 = \left(1 + \frac{1}{g_m R'_L}\right)C_c \approx C_c$$

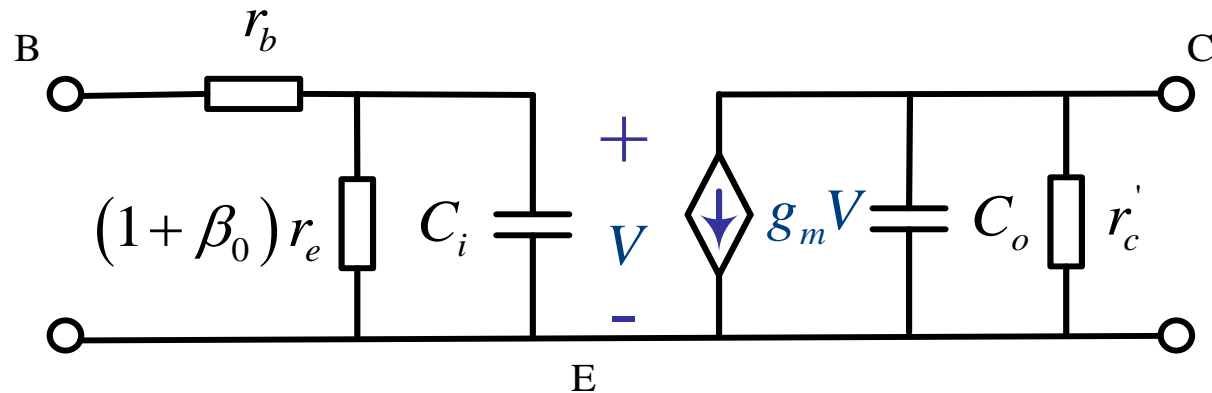
$$C_i = C_\pi + C_1 = \frac{1}{\omega_T r_e} + g_m R'_L C_c = \frac{1 + \omega_T R'_L C_c}{\omega_T r_e}$$

$$\Rightarrow C_i = DC_\pi \quad \text{密勒因子 } D = 1 + \omega_T R'_L C_c$$





(2) 混合 π 单向化近似模型



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

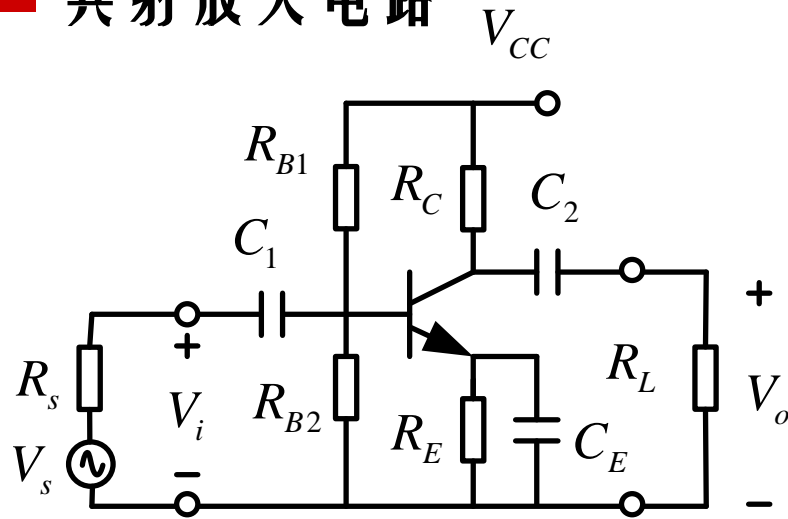
- ▶ 晶体管的输入端口电容经密勒等效以后，增大了 D 倍；
- ▶ 密勒因子 D 与管子的集电结电容 C_c 、特征频率 ω_T 以及等效负载 R'_L 有关，当管子选定以后， D 完全取决于放大器的负载，负载越大，则 D 越大，输入电容也就越大；注意：这里 ω 满足的前提条件？



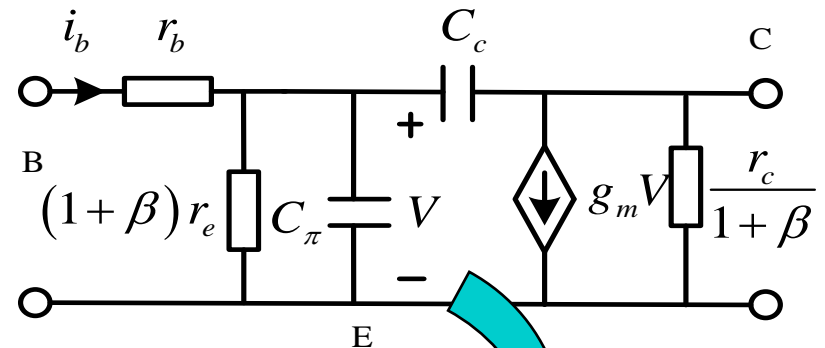


2. 共射放大器高频增益特性

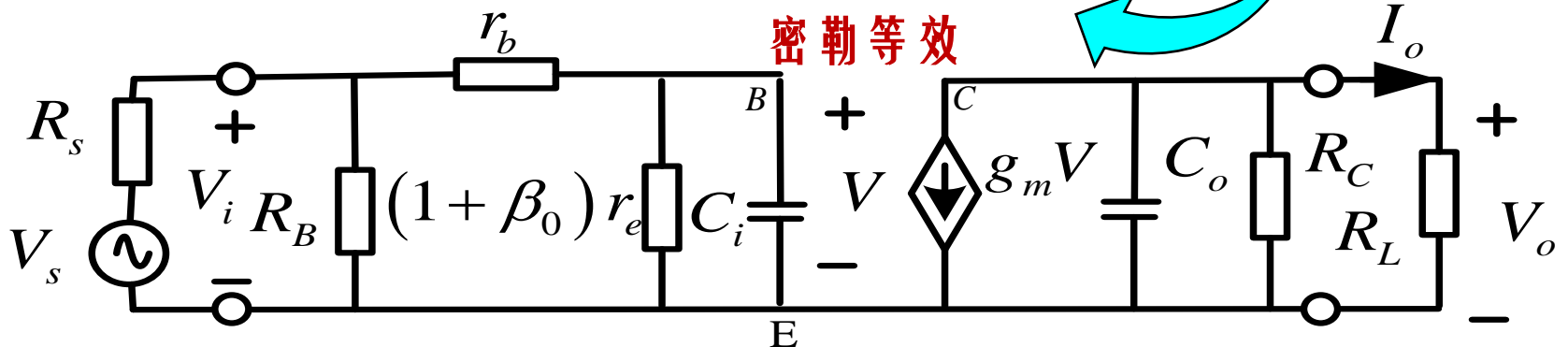
■ 共射放大电路



■ BJT的高频交流等效电路

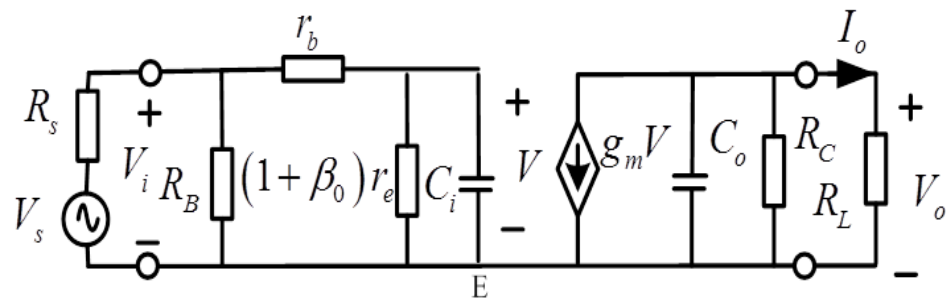


➤ 采用BJT高频单向化处理后的等效电路：





2. 共射放大器高频电压增益 $A_V(s)$



$$V_o(s) = -g_m V \frac{(R_C \parallel R_L)}{1 + sC_o(R_C \parallel R_L)}$$

$$(1 + \beta_0)r_e \approx \beta_0 r_e \xrightarrow{\text{blue arrow}} V = V_i \frac{\frac{\beta_0 r_e}{1 + s\beta_0 r_e C_i}}{r_b + \frac{\beta_0 r_e}{1 + s\beta_0 r_e C_i}} = V_i \frac{\beta_0 r_e}{r_b + \beta_0 r_e + s\beta_0 r_b r_e C_i}$$

$$A_V(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-g_m(R_C \parallel R_L)}{1 + sC_o(R_C \parallel R_L)} \frac{\beta_0 r_e}{r_b + \beta_0 r_e + s\beta_0 r_b r_e C_i}$$

两极点、
二阶低通

谁主导上限
截止频率？

两取小

输入回路 C_i 起主导！

$$\frac{1}{R_L' C_o} \text{ 很大} \Rightarrow \omega_h = \frac{r_b + \beta_0 r_e}{\beta_0 r_b r_e C_i} = \frac{r_b + \beta_0 r_e}{\beta_0 r_b r_e D C_\pi} \xrightarrow{\text{blue arrow}} \omega_T \approx \frac{1}{r_e C_\pi} = \frac{\omega_T}{D \beta_0} \left(1 + \frac{\beta_0 r_e}{r_b} \right)$$





2. 上限截止频率 ω_h

$$\omega_h = \frac{\omega_T}{D\beta_0} \left(1 + \frac{\beta_0 r_e}{r_b} \right) = \frac{\omega_\beta}{D} \left(1 + \frac{\beta_0 r_e}{r_b} \right) \rightarrow \text{如何选择晶体管?}$$

$\omega_T ? \quad r_b ? \quad r_e ?$

➤ 要求电压增益函数**带宽**大 $\omega_h \uparrow$ ，**密勒因子** $D \downarrow$ 越小，负载 $R_L \downarrow$ 越小，因此，放大器负载值 R_L 不能取过大，否则会限制放大器的**通频带带宽**；

➤ 要求中频电压增益 $A_{v0} = (-\beta R'_L) / h_{ie} \uparrow$ 越大，又要求 R'_L 增大，即该表达式体现了**增益与带宽**两个主要指标之间的**矛盾性**；



引入增益带宽乘积 GBP





2. 增益带宽乘积 GBP

■ 共射放大器: $GBP = |A_{V0}| \omega_h$

$$= \frac{\beta_0 R'_L}{h_{ie}} \frac{\omega_T}{D \beta_0} \left(1 + \frac{\beta_0 r_e}{r_b} \right) \approx \frac{\beta_0 R'_L}{h_{ie}} \frac{\omega_T}{D \beta_0} \frac{h_{ie}}{r_b} \approx \frac{1}{r_b C_c}$$
$$D = 1 + \omega_T R'_L C_c \approx \omega_T R'_L C_c$$

- 说明晶体管的选择对于决定共射放大器频率特性的重要性;
- 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;





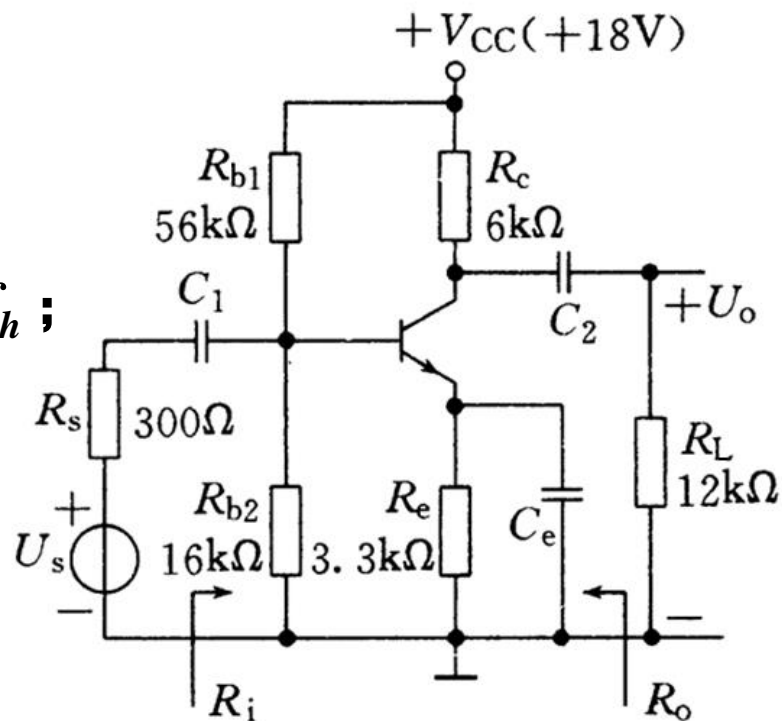
典型例题

例：工作点稳定 CE 电路如图所示，已知三极管 $r_b=100\Omega$ ， $\beta=100$ ，

$$U_{BEON}=0.7V, U_{CES}=0.3V, C_c=4pF, f_T=150MHz,$$

$$C_1=C_2=10\mu F, C_e=30\mu F。$$

1. 试计算电路 A_{V_s} 的下限截止频率 f_l ；
2. 画出高频等效电路，求上限截止频率 f_h ；
3. 画出幅频、相频伯德图。





典型例题

解：1. 低频下限截止频率 f_l 的计算：

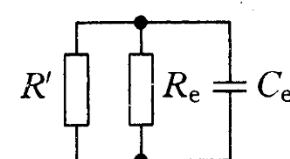
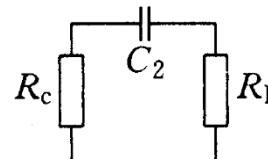
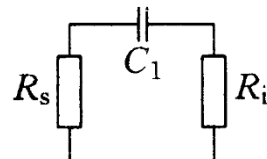
电路下限截止频率由耦合电容所在回路时间常数 τ 决定。

(1) 先计算各电容单独作用的 f_{li} ；

(2) 综合各电容的影响，确定电路的 f_l ；

单独考虑电容 C_1 时， f_{l1} 为

$$f_{l1} = \frac{1}{2\pi C_1 (R_s + R_i)} = 6.4 \text{ Hz}$$

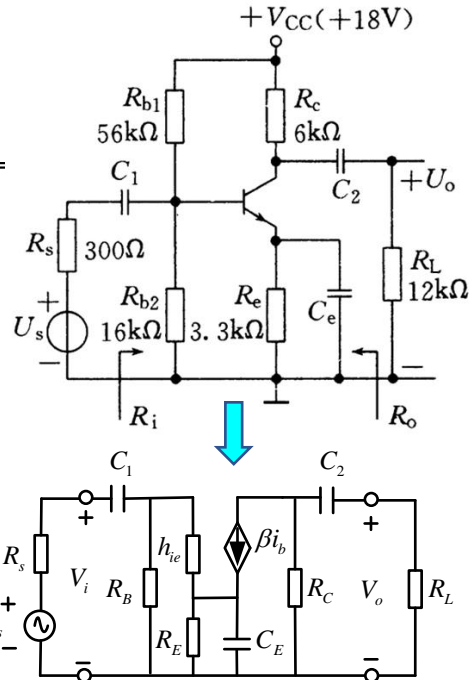


单独考虑电容 C_2 时， f_{l2} 为 $f_{l2} = \frac{1}{2\pi C_2 (R_c + R_L)} = 8.8 \text{ Hz}$

单独考虑电容 C_e 时， f_{l3} 为 $f_{l3} = \frac{1}{2\pi C_e (R_e // R')} \quad f_{l3} = 185 \text{ Hz}$

$$R' = \frac{h_{ie} + R_s // R_{b1} // R_{b2}}{1 + \beta} = 28.7 \Omega$$

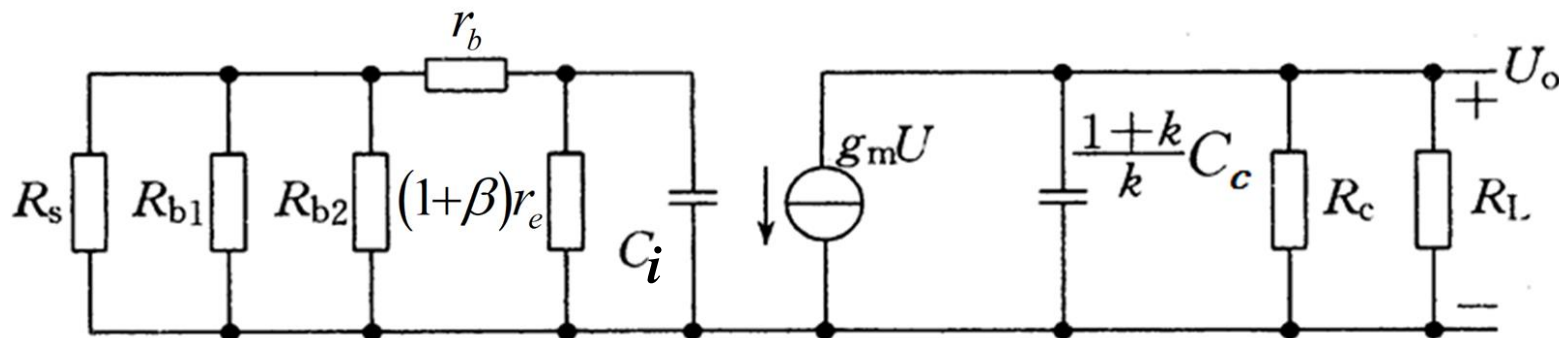
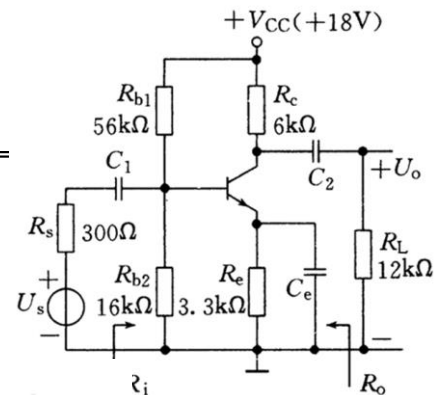
综合考虑 f_{l3} 为大于 f_{l1} 、 f_{l2} 5倍以上，故电路的下限截止频率 $f_l = 185 \text{ Hz}$





典型例题

2. 画出高频等效电路，求上限截止频率 f_h ：



高频等效电路图

各参量的表达式为

$$C_i = C_\pi + (1 + g_m \cdot R_c // R_L) C_c$$

$$k = g_m (R_c // R_L)$$

$$g_m = \frac{I_{EQ}}{26(mV)}$$

可解得

$$g_m = 38\text{mA/V} \quad k = 152$$

$$C_\pi = \frac{g_m}{2\pi f_T} \quad C_\pi = 40\text{pF}$$

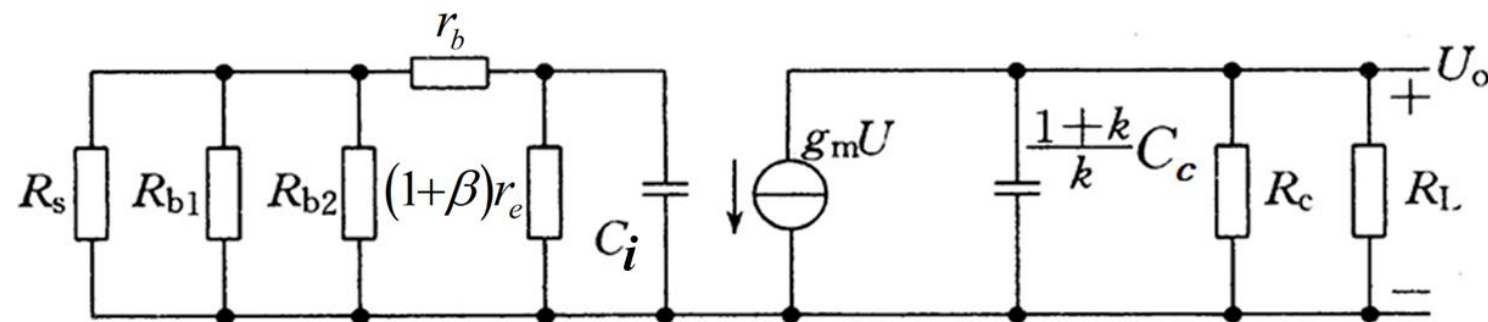
$$C_i = 652\text{pF}$$





典型例题

2. 画出高频等效电路，求上限截止频率 f_h ：



高频等效电路图

当输入回路中 C_i 单独作用时，求得的上限截止频率 f_{h1} 为

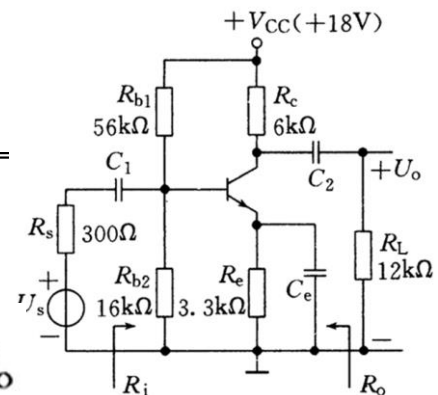
$$f_{h1} = \frac{1}{2\pi \cdot C_i [(1+\beta)r_e // (r_b + R_s // R_{b1} // R_{b2})]} = 0.7 \text{ MHz}$$

输出回路中 $\frac{k+1}{k} C_c$ 单独作用时，对应的上限截止频率 f_{h2} 为

$$f_{h2} = \frac{1}{2\pi \frac{k+1}{k} C_c (R_c // R_L)} = 9.9 \text{ MHz}$$

输入回路 C_i 起主导！

比较 f_{h1} 、 f_{h2} 值，得到电路的上限截止频率 f_h 为 $f_h = 0.70 \text{ MHz}$



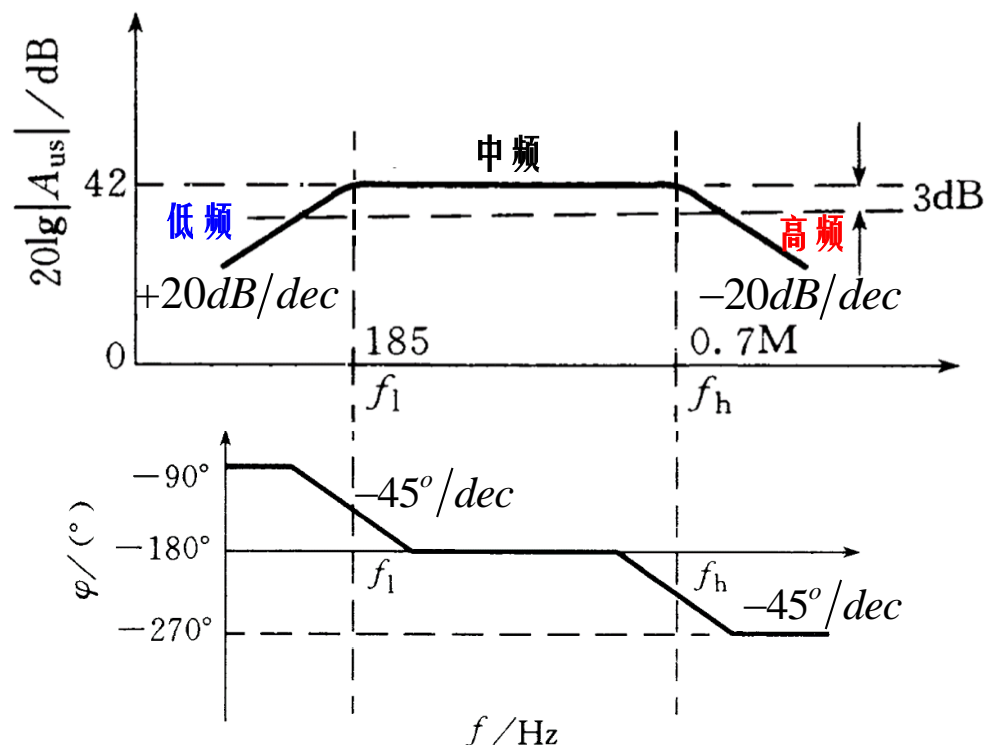


典型例题

3. 画出幅频、相频伯德图：

$$20\lg |A_{us}| = 42(\text{dB})$$

电路的幅频、相频伯德图
如右图：



在转折点 f_l 和 f_h 处，实际电压增益和中频相比较都下降了3dB；

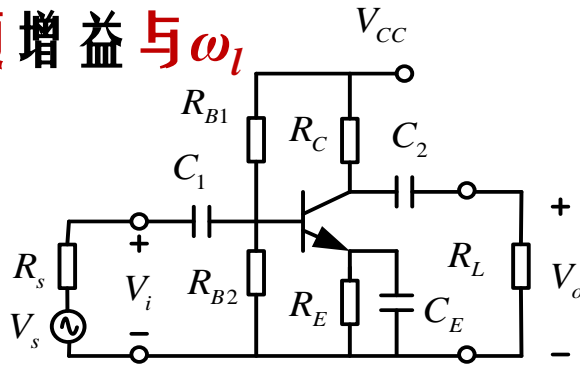
不同的是，在 $f=f_l$ 处，和中频比较相位前移45°；而在 $f=f_h$ 处，和中频比较相位滞后45°；





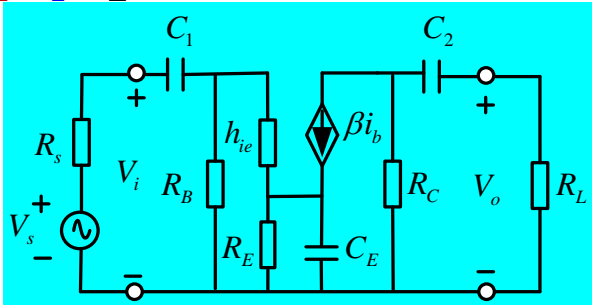
回顾: BJT电路高、低频复频域分析

■ 低频增益与 ω_l



耦合 C_1 \| C_2 \| C_E 影响

低频等效电路



低频增益与截止频率

$$C_1: A_v(s) = \frac{-\beta_0 R_L'}{h_{ie}} \cdot \frac{s C_1 h_{ie}}{1 + s C_1 h_{ie}}$$

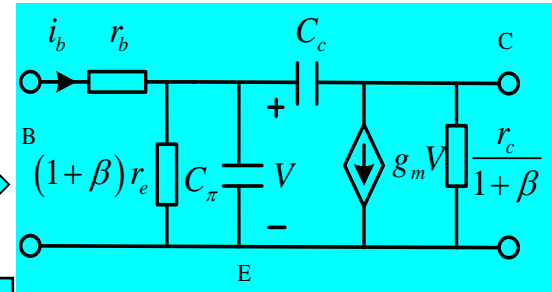
$$C_2: A_v(s) = -\frac{\beta_0 R_L'}{h_{ie}} \cdot \frac{s (R_C + R_L) C_2}{1 + s (R_C + R_L) C_2}$$

$$C_E: A_v(s) = \frac{-\beta_0 (R_C \parallel R_L)}{h_{ie} + (1 + \beta_0) \left(\frac{1}{s C_E} \parallel R_E \right)}$$

C_E 决定3dB截止 ω_l

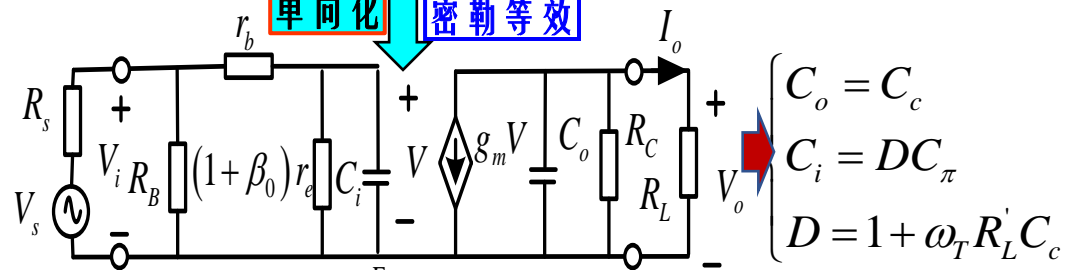
■ 高频增益与 ω_h

极间 C_π 、 C_C 影响



单向化

密勒等效



电压增益函数 $A_v(s)$ 的高频特性

$$A_v(s) = \frac{-g_m (R_C \parallel R_L)}{1 + s C_o (R_C \parallel R_L) r_b + \beta_0 r_e + s \beta_0 r_b r_e C_i} \cdot \frac{\beta_0 r_e}{\beta_0 r_e}$$

输入回路
 C_i 起主导!

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

C_i 决定3dB截止 ω_h

完整频段增益表达式:

$$\dot{A}_u = \frac{A_{um}}{(1 + \frac{\omega_l}{j\omega})(1 + \frac{j\omega}{\omega_h})}$$



$A_{Vs}(s)$ 和 $CE+Re$ 电路高频特性?

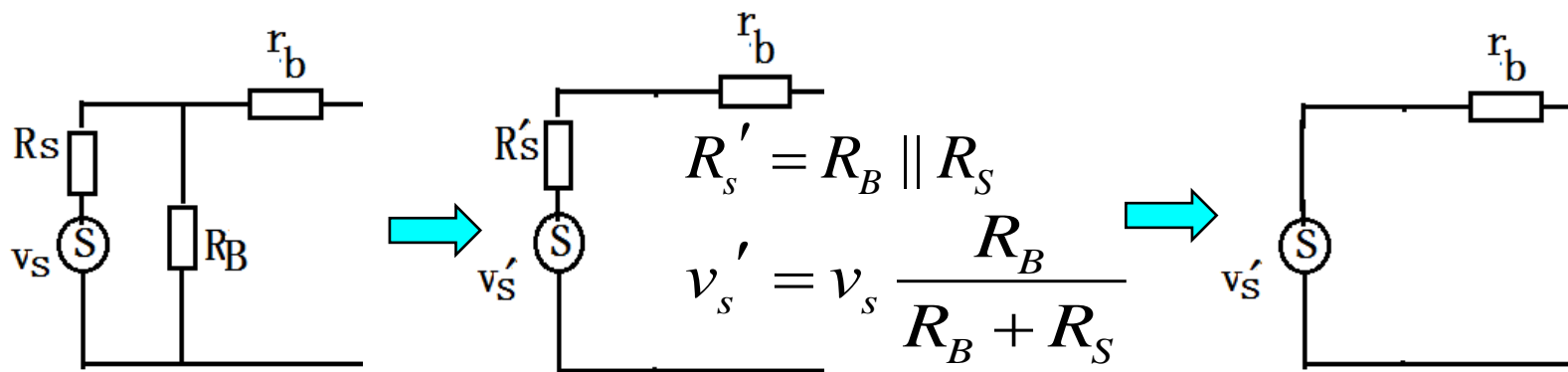
多级放大电路分析方法?





2. $A_{V_S}(S)$ 高频特性

■ 源电压增益 $A_{V_S}(S)$ 的高频特性



把 $A_V(S)$ 中的 r_b 换成 $r_b + R'_s$, v_i 换 v'_s

$$A_{V_S}(s) = \frac{V_o(s)}{V_s(s)} = \frac{V_o(s)}{V'_s(s)} \frac{R_B}{R_B + R_s} \quad \text{同时} \quad A_V(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-g_m(R_C \parallel R_L)}{1 + sC_o(R_C \parallel R_L)} \frac{\beta_0 r_e}{r_b + \beta_0 r_e + s\beta_0 r_e C_i}$$
$$\xrightarrow{R_B \gg R_s} = \frac{-\beta_o(R_C \parallel R_L)}{h_{ie} + R'_s} \frac{1}{1 + sC_o(R_C \parallel R_L)} \frac{1}{1 + sC_i(\beta_0 r_e \parallel (r_b + R'_s))}$$

两极点

$$\frac{1}{R'_L C_o} \text{ 很大} \xrightarrow{\text{取小值}} \omega_h = \frac{\omega_\beta}{D} \left(1 + \frac{\beta_0 r_e}{r_b + R_s \parallel R_B} \right)$$

比 $A(v)$ 的 ω_h 小一些





2. 高频特性

■ 电压增益函数 $A_v(S)$ 的高频特性
$$\omega_h = \frac{\omega_\beta}{D} \left(1 + \frac{\beta_0 r_e}{r_b} \right)$$

■ 电压源增益函数 $A_{vs}(S)$ 的高频特性
$$\omega_h = \frac{\omega_\beta}{D} \left(1 + \frac{\beta_0 r_e}{r_b + R_s \parallel R_B} \right)$$

■ 电流增益函数 $A_i(S)$ 的高频特性
$$\omega_h = \frac{\omega_\beta}{D} \left(1 + \frac{\beta_0 r_e}{r_b + R_B} \right)$$

- 对于同一放大电路，不同增益函数 $3dB$ 带宽是不完全相同；
- 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射放大器宽得多；





例题

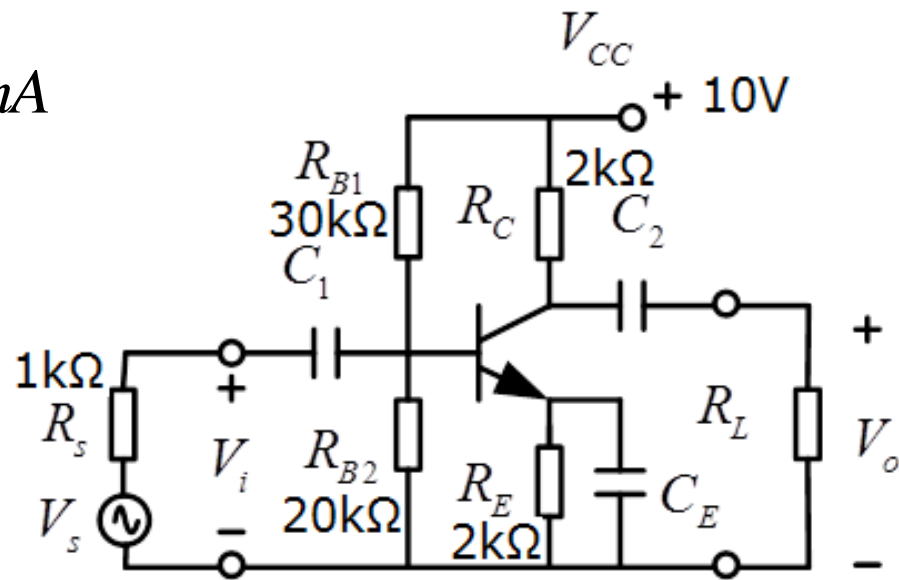
1. 共射放大电路如图，已知晶体管参数： $\beta_0=100$ ， $\omega_T=10^9\text{rad/s}$ ， $C_c=3\text{pF}$ ， $r_b=200\ \Omega$ ，以及 $V_{BEon}=0.7\text{V}$ ，分析该放大电路 $R_L=2\text{k}\Omega$ 和 $R_L=10\text{k}\Omega$ 的高频性能？

解：静态分析：求 I_{EQ}

$$I_{EQ} = \frac{V_B - V_{BE}(on)}{R_E} = \frac{4 - 0.7}{2 \times 10^3} = 1.65\text{mA}$$

$$r_e = \frac{26\text{mV}}{I_{EQ}} = 15.76\Omega$$

$$h_{ie} = r_b + \beta_0 r_e = 1.78\text{k}\Omega$$





例题

若 $R_L = 2k\Omega$, 则 $R_L' = 1k\Omega$; 密勒因子: $D = 1 + \omega_T C_c R_L' = 4$

(1) 中频电压增益: $A_V = \frac{-\beta_0 R_L'}{h_{ie}} = -56.2$

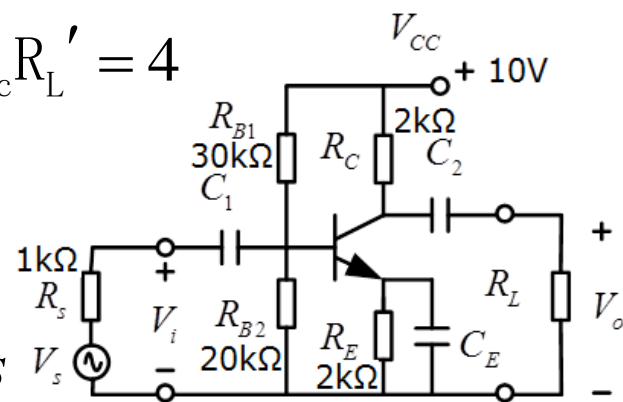
$$\omega_\beta = \frac{\omega_T}{\beta_0} \quad \omega_h = \frac{\omega_\beta}{D} \left(1 + \frac{\beta_0 r_e}{r_b}\right) = 2.22 \times 10^7 \text{ rad/s}$$

(2) 中频源电压增益: $A_{V_S} = \frac{-\beta_0 R_L'}{h_{ie} + R_B // R_S} \times \frac{R_B}{R_B + R_S} = -34.1$

$$\omega_h = \frac{\omega_\beta}{D} \left(1 + \frac{\beta_0 r_e}{r_b + R_S // R_B}\right) = 0.6 \times 10^7 \text{ rad/s}$$

(3) 中频电流增益: $A_I = -\beta_0 \frac{R_C}{R_C + R_L} \times \frac{R_B}{R_B + h_{ie}} = -43.5$

$$\omega_h = \frac{\omega_\beta}{D} \left(1 + \frac{\beta_0 r_e}{r_b + R_B}\right) = 0.28 \times 10^7 \text{ rad/s}$$





例题

若 $R_L = 10k\Omega$, 则 $R_L' = 1.67k\Omega$;

密勒因子: $D = 1 + \omega_T C_c R_L' = 6$

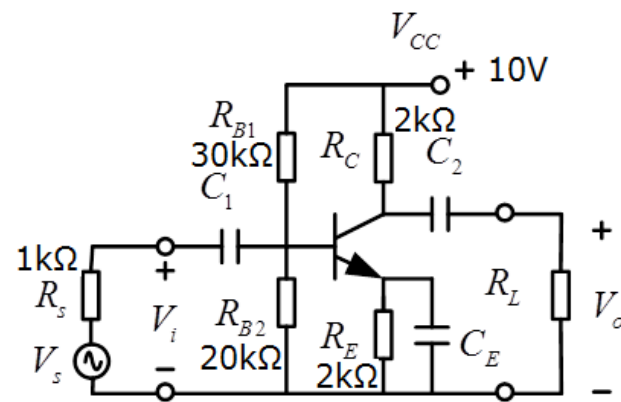
(1) 中频电压增益: $A_v = \frac{-\beta_0 R_L'}{h_{ie}} = -93.8$

$$\omega_h = \frac{\omega_\beta}{D} \left(1 + \frac{\beta_0 r_e}{r_b} \right) = 1.48 \times 10^7 \text{ rad} / s$$

结论: 负载 R_L' 增大, A_v 增大;

密勒因子 D 增大, 3dB 带宽 ω_h 变小。

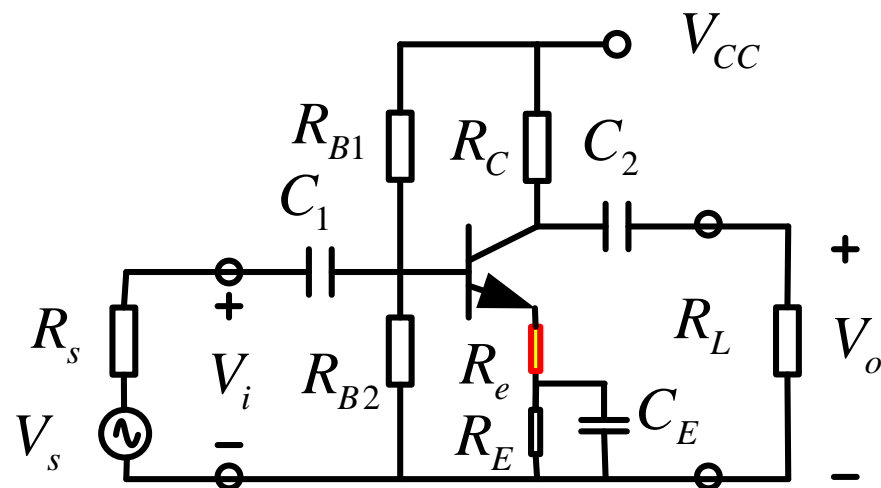
增益和带宽不可兼得!





2. 串入 R_e 的共发射放大器高频特性

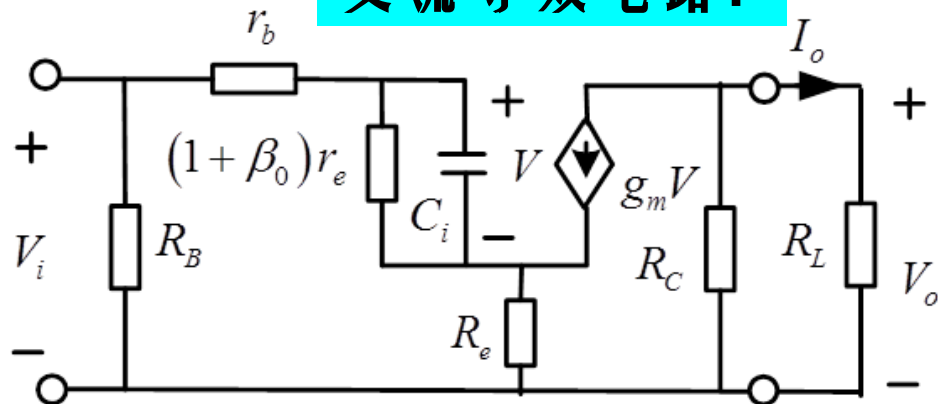
➤ 如何获得电压增益函数 $A_V(S)$ 的3dB带宽进一步扩展?



交流等效电路:

考虑 R_e 并入 R'_L , 则密勒因子 D :

$$D = 1 + \omega_T (R'_L + R_e) C_c$$



输入回路 C_i 起主导!





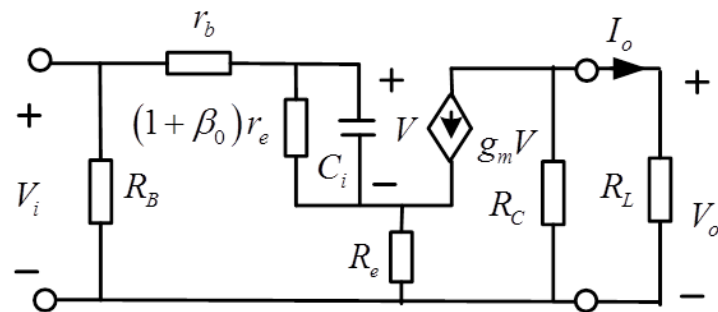
2. 串入 R_e 的共发射放大器高频特性

■ 电压增益函数

$$V_o(s) = -g_m V (R_C || R_L)$$

$$V_i = \frac{V}{\beta_0 r_e || \frac{1}{sC_i}} r_b + V + \left(\frac{V}{\beta_0 r_e || \frac{1}{sC_i}} + g_m V \right) R_e$$

$$A_V(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{-\beta_o (R_C || R_L)}{h_{ie} + (1 + \beta_o) R_e + s(r_b + R_e) \beta_o r_e C_i}$$



一阶低通

$$A_{V0} = \frac{-\beta_o (R_C || R_L)}{h_{ie} + (1 + \beta_o) R_e} \quad \omega_h = \frac{\omega_\beta}{D} \left(1 + \frac{\beta_o (r_e + R_e)}{r_b + R_e} \right) \quad (r_b > r_e)$$

➤ 串入 R_e ，中频电压增益降低了，但3dB带宽获得扩展；

