第五章 基本放大电路

—— 5.5 放大电路的频率特性

李泳佳
东南大学电子系国家ASIC工程中心
yongjia.li@outlook.com

第五章内容

5.5 放大电路的频率特性

本节内容

5.5.1 概述

✓ **频率响应：**

- 放大器的电压放大倍数与频率的关系
  - 幅频特性：输入信号幅度固定，输出的幅度随频率变化而变化的规律

$$|A| = \left|\frac{U_o}{U_i}\right| = f(\omega)$$

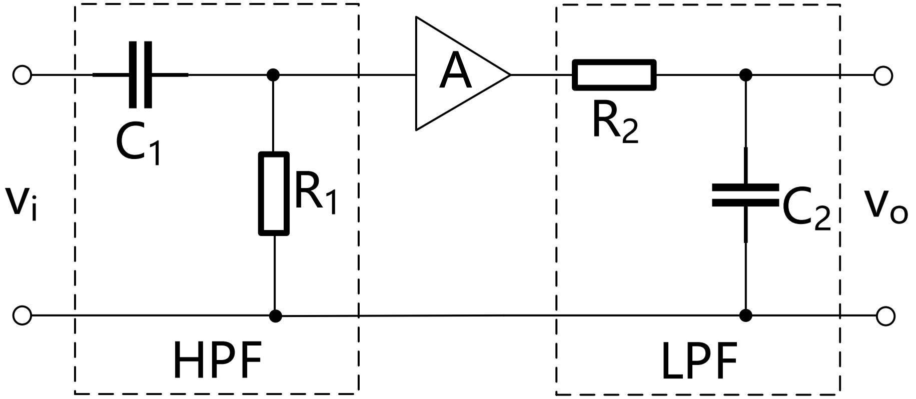
  - 相频特性：输出信号与输入信号之间相位差随频率变化而变化的规律

$$\angle A = \angle U_o - \angle U_i = f(\omega)$$

5.5.1 概述

✓ **通频带：**

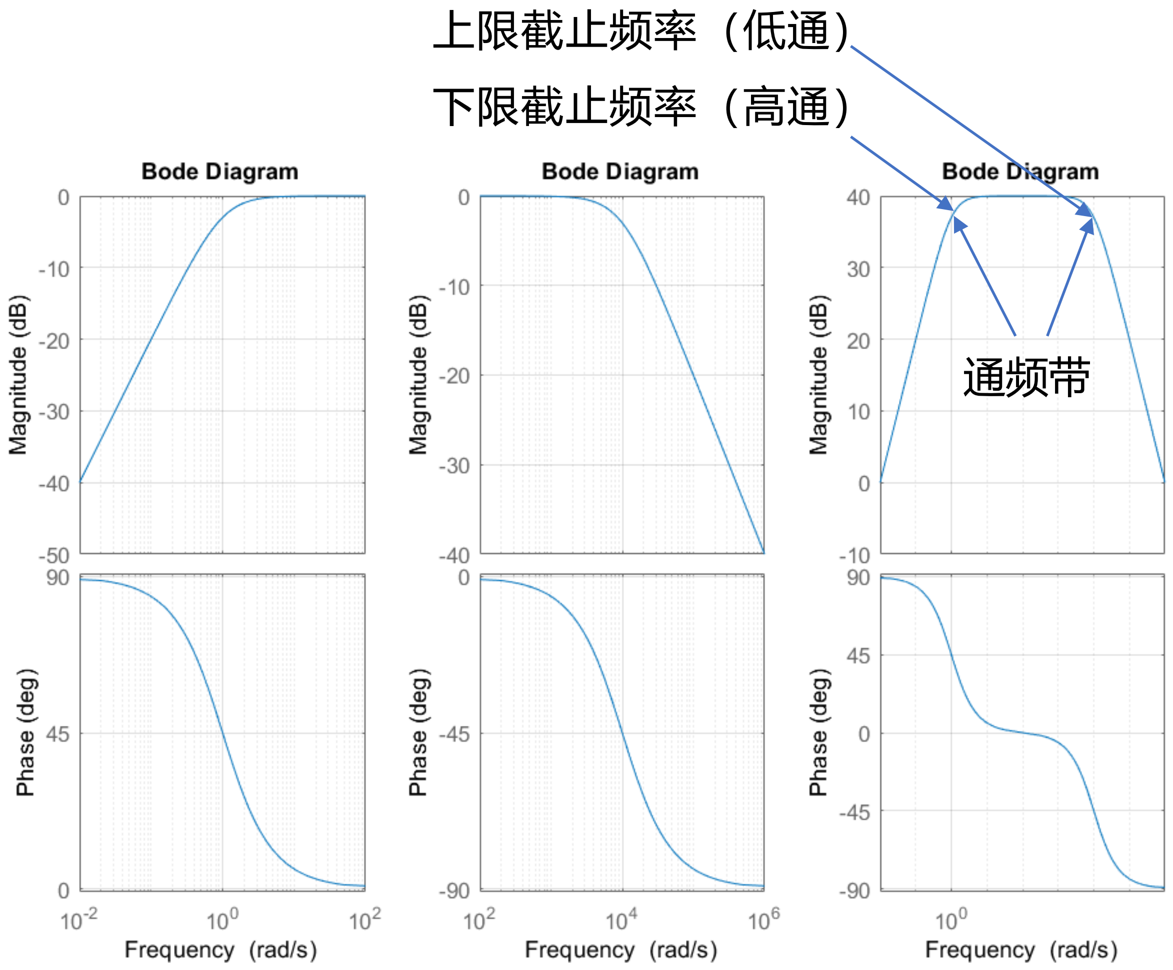
- 加入放大器，增益为A
- 表征放大器工作带宽




```
% MATLAB code:
clc
clear all
% hpf
num1 = [1 0];
den1 = [1 1];
% lpf
num2 = [1];
den2 = [1e-4 1];

hpf = tf(num1 , den1)
lpf = tf(num2 , den2)
A = 100;
bpf = A*hpf*lpf;

subplot(1,3,1)
bode(hpf)
grid on;
subplot(1,3,2)
bode(lpf)
grid on;
subplot(1,3,3)
bode(bpf)
grid on;
```



5.5.1 概述

✓ **频率失真：**

- 幅频失真

- 相频失真

✓ **产生原因：**

- 放大电路中存在电抗性元件， 例如耦合电容、旁路电容、分布电容等

- 三极管的β(ω)也是频率的函数，低频小信号模型不再适用

5.5.2 RC电路的频率响应

✓ **低通滤波：**

- $tf_{LPF} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{1+sC_iR_i} = \frac{1}{1+j\frac{f}{f_H}}$
- 幅频（倍数），相频（度数）
- 截止频率处增益为通频带的0.707倍

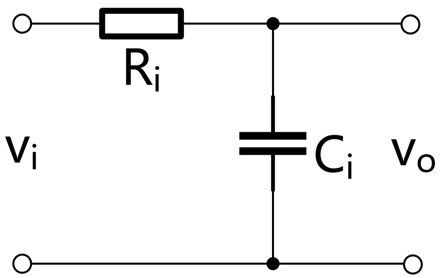
$f_H = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi\tau}$

模：$|\dot{A}_u| = \frac{1}{\sqrt{1+(f/f_H)^2}}$

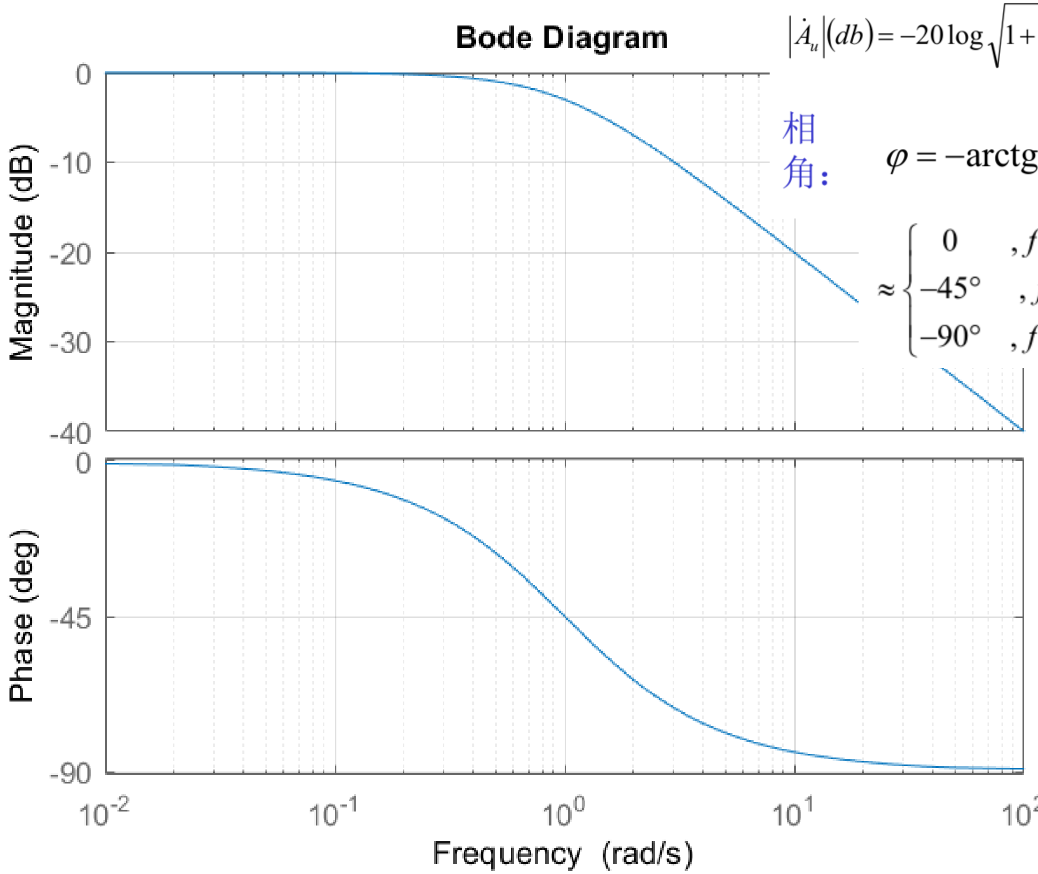
$|\dot{A}_u|(db) = -20\log\sqrt{1+(f/f_H)^2}$

相角：$\varphi = -\mathrm{arctg}(f/f_H)$

$\approx \begin{cases} 0 & ,f \ll f_H \\ -45° & ,f = f_H \\ -90° & ,f \gg f_H \end{cases}$



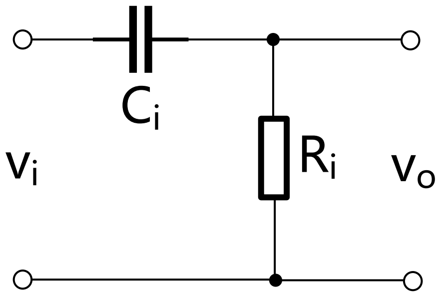

```
% MATLAB code:
clc
clear all
num = [1];
den = [1 1];
lpf = tf(num , den)
bode(lpf)
grid on;
```



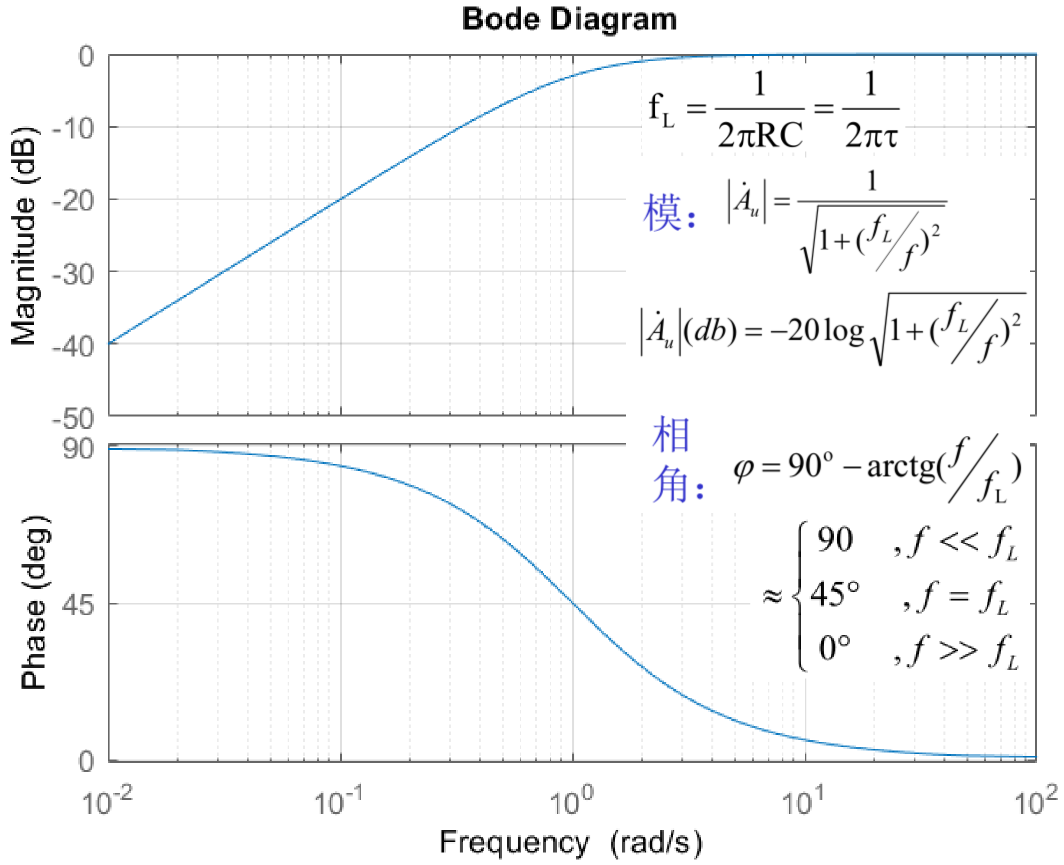
5.5.2 RC电路的频率响应

✓ **高通滤波：**

- $tf_{HPF} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{sC_iR_i}{1+sC_iR_i} = \frac{1}{1-j\frac{f}{f_H}}$
- 幅频（倍数），相频（度数）
- 截止频率处增益为通频带的0.707倍




```
% MATLAB code:
clc
clear all
num = [1 0];
den = [1 1];
hpf = tf(num , den)
bode(hpf)
grid on;
```



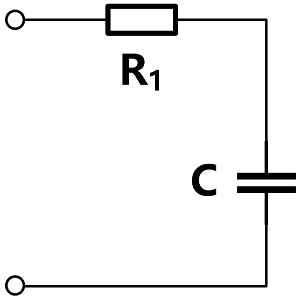
5.5.2 RC电路的频率响应

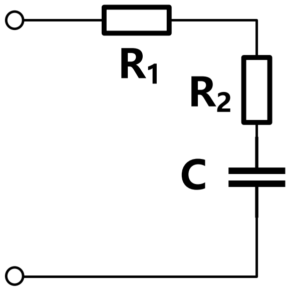
✓ **系统传输函数：**

- 在复频域S内，系统的输出与输入函数的Laplace变换

- $\mathrm{H}(s)=\dfrac{v_o(s)}{v_i(s)}=A\dfrac{(s+z_1)(s+z_2)\dots(s+z_m)}{(s+p_1)(s+p_2)\dots(s+p_n)}$，零点（分子），极点（分母）

- 系统性能由传递函数确定，即零极点位置（判断左/右半平面）





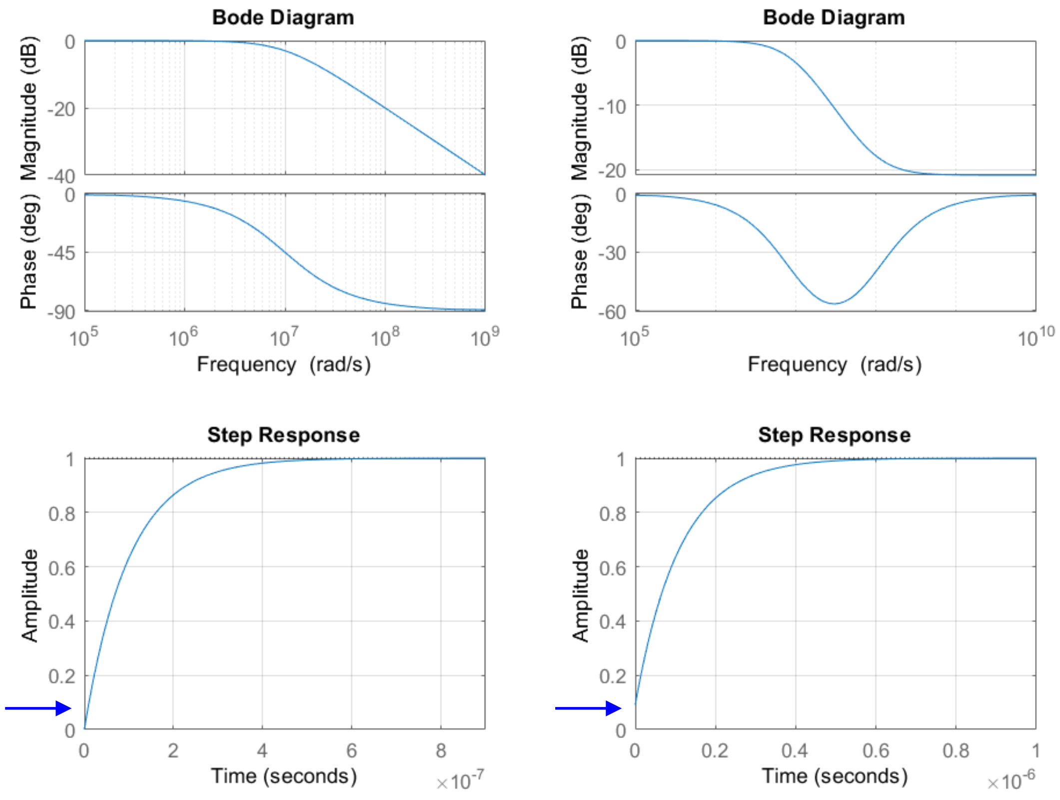
$$\mathrm{H}_1(s)=\frac{v_o(s)}{v_i(s)}=\frac{\frac{1}{sC}}{R_1+\frac{1}{sC}}=\frac{1}{1+sCR_1}$$

$$\mathrm{H}_2(s)=\frac{v_o(s)}{v_i(s)}=\frac{R_2+\frac{1}{sC}}{R_1+R_2+\frac{1}{sC}}=\frac{1+sCR_2}{1+sCR_1+sCR_2}$$

5.5.2 RC电路的频率响应

✓ **系统传输函数：**

- 频域和时域的对比




```
clc
clear all

c = 1e-12;
r1 = 100e3;
r2 = 10e3;

% lpf
num1 = [1];
den1 = [c*r1 1];

% lpf with zero
num2 = [c*r2 1];
den2 = [c*r1+c*r2 1];

% lpf transfer function
lpf1 = tf(num1 , den1)
lpf2 = tf(num2 , den2)

figure(1)
subplot(2,2,1)
bode(lpf1)
grid on;
subplot(2,2,2)
bode(lpf2)
grid on;

subplot(2,2,3)
step(lpf1)
grid on
subplot(2,2,4)
step(lpf2)
grid on
```

5.5.2 RC电路的频率响应

✓ **开路时间常数法：数学近似**

- 运用KCL和KVL计算传递函数的模型准确，但多极点系统非常复杂
- 时间常数法抓住本质，通过近似简化模型，利于手算
- 用于估算上限截止频率f_H

$$\mathrm{H}(s)=\frac{v_o(s)}{v_i(s)}=\mathrm{A}\frac{1}{(s+p_1)(s+p_2)\ldots(s+p_n)}=A\frac{1}{(\tau_1 s+1)(\tau_2 s+1)\ldots(\tau_n s+1)}$$

- 两个极点的系统为例（τ_1与τ_2相差大，即τ_1主极点，τ_2次极点，均远小于1）

$$\mathrm{H}(s)=\frac{\mathrm{A}}{(\tau_1 s+1)(\tau_2 s+1)}=\frac{\mathrm{A}}{\tau_1\tau_2 s^2+(\tau_1+\tau_2)s+1}\approx\frac{\mathrm{A}}{(\tau_1+\tau_2)s+1}$$

5.5.2 RC电路的频率响应

✓ **开路时间常数法：计算步骤**

- 计算每个电容两端的等效电阻（其他电容开路）
- 每个电容乘以其两端的等效电阻，得到对应时间常数τ_i
- 将每一个τ_i求和，估算上限截止频率ω_H

$$H(s)=\frac{A}{(\tau_1 s+1)(\tau_2 s+1)\ldots(\tau_n s+1)}\approx\frac{A}{(\tau_1+\tau_2\ldots+\tau_n)s+1}$$

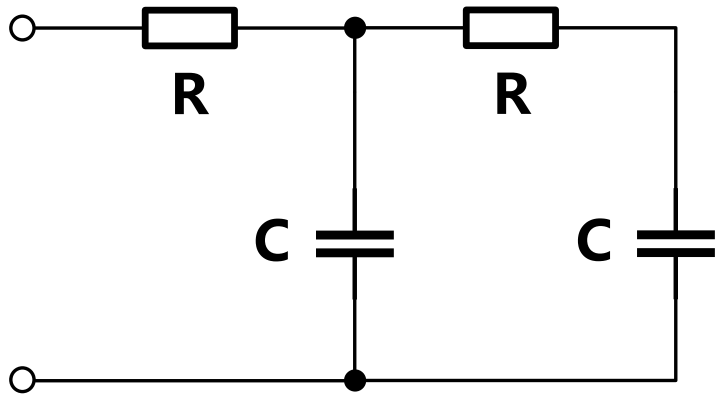
$$\omega_H=\frac{1}{\tau_1+\tau_2\ldots+\tau_n}$$

5.5.2 RC电路的频率响应

✓ **开路时间常数法：计算实例1，R=1e6Ω，C=1e-12F**

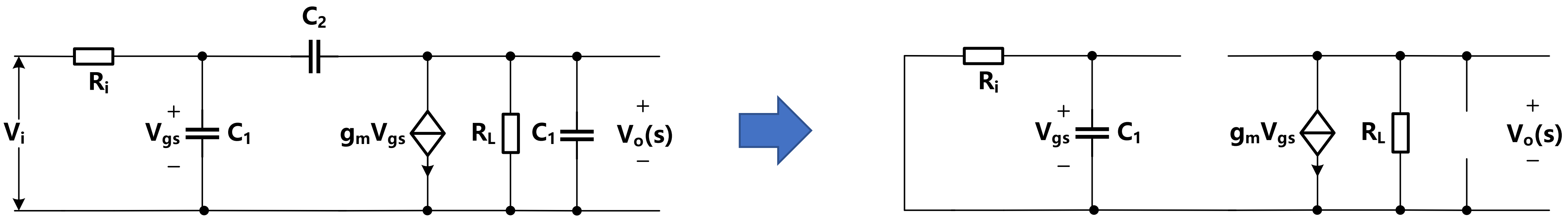
- 仿真：-3dB频率60kHz

- 计算：$\frac{1}{2\pi(RC+2RC)} \approx 53\text{kHz}$



✓ 开路时间常数法：计算实例2

- C_1：$\tau_1 = R_i C_1$



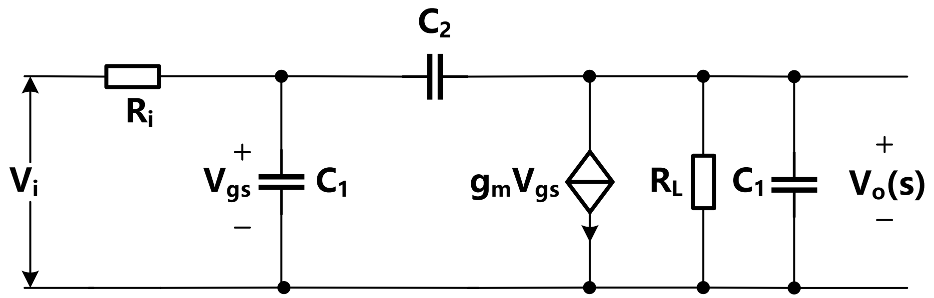
5.5.2 RC电路的频率响应

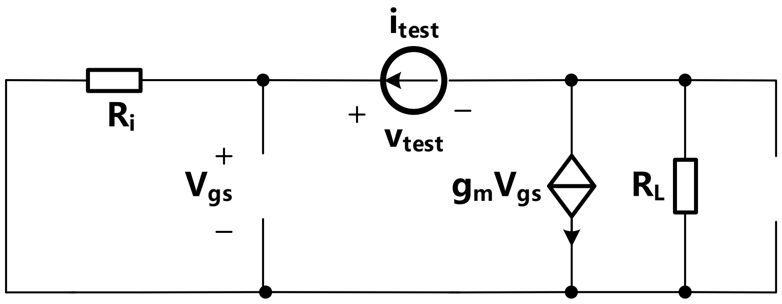
✓ **开路时间常数法：计算实例2**

- **C_1：** $\tau_1 = R_i C_1$

- **C2：** $R_2 = \frac{v_{gs} + R_L(g_m v_{gs} + i_{test})}{i_{test}} = \frac{i_{test} R_i + R_L(g_m i_{test} R_i + i_{test})}{i_{test}} = R_i + R_L + g_m R_L R_i$

$$\tau_2 = (R_i + R_L + g_m R_L R_i) C_2$$





- **C3：** $\tau_3 = R_L C_3$

5.5.2 RC电路的频率响应

✓ **开路时间常数法：**

- 近似计算法，只关注极点
- 分析的电路需要有主极点（实际大多数电路确实如此）
- 近似结果较保守

5.5.2 RC电路的频率响应

- ✓ **短路时间常数法：**用于估算下限截止频率f_L
    - - 将电路中起低频带宽限制作用的所有电容进行短路处理
    - - 逐步求解每个电容两端看入的等效电阻
    - - 将得到的每个电容的时间常数求和，即得到f_L

✓ **密勒效应：**

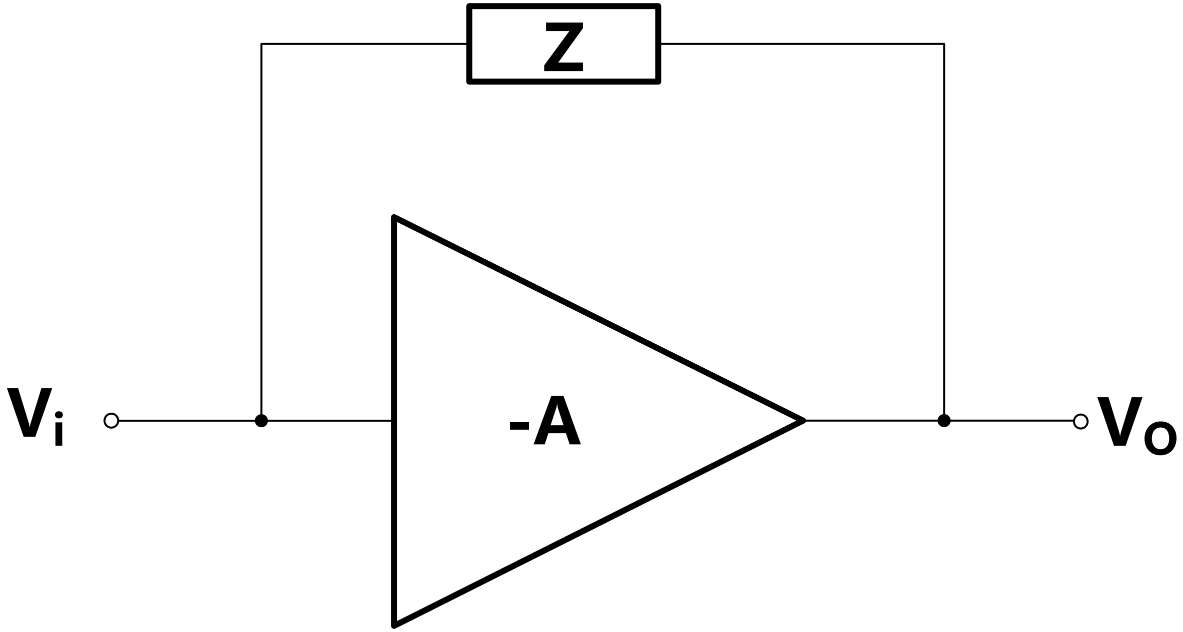
- 负反馈回路中的反馈电容，其等效输入电容因负反馈而增大的现象

$$I_i = \frac{V_i - V_o}{Z} = \frac{V_i(1+A)}{Z}$$

$$Z_{in} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{Z}{1+A}$$

如果Z为电容， $Z = \frac{1}{sC}$

$$Z_{in} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{\frac{1}{sC}}{1+A} = \frac{1}{sC(1+A)}$$



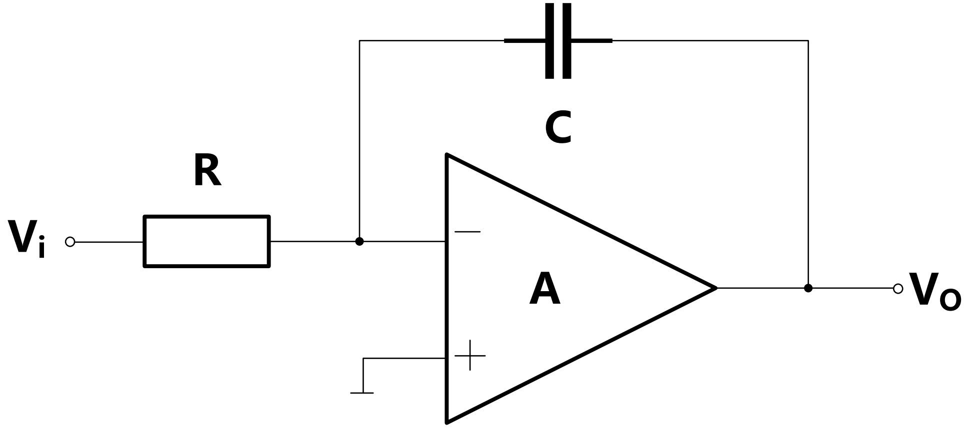
5.5.3 三极管的高频参数

✓ **密勒效应：**

- 计算积分器的传输函数

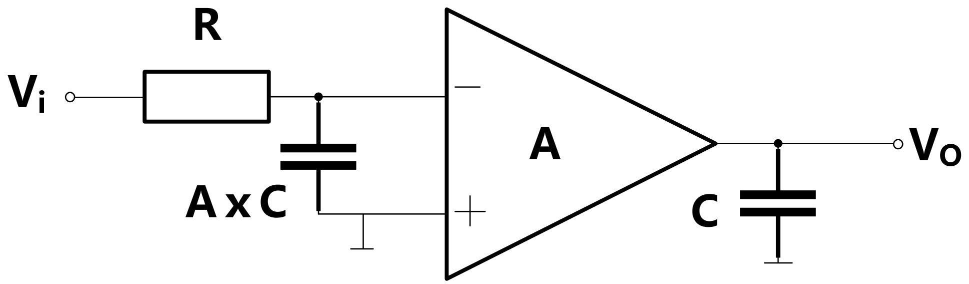
$$\frac{V_i - V_-}{R} \times \frac{1}{sC} = V_o, \quad v_- \times A = v_o$$

$$\Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{A}{1+sCR\times A}$$



- 运用密勒效应计算

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{A}{1+sCR\times A}$$



5.5.3 三极管的高频参数

✓ **密勒定理：**

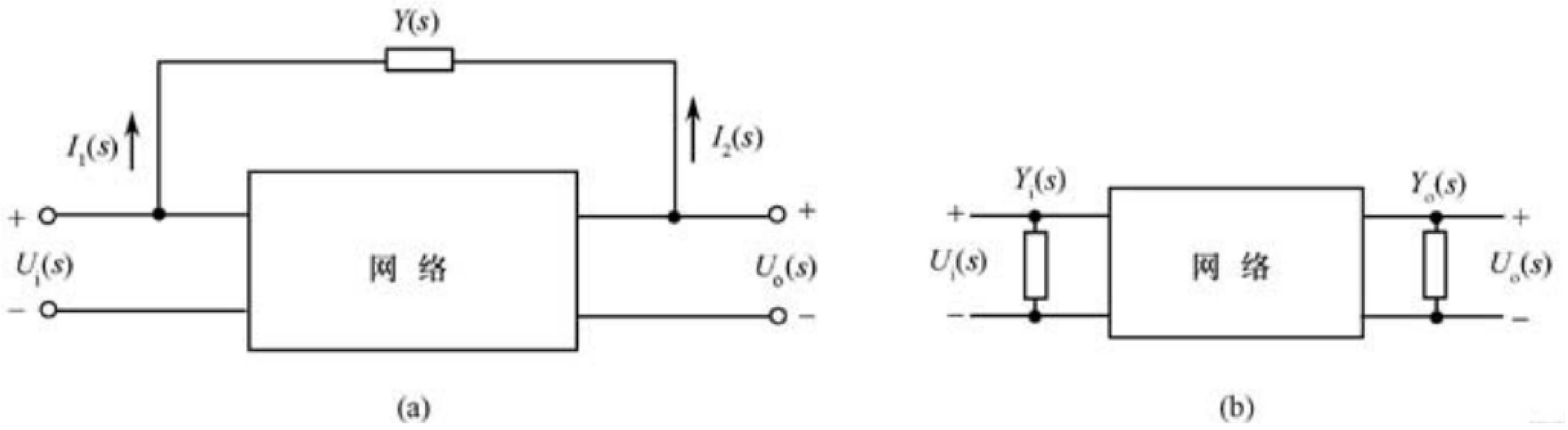
- 二端口网络的反馈阻抗可以用各自端口对地的阻抗来等效

$$I_1(s)=Y(s)\cdot[U_i(s)-U_o(s)]=U_i(s)\cdot Y(s)[1-A_u(s)]$$

$$I_2(s)=Y(s)\cdot[U_o(s)-U_i(s)]=U_o(s)\cdot Y(s)[1-\frac{1}{A_u(s)}]$$

$$\boxed{Y_i(s)=Y(s)\cdot[1-A_u(s)]}$$

$$\boxed{Y_o(s)=Y(s)\cdot[1-\frac{1}{A_u(s)}]}$$



5.5.3 三极管的高频参数

✓ **混合 π 型高频小信号模型：**

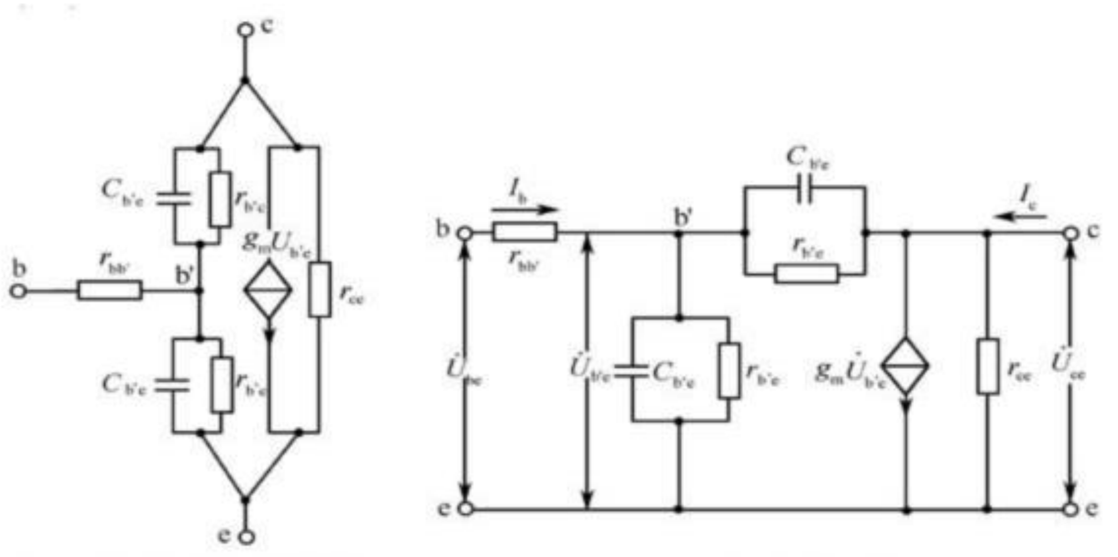
- 等效电路
- 参数计算

$$r_{b'e} = (1+\beta_o)\frac{26mV}{I_E(mA)}$$

$$g_m \approx \frac{\beta_0}{r_{b'e}} = \frac{I_{EQ}(mA)}{26mV} = 38.5I_{EQ}(mS)$$

✓ **三极管手册中给出$C_{b'c}$和fT，**

$$C_{b'e} \approx \frac{g_m}{2\pi f_T}$$



(a) 三极管的物理模拟电路　　(b) 混合π型

简化：

忽略$r_{b'c}$、r_{ce}

忽略$C_{b'c}$、$C_{b'e}$