



第四章 放大电路的频率响应

郭圆月

2024年10月30日





目录

§4.1 频率响应概述

§4.2 晶体管的高频等效模型

§4.3 场效应管的高频等效模型

§4.4 单管放大电路的频率响应

§4.5 多级放大电路的频率响应





4.1 频率响应的有关概念

4.1.1 本章要研究的问题

4.1.2 高通电路和低通电路

4.1.3 放大电路中的频率参数





4.1.1 研究的问题

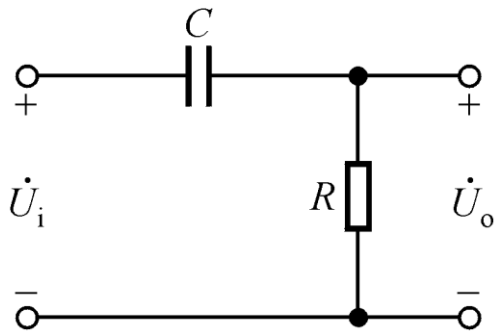
- 放大电路对信号频率的适应程度，即**信号频率对放大倍数的影响**。
- 由于放大电路中**耦合电容、旁路电容、半导体器件极间电容**的存在，使**放大倍数为频率的函数**。
- 在使用一个放大电路时应了解其信号频率的适用范围，在设计放大电路时，应满足信号频率的范围要求。





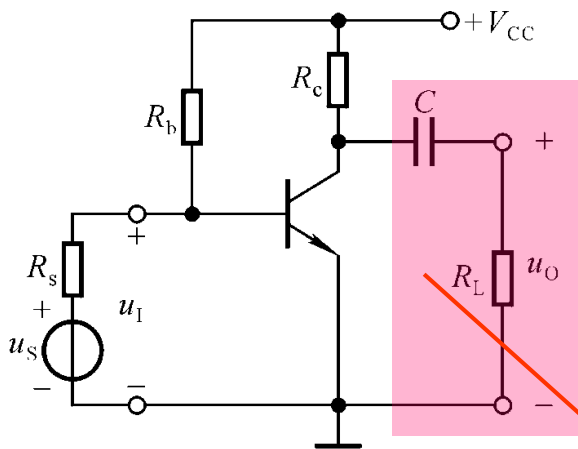
4.1.2 高通电路

1. 高通电路: 信号频率越高, 输出电压越接近输入电压。



$$\dot{A}_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{R}{\frac{1}{j\omega C} + R} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega RC}}$$

RC为回路的时间常数 τ 角频率 $\omega_L = 1/RC = 1/\tau$ 频率 $f_L = \frac{\omega_L}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi RC}$



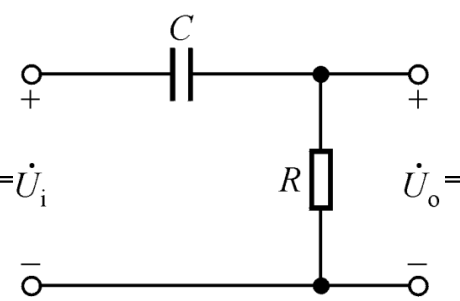
$$\dot{A}_u = \frac{1}{1 + \frac{\omega_L}{j\omega}} = \frac{1}{1 + \frac{f_L}{jf}} = \frac{j \frac{f}{f_L}}{1 + j \frac{f}{f_L}}$$

高通电路

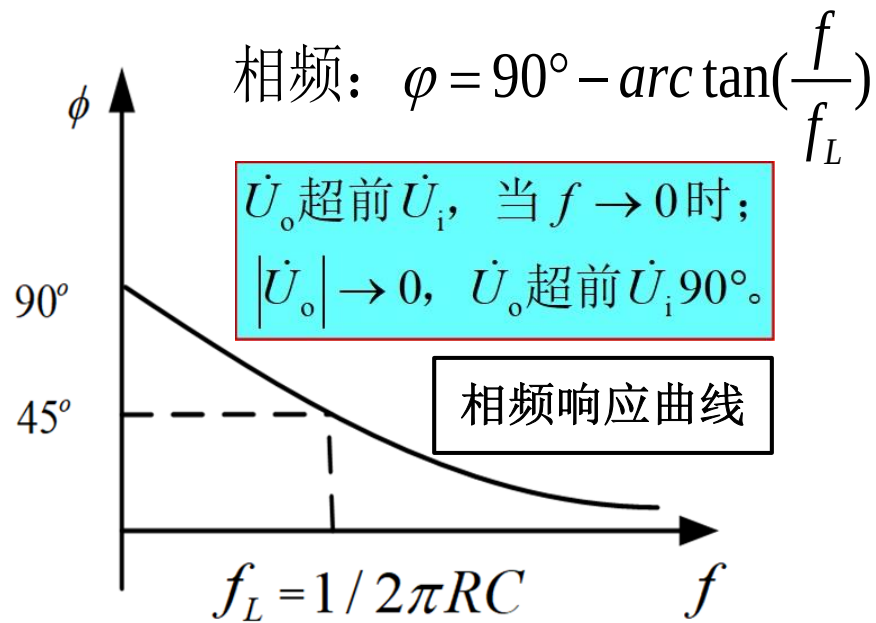
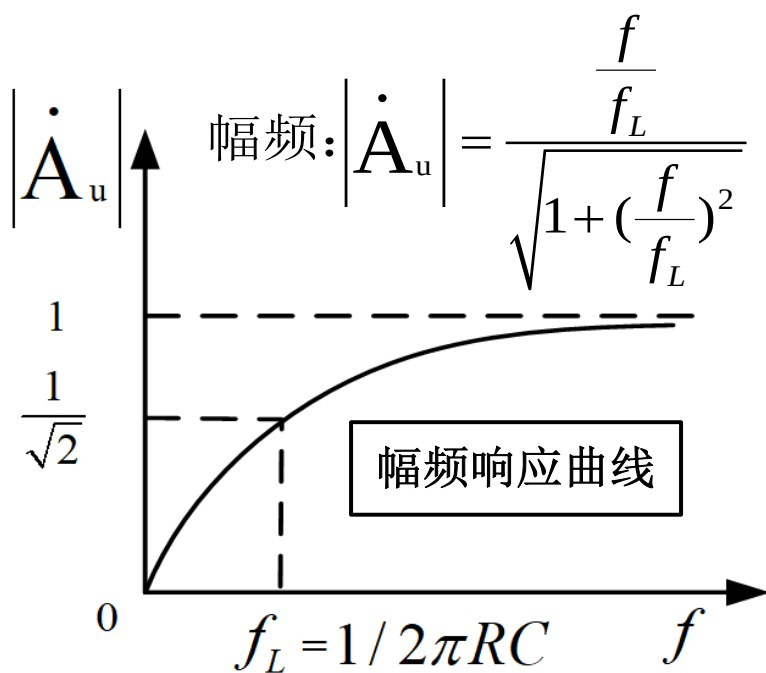




4.1.2 高通电路频率响应



1. 幅频响应与相频响应 定义：频率响应 $A(f)$



■ 一阶高通系统：允许**高频**信号通过，**低频**输入信号大幅衰减。

■ 下限截止频率： $f_L = \frac{1}{2\pi RC}$

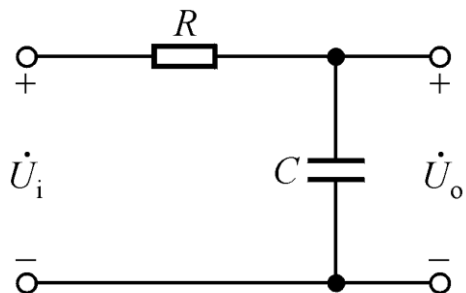
$\rightarrow 20 \lg |A_u(f_L)| = 3dB$
 $\phi(f_L) = 45^\circ$





4.1.2 低通电路

2. 低通电路: 信号频率越低, 输出电压越接近输入电压。



$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C} + R} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

RC为回路的时间常数 τ 角频率 $\omega_H = 1/RC = 1/\tau$ 频率 $f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi RC}$

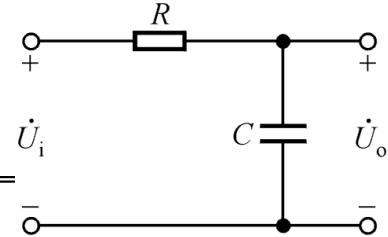
→ $\dot{A}_u = \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H}} = \frac{1}{1 + \frac{jf}{f_H}}$ → 定义: 频率响应 $A(f)$

$$A_u = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \begin{cases} |A_u(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \\ \varphi(\omega) = -\arctan(\omega RC) \end{cases}$$

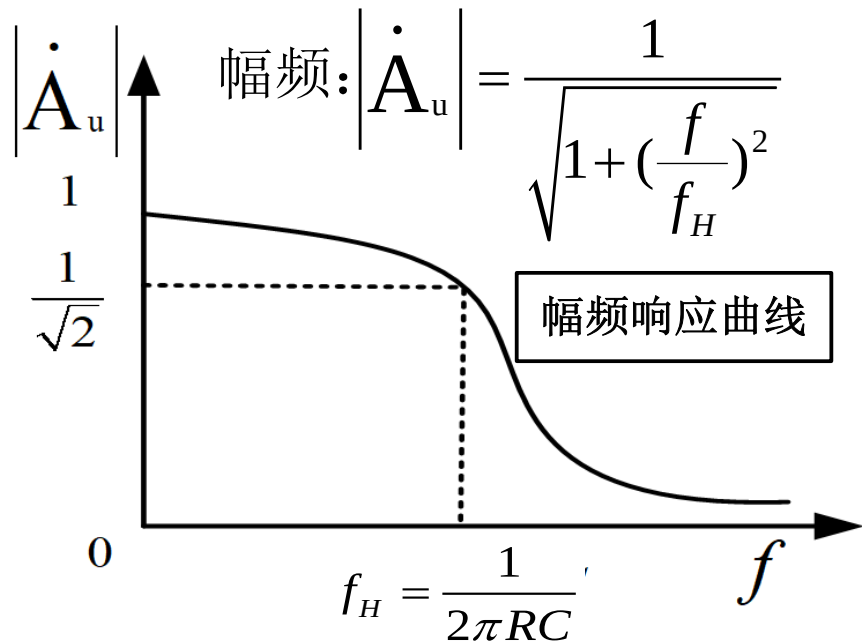




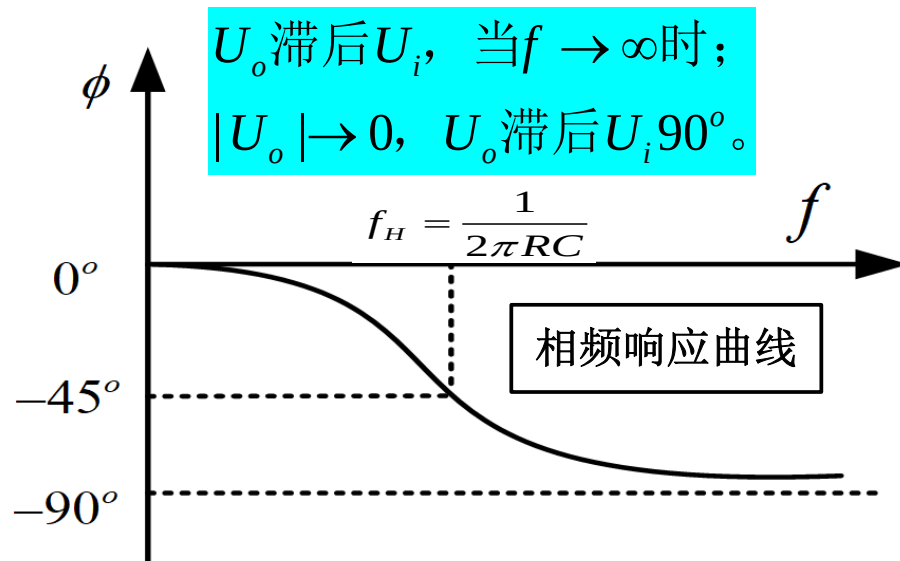
4.1.2 低通电路的频率响应



2. 幅频响应与相频响应



相频: $\varphi = -\arctan\left(\frac{f}{f_H}\right)$



■ **一阶低通系统**: 低频信号通过, 高频输入信号大幅衰减。

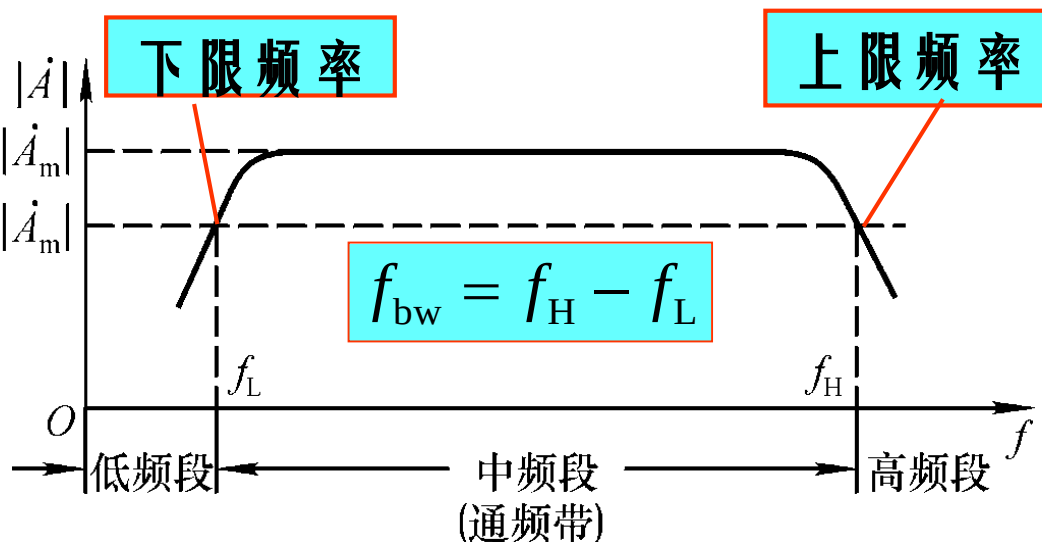
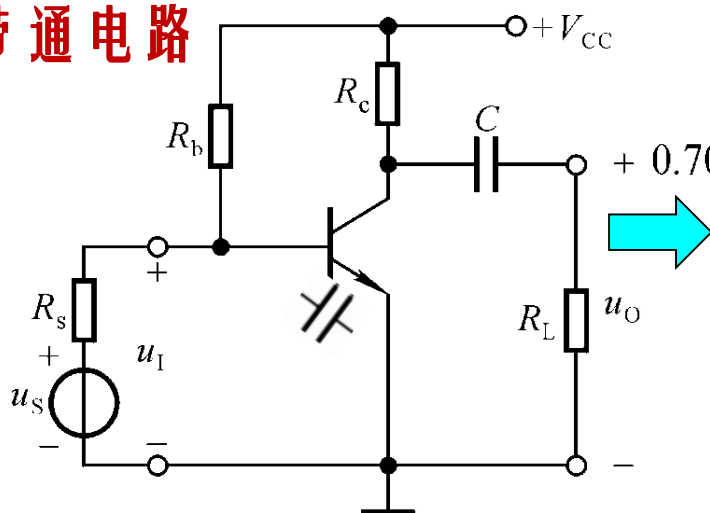
■ **上限截止频率**: $f_H = \frac{1}{2\pi RC} \Rightarrow 20\lg |A_u(f_H)| = 3\text{dB}$
 $\phi(f_H) = -45^\circ$





4.1.3 放大电路中的频率参数

带通电路



在中频段，增益最高，通带

- 在低频段，随着信号频率逐渐降低，耦合电容、旁路电容等的容抗增大，使动态信号损失，放大能力下降。
- 在高频段，随着信号频率逐渐升高，晶体管极间电容和分布电容、寄生电容等杂散电容的容抗减小，使动态信号损失，放大能力下降。





4.1.3 波特图

■ 波特图

- 定义：以对数为标尺、用折线绘制的幅频、相频特性曲线称为伯德图；

■ 波特图方法的优势

- 采用对数坐标系便于表示较大的幅度动态范围和较宽的频率跨度；
- 将频率特性的绘制与系统函数（增益函数）的极、零点直接联系起来，简化系统频率响应曲线的绘制；
- 波特图方法还可以近似估算系统的频率响应参数，快速了解通带特征；

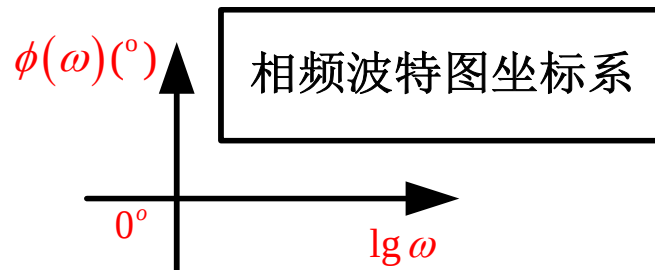
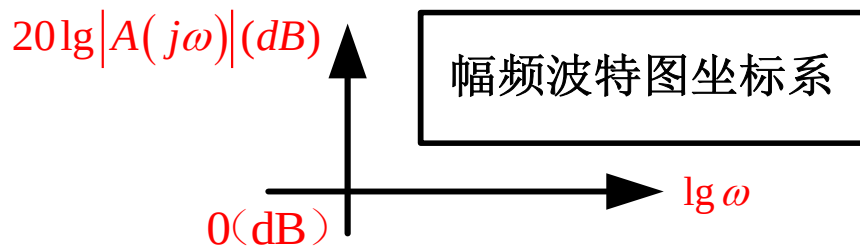




4.1.3 波特图

■ 对数坐标系

- 幅频响应和相频响应的频率轴采用对数刻度，即 $\lg \omega$
- 幅频响应的幅度值采用分贝(dB)表示，即 $20\lg|A(j\omega)|$
- 相频响应的相角仍以角度值表示



采用对数坐标系，横轴为 $\lg \omega$ ，可开阔视野；使得 “ $\times$ ” $\rightarrow$ “ $+$ ”。

➡ 问题： $\omega=0$ 时，坐标在哪里？





4.1.3 增益函数的表达式

■ 增益函数可以用有理式表示

- 增益函数是 $j\omega$ 的有理函数；
- 增益函数是物理可实现的、稳定的；
- 由于输入、输出各有电流和电压两种表示方法，根据量纲的不同，增益函数有四种形式，电压增益函数、电流增益函数、阻抗增益函数和导纳增益函数。

增益函数一般表达式

$$A(j\omega) = \frac{a_m (j\omega)^m + \cdots a_0}{b_n (j\omega)^n + \cdots b_0} \rightarrow A(j\omega) = K \frac{\prod_{i=1}^m (j\omega - \underbrace{z_i}_{\text{零点}})}{\prod_{j=1}^n (j\omega - \underbrace{p_j}_{\text{极点}})} = K' \frac{\prod_{i=1}^m \left(1 - \frac{j\omega}{z_i}\right)}{\prod_{j=1}^n \left(1 - \frac{j\omega}{p_j}\right)}$$

增益函数标准化表达式





(1) 伯德图方法步骤

■ 第一步：系统函数**标准归一化**处理，分别**独立分析**零、极点和常数项

$$A(j\omega) = K \frac{\prod_{i=1}^m (j\omega - z_i)}{\prod_{j=1}^n (j\omega - p_j)} = K' \frac{\prod_{i=1}^m \left(1 - \frac{j\omega}{z_i}\right)}{\prod_{j=1}^n \left(1 - \frac{j\omega}{p_j}\right)}$$

➤ 幅率响应:

$$20\lg|A(j\omega)| = 20\lg|K'| + \sum_{i=1}^m 20\lg\left|1 - \frac{j\omega}{z_i}\right| - \sum_{j=1}^n 20\lg\left|1 - \frac{j\omega}{p_j}\right|$$

常数项 零点 极点

➤ 相频响应:

$$\phi(\omega) = 0^\circ - 180^\circ + \sum_{i=1}^m \arctan\left(\frac{-\omega}{z_i}\right) - \sum_{j=1}^n \arctan\left(\frac{-\omega}{p_j}\right)$$

在对数域，系统所有零极点的幅频及相频贡献满足**线性叠加**关系；





(1) 伯德图方法步骤

■ 第二步：绘制出各**单项**常数项、零点、极点等幅频和相频

折线化近似的伯德图；

■ 第三步：将各个单项伯德图**线性叠加**在一起，即可完整获

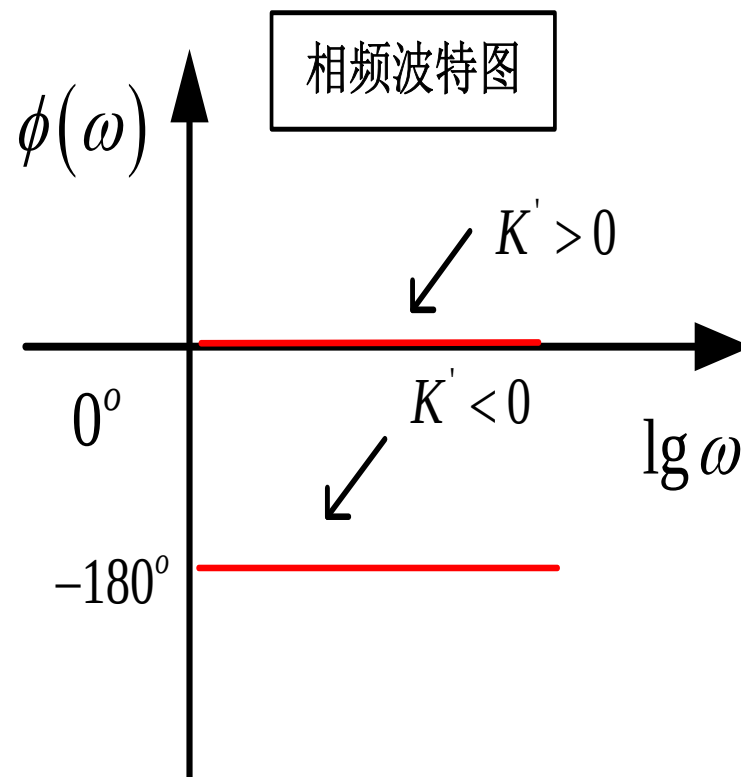
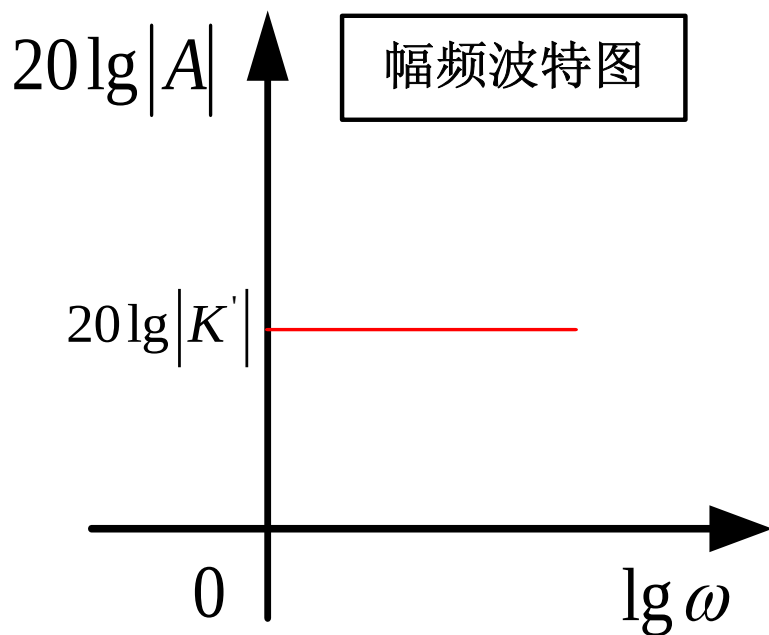
得系统的幅频和相频伯德图；





(2) 单项常数项 K' -幅频、相频响应

$$\begin{cases} K' > 0 \\ K' < 0 \end{cases} \Rightarrow 20 \lg |A(j\omega)| = 20 \lg |K'|$$





(3) 单项负实极点 p_j -幅频响应

定义转折频率: $\omega_p = -p_j$

$$\Rightarrow 20\lg |A(j\omega)| = -20\lg \left| 1 - \frac{j\omega}{p_j} \right| = -20\lg \left| 1 + \frac{j\omega}{\omega_p} \right| = -20\lg \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^2}$$

近似折线处理

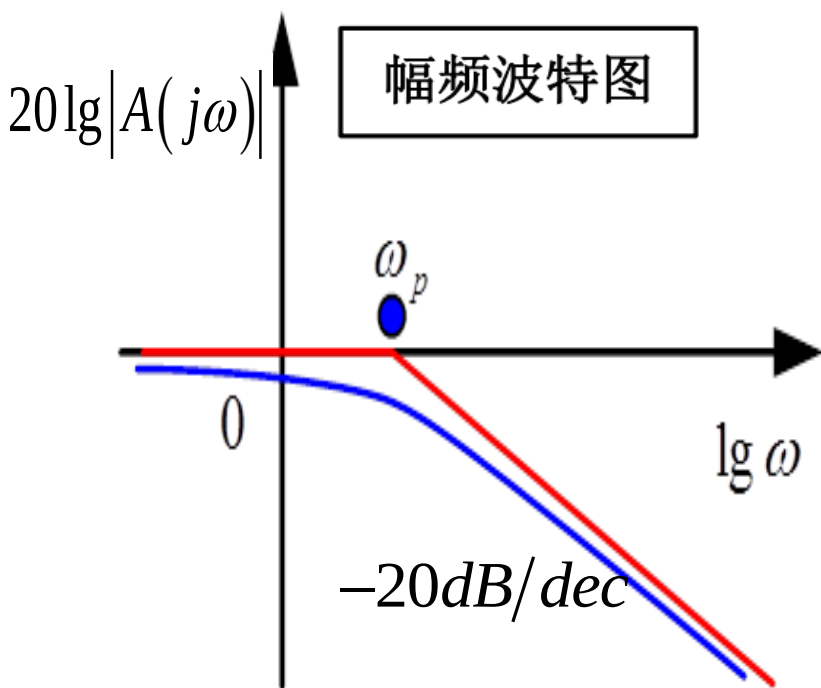
$$= \begin{cases} \omega \ll \omega_p, -20\lg \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^2} \approx 0dB \\ \omega \gg \omega_p, -20\lg \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^2} = -20\lg \frac{\omega}{\omega_p} (dB) \end{cases}$$





(3) 单项负实极点 p_j -幅频伯德图

■ 折线化处理:



一个转折点：极点值 ω_p

- 第一直线段：横轴上0到 ω_p 的水平直线；
- 第二直线段：起始于转折频率 ω_p ， $-20\lg \frac{\omega}{\omega_p} (dB)$ 斜率为 $-20dB/dec$ 的直线；
- 折线化存在误差，**最大误差**位置在转折频率处，且存在3dB误差；

$$\left. -20\lg \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^2} \right|_{\omega = \omega_p} = -3dB$$





(3) 单项负实极点 p_j ——相频响应

■ 单负实极点的相频响应：

极点转折频率定义： $\omega_p = -p_j$

$$\Rightarrow A(j\omega) = \frac{1}{1 - \frac{j\omega}{p_j}} \Rightarrow \phi(\omega) = -\arctan \frac{-\omega}{p_j} = -\arctan \frac{\omega}{\omega_p}$$

折线近似 $\Rightarrow$

$$\begin{cases} \omega \ll 0.1\omega_p, -\arctan \frac{\omega}{\omega_p} \approx 0^\circ \\ \omega = \omega_p, -\arctan \frac{\omega}{\omega_p} = -45^\circ \\ \omega \gg 10\omega_p, -\arctan \frac{\omega}{\omega_p} \approx -90^\circ \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} -45^\circ \lg \frac{\omega}{0.1\omega_p} \\ \omega \in (0.1\omega_p, 10\omega_p) \end{cases}$$

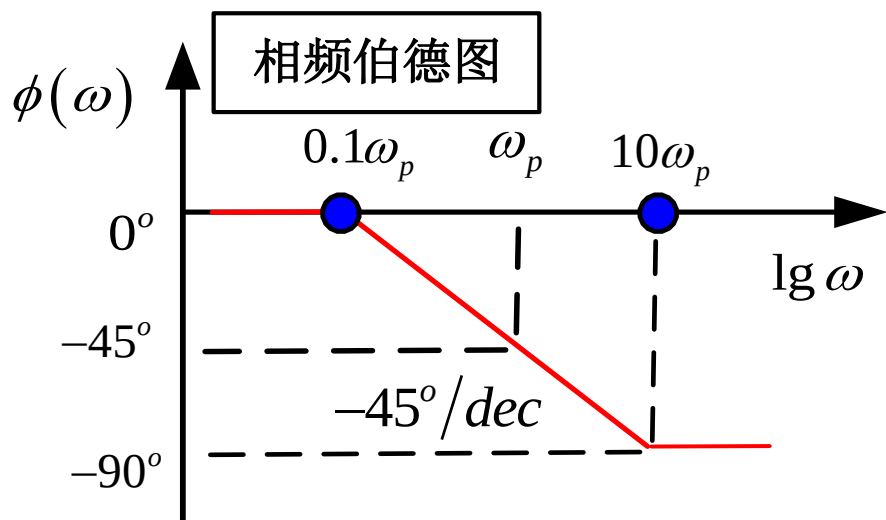
如何三段折线化近似？





(3) 单项负实极点 p_j -相频伯德图

$$\phi(\omega) = \begin{cases} \omega \ll 0.1\omega_p, -\arctan \frac{\omega}{\omega_p} \approx 0^\circ \\ \omega = \omega_p, -\arctan \frac{\omega}{\omega_p} = -45^\circ \\ \omega \gg 10\omega_p, -\arctan \frac{\omega}{\omega_p} \approx -90^\circ \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} -45^\circ \lg \frac{\omega}{0.1\omega_p} \\ \omega \in (0.1\omega_p, 10\omega_p) \end{cases}$$



两个转折点： $0.1\omega_p$ 、 $10\omega_p$

转折点的误差 ?

➤ 第一条直线段：横轴上从频率0 到 $0.1\omega_p$ 的水平直线；

➤ 第二条直线段：从频率点 $0.1\omega_p$ 至 $10\omega_p$ ，斜率 $-45^\circ/\text{dec}$ 的直线；

➤ 第三条直线段：始于频率点 $10\omega_p$ 的水平直线，纵坐标 -90° ；

$$\left. \begin{array}{l} 0.1\omega_{p_j} \rightarrow -5.7^\circ \\ \omega_{p_j} \rightarrow -45^\circ \\ 10\omega_{p_j} \rightarrow -84.3^\circ \end{array} \right\} \Rightarrow \Delta\phi \leq 5.7^\circ$$





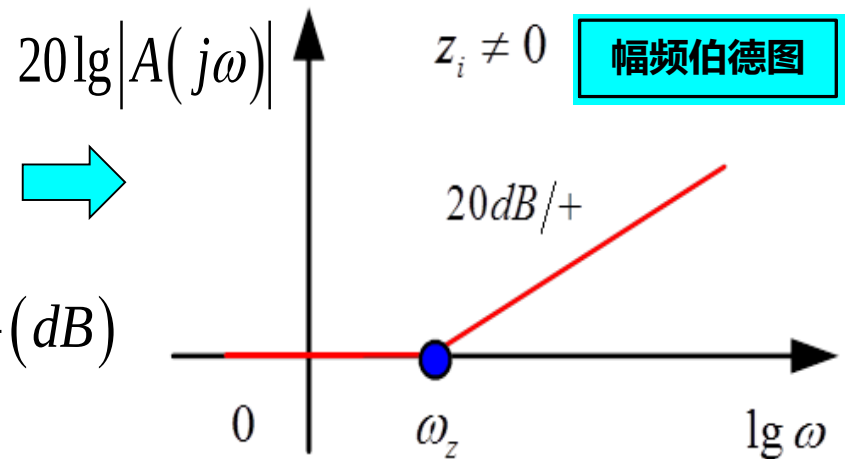
(4) 单项实数零点 $z_i \neq 0$ - 幅频响应

零点转折频率定义: $\omega_z = |z_i| \begin{cases} z_i > 0 \\ z_i < 0 \end{cases}$

$$\Rightarrow 20\lg|A(j\omega)| = 20\lg\left|1 - \frac{j\omega}{z_i}\right| = 20\lg\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{z_i}\right)^2} = 20\lg\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_z}\right)^2}$$

折线近似 $\Rightarrow$

$$\begin{cases} \omega \ll \omega_z, 20\lg\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_z}\right)^2} \approx 0\text{dB} \\ \omega \gg \omega_z, 20\lg\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_z}\right)^2} = 20\lg\frac{\omega}{\omega_z}(\text{dB}) \end{cases}$$



最大误差位置? 存在3dB误差!

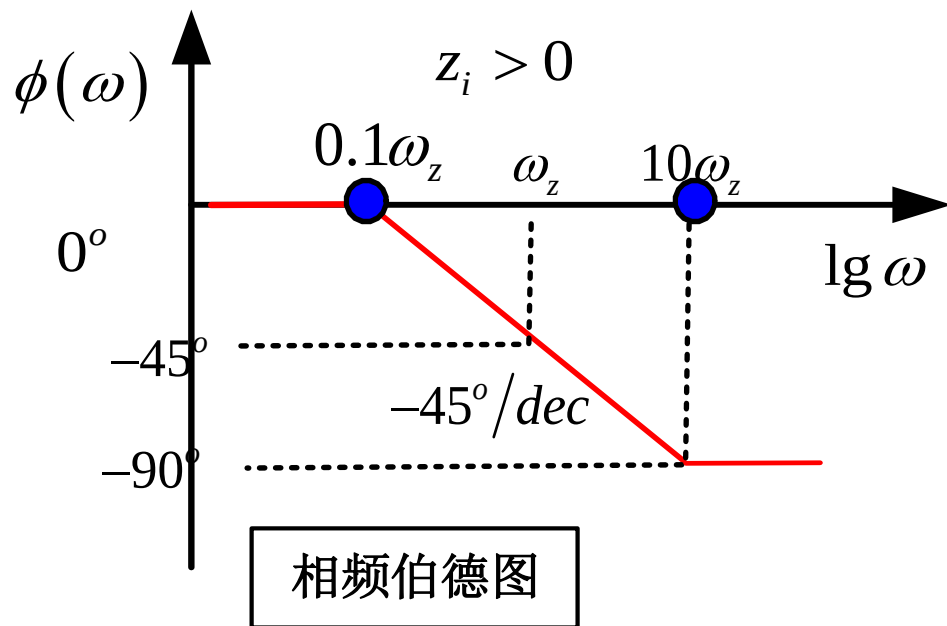




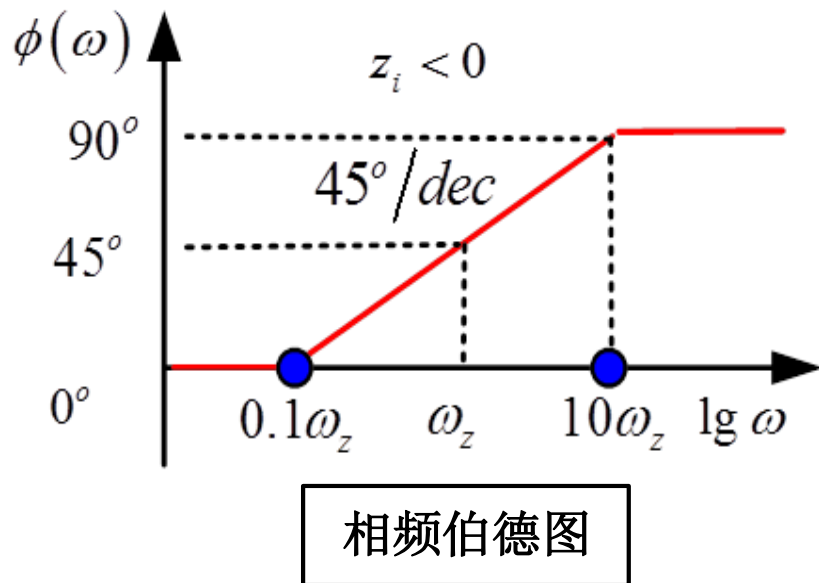
(4) 单项实数零点 $z_i \neq 0$ - 相频响应

$$\Rightarrow A(j\omega) = 1 - \frac{j\omega}{z_i} \Rightarrow \phi(\omega) = \arctan \frac{-\omega}{z_i} \Rightarrow \text{附加相位贡献取决于 } z_i \text{ 正负}$$

$$\omega_z = z_i, z_i > 0$$



$$\omega_z = -z_i, z_i < 0$$



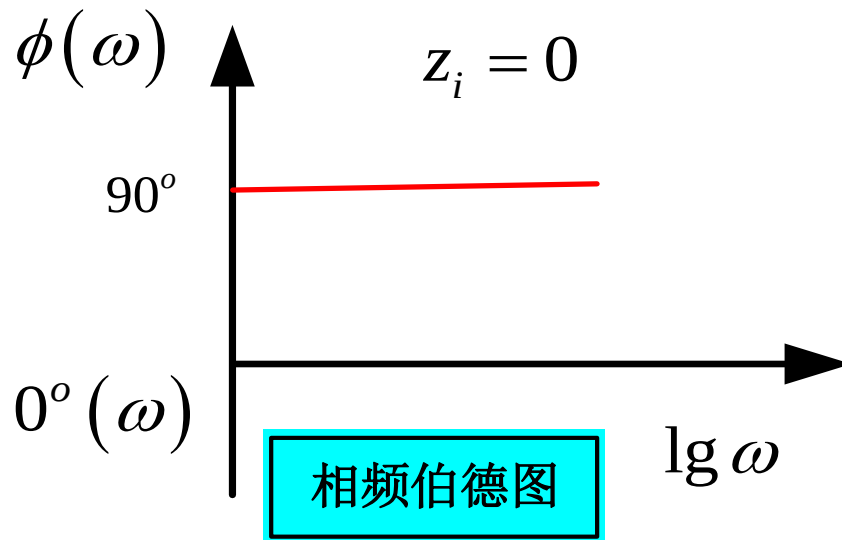
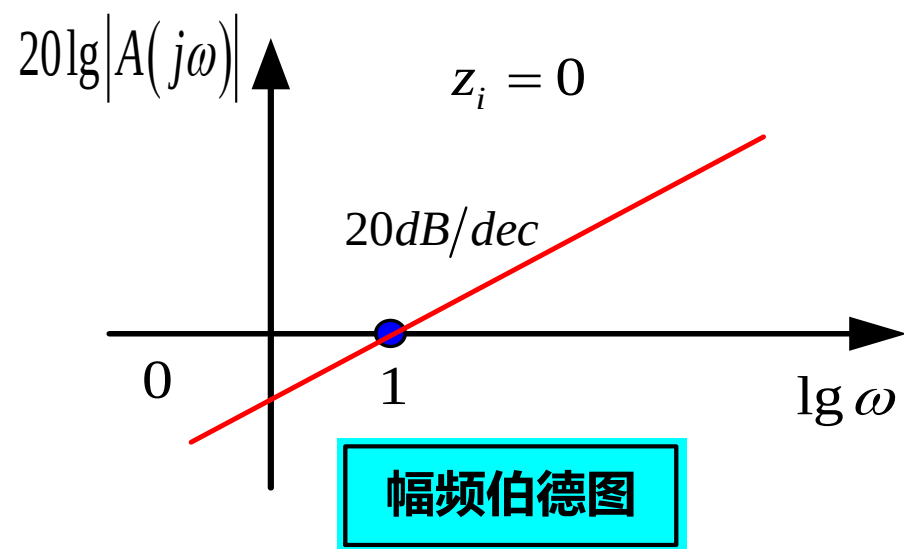


(4) 单项实数零点 $z_i = 0$

$$|A(j\omega)| = S|_{s=j\omega} = j\omega = \omega e^{j90^\circ} \quad (\omega > 0)$$

$$20\lg|A(j\omega)| \Rightarrow 20\lg|j\omega| = 20\lg\omega$$

$$s \Rightarrow \phi(\omega) = 90^\circ$$



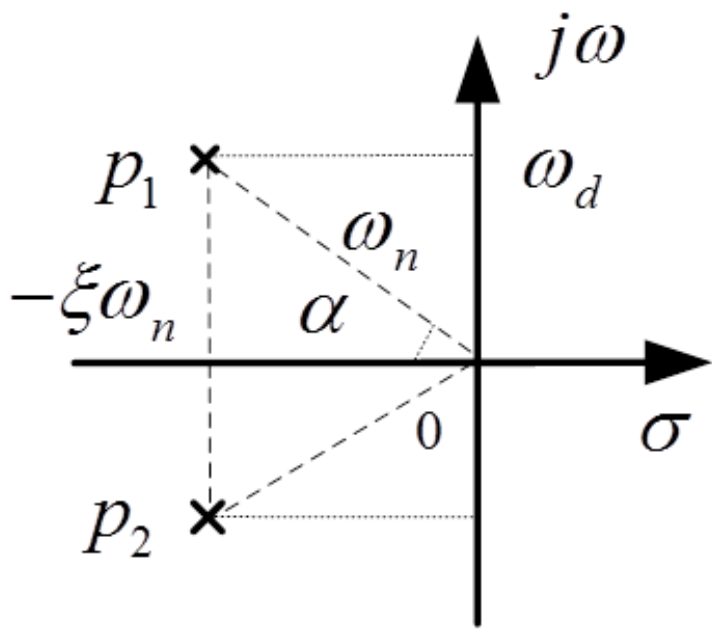


(5) 单项复共轭极点对 一幅频响应

■ 共轭极点对: $p_1, p_2 = -a \pm jb$ a, b 为正值

■ 另一种描述参数:

无阻尼自然频率



转折角频率: $\omega_n = \sqrt{a^2 + b^2}$

阻尼系数: $\xi = \cos \alpha = \frac{a}{\omega_n}$ $\xi \in (0, 1)$

则: $p_1, p_2 = -\xi\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\xi^2}$





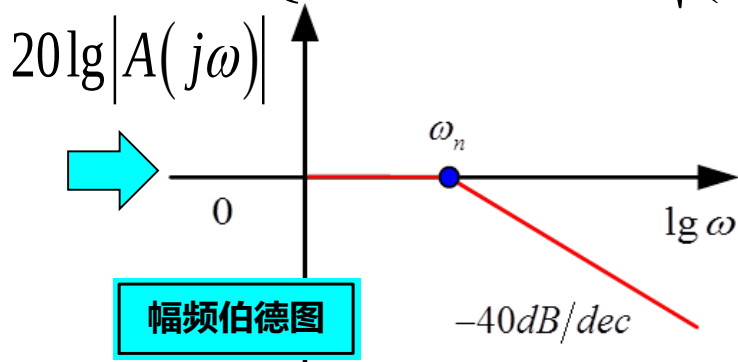
(5) 单项复共轭极点对一幅频响应

$$\left(1 - \frac{j\omega}{p}\right) \left(1 - \frac{j\omega}{p^*}\right) = 1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2} + j \frac{2\xi\omega}{\omega_n}$$

$$\longrightarrow -20 \lg \left| \left(1 - \frac{j\omega}{p}\right) \left(1 - \frac{j\omega}{p^*}\right) \right| = -20 \lg \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)^2 + \left(\frac{2\xi\omega}{\omega_n}\right)^2}$$

折线近似 $\longrightarrow$

$$= \begin{cases} \omega \ll \omega_n, & -20 \lg \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)^2 + \left(\frac{2\xi\omega}{\omega_n}\right)^2} \approx 0 \text{dB} \\ \omega \gg \omega_n, & -20 \lg \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)^2 + \left(\frac{2\xi\omega}{\omega_n}\right)^2} \approx -40 \lg \frac{\omega}{\omega_n} (\text{dB}) \end{cases}$$



问题：为什么斜率是-40dB/dec ?

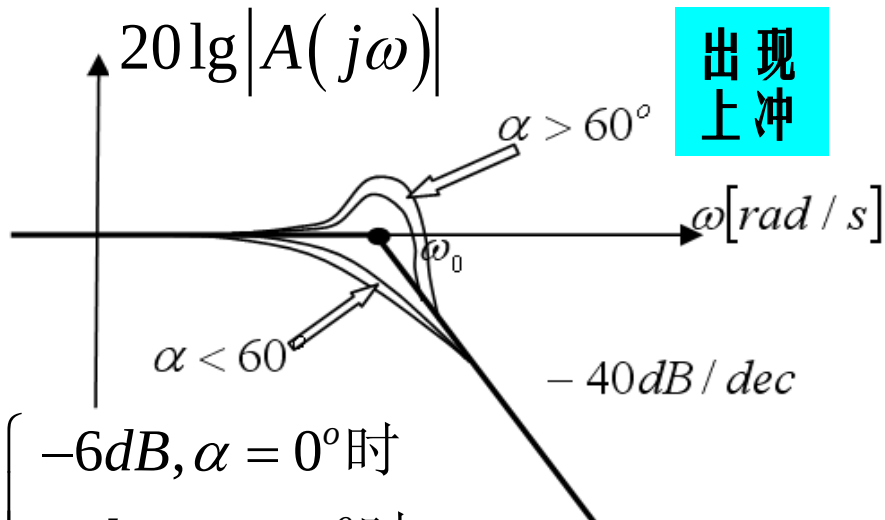
- $\longrightarrow$
- 两个极点的贡献；
 - 折线与阻尼系数 ξ 无关。





(5) 单项复共轭极点——误差分析

- 转折点 ω_n 处误差最大；
- 该点误差与阻尼系数有关

$$\begin{aligned} & -20\lg \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)^2 + \left(\frac{2\xi\omega}{\omega_n}\right)^2} \Big|_{\omega = \omega_n} \\ & = -20\lg 2\xi = -6\text{dB} - 20\lg \xi = \Delta = \begin{cases} -6\text{dB}, \alpha = 0^\circ \text{时} \\ -3\text{dB}, \alpha = 45^\circ \text{时} \\ 0\text{dB}, \alpha = 60^\circ \text{时} \\ 8\text{dB}, \alpha = 78^\circ \text{时} \end{cases} \end{aligned}$$


- ➔ $\alpha = 60^\circ$ 时, $\xi = 1/2$, $-20\lg \xi = 6\text{dB}$, 误差 $\Delta = 0$;
- $\alpha > 60^\circ$ 越大, $\xi < 1/2$ 越小, 误差 Δ 为正值, 上冲+不稳定;
- $\alpha = 45^\circ$ 时, $\xi = 1/\sqrt{2}$; 转折频率 ω_n 恰为截止频率 $\omega_{3\text{dB}}$;
- $\alpha < 45^\circ$ 越小, $\xi > 1/\sqrt{2}$ 越大, 误差 Δ 负值, 通带变窄;

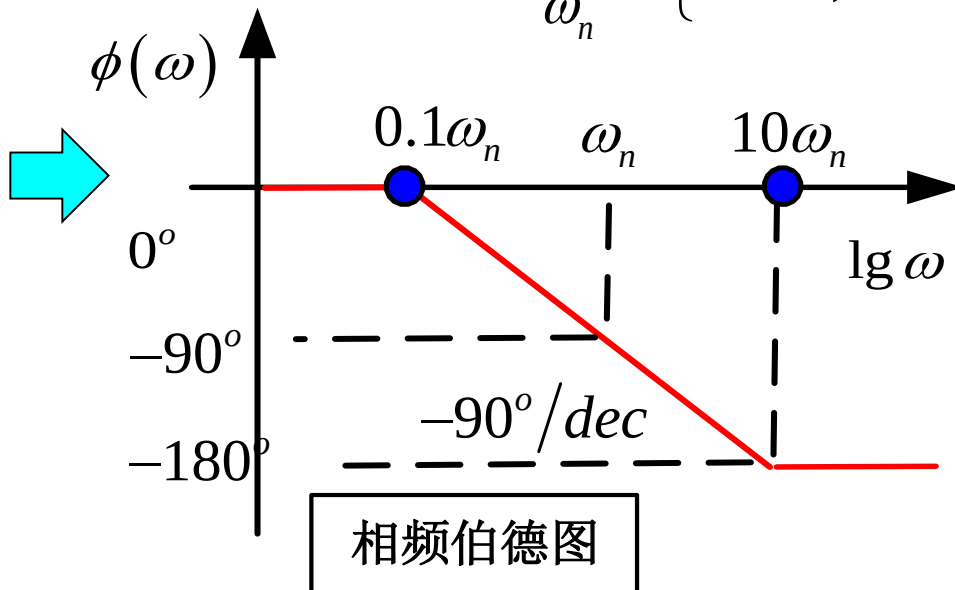




(5) 单项复共轭极点对-相频响应

$$\left(1 - \frac{j\omega}{p}\right) \left(1 - \frac{j\omega}{p^*}\right) = 1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2} + j \frac{2\xi\omega}{\omega_n}$$

$$\Rightarrow \phi(\omega) = -\arctan \frac{2\xi \frac{\omega}{\omega_n}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}} = \begin{cases} 0^\circ, & \omega \ll 0.1\omega_n \\ -90^\circ, & \omega = \omega_n \\ -180^\circ, & \omega \gg 10\omega_n \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} -90^\circ \lg \frac{\omega}{0.1\omega_n} \\ \omega \in (0.1\omega_n, 10\omega_n) \end{cases}$$



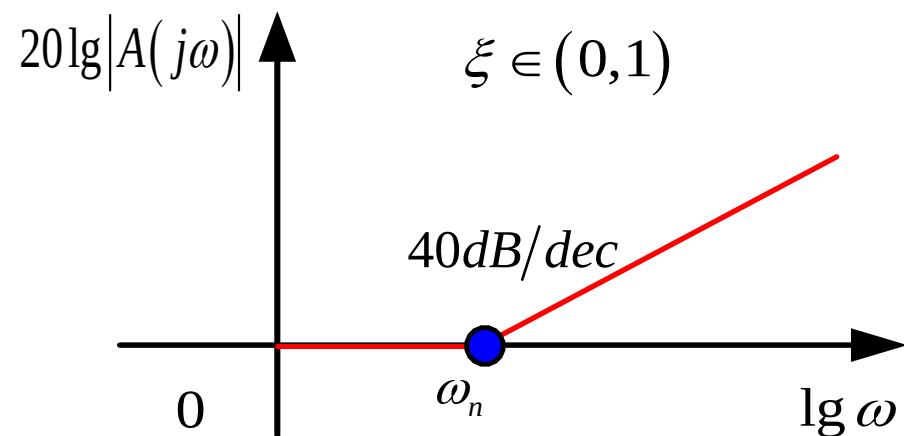
- 两个极点的贡献；
- 折线与阻尼系数 ξ 无关。



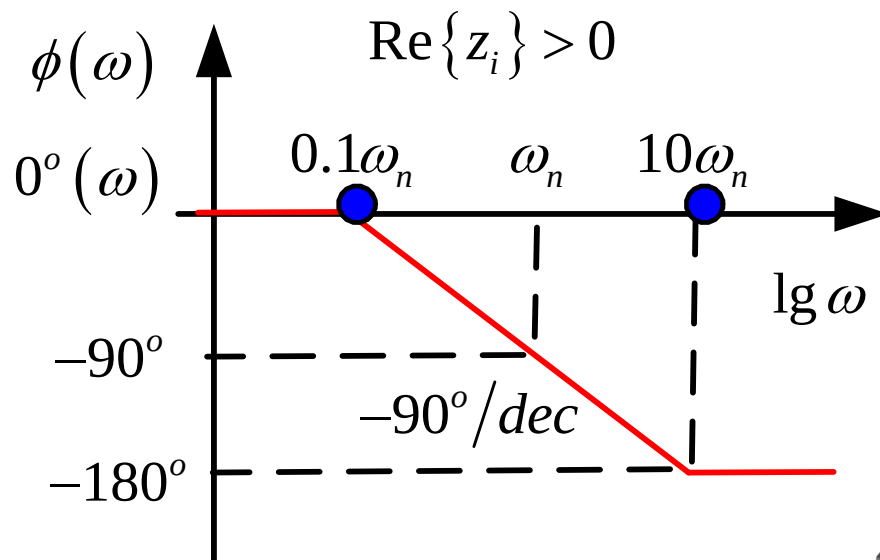
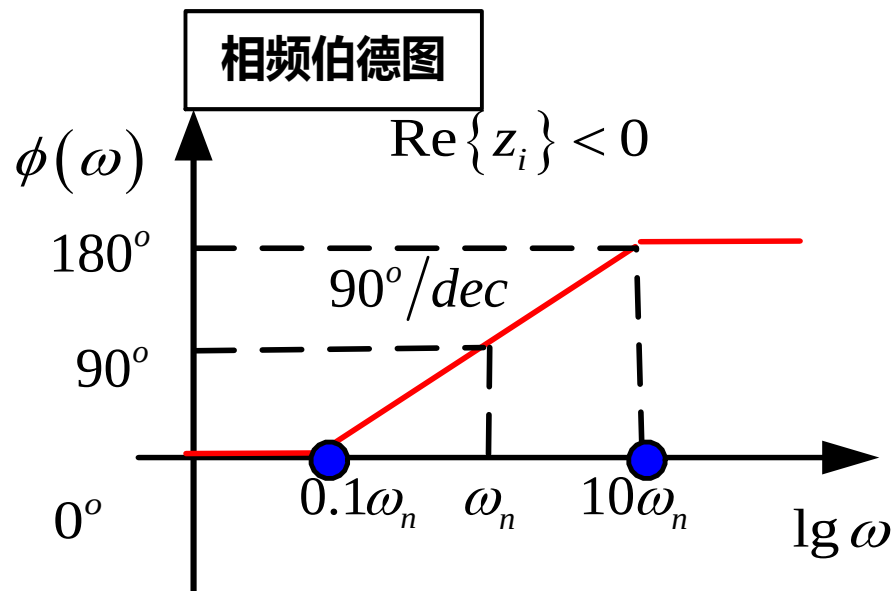


(6) 单项复共轭零点对一幅频响应

幅频伯德图



相频伯德图





(7) 伯德图归纳

■ *Bode*伯德图：大频率范围、近似折线化系统频响作图方法；

与零极点
直接关联

1. 对数坐标系： $[10\lg \omega, 20\lg |A(j\omega)|]$
2. 原理：由常数项、零点、极点**单项折线**的线性叠加；
3. 折线斜率：(1)幅频：“**零正极点负**”（ $20\text{dB}/\text{dec}$ ）；
(2)相频：“**零正极点负**”（ $45^\circ/\text{dec}$ ）；
 仅正零点 $z_j \Rightarrow$ **负斜率**（ $-45^\circ/\text{dec}$ ）；
(3) n 阶**相同零极点**，斜率 **n 倍**，转折点不变；
4. **重点标明**：转折点坐标（**仍标角频率 ω** ）+折线斜率；
5. 关注误差：转折点 $\Rightarrow$ 幅度： **3dB 误差**
 相位： $\Delta\varphi \leq 5.7^\circ$
6. **终极目标**—估算系统**带通参数**： $A_0, \omega_{3\text{dB}}, \omega_l, \omega_h, B$

28





(7)完整伯德图实例1

已知 $A(j\omega) = \frac{10^6 (j\omega + 2)}{(j\omega + 10)[(j\omega)^2 + 10^2 j\omega + 10^4]}$ ，画出幅频响应

伯德图，确定通带特性，求出频率响应参数。

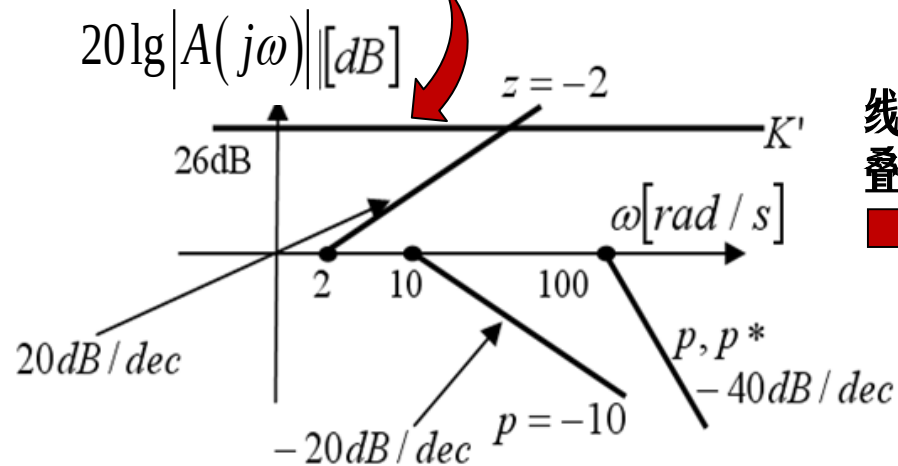
■ 标准形式处理，分析单项参数：

$$A(j\omega) = \frac{10^6 \times 2 \left(1 + \frac{j\omega}{2}\right)}{10 \left(1 + \frac{j\omega}{10}\right) \times 10^4 \times \left(1 + \frac{1}{10^2} j\omega + \frac{(j\omega)^2}{10^4}\right)}$$
$$= 20 \frac{\left(1 + \frac{j\omega}{2}\right)}{\left(1 + \frac{j\omega}{10}\right) \left(1 + \frac{1}{10^2} j\omega + \frac{(j\omega)^2}{10^4}\right)}$$
$$\left\{ \begin{array}{l} \text{常数项 } K': 26 \\ \text{一个零点: } -2 \\ \text{三个极点: } -10, -\frac{10^2}{2} \pm j \frac{\sqrt{3}}{2} \times 10^2 \\ \Rightarrow \omega_n = 10^2 \text{ rad/s} \end{array} \right.$$

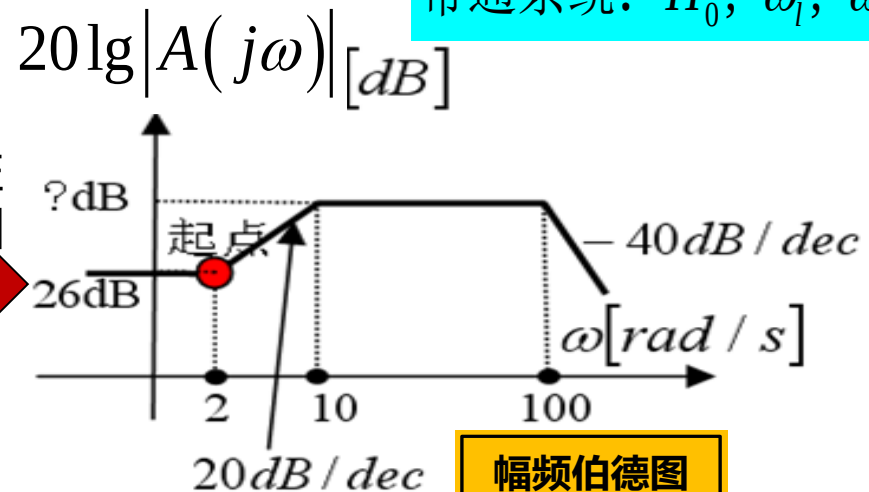


(7) 实例1

$$\Rightarrow \begin{cases} \text{常数 } K': 20 \\ \text{零点: } -2 \\ \text{极点: } -10, -\frac{10^2}{2} \pm j\frac{\sqrt{3}}{2} \times 10^2 \\ \Rightarrow \omega_n = 10^2 \text{ rad/s} \end{cases}$$



线性叠加



幅频伯德图

■ 由伯德图求 H_0 : $20\lg A_0 = 26 + 20\lg \frac{10}{2} = 40(\text{dB}) \Rightarrow A_0 = 100$

■ 下限截止频率 ω_l : 伯德图方法1: 主极点决定: $10 \gg 2 \Rightarrow \omega_l = 10 \text{ rad/s}$

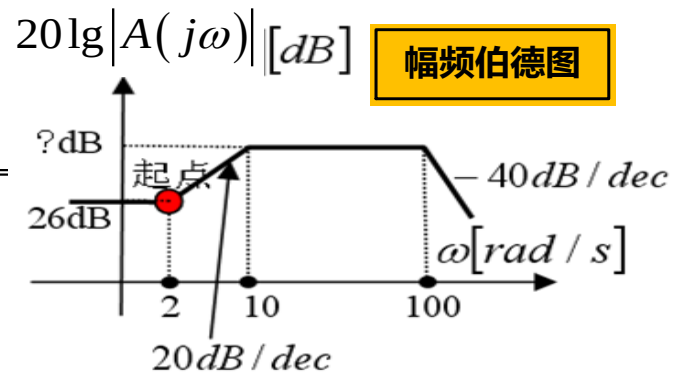
公式法2: $A(j\omega) = \frac{10^6(j\omega+2)}{(j\omega+10)[(j\omega)^2+10^2j\omega+10^4]}$ 由 $j\omega \ll 10^2 \Rightarrow \frac{10^6}{(j\omega)^2+10^2j\omega+10^4} \approx 10^2$

$\Rightarrow A(s) = 10^2 \cdot \frac{j\omega+2}{j\omega+10}$ $|A(j\omega_l)| = \frac{A_0}{\sqrt{2}} \Rightarrow \omega_l = 9.59 \text{ rad/s}$





(7) 实例1



■ 求上限截止频率 ω_h :

$$\alpha = 60^\circ, \xi = 0.5 \Rightarrow \omega_h \neq \omega_n, \quad \text{if} \left(\xi = \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \Rightarrow \omega_h = 100 \text{ rad/s}$$

由公式法:

$$A(j\omega) = \frac{10^6 (j\omega + 2)}{(j\omega + 10)[(j\omega)^2 + 10^2 j\omega + 10^4]}$$

$$j\omega \gg 10 \Rightarrow \frac{j\omega + 2}{j\omega + 10} \approx 1 \Rightarrow A(s) = \frac{10^6}{(j\omega)^2 + 10^2 j\omega + 10^4}$$

$$|A(j\omega_h)| = \frac{A_0}{\sqrt{2}} \Rightarrow \omega_h = 1.27 \times 10^2 \text{ rad/s}$$

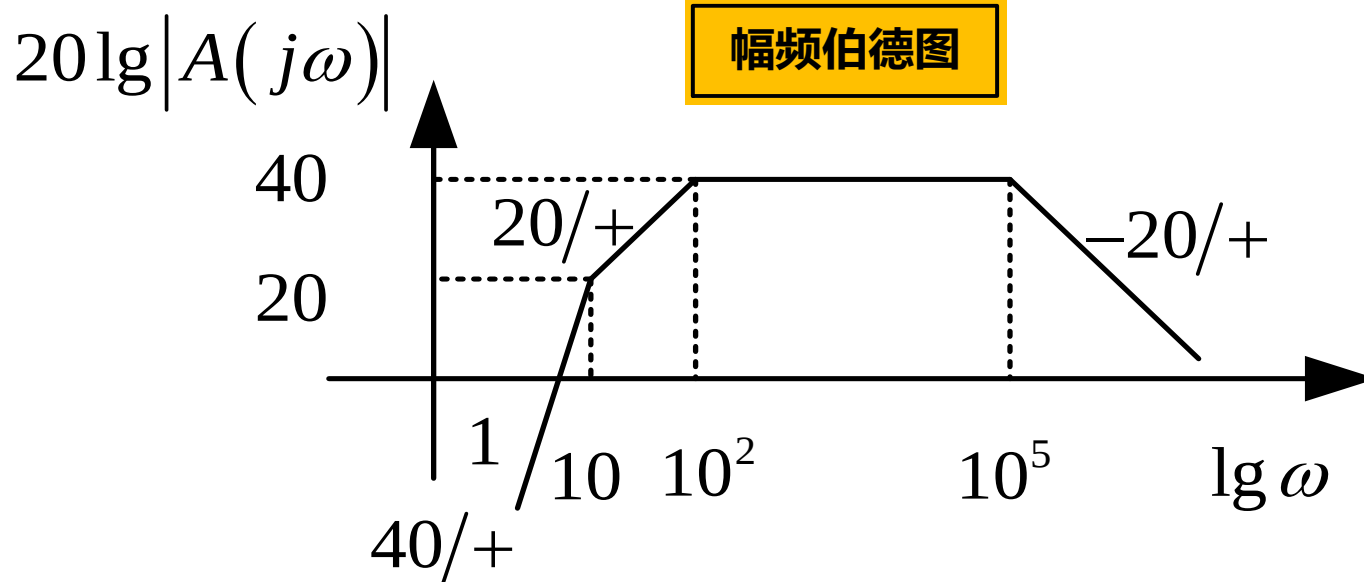
➡ 3dB上限截止频率 ω_h 与转折频率 ω_n 并不相同!





例2：根据系统伯德图求传递函数

已知某放大器传递函数的幅频响应伯德图，试写出其传递函数表达式。



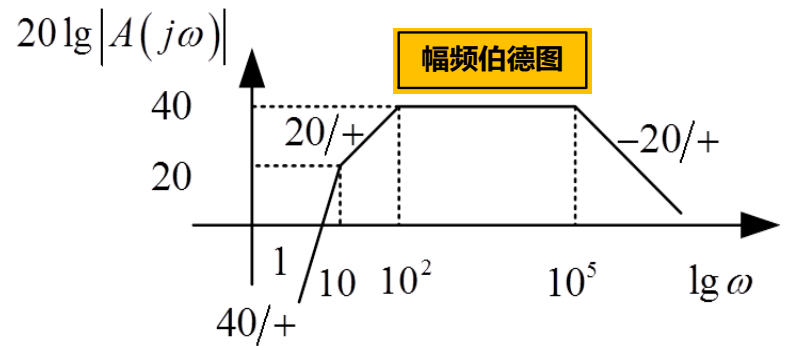


例2：根据系统伯德图求传递函数

解：分析可知，该系统含有

1个二阶零点：0

3个负实极点：-10，-100，-10⁵。



$$A(j\omega) = K \frac{(j\omega)^2}{(j\omega + 10)(j\omega + 10^2)(j\omega + 10^5)} = K' \frac{(j\omega)^2}{\left(1 + \frac{j\omega}{10}\right)\left(1 + \frac{j\omega}{10^2}\right)\left(1 + \frac{j\omega}{10^5}\right)}$$

求K'：

$$A_0 \Big|_{\omega=10^2} = 20\lg|K'| + 40\lg\frac{10^2}{1} - 20\lg\frac{10^2}{10} = 20\lg|K'| + 80 - 20 = 40\text{dB} \Rightarrow K' = \pm\frac{1}{10}$$

求K：取 $10^2 \ll \omega \ll 10^5$

$$A(j\omega) = K \frac{(j\omega)^2}{(j\omega + 10)(j\omega + 10^2)(j\omega + 10^5)} \approx K \frac{(j\omega)^2}{(j\omega)(j\omega)(10^5)} = \frac{K}{10^5}$$

$$20\lg|A(j\omega_0)| = 20\lg\frac{|K|}{10^5} = 40 \quad K = \pm 10^7 \Rightarrow A(j\omega) = \frac{\pm 10^7 \cdot (j\omega)^2}{(j\omega + 10)(j\omega + 10^2)(j\omega + 10^5)}$$

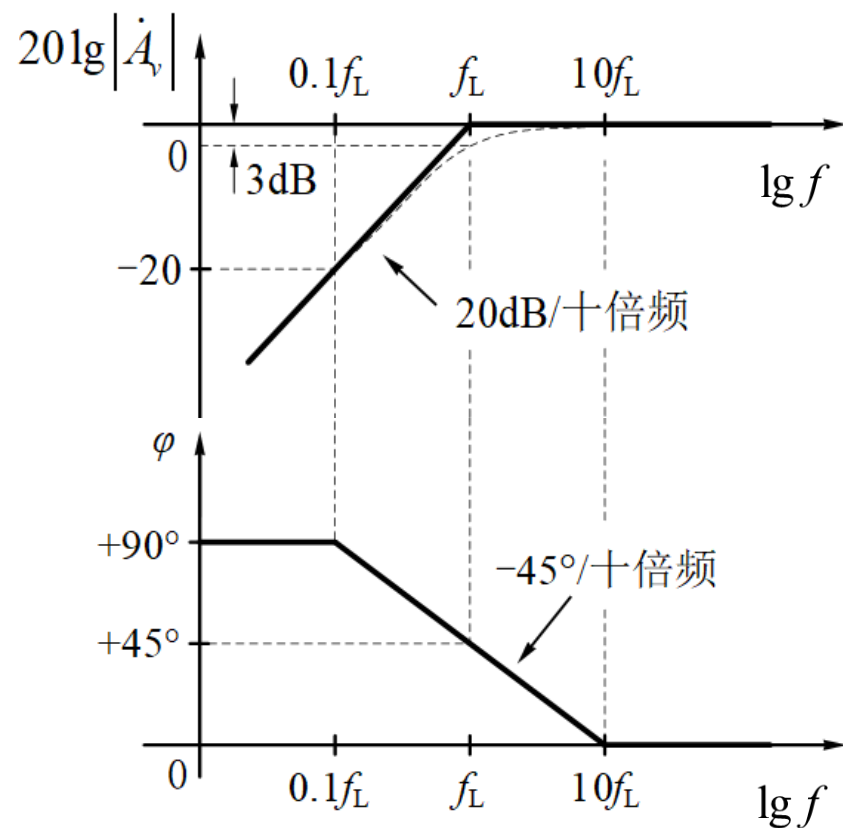




4.1.4 RC 高、低通电路波特图

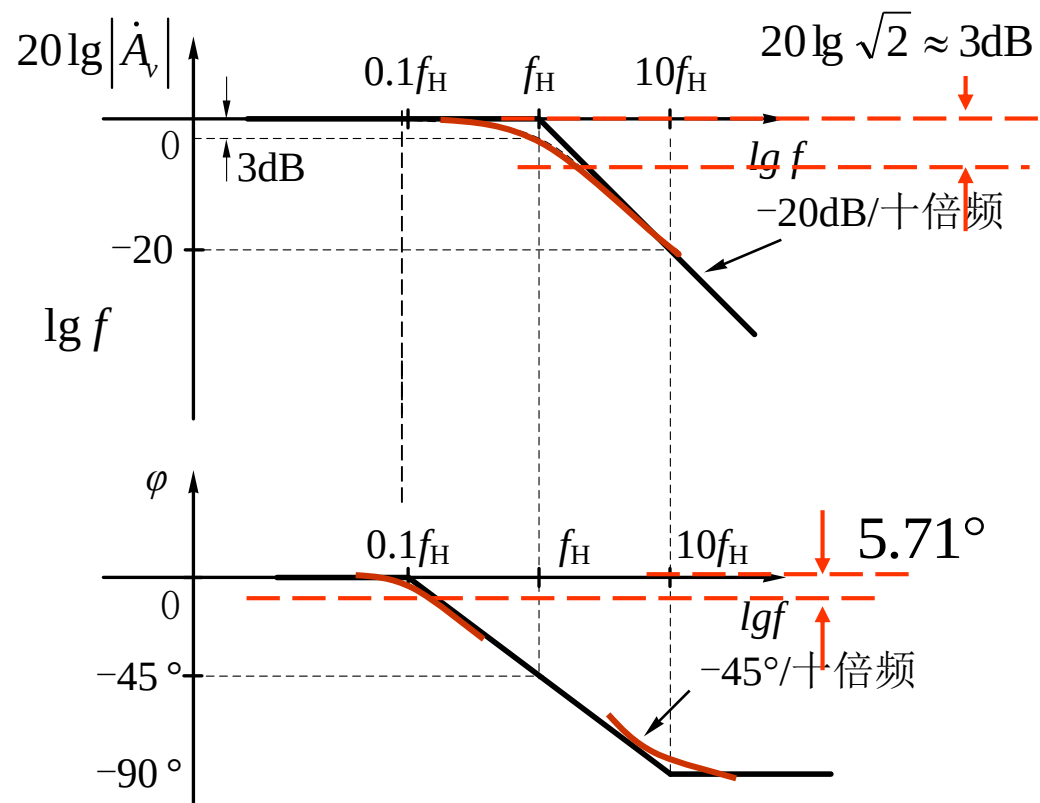
(1) RC 高通电路波特图

$$\dot{A}_u = \frac{1}{1 + \frac{\omega_L}{j\omega}} = \frac{1}{1 + \frac{f_L}{jf}}$$



(2) RC 低通电路波特图

$$\dot{A}_u = \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H}} = \frac{1}{1 + \frac{jf}{f_H}}$$





4.2 晶体管的高频等效电路

4.2.1 晶体管混合 π 模型

4.2.2 晶体管电流放大倍数的频率响应

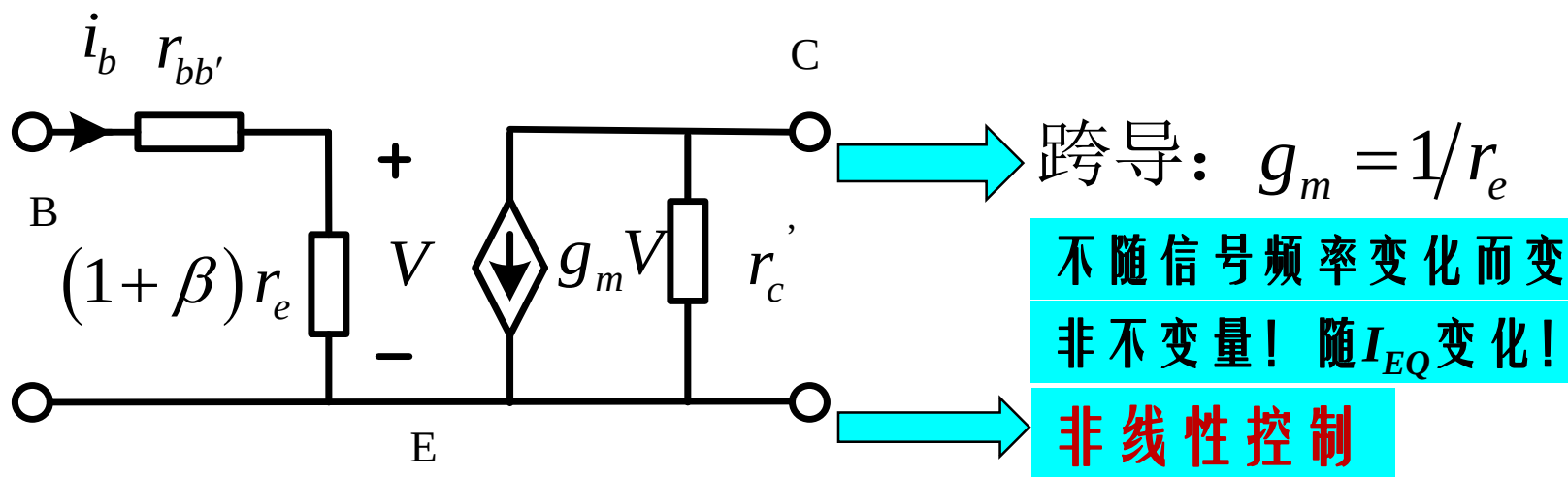
4.2.3 晶体管的频率参数





4.2.1 另一种结构 h 参数模型

■ 用发射结电压 V 控制集电极电流



- 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；

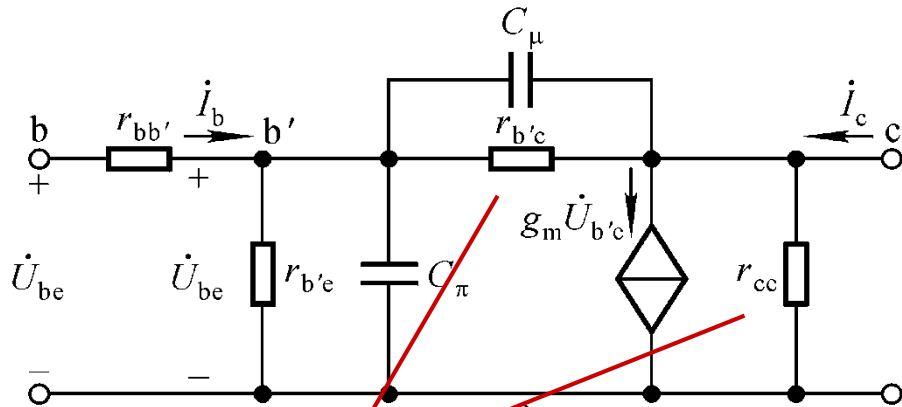
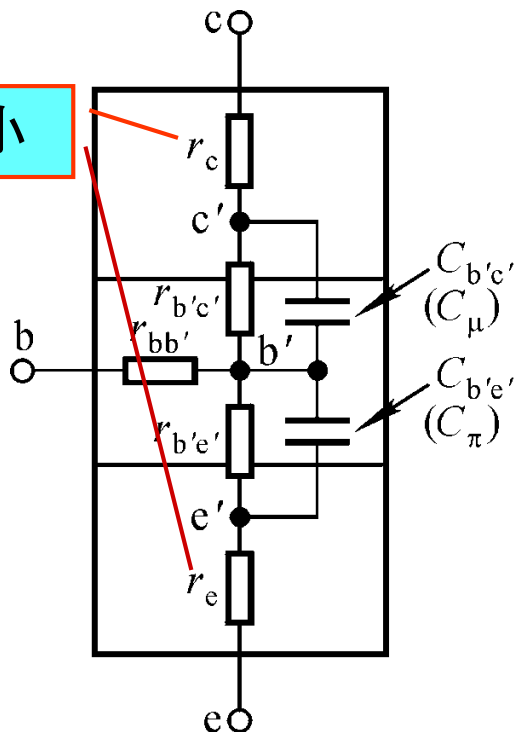




4.2.1 高频小信号混合 π 模型

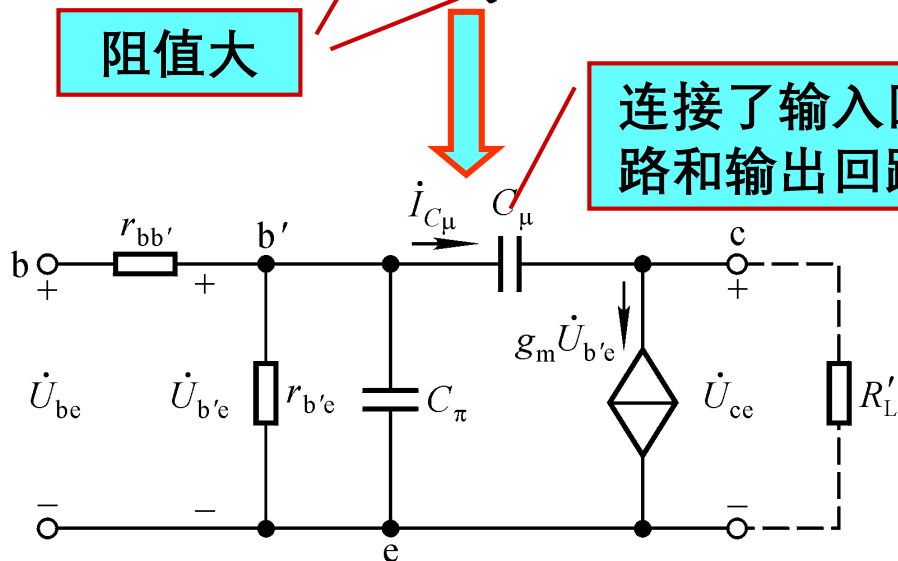
1. 模型的建立：由结构而建立，形状像 Π ，参数量纲各不相同。

阻值小



阻值大

连接了输入回路和输出回路



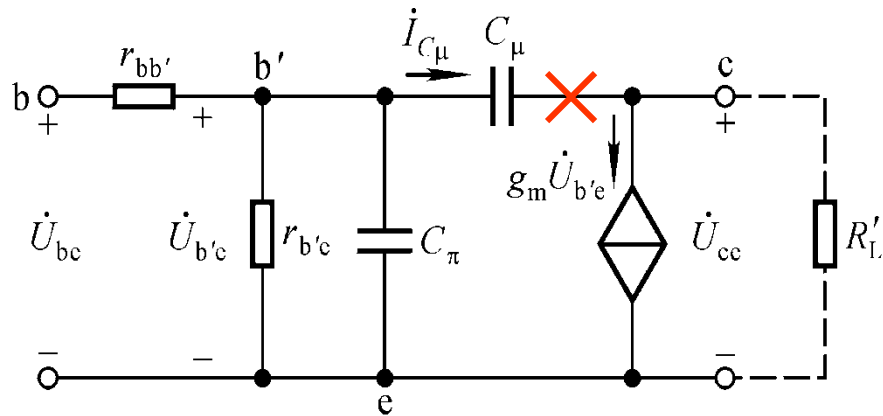
g_m 为跨导，它不随信号频率的变化而变。

晶体管混合 π 形模型





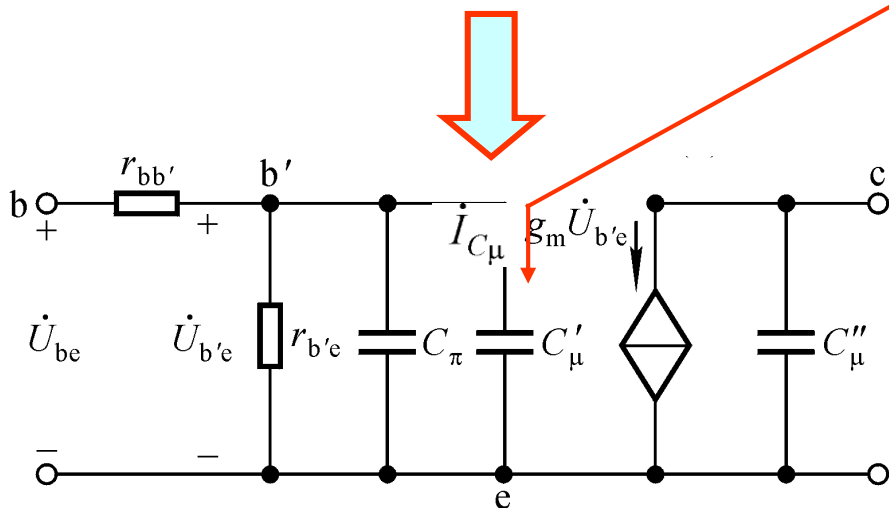
4.2.1 高频混合 π 模型的单向化



$$\dot{I}_{C\mu} = \frac{\dot{U}_{b'e} - \dot{U}_{ce}}{X_{C\mu}} = (1-k) \frac{\dot{U}_{b'e}}{X_{C\mu}}$$

$$k \approx -g_m R_L'$$

等效变换后电流不变



$$X_{C'\mu} = \frac{\dot{U}_{b'e}}{\dot{I}_{C\mu}} \approx \frac{X_{C\mu}}{1 + g_m R_L'}$$

$$C'_\mu \approx (1 + g_m R_L') C_\mu$$

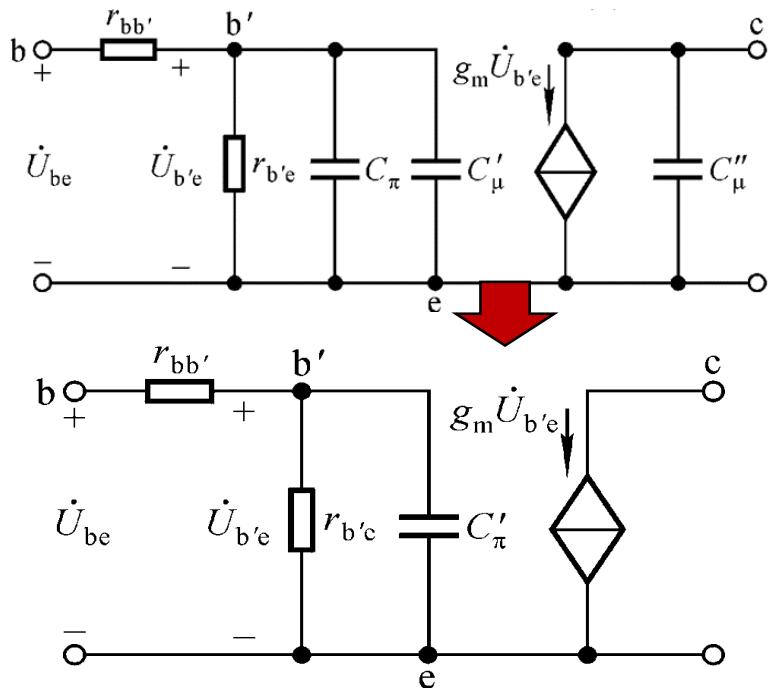
$$\text{同理可得, } C''_\mu \approx \frac{k-1}{k} \cdot C_\mu$$





4.2.1 高频混合 π 模型的单向化

■ 晶体管简化的高频等效电路



$$\beta_0 \dot{I}_b = g_m \dot{U}_{b'e} = g_m \dot{I}_b r_{b'e}$$
$$g_m = \frac{\beta_0}{r_{b'e}} \approx \frac{I_{EQ}}{U_T}$$

为什么不考虑 C_μ'' ? $C_\mu'' \approx C_\mu$
如何得到模型中的参数?

$r_{bb'}$ 、 C_μ 可从手册查得

$$r_{b'e} = (1 + \beta_0) \frac{U_T}{I_{EQ}}$$

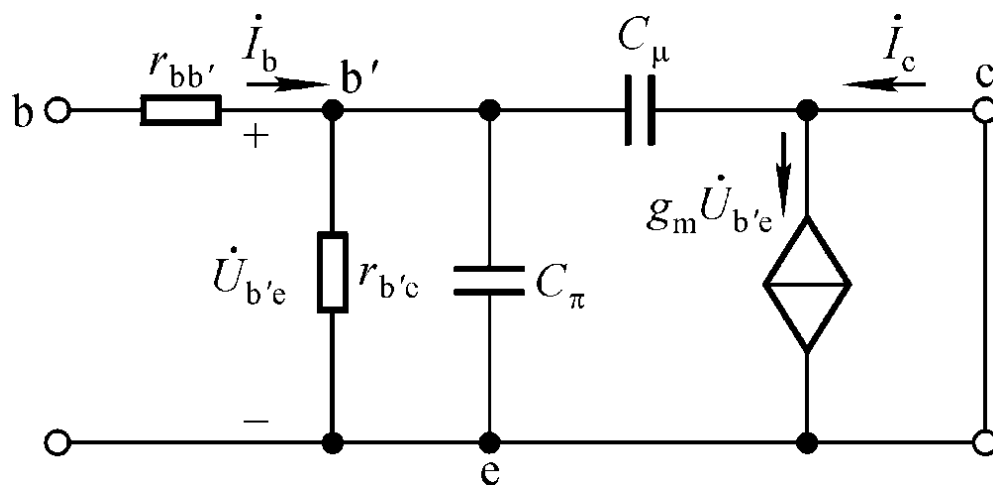
$$C_\pi' = C_\pi + C_\mu'$$





4.2.2 晶体管电流放大倍数的频率响应

■ β 的频率响应



$$\dot{\beta} = \frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_b} \Big|_{U_{CE}}$$

$$\begin{aligned} \dot{\beta} &= \frac{g_m \dot{U}_{b'e}}{\dot{U}_{b'e} \left[\frac{1}{r_{b'e}} + j\omega (C_{\pi} + C_{\mu}) \right]} \\ &= \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_{\beta}}} \\ f_{\beta} &= \frac{1}{2\pi r_{b'e} (C_{\pi} + C_{\mu})} \end{aligned}$$

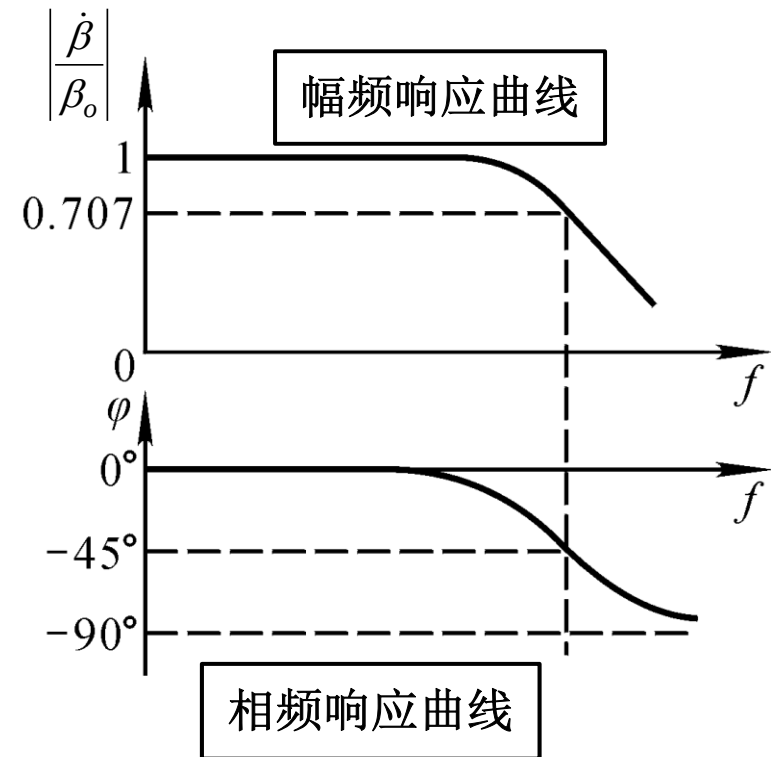




4.2.2 晶体管电流放大倍数的频率响应

■ β 的频率响应

$$\dot{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} \Rightarrow \begin{cases} |\dot{\beta}| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}} \\ \varphi = -\operatorname{tg}^{-1} \frac{f}{f_\beta} \end{cases}$$





4.2.3 晶体管的频率参数

■ β 的频率响应参数

定义：

f_T : 特征频率, $|\beta|$ 下降到1时的频率, $f_T \approx \beta_0 f_\beta$

f_β : 共发截止频率

f_α : 共基截止频率, $f_\alpha \approx \beta_0 f_\beta \approx f_T$

$$\dot{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}}$$

$$\dot{\alpha} = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_\alpha}}$$

$$\dot{\alpha} = \frac{\dot{\beta}}{1 + \dot{\beta}}$$





§ 4.3 场效应管的高频等效模型

■ 场效应管的高频等效模型

- 加入三个极间电容，pF量级
- 进行单向化近似

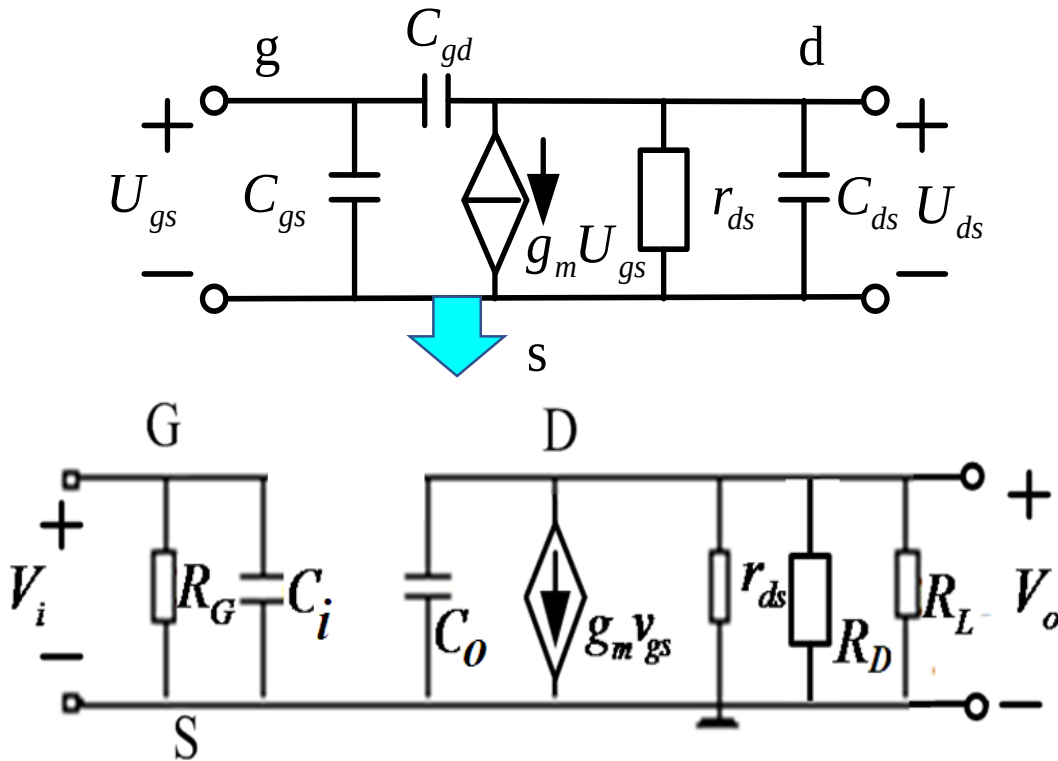
$$k = -g_m (R_L' \parallel r_{ds}) < 0$$

$$C' = (1 + g_m R_L' \parallel r_{ds}) C_{gd}$$

$$C'' = \left(1 + \frac{1}{g_m (R_L' \parallel r_{ds})}\right) C_{gd}$$

$$C_i = C' + C_{gs}$$

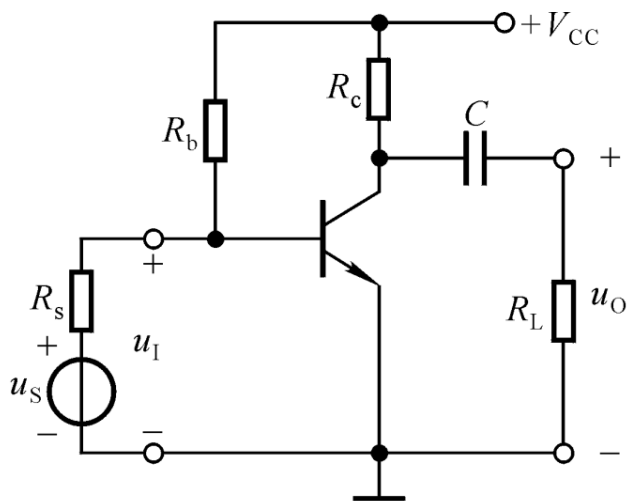
$$C_o = C'' + C_{ds}$$



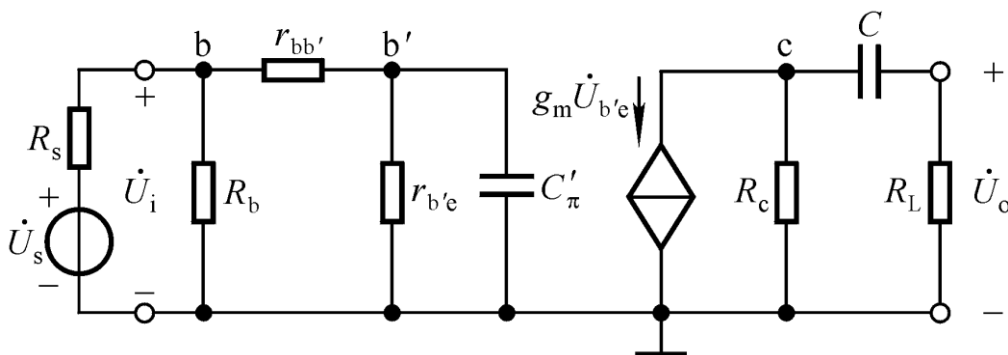


§ 4.4 单管放大电路的频率响应

■ 单管共射放大电路的频率响应



适用于信号频率从 $0 \sim \infty$ 的交流等效电路



中频段： C 短路， C'_π 开路。

低频段：考虑 C 的影响， C'_π 开路。

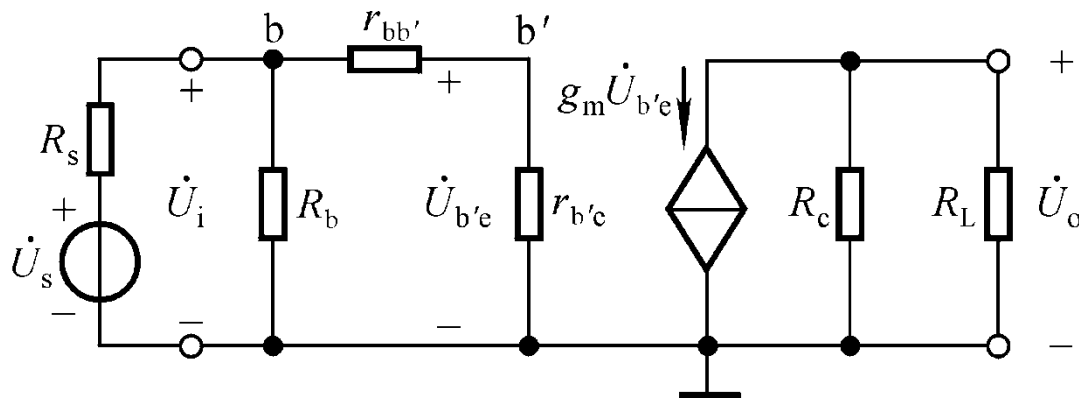
高频段：考虑 C'_π 的影响， C 短路。





§ 4.4 单管放大电路的频率响应

■ 中频源电压放大倍数：C 短路， C_{π}' 开路。



$$\begin{aligned}\dot{A}_{usm} &= \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} \\ &= \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s} \cdot \frac{\dot{U}_{b'e}}{\dot{U}_i} \cdot \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{b'e}}\end{aligned}$$

带负载时：

$$\dot{A}_{usm} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot [-g_m (R_c // R_L)]$$

空载时：

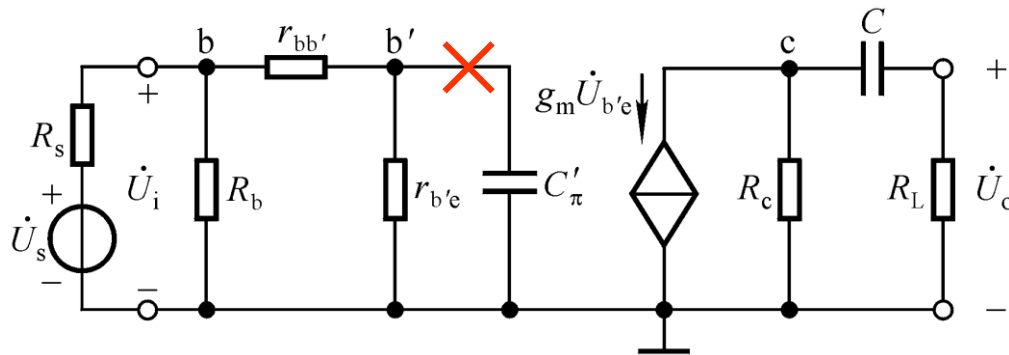
$$\dot{A}_{usm0} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot (-g_m R_c)$$





§ 4.4 单管放大电路的频率响应

■ 低频源电压放大倍数：考虑 C 的影响， C'_π 开路



$$\begin{cases} U_o = -g_m U_{b'e} \cdot \frac{R_c}{R_c + \frac{1}{j\omega C} + R_L} \cdot R_L \\ U_{b'e} = U_s \cdot \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{bb'} + r_{b'e}} \end{cases} \Rightarrow A_{usL} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot \frac{-g_m R_c}{R_c + \frac{1}{j\omega C} + R_L} \cdot R_L$$

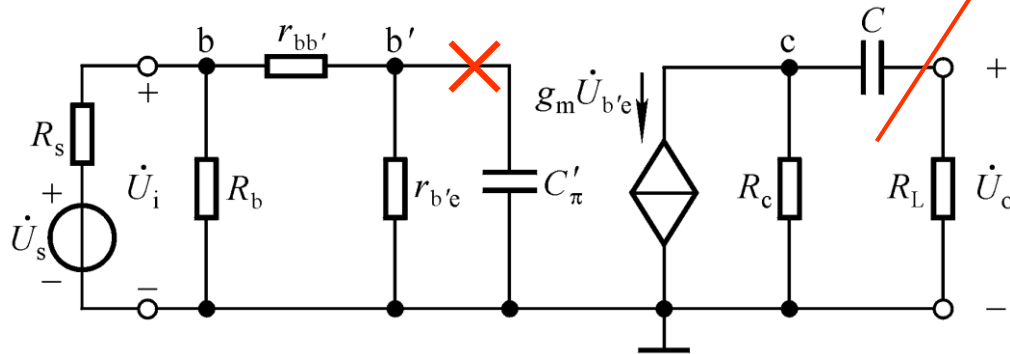
$$A_{usL} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot (-g_m R_c) \cdot \frac{j\omega(R_c + R_L)C}{1 + j\omega(R_c + R_L)C}$$





§ 4.4 单管放大电路的频率响应

■ 低频源电压放大倍数



C所在回路的时间常数?

$$A_{usL} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot (-g_m R_c) \cdot \frac{j\omega(R_c + R_L)C}{1 + j\omega(R_c + R_L)C}$$
$$= \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot (-g_m R_c) \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega(R_c + R_L)C}}$$

$$\omega_L = \frac{1}{(R_c + R_L)C}$$
$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_c + R_L)C}$$





§ 4.4 单管放大电路的频率响应

■ 截止频率与电容所在回路时间常数的关系

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_C + R_L)C} = \frac{1}{2\pi\tau}$$

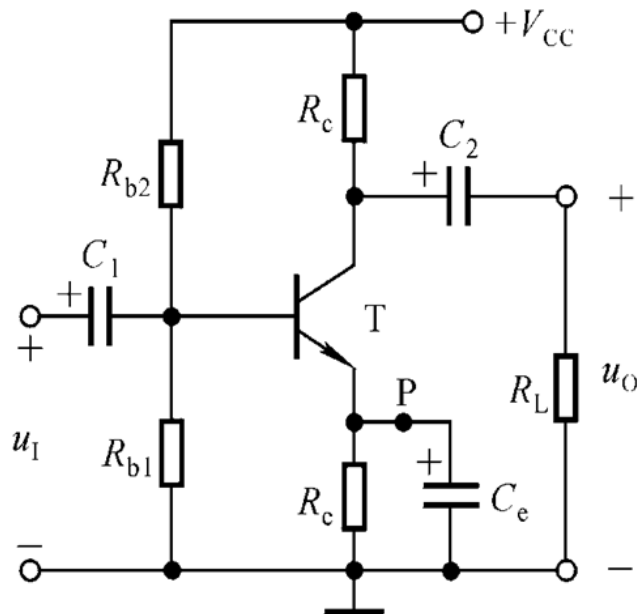
- τ 是决定电路截止频率的电容所在回路的时间常数。
- 求解截止频率，关键是找出决定截止频率的电容，然后找出该电容所在回路的等效电阻，并求出时间常数。





§ 4.4 单管放大电路的频率响应

■ 低频源电压放大倍数



$$\omega_{L1} \approx \frac{1}{r_{be} C_1}$$

$$\omega_{L2} = \frac{1}{(R_C + R_L) C_2}$$

$$\omega_{L3} \approx \frac{1 + \beta_0}{r_{be} C_e}$$

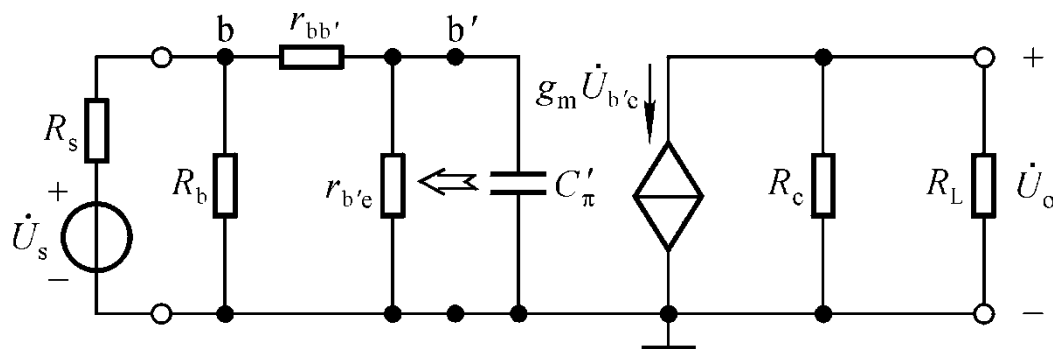
$$\left. \begin{array}{l} \text{设 } C_1 = C_2 = C_E \\ r_{be} \sim R_L + R_C \end{array} \right\} \Rightarrow \omega_{L3} \gg \omega_{L1}, \omega_{L2}, \quad \omega_{L3} \text{ 为主极点}$$



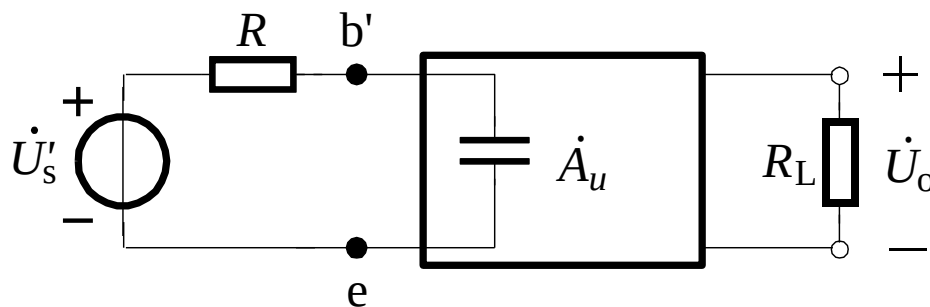


§ 4.4 单管放大电路的频率响应

■ 高频源电压放大倍数：考虑 C'_π 的影响， C 短路。



戴维宁电压源等效



$$\begin{cases} \frac{\dot{U}'_s}{\dot{U}_s} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \\ R = r_{b'e} // (r_{bb'} + R_b // R_s) \end{cases}$$





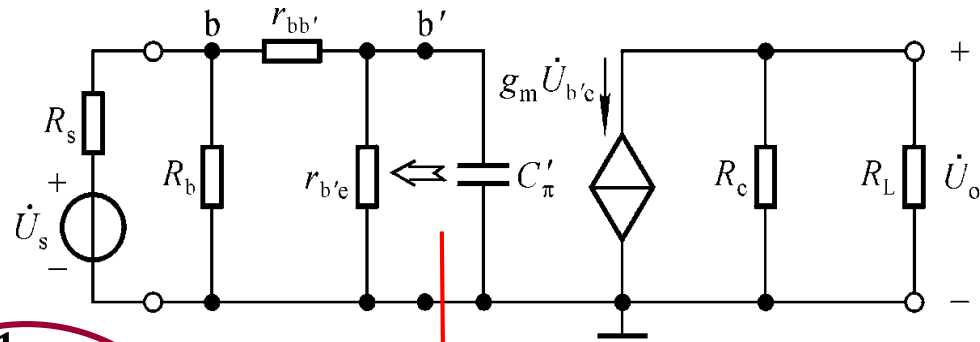
§ 4.4 单管放大电路的频率响应

■ 高频源电压放大倍数

$$\dot{A}_{ush} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_s'}{\dot{U}_s} \cdot \frac{\dot{U}_{C_\pi'}}{\dot{U}_s'} \cdot \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{C_\pi'}}$$

$$= \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C_\pi'}} \cdot (-g_m R_L')$$

$$\dot{A}_{usH} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega RC_\pi'} \cdot (-g_m R_L')$$



$$R = r_{b'e} // (r_{bb'} + R_b // R_s)$$

可直接得出

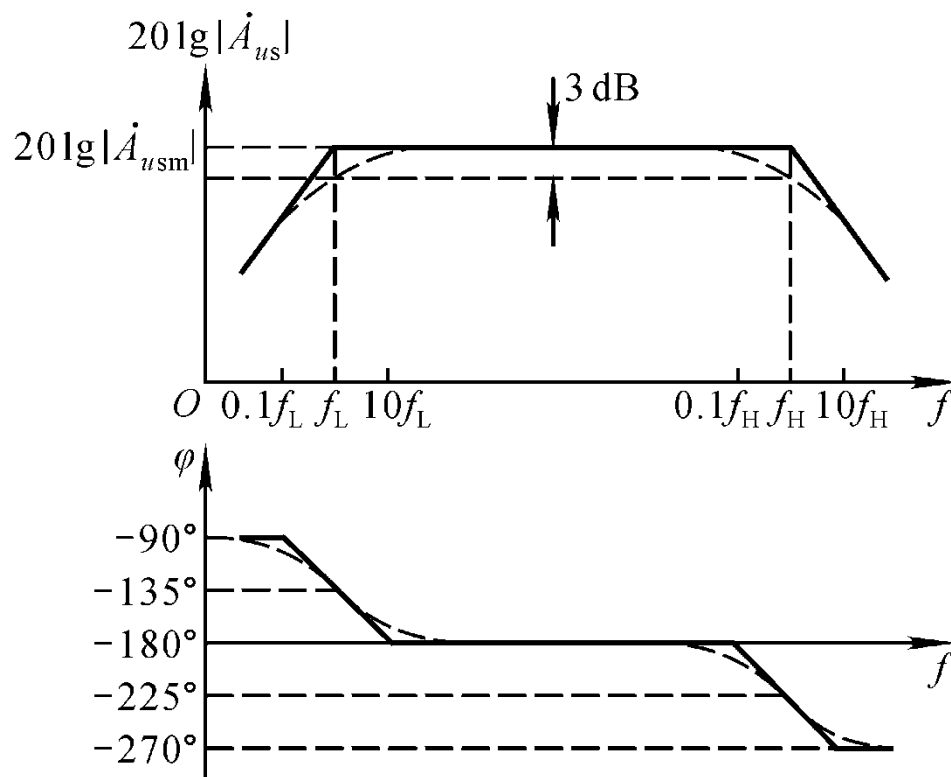
$$f_H = \frac{1}{2\pi RC_\pi'} = \frac{1}{2\pi [r_{b'e} // (r_{bb'} + R_b // R_s)] C_\pi'}$$





§ 4.4 单管放大电路的频率响应

■ 电压放大倍数的波特图



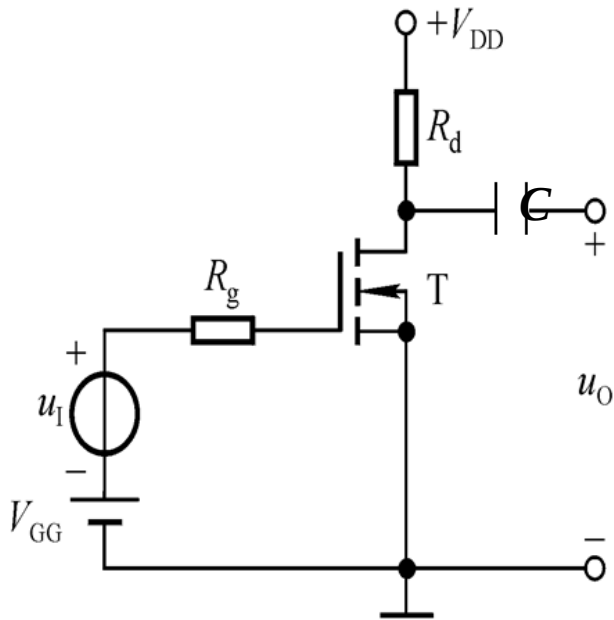
全频段放大倍数表达式：

$$\begin{aligned}\dot{A}_{us} &= \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} \\ &= \frac{\dot{A}_{usm}(j\frac{f}{f_L})}{(1+j\frac{f}{f_L})(1+j\frac{f}{f_H})} \\ &= \frac{\dot{A}_{usm}}{(1+\frac{f_L}{jf})(1+j\frac{f}{f_H})}\end{aligned}$$



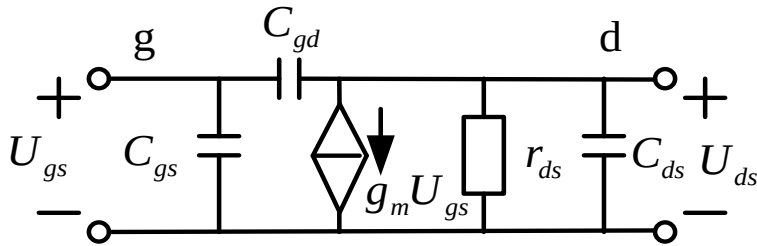


§ 4.4 单管共源放大电路的频率响应

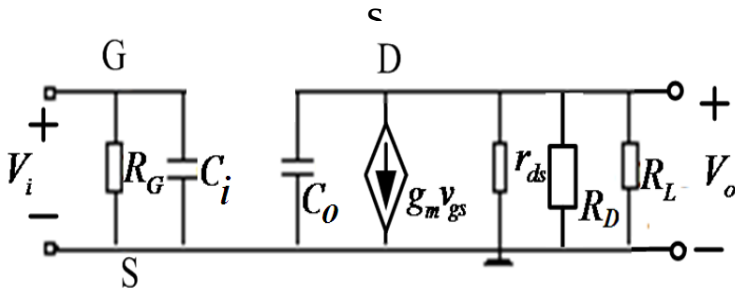


$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_d + R_L)C}$$

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi R_g C_i}$$



$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi(R_d // R_L)C_o}$$





§ 4.4 放大电路频率响应的改善

■ 改善低频特性

- 加大耦合电容和回路电阻
- 采用直接耦合方式

■ 改善高频特性

- 选用极间电容较小的管子
- 减小回路电阻

■ 提高增益时，带宽将变窄；反之，增益降低，带宽将变宽，

- 引入增益带宽积





§ 4.4 放大电路的增益带宽积

■ 带宽增益积：定性分析

$$\dot{A}_{usm} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot [-g_m (R_c // R_L)]$$

$$f_{bw} = f_H - f_L \approx f_H$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi [r_{b'e} // (r_{bb'} + R_b // R_s)] C_\pi'}$$

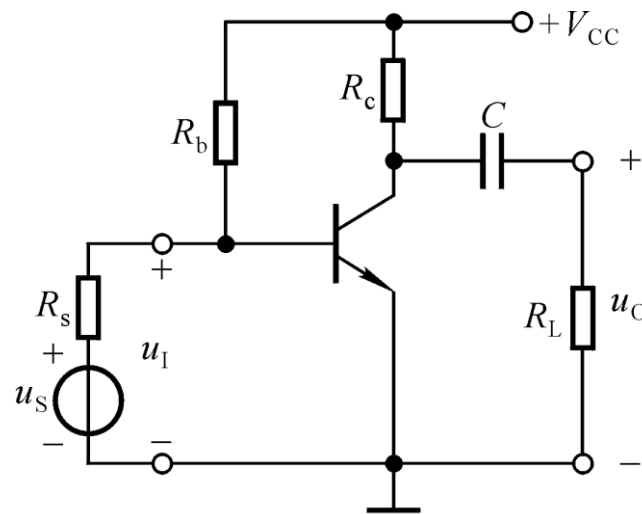
$$C_\pi' \approx C_\pi + (1 + g_m R_L') C_\mu$$

$$\text{带宽增益积 } |\dot{A}_{um} f_{bw}| \approx |\dot{A}_{um} f_H|$$

$$\begin{cases} g_m R_L' \uparrow \rightarrow C_\pi' \uparrow \rightarrow f_H \downarrow \\ g_m R_L' \uparrow \rightarrow |\dot{A}_{um}| \uparrow \end{cases}$$

矛盾

当提高增益时，带宽将变窄；反之，增益降低，带宽将变宽。





§ 4.4 放大电路的增益带宽积

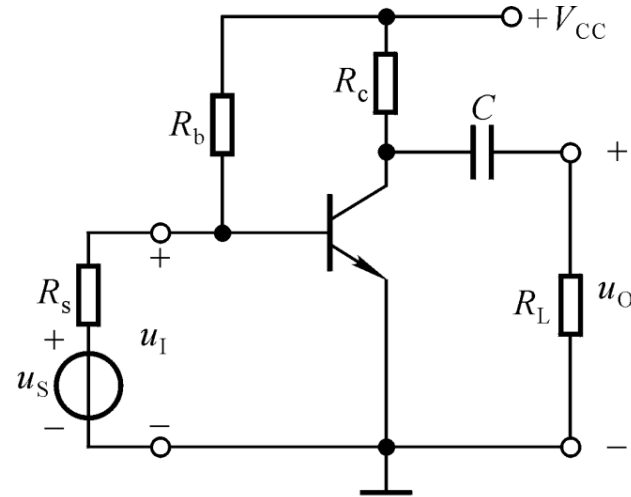
■ 带宽增益积：定量分析

根据
$$\dot{A}_{usm} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot [-g_m (R_c // R_L)]$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi [r_{b'e} // (r_{bb'} + R_b // R_s)] C_{\pi}'}$$

$$C_{\pi}' \approx C_{\pi} + (1 + g_m R_L') C_{\mu}$$

若 $r_{be} \ll R_b$ 、 $R_s \ll R_b$ 、 $g_m R_L' \gg 1$ 、 $g_m R_L' C_{\mu}$ ，则可以证明图示电路的



约为常量

$$|\dot{A}_{um} f_H| \approx \frac{1}{2\pi (\underline{r_{bb'}} + R_s) \underline{C_{\mu}}}$$

说明决定于管子参数

对于大多数放大电路，增益提高，带宽都将变窄。
要想制作宽频带放大电路需用高频管，必要时需采用共基电路。





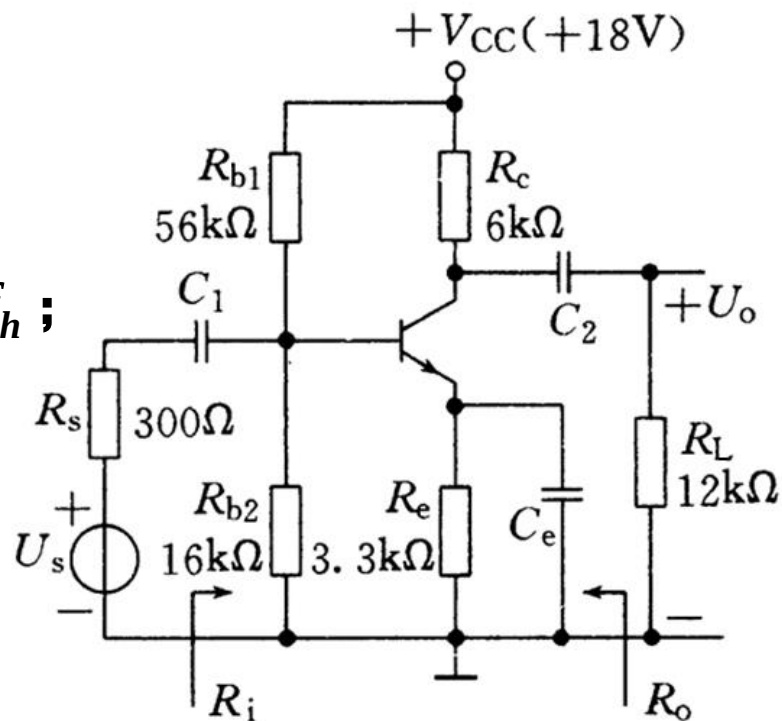
典型例题

例：工作点稳定 CE 电路如图所示，已知三极管 $r_{bb'}=100\Omega$, $\beta=100$,

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

$C_1=C_2=10\mu F$, $C_e=30\mu F$ 。

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 A_{V_s} 下限截止频率 f_l 的计算：

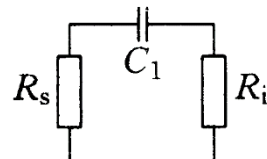
电路下限截止频率由耦合电容所在回路时间常数 τ 决定。

(1) 先计算各电容单独作用的 f_{li} ；

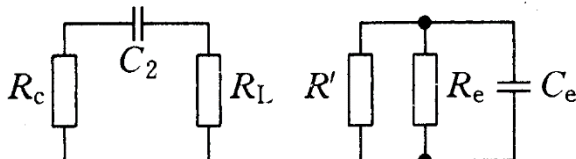
(2) 综合各电容的影响，确定电路的 f_l ；

单独考虑电容 C_1 时， f_{l1} 为

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



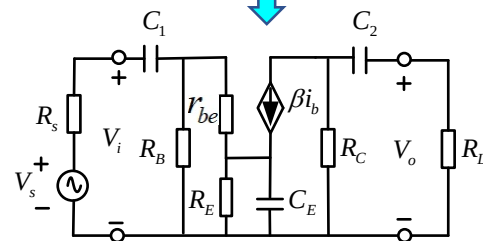
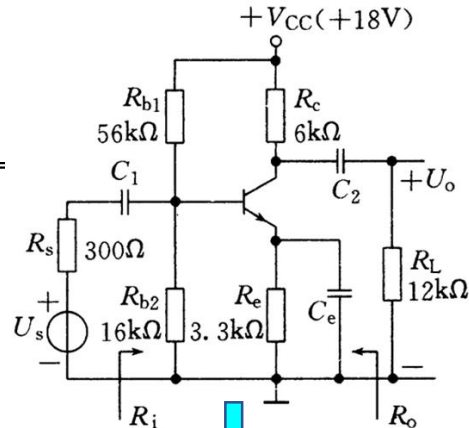
单独考虑电容 C_2 时， f_{l2} 为 $f_{l2} = \frac{1}{2\pi C_2 (R_c + R_L)} = 8.8 \text{ Hz}$



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

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

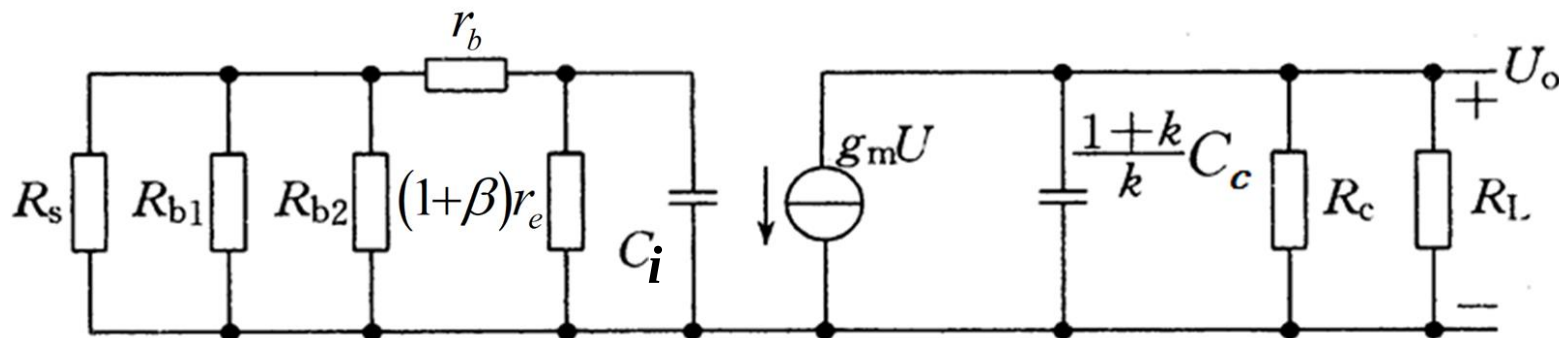
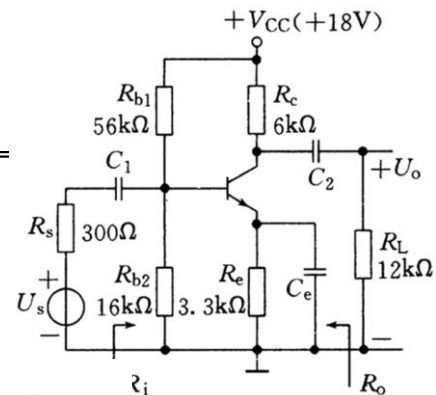
综合考虑 f_{l3} 为大于 f_{l1} 、 f_{l2} 5 倍以上，故电路的下限截止频率 $f_l = 185 \text{ Hz}$





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

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

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

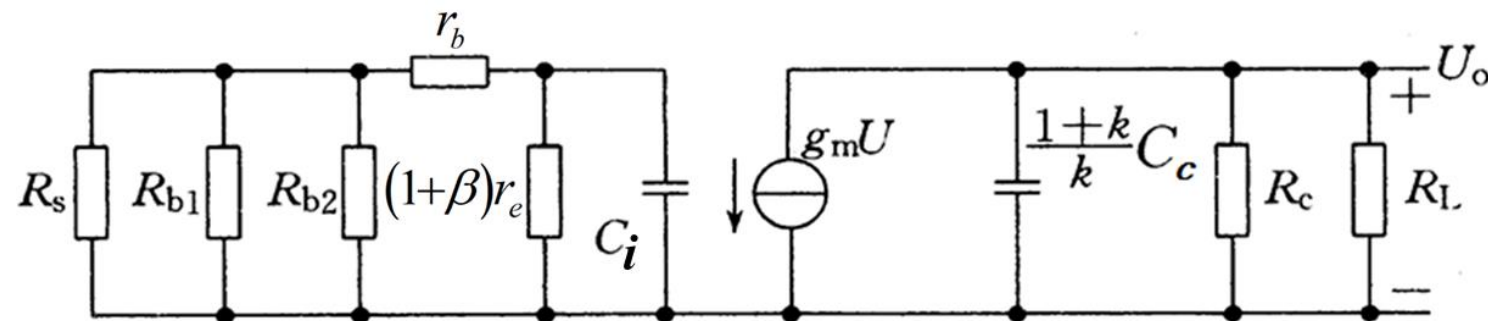
$$C_i = 652 \text{ pF}$$





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

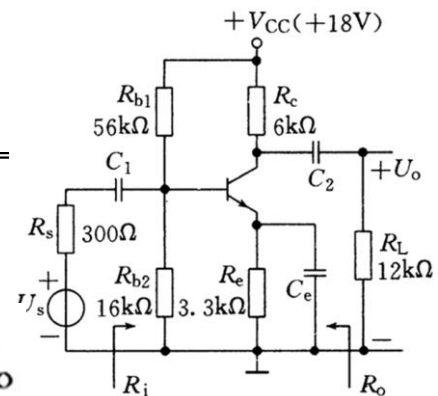
$$f_{h1} = \frac{1}{2\pi \cdot C_i [(1+\beta)r_e // (r_b + R_s // R_{b1} // R_{b2})]} = 0.7 \text{ MHz}$$

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 $f_h = 0.70 \text{ MHz}$



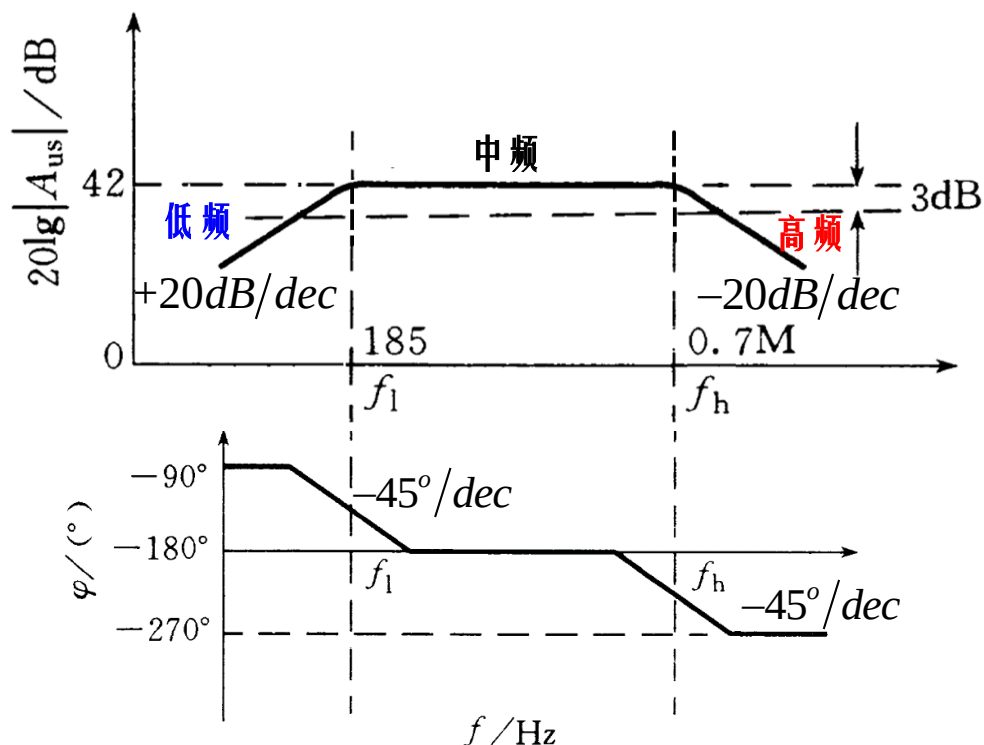


典型例题

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°；

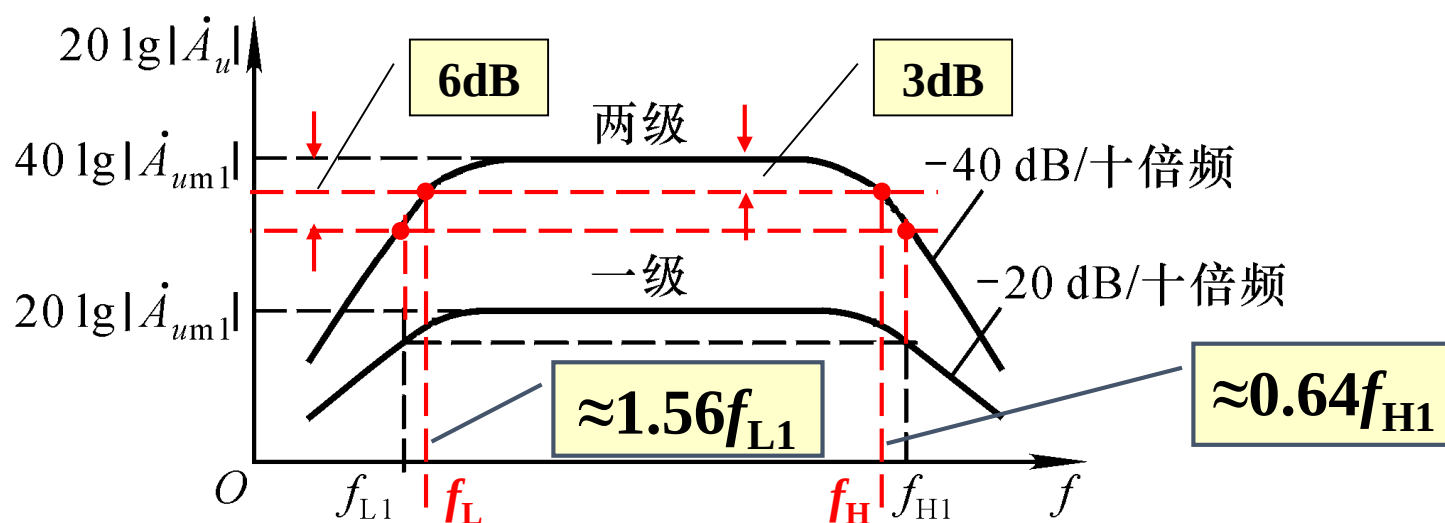




4.5 多级放大电路的频率响应

1. 讨论：一个两级放大电路每一级（已考虑了它们的相互影响）的幅频特性均如图所示。

$$20 \lg |\dot{A}_u| = 20 \lg |\dot{A}_{u1}| + 20 \lg |\dot{A}_{u2}| = 40 \lg |\dot{A}_{u1}|$$



→ $f_L > f_{L1}$, $f_H < f_{H1}$, 频带变窄! → $B = f_H - f_L$





4.5 多级放大电路的频率响应

■ 基本思路

- 将各级放大电路看作单极点系统，研究多级级联系统的频率特性
- 研究3dB上截止频率：将各级看作单极点低通系统
- 研究3dB下截止频率：将各级看作单极点高通系统

■ 3dB上截止频率的收缩特性

$$A_i(j\omega) = \frac{A_{0i}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_{hi}}}, A(j\omega) = \frac{A_{01}A_{02} \cdots A_{0n}}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{h1}}\right) \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{h2}}\right) \cdots \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{hn}}\right)}$$





2. 多级放大电路上限截止频率的估算

■ 情况一：各极点均相同

$$\omega_{hi} = \omega_{h0}, |A(j\omega_h)| = \left| \frac{A_0}{\left(1 + \frac{j\omega_h}{\omega_{h0}}\right)^n} \right| = \frac{A_0}{\left(\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_h}{\omega_{h0}}\right)^2} \right)^n} = \frac{A_0}{\sqrt{2}}$$

$$\Rightarrow \omega_h = \omega_{h0} \sqrt{2^{1/n} - 1}$$





2. 多级放大电路上限截止频率的估算

定义带宽收缩因子: $S_n = \sqrt{2^{1/n} - 1}$

$$\Rightarrow \omega_h = \omega_{h0} S_n, (S_n < 1)$$

$$S_n = \begin{cases} 1.00, & n = 1 \\ 0.64, & n = 2 \\ 0.51, & n = 3 \\ 0.44, & n = 4 \end{cases}$$

■ 说明

➤ 级数越多，多级放大器的3dB带宽收缩越严重





2. 多级放大电路上限截止频率的估算

■ 情况二：各极点均不同，但是存在主极点

$$\omega_{h1} \ll \omega_{hi}, i = 2, 3, \dots, n,$$

$$\omega_h = \omega_{h1}$$

■ 说明

➤ 多级放大器的3dB带宽等于各级中的最小带宽，亦表现为收缩现象





2. 多级放大电路上限截止频率的估算

■ 情况三：各极点均不同，且不存在主极点

$$|A(j\omega_h)| = \frac{A_0}{\sqrt{2}}$$

$$\Rightarrow \left[1 + \left(\frac{\omega_h}{\omega_{h1}} \right)^2 \right] \left[1 + \left(\frac{\omega_h}{\omega_{h2}} \right)^2 \right] \cdots \left[1 + \left(\frac{\omega_h}{\omega_{hn}} \right)^2 \right] = 2$$

$$\Rightarrow 1 + \left(\frac{\omega_h^2}{\omega_{h1}^2} + \frac{\omega_h^2}{\omega_{h2}^2} \cdots + \frac{\omega_h^2}{\omega_{hn}^2} \right) + \cdots = 2$$

$$\Rightarrow \omega_h \approx \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\omega_{h1}^2} + \frac{1}{\omega_{h2}^2} \cdots + \frac{1}{\omega_{hn}^2}}} < \omega_{hi}$$

$$\frac{1}{\omega_h} \approx 1.1 \sqrt{\sum_{k=1}^n \frac{1}{\omega_{hk}^2}}$$

1.1为修正系数





2. 多级放大电路下限截止频率的估算

■ 3dB 下截止频率的带宽收缩特性

$$A_i(j\omega) = \frac{A_{0i}}{1 + \frac{\omega_{li}}{j\omega}}, A(j\omega) = \frac{A_{01}A_{02} \cdots A_{0n}}{\left(1 + \frac{\omega_{l1}}{j\omega}\right) \left(1 + \frac{\omega_{l2}}{j\omega}\right) \cdots \left(1 + \frac{\omega_{ln}}{j\omega}\right)}$$





2. 多级放大电路下限截止频率的估算

■ 情况一：各极点均相同

$$(A_i(S) = \frac{A_i(0)}{1 + \frac{\omega_{li}}{S}}) \quad \omega_l = \omega_{l0} / S_n$$

■ 情况二：各极点均不同，但是存在主极点

$$\omega_{l1} \gg \omega_{li}, i = 2, 3, \dots, n,$$

$$\omega_l = \omega_{l1}$$

■ 情况三：各极点均不同，且不存在主极点

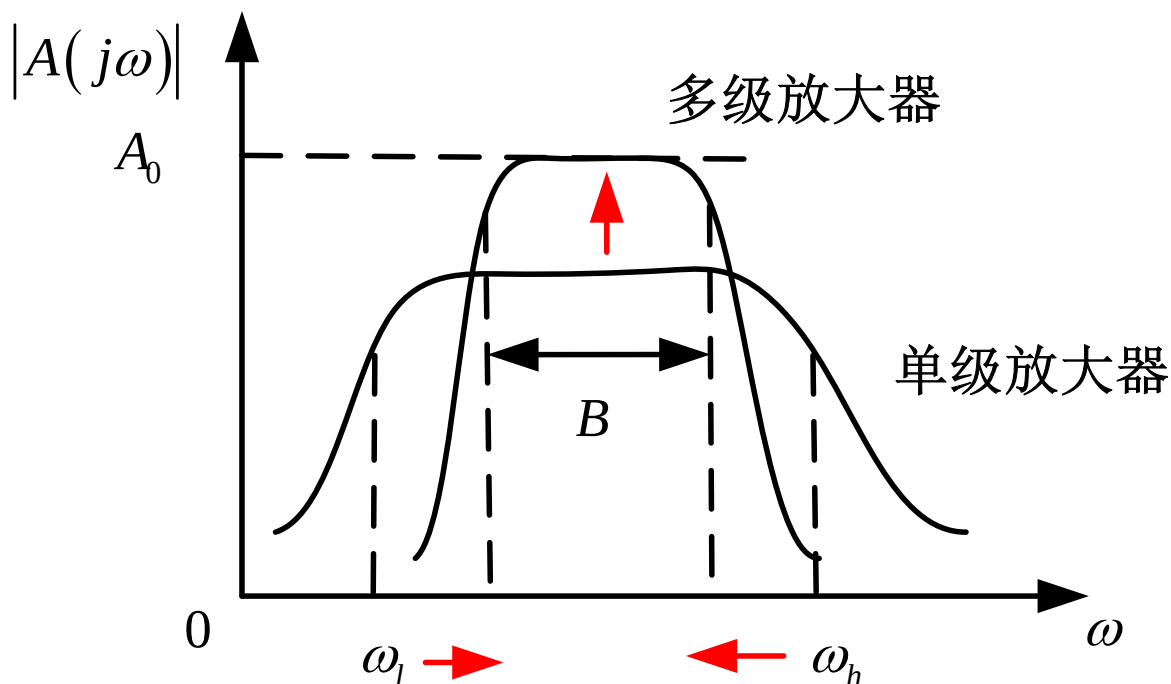
$$\omega_l \approx \sqrt{\omega_{l1}^2 + \omega_{l2}^2 + \dots + \omega_{ln}^2} \rightarrow \omega_l \approx 1.1 \sqrt{\sum_{k=1}^n \omega_{lk}^2}$$

1.1为修正系数





3. 多级放大器的带宽收缩特性



结论：多级放大器的 ω_l 变大， ω_h 变小，整个**带宽收缩**；增益**提高**。增益和带宽的矛盾在多级放大器中更加突出。





典型例题

例 1
$$A(j\omega) = \frac{A(0)}{(1 + \frac{j\omega}{10})(1 + \frac{j\omega}{10^2})(1 + \frac{j\omega}{10^3})}$$

➤ 首先判断为低通函数，且有主极点。故 $\omega_h = 10 \text{ rad/s}$

例 2
$$A(j\omega) = \frac{A(0)}{(1 + \frac{j\omega}{10^2})^3}$$

$$\omega_h = S_3 \omega_{hi} = 0.51 \times 100 = 51 (\text{rad/s})$$





典型例题

例3
$$A(j\omega) = \frac{A(0)}{(1 + \frac{j\omega}{10} + \frac{(j\omega)^2}{100})(1 + \frac{j\omega}{10^3})}$$

➤ 先求复极点对的 ω_{hi}

➤ 令 $\left|1 + \frac{j\omega}{10} - \frac{\omega^2}{100}\right| = \sqrt{2}$ $\omega_{h1} = 12.7rad / s$
 $\omega_{h2} = 1000rad / s$

➤ 得到 $\omega_h = 12.7rad / s$

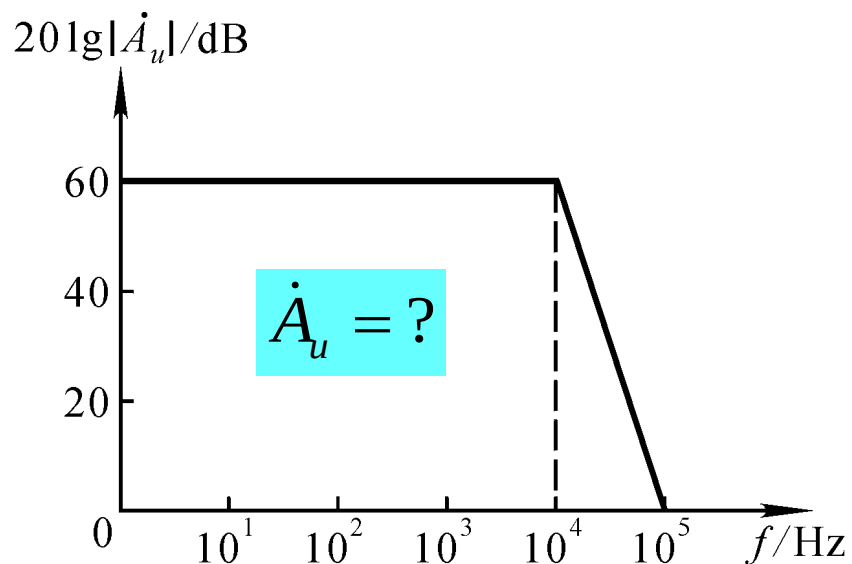




典型例题

已知某放大电路由 n 个特性相同的单级放大电路组成，其幅频特性如图所示，讨论下列问题：

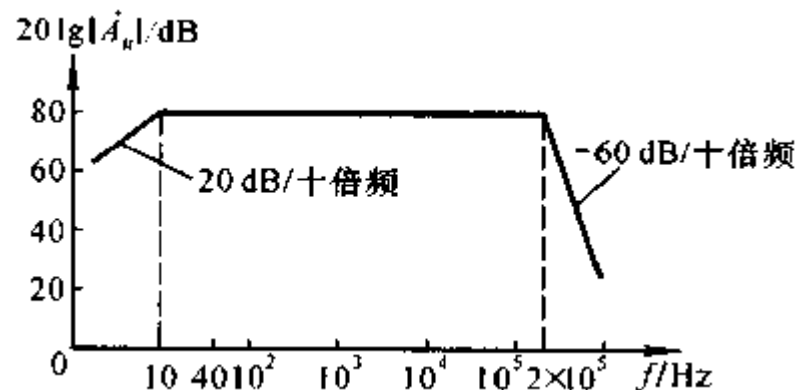
1. 该放大电路为几级放大电路？
2. 耦合方式？
3. 求 $f = 10^4\text{Hz}$ 时的增益。
4. $f_H = ?$





例题

■ 已知某电路的各级均为共射放大电路，其幅频特性如图所示。试求解上、下限截止频率 f_L 、 f_H ，以及全频段电压放大倍数 A_v 。



解:(1)频率特性曲线的低频段只有一个拐点，且低频段曲线斜率为 20dB/十倍频 ，说明影响低频特性的只有一个电容，故电路的下限截止频率为 10Hz 。

(2)频率特性曲线的高频段只有一个拐点，说明电路每一级的上限截止频率均为 $2 \times 10^5 \text{ Hz}$ ，且因高低频段曲线斜率为 -60dB/十倍频 ，说明影响高频特性的有三个电容，即电路为三级放大电路，故可得上限截止频率为：

$$f_H \approx 0.51 f_{H1} = (0.51 \times 2 \times 10^5) \text{ Hz} = 1.02 \times 10^5 \text{ Hz} = 102 \text{ kHz}$$

(3)因各级均为共射电路，所以在中频段输出电压与输入电压相位相反。因此，

$$\text{电压增益为 } \dot{A}_u = \frac{-10^4}{(1 + \frac{10}{jf})(1 + j\frac{f}{2 \times 10^5})^3}$$

