第3章 放大电路的频率响应

内容提要：

由于电路中存在耦合电容、旁路电容、极间电容等，使得放大电路对不同频率的正弦信号有不同的放大能力和相移。正确理解这些电容对电路性能指标的影响并掌握放大电路的频率响应分析方法，对于深入分析和设计放大电路具有重要的指导意义。本章首先介绍频率响应的基本概念，然后讨论 BJT 的高频模型及参数，在此基础上重点讨论共射放大电路的频率响应的分析方法，再探讨场效应管的高频模型和共源极放大电路的频率特性，最后简要介绍了多级放大电路的频率特性。

学习目标：

1. 掌握放大电路频率响应的基本概念和影响放大电路频率响应的主要因素。
2. 理解 BJT 的高频等效模型，掌握放大电路频率响应的分析方法。
3. 理解场效应管的高频等效模型及其放大电路的频率特性。
4. 了解多级放大电路的频率响应与单级放大电路的频率响应之间的关系。

重点内容：

1. 影响放大电路频率响应的主要因素。
2. 放大电路频率响应的分析方法。

3.1 概述

在第 2 章介绍的放大电路中，用通频带这一指标来描述电路对不同频率信号的响应情况，因此在设计和使用放大电路时要了解信号的频率范围，该频率范围不能超出放大电路的通频带。那么是什么因素导致放大电路输出信号的幅度和相位随输入信号频率的变化而变化呢？又如何分析和计算通频带的上限截止频率和下限截止频率等参数呢？这就是本章要讨论的问题。

3.1.1 频率响应

在前面分析放大电路时，都假设电路的输入信号为单一频率的正弦信号，而且电路中的耦合电容和旁路电容对交流信号都视为短路，BJT、FET 的极间电容、电路中的分布电容和负载电容均视为开路，忽略了这些电容的影响，放大电路的放大倍数均是与频率无关的量。而在实际应用中，电路所处理的信号一般不是单一频率的信号，而是频率范围很宽的信号，例如，声音信号的频率范围是 20Hz～20kHz，图像信号是 0～6MHz。因此，放大电路中所含的各种电容的容抗会随信号频率的变化而变化，从而使放大电路对不同频率的输入信号呈现出不同的放大能力。

频率响应又称为频率特性，是指放大电路输入相同幅度的正弦波信号时，放大倍数与频率变化之间的关系，可以由函数式表示

$$\dot{A}_u(f)=|\dot{A}_u(f)|\angle\varphi(f) \tag{3.1.1}$$

式中，$|\dot{A}_u(f)|$表示放大倍数的幅值与频率的关系，称为**幅频响应**（或**幅频特性**），而$\varphi(f)$表示放大器输出电压与输入电压之间的相移（相位差）与频率的关系，称为**相频响应**（或

相频特性),两者综合起来可全面表征放大电路的频率响应。

3.1.2 放大电路频率响应的分析方法

1. 频域法

频域法是放大电路在输入正弦小信号的作用下,测量或分析其$|\dot{A}_u(f)|$和$\varphi(f)$,并用下限截止频率f_L、上限截止频率f_H和通频带f_{BW}来定量描述其频率特性的一种方法。该方法常用如图2.1.3所示形式的幅频特性曲线和相频特性曲线描述放大电路的频率特性。由于这种方法是在频率的范畴内研究频率特性,所以称为频域分析法,简称为频域法,也称为稳态法。

频域法的优点是分析简单,便于测试;缺点是不能直观地确定放大电路的波形失真。

2. 时域法

时域法是以单位阶跃信号(如图3.1.1(a)所示)为放大电路的输入信号,研究放大电路的输出波形随时间变化的情况,也就是放大电路的瞬态响应,它又称为放大电路的阶跃响应。通过分析研究电路瞬态响应来研究放大电路频率响应的方法,称为瞬态法。由于瞬态法是以时间作为参数来描述放大电路的频率特性,因此又称为时域法。

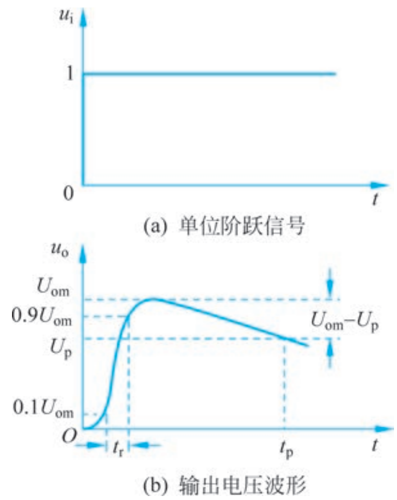


图3.1.1 放大电路的瞬态响应

阶跃信号包含有频率为0~∞的各种频率分量。由于放大电路对各频率分量的放大倍数和相移不同,所以输出电压波形不同于输入电压波形,如图3.1.1(b)所示。这种失真的大小常以上升时间t_r和平顶降落率δ来表征。

上升时间t_r定义为输出电压瞬时值从$0.1U_{om}$上升到$0.9U_{om}$(U_{om}为输出电压峰值)所需要的时间。由于这一段时间对应于输入和输出信号发生阶跃的时刻,包含丰富的高频分量。所以,t_r越小,放大电路对高频分量放大的能力越强,f_H越大。理论和实践证明t_r和f_H之间有如下关系

$$t_r f_H \approx 0.35 \tag{3.1.2}$$

平顶降落率δ是指输入信号发生阶跃并经过一段时间t_p后,输出信号瞬时值相对峰值U_{om}下降的程度,常用百分数表示,定义如下

$$\delta = \frac{U_{om} - U_p}{U_{om}} \times 100\% \tag{3.1.3}$$

式中,U_p为$t=t_p$时的输出电压瞬时值。由于阶跃信号顶部主要反映信号中的直流分量和低频分量,所以δ越大,即平顶降落越严重,放大电路对低频信号的放大能力越差,f_L越大;反之δ越小,f_L越小。δ与f_L之间的关系为

$$\delta = 2\pi f_L t_p \times 100\% \tag{3.1.4}$$

时域法的优点是可以很直观地判断放大电路的波形失真,并可利用示波器直接观测

放大电路的瞬态响应。在工程实际中，频域法和时域法可以互相结合，根据具体情况取长补短地运用。

通过分析不难发现，上述两种方法存在内在联系。当放大电路的输入信号为阶跃电压时，在阶跃电压的上升阶段，放大电路的瞬态响应（上升时间）决定于放大电路的高频响应（f_H）；而在阶跃电压的平顶阶段，放大电路的瞬态响应（平顶降落）又决定于放大电路的低频响应（f_L）。因此，一个频带很宽的放大电路，同时也是一个很好的方波信号放大电路。在实际应用中，常用一定频率的方波信号去测试宽频放大电路的频率响应，若其方波响应很好，则说明该放大电路的频带较宽。

3.1.3 波特图

在研究放大电路的频率响应时，输入信号频率范围为几赫兹到几百兆赫兹，甚至更宽；而放大倍数从几倍到上百万倍。为了在同一坐标系中表示出如此大的变化范围，常采用波特图（Bode diagram）。波特图也称为波德图，是指对数频率响应曲线，是由H. W. Bode提出来的。

对数频率响应曲线分为幅频响应曲线和相频响应曲线，它们将被描画在如图3.1.2所示的对数坐标系中。图中的横坐标以频率相对值的对数来分度，两种曲线的横坐标均用这种分度。幅频响应曲线的纵坐标用 $20\lg|\dot{A}_u|$ 来表达，单位为分贝（dB）。相频响应曲线的纵坐标用角度 φ 表示，单位是“°”。

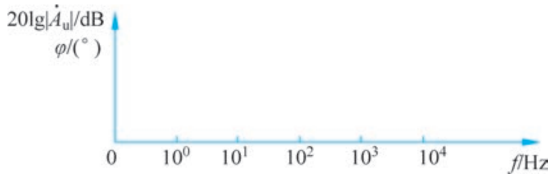


图 3.1.2　波特图的对数坐标

波特图的优点是：能够扩大频率的表达范围，并使频率响应曲线的作图方法得到简化。

3.2 BJT 放大电路的频率响应

由于放大电路中存在着电抗元件，如耦合电容、旁路电容、晶体管的结电容和分布电容等，它们的容抗$\left(\dfrac{1}{j\omega C}\right)$均与频率有关。因此，放大器的电压放大倍数是与频率有关的量。这就需要研究放大器的电压放大倍数与频率变化之间的关系，即所谓放大电路的频率响应。

3.2.1 无源 *RC* 网络的频率响应

视频

在放大器中，决定放大器频率响应的电容总是以 *RC* 网络的形式出现的，下面先介绍简单的 *RC* 电路的频率响应，以便于后续讨论放大电路的频率响应。

1. 低通网络

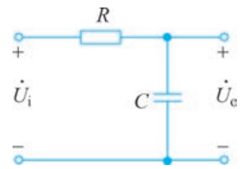


图 3.2.1 RC 低通网络

图 3.2.1 所示是由无源元件 R、C 组成的网络，它允许低频信号通过而衰减高频信号，因而称之为 RC 低通网络。

1）频率响应的表达式

设输出电压和输入电压之比为 $\dot{A}_u$，则由图 3.2.1 不难推导出

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \tag{3.2.1}$$

式中，ω 为输入信号的角频率，RC 为回路的时间常数 τ。令 $\omega_H = \frac{1}{RC} = \frac{1}{\tau}$，$f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC}$，将 $\omega = 2\pi f$ 代入式(3.2.1)，则可得频率响应为

$$\dot{A}_u = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_H}} = \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_H}} \tag{3.2.2}$$

将 $\dot{A}_u$ 用幅值和相角表示，则分别可得幅频响应

$$|\dot{A}_u| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2}} \tag{3.2.3}$$

相频响应

$$\varphi = -\arctan\frac{f}{f_H} \tag{3.2.4}$$

由式(3.2.3)和式(3.2.4)可见，当 $f \ll f_H$ 时，$|\dot{A}_u| \approx 1$（最大值），$\varphi \approx 0°$，而随着频率的升高，$|\dot{A}_u|$ 会下降，φ 会增大，且 $\dot{U}_o$ 滞后于 $\dot{U}_i$；当 $f = f_H$ 时，$|\dot{A}_u| = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.707$，下降至最大值的 0.707 倍，$\varphi = -45°$；当 $f \gg f_H$ 时，$|\dot{A}_u| \approx \frac{f_H}{f}$，可以看出 f 升高 10 倍，$|\dot{A}_u|$ 降低为原来的 1/10；当 f 趋于无穷大时，$|\dot{A}_u|$ 趋于 0，φ 趋于 $-90°$。由此可见，若输入信号的频率超过 f_H，则 $|\dot{A}_u|$ 很快衰减，频率越高，衰减越大，相移越大；只有当频率远低于 f_H 时，$\dot{U}_o \approx \dot{U}_i$。$f_H$ 称为 RC 低通网络的“上限截止频率”，其大小由时间常数 $\tau = RC$ 决定。

2）RC 低通网络的波特图

由式(3.2.3)可得 RC 低通网络的对数幅频特性为

$$20\lg|\dot{A}_u| = -20\lg\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2} \tag{3.2.5}$$

联立式(3.2.5)与式(3.2.4)，将一组不同的频率值代入后可得

$f < 0.1f_H$　$|\dot{A}_u| \approx 1$　$20\lg|\dot{A}_u| = 0\text{dB}$　$\varphi \to 0°$

$f = 0.1f_H$　$|\dot{A}_u| \approx 1$　$20\lg|\dot{A}_u| = 0\text{dB}$　$\varphi \approx -5.7°$

$f = f_H$　$|\dot{A}_u| \approx 0.707$　$20\lg|\dot{A}_u| = -3\text{dB}$　$\varphi = -45°$

$f = 10f_H$　$|\dot{A}_u| \approx 0.1$　$20\lg|\dot{A}_u| = -20\text{dB}$　$\varphi \approx -84.3°$

$f = 100f_H$　$|\dot{A}_u| \approx 0.01$　$20\lg|\dot{A}_u| = -40\text{dB}$　$\varphi \approx -89.4°$

将以上各值描绘在对数坐标系中，即可得 RC 低通网络的波特图，如图 3.2.2 所示。

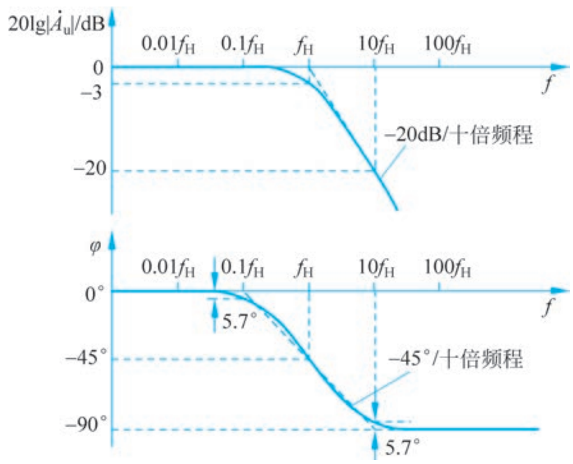


图 3.2.2　RC 低通网络的波特图

由图 3.2.2 中的对数幅频响应曲线可知，虚线所示的折线非常接近所描绘的曲线，此折线由两条直线构成，当 $f \leqslant f_H$ 时，是一条与横轴平行的直线；当 $f > f_H$ 时，是一条斜率为 -20dB/十倍频程的直线。两条直线在 f_H 处相交，也即折线以 f_H 为转折点。如果只要求对幅频响应进行粗略的估算，则可以用此折线代替曲线，此时的最大误差点在 f_H 处，误差为 3dB。若需精确分析，则只要在折线的基础上加以修正即可。

由图 3.2.2 中的对数相频响应曲线可知，虚线所示的折线很接近所描绘的曲线，这条折线由三段构成：$\varphi = 0°$的直线，$\varphi = 90°$的直线，斜率为$-45°$/十倍频程的斜线。在工程近似估算中，也常用此折线来代替曲线，此时的最大误差在 $f = 0.1f_H$ 和 $f = 10f_H$ 处，均为 5.7°。如需精确分析，也可在折线的基础上加以修正。

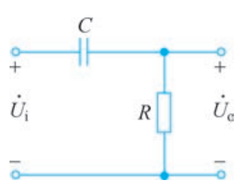


图 3.2.3　RC 高通网络

2. 高通网络

图 3.2.3 所示的无源 RC 网络允许高频信号通过而衰减低频信号，因而称之为 RC 高通网络。

1）频率响应的表达式

由图 3.2.3 可求得输出电压和输入电压之比为

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 - j\frac{1}{\omega RC}} \tag{3.2.6}$$

令 $\omega_L = \dfrac{1}{RC}$，$f_L = \dfrac{\omega_L}{2\pi} = \dfrac{1}{2\pi RC}$，将 $\omega = 2\pi f$ 代入上式，则可得频率响应为

$$\dot{A}_u = \frac{1}{1 - j\dfrac{\omega_L}{\omega}} = \frac{1}{1 - j\dfrac{f_L}{f}} \tag{3.2.7}$$

将 $\dot{A}_u$ 用幅值和相角表示，则分别可得到幅频响应

$$|\dot{A}_u| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{f_L}{f}\right)^2}} \tag{3.2.8}$$

相频响应

$$\varphi = \arctan\frac{f_L}{f} \tag{3.2.9}$$

由式(3.2.8)和式(3.2.9)可见，当 $f \gg f_L$ 时，$|\dot{A}_u| \approx 1$，这是 $|\dot{A}_u|$ 的最大值，$\varphi \approx 0°$，而随着频率的降低，$|\dot{A}_u|$ 会下降，φ 会增大，且 $\dot{U}_o$ 超前于 $\dot{U}_i$；当 $f = f_L$ 时，$|\dot{A}_u| = \dfrac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.707$，下降至最大值的 0.707 倍，$\varphi = 45°$；当 $f \ll f_L$ 时，$|\dot{A}_u| \approx \dfrac{f}{f_L}$，可以看出 f 降低 10 倍，$|\dot{A}_u|$ 也降低为 1/10；当 f 趋于零时，$|\dot{A}_u|$ 趋于 0，φ 趋于 90°。由此可见，若输入信号的频率低于 f_L，则 $|\dot{A}_u|$ 很快衰减，频率越低，衰减越大，相移越大；只有当频率远高于 f_L 时，$\dot{U}_o \approx \dot{U}_i$。$f_L$ 称为 RC 高通网络的“下限截止频率”，其大小由时间常数 $\tau = RC$ 决定。

2）RC 高通网络的波特图

由式(3.2.8)可得 RC 高通网络的对数幅频特性为

$$20\lg|\dot{A}_u| = -20\lg\sqrt{1 + \left(\frac{f_L}{f}\right)^2} \tag{3.2.10}$$

联立式(3.2.10)与式(3.2.9)，将一组不同的频率值代入后可得

$f = 0.01 f_L$　$|\dot{A}_u| \approx 0.01$　$20\lg|\dot{A}_u| = -40\text{dB}$　$\varphi \approx 89.4°$

$f = 0.1 f_L$　$|\dot{A}_u| \approx 0.1$　$20\lg|\dot{A}_u| = -20\text{dB}$　$\varphi \approx 84.3°$

$f = f_L$　$|\dot{A}_u| \approx 0.707$　$20\lg|\dot{A}_u| = -3\text{dB}$　$\varphi = 45°$

$f = 10 f_L$　$|\dot{A}_u| \approx 1$　$20\lg|\dot{A}_u| = 0\text{dB}$　$\varphi \approx 5.7°$

$f > 10 f_L$　$|\dot{A}_u| \approx 1$　$20\lg|\dot{A}_u| = 0\text{dB}$　$\varphi \to 0°$

将以上各值描绘在对数坐标系中，即可得 RC 高通网络的波特图，如图 3.2.4 所示。

由图 3.2.4 中的对数幅频响应曲线可知，虚线所示的折线非常接近所描绘的曲线，此折线由两条直线构成，当 $f \geq f_L$ 时，是一条与横轴平行的直线；当 $f < f_L$ 时，是一条

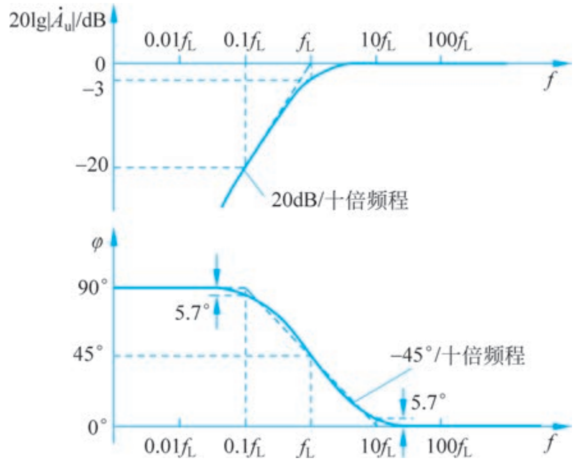


图 3.2.4　*RC* 高通网络的波特图

斜率为 20dB/十倍频程的直线。两条直线在 f_L 处相交，也即折线以 f_L 为转折点。如果只要求对幅频响应进行粗略的估算，则可以用此折线代替曲线，此时的最大误差点在 f_L 处，误差为 3dB。如需精确分析，只要在折线的基础上加以修正即可。

由图中对数相频响应曲线可知，虚线所示的折线很接近所描绘的曲线，这条折线由三段构成：$\varphi=0°$的直线，$\varphi=90°$的直线，斜率为$-45°$/十倍频程的斜线。在工程近似估算中，也常用此折线来代替曲线，此时的最大误差在 $f=0.1f_L$ 及 $f=10f_L$ 处，均为 5.7°。如需精确分析，也可在折线基础上修正。

综上分析可知，对于 *RC* 低通网络，上限截止频率 f_H 是一个重要的频率点，当频率较低时，$|\dot{A}_u|\approx 1$，$\varphi\approx 0°$，随着频率的升高，$|\dot{A}_u|$会下降，φ 会增大，$\dot{U}_o$ 滞后于 $\dot{U}_i$，最大滞后 90°；对于 *RC* 高通网络，下限截止频率 f_L 是一个重要的频率点，当频率较高时，$|\dot{A}_u|\approx 1$，$\varphi\approx 0°$，随着频率的降低，$|\dot{A}_u|$会下降，φ 会增大，$\dot{U}_o$ 超前于 $\dot{U}_i$，最大超前 90°。

视频

3.2.2　BJT 的高频等效模型

下面将从 BJT 的物理结构出发，建立 BJT 的高频小信号模型，即 BJT 的混合 π 模型。

1. BJT 的混合 π 模型

图 3.2.5(a)所示的是 BJT 的内部物理结构，它是根据 BJT 的内部物理过程得到的。在第 1 章的 BJT 的结构以及第 2 章 r_{be} 的计算中可知，由于基区非常薄并且掺杂浓度很低，因此基区体电阻不能忽略，而集电区和发射区的掺杂浓度较高，它们的体电阻较小，可以忽略。基极电流是由发射区扩散到基区的多子在基区复合形成的，这里近似地把这些复合看成都集中在基区的某一点，记作 b′点，如图 3.2.5(a)所示。这些复合的载流子形成的基极电流从 b′点经基区流到基极 b 产生电压降，这种现象用 b 和 b′之间的电阻 $r_{bb'}$ 表示，称为基区体电阻。$r_{b'e}$ 和 $r_{b'c}$ 分别代表发射结和集电结的结电阻，$C_{b'e}$ 和 $C_{b'c}$

分别代表发射结和集电结的结电容，它们的作用在高频信号下才会表现出来。由于结电容的影响，BJT 的基极电流不能全部用来控制集电极电流，一部分要对电容充电。因此在高频时，BJT 的集电极电流将与发射结两端电压 $\dot{U}_{b'e}$ 成正比，用一个受控电流源 $g_m\dot{U}_{b'e}$ 表示，g_m 称为跨导，描述 $\dot{U}_{b'e}$ 对 $\dot{I}_c$ 的控制关系，即 $\dot{I}_c = g_m\dot{U}_{b'e}$；$r_{ce}$ 表示 BJT 的集电极输出电阻。

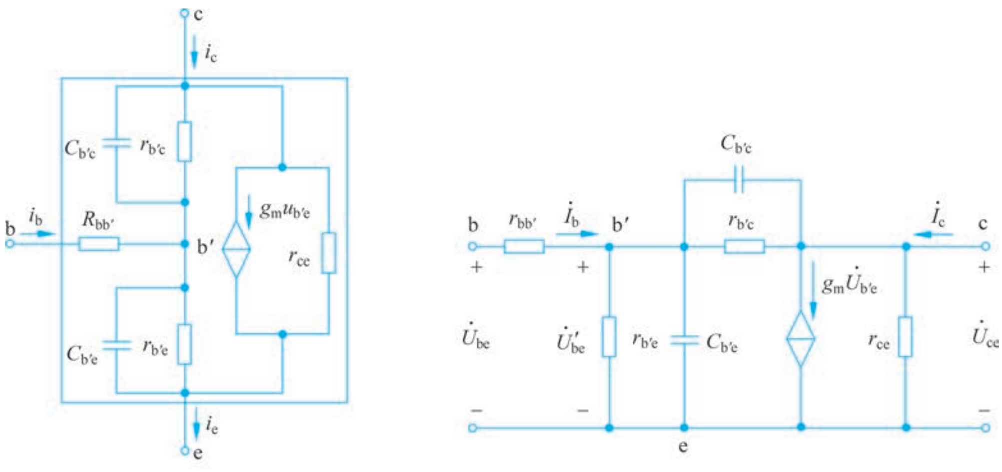


图 3.2.5 混合 π 模型

将图 3.2.5(a)改画成如图 3.2.5(b)所示的共射接法的形式，即得到了 BJT 的混合 π 形等效模型，因其形似希腊字母 π，并且各参数具有不同的量纲而得名，简称为混合 π 模型。

在图 3.2.5(b)中，由于 BJT 工作在放大状态，集电结反偏，$r_{b'c}$ 即为集电结的反偏电阻，达兆欧级，和与它并联的容抗相比，可以忽略其影响。在 h 参数交流小信号模型中提到，r_{ce} 可达数百千欧以上，与外部的并联电阻相比也可以忽略，由此可得简化的混合 π 模型，如图 3.2.6 所示。

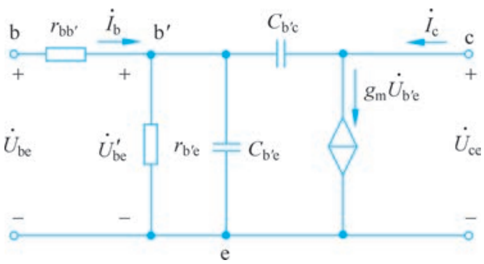


图 3.2.6 简化的混合 π 模型

BJT 的混合 π 模型具有如下特点：

(1) 它是一个高频小信号模型，只有在高频信号的作用下，结电容 $C_{b'e}$ 和 $C_{b'c}$ 的影响才会显现出来。

(2) 受控的电流源 $g_m\dot{U}_{b'e}$ 不是受控于输入基极电流 $\dot{I}_b$，而是发射结电压 $\dot{U}_{b'e}$，这样

表示的原因是：由于结电容的存在，使 $\dot{I}_b$ 不仅包含流过 $r_{b'e}$ 的电流，还包含流过 $C_{b'e}$ 的电流，因此集电极电流 $\dot{I}_c$ 已不再与 $\dot{I}_b$ 成正比，而是与 $\dot{U}_{b'e}$ 成正比，而它们之间的控制关系用 g_m 表示。

2. 混合 π 模型参数的估算

混合 π 模型和 h 参数交流小信号模型都是 BJT 的等效电路，只是适用于不同的工作频率范围。前者适应于高频，后者适应于中低频。在低频和中频的情况下，输入信号频率较低，BJT 的 PN 结极间电容的容抗很大，可以看作开路，因此，忽略结电容 $C_{b'e}$ 和 $C_{b'c}$ 的影响，由混合 π 模型得到低频等效电路如图 3.2.7(a)所示，该电路与图 3.2.7(b)中的 h 参数模型是互相等效。依据这种等效关系，则可方便地通过 h 参数来获得混合 π 参数。

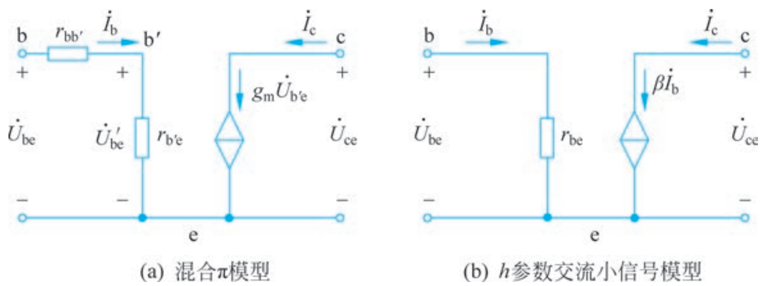


图 3.2.7　低频等效电路

比较两电路的输入回路，有

$$r_{be}=r_{bb'}+r_{b'e} \tag{3.2.11}$$

将式(3.2.11)与式(2.3.16)对比，可知

$$r_{b'e}=(1+\beta_0)\frac{U_T}{I_{EQ}} \tag{3.2.12}$$

式中，β_0 为前面介绍的低频时 BJT 的共射极电流放大系数，此处加下标“0”，是为了区别于 BJT 高频时的 β。

再比较两电路的输出回路，得

$$\beta_0\dot{I}_b=g_m\dot{U}_{b'e} \tag{3.2.13}$$

又知

$$\dot{U}_{b'e}=\dot{I}_b r_{b'e} \tag{3.2.14}$$

因此可求得

$$g_m=\frac{\beta_0}{r_{b'e}}=\frac{I_{CQ}}{U_T} \tag{3.2.15}$$

这样，在混合 π 模型中，除 $C_{b'e}$ 和 $C_{b'c}$ 外的其他参数均已求出。$C_{b'c}$ 的数值可以从产品手册中查到，至于 $C_{b'e}$ 可通过下式计算

$$C_{b'e}=\frac{g_m}{2\pi f_T} \tag{3.2.16}$$

式中的 f_T 为特征频率，也可从手册中查到，而上述关系式可由下面的讨论得出。

3. BJT 的频率参数 f_β、f_T

BJT 的频率参数用来描述晶体管对不同频率信号的放大能力。常用的频率参数有共射极截止频率 f_β、特征频率 f_T 等。

1) 共发射极截止频率 f_β

由于结电容的影响,BJT 的 β 值将随工作频率的上升而下降,且使 $\dot{I}_c$ 和 $\dot{I}_b$ 之间的相位差发生变化。因此,β 是频率的函数,在此用复数形式 $\dot{\beta}$ 表示。由 h_{fe}(也就是 β)的定义可知

$$\dot{\beta}=\left.\frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_b}\right|_{U_{CEQ}} \tag{3.2.17}$$

即 $\dot{\beta}$ 是集电极和发射极之间动态电压为零($\Delta u_{CE}=0$)时的电流 $\dot{I}_c$ 与 $\dot{I}_b$ 的比值。因此,将图 3.2.6 中的混合 π 模型的 c、e 输出端短路,即得高频时分析 $\dot{\beta}$ 的混合 π 模型,如图 3.2.8 所示。

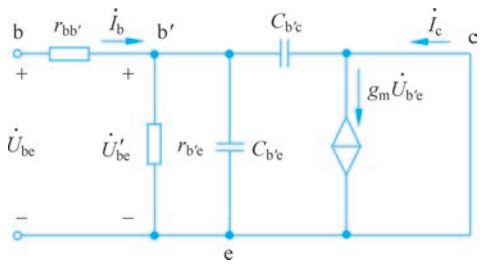


图 3.2.8 分析 $\dot{\beta}$ 的混合 π 模型

由图 3.2.8 可见,集电极电流为

$$\dot{I}_c=(g_m-j\omega C_{b'c})\dot{U}_{b'e} \tag{3.2.18}$$

基极电流 $\dot{I}_b$ 与 $\dot{U}_{b'e}$ 之间的关系可以使用 $\dot{I}_b$ 去乘 b′和 e 之间的阻抗来获得,即

$$\dot{U}_{b'e}=\dot{I}_b\left(r_{b'e}\,/\!/\,\frac{1}{j\omega C_{b'e}}\,/\!/\,\frac{1}{j\omega C_{b'c}}\right) \tag{3.2.19}$$

由式(3.2.18)和式(3.2.19)可得 $\dot{\beta}$ 为

$$\dot{\beta}=\frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_b}=\frac{g_m-j\omega C_{b'c}}{\frac{1}{r_{b'e}}+j\omega(C_{b'e}+C_{b'c})} \tag{3.2.20}$$

一般满足 $g_m\gg\omega C_{b'c}$,因此可得

$$\dot{\beta}\approx\frac{g_m r_{b'e}}{1+j\omega r_{b'e}(C_{b'e}+C_{b'c})} \tag{3.2.21}$$

由式(3.2.15)可知 $\beta_0=g_m r_{b'e}$,则得

$$\dot{\beta}=\frac{\beta_0}{1+j\omega r_{b'e}(C_{b'e}+C_{b'c})} \tag{3.2.22}$$

式(3.2.22)与式(3.2.1)相似，说明 $\dot{\beta}$ 的频率响应与低通网络的频率响应相似。令 f_β 为 $\dot{\beta}$ 的截止频率，称为**共发射极截止频率**，则可知

$$f_\beta=\frac{1}{2\pi r_{b'e}(C_{b'e}+C_{b'c})} \tag{3.2.23}$$

将式(3.2.23)代入式(3.2.22)可得

$$\dot{\beta}=\frac{\beta_0}{1+\mathrm{j}\dfrac{f}{f_\beta}} \tag{3.2.24}$$

由式(3.2.24)可得 $\dot{\beta}$ 的幅频特性与相频特性为

$$|\dot{\beta}|=\frac{\beta_0}{\sqrt{1+\left(\dfrac{f}{f_\beta}\right)^2}} \tag{3.2.25}$$

$$\varphi_\beta=-\arctan\frac{f}{f_\beta} \tag{3.2.26}$$

由此可得 $\dot{\beta}$ 的对数幅频特性与对数相频特性为

$$20\lg|\dot{\beta}|=20\lg\beta_0-20\lg\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2} \tag{3.2.27}$$

$$\varphi_\beta=-\arctan\frac{f}{f_\beta} \tag{3.2.28}$$

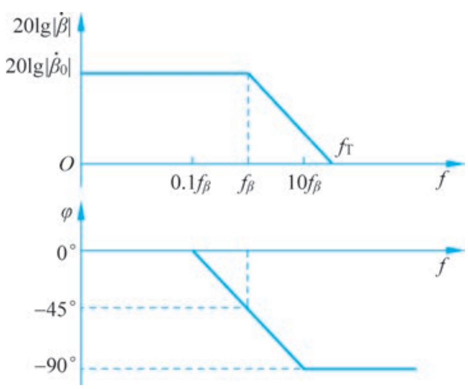


图 3.2.9 β 的波特图

因此可做出 $\dot{\beta}$ 的波特图，如图 3.2.9 所示。可以看到，当 $f=f_\beta$ 时，$20\lg|\dot{\beta}|$ 比低频时的 $20\lg\beta_0$ 下降 3dB，即 $|\dot{\beta}|=\dfrac{\beta_0}{\sqrt{2}}$。

2) 特征频率 f_T

当 $f=f_\beta$ 时，虽然 $|\dot{\beta}|=\dfrac{\beta_0}{\sqrt{2}}$，但其值通常仍远大于 1，这表明 BJT 仍有电流放大能力。当 $|\dot{\beta}|=1$ 时，BJT 才失去电流放大能力。定义 $|\dot{\beta}|=1$ 时的工作频率为 BJT 的特征频率，记作 f_T。一般满足 $f_T\gg f_\beta$，则由式(3.2.25)及式(3.2.23)可得

$$f_T\approx\beta_0 f_\beta=\frac{g_m}{2\pi(C_{b'e}+C_{b'c})} \tag{3.2.29}$$

一般 $C_{b'e}\gg C_{b'c}$，所以

$$f_T\approx\frac{g_m}{2\pi C_{b'e}} \tag{3.2.30}$$

特征频率 f_T 是 BJT 的重要参数，常在手册中给出，由此即可求出 $C_{b'e}$。

与 $\dot{\beta}$ 相似，BJT 的共基极电流放大系数 α 也是频率的函数，可表示为

$$\dot{\alpha}=\frac{\alpha_0}{1+\mathrm{j}\dfrac{f}{f_\alpha}} \tag{3.2.31}$$

式中，α_0 是低频时 α 的值，f_α 是 BJT 的共基极截止频率。由 α 与 β 的关系可推出 f_α 与 f_β 之间存在如下关系

$$f_\alpha \approx (1+\beta_0)f_\beta \tag{3.2.32}$$

由式(3.2.29)和式(3.2.32)可得 f_{T} 与 f_α 之间有如下关系

$$f_{\mathrm{T}} \approx \beta_0 f_\beta=\alpha_0 f_\alpha \tag{3.2.33}$$

由上述分析可知，使用同一个 BJT 分别构成共射放大电路和共基放大电路时，共射放大电路的上限截止频率最高能达到 f_β，而共基放大电路的上限截止频率最高能达到 $(1+\beta_0)f_\beta$。由此可见，共基放大电路的高频特性比共射放大电路好得多，所以在高频应用领域常选用共基放大电路。

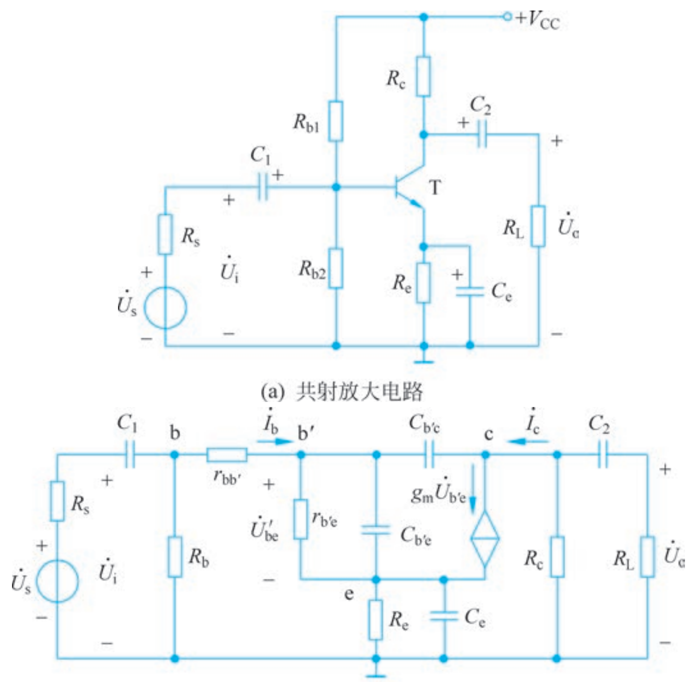
3.2.3 共射放大电路的频率响应

视频

由于放大电路中的耦合电容、BJT 的极间电容以及导线的分布电容的容抗都是频率的函数，因此，当频率在大范围内变化时，会影响到电压放大倍数。图 3.2.10(a)所示为静态工作点稳定的共射放大电路，下面以该电路为例，详细介绍放大电路频率响应的分析方法。

考虑到电容的影响，可以画出图 3.2.10(a)的完整的交流小信号等效电路，如图 3.2.10(b)所示。

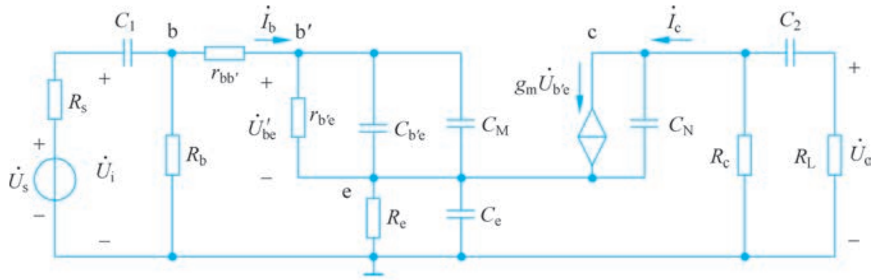
在图 3.2.10(b)中，$R_{\mathrm{b}}=R_{\mathrm{b1}}//R_{\mathrm{b2}}$，可见，等效电路中包含了 BJT 的极间电容 $C_{\mathrm{b'e}}$ 和



(b) 完整的交流小信号等效电路

图 3.2.10 共射放大电路及其完整的交流小信号等效电路

扩展阅读



(c) 密勒定理等效后的交流小信号电路

图 3.2.10 (续)

$C_{b'c}$、耦合电容 C_1 和 C_2、旁路电容 C_e。由于 $C_{b'c}$ 跨接了输入回路和输出回路，使电路分析变得十分复杂。为此，为了便于分析，运用密勒定理将 $C_{b'c}$ 等效变换到输入回路和输出回路，即将其折合到输入回路与输出回路，等效变换后的电路如图 3.2.10(c)所示。图中 C_M 为 b′和 e 之间的等效电容，其表达式为

$$C_M = C_{b'c}(1-\dot{A}_u) \tag{3.2.34}$$

C_N 为 c 和 e 之间的等效电容，其表达式为

$$C_N = C_{b'c}\left(1-\frac{1}{\dot{A}_u}\right) \tag{3.2.35}$$

在式(3.2.34)和式(3.2.35)中，$\dot{A}_u=\dot{U}_{ce}/\dot{U}_{b'e}$，在近似计算中常用中频时的 $\dot{A}_{um}=\dot{U}_{ce}/\dot{U}_{b'e}$ 代替。可见，用密勒定理等效变换后的 C_M 是 $C_{b'c}$ 的$(1+|\dot{A}_{um}|)$倍(对共射放大电路来说，$|\dot{A}_{um}|=-\dot{A}_{um}$)，其值较大，这种现象称为密勒倍增效应，简称密勒效应；而由于共射放大电路的$|\dot{A}_{um}|$通常很大，所以用密勒定理等效变换后的 C_N 近似等于 $C_{b'c}$，其值很小。

为了分析方便，下面将整个频率范围划分为三个频段(中频段、低频段、高频段)来讨论放大电路的频率响应。

1. 中频段的频率响应

在中频段，C_1、C_2 及 C_e 的容抗很小，与相串联的输入电阻 R_i、输出电阻 R_o 及其他电阻相比可以看作短路，同时极间电容 $C_{b'e}$ 和 $C_{b'c}$ 的容抗很大，与相并联的其他电阻相比，可以看作开路。这一频段对应的等效电路称为中频交流小信号等效电路，此时的等效电路是纯阻性的，得到的电压放大倍数与频率无关，2.4 节介绍的电压放大倍数就是在这一频段内得到的。因此，由图 3.2.10(b)可以画出电路的微变等效电路如图 3.2.11(a)所示。其中，$R_b=R_{b1}/\!/R_{b2}$，一般总是远大于 r_{be}，因而可以忽略 R_b，得到如图 3.2.11(b)所示的等效电路。

由图 3.2.11(b)可见，中频段的电压放大倍数为

$$\dot{A}_{um}=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}=-\frac{\beta_0 R'_L}{r_{be}} \tag{3.2.36}$$

式中，$R'_L=R_C/\!/R_L$。当考虑信号源的内阻对放大倍数的影响时，常用 $\dot{U}_o$ 和 $\dot{U}_s$ 的比值

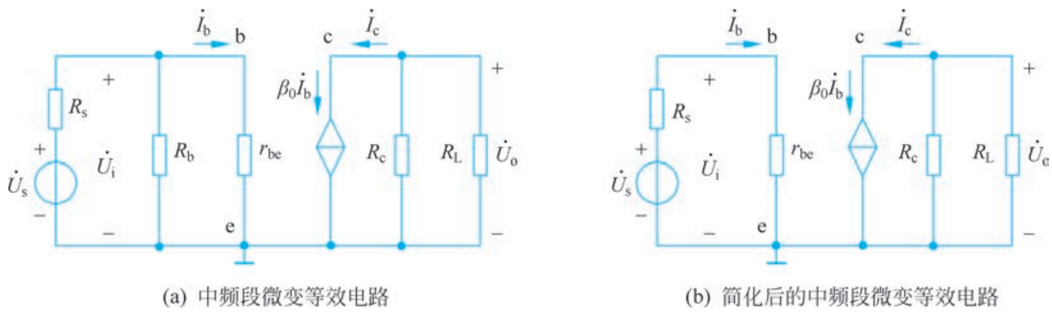


图 3.2.11 中频段交流小信号等效电路

表示放大电路的放大能力，用 $\dot A_{usm}$ 表示，即

$$\dot A_{usm}=\frac{\dot U_o}{\dot U_s}=\frac{\dot U_i}{\dot U_s}\frac{\dot U_o}{\dot U_i}=-\frac{r_{be}}{R_s+r_{be}}\frac{\beta_0 R'_L}{r_{be}}=\frac{\beta_0 R'_L}{R_s+r_{be}}\angle -180^\circ \tag{3.2.37}$$

2. 低频段的频率响应与下限截止频率

在低频段，$C_{b'e}$ 和 $C_{b'c}$ 可视为开路，虽然 C_1、C_2 及 C_e 的电容量较大，但工作于低频段时，其容抗增大，不能再看作短路，下面依次研究这些电容对频率响应的影响。

考虑 C_1、C_2 及 C_e 的影响，画出低频交流小信号等效电路如图 3.2.12(a)所示。因 $R_b \gg r_{be}$，故 R_b 可以忽略；又因下限截止频率 f_L 非常接近中频段，故当 $f=f_L$ 时，C_e 的容抗仍很小，一般能够满足 $R_e \gg \frac{1}{\omega C_e}$，所以 R_e 可以忽略，从而画出忽略 R_b 和 R_e 后的低频段微变等效电路，如图 3.2.12(b)所示。然后将 C_e 等效折算到输入回路，其等效电容为 $\frac{C_e}{1+\beta_0}$，再采用戴维南定理将输出回路进行等效变换，虚线左侧的一端口部分，其等效电压源为 $\beta_0 \dot I_b R_c$，等效电阻为 R_c，等效变换后的电路如图 3.2.12(c)所示。

由图 3.2.12(c)可得低频段的电压放大倍数为

$$\begin{aligned}\dot A_{usL}&=\frac{\dot U_o}{\dot U_s}=-\frac{\beta_0 R'_L}{R_s+r_{be}}\frac{1}{1-\mathrm{j}\dfrac{1}{\omega(R_s+r_{be})C'_1}}\frac{1}{1-\mathrm{j}\dfrac{1}{\omega(R_c+R_L)C_2}}\\&=\dot A_{usm}\frac{1}{1-\mathrm{j}\dfrac{1}{\omega(R_s+r_{be})C'_1}}\frac{1}{1-\mathrm{j}\dfrac{1}{\omega(R_c+R_L)C_2}}\end{aligned} \tag{3.2.38}$$

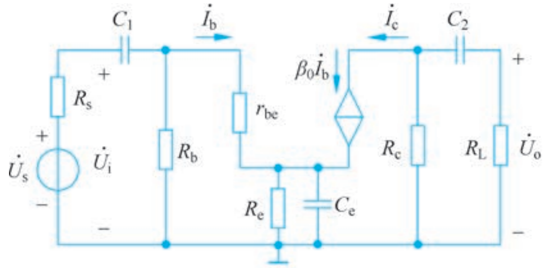
式中，C'_1 为输入回路中 C_1 和 $\frac{C_e}{1+\beta_0}$ 串联后的等效电容，即

$$C'_1=\frac{C_1C_e}{(1+\beta_0)C_1+C_e} \tag{3.2.39}$$

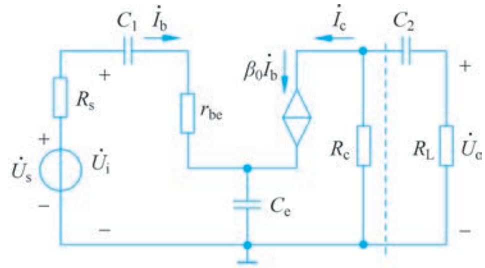
对比式(3.2.38)和式(3.2.6)可知，低频段的放大电路相当于包含两个 RC 高通网络。

在输入回路中，时间常数 $\tau_1=(R_s+r_{be})C'_1$，下限截止频率为

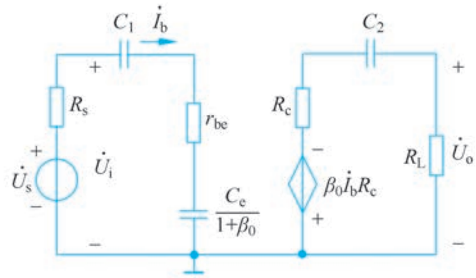
$$f_{L1}=\frac{1}{2\pi(R_s+r_{be})C'_1} \tag{3.2.40}$$



(a) 低频段微变等效电路



(b) 忽略R_b和R_e后的微变等效电路



(c) 等效变换后的微变等效电路

图 3.2.12　低频段交流小信号等效电路

上式表明，C_1 和 C_e 共同影响输入回路的下限截止频率，若只考虑 C_1，即无旁路电容 C_e，则 $f_{L1}=\dfrac{1}{2\pi(R_s+r_{be})C_1}$；若只考虑 C_e，忽略 C_1，则 $f_{L1}=\dfrac{1}{2\pi(R_s+r_{be})\dfrac{C_e}{1+\beta_0}}$。

在输出回路中，时间常数 $\tau_2=(R_c+R_L)C_2$，下限截止频率为

$$f_{L2}=\frac{1}{2\pi(R_c+R_L)C_2} \tag{3.2.41}$$

因此，由式(3.2.40)、式(3.2.41)可求得 f_{L1} 和 f_{L2}。通过以上分析可知，当 $\tau_2\gg\tau_1$ 时，即 $f_{L1}\gg f_{L2}$，低频段放大电路的下限截止频率 f_L 主要决定于 C_1'（C_1 和 C_e 共同影响），C_2 的影响可以忽略，即 $f_L\approx f_{L1}$；当 $\tau_1\gg\tau_2$ 时，即 $f_{L2}\gg f_{L1}$，f_L 与 C_2 有关，C_1' 的影响可以忽略，即 $f_L\approx f_{L2}$。

由式(3.2.39)、式(3.2.40)和式(3.2.41)可以看出，增大 C_1、C_2 和 C_e 的电容量可以降低下限截止频率，从而改善放大电路的低频响应。

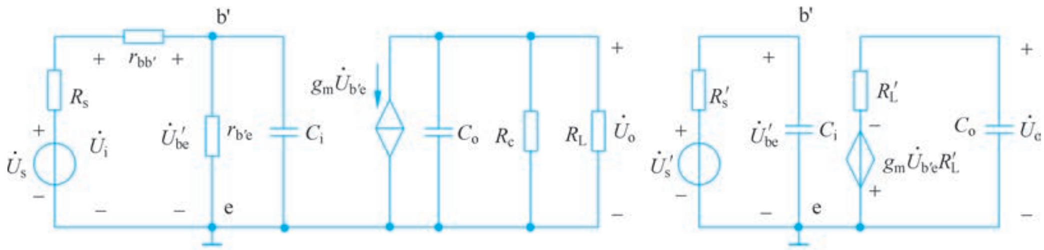
将式(3.2.40)和式(3.2.41)代入式(3.2.38)即得低频段的放大电路频率响应为

$$\dot{A}_{usL}=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s}=\frac{\dot{A}_{usm}}{\left(1-j\dfrac{f_{L1}}{f}\right)\left(1-j\dfrac{f_{L2}}{f}\right)} \tag{3.2.42}$$

3. 高频段的频率响应与上限截止频率

在高频段，C_1、C_2 和 C_e 等大容量的电容可看作短路，而 BJT 的结电容、分布电容、负载电容等小容量的电容随信号频率增大，其容抗会减小，已不能再看作开路。考虑

$C_{b'e}$、$C_{b'c}$、负载电容 C_L 及分布电容的影响，由图 3.2.10(c)可画出高频段交流小信号等效电路，如图 3.2.13(a)所示，其中，C_i 是 $C_{b'e}$、C_M 及分布电容并联后的等效电容，C_o 是 C_N、C_L 及分布电容并联后的等效电容。再将输入回路和输出回路分别采用戴维南定理进行等效变换，变换后的电路如图 3.2.13(b)所示，其中，$\dot{U}'_s=\dfrac{r_{b'e}}{R_s+r_{bb'}+r_{b'e}}\dot{U}_s$，$R'_s=(R_s+r_{bb'})//r_{b'e}$，$R'_L=R_c//R_L$。



(a) 高频段微变等效电路　　(b) 等效变换后的微变等效电路

图 3.2.13　高频段交流小信号等效电路

由图 3.2.13(b)可得高频段的电压放大倍数为

$$\dot{A}_{usH}=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s}=\frac{\dot{U}'_s}{\dot{U}_s}\frac{\dot{U}_{b'e}}{\dot{U}'_s}\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{b'e}}=\frac{r_{b'e}}{R_s+r_{bb'}+r_{b'e}}\frac{\dfrac{1}{j\omega C_i}}{R'_s+\dfrac{1}{j\omega C_i}}(-g_mR'_L)\frac{\dfrac{1}{j\omega C_o}}{R'_L+\dfrac{1}{j\omega C_o}}$$

$$=\dot{A}_{usm}\frac{1}{1+j\omega R'_sC_i}\frac{1}{1+j\omega R'_LC_o}\tag{3.2.43}$$

由式(3.2.43)及图 3.2.13(b)可以看出，高频段的放大电路相当于包含了两个 RC 低通网络。在输入回路中，时间常数 $\tau_i=R'_sC_i$，上限截止频率为

$$f_{H1}=\frac{1}{2\pi R'_sC_i}\tag{3.2.44}$$

在输出回路中，时间常数 $\tau_o=R'_LC_o$，上限截止频率为

$$f_{H2}=\frac{1}{2\pi R'_LC_o}\tag{3.2.45}$$

由式(3.2.44)和式(3.2.45)即可求得 f_{H1} 和 f_{H2}。由上述分析可知，当 $\tau_i\gg\tau_o$ 时，即 $f_{H1}\ll f_{H2}$，高频段放大电路的上限截止频率 f_H 决定于 C_i，C_o 的影响可以忽略，即 $f_H\approx f_{H1}$；当 $\tau_o\gg\tau_i$ 时，即 $f_{H2}\ll f_{H1}$，f_H 与 C_o 有关，C_i 的影响可以忽略，即 $f_H\approx f_{H2}$。

将式(3.2.44)和式(3.2.45)代入式(3.2.43)即得高频段的放大电路频率响应为

$$\dot{A}_{usH}=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s}=\frac{\dot{A}_{usm}}{\left(1+j\dfrac{f}{f_{H1}}\right)\left(1+j\dfrac{f}{f_{H2}}\right)}\tag{3.2.46}$$

4. 完整的频率响应

当低频段和高频段只考虑一个电容(C'_1 或 C_2，C_i 或 C_o)的影响时，根据前述共射放大电路中频段、低频段、高频段的频率响应表达式可以画出相应的波特图，从而得到完整

的频率响应曲线，如图 3.2.14 所示。

结合图 3.2.2 和图 3.2.4，从图 3.2.14 中可以看出，用折线(虚线)来代替曲线(实线)能够近似地表达放大电路的频率响应，两组曲线的最大误差均出现在转折处，即上限截止频率 f_H 和下限截止频率 f_L 两处。幅频响应的最大误差为 3dB，相频响应的最大误差为 5.7°。若要准确表达频率响应，可以在折线的基础上进行适当的修正，修正后的曲线如图 3.2.14 中实线所示。

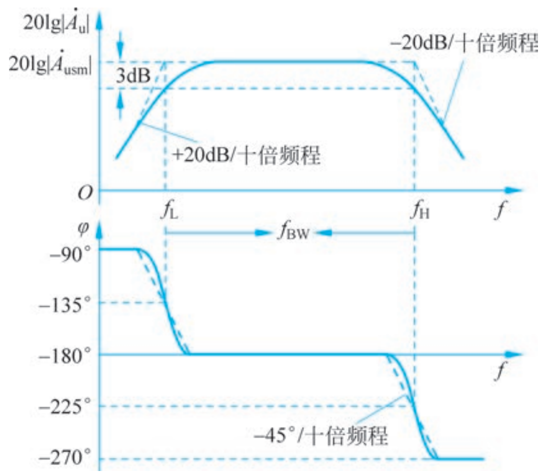


图 3.2.14　共射放大电路的波特图

由图 3.2.14 可以总结出阻容耦合共射放大电路的频率响应的特点如下：

(1) 对于幅值，在中频段，电容的影响可以忽略，所以电压放大倍数最大，且在这个频段内近似为常数；在低频段，结电容的容抗很大，与相应的 PN 结电阻并联时，可以忽略，而耦合电容及旁路电容的容抗变大，就会使电压放大倍数以 20dB/十倍频程的速度下降；在高频段，耦合电容及旁路电容的容抗很小，可以忽略，而结电容、负载电容及分布电容的容抗变小，也会使电压放大倍数以 20dB/十倍频程的速度下降。

(2) 对于相移，在中频段，忽略电容的影响，放大器的相移近似为−180°；在低频段，在耦合电容及旁路电容的影响下，曲线在中频相移的基础上，以 45°/十倍频程的速度产生超前的附加相移，最大超前 90°；在高频段，在结电容、负载电容及分布电容的影响下，曲线在中频相移的基础上，以 45°/十倍频程的速度产生滞后的附加相移，最大滞后 90°。

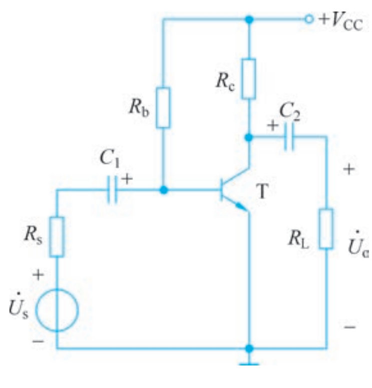


图 3.2.15　例 3.2.1 图

由以上讨论可知，在频率响应的分析中，上限截止频率 f_H 和下限截止频率 f_L 是两个重要的参数，这两个参数决定了放大电路的通频带 f_{BW}($f_{BW}=f_H-f_L$)，必须首先确定这两个参数，才可画出频率响应曲线，确定通频带。

【例 3.2.1】 电路如图 3.2.15 所示，BJT 的型号是 3DG8，$\beta_0=50$，$r_{bb'}=300\Omega$，$f_T=150\text{MHz}$，$C_{b'c}=4\text{nF}$，$U_{BE}=0.7\text{V}$；$V_{CC}=12\text{V}$，$R_b=560\text{k}\Omega$，$R_c=$

4.7kΩ，$R_s=600\Omega$，$R_L=10\text{k}\Omega$，$C_1=C_2=10\mu\text{F}$。求中频电压放大倍数、下限截止频率和上限截止频率。

解：（1）求解混合 π 模型参数

$$I_{BQ}=\frac{V_{CC}-U_{BE}}{R_b}=\frac{12-0.7}{560}\approx 20.2(\mu\text{A})$$

$$r_{b'e}=\frac{U_T}{I_{BQ}}=\frac{26}{20.2}\approx 1.3(\text{k}\Omega)$$

$$g_m=\frac{\beta_0}{r_{b'e}}\approx 38.5(\text{mS})$$

$$C_{b'e}=\frac{g_m}{2\pi f_T}=\frac{38.5}{2\pi\times 150}\approx 41(\text{nF})$$

$$\dot{A}_u=\frac{\dot{U}_{ce}}{\dot{U}_{b'e}}=-\frac{\beta_0(R_c\,/\!/\,R_L)}{r_{b'e}}=-g_m(R_c\,/\!/\,R_L)\approx -123.1$$

$$C_i=C_{b'e}+C_{b'c}(1-\dot{A}_u)=41+4\times 124.1=537.4(\text{nF})$$

（2）计算中频电压放大倍数

$$r_{be}=r_{bb'}+r_{b'e}=1.6(\text{k}\Omega)$$

$$\dot{A}_{usm}=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s}=\frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s}\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}=-\frac{\beta_0(R_c\,/\!/\,R_L)}{R_s+r_{be}}=-\frac{50\times 3.2}{0.6+1.6}\approx -72.7$$

（3）计算下限截止频率

$$f_{L1}=\frac{1}{2\pi(R_s+r_{be})C_1}=\frac{1}{2\pi(0.6+1.6)\times 10^3\times 10\times 10^{-6}}\approx 7.2(\text{Hz})$$

$$f_{L2}=\frac{1}{2\pi(R_c+R_L)C_2}=\frac{1}{2\pi\times 3.2\times 10^3\times 10\times 10^{-6}}\approx 5(\text{Hz})$$

故电路的下限截止频率为

$$f_L=f_{L1}=7.2(\text{Hz})$$

（4）计算上限截止频率

$$R'_s=(R_s\,/\!/\,R_b+r_{bb'})\,/\!/\,r_{b'e}=(0.6\,/\!/\,560+0.3)\,/\!/\,1.3\approx 0.53(\text{k}\Omega)$$

$$C_o\approx C_{b'c}=4(\text{nF})$$

因为时间常数 R'_sC_i 大于 $(R_c+R_L)C_o$，所以电路的上限截止频率为

$$f_H=\frac{1}{2\pi R'_sC_i}=\frac{1}{2\pi\times 0.53\times 10^3\times 537.4\times 10^{-9}}\approx 0.56(\text{kHz})$$

3.3 场效应管放大电路的频率响应

由于场效应管放大电路也存在耦合电容和极间电容，因此，放大电路的电压放大倍数也必然与频率有关。下面分析场效应管放大电路的频率响应。

3.3.1 场效应管的高频等效模型

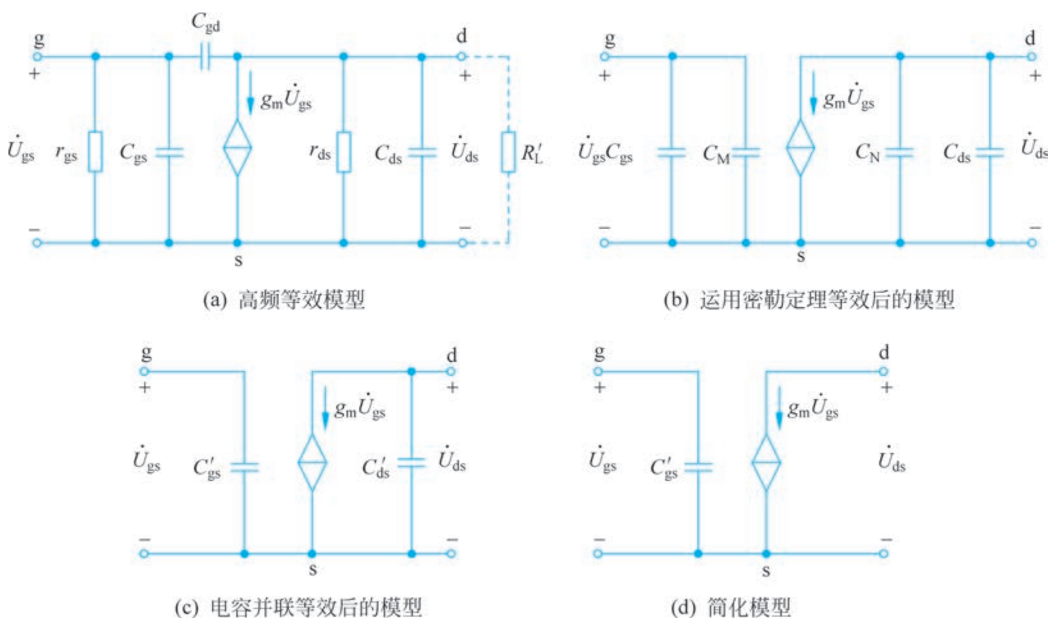
由于场效应管各极之间存在极间电容，因而其高频响应与 BJT 相似。根据场效应管的结构，可以画出其高频等效模型，如图 3.3.1(a)所示。其中，C_{gs}、C_{gd} 和 C_{ds} 为极间电容，r_{gs} 和 r_{ds} 分别为 g 与 s 之间的输入电阻和 d 与 s 之间的输出电阻，其值都很大。由于 r_{gs} 和 r_{ds} 比它们的外接电阻大得多，因此，在近似分析时，可以忽略不计，认为它们是开路的。而对于跨接在 g 与 d 之间的极间电容 C_{gd}，为了便于分析，运用密勒定理对其进行等效变换，等效变换后的电路如图 3.3.1(b)所示。其中，C_M 为 g 和 s 之间的等效电容，其表达式为

$$C_M = C_{gd}(1-\dot{A}_u) \tag{3.3.1}$$

C_N 为 d 和 s 之间的等效电容，其值为

$$C_N = C_{gd}\left(1-\frac{1}{\dot{A}_u}\right) \tag{3.3.2}$$

式中，$\dot{A}_u = \dfrac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}$。在输入回路中，用 C'_{gs} 表示 C_{gs} 和 C_M 并联后的等效电阻；在输出回路中，用 C'_{ds} 表示 C_{ds} 和 C_N 并联后的等效电阻，等效后的场效应管模型如图 3.3.1(c)所示。由于输入回路的时间常数通常比输入回路的小得多，故高频时的上限截止频率取决于输入回路的时间常数，可以忽略 C'_{ds} 的影响，从而得到高频时场效应管的简化模型，如图 3.3.1(d)所示。



(a) 高频等效模型

(b) 运用密勒定理等效后的模型

(c) 电容并联等效后的模型

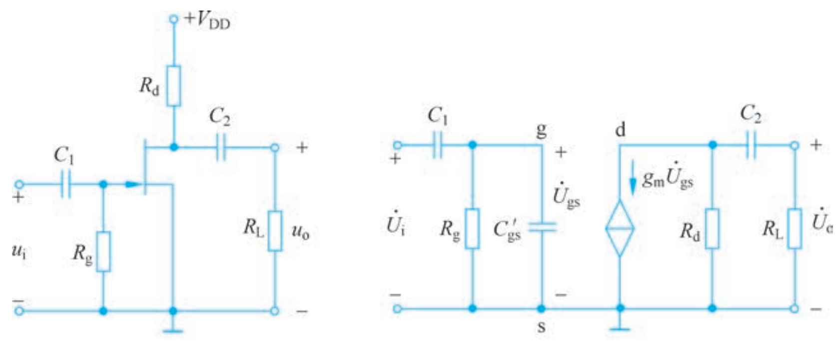
(d) 简化模型

图 3.3.1 场效应管的高频等效模型

3.3.2 共源放大电路的频率响应

场效应管放大电路的频率响应分析方法与BJT放大电路的频率响应分析方法非常相似，其结果也很相似。下面以共源极放大电路为例，介绍场效应管放大电路的频率响应分析方法。

共源极放大电路如图3.3.2(a)所示，考虑耦合电容和极间电容的影响，其完整的交流小信号等效电路如图3.3.2(b)所示。



(a) 共源极放大电路 (b) 完整的交流小信号等效电路

图3.3.2 共源极放大电路及其完整的交流小信号等效电路

1. 中频段的频率响应

在中频段，耦合电容 C_1、C_2 短路，极间电容 C'_{gs} 开路，因而可画出中频段微变等效电路，如图3.3.3所示。

由图3.3.3可求得放大电路在中频段的电压放大倍数为

$$\dot{A}_{um}=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}=-\frac{g_m\dot{U}_{gs}(R_d /\!/ R_L)}{\dot{U}_{gs}}=-g_m R'_L \tag{3.3.3}$$

2. 低频段的频率响应与下限截止频率

在低频段，考虑耦合电容 C_1、C_2 的影响，画出共源极放大电路在低频段的微变等效电路，如图3.3.4所示。

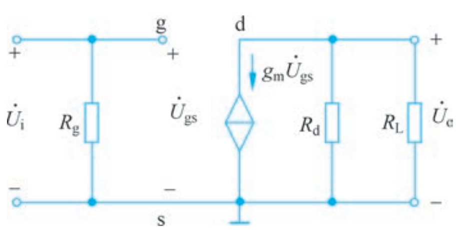


图3.3.3 中频段微变等效电路

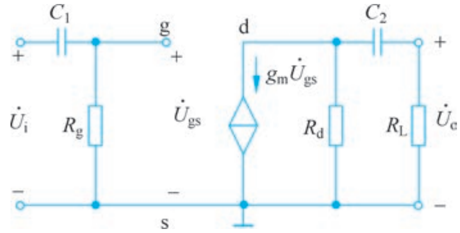


图3.3.4 低频段微变等效电路

由图3.3.4可求得放大电路在低频段的电压放大倍数为

$$\dot{A}_{uL}=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}=\dot{A}_{um}\frac{1}{1-j\dfrac{1}{\omega R_g C_1}}\frac{1}{1-j\dfrac{1}{\omega(R_d+R_L)C_2}} \tag{3.3.4}$$

由式(3.3.4)可知,低频段的放大电路相当于包含两个 RC 高通网络。在输入回路中,时间常数 $\tau_1=R_gC_1$,下限截止频率为

$$f_{L1}=\frac{1}{2\pi R_g C_1} \tag{3.3.5}$$

在输出回路中,时间常数 $\tau_2=(R_d+R_L)C_2$,下限截止频率为

$$f_{L2}=\frac{1}{2\pi(R_d+R_L)C_2} \tag{3.3.6}$$

由此求得 f_{L1} 和 f_{L2}。若 $f_{L1}\gg f_{L2}$,则低频段放大电路的下限截止频率 $f_L\approx f_{L1}$;若 $f_{L2}\gg f_{L1}$,则 $f_L\approx f_{L2}$。由式(3.3.5)和式(3.3.6)也可以看出,增大耦合电容 C_1、C_2 可以降低下限截止频率,从而改善放大电路的低频响应。

将式(3.3.5)和式(3.3.6)代入式(3.3.4)即得放大电路低频段的频率响应为

$$\dot{A}_{uL}=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}=\frac{\dot{A}_{um}}{\left(1-j\dfrac{f_{L1}}{f}\right)\left(1-j\dfrac{f_{L2}}{f}\right)} \tag{3.3.7}$$

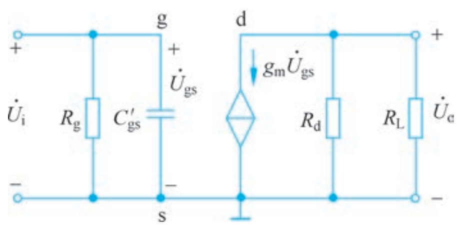


图 3.3.5　高频段微变等效电路

3. 高频段的频率响应与上限截止频率

在高频段,主要考虑极间电容 C'_{gs} 的影响,画出共源极放大电路在高频段的微变等效电路,如图 3.3.5 所示。

由图 3.3.5 可求得放大电路在高频段的电压放大倍数为

$$\dot{A}_{uH}=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}=\dot{A}_{um}\frac{1}{1+j\omega R_g C'_{gs}} \tag{3.3.8}$$

由式(3.3.8)可知,高频段的放大电路相当于包含一个 RC 低通网络。在输入回路中,时间常数 $\tau_1=R_gC'_{gs}$,可求得放大电路的上限截止频率为

$$f_H=\frac{1}{2\pi R_g C'_{gs}} \tag{3.3.9}$$

将式(3.3.9)代入式(3.3.8)即可求得放大电路高频段的频率响应为

$$\dot{A}_{uH}=\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}=\frac{\dot{A}_{um}}{1+j\dfrac{f}{f_H}} \tag{3.3.10}$$

由上述各频段的频率响应表达式也可以画出与 BJT 放大电路(见图 3.2.14)非常相似的波特图,此处不再赘述。

3.3.3 放大电路的增益带宽积

通过前面分析可知，加大耦合电容及旁路电容，可以降低下限截止频率，从而改善放大电路的低频特性，然而这种改善是有限的，在信号频率较低时，应考虑采用直接耦合方式。直接耦合放大电路不通过耦合电容实现级间连接，因此其下限截止频率 $f_L=0$。

为了改善放大电路的高频特性，可以减小管子的极间电容，提高上限截止频率。放大电路的通频带（带宽）$f_{BW}=f_H-f_L$，由于一般总是有 $f_H \gg f_L$，故 $f_{BW}\approx f_H$，扩展通频带的关键就在于提高 f_H。但从前面的共射放大电路和共源放大电路的频率响应分析可知，经密勒定理等效变换后的输入回路电容 C_M 都会有密勒倍增效应，其大小与电路的放大倍数 A_u 有关。因此在提高放大倍数 A_u 时，将使 C_M 增大，从而降低 f_H；同样，通过增大 R'_L 可以提高放大倍数 A_u，但将使 f_H 降低。这说明提高放大电路的增益与扩展放大电路的通频带是相互矛盾的。因此，不能只以 f_H 的大小来判断一个放大电路的高频性能。综合考虑这两个性能，引入一个新的参数“增益带宽积”，记作 GBP，定义为

$$\mathrm{GBP}=A_{usm}f_{BW}\approx A_{usm}f_H \tag{3.3.11}$$

确定了管子和电路的参数后，GBP 基本就是一个常数。由此可见，增益增大多少倍，带宽几乎就会变窄多少倍，这个结论具有普遍性。

3.4 多级放大电路的频率响应

由 2.7.2 节的分析可知，对于一个 n 级放大电路，电压放大倍数为各级电压放大倍数的乘积，即 $\dot{A}_u=\dot{A}_{u1}\dot{A}_{u2}\cdots\dot{A}_{un}$。各级放大电路的电压放大倍数是频率的函数，故多级放大电路的电压放大倍数 $\dot{A}_u$ 也必然是频率的函数。因此，一个 n 级放大电路的对数幅频响应和相频响应表达式为

$$20\lg|\dot{A}_u|=\sum_{k=1}^{n}20\lg|\dot{A}_{uk}| \tag{3.4.1}$$

$$\varphi=\sum_{k=1}^{n}\varphi_k \tag{3.4.2}$$

为了简明起见，假设一个两级放大电路由两个频率响应相同（$\dot{A}_{u1}=\dot{A}_{u2}$）的单级放大电路构成，即它们的中频电压增益 $\dot{A}_{um1}=\dot{A}_{um2}$，下限截止频率 $f_{L1}=f_{L2}$，上限截止频率 $f_{H1}=f_{H2}$。下面定性分析该两级放大电路的幅频响应，研究它与所含单级放大电路频率响应的关系。

整个电路的中频电压增益为

$$20\lg|\dot{A}_{um}|=20\lg|\dot{A}_{um1}|+20\lg|\dot{A}_{um2}|=40\lg|\dot{A}_{um1}|$$

当 $f=f_{L1}$ 时，每级对应的电压增益为 $\dfrac{|\dot{A}_{um1}|}{\sqrt{2}}$，所以

$$20\lg|\dot{A}_{um}|=40\lg|\dot{A}_{um1}|-40\lg\sqrt{2}$$

由此可知，两级放大电路的增益下降了6dB，并且由于此时$\dot{A}_{u1}$、$\dot{A}_{u2}$均产生+45°的附加相移，所以$\dot{A}_u$产生+90°的附加相移。同理可得，当$f=f_{H1}$时，两级放大电路的增益也下降了6dB，但此时$\dot{A}_{u1}$、$\dot{A}_{u2}$均产生−45°的附加相移，所以$\dot{A}_u$产生−90°的附加相移。因此，根据上述分析可以画出这个两级放大电路及单级放大电路的波特图如图3.4.1所示。根据放大电路通频带的定义，当电压增益为$0.707|\dot{A}_{um}|$时，即增益下降3dB处对应的频率分别为下限截止频率f_L和上限截止频率f_H，标注如图3.4.1所示。显然，$f_L>f_{L1}$，$f_H<f_{H1}$，因此两级放大电路的通频带比单级放大电路窄。依此推广到多级放大电路，多级放大电路的下限截止频率将增大，且大于每一级放大电路的下限截止频率；上限截止频率将减小，且小于每一级放大电路的上限截止频率，故多级放大电路的通频带变窄。

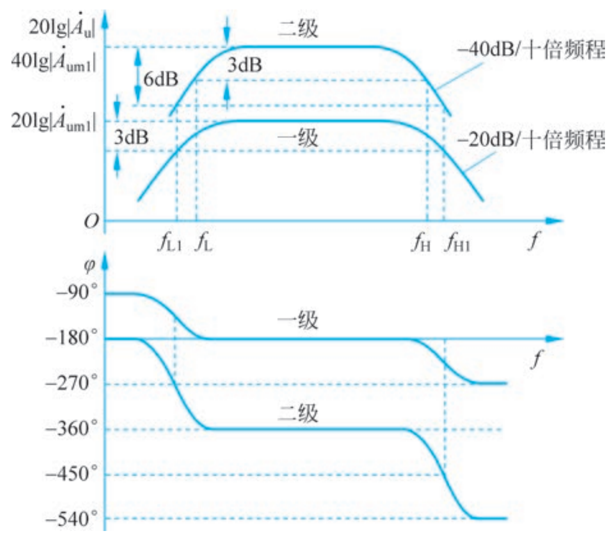


图3.4.1　两级放大电路的波特图

若要定量计算一个n级放大电路的下限截止频率f_L和上限截止频率f_H，设每一级的下限截止频率为$f_{L1}, f_{L2}, \cdots, f_{Ln}$，则多级放大电路低频段的增益表达式为

$$\dot{A}_u=\prod_{k=1}^{n}\dot{A}_{umk}\frac{1}{1-j(f_{Lk}/f)} \tag{3.4.3}$$

其中，$\dot{A}_{umk}$为第k级放大电路的中频放大倍数。整个电路的中频电压放大倍数为

$$|\dot{A}_{um}|=\prod_{k=1}^{n}|\dot{A}_{umk}|$$

所以有

$$\left|\frac{\dot{A}_u}{\dot{A}_{um}}\right|=\prod_{k=1}^{n}\frac{1}{\sqrt{1+(f_{Lk}/f)^2}}$$

根据下限截止频率的定义，当 $f=f_L$ 时，$\left|\dfrac{\dot{A}_u}{\dot{A}_{um}}\right|=\dfrac{1}{\sqrt{2}}$，因此可得

$$\prod_{k=1}^{n}\frac{1}{\sqrt{1+(f_{Lk}/f_L)^2}}=\frac{1}{\sqrt{2}}$$

两边平方得

$$\prod_{k=1}^{n}[1+(f_{Lk}/f_L)^2]=2$$

将上式展开后，考虑到$\dfrac{f_{Lk}}{f_L}<1(k=1,2,\cdots,n)$，故忽略高次项得

$$f_L\approx\sqrt{f_{L1}^2+f_{L2}^2+\cdots+f_{Ln}^2}$$

为了得到更精确的结果，将上式进行修正，乘以修正系数 1.1，可得

$$f_L\approx 1.1\sqrt{f_{L1}^2+f_{L2}^2+\cdots+f_{Ln}^2} \tag{3.4.4}$$

设每一级的上限截止频率为 $f_{H1},f_{H2},\cdots,f_{Hn}$，则多级放大电路在高频段的增益表达式是

$$\dot{A}_u=\prod_{k=1}^{n}\dot{A}_{umk}\frac{1}{1+j(f/f_{Hk})} \tag{3.4.5}$$

与上述 f_L 的推导过程类似，并经过修正，可得

$$\frac{1}{f_H}\approx 1.1\sqrt{\frac{1}{f_{H1}^2}+\frac{1}{f_{H2}^2}+\cdots+\frac{1}{f_{Hn}^2}}$$

所以

$$f_H\approx\frac{1}{1.1\sqrt{\dfrac{1}{f_{H1}^2}+\dfrac{1}{f_{H2}^2}+\cdots+\dfrac{1}{f_{Hn}^2}}} \tag{3.4.6}$$

若两级放大电路是由两个相同频率响应的单级放大电路组成，则其下限截止频率和上限截止频率分别为

$$f_L\approx 1.1\sqrt{2}f_{L1}=1.56f_{L1}$$

$$f_H\approx\frac{f_{H1}}{1.1\sqrt{2}}=0.643f_{H1}$$

若一个三级放大电路是由相同频率响应的单级放大电路组成，则可求得它的下限截止频率和上限截止频率分别为

$$f_L\approx 1.1\sqrt{3}f_{L1}=1.91f_{L1}$$

$$f_H\approx\frac{f_{H1}}{1.1\sqrt{3}}=0.52f_{H1}$$

通过比较可以看出，放大电路的级数越多，通频带越窄。

式(3.4.4)和式(3.4.6)多用于各级截止频率相差不大的情况。若某级的下限截止频率远高于其他各级的下限截止频率，则多级放大电路的下限截止频率近似等于该级的

下限截止频率(最高的下限截止频率);同理,若某级的上限截止频率远低于其他各级的上限截止频率,则多级放大电路的上限截止频率近似等于该级的上限截止频率(最低的下限截止频率),进而可知,如果某一级放大电路的频率响应设计得不够好,则会影响整个多级放大电路的频率特性。

小结

(1) 由于放大器件存在着极间电容,以及有些放大电路中存在耦合电容、旁路电容、分布电容、负载电容等,因此,放大电路对不同频率的信号具有不同的放大能力,其增益和相移均会随频率变化而变化,即增益是信号频率的函数,这种函数关系称为放大电路的频率响应,常用波特图(对数频率特性曲线)来描述。

(2) 为了描述 BJT 对高频信号的放大能力,需建立它的高频等效模型,即 BJT 的混合 π 模型。常用的 BJT 的频率参数有共射极截止频率 f_β、特征频率 f_T。

(3) 对于单级共射放大电路,低频段电压放大倍数下降的主要原因是输入信号在耦合电容及旁路电容上产生压降,同时还将产生 0~90°的超前附加相移。高频段电压放大倍数下降的主要原因是 BJT 的极间电容的影响,同时产生 0~90°的滞后附加相移。

(4) 下限截止频率 f_L 和上限截止频率 f_H 的数值决定于电容所在回路的时间常数,通频带 $f_{BW}=f_H-f_L$。

(5) 在一定条件下,增益带宽积约为常量,若要获得比较好的高频特性,则选择上限截止频率高的放大器件;若要使低频特性比较好,则可以考虑直接耦合方式。直接耦合放大电路不通过电容实现级间连接,因此,其低频截止频率 $f_L=0$,低频响应好。

(6) 多级放大电路的通频带总是比组成它的每一级的通频带窄,而且级数越多,通频带越窄。

习题

3.1 选择填空。

(1) 放大电路在高频信号作用时放大倍数数值下降的原因是________,而低频信号作用时放大倍数数值下降的原因是________。

A. 耦合电容和旁路电容的存在

B. 半导体器件极间电容和分布电容的存在

C. 半导体器件的非线性特性

D. 放大电路的静态工作点不合适

(2) 当信号频率等于放大电路的 f_L 或 f_H 时,放大倍数的值约下降到中频时的________。

A. 0.5 倍　　B. 0.7 倍　　C. 0.9 倍　　D. 1.4 倍

(3) 对于基本共射放大电路,当 $f=f_L$ 时,$\dot{U}_o$ 与 $\dot{U}_i$ 的相位关系是________;

A. +45°　　B. −90°　　C. −135°　　D. −225°

当 $f=f_H$ 时,$\dot{U}_o$ 与 $\dot{U}_i$ 的相位关系是________。

A. $-45°$　　B. $-90°$　　C. $-135°$　　D. $-225°$

3.2　若某一放大电路的电压放大倍数为100，则其对数电压增益是多少分贝？另一放大电路的对数电压增益为80dB，则其电压放大倍数是多少？

3.3　已知某放大电路电压放大倍数的频率特性为

$$\dot{A}_u = \frac{1000\mathrm{j}\dfrac{f}{10}}{\left(1+\mathrm{j}\dfrac{f}{10}\right)\left(1+\mathrm{j}\dfrac{f}{10^6}\right)}$$

式中，f 的单位为Hz，试求该电路的中频对数电压增益、下限截止频率 f_L 和上限截止频率 f_H。

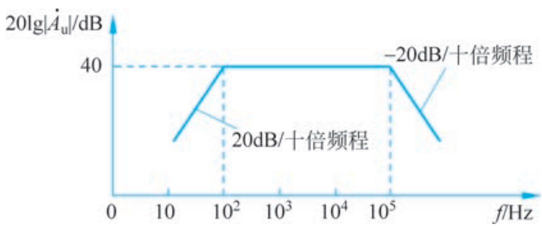
3.4　一个放大电路的幅频特性如题图3.4所示，由图可知，该电路的中频放大倍数 $|A_{um}|$、下限截止频率 f_L 和上限截止频率 f_H 各为多少？

3.5　已知某电路是由相同频率响应的单级放大电路组成，其幅频特性如题图3.5所示，试回答：

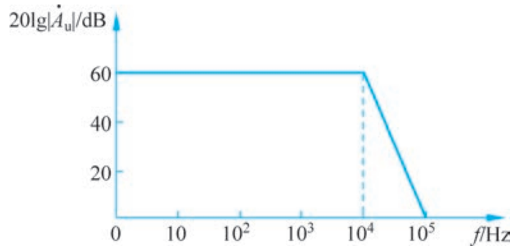
（1）该电路的耦合方式。

（2）该电路由几级放大电路组成？

（3）写出 $\dot{A}_u$ 的表达式，并估算该电路的上限截止频率 f_H。

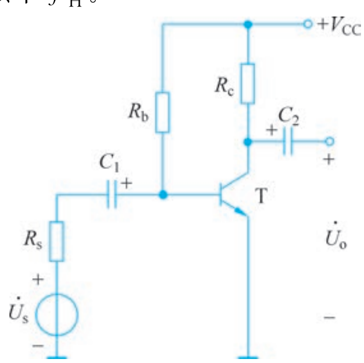


题图　3.4



题图　3.5

3.6　电路如题图3.6所示，$V_{CC}=12\mathrm{V}$，$R_b=470\mathrm{k}\Omega$，$R_c=6\mathrm{k}\Omega$，$R_s=1\mathrm{k}\Omega$，$C_1=C_2=5\mu\mathrm{F}$；BJT的 $\beta_0=50$，$U_{BE}=0.7\mathrm{V}$，$r_{bb'}=500\Omega$，$f_T=70\mathrm{MHz}$，$C_{b'c}=5\mathrm{pF}$。试求电路的下限截止频率 f_L 和上限截止频率 f_H。



题图　3.6