

本章主要介绍频率响应、振幅频率失真、相位频率失真以及瞬态响应等重要概念,讨论放大电路的频率响应与放大器件以及电路结构的关系,进而引入宽带放大电路的设计思路以及展宽频带的思想。

5.1 频率响应概述

待放大的信号,如语音信号、电视信号、生物信号等,都不是简单的单频信号,它们都是由许多不同相位、不同频率分量组成的复杂信号,即占有一定的频谱。由于实际的放大电路中存在电抗元件(如耦合电容、旁路电容、晶体管的极间电容、电路的负载电容、分布电容、引线电感等),所以当输入信号的频率过高或过低时,不仅放大电路增益的大小会变化,而且还将产生超前或滞后的相移。这说明放大电路的增益是信号频率的函数,这种函数关系称为**频率响应**(Frequency Response)。

在第 3 章中所介绍的“**通频带**”就是用来描述电路对不同频率信号适应能力的动态参数。任何一个具体的放大电路都有一个确定的通频带。因此在设计电路时,必须首先了解信号的频率范围,以便使所设计的电路具有适应于该信号频率范围的通频带。而在使用电路前,应首先查阅手册、资料,或实测其通频带,以便确定电路的适用范围。

5.1.1 频率响应的基本概念

1. 放大电路的频率响应

如前所述,放大电路的增益是频率的函数,可以表示为

$$\dot{A} = A(j\omega) = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)} \quad (5-1)$$

式中, $\omega = 2\pi f$ 为信号的角频率; $A(\omega)$ 和 $\varphi(\omega)$ 分别为放大电路增益(电压增益、电流增益、互导增益、互阻增益)的幅值和相角,它们都是频率的函数。图 5.1 所示是某放大电路某增益的频响特性曲线。

图 5.1(a)称为幅频响应(Magnitude Response)特性,图 5.1(b)称为相频响应(Phase Response)特性,分别简称为**幅频特性**和**相频特性**。

由图 5.1 可见,在中频区,增益的大小和相角基本不随频率的变化而变化;而在低频区和高频区,增益和相角都将随频率的变化而变化。若要使放大电路不失真地放大信号,应保证被放大信号的频率范围处在中频区,否则,将会产生**频率失真**(Frequency Distortion)。



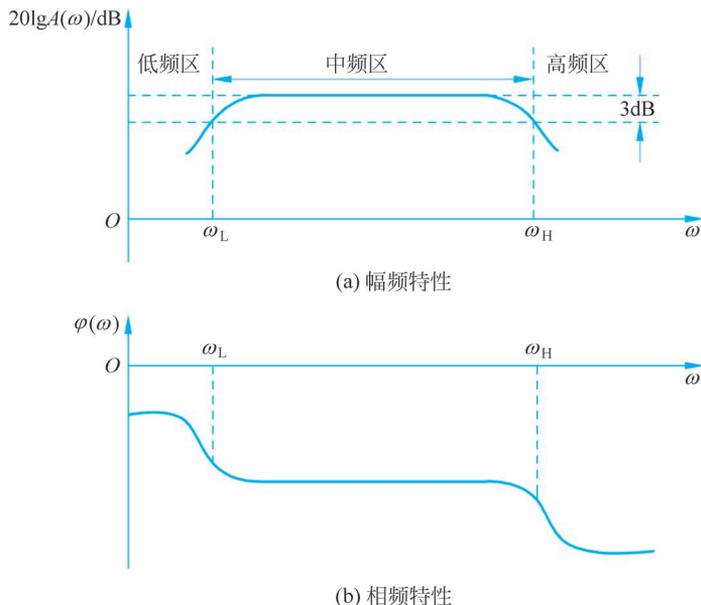


图 5.1 放大电路的频率响应

2. 频率失真

下面用图 5.2 说明频率失真的概念。

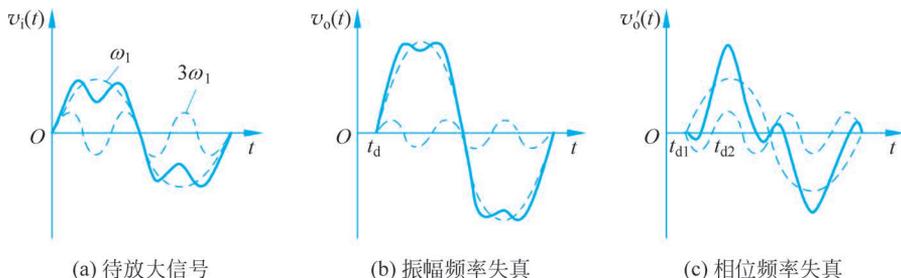


图 5.2 频率失真

设某待放大的信号由基波(ω_1)和三次谐波($3\omega_1$)所组成,如图 5.2(a)所示。由于电抗元件的存在,如果放大电路对三次谐波的放大倍数小于对基波的放大倍数,那么,放大后的信号各频率分量的大小比例将不同于待放大的信号,如图 5.2(b)所示。这种由于放大倍数随频率变化而引起的失真称为**振幅频率失真**。如果放大电路对待放大信号各频率分量信号的放大倍数虽然相同,但延迟时间不同(分别为 t_{d1} 和 t_{d2}),那么,放大后的合成信号也将产生失真,如图 5.2(c)所示。由于相位 $\varphi(\omega) = \omega t_d$,延迟时间不同,意味着相角与 ω 不成正比,由此产生的失真称为**相位频率失真**。

3. 不失真条件——理想频率响应

由上述讨论可知,若放大电路对待放大信号所有频率分量信号的放大倍数相同,延迟时间也相同,那么就不可能产生频率失真,所以不产生频率失真的条件为

$$\begin{cases} A(\omega) = K & (5-2a) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \varphi(\omega) = \omega t_d & (5-2b) \end{cases}$$

其中, K 、 t_d 为常数。

图 5.3 示出了不产生频率失真的振幅频率响应和相位频率响应,称为**理想频率响应**。

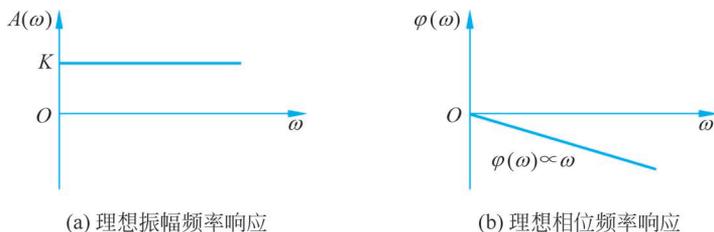


图 5.3 理想频率响应

4. 线性失真和非线性失真的区别

由于频率失真是由电路的线性电抗元件(电阻、电容、电感)引起的,所以频率失真又称为**线性失真**。在第 3 章讨论过由于器件的非线性引起的输出信号的失真(截止失真和饱和失真)。线性失真和非线性失真都会使输出信号产生畸变,但两者有截然不同之处,其不同主要体现在以下两点。

1) 起因不同

线性失真是由电路中的线性电抗元件引起的,而非线性失真是由电路中的非线性元件(如 BJT 或 FET)引起的。

2) 结果不同

线性失真只会使各被放大信号各频率分量的比例关系和时间关系发生变化,或滤掉其中的某些频率分量,决不会产生被放大信号中所没有的新的频率分量;而非线性失真却不同,其主要特征是输出信号中会产生输入信号中所没有的新的频率分量。如果输入信号为单一频率的正弦波信号,产生非线性失真时,输出变为非正弦波,它不仅包含输入信号的频率成分(基波 ω_1),而且还产生许多新的谐波成分($2\omega_1, 3\omega_1, \dots$)。

5.1.2 频率响应的分析

频率响应的分析是以系统的传递函数与相应的拉普拉斯变换为基础的。从放大电路的交流等效电路出发,将其中的电容 C 用 $1/sC$ 表示,电感 L 用 sL 表示,求出电路的传递函数表达式,确定其极点与零点,并由此确定有关放大电路的频率特性参数;也可将 $j\omega$ 取代传递函数中的复变量 s ,获得电路的频率特性表达式,然后根据定义求得频率响应的有关参数。下面讨论频响分析中的有关问题。

1. 等效电路

由图 5.1 可知,放大电路的频率响应可分为三个频段:中频段、低频段、高频段。由于电路中的每个电容只对频谱某一端的影响大,所以,为了避免对一个完整电路求解复杂的传递函数,可对不同频段内的放大电路建立不同的等效电路。

1) 中频段: 通频带 BW 以内的区域

由于耦合电容及旁路电容的容量较大,在中频区呈现的容抗($1/\omega C$)较小,故可视为短路;而 BJT 或 FET 的极间电容的容量较小,在中频区呈现的容抗较大,故可视为开路。因此,在中频段范围内,电路中所有电抗的影响均可忽略不计,如第 3 章、第 4 章所述。在中频段,放大电路增益的幅值和相角均为常数,不随频率而变化。

2) 低频段: $f < f_L$ 的区域

在低频段,随着频率的减小,耦合电容及旁路电容的容抗增大,分压作用明显,不可再视为短路;而 BJT 或 FET 的极间电容呈现的容抗比中频时更大,仍可视作开路。因此,影响低频响应的主要因素是耦合电容及旁路电容。在低频段,放大电路增益的幅值比中频时减小并产生附加相移。

3) 高频段: $f > f_H$ 的区域

在高频段,随着频率的增大,耦合电容及旁路电容的容抗比中频时更小,仍可视作短路;而 BJT 或 FET 的极间电容呈现的容抗比中频时减小,分流作用加大,不可再视为开路。因此,影响高频响应的主要因素是放大管的极间电容。在高频段,放大电路增益的幅值比中频时减小并产生附加相移。

2. 伯德图

伯德图是用来描绘放大电路频率响应的一种重要方法,它是在半对数坐标(横轴用对数坐标,纵轴用等分坐标)系中,在已知系统的极点和零点的情况下,用渐近线(Asymptote)代替实际频响曲线进行作图的方法。由于这种作图方法是由 H. W. Bode 首先提出来的,因此这种图称为伯德图。从伯德图上不仅可以确定放大电路频率响应的主要参数,而且在研究负反馈放大电路的稳定性问题时也常用伯德图解决(将在第 8 章详细讨论)。因此,由传递函数写出 $A(\omega)$ 和 $\varphi(\omega)$ 的表达式,并作出相应的伯德图的方法是必须掌握的。

小信号放大电路是线性时不变系统,传递函数(Transfer Function)的表达式可以写成

$$A(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \cdots + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \cdots + a_0} \quad (5-3a)$$

将上式中的分子、分母多项式进行因式分解可得

$$A(s) = H_0 \frac{(s - z_1)(s - z_2) \cdots (s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2) \cdots (s - p_n)} \quad (5-3b)$$

式中, $H_0 = \frac{b_m}{a_n}$ 为常数, z_1, z_2, \cdots, z_m 称为传递函数的零点(Zeros), p_1, p_2, \cdots, p_n 称为传递函数的极点(Poles)。

一个稳定的有源线性系统的极点、零点有以下特点。

- (1) 系统的零点个数小于或等于极点个数。
- (2) 系统的极点在左半平面,即极点若为实数必为负实数,若为复数则必为共轭复数。
- (3) 系统极点的个数等于电路中独立电抗元件的个数。

将式(5-3b)中的 s 用 $j\omega$ 代替,就得到系统的频率特性表达式,即

$$A(j\omega) = H_0 \frac{(j\omega - z_1)(j\omega - z_2) \cdots (j\omega - z_m)}{(j\omega - p_1)(j\omega - p_2) \cdots (j\omega - p_n)} \quad (5-4)$$

由式(5-4)可写出幅频特性和相频特性的表达式。

对数幅频特性为

$$\begin{aligned} 20\lg A(\omega) = & 20\lg H_0 + 20\lg \sqrt{\omega^2 + z_1^2} + 20\lg \sqrt{\omega^2 + z_2^2} + \cdots + 20\lg \sqrt{\omega^2 + z_m^2} \\ & - 20\lg \sqrt{\omega^2 + p_1^2} - 20\lg \sqrt{\omega^2 + p_2^2} - \cdots - 20\lg \sqrt{\omega^2 + p_n^2} \end{aligned} \quad (5-5a)$$

相频特性为

$$\varphi(\omega) = \arctan\left(-\frac{\omega}{z_1}\right) + \arctan\left(-\frac{\omega}{z_2}\right) + \cdots + \arctan\left(-\frac{\omega}{z_m}\right) - \arctan\left(-\frac{\omega}{p_1}\right) - \arctan\left(-\frac{\omega}{p_2}\right) - \cdots - \arctan\left(-\frac{\omega}{p_n}\right) \quad (5-5b)$$

由式(5-5a)和式(5-5b)可以看出,无论是幅频特性还是相频特性,都可以看成各因子的代数和。由此得到启示,即作伯德图时,可以在图上分别作出各因子的伯德图,然后通过叠加,便可得到整个系统的伯德图。

下面分别讨论式(5-4)中可能出现因子的伯德图。

1) 常数因子

$$A(j\omega) = K \quad (5-6)$$

式中, K 为常数,其对数幅频特性和相频特性的表达式为

$$\begin{cases} 20\lg A(\omega) = 20\lg K \\ \varphi(\omega) = 0^\circ \end{cases} \quad (5-7)$$

由式(5-7)可作出常数因子的伯德图,如图 5.4 所示。

2) $j\omega$ 因子

$$A(j\omega) = j\omega \quad (5-8)$$

其对数幅频特性和相频特性的表达式为

$$\begin{cases} 20\lg A(\omega) = 20\lg \omega \\ \varphi(\omega) = \arctan \frac{\omega}{0} = 90^\circ \end{cases} \quad (5-9)$$

由式(5-9)可作出其幅频特性和相频特性的伯德图如图 5.5 所示。由图 5.5 可见, $j\omega$ 因子的幅频特性是一条通过横轴上 $\omega = 1$ 点、斜率为 20dB/十倍频程的一条直线,相移是 90° 。

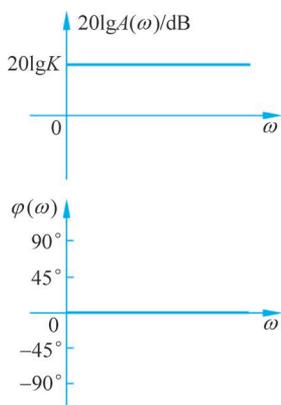


图 5.4 常数因子的伯德图

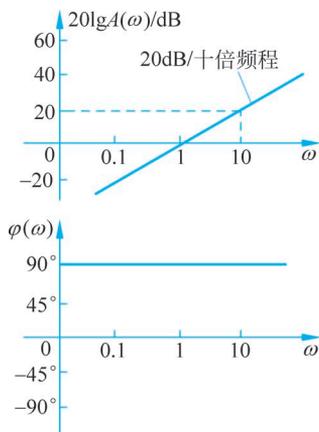


图 5.5 $j\omega$ 因子的伯德图

3) 一阶极点因子

$$A(j\omega) = \frac{1}{j\omega + \omega_p} \quad (5-10)$$

将式(5-10)改写为

$$A(j\omega) = \frac{1}{\omega_p \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_p}\right)} \quad (5-11)$$

式(5-11)中的 ω_p 可以归并到常数因子中去,因此,只需讨论如下因子

$$A'(j\omega) = \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p}} \quad (5-12)$$

式(5-12)的对数幅频特性和相频特性的表达式为

$$\begin{cases} 20\lg A'(\omega) = -20\lg \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^2} \\ \varphi'(\omega) = -\arctan \frac{\omega}{\omega_p} \end{cases} \quad (5-13)$$

由式(5-13)可作出伯德图如图 5.6 所示。

由图 5.6 可见,幅频特性由两条渐近线组成:当 $\omega \ll \omega_p$ 时, $20\lg A'(\omega)$ 表达式平方根中的 $\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^2$ 可以忽略,因此 $20\lg A'(\omega) = 0$, 是一条与横轴重合的直线;当 $\omega \gg \omega_p$ 时, $20\lg A'(\omega)$ 表达式平方根中的 1 可以忽略,因此 $20\lg A'(\omega) = -20\lg \frac{\omega}{\omega_p}$, 是一条斜率为 $(-20\text{dB}/十倍频程)$ 的直线。以上两条直线相交于 $\omega = \omega_p$ 处,称 ω_p 为**转折点(Breakpoint)角频率**或**-3dB 角频率**。实际的幅频特性如图 5.6 中虚线所示,用折线近似幅频特性的最大误差就发生在 $\omega = \omega_p$ 处,它的误差为 -3dB 。

由图 5.6 可见,相频特性由三条渐近线组成:当 $\omega \ll 0.1\omega_p$ 时, $\varphi'(\omega) \approx 0^\circ$, 是一条与横轴重合的直线;当 $\omega \gg 10\omega_p$ 时, $\varphi'(\omega) \approx -90^\circ$, 是一条与横轴平行的直线;当 $\omega = \omega_p$ 时, $\varphi'(\omega) \approx -45^\circ$, 在 $0.1\omega_p < \omega < 10\omega_p$ 的范围内,相频特性是一条斜率为 $-45^\circ/十倍频程$ 的一条直线。实际的相频特性如图 5.6 中虚线所示,用折线近似实际相频特性的最大误差发生在 $\omega = 0.1\omega_p$ 和 $\omega = 10\omega_p$ 处,误差分别为 $\pm 5.7^\circ$ 。由图 5.6 可知,一个极点的相频特性的最大相移是 -90° 。

4) 一阶零点因子

$$A(j\omega) = j\omega + \omega_z \quad (5-14)$$

将式(5-14)改写为

$$A(j\omega) = \omega_z \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_z}\right) \quad (5-15)$$

同理,式(5-15)中的 ω_z 也可以归并到常数因子中,因此,只需讨论如下因子

$$A'(j\omega) = 1 + j \frac{\omega}{\omega_z} \quad (5-16)$$

式(5-16)的对数幅频特性和相频特性的表达式为

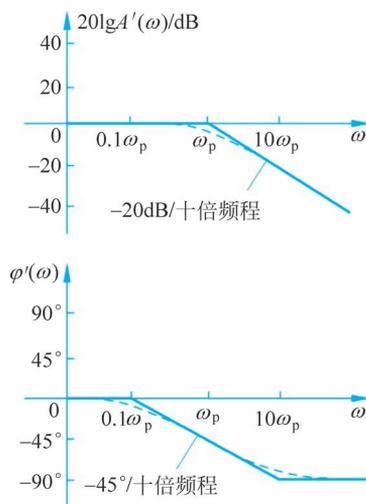


图 5.6 一阶极点因子 $\frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p}}$ 的伯德图

$$\begin{cases} 20\lg A'(\omega) = 20\lg \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_z}\right)^2} \\ \varphi'(\omega) = \arctan \frac{\omega}{\omega_z} \end{cases} \quad (5-17)$$

由式(5-17)可作出伯德图如图 5.7 所示。一阶零点因子伯德图的做法和一阶极点因子类似,此处不再赘述。由图 5.7 可见,它和一阶极点因子正好相反,当 $\omega \gg \omega_z$ 时,幅频特性的斜率是 20dB/十倍频程,一个零点的相频特性的最大相移是 $+90^\circ$ 。

【例 5.1】 已知某放大电路的传递函数为

$$A(s) = \frac{10^8 s}{(s + 10^2)(s + 10^5)}$$

试画出相应的幅频特性和相频特性的伯德图,并指出该放大电路的上限截止频率 f_H , 下限截止频率 f_L 及中频增益 A_m 各为多少?

【解】 该题用来熟悉: 由传递函数画伯德图的方法; 由伯德图确定放大电路频率响应参数的方法。具体做法如下。

(1) 将 $A(s)$ 变换成以下标准形式

$$A(s) = \frac{10s}{\left(1 + \frac{s}{10^2}\right)\left(1 + \frac{s}{10^5}\right)}$$

(2) 将 $s = j\omega$ 代入上式得放大电路的频率特性表达式为

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

(3) 从 $A(j\omega)$ 的表达式中可以看出,它包括一个常数因子,一个 $j\omega$ 因子和两个极点因子。因此,可以在半对数坐标系中分别作出这四个因子的伯德图,然后进行叠加,便可得到整个系统的伯德图,如图 5.8 所示。

(4) 由图 5.8(a)可得,该放大电路的中频增益 $A_m = 60\text{dB}$; 上限截止频率 $f_H = \frac{10^5}{2\pi} \text{Hz} \approx 15.9\text{kHz}$; 下限截止频率 $f_L = \frac{10^2}{2\pi} \text{Hz} \approx 15.9\text{Hz}$ 。

【例 5.2】 求图 5.9 所示 RC 低通电路频率特性的表达式,并画出伯德图。

【解】 利用电路的 s 域模型,容易得到电路的传递函数为

$$A(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{1}{1 + sRC} = \frac{1}{1 + s\tau}$$

式中, $\tau = RC$, 是电路的时间常数。

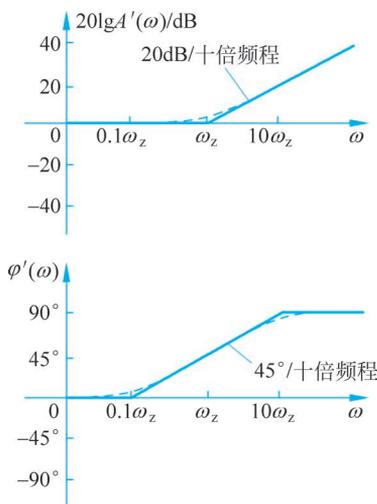
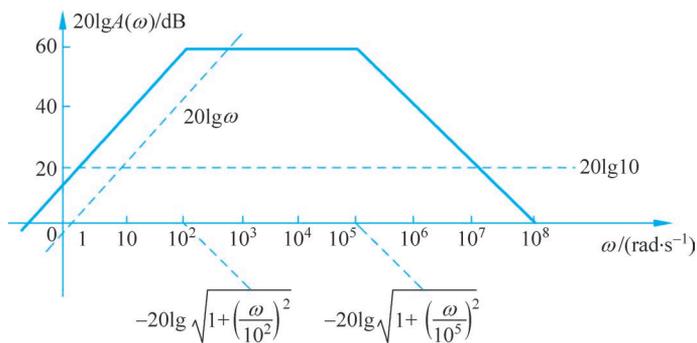
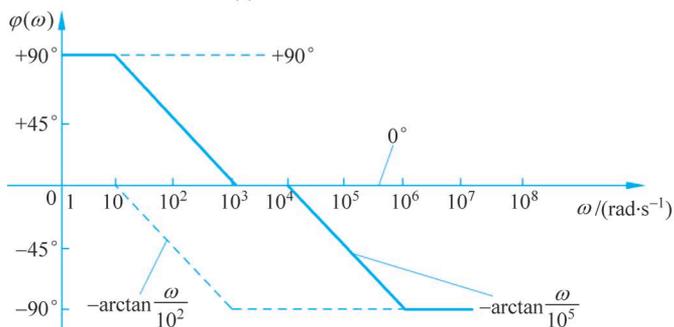


图 5.7 一阶零点因子 $1 + j\frac{\omega}{\omega_z}$ 的伯德图



(a) 幅频特性伯德图



(b) 相频特性伯德图

图 5.8 例 5.1 图解

将 $s = j\omega$ 代入上式得到电路频率特性的表达式为

$$A(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega\tau} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_p}}$$

可见,该电路为一单极点系统,其中 $\omega_p = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{RC}$,是一阶极点因子的转折角频率。由 $A(j\omega)$ 的表达式容易画出电路频率特性的伯德图如图 5.6 所示。

在放大电路的高频区,影响频率响应的主要因素是晶体管的极间电容和接线电容等,它们在电路中与其他支路是并联的,因此,这些电容对电路高频特性的影响可用图 5.9(RC 低通电路)模拟,在 5.2 节以及 5.4.2 节研究放大电路高频响应时可利用例 5.2 的结果。

【例 5.3】 求图 5.10(a)所示 RC 高通电路频率特性的表达式,并画出伯德图。

【解】 利用电路的 s 域模型,容易得到电路的传递函数为

$$A(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{R}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{sRC}{1 + sRC} = \frac{s\tau}{1 + s\tau}$$

式中, $\tau = RC$, 是电路的时间常数。

将 $s = j\omega$ 代入上式得到电路频率特性的表达式为

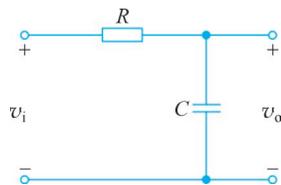


图 5.9 RC 低通电路

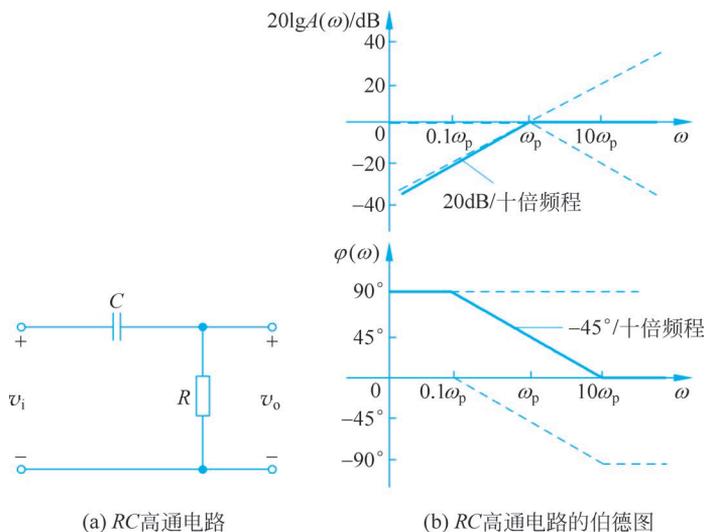


图 5.10 RC 高通电路及其伯德图

$$A(j\omega) = \frac{j\omega\tau}{1+j\omega\tau} = \frac{j\frac{\omega}{\omega_p}}{1+j\frac{\omega}{\omega_p}}$$

式中, $\omega_p = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{RC}$ 。由上式可知,图 5.10(a)所示电路的频率特性由两个因子组成: $j\frac{\omega}{\omega_p}$ 因子和一阶极点因子,将这两个因子的伯德图进行叠加,便可得到其伯德图,如图 5.10(b)中实线所示。

在放大电路的低频区,耦合电容和射极旁路电容对电路频率特性的影响可用图 5.10(a) (RC 高通电路)模拟,在 5.3 节以及 5.4.3 节研究放大电路低频响应时可利用例 5.3 的结果。

5.2 BJT 放大电路的高频响应

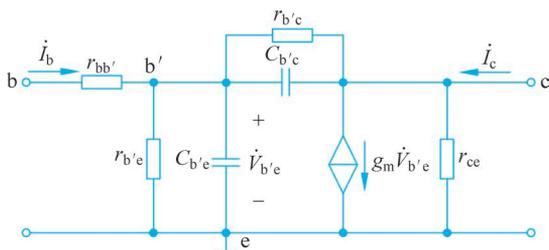
在第 3 章讨论 BJT 放大电路时,一般认为 BJT 的结电容对交流信号是开路的。实际上,这种处理只适合于一定的频率范围,当放大电路的工作频率很高时,BJT 结电容的容抗很小,这时就不能再认为是开路了。

BJT 在高频工作区,其参数和频率有关。因此,讨论放大电路的高频响应,首先应该讨论 BJT 的频率参数。

5.2.1 BJT 的频率参数

考虑了结电容的 BJT 的高频小信号模型如图 5.11 所示,常称其为 BJT 的**混合 π 模型**。其中, $C_{b'e}$ 为发射结电容; $C_{b'c}$ 为集电结电容。由于 $r_{b'c}$ 远大于 $C_{b'c}$ 的容抗, r_{ce} 远大于 c-e 间所接的负载电阻,因而通常可认为它们是开路的。由图 5.11 可推导出 BJT 几个很重要的高频参数。



图 5.11 BJT 的高频小信号模型(混合 π 模型)

1. 共发射极电流放大系数 β 及其截止频率 f_β

由图 5.11 可见,由于结电容的影响,BJT 的 β 值将是频率的函数,根据 β 的定义有

$$\beta = \frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_b} \Big|_{c-e \text{ 间短路}} \quad (5-18)$$

可得到推导 β 的等效电路如图 5.12(a) 所示。

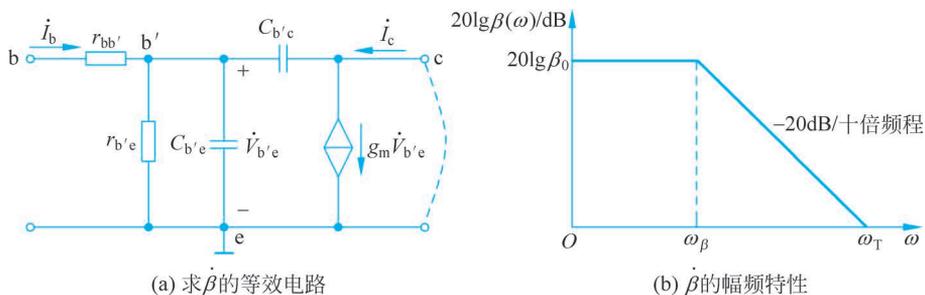


图 5.12 BJT 的高频参数

由图 5.12(a) 可知,

$$\begin{aligned} \dot{I}_c &= g_m \dot{V}_{b'e} - j\omega C_{b'c} \dot{V}_{b'e} \\ \dot{V}_{b'e} &= \dot{I}_b \left(r_{b'e} \parallel \frac{1}{j\omega C_{b'e}} \parallel \frac{1}{j\omega C_{b'c}} \right) \end{aligned}$$

因此有

$$\beta = \frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_b} = \frac{(g_m - j\omega C_{b'c}) r_{b'e}}{1 + j\omega r_{b'e} (C_{b'e} + C_{b'c})} \quad (5-19)$$

通常 $C_{b'c}$ 很小,最大为几皮法,因此, $\omega C_{b'c} \ll g_m$, 故式(5-19)可以近似写为

$$\beta \approx \frac{g_m r_{b'e}}{1 + j\omega r_{b'e} (C_{b'e} + C_{b'c})} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta}} \quad (5-20)$$

式中

$$\beta_0 = g_m r_{b'e} \quad (5-21)$$

是 BJT 在中频时的 β 值。

$$\omega_\beta = \frac{1}{r_{b'e} (C_{b'e} + C_{b'c})} \quad (5-22)$$

称为 β 的截止角频率(Cutoff Angle Frequency)。 β 的截止频率 f_β 为

$$f_{\beta} = \frac{1}{2\pi r_{b'e}(C_{b'e} + C_{b'c})} \quad (5-23)$$

由式(5-20)可以作出 β 的幅频特性如图 5.12(b)所示。由图可见,当 $\omega \gg \omega_{\beta}$ 时,BJT 的 β 值随频率的升高以 $-20\text{dB}/十倍频程$ 的速率下降。使用 BJT 作放大器件时,工作频率不能大于截止频率,否则放大电路会产生频率失真。

2. 特征频率 f_T

当 $\beta(\omega)$ 下降到 $1(0\text{dB})$ 时对应的角频率称为**特征角频率**(Character Angle Frequency),记为 ω_T 。当 $\omega = \omega_T$ 时,BJT 失去了电流放大能力。

根据定义有

$$\beta(\omega_T) = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_T}{\omega_{\beta}}\right)^2}} = 1$$

于是

$$\omega_T \approx \beta_0 \omega_{\beta} \quad (5-24)$$

由式(5-21)、式(5-22)、式(5-24)和 $C_{b'e} \gg C_{b'c}$ 的条件,可得

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_{b'e} + C_{b'c}} \approx \frac{g_m}{C_{b'e}} \quad (5-25)$$

即 BJT 的**特征频率** f_T 为

$$f_T \approx \frac{g_m}{2\pi C_{b'e}} \quad (5-26)$$

3. 共基极电流放大系数 $\dot{\alpha}$ 及其截止频率 f_{α}

由 α 和 β 的关系,可推导出 $\dot{\alpha}$ 的频率响应表达式如下

$$\dot{\alpha} = \frac{\dot{\beta}}{1 + \dot{\beta}} = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{\alpha}}} \quad (5-27)$$

其中, $\alpha_0 = \frac{\beta_0}{1 + \beta_0}$, 为中频时的共基极电流放大系数。 ω_{α} 为 $\dot{\alpha}$ 的截止角频率。

ω_{α} 与 ω_{β} 的关系如式(5-28)所示。

$$\omega_{\alpha} = (1 + \beta_0) \omega_{\beta} \quad (5-28)$$

由式(5-28)可见, $\dot{\alpha}$ 的截止角频率比 $\dot{\beta}$ 的截止角频率高 $(1 + \beta_0)$ 倍,因此,同一个 BJT 组成的共基极放大电路,比共发射极放大电路允许的工作频率高。

在 BJT 的频率参数中,特征频率 f_T 是一个最有用的参数,一般器件手册中都会给出 f_T 的数据。

5.2.2 共发射极放大电路的高频响应

1. 共发射极放大电路的高频等效电路

共发射极放大电路如图 5.13(a)所示,利用 BJT 的高频小信号模型,可画出其高频等效电路如图 5.13(b)所示。在图 5.13(b)中, $R_B = R_{B1} // R_{B2}$ 很大,为了化简分析,可近似看成开路。 $R'_L = R_C // R_L$ 。集电结电容 $C_{b'c}$ 跨接在输入回路和输出回路之间,因而使电路的分析



复杂化,下面首先应用密勒定理将 $C_{b'e}$ 作单向化近似。

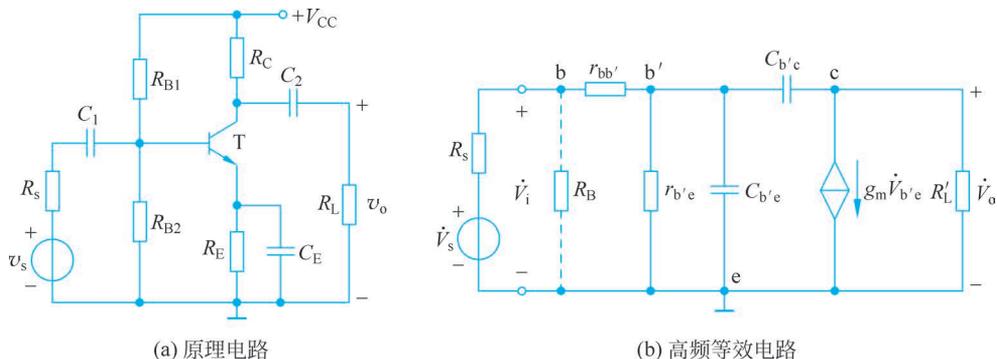


图 5.13 共发射极放大电路

2. 密勒定理及高频等效电路的化简

密勒定理给出了网络的一种等效变换关系,它可以跨接在网络输入端和输出端之间的阻抗分别等效为并接在输入端和输出端的阻抗,如图 5.14 所示。

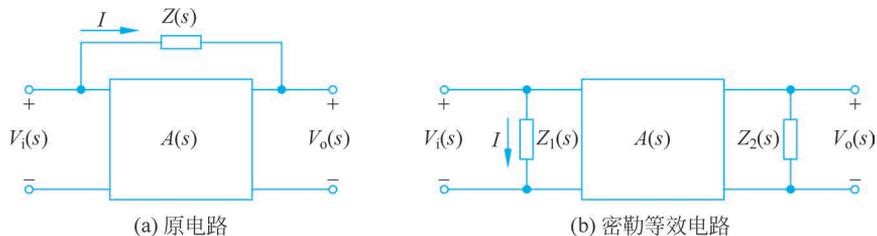


图 5.14 密勒定理

图 5.14(a)所示的网络中,阻抗 $Z(s)$ 跨接在其输入端和输出端之间,它可以等效为图 5.14(b)所示网络中的 $Z_1(s)$ 和 $Z_2(s)$,具体推导过程如下。

图 5.14(a)中的 I 与图 5.14(b)中的 I 应该相等,即

$$\frac{V_i(s) - V_o(s)}{Z(s)} = \frac{V_i(s)}{Z_1(s)}$$

因此有

$$Z_1(s) = \frac{Z(s)}{1 - \frac{V_o(s)}{V_i(s)}} = \frac{Z(s)}{1 - A(s)} \quad (5-29)$$

式中, $A(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)}$ 为系统的传递函数。

同理,可以求出图 5.14(b)中的 $Z_2(s)$ 为

$$Z_2(s) = \frac{Z(s)}{1 - \frac{1}{A(s)}} \quad (5-30)$$

应用密勒定理,可以将图 5.13(b)中的电容 $C_{b'e}$ 等效成两个电容 C_{M1} 和 C_{M2} ,如图 5.15 所示。

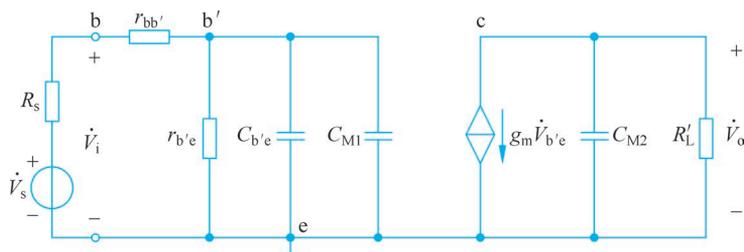


图 5.15 共发射极放大电路高频区的密勒近似等效电路

图 5.15 中的 C_{M1} 和 C_{M2} 可以由式(5-29)和式(5-30)求出,其中的 $Z(s)$ 为 $1/sC_{b'e}$ 。若忽略 $C_{b'e}$ 上的分流作用, $A(s)$ 应为

$$A(s) = \frac{V_o(s)}{V_{b'e}(s)} \approx -g_m R'_L \quad (5-31)$$

于是得到

$$C_{M1} = C_{b'e} (1 + g_m R'_L) \approx g_m R'_L C_{b'e} \quad (5-32)$$

$$C_{M2} = C_{b'e} \left(1 + \frac{1}{g_m R'_L} \right) \approx C_{b'e} \quad (5-33)$$

可见,等效到输入端的电容 C_{M1} 比 $C_{b'e}$ 本身增大了许多倍,称为**密勒倍增效应**。而等效到输出端的电容 C_{M2} 约为 $C_{b'e}$ 本身,仍然很小,其影响可以忽略不计,所以图 5.15 可进一步化简为如图 5.16 所示的电路。

在图 5.16 中,有

$$\begin{aligned} C_i &= C_{b'e} + C_{M1} = C_{b'e} + g_m R'_L C_{b'e} \\ &= C_{b'e} \left(1 + \frac{C_{b'e}}{C_{b'e}} g_m R'_L \right) = D C_{b'e} \quad (5-34) \end{aligned}$$

可见,计入 C_{M1} 后,接在输入端的总电容 C_i 为 $C_{b'e}$ 的 D 倍,故称 D 为**密勒倍增因子**。

$$R'_s = r_{b'e} // (R_s + r_{bb'}) \quad (5-35)$$

$$\dot{V}'_s = \frac{r_{b'e}}{R_s + r_{bb'} + r_{b'e}} \dot{V}_s \quad (5-36)$$

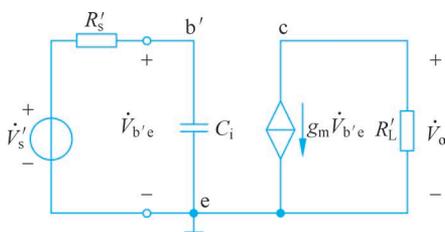


图 5.16 图 5.15 的化简等效电路

3. 高频增益表达式及上限截止频率

由图 5.16 并参考例 5.2,可得到共发射极放大电路在高频区的源电压增益表达式为

$$\dot{A}_{vs} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_{b'e}} \cdot \frac{\dot{V}_{b'e}}{\dot{V}'_s} \cdot \frac{\dot{V}'_s}{\dot{V}_s} = -g_m R'_L \frac{r_{b'e}}{R_s + r_{bb'} + r_{b'e}} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_H}} \quad (5-37)$$

式中, ω_H 为放大电路的上限截止角频率,其大小取决于输入回路的时间常数 τ ,即

$$\omega_H = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{R'_s C_i} = \frac{1}{r_{b'e} (R_s + r_{bb'}) (C_{b'e} + g_m R'_L C_{b'e})} \quad (5-38)$$

考虑到式(5-34)、式(5-22)及式(5-24)并注意 $C_{b'e} \gg C_{b'e}$ 的条件,式(5-38)可写成如下形式

$$\omega_H \approx \frac{R_s + r_{bb'} + r_{b'e}}{R_s + r_{bb'}} \cdot \frac{\omega_\beta}{D} = \frac{R_s + r_{bb'} + r_{b'e}}{\beta_0 (R_s + r_{bb'})} \cdot \frac{\omega_T}{D} \quad (5-39)$$

由式(5-38)及式(5-39)可以看出,要扩展共发射极放大电路的上限截止频率,可以遵循以下3条原则。

(1) BJT 的选择非常重要,要选择特征频率 f_T 或截止频率 f_β 高,而且 $C_{b'e}$ 、 $C_{b'c}$ 和 $r_{bb'}$ 尽可能小的 BJT。

(2) 当管子选定后,必须尽可能减小 R_s 。

(3) 减小 R'_L 。但应注意 R'_L 的减小会影响到放大电路的增益,因此 R'_L 的选择应兼顾上限截止频率和增益的要求。

总之,要扩展共发射极放大电路的上限截止频率,应使其输入和输出节点均为低阻节点(即减小 R_s 和 R'_L),但上限截止频率 f_H 的扩展最终受到管子特征频率 f_T 的限制。

4. 增益带宽积

增益带宽积(Gain Bandwidth Product)是评价放大电路高频性能的另一重要指标,用 GBW 表示,它定义为中频区增益与上限截止频率乘积的绝对值。对于共发射极放大电路,增益带宽积为

$$GBW = |A_{vsm} \cdot f_H| = \frac{\omega_T}{2\pi D} \cdot \frac{R'_L}{R_s + r_{bb'}} \quad (5-40)$$

5.2.3 共集电极放大电路的高频响应

共集电极放大电路如图 5.17(a)所示,其高频等效电路如图 5.17(b)所示。为了简化分析,等效电路中忽略了 BJT 的基区体电阻 $r_{bb'}$,并且考虑到 R_B 很大,故作开路处理。

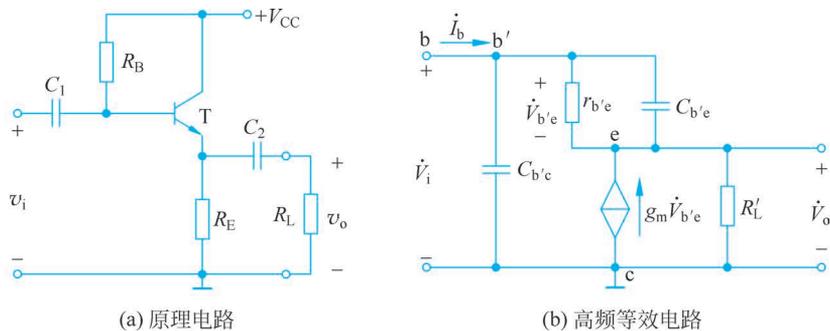


图 5.17 共集电极放大电路

图 5.17(b)中,由于 $C_{b'c}$ 很小,它所呈现的容抗很大,所以可近似认为开路,故可得

$$\begin{cases} \dot{V}_o = (\dot{I}_b + g_m \dot{V}_{b'e}) R'_L \\ \dot{V}_i = \dot{V}_{b'e} + \dot{V}_o \\ \dot{V}_{b'e} = \dot{I}_b \left(r_{b'e} \parallel \frac{1}{j\omega C_{b'e}} \right) \end{cases}$$

联立上述方程,并注意到 $\beta = g_m r_{b'e}$,可解得共集电极放大电路电压增益的高频响应表达式为



$$\begin{aligned}\dot{A}_v &= \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{(1+\beta)R'_L + j\omega r_{b'e}C_{b'e}R'_L}{r_{b'e} + (1+\beta)R'_L + j\omega r_{b'e}C_{b'e}R'_L} \\ &= \frac{(1+\beta)R'_L}{r_{b'e} + (1+\beta)R'_L} \cdot \frac{1 + \frac{j\omega r_{b'e}C_{b'e}}{1+\beta}}{1 + \frac{j\omega r_{b'e}C_{b'e}R'_L}{r_{b'e} + (1+\beta)R'_L}}\end{aligned}\quad (5-41)$$

由式(5-41)可以看出,共集电极放大电路的中频电压增益 A_{vm} 、极点角频率 ω_p 和零点角频率 ω_z 分别如下:

$$A_{vm} = \frac{(1+\beta)R'_L}{r_{b'e} + (1+\beta)R'_L} \quad (5-42)$$

$$\omega_z = \frac{1+\beta}{r_{b'e}C_{b'e}} \approx \frac{\beta}{r_{b'e}C_{b'e}} = \frac{g_m}{C_{b'e}} \quad (5-43)$$

$$\omega_p = \frac{r_{b'e} + (1+\beta)R'_L}{r_{b'e}C_{b'e}R'_L} \approx \frac{r_{b'e} + \beta R'_L}{r_{b'e}C_{b'e}R'_L} = \frac{1 + g_m R'_L}{C_{b'e}R'_L} \approx \frac{g_m}{C_{b'e}} \quad (5-44)$$

由式(5-43)和式(5-44)可知,共集电极放大电路高频响应表达式中的零点和极点可以相互抵消,因此其通频带很宽。这种放大电路的通频带仅受 BJT 特征频率 f_T 的限制。

5.2.4 共基极放大电路的高频响应

共基极放大电路如图 5.18(a)所示,其高频等效电路如图 5.18(b)所示。为了简化分析,等效电路中忽略了 BJT 的基区体电阻 $r_{bb'}$ 。

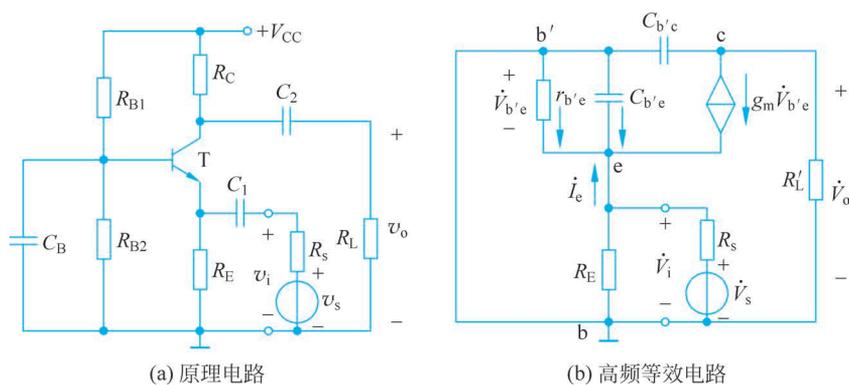


图 5.18 共基极放大电路

由图 5.18(b),可列出 BJT 发射极 e 处的基尔霍夫电流方程为

$$\dot{I}_e + g_m \dot{V}_{b'e} + \frac{\dot{V}_{b'e}}{r_{b'e}} + \frac{\dot{V}_{b'e}}{1/j\omega C_{b'e}} = 0$$

由图 5.18(b)又可知

$$\dot{V}_i = -\dot{V}_{b'e}$$

因此,从电路的输入端看,由发射极看进去的导纳为

$$\frac{1}{Z_i} = \frac{\dot{I}_e}{\dot{V}_i} = g_m + \frac{1}{r_{b'e}} + j\omega C_{b'e}$$



即

$$\frac{1}{Z_i} = \frac{1+\beta}{r_{b'e}} + j\omega C_{b'e} \quad (5-45)$$

由式(5-45)可知,从发射极到地的等效阻抗是一个电阻 $\frac{r_{b'e}}{1+\beta}$ 和一个电容 $C_{b'e}$ 并联。此外,从电路的输出端看,由于 $C_{b'e}$ 很小,其容抗很大,故可近似认为开路。因此,图 5.18(b) 所示电路可以简化为图 5.19。

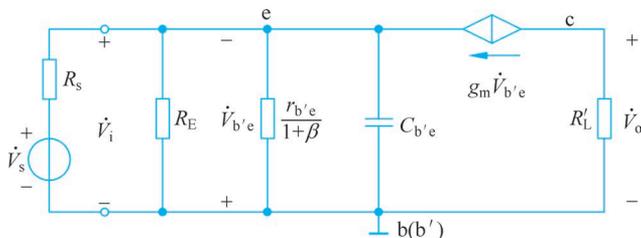


图 5.19 共基极放大电路的简化高频等效电路

由图 5.19 可以写出共基极放大电路输入端的时间常数和上限截止频率为

$$\tau = \left(R_s // R_E // \frac{r_{b'e}}{1+\beta} \right) C_{b'e} \quad (5-46)$$

$$\omega_H = \frac{1}{\tau}, f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \left(R_s // R_E // \frac{r_{b'e}}{1+\beta} \right) C_{b'e}} \quad (5-47)$$

式(5-47)中,通常有 $\frac{r_{b'e}}{1+\beta} \ll R_s // R_E$, 所以,共基极放大电路的上限截止频率近似为

$$f_H \approx \frac{1+\beta}{2\pi r_{b'e} C_{b'e}} \approx \frac{g_m}{2\pi C_{b'e}} \approx f_T \quad (5-48)$$

可见,共基极放大电路的上限截止频率远远高于共发射极放大电路。在宽带放大电路的设计中,常采用共基极放大电路。

※5.3 BJT 放大电路的低频响应

如前所述,影响放大电路低频响应的因素主要是耦合电容和旁路电容,下面以共发射极放大电路为例讨论 BJT 放大电路的低频响应。

共发射极放大电路及其低频等效电路分别如图 5.20(a)和(b)所示。

在图 5.20(b)中, $R_B = R_{B1} // R_{B2}$, 一般 R_B 和放大电路的输入电阻相比,可以看作开路;此外, C_E 的值足够大,使它呈现的阻抗足够小,与 R_E 并联后的阻抗主要由 C_E 决定, R_E 可近似为开路。这样,图 5.20(b)便可以简化为如图 5.21 所示的电路。

由图 5.21 可求得发射极旁路电容 C_E 上的电压为

$$\dot{V}_e = \frac{1}{j\omega C_E} \dot{I}_e = \frac{1}{j\omega C_E} \cdot (1+\beta) \dot{I}_b = \frac{1}{j\omega \frac{C_E}{1+\beta}} \dot{I}_b$$

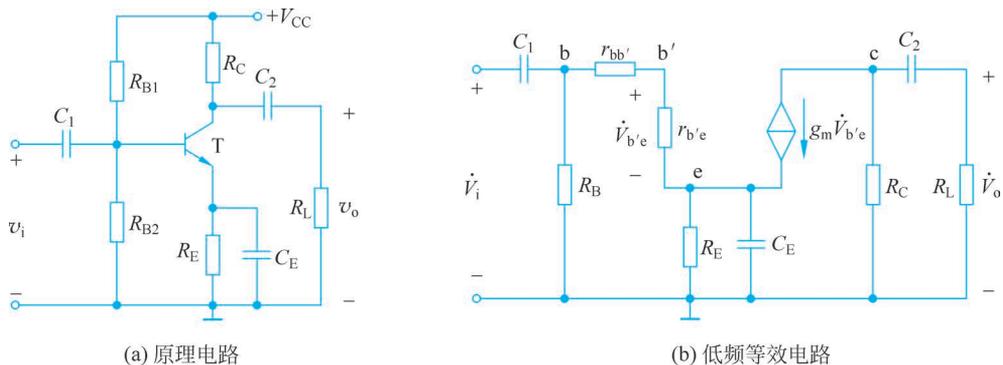


图 5.20 共发射极放大电路

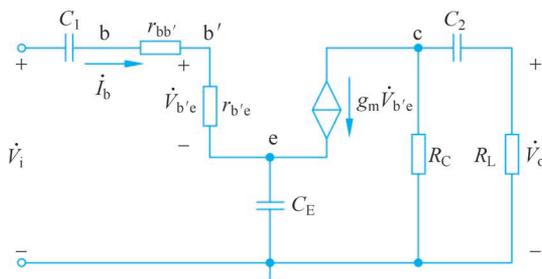


图 5.21 共发射极放大电路的简化低频等效电路

可见, C_E 折算到输入回路的电容应为 $C'_E = \frac{C_E}{1+\beta}$ 。这样输入回路的总电容 C'_1 为 C_1 与 C'_E 的串联值, 即

$$C'_1 = \frac{C_1 C_E}{(1+\beta)C_1 + C_E} \quad (5-49)$$

由于发射极旁路电容 C_E 对输出回路基本上不存在折算问题, 且一般 $C_E \gg C_2$, 所以, 在输出回路中可忽略 C_E 的作用。因此, 图 5.21 所示的电路又可以进一步简化为如图 5.22 所示的电路。注意, 在图 5.22 中, 将图 5.21 中的受控电流源改画成了受控电压源。

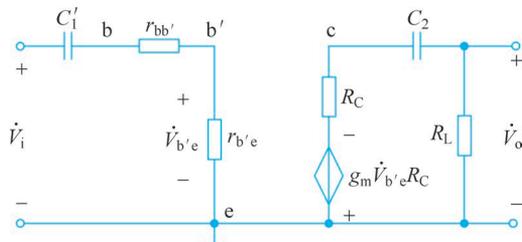


图 5.22 图 5.21 的简化电路

观察图 5.22 可知, 电路的输入端和输出端都是电容、电阻串联电路, 输入回路的时间常数为 $\tau_1 = (r_{bb'} + r_{b'e})C'_1$, 输出回路的时间常数为 $\tau_2 = (R_C + R_L)C_2$, 参考例 5.3 容易写出电路的传递函数为

$$A_v(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{V_o(s)}{V_{b'e}(s)} \cdot \frac{V_{b'e}(s)}{V_i(s)}$$

$$\begin{aligned}
 &= \left(-\frac{g_m R_C R_L}{R_C + R_L} \cdot \frac{s\tau_2}{1 + s\tau_2} \right) \cdot \left(\frac{r_{b'e}}{r_{bb'} + r_{b'e}} \cdot \frac{s\tau_1}{1 + s\tau_1} \right) \\
 &= -\frac{g_m r_{b'e} R'_L}{r_{bb'} + r_{b'e}} \cdot \frac{s\tau_1}{1 + s\tau_1} \cdot \frac{s\tau_2}{1 + s\tau_2}
 \end{aligned}$$

式中, $R'_L = R_C // R_L$ 。

由上式可写出共发射极放大电路在低频区的频率响应表达式为

$$\begin{aligned}
 A_v(j\omega) &= -\frac{g_m r_{b'e} R'_L}{r_{bb'} + r_{b'e}} \cdot \frac{j \frac{\omega}{\omega_{L1}}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{L1}}} \cdot \frac{j \frac{\omega}{\omega_{L2}}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{L2}}} \\
 &= -\frac{g_m r_{b'e} R'_L}{r_{bb'} + r_{b'e}} \cdot \frac{1}{1 - j \frac{\omega_{L1}}{\omega}} \cdot \frac{1}{1 - j \frac{\omega_{L2}}{\omega}} \quad (5-50)
 \end{aligned}$$

其中

$$\omega_{L1} = \frac{1}{\tau_1} = \frac{1}{(r_{bb'} + r_{b'e})C'_1} \quad (5-51)$$

$$\omega_{L2} = \frac{1}{\tau_2} = \frac{1}{(R_C + R_L)C_2} \quad (5-52)$$

共发射极放大电路的下限截止角频率应该取上述二者之中较大者。

【例 5.4】 在图 5.20(a) 所示电路中, 已知 BJT 的 $r_{bb'} = 200\Omega$, $r_{b'e} = 800\Omega$, $\beta = 50$, $R_C = R_L = 4k\Omega$, $C_1 = C_2 = 10\mu F$, $C_E = 100\mu F$ 。试求电路的下限频率 f_L , 并画出其低频响应的伯德图。

【解】 由已知条件可得

$$C'_1 = \frac{C_1 C_E}{(1 + \beta)C_1 + C_E} = \frac{10 \times 100}{(1 + 50) \times 10 + 100} \mu F \approx 1.64 \mu F$$

$$\omega_{L1} = \frac{1}{\tau_1} = \frac{1}{(r_{bb'} + r_{b'e})C'_1} = \frac{1}{(0.2 + 0.8) \times 10^3 \times 1.64 \times 10^{-6}} \text{ rad/s} \approx 609.76 \text{ rad/s}$$

$$\omega_{L2} = \frac{1}{\tau_2} = \frac{1}{(R_C + R_L)C_2} = \frac{1}{(4 + 4) \times 10^3 \times 10 \times 10^{-6}} \text{ rad/s} = 12.5 \text{ rad/s}$$

$$f_{L1} = \frac{\omega_{L1}}{2\pi} \approx 97 \text{ Hz}, f_{L2} = \frac{\omega_{L2}}{2\pi} \approx 1.99 \text{ Hz}$$

比较 f_{L1} 和 f_{L2} 可知, 放大电路的下限频率主要取决于 C'_1 , C'_1 主要受 C_E 影响。因此可得: $f_L = f_{L1} = 97 \text{ Hz}$ 。

电路的中频电压增益为

$$A_{vm} = -\frac{g_m r_{b'e} R'_L}{r_{bb'} + r_{b'e}} = -\frac{\beta R'_L}{r_{bb'} + r_{b'e}} = -\frac{50 \times (4 // 4)}{0.2 + 0.8} = -100$$

由式(5-50)并结合上述计算结果, 可画出电路低频区的伯德图如图 5.23 所示。

在集成电路中, 一般都采用直接耦合方式, 电路的下限截止频率 f_L 趋于零。所以, 扩展通频带的关键问题是如何提高电路的上限截止频率 f_H 。

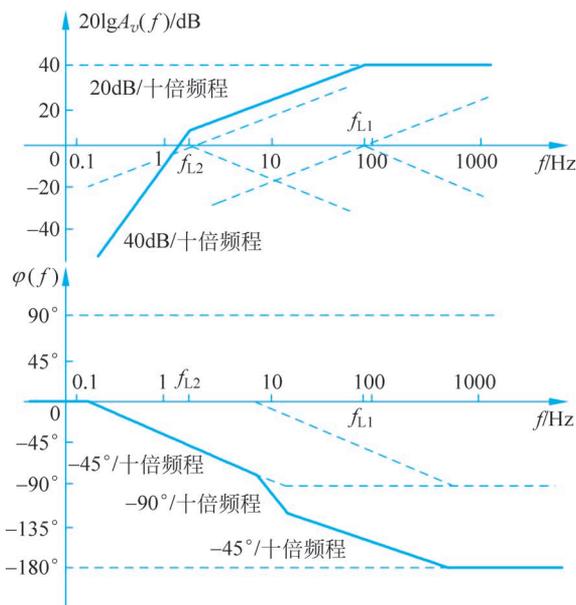


图 5.23 例 5.4 伯德图

5.4 FET 放大电路的频率响应

FET 放大电路频率响应的分析方法与 BJT 放大电路类似,其结果也相似,下面仅简单介绍 FET 放大电路的高频响应。

5.4.1 FET 的高频小信号等效模型

无论是 MOSFET 还是 JFET,其高频小信号等效电路都可以用图 5.24 所示的模型表示。

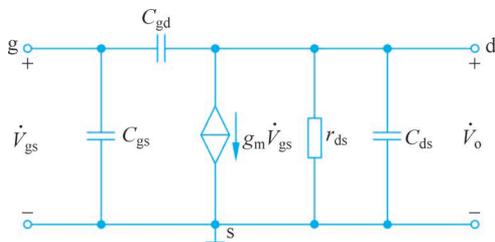


图 5.24 FET 的高频小信号等效模型

图中, C_{gs} 表示栅极-源极间电容, C_{gd} 表示栅极-漏极间电容, C_{ds} 表示漏极-源极间电容。在 MOS 管中,若衬底与源极相连,则栅极与衬底间的电容可以归纳到 C_{gs} 中,漏极与衬底间的电容可以归并到 C_{ds} 中,上述极间电容对 FET 放大电路的高频响应将产生不良影响。

5.4.2 FET 放大电路的高频响应

JFET 组成的共源极放大电路如图 5.25(a)所示,其高频小信号等效电路如图 5.25(b)所示。

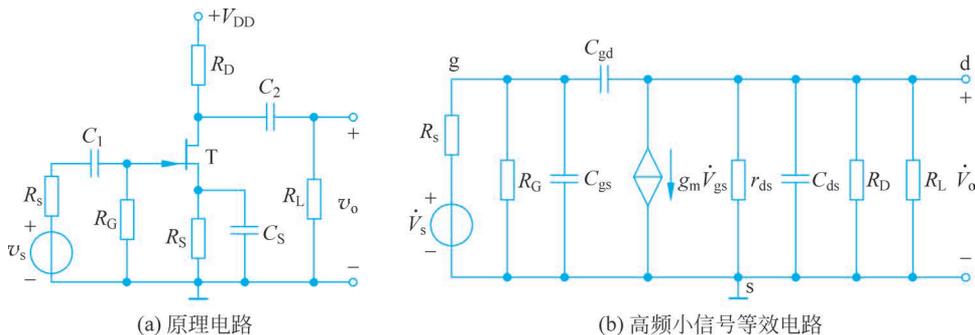


图 5.25 共源极放大电路及其高频小信号等效电路

由图 5.25(b)可见, C_{gd} 是跨接在输入端和输出端之间的电容, 可利用密勒定理将其分别等效到输入端(用 C_{M1} 表示)和输出端(用 C_{M2} 表示), 如图 5.26 所示。

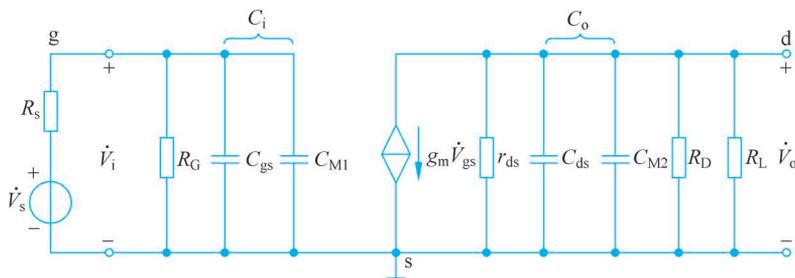


图 5.26 共源极放大电路的高频密勒等效电路

其中,

$$C_{M1} = C_{gd}(1 + g_m R'_L) \quad (5-53)$$

$$C_{M2} \approx C_{gd} \quad (5-54)$$

由图 5.26 可得共源极放大电路源电压增益的高频特性表达式为

$$\begin{aligned} \dot{A}_{vs} &= \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = \frac{R_G}{R_s + R_G} \cdot \frac{-g_m R'_L}{(1 + j\omega R_i C_i)(1 + j\omega R'_L C_o)} \\ &= \frac{R_G}{R_s + R_G} \cdot \frac{A_{vm}}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{H1}}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{H2}}\right)} \end{aligned} \quad (5-55)$$

其中, $R'_L = r_{ds} // R_D // R_L \approx R_D // R_L$ 。

$$A_{vm} = -g_m R'_L \quad (5-56)$$

为共源极放大电路的中频电压增益。

$$\omega_{H1} = \frac{1}{R_i C_i} = \frac{1}{(R_s // R_G)(C_{gs} + C_{M1})} \quad (5-57)$$

为输入回路时间常数引入的上限截止角频率。

$$\omega_{H2} = \frac{1}{R'_L C_o} = \frac{1}{R'_L (C_{ds} + C_{M2})} \quad (5-58)$$

为输出回路时间常数引入的上限截止角频率。

总的上限截止频率为

$$f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{\omega_{H1}^2} + \frac{1}{\omega_{H2}^2}}} \quad (5-59)$$

关于式(5-59)的详细讨论参见 5.5 节内容。

上述分析结果表明：

- (1) 要提高共源极放大电路的上限截止频率 f_H ，必须选择 C_{gs} 、 C_{gd} 、 C_{ds} 小的场效应管。
- (2) 提高上限截止频率 f_H 和增大中频增益 A_{vm} 是一对矛盾，所以在选择漏极电阻 R_D 时应兼顾 f_H 和 A_{vm} 的要求。

(3) 由于 $C_i = C_{gs} + C_{M1}$ 的存在会影响共源极放大电路的高频响应，所以希望用恒压源激励电路，即要求信号源内阻 R_s 小。

上面简要介绍了共源极放大电路的高频响应，共漏极电路、共栅极电路的高频响应分析和共集电极、共基极电路十分相似，此处不再赘述。

※5.4.3 FET 放大电路的低频响应

由增强型 MOSFET 组成的共源极放大电路如图 5.27(a) 所示，在低频范围内，电路中的耦合电容和旁路电容的容抗增大，不能再视为短路，由此可画出其低频小信号等效电路如图 5.27(b) 所示，图中 $R_G = R_{G3} + R_{G1} // R_{G2}$ 。由图 5.27(b) 直接求低频区的源电压增益表达式比较麻烦，因此可作一些合理的近似。假设旁路电容 C_S 的值足够大，以致在低频范围内，其容抗 X_C 远小于源极电阻 R_S 的值，则可将 R_S 作开路处理，于是得到如图 5.27(c) 所示的简化等效电路。

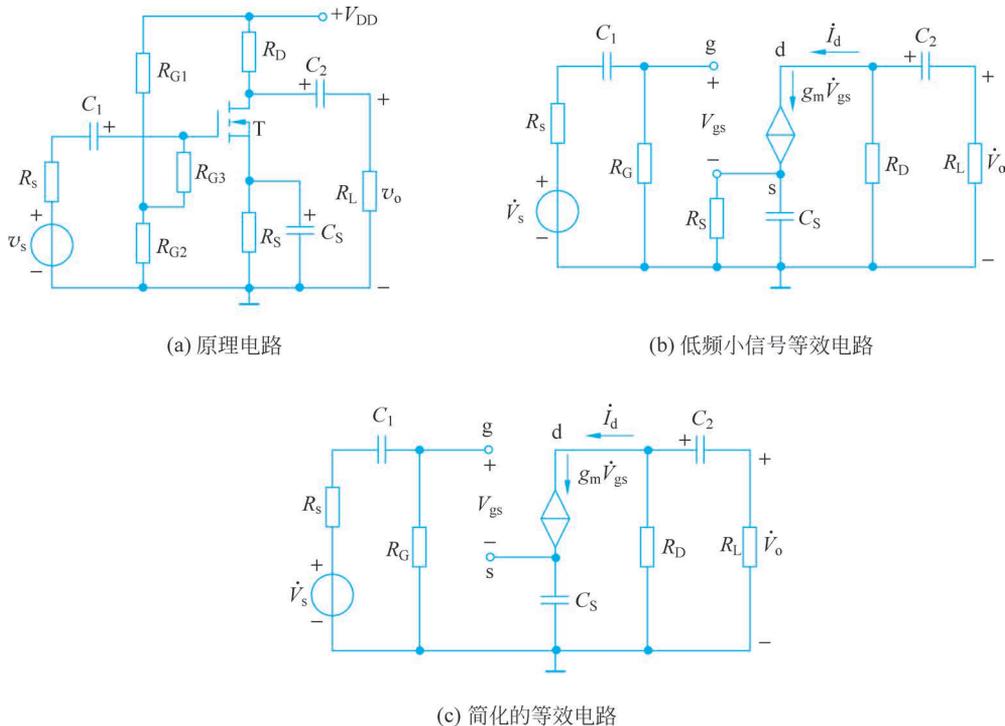


图 5.27 共源极放大电路及其低频小信号等效电路

由图 5.27(c)可得

$$\dot{V}_g = \frac{R_G}{R_s + R_G + \frac{1}{j\omega C_1}} \dot{V}_s$$

$$\dot{V}_g = \dot{V}_{gs} + g_m \dot{V}_{gs} \cdot \frac{1}{j\omega C_s}$$

则有

$$\dot{V}_{gs} = \frac{\dot{V}_g}{1 + \frac{g_m}{j\omega C_s}} = \frac{1}{1 + \frac{g_m}{j\omega C_s}} \cdot \frac{R_G}{R_s + R_G + \frac{1}{j\omega C_1}} \dot{V}_s$$

而

$$\dot{V}_o = -\dot{I}_L R_L = -g_m \dot{V}_{gs} \frac{R_D}{R_D + R_L + \frac{1}{j\omega C_2}} R_L$$

$$= -g_m \frac{1}{1 + \frac{g_m}{j\omega C_s}} \cdot \frac{R_G}{R_s + R_G + \frac{1}{j\omega C_1}} \dot{V}_s \cdot \frac{R_D R_L}{R_D + R_L + \frac{1}{j\omega C_2}}$$

故得共源极放大电路源电压增益的低频特性表达式为

$$\dot{A}_{vs} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = -g_m \frac{1}{1 + \frac{g_m}{j\omega C_s}} \cdot \frac{R_G}{R_s + R_G + \frac{1}{j\omega C_1}} \cdot \frac{R_D // R_L}{1 + \frac{1}{j\omega (R_D + R_L) C_2}}$$

$$= -g_m (R_D // R_L) \frac{R_G}{R_s + R_G} \cdot \frac{1}{1 + \frac{g_m}{j\omega C_s}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega (R_s + R_G) C_1}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega (R_D + R_L) C_2}}$$

$$= \dot{A}_{vsm} \cdot \frac{1}{1 - j \frac{\omega_{L1}}{\omega}} \cdot \frac{1}{1 - j \frac{\omega_{L2}}{\omega}} \cdot \frac{1}{1 - j \frac{\omega_{L3}}{\omega}} \quad (5-60)$$

其中,

$$\dot{A}_{vsm} = -g_m (R_D // R_L) \frac{R_G}{R_s + R_G} \quad (5-61)$$

为共源极放大电路中频源电压增益。

$$\omega_{L1} = \frac{g_m}{C_s} \quad (5-62)$$

$$\omega_{L2} = \frac{1}{(R_s + R_G) C_1} \quad (5-63)$$

$$\omega_{L3} = \frac{1}{(R_D + R_L) C_2} \quad (5-64)$$

分别为源极旁路电容 C_s 、输入耦合电容 C_1 以及输出耦合电容 C_2 引入的下限截止角频率。

总的下限截止频率为

$$f_L = \frac{\omega_L}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\omega_{L1}^2 + \omega_{L2}^2 + \omega_{L3}^2} \quad (5-65)$$

关于式(5-65)的详细讨论见 5.5 节内容。

由式(5-62)~式(5-64)可以看出,由于 f_{L1} 的表达式中包含了 g_m ,其值通常要大于 f_{L2} 和 f_{L3} 。若 f_{L1} 与 f_{L2} 或 f_{L3} 相差 4 倍以上,则取 f_{L1} 作为共源极放大电路的下限截止频率 f_L 。

5.5 多级放大电路的频率响应

以上几节详细讨论了单级放大电路的频率响应,如果放大电路由多级级联而成,那么,总的上限截止频率 f_H 、下限截止频率 f_L 及通频带 BW 将如何确定?

设一个 n 级放大电路各级的电压增益分别为 $A_{v1}(j\omega), A_{v2}(j\omega), \dots, A_{vn}(j\omega)$,则该电路的电压增益为

$$A_v(j\omega) = A_{v1}(j\omega) \cdot A_{v2}(j\omega) \cdot \dots \cdot A_{vn}(j\omega) = \prod_{k=1}^n A_{vk}(j\omega) \quad (5-66)$$

其对数幅频特性为

$$\begin{aligned} 20\lg A_v(\omega) &= 20\lg A_{v1}(\omega) + 20\lg A_{v2}(\omega) + \dots + 20\lg A_{vn}(\omega) \\ &= \sum_{k=1}^n 20\lg A_{vk}(\omega) \end{aligned} \quad (5-67)$$

相频特性为

$$\varphi(\omega) = \varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega) + \dots + \varphi_n(\omega) = \sum_{k=1}^n \varphi_k(\omega) \quad (5-68)$$

可见,多级放大电路的对数幅频特性为各级对数幅频特性之和,总相移等于各级相移相加。

5.5.1 多级放大电路的上限截止频率

设单级放大电路的高频电压增益表达式为

$$A_{vHk}(j\omega) = \frac{A_{vmk}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{Hk}}} \quad (5-69)$$

则 n 级放大电路的高频电压增益表达式为

$$A_{vH}(j\omega) = \frac{A_{vm1}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{H1}}} \cdot \frac{A_{vm2}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{H2}}} \cdot \dots \cdot \frac{A_{vnm}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{Hn}}} \quad (5-70)$$

其幅频特性为

$$A_{vH}(\omega) = \frac{A_{vm}}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{H1}}\right)^2\right] \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{H2}}\right)^2\right] \dots \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{Hn}}\right)^2\right]}} \quad (5-71)$$

式中, $A_{vm} = A_{vm1} \cdot A_{vm2} \cdot \dots \cdot A_{vnm}$ 为 n 级放大电路的中频电压增益。

根据定义,上限截止角频率 ω_H 可按下式进行计算。

$$A_{vH}(\omega_H) = \frac{A_{vm}}{\sqrt{2}} \quad (5-72)$$

比较式(5-71)和式(5-72)可得



$$\left[1 + \left(\frac{\omega_H}{\omega_{H1}}\right)^2\right] \left[1 + \left(\frac{\omega_H}{\omega_{H2}}\right)^2\right] \cdots \left[1 + \left(\frac{\omega_H}{\omega_{Hn}}\right)^2\right] = 2 \quad (5-73)$$

解该方程,并忽略高次项,可得多级放大电路上限截止角频率的近似表达式为

$$\omega_H \approx \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\omega_{H1}^2} + \frac{1}{\omega_{H2}^2} + \cdots + \frac{1}{\omega_{Hn}^2}}} \quad (5-74)$$

若各级放大电路的上限截止角频率相等,即 $\omega_{H1} = \omega_{H2} = \cdots = \omega_{Hn}$,则根据式(5-74)得

$$\omega_H = \omega_{H1} \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} \quad (5-75)$$

5.5.2 多级放大电路的下限截止频率

设单级放大电路的低频电压增益表达式为

$$A_{vLk}(j\omega) = \frac{A_{vmk}}{1 - j \frac{\omega_{Lk}}{\omega}} \quad (5-76)$$

则 n 级放大电路的低频电压增益表达式为

$$A_{vL}(j\omega) = \frac{A_{vm1}}{1 - j \frac{\omega_{L1}}{\omega}} \cdot \frac{A_{vm2}}{1 - j \frac{\omega_{L2}}{\omega}} \cdots \frac{A_{vnm}}{1 - j \frac{\omega_{Ln}}{\omega}} \quad (5-77)$$

其幅频特性为

$$A_{vL}(\omega) = \frac{A_{vm}}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega_{L1}}{\omega}\right)^2\right] \left[1 + \left(\frac{\omega_{L2}}{\omega}\right)^2\right] \cdots \left[1 + \left(\frac{\omega_{Ln}}{\omega}\right)^2\right]}} \quad (5-78)$$

式中, $A_{vm} = A_{vm1} \cdot A_{vm2} \cdots A_{vnm}$ 为 n 级放大电路的中频电压增益。

类似于上限截止角频率 ω_H 的求解方法,可得下限截止角频率的近似表达式为

$$\omega_L \approx \sqrt{\omega_{L1}^2 + \omega_{L2}^2 + \cdots + \omega_{Ln}^2} \quad (5-79)$$

若各级放大电路的下限截止角频率相等,即 $\omega_{L1} = \omega_{L2} = \cdots = \omega_{Ln}$,则有

$$\omega_L \approx \frac{\omega_{L1}}{\sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}} \quad (5-80)$$

由以上分析可以得出下述结论。

(1) 多级放大电路总的上限截止频率 f_H 比任何一级的上限截止频率 f_{Hk} 都要低,而下限截止频率 f_L 比任何一级的下限截止频率 f_{Lk} 都要高,也就是说,多级放大电路总的增益增大了,但总的通频带 $BW = f_H - f_L$ 变窄了。图 5.28 示出了由两个具有相同频率特性的单级放大电路组成的两级放大电路的伯德图。

(2) 在设计多级放大电路时,必须保证每一级的通频带都比总的通频带宽。例如,一个四级放大电路的总通频带要求为 $300\text{Hz} \sim 3.4\text{kHz}$ (电话传输所需带宽),若每级通频带都相同,则每级放大电路的上限截止频率 f_H 为 $3.4\text{kHz} / \sqrt{2^{1/4} - 1} = 7.8\text{kHz}$,而下限截止频率 f_L 应为 $300 \sqrt{2^{1/4} - 1} = 130\text{Hz}$ 。

(3) 如果各级放大电路的通频带不同,且各级电路的上限或下限截止频率相距较远,则

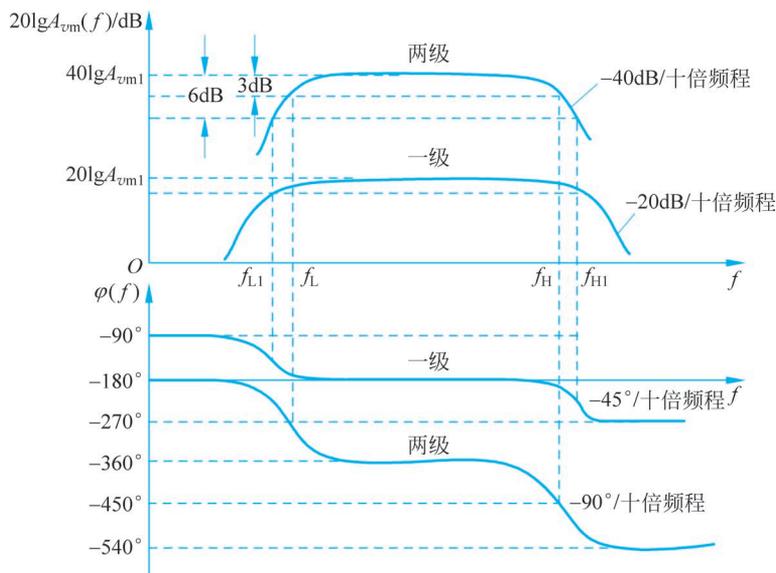


图 5.28 两级放大电路的伯德图

总的上限截止频率基本上取决于最低的一级,而总的下限截止频率取决于最高的一级。所以要增大总的上限截止频率 f_H ,关键在于提高上限截止频率最低的那一级的 f_{H1} ,因为它对总的 f_H 起了主导作用。

5.6 宽带放大电路的实现思想

在电子系统中,常常需要放大电路具有较宽的通频带,当 $f_H \gg f_L$ 时, $BW \approx f_H$ 。所以,扩展通频带的关键是扩展电路的上限截止频率 f_H ,通常有以下 4 种方法。

- (1) 改进集成工艺,通过提高管子的特征频率 f_T 扩展 f_H (本书不作讨论)。
- (2) 在放大电路中引入负反馈扩展 f_H (将在第 8 章讨论)。
- (3) 利用电流模技术扩展 f_H (将在 7.5 节简要介绍)。
- (4) 利用组合电路扩展 f_H 。

从原理上讲,后三种方法都是通过产生低阻节点扩展 f_H 的。

下面介绍常用于宽带放大电路设计中的组合电路形式。

1) 共发射极-共基极组合电路

由于共发射极放大电路的上限截止频率远小于共基极电路,所以这种组合电路的上限截止频率主要取决于共发射极电路,而共发射极电路的上限截止频率又随其负载电阻的减小而提高,因此可利用共基极电路的低输入电阻,作为共发射极电路的负载电阻,使共发射极电路具有低阻输出节点,从而减小了密勒效应,扩展了共发射极电路即整个电路的上限截止频率。这种组合电路一般用在负载电阻较大的场合。

2) 共集电极-共发射极组合电路

这种组合电路利用共集电极电路的低输出电阻,作为共发射极电路的信号源内阻,使共发射极电路具有低阻输入节点,扩展了电路的上限截止频率。这种组合一般用在信号源电阻较大的场合。

3) 共集电极-共发射极-共基极组合电路

这种组合方式,使共发射极电路不仅具有低阻输入节点,还具有低阻输出节点,从而使电路的上限截止频率得以扩展。

4) 共集电极-共基极组合电路

这种组合方式避免了高频响应较差的共发射极放大电路,利用高频响应优异的电路组态和分别能实现电流放大和电压放大的特点,以便可以获得大的增益带宽积,所以它在宽带放大电路设计中是一种基本的单元电路结构。

※5.7 放大电路的瞬态响应

对放大电路的研究,目前有两种不同的方法,即稳态分析法和瞬态分析法。

稳态分析法就是以上各节所讨论的频率响应分析方法,它以正弦波作为放大电路的基本信号,研究放大电路对不同频率信号的幅值和相位的响应,又称为**频域分析**。其优点是分析简单,实际测试时并不需要很特殊的设备;缺点是不能直观地确定放大电路的波形失真,因此也很难依靠这种分析方法选择使输出波形失真达到最小的电路参数。

瞬态分析法以单位阶跃信号作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,常称为放大电路的**阶跃响应**或**时域响应**。其优点是从瞬态响应上可以很直观地判断放大电路的波形失真,并可利用脉冲示波器直接观测放大电路的瞬态响应;其缺点是分析比较复杂,尤其是在分析复杂电路和多级放大电路时显得更为突出。

在瞬态分析中,用以衡量波形失真的主要参数是**上升时间**和**平顶降落**。下面以单级放大电路为例讨论这两个参数,并将其与稳态分析中的频响参数相联系。

5.7.1 上升时间

上升时间描述了放大电路对快速变化信号的反应能力。阶跃电压上升较快的部分,与稳态分析的高频区相对应,所以可用 RC 低通电路模拟。在图 5.29(a)所示电路的输入端加一阶跃信号,如图 5.29(b)所示,可以推导出输出电压的表达式为

$$v_o(t) = (1 - e^{-\frac{t}{RC}}) V_m \quad (5-81)$$

输出电压的波形如图 5.29(c)所示。

由图 5.29(c)可见,当输入信号突跳时,输出信号是不能突跳的,而是以指数规律上升至稳态值,这种现象称为前沿失真。上升时间 t_r 就是描述该电压上升快慢的一个指标,其定义为:输出电压从最终值的 10% 上升至 90% 所需要的时间。

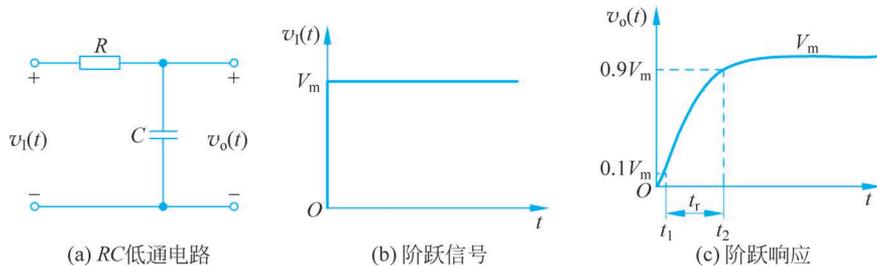


图 5.29 上升时间的定义

上升时间 t_r 的大小与 RC 的值有关。由图 5.29(c) 可见, 当 $t=t_1$ 时

$$\frac{v_o(t_1)}{V_m} = (1 - e^{-\frac{t_1}{RC}}) = 0.1$$

则

$$e^{-\frac{t_1}{RC}} = 0.9$$

同理, 当 $t=t_2$ 时,

$$\frac{v_o(t_2)}{V_m} = (1 - e^{-\frac{t_2}{RC}}) = 0.9$$

则

$$e^{-\frac{t_2}{RC}} = 0.1$$

由此可得

$$\frac{e^{-\frac{t_1}{RC}}}{e^{-\frac{t_2}{RC}}} = \frac{0.9}{0.1} = 0.9$$

两边取对数, 整理后得

$$t_r = t_2 - t_1 = (\ln 9)RC = 2.2RC \quad (5-82)$$

由例 5.2 可知, RC 低通电路的上限频率为 $f_H = \frac{1}{2\pi RC}$, 所以有

$$t_r = \frac{0.35}{f_H} \quad \text{或} \quad t_r f_H = 0.35 \quad (5-83)$$

由式(5-83)可知, 上升时间 t_r 与上限截止频率 f_H 成反比, f_H 越高, 则 t_r 越小。从物理意义上讲, 如果放大电路对阶跃电压的上升边沿响应很好, 即输出电压的上升沿很陡直, 那么, 放大电路就能真实地放大变化很快的电压, 因为实际上频率很高的正弦波正是一种变化很快的信号。

5.7.2 平顶降落

阶跃电压的平顶阶段与稳态分析中的低频区相对应, 所以可用 RC 高通电路模拟。在图 5.30(a) 所示电路的输入端加一阶跃信号, 如图 5.30(b) 所示, 可以得到输出电压的表达式为

$$v_o(t) = V_m e^{-\frac{t}{RC}} \quad (5-84)$$

输出电压的波形如图 5.30(c) 所示。

由图 5.30(c) 可见, 在 t_p 时间内, 虽然输入电压是维持不变的, 但由于电容 C 的影响, 输出电压却是按指数规律下降的, 下降速度取决于时间常数 RC , 这种现象称为平顶降落, 用 δ 表示。

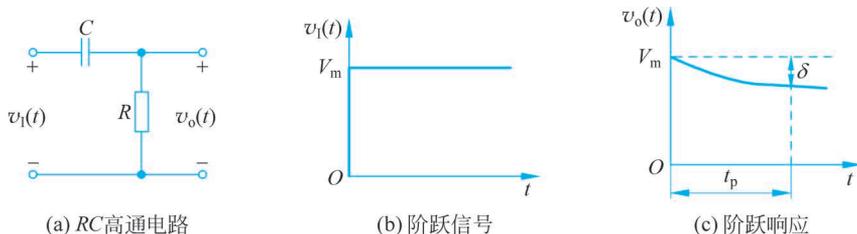


图 5.30 平顶降落的定义

下面计算某一时间间隔 t_p 内的平顶降落 δ 值。

将式(5-84)按幂级数展开,略去高次项,并满足时间常数 $RC \gg t_p$ 的条件时,可得

$$v_o(t) = V_m \left(1 - \frac{t_p}{RC} \right) \quad (5-85)$$

由例 5.3 可知, RC 高通电路的下限截止频率为 $f_L = \frac{1}{2\pi RC}$, 所以有

$$\delta = \frac{t_p V_m}{RC} = 2\pi f_L t_p V_m \quad (5-86)$$

由式(5-86)可知,平顶降落 δ 与下限截止频率 f_L 成正比, f_L 越低,则 δ 越小。从物理意义上讲,如果放大电路对阶跃电压的平顶部分响应很好,即输出电压的波形很平,那么放大电路就能很好地放大变化很慢的电压,因为实际上频率很低的正弦波是一种变化很慢的信号。

如果输入电压是一个方波信号,则 t_p 代表方波的半个周期, V_m 代表输出方波信号的峰值,如图 5.31 所示。以 V_m 的百分数表示平顶降落,有

$$\delta = \frac{V_m - V'_m}{V_m} \times 100\% = \frac{t_p}{RC} \times 100\%$$

考虑到 $t_p = \frac{T}{2}$, $f = \frac{1}{T}$, 以及 $f_L = \frac{1}{2\pi RC}$, 则有

$$\delta = \frac{\pi f_L}{f} \times 100\% \quad (5-87)$$

式(5-87)说明,平顶降落 δ 与下限截止频率 f_L 成正比。如果要求 50Hz 的方波信号通过电路时平顶降落 δ 不超过 10%, 则电路的下限截止频率 f_L 不能高于 1.6Hz。

由以上讨论可知,瞬态分析法和稳态分析法虽然是两种不同的方法,但它们是有内在联系的。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 t_r)取决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 δ)取决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。在实际应用上常用一定频率的方波信号去测试宽带放大电路的频率响应,如果它的方波响应很好,则说明它的频带较宽。根据式(5-83),如果测得某放大电路的上升时间 $t_r = 0.35\mu\text{s}$, 则其通频带 $BW = 1\text{MHz}$ 。

但是应该清楚,稳态分析法在放大电路的分析中依然占主导地位。这是因为:

(1) 任何周期性的信号都可分解为一系列的正弦波,因此,主要讨论在正弦激励下的放大电路。

(2) 关于电路的分析和设计,在频域中比在时域中成熟得多,所以网络(含有源网络)的设计常常在频率响应的基础上进行。

(3) 在瞬态计算极其复杂时,往往可根据稳态响应研究间接地获得对电路瞬态响应的定性了解。

(4) 在反馈放大电路中,消除自激的补偿网络也是以频率响应为基础的。

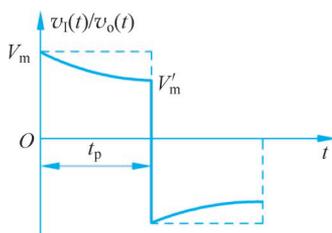


图 5.31 方波信号的平顶降落

本章小结

(1) 由于放大电路中电抗元件的存在,会产生频率失真。为了使频率失真控制在允许的范围内,要求放大电路的通频带略宽于待放大信号所占据的频带。

(2) 影响放大电路高频特性的主要因素是晶体管的极间电容,为了使电路的上限截止频率高,要求晶体管的特征频率 f_T 越高、极间电容越小越好;影响放大电路低频特性的主要因素是电路中的耦合电容和旁路电容,若要求电路的下限截止频率低,则耦合电容和旁路电容越大越好。

(3) 共发射极放大电路的输入电容大,密勒倍增效应影响严重,输出电阻也比较大,所以上限截止频率比较低,通频带较窄;共集电极和共基极放大电路的高频响应较好,通频带较宽。

(4) 电路一旦确定,增益带宽积基本上是一个常数。因此提高增益和扩展上限截止频率是一对矛盾,在设计电路时,应兼顾中频增益和上限截止频率的要求。

(5) 若组成多级放大电路的各级的上限截止频率或下限截止频率接近,则可根据式(5-74)和式(5-79)方便地求解整个电路的上限截止频率和下限截止频率;若各级的上限截止频率或下限截止频率相距较远,则可认为各上限截止频率中最低者为整个电路的上限截止频率,各下限截止频率中最高者为整个电路的下限截止频率。

(6) 可以利用改进集成工艺、提高晶体管的 f_T 以及负反馈、组合电路、电流模等技术扩展电路的上限截止频率。在宽带放大电路的设计中,CE-CB、CC-CE、CC-CE-CB、CC-CB 是常用的组合电路形式。

(7) 频率响应和瞬态响应是分析放大电路的两种方法,前者是在频域中展开分析,后者在时域中展开分析,二者从不同的侧面反映了放大电路的性能,存在着内在的联系,上升时间 t_r 与上限截止频率 f_H 相关联,平顶降落 δ 和下限截止频率 f_L 相关联。工程上以频域分析为主要分析方法。

本章习题

【5-1】 已知某放大电路频率特性的表达式为

$$A(j\omega) = \frac{200 \times 10^6}{j\omega + 10^6}$$

试问该放大电路的低频增益、上限截止频率及增益带宽积各为多少?

【5-2】 已知某放大电路频率特性的表达式为

$$A(j\omega) = \frac{10^{13}(j\omega + 100)}{(j\omega + 10^6)(j\omega + 10^7)}$$

(1) 试画出该放大电路的幅频特性和相频特性伯德图;

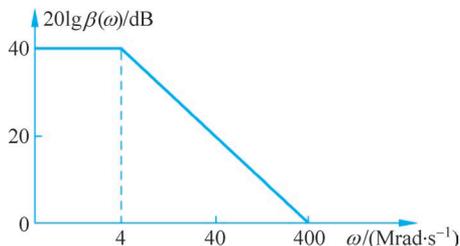
(2) 确定该放大电路的中频增益及上限截止频率。

【5-3】 已知某放大电路的频率特性函数为

$$A(j\omega) = \frac{-1000}{\left(1 + j \frac{\omega}{10^7}\right)^3}$$

- (1) 其低频电压增益 A_{vL} 为多少?
- (2) 写出幅频及相频特性的表达式。
- (3) 画出其幅频特性的伯德图。
- (4) 其上截止频率 f_H 为多少?

【5-4】 已知某 BJT 电流放大倍数 β 的幅频特性伯德图如题图 5.1 所示, 试写出 β 的频率特性表达式, 分别指出该管的 ω_β 、 ω_T 各为多少? 并画出其相频特性的伯德图。



题图 5.1

【5-5】 一个放大电路的中频电压增益为 $A_{vm} = 40\text{dB}$, 上限截止频率 $f_H = 2\text{MHz}$, 下限截止频率 $f_L = 100\text{Hz}$, 输出不失真的动态范围为 $V_{opp} = 10\text{V}$, 在下列各种输入信号情况下会产生什么失真?

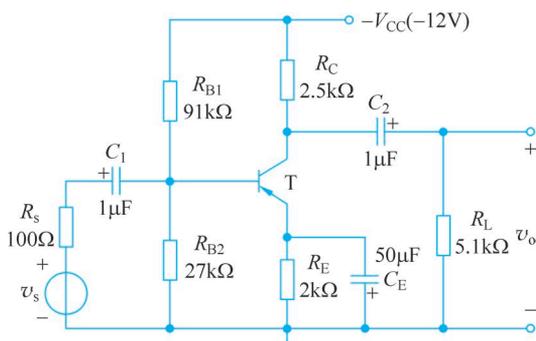
- (1) $v_i(t) = 0.1\sin(2\pi \times 10^4 t)$ (V);
- (2) $v_i(t) = 10\sin(2\pi \times 3 \times 10^6 t)$ (mV);
- (3) $v_i(t) = 10\sin(2\pi \times 400t) + 10\sin(2\pi \times 10^6 t)$ (mV);
- (4) $v_i(t) = 10\sin(2\pi \times 10t) + 10\sin(2\pi \times 5 \times 10^4 t)$ (mV);
- (5) $v_i(t) = 10\sin(2\pi \times 10^3 t) + 10\sin(2\pi \times 10^7 t)$ (mV)。

【5-6】 已知一个高频 BJT, 在 $I_{EQ} = 2\text{mA}$ 时测得 $\beta_0 = 80$, $h_{ie} = 1.2\text{k}\Omega$, $f_\beta = 1.25\text{MHz}$ 。试计算该管的混合 π 型参数 f_T 、 $r_{bb'}$ 、 $r_{b'e}$ 、 $C_{b'e}$ 及 g_m 的值。

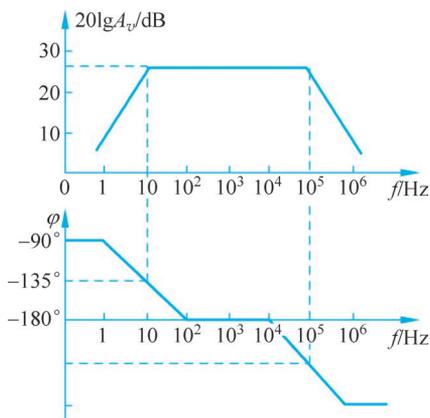
【5-7】 分压式偏置共发射极放大电路如题图 5.2 所示。已知 BJT 的参数为: $\beta = 40$, $r_{bb'} = 100\Omega$, $r_{b'e} = 1\text{k}\Omega$, $C_{b'e} = 100\text{pF}$, $C_{b'c} = 3\text{pF}$, 电路参数如图中所示。

- (1) 画出电路的高频小信号等效电路, 并确定上限截止频率 f_H 的值;
- (2) 求中频源电压增益;
- (3) 如果 R_L 提高 10 倍, 中频源电压增益、上限截止频率、下限截止频率各为多少?

【5-8】 若两级放大电路各级的伯德图均如题图 5.3 所示, 试画出整个电路的伯德图。



题图 5.2

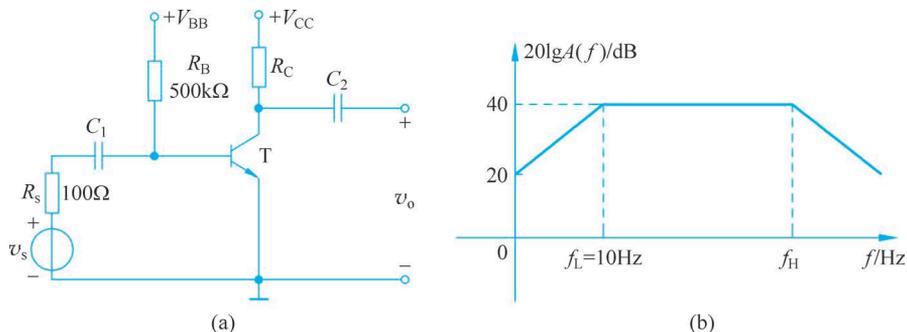


题图 5.3

【5-9】 放大电路如题图 5.4(a) 所示。已知 BJT 的参数为: $\beta = 100$, $r_{bb'} = 100\Omega$, $r_{b'e} = 2.6\text{k}\Omega$, $C_{b'e} = 60\text{pF}$, $C_{b'c} = 4\text{pF}$, 电路参数如图中所示, 要求电路的频率特性如题图 5.4(b) 所

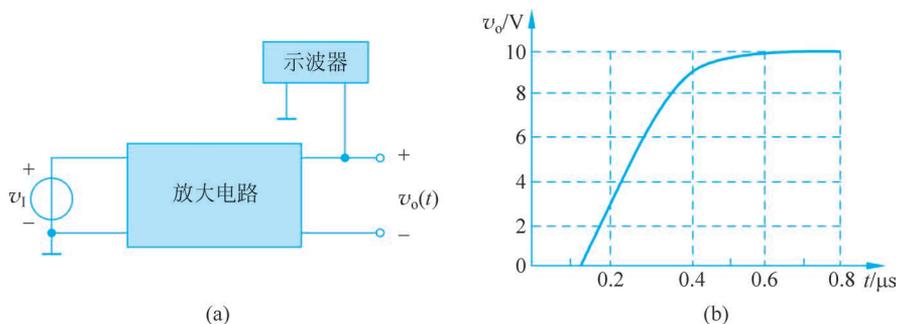
示。试确定：

- (1) R_C 的值(首先满足中频增益的要求)；(2) C_1 的值；(3) f_H 的值。



题图 5.4

【5-10】 将一阶跃电压信号加于放大电路的输入端,如题图 5.5(a)所示,用示波器观察输出信号,显示如题图 5.5(b)所示的波形,试估计该放大电路的上升时间 t_r 和上限截止频率 f_H (假设示波器本身的带宽远大于被测放大电路的带宽,且放大电路为单极点系统)。



题图 5.5

Multisim 仿真习题

【仿真题 5-1】 电路如题图 3.27 所示,BJT 的型号及参数与仿真题 3-2 相同,用 Multisim 分析 C_E 在 $1 \sim 100 \mu\text{F}$ 变化时,下限截止频率 f_L 的变化范围。

【仿真题 5-2】 研究如题图 5.6 所示的共发射极放大电路与共基极放大电路的频率特性。BJT 使用 2N2222。

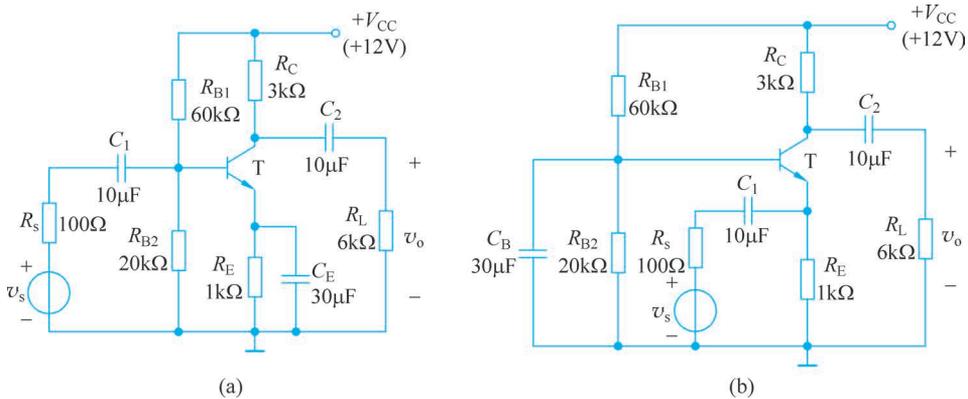
(1) 对于共发射极放大电路,分别仿真 $C_{jc} = 1\text{pF}$ 和 8pF 时电压增益的频率特性,求出通频带;

(2) 对于共基极放大电路,分别仿真 $R_b = 1\Omega$ 和 100Ω 时电压增益的频率特性,求出通频带。

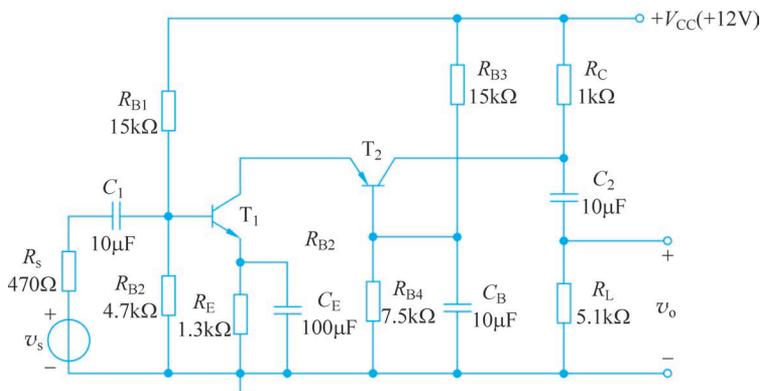
【仿真题 5-3】 共射-共基组合放大电路如题图 5.7 所示, T_1 、 T_2 均为 NPN 型硅管 2N2222。试用 Multisim 作如下分析:

(1) 求该组合放大电路的幅频响应和相频响应;

(2) 若去掉 T_2 、 R_{B3} 、 R_{B4} 、 C_B ,并把 R_C 与 C_2 之间的节点直接接至 T_1 的集电极,成为单级共射放大电路,求此单级共射电路的频率响应,并与原组合电路的频率响应相比较。

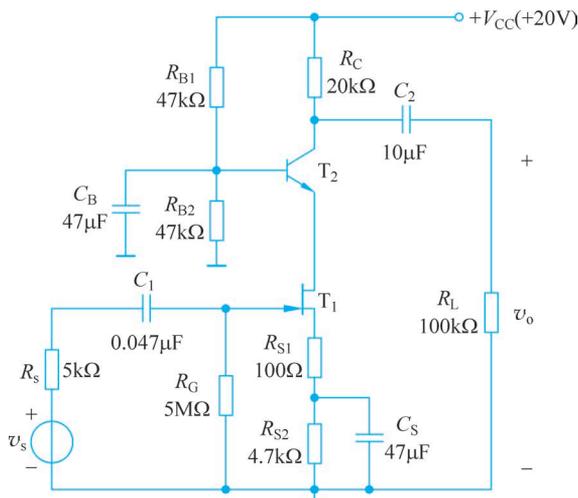


题图 5.6



题图 5.7

【仿真题 5-4】 电路如题图 5.8 所示, JFET 用 2N4393, 工作点上的参数为: $g_m = 18\text{mS}$, $C_{gs} = 2.5\text{pF}$, $C_{gd} = 0.9\text{pF}$; BJT 用 2N2222, 工作点上的参数为: $\beta = 100$, $r_{bb'} = 50\Omega$, $r_{b'e} = 1\text{k}\Omega$, $C_{b'e} = 80\text{pF}$, $C_{b'c} = 5\text{pF}$ 。试作出电路的幅频响应, 求电路的上限截止频率 f_H 。



题图 5.8