

### 3.1 教学要求

具体教学要求如下：

- (1) 掌握放大电路频率特性的复频域分析方法。
- (2) 掌握放大电路频率特性参数的计算方法。
- (3) 熟悉晶体管的频率特性参数。
- (4) 熟悉密勒定理及基本组态放大电路的频响特性，掌握放大电路幅频特性和相频特性渐近波特图的画法，了解宽带放大电路的实现方法。
- (5) 熟悉多级放大电路的频率特性。
- (6) 了解放大电路的瞬态响应特性。

### 3.2 基本概念和内容要点

#### 3.2.1 表征放大电路频率响应的主要参数和波特图的表示方法

##### 1. 放大电路的主要频率响应参数

1) 中频增益  $A_m$  及相角  $\varphi_m$

$A_m$  和  $\varphi_m$  是指放大电路工作在中频区的增益与相位，它们与频率无关。

2) 上限截止频率  $f_H$  及下限截止频率  $f_L$

$f_H$  和  $f_L$  定义为当信号频率变化时，放大电路增益的幅值下降到  $0.707A_m$  时所对应的频率。

当频率升高时，放大电路增益下降到  $0.707A_m$  时所对应的频率称为上限截止频率  $f_H$ ，即

$$A(f_H) = \frac{A_m}{\sqrt{2}} \quad (3-1)$$

当频率下降时，放大电路增益下降到  $0.707A_m$  时所对应的频率称为下限截止频率  $f_L$ ，即

$$A(f_L) = \frac{A_m}{\sqrt{2}} \quad (3-2)$$

### 3) 通频带 $BW$

$BW$  定义为上限截止频率与下限截止频率的差值,即

$$BW = f_H - f_L \quad (3-3)$$

当  $f_H \gg f_L$  时,  $BW \approx f_H$ 。

### 4) 增益带宽积 $GBW$

$GBW$  定义为放大电路中频增益  $A_m$  与通频带  $BW$  乘积的绝对值,即

$$GBW = |A_m \cdot BW| \quad (3-4)$$

## 2. 波特图

波特图是用来描绘放大电路频率响应的一种重要方法,是在半对数坐标系统中绘制放大电路的增益及相位与频率之间关系曲线的一种常用工程近似方法。从波特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波特图,因此,由传递函数写出幅频  $A(\omega)$  和相频  $\varphi(\omega)$  的表达式,并作出相应的波特图是必须掌握的。

一个电子系统的波特图可以分解为各因子的组合,画出了各因子的波特图,就可以通过叠加,十分方便地获得系统的波特图。这种波特图可以用几段折线来近似,而不必逐点描绘,作图方便,而且误差也不大,所以获得了广泛的应用。表 3.1 列出了若干传递函数因子的波特图。

表 3.1 若干传递函数因子的波特图

| 传递函数                              | 频率特性                                                                                                                                                          | 幅频特性波特图 | 相频特性波特图 |
|-----------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------|---------|
| $A_1(s) = K$                      | $A_1(j\omega) = K$<br>$20\lg A_1(\omega) = 20\lg K$<br>$\varphi_1(\omega) = 0$                                                                                |         |         |
| $A_2(s) = s$                      | $A_2(j\omega) = j\omega$<br>$20\lg A_2(\omega) = 20\lg \omega$<br>$\varphi_2(\omega) = 90^\circ$                                                              |         |         |
| $A_3(s) = \frac{1}{1+s/\omega_p}$ | $A_3(j\omega) = \frac{1}{1+j\omega/\omega_p}$<br>$20\lg A_3(\omega) = -20\lg \sqrt{1+(\omega/\omega_p)^2}$<br>$\varphi_3(\omega) = -\arctan(\omega/\omega_p)$ |         |         |
| $A_4(s) = 1+s/\omega_z$           | $A_4(j\omega) = 1+j\omega/\omega_z$<br>$20\lg A_4(\omega) = 20\lg \sqrt{1+(\omega/\omega_z)^2}$<br>$\varphi_4(\omega) = \arctan(\omega/\omega_z)$             |         |         |

3.2.2 放大电路频率响应的分析方法

1. 放大电路在不同频段内的等效电路

若考虑电抗元件的影响,放大电路的增益应为频率的复函数,即  $A(j\omega) = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$ 。放大电路的频率特性可分为三个频段:中频段、低频段、高频段。对不同频段内的放大电路进行分析,应建立不同的等效电路。

1) 中频段: 通频带  $BW$  以内的区域

由于耦合电容和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;而晶体管(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。

在中频段,放大电路的增益、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,耦合电容和旁路电容的容抗增大,分压作用明显,不可再视为短路;而晶体管的极间电容呈现的容抗比中频时更大,仍可视为开路。因此,影响低频响应的主要因素是耦合电容和旁路电容。

在低频段,放大电路的增益比中频时减小并产生附加相移。

3) 高频段:  $f > f_H$  的区域

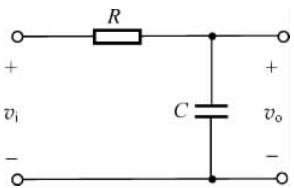
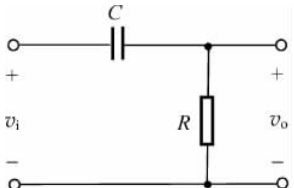
在高频段,随着频率的增大,耦合电容及旁路电容的容抗比中频时更小,仍可视为短路;而晶体管的极间电容呈现的容抗比中频时减小,分流作用加大,不可再视为开路。因此,影响高频响应的主要因素是晶体管的极间电容。

在高频段,放大电路的增益比中频时减小并产生附加相移。

2. RC 电路的频率响应

在放大电路中,只要包含电容元件的回路,都可等效为 RC 低通或高通电路。RC 低通电路可用来模拟晶体管极间电容对放大电路高频响应的影响,而 RC 高通电路可用来模拟耦合及旁路电容对放大电路低频响应的影响。因此,熟练掌握 RC 电路的频率特性对学习放大电路的频响十分有帮助,表 3.2 列出了 RC 低通和高通电路的频率特性。

表 3.2 RC 电路的频率响应

| 比较项目  | 低通电路                                                                                | 高通电路                                                                                 |
|-------|-------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------|
| 电路图   |  |  |
| 频率响应  | $A_v(j\omega) = \frac{1}{1+j\omega/\omega_p}$                                       | $A_v(j\omega) = \frac{1}{1-j\omega_p/\omega}$                                        |
| 转折角频率 | 上限截止角频率 $\omega_H = \omega_p = \frac{1}{RC}$                                        | 下限截止角频率 $\omega_L = \omega_p = \frac{1}{RC}$                                         |

续表

| 比较项目 | 低通电路 | 高通电路 |
|------|------|------|
| 幅频特性 |      |      |
| 相频特性 |      |      |

通常,将  $RC$  电路中并联在电容两端的电阻称为节点电阻。在  $C$  一定时,节点电阻对电路的频率特性有很大的影响。对于  $RC$  低通电路,节点电阻越小,电容越小,上限截止频率  $f_H$  越高;对于  $RC$  高通电路,节点电阻越大,电容越大,下限截止频率  $f_L$  越低。在集成电路中,由于采用直接耦合方式,所以  $f_L \approx 0$ ,因此,扩展通频带的关键是扩展上限截止频率  $f_H$ 。

### 3. 放大电路频率响应的分析方法

放大电路频率响应的分析方法是以前述传递函数与相应的拉普拉斯变换为基础,从放大电路的交流等效电路出发,将其电容  $C$  用  $1/sC$  表示,电感  $L$  用  $sL$  表示,导出电路的传递函数表达式,确定其极点与零点,并由此确定放大电路的频率特性参数。具体步骤如下:

(1) 写出电路传递函数的表达式  $A(s)$ 。

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

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

式中,  $H_0$  为常数;  $z_1, z_2, \cdots, z_m$  为传递函数的零点(Zeros);  $p_1, p_2, \cdots, p_n$  为传递函数的极点(Poles)。

(2) 令  $s = j\omega$ , 写出电路的频率特性表达式  $A(j\omega)$ 。

$$A(j\omega) = H_0 \frac{(j\omega - z_1)(j\omega - z_2) \cdots (j\omega - z_m)}{(j\omega - p_1)(j\omega - p_2) \cdots (j\omega - p_n)} \quad (3-6)$$

(3) 绘制波特图并确定主要频响参数。

由  $A(j\omega) \longrightarrow \begin{cases} \text{写出对数幅频 } 20\lg A(\omega) \text{ 的表达式} \longrightarrow \text{画出各因子的波特图} \longrightarrow \text{合成} \\ \text{写出相频 } \varphi(\omega) \text{ 的表达式} \longrightarrow \text{画出各因子的波特图} \longrightarrow \text{合成} \end{cases}$

由波特图确定放大电路的中频增益  $A_m$ 、上限截止频率  $f_H$ 、下限截止频率  $f_L$  及通频带

BW 等主要频响参数。

※ 使用开路时间常数法近似计算电路的上限截止角频率  $\omega_H$ 。

这种方法是 1969 年由 Gray and Searly 提出的。当难以用简单的方法确定等效电路的极点和零点时,通常可采用此种方法。具体步骤如下。

首先,分别求出高频等效电路中每一个电容元件的开路时间常数  $\tau=R_{io}C_i$ ,其中,  $C_i$  是电路中的一个电容元件。求  $R_{io}$  的方法:除  $C_i$  外的其他电容元件均开路,并将电压源短路,电流源开路,画出等效电路,求出与  $C_i$  相并接的等效电阻,即为  $R_{io}$ 。

然后,把求出的所有电容的开路时间常数  $\tau$  并相加,并按式(3-7) 确定电路的上限截止角频率。

$$\omega_H \approx \frac{1}{\sum_{i=1}^n R_{io}C_i}$$

(3-7)

这种方法的突出优点是可以看到电路中的每个电容元件对高频响应的影响程度,从而为设计好的高频响应电路提供简捷的方法,但这种方法不适用于含有电感的系统。

3.2.3 基本放大电路的频率响应

1. 晶体管的频率参数

BJT 有 3 个频率参数,其定义及表达式如表 3.3 所示。

表 3.3 BJT 的频率参数

| 比 较 项 目 | 共射截止频率 $f_\beta$                                                                             | 特征频率 $f_T$                                                          | 共基截止频率 $f_a$                                             |
|---------|----------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------|
| 定义      | $\beta(\omega)$ 下降到中频 $\beta_0$ 的 $1/\sqrt{2}$ 倍时对应的频率                                       | $\beta(\omega)$ 下降到 1(0dB)时对应的频率                                    | $\alpha(\omega)$ 下降到中频 $\alpha_0$ 的 $1/\sqrt{2}$ 倍时对应的频率 |
| 表达式     | $f_\beta = \frac{1}{2\pi r_{b'e}(C_{b'e} + C_{b'c})}$                                        | $f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{b'e} + C_{b'c})} \approx \beta_0 f_\beta$ | $f_a = (1 + \beta_0) f_\beta$                            |
| 相互关系    | $f_a > f_T \gg f_\beta$ , 其中应用最广、最具代表性的是 $f_T$ , 通常, $f_T$ 越高, BJT 的高频性能越好, 构成的放大电路的上限截止频率越高 |                                                                     |                                                          |

2. 三种基本 BJT 放大电路的高频响应

分析思路:画出放大电路的高频小信号等效电路→化简等效电路→求  $A(j\omega)$  →计算  $f_H$ 。

三种基本组态放大电路的高频特性如表 3.4 所示。

1) 共发射极放大电路

该电路高频响应分析的关键在于要将跨接在  $b'$  与  $c$  之间的电容  $C_{b'c}$  分别等效到输入端和输出端。利用密勒定理,等效到输入端的电容  $C_{M1} \approx g_m R'_L C_{b'c}$ ,等效到输出端的电容  $C_{M2} \approx C_{b'c}$ 。由于  $C_{b'c}$  很小,因此,  $C_{M2}$  对输出回路的影响可以忽略不计,仅考虑  $C_{M1}$  对输入回路的影响。

表 3.4 三极管三种基本组态放大电路的高频响应

| 比较项目     | 共发射极放大电路 | 共集电极放大电路 | 共基极放大电路 |
|----------|----------|----------|---------|
| 交流通路     |          |          |         |
| 高频等效电路   |          |          |         |
| 简化高频等效电路 |          |          |         |

续表

| 比较项目   | 共发射极放大电路                                                                                                       | 共集电极放大电路                                                                                                                                  | 共基极放大电路                                                                                                                                                    |
|--------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 高频响应   | $\dot{A}_{us}(j\omega) = \frac{\dot{V}_o(j\omega)}{\dot{V}_s(j\omega)} = \frac{A_{usm}}{1 + j\omega/\omega_p}$ | $\dot{A}_{us}(j\omega) = \frac{\dot{V}_o(j\omega)}{\dot{V}_s(j\omega)} = A_{usm} \cdot \frac{1 + j\omega/\omega_z}{1 + j\omega/\omega_p}$ | $\dot{A}_{us}(j\omega) = \frac{\dot{V}_o(j\omega)}{\dot{V}_s(j\omega)} = \frac{A_{usm}}{(1 + j\omega/\omega_{p1})(1 + j\omega/\omega_{p2})}$               |
| 中频增益   | $A_{usm} = -g_m R'_L \frac{r_{be}}{R_s + r_{be}' + r_{be}}$                                                    | $A_{usm} = \frac{(1 + g_m r_{be}') R'_L}{R_s + r_{be}' + r_{be} + (1 + g_m r_{be}') R'_L} R'_L$                                           | $A_{usm} = g_m R'_L \frac{1}{R_s + 1/g_m}$                                                                                                                 |
| 上限截止频率 | $\omega_H = \omega_p = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{R'_s C_i}$                                                    | 零点角频率 $\omega_z \approx \omega_T$ , 极点角频率 $\omega_p = 1/R_i C_{be}$<br>其中, $R_i = r_{be} // \frac{R_s + r_{be}' + R'_L}{1 + g_m R'_L}$    | $\omega_{p1} = \frac{1}{\left(R_s // \frac{r_{be}}{1 + \beta}\right) C_{be}} \approx \frac{g_m}{C_{be}} \omega_T$<br>$\omega_{p2} = \frac{1}{R'_L C_{be}}$ |
| 高频特性   | 当输入为低阻节点、输出亦为低阻节点时, 上限截止角频率 $\omega_H \rightarrow \omega_T$                                                    | 当输入为低阻节点时, 上限截止角频率 $\omega_H$ 很高                                                                                                          | 当输出为低阻节点时, $\omega_{p2} \gg \omega_{p1}$ , 上限截止角频率 $\omega_H \rightarrow \omega_T$                                                                         |
|        | 频率特性一般                                                                                                         | 频率特性较好                                                                                                                                    | 频率特性最好                                                                                                                                                     |

等效后,输入端的总电容  $C_i=C_{b'e}+C_{M1}=DC_{b'e}$ ,其中  $D$  为密勒倍增因子。尽管  $C_{b'e}$  很小,但由于密勒效应,却使输入端总电容增大了  $D$  倍。从而限制了放大电路的上限截止频率。

### 2) 共集电极放大电路

共集电极放大电路中不存在密勒倍增效应,当输入为低阻节点时,其上限截止角频率  $\omega_H$  很高。但考虑到混合  $\pi$  型等效电路的实际使用情况,共集电极电路应工作在  $\omega_T/3$  以下。除了频率特性好之外,共集电极电路还具有高输入阻抗、低输出阻抗的特点。

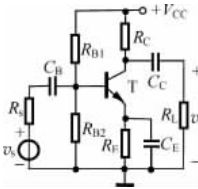
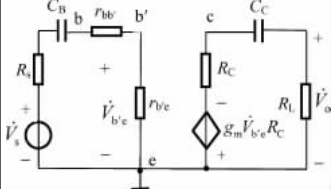
### 3) 共基极放大电路

共基极放大电路中不存在密勒倍增效应,当输出为低阻节点时,其上限截止角频率  $\omega_H\rightarrow\omega_T$ ,在三种基本组态的放大电路中,其高频响应最好,同时还具有低输入阻抗、高输出阻抗的特点。

## 3. 基本 BJT 放大电路的低频响应

考虑到分立元件电路或集成电路的外围电路中常用阻容耦合方式,有必要对阻容耦合放大电路的低频响应加以讨论。表 3.5 列出了共发射极放大电路的低频特性。

表 3.5 共发射极放大电路的低频响应

| 电 路 图                                                                              | 简化的低频等效电路                                                                          | 低频响应                                                                                                                                                                                                                                                                                               | 下限截止角频率                                           |
|------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------|
|  |  | $A_{us}(j\omega)=A_{usm}\frac{j\omega/\omega_{p1}}{1+j\omega/\omega_{p1}}\cdot\frac{j\omega/\omega_{p2}}{1+j\omega/\omega_{p2}}$ <p>其中, <math>\omega_{p1}=\frac{1}{(R_s+r_{bb'}+r_{b'e})C_B}</math></p> $\omega_{p2}=\frac{1}{(R_C+R_L)C_C}$ $A_{usm}=-g_mR'_L\frac{r_{b'e}}{R_s+r_{bb'}+r_{b'e}}$ | $\omega_L=\omega_{\max}(\omega_{p1},\omega_{p2})$ |

表中,  $C'_B=\frac{C_BC_E}{(1+\beta)C_B+C_E}$ ,需要指出的是:在耦合电容和旁路电容中,旁路电容  $C_E$  是决定低频响应的主要因素。

## 4. 基本 FET 放大电路的频率响应

基本 FET 放大电路频率响应的分析与 BJT 放大电路类似,其结果也相似,此处不再赘述。

## 5. 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  $f_H$ ,通常有以下几种方法:

- (1) 改进集成工艺,通过提高管子的特征频率  $f_T$  扩展  $f_H$ 。(略)
- (2) 在放大电路中引入负反馈技术扩展  $f_H$ 。(将在第 6 章论及)
- (3) 利用电流模技术扩展  $f_H$ 。(略)
- (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来扩展  $f_H$  的。

对于BJT而言,有以下几种组合电路的形式常用于宽带放大电路的设计中:共射-共基组合电路;共集-共射组合电路;共集-共射-共基组合电路;共集-共基组合电路。

### 3.2.4 多级放大电路的频率响应

#### 1. 多级放大电路的上限截止频率

多级放大电路的上限截止频率  $f_H$  的近似表达式为

$$f_H \approx \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{f_{H1}^2} + \frac{1}{f_{H2}^2} + \cdots + \frac{1}{f_{Hn}^2}}} \quad (3-8)$$

式中,  $f_{H1}, f_{H2}, \cdots, f_{Hn}$  分别为各级放大电路的上限截止频率。

若各级放大电路的上限截止频率相等,即  $f_{H1} = f_{H2} = \cdots = f_{Hn}$ ,则有

$$f_H = \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} f_{H1} \quad (3-9)$$

多级放大电路总的上限截止频率  $f_H$  比其中任何一级的上限截止频率  $f_{Hk}$  都要低。

#### 2. 多级放大电路的下限截止频率

多级放大电路下限截止频率  $f_L$  的近似表达式为

$$f_L \approx \sqrt{f_{L1}^2 + f_{L2}^2 + \cdots + f_{Ln}^2} \quad (3-10)$$

式中,  $f_{L1}, f_{L2}, \cdots, f_{Ln}$  分别为各级放大电路的下限截止频率。

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

$$f_L \approx \frac{f_{L1}}{\sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}} \quad (3-11)$$

多级放大电路总的下限截止频率  $f_L$  比其中任何一级的下限截止频率  $f_{Lk}$  都要高。

多级放大电路总的增益增大了,但总的通频带变窄了。

### 3.2.5 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,即稳态分析和瞬态分析。

稳态分析以正弦波为放大电路的基本信号,研究放大电路对不同信号的幅值和相位的响应,这种方法又称为频域响应。

瞬态分析以单位阶跃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,称阶跃响应,又称为时域响应。

#### 1. 表征瞬态响应的主要参数

放大电路的瞬态响应主要由上升时间  $t_r$  和平顶降落  $\delta$  来表示。

#### 2. 稳态响应与瞬态响应参数之间的关系

上升时间  $t_r$  与上限截止频率  $f_H$  之间的关系为

$$t_r = \frac{0.35}{f_H} \quad \text{或} \quad t_r f_H = 0.35 \quad (3-12)$$

上升时间  $t_r$  与上限截止频率  $f_H$  成反比,  $f_H$  越大,  $t_r$  越小, 输出波形前沿失真越小。

平顶降落  $\delta$  与下限频率  $f_L$  之间的关系为

$$\delta = 2\pi f_L t_p V_m \quad (3-13)$$

平顶降落  $\delta$  与下限截止频率  $f_L$  成正比,  $f_L$  越低, 则  $\delta$  越小。

### 3.3 典型习题详解

**【题 3-1】** 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与相频特性波特图, 并指出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】** 本题用来熟悉:

- 由传递函数画波特图的方法;
- 由波特图确定放大电路频响参数的方法。

由传递函数可知, 该放大电路有两个极点  $p_1 = -10^2 \text{ rad/s}$ ,  $p_2 = -10^5 \text{ rad/s}$ , 以及一个零点  $z=0$ 。

(1) 将  $A(s)$  变换成以下标准形式, 即

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

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

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

写出其幅频特性及相频特性表达式为

$$A(\omega) = \frac{10\omega}{\sqrt{1 + (\omega/10^2)^2} \sqrt{1 + (\omega/10^5)^2}}, \quad \varphi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{\omega}{10^2}\right) - \arctan\left(\frac{\omega}{10^5}\right)$$

对  $A(\omega)$  取对数得对数幅频特性为

$$20\lg A(\omega) = 20\lg 10 + 20\lg \omega - 20\lg \sqrt{1 + (\omega/10^2)^2} - 20\lg \sqrt{1 + (\omega/10^5)^2}$$

(3) 在半对数坐标系中按  $20\lg A(\omega)$  及  $\varphi(\omega)$  的关系作波特图, 如图 3.1 所示。

由图 3.1(a) 可得, 放大电路的中频增益  $A_m = 60\text{dB}$ , 上限截止频率  $f_H = 10^5/2\pi \approx 15.9\text{kHz}$ , 下限截止频率  $f_L = 10^2/2\pi \approx 15.9\text{Hz}$ 。

**【题 3-2】** 已知某放大电路的频率特性表达式为

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

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?

**【解】** 本题用来熟悉: 由放大电路的频率特性表达式确定其频响参数的方法。

将题目给出的频率特性表达式变换成标准形式

$$A(j\omega) = \frac{200}{1 + j\omega/10^6}$$

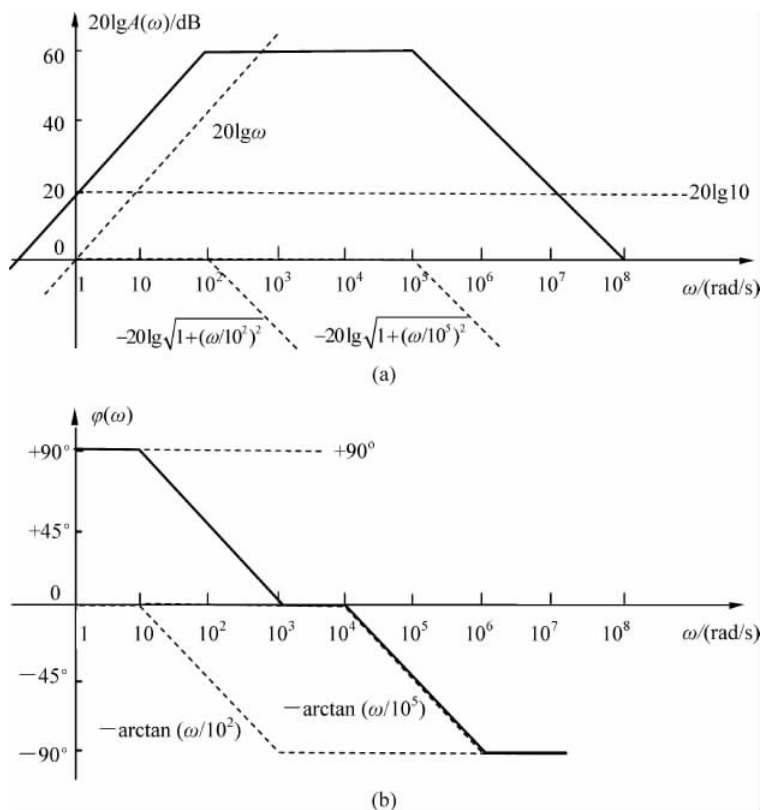


图 3.1 【题 3-1】图解

由上式可写出其幅频特性表达式为

$$A(\omega) = \frac{200}{\sqrt{(1 + (\omega/10^6)^2)}}$$

当  $\omega = 0$  时,  $A(0) = 200$ , 即为放大电路的直流增益(或低频增益)。

当  $\omega = \omega_H$  时,  $A(\omega_H) = \frac{200}{\sqrt{(1 + (\omega_H/10^6)^2)}} = \frac{A(0)}{\sqrt{2}}$ , 求得:  $\omega_H = 10^6 \text{ rad/s}$ , 相应的上限截止频率为

$$f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = \frac{10^6}{2 \times 3.14} \text{ Hz} \approx 159.2 \text{ kHz}$$

由增益带宽积的定义可求得  $GBW = |A(0) \cdot f_H| \approx 31.84 \text{ MHz}$ 。

思考: 此题是否可用波特图求解?

**【题 3-3】** 已知某放大电路的频率特性表达式为

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

(1) 试画出该电路的幅频特性和相频特性波特图。

(2) 确定其中频增益及上限截止频率的大小。

**【解】** 本题用来熟悉:

- 由放大电路的频率特性表达式画波特图的方法;

• 由波特图确定放大电路频响参数的方法。

(1) 将题目给出的频率特性表达式变换成标准形式

$$A(j\omega) = \frac{10^2(1+j\omega/100)}{(1+j\omega/10^6)(1+j\omega/10^7)}$$

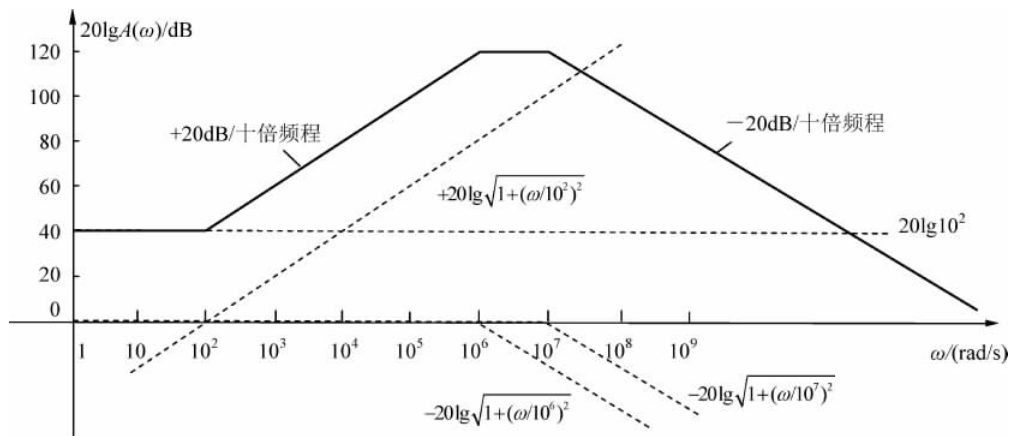
相应的幅频特性及相频特性表达式为

$$A(\omega) = \frac{10^2 \sqrt{1+(\omega/10^2)^2}}{\sqrt{1+(\omega/10^6)^2} \sqrt{1+(\omega/10^7)^2}}, \varphi(\omega) = \arctan\left(\frac{\omega}{10^2}\right) - \arctan\left(\frac{\omega}{10^6}\right) - \arctan\left(\frac{\omega}{10^7}\right)$$

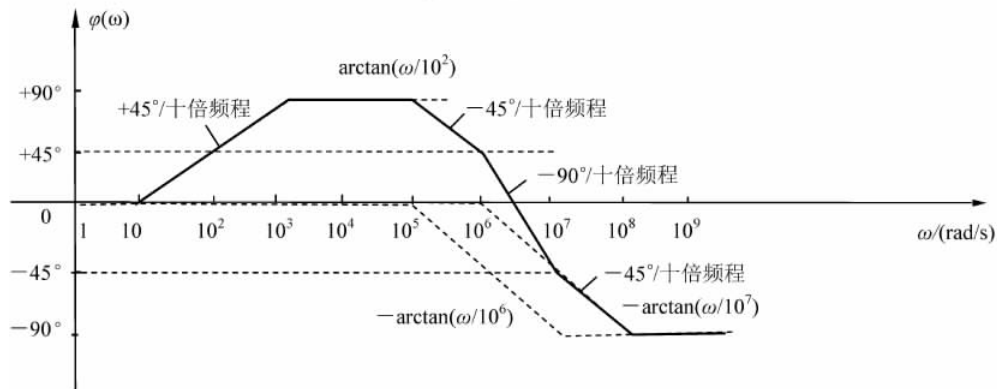
对  $A(\omega)$  取对数得对数幅频特性为

$$20\lg A(\omega) = 20\lg 10^2 + 20\lg \sqrt{1+(\omega/10^2)^2} - 20\lg \sqrt{1+(\omega/10^6)^2} - 20\lg \sqrt{1+(\omega/10^7)^2}$$

由此可画出其波特图如图 3.2 所示。



(a) 幅频特性波特图



(b) 相频特性波特图

图 3.2 【题 3-3】图解

(2) 由图 3.2 可知,该放大电路的中频增益  $A_m = 120\text{dB}$ , 上限截止频率  $f_H = 10^7/2\pi \approx 1.6\text{MHz}$ 。

**【题 3-4】** 已知某放大电路的频率特性函数为

$$A_v(j\omega) = \frac{-1000}{(1+j\omega/10^7)^3}$$

试问：(1) 该放大电路的低频电压增益  $A_{vL}$  为多少？(2) 其幅频特性及相频特性的表达式如何？(3) 画出其幅频特性波特图。(4) 其上限截止频率  $f_H$  为多少？

**【解】** 本题用来熟悉：由放大电路的频率特性函数确定其频响参数及画波特图的方法。

(1) 该放大电路是一个三阶重极点、无零点系统，低频电压增益  $A_{vL} = 60\text{dB}$ 。

$$(2) A_v(\omega) = \frac{1000}{\sqrt{[1 + (\omega/10^7)^2]^3}}$$

$$\varphi(\omega) = -3\arctan\left(\frac{\omega}{10^7}\right)$$

(3) 幅频特性的波特图如图 3.3 所示。

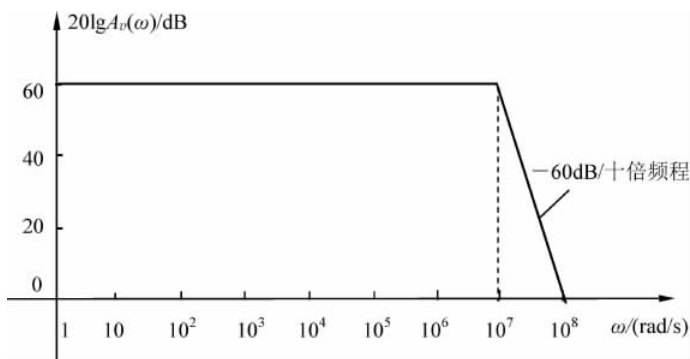


图 3.3 【题 3-4】图解

(4) 当  $\omega = \omega_H$  时，有

$$A_v(\omega_H) = \frac{1000}{\sqrt{[1 + (\omega_H/10^7)^2]^3}} = \frac{1000}{\sqrt{2}}$$

求得  $\omega_H \approx 0.51 \times 10^7 \text{ rad/s}$ 。

相应的上限截止频率为  $f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = \frac{0.51 \times 10^7}{2 \times 3.14} \text{ Hz} \approx 0.812 \text{ MHz}$ 。

**【题 3-5】** 已知某 BJT 电流放大倍数  $\beta$  的幅频特性波特图如图 3.4 所示，试写出  $\beta$  的频率特性表达式，分别指出该管的  $\omega_\beta$ 、 $\omega_T$  各为多少？并画出其相频特性的波特图。

**【解】** 本题用来熟悉：BJT 的频率特性及其频率参数的确定方法。

由  $\beta$  的对数幅频特性波特图可知  $\beta_0 = 100$ ， $\omega_\beta = 4 \text{ Mrad/s}$ ， $\omega_T = 400 \text{ Mrad/s}$ 。它是一个单极点系统，因此相应的频率特性表达式为

$$\beta(j\omega) = \frac{\beta_0}{1 + j\omega/\omega_\beta} = \frac{100}{1 + j\frac{\omega}{4 \times 10^6}}$$

$\omega_T$  也可按  $\omega_T \approx \beta_0 \omega_\beta = 100 \times 4 = 400 \text{ Mrad/s}$  求得。

$$\varphi(\omega) = -\arctan\left(\frac{\omega}{4 \times 10^6}\right)$$

因此，可画出相频特性的波特图如图 3.5 所示。

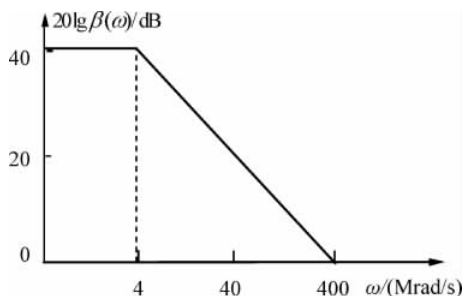


图 3.4 【题 3-5】图

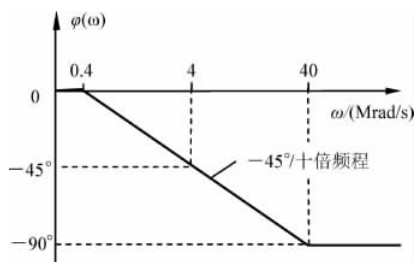


图 3.5 【题 3-5】图解

**【题 3-6】** 某放大电路的中频电压增益  $A_{vm} = 40\text{dB}$ , 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  $V_{opp} = 10\text{V}$ , 在下列各种输入信号情况下会产生什么失真?

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

**【解】** 本题用来熟悉: 放大电路的频率失真问题。

(1) 输入信号为一单一频率正弦波,  $f = 10\text{kHz}$ , 由于  $f_L < f < f_H$ , 所以, 不存在频率失真问题。但由于输入信号幅度较大 ( $0.1\text{V}$ ), 经 100 倍的放大后, 输出信号峰-峰值为  $0.1 \times 2 \times 100\text{V} = 20\text{V}$ , 已大大超出输出不失真的动态范围  $V_{opp}$ , 故输出信号将产生严重的非线性失真 (波形出现限幅状态)。

(2) 输入信号为一单一频率正弦波,  $f = 3\text{MHz}$ , 由于  $f > f_H$ , 所以, 存在频率失真问题。又由于输入信号幅度较小 ( $0.01\text{V}$ ), 经 100 倍的放大后, 输出信号峰-峰值为  $0.01 \times 2 \times 100\text{V} = 2\text{V} < V_{opp}$ , 所以, 不会出现非线性失真。

(3) 输入信号的两个频率分量分别为  $f_1 = 400\text{Hz}$ ,  $f_2 = 1\text{MHz}$ , 均处在放大电路的中频区, 所以, 不存在频率失真问题。又由于输入信号幅度较小 ( $0.01\text{V}$ ), 所以, 也不会出现非线性失真。

(4) 输入信号的两个频率分量分别为  $f_1 = 10\text{Hz}$ ,  $f_2 = 50\text{kHz}$ , 由于  $f_1 < f_L$ ,  $f_L < f_2 < f_H$ , 所以, 放大后会出现低频频率失真。又由于输入信号幅度较小 ( $0.01\text{V}$ ), 叠加后也未超出线性动态范围, 所以, 不会出现非线性失真。

(5) 输入信号的两个频率分量为  $f_1 = 1\text{kHz}$ ,  $f_2 = 10\text{MHz}$ ,  $f_L < f_1 < f_H$ ,  $f_2 > f_H$ , 所以, 放大后会出现高频频率失真。又由于输入信号幅度较小 ( $0.01\text{V}$ ), 叠加后也未超出线性动态范围, 所以, 不会出现非线性失真。

**【题 3-7】** 分相器电路如图 3.6 所示。该电路

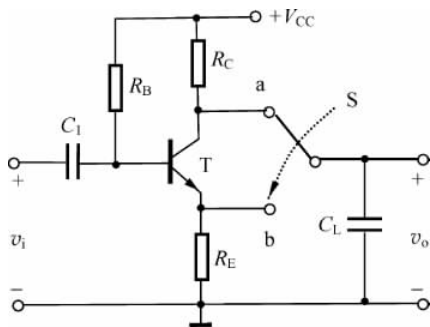


图 3.6 【题 3-7】图

的特点是  $R_C = R_E$ , 在集电极和发射极可输出一对等值反相的信号。现如今有一容性负载  $C_L$ , 若将  $C_L$  分别接到集电极和发射极, 则由  $C_L$  引入的上限截止频率各为多少? 不考虑晶体管内部电容的影响。

【解】 本题用来熟悉: 负载电容对放大电路高频响应的影响。

(1) 若将开关 S 接 a 点, 则负载电容  $C_L$  接至集电极, 由此引入的上限截止频率  $f_{Ha}$  为

$$f_{Ha} = \frac{1}{2\pi R_{o1} C_L} = \frac{1}{2\pi R_C C_L}$$

(2) 若将开关 S 接 b 点, 则负载电容  $C_L$  接至发射极, 由此引入的上限频率  $f_{Hb}$  为

$$f_{Hb} = \frac{1}{2\pi R_{ob} C_L} = \frac{1}{2\pi \left( R_E // \frac{r_{be}}{1+\beta} \right) C_L}$$

可见,  $f_{Hb} \gg f_{Ha}$ , 这是因为射极输出时的输出电阻  $R_{ob}$  很小, 带负载能力强的缘故。

【题 3-8】 分压式偏置共发射极放大电路如图 3.7 所示。已知 BJT 的参数为  $\beta = 40$ ,  $r_{bb'} = 100\Omega$ ,  $r_{b'e} = 1k\Omega$ ,  $C_{b'e} = 100pF$ ,  $C_{b'c} = 3pF$ , 电路参数如图 3.7 中所示。

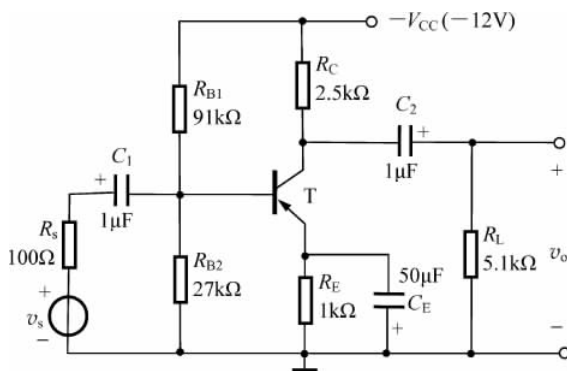


图 3.7 【题 3-8】图

(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、上限截止频率及增益带宽积各变化多少倍?

【解】 本题用来熟悉:

- 放大电路高频响应的分析方法及密勒等效定理;
- 增益带宽积  $GBW$  的概念。

(1) 电路的高频小信号等效电路如图 3.8(a) 所示, 其中,  $R_B = R_{B1} // R_{B2}$ 。由于  $R_B = R_{B1} // R_{B2} = 91k\Omega // 27k\Omega \approx 20.82k\Omega \gg R_s$ , 所以, 在分析高频响应时忽略直流偏置电阻  $R_B$  的影响。图 3.8(a) 所示电路的密勒等效电路如图 3.8(b) 所示, 其中,  $C = C_{b'e} + (1 + g_m R'_L) C_{b'c}$ 。

由图 3.8(b) 易得

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 167 \times 305 \times 10^{-12}} \text{Hz} \approx 3.1 \text{MHz}$$

其中

$$R = r_{b'e} // (R_s + r_{bb'}) = 1000\Omega // (100 + 100) \Omega \approx 167\Omega$$

$$C = C_{b'e} + (1 + g_m R'_L) C_{b'c} = 100pF + (1 + 40 \times 1.68) \times 3pF \approx 305pF$$

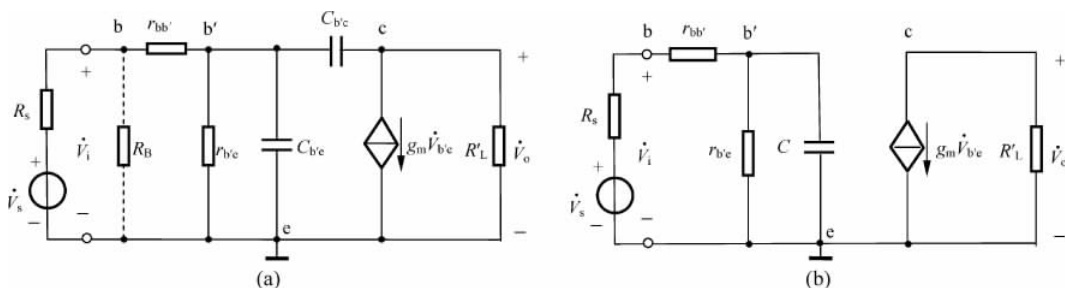


图 3.8 【题 3-8】图解

$$g_m = \frac{\beta}{r_{b'e}} = \frac{40}{1000} \text{ S} = 40 \text{ mS}, R'_L = R_c \parallel R_L = 2.5 \text{ k}\Omega \parallel 5.1 \text{ k}\Omega \approx 1.68 \text{ k}\Omega$$

(2) 中频时, 图 3.8(a) 中  $C_{b'e}$  和  $C_{b'e}$  均开路, 则有

$$\dot{A}_{vsm} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = -g_m R'_L \cdot \frac{r_{b'e}}{R_s + r_{bb'} + r_{b'e}} = -40 \times 1.68 \times \frac{1}{0.1 + 0.1 + 1} \approx -56$$

(3) 若  $R_L$  提高 10 倍,  $R'_L = R_c \parallel R_L = 2.5 \text{ k}\Omega \parallel 51 \text{ k}\Omega \approx 2.38 \text{ k}\Omega$ ,  $C = C_{b'e} + (1 + g_m R'_L) C_{b'e} \approx 389 \text{ pF}$ 。因此

$$\dot{A}'_{vsm} = -g_m R'_L \cdot \frac{r_{b'e}}{R_s + r_{bb'} + r_{b'e}} = -40 \times 2.38 \times \frac{1}{0.1 + 0.1 + 1} \approx -79, \frac{\dot{A}'_{vsm}}{\dot{A}_{vsm}} = \frac{-79}{-56} \approx 1.41$$

$$f'_H = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 167 \times 389 \times 10^{-12}} \text{ Hz} \approx 2.5 \text{ MHz}, \frac{f'_H}{f_H} = \frac{2.5}{3.1} \approx 0.81$$

$$|\dot{A}_{vsm} \cdot f_H| = |-56 \times 3.1| \text{ MHz} = 173.6 \text{ MHz}, |\dot{A}'_{vsm} \cdot f'_H| = |-79 \times 2.5| \text{ MHz} = 197.5 \text{ MHz}$$

$$\frac{|\dot{A}'_{vsm} \cdot f'_H|}{|\dot{A}_{vsm} \cdot f_H|} = \frac{197.5}{173.6} \approx 1.14$$

**【题 3-9】** 放大电路如图 3.9(a) 所示。已知 BJT 的参数为:  $\beta=100$ ,  $r_{bb'}=100\Omega$ ,  $r_{b'e}=2.6 \text{ k}\Omega$ ,  $C_{b'e}=60 \text{ pF}$ ,  $C_{b'e}=4 \text{ pF}$ , 电路参数如图所示, 要求的频率特性如图 3.9(b) 所示。试确定: (1)  $R_c$  为多少? (首先满足中频增益的要求) (2)  $C_1$  为多少? (3)  $f_H$  为多少?

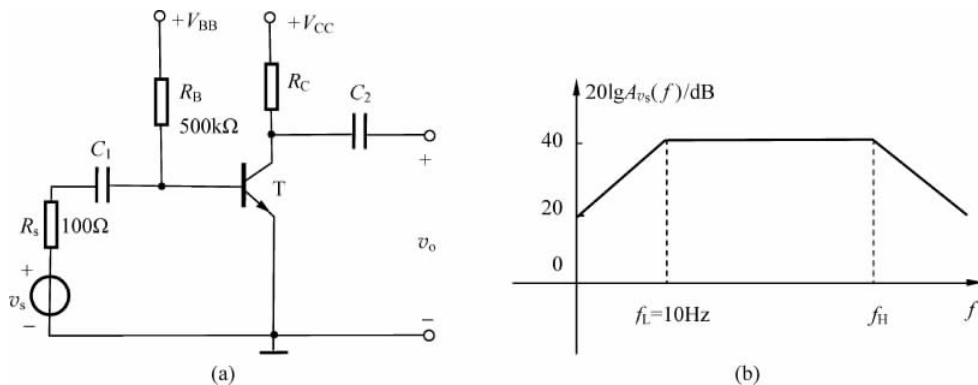


图 3.9 【题 3-9】图

【解】 本题用来熟悉：放大电路频率响应的分析方法。

(1) 由图 3.9(b)可知,中频源电压增益  $A_{vsm}=40\text{dB}$ ,即 100 倍。画出图 3.9(a)的中频小信号等效电路(请读者自行完成),可得

$$\dot{A}_{vsm} = -\frac{\beta R_c}{R_s + r_{bb'} + r_{b'e}}$$

代入已知条件,解得  $R_c=2.8\text{k}\Omega$ 。

(2) 画出图 3.9(a)的低频小信号等效电路(请读者自行完成),容易看出,  $C_1$  决定了下限截止频率,即

$$f_L \approx \frac{1}{2\pi(R_s + r_{be})C_1}$$

由图 3.9(b)又可知,  $f_L=10\text{Hz}$ ,则有

$$C_1 \approx \frac{1}{2\pi(R_s + r_{be})f_L} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times (0.1 + 0.1 + 2.6) \times 10^3 \times 10} \text{F} \approx 5.68\mu\text{F}$$

(3) 画出图 3.9(a)的高频小信号等效电路(请读者自行完成),可得

$$f_H = \frac{1}{2\pi[(R_s + r_{bb'}) // r_{b'e}](C_{b'e} + C_M)} \approx 1.848\text{MHz}$$

其中,  $C_M = (1 + |\dot{A}_{vsm}|)C_{b'e} = (1 + 100) \times 4\text{pF} = 404\text{pF}$ 。

【题 3-10】 放大电路如图 3.10 所示。要求下限截止频率  $f_L=10\text{Hz}$ ,若假设 BJT 的  $\beta=100$ ,  $r_{be}=2.6\text{k}\Omega$ ,且  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  对下限截止频率的贡献是一样的,试分别确定  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  的值。

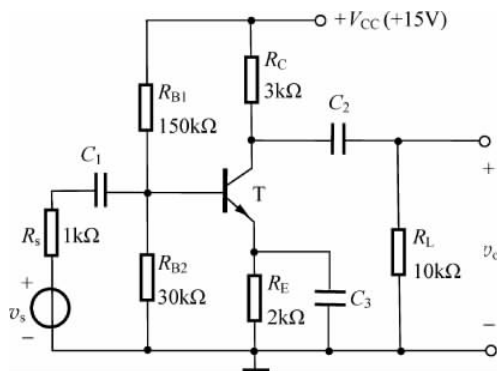


图 3.10 【题 3-10】图

【解】 本题用来熟悉：放大电路下限截止频率的分析方法。

由题意可得

$$f_L \approx \sqrt{f_{L1}^2 + f_{L2}^2 + f_{L3}^2} = \sqrt{3} f_{L1}$$

因此有

$$f_{L1} = f_{L2} = f_{L3} = \frac{f_L}{\sqrt{3}} = \frac{10}{\sqrt{3}} \text{Hz} \approx 5.77\text{Hz}$$

由图 3.10 分析可得

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi(R_s + R_{B1} // R_{B2} // r_{be})C_1} \text{ (仅考虑 } C_1 \text{ 的影响)}$$

$$f_{L2} = \frac{1}{2\pi(R_C + R_L)C_2}, f_{L3} = \frac{1}{2\pi\left(R_E // \frac{R_s + r_{be}}{1 + \beta}\right)C_3}$$

由此解得

$$C_1 = \frac{1}{2\pi(R_s + R_{B1} // R_{B2} // r_{be})f_{L1}} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times (1 + 150 // 30 // 2.6) \times 10^3 \times 5.77} \text{F} \approx 8.22 \mu\text{F}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi(R_C + R_L)f_{L2}} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times (3 + 10) \times 10^3 \times 5.77} \text{F} \approx 2.12 \mu\text{F}$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi\left(R_E // \frac{R_s + r_{be}}{1 + \beta}\right)f_{L3}} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times \left(2 // \frac{1 + 2.6}{1 + 100}\right) \times 10^3 \times 5.77} \text{F} \approx 788 \mu\text{F}$$

故取  $C_1 = 10 \mu\text{F}$ ,  $C_2 = 10 \mu\text{F}$ ,  $C_3 = 1000 \mu\text{F}$ 。

**【题 3-11】** 在图 3.10 中,若下列参数变化,对放大电路的静态工作电流  $I_{CQ}$ 、中频电压增益  $A_{vm}$ 、输入电阻  $R_i$ 、输出电阻  $R_o$ 、上限截止频率  $f_H$  及下限截止频率  $f_L$  等有何影响?

(1)  $R_L$  变大; (2)  $C_L$  变大; (3)  $R_E$  变大; (4)  $C_1$  变大。

**【解】** 本题用来熟悉: 电路参数对放大电路性能的影响。

分析图 3.10 可得

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{\frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_E}, \quad \dot{A}_{vm} = -\frac{\beta(R_C // R_L)}{r_{be}}$$

$$R_i \approx R_{B1} // R_{B2} // r_{be} \left( \text{其中 } r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{V_T}{I_{CQ}} \right), \quad R_o \approx R_C$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi[(R_s + r_{bb'}) // r_{b'e}](C_{b'e} + C_M)} \quad (\text{其中 } C_M = (1 + |\dot{A}_{vm}|)C_{b'c})$$

$$f_L \approx \sqrt{f_{L1}^2 + f_{L2}^2 + f_{L3}^2} \quad (\text{其中 } f_{L1}, f_{L2} \text{ 及 } f_{L3} \text{ 的表达式见【题 3-10】})$$

由上述分析可知

(1)  $R_L$  变大时,对  $I_{CQ}$ 、 $R_i$ 、 $R_o$  无影响,但会使  $A_{vm}$  增大,  $f_H$  减小(因为密勒电容  $C_M$  增大),  $f_L$  减小(因为由  $C_2$  引入的下限截止频率  $f_{L2} = \frac{1}{2\pi(R_C + R_L)C_2}$  减小)。

(2)  $C_L$  变大时,对  $I_{CQ}$ 、 $A_{vm}$ 、 $R_i$ 、 $R_o$  均无影响,但会使  $f_H$  减小(因为由负载电容引入的上限截止频率  $f_{H2} = \frac{1}{2\pi(R_C // R_L)C_L}$  减小)。

(3)  $R_E$  变大时,将使  $I_{CQ}$  减小,  $R_i$  增大(因为  $r_{be}$  增大),  $A_{vm}$  减小(因为  $r_{be}$  增大),  $R_o$  基本不变,  $f_H$  基本不变,  $f_L$  将减小(因为由  $C_3$  引入的下限截止频率  $f_{L3} = \frac{1}{2\pi\left(R_E // \frac{R_s + r_{be}}{1 + \beta}\right)C_3}$  减小)。

(4)  $C_1$  变大时,  $I_{CQ}$ 、 $A_{vm}$ 、 $R_i$ 、 $R_o$ 、 $f_H$  基本不变,而  $f_L$  将减小(因为由  $C_1$  引入的下限截止频率  $f_{L1} = \frac{1}{2\pi(R_s + R_{B1} // R_{B2} // r_{be})C_1}$  减小)。

**【题 3-12】** 一阶跃电压信号加于放大电路的输入端,如图 3.11(a)所示,用示波器观察输出信号,显示如图 3.11(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)。

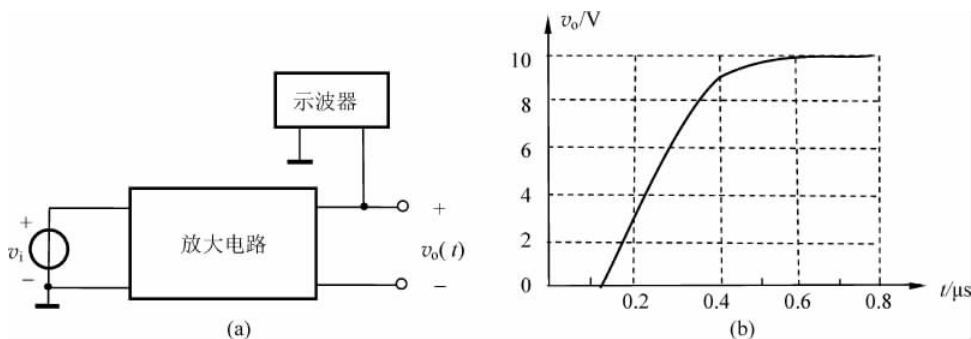


图 3.11 【题 3-12】图

【解】 本题用来熟悉：上升时间  $t_r$  的概念及上升时间  $t_r$  与上限截止频率  $f_H$  之间的关系。上升时间  $t_r$  定义为输出电压从  $10\%V_o$  上升到  $90\%V_o$  所需要的时间。由图 3.11(b) 可得

$$t_r = 0.4\mu\text{s} - 0.13\mu\text{s} = 0.27\mu\text{s}$$

$$f_H = \frac{0.35}{t_r} = \frac{0.35}{0.27 \times 10^{-6}} \text{Hz} \approx 1.3 \text{MHz}$$

【仿真题 3-1】 研究如图 3.12 所示的共发射极电路与共基极电路的频率特性。BJT 用 2N2222。

(1) 对于共发射极放大电路，分别仿真  $C_{jc}=1\text{pF}$  和  $8\text{pF}$  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  $100\Omega$  时电压增益的频率特性，求出通频带。

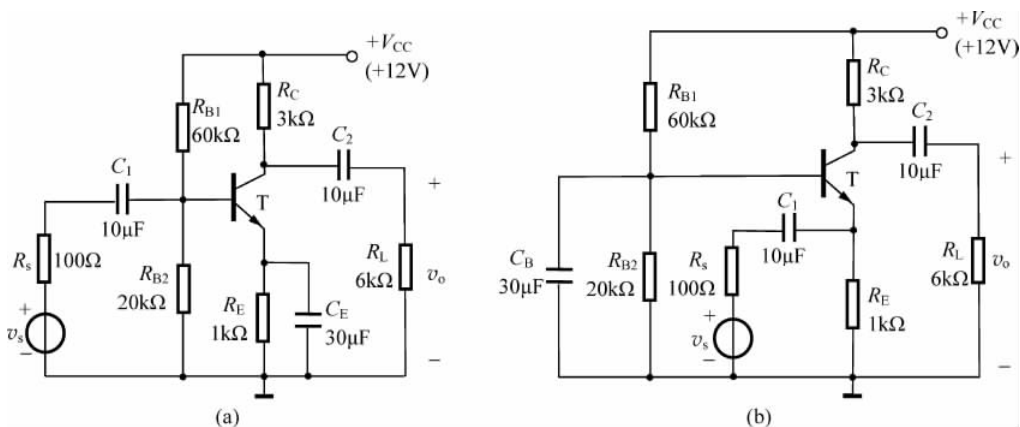


图 3.12 【仿真题 3-1】图

【解】 本题用来熟悉：

- 晶体管结电容对共发射极放大电路频率特性的影响；
- 晶体管基区体电阻对共基极放大电路频率特性的影响。

(1)  $C_{jc}=1\text{pF}$  时，图 3.12(a) 的共发射极放大电路的幅频特性如图 3.13(a) 所示，由图可求得其通频带  $BW=f_H-f_L=13.0982\text{MHz}-325.9865\text{Hz}\approx 13.1\text{MHz}$ 。

$C_{jc}=8\text{p}$  时，图 3.12(a) 的共发射极放大电路的幅频特性如图 3.13(b) 所示。由图可求

得其通频带  $BW = f_H - f_L = 2.3306\text{MHz} - 325.9865\text{Hz} \approx 2.3\text{MHz}$ 。

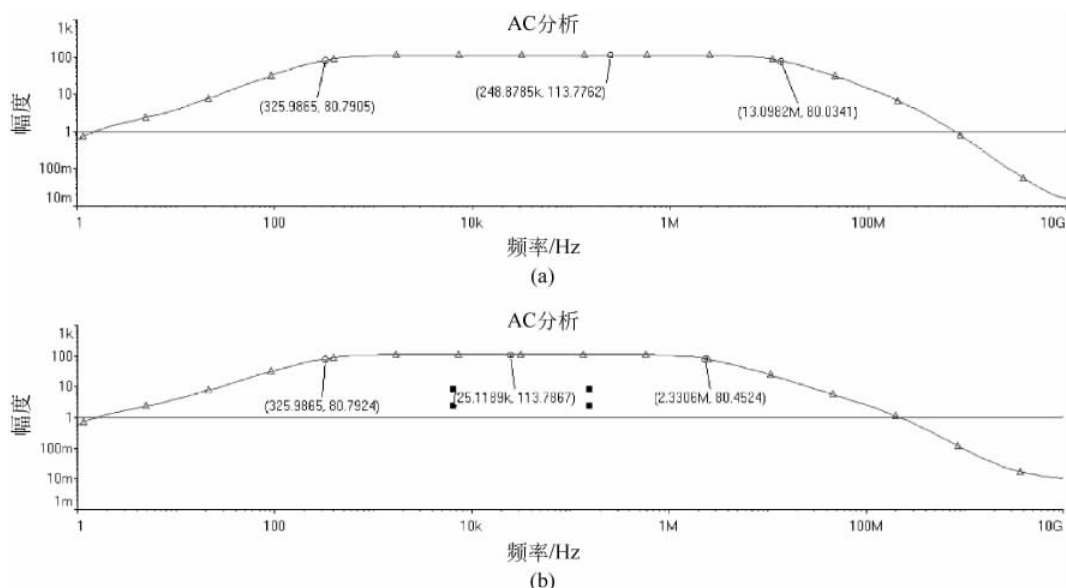


图 3.13 【仿真题 3-1】图解(1)

可见,在共发射极放大电路中,集电结电容增大,密勒倍增因子随之增大,因此导致上限截止频率降低,通频带变窄。

(2)  $R_b = 1\Omega$  时,图 3.12(b)的共基极放大电路的幅频特性如图 3.14(a)所示,由图可求得其通频带  $BW = f_H - f_L = 14.0894\text{MHz} - 139.1911\text{Hz} \approx 14.1\text{MHz}$ 。

$R_b = 100\Omega$  时,图 3.12(b)的共基极放大电路的幅频特性如图 3.14(b)所示,由图可求得其通频带  $BW = f_H - f_L = 7.1322\text{MHz} - 142.6169\text{Hz} \approx 7.1\text{MHz}$ 。

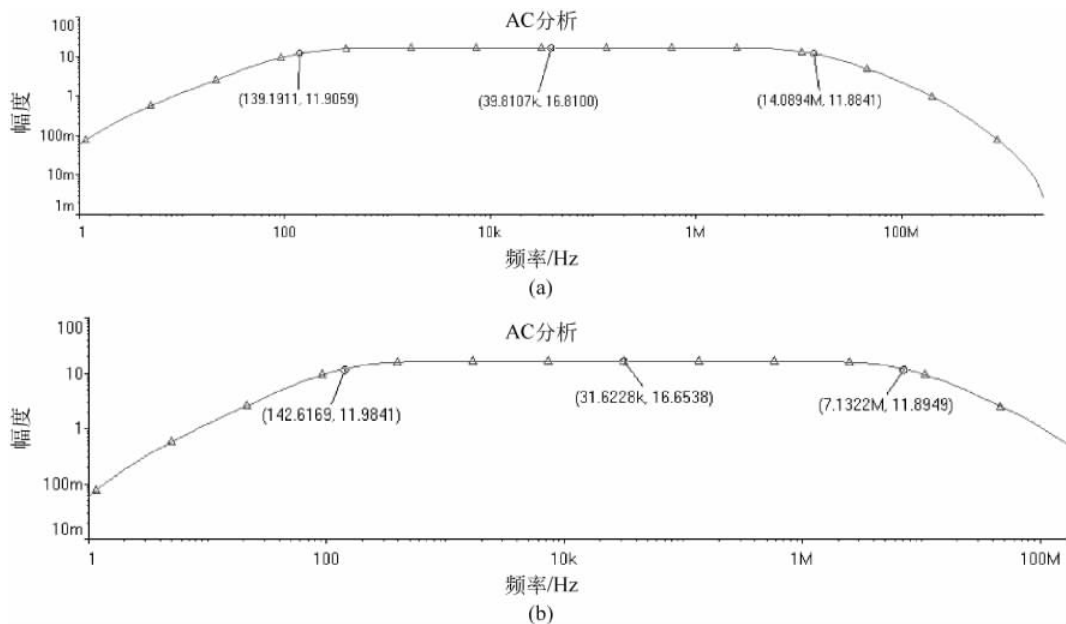


图 3.14 【仿真题 3-1】图解(2)

可见,在共基极放大电路中,晶体管基区体电阻增大,发射结电容回路的等效电阻增大,因此导致上限截止频率降低,通频带变窄。

**【仿真题 3-2】** 共射-共基组合放大电路如图 3.15 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,成为单级共发射极放大电路,求此单级共发射极电路的频率响应,并与原组合电路的频率响应相比较。

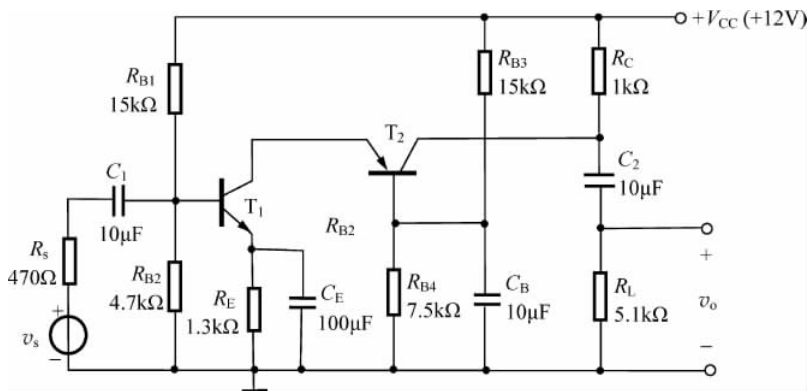


图 3.15 【仿真题 3-2】图

**【解】** 本题用来熟悉:组合式放大电路扩展通频带的思想。

(1) 共射-共基组合式放大电路的幅频响应如图 3.16(a)所示,相频响应如图 3.16(b)所示。

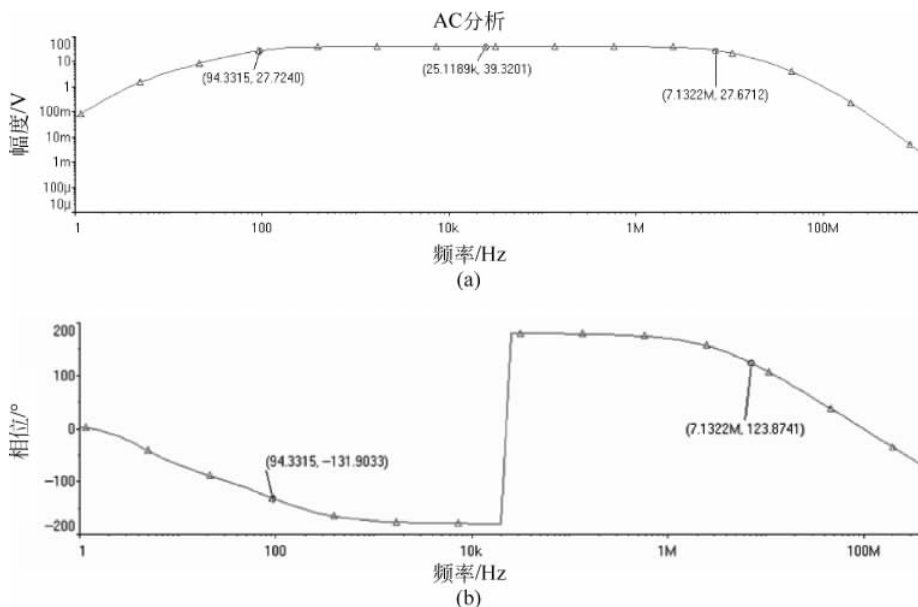


图 3.16 【仿真题 3-2】图解(1)

由图 3.16(a)可求得共射-共基组合式放大电路的通频带  $BW=f_H-f_L=7.1322\text{MHz}-94.3315\text{Hz}\approx 7.1\text{MHz}$ 。

由图 3.16(b)可以近似求出,在下限截止频率  $f_L$  处,组合式放大电路的相位相比中频时超前

$$[-131.9033^\circ - (-180^\circ)] \approx 48^\circ$$

在上限截止频率  $f_H$  处,组合式放大电路的相位相比中频时滞后  $180^\circ-123.8741^\circ\approx 56^\circ$ 。

(2) 去掉  $T_2$ 、 $R_{B3}$ 、 $R_{B4}$ 、 $C_B$ ,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发射极放大电路后,幅频响应如图 3.17(a)所示,相频响应如图 3.17(b)所示。

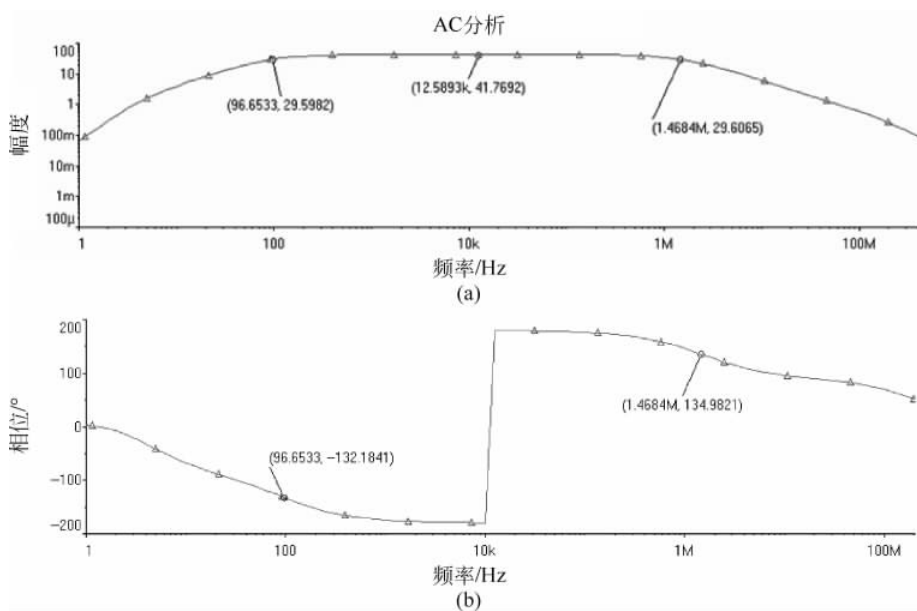


图 3.17 【仿真题 3-2】图解(2)

由图 3.17(a)可求得单级共发射极放大电路的通频带  $BW=f_H-f_L=1.4684\text{MHz}-96.6533\text{Hz}\approx 1.5\text{MHz}$ 。

由图 3.17(b)可近似求出,在下限截止频率  $f_L$  处,单级共发射极放大电路的相位相比中频时超前

$$[-132.1844^\circ - (-180^\circ)] \approx 48^\circ$$

在上限截止频率  $f_H$  处,单级共发射极放大电路的相位相比中频时滞后  $180^\circ-134.9821^\circ\approx 45^\circ$ 。

由上述仿真分析可见,共射-共基组合式放大电路可有效扩展单级共发射极电路的通频带。

**【仿真题 3-3】** 电路如图 3.18 所示,FET 用 2N4393,其工作点上的参数为  $g_m=18\text{mS}$ ,  $C_{gs}=2.5\text{pF}$ ,  $C_{gd}=0.9\text{pF}$ ; BJT 用 2N2222,其工作点上的参数为  $\beta=100$ ,  $r_{bb'}=50\Omega$ ,  $r_{b'e}=1\text{k}\Omega$ ,  $C_{b'e}=80\text{pF}$ ,  $C_{b'c}=5\text{pF}$ 。试做出电路的幅频响应,求出电路的上限截止频率  $f_H$ 。

**【解】** 本题用来熟悉: BJT 和 FET 组合式放大电路的频率特性。

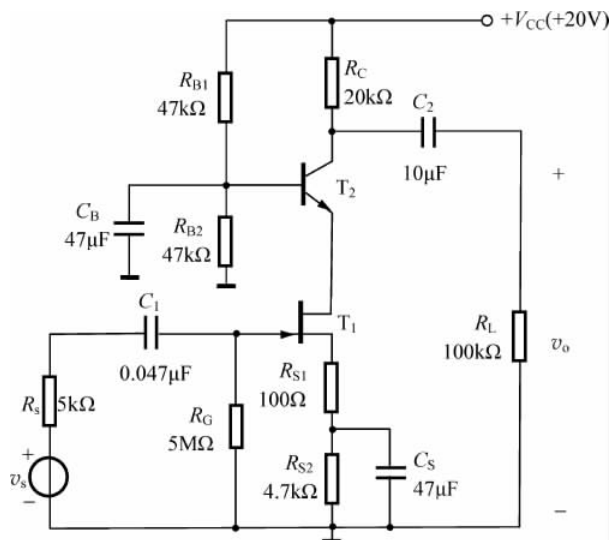


图 3.18 【仿真题 3-3】图

电路的幅频响应如图 3.19 所示,由图可求出其上限截止频率  $f_H = 2.0638\text{MHz} \approx 2.1\text{MHz}$ 。

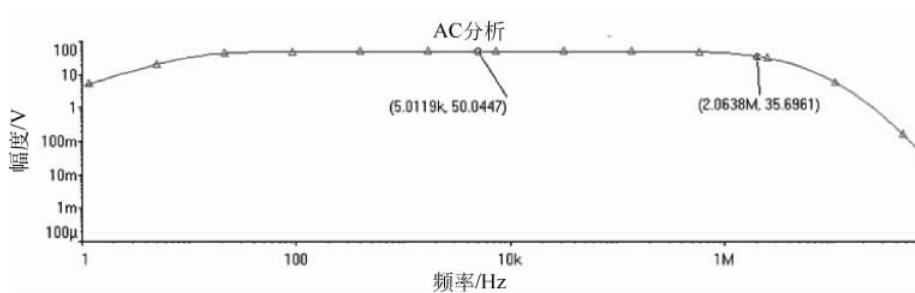


图 3.19 【仿真题 3-3】图解