

第3章

放大电路的频率响应

本章学习目标

- 了解频率响应的概念
- 理解共射截止频率、特征频率、共基截止频率的概念

频率响应是衡量放大电路对不同频率输入信号适应能力的一项技术指标。本章首先介绍频率响应的一般概念,再介绍三极管的频率参数,然后从物理概念上定性分析单管共射放大电路的频率响应,并利用混合 π 型等效电路分析 f_L 、 f_H 与电路参数的关系,画出波特图。

3.1 放大器的频率响应

在电子电路中,三极管里存在小容量的PN结电容,线路之间有寄生电容,而且在阻容耦合放大电路中,还有大容量的耦合电容和旁路电容。在前面讨论放大电路的放大倍数时,总是把输入信号当作具有合适的单一频率的正弦信号,并认为在这个频率的信号输入时,可以忽略这些电容对放大倍数的影响。实际上,当输入信号含有多种频率成分(例如,语音信号),或者输入信号的频率改变时,这些电抗元件的阻抗都要随频率的不同而改变,从而使得放大电路的放大倍数也随着输入信号的频率变化而变化。所以,当输入不同频率的正弦波信号时,电路的放大倍数便成为频率的函数,这种函数关系称为放大电路的频率响应或频率特性。

一般情况下,放大器中的电抗元件或具有电抗效应的器件,其电抗(主要是容抗)是输入信号频率的函数。因而,放大器的电压放大倍数也是频率的函数。其频率响应(Frequency Response)可用下式表示

$$\dot{A}_u(f) = A_u(f) \angle \phi(f) \quad (3.1)$$

式中, $A_u(f)$ 表示电压放大倍数的幅值与频率 f 的关系,称为幅频特性(Amplitude Frequency-Response); $\phi(f)$ 表示输出电压与输入电压的相位差与频率 f 的关系,称为相频特性(Phase Frequency-Response)。

放大电路的频率响应可以根据考虑电容影响的等效电路来计算。也可以通过实验的办法来测定。例如对图3.1中的单级阻容耦合共射极放大电路,信号源为正弦信号发生器,对每一固定频率的输入正弦信号,测出输出电压的大小和相位,计算出对应该频率信号的电压放大倍数的幅值和相位;然后把输入正弦信号的频率从低到高依次变化,就可得到对应各种频率信号的电压放大倍数的幅值和相位。于是可以描绘出这个电路的幅频特性曲线和相

频特性曲线,如图 3.2 所示。

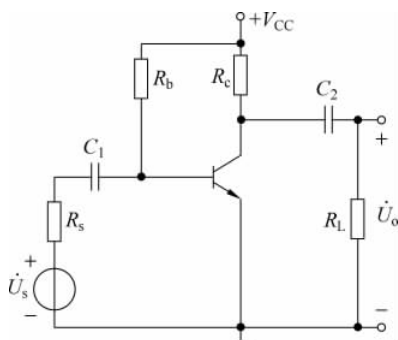


图 3.1 单级阻容耦合共射极放大电路

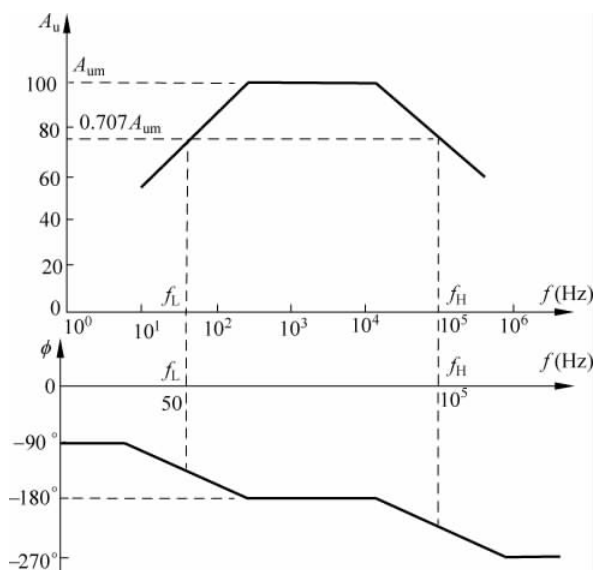


图 3.2 单级阻容耦合共射极放大电路的频率响应曲线

在幅频特性曲线上,中间一段频率范围内电压放大倍数的幅值 A_u 基本不随频率 f 改变,可以近似当作常数。它对应于电路中的电抗元件、三极管 PN 结电容及接线间寄生电容的作用都可以忽略的频率范围,这段频率范围通常称为中频区。中频区的电压放大倍数称为中频电压放大倍数,用 $\dot{A}_{um}$ 来表示。

当频率 f 降低到一定程度之后,电压放大倍数的幅值要下降,把幅值 A_u 下降为中频放大倍数幅值的 0.707 倍(即 $A_u = A_{um}/\sqrt{2}$)时,对应的频率称为低频截止频率(或下限截止频率),用 f_L 表示。反之,在频率升高时引起幅值下降,把 A_u 下降到 $0.707A_{um}$ 时对应的频率称为高频截止频率(或上限截止频率),用 f_H 表示。二者之间的频率范围称为放大器的通频带,用 f_{bw} (或 Δf) 表示,定义为

$$f_{bw} = f_H - f_L \quad (3.2)$$

由频率响应曲线可知,对于频率为通频带之内的信号,放大器基本上给以同等大小的放

大,而对频率在通频带以外的信号,放大倍数则随 f 下降(或升高)而明显降低。

从相频特性曲线看,对应于中频区内, $\phi = -180^\circ$,它表示单级共射极放大电路的输出电压与输入电压反相。当 $f < f_L$ 时,输出电压对输入电压的相移小于 180° ,表示这时的输出电压相对于中频区时的输出电压有超前的附加相移。当 $f > f_H$ 时,输出电压相对于中频区的输出电压有滞后的附加相移。

通过上述讨论可知,放大器在放大含有多种频率成分的复杂信号(如声音信号)时,如果各频率分量都在通频带之内,则各种频率成分的信号幅值被放大相同的倍数,而且具有相同的相移,在输出端就能得到不失真的输出信号。如果复杂信号中有的频率成分是在通频带之外的低频区或高频区,那么放大器对各频率成分放大倍数不同,而且产生不同的相移,在输出端得到的输出信号就会产生失真。这种因放大电路不能同等地放大不同频率信号而引起的失真称为频率失真(Frequency Distortion)。

从图 3.1 可以看到,耦合电容 C_1 、 C_2 的容抗为 $1/j\omega C$ 。当输入信号的频率足够高时, C_1 、 C_2 的容抗很小,可以忽略电容上的信号压降,即把电容看成短路,显然,对放大倍数不会有影响。但是,当信号频率降低时,容抗就随之增大,并产生相移。于是,电压放大倍数随之减小,并有附加相移产生。信号频率越低,电压放大倍数的变化越大。因此大容量的耦合电容和旁路电容主要影响放大器的低频特性。

图 3.3 中画出了三极管的两个 PN 结电容 $C_{b'e}$ 、 $C_{b'c}$,它们的容量都很小(几到几百 PF)。当信号频率不太高时,它们的容抗和与之并联的集电结电阻与发射结电阻相比,都要大得多,因此可以忽略它们的影响,即可以看成开路。显然,此时对放大倍数基本上没有影响。但是,当信号频率升高时,容抗随之减小,会明显造成两个 PN 结上阻抗的变化,从而使高频电压放大倍数减小,并产生附加相移。信号频率越高,电压放大倍数变化就越大。因此,三极管的 PN 结电容和线路寄生电容主要影响放大器的高频特性。

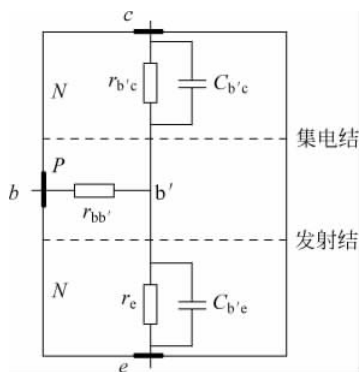


图 3.3 三极管内部结构示意图

如图 3.2 所示的单级阻容耦合共射极放大电路的频率响应可以用下式来表示

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{A}_{um}}{\left(1 - j \frac{f_L}{f}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_H}\right)} \quad (3.3)$$

式中, $\dot{A}_{um}$ 为中频电压放大倍数, f_L 为下限截止频率, f_H 为上限截止频率。 f 为频率变量,单位是 Hz。

在描绘放大器的幅频特性和相频特性曲线时,通常 f 轴采用对数坐标。放大倍数的幅值也采用分贝表示(即纵坐标也用对数坐标)。放大倍数换算为分贝的公式 $A_u(\text{dB}) = 20\lg A_u$, 这样,既可使纵坐标所表示的 A_u 幅值范围扩大,又可把函数中的乘除运算转换成加减运算,使分析过程简化。图 3.4 是相对于图 3.2 的对数频率响应曲线,它的中频电压放大倍数 $A_{um} = 100$, 用分贝表示为 40dB , 上限频率 $f_H = 10^5 \text{ Hz}$, 下限频率 $f_L = 50 \text{ Hz}$ 。图 3.4 中在上、下限截止频率附近用折线表示实际的特性曲线。截止频率对应的转折点处具有最大的误差,即 3dB 。在低频区与高频区,根据式(3.3)可以计算出折线的斜率为每十倍频上升或下降 20dB 。这种图称为波特图(Bodeplot),是实际工程中常用的画法。

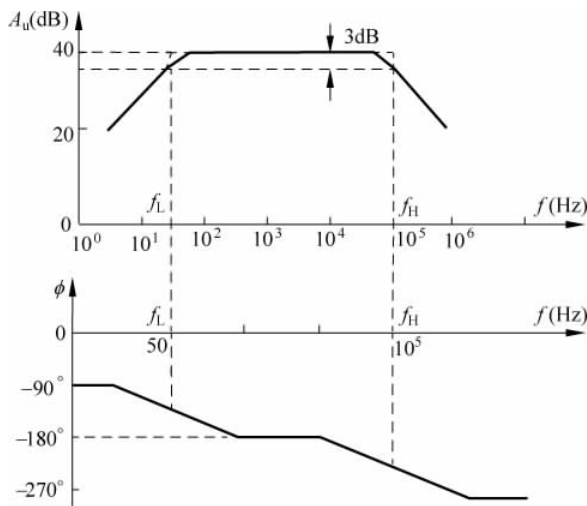


图 3.4 对数频率响应曲线

3.2 三极管的频率参数

在中频时,一般认为三极管的共射极电流放大系数 β 是一个常数。但当频率升高时,由于存在极间电容,因此三极管的电流放大作用将被削弱,所以电流放大系数是频率的函数,可以表示如下

$$\dot{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} \quad (3.4)$$

其中 β_0 是三极管低频时的共射极电流放大系数, f_β 为三极管的 $|\beta|$ 值下降至 $\frac{1}{\sqrt{2}}\beta_0$ 时的频率。

上式也可分别用 $\dot{\beta}$ 的模和相角表示,即

$$|\dot{\beta}| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}} \quad (3.5)$$

$$\phi_\beta = -\arctan\left(\frac{f}{f_\beta}\right) \quad (3.6)$$

将式(3.5)取对数,可得

$$20\lg|\dot{\beta}| = 20\lg\beta_0 - 20\lg\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2} \quad (3.7)$$

根据式(3.7)和式(3.6),可以画出 $\dot{\beta}$ 的对数幅频特性和相频特性,如图3.5所示。

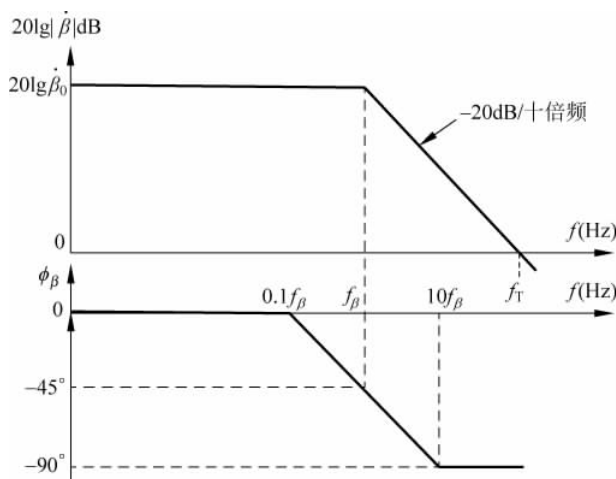


图 3.5 三极管 $\dot{\beta}$ 的波特图

由图3.5可见,在低频和中频段, $|\dot{\beta}| = \beta_0$;当频率升高时, $|\dot{\beta}|$ 随之下降。

为了描述三极管对高频信号的放大能力,引出频率若干参数,下面分别进行介绍。

3.2.1 共射极截止频率

一般将 $|\dot{\beta}|$ 值下降到 $0.707\beta_0$ (即 $\frac{1}{\sqrt{2}}\beta_0$)时的频率定义为三极管的共射极截止频率,用符号 f_β 表示。

由式(3.5)可得,当 $f = f_\beta$ 时,

$$|\dot{\beta}| = \frac{1}{\sqrt{2}}\beta_0 \approx 0.707\beta_0$$

$$20\lg|\dot{\beta}| = 20\lg\beta_0 - 20\lg\sqrt{2} = 20\lg\beta_0 - 3(\text{dB})$$

可见,所谓截止频率,并不意味着此时三极管已经完全失去放大作用,而只是表示此时 $|\dot{\beta}|$ 值已下降到中频时的70%左右,或 $\dot{\beta}$ 的对数幅频特性下降了3dB。

3.2.2 特征频率

一般以 $|\dot{\beta}|$ 值降为1时的频率定义为三极管的特征频率,用符号 f_T 表示。当 $f = f_T$ 时, $|\dot{\beta}| = 1$, $20\lg|\dot{\beta}| = 0$,所以 $\dot{\beta}$ 值的对数幅频特性与横坐标轴交点处的频率即是 f_T ,如图3.5所示。

特征频率是三极管的一个重要参数。当 $f > f_T$ 时, $|\dot{\beta}|$ 值将小于1,表示此时三极管已

失去放大作用,所以不允许三极管工作在如此高的频率范围。

将 $f=f_T$ 和 $|\dot{\beta}|=1$ 代入式(3.5)中,得

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

由于通常 $\frac{f_T}{f_\beta} \gg 1$, 所以可将式分母根号中的 1 忽略, 则该式可简化为

$$f_T \approx \beta_0 \cdot f_\beta \quad (3.8)$$

上式表明, 一个三极管的特征频率 f_T 与其共射极截止频率 f_β 二者之间是相关的, 而且 f_T 比 f_β 高得多, 大约是 f_β 的 β_0 倍。

3.2.3 共基极截止频率

显然, 考虑三极管的极间电容后, 其共基极电流放大系数也将是频率的函数, 此时可表示为

$$\dot{a} = \frac{a_0}{1 + j \frac{f}{f_a}} \quad (3.9)$$

通常将 $|\dot{a}|$ 值下降为低频时 $\dot{a}$ 的 0.707 倍时的频率定义为共基极截止频率, 用符号 f_a 表示。

现在来研究一下, f_a 和 f_β 、 f_T 之间有什么关系。已经知道共基极电流放大系数 $\dot{a}$ 与共射极电流放大系数 $\dot{\beta}$ 之间存在以下关系

$$\dot{a} = \frac{\dot{\beta}}{1 + \dot{\beta}} \quad (3.10)$$

将式(3.4)代入式(3.10), 可得

$$\dot{a} = \frac{\frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}}}{1 + \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}}} = \frac{\frac{\beta_0}{1 + \beta_0}}{1 + j \frac{f}{(1 + \beta_0)f_\beta}} \quad (3.11)$$

将式(3.11)与式(3.9)比较, 可知

$$a_0 = \frac{\beta_0}{1 + \beta_0} \quad (3.12)$$

$$f_a = (1 + \beta_0)f_\beta \quad (3.13)$$

可见, f_a 比 f_β 高得多, 等于 f_β 的 $(1 + \beta_0)$ 倍。由此可以理解, 与共射极电路相比, 共基极电路的频率响应比较好。

综上所述, 可知三极管的三个频率参数不是独立的, 而是互相关联, 三者的数值大小符合以下关系

$$f_\beta < f_T < f_a$$

三极管的频率参数也是选用三极管的重要依据之一。通常, 在要求通频带比较宽的放大电路中, 应该选用高频管, 即频率参数值较高的三极管。如对通频带没有特殊要求, 则可

选用低频管。一般低频小功率三极管的 f_a 值约为几十至几百千赫,高频小功率三极管的 f_T 约为几百兆赫。可从器件手册上查到三极管的 f_T 、 f_a 或 f_β 值。

3.3 单级阻容耦合共射极放大电路的频率响应

在如图 3.1 所示单级阻容耦合共射极放大电路中,中频段的电压放大倍数可以运用前面介绍的分析方法来计算。在 $R_b \gg r_{be}$ 的条件下,

$$\dot{A}_{usm} = \dot{A}_{um} \cdot \frac{R_i}{R_s + R_i} = \frac{-\beta(R_c // R_L)}{r_{be}} \cdot \frac{r_{be}}{R_s + r_{be}} = -\frac{\beta R'_L}{R_s + r_{be}}$$

式中, $R'_L = R_c // R_L$ 。

3.3.1 单级阻容耦合共射极放大电路的低频特性

在如图 3.1 所示的电路中,随着信号频率的降低,耦合电容 C_1 和 C_2 的容抗不断增大,而电容上的交流信号压降也不断增大,从而使电压放大倍数减小。两个电容对低频段的电压放大倍数 $\dot{A}_{usl}$ 都有影响,下面分别进行讨论。

1. 电容 C_1 单独作用时的低频特性

只考虑电容 C_1 时,假设 C_2 容抗很小,对交流信号可视为短路,可以画出低频等效电路如图 3.6 所示。因为 $R_b \gg r_{be}$,故忽略不计。

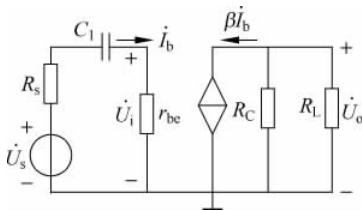


图 3.6 只考虑 C_1 的低频等效电路

由图 3.6 可列出

$$\dot{A}_{usl1} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \cdot \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s}$$

$$\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{-\beta R'_L}{r_{be}}$$

式中

$$\frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s} = \frac{r_{be}}{R_s + r_{be} + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{r_{be}}{R_s + r_{be}} \cdot \frac{1}{1 - j \frac{1}{2\pi f(R_s + r_{be})C_1}}$$

式中, $(R_s + r_{be})C_1$ 是输入回路的时间常数,记作

$$\tau_{L1} = (R_s + r_{be})C_1$$

设

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi\tau_{L1}} = \frac{1}{2\pi(R_s + r_{be})C_1} \quad (3.14)$$

则

$$\frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s} = \frac{r_{be}}{R_s + r_{be}} \cdot \frac{1}{1 - j \frac{f_{L1}}{f}}$$

所以

$$\dot{A}_{usl1} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}} \cdot \frac{r_{be}}{R_s + r_{be}} \cdot \frac{1}{1 - j \frac{f_{L1}}{f}} = \dot{A}_{usm} \cdot \frac{1}{1 - j \frac{f_{L1}}{f}} \quad (3.15)$$

求出上式的幅值表达式,即为幅频特性

$$\dot{A}_{usl1} = \dot{A}_{usm} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{L1}}{f}\right)^2}} \quad (3.16)$$

由式(3.14)可知,只考虑电容 C_1 的影响时,对应的下限截止频率 f_{L1} 只取决于 C_1 所在的输入回路的时间常数 τ_{L1} 。因此只要计算出时间常数 τ_{L1} 就可计算出 f_{L1} 。

将式(3.16)表示的幅频特性用分贝为单位可写成

$$A_{usl1}(\text{dB}) = 20\lg A_{usm} - 20\lg \sqrt{1 + \left(\frac{f_{L1}}{f}\right)^2} \quad (3.17)$$

由式(3.17)可知,当 $f \gg f_{L1}$ 时, $A_{usl1}(\text{dB}) = 20\lg A_{usm}$, 即为中频电压放大倍数; 当 $f = f_{L1}$ 时, $A_{usl1}(\text{dB}) = 20\lg A_{usm} - 3$; 当 $f \ll f_{L1}$ 时, $A_{usl1}(\text{dB}) = 20\lg A_{usm} - 20\lg(f_{L1}/f)$, 取 $f = 0.1f_{L1}$, 可得 $A_{usl1}(\text{dB}) = 20\lg A_{usm} - 20$ 。从而可以画出由斜率为 $+20\text{dB}/十倍频$ 的斜线和等于 $20\lg A_{usm}$ 的水平线组成的幅频特性曲线如图 3.7(a) 所示。显然最大误差发生在 $f = 0.1f_{L1}$ 处,与用虚线表示的实际的频率响应曲线相差 3dB 。

写出式(3.15)相位表达式,即为相频特性

$$\phi_{L1} = \phi_m + \arctan\left(\frac{f_{L1}}{f}\right)$$

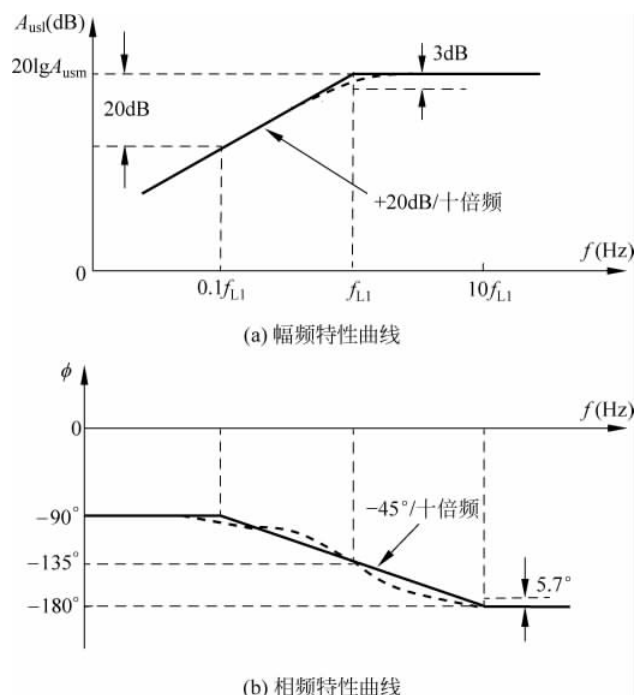
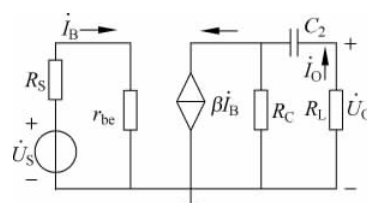
式中 ϕ_m 是 A_{usm} 的相角,对于如图 3.1 所示的共射极放大电路来说, $\phi_m = -180^\circ$, 则上式可写成

$$\phi_{L1} = -180^\circ + \arctan\left(\frac{f_{L1}}{f}\right) \quad (3.18)$$

由式(3.18)可知: 若 $f \gg f_{L1}$, 则 $\phi_{L1} \approx -180^\circ$; 在 $f = 10f_{L1}$, $\phi_{L1} = -180^\circ + 5.7^\circ = -174.3^\circ$, 近似取为 -180° ; 若 $f = f_{L1}$, 则 $\phi_{L1} = -180^\circ + 45^\circ = -135^\circ$; 若 $f \ll f_{L1}$, 则 $\phi_{L1} \approx -90^\circ$; 若 $f = 0.1f_{L1}$, $\phi_{L1} = -180^\circ + 84.3^\circ = -95.7^\circ$, 近似取为 -90° 。这样可以画出由两条水平线段和一条斜率为 $-45^\circ/十倍频$ 的斜线组合成的相频特性曲线,如图 3.7(b) 所示。显然最大误差发生在 $f = 0.1f_{L1}$ 和 $f = 10f_{L1}$ 处,它们相差 5.7° 。

2. 电容 C_2 单独作用时的低频特性

只考虑 C_2 时,假设 C_1 的容抗很小,对交流信号视为短路,画出低频等效电路如图 3.8

图 3.7 C_1 单独作用的低频特性图 3.8 只考虑 C_2 时的低频等效电路

所示。

由图可列出

$$\dot{A}_{usl2} = \frac{\dot{U}_O}{\dot{U}_S} = \frac{-\dot{I}_O R_L}{\dot{I}_B (R_S + r_{be})}$$

而

$$\dot{I}_O = \frac{R_C}{R_C + R_L + \frac{1}{j\omega C_2}} \cdot \beta \dot{I}_B$$

因此有

$$\begin{aligned} \dot{A}_{usl2} &= \frac{-\beta R_C R_L}{(R_S + r_{be})(R_C + R_L) \left(1 + \frac{1}{j\omega(R_C + R_L)C_2}\right)} \\ &= -\frac{\beta R'_L}{R_S + r_{be}} \cdot \frac{1}{1 - j \frac{1}{2\pi f(R_C + R_L)C_2}} \end{aligned}$$

式中, 电容 C_2 所在的输出回路时间常数 τ_{L2} 为

$$\tau_{L2} = (R_C + R_L)C_2$$

设

$$f_{L2} = \frac{1}{2\pi\tau_{L2}} = \frac{1}{2\pi(R_C + R_L)C_2} \quad (3.19)$$

则

$$\dot{A}_{usl2} = \dot{A}_{usm} \cdot \frac{1}{1 - j \frac{f_{L2}}{f}} \quad (3.20)$$

式(3.20)描述了只考虑电容 C_2 时的低频特性。

3. 电容 C_1 、 C_2 共同作用下的低频特性

如果同时考虑电容 C_1 、 C_2 对放大倍数的影响,那么低频段的电压放大倍数的表达式为

$$\dot{A}_{usl} = \frac{\dot{A}_{usm}}{\left(1 - j \frac{f_{L1}}{f}\right) \left(1 - j \frac{f_{L2}}{f}\right)} \quad (3.21)$$

令式中 f 取不同的值,可以分别求出幅频特性和相频特性表达式以及低频电压放大倍数的幅值和相角。

除了按式(3.21)来较精确地计算 $\dot{A}_{usl}$ 之外,也可以利用下面的公式,由 f_{L1} 和 f_{L2} 计算出下限截止频率 $f_L \approx 1.1 \sqrt{f_{L1}^2 + f_{L2}^2}$ 。

如果 f_{L1} 和 f_{L2} 相差 4 倍以上,也可以近似地把较大的一个作为电路的 f_L ,这样低频特性可以近似地表示为

$$\dot{A}_{usl} \approx \frac{\dot{A}_{usm}}{1 - j \frac{f_L}{f}} \quad (3.22)$$

根据式(3.22),使用前述的方法可以画出电路低频段的幅频特性曲线和相频特性曲线。

3.3.2 单级阻容耦合共射极放大电路的高频特性

在如图 3.1 所示的放大电路中,随着信号频率的升高,三极管内 PN 结电容的容抗不断减小。由图 3.3 可知,这时两个 PN 结电容 $C_{b'e}$ 和 $C_{b'c}$ 对流过 PN 结电阻的信号电流的分流作用不能忽略,它们使高频段的电压放大倍数随频率升高而降低。而耦合电容和旁路电容的容抗比中频段的容抗还要小,近似为零而短路,对高频特性没有影响。

1. 三极管高频混合 π 型等效电路

考虑三极管内部 PN 结电容影响的高频等效电路如图 3.9(a) 所示。图中 $r_{bb'}$ 为基区电阻, $r_{b'e}$ 为发射结电阻, $C_{b'e}$ 为发射结电容, $C_{b'c}$ 为集电结电容, $g_m \dot{U}_{b'e}$ 为受控电流源。由于集电区和发射区的体电阻远远小于发射结和集电结电阻,故可忽略不计。而集电结工作于反向偏置,集电结电阻很大,可以看作远远大于集电结电容的容抗而为开路,在图上没有画出来。集电极与发射极间等效交流输出电阻 r_{ce} 也近似看作无穷大而为开路。这个等效电路通称为三极管高频混合 π 型等效电路。

为了电路分析计算的方便,对图 3.9(a) 电路中跨接于节点 1 和节点 2 之间的电容 $C_{b'c}$, 使用电路理论中的密勒定理进行等效代换。在保证节点 1、2 流入及流出的电流不变、对公共端 e 的电位不变的条件下,可以用两个分别连接于节点 1 和公共端 e 之间的电容 C_π 和连接于节点 2 和公共端 e 之间的电容 C_μ 来代替 $C_{b'c}$ 。如图 3.9(b) 所示,图中:

$$g_m = \frac{\beta \dot{I}_b}{\dot{U}_{b'e}} = \frac{\beta}{r_{b'e}} = \frac{\beta I_{EQ}}{(1+\beta)U_T} \approx \frac{I_{EQ}}{U_T} \quad (3.26)$$

集电结电容 $C_{b'e}$ 可以用产品手册给出的参数 C_{ob} 来表示。发射结电容 $C_{b'e}$ 可以由下式计算：

$$C_{b'e} = \frac{1}{2\pi r_e f_T} = \frac{I_{EQ}}{2\pi U_T f_T} \quad (3.27)$$

式中, $U_T = KT/q$, 常温下近似为 26mV; f_T 为三极管特征频率, 可以在产品手册上查到。

2. 单级阻容耦合共射放大电路的高频特性

对于如图 3.1 所示电路, 将耦合电容 C_1 、 C_2 短路, 三极管用简化 π 型等效电路来表示, 得到高频区等效电路如图 3.11 所示。因为 $R_b \gg (r_{bb'} + r_{b'e})$, 故 $r_{bb'} + r_{b'e}$ 忽略不计。

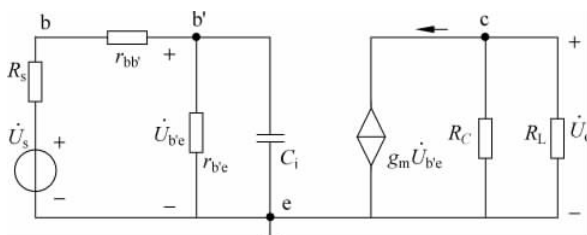


图 3.11 高频区等效电路

$$\dot{A}_{ush} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{b'e}} \cdot \frac{\dot{U}_{b'e}}{\dot{U}_s}$$

根据电路图可以列出

$$\begin{aligned} \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{b'e}} &= \frac{-g_m \dot{U}_{b'e} (R_C // R_L)}{\dot{U}_{b'e}} = -g_m R'_L, \quad R'_L = R_C // R_L \\ \frac{\dot{U}_{b'e}}{\dot{U}_s} &= \frac{Z}{R_s + r_{bb'} + Z}, \quad Z = r_{b'e} // \frac{1}{j\omega C_i} = \frac{r_{b'e}}{1 + j\omega r_{b'e} C_i} \end{aligned}$$

那么

$$\begin{aligned} \frac{\dot{U}_{b'e}}{\dot{U}_s} &= \frac{r_{b'e}}{(R_s + r_{bb'}) (1 + j\omega r_{b'e} C_i) + r_{b'e}} \\ &= \frac{r_{b'e}}{R_s + r_{bb'} + r_{b'e} + j\omega (R_s + r_{bb'}) r_{b'e} C_i} \end{aligned}$$

得

$$\begin{aligned} \dot{A}_{ush} &= \frac{-g_m R'_L r_{b'e}}{R_s + r_{be} + j\omega (R_s + r_{bb'}) r_{b'e} C_i} \\ &= \frac{-\beta R'_L}{R_s + r_{be}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \frac{(R_s + r_{bb'}) r_{b'e}}{R_s + r_{bb'} + r_{b'e}} C_i} \\ &= \dot{A}_{usm} \cdot \frac{1}{1 + j2\pi f [(R_s + r_{bb'}) // r_{b'e}] C_i} \end{aligned}$$

设输入回路的时间常数为 τ_h , 从图 3.11 可得

$$\tau_h = [(R_s + r_{bb'}) // r_{b'e}] C_i \quad (3.28)$$

设

$$f_H = \frac{1}{2\pi\tau_h} = \frac{1}{2\pi[(R_s + r_{bb'}) // r_{b'e}] C_i} \quad (3.29)$$

那么

$$\dot{A}_{ush} = \frac{\dot{A}_{usm}}{1 + j \frac{f}{f_H}} \quad (3.30)$$

式(3.30)就是放大电路的高频段频率响应表达式。求出上式的幅值表达式, 即为幅频特性。

$$A_{ush} = \frac{A_{usm}}{\sqrt{1 + j \left(\frac{f_H}{f} \right)^2}} \quad (3.31)$$

再将上式用分贝(dB)为单位来表示, 可写成

$$A_{ush}(\text{dB}) = 20\lg A_{usm} - 20\lg \sqrt{1 + j \left(\frac{f}{f_H} \right)^2} \quad (3.32)$$

由式(3.32)可知: 当 $f \ll f_H$ 时, $A_{ush}(\text{dB}) = 20\lg A_{usm}$, 即为中频电压放大倍数; 当 $f = f_H$ 时, $A_{ush}(\text{dB}) = 20\lg A_{usm} - 3$; 当 $f \gg f_H$ 时, $A_{ush}(\text{dB}) = 20\lg A_{usm} - 20\lg(f/f_H)$; 当 $f = 10f_H$ 时, 可得 $A_{ush}(\text{dB}) = 20\lg A_{usm} - 20$ 。从而可以画出由斜率为 $-20\text{dB}/十倍频$ 的斜线和等于 $20\lg A_{usm}$ 的水平线组成的幅频特性曲线, 如图 3.12(a)所示。在 $f = f_H$ 处具有 3dB 的最大误差。

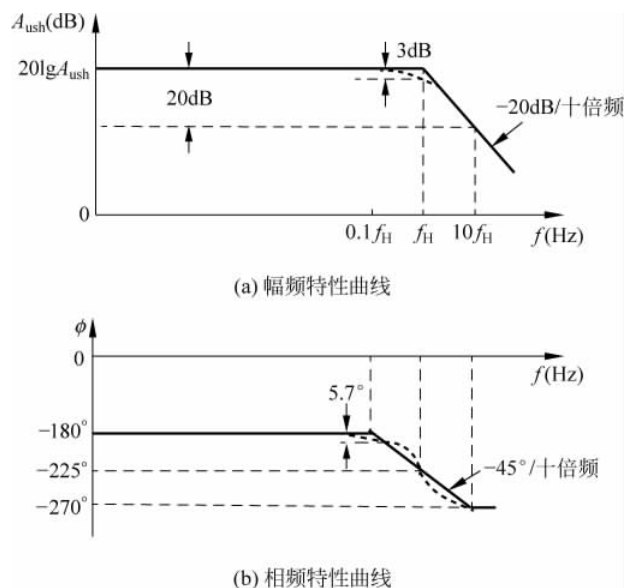


图 3.12 高频特性曲线

写出式(3.30)的相位表达式, 即为相频特性:

$$\phi_h = -180^\circ + \arctan\left(\frac{f}{f_H}\right) \quad (3.33)$$

在式(3.33)中: 若 $f \ll f_H$, 则 $\phi_h \approx -180^\circ$; 当 $f = 0.1f_H$ 时, $\phi_h \approx -185.7^\circ$, 近似取为 -180° ; 当 $f = f_H$ 时, $\phi_h = -225^\circ$; 当 $f \gg f_H$ 时, $\phi_h \approx -270^\circ$; 当 $f = 10f_H$ 时, $\phi_h = -264.3^\circ$, 近似取为 -270° 。这样可以画出由两条水平线段和一条斜率为 $-45^\circ/\text{十倍频}$ 的斜线组合成的相频特性曲线, 如图 3.12(b) 所示。显然最大误差发生在 $f = 0.1f_H$ 和 $f = 10f_H$ 处, 它们相差 5.7° 。

3.3.3 全频段的频率响应

将描述单级共射放大电路的低频特性的表达式(3.22)和高频特性的表达式(3.30)综合起来, 即为放大电路全频段的频率响应表达式:

$$\dot{A}_{us} = \frac{\dot{A}_{usm}}{\left(1 + j\frac{f_L}{f}\right)\left(1 + j\frac{f}{f_H}\right)} \quad (3.34)$$

当 $f_L \ll f \ll f_H$ 时, $\dot{A}_{us} \approx \dot{A}_{usm}$, 它是中频段电压放大倍数; 当 $f \leq f_L$ 时, 则 $\dot{A}_{us} \approx \dot{A}_{usm}/(1 - jf_L/f)$, 它是低频段频率响应表达式; 当 $f \geq f_H$ 时, $\dot{A}_{us} \approx \dot{A}_{usm}/(1 + jf/f_H)$, 它是高频段频率响应表达式。

使用前面介绍的方法, 由式(3.34)可画出全频段频率响应波特图, 如图 3.13 所示。

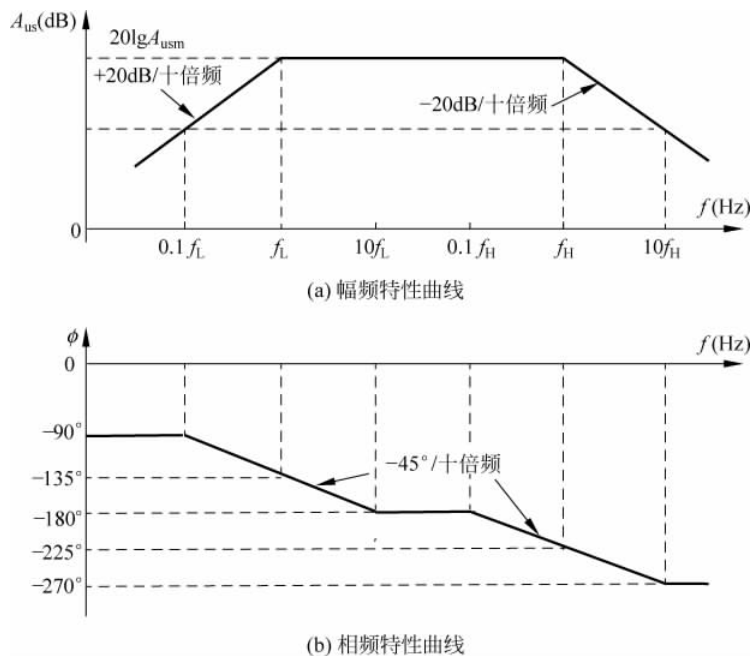


图 3.13 对应图 3.1 电路全频段频率响应曲线

3.4 软件仿真

用波特图仪测试单级阻容耦合共射极放大电路的频率特性。

3.4.1 电路设计

电路设计如图 3.14 所示,其中 XBP1 为波特图仪。

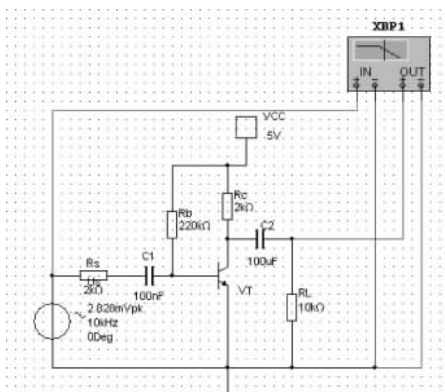


图 3.14 电路设计

3.4.2 仿真分析

如图 3.15 所示为幅频特性结果,如图 3.16 所示为相频特性结果。

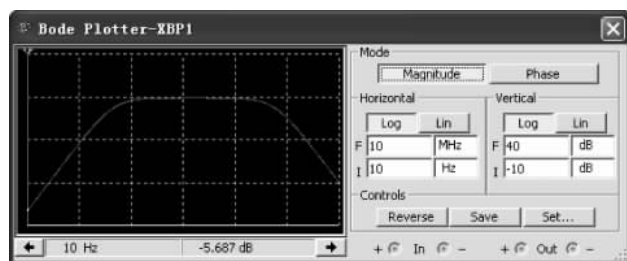


图 3.15 幅频特性

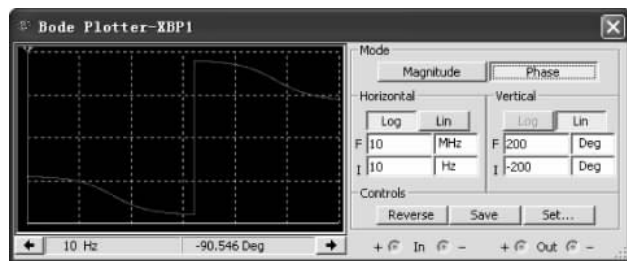


图 3.16 相频特性

3.5 本章小结

在放大电路中,由于电抗性元件(耦合电容和旁路电容)及三极管极间电容的存在,当输入信号频率过低和过高时,不但放大倍数会变小,而且还将产生超前或滞后相移,说明放大倍数是信号频率的函数,这种函数关系称为放大电路频率响应。

放大电路对不同频率的信号具有不同的放大能力,用频率响应来表示这种特性。描述频率响应的三个指标是中频电压增益、上限频率和下限频率,它们都是放大电路的质量指标。利用放大电路的混合 π 型等效电路,将阻容耦合单管共射放大电路简化为三个频段:在中频区,可将各种电容的作用忽略;在低频区,主要考虑隔直电容 C_1 、 C_2 的作用,而忽略三极管极间电容的作用;在高频区,忽略隔直电容 C_1 、 C_2 的作用,主要考虑三极管极间电容的作用。画出放大电路三个分频段等效电路,分别分析本频段的频率响应,最后将三段的结果组合起来就得到阻容耦合单管放大电路电压放大倍数的全频域响应。

分析中常采用折线波特图法来表示放大电路的频率响应。波特图由对数幅频特性和对数相频特性组成,它们均以频率为横坐标,坐标采用对数刻度。幅频特性的纵轴用 $20\lg A_u$ 表示,以dB为单位;相频特性的纵轴用 ϕ 表示。为了简化作图,常用近似折线的方法,可以得到放大电路的对数频率特性。

对于阻容耦合单管共发射放大电路,低频段电压放大倍数下降的主要原因是输入信号在隔直电容上产生压降,同时,还将产生 $0\sim+90^\circ$ 之间超前的附加相位移。高频段电压放大倍数的下降主要是由三极管的极间电容引起的,同时产生 $0\sim-90^\circ$ 之间滞后的附加相位移。因此,下限频率 f_L 和上限频率 f_H 的数值分别与耦合电容、旁路电容和三极管极间电容相关。

习题 3

3.1 填空题

(1) 电路的频率响应,是指对于不同频率的输入信号,其放大倍数的变化情况。高频时放大倍数下降,主要是因为_____的影响;低频时放大倍数下降,主要是因为_____的影响。

(2) 当输入信号频率为 f_L 或 f_H 时,放大倍数的幅值约下降为中频时的_____,或者是下降了_____dB。

(3) 影响放大电路高频特性的主要因素是_____。

(4) 当输入信号频率等于放大电路的 f_L 时,放大倍数的值下降到中频时的_____。

(5) 某放大电路的电压增益为40dB,则该电路的电压放大倍数为_____倍。

(6) 某放大电路的电压放大倍数为100,则相应的对数电压增益是_____dB,另一放大电路的对数电压增益为60dB,则相应的电压放大倍数为_____。

3.2 什么是放大电路的频率响应?

3.3 什么是放大电路的通频带?