

科技前沿——窗函数频响法设计 FIR 滤波器

FIR(finite impulse response)滤波器在尖端电子科技系统中十分重要,它可以保证系统严格的线性幅频与相频特性,而其单位抽样响应是有限长的,能在整个频带上获得常数群时延,从而得到零失真输出信号。因此,在通信、图像处理、模式识别等领域都有广泛的应用。

FIR 滤波器的设计问题在于寻求一系统函数 $h(z)$,使其频率响应 $h(e^{j\omega})$ 逼近滤波器要求的理想频率响应 $h_d(e^{j\omega})$,其对应的单位脉冲响应为 $h_d(n)$ 。

$$h_d(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_d(n) e^{-jn\omega}; h_d(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} h_d(e^{j\omega}) e^{jn\omega} d\omega$$

式中, $h_d(n)$ 一般是无限长的,且是非因果的,不能直接作为 FIR 滤波器的单位脉冲响应。要想得到一个因果的有限长的滤波器 $h(n)$,最直接的方法是截断 $h(n) = h_d(n)w(n)$,即截取为有限长因果序列,并用合适的窗函数进行加权作为 FIR 滤波器的单位脉冲响应。按照线性相位滤波器的要求, $h(n)$ 必须是偶对称的。对称中心必须等于滤波器的延时常数。

用矩形窗设计的 FIR 低通滤波器,所设计滤波器的幅度函数呈现出振荡现象,且最大波形大约为幅度的 9%,这个现象称为吉布斯(Gibbs)效应。为了消除吉布斯效应,于是提出了海明窗、汉宁窗、布莱克曼窗、凯塞窗、切比雪夫窗等窗函数。

利用窗函数设计 FIR 滤波器的具体步骤如下:

- ① 按过渡带宽及由窗函数类型决定阻带衰减 A_s ,选择合适的窗函数,并估计节数 N 。
- ② 由给定滤波器的幅频响应参数求出理想的单位脉冲响应 $h_d(n)$ 。
- ③ 确定延时值。
- ④ 计算滤波器的单位取样响应 $h(n)$, $h(n) = h_d(n)w(n)$ 。
- ⑤ 验算技术指标是否满足要求。

单级放大器的分析中只考虑了低频特性,而忽略了器件分布电容(distributed capacitance)的影响,但在大多数模拟电路中工作速度与其他参量如增益、功耗、噪声等之间要进行折中,因此对每一种电路的频率响应的理解是非常必要的。

本章首先介绍频率响应的一般概念,接着介绍三极管与频率相关的参数以及单管共射放大电路的频率响应(frequency response),在用物理概念阐明单管共射放大电路频率特性的基础上,利用混合 π 模型等效电路分析系统下限频率 f_L 、上限频率 f_H 和电路元件参数

的关系,并画出伯德图。然后,简要地介绍了增益带宽积和多级放大电路的频率响应。最后,通过推导得出场效应管的高频等效模型,对单管共源放大电路的频率响应进行分析,并简单地阐述了集成运放的频率响应。

重点掌握以下要点:

① 掌握 RC 高通电路和低通电路的频率响应的分析方法,放大电路频率响应的分析方法以及频率响应分析中伯德图的画法。

② 了解晶体三极管高频等效模型及其简化、 β 的频率响应、多级放大电路的频率响应以及场效应管的高频等效模型。

在放大电路中,由于电抗元件(reactance component)(如电容、电感线圈等)及半导体管极间分布电容的存在,当输入信号的频率过低或过高时,不但放大倍数的数值会变小,而且还将产生超前或滞后的相移。因此放大电路对通过的非单频信号会引起失真,而在实际应用中,电子电路所处理的信号,如语音、视频等信号都不是简单的单一频率信号,它们都是与幅度及相位成固定比例关系的多频率分量组合而成的复杂信号,即具有一定的频谱。如音频信号的频率范围为从 20Hz 到 20kHz,而视频信号从直流到几十兆赫。所以,频率响应是衡量放大电路对不同频率信号适应能力的一项技术指标。为实现放大电路能够不失真地放大输入信号,我们要研究频率响应。本章将介绍有关放大电路频率响应方面的知识。

5.1 频率特性概述

本节介绍放大电路的研究方法、频率特性的基本概念、放大电路频率响应的分析方法以及伯德图的画法等问题。

5.1.1 放大电路的基本概念与研究方法

画出不同频率时放大电路的交流通路,画出交流通路的线性化等效电路或相量模型,利用电路分析的方法求电压增益。如图 5-1 所示是频率为 ω 时放大电路交流通路的线性化双口网络,其电压增益

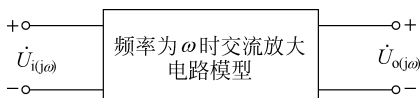


图 5-1 频率为 ω 时放大电路交流通路的线性化双口网络

$$\dot{A}_u(j\omega) = \frac{\dot{U}_o(j\omega)}{\dot{U}_i(j\omega)} = |\dot{A}_u(\omega)| \angle \phi(\omega) \quad (5-1)$$

式中, $|\dot{A}_u(\omega)|$ 反映幅值随频率的变化称为幅频特性(amplitude-frequency characteristics);

$\angle \phi(\omega)$ 反映相位随频率的变化称为相频特性(phase frequency characteristics)。

电压增益幅频特性和相频特性统称为频率响应。如图 5-2 所示是共射组态放大电路的幅频特性曲线。图中很直观地看出不同频率的信号经过放大器后的电压放大倍数的变化情况。

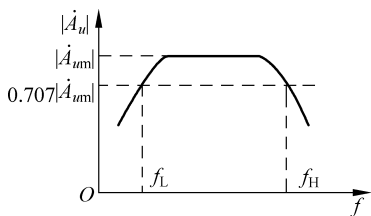


图 5-2 共射组态放大电路的幅频特性

1. 基本概念

研究频响需要用到下面几个概念:

(1) 中频区: 在一个较宽的频率范围内, 曲线是平坦的。即放大倍数不随信号频率而变。

(2) 高频区(高于 f_H 的频率范围): 当信号频率升高时, 放大倍数随频率的升高而减少。

(3) 低频区(低于 f_L 的频率范围): 当信号频率降低时, 放大倍数随频率的降低而减少。

(4) 通频带(transmission bands)(BW): 当 A_{um} 下降到 $0.707A_{um}$ 时所确定的两个频率 f_H 和 f_L 的频率范围: $BW = f_H - f_L$ 。

(5) 伯德图: 在研究放大电路的频率响应时, 由于信号的频率范围很宽(从几赫到几百兆赫以上), 放大电路的放大倍数也很大(可达百万倍), 为压缩坐标, 扩大视野, 在画频率特性曲线时, 频率坐标采用对数刻度, 而幅值(用 dB 表示)或相角采用线性刻度。这种半对数坐标特性曲线称为对数频率特性或伯德图。

2. 频率失真

频率失真是指多个不同频率信号通过系统时, 由于受通频带 BW 的影响, 系统对不同频率的增益幅度和相移的改变不同的现象。因此, 当输入信号包含多次谐波时, 放大电路输出波形会产生频率失真。

频率失真包含幅频失真、相频失真。幅频失真指放大电路对不同频率的输入信号的放大倍数不同所引起的失真; 相频失真指放大电路对不同频率的输入信号的相移不同所引起的失真。像这样由于线性电抗元件引起的频率失真又称为线性失真。注: 由于非线性元件(三极管等)特性曲线的非线性所引起的失真, 称为非线性失真。

假设某系统传输函数为 $H(j\omega)$, 它规定了不同频率信号经过此系统时产生的不同幅度和相位变化。信号传输应用中, 线路发送侧发出某一频率的信号, 而这个信号的传输信道在此时就等价于一个传输系统(因为事实上的传输包括复用、解复用和各种转换; 线路传输中会有衰减、回波损耗等), 这导致在接收端收到的信号与原信号在相位和幅值上有差别, 且这种差别因频率的变化而变化, 这就叫频率失真。频率失真如图 5-3 所示。

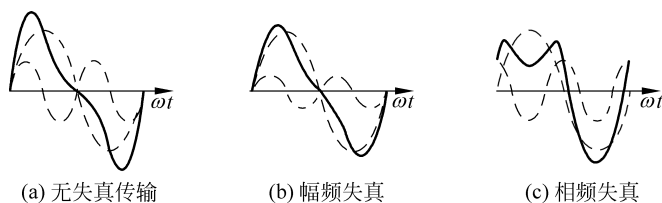


图 5-3 频率失真示意图

3. 幅频特性曲线

共射组态放大电路的幅频特性曲线如图 5-2 所示, 它分为三个区域: 中频区、高频区、低频区。下面定性分析放大电路的幅频特性曲线。

(1) 中频区: 由于放大电路中耦合电容、旁路电容和三极管的结电容的影响很小(在此频率范围内, 耦合电容、射极旁路电容视为短路, 极间电容视为开路), 三极管的交流线性化小信号模型是 H 参数模型, 所以中频段有相同的电压放大倍数。

(2) 高频区(高于 f_H 的频率范围): 三极管的结电容的影响不容忽视。由三极管的混

合 π 型高频小信号模型得知,发射结的总阻抗(发射结的电阻与电抗并联)减小,信号在发射结上的分压减小,所以增益减小。

(3) 低频区(低于 f_L 的频率范围):耦合电容和旁路电容的容抗不能忽略。由于耦合电容的分压作用,使得信号在发射结电阻上的分压减小,所以增益减小。图 5-2 中 f_L 称为下限截止频率, f_H 称为上限截止频率。

5.1.2 单时间常数 RC 电路的频率特性

针对放大电路中存在的 RC 电路特性,电路同样可以分为低频、高频、中频三段频率特性研究其频率响应。为了扩大研究范围,引入对数分析的方法进行频率响应分析。

1. 低通电路

在放大电路的高频区内,影响频率响应的主要因素是三极管的极间电容,其对高频响应的影响,可用如图 5-4 所示的 RC 低通电路来模拟。利用复变量 s ,由图 5-4 可得

$$\dot{A}_u(s) = \frac{\dot{U}_o(s)}{\dot{U}_i(s)} = \frac{1}{R_1 + 1/sC_1} = \frac{1}{1 + sR_1C_1} \quad (5-2)$$

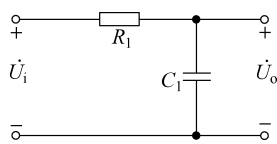


图 5-4 RC 低通电路

令

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (5-3)$$

可得高频区的电压增益

$$\dot{A}_{uH} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{1}{1 + j(f/f_H)} \quad (5-4)$$

由式(5-4)可得高频区电压增益的幅值 A_{uH} 和相角 φ_H 分别为

$$A_{uH} = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_H)^2}} \quad (5-5)$$

$$\varphi_H = -\arctan(f/f_H) \quad (5-6)$$

1) 对数幅频响应

将幅频响应式(5-5)取对数,可得

$$20\lg|\dot{A}_{uH}| = -20\lg\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2} \quad (5-7)$$

由式(5-7)可得:当 $f \ll f_H$ 时, $20\lg|\dot{A}_{uH}| \approx 0\text{dB}$; 当 $f \gg f_H$ 时, $20\lg|\dot{A}_{uH}| \approx -20\lg\frac{f}{f_H}$; 当 $f = f_H$ 时, $20\lg|\dot{A}_{uH}| \approx -20\lg\sqrt{2} = -3\text{dB}$ 。

由上可知,RC 低通电路的对数幅频特性,可以近似用两条直线构成的折线表示:当 $f < f_H$ 时,用零分贝线即横坐标表示;当 $f > f_H$ 时,用一条斜率等于 -20dB/dec 的直线表示,即每当频率增加十倍, $20\lg|\dot{A}_u|$ 下降 20dB 。上述两条直线交于横坐标上 $f = f_H$ 的一点,如图 5-5(a)所示。 f_H 对应于两条直线的交点,当 $f = f_H$ 时, $A_u = 1/\sqrt{2} = 0.707$,即在 f_H 时,电压增益下降到中频值的 0.707 倍。

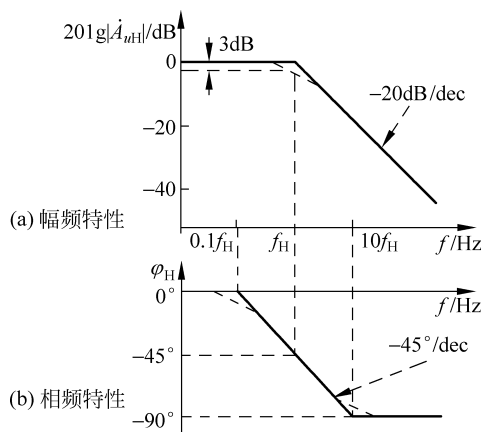


图 5-5 低通电路的伯德图

2) 相频响应

根据式(5-6)可以画出 RC 低通电路的对数相频特性。

当 $f \ll f_H$ 时, $\varphi_H \approx 0^\circ$; 当 $f \gg f_H$ 时, $\varphi_H \approx -90^\circ$; 当 $f = f_H$ 时, $\varphi_H = -45^\circ$ 。

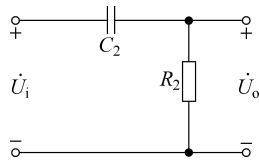
由上可知, RC 低通电路的对数相频特性可用三条直线构成的折线来近似: 当 $f < 0.1f_H$ 时, 用 $\varphi_H = 0^\circ$ 的直线即横坐标轴表示; 当 $f > 10f_H$ 时, 用 $\varphi_H = -90^\circ$ 的一条水平线表示; $0.1f_H < f < 10f_H$ 时, 用一条斜率等于 $-45^\circ/\text{dec}$ 的直线表示。当 $f = f_H$ 时, $\varphi_H = -45^\circ$ 。相频特性曲线如图 5-5(b) 所示。

由图 5-5 中的伯德图可以明显地看出, 当频率较低时, $|\dot{A}_{uH}| \approx 1$, 输出与输入电压之间的相位差等于 0, 即低频信号能够通过本电路。随着频率的升高, $|\dot{A}_{uH}|$ 下降, 频率越高, $|\dot{A}_{uH}|$ 值越小, 而相位差越大, 且输出电压是滞后于输入电压的, 最大滞后 90° 。由于高频信号不能通过本电路, 故称为低通电路。其中, f_H 是一个重要的频率点, 称为上限截止频率。

2. 高通电路

在放大电路的低频区内, 耦合电容(coupling capacitance)和旁路电容(bypass capacitance)对低频响应的影响, 可用如图 5-6 所示的 RC 高通电路来模拟。利用复变量 s , 由图可得

$$\dot{A}_{uL}(s) = \frac{\dot{U}_o(s)}{\dot{U}_i(s)} = \frac{R_2}{R_2 + 1/sC_2} = \frac{s}{s + \frac{1}{R_2C_2}} \quad (5-8)$$

图 5-6 RC 高通电路

令

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (5-9)$$

可得低频区的电压增益

$$\dot{A}_{uL} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{1}{1 - j(f_L/f)} \quad (5-10)$$

由式 (5-10) 可得低频区电压增益的幅值 A_{uL} 和相角 φ_L 分别为

$$A_{uL} = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_L/f)^2}} \quad (5-11)$$

$$\varphi_L = \arctan(f_L/f) \quad (5-12)$$

采用与低通电路同样的折线近似方法,可画出高通电路的幅频和相频响应曲线。首先将式(5-11)取对数,可得

$$20\lg|\dot{A}_{uL}| = -20\lg\sqrt{1 + \left(\frac{f_L}{f}\right)^2} \quad (5-13)$$

由式(5-13)分析,可得

当 $f \gg f_L$ 时, $20\lg|\dot{A}_{uL}| \approx 0\text{dB}$; 当 $f \ll f_L$ 时, $20\lg|\dot{A}_{uL}| \approx -20\lg\frac{f_L}{f} = 20\lg\frac{f}{f_L}$; 当

$f = f_L$ 时, $20\lg|\dot{A}_{uL}| \approx -20\lg\sqrt{2}\text{dB} = -3\text{dB}$ 。

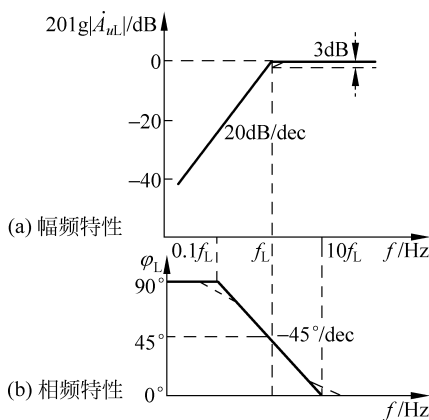


图 5-7 高通电路的伯德图

由上可知,RC 高通电路的对数幅频特性,可以近似用两条直线构成的折线表示:当 $f > f_L$ 时,用零分贝线即横坐标表示;当 $f < f_L$ 时,用一条斜率等于 20dB/dec 的直线表示,即每当频率增加十倍, $20\lg|\dot{A}_{uL}|$ 增加 20dB 。上述两条直线交于横坐标上 $f = f_L$ 的一点,如图 5-7(a) 所示。 f_L 对应于两条直线的交点,当 $f = f_L$ 时, $A_{uL} = 1/\sqrt{2} = 0.707$,即在 f_L 时,电压增益下降到中频值的 0.707 倍。

根据式(5-12)可以画出 RC 高通电路的对数相频特性。讨论如下:

当 $f \gg f_L$ 时, $\varphi_L \approx 0^\circ$; 当 $f \ll f_L$ 时, $\varphi_L \approx 90^\circ$;

当 $f = f_L$ 时, $\varphi_L = 45^\circ$ 。

由上可知,RC 高通电路的对数相频特性可用三条直线构成的折线来近似:当 $f > 10f_L$ 时,用 $\varphi_L = 0^\circ$ 的直线即横坐标轴表示;当 $f < 0.1f_L$ 时,用 $\varphi_L \approx 90^\circ$ 的一条水平线表示; $0.1f_L < f < 10f_L$ 时,用一条斜率等于 $-45^\circ/\text{dec}$ 的直线表示。当 $f = f_L$ 时, $\varphi_L = 45^\circ$ 。相频特性曲线如图 5-7(b) 所示。

由图 5-7 中的伯德图可以明显地看出,当频率较高时, $|\dot{A}_{uL}| \approx 1$,输出与输入电压之间的相位差等于 0 ,即高频信号能够通过本电路。随着频率的降低, $|\dot{A}_{uL}|$ 下降,频率越低, $|\dot{A}_{uL}|$ 值越小,而相位差越大,且输出电压是超前于输入电压的,最大超前 90° 。由于低频信号不能通过本电路,故称为高通电路。其中, f_L 是一个重要的频率点,称为下限截止频率。

5.2 三极管的高频小信号等效电路

研究高频放大电路的性能,无论对模拟集成电路或分立元件电路都是必需的。下面从三极管的物理结构出发,考虑三极管发射结和集电结电容的影响,讨论三极管的高频小信号模型。

5.2.1 三极管混合 Π 型等效电路与其参数

在 2.4.1 节中根据三极管的特征方程,推导出了 h 参数低频小信号模型。但在高频的情况下,由于物理过程的差异,主要表现在三极管的发射结电容和集电结电容不可忽略,得出三极管的高频小信号模型,如图 5-8 所示。下面就此模型的各个元件参数作一说明。

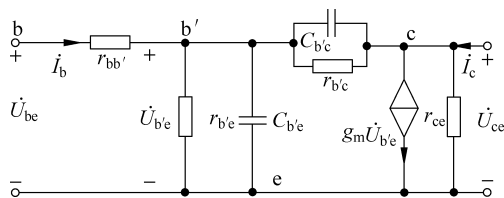


图 5-8 混合 Π 模型

(1) 基区电阻 $r_{bb'}$: 注意图中的 b' 是基区内的等效基极,是为了分析方便而虚拟的,与基极引出端是不同的。 $r_{bb'}$ 表示基区体电阻,不同类型的三极管, $r_{bb'}$ 的值相差很大,一般手册常给出 $r_{bb'}$ 的值约在 $50 \sim 300 \Omega$ 。

(2) 发射结电阻 $r_{b'e}$: $r_{b'e}$ 是发射结的小信号电阻。由于发射结工作时处于正向偏置,故 $r_{b'e}$ 很小,对于小功率管, $r_{b'e}$ 的实际数值约为几十欧。 $r_{b'e}$ 的近似表达式为

$$r_{b'e} = (1 + \beta_0) \frac{U_T}{I_{EQ}} \quad (5-14)$$

(3) 发射结电容 $C_{b'e}$: 对于小功率管,约在几十~几百皮法。

(4) 集电结电阻 $r_{b'c}$: 由于集电结工作时处于反向偏置,故 $r_{b'c}$ 的值很大,一般在 $100k\Omega \sim 10M\Omega$ 。

(5) 集电结电容 $C_{b'c}$: 集电结电容 $C_{b'c}$ 约在 $2 \sim 10pF$ 。

(6) 受控电流源 $g_m \dot{U}_{b'e}$: 由于结电容的影响, $\dot{I}_c$ 和 $\dot{I}_b$ 不能保持正比关系,因而用 $g_m \dot{U}_{b'e}$ 表示受控电流源,它是受直接加于基极 b' 和发射极之间的电压 $\dot{U}_{b'e}$ 所控制的。

5.2.2 三极管混合 Π 型等效电路的简化

由上述各元件的参数可知,在高频情况下, $r_{b'c}$ 的数值很大,与 $C_{b'c}$ 并联可以忽略不计;而电流源电阻 r_{ce} 的值较大,约为 $100k\Omega$,且与负载 R_L 并联,一般 $r_{ce} \gg R_L$,因此 r_{ce} 也可以略去,如图 5-9 所示。由于图 5-9 所示的模型像 Π ,而且各元件参数具有不同的量纲,因而称之为混合 Π 型高频小信号模型。

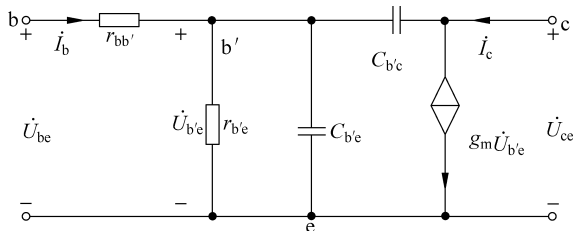


图 5-9 化简的混合 Π 模型

在 Π 型小信号模型中,因存在 $C_{b'e}$ 和 $r_{b'e}$,它们跨接在输入回路和输出回路之间,将输入回路和输出回路直接联系起来,对求解不便,可通过单向化处理加以变换。首先因 $r_{b'e}$ 很大,可以忽略,只剩下 $C_{b'e}$ 。将 $C_{b'e}$ 用两个电容来等效代替,使它们分别接在 b' 、 e 之间和 c 、 e 之间,输入侧用 $C'_{b'e}$ 表示,输出侧用 $C''_{b'e}$ 表示,这两个电容分别代替 $C_{b'e}$,要求变换前后要保证对应支路电流不变,如图 5-10(a)所示。

输入侧

$$\dot{I}_{b'1} = \dot{I}_{b'2} + \dot{I}_{b'3}$$

在图 5-9 中,从 b' 看过去,流过 $C_{b'e}$ 的电流为

$$\dot{I}_{b'3} = (\dot{U}_{b'e} - \dot{U}_{ce})j\omega C_{b'e} = \dot{U}_{b'e} \left(1 - \frac{\dot{U}_{ce}}{\dot{U}_{b'e}}\right)j\omega C_{b'e}$$

等于图 5-10(a)中 $C'_{b'e}$ 中的电流。

$$\dot{U}_{ce} = -g_m \dot{U}_{b'e} R'_c$$

$$\dot{I}_{b'3} = \dot{U}_{b'e} (1 + g_m R'_c)j\omega C_{b'e}$$

令放大倍数 $|\dot{K}| = \frac{\dot{U}_{ce}}{\dot{U}_{be}} = g_m R'_c$, 则定义

$$C'_{b'e} = (1 + |\dot{K}|)C_{b'e} \quad (5-15)$$

输出侧,在图 5-9 中,从 c 看过去,流过 $C_{b'e}$ 的电流为

$$\dot{I}''_{b'e} = (\dot{U}_{ce} - \dot{U}_{b'e})j\omega C_{b'e} = \dot{U}_{ce} \left(1 + \frac{1}{|\dot{K}|}\right)j\omega C_{b'e}$$

所以

$$C''_{b'e} = \frac{1 + |\dot{K}|}{|\dot{K}|} C_{b'e} \quad (5-16)$$

在近似计算中,输入信号处于中频段时,有 $|\dot{K}| = -\dot{K}$,所以 PN 结等效电容 $C_{b'e}$ 和 $C''_{b'e}$ 的容量分别为 $(1 - \dot{K})C_{b'e}$ 和 $\frac{(\dot{K} - 1)}{\dot{K}}C_{b'e}$ 。将 $C_{b'e}$ 化简后,如图 5-10(b)所示,图中 $C'_{b'e} = C_{b'e} +$

$(1 - \dot{K})C_{b'e}$ 。另外, $C''_{b'e} \ll C'_{b'e}$, $C''_{b'e}$ 也可忽略,即从电路中断开。化简后的混合 Π 型,输入回路和输出回路分离,为电路的分析带来了极大的方便。

5.2.3 三极管混合 Π 型的简化电路

由于高频小信号模型中的元件参数,在很宽的频率范围内与频率无关,所以模型中的电阻参数和互导参数 g_m 都可以通过低频小信号模型参数得到。在低频区,如果忽略 $C_{b'e}$ 和 $C_{b'e}$ 影响时,图 5-9 可变为如图 5-11(a)所示的低频小信号模型,在输入回路有如下的关系

$$r_{be} = r_{bb'} + r_{b'e} \quad (5-17)$$

则得到

$$r_{bb'} = r_{be} - r_{b'e} \quad (5-18)$$

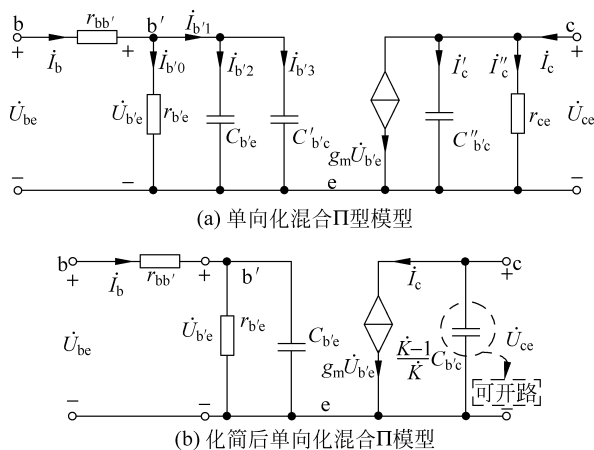


图 5-10 晶体管高频单向化混合 Π 型模型

而

$$r_{b'e} = (1 + \beta_0) \frac{U_T}{I_{EQ}} \quad (5-19)$$

再从图 5-11(a)和图 5-11(b)的输出回路比较可得如下的关系

$$g_m \dot{U}_{b'e} = \beta_0 \dot{I}_b \quad (5-20)$$

由于

$$\dot{U}_{b'e} = \dot{I}_b r_{b'e} \quad (5-21)$$

故有

$$g_m = \frac{\beta_0}{r_{b'e}} = \frac{\beta_0}{(1 + \beta_0) \frac{U_T}{I_{EQ}}} \approx \frac{I_{EQ}}{U_T} \quad (5-22)$$

高频小信号模型中还包括两个电容 $C_{b'c}$ 和 $C_{b'e}$ ；在半导体器件手册中可以查得参数 C_{ob} ，该电容是晶体管为共基接法且发射极开路时 c-b 间的电容， $C_{b'c}$ 近似为 C_{ob} 。 $C_{b'e}$ 的值可通过手册中给出的特征频率 f_T 和放大电路的静态工作点求解。即

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T} \quad (5-23)$$

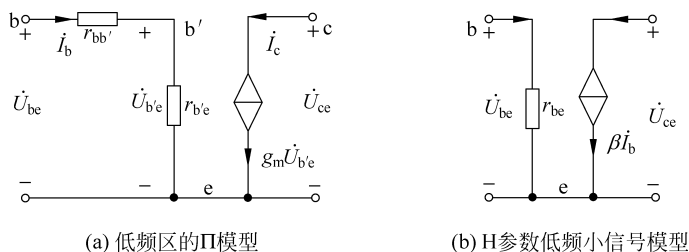


图 5-11 与低频小信号模型的对比

5.2.4 三极管频率特性

三极管的频率参数是描述三极管的电流放大系数对高频信号的适应能力，是三极管的

重要参数。因此,三极管的频率参数是选择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,可选用低频管。

1. 共发射极截止频率 f_β

由 2.4 节可知

$$\dot{\beta} = \left. \frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_b} \right|_{\dot{U}_{ce}} \quad (5-24)$$

根据式(5-24),将混合 Π 型模型中的 c、e 输出端短路,则如图 5-12(a)所示。由图可见

$$\dot{I}_{b'e} = j\omega \dot{C}_{b'e} U_{b'e}$$

则集电极短路电流为

$$\dot{I}_c = (g_m - j\omega C_{b'e}) \dot{U}_{b'e} \quad (5-25)$$

基极电流 $\dot{I}_b$ 与 $\dot{U}_{b'e}$ 之间的关系可以用 $\dot{I}_b$ 去乘 b' 、e 之间的阻抗来获得

$$\dot{U}_{b'e} = \dot{I}_b (r_{b'e} \parallel (1/j\omega C_{b'e}) \parallel 1/j\omega C_{b'e}) \quad (5-26)$$

由式(5-25)和式(5-26)可得 $\dot{\beta}$ 的表达式

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_b} = \frac{g_m - j\omega C_{b'e}}{1/r_{b'e} + j\omega(C_{b'e} + C_{b'e})} \quad (5-27)$$

在图 5-12(a)所示模型的有效频率范围内, $g_m \gg \omega C_{b'e}$, 因而有

$$\dot{\beta} \approx \frac{g_m r_{b'e}}{1 + j\omega(C_{b'e} + C_{b'e}) r_{b'e}} \quad (5-28)$$

由式(5-22)的关系,可得

$$\dot{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j\omega(C_{b'e} + C_{b'e}) r_{b'e}} \quad (5-29)$$

所以

$$|\dot{\beta}| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}} \quad (5-30)$$

式中

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi r_{b'e} (C_{b'e} + C_{b'e})} \quad (5-31)$$

由此可得其幅频特性曲线,如图 5-12(b)所示。

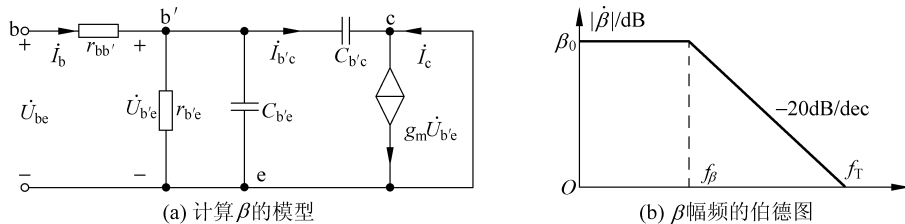


图 5-12 三极管 β 频响分析图

2. 特征频率 f_T

当 β 的频率响应曲线以 -20dB/dec 的斜率下降,直至增益为 0dB 时的频率称为特征频率,用 f_T 来表示。在图 5-12(b)中 β 的对数幅频特性与横坐标交点处的频率即是 f_T 。

特征频率是三极管的一个重要参数,常在手册中给出。 f_T 的典型数据在 $100 \sim 1000\text{MHz}$ 。当 $f > f_T$ 时, β 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 $f = f_\beta$ 和 $\beta = 1$ 代入式(5-30),可得

$$1 = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_T}{f_\beta}\right)^2}} \quad (5-32)$$

由于通常 $\frac{f_T}{f_\beta} \gg 1$,所以可将式(5-32)分母根号中的“1”忽略,则可得

$$f_T \approx \beta_0 f_\beta \quad (5-33)$$

式(5-33)表明,一个三极管的特征频率 f_T 与其共射截止频率 f_β 二者之间是互相关联的,而且 f_T 比 f_β 高得多,大约是 f_β 的 β_0 倍。

考虑式(5-22)和式(5-31)的关系,式(5-33)可表示为

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{b'e} + C_{b'c})} \quad (5-34)$$

一般情况下, $C_{b'e} \gg C_{b'c}$,故

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{b'e}} \quad (5-35)$$

5.3 单管共射放大电路的频率特性

利用三极管的高频等效模型,可以分析放大电路的频率响应。本节通过单管共射放大电路来介绍频率响应的一般分析方法,图 5-13(a)为共射放大电路,它的等效电路如图 5-13(b)所示。

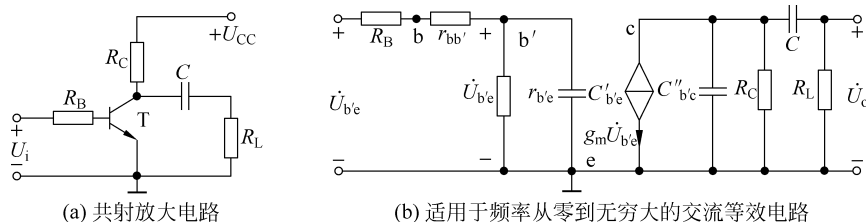


图 5-13 单管共射放大电路及其等效电路

5.3.1 单管共射放大电路的中频响应

在中频段,耦合电容的容抗非常小可视为短路,极间电容的容抗非常大可视为开路。因此,图 5-13(a)所示的中频等效电路如图 5-14 所示。

中频电压放大倍数为

$$\dot{A}_{um} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = - \frac{g_m R'_L}{1 + \frac{R_B + r_{bb'}}{r_{b'e}}} = - \frac{g_m R'_L r_{b'e}}{R_B + r_{bb'} + r_{b'e}} \quad (5-36)$$

式中, $R'_L = R_C // R_L$ 。

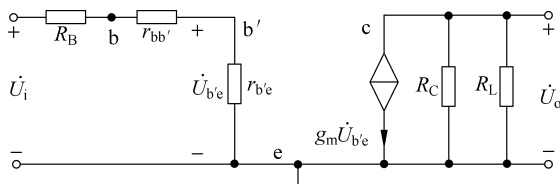


图 5-14 单管共射放大电路的中频等效电路

5.3.2 单管共射放大电路的低频响应

通过前面的定性分析可知,在低频段,由于隔直电容或耦合电容的容抗不可忽略,将使电压放大倍数降低,所以放大电路的低频响应主要取决于外接的电容器,如隔直电容或耦合电容。而三极管的极间电容并联在电路中,容抗非常大此时可认为交流开路。

1. 低频等效电路

为了分析它的低频响应,首先画出它的低频小信号等效电路,在低频段应将 $C'_{b'e}$ 和 $C''_{b'e}$ 开路,注意这里的隔直电容 C 保留在电路中,如图 5-15(a) 所示。

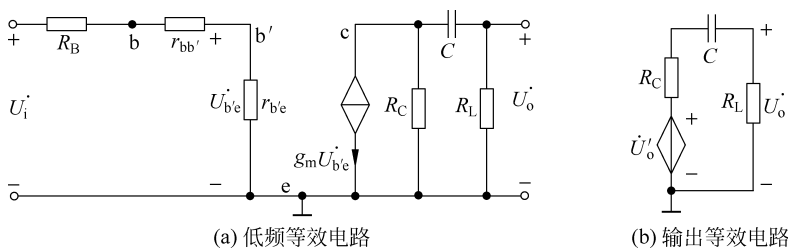


图 5-15 单管共射放大电路的低频等效电路

2. 响应分析

将图 5-15(a) $g_m \dot{U}_{b'e}$ 与 R_C 受控电流源模型等效变换如图 5-15(b) 所示的受控电压源模型, $\dot{U}'_o$ 是将图 5-15(a) 中负载 (R_L) 开路时的输出端电压 (戴维南等效电路开路电压), $\dot{U}'_o = -g_m \dot{U}_{b'e} R_C$ 。 $\dot{U}'_o$ 、电容 C 与负载电阻组成了如图 5-15(b) 所示的高通电路。

低频电压放大倍数为

$$\dot{A}_{uL} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}'_o} \cdot \frac{\dot{U}'_o}{\dot{U}_i} = \frac{R_L}{R_C + \frac{1}{j\omega C} + R_L} \cdot \frac{-g_m R_C}{1 + \frac{R_B + r_{bb'}}{r_{b'e}}} \quad (5-37)$$

将式(5-37)的分子分母同时除以 $(R_C + R_L)$ 可得

$$\dot{A}_{uL} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}'_o} \cdot \frac{\dot{U}'_o}{\dot{U}_i} = - \frac{g_m R'_L r_{b'e}}{R_B + r_{bb'} + r_{b'e}} \cdot \frac{j\omega C (R_C + R_L)}{1 + j\omega C (R_C + R_L)} \quad (5-38)$$

将式(5-36)代入式(5-38),便得到

$$\dot{A}_{uL} = \dot{A}_{um} \cdot \frac{j\omega C(R_C + R_L)}{1 + j\omega C(R_C + R_L)} \quad (5-39)$$

与式(5-10)对比,可得

$$\dot{A}_{uL} = \dot{A}_{um} \cdot \frac{1}{1 - j(f_L/f)} \quad (5-40)$$

其中 f_L 为下限频率,其表达式为

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_C + R_L)C} \quad (5-41)$$

由式(5-41)可知,单管共射放大电路的下限截止频率 f_L 主要取决于低频时间常数 $(R_L + R_C)C$,它等于从电容 C 两端向外看的等效总电阻乘以 C 。

根据式(5-40)可得单管共射放大电路的对数幅频特性及相频特性的表达式为

$$\begin{cases} 20\lg |\dot{A}_{uL}| = 20\lg |\dot{A}_{um}| + 20\lg \frac{1}{\sqrt{1 + (f_L/f)^2}} \\ \phi = -180^\circ + \arctan(f_L/f) \end{cases} \quad (5-42)$$

5.3.3 单管共射放大电路的高频响应

在高频段,隔直电容的容抗非常小,则 C 上的压降可以忽略不计,但此时并联在电路中的三极管的极间电容的影响必须考虑。

1. 高频等效电路

先画出高频信号作用时的等效电路。在高频段应将 C 短路,将 $C'_{b'e}$ 和 $C''_{b'c}$ 保留在电路中,如图 5-16 所示。

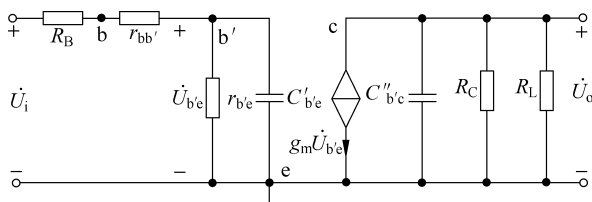


图 5-16 单管共射放大电路的高频等效电路

一般情况下,输出回路的时间常数要比输入回路的时间常数小得多,所以可以将输出回路的电容 $C''_{b'c}$ 忽略,得到高频等效电路,如图 5-17(a)所示。

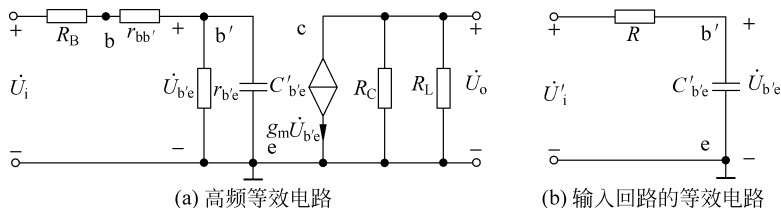


图 5-17 单管共射放大电路的高频等效电路

2. 响应分析

利用戴维南定理,从 $C'_{b'e}$ 两端看过去,电路可等效成图 5-17(b)所示的电路,图中

$$\dot{U}'_i = \frac{r_{b'e}}{R_B + r_{bb'} + r_{b'e}} \dot{U}_i$$

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

此时输入回路中含有电容元件, R 和 $C'_{b'e}$ 组成了如图 5-4 所示低通电路。由此可得

$$\dot{U}'_{b'e} = \frac{1}{1 + j\omega RC'_{b'e}} \dot{U}'_i$$

$$\dot{U}_o = -g_m R'_L \dot{U}'_{b'e}$$

由上二式可得高频电压放大倍数为

$$\dot{A}_{uH} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{U}'_i}{\dot{U}_i} \cdot \frac{\dot{U}'_{b'e}}{\dot{U}'_i} \cdot \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}'_{b'e}} = -\frac{g_m R'_L r_{b'e}}{R_B + r_{bb'} + r_{b'e}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega RC'_{b'e}} \quad (5-43)$$

将式(5-36)代入式(5-43), 便得到

$$\dot{A}_{uH} = A_{um} \cdot \frac{1}{1 + j\omega RC'_{b'e}} \quad (5-44)$$

与式(5-4)比较, 可得

$$\dot{A}_{uH} = A_{um} \cdot \frac{1}{1 + j(f/f_H)} \quad (5-45)$$

其中 f_H 为上限频率, $RC'_{b'e}$ 是 $C'_{b'e}$ 所在回路的时间常数, 其表达式为

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC'_{b'e}} \quad (5-46)$$

根据式(5-45)可得单管共射放大电路的对数幅频特性及相频特性的表达式为

$$\begin{cases} 20\lg |\dot{A}_{uH}| = 20\lg |A_{um}| - 20\lg \sqrt{1 + (f/f_H)^2} \\ \phi_H = -180^\circ - \arctan(f/f_H) \end{cases} \quad (5-47a)$$

$$(5-47b)$$

5.3.4 单管共射放大电路的全频域响应

前面已分别讨论了电压放大倍数在中频段、低频段和高频段的频率响应, 实际上一个放大器包含了三段频率响应过程, 把它们加以综合, 就可得到完整的单管共射放大电路电压放大倍数的全频域响应。

将放大倍数的三个频区的频率响应表达式融合, 可写出放大倍数的近似式

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{A}_{um}}{\left(1 - j\frac{f_L}{f}\right) \left(1 + j\frac{f}{f_H}\right)} \quad (5-48)$$

实际增益曲线应该是式(5-48)描点作出的数学曲线, 非常复杂很难绘制, 通常用折线作出能近似反映式(5-48)数学关系的曲线, 这条曲线称为伯德图。根据以上在中频、低频和高频时的分析结果, 并利用 5.1.2 节介绍的高通和低通电路的伯德图的画法, 即可画出单管共射放大电路完整的伯德图。

1. 幅频响应

要想正确画出幅频伯德图, 首先计算 f_L 、 f_H 、 $20\lg |A_{um}|$, 然后分三段近似绘出。

- (1) 中频区: 从 f_L 至 f_H , 作一条高度为 $20\lg|\dot{A}_{um}|$ 的水平直线;
- (2) 低频区: 从 f_L 开始, 向左下方作一条斜率为 20dB/dec 的直线;
- (3) 高频区: 从 f_H 开始, 向右下方作一条斜率为 -20dB/dec 的直线。

2. 相频响应

按照相频特性曲线规律, 相频伯德图共分 5 段近似。最后得到的伯德图如图 5-18 所示。

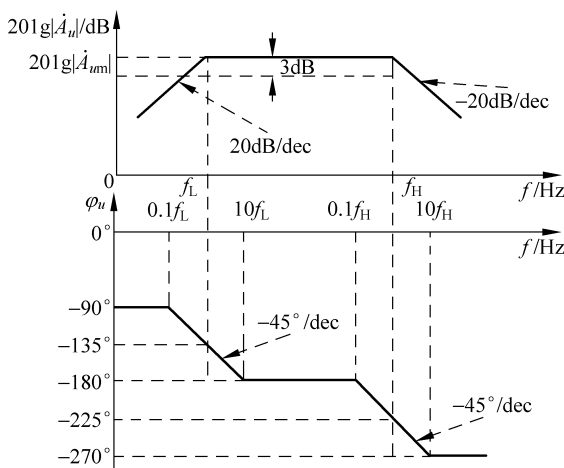


图 5-18 单管共射放大电路的伯德图

- (1) 中频区: 从 $10f_L$ 至 $0.1f_H$, 作一条 $\varphi = -180^\circ$ 的水平直线。
- (2) 低频区: 当 $f < 0.1f_L$ 时, $\varphi = -180^\circ + 90^\circ = -90^\circ$; 在 $0.1f_L$ 至 $10f_L$, 作一条斜率为 $-45^\circ/\text{dec}$ 的直线。
- (3) 高频区: 当 $f > 10f_H$ 时, $\varphi = -180^\circ - 90^\circ = -270^\circ$; 在 $0.1f_H$ 至 $10f_H$, 作一条斜率为 $-45^\circ/\text{dec}$ 的直线。

例 5-1 电路如图 5-19 所示。已知: 三极管的 $C_{b'c} = 4\text{pF}$, $f_T = 50\text{MHz}$, $r_{bb'} = 100\Omega$, $\beta_0 = 80$, 试估算中频电压放大倍数 $\dot{A}_{usm}$, 电路的截止频率 f_L 和 f_H , 并画出伯德图。

解 本题属于晶体三极管放大器频响分析。

- (1) 求解静态工作点 Q

$$I_{BQ} = \frac{U_{CC} - U_{BEQ}}{R_B} = \frac{12 - 0.7}{500} \text{mA} = 22.6 \mu\text{A}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 80 \times 22.6 \mu\text{A} = 1.8 \text{mA}$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_{CQ} R_C = (12 - 1.8 \times 5) \text{V} = 3 \text{V}$$

- (2) 计算动态参数。画出混合 Π 模型如图 5-20 所示, 并计算其中的参数。有

$$r_{b'e} = (1 + \beta_0) \frac{U_T}{I_{EQ}} = 81 \times \frac{26}{1.8} \Omega = 1.17 \text{k}\Omega$$

$$r_{be} = r_{bb'} + r_{b'e} = (100 + 1170) \Omega = 1.27 \text{k}\Omega$$

$$R_i = R_B // r_{be} \approx r_{be} = 1.27 \text{k}\Omega$$

$$g_m \approx \frac{I_{EQ}}{U_T} = \frac{1.8}{26} \text{s} = 69 \text{ms}$$

根据式(5-33)有

$$f_{\beta} = \frac{f_T}{\beta_0} = \frac{50}{80} \text{MHz} = 0.625 \text{MHz}$$

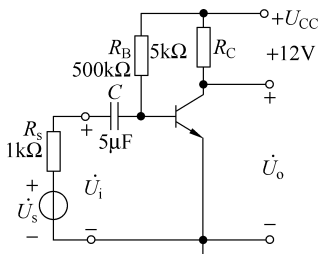


图 5-19 例 5-1 题图

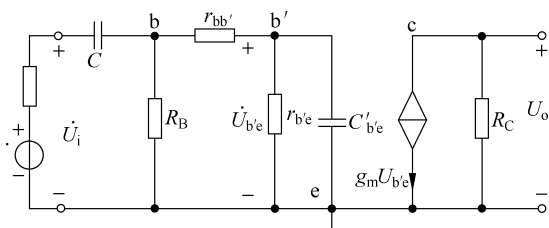


图 5-20 解例 5-1 图

$$C_{b'e} = \frac{1}{2\pi r_{b'e} f_{\beta}} = \frac{1}{2\pi \times 1.17 \times 10^3 \times 0.625 \times 10^6} \text{F} = 218 \text{pF}$$

$$C'_{b'e} = C_{b'e} + (1 + g_m R_C) C_{b'c} = [218 + (1 + 69 \times 5) \times 4] \text{pF} = 1602 \text{pF}$$

(3) 计算中频电压放大倍数,得

$$\dot{A}_{um} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{g_m R_C r_{b'e}}{r_{be}} = -\frac{1.27}{2.27} \times \frac{69 \times 5 \times 1.17}{1.27} = -178$$

(4) 计算下限频率

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_s + R_i)C} = \frac{1}{2\pi \times (1 + 1.27) \times 10^3 \times 5 \times 10^{-6}} \text{Hz} = 14 \text{Hz}$$

(5) 计算上限频率

$$R'_s = R_s // R_B \approx R_s = 1 \text{k}\Omega$$

$$R' = r_{b'e} // [r_{bb'} + (R_s // R_B)] = \frac{1.17 \times (0.1 + 1)}{1.17 + (0.1 + 1)} \text{k}\Omega = 567 \Omega$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi R' C'_{b'e}} = \frac{1}{2\pi \times 567 \times 1602 \times 10^{-12}} \text{Hz} = 175 \text{kHz}$$

(6) 画伯德图

$$20 \lg |\dot{A}_{um}| = 20 \lg 178 = 45 \text{dB}$$

已算得

$$f_L = 0.014 \text{kHz}$$

$$f_H = 175 \text{kHz}$$

根据伯德图的做法,可画出对数幅频特性和相频特性曲线,如图 5-21 所示。

5.3.5 放大电路的增益带宽积

通常情况下,希望一个放大电路既要有较高的中频电压放大倍数,同时又要有较宽的通频带。因此,常用增益带宽积作为评价一个放大电路综合性能的参数。

将中频电压放大倍数与通频带的乘积称为增益带宽积。由于一般放大电路中 $f_H \gg f_L$,所以可认为 $BW = f_H - f_L \approx f_H$,因此增益带宽积可以表示为

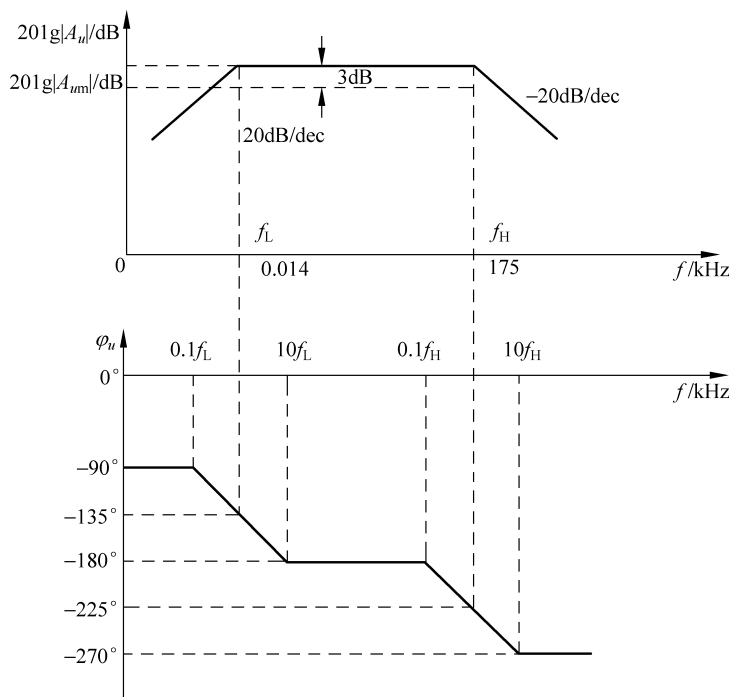


图 5-21 例 5-1 的伯德图

$$|A_{um} \cdot BW| \approx |A_{um} \cdot f_H| \quad (5-49)$$

而由式(5-36)和式(5-46)可知,单管共射放大电路的 $\dot{A}_{um}$ 和 f_H 可分别表示为

$$\dot{A}_{um} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{g_m R'_L r_{b'e}}{R_B + r'_{bb} + r_{b'e}}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC}$$

式中

$$R = (R_B + r_{bb'}) \parallel r_{b'e}, \quad R'_L = R_C \parallel R_L$$

由上式可见,当电路参数及三极管确定后, $|A_{um} \cdot f_H|$ 基本上是一个常数。这时,要提高中频电压放大倍数 A_{um} ,可增加 $g_m R_C$; 要提高 f_H ,应减小高频等效电路的电容 $C'_{b'e}$,为此要求减小 $g_m R_C$ 。因此,要提高中频电压放大倍数与扩宽通频带的要求是相互矛盾的。

一般情况下,选定电路参数及三极管后,增益带宽积也就基本上确定了,也就是说增益带宽积是一个定值。此时,如果将电压放大倍数提高若干倍,则通频带也将相应地变窄几乎同样的倍数。

5.4 多级放大电路的频率特性

在多级放大电路中,要包含多个放大元件,这一节就要讨论多级放大电路的频率响应、截止频率和通频带解法。

5.4.1 多级放大电路频率特性的表达式

在前面已经知道多级放大电路总的电压放大倍数是各级电压放大倍数的乘积。设 N 级放大电路各级的电压放大倍数分别为 $\dot{A}_{u1}, \dot{A}_{u2}, \dots, \dot{A}_{uN}$, 则该放大电路总的电压放大倍数可表示为

$$\dot{A}_u = \prod_{k=1}^N \dot{A}_{uk} = \dot{A}_{u1} \cdot \dot{A}_{u2} \cdot \dots \cdot \dot{A}_{uN} \quad (5-50)$$

将式(5-50)取绝对值后再求对数, 可得到多级放大电路的对数幅频特性表达式为

$$20\lg|\dot{A}_u| = \sum_{k=1}^N 20\lg|\dot{A}_{uk}| = 20\lg|\dot{A}_{u1}| + 20\lg|\dot{A}_{u2}| + \dots + 20\lg|\dot{A}_{uN}| \quad (5-51)$$

多级放大电路的相位移为

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \dots + \varphi_N \quad (5-52)$$

式(5-51)和式(5-52)表明, 多级放大电路的对数幅频特性等于各级放大电路对数幅频特性的和, 相频特性等于各级放大电路相位移之和。因此, 要画多级放大电路的幅频特性和相频特性的伯德图, 只要把各级放大电路对数增益和相位在同一坐标系下分别叠加即可。

下面来分析如图 5-22 所示两级放大电路频率响应与单级放大电路频率响应关系。

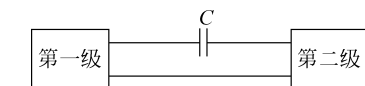


图 5-22 两级放大电路的结构示意图

设组成两级放大电路的两个单管共射放大电路完全相同, 它们的频响也应相同, 有 $\dot{A}_{u1} = \dot{A}_{u2}$, 所以它

们的中频电压放大倍数 A_{um1}, A_{um2} , 那么整个电路的幅频响应为

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

当 $f_L = f_{L1}$ 时, 有

$$|\dot{A}_{uL1}| = |\dot{A}_{uL2}| = \frac{|\dot{A}_{um1}|}{\sqrt{2}}$$

所以

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

它说明单级放大电路经过叠加以后, 两级放大电路的对数幅频特性在 $f_L = f_{L1}$ 处下降 6dB, 而且产生 $+90^\circ$ 相移。

根据同样的分析可得, $f = f_{H1}$ 时, 对数幅频特性也下降 6dB, 但所产生的相移为 -90° 。而整个放大电路的 f_L 和 f_H , 根据定义是增益下降 3dB 时的频率, 因此, 两级放大电路的下限频率 f_L 和上限频率 f_H , 分别与单级放大电路的 f_{L1} 和 f_{H1} 相比较, 显然 $f_L > f_{L1}, f_H < f_{H1}$, 如图 5-23 所示。由此得出结论, 多级放大电路通频带总是比组成它的单级放大电路通频带窄。

5.4.2 多级放大电路的截止频率

多级放大电路的截止频率包括上限截止频率和下限截止频率, 它的截止频率与各级截止频率有什么关系? 下面作定量的分析。

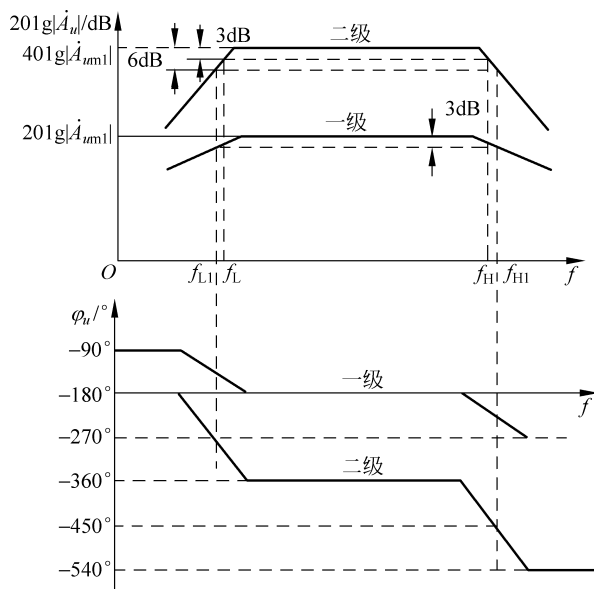


图 5-23 两级放大电路的伯德图

1. 上限频率

把式(5-50)中的 $\dot{A}_{uk}$ 用高频电压放大倍数 $\dot{A}_{ukH}$ 的表达式代入并取模,可得出多级放大电路高频电压放大倍数

$$|\dot{A}_{ukH}| = \prod_{k=1}^N \frac{A_{ukm}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_H}{f_{Hk}}\right)^2}}$$

由 f_H 的定义可得,当 $f_H = f_{Hk}$ 时

$$|\dot{A}_{ukH}| = \frac{\prod_{k=1}^N A_{ukm}}{\sqrt{2}}$$

也就是说

$$\prod_{k=1}^N \sqrt{1 + \left(\frac{f_H}{f_{Hk}}\right)^2} = \sqrt{2}$$

将等式两端取平方,有

$$\prod_{k=1}^N \left[1 + \left(\frac{f_H}{f_{Hk}}\right)^2\right] = 2$$

将等式展开,可得

$$1 + \sum_{k=1}^N \left(\frac{f_H}{f_{Hk}}\right)^2 + \text{高次项} = 2$$

当忽略高次项时,有 f_H 的近似表达式

$$\frac{1}{f_H} \approx \sqrt{\sum_{k=1}^N \frac{1}{f_{Hk}^2}}$$

为了减小忽略高次项时引起的误差,通常加上修正系数,可得

$$\frac{1}{f_H} \approx 1.1 \sqrt{\sum_{k=1}^N \frac{1}{f_{Hk}^2}} \quad (5-53)$$

2. 下限频率

把式(5-50)中的 $\dot{A}_{uk}$ 用低频电压放大倍数 $\dot{A}_{ukL}$ 的表达式代入并取模,可得多级放大电路低频电压放大倍数

$$|\dot{A}_{ukL}| = \prod_{k=1}^N \frac{A_{ukm}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{Lk}}{f}\right)^2}}$$

由 f_L 的定义可得,当 $f = f_L$ 时

$$|\dot{A}_{uL}| = \frac{\prod_{k=1}^N A_{ukm}}{\sqrt{2}}$$

也就是说

$$\prod_{k=1}^N \sqrt{1 + \left(\frac{f_{Lk}}{f_L}\right)^2} = \sqrt{2}$$

将等式两端取平方,得

$$\prod_{k=1}^N \left[1 + \left(\frac{f_{Lk}}{f_L}\right)^2 \right] = 2$$

将等式展开,得

$$1 + \sum_{k=1}^N \left(\frac{f_{Lk}}{f_L}\right)^2 + \text{高次项} = 2$$

当忽略高次项时,有 f_L 的近似表达式

$$f_L \approx \sqrt{\sum_{k=1}^N (f_{Lk})^2} \quad (5-54)$$

为了减小忽略高次项时引起的误差,通常加上修正系数^①,可得

$$f_L \approx 1.1 \sqrt{\sum_{k=1}^N (f_{Lk})^2} \quad (5-55)$$

通过以上分析可知,若两级放大电路是由两个具有相同频率特性的单管放大电路组成,则上、下限频率分别为

$$\left\{ \begin{aligned} f_H &\approx \frac{f_{H1}}{1.1\sqrt{2}} \approx 0.643f_{H1} \end{aligned} \right. \quad (5-56a)$$

$$\left\{ \begin{aligned} f_L &\approx 1.1\sqrt{2}f_{L1} \approx 1.56f_{L1} \end{aligned} \right. \quad (5-56b)$$

若将三个频率特性相同的放大电路组成三级放大电路,其中每一级的上限频率为 f_{H1} ,下限频率为 f_{L1} ,则三级放大电路总的上限频率和下限频率分别为

^① 参阅 J. 米尔曼著,清华大学电子学教研组译:《微电子学:数字和模拟电路与系统》(中册),111~112 页,人民教育出版社,1981 年。

$$\begin{cases} f_H \approx \frac{f_{H1}}{1.1\sqrt{3}} \approx 0.52f_{H1} \\ f_L \approx 1.1\sqrt{3}f_{L1} \approx 1.91f_{L1} \end{cases} \quad (5-57a)$$

$$\quad (5-57b)$$

5.5 场效应管放大电路的频率响应

场效应管极间电容指场效应管三个电极之间的电容,会在高频信号作用时影响频率特性,因此,它的值越小表示管子的性能越好。研究场效应管放大器的频率响应同样根据管子的高频等效模型作出小信号微变等效模型,再根据高频模型计算交流增益,最后由交流增益画出伯德图,研究其高频工作情况下的频率特性。

5.5.1 场效应管的高频等效模型

场效应三极管的高频小信号模型如图 5-24(a)所示。它是在低频模型的基础上增加了三个极间电容而构成的,其中 C_{GS} 、 C_{GD} 一般在 10pF 以内, C_{DS} 一般不到 1pF。为了分析方便,用密勒定理将 C_{GD} 折算到输入和输出侧。

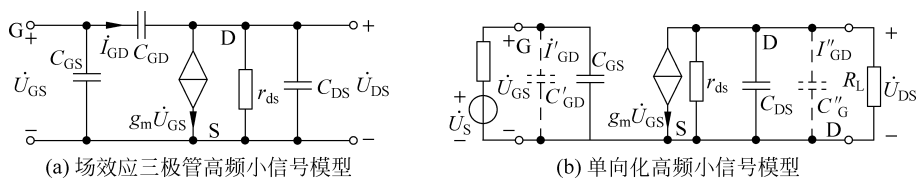


图 5-24 场效应三极管高频小信号模型

只要保证折算前后的电流相等即可,如图 5-24(b)所示。于是从输入侧有

$$i_{GD} = \frac{\dot{U}_{GS} - \dot{U}_{DS}}{1/(j\omega C_{GD})} = j\omega(1 - \dot{K}_u)C_{GD}\dot{U}_{GS}$$

式中 $\dot{K}_u = \dot{U}_{DS}/\dot{U}_{GS}$ 为电压放大倍数,一般 $|\dot{K}_u| \gg 1$, 而

$$i'_{GD} = \frac{\dot{U}_{GS}}{1/(j\omega C'_{GD})} = j\omega C'_{GD}\dot{U}_{GS}$$

根据 $i'_{GD} = i_{GD}$ 可得出

$$C'_{GD} = (1 - \dot{K}_u)C_{GD} \approx \dot{K}_u C_{GD} \quad (5-58)$$

从输出侧有

$$i_{GD} = \frac{\dot{U}_{DS} - \dot{U}_{GS}}{1/(j\omega C_{GD})} = j\omega\left(1 - \frac{1}{\dot{K}_u}\right)C_{GD}\dot{U}_{DS}$$

而

$$i''_{GD} = j\omega C''_{GD}\dot{U}_{DS}$$

根据 $i''_{GD} = i_{GD}$ 可得出

$$C''_{GD} = \frac{\dot{K}_u - 1}{\dot{K}_u} C_{GD} \approx C_{GD} \quad (5-59)$$

对共源(CS)放大电路,因 $R'_L \ll r_{ds}$, 所以输出回路的高频时间常数为

$$\tau_{H2} \approx (C_{DS} + C''_{GD})(r_{ds} \parallel R'_L) \approx C_{DS} R'_L \quad (5-60)$$

而输入回路的高频时间常数为

$$\tau_{H1} \approx R_s(C_{GS} + C'_{GD}) = R_s C'_{GS} \quad (5-61)$$

式中 $(C_{GS} + C'_{GD}) = C'_{GS} \gg C_{DS}$, R_s 为信号源内阻所以 $\tau_{H2} \ll \tau_{H1}$, 于是可得场效应三极管的简化高频小信号模型,如图 5-25 所示。

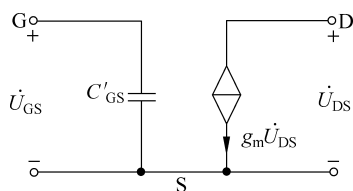


图 5-25 简化场效应三极管高频小信号模型

5.5.2 单管共源放大电路的频率响应

常见场效应管共源放大器以及高频等效模型如图 5-26 所示。

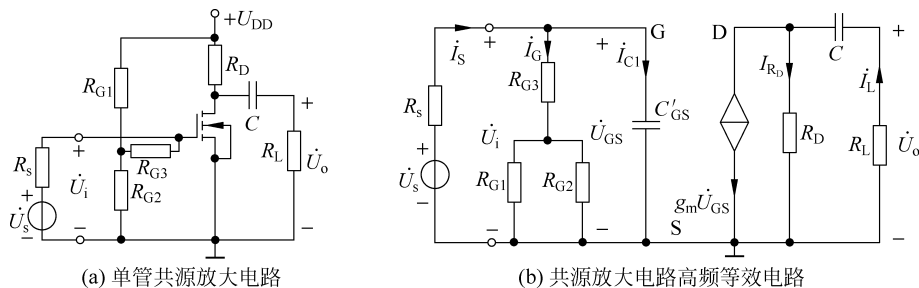


图 5-26 单管共源放大电路及其高频等效电路

在中频段 C'_{GS} 开路, C 短路, 中频电压放大倍数为

$$\dot{A}_{um} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{-g_m \dot{U}_{GS} (R_D \parallel R_L)}{\dot{U}_{GS}} = -g_m R'_L \quad (5-62)$$

下面计算一般情况下电路增益, 设 $C'_{GS} = C_1$, $R_G = R_{G3} + (R_{G1} \parallel R_{G2})$ 。

在输入回路, 利用节点电流法有

$$\dot{I}_s = \dot{I}_G + \dot{I}_{C1}$$

所以

$$\begin{aligned} \left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_G} + j\omega C_1 \right) \dot{U}_{GS} - \frac{1}{R_s} \dot{U}_s &= 0 \\ \dot{U}_{GS} &= \frac{\frac{1}{R_s}}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_G} + j\omega C_1} \dot{U}_s \end{aligned} \quad (5-63)$$

在输出回路, 用网孔法可得

$$\left(R_L + R_D + \frac{1}{j\omega C} \right) \dot{I}_L - R_D g_m \dot{U}_{GS} = 0 \quad (5-64)$$

$$\dot{U}_o = -\dot{I}_L R_L \quad (5-65)$$

联立方程式(5-63)~式(5-65)得

$$\begin{cases} \dot{U}_o = -\dot{I}_L R_L \\ \left(R_L + R_D + \frac{1}{j\omega C_2}\right) \dot{I}_L - R_D g_m \dot{U}_{GS} = 0 \\ \dot{U}_{GS} = \frac{\frac{1}{R_s}}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_G} + j\omega C} \dot{U}_s \end{cases}$$

可以解得

$$\begin{aligned} \dot{U}_o &= -\frac{\frac{1}{R_s}}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_G} + j\omega C_1} \cdot \frac{R_L R_D g_m}{R_L + R_D + \frac{1}{j\omega C}} \dot{U}_s \\ \dot{A}_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} &= -\frac{\frac{1}{R_s}}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_G} + j\omega C_1} \cdot \frac{R_L R_D g_m}{R_L + R_D + \frac{1}{j\omega C}} \end{aligned} \quad (5-66)$$

在输入端, C'_{GS} (或 C_1) 的时间常数, $\tau_H = (R_G // R_s) C'_{GS}$ (或 C_1); 在输出端, $\tau_L = (R_L + R_D) C$, 则有

$$\omega_H = \frac{1}{(R_G // R_s) C_1} \quad (5-67)$$

$$\omega_L = \frac{1}{(R_D + R_L) C} \quad (5-68)$$

将式(5-67)和式(5-68)代入式(5-66), 可得

$$\dot{A}_{us} = \dot{A}_{um} \frac{R_G}{R_G + R_s} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{\omega_L}{j\omega}\right) \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_H}\right)} \quad (5-69)$$

由于 $\omega = 2\pi f$, 所以

$$\begin{aligned} \dot{A}_{us} &= \dot{A}_{um} \frac{R_G}{R_G + R_s} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{f_L}{jf}\right) \left(1 + \frac{jf}{f_H}\right)} \\ &= \dot{A}_{um} \frac{R_G}{R_G + R_s} \cdot \frac{j \frac{f}{f_L}}{\left(1 + j \frac{f}{f_L}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_H}\right)} \end{aligned} \quad (5-70)$$

与式(5-48)形式相同, 因此, 场效应管频率特性与晶体三极管形式上相同。按照同样方法可得伯德图如图 5-27 所示。

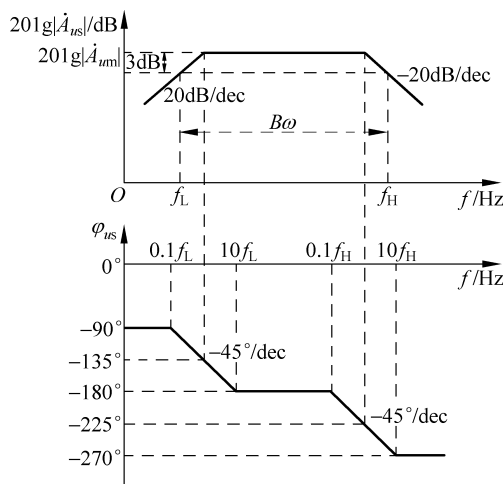


图 5-27 单管共源放大电路的伯德图

5.6 集成运放的频率响应

集成运放是直接耦合的多级放大电路,因此,集成运放有很好的低频特性,相当于耦合电容短路,则 $f_L=0$,集成运放频响是多级低频响应的叠加。假定某运放内部电路由三级放大器组成,则增益表达式为

$$\dot{A}_{uH} = \frac{A_{um}}{\left(1 + j \frac{f}{f_{H1}}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{H2}}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{H3}}\right)} \quad (5-71)$$

未加频率补偿集成运放的频率响应如图 5-28 所示。

如果各级相同,式(5-71)变成

$$\dot{A}_{uH} = \frac{A_{um}}{\left(1 + j \frac{f}{f_{H1}}\right)^3} \quad (5-72)$$

根据式(5-71)作出伯德图,如图 5-29 所示。

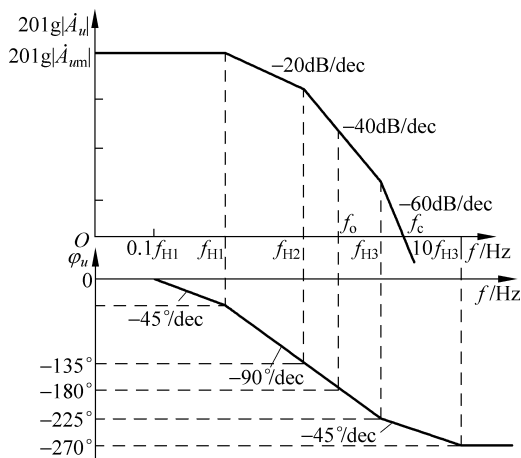


图 5-28 集成运放伯德图之一

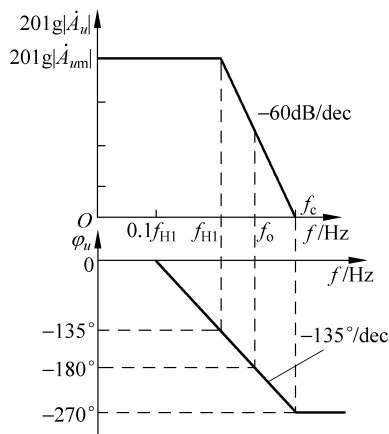


图 5-29 集成运放伯德图之二

图 5-29 中, f_c 为幅频伯德图中增益为 0dB 对应的频率; f 为附加相移为 $\pm 180^\circ$ 对应的频率。

集成运放高频特性较差: 集成运放 A_{od} 很大, 影响集成运放频响主要是各级三极管级间等效电容。其中发射结(或场效应管 G-S 结)等效电容很大, 使得上限频率很低, 通用型运放 -3dB 带宽只有几十赫兹的范围。集成运放增益很高, 外围电路引入负反馈常会引起自激振荡, 因此, 外部电路需接补偿电容。

5.7 单管共射放大电路的频率响应仿真

单管共射放大电路的频率响应仿真主要研究分析单管共发射极放大电路中电压放大倍数与电路各频率的关系, 并通过使用 Multisim(PSpice)软件进行电路仿真, 直观具体地展示放大作用与频率参数、动态范围、失真等因素的关系。仿真有助于理解电路原理, 有助于电路的合理分析和设计。

1. 仿真电路

在 Multisim 中构建单管共射放大电路如图 5-30 所示。为了测量电路的幅频特性, 在电路中接入一个虚拟仪器伯德图仪。电路中, 交流电压源的频率为 1kHz, 幅值为 14.4mV。

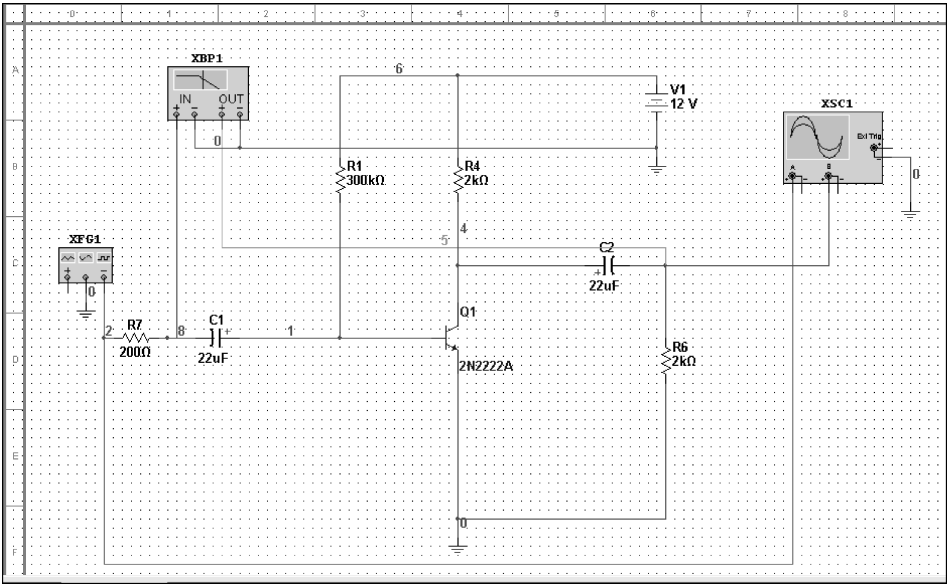


图 5-30 单管共射放大电路

2. 仿真内容

仿真内容包括三方面, 即①单管共射放大电路的幅频特性; ②单管共射放大电路的相频特性; ③单管共射放大电路的频率响应分析。

3. 仿真结果

利用伯德图仪测量放大电路的幅频特性和相频特性, 结果如图 5-31~图 5-33 所示。

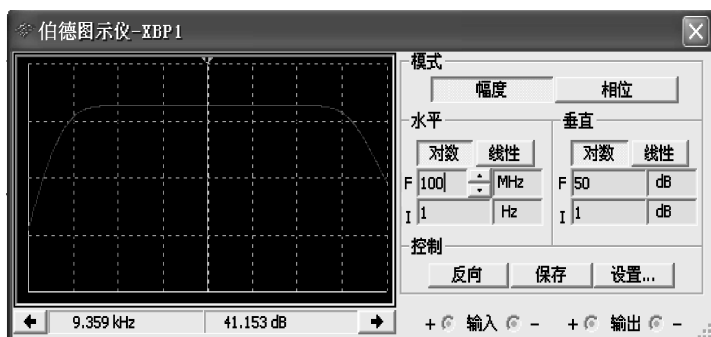


图 5-31 单管共射放大电路幅频特性

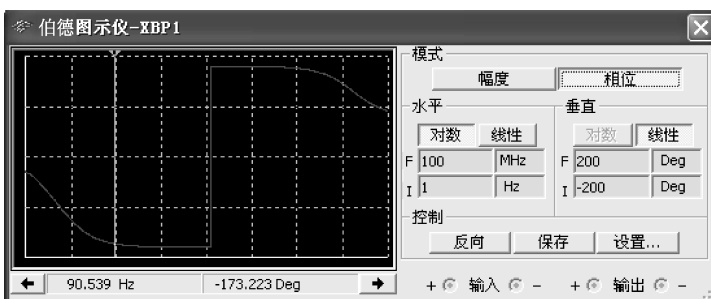


图 5-32 单管共射放大电路相频特性

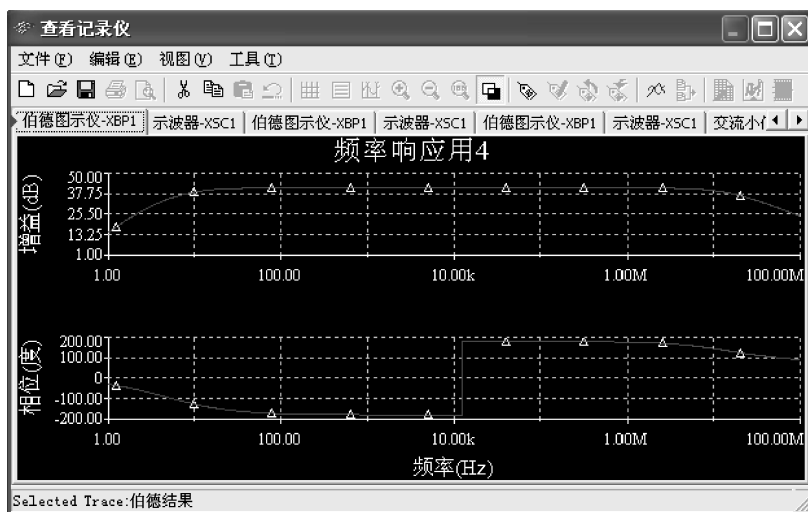


图 5-33 交流频率分析

4. 结论

单管共射放大电路 Multisim 仿真的幅频特性和相频特性和理论相符。由图 5-30 和图 5-31 可知中频对数增益、上限频率以及下限频率,读者可将仿真结果与本章 5.3 节的内容相结合,对估算结果进行对比。

本章小结

本章主要介绍有关频率响应的基本概念,三极管的高频等效模型以及放大电路频率响应的分析方法。

(1) 由于三极管存在极间电容,以及放大电路中耦合电容和旁路电容存在,放大电路的电压放大倍数是频率的函数。通过低通电路和高通电路,说明了放大电路频率响应曲线的画法。

(2) 对频率响应进行定量分析,应采用三极管的高频等效模型。它是根据三极管的结构并考虑到三极管的极间电容得到的。

(3) 对于单管共射放大电路,低频段电压放大倍数下降的主要原因是输出信号在耦合电容或旁路电容上产生压降,同时还产生超前相移。高频段电压放大倍数下降的主要原因是三极管极间电容所引起的,同时还产生滞后相移。

(4) 一般情况下,增益带宽是一个常数, $|A_{um} \cdot BW| \approx |A_{um} \cdot f_H|$, 如果电路参数和三极管选定后,增益带宽积也就确定了。

(5) 多级放大电路总的对数增益等于各级对数增益之和,总的相位等于各级相位之和。所以,多级放大电路的幅频特性曲线和相频特性曲线可以通过各级曲线的叠加来得到。

习题

5.1 选择与填空题。

- 在考虑放大电路的频率失真时,若 U_i 为正弦波,则 U_o _____。
 - 会产生线性失真
 - 会产生非线性失真
 - 为正弦波
 - 不会产生失真
- 放大电路在高频信号作用时放大倍数数值下降的原因为 _____,在低频信号作用时放大倍数数值下降的原因为 _____。
 - 耦合电容和旁路电容的影响
 - 半导体极间电容和分布电容的影响
 - 半导体管的非线性特性
 - 放大电路的静态工作点不合适
- 多级放大电路与单级放大电路相比,总的通频带一定比它的任何一级都 _____。级数越多则上限频率 f_H 越 _____,高频附加相移 _____。
 - 大
 - 小
 - 宽
 - 窄
- 具有相同参数的两级放大电路,在组成它的各个单级放大电路的截止频率处,总的电压放大倍数将下降 _____。
 - 3dB
 - 6dB
 - 20dB
 - 9dB
- 直接耦合多级放大器与阻容耦合多级放大器相比,低频响应 _____ (填“好”或“差”)。
- 频率响应是指在输入正弦信号的情况下, _____。
- 某一放大器通频带为 $0 \sim 20\text{kHz}$, $A_{um} = 200$, 若输入信号 $u_i = 20\sin(2\pi \times 20 \times 10^3 t)\text{mV}$, 实际电路增益为 A_u _____, 输出电压峰值 $U_{om} =$ _____ V。

8. 在阻容耦合多级放大电路中,影响低频信号放大的是_____电容,影响高频信号放大的是_____电容。

5.2 放大电路如图 5-34 所示。已知 $R_B = 470\text{k}\Omega$, $R_s = 500\Omega$, $R_L = \infty$, 三极管的 $\beta = 50$, $r_{be} = 2\text{k}\Omega$, 电路中频区电压增益 $20\lg|A_u| = 40\text{dB}$, 通频带范围为 $10\text{Hz} \sim 100\text{kHz}$ 。

- (1) 确定 R_C 的数值;
- (2) 计算电容 C_1 的大小。

5.3 放大电路及元件参数如图 5-35 所示。已知三极管的特征频率 $f_T = 150\text{MHz}$, $C_{b'e} = 5\text{pF}$, $r_{bb'} = 100\Omega$, $r_{b'e} = 1.2\text{k}\Omega$, $r_{ce} = 120\text{k}\Omega$ 。求电路的上限截止频率 f_H 。

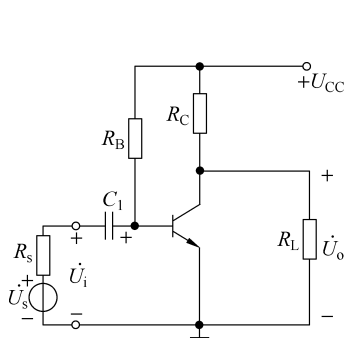


图 5-34 题 5.2 图

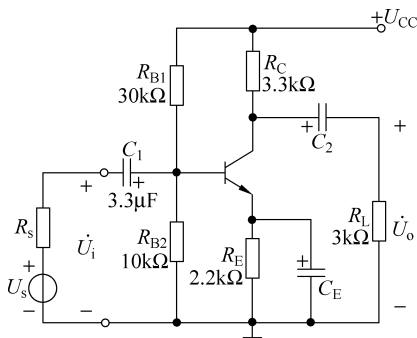


图 5-35 题 5.3 图

5.4 共射放大电路如图 5-36 所示。已知三极管的 $r_{bb'} = 100\Omega$, $r_{b'e} = 900\Omega$, $g_m = 0.04\text{s}$, $C_{b'e}' = 500\text{pF}$ 。

- (1) 计算中频电压放大倍数 A_{us} ;
- (2) 计算上下限截止频率 f_H 、 f_L ;
- (3) 画出幅频、相频特性曲线。

5.5 已知某放大电路的对数幅频特性曲线如图 5-37 所示。

- (1) 该电路由几级阻容耦合电路构成?
- (2) 每级的下限和上限截止频率各是多少?
- (3) 总的电压放大倍数、下限和上限截止频率各是多少?

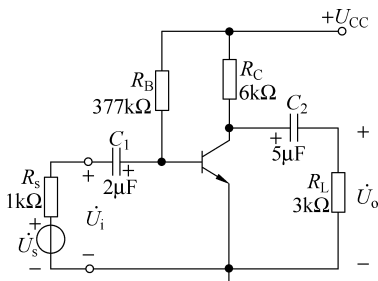


图 5-36 题 5.4 图

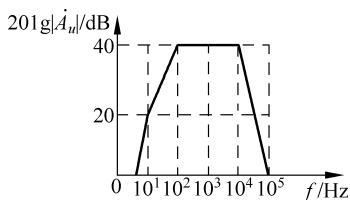


图 5-37 题 5.5 图

5.6 已知某放大电路电压增益的复数表达式如下,其中 f 的单位为 Hz。即

$$\dot{A}_u = \frac{0.5f^2}{\left(1 + j\frac{f}{2}\right)\left(1 + j\frac{f}{10^2}\right)\left(1 + j\frac{f}{10^5}\right)}$$

(1) 求中频电压放大倍数 $\dot{A}_{um}$;

(2) 求下限和上限截止频率。

5.7 两级放大电路的交流通路如图 5-38 所示,已知 $R_s = 100\Omega$, $r_{bb'1} = r_{bb'2} = 50\Omega$, $C_{b'e1} = 50\text{pF}$, $C_{b'e2} = 75\text{pF}$, $C_{b'c1} = C_{b'c2} = 3\text{pF}$, $r_{b'e1} = 500\Omega$, $r_{b'e2} = 250\Omega$, $R_{L1} = 5\text{k}\Omega$, $R_{L2} = 5\text{k}\Omega$, $g_{m1} = 100\text{ms}$, $g_{m2} = 800\text{ms}$, 试求放大电路的上限截止频率 f_H 。

5.8 单管共源放大电路如图 5-39 所示。已知 $C_{gs} = C_{gd} = 1\text{pF}$, $U_{GS(\text{off})} = -2\text{V}$, $I_{DSS} = 8\text{mA}$, $r_{ds} = \infty$ 。试用密勒定理的近似方法估算放大电路的增益带宽积。

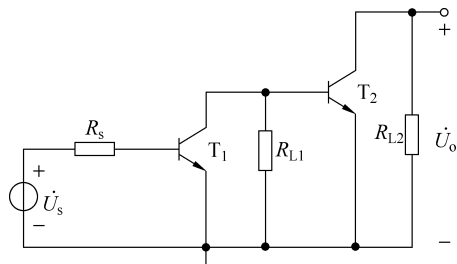


图 5-38 题 5.7 图

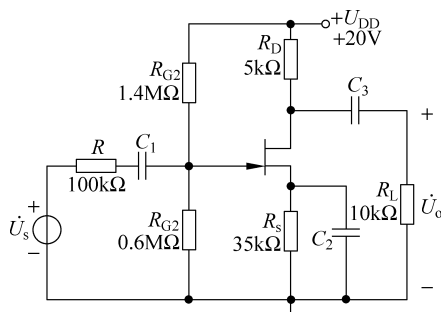


图 5-39 题 5.8 图