

## 第 5 章

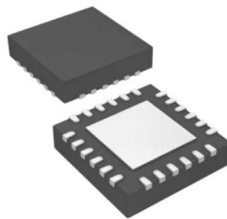
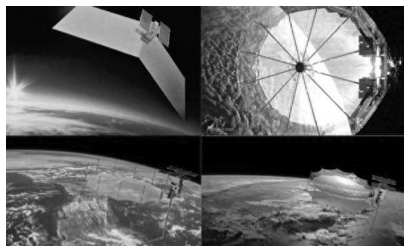


# 放大电路基础

### 科技发展前沿

放大电路是最基本、最常用的电子线路,它利用三极管或场效应管的放大作用,将微弱的电信号进行放大,从而驱动负载工作。例如,从收音机天线接收到的信号或者从传感器获得的信号,通常只有毫伏甚至微伏数量级,必须经过放大才能驱动喇叭或者执行元件。放大电路的应用非常广泛,从人们日常生活接触比较多的家用电器到工程上用到的精密测量仪表、复杂的控制系统等,其中都有各种各样不同类型、不同要求的放大电路。

随着物联网和人工智能的发展,放大器朝着高功率和宽频带、低功耗和小型化、集成化和智能化的方向不断突破。如图所示为 Qorvo 公司的一款用于雷达和卫星通信系统的 Ku 段大功率放大器 TGA2218-SM 芯片。



## 5.1 放大电路概述

根据工作频率的不同,放大电路可分为高频放大电路和低频放大电路。本章主要讨论低频放大电路。

### 5.1.1 放大的概念

为了准确理解电子学中放大的概念,下面举例进行说明。

图 5-1 所示为扩音机的原理框图。话筒将微弱的声音信号转换成电信号,经过放大电路放大成足够强的电信号后,驱动扬声器,使其发出较原来强得多的声音。扬声器所获得的能量(或输出功率)远大于话筒送出的能量(输入功率),可见,电子电路放大的基本特征是功率放大,其实质就是一种能量的控制和转换作用。具体来讲,放大电路是利用半导体器件(三极管或场效应管)的放大和控制作用,将直流电源的能量转换成负载所获得的能量。



视频讲解

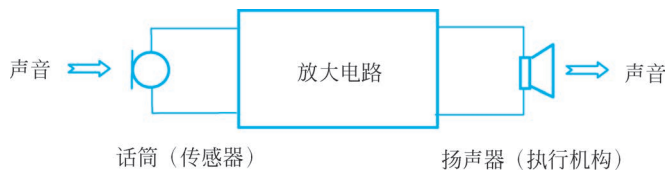


图 5-1 扩音机原理框图

### 5.1.2 放大电路的主要性能指标

为了衡量一个放大电路质量的优劣,规定了若干性能指标。对于低频放大电路而言,一般在放大电路的输入端加正弦电压对电路进行测试,如图 5-2 所示。放大电路的主要性能指标有以下几项。

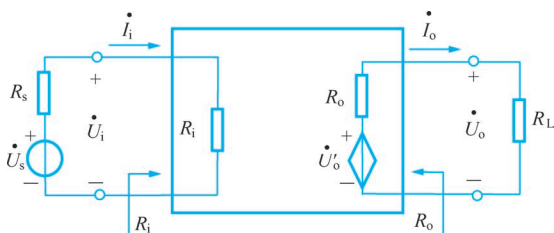


图 5-2 放大电路性能指标的测试电路

#### 1. 放大倍数

放大倍数(也称增益)是衡量放大电路放大能力的重要指标。有四种不同类型的放大倍数。

(1) 电压放大倍数  $\dot{A}_u$ 。

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \quad (5-1)$$

式中,  $\dot{U}_o$  与  $\dot{U}_i$  分别表示放大电路输出端和输入端的正弦电压相量。电压放大倍数表示放大电路放大电压信号的能力。

此外,还常用源电压放大倍数  $\dot{A}_{us}$ 。

$$\dot{A}_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} \quad (5-2)$$

式中,  $\dot{U}_s$  为输入源电压相量。

(2) 电流放大倍数  $\dot{A}_i$ 。

$$\dot{A}_i = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_i} \quad (5-3)$$

式中,  $\dot{I}_o$  与  $\dot{I}_i$  分别表示放大电路的输出端和输入端的正弦电流相量。电流放大倍数表示放大电路放大电流信号的能力。

此外,还常用源电流放大倍数  $\dot{A}_{is}$ 。

$$\dot{A}_{is} = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_s} \quad (5-4)$$

式中,  $\dot{I}_s$  为输入源电流相量。

(3) 互阻放大倍数  $\dot{A}_r$ 。

$$\dot{A}_r = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_i} \quad (5-5)$$

(4) 互导放大倍数  $\dot{A}_g$ 。

$$\dot{A}_g = \frac{\dot{I}_o}{\dot{U}_i} \quad (5-6)$$

工程上,常用分贝(dB)表征放大电路的放大能力,其定义为

$$|\dot{A}_u|(\text{dB}) = 20\lg|\dot{A}_u| \quad (5-7)$$

$$|\dot{A}_i|(\text{dB}) = 20\lg|\dot{A}_i| \quad (5-8)$$

## 2. 输入电阻 $R_i$

由图 5-2 可见,当输入电压加到放大电路的输入端时,在该端口产生一个相应的输入电流,也就是说,从放大电路的输入端向内看进去相当于有一个等效电阻,这个电阻就是放大电路的输入电阻,它定义为外加输入电压与相应的输入电流的有效值之比,即

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} \quad (5-9)$$

$R_i$  表征了放大电路对信号源的负载特性。对输入为电压信号的放大电路,  $R_i$  越大,放大电路对信号源的影响越小;而对输入为电流信号的放大电路,  $R_i$  越小,放大电路对信号源的影响越小。因此,放大电路输入电阻的大小应视需要而定。

## 3. 输出电阻 $R_o$

在放大电路的输入端加信号,如果改变接到输出端的负载,则输出电压  $U_o$  也要随之改变。这种情况就相当于从输出端看进去,好像有一个具有内阻  $R_o$  的电压源  $U'_o$ ,如图 5-2 所示,通常把  $R_o$  称为输出电阻。

在实际中,输出电阻  $R_o$  可按如下方法获得,测出负载开路时的输出电压  $U'_o$ ,再测出接上负载  $R_L$  时的输出电压  $U_o$ ,由图 5-2 可得

$$U_o = \frac{R_L}{R_o + R_L} U'_o$$

于是

$$R_o = \frac{U'_o - U_o}{U_o} R_L \quad (5-10)$$

$R_o$  是表征放大电路带负载能力的指标。若为电压型负载,  $R_o$  愈小,带载能力愈强(见图 5-2);若为电流型负载,  $R_o$  愈大,带载能力愈强。因此放大电路输出电阻的大小应视负载的需要而设计。

#### 4. 最大输出幅度 $U_{\text{omax}}$ ( $I_{\text{omax}}$ )

最大输出幅度表示在输出波形没有明显失真的情况下,放大电路能够提供给负载的最大输出电压(或最大输出电流)。

#### 5. 最大输出功率 $P_{\text{om}}$ 和效率 $\eta$

$P_{\text{om}}$  表示在输出波形基本不失真的情况下,放大电路能够向负载提供的最大输出功率。

$\eta$  定义为放大电路的最大输出功率  $P_{\text{om}}$  与直流电源提供的功率  $P_V$  之比,即

$$\eta = \frac{P_{\text{om}}}{P_V} \times 100\% \quad (5-11)$$

前面已经指出,放大电路负载上所获得的较大的能量,是利用放大元件的控制作用,由放大电路中直流电源的能量转换而来的。 $\eta$  便是表征此转换效率的一项指标。

#### 6. 通频带 $BW$

通频带用于衡量放大电路对不同频率信号的放大能力。它定义为放大倍数下降到中频放大倍数  $A_m$  的 0.707 倍时所对应的频率范围,如图 5-3 所示。

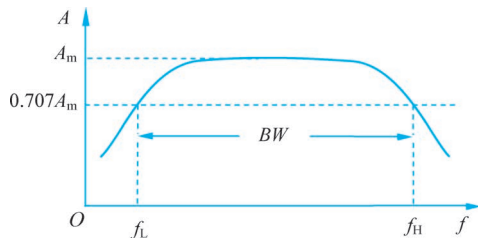


图 5-3 放大电路的通频带

$$BW = f_H - f_L \quad (5-12)$$

式中,  $f_H$  称为上限截止频率,  $f_L$  称为下限截止频率。

除了以上介绍的几项性能指标外,在实际工作中还可能涉及放大电路的其他性能指标,如非线性失真系数、温度漂移、信噪比、允许工作温度范围等,请读者自行参阅有关文献资料。

## 5.2 放大电路的构成原则和工作原理

### 5.2.1 放大电路的构成原则

无论何种类型的放大电路,均可用如图 5-4 所示的框图来表示。为了保证放大电路能够正常工作,应遵循以下几条构成原则。

- (1) 放大电路中必须包含具有放大作用的半导体器件,如三极管、场效应管。
- (2) 放大电路中必须有直流电源,以保证放大管被合理偏置在线性放大区,进行不失真放大;同时为放大电路提供能源。
- (3) 耦合电路应保证将输入信号源和负载分别连接到放大管的输入端和输出端。

图 5-5 是以 NPN 型管为核心组成的基本放大电路,整个电路分为输入回路和输出回路两部分,输入、输出回路共用三极管的发射极(见图中“ $\perp$ ”),故称为共发射极放大电路。

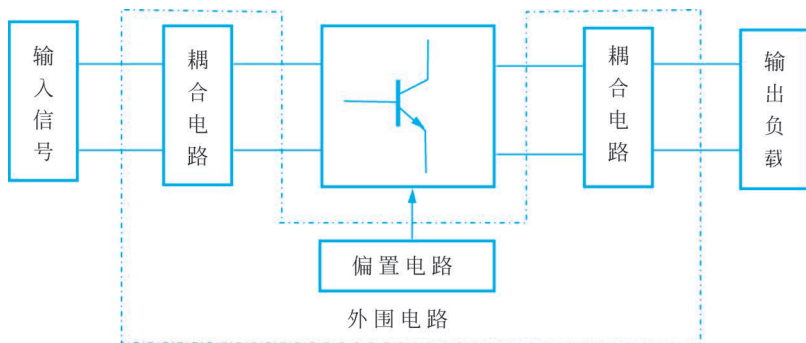


图 5-4 放大电路的组成框图

其中各元件的作用说明如下。

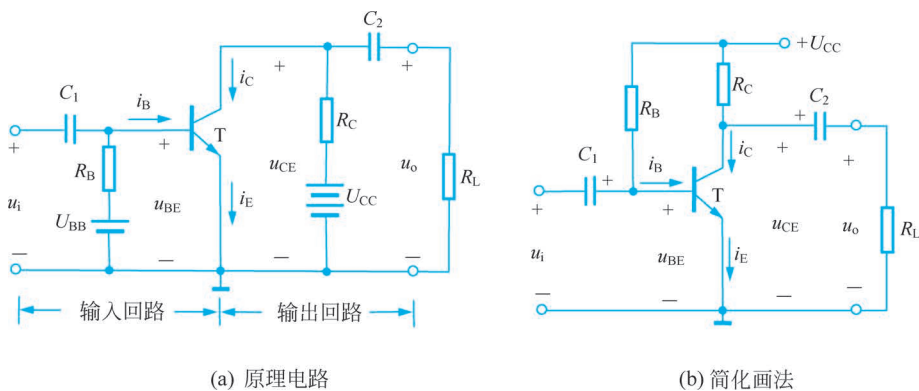


图 5-5 基本共发射极放大电路

### 1. 三极管 T

它是整个放大电路的核心元件,用来实现放大作用。

### 2. 基极直流电源 $U_{BB}$

基极直流电源  $U_{BB}$  保证三极管的发射结处于正向偏置,为基极提供偏置电流。

### 3. 基极偏置电阻 $R_B$

基极偏置电阻  $R_B$  的作用是为三极管提供合适的基极偏置电流,并使发射结获得必需的正向偏置电压。调节  $R_B$  的大小可使放大电路获得合适的静态工作点(Q 点), $R_B$  的阻值一般在几十千欧至几百千欧的范围内。

### 4. 集电极直流电源 $U_{CC}$

集电极直流电源  $U_{CC}$  保证三极管的集电结处于反向偏置,以确保三极管工作在放大状态。同时为放大电路提供能源。

### 5. 集电极负载电阻 $R_C$

集电极负载电阻  $R_C$  的作用是将集电极电流  $i_C$  的变化转换成集-射电压  $u_{CE}$  的变换,以实现电压放大。同时,电源  $U_{CC}$  通过  $R_C$  加到三极管上,使三极管获得合适的工作电压,所以  $R_C$  也起直流负载的作用。 $R_C$  的阻值一般在几千欧到几十千欧的范围内。

### 6. 耦合电容 $C_1$ 和 $C_2$

耦合电容  $C_1$  和  $C_2$  的作用是“隔离直流,传送交流”。 $C_1$  和  $C_2$  一方面用来隔断放大电

路与信号源之间、放大电路与负载之间的直流通路,另一方面还起着交流耦合的作用,保证交流信号顺利地通过放大电路。 $C_1$  和  $C_2$  通常选用容量大(一般为几微法到几十微法)、体积小的电解电容,连接时电容的正极接高电位,负极接低电位。

### 7. 负载电阻 $R_L$

负载电阻  $R_L$  是放大电路的外接负载,可以是耳机、扬声器或其他执行机构,也可以是后级放大电路的输入电阻。

图 5-5(b)是基本共发射极放大电路的简化形式。图 5-5(a)需要两个直流电源( $U_{CC}$ 、 $U_{BB}$ )供电,这在实际中是很不方便的。其实,基极回路不必单独使用电源,可以通过  $R_B$  直接从  $U_{CC}$  来获得基极直流电压,以使发射结处于正向偏置。这样,整个电路就只用一个直流电源  $U_{CC}$ 。另外,画电路时可省略直流电源的符号,而仅用其电位的极性和数值来表示,如  $+U_{CC}$  表示该点接电源的正极,而参考零电位(“ $\perp$ ”)接电源的负极。



视频讲解

## 5.2.2 放大电路的工作原理

放大电路是以直流为基础进行交流放大的,其中既含有直流分量又含有交流分量,为了讨论的方便,对放大电路中各电压、电流符号的规定如表 5-1 所示。

表 5-1 放大电路中各电压、电流符号的规定

分 类	直流量 (静态值)	交 流 量		总电压或总电流	基本表达式
		瞬时值	有效值		
基极电流	$I_B$	$i_b$	$I_b$	$i_B$	$i_B = I_B + i_b$
集电极电流	$I_C$	$i_c$	$I_c$	$i_C$	$i_C = I_C + i_c$
基-射电压	$U_{BE}$	$u_{be}$	$U_{be}$	$u_{BE}$	$u_{BE} = U_{BE} + u_{be}$
集-射电压	$U_{CE}$	$u_{ce}$	$U_{ce}$	$u_{CE}$	$u_{CE} = U_{CE} + u_{ce}$

### 1. 静态工作情况

放大电路输入端不加信号,即  $u_i = 0$  时,由于直流电源的存在,电路中存在直流电压和直流电流,放大电路的这种工作状态称之为静态。放大电路静态值的大小反映了电路是否具有进行交流放大的合适的直流基础。静态值的确定可按如下所述方法进行。

#### (1) 电路估算法。

画出放大电路的**直流通路**(画直流通路时,电容视为开路,电感视为短路),如图 5-6(a)所示。列输入、输出回路的 KVL 方程,进而确定静态电流( $I_{BQ}$ 、 $I_{CQ}$ )和静态电压( $U_{BEQ}$ 、 $U_{CEQ}$ )。

对输入回路,应用 KVL 得

$$R_B I_{BQ} + U_{BEQ} = U_{CC} \quad (5-13)$$

故

$$I_{BQ} = \frac{U_{CC} - U_{BEQ}}{R_B} \approx \frac{U_{CC}}{R_B} \quad (5-14)$$

则有

$$I_{CQ} \approx \beta I_{BQ} \quad (5-15)$$

对输出回路,应用 KVL 得

$$R_C I_{CQ} + U_{CEQ} = U_{CC}$$

故

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_{CQ} R_C \quad (5-16)$$

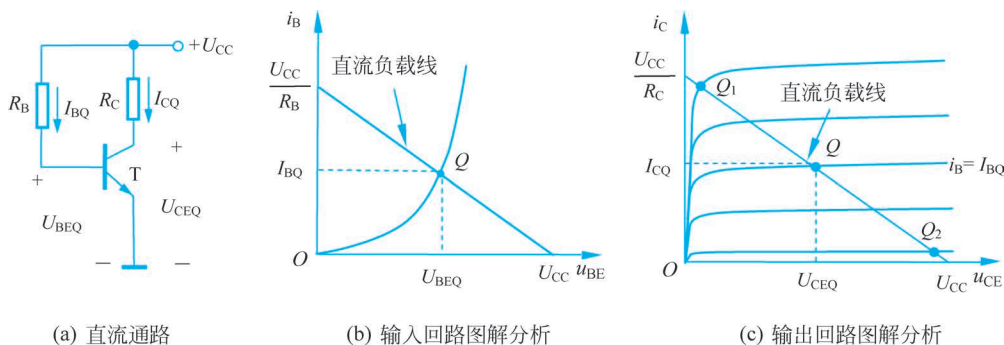


图 5-6 基本共发射极放大电路的静态分析

(2) 图解法。

在三极管的输入特性曲线上作输入回路直流负载线(式(5-13)即为输入回路直流负载线方程),由二者的交点即可确定  $U_{BEQ}$  和  $I_{BQ}$ ,如图 5-6(b)所示。在三极管的输出特性曲线上作输出回路直流负载线(式(5-16)即为输出回路直流负载线方程),它与三极管某条输出特性曲线(由  $I_{BQ}$  确定)的交点即可确定  $U_{CEQ}$  和  $I_{CQ}$ ,如图 5-6(c)所示。

图解法可以很直观地分析和了解放大电路的  $Q$  点是否合适。对于放大电路,要求获得尽可能大的  $U_{omax}$  或  $I_{omax}$ ,  $Q$  点的设置非常重要,若  $Q$  点过低(见图 5-6(c)中  $Q_2$  的位置),输出波形易产生截止失真,表现为输出电压顶部失真;反之,若  $Q$  点过高(见图 5-6(c)中  $Q_1$  的位置),输出波形易产生饱和失真,表现为输出电压底部失真。

## 2. 动态工作情况

当放大电路加上输入信号  $u_i$  时,电路中的电压和电流均在静态值的基础上作相应的变化,放大电路的这种工作状态称为动态。工程上常用“微变等效电路法”分析放大电路的动态工作情况。“微变等效”是指在低频小信号条件下,将非线性三极管等效成线性电路模型,如图 5-7 所示。

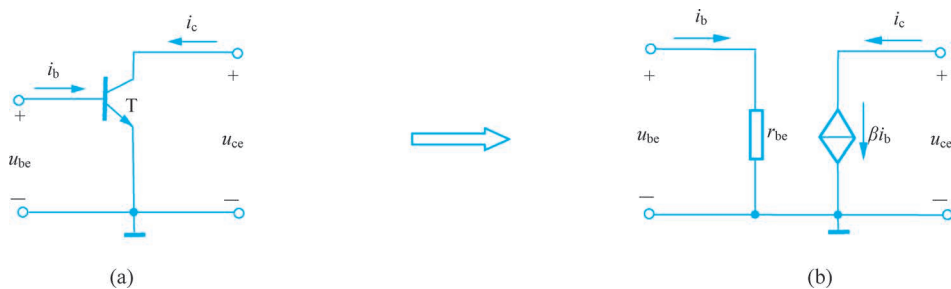


图 5-7 三极管的简化微变等效电路

放大电路的动态分析步骤如下。首先画出放大电路的**交流通路**(耦合电容、旁路电容做短路处理,直流电源亦视为短路),如图 5-8(a)所示,之后用三极管的等效模型代替三极管,见图 5-8(b),进而求出放大电路几项重要的动态指标,如  $\dot{A}_u$ 、 $R_i$  和  $R_o$ 。



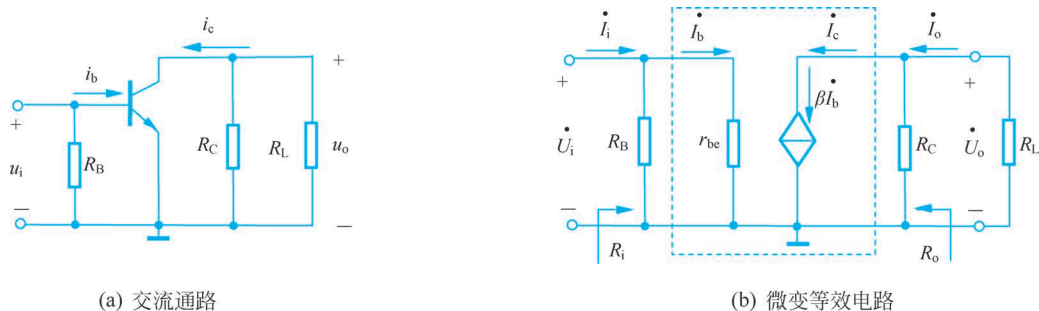


图 5-8 基本共发射极放大电路的动态分析

由图 5-8(b) 不难求出以下指标

$$(1) \quad \dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{-\dot{I}_c R'_L}{\dot{I}_b r_{be}} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}} \quad (5-17)$$

式中

$$R'_L = R_C // R_L$$

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{EQ}} \approx r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{CQ}(\text{mA})} \quad (5-18)$$

式中,  $r_{be}$  是三极管的输入电阻。其中,  $U_T$  是热电压, 常温下,  $U_T = 26\text{mV}$ ;  $r_{bb'}$  是三极管的基区体电阻, 对于低频小功率管,  $r_{bb'}$  通常取  $300\Omega$ 。

式(5-17)中的负号表示共发射极放大电路的输出电压与输入电压反相, 是反相电压放大器。

$$(2) \quad R_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} = R_B // r_{be} \quad (5-19)$$

$$(3) \quad R_o \approx R_C \quad (5-20)$$

图 5-9 示出了共发射极放大电路中各电压、电流的波形, 希望有助于读者进一步理解放大电路的整体工作情况。

由图 5-9 可以看出, 放大电路是以直流(Q)点为基础, 进行交流信号放大的。

除了用“微变等效电路”方法分析放大电路的动态工作情况外, 还可以用图解法进行分析, 具体分析过程如下。

(1) 在输入特性曲线上以  $U_{BEQ}$  为基础加  $u_i$ , 确定  $i_B$  的动态范围  $\Delta i_B$ , 如图 5-10(a) 所示。

(2) 在输出特性曲线上画出“交流负载线”。交流负载线应满足两方面的约束: 一方面, 当输入电压过零时它必然过静态工作点 Q; 另一方面, 由图 5-8(b) 可知, 集电极输出回路交流电压和电流的约束关系为  $\Delta u_{CE} = -\Delta i_C R'_L$ , 其中,  $R'_L = R_C // R_L$ 。因此, 交流负载线的斜率为

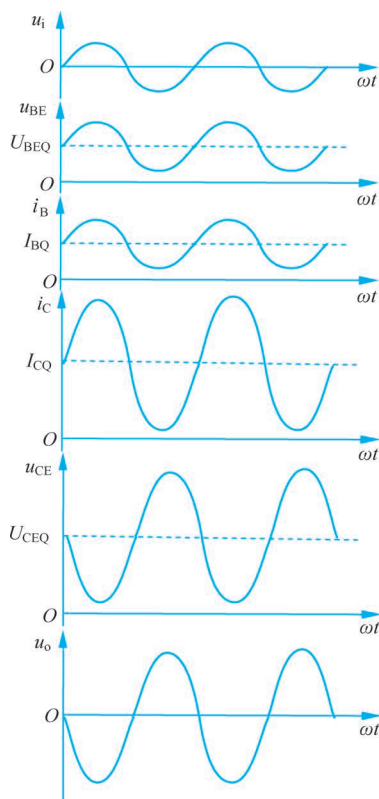
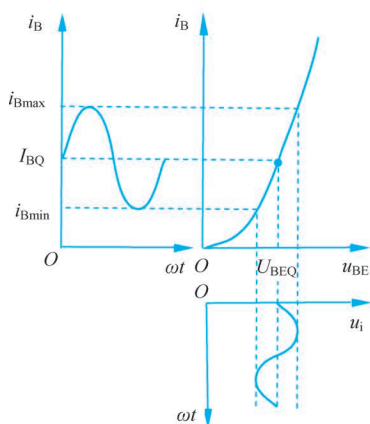
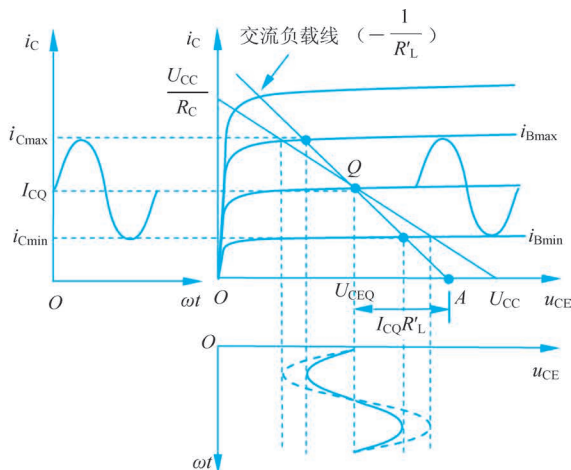


图 5-9 共发射极放大电路中的电压和电流波形图





(a) 输入回路图解分析



(b) 输出回路图解分析

图 5-10 共发射极放大电路的动态图解分析

$$k = \frac{\Delta i_C}{\Delta u_{CE}} = -\frac{1}{R'_L} \quad (5-21)$$

由此可见,交流负载线是一条过  $Q$  点且斜率为  $-1/R'_L$  的直线。具体做法是:令  $\Delta i_C = I_{CQ}$ ,在横坐标上从  $U_{CEQ}$  点处向右量取一段数值为  $I_{CQ}R'_L$  的电压,得  $A$  点,连接  $AQ$  两点即得交流负载线,如图 5-10(b)所示。

(3) 在输出回路交流负载上,根据  $i_B$  的动态范围确定  $i_C$  的动态范围  $\Delta i_C$  和  $u_{CE}$  的动态范围  $\Delta u_{CE}$ ,如图 5-10(b)所示。

最后根据图 5-10(a)读出  $u_i$  的幅值,根据图 5-10(b)读出  $\Delta u_{CE}$  (即  $u_o$ ) 的幅值,即可确定电路的电压放大倍数。

若负载开路,则交流负载线和直流负载线重合,相应的  $u_{CE}$  的动态范围(即  $u_o$ )增大,如图 5-10(b)中虚线所示,电路的电压放大倍数增大,称此时的放大倍数为开路电压放大倍数。

## 5.3 三种基本的三极管放大电路

三极管有三个电极,在组成放大电路时,根据输入输出回路共用电极的不同,可形成三种基本的放大电路,分别称共发射极、共集电极和共基极放大电路。图 5-5 是基本的共发射极放大电路。

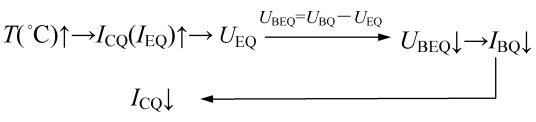
### 5.3.1 分压偏置 $Q$ 点稳定电路

图 5-5 所示共发射极放大电路的直流偏置电路见图 5-6(a),它虽然简单,但由于三极管的  $U_{BE}$ 、 $\beta$ 、 $I_{CEO}$  等都是温敏参数,所以当温度变化时, $Q$  点会产生波动,严重时将使放大电路不能正常工作,因此,常采用如图 5-11 所示的分压偏置  $Q$  点稳定电路。

图 5-11 中,在  $I_1 \gg I_{BQ}$  的条件下, $U_{BQ}$  由电源  $U_{CC}$  经  $R_{B1}$  和  $R_{B2}$  的分压所决定,其值不受温度的影响,且与三极管的参数无关,电路稳定  $Q$  点的过程为



视频讲解



它采用直流电流负反馈技术稳定了  $Q$  点(关于负反馈技术可参阅第 7 章的内容)。  
电路静态工作点可按下列各式计算。

$$U_{BQ} \approx \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot U_{CC} \tag{5-22}$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_E} \tag{5-23}$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_{CQ}R_C - I_{EQ}R_E \approx U_{CC} - I_{CQ}(R_C + R_E) \tag{5-24}$$

若  $U_{BQ} \gg U_{BEQ}$ , 则

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} \approx \frac{U_{BQ}}{R_E} \tag{5-25}$$

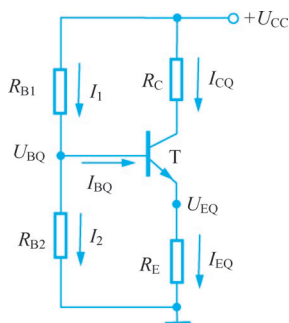


图 5-11 分压偏置  $Q$  点稳定电路

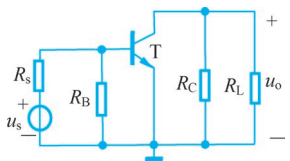
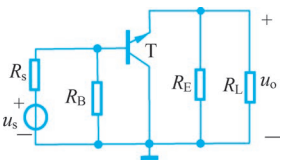
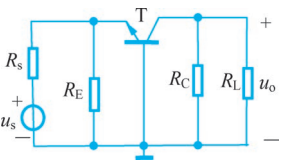
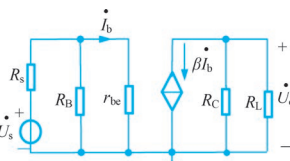
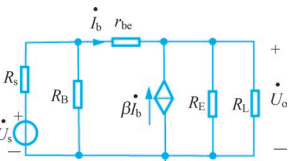
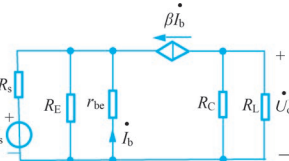
5.3.2 三种基本的三极管放大电路

表 5-2 给出了三种基本三极管放大电路的电路形式、主要特点及应用场合,由表可以看出,三种基本放大电路的性能各具特点,它们是组成多级放大电路和集成电路的基本单元电路。希望读者根据 5.2.2 节阐述的方法对各电路进行较为详细的分析,以加深理解。特别值得一提的是共集电极放大电路(也称射极跟随器),虽然它不具备电压放大能力,但由于其良好的电流放大能力以及高输入电阻和低输出电阻特点,在电子系统设计中应用非常广泛,常用于输入级、输出级以及中间隔离级。

表 5-2 三种基本的三极管放大电路

指 标	共发射极放大电路	共集电极放大电路 (射极跟随器)	共基极放大电路
电路形式			
静态分析	<div>上述三种基本放大电路具有相同的直流通路,均采用了分压偏置 <math>Q</math> 点稳定电路,如右图</div> <div></div> <div><math display="block">U_{BQ} \approx \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot U_{CC}</math><math display="block">I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_E}, I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta}</math><math display="block">U_{CEQ} \approx U_{CC} - I_{CQ}(R_C + R_E)</math></div>		

续表

指 标	共发射极放大电路	共集电极放大电路 (射极跟随器)	共基极放大电路
交流通路	 $R_B = R_{B1} // R_{B2}$	 $R_B = R_{B1} // R_{B2}$	 $R_B = R_{B1} // R_{B2}$
微变等效电路			
$\dot{A}_u$	$-\frac{\beta R'_L}{r_{be}}$ (大), $R'_L = R_C // R_L$	$\frac{(1+\beta)R'_L}{r_{be} + (1+\beta)R'_L} \approx 1$ , $R'_L = R_E // R_L$	$\frac{\beta R'_L}{r_{be}}$ (大), $R'_L = R_C // R_L$
$R_i$	$R_B // r_{be}$ (中)	$R_B // [r_{be} + (1+\beta)R'_L]$ (大)	$R_E // \frac{r_{be}}{1+\beta}$ (小)
$R_o$	$R_C$ (中)	$R_E // \frac{r_{be} + R'_s}{1+\beta}$ (小), $R'_s = R_s // R_B$	$R_C$ (中)
$\dot{A}_{in}$	$\beta$ (大)	$-(1+\beta)$ (大)	$-\alpha \approx -1$
特点	输入输出电压反相 既有电压放大作用 又有电流放大作用	输入输出电压同相 有电流放大作用 无电压放大作用	输入输出电压同相 有电压放大作用 无电流放大作用
应用	作多级放大电路的中间级, 提供增益	作多级放大电路的输入级、 输出级、中间隔离级	作电流接续器, 构成宽带放 大电路

【例 5-1】 电路如图 5-12(a) 所示, 已知三极管的  $\beta = 50$ ,  $r_{bb'} = 200\Omega$ ,  $U_{BE} = 0.7V$ 。

(1) 试确定静态工作点  $Q$ ;

(2) 求放大电路的电压放大倍数  $\dot{A}_u$ 、源电压放大倍数  $\dot{A}_{us}$ 、输入电阻  $R_i$ 、输出电阻  $R_o$ 。

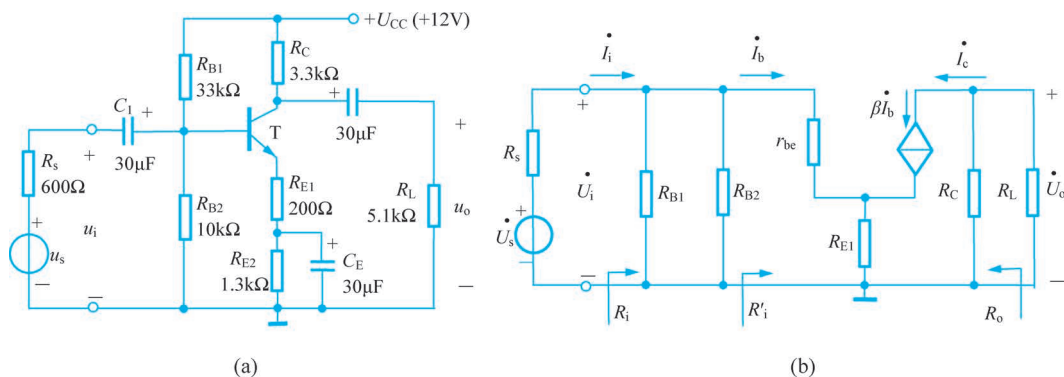


图 5-12 例 5-1 的图

【解】 (1) 确定 Q 点。

电路的直流通路与图 5-11 类似(请读者自行画出)。由图可得

$$U_{BQ} \approx \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot U_{CC} = \frac{10}{33 + 10} \times 12 \approx 2.79(\text{V})$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_{E1} + R_{E2}} = \frac{2.79 - 0.7}{0.2 + 1.3} \approx 1.39(\text{mA})$$

$$U_{CEQ} \approx U_{CC} - I_{CQ}(R_C + R_{E1} + R_{E2}) = 12 - 1.39 \times (3.3 + 0.2 + 1.3) \approx 5.33(\text{V})$$

(2) 电路的微变等效电路如图 5-12(b)所示。

由图可得

$$\dot{A}_u = -\frac{\beta(R_C // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)R_{E1}} = -\frac{50 \times (3.3 // 5.1)}{1.154 + (1 + 50) \times 0.2} \approx -8.82$$

其中

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{EQ}(\text{mA})} = 200 + (1 + 50) \times \frac{26}{1.39} \approx 1154(\Omega)$$

$$R_i = R_{B1} // R_{B2} // R'_i = R_{B1} // R_{B2} // [r_{be} + (1 + \beta)R_{E1}] \\ = 33 // 10 // [1.154 + (1 + 50) \times 0.2] \approx 4.58(\text{k}\Omega)$$

其中

$$R'_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_b} = r_{be} + (1 + \beta)R_{E1}$$

$$\dot{A}_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \cdot \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s} = \dot{A}_u \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s} = -8.82 \times \frac{4.58}{4.58 + 0.6} \approx -7.8$$

$$R_o \approx R_C = 3.3(\text{k}\Omega)$$



视频讲解

## 5.4 场效应管放大电路

由于场效应管具有高输入电阻的特点,因此,它适用于作为多级放大电路的输入级,尤其对高内阻的信号源,采用场效应管才能有效地进行电压放大。

### 5.4.1 场效应管的微变等效电路

分析场效应管放大电路的关键问题是如何理解管子与交流小信号条件下的线性等效模型。由前面的叙述可知,场效应管的栅极不取电流,故输入回路相当于开路;输出电流  $\dot{I}_d$  受控于栅源电压  $\dot{U}_{gs}$ ,因此,输出回路相当于一个受电压控制的电流源,其大小为

$$\dot{I}_d = g_m \dot{U}_{gs} \quad (5-26)$$

图 5-13(b)为场效应管的微变等效电路。

### 5.4.2 三种基本的场效应管放大电路

与三极管放大电路类似,场效应管放大电路有共源极、共漏极和共栅极三种基本接法,

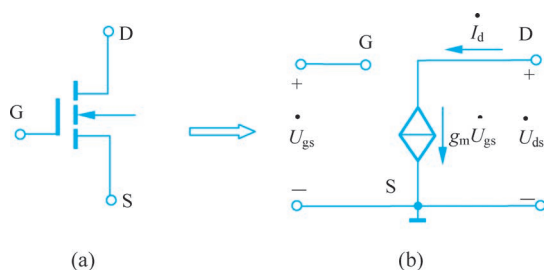


图 5-13 场效应管的微变等效电路

它们分别对应于三极管放大电路的共发射极、共集电极和共基极接法。

场效应管放大电路的组成原理与三极管放大电路一样,分析方法也一样,二者的电路结构也类似。在构造场效应管放大电路时,首要的任务依然是设置合适的静态工作点,以保证管子工作在线性放大区,场效应管的直流偏置可采用自偏压、零偏压和分压偏置方式,如图 5-14 所示。其中,自偏压和零偏压方式仅适用于耗尽型管子,而分压偏置方式适用于所有类型的场效应管。

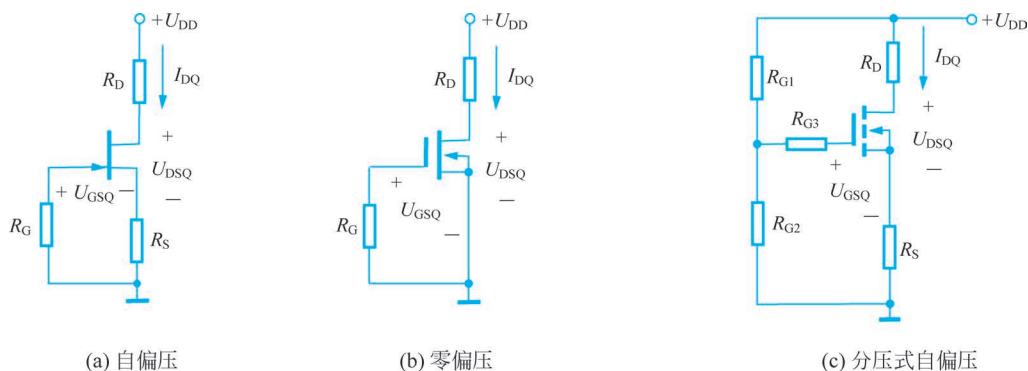


图 5-14 场效应管的直流偏置方式

表 5-3 给出了三种基本场效应管放大电路的电路形式及主要性能指标,希望读者将其与表 5-2 做比较学习。

表 5-3 三种基本的场效应管放大电路

指标	共源极放大电路	共漏极放大电路 (源极跟随器)	共栅极放大电路
电路形式			
静态分析	$U_{GSQ} = \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} \cdot U_{DD} - I_{DQ} R_S$ $I_{DQ} = I_{DSS} \left( 1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}} \right)^2$ $U_{DSQ} = U_{DD} - I_{DQ} (R_D + R_S)$	$U_{GSQ} = \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} \cdot U_{DD} - I_{DQ} R_S$ $I_{DQ} = I_{DSS} \left( 1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}} \right)^2$ $U_{DSQ} = U_{DD} - I_{DQ} R_D$	$U_{GSQ} = \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} \cdot U_{DD} - I_{DQ} R_S$ $I_{DQ} = I_{DSS} \left( 1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}} \right)^2$ $U_{DSQ} = U_{DD} - I_{DQ} (R_D + R_S)$

续表

指标	共源极放大电路	共漏极放大电路 (源极跟随器)	共栅极放大电路
交流通路			
微变等效电路			
$\dot{A}_u$	$-g_m R'_L, R'_L = R_D // R_L$	$\frac{g_m R'_L}{1 + g_m R'_L} \approx 1, R'_L = R_S // R_L$	$g_m R'_L, R'_L = R_D // R_L$
$R_i$	$R_{G3} + R_{G1} // R_{G2}$	$R_{G3} + R_{G1} // R_{G2}$	$R_S // \frac{1}{g_m}$
$R_o$	$R_D$	$R_S // \frac{1}{g_m}$	$R_D$

对比表 5-3 和表 5-2, 不难看出, 三种基本场效应管放大电路与相对应的三极管放大电路有着相似的性能特点, 场效应管放大电路中的  $g_m$  对应于三极管放大电路中的  $\frac{\beta}{r_{be}}$  或  $\frac{1+\beta}{r_{be}}$ 。

**【例 5-2】** 电路如图 5-15 (a) 所示, 已知场效应管的参数为  $U_{GS(off)} = -5V$ ,  $I_{DSS} = 1mA$ 。

- (1) 试确定静态工作点  $Q$ 。
- (2) 求放大电路的电压放大倍数  $\dot{A}_u$ 、输入电阻  $R_i$  和输出电阻  $R_o$ 。

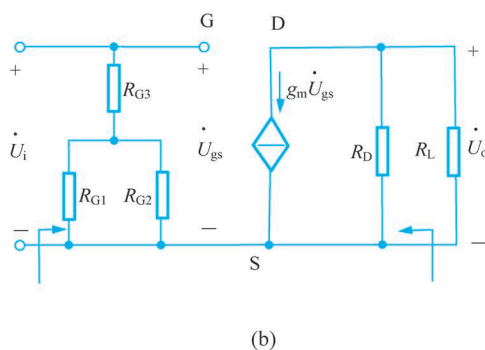
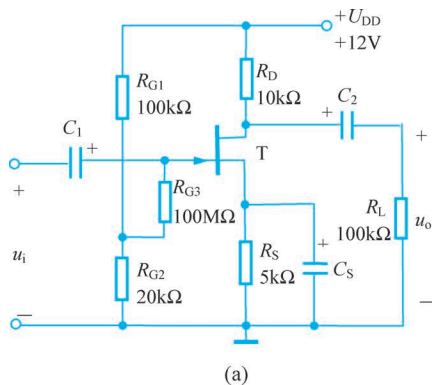


图 5-15 例 5-2 的图

**【解】** (1) 确定静态工作点  $Q$ 。

由电路的直流通路(请读者自行画出)可得:

$$U_{GSQ} = \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} \cdot U_{DD} - I_{DQ} R_S = \frac{20}{100 + 20} \times 12 - 5 I_{DQ} = 2 - 5 I_{DQ}$$

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left( 1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}} \right)^2 = 1 \times \left( 1 - \frac{U_{GSQ}}{-5} \right)^2 = \left( 1 + \frac{U_{GSQ}}{5} \right)^2$$

联立上述方程解得:

$$I_{DQ1} \approx 0.61 \text{mA}, \quad I_{DQ2} \approx 3.18 \text{mA} (\text{舍去})$$

进而求得

$$U_{GSQ} \approx -1 \text{V}, \quad U_{DSQ} = U_{DD} - I_{DQ}(R_D + R_S) = 12 - 0.61 \times (10 + 5) = 2.85 (\text{V})$$

(2) 画出电路的微变等效电路如图 5-15(b)所示,由图可得

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = - \frac{g_m \dot{U}_{gs} (R_D // R_L)}{\dot{U}_{gs}} = -g_m (R_D // R_L)$$

根据低频跨导  $g_m$  的定义式(4-16)及结型场效应管的电流方程式(4-14)可得

$$g_m = - \frac{2I_{DSS}}{U_{GS(off)}} \left( 1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}} \right) = - \frac{2 \times 1}{-5} \times \left( 1 - \frac{-1}{-5} \right) = 0.32 (\text{mS})$$

故得

$$\dot{A}_u = -g_m (R_D // R_L) = -0.32 \times (10 // 100) \approx -2.9$$

$$R_i \approx R_{G3} + R_{G1} // R_{G2} = 100 \text{M}\Omega + 100 \text{k}\Omega // 20 \text{k}\Omega \approx 100 \text{M}\Omega$$

$$R_o \approx R_D = 10 \text{k}\Omega$$

## ※5.5 多级放大电路

在实际应用中,常常对放大电路的性能提出多方面的要求。例如,要求某放大电路的输入电阻大于  $2 \text{M}\Omega$ ,电压增益大于 2000,输出电阻小于  $100 \Omega$  等,仅靠前面所讲的任何一种放大电路都不可能同时满足上述要求。这时,就可以选择多个基本放大电路,并将它们合理连接,从而构成多级放大电路。

### 5.5.1 多级放大电路的组成

多级放大电路通常包括输入级、中间级、推动级和输出级几部分,如图 5-16 所示。

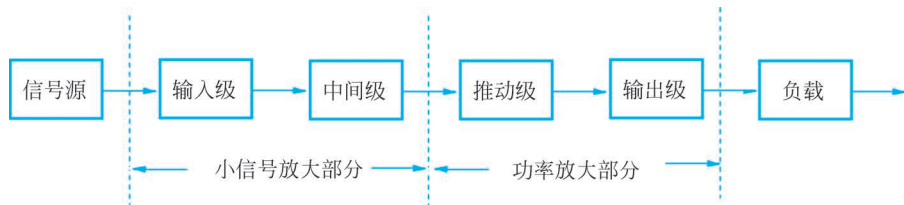


图 5-16 多级放大电路框图

多级放大电路的第一级称为输入级,它与信号源的性质有关。中间级用来提高放大倍数,通常由多级放大电路组成。输入级和中间级共同来放大小信号。多级放大电路的最后一级称为输出级,与负载直接相连,它与负载的性质有关。如果负载要求提供较大功率,则用功率放大电路构成输出级。推动级的作用是实现小信号到大信号的过渡和转换。



### 5.5.2 多级放大电路的级间耦合方式

耦合方式是指放大电路级与级之间的连接方式。多级放大电路中常见的耦合方式主要有三种：阻容耦合、变压器耦合和直接耦合。

#### 1. 阻容耦合

将放大电路前级的输出端通过电容接到后级的输入端,称为阻容耦合。如图 5-17 所示为两级阻容耦合放大电路,其中,第一级为共发射极放大电路,第二级为射极输出器。电容  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  称为耦合电容,分别将信号源与放大电路的第一级、第一级与第二级、第二级与负载连接起来。其优点是各级静态点相互独立,避免了温漂信号的逐级传输和放大;缺点是不能放大直流和变化缓慢的信号,也不易集成。

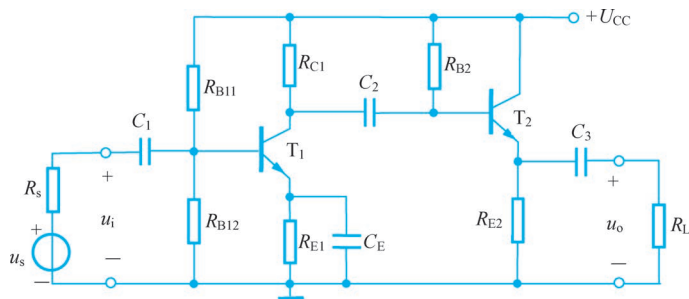


图 5-17 阻容耦合放大电路

在由分立元件构成的多级放大电路中多采用阻容耦合方式。

#### 2. 变压器耦合

变压器耦合是将前后级间用变压器连接的一种耦合方式。变压器耦合放大电路如图 5-18 所示。其优点是各级静态点相互独立,可进行阻抗变换,使后级获得最大功率。缺点是体积较大、生产成本高,不能集成,且不能放大缓慢变化的信号。

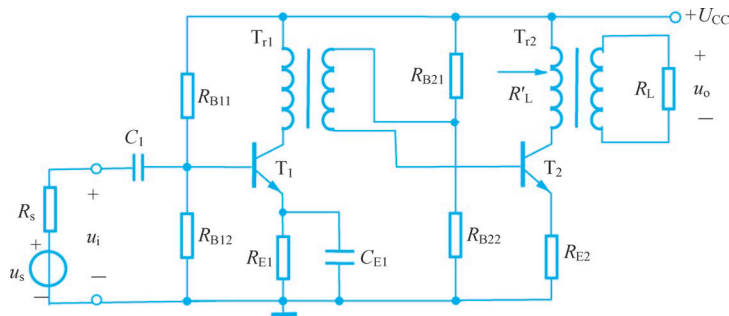


图 5-18 变压器耦合放大电路

变压器耦合现仅限应用于多级放大电路的功率输出级。

#### 3. 直接耦合

直接耦合是将前后级直接相连的一种耦合方式。

图 5-19 为直接耦合放大电路。该电路没有采用电抗性元件,因此不但能放大交流信号,而且还能放大缓慢变化的超低频信号及直流信号,在集成运放电路中得到了广泛的应用。其缺点是各级静态工作点相互影响,而且还存在零点漂移现象。

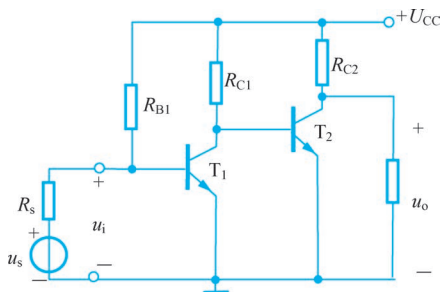


图 5-19 直接耦合放大电路

### 5.5.3 多级放大电路的分析计算

#### 1. 静态工作点的分析计算

阻容耦合放大电路的各级电路之间是通过电容互相连接的,如图 5-17 所示。由于电容的隔直作用,各级静态工作点彼此独立,互不影响。因此可以画出每一级的直流通路,分别计算各级的静态工作点。

直接耦合放大电路的各级静态工作点相互影响,因此静态工作点的分析要比阻容耦合放大电路复杂。可以运用电路理论的知识,通过列电压、电流方程组联立求解,从而确定各级的静态工作点。

#### 2. 动态性能指标的分析计算

多级放大电路的动态性能指标一般可通过计算每一单级电路的动态性能指标来获得。一个  $n$  级放大电路的交流等效电路可用图 5-20 所示的方框图表示。

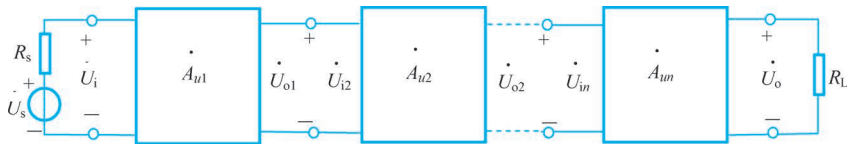


图 5-20 多级放大电路的方框图

由图可知,多级放大电路中前级的输出电压就是后级的输入电压,即  $\dot{U}_{o1} = \dot{U}_{i2}$ ,  $\dot{U}_{o2} = \dot{U}_{i3}$ , ...,  $\dot{U}_{o(n-1)} = \dot{U}_{in}$ , 所以,多级放大电路的电压增益为

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i} \cdot \frac{\dot{U}_{o2}}{\dot{U}_{i2}} \cdot \dots \cdot \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{in}} = \dot{A}_{u1} \cdot \dot{A}_{u2} \cdot \dots \cdot \dot{A}_{un} \quad (5-27)$$

可见,总的电压放大倍数为各级电压放大倍数的乘积。需要强调的是,在计算每一级的电压放大倍数时,应注意级间的相互影响,即应把后级的输入电阻作为前级的负载来考虑。

根据放大电路输入电阻的定义,多级放大电路的输入电阻就是第一级的输入电阻  $R_{i1}$ 。不过在计算  $R_{i1}$  时应将第二级的输入电阻作为第一级的负载,即

$$R_i = R_{i1} \mid_{R_{L1}=R_{i2}} \quad (5-28)$$

根据放大电路输出电阻的定义,多级放大电路的输出电阻就是最后一级的输出电阻  $R_{on}$ 。不过在计算  $R_{on}$  时应将次后级的输出电阻作为最后一级的信号源内阻,即

$$R_o = R_{on} \parallel R_{sn} = R_{o(n-1)} \quad (5-29)$$

【例 5-3】 两级放大电路如图 5-21 所示, 假设场效应管的  $g_m = 1\text{mS}$ ,  $I_{\text{DSS}} = 1\text{mA}$ , 三极管的  $\beta = 50$ ,  $U_{\text{BE}} = 0.7\text{V}$ ,  $r_{\text{bb}}' = 100\Omega$ , 各电容器的电容量都足够大。

(1) 计算各管的静态工作点。

(2) 求放大电路的电压放大倍数  $\dot{A}_u$ 、输入电阻  $R_i$  和输出电阻  $R_o$ 。

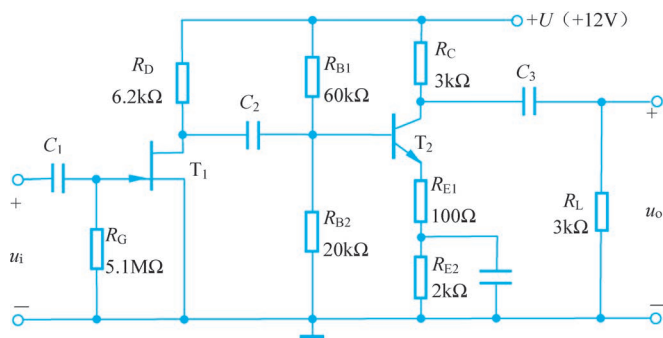


图 5-21 例 5-3 的图

【解】 (1) 画出放大电路的直流通路(请读者自行画出), 可分别计算两级放大电路各自的 Q 点。

对  $T_1$  管

$$U_{\text{GSQ}} \approx 0\text{V}, \quad I_{\text{DQ}} = I_{\text{DSS}} = 1\text{mA}, \quad U_{\text{DSQ}} = U - I_{\text{DQ}}R_{\text{D}} = 12 - 1 \times 6.2 = 5.8(\text{V})$$

对  $T_2$  管

$$I_{\text{CQ}} \approx I_{\text{EQ}} = \frac{U_{\text{BQ}} - U_{\text{BEQ}}}{R_{\text{E1}} + R_{\text{E2}}} = \frac{3 - 0.7}{0.1 + 2} \approx 1.1(\text{mA})$$

$$\text{其中, } U_{\text{BQ}} \approx \frac{R_{\text{B2}}}{R_{\text{B1}} + R_{\text{B2}}} \cdot U = \frac{20}{60 + 20} \times 12 = 3(\text{V})$$

$$I_{\text{BQ}} = I_{\text{CQ}} / \beta = 1.1 / 50 = 22(\mu\text{A})$$

$$U_{\text{CEQ}} \approx U - I_{\text{CQ}}(R_{\text{C}} + R_{\text{E1}} + R_{\text{E2}}) = 12 - 1.1 \times (3 + 0.1 + 2) \approx 6.4(\text{V})$$

(2) 画出电路的微变等效电路如图 5-22 所示。由图可得, 电压放大倍数为

$$\dot{A}_u = \dot{A}_{u1} \cdot \dot{A}_{u2} = -2.6 \times (-11.7) \approx 30.4$$

其中

$$\dot{A}_{u1} = -g_{\text{m}}R'_{\text{L1}} = -g_{\text{m}}R'_{\text{L1}}(R_{\text{D}} \parallel R_{\text{i2}}) = -1 \times (6.2 \parallel 4.49) \approx -2.6$$

$$R_{\text{i2}} = R_{\text{B1}} \parallel R_{\text{B2}} \parallel [r_{\text{be}} + (1 + \beta)R_{\text{E1}}] = 60 \parallel 20 \parallel [1.31 + (1 + 50) \times 0.1] \approx 4.49(\text{k}\Omega)$$

$$\dot{A}_{u2} = -\frac{\beta(R_{\text{C}} \parallel R_{\text{L}})}{r_{\text{be}} + (1 + \beta)R_{\text{E1}}} = -\frac{50 \times (3 \parallel 3)}{1.31 + (1 + 50) \times 0.1} \approx -11.7$$

$$r_{\text{be}} = r_{\text{bb}}' + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{\text{EQ}}(\text{mA})} = 100 + (1 + 50) \times \frac{26}{1.1} \approx 1.31(\text{k}\Omega)$$

输入电阻  $R_i = R_{\text{G}} = 5.1\text{M}\Omega$ , 输出电阻  $R_o \approx R_{\text{C}} = 3\text{k}\Omega$

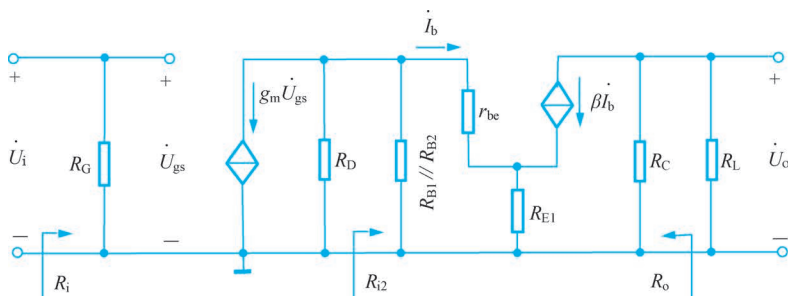


图 5-22 例 5-3 的图解

## 5.6 低频功率放大电路

多级放大电路中最后一级(又称为输出级)通常在大信号下工作,其任务是在允许的失真范围内,向负载提供尽可能大的输出功率,用来推动负载工作(使喇叭发声、继电器动作、执行电机运转等)。这类电路称为功率放大电路。

### 5.6.1 功率放大电路的特点和分类

#### 1. 功率放大电路的特点

- (1) 输出功率大。在规定的非线性失真范围内,能向负载提供尽可能大的输出功率。
- (2) 效率高。功率转换效率  $\eta$  是功率放大电路的一项重要指标,见式(5-11)。
- (3) 非线性失真尽可能小。
- (4) 散热好。

#### 2. 功率放大电路的分类

通常按照三极管静态工作点所处位置的不同,低频功率放大电路可分为甲类、乙类、甲乙类三种,如图 5-23 所示。

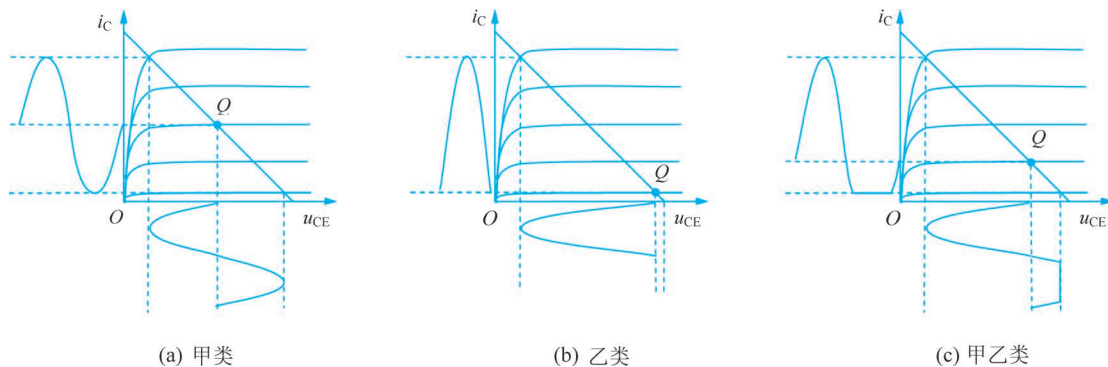


图 5-23 低频功率放大电路的分类

图 5-23(a)中, $Q$  点处在交流负载线的中点,在信号的一个周期内,功放管始终导通,其导电角  $\theta=360^\circ$ ,称这种工作状态为甲类。此时,不论有无输入信号,电源提供的功率  $P_V = U_{CC} I_C$  总是不变的。当  $u_i=0$  时, $P_V$  全部消耗在管子和电阻上;当  $u_i \neq 0$  时, $P_V$  的一部分转换为有用的输出功率  $P_o$ , $u_i$  愈大, $P_o$  也愈大。可以证明,在理想情况下,电容耦合甲类功率放大电路的效率只有 25%,即使用变压器耦合输出,效率也只能提高到 50%。



视频讲解

由式(5-11)可以看出,欲提高效率,需从两方面着手:一是通过增大功放管的动态工作范围增加输出功率  $P_o$ ;二是减小电源供给的功率  $P_V$ 。而后者要在  $U_{CC}$  一定的条件下使静态电流  $I_C$  减小,也就是使  $Q$  点沿交流负载线下移,如图 5-23(c)所示,此时功放管的导电角  $180^\circ < \theta < 360^\circ$ ,称这种工作状态为甲乙类。若将  $Q$  点再向下移到静态集电极电流  $I_C \approx 0$  处,则此时功放管的导电角  $\theta = 180^\circ$ ,其静态管耗为最小,称这种工作状态为乙类,如图 5-23(b)所示。

功率放大电路工作在甲乙类和乙类状态时,虽然降低了静态管耗,提高了效率,却产生了波形失真,为此,在电路形式上一般采用互补对称射极跟随器的输出方式。

## 5.6.2 乙类互补对称功率放大电路

### 1. 电路组成

图 5-24 是乙类互补对称功率放大电路的原理图。其中,  $T_1$  是 NPN 型三极管,  $T_2$  是 PNP 型三极管,它们的基本特性参数值要很相近。该电路是一个具有正、负电源的射极跟随器,信号由两管的基极输入,从两管的发射极输出。

### 2. 工作原理

静态( $u_i = 0$ )时,两管均处于截止状态,负载  $R_L$  上没有电流流过,输出电压  $u_o = 0$ 。由于两管电流均为 0,故乙类功放在静态工作时,直流电源不消耗能量。

动态( $u_i \neq 0$ )时,在信号的正半周,  $T_1$  管导通,  $T_2$  管截止,  $i_L = i_{C1}$ ; 在信号的负半周,  $T_1$  管截止,  $T_2$  管导通,  $i_L = i_{C2}$ 。可见,当输入正弦电压  $u_i$  时,两管轮流导通,使得负载  $R_L$  上获得了一个完整的正弦电压波形。两管一通、一断,轮流导电的工作方式常常称为“推挽”方式。

图 5-25 示出了乙类互补对称功率放大电路的图解分析过程。在图 5-25(b)中,为了便于分析,将  $T_2$  的特性曲线倒置在  $T_1$  的下方,并令二者在  $Q$  点,即  $u_{CE} = U_{CC}$  处重合,形成  $T_1$ 、 $T_2$  的所谓合成曲线。

### 3. 电路性能分析

(1) 输出功率和最大输出功率。

由图 5-25(b)可以写出乙类互补对称功率放大电路的输出功率为

$$P_o = \frac{1}{2} U_{cem} I_{cm} \quad (5-30)$$

不难理解,乙类互补推挽功放的输出功率与激励信号的大小有关,激励信号越大,输出功率就越大。输出功率也可以表示为

$$P_o = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{cem}^2}{R_L} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{CC}^2}{R_L} \xi^2 \quad (5-31)$$

式中

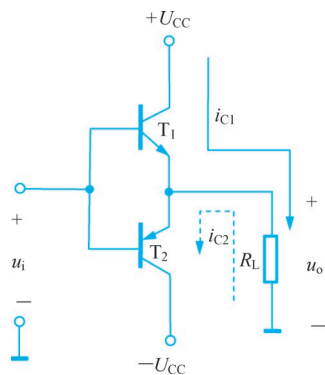
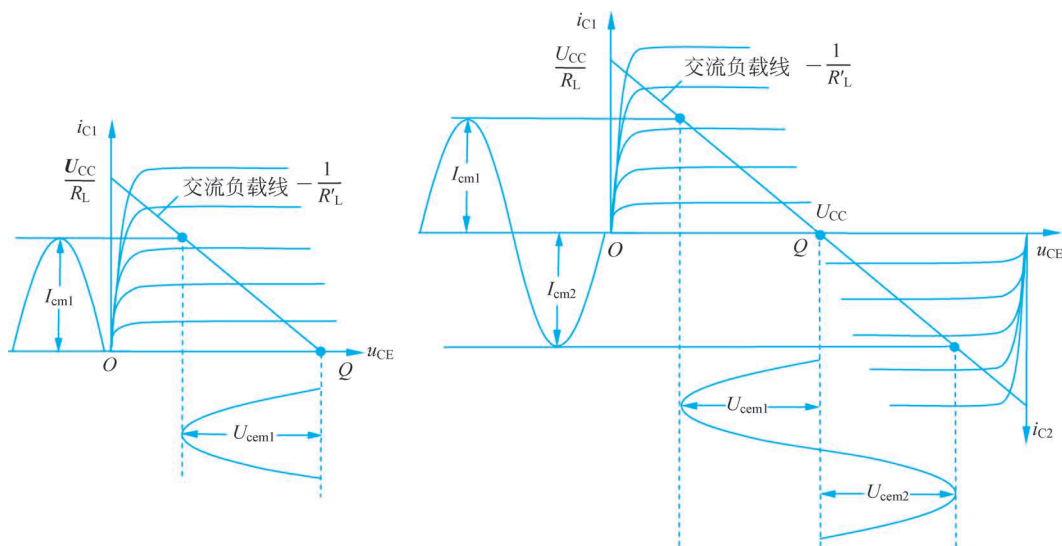


图 5-24 乙类互补对称功率放大电路

(a)  $u_i > 0$  时  $T_1$  管的工作情况

(b) 互补对称电路的工作情况

图 5-25 乙类功率放大电路的图解分析

$$\xi = \frac{U_{cem}}{U_{CC}} \quad (5-32)$$

其中,  $\xi$  表示三极管  $u_{ce}$  变化的幅值和  $U_{CC}$  的比例关系, 称为电压利用系数。显然, 激励信号越大, 电压利用系数就越高, 输出功率就越大。若忽略三极管的饱和压降  $U_{CE(sat)}$ ,  $\xi$  最大为 1。

乙类互补对称功放的最大输出功率为

$$P_{om} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{CC}^2}{R_L} \quad (5-33)$$

(2) 效率与最高效率。

求效率时应首先求出直流电源供给的功率。乙类功放的静态电流为零, 静态时直流电源不消耗功率。当有交流信号输入时,  $T_1$ 、 $T_2$  管轮流导通, 使两个直流电源轮流提供能量, 两直流电源提供的平均功率为

$$P_V = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi U_{CC} I_{cm} \sin \omega t dt = \frac{2}{\pi} U_{CC} I_{cm} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_{CC}^2}{R_L} \xi \quad (5-34)$$

因此, 乙类互补对称功率放大电路的效率为

$$\eta = \frac{P_o}{P_V} = \frac{\frac{1}{2} \cdot \frac{U_{CC}^2}{R_L} \xi^2}{\frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_{CC}^2}{R_L} \xi} = \frac{\pi}{4} \xi \quad (5-35)$$

式(5-35)表明: 电压利用系数  $\xi$  越大, 效率  $\eta$  就越高。若忽略三极管的饱和压降  $U_{CE(sat)}$ , 乙类功放的最高效率为

$$\eta_{max} = \frac{\pi}{4} = 78.5\% \quad (5-36)$$

(3) 功率管的管耗。

在功率放大电路中, 直流电源提供的能量, 一部分转换成信号功率输送给了负载, 另一

部分则以热量形式消耗在晶体三极管上,即

$$P_V = P_o + P_T \quad (5-37)$$

式中,  $P_T$  为功率管所消耗的功率。

由式(5-37),并结合式(5-31)和式(5-34)可得单管的管耗为

$$\begin{aligned} P_{T1} = P_{T2} &= \frac{P_T}{2} = \frac{P_V - P_o}{2} = \frac{\frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_{CC}^2}{R_L} \xi - \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{CC}^2}{R_L} \xi^2}{2} \\ &= P_{om} \left( \frac{2}{\pi} \xi - \frac{1}{2} \xi^2 \right) \end{aligned} \quad (5-38)$$

由此可见,每只三极管的管耗和电压利用系数  $\xi$  有关。

式(5-38)对  $\xi$  求导,并令导数等于零,则可以求出管耗最大时的  $\xi$  值,即

$$\frac{dP_{T1}}{d\xi} = P_{om} \left( \frac{2}{\pi} - \xi \right) \quad (5-39)$$

令

$$\frac{dP_{T1}}{d\xi} = 0$$

则得

$$\xi = \frac{2}{\pi} \approx 0.6 \quad (5-40)$$

由式(5-40)可知,当  $\xi \approx 0.6$ , 即  $U_{om} \approx 0.6U_{CC}$  时,三极管的管耗最大。将  $\xi \approx 0.6$  代入式(5-38),可得最大管耗为

$$P_{T1m} = P_{T2m} = P_{om} \left( \frac{2}{\pi} \times 0.6 - \frac{1}{2} \times 0.6^2 \right) \approx 0.2P_{om} \quad (5-41)$$

#### 4. 功率管参数的确定

根据上述分析,当忽略三极管的饱和压降  $U_{CE(sat)}$  时,功率管的主要参数应满足的条件为

$$|U_{(BR)CEO}| > 2U_{CC} \quad (5-42)$$

$$I_{CM} > \frac{U_{CC}}{R_L} \quad (5-43)$$

$$P_{CM} > 0.2P_{om} \quad (5-44)$$

#### 5. 交越失真

乙类互补对称功放将静态工作点  $Q$  设置在三极管特性曲线的截止处,即  $I_C = 0$  处。由于三极管为非线性元件,当输入电压  $u_i$  小于三极管发射结的死区电压时,两管都不导通。只有当  $u_i$  上升到超过死区电压时,三极管才导通,因此,在正、负半周交接处,输出波形产生了交越失真,如图 5-26 所示。

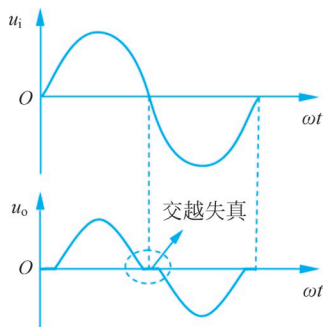


图 5-26 乙类互补对称功放的交越失真

### 5.6.3 甲乙类互补对称功率放大电路

为了克服交越失真,应将  $Q$  点稍微上移,使功放管工作在甲乙类状态,如图 5-27 所示。



其中,  $R_1$ 、 $D_1$ 、 $D_2$  和  $R_2$  组成分压偏置电路, 给  $T_1$  和  $T_2$  管的发射结提供正向偏置电压, 使  $T_1$  和  $T_2$  管在静态时处于微导通状态, 这样, 即使在输入电压  $u_i$  很小时, 也总能保证功放管始终导通, 从而消除了交越失真。

在图 5-27 所示电路中, 由于功放管与负载之间无输出耦合电容, 所以, 该电路通常称为 **OCL**(output capacitorless) 电路。OCL 电路需要双电源供电。

具体实践中为提高工作效率, 在设置偏置电压时, 尽可能使电路的工作状态接近乙类。因此甲乙类双电源互补对称功放的性能指标计算可近似按照乙类来处理。

为了不用双电源供电, 采用如图 5-28 所示的 **OTL**(output transformerless) 电路, 它省掉了负电源, 接入了一个大电容  $C$ 。在静态时, 适当选择  $R_1$  和  $R_2$  使 E 点的电位为  $U_{CC}/2$ , 则电容上所充直流电压为  $U_{CC}/2$ , 以代替 OCL 电路中的负电源  $-U_{CC}$ , 所以 OTL 电路实际上是具有  $\pm U_{CC}/2$  电源供电的 OCL 电路。

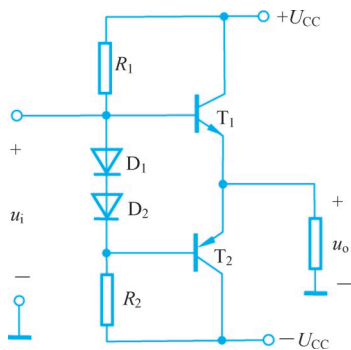


图 5-27 OCL 电路

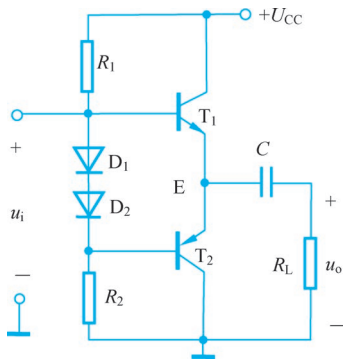


图 5-28 OTL 电路

若忽略功放管的饱和压降  $U_{CE(sat)}$ , 单电源供电的甲乙类功放的最大输出功率为

$$P_{om} = \frac{1}{8} \cdot \frac{U_{CC}^2}{R_L}$$

#### 5.6.4 功放管的散热问题

在功率放大电路中, 功放管既要流过大电流, 又要承受高电压, 因此容易损坏。功率管损坏的重要原因是其实际耗散功率超过额定值  $P_{CM}$ 。而管子的允许管耗受其结温(主要是集电结)的限制, 因此改善功放管的散热条件, 可以保证管子安全工作, 并提高其输出功率。两种散热器如图 5-29 所示。经验表明, 当散热器垂直或水平放置时, 有利于通风, 散热效果好; 散热器表面钝化涂黑, 有利于热辐射。在产品资料中给出的最大集电极耗散功率是在指定散热器(材料、尺寸等)及一定环境温度下的允许值, 若改善散热条件, 如加大散热器、用电风扇强制风冷, 则可获得更大一些的耗散功率。

#### ※5.6.5 集成功率放大器

随着线性集成电路的发展, 集成功率放大器的应用也日益广泛。目前, OTL 和 OCL 功放均有各种不同输出功率和不同电压增益的多种型号的集成电路。应当注意, 在使用 OTL 集成功放时, 需外接输出电容。下面简单介绍一款典型的集成音频功率放大器。

LM384 是美国半导体公司生产的典型的小功率音频放大器, 它是一个标准的 14 引脚

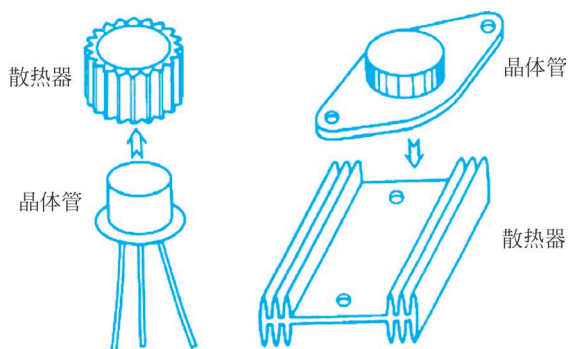


图 5-29 两种散热器

双列直插式封装,包含一个金属散热片,如图 5-30 所示。每边中间三个引脚(3、4、5 引脚和 10、11、12 引脚)被连接到一个铜框架上形成散热片,散热片接地。

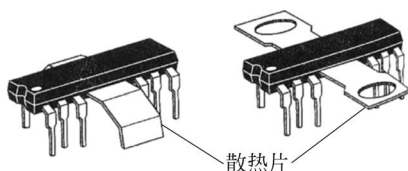


图 5-30 双列直插式封装的 LM384

LM384 内部电路包括一个射极跟随器和一个差分电压放大电路,之后是一个共射驱动级和一个单端推挽输出级,所有级之间都是直接耦合。内部电路固定增益为 50,以单电源供电方式工作,电压范围为 9~24V。交流输出电压以电源电压的一半为中心。电源电压的选择取决于所需要的输出功率和负载。此外,和许多集成功放一样,它具有短路保护和热关机电路。在合适的散热条件下,它能提供最高 5W 的功率给负载,如果没有外部散热,其最大输出功率只有 1.5W。它有两个输入端:一个是反相输入端(标有“-”),另一个是同相输入端(标有“+”)。

LM384 只需加入一些简单的外部电路,便可构成实际的音频电子系统,用 LM384 构成的对讲机系统如图 5-31 所示。图 5-31 中,一个 1:25 的小升压变压器将 LM384 的基本增益由 50 放大到 1 250。一个扬声器作为传声器,另一个作为传统的扬声器。双刀双掷开关控制哪个扬声器是说话者,哪个扬声器是听者。在说话的位置,扬声器 1 是传声器而扬声器 2 是扬声器;而在听者的位置,情况正好相反。电容  $C_3$  为输出端耦合电容,电位器  $R_1$  用于音量控制,由  $R_2$  和  $C_2$  组成的低通滤波器用于抑制高频振荡。

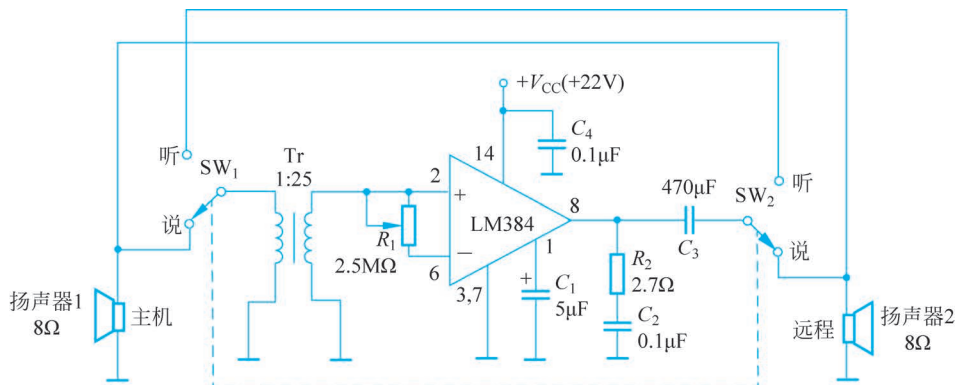


图 5-31 一个用 LM384 作为放大器的基本对讲机系统

## 5.7 放大电路的频率响应

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,不仅放大倍数的大小会变化,而且还将产生超前或滞后的相移。这说明放大电路的放大倍数是信号频率的函数,这种函数关系称为频率响应(frequency response)。

### 5.7.1 频率响应的一般概念

#### 1. 频率响应的表示方法

放大电路的频率响应可直接用放大电路的放大倍数与频率的关系来描述,即

$$\dot{A}_u = A_u(jf) = A_u(f) e^{j\varphi(f)} \quad (5-45)$$

式中,  $A_u(f)$  表示电压放大倍数的模与频率  $f$  的关系,称为幅频特性;  $\varphi(f)$  表示放大电路输出电压与输入电压之间的相位差与频率  $f$  的关系。两者综合起来可全面表征放大电路的频率响应。

图 5-32 示出了典型的共发射极放大电路的幅频特性和相频特性。

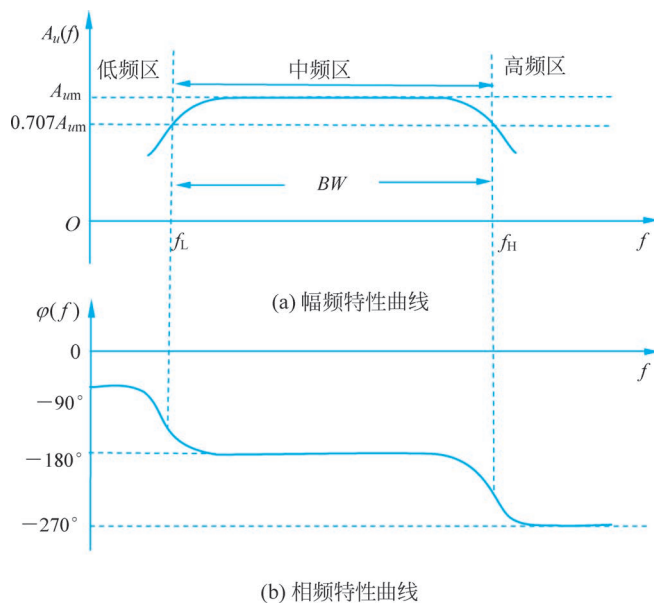


图 5-32 单管共发射极放大电路的频率特性曲线

由幅频特性可知,低频段,随着频率  $f$  的减小,放大倍数下降;高频段,随着频率  $f$  的增大,放大倍数下降。下面定性分析产生的原因。

在低频段,随着频率  $f$  的减小,耦合电容的容抗增大,其分压作用增强,导致放大管的输入电压  $u_{be}$  减小,输出电压  $u_{ce}$  减小,最后使得放大倍数下降;而在高频段,随着频率  $f$  的增大,三极管极间电容的容抗减小,其分流作用增强,导致流入放大管的电流(即实际被放大

的电流)减小,输出电压  $u_{ce}$  减小,最后使得放大倍数下降。由相频特性可知,低频段与中频段相比,会产生  $0^\circ \sim 90^\circ$  的超前附加相移  $\Delta\varphi$ ; 高频段与中频段相比,会产生  $0^\circ \sim -90^\circ$  的滞后附加相移  $\Delta\varphi$ 。

由于信号的频率范围很宽(从几赫兹到几百兆赫兹以上),放大电路的放大倍数也很大(可达百万倍),为压缩坐标,在画频率特性曲线时,频率坐标采用对数刻度  $\lg f$ ,而幅值和相角采用线性刻度。其中幅频特性的纵轴用  $20\lg A_u(f)$  表示,单位是分贝(dB);相频特性的纵轴用  $\varphi(f)$  表示,单位是度( $^\circ$ )或弧度(rad)。这种半对数坐标特性曲线称为对数幅频特性或波特图。在工程上,波特图通常采用渐近直线近似表示。

## 2. 下限截止频率、上限截止频率和通频带

当中频电压放大倍数下降到 0.707 倍(即下降 3dB)时对应的低频频率和高频频率分别称为下限截止频率  $f_L$  和上限截止频率  $f_H$ ,二者之间的范围称为通频带(带宽)  $BW$ ,如图 5-32(a)所示。

由于  $BW = f_H - f_L$ ,而通常有  $f_H \gg f_L$ ,所以有  $BW \approx f_H$ 。

通频带表征了放大电路对不同频率输入信号的响应能力,其值越大,对不同频率输入信号的响应能力越强。

## 3. 频率失真与非线性失真

由于受通频带的限制,放大电路对不同频率信号的放大倍数和相移不同,当输入信号包含多次谐波时,输出波形会产生失真,称为频率失真。频率失真包含幅频失真和相频失真。

设某待放大的信号由基波( $f_1$ )和三次谐波( $3f_1$ )所组成,如图 5-33(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 5-33(b)所示。这种由于放大倍数随频率变化而引起的失真称为幅频失真。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,但产生的附加相移不同,那么,放大后的合成信号也将产生失真,如图 5-33(c)所示。这种失真称为相频失真。

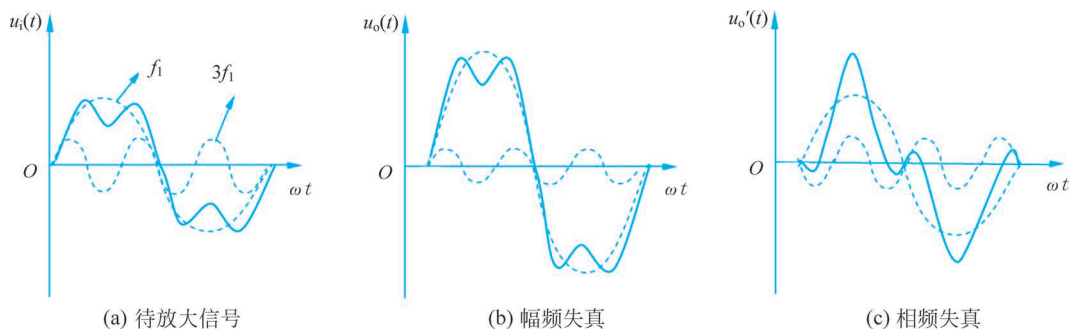


图 5-33 频率失真

频率失真是由于放大电路的通频带不够宽,由于线性电抗元件的存在而引起的,属于线性失真,其显著的特点是不会产生新的频率分量。

非线性失真是由放大器件的非线性特性引起的,即放大器件的工作点进入了特性曲线的非线性区,使输入信号和输出信号不再保持线性关系,这样产生的失真称为非线性失真,它会产生新的频率分量。当要求信号的幅值较大,如多级放大电路的末级,特别是功率放大

电路,非线性失真难以避免。当电路产生非线性失真时,输入正弦信号,输出将变成非正弦信号。而该非正弦信号是由基波和一系列谐波组成的。前面所讲的截止失真和饱和失真均属于非线性失真。

### 5.7.2 三极管的频率特性参数及其混合 $\pi$ 型等效电路

三极管由两个 PN 结组成,而 PN 结是有电容效应的,如图 5-34 所示。

信号频率不太高(如低频和中频)时,由于结电容容抗很大,可视为开路,故结电容不影响电压放大倍数。当频率较高时,结电容容抗减小,其分流作用增大,使得集电极电流  $i_c$  减小,进而使得三极管电流放大倍数  $\beta$  降低,电压放大倍数降低。同时由于  $i_b$  和  $i_c$  之间存在相位差,电压放大倍数还会产生附加相移。

因此,当信号处于低频和中频时,共发射极电流放大倍数  $\beta$  是常数;高频时, $\beta$  可表示为频率  $f$  的函数,即

$$\dot{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} \quad (5-46)$$

式中, $\beta_0$  是低频时共发射极电流放大倍数, $\dot{\beta}$  的模可表示为

$$|\dot{\beta}| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}} \quad (5-47)$$

其随频率变化的特性曲线如图 5-35 所示。

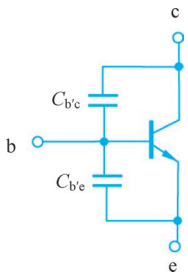


图 5-34 三极管的极间电容

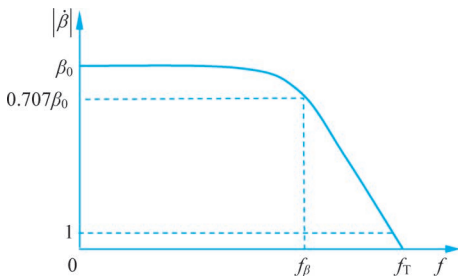


图 5-35  $\dot{\beta}$  的幅频特性

#### 1. 三极管的几个频率参数

(1) 共发射极截止频率  $f_\beta$ 。

当  $|\dot{\beta}|$  值下降到  $\beta_0$  的 0.707 倍时的频率  $f_\beta$  定义为三极管的共发射极截止频率。

(2) 特征频率  $f_T$ 。

当  $|\dot{\beta}|$  值下降到 1 时的频率  $f_T$  定义为三极管的特征频率。

当信号频率  $f > f_T$  时,  $|\dot{\beta}| < 1$ , 三极管将无放大能力。

将  $f = f_T$  时的  $|\dot{\beta}| = 1$  代入式(5-47), 得到特征频率  $f_T$  与截止频率  $f_\beta$  的关系为

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

通常  $f_T \gg f_\beta$ , 所以可近似得到

$$f_T \approx \beta_0 f_\beta \quad (5-48)$$

(3) 共基极截止频率  $f_\alpha$ 。

共基极电流放大系数  $\dot{\alpha}$  和共发射极电流放大系数  $\dot{\beta}$  的关系是

$$\dot{\alpha} = \frac{\dot{\beta}}{1 + \dot{\beta}} \quad (5-49)$$

将式(5-46)代入式(5-49), 得到

$$\dot{\alpha} = \frac{\frac{\beta_0}{1 + \beta_0}}{1 + j \frac{f}{(1 + \beta_0) \cdot f_\beta}} \quad (5-50)$$

令

$$\dot{\alpha} = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_\alpha}} \quad (5-51)$$

$\dot{\alpha}$  的模可表示为

$$|\dot{\alpha}| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2}} \quad (5-52)$$

式中, 当  $|\dot{\alpha}|$  值下降到  $\alpha_0$  的 0.707 倍时的频率  $f_\alpha$  定义为三极管的共基极截止频率。

对比式(5-51)和式(5-50)可得到

$$f_\alpha = (1 + \beta_0) f_\beta \quad (5-53)$$

$f_\beta$ 、 $f_T$ 、 $f_\alpha$  三个频率参数之间的关系为

$$f_\alpha \approx f_T = \beta_0 f_\beta \quad (5-54)$$

可见,  $f_\alpha \gg f_\beta$ , 说明共基极接法放大电路的频率响应比共发射极接法的好。

## 2. 三极管的混合 $\pi$ 型等效电路

(1) 三极管的混合  $\pi$  型等效电路的导出。

考虑三极管极间电容的影响, 三极管内部实际结构如图 5-36(a) 所示。图中,  $b'$  为三极管内部等效节点。 $r_{b'c}$  为集电结反向电阻, 其值很大, 可视为开路。 $r_{bb'}$  为基区体电阻,  $r_{b'e}$  为发射区正向电阻,  $C_{b'e}$  为发射结等效电容, 发射结正偏时主要是扩散电容,  $C_{b'c}$  为集电结等效电容, 集电结反偏时主要是势垒电容。

根据半导体物理的分析, 集电结受控电流与发射结电压  $\dot{U}_{b'e}$  呈线性关系, 且与信号频率无关, 所以可用  $g_m \dot{U}_{b'e}$  表示基极回路对集电极回路的控制作用, 其中  $g_m$  称为跨导, 单位为西门子(S)。

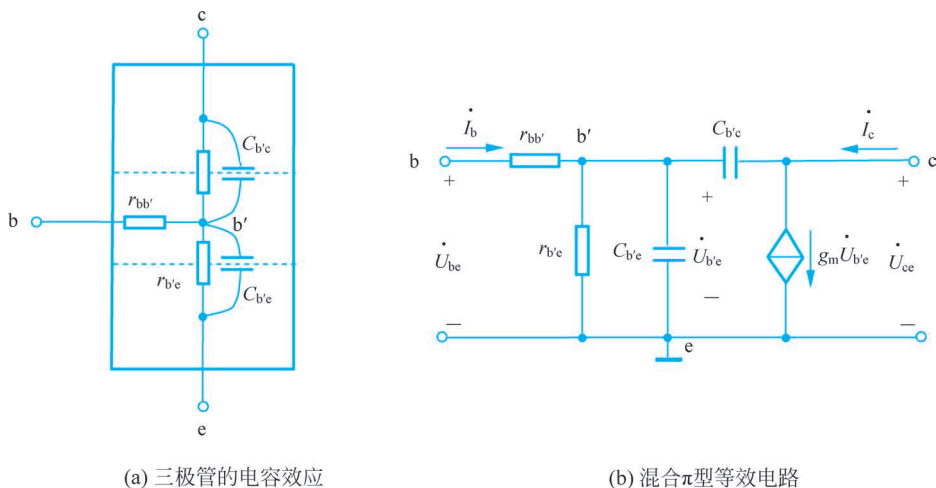
由此可得到三极管的混合  $\pi$  型等效电路如图 5-36(b) 所示。

(2)  $g_m$  的确定。

低频和中频时, 三极管的极间电容可不予考虑, 其混合  $\pi$  型等效电路如图 5-37 所示。

比较图 5-37 及图 5-7(b) 可得




 图 5-36 三极管的混合 $\pi$ 型等效电路

$$\begin{aligned}
 r_{be} &= r_{bb'} + r_{b'e} \\
 &= r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{EQ}(\text{mA})} \quad (5-55)
 \end{aligned}$$

即有

$$\begin{aligned}
 r_{b'e} &= (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_{EQ}(\text{mA})} \\
 &\approx \beta \cdot \frac{26(\text{mV})}{I_{EQ}(\text{mA})} \quad (5-56)
 \end{aligned}$$

比较两图可得

$$g_m \dot{U}_{b'e} = g_m r_{b'e} \dot{I}_b = \beta \dot{I}_b \quad (5-57)$$

由式(5-56)和式(5-57)可得

$$g_m = \frac{\beta}{r_{b'e}} = \frac{I_{EQ}(\text{mA})}{26(\text{mV})} \quad (5-58)$$

(3)  $C_{b'e}$  的确定。

通常根据下式来计算发射结电容  $C_{b'e}$ 。即

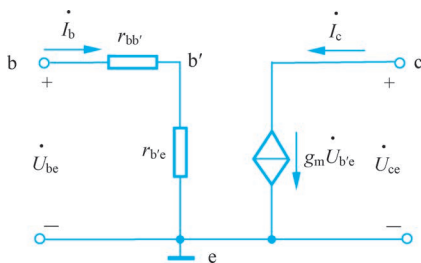
$$C_{b'e} \approx \frac{g_m}{2\pi f_T} \quad (5-59)$$

(4) 简化的混合 $\pi$ 型等效电路。

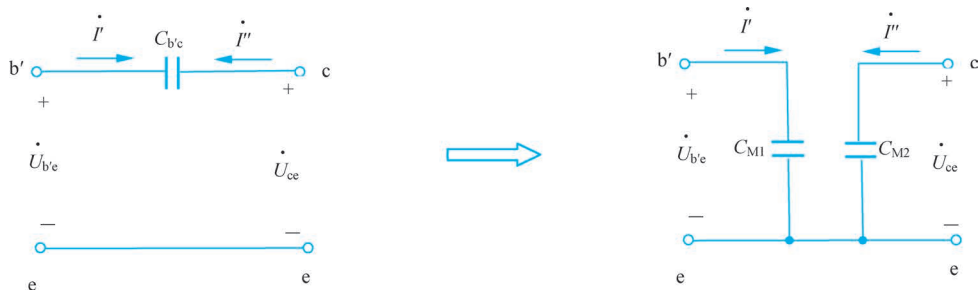
在混合 $\pi$ 型等效电路中,由于  $C_{b'c}$  跨接在  $b'$  和  $c$  之间,使电路的求解过程很复杂,为此可利用密勒等效定理将  $C_{b'c}$  分别等效为  $b'$  和  $e$  之间的电容  $C_{M1}$  和  $c$ 、 $e$  之间的电容  $C_{M2}$ ,如图 5-38 所示。

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

令


 图 5-37 不考虑极间电容的混合 $\pi$ 型等效电路



图 5-38  $C_{b'e}$  的等效电路

$$\frac{\dot{U}_{ce}}{\dot{U}_{b'e}} = A$$

则

$$\dot{I}' = \dot{U}_{b'e} (1 - A) j\omega C_{b'e} = \dot{U}_{b'e} j\omega (1 - A) C_{b'e}$$

所以,从  $b'$ 、 $e$  两端看进去,存在一个等效电容,即

$$C_{M1} = (1 - A) C_{b'e} \quad (5-60)$$

同理

$$\begin{aligned} \dot{I}'' &= (\dot{U}_{ce} - \dot{U}_{b'e}) j\omega C_{b'e} = \dot{U}_{ce} \left( 1 - \frac{\dot{U}_{b'e}}{\dot{U}_{ce}} \right) j\omega C_{b'e} \\ &= \dot{U}_{ce} \left( 1 - \frac{1}{A} \right) j\omega C_{b'e} = \dot{U}_{ce} j\omega \left( 1 - \frac{1}{A} \right) C_{b'e} \end{aligned}$$

所以,从  $c$ 、 $e$  两端看进去,存在一个等效电容,即

$$C_{M2} = \left( 1 - \frac{1}{A} \right) C_{b'e} \quad (5-61)$$

由于

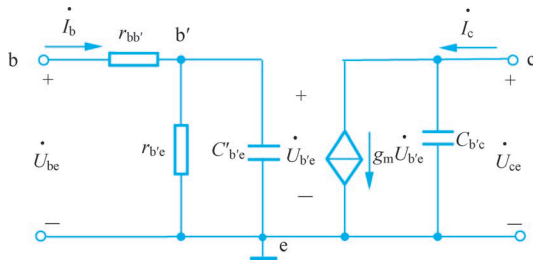
$$A = \frac{\dot{U}_{ce}}{\dot{U}_{b'e}} = -g_m R'_L \gg 1 \quad (5-62)$$

因而

$$C_{M1} \gg C_{b'e}, \quad C_{M2} \approx C_{b'e}$$

最后得到简化的混合  $\pi$  型等效电路如图 5-39 所示。图中

$$C'_{b'e} = C_{b'e} + (1 - A) C_{b'e}$$

图 5-39 简化的混合  $\pi$  型等效电路

### ※5.7.3 单管放大电路的频率响应

本节以单管共发射极电路(重画于图 5-40)为例,讨论其频率响应。

#### 1. 中频段

中频时,耦合电容容抗较小,可视为短路,三极管极间电容很大,可视为开路,其混合  $\pi$  型等效电路如图 5-41 所示。

由图可得

$$\begin{aligned}\dot{U}_o &= -g_m \dot{U}_{b'e} R_C \\ \dot{U}_i &= \frac{r_{bb'} + r_{b'e}}{r_{b'e}} \cdot \dot{U}_{b'e}\end{aligned}$$

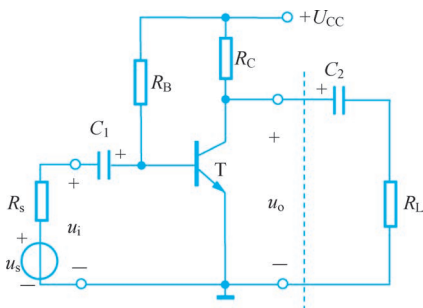


图 5-40 单管共发射极放大电路

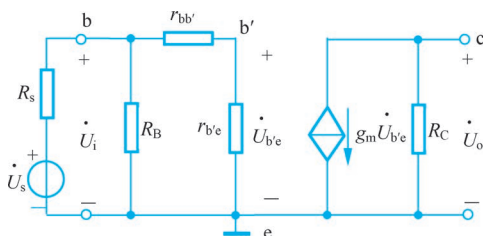


图 5-41 共发射极放大电路的中频等效电路

故得中频电压放大倍数为

$$\dot{A}_{um} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{g_m R_C}{(r_{bb'} + r_{b'e})/r_{b'e}} \quad (5-63)$$

将  $g_m = \frac{\beta}{r_{b'e}}$  代入式(5-63)可得

$$\dot{A}_{um} = -\frac{\beta R_C}{r_{bb'} + r_{b'e}} \quad (5-64)$$

由于  $r_{be} = r_{bb'} + r_{b'e}$ , 所以式(5-64)与 5.2.2 节用微变等效电路分析的结果一致(注意图 5-41 为负载开路情况)。

中频源电压放大倍数为

$$\dot{A}_{usm} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \dot{A}_{um} \cdot \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s} = \dot{A}_{um} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s} \quad (5-65)$$

其中

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

#### 2. 高频段

高频时,耦合电容容抗较小,可视为短路,三极管极间电容容抗很小,不可忽略,其混合  $\pi$  型等效电路如图 5-42 所示。

由于  $C'_{b'e} \gg C_{b'e}$ , 所以可忽略输出回路的电容效应。再利用戴维南定理将输入回路简

化,则可得共发射极放大电路的高频简化等效电路如图 5-43 所示。

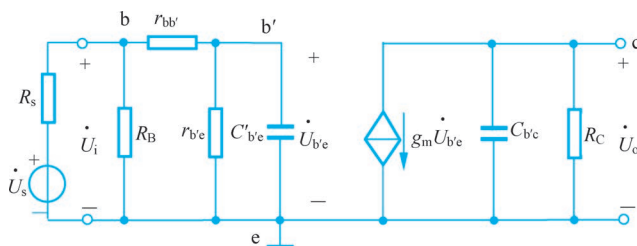


图 5-42 共发射极放大电路的高频等效电路

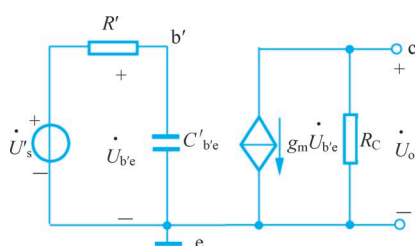


图 5-43 共发射极放大电路的高频简化等效电路

图 5-43 中

$$\dot{U}'_s = \frac{R_i}{R_i + R_s} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot \dot{U}_s$$

$$R' = r_{b'e} \parallel [r_{bb'} + (R_s \parallel R_B)]$$

$$C'_{b'e} = C_{b'e} + (1 - A) C_{b'c}$$

(1) 确定源电压放大倍数  $\dot{A}_{ush}$ 。

$$\dot{U}_{b'e} = \frac{\dot{U}'_s}{R' + 1/j\omega C'_{b'e}} \cdot (1/j\omega C'_{b'e}) = \frac{\dot{U}'_s}{1 + j\omega R' C'_{b'e}} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot \frac{\dot{U}_s}{1 + j\omega R' C'_{b'e}}$$

$$\dot{U}_o = -g_m \dot{U}_{b'e} R_C = -g_m \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot \frac{\dot{U}_s}{1 + j\omega R' C'_{b'e}} \cdot R_C$$

$$\dot{A}_{ush} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \dot{A}_{usm} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R' C'_{b'e}} = \dot{A}_{usm} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_H}} \quad (5-66)$$

式中

$$f_H = \frac{1}{2\pi R' C'_{b'e}} \quad (5-67)$$

幅频特性为

$$A_{ush}(f) = A_{usm} \cdot \sqrt{\frac{1}{1 + (f/f_H)^2}} \quad (5-68)$$

相频特性为

$$\varphi(f) = -180^\circ - \arctan(f/f_H) \quad (5-69)$$

当  $f = f_H$  时,  $A_{ush}(f) = \frac{1}{\sqrt{2}} A_{usm}$ ,  $f_H$  为上限截止频率。显然, 上限截止频率主要取决于电容  $C'_{b'e}$  所在回路的时间常数  $\tau_H = R' C'_{b'e}$ 。

(2) 确定频率特性。

画对数幅频特性(波特图)。将幅频特性取对数, 得

$$20 \lg A_{ush}(f) = 20 \lg A_{usm} - 20 \lg \sqrt{1 + (f/f_H)^2} \text{ (dB)}$$

① 当  $f \ll f_H$  ( $f \leq 0.1 f_H$ ) 时,  $20 \lg A_{ush}(f) = 20 \lg A_{usm}$ , 幅值不随频率变化;

② 当  $f \gg f_H$  ( $f \geq 10f_H$ ) 时,  $20\lg A_{u_{sh}}(f) = 20\lg A_{u_{sm}} - 20\lg(f/f_H)$ , 频率增大十倍, 幅值下降 20dB;

③ 当  $f = f_H$  时,  $20\lg A_{u_{sh}}(f) = 20\lg A_{u_{sm}} - 3\text{dB}$ , 幅值比中频时低 3dB。

根据上述讨论, 可画出幅频特性曲线, 如图 5-44(a) 所示(图中虚线为实际的幅频特性曲线)。

相频特性由下列步骤绘出。

① 当  $f \ll f_H$  ( $f \leq 0.1f_H$ ) 时,  $\varphi(f) \approx -180^\circ$ 。

② 当  $f \gg f_H$  ( $f \geq 10f_H$ ) 时,  $\varphi(f) \approx -270^\circ$ 。

③ 当  $f = f_H$  时,  $\varphi(f) \approx -225^\circ$ 。

根据上述讨论, 可画出相频特性曲线, 如图 5-44(b) 所示。可见, 当  $0.1f_H < f < 10f_H$  时,  $\varphi(f)$  是斜率为  $-45^\circ/\text{十倍频程}$  的直线(图中虚线为实际的相频特性曲线)。

### 3. 低频段

低频时, 耦合电容容抗较大, 其分压作用较大, 不可忽略, 三极管极间电容容抗很大, 可视为开路, 其混合  $\pi$  型等效电路如图 5-45 所示。

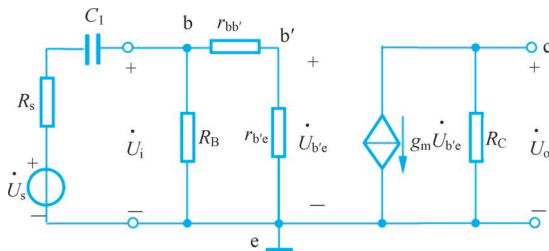


图 5-45 共发射极放大电路的低频等效电路

(1) 确定源电压放大倍数  $\dot{A}_{u_{sl}}$ 。

由图 5-45 可得

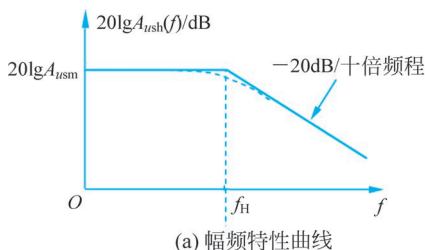
$$\begin{aligned}\dot{U}_o &= -g_m \dot{U}_{b'e} R_C \\ \dot{U}_i &= \frac{r_{bb'} + r_{b'e}}{r_{b'e}} \cdot \dot{U}_{b'e}\end{aligned}$$

故得低频电压放大倍数为

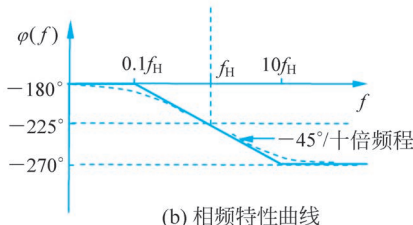
$$\dot{A}_{u1} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{g_m R_C}{(r_{bb'} + r_{be'})/r_{b'e}}$$

低频源电压放大倍数为

$$\dot{A}_{u_{sl}} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \dot{A}_{u1} \cdot \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s} = \dot{A}_{u1} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s + 1/j\omega C_1}$$



(a) 幅频特性曲线



(b) 相频特性曲线

图 5-44 共发射极放大电路的高频频率特性曲线

$$= \dot{A}_{ul} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s} \cdot \frac{1}{1 - j \frac{1}{\omega(R_i + R_s)C_1}} \quad (5-70)$$

令  $\tau_L = (R_i + R_s)C_1$ , 则有

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_i + R_s)C_1} \quad (5-71)$$

比较式(5-65)和式(5-70)可得

$$\dot{A}_{usl} = \dot{A}_{usm} \cdot \frac{1}{1 - j \frac{1}{\omega(R_i + R_s)C_1}} = \dot{A}_{usm} \cdot \frac{1}{1 - j(f_L/f)} \quad (5-72)$$

幅频特性为

$$A_{usl}(f) = A_{usm} \cdot \sqrt{\frac{1}{1 + (f_L/f)^2}} \quad (5-73)$$

相频特性为

$$\varphi(f) = -180^\circ + \arctan(f_L/f) \quad (5-74)$$

(2) 确定频率特性。

画对数幅频特性(波特图)。将幅频特性取对数,得

$$20\lg A_{usl}(f) = 20\lg A_{usm} - 20\lg \sqrt{1 + (f_L/f)^2} \text{ (dB)}$$

① 当  $f \ll f_L$  ( $f \leq 0.1f_L$ ) 时,  $20\lg A_{usl}(f) = 20\lg A_{usm} - 20\lg(f_L/f)$ , 频率减小十倍, 幅值下降 20dB;

② 当  $f \gg f_L$  ( $f \geq 10f_L$ ) 时,  $20\lg A_{usl}(f) = 20\lg A_{usm}$ , 幅值不随频率变化;

③ 当  $f = f_L$  时,  $20\lg A_{usl}(f) = 20\lg A_{usm} - 3\text{dB}$ , 幅值比中频区低 3dB。

根据上述讨论, 可画出幅频特性曲线, 如图 5-46(a) 所示。

相频特性由下列步骤绘出。

① 当  $f \ll f_L$  ( $f \leq 0.1f_L$ ) 时,  $\varphi(f) \approx -90^\circ$ ;

② 当  $f \gg f_L$  ( $f \geq 10f_L$ ) 时,  $\varphi(f) \approx -180^\circ$ ;

③ 当  $f = f_L$  时,  $\varphi(f) \approx -135^\circ$ 。

根据上述讨论, 可画出相频特性曲线, 如图 5-46(b) 所示。当  $0.1f_L < f < 10f_L$  时,  $\varphi(f)$  是斜率为  $-45^\circ$ /十倍频程的直线。

#### 4. 完整的频率特性

将中频段、高频段和低频段的源电压放大倍数综合起来, 可得到共发射极放大电路在整个频率范围内源电压放大倍数的表达式为

$$\dot{A}_{us} = \frac{\dot{A}_{usm}}{\left(1 - j \frac{f_L}{f}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_H}\right)} \quad (5-75)$$

其幅频特性和相频特性的表达式分别为

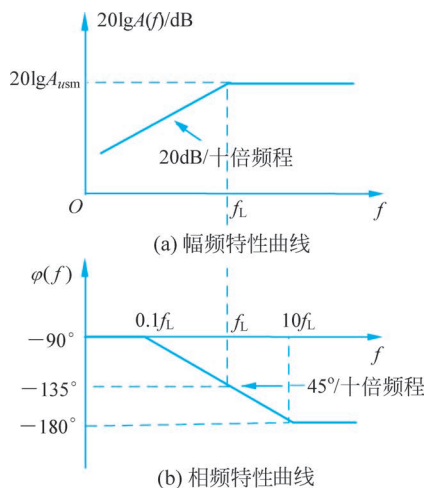


图 5-46 共发射极放大电路的低频频率特性曲线

$$A_{us}(f) = \frac{A_{usm}}{\sqrt{1+(f_L/f)^2} \sqrt{1+(f/f_H)^2}} \quad (5-76)$$

$$20\lg A_{us}(f) = 20\lg A_{usm} - 20\lg \sqrt{1+(f_L/f)^2} - 20\lg \sqrt{1+(f/f_H)^2} \quad (5-77)$$

$$\varphi(f) = -180^\circ + \arctan(f_L/f) - \arctan(f/f_H) \quad (5-78)$$

分别画出式(5-77)及式(5-78)中每一项表示的频率特性的波特图,再将它们叠加起来,即可得到共发射极放大电路完整的频率特性的波特图,如图 5-47 所示。

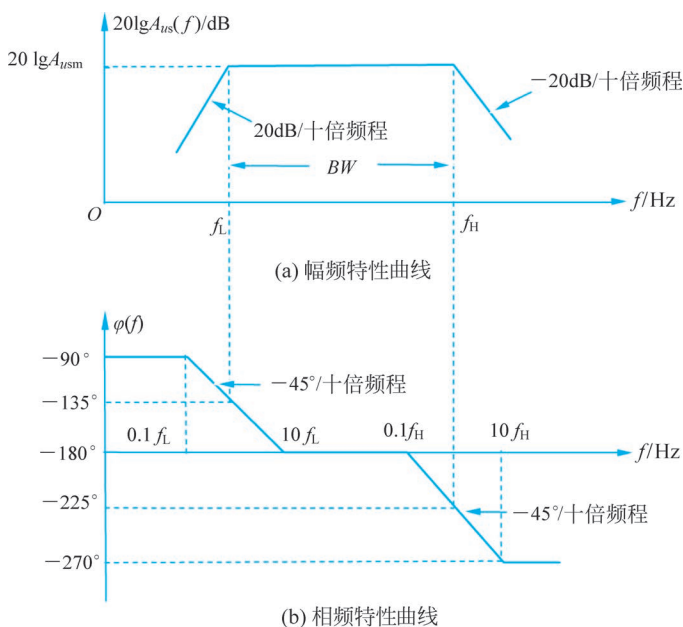


图 5-47 共发射极放大电路完整的频率特性曲线

### 5. 增益带宽积

中频增益和带宽是放大电路的两项重要指标。放大电路中,通常有  $f_H \gg f_L$ , 因而通频带宽  $BW = f_H - f_L \approx f_H$ , 因此提高  $BW$  的关键是提高  $f_H$ 。由式(5-67)可知,要提高  $f_H$ , 需减小  $C'_{b'e}$ 。根据  $C'_{b'e} = C_{b'e} + (1-A)C_{b'c}$  可知,当管子选定后,为减小  $C'_{b'e}$ , 需减小  $g_m R'_L$ , 而减小  $g_m R'_L$  将使中频电压增益  $A_{usm}$  减小。可见,  $f_H$  的提高与  $A_{usm}$  的增大是矛盾的。为了综合考查增益和带宽这两方面的性能,引入增益带宽积,即

$$G_{BW} = |A_{usm} \cdot BW| \approx |A_{usm} \cdot f_H| \quad (5-79)$$

理论分析证明,当放大电路的晶体管选定以后,其增益带宽积基本不变,即增益增大多少倍,带宽就变窄多少倍。

## ※5.7.4 多级放大电路的频率响应

### 1. 多级放大电路的幅频特性和相频特性

在多级放大电路中,总的电压放大倍数是各级电压放大倍数的乘积,即

$$\dot{A}_u = \dot{A}_{u1} \cdot \dot{A}_{u2} \cdot \cdots \cdot \dot{A}_{un}$$

其幅频特性为

$$20\lg A_u(f) = 20\lg A_{u1}(f) + 20\lg A_{u2}(f) + \cdots + 20\lg A_{un}(f) \quad (5-80)$$

相频特性为

$$\varphi(f) = \varphi_1(f) + \varphi_2(f) + \cdots + \varphi_n(f) \quad (5-81)$$

式(5-80)和式(5-81)表明,多级放大电路的对数增益,等于各级对数增益的代数和;总相位也是各级相位的代数和。因此,在绘制多级放大电路的幅频特性和相频特性时,只要把各级的特性曲线在同一横轴上的纵坐标值叠加起来即可。

## 2. 多级放大电路的上限截止频率 $f_H$ 和下限截止频率 $f_L$ 的估算

当多级放大电路的时间常数悬殊时,可以取起主要作用的那一级作为估算依据,即

$$f_H \approx \min(f_{H1}, f_{H2}, \cdots, f_{Hn}) \quad (5-82)$$

$$f_L \approx \max(f_{L1}, f_{L2}, \cdots, f_{Ln}) \quad (5-83)$$

多级放大电路的带宽总是比组成它的任何一级放大电路的带宽窄。

## 5.8 用 Multisim 分析放大电路

**【例 5-4】** 研究如图 5-48 所示的共发射极电路与共基极电路的频率特性,三极管用 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。

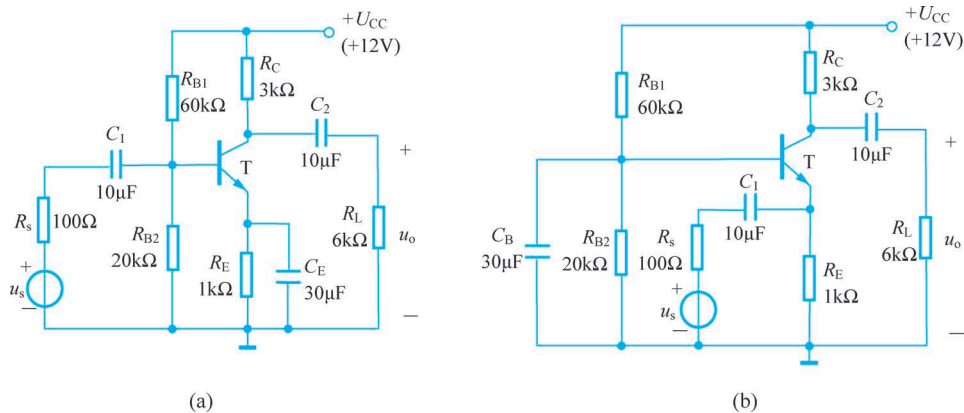


图 5-48 例 5-4 的图

**【解】** (1)  $C_{jc} = 1\text{pF}$  时,图 5-48(a)所示的共发射极放大电路的幅频特性如图 5-49(a)所示,由图可求得其通频带

$$\text{BW} = f_H - f_L = 13.0982\text{MHz} - 325.9865\text{Hz} \approx 13.1\text{MHz}$$

$C_{jc} = 8\text{pF}$  时,图 5-48(a)所示的共发射极放大电路的幅频特性如图 5-49(b)所示。由图可求得其通频带

$$\text{BW} = f_H - f_L = 2.3306\text{MHz} - 325.9865\text{Hz} \approx 2.3\text{MHz}$$

可见,在共发射极放大电路中,集电结电容增大,密勒倍增效应随之增大,因此导致上限



截止频率降低,通频带变窄。

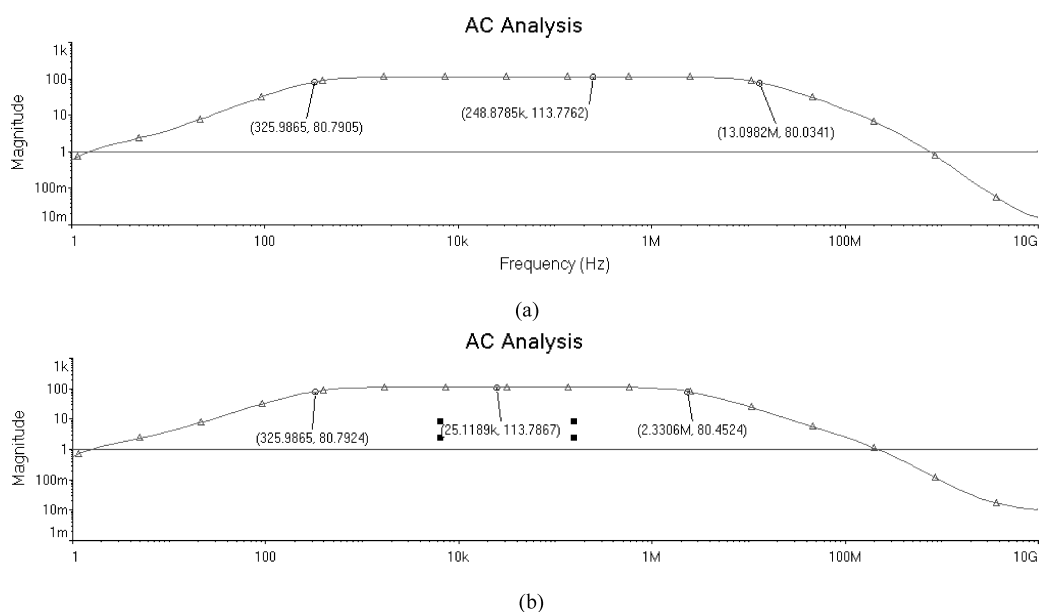


图 5-49 例 5-4 图解(1)

(2)  $R_b = 1\Omega$  时,图 5-48(b)所示的共基极放大电路的幅频特性如图 5-50(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 5-48(b)所示的共基极放大电路的幅频特性如图 5-50(b)所示,由图可求得其通频带

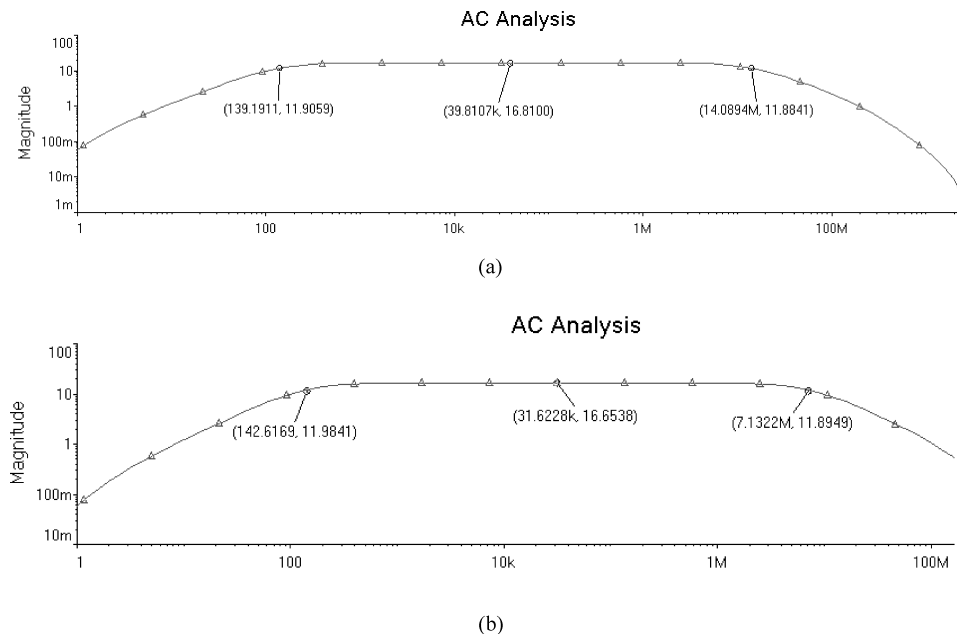


图 5-50 例 5-4 图解(2)

$$BW = f_H - f_L = 7.1322\text{MHz} - 142.6169\text{Hz} \approx 7.1\text{MHz}$$

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。

## 思考题与习题

【5-1】 判断以下说法是否正确,并在相应的括号中打“√”或“×”。

(1) 在两种不同的放大元件(三极管和场效应管)中,场效应管具有输入电阻高的特点,因此,适用于作为多级放大器的输入级。( )

(2) 放大电路的输入电阻  $R_i$  愈大,匹配电压源的能力愈强;输出电阻  $R_o$  愈大,带负载能力愈强。( )

(3) 若某电路输入电压的有效值为 1V,输出电压的有效值为 0.9V,则可判断该电路不是一个放大器。( )

(4) 已知某放大电路在某瞬间的输入电压为 0.7V,输出电压为 7V,则该放大电路的放大倍数等于 10。( )

(5) 在基本单管共射放大电路中,因为  $\dot{A}_u = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}}$ ,所以换上一只  $\beta$  比原来大一倍的三极管,则  $|A_u|$  也基本增大一倍。( )

【5-2】 填空。

(1) 放大电路的静态工作状态是指\_\_\_\_\_;动态工作状态是指\_\_\_\_\_。放大电路的直流通路是指\_\_\_\_\_;交流通路是指\_\_\_\_\_。在放大电路中,若 Q 点偏低,容易出现\_\_\_\_\_失真;若 Q 点偏高,容易出现\_\_\_\_\_失真。画三极管的微变等效电路时,三极管的 B、E 极间可用一个\_\_\_\_\_等效;C、E 极间可用一个\_\_\_\_\_等效。

(2) 射极输出器的主要特点是\_\_\_\_\_,它主要可用作\_\_\_\_\_。

(3) 对功率放大电路的主要要求是\_\_\_\_\_;“交越”失真现象是由于器件的\_\_\_\_\_特性而引起的,为了克服“交越”失真,通常让功放管工作在\_\_\_\_\_放大状态。

(4) 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,则上限截止频率  $f_H$  越\_\_\_\_\_。

(5) 三级放大电路中,每级的增益分别为:  $A_{u1} = A_{u2} = 30\text{dB}$ ,  $A_{u3} = 20\text{dB}$ ,则总的电压增益为\_\_\_\_\_dB;该电路可以将输入信号放大\_\_\_\_\_倍。

【5-3】 判断图 5-51 所示各电路有无放大作用,并简述理由。

【5-4】 已知某放大电路当负载  $R_L = \infty$  时,输出电压  $U'_o = 1\text{V}$ ,当接上  $R_L = 10\text{k}\Omega$  的负载电阻时,  $U_o = 0.5\text{V}$ ,问该放大电路的输出电阻  $R_o$  为多大? 如果要求接上  $10\text{k}\Omega$  的负载电阻  $R_L$  后,  $U_o = 0.9\text{V}$ ,则该放大电路的输出电阻  $R_o$  应为多大?

【5-5】 在图 5-2 中,当  $U_s = 1\text{V}$ ,  $R_s = 1\text{k}\Omega$  时,测得  $U_i = 0.6\text{V}$ ,问该放大电路的输入电阻  $R_i$  为多大? 如果另一个放大电路的输入电阻  $R_i = 10\text{k}\Omega$ ,接在同一信号源 ( $U_s = 1\text{V}$ ,  $R_s = 1\text{k}\Omega$ ) 上,那么可获得多大的输入电压  $U_i$ ?

【5-6】 图 5-52 给出了两个放大电路,若它们的输出发生同样的波形失真,试回答:

(1) 各发生了什么失真?

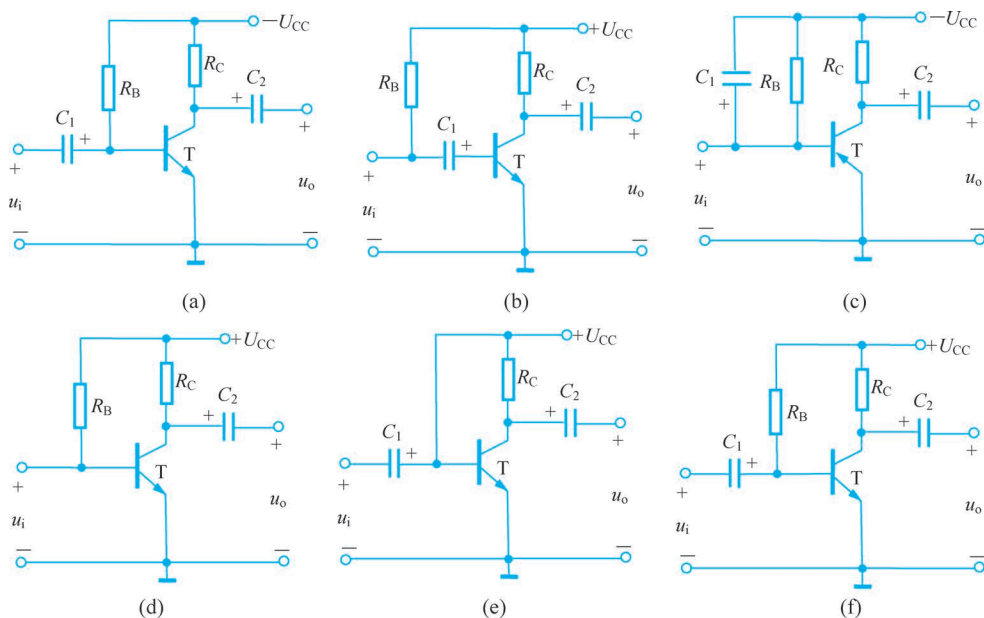


图 5-51 题 5-3 的图

(2) 若使其不失真,应调节什么元件?

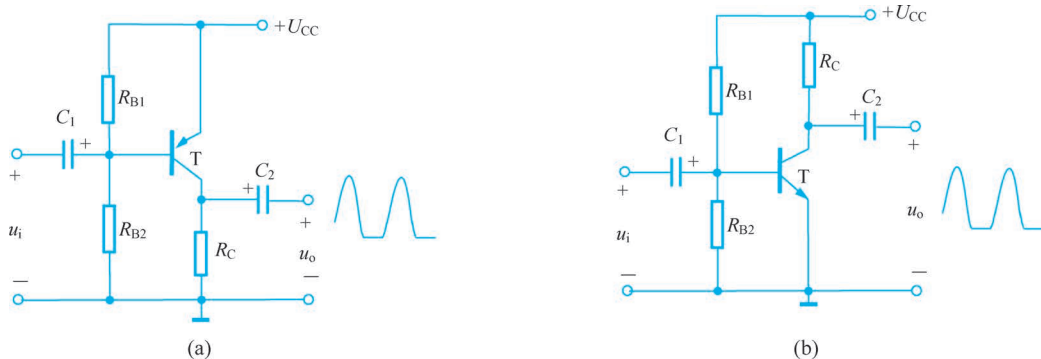


图 5-52 题 5-6 的图

【5-7】 放大电路如图 5-53(a) 所示, 已知  $U_{CC} = |U_{EE}|$ , 要求交、直流负载线如题图 5-53(b) 所示, 试回答如下问题:

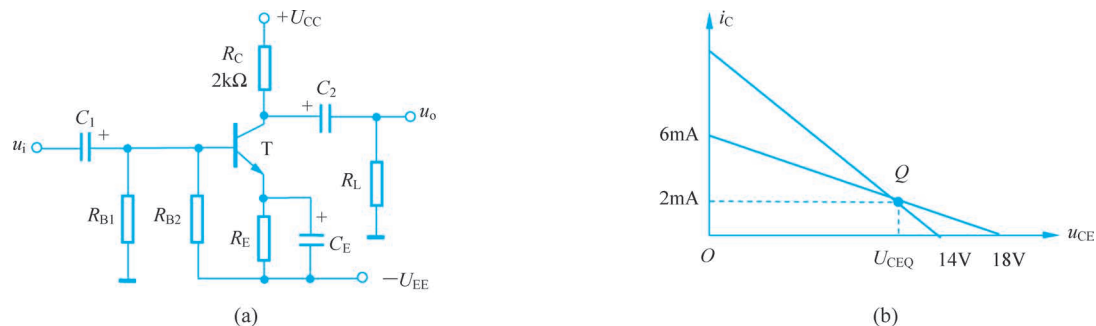


图 5-53 题 5-7 的图

(1) 求  $U_{CC}=|U_{EE}|$ 、 $R_E$ 、 $U_{CEQ}$ 、 $R_{B1}$ 、 $R_{B2}$ 、 $R_L$  的值;

(2) 如果交流输入信号  $u_i$  幅度较大,将会首先出现什么失真? 动态范围  $U_{opp}=?$  若要减小失真,增大动态范围,则应如何调节电路元件值?

【5-8】 电路如图 5-54 所示,其中,三极管选用 3DG100,  $\beta=45$ ,  $r_{be}=1.5\text{k}\Omega$ ,试分别计算  $R_L$  开路和  $R_L=5.1\text{k}\Omega$  时的电压放大倍数  $\dot{A}_u$ 。

【5-9】 图 5-55 所示电路能够输出一对幅度大致相等、相位相反的电压。已知  $U_{CC}=12\text{V}$ ,  $R_B=300\text{k}\Omega$ ,  $R_C=R_E=2\text{k}\Omega$ ,三极管的  $\beta=50$ ,  $r_{be}=1.5\text{k}\Omega$ 。

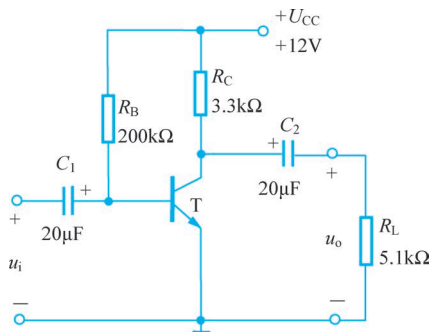


图 5-54 题 5-8 的图

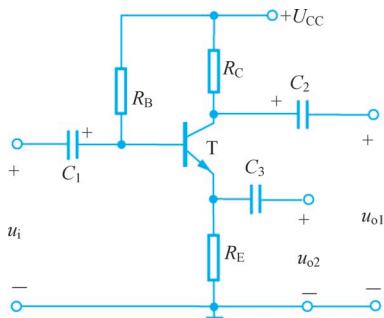


图 5-55 题 5-9 的图

(1) 画出电路的微变等效电路;

(2) 分别求从射极输出时的  $\dot{A}_{u2}$  和  $R_{o2}$  及从集电极输出时的  $\dot{A}_{u1}$  和  $R_{o1}$ ,并分析当  $\beta \gg 1$  时,  $\dot{A}_{u1}$  和  $\dot{A}_{u2}$  有什么关系?

【5-10】 场效应管放大电路如图 5-56 所示,已知  $I_{DSS}=4\text{mA}$ ,  $U_{GSQ}=-2\text{V}$ ,  $U_{GS(off)}=-4\text{V}$ ,  $U_{DD}=20\text{V}$ 。试求:

- (1) 静态漏极电流  $I_{DQ}$ ;
- (2)  $R_{S1}$  的值;
- (3)  $R_{S2}$  的最大值;
- (4) 电压放大倍数;
- (5) 输入电阻和输出电阻。

【5-11】 在图 5-57 所示的共栅极放大电路中,已知场效应管的  $g_m=1.5\text{mS}$ ,  $r_{ds}=100\text{k}\Omega$ ,各电容对交流信号呈短路。试画出低频小信号等效电路,并求当  $u_s=5\text{mV}$  时的输出电压  $u_o$ 。

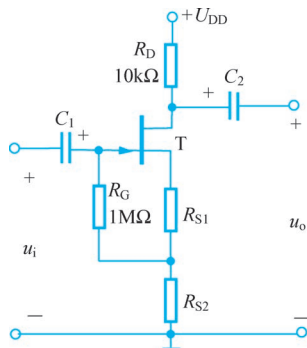


图 5-56 题 5-10 的图

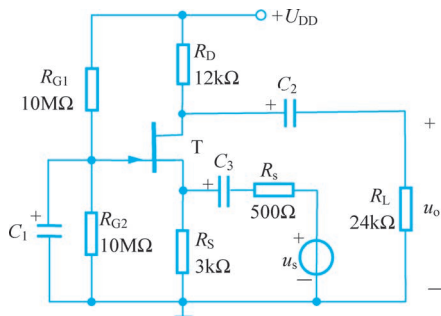


图 5-57 题 5-11 的图

【5-12】 电路如图 5-58 所示,已知  $U_{BEQ}=0.7\text{V}$ ,  $\beta=100$ ,试回答:

(1) 若要求  $U_{OQ}=0$ ,估算偏置电阻  $R_2$  应取何值?

(2) 若  $u_i=100\sin\omega t\text{ mV}$ ,试求  $u_o$ 。

(3) 求输入电阻  $R_i$  和输出电阻  $R_o$ 。

【5-13】 电路如图 5-59 所示,场效应管和晶体三极管都工作在放大状态,写出电压放大倍数  $\dot{A}_u$ ,输入电阻  $R_i$  和输出电阻  $R_o$  的表达式。

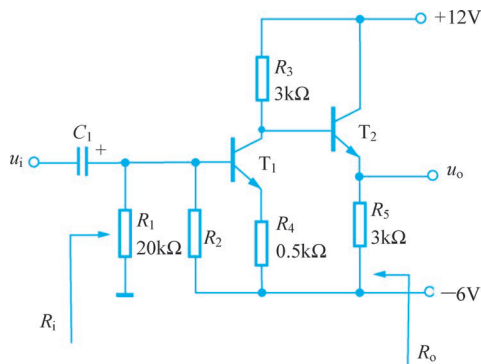


图 5-58 题 5-12 的图

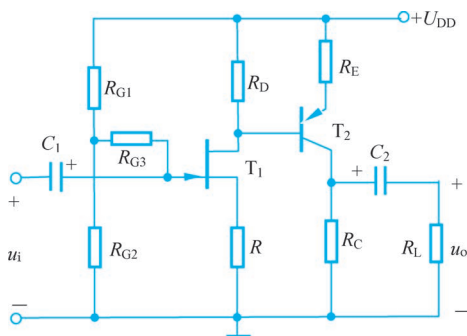


图 5-59 题 5-13 的图

【5-14】 电路如图 5-60 所示,已知  $\beta=100$ ,  $U_{BEQ}=0.7\text{V}$ ,  $r_{bb'}$  可忽略,试回答:

(1)  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$  各是何种组态的放大电路?

(2) 若要求输出直流电位为零( $U_{OQ}=0$ ),则  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$  的集电极电流各等于多少? 第一级偏置电阻  $R_{B1}$  应调到多大?

(3) 计算总的电压放大倍数  $\dot{A}_u$ ;

(4) 计算总的输入电阻和输出电阻。

【5-15】 在图 5-61 所示的电路中,已知  $u_i$  为正弦电压,  $R_L=16\Omega$ ,要求最大输出功率为  $10\text{W}$ 。试在晶体三极管的饱和压降可以忽略不计的条件下,求出下列各值:

(1) 正、负电源  $U_{CC}$  的最小值(取整数);

(2) 根据  $U_{CC}$  的最小值,确定晶体三极管的  $I_{CM}$ 、 $|U_{(BR)CEO}|$  的最小值;

(3) 当输出功率最大时,电源供给的功率;

(4) 每个管子的管耗  $P_{CM}$  的最小值;

(5) 当输出功率最大时的输入电压有效值。

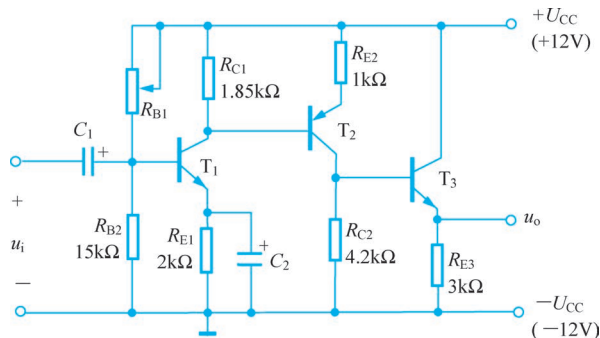


图 5-60 题 5-14 的图

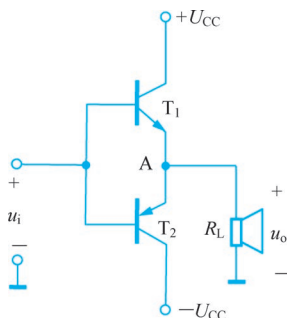


图 5-61 题 5-15 的图

【5-16】 图 5-62 所示的功放电路中,  $T_1$ 、 $T_2$  的  $U_{CE(sat)} = 2V$ ,  $R_L = 16\Omega$ 。求:

- (1) 负载上的最大输出功率;
- (2) 确定功放管  $T_1$ 、 $T_2$  的极限参数  $P_{CM}$ 、 $U_{(BR)CEO}$  和  $I_{CM}$ 。

【5-17】 OTL 放大电路如图 5-63 所示, 设  $T_1$  和  $T_2$  的特性完全对称,  $u_i$  为正弦波,  $U_{CC} = 10V$ ,  $R_L = 16\Omega$ 。试回答下列问题:

- (1) 静态时, 电容  $C_2$  两端的电压应是多少? 调整哪个电阻能满足这个要求?
- (2) 动态时, 若输出波形产生交越失真, 应调整哪一个电阻? 如何调?
- (3) 若  $R_1 = R_3 = 1.2k\Omega$ ,  $T_1$  和  $T_2$  管的  $\beta = 50$ ,  $|U_{BE}| = 0.7V$ ,  $P_{CM} = 200mW$ , 假设  $D_1$ 、 $D_2$  和  $R_2$  中的任何一个开路, 将会产生什么后果?

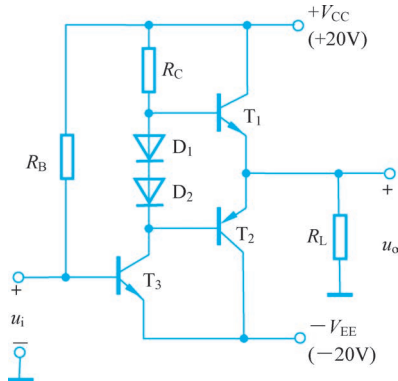


图 5-62 题 5-16 的图

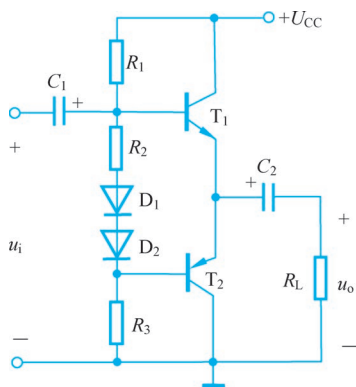


图 5-63 题 5-17 的图

【5-18】 OTL 放大电路如图 5-63 所示, 已知  $U_{CC} = 35V$ ,  $R_L = 35\Omega$ , 流过负载电阻的电流为  $i_o = 0.45\cos\omega t$  A。求:

- (1) 负载上得到的输出功率  $P_o$ ;
- (2) 电源供给的平均功率  $P_V$ ;
- (3) 管子  $T_1$ 、 $T_2$  的管耗  $P_{T1}$ 、 $P_{T2}$ 。

【5-19】 某放大电路的幅频特性如图 5-64 所示, 当分别输入以下信号时, 试判断放大电路的输出是否产生非线性失真。

- (1)  $u_i = 10\sin 20\pi t$  mV;
- (2)  $u_i = 30\cos 20\pi \times 10^6 t$  mV;
- (3)  $u_i = 10\sin 20\pi t + 30\cos 20\pi \times 10^6 t$  (mV);

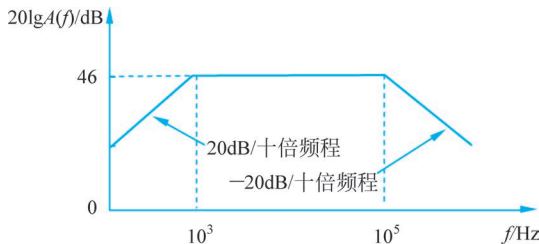


图 5-64 题 5-19 的图

- (4)  $u_i$  为语音信号;

(5)  $u_i$  为频率等于 20kHz 的方波信号;

(6)  $u_i$  为视频信号。

【5-20】 测得某放大管 3 个电极上的静态电流分别为 2mA、2.02mA、0.02mA。已知该管的  $r_{be} = 1.5\text{k}\Omega$ ,  $C_{b'e} = 5\text{pF}$ ,  $f_T = 180\text{MHz}$ 。试求该管混合  $\pi$  型等效电路的参数  $r_{b'e}$ 、 $r_{bb'}$ 、 $g_m$ 、 $C_{b'e}$ 。

【5-21】 在图 5-65 所示电路中,  $R_B = 377\text{k}\Omega$ ,  $R_C = 6\text{k}\Omega$ ,  $R_s = 1\text{k}\Omega$ ,  $R_L = 3\text{k}\Omega$ ,  $C_1 = 2\mu\text{F}$ ,  $C_2 = 5\mu\text{F}$ , 晶体三极管的  $\beta = 36$ ,  $r_{bb'} = 100\Omega$ ,  $r_{be} = 1\text{k}\Omega$ ,  $f_T = 150\text{MHz}$ ,  $C_{b'e} = 5\text{pF}$ 。计算放大电路的中频源电压放大倍数  $\dot{A}_{u_{sm}}$ 、上限截止频率  $f_H$ 、下限截止频率  $f_L$  及增益带宽积  $G_{BW}$ , 并画出幅频和相频特性曲线。

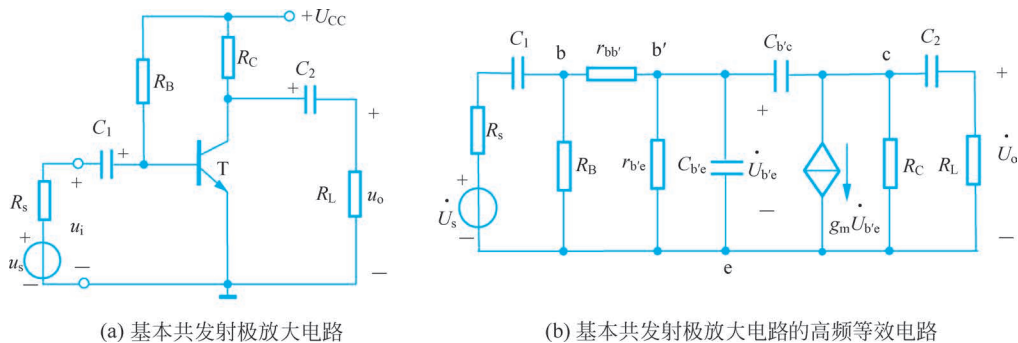


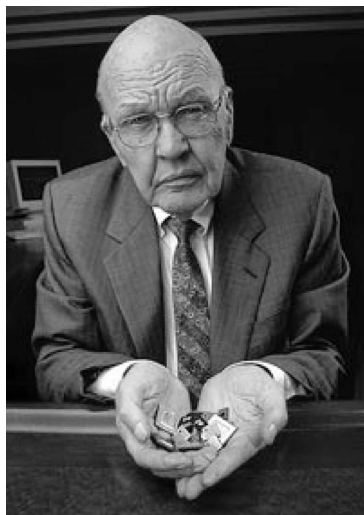
图 5-65 题 5-21 的图

### 科学家故事

集成电路发明者——罗伯特·诺伊斯(Robert Noyce)和杰克·基尔比(Jack Kilby)



罗伯特·诺伊斯(1908—1990)



杰克·基尔比(1923—2005)



罗伯特·诺伊斯作为集成电路的发明者,于1959年申请了硅集成电路,在科学史上名垂青史。此外,他还被许多人视为“硅谷之父”,这源于他生前与别人共同创办了世界上最重要的两家芯片公司:仙童半导体(Fairchild Semiconductor)和英特尔(Intel),第一家是半导体工业的摇篮,第二家是如今全球最大的计算机零件和CPU制造企业。

1958年9月12日,美国得克萨斯州达拉斯市德州仪器公司的实验室里,工程师杰克·基尔比成功地实现了把电子器件集成在一块半导体材料上的构想,这一天,被视为集成电路的诞生日,基尔比也因此获得了2000年的诺贝尔物理学奖。诺贝尔奖评审委员会这样评价基尔比:“为现代信息技术奠定了基础”。