

第3章 放大电路基础

本章学习目标:

- 掌握基本单管放大电路的组成及工作原理,三种接法电路的特点;
- 掌握放大电路的分析方法——图解法和小信号模型法,能够对放大电路进行静态和动态计算;熟练掌握共发射极放大电路的电压增益、输入电阻及输出电阻的分析计算方法;
- 了解共集电极电路和共基极电路的分析计算方法;
- 了解放大电路频率响应的概念;
- 掌握共源极场效应管放大电路的分析计算方法;
- 掌握多级放大电路的构成及分析计算方法;
- 掌握放大电路性能参数的含义及对放大电路的影响。

3.1 放大电路的基本概念

基本放大电路一般是指由1个三极管组成的放大电路,它是构成各种复杂放大电路的基本单元。基本放大电路有3种接法,即共发射极(Common Emitter,简称CE)、共基极(Common Base,简称CB)和共集电极(Common Collector,简称CC)。

在实际工作、生活中,放大电路的应用非常广泛,这是由于实际信号往往非常微弱,必须经过放大才能进行观测或驱动后续设备。无论是简单的扩音器、收音机,还是复杂的、精密的各种电子设备,常常都包含放大电路这一基本的功能电路。放大电路的作用就是利用BJT的电流控制作用或FET的电压控制作用把微弱的电信号增强到所要求的数值,便于人们测量、使用。放大电路的结构如图3.1所示。

这里,我们先对放大电路的基本特征做如下初步认识:第一,放大电路主要用于放大微弱信号,使输出电压或电流在幅度上得到放大,使输出信号的能量得到加强;第二,输出信号的能量实际上是由直流电源提供的,只是经过三极管的控制,使之转换成信号能量,提供给负载。

本章所讨论的放大电路用于放大交流信号,第5章研究的集成运算放大器既可以放大直流信号,也可以放大交流信号。

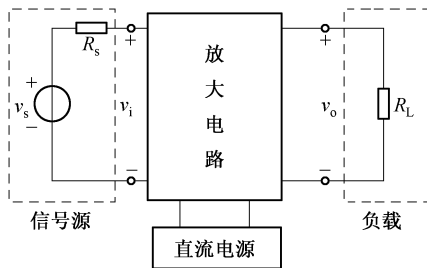


图 3.1 放大电路结构

思考题 3.1(参考答案请扫描二维码 3-1)

1. 基本放大电路的3种接法分别是什么?
2. 放大电路的作用是什么?



二维码 3-1

3.2 共发射极放大电路

3.2.1 共发射极基本放大电路的构成

共发射极基本放大电路如图 3.2 所示。该电路是采用 NPN 型硅材料三极管构成的单管放大电路。若采用 PNP 管,只需将电路中的电源及电容极性反向即可。

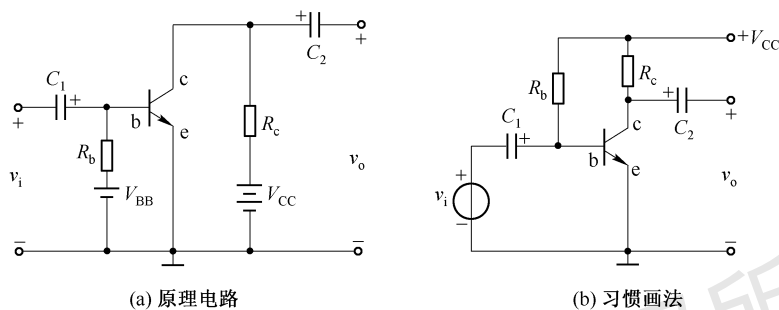


图 3.2 共发射极基本放大电路

电路中的三极管是放大电路的核心器件,用来实现放大。电容 C_1 和 C_2 称为隔直电容或耦合电容(其数值为几微法到几十微法,一般选用有极性的电解电容,该种电容正负极由直流电压方向决定,不能接错),它们在电路中的作用是使输入信号和输出信号中的交流成分基本无衰减地通过,而直流成分则被隔离; V_{CC} 是集电极直流电源(其数值为几伏到几十伏),作用是使集电结反向偏置,并为输出信号提供能量; R_c 是集电极电阻(其数值为几千欧至几十千欧),作用是将三极管的集电极电流 i_c 的变化转变为集电极电压 v_{CE} 的变化; R_b 为基极电阻(其数值为几十千欧至几百千欧),与基极直流电源 V_{BB} 共同作用,向发射结提供正向偏置,并为基极提供一个合适的基极电流 I_B (常称为偏流)。

为便于学习和记忆,将放大电路各基本组成部分的作用简单归纳如下:三极管起放大作用; R_c 将变化的集电极电流转换为电压输出;偏置电路 V_{BB} 和 R_b 使三极管工作在线性区; C_1 、 C_2 将输入的交流信号加到发射结,并将交变的信号进行输出。

为了简化电路,实际使用中常常省去原理电路中的 V_{BB} ,将 R_b 改接至 V_{CC} 的正端,如图 3.2(b) 所示。有

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_b} \quad (3.1)$$

对于硅管, $V_{BE} \approx 0.7V$, 对于锗管, $V_{BE} \approx 0.2V$ 。由于 $V_{CC} \gg V_{BE}$, 所以

$$I_B \approx V_{CC}/R_b \quad (3.2)$$

由上式可知, I_B 取决于 V_{CC} 和 R_b 的大小,在 V_{CC} 和 R_b 确定后, I_B 就是确定的值,这种电路被称为固定偏流电路, R_b 被称为基极偏置电阻。

3.2.2 共发射极基本放大电路的工作原理

共发射极基本放大电路的工作原理如下:输入端的交流电压 v_i 通过 C_1 加到三极管的发射结,从而引起 i_B 相应的变化 Δi_B 。由于三极管工作在放大区, i_B 的变化使 i_c 随之变化 Δi_c , Δi_c 在 R_c 上产生压降 Δv_{CE} 。集电极电压 $v_{CE} = V_{CC} - i_c R_c$, 当 i_c 的瞬时值增加时, v_{CE} 就要减小,即 Δv_{CE}

与 Δi_c 极性相反。 Δv_{CE} 经过 C_2 传送到输出端,成为输出电压 v_o (即 v_{CE} 中的交流分量 v_{ce})。如果电路参数选择适当, v_o 的幅度将比 v_i 大得多,从而达到放大的目的。对应的电流、电压波形示于图 3.3 中。

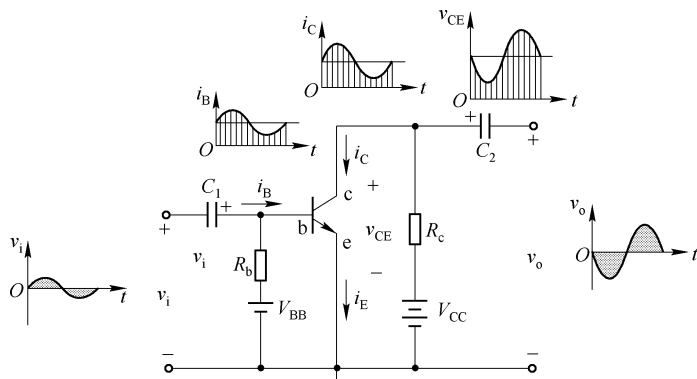


图 3.3 基本放大电路对应的电流、电压波形

输入信号通过 C_1 加在三极管的发射结,三极管集电结上的电压通过 C_2 后输出,该过程一般可以简单表示如下:

$$v_i \xrightarrow{C_1} v_{BE} \xrightarrow{\text{三极管的放大作用}} i_B \xrightarrow{i_C(\beta i_B)} i_C R_c \xrightarrow{\text{变化的 } i_C \text{ 通过 } R_c \text{ 转变为变化的电压输出}} v_{CE} \xrightarrow{C_2} v_o$$

思考题 3.2(参考答案请扫描二维码 3-2)

1. 什么是固定偏流电路? 图 3.2(b) 中电容的作用是什么?
2. 图 3.2(b) 中,若 $V_{CC} = 12V$, $V_{BE} = 0.7V$, $R_b = 300k\Omega$, 那么基极电流为多少?
3. 图 3.2 中 R_c 的作用是什么?



二维码 3-2

3.3 放大电路的分析方法

放大电路的分析包括静态分析和动态分析。静态分析常采用近似估算法和图解法;动态分析常采用图解法和小信号模型法。本节以共发射极放大电路为例,介绍放大电路常见的分析方法。

3.3.1 静态和动态

当放大电路没有输入信号 ($v_i = 0$) 时,电路中各处的电压、电流都是不变的直流量,此时称放大电路处于直流工作状态或静止状态,简称静态。当放大电路输入信号后 ($v_i \neq 0$ 时),电路中各处的电压、电流处于变动状态,电路处于动态工作情况,此时称放大电路处于交流工作状态,简称动态。

在静态工作情况下,三极管各电极的直流电压和直流电流的数值,将在管子的特性曲线上确定一点,称为静态工作点(简写成 Q 点)。放大电路静态工作点的正确建立,是保证电路动态正常工作的前提。分析放大电路必须正确地分静态和动态。

我们约定用大写字母和大写角标组合表示直流量(如 I_B),小写字母和小写角标组合(如 i_b)表示交流量,小写字母和大写角标组合(如 i_B)表示瞬时总量。在本教材中静态直流量没有刻意采用角标 Q 标注,也即 I_B 与 I_{BQ} 表示的含义没有区分,这一点请读者注意。

3.3.2 直流通路和交流通路

直流通路是直流信号的流电路径,交流通路是交流信号的流电路径。根据放大电路的直流通路和交流通路,可分别对静态和动态进行分析。

图 3.2(b) 所示共发射极基本放大电路的直流通路和交流通路分别如图 3.4(a) 和 (b) 所示。在直流通路中, C_1 、 C_2 相当于开路,故直流通路包含直流电阻 R_c 、 R_b 和直流电源 V_{CC} 。在交流通路中,直流电源和耦合电容对交流信号相当于短路。因为交流电流流过固定的直流电源和足够大的 C_1 、 C_2 时,产生的交流压降近似为 0。对信号而言,它们都可视为短路,所以在交流通路中,可将直流电源和耦合电容除去。

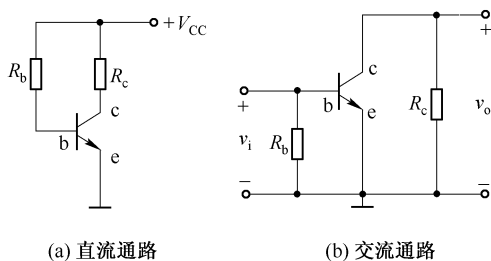


图 3.4 共发射极基本放大电路的直流通路和交流通路

3.3.3 放大电路的静态分析

放大电路的静态分析方法有计算法(近似估算法)和图解分析法两种。

1. 近似估算法

根据图 3.4(a) 的直流通路,放大电路的静态参数 I_B 、 I_C 、 V_{CE} 可分别计算如下:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_b} \approx \frac{V_{CC}}{R_b} \quad (3.3)$$

$$I_C = \beta I_B \quad (3.4)$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_c \quad (3.5)$$

I_B 、 I_C 和 V_{CE} 所代表的工作状态称为放大电路的静态,在三极管的输出特性曲线上对应于一点,即静态工作点,用 Q 表示。

2. 图解分析法

该方法是根据放大电路的输入、输出特性曲线,采用直接作图的方法来分析放大电路的工作情况。

对于图 3.2 所示的共发射极基本放大电路,根据已知参数,可以确定它的 Q 点。图解的方法和步骤如下。

静态分析需要使用放大电路的直流通路。由于器件手册通常会给出三极管的输出特性曲线,所以首先根据式(3.3)近似估算出 I_B ,然后在输出特性曲线上获得 I_C 和 V_{CE} 。

放大电路的输出回路可以分成非线性和线性两个部分:非线性部分是由三极管构成的集电极回路;线性部分包括放大电路的外部电路,由 V_{CC} 和 R_c 构成串联电路(由于两元件均为线性元件,故称该部分为输出回路的线性部分),如图 3.5 所示。

放大电路输出回路是非线性部分和线性部分连在一起构成的电路整体,因此静态特性既要符合三极管输出特性 $i_C = f(v_{CE})|_{i_B = I_B}$,又要满足放大电路的外部电路中电压与电流之间的线性关系: $v_{CE} = V_{CC} - i_C R_c$ 。所以,静态工作点应为电路非线性部分的伏安关系曲线——三极管的输出特性曲线族中对应于 $i_B = I_B$ 的一条输出特性曲线与线性部分的伏安关系曲线——直流负载线(DC Load Line,简称为 DCLL)的交点,如图 3.6 所示。由图可读出交点的 I_B 、 I_C 、 V_{CE} 的数值,即为静态工作点参数。

直流负载线与横轴和纵轴分别相交于两点(V_{CC} , 0)和(0, V_{CC}/R_c),其斜率为 $-1/R_c$,由集电

极负载电阻 R_c 确定,该值越小,直流负载线越陡。图 3.7 分别画出了三种情况下直流负载线及 Q 点的变化情况。

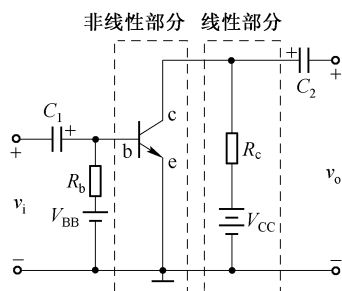


图 3.5 静态工作的图解电路图

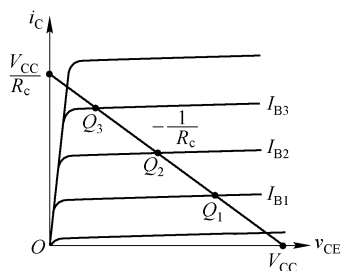


图 3.6 静态工作的图解分析法

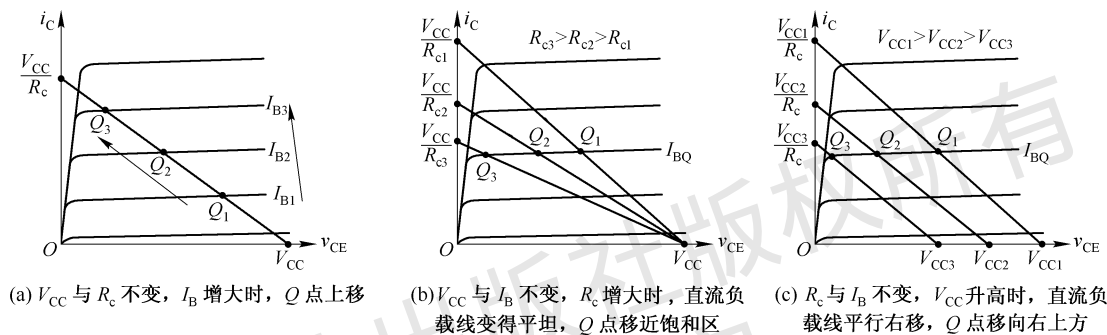


图 3.7 电路参数改变时,直流负载线及 Q 点的变化情况

直流负载线及 Q 点的确定方法可归纳如下:

- ① 由直流负载特性列出方程式: $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_c$;
 - ② 在输出特性曲线的横轴及纵轴上确定两个特殊点 $(V_{CC}, 0)$ 和 $(0, V_{CC}/R_c)$, 即可画出直流负载线;
 - ③ 由输入回路列方程式: $I_B = (V_{CC} - V_{BE})/R_b$;
 - ④ 在输出特性曲线上, 找出直流负载线与 I_B 对应的那条输出特性曲线的交点即是 Q 点, 其参数为 I_{BQ} 、 I_{CQ} 和 V_{CEQ} 。 Q 点所对应的电流、电压值就是静态工作情况下的电流和电压。
- Q 点确定后, 就可以在此基础上进行动态分析了。

【例 3.1】 固定偏流电路的直流负载线和 Q 点如图 3.8 所示, 求 V_{CC} 、 R_b 和 R_c 的值。

解: 由图可知 $V_{CC} = 20V$, $V_{CC}/R_c = 10mA$, 所以

$$R_c = V_{CC}/I_c = 20/10 = 2(k\Omega)$$

$$R_b = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = \frac{20 - 0.7}{25} = 772(k\Omega)$$

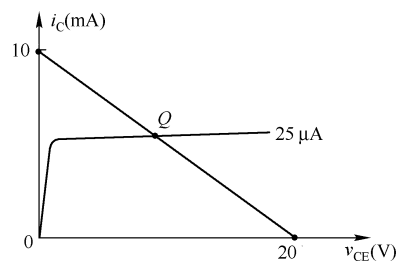


图 3.8 例 3.1 图

3.3.4 放大电路的动态分析——图解分析法

放大电路的动态分析方法包括图解分析法和小信号模型法。本节讨论图解分析法。

1. 图解步骤

放大电路动态情况的图解分析是指根据三极管输入输出特性曲线, 用作图的方法来研究放大电路在一定输入信号下输出信号(电压和电流)的动态变化, 从而确定输出电压和电流, 得出

输入信号与输出信号的相位关系和动态范围,确定放大电路的电压增益。

图解的步骤是先根据输入信号电压 v_i 在输入特性曲线上画出 i_B 的波形,然后根据 i_B 的变化在输出特性曲线上画出对应的 i_C 和 v_{CE} 的波形。

假设放大电路接入正弦信号,输入电压为 $v_i = A \sin \omega t$ (A 为输入信号振幅),此时三极管的 v_{BE} 就是在原有直流电压 V_{BE} 的基础上叠加了一个交流量 v_i (v_{be})。根据 v_{BE} 的变化规律,可根据输入特性曲线画出对应的 i_B 的波形图,如图 3.9 所示。这样,根据 i_B 就可以在输出特性曲线上得到对应的 i_C 和 v_{CE} 的波形图, v_{CE} 中的交流量 v_{ce} 的波形就是输出电压 v_o 的波形。

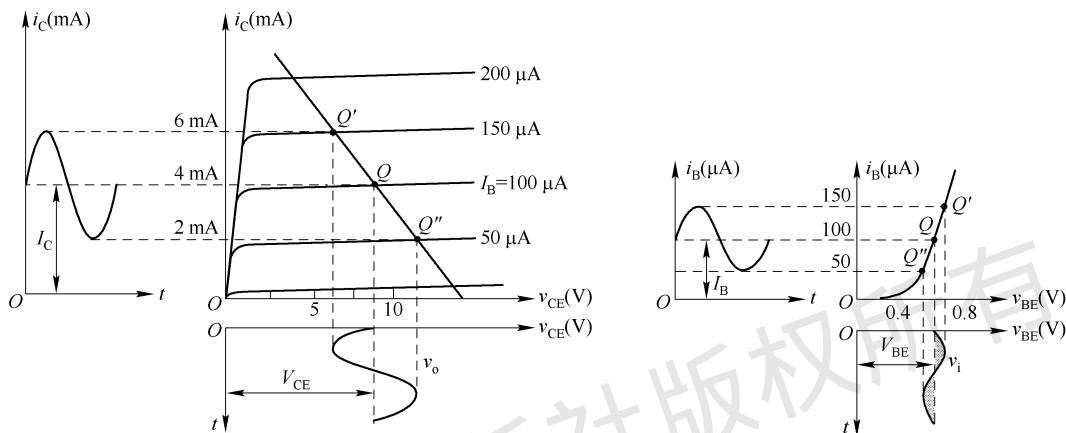


图 3.9 输入正弦信号时,放大电路工作情况图解

为清楚起见,图 3.9 中各信号的变化情况重画于图 3.10 中,该图可以很清楚地说明放大的概念。

利用图解分析法也可求电压增益。对应于输入信号 v_i 引起的 v_{BE} 的变化量,在输入特性曲线上找到对应的 i_B 的变化量,继而画出对应的 i_C 、 v_{CE} 的变化量,将 v_{CE} 的变化量与 v_i 相比较即可得到电压增益。即: $A_v = \Delta v_{CE} / \Delta v_{BE}$ 。

2. 动态工作范围和交流负载线

因为放大电路的直流负载线是不变的,当 i_B 在一定范围变动时,直流负载线与输出特性曲线的交点也会随之改变。由图 3.9 可知,放大电路的工作点随着 i_B 的变动将沿着直流负载线在 Q' 与 Q'' 点之间移动,由于直线段 $Q'Q''$ 是工作点移动的轨迹,通常称为动态工作范围。

在 v_i 的正半周, i_B 先逐渐增大,放大电路的工作点将由 Q 移到 Q' ,相应的 i_C 由 I_C 增到最大值,而 v_{CE} 由原来的 V_{CE} 减小到最小值;然后 i_B 逐渐减小,放大电路的工作点将由 Q' 回到 Q ,相应的 i_C 也由最大值回到 I_C ,而 v_{CE} 则由最小值回到 V_{CE} 。在 v_i 的负半周,变化规律正好相反,放大电路的工作点先由 Q 移到 Q'' ,再由 Q'' 回到 Q 。

放大电路正常工作时,输出端一般都要接上一定的负载,如图 3.11 所示。静态分析时,由于隔直电容的作用,可以不考虑负载。动态分析时,负载会影响放大电路的工作情况,需要加以考虑。此时不能再用直流负载线描述放大电路的动态情况,必须用交流负载线 (AC Load Line, 简称为 ACLL) 来描述。

交流通路外电路的伏安特性在特性曲线上被称做交流负载线,它是外加正弦信号时,放大电路工作点移动的轨迹。交流通路中电压与电流的关系为

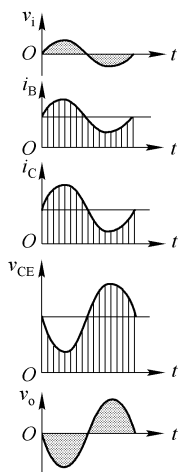


图 3.10 共发射极组态基本放大电路动态工作情况图解

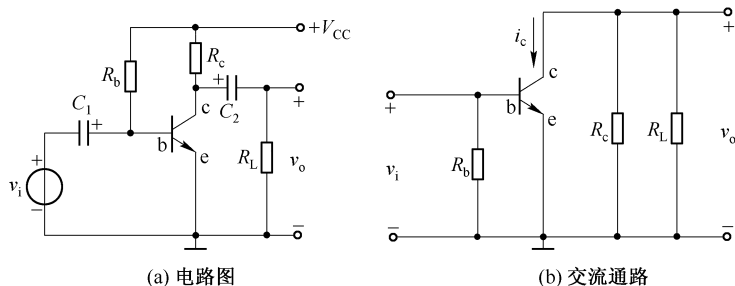


图 3.11 放大电路输出端接上负载电阻 R_L 的电路

$$v_{ce} = -i_c R'_L$$

式中, R'_L 为放大电路的交流负载电阻, 是 R_c 与 R_L 的并联, 即

$$R'_L = R_c // R_L = \frac{R_c R_L}{R_c + R_L}$$

因为 $i_c = i_C - I_C$, $v_{ce} = v_{CE} - V_{CE}$, 所以

$$v_{CE} = V_{CE} + v_{ce} = V_{CE} + (-i_c R'_L) = V_{CE} - (i_c - I_C) R'_L$$

于是交流负载线的方程为

$$i_c = -\frac{1}{R'_L} (v_{CE} - V_{CE}) + I_C$$

对于交流分量来说, 应当用 R'_L 来表示电流、电压之间的关系, 因此交流负载线的斜率为 $-1/R'_L$ 。当放大电路不带负载 R_L 时, 交流负载线的斜率为 $-1/R_c$, 此时交流负载线与直流负载线重合。

很明显, 带有负载的交流负载线要比直流负载线陡一些。

交流负载线和直流负载线一定会在 Q 点相交, 这是因为表征静态工作情况的 $v_i = 0$, 也是动态过程中的一个点, 所以该时刻的 i_c 和 v_{CE} 应同时在两条负载线上, 也即处于两条负载线的交点位置。一般通过 Q 点作一条斜率为 $-1/R'_L$ 的直线就可得到交流负载线, 如图 3.12 所示。

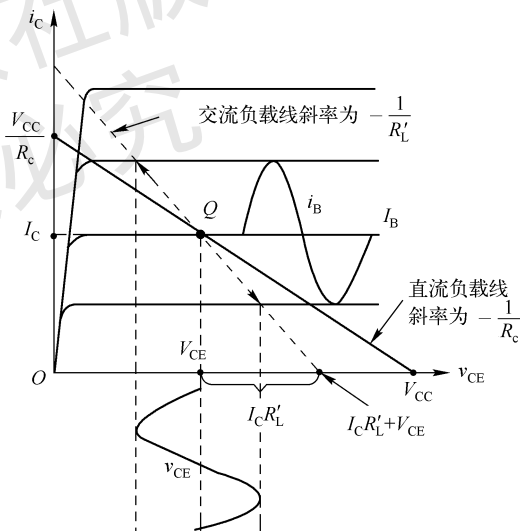


图 3.12 直流负载线和交流负载线

实际上, 由交流负载线方程可知其与横轴的交点为 $(I_C R'_L + V_{CE}, 0)$, 因此过该点与 Q 点的直线即为交流负载线, 这也是获得交流负载线的常用方法之一。

3. Q 点对输出波形的影响和 Q 点的选择

三极管的输出特性分成饱和区、放大区和截止区三个区域, 只有恰当地选择 Q 点才能使其处于放大区, 通过电流控制实现放大作用。如果 Q 点过高, 三极管就会从放大状态转化为饱和状态; 而 Q 点过低时, 三极管又会从放大状态转换为截止状态。

图 3.13 所示为输出信号波形与输入信号波形存在差异, 称为失真。由于三极管特性的非线性造成的失真称为非线性失真 (Nonlinear Distortion), 分为截止失真和饱和失真。由于三极管在部分时间内截止而引起的失真, 称为截止失真。由于三极管在部分时间内饱和而引起的失真, 称为饱和失真。

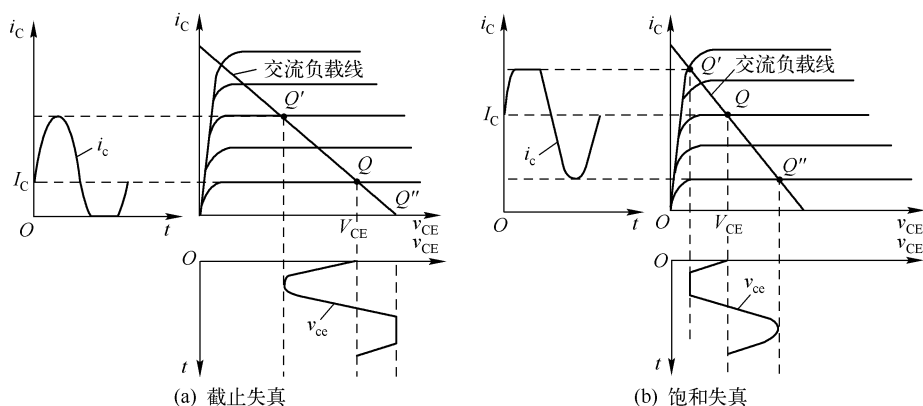


图 3.13 NPN 管波形失真

应当注意的是,三极管的三种工作状态的转换是通过改变 I_B 实现的。在放大电路中要尽量避免使三极管在饱和区和截止区工作,否则会产生饱和失真和截止失真,失去放大作用。 Q 点选得过低,将产生截止失真;反之,若 Q 点选得过高,又将引起饱和失真。在实际工作中,常可利用测量三极管各电极之间的电压来判断它的工作状态。

针对共发射极放大电路, Q 点选择不当所引起的失真可概括为如表 3.1 所示。

为了减小或避免非线性失真,必须合理选择静态工作点位置。一般来说, Q 点应选在交流负载线的中央,这时可获得最大的不失真电压输出,亦即可以得到最大的动态工作范围。但是在某些情况下(无最大的动态工作范围的要求),也可以灵活处理。当信号幅度不大时,为了降低直流电源 V_{CC} 的能量消耗,在不产生失真和保证一定的电压增益的前提下,常可把 Q 点选得低一些。

表 3.1 Q 点选择不当所引起的失真

三极管类型	v_o 与 v_{ce} 关系	输出波形 v_o	
		截止失真	饱和失真
NPN 管	$v_o = v_{ce}$	正半周削波	负半周削波
PNP 管	$v_o = -v_{ce}$	负半周削波	正半周削波
原因	Q 点	过低	过高
	R_b	偏大	偏小
调整方法		减小 R_b 使 Q 点上移	增大 R_b 使 Q 点下移

综上所述,可得出如下结论:

(1) 放大电路中的电压和电流,即 i_B 、 i_C 、 v_{BE} 和 v_{CE} (被称做瞬时总量)都包含两个分量:一个是静态直流量 I_B 、 I_C 、 V_{BE} 和 V_{CE} ,另一个是由输入电压引起的交流量 i_b 、 i_c 、 v_{be} 和 v_{ce} 。因此放大电路中的信号(电流和电压值)是交直流并存的,电压、电流信号都是在原来直流量的基础上叠加了一个交流量,即

$$i_B = I_B + i_b, i_C = I_C + i_c; \quad v_{BE} = V_{BE} + v_{be}, v_{CE} = V_{CE} + v_{ce}$$

(2) 由于输出端电容的隔直作用, v_{CE} 中的交流分量 v_{ce} (即交流输出电压 v_o) 为正弦信号,幅度远比 v_i 要大,此即所谓的放大作用。

由图 3.10 还可以看出, v_i 瞬时值增大, v_o (v_{ce}) 瞬时值减小,也即二者相位相反,所以共发射极放大电路也被称做反相电压放大电路。

【例 3.2】 如图 3.14 所示共发射极放大电路,已知 $\beta = 50$, $V_{CES} = 0.7V$, $V_{BE} = 0.7V$, $A_v = -100$ 。

(1) 画出直流负载线、交流负载线;

(2) 求出电路最大的不失真输出电压幅值 V_{omax} (有效值);

(3) 若输入信号为 $v_i = 29\sin\omega t$ (mV),该电路能否正常放大该信号?

(4) 为使电路具有最大的输出电压幅值,如何调整电路元件参数? 电路最大的不失真输出电压幅值 V_{omax} 为多少?

解:(1) 根据直流负载特性列出方程式 $v_{CE} = V_{CC} - i_C R_c$, 在输出特性曲线横轴及纵轴上确定两个特殊点 $(V_{CC}, 0)$ 和 $(0, V_{CC}/R_c)$, 即可画出直流负载线。在本题中该两点为 $(12, 0)$ 和 $(0, 2)$, 连接两点即得 DCLL。

交流负载线也采用两点法作图, 其中一点为 Q 点, 可得:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_b} = \frac{12 - 0.7}{377} \approx 30 (\mu A), \quad I_C = \beta I_B = 50 \times 30 = 1.5 (\text{mA})$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_C R_c = 12 - 1.5 \times 6 = 3 (\text{V})$$

再计算 ACLL 上另一点与横轴的交点数值

$$V_{CEQ} + I_C R'_L = 3 + 1.5 \times (6 // 3) = 6 (\text{V})$$

因此, ACLL 可由 $(3, 1.5)$ 和 $(6, 0)$ 两点连线得到, 如图 3.15 所示。

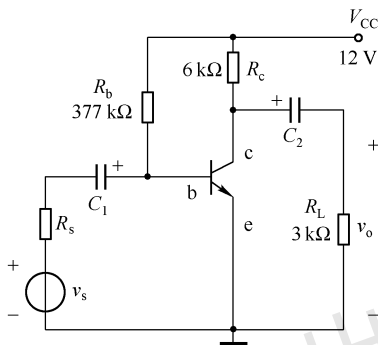


图 3.14 例 3.2 图

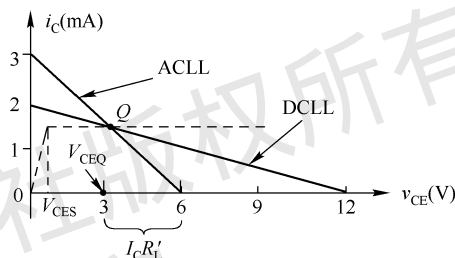


图 3.15 例 3.2 的 DCLL 和 ACLL

(2) V_{omax} 可由交流负载线上 Q 点两侧线段在横轴上的投影决定。 v_i 的正半周期输出峰值电压受到饱和失真限制, 其值为 $V_{CEQ} - V_{CES}$; v_i 的负半周期输出峰值电压受到截止失真限制, 其值为 $I_C R'_L$ 。 V_{omax} 应取上述两个值中数值小的一个, 除以 $\sqrt{2}$ 即得所求有效值。因此

$$V_{omax} (\text{有效值}) = \min [(V_{CEQ} - V_{CES}), I_C R'_L] / \sqrt{2} = \min [(3 - 0.7), (1.5 \times (6 // 3))] / \sqrt{2} \\ = 2.3 / \sqrt{2} = 1.63 (\text{V})$$

(3) 若输入信号为 $v_i = 29 \sin \omega t$ (mV), 则该电路输出信号幅值应为:

$$V_{om} = 29 \times 100 = 2.9 (\text{V})$$

由于电路输出信号幅值超过了电路最大输出幅值 V_{omax} , 因此不能正常放大该信号, 将产生失真。从(2)的计算可知, 电路出现的是饱和失真。

(4) 为了克服饱和失真, 必须降低 Q 点的位置。而为了使电路具有最大的输出电压幅值, 应该使 Q 点位于交流负载线的中央, 也即令:

$$V_{CEQ} - V_{CES} = I_C R'_L$$

由上式可得

$$V_{CC} - I_C R_c - V_{CES} = I_C (R_c // R_L)$$

于是

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CES}}{R_c + (R_c // R_L)} = \frac{12 - 0.7}{6 + (6 // 3)} = 1.41 (\text{mA})$$

此时

$$R_b = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_{BQ}} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_{CQ} / \beta} = \frac{12 - 0.7}{1.41 / 50} = 400 (\text{k}\Omega)$$

因此, 只要 R_b 增大到 $400 \text{k}\Omega$, 电路就可以获得最大的不失真输出电压幅值 V_{omax} 。此时

$$V_{omax} = V_{CEQ} - V_{CES} = I_C R'_L = 1.4125 \times 2 = 2.83 (\text{V})$$

3.3.5 放大电路的动态分析——小信号模型法

前已述及,三极管属于非线性器件。但如果研究对象为变化量,并且放大电路的输入信号很小,就可以近似地把三极管小范围内的特性曲线看成直线,这样由三极管这个非线性器件所组成的电路就可以用线性电路的方法来处理。

小信号(微变量)工作条件指的是输入信号变化范围很小,此时三极管在线性条件下工作,电压电流变化量之间呈现线性关系。小信号模型法也称微变等效电路法,它是动态分析的一种基本方法,用来分析信号的交流分量的传输情况。

1. H (Hybrid) 参数的引出

H 参数模型即混合 (Hybrid) 参数模型,是在电路分析和设计中广泛使用的小信号模型。除了这种模型,有时也用开路阻抗参数(Z 参数)和短路导纳参数(Y 参数)来进行分析,但 Z 参数和 Y 参数不易准确测量。

三极管是一个有源双口网络,如图 3.16 所示。这个网络有输入端和输出端两个端口,通常可以通过输入和输出电压、电流来研究网络的特性。

选择 v_i 、 v_o 及 i_i 、 i_o 这 4 个参数中的 2 个作为自变量,其余 2 个作为因变量,就可得到不同的网络参数。下面是三极管电路常用的一组方程:

$$v_i = h_{11} i_i + h_{12} v_o, \quad i_o = h_{21} i_i + h_{22} v_o$$

其中 h_{11} 、 h_{12} 、 h_{21} 、 h_{22} 称为混合参数(H 参数)。

三极管在共发射极接法时,可表示为图 3.17 所示的双口网络。这里选择 v_{BE} 、 v_{CE} 、 i_B 、 i_C 4 个参数中的 i_B 、 v_{CE} 作为自变量, v_{BE} 、 i_C 作为因变量。这样,图 3.17 中输入回路和输出回路电压、电流的关系可分别表示为

$$v_{BE} = f_1(i_B, v_{CE}), \quad i_C = f_2(i_B, v_{CE}) \quad (3.6)$$

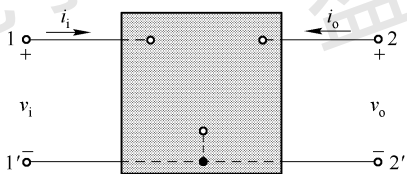


图 3.16 双口网络

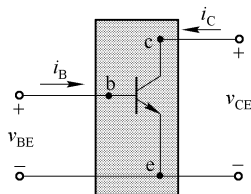


图 3.17 三极管共发射极接法构成的双口网络

由于三极管在小信号下工作,电压、电流的变化均为微变关系,对式(3.6)取全微分,根据上述双口网络的概念,管子内部电压、电流微变量的关系可用数学形式表示如下

$$dv_{BE} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_{v_{CE}} \cdot di_B + \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}} \right|_{i_B} \cdot dv_{CE} \quad (3.7)$$

$$di_C = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{v_{CE}} \cdot di_B + \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{i_B} \cdot dv_{CE} \quad (3.8)$$

式中, dv_{BE} 、 dv_{CE} 及 di_B 、 di_C 表示无限小的信号增量。在小信号作用下,无限小的信号增量就可以用有限的增量来代替,也就是可以用电压、电流的交流分量来代替。这样可把式(3.7)及式(3.8)写成下列形式

$$v_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce} \quad (3.9)$$

$$i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} v_{ce} \quad (3.10)$$

式中 $h_{ie} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_{v_{ce}=0}$ 为输出端交流短路时的输入电阻,单位为欧姆(Ω);

$h_{fe} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{v_{ce}=0}$ 为输出端交流短路时的正向电流传输比或电流放大系数(无量纲);

$h_{re} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}} \right|_{i_b=0}$ 为输入端交流开路时的反向电压传输比(无量纲);

$h_{oe} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{i_b=0}$ 为输入端交流开路时的输出电导,单位为西门子(S)。

其中, h_{ie} 、 h_{re} 、 h_{fe} 、 h_{oe} 分别与 h_{11} 、 h_{12} 、 h_{21} 、 h_{22} 相对应,称为三极管在共发射极接法下的H参数,下标e表示共发射极接法,i、r、f、o分别表示输入电阻(Input Resistance)、反向电压传输比(Reverse Transfer Voltage Ratio)、正向电流传输比(Forward Transfer Current Ratio)、输出电导(Output Conductance)。由于“混合”变量(电压和电流)形成的参数系统中4个参数的量纲各不相同,所以这种参数系统称为混合参数系统。

2. H参数的物理意义图解

4个参数的物理意义在图3.18所示的输入/输出特性曲线上示出。

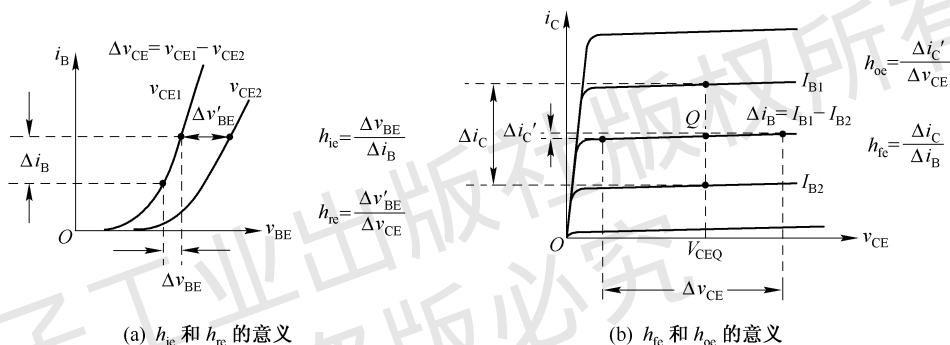


图 3.18 4个参数的物理意义

3. H参数小信号模型

三极管的小信号模型即为包含4个H参数的线性模型。在分析计算时,可用这个模型来代替三极管。这样,复杂电路的计算就可以简化。

式(3.9)和式(3.10)分别可以看成输入回路方程和输出回路方程。式(3.9)表明输入回路的电压关系,即 v_{be} 由两部分构成:一部分是 $h_{ie}i_b$,表示输入电流 i_b 产生的电压降;另一部分是 $h_{re}v_{ce}$,表示输出电压 v_{ce} 对输入回路的反作用。同样,式(3.10)表示输出回路的电流关系,亦由两部分构成:一部分是由基极电流引起的 $h_{fe}i_b$,另一部分是输出电压产生的 $h_{oe}v_{ce}$ 。

一般地, $h_{ie}i_b$ 中的 h_{ie} 可认为是一个电阻, $h_{re}v_{ce}$ 可用一个电压源来代表,这样输入回路可以看成由一个电阻与一个电压源串联构成的戴维南等效电路;同理,输出电路可以看成由电流源 $h_{fe}i_b$ 并联一个输出电阻 $1/h_{oe}$ 构成的两条支路来等效,显然这是诺顿等效电路的形式,如图3.19所示。

在三极管的小信号模型中,需要注意的是电压源 $h_{re}v_{ce}$ 和电流源 $h_{fe}i_b$ 均为受控源,不是独立电源。其中电压源在电路中的极性根据 h_{re} 的定义如图3.19中所示,不能随意假定;电流源的流向如图中的箭头所示,由集电极流向发射极,因为电流源受 i_b 控制,其流向也应该由 i_b (也即 v_{be})决定,不能任意改变。

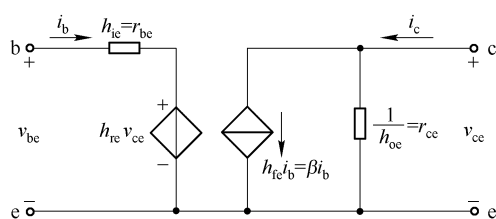


图 3.19 三极管的H参数小信号模型

使用三极管小信号模型的条件是,研究对象(电压、电流)应为变化量,因此不能用 H 参数小信号模型来求静态工作点,也不能用该模型来计算电压和电流的瞬时总值。

但是小信号模型与静态值并非没有关联,小信号 H 参数是在静态工作点求出的,小信号模型的计算结果实际上反映了 Q 点附近的工作情况。

4. H 参数小信号简化模型

对于共发射极接法的三极管的 H 参数小信号模型,H 参数的数量级可以通过一些典型值加以了解,如表 3.2 所示。

h_{oe} 和 h_{re} 相对而言是很小的。 h_{re} 反映三极管内部的电压反馈,因数值很小,一般可以忽略; h_{oe} 具有电导的量纲,与电流源并联时,因分流极小,可做开路处理。这样在模型中常常可以把 h_{oe} 和 h_{re} 忽略掉,在工程计算上不会带来显著的误差。利用这个简化模型来表示三极管时,将使三极管放大电路的分析计算进一步简化。其小信号简化模型如图 3.20 所示。

表 3.2 H 参数的数量级

共发射极接法的参数	典型值
输入电阻 h_{ie}	1k Ω
反向电压传输系数 h_{re}	2.5×10^{-4}
正向电流比 h_{fe}	50
输出电导 h_{oe}	25 μ S
输出电阻 $1/h_{oe}$	40k Ω

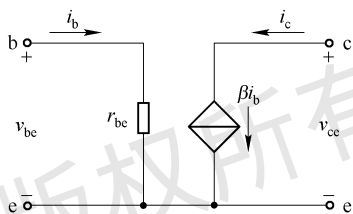


图 3.20 三极管的小信号简化模型

5. H 参数的确定

应用 H 参数小信号模型法分析放大电路之前,必须确定所用的三极管在给定 Q 点上的 H 参数。获得 H 参数的方法可采用 H 参数测试仪,或利用三极管特性图示仪测量 β 和 r_{be} 。

对于低频小功率管, r_{be} 通常也可以采用如下公式进行估算

$$r_{be} \approx r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_E} \quad (3.11)$$

式中, $r_{bb'}$ 是基区体电阻,约为 100~300 Ω ; I_E 是发射极静态电流,单位为 mA; r_{be} 的单位是 Ω 。

6. 图解分析法和 H 参数小信号模型分析法的比较

图解分析法和 H 参数小信号模型分析法,是分析放大电路的两种基本方法。这两种方法虽然在形式上是两种独立的分析方法,但二者在本质上却是相互关联的,经常要配合使用。一般来说,两种分析方法使用场合如下:

(1) 确定静态工作点、合理安排电路工作点、判断电路失真情况、估算最大的动态范围,以及分析放大电路输出电压的最大幅值等问题,采用图解分析法;另外,当输入电压幅度较大,三极管的工作点延伸到特性曲线的非线性部分时(如功率放大电路),也需要采用图解分析法。

(2) 当输入电压幅度较小或三极管基本上在线性范围内工作,特别是放大电路比较复杂时,可用小信号模型来进行动态分析和计算。

思考题 3.3(参考答案请扫描二维码 3-3)

1. 简答

- (1) 什么是放大电路的静态和动态?
- (2) 如何绘制放大电路的直流负载线和交流负载线?
- (3) 静态工作点过高或者过低对放大电路有何影响? Q 点选择不当应当如何调整?



二维码 3-3

(4) 如何确定 H 参数? 图 3.19 的 H 参数小信号模型为什么可以采用图 3.20 的简化模型?

(5) 如果不进行直流偏置, 放大电路可以放大交流信号吗?

2. 填空

(1) 如果减小基极电阻的值, 则三极管输入电阻 r_{be} 的值_____;

(2) 图 3.11 电路的三极管换成 PNP 管。若输入信号是正弦波, 用示波器观察输出波形如图 S3.3 所示, 则该失真_____;

(3) 图 3.11 所示电路中, 若 $\beta = 100$, $R_c = 5.6\text{k}\Omega$, $R_b = 1\text{M}\Omega$, $V_{CC} = 12\text{V}$, 则该电路的三极管处于_____区。

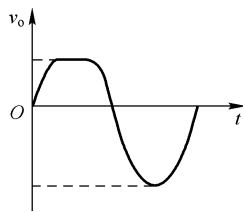


图 S3.3

3.4 用 H 参数小信号模型分析共发射极基本放大电路

应用 H 参数小信号模型分析如图 3.21(a) 所示的基本放大电路。图 3.21(b) 为该电路的小信号等效电路。

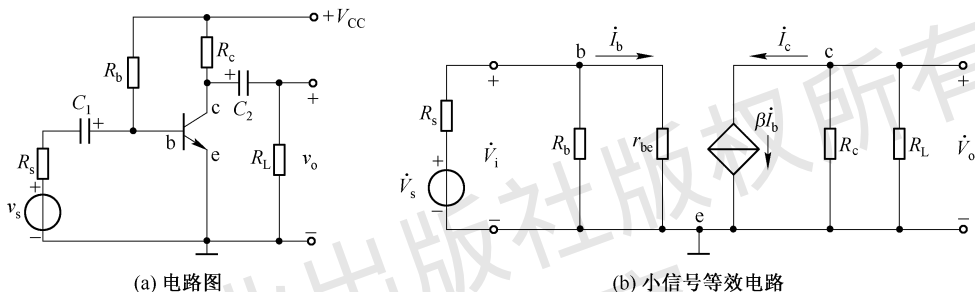


图 3.21 共发射极基本放大电路

H 参数小信号等效电路的绘制过程如下: 首先画出放大电路的交流通路, 然后将三极管用 H 参数小信号模型表示。值得注意的是: 由于分析和测试时常用正弦信号作为输入信号, 因此在小信号等效电路中电压和电流均采用相量表示。

画出小信号等效电路之后, 就可求解线性电路的方法求解电压增益、输入电阻和输出电阻等动态参数。

3.4.1 求电压增益

由图 3.21(b) 可以看出 $\dot{V}_i = \dot{I}_b r_{be}$, $\dot{I}_c = \beta \dot{I}_b$, $\dot{V}_o = -\dot{I}_c R'_L$, $R'_L = R_c // R_L$

由此可得电压增益为

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{-\dot{I}_c R'_L}{\dot{I}_b r_{be}} = \frac{-\beta \dot{I}_b R'_L}{\dot{I}_b r_{be}} = -\beta \frac{R'_L}{r_{be}} \quad (3.12)$$

式中, 负号表示输出电压与输入电压反相, 这与图解法得到的结论一致。

当放大电路输出端开路(未接负载, 即 $R_L = \infty$) 时, 式(3.12)变为

$$\dot{A}_v = -\beta \frac{R_c}{r_{be}} \quad (3.13)$$

利用小信号模型可以方便地求得电压增益。计算时所用的小信号参数 β 及 r_{be} 都应是工作点 Q 上的参数。但要注意, $\dot{A}_v$ 除了与 R'_L 有关, 还与 β 及 r_{be} 有关。如果适当地加大三极管的静态工作电流 I_{EQ} , 在没有饱和的情况下, r_{be} 减小, 放大倍数增大。因此, 增大 I_{EQ} 是提高共发射极电路电压放大倍数的一个有效措施。但是随着 r_{be} 的减小, $\dot{A}_v$ 的增大, 输入电阻 R_i

将会减小。另外要注意, I_{EQ} 增大时 Q 点将上移, 为避免产生饱和失真, 应对 I_{EQ} 的增大进行一定的限制。

3.4.2 求输入电阻和输出电阻

一个放大电路不是孤立地存在的, 其输入端要与信号源或前级放大电路相连, 其输出端要与负载或后级放大电路相连。放大电路的输入电阻和输出电阻即是考虑前后关联的电路参数。

1. 计算输入电阻

根据放大电路输入电阻的定义有

$$R_i = \dot{V}_i / \dot{I}_i$$

式中, $\dot{V}_i$ 为输入端外加电压, $\dot{I}_i$ 为对应的电流。

根据 KCL, 对于图 3.22 中的 b 点有

$$\dot{I}_i = \dot{I}_{R_b} + \dot{I}_b = \frac{\dot{V}_i}{R_b} + \frac{\dot{V}_i}{r_{be}}$$

故

$$R_i = \dot{V}_i / \dot{I}_i = R_b // r_{be}$$

一般地, $R_b \gg r_{be}$, 所以 $R_i \approx r_{be}$ 。但要注意 R_i 和 r_{be} 是两个不同的概念, r_{be} 表示三极管的输入电阻, 而 R_i 则表示放大电路的输入电阻。

一般来说, 放大电路的输入电阻高一些比较好, 这是因为实际输入电压是经过信号源内阻和输入电阻的分压, 输入电阻高一些会使实际输入电压增大, 提高电路获取有效信号的能力。若该放大电路为多级放大电路的一级, 则其输入电阻为前一级的负载电阻, 这样高一些的输入电阻不会降低前级的电压增益。

2. 计算输出电阻

可利用图 3.23 所示的电路来计算输出电阻。根据定义, 在外加电压 $\dot{V}_o$ ($R_L = \infty$) 的作用下,

产生相应的电流 $\dot{I}_o$, 则输出电阻为 $R_o = \frac{\dot{V}_o}{\dot{I}_o} \Big|_{\dot{V}_s=0}$ 。

由图 3.23 可知, $\dot{I}_o = \dot{V}_o / R_c$, 故 $R_o = \dot{V}_o / \dot{I}_o = R_c$ 。

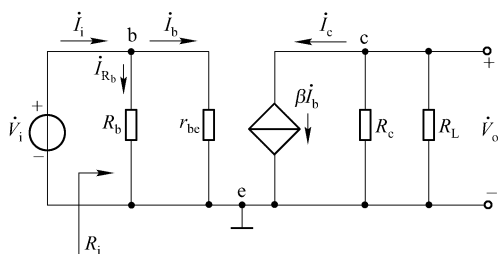


图 3.22 共发射极基本放大电路的输入电阻

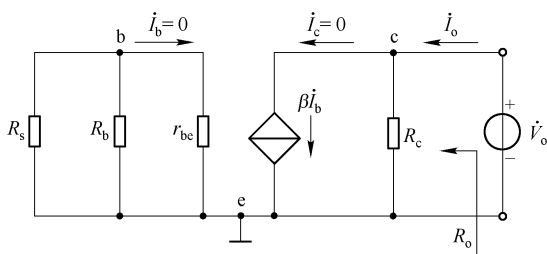


图 3.23 共发射极基本放大电路的输出电阻

通常希望放大电路的输出电阻低一些, 因为输出电阻是放大电路带负载能力的体现。若输出电阻过高, 则负载变化时, 电路的输出电压变化过大, 这就意味着放大电路带负载的能力较差。在分析、设计放大电路时, 必须全面考虑各项指标, 根据具体情况, 灵活掌握。

【例 3.3】如图 3.24 所示电路,若已知三极管在 Q 点上的 $\beta=100$, $V_{BE}=0.7\text{V}$, $r_{bb'}=200\Omega$, 试确定静态工作点 Q , 计算电压增益 $\dot{A}_v$ 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。

解:采用近似估算法确定 Q 点:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_b} = \frac{12 - 0.7}{470} = 24.04 (\mu\text{A})$$

$$I_C = \beta I_B = 100 \times 24.04 = 2.404 (\text{mA}) \approx I_E$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_c = 12 - 2.404 \times 3 = 4.788 (\text{V})$$

利用式 (3.11) 得 $r_{be} = r_{bb'} + (1+\beta) \frac{26 (\text{mV})}{I_E (\text{mA})}$

$$= 200 + (1+100) \frac{26}{2.404}$$

$$\approx 1.29 (\text{k}\Omega)$$

于是

$$\dot{A}_v = -\beta \frac{R_c}{r_{be}} = -100 \times \frac{3}{1.29} \approx -232$$

$$R_i \approx r_{be} = 1.29 \text{k}\Omega, R_o = R_c = 3 \text{k}\Omega$$

至此我们研究的多是由 NPN 管构成的放大电路, 对 PNP 管构成的放大电路, 分析过程是类似的。在静态分析时, 与 NPN 管构成的放大电路相比, PNP 管构成的放大电路只是电流方向正好相反, 并且 V_{BE} 和 V_{CE} 应为负值。以图 3.25(a) 为例

$$V_{EB} + I_B R_b - V_{CC} = 0$$

由于 $V_{BE} = -V_{EB}$, 所以

$$I_B = \frac{V_{CC} + V_{BE}}{R_b} \approx \frac{V_{CC}}{R_b}$$

$$V_{CE} = -V_{EC} = -(V_{CC} - I_C R_c) = -V_{CC} + I_C R_c$$

图 3.25 PNP 管构成的放大电路两种形式

有的时候, 为了在电路中使用正电源, 电路中 PNP 管被画成如图 3.25(b) 所示的倒置形式。

在进行动态分析时, 由于小信号等效电路的研究对象仅针对变化量, 因此, NPN 管和 PNP 管的等效电路完全相同, 电压极性和电流方向没有任何变化, 即 PNP 管构成的放大电路的小信号等效电路与 NPN 管的完全相同。

思考题 3.4 (参考答案请扫描二维码 3-4)

1. 在进行交流小信号分析, 画小信号模型时, 电路中的直流电源和隔直电容是如何处理的?
2. 共发射极放大电路中, 如何进行输入电阻和输出电阻的选择?
3. 图 3.21(a) 所示电路中, 如果下述参数发生变化, 在其余参数不变的情况下, 集电极-发射极之间的管压降 V_{CE} 将如何变化?

(1) 当 R_b 增加时; (2) 当 R_c 增加时; (3) 当 β 增加时; (4) 当 R_L 增加时。

4. 图 3.21(a) 所示电路中, 如果下述参数发生变化, 在其余参数不变的情况下, 电压增益 A_v 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 的数值将如何变化?

(1) 当 R_b 增加时; (2) 当 R_c 增加时; (3) 当 β 增加时; (4) 当 R_L 增加时。

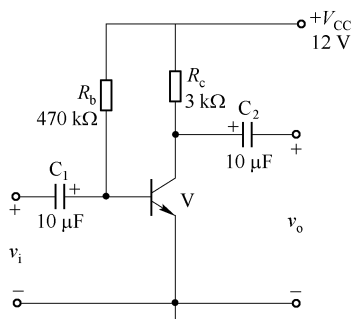
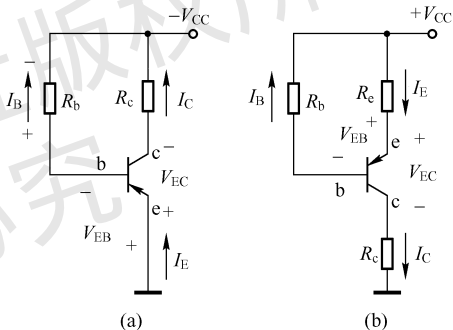


图 3.24 例 3.3 的图



二维码 3-4

3.5 稳定静态工作点的放大电路

放大电路必须有合适的静态工作点 Q , 才能保证其正常工作(既满足所需的放大效果, 又不产生非线性失真)。前已述及, 静态工作点是直流负载线与三极管输出特性曲线的交点。当电源电压和集电极电阻大小确定后, 静态工作点的位置就取决于偏置电流的大小。对于固定偏流电路

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_b} \approx \frac{V_{CC}}{R_b}$$

固定偏流电路结构简单, 偏流调整方便, 但是外部因素(例如温度、电源电压波动、三极管老化等)将引起静态工作点的变动, 有可能使其移到不合适的位置而使放大电路无法正常工作。为此必须设计能够自动调整静态工作点位置的偏置电路, 以使静态工作点能稳定在合适的位置。

对放大电路静态工作点影响最大的是环境温度的变化。下面首先讨论温度对静态工作点的影响, 接着研究稳定静态工作点的分压式偏置电路。

3.5.1 温度对静态工作点的影响

造成静态工作点不稳定的因素很多, 但主要是由于三极管的特性参数(I_{CBO} 、 V_{BE} 、 β 等)随温度变化造成的。温度变化时将影响管子内部载流子(电子和空穴)的运动, 从而使 I_{CBO} 、 V_{BE} 、 β 发生变化。

由于半导体的负温度系数特性, 温度升高时三极管的输入特性曲线会左移。若保持 I_B 不变, 必须将 V_{BE} 减小。在共发射极基本放大电路中, 由于 $I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_b}$, 故温度升高会引起 I_B 增大。一般情况下 $V_{CC} \gg V_{BE}$, 故温度升高引起的 I_B 增大不明显。大多数管子(包括硅管和锗管) V_{BE} 的温度系数约为 $-2.2\text{mV}/^\circ\text{C}$, 即温度每升高 1°C , V_{BE} 下降 2.2mV 。这样, 温度变化时通过影响 V_{BE} 使 I_B 发生变化, 从而影响静态工作点。

另外, 温度升高时, 三极管的电流放大系数 β 会增大, 原因在于温度升高使得注入基区的载流子的扩散速度加快。这样, 基区电子与空穴的复合数目减少, 使集电极电流与基极电流之比(β 值)增大。 β 的变化会引起三极管的输出特性的变化—— β 变大使输出特性曲线族的间隔变宽; 反之则变窄。输出特性的变化直接影响到 Q 点, 当 β 增大时, Q 点上移, I_C 增加; 当 β 减小时, Q 点下移, I_C 减小。一般地, 温度每升高 1°C , β 要增加 $0.5\% \sim 1.0\%$ 。

同时, 当温度升高时, 三极管的反向饱和电流 I_{CBO} 将急剧增大, 这是由于反向电流是由少数载流子形成的, 受温度影响较大。 I_{CBO} 随温度呈指数规律增大, 温度每升高 10°C , I_{CBO} 将增大约 1 倍。

综上所述可知: I_{CBO} 、 V_{BE} 、 β 三个参数随温度升高的结果, 都表现在 Q 点电流 I_C 的增大。这样, Q 点移近饱和区, 有可能使放大电路不能正常工作, 输出波形产生饱和失真; 相反, 温度降低使 Q 点移近截止区, 也有可能使放大电路不能正常工作, 输出波形产生截止失真。

对于硅管而言, 尽管上述三个参数均随温度的变化而变化, 但 V_{BE} 和 β 受温度的影响较大, I_{CBO} 的值很小, 对 Q 点的影响较小。锗管受 I_{CBO} 的影响较大。

3.5.2 分压式偏置电路

三极管参数(I_{CBO} 、 V_{BE} 、 β)随温度变化对 Q 点的影响都可以表现在使 Q 点电流 I_C 的变化。因

此,为了保证放大电路正常工作,一方面要保持其工作温度恒定,另一方面要考虑对放大电路本身做改进,设法使其在温度变化时仍然能使 I_C 近似维持恒定。

1. 电路组成

图 3.26 是常见的静态工作点稳定电路,称为分压式偏置电路,亦称射极偏置电路,它是交流放大电路中最常用的一种基本电路。这种电路有时也被称为自偏置电路,意即自动调节三极管的电流 I_C 以稳定 Q 点。该电路与前述固定偏流电路在结构上的主要区别为发射极接有电阻 R_e 和电容 C_e ,直流电源通过 R_{b1} 和 R_{b2} 分压接到三极管的基极。

该电路稳定静态工作点的过程如下:在图 3.26 中,如果 $I_R \gg I_B$,则可以认为 I_R 是流经 R_{b1} 和 R_{b2} 的电流,基极电位由 R_{b1} 和 R_{b2} 组成的分压器决定: $V_B \approx V_{CC} R_{b2} / (R_{b1} + R_{b2})$, 该值可近似地认为不受温度影响。当温度升高时, I_C 将增大,则 I_E 增大,在 R_e 上产生的压降 $I_E R_e$ 也要增大(即发射极的电位升高),此时三极管的 $V_{BE} = V_B - V_E = V_B - I_E R_e$ 将减小。由于 V_{BE} 的减小将使 I_B 减小, I_C 会随之减小,这样 I_C 就基本保持恒定。温度降低时其作用过程正好相反。

图 3.26 中,为使 Q 点稳定,要求 I_R 比 I_B 大得多, V_B 比 V_{BE} 大得多,这样 R_{b1} 和 R_{b2} 的值就比较小。 R_{b1} 和 R_{b2} 减小时,电阻上的功耗将增大,并且放大电路的输入电阻会降低。综合考虑各项指标,实际电路中,对于硅管,一般可选取 $I_R = (5 \sim 10) I_B$, $V_B = 3 \sim 5V$; 对于锗管, $I_R = (10 \sim 20) I_B$, $V_B = 1 \sim 3V$ 。

2. 电路的静态分析与动态分析

下面对分压式偏置电路进行静态分析与动态分析。

(1) 静态分析

画出图 3.26 所示分压式偏置电路的直流通路,如图 3.27 所示。首先采用近似估算法计算静态参数。

$$\begin{aligned} \text{由于 } V_B &= \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC}, \text{ 所以} \\ I_C \approx I_E &= \frac{V_B - V_{BE}}{R_e} \approx \frac{V_B}{R_e} \\ V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_c - I_E R_e \approx V_{CC} - I_C (R_c + R_e) \\ I_B &= I_C / \beta \end{aligned}$$

利用上述表达式可以分别求得 Q 点的 I_C 、 I_B 及 V_{CE} 。

对于分压式偏置电路,也常采用戴维南定理对静态值进行较为精确的计算。说明如下。

先画出图 3.26 电路输入端的直流通路,如图 3.28 所示。其戴维南等效电路可采用图 3.29 所示方法求得。

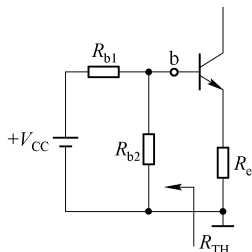


图 3.28 输入端的直流通路

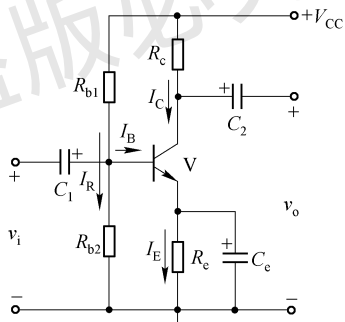


图 3.26 分压式偏置电路

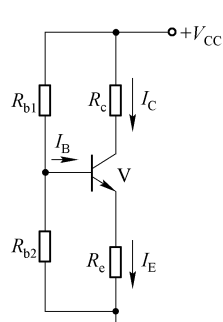
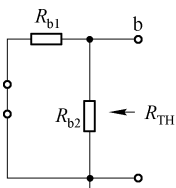
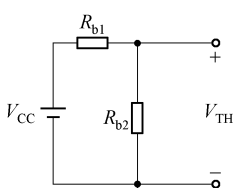


图 3.27 图 3.26 的直流通路



(a) 等效电阻



(b) 等效电压

图 3.29 求戴维南等效电路的等效电阻和等效电压

等效电阻

$$R_{TH} = R_{b1} // R_{b2}$$

等效电压

$$V_{TH} = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC}$$

图 3.28 电路可以重绘为如图 3.30 所示。这样,就可以很容易地求出 Q 点的 I_C 、 I_B 及 V_{CE} 。

根据 KVL 有 $V_{TH} - I_B R_{TH} - V_{BE} - I_E R_e = 0$

而 $I_E = (1 + \beta) I_B$, 所以

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH} + (1 + \beta) R_e}, I_C = \beta I_B$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_c - I_E R_e \approx V_{CC} - I_C (R_c + R_e)$$

采用戴维南定理进行计算与前述近似估算法计算的结果略有差异,在计算时可根据实际情况选择上述方法之一求解静态参数。根据图 3.31 可知, $R' = r_{be} + (1 + \beta) R_e$, 若 $R' \gg R_{b2}$ (近似情况下一般要求 $\beta R_e \geq 10 R_{b2}$), 则 $I_1 \approx I_2$, 可以采用近似计算方法; 否则宜采用戴维南定理进行计算。

(2) 动态分析

① 先求电压增益。画出图 3.26 电路的小信号等效电路如图 3.32 所示。由图可得

$$\dot{V}_o = -\beta \dot{I}_b R'_L, \quad R'_L = R_c // R_L, \quad \dot{V}_i = \dot{I}_b r_{be}$$

所以

$$\dot{A}_v = \dot{V}_o / \dot{V}_i = -\beta R'_L / r_{be} \quad (3.14)$$

此电压增益表达式与固定偏流电路电压增益表达式相同。

② 讨论一下旁路电容 C_e 的作用。假设分压式偏置电路中不加旁路电容, 则等效电路如图 3.33 所示。

由图可以看出

$$\dot{V}_o = -\beta \dot{I}_b R'_L, \quad R'_L = R_c // R_L$$

$$\dot{V}_i = \dot{I}_b r_{be} + \dot{I}_e R_e = \dot{I}_b [r_{be} + (1 + \beta) R_e]$$

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{-\beta \dot{I}_b R'_L}{\dot{I}_b [r_{be} + (1 + \beta) R_e]} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be} + (1 + \beta) R_e} \quad (3.15)$$

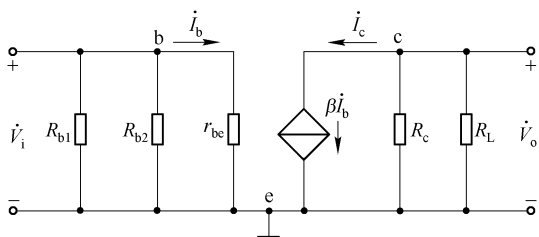


图 3.32 图 3.26 电路的小信号等效电路

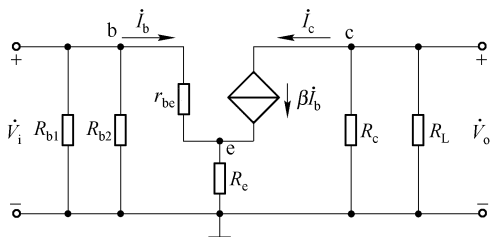


图 3.33 不加旁路电容的分压式偏置电路

比较式 (3.14) 和式 (3.15) 可知, 如果不接 C_e , 那么由于 R_e 的接入, 会引起电压增益的下降, R_e 越大, 增益下降得就越多。虽然自偏置电路能稳定静态工作点, 但我们不希望增益下降。为了解决这个问题, 通常在 R_e 上并联一个大电容 C_e (约几十到几百微法), C_e 称为射极旁路电容。在交流通路中, R_e 两端的交流压降可以忽略, 这样就可消除 R_e 对交流分量的影响, 使电压增益保持

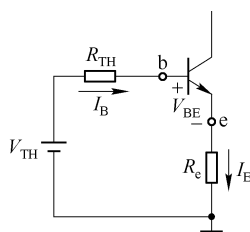


图 3.30 求解分压式偏置电路静态参数的戴维南等效电路

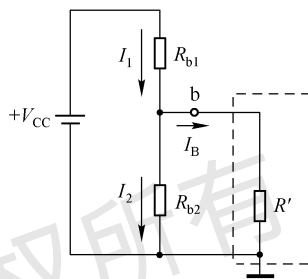


图 3.31 计算 V_B 的偏置电路

不变,同时稳定了静态工作点。加了射极旁路电容后,自偏置电路和固定偏置电路计算 $\dot{A}_v$ 的公式就完全相同了。

③ 求输入电阻和输出电阻。由图 3.32 可知,电路的输入电阻为 $R_i = R_{b1} // R_{b2} // r_{be}$, 输出电阻为 $R_o = R_c$ 。

【例 3.4】 放大电路如图 3.34 所示,图中三极管的 $\beta = 100$, $V_{BE} = 0.7\text{V}$, $r_{bb'} = 200\Omega$ 。已知 $V_{CC} = 16\text{V}$, $R_{b1} = 39\text{k}\Omega$, $R_{b2} = 4.7\text{k}\Omega$, $R_c = 3.9\text{k}\Omega$, $R_e = 1.2\text{k}\Omega$, $C_1 = C_2 = 1\mu\text{F}$, $C_e = 47\mu\text{F}$ 。(1) 求三极管的静态工作点 Q ; (2) 求电压增益 $\dot{A}_v$, 输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。

解: (1) 先计算是否满足 $\beta R_e \geq 10R_{b2}$ 。

由于 $100 \times 1.2\text{k}\Omega = 120\text{k}\Omega > 10 \times 4.7\text{k}\Omega = 47\text{k}\Omega$, 因此可以采用近似方法。

$$\begin{aligned} V_B &= \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC} = \frac{4.7 \times 16}{39 + 4.7} = 1.721(\text{V}) \\ V_E &= V_B - V_{BE} = 1.721 - 0.7 = 1.021(\text{V}) \\ I_E &= V_E / R_e = 1.021 / 1.2 = 0.85(\text{mA}) \approx I_C \\ V_{CE} &= V_{CC} - I_C R_c - I_E R_e \approx V_{CC} - I_C (R_c + R_e) \\ &= 16 - 0.85 \times (3.9 + 1.2) = 11.67(\text{V}) \\ I_B &= I_C / \beta = 0.85\text{mA} / 100 = 8.5(\mu\text{A}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (2) \quad r_{be} &= r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_E(\text{mA})} \\ &= 200\Omega + (1 + 100) \frac{26}{0.85} \\ &= 3.29(\text{k}\Omega) \end{aligned}$$

$$\dot{A}_v = \dot{V}_o / \dot{V}_i = -\beta R'_L / r_{be} = -100 \times 3.9 / 3.29 = -118.54$$

$$R_i = R_{b1} // R_{b2} // r_{be} = 4.7 // 39 // 3.29 = 1.84(\text{k}\Omega)$$

$$R_o = R_c = 3.9\text{k}\Omega$$

下面采用戴维南方法进行对比计算。

(1) 戴维南等效电阻为

$$R_{TH} = R_{b1} // R_{b2} = 39 // 4.7 = 4.19(\text{k}\Omega)$$

戴维南等效电压为

$$V_{TH} = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC} = 1.72(\text{V})$$

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH} + (1 + \beta) R_e} = \frac{1.72 - 0.7}{4.19 + (1 + 100) \times 1.2} = 8.13(\mu\text{A})$$

$$I_C = \beta I_B = 100 \times 8.13 = 0.81(\text{mA}) \approx I_E$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_c - I_E R_e \approx V_{CC} - I_C (R_c + R_e) = 16 - 0.81 \times (3.9 + 1.2) = 11.87(\text{V})$$

$$(2) \quad r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26(\text{mV})}{I_E(\text{mA})} = 200 + (1 + 100) \frac{26}{0.81} = 3.44(\text{k}\Omega)$$

$$\dot{A}_v = \dot{V}_o / \dot{V}_i = -\beta R'_L / r_{be} = -100 \times 3.9 / 3.44 = -113.37$$

$$R_i = R_{b1} // R_{b2} // r_{be} = 4.7 // 39 // 3.425 = 1.89(\text{k}\Omega)$$

$$R_o = R_c = 3.9\text{k}\Omega$$

将以上两种方法求得的电路参数列入表 3.3 进行比较,在满足近似条件的情况下,近似方法获得的 I_C 较戴维南方法大约 4.9%, 而 V_{CE} 小 1.7%, $\dot{A}_v$ 大约 4.6%, 结果非常接近。

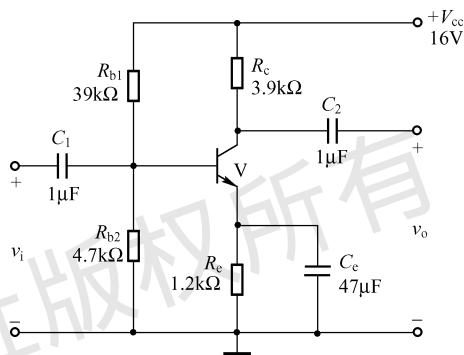


图 3.34 例 3.4 电路

表 3.3 例 3.4 共射组态分压式偏置电路两种方法计算结果比较

电 路 参 数	I_B	I_C	V_{CE}	r_{be}	$\dot{A}_v$	R_i	R_o
近似方法	8.5 μ A	0.85mA	11.67V	3.29k Ω	-118.54	1.84k Ω	3.9k Ω
戴维南方法	8.13 μ A	0.81mA	11.87V	3.43k Ω	-113.37	1.89k Ω	3.9k Ω

【例 3.5】放大电路如图 3.34 所示,其中电路参数改变如下:三极管的 $\beta=180$, $V_{BE}=0.7V$, $r_{bb'}=200\Omega$, $V_{CC}=20V$, $R_{b1}=220k\Omega$, $R_{b2}=56k\Omega$, $R_c=6.8k\Omega$, $R_e=2.2k\Omega$, $C_1=C_2=10\mu F$, $C_e=47\mu F$ 。

(1) 求三极管的静态工作点 Q ; (2) 求电压增益 $\dot{A}_v$, 输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。

解: 先计算是否满足 $\beta R_e \geq 10R_{b2}$ 。

由于 $180 \times 2.2k\Omega = 396k\Omega < 10 \times 56k\Omega = 560k\Omega$, 因此不能采用近似方法。下面采用戴维南方法进行计算。

(1) 戴维南等效电阻为: $R_{TH} = R_{b1} // R_{b2} = 220 // 56 = 44.64k\Omega$

戴维南等效电压为: $V_{TH} = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC} = 4.06V$

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_{TH} + (1 + \beta) R_e} = \frac{4.06 - 0.7}{44.64 + (1 + 180) \times 2.2} = 7.59\mu A$$

$$I_C = \beta I_B = 180 \times 7.59 = 1.37(mA) \approx I_E$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_c - I_E R_e \approx V_{CC} - I_C (R_c + R_e) = 20 - 1.37 \times (6.8 + 2.2) = 7.67(V)$$

$$(2) r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26(mV)}{I_E(mA)} = 200 + (1 + 180) \frac{26}{1.364} = 3.64(k\Omega)$$

$$\dot{A}_v = \dot{V}_o / \dot{V}_i = -\beta R'_L / r_{be} = -180 \times 6.8 / 3.65 = -336$$

$$R_i = R_{b1} // R_{b2} // r_{be} = 220 // 56 // 3.64 = 3.37(k\Omega)$$

$$R_o = R_c = 6.8k\Omega$$

如果该题用近似算法, 则

$$(1) V_B = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC} = \frac{56 \times 20}{220 + 56} = 4.06(V)$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 4.06 - 0.7 = 3.36V$$

$$I_E = V_E / R_e = 3.36 / 2.2 = 1.53(mA) \approx I_C$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_c - I_E R_e \approx V_{CC} - I_C (R_c + R_e) = 20 - 1.53 \times (6.8 + 2.2) = 6.23(V)$$

$$I_B = I_C / \beta = 1.53 / 180 = 8.5(\mu A)$$

$$(2) r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26(mV)}{I_E(mA)} = 200 + (1 + 180) \frac{26}{1.53} \approx 3.28(k\Omega)$$

$$\dot{A}_v = \dot{V}_o / \dot{V}_i = -\beta R'_L / r_{be} = -180 \times 6.8 / 3.28 = -373$$

$$R_i = R_{b1} // R_{b2} // r_{be} = 220 // 56 // 3.28 = 3.06(k\Omega)$$

$$R_o = R_c = 6.8k\Omega$$

将以上两种方法求得的电路参数列入表 3.4 进行比较可知, 在不满足近似条件的情况下, 近似方法获得的 I_C 较戴维南方法的数值大约 12%, 而 V_{CE} 小 19%, $\dot{A}_v$ 数值大约 11%, 结果相差较大。

表 3.4 例 3.5 共发射极分压式偏置电路两种方法计算结果比较

电 路 参 数	I_B	I_C	V_{CE}	r_{be}	$\dot{A}_v$	R_i	R_o
戴维南方法	7.59 μ A	1.37mA	7.67V	3.64k Ω	-337	3.37k Ω	6.8k Ω
近似方法	8.5 μ A	1.53mA	6.23V	3.28k Ω	-373	3.06k Ω	6.8k Ω

图 3.35 为例 3.5 静态工作点及电压增益的 Multisim 仿真结果。

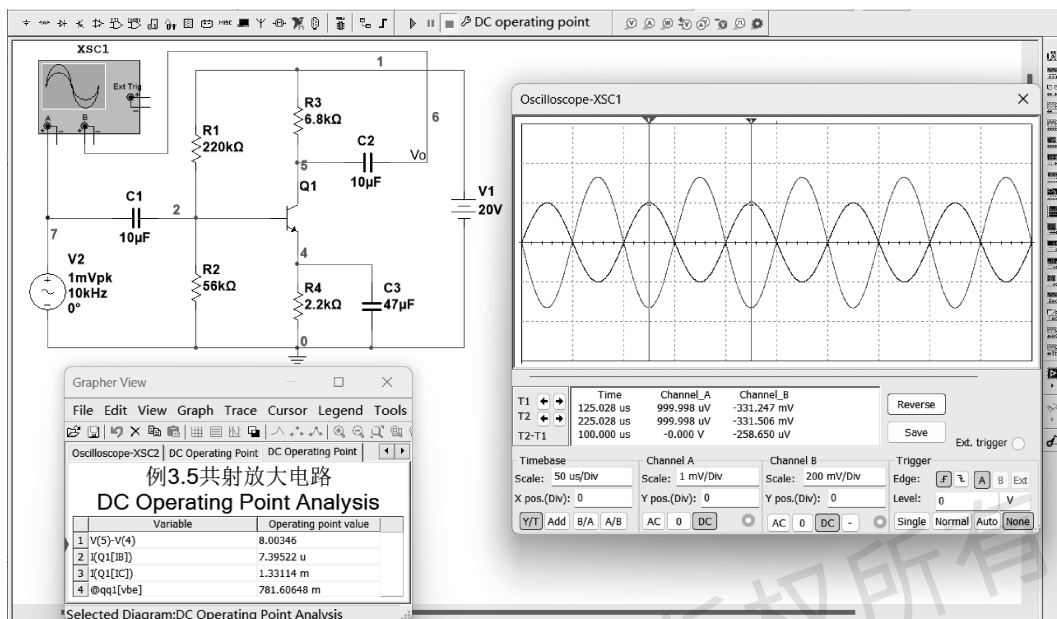


图 3.35 例 3.5 的 Multisim 仿真

由图 3.35 可得: $I_B = 7.40\mu A$, $I_C = 1.33mA$, $V_{CE} = 8V$, $A_v = -331.51$ 。仿真数值与戴维南计算得到的结果比较接近,但仍存在一些差异,这是由于即使在较为精确的戴维南计算方法中,也采用了一些工程近似数值(比如 V_{BE} 和 r_{be} 等)的缘故。

实际电路有时为了提高 Q 点的稳定性,会在集电极与基极之间引入反馈(相关内容参见第 4 章),如图 3.36 所示。此时, Q 点的相关参数计算值为

$$I_B \approx \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_b + \beta(R_c + R_e)}, I_C = \beta I_B$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_c - I_E R_e \approx V_{CC} - I_C (R_c + R_e)$$

而有时为了获得较高的输入电阻,也常采用如图 3.37 所示形变的两种射极偏置电路。

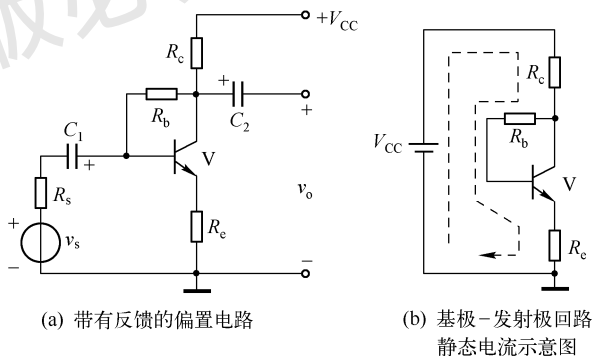


图 3.36 提高 Q 点稳定性的偏置电路

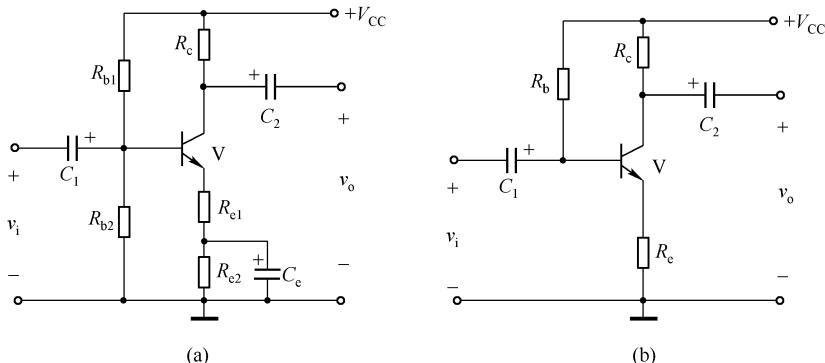


图 3.37 形变的两种射极偏置电路

【例 3.6】放大电路如图 3.37(b) 所示, $\beta = 120$, $V_{BE} = 0.7\text{V}$, $r_{bb'} = 200\Omega$, $V_{CC} = 20\text{V}$, $R_b = 470\text{k}\Omega$, $R_c = 2.2\text{k}\Omega$, $R_e = 0.56\text{k}\Omega$ 。 C_1 、 C_2 容量都足够大。

(1) 估算 Q 点; (2) 画出 H 参数小信号等效电路; (3) 求电压放大倍数 $\dot{A}_v$; (4) 求输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。

解: (1) 静态分析。采用近似估算法确定 Q 点:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_b + (1 + \beta) R_e} = \frac{20 - 0.7}{470 + 121 \times 0.56} = 35.89 (\mu\text{A})$$

$$I_C = \beta I_B = 120 \times 35.89 = 4.31 (\text{mA}) \approx I_E$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C (R_c + R_e) = 20\text{V} - 4.31 \times (2.2 + 0.56) \text{k}\Omega = 8.1 (\text{V})$$

(2) 小信号等效电路如图 3.38 所示。

(3) 求 $\dot{A}_v$ 。利用式(3.11)得

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26 (\text{mV})}{I_E (\text{mA})} = 200 + (1 + 120) \times \frac{26}{4.31} \approx 0.93 (\text{k}\Omega)$$

$$\text{于是} \quad \dot{A}_v = -\beta \frac{R_c}{r_{be} + (1 + \beta) R_e} = -120 \times \frac{2.2}{0.93 + 121 \times 0.56} = -3.84$$

$$(4) \quad R_i = R_b // [r_{be} + (1 + \beta) R_e] = 470 // [0.93 + 121 \times 0.56] = 59.93 (\text{k}\Omega)$$

$$R_o \approx R_c = 2.2\text{k}\Omega。$$

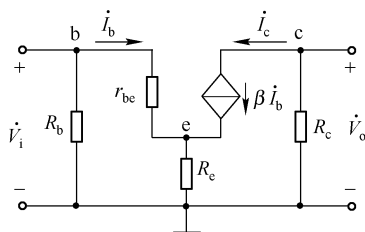


图 3.38 例 3.6 的小信号等效电路

思考题 3.5 (参考答案请扫描二维码 3-5)

1. 影响静态工作点稳定的原因是什么?
2. 采用分压式偏置电路如何使静态工作点基本稳定?
3. 在对分压式偏置电路进行静态分析时, 满足什么条件才可采用近似计算方法?
4. 分压式偏置电路若换用不同 β 值的同类型三极管, 静态工作点参数是否会有较大改变?



二维码 3-5

3.6 共集电极放大电路和共基极放大电路

前几节均以共发射极放大电路为例讨论放大电路的基本原理。本节将研究放大电路的另外两种基本接法——共集电极电路和共基极电路。

3.6.1 共集电极放大电路(射极输出器)

共集电极放大电路如图 3.39(a) 所示。其静态和动态工作情况分析如下。

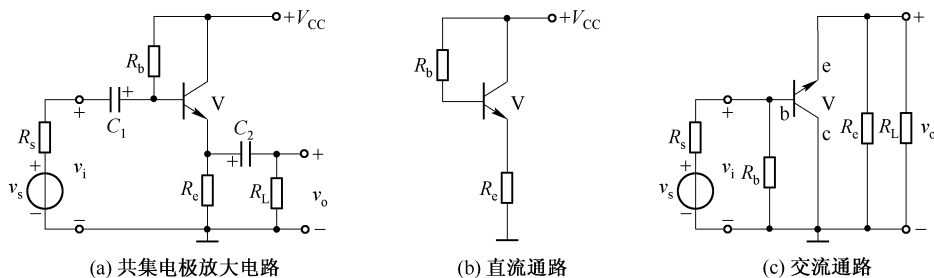


图 3.39 共集电极放大电路及其直流通路、交流通路

1. 静态分析

共集电极放大电路的直流通路如图 3.39(b) 所示。可以用近似估算法求静态工作点。

因为 $V_{CC} - I_B R_b - V_{BE} - I_E R_e = 0$, 而 $I_E = (1 + \beta) I_B$, 所以

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_b + (1 + \beta) R_e}, \quad I_C = \beta I_B, \quad V_{CE} = V_{CC} - I_E R_e \approx V_{CC} - I_C R_e$$

2. 动态分析

画出图 3.39(a) 的共集电极放大电路的小信号等效电路, 如图 3.40 所示, 就可以进行动态分析了。

(1) 求电压增益

由图 3.40 可得 $\dot{V}_i = \dot{I}_b r_{be} + R'_L (\dot{I}_b + \beta \dot{I}_b)$, $R'_L = R_e // R_L$

而 $\dot{V}_o = R'_L (\dot{I}_b + \beta \dot{I}_b) = R'_L (1 + \beta) \dot{I}_b$

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{(1 + \beta) R'_L}{r_{be} + (1 + \beta) R'_L} \approx \frac{\beta R'_L}{r_{be} + \beta R'_L} \quad (3.16)$$

比较共发射极和共集电极放大电路的电压增益表达式, 它们的分子都是 β 乘以输出电极对地的交流等效负载电阻, 分母都是三极管基极对地的交流输入电阻。

由式(3.16)可以看出, 共集电极放大电路的输出电压 $\dot{V}_o$ 总是小于输入电压 $\dot{V}_i$ 。一般地, $\beta R'_L \gg r_{be}$, 所以电压增益接近于 1 而略小于 1。由式(3.16)还可看出, 输出电压和输入电压相位相同, 因此共集电极放大电路通常又称为电压跟随器或射极跟随器。

(2) 求输入电阻

由图 3.41(a) 可以求得共集电极放大电路的输入电阻为

$$R_i = R_b // [r_{be} + (1 + \beta)(R_e // R_L)] \quad (3.17)$$

由式(3.17)可知, 与共发射极放大电路相比, 电压跟随器的输入电阻提高了很多(约高几十倍到几百倍)。

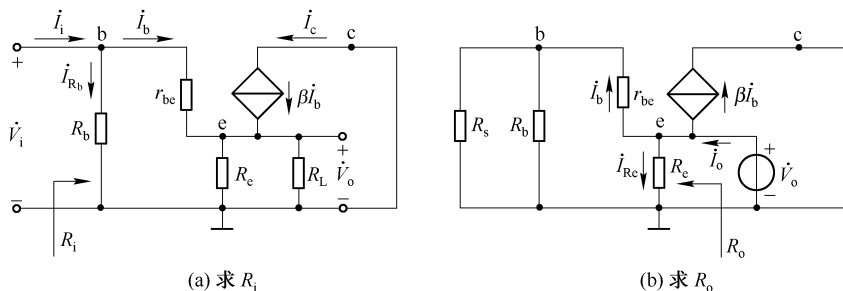


图 3.41 求 R_i 和 R_o 的小信号等效电路

(3) 求输出电阻

将输入信号源 $\dot{V}_s$ 短路, 负载开路, 在输出端加一外加电压源 $\dot{V}_o$, 如图 3.41(b) 所示, 则得到

$$\dot{I}_o = \dot{I}_b + \beta \dot{I}_b + \dot{I}_{Re} = \dot{I}_b (1 + \beta) + \frac{\dot{V}_o}{R_e} = \frac{\dot{V}_o}{R'_s + r_{be}} (1 + \beta) + \frac{\dot{V}_o}{R_e}$$

式中, $\dot{I}_b = \frac{\dot{V}_o}{R'_s + r_{be}}$, $R'_s = R_s // R_b$ 。所以

$$\dot{I}_o = \left[\frac{1}{(R'_s + r_{be})/(1+\beta) + R_e} + \frac{1}{R_e} \right] \dot{V}_o$$

$$R_o = \dot{V}_o / \dot{I}_o = R_e // \frac{R'_s + r_{be}}{1+\beta}$$

电压跟随器的输出电阻由发射极电阻 R_e 与电阻 $(R'_s + r_{be})/(1+\beta)$ 并联组成。 $(R'_s + r_{be})/(1+\beta)$ 实际上是基极回路的电阻 $(R'_s + r_{be})$ 折合到发射极回路的等效电阻。一般地, $R_e \gg \frac{R'_s + r_{be}}{1+\beta}$, 且 $\beta \gg 1$, 所以 $R_o \approx \frac{R'_s + r_{be}}{\beta}$ 。

电压跟随器的输出电阻很低,一般在几十欧到几百欧。为了降低输出电阻,应选用 β 较大的三极管。

虽然电压跟随器的电压增益小于 1,但是其输入电阻高,输出电阻低,且输出电压与输入电压同相,因此也得到了广泛的应用。高输入电阻使放大电路获取信号源(或前级)有效信号的能力增强(信号源内阻上的衰减减小),低输出电阻使负载变动对电压增益的影响减小。同时,可以利用电压跟随器进行阻抗变换,作为多级放大电路的中间级(缓冲级)使用。此外,电压跟随器对电流仍有放大作用。

3.6.2 共基极放大电路

共基极放大电路的两种常见电路分别如图 3.42(a) 和(b) 所示。图 3.42(a) 采用了两个电源,3.42(b) 采用了一个电源但用了两只基极电阻,两种电路本质上是一样的。

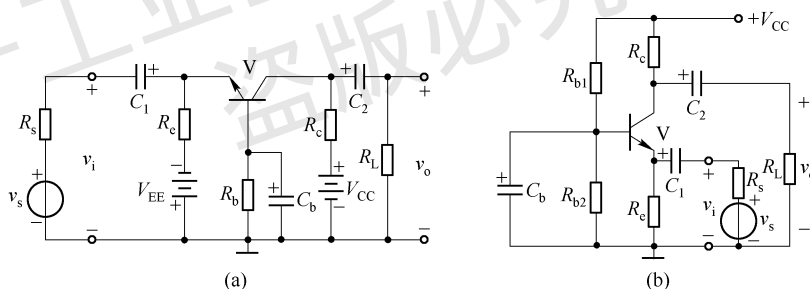


图 3.42 共基极放大电路

1. 静态分析

图 3.42 电路的直流通路如图 3.43 所示。图 3.42(a) 的直流通路与共发射极电路中射极偏置电路的直流通路类似,图 3.42(b) 的直流通路与共发射极电路中射极偏置电路的直流通路完全相同,在此不再赘述。

2. 动态分析

共基极放大电路的小信号等效电路如图 3.44 所示。

(1) 求电压增益

由图 3.44 可知

$$\dot{V}_o = -\dot{I}_c R'_L, R'_L = R_c // R_L$$

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{-\dot{I}_c R'_L}{-\dot{I}_b r_{be}} = \frac{(\beta \dot{I}_b) R'_L}{\dot{I}_b r_{be}} = \frac{\beta R'_L}{r_{be}} \quad (3.18)$$

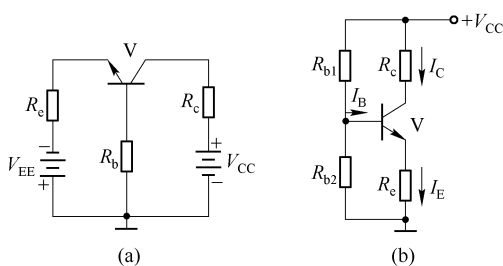


图 3.43 共基极放大电路的直流通路

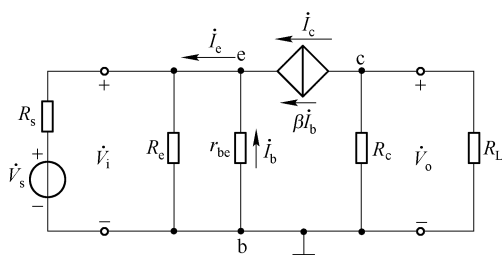


图 3.44 共基极放大电路的小信号等效电路

由式(3.18)可知,共基极放大电路的输出电压 $\dot{V}_o$ 与输入电压 $\dot{V}_i$ 同相,与共发射极放大电路的电压增益数值相同,只差一个负号。

(2) 求输入电阻

由图 3.44 可知,三极管在共基极接法时的输入电阻为

$$r_{eb} = \frac{\dot{V}_i}{-\dot{I}_e} = \frac{-\dot{I}_b r_{be}}{-(1+\beta)\dot{I}_b} = \frac{r_{be}}{1+\beta} \quad (3.19)$$

因此,放大电路的输入电阻为

$$R_i = R_e // r_{eb} \approx r_{eb} \quad (3.20)$$

由式(3.19)和式(3.20)可知,共基极放大电路的输入电阻为共发射极放大电路输入电阻的 $1/(1+\beta)$,该值很低,一般为几欧至几十欧。

(3) 求输出电阻

在共基极接法时,三极管的输出电阻 r_{cb} 比共发射极接法时的 r_{ce} 大得多。若考虑集电极电阻 R_c 时,则共基极放大电路的输出电阻为

$$R_o = R_c // r_{cb} \approx R_c$$

需要引起注意的是:上述共基极放大电路的动态参数是用共发射极接法的参数 β 和 r_{be} 进行计算的。另外还须指出:共基极放大电路的电流放大系数 $\alpha = \dot{I}_c / \dot{I}_e$ 接近于 1,但小于 1,因此共基极放大电路没有电流放大作用,有时称其为电流跟随器。

* 3.6.3 三种接法的 H 参数分析

三极管在不同接法下有不同的 H 参数,对于共基极接法和共集电极接法的三极管,也有类似的等效电路,这是由 H 参数本身性质所决定的,可以按照与共发射极接法 H 参数类似的方法进行小信号模型的建立和分析。表 3.5 列出了三种接法 H 参数的物理意义(小信号情况下,直接采用了交流量来表示相关概念)。

表 3.5 三种接法 H 参数的物理意义

物理意义 \ 接法	共发射极接法	共基极接法	共集电极接法
输出端交流短路时的输入电阻	$h_{ie} = v_{BE} / i_B$	$h_{ib} = v_{EB} / i_E$	$h_{ic} = v_{BC} / i_B$
输出端交流短路时的电流放大系数	$h_{fe} = i_C / i_B$	$h_{fb} = i_C / i_E$	$h_{fc} = i_E / i_B$
输入端交流开路时的反向电压传输比	$h_{re} = v_{BE} / v_{CE}$	$h_{rb} = v_{EB} / v_{CB}$	$h_{rc} = v_{BC} / v_{EC}$
输入端交流开路时的输出电导	$h_{oe} = i_C / v_{CE}$	$h_{ob} = i_C / v_{CB}$	$h_{oc} = i_E / v_{EC}$

但实际上,三种不同接法 H 参数的物理意义也是相近的,而且由于不同接法的 H 参数之间有一定关联,例如,经过简单的推导可得: $h_{fc}=h_{fe}$, $h_{ic}=h_{ie}$, $h_{oc}=h_{oe}$, $h_{ie}=h_{fe} \cdot h_{ib}$, $h_{fb}=\frac{h_{fe}}{h_{fe}+1}$,...因此,为简便起见,在进行共集电极接法和共基极接法动态分析时(3.6.1 节和 3.6.2 节)的 H 参数都可以用共发射极接法 H 参数来表示,并且共发射极接法 H 参数最简单,这也是其被广泛采用的原因之一。

值得注意的是,H 参数并非为一成不变的常数,会随着温度、集电极电流及集射管压降的变化而变化,因此设计电路时,需要对与实际电路相同条件的 H 参数进行测试。

3.6.4 三种基本放大电路的比较

这里对三种基本放大电路的性能特点进行简要比较。

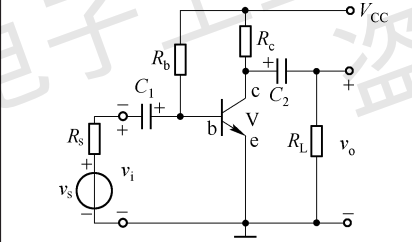
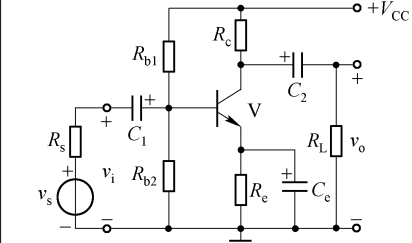
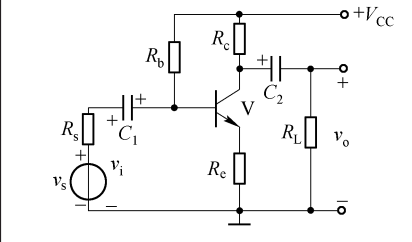
共发射极放大电路的电压、电流、功率增益都比较大,在对性能参数无特殊要求的情况下,均可采用,主要应用于低频放大电路。

共基极放大电路的输入电阻很低,使三极管结电容的影响不明显,因而频率响应特性较好。在宽频带或高频情况下,要求稳定性较高时,共基极放大电路就比较合适。

共集电极放大电路的独特优点是输入电阻很高,输出电阻很低,电压增益接近于 1,可用于电压跟随,因此常被用做多级放大电路的输入级、输出级或缓冲级。

三种基本放大电路的比较归纳于表 3.6。

表 3.6 三种基本放大电路的比较

接 法	电压增益 A_v	电流增益 A_i	输入电阻 R_i	输出电阻 R_o
共 发 射 极 接 法	 $-\frac{\beta R'_L}{r_{be}}$ $(R'_L=R_c//R_L)$ (高)	β (高)	$R_b//r_{be}$ (中等)	R_c (中等)
共 集 电 极 接 法	 $-\frac{\beta R'_L}{r_{be}}$ $(R'_L=R_c//R_L)$ (高)	$\frac{\beta(R_{b1}//R_{b2})}{r_{be}+(R_{b1}//R_{b2})}$ (高)	$R_{b1}//R_{b2}//r_{be}$ (中等)	R_c (中等)
共 基 极 接 法	 $-\frac{\beta R'_L}{r_{be}+(1+\beta)R_e}$ $\approx -\frac{R'_L}{R_e}$ $(R'_L=R_c//R_L)$ (低)	$\frac{\beta R_b}{r_{be}+R_b+\beta R_e}$ (高)	$R_b//(1+\beta)R_e$ (高)	R_c (中等)

续表

接 法		电压增益 A_v	电流增益 A_i	输入电阻 R_i	输出电阻 R_o
共集电极接法		$\frac{\beta R'_L}{r_{be} + (1+\beta) R'_L} \approx 1$ ($R'_L = R_e // R_L$) (低)	$-(1+\beta)$ (高)	$R_b // [r_{be} + (1+\beta)(R_e // R_L)]$ (高)	$R_o \approx \frac{R'_e + r_{be}}{1+\beta}$ ($R'_e = R_e // R_L$) (低)
共基极接法		$\frac{\beta R'_L}{r_{be}}$ (高)	$-\alpha \approx -1$ (低)	$R_e // r_{be} \approx r_{be} / (1+\beta)$ (低)	R_c (中等)

思考题 3.6(参考答案请扫描二维码 3-6)

1. 共集电极放大电路由于其电压增益小于 1, 所以一般不会使用这种放大电路。上述说法对吗? 为什么?
2. 共基极放大电路的主要特点是什么?
3. 某三极管, 若 $\alpha = 0.99$, 当 $I_E = 2.4\text{mA}$ 时, $I_B = ?$ 该管的 $\beta = ?$ 如果已知三极管的 $\beta = 120$, 当 $I_E = 3.6\text{mA}$ 时, $I_B = ?$ 该管的 $\alpha = ?$



二维码 3-6

3.7 放大电路的频率响应

频率响应是衡量放大电路对不同频率输入信号响应能力的一项技术指标。电子电路中所要处理的信号常常不是单一频率的, 而是具有一定的频谱。在前面对放大电路的分析中, 认为增益与频率无关, 实际上, 这种结论只对一定的频率范围(中频区)适用, 因为在这个频率区域电容的作用可忽略不计(此时旁路电容和耦合电容可视为短路, 三极管电容、寄生电容可视为开路)。随着频率的增高或频率的降低, 分别需要考虑电路中并联的或者串联的电容。输入不同频率的正弦信号, 放大电路的增益便成为频率的函数, 这种函数关系被称为放大电路的频率响应或频率特性。

为方便起见, 通常将放大电路的频率响应分为高频段、低频段和中频段 3 部分进行研究, 最后获得总的频率响应特性。

本节简要介绍频率响应的一些基本概念, 使读者对频率响应有初步的了解和认识。

3.7.1 幅频特性和相频特性

若输入不同频率的正弦信号, 由于放大电路中电抗性元件的作用, 输出信号在信号幅值得到放大的同时, 还会产生相应的相位移动。幅值和相位移动都是频率的函数。幅频特性用来描绘输入信号幅度固定时, 输出信号的幅度随频率变化而变化的规律, 即

$$|\dot{A}| = |\dot{V}_o / \dot{V}_i| = f(\omega)$$

相频特性用来描绘输出信号与输入信号之间相位差随信号频率变化而变化的规律, 即

$$\angle \dot{A} = \angle \dot{V}_o - \angle \dot{V}_i = f(\omega)$$

幅频特性和相频特性统称为放大电路的频率响应,二者综合起来可全面表征放大电路的频率特性。

3.7.2 波特图

在研究放大电路的频率响应时,经常根据其频率特性的表达式,绘制频率特性曲线。应用最为广泛的是对数频率特性曲线,称为波特图(Bode Plot)。单管共发射极电路的波特图如图 3.45 所示。

波特图的横坐标为频率,纵坐标为增益,均采用对数刻度,这样处理不仅能把频率和增益变化范围展宽,而且在绘制近似频率响应曲线时也十分简便。并且,采用对数频率特性对于多级放大电路来说使用更加方便,因为增益之积转变为对数增益之和,将各级对数增益相加即可得到总增益。

在输入信号幅值保持不变的条件下,增益下降 3dB 的频率点(此时增益应为中频时的 $1/\sqrt{2}$,即 0.707 倍),其输出功率约等于中频区输出功率的一半,通常称为半功率点。一般把幅频响应的高、低两个半功率点间的频率差定义为放大电路的带宽(通频带),即

$$BW = f_H - f_L$$

带宽是放大电路的重要技术指标,在带宽范围内,信号具有相同的放大能力。超出带宽范围,信号会很快衰减。

3.7.3 共发射极放大电路的频率特性

在介绍放大电路的频率特性之前,有必要对三极管的物理模型及不同频率时的等效电路做一简要说明。

三极管的物理模型如图 3.46 所示。图中, $r_{bb'}$ 是基区的体电阻, b' 是基区中假想的一个点, r_e 是发射结电阻, $r_{b'e}$ 是 r_e 归算到基极回路的电阻, $C_{b'e}$ 是发射结电容($C_{b'e}$ 也用 C_π 这一符号), $r_{b'c}$ 是集电结电阻, $C_{b'c}$ 是集电结电容($C_{b'c}$ 也用 C_μ 这一符号)。

三极管的低频小信号模型前已述及。图 3.47 为三极管的高频小信号电路模型。在高频时,与 $C_{b'e}$ 并联的 $r_{b'e}$ 的数值很大,可忽略不计;而 r_{ce} 与负载电阻并联,该电阻的值常常远大于负载电阻的值,也可省略。

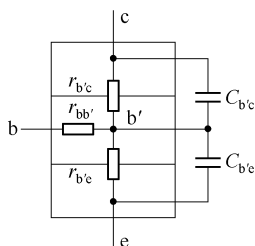


图 3.46 三极管的物理模型

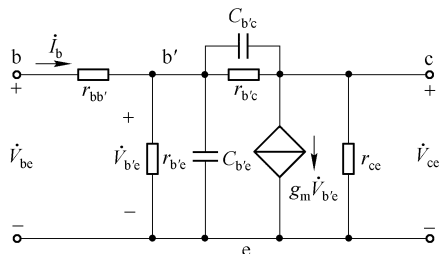


图 3.47 三极管的高频小信号电路模型

必须注意到,在高频小信号模型中,电流源用 $g_m \dot{V}_{b'e}$ 而非 $\beta \dot{I}_b$ 表示,这是因为 β 本身与频率有关,而 g_m 与频率无关。二者关系如下

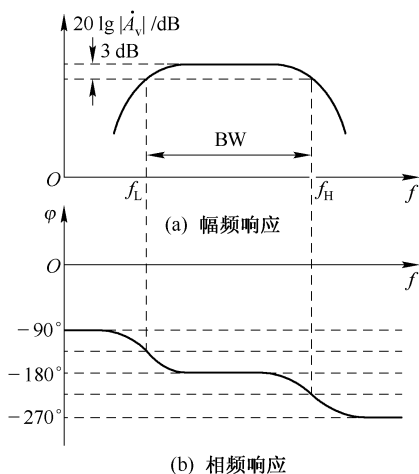


图 3.45 单管共发射极电路的波特图

$$\beta_0 \dot{I}_b = \beta_0 \frac{\dot{V}_{b'e}}{r_{b'e}} = \beta_0 \frac{\dot{I}_b \dot{V}_{b'e}}{\dot{I}_b r_{b'e}} = \frac{\dot{I}_c \dot{V}_{b'e}}{\dot{V}_{b'e}} = g_m \dot{V}_{b'e}$$

β_0 是低频时的 β ,与高频时的 β 相区分。 g_m 称为跨导,可表示为

$$g_m = \frac{\dot{I}_c}{\dot{V}_{b'e}} = \frac{\dot{I}_c / \dot{I}_b}{\dot{V}_{b'e} / \dot{I}_b} = \frac{\beta_0}{r_{b'e}}$$

由此可见 g_m 与频率无关。

对于图 3.48(a) 所示的共发射极放大电路,图 3.48(b)、(c) 和(d) 分别画出了其低、中、高 3 个频段的小信号模型(图中 $R_b = R_{b1} // R_{b2}$)。

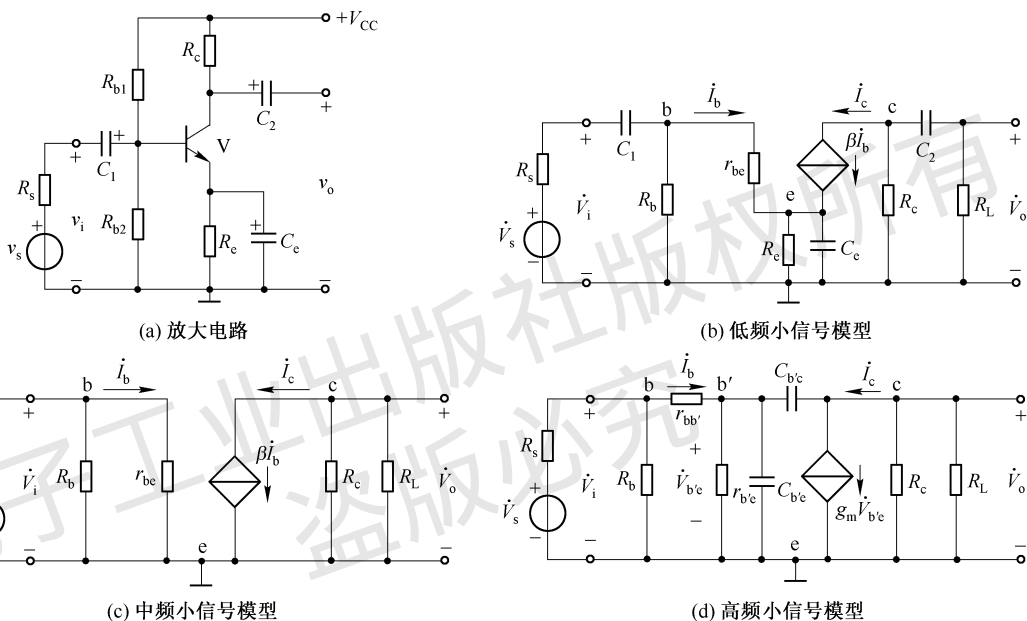


图 3.48 共发射极放大电路及低、中、高 3 个频段的小信号模型

在放大电路的低频段,三极管的极间电容被忽略,隔直电容 C_1 、 C_2 和旁路电容 C_e 等外接电容的影响需要加以考虑。

在中频段,隔直电容的容抗比串联回路中的其他电阻的值小得多,可以认为是交流短路;三极管极间电容的容抗较并联支路其他电阻的值大得多,可以视为交流开路。也就是说,中频段可以忽视容抗的影响,得到与前述分析结果一致的中频等效电路。

高频段小信号模型中的隔直电容 C_1 、 C_2 和旁路电容 C_e 短路,但此时并联在电路中的极间电容必须考虑。

根据中频、低频和高频时的等效电路可以分别得到不同频段电压增益的表达式,综合起来,就可得到单管共发射极放大电路在全频段总电压增益的表达式。根据表达式绘图,就可得到单管共发射极放大电路的波特图如图 3.45 所示。

思考题 3.7(参考答案请扫描二维码 3-7)

1. 在波特图上,增益下降 3dB 的频率为什么被称为半功率频率?
2. 绘制波特图时,为什么采用对数刻度?



二维码 3-7

3.8 场效应管放大电路

场效应管(FET)与三极管一样,也具有放大作用,可以组成共源极、共漏极和共栅极3种接法的放大电路。由于场效应管只有在恒流区才具有放大作用,因此场效应管放大电路同样需要进行直流偏置,以保证场效应管的正常工作。本节重点介绍共源极接法FET放大电路。

3.8.1 FET 放大电路的静态分析

1. 直流偏置电路

FET是电压控制器件,静态时需要有合适的栅极电压。FET有不同的种类,偏置电路应根据不同的管子选择不同的电压极性及电路形式。通常FET的偏置方式有两种,即自偏压方式和分压式偏置方式。下面以N沟道耗尽型MOS管为例进行说明。

(1) 自偏压方式

自偏压方式直流偏置电路如图3.49(a)所示,此方式仅适宜于耗尽型FET。在源极接入源极电阻 R_s ,耗尽型FET的 $v_{GS}=0$ 时,漏极电流 I_D 流过 R_s 时会产生压降。由于栅极电阻上没有电流(也即 $V_G=0$),所以在静态时栅源之间电压为

$$V_{GS} = V_G - V_S = -I_D R_s$$

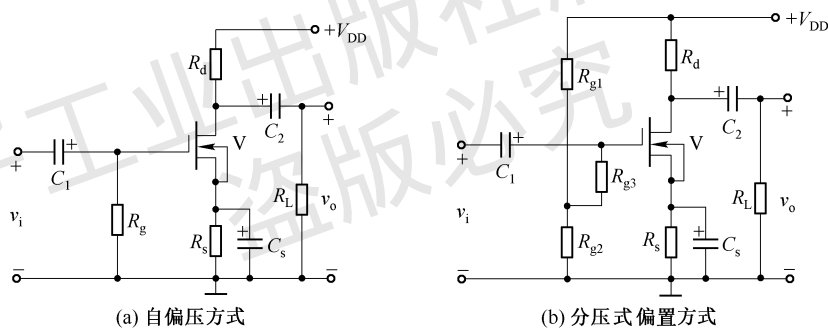


图 3.49 FET 的直流偏置电路

该方式之所以称为自偏压方式,是因为偏置电压是由管子本身的漏极电流流经源极电阻产生的电压。图中电容 C_s 称为源极旁路电容,主要目的是防止增益的下降。

自偏压电路的优点是结构简单,但其有一缺陷:静态工作点确定后, V_{GS} 和 I_D 就随之确定了, R_s 的选择范围很小。

(2) 分压式偏置方式

这种偏压方式既适用于耗尽型FET,又适用于增强型FET。

分压式偏置电路是在图3.49(a)的基础上,在栅极接上两个分压电阻 R_{g1} 和 R_{g2} 构成的,如图3.49(b)所示。漏极电源 V_{DD} 经分压电阻分压后加到 R_{g3} 上。由于 R_{g3} 上没有电流,所以栅极电压为

$$V_G = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} V_{DD}$$

漏极电流在 R_s 上产生的压降为 $V_S = I_D R_s$,因此,静态时加在FET上的栅源电压为

$$V_{GS} = V_G - V_S = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} V_{DD} - I_D R_s = - \left(I_D R_s - \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} V_{DD} \right)$$

2. 静态工作点 Q 的确定

对 FET 放大电路的静态分析可以采用图解法或用公式计算。如果管子的输出特性曲线和电路参数已知,可用图解法进行分析,方法与三极管图解法类似。下面讨论用公式进行近似估算以确定 Q 点。

由耗尽型 MOSFET 的转移特性表达式,即

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \quad (3.21)$$

采用图 3.49(a) 和 3.49(b) 的不同偏置电路分别有

$$V_{GS} = -I_D R_s \quad (3.22)$$

$$V_{GS} = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} V_{DD} - I_D R_s \quad (3.23)$$

这样,联立式 (3.21) 与式 (3.22) 或式 (3.21) 与式 (3.23) 可求得 V_{GS} 和 I_D , 再根据 $V_{DS} = V_{DD} - I_D(R_d + R_s)$, 求出 V_{DS} , 就可确定 Q 点。

3.8.2 FET 放大电路的小信号模型分析法

和三极管一样, FET 工作在输出特性曲线的恒流区时,也可采用小信号模型来分析其放大电路。

1. FET 的小信号模型

FET 的小信号模型及简化模型如图 3.50 所示。由于 FET 为电压控制器件, $g_m \dot{V}_{gs}$ 表示由栅源电压 $\dot{V}_{gs}$ 控制的电流源; r_d 表示电流源电阻, 通常为几百千欧的数量级, 当负载电阻比该电阻小很多时, 可认为 r_d 开路; 输入电阻 r_{gs} 是栅源间的电阻, 阻值很高。在简化模型中, 可认为 r_{gs} 开路。

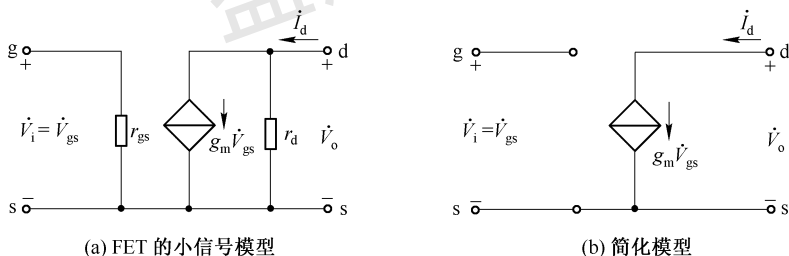


图 3.50 FET 的小信号模型及简化模型

2. FET 放大电路的小信号模型

FET 放大电路有 3 种接法, 现在应用小信号模型来分析图 3.49(b) 所示的共源极放大电路。FET 放大电路同样存在频率响应, 在不同频段有不同的等效电路。这里仅研究其中频小信号模型, 如图 3.51 所示。

$$\dot{V}_o = -g_m \dot{V}_{gs} (R_d // R_L) \quad (3.24)$$

所以共源极放大电路的中频增益为

$$\begin{aligned} \dot{A}_v &= \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{-g_m \dot{V}_{gs} (R_d // R_L)}{\dot{V}_{gs}} \\ &= -g_m (R_d // R_L) \end{aligned} \quad (3.25)$$

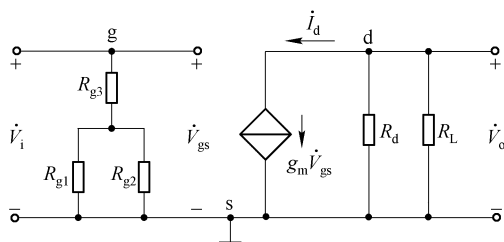


图 3.51 图 3.49(b) 的中频小信号模型

式(3.25)中的负号表示输出信号与输入信号相位相反,因此共源极放大电路是反相电压放大电路。

输入电阻为 $R_i = R_{g3} + (R_{g1} // R_{g2})$

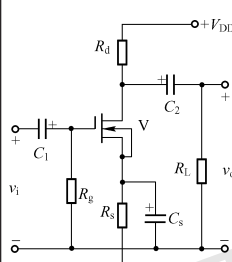
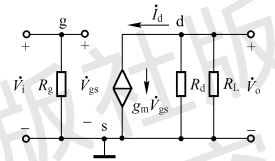
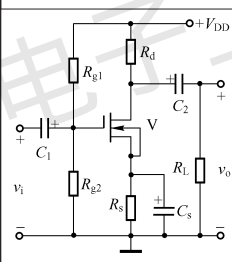
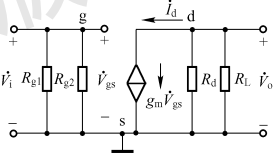
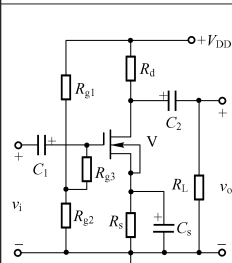
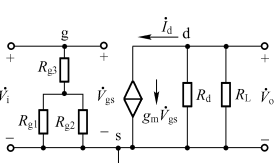
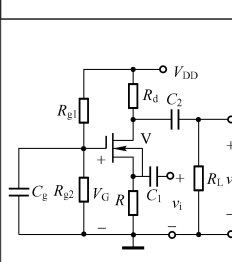
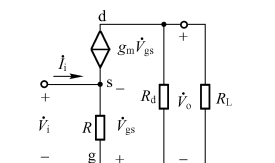
输出电阻为 $R_o \approx R_d$

* 3.8.3 FET 三种接法的比较

除了共源极放大电路,FET 放大电路还有共栅极放大电路和共漏极放大电路,可以进行与三极管放大电路 3 种接法类似的分析。

表 3.7 列出了 FET 三种放大电路的比较(其中有些参数是近似表示)。有了小信号等效电路的基本概念,采用基尔霍夫电流定律、基尔霍夫电压定律及欧姆定律等电路基本关系,可以很容易得出增益 A_v 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 等参数的表达式。

表 3.7 FET 三种放大电路的比较(以耗尽型 MOSFET 为例)

接 法	静 态 参 数	小信号等效电路	A_v	R_i	R_o
共源极接法	 $V_{GS} = V_G - V_S = -I_D R_s$ $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$ $V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_d + R_s)$		$-g_m (R_d // R_L)$ (中等)	R_g (高)	R_d (中等)
共漏极接法	 $V_G = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} V_{DD}$ $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$ $V_{GS} = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} V_{DD} - I_D R_s$ $V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_d + R_s)$		$-g_m (R_d // R_L)$ (中等)	$R_{g1} // R_{g2}$ (中等)	R_d (中等)
共栅极接法	 $V_G = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} V_{DD} - I_D R_s$ $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$ $V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_d + R_s)$		$-g_m (R_d // R_L)$ (中等)	$R_{g3} + (R_{g1} // R_{g2})$ (高)	R_d (中等)
共栅极接法	 $V_G = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} V_{DD}$ $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$ $V_{GS} = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} V_{DD} - I_D R$ $V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_d + R)$		$g_m (R_d // R_L)$ (中等)	$R // \left(\frac{1}{g_m}\right)$ (低)	R_d (中等)

接 法	静态参数	小信号等效电路	A_v	R_i	R_o
共漏极接法	$V_{GS} = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} V_{DD} - I_D R_s$ $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$ $V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_d + R_s)$		$\frac{g_m (R // R_L)}{1 + g_m (R // R_L)}$ (低)	$R_g + (R_{g1} // R_{g2})$ (高)	$R // \left(\frac{1}{g_m} \right)$ (低)

下面以共漏极放大电路为例推导输出电阻 R_o 的关系式,其余相关表达式和参数读者可自行推导,此处不再赘述。

【例 3.7】 如图 3.52 (a) 所示的共漏极放大电路,求该电路的输出电阻 R_o 。

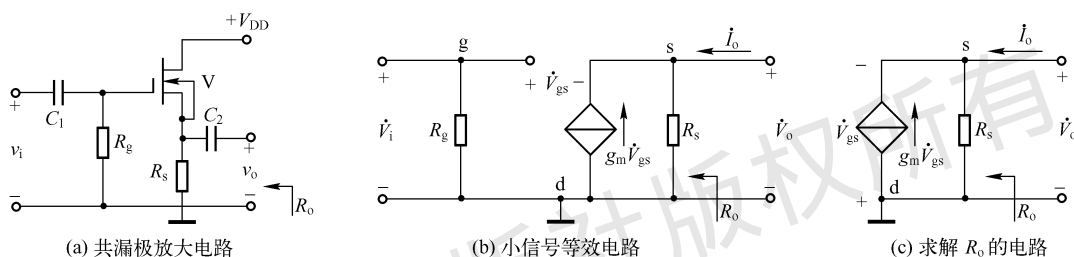


图 3.52 例 3.7 的图

解:根据输出电阻的定义,此时 $\dot{v}_i = 0$, 因此栅极接地, $\dot{v}_{gs} = -\dot{v}_{sg} = -\dot{v}_o$ 。

在 s 点,由 KCL 可得

$$\dot{i}_o + g_m \dot{v}_{gs} = \frac{\dot{v}_o}{R_s}$$

$$\dot{i}_o = \frac{\dot{v}_o}{R_s} - g_m \dot{v}_{gs} = \frac{\dot{v}_o}{R_s} - g_m (-\dot{v}_o) = \dot{v}_o \left(\frac{1}{R_s} + g_m \right)$$

$$R_o = \frac{\dot{v}_o}{\dot{i}_o} = \frac{\dot{v}_o}{\dot{v}_o \left(\frac{1}{R_s} + g_m \right)} = \frac{1}{\frac{1}{R_s} + g_m} = \frac{1}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{\frac{1}{g_m}}} = R_s // \left(\frac{1}{g_m} \right)$$

例 3.8 以共源极接法为例对场效应管相关参数进行计算。

【例 3.8】 电路如图 3.53 (a) 所示。已知: $V_{DD} = 16V$, $R_{g1} = 10M\Omega$, $R_{g2} = 3M\Omega$, $R_d = 5k\Omega$, $R_s = 1k\Omega$, $R_L = 5k\Omega$ 。场效应管的参数 $V_T = 2.1V$, 当 $V_{GS(on)} = 5V$ 时, $I_{D(on)} = 450mA$ 。 C_1 、 C_2 、 C_s 容量都足够大。(1) 计算 I_{DQ} 、 V_{GSQ} 和 V_{DSQ} ; (2) 画出小信号等效电路; (3) 若该电路的输入电压 $v_i = 1mV$, 求输出电压 v_o 。

解: (1) 正如第 2 章表 2.1 所描述的那样, 增强型场效应管的输入特性曲线及相关参数如图 3.53 (b) 所示。

由于

$$V_G = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} V_{DD} = \frac{3}{10+3} \times 16 = 3.6923 (V)$$

而 $V_{GS} = V_G - I_D R_s$, 所以

$$V_{GS} = 3.6923 - I_D$$

本题中

$$k = I_{D(on)} / (V_{GS(on)} - V_T)^2 = 450 / (5 - 2.1)^2 = 53.51 (mA/V^2)$$

$$I_D = k (V_{GS} - V_T)^2 = 53.51 (V_{GS} - 2.1)^2$$

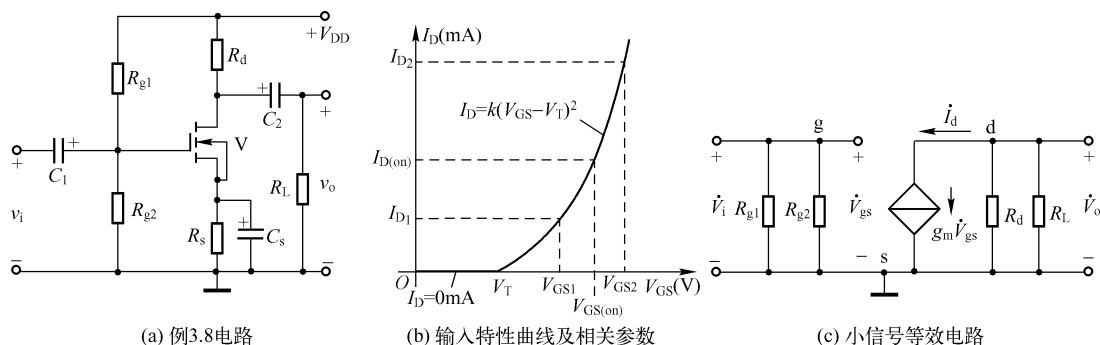


图 3.53 例 3.8 的图

采用公式法,解以下联立方程组:

$$\begin{cases} V_{GS} = 3.6923 - I_D \\ I_D = 53.51 (V_{GS} - 2.1)^2 \end{cases}$$

得

$$V_{GSQ1} = 2.2634\text{V}, V_{GSQ2} = 1.9178\text{V} (\text{小于 } V_T \text{ 舍去})$$

因此

$$I_{DQ1} = 3.6923 - 2.2634 = 1.43 (\text{mA})$$

于是

$$V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} (R_d + R_s) = 7.43 (\text{V})$$

(2) 小信号等效电路如图 3.53(c) 所示。

(3) 将 $V_{GSQ} = 2.2634\text{V}$ 代入 $g_m = 2k(V_{GSQ} - V_T)$ 可得:

$$g_m = 2 \times 53.51 \times (2.2634 - 2.1) = 17.49 (\text{ms})$$

于是

$$A_v = -g_m R'_L = -g_m (R_d // R_L) = -17.49 \times (5 // 5) = -43.73$$

输出电压

$$v_o = A_v v_i = -43.73 \times 1 = -43.73 (\text{mV})$$

图 3.54 是例 3.8 的 Multisim 仿真。通过静态工作点分析(DC Operating Point Analysis)可以得到:场效应管放大电路的静态参数 V_{GSQ} 、 V_{DSQ} 、 I_{DQ} 分别为 2.17V、6.89V 和 1.52mA。电压增益可以由示波器参数直接求解得到 $A_v = -43.745\text{mV}/999.945\mu\text{V} = -43.75$ 。无论是静态参数还是动态参数,均与理论结果比较接近。

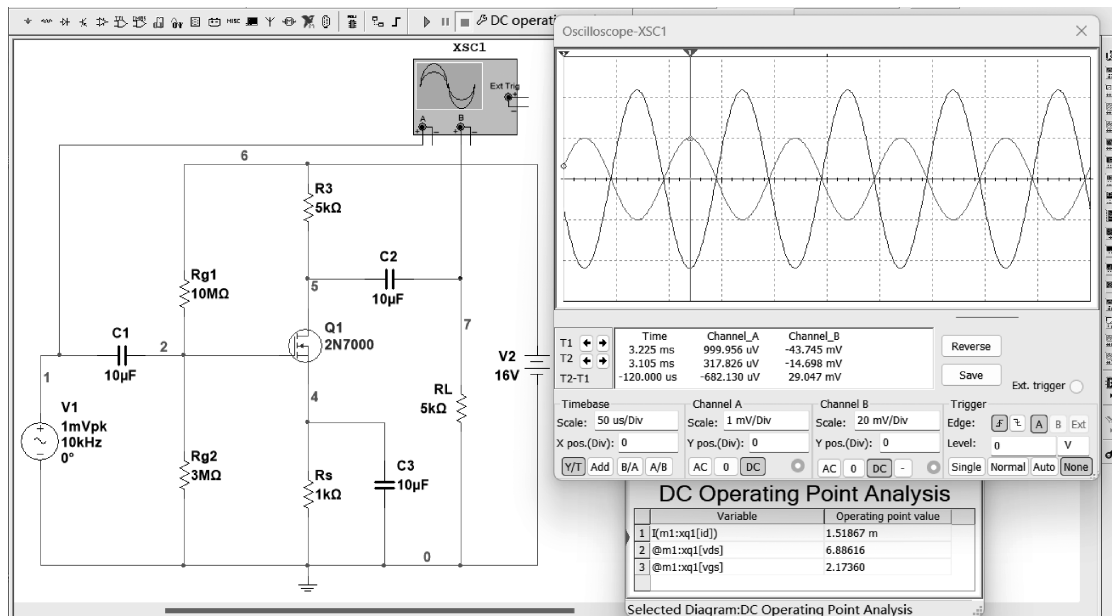


图 3.54 例 3.8 的 Multisim 仿真

思考题 3.8 (参考答案请扫描二维码 3-8)

1. 场效应管放大电路是否需要偏置电路? 如需要该如何进行偏置?
2. 图 S3.8 为耗尽型 MOS 管的特性曲线。若 $V_P = -6V$, $I_{DSS} = 10mA$, 试计算 $V_{GS} = -2V$ 时的 g_m , 并将结果与图解法的结果进行比较。

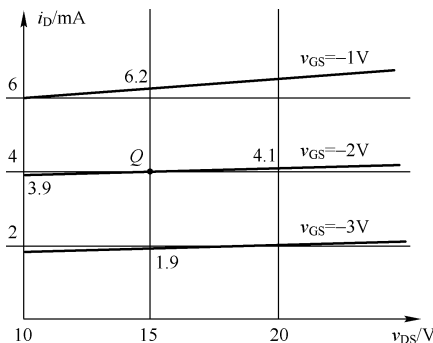


图 S3.8



二维码 3-8

3.9 多级放大电路

3.9.1 多级放大电路概述

前述由一个三极管或场效应管构成的单管放大电路,其电压增益一般只能达到几十倍,并且其他性能指标(输入电阻、输出电阻)也不一定能满足使用要求。因此,实际使用时常常将若干个单管放大电路连接起来,构成多级放大电路,使微弱的输入电压信号达到足够高的幅度,推动负载工作。

多级放大电路的连接方式称为放大电路的耦合方式。放大电路的级间耦合必须保证信号的正确传输,且保证各级的静态工作点正确。

1. 耦合方式

级间耦合方式是由输入信号的性质决定的。多级放大电路常用的耦合方式有 3 种,即直接耦合、阻容耦合和变压器耦合。

直接耦合是前、后级间采用直接连接或电阻连接,不采用电抗性元件。直接耦合电路可传输低频甚至直流信号,因此缓慢变化的漂移信号可以通过直接耦合放大电路,如图 3.55(a) 所示。

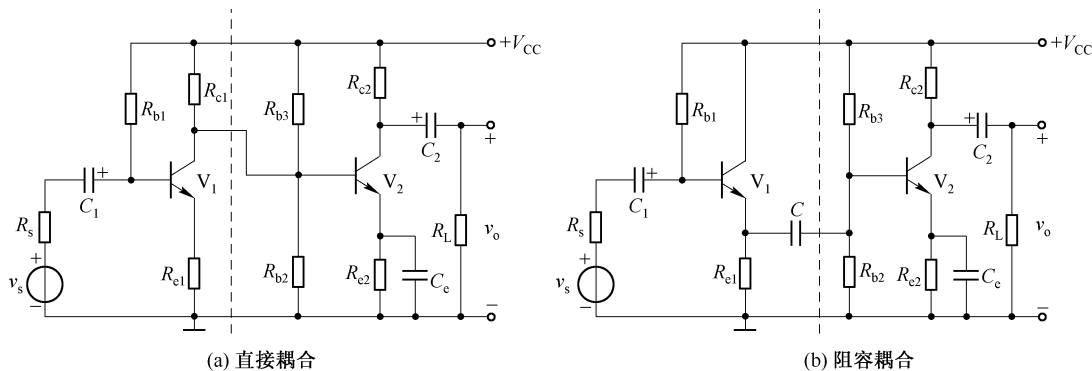


图 3.55 耦合放大电路

阻容耦合和变压器耦合属于电抗性元件耦合,级间采用电容或变压器耦合。这两种耦合方式,只能传输交流信号,漂移信号和低频信号不能通过。采用变压器耦合的优点是可以实现输出级与负载的阻抗匹配,以获得有效的功率传输;也可以隔掉直流,传递一定频率的交流信号。因此各放大级的 Q 点互相独立。变压器耦合在放大电路中应用较少。本节只介绍阻容耦合放大电路,如图 3.55(b) 所示。

2. 直接耦合放大电路

直接耦合放大电路可以使缓慢变化的信号或直流信号得到放大。采用直接耦合或电阻耦合必须解决两个问题:①前后各放大级的静态工作点的相互影响;②零点漂移。

(1) 前后各放大级的静态工作点的相互影响

如果将基本放大电路的耦合电容去掉,前后级直接连接,如图 3.56 所示,即构成电平移动直接耦合放大电路,其中:

$$V_{C1} = V_{B2}, \quad V_{C2} = V_{B2} + V_{CE2} > V_{B2} (V_{C1})$$

前后级直接连接会使集电极的电位逐级升高,后面放大级要接较大的发射极电阻,才能获得正确的静态工作点。但是较大的发射极电阻会使该级的电压放大倍数下降(实际上是引入了电流负反馈),直流信号或缓变信号则无法采用在发射极电阻两端并联旁路电容的方法来排除负反馈,因此这种方式只适用于级数较少的电路。

如果多级电路级间采用 NPN 管和 PNP 管组合的方式,如图 3.57 所示,则构成 NPN+PNP 组合电平移动直接耦合放大电路。由于 NPN 管集电极电位高于基极电位,PNP 管集电极电位低于基极电位,它们的组合使用可避免集电极电位的逐级升高。

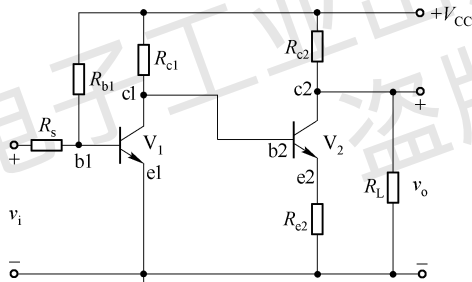


图 3.56 电平移动直接耦合放大电路

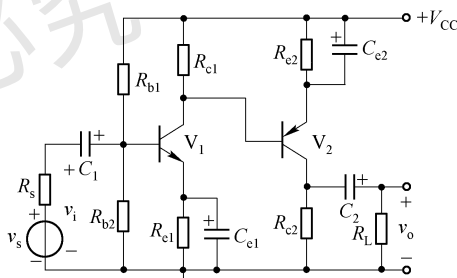


图 3.57 NPN 管和 PNP 管组合电路

(2) 零点漂移

零点漂移是三极管的工作点随时间变化而逐渐偏离原有静态值的现象。一个理想的直接耦合放大电路在静态时的输出电压应保持不变。但在实际中,如果对输出电压进行测试,就会发现它缓慢、无规则地变化,这种现象即是所谓的零点漂移。

产生零点漂移的主要原因是温度的影响,所以有时也用温度漂移或时间漂移来表示。一般地,可用一定时间内,或一定温度变化范围内的输出级静态工作点的变化值除以放大倍数(也即将输出级的漂移值归算到输入级)来表示零点漂移,例如 $\mu V/^\circ C$ 或 $\mu V/min$,等等。

多级放大电路中,第一级产生的零点漂移的影响最大。这是由于采用直接耦合方式,会使得漂移被逐级放大。因此抑制零点漂移要从第一级着手。

尽管直接耦合放大电路存在上述两个问题,但由于不使用电容耦合,因此满足集成化的要求。在第 5 章要介绍的集成运算放大器中,其内部级联均采用直接耦合。

3. 阻容耦合放大电路

阻容耦合放大电路的前后级间是通过电容耦合的,由于电容有隔直作用,因此前后级间的直

流工作状态不互相影响,也即各级放大电路的静态工作点不会互相影响。耦合电容(一般取几微法到几十微法)对交流信号的容抗必须很小,这样其交流分压才可忽略不计,前级放大电路的电压信号几乎可以无损失地传输到后级放大电路。

阻容耦合在分立元件放大电路中应用较广,但在集成电路中,由于制造大容量电容非常困难,因此集成电路中各放大电路级间一般不采用阻容耦合方式。

3.9.2 多级放大电路的分析

多级放大电路的分析是在单级放大电路分析的基础上进行的,同样有静态分析和动态分析。进行静态分析时,要注意多级放大电路的级联方式是否会使前后级的静态参数相互影响;动态分析时既要各级分别分析计算,又要考虑到前后级的联系,如图 3.58 所示。

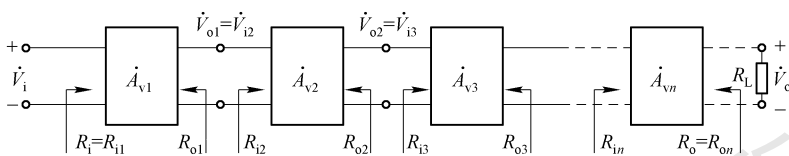


图 3.58 多级放大电路前后级间的联系

1. 多级放大电路电压增益的计算

提高增益是构成多级放大电路的一个主要目的。 n 个单管放大电路经过级联构成多级放大电路后,总的电压增益应为各单管放大电路电压增益的连乘积,即

$$\begin{aligned}\dot{A}_v &= \frac{\dot{V}_{on}}{\dot{V}_{i1}} = \frac{\dot{V}_{i2}}{\dot{V}_{i1}} \cdot \frac{\dot{V}_{i3}}{\dot{V}_{i2}} \cdot \frac{\dot{V}_{i4}}{\dot{V}_{i3}} \cdot \dots \cdot \frac{\dot{V}_{on}}{\dot{V}_{i, n}} = \frac{\dot{V}_{o1}}{\dot{V}_{i1}} \cdot \frac{\dot{V}_{o2}}{\dot{V}_{i2}} \cdot \frac{\dot{V}_{o3}}{\dot{V}_{i3}} \cdot \dots \cdot \frac{\dot{V}_{on}}{\dot{V}_{in}} \\ &= \dot{A}_{v1} \cdot \dot{A}_{v2} \cdot \dot{A}_{v3} \cdot \dots \cdot \dot{A}_{vn} = \prod_{i=1}^n \dot{A}_{vi}\end{aligned}$$

由于单管放大电路构成多级放大电路时彼此相互影响,因此在求分立元件多级放大电路的电压增益时要考虑到前后级的级联关系。一般情况下,电压增益并不是各级的简单相乘。例如,图 3.59 所示的两级放大电路,分别为射极输出器和共基极放大电路,假如电路参数如图 3.59 中所示(其中电压增益 $\dot{A}_{vo}$ 为不带负载时的开路电压增益),根据 1.3 节电路模型给出的表达式,有

$$\dot{V}_{o1} = \frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}} \dot{A}_{vo1} \dot{V}_{i1}$$

所以

$$\dot{A}_{v1} = \frac{\dot{V}_{o1}}{\dot{V}_{i1}} = \frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}} \dot{A}_{vo1} = \frac{26}{26 + 12} \times 1 = 0.68$$

同样

$$\dot{A}_{v2} = \frac{\dot{V}_{o2}}{\dot{V}_{i2}} = \frac{R_L}{R_L + R_{o2}} \dot{A}_{vo2} = \frac{8.2}{8.2 + 5.1} \times 240 = 147.97$$

因此

$$\dot{A}_v = \dot{A}_{v1} \cdot \dot{A}_{v2} = 0.68 \times 147.97 = 100.62$$

如果考虑电源内阻,则两级电路的总增益为

$$\dot{A}_{vs} = \frac{R_{i1}}{R_{i1} + R_s} \dot{A}_{v1} \cdot \dot{A}_{v2} = \frac{10}{10 + 1} \times 0.68 \times 147.97 = 91.47$$

由上述计算我们可以看出对于两级放大电路:

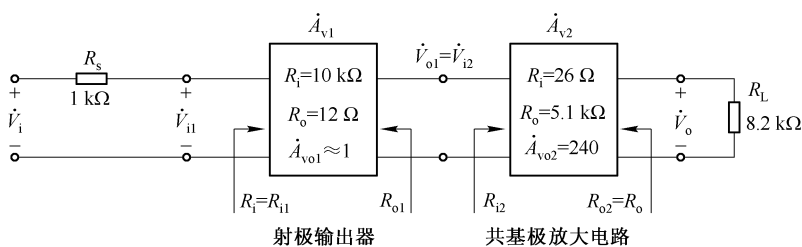


图 3.59 射极输出器和共基极放大电路构成的两级放大电路

$$\dot{A}_v = \dot{A}_{v1} \cdot \dot{A}_{v2} = \frac{\dot{V}_{o1}}{\dot{V}_{i1}} \cdot \frac{\dot{V}_{o2}}{\dot{V}_{i2}} = \dot{A}_{v01} \cdot \frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}} \cdot \dot{A}_{v02} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{i2}} = \dot{A}_{v01} \cdot \frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}} \cdot \dot{A}_{v2}$$

多级放大电路增益的计算方法与上述两级放大电路类似。一般是将后一级与前一级断开,计算前一级的开路电压增益和输出电阻,使其作用到后一级的输入端,这种方法称做开路电压法。应当注意的是,在计算各级电压增益时,前一级的开路电压是后一级的信号源电压;前一级的输出电阻是后一级的信号源内阻;而后一级的输入电阻是前一级的负载。

2. 多级放大电路的输入电阻和输出电阻

多级放大电路的输入电阻是第一级放大电路的输入电阻,多级放大电路的输出电阻是最后一级放大电路的输出电阻。了解到这一点,就可以通过分析第一级和最后一级的接法,利用前面所学的知识,很方便地获得多级放大电路的输入电阻和输出电阻。

3. 多级放大电路的频率响应

多级放大电路的增益虽然提高了,但其带宽却变窄了,而且比构成多级放大电路的任何单管放大电路的都窄。级数越多,则下限频率 f_L 越高,上限频率 f_H 越低,通频带越窄。在研究多级放大电路时需要注意这个问题。

下面以一个两级放大电路为例说明多级放大电路的计算。

【例 3.9】 两只三极管的电流放大倍数相同, $\beta_1=\beta_2=\beta=100$, $r_{bb'}=300$,且 $V_{BE1}=V_{BE2}=0.7\text{ V}$,其余参数如图 3.60 所示。求该两级放大电路的静态工作点 Q 、电压增益 A_v 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。

解: (1) 静态分析。

由于两只管子是直接耦合的,所以静态工作点会互相影响。

V_1 管的基极电压为

$$V_{B1} = V_{CC} \cdot \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} = 12 \times \frac{20}{20 + 51} = 3.38(\text{ V})$$

根据共发射极分压式偏置电路的静态计算公式有

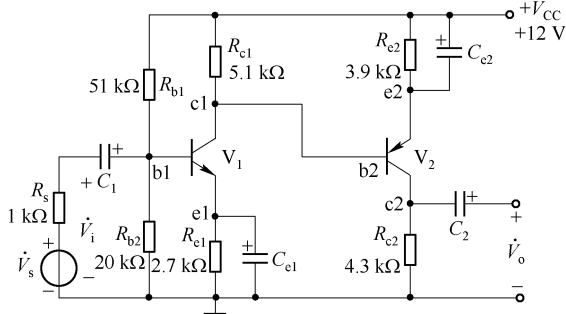


图 3.60 例 3.9 的图

$$I_{BQ1} = \frac{V_{B1} - V_{BE1}}{(R_{b1} \parallel R_{b2}) + (1 + \beta) R_{e1}} = \frac{3.38 - 0.7}{(51 \parallel 20) + 101 \times 2.7} = 9.3(\mu\text{ A})$$

所以

$$I_{CQ1} = \beta I_{BQ1} = 0.93\text{ mA}$$

于是

$$V_{C1} = V_{CC} - I_{CQ1} R_{c1} = 12 - 0.93 \times 5.1 = 7.26(\text{ V})$$

$$\begin{aligned} V_{CEQ1} &= V_{CC} - I_{CQ1} R_{c1} - (I_{CQ1} + I_{BQ1}) R_{e1} \approx V_{CC} - I_{CQ1} (R_{c1} + R_{e1}) \\ &= 12 - 0.93 \times 7.8 = 4.75(\text{ V}) \end{aligned}$$

因为

$$V_{C1} = V_{B2} = 7.26\text{ V}$$

所以

$$\begin{aligned} V_{E2} &= V_{B2} + V_{BE2} = 7.26 + 0.7 = 7.96(\text{V}) \\ I_{EQ2} &\approx I_{CQ2} = (V_{CC} - V_{E2}) / R_{e2} = (12 - 7.96) / 3.9 = 1.04(\text{mA}) \\ V_{C2} &= I_{CQ2} R_{c2} = 1.04 \times 4.3 = 4.47(\text{V}) \\ V_{CEQ2} &= V_{C2} - V_{E2} = 4.47 - 7.96 = -3.49(\text{V}) \end{aligned}$$

(2) 动态分析。

两级电路的小信号模型如图 3.61 所示。

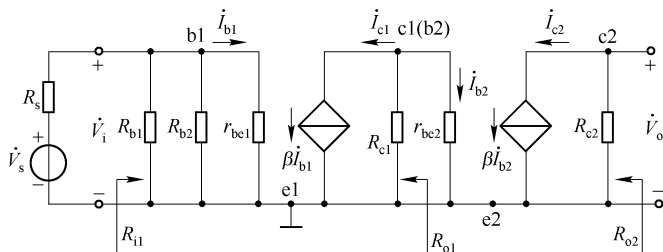


图 3.61 两级电路的小信号模型

先求电压增益。两只三极管的输入电阻为

$$\begin{aligned} r_{be1} &= r_{bb'} + (1 + \beta_1) \frac{26(\text{mV})}{I_{E1}(\text{mA})} = 300 + 101 \times \frac{26}{0.93} = 3.1(\text{k}\Omega) \\ r_{be2} &= r_{bb'} + (1 + \beta_2) \frac{26(\text{mV})}{I_{E2}(\text{mA})} = 300 + 101 \times \frac{26}{1.04} = 2.8(\text{k}\Omega) \end{aligned}$$

第一级的开路电压增益 $A_{vo1} = -\frac{\beta R_{c1}}{r_{be1}} = -\frac{100 \times 5.1}{3.1} = -164.5$

因为 $R_L = \infty$, 所以

$$A_{v2} = A_{vo2} = -\frac{\beta R_{c2}}{r_{be2}} = -\frac{100 \times 4.3}{2.8} = -153.6$$

又由于 $R_{o1} \approx R_{c1}$, 所以 $A_v = A_{v1} A_{v2} = A_{o1} \cdot \frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}} \cdot A_{v2} = -164.5 \times \frac{2.8}{5.1 + 2.8} \times (-153.6) = 8955$

所以总的增益为 8955。

如果考虑电源内阻损耗, 则计算如下:

$$R_{i1} = r_{be1} // R_{b1} // R_{b2} = 3.1 // 51 // 20 = 2.55(\text{k}\Omega)$$

$$A_{vs} = A_{vs1} \cdot A_{v2} = \frac{R_{i1}}{R_s + R_{i1}} A_{v1} \cdot A_{v2} = \frac{R_{i1}}{R_s + R_{i1}} \cdot A_v = \frac{2.55}{1 + 2.55} \times 8955 = 6432$$

输入电阻为

$$R_i = R_{i1} = 2.55(\text{k}\Omega)$$

输出电阻为

$$R_o = R_{o2} \approx R_{c2} = 4.3(\text{k}\Omega)$$

例 3.9 是直接耦合的两级放大电路, 三极管分别是 NPN 型和 PNP 型的。下面再举两个例题, 分别是阻容耦合的多级放大电路, 以及由 BJT 和 FET 构成的多级放大电路。通过这些例题, 可以对多级放大电路相关概念及计算有更清楚的认识。

【例 3.10】 两级放大电路如图 3.62 所示, $\beta_1 = \beta_2 = \beta = 100$ 。试求该电路的电压增益 A_v 。

解: 由于两级放大电路采用的是阻容耦合, 因此静态工作点互不干扰。由例 3.4

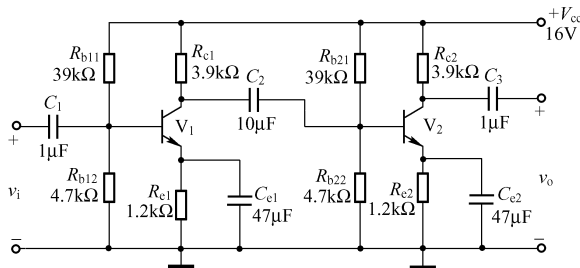


图 3.62 例 3.10 电路

可知,两管的静态参数分别为:

$$I_{B1}=I_{B2}=8.13\mu\text{A}, \quad I_{C1}=I_{C2}=0.813\text{mA}, \quad V_{CE1}=V_{CE2}=11.87\text{V}$$

由于 $R_{i1}=R_{i2}=1.89\text{k}\Omega, r_{be1}=r_{be2}=3.44\text{k}\Omega$, 则

$$A_{v1} = -\frac{\beta(R_{c1}/R_{i2})}{r_{be1}} = -\frac{100 \times (3.9/1.89)}{3.43} = -37.24$$

$$A_{v2} = -\frac{\beta R_{c1}}{r_{be2}} = -\frac{100 \times 3.9}{3.43} = -113.7$$

因此,总电压增益为 $A_v = A_{v1} \cdot A_{v2} = -37.24 \times (-113.7) = 4234$

在本例的电压增益求解中,我们采用了与例 3.9 不同的方法。该方法将下一级电路的输入电阻作为前一级电路的负载考虑,因此这种方法也称为输入电阻法,该方法也是求解多级放大电路增益的常用方法。由于放大电路增益计算过程有一些工程近似,因此对于同一电路,采用输入电阻法和开路电压法的结果会略有差异,这一点请读者注意。

图 3.63 是例 3.10 的 Multisim 仿真,输出端的万用表测出输出电压为 106.83mV , 输入信号的有效值为 $25\mu\text{V}$, 于是得到总的电压增益为 4273。电压增益还可以通过示波器的输入波形和输出波形的幅度值得到: $A_v = 150.068\text{mV}/35.355\mu\text{V} = 4245$ 。两种结果和理论计算都基本吻合,从示波器波形可以看出该电路实现了同步放大。

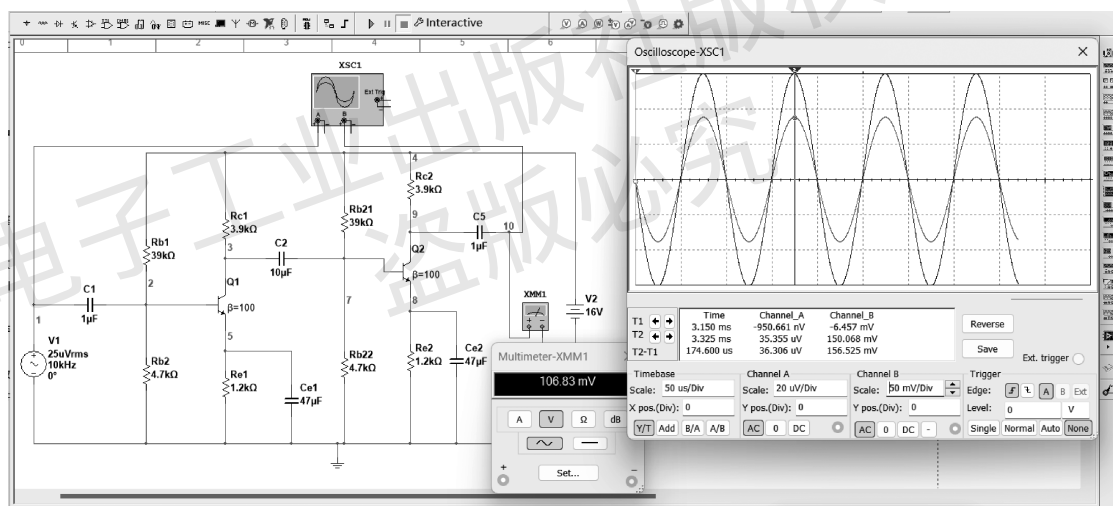


图 3.63 例 3.10 的 Multisim 仿真

【例 3.11】 已知电路参数如图 3.64 所示, FET 的 $I_{DSS} = 8\text{mA}$, $V_p = -6\text{V}$, 三极管的 $\beta = 120$, $r_{bb'} = 200\Omega$, $V_{BE} = 0.7\text{V}$ 。(1) 求解静态工作点; (2) 画出小信号等效电路; (3) 设 FET 的 r_{ds} 很大, 可视为开路, 求两级放大电路的电压增益 A_v 、输入电阻 R_i 及输出电阻 R_o 。

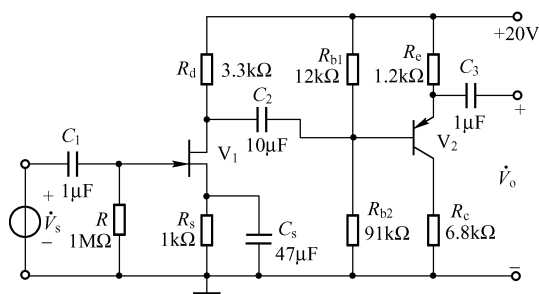
解: (1) 该例中的两级放大电路由共源极放大电路和共集电极放大电路构成。首先进行静态计算。

由于两级放大电路采用阻容耦合, 可以分别计算静态工作点。

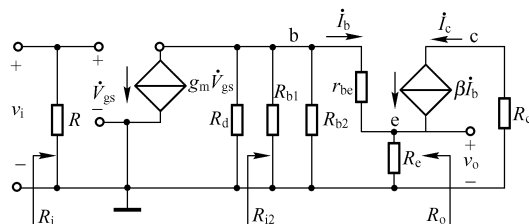
$$\text{对 } V_1: I_G \approx 0, I_D = I_S, I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_p} \right)^2, V_{GSQ} = -I_{DQ} R_s, V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} (R_s + R_d)$$

将相应数值代入, 解得 $I_{DQ} = 2.6\text{mA}$, $V_{GSQ} = -2.6\text{V}$, $V_{DSQ} = 8.82\text{V}$ 。

对 V_2 : 采用戴维南等效。



(a) 电路



(b) 小信号等效电路

图 3.64 例 3.11 的图

$$V_{Th} = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC} = \frac{12}{91 + 12} \times 20 = 2.33 \text{ (V)}$$

$$R_{Th} = R_{b1} // R_{b2} = 91 // 12 = 10.6 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

$$I_{BQ} = \frac{V_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta + 1)R_e} = \frac{2.33 - 0.7}{10.6 + 121 \times 1.2} = 10.46 \text{ (}\mu\text{A)}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 120 \times 10.46 = 1.26 \text{ (mA)}$$

$$V_{CEQ} = I_{CQ}R_e - (V_{CC} - I_{EQ}R_e) \approx I_{CQ}(R_e + R_c) - V_{CC} = -9.92 \text{ (V)}$$

(2) 小信号等效电路如图 3.64(b) 所示。

(3) 计算电压增益, 首先需要计算 g_m , r_{be} 和 R_{i2} 这几个参数。

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P} \right) = \frac{2 \times 8}{6V} \left(1 - \frac{-2.6}{-6} \right) = 1.51 \text{ (mS)}$$

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26}{I_E} = 200 + 121 \times \frac{26}{1.27} = 2.68 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

$$R_{i2} = R_{b1} // R_{b2} // [r_{be} + (\beta + 1)R_e] = 91 // 12 // [2.68 + (120 + 1) \times 1.2] = 9.89 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

本例采用输入电阻法计算电压增益。

$$A_{v1} = -g_m R'_{L1} = -g_m (R_d // R_{i2}) = -1.51 \times (3.3 // 9.89) = -3.74$$

$$A_{v2} = \frac{\beta R_e}{r_{be} + (1 + \beta)R_e} = \frac{120 \times 1.2}{2.68 + 121 \times 1.2} \approx 0.97$$

总的电压增益

$$A_v = A_{v1} \cdot A_{v2} = -3.74 \times 0.97 = -3.63$$

$$R_i = R_{i1} = R = 1 \text{ M}\Omega$$

$$R_o = R_{o2} = R_e // \left[\frac{r_{be} + (R_{b1} // R_{b2} // R_d)}{1 + \beta} \right] = 1.2 // \frac{2.68 + (91 // 12 // 3.3)}{121} \approx 41.46 \text{ (}\Omega\text{)}$$

图 3.65 是例 3.11 的 Multisim 仿真, 由静态工作点分析可以得到场效应管和三极管的静态工作点分别为: $I_{DQ} = 2.59 \text{ mA}$, $V_{GSQ} = -2.59 \text{ V}$, $V_{DSQ} = 8.86 \text{ V}$; $I_{BQ} = 9.96 \mu\text{A}$, $I_{CQ} = 1.19 \text{ mA}$, $V_{CEQ} = -10.43 \text{ V}$ 。从示波器的输入波形与输出波形的幅度值可以求出电压增益: $A_v = -52.359 / 14.142 = -3.702$, 电压增益的数值还可以从输入端和输出端的万用表读数求解: $36.959 / 10 = 3.696$ 。从输入端万用表的电压值和电流值能得到放大器的输入电阻: $R_i = 10 \text{ mV} / 10 \text{ nA} = 1 \text{ M}\Omega$ 。不管是静态工作点的数据还是动态指标的结果都与理论计算吻合较好。该电路实现了反相放大。

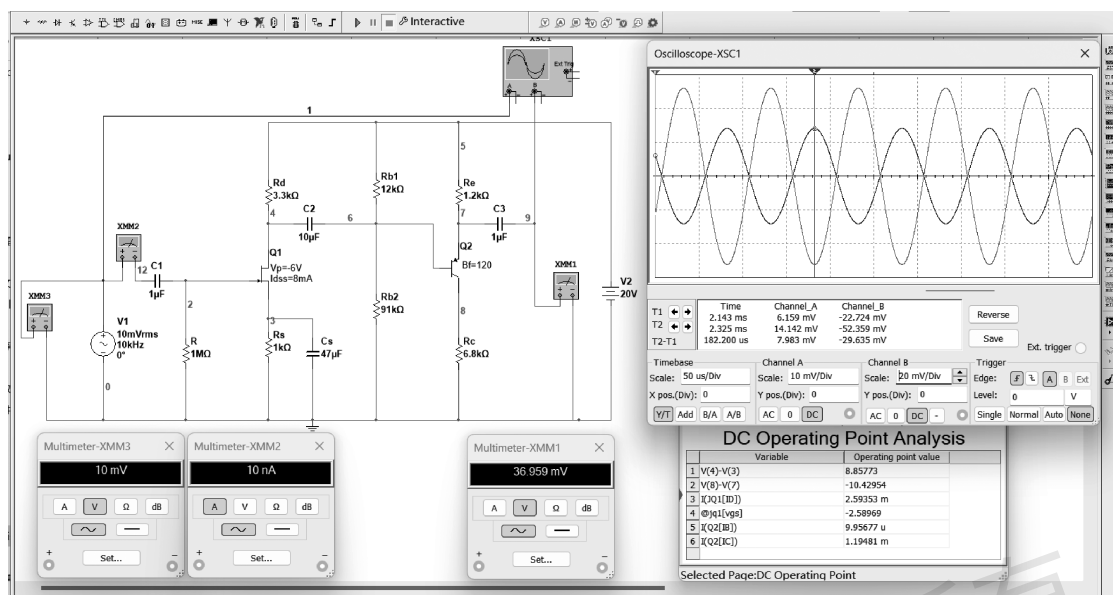


图 3.65 例 3.11 的 Multisim 仿真

思考题 3.9 (参考答案请扫描二维码 3-9)

1. 填空

- (1) 在多级放大电路中,前级的输出电阻可以看做后级的_____,后级的输入电阻可以看做前级的_____。
- (2) 多级放大电路常用的耦合方式有 3 种,即_____、_____和_____。
- (3) 直接耦合放大电路中,第_____级产生的零点漂移对电路的影响最大。
- (4) 放大电路零点漂移产生的主要原因是_____。

2. 判断(叙述正确的在括号内打√,叙述错误的在括号内打×):

- (1) 获得高增益是构成多级放大电路的唯一目的。()
- (2) 两个完全相同的共发射极放大电路,若空载增益为-20,则级联后构成的两级放大电路增益为 400。()
- (3) 直接耦合多级放大电路只能放大直流信号,阻容耦合多级放大电路只能放大交流信号。()



二维码 3-9

3.10 放大电路的主要性能指标

前面各节比较详细地讨论了各种放大电路的构成、工作原理及计算方法。本节作为本章的归纳,从总体上研究放大电路的性能指标,从而了解衡量放大电路品质优劣的标准及其适用范围。

放大电路的性能指标主要包括增益、输入电阻、输出电阻、带宽、非线性失真及最大输出功率。

1. 增益

增益是衡量放大电路放大能力的指标。前面所述的电压增益即为输出电压与输入电压之比

$$\dot{A}_v = \dot{V}_o / \dot{V}_i$$

电压增益反映了放大电路在输入信号控制下,将电源能量转换为信号能量的能力。除此之外还有电流增益、互阻增益及互导增益。

电源内阻 R_s 和负载电阻 R_L 对放大电路增益会产生影响,下面以电压增益 $\dot{A}_v$ 为例进行讨论。

在图 3.66 所示的共发射极放大电路中,如果不考虑 R_s 和 R_L 对放大电路的影响(即不考虑图中虚线以外的电路部分),则其电压增益为

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{-\dot{I}_c R_c}{\dot{I}_b r_{be}} = \frac{-\beta \dot{I}_b R_c}{\dot{I}_b r_{be}} = -\beta \frac{R_c}{r_{be}}$$

考虑 R_s 的影响,则 $\dot{A}_{vs} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} \cdot \frac{\dot{V}_i}{\dot{V}_s} = \dot{A}_v \frac{R_i}{R_i + R_s}$

由上式可以看出, R_s 越小, $\dot{A}_{vs}$ 越高。

考虑 R_L 的影响,则

$$\dot{A}_{vL} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{-\dot{I}_c (R_c // R_L)}{\dot{I}_b r_{be}} = \frac{-\beta \dot{I}_b (R_c // R_L)}{\dot{I}_b r_{be}} = -\beta \frac{R_c // R_L}{r_{be}}$$

由上式可以看出, R_L 越大,电压增益越高。

在电路结构及参数相同的情况下,上述三个电压增益的数值大小关系为: $\dot{A}_v > \dot{A}_{vL} > \dot{A}_{vs}$ 。

在工程上也常使用对数增益的概念,单位为 dB(分贝),即

$$\text{对数增益} = 20 \lg |\dot{A}_v| \text{ (dB)}$$

采用对数增益在有些情况下有助于问题简化,如 3.7 节所述,讨论频率响应时,可扩大增益变化的范围,方便绘制波特图,另外就是计算多级放大电路的总增益时,可将乘法化为加法进行运算。

2. 输入电阻

如图 3.67 所示,输入电阻定义为输入电压 $\dot{V}_i$ 与输入电流 $\dot{I}_i$ 的比值,即

$$R_i = \dot{V}_i / \dot{I}_i$$

对于输入电路,由于信号源内阻 R_s 和放大电路输入电阻 R_i 的分压作用,使放大电路输入端的实际电压为

$$\dot{V}_i = \dot{V}_s \frac{R_i}{R_s + R_i}$$

可见, R_i 的大小决定了放大电路从信号源吸取信号幅值的大小。对于前面讨论的电压放大电路, R_i 越大,则放大电

路输入端的 $\dot{V}_i$ 值越大。因而输入电阻越高意味着信号源的衰减越小,输入端有效信号越强。

3. 输出电阻

放大电路输出电阻的定义如图 3.68 所示。在信号源短路和 R_L 开路的情况下,在放大电路输出端加测试电压 $\dot{V}_T$,则可测得输出电阻为

$$R_o = \left. \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_T} \right|_{\dot{V}_s=0}$$

R_o 的大小决定了其带负载的能力。对输出为电压信号的放大电路,有

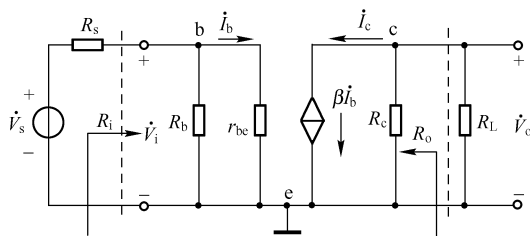


图 3.66 R_s 和 R_L 对放大电路增益的影响

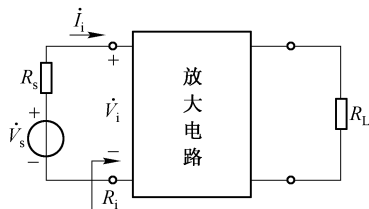


图 3.67 放大电路的输入电阻

$$\dot{V}_o = \dot{A}_{vo} \dot{V}_i \frac{R_L}{R_L + R_o}$$

所以

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \dot{A}_{vo} \frac{R_L}{R_L + R_o}$$

由上式可见, R_L 的变化会影响 $\dot{A}_v$ 的大小, R_L 的减小使 $\dot{A}_v$ 下降。 R_o 越小, 则 R_L 的变化对 $\dot{V}_o$ 的影响越小。

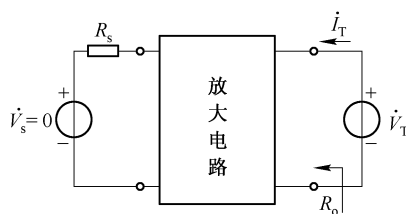


图 3.68 放大电路的输出电阻的定义

4. 带宽(通频带)

在 3.7 节中已经讨论了放大电路的频率响应。由于实际的放大电路中存在一些电抗性元件, 如电容、电感、电子器件的极间电容, 以及接线电容与接线电感等, 因此其增益必然是信号频率的函数。随着频率的升高或降低, 增益会下降。高频段和低频段增益下降到中频增益的 $1/\sqrt{2}$ 倍(对数增益对应为 3dB)时的频率范围称为带宽 BW, 即

$$BW = f_H - f_L$$

带宽越宽, 表明放大电路对频率变化的适应能力越强。但是带宽过宽, 会造成噪声电平升高及生产成本增加, 因此设计时要综合考虑。

5. 非线性失真

由于放大器件的输入特性曲线与输出特性曲线的非线性, 造成放大电路输出波形失真, 称为放大电路的非线性失真。

非线性失真可用非线性失真系数来衡量。非线性失真系数的定义为: 当放大电路输入为标准的单一频率正弦波信号时, 输出电压信号的高次谐波总量的有效值与基波分量的有效值的比值。非线性失真是难以避免的, 对于放大电路来说, 该值越小越好。

6. 最大输出功率

最大输出功率是指在输出信号不失真的情况下能够提供的最大的输出功率。该参数对于功率放大电路非常重要。

放大电路除上述几种主要性能指标外, 根据不同应用场合还有其他一些指标, 例如效率、信号噪声比、温度、湿度、抗干扰能力, 等等。在设计和使用放大电路时, 一定要注意结合实际工作条件, 使放大电路能够正常工作, 满足使用要求。

思考题 3.10(参考答案请扫描二维码 3-10)

1. 输入电阻对电压放大电路有什么影响? 输出电阻对电压放大电路有什么影响?
2. 一个放大电路, 空载增益 $A_{vo} = -400$, $R_i = 4\text{k}\Omega$, $R_o = 2\text{k}\Omega$ 。
 - (1) 分别计算 $R_L = 1\text{k}\Omega$ 和 $R_L = 5\text{k}\Omega$ 时的电压增益 A_v ;
 - (2) 计算电源内阻 $R_s = 200\Omega$ 时的电压增益 A_{vs} ;
 - (3) 若 $R_o = 100\Omega$, 在其他参数不变的情况下, 重复(1);
 - (4) 若 $R_i = 200\text{k}\Omega$, 在其他参数不变的情况下, 重复(2);
 - (5) 比较上述计算结果, 会得出什么结论?



二维码 3-10

本章小结

- 三极管在基本单管放大电路中有共发射极、共集电极和共基极三种基本接法, 根据相应的电路输出量与输入量之间的大小和相位关系, 分别称之为反相电压放大器、电压跟随器和

电流跟随器。

- 放大电路的静态分析方法有近似估算法和图解法,动态分析方法有图解法和小信号模型(亦称微变等效电路)分析法。图解法承认电子器件的非线性,小信号模型分析法则将非线性特性局部线性化。通常使用图解法求 Q 点,而用小信号模型分析法求电压增益、输入电阻和输出电阻。
- 放大电路静态工作点不稳定的原因,主要是由于温度的影响。常用的稳定静态工作点的电路是分压式偏置电路,它是利用反馈原理来实现的。
- 频率响应与带宽是放大电路的重要指标之一。用高频小信号模型分析高频响应,而用含电容的低频等效电路分析低频响应,二者的电路基础是 RC 低通电路和 RC 高通电路。
- 不同的 FET 放大电路对偏置电压的要求不同:JFET 的 V_{GS} 、 V_{DS} 极性相反,增强型 MOSFET 的 V_{GS} 、 V_{DS} 极性相同,耗尽型 MOSFET 的 V_{GS} 可以为正,也可以为负和零。
- 多级放大电路电压增益的计算方法通常有:输入电阻法和开路电压法。
- 输入电阻、输出电阻、增益、频率响应和非线性失真等主要性能指标是衡量放大电路品质优劣的标准,也是设计放大电路的依据。这些指标可以通过对电路的分析、计算或对实际电路的测量来确定。

习 题

3.1 判断如下电路对正弦交流信号有无放大作用?并简述理由(设各电容的容抗可忽略)。

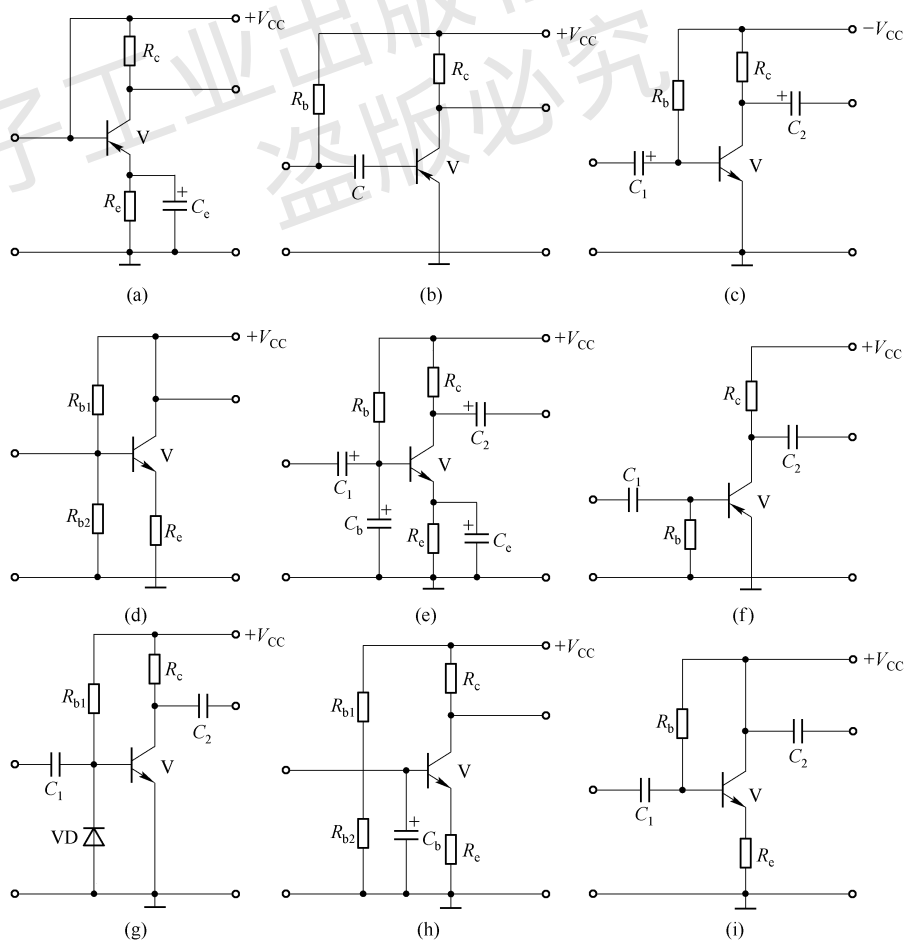


图 题 3.1

3.2 三极管为什么可以作为放大器件来使用? 放大的原理是什么? 为什么说放大器是一种能量控制部件?

3.3 电路如图题 3.3 所示, 设三极管的 $\beta = 80$, $V_{BE} = 0.6\text{V}$, I_{CEO} 及 V_{CES} 可忽略不计, 试分析当开关 S 分别置于 A、B、C 三个位置时, 三极管分别工作在其输出特性曲线的哪个区域, 并求出相应的集电极电流 I_C 。

3.4 试画出图题 3.4 所示的各电路的直流通路和交流通路。

3.5 共发射极电路如图题 3.5(a) 所示, 三极管的 $\beta = 30$, $V_{BE} = -0.2\text{V}$, 输出特性曲线如图题 3.5(b) 所示。设 $-V_{CC} = -12\text{V}$, $R_b = 200\text{k}\Omega$, $R_c = 4\text{k}\Omega$, $R_L = 6\text{k}\Omega$ 。

- (1) 试用图解法求出静态工作点, 并判断该工作点选得是否合适;
- (2) 若将图中三极管换成同类型的管子, 但 $\beta = 100$, 该电路能否正常工作?
- (3) 画出交流负载线, 并求该电路的最大不失真输出电压 V_{omax} (有效值)。

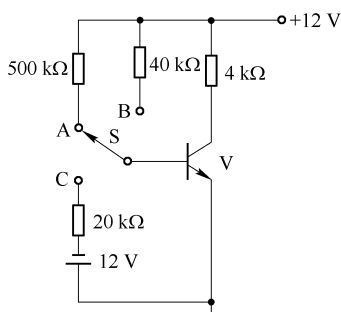


图 题 3.3

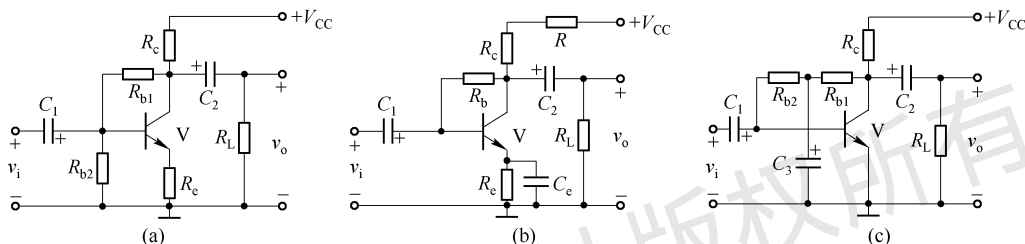


图 题 3.4

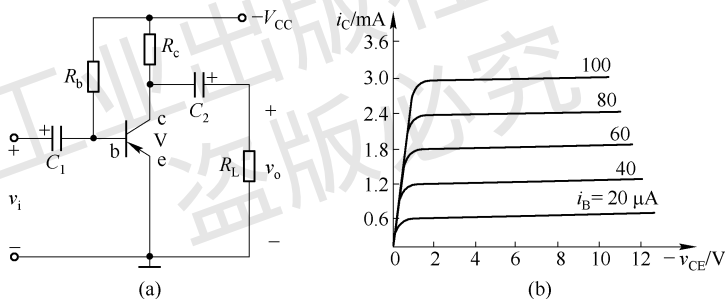


图 题 3.5

3.6 图题 3.6 所示放大电路中, 已知三极管的 $V_{BE} = 0.7\text{V}$, $\beta = 50$, $r_{bb'} = 200\Omega$ 。

- (1) 求静态工作点;
- (2) 画出 H 参数小信号等效电路;
- (3) 计算 A_v 和 A_{vs} ;
- (4) 计算 R_i 和 R_o 。

3.7 电路如图题 3.7(a) 所示, 已知三极管的 $\beta = 100$, $V_{BE} = -0.7\text{V}$, $r_{bb'} = 200\Omega$ 。

- (1) 试计算该电路的 Q 点;
- (2) 画出 H 参数小信号等效电路;
- (3) 求该电路的电压增益 A_v , 输入电阻 R_i 及输出电阻 R_o 。

(4) 若 v_o 出现如图题 3.7(b) 所示的失真, 则该失真是截止失真还是饱和失真? 为消除此失真, 应调整电路中的哪个元件? 如何调整?

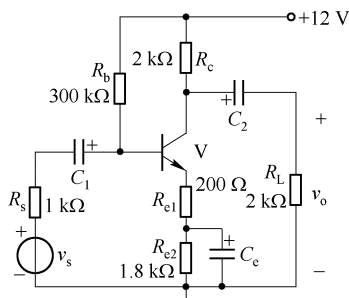


图 题 3.6

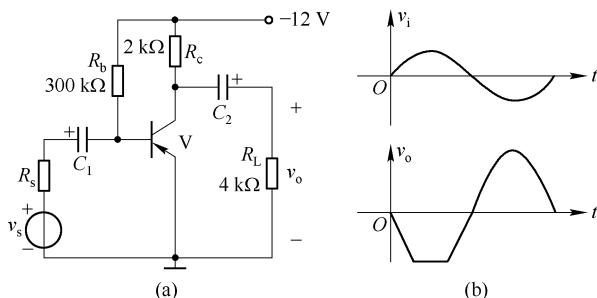


图 题 3.7

3.8 已知图题 3.8 电路中三极管的 $\beta=100$, $V_{BE}=0.7\text{V}$, $r_{bb'}=200\Omega$ 。试求:

- (1) 不接负载时的电压放大倍数; (2) 负载 $R_L=2\text{k}\Omega$ 时的电压放大倍数 A_v ;
(3) 输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o ; (4) 信号源内阻 $R_s=500\Omega$ 时的电压放大倍数 A_{vs} 。

3.9 已知图题 3.9 电路中三极管的 $\beta=50$, $V_{BE}=0.7\text{V}$, $r_{bb'}=200\Omega$ 。

- (1) 估算静态工作点。若将图中三极管换成同类型的管子, 但 $\beta=100$, 该电路能否正常工作?
(2) 求电压放大倍数 A_v 。 (3) 求输入电阻 R_i 及输出电阻 R_o 。 (4) 求电容 C_e 虚焊时的电压放大倍数 A_v 。

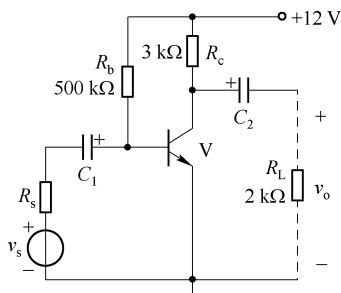


图 题 3.8

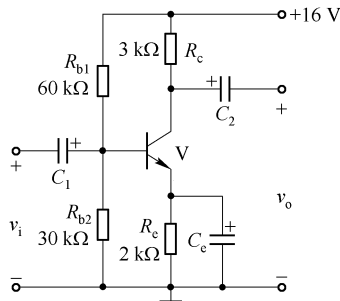


图 题 3.9

3.10 已知图题 3.10 共集电极电路中三极管的 $\beta=100$, $V_{BE}=0.7\text{V}$, $r_{bb'}=200\Omega$ 。

- (1) 估算静态工作点; (2) 画出 H 参数小信号等效电路; (3) 求 $R_L=1.2\text{k}\Omega$ 和 $R_L=\infty$ 时的电压放大倍数 A_v 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。

3.11 放大电路如图题 3.11 所示。设电路中三极管的 $\beta=100$, $V_{BE}=0.7\text{V}$, $r_{bb'}=200\Omega$ 。 C_1 、 C_2 、 C_e 容量都很大。(1) 求静态工作点 Q ; (2) 画出 H 参数小信号等效电路; (3) 求 A_v 、 R_i 和 R_o 。

3.12 电路如图题 3.12 所示。已知三极管的 $\beta=50$, $V_{BE}=0.7\text{V}$, $r_{bb'}=200\Omega$, $V_{CC}=20\text{V}$, $R_{b1}=50\text{k}\Omega$, $R_{b2}=68\text{k}\Omega$, $R_c=500\Omega$, $R_e=5\text{k}\Omega$, C_1 、 C_2 、 C_b 容量都很大。

- (1) 判断电路的接法, 并求三极管的静态工作点 Q ; (2) 画出 H 参数小信号等效电路;
(3) 求 A_v 、 R_i 和 R_o 。

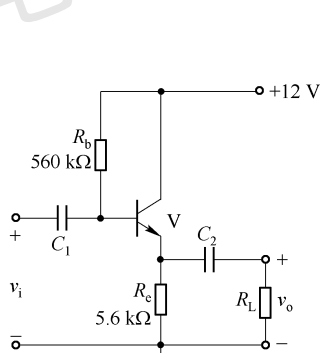


图 题 3.10

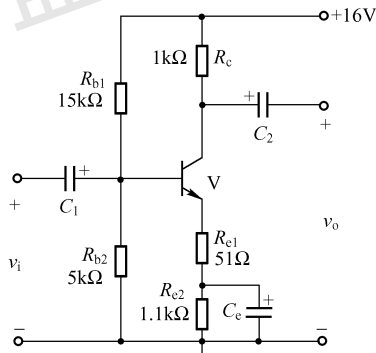


图 题 3.11

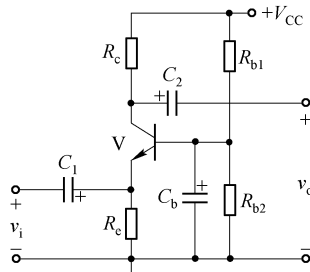


图 题 3.12

3.13 什么叫幅频特性? 什么叫相频特性? f_H 、 f_L 的定义是什么? 放大电路的频带宽度是怎样定义的?

3.14 某放大电路中, $\dot{A}_v$ 的对数幅频特性如图题 3.14 所示。

- (1) 试求该电路的中频电压增益 $|\dot{A}_{vm}|$, 上限频率 f_H 、下限频率 f_L ;
(2) 当输入信号的频率 $f=f_L$ 或 $f=f_H$ 时, 该电路实际的电压增益是多少分贝?

3.15 一个放大电路的理想频响是一条水平线, 而实际放大电路的频响一般只在中频区是平坦的, 在低频区或高频区, 其频响则是衰减的, 这是由哪些因素引起的?

3.16 夹断电压 V_p 与开启电压 V_T 各是哪种类型场效应管的参数? 它们有区别吗? 说明理由。

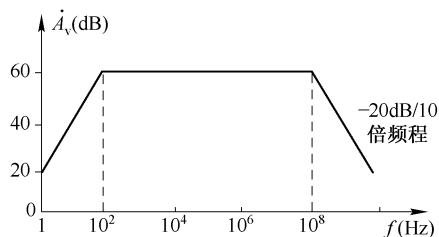
3.17 场效应管与三极管均是电压放大器件, 为什么场效应管的放大能力只能用 g_m 表示, 而三极管的放大

能力可用 β 或 g_m 表示?

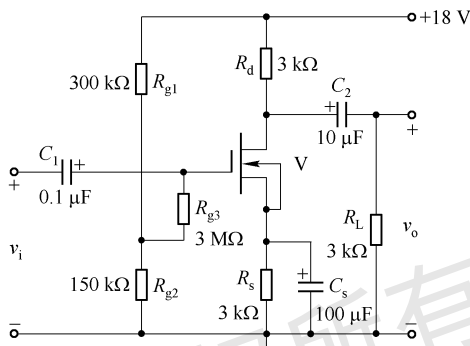
3.18 已知图题 3.18 所示放大电路中场效应管的 $V_P = -2.5V$, $I_{DSS} = 2.5mA$, 试估算静态工作点 Q 的值。

3.19 图题 3.19 所示电路中, 设场效应管在静态工作点处的低频跨导 $g_m = 3.18mS$, $R_{g1} = 100k\Omega$, $R_{g2} = 16k\Omega$, $R_{g3} = 10k\Omega$, $R_d = 4.7k\Omega$, $R_s = 2k\Omega$, $V_{DD} = 24V$ 。试求 $R_L = \infty$ 时的电压放大倍数 A_v 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。

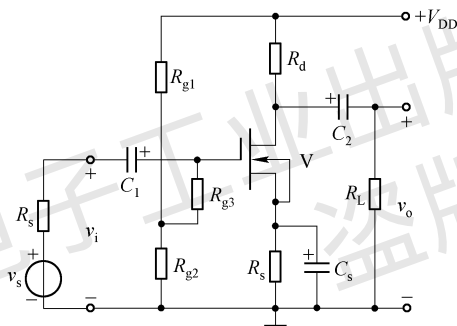
3.20 图题 3.20 所示为两级放大电路, 已知两个三极管的电流放大倍数均为 β , 输入电阻为 r_{be} , 写出放大电路输入电阻和输出电阻的表达式。



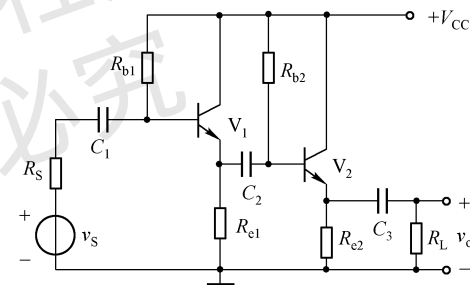
图题 3.14



图题 3.18



图题 3.19



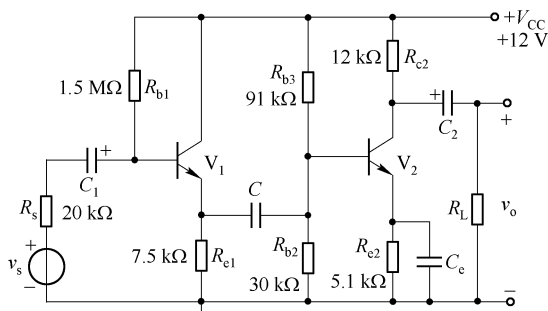
图题 3.20

3.21 两级放大电路如图题 3.21 所示。已知 V_1 管和 V_2 管的 β 均为 100, $r_{be1} = 5.3k\Omega$, $r_{be2} = 6k\Omega$ 。

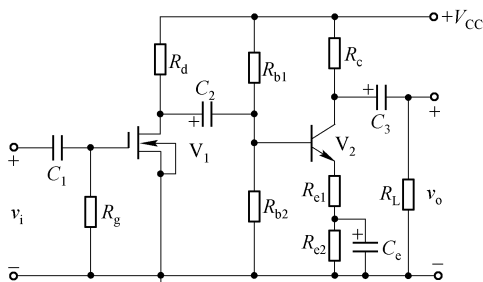
(1) 画出小信号等效电路; (2) 求输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o ;

(3) 分别求 $R_L = 3.6k\Omega$ 和 $R_L = \infty$ 时的电压放大倍数 A_v 。

3.22 两级放大电路如图题 3.22 所示。已知: $V_{CC} = 12V$, $R_g = 3.3M\Omega$, $R_d = 6.2k\Omega$; 场效应管的参数 $I_{DSS} = 1mA$, $g_m = 1mS$; 三极管的 $\beta = 30$, $V_{BE} = 0.7V$, $r_{bb'} = 300\Omega$, $R_{b1} = 47k\Omega$, $R_{b2} = 13k\Omega$, $R_{e1} = 100\Omega$, $R_{e2} = 1.8k\Omega$, $R_c = 5.1k\Omega$, $R_L = 6.8k\Omega$ 。 C_1, C_2, C_3, C_e 的容量都足够大。



图题 3.21



图题 3.22

- (1) 计算 V_1 管和 V_2 管的静态工作点及三极管的 r_{be} ;
- (2) 求电压放大倍数 A_v ;
- (3) 求输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。

3.23 仿真题:共发射极放大电路如图题 3.23 所示,利用 Multisim 研究该电路,其中三极管选择 2N2222A,其他器件均可采用虚拟元件。

- (1) 使用静态工作点分析求放大电路的静态工作点;
- (2) 输入电压幅值为 1mV、频率为 10kHz 的正弦信号,分析电路的电压增益和输入电阻;
- (3) 使用交流扫描(AC Sweep)分析获得放大电路的频率响应,求出放大器的上限频率和下限频率;
- (4) 改变偏置电阻 R_{b1} ,观察饱和失真波形。(该题的题解请扫二维码 3-11)

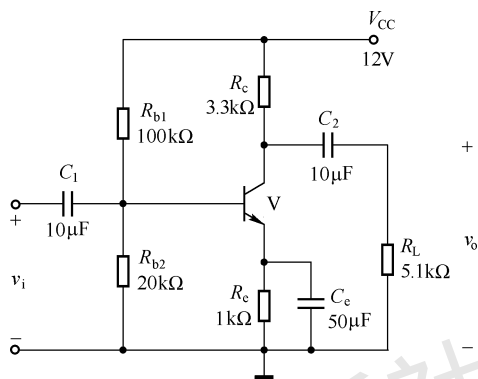


图 题 3.23



二维码 3-11