

# 第 1 章 半导体器件

虽然半导体的发现和应用的时间很短,却已经给我们的科学、文化和生活带来了深远的影响。作为模拟电子技术的核心,半导体器件的发展和模拟电子技术的发展紧密相连。电子器件从第一代真空管到第二代半导体器件的演变,使模拟电子技术经历了一个发展的里程碑,而随着半导体器件的大规模集成应用,模拟电子技术又获得了飞速发展。因此,了解半导体器件的构造,掌握它们的工作原理、特性、参数和正确的使用方法,对学习模拟电子技术尤为重要,也为后续分析讨论模拟电子线路奠定了知识基础。

## 1.1 半导体基础知识

自然界的各种物质,按导电能力可划分为导体、绝缘体和半导体三类。金属如银、铜、铝等都是良好的导体,由于其内部存在可自由移动的带电粒子而导电。绝缘体如塑料、橡胶、陶瓷等物体,由于其内部几乎没有带电粒子,即使外加很高的电压也无电流通过。而导电能力介于导体和绝缘体之间的物质,如硅、锗、硫化镉等就称为半导体。在半导体器件中,用得最多的材料是硅(Si)和锗(Ge),它们都是四价元素。

### 1.1.1 半导体特性

一般来说,半导体导电能力并不强,但半导体所特有的性质使得它们在不同条件下导电能力有很大差别。

#### 1. 热敏性

当导体的温度升高时,它的导电性能就会随着温度的升高而增强,这种特性就称为热敏性。利用半导体的热敏性可制成热敏元件,如热敏电阻。

#### 2. 光敏性

当半导体受到光的照射时,电子和空穴就会增多,导电性能也会随光照的增强而增强,这种特性称为光敏性。利用半导体的光敏性可制成光敏元件,如光敏电阻、光敏二极管等。

#### 3. 掺杂性

当有目的往纯净的半导体中掺入微量五价或三价元素时,其导电能力就可增加几十万乃至几百万倍。例如,在纯硅中掺入百万分之一的硼后,硅的电阻率就从大约  $2000\Omega \cdot \text{m}$  减小到  $0.0004\Omega \cdot \text{m}$  左右。这种特性称为掺杂特性,利用掺杂半导体可以制成晶体二极管、晶体三极管、场效应管等半导体器件。

### 1.1.2 本征半导体和杂质半导体

#### 1. 本征半导体

将锗、硅等半导体材料提纯后形成的完全纯净、具有晶体结构的半导体称为本征半导体。半导体与导体和绝缘体截然不同的导电特性正是由它的内部结构和导电机理所决定

的,下面我们来看看本征半导体的内部结构。

锗和硅都是四价元素,在其最外层原子轨道上有四个电子,称为价电子。如图 1.1(a)所示为简化原子模型,由于原子呈中性,在图 1.1(a)中原子核用带圆圈的+4 符号表示。在本征半导体的晶体结构中,每一个原子与相邻的四个原子结合,每一个原子的一个价电子与另一个原子的一个价电子组成一个电子对,这对价电子是每两个相邻原子共有的,它们把相邻的原子结合在一起,构成共价键结构,如图 1.1(b)所示。图中表示的是晶体的二维结构,实际上半导体晶体结构是三维的。

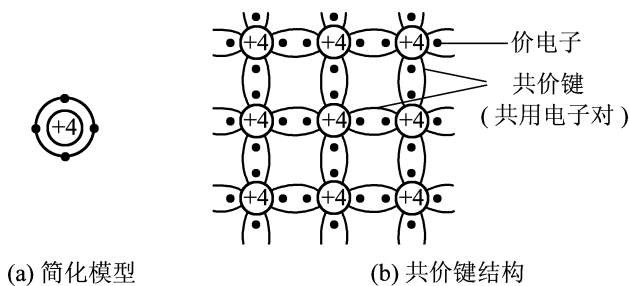


图 1.1 硅和锗的原子结构简化模型及共价键结构

本征半导体在温度为零开尔文(0K, 相当于 $-273.15^{\circ}\text{C}$ )时,每一个原子的外围电子被共价键所束缚,不能自由移动。这样,本征半导体中虽有大量的价电子,但没有自由电子,此时半导体是不导电的。

当外界条件改变时,如温度升高或受光照时,由于半导体共价键中的价电子不像绝缘体中那样被束缚得很紧,价电子从外界获得一定的能量,少数价电子受到激发会摆脱共价键的束缚,成为自由电子;同时在共价键相应的位置上留下一个空位,这个空位称为空穴,如图 1.2 所示。自由电子和空穴总成对出现,所以称它们为电子空穴对。由于热或光照的作用,本征半导体中产生电子空穴对的现象称为本征激发,又称为热激发。在本征半导体中,电子和空穴的数量总是相等的。



图文  
共价键

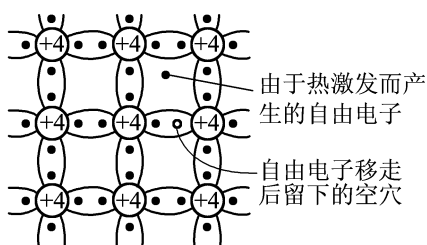


图 1.2 本征激发产生电子空穴对示意图



图文  
载流子

由于共价键出现了空穴,在外加电场或其他能源的作用下,半导体中将出现两部分电流:一部分是自由电子作定向运动形成的电子电流;另一部分是仍被束缚的价电子,填补到邻近的空位上,而在原来的位置上留下新的空位,以后其他邻近的价电子又递补到这个新的空位上,形成了一部分电流。如图 1.3 所示,为了区别于自由电子的运动,我们把这种价电子的递补空穴的运动称为空穴运动。空穴运动的方向和电子移动的方向相反,所带电荷与自由电子的数量相等,符号相反。空穴可以视为一种带正电荷的载流子,空穴运动相当于正电荷运动,它形成的电流与电子电流的方向相同,如图 1.4 所示。

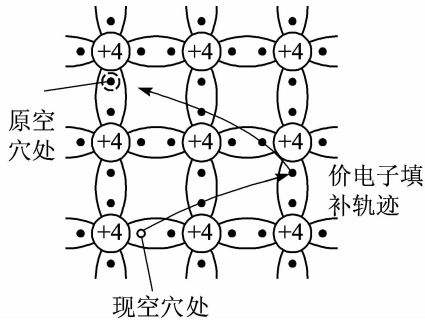


图 1.3 电子与空穴的移动

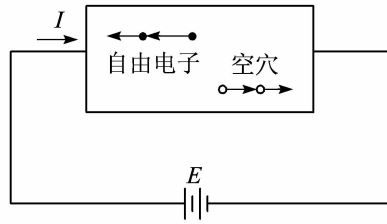


图 1.4 两种载流子在电场中的运动

因此,在半导体中存在着带负电的自由电子和带正电的空穴两种载流子,而金属导体中只有自由电子一种载流子,这是半导体和金属导体在导电机理上的本质区别。

本征半导体中的自由电子和空穴总是成对出现,同时又不不断复合,在一定温度下达到动态平衡,载流子维持一定数目。载流子的浓度影响本征半导体的导电能力。温度愈高,载流子数量越多,导电能力也就越强。所以,温度是影响半导体器件性能的一个重要的外部因素。

## 2. 杂质半导体

本征半导体中虽然有自由电子和空穴两种载流子,但由于数量极少,导电能力仍然很低,然而如果在其中掺入微量的杂质,所形成的杂质半导体的导电性能将大大增强。掺入的杂质主要是三价或五价元素,根据掺入的杂质不同,杂质半导体可以分为 N 型和 P 型两大类。

### (1) N 型半导体

在本征半导体硅(或锗)中掺入五价的杂质元素,如磷,就可以得到 N 型半导体。

由于掺入本征半导体硅中的磷原子数比硅原子数少得多,因此整个晶体结构基本不变,仅是在某些位置上,磷原子取代原晶体结构中的硅原子,与周围四个硅原子中的价电子形成共价键。磷原子的最外层中有五个价电子,而磷原子参加共价键只需四个价电子,多余的第五个价电子,因无共价键束缚而很容易摆脱磷原子核的束缚,成为自由电子,五价杂质原子因提供自由电子而成为不可移动的正离子,如图 1.5 所示。于是 N 型半导体中的自由电子数目大量增加,自由电子成为半导体主要导电方式,故此类半导体也称为电子型半导体。

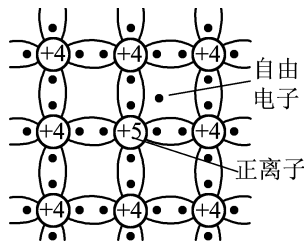


图 1.5 N 型半导体

### (2) P 型半导体

在纯净的半导体硅(或锗)中掺入的三价杂质元素,如硼,就可以得到 P 型半导体。

掺入硼元素后,硼原子在取代原晶体结构中的硅原子后,与周围四个硅原子中的价电子

形成共价键,由于硼元素原子中只有三个价电子,共价键中将因缺少一个价电子而形成空穴。当相邻原子中的价电子受到热激发或其他激发获得能量时,很有可能填补上这个空穴,而在相应位置出现新的空穴。空穴很容易俘获电子,使杂质原子成为不可移动的负离子,如图 1.6 所示。每一硼原子都能提供一个空穴,于是半导体中的空穴数目将大量增加,空穴成为主要的导电方式,故此类半导体也称为空穴型半导体。

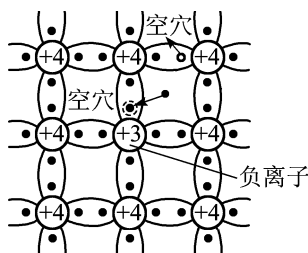


图 1.6 P 型半导体

杂质半导体中掺杂浓度远大于本征半导体中载流子浓度。在 N 型半导体中,由于掺杂自由电子浓度远大于空穴浓度,自由电子成为多数载流子,简称多子;空穴则成为少数载流子,简称少子。而在 P 型半导体中,由于掺杂空穴浓度远大于自由电子浓度,空穴成为多数载流子,自由电子成为少数载流子。在杂质半导体中,多子由于掺杂而产生,而少子由热激发而形成。

由于杂质的掺入,使得杂质半导体内部的载流子数目远远大于本征半导体,所以半导体材料的导电能力比本征半导体有了极大的增强。但是,不论是 N 型半导体还是 P 型半导体,虽然都有一种载流子占多数,导电能力增强,但整个晶体仍然是不带电的。在本征半导体中掺入杂质的目的,不是为了单纯提高半导体的导电能力,而是通过控制掺杂量,制造出合乎要求的半导体材料,用来生产半导体器件。

### 1.1.3 PN 结及其特性

虽然 P 型或 N 型半导体的导电能力大大增强,但是并不能直接用来制造半导体器件。通常是在一块 N 型(P 型)半导体的局部再掺入浓度较大的三价(五价)杂质,使其变为 P 型(N 型)半导体,这样就在 P 型半导体和 N 型半导体的交界形成 PN 结,PN 结才是构成二极管、三极管等各种半导体器件的基础。

#### 1. PN 结的形成

通过一定的掺杂工艺,在一块完整晶片上的两边分别形成 P 型和 N 型半导体,P 型半导体中有大量的空穴和极少的自由电子,而在 N 型半导体中有极少的空穴和大量的自由电子。由于两边载流子浓度的差别,在 P 型和 N 型半导体交界面的附近,P 区中的空穴将扩散到 N 区,P 区一侧因失去空穴,留下不能移动的带负电的三价杂质离子;同样,N 区的自由电子要向 P 区扩散,N 区一侧因失去自由电子,而留下不能移动的带正电的五价杂质离子。这样,在交界面附近形成一个带异性电荷的离子层,称为空间电荷区,也称 PN 结。扩散的结果使空间电荷区变宽。空间电荷区会产生内电场,其方向是从 N 区指向 P 区,内电场阻碍了多数载流子的扩散运动,随着内电场的加强,多子的扩散运动逐步减弱,直至停止,使交界面形成一个稳定、特殊的薄层。在空间电荷区内的多数载流子扩散到对方并被复合掉了,或者说消耗尽了,因此空间电荷区又称为耗尽层。

内电场对多数载流子的扩散运动起阻碍作用,但对少数载流子却起到推动作用,使它们越过空间电荷区,进入对方。少数载流子在内电场作用下有规则的运动称为漂移运动。内电场越强,漂移运动越强,而漂移使空间电荷区变薄。扩散和漂移这一对相反的运动最终达到动态平衡,此时空间电荷区的宽度基本上稳定下来,PN结就处于相对稳定的状态,如图1.7所示。

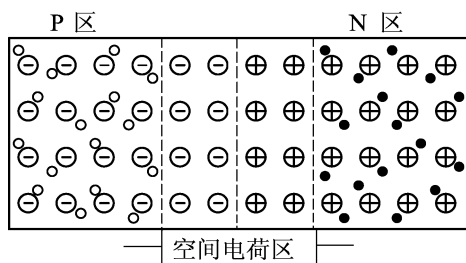


图 1.7 达到动态平衡的 PN 结

## 2. PN 结的单向导电性

在 PN 结两端外加电压,如果外加电压使 PN 结中 P 区的电位高于 N 区的电位,称为加正向电压,也称 PN 结正向偏置(简称正偏);反之外加电压使 PN 结中 N 区的电位高于 P 区的电位,称为加反向电压,也称 PN 结反向偏置(简称反偏)。由于 PN 结特殊的内部结构,使得当 PN 结在外加电压时具有单向导电性,这也是 PN 结构成的半导体器件的主要工作原理。

### (1) PN 结正向偏置

在 PN 结两端加正向电压,如图 1.8 所示。外加电源产生的外电场的方向与 PN 结所产生的内电场方向相反,破坏了扩散与漂移运动的平衡。在外电场作用下,使 P 区的空穴进入空间电荷区抵消一部分负离子,同时 N 区的自由电子进入空间电荷区抵消一部分正离子,于是空间电荷区变窄,内电场被削弱,多数载流子的扩散运动增强,形成较大的扩散电流,即由 P 区流向 N 区的正向电流。PN 结呈现低阻态,即 PN 结处于正向导通状态。

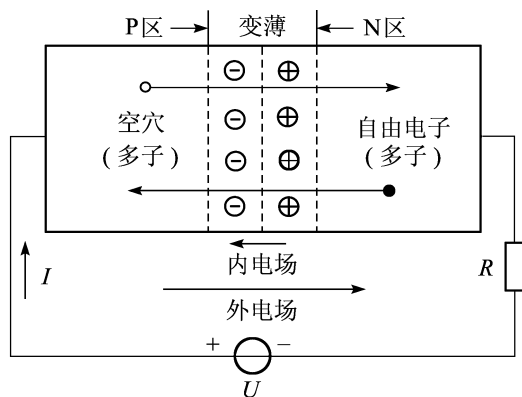


图 1.8 PN 结加正向电压时导通

### (2) PN 结反向偏置

在 PN 结上加反向电压,如图 1.9 所示。此时外电场与内电场的方向一致,扩散与漂移



动画  
PN 结的单向  
导电性

运动的平衡同样被破坏。外电场驱使空间电荷区两侧的空穴和自由电子移走,于是空间电荷区变宽,内电场增强,抑制多数载流子的扩散运动,同时加强了少数载流子的漂移运动,形成由 N 区流向 P 区的反向电流。由于少数载流子数量很少,因此反向电流不大,PN 结的反向电阻很高,即 PN 结处于截止状态。反向电流由少数载流子形成,而它又是由于热激发产生的,因而 PN 结的反向电流受温度影响很大。

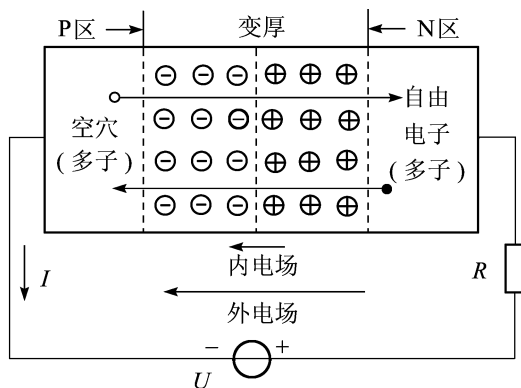


图 1.9 PN 结加反向电压时截止

根据上述分析,正向偏置时,PN 结处于正向导通状态,其正向电阻较小,正向电流较大。反向偏置时,PN 结处于反向截止状态,其反向电阻较大,反向电流很小,这就是 PN 结所具有的单向导电特性,它是 PN 结构成半导体器件的基础。

## 1.2 半导体二极管

### 1.2.1 二极管结构及其特性

#### 1. 二极管基本结构、符号及外形

在 PN 结的 P 型和 N 型半导体加上相应的电极引线,并用管壳封装,就成为半导体二极管,部分二极管的外形如图 1.10(a)所示。半导体二极管可以根据不同方式分类。按材料分有硅二极管、锗二极管和砷化镓二极管等;按结构根据 PN 结工艺特点分为点接触型和面接触型二极管;按用途分有整流、稳压、开关、发光、光电、变容、阻尼等二极管;按封装形式分有塑封及金属封等;按功率分有大功率、中功率及小功率等二极管。

二极管基本结构和电路符号如图 1.10(b)、(c)所示,P 区对应的称为阳极(或正极),N 区对应的称为阴极(或负极)。二极管电路符号中的三角形实际上是一个箭头,箭头背向相连的电极为正极,记为“+”,箭头指向相连的电极是负极,记为“-”。二极管的文字符号通常用字母 D(或 V)表示。



视频  
二极管的结构



图 1.10 半导体二极管

## 2. 二极管特性

二极管实际上就是一个 PN 结,它的特性就是 PN 结的特性,即具有单向导电性。常利用伏安特性曲线来形象地描述二极管的单向导电性。以电压为横坐标,电流为纵坐标,用作图法把电压、电流的对应值用平滑的曲线连接起来,就构成二极管的伏安特性曲线,如图 1.11 所示,图中虚线为锗管的伏安特性,实线为硅管的伏安特性。

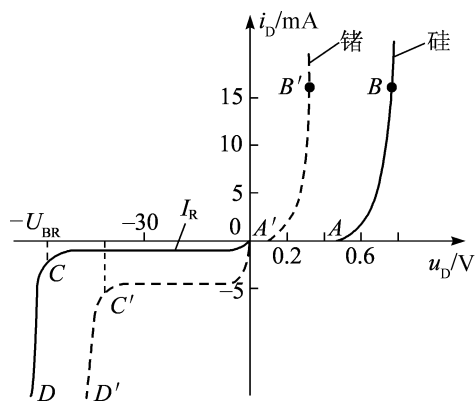


图 1.11 二极管的伏安特性

### (1) 正向特性

二极管两端加正向电压时,产生正向电流。当正向电压较小时,外电场还不足以克服内电场对载流子扩散运动的阻力,正向电流极小,几乎为零,这一部分称为死区,相应的  $A(A')$  点的电压称为死区电压或门槛电压(也称阈值电压),硅管约为  $0.5\text{V}$ ,锗管约为  $0.1\text{V}$ ,如图 1.11 中  $OA(OA')$  段。

当外加正向电压大于死区电压,正向电流就会急剧地增大,二极管呈现很小电阻而处于导通状态。硅管的正向导通压降约为  $0.6\sim 0.7\text{V}$ ,锗管约为  $0.2\sim 0.3\text{V}$ ,如图 1.11 中  $AB$



视频  
二极管的伏安  
特性

(A'B')段。



视频  
二极管工作原理

二极管正向导通时,要特别注意它的正向电流不能超过最大值,否则将烧坏 PN 结。

### (2)反向特性

二极管两端加上反向电压时,在开始很大范围内,二极管相当于非常大的电阻,反向电流在一定电压范围内保持常数,且不随反向电压而变化。此时的电流称为反向饱和电流  $I_R$ ,如图 1.11 中  $OC(OC')$ 段。

二极管反向电压加到一定数值时,反向电流急剧增大,这种现象称为反向击穿。此时对应的电压称为反向击穿电压,用  $U_{BR}$ 表示,如图 1.11 中  $CD(C'D')$ 段。

如果普通二极管被击穿后,由于反向电流很大,一般会造成“热击穿”,不能恢复原来的性能,也就失去了单向导电性。

### (3)温度对特性的影响

由于二极管的核心是一个 PN 结,它的导电性能与温度有关,温度升高时二极管正向特性曲线向左移动,正向压降减小,反向特性曲线向下移动,反向电流增大。

### (4)理想二极管

理想二极管的伏安特性曲线如图 1.12 所示,在正向偏置时,死区电压和导通压降均为 0V,反向偏置时,反向电阻为无穷大,电流为零。这是一种理想模型,在实际电路中,当电源电压远比二极管的管压降大,并且反向不击穿时,用理想模型来进行近似分析可以简化计算。



视频  
二极管的动态特性

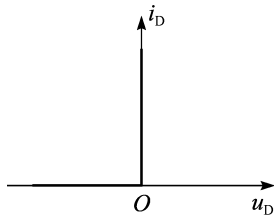


图 1.12 理想二极管的伏安特性曲线

## 1.2.2 二极管的主要参数

除了用伏安特性曲线表示二极管的特性外,还有一些常用参数。

### 1. 最大整流电流 $I_{FM}$

它是指二极管长期使用时,允许流过二极管的最大正向平均电流。当电流超过允许值时,PN 结将会过热而使二极管损坏。

### 2. 反向工作峰值电压 $U_{RM}$

它是指保证二极管不被击穿所能承受最高反向电压峰值,为了确保二极管工作安全,晶体管手册中给出的反向工作峰值电压  $U_{RM}$ 一般是反向击穿电压的一半或三分之二,实际应用时要注意二极管所承受的最大反向电压不应超过  $U_{RM}$ 。

### 3. 反向峰值电流 $I_{RM}$

它指在室温下二极管加最高反向电压时的反向电流。其值越大,说明管子的单向导电性越差。反向电流是由价电子获得热能挣脱共价键的束缚而产生,因此受温度的影响较大,温度越高反向电流越大。

### 4. 最高工作频率 $f_M$

它是指二极管正常工作时的上限频率。由于 PN 结存在着结电容,当电流(或电压)的



视频  
二极管的电流方程



变化频率超过此值时,PN结的单向导电性将会变差。一般小电流二极管的 $f_M$ 可高达几百兆赫。

### 1.2.3 二极管电路及其应用

二极管的应用范围很广,如整流电路、检波电路、限幅电路、元件保护电路以及在数字电路中用作开关元件等,主要都是利用二极管的单向导电性来实现。

#### 1. 整流电路

利用二极管的单向导电性,可将交流电变成直流电,起到整流作用。整流又可分为半波、全波、桥式及倍压整流。下面以半波整流为例,说明二极管在整流电路中的应用,如图1.13(a)所示,其中 $u_S$ 为正弦波。

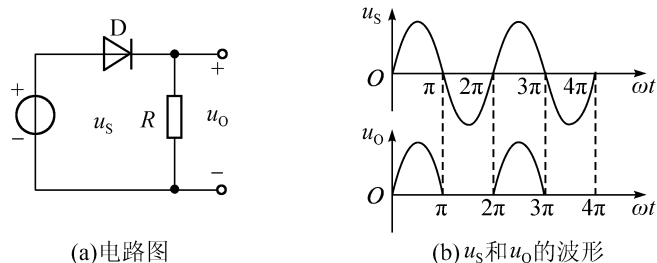


图 1.13 半波整流电路

由于 $u_S$ 的值有正有负,当 $u_S$ 为正半周时,二极管正向偏置,此时二极管导通,且 $u_O = u_S$ ;当 $u_S$ 为负半周时,二极管反向偏置,此时二极管截止, $u_O = 0$ ,波形如图1.13(b)所示。

可见在交流电压 $u_S$ 的整个周期内,负载 $R$ 上得到一个单方向的脉动直流电压(大小变化,方向不变)。由于在负载两端电压只有半个周期的正弦波,故称半波整流。

#### 2. 检波电路

电路中 $R$ 和 $C$ 构成微分电路。输入电压 $u_1$ 的波形如图1.14所示。

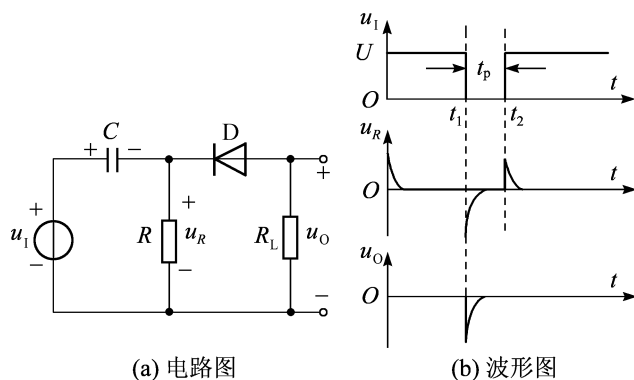


图 1.14 检波电路

在 $0 \sim t_1$ 期间,电容器很快被充电,其上电压为 $U$ ,极性如图1.14中所示。这时 $u_O$ 为零, $u_R$ 为一正脉冲。

在 $t_1 \sim t_2$ 期间, $u_1$ 在 $t_1$ 瞬间由 $U$ 下降到零,在 $t_2$ 瞬间又由零上升到 $U$ 。在 $t_1$ 瞬间,电容器经 $R$ 和 $R_L$ 分两路放电,二极管 $D$ 导通, $u_R$ 和 $u_O$ 均为负尖脉冲。在 $t_2$ 瞬间, $u_1$ 只经过 $R$ 对电



图文  
正弦波

容器充电,  $u_R$ 为一正尖脉冲;这时二极管截止,  $u_O$ 为零。输出电压波形如图 1.14 所示。

在这个电路中,二极管起检波作用,用来去除正尖脉冲。

### 3. 限幅电路

在电子电路中,为了降低信号的幅度以满足电路工作的需要,或为了保护某些器件不受大信号电压作用而损坏,常用限幅电路对各种信号进行处理,使信号在预置的范围内,有选择地传输一部分。

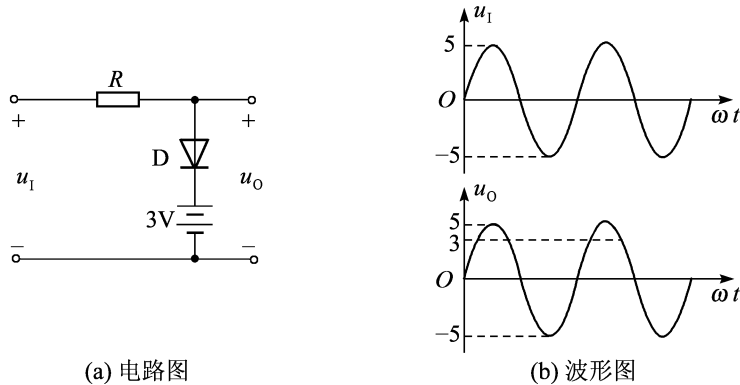


图 1.15 限幅电路

如图 1.15(a)所示,是由二极管组成的单向限幅电路,其中  $u_1$ 为正弦交流电压,其峰值为 5V;直流电压  $U=+3V$ ;  $R$ 为限流电阻;  $u_O$ 为输出端电压。交流输入电压  $u_1$ 和直流电压  $U$ 同时作用于二极管上,当  $u_1$ 的幅值高于 3V 时,二极管导通,  $u_O=3V$ ;当  $u_1$ 的幅值小于 3V 时,二极管截止,  $u_O=u_1$ 。其输入、输出端电压波形如图 1.15(b)所示。

### 4. 开关电路

利用二极管的单向导电性,当二极管正向导通时其端电压很小,可近似地看做 0,即相当于开关闭合;反偏时,流过的电流很小,可近似地看做开路,即相当于开关断开。因此,二极管具有开关特性,在数字电路中得到广泛应用。

如图 1.16 所示开关电路,当  $u_{11}=0V$ 、 $u_{12}=5V$ ,  $D_1$ 为正向偏置,  $u_O=0V$ ,此时  $D_2$ 的阴极电位为 5V,阳极为 0V,处于反向偏置,故  $D_2$ 截止。依此类推,可得到表 1.1。由表 1.1 可见,在输入电压  $u_{11}$ 、 $u_{12}$ 中,只要有一个为 0V,则输出为 0V,只有当两输入电压均为 5V 时,输出才为 5V,这种关系在数字电路中称为与逻辑。

表 1.1 二极管工作状态

$u_{11}$	$u_{12}$	二极管工作状态		$u_O$
		$D_1$	$D_2$	
0V	0V	导通	导通	0V
0V	5V	导通	截止	0V
5V	0V	截止	导通	0V
5V	5V	截止	截止	5V

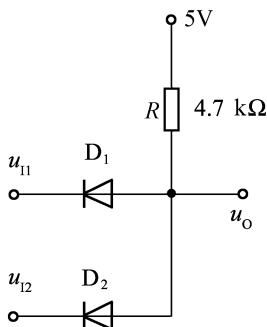


图 1.16 开关电路

### 1.2.4 特殊二极管

前面主要讨论了普通二极管,此外还有若干种特殊二极管,如稳压二极管、发光二极管、光电二极管和变容二极管等。

#### 1. 稳压二极管

稳压二极管,又称齐纳二极管,它是一种特殊工艺制造的面接触型二极管,在电路中与适当数值的电阻配合后能起到稳压的作用。其电路符号和伏安特性如图 1.17 所示,稳压二极管的图形符号也与普通二极管相似,只是在表示阴极时用一个垂直的折线,体现了它被击穿后的电流急剧增大的特点。

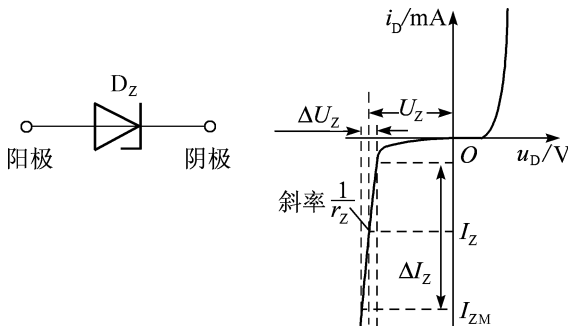
图文  
封装

图 1.17 稳压管符号和伏安特性

从特性曲线可看出,稳压二极管和普通二极管的正向特性相同,不同是反向击穿电压较低,且击穿特性陡峭,这说明反向电流在很大的范围内变化时,稳压管两端的电压变化很小。稳压管正是利用反向击穿时的稳压特性来实现稳压的。因此,稳压管正常工作时,工作在反向击穿状态,当反向电压去掉后,稳压管恢复正常,不会损坏。而普通的二极管是不允许反向击穿的,否则会造成二极管损坏。

稳压二极管的主要参数:

(1) 稳定工作电压  $U_Z$

稳压管正常工作时管子两端的电压,即反向击穿电压。击穿与制造工艺、环境温度及工作电流有关,因此在手册中只能给出某一型号稳压管的稳压范围。

(2) 稳定电流  $I_Z$ 、最小稳定电流  $I_{Z\min}$ 、最大稳定电流  $I_{Z\max}$

稳定电流  $I_Z$ 是指稳压管工作至稳压状态时流过的电流。当稳压管工作电流小于最小稳定

电流  $I_{Zmin}$  时,没有稳压作用;当稳压管工作电流大于最大稳定电流  $I_{Zmax}$  时,管子因过流而损坏。

(3)动态电阻  $r_z$

它是指稳压管端进入稳压状态后,两端电压的变化量与相应的电流变化量的比值,即  $r_z = \Delta U_z / \Delta I_z$ 。 $r_z$  的大小反映了稳压管性能的优劣, $r_z$  愈小,曲线愈陡,稳压性能愈好。

(4)最大允许耗散功率  $P_{ZM}$

它是指管子不致发生热击穿的最大功率损耗,  $P_{ZM} = U_z \cdot I_{Zmax}$ 。

(5)电压温度系数

这是表示稳压二极管的温度稳定性参数,它表示温度每升高  $1^\circ\text{C}$  时稳定电压值的相对变化量,该系数越小,则管子温度稳定性越好。

2. 发光二极管

发光二极管与普通二极管一样,也是由 PN 结构成的,同样具有单向导电性,但正向导通时能发光,这是由于电子与空穴直接复合而放出能量的结果。发光二极管工作在正偏状态。其电路符号如图 1.18 所示。由于构成它的材料、封装形式、外形不同,它的种类很多,如普通发光二极管、红外线发光二极管、激光二极管等。

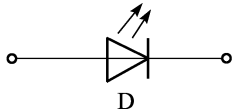


图 1.18 发光二极管电路符号

(1)普通发光二极管

普通发光二极管实物的引脚中,长引脚是正极,短引脚是负极。普通发光二极管常用来作为显示器件,除单个使用外,也常作为七段式或矩阵式器件,工作电流一般为几毫安到十几毫安。

检测普通发光二极管,一般用万用表  $R \times 10k$  档,方法与普通二极管一样。通常发光二极管的电阻在  $15k\Omega$  左右,反向电阻为无穷大。灵敏度高的发光二极管,在测正向电阻时,可见管芯发光。

(2)红外线发光二极管

红外线发光二极管是一种能把电能直接转换成红外光能的发光器件。和普通二极管一样也有两个引脚,长引脚为正极,短引脚为负极,常用于红外遥控发射器中。

检测红外发光二极管时,一般用万用表  $R \times 1k$  档,若正向阻值在  $30k\Omega$  左右,反向为无穷大,则表明正常,否则就是红外线发光二极管性能变差或损坏。

(3)激光二极管

激光二极管的物理结构是在发光二极管的结间安置一层具有光活性的半导体,其端面经过抛光后具有部分反射功能,因而形成一光谐振腔。在正向偏置的情况下,由结发射出光来并与光谐振腔相互作用,从而进一步激励从结上发射出单波长的光,同时,光在光谐振腔中产生振荡并被放大形成激光。半导体激光二极管发射的主要是红外线,这与材料的物理性质有关,主要应用于小功率光电设备中,如光盘驱动器和激光打印机的打印头等。

根据内部构造和原理,判断激光二极管好坏的方法是通过测试激光二极管的正、反向电阻来确定好坏。若正向电阻为  $20k\Omega \sim 30k\Omega$ ,反向电阻为无穷大,说明正常,否则,要么激光二极管老化,要么损坏。



图文封装



图文光盘驱动器

### 3. 光电二极管

光电二极管是一种很常用的光电子器件,电路符号如图 1.19 所示。其结构与 PN 结二极管类似,管壳上的一个玻璃窗口能接收外部的光照。这种器件的 PN 结在反向偏置状态下运行,它的反向电流随光照强度的增加而上升,反向电流与照度成正比。光电二极管广泛应用于遥控接收器、激光头中。当制成大面积光电二极管时,能将光能直接转换成电能从而作为一种能源器件,即光电池。

光电二极管的检测方法和普通二极管的一样,通常正向电阻为几千欧,反向电阻为无穷大,否则光电二极管质量变差或损坏。当受到光线照射时,反向电阻显著变化,正向电阻不变。

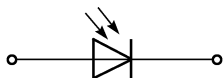


图 1.19 光电二极管电路符号

### 4. 变容二极管

利用 PN 结的电容效应制成的半导体器件,即 PN 结电容会随反向电压的增加而减小,利用这种特性在电路中可把变容二极管当做可变电容使用。由于它无机械磨损且体积小,因而在高频技术中应用较多。变容二极管的电路符号如图 1.20 所示。

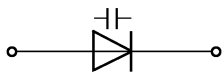


图 1.20 变容二极管电路符号

## 1.2.5 二极管的检测及判断

### 1. 二极管的型号

不同的二极管可以从它的形状和外观区别,某些二极管的材料和极性可以从它的型号和外观上直接进行辨别。二极管的种类繁多,国产半导体器件通常有五个部分组成,其型号组成及其意义如图 1.21 所示。如 2AP9:“2”代表电极数为 2,“A”表示 N 型锗材料,“P”表示普通管,“9”表示序号。

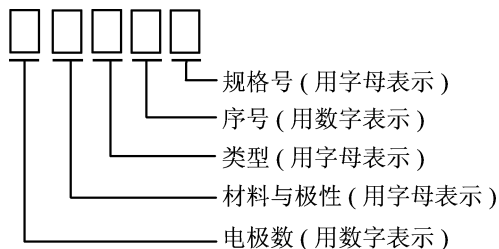


图 1.21 二极管型号组成及其意义

国产半导体器件型号组成部分的符号及意义如表 1.2 所示。

表 1.2 国产半导体器件型号组成部分的符号及意义

第一部分		第二部分		第三部分				第四部分	第五部分
用数字表示器件电极数目		用汉语拼音字母表示器件材料和极性		用汉语拼音字母表示器件类型				用数字表示器件序号	用汉语拼音字母表示规格号
符号	意义	符号	意义	符号	意义	符号	意义		
2	二极管	A	N型, 锗材料	P	普通管	D	低频大功率管 $f_a < 3\text{MHz}$ $P_c \geq 1\text{W}$		
		B	P型, 锗材料	V	微波管				
		C	N型, 硅材料	W	稳压管				
		D	P型, 硅材料	C	参量管				
3	三极管	A	PNP型, 锗材料	Z	整流管	A	高频大功率管 $f_a \geq 3\text{MHz}$ $P_c \geq 1\text{W}$		
		B	NPN型, 锗材料	L	整流堆				
		C	PNP型, 硅材料	S	隧道管	T	半导体闸流管 (可控整流器)		
		D	NPN型, 硅材料	N	阻尼管				
		E	化合物材料	U	光电器件	Y	体效应管		
				K	开关管	B	雪崩管		
				X	低频小功率管 $f_a < 3\text{MHz}$ $P_c < 1\text{W}$	J	阶跃恢复管		
						CS	场效应器件		
				G	高频小功率管 $f_a \geq 3\text{MHz}$ $P_c < 1\text{W}$	BT	半导体特殊器件		
						FH	复合管		
				PIN	PIN型管				
				JG	激光器件				

生产厂家通常都会在二极管外壳上用特定标记来表示正负极。最明确的方法是在外壳上画二极管符号, 箭头指向一端为负极; 螺栓式二极管带螺纹的一端是负极, 这是一种工作电流很大的二极管; 有的二极管上画有色环, 带色环的一端为负极。

### 2. 二极管的检测

二极管具有单向导电性, 即性能良好的二极管, 其正向电阻小, 反向电阻大。利用这一特性采用万用表测量二极管的正向电阻和反向电阻就可以判断其好坏与极性。测试过程中, 要注意弄清所用万用表的两个表笔所对应电池的电压极性。

若使用的是指针式万用表, 则黑表笔接的是表内电池的正极(插入“—”孔中), 红表笔接的是负极(插入“+”孔中), 如图 1.22 所示。测量时, 把指针式万用表置于欧姆挡的  $R \times 10$ 、 $R \times 100$  或  $R \times 1k$ , 测量二极管的正、反向电阻。小电阻阻值为正向电阻。此时, 黑表笔连接的是二极管的正极, 性能良好的二极管一般在几十到几百欧姆。大电阻阻值为反向电阻, 一般在几百千欧以上, 此时, 黑表笔连接的是二极管的负极。

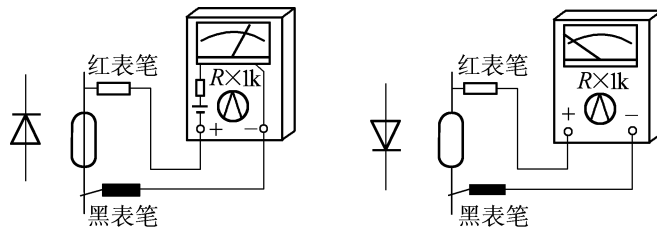


图 1.22 指针式万用表来测试二极管示意图

二极管的材料和质量好坏也可由从正、反向阻值进行判断,若测得二极管的正、反向电阻值均接近 0 或阻值较小,则说明二极管内部已击穿短路或漏电损坏;若测得二极管的正、反向电阻值均为无穷大,则说明该二极管已开路损坏;如果测得正反向电阻阻值一样小,说明该二极管内部短路损坏。通常希望正向电阻越小越好,反向电阻越大越好,正、反向电阻值相差越悬殊,说明二极管的单向导电特性越好。

若使用的是数字万用表,则相反,红表笔(插入 V/ $\Omega$  孔)是正极,黑表笔(插入 COM 孔)是负极。数字万用表不能用电阻挡来测量二极管,而要用二极管挡测量。

由于二极管的伏安特性是非线性的,用万用表的不同电阻挡测量二极管的电阻时,会得出不同的电阻值,在实际使用时,流过二极管的电流会较大,因而二极管呈现的电阻值会更小一些。

### 1.3 半导体三极管

三极管的几种常见外形如图 1.23 所示,其共同特征就是具有三个电极,这就是“三极管”简称的来历。

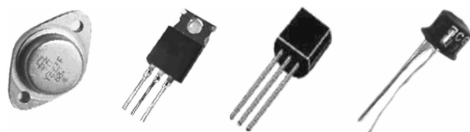


图 1.23 三极管的外形结构

三极管也是最重要的一种半导体器件,是放大电路的核心元件,它的放大作用和开关作用促进电子技术取得了高速发展。它的特性通过特性曲线和工作参数来分析研究,为了更好地理解和熟悉管子的外部特性,需要对三极管的内部结构和载流子的运动规律有一定的认识。

#### 1.3.1 三极管的结构及分类

三极管由两个 PN 结、三个杂质半导体区域组成,根据区域排列次序可分为 NPN 型和 PNP 型两大类,其内部结构和符号如图 1.24 所示。

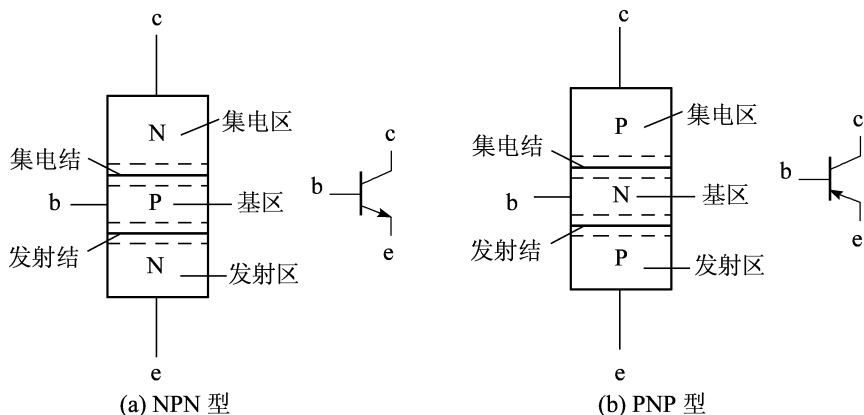


图 1.24 三极管的结构及电路符号

无论是 NPN 型还是 PNP 型三极管,都有三个区:基区、发射区和集电区,以及分别从这三个区引出的电极:基极 b、发射极 e 和集电极 c。同时在三个区的两个交界面处分别形成两个 PN 结,分别为发射区与基区之间的发射结和集电区与基区之间的集电结。三极管三个区域,其作用不同,因而在制作时每个区的掺杂及面积均不相同。基区很薄,掺杂浓度低,一般仅有 1 微米至几十微米厚;发射区掺杂浓度高,因而多数载流子浓度也很高;集电结截面积要大于发射结截面积。三极管的这种内部结构特点,是三极管能够起电流放大作用的内部条件。

从三极管的电路符号可以看出是 PNP 型还是 NPN 型的管子,它们发射极的箭头方向不同,这个箭头方向表示发射结加正向偏置时的电流方向。



图文  
高频三极管

三极管种类很多,根据基片材料不同,可分为锗管和硅管两大类。目前国内生产的硅管多为 NPN 型,锗管多为 PNP 型;根据其工作频率特性分,可分为高频管 and 低频管;从功率大小分,可分为大功率管、中功率管和小功率管;根据其工作状态又可分为放大管和开关管等。实际应用中采用 NPN 型三极管较多,下面以 NPN 型三极管为例加以讨论,所得结论对于 PNP 三极管同样适用,只是在使用时电源连接不同。

### 1.3.2 三极管的放大作用

#### 1. 三极管放大的外部条件

三极管要实现放大作用的外部条件是发射结正偏,集电结反偏。对于 NPN 型管,从电位的角度来看,三个电极间的电位关系为  $U_C > U_B > U_E$ ;而 PNP 型管,极性正好相反,即  $U_E > U_B > U_C$ 。

#### 2. 三极管的内部载流子的作用及放大原理

NPN 型三极管内部载流子运动规律如图 1.25 所示,主要有以下几个过程。

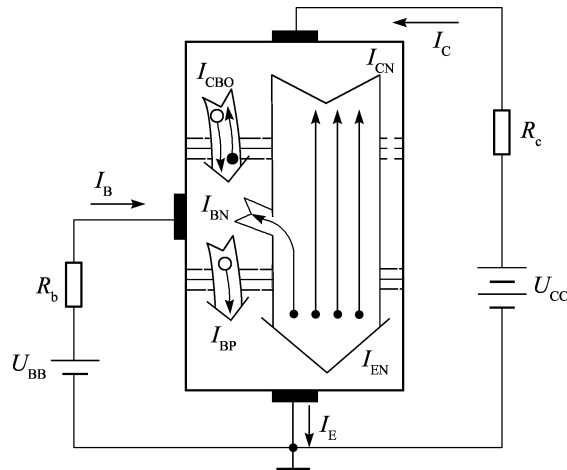


图 1.25 三极管内部载流子运动及外部电流分配

##### (1) 发射区向基区扩散载流子

由于发射结处于正偏,发射区的多子(自由电子)不断扩散到基区,形成发射结扩散电流  $I_{EN}$ ,其电流方向与扩散方向相反;基区中的多子空穴也要扩散到发射区,形成空穴电流  $I_{EP}$ ,电流方向与  $I_{EN}$  相同,由于基区浓度远小于发射区,  $I_{EP}$  很小。同时扩散出去电子又不断从电



源补充,形成发射极电流  $I_E$ 。可得

$$I_E = I_{EN} + I_{EP}$$

### (2) 载流子在基区扩散和复合

由于基区很薄,其多数载流子(空穴)浓度很低,所以从发射极扩散过来的电子只有很少部分可以和基区的空穴复合,形成较小的基极复合电流  $I_{BN}$ ,而剩下的绝大部分电子都能扩散到集电结边缘。基区被复合掉的空穴由电源  $U_{BB}$ 从基区拉走电子来补充,形成基极电流  $I_B$ 。

### (3) 集电区收集从发射区扩散过来的电子

由于集电结反偏,强大的内电场可将从发射区扩散到基区并到达集电区边缘的电子拉入集电区,从而形成集电极电流中受发射结控制的电流  $I_{CN}$ 。显然

$$I_{CN} = I_{EN} - I_{BN}$$

同时基区自身的少子和集电区的少子也会在反偏电压作用下产生漂移运动,形成集电结反向饱和电流  $I_{CBO}$ 。它的大小取决于基区和集电区少子的浓度,受温度影响较大,数值很小。 $I_{CN}$ 和  $I_{CBO}$ 一起构成集电极电流  $I_C$ ,即

$$I_C = I_{CN} + I_{CBO}$$

由图 1.25 可见

$$\begin{aligned} I_B &= I_{EP} + I_{BN} - I_{CBO} \\ &= I_{EP} + I_{EN} - I_{CN} - I_{CBO} \\ &= I_E - I_C \end{aligned}$$

这说明在三极管中发射极电流  $I_E$  等于集电极电流  $I_C$  和基极电流  $I_B$  之和。对于 PNP 管,三个电极产生的电流方向正好和 NPN 管相反。其内部载流子的运动情况与之类似。

由上述分析可知,构成发射极电流  $I_E$  的两部分中, $I_{BE}$  很小,而  $I_{CE}$  所占的百分比很大。将  $I_{CE}$  与  $I_{BE}$  之比用  $\bar{\beta}$  表示,称为共发射极直流电流放大系数。将集电极电流的变化量  $\Delta I_C$  与基极电流的变化量  $\Delta I_B$  之比称为三极管的共发射极交流电流放大系数  $\beta$ 。即

$$\bar{\beta} = \frac{I_{CE}}{I_{BE}} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_B + I_{CBO}} \approx \frac{I_C}{I_B}; \quad \beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

一般  $\beta$  值较大,当基极电流  $I_B$  有一微小变化时,就能引起集电极电流  $I_C$  产生较大的变化,这就是三极管放大作用的实质——通过改变电流  $I_B$  的大小,达到控制  $I_C$  的目的,即  $I_C = \beta I_B$ 。因此,三极管是一种电流控制电流型器件。

由于三极管有三个电极,在放大电路中可有三种连接方式——共基极、共发射极(简称共射极)和共集电极,即分别把基极、发射极和集电极作为输入和输出的公共端,如图 1.26 所示。但无论哪种接法,都要保证三极管能够满足放大的外部条件,即发射结正偏,集电结反偏。

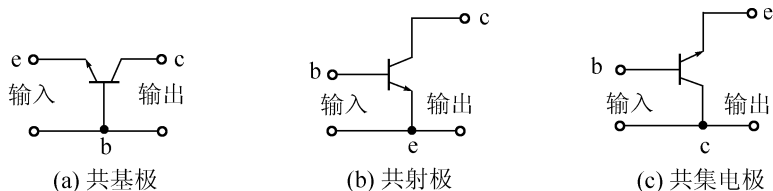


图 1.26 三极管的三种连接方式

### 1.3.3 三极管特性曲线

三极管的特性曲线是指各电极间电压和电流之间的关系曲线,也称为伏安特性曲线,它能直观全面地反映晶体管的性能,是分析放大电路的依据。由于三极管在不同连接方式时具有不同的端电压和电流,它们的特性曲线各不相同。共集与共射的特性曲线相似,下面以NPN型管为例,讨论常用的共射极接法时的特性曲线。

#### 1. 三极管的输入特性曲线

三极管的输入特性是指当集-射极电压  $u_{CE}$  为常数时,基极电流  $i_B$  与基-射极电压  $u_{BE}$  之间的关系曲线,即  $i_B = f(u_{BE})|_{u_{CE}=\text{常数}}$ 。

如图 1.27 所示,图中示出  $u_{CE}$  分别为 0V, 0.5V 和大于等于 1V 三种情况下的输入特性曲线。从图中可以看出,三极管的输入特性和二极管的伏安特性相似,也有一段死区,只有当  $u_{BE}$  大于死区电压时,三极管才会出现基极电流  $i_B$ 。通常硅管的死区电压约为 0.5V,锗管约为 0.1V。当发射结完全导通时三极管也具有恒压特性。在正常工作情况下,NPN 型硅管的发射结电压为 0.6~0.7V,PNP 型锗管的发射结电压为 0.2~0.3V。

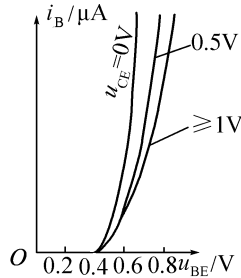


图 1.27 三极管的输入特性曲线

#### 2. 三极管的输出特性曲线

输出特性曲线是指当  $i_B$  一定时,输出回路中的  $i_C$  与  $u_{CE}$  之间的关系曲线,即

$$i_C = f(u_{CE})|_{i_B=\text{常数}}$$

$i_B$  不同时,对应的曲线也不同,所以三极管的输出特性曲线是一簇曲线,如图 1.28 所示。当  $i_B$  增大时, $i_C$  相应地也增大,而且  $i_C$  比  $i_B$  增加快得多,曲线上移。



动画  
三极管驱动继电器电路

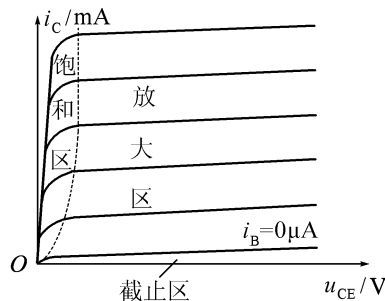


图 1.28 三极管的输出特性曲线

根据输出特性曲线的特点可以将其划分为三个区,也就是分别代表三极管的三种工作状态:

#### (1) 放大区

输出特性曲线中近于水平部分的是放大区。三极管要工作在放大区,发射结必须处于

正向偏置,集电结处于反向偏置。在放大区, $i_c$ 受控于 $i_B$ ,且 $i_c = \beta \cdot i_B$ ,当 $i_B$ 恒定时, $i_c$ 恒定。由于在不同 $i_B$ 下电流放大系数近似相等,所以放大区也称为线性区。

### (2)截止区

$i_B = 0$  曲线以下的区域称为截止区。此时发射结和集电结均处于反向偏置,三极管失去电流放大作用,集电极 c 和发射极 e 之间相当于开路状态,类似于开关断开。

### (3)饱和区

输出特性曲线的陡直部分是饱和区,此时发射结和集电结均处于正向偏置, $i_c$ 由外电路决定,而与 $i_B$ 无关。三极管的集电极 c 和发射极 e 之间相当于短路,类似于开关闭合。

由以上分析可知,三极管在电路中既可以作为放大元件,又可以作为开关元件使用。

## 1.3.4 三极管的主要参数

三极管参数可用来表示其特性和适用范围,是评价三极管质量及正确选择使用的依据。三极管的参数很多,这里介绍几个主要的参数。

### 1. 电流放大系数

电流放大系数是表征三极管电流放大能力的参数,当三极管为共发射极接法时,常用 $\bar{\beta}$ 和 $\beta$ 来表示。

当三极管工作在静态,即无输入信号时,由基极直流电流引起的集电极直流电流 $I_C$ 与基极直流电流 $I_B$ 之比,称为共发射极静态(直流)电流放大系数 $\beta$ ,即

$$\bar{\beta} = \frac{I_C - I_{CE0}}{I_B} \approx \frac{I_C}{I_B}$$

当晶体管工作在动态,即有信号输入时,基极电流的变化量 $\Delta I_B$ ,由它引起的集电极电流变化量为 $\Delta I_C$ , $\Delta I_C$ 与 $\Delta I_B$ 之比称为动态(交流)电流放大系数 $\beta$ ,即

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

在常用的工作范围内 $\beta \approx \bar{\beta}$ ,且基本不变,因此使用中一般不再严格区分两者,统称为共发射极电流放大系数,用 $\beta$ 表示。 $\beta$ 值一般较大,所以共射极接法下三极管具有较强的电流放大作用。

### 2. 极间反向电流

#### (1)集电极-基极反向饱和电流 $I_{CBO}$

它是指当发射极开路,集电结在反向电压作用下,形成的反向饱和电流。它受温度影响较大。 $I_{CBO}$ 的大小反映了三极管的热稳定性, $I_{CBO}$ 越小,其稳定性越好。硅管的热稳定性比锗管好,在温度变化范围较大的工作环境中,尽可能地选择硅管。

#### (2)集电极-发射极反向饱和电流 $I_{CEO}$

它是指当三极管基极开路,而集电结反偏和发射结正偏时的集电极电流,也叫穿透电流。它与 $I_{CBO}$ 的关系为: $I_{CEO} = (1 + \beta) I_{CBO}$ , $I_{CEO}$ 受温度影响也很大,温度上升, $I_{CEO}$ 增大。穿透电流 $I_{CEO}$ 也是衡量三极管质量的重要参数,硅管的 $I_{CEO}$ 比锗管的小。

选用三极管时,一般希望反向饱和电流尽量小些,以减小温度对其性能的影响。小功率硅管的 $I_{CEO}$ 在几微安以下,锗管的 $I_{CEO}$ 在几十微安以下。

### 3. 极限参数

#### (1)集电极最大允许电流 $I_{CM}$

当 $i_c$ 超过一定数值时,三极管电流放大系数 $\beta$ 值下降, $\beta$ 下降到正常值的 $2/3$ 时所对应

的集电极电流称为集电极最大允许电流  $I_{CM}$ 。实际使用时为保证三极管正常工作,流过集电极的电流要小于  $I_{CM}$ 。当  $i_C > I_{CM}$  时,并不一定会使晶体管损坏,但会以降低  $\beta$  值为代价。

(2) 反向击穿电压  $U_{(BR)CEO}$ 、 $U_{(BR)CBO}$ 、 $U_{(BR)EBO}$

$U_{(BR)CEO}$  是指基极开路时集电结不致击穿,施加在集电极-发射极之间允许的最高反向电压。 $U_{(BR)CBO}$  是指发射极开路时集电结不致击穿,施加在集电极-基极之间允许的最高反向电压。 $U_{(BR)EBO}$  是指集电极开路时发射结不致击穿,施加在发射极-基极之间允许的最高反向电压。

(3) 集电极最大允许耗散功率  $P_{CM}$

集电极最大允许耗散功率是指三极管正常工作时集电结上最大允许损耗的功率。三极管损耗的功率会转化为热量,使集电结温度升高,引起晶体管参数的变化,使管子性能变差甚至会烧坏管子。

### 1.3.5 三极管的检测及判断

要准确了解三极管的类型、极性和性能参数,可用专门的设备进行测试。但一般要粗略地辨别三极管的类型和管脚时,可直接从管壳上标注的型号来简单判断,也可利用万用表测量方法判断。

#### 1. 通过管子型号来判别

国产的三极管的型号一般由五部分组成,如图 1.29 所示。

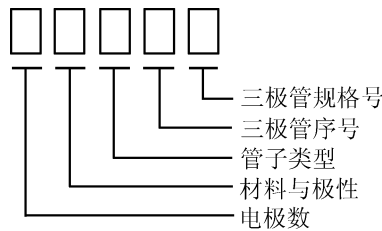


图 1.29 三极管型号组成

具体的型号组成部分的符号及意义如表 1.2 所示。

例如根据表中含义可知:

3AX 为 PNP 型低频小功率管;3BX 为 NPN 型低频小功率管。

3CG 为 PNP 型高频小功率管;3DG 为 NPN 型高频小功率管。

3AD 为 PNP 型低频大功率管;3DD 为 NPN 型低频大功率管。

3CA 为 PNP 型高频大功率管;3DA 为 NPN 型高频大功率管。

此外有国际流行的 9011~9018 系列高频小功率管,除 9012 和 9015 为 PNP 管外,其余均为 NPN 型管。

管子的类型可以通过三极管的型号来判别,管子的极性也可以通过三极管的外形和封装简单判别。常用中小功率三极管有金属圆壳和塑料封装(半柱型)等外型,图 1.30 介绍了三种典型的三极管外形和管极排列方式。

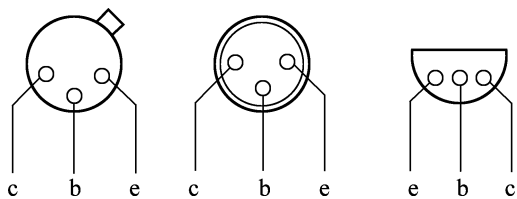


图 1.30 三极管典型外形及管极排列方式

## 2. 通过万用表检测三极管的管脚和管型

三极管可以看成是两个背靠背的 PN 结结构,如图 1.31 所示。对 NPN 型三极管,基极是两个结的公共阳极;而对于 PNP 型三极管来说,基极是两个结的公共阴极。因此,判断公共极是阴极还是阳极,即可知道管子是 NPN 型还是 PNP 型。

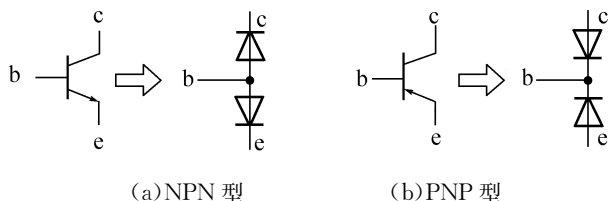


图 1.31 三极管示意图

测试步骤如下:

(1)将指针式万用表切换至“ $R \times 1k$ ”档,用黑表笔接假定的基极,用红表笔分别接触另外两个极,假设测得的电阻都小,约为几百欧到几千欧。

(2)将黑、红两表笔对调,假设测得电阻均较大,在几百千欧以上,则此时黑表笔接的就是基极。该管为 NPN 管,若测量时红表笔接基极,则为 PNP 型。如图 1.32(a)、(b)、(c)所示,两次测试中的阻值都很小,且黑表笔接在中间引脚不动,所以中间引脚为基极,且为 NPN 型。在三极管的类型和基极确定以后,即可测出三极管的另外两个电极。

(3)假定基极外的两个管脚中的其中一个为集电极,在假定的集电极与基极之间接一电阻。图 1.32(d)、(e)中是用左手大拇指做电阻,此时,集电极与基极不能碰在一起。对于 NPN 型管,用黑表笔接假定的集电极,红表笔接发射极,红黑表笔均不要碰基极,记录电阻值。

(4)将刚才假定的集电极作为发射极,另一端作为集电极,再次重复上述步骤。如图 1.32(f)、(g)所示。

(5)比较两次测试的电阻值,阻值较小的那次假定是正确的。测试得出各电极名称如图 1.32(h)所示。

对于 PNP 管,对集电极和发射极的判断方法与 NPN 型类似,但需要对调红黑表笔进行测试。

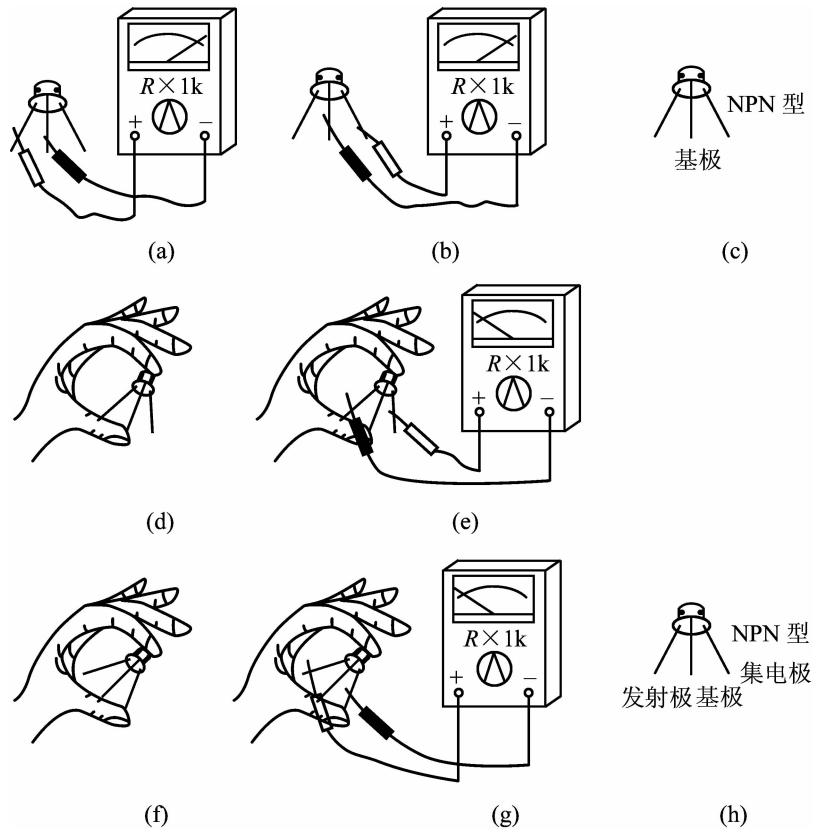


图 1.32 三极管的管脚及管型测试

## 1.4 场效应三极管

现在越来越多的电子电路特别是在音响领域都在普遍使用场效应三极管,简称场效应管(FET,Field Effect Transistor)。和双极型三极管不同,场效应管是一种电压控制电流型半导体器件,它利用改变外加电压产生的电场效应来控制其电流大小。场效应管不仅兼有双极型三极管体积小、重量轻、耗电省、寿命长等特点,还有输入阻抗高、噪声低、工艺简单、动态范围大、易于集成、安全工作区域宽等优点,能构成技术性能很好的电路,在大规模及超大规模集成电路中得到了广泛的应用。

### 1.4.1 场效应管分类和基本结构

场效应管的外形与三极管相似,如图 1.33 所示。根据结构的不同,场效应管分为结型场效应管和绝缘栅型场效应管两大类,按导电沟道半导体材料的不同,结型和绝缘栅型又各分为 N 沟道和 P 沟道两种。若按导电方式来划分,场效应管又可分成耗尽型与增强型,结型场效应管均为耗尽型,绝缘栅型场效应管既有耗尽型也有增强型。目前在绝缘栅型场效应管中,MOS 场效应管(MOSFET,金属-氧化物-半导体场效应管)应用最为广泛,简称 MOS 管,因此,按照上述分类,MOS 场效应管又可细分为 N 沟道增强型、P 沟道增强型、N 沟道耗尽型、P 沟道耗尽型四大类,如图 1.34 所示。

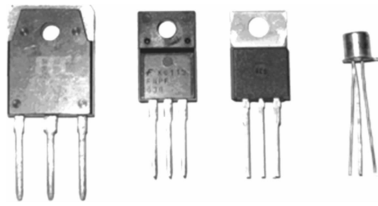


图 1.33 场效应管实物图

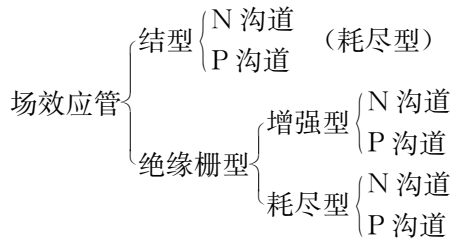


图 1.34 场效应管分类

### 1. 结型场效应管基本结构和符号

结型场效应管利用半导体内电场效应工作,结构如图 1.35 所示。在一块 N 型半导体两边各扩散一个高浓度的 P 型区(用 P<sup>+</sup> 表示)形成两个 PN 结,把两个 P 区并联在一起,引出一个电极,称为栅极 g,在 N 型半导体的两端各引出一个电极,分别称为源极 s 和漏极 d,它们与三极管的三个电极相对应:栅极 g—基极 b;源极 s—发射极 e;漏极 d—集电极 c。夹在两个 PN 结中间的 N 型区域为导电沟道,这种结构就称为 N 沟道结型场效应管。按照类似方法,在一块 P 型半导体的两边各扩散一个高浓度的 N 区,就可以制成 P 沟道结型场效应管。两种场效应管的代表符号如图 1.36 所示,箭头方向表示栅结正偏时,栅极电流的指向,如对于 1.36(a)图,表示栅极电流的方向是由 P 指向 N,从而判断 d、s 之间是 N 沟道,从符号上就可以看出这是一个 N 沟道的结型场效应管。

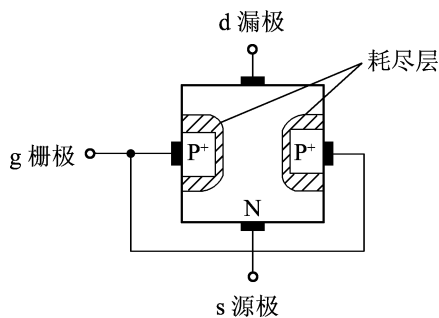
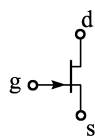
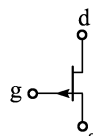


图 1.35 N 沟道结型场效应管结构示意图



(a)N 沟道结型场效应管



(b)P 沟道结型场效应管

图 1.36 结型场效应管符号

## 2. MOS 场效应管基本结构和符号

N 沟道增强型 MOS 管的结构示意图如图 1.37(a)所示,它以一块低掺杂浓度的 P 型硅半导体薄片作衬底,用扩散的办法形成两个高掺杂浓度的 N 型区(用  $N^+$  表示),并引出两个电极分别作为漏极 d 和源极 s。在 P 型硅表面上生长一层很薄的  $SiO_2$  绝缘层,再覆盖一层金属薄层,并引出一个电极作为场效应管的栅极 g。在衬底上也引出一个引线 B,引线 B 一般在制造时就与源极 s 相连。由于栅极 g 与源极 s、漏极 d 及 P 型衬底之间均无电接触,故称为绝缘栅极,这也是为什么把这种场效应管又称为绝缘栅型场效应管的原因。

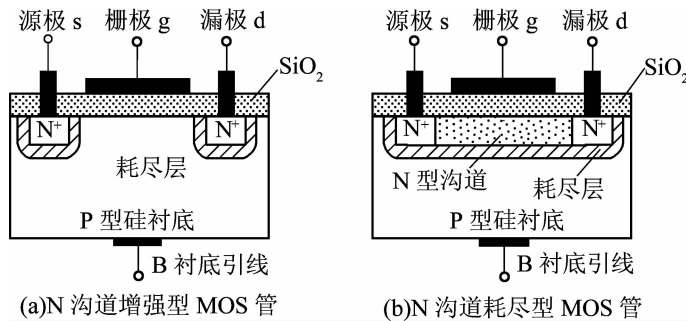


图 1.37 MOS 场效应管基本结构

N 沟道耗尽型 MOS 管的结构示意图如图 1.37(b)所示,与增强型基本相同,但在制造管子时,预先在  $SiO_2$  绝缘层中掺有大量正离子,在正离子产生的正向电场作用下,P 型衬底中的电子被吸引到衬底与  $SiO_2$  绝缘层的交界面上来,形成 N 型薄层,将两个  $N^+$  区连通,构成漏极与源极之间的 N 型导电沟道。同样的,P 沟道增强型和耗尽型 MOS 管也与 N 沟道 MOS 管具有相似的结构,此处不再赘述。增强型和耗尽型 MOS 管的电路符号分别如图 1.38和图 1.39 所示。



图 1.38 增强型 MOS 管符号

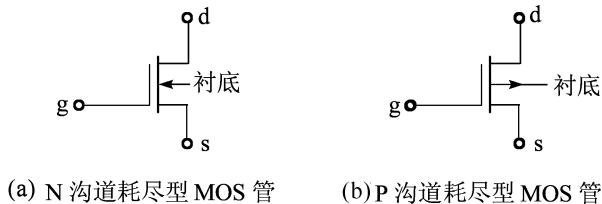


图 1.39 耗尽型 MOS 管符号

### 1.4.2 场效应管工作原理

场效应管是一种电压控制电流型器件,通过改变栅源电压就可以控制其漏极电流的大小,和双极型三极管不同,工作时只有一种载流子参与导电,也常称为单极性型晶体管,下面



以 N 型 MOS 管为例,介绍下沟道效应管的工作原理。

### 1. N 沟道增强型 MOS 管的工作原理

如图 1.40 所示为 N 沟道增强型 MOS 管的工作原理示意图,主要从  $u_{GS}$  对  $i_D$  的控制作用和  $u_{DS}$  对  $i_D$  的影响两方面来进行讨论。

#### (1) $u_{GS}$ 对 $i_D$ 及沟道的控制作用

在图 1.40(a)中, $u_{GS}=0$ ,即栅源短接时,增强型 MOS 管的漏极 d 和源极 s 之间有两个背靠背的 PN 结,不论  $u_{DS}$  的极性如何,总有一个 PN 结处于反偏状态,漏-源之间没有导电沟道,阻值可高达  $10^{12}\Omega$  数量级,所以这时漏极电流  $i_D=0$ 。

当  $u_{GS}>0$  时,栅极和衬底之间的  $\text{SiO}_2$  绝缘层中便产生一个垂直于半导体表面的由栅极指向衬底的电场,由于绝缘层很薄,即使只有几伏的栅源电压  $u_{GS}$ ,也会产生高达  $10^5\sim 10^6\text{V/cm}$  数量级的强电场,这个电场使栅极附近的 P 型衬底中的空穴被排斥,剩下不能移动的受主离子(负离子),形成耗尽层,同时将 P 型衬底中的电子吸引到衬底表面。当  $u_{GS}$  数值较小,吸引电子的能力不强时,漏-源极之间不会产生导电沟道,当  $u_{GS}$  达到某一数值时,这些电子在栅极附近的 P 型衬底表面便形成一个 N 型薄层,由于其导电类型与 P 型衬底相反,又称为反型层,这个反型层把两个  $\text{N}^+$  区连通,构成了漏极、源极间的 N 型导电沟道,如图 1.40(b)所示。一般把开始形成沟道时的栅源电压称为开启电压,用  $U_T$  表示。显然  $u_{GS}$  越大,作用于半导体表面的电场就越强,吸引到 P 型衬底表面的电子也就越多,导电沟道越厚,沟道电阻越小。因此,把这种开始没有导电沟道,必须依靠栅源电压  $u_{GS}$  作用才产生沟道的 MOS 管称为增强型 MOS 管,在符号中使用短画线来表示这个特点。

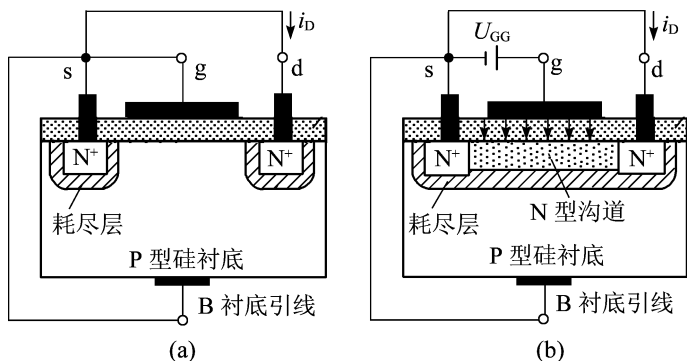


图 1.40 N 沟道增强型 MOS 管的工作原理

#### (2) $u_{DS}$ 对 $i_D$ 的影响

当  $u_{GS}\geq U_T$  时,导电沟道形成,如果在漏极、源极间加上正向电压  $u_{DS}$ ,将会有漏极电流  $i_D$  产生。当  $u_{DS}$  较小时,只要  $u_{GS}$  一定,沟道电阻几乎也是一定的,所以  $i_D$  随  $u_{DS}$  上升迅速增大,近似呈线性变化。由于  $i_D$  沿沟道产生的电压降使沟道内各点与栅极间的电压不再相等,即沟道中产生横向电位梯度,使得沟道呈楔形,靠近源极一端沟道最厚,而漏极一端沟道最薄,随着  $u_{DS}$  增大,漏极端的沟道越来越薄,当  $u_{DS}$  增大到  $u_{GD}=u_{GS}-u_{DS}=U_T$  时,沟道在漏极端出现预夹断,如图 1.40(c)所示,再继续增大  $u_{DS}$ ,夹断点将向源极方向移动,形成夹断区,如图 1.40(d)所示,由于  $u_{DS}$  的增加部分主要降落在夹断区,故  $i_D$  几乎不随  $u_{DS}$  增大而增加,  $i_D$  趋于饱和。



视频  
MOSFET 的  
开关时间



图文  
沟道



视频  
MOSFET 栅  
极驱动的振荡  
现象

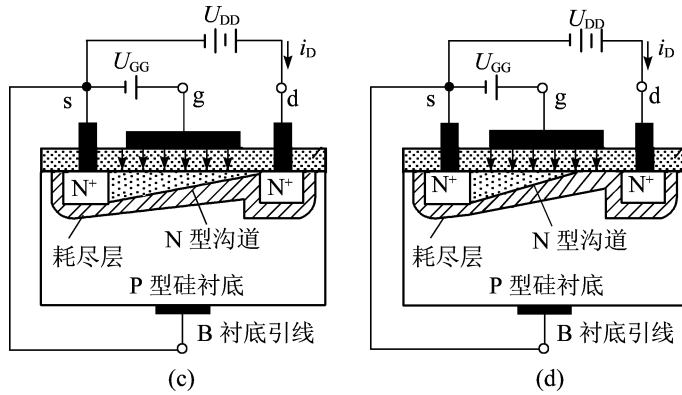


图 1.40 N 沟道增强型 MOS 管的工作原理

(3) 输出特性和转移特性曲线

MOS 管的输出特性是指栅源电压  $u_{GS}$  一定时,漏极电流  $i_D$  与漏源电压  $u_{DS}$  的关系曲线,用公式表示为

$$i_D = f(u_{DS}) \Big|_{u_{GS} = \text{常数}}$$

输出特性曲线与三极管输出特性曲线相似也是一簇曲线,如图 1.41(a)所示。根据预夹断的临界条件  $u_{GD} = u_{GS} - u_{DS} = U_T$ ,在输出特性曲线上可划分成可变电阻区和饱和区(放大区),再加上截止区共有三个工作区域。

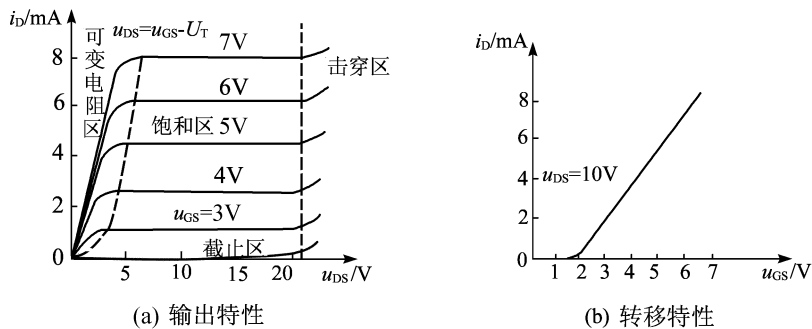


图 1.41 N 沟道增强型 MOS 管特性曲线

截止区:  $u_{GS} < U_T$ , 导电沟道还没有形成, 此时  $i_D = 0$ 。

可变电阻区: 当  $u_{DS} \leq u_{GS} - U_T$  时, MOS 管工作在可变电阻区, 在这个区域内,  $u_{DS}$  较小, 对导电沟道的宽度影响不大,  $i_D$  随  $u_{DS}$  近似呈线性变化。此时场效应管的动态电阻很小, 改变  $u_{GS}$  就可以改变输出动态电阻, 所以把该区称为可变电阻区。

饱和区: 当  $u_{GS} \geq U_T$  且  $u_{DS} \geq u_{GS} - U_T$  时, MOS 管工作在饱和区, 此时, 导电沟道中形成夹断区,  $u_{DS}$  的增加部分主要落在夹断区,  $i_D$  基本不变, 特性曲线呈水平状。场效应管只有工作在这个区域时管子才有放大作用, 所以也称恒流区或放大区。

另外, 除了正常工作区, 当  $u_{DS}$  增大到一定数值时, 漏极电流  $i_D$  会突然增大, 使 MOS 管进入击穿区, 如图 1.41(a) 所示曲线后部上翘部分, 当管子处于击穿区时会因过热而损坏, 所以使用时应注意防止管子被击穿。

MOS 管的转移特性是指漏源电压  $u_{DS}$  为一定时, 栅源电压  $u_{GS}$  对漏极电流  $i_D$  的控制关系,

即  $i_D = f(u_{GS}) |_{u_{DS}=\text{常数}}$ , 如图 1.41(b) 所示。转移特性体现了  $u_{GS}$  对  $i_D$  的控制能力, 由于在饱和区内,  $i_D$  基本不受  $u_{DS}$  影响, 因此饱和区内不同的  $u_{DS}$  所对应的转移特性曲线几乎是重合的。

### 2. N 沟道耗尽型 MOS 管的工作原理

由 N 沟道耗尽型 MOS 管的结构可知, 当  $u_{GS} = 0$  时, 就有 N 型导电沟道存在, 此时只要加上正向电压  $u_{DS}$ , 便会有电流  $i_D$  产生。

若  $u_{GS} > 0$ , 即栅源之间加上正向电压时, 由于  $\text{SiO}_2$  绝缘层的存在, 不会形成栅极电流, 但栅极与 N 沟道间的电场将在沟道中吸引更多的电子, 使沟道变宽, 沟道电阻变小, 在  $u_{DS}$  作用下,  $i_D$  也较大。

若  $u_{GS} < 0$ , 即栅源之间加上负向电压, 则沟道变窄, 沟道电阻变大,  $i_D$  减小, 当  $u_{GS}$  负向增加到某一数值时, 导电沟道完全被夹断, 此时的栅源电压称为夹断电压  $U_P$ , 这时即使漏源电压  $u_{DS}$  存在, 也有  $i_D = 0$ , 即管子截止, 所以称这种 MOS 管为耗尽型 MOS 管, 输出特性曲线和转移特性曲线如图 1.42 所示。

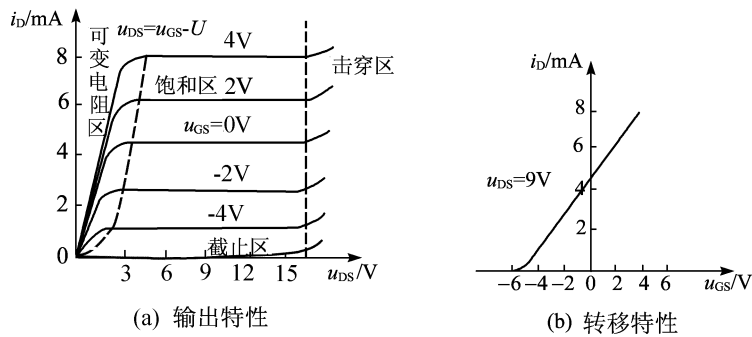


图 1.42 N 沟道耗尽型 MOS 管特性曲线

根据输出特性曲线给出的信息, 我们可以大致判断 MOS 管的工作状态。如图 1.43(a) 所示放大电路, MOS 管的输出特性曲线如图 1.43(b) 所示, 现判断栅源电压分别为 1V、3V 时 MOS 管的工作状态。根据输出特性曲线可知, 开启电压  $U_T = 2\text{V}$ , 当  $u_{GS} = 1\text{V}$  时, 由于  $u_{GS} < U_T$ , 管子工作在截止区。当  $u_{GS} = 3\text{V}$  时, 由输出特性曲线知,  $i_D \approx 1\text{mA}$ 。假设 MOS 管工作在饱和区, 则有  $u_{DS} = 12 - i_D R \approx 9\text{V}$ ,  $u_{GS} - U_T = 1\text{V}$ , 显然  $u_{DS} > u_{GS} - U_T$ 。假设成立, 所以 MOS 管工作在饱和区。

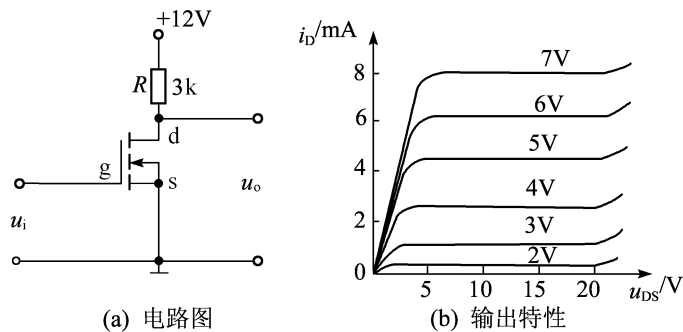


图 1.43 MOS 管工作状态的判断



视频  
MOSFET 的  
主要参数

### 1.4.3 场效应管的主要参数及性能比较

#### 1. 主要参数

场效应管的参数很多,包括直流参数、交流参数和极限参数,但一般使用时主要

关注以下参数:

##### (1) 开启电压和夹断电压

开启电压  $U_T$  是增强型 MOS 管参数,是使漏源间刚导通时的栅源电压大小。通常令  $u_{DS}$  为某一固定值(如 10V)使  $i_D$  等于一个微小电流(如  $50\mu\text{A}$ )时,栅源所加的电压就是  $U_T$ 。

夹断电压  $U_P$  是耗尽型 MOS 管参数,是使漏源间刚截止时的栅源电压大小。通常令  $u_{DS}$  为某一固定值(如 10V)使  $i_D$  等于一个微小电流(如  $20\mu\text{A}$ )时,栅源所加的电压就是  $U_P$ 。

##### (2) 漏极饱和电流 $I_{DSS}$

漏极饱和电流是耗尽型 MOS 管参数,指当  $u_{GS}=0$  时,漏极加有某固定电压  $u_{DS}$  时的漏极电流。

##### (3) 直流输入电阻 $R_{GS}$

直流输入电阻是指漏源之间短路情况下,栅源之间加一定电压时的栅源直流电阻。场效应管的值一般都高于  $10\text{M}\Omega$ ,MOS 管可高达  $10^9 \sim 10^{15} \Omega$ 。

##### (4) 低频互导 $g_m$

低频互导是指在  $u_{DS}$  为常数时,漏极电流微变量与引起该变化的栅源电压的微变量之比,即

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \right|_{u_{DS}=\text{常数}}$$

式中,互导  $g_m$  的单位是  $\text{mS}$ (毫西门子),反映了栅极电压对漏极电流的控制能力,是衡量场效应管放大能力的重要参数。互导越大,管子的放大能力越好。

##### (5) 最大漏极电流 $I_{DM}$

最大漏极电流是指场效应管正常工作时,漏极允许通过的最大电流。场效应管的工作电流不应超过  $I_{DM}$ 。

##### (6) 最大耗散功率 $P_{DM}$

最大耗散功率是指场效应管性能不变坏时所允许的耗散功率, $P_{DM}=u_{DS} \cdot i_D$ 。使用时,场效应管实际功耗应小于  $P_{DM}$  并留有一定余量。

##### (7) 最大漏源电压 $U_{(BR)DS}$

$U_{(BR)DS}$  指发生雪崩击穿, $i_D$  开始急剧上升时的  $u_{DS}$  值。

#### 2. 与晶体三极管的性能比较

(1) 场效应管是电压控制电流型器件,由  $u_{GS}$  控制  $i_D$ ;三极管是电流控制电流型器件,由  $i_B$ (或  $i_E$ )控制  $i_C$ 。

(2) 场效应管只利用多数载流子导电,称为单极型器件;三极管既有多数载流子也有少数载流子参与导电,称为双极型器件。由于少数载流子浓度受温度、辐射等因素影响较大,所以场效应管比三极管的温度稳定性好、抗辐射能力强。

(3) 场效应管基本无栅极电流;而三极管工作时基极总要吸取一定的电流,因此场效应管的输入电阻比三极管的输入电阻要高得多。

(4) 有些场效应管的源极和漏极可以互换使用,栅源电压也可正可负,灵活性比三极管好。

(5)场效应管的噪声系数很小,在低噪声放大电路的输入级及要求信噪比较高的电路中要选用场效应管。

(6)场效应管和三极管均可组成各种放大电路和开关电路,但场效应管能在很小电流和很低电压的条件下工作,而且制造工艺简单,耗电少,热稳定性好,因此场效应管在大规模和超大规模集成电路中得到了广泛的应用。

## 本章小结

1. 半导体材料是一种导电能力介于导体和绝缘体之间的物质,将半导体材料提纯后形成的完全纯净、具有晶体结构的半导体称为本征半导体。在本征半导体中掺入微量的杂质,就构成杂质半导体,其导电性能将大大增强。杂质半导体可以分为 N 型和 P 型两大类。在 N 型半导体中,自由电子为多数载流子;空穴为少数载流子。而在 P 型半导体中,空穴为多数载流子,自由电子为少数载流子。多子是由于掺杂而产生的,而少子是由热激发而形成的。

2. PN 结具有单向导电性,加正向电压时,结电压很低,正向电阻很小;加反向电压时,结电压近似等于电源电压,反向电阻很大。PN 结的单向导电性是构成半导体器件的重要特性。

3. 把一个 PN 结封装起来引出金属电极便可构成二极管。二极管可用于整流、限幅、检波、开关等电路中,在使用时可利用理想二极管模型来简化分析计算。利用 PN 结的特性可做成稳压二极管、发光二极管、光电二极管、变容二极管等常用的特殊二极管,可以用在稳压电路、自动控制电路、高频电路等不同应用环境中。

4. 半导体三极管是由两个 PN 结组成的三端有源器件,分 NPN 和 PNP 两种类型,如图 1.44(a)、(b)所示。无论哪种类型,其内部均有两个 PN 结:发射结和集电结;三个区域:发射区、基区和集电区;三个电极:发射极 e、基极 b 和集电极 c。



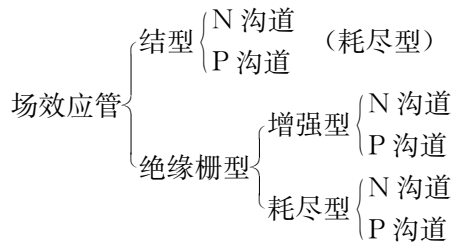
图 1.44 半导体三极管的两种类型

5. 三极管是放大电路的核心器件,其实现放大作用的内部条件是:基区很薄,掺杂浓度低;发射区掺杂浓度高,使得多数载流子浓度也很高;集电结截面积要大于发射结截面积。外部条件是:外加电源的极性保证三极管发射结正向偏置,集电极反向偏置。

6. 共发射极电流放大系数  $\beta$  用来表征三极管的放大能力, $\beta$  值一般较大,共射极接法下三极管具有较强的电流放大作用,还可以用输入和输出特性曲线描述三极管特性。根据输出特性可分为三个工作区域:放大区、截止区、饱和区。要使三极管对输入信号进行线性放大,三极管应工作在放大区,此时具有电流控制集电极电流的特性。在饱和区和截止区,三极管则具有开关特性。

7. 场效应管利用输入电压产生电场效应来控制输出电流,属于电压控制型器件,外形与

三极管相似。由于其工作时,只有一种载流子参与导电,所以也称为单极型晶体管。场效应管具有体积小、耗电省、输入阻抗高、噪声低、工艺简单、动态范围大、易于集成等优点。根据不同的分类方法可以分成不同类型:



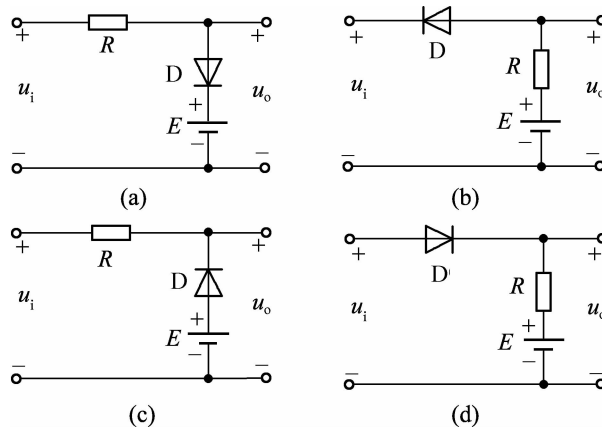
8. 可以用输出特性曲线和转移特性曲线来描述场效应管的特性,和三极管相似,场效应管也有三种工作区域:可变电阻区、饱和区、截止区。三种工作状态的特点如表 1.3 所示。

表 1.3 场效应管三种工作状态的特点

工作状态	特点
可变电阻区	$u_{DS}$ 还较小,对导电沟道的宽度影响不大, $i_D$ 随 $u_{DS}$ 近似呈线性变化。改变 $u_{GS}$ 就可以改变输出动态电阻
饱和区	$u_{GS} \geq U_T$ 且 $u_{DS} \geq u_{GS} - U_T$ ,导电沟道中形成夹断区, $u_{DS}$ 的增加部分主要降落在夹断区, $i_D$ 基本不变,特性曲线呈水平状。场效应管只有工作在这个区域时管子才有放大作用
截止区	$u_{GS} < U_T$ ,导电沟道还没有形成, $i_D = 0$

### 习题 1

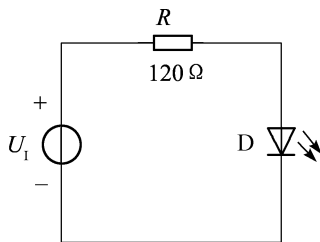
1.1 在如图题 1.1 所示的各电路图中  $E = 5V$ ,  $u_i = 10\sin \omega t V$ ,二极管的正向压降可忽略不计,试分别画出输出电压  $u_o$  的波形。



图题 1.1

1.2 有两个稳压管  $D_{Z1}$  和  $D_{Z2}$ ,其稳定电压分别为  $5.5V$  和  $8.5V$ ,正向压降都是  $0.5V$ 。如果要得到  $0.5V, 3V, 6V, 9V$  和  $14V$  几种稳定电压,问这两个稳压管(还有限流电阻)应如何连接? 画出各个电路。

1.3 在如图题 1.3 所示的发光二极管的应用电路中,若输入电压为  $1.0\text{V}$ ,试问发光二极管是否发光,为什么?

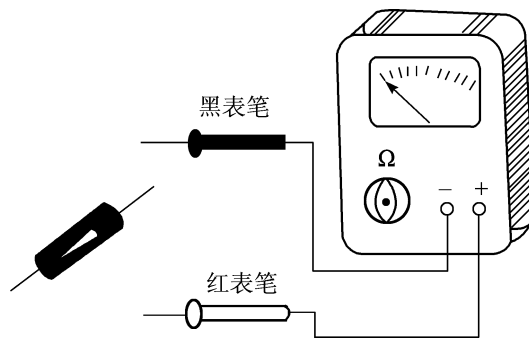


图题 1.3

1.4 光电二极管在电路中使用,是正向连接还是反向连接?

1.5 某二极管的管壳标有电路符号,已知该二极管是好的,万用表的欧姆挡示意图如图题 1.5 所示,试判断:

- (1) 在测二极管的正向电阻时,两根表笔如何连接?
- (2) 在测二极管的反向电阻时,两根表笔又如何连接?
- (3) 两次测量中哪一次指针偏转角度大? 偏转角度大的一次的阻值小还是阻值大?



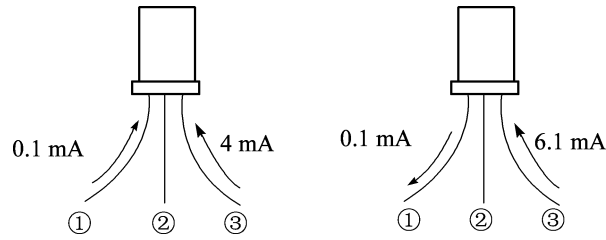
图题 1.5

1.6 有两个三极管分别接在放大电路中,今测得它们的管脚对地的电位分别如表题 1.6 所列,试判断:(1)三极管的管脚,并在各电极上注明 e、b、c;(2)是 NPN 管还是 PNP 管,是硅管还是锗管?

表题 1.6

三极管 I				三极管 II			
管脚	1	2	3	管脚	1	2	3
电位/V	4	3.4	9	电位/V	-6	-2.3	-2

1.7 在两个放大电路中,测得三极管各极电流分别如图题 1.7 所示,求另一个电极的电流,并在图中标出其实际方向及各电极 e、b、c。试分别判断它们是 NPN 管还是 PNP 管?



图题 1.7

1.8 试判断以下结论是否正确,若有错误请写出正确答案。

- (1)场效应管的导电机理和双极型三极管相似均为多数载流子和少数载流子参与导电。( )
- (2)场效应管属于电压型控制器件,其  $g,s$  间阻抗要远大于三极管  $b,e$  间的阻抗。( )
- (3)场效应管工作区域有:放大区、饱和区、截止区。( )
- (4)场效应管三个电极  $g,d,s$  分别和双极型三极管  $c,e,b$  相对应。( )

1.9  $T_1, T_2, T_3$  为某放大电路中三个 MOS 管,现测得  $g,s,d$  三个电极的电位如表题 1.9 所示,已知各管开启电压  $U_T$ 。试判断  $T_1, T_2, T_3$  的工作状态如何。

表题 1.9

管号	$U_T/V$	$U_s/V$	$U_G/V$	$U_D/V$	工作状态
$T_1$	4	-5	1	3	
$T_2$	-4	3	3	10	
$T_3$	-4	6	0	5	



## 第2章 基本放大电路

半导体三极管、场效应管的主要用途之一就是利用它们的放大作用组成各种放大电路。常见的收音机、电视机通过这些放大电路能将天线收到的微弱信号放大到足以推动扬声器和显像管工作的程度,但不管各种电路的结构最终有多复杂,都离不开几种最基本的放大电路形式。下面就来讨论一下这些基本放大电路的结构、工作原理、分析方法及其特点和应用,为今后学习复杂的电子电路奠定基础。

### 2.1 基本共射极放大电路

#### 2.1.1 放大电路的概念

对于模拟电路来说,它的主要任务就是对模拟信号进行放大。在生产和科学实验中,电子线路中输入信号往往很小,它所提供的能量不能直接推动负载工作,就需要放大电路将微弱的电信号进行放大。为了增强微弱的电信号,几乎每个电子系统中都要用到放大电路。

所谓放大,是指能够将微弱的电信号不失真地放大到需要的数值。一般情况下指既能放大电压又能放大电流,即使不对电压、电流同时放大,也要能达到放大后的信号能量比放大前的大。表面看来放大是指将微弱的变化信号放大成较大的信号,但放大的实质是实现能量控制的过程。如人讲话的声音一般只有毫瓦级的功率,传输的距离非常有限,经过扩音设备后,声信号的功率可达几十、甚至几百瓦,传输的距离远比不经扩音设备传输的远。显然在放大的过程中,能量增加了。可是这些能量从哪里来?是放大电路自己创造的吗?当然不是。前面说过半导体三极管具有电流放大作用,即通过改变基极电流的大小,可以控制放大集电极的电流。因此,以三极管为核心,加上电阻、电容、直流电源等元器件,经过合理的配置就构成了放大电路。这样,用较小能量的信号通过三极管的电流控制作用,将放大电路中直流电源的能量转换成信号的能量输出。在整个过程中,能量守恒,能量并不是来自于三极管,而只是通过三极管控制,由电源转换来的。因此,三极管是一种能量转换控制元件,同样,场效应管也可以实现这样的作用。

放大电路的种类很多,在实际应用中,根据用途可分为电压放大、电流放大、功率放大等。按照工作频率可分为低频放大、高频放大和超高频放大等。而低频放大电路又可分为音频放大、宽带放大器、直流放大器等。按工作状态可分为甲类(A类)放大、乙类(B类)放大、甲乙类(AB类)放大、丙类(C类)放大和丁类(D类)放大等。

对于放大电路的放大性能主要有两个方面的要求:一是要有足够的放大倍数(电压、电流、功率);二是输出信号的波形失真要尽可能的小。也就是说电路工作在放大状态,仍然要能保证信号的传输,即不仅能使信号从放大电路的输入端输入,放大后还要能从输出端不失真的输出。为了描述和鉴别放大电路性能的优劣,规定了放大倍数、输入电阻、输出电阻、频率响应和非线性失真等衡量放大性



图文  
非线性失真

能的多项重要指标。

### 1. 放大倍数

放大倍数,也称放大增益,是描述一个放大电路放大能力的指标。它是指输出信号与输入信号之比。常用的有电压放大倍数、电流放大倍数。

(1)电压放大倍数:输出电压与输入电压的比值,即

$$A_u = \frac{u_o}{u_i}$$

(2)电流放大倍数:输出电流与输入电流的比值,即

$$A_i = \frac{i_o}{i_i}$$

### 2. 输入电阻 $R_i$

输入电阻是指从放大电路输入端看进去的等效电阻,即输入电压  $u_i$  与输入电流  $i_i$  的比值,如图 2.1 所示。

$$R_i = \frac{u_i}{i_i}$$

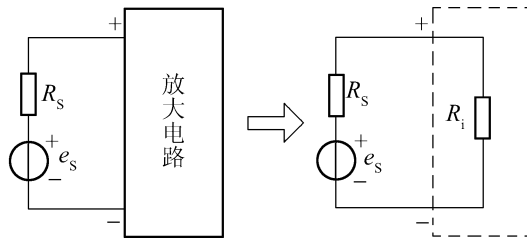


图 2.1 输入电阻等效图

输入电阻是衡量放大电路对信号源影响程度的重要参数。其值越大,放大电路从信号源索取的电流越少,信号源对放大电路的影响越小。

### 3. 输出电阻 $R_o$

从放大电路输出端看进去的等效电阻,如图 2.2 所示。对于放大电路,其输出电阻定义为:输入信号短路,输出端负载开路时外加一个电压源  $u_o$ ,在输出回路得到相应的输出电流  $i_o$ ,两者的比值即为输出电阻。

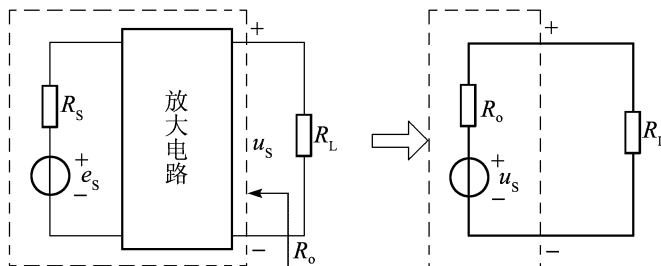


图 2.2 输出电阻等效图

$$R_o = \frac{u_o}{i_o} \Big|_{e_s=0; R_L \rightarrow \infty}$$

它反映了放大电路带负载的能力。 $R_o$ 越小,放大电路带负载能力越强。

#### 4. 频率响应

在实际的放大电路中总是存在一些电抗性元件,放大电路的输出和输入之间的关系必然和信号频率有关。在输入正弦信号情况下,输出随输入信号频率连续变化的稳态响应称为放大电路的频率响应,包括幅频响应和相频响应,两者综合起来可全面表征放大电路的频率特性。

#### 5. 非线性失真

放大电路对信号的放大应是线性的,然而由于构成放大电路的元器件本身就是非线性的,因此不可能达到理想情况去实现线性放大。这种由放大电路非线性特性所引起的失真称为非线性失真。

### 2.1.2 基本共射极放大电路

从放大电路的内部结构看,放大电路由有源器件、直流电源和相应的偏置电路、输入信号源、输出负载、耦合电路构成。

由于电路的输入端口和输出端口有四个头,而三极管只有三个电极,必然有一个电极共用,因而就有共发射极(简称共射极)、共基极、共集电极三种组态的放大电路。如图 2.3 所示的电路中,发射极为输入输出的公共端,所以为共发射极放大电路。从图中可以看出,电路由正弦波信号源  $u_s$ 、半导体三极管 T、输出负载  $R_L$  及电源偏置电路( $U_{BB}$ 、 $R_b$ 、 $U_{CC}$ 、 $R_c$ )组成。下面就以共射极放大电路为例,讨论基本放大电路的组成、工作原理及分析方法。

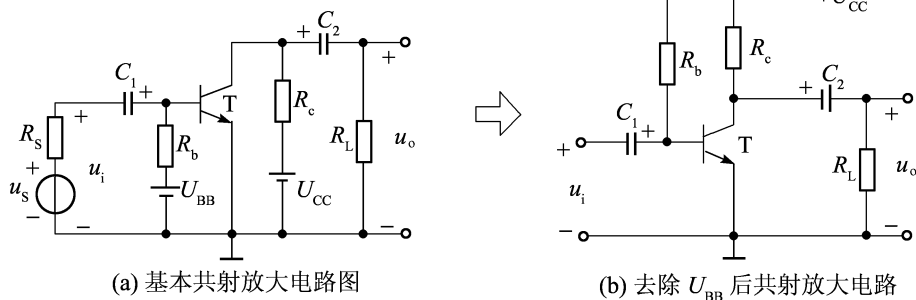


图 2.3 基本共射极放大电路

#### 1. 放大电路各元件的作用

##### (1) 半导体三极管 T

图 2.3 中采用 NPN 型硅管,它具有电流放大作用,可根据输入信号的变化规律,控制直流电源所给出的电流,从而在  $R_L$  上获得较大的电压或功率输出。

##### (2) 基极电阻 $R_b$

又称偏置电阻,它和电源  $U_{BB}$  一起给基极提供一个合适的正向偏流  $I_B$ ,使三极管能工作在特性曲线的放大区。

##### (3) 集电极电阻 $R_c$

将集电极电流转换成集电极电压并影响放大器的电压放大倍数。当三极管的集电极电流受基极电流控制而发生变化时,流过负载电阻的电流会在集电极电阻  $R_c$  上产生电压变

化,从而引起  $u_{CE}$  的变化,这个变化的电压就是输出电压  $u_o$ 。若  $R_c=0$ ,则  $u_{CE}=U_{CC}$ ,当  $i_c$  变化时, $u_{CE}$  无法变化,因而就没有交流电压传送给负载  $R_L$ 。

#### (4) 耦合电容 $C_1$ 、 $C_2$

起到一个“隔直通交”的作用,它把信号源与放大电路之间,放大电路与负载之间的直流隔开,避免信号源与放大器之间的直流电位的互相影响。在如图 2.3 所示电路中, $C_1$  左边、 $C_2$  右边只有交流而无直流,中间部分为交直流共存。耦合电容一般多采用电解电容,在使用时,应注意它的极性与加在它两端的工作电压极性相一致,正极接高电位,负极接低电位。

一般情况下,图 2.3(a)中的  $U_{BB}$  可以省去,仅由  $U_{CC}$  供电,此时发射结仍处于正向偏置,只要改变  $R_b$ ,就可以产生合适的基极电流,如图 2.3(b)所示。通常在画  $U_{CC}$  电源时,不画电源符号,仅画连接正极的一端并标出其电压值  $U_{CC}$  和极性。放大电路中,把公共端看作参考点,画图时将其接地。

## 2. 放大电路的工作原理

### (1) 静态

在没有加入输入信号  $u_i$  时,放大电路中都是直流量,这种工作状态称为静态或直流工作状态。此时放大电路中的直流电压、直流电流均是一确定的量,在三极管的特性曲线上即对应一个确定的点,习惯上称该点为静态工作点  $Q$ 。静态工作点对应的直流量用下标  $Q$  表示,如基极电流  $I_{BQ}$ 、 $U_{BEQ}$ 、 $I_{CQ}$ 、 $U_{CEQ}$ 。放大电路的主要目的就是将微弱的信号不失真地放大,因此三极管在放大的过程中要保证三极管始终工作于放大区。这就对静态工作点的位置有一定的要求,即必须给放大电路设置一个合适的静态工作点。

### (2) 动态

加入微弱的交流信号后,三极管上的各极电流、电压大小都是在直流的基础上叠加了一个交流量,如图 2.4 所示。发射结两端电压  $u_{BE}=U_{BEQ}+u_{be}=U_{BE}+u_i$ ,由于所加交流信号变化微弱,在输入信号  $u_i$  整个周期内,三极管都工作于放大区, $i_B$  随着  $u_{BE}$  变化,在静态的基础上叠加了一个交流  $i_b$ ,即  $i_B=I_{BQ}+i_b$ 。由于三极管的电流放大作用, $i_C=\beta i_B=\beta I_{BQ}+\beta i_b\approx I_{CQ}+i_c$ ,也是在静态的基础上叠加了交流分量  $i_c$ 。三极管集射极电压  $u_{CE}=U_{CC}-i_C\cdot R_c=(U_{CC}-I_{CQ}\cdot R_c)-i_c\cdot R_c=U_{CEQ}-i_c\cdot R_c$ ,同样也是在直流的基础上叠加一个交流量。 $u_{CE}$  中的  $U_{CEQ}$  在经过耦合电容  $C_2$  后,直流分量被滤除,交流分量  $-i_c\cdot R_c$  经  $C_2$  传送到输出端,即  $u_o$ 。显然  $u_o$  与  $i_c$  相位相反, $i_c$  与  $i_b$ 、 $u_i$  相同,即  $u_o$  与  $u_i$  相位相反,共射极放大电路具有反相作用。只要电路中的参数选择合适, $u_o$  的幅值可以比  $u_i$  的幅值大得多,实现放大的目的。电路放大原理及相应电流电压波形如图 2.4 所示。

从上述对放大电路工作原理的分析可知:静态是基础,是放大电路能够放大的前提;动态时实现了不失真的放大交流信号。但注意不论是静态还是动态,三极管都要工作在放大区。因此,要设置合适的静态工作点,且在输入回路上加一微弱变化的信号,利用三极管的电流放大作用,将直流电源提供的能量按输入信号变化规律转换提供给负载。因此,再次说明三极管放大作用的实质是放大器件的控制作用,三极管是一种能量转换控制元件。

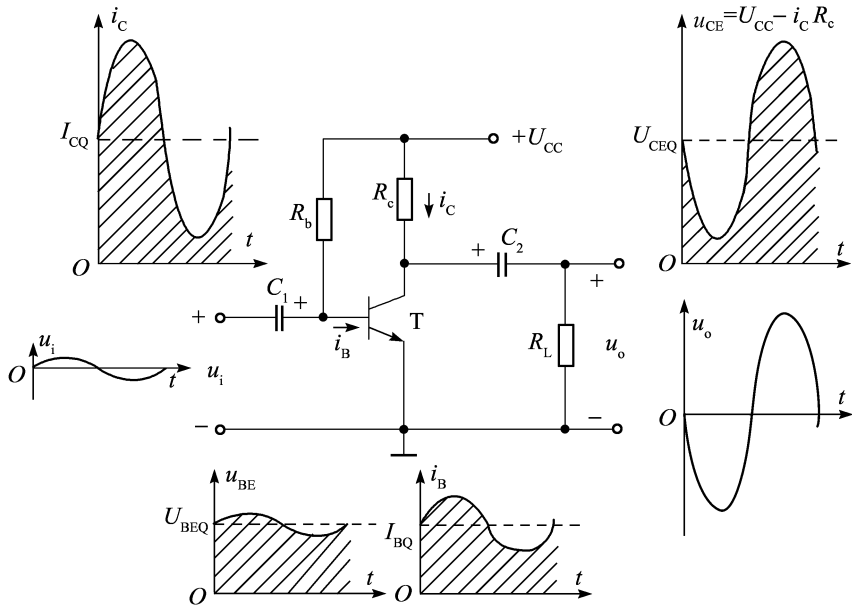


图 2.4 共射极放大电路的放大工作原理

## 2.2 放大电路的基本分析方法

由于放大电路存在静态和动态,即放大电路中的电流、电压均含有直流和交流分量,因此对放大电路的分析就是求解电路的静态工作点和各项动态性能指标。根据叠加原理,可将电路分解为直流通路(静态)和交流通路(动态)两部分,然后按照先静态后动态的原则分别进行分析,因为只有电路不产生失真,即具有合适的静态工作点,对于电路的动态分析才有意义。



图文  
叠加原理

### 2.2.1 直流通路与交流通路

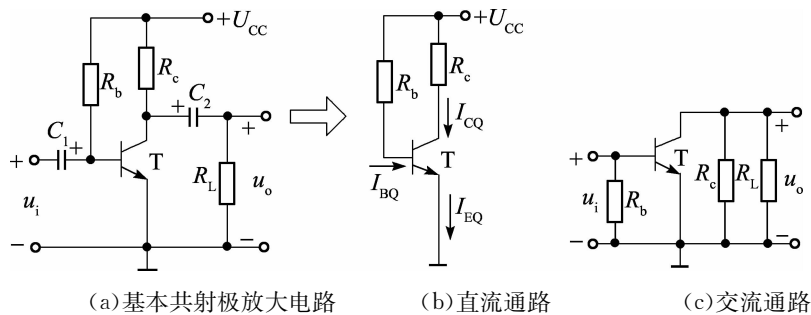


图 2.5 共射极放大电路的直、交流通路

#### 1. 直流通路

直流通路是指没有加交流信号时,直流电源作用所形成的电流通路。画直流通路可根

据以下原则:

- (1) 电容对直流量的电抗为无穷大, 可视为开路;
- (2) 电感线圈的直流电阻非常小, 可视为短路;
- (3) 电压信号源视为短路, 但其内阻要保留。

根据以上原则画出基本共射极放大电路的直流通路如图 2.5(b) 所示。直流通路主要用于分析计算静态工作点 ( $I_{BQ}$ 、 $I_{CQ}$ 、 $U_{BEQ}$ 、 $U_{CEQ}$ ), 对放大电路的静态分析通常利用估算方法进行。

一般对于硅管,  $U_{BEQ} \approx 0.7V$ , 根据直流通路可求得

$$I_{BQ} = \frac{U_{CC} - U_{BEQ}}{R_b} \approx \frac{U_{CC}}{R_b} \quad (2-1)$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} \quad (2-2)$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_{CQ} R_c \quad (2-3)$$

**例 2.2.1** 如图 2.5 所示电路中,  $R_b = 100k\Omega$ ,  $R_c = 4k\Omega$ ,  $U_{CC} = 12V$ ,  $\beta = 37.5$ , 求放大电路的静态工作点, 即电流  $I_{BQ}$ 、 $I_{CQ}$ 、电压  $U_{CEQ}$ , 若  $R_b$  由  $100k\Omega$  增加到  $300k\Omega$ , 三极管工作状态有何变化?

**解** 根据  $U_{BEQ} \approx 0.7V$ , 得

$$I_{BQ} = \frac{U_{CC} - U_{BEQ}}{R_b} \approx \frac{U_{CC}}{R_b} = 0.12mA$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 4.5mA$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_{CQ} R_c = -6V < 0,$$

显然这是不合理的 ( $U_{CEQ} \geq 0$  才正确),  $I_{BQ}$  又大于零, 说明三极管处于饱和状态,  $Q$  点应按下式计算。

$$I_{BQ} = \frac{U_{CC} - U_{BEQ}}{R_b} \approx \frac{U_{CC}}{R_b} = 0.12mA$$

$$U_{CEQ} = U_{CES} \approx 0.3V \text{ (硅管取 } 0.3V, \text{ 锗管 } 0.1V)$$

$$I_{CQ} = I_{CES} = \frac{U_{CC} - U_{CES}}{R_c} \approx \frac{U_{CC}}{R_c} = 3mA$$

若  $R_b$  由  $100k\Omega$  增加到  $300k\Omega$ , 三极管静态值

$$I_{BQ} = \frac{U_{CC} - U_{BEQ}}{R_b} \approx \frac{U_{CC}}{R_b} = 0.04mA$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 1.5mA$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_{CQ} R_c = 6V$$

此时, 三极管处于放大区。

## 2. 交流通路

交流通路是指加入交流信号后, 由交流信号作用所形成的电流通路。画交流通路可根据以下原则:

- (1) 对于大容量电容, 如图中的耦合电容  $C_1$ 、 $C_2$  其值都较大, 对交流信号的容抗可忽略不计, 视为短路;
- (2) 理想直流电源  $U_{CC}$  其内阻很小且恒定不变, 对交流变化的量来说相当于与地短路。

画出基本共射极放大电路的交流通路如图 2.5(c) 所示。确定静态工作点后, 可以利用交流通路来分析信号的传输情况, 主要计算电路的电压放大倍数、输入电阻、输出电阻等动



图文  
耦合电容

态参数,即动态分析。对放大电路的动态分析可使用微变等效电路法和图解法进行。

## 2.2.2 放大电路的等效电路及其分析

放大电路所加的交流信号很小,三极管中的信号在静态工作点附近小范围变化,而在此范围内非线性的特性曲线可近似看成直线,从而把三极管这个非线性元件组成的电路,当做线性电路进行分析,这就是微变等效电路分析法,微变是指微小变化的信号,所以也称小信号模型分析法。下面以图 2.5 基本共射极放大电路为例介绍微变等效电路的画法和分析方法。

### 1. 三极管的等效电路

#### (1) 输入回路

当信号变化很小时,在静态工作点  $Q$  附近的三极管的输入特性可近似看成直线,则  $i_b$  主要取决于  $u_{be}$  而与  $u_{ce}$  基本无关,从输入端  $b, e$  极看去,管子相当于一个电阻  $r_{be} = \frac{u_{be}}{i_b} = \frac{\Delta U_{be}}{\Delta I_b} \Big|_{Q \text{ 点附近}}$ ,其几何意义为输入特性曲线上  $Q$  点处切线斜率的倒数,如图 2.6(a) 所示。 $r_{be}$  称为三极管基射极等效电阻,也称三极管等效输入电阻。对于小功率三极管,输入电阻  $r_{be}$  可用如下近似公式估算:

$$r_{be} \approx 300\Omega + (1 + \beta) \frac{26\text{mV}}{I_{BQ}\text{mA}} = 300\Omega + \frac{26\text{mV}}{I_{BQ}\text{mA}} \quad (2-4)$$

显然,由输入特性曲线可看出,同一个管子的  $r_{be}$  在不同的静态工作点时不同, $Q$  点越高, $r_{be}$  越小。 $r_{be}$  的量级一般从几百欧姆到几千欧姆。

在画放大电路的等效电路时,三极管输入回路可用等效输入电阻  $r_{be}$  代替。

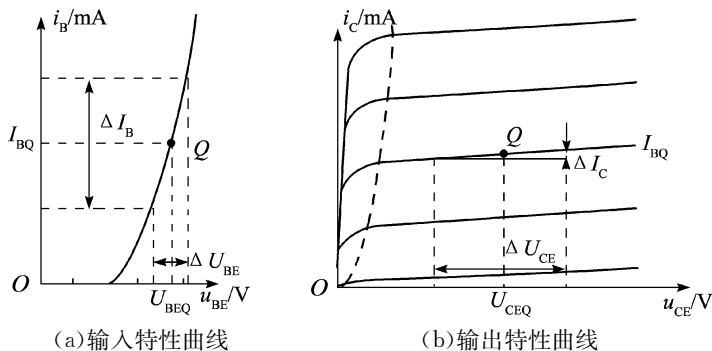


图 2.6 三极管特性曲线

#### (2) 输出回路

当信号变化很小时,在静态工作点  $Q$  附近的三极管的输出特性也可近似看成直线,则  $i_c$  主要取决于  $i_b$ , 而与  $u_{ce}$  基本无关,从输出端  $c, e$  极看去,管子相当于一个受控电流源  $i_c = \beta i_b$ , 其内阻为  $r_{ce} = \frac{u_{ce}}{i_c} = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C}$ 。由于输出特性近似平行,即  $r_{ce}$  趋于无穷大,可忽略。

在画放大电路的等效电路时,三极管输出回路可用等效受控电流源代替,其并联内阻为  $r_{ce}$  (一般可忽略)。

#### (3) 三极管等效电路

三极管等效电路如图 2.7 所示。

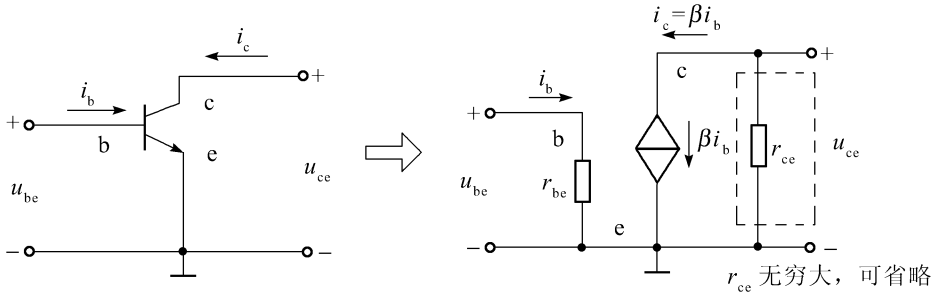


图 2.7 三极管等效电路图

### 2. 放大电路的微变等电路

将放大电路的交流通路中的三极管用三极管等效电路代替,即可得到放大电路的等效电路。因此根据图 2.5(c)的交流通路可得如图 2.8 所示的微变等效电路。

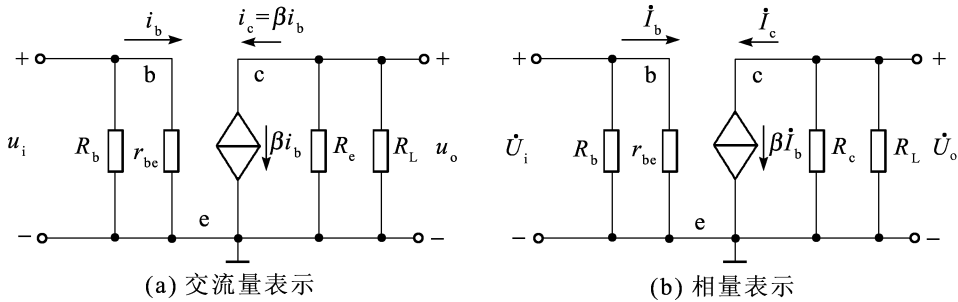


图 2.8 共射极放大电路的微变等效电路

动态分析放大电路时,也可以假设输入为正弦交流量,等效电路的电压、电流(如  $i_b$ 、 $i_c$ 、 $u_{be}$ 、 $u_{ce}$ )由此也可以使用相量形式来表示(如  $\dot{I}_b$ 、 $\dot{I}_c$ 、 $\dot{U}_{be}$ 、 $\dot{U}_{ce}$ ),如图 2.8(b)所示。

### 3. 等效电路分析

动态分析的主要目的就是研究信号的传输情况,确定信号输出的大小、质量及是否失真。画出放大电路的等效电路后标出电压和电流的参考方向,用解线性电路的分析方法求出放大电路的性能指标,即求放大电路的电压放大倍数  $A_u$ ,输入电阻  $R_i$ 、输出电阻  $R_o$  等动态参数。

(1) 电压放大倍数  $A_u$

由图 2.8 可得

$$\begin{aligned} \dot{U}_i &= \dot{I}_b r_{be} \\ \dot{U}_o &= -\dot{I}_c (R_c // R_L) = -\beta \dot{I}_b R'_L \end{aligned}$$

$$\text{故放大倍数} \quad A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\beta \frac{R'_L}{r_{be}} \quad (2-5)$$

式中,  $R'_L = R_c // R_L$ , 负号表示共射极放大电路具有倒相作用,且放大倍数的大小与  $\beta$ 、 $R'_L$  和  $r_{be}$  有关。负载电阻越小,放大倍数越小。 $r_{be}$  与静态  $I_{EQ}$  有关。

(2) 输入电阻  $R_i$

放大电路对于信号源来说,是一个负载,其大小可以用一个输入电阻  $R_i$  (等效输入电阻)



来表示,如图 2.9 所示。

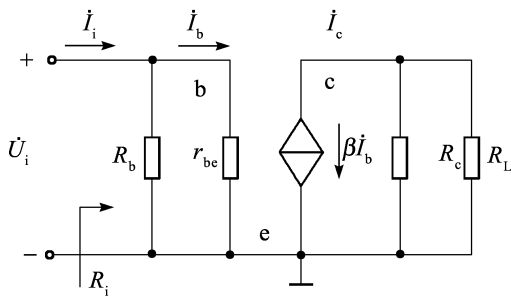


图 2.9 共射极放大电路输入电阻

由图 2.9 分析可得  $\dot{U}_i = \dot{I}_i (R_b // r_{be})$ , 考虑到  $R_b \gg r_{be}$ , 故输入电阻

$$R_i = \frac{u_i}{i_i} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} = R_b // r_{be} \approx r_{be} \quad (2-6)$$

输入电阻表明了放大电路从信号源吸取电流大小的参数, 电路的输入电阻越大, 从信号源取得的电流越小, 即减小信号源的负担, 因此一般总是希望得到较大的输入电阻。

### (3) 输出电阻

对于负载而言, 放大电路相当于一个信号源, 其等效电源的内阻就是输出电阻。

输出电阻可用求戴维宁定理等效电源内阻的方法来求: 先将放大电路中的信号源短路, 即除源; 再将  $R_L$  开路。在输出端加一试探电压  $u_o$ , 引起的试探电流是  $i_o$ , 如图 2.10 所示。

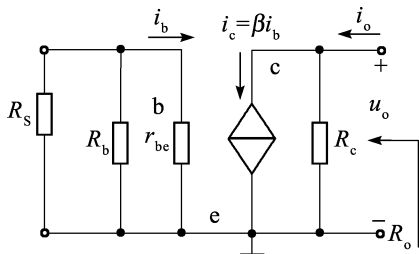


图 2.10 共射极放大电路输出电阻

由于电源除去了,  $i_b = 0$ , 因此  $i_c = \beta i_b = 0$ , 受控电源相当于开路, 于是有

$$R_o = \frac{u_o}{i_o} = \frac{i_o R_c}{i_o} = R_c \quad (2-7)$$

根据上述对共射极放大电路分析, 可以得出利用等效电路法分析放大电路的步骤:

- (1) 根据放大电路直流通路, 首先确定放大电路的静态工作点  $Q$ 。
- (2) 根据放大电路交流通路, 用三极管等效电路将三极管代替, 画出放大电路的微变等效电路, 并标出电流、电压参考方向。
- (3) 列出电路方程并求解各项动态指标。

**例 2.2.2** 如图 2.5 所示电路中,  $R_b = 300\text{k}\Omega$ ,  $R_c = 4\text{k}\Omega$ ,  $R_L = 4\text{k}\Omega$ ,  $U_{CC} = 12\text{V}$ ,  $\beta = 37.5$ , 求(1)放大电路动态指标; (2)当将负载  $R_L$  开路, 即空载时的动态指标。

**解** (1)带负载  $R_L$

$$I_{BQ} = \frac{U_{CC} - U_{BEQ}}{R_b} \approx \frac{U_{CC}}{R_b} = 0.04 \text{mA}$$

$$r_{be} = 300\Omega + \frac{26\text{mV}}{I_{BQ}\text{mA}} = 300 + \frac{26}{0.04} = 950\Omega$$

$$R'_L = R_c // R_L = 2\text{k}\Omega$$

电压放大倍数:  $A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\beta \frac{R'_L}{r_{be}} = -37.5 \times \frac{2}{0.95} = -78.9$

输入电阻:  $R_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} = R_b // r_{be} \approx r_{be} = 950\Omega$

输出电阻:  $R_o = R_c = 4\text{k}\Omega$

(2)空载时

电压放大倍数:  $A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\beta \frac{R_c}{r_{be}} = -37.5 \times \frac{4}{0.95} = -157.9$

输入电阻:  $R_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} = R_b // r_{be} \approx r_{be} = 950\Omega$

输出电阻:  $R_o = R_c = 4\text{k}\Omega$

显然空载时电路的放大倍数比带负载时大得多。

**例 2.2.3** 射极接有电阻的共射极放大电路如图 2.11 所示,电容  $C_1$ 、 $C_2$  容量很大,可认为交流短路。

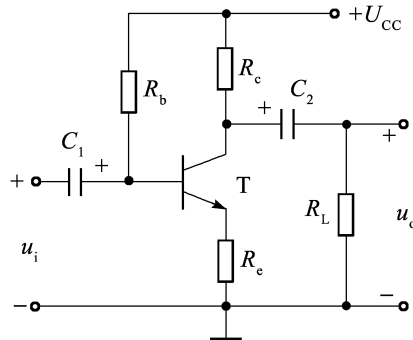


图 2.11 射极接有电阻的共射极放大电路

- (1)求静态工作点;
- (2)求电路的电压放大倍数、输入电阻和输出电阻。

**解** (1)静态分析

直流通路如图 2.12(a)所示,可得

$$U_{BEQ} \approx 0.7\text{V}$$

$$U_{CC} = I_{BQ}R_b + I_{EQ}R_e + U_{BEQ}$$

$$= I_{BQ}R_b + (I_{BQ} + I_{CQ})R_e + U_{BEQ}$$

$$= I_{BQ}R_b + (1 + \beta)I_{BQ}R_e + U_{BEQ}$$

$$I_{BQ} = \frac{U_{CC} - U_{BEQ}}{R_b + (1 + \beta)R_e}$$

则

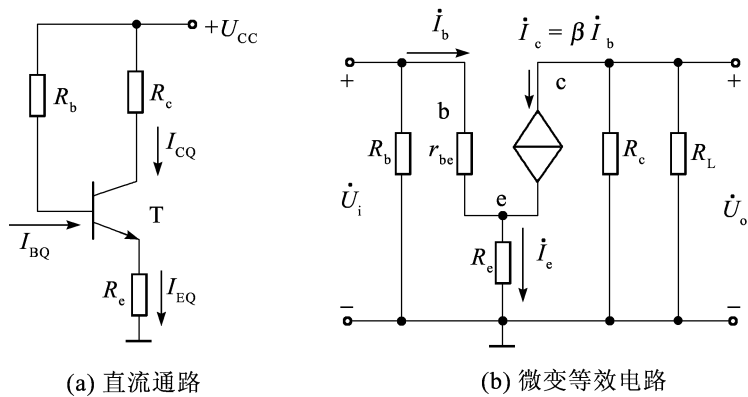


图 2.12 射极接有电阻的共射极放大电路的等效电路

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ}$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_{CQ}R_c - I_{EQ}R_e$$

(2) 动态分析

微变等效电路如图 2.12(b) 所示, 有

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

$$\dot{U}_o = -\dot{I}_c R_c // R_L = -\beta \dot{I}_b R'_L$$

$$\text{电压放大倍数: } A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{\beta \dot{I}_b R'_L}{\dot{I}_b [r_{be} + (1 + \beta) R_e]} = -\beta \frac{R'_L}{r_{be} + (1 + \beta) R_e}$$

输入电阻: 由

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

得

$$\dot{I}_b = \frac{\dot{U}_i}{r_{be} + (1 + \beta) R_e}$$

所以

$$R_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} = \frac{\dot{U}_i}{\frac{\dot{U}_i}{R_b} + \dot{I}_b} = \frac{1}{\frac{1}{R_b} + \frac{1}{r_{be} + (1 + \beta) R_e}} = R_b // [r_{be} + (1 + \beta) R_e]$$

输出电阻: 除源后

$$i_b = 0$$

则

$$i_c = \beta i_b = 0, \quad \dot{U}_o = \dot{I}_o R_c$$

所以

$$R_o = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_o} = R_c$$

### 2.2.3 图解法

除了通过电路图分析放大电路的性能指标, 还可通过三极管的输入、输出特性曲线作图

求解放大电路的工作情况。

### 1. 静态分析

由于静态时的  $U_{BEQ}$  是定值(约 0.7V), 输入特性曲线上静态工作点的  $I_{BQ}$  一般由估算得到。图解法分析静态, 主要是在三极管输出特性曲线上通过作图确定放大电路的静态工作点位置。

根据图 2.5(b) 所示静态分析时的直流通路, 可得式(2-3)

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_{CQ} R_c$$

此式表示在  $i_c - U_{CE}$  平面内为一直线, 该直线为过  $M(U_{CC}, 0)$ 、 $N(0, \frac{U_{CC}}{R_c})$  点的直线, 斜率为  $-1/R_c$ , 它由三极管集电极电阻决定, 反映了放大电路输出回路中电压和电流的直流量之间的关系, 所以  $MN$  称为直流负载线。

在输出回路中, 静态工作点  $(I_{CQ}, U_{CEQ})$  既应在此输出直流负载线上, 又应在三极管输出特性曲线上, 即静态工作点为此两条曲线的交点, 如图 2.13 所示。改变  $I_{BQ}$ ,  $Q$  点将沿  $MN$  线移动。

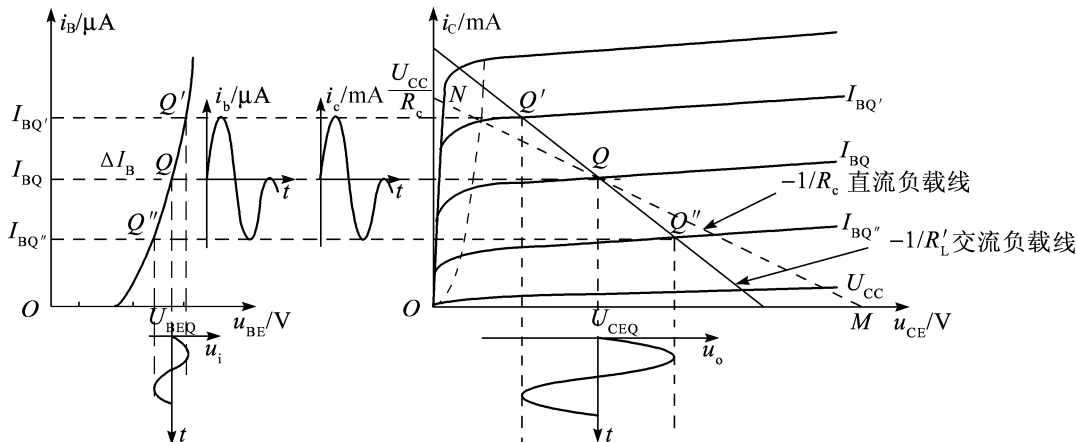


图 2.13 共射极放大电路图解

### 2. 动态分析

输入交流信号后, 电路中的电压电流在直流分量的基础上, 同时产生了交流分量, 由于  $u_i$  加在三极管的基极上, 基极电流  $i_b$  跟随着  $u_i$  作相应变化, 同时由于三极管的电流放大作用,  $i_c$  也跟随  $u_i$  作相应变化, 但只有大小变化而没有方向变化。此外交流分量间的关系还符合交流通路, 即

$$u_{CE} = U_{CC} - i_c R'_L \tag{2-8}$$

此式在  $i_c - u_{CE}$  平面上仍为一直线, 该直线斜率为  $-1/R'_L$ , 且通过静态工作点  $Q$ , 即由交流通路得到的负载线, 所以称它为交流负载线, 如图 2.13 所示。

不难理解  $Q$  点是交流负载线与直流负载线的交点。

在输入信号  $u_i$  作用下,  $i_b$ 、 $i_c$  和  $u_{CE}$  都会随着  $u_i$  而变化, 此时工作点  $(u_{CE}, i_c)$  会沿着交流负载线移动, 成为动态工作点, 动态工作点移动的轨迹即为交流负载线, 它反映了交直流量同时存在时  $u_{CE}$  和  $i_c$  的关系。若负载开路, 此时  $R'_L = R_c$ , 即交直流负载线重合; 接上负载时  $R'_L = R_c // R_L < R_c$ , 即交流负载线比直流负载线要陡。

在确定静态工作点和交流负载线的基础上, 用图解法可得有关电压和电流的波形。  $u_i$

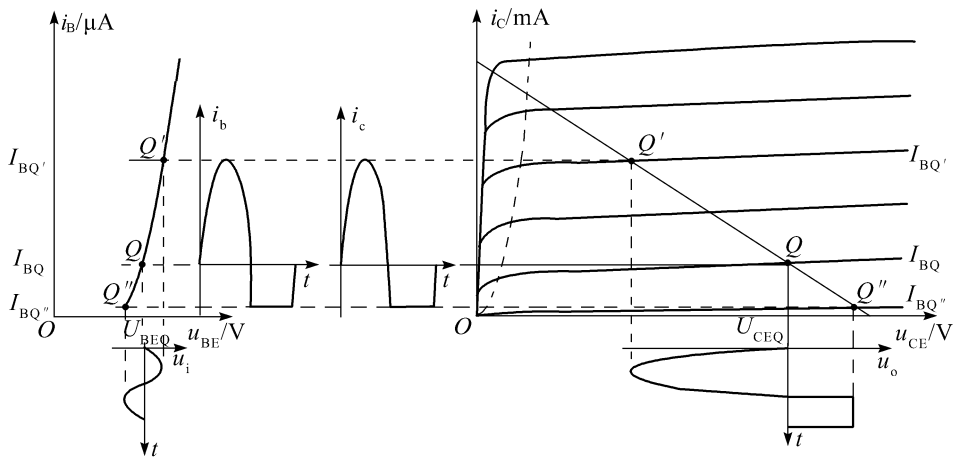
为幅值很小的正弦信号,首先在静态 $U_{BEQ}$ 上叠加 $u_i$ 得到 $u_{BE}$ 波形,根据输入特性曲线由 $u_{BE}$ 波形画出 $i_b$ 波形。 $u_i$ 为最大时工作点为 $Q'$ ,此时 $i_b$ 最大;当 $u_i$ 为最小时工作点为 $Q''$ ,此时 $i_b$ 最小。然后再在输出特性曲线上根据 $i_b$ 波形及动态工作点移动的轨迹,画 $i_c$ 和 $u_o$ 的波形,如图2.13所示。

根据以上利用等效电路及图解法对共射极放大电路的分析,我们可以得到共射极放大电路的特点:具有倒相作用,即 $u_o$ 与 $u_i$ 波形相位相差 $180^\circ$ 。

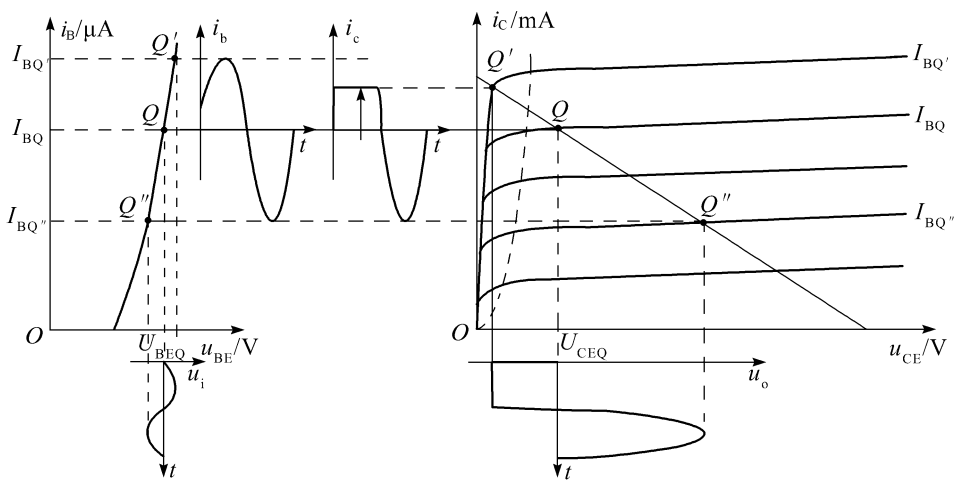
图解法可以了解放大电路的工作情况,来分析其放大倍数及是否失真,但作图较麻烦,且需要准确知道三极管的输入、输出特性曲线,此外,图解得出的值不够精确。如果想得到较精确的动态性能指标最好采用等效电路的分析方法。

### 3. 静态工作点对波形失真的影响

在放大电路中,尽管放大的信号是交流信号,但是静态是前提,即要有一合适的静态工作点的位置,如果位置选择不当,输出波形不再跟随输入信号的变化,就会产生失真,如图2.14所示。



(a) 截止失真



(b) 饱和失真

图 2.14 放大电路产生的失真

如果 Q 点设置过低,即  $U_{BEQ}$ 、 $I_{BQ}$  过小,输入信号变化到负半周时,  $u_{BE} = U_{BEQ} + u_i$  会随着  $u_i$  增加而减小,在负半周的谷值附近,易使三极管进入截止区,而导致输入回路中的  $i_b$  不能随着  $u_i$  作线性变化,输出回路中  $i_c$  及  $u_o$  的负半周也不会随  $u_i$  变化,输出电压出现顶部失真现象。该失真这是由于三极管的静态工作点设置过低,导致三极管工作状态进入截止区所引起的,称为截止失真,如图 2.14(a) 所示。

如果 Q 点设置过高,即  $U_{BEQ}$ 、 $I_{BQ}$  过大,输入信号变化到正半周的峰值附近时,管子工作状态易进入饱和区,引起输出波形  $u_o$  及  $i_c$  将不能如实地反映输入信号的形状,输出电压出现了底部失真现象。该失真这是由于三极管的静态工作点设置过高,导致三极管进入饱和区所引起的,称为饱和失真,如图 2.14(b) 所示。

如果输入信号的幅度过大,即使 Q 点的位置设置合理,也将有可能同时产生截止失真和饱和失真。

截止失真和饱和失真都是由于三极管非线性引起的,所以又称为非线性失真。

由于三极管特性是非线性的,失真的产生不可避免,但通常认为只要不出现削顶就可算是基本不失真。为了避免产生失真,需要设置合适的静态工作点 Q,输入的信号变化范围也不能过大,以保证整个放大过程中,三极管始终能工作于放大区。

在电子设备调试和维修过程中,如果出现失真,就需要调整静态工作点。若出现截止失真,可增加基极电流来提高静态工作点的位置。若出现饱和失真,可减小基极电流来降低静态工作点的位置。如果两种失真同时出现,则需要控制输入信号的变化幅度。

## 2.3 静态工作点的稳定

选择合适的静态工作点,可以保证较好的放大效果,但静态工作点常因外界因素变化而变化,如温度升高时,由于  $I_B$  会随温度升高而增加,静态工作点也会向上移动,此外三极管老化、电源电压波动时,都会引起静态工作点 Q 的变动,严重时还有可能造成放大电路不能正常工作。

### 2.3.1 温度对工作点的影响

从对三极管电流放大作用分析可知,三极管各极电流,如集电极电流  $I_C = \beta I_B + I_{CEO}$ ,  $I_{CEO}$ 、 $\beta$  等参数都会受到温度的影响,随着温度的升高而增大。

如图 2.5(a) 所示的共射极放大电路,是一种固定偏置电路,静态工作点由  $U_{BE}$ 、 $\beta$  和  $I_{CEO}$  决定,这三个参数会随温度升高而增加,从而使 Q 点随温度升高而沿负载线上移,将易使三极管进入饱和区,产生失真,甚至引起过热烧坏三极管。可见,固定偏置电路的 Q 点不稳定。

要想稳定电路的静态工作点,需要改进偏置电路,只要能够在温度升高时使电路能够适当地自动减小基极电流  $I_{BQ}$ ,抑制 Q 点的变化,就能保持 Q 点基本稳定。通常可采用分压式偏置电路来实现。

### 2.3.2 射极偏置电路

如图 2.15 所示为基极分压式射极偏置电路, $R_{b1}$ 、 $R_{b2}$  为基极电阻,构成分压电路,用于固定三极管的基极电位  $U_B$ ,即使温度变化,基极电位也能基本不变,则可实现静态工作点的稳定。

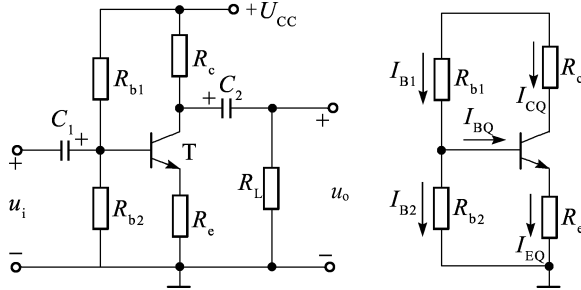


图 2.15 分压偏置式放大电路

射极偏置电路稳定工作点的物理过程如下:利用  $R_{b1}$  和  $R_{b2}$  组成的分压器以固定基极电位。如果  $I_{B2} \gg I_{BQ}$ , 就可近似地认为基极电位  $U_{BQ} = R_{b2}U_{CC}/(R_{b1} + R_{b2})$ 。在此条件下,当温度上升时,  $I_{CQ}$  ( $I_{EQ}$ ) 将增加,随着  $I_{EQ}$  的增加,在  $R_e$  上产生的压降  $I_{EQ}R_e$  也要增加,使外加于管子的  $U_{BE}$  减小(因为  $U_{BEQ} = U_B - I_{EQ}R_e$ , 并且  $U_{BQ}$  又被  $R_{b1}$  和  $R_{b2}$  所固定),由于  $U_{BE}$  的减小使  $I_{BQ}$  自动减小,结果牵制了  $I_{CQ}$  的增加,从而使  $I_{CQ}$  基本恒定。实际上,这利用的就是反馈控制原理来稳定静态工作点,即

$$\begin{aligned} T \uparrow \rightarrow I_{CQ} \uparrow \rightarrow U_E \uparrow \rightarrow U_{BE} \downarrow \quad (U_{BE} = U_B(\text{基本不变}) - U_E) \\ I_{CQ} \uparrow \rightarrow I_{BQ} \downarrow \leftarrow \end{aligned}$$

### 1. Q 点的估算

只要满足  $I_{B2} \gg I_{BQ}$ , 那么

$$I_{B1} \approx I_{B2} = \frac{U_{CC}}{R_{b1} + R_{b2}}$$

$$U_{BQ} = I_{B2}R_{b2} = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}}U_{CC} \quad (2-9)$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_e} \quad (2-10)$$

若  $U_B \gg U_{BE}$ , 那么

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} \approx \frac{U_{BQ}}{R_e}, I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta}$$

$$U_{CEQ} \approx U_{CC} - I_{CQ}(R_c + R_e) \quad (2-11)$$

从 Q 点稳定角度来看,似乎  $I_{B2}$  越大,  $U_{BEQ}$  越小越好,但  $I_{B2}$  越大,则  $R_{b1}$ 、 $R_{b2}$  必须取得较小,这将增加损耗且降低等效输入电阻。而  $U_{BQ}$  过高,则导致  $U_{BEQ}$  下降,即 Q 点下降,从而减小放大电路输出电压的范围。工程上估算时,一般取  $I_{B1} = (5 \sim 10)I_{BQ}$  (硅管) 或  $I_{B1} = (10 \sim 20)I_{BQ}$  (锗管),  $R_{b1}$ 、 $R_{b2}$  一般为几十千欧。

### 2. 动态性能分析

等效电路如图 2.16 所示。

电压放大倍数

$$\dot{U}_o = -\beta \dot{I}_b R'_L$$

$$\dot{U}_i = \dot{I}_b r_{be} + \dot{I}_c R_c = \dot{I}_b r_{be} + (1 + \beta) \dot{I}_b R_c$$

$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{-\beta R'_L}{r_{be} + (1 + \beta) R_c} \quad (2-12)$$

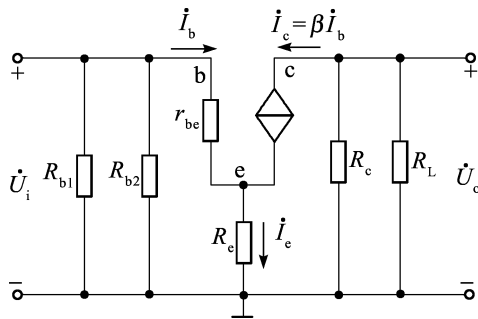


图 2.16 分压偏置式放大电路等效电路图

显然接入  $R_e$  后,提高了静态工作点的稳定性,可是放大倍数却因加了  $R_e$  而下降了, $R_e$  越大, $A_u$  越小。可以在  $R_e$  端并联一只大容量电容  $C_e$ ,称为发射极旁路电容。它对一定频率范围内交流信号可视为短路,即发射极与“地”直接相连,电压增益就不会下降。并联发射极旁路电容后电路的电压放大倍数为

$$A_u = \frac{-\beta R'_L}{r_{be}}$$

输入电阻

$$\begin{aligned} \dot{I}_i &= \dot{I}_b + \dot{I}_{R_{b1}} + \dot{I}_{R_{b2}} \\ &= \frac{\dot{U}_i}{r_{be} + (1+\beta)R_e} + \frac{\dot{U}_i}{R_{b1}} + \frac{\dot{U}_i}{R_{b2}} \\ R_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} &= \frac{1}{\frac{1}{r_{be} + (1+\beta)R_e} + \frac{1}{R_{b1}} + \frac{1}{R_{b2}}} \\ &= R_{b1} // R_{b2} // [r_{be} + (1+\beta)R_e] \end{aligned} \quad (2-13)$$

输出电阻:由于实际情况中, $r_{ce} \gg R_e$ ,因此有

$$R_o \approx R_c \quad (2-14)$$

**例 2.3.1** 如图 2.15 所示电路中, $\beta=60, U_{CC}=16V, R_{b1}=60k\Omega, R_{b2}=20k\Omega, R_c=3k\Omega, R_L=6k\Omega, R_e=2k\Omega$ 。(1)用估算法求  $Q$  点。(2)求三极管的输入电阻  $r_{be}$ 。(3)求放大电路的放大倍数  $A_u$ 、输入电阻  $R_i$  和输出电阻  $R_o$ 。(4)如果在  $R_e$  两端并上一个大电容,其放大电路的放大倍数  $A_u$ 、输入电阻  $R_i$  和输出电阻  $R_o$  又是多少?

解 (1)  $U_{BQ} = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} U_{CC} = \frac{20}{60 + 20} \times 16V = 4V$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_e} = \frac{4 - 0.7}{2} = 1.65mA$$

$$I_{BQ} = I_{CQ} / \beta = 1.65 / 60 = 27.5\mu A$$

$$U_{CEQ} \approx U_{CC} - I_{CQ}(R_c + R_e) = 16 - 1.65 \times (3 + 2) = 7.75V$$

(2)  $r_{be} = 300 + (1+\beta) \frac{26}{I_{EQ}} = 300 + (1+60) \frac{26}{1.65} = 1.26k\Omega$

(3)根据图 2.16 可知,电压放大倍数为

$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{-\beta R'_L}{r_{be} + (1+\beta)R_e} = \frac{-60 \times 2}{1.26 + (1+60) \times 2} = -0.97$$



输入电阻:

$$R_i = R_{b1} // R_{b2} // [r_{be} + (1 + \beta)R_e] = 13.37\text{k}\Omega$$

输出电阻:

$$R_o \approx R_c = 3\text{k}\Omega$$

(4)如图 2.17 所示为加上电容后等效电路。

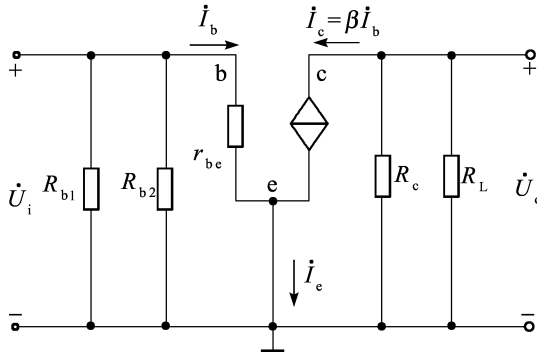


图 2.17 加上电容后的微变等效电路

电压放大倍数为

$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{-\beta R'_L}{r_{be}} = \frac{-60 \times 2}{1.26} = -95.2$$

输入电阻:

$$R_i = R_{b1} // R_{b2} // r_{be} \approx r_{be} = 1.26\text{k}\Omega$$

输出电阻:

$$R_o \approx R_c = 3\text{k}\Omega$$

综上所述,可知共射极放大电路有以下几个特点:

- (1)输出与输入反相,电压放大倍数较高;
- (2)输入电阻低;
- (3)输出电阻高。

## 2.4 射极输出器

前面所讲的放大电路都是从集电极输出,即共发射极接法。而射极输出器则是从发射极输出,即负载电阻接在发射极上,电路如图 2.18 所示。因为电源  $U_{CC}$  对交流信号相当于短路,输入电压加在基极和集电极之间,而输出电阻从发射极和集电极两端取出,所以集电极成为输入和输出回路的公共端,在接法上我们把它叫做共集电极放大电路。

### 1. 静态分析

直流通路如图 2.18(b)所示,确定静态工作点 Q 点:

$$I_{BQ} = \frac{U_{CC} - U_{BEQ}}{R_b + (1 + \beta)R_e} \quad (2-15)$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} \quad (2-16)$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_{EQ}R_e \approx U_{CC} - I_{CQ}R_e \quad (2-17)$$

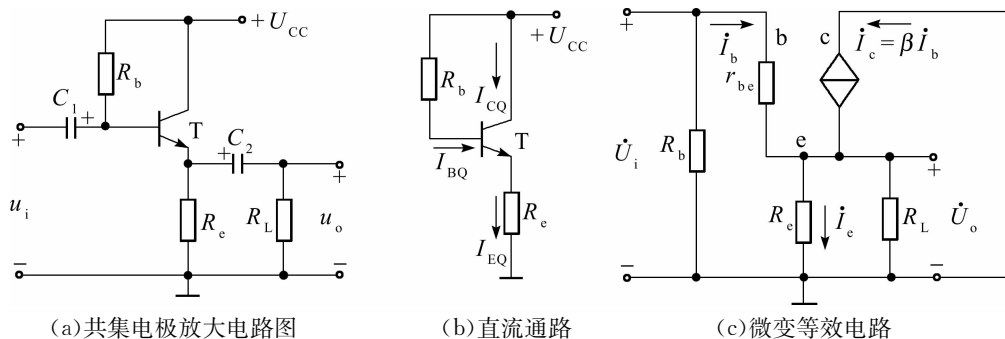


图 2.18 共集电极放大电路

### 2. 动态分析

微变等效电路如图 2.18(c)所示,确定动态指标:

(1)电压放大倍数

$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{I}_b(1+\beta)(R_e // R_L)}{\dot{I}_b[r_{be} + (1+\beta)(R_e // R_L)]} = \frac{(1+\beta)(R_e // R_L)}{r_{be} + (1+\beta)(R_e // R_L)} \approx 1 \quad (2-18)$$

可见电压增益接近 1,但恒小于 1,且输入输出同相,输出电压跟随输入电压,故又称电压跟随器。

(2)输入电阻

$$R_i = R_b // [r_{be} + (1+\beta)(R_e // R_L)] \approx R_b // \beta R_e \quad (2-19)$$

式中,  $(1+\beta)R_e$  可以理解为折算到基极电路的发射极电阻。 $\dot{I}_e = (1+\beta)\dot{I}_b$ , 如果  $\dot{I}_b$  流过发射极电路时,则发射极电阻的折算值应为原阻值的  $(1+\beta)$  倍,通常  $R_b$  的阻值很大,且  $(1+\beta)R_e$  也比共发射极电路的输入电阻大得多,所以,射极输出器的输入电阻较高,可达几十千欧到几百千欧。对前级有利,适于作放大电路的输入级。

(3)输出电阻

将信号源短路,保留其内阻  $R_s$ 。在输出端将  $R_L$  去掉,加一交流电压  $\dot{U}_o$ ,产生电流  $\dot{I}_o$ ,可求得输出电阻为

$$R_o = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_o} = R_e // \frac{(R_s // R_b) + r_{be}}{1+\beta} \quad (2-20)$$

射极输出器电路有以下几个特点:

- ①输出电压与输入电压同相,电压放大倍数小于 1,且约等于 1,所以也称电压跟随器。
- ②输入电阻高,对电压信号源衰减小,可减小放大电路对信号源(或前级)所取的信号电流。

③输出电阻低;带负载能力强,可减小负载变动对电压增益的影响。

射极输出器比共射极放大电路的输出电阻低得多,具有恒压输出特性,且带负载能力强。虽然没有电压放大作用,但仍有电流放大作用,可以实现功率放大。实际应用中射极输出器可作为输入级,由于其输入电阻高,可减小对前级或信号源汲取的电流;也可作为输出级,由于其输出电阻较低,带负载能力强;还可以作为中间级(或称隔离级),它可以隔离级间的影响,将输出端所接的负载的小阻抗,变换成输入端的等效大阻抗,起到阻抗变换的作用。

**例 2.4.1** 在如图 2.18(a)所示放大电路中,已知  $U_{CC}=12\text{V}$ ,  $R_c=2\text{k}\Omega$ ,  $R_b=200\text{k}\Omega$ ,  $R_L=2\text{k}\Omega$ , 晶体管  $\beta=60$ ,  $U_{BE}=0.6\text{V}$ , 信号源内阻  $R_S=100\Omega$ 。

(1) 求静态工作点  $I_{BQ}$ 、 $I_{EQ}$  及  $U_{CEQ}$ ;

(2) 求动态指标  $A_u$ 、 $R_i$ 、 $R_o$ 。

**解** (1) 由图 2.18(b)直流通路求静态工作点。

$$I_{BQ} = \frac{U_{CC} - U_{BEQ}}{R_b + (1 + \beta)R_c} = \frac{12 - 0.6}{200 + (1 + 60) \times 2} = 0.035\text{mA}$$

$$I_{EQ} = (1 + \beta)I_{BQ} = (1 + 60) \times 0.035 = 2.14\text{mA}$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_{EQ}R_c = 12 - 2 \times 2.14 = 7.72\text{V}$$

(2) 由图 2.18(c)微变等效电路求  $A_u$ 、 $R_i$ 、 $R_o$ 。

$$r_{be} \approx 300 + (1 + \beta)\frac{26}{I_E} = 300 + 61 \times \frac{26}{2.14} = 1.04\text{k}\Omega$$

由图 2.18(c)微变等效电路求得

$$\text{电压放大倍数: } A_u = \frac{(1 + \beta)R'_L}{r_{be} + (1 + \beta)R'_L} \approx 0.98$$

$$\text{输入电阻: } R_i = R_b // [r_{be} + (1 + \beta)R'_L] = 47.35\text{k}\Omega$$

$$\text{输出电阻: } R_o = R_c // \frac{(R_S // R_b) + r_{be}}{1 + \beta} \approx 18.7\Omega$$

## 2.5 共基极放大电路

共基极放大电路如图 2.19(a)所示,直流通路采用的是分压偏置方式。交流信号经  $C_1$  从发射极输入,从集电极经  $C_2$  输出, $C_1$ 、 $C_2$  为耦合电容, $C_b$  为基极旁路电容,使基极交流接地,即输入输出回路以基极作为公共端,故称为共基极放大电路。其微变等效电路如图 2.19(b)所示。

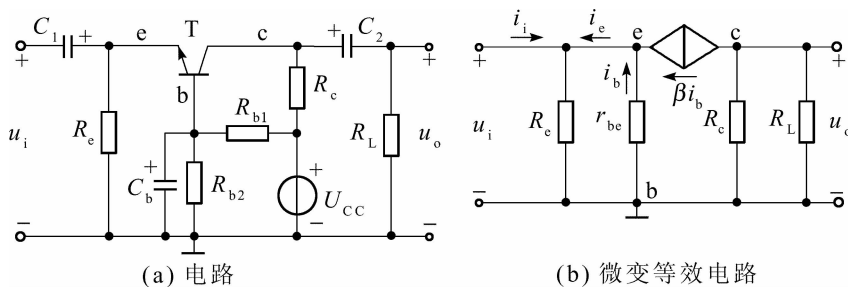


图 2.19 共基极放大电路

### 1. 静态分析

共基极放大电路的直流通路如图 2.20 所示,与分压偏置式共射极放大电路的直流通路一样,因而静态 Q 点的求法完全相同,此处不再重复。

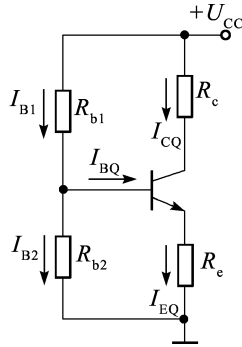


图 2.20 共基极放大电路的直流通路

### 2. 动态分析

根据图 2.19(b)图可得:

(1) 电压放大倍数

$$u_o = -\beta i_b R'_L, \quad u_i = -i_b r_{be}$$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{\beta R'_L}{r_{be}} \quad (2-21)$$

式中,  $R'_L = R_c // R_L$ 。可见共基极放大电路的输出电压与输入电压同相, 只要参数选择恰当也具有电压放大作用。

(2) 输入电阻

$$i_{R_c} = \frac{u_i}{R_c}, \quad i_b = -\frac{u_i}{r_{be}}$$

$$R_i = \frac{u_i}{i_i} = \frac{u_i}{\frac{u_i}{R_c} - (1+\beta)\frac{-u_i}{r_{be}}} = R_c // \frac{r_{be}}{1+\beta} \quad (2-22)$$

上式表明, 共基极放大电路的输入电阻较低, 一般只有几欧姆到几十欧姆。

(3) 输出电阻

$$R_o = R_c \quad (2-23)$$

可见, 共基极放大电路的输出电阻较高。

共基极放大电路的输入电流为  $i_b$ , 输出电流为  $i_c$ , 所以没有电流放大作用。但由于共基极放大电路的频率特性好, 因此多用于高频和宽频带电路中。

三极管放大电路的三种组态的比较如表 2.1 所示。

表 2.1 放大电路三种基本组态的比较

电路组态	电路图	动态参数	相位特点	高频特性	用途
共射极放大电路		$A_u = -\beta \frac{R'_L}{r_{be}}$ $R_i \approx r_{be}$ (中) $R_o \approx R_c$ (高)	输入电压、输出电压反相 (又称反相电压放大器)	一般	低频放大和多级放大中间级

续表

电路组态	电路图	动态参数	相位特点	高频特性	用途
共集电极放大电路		$A_u = \frac{(1+\beta)(R_c // R_L)}{r_{be} + (1+\beta)(R_c // R_L)} \approx 1$ $R_i \approx R_b // \beta R_c \text{ (高)}$ $R_o = R_c // \frac{(R_s // R_b) + r_{be}}{1+\beta} \text{ (低)}$	输入电压、输出电压同相 (又称电压跟随器、射极输出器)	一般	多级放大电路的输入、输出、中间级
共基极放大电路		$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{\beta R'_L}{r_{be}}$ $R_i = R_c // \frac{r_{be}}{1+\beta} \text{ (低)}$ $R_o = R_c \text{ (高)}$	输入电压、输出电压同相 (又称同相电流跟随器)	好	高频电路、宽频带电路和恒流源电路

## 2.6 场效应管放大电路

三极管是电流型控制器件,在三极管放大电路中,共集电极放大电路的输入电阻是最大的,可以达到几百千欧,但对于内阻较大、非常微弱的信号源还是不适合使用。这种情况下可以考虑使用场效应管放大电路,场效应管是电压型控制器件,栅源间电阻可达  $10^7 \sim 10^{12}$  欧,因此可以构成输入电阻很高的放大电路。与三极管放大电路相似,根据交流通路中输入回路、输出回路所用公共端的不同,可把场效应管放大电路分成共源极、共漏极和共栅极三种基本组态,如图 2.21(a)、(b)、(c)所示。本节主要介绍常用的共源极和共漏极两种放大电路。

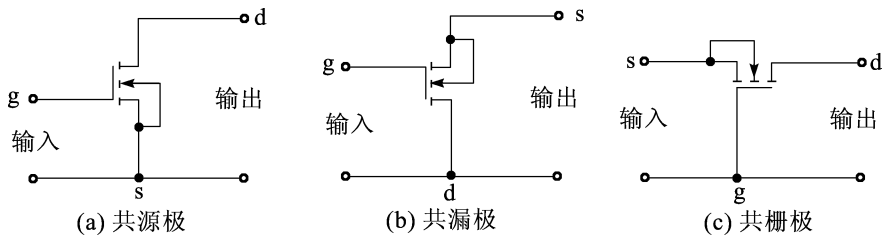


图 2.21 场效应管放大电路三种接法

### 2.6.1 共源极放大电路

#### 1. 静态分析

共源极放大电路在电路结构上类似于三极管的共发射极放大电路,并且也和三极管放大电路中一样要设置合适的静态工作点,在信号的作用下,使场效应管能始终工作在饱和

区,以确保电路能实现正常放大。如图 2.22(a)所示,是用 N 沟道增强型 MOS 管构成的共源极放大电路。

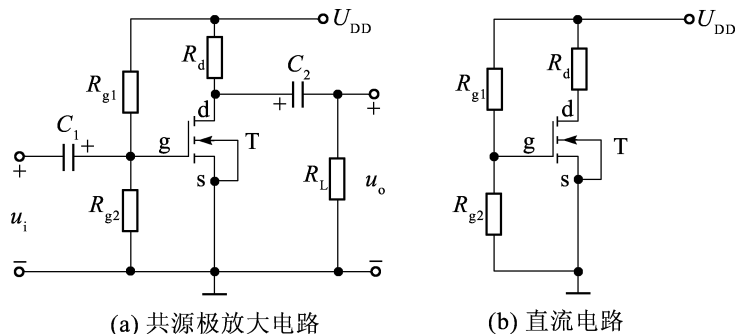


图 2.22 共源极放大电路

很显然,这是一个分压式偏置放大电路, $R_{g1}$ 和 $R_{g2}$ 为分压电阻,其直流通路如图 2.22(b)所示。由于场效应管是电压型控制器件,当 $U_{DD}$ 和 $R_d$ 确定后,静态工作点和栅源电压密切相关。由图 2.22 可见,栅源电压由 $R_{g1}$ 、 $R_{g2}$ 偏置电路提供。

$$U_{GS} = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} U_{DD} \quad (2-24)$$

若场效应管 T 工作在饱和区,则漏极电流可由下式决定:

$$I_D = K_n (U_{GS} - U_T)^2 \quad (2-25)$$

式中, $K_n$ 为电导常数, $U_T$ 为开启电压。

进而可以求得漏源电压为

$$U_{DS} = U_{DD} - I_D R_d \quad (2-26)$$

这样,就可以确定放大电路的静态工作点了。

**例 2.6.1** 共源极放大电路如图 2.22(a)所示,已知 $U_{DD} = 5V$ , $R_d = 30k\Omega$ , $R_{g1} = 100k\Omega$ , $R_{g2} = 47k\Omega$ , $R_L = 15k\Omega$ , $U_T = 1V$ , $K_n = 200\mu A/V^2$ 。试求该电路的静态工作点。

**解** 由图 2.22(b)直流通路可得

$$U_{GSQ} = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} U_{DD} = \frac{47}{100 + 47} \times 5 = 1.6V$$

设 T 工作于饱和区,有

$$I_{DQ} = K_n (U_{GS} - U_T)^2 = 200 \times (1.6 - 1)^2 = 72\mu A = 0.072mA$$

$$U_{DSQ} = U_{DD} - I_D R_d = 5 - 0.072 \times 30 = 2.84V$$

通过计算可以看出 $U_{DSQ} > U_{GSQ} - U_T$ ,说明 T 确实工作在饱和区,求得的电路静态工作点正确。

和三极管的共射极放大电路相似,为了稳定静态工作点,也在场效应管的源极端接入一个源极电阻 $R_s$ ,如图 2.23(a)所示。

此时,栅源电压为

$$U_{GS} = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} U_{DD} - I_D R_s \quad (2-27)$$

若场效应管 T 工作在饱和区,其漏极电流为

$$I_D = K_n (U_{GS} - U_T)^2 \quad (2-28)$$

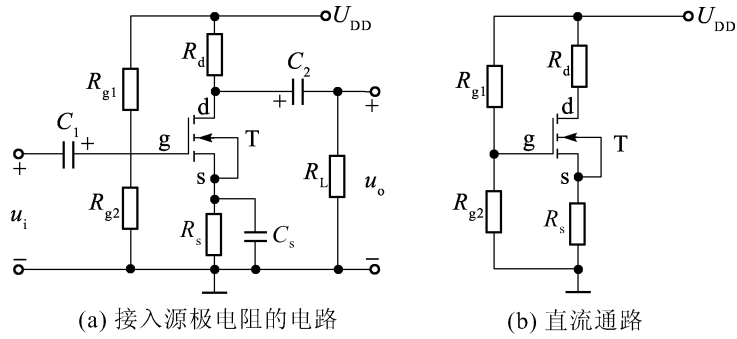


图 2.23 接入源极电阻的共源极放大电路

可以求得漏源电压

$$U_{DS} = U_{DD} - I_D(R_d + R_s) \quad (2-29)$$

对场效应管的静态分析还可以使用图解法,通过对实际测出的场效应管的转移特性和输出特性的分析来求得静态工作点,分析过程与三极管放大电路的图解分析相似,此处不再介绍。

### 2. 动态分析

如果输入信号是低频小信号,且场效应管工作在饱和区,也可以和三极管一样利用微变等效电路来进行动态分析。如图 2.24 所示为共源极接法下场效应管的微变等效电路。

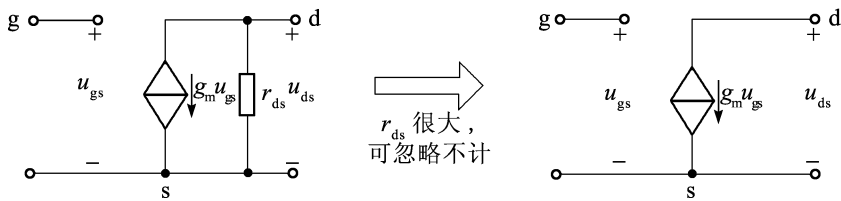


图 2.24 场效应管的等效电路

由图 2.24 可见,由于栅源间电阻很大,可以认为近似于开路,而当场效应管工作在饱和区时,输出回路也可看成是受栅源电压控制的一个电流源,而且漏源电阻较大,一般也可以忽略不计。下面利用微变等效电路分析一下图 2.23(a)中共源极放大电路的电压放大倍数、输入电阻和输出电阻。

微变等效电路如图 2.25 所示,漏极输出电阻  $r_{ds}$  忽略不计。

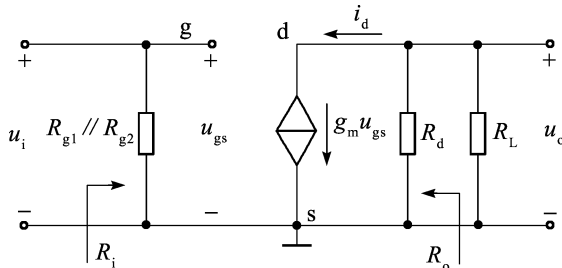


图 2.25 图 2.23 的微变等效电路

(1) 电压放大倍数  $A_u$

根据图 2.25 可知,  $u_o = -i_d(R_d // R_L) = -g_m u_{gs}(R_d // R_L)$

$$u_i = u_{gs}$$

可得电压放大倍数为

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-g_m u_{gs}(R_d // R_L)}{u_{gs}} = -g_m(R_d // R_L) = -g_m R'_L \quad (2-30)$$

式中, 互导  $g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \right|_{u_{DS}=\text{常数}} = 2K_n(U_{GS} - U_T)$ ,  $R'_L = R_d // R_L$ 。

式(2-30)表明输出电压与输入电压反相, 且共源极放大电路的电压放大倍数与互导  $g_m$  成正比, 一般  $g_m$  较低, 因此 MOS 管放大电路的电压增益也不高。

(2) 输入电阻  $R_i$  和输出电阻  $R_o$ 。

输入电阻:  $R_i = R_{g1} // R_{g2}$  (2-31)

输出电阻:  $R_o = R_d$  (2-32)

场效应管的输入电阻很高, 但由于分压电阻的存在, 使场效应管构成的放大电路的输入电阻降低, 因此, 通常使用如图 2.26(a) 所示的电路, 在分压点和栅极之间加入一个阻值较高的电阻  $R_{g3}$ , 由于静态时  $R_{g3}$  中没有电流流过, 所以并不影响电路的静态工作点, 而输入电阻则变为  $R_i = R_{g3} + R_{g1} // R_{g2}$ , 提高了输入电阻。

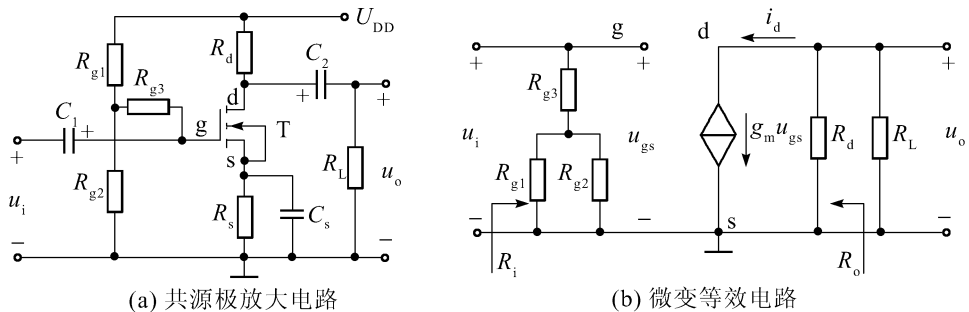


图 2.26 共源极放大电路及其微变等效电路

**例 2.6.2** 电路如图 2.23(a) 所示, 已知  $U_{DD} = 5V$ ,  $R_d = 10k\Omega$ ,  $R_{g1} = 100k\Omega$ ,  $R_{g2} = 40k\Omega$ ,  $R_L = 10k\Omega$ ,  $g_m = 1mS$ 。试求该电路的电压放大倍数、输入电阻和输出电阻。

**解** 该电路的微变等效电路如图 2.25 所示, 利用公式可得

电压放大倍数:  $A_u = \frac{u_o}{u_i} = -g_m(R_d // R_L) = -1 \times 30 // 10 = -7.5$

输入电阻:  $R_i = R_{g1} // R_{g2} = 100 // 40 = 28.6k\Omega$

输出电阻:  $R_o = R_d = 10k\Omega$

**例 2.6.3** 电路如图 2.26(a) 所示, 已知  $U_{DD} = 5V$ ,  $R_d = 10k\Omega$ ,  $R_{g1} = 100k\Omega$ ,  $R_{g2} = 40k\Omega$ ,  $R_{g3} = 2M\Omega$ ,  $R_L = 10k\Omega$ ,  $g_m = 1mS$ 。试求该电路的电压放大倍数、输入电阻和输出电阻。

**解** 该电路的微变等效电路如图 2.26(b) 所示, 利用公式可得

电压放大倍数:  $A_u = \frac{u_o}{u_i} = -g_m(R_d // R_L) = -7.5$

输入电阻:  $R_i = R_{g3} + R_{g1} // R_{g2} = 2.028M\Omega$

输出电阻:  $R_o = R_d = 10k\Omega$



和例 2.6.2 结果比较可见,加入较大阻值的  $R_{g3}$  后,输入电阻得到极大的地提高,而对电压放大倍数和输出电阻并没有影响。

**例 2.6.4** 电路如图 2.27 所示,已知  $U_{DD}=5V, R_d=10k\Omega, R_{g1}=150k\Omega, R_{g2}=47k\Omega, R_s=0.5k\Omega, R_L=30k\Omega, U_T=1V, K_n=0.5mA/V^2$ 。试求该电路的静态工作点和该电路的电压放大倍数、输入电阻和输出电阻。

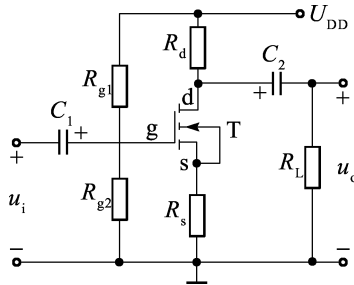


图 2.27 例 2.6.4 图

**解** 画出电路的直流通路和微变等效电路如图 2.28 所示。

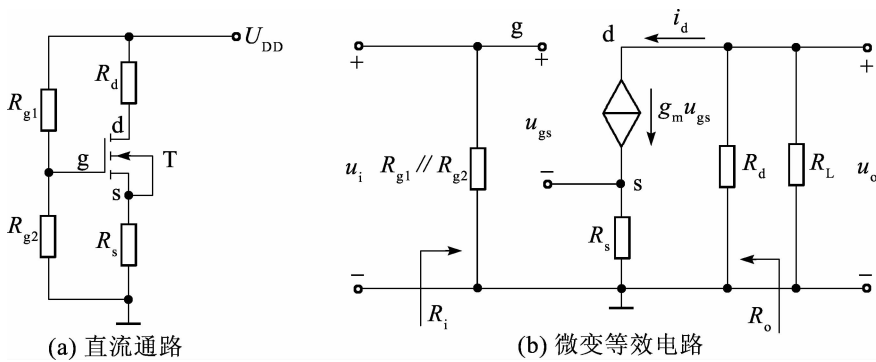


图 2.28 例 2.6.4 直流通路和微变等效电路

$$U_{GSQ} = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} U_{DD} = \frac{47}{150 + 47} \times 5 = 1.2V$$

设 T 工作于饱和区,有

$$I_{DQ} = K_n (U_{GS} - U_T)^2 = 0.5 \times (1.2 - 1)^2 = 0.02mA$$

$$U_{DSQ} = U_{DD} - I_D (R_d + R_s) = 5 - 0.02 \times (10 + 0.5) = 4.79V$$

通过计算可以看出,  $U_{DSQ} > U_{GSQ} - U_T$ , 说明 T 确实工作在饱和区。

由微变等效电路知,  $u_o = -i_d (R_d // R_L) = -g_m u_{gs} (R_d // R_L)$

$$u_i = u_{gs} + g_m u_{gs} R_s$$

$$g_m = 2K_n (U_{GSQ} - U_T) = 0.2mS$$

所以电压放大倍数:  $A_u = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{g_m (R_d // R_L)}{1 + g_m R_s} = -\frac{0.2 \times 10 // 30}{1 + 0.2 \times 0.5} = -1.4$

输入电阻:  $R_i = R_{g1} // R_{g2} = 150 // 47 = 35.8k\Omega$

输出电阻:  $R_o = R_d = 10k\Omega$

**例 2.6.5** 如图 2.29 所示为结型场效应管构成的自偏压放大电路。(1)试画出其直流通路和微变等效电路。(2)求电路的电压放大倍数、输入电阻和输出电阻。

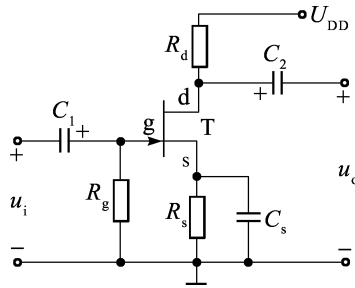


图 2.29 例 2.6.5 图

解 (1)直流通路和微变等效电路如图 2.30(a)、(b)所示。

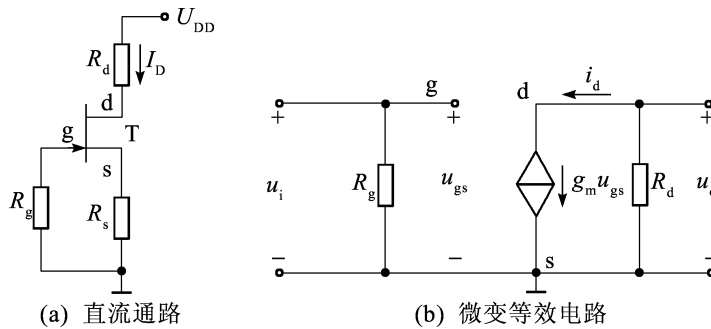


图 2.30 例 2.6.5 直流通路和微变等效电路

通过直流通路可以看出,该电路是利用  $I_D$  在源极电阻  $R_s$  上产生的压降使栅-源之间获得负偏压,再通过栅极电阻  $R_g$  将  $R_s$  上产生的压降加到栅极,由于这种电路依靠自身来获得偏置电压,因此称为自偏压。

$$(2) \text{电压放大倍数: } A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-g_m u_{gs} R_d}{u_{gs}} = -g_m R_d$$

$$\text{输入电阻: } R_i = R_g$$

$$\text{输出电阻: } R_o = R_d$$

可见结型场效应管构成的自偏压放大电路输出电压也与输入电压反相,其分析方法和 N 沟道增强型 MOS 管的分压式偏置放大电路相似,但要注意的是自偏压方式仅适用于耗尽型的场效应管。

## 2.6.2 共漏极放大电路

共漏极放大电路如图 2.31 所示,又称为源极输出器或源极跟随器。它与射极跟随器相类似,也具有输入电阻高、输出电阻低、电压放大倍数略小于 1 的特点,应用也很广泛。

共漏极放大电路的微变等效电路如图 2.32(a)所示,由图可得

$$u_o = i_d (R_s // R_L) = g_m u_{gs} (R_s // R_L)$$

$$u_i = u_{gs} + u_o = u_{gs} + g_m u_{gs} (R_s // R_L)$$

可得电压放大倍数为

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{g_m u_{gs} (R_s // R_L)}{u_{gs} + g_m u_{gs} (R_s // R_L)} = \frac{g_m (R_s // R_L)}{1 + g_m (R_s // R_L)} \quad (2-33)$$

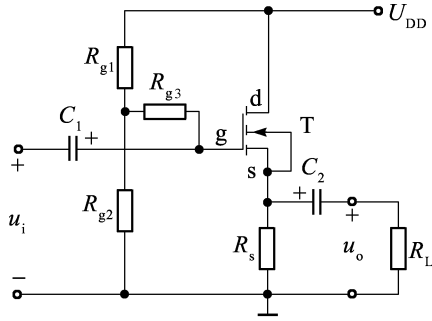


图 2.31 共漏极放大电路

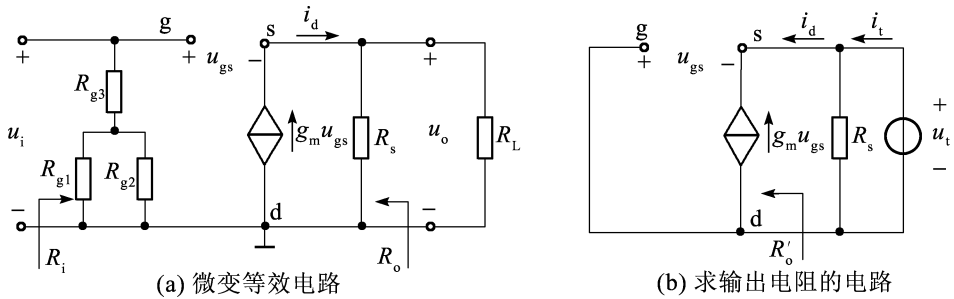


图 2.32 共漏极放大电路的微变等效电路

输入电阻为

$$R_i = R_{g3} + R_{g1} // R_{g2} \quad (2-34)$$

根据图 2.32(b)所示,求放大电路的输出电阻,令  $u_i = 0$ ,并将  $R_L$  开路,加一测试电源  $u_t$ ,得

$$R'_o = \frac{u_t}{i_d} = \frac{u_t}{-g_m u_{gs}} = \frac{u_t}{g_m u_t} = \frac{1}{g_m}$$

$$R_o = \frac{u_t}{i_t} = R_s // R'_o = R_s // \frac{1}{g_m} \quad (2-35)$$

因此源极跟随器的输入电阻  $R_i$  较高,输出电阻  $R_o$  较小。但由于输出电阻比共集电极放大电路的大,所以源极跟随器的电压跟随作用没有射极跟随器好。

场效应管共源极和共漏极两种基本放大电路的比较如表 2.2 所示。

表 2.2 共源极和共漏极放大电路的比较

电路形式	电路原理图	基本特点
共源极放大电路		反相输出,电压增益高,输入电阻高,输出电阻由 $R_d$ 决定。 $A_u = -g_m (R_d // R_L)$ $R_i = R_{g3} + R_{g1} // R_{g2}$ $R_o = R_d$

续表

电路形式	电路原理图	基本特点
共漏极放大电路		<p>同相输出,电压增益小于 1 但接近 1,输入电阻高,输出电阻低。</p> $A_u = \frac{g_m(R_s // R_L)}{1 + g_m(R_s // R_L)}$ $R_i = R_{g3} + R_{g1} // R_{g2}$ $R_o = R_s // \frac{1}{g_m}$

## 2.7 放大电路的频率特性

在实际的电子电路中遇到的信号往往不是单一频率,而是具有一定的频谱。如广播电视系统中的语音、视频信号等。下面我们先借助典型的 RC 电路来模拟放大电路的高频响应和低频响应,然后再研究放大电路的频率响应。

### 2.7.1 RC 电路的频率特性

#### 1. RC 低通电路的频率特性

在放大电路的高频段,管子的极间电容和接线电容等是影响频率响应的主要因素。它们对高频响应的影响可以用如图 2.33 所示的 RC 低通电路模拟。由图可得电压增益的表达式为

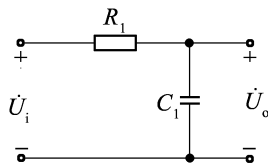


图 2.33 RC 低通电路

$$\dot{A}_{UH} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{1}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{1}{1 + j\omega R_1 C_1}$$

对于实际频率,  $\omega = 2\pi f$ , 令

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

那么可以得到高频区的电压增益为

$$\dot{A}_{UH} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{1}{1 + j\left(\frac{f}{f_H}\right)} \quad (2-36)$$

由式(2-36)可得高频区的电压增益的幅值  $A_{UH}$  和相角  $\varphi_H$  分别为

$$A_{UH} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2}} \quad (2-37)$$

$$\varphi_H = -\arctan\left(\frac{f}{f_H}\right) \quad (2-38)$$

## (1) 幅频响应

当  $f \ll f_H$  时, 有

$$A_{UH} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2}} \approx 1$$

用分贝表示为

$$20\lg A_{UH} \approx 20\lg 1 = 0\text{dB}$$

可以看出这是一条与横轴平行的零分贝线。

当  $f \gg f_H$  时, 有

$$A_{UH} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2}} \approx \frac{f_H}{f}$$

用分贝表示为

$$20\lg A_{UH} \approx 20\lg \frac{f_H}{f}$$

可以看到这是一条斜线, 斜率为  $-20\text{dB}/\text{十倍频程}$ , 与零分贝线在  $f = f_H$  处相交。由上面这两条直线构成的折线就是近似的幅频响应, 如图 2.34 所示。因为  $f_H$  对应于两条直线的交点, 所以称其为转折频率。又由式(2-37)可知, 当  $f = f_H$  时,  $A_{UH} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$ , 即是说

当  $f = f_H$  时, 电压增益下降到中频值的 0.707 倍, 所以又把  $f_H$  称为放大电路的上限频率。需要注意的是, 这种用折线表示的幅频响应和实际的幅频响应曲线存在一定的误差, 如图 2.34 中虚线所示。这种近似的估算在工程上是允许的。

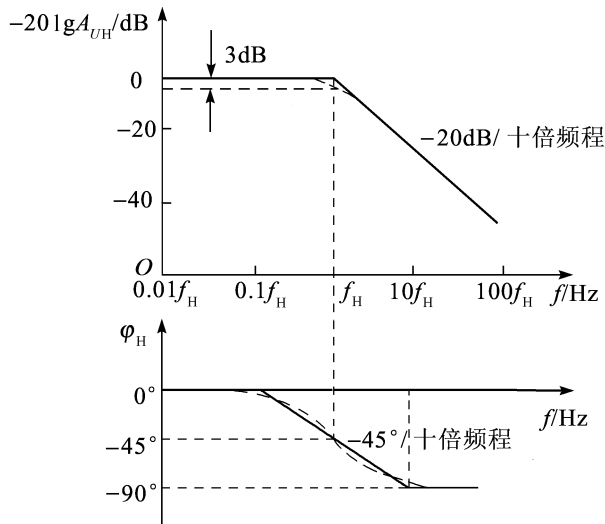


图 2.34 RC 低通电路的频率响应

(2)相频响应

在同一个图上,可以根据式(2-38)做出相频响应,它可用三条直线来近似描述:

当  $f \ll f_H$  时,  $\varphi_H \rightarrow 0^\circ$ , 得到一条  $\varphi_H = 0^\circ$  的直线;

当  $f \gg f_H$  时,  $\varphi_H \rightarrow -90^\circ$ , 得到一条  $\varphi_H = -90^\circ$  的直线;

当  $f = f_H$  时,  $\varphi_H = -45^\circ$ 。

在工程上,当  $f/f_H = 0.1$  和  $f/f_H = 10$  时,可以近似认为  $\varphi_H = 0^\circ$  和  $\varphi_H = -90^\circ$ 。所以在  $0.1f_H$  和  $10f_H$  之间,用一条斜率为  $-45^\circ$ /十倍频程的直线来表示,于是画出相应的相频响应如图 2.34 所示,图中的虚线表示实际的相频响应。一定的相频误差在工程上也是允许的。

从前面的分析结果可知,随着  $f$  的上升,  $A_{UH}$  越来越小,而输出电压的相角越大,并且幅频响应和相频响应都和上限频率  $f_H$  有确定的关系。

2. RC 高通电路的频率特性

在放大电路的低频区里,耦合电容和射极旁路电容对低频响应的影响可用如图 2.35 所示的 RC 高通电路来模拟。由图可得电压增益的表达式为

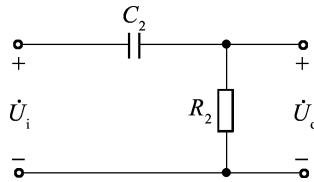


图 2.35 RC 高通电路

$$\dot{A}_{UL} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{R_2}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{j\omega}{j\omega + \frac{1}{R_2 C_2}}$$

对于实际的频率,  $\omega = 2\pi f$ 。又设

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

那么可以得到低频区的电压增益为

$$\dot{A}_{UL} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{1}{1 - j\left(\frac{f_L}{f}\right)} \tag{2-39}$$

由式(2-39)可以得到低频区电压增益的幅值  $A_{UL}$  和相角  $\varphi_L$  分别为

$$A_{UL} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_L}{f}\right)^2}} \tag{2-40}$$

$$\varphi_L = \operatorname{argtan}\left(\frac{f_L}{f}\right) \tag{2-41}$$

采用和低通电路同样的折线近似方法,可以画出高通电路的幅频和相频响应曲线,如图 2.36 所示。图中  $f_L$  是转折频率,即放大电路的下限频率。虚线表示实际的响应曲线。

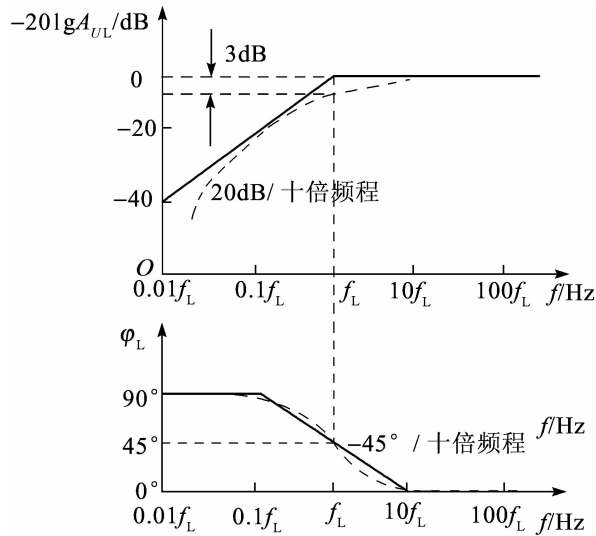


图 2.36 RC 高通电路的频率响应

### 2.7.2 单级放大电路的低频特性

放大电路的低频响应主要取决于外接的电容,如隔直电容、射极旁路电容等。图 2.37 所示为一个共射极放大电路。为了分析它的低频响应,我们首先画出它的低频小信号等效电路即微变等效电路,如图 2.38(a)所示。需要注意的是这里的隔直电容  $C_{b1}$  和  $C_{b2}$  及射极旁路电容  $C_e$  均保留在电路中。因为低频信号通过这些电容时就要被明显衰减,并且产生相移,导致低频电压增益下降,其幅值和相角都发生变化。信号频率越低,增益下降得越大。

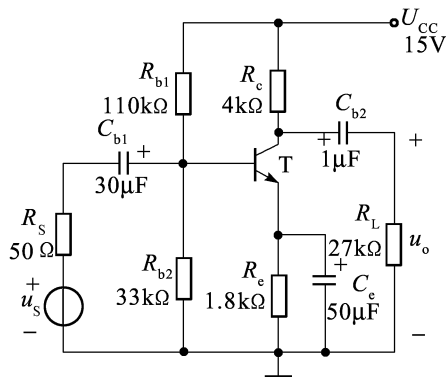


图 2.37 共射极放大电路

#### 1. 低频等效电路的简化

显然,直接通过低频小信号等效电路计算低频电压增益比较繁琐。所以我们进行一些合理的近似,把电路进一步简化。

首先,在电路中的  $R_b = R_{b1} // R_{b2}$  一般都远远大于放大电路的阻抗,所以可以将其忽略。

其次,假设  $C_e$  的容抗在信号的频率范围内远小于  $R_e$  的值,这样我们也可以把  $R_e$  去掉,得到如图 2.38(b)所示的电路,虚线框中器件表示可忽略不计。

然后我们把  $C_e$  折算到基极电路,得到基极的总电容为  $C_1$ 。

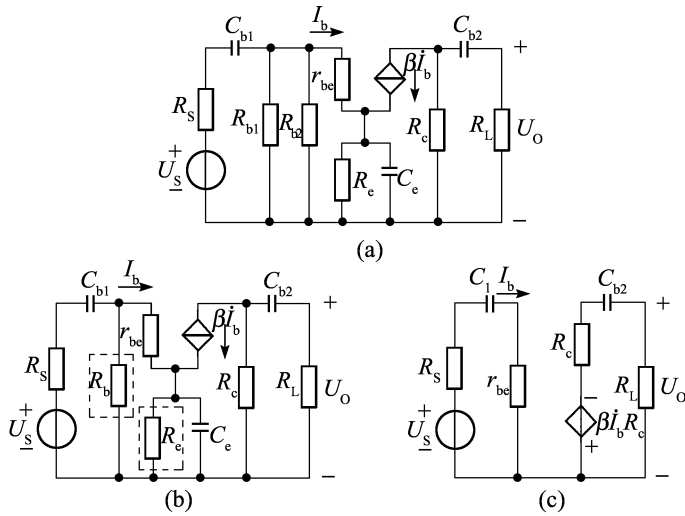


图 2.38 低频小信号等效电路

$$\frac{1}{C_1} = \frac{1}{C_{b1}} + \frac{1+\beta}{C_e}$$

根据上述条件,我们得到简化电路图 2.38(c)。可见其输入回路和输出回路都与高通电路相似。

### 2. 低频响应和下限频率

由图 2.38(c)可以得到电路的低频电压增益的表达式为

$$\dot{A}_{UL} = \frac{\dot{U}_O}{\dot{U}_S} = -\frac{\beta R'_L}{R_S + r_{be}} \cdot \frac{1}{1 - j/\omega C_1 (R_S + r_{be})} \cdot \frac{1}{1 - \frac{j}{\omega C_{b2} (R_c + R_L)}} \quad (2-42)$$

式中,  $R'_L = R_c // R_L$ 。式(2-42)表示了输出电压与信号源电压的比值,也称为源电压增益。当  $\omega$  较大时,可以得到中频电压增益表达式为

$$\dot{A}_{UM} = \frac{\dot{U}_O}{\dot{U}_S} = -\frac{\beta R'_L}{R_S + r_{be}} \quad (2-43)$$

令

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi C_1 (R_S + r_{be})} \quad (2-44)$$

$$f_{L2} = \frac{1}{2\pi C_{b2} (R_c + R_L)} \quad (2-45)$$

式(2-42)改写为

$$\dot{A}_{UL} = \frac{\dot{U}_O}{\dot{U}_S} = \dot{A}_{UM} \cdot \frac{1}{1 - j(f_{L1}/f)} \cdot \frac{1}{1 - j(f_{L2}/f)} \quad (2-46)$$

式中,  $f_{L1}$  和  $f_{L2}$  是低频响应的两个转折频率,如果两者的比值在 4 倍以上取较大的那个为放大电路的下限频率。

需要注意的是,由于  $\dot{I}_e = (1+\beta)\dot{I}_b$ ,所以  $C_e$  的大小对电压增益的影响很大。一般在电路中选择射极旁路电容要比耦合电容大很多。



### 2.7.3 单级放大电路的高频特性

我们仍然对如图 2.38 所示的共射极放大电路进行高频特性分析。在高频区,隔直电容  $C_{b1}$  和  $C_{b2}$  及射极旁路电容  $C_e$  的容抗非常小,可以忽略。影响频率响应的主要因素是管子的极间电容和电路的分布电容。图 2.39(a)为共射极放大电路在高频区的交流通路,其中,  $C_i$ ,  $C_o$  是发射结电容  $C_{be}$  和集电结电容  $C_{bc}$  与输入、输出回路的分布电容的等效电容。

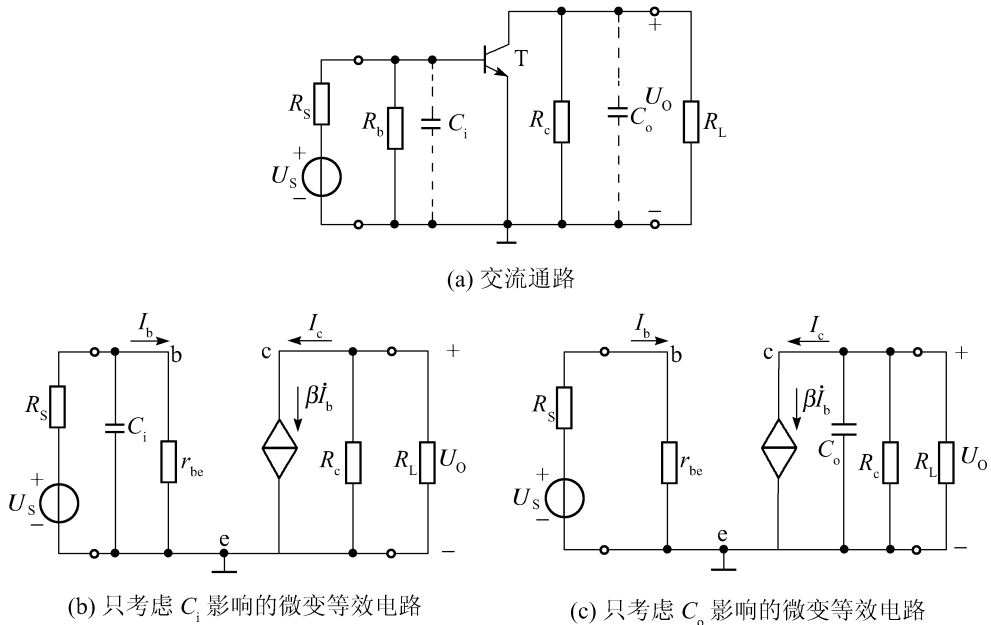


图 2.39 共射极放大电路高频区电路

#### 1. 只考虑 $C_i$ 的影响

微变等效电路如图 2.39(b)所示。因为  $R_b \gg r_{be}$ , 所以  $R_b$  可以忽略。由图可见,影响高频区电压放大倍数降低的原因是  $C_i$  的分流作用,它使三极管的输入电压的数值随频率的升高而减小,输入电压的相位比信号源电压的相位滞后。

由图 2.39(b)可得

$$\dot{A}_{UH} = \frac{\dot{U}_O}{\dot{U}_S} = \frac{\dot{U}_O}{\dot{U}_{be}} \cdot \frac{\dot{U}_{be}}{\dot{U}_S} = \dot{A}_{UM} \cdot \frac{R_S + r_{be}}{r_{be}} \cdot \frac{\dot{U}_{be}}{\dot{U}_S} \quad (2-47)$$

设  $\dot{A}'_{UH} = \frac{\dot{U}_{be}}{\dot{U}_S}$ , 则

$$\dot{A}'_{UH} = \frac{\frac{r_{be}}{1 + j\omega C_i r_{be}}}{R_S + \frac{r_{be}}{1 + j\omega C_i r_{be}}} = \frac{r_{be}}{R_S + r_{be}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_i \frac{R_S r_{be}}{R_S + r_{be}}} \quad (2-48)$$

由于  $\tau_H = \frac{R_S r_{be}}{R_S + r_{be}} \cdot C_i$ , 令高频区输入回路的时间常数的倒数为  $\omega_H$ , 即  $\tau_H = \frac{1}{\omega_H}$ , 可得

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

则有  $\dot{A}'_{UH} = \frac{r_{be}}{R_S + r_{be}} \cdot \frac{1}{1 + j\left(\frac{f}{f_H}\right)}$ , 代入式(2-47)得

$$\dot{A}_{UH} = \frac{\dot{A}_{UM}}{1 + j\left(\frac{f}{f_H}\right)} \quad (2-49)$$

$\dot{A}_{UH}$ 的模和相角分别为

$$A_{UH} = A_{UM} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2}} \quad (2-50)$$

$$\varphi_H = -180^\circ - \arctan\left(\frac{f}{f_H}\right) \quad (2-51)$$

式中,  $f_H$ 为  $C_i$ 引起的上限截止频率,它的大小由输入回路的时间常数决定。 $-\arctan\left(\frac{f}{f_H}\right)$ 是高频时的输出电压对于中频时输出电压的附加相移,负值表明高频时的附加相移是滞后的。 $-180^\circ$ 表示中频时放大器的输出电压与输入电压相位相反。

### 2. 只考虑 $C_o$ 的影响

只考虑  $C_o$ 的等效电路如图 2.39(c)所示。从图中可以看出,电路放大倍数的下降同样是因为电容的分流作用,高频截止频率也由输出回路的时间常数决定,其表达式为

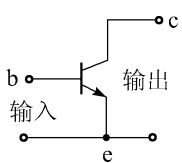
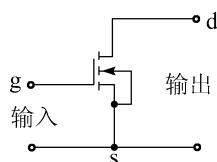
$$f_H = \frac{1}{2\pi C_o (R_c // R_L)} \quad (2-52)$$

在实际情况中,当分别考虑并联电容的影响时,应取时间常数大的  $RC$  回路作为求上限截止频率的依据,这与求下限截止频率正好相反。

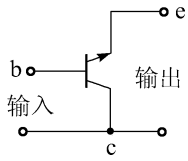
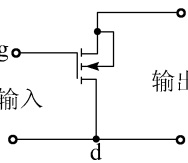
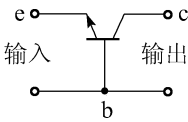
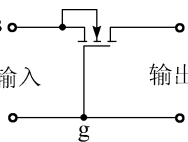
## 2.8 各种放大器件电路性能比较

三极管有基极、发射极和集电极三个电极,分别把它们作为输入回路和输出回路的公共端,可以接成共基极、共发射极和共集电极三种放大电路;相应的,场效应管有栅极、源极和漏极,也可以接成共栅极、共源极和共漏极三种放大电路。由于它们之间的相似性,根据输入和输出的关系特点,把各放大电路的基本形式、特征可以归纳成如表 2.3 所示。

表 2.3 各种放大器件电路性能比较

分 类	放大电路接法	电路形式	主要特点	用 途
电压放大	共发射极		输入输出电压反相,电压增益高, $ A_v  \gg 1$ , 实现电压反相放大,输入电阻高,高频特性一般	适用于实现电压放大的场合,用途广泛
	共源极			

续表

分 类	放大电路接法	电路形式	主要特点	用 途
电压跟随	共集电极		输入输出电压同相, 电压增益小于 1 但接近 1, $ A_v  \approx 1$ , 实现电压跟随, 输入电阻高, 输出电阻低, 高频特性一般	适用于输入级、输出级、缓冲级, 可做阻抗变换
	共漏极			
电流跟随	共基极		输入输出电压同相, 电压增益高, $i_o \approx i_i$ , 实现电流跟随, 输入电阻较小, 高频特性好	适用于高频电路
	共栅极			

### 本章小结

1. 放大电路是一种能量转换电路, 因此放大电路必须要有三极管或场效应管这样的能量转换控制器件。对放大电路的分析主要有微变等效电路法和图解法, 分析时应遵循先静态后动态的原则。

提供一个合适的静态工作点是放大电路能够正常工作的前提, 静态工作点会受温度等其他外界因素的影响, 这就需要对其控制以稳定静态工作点。常用的稳定静态工作点的方法是利用负反馈原理, 通常采用分压偏置式放大电路来实现。

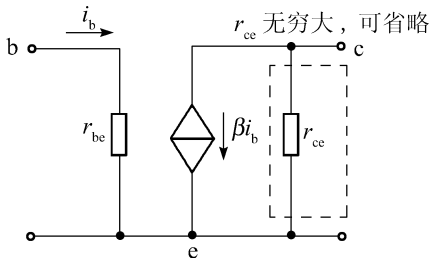


图 2.40 三极管等效电路

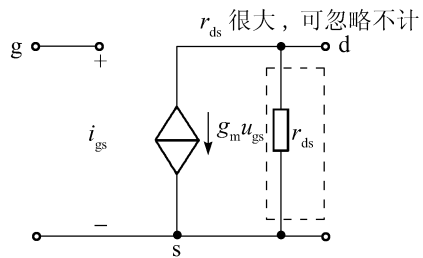


图 2.41 场效应管等效电路

微变等效电路法的前提是输入信号为微变信号,主要分析动态性能指标,画放大电路等效电路图时,只要将放大电路交流通路中的三极管或场效应管用相应的等效电路代替即可如图 2.40 和图 2.41 所示。

图解法必须要测出三极管或场效应管的实际输入输出特性曲线,作图烦琐,其结果虽较直观但不够精确,适用于对静态工作点、失真等问题进行定性分析。

2. 三极管放大电路根据交流通路中输入回路、输出回路所用公共端的不同,有共射极、共集电极和共基极三种放大电路,对于这三种放大电路的比较如表 2.4 所示。

表 2.4 三极管三种基本放大电路

电路形式	电路原理图	基本特点
共射极放大电路		输入电压、输出电压反相,电压增益高,高频特性一般,一般用于低频放大和多级放大中间级。 $A_u = -\beta \frac{R'_L}{r_{be}}$ $R_i \approx r_{be}$ $R_o \approx R_c$
共集电极放大电路		输入电压、输出电压同相,电压增益约等于 1,高频特性一般,适用于多级放大电路的输入、输出级。 $A_u = \frac{(1+\beta)(R_e // R_L)}{r_{be} + (1+\beta)(R_e // R_L)} \approx 1$ $R_i \approx R_b // \beta R_c$ $R_o = R_e // \frac{(R_s // R_b) + r_{be}}{1+\beta}$
共基极放大电路		输入电压、输出电压同相,电压增益高,高频特性好,适用于高频电路、宽频带电路和恒流源电路。 $A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{\beta R'_L}{r_{be}}$ $R_i = R_e // \frac{r_{be}}{1+\beta}$ $R_o = R_c$

3. 和三极管相对应,场效应管有栅极、源极和漏极,根据交流通路中输入回路、输出回路所用公共端的不同,也可以接成共栅极、共源极和共漏极三种放大电路。共栅极一般情况下较少使用,常用的共源极、共漏极两种放大电路比较如表 2.5 所示。

表 2.5 场效应管两种基本放大电路

电路形式	电路原理图	基本特点
共源极放大电路		<p>反相输出,电压增益高,输入电阻高,输出电阻由 <math>R_d</math> 决定。</p> $A_v = -g_m(R_d // R_L)$ $R_i = R_{g3} + R_{g1} // R_{g2}$ $R_o = R_d$
共漏极放大电路		<p>同相输出,电压增益小于 1 但接近 1,输入电阻高,输出电阻低。</p> $A_v = \frac{g_m(R_s // R_L)}{1 + g_m(R_s // R_L)}$ $R_i = R_{g3} + R_{g1} // R_{g2}$ $R_o = R_s // \frac{1}{g_m}$

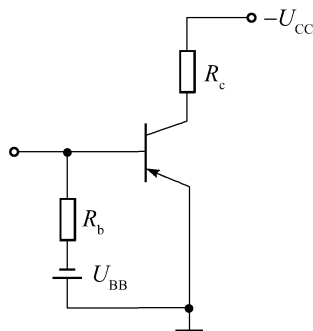
4. 由于放大器件存在极间电容,以及有些放大电路中接有电抗元件,因此放大电路的电压放大倍数是频率的函数,这种函数关系称为放大电路的频率特性,一般用波特图来描述这种函数关系。

5. 放大电路的低频响应主要取决于外接的电容,如隔直电容、射极旁路电容等,在高频区,隔直电容及射极旁路电容的容抗非常小,可以忽略。影响频率响应的主要因素是管子的极间电容和电路的分布电容。

## 习题 2

2.1 试比较并说明三极管的三种基本放大电路特点。

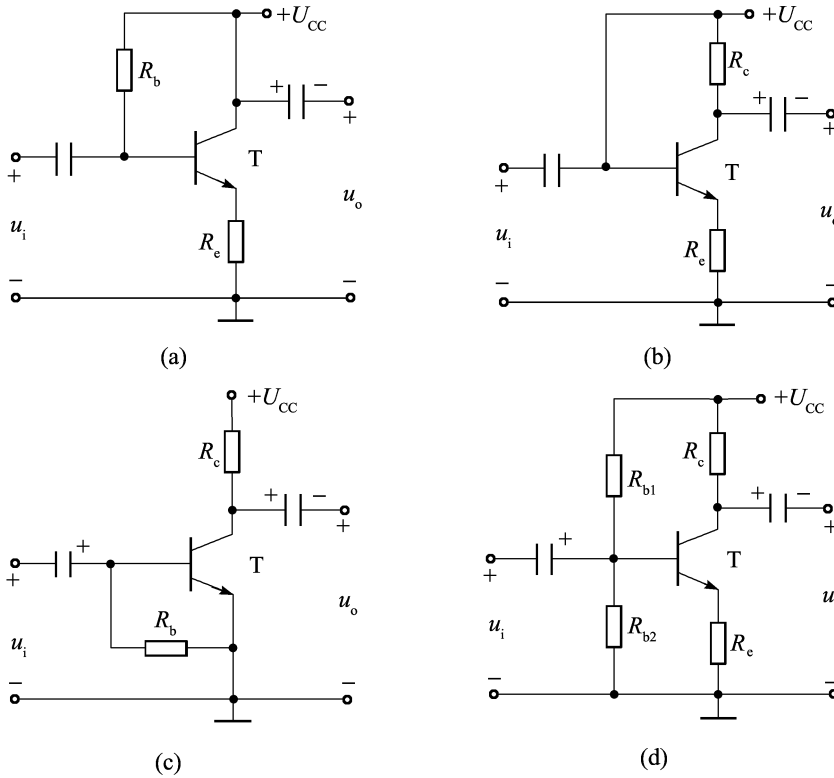
2.2 电路如图题 2.2 所示,  $R_b = 100\text{k}\Omega$ ,  $U_{CC} = 9\text{V}$ , 晶体管参数  $\beta = 50$ ,  $U_{BE} = -0.2\text{V}$ 。



图题 2.2

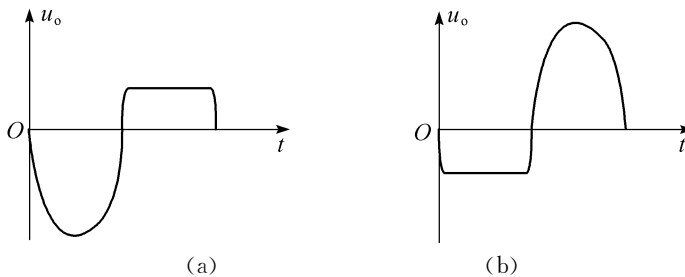
- (1) 要求  $I_C = 2\text{mA}$ ,  $U_{BB} = ?$
- (2) 要求  $I_C = 2\text{mA}$ ,  $-U_{CE} = 5\text{V}$ ,  $R_c = ?$
- (3) 如果基极改为由电源  $U_{CC}$  供电, 工作点不改变, 则  $R_b$  值应改为多少?

2.3 分析如图题 2.3 所示电路对正弦交流信号有无放大作用。图中各电容对交流可视为短路。



图题 2.3

2.4 在如图题 2.4 所示电路, 当输入交流信号时, 出现如图题 2.4 所示输出波形图, 试判断何种失真, 产生该失真的原因是什么? 如何才能使其不失真?

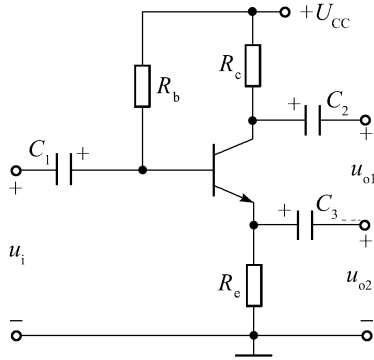


图题 2.4

2.5 某电路如图题 2.5 所示。晶体管 T 为硅管, 其  $\beta = 20$ 。电路中的  $U_{CC} = 24\text{V}$ ,  $R_b = 96\text{k}\Omega$ ,  $R_c = R_e = 2.4\text{k}\Omega$ , 电容器  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  的电容量均足够大, 正弦波输入信号的电压有效值  $u_i = 1\text{V}$ 。试求:

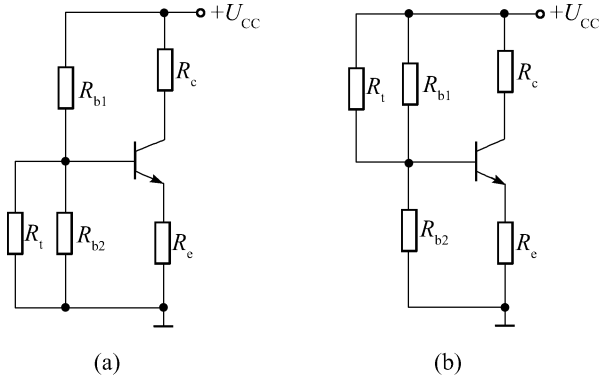
- (1) 输出电压  $u_{o1}$ 、 $u_{o2}$  的有效值;

(2) 用内阻为  $10\text{k}\Omega$  的交流电压表分别测量  $u_{o1}$ 、 $u_{o2}$  时, 交流电压表的读数各为多少?



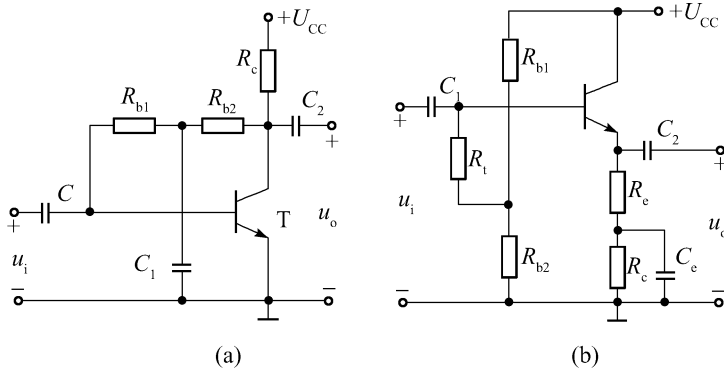
图题 2.5

2.6 如图题 2.6 所示的偏置电路中, 热敏电阻  $R_t$  具有负温度系数, 问能否起到稳定工作点的作用。



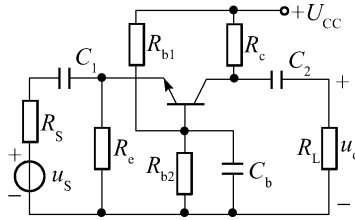
图题 2.6

2.7 画出图题 2.7 所示电路的等效电路, 设电路中各电容容抗均可忽略, 并注意标出电压、电流的正方向。



图题 2.7

2.8 如图题 2.8 所示,  $R_S$ 、 $R_e$ 、 $R_{b1}$ 、 $R_{b2}$ 、 $R_c$ 、 $R_L$ 、 $U_{CC}$  均已知, 求静态工作点  $I_C$ 、 $I_B$ 、 $U_{CE}$ 。



图题 2.8



## 第3章 集成电路运算放大器

把整个电路中的元器件制作在一块硅片上,构成特定功能的电子电路,称为集成电路(Integrated Circuits),它是半导体技术发展一定程度时的产物。集成电路按其功能来分,可以分为数字集成电路、模拟集成电路和数模混合集成电路;按其集成度来分,可以分为大规模集成电路(ULSI)、超大规模集成电路(VLSI)、大规模集成电路(LSI)、中规模集成电路(MSI)和小规模集成电路(SSl)。模拟集成电路主要是处理模拟信号的集成电路,其种类很多,有运算放大器、功率放大器、模拟乘法器、模拟锁相环、集成稳压器等。

集成运算放大器是应用极为广泛的一种模拟集成电路,简称集成运放。本章首先讨论组成集成运算放大器的基本单元电路,接着介绍多级放大电路,然后是集成运放的技术参数,最后介绍几种常用的集成运放,以及工作中对集成运放的选择。

### 3.1 模拟集成电路概述

#### 3.1.1 模拟集成电路特点

模拟集成电路一般是由一块厚约0.2~0.25mm的P型硅片制成,这种硅片是集成电路的基片。它上面可以做出包含有几十个或者更多的BJT或FET、电阻和连接电路。和分立元件相比,模拟集成电路有如下几个方面的特点:

(1)电路结构与元件参数具有对称性。

电路中各个元件在同一片硅片上,采用同样的工艺制作而成,同一片内的元件参数绝对值有同样的偏差,温度均一性好,容易制成特性相同的管子。

(2)电阻和电容值不易做太大,电路结构上采用直接耦合方式。

在集成电路中制作一个5k $\Omega$ 的电阻所占用的硅片的面积可以制造几个三极管,电容通常由PN结的结电容构成,制作一个10pF电容所占用的硅片面积可以制造十个三极管,而且误差较大,因此集成电路的阻值范围一般为几十欧姆到几十千欧姆,电容值范围约在100pF以下,电感的制作就更困难了。所以在集成电路中,级间都采用直接耦合的方式。若需要高阻值电阻,多用BJT或FET等有源器件代替,或者采用外接电阻的方法。

(3)为克服直接耦合的零点漂移,常采用差分放大电路。

由于同一芯片上的元器件采用统一标准工艺流程制成同类元件的特性一致,因此,常采用差分放大电路的结构,即利用两个三极管的对称性来抑制零点漂移。

(4)采用半导体三极管(或者场效应管)来代替电阻、电容和二极管等元件。

在集成电路中,制造三极管比制造其他的元件都容易,而且占用面积小,性能好,所以常采用三极管代替其他元件。而复合管的性能较佳,制作又不增加多少困难,因而在集成电路中多采用复合管、共射-共基、共集-共基等组合电路。

模拟集成电路种类繁多,电路功能也千差万别,但它们的基本组成部分却十分相似,所