

第一章 晶体管的物理概念及其工作原理

本章的目的是给出学习晶体管电路所必备的物理概念。由于考虑到本书的主要内容是电路，故这里对半导体物理与晶体管原理的知识，只作定性的介绍，有些概念因而也就缺乏一定的严格性。如果想详尽的了解有关问题，可以根据需要阅读有关的书籍。

§ 1. 半导体的导电机构简介

自然界的固体，若按导电性能来分，一般可分为三大类：即导体、半导体、绝缘体。其简单区别在于：

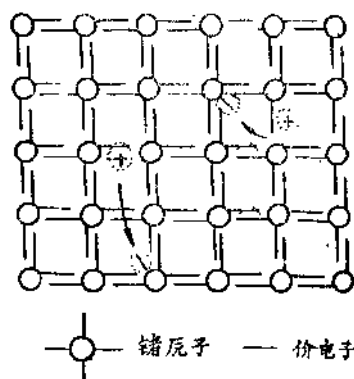
金属(导体)：电导率为 10^4 欧 $^{-1}$ ·厘米 $^{-1}$ 以上，温度系数为负。

绝缘体：电导率为 10^{-10} 欧 $^{-1}$ ·厘米 $^{-1}$ 以下，温度系数为正。

半导体：电导率介于 10^4 —— 10^{-10} 欧 $^{-1}$ ·厘米 $^{-1}$ 之间，温度系数为正，且很大。

金属的特征是在于它的内部存在着大量的“自由”电子：即有很多价电子在热激发情况下是“自由”的，而良好的绝缘体则没有这种“自由”电子(严格说是甚少)，它的价电子都构成了共价键。半导体则是其中一部分挣脱共价键而参与了导电。

我们以锗(Ge)为例加以说明，理想的锗晶体(无杂质，位错，缺陷等)，每个价电子均互相结合成共价键，故无热激发时都不参与导电，是绝缘的。但事实上，晶体点阵热运动的存在，使得总有一部分共价键被击破，相应就有部分价电子成为“自由”电子，可以在电场作用下参与导电，留下的缺位则易于为邻近的电子所移补而造成缺位的移动，这样我们可以把缺位的移动视为一个单位正电荷的移动，这就是正常所称呼的空穴。定性的图象示于图(1-1)。



图(1-1) 锗完整晶体示意图

这里的电子和空穴统称之为载流子。由此可得出结论，半导体的导电机构与金属不同，即它同时存在着两种导电机构，电子导电与空穴导电，代表着电子的两种导电方式。

凡依靠热激发（或其他激发方式）而参与导电的电子数和空穴数相等的我们称之为本征导电，这种理想半导体也叫做本征

半导体。

如果在本征半导体中加入杂质原子，而造成某种载流子数目大大增加，导电性能改变，这种情况称之为杂质导电。

仍以 Ge 为例，当五价原子（磷 P，砷 As，锑 Sb）占据晶格中锗原子位置时，它的四个价电子仍和周围锗原子的价电子组成共价键，但第五个价电子却成了“自由”状态，这种类型的杂质称为施主杂质。此情况下主要的载流子是电子，称为 n 型导电，这种类型的半导体材料也就称为 n 型半导体。

当三价原子（硼 B，铝 Al，镓 Ga，铟 In）占据晶格中锗原子位置时，晶格共价键结构是不完整的（缺位），造成一个空穴的出现，亦可参与导电，这类杂质称为受主杂质。这种导电机构是主要以空穴为载流子，称为 p 型导电，这种类型的半导体材料称为 p 型半导体。

凡是 n 型半导体中的电子称为多数载流子，空穴为少数载流子。反过来，在 p 型半导体中，空穴是多数载流子，电子是少数载流子。

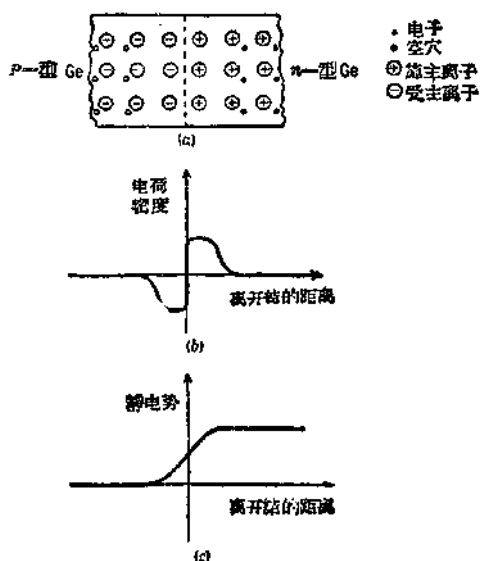
在同一半导体的晶体中，有时同时存在着 p 型区与 n 型区，且

在其交界处晶体结构仍保持連續性，在結合处构成一个具有特殊电学特性的区域，則称此区域为 $p-n$ 結。

結的种类通常可分为两种：突变結（合金結）是指杂质濃度的分布在边界上的变化是突然的；緩变結（扩散結）是指杂质濃度的分布在边界上变化是渐变的。实际制得的結都是处于二者之間，而更倾向于其中的一种。

现在来研究一下 $p-n$ 結的特性。首先我們来闡明 $p-n$ 結区域电荷分布的情况，設在最初 p 型半导体和 n 型半导体接触的时候（理想化的假設情况），由于 p 区空穴濃度大于 n 区，电子濃度則恰相反，故必然产生因濃度梯度存在而发生的扩散运动，载流子扩散的結果却又引起結层内出現内部电场，电场作用促使载流子沿与扩散相反的方向运动。上述过程最終达到动态平衡，就出現一个空間电荷区域，沒有净电流通过結。这种电荷分布与相应的电势曲线示于图 (1-2) 中。

$p-n$ 結最重要的特性是整流特性。現在我們从电势曲线在外电场作用下变化的情况来说明整流特性。由于 $p-n$ 結的导电机构是电子与空穴的混合机构，我們



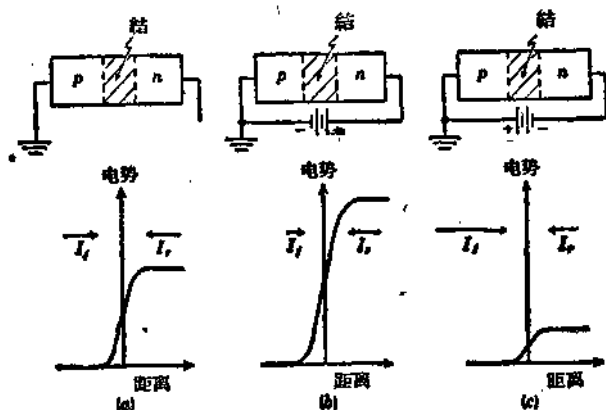
图(1-2) 突变結的电荷与静电势的分布图

只說明空穴的情况，电子情况完全类似。

在图(1-3)中示出在外加直流电压时，通过 $p-n$ 結电流的情况

(空穴流)。 I_f 表示正向空穴流, I_r 表示反向空穴流。

在一定的温度下, p 区中有些空穴得到足够的能量爬过势垒而与 n 区中的电子复合, 构成电流 I_f , 而 n 区中由于热激发而总会产生一些空穴, 它们到达势垒边上就会落下势垒到 p 区中去构成电流 I_r , 在一定温度下, 这两部分电流是相等的, 故无净电流通过结。

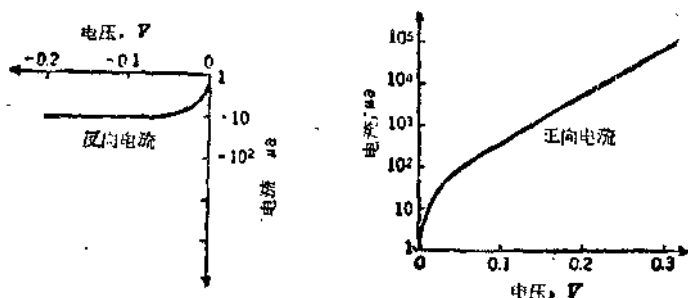


图(1-3) p - n 结处空穴流随偏压变化的情况

当 p - n 结加上正向偏压时, 对势垒的作用是降低, 于是较多的空穴可以爬过势垒形成 I_f 的增大, 而反向电流 I_r 却不受势垒高度的影响, 仍维持不变。故在正向偏压下通过结的电流是随电压加大而增加。

当 p - n 结加上反向偏压时, 对势垒的使用是增高, 相应能爬上势垒的空穴数减少。偏压足够大时, I_f 小到可以忽略, 则净电流实际上等于与偏压无关的 I_r 。实验结果得到的伏安特性曲线如图(1-4)所示。

若 p 区和 n 区的杂质浓度相同, 则电子电流和空穴电流是相等的, 若有显著的不同, 则两种电流不相等, 而以其中的一个为主要通过结的电流。在 p - n 结处少数载流子的输入作用, 称为少数

图(1-4) $p-n$ 結的伏安特性

载流子的注射, 定义注射效率为

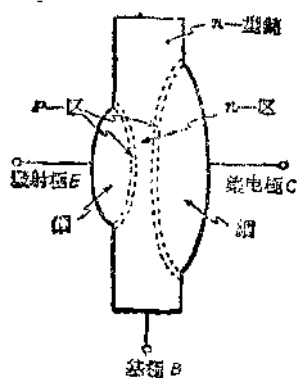
$$\gamma = \frac{\text{空穴电流密度(或电子)}}{(\text{空穴} + \text{电子}) \text{电流密度}}。$$

$p-n$ 結上加一个交变电压 ΔV , 則相应地在結层附近就有一个电荷量的改变 ΔQ , 从电容的定义我們知道 $C = dQ/dV$; 故一个 $p-n$ 結在交流运用时呈现出有电容的效应, 称为 $p-n$ 結的电容。

$p-n$ 結在所加反向电压值达到一定程度时, 会出现电流突然增长的情况, 此现象称为 $p-n$ 結的击穿。击穿现象的物理机构主要为两种: 齐納式击穿——結区域在强电场的作用下, 束縛的价电子被拉脫而大量参与导电。雪崩式击穿——强电场作用下进入結区的载流子获得足够的能量与晶格碰撞, 导致电子的脫出而参与导电, 类似气体电离过程。上述两种机构, 在晶体管中主要存在的是雪崩击穿机构, 其詳細情况留待第十一章加以討論。

§ 2. 面結合型晶体三极管

結型三极管的典型結構如图 (1-5) 所示。在鍍片的兩側各熔合一个鋼球, 形成两个 p 型区, 鍍是 n 型的, 故构成了两个 $p-n$ 結, 其三个接头分别称为发射极 (E), 基极 (B), 集电极 (C)。 EB 間的結称发射結, 作用是向 n 区注射少数载流子; BC 間的称为集电結,



图(1-5) 结型三极管示意图

作用是收集发射结注入 n 区中的载流子。

在实际的结构中，为保证注入的少数载流子能在很短时间内几乎没有损失地渡越到集电极去，基层总是做得很薄，约几个微米到几十微米。

和电子管工作时需要有工作电压（板压和栅压）一样，晶体管在发射结上必须加上正向电压以起注射载流子之作用；集电结上要加反向偏压以收

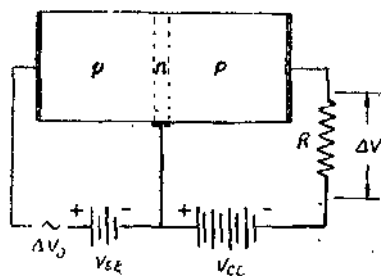
集载流子。以 $p-n-p$ 型晶体管为例，空穴从发射结注入基层后，通过扩散而越过基层到达集电结，为强电场吸去。发射结正向运用，处于低阻抗，集电结为反向运用处于高阻抗，而通过的电流则几乎相等，所以实质上可看作是一个电流不变的阻抗变换器，英文 Transistor 一词的由来即基于此。

图(1-6)示出晶体管基本放大器的一种接法：共基极接法，我们分析其放大特性。 ΔV_0 是交流讯号源，在发射结上引起电流为 Δi_0 ，其中包括了大部分注入的空

穴流和一小部分反向的电子流，我们设发射结电阻为 r ，则

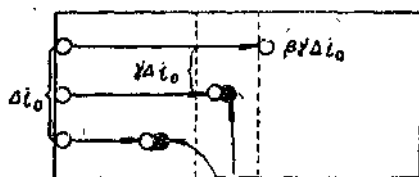
$$\Delta V_0 = r \Delta i_0,$$

Δi_0 中只有 $\gamma \Delta i_0$ (γ 是注射效率) 部分是注入 n 区的空穴。进入 n 区的空穴是垂直于 $p-n$ 结作扩散运动的（在无内部电场时），故发射结注入的空穴 $\gamma \Delta i_0$ 是向着集电结运动的，但它们不可能全部到



图(1-6) 共基极放大器

达,总有一部分中途复合,只有剩余的部分 $\beta(\gamma\Delta i_0)$ 才能通过集电结而变为输出迴路的电流,图(1-7)是上述过程的概括。这里 β 称为传输效率。自上而下第一条线表示 Δi_0 中注入 n 区且最后达到集电极的空穴流;第二条线表示 Δi_0 中注入 n 区并在 n 区中复合掉的空穴流,复合后就变为到基极的传导电流,这部分显然等于 $\gamma(1-\beta)\Delta i_0$;第三条线表示的是 Δi_0 中的电子电流部分,电子由基极穿过 $p-n$ 结而在 p 区内与空穴复合,转变为空穴的传导电流,这一部分等于 $(1-\gamma)\Delta i_0$ 。



图(1-7) 电流运动机构示意图

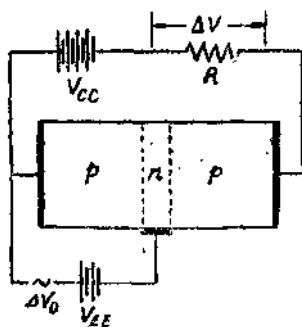
按照上面的简单分析,我们就得到下列输入和输出的关系:

$$\text{电流放大系数} = \frac{\beta\gamma\Delta i_0}{\Delta i_0} = \beta\gamma = \alpha (\alpha < 1),$$

$$\text{电压放大系数} = \frac{R(\beta\gamma\Delta i_0)}{\Delta V_0} = \frac{R\alpha\Delta i_0}{r\Delta i_0} = \left(\frac{R}{r}\right)\alpha,$$

$$\text{功率放大系数} = \frac{R(\beta\gamma\Delta i_0)^2}{(\Delta V_0)(\Delta i_0)} = \left(\frac{R}{r}\right)\alpha^2.$$

由于 R 可以比 r 大数百倍,而 α 是小于 1 但十分接近于 1 的,故电压放大系数和功率放大系数均甚大,可达数百。



图(1-8) 共发射极放大器

上面讨论的是共基极接法,实际上常用的是共发射极接法,其线路如图(1-8)所示。从放大的内部情况看,基本上和以前分析共基极接法是相同的,加在发射结上的电压仍为 $V_{BE} + \Delta V_0$,只是在集电结上的电压略有改变为 $(V_{cc} + \Delta V) - (V_{BE})$ 。

$+\Delta V_0$), 然而 V_{co} 足够大, 使集电结保持在反向饱和情况下, 这样的电压差别是影响不大的, 故同样输入讯号 ΔV_0 , 仍然引起同样的空穴流 $\alpha \Delta i_0$ 到集电结, 并等于通过 R 的电流, 故输出电压也还是 $\Delta V = \alpha i_0 R_0$, 这里主要的差别在于: 发射极电流 Δi_0 不再是输入电流, 现在输入电流是通过基极的电流, 即图 (1-7) 中 $\beta \gamma \Delta i_0$ 以外的两部分电流, 故输入电流是

$$\Delta i_0 - (\beta \gamma \Delta i_0) = (1 - \alpha) \Delta i_0.$$

由于这一区别, 输入输出的关系就有了改变:

$$\text{电流放大系数} = \frac{\alpha \Delta i_0}{(1 - \alpha) \Delta i_0} = \frac{\alpha}{1 - \alpha},$$

$$\text{电压放大系数} = \frac{\alpha \Delta i_0 R}{r \Delta i_0} = \left(\frac{R}{r} \right) \alpha,$$

$$\text{功率放大系数} = \frac{(\Delta V)(\alpha \Delta i_0)}{(\Delta V_0)(1 - \alpha) \Delta i_0} = \left(\frac{R}{r} \right) \frac{\alpha^2}{1 - \alpha}.$$

与共基极情况比较, 电压放大是相同的, 但电流放大和功率放大则多了一个因子 $1/(1 - \alpha)$, 因为 α 总是小于而近于 1 的, 所以此因子很大 (例如: $\alpha = 0.98$, $1/(1 - \alpha) = 50$), 这种联结法的好处就是在于能够同时获得大的电流放大和电压放大。

本章参考文献

1. 洪朝生: “半导体的一般介绍”, 半导体会议文集, 第 1 页—17 页, 科学出版社。
2. 罗无念、成众志等著: “晶体管电子学”第一章, 人民邮电出版社。
3. R. F. 西亚: “半导体管电路原理”(上), 第一章, 上海科学技术出版社。
4. 黄昆、卓济仓: “晶体放大器”, 半导体会议文集, 第 49 页—70 页, 科学出版社。

第二章 晶体管的低频特性

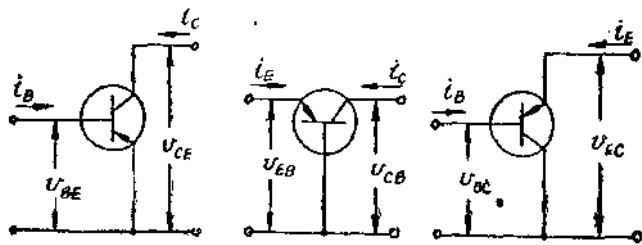
本章中，把晶体管作为线性有源的三端器件来看待。首先详细地描述其静态特性曲线族，及由此可以导出的低频参数；然后把晶体管作为线性四端网络来进行分析，导出网络参数，给出相应的等效电路；最后简单地介绍一下低频 h 参数的测量。

§1. 晶体管静态特性分析

晶体管和其他电路元件一样，可以用端电压和端电流的关系来完全表示其电学特性。一般的晶体管都是三端器件，其电学特性可由流过三个端头的电流 i_1 、 i_2 、 i_3 和跨在三个端头间的电压 v_1 、 v_2 、 v_3 来描述。但是由于：

$$\left. \begin{aligned} i_1 + i_2 + i_3 &= 0, \\ v_1 + v_2 + v_3 &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (2-1)$$

故实际上只需二个端电流和两个端电压就可以完全确定。把晶体管作为放大器时，一端是输入端，另一端是输出端，第三个为输入与输出所共用。因此我们感兴趣的二个电流是输入电流和输出电流，两个电压则为输入电压和输出电压。



图(2-1) 三种基本组态

晶体管的三根引线可分别被指定为公共端，因而有了三种基本组态：即共发射极、共基极、共集电极，示于图(2-1)。

(1) 面结合型晶体三极管静态特性分析：

对应晶体管的每种组态，均可绘出其静态特性曲线来。那么以那种组态的特性曲线为最好呢？选择的依据主要有两点：第一、表示该器件特性的精确性；第二、曲线在电路设计中的常用性。

在面结合型晶体管中，发射极注入基层的载流子绝大部分均到达了集电极，而只有极少数是通过基极而形成基极电流的。但基极电流却是个重要的量，因为在共发射极和共集电极两种组态中，它都是输入电流。若在共基极组态下，从曲线上可以找出 i_E 和 i_C ，而基极电流 i_B 却必须从式子(2-2)中求得：

$$i_B = -(i_E + i_C). \quad (2-2)$$

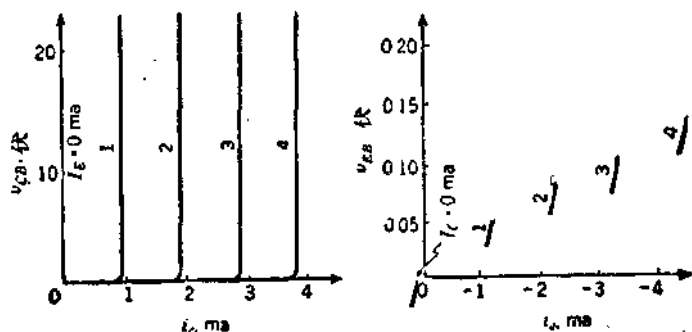
由于 i_C , i_E 是方向相反，而数值相差不多，只相差百分之几，只要 i_E 和 i_C 产生很小的误差就会造成 i_B 巨大的误差，因此给出的共基极组态特性曲线对 i_B 表示的精确度甚差。

正常运用下共发射极总是接正向偏压，集电极则加反向偏压。因此集电极到基极的电压远远大于基极到发射极的电压，集电极到基极的电压实际上几乎等于集电极到发射极的电压。如在共集电极组态下，特性曲线上给出的正是这两个电压，而基极到发射极的电压则为此二电压之差，此差甚小，不能精确求出。故共集电极特性曲线表示晶体管性能的精确度也不好。

为共发射极组态描绘的特性曲线明显地表示出基极的电流和基极与发射极间的电压的数值，故它们可以精确的给出(2-1)式中的六个量。另外，共发射极组态是最常用的。基于上述理由，我们认为仔细地了解共发射极特性是重要的。

下面分别讨论一下共基极特性曲线和共发射极特性曲线。前者由于历史的原因，到现在使用者仍较多。

(a) 共基极特性曲线:

图(2-2) $n-p-n$ 型面结合型共基极特性曲线

图(2-2)是一组用来表示共基极特性的静态特性曲线族。观察特性曲线可以知道: 晶体管有着高的输出阻抗, 且输出线性良好, 低压下亦可运用; 输入电流电压间不是线性关系, 且输入阻抗低。

由图所示的特性曲线中, 可以导出一组 r 参数, 各参数定义为:

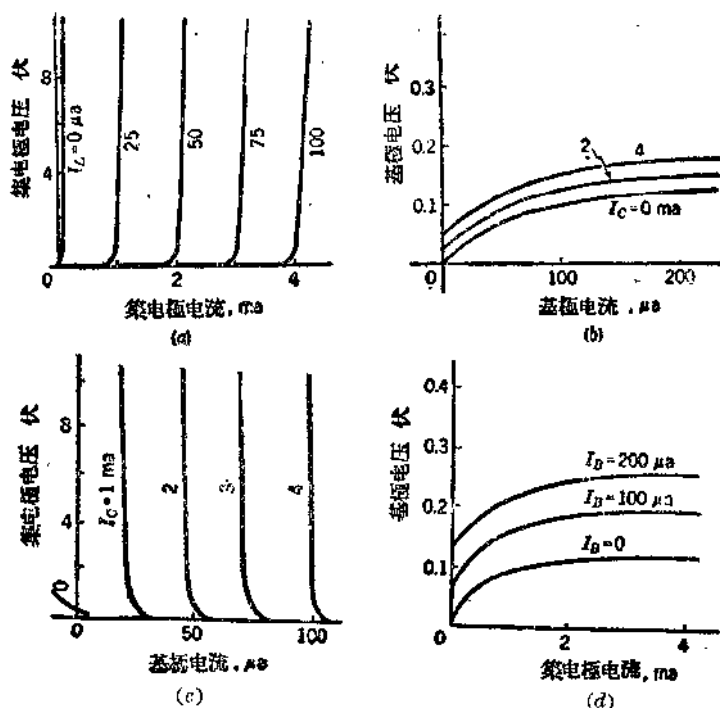
$$\left. \begin{aligned} r_{11b} &= \left(\frac{\partial v_E}{\partial i_E} \right)_{I_C} & r_{21b} &= \left(\frac{\partial v_C}{\partial i_E} \right)_{I_C} \\ r_{12b} &= \left(\frac{\partial v_E}{\partial i_C} \right)_{I_E} & r_{22b} &= \left(\frac{\partial v_C}{\partial i_C} \right)_{I_E} \end{aligned} \right\} \quad (2-3)$$

小注角 b 是指共基极组态。这些参量的仔细讨论下节再谈。

(b) 共发射极特性:

图(2-3)表示共发射极特性曲线, 其中(a)(b)是最基本的, 已足够代表共发射极的特性了。但在某些时候, 例如关于畸变的讨论等, 则应用转移特性曲线更清楚些。

观察特性曲线可知: 输出特性线性也很好, 但比共基极差些; 输出阻抗不如共基极的高; 不象共基极那样平行于电压轴, 拐点也较早些, 虽也可以低压运用, 但不如共基极; 输入电流是 I_B , I_B 很



(a) 集电极特性曲线; (b) 基极特性曲线; (c) 正向转移特性曲线;
(d) 反向转移特性曲线。

图(2-3) 共发射极特性曲线。

小所以灵敏度很高; 输入阻抗比共基极高些。

从这些曲线同样可以导出电阻参数:

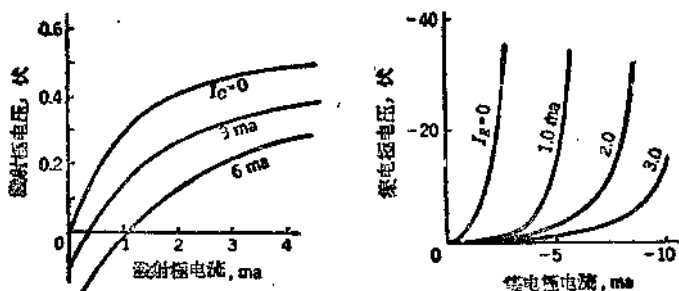
$$\left. \begin{aligned} r_{11e} &= \left(\frac{\partial v_B}{\partial i_B} \right)_{I_C} & r_{12e} &= \left(\frac{\partial v_B}{\partial i_C} \right)_{I_B} \\ r_{21e} &= \left(\frac{\partial v_C}{\partial i_B} \right)_{I_C} & r_{22e} &= \left(\frac{\partial v_C}{\partial i_C} \right)_{I_B} \end{aligned} \right\} \quad (2-4)$$

(2) 点接触型晶体管特性:

在前面讨论了面结合型晶体管的特性, 现在在这里简单地介绍一下点接触型晶体管的特性。

它是由一块 n 型或 p 型锲(作基极用)和插在锲上的二个距离很近的金属针组成。经过冶金过程后,一个触针用为集电极,另一个作为发射极。

它的特性曲线示于图(2-4)。

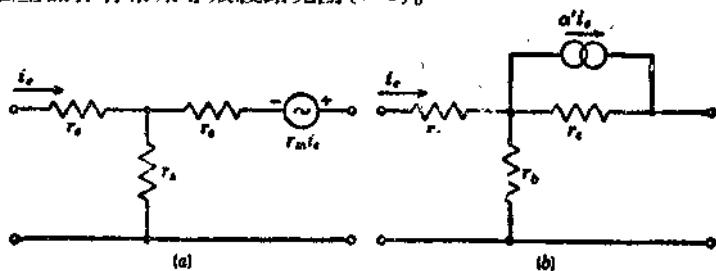


图(2-4) 点接触型晶体管的静态特性曲线

观察这些特性曲线可以看出: 特性曲线在可运用区域离开直线的程度大于面结合型晶体管; 输出阻抗较低; 集电极对发射极的电流增益 α 在特性曲线的主要部分大于 1。

特性曲线的非线性程度大, 说明了晶体管参数在运用区域不是恒定不变的。由于 $\alpha > 1$ 导致了点接触型晶体管的负阻特性。原因如下:

和电子管一样, 我们可以画出晶体管的等效线路。对于点接触型晶体管常用等效线路见图(2-5)。



图(2-5) 点接触型晶体管的等效线路

图中, r_e : 发射结电阻, 因发射结是正向偏压, 故 r_e 一般很小; r_b : 基极电阻, 一般也很小; r_c : 集电结电阻, 是高阻抗; 电流发生器表示晶体管的电流放大性能。

$$\begin{cases} v_1 = (r_e + r_b)i_1 + r_b i_2, \\ v_2 = r_b i_1 + (i_2 + \alpha i_1)r_c + r_b i_2, \end{cases}$$

而 $v_2 = -i_2 R_L$.

$$\therefore R_i = \frac{v_1}{i_1} = r_e + r_b \frac{R_L + (1 - \alpha)r_c}{r_c + R_L + r_b}. \quad (2-5)$$

从式(2-5)可以看出, 由于 $\alpha > 1$, r_e 很小, 在 R_L 不是很大的情况下, 输入阻抗 R_i 是负的。由于点接触型晶体管具有负阻特性, 当输入电流增加反而引起输入端电压的下降, 晶体管内部存在着正反馈作用。

点接触型晶体管比面结合型晶体管更早的制成和用到线路中。以后由于面结合型晶体管的制成和应用, 在噪声、效率、耗散功率、稳定性等等方面, 性能都要比点接触型好, 因此近年来人们多用面结合型晶体管了。然而由于点接触型晶体管的负阻特性以及其他性能应用在振荡、脉冲、闸门开关线路中, 仍有一定的地位。

§ 2. 用线性网络理论来分析晶体管

在本节中我们将晶体管作为线性四端自源网络来加以分析。



这里首先把网络概念介绍一下。

四端网络可以简单地用一个有四个端头的“盒子”来表示, 如图(2-

图(2-6) 四端网络的表示法

6)所示。而其四个端头分别为输入

和输出端, 它的电气性能在宏观上可以测量它的输入输出电流电压, 求出其关系来决定。现在分别以 v_1 、 v_2 、 i_1 、 i_2 来表示其输入输出的电压电流, 这关系式可用一般的隐函数方程来表示:

$$f(v_1, v_2, i_1, i_2) = 0. \quad (2-6)$$

如果某一网络电压和电流的关系可以用二个綫性方程式来表示, 則此网络被称为綫性网络。

方程(2-6)可以有各种选取独立变量的方法。

(1) 若取端电流为自变量, 端电压为因变量, 則綫性四端网络可表为

$$\begin{cases} v_1 = z_{11}i_1 + z_{12}i_2 \\ v_2 = z_{21}i_1 + z_{22}i_2 \end{cases}, \quad (2-7)$$

或用矩阵表示

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}, \quad (2-8)$$

式中的 z 参数称为开路阻抗参数。定义为

$$z_{11} = \left(\frac{v_1}{i_1} \right)_{i_2=0} = r_{11} + jx_{11} \quad \text{輸出开路时的輸入阻抗,}$$

$$z_{12} = \left(\frac{v_1}{i_2} \right)_{i_1=0} = r_{12} + jx_{12} \quad \text{輸入开路时的反向轉移阻抗,}$$

$$z_{21} = \left(\frac{v_2}{i_1} \right)_{i_2=0} = r_{21} + jx_{21} \quad \text{輸出开路时的正向轉移阻抗,}$$

$$z_{22} = \left(\frac{v_2}{i_2} \right)_{i_1=0} = r_{22} + jx_{22} \quad \text{輸入开路时的輸出阻抗。}$$

(2) 若取端电压为自变量, 而端电流为因变量, 則綫性四端网络分析表为

$$\begin{cases} i_1 = y_{11}v_1 + y_{12}v_2 \\ i_2 = y_{21}v_1 + y_{22}v_2 \end{cases}, \quad (2-9)$$

或者:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}, \quad (2-10)$$

式中的 y 参数称为短路导納参数。定义为:

$$y_{11} = \left(\frac{i_1}{v_1} \right)_{v_2=0} = g_{11} + jb_{11} \quad \text{輸出短路时的輸入导納,}$$

$$y_{12} = \left(\frac{i_1}{v_2} \right)_{v_1=0} = g_{12} + j b_{12} \quad \text{輸入短路时的反向轉移導納,}$$

$$y_{21} = \left(\frac{i_2}{v_1} \right)_{v_2=0} = g_{21} + j b_{21} \quad \text{輸出短路时的正向轉移導納,}$$

$$y_{22} = \left(\frac{i_2}{v_2} \right)_{v_1=0} = g_{22} + j b_{22} \quad \text{輸入短路时的輸出導納.}$$

(3) 若取輸出电压和輸入电流为自变量, v_1, i_2 为因变量, 則

$$\begin{cases} v_1 = h_{11} i_1 + h_{12} v_2 \\ i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} v_2 \end{cases}, \quad (2-11)$$

或者:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix}, \quad (2-12)$$

这組 h 参数称为杂系参数, 或混合参数。定义为:

$$h_{11} = \left(\frac{v_1}{i_1} \right)_{v_2=0} = \frac{1}{y_{11}} \quad \text{輸出短路时的輸入阻抗,}$$

$$h_{12} = \left(\frac{v_1}{v_2} \right)_{i_1=0} = \mu_{12} \quad \text{輸入开路时的反向电压放大系数,}$$

$$h_{21} = \left(\frac{i_2}{i_1} \right)_{v_2=0} = \alpha_{21} \quad \text{輸出短路时的正向电流放大系数,}$$

$$h_{22} = \left(\frac{i_2}{v_2} \right)_{i_1=0} = \frac{1}{z_{22}} \quad \text{輸入开路时的輸出導納.}$$

上述三組网络参数, 对晶体管說来, 究竟那一組好? 各組比較的情况如何? 目前很难給出肯定的答案, 只能在这里試行評述一下。对于一个好的电路工作者則应要求都能熟練地掌握其特点而能灵活运用。

z 参数是使用最早的 (对晶体管說来), 在早期的文献手册中应用的颇为广泛; 缺点是測量不易准确, 因为晶体管輸出阻抗甚高, 不易实现輸出端开路的条件, y 参数在高频运用时物理意义較明显; 缺点是測量不够准确, 因为晶体管輸入阻抗低, 不易实现輸入端短路的条件。 h 参数是一种混合参数, 意义明显, 要求輸出

短路 (h_{21}, h_{11}) 和输入开路 (h_{12}, h_{22}) 的条件容易达到, 故测量易于准确, 因而近来应用日益广泛, 我们认为值得推荐的一组参数。

既然已经知道了网络参数的定义, 我们进而对网络的性质加以阐述。若一线性四端网络, 其反向转移参数和正向转移参数均不为零, 则此网络称为双向网络; 若一线性四端网络的反向转移参数或正向转移参数之一为零, 意思就是只发生单向的影响, 则此网络称为单向网络; 若一线性四端网络其正向转移阻抗(或导纳)与反向转移阻抗(或导纳)相等, 则称为可逆无源网络, 不相等则必有有源元件, 称为有源网络。

对晶体管来说, 实际经验证明, 在低频小信号运用时可良好地近似认为是一个线性有源双向的四端网络。

可以想见三组参数既然是同一网络选取不同的自变量因变量而得到的, 则其间必定存在着互换关系。这种互换关系的推导可以借助于简单的矩阵代数来得到。这里只把结果给出。

网络参数转换表

	$\ z\ $	$\ y\ $	$\ h\ $
$\ z\ $	$\begin{array}{cc} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{array}$	$\begin{array}{cc} \frac{y_{22}}{ y } & -\frac{y_{12}}{ y } \\ -\frac{y_{21}}{ y } & \frac{y_{11}}{ y } \end{array}$	$\begin{array}{cc} \frac{ h }{h_{22}} & \frac{h_{12}}{h_{22}} \\ -\frac{h_{21}}{h_{22}} & \frac{1}{h_{22}} \end{array}$
$\ y\ $	$\begin{array}{cc} \frac{z_{22}}{ z } & -\frac{z_{12}}{ z } \\ -\frac{z_{21}}{ z } & \frac{z_{11}}{ z } \end{array}$	$\begin{array}{cc} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{array}$	$\begin{array}{cc} \frac{1}{h_{11}} & -\frac{h_{12}}{h_{11}} \\ -\frac{h_{21}}{h_{11}} & \frac{ h }{h_{11}} \end{array}$
$\ h\ $	$\begin{array}{cc} \frac{ z }{z_{22}} & \frac{z_{12}}{z_{22}} \\ -\frac{z_{21}}{z_{22}} & \frac{1}{z_{22}} \end{array}$	$\begin{array}{cc} \frac{1}{y_{11}} & -\frac{y_{12}}{y_{11}} \\ \frac{y_{21}}{y_{11}} & \frac{ y }{y_{11}} \end{array}$	$\begin{array}{cc} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{array}$