

高等学校教学参考书

# 电子线路的 计算机辅助设计

下 册

张惠廉 庄镇泉 主编



人民教育出版社

TN 7/41002-B  
1027-B-22

TN 7  
1027-B22

# 电子线路的计算机辅助设计

下册

张惠廉 庄镇泉 主编



本书即解其真行的能经于申

人民教育出版社

## 内容简介

本书系统地阐述了利用电子计算机对电子线路进行分析和设计的基本理论和具体的方法。全书共分上、下两册。上册主要包括：电子线路的稳态交、直流分析，瞬态分析和状态空间分析方法；下册包括：容差分析，非线性电路分析，混合分析方法，计算机产生全符号网络函数的方法，稀疏矩阵技术，电子线路的最优化设计，以及信号的计算机分析等。

本书具有理论分析和计算方法并重的特点。书中选编了大量的具体程序和相应的计算例题，以便于加深读者对算法的理解和掌握。其中，上册着重于程序的叙述，下册则侧重于算法的介绍。

本书可作为高等院校无线电以及相近类型专业高年级学生的选修课教材，也可供从事电路与系统分析和设计的科技工作者或工程技术人员参考。

主编 张惠廉 庄镇泉

高等学校教学参考书

### 电子线路的计算机辅助设计

下 册

张惠廉 庄镇泉 主编

\*

人民邮电出版社出版

新华书店北京发行所发行

通化市印刷厂印装

\*

开本 787×1092 1/16 印张 17 字数 380,000

1980年11月第1版 1981年5月第1次印刷

印数 00,001—11,500

书号 15012·0288 定价 1.45 元

# 目 录

第六章	非线性电路分析	1
第一节	电子器件的非线性模型	1
第二节	非线性电路分段直线化分析方法	14
第三节	迭代法解非线性方程	23
第四节	用牛顿法解非线性网络的节点方程	35
第五节	非线性电路的瞬态分析	44
第七章	混合分析法	49
第一节	混合矩阵	49
第二节	$w$ 端口网络中含有独立电源的混合分析法	52
第三节	用表格法求含有非独立电源的网络混合矩阵	53
第八章	产生全符号网络函数的方法	62
第一节	信号流图概述	62
第二节	由网络拓扑构成闭合信号流图的方法	67
第三节	找闭合信号流图各阶回路的方法	72
第四节	全符号网络函数分析程序	75
第九章	稀疏矩阵技术	82
第一节	稀疏矩阵的压缩存储格式	83
第二节	矩阵的分解	87
第三节	对称正定带状稀疏矩阵方程的求解	104
第十章	容差分析	117
第一节	增量网络法	118
第二节	特勒根伴随网络法	133
第三节	蒙特-卡洛法	151
第十一章	电子线路的最优化设计	166
第一节	最优化原理	167
第二节	单变量函数的最优化	170
第三节	多变量函数的最优化	175
第四节	电子线路的最优化设计程序介绍	196
第十二章	信号的计算机分析	200
第一节	用正交函数表示信号	200
第二节	傅里叶变换	204
第三节	离散傅里叶变换	217
第四节	快速傅里叶变换	225
附录 I	改进 Ebers-Moll 模型参数的测量方法	241
附录 II	全符号网络分析程序 SNAF	245
附录 III	支路电压灵敏度程序 KDUVF1	260

## 第六章 非线性电路分析

前面几章,我们讨论了线性电路的分析方法。在线性电路中,元、器件的参数与所加的电压和流过的电流无关。但在实际的电子线路中,大多数电路都是属于非线性电路,比如振荡器、混频器、多谐振荡器等。分析非线性电路的方法有多种,本章着重讨论电子线路计算机辅助分析中常用的两种方法:分段直线化方法和迭代法。在讨论这两种方法之前,有必要先介绍一下半导体器件的非线性模型。

### 第一节 电子器件的非线性模型

在电子线路的计算机辅助设计中,计算结果的可信程度,在很大程度上将决定于器件模型的准确性。因此,如何恰当地选择器件模型和确定模型参数就是一个十分重要的问题。

全面描述一个器件性能的模型,其数学表达式是很复杂的,即使用计算机求解,也是很困难的。因此,对于一个较理想的器件模型,一方面要求它能正确表达器件性能,其中参数的意义简单明确,容易测量。另一方面还必须使其尽可能节省存贮量和缩短计算时间,同时又不失其准确度。

通常,构成模型的方法有两种,一是根据器件的端口特性来构成,一是根据器件的物理原理来构成。这两种方法各有其优缺点,前者的优点是可以不必知道器件的内部工作原理,模型参数由直接测量而获得,其解析结果可靠性强;缺点是模型参数与信号频率有关,因而在计算网络特性时,必须根据需要在不同频率下测定模型参数。后者情况正相反,它的优点是模型参数与信号频率无关;缺点是必须知道器件内部的工作原理,模型参数与物理原理密切相关,各参数是通过计算获得的,不能直接测量,因而可靠性也差。

#### 一、由器件端口特性曲线分段直线近似构成模型

这种方法是将器件端口的非线性特性曲线近似地用几段直线段来代替,而每个直线段都可用相应的线性等效电路来代替。这样,就将非线性网络的分析转化为线性网络的分析了。我们利用一些最基本的元件组合起来,便可构成这个分段直线特性的电路。这些基本元件如表 6-1 所示,利用它们组合起来的一些电路如图 6-1 所示。我们可以看到,由这些电路可以得到相应的分段直线特性。

##### 1. 单调变化的非线性特性的综合

一个一端口元、器件,若其端口特性为非线性单调递增的曲线,那么它就可以用分段直线来近似代替。其中每段直线都可以等效为一个由理想二极管、线性正电阻和电源所组成的支路。例如图 6-2 所示的凹形非线性特性曲线即可按上述方法来求它的电路模型。

首先将曲线逐段直线化,并找出转折点电压  $E_1$ 、 $E_2$ 、 $\dots$  以及各线段的截距  $E_0$ 、 $E'$ 、 $E''$ 、 $\dots$ , 然后求出各线段的斜率  $S_0$ 、 $S_1$ 、 $\dots$ 。每一段都可用一个直线方程来描述。我们先看第一段直线方程

表 6-1 构成分段直线特性的电路基本元件

元件	符号	电压电流关系方程	伏安特性
理想二极管		$v_d = 0 \quad i_d > 0$ 及 $v_d < 0 \quad i_d = 0$	
电阻		$v_R = iR$ 或 $i = Gv_R$	
电压源		$e_s = E = \text{常数}$	
电流源		$i_s = I = \text{常数}$	

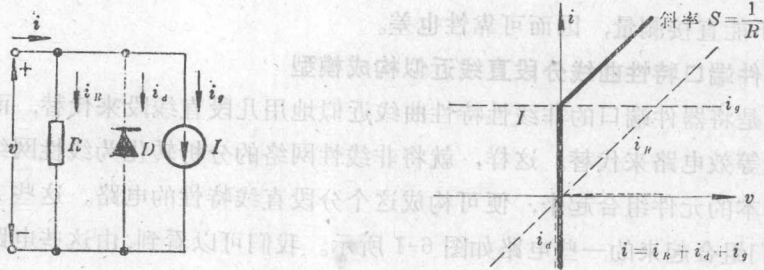
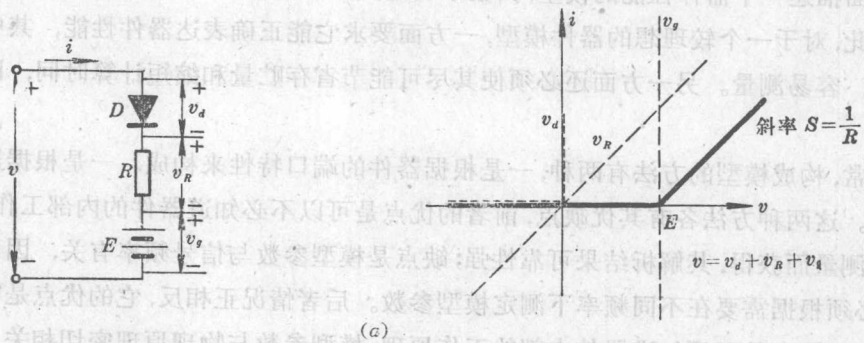


图 6-1 二极管基本电路及其特性

$$v = \frac{i}{S_0} + E_0 \quad v \leq E_1 \quad (6-1)$$

式(6-1)可以构成图 6-3 所示的模型。其中

$$R_0 = \frac{1}{S_0}$$

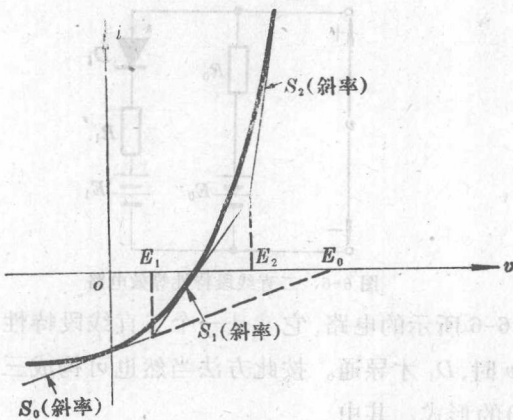


图 6-2 凹形非线性特性曲线分段直线近似

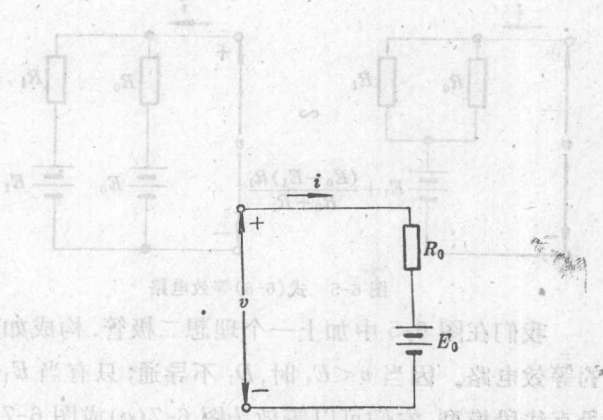


图 6-3 式(6-1)的等效电路

第二段直线方程为

$$v = \frac{i}{S_1} + E' \quad E_2 \geq v \geq E_1 \quad (6-2)$$

其中

$$E' = \frac{(E_0 - E_1)S_0}{S_1} + E_1$$

将  $E'$  代入式(6-2)得

$$v = \frac{i}{S_1} + \frac{(E_0 - E_1)S_0}{S_1} + E_1 \quad E_2 \geq v \geq E_1 \quad (6-3)$$

由式(6-3)构成图 6-4 所示的电路模型。其中

$$R' = 1/S_1$$

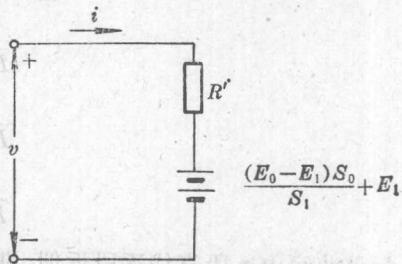
由图 6-2 可知

$$S_1 > S_0$$

因此

$$R' < R_0$$

如果把电阻  $R'$  看成是由电阻  $R_0$  和  $R_1$  并联构成的, 那么将有



图(6-4) 式 6-3 的等效电路

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_1} = \frac{R_0 + R_1}{R_0 R_1} \quad (6-4)$$

于是

$$S_1 = \frac{1}{R'} = \frac{R_0 + R_1}{R_0 R_1} \quad (6-5)$$

将式(6-5)代入式(6-3), 得

$$v = \frac{R_0 R_1}{R_0 + R_1} i + \frac{(E_0 - E_1)R_1}{R_0 + R_1} + E_1 \quad (6-6)$$

式(6-6)的等效电路如图 6-5 所示。该模型仅适合于电压  $E_2 \geq v \geq E_1$  的情况。

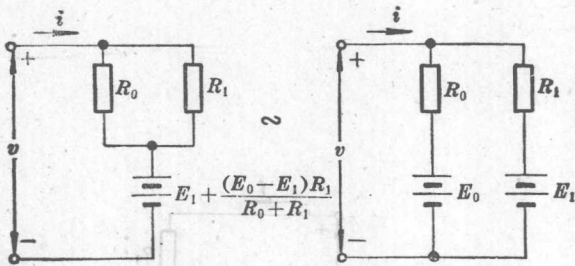


图 6-5 式(6-6)等效电路

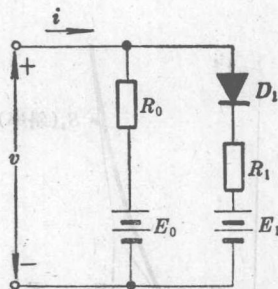


图 6-6 二直线段特性等效电路

我们在图 6-5 中加上一个理想二极管, 构成如图 6-6 所示的电路, 它就是一个二直线段特性的等效电路。因当  $v < E_1$  时,  $D_1$  不导通; 只有当  $E_1 \leq v$  时,  $D_1$  才导通。按此方法当然也可构成三段直线段模型, 它们可以等效为图 6-7(a) 或图 6-7(b) 的形式。其中

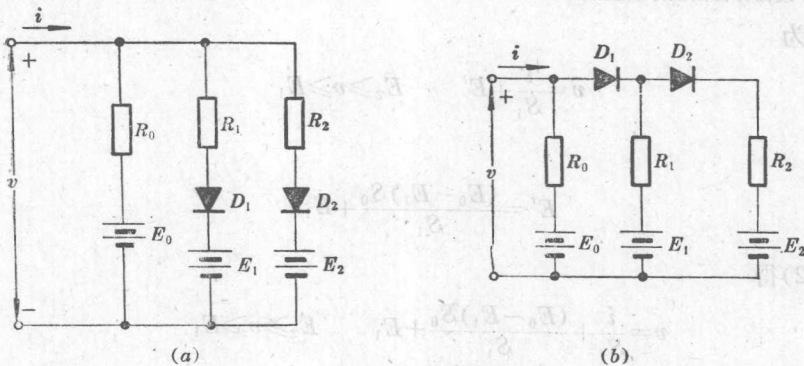


图 6-7 三直线段特性的等效电路

$$\frac{1}{R_0} = G_0 = S_0$$

$$\frac{1}{R_1} = G_1 = S_1 - S_0$$

$$\frac{1}{R_2} = G_2 = S_2 - S_1$$

如果曲线由  $n$  段直线逐段近似, 则等效电路如图 6-8 所示。其中

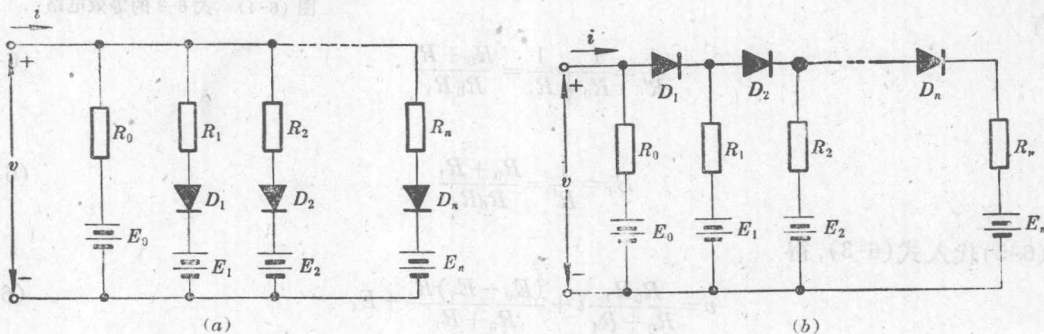


图 6-8 凹形曲线分段直线近似的等效电路

$$\frac{1}{R_0} = G_0 = S_0$$

$$\frac{1}{R_n} = G_n = S_n - S_{n-1} \quad (n=1, 2, 3, \dots)$$

$S_n$  为第  $n$  段线段的斜率。

若端口特性为图 6-9 所示的凸形非线性曲线, 这时的等效电路如图 6-10 所示。其中

$$R_0 = \frac{1}{S_0}$$

$$R_n = \frac{1}{S_n} - \frac{1}{S_{n-1}} \quad (n=1, 2, 3, \dots)$$

$1/S_n$  为直线段斜率的倒数。

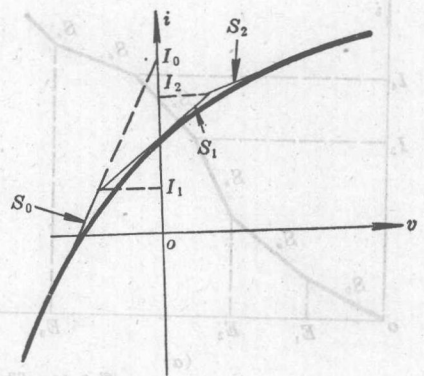
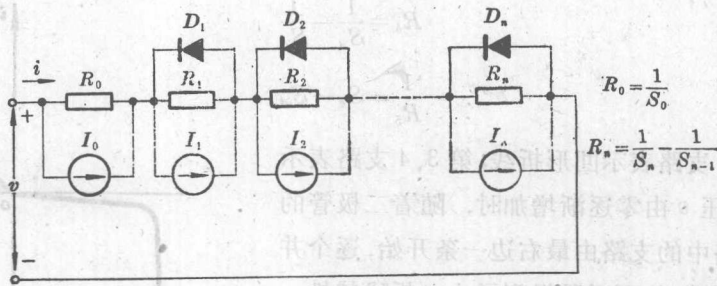
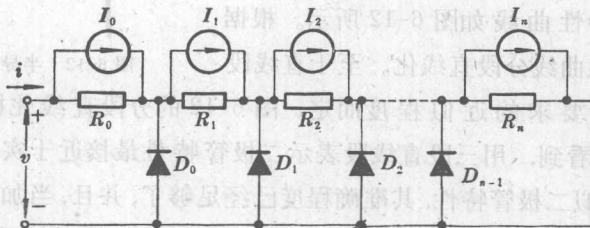


图 6-9 凸形非线性特性曲线分段直线近似



(a)



(b)

图 6-10 凸形曲线分段直线近似的等效电路

若非线性特性为图 6-11(a)所示的凹凸相间的曲线, 则我们可以分段用凸、凹等效电路模型分别等效, 然后组合起来, 如图 6-11(b)所示。

这条折线一共有六段, 在模型中用六条支路来实现。六条支路的电阻(或电导)值分别为

$$R_0 = \frac{1}{S_0}$$

$$\frac{1}{R_1} = S_a - S_0$$

$$\frac{1}{R_2} = S_b - S_a$$

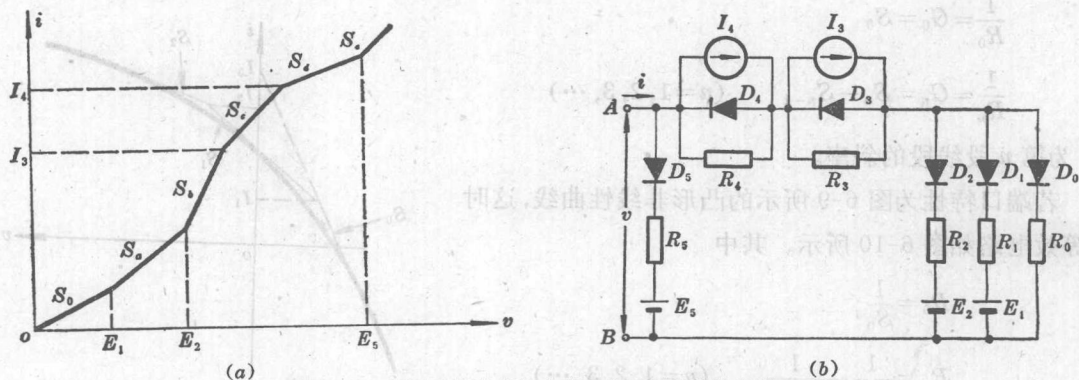


图 6-11 凹凸相间的曲线分段直线近似的等效电路

$$R_3 = \frac{1}{S_c} - \frac{1}{S_b}$$

$$R_4 = \frac{1}{S_a} - \frac{1}{S_c}$$

$$\frac{1}{R_5} = S_e - S_d$$

其中第 0、1、2、5 支路表示凹形折线；第 3、4 支路表示凸形折线。当电压  $v$  由零逐渐增加时，随着二极管的导通或断开，网络中的支路由最右边一条开始，逐个并入或串入  $A、B$  两端，从而逐段得到了  $i-v$  折线特性。

### 2. 半导体二极管特性分段直线化的模型

半导体二极管的特性曲线如图 6-12 所示。根据上述方法，可将其特性曲线分段直线化。至于直线段的取法，必须视问题所要求的近似程度而定。图 6-12 的分段直线化模型如图 6-13 所示。

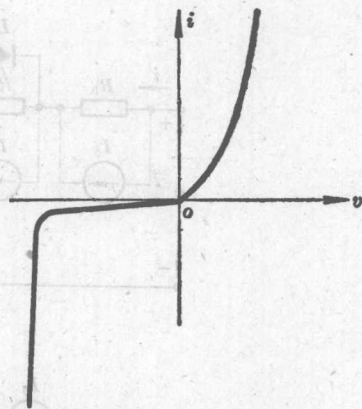


图 6-12 半导体二极管的特性曲线

由图 6-13(c) 可以看到，用三段直线段表示二极管特性最接近于实际情况。然而一般用图 6-13(b) 的分段直线近似二极管特性，其准确程度已经足够了，并且，当加在二极管两端的电压小于它的反向击穿电压时，等效电路中的电阻  $R_z = 1/S_z$ 、电源  $E_z$  都可以不用。同时在忽略二极管反向漏电的情况下，电阻  $R_r$  也可以不必在等效电路中画出。

### 3. 半导体三极管特性分段直线化模型

图 6-14 为一个  $nnp$  型半导体三极管共发射极接法的输入、输出特性曲线。如果不考虑输出对输入特性的影响，三极管的输入特性和二极管特性曲线相似，可以用类似二极管特性分段直线近似的方法来构成模型。

三极管的输出特性在大信号工作时，可分为三个区域。

- (1) 截止区 图 6-14(b) 中的①区
- (2) 放大区 图 6-14(b) 中的②区
- (3) 饱和区 图 6-14(b) 中的③区

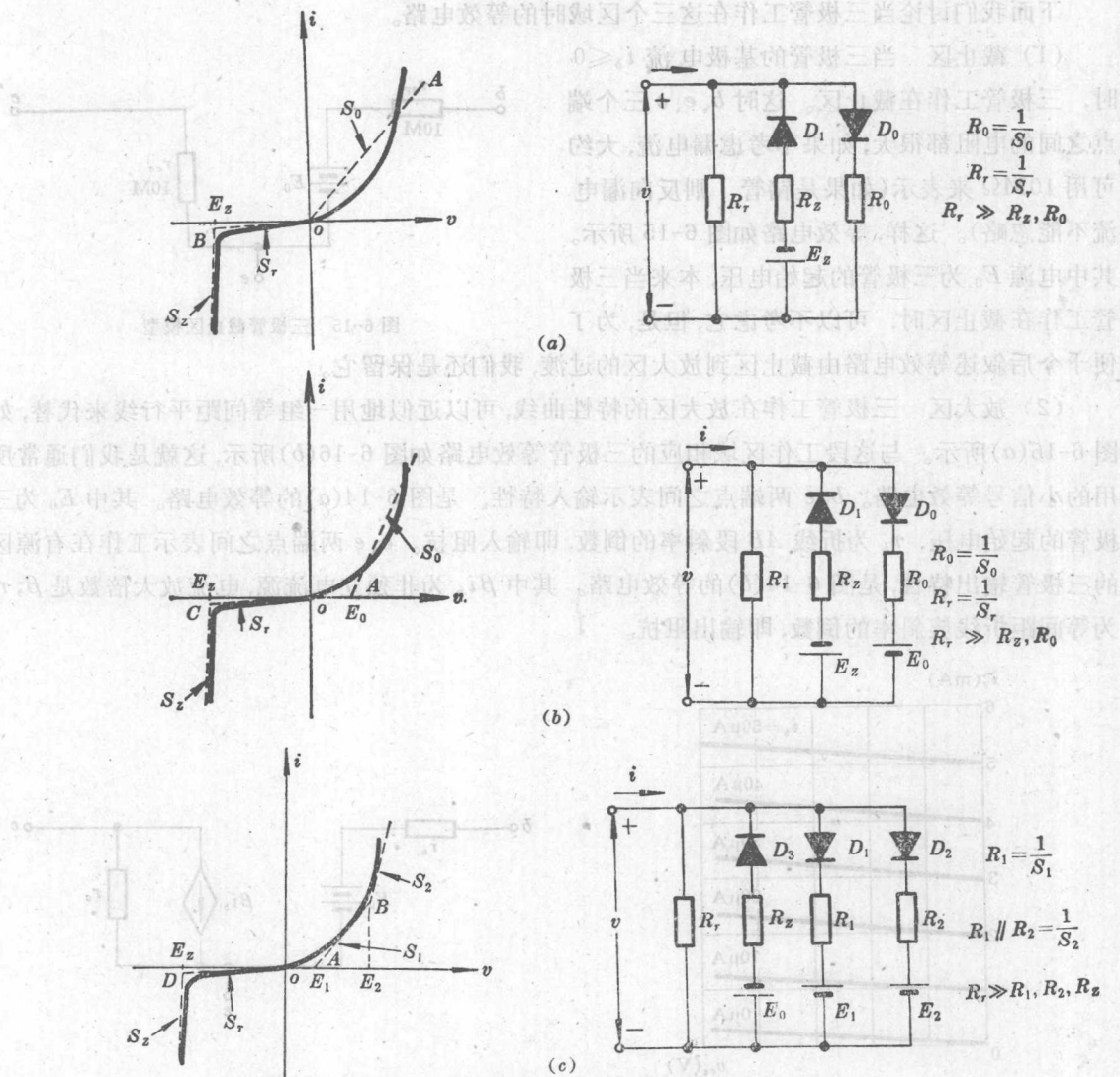


图 6-13 二极管特性分段直线近似及其等效电路

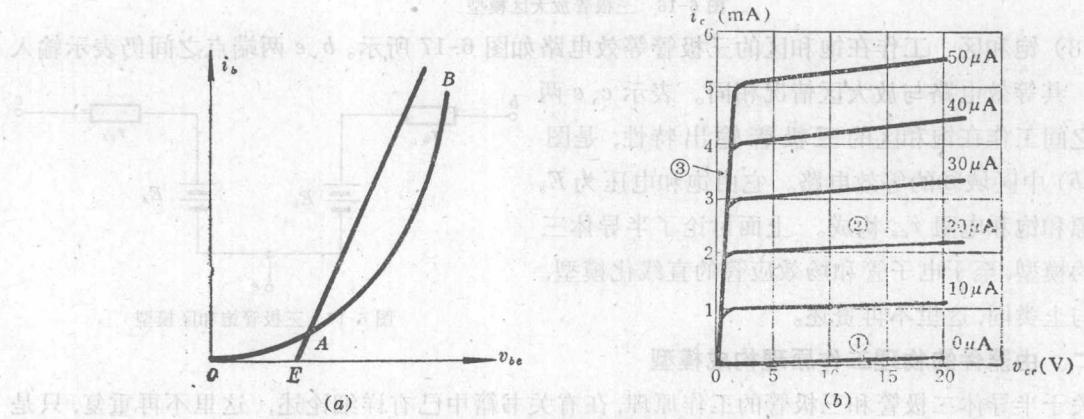


图 6-14 半导体三极管的特性曲线

下面我们讨论当三极管工作在这三个区域时的等效电路。

(1) 截止区 当三极管的基极电流  $i_b \leq 0$  时, 三极管工作在截止区。这时  $b$ 、 $e$ 、 $c$  三个端点之间的电阻都很大, 如果不考虑漏电流, 大约可用  $10M\Omega$  来表示(如果是锗管, 则反向漏电流不能忽略)。这样, 等效电路如图 6-15 所示。其中电源  $E_0$  为三极管的起始电压, 本来当三极管工作在截止区时, 可以不考虑它, 但是, 为了便于今后叙述等效电路由截止区到放大区的过渡, 我们还是保留它。

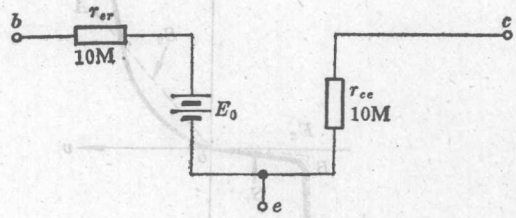


图 6-15 三极管截止区模型

(2) 放大区 三极管工作在放大区的特性曲线, 可以近似地用一组等间距平行线来代替, 如图 6-16(a) 所示。与这段工作区域相应的三极管等效电路如图 6-16(b) 所示, 这就是我们通常所用的小信号等效电路。 $b$ 、 $e$  两端点之间表示输入特性, 是图 6-14(a) 的等效电路。其中  $E_0$  为三极管的起始电压,  $r_b$  为折线  $AB$  段斜率的倒数, 即输入阻抗。 $c$ 、 $e$  两端点之间表示工作在有源区的三极管输出特性, 是图 6-14(b) 的等效电路。其中  $\beta i_b$  为非独立电流源, 电流放大倍数是  $\beta$ ;  $r_c$  为等间距折线族斜率的倒数, 即输出阻抗。

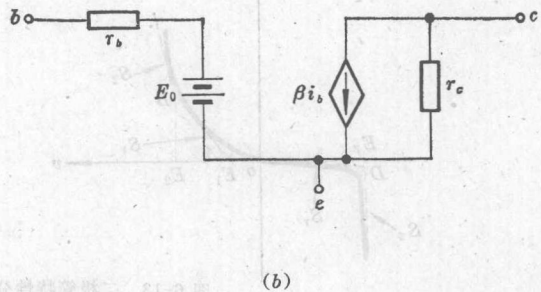
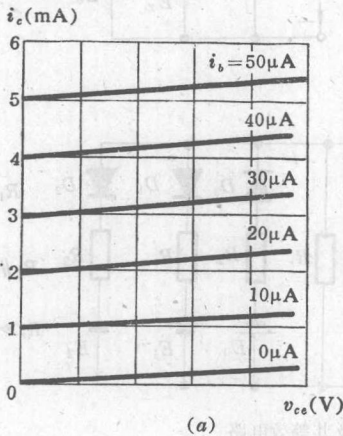


图 6-16 三极管放大区模型

(3) 饱和区 工作在饱和区的三极管等效电路如图 6-17 所示。 $b$ 、 $e$  两端点之间仍表示输入特性, 其等效电路与放大区情况相同。表示  $c$ 、 $e$  两端点之间工作在饱和区的三极管输出特性, 是图 6-14(b) 中区域③的等效电路。它由饱和电压为  $E_s$  的电源和饱和电阻  $r_{cs}$  构成。上面讨论了半导体三极管的模型, 至于电子管和场效应管的直线化模型, 方法与上类同, 这里不再赘述。

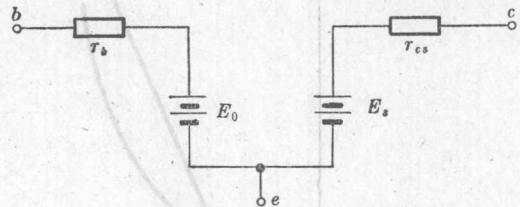


图 6-17 三极管饱和区模型

## 二、由器件的物理工作原理构成模型

关于半导体二极管和三极管的工作原理, 在有关书籍中已有详细论述, 这里不再重复, 只是

将有关结论写出来,用它构成器件的模型,至于参数测量可参看本书附录。

### 1. 半导体二极管的非线性模型

如果不考虑二极管耗尽层的复合效应和二极管的表面效应,并假定二极管的  $pn$  结是突变的,则二极管的电压、电流关系由热平衡方程导出为

$$i_d = I_s \left[ \exp\left(\frac{qv_d}{kT}\right) - 1 \right] \quad (6-7)$$

式中

$I_s$ : 二极管反向饱和电流;其典型数值对于硅管为  $10^{-12} < I_s < 10^{-6}(\text{mA})$ , 锗管为  $10^{-8} < I_s < 10^{-2}(\text{mA})$ 。

$q$ : 电子电荷,  $1.6 \times 10^{-19} \text{C}$ ;

$k$ : 玻耳兹曼常数,  $1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$ ;

$T$ : 结绝对温度(K);

$i_d$ : 二极管结电流(A);

$v_d$ : 二极管结电压(V)。

式(6-7)中的反向饱和电流  $I_s$  可由下式表示

$$I_s = qA \left( \frac{D_p P_0}{L_p} + \frac{D_n n_0}{L_n} \right) \quad (6-8)$$

式中

$A$ : 结区的横截面积;

$D_p$ : 空穴在  $n$  区(电子导电区)的扩散系数;

$L_p$ : 空穴在  $n$  区的扩散长度;

$P_0$ : 在  $n$  区的归一化空穴密度;

$D_n$ : 电子在  $p$  区的扩散系数;

$n_0$ : 在  $p$  区的归一化电子密度;

$L_n$ : 电子在  $p$  区的扩散长度。

如果半导体二极管的结不是突变的,则式(6-7)要有一个修正常数,其表达式为

$$\begin{aligned} i_d &= I_s \left[ \exp\left(\frac{qv_d}{MkT}\right) - 1 \right] \\ &= I_s \left[ \exp\left(\frac{v_d}{\theta}\right) - 1 \right] \end{aligned} \quad (6-9)$$

式中

$$1 \leq M \leq 2.5$$

$$\theta = \frac{MkT}{q}$$

式(6-7)和式(6-9)反映了半导体二极管电流  $i_d$  与电压  $v_d$  的关系。当电压  $v_d > 0$  时,  $i_d - v_d$  是指数关系。当  $v_d < 0$ , 并使得  $\exp\frac{v_d}{\theta} \ll 1$  时,  $i_d = -I_s$ 。即  $i_d - v_d$  是一个非线性关系,它可用一个

非线性电阻  $r_d$  来等效。然而在实际问题中，我们在建立二极管模型时还必须考虑一些其他因素。如：

- (1) 二极管两极之间结的欧姆漏电阻  $r_s$  ( $r_s > 1M\Omega$ )。
- (2) 二极管  $pn$  结的体电阻  $r_{bb}$  ( $0 < r_{bb} \leq 100\Omega$ )。
- (3) 耗尽层的非线性结过渡电容  $C_i$ 。这个过渡电容  $C_i$  与电压有关，可近似为

$$C_i = C_T \left(1 - \frac{v}{V_Z}\right)^{-N} \quad v \leq 0.9V_Z$$

$$C_i = C_T (0.1)^{-N} \quad v > 0.9V_Z \quad (6-10a)$$

式中

- $C_T$ :  $v=0$  时的过渡电容；
- $V_Z$ : 结接触电位；
- $N$ : 结缓变常数；
- (4) 非线性结扩散电容  $C_d$ 。

$$C_d = \frac{q}{MkT} \cdot \frac{\tau}{2} (i_d + I_s) \quad (6-10b)$$

式中  $\tau$  为载流子的寿命。

将以上四个因素考虑进去，二极管等效电路即如图 6-18 所示。需要说明的是，这个二极管模型还有一些因素未考虑进去，如引线电感和支架电容等。

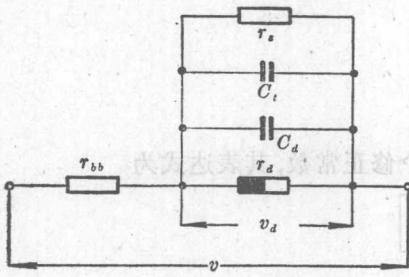


图 6-18 半导体二极管非线性模型

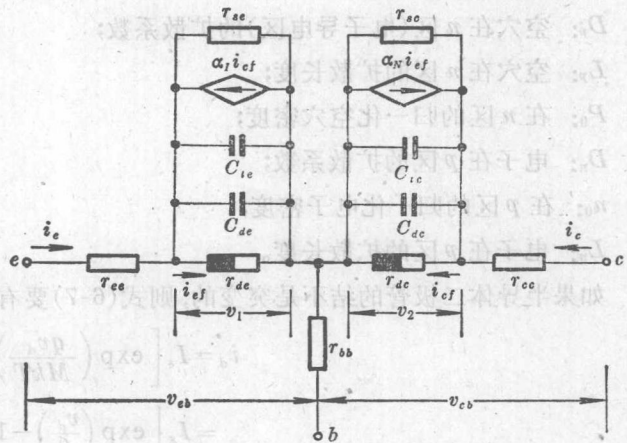


图 6-19 npn 三极管非线性模型

## 2. 半导体三极管非线性模型

从管子的工作原理出发所构成的半导体三极管非线性模型，其种类是很多的。这里我们仅介绍改进的 Ebers-Moll 模型。其等效电路如图 6-19 所示，它是在忽略基区宽度调制效应的情况下构成的。图中：

- $\alpha_N$ : 发射极正偏，集电极反偏时的电流放大倍数；
- $\alpha_r$ : 发射极反偏，集电极正偏时的电流放大倍数；

$C_{ic}$ : 发射结过渡电容;

$C_{de}$ : 发射结扩散电容;

$r_{de}$ : 发射结非线性电阻;

$r_{se}$ : 发射结反向电阻;

$r_{ee}$ : 发射结体电阻;

$C_{ic}$ : 集电结过渡电容;

$C_{dc}$ : 集电结扩散电容;

$r_{dc}$ : 集电结非线性电阻;

$r_{cc}$ : 集电结体电阻;

$r_{sc}$ : 集电结反向电阻;

$r_{bb}$ : 基极体电阻。

发射结电压与电流的非线性关系可由下式表示:

$$i_{ef} = \frac{I_{es}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \left( e^{\frac{qv_1}{M_e k T}} - 1 \right) \quad (6-11)$$

与此类似, 集电结电压与电流的非线性关系为

$$i_{cf} = \frac{I_{cs}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \left( e^{\frac{qv_2}{M_c k T}} - 1 \right) \quad (6-12)$$

上两式中:

$I_{es}$ : 发射极  $pn$  结饱和电流;

$I_{cs}$ : 集电极  $pn$  结饱和电流;

$q$ : 电子电荷;

$k$ : 玻耳兹曼常数;

$T$ : 绝对温度;

$M_e$ : 发射极发射常数;

$M_c$ : 集电极发射常数;

$\alpha_I, \alpha_N$  是共基极接法的电流放大倍数, 通常测量起来精确度较差, 所以我们总是把  $\alpha_I, \alpha_N$  用共发射极接法的电流放大倍数来表示。即

$$\alpha_N = \frac{\beta_N}{\beta_N + 1} \quad (6-13)$$

$$\alpha_I = \frac{\beta_I}{\beta_I + 1} \quad (6-14)$$

由经验得出,  $\beta_N, \beta_I$  分别与电压  $v_1, v_2$  的关系, 可近似地用下面的三次多项式来表示, 即

$$\beta_N = B_N s_N = B_N (a_0 + a_1 v_1 + a_2 v_1^2 + a_3 v_1^3) \quad (6-15)$$

$$\beta_I = B_I s_I = B_I (b_0 + b_1 v_2 + b_2 v_2^2 + b_3 v_2^3) \quad (6-16)$$

其中,  $B_N$  和  $B_I$  是常数。而

$$s_N = a_0 + a_1 v_1 + a_2 v_1^2 + a_3 v_1^3 \quad (6-17)$$

$$s_I = b_0 + b_1 v_2 + b_2 v_2^2 + b_3 v_2^3 \quad (6-18)$$

所代表的曲线称为归一化电流增益形状曲线 (Current Gain Curve Shape)。其最大峰值为 1。式中  $a_0, a_1, a_2, a_3$  (或  $b_0, b_1, b_2, b_3$ ) 为一组常数, 其中除  $a_0, b_0$  为正外, 其它都可正可负。

当  $\beta_N$  和  $\beta_I$  求出之后, 用式(6-13)和式(6-14)便可求得  $\alpha_N$  和  $\alpha_I$ 。发射结和集电结的过渡电容  $C_{ie}$  和  $C_{ic}$  为

$$C_{ie} = \frac{D_1}{(V_{ze} - v_1)^{N_e}} \quad (6-19)$$

$$C_{ic} = \frac{D_2}{(V_{zc} - v_2)^{N_c}} \quad (6-20)$$

上两式中:

$D_1, D_2$ : 比例常数;

$V_{ze}$ : 发射结接触电位差;

$V_{zc}$ : 集电结接触电位差;

$N_e$ : 发射结梯度常数;

$N_c$ : 集电结梯度常数。

发射结和集电结的扩散电容可分别由下式表示:

$$C_{de} = \frac{q \left( I_{ef} + \frac{I_{es}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \right)}{2\pi M_e k T F_n} \quad (6-21)$$

$$C_{dc} = \frac{q \left( I_{cf} + \frac{I_{cs}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \right)}{2\pi M_c k T F_i} \quad (6-22)$$

其中  $F_n, F_i$  为常数, 单位为千兆/秒。

当半导体三极管发射结正偏, 集电结反偏时,  $F_n$  近似等于管子工作在放大区时的截止频率。同样, 当发射结反偏, 集电结正偏时,  $F_i$  近似等于这种情况下管子工作在放大区的截止频率。

这种模型的参数比较多, 且各种不同型号的管子参数也不同。为了便于用户使用计算机分析电路, 在某些分析电子线路的通用程序中 (例如 NET-1), 将一般常用的半导体二极管和三极管的型号及上述各个参数存放在程序库中, 用户在分析或设计某个电子线路时, 只要将他所需用的管子型号及各管脚所接的节点号, 直接写进输入语句, 则计算机就会自动地将这个管子的有关参数从程序库中调入计算机存储器并进行计算。例如, 图 6-20(b) 所示的电路, 要计算它对输入信号的响应, 当采用程序 NET-1 计算这个题目时, 输入语句可写为:

R1 P1 2 1.

R2 2 V1 30.

R3 V3 3 1.

R4 3 1 1.

C1 2 P1 50.

D1 2 0 1N279

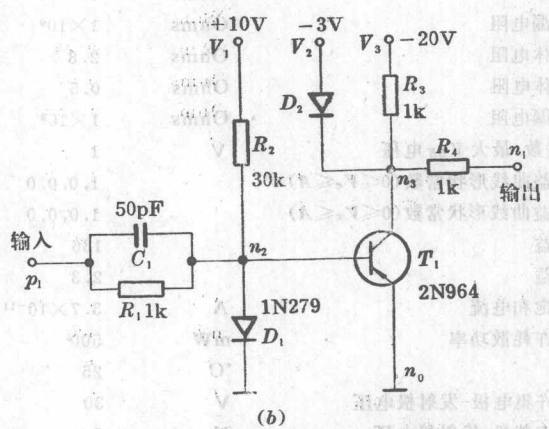
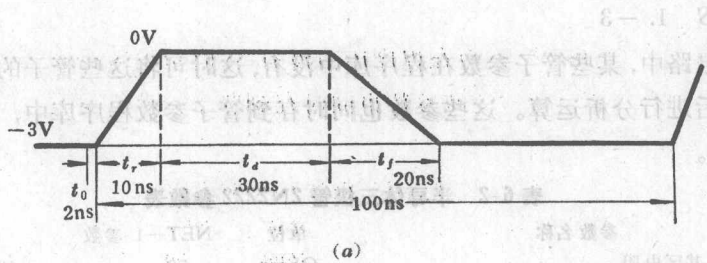


图 6-20 半导体三极管开关电路

```

D2 V2 3 1N279
T1 0 2 3 2N964
V1 +10.
V2 -3.
V3 -20.
P1 PULSE -3.0.2.10.30.20.100.
RESOLUTION 2.
END

```

在输入语句的第一列中,  $V1, V2, V3$  后面的数值是电压源的电压值;  $P1$  PULSE 后面的一系列数值是输入脉冲波形各个相应部分的电平和时间(见图 6-20a); 电阻  $R1$  到  $R4$ 、电容  $C1$  后面的数字(或符号)前两个是元件连接的节点号, 后面为相应元件的参数值; RESOLUTION 2. 表示要计算电路的瞬态响应的符号。在 NET-1 程序中, 半导体三极管所存的管子参数大约共计 34 项, 我们以半导体三极管 2N2222 为例列于表 6-2 中。

如果所使用的管子有个别参数与程序库中同类型号管子的相应参数值不一样, 可将要改变的参数用输入语句送到计算机中去。这个输入语句包括管子在电路中的编号, 代换的参数符号及数值。例如, 管子  $T1$  的参数  $\beta_N, I_{cs}$  要改为  $\beta_N=50, I_{cs}=1 \times 10^{-3}A$ , 则输入语句写为:

```

T1 BN 50

```