

二端口网络的电子工程应用

〔英〕 H. B. 伽特兰 著

刘 春 生 译

吉 三 成 校

人 民 邮 电 出 版 社

内 容 简 介

本书是二端口网络理论用于研究线性电子系统的一本专著。著者的目的在于论述如何将二端口网络理论应用于线性电子线路的分析。书中首先从器件的小信号参数和各种二端口网络模型讲起,然后比较深入地用二端口网络理论对一般常见的各类放大电路(共射、共基、共集、射极耦合、达林顿连接、共射共基、增广射极跟随器以及多级放大器),各种反馈连接(并-并联、串-串联、串-并联以及并-串联),常用的反馈系统(运算放大器、电子积分器、电子微分器、有源滤波器)以及反馈式振荡器等作了分析。在叙述方法上,重在通过例子进行说明。此外,书中载有许多公式图表,章后附有习题,书末附有对部分习题的简要解答。

本书可作为高等工业院校自动化和电子类各专业的高年级学生和研究生,以及从事电子线路工作的技术人员的参考书。

本书系根据1976年英国出版的,由 University of Auckland H. B. Gatland 所著的“Electronic Engineering Applications of Two-Port Networks”一书译出。

本书责任编辑 王忠民

二端口网络的电子工程应用

[英] H. B. 伽特兰著

刘春生译 吉三成校

*

人民邮电出版社出版

新华书店北京发行所发行

北京印刷一厂印装

*

开本 850×1168 1/32 印张 9.5 字数 220,000

1980年1月第1版 1980年12月第1次印刷

印数 1—5,800

书号 15012·0171 定价 0.95 元

目 录

第一章 小信号参数	1
1.1 特性曲线	1
1.2 增量参数的确定	2
1.3 表示变量的符号	4
1.4 小信号图	5
1.5 等效网络	5
练习	8
第二章 二端口网络模型	11
2.1 有源二端口网络的表示法	11
2.2 矩阵表示法	12
2.3 二端口网络表示法的应用	13
2.4 二端口网络参数的互换	13
2.5 二端口网络的信号流图	17
练习	19
第三章 共射极放大器的小信号分析	20
3.1 共射极放大器	20
3.2 用端接的二端口网络描述放大器的工作	21
3.3 用行列式建立端接二端口网络的表达式	23
3.4 特性曲线的绘制	24
3.5 用直线近似法画频率响应曲线	27
3.6 二阶系统的一般表示法	34
练习	40
第四章 小信号放大器性能的一般分析	42
4.1 浮动矩阵	42
4.2 共射极放大器的参数	43
4.3 共集极放大器(射极跟随器)的参数	44
4.4 共基极工作	44

4.5 三种基本接法放大器性能的比较	45
练习	52
第五章 二端口网络的串列连接	56
5.1 无源二端口网络	56
5.2 例	57
5.3 矩阵乘法	58
5.4 “ a ”参数的含意	58
5.5 电子器件的串列连接	61
5.6 两级放大器的分析	64
5.7 射极耦合放大器	71
5.8 复合晶体管连接	78
5.9 共射共基放大器	82
5.10 增广射极跟随器	87
5.11 多级放大器的分析	90
练习	95
第六章 矩阵的简化	98
练习	100
第七章 基本反馈连接	102
7.1 概述	102
7.2 基本的反馈连接	102
7.3 不相容连接	109
练习	110
第八章 反馈放大器	111
8.1 概述	111
8.2 并-并联反馈	111
8.3 串-串联反馈	123
8.4 串-串联和并-并联反馈系统用作电压放大器	130
8.5 串-并联反馈	131
8.6 并-串联反馈	141
8.7 正向参数的量值要求	148
8.8 最基本的晶体管连接	149

练习	150
第九章 反馈系统的应用	158
9.1 计算放大器的结构	158
9.2 电子积分器	164
9.3 电子微分器	169
9.4 有源滤波器	174
练习	187
第十章 反馈式振荡器	191
10.1 概述	191
10.2 正弦波发生器	192
10.3 决定频率的网络	193
10.4 振荡条件	194
10.5 哈脱莱振荡器的阻抗形式	198
10.6 振荡的传递矩阵条件	200
练习	203
第十一章 电容对晶体管放大器性能的影响	205
11.1 概述	205
11.2 耦合电容对频率响应的影响	205
11.3 射极旁路电容对频率响应的影响	209
11.4 高频特性	212
练习	216
练习的概要解答	219
附录一 行列式关系	284
附录二 主要的符号和下标	285
附录三 二端口网络表	288
参考文献	293

第一章 小信号参数

1.1 特性曲线

在适当的情况下, 电子器件的基本特性可以用四个参数来描述。这些参数能从器件的特性曲线, 或者通过对器件的测量来得到。图(1.1)为晶体管的输出特性曲线。它们说明了晶体管集电极电流对基极电流和集电极电压的关系。这些变量间的关系可以写成

$$i_c = f(i_B, v_{CE}) \quad (1.1)$$

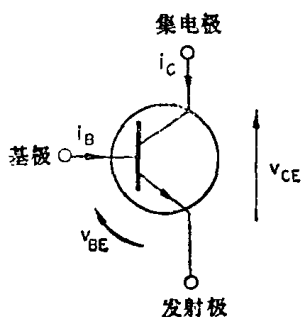
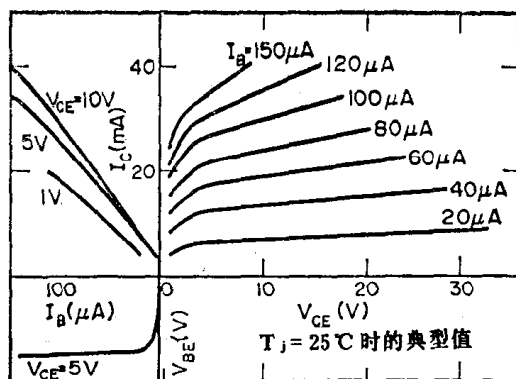


图 1.1

器件参数, 使得器件特性能够用方程来表达。这种方程指出, 当器件的其它变量值已给定后, 欲求的某一变量就有明确的数值。象集电极电流 i_c , 根据台劳级数可得其一般的表达式为:

$$i_c = i_c \Big|_Q + \frac{\partial i_c}{\partial i_B} \Big|_Q \Delta i_B + \frac{\partial i_c}{\partial v_{CE}} \Big|_Q \Delta v_{CE} + \frac{1}{2!} \frac{\partial^2 i_c}{\partial i_B^2} \Big|_Q (\Delta i_B)^2 + \frac{1}{2!} \frac{\partial^2 i_c}{\partial v_{CE}^2} \Big|_Q (\Delta v_{CE})^2$$

$$+ \text{高阶项} \quad (1.2)$$

上式是 i_c 在集电极特性曲线上的静态工作点 Q 处的展开式。 Δi_B 和 Δv_{CE} 是与 i_c 在 Q 点的变化 Δi_c 相对应的基极电流和集电极电压的变化。

因为方程(1.2)含有无穷多个微分系数,所以这不是一个简单的函数关系。可是,如果变量 Δi_B 和 Δv_{CE} 被充分地限制的话,由于量 $(\Delta i_B)^2$ 和 $\frac{\partial^2 i_c}{\partial i_B^2}$ 等等都将很小,那么大于一阶的微分项便可忽略。高阶微分 $\frac{\partial^2 i_c}{\partial i_B^2}$ 等等能够被略去,是因为只要在一个小范围内,特性曲线就可以假定成平行直线的缘故。

这样,如果只求 i_c 的变化量,而不是求其总值时

$$\Delta i_c = i_c - i_{c0} \Big|_Q = \frac{\partial i_c}{\partial i_B} \Big|_Q \Delta i_B + \frac{\partial i_c}{\partial v_{CE}} \Big|_Q \Delta v_{CE} \quad (1.3)$$

或

$$i_c = h_f i_b + h_o v_{ce} \quad (1.4)$$

这里把集电极电流的变化 Δi_c 写成 i_c , 同样 $\Delta i_B = i_b$, $\Delta v_{CE} = v_{ce}$ 。

微分系数 $\frac{\partial i_c}{\partial i_B}$ 写成 h_f , $\frac{\partial i_c}{\partial v_{CE}}$ 写成 h_o 而且 h_f 、 h_o 都是采用 Q 点处的值。

因此,对于只求 i_c 的变化量而言,通过仅考虑在集电极特性曲线某一个小区内变化,而又把此小区域中的曲线看成平行线后,就可以把方程(1.2)给出的集电极电流表达式简化成为方程(1.4)的形式。方程(1.2)中的微分系数分别由方程(1.4)中的参数 h_f 、 h_o 代替,而 h_f 和 h_o 在所考虑的区域中是个常数。但是,所取的区域不同,通常其值也不同。

1.2 增量参数的确定

如图 1.2(a)所示,过 Q 点作一条垂线与基极电流 I_B 和 $I_B +$

ΔI_B 的两条特性曲线相交, 由此便可确定出比值 $\Delta I_C / \Delta I_B$, 此比值与 $\frac{\partial i_c}{\partial i_b}$, 即小信号电流增益 h_f 近似相等。这是因为保持 v_{CE} 不变, 从数学上讲就是使方程(1.4)中的 v_{ce} 等于零。我们知道, 集电极电流的变化不引起相应的集电极电压的变化, 就意味着晶体管的输出端的有效阻抗为零。因此, h_f 称为增量短路电流增益。假定 v_{CE} 变化, 而 I_B 保持不变, 如图 1.2 (b) 所示, 则可确定出 $\Delta I_C / \Delta V_{CE}$ 。这等效于使方程(1.4)中的 i_b 等于零。

于是有

$$h_f = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{v_{ce}=0}, \quad h_o = \left. \frac{i_c}{v_c} \right|_{i_b=0} \quad (1.5a \text{ 与 } b)$$

下标 f 和 o , 分别表示正向和输出参数。由于集电极特性的非线性, 因此小信号参数在不同的工作区域有不同的数值。小信号参数往往称为增量参数, 这是因为它们是与小的变化相关, 而不是与总量相关。

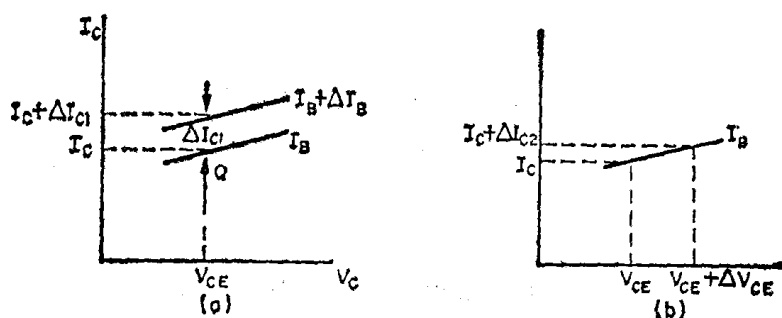


图 1.2

图 1.1 所示的输入特性曲线, 可以用来确定器件的输入短路电阻。小信号输入参数之间的关系, 由方程

$$v_b = h_i i_b + h_r v_o \quad (1.6)$$

确定。它可由一般表达式

$$v_B = f(i_B, v_C) \quad (1.7)$$

展成台劳级数后求出(练习 1.5)。

短路输入参数 h_{i_s} 可由输入特性曲线得到。这就是保持 v_c 不变(即令方程式(1.6)中的 v_c 为 0), 求出工作点切线的斜率。

若保持 i_B 恒定, 并且让 v_c 有一增量, 便可求得 h_r 。这是一个反向 h 参数, 它把输出状态 v_c 反馈到输入端。然而, h_r 是很小的(约为 $1/2000$), 因此只要 $v_c > 1$ 伏以上, 以 v_c 为变量的输入曲线族就不能分得那么清楚了, 这些曲线看起来就好像是重合在一起似的。

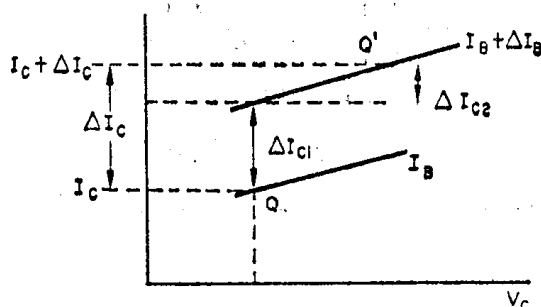


图 1.3

一般地正如方程(1.4)指出的那样, Δi_B 和 Δv_c 都要引起集电极电流的变化。这个合成的影响表示在图 1.3 中。这里, 工作点由 Q 移到了 Q' 。

1.3 表示变量的符号

以集电极电流为例, 它常用三种符号表示。即:

$$i_c = I_c + i_c \quad (1.8)$$

式中 i_c 是电流的总瞬时值; I_c 是静态(零信号)电流; 而 i_c 是变化分量的瞬时值, 如图(1.4)所示。在小信号分析中, 只用到增量, 即 i_c 。

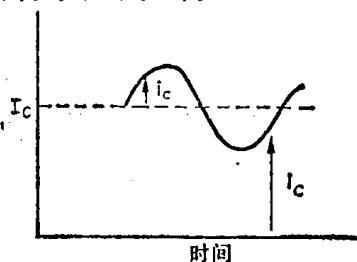
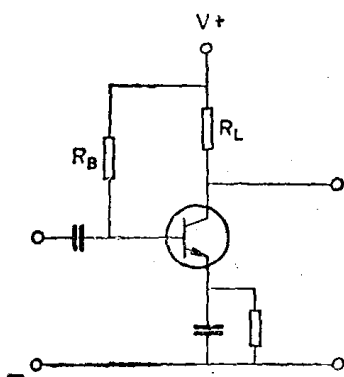


图 1.4

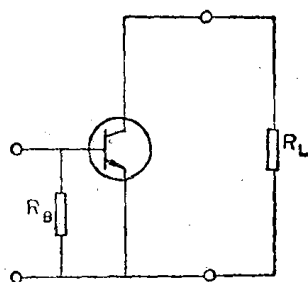
1.4 小信号图

在增量分析中, 电子系统中的电源通常是由其等效阻抗代替, 这些阻抗往往被认为是零。电容器在信号频率下, 通常认为有零值的阻抗, 因此可以将它看作短路。采用这些条件后, 所得到的电路图称为小信号图。图 1.5 就是一例。方程(1.3)表明, 对于小信号分析, 集电极电流可以表示成它在 Q 点的全微分。当然, 在这里所有的直流项都将消失。即

$$\Delta i_c = \left. \frac{\partial i_c}{\partial i_b} \right|_Q \Delta i_b + \left. \frac{\partial i_c}{\partial v_c} \right|_Q \Delta v_c \quad (1.3)$$



(a) 原理图



(b) 小信号图

图 1.5

1.5 等效网络

(练习1.3)

由前面所建立的方程

$$v_b = h_i i_b + h_r v_c \quad (1.6)$$

$$i_c = h_f i_b + h_o v_c \quad (1.4)$$

可求得电子器件的小信号特性。可以画出如图 1.6 所示的网络来描述这两个方程。

方程(1.6)指出, 电压 v_b 有两个分量, 一个是电流 i_b 通过电阻 h_i 产生的电压, 另一个是电压源 $h_r v_c$ 。该电压源是一个受输出(集电极)电压控制的受控电压源。

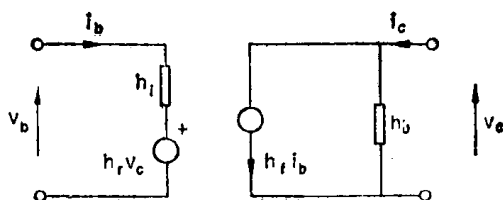
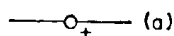


图 1.6 晶体管的小信号等效网络



(a) 电压源, 电流从“+”端流出



(b) 电流源, 瞬时电流的方向如箭头所示

图 1.7

方程(1.4)指出, 集电极电流增量 i_c 是两个分量之和, 一个是从受控电流源($h_f i_b$)流出的电流, 另一个是流过具有端电压为 v_c 的导纳 h_o 的电流, 即 $h_o v_c$ 。图 1.6 表明了这些关系, 因此它是晶体管的一个小信号等效网络。这是一个二端口网络, 有输入端口和输出端口, 由于晶体管是个三端器件, 所以输入和输出部分有个公共端, 即输入与输出的底端应连接起来。

若将图 1.5(b) 所示的晶体管小信号等效电路图用等效网络代替, 那么, 共射极放大器的等效网络就可以表示成图 1.8。

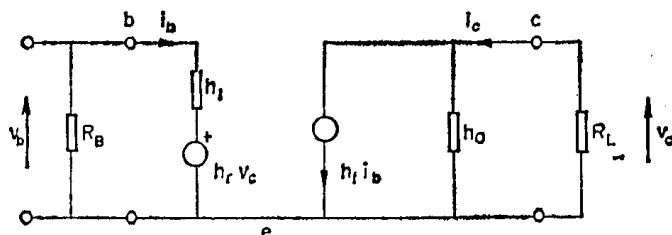


图 1.8 等效网络

这个网络可以用基本网络原理进行分析。其电压增益是 v_c/v_b 。由输出端口可得

$$v_c = \frac{-h_f i_b}{h_o + 1/R_L} \quad (1.9)$$

(1.9)式右端的负号, 是因为受控电流源 $h_f i_b$ 自下而上地并流过 R_L 和 h_o 。

流过 h_i 的电流是基极电流, 其值为:

$$i_b = \frac{v_b - h_r v_c}{h_i} \quad (1.10)$$

将此代入方程(1.9)可得:

$$v_c = \frac{-h_f(v_b - h_r v_c)}{(h_o + 1/R_L)h_i}$$

或 $\frac{v_c}{v_b} = \frac{-h_f R_L}{h_i + \Delta h R_L}$ 式中 $\Delta h = h_i h_o - h_f h_r$ (1.11)

“ h ”参数或混合参数, 可以很方便地用来表示双极型晶体管的低频特性, 其典型值为:

$$[h]_e = \begin{bmatrix} h_i & h_r \\ h_f & h_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2k\Omega & 2 \times 10^{-4} \\ 100 & 10\mu S \end{bmatrix}$$

这些参数值因晶体管不同而异, 而对同一晶体管则常随工作条件的变化而变。可以对上述等效网络进行简化。通常, 电压源 $h_r v_c$ 可以略去, 特别是当负载电阻很小因而 v_c 也很小时。另外, 当 R_L 远远小于 $1/h_o$ 时, h_o 支路也可略去。经过这些简化后的网络如图 1.9(a)所示。可以看出, 输出电压 $v_c = -h_f R_L i_b$, 且 $i_b = v_b/h_i$, 因而电压增益

$$v_c/v_b = -h_f R_L/h_i$$

如果器件的信号源是高内阻的 ($R_s \gg h_i$), 这时 h_i 也可忽略。于

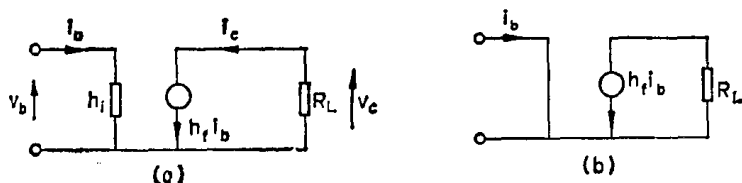


图 1.9

是便得到了形式上更为简单的等效网络,如图 1.9(b)所示。这是一个电流控制电流源,它表明了双极晶体管的最基本特性。短路电流增益 h_f 是最常用的晶体管参数,它是晶体管的一个基本的品质因数。一些特殊的晶体管其 h_f 的标称值可在 10~1000 之间,而通常是在 50~200 之间。(练习 1.4)

练习

1.1 利用图 P1.1 给出的晶体管特性曲线:

(a) 画出 $V_{CE} = 5\text{ V}$ 时 $h_{fe} = f(I_C)$, $h_{ie} = f(I_C)$ 的曲线图。

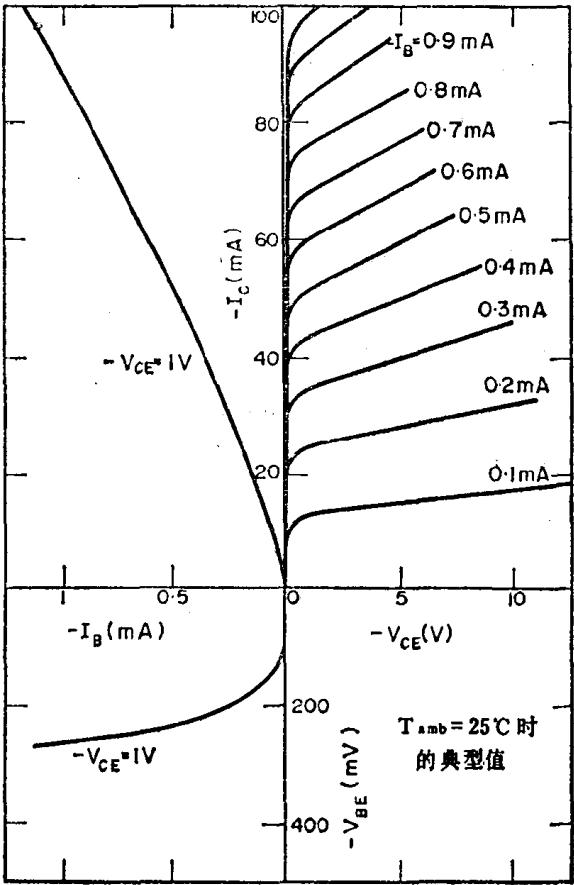


图 P1.1

(b) 计算 $y_{fe} = h_{fe}/h_{ie}$ 的值, 并画 $h_{fe}/h_{ie} = f(I_C)$ 曲线图。

(c) 画出大信号电流增益(即总集电极电流除以总基极电流)的曲线图, 并与 $V_{CE} = 5\text{ V}$ 的增量电流增益曲线做比较。

1.2 根据图 P1.2:

(a) 画出 $V_{CE} = 1\text{ V}$ 时, $h_{fe} = f(I_C)$ 及 $y_{fe} = (\Delta I_C / \Delta V_{BE}) = f(I_C)$ 的曲线图。

(b) 确定 h_{ie} 以 I_C 为自变量的函数。

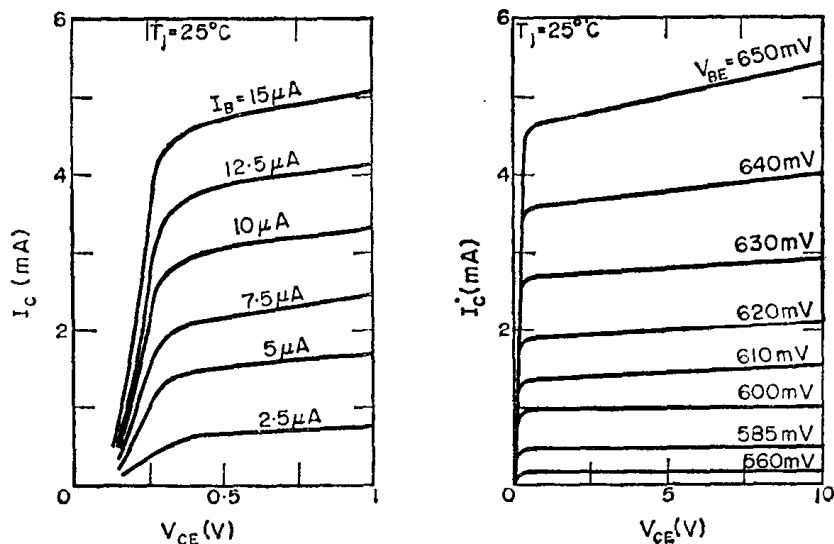


图 P1.2

1.3 假定在信号频率下, 所有电容器的阻抗都可忽略, 试画图 P1.3 所示放大器的小信号等效电路图。

1.4 如果图 P1.3(a) 放大器中所用的晶体管有下列特性:

$$[h]_e = \begin{bmatrix} 2\text{k}\Omega & 10^{-4} \\ 100 & 10\mu\text{S} \end{bmatrix}$$

(a) 求电压增益。

(b) 求转移电阻(即输出电压/输入电流)。

1.5 (a) 写出方程 $v_B = f(i_B, v_C)$ 的台劳展开式。

(b) 求 Δv_B 的简化式。

(c) 证明方程 $v_o = h_f i_b + h_r v_c$ 是正确的。

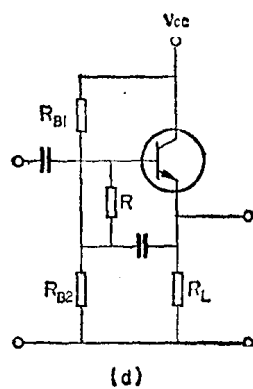
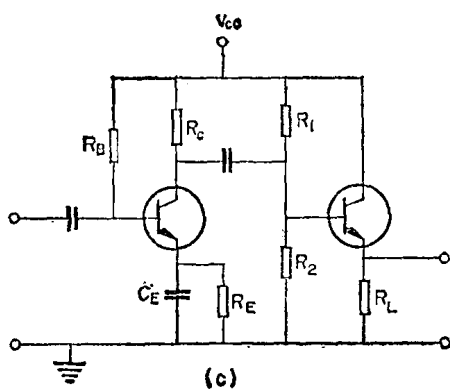
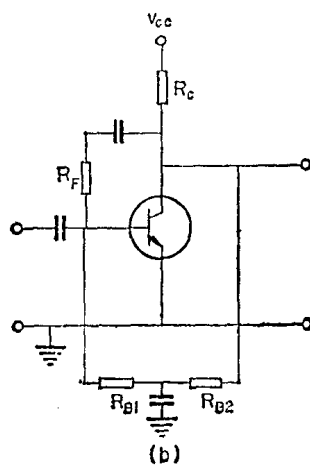
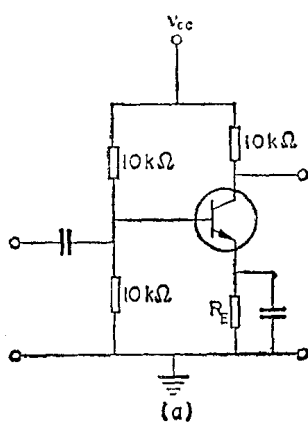


图 P1.3

第二章 二端口网络模型

2.1 有源二端口网络的表示法

一般的二端口网络有四个相关联的变量，如图 2.1 所示。这些变量之间的关系式能够整理成六种形式(如表 2.1)。

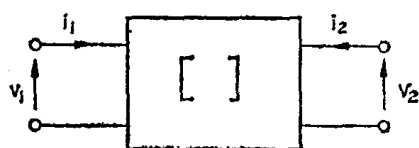


图 2.1

表 2.1

(a)	$\begin{aligned} v_1 &= z_{11}i_1 + z_{12}i_2 \\ v_2 &= z_{21}i_1 + z_{22}i_2 \end{aligned}$	}	阻抗方程
(b)	$\begin{aligned} i_1 &= y_{11}v_1 + y_{12}v_2 \\ i_2 &= y_{21}v_1 + y_{22}v_2 \end{aligned}$	}	导纳方程
(c)	$\begin{aligned} v_1 &= h_{11}i_1 + h_{12}v_2 \\ i_2 &= h_{21}i_1 + h_{22}v_2 \end{aligned}$	}	混合方程
(d)	$\begin{aligned} i_1 &= g_{11}v_1 + g_{12}i_2 \\ v_2 &= g_{21}v_1 + g_{22}i_2 \end{aligned}$	}	逆混合方程
(e)	$\begin{aligned} v_1 &= a_{11}v_2 + a_{12}(-i_2) \\ i_1 &= a_{21}v_2 + a_{22}(-i_2) \end{aligned}$	}	传递方程
(f)	$\begin{aligned} v_2 &= b_{11}v_1 + b_{12}(-i_1) \\ i_2 &= b_{21}v_1 + b_{22}(-i_1) \end{aligned}$	}	逆传递方程

其中(a)到(d)的四组方程式可使二端口网络模型用于表达电子元件。

方程组(e)和(f)表示传递关系，方程组(e)与用于传输线理论中的 A 、 B 、 C 、 D 方程是一样的。式中输出电流的负号是按照传

输网络的习惯而写的。因为在传输网络中，电流的正方向在输出端是离开端口而不是如同器件惯例那样指向端口。器件在习惯上之所以规定其输出电流的正方向为指向端口，是为了强调器件在输入端和输出端上测量的相似性。

图 2.2 示出了二端口网络的四种模型。

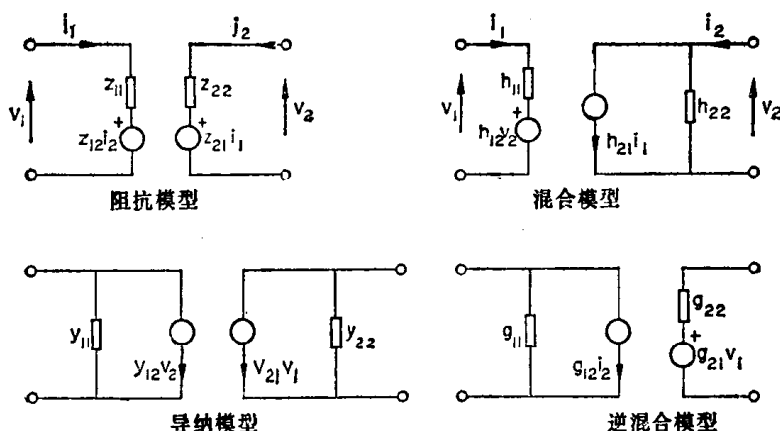


图 2.2 二端口网络的四种模型。电源的习惯画法如图 1.7

2.2 矩阵表示法

将二端口网络方程写成矩阵形式是很方便的。例如标量方程

$$v_1 = z_{11}i_1 + z_{12}i_2$$

$$v_2 = z_{21}i_1 + z_{22}i_2$$

可以写成矩阵方程：

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11}i_1 + z_{12}i_2 \\ z_{21}i_1 + z_{22}i_2 \end{bmatrix}$$

更紧凑一些还可写成：

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = [z] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

同样可得：