

晶 体 管 放 大 器

苏联 A. A. 李茲金 著
梅 平 译

人 民 郵 电 出 版 社

目 录

晶体管电路理论基础

§ 1. 晶体管放大級的等效电路及其分析·····	1
§ 2. 晶体管放大級中的內部反饋·····	21
§ 3. 晶体管放大級的中和·····	28
§ 4. 稳定性·····	34
§ 5. 晶体管放大級的噪声·····	48

晶体管放大器

§ 6. 音頻前置放大器·····	53
§ 7. 溫度稳定性·····	57
§ 8. 多級放大器·····	65
§ 9. 晶体管功率放大器·····	74
§ 10. 視頻放大器·····	83
§ 11. 晶体管放大电路的若干特点·····	115

附 录

I 关于四端网络矩陣 ·····	120
II 关于晶体三极管的不定矩陣 ·····	124

晶体管电路理論基础

§ 1. 晶体管放大級的等效电路及其分析

(a) 低頻范围的 T-形等效电路

分析晶体三极管放大电路和分析电子管电路一样，广泛运用放大級的等效电路，它是用三极管的等效电路代替实际电路中的三极管得到的。

在特性曲綫直綫范围内的小幅度振荡下，晶体三极管对于电流和电压交流分量来說的等效电路可以用任意一种綫性有源四端网络的等效电路替代三极管得出。

在低頻范围内，按共基极电路連接的晶体三极管（图 1）的比較方便的等效电路，是具有相关电压发生器的 T-形电路。这种电路如图 2 所示，图中 e_0 和 R_0 ——信号源的电动势和它的內阻， R_n ——負載电阻，而 r_e 、 r_b 、 r_c 和 r_m ——三极管的四个特性电阻。如果有下列兩組特性曲綫族，即

輸出特性曲綫族

$$i_c = f_1(u_c) \quad \left| \text{当 } i_b = \text{常数时} \right.$$

和輸入特性曲綫族

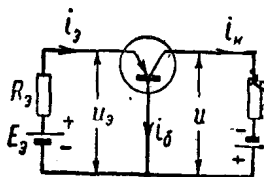


图 1

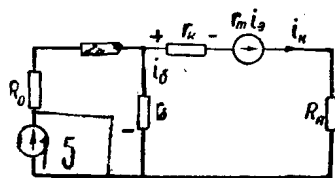


图 2

$$i_g = f_2(u_g) \Big|_{\text{当 } i_K = \text{常数时}},$$

那么这些特性电阻都很容易求出。

实际上，从电路很容易看出，应有下列关系：

$$\left(\frac{\partial u_K}{\partial i_K} \right)_{i_g} = r_K + r_\theta; \quad \left(\frac{\partial u_K}{\partial i_g} \right)_{i_K} = r_\theta + r_m;$$

$$\left(\frac{\partial u_g}{\partial i_g} \right)_{i_K} = r_g + r_\theta; \quad \left(\frac{\partial u_g}{\partial i_K} \right)_{i_g} = r_\theta.$$

可见，如果有了上述两组特性曲线族，晶体三极管的特性电阻都很容易计算出来。输出特性曲线如图 3 所示。



图 3

如果把输出特性曲线理想化成倾斜的直线，那么有三个量就可以完全确定整个特性曲线族，这些量是：

(1) $i_g = 0$ 时直线化特性曲线与纵坐标轴

相交的“折合”反向电流 i_{K0} ；

(2) 特性曲线对横坐标轴的斜率，它等于电阻 $r_K + r_\theta$ 的倒数；

(3) 输出端短路时的电流放大系数

$$\alpha = \left(\frac{\partial i_K}{\partial i_g} \right)_{u_K}. \quad (1)$$

这时，集电极电流可由简单的公式来表示：

$$i_K = i_{K0} + \frac{u_K}{r_K + r_\theta} + \alpha i_g. \quad (2)$$

r_m 、 r_K 和 α 诸量间是有联系的。

对于图 2 的等效电路，负载短接时可以写出：

$$i_g r_{g1} = i_K r_K - i_\theta r_\theta; \quad i_g = i_K - i_\theta$$

由此电流放大系数 α 可以表示成:

$$\alpha = \frac{i_K}{i_s} = \frac{r_m + r_\delta}{r_K + r_\delta} \quad (3)$$

r_m 和 r_K 的阻值约为几十万欧甚至几兆欧, 而 r_δ 的阻值通常不超过几百欧, 因此认为①

$$\alpha \approx \frac{r_m}{r_K}$$

是相当准确的。

如果与电阻 r_K 串联的电动势发生器 $\alpha r_K i_s$ ($r_m i_s$) 用与阻抗 r_K 相并联的等效电流发生器 αi_s 代替, 那么图 2 的电路还可以表示成另外一种形式。此时图 2 的电路变成如图 4 所示②。

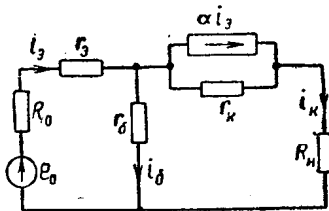


图 4

除了共基极放大级外, 放大器技术中还广泛应用共发射极

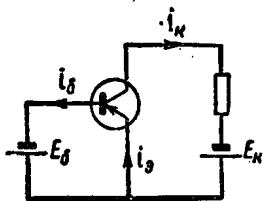


图 5

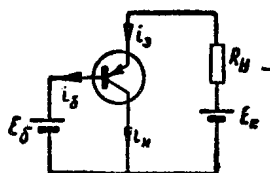


图 6

- ① 在以后的电路中, 电动势 $r_m i_s$ 的相关电源总是用电动势 $\alpha r_K i_s$ 的电源代替。
- ② 图 2、4、7、8、9 和 10 中, 电流箭头表示电流在交流电压某一半周期内的实际方向。仅仅在电路中没有电抗和惯性元件, 因而所有电流和电压均同时通过零点时, 箭头的这种含义才有意义。当画箭头时, 必须使电流 i_s 和相关发生器电动势 $\alpha r_K i_s$ (或相关发生器电流 αi_s) 的箭头沿回路取同一方向。从图 11 的电路开始, 把电流和电压的箭头当作是正方向, 并且电压箭头指向电位更高的点。

放大級和共集电极放大級。这两种放大級的电路繪于图 5 和 6 中，它們的交流等效电路分別如图 7 和 8 所示。

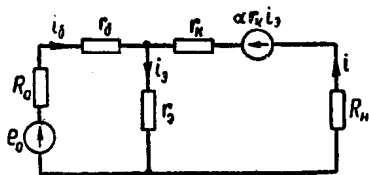


图 7

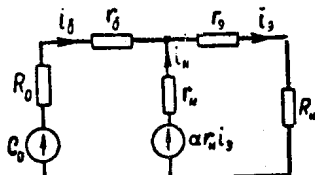


图 8

因为在图 7 的电路中，发射极电流等于基极电流和集电极电流之和

$$i_e = i_b + i_c,$$

所以等效的电压发生器的电动势 $\alpha r_n i_e$ 还可以分成两部分，并且等于 $\alpha r_n i_c$ 这一部分电动势可以看作电流 i_c 在某一負电阻（等于 $-\alpha r_n$ ）上的电压降，因此图 7 的电路变成图 9 的电路。用同样方法变换后的共集电极放大級等效电路具有图 10 所示的形式。为了分析图 2、9 和 10 所示的共基极放大級，共发射极放

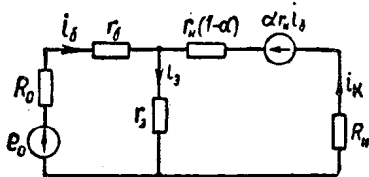


图 9

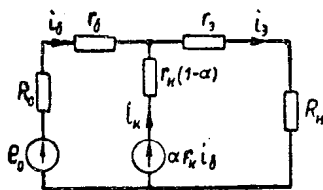


图 10

大級和共集电极放大級三种等效电路，可以綜合成一种图 11 所示的通用等效电路。

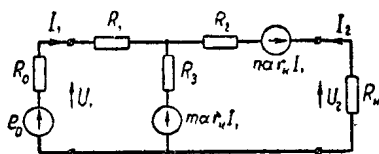


图 11

按照表 1 所列数据很容易从通用等效电路轉为具体放大器的等效电路。

分析通用等效电路可以

表 1

放大器类型	R_1	R_2	R_3	m	n
共基极	r_g	r_K	r_0	0	1
共发射极	r_0	$r_K(1-\alpha)$	r_g	0	-1
共集电极	r_0	r_g	$r_K(1-\alpha)$	1	0

得出晶体三极管三种连接方法必需知道的全部量值:

(1) 电压增益系数

$$K_u = \frac{U_2}{e_0} \quad (4)$$

或

$$K = \frac{U_2}{U_1}; \quad (5)$$

(2) 电流增益系数

$$K_i = \frac{I_2}{I_1}; \quad (6)$$

(3) 相对于信号源额定功率 $\frac{e_0^2}{4R_0}$ 的功率放大系数

$$K_P = \frac{P_2}{\left(\frac{e_0^2}{4R_0}\right)} = \frac{U_2 I_2}{\left(\frac{e_0^2}{4R_0}\right)}; \quad (7)$$

(4) 放大级的输入电阻 (在信号源端子间的)

$$R_{ex} = \frac{U_1}{I_1}; \quad (8)$$

(5) 放大级的输出电阻 (在负载端)

$$R_{out} = \left(\frac{U_2}{I_2}\right)_{e_0=0}, \quad (9)$$

表 2

放大级类型	电压增益系数 $K = \frac{U_2}{U_1}$	电流增益系数 $K_I = \frac{I_2}{I_1}$	输入电阻 R_{gx}	输出电阻 R_{gblx}
共发射极	$\frac{\left(\frac{r_s}{r_k} - \alpha\right) R_H}{r_0 \left(1 - \alpha + \frac{r_0 + R_H}{r_k}\right) + r_0 \left(1 + \frac{R_H}{r_k}\right)}$	$\frac{\alpha r_k - r_0}{r_0 + r_k(1 - \alpha) + R_H}$	$r_0 + \frac{r_0(r_k + R_H)}{r_0 + r_k(1 - \alpha) + R_H}$	$r_k + \frac{(r_0 + R_0)(r_0 - \alpha r_k)}{r_0 + r_0 + R_0}$
共基极	$\frac{\left(\alpha + \frac{r_0}{r_k}\right) R_H}{(r_0 + r_0) \left(1 + \frac{R_H}{r_k}\right) - r_0 \left(\alpha - \frac{r_0}{r_k}\right)}$	$\frac{-(r_0 + \alpha r_k)}{r_0 + r_k + R_H}$	$r_0 + r_0 - \frac{r_0(r_0 + \alpha r_k)}{r_0 + r_k + R_H}$	$r_k + r_0 - \frac{r_0(r_0 + \alpha r_k)}{r_0 + r_0 + R_0}$
共集电极	$\frac{1}{1 + \frac{r_0}{R_H} + \frac{r_0}{R_H} \left(1 - \alpha + \frac{r_0 + R_H}{r_k}\right)}$	$\frac{-r_k}{r_0 + r_k(1 - \alpha) + R_H}$	$r_0 + \frac{r_k(r_0 + R_H)}{r_0 + r_k(1 - \alpha) + R_H}$	$r_0 + \frac{(r_0 + R_0)(1 - \alpha)r_k}{r_k + r_0 + R_0}$

即在輸入端接以等于信号源內阻的无源电阻条件下（此时輸入电动势应为零），算出的放大級輸出側的輸入电阻。

下面将相当詳細讲述上述量值的一种通用計算方法，这里只把計算結果列在表 2 中。

(B) 低頻范围的 Π -形等效电路

上面討論的、不同接法晶体三极管放大級的 T-形等效电路通常用于低頻范围的电路分析中，但是这种电路不是唯一可能的电路，并且在高頻范围不是經常适宜的。

我們来研究繪制另一种等效电路的方法——这种方法与分析电子管电路时广泛利用的方法很近似。我們以共发射极放大級的基本电路（与共阴极的电子管电路极为相似）为例，并从图 12 所示共发射极电路中晶体三极管的两組特性曲綫族出发。图 12 a 列出 $u_{\theta} = \text{常数}$ 时的“輸出”特性曲綫族 $i_{\kappa} = f_1(u_{\kappa})$ ，而图 12 b 則繪出了 $u_{\theta} = \text{常数}$ 时的輸入特性曲綫族。图中两个电压 (u_{κ} 和 u_{θ}) 均以公共电极（共发射极电路为发射极）为基准的。

我們把共发射极放大級画成如图 13 所示的有源綫性四端网络，并且认为图中箭头所表示的是电流和电压的正方向。

由于在小信号下电路是綫性的，因此得：

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= g_{11}U_1 + g_{12}U_2 \\ I_2 &= g_{21}U_1 + g_{22}U_2 \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

上列公式中的晶体三极管特性电导①很容易从图 12 的特性曲綫求出：

$$\left. \begin{aligned} g_{11} &= \left(\frac{\partial i_{\theta}}{\partial u_{\theta}} \right)_{u_{\kappa}} ; & g_{12} &= \left(\frac{\partial i_{\theta}}{\partial u_{\kappa}} \right)_{u_{\theta}} \\ g_{21} &= \left(\frac{\partial i_{\kappa}}{\partial u_{\theta}} \right)_{u_{\kappa}} ; & g_{22} &= \left(\frac{\partial i_{\kappa}}{\partial u_{\kappa}} \right)_{u_{\theta}} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

① 晶体三极管的低頻特性电导 g_{11} 、 g_{12} 、 g_{21} 和 g_{22} 不要同晶体三极管电路理論中常見的 $[g]$ 矩陣元混为一談。

有源綫性四端网络可以用图 14 所示的等效电路来表示, 图中 G_1, G_2, G_3 是电导, 而 SU_1 是电流与输入电压 U_1 成正比的相关发生器。要求出 G_1, G_2, G_3 和 S 諸量值只要在任何一

个方便的情况下^①, 把图 14 电路中的电流与相同情况下按式 (10) 求得的对

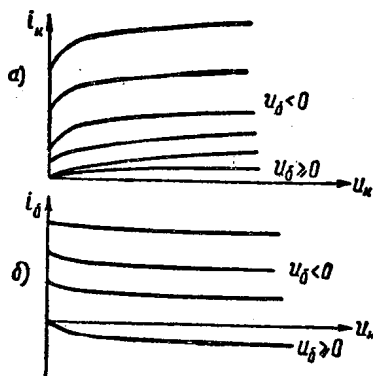


图 12

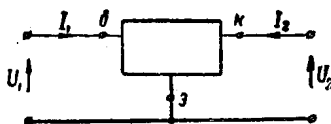


图 13

$$\left. \begin{aligned} G_1 &= g_{11} + g_{12} \\ G_2 &= -g_{12} \\ G_3 &= g_{12} + g_{22} \\ S &= g_{21} - g_{12} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

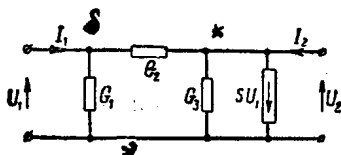


图 14

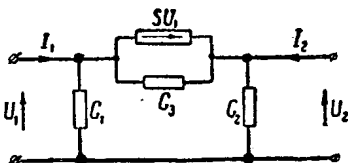


图 15

图 14 所列的等效电路适用于共发射极放大级。共基极和共集电极放大级的等效电路可以从共发射极电路得出, 分别如图

^① 在输入和输出端短路时进行比较极为方便。

15和16所示。为了分析这三种电路可以綜合表示成图17的通用等效电路，并且依靠表3的数据很容易从通用等效电路轉到具体放大級的等效电路。

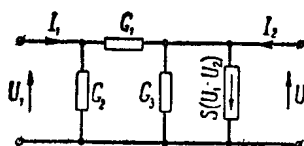


图 16

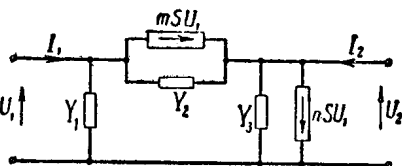


图 17

表 3

放大級类型	Y_1	Y_2	Y_3	m	n
共发射极	G_1	G_2	G_3	0	1
共基极	G_1	G_3	G_2	1	0
共集电极	G_2	G_1	$G_3 + S$	0	-1

分析通用等效电路可以列出以 Y_1 、 Y_2 、 Y_3 等表示的 K 、 K_i 、 R_{ox} 和 R_{oblx} 諸式。把表3和式(12)的量值代入得到的公式中可以得出三种放大級的所有各量值，并且这些量值都是用式(11)从晶体三极管的輸入和輸出特性曲綫族直接求得的特性电导来表示。

下面将指出更通用和方便的，以应用矩陣为基础的电路分析方法（特别是对图17电路的分析）。

(c) 高频范围的等效电路

在高频范围内，晶体三极管的工作要复杂得多，并且三极管的参数变成复数。这是因为少数载流子通过基层的运动系由扩散規律所决定，而这种运动进行得比較緩慢；此时具有不同

速度的电荷沿不同路径，花费不同时间到达集电极。

因此从发射极输入电流脉冲时，在集电极上得到的脉冲将略有分散，而高频范围内电流增益的频率特性将呈现下降段。晶体三极管的内部电容，特别是集电极电容 C_k 也会导致类似的结果。

只有利用包含分布常数回路的等效电路才能计及滞后效应。这种等效电路在文献[1]中作过研究和说明。但是，由于滞后时间比较小，它本身并不起什么特殊作用，因此实际上力求采用只包含集中参数元件的等效电路，但这种等效电路看起来要比低频下的等效电路复杂。

作为适用于音频高频段（即约 1—2 万赫）的一次近似等效电路，建议在 T-形等效电路中引进集电极电容 C_k ，而 α 按复数式④

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + i \frac{\omega}{\omega_a}} \quad (13)$$

取近似值。

在上式中 α_0 ——低频时 ($\omega \ll \omega_a$) 的 α 值，而 ω_a ——截止频率，在这一频率 α 的模数降到 α_0 的 $1/\sqrt{2}$ (即降低 3 分贝)。

共基极放大级的对应等效电路列在图 18 中。应该指出，在这种电路中负载 R_n 上的电压随频率增长的下降，比根据时间常数 $\tau_a = \frac{1}{\omega_a}$ (它决定 α 随频率的改变) 或根据取决于集电极电容 C_k 和电路电阻的时间常数算得的要下降得快。这是因为电路中存在正反馈使电路中发生的各种现象显著加剧的缘故 (见 § 2)。

④ 计及滞后时间的 α 近似式列在 § 10 中。

在視頻范围（兆赫的数量級）图 18 形式的电路是不适用的。在这个頻率范围必須使用更为复杂的等效电路。图 19 表示一种更方便的共发射极放大級的等效电路，这个电路按照許多作者的数据証明是适用于視頻范围的。电路的参数除了 r_0 以外都是复数，但是可以表示成在寬頻带內維持恒定的最簡單元件 (R , C 和 L) 的簡單組合。

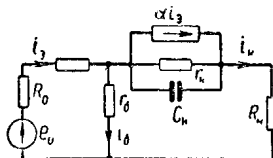


图 18

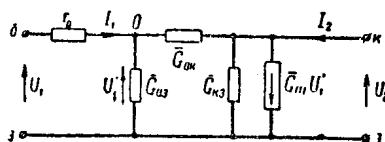


图 19

重要的是，在这种等效电路中的相关电流发生器 $G_m U'_1$ 并不是由电路的輸入电压所控制，而是由电路內的某点 0 上的电压 U'_1 所控制，点 0 与輸入点 0 被某一电阻 r_0 ①所隔开，这就使得計算大为复杂。最好把图 19 的电路变换成图 20 的等效电路。

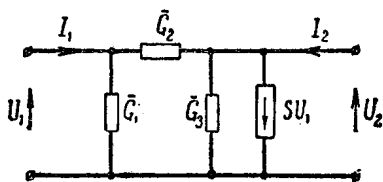


图 20

比較这两种电路的 $[Y]$

矩陣，可以确信，如果滿足下列等式，那么这两个电路是等效的②：

① 見 §11。

② 为了保持图 14 和 20 电路外表上的对应以及強調图 19 和 20 电路中电导的复数性质，我們在这些电路的电导上面以橫线，尽管本书并没有把复数值标出来。

$$\left. \begin{aligned} \bar{G}_1 &= \frac{\bar{G}_{0s}}{\bar{A}}; & \bar{G}_2 &= \frac{\bar{G}_{0k}}{\bar{A}} \\ \bar{G}_3 &= \bar{G}_{ks} + \frac{r_0 \bar{G}_{0k} (\bar{G}_{0s} + \bar{G}_m)}{\bar{A}} \\ \bar{S} &= \frac{\bar{G}_m}{\bar{A}} \end{aligned} \right\}, \quad (14)$$

式中

$$\bar{A} = 1 + r_0 (\bar{G}_{0s} + \bar{G}_{0k}).$$

图 19 等效电路的各参数可以在高频下对晶体三极管作相应的测量来确定。

例如，П 6 Г 型晶体三极管的参数如下：

$$r_0 = 45 \text{ 欧}; \quad \bar{G}_{0s} = g_{0s} + i\omega C_{0s}; \quad g_{0s} = 0.73 \times 10^{-3} \text{ 姆};$$

$$C_{0s} = 3800 \text{ 微微法};$$

$$\bar{G}_{0k} = g_{0k} + i\omega C_{0k}; \quad g_{0k} = 0.28 \times 10^{-6} \text{ 姆}; \quad C_{0k} = 33 \text{ 微微法};$$

$$\bar{G}_{ks} = \frac{1}{r_{ks} + i\omega L_{ks}}; \quad r_{ks} = 35 \times 10^3 \text{ 欧}; \quad L_{ks} = 0.47 \text{ 毫亨};$$

$$\bar{G}_m = \frac{1}{r_m + i\omega L_m}; \quad r_m = 25 \text{ 欧}; \quad L_m = 0.34 \text{ 微亨}。$$

今后的计算将用到所有这些数据。

从组成方面来看，图 20 电路和前面讨论的图 14 电路并没有什么不同，两种电路都是共发射极放大级的等效电路，因此在这种情况下图 17 的通用等效电路仍然有效。从通用等效电路转到具体放大器的等效电路仍然是按照表 3 来实现，所不同的仅仅是其中的 G_1 、 G_2 、 G_3 和 S 诸量是复数 ($\bar{G}_1$ 、 $\bar{G}_2$ 、 $\bar{G}_3$ 和 $\bar{S}$)，由式(14)或在高频下直接进行测量来确定。

(d) 等效电路的分析

可以利用任何一种电路理论方法来分析图 11 和 17 的通用

等效电路。但是考虑到以后要解决一系列与应用多级电路和反馈电路有关的问题以及诸如中和等专门问题，采用矩阵形式的四端网络理论方法（附录1）^①是最适宜的。

列出图11电路的回路电流方程组后，很容易把它整理成如下形式：

$$\begin{aligned} I_1(R_1 + R_3 + m\alpha r_k) + I_2 R_3 &= U_1, \\ I_1[R_3 + (m+n)\alpha r_k] + I_2(R_2 + R_3) &= U_2. \end{aligned}$$

由此得出晶体管放大级的通用电阻矩阵或矩阵 $[Z]$

$$[Z] = \begin{bmatrix} R_1 + R_3 + m\alpha r_k & R_3 \\ R_3 + (m+n)\alpha r_k & R_2 + R_3 \end{bmatrix}. \quad (15)$$

同理，列出图17电路结点电压方程组后，可以整理成下式：

$$\begin{aligned} (Y_1 + Y_2 + mS)U_1 - Y_2 U_2 &= I_1, \\ [(n-m)S - Y_2]U_1 + (Y_2 + Y_3)U_2 &= I_2, \end{aligned}$$

于是得晶体管放大级的通用导纳矩阵或矩阵 $[Y]$

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_1 + Y_2 + mS & -Y_2 \\ (n-m)S - Y_2 & Y_2 + Y_3 \end{bmatrix}. \quad (16)$$

根据矩阵(16)并利用矩阵变换表（附录1，表附—1），很容易求出图17电路的其它矩阵，从而组成晶体管放大级通用矩阵一览表（表4）。同理，根据矩阵(15)可以建立以 $R(r)$ 参数为基础的晶体管放大级通用矩阵一览表，但是并无这种必要。

$$\begin{aligned} |Y| &= Y_1(Y_2 + Y_3) + nSY_2 + (Y_2 + mS)Y_3 \\ &= \bar{G}_2(\bar{S} + \bar{G}_3 + \bar{G}_1) + \bar{G}_1\bar{G}_3. \end{aligned}$$

对于低频来说

① 附录中对四端网络矩阵的基本规则作了简要说明。正文中利用它时不加解释。

表 4

矩 陣 方 程	矩 陣
$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = [Y] \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} Y_1 + Y_2 + mS & -Y_2 \\ (n-m)S - Y_2 & Y_2 + Y_3 \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{ Y } \begin{bmatrix} Y_2 + Y_3 & Y_2 \\ (m-n)S + Y_2 & Y_1 + Y_2 + mS \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = [h] \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{Y_1 + Y_2 + mS} \begin{bmatrix} 1 & Y_2 \\ (n-m)S - Y_2 & Y \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = [g] \begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{Y_2 + Y_3} \begin{bmatrix} Y & -Y_2 \\ (m-n)S + Y_2 & 1 \end{bmatrix}$
$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = [a] \begin{bmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{(m-n)S + Y_2} \begin{bmatrix} Y_2 + Y_3 & 1 \\ Y & Y_1 + Y_2 + mS \end{bmatrix}$

$$|Y| = |g| = g_{11}g_{22} - g_{12}g_{21}.$$

四端网络理论一方面建立了四端网络矩阵元间的简单关系，另一方面求出了表征四端网络工作的若干量值（即输入和输出阻抗，电压和电流增益）（表5），它们的推导见附录1。

在表5中 Z_0 和 Z_n 是信号源内阻和负载电阻，而 Y_0 和 Y_n 是信号源和负载的电导。对信号电动势 e_0 来说的电压增益公式有时也是有用的，这个公式是

$$K_u = \frac{K}{1 + \frac{Z_0}{Z_{ax}}}.$$

应该指出，上述方法不仅完全适用于分析晶体三极管单级电路，而且也适用于电子管电路。在后一情况下，图20的原始等效电路，图17的通用等效电路，以及由图17得出的通用

表 5

参 数	$[Y]$	$[Z]$	$[h]$	$[g]$	$[a]$
输入阻抗 Z_{ox}	$\frac{Y_{22} + Y_H}{ Y + Y_{11}Y_H}$	$\frac{ Z + Z_{11}Z_H}{Z_{22} + Z_H}$	$\frac{ h + h_{11}Y_H}{h_{22} + Y_H}$	$\frac{g_{22} + Z_H}{ g + g_{11}Z_H}$	$\frac{a_{11}Z_H + a_{12}}{a_{21}Z_H + a_{22}}$
输出阻抗 Z_{ox}	$\frac{Y_{11} + Y_0}{ Y + Y_{22}Y_0}$	$\frac{ Z + Z_{22}Z_0}{Z_{11} + Z_0}$	$\frac{h_{11} + Z_0}{ h + h_{22}Z_0}$	$\frac{ g + g_{22}Y_0}{g_{11} + Y_0}$	$\frac{a_{22}Z_0 + a_{12}}{a_{21}Z_0 + a_{11}}$
电压增益 $K = \frac{U_2}{U_1}$	$\frac{-Y_{21}}{Y_{22} + Y_H}$	$\frac{Z_{21}Z_H}{ Z + Z_{11}Z_H}$	$\frac{-h_{21}Z_H}{h_{11} + h Z_H}$	$\frac{g_{21}Z_H}{g_{22} + Z_H}$	$\frac{Z_H}{a_{12} + a_{11}Z_H}$
电流增益 $K_i = \frac{I_2}{I_1}$	$\frac{Y_{21}Y_H}{ Y + Y_{11}Y_H}$	$\frac{-Z_{21}}{Z_{22} + Z_H}$	$\frac{h_{21}Y_H}{h_{22} + Y_H}$	$\frac{-g_{21}}{ g + g_{11}Z_H}$	$\frac{-1}{a_{22} + a_{21}Z_H}$
$Z_H Y_H \equiv 1, \quad Z_0 Y_0 \equiv 1, \quad K_u = \frac{K}{1 + \frac{Z_0}{Z_{ox}}}$					