电子信息工程专业系列教材

网络综合原理

WANGLUO ZONGHE YUANLI

罗胜钦　编著

同济大学出版社

电子信息工程专业系列教材

网络综合原理

罗胜钦　编著

同济大学出版社

内容提要

网络综合理论是电路理论的重要分支。本书对网络综合的基本理论、无源单口网络的策动点函数的综合、无源双口网络的转移函数的综合、逼近理论和有源 RC 网络的分析和设计作了比较详细的介绍，给出了无源和有源滤波网络的设计实例。

本书可作为高等院校电子信息工程类及相关专业的本科生的教学用书，也可供有关工程技术人员参考。

图书在版编目(CIP)数据

网络综合原理/罗胜钦编著. —上海：同济大学出版社，2005.9

ISBN 7-5608-3127-3

Ⅰ. 网…　Ⅱ. 罗…　Ⅲ. 计算机网络—理论

Ⅳ. TP393.01

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2005)第 093235 号

电子信息工程专业系列教材

网络综合原理

罗胜钦　编著

责任编辑 张平官　责任校对 徐春莲　封面设计 李志云

出版发行　同济大学出版社

(上海四平路 1239 号　邮编 200092　电话 021-65985622)

经　销　全国各地新华书店

印　刷　同济大学印刷厂印刷

开　本　787mm×960mm　1/16

印　张　14.75

字　数　295 000

印　数　1—3 100

版　次　2005 年 9 月第 1 版　　2005 年 9 月第 1 次印刷

书　号　ISBN 7-5608-3127-3/TP・273

定　价　22.00 元

前　言

网络综合是网络理论的一个重要分支,它所涉及的无源滤波网络和有源滤波网络,广泛应用于现代电子信息技术的各个领域。

网络综合理论包括实现理论、逼近理论和等效理论三个部分。20 世纪 50 年代以来,随着微电子技术的发展,模拟滤波网络已由无源网络发展到有源 RC 网络和有源开关电容网络,这类有源网络无需电感元件,电路调整方便,易于小型化、模块化和集成化。有源网络是使用最为广泛的模拟滤波网络。

网络综合理论是电子信息工程类专业本科生的一门重要专业技术课程。本教材在作者多年为电子信息工程类专业高年级本科生授课的基础上,根据“网络综合原理”的讲义编写而成,总学时数约 36 学时。本教材在保持网络综合理论体系的严谨和完整的基础上,删繁就简,以有源 RC 网络为重点,并辅之以大量的设计实例,使学生通过本课程的学习,能够掌握网络综合的理论和方法,尤其是能够掌握有源 RC 滤波器的分析和设计。

本教材共分五章。第一章是网络综合的基础知识,重点讨论了霍尔维茨多项式和正实函数。第二章和第三章讨论无源网络的实现方法。第二章讨论无源单口网络策动点函数的实现方法,这些方法是无源网络综合的基础。第三章讨论无源双口网络传输函数的实现方法。第四章是逼近理论,详细讨论了巴特沃斯逼近、切比雪夫逼近和椭圆函数逼近,这些理论和方法不仅用于模拟滤波网络的设计,而且广泛应用于数字滤波器的设计。第五章是有源 RC 网络,讨论了有源 RC 网络的灵敏度及运算放大器的一阶模型,详细介绍了各种有源二阶节电路,给出了有源 RC 网络分析和设计的一般方法。

鉴于学时数的限制,本教材没有包括有源开关电容网络方面的内容,有兴趣的读者可参考相关的文献。

本教材的编写和出版得到了同济大学教材出版基金的资助,在此谨表感谢。

由于作者的水平有限,书中难免有欠妥之处,恳请读者批评指正。

作　者

2005 年 6 月于同济大学

目　　录

绪　论

网络综合理论是电路理论的一个重要分支，网络综合的主要任务是根据给定的频域特性或时域特性，求得所需的电网络。按频域特性综合，求得所需的电网络，称为频域综合，而按时域特性综合得到所需的电网络，称为时域综合。本书仅讨论频域综合。

网络分析是网络综合的基础，然而网络综合的结果不是惟一的，可能有多个解或者无解。

网络综合的过程分为三个步骤，如图 0-1 所示。首先根据应用要求提出网络响应特性的技术要求。一般，这些技术要求是一组数据或曲线，往往是物理不可实现的，所以需先用一个物理可实现的函数来逼近该技术要求，最后综合该函数，获得所需的网络。相应地，网络综合理论包括三个方面的内容，即逼近理论、实现理论和等效理论。

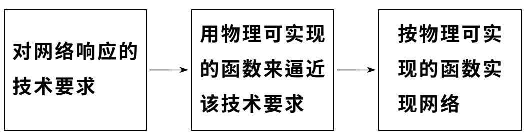

图 0-1　网络综合的过程

网络综合理论的发展起始于 20 世纪 30 年代。20 世纪上半叶，通信事业蓬勃发展，通信技术的主要手段是模拟通信，广泛采用频分复用技术，通信设备中大量应用各种模拟滤波网络，而这些模拟滤波网络的设计，需要网络综合理论的支持，从而极大地促进了网络综合理论的发展。

1931 年，布隆(Brune)论证了无源单口网络的策动点函数是有理正实函数，并给出了一种普通的综合方法——布隆综合法。之后，考尔(Cauer)、吉尔曼(Guilleman)、达林顿(Darlington)等都对无源网络的综合理论作出了重要贡献。到了 20 世纪 60 年代，无源网络综合理论已臻成熟，形成了一门体系严谨的学科。

20 世纪下半叶，随着微电子技术的发展，模拟集成运算放大器得到广泛应用，有源网络理论迅速发展。有源网络的开创性研究可以追溯到 1938 年斯科特(Scott)的工作，他首先实现了选频放大器。1945 年，林威尔(Linvill)用转移阻抗综合，提出了

负阻变换器，实现了第一个有源滤波器。20 世纪 60 年代以后，运算放大器的生产技术日臻成熟，并获得广泛应用，以 R、C 和运算放大器为基本元件的有源 RC 网络和有源开关电容网络理论迅速发展，并在许多领域取代了无源 RLMC 网络的应用。

目前，数字通信已成为信息传输的主要手段，然而，模拟选频网络依然在工业生产的各个领域有着广泛的应用。网络综合的基本理论和概念在数字信号处理中有着重要的应用。单片集成模拟滤波器和单片集成数字滤波器是主要发展方向。

第一章　网络综合的基础知识

1.1　网络函数

1.1.1　网络函数的定义

网络函数是描述网络特性的最常用的方式。对于一个冲激响应为 $h(t)$ 的网络，当施加激励 $a(t)$ 时，其输出端的零状态响应 $r(t)$ 为

$$r(t)=\int_0^{\infty} h(t-\tau)a(t)\mathrm{d}t \tag{1-1}$$

上式两边取拉普拉斯变换可得

$$R(s)=H(s)A(s) \tag{1-2a}$$

或

$$H(s)=\frac{R(s)}{A(s)} \tag{1-2b}$$

冲激响应 $h(t)$ 的拉普拉斯变换 $H(s)$ 是网络的零状态响应 $r(t)$ 的拉氏变换 $R(s)$ 与网络激励 $a(t)$ 的拉氏变换 $A(s)$ 之比，$H(s)$ 就称为网络函数。

在稳态条件下：

$$H(s)\Big|_{s=\mathrm{j}\omega}=H(\mathrm{j}\omega)=|H(\mathrm{j}\omega)|\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\varphi(\omega)} \tag{1-3}$$

其中，$H(\mathrm{j}\omega)$ 的模 $|H(\mathrm{j}\omega)|$ 称为幅度函数；

$$\varphi(\omega)=\arctan\frac{\mathrm{Im}[H(\mathrm{j}\omega)]}{\mathrm{Re}[H(\mathrm{j}\omega)]} \tag{1-4}$$

称为该网络的相位函数；

$$D(\omega)=-\frac{\mathrm{d}\varphi(\omega)}{\mathrm{d}\omega} \tag{1-5}$$

称为该网络的群时延函数。

1.1.2　网络函数的分类

一个网络可以有若干个引出端连接外部的激励和负载，如果几个引出端流入网络的电流等于经过网络后由另一个引出端流出的电流，则这两个引出端形成一组端对，或称这两个引出端为一个端口。按照网络所含有的端口数目不同，可以把网络分为单口（二端）网络、双口（四端）网络、N 口网络等，如图 1-1 所示。当网络加上激励后，其响应可以取自同一端口，也可以取自不同的端口。激励和响应在同一端口的网络函数称为策动点函数，激励和响应在不同端口的网络函数称为转移函数，转移函数也称为传输函数。

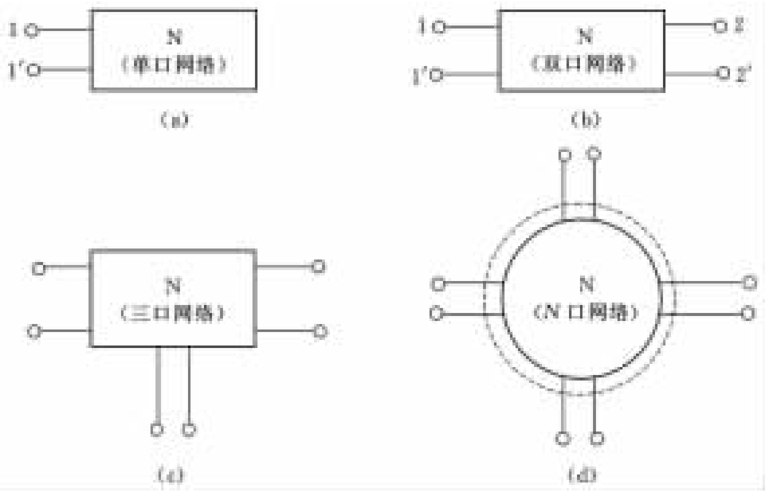

图 1-1　单口、双口和多口网络

1. **策动点函数**

当网络的激励和响应在同一端口时，所得的网络函数称为策动点函数。如果激励为电流，响应为端口电压，如图 1-2(a)所示，可得到策动点阻抗函数：

$$Z(s)=\frac{U(s)}{I(s)} \tag{1-6}$$

若激励为电压源，响应为端口电流时，如图 1-2(b)所示，则得到策动点导纳函数：

$$Y(s)=\frac{I(s)}{U(s)} \tag{1-7}$$

对于同一网络，策动点阻抗函数和策动点导纳函数互为倒数，因此，策动点函数除了具有网络函数的一般性质之外，还有其特殊的性质。

图 1-2　单口网络的网络函数

2. **转移函数**

当网络的激励输入端和响应输出端在不同的端口时，描述该网络输出-输入特性的网络函数称为转移函数。

若输入端口为端口 1，响应端口为输出端口 2，当激励为电压 $U_1(t)$，响应为 $U_2(t)$时，则可得到转移电压比：

$$K_{\mathrm{u}}(s)=\frac{U_2(s)}{U_1(s)} \tag{1-8a}$$

当激励为电压源 $U_1(s)$，响应为电流 $I_2(s)$，则可得转移导纳：

$$Y_{\mathrm{t}}(s)=\frac{I_2(s)}{U_1(s)} \tag{1-8b}$$

当激励为电流 $I_1(s)$，响应为电压 $U_2(s)$，则可得转移阻抗：

$$Z_{\mathrm{t}}(s)=\frac{U_2(s)}{I_1(s)} \tag{1-8c}$$

当激励为电流源 $I_1(s)$，响应为电流 $I_2(s)$时，可得转移电流比：

$$K_{\mathrm{i}}(s)=\frac{I_2(s)}{I_1(s)} \tag{1-8d}$$

通常，用符号 $H(s)$统一表示网络的转移函数。

1.1.3　网络函数的性质

对于一个系统，如果对于任意有界输入，输出也是有界的，则该系统是 BIBO（有界输入有界输出）稳定的。对于任何无源网络，当其输入端加上有界激励后，网络至多保持输入信号的能量不变，而不可能增长，否则，能量将不守恒。从而，无源网络的输出也是有界的，因而，无源网络均是稳定系统。

定理 1-1　设 $H(s)$是线性时不变集总参数无源网络的网络函数，则 $H(s)$具有如下性质：

1. $H(s)$是 s 的实系数有理函数；

2. $H(s)$在 s 右半平面没有极点；$H(s)$在虚轴上的极点是单价的；

3. $H(s)$的分子多项式的最高幂次至多只能比其分母多项式的最高幂次高一次。

证明 不失一般性，设无源网络 N 具有几个独立回路，U_1 是网络中惟一的激励源，Z_{ij} 为回路阻抗，于是

$$Z_{ij}(s)=\pm\left[(L_{ij}+M_{ij})s^2+R_{ij}s+\frac{1}{C_{ij}}\right]\frac{1}{s} \tag{1-9}$$

其中，L_{ij}，M_{ij}，R_{ij} 和 C_{ij} 都是实数，故 Z_{ij} 是 s 的实系数有理函数，网络 N 的回路方程为

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1n} \\ Z_{21} & Z_{22} & \cdots & Z_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ Z_{n1} & Z_{n2} & \cdots & Z_{nn} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} \tag{1-10}$$

上式可简记为

$$\boldsymbol{ZI}=\boldsymbol{U} \tag{1-11}$$

其中，$\boldsymbol{Z}$ 是阻抗矩阵，$\boldsymbol{I}$ 是回路电流矢量，$\boldsymbol{U}$ 是激励源矢量。解此回路方程，可得各回路电流：

$$I_i=\frac{\Delta_{1i}}{\Delta}U_1 \tag{1-12}$$

网络函数是响应与激励之比，即

$$Y_{i1}(s)=\frac{I_i}{U_1}=\frac{\Delta_{1i}}{\Delta} \tag{1-13}$$

其中，Δ 是阻抗矩阵 $\boldsymbol{Z}$ 的行列式，Δ_{1i} 是其余子式，它们都是 s 的实系数有理函数，故 $Y_{i1}(s)$是 s 的实系数有理函数。显然，$Y_{11}(s)$是策动点导纳函数，而当 $i\neq1$ 时，$Y_{i1}(s)$是转移导纳函数。由式(1-12)还可以得到转移电压比函数：

$$K_{\mathrm{u}}(s)=\frac{U_i(s)}{U_1(s)}=\frac{I_i(s)Z_i(s)}{U_1(s)}=\frac{\Delta_{1i}}{\Delta}Z_i(s) \tag{1-14}$$

式中，$Z_i(s)$是 U_i 所在支路的阻抗，Δ_{1i}，Δ 和 $Z_i(s)$都是 s 的实系数有理函数，从而 $K_{\mathrm{u}}(s)$是 s 的实系数有理函数。

类似地，可以列出网络 N 的节点方程：

$$\boldsymbol{YU}=\boldsymbol{I}$$

用同样的方法可以证明网络 N 的策动点导纳函数、转移阻抗函数和转移电流比都是 s 的实系数有理函数。

事实上，当网络 N 中含有有源器件时，网络函数仍然是 s 的实系数有理函数，因为有源器件的存在只是使 $Z_{ij}(s)$（或导纳矩阵中的导纳支路 $Y_{ij}(s)$）中增加一些常数项，从而不影响所得的结果。当然，有源网络有可能是不稳定系统。

根据上述结果，线性时不变集总参数网络的网络函数 $H(s)$ 都是具有下述形式：

$$H(s)=\frac{\sum\limits_{i=0}^{m}a_i s^i}{\sum\limits_{j=0}^{n}b_j s^j} \tag{1-15a}$$

其中，a_i 和 b_j 都是实系数，式(1-15a)也可写成

$$H(s)=\frac{a_m}{b_n}\,\frac{\prod\limits_{i=1}^{m}(s-s_{zi})}{\prod\limits_{j=1}^{n}(s-s_{pj})} \tag{1-15b}$$

式中，s_{zi} 是 $H(s)$ 分子多项式的根，称为网络 N 的传输零点；s_{pj} 是 $H(s)$ 分母多项式的根，称为网络的传输极点。对于转移阻抗函数而言，传输零点是网络 N 输出短路时的自由振荡复频率，而极点是网络开路时的自由振荡复频率。

对于无源网络，由于是稳定的网络，根据线性系统的理论可知，其网络函数的极点位于 s 左半平面，若虚轴上有极点，则该极点是单价的。

当 $H(s)$ 的分子多项式幂次高于分母多项式的最高幂次时，则 $H(s)$ 在 $s=\infty$ 处有极点，当 $H(s)$ 是稳定网络的网络函数时，$H(s)$ 在 $s=\infty$ 处仅有一阶极点，也就是说，$H(s)$ 的分子多项式最高项幂次仅比分母多项式最高项幂次大 1。

1.2　双口网络的参数

双口网络是一种应用极其广泛的多口网络，通常，双口网络是作传输网络应用的，其中一个端口作为输入口，另一个则作为输出口，如图 1-3 所示，描述双口网络常用特性的有 $\boldsymbol{Y}$ 参数、$\boldsymbol{Z}$ 参数、$\boldsymbol{A}$ 参数和 $\boldsymbol{H}$ 参数等多种。

1.2.1　$\boldsymbol{Y}$ 参数

在图 1-3 的双口网络中，若以 $U_1(s)$ 和 $U_2(s)$ 作为激励电压源，由回路方程组可

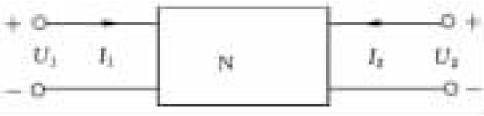

图 1-3 双口网络

求得回路电流：

$$I_k(s)=\sum_{j=1}^{l}\frac{\Delta_{jk}(s)}{\Delta(s)}U_j(s) \tag{1-16}$$

其中，k 表示第 k 个回路，l 表示回路数，$\Delta(s)$是回路方程的系数行列式，Δ_{jk} 表示系数行列式的 j 行 k 列余子式。当 $k=1$ 和 2 时，可得

$$\begin{cases} I_1(s)=\dfrac{\Delta_{11}(s)}{\Delta(s)}U_1(s)+\dfrac{\Delta_{21}(s)}{\Delta(s)}U_2(s) \\ I_2(s)=\dfrac{\Delta_{12}(s)}{\Delta(s)}U_1(s)+\dfrac{\Delta_{22}(s)}{\Delta(s)}U_2(s) \end{cases} \tag{1-17}$$

记

$$\boldsymbol{Y}=\begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} \dfrac{\Delta_{11}}{\Delta} & \dfrac{\Delta_{21}}{\Delta} \\ \dfrac{\Delta_{12}}{\Delta} & \dfrac{\Delta_{22}}{\Delta} \end{pmatrix} \tag{1-18}$$

则式(1-17)可以写成

$$\begin{pmatrix} I_1(s) \\ I_2(s) \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} U_1(s) \\ U_2(s) \end{pmatrix} \tag{1-19a}$$

简记为

$$\boldsymbol{I}=\boldsymbol{YU} \tag{1-19b}$$

式(1-18)称为 $\boldsymbol{Y}$ 参数矩阵，由式(1-17)可知，$\boldsymbol{Y}$ 参数具有导纳量纲，故 $\boldsymbol{Y}$ 又称为导纳矩阵。$\boldsymbol{Y}$ 参数的具体含义如下：

$y_{11}=\dfrac{I_1}{U_1}\Big|_{U_2=0}$ 为输出端短路时的输入导纳；

$y_{22}=\dfrac{I_2}{U_2}\Big|_{U_1=0}$ 为输入端短路时的输出导纳；

$y_{21}=\dfrac{I_2}{U_1}\Big|_{U_2=0}$ 为输出端短路时的正向转移导纳；

$y_{12}=\left.\dfrac{I_1}{U_2}\right|_{U_1=0}$　为输入端短路时的正向转移导纳。

在导纳矩阵的四个参数中，y_{11} 和 y_{22} 反映了在同一端口的输入输出特性，因此，y_{11} 和 y_{22} 是策动点导纳函数。此外，对于无源网络，由于网络元件具有双向传输性，因此，回路阻抗 $z_{ij}=z_{ji}$（同样，支路导纳 $y_{ij}=y_{ji}$），即在回路方程组或节点方程组系数矩阵的行列式中，子式 $\Delta_{12}=\Delta_{21}$，从而 $y_{12}=y_{21}$，即无源双口网络满足互易性。

1.2.2　Z 参数

在图 1-3 的双口网络中，如果激励源改为电流 I_1 和 I_2，则可以列出网络的节点方程，或直接由式(1-19a)求出端口电压：

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix}^{-1}\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \tag{1-20a}$$

即

$$\begin{cases} U_1=\dfrac{y_{22}}{|y|}I_1-\dfrac{y_{12}}{|y|}I_2=z_{11}I_1+z_{12}I_2 \\ U_2=\dfrac{-y_{21}}{|y|}I_1+\dfrac{y_{11}}{|y|}I_2=z_{12}I_1+z_{22}I_2 \end{cases} \tag{1-20b}$$

写成矩阵形式，即

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \tag{1-21a}$$

简记为

$$\boldsymbol{U}=\boldsymbol{ZI} \tag{1-21b}$$

式中，Z 称为阻抗矩阵，它与 Y 参数的关系为

$$\boldsymbol{Z}=\begin{pmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{pmatrix}=\frac{1}{|y|}\begin{pmatrix} y_{22} & -y_{12} \\ -y_{21} & y_{11} \end{pmatrix} \tag{1-22}$$

其中，$|y|=y_{11}y_{22}-y_{12}y_{21}=y_{11}y_{22}-y_{12}^2$。$Z$ 参数的含义如下：

$z_{11}=\left.\dfrac{U_1}{I_1}\right|_{I_2=0}$　为输出端开路时的输入阻抗；

$z_{22}=\left.\dfrac{U_2}{I_2}\right|_{I_1=0}$　为输入端开路时的输出阻抗；

$z_{21}=\left.\dfrac{U_2}{I_1}\right|_{I_2=0}$ 为输出端开路时的正向转移阻抗；

$z_{12}=\left.\dfrac{U_1}{I_2}\right|_{I_1=0}$ 为输入端开路时的反向转移阻抗。

1.2.3 A 参数

A 参数又称为传输参数，它是以端口 2 上的 U_2 和 I_2 作为激励，端口 1 的电压 U_1 和电流 I_1 为响应，由式(1-19)可得

$$U_1=-\frac{y_{22}}{y_{12}}U_2-\frac{1}{y_{12}}(-I_2)=AU_2+B(-I_2)$$

$$I_1=-\frac{-|y|}{y_{12}}U_2-\frac{y_{11}}{y_{12}}(-I_2)=CU_2+D(-I_2) \tag{1-23a}$$

写成矩阵形式为

$$\begin{pmatrix}U_1\\I_1\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}A & B\\C & D\end{pmatrix}\begin{pmatrix}U_2\\-I_2\end{pmatrix} \tag{1-23b}$$

对于无源网络：

$$\begin{vmatrix}A & B\\C & D\end{vmatrix}=AD-BC=\left(-\frac{y_{22}}{y_{12}}\right)\left(-\frac{y_{11}}{y_{12}}\right)-\left(-\frac{1}{y_{12}}\right)\left(-\frac{|y|}{y_{12}}\right)$$

$$=\frac{y_{11}y_{22}}{y_{12}^2}-\frac{y_{11}y_{22}-y_{12}y_{21}}{y_{12}^2}=\frac{y_{12}y_{21}}{y_{12}^2}=1 \tag{1-24}$$

很显然，上式反映了网络的互易特性，表明 **A** 参数与 **Y** 参数和 **Z** 参数一样，四个参数中只有三个参数是独立的，记 $\boldsymbol{A}=\begin{pmatrix}A & B\\C & D\end{pmatrix}$，**A** 称为传输参数矩阵。**A** 参数的意义如下：

$A=\left.\dfrac{U_1}{U_2}\right|_{I_2=0}$ 为输出端开路时的转移电压比；

$B=\left.\dfrac{U_1}{-I_2}\right|_{U_2=0}$ 为输出端短路时的转移阻抗；

$C=\left.\dfrac{I_1}{U_2}\right|_{I_2=0}$ 为输出端开路时的转移导纳；

$D=\left.\dfrac{I_1}{-I_2}\right|_{U_2=0}$ 为输出端短路时的转移电流比。

在双口网络中,也可以将端口1作为输入口,而端口2上的电压和电流为响应,得到另一种传输方程:

$$\begin{pmatrix} U_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D & B \\ C & A \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ -I_1 \end{pmatrix} \tag{1-25}$$

上式的 A 参数矩阵称为反向传输参数,而把式(1-23b)中的 A 参数称为正向传输参数。

1.2.4　混合参数

如果在双口网络上,取一个端口的电压与另一端口的电流作自变量,而将另外一个电压和电流作为因变量,则所得到的参数称为混合参数,混合参数有两种表示方法。

(1) $\boldsymbol{H}$ 参数(I_1和 U_2作自变量)

由式(1-19)不难求得

$$U_1 = \frac{1}{y_{11}} I_1 - \frac{y_{12}}{y_{11}} U_2 \tag{1-26}$$

以及

$$I_2 = \frac{y_{21}}{y_{11}} I_1 + \frac{|y|}{y_{11}} U_2 \tag{1-27}$$

令

$$\boldsymbol{H} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dfrac{1}{y_{11}} & -\dfrac{y_{12}}{y_{11}} \\ \dfrac{y_{21}}{y_{11}} & \dfrac{|y|}{y_{11}} \end{pmatrix} \tag{1-28}$$

则可将式(1-26)和式(1-27)写成矩阵形式:

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ U_2 \end{pmatrix} \tag{1-29}$$

上式即为双口网络的 H 参数方程,其中的参数矩阵又称为混合参数矩阵,记

$$\boldsymbol{H} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \tag{1-30}$$

其中,各参数的含义如下: