

高等学校教材



近代微波测量原理

Principles of Modern Microwave Measurements

董树义 编著

Edited by Dong Shuyi

/14

95

西安电子科技大学

Xidian University, China

食醋罈肉

近代微波测量原理

Principles of Modern Microwave Measurements

董树义 编著

Edited by Dong Shuyi

周亮工《读史偶述》于关

[illegible]

西安电子科技大学

Xidian University, China

内容简介

本书为适应近代微波测量技术的新发展,编写了常用方法的工作原理。全书内容共分四个部分(八章):第一部分(第1~5章)包括阻抗与网络参数测量基本知识回顾、半精密法和精密拟合法在近代微波测量中的应用、误差网络法和计入误差法(系统常数法)提高测量精确度的原理及其模型;第二部分(第6章)介绍微波合成扫频信号源工作原理,以适应为近代自动微波测量系统提供高频率稳定度扫频信号的要求;第三部分(第7章)综述微波脉冲峰值功率测量方法和程控方法,为研究近代短微波脉冲峰值功率测量方法奠定基础;第四部分介绍微波实验中处理数据的有关误差分析方法。书末附有思考题与习题及主要参考文献。

本书适用于电磁场与微波技术、通信与电子系统、无线电物理等学科作研究生教材,可供有关专业高年级本科生和专业技术人员参考。

关于《微波测量专辑》的说明

为促进微波测量技术学术交流,微波测量技术学组专业委员会,准备不定期的发行一些微波测量资料专辑,进行学术交流,以适应近代微波测量技术的迅速发展。作为“微波测量专辑”的第一分册,选定西安电子科技大学编写的讲义《近代微波测量原理》一书,进行学术交流。编辑交流资料方面,尚无经验,敬请读者指正。

《微波测量专辑》

第一分册:近代微波测量原理(94.5月)

第二分册:扫频测量系统与方法(待定)



中国电子学会微波分会微波测量技术学组专业委员会
CIE, Microwave Society, Microwave Measurement
Technology Society(MMTS), 1994.5. China

前言

微波测量技术是微波理论与技术实验中的一个重要组成部分。没有微波测量学也就没有微波学。微波测量技术受到近代微波工程和微波应用的迅速发展的冲击、激励和挑战,获得迅速发展,已具有许多新的特色,形成“近代微波测量技术”。为了学习、使用近代微波测量方法和仪器,我们选择近代微波测量技术的一些基本内容,编写“近代微波测量原理”,也是为今后在解决微波工程、科研中遇到大量现代微波测试问题做必要的准备,这是十分必要的。

本书内容是在微波测量技术基本测量方法和概率统计理论的基础上,并综合了作者教学和有关科研内容编写的。近代微波电子测量仪器是近代电子仪器向频率高端发展并与微型计算机技术相结合,进一步加强智能化、自动化的产物;也是微波测量原理、方法与计算机软硬件技术相结合的产物。组成测量系统的诸仪器通过接口母线联结起来,组成测量某些微波参数的自动测试系统,即可组成精确度高、速度快、方便易行的微波自动测量系统。精确度高,是由于许多在硬件上难以实现高的测量精确度,而可以用软件来实现。例如,自动网络分析仪可使用误差网络模型将定向耦合器式反射计硬件的不足所产生的测量误差提高到可做计量标准的要求。六端口技术使用幅值法,通过校准技术,来提高测量精确度。目前,合成扫频率信号源,通过程控分频器可将锁相频率的分辨力提高到 1Hz,以致小于 1Hz。长期频率稳定度可达 $10^{-9} \sim 10^{-10}$ / 日,距离 1KHz 以远的单边带相位噪声 $< -68\text{dBm} / \text{Hz}$ 。速度快是由于近代微波电子仪器都有程控接口,可与计算机联结组成自动测试系统,减轻了繁重的、费时的手工操作过程。方便易行,是仪器内部设置了微型控制处理部件(Control Processing Unit),使智能化程度增高,由仪器面板触模式键盘即可预置数据,并控制测量需求。本书为使学者在具有一般微波测量知识的基础上进一步了解近代微波测量原理,选择了如下四部分内容,划分为八章。

第一部分,第 1~5 章是微波阻抗与网络参数测量,是本书的重点内容。其中,第一章为复习性的基本知识;第二章介绍精密测量的基本原理;第三章互易网络精密测量技术与 CAT,它是经典的微波网络参数半精密和精密测量方法,在近代微波测量中的应用;第四章误差网络模型技术与 CAT,讲述近代微波网络分析仪(NA)消除系统误差的原理和方法;第五章幅值法测量技术与 CAT,讲述幅值法测量阻抗与网络参数的原理和消除系统误差的方法。

第二部分,第六章介绍合成扫频信号源基本工作原理与其智能控制。合成扫源是近代微波测量系统中,能够提供高频率准确度的一种仪器。

第三部分,第七章介绍脉冲功率测量方法与 CAT。综合了微波脉冲峰值功率的各种测量方法,是研究近代短微波脉冲大功率峰值功率测量方法的基础。

第四部分,第八章介绍微波实验数据有关的误差分析。

书末附有实验提纲、思考题与习题及主要参考文献。

由于近代微波测量技术与近代微波电子仪器息息相关,内容十分广泛。编者在总结近十年硕士生微波测量教学内容的基础上,抽其主要微波参数测量方法中的共同基础,编成

此书，仅作为一种尝试和探讨。作为电磁场与微波技术学科研究生讲义，其内容选取还需与笔者编写的《微波测量技术》(北京理工大学出版社 1990.5)联合使用。同时也作为“微波测量技术”专业委员会的一本丛书，推荐给有关读者。尽管尚不完善，只是希望能起到抛砖引玉的作用，企图对近代微波测量的普及和应用做些微薄的贡献。其中少部分内容引自(选编入内)有关书籍和资料，对其作者谨致谢意。

由于作者水平所限，书中定会存在许多不妥之处和错误，诚挚地欢迎批评指正。

编者

1993 12

于西安电子科技大学

目 录

前言	1
第一章 微波阻抗与网络参数测量的基本知识	1
1.1 等效与反射概念	1
1.2 单端口网络表示法	1
1.3 双端口网络表示法	2
1.3-1 阻抗矩阵 $[Z]$	2
1.3-2 导纳矩阵 $[Y]$	3
1.3-3 散射矩阵 $[S]$	3
1.3-4 转移矩阵 $[T]$ 和 $[T']$	5
1.3-5 各种矩阵的使用场合	7
1.3-6 双端口互易网络具有双线性变换性质	8
1.4 阻抗与网络参数的基本测量系统和基本测量原理	9
1.5 提高阻抗与网络参数测量精确度方法概述	12
第二章 实验数据的拟合与双线性变换拟合原理	13
2.1 实验数据的相关关系与拟合概念	13
2.1-1 实验数据的相关关系	13
2.1-2 实验数据的拟合概念	14
2.1-3 线性相关及其相关关系	16
2.2 实验数据的拟合与其双线性变换拟合原理	18
2.2-1 正规方程式	18
2.2-2 多项式拟合	19
2.2-3 直线拟合	20
2.2-4 实验控制量的预置准则	21
2.2-5 直线拟合的置信度	23
2.3 常用实验方程表示法与其举例	26
2.3-1 常用实验方程表示法	26
2.3-2 晶体定标曲线拟合举例	31
2.4 分式线性变换式拟合分析	34
2.4-1 反射系数(或阻抗、导纳)变换的保圆性分析	34
2.4-2 反射系数(或阻抗、导纳)变换的数式分析	36
2.4-3 反射系数分式线性变换的拟合	39
2.5 圆方程式拟合	42
第三章 互易网络精密测量技术与 CAT	45
3.1 概述	45
3.2 无耗互易网络精密测量技术与 CAT	45

3.2-1 正切关系网络拟合	45
3.2-2 电抗变换网络拟合	55
3.2-3 反射系数变换网络拟合(适用于无耗和有耗网络)	63
3.3 有耗互易网络精密测量技术与 CAT	65
3.3-1 规范网络拟合	65
3.3-2 阻抗变换网络拟合	76
第四章 误差网络模型技术与 CAT	81
4.1 测量线的误差网络模型技术	81
4.1-1 测量线误差分析	81
4.1-2 提高测量线精确度的方法——误差网络模型法	84
4.2 定向耦合器式网络分析仪的误差网络模型技术	91
4.2-1 定向耦合器式反射计误差分析	91
4.2-2 定向耦合器式网络分析仪误差网络模型及其校准方法	95
4.2-3 校正值的剩余误差	107
第五章 幅值法测量技术(六端口法)与 CAT	112
5.1 基于幅值的测量装置例释及其待测参数的解	112
5.1-1 幅值法(六端口法)测量阻抗原理例释	112
5.1-2 例释幅值法的校准、测量与实验	114
5.2 幅值法计入误差测量技术一般原理	117
5.2-1 幅值法测量复反射系数一般原理与设计准则	117
5.2-2 幅值法计入误差的校准原理	124
5.2-3 幅值法测量功率和矢量电压表原理	134
5.3 幅值法测量网络参数原理	138
5.3-1 单六端口技术测量网络参数原理	138
5.3-2 双六端口网络分析仪原理	140
5.3-3 双六端口网络分析仪校准原理	142
5.4 幅值法测量电路与系统的主要型式	149
5.4-1 传输型幅值法测量电路与系统	150
5.4-2 定向分配型幅值法测量系统	155
5.4-3 定向分配与传输组合型测量系统	162
第六章 合成扫频信号源基本构成及其程控	167
6.1 合成扫频信号发生器基本原理(锁相稳频)	168
6.2 合成扫频信号源工作框图	173
6.2-1 基本框图	173
6.2-2 频率合成器框图	174
6.2-3 微波单元	178
6.2-4 调制和微电路控制部分	180
6.2-5 用户接口及 CPU 控制	187
6.2-6 合成扫频信号源系统软件	190

第七章 微波脉冲功率测量	199
7.1 脉冲功率测量一般原理	199
7.1-1 定义	199
7.1-2 平均功率法	200
7.1-3 积分—微分法	202
7.1-4 晶体检波—视频斩波法	203
7.1-5 取样比较法	204
7.1-6 陷波技术法	206
7.2 脉冲功率计	211
7.2-1 视频斩波式脉冲功率计	211
7.2-2 峰值检波式脉冲功率计	213
7.2-3 精密微波脉冲功率计	213
7.2-4 峰值功率分析仪介绍	215
7.3 程控功率计	217
7.3-1 第一类程控功率计	218
7.3-2 第二类程控功率计	224
7.4 微波功率标准简介	228
7.4-1 量热式小功率标准基本原理	228
7.4-2 量热式小功率标准简介	229
第八章 微波实验中测量误差的有关问题	231
8.1 微波实验数据有关的误差分析	231
8.2 减小系统误差的常用测试方法	241
8.3 不等精密测量	244
8.4 测量结果的整理与计算	248

实验提纲

实验一 晶体定标拟合实验	250
实验二 互易双端口网络参数精密测量	251
实验三 传输型六端口测量技术研究	251
实验四 双六端口技术测量网络参数实验	254
实验五 用误差网络法提高反射参数测量精确度实验	254
实验六 用误差网络法提高网络参数测量精确度实验	255
实验七 测量晶体管S参数实验	255
实验八 微波脉冲峰值功率测量	256
实验九 介质参数测量	256
实验十 自动扫频测量系统实验	257
思考题与习题	258
主要参考文献	267

第一章 微波阻抗与网络参数测量的基本知识

1.1 等效与反射概念

已知任何微波传输线上所载的电磁波可分为两大类,即横模电磁波(TEM波),也称作无色散波,如同轴线、双导线、带线和微带线中的主模,其特点是相速(或相波长)不随频率的变化而变化。另一类是非横模电磁波(TE模、TM模或它们的组合),也称作色散波,如波导管中传输的电磁波,其特点是相速(或相波长)随频率的变化而变化。根据微波网络的概念,无论那一类电磁波都可以把均匀传输线段等效为双导线,而把不均匀部分(传输线中接入的各种元器件)等效为集总元件的双端口网接于双导线之间,以波导传输线为例,如图1.1-1所示。如果电磁波从左边入射到不均匀处,则在不均匀处将产生包括主模在内的多种模式的散射场,其合成场满足不均匀处的边界条件,在足够远的地方(远区)任何点上仅存在主模的人射波和反射波,这个反射波是由于不均匀处引起反射的结果,“远区”是指高次模可以忽略的以远地方,而不均匀处右边远区以外的任何点只存在通过波(假定双端口网络右端接无反射负载)。

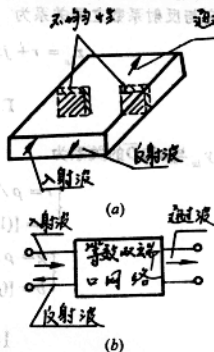


图 1.1-1 等效概念

因此,不均匀性两侧的均匀波导可以等效为均匀双导线,而不均匀处(包括近区)可以等效为双端口网络累接于两侧的等效双导线之间。“近区”是指高次模不能忽略的地方。

等效双端口网络表示不均匀性向两侧均匀传输线呈现的散射特性,不同性能的微波元器件引起反射波和通过波的大小、相位都不相同,测量阻抗与网络参数的任务是将其反射和通过特性“真实”地测量出来。常用的微波元器件分单端口、双端口和多端口网络,都用其特有的参数表征。下面简述其表征方法。

1.2 单端口网络表示法

将双端口网络的一端用导体封住,或由吸收材料将通过波完全吸收,遂使通过波为零,成为单端口网络。其特性可用如下三种方法表示:即

(1) 反射系数法:网络特性用其输入端面 D_r 处反射系数的模 $|\Gamma|$ 和相位角 ψ 表示,记为 $\Gamma = |\Gamma|e^{j\psi}$ 。

(2) 电压驻波比(VSWR)法:网络特性用其电压驻波比 ρ 和驻波最小点 D_{min} 到网络输入端面 D_r 的距离 $\bar{D} = D_{min} - D_r$ 表示。 D 的坐标正方向是从网络输入端口指向信号源端。这是应该注意的。

VSWR 法与反射系数法之间的关系式为

$$|\Gamma| = \frac{\rho - 1}{\rho + 1}, \quad \psi = \frac{4\pi\bar{D}}{\lambda_g} + \pi \quad (1.2-1)$$

或

$$\rho = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}, \quad \bar{D} = \frac{\psi - \pi}{4\pi} \lambda_g \pm \frac{n\lambda_g}{2} \quad (1.2-2)$$

式中 λ_g 为波导波长, $\pm \lambda_g/2$ 表示反射系数有二分之一波长重复性, 即 $\psi \pm 2n\pi$ 主相角不变。

(3) 输入阻抗(导纳)法: 网络特性用其输入端接面 D_r 处的输入阻抗 z_{in} (导纳 y_{in}) 表示。它与反射系数之间关系为

$$z_{in} = r + jx = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}, \quad y_{in} = g + jb = \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma} \quad (1.2-3)$$

$$\Gamma = \frac{z_{in} - 1}{z_{in} + 1}, \quad \Gamma = \frac{1 - y_{in}}{1 + y_{in}} \quad (1.2-4)$$

z_{in} 、 y_{in} 与 ρ 和 $\bar{D}$ 的关系为

$$\begin{cases} r = \rho / (\rho^2 \cos^2 \beta \bar{D} + \sin^2 \beta \bar{D}) \\ x = [(1 - \rho^2) \operatorname{ctg} \beta \bar{D}] / (\rho^2 \operatorname{ctg}^2 \beta \bar{D} + 1) \end{cases} \quad (1.2-5)$$

$$\begin{cases} g = \rho / (\rho^2 \sin^2 \beta \bar{D} + \cos^2 \beta \bar{D}) \\ b = [(\rho^2 - 1) \operatorname{ctg} \beta \bar{D}] / (\rho^2 + \operatorname{ctg}^2 \beta \bar{D}) \end{cases} \quad (1.2-6)$$

1.3 双端口网络表示法

将传输线的不均匀部分在两侧适当距离上截出两个端面 T_1 和 T_2 , 把 T_1 和 T_2 之间包括传输线均匀部分在内的传输段称为双端口等效网络, 该网络在形式上与低射频常用的四端点网络相似, 我们称为双端口网络。现将微波测量中常用的双端口网络参数归纳如下:

1.3-1 阻抗矩阵 $[Z]$

如图 1.3-1 所示。

$$[V] = [Z][I] \quad (1.3-1)$$

式中 $[V]$ 和 $[I]$ 分别表示电压和电流列向量, $[Z]$ 表示阻抗矩阵, 即

$$[V] = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}, \quad [I] = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad [Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \quad (1.3-2)$$

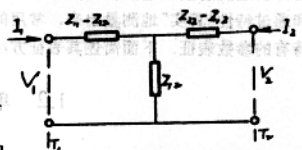


图 1.3-1 互易双口 T 型阻抗网络

用归一化电压 (v) 和电流 (i) 表示则为

$$[v] = [z][i] \quad (1.3-3)$$

式中 $[Z]$ 与 $[z]$ 之间关系为:

$$[z] = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{11}}{Z_1} & \frac{Z_{12}}{\sqrt{Z_1 Z_2}} \\ \frac{Z_{21}}{\sqrt{Z_1 Z_2}} & \frac{Z_{22}}{Z_2} \end{bmatrix} \quad (1.3-4)$$

式中 $[z]$ 为归一化阻抗矩阵。

Z_1 和 Z_2 分别为与端口 T_1 和 T_2 所连接传输线的特性阻抗。

若在端面 T_2 接入负载阻抗 z_{out} ，则在 T_1 面的输入阻抗为

$$z_{in} = \frac{v_1}{i_1} = \frac{D_z + z_{11} z_{out}}{z_{22} + z_{out}} \quad (1.3-5)$$

式中 $z_{out} = \frac{v_2}{-i_2}$ ， $D_z = z_{11} z_{22} - z_{12} z_{21}$ ，互易网络 $z_{12} = z_{21}$ 。

对称网络有 $z_{11} = z_{22}$ ，无耗网络有 $z = jx$ ， x 为实数。

1.3-2 导纳矩阵 $[y]$

如图 1.3-2 所示。

$$[I] = [Y][V] \quad (1.3-6)$$

式中 $[V]$ 、 $[I]$ 的规定与式(1.3-2)相同。

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{11} & -Y_{12} \\ -Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}$$

归一化为

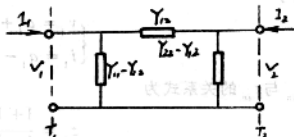


图 1.3-2 互易双口 π 型导纳网络

$$\begin{aligned} [i] &= [y][v] \\ [v] &= [z]^{-1} = \begin{bmatrix} y_{11} & -y_{12} \\ -y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{D_z} \begin{bmatrix} z_{22} & -z_{12} \\ -z_{12} & z_{11} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.3-7)$$

$$(1.3-8)$$

式中 $[z]^{-1}$ 为 z 的逆矩阵，输入和输出关系为：

$$y_{in} = \frac{i_1}{v_1} = \frac{D_y + y_{11} y_{out}}{y_{22} + y_{out}} \quad (1.3-9)$$

式中： $y_{out} = -\frac{i_2}{v_2}$ ， $D_y = y_{11} y_{22} - y_{12} y_{21}$ ，互易网络 $y_{21} = y_{12}$ 。

1.3-3 散射矩阵 $[s]$

如图 1.3-3 所示。 a 和 b 分别表示归一化电压入射波和反射波

$$[b] = [s][a] \quad (1.3-10)$$

式中

$$(1-11) \quad [b] = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}, \quad [a] = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad [s] = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix}$$

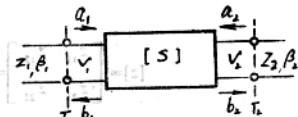


图 1.3-3 互易双口散射网络

输入与输出关系为:

$$(2-11) \quad \Gamma_{in} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{D_s - s_{11} / \Gamma_{out}}{s_{22} - 1 / \Gamma_{out}} = s_{11} + \frac{s_{21} s_{12} \Gamma_{out}}{1 - s_{22} \Gamma_{out}} \quad (1.3-11)$$

式中 $\Gamma_{out} = \frac{a_2}{b_2}$, 表示在 T_2 面所接负载的反射系数。

Γ_{in} 表示在输出端 T_2 接负载 Γ_{out} 时输入端反射系数。

$$D_s = s_{11} s_{22} - s_{12} s_{21}, \text{ 互易网络 } s_{12} = s_{21}.$$

由于

$$\begin{cases} v_1 = a_1 + b_1 \\ i_1 = a_1 - b_1 \end{cases}, \quad \begin{cases} v_2 = a_2 + b_2 \\ i_2 = a_2 - b_2 \end{cases} \quad (1.3-12)$$

Γ_{in} 与 z_{in} 的关系式为

$$z_{in} = \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}}, \quad \Gamma_{in} = \frac{z_{in} - 1}{z_{in} + 1} \quad (1.3-13)$$

阻抗矩阵 $[z]$ 与散射矩阵 $[s]$ 之间有如下关系:

$$\begin{aligned} [z] &= ([1] + [s])([1] - [s])^{-1} \\ [1] &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ [S] &= ([z] - [1])([z] + [1])^{-1} \end{aligned} \quad (1.3-14)$$

导纳矩阵 $[y]$ 与 $[s]$ 之间有:

$$\begin{cases} [y] = ([1] - [s])([1] + [s])^{-1} \\ [s] = ([1] + [y])([1] - [y])^{-1} \end{cases} \quad (1.3-15)$$

对于互易无耗网络由于 $[z] = j[x]$, x 为实数, 有么正性:

$$[s]^* [s] = [1] \quad (1.3-16)$$

"*" 表示共轭矩阵, 于是有

$$\begin{cases} |s_{11}|^2 = |s_{22}|^2 = 1 - |s_{12}|^2 \\ \arg s_{11} + \arg s_{22} - 2 \arg s_{12} = \pm \pi \end{cases} \quad (1.3-17)$$

式中 " $|$ " 表示绝对值, "arg" 表示相位角。

对称网络有

$$s_{11} = s_{22} \quad (1.3-18)$$

1.3-4 转移矩阵 $[T_z]$ 和 $[T_v]$

转移矩阵是利用输出端变量直接表示输入端变量的矩阵。根据阻抗参数和散射参数可分两种，一种是阻抗转移矩阵，另一种是散射转移矩阵。

一、阻抗转移矩阵:

如图(1.3-4)所示。

$$[\psi_{z1}] = [T_z][\psi_{z2}] \quad (1.3-19)$$

式中:

$$[\psi_{z1}] = \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix}$$

$$[\psi_{z2}] = \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}$$

$$[T_z] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$$

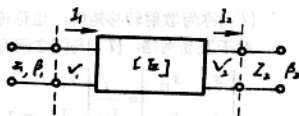


图 1.3-4 阻抗转移网络

$[T_z]$ 称为阻抗转移矩阵，也称 ABCD 矩阵或 A 矩阵。若用归一值表示，则为

$$\begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A\sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} & \frac{B}{\sqrt{Z_1 Z_2}} \\ C\sqrt{Z_1 Z_2} & D\sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \end{bmatrix} \quad (1.3-20)$$

对于互易网络，A 矩阵与 Z 矩阵之间关系为:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \frac{1}{Z_{12}} \begin{bmatrix} Z_{11} & D_i \\ 1 & Z_{22} \end{bmatrix} \quad (1.3-21)$$

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{12} & Z_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} A & 1 \\ 1 & D \end{bmatrix} \quad (1.3-22)$$

S 与 a、b、c、d 之间关系:

$$[S] = \frac{1}{a+b+c+d} \begin{bmatrix} a+b+c+d & 2 \\ 2 & -(a-b+c+d) \end{bmatrix} \quad (1.3-22a)$$

由式(1.3-21)得出互易网络满足如下条件:

$$D_{T_z} = AD - BC = 1 \quad (1.3-23)$$

如果是对称网络，从式(1.3-22)看出应有

$$A = D \quad (1.3-24)$$

对于无耗网络有: A、D 为实数，B、C 为虚数。

二、散射转移矩阵 T_s :

如图(1.3-5)所示。

$$[\psi_1] = [T_s][\psi_2] \quad (1.3-25)$$

式中

$$[\psi_1] = \begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix}, [\psi_2] = \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau_{11} & \tau_{12} \\ \tau_{21} & \tau_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix}$$

$$[T_s] = \begin{bmatrix} \tau_{12} & \tau_{11} \\ \tau_{21} & \tau_{22} \end{bmatrix}, \begin{cases} b_1 = \tau_{11}a_2 + \tau_{12}b_2 \\ a_1 = \tau_{21}a_2 + \tau_{22}b_2 \end{cases}$$

$[T_s]$ 称为散射转移矩阵,也称传输矩阵。

对于互易网络, $[T_s]$ 与 $[s]$ 之间有如下关系:

$$\begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{12} & s_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{\tau_{22}} \begin{bmatrix} \tau_{12} & 1 \\ 1 & -\tau_{21} \end{bmatrix} \quad (1.3-26)$$

$$\begin{bmatrix} \tau_{11} & \tau_{12} \\ \tau_{21} & \tau_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{s_{12}} \begin{bmatrix} D_s & s_{11} \\ -s_{22} & 1 \end{bmatrix} \quad (1.3-27)$$

由式(1.3-27)得出 $[T_s]$ 网络的互易条件:

$$D_{T_s} = \tau_{11}\tau_{22} - \tau_{12}\tau_{21} = 1 \quad (1.3-28)$$

对称网络($Z_1 = Z_2$)有

$$\tau_{12} = -\tau_{21} \quad (1.3-29)$$

无耗网络有

$$\tau_{11} = \tau_{22}^*, \tau_{12} = \tau_{21}^* \quad (1.3-30)$$

以及

$$|\tau_{11}|^2 = |\tau_{22}|^2 = 1 + |\tau_{12}|^2 = 1 + |\tau_{21}|^2$$

$$\arg \tau_{11} = -\arg \tau_{22}$$

$$\arg \tau_{12} = -\arg \tau_{21} \quad (1.3-31a)$$

三、 $[T_s]$ 与 $[T_r]$ 之间的关系:

由式(1.3-19)和式(1.3-25)可知:

$$\begin{cases} a = A \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} = \frac{1}{2}(\tau_{11} + \tau_{12} + \tau_{21} + \tau_{22}) \\ b = \frac{B}{\sqrt{Z_1 Z_2}} = -\frac{1}{2}(\tau_{11} - \tau_{12} - \tau_{21} - \tau_{22}) \end{cases} \quad (1.3-31b)$$

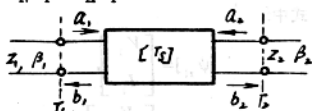


图 1.3-5 散射转移网络

$$\begin{cases} c = C\sqrt{Z_1 Z_2} = -\frac{1}{2}(\tau_{11} + \tau_{12} - \tau_{21} - \tau_{22}) \\ d = D\sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} = \frac{1}{2}(\tau_{12} - \tau_{11} - \tau_{21} + \tau_{22}) \end{cases} \quad (1.3-32)$$

以及

$$\begin{cases} \tau_{11} = \frac{1}{2}(a - b - c + d) \\ \tau_{12} = \frac{1}{2}(a + b - c - d) \\ \tau_{21} = \frac{1}{2}(a - b + c - d) \\ \tau_{22} = \frac{1}{2}(a + b + c + d) \end{cases} \quad (1.3-33)$$

1.3-5 各种矩阵的使用场合

同一不均匀性可以用上述五种网络参数表示。但在什么场合使用那种参数，要根据所使用测量装置的具体情况以便于测试为准则。如使用 ANA(反射计型)测量装置，测量 S 参数较方便。然后再根据设计要求或理论分析的要求转换到所需要的参数。例如所使用测量装置测量结果为 S 参数，但设计时需使用 Z 参数，可根据上述关系转换。有的测量设备中备有转换软件，可供调用。

如果这个网络作用于开路或几乎开路的(短路或几乎短路)的终端，则使用阻抗(或导纳)矩阵更合适。

如果这个网络作用于匹配负载或几乎匹配的负载终端(即 $\Gamma_{out} = 0$ 或 $\Gamma_{out} \approx 0$)则使用散射参数更合适。如

$$\text{插入驻波比} = \frac{1 + |s_{11}|}{1 - |s_{11}|} \quad (1.3-34)$$

$$\text{插入损耗} = -20 \lg |s_{22}| \text{ dB} \quad (1.3-35)$$

散射参数在转移参考面时也很方便。设参考面 T_1 和 T_2 分别向输入和输出方向移动距离 l_1 和 l_2 ，输入和输出传输线的相应常数为 β_1 和 β_2 ，则有 $(\theta_1 = \beta_1 l_1, \theta_2 = \beta_2 l_2)$

$$[s] = \begin{bmatrix} e^{-j\theta_1} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta_2} \end{bmatrix} [s'] \begin{bmatrix} e^{-j\theta_1} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta_2} \end{bmatrix} \quad (1.3-36)$$

如果几个网络级联，要求确定整个系统的网络特性时，则用转移矩阵更方便。例如有 N 个网络级联时，则输入与输出变量之间的关系为：

$$[\psi_1] = [T][\psi_{N+1}], [T] = [T_1][T_2] \cdots [T_N] \quad (1.3-37)$$

$[T]$ 是整个网络的转移矩阵，等于各个矩阵依顺序相乘。至于是选择阻抗转移矩阵还是选择散射转移矩阵呢？要根据最后端口的终端性质而定。

在表 1.3-1 中列出双端口网络满足特殊条件时的参数之间的关系。

表 1.3-1 互易双端口网络的特殊条件

网络参数 条件	阻 抗	散射参数(归一值)	阻抗转移	散射转移(归一值)
	$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}$	$[s] = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix}$	$[T_i] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$	$[T_r] = \begin{bmatrix} \tau_{11} & \tau_{12} \\ \tau_{21} & \tau_{22} \end{bmatrix}$
互 易	$Z_{ij} = Z_{ji}$	$s_{ij} = s_{ji}$	$AD - BC = 1$	$\tau_{11}\tau_{22} - \tau_{12}\tau_{21} = 1$
对 称 ($Y_1 = Y_2$)	$Z_{11} = Z_{22}$	$s_{11} = s_{22}$	$A = D$ $D^2 - BC = 1$	$\tau_{12} = -\tau_{21}$ $\tau_{11}\tau_{22} + \tau_{12}^2 = 1$
无 耗 (Y_{12} 实数)	$[Z] = -[Z]^*$ Z_{ij} 虚数	$[s]^*[s] = [1]$ $ s_{11} = s_{22} $ $ s_{11} ^2 = 1 - s_{12} ^2$ $\arg s_{11} + \arg s_{22} - 2\arg s_{12} = \pm \pi$	A, D 实数 B, C 虚数 $AD - BC = 1$	$\tau_{11} = \tau_{22}^*$ $\tau_{12} = \tau_{21}^*$ $ \tau_{11} ^2 - \tau_{12} ^2 = 1$

1.3-6 双端口互易网络具有双线性变换性质

从式(1.3-5)、(1.3-9)和(1.3-11)看出, 双端口互易网络的输入输出关系可以归纳为双线性变换式形式, 将输出量作为自变量, 用 z 表示, 输入量作为应变量, 用 W 表示, 得出

$$W = \frac{a_1 z + a_2}{a_3 z + a_4} \quad (1.3-38)$$

$$W = \frac{a_1 z + a_2}{a_3 z + 1} \quad (1.3-39)$$

或

$$W = \frac{az + b}{z + c} \quad (1.3-40)$$

式中

$$a'_1 = a_1/a_4, \quad a'_2 = a_2/a_4, \quad a'_3 = a_3/a_4$$

$$a = a_1/a_3, \quad b = a_2/a_3, \quad c = a_4/a_3$$

因此, 双端口互易网络参数可用复变函数的保角变换理论来进行测量和求解。它是平移、旋转、相似和反演变换的组合; 其性质具有: (1) 存在唯一的分式线性函数, 可将 z 平面上三个给定点对应地映射为 w 平面上三个给定点; (2) 保圆性, 平面 z 上的圆变换到 W 平面仍为圆(直线看成是半径为无限大的圆); (3) 对称点不变性。

根据变换原理, 可利用多点测量法, 在计算机辅助下求出具有统计平均意义的测量结果。这就是网络参数的精密测量法。但要注意, 对于非互易网络此法失效。例如单向器。

由于改变输出端变量 z 时, 输入端变量 w 不能产生相应变化, 无法测量和求解, 或者说, 此时待求常数具有如下性质, 例如式(1.3-38)将有 $a_1 = a_2 a_3 / a_4$, 使该式变成

$$W = \frac{a_2}{a_4} \cdot \frac{a_3 z + a_4}{a_3 z + a_4} = \text{常数}, \text{ 此时为非互易网络。} \quad (1.3-41)$$

1.4 阻抗与网络参数的基本测量系统和基本测量原理

目前常见的微波阻抗与网络参数的基本测量系统有: 测量线系统、自动网络分析仪(ANA)、六端口测量系统、阻抗桥(四端口)、时域测量系统等, 获得广泛应用的是 ANA。测量线在研究、生产单位已日渐减少, 但因为它原理清楚、便于理解, 在教学上还广泛使用。又由于它成本低某些特殊任务需要时也在采用, 如研制微波能干燥器和 W 波段元器件的测试, 作为非标准测量装置仍采用该波段测量线作为阻抗测量仪器; 在毫米波段也在采用, 如 3 毫米波段测量线, 还在生产。

测量线组成的测量系统如图 1.4-1 所示。测量装置为一段均匀传输线, 从其线上直接取样驻波电压, 进行测试。主要特点是电路简单、原理清晰, 成本低, 易于得到。但不适于扫频测量。可由计算机控制步进电机模拟手动控制探针的移动, 并处理测量数据, 由于探针需要调谐, 而不能实现全自动 CAT 系统。

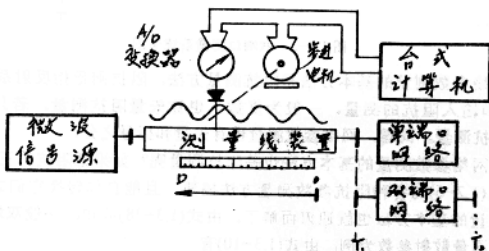


图 1.4-1 测量线测量系统简图

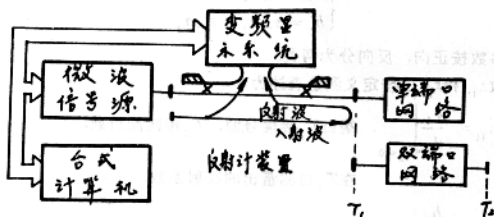


图 1.4-2 ANA 测量系统简图

ANA 测量系统如图 1.4-2 所示。测量装置是定向耦合器反射计, 由变频显示系统记录其测量数据, 可利用误差网络模型技术进行误差修正得到高精度测量结果, 由计算机控制可