

计算微波

JI SUAN WEI BO

梁 昌 洪



西北电讯工程学院出版社

内 容 简 介

计算微波是近年来计算机技术和微波工程结合所形成的新分支。它包括计算机辅助分析、综合、设计、模拟等广泛的内容。本书较全面地介绍了计算微波的理论基础及其应用。全书共有七章。讨论了网络与系统分析、传输线理论、网络综合及元件设计、灵敏度与公差分析、测量与模拟技术以及微波工程问题的最优化。书中附有相当数量的计算程序,可用来部分地取代目前微波书籍中的图表与曲线。

本书对于微波、通讯、雷达以及其他与微波有关专业的大学高年级学生、研究生和广大工程技术人员是一本值得推荐的理论书和工具书。

计 算 微 波

梁 昌 洪

责任编辑 吕继尧

西北电讯工程学院出版社出版

西北电讯工程学院印刷厂印刷

陕西省新华书店发行 各地新华书店经售

开本 787×1092 1/16 印张 25 10/16 字数 628千字

1985年10月第一版 1985年10月第一次印刷 印数1—5,000

统一书号: 15322·36

定价: 5.00元

序 言

长期以来,传统的微波技术和微波工程书籍需要广泛的数学基础和繁复的运算。因此一般书籍中都包括大量的曲线和图表,供设计时查考。然而,在实际应用中由于参数的变动或精度等问题,曲线和图表常不能满足工程的要求。

自从计算机和计算技术“闯入”这一领域之后,情况发生了很大的变化。当前,有关计算机技术在微波工程应用的文献正逐年增加。但可惜的是,关于这方面的专著仍不多见。本书作者试图以统一的观点,把计算机技术和微波结合起来,较全面地介绍“计算微波”的理论基础和它的应用。书中备有相当数量的计算程序,以期在某种程度上用软件部分地取代目前的曲线和图表。这一努力无疑地会对国内这方面教材的更新起到一定的促进作用。

由于书中部分内容比较新,不少课题的研究也未完全成熟,因此必然会存在一些问题,有待读者的批评和时间的考验。然而,作为一本较有特色的书,还是很值得推荐给读者学习研究的。

叶培大

中国科学院学部委员、
北京邮电学院教授、院长

一九八五年五月十四日

目 录

序 言	叶培大
第 1 章 计算微波概论	1
§ 1.1 简单的历史回顾	1
§ 1.2 计算微波方法	2
§ 1.3 本书框图	3
参考文献	3
第 2 章 网络与系统分析	4
§ 2.1 微波网络的基本概念	4
§ 2.2 无耗传输线段的[A] 矩阵	5
§ 2.3 [A] 参数与最佳传输问题	7
§ 2.4 [S] 散射参数	16
§ 2.5 双口网络的衰减	21
§ 2.6 多端口网络的广义传输矩阵[A]	26
§ 2.7 多端口网络的[S] 矩阵分析	33
§ 2.8 波传输[T] 矩阵	46
§ 2.9 复杂网络系统分析	50
§ 2.10 网络分析中的Weissfloch圆几何法	62
§ 2.11 网络分析的讯号流图法	68
* § 2.12 S 散射参数的普遍化理论	80
* § 2.13 有耗网络 S 参数的相角关系不等式	87
* § 2.14 网络参数之间的相互关系	94
参考文献	100
第 3 章 传输线理论	101
§ 3.1 传输线匹配的CAD方法	101
§ 3.2 渐变阻抗传输线的匹配	110
§ 3.3 微 带	116
§ 3.4 槽 线	128
§ 3.5 带状线	130
§ 3.6 共面线	135
§ 3.7 耦合微带线	140
§ 3.8 耦合带状线	152
§ 3.9 微带不连续性	157
§ 3.10 带状线的不连续性	170
* § 3.11 矩量法结合保角变换求解复杂形状的 TEM 模传输线	178
* § 3.12 差分法	185

参考文献	193
第4章 网络综合及元件设计	195
§ 4.1 网络综合的基本概念	195
§ 4.2 Butterworth综合	200
§ 4.3 Chebyshev 综合	207
§ 4.4 Jacobi 椭圆函数	218
§ 4.5 Jacobi 椭圆函数综合	230
§ 4.6 $\lambda/4$ 阶梯阻抗变换器	247
§ 4.7 微波滤波器	258
§ 4.8 微波桥路	268
§ 4.9 三端口功率分配器	275
参考文献	277
第5章 灵敏度和公差分析	278
§ 5.1 灵敏度分析的一般概念	278
§ 5.2 灵敏度直接分析法和有限差分法	279
§ 5.3 伴随网络法	283
§ 5.4 微分散射矩阵	290
§ 5.5 阻抗变换器的灵敏度分析	295
§ 5.6 最坏情况的公差分析	296
§ 5.7 统计公差分析	305
§ 5.8 概率论和统计学的某些结果	307
参考文献	308
第6章 测量与模拟技术	309
§ 6.1 数据处理的平均法	309
§ 6.2 分段抛物线插值法	311
§ 6.3 非线性拟合	312
§ 6.4 一元线性回归	316
§ 6.5 微波网络 S 参数测量的回归圆理论	319
§ 6.6 Kajfez 法	327
§ 6.7 正态统计分布	331
§ 6.8 长馈线网络反射系数的模拟技术	333
§ 6.9 公差模拟的 Monte Carlo 法	339
参考文献	341
第7章 微波工程中的最优化方法	342
§ 7.1 最优化问题模型的建立	342
§ 7.2 目标函数 $f(x)$ 的极值理论	345
§ 7.3 线性规划	349
§ 7.4 一元函数的优化方法	350
§ 7.5 最速下降法	361

§ 7.6 共轭梯度法.....	369
§ 7.7 拟牛顿法.....	374
§ 7.8 单纯形法.....	385
§ 7.9 Powell法	392
§ 7.10 有约束的优化问题.....	398
参考文献	402

第 1 章

计算微波概论

§1.1 简单的历史回顾

由于近年来计算机、计算技术以及相应数学理论的迅速发展,促成了微波与计算机的紧密配合,这也就是大家现在习惯称呼的微波 CAD 技术。微波 CAD 是取英文 Computer-Aided Design 字头的缩写,统称作计算机辅助设计。实际上,微波与计算机结合的含义更为广泛:可包括计算、分析、综合、设计、优化以及模拟等领域。因此,看来有必要把借助于计算机完成微波工程中某些人工计算、实验分析以及元器件设计等过程独立出一个新的分支,本书将把它称为“计算微波”。

在概论中对计算机发展的历史及它对各科学技术领域的渗透作一简单的回顾可能是有益的。早期的计算机 ENIAC,发明于本世纪四十年代后期。当时的应用仅限于核技术、导弹等少数尖端技术领域。然而在此后的三十多年里,由于半导体材料、集成电路、激光技术和一系列工艺的突破,计算机很快经历了四代更新(即电子管、晶体管、集成电路和大规模集成电路)。同时,渗透到各个科学技术领域。回顾这一段历史,再展望计算机所带来的深远影响,可以毫不夸张地说,计算机已成为即将揭开序幕的新工业革命的主要标志之一。

科学的各个领域总是不断地在互相渗透,从而不可避免地使相互之间边界逐渐模糊。于是,在模糊的边界区又派生出新的分支。计算微波正属于这种边缘学科。计算机和工程领域相结合,一般认为起始于六十年代。除了计算机的发展和普及的因素外,还由于各种高级语言和软件技术的相继出现。由于实际科研、生产的迫切要求,CAD 方法发展极快,至今已渗透到航空、建筑、造船、空间技术以及大规模集成电路等几乎所有的领域。研究计算机在各个领域内的状况是一个十分有趣的课题。可以发现:它在各门学科中的发展并不平衡。例如,在航空、空间技术和大规模集成等学科的应用,不论是广度还是深度都远在其它学科之前。

这究竟是什么原因呢?我们知道,科学技术领域中任何分支的发展都要受实际需要和经济规律的支配。计算机在工程中的应用也不例外。为了较为具体地讨论这一问题,这里引入计算机在某技术领域产品设计应用中的评价函数 Q ,可以写出

$$Q = \frac{W_1 P_A + k W_2 P_B}{P_C} \quad (1.1-1)$$

其中, Q 也可以称为品质因数。 P_A 是采用现有(解析)手段设计产品的费用; P_B 是单件产品规定的成本; k 是产品所需的批量; P_C 是采用 CAD 方法设计产品的费用。而 W_1 和 W_2 分别为所选的权函数。例如,选 $W_1 = 10$, $W_2 = 1$,则 $Q > 20$ 或许是该项产品可以接受计算机应用的约束条件。

由评价函数可清楚地看出：计算机应用广泛的领域往往是 Q 值较高的，特别是(1.1-1)式中分子数较大的分支。自然，影响计算机应用的还存在其它不少因素。但是，由 Q 值的讨论已明显看出：社会对于先进技术应用确实起着促进和抑制这两方面的杠杆作用。

这里我们所最关心的是计算微波的发展前景。不能不注意到，微波工程中的 $W_1 P_A + kW_2 P_B$ 一般并不很大。由此，可预测近年内尤其是国内“计算微波”分支主要地还是与中小型或微型计算机打交道。并且，所述及的数值计算也多属中小规模。认识到这一点有着重要的意义。因为很多计算微波的问题按今天的水平并非不可能，而是不值得。例如，上万单元以上的复数矩阵，成百因素调节的优化技术等等。尽管在少数重要的领域已有应用，然而微波工程中却并不多见。原因之一是上面所述的 Q 值的约束作用。

就某种意义上可以说，计算机在微波工程上的应用本身就是一种有约束的优化。设计者不仅要考虑可能性，更重要的是考虑经济性。在达到设计指标的前提下，尽可能找到一种既能满足要求，又可节省费用的合理方案。这是微波工程人员所面临的重要课题。本书正是鉴于上述估计，所推荐的程序均适宜于无复数运算的小型机使用。当然，提高 Q 值的根本出路还在于迅速降低 P_c 的费用。也可预见，在不远的将来， P_c 成倍的降低不仅可能，而且也必然成为计算机发展的一个趋势。

总起来说，计算机与工程技术的结合是一门新兴学科，也是边缘性分支。它的发展有赖于数学理论、计算技术和计算机硬、软件水平。反过来，它也促进了工程领域理论和技术的进一步发展。

§1.2 计算微波方法

在最初发展阶段，计算微波仅仅是提供问题模型的一种快速而精确的方法。这时候，计算机所充当的只是某种得力的运算工具。七十年代初期，随着数值技术、优化方法及工程理论的发展，使计算机已经在某些产品设计中完成选择元件最佳值、模拟微波实验、预测系统指标等一系列功能。于是，计算机逐渐成为微波工程人员不可缺少的“重要参谋”，甚至“辅助实验室”。

计算微波方法主要包括三个方面：数学模型的建立、计算方法的确定和采用 Fortran 语言编制程序。其一般流程如图 1.2-1 所示。

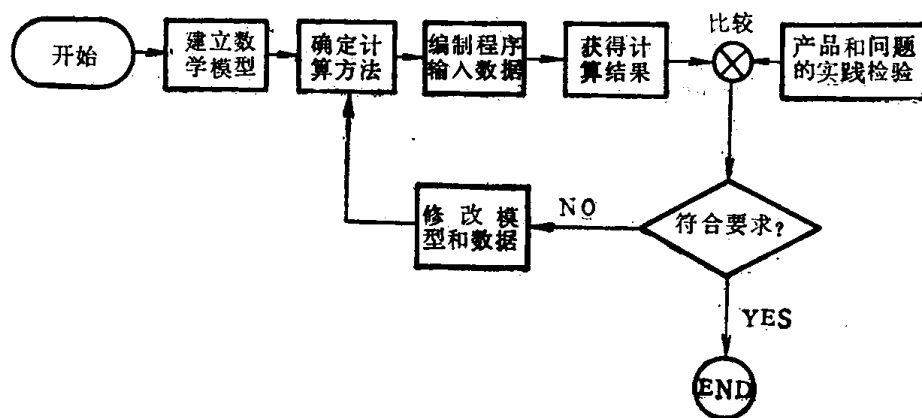


图1.2-1 计算微波方法的一般流程

十分清楚，计算微波方法是物理模型、计算机和数值技术的有机结合。如何把三者结合将是本书的讲述重点。

§1.3 本书框图

在本书中，各章关系如框图 1.3-1 所示。可以指出，尽管各章是有机联系的，但各自仍有一定的独立性。读者可以根据情况和时间的许可，择必要的章节加以学习。

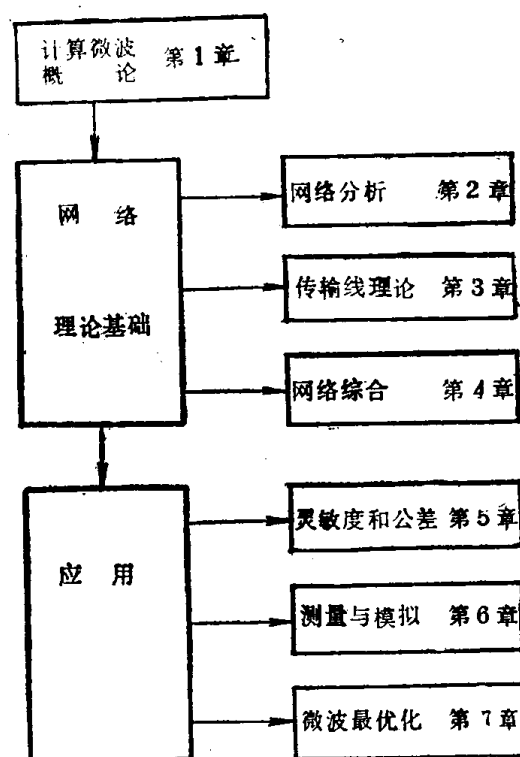


图 1.3-1 各章关系图

参考文献

- [1] 黄宏嘉：《微波原理》，卷 I、卷 II，科学出版社，1964。
- [2] 林为干：《微波网络》，国防工业出版社，1978。
- [3] 李嗣范：《微波元件原理与设计》，人民邮电出版社，1982。
- [4] 吴万春、梁昌洪：《微波网络及其应用》，国防工业出版社，1980。
- [5] 王蕴仪、苗敬峰、沈楚玉、陈顺生：《微波器件与电路》，江苏科学技术出版社，1981。
- [6] K. C. Gupta, et. al, Computer-Aided Design of Microwave Circuits, Artech House, Inc., 1981。
- [7] B.S.Pperlman, V.G.Gelnovatch, Computer Aided Design, Simulation and Optimization, 《Advances in Microwaves》, vol.8, Academic Pres., pp.321-407, 1974.

第 2 章

网络与系统分析

提 要

本章介绍网络与系统分析的 CAD 理论。根据微波网络的特点,着重分析 S 散射参数和 A 传输参数。其中讨论的复杂网络分析和讯号流图的计算机解,对于通讯、雷达和测试系统的分析研究将是十分有力的工具。

§2.1 微波网络的基本概念

在微波工程中,有两种基本的分析方法。场论分析方法和网络分析方法。场论分析方法以 Maxwell 方程组和边界条件作为基础,重点在于揭示微波元器件内部的场型结构;而网络分析方法则是以所研究对象的外部特性作为目标。这两种方法既紧密相关,又互相补充。简单来说,场是微波网络的内部原因,而网络则是场的外部表现。在这个意义上,两种方法是完全等价的。然而,由于网络参数有时可以通过测量的途径获取,因此,微波网络理论得到了十分广泛的应用。

微波网络又称微波电路。但是,在微波波段由于频率的升高,波动性已上升为主要矛盾。所以,它与低频电路有着不同的特征。首先,任何一个微波网络都有参考面的概念。不同参考面对应不同的网络参数。其次,低频电路是以电压 V 、电流 I 以及元件 R 、 L 、 C 等之间的关系作为研究对象的。而微波网络则主要以波参数(即 S 散射参数)以及反射系数 Γ 、驻波比 ρ 作为主要对象。有时,它也采用归一化的 $\bar{Z}$ 、 $\bar{Y}$ 或 $\bar{A}$ 参数。但其中,电压和电流一般只作为中间量。

广义地说,微波网络的研究方法就是控制论创始人 N. Wiener 所提出的一种“黑盒”(Black Box)研究方法。它并不细究“黑盒”的内部结构,也不破坏“黑盒”本身。而是在“黑盒”与外部联系的各个端口作不同激励,考察其输出情况,进而得到“黑盒”的外部特性,如图 2.1-1 所示。

任何一个线性的“黑盒”,其特性均可用矩阵加以描述。微波网络大部分就是这种“黑盒”。信号通过微波网络会发生幅度、相位或频率的变化。所以,微波网络也可以看作是广义的“信号变换系统”。

在微波网络领域中,十分关心信号传输。其中心问题之一是匹配。正由于上面讨论的原因,在微波网络中应用最广的是电流、电压传输矩阵 $[A]$ 、散射矩阵 $[S]$ 和波传输矩阵 $[T]$ 。

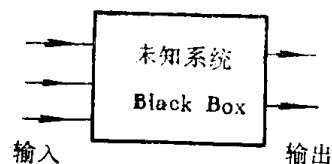


图2.1-1 “黑盒”
(Black Box)研究方法

§2.2 无耗传输线段的[A]矩阵

微波网络中,不少元件完全(或部分)由传输线段,短路线和开路线等所组成。本节将研究无耗传输线段的[A]矩阵。一段长为 L 的无耗传输线段如图 2.2-1 所示,其中坐标 z 按习惯由负载指向电源。

考虑稳态时谐情况。其中 Δz 一段有

$$-\Delta V = V(z) - V(z + \Delta z) \approx -\frac{dV}{dz} \Delta z \quad (2.2-1)$$

$$-\Delta I = I(z) - I(z + \Delta z) \approx -\frac{dI}{dz} \Delta z \quad (2.2-2)$$

对于无耗情况,有 $\Delta V = j\omega LI\Delta z$ 和 $\Delta I = j\omega CV\Delta z$, 代入(2.2-1)式和(2.2-2)式得到无耗传输线方程(或电报方程)

$$\frac{dV}{dz} = j\omega LI \quad (2.2-3)$$

$$\frac{dI}{dz} = j\omega CV \quad (2.2-4)$$

采用 Laplace 变换

$$U(s) = \int_0^\infty V(z) e^{-sz} dz \quad (2.2-5)$$

$$J(s) = \int_0^\infty I(z) e^{-sz} dz \quad (2.2-6)$$

作用传输线方程(2.2-3)和(2.2-4)两边,易得矩阵方程

$$\begin{bmatrix} s & -j\omega L \\ -j\omega C & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(s) \\ J(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V(0) \\ I(0) \end{bmatrix} \quad (2.2-7)$$

其解为

$$U(s) = \frac{sV(0) + j\omega LI(0)}{s^2 + \omega^2 LC} \quad (2.2-8)$$

$$J(s) = \frac{j\omega CV(0) + sI(0)}{s^2 + \omega^2 LC} \quad (2.2-9)$$

由 Laplace 逆变换 $\mathcal{L}^{-1}(a/(s^2 + a^2)) = \sin at$ 和 $\mathcal{L}^{-1}(s/(s^2 + a^2)) = \cos at$, 对(2.2-8)和(2.2-9)式施以逆变换后,有

$$V(z) = \cos kz V(0) + jZ_0 \sin kz I(0) \quad (2.2-10)$$

$$I(z) = j\frac{1}{Z_0} \sin kz V(0) + \cos kz I(0) \quad (2.2-11)$$

上式中, $k = \omega\sqrt{LC} = 2\pi/\lambda$ 称为波数, 而 $Z_0 = \sqrt{L/C}$ 称之为无耗传输线的特性阻抗。若令 $z = L$, 且设 $\theta = kL = 2\pi L/\lambda$, 则有

$$\begin{bmatrix} V(L) \\ I(L) \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} V(0) \\ I(0) \end{bmatrix} \quad (2.2-12)$$

其中

$$[A] = \begin{bmatrix} \cos\theta & jZ_0 \sin\theta \\ j\frac{1}{Z_0} \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (2.2-13)$$

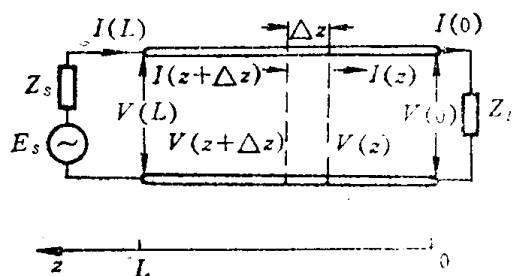


图2.2-1 无耗传输线段

称为无耗传输线段的 $[A]$ 矩阵, 或传输矩阵。

矩阵形式的(2.2-12)式实际上表示两个线性方程。若将这两个方程两边相除, 计及 $Z(L) = V(0)/I(0)$, 而 $Z_{in} = V(L)/I(L)$ 分别表示负载和输入阻抗, 则有

$$Z_{in} = \frac{Z_0(Z_L + jZ_0 \tan \theta)}{Z_0 + jZ_L \tan \theta} \quad (2.2-14)$$

式(2.2-14)表示无耗传输线段网络输入阻抗和负载阻抗之间的关系。作为特例, 当 $Z_L = 0$, 可得短路线的输入阻抗为

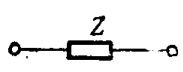
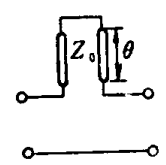
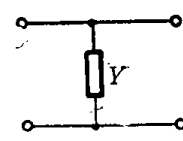
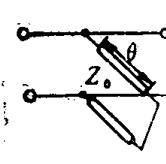
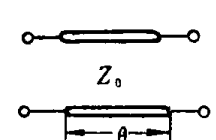
$$Z_{in} = jZ_0 \tan \theta \quad (2.2-15)$$

类似地, 取 $Z_L = \infty$ 则得开路线的输入阻抗

$$Z_{in} = -jZ_0 \cot \theta \quad (2.2-16)$$

由它们组成的传输线元件的 $[A]$ 矩阵如表 2.2-1 所示。

表 2.2-1 传输线元件的 $[A]$ 矩阵

串联阻抗  $[A] = \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	 $[A] = \begin{bmatrix} 1 & jZ_0 \tan \theta \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
并联导纳  $[A] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix}$	 $[A] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j \frac{1}{Z_0} \cot \theta & 1 \end{bmatrix}$
传输线段 	$[A] = \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_0 \sin \theta \\ j \frac{1}{Z_0} \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$

现在, 我们进一步引入参量

$$\begin{aligned} V^+(0) &= \frac{V(0) + I(0)Z_0}{2}, \quad I^+(0) = \frac{V^+(0)}{Z_0} \\ V^-(0) &= \frac{V(0) - I(0)Z_0}{2}, \quad I^-(0) = \frac{V^-(0)}{Z_0} \end{aligned} \quad (2.2-17)$$

于是式(2.2-10)和(2.2-11)可重新写为

$$V(z) = V^+(0)e^{jkz}(1 + \Gamma(0)e^{-j2kz}) \quad (2.2-18)$$

$$I(z) = I^+(0)e^{jkz}(1 - \Gamma(0)e^{-j2kz}) \quad (2.2-19)$$

其中

$$\Gamma(0) = \frac{V^-(0)}{V^+(0)} = \frac{I^-(0)}{I^+(0)} \quad (2.2-20)$$

为负载处的电压反射系数。类似地

$$\Gamma(z) = \Gamma(0)e^{-j2kz} \quad (2.2-21)$$

表示距负载 z 处的电压反射系数。将(2.2-18)和(2.2-19)两式相除, 得到

$$Z(z) = Z_0 \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)} \quad (2.2-22)$$

注意到本节所建立的坐标 z 由负载指向电源, 式(2.2-22)的逆关系可表示为

$$\Gamma(z) = \frac{Z(z) - Z_0}{Z(z) + Z_0} \quad (2.2-23)$$

§2.3 [A]参数与最佳传输问题

微波网络分析中, 主要关心的问题之一是元件的功率传输情况。本节将采用[A]参数研究最佳传输问题。

一、[A]参数的基本性质

一般地, [A]参数定义为输入电压 V_1 、电流 I_1 和输出电压 V_2 、电流 I_2 的一组线性关系

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.3-1)$$

1. 互易网络

互易网络[A]矩阵的行列式值为1, 即

$$\det[A] = 1 \quad (2.3-2)$$

2. 级联网络

如图2.3-1所示级联传输系统, 总网络的[A]参数是各个网络[A_i]的依次乘积, 即

$$[A] = \prod_{i=1}^N [A_i] \quad (2.3-3)$$

3. 负载阻抗 Z_L 与输入阻抗 Z_{in} 的关系

由[A]参数定义, 计及 $Z_{in} = V_1/I_1$,

而 $Z_L = V_2/I_2$, 易得

$$Z_{in} = \frac{A_{11}Z_L + A_{12}}{A_{21}Z_L + A_{22}} \quad (2.3-4)$$

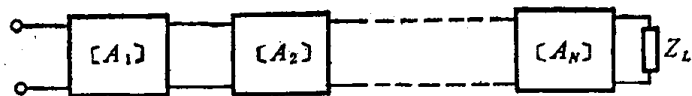
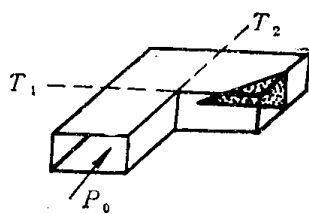


图 2.3-1 级联传输系统

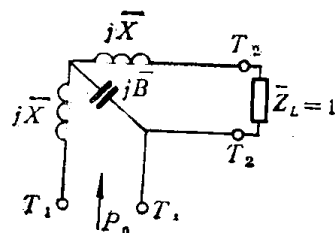
[例1] 矩形波导H面90°拐角可表示为如图2.3-2网络。若输入功率为 P_0 , 终端接匹配负载, 求系统反射系数 Γ 和负载吸收功率 P_L 。

〔解〕 微波问题多数采用归一化参数, 即所有阻抗对特性阻抗 Z_0 归一, 或导纳对 Y_0 归一 ($Y_0 = 1/Z_0$)。本书中, 归一化参数采用字母上加一表示。

可以把 H 面 90° 拐角看作是两个串联电抗和一个并联导纳级联而成。



(a) H面 90° 拐角



(a) 等效网络

根据 $[\bar{A}]$ 矩阵性质, 有

图 2.3-2 H面 90° 拐角和等效网络(典型数据 $\bar{X} = 2, \bar{B} = 1$)

$$[\bar{A}] = \prod_{i=1}^3 [\bar{A}_i] = \begin{bmatrix} 1 - \bar{X}\bar{B} & j\bar{X}(2 - \bar{X}\bar{B}) \\ j\bar{B} & 1 - \bar{X}\bar{B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ j & -1 \end{bmatrix} \quad (2.3-5)$$

可以注意到(2.3-5)式满足 $\det[\bar{A}] = 1$ 。

$$\bar{Z}_{in} = \frac{\bar{A}_{11}\bar{Z}_L + \bar{A}_{12}}{\bar{A}_{21}\bar{Z}_L + \bar{A}_{22}} = \frac{1}{1-j} \quad (2.3-6)$$

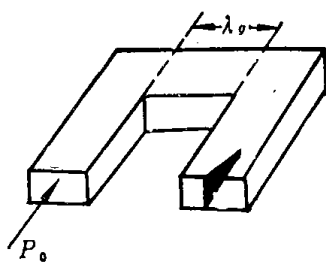
$$\Gamma = \frac{\bar{Z}_{in} - 1}{\bar{Z}_{in} + 1} = \frac{j}{2-j} = 0.4472e^{j116.565^\circ} \quad (2.3-7)$$

结果算得负载吸收功率

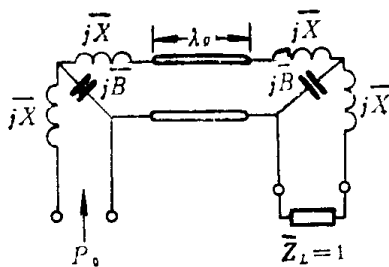
$$P_L = P_0(1 - |\Gamma|^2) = 0.8P_0 \quad (2.3-8)$$

由这个例子可看出: 不少微波问题中, 电压、电流仅作为中间量出现。一旦把 $[\bar{A}]$ 参数转化为输入阻抗形式(2.3-4)式, 即可从反射系数 Γ 研究功率传输问题。

〔例 2〕 考虑两相距 λ_g 的 H 面 90° 拐角所组成的 U 形拐角功率传输情况, 见图 2.3-3 所示。



(a) U形拐角



(b) 等效网络

图 2.3-3 U形拐角和等效网络

〔解〕 这个问题可看作两只 90° 拐角的级联。利用例 1 的结果, 有

$$[\bar{A}] = \prod_{i=1}^2 [\bar{A}_i] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j2 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\bar{Z}_{in} = \frac{\bar{A}_{11}\bar{Z}_L + \bar{A}_{12}}{\bar{A}_{21}\bar{Z}_L + \bar{A}_{22}} = \frac{1}{1-j2}$$

$$\Gamma = \frac{\bar{Z}_{in}-1}{\bar{Z}_{in}+1} = \frac{j}{1-j} = \frac{\sqrt{2}}{2} e^{j135^\circ}$$

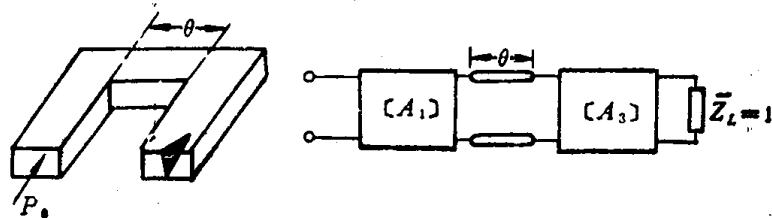
$$P_L = P_0(1 - |\Gamma|^2) = 0.5P_0 \quad (2.3-9)$$

注意到这个例子的结果十分有趣：每只 H 面 90° 拐角反射 20% 功率，而把两只拐角级联，则总反射功率达 50%。可见，网络级联后的相互作用是十分重要的。

二、最佳传输问题

很多事物存在“二重性”。上面的例子启示我们，有无可能利用相互作用达到最佳传输。

[例 3] 任意 U 形拐角是由两只 H 面 90° 拐角和一段电长度为 θ 的传输线构成。试求 θ 与反射和传输功率的关系。具体结构如图 2.3-4 所示。



(a) 任意 U 形拐角 (b) 等效网络 (其中 $[A_1]$, $[A_3]$ 均表示 90° 拐角)

图 2.3-4 任意 U 形拐角和等效网络

[解] 总的 $[\bar{A}]$ 参数相当三个元件的级联，即

$$[\bar{A}] = \prod_{i=1}^3 [\bar{A}_i] = \begin{bmatrix} \cos\theta + \sin\theta & j\sin\theta \\ -j2\cos\theta & \cos\theta + \sin\theta \end{bmatrix} \quad (2.3-10)$$

由完全类似的步骤，得

$$\Gamma = \frac{j(\sin\theta + 2\cos\theta)}{2(\cos\theta + \sin\theta) + j(\sin\theta - 2\cos\theta)} \quad (2.3-11)$$

容易得到负载功率 P_L 关系

$$\frac{P_L}{P_0} = 1 - |\Gamma|^2 = \frac{4}{5 + 4\sin\theta\cos\theta + 3\cos^2\theta} \quad (2.3-12)$$

为求最佳和最劣传输所对应的 θ ，可对式(2.3-12)分母求导，即 $d(5 + 4\sin\theta\cos\theta + 3\cos^2\theta)/d\theta = 0$ 。于是，最佳传输有

$$\theta = n \cdot 180^\circ + 116.565^\circ \quad (2.3-13)$$

这时，所对应的反射系数模 $|\Gamma|_{\min} = 0$ ，而最劣传输有

$$\theta = n \cdot 180^\circ + 26.565^\circ \quad (2.3-14)$$

这时所对应的反射系数模 $|\Gamma|_{\max} = 0.7454$ 。负载吸收功率曲线如图 2.3-5 所示。

讨论：(1) 我们的兴趣主要不在例子本身，而在于所处理的方法和能够引出的重要概念。由上面例子已经知道：一只 90° 拐角

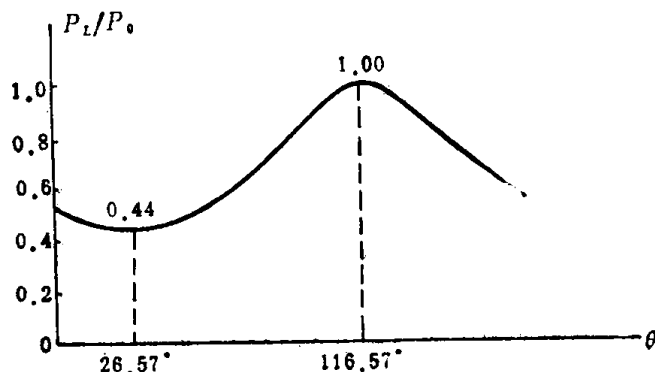


图 2.3-5 任意 U 形拐角功率传输曲线

存在反射，两只级联则反射更大。但是把这两只拐角和传输线段放在一起，则在适当条件下，可以做出反射很小的元件。这正是充分利用相互作用的结果。

实际上，H面90°拐角可以做成如图2.3-6形式。适当选择 L_m 可以得到一定带宽的小反射元件。推荐的 $L_m = 0.28\lambda_g$ 或 $0.55a$ 。

(2) 中国有句俗话：“一只碗不响，两只碗叮当”。讲的是有了两只碗即会构成矛盾。那么三只甚至更多碗呢？这句俗话没有回答。可以设想，这时矛盾将变得更为复杂。然而如果处理好，则有可能得到更好的结果。例如，可以利用多个反射点，各反射点之间由传输线段 θ 相连。根据这一思想，多节阻抗变换器设计出现了。

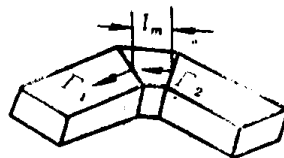


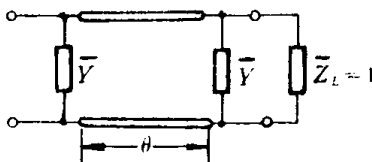
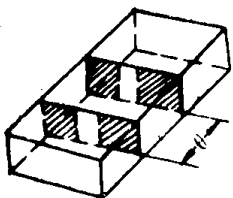
图2.3-6 实际H面90°拐角

(3) 由此可见，传输线段 θ 对于微波网络所起的作用远不是低频电路中导线那样的“配角”，而在这里担当举足轻重的“角色”。这正是由微波波动特性所确定的。

三、广义滤波节概念

广义地说，功率传输随频率变化的元件均可称为滤波器。功率易通过的频段称为通带；反之，则称为阻带。例如任意U形拐角就是这样一个广义滤波器。

[例4] 双膜片波导系统所组成的通过式谐振腔如图2.3-7所示。设 $\bar{Y} = -j5$ ，研究 θ 与反射和传输功率的关系。



(a) 通过式谐振腔

(b) 等效网络

图2.3-7 通过式谐振腔和等效网络

[解] 由类似方法，得

$$[\bar{A}] = \prod_{i=1}^3 [\bar{A}_i] = \begin{bmatrix} \cos\theta + j\bar{Y}\sin\theta & j\sin\theta \\ 2\bar{Y}\cos\theta + j\sin\theta(1+\bar{Y}) & \cos\theta + j\bar{Y}\sin\theta \end{bmatrix}$$

$$\frac{P_L}{P_0} = 1 - |\Gamma|^2 = \frac{4}{104 + 500\sin\theta\cos\theta + 525\sin^2\theta}$$

为求极值，取 $d(104 + 500\sin\theta\cos\theta + 525\sin^2\theta)/d\theta = 0$ ，得到最佳传输为

$$\theta = n \cdot 180^\circ + 158.199^\circ \quad (2.3-15)$$

这时，所对应的 $|\Gamma|_{\min} = 0$ 。而最劣传输为

$$\theta = n \cdot 180^\circ + 68.199^\circ \quad (2.3-16)$$

这时所对应的 $|\Gamma|_{\max} = 0.9973$ 。负载吸收功率 P_L/P_0 曲线如图2.3-8所示。

对比图2.3-5和图2.3-8，明显可以看出：U形拐角曲线平缓而通过腔变化尖锐。但是，它们的一般结构都可以归纳成如图2.3-9的广义滤波节模型。

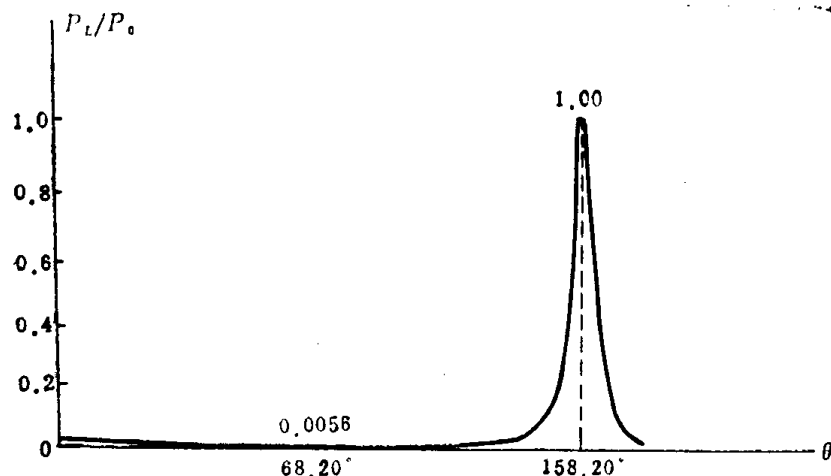


图 2.3-8 通过式谐振腔的功率传输曲线

(1) 广义滤波节可以由两个电抗耦合元件和一段传输线段 θ 构成。

(2) 滤波节的带宽主要是由耦合元件决定。U形拐角耦合较紧，因而带宽较宽(或 Q 值较低)；反之，通过腔耦合较松，因此带宽很窄(或 Q 值很高)。

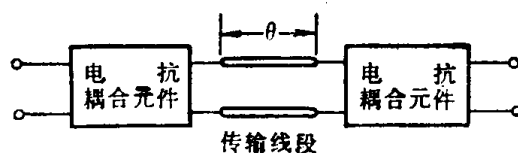


图 2.3-9 一类广义滤波节模型

(3) 滤波节通带的中心频率主要由传输线段 θ 决定。而通常滤波器是由若干这种滤波节构成。有了上述概念，将有助于我们在实验设计中调节滤波器性能。

四、CAD 方法举例

上面讨论的分析方法要用于工程实际，常常需要计算机的帮助。因为，在解析方法中忽略了不少实际因素：例如拐角和膜片参数的频带特性。这类问题如果采用 CAD 方法加以解决，常常可以得到比较满意的结果。这里，通过两实例加以说明。

[例 5] C 波段宽带标准失配负载的设计。它采用矩形波导窄边 b 压缩成 b' ，最后端接与 b' 匹配的负载而成。如图 2.3-10 所示。设 $a \times b = 40.40 \times 20.20 \text{ mm}^2$ ， $\lambda_0 = 50 \text{ mm}$ 。求驻波比 $\rho_0 = 1.20$ 时对应的 Δb ，并分析 $\lambda_0 = 40 \text{ mm} \sim 60 \text{ mm}$ 时的频带驻波特性。其中，阶梯不连续性电纳 $\bar{B}_0 = (b/\lambda_g) \cdot (\Delta b/b)^2$ 。

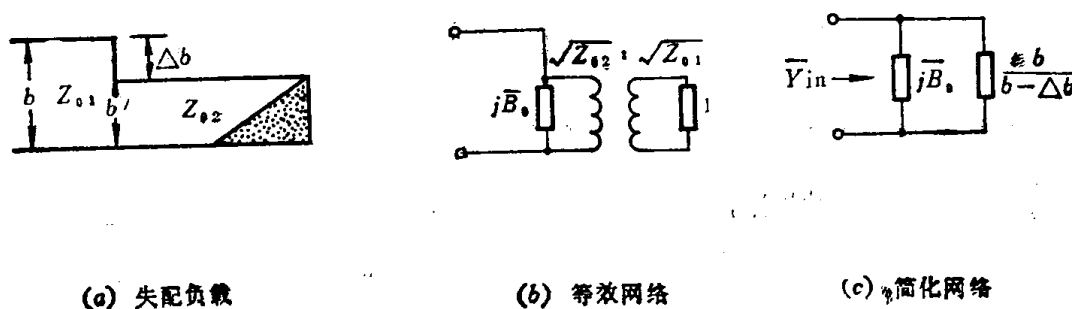


图 2.3-10 失配负载及等效网络