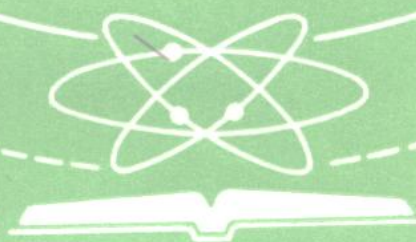


高等学校教材

微波网络及其应用

梁联倬编



电子工业出版社

73.4595
530

微波网络及其应用

梁 联 倬 编

周
文
表

电子工业出版社

內 容 簡 介

本書系統地論述了分析和設計無源、線性微波元件及其系統的網絡理論，闡明了它們的普遍特性和設計方法。全書共分八章，主要內容是：微波網絡概念，網絡矩陣，微波傳輸系統分析，微波對稱網絡分析，網絡綜合設計原理，微波濾波器、阻抗匹配器、定向耦合器的工作原理和設計方法。書中對基本公式都作了詳細推導，各章還列出若干應用實例，每章末附有習題及主要參考資料。

本書是微波技術專業的統編教材，供微波、天線、無線電技術等專業使用。也可供從事微波工作的研究生、教師、科技人員參考。

2015/5

微波网络及其应用

梁联倬 編

責任編輯 龚兰方

※

电子工业出版社出版（北京市万寿路）

新华書店北京發行所發行 各地新华書店經售

电子工业部情报所 印刷厂印刷

※

开本：787×1092 1/16 印张：21.125 插頁： 字數：528000

1985年6月 第1版 1985年6月 第1次印刷

印數：5300 冊 定價：4.50元

統一書號：15290.96

出版说明

根据国务院关于高等学校教材工作分工的规定，我部承担了全国高等学校工科电子类专业课教材的编审、出版的组织工作。从一九七七年底到一九八二年初，由于各有关院校，特别是参与编审工作的广大教师的努力和有关出版社的紧密配合，共编审出版了教材159种。

为了使工科电子类专业教材能更好地适应社会主义现代化建设培养人才的需要，反映国内外电子科学技术水平，达到“打好基础、精选内容、逐步更新、利于教学”的要求，在总结第一轮教材编审出版工作经验的基础上，电子工业部于一九八二年先后成立了高等学校《无线电技术信息系统》、《电磁场与微波技术》、《电子材料与固体器件》、《电子物理与器件》、《电子机械》、《计算机与自动控制》、中等专业学校《电子类专业》、《电子机械类专业》共八个教材编审委员会，作为教材工作方面的一个经常性的业务指导机构。并制定了一九八二到一九八五年教材编审出版规划，列入规划的教材、教学参考书、实验指导书等共217种选题。在努力提高教材质量，适当增加教材品种的思想指导下，这一批教材的编审工作由编审委员会直接组织进行。

这一批教材的书稿，主要是从通过教学实践、师生反映较好的讲义中评选择优和从第一轮较好的教材中修编产生出来的。广大编审者，各编审委员会和有关出版社都为保证和提高教材质量作出了努力。

这一批教材，分别由电子工业出版社、国防工业出版社、上海科学技术出版社、西北电讯工程学院出版社、湖南科学技术出版社、江苏科学技术出版社、黑龙江科学技术出版社和天津科学技术出版社承担出版工作。

限于水平和经验，这一批教材的编审出版工作肯定还会有许多缺点和不足之处，希望使用教材的单位、广大教师和同学积极提出批评建议，共同为提高工科电子类专业教材的质量而努力。

电子工业部教材办公室

前 言

本教材系由电磁场与微波技术教材编审委员会微波技术教材编审小组评选审定，并推荐出版。

本教材由北京邮电学院刘泽民教授担任主审。编审者均依据微波技术教材编审小组审定的编写大纲进行编写和审阅。

本课程的参考教学时数为72学时。主要内容是运用网络方法来分析和设计无源、线性微波元件及其系统，着重阐述它们作为网络的普遍特性以及分析和设计方法。全书共分八章。第一章从传输功率出发，介绍用统一的方法建立起微波元件的等效网络概念。第二章和第三章分别介绍用电路矩阵和波矩阵参量描述微波网络的方法及其属性，以便为进一步研究微波元件奠定基础。第四章分析信号通过微波网络系统的传输关系，介绍微波网络的工作特性和求解方法。第五章介绍对称微波网络的分析方法，并对某些微波元件作为实例进行了特性分析和设计。第六章介绍网络的综合设计法，叙述了根据网络衰减函数综合无耗网络的一般方法，讨论了两种常见响应特性的滤波网络的综合、频率变换等，为后两章做准备。第七章介绍了各种微波滤波网络的设计与结构实现。第八章介绍了阻抗变换器和多孔波导定向耦合器的设计。

使用本教材时，读者除应具备线性代数等数学基础外，还应具备电路、电磁场以及微波传输线等方面的理论基础。随着应用频段的扩展，在各个波段上相继出现各种类型的微波传输线及其元件，不可能也无必要罗列讲授。因此在学习时应着重理解基本理论和概念，掌握典型元件的特性与工程设计方法。本教材前后连贯一致，但教师仍可以有选择地去掉某些章节中的部分内容，特别是第一章和第六章，可根据学生已学课程内容进行适当选择。

在本教材编写过程中，清华大学无线电系微波工程与天线教研组的同志们给予热情支持和帮助，这里表示诚挚的感谢。

由于编者水平有限，书中难免还存在一些缺点和错误，殷切希望广大读者批评指正。

编者

于清华大学无线电系

目 录

第一章 导论

1.1 引言	1
1.2 微波网络的分析模型	2
1.3 TEM波传输线	4
1.3.1 传输线方程	4
1.3.2 传输线的特性参量	6
1.3.3 单端口网络	7
1.4 色散型传输线	10
1.4.1 微波传输线的电磁场方程	10
1.4.2 传输模式	13
1.4.3 传输功率	17
1.5 等效TEM波传输线	19
1.5.1 模式电压和模式电流	19
1.5.2 特性阻抗及其归一化	21
1.5.3 多模传输线的等效方法	25
1.6 几个重要定理	27
1.6.1 能量定理	27
1.6.2 互易定理	28
1.6.3 电抗定理	29

第二章 电路矩阵

2.1 引言	33
2.2 二端口微波网络电路矩阵	34
2.2.1 阻抗矩阵和导纳矩阵	34
2.2.2 级联矩阵	36
2.2.3 归一化电路矩阵	38
2.2.4 电路矩阵参量的互换	40
2.3 单元电路的电路网络参量	41
2.4 多端口微波网络电路矩阵	44
2.4.1 阻抗矩阵和导纳矩阵	45
2.4.2 广义级联矩阵	47
2.5 微波网络电路矩阵的性质	49
2.5.1 无源网络电路矩阵的性质	49
2.5.2 可逆网络电路矩阵的性质	52
2.5.3 无耗网络电路矩阵的性质	53
2.5.4 对称网络电路矩阵的性质	55
2.5.5 匹配网络电路矩阵的性质	56

第三章 散射矩阵

3.1 端口波变量	63
-----------------	----

3.2 归一化散射矩阵	64
3.2.1 二端口网络散射矩阵	64
3.2.2 多端口网络散射矩阵	66
3.2.3 参考面位移	67
3.2.4 散射矩阵与电路矩阵的互换	68
3.3 电压散射矩阵与电流散射矩阵	70
3.4 传输矩阵	71
3.4.1 二端口网络传输矩阵	71
3.4.2 四端口网络传输矩阵	73
3.5 单元电路的散射矩阵与传输矩阵	75
3.6 散射矩阵的性质	77
3.6.1 无源网络[S]的性质	77
3.6.2 可逆网络[S]的性质	80
3.6.3 无耗网络[S]的性质	81
3.6.4 对称网络[S]的性质	83
3.6.5 匹配特性	84
3.7 广义散射矩阵	84

第四章 微波网络工作特性分析

4.1 工作特性参量	89
4.1.1 输入电压驻波比	89
4.1.2 传输系数	90
4.1.3 功率衰减	90
4.1.4 相移	91
4.2 负载和信号源通过网络变换	92
4.2.1 负载通过网络变换	92
4.2.2 信号源通过网络变换	94
4.3 微波信号通过网络传送	97
4.3.1 传输功率	97
4.3.2 插入衰减和工作衰减	98
4.3.3 相移	100
4.4 多端口网络的连接	102
4.5 信号流图的应用	107
4.5.1 信号流图的建立	108
4.5.2 信号流图的简化法则	112
4.5.3 信号流图的不接触环法则	115

第五章 对称网络分析

5.1 引言	122
5.2 本征值和本征矢量	122
5.2.1 本征值和本征矢量简介	122

5.2.2 网络矩阵的本征值和本征矢量	127
5.2.3 对称变换矩阵	129
5.3 二端口对称网络	132
5.3.1 奇偶模激励分析法	134
5.3.2 耦合传输线的网络分析	138
5.4 三端口对称网络	143
5.4.1 三端口对称网络本征值分析法	143
5.4.2 三端口网络的性质	146
5.4.3 Y形结铁氧体环行器	149
5.4.4 功率分配器	152
5.5 四端口对称网络	157
5.5.1 四端口对称网络本征值分析法	157
5.5.2 理想定向耦合器	163
5.5.3 分支线定向耦合器	166
5.5.4 平行耦合传输线定向耦合器	173
5.5.5 环行定向耦合器	176
5.5.9 双T接头与魔T	178

第六章 微波网络综合设计原理

6.1 引言	183
6.2 网络函数及其性质	184
6.3 单端口LC网络的综合	186
6.3.1 电抗函数	186
6.3.2 综合方法	189
6.4 二端口LC网络的综合	193
6.4.1 衰减函数和特征函数	193
6.4.2 梯形网络综合法	196
6.5 对偶原理与对偶网络	198
6.6 低通原型滤波网络	202
6.6.1 最大平坦型低通原型	205
6.6.2 等起伏型低通原型	211
6.7 频率变换	219
6.7.1 高通滤波器与低通原型的频率变换	220
6.7.2 带通滤波器与低通原型的频率变换	221
6.7.3 带阻滤波器与低通原型的频率变换	224
6.8 隔离变换	226
6.8.1 倒置变换器	226
6.8.2 只含一种电抗元件的低通原型	229

第七章 微波滤波网络

7.1 引言	235
7.2 分布参数元件	236
7.2.1 短传输线段	236

7.2.2 不均匀性	239
7.2.3 谐振线	239
7.2.4 耦合元件	241
7.2.5 平行耦合线段	241
7.3 微波低通滤波器	244
7.3.1 高、低阻抗线法	244
7.3.2 开、短路短路线法	245
7.3.3 集总元件法	245
7.4 微波带阻滤波器	247
7.5 微波带通滤波器	254
7.5.1 直接耦合带通滤波器	256
7.5.2 平行耦合线带通滤波器	259
7.6 宽带微波带通滤波器的设计	262
7.7 微波滤波器的准确设计	268
7.7.1 正切频率变换	268
7.7.2 黑田变换	271
7.7.3 微波带阻滤波器的准确设计	275
7.7.4 微波带通滤波器的准确设计	279
7.8 元件损耗对滤波器性能的影响	284
7.8.1 元件损耗对低通原型通带衰减的影响	284
7.8.2 元件损耗对低通原型阻带衰减的影响	286
7.8.3 元件损耗对其他滤波器衰减特性的影响	287

第八章 阻抗变换器与多孔定向耦合器

8.1 阻抗匹配网络的极限带宽	292
8.2 半波长阶梯阻抗变换器的近似设计	293
8.3 半波长阶梯阻抗变换器的精确设计	299
8.3.1 最大平坦型1/4波长阶梯阻抗变换器	300
8.3.2 切比雪夫型1/4波长阶梯阻抗变换器	303
8.4 渐变线阻抗变换器	311
8.5 孔耦合波导定向耦合器	316
8.5.1 波导单孔耦合	316
8.5.2 双孔波导定向耦合器	318
8.5.3 多孔波导定向耦合器	319

附录

矩阵代数	327
------	-----

第一章 导 论

1.1 引 言

随着通讯、雷达、广播、遥感、测量和空间技术等的发展，从米波段到毫米波段甚至更短的广阔波段上，在对信号的收发、传输和处理中，出现了品种繁多的微波元件。微波网络是以这些元件及其系统为对象，研究它们的传输特性和设计方法的。

在这些元件中，根据使用的功能不同有：把某一功率按一定比例分配为几路输出，或者相反地，把几路功率合成一路后再输出的功率分配器，定向耦合器；使某一给定频带的信号通过（或抑制），而抑制（或通过）其余频率信号的滤波器；为保证负载能从信号源获取最大的功率的阻抗匹配器；连接各种不同截面形状和尺寸的传输线的转换接头以及为获得信号单方向传输的不可逆元件等。在结构上，这些元件是利用各种类型微波传输线的不均匀性并同外界相连接。根据传输线结构的不同有：平行双线、同轴线、带状线、微带线、金属波导、介质波导以及这些传输线的组合等结构形式。因此，我们常常用一种组合方法命名这些元件，如同轴线滤波器，微带功率分配器、波导环行器等等。为了分析的方便，按照同外界相连接端口的数目多少分为单端口、二端口、三端口、四端口、六端口……，统称做微波元件。把具有独立功能的多个微波元件按一定方式连接起来，就组成一个复杂的微波系统，以实现一个整体的目的，如天线馈电系统，微波测量系统等。

这里“微波”一词，不应只从波段上去认识，而更应当从这些元件及其系统的基本特征上去认识，即从元件的尺寸大小同工作波长可相比拟，或者说，电磁波信号从元件中的一处传输到另一处的时间同信号的振荡周期可相比拟去认识，这对分析这类元件及其系统，扩展频段，研制新元件都是有益的。

研究微波元件常用两种方法，即场的方法和路的方法。场的方法是以电、磁场强度作为基本量，以麦克斯韦方程组为基础，求解电磁场的边值问题，得出元件中各点场的表示式，最终，可以用等效参量表示端口之间的传输特性。这种分析方法在理论上是严格的，普遍适用的，但在实际应用上并不都是方便可行的，特别是对那些形状不规则的微波元件，由于边界复杂，媒质不一，数学表示及运算都很困难。路的方法是把微波元件用一个网络来等效，应用电路和传输线理论，求得元件各端口间信号的相互关系。虽然它得不到元件内部场的分布情况，但仍不失为研究微波元件及系统的重要方法。这是因为在工程应用中，微波元件的作用是通过它对微波信号的传输特性（包括反射特性）来表示的，当微波信号从微波元件的一个端口输入，再从另一端口输出，由于元件中的不均匀性，信号的传输功率、幅度、相位、频率都有可能改变，这些改变对外界的影响，常常用微波元件端口间的外特性表示，一旦确定了端口间信号的相互关系，其外特性就完全确定，而不必理会元件内部场的分布情况。

需要指出，尽管用路的分析方法即网络方法能避免复杂的场计算，获得元件的外特性（分析问题），或者根据技术特性要求，确定基本元件及其组成方式（设计问题），但它仍

然是以场分析法为基础的。例如，在金属波导中某一横截面处置放膜片，其外特性及等效电路只能由场分析法或者测量方法求得，网络分析法是无能为力的。然而，当建立起膜片的等效参数和等效电路后，就可以用网络方法对由膜片组成的元件，进行分析和设计。因此，在微波工程中，网络方法是同场的方法及测量方法紧密相连，相辅相成的。本书将不涉及那些必须用场或测量方法求解的基本元件，如各类微波传输线中的膜片、销钉、跳变、终断、分支、耦合孔等的分析，必要时直接引用其等效参数及计算公式。

1.2 微波网络的分析模型

为了用统一的观点处理各类微波元件及其系统，把它们概括成一个网络分析模型，如图1.1 (a) 所示。这个模型是由边界封闭曲面围成的、内部结构确定的传输电磁波能量的媒质空间和若干条同外界相连接的微波传输线所组成。媒质空间区域 V 内充填一种或多种媒质。微波传输线为无耗、均匀传输线，其类型可以相同或不同，或横截面形状相同而尺寸大小不同，可以是单模传输或是多模传输。同外界相连接处称为端口，常给以编号(1, 2, ..., n)，

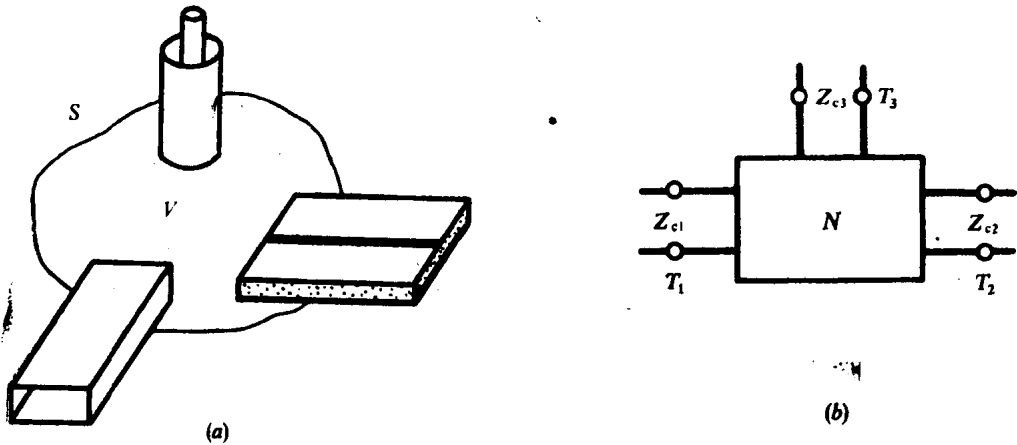


图1.1 微波网络分析模型

(a) 分析模型

(b) 表示方法

它是一个与传输线中电磁波能量传输方向相垂直的传输线横截面，这个横截面又称为参考面，用 T 表示在传输线上的位置。除端口面外的封闭曲线 S 为理想导体面，此界面上的电场切向分量为零。一般说来，对金属波导，可认为内边界为封闭边界 S ；当考虑到金属有损耗时，可把媒质空间扩大到计入趋肤深度的区域，而认为理想导体边界面安放在电磁场强为零的地方；对开放式系统，可扩大媒质空间区域，直至场强为零处安放理想导体界面。这样，网络分析模型就是由端口参考面和理想导体边界面围成的媒质空间。用一个方框和平行双线传输线及其参考面代表，如图1.1 (b) 所示。这就是微波等效网络，或直接称做微波网络。若媒质空间区域内没有任何场源存在，称做无源微波网络；若充填媒质是与场强无关的线性媒质，称做线性微波网络。本书只讨论无源、线性微波网络。

图1.2 (a) 是一个微带低通滤波器，有两个端口，用 T_1 和 T_2 分别代表两个端口参考面的位置， T_1 和 T_2 之间的不均匀性部分（并不要求与均匀传输线部分有明确的区域划分），用一个方框图代表，与外界相连接的均匀微带线用平行双线表示。平行双线的特性阻抗等于

微带线的特性阻抗，这就得到了等效网络的表示法，如图1.2 (b) 所示。

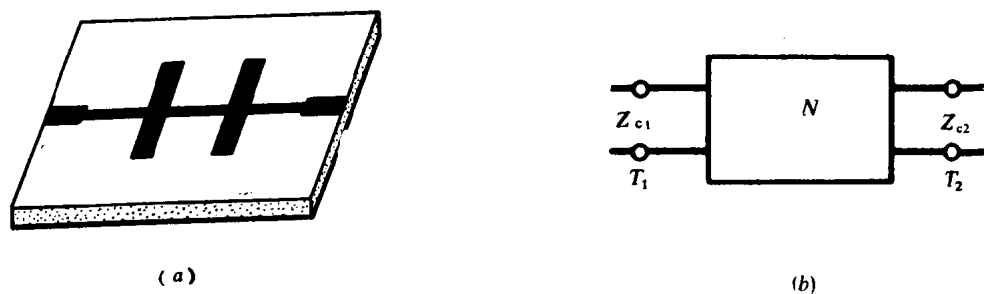


图1.2 微带低通滤波器及等效网络

图1.3 (a) 是一个波导孔耦合定向耦合器，有四个端口， T_1 、 T_2 、 T_3 和 T_4 为端口参考面位置，参考面之间的不均匀性部分用方框图代表，与外界相连接的均匀金属波导，分别用平行双线表示，双线的特性阻抗应等于相应波导的等效特性阻抗（定义见1·5·2节），

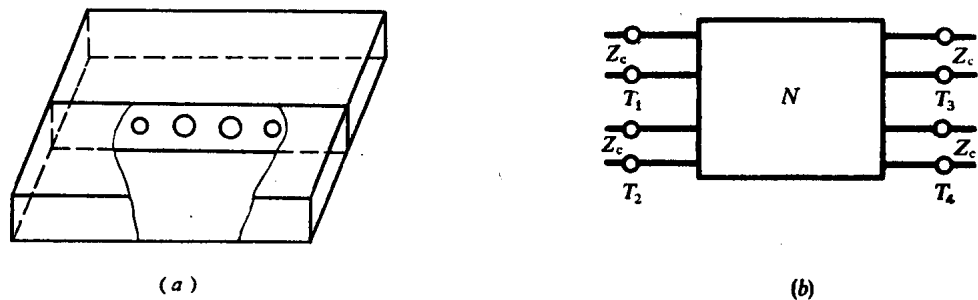


图1.3 波导定向耦合器及等效网络

图1.3 (b) 为其等效网络，它是一个四端口网络。

按照上述方法建立起的微波网络，同低频集总参数网络相似，都是用网络参量表征其外特性，并可等效成各种集总电路的形式。这样，低频网络理论就能够推广应用于微波网络。但要特别注意微波网络同低频网络的区别，这些区别是由微波网络本身的特点所决定的，其表现在：

(1) 在微波网络中，与外界相连接的引出传输线是网络的组成部分。当选定参考面以后，网络所规定的空间区域也就确定，因而网络参量以及等效电路结构也就确定。如果选择不同的参考面位置，则网络所规定的空间区域也改变。网络参量随之改变。因此，一个微波元件或系统用一个微波网络表示时，必须明确规定参考面的位置。参考面位置可按照需要和方便选取，但应遵循两条原则：一是参考面必须同均匀传输线的纵方向相垂直；二是在参考面处只考虑传输模式场的存在，不考虑其它模式场的存在。通常参考面应选择在远离不均匀性的地方。

(2) 微波网络参量是在微波传输线中只存在单一传输模式下确定的。例如对金属矩形波导，通常是指 TE_{10} 主模；对同轴线、带状线，是指TEM模，当微波传输线中存在多模传输时，按不同模式考虑为一个多端口网络（见1·5·3节），其网络参量仍按各个传输模式分别确定。

(3) 微波网络元件是几何形体很不相同的各种微波结构，视其储藏磁能、储藏电能和消耗电能的多少而决定为电感、电容和电阻性元件，它们的元件值 L 、 C 和 R 随频率改变而变化。例如一段短路传输线，随频率改变在端口处将等效为电感，或电容，或谐振电路；一个电感膜片的感抗与频率不成比例变化等。因此，在微波网络中，等效电路元件常常直接用感抗（纳）、容抗（纳）和电阻（导）表示，它们一般都与频率成复杂的函数关系。

(4) 通过微波网络端口的电磁波能量，由端口横截面上的横向电场和横向磁场唯一确定。但等效网络的端口参量，如电压波和电流波等，视引出传输线等效特性阻抗的选取而定，不存在单值性。事实上，在微波网络中，采用归一化参量是方便的。

微波网络理论紧密地同传输线理论和低频网络理论相联系。在用TEM波传输线作为引出连接线时，可以直接应用传输线的电路分析理论；在用色散型传输线作为引出连接线时，必须在场的分析基础上，按某些规定方法作为TEM波传输线来描述，建立起等效电压入射波、电压反射波、电流入射波、电流反射波以及等效特性阻抗等参量，而后可用传输线理论分析电磁波的传输及反射特性。为此，在这里回顾一下传输线理论及波导理论的基本要点是必要的，并将在1·5节中建立起等效TEM传输线。

1.3 TEM波传输线

TEM波传输线是由两个或者两个以上相互隔开的平行理想导体所组成。常见的平行双线、同轴线、带状线、微带线及其耦合线都属于这一类。电磁波在这类传输线中传播时，沿线不存在电、磁场的纵向分量，只存在横向分量，这种电磁波称为横电磁波，写作TEM波。

存在于导体周围媒质中的电磁场同线上的电压、电流组成一个整体，相互依存。电磁能量既以电压和电流形式在导体上传输，也以电磁波形式，沿着导体的平行方向在导体周围媒质中传输。以电路理论为基础的传输线理论，是把传输线看作一种分布参数电路，用导体上的电流和导体之间的电压来说明能量沿传输线的传输特性，而场的横向分布可由静态场求得。

本节将简要地阐明双导体传输线理论，耦合传输线的传输特性将在5·3·2节进行分析。

1.3.1 传输线方程

图1.4 (a) 为一均匀、无耗平行双线传输线段，取纵向坐标 z 指向终端负载方向，线

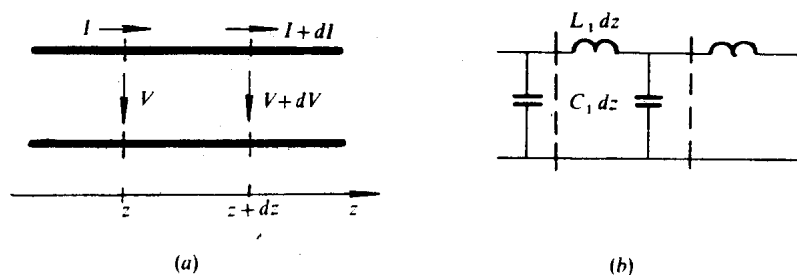


图1.4 用电路参数表示的双线传输线段

(a) 传输线段 (b) 等效电路

段长度取为 dz 。因 dz 很短，可忽略传播时间的影响，故此线段能用具有串联电感 $L_1 dz$ 和并

联电容 $C_1 dz$ 的集总元件等效电路来表示,如图1.4 (b) 所示。其中 L_1 和 C_1 分别代表单位长度传输线的电感和电容。对于稳态正弦信号,用符号 V 表示复数电压,用符号 I 表示复数电流*,并省写时间因子 $e^{j\omega t}$ 。根据电路定律,得到下列形式的传输线方程

$$\frac{dV(z)}{dz} = -j\omega L_1 I(z) \quad (1.1)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -j\omega C_1 V(z) \quad (1.2)$$

将式 (1.1) 两边对 z 求导数,并把式 (1.2) 代入;以及将式 (1.2) 两边对 z 求导数,并把式 (1.1) 代入,立即导出传输线的波动方程

$$\frac{d^2 V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0 \quad (1.3)$$

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0 \quad (1.4)$$

式中

$$\gamma^2 = -\omega^2 L_1 C_1 \quad (1.5)$$

这是一个一维亥姆霍兹方程,由它可解出线上任意横截面 z 处的电压和电流值。其通解是向正 z 方向传播的行波和向负 z 方向传播的行波的叠加,即

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad (1.6)$$

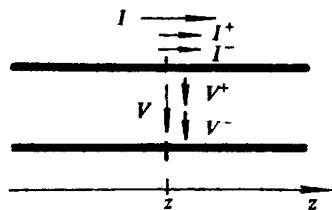
$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \quad (1.7)$$

式中,含有因子 $e^{-\gamma z}$ 的项是向 $+z$ 方向(负载方向)传播的行波,称为入射波;含有因子 $e^{\gamma z}$ 的项是向 $-z$ 方向(电源方向)传播的行波,称为反射波。 γ 为传播常数。 V_0^+ 和 I_0^+ 分别是在 $z=0$ 处的人射波电压和人射波电流; V_0^- 和 I_0^- 分别是 $z=0$ 处的反射波电压和反射波电流,它们是仅取决于激励和终端状态的常数。

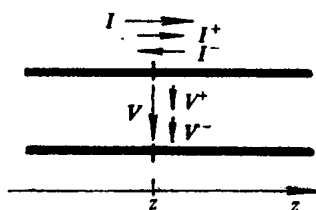
式 (1.6) 和 (1.7) 表明,线上任一横截面处的总电压为两个传播方向相反的行波电压的叠加,总电流为两个传播方向相反的行波电流的叠加,如图1.5 (a) 所示,并能简写成

$$V(z) = V^+(z) + V^-(z) \quad (1.8)$$

$$I(z) = I^+(z) + I^-(z) \quad (1.9)$$



(a)



(b)

图1.5 传输线上电压和电流方向的规定

(a) 式 (1.8) 和 (1.9) 的表示法

(b) 式 (1.8) 和 (1.12) 的表示法

其中

$$\left. \begin{aligned} V^+(z) &= V_0^+ e^{-\gamma z} \\ I^+(z) &= I_0^+ e^{-\gamma z} \end{aligned} \right\} \quad (1.10)$$

*本书中一律规定 V 和 I 的大小为正弦信号有效值。

$$\left. \begin{aligned} V^-(z) &= V_0^- e^{r_1 z} \\ I^-(z) &= I_0^- e^{r_1 z} \end{aligned} \right\} \quad (1.11)$$

右标‘+’号表示入射波，‘-’号表示反射波。

一般习惯取行波电流的流向同其波的传播方向一致，这里 $I^-(z)$ 是向 $-z$ 方向传播的电流行波，因而其流向取为 $-z$ 方向，如图1.5(b)所示。这样式(1.9)应改写为

$$I(z) = I^+(z) - I^-(z) \quad (1.12)$$

注意式(1.9)和式(1.12)中的 $I^-(z)$ 的流向取法是不一样的。今后除特别说明外，一律采用图1.5(b)的指向及相应的公式(1.8)和(1.12)。

1.3.2 传输线的特性参量

在TEM波传输线中，如上所述，电磁波能量的传送完全可以用存在于线上的电压、电流的入射波和反射波来表示，而传播常数和特性阻抗是描述这一传输特性的两个基本参量，现分述如下。

一、传播常数

传播常数 γ 通常是个复数，写成 $\gamma = \alpha + j\beta$ ，其中 α 叫做衰减常数，表示波幅随 z 衰减的速率； β 叫做相位常数，表示相位随 z 改变的速率。当 z 变化一个传播波长，则波的相位将改变 2π ，故 $\beta = 2\pi/\lambda$ ，这里 λ 为波在传输线中的传播波长。

在无耗传输线中， $\alpha = 0$ ，由式(1.5)得知，均匀，无耗TEM波传输线的传播常数为

$$\gamma = j\beta = j\omega \sqrt{L_1 C_1} \quad (1.13)$$

由场理论可以证明，对任一充填均匀各向同性媒质的传输线有 $L_1 C_1 = \epsilon\mu$ ， ϵ 为充填媒质的介电常数， μ 为导磁率。因此，传播常数又可以表示成

$$\gamma = j\beta = j\omega \sqrt{\epsilon\mu} \quad (1.14)$$

它与充填媒质有关，而与传输线横截面的几何尺寸无关。

根据 $\beta = 2\pi/\lambda$ ，得波的相速 v_φ 是

$$v_\varphi = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} \quad (1.15)$$

二、特性阻抗

对式(1.8)求导数，并同式(1.1)和(1.12)相比较，或对式(1.12)求导数，并同式(1.2)和(1.8)相比较，再将式(1.13)代入得到

$$\frac{V^+(z)}{I^+(z)} = \frac{V^-(z)}{I^-(z)} = \frac{\omega L_1}{\beta} = \frac{\beta}{\omega C_1} = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$$

在无耗情况下，它是一个同位置 z 无关的实常数，具有阻抗的量纲，叫做传输线的特性阻抗，以 Z_c 表示。特性阻抗的倒数叫做特性导纳，以 Y_c 表示。即有关系

$$Z_c = \frac{1}{Y_c} = \frac{V^+(z)}{I^+(z)} = \frac{V^-(z)}{I^-(z)} = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (1.16)$$

这说明特性阻抗是在波的传播方向上，行波电压与行波电流的比值。如果在传输线的终端接有一个与传输线特性阻抗相等的负载阻抗，则线上只存在入射的行波，而不存在反射波，这种状态称为无反射匹配。

根据式 (1.16), 存在关系 $I^+(z) = V^+(z) / Z_c$, $I^-(z) = V^-(z) / Z_c$, 代入式 (1.12) 中得

$$I(z) = \frac{1}{Z_c} [V^+(z) - V^-(z)] \quad (1.17)$$

因此, 有了特性阻抗 Z_c , 传输线上的总电流就能用沿线的人射波电压和反射波电压表示。

一些常用 TEM 波传输线的特性阻抗已经求出。同轴线的特性阻抗是

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{b}{a} \quad (\text{欧姆}) \quad (1.18)$$

式中 a 为内导体的直径, b 为外导体的内直径, ϵ_r 为充填媒质的相对介电常数。

零厚度带状线的特性阻抗是

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{8b}{\pi w} \right) & w/b \leq 0.35 \\ \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r} \left(\frac{w}{b} + 0.45 \right)} & w/b > 0.35 \end{cases} \quad (1.19)$$

式中 w 为中心导带的宽度, b 为两接地板间的距离, ϵ_r 为充填媒质的相对介电常数。

零厚度微带线的特性阻抗是

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) & w/h \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e}} \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1} & w/h > 1 \end{cases} \quad (1.20)$$

式中 w 是导带的宽度, h 是基片厚度, ϵ_e 是基片的有效相对介电常数, 其值为

$$\epsilon_e = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-1/2} + \frac{1}{25} \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] & w/h \leq 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w} \right) & w/h > 1 \end{cases}$$

这里 ϵ_r 是基片的相对介电常数。

从式 (1.18) ~ (1.20) 可以看到, 传输线的特性阻抗值由传输线横截面的形状和尺寸以及充填媒质所决定。当给定媒质的相对介电常数和横截面尺寸比, 就可计算 Z_c , 或者相反, 当给定 Z_c 和 ϵ_r , 也可以计算传输线的尺寸, 为了设计方便, 在有关手册中已制成数据表格或曲线, 以供查用。

1.3.3 单端口网络

只有一个同外界相连接端口的单模传输微波元件, 称为单端口网络。它被等效为一段均匀传输线与一个负载阻抗相连接, 如图 1.6 所示。我们用输入阻抗, 或输入导纳, 或输入反

射系数来表征单端口网络的外特性。

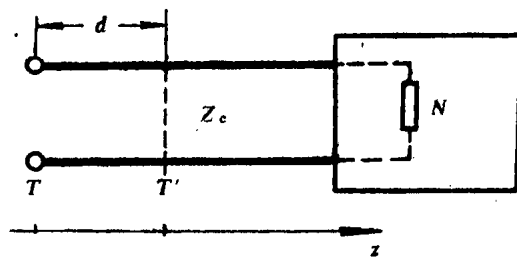


图1.6 单端口网络

取坐标 $+z$ 的方向指向网络，总电流的正方向也指向网络。在端口 T 处，向网络方向看去的阻抗称为输入阻抗，其定义为端口电压 V 与端口电流 I 之比，即

$$Z_{in} = \frac{V}{I} \quad (1.21)$$

输入阻抗的倒数为输入导纳，其定义为端口电流 I 与端口电压 V 之比，即

$$Y_{in} = \frac{I}{V} \quad (1.22)$$

此外，还可以取端口反射波电压 V^- 与端口入射波电压 V^+ 之比，定义为网络的输入电压反射系数，即

$$\Gamma = \frac{V^-}{V^+} \quad (1.23)$$

参量 Z_{in} 、 Y_{in} 和 Γ 都各自独立地表征同一个单端口网络的外特性。事实上，就端口外特性来说，单端口网络是作为一个端接负载的传输线来研究，用一个复数量就可描述端口处的特性。

将式 (1.8) 和 (1.17) 分别代入式 (1.21)、(1.22) 中，再考虑式 (1.23) 的定义，可得 Z_{in} 、 Y_{in} 和 Γ 三者的转换关系为

$$Z_{in} = Z_c \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (1.24)$$

$$Y_{in} = Y_c \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma} \quad (1.25)$$

求解输入电压反射系数 Γ 得

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} = \frac{z_{in} - 1}{z_{in} + 1} \quad (1.26)$$

或

$$\Gamma = \frac{Y_c - Y_{in}}{Y_c + Y_{in}} = \frac{1 - y_{in}}{1 + y_{in}} \quad (1.27)$$

式中， Z_c 和 Y_c 分别为连接传输线的特性阻抗和特性导纳， z_{in} 和 y_{in} 分别为归一化输入阻抗和归一化输入导纳。

这些参量是网络端口位置的函数。设端口参考面由位置 T 向网络方向移动距离 $+d$ 后，位于 T' 处，见图1.6。根据式 (1.10) 和 (1.11)，在参考面 T' 处的人射波电压和反射波电压分别为

$$\begin{aligned} V^{+'} &= V^{+}e^{-j\beta d} \\ V^{-'} &= V^{-}e^{+j\beta d} \end{aligned}$$

因而得到

$$\Gamma' = \Gamma e^{j2\beta d} \quad (1.28)$$

上式表明, 参考面的移动仅改变反射系数的相位, 其模值不变。因而网络端口 T 处的输入阻抗能表示为

$$Z_{in} = Z_c \frac{1 + \Gamma' e^{-j2\beta d}}{1 - \Gamma' e^{-j2\beta d}} \quad (1.29)$$

现以短路线和开路线作为例子, 讨论其端口处的阻抗特性。在微波网络的设计中, 常常根据这一特性, 去设计具有某种功能的微波元件。

设一长度为 l , 特性阻抗为 Z_c 的终端短路的传输线, 由于短路, 则 $V_L = V_L^+ + V_L^- = 0$, 故 $\Gamma_L = -1$, 根据式 (1.29), 输入阻抗为

$$Z_{in} = Z_c \frac{1 - e^{-j2\beta l}}{1 + e^{-j2\beta l}} = jZ_c \operatorname{tg} \beta l \quad (1.30)$$

当 $n\pi < \beta l < (2n+1)\pi/2$ 时 (n 为任意整数), $\operatorname{tg} \beta l$ 为正值, Z_{in} 为感性电抗, 即短路线等效为一电感 L , 可作为微波波段上的电感元件使用, 感抗为

$$X_L = \omega L = Z_c \operatorname{tg} \beta l$$

当 $(2\pi-1)\pi/2 < \beta l < n\pi$ 时, $\operatorname{tg} \beta l$ 为负值, Z_{in} 为容性电抗, 这时短路线等效为一电容 C , 又可作为微波波段上的电容元件使用, 容纳为

$$B_c = \omega C = Y_c \operatorname{ctg} \beta l$$

以上二式中的 L 、 C 分别为等效的电感和电容。此外, 当 $\beta l = n\pi$ 时, $\operatorname{tg} \beta l = 0$, $Z_{in} = 0$, 则短路线等效为一个串联谐振电路; 当 $\beta l = (2n+1)\pi/2$ 时, $\operatorname{tg} \beta l = \pm \infty$, 则短路线又等效为一个并联谐振电路。

对一长度为 l , 特性导纳为 Y_c 的终端开路的传输线, 由于开路, $I_L = 0$, 按式 (1.17) 得 $V_L^+ - V_L^- = 0$, 故 $\Gamma_L = 1$, 由式 (1.29) 得输入阻抗为

$$Z_{in} = Z_c \frac{1 + e^{-j2\beta l}}{1 - e^{-j2\beta l}} = -jZ_c \operatorname{ctg} \beta l \quad (1.31)$$

或输入导纳为

$$Y_{in} = jY_c \operatorname{tg} \beta l$$

如同短路线一样, 当取不同 βl 值时, 将能等效为电容、电感及并、串联谐振电路, 不再赘述。

按照上述方法求得的等效电感 L 和等效电容 C , 是在某个指定频率下确定的, 在此频率附近的窄频带范围内, 只能是近似有效。在微波应用中, 等效元件值一般直接用等效感抗或等效容纳表示, 它们与频率成非线性变化关系。

传输给单端口网络的有功功率, 称为输入功率, 其值是流入网络的复功率取实部, 即

$$P = R_e(VI^*) = R_e \left[\frac{1}{Z_c} (V^+ + V^-)(V^+ - V^-)^* \right] = \frac{|V^+|^2}{Z_c} - \frac{|V^-|^2}{Z_c} \quad (1.32)$$

式中 ‘*’ 表示共轭复数, R_e 表示取实部。

上式等号右边第一项是向 $+z$ 方向即向网络方向传输的有功功率, 称为入射功率 P_1

$$P_1 = |V^+|^2 / Z_c = Z_c |I^+|^2$$

第二项是向 $-z$ 方向即向电源方向传输的有功功率,称为反射功率 P_r ,

$$P_r = |V^-|^2 / Z_0 = Z_0 |I^-|^2$$

考虑到反射系数的定义式(1.23),式(1.32)可进一步化成

$$P = P_i - P_r = \frac{|V^+|^2}{Z_0} \left(1 - \left|\frac{V^-}{V^+}\right|^2\right) = P_i (1 - |\Gamma|^2) \quad (1.33)$$

这个式子表明:网络的输入功率等于入射功率减去由网络反射的功率。

1.4 色散型传输线

电磁波可以受导体或介质导引,使其按一定方向传输,这种导引电磁波的机构,统称做微波传输线。除了上述的那种TEM波传输线外,金属波导的应用是很普遍的,介质波导的应用也在发展中。电磁波沿这类导波机构传输的特点是沿线的电场和磁场的纵向分量至少有一个存在,波的相速与信号频率有关,因而也称它们为色散型传输线。

存在于金属管内部或吸引于介质周围的电磁波,按一定的场结构形式传输能量,具有真实物理意义的电压、电流不再存在。为了求得传输特性,传输线理论不再适用,必须直接以麦克斯韦方程组为基础,应用导波理论,才能获得真正的解决。就传输特性来说,可在此基础上,用等效方法作为TEM波传输线来描述,并求得等效TEM波传输线的等效特性参量。

1.4.1 微波传输线的电磁场方程

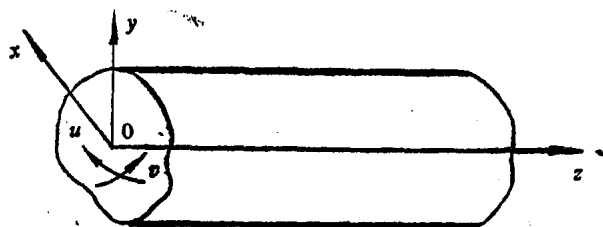


图1.7 微波传输线及其坐标系

为了研究任意横截面形状的微波传输线,采用柱面正交坐标系 (u, v, z) ,取坐标 z 与波的传播方向即纵方向相一致。现考虑一均匀、理想的微波传输线,其横截面形状尺寸和媒质的分布不随纵向位置的改变而变化,且在导体和媒质中无损耗,如图1.7所示。在角频率为 ω 的简谐场情

况下,无源、无耗区中的麦克斯韦方程组为

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu \vec{H} \quad (1.34a)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\varepsilon \vec{E} \quad (1.34b)$$

$$\nabla \cdot \vec{E} = 0 \quad (1.34c)$$

$$\nabla \cdot \vec{H} = 0 \quad (1.34d)$$

式中, $\vec{E}$ 为复数电场强度矢量,简称电场强度或电场; $\vec{H}$ 为复数磁场强度矢量,简称磁场强度或磁场。复数矢量是指空间各分量为复数量。如同前面对复数电压 V 和复数电流 I 的规定一样,这里也省去时间因子 $e^{j\omega t}$,并同样规定 $\vec{E}$ 和 $\vec{H}$ 的大小为正弦信号的有效值。 ε 和 μ 分别为媒质的介电常数和导磁率,当媒质是无耗和各向同性时,它们是正实数标量。