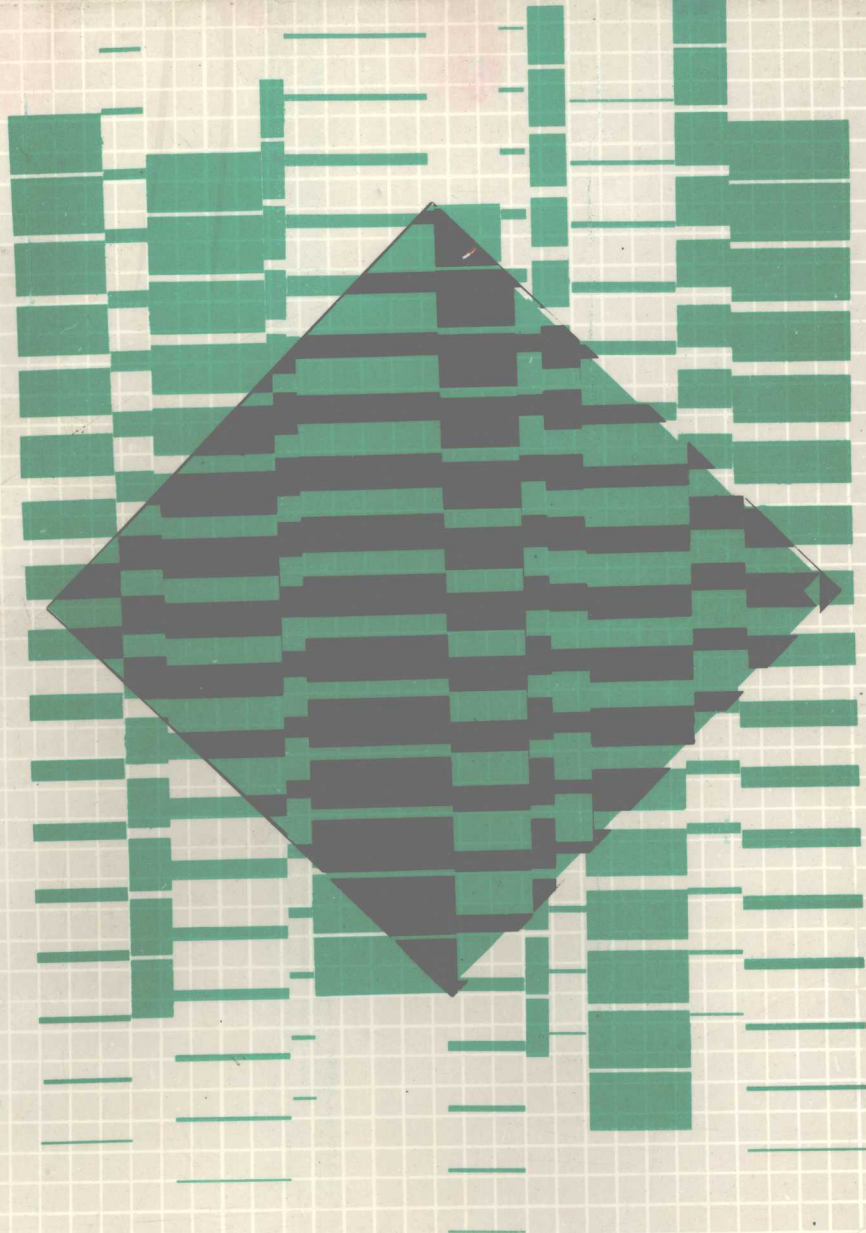




微波技术

吴宏雄 丘秉生 编著

中山大学出版社



微波技术

吴宏雄 丘秉生 编著

(粤)新登字 11 号

版权所有 翻印必究

图书在版编目 (CIP) 数据

微波技术/吴宏雄, 丘秉生 编著. —广州: 中山大学出版社, 1995. 3

ISBN 7-306-00944-3

I. 微… II. 吴… 丘… III. ①无线电 ②微波元件 ③微波技术 IV. TN. 2

中山大学出版社出版发行
(广州市新港西路 135 号)

中山大学印刷厂印刷 广东省新华书店经销

787×1092 毫米 16 开本 17 印张 42 万字
1995 年 3 月第 1 版 1995 年 3 月第 1 次印刷
印数: 1—1000 册 定价 16.00 元

内 容 简 介

本书是高等学校理科和工科无线电技术专业类教材，主要讲述微波技术的基本理论、基本分析方法及测量方法。

全书共分八章。包括引言、传输线理论、波导传输线、微带传输线、微波谐振腔、微波网络基础、微波元器件及微波测量等内容。

本书可用作理科和工科无线电技术专业的教材或参考书，也可供从事微波工作的工程及科学技术人员作参考书。

前 言

本书主要取材于作者在中山大学无线电电子学系多年讲授“微波原理”时所用的讲义以及教学心得体会，并溶合了作者的部分科研成果编写而成。

本书主要内容可分为三部分。第一部分从“路”的观点出发，介绍了传输线理论，引入了反射、驻波、阻抗和匹配等概念，同时给出用圆图法和计算机辅助算法求解传输线问题。第二部分用“场”的观点阐述波导、微带（包括同轴线）和谐振腔的一般理论与特性，给出常用的波型、场分布和相应参数等。第三部分采用“场”与“路”相结合的方法，讲述了微波网络的基本理论和微波系统的若干分析方法，着重讨论了这些理论和方法在阐明微波元件特性、寻求微波元件特性参数的测量方法以及分析测量误差中的具体应用。

本书的编写得到了中山大学电子系领导的大力支持。中山大学林貽堃教授和南京大学吴培亨教授审阅了书稿，并提出了宝贵意见。在准备书稿过程中，潘楚华和丘茹曼同志给予帮助。作者在此一一表示诚挚的感谢。

限于作者水平，书中错误和缺点在所难免，谨请读者给予批评指正。

作 者

1993年9月于中山大学

绪 论

一、微波的范围

目前,把波长约为1米到1毫米或者频率约为 3×10^8 赫到 3×10^{11} 赫范围内的电磁波,称为微波。在整个电磁频谱中,微波处于普通无线电波(长波、中波、短波和超短波)和红外光之间,是一个频率高、频带范围很宽的波段,比所有无线电波段的频带总和($\sim 3\times 10^8$ 赫)要宽1000倍,通常又将其粗略划分为三个波段,如表1.1所示。在工程应用中,国际上又将微波作更细的划分,并选用特定的英文字母表示,如表1.2所示。此外,习惯上还把S, C, X, KU和Q等波段分别称为10cm, 5cm, 3cm, 2cm和8mm等波段。

表 1.1 微波波段

波段名称	频率范围	波长范围 (m)
分米波段	300MHz—3GHz	1—0.1
厘米波段	3GHz—30GHz	0.1—0.01
毫米波段	30GHz—300GHz	0.01—0.001

表 1.2 微波波段的代号及2基对应的频度范围

波段代号	频率范围 (GHz)	波段代号	频率范围 (GHz)
UHF	0.3—1.12	KA	26.5—40.0
L	1.12—1.17	Q	33.0—50.0
LS	1.7—2.6	U	40.0—60.0
S	2.6—3.95	M	50.0—75.0
C	3.95—5.85	E	60.0—90.0
XC	5.85—8.2	F	90.0—140.0
X	8.2—12.4	G	140.0—220.0
KU	12.4—18.0	R	220.0—325.0
K	18.0—26.5		

二、微波的特点

人们重视开发微波频谱资源,是因为微波与普通无线电波相比有如下特点:

1. 微波的似光性

微波波长短,它的波长比地球上的宏观物体(如建筑物、飞机、军舰等)的尺寸小得

多，其传播特性与几何光学相似：沿直线传播、遇到障碍物时将发生显著的反射。利用这种似光性的特点，可以制造高方向性天线，发射及接收由地面或高空传来的微弱的微波信号，以确定目标的方位、大小和形状。从而为雷达、微波中继通讯、卫星通讯和导弹制导等提供了条件。

2. 微波的频率高

微波的频率比无线电波高得多，因此在不太大的相对带宽（即频带宽度与中心频率之比）中，可用的频带很宽，能容纳的信息容量很大。采用微波作载频可以传送多路电报、电话和电视。此外，与普通无线电波相比，微波的外来干扰小、且不受电离层的影响，故其通讯质量高于普通无线电波。

当然，微波的频率高，振荡周期（ 10^{-9} — 10^{-12} s），与低频器件电子的渡越时间同一数量级。因此，低频时可以忽略的一些物理现象，如极间电容、引线电感、趋肤效应与辐射效应等，在微波波段，就不得不加以考虑，并利用来制造相应的微波器件。

3. 微波能穿过电离层

微波可以毫无阻碍地穿透电离层，是电磁频谱中的一个“宇宙窗口”，这一特点为微波在宇宙通讯、卫星通讯、导航及射电天文等方面的应用与发展开辟了广阔的天地。

4. 微波与物质相互作用强烈

一些分子和原子的超精细结构能级落在微波波段，固体中的顺磁物质在一定磁场作用下的能级差也落在这一波段。利用微波与这些物质相互作用产生的物理现象，可用以研究有关物质的结构，并形成一门微波波谱学，在此基础上研制成频率稳定度很高、可用作时间基准的氨分子钟、氢和铯原子钟。水（ H_2O ）是极性分子，与微波作用强烈，利用水分子吸收微波能产生的热效应现象已广泛应用于国民经济各个领域。

三、微波技术的发展和應用

微波技术的发展和它的实际应用是互相促进的。微波的发展已有 50 多年的历史，第二次世界大战期间，英国科学家利用微波方向性强，遇到障碍物发生反射的特点，研制成功雷达用以探测敌机，之后，微波技术有了飞速的发展，就其发展方向看大致有如下几个特点：

(1) 工作频率不断向高频段延伸。随着时间的推移和技术的成熟，微波频谱资源的开发经历了从分米波、厘米波到毫米波的发展阶段，目前在世界范围内正兴起开发毫米波的热潮。

(2) 微波元器件及整机设备不断向小型化、宽频带发展。类似无线电元件经历了从电子管、晶体管到大规模集成电路的发展过程一样，微波元器件也经历了从电真空器件向半导体微波器件，从波导分立元件到微带电路、混合集成电路及单片集成电路的方向发展，从而使整机设备不断向体积小、重量轻、频带宽、高可靠及长寿命的方向发展。

(3) 微波系统和设备不断向自动化、智能化和多功能化的方向发展。科学技术及各门学科的发展是互相促进、互相渗透的，随着电脑及计算技术引进微波领域及微波网络理论与技术的发展，越来越多的微波设备、系统及测试仪表逐步实现自动化、智能化及多功能一体化。由于上述的发展，微波的应用已遍及军工、民用等国民经济各个领域及基础研究各部门，下面仅择几个重要方面加以说明。

在军工方面，雷达、电子对抗、导弹制导、导航等都直接应用微波技术。

在通讯方面，利用微波频率高、频带宽的特点，大容量微波中继通讯已被世界各国广泛采用。卫星通讯也选择在微波波段，利用同步卫星，已实现全球范围通讯。近年来，卫星直播电视也得到迅速发展。在卫星上进行电视广播，在电波复盖范围内，只需用1—2米口径的抛物面天线及低噪声接收机，就可直接收看卫星电视节目，丰富人们的文化生活。

微波技术应用于天文后发展成射电天文学，它是以探测宇宙空间各类星体或宇宙尘辐射的微波信息来研究天体物理，所谓60年代天文学的四大发现——类星体、中子星、3K微波背景辐射和星际有机分子的存在，全都是用微波射电望远镜作为主要观察手段而发现的。

微波遥感是一门新兴技术；是把灵敏的微波辐射计安装在飞机或人造卫星上，以接收大地表层不同结构的微弱的微波辐射，已成功地用于农作物估产、绘制地貌图、寻找矿藏、石油等资源。微波雷达和微波遥感也是气象部门进行长短期天气预报的重要手段。

微波技术的发展和成熟，也在工农业生产、医学及日常生活中得到了广泛的应用。微波雷达可用于民航、导航及指挥飞机着陆。利用微波技术还可以测量温度、湿度、速度、厚度等物理量。利用微波与水分子相互作用产生热效应，用大功率微波能辐射，可使木材、橡胶、烟草、织物等快速烘干。农业上用于杀菌、除虫及处理种子等；家用微波炉具有能源利用率高、烹调食物快速、干净等特点，已逐步在世界各国普及。

在医学上，利用微波热效应，有选择地对人体局部区域进行辐照，对某些疾病有明显疗效，微波治癌已在临床上得到应用。

事物都是一分为二的。正如前述，适当剂量的微波辐照，可以有效地治疗某些疾病；但大剂量的微波辐射，对人体有明显的伤害。实验表明，频率低于150兆赫时，电磁辐射能量几乎全部穿透人体，危害性极小；频率在150兆赫到1.2千兆赫的电磁辐射易为生物体中央部分吸收，对内脏器官危害较大；1.2GHz—3.3GHz的微波辐射，生物体表面及皮下深组织容易吸收并转化为热，最容易使视网膜受损伤；3GHz以上的微波辐射，几乎全部被生物体表层吸收，对皮肤及眼睛伤害大；高强度的微波连续照射，人体最易受伤害的器官是眼睛和睾丸。由于微波应用的广泛，许多国家均制定了微波辐射的安全标准：欧美主要依据热效应对人体伤害，其安全标准定为10毫瓦/厘米²，而前苏联却以临床调查及一些实验结果为依据定为10微瓦/厘米²。我国制定的微波辐射暂行卫生标准，一日8小时连续辐射时不应超过38微瓦/厘米²；短时间间断辐照或一天超过8小时辐照时，一日总计量不超过300微瓦时/厘米²；一般不允许在超过5毫瓦/厘米²的辐射环境下工作。只要我们注意对微波辐射器件（微波管或发射机）进行屏蔽，在微波辐射环境中工作时注意劳动保护（如穿有屏蔽作用的防护衣及戴防护眼镜等），微波辐射对人体的伤害是完全可以避免的。

目 录

绪 论	(1)
第一章 传输线理论	(1)
§ 1.1 引言	(1)
§ 1.2 传输线方程及其解	(4)
§ 1.3 传输线的阻抗和反射系数	(9)
§ 1.4 无耗传输线工作状态的分析	(11)
§ 1.5 阻抗匹配与阻抗变换	(17)
§ 1.6 阻抗圆图及其应用	(22)
§ 1.7 传输线的计算机辅助算法	(28)
第二章 规则波导传输线	(32)
§ 2.1 规则波导传输线的一般理论	(32)
§ 2.2 导行波的传输特性	(38)
§ 2.3 矩形波导	(43)
§ 2.4 圆波导	(55)
§ 2.5 波导截面尺寸的选择	(63)
§ 2.6 过极限波导	(64)
§ 2.7 同轴线	(65)
第三章 微带传输线	(72)
§ 3.1 概述	(72)
§ 3.2 微带线的材料选择及制作工艺简介	(73)
§ 3.3 计算传输线特性阻抗的保角变换法	(75)
§ 3.4 带状线的主要特性	(81)
§ 3.5 微带的主要特性	(86)
§ 3.6 耦合微带的主要特性	(92)
第四章 微波谐振腔	(98)
§ 4.1 概述	(98)
§ 4.2 微波谐振腔的基本参数	(99)
§ 4.3 矩形谐振腔	(103)
§ 4.4 圆柱形谐振腔	(106)
§ 4.5 其它形式的谐振腔	(110)
§ 4.6 微波谐振腔的微扰理论	(115)
§ 4.7 谐振腔的激励和耦合	(119)
第五章 微波网络基础	(122)
§ 5.1 引言	(122)
§ 5.2 微波传输线等效为双线和不均匀区等效为网络	(124)
§ 5.3 散射参量	(130)

§ 5. 4	n 端口网络的简化	(134)
§ 5. 5	微波系统的分析方法	(135)
第六章	无源微波元件	(150)
(1) § 6. 1	一端元件	(150)
(1) § 6. 2	二端口网络	(152)
(1) § 6. 3	三端口元件	(157)
(1) § 6. 4	四端口元件	(161)
第七章	微波铁氧体器件、微波混频器和检波器	(182)
(1) § 7. 1	微波铁氧体器件	(182)
(1) § 7. 2	微波混频器和检波器	(193)
第八章	微波测量	(209)
(8) § 8. 1	概述	(209)
(8) § 8. 2	驻波比的测量	(209)
(8) § 8. 3	互易二端口网络 S 参数的测量	(218)
(8) § 8. 4	互易多端口网络 S 参数的测量	(227)
(8) § 8. 5	定向耦合器方向性的测量	(234)
(8) § 8. 6	介质复介电常数的测量	(242)
习题		(248)
附录一	同轴线参数表	(254)
附录二	矩形与扁矩形波导规格	(255)
主要参考书刊		(256)
(87)	 1. 8. 8	
(87)	 2. 8. 8	
(87)	 3. 8. 8	
(18)	 4. 8. 8	
(88)	 5. 8. 8	
(89)	 6. 8. 8	
(89)	 7. 8. 8	
(89)	 8. 8. 8	
(89)	 9. 8. 8	
(89)	 10. 8. 8	
(89)	 11. 8. 8	
(89)	 12. 8. 8	
(89)	 13. 8. 8	
(89)	 14. 8. 8	
(89)	 15. 8. 8	
(89)	 16. 8. 8	
(89)	 17. 8. 8	
(89)	 18. 8. 8	
(89)	 19. 8. 8	
(89)	 20. 8. 8	
(89)	 21. 8. 8	
(89)	 22. 8. 8	
(89)	 23. 8. 8	
(89)	 24. 8. 8	
(89)	 25. 8. 8	
(89)	 26. 8. 8	
(89)	 27. 8. 8	
(89)	 28. 8. 8	
(89)	 29. 8. 8	
(89)	 30. 8. 8	
(89)	 31. 8. 8	
(89)	 32. 8. 8	
(89)	 33. 8. 8	
(89)	 34. 8. 8	
(89)	 35. 8. 8	
(89)	 36. 8. 8	
(89)	 37. 8. 8	
(89)	 38. 8. 8	
(89)	 39. 8. 8	
(89)	 40. 8. 8	
(89)	 41. 8. 8	
(89)	 42. 8. 8	
(89)	 43. 8. 8	
(89)	 44. 8. 8	
(89)	 45. 8. 8	
(89)	 46. 8. 8	
(89)	 47. 8. 8	
(89)	 48. 8. 8	
(89)	 49. 8. 8	
(89)	 50. 8. 8	
(89)	 51. 8. 8	
(89)	 52. 8. 8	
(89)	 53. 8. 8	
(89)	 54. 8. 8	
(89)	 55. 8. 8	
(89)	 56. 8. 8	
(89)	 57. 8. 8	
(89)	 58. 8. 8	
(89)	 59. 8. 8	
(89)	 60. 8. 8	
(89)	 61. 8. 8	
(89)	 62. 8. 8	
(89)	 63. 8. 8	
(89)	 64. 8. 8	
(89)	 65. 8. 8	
(89)	 66. 8. 8	
(89)	 67. 8. 8	
(89)	 68. 8. 8	
(89)	 69. 8. 8	
(89)	 70. 8. 8	
(89)	 71. 8. 8	
(89)	 72. 8. 8	
(89)	 73. 8. 8	
(89)	 74. 8. 8	
(89)	 75. 8. 8	
(89)	 76. 8. 8	
(89)	 77. 8. 8	
(89)	 78. 8. 8	
(89)	 79. 8. 8	
(89)	 80. 8. 8	
(89)	 81. 8. 8	
(89)	 82. 8. 8	
(89)	 83. 8. 8	
(89)	 84. 8. 8	
(89)	 85. 8. 8	
(89)	 86. 8. 8	
(89)	 87. 8. 8	
(89)	 88. 8. 8	
(89)	 89. 8. 8	
(89)	 90. 8. 8	
(89)	 91. 8. 8	
(89)	 92. 8. 8	
(89)	 93. 8. 8	
(89)	 94. 8. 8	
(89)	 95. 8. 8	
(89)	 96. 8. 8	
(89)	 97. 8. 8	
(89)	 98. 8. 8	
(89)	 99. 8. 8	
(89)	 100. 8. 8	

第一章 传输线理论

§ 1.1 引言

一、传输线的基本概念

微波传输线是传输微波能量和信息的电磁装置,也可用来构成各种微波元件。微波传输线的种类很多,按其传播的被导电磁波的特征,大致可分为三种类型(见图 1-1):

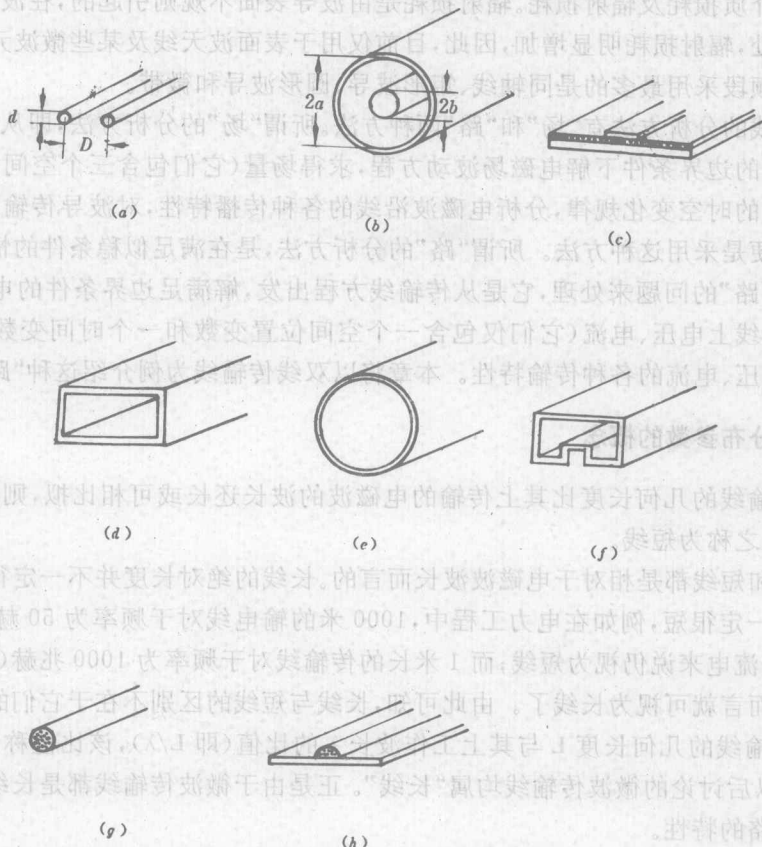


图 1-1 各种传输线示意图 (a) 平行双导线 (b) 同轴线 (c) 微带 (d) 矩形波导 (e) 圆形波导 (f) 脊形波导 (g) 介质波导 (h) 透镜线

(1) TEM 波传输线,如双导线、同轴线、带状线、微带线等。这类传输线是多导体系统,主要用来传输没有纵向(轴向)电磁场分量的 TEM 波,其主要特点是频带很宽。但因其结构或是敞开式的(如双导线),或含有细小导体(如同轴线),或填有介质(如微带),当频率很高时,辐射损耗、导体损耗及介质损耗可能变得很大,一般不宜用于微波的高频段。

(2) 波导传输线,如矩形波导、圆波导、脊形波导等,这类传输线由各种不同截面的空心金属管组成,传输 TE 波或 TM 波,其主要特点是:导行电磁波具有纵向场分量;存在一定的截止波长 λ_c (或截止频率 f_c),电磁波的工作波长必须小于此截止波长才能在波导中传输;且传播速度是频率的函数,即具有色散特性,波导传输线的损耗很小,功率容量较大,可用于微波的高频段。但由于存在低频截止频率的影响,波导尺寸必须很大才能传输频率较低的微波。因此,除特殊要求外,一般不用于微波的低频段。

(3) 表面波传输线,如介质波导、镜像线等,这类传输线的主要特点是传播表面波,被导波电磁场的强度随离开传输线外表面的距离而按指数衰减,电磁能量主要被限制在传输线的周围。表面波传输线具有结构简单、体积小、功率容量大等优点,可用于很高的频段。其损耗主要有介质损耗及辐射损耗。辐射损耗是由波导表面不规则引起的,在波导弯曲、支架、支撑和连接处,辐射损耗明显增加,因此,目前仅用于表面波天线及某些微波元件。

微波频段采用最多的是同轴线、矩形波导、圆形波导和微带。

传输线的分析方法有“场”和“路”两种方法。所谓“场”的分析方法,即从麦克斯韦方程出发,在特定的边界条件下解电磁场波动方程,求得场量(它们包含三个空间位置变数和一个时间变数)的时空变化规律,分析电磁波沿线的各种传播特性,对波导传输线和表面波传输线的分析便是采用这种方法。所谓“路”的分析方法,是在满足似稳条件的情况下,把电磁场问题化为“路”的问题来处理,它是从传输线方程出发,解满足边界条件的电压、电流的波动方程,求得线上电压、电流(它们仅包含一个空间位置变数和一个时间变数)的时空变化规律,分析电压、电流的各种传输特性。本章将以双线传输线为例介绍这种“路”的分析方法。

二、分布参数的概念

凡传输线的几何长度比其上传输的电磁波的波长还长或可相比拟,则这种传输线可称为长线,反之称为短线。

长线和短线都是相对于电磁波波长而言的。长线的绝对长度并不一定很长,短线的绝对长度也不一定很短,例如在电力工程中,1000 米的输电线对于频率为 50 赫兹(波长为 6000 千米)的交流电来说仍视为短线;而 1 米长的传输线对于频率为 1000 兆赫(波长为 30 厘米)的电磁波而言就可视为长线了。由此可知,长线与短线的区别不在于它们的绝对长度,而是取决于传输线的几何长度 L 与其上工作波长 λ 的比值(即 L/λ),该比值称为传输线的电长度。我们以后讨论的微波传输线均属“长线”。正是由于微波传输线都是长线,所以才具有分布参数电路的特性。

什么是“分布参数”?分布参数是相对于集总参数而言的。在低频电路中,常忽略元件的分布参数效应,认为电场能量全部集中在电容器中;磁场能量全部集中在电感中;只有电阻元件消耗电磁能量;连接元件的导线是既无电阻又无电感的理想连接线,由这些集总参数元件组成的电路称做集总参数电路。微波传输线(以下简称传输线)则与集总参数电路不同,当高频信号通过传输线时将产生如下一些分布参数效应:导体表面流过的高频电流产生趋肤

效应,使导线有效导电截面减少,高频损耗电阻加大,而且沿线各处都存在损耗,这就是分布电阻效应;导线周围介质非理想绝缘而处处存在着漏电,这就是分布电导效应;导线中通过高频电流时周围存在高频磁场,磁场也是沿线分布的,这就是分布电感效应;导线间有电压,存在着高频电场,电场也是沿线分布的,这就是分布电容效应。在低频或信号波长远大于传输线的长度时,传输线上的这些分布参数效应完全可以忽略不计,而把电路作为集总参数电路看待。在信号频率很高,传输线的长度可与信号波长相比拟时,这些分布参数就不能忽略不计了,所以在高频情况下,传输线是具有分布参数的电路。传输线在电路系统中所引起的效应必须用传输线理论来研究。

根据传输线上的分布参数是否均匀分布,可将其分为均匀传输线和不均匀传输线。本章内容只限于分析均匀传输线。

均匀传输线的分布参数一般有四个,分别用单位长度传输线上的分布电阻 R_0 (欧/米)、分布电导 G_0 (姆/米)和分布电感 L_0 (亨/米)及分布电容 C_0 (法/米)来描述,它们的值取决于传输线的型式、尺寸、导体材料和周围介质参数,并可用静态场方法求得。双导线和同轴线的分布参数表示式如表 1-1 所示。

表 1-1 双导线和同轴线的分布参数

参 数 \ 传 输 线	双 导 线	同 轴 线
$L_0(\text{H/m})$	$\frac{\mu}{\pi} \ln \frac{D + \sqrt{D^2 - d^2}}{d}$	$\frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{b}{a}$
$C_0(\text{F/m})$	$\frac{\pi\epsilon}{\ln \left(\frac{D + \sqrt{D^2 - d^2}}{d} \right)}$	$\frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{b}{a}}$
$R_0(\Omega/\text{m})$	$\frac{2}{\pi d} \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma_2}}$	$\sqrt{\frac{f\mu}{4\pi\sigma_2}} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right)$
$G_0(\text{S/m})$	$\frac{\pi\sigma_1}{\ln \left(\frac{D + \sqrt{D^2 - d^2}}{d} \right)}$	$\frac{2\pi\sigma_1}{\ln \frac{b}{a}}$

注: σ_2 为导体的电导率, ϵ 、 μ 和 σ_1 为导体间介质参数。

对于均匀传输线(图 1-2a),由于分布参数是沿线均匀分布的,所以可以任取一线元 dz 来讨论。由于线元的长度极短,可将它看成一集总参数电路,并用一个 Γ 型(也可用 T 型或 π 型)网络来等效,如图 1-2(b)所示,这样传输线就可看成由若干线元的四端网络联接而成的电路。在每个四端网络里均有该线元的电阻、电感、电容及电导。图 1-2(c)为有耗传输线的等效电路。对于无耗线($R_0=0, G_0=0$),其等效电路如图 1-2(d)所示。

§ 1.2 传输线方程及其解

一、传输线方程

传输线方程是研究传输线的电压、电流及其相互关系的方程。

对于均匀传输线,由于参数是沿线均匀分布的,所以只需考虑线元 dz 的情况,并把它看成集总参数电路。在图 1-2(b)所示的双线传输线等效电路中,设传输线的始端接激励源,终端接负载 Z_L ,传输线上距终端 $z+dz$ 处的电压和电流分别为 v 和 i ,距终端 z 处的电压和电流分别为 $v-dv$ 和 $i-di$ 。

传输线上的电压 v 和电流 i 既是时间 t 的函数又是空间位置 z 的函数,即

$$v=v(z,t)$$

$$i=i(z,t)$$

经线元 dz 后电压、电流的变化为

$$dv=\frac{\partial v}{\partial z}dz$$

$$di=\frac{\partial i}{\partial z}dz$$

由克希霍夫定律有

$$v=R_0dz \cdot i+L_0dz \cdot \frac{\partial i}{\partial t}+(v-\frac{\partial v}{\partial z}dz)$$

$$i=G_0dz \cdot v+C_0dz \cdot \frac{\partial v}{\partial t}+(i-\frac{\partial i}{\partial z}dz)$$

即

$$\begin{aligned} \frac{\partial v}{\partial z} &= R_0 \cdot i + L_0 \frac{\partial i}{\partial t} \\ \frac{\partial i}{\partial z} &= G_0 \cdot v + C_0 \frac{\partial v}{\partial t} \end{aligned} \quad (1-1)$$

通常电压、电流随时间作简谐变化,可表示成

$$v(z,t)=\operatorname{Re}[V(z)e^{j\omega t}] \quad (1-2)$$

$$i(z,t)=\operatorname{Re}[I(z)e^{j\omega t}]$$

式中 $V(z)$ 和 $I(z)$ 分别为距终端 z 处的复数电压和复数电流,是位置 z 的函数。

将式(1-2)代入式(1-1),并消去共同因子 $e^{j\omega t}$ 可得

$$\frac{dV(z)}{dz}=ZI(z) \quad (1-3a)$$

$$\frac{dI(z)}{dz}=YV(z) \quad (1-3b)$$

式中 $Z=R_0+j\omega L_0$ 和 $Y=G_0+j\omega C_0$ 分别为传输线单位长度上的串联阻抗和并联导纳。式(1-3)称为传输线方程或电报方程。它表明,传输线单位长度的电压变化等于其上串联阻抗的电压降,传输线单位长度的电流变化等于单位长度并联导纳的分流。

二、传输线方程的解

将式(1-3)对 z 再求一次微分,并令 $\gamma^2=ZY=(R_0+j\omega L_0)(G_0+j\omega C_0)$, 可得

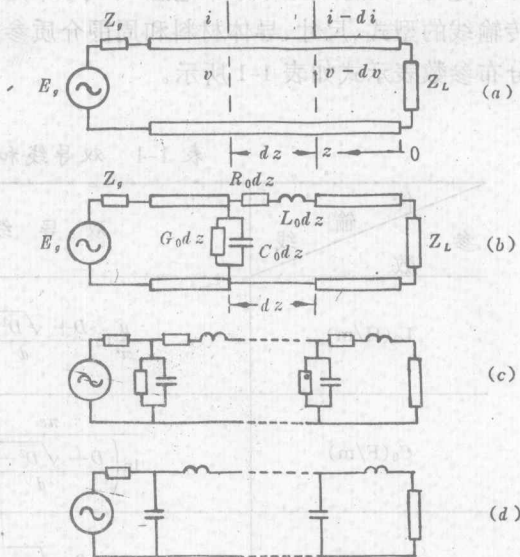


图 1-2 传输线及其等效电路

$$\frac{d^2 V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0 \quad (1-4a)$$

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0 \quad (1-4b)$$

式(1-4)称为均匀传输线的波动方程,其中式(1-4a)的通解为

$$V(z) = A_1 e^{+\gamma z} + A_2 e^{-\gamma z} \quad (1-5)$$

将式(1-5)代入(1-3a)可得

$$I(z) = \frac{1}{Z_0} (A_1 e^{+\gamma z} - A_2 e^{-\gamma z}) \quad (1-6)$$

式中

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}} \quad (1-7)$$

$$\gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)} = \alpha + j\beta \quad (1-8)$$

Z_0 具有阻抗的量纲,称为传输线的特性阻抗。 γ 称为传输线上波的传播常数,其实部 α 称为衰减常数,虚部 β 称为相位常数。

(1-5)和(1-6)中的 A_1, A_2 是积分常数,其值由传输线的始端或终端的已知条件确定。下面仅讨论传输线终端电压、电流已知时,沿线电压、电流的复数表示式。

设在终端 $z=0$ 处的电压和电流分别为 $V(0)=V_L, I(0)=I_L$,并将它们代入式(1-5)和式(1-6)可得

$$V_L = A_1 + A_2$$

$$I_L = \frac{1}{Z_0} (A_1 - A_2)$$

从而解得

$$A_1 = \frac{V_L + I_L Z_0}{2} \quad (1-9)$$

$$A_2 = \frac{V_L - I_L Z_0}{2}$$

将式(1-9)代入式(1-5)和(1-6),可得

$$V(z) = \frac{V_L + I_L Z_0}{2} e^{+\gamma z} + \frac{V_L - I_L Z_0}{2} e^{-\gamma z} \quad (1-10)$$

$$I(z) = \frac{V_L + I_L Z_0}{2Z_0} e^{+\gamma z} - \frac{V_L - I_L Z_0}{2Z_0} e^{-\gamma z}$$

再根据双曲线函数表示式: $\operatorname{ch}x = (e^x + e^{-x})/2$ 和 $\operatorname{sh}x = (e^x - e^{-x})/2$, 式(1-10)可写成

$$V(z) = V_L \operatorname{ch}\gamma z + I_L Z_0 \operatorname{sh}\gamma z \quad (1-11)$$

$$I(z) = I_L \operatorname{ch}\gamma z + \frac{V_L}{Z_0} \operatorname{sh}\gamma z$$

对于无耗传输线,由于 $R_0=0$ 和 $G_0=0$, 所以 $\gamma=j\beta=j\omega\sqrt{L_0 C_0}$ 和 $Z_0=\sqrt{L_0/C_0}$, 再计及

$\operatorname{ch}j\beta z = \cos\beta z$, $\operatorname{sh}j\beta z = j\sin\beta z$, 式(1-11)可写成

$$\begin{aligned} V(z) &= V_L \cos \beta z + j I_L Z_0 \sin \beta z \\ I(z) &= I_L \cos \beta z + j \frac{V_L}{Z_0} \sin \beta z \end{aligned} \quad (1-12)$$

式(1-11)或(1-12)便是已知终端电压和电流时,分别计算有耗和无耗传输线上距终端 z 处复电压和复电流的一般公式。

根据复数与瞬时值之间的关系,传输线上电压和电流的瞬时值表达式为(为简便起见,设 A_1, A_2 为实数并近似认为 Z_0 也是实数。)

$$\begin{aligned} v(z, t) &= \operatorname{Re}[V(z)e^{j\omega t}] \\ &= A_1 e^{+\alpha z} \cos(\omega t + \beta z) + A_2 e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) \end{aligned} \quad (1-13a)$$

$$i(z, t) = \frac{A_1}{Z_0} e^{+\alpha z} \cos(\omega t + \beta z) - \frac{A_2}{Z_0} e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) \quad (1-13b)$$

上式表明,传输线上任一点的电压和电流均包含两部分,第一部分表示由信号源向负载方向(负 z 方向)传播的行波,其振幅随 z 的减小而按指数律减小,相位随 z 的减小而滞后,称为入射波,并分别表为 $V^+(z)$ 和 $I^+(z)$;第二部分表示由负载向信号源方向(正 z 方向)传播的行波,其振幅随 z 的减小而增加,相位随 z 的减小而超前,称为反射波,并分别表为 $V^-(z)$ 和 $I^-(z)$,如图1-3所示。因此,传输线上的电压和电流一般情况下由入射波和反射波两部分迭加而成,即

$$V(z) = V_L^+ e^{+\gamma z} + V_L^- e^{-\gamma z} = V^+(z) + V^-(z) \quad (1-14a)$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_0} [V_L^+ e^{+\gamma z} - V_L^- e^{-\gamma z}] = \frac{1}{Z_0} [V^+(z) - V^-(z)] = I^+(z) + I^-(z) \quad (1-14b)$$

式中

$$V_L^+ = \frac{V_L + I_L Z_0}{2}$$

$$V_L^- = \frac{V_L - I_L Z_0}{2}$$

分别为终端处的入射波电压和反射波电压。

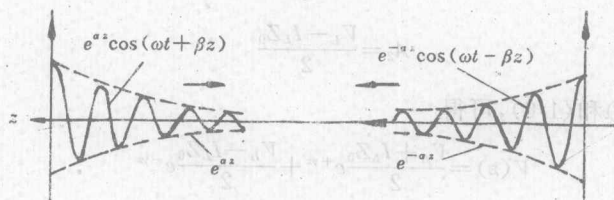


图 1-3 传输线上的入射波与反射波

三、传输线的特性参量

1. 传播常数

传播常数 γ 的表示式为

$$\gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)} = \alpha + j\beta$$

一般为一复数,它表示行波每经单位长度后振幅和相位的变化,其实部 α 为衰减常数,表示每经过单位长度后行波振幅衰减 α 倍,量纲为奈培/米(NP/m)或分贝/米(db/m);其虚部 β

为相位常数,表示每经过单位长度后行波相位滞后的弧度数,量纲为弧度/米(rad/m)。 α 和 β 的表示式为

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2}[(R_0 G_0 - L_0 C_0 \omega^2) + \sqrt{(R_0^2 + \omega^2 L_0^2)(G_0^2 + \omega^2 C_0^2)}]} \quad (1-15a)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2}[(\omega^2 L_0 C_0 - R_0 G_0) + \sqrt{(R_0^2 + \omega^2 L_0^2)(G_0^2 + \omega^2 C_0^2)}]} \quad (1-15b)$$

对于低耗传输线,一般都有 $R_0 \ll \omega L_0, G_0 \ll \omega C_0$, 所以

$$\begin{aligned} \gamma &= j\omega \sqrt{L_0 C_0} \sqrt{\left(1 + \frac{R_0}{j\omega L_0}\right) \left(1 + \frac{G_0}{j\omega C_0}\right)} \\ &\approx j\omega \sqrt{L_0 C_0} \left(1 + \frac{1}{2} \frac{R_0}{j\omega L_0}\right) \left(1 + \frac{1}{2} \frac{G_0}{j\omega C_0}\right) \\ &\approx \left[\frac{R_0}{2} \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} + \frac{G_0}{2} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \right] + j\omega \sqrt{L_0 C_0} \end{aligned}$$

由此可得

$$\alpha = \frac{R_0}{2} \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} + \frac{G_0}{2} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = \alpha_c + \alpha_d \quad (1-16a)$$

$$\beta = \omega \sqrt{L_0 C_0} \quad (1-16b)$$

可见衰减常数决定于传输线导体的电阻损耗 α_c 和导体空间填充介质的损耗 α_d 。如果传输线所在空间的填充介质是无损耗的,则只有导体损耗 α_c 。不难看出,在一定的频率下, α 和 β 的数值皆为定值。因此,任何频率的电磁波,当它沿传输线传播时,其振幅将逐渐减小,相位将逐渐滞后。

对于无损耗传输线, $R_0 = 0, G_0 = 0$, 则

$$\begin{aligned} \alpha &= 0 \\ \beta &= \omega \sqrt{L_0 C_0} \end{aligned} \quad (1-17)$$

在实际应用中,传输线的几何长度都比较短,而且在微波频率下,总有 $R_0 \ll \omega L_0, G_0 \ll \omega C_0$, 因此可以把微波传输线当作无损耗线来看待,这样,不仅可大大地简化传输线方程的定性分析,并且在一系列情况下,还能对在传输线中所发生的过程作出定量分析。基于这点,在往后将仅讨论无耗线。但必须指出,当传输线的几何长度很长,或者专门讨论传输线的损耗及效率等问题时,就必须考虑线上的损耗。

2. 特性阻抗

传输线的特性阻抗定义为传输线上任一点的行波电压与行波电流之比,即入射波电压与入射波电流之比,或反射波电压与反射波电流之比的负值,即

$$Z_0 = \frac{V^+(z)}{I^+(z)} = -\frac{V^-(z)}{I^-(z)} = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}$$

可见,一般情况下传输线的特性阻抗与频率有关,为一复数。

对于无耗传输线 ($R_0 = 0, G_0 = 0$), 则

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad (1-18)$$