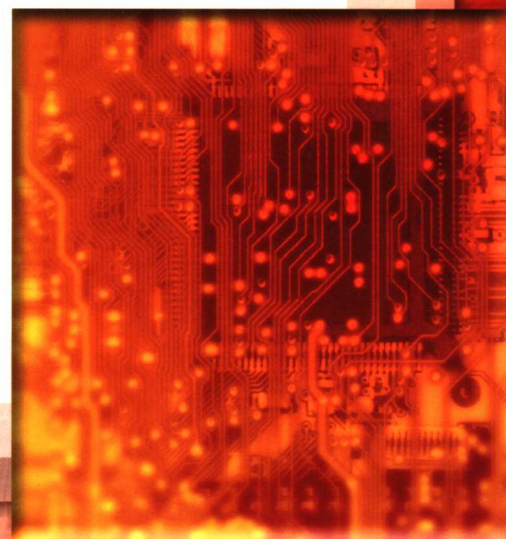


电信传输理论



DIANXIN CHUANSHU LILUN

黄玉兰 梁猛 编著



北京邮电大学出版社
www.buptpress.com

电信传输理论

黄玉兰 梁猛 编著

北京邮电大学出版社
· 北京 ·

内 容 简 介

本书系统阐述了不同种类电信传输线的基本理论、基本概念、基本技术和基本分析方法,以及传输线的主要传输性能和处理传输问题时所采用的各种方法。全书共分四章,包括绪论、传输线理论、微波传输线和光波导传输线。每章配有例题及习题,附录有各种传输线的参数指标及相应的数学公式。

本书可作为通信工程、电信工程或相近专业本科生的教学用书,亦可作为从事通信工作的工程技术人员的参考书。

图书在版编目(CIP)数据

电信传输理论/黄玉兰,梁猛编著. —北京:北京邮电大学出版社,2003
ISBN 7-5635-0753-1

I. 电… II. ①黄…②梁… III. 电信—通信理论 IV. TN911

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2003)第 091030 号

出 版 者:北京邮电大学出版社(北京市海淀区西土城路 10 号)

邮编:100876 电话:62282185 62283578

电子信箱:publish@bupt.edu.cn

经 销:各地新华书店

印 刷:北京通州皇家印刷厂

印 数:3000 册

开 本:787 mm×1092 mm 1/16 印张:11.75 字数:301 千字

版 次:2004 年 1 月第 1 版 2004 年 1 月第 1 次印刷

ISBN 7-5635-0753-1/TN·299

定 价:18.00 元

如有印装质量问题请与北京邮电大学出版社发行部联系

前 言

本书的内容涉及到所有种类的电信传输线。书中系统介绍了各种传输线的基础理论和信号传输的物理基础,力求基本理论讲解和工程实践并重。

本书参考教学时数为 48 学时。第 1 章为绪论,介绍电信传输线在应用方面发展的历史及理论体系的形成过程。第 2 章为传输线理论,介绍双导体传输线的基本特点,包括均匀传输线的微分方程和它的复频域解、无损耗传输线上的行波和驻波分布、端接任意负载时传输线上的电压和电流分布、阻抗匹配和史密斯圆图、微波网络的定义及网络参数等。第 3 章为微波传输线理论,包括导行波通论、矩形波导的 TE 波和 TM 波、圆形波导的 TE 波和 TM 波、带状线的传输模式、微带线的传输模式以及谐振腔的尺寸选择及应用。第 4 章为光波导理论,包括光波导的几何光学分析方法和模式理论分析方法,系统分析薄膜波导、阶跃光纤和梯度光纤中场的特征方程及解、模式、截止条件、单模传输、模式数量、场分布、功率分布等内容,同时还分析了单模光纤的传输条件、基模特性以及与梯度光纤的等效,分析了光纤的衰减和光纤的色散,以及光纤的非线性效应等。本书的第 1、2、3 章由黄玉兰编写,第 4 章由梁猛编写。

书中每章附有例题及习题,以帮助读者加深对基本理论和基本概念的理解和掌握。附录中给出了各种传输线的参数指标,供读者参考;由于书中大量使用矢量并出现了贝塞尔函数,故附录中给出相应的数学公式。

由于编者水平有限,书中难免存在一些缺点和错误,希望读者批评指正。

作者

2003 年 10 月

目 录

第1章 绪论	1
1.1 电磁波段的划分	1
1.2 历史回顾	2
1.3 各频段的特点及应用	4
第2章 传输线理论	6
2.1 传输线方程和传输线的场分析方法	6
2.1.1 长线及分布参数等效电路	6
2.1.2 传输线方程及其解	8
2.1.3 用场的概念分析传输线	11
2.2 传输线的基本特性参数	13
2.2.1 特性阻抗 Z_0	13
2.2.2 传播常数	14
2.2.3 输入阻抗	15
2.2.4 反射系数	16
2.2.5 传输功率	18
2.3 均匀无耗传输线工作状态分析	19
2.3.1 行波工作状态(无反射情况)	19
2.3.2 驻波工作状态(全反射)	20
2.3.3 行驻波状态	23
2.4 有耗传输线	27
2.4.1 有耗传输线的参数及电压、电流和阻抗分布	27
2.4.2 传输功率和效率	29
2.5 史密斯阻抗圆图和导纳圆图	30
2.5.1 史密斯阻抗圆图	30
2.5.2 导纳圆图	33
2.5.3 史密斯圆图的应用	33
2.6 传输线的阻抗匹配	37
2.6.1 信号源与传输线的阻抗匹配	38
2.6.2 负载与传输线的阻抗匹配	40
2.7 传输线上的瞬变过程	46
2.7.1 多次反射	47
2.7.2 拉普拉斯变换	48
2.8 微波网络与定向耦合器	50
2.8.1 微波网络的基本特性	51
2.8.2 微波网络的散射矩阵	52
2.8.3 微波定向耦合器	55
习 题	59

第3章 微波传输线	65
3.1 金属波导传输线的一般分析	66
3.1.1 导波方程及其求解	66
3.1.2 波沿波导传输的一般特性	68
3.2 矩形波导	70
3.2.1 矩形波导中的波型及场分量	71
3.2.2 矩形波导中纵向传输特性	73
3.2.3 矩形波导中模式的场结构图	76
3.2.4 矩形波导的管壁电流	79
3.2.5 矩形波导尺寸的设计考虑	80
3.3 圆波导	81
3.3.1 圆波导中的波型及场分量	82
3.3.2 圆波导中的三个主要波型及其应用	85
3.4 同轴线及其高次模	88
3.4.1 同轴线的主模 TEM 模	88
3.4.2 同轴线中的高次模——TE 模和 TM 模	90
3.4.3 同轴线的尺寸选择	91
3.5 带状线	92
3.5.1 特性阻抗	93
3.5.2 带状线的损耗和衰减	96
3.5.3 带状线的尺寸选择	97
3.6 微带线	98
3.6.1 微带线的模式	98
3.6.2 微带线的传输特性	100
3.6.3 微带线的损耗与衰减	104
3.7 微波谐振器	104
3.7.1 微波谐振器的基本特性和参数	105
3.7.2 同轴线谐振器	106
3.7.3 矩形谐振器	108
3.7.4 圆柱形谐振器	109
习题	111
第4章 介质光波导理论	114
4.1 光学基础	114
4.2 光纤的结构和射线法分析光纤	116
4.2.1 光纤的结构和类型	116
4.2.2 阶跃光纤中的射线	117
4.2.3 梯度光纤中的射线	118
4.3 阶跃光纤的矢量分析法	121
4.3.1 场方程的求解	121
4.3.2 特征方程	125
4.3.3 模式的类型	126
4.3.4 模式特性的分析	127
4.4 阶跃光纤的标量分析法	133

4.4.1 标量场方程.....	133
4.4.2 标量解的特征方程.....	134
4.4.3 标量模及其特性.....	135
4.5 梯度光纤的标量分析法	140
4.6 单模光纤	144
4.6.1 阶跃折射率分布的单模光纤.....	144
4.6.2 梯度折射率分布的单模光纤.....	146
4.6.3 单模光纤中的双折射和极化色散.....	148
4.7 影响光纤传输特性的因素	151
4.7.1 光纤的损耗.....	151
4.7.2 光纤的色散特性.....	153
4.7.3 光纤中的非线性效应.....	156
4.8 平面光波导	159
4.8.1 射线法分析.....	159
4.8.2 波动法分析.....	160
习 题	163
附录 A 矢量分析公式	165
附录 B 国产矩形波导管参数表	167
附录 C 常用硬同轴线特性参数	169
附录 D 常用同轴射频电缆特性参数	170
附录 E 常用导体材料的特性参数	171
附录 F 常用介质材料的特性参数	172
附录 G 常用贝塞尔函数公式	173
附录 H 阻抗圆图	176
参考文献	177

第1章 绪 论

1.1 电磁波段的划分

通信所采用的传输线种类及传输方式是由电磁波的频率所决定的。对于电磁波谱,按照频率从低到高(波长从长到短)的次序可排列为:普通无线电波、微波、红外线、可见光、X射线和 γ 射线。通信分为电通信与光通信两种,它们占据电磁波谱的不同频段。

电通信是以电磁波作为信息载体的通信方式,它的发展历程实际上就是所使用的载波频率由低到高的发展过程。电通信的容量几乎与所使用的频率成正比,人们对通信容量的要求越高,使用的频率就越高。普通无线电波从超长波到超短波,如表1.1所示。

表 1.1 普通无线电波波段的划分

波 段 名 称	波 长 范 围	频 率 范 围	频 段 名 称
超 长 波	$10^5 \sim 10^4$ m(万米波)	3 kHz $\sim$ 30 kHz	甚低频(VLF)
长 波	$10^4 \sim 10^3$ m(千米波)	30 kHz $\sim$ 300 kHz	低 频(LF)
中 波	$10^3 \sim 10^2$ m(百米波)	300 kHz $\sim$ 3 MHz	中 频(MF)
短 波	$10^2 \sim 10$ m(十米波)	3 MHz $\sim$ 30 MHz	高 频(HF)
超 短 波	10 $\sim$ 1 m(米波)	30 MHz $\sim$ 300 MHz	甚 高 频(VHF)

微波也是无线电波,它是一个比普通无线电波波长更短的波段,目前移动通信、微波通信和卫星通信这三种无线通信方式均使用此波段,同时微波还广泛用于雷达、电子对抗及射电天文等方面。微波是频率从300 MHz $\sim$ 3 000 GHz的电磁波,对应的波长从1 m $\sim$ 0.1 mm。微波分为分米波、厘米波、毫米波和亚毫米波四个波段,如表1.2所示。

表 1.2 微波波段的划分

波 段 名 称	波 长 范 围	频 率 范 围/GHz	频 段 名 称
分 米 波	1 m $\sim$ 10 cm	0.3 $\sim$ 3	特高频(UHF)
厘 米 波	10 cm $\sim$ 1 cm	3 $\sim$ 30	超高频(SHF)
毫 米 波	1 cm $\sim$ 1 mm	30 $\sim$ 300	极高频(EHF)
亚毫米波	1 mm $\sim$ 0.1 mm	300 $\sim$ 3 000	超极高频

在实际应用中,还常用拉丁字母作为各微波波段分段的代号和称谓,例如卫星通信中常用C波段代表波长为5 cm的波段。为了衔接和对应,将HF和VHF亦计入其中,如表1.3所示。

表 1.3 微波波段的划分及其代号

波段代号和频率范围		波段代号和频率范围	
HF 3~30 MHz		K 18~27 GHz	
VHF 30~300 MHz		Q Ka 27~40 GHz	
UHF 0.3~3 GHz	0.3~1 GHz	U 40~60 GHz	
	L 1~2 GHz	E 60~90 GHz	
	S 2~4 GHz	F 90~140 GHz	
C 4~8 GHz		G 140~220 GHz	
X 8~12 GHz		R 220~325 GHz	
J Ku 12~18 GHz			

随着生产和科学技术的发展,人们对通信容量的要求越来越高,微波波段毕竟只有有限的带宽,它已远远满足不了人类对通信容量的要求,开发利用更高频段的电磁波就自然成为趋势,这时人们很自然地将注意力聚集到了光波上。光传输所采用的波段主要决定于光纤的损耗和色散特性,在波长为 $1.31\ \mu\text{m}$ 和 $1.55\ \mu\text{m}$ 附近,是光纤的两个低损耗窗口,同时 $1.31\ \mu\text{m}$ 是常规单模光纤的零色散波长, $1.55\ \mu\text{m}$ 通过采用色散位移光纤也可以实现零色散,因此波长 $1.31\ \mu\text{m}$ 和 $1.55\ \mu\text{m}$ 附近是光通信所采用的波长,目前光通信波段的波长为 $0.8\sim 1.65\ \mu\text{m}$ 。

1.2 历 史 回 顾

1837 年 7 月,英国人在 $1\ 500\ \text{m}$ 的距离上作了电报表演。这是人类历史上第一次进行电信联系,也是电信传输线路的最早应用。到今天,在电磁学和微波光纤技术中,电信传输线路具有基础性和极大的重要性,它既是能量和信息的载体及传播工具,也是构成各种元件及仪器的基础。因此从电信传输线路发展的历史,可以看到导波理论的发展历程。

电报的发明,在英国主要是惠斯通完成的。他于 1837 年获得了关于电报的第一个专利,同年 7 月,他为铁路官员作了表演,通电报的两地相距 $1.5\ \text{km}$ 。在美国,莫尔斯电报机创建于 1837 年,华盛顿到巴尔的摩的电报线路是 1844 年底建成的。从 1845 年到 1853 年,欧洲各国普遍建立起自己的电报线路,广泛采用的方法是架设双导体传输线网,距离几十公里,信号频率为 $0\sim 10\ \text{Hz}$,传输手工拍发的莫尔斯电码。第一条成功的海缆是 1851 年完成的,它沟通了英法之间的电报联系。它包含 4 根直径为 $1.65\ \text{mm}$ 的铜线,并涂有天然橡胶。4 根相互绝缘的铜线装在一起,包上用沥青浸过的亚麻,外装用镀锌铁丝制成的铠装层。1857 年 8 月,开始尝试敷设横跨大西洋的海底电缆。它的中心导线是由 7 根导线绞成的铜线,直径 $12.2\ \text{mm}$,外面涂上三层胶。这次敷设没有成功。1858 年 8 月,作为再一的努力,另一条总长 $3\ 240\ \text{km}$ 的海缆敷设完成,从爱尔兰到纽芬兰的海底电报线路开始工作。一个月后,这条电缆因绝缘击

穿而报废了。后来,真正完成这一业绩,迎来横跨大西洋电报通信的时刻是1866年7月,从那时起有了可靠坚固的海底电缆。这一时期,人们根本没有同轴线或同轴电缆的概念。海底电缆的主要成分是中心导体,外导体是由一组导线层及海水环组成。实际上,这是一种阻容式低通滤波器,既自感未发挥作用,也缺乏磁场能量的储存。换言之,它不是即使在高频也能使用的平行双导线或同轴线。莫尔斯信号的传输是依靠扩散现象,而非导行电磁波。

1854~1856年间,开尔文勋爵同时参考热传导方程和基尔霍夫电路定律,提出了海底电缆理论,也即不含电感项的经典电报员方程,并用以指导敷设大西洋海缆。由此可见,最早的电报员方程较麦克斯韦的论文提早10年出现。1865年,麦克斯韦在题为《电磁场的动力学理论》的论文中奠定了电磁场理论的基础,利用麦克斯韦的成果进行工作成为了可能。1876年,亥维塞利用麦克斯韦方程推导出了经典电报员方程,并于1903年架设一条线路,连接了利物浦和瓦灵顿两个城市,使亥维塞的理论完全得到了证明。经典电报员方程既适用于平行双导线,又适用于同轴线,可用于高频的双导体传输系统。

贝尔在1876年获得了美国专利局授予他的电话专利。1877年,用硬双铜线架设了电话线路,传输线开始传输比电报信号频率高得多的语音信号。但是,同轴电缆的实用化,是迟至20世纪30年代才实现的,至于第一条从纽芬兰到苏格兰海底越洋同轴电话电缆的敷设,是1955年完成的,比海底电报电缆晚了整整一百年。同轴线是传输线的一种重要形式,在今天仍有重要的价值,其使用频率已经达到微波波段。从历史上看,从理论和实践上确立同轴线这一形式,是上世纪末的事。从技术上讲,它的确立是海底电缆热的合理延续和发展;从理论上讲,亥维塞于1893年发表专著肯定了同轴线内有电磁波的传播。到20世纪30年代,稳态传输线理论臻于成熟,提出的电参数有特性阻抗和电压反射系数。40年代,传输线理论推进到计及损耗、用双曲函数和端接负载阻抗描述的水平。后来,传输线理论几乎教科书化了,只有在特殊的考虑中才重新研究。

英国物理学家汤姆逊(电子的发现者)在1893年发表了一本论述麦克斯韦电磁理论的书,肯定了圆金属壁管子(即圆波导)传输电磁波的可实现性,预言波长可与圆柱直径相比拟,这就是微波。他预言的圆波导传输,直到1936年才实现。汤姆逊成为历史上第一位预言波导的科学家。这证明科学预言可以大大早于技术的发展,同时也表明了应用数学的威力。英国物理学家瑞利在1897年发表了论文,讨论矩形截面和圆形截面“空柱”中的电磁振动,它们对应后来的矩形波导和圆波导,并引进了截止波长的概念。瑞利得到了矩形波导中主模的场方程组,这是雷达中最常用的模式,并讨论了圆波导中的主模。到1931年,人们看出了波导技术会有实用价值。1933年,已经有波长为15 cm的信号源了。美国贝尔实验室在20世纪30年代已经是一个庞大的研究机构,它吸收了一大批科学家从事超高频技术的研究。1936年,贝尔的科学家做实验,实验波导线是长度为260 m的青铜管,直径12.5 cm,信号源输出波长为9 cm。实验表明,在截止频率以上,信号传输衰减很小。后来,人们把1936年当作微波技术开始的年份。为了对波导作出深刻的阐述,贝尔实验室的专家继续作数学分析,推出了完整的本征值方程,并证明汤姆逊早年的方程是本征值方程的一个特例。

40年代是微波大发展的时期。在测量方面,发明了开槽测量线和定向耦合器;在军事方面,出现了雷达;在微波中继方面,1948年美国建设了从纽约到波士顿的微波中继线路,传送480路电话和1路电视信号;在移动通信方面,1946年美国在圣路易斯城建立了世界上第一个公用汽车电话业务,频率从150~450 MHz;在卫星通信方面,英国空军雷达专家阿瑟·克拉克在1945年提出了卫星通信的设想(直到1957年10月,苏联发射了第一颗人造地球卫星,1965

年4月美国发射了第一颗商用卫星)。微波传输线可以是同轴线、矩形波导或圆波导,主要被当作天线馈线,在机房信号源到天线之间传输导波。自从波导广泛应用之后,人们很快熟悉了它的特性。当工作频率高于截止频率,总是可以用波导以低衰减常数传送微波(主要是厘米波)信号。作为对比,这里可以指出,在工作频率低于截止频率的截止区,衰减常数可以为上述数值的 10^4 倍。除微波仪器和无线电设计人员外,绝大多数人对波导的兴趣只限于波导的传输区。

传输线技术发展到今天,只用简短的文字已不能描述其品种的繁杂、发展的迅速和理论的艰深了。例如,就同轴电缆来说,新技术之一是稳相同轴电缆,其相位常数随环境温度和机械影响很小,适用于对相位敏感的电子系统(如卫星跟踪站和天文台);就波导来说,圆波导的主模 TE_{11} 模的极化平面不稳定,使它甚至不能用于长度较大的天线馈线,因此出现了椭圆波导。目前椭圆波导已经广泛用于微波中继站和地球卫星站;就传输线的集成化来说,出现了微带传输线,使传输线的小型化和平面化成为可能。当然,传输线新品种的开发,又激发了理论工作的深入研究。

随着电信容量的日益扩大,人们开始使用亚毫米波或更高的频率进行通信,这时金属传输线在理论和技术上都遇到了难题。为寻找新的信息载体,人们将注意力集中到介质传输线和光波上。光波有比亚毫米波高得多的频率,利用光波作为载体,其潜在的通信容量是传统的电通信手段所无法比拟的。实际上,用光进行通信是人类早就有的理想,但是光通信首先有光源是否合乎要求的问题。1958年,第一台激光器问世,它的单色性极好。1970年,美国贝尔实验室研制成功在室温下可以连续工作的半导体激光器,为光通信提供了实用化的光源。光信号的长距离传输同样是至关重要的问题。早在1910年,德拜讨论过电磁波沿介质线传输的问题。30年代初,贝尔实验室提出了用介质圆管传输电磁波的建议。但直到20世纪60年代,最好的光学纤维损耗也达到 $1\,000\text{ dB/km}$,用这样的光纤显然无法实现光信号的长距离传输。英籍华人高锟于1966年发表一篇文章,题为《用于光频的介质纤维表面波波导》,文章提出可以从石英中提炼超纯的细丝状纤维,并用于光频成为光波导。在他看来,衰减常数为 20 dB/km 是必须的也是可以达到的。1970年,美国康宁公司研制成功第一根低损耗光纤,从此阻碍光通信传输的问题得以解决。1977年,美国芝加哥建成第一条光纤通信线路,长度为 6 km 。然而,事情发展得很快,1988年建成了横跨大西洋的海底光缆系统,采用的是单模光纤,总长达到 $19\,200\text{ km}$ 。

光纤也叫光波导,是介质波导理论的研究成果。由于没有金属导体材料,介质波导中的电磁波传播是靠界面间的反射而实现的。光纤技术所采用的两套分析方法是射线理论和模式理论。石英光纤的工作波长为 $0.8\sim 1.65\mu\text{m}$,单根光纤的可用频带几乎达到 200 THz ,即使在 $1.55\mu\text{m}$ 附近的低损耗窗口,其带宽也达到了 15 THz 。石英光纤的损耗也降到了很低的水平,目前工业光纤在 $1.3\mu\text{m}$ 附近损耗在 $0.3\sim 0.4\text{ dB/km}$ 范围以内,在 $1.55\mu\text{m}$ 附近损耗已经降到 0.2 dB/km 以下。光纤通信可以抗电磁干扰,不向外辐射电磁波,使其既提高了保密性又不会产生电磁干扰。光纤通信的诸多好处,使自20世纪70年代以来,每隔几年技术就上升一个台阶,传输容量几乎每年翻一番。

1.3 各频段的特点及应用

电信传输的理论基础是麦克斯韦电磁场理论。在这一理论的指导下可以得出,不仅双导

体的传输线可以传输信号和能量,单导体的金属波导及介质波导也可以传输信号和能量,本书的第2、3、4章分别对上述三种情况加以讨论。所有种类的传输线都可以视为仅是电磁场的边界条件不同,它们都共同遵循麦克斯韦方程。传输线实际上是一个导行系统,信号是以电磁波的形式在导行系统内或附近沿着传输线传播,这时数学函数的描述方式至关重要,模式理论使导行系统电磁场的存在形式与数学函数一一对应。对于平行双导线及同轴线这类双导体传输线,可以用分布参数电路理论代替场的方式描述,但它仅适用于高频及微波的低频段。对于金属波导和光纤,可以采用射线理论描述,但它们没有用模式理论的函数形式描述得精确和全面。

目前,移动通信、微波通信和卫星通信这三种无线通信方式都落在了微波波段,使微波传输线得以广泛使用。就频段来说,移动通信为分米波,使用同轴线为传输线的情况居多;微波通信及卫星通信易采用厘米波及毫米波,使用金属波导为导波系统的情况居多。在上述三种通信方式中,微波传输线主要被当作天线馈线,在机房的信号源到天线之间传输导波,信号从天线上辐射出去以后,在自由空间中传播,所以称为无线通信方式。微波的振荡周期很短,低频范围内所使用的元器件,对于微波已经不再适用。微波传输线是微波元器件的理论基础,它们在分析方法上是一脉相承,这与低频相比有很大的不同。天线是将其上分布的高频电流能量以电磁波的形式向空间辐射的器件,许多实用天线都可以视为是微波传输线的变型,其上的高频电流分布与微波传输线上的分布相同或相近,这使微波传输线又成为天线理论的基础。在高频及微波波段,传输线、元器件和天线共同遵守行、驻波理论是与低频不同的最大特色,这也说明传输线作为基础理论的重要性。

光纤通信是有线通信的典型代表,它以提高光纤链路传输速率和延长传输距离为目标。目前有线通信网是光电混合网,长途干线网及中继段使用光纤作为传输线,入户线则以电传输形式为主、光传输形式为辅。有线通信网正在从光电混合网向全光网过渡,前面还有很长的路要走,主要原因是光信息处理技术尚不成熟。

通信联系是人类社会进步的最基本条件,更是现代社会的最重要要求。传输线路的发展,一直是与扩大通信容量、延长通信距离相联系,它的发展是促使技术进步的巨大动力。

第2章 传输线理论

传输线理论又称为长线理论,它是在高频以上的频率中用来研究长线传输线和网络的理论基础。传输线理论是分布参数电路理论,本章主要从路的观点出发,以平行双导线为例介绍传输线的传输特性。这种方法研究的结果与用电磁场理论得出的结果完全一致,然而这种方法比场的方法要简便得多,在工程上得到了广泛的采用。从分析的结果可以看出,传输线理论将基本电路理论与电磁场理论相结合,传输线上电磁波的传输现象,可以认为是电路理论的扩展,也可以认为是波动方程的解,从而引出传输线上电磁波传播与空间平面波传播现象的一致性。

传输线是用以从一处至另一处传输高频或微波能量的装置,并要求其传输效率高,损耗尽可能小,工作频带宽,尺寸小。

一般传输线由两个(或两个以上)导体组成,用来传输 TEM 波(横电磁波)。常用的传输线有平行双导线、同轴线、带状线和微带线(传输准 TEM 波)等,如图 2.1(a)、(b)、(c)和(d)所示。

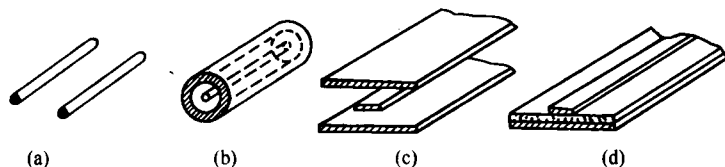


图 2.1 常用 TEM 波传输线

平行双导线因随着工作频率的升高,其辐射损耗急剧增加,故仅用于米波及分米波的低频波段。同轴线消除了电磁辐射,最高频率可用于分米波高频波段至 10 cm 波段,其优点是工作频带宽,且适于制作宽频带微波元器件。带状线也是一种宽带传输线,用于 3 GHz 以下,是一种平面型传输线结构,也可用于制作中小功率微波元件,如定向耦合器、滤波器等。微带线是微波集成电路的主要组成部分,也是平面型传输线结构,广泛用于 1 GHz 以上,而且可制作各种集成微波元器件,使微波元件小型化。

本章首先从传输线的分布参数入手得出传输线的等效电路,据此导出均匀无耗传输线方程及传输线参数,进而分析无耗传输线三种工作状态;然后考虑分布电阻及分布电导的影响,讨论有耗传输线的特性;接着讨论史密斯圆图及进行阻抗计算和阻抗匹配的方法;最后介绍传输线上的瞬变过程、微波网络的散射矩阵及定向耦合器。

2.1 传输线方程和传输线的场分析方法

2.1.1 长线及分布参数等效电路

当传输线的几何长度比其上所传输的电磁波的波长 λ 还长或者可以相比拟时,传输线称

为长线,反之则称为短线。长线和短线是相对的概念,在微波技术中,传输线的长度有时只不过几厘米或几米,但因为这个长度已经大于工作波长或与波长差不多,所以仍称它为长线;相反地,输送市电的电力线(频率为 50 Hz),即使长度为几千米,但与市电的波长(6000 km)相比还是小许多,所以还是只能看作是短线。

传输线的几何长度与其上工作波长 λ 的比值,称为传输线的电长度。

电路理论与传输线理论的区别,主要在于电气尺寸与波长的关系。电路分析中网络与线路的尺寸比工作波长小很多,因此可以不考虑各点电压、电流的幅度和相位的变化,沿线电压和电流只与时间因子有关,而与空间位置无关。传输线属长线,沿线各点的电压、电流(或电场、磁场)既随时间变化,又随位置变化,是时间和空间的函数,传输线上电压、电流呈现出波动性。

传输线上各点的电压、电流(或电场、磁场)不相同,可以从传输线的等效电路得到解释,这就是传输线的分布参数概念。

分布参数是相对于集总参数而言的。在低频电路中,认为电场能量集中在电容器中,磁场能量集中在电感器中,电磁能的消耗全部集中在电阻元件上,连接元件的导线是既无电感、电容,又无电阻、电导的理想导线,这就是集总参数的概念。随着频率的增高,连接元件的导线由于集肤效应的出现,使导线的有效面积减小,导线上的电阻增加,且分布在导线上,称其为分布电阻。导线上有高频电流流过,导线周围就必然有高频磁场存在,沿线就存在电感,这就是分布电感。又因两线间有电压,故两线间存在高频电场,沿线就分布着分布电容。随着频率的增高,这些分布参数引起的阻抗效应就不能再忽略了。例如,双导线的分布电感 $L = 0.999 \text{ nH/mm}$,分布电容 $C = 0.0111 \text{ pF/mm}$ 。当频率 $f = 50 \text{ Hz}$ 时,平行双导线的串联电抗 $X_L = \omega L = 3.14 \times 10^{-7} \Omega/\text{mm}$,并联电纳 $B_C = \omega C = 3.49 \times 10^{-12} \text{ S/mm}$;当频率 $f = 5000 \text{ MHz}$ 时,串联电抗 $X_L = \omega L = 31.4 \Omega/\text{mm}$,并联电纳 $B_C = \omega C = 3.49 \times 10^{-4} \text{ S/mm}$ 。由此可见,微波传输线中,分布参数已经不可以忽略,这说明分布参数是高频条件下的必然结果,必须加以考虑。

根据传输线上的分布参数是否均匀分布,传输线可分为均匀传输线和不均匀传输线,本章主要讨论均匀传输线。所谓均匀传输线是指传输线的几何尺寸、相对位置、导体材料及周围媒质特性沿电磁波的传输方向不改变的传输线,即沿线的参数是均匀分布的。一般情况下,均匀传输线单位长度上有四个分布参数:分布电阻 R 、分布电导 G 、分布电感 L 和分布电容 C ,它们的数值均与传输线的种类、形状、尺寸及导体材料和周围媒质特性有关。它们的分布参数定义如下:

分布电阻 R : 定义为传输线单位长度上的总电阻值,单位名称为欧姆/米(符号为 Ω/m)。

分布电导 G : 定义为传输线单位长度上的总电导值,单位名称为西门子/米(符号为 S/m)。

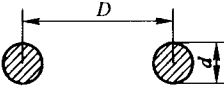
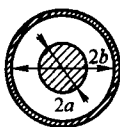
分布电感 L : 定义为传输线单位长度上的总电感值,单位名称为亨利/米(符号为 H/m)。

分布电容 C : 定义为传输线单位长度上的总电容值,单位名称为法拉/米(符号为 F/m)。

几种典型传输线的分布参数计算公式列于表 2.1 中,它们是由电磁场理论得出的,表中的 ϵ 是导体间介质的介电常数, μ 是导体间介质的磁导率, σ_1 为导体间介质的漏电电导率, σ_2 为导体的电导率。

有了分布参数的概念,则可以将均匀传输线分割成许多微分段 dz ($dz \ll \lambda$), 这样每个微分段可看作集总参数电路,其参数分别为 Rdz 、 Gdz 、 Ldz 、 Cdz , 并用一个 Γ 形网络来等效,如图 2.2(a)所示。整个传输线的等效电路是许许多多的 Γ 形网络的级联,如图 2.2(b)所示。

表 2.1 双导线和同轴线的分布参数

种 类	平行双导线	同 轴 线
结 构		
L	$\frac{\mu}{\pi} \ln \frac{D + \sqrt{D^2 - d^2}}{d}$	$\frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{b}{a}$
C	$\frac{\pi\epsilon}{\ln \frac{D + \sqrt{D^2 - d^2}}{d}}$	$\frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{b}{a}}$
R	$\frac{2}{\pi d} \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma_2}}$	$\sqrt{\frac{f\mu}{4\pi\sigma_2}} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right)$
G	$\frac{\pi\sigma_1}{\ln \frac{D + \sqrt{D^2 - d^2}}{d}}$	$\frac{2\pi\sigma_1}{\ln \frac{b}{a}}$

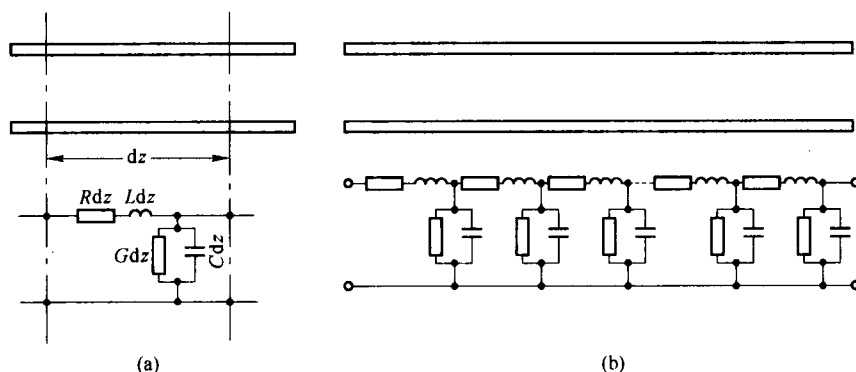


图 2.2 传输线的等效电路

2.1.2 传输线方程及其解

通常传输线的始端接角频率为 ω 的正弦信号源,也称电压和电流随时间作时谐变化。此时传输线上电压和电流的瞬时值为 $u(z,t)$ 和 $i(z,t)$,则有

$$\left. \begin{aligned} u(z,t) &= \text{Re}[U(z)e^{j\omega t}] \\ i(z,t) &= \text{Re}[I(z)e^{j\omega t}] \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

式(2.1)中, $U(z)$ 和 $I(z)$ 分别为传输线上 z 处电压和电流的复有效值,它们仅是距离 z 的函数。

1. 均匀传输线方程

传输线方程是研究传输线上电压、电流的变化规律以及它们之间相互关系的方程。

对于均匀传输线,由于参数是沿线均匀分布的,所以只须考虑线元 dz 的情况。设传输线上 z 处的电压和电流分别为 $u(z,t)$ 和 $i(z,t)$, $z+dz$ 处的电压和电流分别为 $u(z+dz,t)$ 和 $i(z+dz,t)$,线元 dz 可以看成集总参数电路,如图 2.3 所示。

根据克希荷夫定律,有

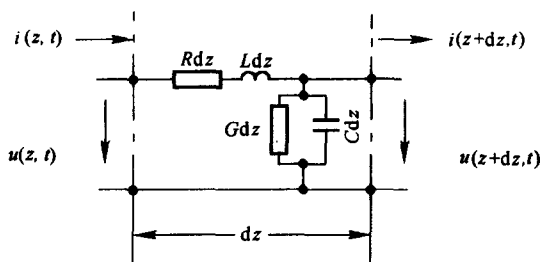


图 2.3 传输线上电压和电流的定义及其等效电路

$$\left. \begin{aligned} u(z+dz, t) - u(z, t) &= -du(z, t) = -\frac{\partial u(z, t)}{\partial z} dz = \left[Ri(z, t) + L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \right] dz \\ i(z+dz, t) - i(z, t) &= -di(z, t) = -\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} dz = \left[Gu(z, t) + C \frac{\partial u(z, t)}{\partial t} \right] dz \end{aligned} \right\}$$

也即

$$\left. \begin{aligned} -\frac{\partial u(z, t)}{\partial z} &= Ri(z, t) + L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \\ -\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} &= Gu(z, t) + C \frac{\partial u(z, t)}{\partial t} \end{aligned} \right\} \quad (2.2)$$

式(2.2)既称为均匀传输线方程,又称为电报方程。

将式(2.1)代入式(2.2),并将 $U(z)$ 写为 U , $I(z)$ 写为 I , 得到如下传输线方程:

$$\left. \begin{aligned} -\frac{dU}{dz} &= (R + j\omega L)I \\ -\frac{dI}{dz} &= (G + j\omega C)U \end{aligned} \right\} \quad (2.3)$$

式(2.3)中, $Z = R + j\omega L$, 为传输线单位长度的串联阻抗; $Y = G + j\omega C$, 为传输线单位长度的并联导纳。式(2.3)是一阶常微分方程,它描述了均匀传输线每个微分段上电压和电流的变化规律,由此方程可以解出线上任意点的电压和电流以及它们之间的关系。

2. 均匀传输线方程的解

求解方程组式(2.3),等式两边对 z 再微分一次,可以得到

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 U}{dz^2} - \gamma^2 U &= 0 \\ \frac{d^2 I}{dz^2} - \gamma^2 I &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.4)$$

式(2.4)中

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (2.5)$$

式(2.4)是二阶常微分方程,称为均匀传输线的波动方程。 γ 称为传输线上波的传播常数,一般情况下为复数,其实部 α 称为衰减常数,虚部 β 称为相移常数。

式(2.4)的解为

$$\left. \begin{aligned} U(z) &= A_1 e^{-\gamma z} + A_2 e^{\gamma z} \\ I(z) &= \frac{1}{Z_0} (A_1 e^{-\gamma z} - A_2 e^{\gamma z}) \end{aligned} \right\} \quad (2.6)$$

式(2.6)中

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.7)$$

式(2.6)中, $e^{-\gamma z}$ 表示波向 $+z$ 方向传播, $e^{\gamma z}$ 表示波向 $-z$ 方向传播, 传输线上电压和电流的解呈现出波动性; A_1 和 A_2 为积分常数, 由传输线的边界条件来确定。

通常给定传输线的边界条件有三种(见图 2.4): ①已知终端的电压 U_2 和电流 I_2 ; ②已知始端的电压 U_1 和电流 I_1 ; ③已知电源电动势 E_s 、内阻 Z_s 及负载阻抗 Z_l 。下面分别加以讨论。

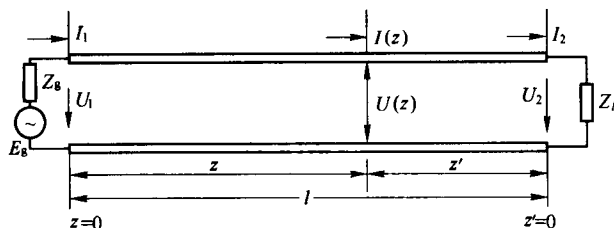


图 2.4 由边界条件确定积分常数

(1) 已知终端电压 U_2 和电流 I_2 时的解

这是最常用的情况。将 $z=l, U(l)=U_2, I(l)=I_2$ 代入式(2.6)可求得

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= \frac{U_2 + I_2 Z_0}{2} e^{\gamma l} \\ A_2 &= \frac{U_2 - I_2 Z_0}{2} e^{-\gamma l} \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

将式(2.8)代入式(2.6)并整理得到

$$\left. \begin{aligned} U(z') &= \frac{U_2 + I_2 Z_0}{2} e^{\gamma z'} + \frac{U_2 - I_2 Z_0}{2} e^{-\gamma z'} \\ I(z') &= \frac{U_2 + I_2 Z_0}{2 Z_0} e^{\gamma z'} - \frac{U_2 - I_2 Z_0}{2 Z_0} e^{-\gamma z'} \end{aligned} \right\} \quad (2.9)$$

式(2.9)中 $z'=l-z$ 是由终端算起的坐标。

式(2.9)可变换成双曲函数, 其形式为

$$\left. \begin{aligned} U(z') &= U_2 \operatorname{ch} \gamma z' + I_2 Z_0 \operatorname{sh} \gamma z' \\ I(z') &= \frac{U_2}{Z_0} \operatorname{sh} \gamma z' + I_2 \operatorname{ch} \gamma z' \end{aligned} \right\} \quad (2.10)$$

(2) 已知始端的电压 U_1 和电流 I_1 时的解

此时, $U(0)=U_1, I(0)=I_1$, 代入式(2.6), 可求得

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= \frac{U_1 + I_1 Z_0}{2} \\ A_2 &= \frac{U_1 - I_1 Z_0}{2} \end{aligned} \right\} \quad (2.11)$$

将式(2.11)代入式(2.6), 可得

$$\left. \begin{aligned} U(z) &= \frac{U_1 + I_1 Z_0}{2} e^{-\gamma z} + \frac{U_1 - I_1 Z_0}{2} e^{\gamma z} \\ I(z) &= \frac{U_1 + I_1 Z_0}{2 Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{U_1 - I_1 Z_0}{2 Z_0} e^{\gamma z} \end{aligned} \right\} \quad (2.12)$$