

高等院校通信与信息工程类规划教材

微波技术

董金明 林萍实 编著

11001010100110101
1001010011010100101010010110

 机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS



高等院校通信与信息工程类规划教材

微波技术

董金明 林萍实 编著
邓 晖 主审



机械工业出版社

本书以场路结合的方法系统地论述了微波技术的基本理论、基本技术和基本分析方法。主要内容包括微波的特点及应用、长线理论、波导理论、微波网络、微波元件和微波谐振腔；附录中给出了有关参量及矢量、矩阵运算；针对各部分内容选择适当的习题安排在书后，以便于读者练习和加深理解。

本书为高等院校无线电电子类专业的技术基础课教材。

本书可作为高等院校电子类专业、成人高等教育相关专业的教材或参考书，也可作为从事微波技术专业的科研人员和工程技术人员的参考资料。

图书在版编目(CIP)数据

微波技术——北京：机械工业出版社，2003.3

高等工程与信息工程类规划教材

ISBN 7-111-11888-X

I. 微… II. 董… III. 微波技术—高等学校—教材 IV. TN015

中国版本图书馆CIP数据核字(2003)第020838号

机械工业出版社(北京市百万庄大街22号 邮政编码100037)

责任编辑：周娟 版式设计：冉晓华 责任校对：樊钟英

封面设计：姚毅 责任印制：付方敏

北京铭成印刷有限公司印刷·新华书店北京发行所发行

2003年6月第1版·第1次印刷

787mm×1092mm¹/₁₆·15.75印张·1插页·393千字

定价：23.00元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

本社购书热线电话(010)68993821、88379646

封面无防伪标均为盗版

前 言

微波技术是一门研究频率为 $300\text{MHz} \sim 3000\text{GHz}$ (即波长从 $1\text{m} \sim 0.1\text{mm}$) 电磁波的产生、放大、发射、传播、接收、测量和应用的学科。

微波的发展可追溯到 1864 年麦克斯韦 (Maxwell, J.C. 1831~1879 年) 提出的电磁场动力学以及 1887 年赫兹 (Hertz, H.R. 1857~1894 年) 用实验证实的电磁波学说。最初, 微波研究的进展与雷达的研制密切相关。随着微波在通信及其他领域的广泛应用, 今天, 微波技术已成为一门理论与技术上都相当成熟的学科。

无线电技术的发展使得无线电波工作频率不断升高。当频率升高到微波波段时, 低频时所用的电路定律 (基尔霍夫第一、二定律) 已不适用, 所以必须寻求分析和解决问题的新方法。

微波研究的主要内容有:

(1) 微波传输理论 它是研究微波在各种传输线 (双导线、同轴线、波导、介质波导、微带线和带状线等) 上传播时的特性。最主要的是两个参数: 传输线的特性阻抗和传输线的传播常数。

(2) 微波器件 微波和低频电路一样, 也需要进行信号的放大、滤波、调制等。于是, 就有相应的微波器件——微波检波器、微波混频器、微波滤波器、定向耦合器和阻抗匹配器等。

(3) 微波的应用 微波最重要的应用是雷达和通信。雷达不仅用于国防, 同时也用于导航、气象测量、地质探矿、工业检测、交通管制等。通信包括卫星通信、微波中继通信和因特网等。近年来, 由于因特网的飞速发展, 人们已广泛地用到双绞线 (双导线的特例)、同轴线和光纤; 而 CPU 的工作频率也已高达 3GHz 。这些都和微波技术密切相关。同时, 微波又与其他学科互相渗透而形成许多边缘学科, 如微波天文学、微波生物学、微波波谱学、微波超导电子学、微波成像学、微波光学和微波声学等。所以, 微波有信息“公共汽车”之称。

微波技术的主要研究方法可分成“场”的方法和“路”的方法。“场”的方法就是从麦克斯韦方程组入手, 结合不同的边界条件, 推导出波导的特解。这也称为电磁场理论的“边界值问题”。“路”的方法是根据微波的电场和磁场既是时间的函数, 又是空间位置的函数这一特点, 引入“分布参数”电路, 再以电气工程师们所熟悉的电压、电流来解决问题。本教材采用“场”与“路”结合的方法, 重点论述微波传输线理论、波导理论和微波网络理论。

“微波技术”是高等院校无线电电子类专业的技术基础课教材。本书是以北京航空航天大学大学的“微波技术”讲义和教材为蓝本, 结合我们多年的教学经验编写而成的。

计算机已是现代工程人员的必备工具, 在教学中, 我们结合微波技术的基本理论和基本应用技术, 编制了几套微波 CAD 程序, 并鼓励学生在练习及实验环节中, 努力使自己的思维活动借助计算机来实现和论证。其他单位需用这些程序者, 可直接与我们联系。

由于我们才学有限, 错漏在所难免, 欢迎大家提出宝贵的意见和建议。同时, 我们也衷心地感谢前辈的培养和教导。

编 者

目 录

前 言

第一章 绪论 1

- 第一节 什么是微波 1
- 第二节 微波的主要特性 2
- 第三节 微波的一些应用 3
- 第四节 本课程基本内容 6

第二章 长线理论 7

- 第一节 传输线的基本概念 7
- 第二节 传输线方程及其解 10
- 第三节 均匀长线上行波的传播特性 14
- 第四节 均匀无耗长线 16
- 第五节 均匀无耗长线终端接不同负载时的
工作状态 21
- 第六节 有耗长线 29
- 第七节 圆图 32
- 第八节 长线的阻抗匹配 43

第三章 波导理论 49

- 第一节 引言 49
- 第二节 麦克斯韦方程与边界条件 50
- 第三节 导行波的一般形式 54
- 第四节 导行波按纵向分量分类 57
- 第五节 相速群速和色散 61
- 第六节 矩形波导通解 65
- 第七节 矩形波导中的 H_{10} 模式 72
- 第八节 矩形波导中的高次模式和场的对称
性质 80
- 第九节 圆波导 83
- 第十节 同轴线 93
- 第十一节 微带传输线 97
- 第十二节 其他传输系统简介 108
- 第十三节 微波传输线的几个实用问题 111

第四章 微波网络 121

- 第一节 引言 121
- 第二节 等效电压、等效电流与等效特性

阻抗 122

第三节 散射参量 126

第四节 阻抗及导纳参量 131

第五节 双口网络 135

第六节 散射参量(续) 144

第七节 场与路的网络理论的统一 146

第五章 微波元件 148

- 第一节 一端口元件 148
- 第二节 二端口元件 152
- 第三节 三端口元件 162
- 第四节 四端口元件 170
- 第五节 微波铁氧体元件 184

第六章 谐振腔 195

- 第一节 引言 195
- 第二节 谐振腔的基本参量 198
- 第三节 矩形腔 202
- 第四节 圆柱腔 209
- 第五节 其他微波谐振腔 216
- 第六节 谐振腔的耦合与耦合参量 220
- 第七节 谐振腔的等效电路 222

附 录 229

- 附录 A 空心金属波导参数表 229
- 附录 B 常用同轴线参数表 231
- 附录 C 常用导体材料的特性 233
- 附录 D 常用介质材料的特性 233
- 附录 E 常用矢量运算 233
- 附录 F 矩阵运算简介 234

习 题 241

- 一、传输线理论 241
- 二、波导理论 243
- 三、网络理论与元件 245
- 四、谐振腔理论与其他 247

参考文献 248

第一章 绪 论

第一节 什么是微波

近年来，在无线电通信等应用中，不断使用越来越短的电磁波，如长波、中波、短波、超短波、微波、亚毫米波直到光波。微波通常是指 300MHz~3000GHz 的电磁波，即波长从 1m~0.1mm 的波段。

由表 1-1 可见，微波的低频端与普通无线电波的“超短波”波段相连接，而高频端则与红外线的“远红外”波段相毗邻。在微波波段内，按波长范围又可划分为分米波、厘米波、毫米波和亚毫米波。

表 1-1 部分电磁波波段的划分

波 段		频 率 范 围	波 长 范 围
超长波 (ULF, 超低频)		3~30kHz	100~10km
长波 (LF, 低频)		30~300kHz	10~1km
中波 (MF, 中频)		300~3000kHz	1000~100m
短波 (HF, 高频)		3~30MHz	100~10m
超短波 (VHF, 甚高频)		30~300MHz	10~1m
微 波	分米波 (UHF, 超高频)	300~3000MHz	100~10cm
	厘米波 (SHF, 特高频)	3~30GHz	10~1cm
	毫米波 (EHF, 极高频)	30~300GHz	10~1mm
	亚毫米波 (超极高频)	300~3000GHz	1~0.1mm
远红外		300~30 000GHz	$10^3\sim10\mu\text{m}$
红外线		30 000~416 000GHz	$10\sim0.72\mu\text{m}$
可见光		394 000~750 000GHz	$0.76\sim0.4\mu\text{m}$
⋮		⋮	⋮

在微波频段范围内，一方面，其波长比普通无线电波短得多，相应的频率高得多；另一方面，其波长又比可见光长得多，相应的频率也低得多。因而，微波波段具有自己的特点、应用领域和研究方法，它的产生、传输、辐射、传播也与别的波段不同。这就是将微波波段划出来进行专门研究的原因，同时它也是更高频段（如光导纤维）研究的基础。

在通信和雷达工程中，常使用拉丁字母来代表微波波段的名称，列于表 1-2。

表 1-2 微波波段的代号及对应的频率范围

波 段	频率范围/GHz	波 段	频率范围/GHz
UHF	0.3~1.12	K	18.0~26.5
L	1.12~1.7	Ka	26.5~40.0
LS	1.7~2.6	Q	33.0~50.0
S	2.6~3.95	U	40.0~60.0
C	3.95~5.85	M	50.0~75.0
XC	5.85~8.2	E	60.0~90.0
X	8.2~12.4	F	90.0~140.0
Ku	12.4~18.0	G	140.0~220.0
		R	220.0~325.0

第二节 微波的主要特性

纵观从低频无线电波、微波到可见光以至 X 射线、 γ 射线的整个电磁波谱, 就可以发现, 它们虽然都同属于电磁波, 但不同波段的电磁波具有各自不同的性质。从微波来说, 主要特性有:

1) 微波源仍是单频、偏振、相干的, 因而可以采用外差方法来接收微波信号。但由于频率比低频无线电波高了几个数量级, 一些在低频段并不显著的效应, 在微波波段就非常明显地表现出来, 如电极之间的渡越效应(电子惯性)、从电路一端传到另一端的延时效应(滞后效应)、高频电流的集肤效应和传输线的辐射效应等。

2) 微波和光波一样, 具有如下共同特性: ①在自由空间中是横电磁波, 并以光速 $c \approx 3 \times 10^8 \text{m/s}$ 沿直线进行传播; ②在不同媒质的分界面上要发生反射和折射; ③如果分界面的线性尺寸不比波长 λ 大得多, 还要出现干涉及衍射现象; ④遵守波动的基本规律, 如 $f\lambda = c$ 、多普勒效应、惠更斯原理等。

3) 微波波长和一般物体的线性尺寸可以比拟, 因而, 有可能采用成熟的几何光学方法来设计各种微波仪器和设备, 如采用反射面或透镜来设计微波天线等。

4) 微波既是频率很高的波段, 也是频带极宽的波段, 具有通信容量高、抗干扰能力强的特性, 因而可以用于多路通信。受调制的微波的脉冲宽度可以做得很窄, 因而可以用来精确测量时间和距离。

5) 微波可以穿透电离层, 因而卫星通信必须采用微波。雨、雪、云、雾对微波都有不同程度的吸收与反射, 因而可以利用厘米波或毫米波雷达来观测它们的存在与流动。这种气象雷达可以预报邻近地区的天气情况, 包括风速、风向、雨、雪的分布, 云层的高度与厚度。

6) 水、含水或脂肪的材料对微波有吸收作用。正是利用这一点, 微波在工农业的许多方面得到应用。

7) 在外加电磁场的周期作用下, 分子、原子和原子核呈现种种谐振现象, 这些谐振大都落在微波波段内, 因而, 在研究材料的基本性质时, 微波是很有力的工具。

所有这些特性都已得到广泛的应用, 并仍有着广阔的前景, 下面列举一些应用的方面。

第三节 微波的一些应用

一、广播与电视

原先的广播与电视所采用的频率大都在微波以下。但是，由于电台增多，无线电波段日益拥挤，电台之间的相互干扰变得严重。解决的惟一办法是向高频发展。微波的频带比长波、中波、短波与超短波的频带之和还要宽上 1 万倍左右。采用微波可以传递多路广播与电视信号。微波可穿越电离层直至外层空间，从而开辟了无线电频谱中的一个“宇宙窗口”。我国已利用微波进行卫星电视直播。借助互成 120° 的位于外层空间的同步卫星，就能完成全球的电视转播，如图 1-1 所示。

二、通信

微波多路接力通信是利用微波中继站（见图 1-2）把微波信号连续接收、放大、发射而实现效率高、容量大的远距离通信，两个中继站之间的典型距离为 $40 \sim 50 \text{ km}$ 。中继通信一般采用厘米波，有的国家已研制成准毫米波（ $20 \sim 30 \text{ GHz}$ ）中继通信设备。其他有利用微波的散射通信和卫星通信都在迅速发展，微波卫星通信（见图 1-3）实际上是一种中继站在空中的微波中继通信。通信卫星里有微波转发设备，它把卫星地面站发射的微波信号用天线接收下来，经过变频放大再转发给另一个地面站，完成微波通信任务。近年来，飞速发展的因特网使通信手段产生了一个新的飞跃，被誉为“信息高速公路”。而作为因特网工具的计算机 CPU 工作频率已高达 3 GHz ，进入了微波频段。

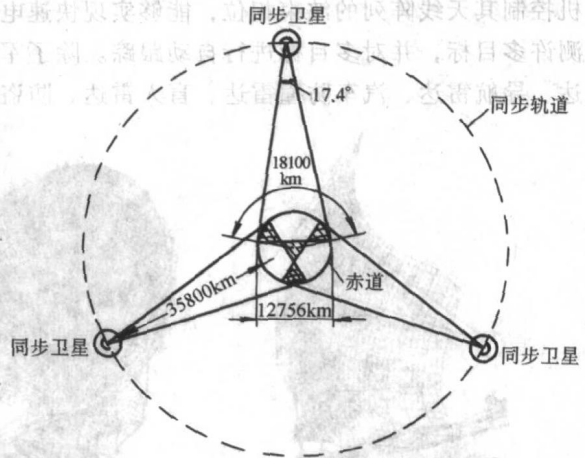


图 1-1 利用地球同步卫星实现全球通信

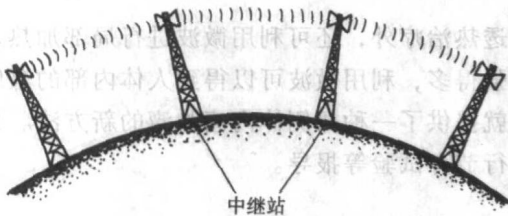


图 1-2 微波中继通信示意图

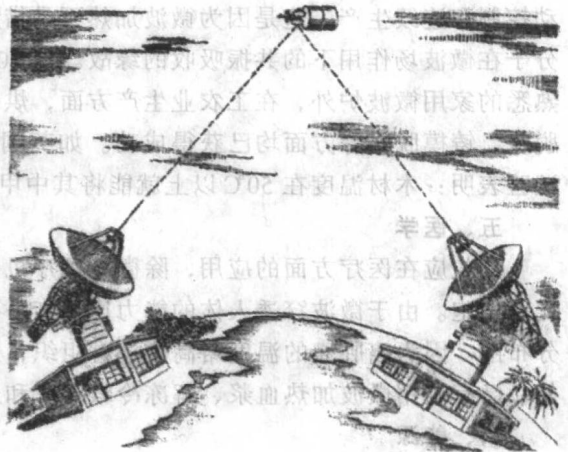


图 1-3 微波卫星通信示意图

三、雷达与导航

微波技术的早期发展是和雷达交织在一起的,事实上,正是由于第二次世界大战期间对于雷达的需要,微波技术才迅速地发展起来。为了适应各种不同的要求,现代雷达(见图1-4)的种类很多,性能也日益提高。例如,超远程预警雷达的作用距离达1万 km 以上,可对洲际导弹的突然袭击给出15~20min的预警时间。又如现代相控阵雷达,利用电子计算机控制其天线阵列的波束相位,能够实现快速电扫描,并能根据需要形成多波束,可同时探测许多目标,并对多目标进行自动跟踪。除了军用以外,还发展了多种民用雷达,如气象雷达、导航雷达、汽车防撞雷达、盲人雷达、防盗雷达、遥感用侧视雷达等。

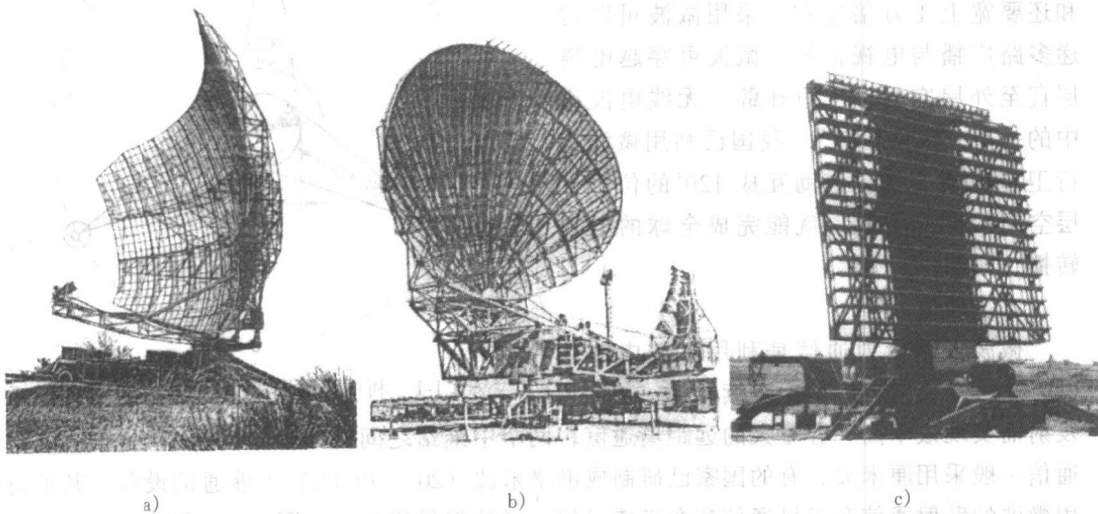


图1-4 某些现代雷达图

a) 对空警戒引导雷达 REL-1 b) 大型三坐标雷达 JY-14 c) 相控阵雷达

四、微波加热

微波加热是指一些有耗介质,特别是含水或含脂肪的材料,吸收微波能量,并把它转化为热能。其优点是,加热均匀且内外同热,热效率高,不需传热过程,加热时间短,便于自动控制和连续生产。这是因为微波加热不是借助于辐射、传导或对流,而是靠材料内部极性分子在微波场作用下的共振吸收的缘故。从20世纪70年代初开始,应用愈来愈广。除人们熟悉的家用微波炉外,在工农业生产方面,烘干、杀虫、灭菌、橡胶硫化、塑料生产、原煤脱硫、铸模脱蜡等方面均已获得成功。如英国利用2450MHz、1.8kW微波对硬木进行杀虫试验表明:木材温度在50℃以上就能将其中甲的虫全部杀死。

五、医学

热效应在医疗方面的应用,除微波理疗机做透热治疗外,还可利用微波进行局部加热杀死癌细胞。由于微波穿透人体的能力比远红外要强得多,利用微波可以得到人体内部的温度分布图。因为癌肿瘤的温度略高于正常组织,这就提供了一种探测体内癌肿瘤的新方法。另外,已有利用微波加热血浆、解冻冷藏肾脏和进行节育试验等报导。

六、能源

在能源紧张的情况下,人们正向大自然寻求获取能源的各种途径。可利用微波对电离层的穿透性,把卫星上所产生的电功率传递到地面(见图1-5),首先把卫星上太阳电池所产

生的功率转换成微波功率，然后用定向天线把微波聚焦并射向地面，通过接收和整流，把微波能再转换成直流电能。

七、计算机

1977年，个人计算机(PC)的出现，使计算机应用扩展到家庭或个人，计算机在未来的生产和社会生活中，将担当着极其重要的角色，而它的进一步发展(超快速方向)，将必须用微波技术的概念去解决芯片接线之间的脉冲反射(失配引起)和串扰(互耦引起)等问题。

我们不可能把微波的应用全部罗列完整，但值得指出的是，近年来微波作为一种科学研究的手段，已得到了广泛的应用。例如所谓“原子钟”就是工作于微波波段的一种时间基准，其准确度和稳定性比原来的天文钟高得多。

国际计量大会已决议：定义时间单位“秒”为铯-133原子基态的两个超精细能级之间跃迁

所对应的辐射的9 192 631 770个周期的持续时间，这根谱线就落在微波频段。此外，如射电天文观察、电子直线加速器、等离子体参量测量、精细的频谱分析、基本物理常数测定以及遥感技术等方面都要用到微波。微波作为一种观测手段，往往对科学的发展作出重要的贡献。例如，以微波作为主要观测手段的射电天文学得到了飞速的发展，它扩展了观察天文的视野，作出了具有重大科学价值的发现。所谓20世纪60年代天文学的四大发现——类星体、中子星、2.7K背景辐射和星际有机分子，全都是利用微波作为主要观测手段而发现的。

最后，我们还应指出使用微波时的防护知识。微波量子 hf ($h = 6.626 \times 10^{-34} \text{ J} \cdot \text{s}$ ，为普朗克常量)与X射线或 γ 射线相比是极其微小的，不足以使生物组织中的分子变成离子，因而不会造成不可逆损害。但是，由于人体只对外部加热比较敏感，而微波能使人体内部变热，在不知不觉中，微波热效应会对人体产生损害，如果不能及时把局部过多的热量耗散掉，则将产生严重后果。微波对人体的损害与频率、功率及人体的部位有关(见表1-3)。从一般人在标准条件下的热平衡角度来看，多数国家认为，最大允许的微波功率密度是 10 mW/cm^2 。

表 1-3 人体允许温差所能承受的微波功率密度

部位	初期温度/℃	最大允许温度/℃	温差/K	稳态下功率密度/(mW/cm^2)
全身	37.0	39.0	2.0	100
眼睛	37.0	45.0	8.0	155
睾丸	35.4	37.0	1.4	5

另据报导，微波的非热效应也可能会对中枢神经以及心血管系统有影响，由于这种影响不易发觉，还有待进一步研究。因而，美国和西欧各国仅基于微波热效应考虑所规定的微波漏能安全标准为 10 mW/cm^2 是偏高了一些。

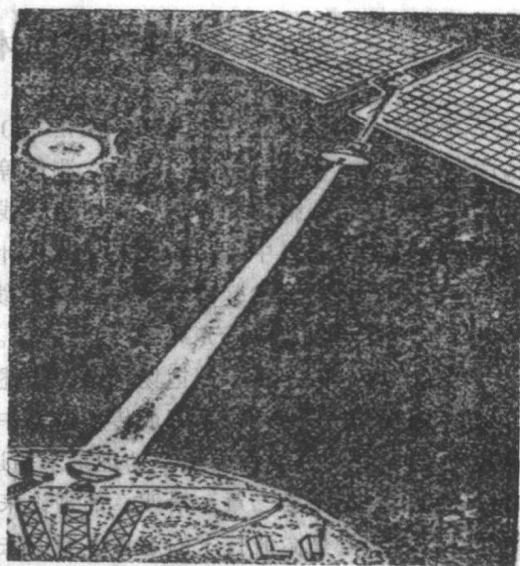


图 1-5 利用微波把卫星功率站能量传递到地面

第四节 本课程基本内容

微波技术是指研究频率为 $300\text{MHz}\sim 3000\text{GHz}$ 范围内的无线电波的信息处理学科,它包括产生、放大、调制、传输、辐射、测量等诸方面。本课程将以研究传输中的问题为纲,介绍该学科中的主要概念和方法。第二章长线理论是微波传输线的工程计算基础,解决了沿纵向传送(传输方向)中的工作状态、工程计算、匹配等一系列问题。第三章波导理论是微波传输线分析方法的理论基础,解决了传输线沿横截面上的分布特性及相应传输线的特性参数。其基本概念也适用于光导纤维(光纤)。第四章网络理论是微波的等效电路理论,解决了“化场为路”的方法,并把场与路的描述统一起来。第五章微波元件是微波传输电路中所出现的各种不均匀性,用来完成传输过程中的各种功能(连接、分支、耦合、滤波、匹配、隔离……),我们将应用前几章的理论来描述它们的机理。第六章谐振腔是微波频率下的谐振系统,我们也用第二章~第四章的理论来建立谐振腔的理论并获得等效到传输线中的腔的参数。微波测量是微波技术的定量实验方法和解决工程实际问题的重要手段,因此掌握微波测量的基本方法是十分必要的。我们将通过实验环节来实现这一目的。

全书采用国际单位制(SI单位),用到的基本单位包括:长度单位为米(m);质量单位为千克(kg);时间单位为秒(s);电流单位为安培(A),并有相应的导出单位。

第二章 长线理论

第一节 传输线的基本概念

凡用来导引电磁波的导体、介质系统均可称为传输线。

研究电磁波沿传输线的传播特性有两种分析法：一种是“场”的分析方法，即从麦克斯韦方程出发，在特定边界条件下解电磁场波动方程，求得场量的时空变化规律，分析电磁波沿线的各种传播特性，这就是“场”的理论；另一种是“路”的分析方法，将传输线作为分布参数电路处理，用基尔霍夫定律建立传输线方程，求得线上电压和电流的时空变化规律，分析电压和电流的各种传输特性，这就是本章介绍的长线理论，或称为“路”的理论。

事实上，“场”的理论和“路”的理论是紧密相关的，很多方面两者相互补充。因为在微波领域中，所有的电磁现象都是随时间和空间而变化的物理过程，有的宜用“路”的理论处理，因此，电路理论中的许多概念和方法在这里同样具有重要的地位。另外一些电磁现象却只宜用“场”的理论处理。有时对同一种电磁现象，既可以用“路”的理论，也可以用“场”的理论处理，两种理论只是分析同一问题的不同途径。还有一种认识是，广义“路”的理论和“场”的理论是等效的。同学们学完本课程之后，对此一定会有进一步的理解。

一、微波传输线及其种类

传输线是用来传输电磁能量的装置。

由传输系统引导，向一定方向传播的电磁波称为导行波。

微波传输线与低频传输线的不同点：

1) 微波传输线种类繁多，按其所传输的导行波型，可分为三大类：

① TEM 波[⊙]（包括准 TEM 波）传输线（见图 2-1），属于双导体传输系统，其频带宽，但在高频段传输电磁能量损耗较大。② 金属波导传输线（见图 2-2），其传输模为 TE[⊙]、TM[⊙]波，属于单导体传输系统，又称色散波传输线。它具有损耗小、功率容量大、体积大、频带窄等特点。③ 表面波传输线（见图 2-3），主要用于传输表面波，电磁能量沿传输线的表面传输。它具有结构简单、体积小、功率容量大等优点。

2) 微波传输线不仅能传输电磁能量，还可用来构成各种微波元件（如谐振腔、滤波器、阻抗匹配器、定向耦合器等）。这与低频传输线截然不同。

本章讨论的是 TEM 波传输线，可用双导线模型进行分析。

⊙ 又称横电磁波，TEM 为 Transverse Electric and Magnetic 的缩写。

⊙ 又称横电波，TE 为 Transverse Electric 的缩写。

⊙ 又称横磁波，TM 为 Transverse Magnetic 的缩写。

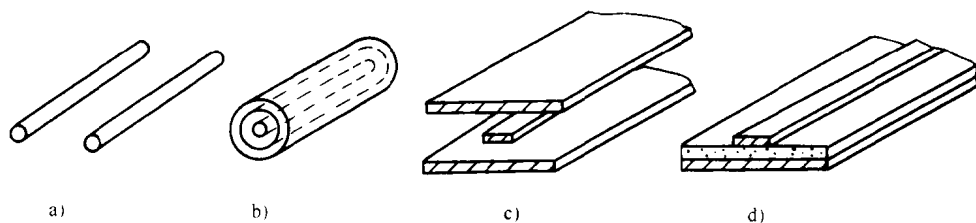


图 2-1 TEM 波传输线

a) 平行双导线 b) 同轴线 c) 带状线 d) 微带

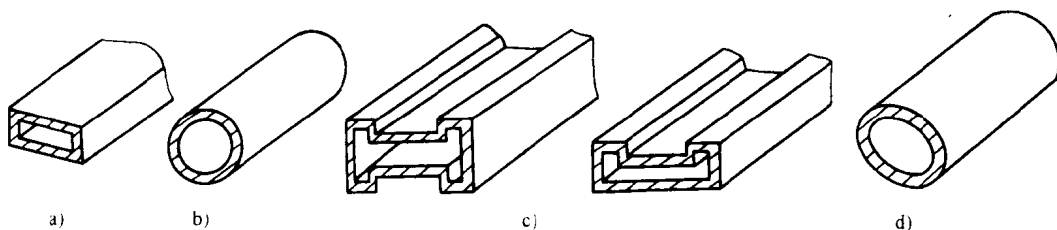


图 2-2 金属波导传输线

a) 矩形波导 b) 圆形波导 c) 脊形波导 d) 椭圆波导

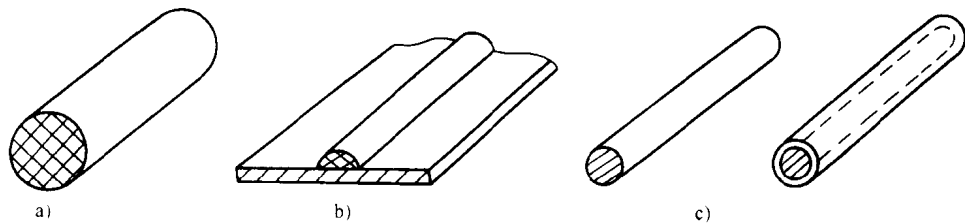


图 2-3 表面波传输线

a) 介质波导 b) 镜像线 c) 单根表面波传输线

二、分布参数及分布参数电路

学习长线理论，首先要弄清楚“长线”、“分布参数”及“分布参数电路”等概念。

1. 长线与短线

所谓长线是指传输线的几何长度 l 和线上传输的电磁波波长 λ 相比，或长，或可相比拟，即 $l/\lambda \geq 0.05$ ；反之，当 $l/\lambda < 0.05$ 时为短线。 l/λ 称为传输线的电长度。长线和短线是一个相对概念，均相对于电磁波波长而言。所以长线并不意味着线的几何长度就很长，而短线也并不是几何长度就一定短。例如，在电力工程中，1000m 的输电线对于频率为 50Hz（波长为 6000km）的交流电来说，仍视为短线；而 1m 长的线段对于频率为 1000MHz（波长为 30cm）的电磁波而言，就可视为长线了。

显然，微波传输线属于“长线”的范畴，故本章称为“长线理论”，即微波传输线基本理论。

2. 分布参数与分布参数电路

长线和短线的区别还在于,长线为分布参数电路,短线为集总参数电路。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器中,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作集总参数电路。在集总参数电路中,传输线上沿线电压、电流是同时建立起来的,沿线电压、电流的大小和相位与空间位置无关。分布参数电路中的情况则不同,即使在稳态情况下,线上电压、电流既随时间,也随空间位置而变化,其原因是双导线的分布参数在起作用。这时导体表面流过的高频电流产生集肤效应,导线有效导电截面积减小了,使高频损耗电阻加大,而且沿线各处都存在损耗,这就是分布电阻效应。此外,导线周围存在高频磁场,磁场也是沿线分布的,这就是分布电感效应。双导线上流过的电流彼此反相,两条导线之间存在着高频电场,高频电场也是沿线分布的,这就是分布电容效应。由于导线周围介质是非理想绝缘的,存在漏电,双导线之间处处并联着电导,这就是分布电导效应。因此,当双导线工作频率很高时,其分布参数的影响不容再忽略。当频率提高到微波频段,分布参数的影响程度可通过下面列举的数字说明。设双导线的分布电感 $L_0 = 0.999 \text{ nH/mm}$, 分布电容 $C_0 = 0.0111 \text{ pF/mm}$ 。当信号频率 $f = 50 \text{ Hz}$ 时,引入的串联电抗和并联电纳为

$$X_L = \omega L = 2\pi f L_0 = 2\pi \times 50 \times 0.999 \times 10^{-9} \mu\Omega/\text{mm} = 314 \times 10^{-3} \mu\Omega/\text{mm}$$

$$B_C = \omega C = 2\pi f C_0 = 2\pi \times 50 \times 0.0111 \times 10^{-12} \text{ S/mm} = 3.49 \times 10^{-12} \text{ S/mm}$$

当频率提高到 $f' = 5000 \text{ MHz}$ 时,引入的串联电抗和并联电纳为

$$X'_L = \omega' L = 2\pi f' L_0 = 2\pi \times 5000 \times 10^6 \times 0.999 \times 10^{-9} \Omega/\text{mm} = 31.4 \Omega/\text{mm}$$

$$B'_C = \omega' C = 2\pi f' C_0 = 2\pi \times 5000 \times 10^6 \times 0.0111 \times 10^{-12} \text{ S/mm} = 3.49 \times 10^{-4} \text{ S/mm}$$

两者相比,倍数为 10^8 , 后者的分布参量效应显然不能再忽略而不计了。

微波传输线,其电路参数 (R 、 L 、 C 、 G) 及电路物理量 (u 、 i), 都是沿线分布的 (是 z , t 的函数), 称之为分布参数电路, 必须用长线理论来研究。

如果长线的分布参数是沿线均匀分布的, 不随位置而变化, 则称为均匀长线或均匀传输线。本章内容只限于分析均匀长线。

三、均匀传输线的分布参数

均匀传输线的分布参数一般情况下有四个: 分布电阻、分布电导、分布电感及分布电容。分别定义如下:

(1) 分布电阻 R_0 , 其单位为欧/米 (Ω/m) 指单位长度线段上的电阻总值, 决定于导线材料及导线的截面尺寸。如果长线为理想导体, 则 $R_0 = 0$ 。

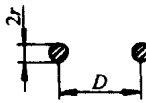
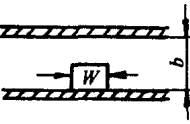
(2) 分布电导 G_0 , 其单位为西门子/米 (S/m) 指单位长度线段的并联电导值, 决定于导线周围介质材料的介质损耗角, 若为理想介质, 则 $G_0 = 0$ 。

(3) 分布电感 L_0 , 其单位为亨/米 (H/m) 指单位长度线段的自感, 决定于导线截面尺寸、线间距及介质的磁导率。

(4) 分布电容 C_0 , 其单位为法/米 (F/m) 指单位长度线段间电容的大小, 决定于导线截面尺寸、线间距及介质的介电常数。

无耗传输线的分布电阻 R_0 和分布电导 G_0 均等于零, 分布电感 L_0 和分布电容 C_0 的计算公式可用静态场方法得到。几种典型的双导体传输线的 L_0 和 C_0 的计算公式见表 2-1。

表 2-1 几种双导体传输线 L_0 、 C_0 的计算公式

种类	双 导 线	同 轴 线	薄 带 状 线
结构			
L_0	$\frac{\mu}{\pi} \ln \frac{D}{r}$	$\frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{D}{d}$	$\frac{\pi\mu}{8 \operatorname{arccosh} \frac{\pi W}{2b}}$
C_0	$\frac{\pi\epsilon}{\ln \frac{D}{r}}$	$\frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{D}{d}}$	$\frac{8\epsilon}{\pi} \operatorname{arccosh} \frac{\pi W}{2b}$

表中, μ 、 ϵ 分别为介质的磁导率和介电常数

$$\mu = \mu_0 \mu_r$$

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$$

式中, μ_r 、 ϵ_r 分别为介质的相对磁导率和相对介电常数; μ_0 、 ϵ_0 分别为真空的磁导率和介电常数, 且

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m} \approx 1.257 \times 10^{-6} \text{H/m}$$

$$\epsilon_0 = \frac{10^7}{4\pi \times 299\,792\,458^2} \text{F/m} \approx 8.854 \times 10^{-12} \text{F/m}$$

建立分布参数的概念之后, 就可以将均匀长线划分为许多个微分段 dz , 将每个微分段作为集总参数电路处理, 并将它等效为一个 Γ 型网络。网络串联支路的电阻为 $R_0 dz$, 电感为 $L_0 dz$; 并联支路的电导为 $G_0 dz$, 电容为 $C_0 dz$ 。整个传输线可视为由许多相同线元的等效网络级联而成的电路。均匀传输线及其等效电路如图 2-4 所示。

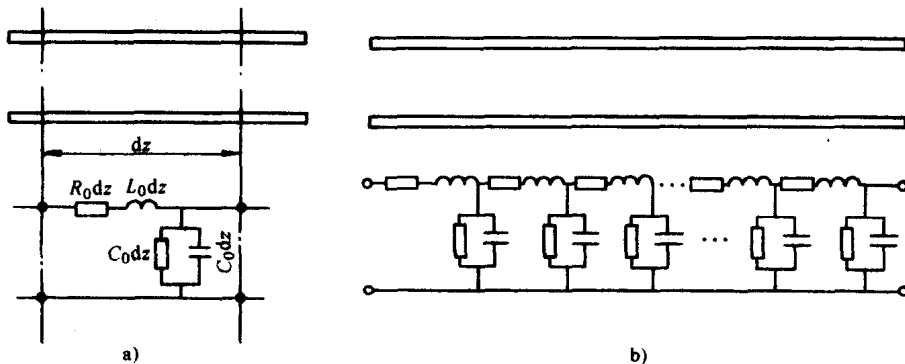


图 2-4 均匀传输线及其等效电路

第二节 传输线方程及其解

传输线方程是传输线理论的基本方程, 是描述传输线上电压、电流变化规律及其相互关系的微分方程。

一、传输线方程

长线的始端接角频率为 ω 的信号源，终端接负载，坐标原点选在始端。距始端 z 处的电压和电流分别为 $u(z, t)$ 和 $i(z, t)$ ，经过 dz 段后的电压和电流分别为 $u(z + dz, t)$ 和 $i(z + dz, t)$ 。如图 2-5 所示，对 dz 等效电路应用基尔霍夫定律得

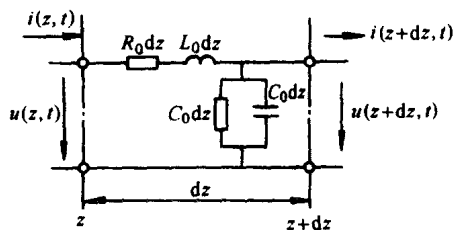


图 2-5 dz 段传输线的等效电路

$$\begin{cases} u(z + dz, t) - u(z, t) = -R_0 dz i(z, t) - L_0 dz \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \\ i(z + dz, t) - i(z, t) = -G_0 dz u(z + dz, t) - C_0 dz \frac{\partial u(z + dz, t)}{\partial t} \end{cases} \quad (2-1a)$$

应用泰勒公式

$$i(z + dz, t) = i(z, t) + \frac{\partial i(z, t)}{\partial z} dz + \dots$$

$$u(z + dz, t) = u(z, t) + \frac{\partial u(z, t)}{\partial z} dz + \dots$$

且有

$$\frac{\partial u(z + dz, t)}{\partial t} = \frac{\partial u(z, t)}{\partial t} + \frac{\partial^2 u(z, t)}{\partial z \partial t} dz + \dots$$

将以上三式代入式 (2-1a)，略去 dz 的二阶及其以上高阶小量后化简，得时变传输线方程

$$\begin{cases} \frac{\partial u(z, t)}{\partial z} = -R_0 i(z, t) - L_0 \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \\ \frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -G_0 u(z, t) - C_0 \frac{\partial u(z, t)}{\partial t} \end{cases} \quad (2-1b)$$

对于角频率为 ω 的余弦信号，电压、电流的瞬时值 u 、 i 与复数振幅 $\dot{U}$ 、 $\dot{I}$ 的关系为

$$\begin{cases} u(z, t) = U_0(z) \cos[\omega t + \varphi_u(z)] = \text{Re}[\dot{U}(z) e^{j\omega t}] \\ i(z, t) = I_0(z) \cos[\omega t + \varphi_i(z)] = \text{Re}[\dot{I}(z) e^{j\omega t}] \end{cases}$$

将上式对 t 求导得

$$\frac{\partial u(z, t)}{\partial t} = \text{Re}[j\omega \dot{U}(z) e^{j\omega t}]$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial t} = \text{Re}[j\omega \dot{I}(z) e^{j\omega t}]$$

将上列两式代入式 (2-1b)，消去等式两边的因子 $e^{j\omega t}$ ，得

$$\begin{cases} \frac{d\dot{U}(z)}{dz} = -(R_0 + j\omega L_0) \dot{I}(z) \\ \frac{d\dot{I}(z)}{dz} = -(G_0 + j\omega C_0) \dot{U}(z) \end{cases}$$

令 $R_0 + j\omega L_0 = Z$ ， $G_0 + j\omega C_0 = Y$ ，便得时谐场的传输线方程为

$$\begin{cases} \frac{d\dot{U}(z)}{dz} = -Z \dot{I}(z) \\ \frac{d\dot{I}(z)}{dz} = -Y \dot{U}(z) \end{cases} \quad (2-2)$$

式中, Z 表示单位长度的串联阻抗; Y 表示单位长度的并联导纳。这里, Z 与 Y 是相互独立的两个参量, 并非互为倒数关系。

二、传输线方程的解

将式 (2-2) 等号两边对 z 微分得到

$$\begin{cases} \frac{d^2 \dot{U}(z)}{dz^2} = -Z \frac{d\dot{I}(z)}{dz} \\ \frac{d^2 \dot{I}(z)}{dz^2} = -Y \frac{d\dot{U}(z)}{dz} \end{cases}$$

上式右边用式 (2-2) 代入, 便得到均匀长线电压电流的波动方程为

$$\begin{cases} \frac{d^2 \dot{U}(z)}{dz^2} - \gamma^2 \dot{U}(z) = 0 \\ \frac{d^2 \dot{I}(z)}{dz^2} - \gamma^2 \dot{I}(z) = 0 \end{cases} \quad (2-3a)$$

式中 $\gamma^2 = ZY = (R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)$

式 (2-3a) 是标准的二阶齐次微分方程, 其通解为

$$\begin{cases} \dot{U}(z) = A_1 e^{-\gamma z} + A_2 e^{\gamma z} \\ \dot{I}(z) = B_1 e^{-\gamma z} + B_2 e^{\gamma z} \end{cases} \quad (2-3b)$$

式中, A_1 、 A_2 、 B_1 及 B_2 是积分常数, 其值决定于长线始端或终端的边界条件。由式 (2-2), 式 (2-3b) 又可写成

$$\begin{cases} \dot{U}(z) = A_1 e^{-\gamma z} + A_2 e^{\gamma z} \\ \dot{I}(z) = \frac{1}{Z_0} (A_1 e^{-\gamma z} - A_2 e^{\gamma z}) \end{cases} \quad (2-3c)$$

式中 $Z_0 = \frac{Z}{Y} = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}$ (2-3d)

$$\gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)} = \alpha + j\beta \quad (2-3e)$$

有耗长线的 Z_0 和 γ 均为复数, 其中 Z_0 具有阻抗量纲, 称为长线的特性阻抗; γ 称为长线的传播常数, γ 的实部 α 称为衰减常数, 虚部 β 称为相移常数。

下面分别讨论长线终端或始端的电压、电流已知时, 沿线电压、电流的复数表达式。

1. 已知长线终端电压 $\dot{U}_2$ 及电流 $\dot{I}_2$ 时, 沿线电压电流的复数表达式

如图 2-6 所示, 当把长线的坐标原点 $z = 0$ 选在终端时, 式 (2-3c) 应改写成

$$\begin{cases} \dot{U}(z) = A_1 e^{\gamma z} + A_2 e^{-\gamma z} \\ \dot{I}(z) = \frac{1}{Z_0} (A_1 e^{\gamma z} - A_2 e^{-\gamma z}) \end{cases} \quad (2-4a)$$

将 $z = 0$ 、 $\dot{U}(0) = \dot{U}_2$ 、 $\dot{I}(0) = \dot{I}_2$ 代入式 (2-4a) 得

$$\dot{U}_2 = A_1 + A_2$$

$$\dot{I}_2 = \frac{1}{Z_0} (A_1 - A_2)$$

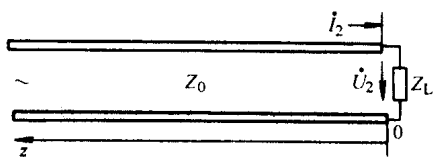


图 2-6 已知 $\dot{U}_2$ 、 $\dot{I}_2$ 求 $\dot{U}(z)$ 、 $\dot{I}(z)$