



普通高等教育“十一五”电子信息类规划教材

微波技术与天线

孙绪保 等编著



免费
电子课件



机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

普通高等教育“十一五”电子信息类规划教材

微波技术与天线

孙绪保 郭银景 编著



机械工业出版社

本书主要介绍现代微波技术的基本概念、传输线理论、传输系统、微波网络、常用微波元器件及天线基本理论。本书融入了作者多年来从事微波领域的教学经验和工程实践中的应用体会，同时也借鉴了国内外文献的相关内容。在编写时力求深入浅出，去繁就简，图文并茂，结构合理，知识丰富全面。

本书可作为电子与信息工程类专业（包括电子工程、信息工程、通信工程和无线电技术等）学生的教材参考用书，也可供相关微波技术、电子测量、无线电技术等领域工程技术人员使用。

为方便教师教学，本书配有免费电子课件，欢迎选用本书作为教材的教师索取，索取邮箱：llm7785@sina.com。

图书在版编目（CIP）数据

微波技术与天线/孙绪保等编著. —北京：机械工业出版社，2010.2

普通高等教育“十一五”电子信息类规划教材
ISBN 978-7-111-29564-8

I. 微… II. 孙… 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（2010）第 009254 号

机械工业出版社（北京市百万庄大街 22 号 邮政编码 100037）

策划编辑：刘丽敏 责任编辑：刘丽敏 版式设计：张世琴

封面设计：张 静 责任校对：程俊巧 责任印制：乔 宇

北京京丰印刷厂印刷

2010 年 2 月第 1 版 · 第 1 次印刷

184mm × 260mm · 12 印张 · 295 千字

标准书号：ISBN 978-7-111-29564-8

定价：22.00 元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

电话服务

网络服务

社服务中心：(010) 88361066

门户网：<http://www.cmpbook.com>

销售一部：(010) 68326294

教材网：<http://www.cmpedu.com>

销售二部：(010) 88379649

读者服务部：(010) 68993821

封面无防伪标均为盗版

前言

本书主要介绍现代微波技术的基本概念、基本理论、基本分析方法、常用微波元器件及天线的基础知识、线天线、面天线等。本书内容共分为5章，第1~4章讲解了传输线理论、微波传输系统、微波网络基本和微波器件。特别是第4章的微波器件部分，只是作了定性的介绍，简化了部分数学推导过程，这样对于读者掌握微波器件的基本概念变得更容易、更清晰，既保持了知识结构的完整性，又确保内容充实及可读性。第5章天线部分，主要介绍了天线的基础理论知识及分析方法、天线的特性参量、基本元、天线阵、天线阵的阻抗、地面对天线性能的影响、平衡馈电装置、线天线、面天线等。本书从“路”的观点出发，采用“场”、“路”辩证结合的方法，系统地叙述了微波技术的主要内容，以阐明基本概念为主，给出了定量的数学分析过程和一定量的应用举例。编写时力求深入浅出、通俗易懂，并参考了大量的国内外优秀教材，吸取了它们的优点，全书采用了 MATLAB 的仿真结果，并介绍了 HFSS、ADS 的设计过程和结果。

本书由孙绪保和郭银景编著，在编著过程中，在读研究生蔡廷海、郭瑞同学也做了认真细致的校对工作，在此表示衷心的感谢。

由于编者水平所限，编写时间仓促，不妥之处在所难免，恳请读者指正。

编者

2009年11月

目 录

前言	
绪论	1
第1章 传输线理论	4
1.1 引言	4
1.2 均匀传输线方程及其解	6
1.2.1 均匀传输线方程	6
1.2.2 均匀传输线方程的解	7
1.3 均匀传输线的定解	8
1.3.1 已知终端条件的解	8
1.3.2 已知始端条件的解	9
1.4 传输线的特性参数	10
1.4.1 均匀传输线相速与波长	10
1.4.2 特性阻抗	10
1.4.3 传播常数	11
1.5 均匀传输线反射系数与输入阻抗	12
1.5.1 反射系数	12
1.5.2 输入阻抗	13
1.5.3 输入阻抗与反射系数的关系	14
1.5.4 驻波比	15
1.6 无耗传输线的工作状态	16
1.6.1 行波状态	16
1.6.2 纯驻波状态	17
1.6.3 行驻波状态	19
1.7 圆图及其应用	22
1.7.1 圆图的构成	22
1.7.2 圆图的应用举例	26
1.8 传输线阻抗匹配	28
1.8.1 三种匹配状态	28
1.8.2 阻抗匹配方法	29
习题1	33
第2章 波导传输线	34
2.1 引言	34
2.2 规则波导中的电磁波	34
2.2.1 纵向传输函数的表达式	35
2.2.2 传输特性	37
2.2.3 导行波分类	38
2.3 矩形波导	40
2.3.1 矩形波导中的场	40
2.3.2 矩形波导中的传输特性	42
2.4 圆形波导	45
2.4.1 圆波导中的场	45
2.4.2 传输特性	48
2.5 同轴线中的导行波	49
2.6 微带传输线	51
2.6.1 带状线	52
2.6.2 微带线	53
2.6.3 耦合微带线	55
习题2	58
第3章 微波网络	60
3.1 引言	60
3.2 微波传输线等效为双线	60
3.3 双端口网络	63
3.3.1 阻抗矩阵	63
3.3.2 导纳矩阵	64
3.3.3 转移矩阵	67
3.4 散射矩阵与传输矩阵	74
3.4.1 双端口网络的散射矩阵	74
3.4.2 双端口网络的传输矩阵	75
3.4.3 双端口网络 S 矩阵与 T 矩阵相互转换关系	76
3.4.4 双端口网络 S 矩阵与 $\bar{A}$ 矩阵相互转换关系	76
3.4.5 S 参数的测量	77
3.5 多端口网络的散射矩阵	78
习题3	85
第4章 微波元件	87
4.1 微波连接元件与终接元件	87
4.1.1 连接元件	87
4.1.2 终接元件	89
4.2 微波电抗元件	90
4.2.1 膜片	90
4.2.2 调谐螺钉	92
4.3 衰减器和移相器	93
4.3.1 吸收式衰减器	93

4.3.2 旋转式衰减器	93	5.5.1 物理过程	133
4.3.3 移相器	94	5.5.2 接收天线的电参数	133
4.4 阻抗变换器	94	5.6 对称振子天线	134
4.4.1 单节阻抗变换器	94	5.6.1 对称振子天线的辐射场	134
4.4.2 多节阶梯阻抗变换器	96	5.6.2 对称振子天线的辐射阻抗	135
4.4.3 渐变线阻抗变换器	97	5.6.3 对称振子天线的输入阻抗	138
4.5 功率分配元件	98	5.7 均匀直线天线阵	141
4.5.1 定向耦合器	98	5.8 均匀直线天线阵的方向性	145
4.5.2 功率分配器	100	5.8.1 均匀直线天线阵	145
4.5.3 波导分支器	102	5.8.2 均匀直线阵的应用	146
4.6 微波谐振器	105	5.8.3 均匀平面天线阵	150
4.6.1 微波谐振器的基本参量	105	5.8.4 理想地面对天线方向性的 影响	153
4.6.2 矩形谐振器	106	5.9 引向天线	154
4.6.3 圆柱形谐振器	107	5.9.1 折合半波振子天线	154
4.7 微波铁氧体	108	5.9.2 引向天线	155
4.7.1 铁氧体原理与分类	108	5.10 螺旋天线	156
4.7.2 隔离器	108	5.11 行波天线	159
4.8 滤波器	109	5.11.1 行波单导线天线的方向图	160
4.8.1 微波滤波器的主要技术指标	109	5.11.2 V形天线和菱形天线	160
4.8.2 滤波器的衰减特性	109	5.12 非频变天线	161
4.8.3 滤波器的4种低通原型	110	5.12.1 平面等角螺旋天线	162
4.8.4 滤波器的4种频率变换	111	5.12.2 对数周期振子阵	163
4.8.5 微波滤波器设计	112	5.13 面天线	164
4.9 放大器	117	5.13.1 等效原理	165
4.9.1 放大器的设计原理	117	5.13.2 面元的辐射场	166
4.9.2 低噪声放大器的设计	119	5.13.3 平面口径的辐射场	167
习题4	120	5.13.4 两种平面口径面的辐射 特性	168
第5章 天线基本理论	121	5.13.5 抛物面天线	170
5.1 引言	121	5.13.6 卡塞格伦天线	172
5.1.1 天线概述	121	5.14 微带天线	174
5.1.2 天线的分类	121	5.14.1 微带天线的基本类型	175
5.2 电基本振子	122	5.14.2 微带天线的馈电方式	176
5.3 磁基本振子	125	5.14.3 微带天线的分析方法	177
5.4 天线的电参数	126	5.14.4 微带贴片天线的辐射原理	178
5.4.1 天线方向性函数和方向图	126	5.14.5 矩形微带天线的设计实例	180
5.4.2 天线的方向图参数	127	5.15 智能天线	181
5.4.3 天线效率	130	5.15.1 智能天线技术的起源和 发展	182
5.4.4 增益系数	131	5.15.2 智能天线模型	182
5.4.5 极化	131	习题5	185
5.4.6 频带宽度	131	参考文献	186
5.4.7 输入阻抗	132		
5.4.8 有效长度	132		
5.5 接收天线理论	133		

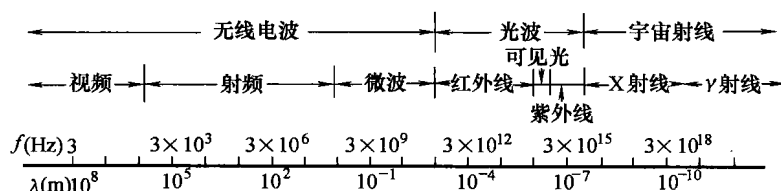
绪 论

微波技术是近代科学研究的重要成就之一，几十年来，已发展成为一门比较成熟的学科。它的基本理论是经典的电磁场理论，是研究微波信号的产生、传输、变换、发射、接收和测量的一门学科。微波技术起源于 20 世纪 30 年代，波导管的实际应用是微波技术形成的一个重要标志，微波电子管（速调管、磁控管、行波管等）的发明是另一标志。

微波的早期应用研究主要集中在雷达方面，由此带动了微波元件和器件、高功率微波管、微波电路和微波测量等技术的研究和发展。随着研究的不断深入，雷达不仅用于国防，同时也用于导航、气象测量、大地测量、工业检测和交通管理等方面。在现代通信应用中，有卫星通信和常规的中继通信，同时微波在工业生产、农业科学等方面的研究，以及微波在生物学、医学等方面的研究和发展已越来越受到重视。特别是毫米波微波技术对控制热核反应的等离子体测量提供了有效的方法。微波技术已成为一门无论在理论还是在技术上都相当成熟的学科，同时又是不断向纵深发展的学科。

微波与其他学科互相渗透而形成若干重要的边缘学科，如微波天文学、微波气象学、微波波谱学、量子电动力学、微波半导体电子学、微波超导电子学等，微波声学的应用已经成为一个活跃的领域。在微波光学方面，尤其是 20 世纪 70 年代以来光纤技术的运用，具有技术变革的意义。

波长从 1m 到 0.1mm 范围内的电磁波称为微波，对应的频率范围为 300MHz ~ 3000GHz。在整个电磁波谱中，微波处于普通无线电波与红外线之间，是频率最高的无线电波，它的频带宽度比所有普通无线电波波段总和宽 1000 倍。一般情况下，微波又可划分为分米波、厘米波、毫米波和亚毫米波 4 个波段。



微波和普通无线电波、可见的光波、不可见的光波、X射线、 γ 射线一样，本质上都是随时间和空间变化呈波动状态的电磁场即电磁波。尽管它们的表现各不相同，例如，可见光可以被人眼所感觉而其他波段则不能被人眼所感觉；X射线和 γ 射线具有穿透导体的能力而其他波段则不具有这种能力；无线电波可以穿透浓厚的云雾而光波则不能等，但它们都是电磁波。之所以出现这么多不同表现，是因为它们的频率不同，即波长不同。微波波段区别于其他波段的主要特点是其波长可与常用电路或元件的尺寸相比拟，即为分米、厘米、毫米量级，而其他波段都不具有这个特点。普通无线电波的波长大于或远大于电路或元件的尺寸，电路或元件内部的电波传输过程可忽略不计，因此可以用路的方法进行研究；由于微波的波长可以与电路或元件尺寸相比拟，因此电磁波在电路内甚至元件内的传播时间以及导致的相

位滞后就不再是微不足道的,在普通无线电电子技术中的集总参数的概念和方法就不那么有效了。

在微波领域中以麦克斯韦方程为基础的宏观电磁理论得到了最充分、最成功的运用。当进一步过渡到亚毫米波、红外线以至可见光或频率更高的电磁波谱时,由于波长逐渐同分子或原子的尺寸相比拟,宏观电磁理论又不那么有效,不那么完善,这时就必须运用量子理论的方法。当然以上的划分不是绝对的,例如,在研究普通无线电波的辐射和传播问题时必须舍弃路的方法而采用场的方法;在研究原子或分子精细能级结构的微波发射与吸收时必须舍弃宏观的方法而采用量子的方法。

微波波段有不同于其他波段的重要特点有:

1. 似光性

微波波长非常小,当微波照射到某些物体上时,将产生显著的反射和折射,就像光线的反射、折射一样。同时微波传播的特性也和几何光学相似,能像光线一样直线传播并且容易集中,即具有似光性。这样利用微波就可以获得方向性好、体积小的天线设备,用于接收地面上或宇宙空间中各种物体反射回来的微弱信号,从而确定该物体的方位和距离,分析目标特征,这就是雷达导航技术的基础。

2. 似声性

由于微波波长与物体(实验室中无线设备)的尺寸有相同的量级,使得微波的特点又与声波相似,即所谓的似声性。例如,微波波导类似于声学中的传声筒;喇叭天线和缝隙天线类似于声学喇叭、箫与笛;微波谐振腔类似于声学共鸣腔。

3. 穿透性

微波照射于介质物体时,能深入该物体内部的特性称为穿透性。微波能穿透高空电离层,这一特点为天文观测增加了一个“窗口”,使得射电天文学研究成为可能。同时,微波能穿透电离层这一特点又可被用来进行卫星通信和宇航通信。但也正是由于微波不能为电离层所反射,利用微波的地面通信也只限于天线的视距范围之内,远距离微波通信需用中继站接力。微波能穿透生物体,成为医学透热疗法的重要手段;毫米波还能穿透等离子体,是远程导弹和航天器重返大气层时实现通信和末端制导的重要手段。

4. 非电离性

微波的量子能量不够大,不会改变物质分子的内部结构或破坏其分子的化学键,所以微波和物体之间的作用是非电离的。由物理学可知,分子、原子和原子核在外加电磁场的周期力作用下所呈现的许多共振现象都发生在微波范围,因此微波为探索物质的内部结构和基本特性提供了有效的研究手段。另一方面,利用这一特性,还可以制作许多微波器件。

5. 信息性

由于微波频率很高,所以在不大的相对带宽下,其可用的频带也是很宽的,可达数百甚至上千兆赫兹。这是低频无线电波无法比拟的。这意味着微波波段的信息容量是非常巨大的,所以现代多路通信系统,包括卫星通信系统,几乎无例外都是工作在微波波段。另外,微波信号还可以提供相位信息、极化信息、多普勒频率信息。这在目标检测、遥感、目标特征分析等应用中十分重要。

6. 量子特性

电磁波具有波粒二象性,根据量子理论,电磁辐射的能量不是连续的,而是由一个个的

“量子”所组成，每个量子具有与其频率 ν 成正比的能量

$$E = h\nu$$

式中， h 是普朗克常量。

低频无线电波的频率很低，量子能量甚小，故其量子特性不显著。与微波频率相应的量子能量范围是 $10^{-5} \sim 10^{-2} \text{eV}$ ，故在低功率电平下，微波的量子特性将明显地表现出来，当微波与物质相互作用时，应该考虑到这种量子效应。

7. 热效应特性

微波加热原理是利用了一些能够吸收微波的吸收性介质，即含有极性分子的介质材料。当有极性分子的介质材料置于微波电磁场中时，介质材料中会形成偶极子或已有的偶极子重新排列，而在高频电磁场作用下，随着高频交变电磁场以每秒高达数亿次的速度摆动，分子要随着不断变化的高频电场的方向重新排列，就必须克服分子原有的热运动和分子相互间作用的干扰和阻碍，产生类似于摩擦的作用，实现分子水平的“搅拌”，从而产生大量的热量。由于微波频率高，极性分子摆动速度很快，因此，快速加热是微波加热的突出特点。物质吸收微波的能力，主要由其介质损耗因数来决定，介质损耗因数大的物质对微波的吸收能力就强，反之，介质损耗因数小的物质吸收微波的能力就弱。由于各物质的损耗因数存在差异，微波加热就表现出选择性加热的特点。物质不同，产生的热效果也不同。水分子属极性分子，介电常数较大，其介质损耗因数也很大，对微波具有强吸收能力。而蛋白质、碳水化合物等的介电常数相对较小，其对微波的吸收能力比水小得多。因此，对于食品来说，含水量的多少对微波加热效果影响很大。而一般食品中都含有水分子，对微波有很强的吸收作用，因此可用微波快速烘干和烹调食品。

近年来，微波的应用除在雷达、通信、导航、电子对抗、日常民用等领域外，在军事方面的应用研究中，也出现了一个新的概念武器——微波武器，微波武器是利用高功率微波束，覆盖面状目标，在目标的电子线路中产生感应电压与电流，以击穿或烧毁其中的敏感元件，使其电子系统失效、中断和破损。用作武器的微波波长通常在 $3 \sim 30 \text{cm}$ ，输出脉冲功率在吉瓦级。微波武器的杀伤机理是基于微波与被照射物之间分子相互作用，将电磁能转变为热能而产生的微波效应，就其物理机制来讲，主要有以下三种效应：电效应、热效应和生物效应。微波电效应是指高功率微波在金属表面或金属导线上感应电流或电压，并由此对电子元器件产生的效应，如造成电路中器件状态反转、器件性能下降和半导体的结击穿等；微波热效应是指高功率微波对介质加热导致升温而引起的效应，如烧毁器件和半导体的结、二次击穿等；微波生物效应是指高功率微波与生物体相互作用的效应，一般情况下它是吸收微波功率的结果，吸收的微波功率转化成热能，热能又转化成温度，所以高功率微波生物效应也是热效应的一种。

第 1 章 传输线理论

1.1 引言

用以引导电磁能量的装置都称为传输线。传输线包括 TEM 波传输线、波导传输线和表面波传输线。

分析传输线上所传输电磁波特性的方法有两种。一种是“场”的分析方法，即从麦克斯韦方程组出发，求解特定边界条件下的电磁场波动方程，获得各场量随时间和空间的变化规律，由此来分析电磁波沿线的各种传输特性，波导传输线的传输特性就是利用该方法分析的，能够对微波系统进行完全的描述；另一种是“路”的分析方法，是把传输线作为分布参数来处理，得到传输线的等效电路，由等效电路根据基尔霍夫定律导出传输线方程，再解传输线方程，求得线上电压和电流的时空变化规律，由此规律来分析电压和电流的传输特性。这属于“路”的分析方法。有些传输线宜用“场”的理论去处理，而有些传输线在一定条件下可以归结为“路”的问题来处理，这样就可以借用熟知的电路理论和现成方法，使问题的处理大为简化。

在学习传输线理论之前，先了解两个基本概念。一是“长线”概念。所谓长线是指传输线的几何长度和该传输电磁波的波长的比值大于或接近于 1。反之称为短线。这个“长”与“短”的概念是一个相对的概念，是相对于电磁波的波长而言的。例如长度为 1000m 的传输线，对于频率为 50Hz（即波长为 6000km）的交流电来说，仍远小于波长，应视为短线；而工作于 X 波段的信号，波长若为 3cm，一段仅 10cm 的传输线即可视为长线。在微波工程中，常用“电长度”这个概念来描述。它的定义为传输线的几何长度与工作波长的比值，这个比值大于等于 1，则称为长线。反之，为短线。

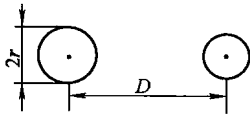
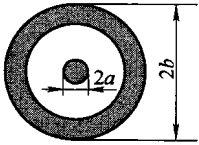
长线和短线的区别还在于：前者为分布参数电路，而后者是集中参数电路。在低频电路中常常忽略元件连接线的分布参数效应，常见的集中参数元件有电容、电感和电阻，认为电场能量全部集中在电容器中，而磁场能量全部集中在电感器中，只有电阻才消耗能量，由这些集中参数元件组成的电路称为集中参数电路。随着频率的提高，必须计入传输线上的分布参数效应，导线周围存在高频磁场，两线间存在着高频电场，电场也沿线分布，随之形成了分布电感和分布电容的概念。由于这些分布参数的存在，导致传输线上的各处的阻抗和导纳值不同，因而各处的电压和电流也不相同，即微波传输线上的电压和电流是随时间和空间变化的，这是区别于低频导线的一个显著特点。也就是说，当频率提高到其波长和电路的几何尺寸相比拟时，电场能量和磁场能量的分布空间很难分开，而且连接元件的导线的分布参数已不可忽略，这种电路称为分布参数电路。

微波传输线上，导线中所流过的高频电流会产生趋肤效应，使导线的有效面积减小，高频电阻加大，而且沿线各处都存在损耗，这就是分布电阻效应；通高频电流的导线周围存在高频磁场，这就是分布电感效应；又由于两线间有电压，故两线间存在高频电场，这就是分

布电容效应；由于两线间的介质并非理想介质而存在漏电流，这相当于双线间并联一个电导，这就是分布电导效应。当频率提高到微波频段时，这些分布参数不可忽略。

如果长线的分布参数是沿线均匀分布的，不随位置变化，则称其为均匀长线或均匀传输线。一般情况下均匀传输线单位长度上有4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。表 1-1 给出了两种典型传输线的分布参数计算公式。

表 1-1 两种典型传输线的 L 及 C 的计算公式

种 类	对 称 线	同 轴 线
结 构		
$L/(\text{H/m})$	$\frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{D}{r}$	$\frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{b}{a}$
$C/(\text{F/m})$	$\frac{\pi\epsilon}{\ln \frac{D}{r}}$	$\frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{b}{a}}$

有了分布参数的概念后，就可以将均匀传输线划分为许多微小分段 dz ($dz \ll \lambda$)，每个微分段可看作集中参数电路。其集中参数分别为 Rdz 、 Gdz 、 Ldz 及 Cdz ，其等效电路为一个 Γ 形网络如图 1-1a 所示。则整个传输线的等效电路是多个 Γ 形网络的级联，如图 1-1b 所示。

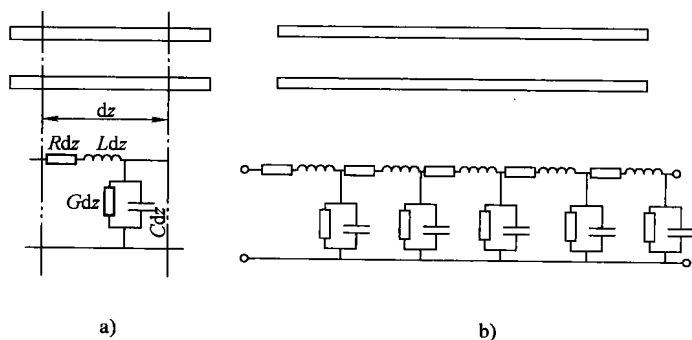


图 1-1 传输线的电路模型

1.2 均匀传输线方程及其解

1.2.1 均匀传输线方程

均匀传输线的始端接信号源，终端接负载。坐标的原点选在终端，波沿负 z 方向传播，如图 1-2a 所示。在传输线上任一 z 点处，选取一微分线元 Δz ，该线元可视为集中参数电路，则各参数分别为：电阻 $R\Delta z$ 、电感 $L\Delta z$ 、电容 $C\Delta z$ 和电导 $G\Delta z$ ，得到如图 1-2b 所示的微分线元的等效电路。设 t 时刻，在位置 z 处的电压和电流分别为 $u(z, t)$ 和 $i(z, t)$ ，位置 $z + \Delta z$ 处的电压和电流分别为 $u(z + \Delta z, t)$ 和 $i(z + \Delta z, t)$ 。由于 Δz 很小，忽略高阶小量，则

$$\begin{cases} u(z + \Delta z, t) - u(z, t) = \frac{\partial u(z, t)}{\partial z} \Delta z \\ i(z + \Delta z, t) - i(z, t) = \frac{\partial i(z, t)}{\partial z} \Delta z \end{cases} \quad (1-1)$$

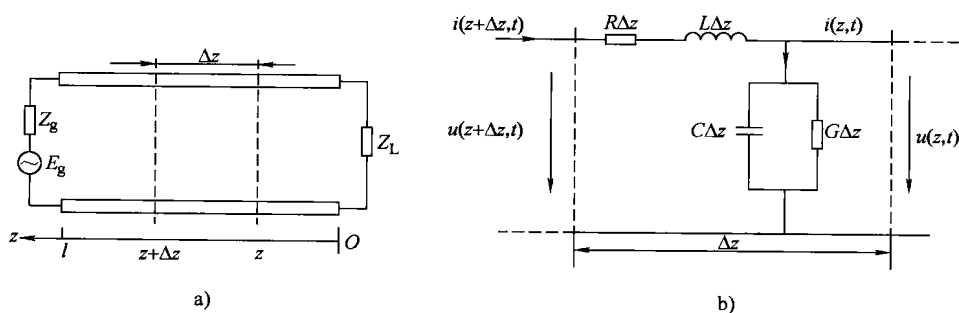


图 1-2 均匀传输线及其等效电路

根据基尔霍夫定律得出下列方程：

$$\begin{cases} u(z, t) + R\Delta z i(z, t) + L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - u(z + \Delta z, t) = 0 \\ i(z, t) + G\Delta z u(z + \Delta z, t) + C\Delta z \frac{\partial u(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0 \end{cases} \quad (1-2)$$

将式 (1-1) 代入式 (1-2)，忽略高阶小量得

$$\begin{cases} \frac{\partial u(z,t)}{\partial z} = Ri(z,t) + L \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} \\ \frac{\partial i(z,t)}{\partial z} = Gu(z,t) + C \frac{\partial u(z,t)}{\partial t} \end{cases} \quad (1-3)$$

该传输方程，也叫电报方程。

对于角频率为 ω 的信号源，电压、电流的瞬时值 u 、 i 与复振幅的关系为

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

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

将上两式代入式 (1-3)，可得出时谐传输方程

$$\begin{cases} \frac{dU(z)}{dz} = ZI(z) \\ \frac{dI(z)}{dz} = YU(z) \end{cases} \quad (1-4)$$

式中， Z 称为单位长度的串联阻抗， $Z = R + j\omega L$ ； Y 称为单位长度的并联导纳， $Y = G + j\omega C$ 。

1.2.2 均匀传输线方程的解

将式 (1-4) 的第一式两边对 z 微分并代入第二式得

$$\frac{d^2 U(z)}{dz^2} - ZYU(z) = 0 \quad (1-5)$$

同理

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} - ZYI(z) = 0 \quad (1-6)$$

以上两式可写为

$$\begin{cases} \frac{d^2 U(z)}{dz^2} = ZYU(z) = \gamma^2 U(z) \\ \frac{d^2 I(z)}{dz^2} = ZYI(z) = \gamma^2 I(z) \end{cases} \quad (1-7)$$

化简

$$\begin{cases} \frac{d^2 U(z)}{dz^2} - \gamma^2 U(z) = 0 \\ \frac{d^2 I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0 \end{cases} \quad (1-8)$$

式中， γ 称为传输线上波的传播常数， $\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta$ ， γ 是一个无量纲

的复数。

式 (1-8) 的通解为

$$\begin{cases} U(z) = U_i(z) + U_r(z) = A_1 e^{\gamma z} + A_2 e^{-\gamma z} \\ I(z) = I_i(z) + I_r(z) = A_3 e^{\gamma z} - A_4 e^{-\gamma z} \end{cases} \quad (1-9)$$

将式 (1-9) 第一式代入式 (1-4) 第一式, 可得

$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} (A_1 e^{\gamma z} - A_2 e^{-\gamma z}) = \frac{1}{Z_0} (A_1 e^{\gamma z} - A_2 e^{-\gamma z}) \quad (1-10)$$

其中

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (1-11)$$

Z_0 具有阻抗的单位, 称它为传输线的特性阻抗。 A_1 和 A_2 为常数, 其值决定于传输线的始端和终端边界条件。

根据复振幅与瞬时值的关系, 将电压和电流的通解表示成瞬时值的形式

$$\begin{cases} u(z, t) = \text{Re}[U(z) e^{j\omega t}] = A_1 e^{\alpha z} \cos(\omega t + \beta z) + A_2 e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) = u_i(z, t) + u_r(z, t) \\ i(z, t) = \text{Re}[I(z) e^{j\omega t}] = \frac{A_1}{Z_0} e^{\alpha z} \cos(\omega t + \beta z) - \frac{A_2}{Z_0} e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) = i_i(z, t) + i_r(z, t) \end{cases} \quad (1-12)$$

由上式可以看出, 传输线上的电压和电流以波的形式传播, 即任一点的电压或电流均由沿 $-z$ 方向的入射波和沿 $+z$ 方向的反射波叠加而成的。

1.3 均匀传输线的定解

下面分别讨论均匀传输线终端和始端电压、电流已知时, 传输线方程的定解。

1.3.1 已知终端条件的解

如图 1-3 所示, 设 $z=0$, $U(0) = U_2$, $I(0) = I_2$, 将其值代入式 (1-9) 第一式和式 (1-10) 得

$$\begin{cases} U_2 = A_1 + A_2 \\ Z_0 I_2 = A_1 - A_2 \end{cases} \quad (1-13)$$

解得

$$\begin{cases} A_1 = \frac{1}{2} (U_2 + Z_0 I_2) \\ A_2 = \frac{1}{2} (U_2 - Z_0 I_2) \end{cases} \quad (1-14)$$

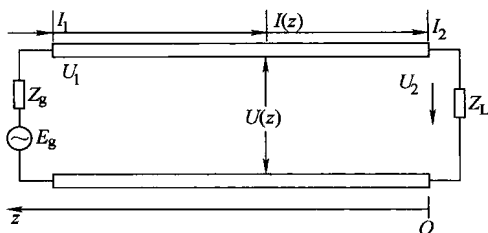


图 1-3 传输线的端接情况

$$\begin{cases} U(z) = \frac{1}{2}(U_2 + Z_0 I_2) e^{-\gamma z} + \frac{1}{2}(U_2 - I_2 Z_0) e^{\gamma z} \\ I(z) = \frac{1}{2Z_0}(U_2 + Z_0 I_2) e^{-\gamma z} - \frac{1}{2Z_0}(U_2 - I_2 Z_0) e^{\gamma z} \end{cases} \quad (1-15)$$

利用双曲余弦和双曲正弦

$$\operatorname{ch} \gamma Z = \frac{e^{\gamma Z} + e^{-\gamma Z}}{2}, \operatorname{sh} \gamma Z = \frac{e^{\gamma Z} - e^{-\gamma Z}}{2}$$

也可写成双曲函数的形式

$$\begin{cases} U(z) = U_2 \operatorname{ch} \gamma Z + I_2 Z_0 \operatorname{sh} \gamma Z \\ I(z) = I_2 \operatorname{ch} \gamma Z + \frac{U_2}{Z_0} \operatorname{sh} \gamma Z \end{cases} \quad (1-16)$$

可见, 若已知终端负载电压 U_2 、电流 I_2 及传输线的特性参数 γ 、 Z_0 , 就能确定传输线上任意点的电压和电流。

1.3.2 已知始端条件的解

在图 1-3 中, 设始端在 $z=l$ 处, 已知 $U(l) = U_1, I(l) = I_1$, 可以求出传输线上任意位置的电压和电流, 处理方法与计算终端的相同。一般处理方法是改变坐标系的原点和方向, 以始端为坐标原点 o' , 指向负载方向为正方向, 传输线上任意点的坐标为 z' , 显然满足, $z' = l - z$, z 是以终端为原点的坐标系坐标, 显然初始值为 $U(z')|_{z'=0} = U(l) = U_1, I(z')|_{z'=0} = I(l) = I_1$, 略去推导过程, 给出已知始端电压 U_1 和电流 I_1 , 以始端为坐标原点的解

$$\begin{cases} U(z') = U_1 \operatorname{ch} \gamma z' - I_1 Z_0 \operatorname{sh} \gamma z' \\ I(z') = I_1 \operatorname{ch} \gamma z' - \frac{U_1}{Z_0} \operatorname{sh} \gamma z' \end{cases} \quad (1-17)$$

1.4 传输线的特性参数

1.4.1 均匀传输线相速与波长

相速度定义为电压、电流入射波（或反射波）等相位面沿传输方向的传输速度，用 v_p 来表示。由式（1-12）中，得出等相位面方程 $\omega t \pm \beta z = K$ ， K 为常数。两边对 t 微分得

$$\begin{aligned}\omega \pm \beta \frac{dz}{dt} &= 0 \\ v_p &= \frac{\pm dz}{dt} = \frac{\omega}{\beta}\end{aligned}\quad (1-18)$$

而传输线上的波长为同一时刻相位差相差 2π 的两点间的距离，用 λ 表示，即

$$\begin{aligned}\omega t - \beta z_1 - (\omega t - \beta z_2) &= 2\pi \\ \lambda = z_2 - z_1 &= \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi v_p}{\omega} = \frac{v_p}{f} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}\end{aligned}\quad (1-19)$$

式中， f 为电磁波频率； λ_0 为真空中的波长； ϵ_r 为相对介电常数。

1.4.2 特性阻抗

传输线上入射电压与入射电流之比（或反射电压与反射电流之比）为特性阻抗（即波阻抗）。它用来描述传输线的固有特性的一个物理量。用 Z_0 来表示，其倒数称为特性导纳，用 Y_0 表示。由定义及式（1-9）得

$$Z_0 = \frac{U_i}{I_i} = -\frac{U_r}{I_r} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}\quad (1-20)$$

通常情况下， Z_0 为复数，且与工作频率及传输线本身分布参数有关。而与负载及信源无关，故称为特性阻抗。

1. 无耗传输线

对于无耗情况 $R = G = 0$ ，则传输线的特性阻抗为

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

此时，特性阻抗为实数，且与频率无关。

2. 微波低耗线

实际的微波传输线一般是低耗传输线，满足 $R \ll \omega L$ 、 $G \ll \omega C$ ，则

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \left(1 + \frac{1}{2} \frac{R}{j\omega L}\right) \left(1 - \frac{1}{2} \frac{G}{j\omega C}\right)$$

$$\approx \sqrt{\frac{L}{C}} \left[1 - j \frac{1}{2} \left(\frac{R}{\omega L} + \frac{G}{\omega C} \right) \right] \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1-21)$$

可见, 低耗情况下, 特性阻抗近似为实数。

对于工程中常用的平行双导线 (线直径为 d , 间距为 D), 其特性阻抗为

$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln \frac{2D}{d}$$

常用的平行双导线的特性阻抗有 300Ω 、 400Ω 和 600Ω 三种。

对于无耗同轴线, 其特性阻抗为

$$Z_0 = \frac{600}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln \frac{b}{a}$$

式中, a 、 b 分别为同轴线内外半径。常用同轴线的特性阻抗有 50Ω 和 75Ω 两种。

1.4.3 传播常数

传播常数 γ 是描述行波经过单位长度后, 振幅和相位变化的一个物理量。由前述可知

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (1-22)$$

其实部 α 称为衰减常数, 单位为 dB/m (有时也用 Np/m , $1\text{Np/m} = 8.66\text{dB/m}$); β 为相移常数, 单位为 rad/m 。

1. 无耗线

有 $R = G = 0$, 则, $\gamma = j\omega \sqrt{LC}$ 代入式 (1-22) 得

$$\text{得出} \quad \begin{cases} \alpha = 0 \\ \beta = \omega \sqrt{LC} \end{cases} \quad (1-23)$$

2. 微波低耗线

利用微波传输线的损耗 R_1 、 G_1 要比 ωL_1 、 ωC_1 小得多的条件可得

$$\begin{aligned} \gamma &= \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \approx j\omega \sqrt{LC} (1 + R/j2\omega L + G/j2\omega C) \\ &= \left[\left(\frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \right) + j\omega \sqrt{LC} \right] \end{aligned} \quad (1-24)$$

即

$$\begin{cases} \alpha = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{R}{2Z_0} + \frac{GZ_0}{2} = \alpha_c + \alpha_d \\ \beta = \omega \sqrt{LC} \end{cases} \quad (1-25)$$

式中, α_c 为导体衰减常数 (由导体电阻引起的损耗), $\alpha_c = \frac{R_1}{2Z_0}$; α_d 为介质衰减常数 (由导