

187

TN015-43

L75

21 世纪高等学校电子信息类系列教材

微波技术与天线

刘学观 郭辉萍 编著



A0988626

西安电子科技大学出版社

2001

内 容 提 要

本书系统地论述了微波技术与天线的基本原理、基本技术及其典型的应用系统。在编写中尽量深入浅出,并结合当前技术热点,对诸如光纤技术、智能天线等新技术进行了讨论;另外,本书较多地阐述了MATLAB在微波技术与天线中的应用。

全书共分10章:均匀传输线理论、规则金属波导、微波集成传输线、微波网络基础、微波元器件、天线辐射与接收的基本理论、电波传播概论、线天线、面天线及微波应用系统。每章都附有习题。

本书可供非电磁场微波技术专业的本科生用作教材,也可作为电子工程与通信工程技术人员或相关专业的技术人员进行继续教育的参考书。

图书在版编目(CIP)数据

微波技术与天线/刘学观,郭辉萍编著.

—西安:西安电子科技大学出版社,2001.10

21世纪高等学校电子信息类系列教材

ISBN 7-5606-1065-X

I. 微… I. ①刘… ②郭… II. ①微波技术—高等学校—教材 ②微波天线—高等学校—教材
IV. TN015②TN822

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2001)第 067899 号

责任编辑 马乐惠 汪雨帆

出版发行 西安电子科技大学出版社(西安市太白南路2号)

电 话 (029)8227828 邮 编 710071

http://www.xduph.com E-mail: xdupfxb@pub.xaonline.com

经 销 新华书店

印 刷 陕西画报社印刷厂

版 次 2001年11月第1版 2001年11月第1次印刷

开 本 787毫米×1092毫米 1/16 印张 14.75

字 数 350千字

印 数 1~4 000册

定 价 17.00元

ISBN 7-5606-1065-X/TN·0187

XDUP 1336001-1

如有印装问题可调换

本书封面贴有西安电子科技大学出版社的激光防伪标志,无标志者不得销售。

前 言

针对目前全国各高校课程体系改革,电磁场微波技术系列课程的内容调整较大,一方面课时压缩,另一方面如天线、无线电波传播等课程已不再单独开设,但按照专业要求,学生对相关知识应有一定的掌握,本书就是针对这一要求编写的。

本书在保持理论体系的完整和严谨的同时,尽量避免繁杂的推导,以使读者易于接受。其次,为了拓宽学生知识面以适应宽口径培养的需要,结合当前技术热点,书中也涉及了光纤技术、智能天线技术等方面的内容,以实现微波与光、天线与数字信号处理等技术的相互渗透,完成学科结合。另外,为了使读者在熟悉理论的基础上建立一个系统平台的概念,书中安排了微波应用系统一章。除此之外,对传统教材中的一些内容进行了取舍,如传输线理论中的圆图,传统的作法是用手工作图法进行传输线上的阻抗与反射系数的换算,现在计算机技术发展迅速,在实际中已很少采用圆图,故在本书中将其作为附录;另外,鉴于 MATLAB 是研究和解决工程问题的有力工具,它在微波、天线的分析与设计中应用日趋广泛,因而本书中的许多图表曲线都是作者据此计算绘制的。

本书可供高等学校信息与通信系统学科本科有关各专业选作教材,亦可用作相关学科及有关专业技术人员的参考书。

本教材计划学时数为 72 学时,全书共分 10 章,包括微波技术、天线与电波传播和微波应用系统三个部分。第 1~5 章为微波技术部分,主要讨论了均匀传输线理论、规则金属波导、微波集成传输线、微波网络基础和微波元器件,其中在微波集成传输线部分主要讨论了带状线、微带线、耦合微带线及介质波导的传输特性,并对光纤的传输原理及特性做了介绍;在微波元器件一章中,从工程应用的角度出发,重点介绍了具有代表性的几组微波无源元器件,主要包括连接匹配元件、功率分配元器件、微波谐振元件和微波铁氧体器件。第 6~9 章为天线与电波传播部分,主要叙述了天线辐射与接收的基本理论、电波传播概论、线天线及面天线,其中在线天线部分侧重介绍了在工程中常用的鞭天线、电视天线、移动通信基站天线、行波天线、宽频带天线、微带天线等,并对智能天线技术做了简要介绍。微波应用系统安排在第 10 章,主要讨论了雷达系统、微波通信系统及微波遥感系统三个典型系统。上述三部分既相互联系又相对独立,使用本书作教材时可根据不同的教学要求进行取舍。

本书由刘学观和郭辉萍合编,刘学观编写了绪论、第 1~5 章及第 10 章,郭辉萍编写了第 6~9 章,周朝栋教授审阅了全书,主审和审阅人及责任编辑对本书提出了许多宝贵的意见,在此表示诚挚的感谢。在本书的编写过程中,高等学校电磁场教学与教材研究会的许多同志提出了许多建设性意见,研究生陈东华同学、朱祺同学也提供了很多帮助,在此一并表示感谢。同时作者对西安电子科技大学出版社的大力支持表示感谢。由于作者水平有限,书中难免还存在一些缺点和错误,敬请广大读者批评指正。

绪 论

1. 微波及其特点

微波是电磁波谱中介于超短波与红外线之间的波段，它属于无线电中波长最短(即频率最高)的波段，其频率范围从 300 MHz(波长 1 m)至 3000 GHz(波长 0.1 mm)。通常又将微波波段划分为分米波、厘米波、毫米波和亚毫米波四个分波段，在通信和雷达工程上还使用拉丁字母来表示微波更细的分波段。图 1 给出了微波在电磁波谱中的位置，表 1 给出了常用微波分波段的划分。

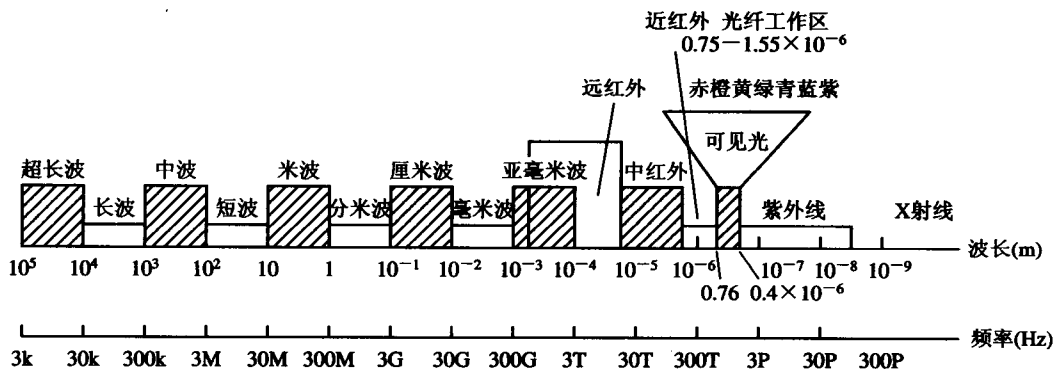


图 1 微波在电磁波谱中的位置

表 1 常用微波波段的划分

波段符号	频率/GHz	波段符号	频率/GHz
UHF	0.3~1.12	Ka	26.5~40.0
L	1.12~1.7	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		

对于低于微波频率的无线电波，其波长远大于电系统的实际尺寸，可用集总参数电路的理论进行分析，即为电路分析法；频率高于微波波段的光波、X射线、 γ 射线等，其波长远小于电系统的实际尺寸，甚至与分子、原子的尺寸相比拟，因此可用光学理论进行分析，

即为光学分析法；而微波则由于其波长与电系统的实际尺寸相当，不能用普通电子学中电路的方法研究或用光的方法直接去研究，而必须用场的观点去研究；即由麦克斯韦尔方程组出发，结合边界条件来研究系统内部的结构，这就是场分析法。

正因为微波波长的特殊性，所以它有以下特点。

(1) 似光性

微波具有类似光一样的特性，主要表现在反射性、直线传播性及集束性等几方面，即：由于微波的波长与地球上的一般物体(如飞机、轮船、汽车等)的尺寸相比要小得多，或在同一量级，因此当微波照射到这些物体时会产生强烈的反射，基于此特性人们发明了雷达系统；微波如同光一样在空间直线传播，如同光可聚焦成光束一样，微波也可通过天线装置形成定向辐射，从而可以定向传输或接收由空间传来的微弱信号实现微波通信或探测。

(2) 穿透性

微波照射到介质时具有穿透性，主要表现在云、雾、雪等对微波传播的影响较小，这为全天候微波通信和遥感打下了基础；微波能穿透生物体，这为微波生物医学打下基础；另一方面，微波具有穿越电离层的透射特性，实验证明：微波波段的几个分波段如 1~10 GHz、20~30 GHz 及 91 GHz 附近受电离层的影响较小，可以较为容易地由地面向外层空间传播，从而成为人类探索外层空间的“无线电窗口”，它为空间通信、卫星通信、卫星遥感和射电天文学的研究提供了难得的无线电通道。

(3) 宽频带特性

我们知道，任何通信系统为了传递一定的信息必须占有一定的频带，为传输某信息所需的频带宽度叫做带宽。例如，电话信道的带宽为 4 kHz，广播的带宽为 16 kHz，而一路电视频道的带宽为 8 MHz。显然，要传输的信息越多，所用的频带就越宽。一般一个传输信道的相对带宽(即频带宽度与中心频率之比)不能超过百分之几，所以为了使多路电视、电话能同时在一条线路上传送，就必须使信道中心频率比所要传递的信息总带宽高几十至几百倍。而微波具有较宽的频带特性，其携带信息的能力远远超过中短波及超短波，因此现代多路无线通信几乎都工作在微波波段。随着数字技术的发展，单位频带所能携带的信息更多，这为微波通信提供了更广阔的前景。

(4) 热效应特性

当微波电磁能量传送到有耗物体的内部时，就会使物体的分子互相碰撞、摩擦，从而使物体发热，这就是微波的热效应特性。利用微波的热效应特性可以进行微波加热，由于微波加热具有内外同热、效率高、加热速度快等特点，因而被日益广泛应用于粮食、茶叶、卷烟、木材、纸张、皮革、食品等各种行业中。另外，微波对生物体的热效应也是微波生物医学的基础。

(5) 散射特性

当电磁波入射到某物体上时，会在除入射波方向外的其它方向上产生散射。散射是入射波和该物体相互作用的结果，所以散射波携带了大量关于散射体的信息。打个比方：早晨，当太阳还没有升起来的时候，我们虽然无法直接看到太阳，但当我们看到天空被染成鱼肚白或云被染成红色时，我们就知道太阳在地平线下不远的地方了。这个信息就是通过大气或云对阳光的散射作用而传递给我们的。由于微波具有频域信息、相位信息、极化信息、时域信息等多种信息，人们通过对不同物体的散射特性的检测，从中提取目标特征信

息,从而进行目标识别,这是实现微波遥感、雷达成像等的基础。另一方面,还可利用大气对流层的散射实现远距离微波散射通信。

(6) 抗低频干扰特性

地球周围,充斥着各种各样的噪声和干扰,主要归纳为:由宇宙和大气在传输信道上产生的自然噪声,由各种电气设备工作时产生的人为噪声。由于这些噪声一般在中低频区域,与微波波段的频率成分差别较大,它们在微波滤波器的阻隔下,基本不能影响微波通信的正常进行。这就是微波的抗低频干扰特性。

微波除了具有以上一些特性外,还有以下几个特点:

(1) 视距传播特性

各波段电磁波的传播特性是不一样的,长波可沿地表传播,短波可利用电离层反射实现天波传播,而超短波和微波只能在视距内沿直线传播,这就是微波的视距传播特性。但由于地球表面的弯曲和障碍物(高山、建筑物等)的阻拦,微波不能直接传播到很远的地方去(一般不超过 50 km),因此在地面上利用微波进行远距离通信时,必须建立中继接力站,并使站与站之间的距离不超过视距,微波信号就像接力棒一样一站一站地传递下去。这样显然增加了通信的复杂程度。

(2) 分布参数的不确定性

在低频情况下,电系统的元器件尺寸远远小于电波的波长,因此稳定状态的电压和电源的效应可以被认为是在整个系统各处同时建立起来的,系统各种不同的元件可用既不随时间、也不随空间变化的参量来表征,这就是集总参数元件。而微波的频率很高,电磁振荡周期极短,与微波电路中从一点到另一点的电效应的传播时间相比是可比拟的,因此就必须用随时间、空间变化的参量,即分布参量来表征。由于分布参量的明显的不确定性,增加了微波理论与技术的难度,从而增加了微波设备的成本。

(3) 电磁兼容与电磁环境污染

随着无线电技术的不断发展,越来越多的无线设备在相同的区域同时工作,势必会引起相互干扰,尤其是在飞行器、舰船上不同通信设备之间的距离极小就会产生相互干扰,另外在十分拥挤的公共场所,众多的移动用户之间的相互影响也是显而易见的,这就必须考虑电磁兼容的问题;另一方面,越来越多的无线信号充斥于人们的生活空间,必然对人体产生影响。因此从某种意义上说,电磁环境污染已成为新的污染源。这方面已引起各国政府和科技界的广泛重视。

2. MATLAB 的特点及在本书中的应用

MATLAB 自 1984 年由美国 Math Works 公司推向市场以来,历经十几年的发展与竞争,现已成为国际公认的最优秀的科技应用软件。与 C、C++、FORTRAN、PASCAL 和 BASIC 相比, MATLAB 不但在数学语言的表达与解释方面表现出人机交互的高度一致,而且具有作为优秀高技术计算环境所不可或缺的以下特点:

① 强大的数值计算和符号计算能力(且计算结果和编程可视化、数学和文字统一处理、离线和在线计算);

② 以向量、数组和复数矩阵为计算单元,指令表达与标准教科书的数学表达式相近;

③ 高级图形和可视化处理能力;

④ 广泛用于解决各学科、各专业领域的复杂问题:广泛地应用于自动控制、图像信号

处理、生物医学工程、语音处理、雷达工程、信号分析、振动理论、时序分析与建模、优化设计等领域。

- ⑤ 拥有一个强大非线性系统仿真工具箱；
- ⑥ 支持科学和工程计算标准的开放式可扩充结构；
- ⑦ 跨平台兼容。

由于 MATLAB 具有一般高级语言难以比拟的优点，而且有许多实用工具箱，使它很快成为应用学科计算机辅助分析、设计、仿真、教学乃至科技文字处理不可缺少的基础软件。

微波、天线的分析与设计涉及到的数学知识较多，公式冗长，计算繁琐，而且经常还要用到多种特殊函数，因此常常要借助于计算机，这样不仅可以省时、省力，而且还可以做到比较直观。比如在天线的分析中，如果了解天线的辐射电阻，借助 MATLAB，不仅可以计算其辐射电阻，而且还可以画出其辐射特性曲线；如果想知道天线的方向特性，借助 MATLAB，不仅可以计算方向系数，还可以画出主平面方向图及全空间方向图等等。在天线的优化设计中，由于天线的一些参数(如天线增益与工作带宽、主瓣宽度与旁瓣电平)往往是相互矛盾的，MATLAB 更显示其魅力。

本教材是针对非电磁场专业的学生编写的，所以只注重微波、天线的分析和基本概念的介绍，但 MATLAB 作为一个工具始终贯彻其中。像书中的计算、曲线、图形大多是使用 MATLAB 后得到的结果。读者也可通过 MATLAB 的实际编程更好地理解微波、天线的概念。

3. 本课程的体系结构

微波、天线与电波传播是无线电技术的一个重要组成部分，它们三者研究的对象和目的有所不同，微波主要研究如何导引电磁波在微波传输系统中的有效传输，它的特点是：希望电磁波按一定要求沿微波传输系统无辐射地传输，对传输系统而言，辐射是一种能量的损耗；天线的任务则是将导行波变换为向空间定向辐射的电磁波，或将在空间传播的电磁波变为微波设备中的导行波，因此天线有两个基本作用：一个是有效地辐射或接收电磁波，另一个是把无线电波能量转换为导行波能量；电波传播则是分析和研究电波在空间的传播方式和特点。微波、天线与电波传播三者的共同基础是电磁场理论，三者都是电磁场在不同边值条件下的应用。

本书力图保持理论体系完整严谨，对微波、天线和电波传播的基本理论进行了讨论，并结合当前技术热点，尤其在光纤技术、智能天线方面，完成学科结合，实现学科的相互渗透；同时加强系统概念，使理论与实用系统相结合，以拓宽学生的知识面。另外，MATLAB 是研究和解决工程问题的有力工具，它在微波、天线的分析与设计中应用日趋广泛，因此本教材也尽力体现这一点。

全书共分 10 章，包括均匀传输线理论、规则金属波导、微波集成传输线、微波网络基础、微波元器件、天线辐射与接收理论、电波传播概论、线天线、面天线及微波应用系统等。

第 1 章

均匀传输线理论

微波传输线是用以传输微波信息和能量的各种形式的传输系统的总称，它的作用是引导电磁波沿一定方向传输，因此又称为导波系统，其所导引的电磁波被称为导行波。一般将截面尺寸、形状、媒质分布、材料及边界条件均不变的导波系统称为规则导波系统，又称为均匀传输线。把导行波传播的方向称为纵向，垂直于导波传播的方向称为横向。无纵向电磁场分量的电磁波称为横电磁波，即 TEM 波。另外，传输线本身的不连续性可以构成各种形式的微波无源元器件，这些元器件和均匀传输线、有源元器件及天线一起构成微波系统。

微波传输线大致可以分为三种类型。第一类是双导体传输线，它由两根或两根以上平行导体构成，因其传输的电磁波是横电磁波(TEM 波)或准 TEM 波，故又称为 TEM 波传输线，主要包括平行双线、同轴线、带状线和微带线等，如图 1-1(a)所示。第二类是均匀填充介质的金属波导管，因电磁波在管内传播，故称为波导，主要包括矩形波导、圆波导、脊形波导和椭圆波导等，如图 1-1(b)所示。第三类是介质传输线，因电磁波沿传输线表面传播，故称为表面波波导，主要包括介质波导、镜像线和单根表面波传输线等，如图 1-1(c)所示。

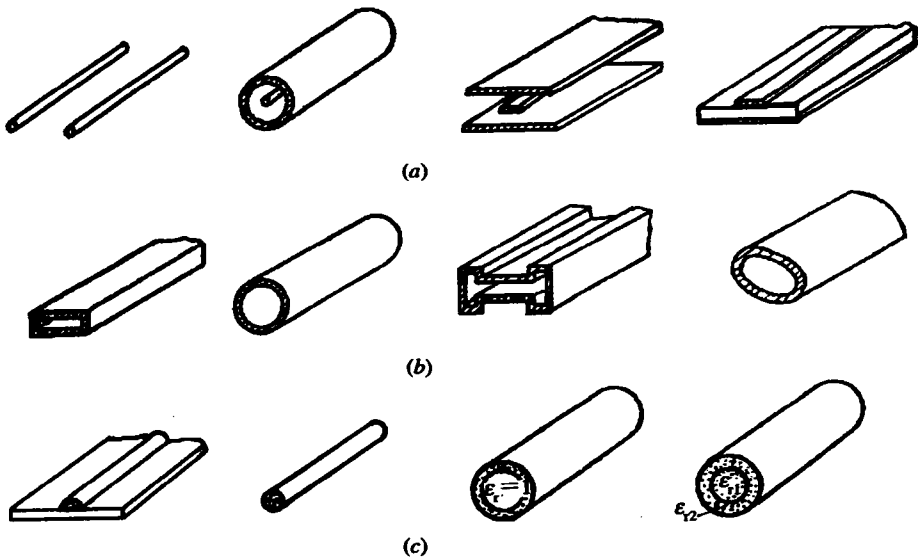


图 1-1 各种微波传输线

对均匀传输线的分析方法通常有两种：一种是场分析法，即从麦克斯韦尔方程出发，求出满足边界条件的波动解，得出传输线上电场和磁场的表达式，进而分析传输特性；第二种是等效电路法，即从传输线方程出发，求出满足边界条件的电压、电流波动方程的解，得出沿线等效电压、电流的表达式，进而分析传输特性。前一种方法较为严格，但数学上比较繁琐，后一种方法实质是在一定的条件下“化场为路”，有足够的精度，数学上较为简便，因此被广泛采用。

本章从“化场为路”的观点出发，首先建立传输线方程，导出传输线方程的解，引入传输线的重要参量——阻抗、反射系数及驻波比；然后分析无耗传输线的特性，给出传输线的匹配、效率及功率容量的概念；最后介绍最常用的 TEM 传输线——同轴线。

1.1 均匀传输线方程及其解

1. 均匀传输线方程

由均匀传输线组成的导波系统都可等效为如图 1-2(a) 所示的均匀平行双导线系统。其中传输线的始端接微波信号源(简称信源)，终端接负载，选取传输线的纵向坐标为 z ，坐标原点选在终端处，波沿负 z 方向传播。在均匀传输线上任意一点 z 处，取一微分线元 Δz ($\Delta z \ll \lambda$)，该线元可视为集总参数电路，其上有电阻 $R\Delta z$ 、电感 $L\Delta z$ 、电容 $C\Delta z$ 和漏电感 $G\Delta z$ (其中 R, L, C, G 分别为单位长电阻、单位长电感、单位长电容和单位长漏电感)，得到的等效电路如图 1-2(b) 所示，则整个传输线可看作由无限多个上述等效电路的级联而成。有耗和无耗传输线的等效电路分别如图 1-2(c)、(d) 所示。

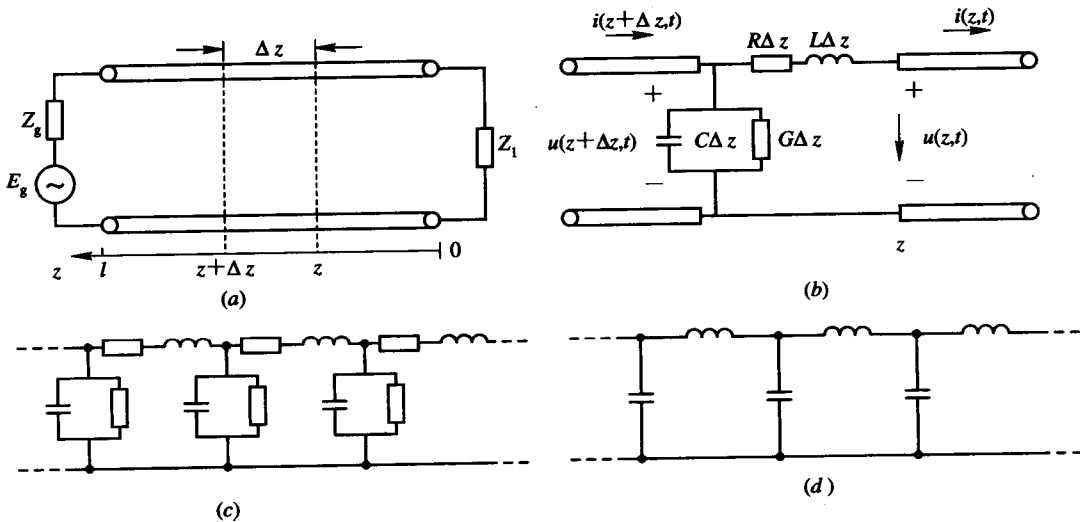


图 1-2 均匀传输线及其等效电路

设在时刻 t ，位置 z 处的电压和电流分别为 $u(z, t)$ 和 $i(z, t)$ ，而在位置 $z + \Delta z$ 处的电压和电流分别为 $u(z + \Delta z, t)$ 和 $i(z + \Delta z, t)$ 。对很小的 Δz ，忽略高阶小量，有

$$\left. \begin{aligned} u(z + \Delta z, t) - u(z, t) &= \frac{\partial u(z, t)}{\partial z} \Delta z \\ i(z + \Delta z, t) - i(z, t) &= \frac{\partial i(z, t)}{\partial z} \Delta z \end{aligned} \right\} \quad (1-1-1)$$

对图 1-2(b), 应用基尔霍夫定律可得

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

将式(1-1-1)代入式(1-1-2), 并忽略高阶小量, 可得

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

这就是均匀传输线方程, 也称电报方程。

对于时谐电压和电流, 可用复振幅表示为

$$\left. \begin{aligned} u(z, t) &= \operatorname{Re}[U(z)e^{j\omega t}] \\ i(z, t) &= \operatorname{Re}[I(z)e^{j\omega t}] \end{aligned} \right\} \quad (1-1-4)$$

将上式代入(1-1-3)式, 即可得时谐传输线方程

$$\left. \begin{aligned} \frac{dU(z)}{dz} &= ZI(z) \\ \frac{dI(z)}{dz} &= YU(z) \end{aligned} \right\} \quad (1-1-5)$$

式中, $Z=R+j\omega L$, $Y=G+j\omega C$, 分别称为传输线单位长串联阻抗和单位长并联导纳。

2. 均匀传输线方程的解

将式(1-1-5)第 1 式两边微分并将第 2 式代入, 得

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

同理可得

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

令 $\gamma^2 = ZY = (R+j\omega L)(G+j\omega C)$, 则上两式可写为

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 U(z)}{dz^2} - \gamma^2 U(z) &= 0 \\ \frac{d^2 I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (1-1-6)$$

显然电压和电流均满足一维波动方程。电压的通解为

$$U(z) = U_+(z) + U_-(z) = A_1 e^{+\gamma z} + A_2 e^{-\gamma z} \quad (1-1-7a)$$

式中, A_1, A_2 为待定系数, 由边界条件确定。

利用式(1-1-5), 可得电流的通解为

$$I(z) = I_+(z) + I_-(z) = \frac{1}{Z_0} (A_1 e^{+\gamma z} - A_2 e^{-\gamma z}) \quad (1-1-7b)$$

式中, $Z_0 = \sqrt{(R+j\omega L)/(G+j\omega C)}$ 。

令 $\gamma = \alpha + j\beta$, 则可得传输线上的电压和电流的瞬时值表达式为

$$\left. \begin{aligned} u(z, t) &= u_+(z, t) + u_-(z, t) \\ &= A_1 e^{+\alpha z} \cos(\omega t + \beta z) + A_2 e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) \\ i(z, t) &= i_+(z, t) + i_-(z, t) \\ &= \frac{1}{Z_0} [A_1 e^{+\alpha z} \cos(\omega t + \beta z) - A_2 e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z)] \end{aligned} \right\} (1-1-8)$$

由上式可见, 传输线上电压和电流以波的形式传播, 在任一点的电压或电流均由沿 $-z$ 方向传播的行波(称为入射波)和沿 $+z$ 方向传播的行波(称为反射波)叠加而成。

现在来确定待定系数, 由图 1-2(a)可知, 传输线的边界条件通常有以下三种:

- ① 已知终端电压 U_1 和终端电流 I_1 ;
- ② 已知始端电压 U_1 和始端电流 I_1 ;
- ③ 已知信源电动势 E_s 和内阻 Z_s 以及负载阻抗 Z_L 。

下面我们讨论第一种情况, 其它两种情况留给读者自行推导。

将边界条件 $z=0$ 处 $U(0)=U_1$ 、 $I(0)=I_1$ 代入式(1-1-7), 得

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= A_1 + A_2 \\ I_1 &= \frac{1}{Z_0} (A_1 - A_2) \end{aligned} \right\} (1-1-9)$$

由此解得

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= \frac{1}{2} (U_1 + I_1 Z_0) \\ A_2 &= \frac{1}{2} (U_1 - I_1 Z_0) \end{aligned} \right\} (1-1-10)$$

将上式代入式(1-1-7), 则有

$$\left. \begin{aligned} U(z) &= U_1 \operatorname{ch} \gamma z + I_1 Z_0 \operatorname{sh} \gamma z \\ I(z) &= I_1 \operatorname{ch} \gamma z + \frac{U_1}{Z_0} \operatorname{sh} \gamma z \end{aligned} \right\} (1-1-11)$$

写成矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} U(z) \\ I(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \operatorname{ch} \gamma z & Z_0 \operatorname{sh} \gamma z \\ \frac{1}{Z_0} \operatorname{sh} \gamma z & \operatorname{ch} \gamma z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \quad (1-1-12)$$

可见, 只要已知终端负载电压 U_1 、电流 I_1 及传输线特性参数 γ 、 Z_0 , 则传输线上任意一点的电压和电流就可由式(1-1-12)求得。

3. 传输线的工作特性参数

1) 特性阻抗 Z_0

将传输线上导行波的电压与电流之比定义为传输线的特性阻抗, 用 Z_0 来表示, 其倒数称为特性导纳, 用 Y_0 来表示。

由定义得

$$Z_0 = \frac{U_+(z)}{I_+(z)} = - \frac{U_-(z)}{I_-(z)}$$

由式(1-1-6)及(1-1-7)得特性阻抗的一般表达式为

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (1-1-13)$$

可见特性阻抗 Z_0 通常是个复数, 且与工作频率有关。它由传输线自身分布参数决定而与负载及信源无关, 故称为特性阻抗。

对于均匀无耗传输线, $R=G=0$, 传输线的特性阻抗为

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1-1-14)$$

此时, 特性阻抗 Z_0 为实数, 且与频率无关。

当损耗很小, 即满足 $R \ll \omega L$ 、 $G \ll \omega C$ 时, 有

$$\begin{aligned} Z_0 &= \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \left(1 + \frac{1}{2} \frac{R}{j\omega L}\right) \left(1 - \frac{1}{2} \frac{G}{j\omega C}\right), \\ &\approx \sqrt{\frac{L}{C}} \left[1 - j \frac{1}{2} \left(\frac{R}{\omega L} - \frac{G}{\omega C}\right)\right] \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \end{aligned} \quad (1-1-15)$$

可见, 损耗很小时的特性阻抗近似为实数。

对于直径为 d 、间距为 D 的平行双导线传输线, 其特性阻抗为

$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{2D}{d} \quad (1-1-16)$$

式中, ϵ_r 为导线周围填充介质的相对介电常数。常用的平行双导线传输线的特性阻抗有 250Ω , 400Ω 和 600Ω 三种。

对于内、外导体半径分别为 a 、 b 的无耗同轴线, 其特性阻抗为

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{b}{a} \quad (1-1-17)$$

式中, ϵ_r 为同轴线内、外导体间填充介质的相对介电常数。常用的同轴线的特性阻抗有 50Ω 和 75Ω 两种。

2) 传播常数 γ

传播常数 γ 是描述传输线上导行波沿导波系统传播过程中衰减和相移的参数, 通常为复数, 由前面分析可知

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (1-1-18)$$

式中, α 为衰减常数, 单位为 dB/m (有时也用 Np/m, $1 \text{ Np/m} = 8.86 \text{ dB/m}$); β 为相移常数, 单位为 rad/m。

对于无耗传输线, $R=G=0$, 则 $\alpha=0$, 此时 $\gamma=j\beta$, $\beta=\omega \sqrt{LC}$ 。

对于损耗很小的传输线, 即满足 $R \ll \omega L$ 、 $G \ll \omega C$ 时, 有

$$\begin{aligned} \gamma &\approx j\omega \sqrt{LC} \left(1 + \frac{R}{j\omega L}\right)^{\frac{1}{2}} \left(1 + \frac{G}{j\omega C}\right)^{\frac{1}{2}} \\ &\approx \frac{1}{2} (RY_0 + GZ_0) + j\omega \sqrt{LC} \end{aligned} \quad (1-1-19)$$

于是小损耗传输线的衰减常数 α 和相移常数 β 分别为

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \frac{1}{2}(RY_0 + GZ_0) \\ \beta &= \omega \sqrt{LC} \end{aligned} \right\} \quad (1-1-20)$$

3) 相速 v_p 与波长 λ

传输线上的相速定义为电压、电流入射波(或反射波)等相位面沿传输方向的传播速度,用 v_p 来表示。由式(1-1-8)得等相位面的运动方程为

$$\omega t \pm \beta z = \text{const. (常数)}$$

上式两边对 t 微分,有

$$v_p = \frac{\mp dz}{dt} = \frac{\omega}{\beta} \quad (1-1-21)$$

传输线上的波长 λ 与自由空间的波长 λ_0 有以下关系:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{v_p}{f} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1-1-22)$$

对于均匀无耗传输线来说,由于 β 与 ω 成线性关系,故导行波的相速与频率无关,也称为无色散波。当传输线有损耗时, β 不再与 ω 成线性关系,使相速 v_p 与频率 ω 有关,这就称为色散特性。

在微波技术中,常可把传输线看作是无损耗的,因此,下面着重介绍均匀无耗传输线。

1.2 传输线阻抗与状态参量

传输线上任意一点电压与电流之比称为传输线在该点的阻抗,它与导波系统的状态特性有关。由于微波阻抗是不能直接测量的,只能借助于状态参量如反射系数或驻波比的测量而获得,为此,引入以下三个重要的物理量:输入阻抗、反射系数和驻波比。

1. 输入阻抗

由上一节可知,对无耗均匀传输线,线上各点电压 $U(z)$ 、电流 $I(z)$ 与终端电压 U_1 、终端电流 I_1 的关系如下

$$\left. \begin{aligned} U(z) &= U_1 \cos(\beta z) + jI_1 Z_0 \sin(\beta z) \\ I(z) &= I_1 \cos(\beta z) + j \frac{U_1}{Z_0} \sin(\beta z) \end{aligned} \right\} \quad (1-2-1)$$

式中, Z_0 为无耗传输线的特性阻抗, β 为相移常数。

定义传输线上任意一点 z 处的输入电压和输入电流之比为该点的输入阻抗,记作 $Z_{in}(z)$, 即

$$Z_{in}(z) = \frac{U(z)}{I(z)} \quad (1-2-2)$$

由式(1-2-1)得

$$Z_{in}(z) = \frac{U_1 \cos(\beta z) + jI_1 Z_0 \sin(\beta z)}{I_1 \cos(\beta z) + j \frac{U_1}{Z_0} \sin(\beta z)} = Z_0 \frac{Z_1 + jZ_0 \tan(\beta z)}{Z_0 + jZ_1 \tan(\beta z)} \quad (1-2-3)$$

式中, Z_1 为终端负载阻抗。

上式表明：均匀无耗传输线上任意一点的输入阻抗与观察点的位置、传输线的特性阻抗、终端负载阻抗及工作频率有关，且一般为复数，故不宜直接测量。另外，无耗传输线上任意相距 $\lambda/2$ 处的阻抗相同，一般称之为 $\lambda/2$ 重复性。

[例 1-1] 一根特性阻抗为 50Ω 、长度为 0.1875 m 的无耗均匀传输线，其工作频率为 200 MHz ，终端接有负载 $Z_L = 40 + j30 (\Omega)$ ，试求其输入阻抗。

解：由工作频率 $f = 200 \text{ MHz}$ 得相移常数 $\beta = 2\pi f/c = 4\pi/3$ 。将 $Z_L = 40 + j30 (\Omega)$ ， $Z_0 = 50$ ， $z = l = 0.1875$ 及 β 值代入式(1-2-3)，有

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l} = 100 (\Omega)$$

可见，若终端负载为复数，传输线上任意点处输入阻抗一般也为复数，但若传输线的长度合适，则其输入阻抗可变换为实数，这也称为传输线的阻抗变换特性。

2. 反射系数

定义传输线上任意一点 z 处的反射波电压(或电流)与入射波电压(或电流)之比为电压(或电流)反射系数，即

$$\left. \begin{aligned} \Gamma_u &= \frac{U_-(z)}{U_+(z)} \\ \Gamma_i &= \frac{I_-(z)}{I_+(z)} \end{aligned} \right\} \quad (1-2-4)$$

由式(1-1-7)知， $\Gamma_u(z) = -\Gamma_i(z)$ ，因此只需讨论其中之一即可。通常将电压反射系数简称为反射系数，并记作 $\Gamma(z)$ 。

由式(1-1-7)及(1-1-10)并考虑到 $\gamma = j\beta$ ，有

$$\Gamma(z) = \frac{A_2 e^{-j\beta z}}{A_1 e^{j\beta z}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-j2\beta z} = \Gamma_L e^{-j2\beta z} \quad (1-2-5)$$

式中， $\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = |\Gamma_L| e^{j\theta}$ ，称为终端反射系数。于是任意点反射系数可用终端反射系数表示为

$$\Gamma(z) = |\Gamma_L| e^{j(\theta - 2\beta z)} \quad (1-2-6)$$

由此可见，对均匀无耗传输线来说，任意点反射系数 $\Gamma(z)$ 大小均相等，沿线只有相位按周期变化，其周期为 $\lambda/2$ ，即反射系数也具有 $\lambda/2$ 重复性。

3. 输入阻抗与反射系数的关系

由式(1-1-7)及(1-2-4)得

$$\left. \begin{aligned} U(z) &= U_+(z) + U_-(z) = A_1 e^{j\beta z} [1 + \Gamma(z)] \\ I(z) &= I_+(z) + I_-(z) = \frac{A_1}{Z_0} e^{j\beta z} [1 - \Gamma(z)] \end{aligned} \right\} \quad (1-2-7)$$

于是有

$$Z_{in}(z) = \frac{U(z)}{I(z)} = Z_0 \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)} \quad (1-2-8)$$

式中， Z_0 为传输线特性阻抗。式(1-2-8)还可以写成

$$\Gamma(z) = \frac{Z_{in}(z) - Z_0}{Z_{in}(z) + Z_0} \quad (1-2-9)$$

由此可见,当传输线特性阻抗一定时,输入阻抗与反射系数有一一对应的关系,因此,输入阻抗 $Z_{in}(z)$ 可通过反射系数 $\Gamma(z)$ 的测量来确定。

当 $z=0$ 时, $\Gamma(0)=\Gamma_1$, 则终端负载阻抗 Z_1 与终端反射系数 Γ_1 的关系为

$$\Gamma_1 = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \quad (1-2-10)$$

这与式(1-2-5)得到的结果完全一致。

显然,当 $Z_1=Z_0$ 时, $\Gamma_1=0$, 即负载终端无反射,此时传输线上反射系数处处为零,一般称之为负载匹配。而当 $Z_1 \neq Z_0$ 时,负载端就会产生一反射波,向信源方向传播,若信源阻抗与传输线特性阻抗不相等时,则它将再次被反射。

4. 驻波比

由前面分析可知,终端不匹配的传输线上各点的电压和电流由入射波和反射波叠加而成,结果在线上形成驻波。对于无耗传输线,沿线各点的电压和电流的振幅不同,以 $\lambda/2$ 周期变化。为了描述传输线上驻波的大小,我们引入一个新的参量——电压驻波比。

定义传输线上波腹点电压振幅与波节点电压振幅之比为电压驻波比,用 ρ 表示:

$$\rho = \frac{|U|_{\max}}{|U|_{\min}} \quad (1-2-11)$$

电压驻波比有时也称为电压驻波系数,简称驻波系数,其倒数称为行波系数,用 K 表示。于是有

$$K = \frac{1}{\rho} = \frac{|U|_{\min}}{|U|_{\max}} \quad (1-2-12)$$

由于传输线上电压是由入射波电压和反射波电压叠加而成的,因此电压最大值位于入射波和反射波相位相同处,而最小值位于入射波和反射波相位相反处,即有

$$\left. \begin{aligned} |U|_{\max} &= |U_+| + |U_-| \\ |U|_{\min} &= |U_+| - |U_-| \end{aligned} \right\} \quad (1-2-13)$$

将式(1-2-13)代入式(1-2-11),并利用式(1-2-4),得

$$\rho = \frac{1 + |U_-|/|U_+|}{1 - |U_-|/|U_+|} = \frac{1 + |\Gamma_1|}{1 - |\Gamma_1|} \quad (1-2-14)$$

于是, $|\Gamma_1|$ 可用 ρ 表示为

$$|\Gamma_1| = \frac{\rho - 1}{\rho + 1} \quad (1-2-15)$$

由此可知,当 $|\Gamma_1|=0$ 即传输线上无反射时,驻波比 $\rho=1$; 而当 $|\Gamma_1|=1$ 即传输线上全反射时,驻波比 $\rho \rightarrow \infty$, 因此驻波比 ρ 的取值范围为 $1 \leq \rho < \infty$ 。可见,驻波比和反射系数一样可用来描述传输线的工作状态。

[例 1-2] 一根 75Ω 均匀无耗传输线,终端接有负载 $Z_1=R_1+jX_1$, 欲使线上电压驻波比为 3, 则负载的实部 R_1 和虚部 X_1 应满足什么关系?

解: 由驻波比 $\rho=3$, 可得终端反射系数的模值应为

$$|\Gamma_1| = \frac{\rho - 1}{\rho + 1} = 0.5$$

于是由式(1-2-10)得

$$|\Gamma_1| = \left| \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \right| = 0.5$$

将 $Z_1 = R_1 + jX_1$, $Z_0 = 75$ 代入上式, 整理得负载的实部 R_1 和虚部 X_1 应满足的关系式为

$$(R_1 - 125)^2 + X_1^2 = 100^2$$

即负载的实部 R_1 和虚部 X_1 应在圆心为(125, 0)、半径为100的圆上, 上半圆对应负载为感抗, 而下半圆对应负载为容抗。

1.3 无耗传输线的状态分析

对于无耗传输线, 负载阻抗不同则波的反射也不同; 反射波不同则合成波不同; 合成波的不同意味着传输线有不同的工作状态。归纳起来, 无耗传输线有三种不同的工作状态: ① 行波状态; ② 纯驻波状态; ③ 行驻波状态。下面分别讨论之。

1. 行波状态

行波状态就是无反射的传输状态, 此时反射系数 $\Gamma_1 = 0$, 而负载阻抗等于传输线的特性阻抗, 即 $Z_1 = Z_0$, 也可称此时的负载为匹配负载。处于行波状态的传输线上只存在一个由信源传向负载的单向行波, 此时传输线上任意一点的反射系数 $\Gamma(z) = 0$, 将之代入式(1-2-7)就可得行波状态下传输线上的电压和电流

$$\left. \begin{aligned} U(z) &= U_+(z) = A_1 e^{i\beta z} \\ I(z) &= I_+(z) = \frac{A_1}{Z_0} e^{i\beta z} \end{aligned} \right\} \quad (1-3-1)$$

设 $A_1 = |A_1| e^{j\phi_0}$, 考虑到时间因子 $e^{j\omega t}$, 则传输线上电压、电流瞬时表达式为

$$\left. \begin{aligned} u(z, t) &= |A_1| \cos(\omega t + \beta z + \phi_0) \\ i(z, t) &= \frac{|A_1|}{Z_0} \cos(\omega t + \beta z + \phi_0) \end{aligned} \right\} \quad (1-3-2)$$

此时传输线上任意一点 z 处的输入阻抗为

$$Z_{in}(z) = Z_0$$

综上所述, 对无耗传输线的行波状态有以下结论:

- ① 沿线电压和电流振幅不变, 驻波比 $\rho = 1$;
- ② 电压和电流在任意点上同相;
- ③ 传输线上各点阻抗均等于传输线特性阻抗。

2. 纯驻波状态

纯驻波状态就是全反射状态, 也即终端反射系数 $|\Gamma_1| = 1$ 。在此状态下, 由式(1-2-10), 负载阻抗必须满足

$$\left| \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \right| = |\Gamma_1| = 1 \quad (1-3-3)$$

由于无耗传输线的特性阻抗 Z_0 为实数，因此要满足式(1-3-3)，负载阻抗必须为短路 ($Z_L=0$)、开路 ($Z_L \rightarrow \infty$) 或纯电抗 ($Z_L=jX_L$) 三种情况之一。在上述三种情况下，传输线上入射波在终端将全部被反射，沿线入射波和反射波叠加都形成纯驻波分布，唯一的差异在于驻波的分布位置不同。下面以终端短路为例分析纯驻波状态。

终端负载短路时，即负载阻抗 $Z_L=0$ ，终端反射系数 $\Gamma_1=-1$ ，而驻波系数 $\rho \rightarrow \infty$ ，此时，传输线上任意点 z 处的反射系数为 $\Gamma(z)=-e^{j2\beta z}$ ，将之代入式(1-2-7)并经整理得

$$\left. \begin{aligned} U(z) &= j2A_1 \sin\beta z \\ I(z) &= \frac{2A_1}{Z_0} \cos\beta z \end{aligned} \right\} \quad (1-3-4)$$

设 $A_1 = |A_1|e^{j\phi_0}$ ，考虑到时间因子 $e^{j\omega t}$ ，则传输线上电压、电流瞬时表达式为

$$\left. \begin{aligned} u(z, t) &= 2|A_1| \cos\left(\omega t + \phi_0 + \frac{\pi}{2}\right) \sin\beta z \\ i(z, t) &= \frac{2|A_1|}{Z_0} \cos(\omega t + \phi_0) \cos\beta z \end{aligned} \right\} \quad (1-3-5)$$

此时传输线上任意一点 z 处的输入阻抗为

$$Z_{in}(z) = jZ_0 \tan\beta z \quad (1-3-6)$$

图 1-3 给出了终端短路时沿线电压、电流瞬时变化的幅度分布以及阻抗变化的情形。对无耗传输线终端短路情形有以下结论：

① 沿线各点电压和电流振幅按余弦变化，电压和电流相位差 90° ，功率为无功功率，即无能量传输；

② 在 $z=n\lambda/2$ ($n=0, 1, 2, \dots$) 处电压为零，电流的振幅值最大且等于 $2|A_1|/Z_0$ ，称这些位置为电压波节点，在 $z=(2n+1)\lambda/4$ ($n=0, 1, 2, \dots$) 处电压的振幅值最大且等于 $2|A_1|$ ，而电流为零，称这些位置为电压波腹点；

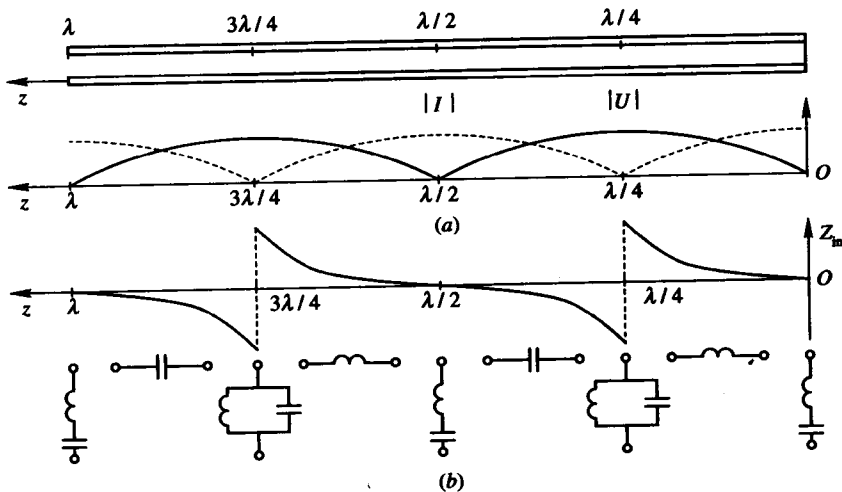


图 1-3 终端短路线中的纯驻波状态