

# 微波技术基础

上册

西北电讯工程学院

廖承恩 陈达章 编

国防工业出版社

## 内 容 简 介

本书系高等学校工科电子类微波专业和天线专业的专业基础课统编教材之一，主要讲述微波技术的基本理论和基本分析方法。

全书分上下两册。上册讲述各种微波传输线和各种微波谐振器的特性及其设计。下册讲述各种微波元件（包括微波铁氧体元件）、微波慢波系统及微波电子管的工作原理及其应用。讲授时数约为120学时，其中上册80学时，下册40学时。

本书除用作有关微波技术专业的教材外，也可供有关方面工作的工人、技术人员、大专院校师生及科研人员参考。

## 微波技术基础

(上册)

西北电讯工程学院

廖承恩 陈达章 编

\*

国防工业出版社 出版

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

国防工业出版社印刷厂印装

\*

787×1092<sup>1</sup>/<sub>16</sub> 印张20<sup>3</sup>/<sub>4</sub> 470千字

1979年12月第一版 1979年12月第一次印刷 印数：00,001—10,400册

统一书号：15034·1942 定价：2.15元

## 前 言

《微波技术基础》是微波技术有关专业的一门专业基础课。它是高等学校工科电子类专业的统编教材之一。全书共分上、下两册，分别由西北电讯工程学院和成都电讯工程学院编写，可作为试用教材。

本课程是在学习《电磁场理论基础》后开设的。它主要是讲述微波技术的基本理论、基本技术和基本分析方法，为学习微波、天线专业课打下良好的基础。本课程讲授时数约为120学时，其中上册80学时，下册40学时。

上册除绪论外共分五章。第一章传输线基本理论，主要分析了TEM波传输线的高频传输特性和无耗传输线的各种工作状态及其特点，讨论了利用阻抗圆图进行阻抗计算和阻抗匹配的方法。第二章规则波导的传输特性，主要分析了任意截面形状的规则波导的一般传输特性，研究了矩形波导、圆形波导及同轴线中波型的电磁场结构、主要传输特性及其尺寸选择。第三章讲述微带传输线的传输特性，主要分析了带状线和微带的特性及其设计方法。第四章介绍其它形式微波传输线（包括脊形波导、椭圆软波导、介质填充波导与陶瓷波导、介质波导与介质镜象线、开槽微带线、共面波导、光波导等）的基本特性及其应用。第五章讲述微波谐振器的基本理论，主要分析各种微波谐振器的固有特性（不涉及与外电路的耦合）及其设计原理。

上册书稿由成都电讯工程学院薛良金等同志负责审查，并分别经西北电讯工程学院赵玉书、赵希明、陈济中三同志审阅过。在此我们谨向上述诸同志致谢。

因为本书的编写时间相当紧迫，并限于编者的学识水平，书中不妥或错误之处，在所难免。诚恳希望读者批评、指正。

编者 1979.5.

# 目 录

绪 论	1	3.5 耦合带状线	193
第一章 传输线基本理论		3.6 耦合微带	209
1.1 传输线的基本概念	6	习 题	214
1.2 传输线方程及其解	10	第四章 其它形式微波传输线	
1.3 用场的概念分析传输线	21	4.1 脊形波导	216
1.4 传输线的阻抗概念与反射系数	24	4.2 椭圆软波导	228
1.5 无耗传输线工作状态的 分析	27	4.3 介质填充波导与陶瓷波导	231
1.6 有耗传输线、传输功率与效率	42	4.4 介质波导和介质镜象线	233
1.7 史密斯圆图	46	4.5 开槽微带线	236
1.8 传输线的阻抗匹配	62	4.6 共面波导	245
附 TEM 波传输线常用公式	79	4.7 光波导	246
习 题	80	习 题	253
第二章 规则波导		第五章 微波谐振器	
2.1 波导传输能量的概念	86	5.1 概述	254
2.2 波沿规则波导传输的一般特性	91	5.2 微波谐振器的基本特性	255
2.3 矩形波导中电磁波的传输特性	97	5.3 矩形空腔谐振器	261
2.4 圆形波导中的三个主要波型 及其应用	113	5.4 圆柱形空腔谐振器	270
2.5 同轴线及其高次模	123	5.5 同轴线空腔谐振器	282
2.6 波导的激励和耦合	132	5.6 微带线谐振器	288
2.7 波导的功率容量与击穿	135	5.7 介质谐振器	292
2.8 波导的损耗和衰减、过模波导	137	5.8 似稳型空腔谐振器	295
2.9 波导截面尺寸的选择	142	5.9 空腔谐振器的有载品质因数 $Q_L$ 和 外界品质因数 $Q_0$	298
2.10 过极限波导	145	5.10 空腔谐振器的等效电路	299
习 题	147	5.11 空腔谐振器的一般理论	302
第三章 微带传输线		习 题	309
3.1 概述	150	附录一 分贝换算表	311
3.2 微带线的材料选择及制造工艺	151	附录二 同轴线参数表	313
3.3 带状线的主要特性	154	附录三 国产矩形和扁矩形波导管数 据表	315
3.4 微带的主要特性	166		

# 绪 论

## 一、微波波段的划分及其特点

无线电频率通常按频率高低（即波长的长短）来划分波段。波段的划分标准不完全统一，我们采用如图1所示的划分方法。微波通常是指波长从1米到1毫米范围内的电磁波，其低频端接近于超短波，高频端接近于红外线。根据波长与频率的关系  $f \cdot \lambda = c$  可知，微波所对应的频率处于300兆赫至300千兆赫范围内<sup>●</sup>。所以微波也可以说是一种频率极高的电磁波。因而也叫做超高频，《微波技术》也叫做《超高频技术》。

在使用中，为了方便，将微波波段分为分米波、厘米波和毫米波，或作更细的划分。

在微波波段范围内，也使用着一些更为狭窄的具体波段名称，例如10厘米波段、5厘米波段、3厘米波段等等。这些是泛指微波波段的相应狭窄波段而言的。在工程应用中，习惯上还用上拉丁字母来代表某特定波段，例如S波段代表10厘米波段，X波段代表3厘米波段等。

微波所以引起人们的特别重视，并单独加以研究，主要是因为它与其它波段相比有以下不同的独特性质。

1. 微波的波长极短，比地球上一般物体（如飞机、舰船、火箭、导弹、建筑物等）的几何尺寸小得多或在同一数量级。因此，当微波照射到这些物体上时，将产生显著的反射。其传播特性与几何光学相似，即具有所谓“似光性”，直线传播的特点。因此能制成体积小方向性极高的天线系统，接收到由地面或宇宙空间各种物体反射回来的微弱信号，从而确定物体的方向和距离。

2. 微波的频率极高，即振荡周期极短（ $10^{-9} \sim 10^{-12}$ 秒），与电真空器件中电子渡越时间的数量级相同。因此普通静电控制的电子管中的电子渡越时间和极间电容、引线电感的影响就不能忽略，不能用作微波振荡器、放大器和检波器等等。反之利用电子渡越特性，却可制成微波电子器件，如速调管、磁控管、行波管和返波管等，它们在原理和构造上都与普通真空管有很大差别。

3. 微波可以毫无阻碍地穿过电离层。对于人类来说，它是无线电波谱中的一个“宇宙窗户”，通讯质量远高于短波，为宇宙通信、导航、定位以及射电天文学的研究和发展提供了广阔的前途。

● 频率的单位有“周/秒”(c/s)和“赫芝”(Hz)两种。根据1968年国际电报电话咨询委员会第四届全会所作的规定，频率单位统一用“赫”(Hz)而不用“周/秒”(c/s)。

由于微波的频率极高，为了简化数字，常采用千赫(kHz)、兆赫(MHz)和千兆赫(GHz)等单位：

1千赫 =  $10^3$ 赫，以kHz表示；

1兆赫 =  $10^6$ 赫，以MHz表示；

1千兆赫 =  $10^9$ 赫，以GHz表示。

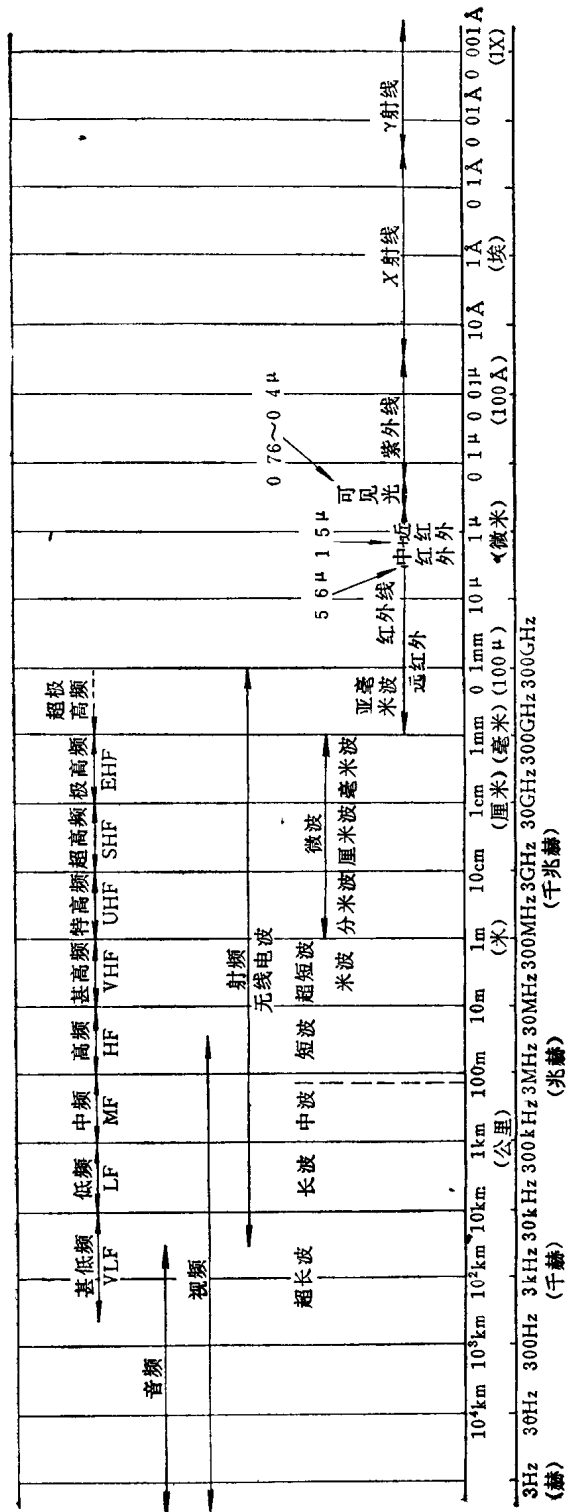


图1 电磁波频谱表

4. 微波传输线、微波元件以及微波测试设备的线度与其使用的波长具有相同的数量级，因此一般低频集总参数的电阻、电容、电感等，由于辐射效应和趋肤效应而不适用了，必须采用原理上完全不同的分布参数元件，如波导管、波导元件、谐振腔等。

5. 研究的方法与低频不同。在低频电路中是采用路的概念和方法，而在微波电路中则需要采用场的概念和方法。这是因为在低频电路中，电路的尺寸比波长小得多，可以认为稳定状态的电压和电流的效应在整个电路系统各处是同时建立起来的，而电压、电流有完全确定的意义，能对系统作完全的描述。但在微波波段，波长与电路的尺寸可相比拟，甚至更小，这时就不能忽略电磁场的空间分布，应当作为波动过程来研究，而电压、电流等概念在微波波段已失去确切的含义，只有用电磁场和电磁波的概念和方法才能对系统作完全的描述。微波的测量也以功率、波长和驻波比的测量代替了低频电路中电压、电流的测量。

如上所述，微波不论在处理问题的概念和方法上，还是在实际微波系统的原理和结构上，都与低频情况完全不同。因此，有必要把微波技术作为一门专业技术来研究。

## 二、微波技术的发展与应用

微波技术的发展是与微波器件的发展和应用分不开的。大致可分为三个阶段。

1940年以前为第一阶段。此为实验室早期研究阶段，主要研究微波产生的方法。

1940年至1945年为第二阶段。这个阶段是微波技术迅速发展并应用于实际的阶段。这个阶段正是第二次世界大战期间，由于军事应用的迫切需要，微波技术得到了巨大的发展。在这个阶段内，大多数微波电子器件都产生了，并采用了波导和空腔，但因各国都忙于实际应用，对理论的研究注意得少了，使得理论落后于实际应用。

1945年到现在为第三阶段。在这一阶段中不仅开辟了新波段，而且扩展了应用范围，并逐步形成了一系列新的科学领域，如微波波谱学、射电天文学、射电气象学等。同时，在前一阶段实践的基础上，比较完整而系统地建立了一整套微波电子学，为微波技术的进一步发展和提高打下了理论基础。

1965年以后，随着微波固体器件和微波集成电路的发展和应用，为微波技术的发展，为微波机器的固体化、小型化开辟了一个新的时代。

目前，微波技术正在向毫米波和亚毫米波波段迅速发展，并已获得了实际应用。微波设备现正向着更高频段、宽频带、高功率、高可靠性、小型化等方向发展。

微波技术的发展是和它的应用密切联系着的。其应用范围极为广泛，下面就几个重要方面加以说明。

在国防方面，雷达、电子对抗、通讯、导航、导弹控制、热核反应控制等都直接需要应用微波技术。微波最早是用于雷达。雷达是第二次世界大战期间发展起来的一门新技术，是微波技术应用的典型例子，甚至在今天，各种类型的雷达仍然代表着微波技术的主要应用。而雷达的产生、发展的实际需要又推动了微波技术的迅速发展。现代雷达大多数是微波雷达。利用微波传播的高方向性，雷达能够准确地测定目标的方向、距离和速度，用以发现敌机、敌舰的活动；对导弹进行跟踪；侦察洲际导弹和宇宙火箭；测定炮位；导航飞机、船只；跟踪人造卫星，控制宇宙飞船飞行；测定风速、风向，测定雨和雪的分布、云

层的高度及厚度，对天气进行预报。

利用微波技术制成的电子对抗设备可用来进行无源电子侦察和有源电子对抗。

微波通讯也是微波技术的重要应用。微波多路接力通讯便是利用微波中继站把微波讯号连续接收、发送而实现效率高、容量大的远距离通讯。为了进一步提高容量，增强信息量，并为了保密动机的要求，近年来发展了毫米波和亚毫米波通讯。最近，利用微波的卫星通讯得到了广泛应用，它不仅传输距离远、容量大，并能实现多点通讯，而且质量稳定可靠，具有全天候、抗干扰、保密强、抗摧毁等特点。此外，还有毫米波波导远距离通讯，它具有通讯容量大、频带宽等优点，且不受气候和吸收的影响，通信质量高。

在工农业生产方面广泛应用微波技术进行加热和测量。用微波测量温度、湿度、厚度、速度、长度等，既迅速而又准确，并且特别适宜于生产线上连续测量和进行生产的自动控制。用微波进行测量的一个典型例子是微波湿度仪，它是利用微波通过物质被衰减的原理制成的。用微波湿度仪可以测量各种农作物的水分，检查粮食仓库的湿度，测量土壤、木片等的水分。微波加热的优点是从物质内部加热，加热速度快、均匀、质量好，而且能进行自动控制。微波加热现已应用于造纸、印刷、木材加工、橡胶、卷烟等工业中。微波加热应用在农业上可灭虫、育种、干燥谷物、育蚕等。在医疗卫生事业中，微波不仅可以用于诊断各种疾病，而且可以用于治疗，如微波理疗、微波照射和用微波加热血液等。

在科学研究方面应用微波技术的范围就更广，占有重要的地位，发挥着独特的作用。例如利用具有定向天线的灵敏的微波接收机可用来探测和研究由太阳和其它星球放射的波长在几毫米至几十米的电磁辐射，观察天空情况，研究大气层；利用毫米波雷达对高空气象进行观测；利用机载微波折射率仪和微波辐射计对大气参数进行测量；利用微波直线加速器对原子能的研究；利用微波频谱仪对分子结构进行研究等等。

1970年4月24日我国第一颗人造地球卫星的上天，标志着我国科学技术发展到一个新水平，也标志着我国微波技术发展到一个新水平。目前微波技术在我国得到了广泛的应用，不仅在雷达、通信、导航等军事应用方面取得了很大成绩，而且在民用方面也有很大发展，已成功地应用在工业、农业及医疗卫生等各系统中。今后还将进一步扩大微波技术在我国的应用范围。

事物都是一分为二的。一方面，大功率的微波能量可以作为一种能源，适当剂量的微波能量可以用以治疗某些疾病；但另一方面，大功率的微波辐射对人体有明显的伤害和破坏作用，甚至引起死亡。微波是频率为300兆赫至300千兆赫的电磁辐射，其量子能量处于 $4 \times 10^{-4}$ 至 $1.2 \times 10^{-6}$ 电子伏特范围。这种辐射的量子能量对人体将产生一定的伤害作用。当频率低于150兆赫时，电磁辐射的能量几乎全部穿透人体，危害性很小；频率在150兆赫至1.2千兆赫范围内的电磁辐射容易被生物体中央部分吸收，对内脏器官的危害性较大；频率在1至3.3千兆赫范围内的微波辐射，生物体表面及皮下深部组织都容易吸收，并转化为热；频率约为3千兆赫的微波辐射，最容易使视网膜受到伤害；频率高于3千兆赫以上的微波辐射，生物体表面几乎全部吸收，对皮肤和眼的伤害很大。微波对人体的伤害作用主要是热效应。在高强度微波连续照射全身时，可以使人体温度升高，产生高温的生理反应。人体最容易受伤害的器官是眼睛（引起白内障）和睾丸。主要的防护措施是：对微波辐射器件（微波管或发射机）的屏蔽和对工作场所的屏蔽，工作人员可以穿防护衣，戴



防护眼镜。在夏季，微波工作场所应适当降温。另外，应对微波源的功率泄漏规定安全指标。目前各国规定的安全标准不同。理论和实验结果表明，在人体受微波照射时容许的强度约为 100 毫瓦/平方厘米。一般规定比此值小 10 倍的强度（10 毫瓦/平方厘米）作为安全标准值。但剂量的大小还与照射时间长短有关，若照射时间小于 0.1 小时，可容许比 10 毫瓦/平方厘米大些；若照射时间大于 0.1 小时，则容许的强度应小于 10 毫瓦/平方厘米。最近，第四机械工业部制定了微波辐射暂行卫生标准，规定工作人员操作位的微波辐射容许强度，一日八小时连续辐射时不应超过 38 微瓦/平方厘米；短时间间断辐射及一天超过八小时辐射时，一日总剂量不超过 300 微瓦时/平方厘米；一般不容许在超过 5 毫瓦/平方厘米辐射环境下工作。

# 第一章 传输线基本理论

## 1.1 传输线的基本概念

### 一、传输线的种类及其应用

微波传输线是用以传输微波能量和信息的各种形式传输系统的总称。它是用来将电磁能量从一处传输到另一处（例如在雷达中由发射机传输到天线，或由天线传输到接收机输入端）的装置。传输线的种类繁多，按其上传播的导行电磁波的特征可分成三种类型（见图 1.1-1）：（1）TEM 波传输线，如双导线、同轴线、带状线、微带等；（2）波导传输线，如矩形波导、圆形波导、脊形波导、椭圆波导等；（3）表面波传输线，如介质波导、镜象线、单根线等。微波波段采用最多的是同轴线、矩形波导、圆形波导和微带。

平行双导线是最简单的 TEM 波传输线，这种波没有纵向（轴向）电磁场分量。但因随着工作频率的升高，其辐射损耗急剧增加，故双导线仅用于米波和分米波的低频段。同

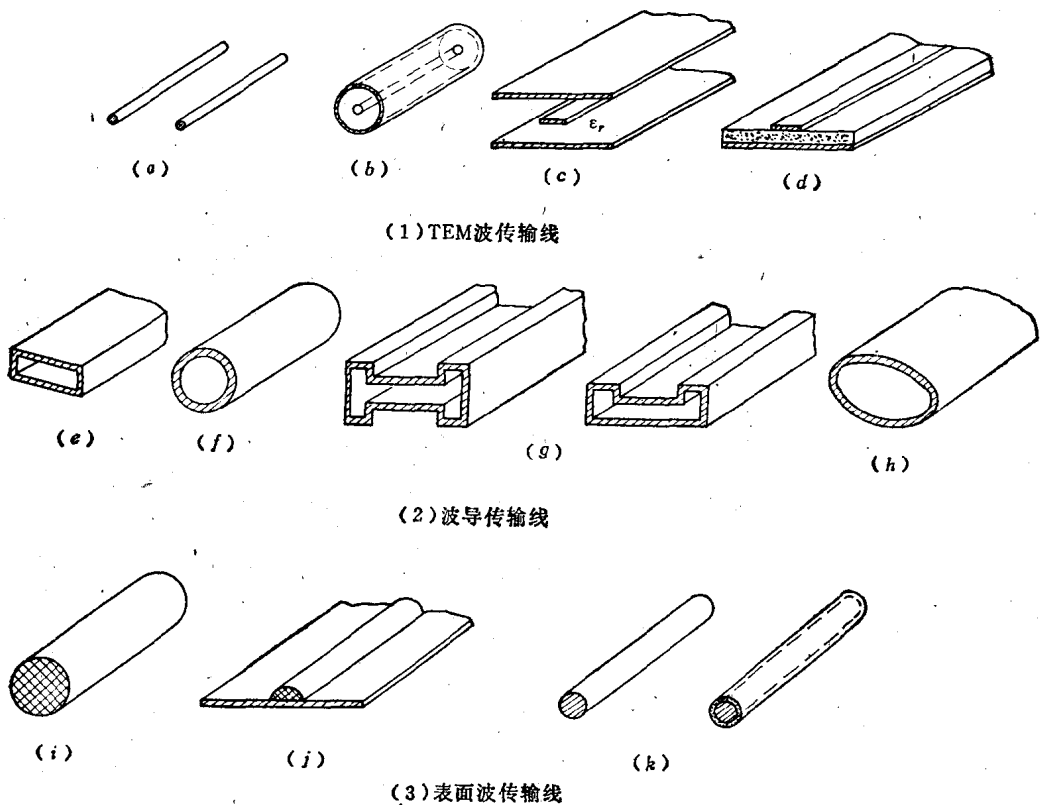


图1.1-1 传输线的种类

(a) 平行双导线；(b) 同轴线；(c) 带状线；(d) 微带；(e) 矩形波导；(f) 圆形波导；  
(g) 脊形波导；(h) 椭圆波导；(i) 介质波导；(j) 镜象线；(k) 单根表面波传输线。

轴线消除了电磁辐射，可用于分米波高频段至 10 厘米波段，其主要优点是工作频带宽，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 千兆赫以下制作中小功率微波元件，如滤波器、定向耦合器等；空气带状线又称板线，其工作原理与同轴线差不多，其功率容量较大，适于作大功率的天线馈线，又因其结构简单，易于机械加工，故常被用来制作结构复杂的微波元器件。微带是微波集成电路的主要组成部分，广泛用于 1 千兆赫以上制作各种集成微波元器件，使微波元件小型化。

波导传输线是由金属管做成的微波传输线，电磁波在管内传播。波导传输线的主要特点是：（1）导行电磁波具有纵向（轴向）场分量；（2）存在着一定的截止波长  $\lambda_c$ （或截止频率  $f_c$ ），只有当工作波长小于此截止波长的电磁波才能在该波导传输线中传输；（3）波导传输线中电磁波的传播速度是频率的函数，即具有色散特性。

波导传输线按其截面形状的不同又分为矩形波导、圆形波导、脊形波导、椭圆波导等多种形式，其中以矩形波导采用最多。目前实用的波导系统（包括微波测量系统）绝大多数是采用矩形波导。圆形波导主要用于双极化设备上，制作圆柱形谐振腔； $H_{01}$  模圆波导可用作远距离波导传输。脊形波导主要用作宽带波导元件。椭圆波导主要用作较长距离的馈线。

表面波传输线具有结构简单、体积小、功率容量大等优点，目前主要用作天线馈线。

总之，微波传输线的主要用途就是以最小的损耗将电磁能量从一处传输至另一处。此外，传输线还用以构成各种各样微波元件和器件，如谐振电路、阻抗变换器、滤波器、定向耦合器等。

对传输线的基本要求是损耗小、传输功率大、工作频带宽、尺寸小。

传输线的分析方法有场的的方法和路的方法两种。场的方法是根本的方法，它是从麦克斯威方程出发，解满足边界条件的场的波动方程，求出传输线中的电场和磁场表达式，进而分析传输线的传输特性。对波导传输线和表面波传输线的分析便是采用这种方法。路的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，求出传输线上的电压电流表达式，进而分析传输线的传输特性。对 TEM 波传输线的分析可采用这种方法。

## 二、分布参数概念

在微波波段工作的各种传输线，其上传输的电磁波的波长极短。如果传输线的几何长度比其上所传输的电磁波的波长  $\lambda$  还长或者可以相比拟，则传输线可称为长线，反之则可称为短线。

传输线的几何长度  $l$  与其上工作波长  $\lambda$  的比值（即  $l/\lambda$ ）称为传输线的电长度。

长线和短线是相对的概念，它们都是相对于工作波长而言的。长线的绝对长度并不一定很长。在微波技术中，波长以米或厘米计。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者与波长差不多，我们仍称它为长线。相反地，输送市电的电力线（频率为 50 赫），即使长度在几千米以上，但与市电的波长（6000 千米）比较起来还是小得多，所以还是不能称为长线而只能看作短线。

长线和短线的区别在哪里呢？我们来比较图 1.1-2(a)、(b) 所示线上的电流（或电压）

分布图。在图 (a) 情况下, 在某一瞬时, 电流波形上的线段  $AB$  与波长相比很小, 线段  $AB$  上各点的电流 (或电压) 的大小和方向可近似认为相同, 因此线段  $AB$  此时应视为短线。这种情况发生在波长较长 (低频) 或者线的长度很短 (即  $l/\lambda$  很小) 的情况下。如果频率升高了, 虽然线段长仍为  $AB$ , 但是在某瞬时其上各点的电流 (或电压) 的大小和方向均不相同了, 如图 (b) 所示, 此时线段  $AB$  应看成长线。

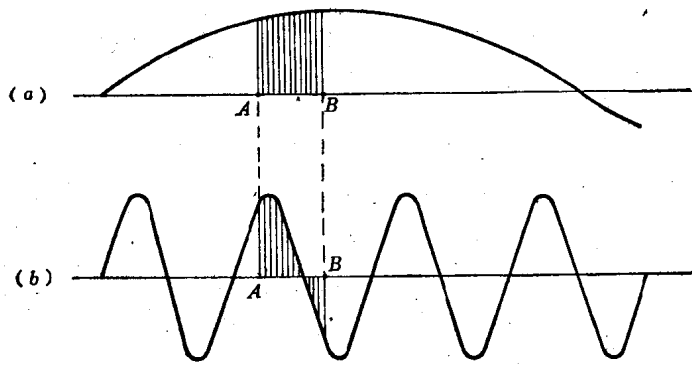


图 1.1-2 电流 (或电压) 沿线分布图  
(a) 短线情况; (b) 长线情况。

由此可知, 长线与短线的区别不在于它们的绝对长度,

而是决定于电长度 ( $l/\lambda$ )。我们以后讨论的微波传输线均属“长线”。传输线上沿线各点的电压、电流 (或电场、磁场) 一般情况下均不相等, 既随时间变化, 又随位置变化。

为什么传输线上各点的电压和电流 (或电场和磁场) 不相同? 这可以从传输线的等效电路得到解释, 即从传输线的分布参数概念得到解释。

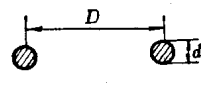
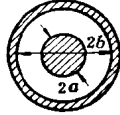
当高频信号通过传输线时将产生如下一些分布参数效应: 由于电流流过导线将使导线发热, 这表明导线本身具有分布电阻; 由于导线间绝缘不完善而存在着漏电流, 这表明导线间处处有漏电导; 由于导线中通过电流时周围将有磁场, 因而导线上存在分布电感的效应; 又由于导线间有电压, 导线间便有电场, 于是导线间存在分布电容的效应。在低频或信号波长远大于传输线的长度时, 传输线上的这些分布参数效应完全可以忽略不计, 而把电路当作集总参数电路看待。但当频率很高, 传输线的长度可与信号波长相比拟时, 这些分布参数的效应就不能忽略不计了。所以, 在高频情况下, 传输线是具有分布参数的电路, 传输线在电路系统中所引起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, 传输线可分为均匀分布参数的传输线和不均匀分布参数的传输线两类, 简称均匀传输线和不均匀传输线。本章讨论的主要是均匀传输线。

由上可知, 传输线是分布参数电路, 线上任一小段  $dz$  都分布有一定数量的电阻  $R_1 dz$  和电感  $L_1 dz$ , 任一小段  $dz$  的线间都分布有一定数量的电容  $C_1 dz$  和电导  $G_1 dz$ , 这里  $R_1$ 、 $L_1$ 、 $C_1$  和  $G_1$  分别表示传输线单位长度的电阻、电感、电容和漏电导, 它们的数值与传输线的尺寸、导线材料及所填充的介质参数有关。双导线和同轴线的分布参数表示式如表 1.1-1 所示。

对于均匀传输线, 由于分布参数是沿线均匀分布的, 所以可以取一线元  $dz$  来讨论。由于线元的长度极短, 所以可将它看成一集总参数电路, 并用一个  $\Gamma$  形网络来等效 (也可用 T 形或  $\Pi$  形网络来等效), 如图 1.1-3 (a) 所示。这样, 传输线就可看成由许许多多线元的四端网络链联而成的电路, 在每个四端网络里均有该线元的电阻、电感、电容及漏电导。图 1.1-3 (b) 为有耗传输线的等效电路。对于无耗传输线 ( $R_1 = 0$ ,  $G_1 = 0$ ), 其等效电路

表1.1-1 双导线和同轴线的分布参数

传输线 参数	双导线 	同轴线 
$L_1$ (亨/米)	$\frac{\mu}{\pi} \ln \frac{D + \sqrt{D^2 - d^2}}{d}$	$\frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{b}{a}$
$C_1$ (法/米)	$\frac{\pi \epsilon_1}{\ln \frac{D + \sqrt{D^2 - d^2}}{d}}$	$\frac{2\pi \epsilon_1}{\ln \frac{b}{a}}$
$R_1$ (欧/米)	$\frac{2}{\pi d} \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma_2}}$	$\sqrt{\frac{f \mu}{4\pi \sigma_2}} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right)$
$G_1$ (姆/米)	$\frac{\pi \sigma_1}{\ln \frac{D + \sqrt{D^2 - d^2}}{d}}$	$\frac{2\pi \sigma_1}{\ln \frac{b}{a}}$

注： $\sigma_1$ 为导体间介质不理想的漏电电导率， $\sigma_2$ 为导体的电导率，单位为姆/米， $\mu$ 为磁导率， $\epsilon_1$ 为介质介电常数。

如图 1.1-3(c) 所示。

由传输线的等效电路就容易解释传输线上电流、电压不相同的现象。如图 1.1-3(b) 所示，由于点  $aa'$  与  $bb'$  之间有串联阻抗存在，所以这两点的阻抗就不相等；同时可以看

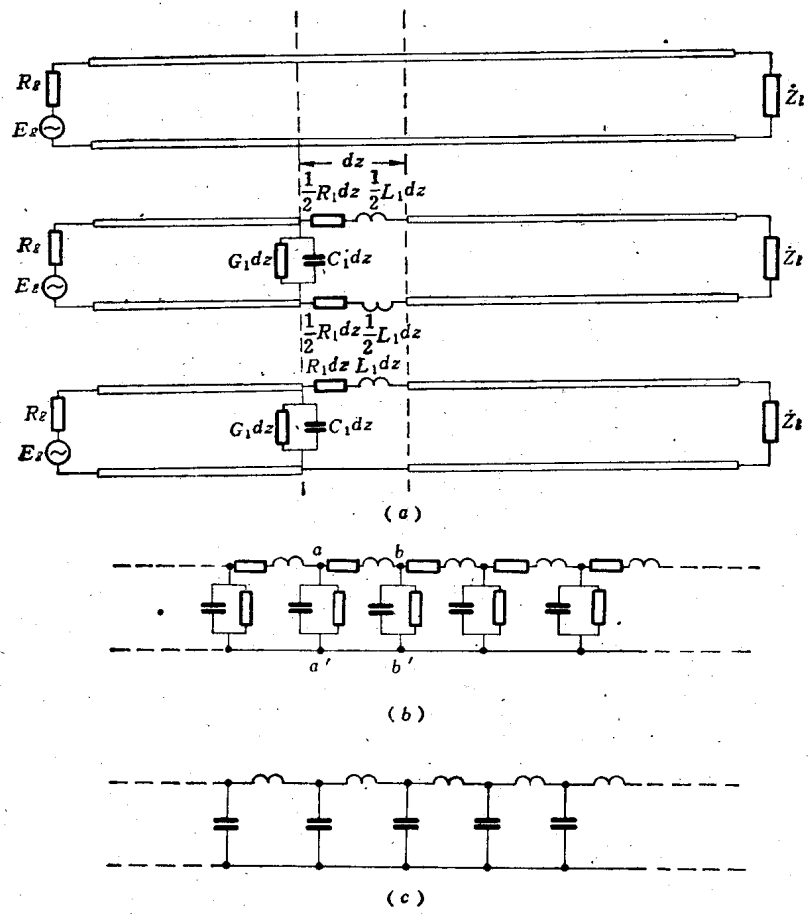


图1.1-3 传输线的等效电路

出, 当传输线接入电源以后, 电源就要通过分布参数电感逐次向分布电容充电而形成向负载传输的电压波和电流波, 即是说, 电压和电流是以波的形式在传输线上传播并将能量从电源传至负载。

## 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、电流以及它们相互之间关系的方程。

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, 并把它看成集总参数电路。

如图 1.2-1 所示, 假设传输线始端接激励源, 终端接负载  $Z_L$ , 传输线上距始端  $z$  处的电压和电流分别为  $u$  和  $i$ , 距始端  $z + dz$  处的电压和电流分别为  $u + du$  和  $i + di$ 。

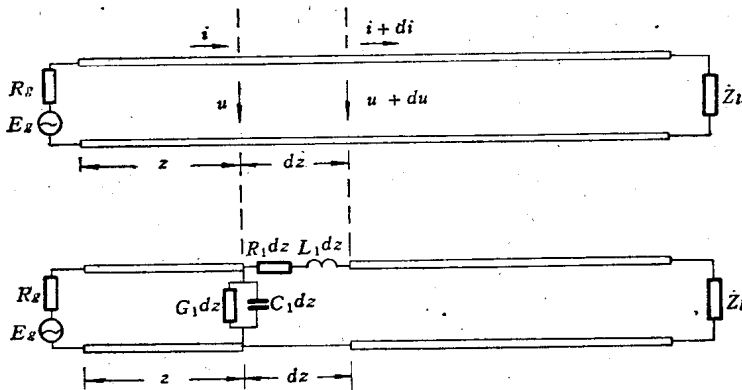


图1.2-1 传输线等效电路

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

$$\left. \begin{aligned} u &= u(z, t) \\ i &= i(z, t) \end{aligned} \right\}$$

于是经线元  $dz$  后电压和电流的变化为

$$\left. \begin{aligned} -du &= -\frac{\partial u}{\partial z} dz \\ -di &= -\frac{\partial i}{\partial z} dz \end{aligned} \right\}$$

由图 1.2-1 看出, 线元  $dz$  上电压的变化 (减小) 是由于串联电阻  $R_1 dz$  和电感  $L_1 dz$  上的电压降所致。即

$$-\frac{\partial u}{\partial z} dz = R_1 dz \cdot i + L_1 dz \cdot \frac{\partial i}{\partial t}$$

或者

$$-\frac{\partial u}{\partial z} = R_1 i + L_1 \frac{\partial i}{\partial t}$$

同样, 线元  $dz$  上电流的变化 (减小) 是由于导线间漏电导  $G_1 dz$  和电容  $C_1 dz$  的分流, 即

$$-\frac{\partial i}{\partial z} dz = G_1 dz \cdot u + C_1 dz \cdot \frac{\partial u}{\partial t}$$

或者

$$-\frac{\partial i}{\partial z} = G_1 u + C_1 \frac{\partial u}{\partial t}$$

因此得到

$$\left. \begin{aligned} -\frac{\partial u}{\partial z} &= R_1 i + L_1 \frac{\partial i}{\partial t} \\ -\frac{\partial i}{\partial z} &= G_1 u + C_1 \frac{\partial u}{\partial t} \end{aligned} \right\} \quad (1.2-1)$$

式(1.2-1)即称为均匀传输线方程(或电报方程)。

由式(1.2-1)可以看出,传输线上的电压和电流既是时间 $t$ 的函数又是空间位置 $z$ 的函数,而且一个量的时间变化形成另一个量的空间变化,这就是波动概念。所以式(1.2-1)亦为传输线的波动方程。

通常电压和电流随时间作简谐变化,此时电压和电流可表示成

$$\left. \begin{aligned} u(z, t) &= \operatorname{Re}[\dot{U}(z)e^{j\omega t}] \\ i(z, t) &= \operatorname{Re}[\dot{i}(z)e^{j\omega t}] \end{aligned} \right\} \quad (1.2-2)$$

式中 $\dot{U}(z)$ 和 $\dot{i}(z)$ 分别为距始端 $z$ 处的复数电压和复数电流,它们只是位置 $z$ 的函数。

将式(1.2-2)代入式(1.2-1)并消去共同因子 $e^{j\omega t}$ 得到

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d\dot{U}}{dz} &= -\dot{Z}_1 \dot{i} \end{aligned} \right. \quad (1.2-3a)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d\dot{i}}{dz} &= -\dot{Y}_1 \dot{U} \end{aligned} \right. \quad (1.2-3b)$$

式中

$$\dot{Z}_1 = R_1 + j\omega L_1 \quad \text{传输线单位长度的串联阻抗} \quad (1.2-4)$$

$$\dot{Y}_1 = G_1 + j\omega C_1 \quad \text{传输线单位长度的并联导纳} \quad (1.2-5)$$

式(1.2-3)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。式(1.2-3)亦称为传输线方程或电报方程。

## 二、传输线方程的解

将式(1.2-3)对 $z$ 再微分一次,得到

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 \dot{U}}{dz^2} - \dot{Z}_1 \dot{Y}_1 \dot{U} &= 0 \\ \frac{d^2 \dot{i}}{dz^2} - \dot{Z}_1 \dot{Y}_1 \dot{i} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (1.2-6)$$

令

$$\dot{\gamma}^2 = (R_1 + j\omega L_1)(G_1 + j\omega C_1) \quad (1.2-7)$$

则式(1.2-6)变成

$$\begin{cases} \frac{d^2 \dot{U}}{dz^2} - \dot{\gamma}^2 \dot{U} = 0 & (1.2-8a) \\ \frac{d^2 \dot{I}}{dz^2} - \dot{\gamma}^2 \dot{I} = 0 & (1.2-8b) \end{cases}$$

式(1.2-8)称为均匀传输线的波动方程。

式(1.2-8a)的解为

$$\dot{U}(z) = A_1 e^{-\dot{\gamma}z} + A_2 e^{\dot{\gamma}z} \quad (1.2-9)$$

将式(1.2-9)代入式(1.2-3a)得到

$$\dot{I}(z) = -\frac{1}{(R_1 + j\omega L_1)} \frac{d\dot{U}}{dz} = \frac{1}{\dot{Z}_0} (A_1 e^{-\dot{\gamma}z} - A_2 e^{\dot{\gamma}z}) \quad (1.2-10)$$

式中

$$\dot{Z}_0 = \sqrt{\frac{R_1 + j\omega L_1}{G_1 + j\omega C_1}} \quad (1.2-11)$$

$$\dot{\gamma} = \sqrt{(R_1 + j\omega L_1)(G_1 + j\omega C_1)} \quad (1.2-12)$$

$\dot{Z}_0$  具有阻抗的量纲, 称为传输线的特性阻抗。 $\dot{\gamma}$  称为传输线上波的传输常数(或传播常数)。一般情况下为复数。其实部  $\alpha$  称为衰减常数, 虚部  $\beta$  称为相移常数(或相位常数)。

式(1.2-9)、(1.2-10)、(1.2-12)便是传输线分布参数电路的基本公式。

式(1.2-9)和式(1.2-10)中  $A_1$  和  $A_2$  为积分常数, 须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 1.2-2): (1) 已知终端的电压  $\dot{U}_2$  和电流  $\dot{i}_2$ ; (2) 已知始端的电压  $\dot{U}_1$  和电流  $\dot{i}_1$ ; (3) 已知电源电动势  $E_s$ 、内阻  $R_s$  及负载阻抗  $\dot{Z}_l$ 。下面分别加以讨论。

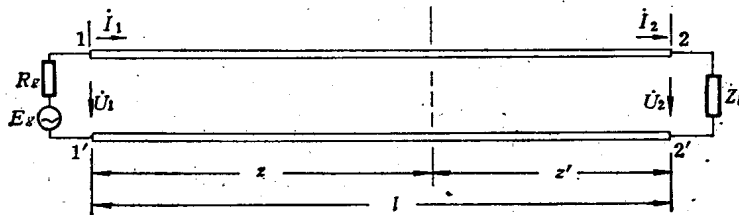


图 1.2-2 由边界条件确定积分常数

1. 已知终端的电压  $\dot{U}_2$  和电流  $\dot{i}_2$  时的解

这是最常用的情况。此时  $\dot{U}(l) = \dot{U}_2$ ,  $\dot{i}(l) = \dot{i}_2$ , 代入式(1.2-9)和(1.2-10)可得

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_2 &= A_1 e^{-\dot{\gamma}l} + A_2 e^{\dot{\gamma}l} \\ \dot{i}_2 &= \frac{1}{\dot{Z}_0} (A_1 e^{-\dot{\gamma}l} - A_2 e^{\dot{\gamma}l}) \end{aligned} \right\}$$

解得



$$\left. \begin{aligned} A_1 &= \frac{\dot{U}_2 + i_2 \dot{Z}_0}{2} e^{\dot{\gamma} l} \\ A_2 &= \frac{\dot{U}_2 - i_2 \dot{Z}_0}{2} e^{-\dot{\gamma} l} \end{aligned} \right\} \quad (1.2-13)$$

将式 (1.2-13) 代入式 (1.2-9) 和式 (1.2-10) 得到

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}(z) &= \frac{\dot{U}_2 + i_2 \dot{Z}_0}{2} e^{\dot{\gamma}(l-z)} + \frac{\dot{U}_2 - i_2 \dot{Z}_0}{2} e^{-\dot{\gamma}(l-z)} \\ i(z) &= \frac{\dot{U}_2 + i_2 \dot{Z}_0}{2 \dot{Z}_0} e^{\dot{\gamma}(l-z)} - \frac{\dot{U}_2 - i_2 \dot{Z}_0}{2 \dot{Z}_0} e^{-\dot{\gamma}(l-z)} \end{aligned} \right\} \quad (1.2-14)$$

如图 1.2-2 所示, 选取坐标  $z' = l - z$ ,  $z'$  是由终端计算起的坐标, 则式 (1.2-14) 可改写成

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}(z') &= \frac{\dot{U}_2 + i_2 \dot{Z}_0}{2} e^{\dot{\gamma} z'} + \frac{\dot{U}_2 - i_2 \dot{Z}_0}{2} e^{-\dot{\gamma} z'} \\ i(z') &= \frac{\dot{U}_2 + i_2 \dot{Z}_0}{2 \dot{Z}_0} e^{\dot{\gamma} z'} - \frac{\dot{U}_2 - i_2 \dot{Z}_0}{2 \dot{Z}_0} e^{-\dot{\gamma} z'} \end{aligned} \right\} \quad (1.2-15)$$

式 (1.2-15) 便是已知终端的电压  $\dot{U}_2$  和电流  $i_2$  计算距传输线终端  $z'$  处复数电压和复数电流 (简称复电压和复电流) 的一般公式。

式 (1.2-15) 可变换成双曲线函数形式:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}(z') &= \dot{U}_2 \operatorname{ch} \dot{\gamma} z' + i_2 \dot{Z}_0 \operatorname{sh} \dot{\gamma} z' \\ i(z') &= \frac{\dot{U}_2}{\dot{Z}_0} \operatorname{sh} \dot{\gamma} z' + i_2 \operatorname{ch} \dot{\gamma} z' \end{aligned} \right\} \quad (1.2-16)$$

用矩阵表示为

$$\begin{bmatrix} \dot{U}(z') \\ i(z') \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \operatorname{ch} \dot{\gamma} z' & \dot{Z}_0 \operatorname{sh} \dot{\gamma} z' \\ \frac{1}{\dot{Z}_0} \operatorname{sh} \dot{\gamma} z' & \operatorname{ch} \dot{\gamma} z' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_2 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (1.2-17)$$

2. 已知始端的电压  $\dot{U}_1$  和电流  $i_1$  时的解

如图 1.2-2 所示, 此时  $\dot{U}(0) = \dot{U}_1$ ,  $i(0) = i_1$ , 代入式 (1.2-9) 和式 (1.2-10) 可得

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= A_1 + A_2 \\ i_1 &= \frac{1}{\dot{Z}_0} (A_1 - A_2) \end{aligned} \right\}$$

解得

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= \frac{\dot{U}_1 + i_1 \dot{Z}_0}{2} \\ A_2 &= \frac{\dot{U}_1 - i_1 \dot{Z}_0}{2} \end{aligned} \right\} \quad (1.2-18)$$

将式 (1.2-18) 代入式 (1.2-9) 和式 (1.2-10) 得到