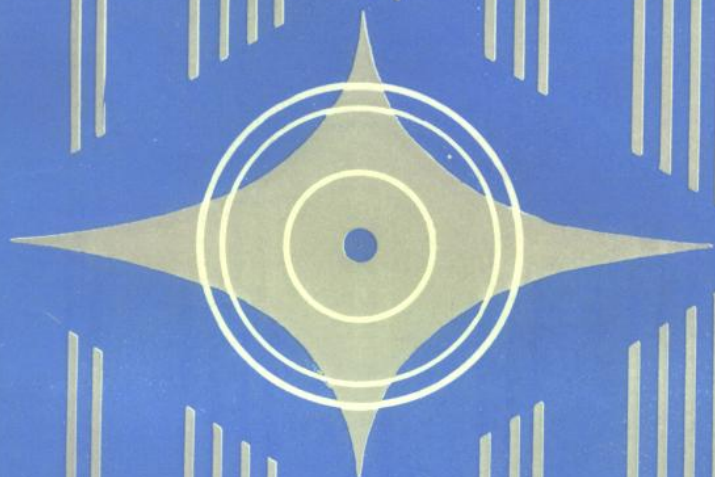


微波技术基础

姚光圻 主编

西南交通大学出版社



TNO1
2

高等学校试用教材

微波技术基础

姚光圻 主编

余守宪 主审



西南交通大学出版社

1993 年

(川)新登字 018 号

内 容 简 介

本书较全面、系统地阐述了微波技术的基础理论、基本技术和基本分析方法。并注重将数学推导与物理概念相结合,避免过多过繁的数学推导,使读者易于掌握。

该书共分八章,包括绪论、传输线基本理论、规则波导理论、金属波导、横电磁波传输线、光波导、微波谐振器、微波网络基础和常用微波元件。每章均附有习题。

本书可作为高等学校无线通信和无线电技术等专业的教材,也适用于电子工程类、通信工程类等本、专科相关专业选用,对于从事微波技术的工程技术人员也具有一定的参考价值。

微波技术基础

姚光圻 主编

余守宪 主审

*
西南交通大学出版社出版发行

(成都 九里堤)

新华书店经销

西南交通大学出版社印刷厂印刷

*
开本: 787×1092 1/16 印张: 11.625

字数: 244 千字 印数: 1—1500

1993 年 11 月第 1 版 1993 年 11 月第 1 次印刷

ISBN 7-81022-616-9/T·114

定价: 9.80 元

前 言

《微波技术基础》是为铁路高等学校无线通信、无线电技术及仪器与仪表等专业编写的技术基础课教材，也适用于非微波专业的电子工程类和通信工程类各有关专业。参考教学时数为70学时。

本教材主要是讲述微波技术的基础理论、基本技术和基本的分析方法，为学习后续的专业课程打下必要的基础。

本教材主要取材于编者在北方交通大学长期讲授微波技术所使用的多版讲义，这次编写中又吸取了近年来兄弟院校出版发行的有关微波技术教材中的一些内容，充实了本教材。

本书共分八章。第一章传输线基本理论，阐述了传输线的基本特性与参数，分析了无耗传输线工作状态，重点讨论了圆图的应用。第二章规则波导理论，采用赫兹矢量方法分析了规则波导中电磁波及纵向传输特性。第三章金属波导，着重讨论了矩形与圆形波导的场结构和主要传输特性，以及波导尺寸的选择。第四章横电磁波传输线，讨论了同轴线中横电磁波特性和尺寸选择，漏泄同轴电缆特性和应用，微带与耦合微带的主要特性。第五章光波导，简述了光波导的基本特性与分析方法及几种主要模式的场结构。第六章微波谐振器，讨论了微波谐振器的基本参数，分析了波导、同轴、介质等谐振器。第七章微波网络基础，着重讨论了微波网络散射矩阵和双端口网络的分析。第八章介绍了常用微波元件的工作原理和结构特点与应用。

本教材由姚光圻主编，并编写了第一、二、三、四、六、七、八章。靳海云编写了第五章及整理了各章习题。

本教材由北方交通大学物理系余守宪教授担任主审，参加评审的还有北京广播学院电视工程系张永辉教授，北京邮电学院无线电工程系陈振国教授和北方交通大学通控系徐坤生副教授。作者对他们提出十分宝贵的意见进行了修改与补充，在此诚挚地感谢他们的帮助。

由于作者水平有限，书中错误与不足之处，敬请读者批评指正。

编 者

1992年12月

目 录

绪 论	1
第一章 传输线基本理论	4
第一节 传输线基本概念	4
第二节 传输线方程	6
第三节 传输线的工作参数	10
第四节 无耗传输线工作状态分析	12
第五节 圆 图	19
第六节 传输线的阻抗匹配	27
习 题	30
第二章 规则波导理论	34
第一节 位函数和赫兹矢量	34
第二节 电波和磁波	39
第三节 广义传输线方程	41
第四节 波导的损耗与衰减	47
习 题	49
第三章 金属波导	51
第一节 矩形波导中电磁波传播的概念	51
第二节 矩形波导中的电波和磁波	52
第三节 矩形波导中的场结构	56
第四节 矩形波导的传输特性	61
第五节 圆波导中的电波和磁波	65
第六节 圆波导的传输特性	69
第七节 圆波导中三个常用波型	72
习 题	75
第四章 横电磁波传输线	77
第一节 同轴线中的主波	77
第二节 同轴线中的高阶波型	80
第三节 同轴线尺寸的选择	82
第四节 漏泄同轴电缆	83

第五节 微带线	85
第六节 微带主要特性	87
第七节 耦合微带	93
习 题	96
第五章 光波导	98
第一节 概 述	98
第二节 光波导的基本特性	98
第三节 波在不同界面上的反射和折射	101
第四节 均匀光纤的波动理论分析	103
习 题	109
第六章 微波谐振器	110
第一节 微波谐振器的基本参数	111
第二节 波导式空腔谐振器	114
第三节 同轴型空腔谐振器	123
第四节 其它空腔谐振器	127
习 题	130
第七章 微波网络基础	132
第一节 单端口网络	133
第二节 多端口网络的电压和电流	135
第三节 微波网络的散射矩阵	137
第四节 双端口网络的分析	140
习 题	146
第八章 常用微波元件	148
第一节 单端口元件	148
第二节 双端口元件	151
第三节 多端口元件	162
第四节 微波铁氧体元件	172
习 题	175
附录一 国产矩形和扁矩形波导管数据表	177
附录二 同轴线参数表	179
参考文献	180

绪 论

所谓微波，顾名思义，指波长很短的电磁波。通常是指波长1米至1毫米波段范围内，即相当于频率从300兆赫（ 3×10^8 赫）至300千兆赫（ 3×10^{11} 赫）频率范围内的电磁波。因此，微波也可以说是频率很高的电磁波。所以，微波也称为超高频。

从无线电波段的频率划分如表1所示，可以看出：微波既是一个很高的频率，同时也是一个很宽的波段。一般微波通常是研究分米波、厘米波和毫米波的问题，但有时也把它扩大到包括米波（10~1米）和亚毫米波（1毫米以下）。在实用中常常还对微波作更细的划分，并且用不同的拉丁字母作为各个分波段的代号，表2即为一种在雷达和一般微波技术中常用的划分方法。

表1 无线电波的波段划分

波 段 名 称	波 长 范 围	频 率 范 围	频 段 名 称
极 长 波	10^5m 以上	3kHz 以下	极低频
超 长 波	$10^5 \sim 10^4\text{m}$	3~30kHz	甚低频 (VLF)
长 波	$10^4 \sim 10^3\text{m}$	30~300kHz	低 频 (LF)
中 波	$10^3 \sim 10^2\text{m}$	300~3000kHz	中 频 (MF)
短 波	$10^2 \sim 10\text{m}$	3~30MHz	高 频 (HF)
超 短 波	10~1m	30~300MHz	甚高频 (VHF)
微波分米波	100~10cm	300~3000MHz	特高频 (VHF)
微波厘米波	10~1cm	3~30GHz	超高频 (SHF)
微波毫米波	10~1mm	30~300GHz	极高频 (EHF)
亚毫米波	1~0.1mm	300~3000GHz	超极高频

微波为什么受到人们这样重视和获得广泛应用，是有其深刻的内在原因，也就是微波波段具有许多与其它波段不同的独特性质，这些主要基本特性如下：

1. 微波的波长和周围物体的尺寸相比要小得多或能够比拟的情况下，它就会表现出在波长远大于周围物体尺寸时所没有的属性。因此，当波长远小于地球上一般的宏观物体（如建筑物、车辆、船舰、导弹、火箭等）的尺寸时，微波的特点和几何光学很相似。利用微波的这种“似光性”，即具有直线传播和在照射物上产生显著反射的特性，就能在微波波段制成方向性很强和体积小的天线系统。也可以接收到由地面或宇宙空间各种物体反射回来的微弱回波，从而确定物体的方位和距离。这一特点使得微波技术在微波通信、雷达和导航中得到了广泛的应用。

当波长和周围物体（如实验室中的无线电设备）的尺寸有相同的数量级时，微波的特点又与声波很相似。因而，微波技术中的一些基本元件都可以在声学中找到相应的东西。例如，微波所用的波导有如声学中的传声筒，号角天线和开槽线有如喇叭、箫和笛，各种形式的空

腔谐振器有如不同的乐器。

表2 微波分波段的划分代号

波段名称	波长 (cm)	频率 (GHz)
P	133.20~76.90	0.225~0.390
L	76.90~19.30	0.390~1.55
S	19.30~7.69	1.55~3.90
C	7.69~4.84	3.90~6.20
X	4.84~2.75	6.20~10.90
K	2.75~0.83	10.90~36.00
Q	0.83~0.65	36.00~46.00
V	0.65~0.54	46.00~56.00

2. 微波不同于普通无线电波，它能穿透高空电离层。因此，对于人类来说，微波波段是电磁波谱中的一个“宇宙窗户”，具有重要意义。它给宇宙通信、定位、导航以及射电天文学的研究提供了广阔的前景。

上述一些特点是从微波的物理属性说的。对于微波在通信上的应用来说，下面两个特点更值得重视。

3. 微波波段具有很宽的频带，现有的全部长波、中波和短波波段，频宽不过 30 兆赫。而米波、分米波和厘米波波段频宽就差不多是它的 1000 倍。频带宽意味着信息容量大，因此微波具有巨大的信息潜力。由于频率是一种有限的宝贵资源，因而微波比起上述那些波段来，可以说是资源丰富。这样宽的频带可以建立大容量的处理语言、文字、数据和图像等信息网。如果实现 H_{01} 型波导传输，由于它工作在毫米波段，则同时可以传输几十万路电话或几百路电视节目。同时在微波波段这样广阔的频带内，可以采用各种新的调制方式，从而大大改善通信的抗干扰性能和改善通信系统的各项质量指标。微波的宽频带特性是它获得广泛应用的一个重要原因。

4. 微波波段在自由空间具有视距传播的特点，考虑到地球曲率半径的影响，在离地面一定的高度之间（中间无障碍）可传输 40~50 公里。因此，可以采用中继的方式，构成一个微波接力通信系统。实现长达几千公里的远距离通信，即视距微波中继通信。

由于微波射束几乎能没有阻碍地穿过围绕地球的电离层。因而，可对对流层散射传播达几百公里，构成散射通信系统。同时利用了微波的这一特性发展了卫星通信与卫星定位技术。

从以上微波特点可以看出，微波的波长与普通无线电波的波长短得多，即频率高得多，这种量变引起了电磁波的质变，从而使得微波具有一系列不同于普通无线电波的特点。同时，微波的波长与可见光相比则要长得多，即频率要低得多，因此它与光波也不相同。总之微波具有它自身的特点。要掌握微波这一波段，就意味着要解决这一波段的一系列有关技术问题，包括电磁波的产生、放大、发射、接收、传输、控制和测量。微波波段的这些技术在某些方面是较低频率的无线电技术的发展。但整个说来，它是建立在新的原理和基础上。例如，在微波传输方面采用了一整套与普通无线电波不同的技术，虽然在若干情形下也还采用从低频技术发展起来的同轴线，但主要的微波传输线和微波元件，不可能采用一般低频双导线和集总参数的电阻、电感和电容等元件。由于它们的线长度与微波波长具有相同的数量级，因而在

低频时可以忽略的一些效应(如时延效应、辐射效应和集肤效应等)在微波时必须加以考虑。所以必须采用原理上完全不同的分布参数的波导管、波导元件及空腔谐振器等等。

因此,微波不论在处理问题所用的概念和方法上,还是在实际的微波系统的原理和结构上,都与低频情况完全不同。这就说明了有必要把微波技术作为一门独立的学科加以研究。研究微波问题的方法是与低频不同的,在低频电路中是采用“路”的概念和方法,而在微波电路中需要采用“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。亦即电磁场在整个电路中是均匀分布的,因此无须使用场和波的概念,且电流、电压有完全确定的意义,能对系统作完整的描述。但在微波波段、波长与电路的尺寸(如波导横截面尺寸)可以相比拟。或甚至更小,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,而电流、电压等概念已失去确切的含义了,只有用电磁场和电磁波的概念和方法才能对系统作完整的描述。因此,在微波理论中广泛地应用着“场”的概念,“场”的理论和分析方法;但这并不意味着“路”的概念,“路”的理论和分析方法不适用了。往往微波技术的问题也并不是任何时候都是用电磁场理论分析最好。有时,在一定的条件下,引入电路的概念进行分析,却能使问题更容易分析,设计更得以简化,这种“化场为路”的方法就是微波网络分析方法,在微波技术中得到广泛应用。从经验中得出,善于将“场”和“路”的概念结合起来应用,常常能够帮助解决许多单纯依靠“场”或“路”的方法所不能解决的复杂的微波问题。

微波技术的应用范围正在不断地扩展,从40年代单纯服务于军事目的,发展到目前已除了广泛应用于国防军事外,已渗透到国民经济和科学技术的各个领域。目前,微波技术已在卫星、雷达、中继通信、导航、制导、射电天文、微波全息、微波遥感、微波电热、生物医疗以及科学研究等方面的许多系统工程中获得卓有成效的应用,并继续开拓着新的应用领域。

微波技术的迅速发展,推动了新型微波传输线和新型元器件的研制,并对其提出更高的要求。目前,微波技术正在向着不断满足新波段的需要,不断展宽工作频带,降低传输线的损耗和从集成化等方面不断努力与创新。

第一章 传输线基本理论

传输线理论是研究微波电路的基础。研究电磁波沿传输线的传播特性可采用两种方法进行分析，一种是利用电路理论，另一种是利用电磁场理论。本章采用电路理论分析方法，即把传输线作为分布参数电路来处理，求得传输线上电压和电流的时空变化规律，以及它们的各种传输特性。

第一节 传输线基本概念

一、传输线及其分类

凡是用来把电磁能从电路的一端送到电路另一端的设备统称为传输线。根据实际需要可以使用各种不同形式的传输线来实现电磁能的输送。传输线也是微波电路中重要的基本元件，用以构成各种微波电路元件。

传输线的种类繁多，为了进行理论分析，可按传输线上导行的电磁波型式，大致可分为三类：(1) 横电磁波 (TEM 波) 传输线，如双导线、同轴线、带状线、微带 (准 TEM 波) 等，它们属于双导线系统；(2) 波导传输线 (TE 和 TM 波)，如矩形、圆形、脊形和椭圆形波导等，它们属于单导线系统；(3) 表面波传输线，如介质波导、介质像象线、单根线等，其传输模一般为混合波型。图 1—1 给出了上述三类传输线的外形结构图。

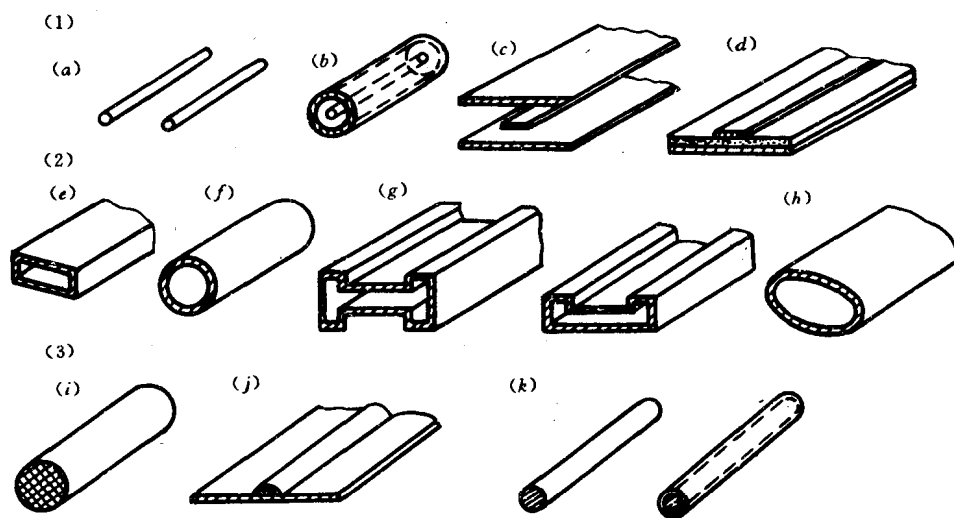


图 1—1 传输线的种类

(1) 横电磁波传输线；(2) 波导传输线；(3) 表面波传输线
(a) 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) 镜像线；(k) 单根线

二、分布参数电路

用电路理论来分析传输线上的电压、电流的分布规律时, 首先应该把传输线看成是一个具有分布参数的电路, 所谓分布参数电路是相对于集总参数电路而言的。在低频电路中, 常忽略元件的分布参数效应, 认为电场、磁场能量的储存和能量的损耗分别集中在电容、电感和电阻三个元件中。这种集总参数组成的电路传输信号所需的时间远小于信号本身变化所需的时间; 因此在分析集总参数电路时, 可以不考虑传输信号所需的时间, 认为电压和电流是不随空间坐标而变, 而仅是随时间变化的函数。当频率升高到微波波段后, 传输信号所需的时间与信号本身变化所需的时间相比拟甚至更长时, 因此电路中的电压和电流不但随时间而变, 而且随空间坐标而变; 这种电路属于分布参数电路, 其电路中的电阻、电容、电感和电导是沿着电路分布, 且相互不能分开。

把一个电路定义为集总参数电路或分布参数电路的依据是, 以电路的纵向尺寸 (即长度) l 和在其中传输信号的最短波长 $\lambda_{\min}$ 之比值 $l/\lambda_{\min}$, 即所谓电长度来判别。如果电路的纵向尺寸远小于信号的最短波长, 这个电路就可以作为集总参数电路来分析, 否则就当作为分布参数电路来分析。例如, 对于输电线即使长达几十公里, 但与其波长 ($\lambda=6000$ 公里) 相比小得多, 可作为集总参数电路来处理。而在微波波段即使传输线长度不到几十厘米甚至几个毫米, 但对其上传输的频率高达数千兆赫时, 则其传输线长度远大于信号波长, 必须用分布参数电路来分析。

三、均匀传输线

根据传输上分布参数的均匀与否, 可将传输线分为均匀和不均匀两种, 下面讨论的主要是均匀传输线。所谓均匀传输线是指: 两根导线材料相同, 长度远大于两线间距离, 并沿长度方向线间距离相等及周围介质均匀的传输线。

在均匀传输线上, R 、 L 、 C 和 G 是沿线均匀分布的, 这里用 R_1 、 L_1 、 C_1 和 G_1 表示传输线的分布参数, 分别代表传输线单位长度的电阻、电感、电容和电导, 用公式表示如下:

$$\begin{aligned} R_1 &= R/l; & L_1 &= L/l \\ C_1 &= C/l; & G_1 &= G/l \end{aligned} \quad (1-1)$$

以 Z_1 、 Y_1 分别代表传输线单位长度的阻抗与导纳, 则

$$\begin{aligned} Z_1 &= R_1 + j\omega L_1 \\ Y_1 &= G_1 + j\omega C_1 \end{aligned} \quad (1-2)$$

对于均匀传输线, 由于参数沿线均匀分布, 故可任取一小线元 dz 来分析; 因 dz 很小可将它看成是一个集总参数电路, 可用一个平衡又对称的四端网络来等效, 如图 1-2 (a) 所示。网络的总电阻应为 Rdz , 总电感应为 Ldz , 总电容应为 Cdz , 总电导应为 Gdz , 单位分别为 Ω 、H、F 和 S。整个传输线就可看成由许多相同线元的四端网络级联而成的电路, 如图 1-2 (b) 所示。

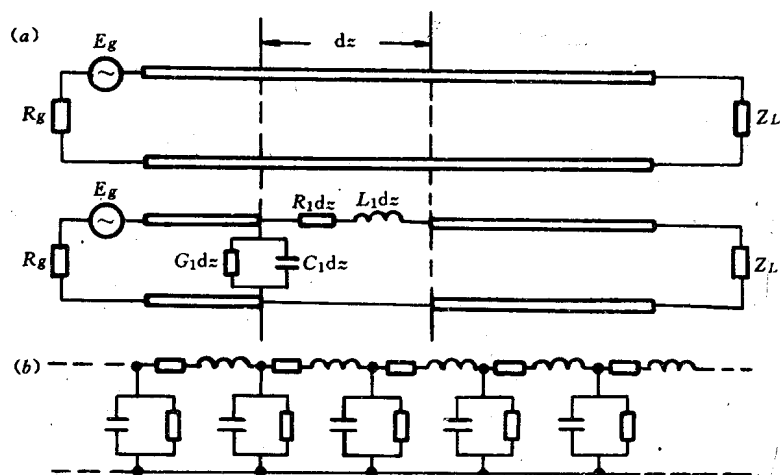


图 1—2 传输线等效电路

(a) 线元 dz 的等效电路；(b) 有耗线的等效电路

第二节 传输线方程

传输线方程是研究传输线上电流和电压的分布规律，以及它们之间相互关系的方程，也称电报方程，是传输线理论的基本方程。

一、传输线方程及其解

为了便于分析，传输线上的任一小段 dz 可用集总参数的等效电路来代替，如图 1—3 所示。输入端电压 U_z 和电流 I_z 通过线段 dz 后输出端为 $U_z + dU_z$ 和 $I_z + dI_z$ 。

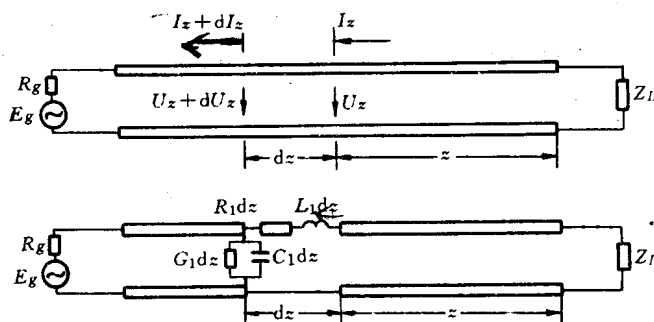


图 1—3 推导传输线方程用图

dz 段的串联阻抗为 $Z_1 dz = (R_1 + j\omega L_1) dz$

dz 段的并联电纳为 $Y_1 dz = (G_1 + j\omega C_1) dz$

dz 右方的电压 U_z 经过串联阻抗而产生压降，电流 I_z 经过并联导纳而分流，用公式表示为

$$dU_z = -I_z Z_1 dz \quad (1-3a)$$

$$dI_z = -U_z Y_1 dz \quad (1-3b)$$

改写为

$$\frac{dU_z}{dz} = I_z Z_1 \quad (1-4a)$$

$$\frac{dI_z}{dz} = U_z Y_1 \quad (1-4b)$$

将 (1-4) 式对 z 微分

$$\frac{d^2 U_z}{dz^2} = Z_1 \frac{dI_z}{dz} \quad (1-5a)$$

$$\frac{d^2 I_z}{dz^2} = Y_1 \frac{dU_z}{dz} \quad (1-5b)$$

再将 (1-4) 式代入, 得

$$\frac{d^2 U_z}{dz^2} - Z_1 Y_1 U_z = 0 \quad (1-6a)$$

$$\frac{d^2 I_z}{dz^2} - Z_1 Y_1 I_z = 0 \quad (1-6b)$$

(1-6) 式即为电报方程, 它既代表电压、电流波传输的规律, 也代表电压、电流波之间相互和关系。

设 $\gamma^2 = Z_1 Y_1$, 则 $\gamma = \sqrt{Z_1 Y_1}$

$$\gamma = \sqrt{Z_1 Y_1} = \sqrt{(R_1 + j\omega L_1)(G_1 + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (1-7)$$

称 γ 为传播常数、 α 为衰减常数、 β 为相移常数, 它们均由传输线参数所决定。这样可以把 (1-6) 式改写为

$$\frac{d^2 U_z}{dz^2} - \gamma^2 U_z = 0 \quad (1-8a)$$

$$\frac{d^2 I_z}{dz^2} - \gamma^2 I_z = 0 \quad (1-8b)$$

(1-8) 式为二阶齐次常微分方程, 其通解为

$$U_z = Ae^{\gamma z} + Be^{-\gamma z} \quad (1-9a)$$

$$I_z = Ce^{\gamma z} + De^{-\gamma z} \quad (1-9b)$$

$Z_0 = \sqrt{Z_1/Y_1}$

式中 A 、 B 、 C 、 D 是待定常数。

令 $Z_0 = Z_1/\gamma = \sqrt{Z_1/Y_1}$, 称 Z_0 为特性阻抗。这样利用 (1-3) 式可将 (1-9) 式改写成

$$U_z = Ae^{\gamma z} + Be^{-\gamma z} \quad (1-10a)$$

$$I_z = \frac{1}{Z_0} (Ae^{\gamma z} - Be^{-\gamma z}) \quad (1-10b)$$

其中常数 A 和 B 需要根据边界条件来确定, 从图 1-3 可知: 在 $Z=0$ 处, $U_z = U_L$, $I_z = I_L$, 把此条件代入 (1-10) 式, 得

$$U_L = A + B$$

$$I_L = \frac{1}{Z_0}(A - B)$$

由此求出

$$A = \frac{1}{2}(U_L + Z_0 I_L) \quad (1-11a)$$

$$B = \frac{1}{2}(U_L - Z_0 I_L) \quad (1-11b)$$

将 (1-11) 式代入 (1-10) 式便可得到已知终端条件时的解为

$$U_z = \frac{1}{2}(U_L + I_L Z_0)e^{\gamma z} + \frac{1}{2}(U_L - I_L Z_0)e^{-\gamma z} \quad (1-12a)$$

$$I_z = \frac{1}{2Z_0}(U_L + I_L Z_0)e^{\gamma z} - \frac{1}{2}(U_L - I_L Z_0)e^{-\gamma z} \quad (1-12b)$$

整理后得

$$U_z = U_L \cosh \gamma z + Z_0 I_L \sinh \gamma z \quad (1-13a)$$

$$I_z = \frac{U_L}{Z_0} \sinh \gamma z + I_L \cosh \gamma z \quad (1-13b)$$

对于无耗传输线: $\alpha = 0$, $\gamma = j\beta$; 则上式可改写成

$$U_z = U_L \cos \beta z + jZ_0 I_L \sin \beta z \quad (1-14a)$$

$$I_z = I_L \cos \beta z + j \frac{U_L}{Z_0} \sin \beta z \quad (1-14b)$$

二、解的分析

下面进一步来分析电报方程解的物理意义。由 (1-10) 式可得出其瞬时值形式

$$u(z, t) = Ae^{\alpha z} \cos(\omega t + \beta z) + Be^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) \quad (1-15a)$$

$$i(z, t) = \frac{A}{Z_0} e^{\alpha z} \cos(\omega t + \beta z) + \frac{B}{Z_0} e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) \quad (1-15b)$$

由上式可以看出电压波和电流波均由两部分组成。等式右边的第一项 $Ae^{\alpha z}$, 其中 αz 代表在 Z 的距离上超前的相位, 它随 Z 的增大而显得更为超前, 所以 $Ae^{\alpha z}$ 表示了沿 Z 轴振荡源向负载方向传播的行波, 称为入射波; 等式右边的第二项 $Be^{-\alpha z}$, 其中 $-\alpha z$ 代表在 Z 的距离上落后的相位, 它随 Z 的增大而显得更加滞后, 因此 $Be^{-\alpha z}$ 表示了沿 Z 轴由负载向振荡源传播的行波, 称为反射波, 如图 1-4 所示。

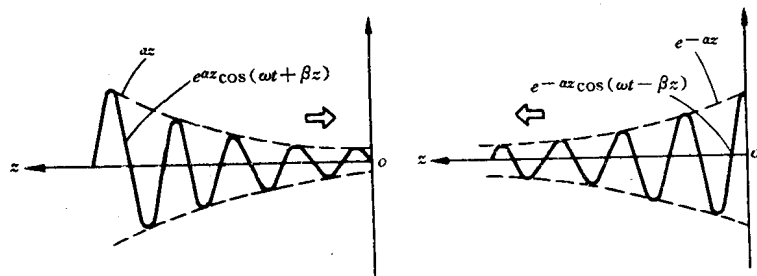


图 1-4 传输线上的入射波与反射波

下面根据传输线方程的解来分析一下传输线上波的传输特性参数。

(一) 特性阻抗 Z_0

传输线特性阻抗一般表示式为

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z_1}{Y_1}} = \sqrt{\frac{R_1 + j\omega L_1}{G_1 + j\omega C_1}} \quad (1-16)$$

是复数值。

对于均匀无耗传输线, $R_1=0$, $G_1=0$, 则

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (1-17)$$

为实数值。

对于微波传输线, 一般有 $R_1 \ll \omega L_1$, $G_1 \ll \omega C_1$, 故 (1-16) 式采用近似方法便可得到

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \left[1 - j \left(\frac{R_1}{2\omega L_1} - \frac{G_1}{2\omega C_1} \right) \right] \approx \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (1-18)$$

可见在无耗或微波传输时, 传输线特性阻抗呈纯阻, 仅取决于传输线分布参数 L_1 和 C_1 , 而与频率以及传输线上的位置无关。

(二) 传播常数 γ

(1-7) 式是传播常数的一般表示式, 当无耗时: $R_1=0$, $G_1=0$, 由 (1-7) 式得到

$$\alpha=0, \quad \beta=\omega \sqrt{L_1 C_1}, \quad \gamma=j\beta, \quad (1-19)$$

对于微波传输线, $R_1 \ll \omega L_1$, $G_1 \ll \omega C_1$, 则

$$\gamma \approx \left[\frac{R_1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} + \frac{G_1}{2} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \right] + j\omega \sqrt{L_1 C_1} \quad (1-20)$$

由此可得衰减常数为

$$\alpha = \frac{R_1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} + \frac{G_1}{2} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \frac{R_1}{2Z_0} + \frac{G_1 Z_0}{2} \quad (1-21)$$

式中第一项表示了导体的损耗, 第二项表示了介质的损耗。

同时得到相移常数为

$$\beta = \omega \sqrt{L_1 C_1} \quad (1-22)$$

(三) 相速度 v_p 与相波长 λ_p

传输上把电压、电流入射波 (或反射波) 等相位面移动的速度定义为相速度 v_p 。上述分析得到: 对无耗传输线和微波传输线相移常数 β 是相同的, 因而两种传输线上波的相速均为

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{\omega}{\omega \sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (1-23)$$

由电磁场理论得出

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1-24)$$

式中 c 为光速, ϵ_r 为相对介电常数。这表明传输线上波的速度与自由空间中波的速度相同, 且与频率无关。

把传输线上电压 (或电流波) 相位相差 2π 的两点间距离定义为相波长 λ_p , 则

$$\lambda_p = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega \sqrt{L_1 C_1}} = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1-25)$$

式中 λ 为信号波长, 同样表明传输线上的相波长等于自由空间电磁波的波长。

第三节 传输线的工作参数

传输线的工作参数是随传输线所端接负载的情况不同而不同的参数, 主要有传输线的输入阻抗、反射系数、驻波系数和驻波相位。

一、输入阻抗

传输线输入阻抗是一个非常重要的参数, 它关系到传输线是否能把能量全部传送的问题。传输线上任一点的输入阻抗为该点电压与电流的比值, 因此输入阻抗相当于从该点向负载看去的阻抗。由电压电流表达式可求出输入阻抗, 即

$$\begin{aligned} Z_{in} &= \frac{U_z}{I_z} = \frac{U_L \cosh \gamma z + Z_0 I_L \sinh \gamma z}{\frac{U_L}{Z_0} \sinh \gamma z + I_L \cosh \gamma z} \\ &= Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh \gamma z}{Z_0 + Z_L \tanh \gamma z} \end{aligned} \quad (1-26)$$

对于经常要用到的无耗传输线输入阻抗计算公式如下:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta z}{Z_0 + jZ_L \tan \beta z} \quad (1-27)$$

输入阻抗的倒数称为输入导纳, 其表达式如下:

$$Y_{in} = \frac{1}{Z_{in}} \quad (1-28)$$

下面讨论一种重要的特殊情况, (1-27) 式中, 当 $\beta z = \pi/2$ 处, 则 $\tan \beta z = \infty$, 将 (1-27) 式分子分母都除以 $\tan \beta z$, 则

$$Z_{in} = Z_0 \frac{\frac{Z_L}{\tan \beta z} + jZ_0}{\frac{Z_0}{\tan \beta z} + jZ_L} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (1-29)$$

这是一个具有实用意义的计算公式, 一段 $\lambda/4$ ($\beta z = \pi/2$) 长的传输线, 可把负载阻抗转换成上式所示关系, 称倒置关系。应用该原理, 可以把 $\lambda/4$ 长的传输线制成阻抗变换器。

二、反射系数

反射现象是微波传输线上的最基本物理现象。为表征反射的大小, 用反射系数来衡量。沿

线各点反射电压与入射电压之比称为电压反射系数；沿线各点反射电流与入射电流之比称为电流反射系数。通常只用电压反射系数，并用 Γ 来表示，根据定义

$$\Gamma = \frac{U^-}{U^+} \quad (1-30)$$

由 (1-12a) 式可得

$$\begin{aligned} U_x &= \frac{1}{2} (U_L + I_L Z_0) e^{j\beta x} + \frac{1}{2} (U_L - I_L Z_0) e^{-j\beta x} \\ &= U^+ e^{j\beta x} + U^- e^{-j\beta x} \end{aligned} \quad (1-31)$$

$$\Gamma = \frac{U_L - I_L Z_0}{U_L + I_L Z_0} e^{-j2\beta x} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-j2\beta x} \quad (1-32)$$

由此可见，反射系数不仅反映了反射波与入射波之间有大小差别，而且反映了反射波与直射波之间有相位差，以及反射系数与负载阻抗和特性阻抗有关。

由 (1-32) 式可求得传输线终端 ($x=0$) 处的反射系数

$$\Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (1-33)$$

传输线上任一点的反射系数可用终端反射系数来表示：

$$\Gamma_L = \Gamma_0 \cdot e^{-j2\beta x} \quad (1-34)$$

三、驻波参量

一般情况，传输线上存在入射波与反射波，它们之间相互干涉形成驻波。习惯上用电压驻波系数来衡量传输线上驻波的大小。传输线上电压最大值与电压最小值之比称为电压驻波系数或电压驻波比，用 S 来表示：

$$S = \frac{|U|_{\max}}{|U|_{\min}} \quad (1-35)$$

式中 $|U|_{\max}$ 和 $|U|_{\min}$ 为最大和最小电压的绝对值。只有在入射波电压和反射波电压同相迭加时得到最大电压值；反相时得最小电压值。所以

$$S = \frac{|U^+| + |U^-|}{|U^+| - |U^-|} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (1-36)$$

由此看出，电压驻波比与反射系数的绝对值相关；知道其中之一，就可求得其另一值。

传输线上电流最大值与电流最小值之比称为电流驻波系数或电流驻波比。不难算出电流驻波系数与电压驻波系数的值完全一样，因此一般仅用电压驻波系数，或简称驻波系数。

有时也用行波系数来表示驻波状态，它是最小电压绝对值与最大电压绝对值之比，用 k 来表示：

$$k = \frac{|U|_{\min}}{|U|_{\max}} = \frac{1}{S} \quad (1-37)$$

由于传输线端接负载的性质不同，所引起的反射波的相位也不同，造成线上驻波电压最大值与最小值位置离负载的距离不同。驻波相位定义为从负载向振荡源方向移动到最近的电压最小值处的距离，用符号 $l_{\min}$ 表示。对于负载处也可选用其它任意参考面。