

微波与卫星接收技术

张春芳 编著

中国广播电视出版社

图书在版编目(CIP)数据

微波与卫星接收技术/张春芳编著. —北京:中国
广播电视出版社, 1998. 11(1998. 1 重印)

ISBN 7-5043-0042-8

I. 微… I. 张… III. ①微波通信-信号接收-
接收技术-专业学校-教材②卫星通信-信号接收-接
收技术-专业学校-教材 N. TN911.25

中国版本图书馆 CIP 数据核字(98)第 00816 号

中国广播电视出版社出版发行

(北京复外真武庙二条 9 号 邮政编码:100866)

河北省地矿局地质六队美术胶印厂印刷

各地新华书店经销

*

787×1092 毫米 16 开 29.375 印张 19 插页 730(千)字

1993 年 11 月第 1 版 1998 年 2 月第 2 次印刷

印数:10001—13000 册 定价:45.00 元

目 录

绪论	(1)
----------	-------

第一篇 微波器件

第一章 微波传输线	(3)
§ 1-1 传输线基本理论	(3)
§ 1-2 矩形波导	(23)
§ 1-3 圆波导	(32)
§ 1-4 同轴线	(36)
§ 1-5 波导的激励与耦合	(39)
§ 1-6 其它微波传输线简介	(41)
第二章 微波谐振器	(47)
§ 2-1 引言	(47)
§ 2-2 谐振器的基本特性	(47)
§ 2-3 同轴谐振器	(49)
§ 2-4 其它形式的谐振器	(51)
§ 2-5 谐振器的激励与耦合	(53)
第三章 阻抗匹配器件	(56)
§ 3-1 引言	(56)
§ 3-2 电抗性匹配元件	(56)
§ 3-3 阻抗变换器	(60)
§ 3-4 微波电阻	(62)
§ 3-5 连接元件	(64)
第四章 定向耦合器	(68)
§ 4-1 定向耦合器的种类与技术指标	(68)
§ 4-2 分支定向耦合器	(69)
§ 4-3 微带混合环	(70)
§ 4-4 平行耦合线定向耦合器	(71)
§ 4-5 波导定向耦合器	(73)
§ 4-6 波导匹配双 T	(75)
§ 4-7 微波功率分配器	(77)
第五章 微波滤波器	(82)
§ 5-1 引言	(82)
§ 5-2 微波带通滤波器	(82)
§ 5-3 微波带阻滤波器	(86)
§ 5-4 微波低通滤波器	(89)

§ 5-5 微波滤波器的主要技术指标	(91)
第六章 微波铁氧体元件	(93)
§ 6-1 微波铁氧体	(93)
§ 6-2 微波隔离器	(95)
§ 6-3 微波环行器	(98)

第二篇 微波电子线路

第七章 微波振荡器	(102)
§ 7-1 引言	(102)
§ 7-2 负阻振荡器	(104)
§ 7-3 晶振倍频方式微波振荡器	(116)
§ 7-4 微波晶体管振荡器	(119)
§ 7-5 锁相振荡器	(124)
第八章 微波混频器	(131)
§ 8-1 引言	(131)
§ 8-2 微波混频器的基本原理	(131)
§ 8-3 微波混频器的基本电路	(137)
§ 8-4 镜像回收混频器	(142)
第九章 微波晶体管放大器	(145)
§ 9-1 引言	(145)
§ 9-2 微波双极晶体管	(147)
§ 9-3 微波场效应晶体管	(150)
§ 9-4 微波晶体管的 S 参数	(152)
§ 9-5 微波晶体管放大器电路	(154)
第十章 微波电真空器件电路*	(160)
§ 10-1 引言	(160)
§ 10-2 速调管放大器和振荡器	(161)
§ 10-3 行波管放大器	(171)
第十一章 参量放大器*	(180)
§ 11-1 引言	(180)
§ 11-2 变容二极管	(180)
§ 11-3 变容管的变频效应及参放的电路模型	(186)
§ 11-4 非简并参量放大器	(188)
§ 11-5 宽频带参量放大器	(192)

第三篇 微波中继通信

第十二章 微波通信概述	(197)
§ 12-1 微波通信特点	(197)

§ 12-2	多路复用原理	(198)
§ 12-3	微波中继通信系统	(200)
§ 12-4	微波中继通信设备的基本组成	(203)
§ 12-5	信号的电平及其测量	(205)
第十三章	微波中继通信设备	(211)
§ 13-1	微波收、发信机的组成和电平图	(211)
§ 13-2	中频放大系统	(216)
§ 13-3	混频和本振系统	(241)
§ 13-4	天馈系统	(247)
§ 13-5	辅助系统	(252)
§ 13-6	电源系统	(256)
§ 13-7	电视调制和解调系统	(268)
§ 13-8	微波通信设备电路的发展	(303)
第十四章	数字微波中继通信简介	(306)
§ 14-1	数字微波中继通信概述	(306)
§ 14-2	数字微波设备	(308)
第十五章	路由设计*	(321)
§ 15-1	引言	(321)
§ 15-2	基本概念	(321)
§ 15-3	路由选择一般原则	(327)
§ 15-4	设计举例	(328)

第四篇 卫星广播

第十六章	卫星广播概述	(333)
§ 16-1	广播卫星与同步卫星	(333)
§ 16-2	国际卫星广播频段及主要技术要求	(335)
§ 16-3	卫星广播系统的组成	(337)
第十七章	卫星电视接收机系统性能分析	(345)
§ 17-1	接收机输入端的载波功率	(345)
§ 17-2	接收机输入端的噪声功率	(347)
§ 17-3	接收机输入端的载噪比	(350)
§ 17-4	接收机输出信噪比	(352)
§ 17-5	电视图像质量与信噪比的关系	(355)
§ 17-6	地面接收天线的方位角、仰角及卫星到地面接收站的距离	(356)
§ 17-7	卫星电视接收机系统性能计算实例	(359)
第十八章	卫星电视接收机系统电路分析	(363)
§ 18-1	卫星电视接收机总体方案	(363)
§ 18-2	天馈系统	(367)

§ 18-3 室外单元电路	(371)
§ 18-4 室内单元电路	(375)
§ 18-5 东芝 TSR-C3 卫星电视接收机电路分析和检修	(389)
第十九章 卫星电视接收设备的安装和调测	(401)
§ 19-1 卫星电视接收设备的安装	(401)
§ 19-2 卫星电视接收设备的调测	(408)
附录 国产矩形波导参数表	(415)
参考资料	(417)

绪 论

微波是指波长为 1m 至 1mm 或频率为 300MHz (3×10^8 Hz) 至 300000MHz (3×10^{11} Hz) 范围的无线电波。下表是整个无线电波的频段划分。可以看出,微波波段还可以细分为“分米波”、“厘米波”、“毫米波”。为充分而又合理地利用有限的频率资源,国际电信联盟 (ITU)

无线电波频段划分

频 段 名 称		频 率 范 围		波 长 范 围
长 波		30~300	kHz	1000~10000m
中 波		300~3000	kHz	100~1000m
短 波		3~30	MHz	10~100m
超 短 波		30~300	MHz	1~10m
微 波	分 米 波	300~3000	MHz	1~10dm
	厘 米 波	3~30	GHz	1~10cm
	毫 米 波	30~300	GHz	1~10mm

对每个频段的应用都有严格的规定。对于我国广播电视传输系统来说,频率分配大致如下:中波广播位于中波频段,短波广播位于短波频段,米波(1~12 频道)电视广播、调频广播位于超短波频段,分米波电视广播(13~68 频道)频率范围为 470~950MHz,用来传送广播与电视节目的地面微波工作频率一般为 2000~8000MHz,处于分米波段和厘米波段之间。目前用来传送电视的通信卫星的下行频率为 4000MHz 左右,我国规划的广播卫星的下行频率为 1200MHz 频段。

由于微波的频率很高,波长很短,这就使得微波器件和电路具有它固有的特性。例如,普通电子管内电子极间飞越时间,在低频时可忽略不计,而在微波频段就不能忽略不计了,因而普通电子管在微波频段就失去了静电控制作用。低频电路的尺寸比工作波长小得多,在稳态情况下,电压和电流在整个电路各处是同时建立起来的,电压、电流有完全明确的物理意义,其电路由集总参数元件组成。但在微波电路中,工作波长与电路尺寸可相当,甚至更小,因此不能忽略电磁场的相位滞后现象,即使在稳态情况下,整个电路各处的电压和电流既随时间也随空间位置变化。此时电压和电流等概念也失去了明确的物理意义,其电路由所谓分布参数元件组成。

如上所述,由于微波的这些特性就决定了微波器件和电路的原理和结构都与低频情况有很大的不同,研究的方法亦不同。在低频电路中采用的是路的概念和方法,而在微波电路中则需要采用场的概念和方法。因此,有必要将微波技术作为一门专门学科来研究。

微波因为它特有的传输特性而得到广泛的应用。目前地面微波是广播、电视系统用来传输信号的重要工具。与其它传输方式相比,它具有传输距离远、传输质量高等优点。除新疆、西藏等少数省市外,中央台的广播、电视节目都通过微波干线传送到各个省市,各省又有自

己的微波专线。随着空间技术的发展，通过卫星上的空间微波一举解决了全国广播电视节目的覆盖问题。

微波在其它方面的应用非常广泛，如无线电通信（电话等）。微波最早是用于雷达，如军事雷达、民用雷达（包括气象雷达）、导航雷达等。

在生物医学方面，微波技术有着广泛的应用潜力。利用微波可以诊断一些疾病，如早期肺气肿或肺水肿，监视重病患者的呼吸，检查人脑部硬膜下的血肿，测量人的心动图等。微波还可以用来治疗疾病，如微波理疗等。此外，微波技术还可用于癌症的诊断和处理。

微波本身还是一种能源。在工农业生产方面广泛应用微波进行加热和处理。微波加热具有部位深、速度快、加热均匀、能量转换效率高等优点，现已广泛用于食品、橡胶、塑料、化学、木材加工、造纸、印刷、卷烟等工业中。在农业上，可用微波进行灭虫、育种、干燥谷物、养蚕等。目前，微波加热炉不仅应用于许多工业部门，而且已广泛用于饭店和家庭烹调。

微波技术的应用促进了微波技术的迅速发展，其发展方向是：（1）向更高频率或更短波长过渡；（2）向微波电路的小型化、固体化和单片集成化方向发展；（3）向着开辟新的微波应用领域方向发展。

广义而言，微波技术是研究微波范围内的无线电波的信息处理（包括信号的产生、放大、调制和解调、传输、接收、发射和测量等）的学科。一般包括微波技术基础、微波器件和电路、微波中继三大部分。本书从广播电视部门微波设备的应用和维护工作的实际情况出发，精选内容，着重物理概念，力求通俗易懂。从内容上讲，本书共分四篇，第一篇着重讨论包括微波传输线在内的各种基本微波器件的结构和原理；第二篇讨论微波电子线路（包括由单个微波器件组成的微波电子线路，如行波管放大器）的基本结构和原理；第三篇讨论微波中继有关内容，例如微波收、发信设备，数字微波中继通信等内容；第四篇讨论卫星广播接收系统。

第一篇 微波器件

第一章 微波传输线

所谓传输线，就是用来传送电信号或电能量的装置。我们平常看到的电话线和传送电能的输电线都是传输线。不过，这两种传输线的工作频率都比较低。通常在无线电技术中讨论的传输线是指用来传送高频或微波能量的装置。例如，由电视接收天线到电视接收机的传输线，由微波天线到微波收、发信机的传输线。传输线由于使用工作频率不同，使其特性存在很大的区别。

工作在微波频段的传输线叫微波传输线。微波传输线的种类很多，大体可分为三种类型。第一类是双导体传输线，有平行双线、同轴线、带状线及微带线等。这一类传输线传输横电磁波，故又可称为 TEM 波传输线。第二类是均匀填充介质的金属波导管，有矩形波导、圆波导等，这一类传输线传送横电波或横磁波，即传输 TE 或 TM 波。第三类是介质波导，有介质线等。这一类传输线上的电磁波沿传输方向既有电场分量又有磁场分量，电磁波沿线的表面传输，故又称为表面波传输线。

微波传输线除用来传播电磁波能量外，还用来构成各种形式的微波元件，例如阻抗匹配器、谐振器、定向耦合器、滤波器等。可以说，所有的微波器件和微波电路几乎都离不开微波传输线；或者说，微波传输线是微波器件和微波电路的基础。

§ 1-1 传输线基本理论

一、微波传输线

微波传输线又称长线。长线和短线是一个相对概念，均相对电磁波波长而言。传输线的几何长度 l 与其工作波长 λ 的比值 l/λ 称为传输线的电气长度。长线和短线就是指的电气长度。

所谓长线是指传输线的几何长度和线上传输的电磁波波长相比，或长或可相比拟；反之为短线。一般认为 $l/\lambda > 0.1$ 时可看成长线； $l/\lambda < 0.1$ 时则可看成短线。在微波波段工作的各种传输线，在其上传输的电磁波的波长很短，所以微波传输线可视为长线，在该频段的传输线理论又称为长线理论。

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， $l/\lambda = \frac{1000}{6000 \times 10^3} \ll 0.1$ ，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，

$l/\lambda = \frac{1}{30 \times 10^2} > 0.1$, 就可视为长线了。

二、微波传输线的分布参数

微波传输线是一种具有分布参数的电路, 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, 连接元件的传输线是既无电阻又无电感和电容的理想连接线。电流自始端流到终端的时间远小于电磁波的一个周期, 在稳态情况下, 可以认为沿线电压、电流是同时建立起来的, 因此沿线电压、电流的大小和相位与空间位置无关, 即 $u=f(t)$ 或 $i=f(t)$ 。由这些集总参数元件组成的电路称作集总参数电路。

当频率升高到微波频段后, 即使在稳态情况下, 传输线上电压、电流既随时间也随空间位置变化, 即 $u=f(z, t)$ 或 $i=f(z, t)$, 原因是传输线的分布参数在起作用。以双导体平行线为例, 当频率提高以后, 流过导体的高频电流产生集肤效应, 导线有效导电截面减小了, 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。同时, 两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。由于导线周围介质非理想绝缘, 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。

双导线分布参数的影响程度可通过下面的数字说明。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

$$X_l = \omega L = 2\pi f L_0 = 2\pi \times 50 \times 0.999 \times 10^{-9} \approx 3.14 \times 10^{-7} \Omega/\text{mm}$$

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

当频率提高到 5000MHz 时, 引入的串联电抗和并联电纳为

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

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

后者为前者 10^8 倍, 后者的分布参数效应显然不能忽略不计了。

如果传输线的分布参数是沿线均匀分布的不随位置而变化, 则称为均匀传输线。在讨论传输线的特性时, 如果没有特别说明, 都是指的均匀传输线。

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, 它们的定义分别如下:

分布电阻 R_0 : 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。如果传输线为理想导体, 则 $R_0=0$ 。

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

分布电感 L_0 : 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。

分布电容 C_0 : 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导出。几种典型的双导体传输线的分布参数的计算公式如表 1-1。表中 μ 、

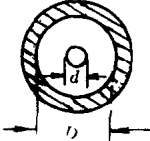
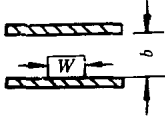
ϵ 分别为介质的磁导率和介电常数

$$\mu = \mu_0 \mu_r, \epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$$

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 分别为真空磁导率和真空介电常数, 且

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}, \epsilon_0 = \frac{1}{36\pi \times 10^9} \text{F/m}$$

表 1-1 几种双导体传输线 L_0 , C_0 的计算公式

种 类	双导体平行线	同 轴 线	薄 带 状 线
结 构			
L_0	$\frac{\mu}{\pi} \ln \frac{D}{r}$	$\frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{D}{d}$	$\frac{\pi\mu}{8\text{Arche}^{\pi w/b}}$
C_0	$\frac{\pi\epsilon}{\ln \frac{D}{r}}$	$\frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{D}{d}}$	$\frac{8\epsilon}{\pi} \text{Arche}^{\pi w/b}$

三、传输线上的人射波和反射波

(一) 等效电路

建立分布参数的概念之后, 就可以将均匀传输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 $C_0 dz$, 等效电路如图 1-1 所示。

(二) 传输线方程及其解

传输线的始端接角频率为 ω 的信号源, 电压、电流的瞬时值 u 、 i 与复数振幅 $\dot{U}$ 、 $\dot{I}$ 的关系为

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

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

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 和 i , 经过 dz 段后的电压和电流分别为 $u + du$ 和 $i + di$, 经过 dz 段电

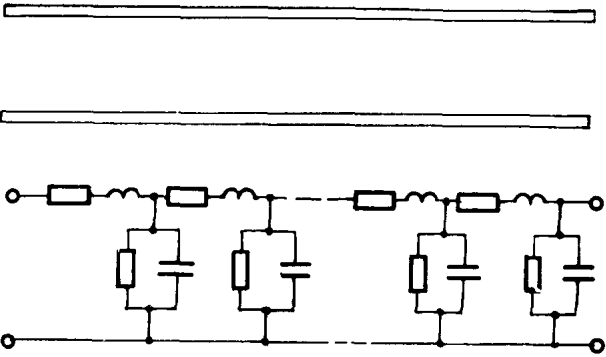


图 1 1 均匀传输线及其等效电路

压、电流的变化量分别为 $-du$ 和 $-di$, 如图 1-2 所示。经过这样处理后电路应满足低频时电压和电流关系的有关规律, 这样我们就可以根据此等效电路写出 dz 段的电压和电流方程为

$$- d\dot{U} = (R_0 + j\omega L_0) dz \dot{I}(z)$$

$$- d\dot{I} = (G_0 + j\omega C_0) dz \dot{U}(z + dz)$$

令 $R_0 + j\omega L_0 = Z$ 、 $G_0 + j\omega C_0 = Y$ 、 $\gamma^2 = ZY$, Z 表示单位长度的串联阻抗, Y 表示单位长度的并联导纳, 经过适当的数学运算, 便得到均匀传输线电压电流的波动方程

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

式 (1-1) 是标准的二阶齐次微分方程, 其通解为

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}(z) &= A_1 e^{-\gamma z} + A_2 e^{\gamma z} \\ \dot{I}(z) &= B_1 e^{-\gamma z} + B_2 e^{\gamma z} \end{aligned} \right\} \quad (1-2a)$$

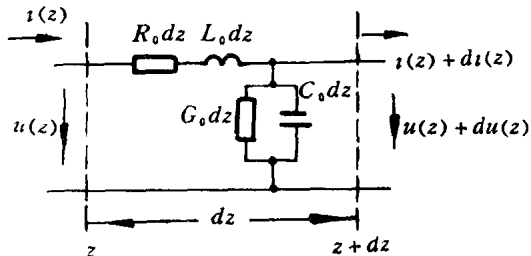


图 1-2 dz 段的等效电路

式中, A_1 、 A_2 、 B_1 及 B_2 是积分常数, 其值决定于传输线始端或终端的边界条件。

(1-2a) 式又可以写成

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}(z) &= A_1 e^{-\gamma z} + A_2 e^{\gamma z} \\ \dot{I}(z) &= \frac{1}{Z_0} (A_1 e^{-\gamma z} - A_2 e^{\gamma z}) \end{aligned} \right\} \quad (1-2b)$$

式中

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}$$

具有阻抗量纲, 称为传输线的特性阻抗;

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)} = \alpha + j\beta$$

称为传输线的传播常数, 其实部 α 为衰减常数, 虚部 β 称为相移常数。对于有耗传输线 Z_0 和 γ 为复数。

根据传输线始端或终端的边界条件, 经过不太复杂的数学运算, 可求得式 (1-2b) 中的积分常数 A_1 和 A_2 , 便可得到沿传输线电压和电流的计算公式。

(三) 入射波与反射波

式 (1-2b) 表明线上任意位置的复数电压、电流均由两部分组成, 根据复数与瞬时值之间的关系, 沿线电压电流的瞬时值表示式为 (为讨论问题简单, 设数 A_1 , A_2 为实数并近似认为 Z_0 也是实数)

$$\begin{aligned} u(z, t) &= \text{Re}[\dot{U}(z)e^{j\omega t}] \\ &= A_1 e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) + A_2 e^{\alpha z} \cos(\omega t + \beta z) \\ &= u_i(z, t) + u_r(z, t) \end{aligned} \quad (1-3a)$$

$$\begin{aligned} i(z, t) &= \text{Re}[\dot{I}(z)e^{j\omega t}] \\ &= \frac{A_1}{Z_0} e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) - \frac{A_2}{Z_0} e^{\alpha z} \cos(\omega t + \beta z) \\ &= i_i(z, t) + i_r(z, t) \end{aligned} \quad (1-3b)$$

式 (1-3a) 右边第一项表示由信号源向负载方向传播的行波, 称电压入射波 $u_i(z, t)$, 其振幅随传输方向距离 z 的增加按指数规律减小, 相位随距离的增加而滞后。第二项表示由负载向信号源方向传播的行波, 称电压反射波 $u_r(z, t)$, 其振幅随 z 的增加而增加, 相位随 z 的增加而超前, 但沿其传输方向, 振幅减小, 相位滞后。沿线任何一处的电压等于该处电压入射波与

电压反射波的迭加。

同样，式 (1-3b) 右边第一项表示电流入射波 $i_i(z, t)$ ；第二项表示电流反射波 $i_r(z, t)$ 。沿线任何一处的电流等于该处电流入射波与电流反射波的迭加。

沿线入射波与反射波的瞬时分布如图 1-3 所示。式 (1-3) 还表明，当 Z_0 为实数时，电压入射波与电流入射波相位相同；电压反射波与电流反射波相位相反。

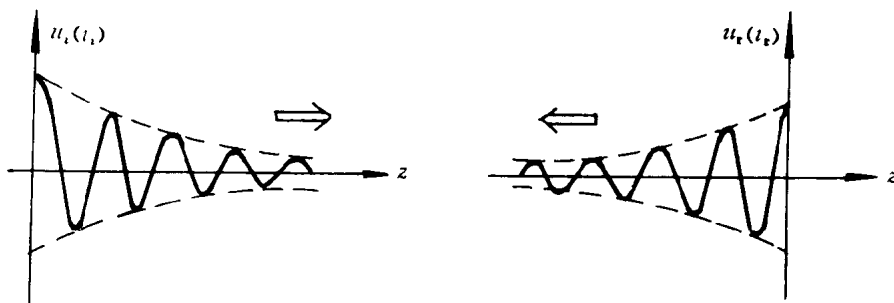


图 1-3 传输线上的入射波与反射波

四、均匀无耗传输线几个常用参量的计算公式

由前面的讨论我们已经知道，传输线的分布参数一般有四个，这就是分布电阻 R_0 、分布电导 G_0 、分布电感 L_0 和分布电容 C_0 。对于均匀无耗传输线， $R_0=0$ ， $G_0=0$ ， L_0 和 C_0 不随坐标 z 变化。事实上，理想的无耗传输线是不存在的。但通常工作在微波频段的传输线都由良导体制成，介质的高频损耗也不大，可近似当作无耗传输线分析。只有在线比较长或专门分析传输线的损耗功率和传输效率时，才作为有耗传输线分析。

(一) 特性阻抗

由上面的讨论可知，式 (1-2b) 中的特性阻抗 Z_0 为电压入射波 $\dot{U}_i(z)$ 与电流入射波 $\dot{I}_i(z)$ 之比，或电压反射波 $\dot{U}_r(z)$ 与电流反射波 $\dot{I}_r(z)$ 之比的负值，即

$$\frac{\dot{U}_i(z)}{\dot{I}_i(z)} = \frac{A_1 e^{-\gamma z}}{\frac{1}{Z_0} A_1 e^{-\gamma z}} = Z_0$$

或

$$-\frac{\dot{U}_r(z)}{\dot{I}_r(z)} = Z_0$$

一般情况下

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad (1-4)$$

双导体平行线特性阻抗的计算公式为

$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{r} (\Omega) \quad (1-5)$$

式中， D 为线间距离； r 为单根导线的半径； ϵ_r 为导线周围介质的相对介电常数。

同轴线特性阻抗的计算公式为

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d} (\Omega) \quad (1-6)$$

式中, D 为同轴线外导体的内直径; d 为内导体直径, ϵ_r 为内外导体之间介质的相对介电常数。

以上的计算公式表明, 无耗传输线的特性阻抗仅决定于传输线的截面形状、尺寸及周围介质, 而与频率无关。因此传输线的特性阻抗是表征传输线固有特性的一个重要参量。

(二) 输入阻抗

如图 1-4 所示, 当传输线终端接负载阻抗 Z_L 时, 从距终端为 z 处向负载方向看去的输入阻抗定义为此处的电压 $\dot{U}(z)$ 与电流 $\dot{I}(z)$ 之比, 用符号 $Z_{in}(z)$ 表示。

$$Z_{in}(z) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta z}{Z_0 + jZ_L \tan \beta z} \quad (1-7a)$$

式中, Z_0 为传输线的特性阻抗; Z_L 为负载阻抗; $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_p}$ 为相移常数; λ_p 为相波长。坐标原点选在终端。

当线的长度为 l 时, 便得到传输线始端输入阻抗为

$$Z_{in}(l) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l} \quad (1-7b)$$

因为阻抗与导纳互为倒数关系, 将输入导纳 $Y_{in}(z) = 1/Z_{in}(z)$ 、特性导纳 $Y_0 = 1/Z_0$ 、负载导纳 $Y_L = 1/Z_L$ 等关系代入 (1-7) 式, 便得到 z 处的输入导纳为

$$Y_{in}(z) = Y_0 \frac{Y_L + jY_0 \tan \beta z}{Y_0 + jY_L \tan \beta z} \quad (1-8a)$$

当线的长度为 l 时, 传输线始端的输入导纳为

$$Y_{in}(l) = Y_0 \frac{Y_L + jY_0 \tan \beta l}{Y_0 + jY_L \tan \beta l} \quad (1-8b)$$

(三) 反射系数

根据式 (1-2b), 若坐标原点选在终端, 可得均匀无耗传输线终端接任意负载阻抗时, 沿线电压、电流的表示式为

$$\begin{aligned} \dot{U}(z) &= A_1 e^{j\beta z} + A_2 e^{-j\beta z} \\ &= \dot{U}_i(z) + \dot{U}_r(z) \\ \dot{I}(z) &= \frac{1}{Z_0} (A_1 e^{j\beta z} - A_2 e^{-j\beta z}) \\ &= \dot{I}_i(z) + \dot{I}_r(z) \end{aligned}$$

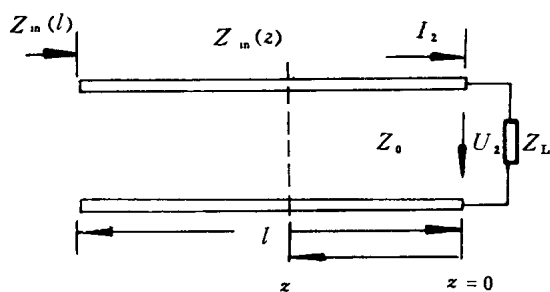


图 1-4 终端接负载时传输线的输入阻抗

距终端 z 处的电压反射系数 $\Gamma_U(z)$ 定义为该处电压反射波 $\dot{U}_r(z)$ 与电压入射波 $\dot{U}_i(z)$ 之

$$\text{比, 即} \quad \Gamma_U(z) = \frac{\dot{U}_r(z)}{\dot{U}_i(z)} = \frac{A_2 e^{-j\beta z}}{A_1 e^{j\beta z}} = \frac{A_2}{A_1} e^{-j2\beta z} \quad (1-9a)$$

同样可以定义 z 处的电流反射系数为

$$\Gamma_I(z) = \frac{\dot{I}_r(z)}{\dot{I}_i(z)} = \frac{-\frac{1}{Z_0} A_2 e^{-j\beta z}}{\frac{1}{Z_0} A_1 e^{j\beta z}} = -\frac{A_2}{A_1} e^{-j2\beta z} = -\Gamma_U(z) \quad (1-9b)$$

可见电压反射系数与电流反射系数的模相等，相位相反。由于电压反射系数能够测定，因此若不加以说明，以后提到的反射系数都是指电压反射系数，并用符号 $\Gamma(z)$ 表示。

利用反射系数，可以将沿线电压、电流的表示式写成

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}(z) &= \dot{U}_i(z)[1 + \Gamma(z)] \\ \dot{I}(z) &= \dot{I}_i(z)[1 - \Gamma(z)] \end{aligned} \right\} \quad (1-9c)$$

将终端坐标 $z=0$ 代入式 (1-9a)，便得到终端反射系数 Γ_2 为

$$\Gamma_2 = \frac{A_2}{A_1} = \frac{|A_2|e^{j\phi_2}}{|A_1|e^{j\phi_1}} = \frac{|A_2|}{|A_1|}e^{j(\phi_2 - \phi_1)} \quad (1-9d)$$

式中， A_1 和 A_2 分别表示终端的电压入射波 $\dot{U}_{i2}$ 和反射波 $\dot{U}_{r2}$ ，其模为 $|A_1|$ 和 $|A_2|$ ，相角为 ϕ_1 和 ϕ_2 。将式 (1-9d) 代入式 (1-9a)，便得到 $\Gamma(z)$ 与 Γ_2 的关系为

$$\left. \begin{aligned} \Gamma(z) &= \Gamma_2 e^{-j2\beta z} = |\Gamma_2| e^{j(\phi_2 - \phi_1 - 2\beta z)} = |\Gamma_2| e^{j\phi} \\ \phi &= (\phi_2 - \phi_1) - 2\beta z \end{aligned} \right\} \quad (1-9e)$$

上式表明，线上任意位置 z 处的反射系数一般情况下为一复数，其模等于终端反射系数的模，相位比终端反射系数的相位落后 $2\beta z$ 。

波的反射是传输线工作的基本物理现象。反射系数不但有明确的物理概念而且便于测定，因此在微波技术中广泛采用反射系数这个物理量来讨论波的传输特性。

(四) 反射系数与输入阻抗的关系

反射系数与输入阻抗都是描述传输线工作状态的重要参数，它们之间的转换关系式应用非常普遍。由式 (1-9c) 可得，线上任意位置 z 处的输入阻抗 $Z_m(z)$ 与该处的反射系数 $\Gamma(z)$ 的关系为

$$Z_m(z) = \frac{\dot{U}(z)}{\dot{I}(z)} = \frac{\dot{U}_i(z)[1 + \Gamma(z)]}{\dot{I}_i(z)[1 - \Gamma(z)]} = Z_0 \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)} \quad (1-10a)$$

因此负载阻抗 Z_L 与终端反射系数 Γ_2 的关系为

$$Z_L = Z_0 \frac{1 + \Gamma_2}{1 - \Gamma_2} \quad (1-10b)$$

上述两式又可写成

$$\Gamma(z) = \frac{Z_m(z) - Z_0}{Z_m(z) + Z_0} \quad (1-10c)$$

$$\Gamma_2 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (1-10d)$$

以上关系式确立了反射系数、输入阻抗（或负载阻抗）及传输线特性阻抗之间的关系，只要任知其中两个量就可以求出第三个量。

(五) 驻波比与行波系数

当终端负载与传输线特性阻抗不等时，由式 (1-10d) 得到 $|\Gamma_2| \neq 0$ ，即线上同时存在入射波和反射波，表示线上传输功率并没有被负载全部吸收，这种状态称作负载与传输线不匹配（失配）。失配时沿线合成电压呈周期性变化的驻波（或行驻波）。除了可以用反射系数来反映失配程度外，实际工作中，还采用电压驻波比（VSWR）来衡量失配的程度。

电压（或电流）驻波比 ρ 定义为沿线电压（或电流）最大值与最小值之比，即

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

显然, 合成电压最大值出现于电压入射波与电压反射波相位相同处, 即

$$|\dot{U}|_{\max} = |\dot{U}_i| + |\dot{U}_r|$$

合成电压最小值出现于电压入射波与电压反射波相位差 180° 处, 即

$$|\dot{U}|_{\min} = |\dot{U}_i| - |\dot{U}_r|$$

将上述关系代入式 (1-11a), 得到

$$\rho = \frac{|\dot{U}_i| + |\dot{U}_r|}{|\dot{U}_i| - |\dot{U}_r|} = \frac{1 + |\dot{U}_r|/|\dot{U}_i|}{1 - |\dot{U}_r|/|\dot{U}_i|} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (1-11b)$$

$$\text{或} \quad |\Gamma| = \frac{\rho - 1}{\rho + 1} \quad (1-11c)$$

因反射系数模的变化范围为 $0 \leq |\Gamma| \leq 1$, 故驻波比的变化范围为 $1 \leq \rho \leq \infty$, 驻波比是大于 1 的无量纲实数。当 $|\Gamma| = 0$ 时, $\rho = 1$; 当 $|\Gamma| = 1$ 时, $\rho = \infty$ 。可见 ρ 的确用来反映负载不匹配时反射波的大小。

有时也用行波系数来反映反射波的大小。行波系数定义为合成电压(或电流)最小值与最大值之比, 故行波系数与驻波比互为倒数, 即

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

行波系数 K 反映了行波与驻波的相对大小。当负载与传输线匹配时, 线上只存在入射行波, 相应的行波系数最大 ($K=1$); 当负载对入射波全反射时, 线上为驻波, 相应的行波系数最小 ($K=0$); 负载对入射波部分反射时, 行波系数 K 介于 0 与 1 之间, 即 $0 < K < 1$ 。

五、均匀无耗传输线行波和驻波工作状态

传输线终端接不同负载时, 线上电压、电流呈三种不同的分布状态: 负载无反射时的行波状态、负载全反射时的驻波状态及部分反射时的行驻波状态。下面我们只讨论行波和驻波工作状态的特点。

(一) 行波状态

传输线为半无限长或负载阻抗等于传输线特性阻抗时, 线上只有电压电流的入射波, 此时传输线工作在行波状态, 行波状态意味着入射波功率被负载全部吸收。

行波状态下, 均匀无耗传输线上电压电流的复数表示式为

$$\dot{U}(z) = \dot{U}_i(z) = A_1 e^{-j\beta z}$$

$$\dot{I}(z) = \dot{I}_i(z) = \frac{A_1}{Z_0} e^{-j\beta z}$$

电压、电流的瞬时值表示式为 (设 A_1 为实数)

$$\left. \begin{aligned} u(z, t) &= u_i(z, t) \\ &= A_1 \cos(\omega t - \beta z) \\ i(z, t) &= i_i(z, t) \\ &= \frac{A_1}{Z_0} \cos(\omega t - \beta z) \end{aligned} \right\} \quad (1-13a)$$

根据上述关系式画出的电压和电流行波的瞬时分布和振幅分布曲线如图 1-5 所示。

将 $Z_L = Z_0$ 代入式 (1-7a)，并由式 (1-10c)、(1-11b)，得

$$Z_{in}(z) = Z_0, \Gamma(z) = 0, \rho = 1 \quad (1-13b)$$

可见负载与传输线相匹配时、线上任何位置的输入阻抗 $Z_{in}(z)$ 恒等于传输线的特性阻抗 Z_0 。

(二) 驻波状态

传输线终端短路、开路或接纯电抗负载时，终端的入射波将被全反射，沿线入射波与反射波迭加形成驻波状态。

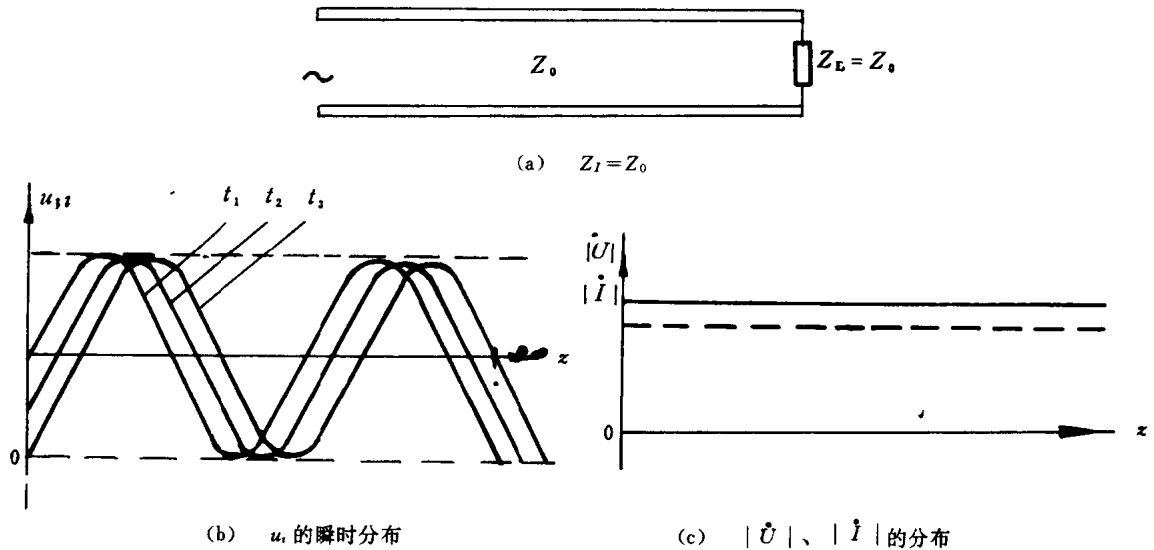


图 1-5 行波的瞬时分布和振幅分布

1. 终端短路

负载阻抗 $Z_L = 0$ ，因而终端电压 $\dot{U}_2 = 0$ ，设坐标原点取在终端，则沿线电压、电流复数表示式为

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}(z) &= j2\dot{U}_{i2}\sin\beta z \\ \dot{I}(z) &= 2\dot{I}_{i2}\cos\beta z \end{aligned} \right\} \quad (1-14a)$$

沿线电压、电流振幅分布为

$$\left. \begin{aligned} |\dot{U}(z)| &= 2|\dot{U}_{i2}|\sin\beta z \\ |\dot{I}(z)| &= 2|\dot{I}_{i2}|\cos\beta z \end{aligned} \right\} \quad (1-14b)$$

沿线电压、电流瞬时值表示式为

$$\left. \begin{aligned} u(z, t) &= 2|\dot{U}_{i2}|\sin\beta z \cos\left(\omega t + \phi_2 + \frac{\pi}{2}\right) \\ i(z, t) &= 2|\dot{I}_{i2}|\cos\beta z \cos(\omega t + \phi_2) \end{aligned} \right\} \quad (1-14c)$$

沿线输入阻抗分布为

$$Z_{in}(z) = jZ_0 \tan \frac{2\pi z}{\lambda} \quad (1-14d)$$

根据式 (1-14) 画出沿线电压、电流的瞬时分布、振幅分布和输入阻抗分布分别如图 1-6