

微波技术基础与应用

陈 振 国 编

北京邮电大学出版社

TN 015
C 66

微波技术基础与应用

陈振国 编

北京邮电大学出版社

EA 16/32
内 容 提 要

本书为高等工科院校通信专业的专业基础课教材。书中首先讲解传输线理论、微波传输线、微波网络基础,以此作为全书的理论基础。其次讲解基本无源部件,如微波谐振器、功分器、耦合器、滤波器和微波铁氧体器件等的原理和工程设计。对于微波有源电路的设计,以及主要微波系统和应用,书中也作了简明介绍。近年来微波技术中的一些新进展,如介质谐振器和开腔、YIG 宽带电调谐、微波电路机辅设计,以及微波测量中常用的矢量网络分析仪、微波频谱仪等,在书中也有简要叙述。书中每章都有一些例题和习题,便于读者加深理解和练习。

图书在版编目(CIP)数据

微波技术基础与应用/陈振国著. —北京:中国邮电大学出版社, 1996. 5
ISBN 7-5635-0240-8

I. 微… II. 陈… III. 微波技术 IV. TN015

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (96) 第 09820 号

微波技术基础与应用

编 者 陈振国

责任编辑 王守平

*

北京邮电大学出版社出版

(100088 北京市海淀区西土城路 10 号)

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经销

北京师范大学印刷厂印刷

*

787×1092 1/16 印张: 19.75 字数: 503 千字 插页: 1

1996 年 10 月第一版 1996 年 10 月第一次印刷

印数: 1—2000 册

ISBN 7-5635-0240-8/TN·102 定价: 22.00 元

前 言

基
础
理
论
和
应
用

工科院校通信专业的专业基础课教材。它是我校原用教材（《微波技术基
础》，1988 年人民邮电出版社出版）的更新版。

余年来，微波技术的新发展和广泛应用，以及工科学生毕业后工作的需要，在
力求基本理论讲解与工程实践并重，并且简要介绍微波技术在主要系统中的

至第 3 章为传输线理论、微波传输线、微波网络基础，它们是全书的理论基
础同讲解某些实践内容，如宽带阻抗匹配和调谐、同轴接头、矢量网络分析
中的不连续性和补偿等实际工程问题。第 4 至第 6 章叙述几种基本微波无
源器件和设计，如微波谐振器、功分器、耦合器和混合环、微波滤波器及常用铁
氧器件。第 7 章扼要讲解微波有源电路。第 8 章简单介绍微波技术在一些领域的主要应

参考学时为 51~68 学时，打“*”者为偏难部分，可由授课教师按学时情况
自行负责编写，赵冬梅同志自始至终，协同进行了大量的工作，特别是第 7 章
编写。另外贺丰、苏菁也做了很多工作。书中部分内容和习题来自原教材。
《Microwave Engineering》是本书编写时的主要参考书之一。

由于编写时间有限，而且编写时间较紧，书中难免还存在一些缺点和错误，希望读者批

编者 1995. 10

第 1 章 传输线理论和阻抗匹配

1.1	传输线的集中参数等效电路和场分析方法	(1)
1.1.1	传输线的集中参数等效电路	(1)
1.1.2	传输线上的场分析	(3)
1.2	端接不同负载时的无损传输线	(6)
1.2.1	传输线上波的反射现象	(6)
1.2.2	输入阻抗	(8)
1.2.3	传播常数和插入损耗	(9)
	注: 分贝(dB)和奈培(Np)	(10)
1.3	阻抗和导纳(SMITH)圆图	(10)
1.3.1	阻抗圆图	(10)
1.3.2	阻抗圆图的实际应用	(12)
1.3.3	阻抗-导纳组合圆图	(13)
1.4	$\lambda/4$ 阻抗变换器、信号源与负载阻抗的匹配	(13)
1.4.1	$\lambda/4$ 阻抗变换器	(13)
1.4.2	信号源与负载阻抗的匹配问题	(16)
1.4.3	测量线	(18)
1.5	阻抗匹配和调谐	(19)
1.5.1	单支节调谐	(20)
1.5.2	双支节调谐	(24)
1.5.3	$\lambda/4$ 阻抗变换器的幅频特性	(27)
	注: 用于微波集成电路的集中参数元件	(29)
1.6	小反射理论和宽带阻抗变换器	(29)
1.6.1	小反射理论	(29)
1.6.2	最平特性多节阻抗变换器	(31)
1.6.3	等波纹特性多节阻抗变换器	(33)
1.6.4	渐变线	(36)
1.6.5	最大匹配带宽准则(Bode-Fano 准则)	(37)
1.7	有损耗传输线	(40)
1.7.1	低损耗传输线	(40)
1.7.2	无失真线	(41)
1.7.3	端接任意负载的有损传输线	(41)
1.7.4	用微扰法计算衰减	(42)
1.8	传输线上的瞬变过程	(43)

1.8.1 多次反射(Bounce Diagrams)	(43)
1.8.2 变换解	(44)
习 题	(46)

第2章 微波传输线

2.1 TEM, TE 和 TM 波的一般解	(50)
2.1.1 TEM 波	(51)
2.1.2 TE 波和 TM 波	(52)
2.1.3 波导中电磁波的传输特性	(54)
2.1.4 由介质损耗产生的衰减	(57)
2.2 矩形金属波导	(58)
2.2.1 TE 和 TM 波场方程	(58)
2.2.2 矩形波导中电磁波的传输特性	(59)
2.2.3 矩形波导中的 TE_{10} 波	(60)
2.2.4 矩形波导中高次模的场结构	(65)
2.2.5 波导中部分介质填充时的 TE_{m0} 模	(66)
2.3 圆波导	(68)
2.3.1 圆波导中 TE, TM 波场方程	(68)
2.3.2 圆波导中电磁波的传输特性	(71)
2.3.3 圆波导中几种常用波型	(73)
2.4 同轴线的高次模及单模传输	(75)
2.4.1 同轴线中的高次模	(75)
注: 同轴接头	(78)
2.4.2 平行板传输线	(78)
2.5 带状线和微带	(80)
2.5.1 带状线	(80)
2.5.2 微带线	(84)
2.6 介质波导和其他微波传输线	(89)
2.6.1 介质波导(表面波传输线)	(89)
2.6.2 其他微波传输线	(93)
习 题	(98)

第3章 微波网络概要和散射参量

3.1 阻抗、等效电压和电流	(101)
3.1.1 阻抗、等效电压和电流	(101)
3.1.2 单端口网络的阻抗特性	(105)
3.2 微波网络主要特点及散射矩阵	(107)
3.2.1 阻抗矩阵和导纳矩阵	(108)
3.2.2 散射矩阵	(110)
注: 矢量网络分析仪	(110)

3.2.3	转移矩阵(ABCD 矩阵).....	(116)
3.3	二端口网络	(118)
3.3.1	二端口网络的等效电路.....	(118)
3.3.2	二端口网络的互接.....	(120)
3.3.3	二端口网络的工作特性参量.....	(121)
3.3.4	二端口网络的功率增益.....	(124)
3.4	不连续性的等效电路分析	(126)
* 3.4.1	矩形波导中 H 平面阶梯的模型分析	(127)
3.4.2	微带中的不连续性和补偿.....	(129)
	注:微波电路的机辅设计(CAD)	(132)
习 题		(132)

第 4 章 微波谐振器

4.1	串联和并联谐振回路	(137)
4.1.1	串联谐振回路.....	(137)
4.1.2	并联谐振回路.....	(139)
4.1.3	有载和无载 Q 值	(140)
4.2	传输线谐振器	(141)
4.2.1	$\lambda/2$ 短路线	(141)
4.2.2	$\lambda/4$ 短路线	(142)
4.2.3	$\lambda/2$ 开路线	(143)
4.2.4	电容负载同轴腔(缩短腔).....	(144)
4.3	矩形和圆柱形波导谐振腔	(145)
4.3.1	矩形波导腔.....	(146)
4.3.2	圆柱形波导腔.....	(148)
4.4	介质谐振器和开腔	(152)
4.4.1	介质谐振器.....	(152)
4.4.2	开腔(Fabry-Perot 谐振器)	(156)
4.5	谐振器的激励和耦合	(159)
4.5.1	临界耦合.....	(159)
4.5.2	用缝隙耦合的微带谐振器.....	(160)
4.5.3	小孔耦合谐振器.....	(162)
4.5.4	介质谐振器与微带电路的耦合.....	(163)
4.6	微波谐振腔的微扰和测量	(163)
4.6.1	谐振腔的微扰.....	(163)
4.6.2	用网络分析仪测量谐振器.....	(166)
习 题		(169)

第 5 章 功分器、定向耦合器和混合环

5.1	功分器、耦合器和混合接头的基本特性	(172)
-----	-------------------------	-------

5.1.1	三端口网络(T型接头).....	(172)
5.1.2	四端口网络(定向耦合器和混合接头).....	(174)
5.2	T型接头和微带功分器.....	(176)
5.2.1	T型接头功分器.....	(176)
5.2.2	微带功分器(Wilkinson 功分器).....	(178)
5.3	定向耦合器.....	(181)
5.3.1	波导定向耦合器.....	(182)
5.3.2	分支线(90°)耦合器.....	(185)
5.3.3	耦合线定向耦合器.....	(188)
5.3.4	Lange 耦合器.....	(194)
5.4	180°混合环.....	(196)
5.4.1	180°混合环.....	(196)
5.4.2	波导魔T接头.....	(199)
	注:微波反射计.....	(200)
	习 题.....	(201)

第6章 微波滤波器和铁氧体元件

6.1	用插入损耗法设计滤波器.....	(204)
6.1.1	用功率损耗比表征插损.....	(204)
6.1.2	最平特性低通滤波器原型.....	(206)
6.1.3	等波纹特性低通滤波器原型.....	(208)
6.1.4	线性相位低通滤波器原型.....	(211)
6.2	滤波器的变换和实现.....	(211)
6.2.1	滤波器的变换.....	(211)
6.2.2	滤波器的实现.....	(215)
6.2.3	阻抗和导纳逆变器.....	(219)
6.3	几种典型的滤波器设计.....	(220)
6.3.1	阶梯阻抗低通滤波器.....	(220)
6.3.2	耦合线滤波器.....	(222)
6.3.3	用耦合谐振腔构成的滤波器.....	(230)
6.4	铁氧体工作原理.....	(235)
6.4.1	铁氧体一般性能.....	(235)
6.4.2	电子进动运动 张量导磁率.....	(237)
6.4.3	圆极化波磁场作用下铁氧体的导磁率.....	(240)
6.4.4	铁氧体的旋磁特性.....	(242)
6.5	常用铁氧体器件.....	(244)
6.5.1	铁氧体隔离器.....	(244)
6.5.2	铁氧体环行器.....	(247)
6.5.3	YIG(钇铁石榴石)宽带电调谐振器.....	(252)
	习 题.....	(254)

第7章 微波有源电路

7.1	微波系统中的噪声	(256)
7.1.1	动态范围和噪声源	(256)
7.1.2	噪声功率和等效噪声温度	(257)
7.1.3	用Y因子法测噪声温度	(258)
7.1.4	噪声系数	(259)
7.1.5	级联系统的噪声系数	(260)
7.2	检波器和混频器	(261)
7.2.1	单端混频器	(263)
7.2.2	平衡混频器	(264)
7.2.3	其他类型混频器	(265)
7.2.4	交调产物	(265)
	注: 频谱分析仪	(266)
7.3	晶体管放大器设计	(266)
7.3.1	转移增益和稳定性	(266)
7.3.2	最大增益(共轭匹配)设计	(269)
7.3.3	固定增益圆和特殊增益设计	(270)
7.3.4	固定噪声系数圆和低噪声设计	(272)
7.3.5	偏置	(274)
7.4	振荡器的设计	(274)
7.4.1	单端口负阻振荡器	(275)
7.4.2	晶体管振荡器	(276)
7.5	PIN 二极管控制电路	(277)
7.5.1	单刀单掷开关	(277)
7.5.2	PIN 二极管移相器	(279)
7.6	微波集成电路(MIC)	(280)
	习 题	(281)

第8章 微波系统简介

8.1	微波通信系统	(283)
8.1.1	通信系统的类型	(283)
8.1.2	功率传播方程(Friis Equation)	(284)
8.1.3	微波发射机和接收机	(285)
8.2	雷达系统	(287)
8.2.1	雷达方程	(287)
8.2.2	脉冲雷达	(288)
8.2.3	多普勒(Doppler)雷达	(289)
8.3	无线电辐射计	(290)
8.3.1	无线电辐射计的理论和应用	(290)

8.3.2	总功率辐射计.....	(291)
8.4	微波的其他应用	(292)
8.4.1	微波炉.....	(292)
8.4.2	能量传递.....	(293)
8.4.3	生物效应和安全.....	(293)

附 录

附录一	贝塞尔函数及其他常用数学公式.....	(295)
附录二	物理常数.....	(297)
附录三	多节阻抗变换器设计表.....	(297)
附录四	标准微带设计表.....	(298)
附录五	耦合微带线设计曲线.....	(301)

参考文献

第 1 章

传输线理论和阻抗匹配

一般传输线由两个(或两个以上)导体组成,用来传输横电磁波(TEM 波)。常用传输线有双线、同轴线、带状线和微带线等,如图 1.1 所示。

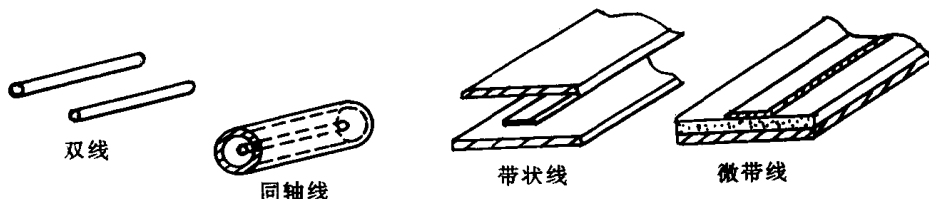


图 1.1 常用 TEM 波传输线

传输线理论实际上是分布参数电路理论,它是在高频以上的频率(VHF/UHF)中用来研究微波传输线和微波网络的理论基础,它将基本电路理论与电磁场理论相结合,具有重要的实用价值。下面会见到,传输线上电磁波的传输现象,可以认为是电路理论的扩展;也可用麦克斯威方程的特殊化来逼近,从而引出传输线上电磁波传播与空间平面波传播现象的类同性。

本章先以双线传输线为例,主要用电路的方法,分析传输线的传输特性及其参量,同时也叙述怎样用电磁场方法求出这些传输参量;然后介绍怎样利用(SMITH)阻抗圆图进行传输线阻抗计算和匹配;最后讨论工程上广泛使用的宽带阻抗变换和匹配问题。为适应传输宽频带、高速数字信号技术发展的需要,本章也简要涉及传输线上的瞬态过程。

1.1 传输线的集中参数等效电路和场分析方法

1.1.1 传输线的集中参数等效电路

电路理论与传输线理论的区别,关键是电气尺寸和波长的关系。电路分析中任意网络的尺寸比工作波长小得多,因而在电路中可以不考虑各点电压、电流的幅度和相位变化,沿线电压、电流只与时间因子有关,而与空间位置无关,分布参数产生的影响可以忽略;而在传输线中,传输线长度与工作波长可以比拟,或者是多个波长长,即所谓的长线,这时传输线上电压、电流不仅是时间的函数,而且还是位置的函数,如图 1.2 所示,这时必须考虑分布参数效应。

什么是分布参数效应呢?由电磁场理论知,当高频信号通过传输线时,会产生下列分布参数:导线流过电流时,周围会产生高频磁场,因而沿导线各点会存在串联分布电感;两导线间加上电压时,线间会存在高频电场,于是线间会产生并联分布电容;电导率有限的导线流过电流时会发热,而且高频时由于趋肤效应,电阻会加大,即表明线本身有分布电阻;导线间介质非理想时有漏电流,这就意味着导线间有分布漏电导。这些分布参数在低频时的影响较小,可忽略;

而在高频时引起的沿线电压、电流幅度变化、相位滞后是不能忽略的,这就是所谓的分布参数效应。

如果传输线的分布参数沿线是均匀的,则称这种传输线是均匀传输线,否则就是不均匀传输线。一段微分长度 Δz 的均匀传输线,可以将它表示成如图 1.2(b) 所示,图中的 R, L, G, C 分别为单位长度的分布电阻、电感、电导和电容,定义如下:

R = 双导线单位长度的串联电阻,单位为 Ω/m

L = 双导线单位长度的串联电感,单位为 H/m

G = 单位长度的并联电导,单位为 S/m

C = 单位长度的并联电容,单位为 F/m

一定长度的传输线,可以表示为很多段上述等效电路的级联,对于图 1.2(b) 应用克希荷夫电压和电流定律,得

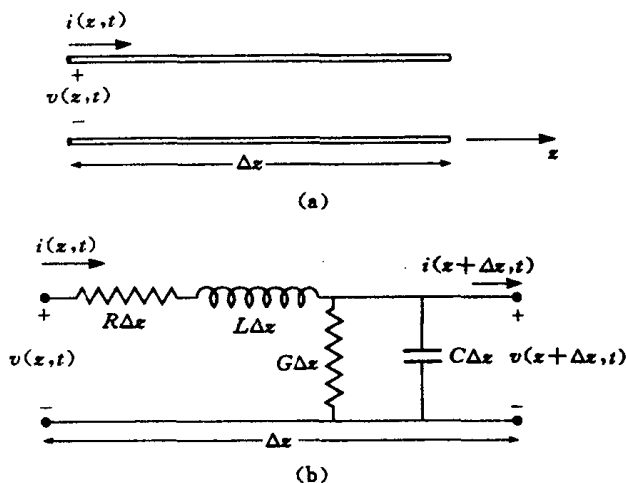


图 1.2 传输线上电压和电流的定义及其等效电路

$$v(z, t) - R\Delta z i(z, t) - L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0 \quad (1.1 a)$$

$$i(z, t) - G\Delta z v(z + \Delta z, t) - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0 \quad (1.1 b)$$

将(1.1)式除以 Δz , 并且取极限 $\Delta z \rightarrow 0$, 得出下列微分方程

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -Ri(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (1.2 a)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -Gv(z, t) - C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \quad (1.2 b)$$

对具有余弦相位因子的稳态情况, (1.2) 式可简化为

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z) \quad (1.3 a)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z) \quad (1.3 b)$$

注意: (1.3) 式在形式上与麦克斯威方程的旋度方程类似。

1. 传输线上波的传播

同时求解(1.3)式两个方程, 给出 $V(z)$ 和 $I(z)$ 的波动方程为

$$\frac{d^2 V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0 \quad (1.4 a)$$

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0 \quad (1.4 b)$$

式中

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (1.5)$$

为复数传播常数, 并且是频率的函数。可以找出方程(1.4)的行波解为

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad (1.6 a)$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \quad (1.6 b)$$

公式中的 $e^{-\gamma z}$ 项表示波向 $+z$ 方向传播, $e^{\gamma z}$ 项表示波向 $-z$ 方向传播。

应用(1.3a)到(1.6a)式,给出线上的电流为

$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} [V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}]$$

与(1.6b)式相比较,定义特性阻抗 Z_0 为

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (1.7)$$

Z_0 与传输线上电压、电流的关系为

$$\frac{V_0^+}{I_0^+} = Z_0 = -\frac{V_0^-}{I_0^-}$$

这时,(1.6b)式可以改写成以下形式

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{\gamma z} \quad (1.8)$$

变换到瞬时值,电压波形可以表示为

$$v(z, t) = |V_0^+| \cos(\omega t - \beta z + \varphi^+) e^{-\alpha z} + |V_0^-| \cos(\omega t + \beta z + \varphi^-) e^{\alpha z} \quad (1.9)$$

这时, $\varphi^\pm$ 是复数电压 $V_0^\pm$ 的相位角。与平面波讨论类似,可写出线上的波长为

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (1.10)$$

相速为

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \lambda f \quad (1.11)$$

2. 无损耗传输线

上述解适用于一般传输线,包含损耗的影响,故得出的传播常数和特性阻抗均为复数。但在很多实际情况下,传输线的损耗很小,可以忽略,从而使上述结果可以简化。设(1.5)式中的 $R=G=0$,则传播常数为

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega \sqrt{LC} \quad \text{或} \quad \beta = \omega \sqrt{LC} \quad \alpha = 0 \quad (1.12)$$

即无损耗线的衰减 $\alpha=0$,这时(1.7)式的特性阻抗归结为

$$Z_0 = \sqrt{L/C} \quad (1.13)$$

它亦是实数。在无损耗线上,电压和电流波的一般解可写为

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z} \quad (1.14 a)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z} \quad (1.14 b)$$

波长为

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega \sqrt{LC}} \quad (1.15)$$

相速为

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = 1/\sqrt{LC} \quad (1.16)$$

1.1.2 传输线上的场分析

这里,先利用电路和电磁场理论导出传输线的几个电路参量;然后用这些参量导出同轴线的波阻抗、特性阻抗、传输功率等。

1. 传输线参量

分析 一段 1m 长的均匀 TEM 波传输线,其上电磁场分布如图 1.3 所示, S 是传输线的横截面。设导体间电压为 $V_0 e^{\pm j\beta z}$, 电流为 $I_0 e^{\pm j\beta z}$, 在 1m 长线上的时间平均磁储能为

$$W_m = \frac{\mu}{4} \int_S \mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^* \textcircled{1} dS$$

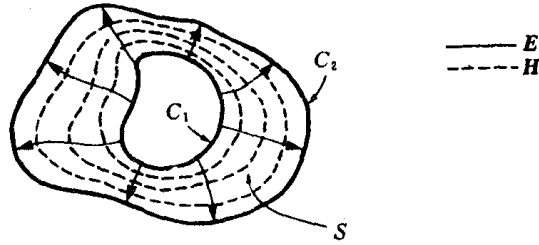


图 1.3 任意 TEM 传输线上的电磁场

由电路理论得出: $W_m = L |I_0|^2 / 4$ 。因此,可得单位长电感为

$$L = \frac{\mu}{|I_0|^2} \int_S \mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^* dS \quad \text{H/m} \quad (1.17)$$

类似地可求出单位长线上的时间平均电储能为

$$W_e = \frac{\epsilon}{4} \int_S \mathbf{E} \cdot \mathbf{E}^* dS$$

由电路理论得出: $W_e = C |V_0|^2 / 4$, 可得单位长电容为

$$C = \frac{\epsilon}{|V_0|^2} \int_S \mathbf{E} \cdot \mathbf{E}^* dS \quad \text{F/m} \quad (1.18)$$

由电磁场理论可知,金属导体的电导率为有限时产生的单位长度功率损耗为: $P_c = \frac{R_s}{2} \int_{c_1+c_2} \mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^* dS$ (式中假定 $\mathbf{H}$ 是 S 的切向分量), 而由电路理论得: $P_c = R |I_0|^2 / 2$, 所以单位长线的串联电阻为

$$R = \frac{R_s}{|I_0|^2} \int_{c_1+c_2} \mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^* dS \quad \Omega/\text{m} \quad (1.19)$$

式中, $R_s = 1/\sigma\delta$ 是导体的表面电阻, $c_1 + c_2$ 表示在导体边界上的积分路径。由电磁场理论知,在有损耗介质中,单位长线的时间平均功率损耗为 $P_d = \frac{\omega\epsilon''}{2} \int_S \mathbf{E} \cdot \mathbf{E}^* dS$, 式中 ϵ'' 是复数介质常数 $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' = \epsilon'(1 - j \tan\delta)$ 的虚部。由电路理论给出: $P_d = G |V_0|^2 / 2$, 所以单位长线的并联电导为

$$G = \frac{\omega\epsilon''}{|V_0|^2} \int_S \mathbf{E} \cdot \mathbf{E}^* dS \quad \text{S/m} \quad (1.20)$$

例 1.1 如图 1.4 所示的同轴线,其内部 TEM 波行波场可表示为

$$\mathbf{E} = \frac{a_r V_0}{r \ln b/a} e^{-\gamma z} \quad \mathbf{H} = \frac{a_\phi I_0}{2\pi r} e^{-\gamma z}$$

式中, γ 是传播常数。假定导体的表面电阻为 R_s , 而导体间填充介质具有的复数介电常数为 $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$, 导磁率 $\mu = \mu_0 \mu_r$, 试确定传输线参量。

解 由 (1.17)~(1.20) 式和上述电磁场,可得出同轴线参量为

① 本书以黑体字表示矢量。

$$L = \frac{\mu}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_a^b \frac{1}{r^2} r dr d\varphi = \frac{\mu}{2\pi} \ln b/a \quad \text{H/m}$$

$$C = \frac{\epsilon'}{(\ln b/a)^2} \int_0^{2\pi} \int_a^b \frac{1}{r^2} r dr d\varphi = \frac{2\pi\epsilon'}{\ln b/a} \quad \text{F/m}$$

$$R = \frac{R_s}{(2\pi)^2} \left(\int_0^{2\pi} \frac{1}{a^2} a d\varphi + \int_0^{2\pi} \frac{1}{b^2} b d\varphi \right) = \frac{R_s}{2\pi} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \quad \Omega/\text{m}$$

$$G = \frac{\omega\epsilon''}{(\ln b/a)^2} \int_0^{2\pi} \int_a^b \frac{1}{r^2} r dr d\varphi = \frac{2\pi\omega\epsilon''}{\ln b/a} \quad \text{S/m}$$

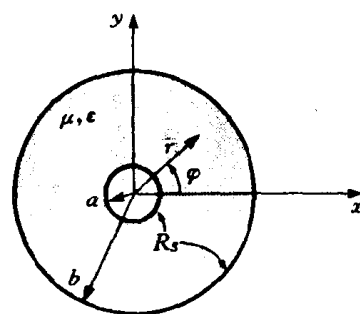


图 1.4 内、外导体具有表面电阻 R_s 的同轴线

表 1.1 列出了同轴线、双线和平行板传输线的参量。从下一章将看到,大部分传输线的传播常数、特性阻抗和衰减是直接由场论解法导出的。这里,先求等效电路参数(L, C, R, G)的方法,只适用于相对较简单的传输线。虽然如此,它还是提供了一种有用的直观概念,将传输线和它的等效电路联系起来。

表 1.1 一些常用传输线的参量

传输线参量	同轴线	双线	平板传输线
L	$\frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{b}{a}$	$\frac{\mu}{\pi} \operatorname{arc ch} \left(\frac{D}{2a} \right)$	$\frac{\mu d}{W}$
C	$\frac{2\pi\epsilon'}{\ln b/a}$	$\frac{\pi\epsilon'}{\operatorname{arc ch} (D/2a)}$	$\frac{\epsilon' W}{d}$
R	$\frac{R_s}{2\pi} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right)$	$\frac{R_s}{\pi a}$	$\frac{2R_s}{W}$
G	$\frac{2\pi\omega\epsilon''}{\ln b/a}$	$\frac{\pi\omega\epsilon''}{\operatorname{arc ch} (D/2a)}$	$\frac{\omega\epsilon'' W}{d}$

2. 无损同轴线的传播常数、阻抗和传输功率

由麦氏方程同时求解 E_r, H_φ 的微分方程式,可求得 E_r (或 H_φ) 的波动方程

$$\frac{\partial^2 E_r}{\partial z^2} + \omega^2 \mu \epsilon E_r = 0 \quad (1.21)$$

由此方程可见传播常数为 $\gamma^2 = -\omega^2 \mu \epsilon$, 对无损耗介质则

$$\beta = \omega \sqrt{\mu \epsilon} = \omega \sqrt{LC} \quad (1.22)$$

此传播常数与无损耗介质平面波的结果相同,它是 TEM 波传输线的一般结果。

波阻抗定义为

$$Z_w = E_r / H_\varphi = \omega \mu / \beta = \eta \quad (1.23)$$

这时,波阻抗与介质的内阻抗 η 是一致的,它也是 TEM 波传输线的一般结果。

同轴线的特性阻抗定义为

$$Z_0 = \frac{V_0}{I_0} = \frac{E_r \ln b/a}{2\pi H_\varphi} = \frac{\eta \ln b/a}{2\pi} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{\ln b/a}{2\pi} \quad (1.24)$$

式中已使用例 1.1 的 E_r, H_φ 形式。由结果可见,特性阻抗与传输线的几何形状和填充的介质有关,不同传输线结构, Z_0 的数值不同。

最后,同轴线上(+z 方向)的功率流,可利用坡印亭矢量计算,得

$$P = \frac{1}{2} \int_S \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \cdot d\mathbf{S} = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \int_a^b \frac{V_0 \cdot I_0^*}{2\pi r^2 \ln b/a} r dr d\varphi = \frac{1}{2} V_0 \cdot I_0^* \quad (1.25)$$

这结果与用电路理论得出的结果完全一致,它表明,传输线上的功率流是完全通过两导体间的电磁场产生的,并不是通过导体本身传输的。下面将见到,如果导体的电导率有限,则部分功率还将进入导体,并转化为热能,而不能传到负载去。

1.2 端接不同负载时的无损传输线

端接任意负载阻抗 Z_L 时的无损传输线如图 1.5 所示。这里将叙述波在传输线上的反射——分布参数系统的一个基本特性。

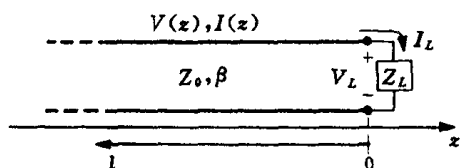


图 1.5 端接任意负载阻抗 Z_L 时的无损传输线

1.2.1 传输线上波的反射现象

1. 反射系数

假定 $z < 0$ 处的信号源产生的一个入射波为 $V_0^+ e^{-j\beta z}$ 。已知,这种行波的电压、电流之比为特性阻抗 Z_0 。但是,当传输线端接任意负载 $Z_L \neq Z_0$ 时,负载上电压对电流的比值为 Z_L 。因此,一定会产生一个相应的反射波,以满足上述条件。这时,线上的总电压如(1.14a)

式所示,它是入射和反射波的总和

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z} \quad (1.26 a)$$

类似地,线上的总电流用(1.14b)表示,为

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z} \quad (1.26 b)$$

负载上的总电压和总电流的比值为负载阻抗,所以在 $z=0$ 处有

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_0$$

求解 V_0^- 得

$$V_0^- = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} V_0^+$$

距终端 z 处的电压反射系数 $\Gamma(z)$ 定义为该处的电压反射波 $V_0^- e^{j\beta z}$ 与电压入射波 $V_0^+ e^{-j\beta z}$ 之比值,即

$$\Gamma(z) = V_0^- e^{j\beta z} / V_0^+ e^{-j\beta z} \quad (1.27 a)$$

$z=0$ 处终端电压反射系数为

$$\Gamma(0) = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (1.27 b)$$

类似地,亦可由反射电流波导出电流反射系数。但是,由于电流反射系数正好是电压反射系数的负值(如(1.26)式所见到的),为防止混淆,本书中我们只使用电压反射系数。

这时,线上的总电压和总电流可写成

$$V(z) = V_0^+ [e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}] \quad (1.28 a)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} [e^{-j\beta z} - \Gamma e^{j\beta z}] \quad (1.28 b)$$

由这些方程可见,线上的电压和电流,由入射和反射波叠加组成,称之为驻波,只有 $\Gamma=0$ 时才有反射波。为使 $\Gamma=0$,负载阻抗 Z_L 必须等于传输线的特性阻抗 Z_0 。由(1.27)式可知,这种负载在传输线上不会产生反射波,称为匹配状态。

2. 平均功率流和回波损耗

现在考虑沿着传输线上 z 点流动的时间平均功率

$$P_{av} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}[V(z)I(z)^*] = \frac{1}{2} \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} \operatorname{Re}[1 - \Gamma^* e^{-2j\beta z} + \Gamma e^{2j\beta z} - |\Gamma|^2]$$

导出上式时使用了(1.28)式,括号中间两项为 $A - A^* = 2j \operatorname{Im}(A)$ 形式,为纯虚数,故而上述结果可简化为

$$P_{av} = \frac{1}{2} \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} (1 - |\Gamma|^2) \quad (1.29)$$

公式表明,线上任意点的平均功率流为常数,送到负载的总功率 P_{av} 等于入射功率 $|V_0^+|^2/(2Z_0)$ 减去反射功率 $[|V_0^+|^2|\Gamma|^2/(2Z_0)]$ 。如果 $\Gamma=0$,没有反射功率送到负载的功率最大。上述讨论假定信号源处是匹配的,使得在 $z<0$ 的反射波不会再次被反射。

上述分析表明,负载不匹配时,从信号源来的有效功率并没有全部送到负载上,有一部分功率被反射,这种损耗称之为“回波损耗”,用 dB 定义为

$$RL = -20 \lg |\Gamma| \quad \text{dB} \quad (1.30)$$

匹配负载 $\Gamma=0$ 时的回波损耗为 ∞ dB(无反射功率);而全反射 $\Gamma=1$ 时,回波损耗为 0 dB(全部入射波被反射)。

3. 驻波比

如果负载对传输线匹配, $\Gamma=0$,线上电压的幅度为 $|V(z)| = |V_0^+|$,是一个常数。但是,当负载不匹配时,有反射波存在将导致线上产生驻波,使得线上电压幅度不是常数。因此,由式(1.28a)得

$$|V(z)| = |V_0^+| |1 + \Gamma e^{-2j\beta l}| = |V_0^+| |1 + |\Gamma| e^{j(\theta - 2\beta l)}| \quad (1.31)$$

式中, $l = -z$ 是离开负载 ($z=0$) 处测得的正距离, θ 是反射系数的相位 ($\Gamma = |\Gamma| e^{j\theta}$)。此结果表明,电压幅度随沿线的位置 z 不同而不同。当相位项 $e^{j(\theta - 2\beta l)} = 1$ 时出现最大值,为:

$$V_{\max} = |V_0^+| (1 + |\Gamma|) \quad (1.32a)$$

当相位项 $e^{j(\theta - 2\beta l)} = -1$ 时出现最小值,为

$$V_{\min} = |V_0^+| (1 - |\Gamma|) \quad (1.32b)$$

$|\Gamma|$ 增大时, $V_{\max}$ 对 $V_{\min}$ 的比值增大,所以引出一个反映线上不匹配情况的量,称之为驻波比 ρ (SWR),定义为:

$$\rho = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (1.33)$$

这数值有时亦称为电压驻波比。由(1.33)式可见, ρ 为实数,其数值变化范围为 $1 \leq \rho \leq \infty$, $\rho=1$ 意味着负载匹配。

由(1.31)式可见,相邻的电压最大值(或最小值)之间的距离为: $l = \frac{2\pi}{2\beta} = \frac{\pi\lambda}{2\pi} = \frac{\lambda}{2}$; 最大值和最小值之间的距离为: $l = \frac{\pi}{2\beta} = \frac{\lambda}{4}$, 式中 λ 是传输线上的波长。

(1.27b)式的反射系数是定义在负载 $l=0$ 处反射电压对入射电压波幅度的比值,可以将它一般化。由(1.26a)式, $z = -l$ 时反射电压对入射电压的比值为