

# 微波技术基础

姚德森 毛钧杰 编

电子工业出版社

## 内 容 提 要

本书重点讨论微波技术的特点及其应用。主要内容包括传输线理论、规则金属波导中的导行波、带线与微带线、微波元件与不均匀性、微波谐振器、旋磁介质中的导行波与铁氧体元件、毫米波传输线、介质光波导。

本书是为高等院校理工科微波技术专业编写的教材，也可供从事微波技术方面工作的研究人员和工程技术人员参考。

## 微波技术基础

责任编辑：陈晓莉

电子工业出版社出版(北京海淀区万寿路)

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

中国科学院印刷厂印刷

\*

开本：787×1092 毫米 1/16 印张：21.5 字数：536 千字

1989 年 9 月第一版 1989 年 9 月第一次印刷

印数：1—2100 册 定价：4.35 元

ISBN 7-5053-0585-9/TN·213

## 出版说明

根据国务院关于高等学校教材工作分工的规定,我部承担了全国高等学校、中等专业学校工科电子类专业教材的编审、出版的组织工作。由于各有关院校及参与编审工作的广大教师共同努力,有关出版社的紧密配合,从1978年至1985年,已编审、出版了两轮教材,正在陆续供给高等学校和中等专业学校教学使用。

为了使工科电子类专业教材能更好地适应“三个面向”的需要,贯彻“努力提高教材质量,逐步实现教材多样化,增加不同品种、不同层次、不同学术观点、不同风格、不同改革试验的教材”的精神,我部所属的七个高等学校教材编审委员会和两个中等专业学校教材编审委员会,在总结前两轮教材工作的基础上,结合教育形势的发展和教学改革的需要,制订了1986~1990年的“七五”(第三轮)教材编审出版规划。列入规划的教材、实验教材、教学参考书等近400种选题。这批教材的评选推荐和编写工作由各编委会直接组织进行。

这批教材的书稿,是从通过教学实践、师生反映较好的讲义中经院校推荐,由编审委员会(小组)评选择优产生出来的。广大编审者、各编审委员会和有关出版社为保证教材的出版和提高教材的质量,作出了不懈的努力。

限于水平和经验,这批教材的编审、出版工作还会有缺点和不足之处,希望使用教材的单位,广大教师和同学积极提出批评建议,共同为不断提高工科电子类专业教材的质量而努力。

机械电子工业部教材办公室

## 前 言

本教材系按机械电子工业部的工科电子类专业教材 1986~1990 年编审出版规划由电磁场与微波技术教材编审委员会微波技术教材编审小组征稿,推荐出版,责任编委林德云。

本教材由中国人民解放军国防科技大学担任主编,清华大学林德云担任主审。

本课程的参考学时数为 80 学时,全书共分八章,主要内容为:第一章传输线理论,讲述 TEM 波传输线的工作特性、圆图、阻抗匹配和耦合传输线基础。第二章规则金属波导中的导行波,主要讲述规则波导中导行波的分析方法,矩形、圆形、同轴波导中的模,模的正交完备性等。第三章带线与微带线,主要讲述带线、微带线、耦合带线和耦合微带线的准 TEM 模分析方法,微带线的损耗与色散特性。第四章微波元件与不均匀性,主要讲述微波等效电路的基本理论,一些常见微波元件与不均匀性的工作原理,并讨论了周期结构和波导激励。第五章微波谐振器,主要讲述圆柱谐振腔、介质谐振器等的工作原理与分析方法,微波谐振器的等效电路,微波谐振器的一般理论。第六章旋磁介质中的导行波与铁氧体元件,讲述微波铁氧体的基本特性,矩形与圆形金属波导中部分充填铁氧体的分析和微波铁氧体器件的工作原理。第七章毫米波传输线,集中讨论了用于毫米波的一些特殊传输线:鳍线、介质波导、槽线等的工作原理与基本分析方法。第八章介质光波导,主要讲述了光纤的工作原理、模分析,均匀光纤和单模光纤的分析方法,最后介绍了用于集成光学的光波导。

本书第七、八章单独按波段划分主要考虑到内容深度和方便教学。光波导从波谱学观点已远远超出微波范畴,考虑到光波导技术发展极快,应用很广,分析方法又是微波理论的自然延续,微波专业人员从事光波导工作的机会越来越多,所以单立一章作较深入讨论。

本书读者需具有电磁场理论知识,具备微积分、矢量分析、线性代数、复变函数、数理方程等有关的数学基础。一些标有“\*”号的内容可视具体情况选学。一些必要的公式推导附于各章之后。

本教材由毛钧杰编写一、二、四章,姚德森编写三、五、六、七、八章,姚德森统编全稿。林德云同志对全书进行了认真审阅,提出了不少宝贵意见。参加审阅工作的还有张德齐、李嗣范、林士杰、汪文秉、言华、徐得名、王湖庄、高本庆、吴明英等同志,都为本书提出许多宝贵意见,这里表示诚挚的感谢。由于编者水平有限,书中难免还存在一些缺点和错误,殷切希望广大读者批评指正。

编 者

# 目 录

|                         |         |
|-------------------------|---------|
| 绪论                      | ( v )   |
| 第一章 传输线理论               | ( 1 )   |
| §1.1 传输线方程及其时谐稳态解       | ( 1 )   |
| §1.2 传输线的工作状态           | ( 9 )   |
| §1.3 圆图                 | ( 16 )  |
| §1.4 阻抗匹配               | ( 22 )  |
| §1.5 耦合传输线              | ( 29 )  |
| 习题                      | ( 33 )  |
| 第二章 规则金属波导中的导行波         | ( 36 )  |
| §2.1 规则波导的一般分析方法        | ( 36 )  |
| §2.2 导行波的传输特性           | ( 45 )  |
| §2.3 规则金属波导中导行波的模式及其场结构 | ( 51 )  |
| §2.4 规则波导中模的正交完备性       | ( 68 )  |
| §2.5 波导中的其它问题           | ( 73 )  |
| §2.6 广义传输线理论            | ( 83 )  |
| 习题                      | ( 87 )  |
| 第三章 带线与微带线              | ( 89 )  |
| §3.1 数学基础——保角变换与椭圆函数    | ( 90 )  |
| §3.2 带线与微带线             | ( 96 )  |
| §3.3 耦合带线与耦合微带线         | ( 108 ) |
| §3.4 微带线中的损耗            | ( 114 ) |
| §3.5 微带线中的色散            | ( 118 ) |
| 附录                      | ( 124 ) |
| 习题                      | ( 131 ) |
| 第四章 微波元件与不均匀性           | ( 133 ) |
| §4.1 微波元件的等效网络          | ( 133 ) |
| §4.2 一般微波元件             | ( 146 ) |
| §4.3 微波周期结构             | ( 163 ) |
| §4.4 波导的激励              | ( 173 ) |
| 第五章 微波谐振器               | ( 189 ) |
| §5.1 微波谐振器的工作原理与特性参数    | ( 190 ) |
| §5.2 圆柱形金属空腔谐振器         | ( 192 ) |
| §5.3 介质谐振器              | ( 202 ) |
| §5.4 其他微波谐振器            | ( 207 ) |
| §5.5 微波谐振器的激励与耦合        | ( 212 ) |
| §5.6 微波谐振器的一般理论         | ( 215 ) |

|                                 |              |
|---------------------------------|--------------|
| 附录.....                         | (221)        |
| 习题.....                         | (223)        |
| <b>第六章 旋磁介质中的导行波与铁氧体元件.....</b> | <b>(224)</b> |
| §6.1 微波铁氧体的基本特性.....            | (224)        |
| §6.2 无限大磁化铁氧体中的电磁波.....         | (237)        |
| §6.3 部分充填铁氧体的规则波导.....          | (240)        |
| §6.4 微波铁氧体元件.....               | (246)        |
| 习题.....                         | (258)        |
| <b>第七章 毫米波传输线.....</b>          | <b>(260)</b> |
| §7.1 金属鳍线.....                  | (261)        |
| *§7.2 介质鳍线.....                 | (268)        |
| §7.3 毫米波介质波导.....               | (273)        |
| §7.4 槽线.....                    | (286)        |
| 习题.....                         | (297)        |
| <b>第八章 介质光波导.....</b>           | <b>(298)</b> |
| §8.1 圆柱介质光波导(光纤)的模式分析.....      | (298)        |
| §8.2 均匀光纤的分析.....               | (306)        |
| *§8.3 单模光纤的分析.....              | (312)        |
| §8.4 薄膜介质光波导.....               | (318)        |
| *§8.5 带状介质光波导.....              | (325)        |
| 附录.....                         | (329)        |
| 习题.....                         | (333)        |
| <b>主要参考资料.....</b>              | <b>(334)</b> |

# 第一章 传输线理论

传输线是把电磁能量从系统一处传送到另一处的导行电磁波装置,在微波技术中还可用它构成各种微波电路元件。按传输线上导行波的波型,可以将传输线分为三类(见图 1-1): (1) TEM 波和准 TEM 波传输线,包括双导线、同轴线、带状线和微带线等传输线; (2) TE 波和 TM 波传输线,包括矩形波导、圆波导和脊波导等传输线; (3) 混合波传输线,包括介质波导、介质镜象线等传输线。根据传输线的应用情况,对传输线的性能往往有不同的要求,这些要求包括工作频带、损耗、传输功率、结构尺寸、对信号的失真等等。在实际工作中,应根据实际问题对传输线的要求,选择合适的传输线。

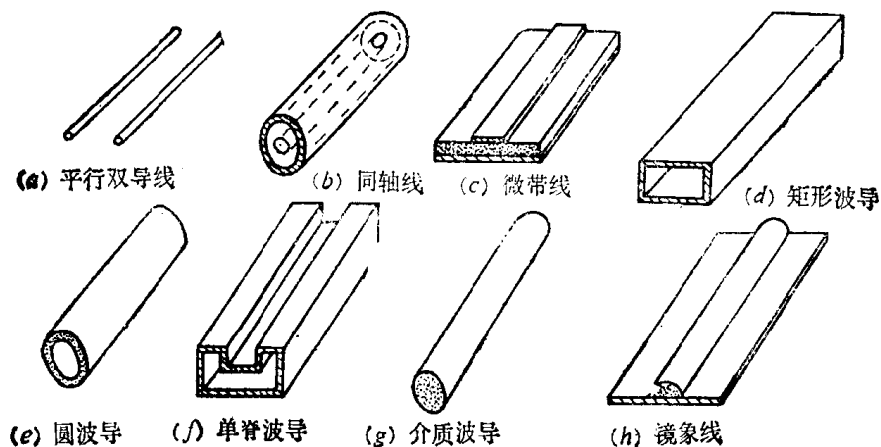


图 1-1 几种常用传输线

本章以双线传输线为例,研究 TEM 波和准 TEM 波传输线理论(简称长线理论),所得结果可以推广应用于另外两类传输线。这里将从电磁场理论出发,导出用积分量  $v(z,t)$ 、 $i(z,t)$  表示的传输线基本方程(简称分布参数电路方程),在时谐场的条件下,求其稳态解;然后讨论这类传输线的特性和工作状态,研究阻抗计算和阻抗匹配的图解法以及其它一些有关问题。

## §1.1 传输线方程及其时谐稳态解

本节以图 1-2 所示的无限长均匀双导线为例,从麦克斯韦方程组出发,导出用电压  $v(z,t)$  和电流  $i(z,t)$  描述的均匀传输线电路方程,把一个本质上属于电磁场的问题转化成一个电路问题。然后求其时谐稳态解,最后讨论均匀传输线的工作特性参数。

### 一、均匀传输线方程

为了方便,先假定双导线是理想导体,其轴线与  $z$  轴平行,导线周围是均匀、线性、各

向同性的无耗电介质。由电磁场理论可知, 当该传输线以主模 TEM 波工作时, 其电、磁场都只有横向分量, 可分别用  $\mathbf{E}_T$ 、 $\mathbf{H}_T$  表示它们。在无源的条件下, 麦克斯韦方程组可表示成

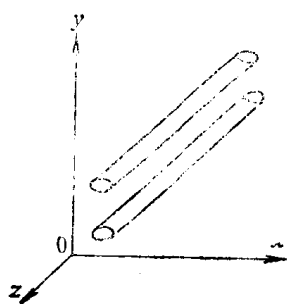


图 1-2 均匀双导线

$$\nabla \times \mathbf{E}_T = -\frac{\partial \mathbf{B}_T}{\partial t} \quad (1-1a)$$

$$\nabla \times \mathbf{H}_T = \frac{\partial \mathbf{D}_T}{\partial t} \quad (1-1b)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D}_T = 0 \quad (1-1c)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B}_T = 0 \quad (1-1d)$$

令  $\nabla = \nabla_T + \mathbf{a}_z \partial / \partial z$ , 方程 (1-1) 可表示为

$$\mathbf{a}_z \times \frac{\partial \mathbf{E}_T}{\partial z} = -\frac{\partial \mathbf{B}_T}{\partial t} \quad (1-2a)$$

$$\mathbf{a}_z \times \frac{\partial \mathbf{H}_T}{\partial z} = \frac{\partial \mathbf{D}_T}{\partial t} \quad (1-2b)$$

$$\nabla_T \times \mathbf{E}_T = 0 \quad (1-2c)$$

$$\nabla_T \times \mathbf{H}_T = 0 \quad (1-2d)$$

$$\nabla_T \cdot \mathbf{E}_T = 0 \quad (1-2e)$$

$$\nabla_T \cdot \mathbf{H}_T = 0 \quad (1-2f)$$

用  $\mathbf{a}_z \partial / \partial z$  从左边叉乘式 (1-2a) 两边, 并应用式 (1-2b), 得

$$\frac{\partial^2 \mathbf{E}_T}{\partial z^2} - \mu \epsilon \frac{\partial^2 \mathbf{E}_T}{\partial t^2} = 0 \quad (1-3a)$$

同理可得

$$\frac{\partial^2 \mathbf{H}_T}{\partial z^2} - \mu \epsilon \frac{\partial^2 \mathbf{H}_T}{\partial t^2} = 0 \quad (1-3b)$$

由式 (1-2c)、(1-2e) 及式 (1-2d)、(1-2f) 可分别得到

$$\nabla_T^2 \mathbf{E}_T = 0 \quad (1-4a)$$

$$\nabla_T^2 \mathbf{H}_T = 0 \quad (1-4b)$$

式(1-4)说明传输线传输 TEM 波时, 电、磁场的瞬时横向分布规律与二维静态场完全相同; 式(1-3)又告诉我们, 这两种场沿轴向的变化规律是不同的, 静态场沿轴向均匀分布, 而 TEM 波的场沿轴向以波的形式传播。根据这个特点, 我们可以导出 TEM 波传输线的基本电路方程。

图 1-3 是纵坐标为  $z$  的双导线横截面, 由于  $\mathbf{E}_T$  在横截面内满足二维拉普拉斯方程, 所以它在该横截面内沿任意路径  $l$  从导线 1 到导线 2 的曲线积分等于两导线间的电压  $v(z, t)$ , 即

$$v(z, t) = -\int_a^b \mathbf{E}_T \cdot d\mathbf{l} = -\int_a^b (E_x dx + E_y dy)$$

两边对  $z$  求偏导数, 得

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -\int_a^b \left( \frac{\partial E_x}{\partial z} dx + \frac{\partial E_y}{\partial z} dy \right) \quad (1-5)$$

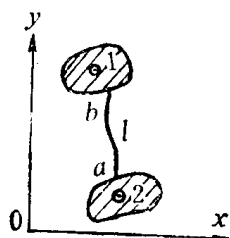


图 1-3 平行双导线的横截面

在直角坐标系中, 把式 (1-1a) 展开, 并注意到  $\mathbf{E}_T$  和  $\mathbf{B}_T$  均没有  $z$  方向的分量, 则有



$$\frac{\partial E_z}{\partial z} = \frac{\partial B_x}{\partial t}, \quad \frac{\partial E_x}{\partial z} = -\frac{\partial B_z}{\partial t}$$

于是,式(1-5)可改写成

$$\begin{aligned} \frac{\partial v(z,t)}{\partial z} &= -\int_a^b \left( -\frac{\partial B_z}{\partial t} dx + \frac{\partial B_x}{\partial t} dy \right) \\ &= -\frac{\partial}{\partial t} \int_a^b (-B_z dx + B_x dy) = -\frac{\partial \phi}{\partial t} \end{aligned} \quad (1-6)$$

式中

$$\phi = \int_a^b (-B_z dx + B_x dy) \quad (1-7)$$

当我们把导线 1 和导线 2 看成是一无限长载流回路以后,  $\phi$  就是与单位长载流回路相交链的磁通量,它等于  $L_0 i(z,t)$ 。这里  $L_0$  是该传输线上单位长度的电感量,  $i(z,t)$  是其中一根导线上的电流。于是式(1-6)可表示成

$$\frac{\partial v(z,t)}{\partial z} = -\frac{L_0 \partial i(z,t)}{\partial t} \quad (1-8)$$

在图 1-3 中,在横截面内作闭曲线  $l$  包围导线 1,由安培环路定律得

$$\oint_l H_T \cdot dl = i(z,t)$$

上式两边对  $z$  求偏导数,得

$$\frac{\partial i(z,t)}{\partial z} = \frac{\partial}{\partial z} \oint_l (H_z dx + H_x dy) = \oint_l \left( \frac{\partial H_z}{\partial z} dx + \frac{\partial H_x}{\partial z} dy \right) \quad (1-9)$$

在直角坐标系中,把式 (1-1b) 展开,并注意到  $H_T$  和  $D_T$  均没有  $z$  方向的分量,则有

$$\frac{\partial H_z}{\partial z} = -\frac{\partial D_x}{\partial t}, \quad \frac{\partial H_x}{\partial z} = \frac{\partial D_z}{\partial t}$$

于是式 (1-9) 可改写成

$$\frac{\partial i(z,t)}{\partial z} = \oint_l \left( \frac{\partial D_z}{\partial t} dx - \frac{\partial D_x}{\partial t} dy \right) = -\frac{\partial}{\partial t} \oint_l (D_z dy - D_x dx) = -\frac{\partial Q}{\partial t} \quad (1-10)$$

式中

$$Q = \oint_l (D_z dy - D_x dx) \quad (1-11)$$

$Q$  是导线 1 中单位长度上的电量,它等于  $C_0 v(z,t)$ ,  $C_0$  是该传输线单位长度上的电容,  $v(z,t)$  是两导线间的电压。于是式(1-10)可表示成

$$\frac{\partial i(z,t)}{\partial z} = -C_0 \frac{\partial v(z,t)}{\partial t} \quad (1-12)$$

式 (1-8) 和式 (1-12) 是无耗双导线传输 TEM 波时的传输线电路方程。

对于均匀无耗双导线,  $C_0$ 、 $L_0$  是不随坐标  $z$  变化的常数,因此上述传输线电路方程又可写成

$$\frac{\partial^2 v(z,t)}{\partial z^2} - C_0 L_0 \frac{\partial^2 v(z,t)}{\partial t^2} = 0 \quad (1-13a)$$

$$\frac{\partial^2 i(z,t)}{\partial z^2} - C_0 L_0 \frac{\partial^2 i(z,t)}{\partial t^2} = 0 \quad (1-13b)$$

该式表明,传输线上电压和电流将以波的形式传播。把它与式 (1-3) 比较,可知这两组方程有完全相同的形式,其解的形式也必相同。这说明传输线上电、磁场的传播规律与该

输线上电压、电流波的传播规律完全相同。由于电路的分析、计算比场的分析、计算简便,因此,在实际工作中,总是希望尽可能地把电磁场问题转化成电路问题来处理。

由于  $C_0$  和  $L_0$  沿线分布,所以通常把上述无耗传输线的电路方程称为无耗传输线的分布参数电路方程。用分布参数  $C_0$ 、 $L_0$  表示的均匀无耗双线的等效电路如图 1-4(a) 所示。

对于上面所讲的双导线,若导体电导率为有限值,则单位长双导线上有电阻  $R_0$ ;若导线周围电介质的电导率不为零,则单位长双导线上有电导  $G_0$ 。对于这种有耗双导线,其传输线电路方程为

$$\frac{\partial v(z,t)}{\partial z} = -R_0 i(z,t) - L_0 \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} \quad (1-14a)$$

$$\frac{\partial i(z,t)}{\partial z} = -G_0 v(z,t) - C_0 \frac{\partial v(z,t)}{\partial t} \quad (1-14b)$$

对于均匀有耗双导线,  $C_0$ 、 $L_0$ 、 $R_0$  和  $G_0$  均不随  $z$  而变化,上述有耗传输线电路方程又可写成

$$\frac{\partial^2 v(z,t)}{\partial z^2} - L_0 C_0 \frac{\partial^2 v(z,t)}{\partial t^2} - (R_0 C_0 + G_0 L_0) \frac{\partial v(z,t)}{\partial t} - R_0 G_0 v(z,t) = 0 \quad (1-15a)$$

$$\frac{\partial^2 i(z,t)}{\partial z^2} - L_0 C_0 \frac{\partial^2 i(z,t)}{\partial t^2} - (R_0 C_0 + G_0 L_0) \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} - R_0 G_0 i(z,t) = 0 \quad (1-15b)$$

同样我们也可以把这个方程称为均匀有耗双导线的分布参数电路方程。用分布参数  $C_0$ 、 $L_0$ 、 $R_0$  和  $G_0$  表示的均匀有耗双导线的等效电路如图 1-4(b) 所示。

应当指出,若构成传输线的导体有损耗,它所导引的电磁波必有电场的纵向分量  $E_z$ 。严格地说,该传输线所导引的电磁波不再是 TEM 波,但由于导体一般是良导体,导

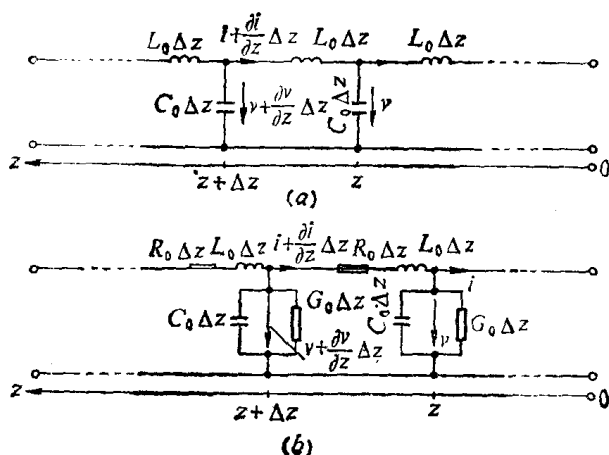
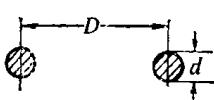
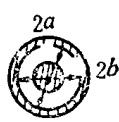


图 1-4 均匀传输线等效电路

行波中电场的横向分量远大于纵向分量,两者相比,纵向分量可以忽略不计。因此,这种有耗传输线上的导行波可近似看成是 TEM 波,即准 TEM 波。所以应用上述有耗传输线方程所得到的结果与从电磁场方程组出发得到的结果十分接近。

上面得到的结果对于同轴线和微带等 TEM 波和准 TEM 波传输线都适用。双导线和同轴线的分布参数列于表 1-1。表中  $\epsilon_1, \sigma_1$  分别为电介质的介电常数和电导率;  $\sigma_2$  为导体的电导率。

表 1-1 双导线和同轴线的分布参数

| 传输线                      | 双 导 线                                                                             | 同 轴 线                                                                               |
|--------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------|
| 分布参数                     |  |  |
| $R_0(\Omega/\text{m})$   | $\frac{2}{\pi d} \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma_2}}$                           | $\sqrt{\frac{j\mu_0}{4\pi\sigma_2}} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right)$       |
| $L_0(\text{H}/\text{m})$ | $\frac{\mu_0}{\pi} \ln \left( \frac{D + \sqrt{D^2 - d^2}}{d} \right)$             | $\frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{b}{a}$                                                |
| $C_0(\text{F}/\text{m})$ | $\frac{\pi\epsilon_1}{\ln \left( \frac{D + \sqrt{D^2 - d^2}}{d} \right)}$         | $\frac{2\pi\epsilon_1}{\ln \frac{b}{a}}$                                            |
| $G_0(\text{S}/\text{m})$ | $\frac{\pi\sigma_1}{\ln \left( \frac{D + \sqrt{D^2 - d^2}}{d} \right)}$           | $\frac{2\pi\sigma_1}{\ln \frac{b}{a}}$                                              |

## 二、均匀传输线方程的时谐稳态解

在微波工程中,电压和电流一般是时谐函数。如果碰到电压、电流不是时谐函数的问题,我们可以将电压、电流展开成傅里叶级数,级数展开式中的每一项也都是时谐函数。因此我们只需讨论均匀传输线方程的时谐稳态解。

当电压、电流为时谐函数时,可以把它们表示成

$$\begin{aligned} v(z, t) &= \text{Re}[V(z)e^{j\omega t}] \\ i(z, t) &= \text{Re}[I(z)e^{j\omega t}] \end{aligned} \quad (1-16)$$

式中  $V(z)$  和  $I(z)$  分别是传输线上  $z$  处的复电压和复电流,它们仅是坐标  $z$  的函数。把式(1-14)和(1-15)中的瞬时电压和电流换成复电压和复电流,得

$$\frac{dV(z)}{dz} + (R_0 + j\omega L_0)I(z) = 0 \quad (1-17a)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} + (G_0 + j\omega C_0)V(z) = 0 \quad (1-17b)$$

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} - (R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)V(z) = 0 \quad (1-18a)$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} - (R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)I(z) = 0 \quad (1-18b)$$

令  $\gamma^2 = (R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)$ , 则式(1-18)简化为

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0 \quad (1-19a)$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0 \quad (1-19b)$$

式 (1-19a) 的通解为

$$V(z) = A_1 e^{\gamma z} + A_2 e^{-\gamma z} \quad (1-20a)$$

将它代入式 (1-17a) 得

$$I(z) = \frac{1}{Z_c} (A_1 e^{\gamma z} - A_2 e^{-\gamma z}) \quad (1-20b)$$

在式 (1-20a) 中,  $A_1, A_2$  为待定常数, 而

$$Z_c = \left[ \frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0} \right]^{1/2} \quad (1-21)$$

$$\gamma = [(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)]^{1/2} = \alpha + j\beta \quad (1-22)$$

因为  $Z_c$  具有阻抗的量纲, 故称它为传输线的特性阻抗。  $\gamma$  是传播常数, 它通常为一个复数, 其实部  $\alpha$  为衰减常数, 虚部  $\beta$  为相移常数。

将式 (1-20a) 代入式 (1-16), 并注意到  $\gamma = \alpha + j\beta$ , 则传输线上电压、电流的瞬时值为

$$\left. \begin{aligned} v(z, t) &= A_1 e^{\alpha z} \cos(\omega t + \beta z) + A_2 e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) \\ i(z, t) &= \frac{1}{Z_c} \{ A_1 e^{\alpha z} \cos(\omega t + \beta z) - A_2 e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) \} \end{aligned} \right\} \quad (1-23)$$

这说明传输线上电压、电流以波的形式传播。由图 1-4 所取的坐标系可知,  $z$  的正方向由负载指向电源, 显然上式中的第一项是由电源向负载方向传播的行波, 通常称它为入射波; 第二项是由负载向电源方向传播的行波, 常称它为反射波。传输线上电压、电流波是由入射波和反射波迭加而成的。

在微波波段, 波长很短, 与波长相比, 传输线一般都是长线, 故传输线理论又称为长线理论。长线和短线是相对于波长  $\lambda$  来讲的, 通常把长度大于  $0.1\lambda$  的传输线叫做长线。在长线上, 电压、电流的大小和相位既随时间变化又随位置变化; 在短线上, 电压、电流的大小和相位基本上不随位置而变化。在微波工程中, 传输线通常是长线, 因此必须用传输线理论去研究它。

在传输线方程的通解中,  $A_1, A_2$  应由边界条件确定。由图 1-5 可知, 传输线的边界条件通常有以下三种: (1) 已知终端电压  $V_0$  和电流  $I_0$ ; (2) 已知始端电压  $V_1$  和电流  $I_1$ ; (3) 已知始端所加电源电动势  $E_s$ 、内阻  $R_s$  以及负载阻抗  $Z_0$ 。在这三种边界条件中, 第一种最常用, 下面以第一种边界条件为例确定待定常数  $A_1$  和  $A_2$ , 并给出相应的电压、电流表示式, 其余两种情况留给读者完成。

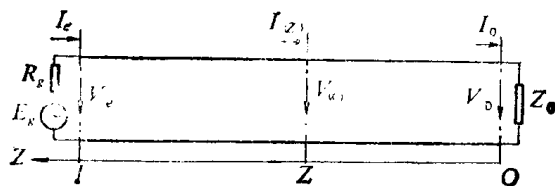


图 1-5 传输线的边界条件

将  $V(0) = V_0$  和  $I(0) = I_0$  代入式 (1-20a) 得

$$V_0 = A_1 + A_2 \quad I_0 = \frac{1}{Z_c} (A_1 - A_2)$$

联立解得

$$A_1 = \frac{V_0 + I_0 Z_c}{2} \quad A_2 = \frac{V_0 - I_0 Z_c}{2}$$

将它们代入式(1-20), 得

$$V(z) = \frac{1}{2}(V_0 + I_0 Z_c)e^{\gamma z} + \frac{1}{2}(V_0 - I_0 Z_c)e^{-\gamma z} \quad (1-24a)$$

$$I(z) = \frac{1}{2Z_c}(V_0 + I_0 Z_c)e^{\gamma z} - \frac{1}{2Z_c}(V_0 - I_0 Z_c)e^{-\gamma z} \quad (1-24b)$$

这是用终端电压、电流表示的计算观察点  $z$  处电压、电流的一般公式。由此又可得到: 终端入射波电压

$$V_0^+ = \frac{1}{2}(V_0 + I_0 Z_c) = |V_0^+|e^{j\varphi_1} \quad (1-25a)$$

终端反射波电压

$$V_0^- = \frac{1}{2}(V_0 - I_0 Z_c) = |V_0^-|e^{j\varphi_2} \quad (1-25b)$$

终端入射波电流

$$I_0^+ = \frac{1}{2Z_c}(V_0 + I_0 Z_c) = |I_0^+|e^{j\varphi_1} \quad (1-25c)$$

终端反射波电流

$$I_0^- = -\frac{1}{2Z_c}(V_0 - I_0 Z_c) = -|I_0^-|e^{j\varphi_2} \quad (1-25d)$$

因此传输线上任意一点  $z$  处的人射波电压、电流和反射波电压、电流分别为

$$V^+(z) = V_0^+ e^{\gamma z} \quad (1-26a)$$

$$I^+(z) = I_0^+ e^{\gamma z} \quad (1-26b)$$

$$V^-(z) = V_0^- e^{-\gamma z} \quad (1-26c)$$

$$I^-(z) = I_0^- e^{-\gamma z} \quad (1-26d)$$

于是式(1-24)又可写成

$$V(z) = V^+(z) + V^-(z) = V_0^+ e^{\gamma z} + V_0^- e^{-\gamma z} \quad (1-27a)$$

$$I(z) = I^+(z) + I^-(z) = I_0^+ e^{\gamma z} + I_0^- e^{-\gamma z} \quad (1-27b)$$

将  $\gamma = j\beta$  及式(1-25)代入式(1-27), 则无耗传输线上电压、电流分别为

$$V(z) = V_0 \cos \beta z + jZ_c I_0 \sin \beta z \quad (1-28a)$$

$$I(z) = I_0 \cos \beta z + j\frac{V_0}{Z_c} \sin \beta z \quad (1-28b)$$

### 三、传输线的工作特性参数

1. 特性阻抗  $Z_c$

式(1-21)是特性阻抗的一般表示式, 由式(1-24)可知,  $Z_c$  等于传输线上任意一点处的人射波电压和人射波电流之比。对于均匀无耗传输线,  $R_0 = 0, G_0 = 0$ , 其特性阻抗为

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad (1-29a)$$

在微波波段, 一般有  $R_0 \ll \omega L_0, G_0 \ll \omega C_0$ , 故

$$\begin{aligned} Z_c &= \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \left(1 - j \frac{R_0}{\omega L_0}\right)^{\frac{1}{2}} \left(1 - j \frac{G_0}{\omega C_0}\right)^{-\frac{1}{2}} \\ &\approx \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \left[1 - j \left(\frac{R_0}{2\omega L_0} - \frac{G_0}{2\omega C_0}\right)\right] \approx \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \end{aligned} \quad (1-29b)$$

## 2. 传播常数 $\gamma$

式(1-22)是传播常数的一般表示式, 其实部  $\alpha$  是衰减常数, 虚部  $\beta$  是相移常数。由式(1-22)容易得到

$$\alpha = \left\{ \frac{1}{2} [(R_0 G_0 - \omega^2 L_0 C_0) + \sqrt{(R_0^2 + \omega^2 L_0^2)(G_0^2 + \omega^2 C_0^2)}] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (1-30a)$$

$$\beta = \left\{ \frac{1}{2} [(\omega^2 L_0 C_0 - R_0 G_0) + \sqrt{(R_0^2 + \omega^2 L_0^2)(G_0^2 + \omega^2 C_0^2)}] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (1-30b)$$

对于无耗传输线,  $R_0 = 0, G_0 = 0$ , 由上式可得

$$\alpha = 0 \quad \beta = \omega \sqrt{L_0 C_0} \quad \gamma = j\beta \quad (1-31)$$

对于微波传输线, 一般都有  $R_0 \ll \omega L_0, G_0 \ll \omega C_0$ , 所以

$$\begin{aligned} \gamma &= \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)} = j\omega \sqrt{L_0 C_0} \left(1 - j \frac{R_0}{\omega L_0}\right)^{\frac{1}{2}} \left(1 - j \frac{G_0}{\omega C_0}\right)^{\frac{1}{2}} \\ &\approx \left(\frac{R_0}{2} \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} + \frac{G_0}{2} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}\right) + j\omega \sqrt{L_0 C_0} \end{aligned}$$

由此可得

$$\alpha = \frac{R_0}{2} \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} + \frac{G_0}{2} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad (1-32a)$$

$$\beta = \omega \sqrt{L_0 C_0} \quad (1-32b)$$

## 3. 相速度 $v_p$ 与波长 $\lambda$

在传输线上, 把电压、电流入射波(或反射波)等相位面沿传输方向上的传播速度定义为相速度  $v_p$ 。根据相速度的定义及式(1-23), 等相位面的运动方程为

$$\omega t \pm \beta z = \text{常数}$$

两边微分, 并考虑到入射波等相位面的坐标随时间增加而减小, 即可得到

$$v_p = \frac{\mp dz}{dt} = \frac{\omega}{\beta} \quad (1-33)$$

把传输线上电压(或电流)相位相差  $2\pi$  的两观察点间的距离定义为波长  $\lambda$ 。则

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{v_p}{f} \quad (1-34)$$

综上所述, 可以得到以下结论: 均匀传输线上的电压和电流通常是由入射波和反射波迭加而成的, 并且由电源向负载方向传输的是入射波, 由负载向电源方向传输的是反射波; 入射波电压与入射波电流之比为传输线的特性阻抗, 均匀无耗传输线的特性阻抗  $Z_c$  为纯电阻; 均匀无耗传输线的相速度  $v_p$  与工作频率无关, 没有色散, 这意味着传输线输入端输入一个对时间作任意变化的讯号, 在传输过程中不会产生波形失真。事实上, 传

输线总有一定的损耗,故色散总是存在的,传输过程中波形失真也不可避免。所以当要求高保真度传输讯号时,必须选用低损耗传输线。

在微波工程中,最常用的是均匀无耗传输线理论,因此本章以下各节都只讨论均匀、无耗传输线。

## §1.2 传输线的工作状态

在传输线的始端都接有电源,终端都接有负载,传输线的工作状态取决于终端负载的特性。本节讨论描述传输线工作状态的工作状态参数,并且应用工作状态参数分析传输线的三种工作状态。

### 一、电压反射系数 $\Gamma(z)$ 和输入阻抗 $Z_{in}(z)$

描述传输线工作状态的参数有电压反射系数  $\Gamma(z)$ 、输入阻抗  $Z_{in}(z)$  和驻波系数  $\rho$ 。为了便于叙述,这里暂不讨论驻波系数。

#### 1. 电压反射系数 $\Gamma(z)$

由于传输线上任意观察点处的电压、电流一般是该处相应的人射波和反射波的迭加,因此反射现象是传输线上最基本的物理现象。为了描述传输线上观察点  $z$  处反射波与人射波振幅和相位之间的关系,将电压反射系数  $\Gamma(z)$  定义为

$$\Gamma(z) = \frac{V^-(z)}{V^+(z)} \quad (1-35)$$

式中  $V^+(z)$  和  $V^-(z)$  分别是观察点  $z$  处的人射波电压和反射波电压。对于无耗传输线,将  $\gamma = j\beta$  代入式(1-26),再将它代入上式,并应用式(1-25),电压反射系数可表示成

$$\Gamma(z) = \frac{V_0^- e^{-j\beta z}}{V_0^+ e^{j\beta z}} = \Gamma_0 e^{-j2\beta z} = |\Gamma_0| e^{j(\varphi_0 - 2\beta z)} \quad (1-36)$$

式中

$$\Gamma_0 = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{|V_0^-| e^{j\varphi_2}}{|V_0^+| e^{j\varphi_1}} = |\Gamma_0| e^{j(\varphi_2 - \varphi_1)} = |\Gamma_0| e^{j\varphi_0} \quad (1-37)$$

$\Gamma_0 = \Gamma(0)$  是负载端电压反射系数,  $\varphi_0$  是其辐角。

由于入射波中的一部分被负载吸收,其余被负载反射,因此,  $|\Gamma_0| \leq 1$ 。由式(1-36)可知,均匀无耗传输线上电压反射系数的模处处等于负载端电压反射系数的模,而其辐角则随  $e^{-j2\beta z}$  变化,观察点每移动  $\lambda/2$ , 电压反射系数的辐角改变  $2\pi$  弧度。

#### 2. 传输线的输入阻抗 $Z_{in}(z)$

阻抗也是传输线理论中一个很重要的物理量,它同样是描述传输线工作状态的一个重要参数。我们把传输线上观察点  $z$  处的电压和电流之比定义为从观察点  $z$  向负载方向看的输入阻抗,并把它记为  $Z_{in}(z)$ ,则

$$Z_{in}(z) = \frac{V(z)}{I(z)} \quad (1-38)$$

将式(1-28)代入上式,则均匀无耗传输线的输入阻抗为

$$Z_{in}(z) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta z}{Z_0 + jZ_L \tan \beta z} \quad (1-39)$$

式中,  $Z_c$  为均匀无耗传输线的特性阻抗,  $Z_0$  为负载阻抗。上式表明均匀无耗传输线上观察点  $z$  处的输入阻抗与观察点的位置、传输线的特性阻抗、负载阻抗和工作频率有关。

### 3. 输入阻抗与反射系数的关系

把式(1-36)代入式(1-27)并考虑  $\gamma = j\beta$ , 得

$$V(z) = V_0^+ e^{j\beta z} (1 + \Gamma_0 e^{-j2\beta z}) = V^+(z) [1 + \Gamma(z)] \quad (1-40a)$$

$$I(z) = I_0^+ e^{j\beta z} (1 - \Gamma_0 e^{-j2\beta z}) = I^+(z) [1 - \Gamma(z)] \quad (1-40b)$$

由此可得

$$Z_{in}(z) = \frac{V(z)}{I(z)} = Z_c \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)} \quad (1-41)$$

该式说明, 对于任意给定的传输线, 观察点  $z$  处的输入阻抗与该处的电压反射系数有一一对应的关系。两者之中, 只要知道其中一个, 就可以应用式(1-41)求出另一个。

把式(1-41)两边除以  $Z_c$ , 并定义

$$\bar{Z}_{in}(z) = \frac{Z_{in}(z)}{Z_c} \quad (1-42)$$

为观察点  $z$  处的归一化输入阻抗, 则有

$$\bar{Z}_{in}(z) = \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)} \quad \Gamma(z) = \frac{\bar{Z}_{in}(z) - 1}{\bar{Z}_{in}(z) + 1} \quad (1-43)$$

式(1-43)说明, 对于任何一条均匀无耗传输线, 不论其特性阻抗如何, 其归一化输入阻抗与电压反射系数的一一对应关系式都相同。这个关系式十分重要, 它是绘制史密斯(Smith)圆图和以后研究色散波传输线等效电路理论的一个基本关系式。

将  $z = 0$  代入式(1-41)和(1-43), 则负载阻抗与终端电压反射系数之间的关系为

$$Z_0 = Z_c \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0} \quad \Gamma_0 = \frac{Z_0 - Z_c}{Z_0 + Z_c} \quad (1-44a)$$

$$\bar{Z}_0 = \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0} \quad \text{或} \quad \Gamma_0 = \frac{\bar{Z}_0 - 1}{\bar{Z}_0 + 1} \quad (1-44b)$$

## 二、无耗传输线的三种工作状态

对于均匀无耗传输线, 按传输线上反射系数的大小, 可将传输线的工作状态分为三种: (1) 无反射工作状态,  $\Gamma(z) = 0$ ; (2) 全反射工作状态,  $|\Gamma(z)| = 1$ ; (3) 部分反射工作状态,  $0 < |\Gamma(z)| < 1$ 。下面分别讨论这三种工作状态下传输线上电压、电流的分布及阻抗特性。

### 1. 无反射工作状态

无反射工作状态又称为行波工作状态。由式(1-44)和(1-36)可知, 当  $Z_0 = Z_c$  时,  $\Gamma_0 = 0, \Gamma(z) = 0$ , 传输线上没有反射波。式(1-40)简化为

$$\left. \begin{aligned} V(z) &= V^+(z) = V_0^+ e^{j\beta z} \\ I(z) &= I^+(z) = I_0^+ e^{j\beta z} \end{aligned} \right\} \quad (1-45)$$

传输线上电压电流的振幅值为

$$\begin{aligned} |V(z)| &= |V^+(z)| = |V_0^+| \\ |I(z)| &= |I^+(z)| = |I_0^+| \end{aligned}$$



各观察点处的输入阻抗均为

$$Z_{in}(z) = Z_c \quad (1-46)$$

由此可见,当负载阻抗等于传输线的特性阻抗,即传输线处于无反射工作状态时,电压、电流的振幅值沿线不变,电压、电流同相,电压、电流的相位随  $z$  的减小而连续滞后,各观察点上的输入阻抗都等于传输线的特性阻抗。

## 2. 全反射工作状态

全反射工作状态又称为纯驻波工作状态。由式(1-44)和(1-36)可知:当传输线终端短路时,  $Z_0 = 0, \Gamma_0 = -1, |\Gamma(z)| = 1$ ; 当传输线终端开路时,  $Z_0 = \infty, \Gamma_0 = 1, |\Gamma(z)| = 1$ ; 当传输线终端接任意纯电抗时,  $Z_0 = \pm jX, |\Gamma(z)| = 1$ 。上述三种情况,电压反射系数的模都为1,传输线上必产生全反射而形成驻波,只是驻波沿线分布位置有所不同而已。因此,只要重点分析其中一种情况,其余两种情况就迎刃而解。

### (1) 终端短路传输线

传输线终端短路,  $Z_0 = 0, \Gamma_0 = -1, \Gamma(z) = -e^{-j2\beta z}$ , 式(1-40)简化为

$$\left. \begin{aligned} V(z) &= V_0^+(e^{j\beta z} - e^{-j\beta z}) = j2V_0^+ \sin \beta z \\ I(z) &= I_0^+(e^{j\beta z} + e^{-j\beta z}) = 2I_0^+ \cos \beta z \end{aligned} \right\} \quad (1-47)$$

电压、电流振幅分别为

$$\left. \begin{aligned} |V(z)| &= 2|V_0^+| |\sin \beta z| \\ |I(z)| &= 2|I_0^+| |\cos \beta z| \end{aligned} \right\} \quad (1-48)$$

短路传输线上电压、电流的振幅分布如图 1-6(a) 所示。由此可以看出:电压、电流振幅分别按  $|\sin \beta z|$  和  $|\cos \beta z|$  分布;在  $z = n\pi/\beta = n\lambda/2 (n = 0, 1, 2, \dots)$  处,电压振幅值为零,电流振幅值最大、且等于  $2|I_0^+|$ ,我们称这些位置为电压波节点、电流波腹点;在  $z = (2n+1)\pi/(2\beta) = (2n+1)(\lambda/4) (n = 0, 1, 2, \dots)$  处,电压振幅值最大、且等于  $2|V_0^+|$ ,电流振幅值为零,我们称这些位置为电压波腹点、电流波节点;电压、电流的时间、空间相位各相差  $\pi/2$ 。

由式(1-47)得到短路传输线的输入阻抗为

$$Z_{in}(z) = jX_{in}(z) = jZ_c \operatorname{tg} \beta z \quad (1-49)$$

显然短路传输线的输入阻抗为纯电抗,其输入阻抗特性如图 1-6(b) 所示。由此可以看出:在  $z = 0, \lambda/2, 2(\lambda/2), 3(\lambda/2), \dots, n(\lambda/2)$  处,  $X_{in} = 0$ , 相当于串联谐振;在  $z = \lambda/4, 3(\lambda/4), 5(\lambda/4), \dots, (2m+1)(\lambda/4)$  处,  $X_{in} \rightarrow \pm\infty$ , 相当于并联谐振;长度小于  $\lambda/4$  的短路线,其输入电抗为正值,相当于一个纯电感;长度大于  $\lambda/4$  而小于  $\lambda/2$  的短路线,其输入电抗为负值,相当于一个纯电容。

由于长度小于半波长的短路线,其电抗变化范围是  $-\infty < X_{in} < +\infty$ , 利用这个特性,可以用短路线做成具有各种电抗值的电抗元件。

### (2) 终端开路传输线

终端开路,  $Z_0 = \infty, \Gamma_0 = 1, \Gamma(z) = e^{-j2\beta z}$ , 式(1-40)简化成

$$\left. \begin{aligned} V(z) &= V_0^+(e^{j\beta z} + e^{-j\beta z}) = 2V_0^+ \cos \beta z \\ I(z) &= I_0^+(e^{j\beta z} - e^{-j\beta z}) = j2I_0^+ \sin \beta z \end{aligned} \right\} \quad (1-50)$$

传输线上观察点处的输入阻抗为

$$Z_{in}(z) = -jZ_c \operatorname{ctg} \beta z \quad (1-51)$$