



研究生教材

微波无源和 有源电路原理

傅君眉 主编

西安交通大学出版社

内 容 简 介

本书是为工科院校电磁场理论与微波技术类型研究方向的硕士研究生编写的,主要内容有:微波传输线及元件和微波网络的等效,应用散射参量分析微波无源网络,窄带和宽带微波无源网络的综合原理和方法,微波小信号放大器的原理和设计,利用散射参量设计宽带匹配网络的基本原理和方法以及微波功率放大器的失真分析等。

全书取材丰富,内容新颖,反映了当前微波电路的进展。叙述清楚,层次分明,论证严密,便于阅读。每章附有习题和上机安排。

本书不仅可以作为硕士研究生的教材,还可供从事电磁场理论与微波技术工作的教师和科技人员参考。

微波无源和有源电路原理

傅 君 眉 主 编

责任编辑 陆 薇

西安交通大学出版社出版

(西安市咸宁路 28 号)

西北工业大学出版社印刷厂印装

陕西省新华书店发行 各地新华书店经售

开本 850×1168 1/32 印张 11.5 插页 1 字数: 290 千字

1988 年 12 月第 1 版 1988 年 12 月第 1 次印刷

印数 1—2000

ISBN7-5605-0171-0/TN·6 定价 2.85 元

《研究生教材》总序

研究生教育是我国高等教育的最高层次，是为国家培养高层次人才的人才。他们必须在本门学科中掌握坚实的基础理论和系统的专门知识，以及从事科学研究工作或担负专门技术工作的能力。这些要求具体体现在研究生的学位课程和学位论文中。

认真建设好研究生学位课程是研究生培养中的重要环节。为此，我们组织出版这套《研究生教材》，以满足当前研究生教学，主要是公共课和一批新型的学位课程的教学需要。教材作者都是多年从事研究生教学工作，有着丰富教学和科学研究经验的教师。

这套教材首先着眼于研究生未来工作和高技术发展的需要，充分反映国内外的最新学术动态，使研究生学习之后，能迅速接近当代科技发展的前沿，以适应“四化”建设的要求；其次，也注意到研究生公共课程和学位课程应有它最稳定、最基本的内容，是研究生掌握坚实的基础理论和系统的专门知识所必要的，因此在研究生教材中仍应强调突出重点，突出基本原理和基本内容，以保持学位课程的相对稳定性和系统性，内容有足够的深度，而且对本门课程有较大的覆盖面。

这套《研究生教材》虽然从选题、大纲、组织编写到编辑出版，都经过了认真的调查论证和细致的定稿工作，但毕竟是第一次编辑这样的高层次教材系列，水平和经验都感不足，缺点与错误在所难免，希望通过反复的教学实践，广泛听取校内外专家学者和使用者的意见，使其不断改进和完善。

西安交通大学研究生院

西安交通大学出版社

1986年12月

前 言

本书主要讨论微波无源和有源电路的基本原理。全书从描述微波网络的散射参量入手,着重讨论各种典型微波无源网络的分析、在窄带和宽带情况下微波无源网络的综合原理和方法、微波场效应管小信号放大器的原理和 design 方法、利用散射参量设计宽带匹配网络以及微波功率放大器的失真分析等。

在编写过程中,本书注意到硕士研究生的原有基础,按照硕士研究生的培养目标和教学要求,力求做到基本概念阐述清楚,层次分明,重点突出,取材丰富,充分反映当前技术发展的动向。

各章中附有一定数量的习题,应用计算机解题的内容和主要参考文献,以培养学生阅读综合文献资料、分析问题和解决问题的能力。

本书由傅君眉主编,刘策参编。

西安电子科技大学吴万春教授仔细审阅了全书,并提出许多宝贵意见,对提高本书的质量起了重要作用。西安交大电磁场理论与微波技术教研室对本书的编写给予了关心和帮助,在此一并致谢。

书中的不足之处,恳望读者指教。

傅 君 眉

1988 年 6 月

目 录

第 1 章 基本概念	1
§ 1.1 引言	1
§ 1.2 微波传输线用双线传输线等效	2
§ 1.3 微波元件的网络表示	18
§ 1.4 几个定理	21
习题	28
参考文献	29
第 2 章 微波网络参量	30
§ 2.1 阻抗参量、导纳参量和传输参量	30
§ 2.2 散射参量	41
§ 2.3 散射参量和其它参量的关系及其性质	45
§ 2.4 散射传输参量	51
§ 2.5 参考面移动时参量的变化	54
§ 2.6 微波网络参量的测定	56
§ 2.7 广义散射参量	64
习题	68
参考文献	70
第 3 章 无源微波网络	71
§ 3.1 二端口网络	71
§ 3.2 网络参量的本征值方程、本征值和本征矢	78
§ 3.3 对称微波网络	84
§ 3.4 对称二端口网络	87
§ 3.5 对称三端口网络	91
§ 3.6 功率分配器	108
§ 3.7 对称四端口网络	115

§ 3.8	定向耦合器	123
§ 3.9	两个级联的多端口网络的散射矩阵	133
§ 3.10	信号流动图	136
	习题	144
	参考文献	147
第 4 章	阻抗变换器	148
§ 4.1	四分之一波长阻抗变换器	148
§ 4.2	小反射情况下多节 $\lambda/4$ 阻抗变换器的反射 ..	152
§ 4.3	二项式阻抗变换器	155
§ 4.4	切比雪夫 (Chebyshev) 阻抗变换器	157
§ 4.5	渐变线	166
	习题	173
	参考文献	176
第 5 章	无源微波网络的综合	177
§ 5.1	网络理论基础	177
§ 5.2	窄带微波滤波器及其实现	188
§ 5.3	分布参数网络综合理论	196
§ 5.4	宽带微波滤波器的设计公式	205
	习题	207
	参考文献	208
第 6 章	微波小信号放大电路	210
§ 6.1	微波半导体器件概述	210
§ 6.2	场效应晶体管及其等值电路	212
§ 6.3	微波放大电路的一般概念	215
§ 6.4	微波放大器的增益和稳定性	217
§ 6.5	微波放大器的噪声系数	224
§ 6.6	微波放大器的设计	227
	习题	238
	参考文献	239

第 7 章 宽带匹配网络	240
§ 7.1 负载传输零点对匹配网络的限制	240
§ 7.2 宽带匹配网络的综合	249
§ 7.3 实频率方法设计宽带匹配网络	252
习题	268
参考文献	269
第 8 章 微波功率放大器	270
§ 8.1 微波功率晶体管的动态阻抗和大信号 S 参量测量	270
§ 8.2 匹配网络	273
§ 8.3 微波放大器的非线性失真	277
§ 8.4 无记忆系统的幅度非线性	278
§ 8.5 非线性相位失真	284
§ 8.6 频域失真分析: 伏特拉泛函级数法	285
§ 8.7 场效应管的非线性等值电路	302
§ 8.8 微波放大器的线性化技术	312
§ 8.9 功率合成方法简介	321
习题	322
参考文献	324
第 9 章 微波二极管电路	326
§ 9.1 变容管电路	326
§ 9.2 参量放大器及其电路分析	331
§ 9.3 变容管倍频器	334
§ 9.4 PIN 管控制电路	336
§ 9.5 雪崩渡越时间二极管	342
参考文献	347
附 录	348
附录 A: 任意模式数时波导纵向膜片的 等效参量计算	348

附录 B：波导单纵向膜片的等效电路参量计算子	
程序（供参考）	352
附录 C：线性泛函与非线性泛函的级数展开	355
参考文献	357

第1章 基本概念

§ 1.1 引言

在学习电磁场理论和微波技术课程后，可以体会到：我们所遇到的一些物理现象是随时间和空间变化的电磁现象。通常，这些电磁现象是作为电磁场的问题来处理的，也就是说，应用麦克斯韦（Maxwell）方程组，再加上具体问题的边界条件，以求得所需要的结果。

另一方面，电路理论中的许多概念和方法在微波技术领域中也同样有着十分重要的地位。有些电磁现象可以当作场的问题来处理，而有些电磁现象则当作路的问题来处理更方便，它们是互有关系，互相补充的。

微波系统是由微波传输线、终端负载和各种微波元件（以及微波接头）组成的。如果将微波传输线例如波导、同轴线、微带等等效为双线传输线，而将微波元件用一个相应的网络来等效，那末，就可以将场的问题用路的方法求解。

例如，在一个工作于主模 H_{10} 模的矩形波导中插入一电感膜片，如图 1.1，当电磁波从膜片的左面入射时，由于膜片附近的边界条件，在膜片附近将激励起相当复杂的场，其中除了所传输的主模外，还有许多高次模式。因为波导的尺寸只允许传输主模的波，所以高次模式对波导来说是处于截止状态，不能沿波导传输，而在膜片附近以指数规律衰减，并认为在参考面 1-1 和 1-2 处，这些高次模已衰减到足够小因而可以忽略不计。严格分析膜

片周围各点的场，要应用麦克斯韦方程组和边界条件求解场的方程后，才能得到表示膜片传输特性的参量。但是，如果仅要求了解膜片构成的元件在参考面 1-1 和 1-2 间所反映的外部特性，就可以应用电路理论的分析方法，这时，在 1-1 面的左侧，波导中包含有入射波和同一模式的反射波，在 2-2 面的右侧，波导中有透射波。当波导用双线传输线来等效，膜片用一个网络来等效后，知道入射波、反射波和透射波之间的关系，也就知道了网络的外特性。

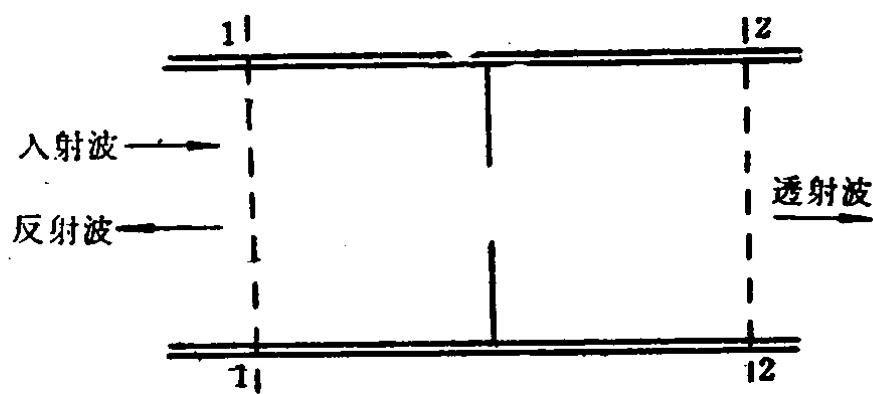


图 1.1 波导中的电感膜片

本章将讨论微波传输线用双线传输线等效，微波元件或不连续性用网络等效的方法，以及有关的几个定理。

§ 1.2 微波传输线用双线传输线等效

微波传输线有许多种类型，图 1.2 给出了常用的几种微波传输线。

在一个具体的微波系统中，可以应用相同类型的传输线，也可以应用不同类型的传输线。在常见的微波传输线中，大体上可分为两种类型：一类是同轴线、微带、带状线等双导体传输线，沿这类传输线传输的主模波是横电磁波，即 TEM 波。这种主模波在线中仅有与波传输方向垂直的横向电、磁场分量，而没有与波

传输方向一致的场的分量；另一类传输线是单导体的波导。在波导中存在与波传输方向一致的场分量，传输的是 TE 模或 TM 模的电磁波。

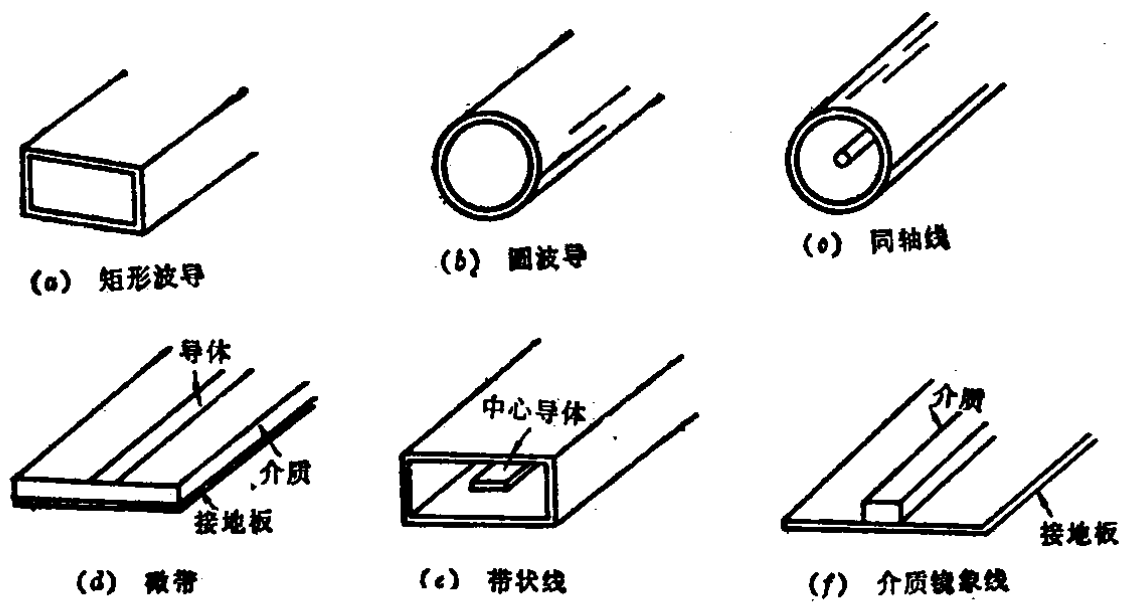


图 1.2 几种微波传输线

在无损耗的无源区域中，频率为 ω 的正弦场，稳态时麦克斯韦方程为

$$\begin{aligned}\nabla \times \vec{E} &= -j\omega\mu\vec{H} \\ \nabla \times \vec{H} &= j\omega\varepsilon\vec{E} \\ \nabla \cdot \vec{E} &= 0 \\ \nabla \cdot \vec{H} &= 0\end{aligned}$$

其中 $\vec{E}$ 是复数电场强度矢量， $\vec{H}$ 是复数磁场强度矢量，其空间的各个分量也是复数，随时间作 $e^{j\omega t}$ 变化。这里略去

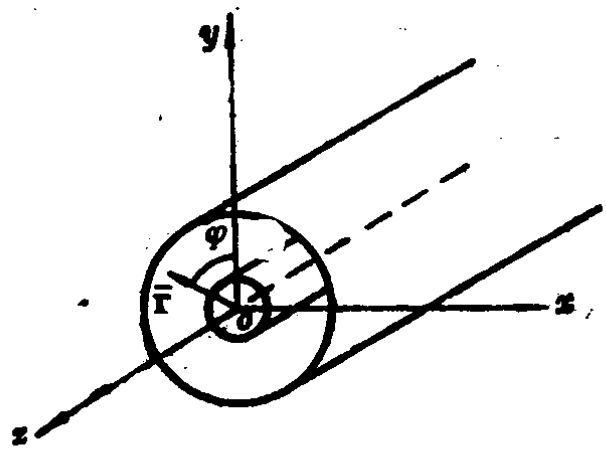


图 1.3 同轴线

时间因子 $e^{j\omega t}$ ，给出理想的、无限长的同轴线、矩形波导和圆波导中电场与磁场各分量的表示式。

1. 同轴线，如图 1.3，其传输 TEM 模的各场分量为

$$\left. \begin{aligned} E_r &= \frac{E_0}{r} e^{-j\beta z} \\ H_\phi &= \frac{E_0}{\eta_{\text{TEM}}} \frac{1}{r} e^{-j\beta z} \\ E_\phi &= E_z = H_r = H_\theta = 0 \end{aligned} \right\} \quad (1.1)$$

其中 β 是相位常数，且

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}, \quad \eta_{\text{TEM}} \text{ 是 TEM}$$

模的波阻抗，其值为

$$\eta_{\text{TEM}} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}.$$

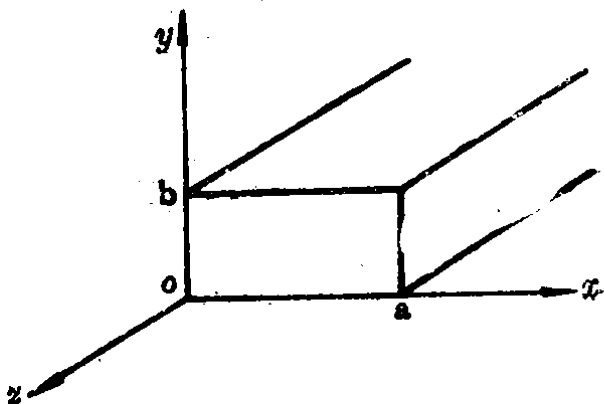


图 1.4 矩形波导

2. 矩形波导，如图 1.4，其传输 TE_{mn} 和 TM_{mn} 模的各场分量分别为

TE_{mn} 模：

$$\left. \begin{aligned} E_x &= \beta \eta_{\text{TE}} \left(\frac{n\pi}{b} \right) \cos \left(\frac{m\pi}{a} x \right) \sin \left(\frac{n\pi}{b} y \right) e^{-j\beta z} \\ E_y &= -\beta \eta_{\text{TE}} \left(\frac{m\pi}{a} \right) \sin \left(\frac{m\pi}{a} x \right) \cos \left(\frac{n\pi}{b} y \right) e^{-j\beta z} \\ E_z &= 0 \\ H_x &= \beta \left(\frac{m\pi}{a} \right) \sin \left(\frac{m\pi}{a} x \right) \cos \left(\frac{n\pi}{b} y \right) e^{-j\beta z} \\ H_y &= \beta \left(\frac{n\pi}{b} \right) \cos \left(\frac{m\pi}{a} x \right) \sin \left(\frac{n\pi}{b} y \right) e^{-j\beta z} \\ H_z &= -j \left[\left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2 \right] \cos \left(\frac{m\pi}{a} x \right) \cos \left(\frac{n\pi}{b} y \right) e^{-j\beta z} \end{aligned} \right\} \quad (1.2)$$

其中

$$\left. \begin{aligned} \beta &= \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2} \\ \lambda_c &= \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}, \text{ 为截止波长} \\ &= \frac{\omega\mu}{\beta}, \text{ 为TE模的波阻抗} \end{aligned} \right\} \quad (1.3)$$

TM_{mn} 模:

$$\left. \begin{aligned} E_x &= \beta \left(\frac{m\pi}{a}\right) \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \\ E_y &= \beta \left(\frac{n\pi}{b}\right) \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \\ E_z &= j \left[\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \right] \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \\ H_x &= -\frac{\beta}{\eta_{\text{TM}}} \left(\frac{n\pi}{b}\right) \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \\ H_y &= \frac{\beta}{\eta_{\text{TM}}} \left(\frac{m\pi}{a}\right) \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) e^{-j\beta z} \\ H_z &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (1.4)$$

其中

$$\left. \begin{aligned} \beta &= \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2} \\ \eta_{\text{TM}} &= \frac{\beta}{\omega\epsilon}, \text{ 为TE模的波阻抗} \end{aligned} \right\} \quad (1.5)$$

3. 圆波导, 如图 1.5, 其传输 TE_{ni} 模和 TM_{ni} 模的各场分量为:

TE_{ni} 模:

$$\left. \begin{aligned} E_r &= \beta \eta_{TE} \left(\frac{n}{r} \right) J_n \left(\frac{\nu_{ni}}{a} r \right) \sin(n\varphi - \varphi_0) e^{-j\beta z} \\ E_\varphi &= \beta \eta_{TE} \left(\frac{\nu_{ni}}{a} \right) J_n \left(\frac{\nu_{ni}}{a} r \right) \cos(n\varphi - \varphi_0) e^{-j\beta z} \\ E_z &= 0 \\ H_r &= -\beta \left(\frac{\nu_{ni}}{a} \right) J'_n \left(\frac{\nu_{ni}}{a} r \right) \cos(n\varphi - \varphi_0) e^{-j\beta z} \\ H_\varphi &= \beta \left(\frac{n}{r} \right) J_n \left(\frac{\nu_{ni}}{a} r \right) \sin(n\varphi - \varphi_0) e^{-j\beta z} \\ H_z &= j \left(\frac{\nu_{ni}}{a} \right)^2 J_n \left(\frac{\nu_{ni}}{a} r \right) \cos(n\varphi - \varphi_0) e^{-j\beta z} \end{aligned} \right\} (1.6)$$

其中 J_n 是贝塞尔 (Bessel) 函数, n 是阶数。 J'_n 为贝塞尔函数的导数, ν_{ni} 是贝塞尔函数的根。 $n=0, 1, 2, \dots, i=1, 2, 3, \dots$, i 是根的序号。

TM_{ni} 模:

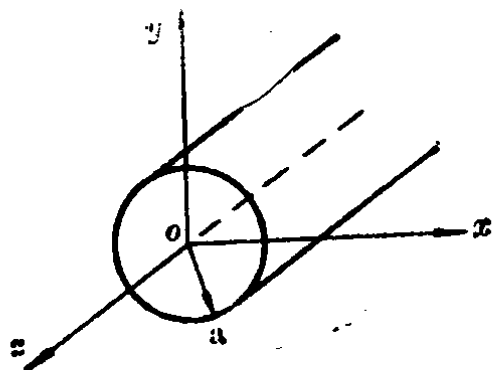


图 1.5 波圆导

$$\left. \begin{aligned} E_r &= \left(\frac{\mu_{ni}}{a} \right) J'_n \left(\frac{\mu_{in}}{a} r \right) \cos(n\varphi - \varphi_0) e^{-j\beta z} \\ E_\varphi &= -\beta \left(\frac{n}{r} \right) J_n \left(\frac{\mu_{ni}}{a} r \right) \sin(n\varphi - \varphi_0) e^{-j\beta z} \\ E_z &= j \left(\frac{\mu_{ni}}{a} \right) J_n \left(\frac{\mu_{ni}}{a} r \right) \cos(n\varphi - \varphi_0) e^{-j\beta z} \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} H_r &= \frac{\beta}{\eta_{TM}} \left(\frac{n}{r} \right) J_n \left(\frac{\mu_{ni}}{n} r \right) \sin(n\varphi - \varphi_0) e^{-j\beta z} \\ H_\varphi &= \frac{\beta}{\eta_{TM}} \left(\frac{n}{r} \right) J'_n \left(\frac{\mu_{ni}}{n} r \right) \cos(n\varphi - \varphi_0) e^{-j\beta z} \\ H_z &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (1.7)$$

其中 η_{ni} 是贝塞尔函数的导数的根。 $n = 1, 2, 3, \dots$, $i = 1, 2, 3, \dots$, i 是根的序号。

4. 矩形波导, 当其传输 TE_{10} 模时的场分量为

$$\left. \begin{aligned} E_y &= -\beta \eta_{TE} \left(\frac{\pi}{a} \right) \sin \left(\frac{\pi}{a} x \right) e^{-j\beta z} \\ H_x &= \beta \left(\frac{\pi}{a} \right) \sin \left(\frac{\pi}{a} x \right) e^{-j\beta z} \\ H_z &= -j \left(\frac{\pi}{a} \right) \cos \left(\frac{\pi}{a} x \right) e^{-j\beta z} \\ E_x &= E_z = H_y = 0 \end{aligned} \right\} \quad (1.8)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{其中} \quad \beta &= \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2} \\ \lambda_0 &= 2a \\ \eta_{TE} &= \frac{\omega\mu}{\beta} \end{aligned} \right\} \quad (1.9)$$

从上面各场分量来看, 无论是同轴线还是波导, 这些微波传输线中的波都有一些共同之处:

a. 沿着波的传输方向(即 z 方向), 各电、磁场分量随着距离 z 和时间 t 的变化可由 $e^{j(\omega t - \beta z)}$ 描述。随着波的不断前进, 它们的相位不断落后。

如果在传输线上同时还存在反射波, 则反射波的相应变化是 $e^{j(\omega t + \beta z)}$ 。

b. 互相垂直的横向电场分量和横向磁场分量的比称为波阻

抗。当不区别是 TE 波、TM 波或 TEM 波而用符号 η 表示波阻抗时，则有

$$\eta = \frac{E_z}{H_y} \quad \text{或} \quad \eta = -\frac{E_y}{H_z}$$

如用 E_t 和 H_t 表示电场和磁场的横向分量，则可写成

$$\eta = \frac{E_t}{H_t} \quad (1.10)$$

c. 沿线传输的功率仅和场的横向分量有关

$$\begin{aligned} P &= \operatorname{Re} \left[\int_s (\bar{E} \times \bar{H}_t^*) \cdot d\bar{s} \right] \\ &= \operatorname{Re} \left[\int_s (\bar{E}_t \times \bar{H}_t) \cdot d\bar{s} \right] \end{aligned} \quad (1.11)$$

其中 s 是同轴线或波导的横截面。当有几个传输模同时存在时，传输功率是每个模式各自传输功率的总和。

为了将微波传输线用双线传输线等效，先复习一下有关传输线的理论。

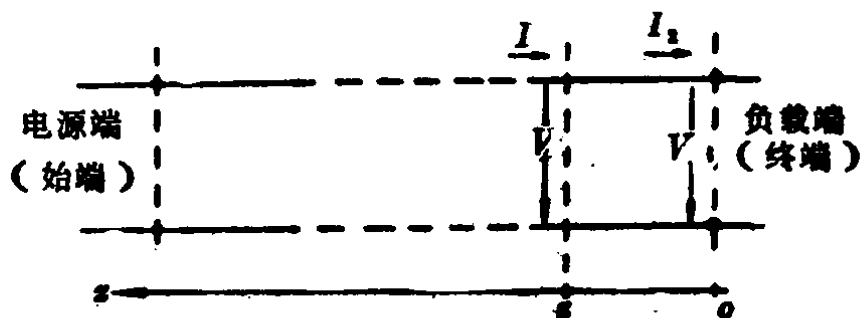


图 1.6 均匀传输线

考虑图 1.6 的双线传输线，其材料、导线截面，导线之间的介质各处一致，因此，线上每单位长度的参数即电阻 R_1 、电感 L_1 、电导 G_1 和电容 C_1 都相同，这样的线称为均匀传输线。下面讨论的问题仅限于均匀传输线。

选择线的终端为计算距离的起点，线上任一点到终点端的距离为 z ，该点的电压 V 和电流 I 应有：

$$\left. \begin{aligned} V &= \frac{1}{2} (V_2 + I_2 Z_c) e^{\gamma z} + \frac{1}{2} (V_2 - I_2 Z_c) e^{-\gamma z} \\ I &= \frac{1}{2} \left(\frac{V_2}{Z_c} + I_2 \right) e^{\gamma z} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_2}{Z_c} - I_2 \right) e^{-\gamma z} \end{aligned} \right\} \quad (1.12)$$

其中, V_2 、 I_2 是线终端电压、电流值, Z_c 为线的特性阻抗, γ 为传输系数。

将式 (1.12) 用双曲线函数来表示时, 得

$$\left. \begin{aligned} V &= V_2 \operatorname{ch} \gamma z + I_2 Z_c \operatorname{sh} \gamma z \\ I &= I_2 \operatorname{ch} \gamma z + \frac{V_2}{Z_c} \operatorname{sh} \gamma z \end{aligned} \right\} \quad (1.13)$$

距离终端为 z 处的输入阻抗为

$$Z_{in} = \frac{V}{I} = Z_c \frac{Z_L + Z_c \operatorname{th} \gamma z}{Z_c + Z_L \operatorname{th} \gamma z} \quad (1.14)$$

其中 $Z_L = \frac{V_2}{I_2}$ 为负载阻抗。

在以后的讨论中, 一般都是采用 (1.12) 式。在该式中, 无论是电压或电流, 都是时间 t 和距离 z 的函数。通常称式中第一部分为入射波, 第二部分为反射波, 分别用 V_+ 、 I_+ 、 V_- 和 I_- 表示。因此, 式 (1.12) 成为

$$\left. \begin{aligned} V &= V_+ + V_- \\ I &= I_+ - I_- = \frac{1}{Z_c} (V_+ - V_-) \end{aligned} \right\} \quad (1.15)$$

不论是入射波还是反射波, 在各自的传输方向上每单位长度中幅度的衰减用 α 表示, 相位的落后用 β 表示, 其相速 v_p 为

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (1.16)$$

当传输线为无损耗时, $\alpha = 0$, $\gamma = j\beta$ 。将上述各式中的 γ 改为 $j\beta$, 就是无损耗情况时的表达式。下面讨论无损耗时传输线的一些特点。

传输线上任一点的反射系数 Γ 定义为该点的反射波电压和入