

“十二五”重点图书

➤ 研究生系列教材

高等微波网络

张厚 唐宏 编著

TN015-43
25



西安电子科技大学出版社
<http://www.xduph.com>

013027895

TN015-43
25

研究生系列教材

高等微波网络

张厚唐宏编著



西安电子科技大学出版社

TN015-43



北航

C1635194

25

288750310

内 容 简 介

本书内容包括微波网络基本概念、网络参数及特性、网络分析与网络综合等。

本书可作为高等学校电磁场与微波技术专业、无线电物理专业及相近专业硕士研究生的教材或教学参考书,也可供从事微波技术和天线工作的工程技术人员使用。

图书在版编目(CIP)数据

高等微波网络/张厚,唐宏编著. —西安:西安电子科技大学出版社,2013.2

研究生系列教材

ISBN 978 - 7 - 5606 - 2973 - 5

I. ①高… II. ①张… ②唐… III. ①微波电子学—研究生—教材

IV. ①TN015

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2013)第 023694 号

策划编辑 云立实

责任编辑 阎 彬

出版发行 西安电子科技大学出版社(西安市太白南路2号)

电 话 (029)88242885 88201467 邮 编 710071

网 址 www.xduph.com 电子邮箱 xdupfxb001@163.com

经 销 新华书店

印刷单位 陕西天意印务有限责任公司

版 次 2013年2月第1版 2013年2月第1次印刷

开 本 787毫米×960毫米 1/16 印张 7.5

字 数 128千字

印 数 1~2000册

定 价 15.00元

ISBN 978 - 7 - 5606 - 2973 - 5/TN

XDUP 3265001 - 1

*** 如有印装问题可调换 ***

本社图书封面为激光防伪覆膜,谨防盗版。

前 言

微波网络作为一种路的方法，为求解复杂电磁场和微波结构带来了极大的便利。

本书从微波网络的基本概念和基本特性入手，由浅入深、循序渐进地展开讨论。全书共分5章：第1章讨论了微波网络的分类、传输线及不连续性的网络等效、结果验证等基本概念和问题；第2章对微波网络的参数及特性进行了分析；第3章讲述了网络分析的基本方法；第4章对网络的综合进行了阐述；第5章讨论了双匹配网络的综合技术。

由于本书对于一些基本概念、术语和符号，例如反射系数、驻波比、 A 参数等都是直接表述和引用的，因此，使用本书的读者应具有微波技术和微波网络的基本知识。

本书是在作者多年教学和科研积累的基础上编写完成的，全书内容丰富翔实，可作为高等学校电磁场与微波技术专业、无线电物理专业及相近专业硕士研究生教材或教学参考书，也可供从事微波技术和天线工作的工程技术人员使用。

由于微波网络的内容涉及的技术领域和服务对象范围广，相关的理论和技术发展迅速，加上作者水平有限，书中难免存在不妥之处，敬请各位读者和专家批评指正。

作 者

2012年10月

目 录

第 1 章 概论	1
1.1 微波系统的组成	1
1.2 微波网络的分类	2
1.3 传输线的处理	3
1.3.1 横向问题和纵向问题	3
1.3.2 广义传输线方程	4
1.4 不连续性处理	10
1.5 结果验证	12
习题 1	12
第 2 章 网络基础	14
2.1 微波网络的基本概念	14
2.1.1 复频率与复平面	14
2.1.2 赫维茨(Hurwitz)多项式	15
2.1.3 正实函数	16
2.1.4 有界实矩阵与有界实函数	16
2.1.5 网络函数及其性质	16
2.2 工作特性参量	18
2.3 A 参数	19
2.3.1 A 参数的定义和基本性质	19
2.3.2 最佳传输问题	22
2.4 S 参数	24
2.4.1 S 参数的基本性质	24
2.4.2 两个相同无耗网络组成的级联反射	25
2.4.3 广义散射参数	27
2.5 无耗互易网络的几个重要定理	29
2.6 参考面移动对网络参数的影响	30
2.7 散射矩阵的别列维奇表示法	31
习题 2	32

第 3 章 微波网络分析	33
3.1 网络分析的步骤	33
3.2 复杂网络系统分析	35
3.3 网络分析中的 Weissfloch 圆分析法	40
3.3.1 Weissfloch 圆几何法	41
3.3.2 圆变换定理及应用	44
3.4 微波非线性网络的频域分析	45
3.5 复杂模型的建立以及场与路的协同仿真	46
3.5.1 复杂模型的建立	46
3.5.2 场与路的协同仿真	48
习题 3	53
第 4 章 网络综合	54
4.1 网络综合的基本概念	54
4.1.1 理想低通模型	55
4.1.2 网络综合的一般过程	56
4.2 单端口集总参数网络的综合	57
4.3 无耗单端口网络的综合	59
4.4 双端口达林顿梯形网络的综合	61
4.5 等长度传输线双端口无耗网络的综合	64
4.5.1 s 面网络	64
4.5.2 s 面网络的综合	66
4.6 Butterworth 综合	69
4.7 Chebyshev 综合	69
4.8 $1/4$ 波长阻抗变换器	70
4.8.1 基本原理	71
4.8.2 综合过程	74
习题 4	78
第 5 章 双匹配网络的综合	79
5.1 双匹配网络的一般概念	79
5.1.1 双匹配网络的基本关系式	79
5.1.2 尤拉定理	81
5.1.3 双匹配网络的物理实现	94

5.2 具有简单传输零点的双匹配网络	96
5.2.1 系统的散射特性和增益函数	96
5.2.2 全通因子	99
5.2.3 具有简单传输零点的双匹配系统的综合	101
5.3 双匹配网络的实频 CAD 技术	105
5.3.1 双匹配网络的简化处理	105
5.3.2 单匹配实频数据法原理	106
5.3.3 改进的实频数据法	107
习题 5	110
参考文献	111

第 1 章 概 论

本章首先介绍微波系统的组成和微波网络的分类,接着介绍微波传输线及不连续性的网络化处理,最后给出了几种结果验证的方法。

1.1 微波系统的组成

微波系统是指由微波传输线和微波元器件组成的系统,其作用是产生、转换和传输微波信号和功率。这里,微波传输线在广义上定义为能够无反射地传输电磁波的结构,所以它包含了各种各样的传输线,如双导线、同轴线、金属波导、介质波导、微带线、带状线等。

微波系统的组成从功能上划分为如下三个部分:

- 无反射地传输微波信号和功率的装置,称为微波传输线;
- 完成微波信号和功率的分配、控制和滤波等功能的装置,如隔离器、耦合器、功率分配器、滤波器、衰减器等,这些装置并没有进行微波能量与其他能量(如直流)的转换,所以常称为微波元件或微波无源器件;
- 产生、放大、变换微波信号和功率的装置,如振荡器、放大器、变频器等,这些装置一般要将微波能量与其他能量进行转换,所以常称为微波有源器件。

图 1.1-1 就是一个典型的微波通信系统的组成框图。

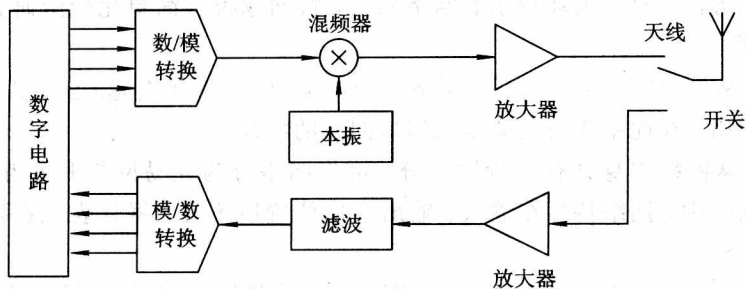


图 1.1-1 微波通信系统

微波元件的分析与设计就其本质而言是电磁场问题，所以最基本的解决方法就是求解电磁场方程。但是，在整体元件范围内求解电磁场方程是非常复杂的，难以实现工程应用。为此，发展了微波网络方法。

任何微波元件都可以看做是由若干传输线和不连续性构成的，如图 1.1-2 (a) 所示。网络方法首先将微波元件分解成由传输线和不连续性组成的微波电路，然后分别研究传输线和不连续性。传输线可以用特征参数表征，不连续性可以用网络参量关系表征，于是微波元件就等效为由传输线和不连续性子网络构成的大网络。在许多情况下不连续性网络还可等效为集总参数电路；传输线本身也是一种特殊的网络。最后，就可以用电路理论分析和设计微波元件。网络方法把复杂的三维电磁场问题“化繁为简”、“各个击破”，最后将其变为一维电路问题，大大简化了分析与设计过程。

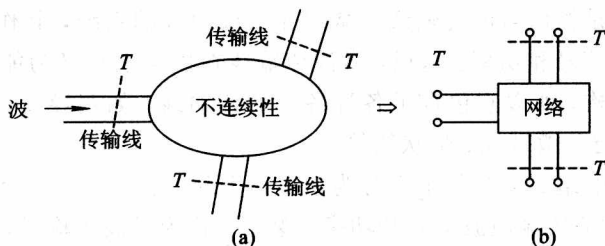


图 1.1-2 微波元件及不连续性的处理

1.2 微波网络的分类

总体来讲，根据侧重点不同可将微波网络分为以下几种：

(1) 从能耗方面来分，可以将其分为无耗网络和有耗网络。这其实也是一种研究的方法。对于损耗较小的网络来说，将问题模型简单化会给研究带来很大的方便。

(2) 从端口方面来分，可将网络分为单端口网络(如天线)、二端口网络和多端口网络。在此主要讨论的是二端口网络的特性。

(3) 从网络本身具有的特性来分，可将网络分为互易网络和非互易网络。在互易网络中，网络特性在输入、输出互换位置后不变。将其表现在矩阵中就是： $S_{ij} = S_{ji}$ 。

(4) 从增益方面来区分，又可将网络分为有源网络和无源网络。具体来说，无源网络的增益是小于 1 的，而有源网络的增益是可以大于 1 的。

1.3 传输线的处理

1.3.1 横向问题和纵向问题

各种各样的传输线尽管横截面的构成各不相同, 传输的模式也不一样, 但有一个特点是共同的, 即横截面沿纵向分布是不变的, 于是, 传输线问题可以分解为横向问题和纵向问题。

考虑图 1.3-1 所示的柱形传输线。设 L 为某一模式电场或磁场的某一分量, 在频域满足波动方程

$$\nabla^2 L + k^2 L = 0 \quad (1.3.1)$$

式中, $k^2 = \omega^2 \mu \epsilon$ 。利用分离变量法, 令 $L = L_t(x, y)Z(z)$, 因为 $\nabla^2 = \nabla_t^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$, 则式(1.3.1)成为

$$(\nabla_t^2 L_t)Z + L_t \frac{d^2 Z}{dz^2} + k^2 L_t Z = 0 \quad (1.3.2)$$

于是

$$\nabla_t^2 L_t + k_c^2 L_t = 0 \quad (1.3.3)$$

$$\frac{d^2 Z}{dz^2} = -\gamma^2 Z \quad (1.3.4)$$

式中, $k_c^2 = k^2 + \gamma^2$ 。式(1.3.3)为二维波动方程, 反映了传输线的横向问题。结合横截面的边界条件, 由式(1.3.3)可以求得电磁波沿横向的分布。

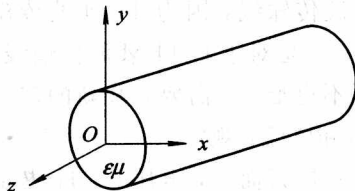


图 1.3-1 柱形传输线

一般来说, 传输线的结构使得波不能沿横向传输, 所以, 波在横向呈驻波分布。式(1.3.4)是一维波动方程, 代表了传输线的纵向问题, 其通解为

$$Z = Ae^{-\gamma z} + Be^{\gamma z} \quad (1.3.5)$$

式中, γ 称为传播常数。如果取频域因子为 $e^{j\omega t}$, 则 $e^{-\gamma z}$ 代表沿 z 方向传输的波, $e^{\gamma z}$ 代表沿 $-z$ 方向传输的波。传输线中具体传播的波由线两端的边界条件决定。

可以看出, 不同传输线的横向问题是不一样的(边界条件不同), 因而求解

方法也不尽相同,但纵向问题的解的形式却是一样的。横截面构成以及传输波形的不同,仅仅造成纵向问题参数(如传播常数、特性阻抗等)的不同。纵向实际上是微波信号和功率的传输方向,所以,当研究传输问题时,各种传输线可以等效为一种统一的电路形式——双线。单模传输时,一条传输线等效为一对双线;多模传输时,例如 m 个模传输时,由于模式之间没有耦合,所以一条传输线等效为 m 对双线,如图 1.3-2 所示。

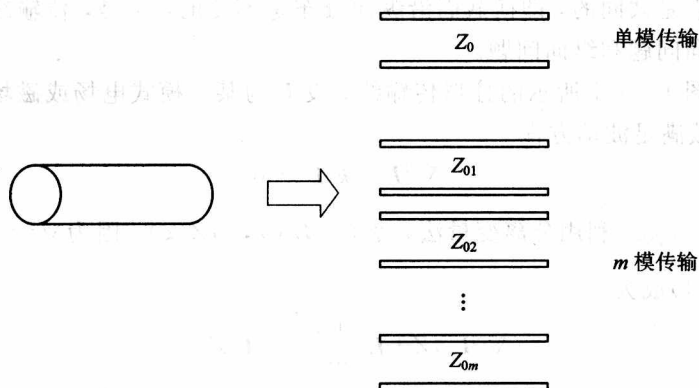


图 1.3-2 传输线等效为双线

1.3.2 广义传输线方程

在静态场和低频稳态场中,电压定义为两点间电场关于路径的积分。由于这时的场为位场,两点间的电压与积分路径无关,所以电压的定义是唯一的。这一概念也可用于 TEM 波传输线,因为 TEM 波传输线的横向问题也是位场问题(满足 Laplace 方程)。但是对于非 TEM 波传输线,横向问题不再是位场问题,上述方法定义的电压不再唯一,需要寻找新的定义方法。

为了唯一地定义电压和电流,规定:

(1) 对于传输线的某一模式而言,电压 U 与该模式的横向电场 E_t 成正比;电流 I 与该模式的横向磁场 H_t 成正比,即 $U \propto E_t$, $I \propto H_t$ 。

(2) 电压与电流的共轭乘积的实部代表该模式的传输功率 P ,即 $\frac{1}{2} \text{Re}\{UI^*\} = P$ 。

(3) 传输行波时,电压与电流之比等于传输线的特性阻抗 Z_0 ,即 $\frac{U}{I} = Z_0$ 。

根据规定(1),设传输线中某一模式的横向场为

$$\begin{cases} \mathbf{E}_t = \mathbf{e}(x, y)U(z) \\ \mathbf{H}_t = \mathbf{h}(x, y)I(z) \end{cases} \quad (1.3.6)$$

令

$$\iint_s \mathbf{e} \times \mathbf{h} \cdot \hat{\mathbf{z}} ds = 1 \quad (1.3.7)$$

则从传输线横截面 s 入射的功率为

$$P = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ \iint_s \mathbf{E}_t \times \mathbf{H}_t^* \cdot \hat{\mathbf{z}} ds \right\} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ UI^* \} \quad (1.3.8)$$

恰好满足规定(2)。注意,在式(1.3.6)中已设 \mathbf{e} 、 \mathbf{h} 为实函数。由于式(1.3.6)是根据场模式定义的,所以称 $U(z)$ 为模式电压, $I(z)$ 为模式电流, \mathbf{e} 、 \mathbf{h} 分别为电场和磁场模式矢量函数。应当指出,规定(1)和(2)并不能唯一确定电压和电流。例如,令 $U' = AU$, $I' = I/A$, 则式(1.3.8)成为

$$P = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ U' I'^* \}$$

仍满足规定(1)和(2),但规定(3)不再满足,而是

$$\frac{U'}{I'} = A^2 \frac{U}{I} = A^2 Z_0$$

因此,还必须满足规定(3)才能唯一确定电压和电流。

由于横向电场模值和横向磁场模值之比等于波阻抗 Z_w , 即

$$\frac{|\mathbf{E}_t|}{|\mathbf{H}_t|} = Z_w \quad (1.3.9)$$

所以,根据规定(3),在行波状态下,以式(1.3.6)代入式(1.3.9),得

$$\frac{|\mathbf{e}|}{|\mathbf{h}|} = \frac{Z_w}{Z_0} \quad (1.3.10)$$

由于 $\mathbf{e} \times \mathbf{h}$ 为 $\hat{\mathbf{z}}$ 方向,所以

$$\begin{cases} \mathbf{e} = \frac{Z_w}{Z_0} \mathbf{h} \times \hat{\mathbf{z}} \\ \mathbf{h} = \frac{Z_0}{Z_w} \hat{\mathbf{z}} \times \mathbf{e} \end{cases} \quad (1.3.11)$$

这样,剩下的问题就是如何确定特性阻抗 Z_0 了。通常,需要根据具体问题而定。

【例 1.3.1】 求矩形波导中 TE_{10} 模的模式电压和模式电流。

解: 矩形波导中 TE_{10} 模的横向场分量为

$$\mathbf{E}_t = \hat{\mathbf{y}} E_y = \hat{\mathbf{y}} E_{10} \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) e^{-\gamma z}$$

$$\mathbf{H}_t = \hat{x}H_x = -\hat{x} \frac{E_{10}}{Z_{\text{WTE}_{10}}} \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) e^{-\gamma z}$$

式中, $Z_{\text{WTE}_{10}} = \frac{\omega\mu}{\beta} = \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}$ 为 TE_{10} 模的波阻抗, $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ 为介质空间中的

波阻抗, E_{10} 是与激励有关的常数。令电场模式矢量函数为

$$\mathbf{e} = \hat{y}A \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right)$$

其中, A 为任意常数。根据式(1.3.6), 磁场模式矢量函数为

$$\mathbf{h} = -\hat{x} \frac{Z_0 A}{Z_{\text{WTE}_{10}}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right)$$

于是, 模式电压和模式电流分别为

$$U = \frac{E_{10}}{A} e^{-\gamma z}$$

$$I = \frac{E_{10}}{AZ_0} e^{-\gamma z}$$

根据

$$\begin{aligned} \iint_S \mathbf{e} \times \mathbf{h} \cdot \hat{z} ds &= \frac{Z_0 A^2}{Z_{\text{WTE}_{10}}} \int_0^a \int_0^b \sin^2\left(\frac{\pi}{a}x\right) dx dy \\ &= \frac{Z_0 A^2}{Z_{\text{WTE}_{10}}} \cdot \frac{ab}{2} \\ &= 1 \end{aligned}$$

有

$$Z_0 = \frac{2}{abA^2} Z_{\text{WTE}_{10}}$$

可见, 特性阻抗的确定与任意常数 A 有关, 也就是说, 定义特性阻抗具有一定的任意性。为了使特性阻抗、模式电压和模式电流有正确的量纲, 令 $A =$

$\frac{\sqrt{2}}{b}$, 则

$$Z_0 = \frac{b}{a} Z_{\text{WTE}_{10}} = \frac{b}{a} \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}$$

于是

$$\mathbf{e} = \hat{y} \frac{\sqrt{2}}{b} \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right)$$

$$h = -\hat{x} \frac{\sqrt{2}}{a} \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right)$$

$$U = \frac{E_{10}b}{\sqrt{2}} e^{-\gamma z}$$

$$I = \frac{E_{10}a}{\sqrt{2}Z_{\text{WTE}_{10}}} e^{-\gamma z}$$

在历史上,关于矩形波导 TE_{10} 模的特性阻抗的定义有三种。首先,定义波导横截面中心从底面到顶面的电场线积分为等效电压 U_m ,波导顶面上总的纵向电流为等效电流 I_m ,即

$$\begin{cases} U_m = \int_0^b E_y \Big|_{x=\frac{a}{2}} dy = bE_{10} \\ I_m = \int_0^a J_z dx = - \int_0^a H_x \Big|_{y=b} dx = \frac{2aE_{10}}{\pi Z_{\text{WTE}_{10}}} \end{cases} \quad (1.3.12)$$

传输 TE_{10} 模时的平均功率为

$$P = \iint_S \mathbf{E}_t \times \mathbf{H}_t \cdot \hat{z} ds = \frac{E_{10}^2 ab}{2Z_{\text{WTE}_{10}}} \quad (1.3.13)$$

波导的特性阻抗按如下三个公式定义

$$Z_{0(U-D)} = \frac{U_m}{I_m} = \frac{\pi b}{2a} \cdot \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \quad (1.3.14)$$

$$Z_{0(U-P)} = \frac{U_m^2}{P} = \frac{2b}{a} \cdot \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \quad (1.3.15)$$

$$Z_{0(P-D)} = \frac{P}{I_m^2} = \frac{\pi^2 b}{8a} \cdot \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \quad (1.3.16)$$

可以看出,用不同方式定义的特性阻抗,仅相差一个数字系数,与波长和波导尺寸的关系是相同的。在实际中,通常采用归一化电压和电流,它们用小写字母表示为

$$\begin{cases} u = \frac{U}{\sqrt{Z_0}} \\ i = \sqrt{Z_0} I \end{cases} \quad (1.3.17)$$

容易验证,归一化电压和电流并不违反关于电压、电流的三条规定,只是在归一化电压、电流下,特性阻抗为1,从而避免了特性阻抗定义的不

确定性。

定义了传输线电压和电流后,就可以从最基本的 Maxwell 方程出发,导出电压和电流所满足的广义传输线方程或称广义电报方程。

设传输线无源, Maxwell 方程为

$$\begin{cases} \nabla \times \mathbf{H} = j\omega\epsilon\mathbf{E} \\ \nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H} \end{cases} \quad (1.3.18)$$

对于传输线, \mathbf{E} 、 \mathbf{H} 以及 ∇ 算子可以分解为横向分量和纵向分量, 即

$$\begin{cases} \mathbf{E} = \mathbf{E}_t + \hat{z}E_z \\ \mathbf{H} = \mathbf{H}_t + \hat{z}H_z \\ \nabla = \nabla_t + \hat{z}\frac{\partial}{\partial z} \end{cases} \quad (1.3.19)$$

将式(1.3.19)代入式(1.3.18), 可得

$$\begin{aligned} \nabla \times \mathbf{H} &= \left(\nabla_t + \hat{z}\frac{\partial}{\partial z} \right) \times (\mathbf{H}_t + \hat{z}H_z) \\ &= \nabla_t \times \mathbf{H}_t + \nabla_t \times (\hat{z}H_z) + \frac{\partial}{\partial z} (\hat{z} \times \mathbf{H}_t) \\ &= j\omega\epsilon(\mathbf{E}_t + \hat{z}E_z) \end{aligned}$$

即

$$\nabla_t \times \mathbf{H}_t = j\omega\epsilon \hat{z}E_z \quad (1.3.20)$$

$$\nabla_t \times (\hat{z}H_z) + \frac{\partial}{\partial z} (\hat{z} \times \mathbf{H}_t) = j\omega\epsilon\mathbf{E}_t \quad (1.3.21)$$

同理, (也可用对偶原理, $\mathbf{E} \rightarrow -\mathbf{H}$, $\mathbf{H} \rightarrow \mathbf{E}$, $\mu \rightarrow \epsilon$, $\epsilon \rightarrow \mu$), 得

$$\nabla_t \times \mathbf{E}_t = -j\omega\mu \hat{z}H_z \quad (1.3.22)$$

$$\nabla_t \times (\hat{z}E_z) + \frac{\partial}{\partial z} (\hat{z} \times \mathbf{E}_t) = -j\omega\mu\mathbf{H}_t \quad (1.3.23)$$

将式(1.3.20)和式(1.3.22)两边关于 ∇_t 取旋度, 并分别代入式(1.3.23)和式(1.3.21)中, 得

$$\frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla_t \times \nabla_t \times \mathbf{H}_t + \frac{\partial}{\partial z} (\hat{z} \times \mathbf{E}_t) = -j\omega\mu\mathbf{H}_t \quad (1.3.24)$$

$$-\frac{1}{j\omega\mu} \nabla_t \times \nabla_t \times \mathbf{E}_t + \frac{\partial}{\partial z} (\hat{z} \times \mathbf{H}_t) = -j\omega\epsilon\mathbf{E}_t \quad (1.3.25)$$

将式(1.3.6)代入上述两式, 得

$$\frac{1}{j\omega\epsilon} (\nabla_t \times \nabla_t \times \mathbf{h})I + (\hat{z} \times \mathbf{e}) \frac{\partial U}{\partial z} = -j\omega\mu\mathbf{h}I \quad (1.3.26)$$

$$-\frac{1}{j\omega\mu} (\nabla_t \times \nabla_t \times \mathbf{e})U + (\hat{z} \times \mathbf{h}) \frac{\partial I}{\partial z} = j\omega\epsilon\mathbf{e}U \quad (1.3.27)$$

将式(1.3.26)和式(1.3.27)两边分别点乘 \mathbf{h} 和 \mathbf{e} , 并在整个横截面内积分, 可得

$$\begin{cases} \frac{dU}{dz} = \frac{-j\omega\mu \iint_S \mathbf{h} \cdot \mathbf{h} ds + \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \iint_S \mathbf{h} \cdot \nabla_t \times \nabla_t \times \mathbf{h} ds}{\iint_S \mathbf{e} \times \mathbf{h} \cdot \hat{z} ds} I \\ \frac{dI}{dz} = - \frac{-j\omega\epsilon \iint_S \mathbf{e} \cdot \mathbf{e} ds + \frac{1}{j\omega\mu} \iint_S \mathbf{e} \cdot \nabla_t \times \nabla_t \times \mathbf{e} ds}{\iint_S \mathbf{e} \times \mathbf{h} \cdot \hat{z} ds} U \end{cases} \quad (1.3.28)$$

当传输线沿 z 方向传输行波时, 设传输常数 $\gamma = j\beta$ (无耗), 则 $\frac{\partial}{\partial z} = -j\beta$, 考虑到式(1.3.11), 则式(1.3.26)和式(1.3.27)变为

$$\begin{cases} \frac{1}{j\omega\epsilon} (\nabla_t \times \nabla_t \times \mathbf{h}) I + \frac{Z_w}{Z_0} \mathbf{h} (-j\beta U) = -j\omega\mu \mathbf{h} I \\ -\frac{1}{j\omega\mu} (\nabla_t \times \nabla_t \times \mathbf{e}) U + \left(-\frac{Z_0}{Z_w} \mathbf{e}\right) (-j\beta I) = j\omega\epsilon \mathbf{e} U \end{cases}$$

根据规定(3), 上式变为

$$\begin{cases} \nabla_t \times \nabla_t \times \mathbf{h} = (k^2 - \omega\epsilon\beta Z_w) \mathbf{h} \\ \nabla_t \times \nabla_t \times \mathbf{e} = \left(k^2 - \omega\mu\beta \frac{1}{Z_w}\right) \mathbf{e} \end{cases} \quad (1.3.29)$$

利用式(1.3.7)和式(1.3.8), 可得

$$\begin{cases} \iint_S \mathbf{h} \cdot \mathbf{h} ds = \frac{Z_0}{Z_w} \\ \iint_S \mathbf{e} \cdot \mathbf{e} ds = \frac{Z_w}{Z_0} \end{cases} \quad (1.3.30)$$

将式(1.3.7)、式(1.3.28)和式(1.3.29)代入式(1.3.27), 便得到广义传输线方程:

$$\begin{cases} \frac{dU}{dz} = -ZI \\ \frac{dI}{dz} = -YU \end{cases} \quad (1.3.31)$$

式中

$$Z = j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}$$

$$Y = j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega L_2}$$

$$L_1 = \mu \frac{Z_0}{Z_w}$$

$$C_1 = \frac{\epsilon Z_w}{Z_0 (k^2 - \omega\epsilon\beta Z_w)}$$

$$C_2 = \epsilon \frac{Z_w}{Z_0}$$

$$L_2 = \frac{\mu Z_0}{Z_w k^2 - \omega\mu\beta}$$

由式(1.3.31)可以得到如图 1.3-3 所示的传输线纵向问题的等效电路。

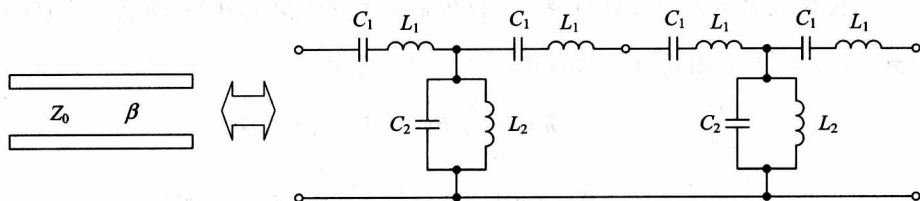


图 1.3-3 传输线纵向问题的等效电路

- 对于 TEM 模, $Z_w = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$, $\beta = k$, 则 $C_1 = \infty$, $L_2 = \infty$, $L_1 = Z_0 \sqrt{\mu\epsilon}$, $C_2 = \frac{\sqrt{\mu\epsilon}}{Z_0}$ 。
- 对于 TE 模, $Z_w = \frac{\omega\mu}{\beta}$, 则 $C_1 = \infty$, $L_1 = \frac{Z_0\beta}{\omega}$, $C_2 = \frac{\omega\mu\epsilon}{Z_0\beta}$, $L_2 = \frac{\mu Z_0}{k_c^2 Z_w}$ 。
- 对于 TM 模, $Z_w = \frac{\beta}{\omega\epsilon}$, 则 $C_1 = \frac{\epsilon Z_w}{k_c^2 Z_0}$, $L_1 = \frac{\omega\mu\epsilon}{Z_w\beta}$, $C_2 = \frac{\beta}{\omega Z_0}$, $L_2 = \infty$ 。

容易证明:

$$\sqrt{ZY} = j\beta, \sqrt{\frac{Z}{Y}} = Z_0$$

1.4 不连续性处理

设传输线满足单模传输条件, 当波从一传输线入射到一不连续性时, 一部分反射回传输线, 其余部分通过不连续性传输到其他传输线, 同时在不连续性上激发出许多高次模, 这些高次模在传输线中为截止波, 所以很快被衰减掉。这样在不连续性附近就形成了一个能量存储区。根据电储能和磁储能所占的比例, 这些不连续性就可以等效为感性、容性或谐振集总电路。