

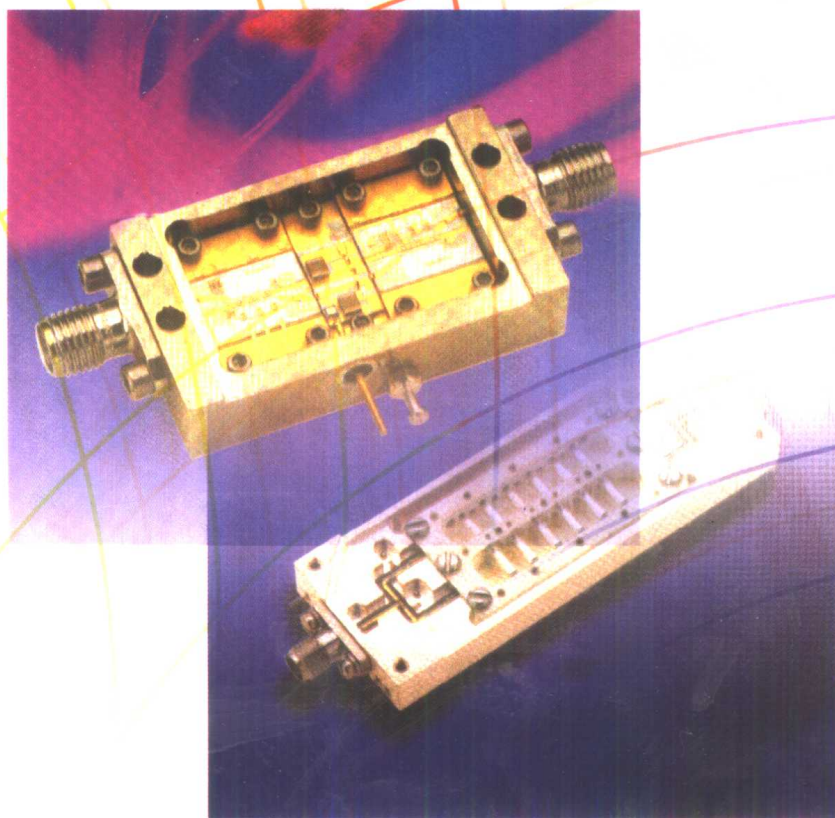
赫崇骏 韩永宁 袁乃昌 何建国 编著

微波电路

微波电路

微波电路

微波电路



国防科技大学出版社

微波电路

赫崇骏 韩永宁 袁乃昌 何建国 编著

国防科技大学出版社
·长沙·

图书在版编目(CIP)数据

微波电路/赫崇骏等编著. —长沙: 国防科技大学出版社, 1999. 8

ISBN 7-81024-572-4

I. 微… II. 赫… III. 微波电路 IV. TN710

中国版本图书馆 CIP 数据核字(1999)第 34710 号

内 容 简 介

本书包含了微波无源电路和微波有源电路。微波无源电路包括: 网络参量、微波元件的网络参数、功分器、定向耦合器、电桥、滤波器、渐变线等。有源电路包括: 肖特基势垒二极管及混频器、微波变容管及其电路、微波二极管振荡器、PIN 管、开关、相移器、衰减器、限幅器、微波放大器、微波电真空器件等。

该书由于内容多、面广、授课时间少, 因此力求从物理概念加以说明, 并尽量多举实例。本书主要作为微波、通讯、电子工程(雷达、电子对抗等)等专业学生的专业基础课教材。

国防科技大学出版社出版发行

电话: (0731)4555681 邮政编码: 410073

E-mail: gfkdcbs@public.cs.hn.cn

责任编辑: 黄八一 责任校对: 黄 煌

新华书店总店北京发行所经销

国防科技大学印刷厂印装

*

787×1092 1/16 印张: 17.25 字数: 399 千

1999 年 8 月第 1 版第 1 次印刷 印数: 1—4000 册

*

定价: 21.00 元

前 言

根据教学计划的要求,把过去的“微波网络”(70学时)和“微波电子线路”(70学时)两门课合并成一门,参考课时数为70学时。本书适用电子类微波通信、电子工程等专业,作为专业基础课教材。

本课程在学过“高频电子线路”、“微波技术基础”等课程的基础上,进一步学习微波无源和有源器件,以及由它们组成的微波电路。本书分成两大部分,第一篇为微波无源器件,主要包括微波网络、微波元件的等效参量、耦合器、滤波器、电桥、匹配电路等。第二篇主要包括混频器、控制器件、固体振荡器、微波晶体管放大器、微波电真空器件等。学过本课程后,应对雷达、通信、导弹、卫星、微波测量仪器中应用的微波发射机、接收机、微波控制电路的原理和使用方法有一个初步的了解。

由于课时数少,内容多,在深度和广度上又有一定要求,因此在取材以及具体内容阐述上力求简明扼要。目录中打*的节可不讲,供学员自学参考。

本书第一章、第五章的一部分(混频、控制开关、相移器)由韩永宁编写,第二章、第三章、第七章以及第五章的一部分由赫崇骏编写,第四章、第八章由袁乃昌编写,第六章由何建国编写,全书由赫崇骏统稿,主审由毛钧杰同志担任。

编者

1999年5月

目 录

第一篇 微波无源电路

第一章 微波器件的网络参量	(2)
§ 1.1 等效电压、电流和阻抗	(2)
1.1.1 等效电压、电流	(2)
1.1.2 常用传输线的阻抗	(3)
1.1.3 单端口网络的阻抗特性	(6)
§ 1.2 阻抗矩阵与导纳矩阵	(7)
1.2.1 二端口网络的阻抗、导纳矩阵	(7)
1.2.2 二端口网络的 $[Z]$ 、 $[Y]$ 矩阵性质	(9)
1.2.3 二端口网络的 T 、 Π 型等效	(11)
1.2.4 矩阵 $[Z]$ 、 $[Y]$ 的归一化	(11)
1.2.5 多端口网络的阻抗、导纳矩阵	(12)
§ 1.3 网络的转移矩阵	(13)
1.3.1 二端口网络的转移矩阵	(13)
1.3.2 影像阻抗	(17)
1.3.3 多端口网络的转移矩阵	(18)
§ 1.4 散射矩阵	(19)
1.4.1 散射参量 S 的定义	(19)
1.4.2 散射矩阵 $[S]$ 的性质	(22)
1.4.3 参考面位移	(23)
1.4.4* 电压散射矩阵	(24)
1.4.5 二端口网络 $[S]$ 矩阵与其他矩阵的转换	(25)

§ 1.5	传输矩阵	(27)
§ 1.6	二端口网络的工作特性	(29)
1.6.1	输入电压反射系数和驻波系数	(29)
1.6.2	网络衰减	(29)
§ 1.7	多端口网络的互联	(30)
1.7.1	采用转移矩阵的分析	(30)
1.7.2	采用散射矩阵、传输矩阵分析	(32)
习题		(36)
第二章	微波网络元件及等效参量	(41)
§ 2.1	引言	(41)
§ 2.2	矩形波导的平面不连续性	(42)
2.2.1	膜片	(42)
2.2.2	谐振窗	(44)
2.2.3	销钉	(46)
2.2.4	波导阶梯	(46)
§ 2.3	矩形波导的弯曲和匹配拐角	(47)
2.3.1	矩形波导的弯曲	(48)
2.3.2	矩形波导拐角	(49)
§ 2.4	同轴线不连续	(50)
2.4.1	同轴线的电容间隙	(50)
2.4.2	同轴线阶梯	(52)
2.4.3	同轴线的串联与 T 型分支	(52)
2.4.4	同轴高低阻抗线	(53)
§ 2.5	微带中的不连续性和补偿	(54)

第三章 功分器、定向耦合器和混合环 (58)

§ 3.1 功分器、耦合器和混合接头的基本特性 (58)

3.1.1 三端口网络(T 型接头) (58)

3.1.2 四端口网络(定向耦合器和混合接头)..... (60)

§ 3.2 T 型接头和微带功分器 (63)

3.2.1 T 型接头功分器 (63)

3.2.2 微带功分器(Wilkinson 功分器) (65)

§ 3.3 定向耦合器..... (69)

3.3.1 波导定向耦合器..... (69)

3.3.2 分支线(90°)耦合器 (73)

3.3.3 耦合线定向耦合器..... (76)

§ 3.4 180° 耦合环 (81)

3.4.1 180° 耦合环 (81)

3.4.2 波导魔 T 接头 (85)

§ 3.5 平衡—不平衡转换(巴伦)..... (85)

习题 (87)

第四章 微波滤波器和匹配电路 (89)

§ 4.1 引言..... (89)

§ 4.2 最大平坦和切比雪夫滤波器的衰减特性..... (90)

§ 4.3 低通原型滤波器中电路参数的定义..... (92)

§ 4.4 最大平坦和切比雪夫原型滤波器归一化元件值计算..... (93)

§ 4.5 只有一种电抗元件的滤波器原型..... (95)

4.5.1 用 K, J 变换使 LC 滤波器原型转换成只有一种电抗元件的滤波器原型	(95)
4.5.2 K 和 J 变换器及其等效电路	(97)
§ 4.6 低通、带通或高通滤波器原型中有耗元件的影响	(101)
§ 4.7 低通到带通的变换	(101)
§ 4.8 微波低通滤波器的实现	(102)
§ 4.9 微波带通滤波器	(106)
§ 4.10 电感膜片耦合的波导滤波器	(114)
4.10.1 电感膜片耦合波导带通滤波器的设计公式	(114)
4.10.2 电感膜片耦合波导带通滤波器的设计举例	(115)
§ 4.11 微带匹配电路—指数渐变法	(119)
§ 4.12 微带匹配电路—四分之一波长多节变阻器	(122)
习题	(128)

第二篇 微波有源电路

第五章 微波二极管器件及电路	(130)
§ 5.1 微波混频器	(130)
5.1.1 混频器的作用及技术指标	(130)
5.1.2 混频二极管及混频器基本分析方法	(131)
5.1.3 单端、单平衡混频器	(143)
§ 5.2 微波二极管振荡器	(149)
5.2.1 甘氏二极管产生负阻及其工作原理	(150)
5.2.2 畴的形成与甘氏效应	(152)
5.2.3 负阻放大器的增益	(153)

5.2.4	负阻放大器增益带宽乘积	(153)
5.2.5	由同轴腔和波导腔构成的甘氏振荡器	(154)
§ 5.3	微波控制器件	(156)
5.3.1	PIN 管	(156)
5.3.2	微波开关	(159)
5.3.3	微波移相器	(168)
5.3.4	微波衰减器及限幅器	(174)
§ 5.4	微波变容管及其构成器件	(177)
5.4.1	微波变容二极管及其工作原理	(177)
5.4.2	结电容的非线性特点	(178)
5.4.3	变容管在微波电路中的应用	(179)
§ 5.5*	非线性电容中的能量关系, 门雷—罗威公式	(182)
5.5.1	门雷—罗威公式	(183)
5.5.2	门雷—罗威公式几个具体应用	(184)
习题		(185)
第六章	微波场效应器件	(187)
§ 6.1	引言	(187)
§ 6.2	微波场效应三极管的特性	(187)
6.2.1	微波场效应三极管的结构	(187)
6.2.2	微波场效应三极管的特性	(188)
§ 6.3	微波晶体管放大器的基本特性	(191)
6.3.1	微波晶体管放大器的噪声系数	(191)
6.3.2	微波晶体管放大器的功率增益	(193)
6.3.3	微波晶体管放大器的稳定性	(196)
§ 6.4	小信号微波晶体管放大器的设计	(200)
6.4.1	设计概要	(200)
6.4.2	微波低噪声放大器的设计举例	(201)

§ 6.5*	微波晶体管放大器的计算机辅助设计	(205)
6.5.1	微波晶体管放大器机辅设计概要	(205)
6.5.2	宽频带晶体管放大器设计的基本原理和步骤	(206)
6.5.3	计算机辅助分析方法的选择及拓扑结构	(207)
§ 6.6*	微波场效应管构成的其他微波器件	(211)
6.6.1	微波场效应管混频器	(211)
6.6.2	微波场效应管振荡器	(212)
6.6.3	微波场效应管开关	(216)
6.6.4	微波场效应管移相器	(217)
习题		(218)
 第七章 微波电真空器件		
 § 7.1 引言		
 § 7.2 微波电子学的基本概念		
7.2.1	在静电场和恒定磁场中的电子运动	(219)
7.2.2	电子在静态正交电磁场中的运动	(221)
7.2.3	在平板电极间静态正交电磁场条件下电子运动	(222)
7.2.4	电子流的速度调制	(223)
 § 7.3 速调管放大器与振荡器		
7.3.1	速调管放大器的基本结构	(226)
7.3.2	速调管放大器的工作原理	(227)
7.3.3	反射速调管振荡器	(228)
 § 7.4 行波管放大器		
7.4.1	行波管放大器的结构	(231)
7.4.2	行波管放大器的工作原理	(233)
7.4.3	行波管放大器的工作特性	(234)
 § 7.5 多腔磁控管振荡器		
7.5.1	多腔磁控管的结构	(236)
7.5.2	多腔磁控管的谐振频率和振荡模式	(238)

7.5.3 多腔磁控管的工作原理与同步条件	(241)
7.5.4* 多腔磁控管的工作特性和负载特性	(244)
7.5.5* 磁控管的使用和维护	(248)
习题.....	(250)
 第八章 微波系统简介	(251)
 § 8.1 雷达中的微波系统	(251)
8.1.1 雷达方程	(251)
8.1.2 脉冲雷达	(253)
8.1.3 多普勒(Doppler)雷达	(254)
8.1.4 相控阵雷达的组成及主要指标	(255)
§ 8.2 微波收信系统	(256)
8.2.1 收信设备的组成	(257)
8.2.2 收信设备的主要性能指标	(258)
§ 8.3 微波发信设备	(260)

第一篇 微波无源电路

如果以是否有半导体器件或电真空器件来划分,那么微波电路大体上可以分为无源电路和有源电路两大类。其中,微波无源电路是基础,它们可以单独使用,以提供诸如射频短路、开路、耦合、滤波、阻抗变换以及功率的合成、分配等功能;也可以与半导体器件、电真空器件结合,构成有源电路,以提供更复杂的功能。

本篇包括第一、二、三、四章,主要讨论微波无源电路,即微波网络的基本知识,在此基础上分析研究一些主要的无源电路。通过学习要求熟练掌握各类网络参量及其参量矩阵,熟悉常用的微波无源电路,了解网络分析和网络综合的方法。

第一章 微波器件的网络参量

各种微波电路都由一个个具体部件组合而成,它们的电路、结构、使用的材料各有不同,但是为了分析、研究电路的特性,必须加以抽象,将不同的电路部件或电路整体等效成“微波网络”。对于这些网络,人们主要关心的是其外特性。

微波网络通过一对或几对相同或不同的传输线与外界联接,其联接端称为“端口”,在传输线上端口所在的位置,与能流方向垂直的横截面通常称为“参考面”。这些参考面界定了微波网络的范围。当我们说某一微波网络已经确定时,就意味着该网络代表的电路及各端口所在位置均已确定,该网络必有确定的特性。这些特性可以用各种网络参量及相应的参量矩阵来描述。常用的网络参量矩阵有阻抗、导纳、转移、散射和传输矩阵。前三种参量矩阵基于电路的等效电流、电压概念,可以称为电路矩阵。下面首先对网络的等效电流、电压加以讨论,而后引出各种网络参量,掌握网络的参量矩阵分析法是研究微波网络的基础。

§ 1.1 等效电压、电流和阻抗

1.1.1 等效电压、电流

对于确定的微波网络,在给定各端口的端接条件之后,受麦克斯韦方程及边界条件的约束,网络内部和各端口上的电磁场结构,以及电场、磁场之间的关系应该是确定的、唯一的。对于传输线而言,线上各种特定的电磁场结构称为“模式”。一条传输线上的电磁场可以只有一种模式,也可以同时并存有几种模式。可以证明,在无耗条件下,各个模式的电磁场彼此独立、互不影响,即所谓相互“正交”。

我们知道,在传输线上沿线的功率密度,即单位截面的功率流就是坡印亭矢量。电场、磁场矢量与由它们构成的坡印亭矢量三者之间相互垂直,沿线(纵向)的功率流可由横截面电场、磁场求得。设沿线传输的平均功率为 $\bar{P}$,线上横向电场、磁场分别为 E_t 、 H_t ,传输线横截面为 s ,根据坡印亭定理,有

$$\bar{P} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_s E_t \times H_t^* \cdot i_z ds \quad (1.1.1)$$

其中 i_z 为传输线能流方向的单位矢量。

用网络的概念来分析微波电路,必须把均匀的微波传输线等效成“平行双线”。对于多

模并存的一条传输线(及相应端口)则应等效为多对平行双线(及多个端口),每对平行双线对应其中一种模式的传输。

在平行双线分析中,我们应用传统的电压、电流概念。等效的平行双线的某一位置(即参考面)上,两线之间的电压应与原微波传输线上的横向电场 E_t 成正比,而电流则与原传输线上的横向磁场 H_t 成正比。仿照电路理论,沿线功率流仍可表示为

$$\bar{P} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(VI^*) \quad (1.1.2)$$

其中 V 、 I 称为平行双线上的等效电压、电流。

显然,一条多模并存的传输线,沿线的功率流应为等效的多对平行双线上的功率流的总和。

1.1.2 常用传输线的阻抗

在电磁场理论讨论中我们已经知道均匀介质空间有“波阻抗”的概念。微波传输线中当然也有其波阻抗,它定义为行波状态下微波传输线中横向电场、磁场之比,而电、磁场结构与模式有关,不同模式有不同的横向电、磁场关系,对于 TEM 波,波阻抗为:

$$\eta_{\text{TEM}} = E_t/H_t = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \eta_0$$

η_0 是均匀介质空间中的波阻抗, μ 、 ϵ 分别为介质的导磁率、介电常数。在真空中 $\eta_0 = 377\Omega$ 。

对于 TE、TM 波可分别导出波阻抗为

$$\eta_{\text{TE}} = \eta_0 \cdot \frac{\lambda_g}{\lambda_0} \quad \eta_{\text{TM}} = \eta_0 \cdot \frac{\lambda_0}{\lambda_g}$$

其中 λ_0 、 λ_g 分别为均匀介质空间中的波长及传输线中的导波长。

从以上波阻抗的三个表示式可看出,传输线的波阻抗与线中的充填介质以及电磁场的模式有关。

除了波阻抗之外,对于等效平行双线,我们还要引入“特性阻抗”的概念。

对于 TEM 模传输线,使用“特性阻抗”是方便的,因为线上存在着确定的电压、电流,如图 1.1.1,平行双线上的电压为:

$$V = \int_a^b \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l}$$

积分路径位于参考面 T 处。而沿线的电流则为

$$I = \oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l}$$

积分路径为参考面 T 处环绕其中一根导线的闭合环线。

当 TEM 模传输线处于行波状态时,线上的电压、电流之比为该线的特性阻抗:

$$Z_c = V/I$$

因此线上传输的功率为:

$$\bar{P} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} VI^* = \frac{1}{2} |I|^2 Z_c = \frac{1}{2} \frac{|V|^2}{Z_c}$$

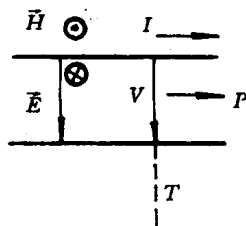
不同的传输线有不同的特性阻抗。在工作中常用的传输线有同轴线、带状线、微带线和矩形波导等。

对于以 TEM 模作为主模工作的同轴线,根据其场方程可以很容易求得特性阻抗为

$$Z_C = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln b/a \quad (\Omega)$$

其中 b 为外导体的内径, a 为内导体的外径。

图 1.1.1 平行双线上的电压、电流



与同轴线相比,图 1.1.2 所示带状线中的电磁场结构比较复杂,在带状线中心导体的边缘上有不均匀场,计算比较麻烦。但对于工作在 TEM 模的零厚度宽条带状线 ($W \gg b, t \rightarrow 0$), 其特性阻抗近似为

$$Z_C = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left[\frac{1 + \frac{W}{b}}{\frac{W}{b} + \frac{t}{b}} \right] \quad (\Omega)$$

在图 1.1.3 所示的微带线中,因为有两层不同的介质,电磁场结构更加复杂,其传输的主模不是 TEM 模。当工作频率较低时,可近似看作 TEM 模,称为“TEM”模。其特性阻抗常以数据表格或曲线图(如图 1.1.4)给出。

带线、微带线的特性阻抗可以籍助于保角变换等方法计算。

在矩形波导中 TEM 模不能存在,如图 1.1.5,其最低模式(主模)为 TE_{10} 模。对于 TE 模,我们在前面已写出其波阻抗, TE_{10} 模波阻抗为

$$\eta_{H10} = \eta_0 \cdot \frac{\lambda_{g(H10)}}{\lambda_0}$$

我们知道上式中的波导波长 $\lambda_{g(H10)}$ 仅反映了波导横截面尺寸中宽边 a 的影响,未涉及窄边 b 。也即具有相同宽边,不同窄边尺寸的波导,其波阻抗 η_{H10} 相同。但是事实上这样两段波导在联接时是会有反射的,因此仅有波阻抗的概念不能充分反映不同尺寸的波导特性,还应该寻找另一种阻抗表示法。

TE_{10} 模横截面上的横向电、磁场的振幅沿波导的宽边作正弦分布:

$$\begin{cases} E_t = E_y = E_m \sin \frac{\pi x}{a} \\ H_t = H_x = \frac{E_m}{\eta_{H10}} \sin \frac{\pi x}{a} \end{cases}$$

其中 η_{H10} 为 TE_{10} 模的波阻抗。将波导等效为平行双线,沿线的纵向电流可由横向磁场 H_t 求取,其幅度为:

$$I = \int_0^a H_t \cdot dl = \frac{2a \cdot E_m}{\pi \eta_{H10}}$$

等效双线上的“电压”原则上可由横向电场 E_t 积分求取。通常取波导宽壁中央作为积

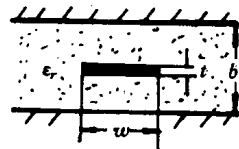


图 1.1.2 带状线结构

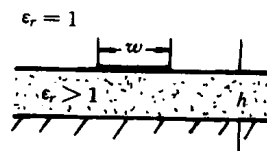


图 1.1.3 微带线结构

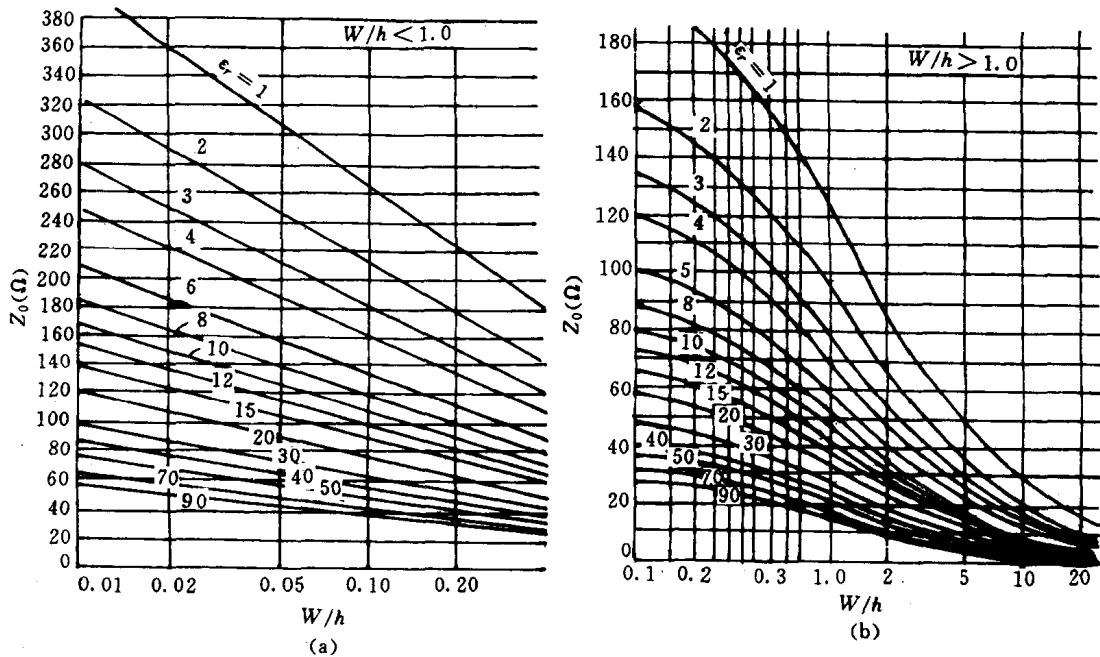


图 1.1.4 微带线特性阻抗(零厚度 $t = 0$)

分路径, 因此等效电压的振幅为:

$$V = E_m \cdot b$$

由此电压和电流求得等效平行双线的特性阻抗为:

$$Z_{C(V,I)} = V/I = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{b}{a} \eta_{H10}$$

但是, 如果由坡印亭定理求波导的平均传输功率, 即:

$$\bar{P} = \frac{\text{Re}}{2} \int_0^b \mathbf{E}_t^* \times \mathbf{H}_t^* \cdot \mathbf{i}_z ds = \frac{1}{4} \frac{abE_m^2}{\eta_{H10}}$$

再由该功率和前述的电流也可以导出等效平行双线的特性阻抗:

$$Z_{C(P,I)} = 2\bar{P}/I^2 = \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{a}{b} \eta_{H10}$$

此外, 如果取前述的电压值及平均功率值, 又可求出另一特性阻抗:

$$Z_{C(P,V)} = V^2/2\bar{P} = 2 \cdot \frac{a}{b} \eta_{H10}$$

按三种不同的方法, 竟求出了三个大小不同的特性阻抗值。这些阻抗表示式都反映出了波导横截面的二维尺寸、工作频率、介质参数, 三个阻抗式之间仅相差一个系数。在研究、比较波导的特性时, 不论采用上述哪个定义式, 只要前后统一, 使用同一种定义均可充分反映不同的波导之间阻抗特性的不同。因此上述三个定义式在使用中可以简化, 舍去其系数, 只取共同的部分作为波导的“等效阻抗”:

$$Z_c = \frac{a}{b} \eta_{H10}$$

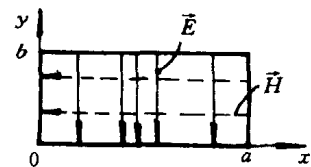


图 1.1.5 矩形波导中的 TE_{10} 模电磁场

1.1.3 单端口网络的阻抗特性

在外界电磁场的激励下,微波网络内部必然相应建立起一定结构的电磁场。通过网络的界面 S ,从外界进入到网络体积 V 之内的复数功率,将转化为网络内电磁场储能的变化以及内部的功耗。如果忽略介质的极化损耗,依据坡印亭定理可得:

$$-\frac{1}{2} \oint_S \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \cdot d\mathbf{s} = j \frac{\omega}{2} \int_V (\mu |\mathbf{H}|^2 - \epsilon |\mathbf{E}|^2) + \frac{1}{2} \int_V \sigma |\mathbf{E}|^2 dV \\ = j2\omega(W_H - W_E) + \bar{P}$$

其中, E, H 皆为复数振幅, W_E, W_H 分别为体积内的电场、磁场储能, $\bar{P}$ 为体积内的实际功耗平均值, ω 为工作角频率, 面元 ds 的正向指向闭曲面外侧。

等式右边第一项代表了体积内电磁场储能的变化率, 第二项代表体积内因传导电流而造成的功耗。

对于实际微波网络来说, 与外界的耦合是通过各个端口实现的, 故等式左边应化为对于各端口参考面上横向电、磁场 E_{tk}, H_{tk} 的运算。由于各端口所在的微波传输线等效为平行双线, 因此又可进一步化为对各端口等效双线上电压、电流的运算, 即:

$$\frac{1}{2} \sum_k \int_k \mathbf{E}_{tk} \times \mathbf{H}_{tk} \cdot d\mathbf{s} = \frac{1}{2} \sum_k V_k I_k^* = \frac{1}{2} [\mathbf{V}]^T [\mathbf{I}]^*$$

其中 E_{tk}, H_{tk} 为第 k 端口传输线的横向电、磁场的复振幅, V_k, I_k 则为第 k 端口等效平行双线上的电压、电流的复振幅, $[\mathbf{V}], [\mathbf{I}]$ 分别为网络端口电压、电流列矩阵。

故有:

$$\frac{1}{2} [\mathbf{V}]^T [\mathbf{I}]^* = j2\omega(W_H - W_E) + \bar{P}$$

对于单端口网络, 等式左边简化为 $\frac{1}{2} VI^*$ 。平行双线传输的复功率为

$$\frac{1}{2} VI^* = \frac{1}{2} Z_{in} |I|^2 = \frac{1}{2} Y_{in}^* |V|^2$$

因此, 单端口网络的输入阻抗、输入导纳为:

$$Z_{in} = \frac{4j\omega(W_H - W_E) + 2\bar{P}}{|I|^2} = R + jX$$

$$Y_{in} = \frac{4j\omega(W_E - W_H) + 2\bar{P}}{|V|^2} = G + jB$$

由这两个表示式可以得出以下几点认识:

1) 由于网络总有一定的损耗, 即 $\bar{P} > 0$, 故无源网络中必有 $R > 0, G > 0$ 。

2) 若网络中以磁场储能为主, $W_H > W_E$, 则必有 $jX > 0$, 网络呈感性; 反之, 当电场储能为主, $W_E > W_H$ 时, 则必有 $jB > 0$, 网络呈容性。当 $W_H = W_E$ 时, 网络谐振, 呈纯阻性。

3) 网络输入阻抗、导纳皆为频率的奇函数, 有 $Z^*(-\omega) = Z(\omega), Y^*(-\omega) = Y(\omega)$ 。

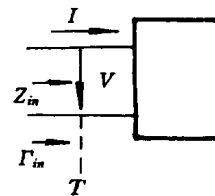


图 1.1.6 单端口网络