



普通高等教育“十一五”国家级规划教材
普通高等教育**电子通信类**国家级特色专业系列规划教材

微波技术基础

徐锐敏 唐 璞
薛正辉 雷振亚 等 编著



科学出版社
www.sciencep.com

普通高等教育“十一五”国家级规划教材
普通高等教育电子通信类国家级特色专业系列规划教材

微波技术基础

科学出版社

北京

内 容 简 介

本书系“普通高等教育‘十一五’国家级规划教材”。本书采用从场出发、场路结合的方法,围绕规则导行波系统和微波全面地讲述了微波技术的基本概念、理论、技术和分析方法。全书分为9章:绪论、导波的一般特性、典型导波系统的场分析、微波集成传输线、介质波导和光波导、传输线的电路理论、微波谐振器、微波网络基础、常用微波元件。各章均附有习题,书后附有习题答案。本书配有电子课件,可供任课教师参考。

本书可作为高等院校电子信息工程、通信工程、电子科学与技术以及相近专业的本科教材或教学参考书,亦可供从事微波和天线工作的科研人员和工程技术人员参考。

图书在版编目(CIP)数据

微波技术基础/徐锐敏等编著. —北京,科学出版社, 2009

(普通高等教育“十一五”国家级规划教材·普通高等教育电子通信类国家级特色专业系列规划教材)

ISBN 978-7-03-025470-2

I. 微… II. 徐… III. 微波技术-高等学校-教材 IV. TN015

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2009)第 155701 号

责任编辑:匡 敏 潘继敏 / 责任校对:陈玉凤
责任印制:张克忠 / 封面设计:耕者设计工作室

科 学 出 版 社 出 版

北京东黄城根北街 16 号

邮政编码: 100717

<http://www.sciencep.com>

北京市农林印刷有限公司印刷

科学出版社发行 各地新华书店经销

*

2009 年 9 月第 一 版 开本:787×1092 1/16

2009 年 9 月第一次印刷 印张:19 1/4

印数:1—3 500 字数:511 000

定价: 31.00 元

(如有印装质量问题,我社负责调换)

前 言

本书是在原有教材的基础上,结合编者的教学实践和科研工作经验,参考目前国内外同类教材,紧跟当代电子科学技术的发展趋势,反映本学科最新发展编写而成。本书在内容组织上注重基础性、系统性和实用性,精炼传统内容,注重基本概念及对工程问题处理方法的讲述。本书将“场”和“路”的概念有机地结合起来,使教材在连贯性、系统性和实用性方面更加突出。

本书在文字表达上力求简洁、清晰、流畅、易读,同时每章配有大量工程应用方面的例题和习题。附录是本书的必要补充。本书配有电子课件,可供任课教师参考。

本书参考学时为 56~80 学时。全书共分 9 章。绪论、第 1 章、第 2 章介绍微波的波段划分及微波的特点与应用、导波和常用导波系统中到波场的求解方法以及导波的特性;第 3、4 章介绍微波集成传输线(包括带状线、微带线、悬置微带线和倒置微带线、共面传输线、槽线和鳍线)、介质波导和光波导(包括圆柱介质波导、矩形介质波导和光波导);第 5 章传输线理论,讲述分布参数电路基础、传输线方程、各种无耗传输线工作状态、工作参量及特性参量、有耗传输线的特性与计算、阻抗圆图的使用及阻抗匹配方法;第 6~8 章分别讲述了各种微波谐振器、微波网络基础、各种微波无源器件以及铁氧体材料的特性。第 1、2 章为场的基础,第 5 章为路的基础,其余章节的扩展构成了本书的体系结构。

本书由电子科技大学徐锐敏教授主编,同时组织多位长期在电磁场与微波技术领域工作、具有丰富教学和工程经验的同志共同编写完成。其中,绪论、第 1、2、7 章由徐锐敏教授编写;第 3 章由陈波讲师编写;第 4 章由王占平副教授编写;第 5 章、附录由唐璞教授编写;第 6 章由西安电子科技大学雷振亚教授编写;第 8 章由北京理工大学薛正辉副教授编写。本书的许多插图和文字录入工作由詹铭周博士和徐跃杭博士完成,在此表示衷心的感谢。

由于编者水平有限,书中错误和不当之处在所难免,殷切希望广大读者批评指正。

编 者

2009 年 6 月

目 录

绪论	1
0.1 微波的波长(或频率)范围	1
0.2 微波的主要特性	2
0.3 微波的应用	4
第1章 导波的一般特性	6
1.1 导波和导波系统	6
1.2 导波的场分析方法	7
1.3 导波的分类及各类导波的特性	11
1.4 导波的传输功率、能量及衰减	19
1.5 导波系统中截止状态下的场	24
习题	26
第2章 典型导波系统的场分析	27
2.1 同轴线	27
2.2 矩形波导	34
2.3 圆形波导	47
2.4 其他形式的金属柱面波导简介	58
2.5 同轴线、矩形波导和圆波导的尺寸选择	60
2.6 波导正规模的特性	64
2.7 不均匀性引起模式耦合	68
2.8 奇偶禁戒规则	68
习题	70
第3章 微波集成传输线	72
3.1 带状线	73
3.2 微带线	76
3.3 耦合带状线和耦合微带线	80
3.4 悬置微带线和倒置微带线	86
3.5 槽线	88
3.6 共面传输线	89
3.7 鳍线	91
习题	92
第4章 介质波导和光波导	93
4.1 介质波导	93
4.2 光波导	101
习题	111
第5章 传输线的电路理论	112
5.1 引言	112

5.2	分布参数电路概念	113
5.3	传输线方程及其解	114
5.4	传输线的特性参量	116
5.5	传输线的工作参量	119
5.6	无耗传输线的三种工作状态	121
5.7	均匀有耗传输线的特性与分析	127
5.8	传输功率与传输效率	128
5.9	均匀导波系统等效为均匀传输线	131
5.10	史密斯圆图	132
5.11	阻抗匹配	140
	习题	152
第6章	微波谐振器	156
6.1	微波谐振器的基本特性与参数	156
6.2	串联和并联谐振电路	160
6.3	传输线谐振器	164
6.4	金属波导谐振器	167
6.5	圆柱介质谐振器	175
6.6	法布里-珀罗谐振器(开式谐振器)	181
6.7	谐振器的激励	183
6.8	微波谐振腔的微扰理论	189
	习题	193
第7章	微波网络基础	195
7.1	不均匀性等效为集总参数网络	195
7.2	微波网络参量	197
7.3	微波网络参量之间的关系	205
7.4	互易网络、无耗网络及对称网络各矩阵参量的特性	208
7.5	参考面移动对网络参量的影响	213
	习题	214
第8章	常用微波元件	216
8.1	一端口元件	216
8.2	二端口元件	220
8.3	三端口元件	233
8.4	四端口元件	241
8.5	微波周期结构——电磁慢波	251
8.6	铁氧体元件	253
	习题	266
	习题答案	267
	参考文献	279
	附录 I 矢量公式	280
	附录 II 麦克斯韦方程组、波动方程和边界条件	282
	附录 III 拉梅系数	284

附录Ⅳ	贝塞尔函数及常用公式·····	286
附录Ⅴ	几种常用金属材料的特性参数·····	289
附录Ⅵ	常用介质材料的特性参数·····	290
附录Ⅶ	同轴线、矩形波导和圆波导参数表·····	291

绪 论

0.1 微波的波长(或频率)范围

微波一般是指波长从 $1\text{m} \sim 0.1\text{mm}$ 的电磁波,相应的频率范围是 $0.3 \sim 3000\text{GHz}$ 。也有文献将微波波长范围定义为从 $1\text{m} \sim 1\text{mm}$,相应的频率范围是 $0.3 \sim 300\text{GHz}$ 。微波在整个电磁波频谱中所处的位置如图 0.1 所示。

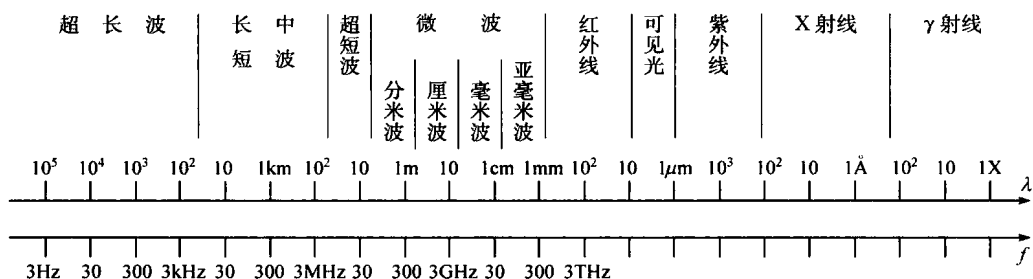


图 0.1 电磁频谱分布图

在实际应用中,为了方便,在微波波段内部又进行了细分,如表 0.1 所示。

习惯上还把微波中常用波段分别以拉丁字母作代号,如表 0.2 所示。表 0.3 和表 0.4 分别给出了家用电器频段和民用移动通信频段,可见其工作频段基本上都落入微波频率范围。

表 0.1 微波波段的细分

名称	波长范围		频率范围	
分米波	1m	10cm	300MHz	3GHz
厘米波	10cm	1cm	3GHz	30GHz
毫米波	1cm	1mm	30GHz	300GHz
亚毫米波	1mm	0.1mm	300GHz	3THz

表 0.2 微波常用波段代号

波段名称	波长范围/cm		频率范围/GHz	
P	130	30	0.23	1
L	30	15	1	2
S	15	7.5	2	4
C	7.5	3.75	4	8
X	3.75	2.4	8	12
Ku	2.4	1.67	12	18
K	1.67	1.13	18	26.5
Ka	1.13	0.75	26.5	40
U	0.75	0.5	40	60
E	0.5	0.33	60	90
W	0.4	0.272	75	110
F	0.33	0.215	90	140
G	0.215	0.136	140	220
R	0.136	0.09	220	325

表 0.3 家用电器频段

名称	频率范围
调幅无线电	535~1605kHz
短波无线电	3~30MHz
调频无线电	88~108MHz
商用电视	
1~3 频道	48.5~72.5MHz
4~5 频道	76~92MHz
6~12 频道	167~223MHz
13~24 频道	470~566MHz
25~68 频道	606~958MHz
微波炉	2.45GHz
蓝 牙	2.40~2.48GHz

表 0.4 民用移动通信频段

名称	频率范围
2G 频率分配表	
GSM900	890~960MHz
GSM1800	1710~1880MHz
PHS(小灵通)	1900~1915MHz
3G 频率分配表	
主要工作频段:	
FDD 方式	1920~1980MHz/2110~2170MHz
TDD 方式	1880~1920MHz/2010~2025MHz
补充工作频段:	
FDD 方式	1755~1785MHz/1850~1880MHz
TDD 方式	2300~2400MHz, 与无线电定位业务共作, 均为主要业务
卫星移动通信系统工作频段	1980~2010MHz/2170~2200MHz

0.2 微波的主要特性

微波和普通的无线电波、可见的和不可见的光波、X射线、Y射线一样,本质上都是随时间和空间变化的、呈波动状态的电磁场或电磁波。尽管它们的表现各不相同,例如可见光可以被眼所感觉而其他波段则不能;X射线、Y射线具有穿透导体的能力而其他波段则不具有这种能力;无线电波可以穿透浓又厚的云雾而光波则不能等,但它们都是电磁波。之所以出现这么多不同的表现,归根结底是因为它们的频率不同即波长不同。

从电子学和物理学的观点看,微波电磁谱具有不同于其他波段的如下重要特点:

1) 似光性和似声性

与较低频率波段相比,微波的频率高即波长短,比一般物体(如飞机、舰船、汽车、坦克、火箭、导弹、建筑物等)的尺寸相对要小得多,或在同一量级,这使微波的特点与几何光学相似,即

似光性。因此,用微波工作,能使电路元件尺寸减小,使系统更加紧凑,可以设计制成体积小、波束很窄、方向性很强、增益很高的天线系统,能接收来自地面或宇宙空间各种物体反射回来的微弱信号,从而确定物体的方位和距离,分析目标的特征。

由于微波的波长与物体的尺寸具有相同的量级,使得微波的特点又与声波相近,即似声性。例如微波波导类似于声学中的传声筒;喇叭天线和缝隙天线类似于声学喇叭、箫和笛;微波谐振腔类似于声学共鸣箱等。

2) 穿透性

微波照射于一般物体(介质体)时能深入物质内部:微波能穿透电离层,成为人类探测外层空间的“宇宙窗口”;微波能穿透云、雨、植被、积雪和地表层,具有全天候和全天时的工作能力,成为遥感技术的重要波段;微波能穿透生物体,成为医学透热疗法的重要手段;毫米波还能穿透等离子体,是再入远程导弹和航天器重返大气层时实现通信和导弹末制导的重要手段。这些特性是红外与光波频段的电磁波所不具有的。

3) 非电离性

微波的量子能量还不够大,不足以改变物质分子的内部结构或破坏分子间的键。而由物理学知道,分子、原子和原子核在外加电磁场的周期力作用下所呈现的许多共振现象都发生在微波范围,因而微波为探索物质的内部结构和基本特性提供了有效的研究手段。另外利用这一特性和原理,可研制许多适用于微波波段的器件。

4) 信息性

由于微波的频率很高,所以在不太大的相对带宽下,其可用的频带很宽,可达数百甚至上千兆赫,这是低频无线电波无法比拟的,这意味着微波的信息容量大。所以现代多路通信系统,包括卫星通信和移动通信,几乎无一例外地都是工作在微波波段。另外,微波信号还可提供相位、极化和多普勒频率等信息,这在目标探测、遥感、目标特征分析等应用中是十分重要的。

5) 微波的大气传播特性

微波在大气层中传播时将受到一定程度的影响,其主要原因是氧气和水蒸气对微波频率会产生选择性的吸收和散射,在毫米波频段尤为突出。图 0.2 表示微波高端频段在大气中水平传播时平均大气吸收的实验结果。可见由氧气分子谐振引起的吸收峰出现在 60GHz 和 120GHz 附近,而由水蒸气谐振引起的吸收峰在 22GHz 和 183GHz 附近。同时看到有四个传播衰减相对较小的“窗口”,其中心频率分别在 35GHz、94GHz、140GHz 和 220GHz,相应波长分别为 8.6mm、3.2mm、2.1mm 和 1.4mm。由图 0.2 还可以看到,在大气层中传播电磁波的工作频率升高,总的衰减呈上升趋势。

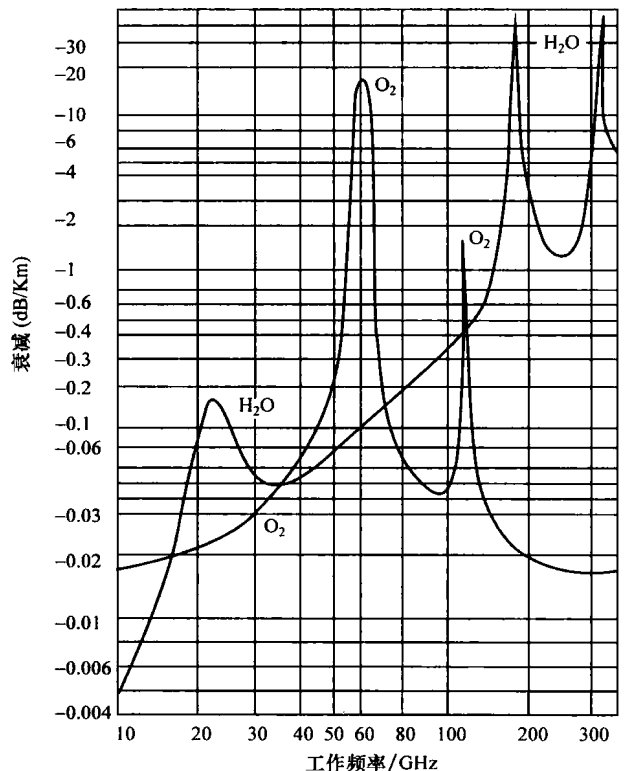


图 0.2 传播时的大气吸收特性

0.3 微波的应用

微波具有上述重要特性,决定了它在实际应用中的广泛性。微波的应用包括作为信息载体和微波能的应用两个方面,下面就其应用的主要领域加以简单介绍。

微波的传统应用是雷达和通信,这是微波作为信息载体的主要应用。雷达是利用电磁波对目标进行探测和定位,并可进行目标特性分析。现代雷达大多数是微波雷达。利用微波工作的雷达可以使用尺寸较小的天线来获得很窄的波束宽度,以获取关于被测目标性质的更多的信息。雷达不仅用于军事,也用于民用,如导航、气象探测、大地测量、遥感遥测、工业检测和交通管制等。

由于微波具有频率高、频带宽、信息量大的特点,所以被广泛应用于各种通信业务,包括微波多路通信、微波中继通信、散射通信、移动通信和卫星通信。利用微波各波段的特点可作特殊用途的通信,例如从 P 到 Ku 波段的微波适用于以地面为基地的通信;毫米波适用于空间与空间的通信;毫米波段的 60GHz 频段的电波大气衰减较大,适于作近距离保密通信;而 90GHz 频段的电波在大气中衰减却很小,是个窗口频段,适于作地空和远距离直线通信;对于很长距离的通信,则 L 波段更适合,因为在此波段容易获得较大的功率。

微波能的工农业应用。微波作为能源的应用始于 20 世纪 50 年代后期。至 60 年代末,微波能应用随着微波炉作为商品进入家庭而得到大力发展。

微波能应用包括微波的强功率应用和弱功率应用两个方面。强功率应用是微波加热;弱功率应用是用于各种电量和非电量(包括长度、速度、湿度、温度等)的测量。

微波加热可以深入物体内部,热量产生于物体内部,不依靠热传导,里外同时加热,具有热效率高、节省能源、加热速度快、加热均匀等特点,便于自动化连续生产。微波加热用于食品加工时,还有消毒作用,清洁卫生,既不污染环境,而且不破坏食品的营养成分。微波加热现已广泛应用于食品、橡胶、塑料、化学、木材加工、造纸、印刷、卷烟等工业中;在农业上,微波加热可用于灭虫、育种、育蚕、干燥谷物等。

弱功率应用的电量和非电量的测量,其显著特点是不需要和被测量对象接触,因而是非接触式的无损测量,特别适宜于生产线测量或进行生产的自动控制。现在应用最多的是测量温度,即测量物质(如煤、纸、原油等)中的含水量。

微波的生物医学应用,也属于微波能的加热应用。利用微波对生物体的热效应,选择性局部加热,是一种有效的治疗方法,临床上可用来治疗人体的各种疾病,尤其对肿瘤肿块。微波的医学应用包括微波诊断、微波治疗、微波解冻、微波解毒和微波杀菌等。用微波对生物体作局部照射,可提高局部组织的新陈代谢,并诱导产生一系列的物理化学变化,从而达到解痉镇痛、抗炎脱敏、促进生长等作用,广泛用于治疗骨折、创伤、小儿肺部疾病、胰腺、癌症疾病等。国际上规定的用于工业、科学、医学的微波加热专用频率是 (915 ± 25) MHz、 (2450 ± 50) MHz、 (5800 ± 75) MHz 和 $(22\ 125 \pm 125)$ MHz,目前广泛使用的是 915MHz 和 2450MHz。

需要指出的是,微波的生物医学效应不仅有对生物体的热效应,而且还有非热效应,在某些情况下,后者比前者更为主要。微波的生物医学应用是利用微波有益的生物效应,但是微波的生物效应还有有害的效应,表现为超剂量的微波照射有“三致”作用:致癌、致畸和致突变,也就是说,微波的致热作用既能治病又能致病,问题在于处理好微波的功率、频率、照射时间和作用条件三者之间的关系。微波的“三致”作用按其机理可分为热效应和非热效应两种。热效应或称致热效应是指由于微波照射生物体引起其组织器官的加热作用所产生的生理影响;非热效

应或称热外效应是除了对生物体组织和器官的加热作用以外的对生物体的其他特殊生理影响,这些影响是用别的加热手段不会产生的。微波对人体的伤害作用主要是热效应。大剂量或长时间的微波照射全身时,可以使人体温度升高,产生高温生理反应,使人体组织和器官受到损伤,最容易受到伤害的是眼睛和睾丸。因此,应该采取适当的防护措施,并对微波源的功率泄漏规定安全标准。中国在 1979 年制定的《微波辐射暂行卫生标准》中规定:

(1) 一天八小时连续辐射时,其剂量不应超过 $38 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ 。

(2) 短时间间断辐射,总剂量不超过 $300 \mu\text{W} \cdot \text{h}/\text{cm}^2$ 。

(3) 由于特殊情况需要在辐射剂量大于 $1\text{mW}/\text{cm}^2$ 环境中工作时,必须使用个人防护用品,但日剂量不得超过 $300\mu\text{W} \cdot \text{h}/\text{cm}^2$,一般不允许在剂量超过 $5\text{mW}/\text{cm}^2$ 的辐射环境下工作。

另外,随着科学技术的飞速发展,学科之间的相互渗透不断加剧,在其他学科中应用微波理论和技术进一步深入研究的范例不断增多。例如,在数字集成电路中,随着运算速度的提高,其时钟频率已进入微波频段,如还采用传统的集总参数而不用分布参数方法进行研究和设计,高速数字集成电路就难以正常工作或难以保障信号完整性问题。

第 1 章 导波的一般特性

1.1 导波和导波系统

时变电场产生时变磁场,时变磁场又产生时变电场,如此进行下去,变化着的电场和磁场能传播开去就形成电磁波。

电磁波可分为自由空间波和导波。自由空间波是指在无界空间传播的电磁波。导波是在含有不同媒质边界的空间传播的电磁波,而构成这种边界的装置则称为导波系统,它的作用是束缚并引导电磁波传播。

导波系统的具体结构随着不同频段和实际需要而有所不同。

在低频,导波系统的形式很简单,两根导线就可以引导电磁波。这是因为导线之间的距离和导线的长度相对电磁波的波长来说小得可以忽略,两导线的电流反相,在空间同一点建立的场也反相并相互抵消,即低频电磁波沿导线传输几乎没有辐射损耗。同时频率低,导线的电阻损耗也可忽略。因此,低频对导波系统没有特殊要求。当频率增高致使波长与导线间的距离和导线的长度可以比拟时,情况就大不一样了,两导线的电流在空间建立的场不会反相相消而有辐射。频率高,导线电阻损耗也增大,因此任意的两根导线不能有效引导微波。

在微波波段,为减小双导线的辐射和电阻损耗,采用一种改进型双导线即平行双导体线。它是用线径较大、线间距较小的平行双导体构成。这种双导体线可用于微波低端——米波频率。随着频率的继续增加,平行双导体线辐射损耗严重。为避免辐射并进一步减少电阻损耗,出现了封闭式双导体导波系统即同轴线,它可用于分米波和厘米波。但频率增高到毫米波段时,由于同轴线横向尺寸变小,内导体的损耗很大,功率容量也下降。为克服同轴线的这些缺点,理论和实践证明,可以去掉其内导体而作成空心单导体导波系统即柱面金属波导,它主要用于厘米波和毫米波。当频率增到毫米波、亚毫米波波段时,金属损耗已经很大,而在这些波段介质损耗还不算高,特别是低耗介质的出现,为发展新的导波系统——介质波导创造了条件。介质波导主要用于毫米波、亚毫米波乃至光波。

为适应微波集成电路的需要,又出现了各种金属和介质的平面导波系统——带状线、微带线、介质带线等。

(1) 导行系统是用以约束或引导电磁波能量定向传输的结构。其主要功能有二:①无辐射损耗地引导电磁波沿其轴向行进而将能量从一处传输至另一处,称之为馈线。②设计构成各种微波电路元件,如滤波器、阻抗变换器、定向耦合器等。导行系统的种类可按其上的导行波分为三类:①横电磁 TEM 或准 TEM 传输线。②封闭金属波导。③表面波波导(或称开波导),如图 1.1-1 所示。

(2) 导行波能量的全部或绝大部分受导行系统的导体或介质的边界约束,在有限横截面内沿确定方向(一般为轴向)传输的电磁波,简单说就是沿导体系统定向传输的电磁波,简称为导波。

各种传输线使电磁波能量约束或限制在导体之间空间沿其轴向传播,其导行波是 TEM 波或准 TEM 波。

封闭金属波导使电磁波能量完全限制在金属管内沿轴向传播,其导行波是横电(TE)波和横磁(TM)波。

开波导使电磁波能量约束在波导结构的周围(波导内和波导表面附近)沿轴向传播,其导行波是表面波。

(3) 导模导行波的模式,又称传输模、正规模,是能够沿导行系统独立存在的场型。其特点是:①在导行系统横截面上的电磁场呈驻波分布,且是完全确定的。这一分布与频率无关,并与横截面在导行系统上的位置无关。②导模是离散的,具有离散谱,当工作频率一定时,每个导模具有唯一的传播常数。③导模之间相互正交,彼此独立,互不耦合。④具有截止特性,截止条件和截止波长因导行系统和模式而异。

(4) 规则导行系统是无限长的笔直导行系统,其截面形状和尺寸、媒质分布情况、结构材料及边界条件沿轴向均不变化。

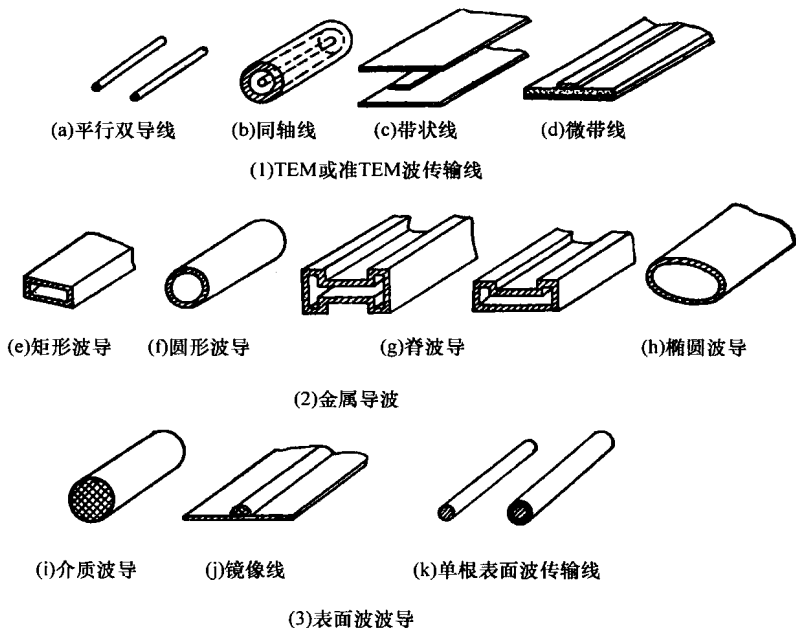


图 1.1-1 导行系统种类

1.2 导波的场分析方法

如图 1.2-1 所示规则导行系统,即均无限长导行系统,设媒质为各向同性,媒质中无源;又设导行波的电场和磁场为时谐场,它们满足如下麦克斯韦方程组:

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega\epsilon\mathbf{E} \quad (1.2-1)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H} \quad (1.2-2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{H} = 0 \quad (1.2-3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = 0 \quad (1.2-4)$$

式中, ϵ 和 μ 分别为媒质的介电常数和磁导率, ω 为角频率。

对于图 1.2-1 所示规则导行系统,采用广义柱坐标系 (u, v, z) 设导波沿 z 向(轴向)传播,微分算符 ∇ 和电场 \mathbf{E} 、磁场 \mathbf{H} 可以表示成

$$\nabla \equiv \nabla_t + \mathbf{a}_z \partial / \partial z \quad (1.2-5)$$

$$\mathbf{E}(u, v, z) \equiv \mathbf{E}_t(u, v, z) + \mathbf{a}_z E_z(u, v, z) \quad (1.2-6)$$

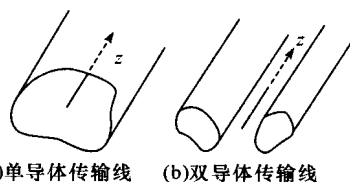


图 1.2-1 导行波沿规则波导

$$\mathbf{H}(u, v, z) \equiv \mathbf{H}_t(u, v, z) + \mathbf{a}_z H_z(u, v, z) \quad (1.2-7)$$

下标 t 表示横向分量。将式(1.2-5)、式(1.2-6)和式(1.2-7)代入方程(1.2-1)和方程(1.2-2), 展开后令方程两边的横向分量和纵向分量分别相等, 得到

$$\nabla_t \times \mathbf{H}_t = j\omega\epsilon \mathbf{a}_z E_z \quad (1.2-8)$$

$$\nabla_t \times \mathbf{a}_z H_z + \mathbf{a}_z \times \frac{\partial \mathbf{H}_t}{\partial z} = j\omega\epsilon \mathbf{E}_t \quad (1.2-9)$$

$$\nabla_t \times \mathbf{E}_t = -j\omega\mu \mathbf{a}_z H_z \quad (1.2-10)$$

$$\nabla_t \times \mathbf{a}_z E_z + \mathbf{a}_z \times \frac{\partial \mathbf{E}_t}{\partial z} = -j\omega\mu \mathbf{H}_t \quad (1.2-11)$$

将式(1.2-9)两边乘以 $j\omega\mu$, 式(1.2-11)两边作 $\mathbf{a}_z \times \partial/\partial z$ 运算, 得到

$$j\omega\mu \mathbf{a}_z \times \frac{\partial \mathbf{H}_t}{\partial z} = -j\omega\mu \nabla_t \times \mathbf{a}_z H_z - \omega^2 \mu \epsilon \mathbf{E}_t \quad (1.2-12)$$

$$-j\omega\mu \mathbf{a}_z \times \frac{\partial \mathbf{H}_t}{\partial z} = \mathbf{a}_z \times \frac{\partial}{\partial z} (\nabla_t \times \mathbf{a}_z E_z) + \mathbf{a}_z \times \frac{\partial}{\partial z} (\mathbf{a}_z \times \frac{\partial \mathbf{E}_t}{\partial z}) \quad (1.2-13)$$

由此两式消去 \mathbf{H}_t , 可得

$$\left(k^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2}\right) \mathbf{E}_t = \frac{\partial}{\partial z} \nabla_t E_z + j\omega\mu \mathbf{a}_z \times \nabla_t H_z \quad (1.2-14)$$

同理可得

$$\left(k^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2}\right) \mathbf{H}_t = \frac{\partial}{\partial z} \nabla_t H_z - j\omega\epsilon \mathbf{a}_z \times \nabla_t E_z \quad (1.2-15)$$

式中, $k^2 = \omega^2 \mu \epsilon$ 。式(1.2-14)和式(1.2-15)表明: 规则导行系统中, 导波场的横向分量可由纵向分量完全确定。

对式(1.2-10)作 $\nabla_t \times$ 运算, 得到

$$\nabla_t \times \nabla_t \times \mathbf{E}_t = -j\omega\mu \nabla_t \times \mathbf{a}_z H_z \quad (1.2-16)$$

式(1.2-16)的左边应用式(1.2-4), 变成

$$\nabla_t \times \nabla_t \times \mathbf{E}_t = \nabla_t (\nabla_t \cdot \mathbf{E}_t) - \nabla_t^2 \mathbf{E}_t = -\nabla_t \left(\frac{\partial E_z}{\partial z}\right) - \nabla_t^2 \mathbf{E}_t \quad (1.2-17)$$

而式(1.2-16)的右边, 由式(1.2-9)得到

$$-j\omega\mu \nabla_t \times \mathbf{a}_z H_z = -j\omega\mu \left(j\omega\epsilon \mathbf{E}_t - \mathbf{a}_z \times \frac{\partial \mathbf{H}_t}{\partial z}\right) = k^2 \mathbf{E}_t + \frac{\partial^2 \mathbf{E}_t}{\partial z^2} - \frac{\partial}{\partial z} \nabla_t E_z \quad (1.2-18)$$

于是式(1.2-16)变成

$$\left(\nabla_t^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2}\right) \mathbf{E}_t + k^2 \mathbf{E}_t = 0 \quad (1.2-19)$$

即得到方程

$$\nabla^2 \mathbf{E}_t + k^2 \mathbf{E}_t = 0 \quad (1.2-20)$$

同理可得

$$\nabla^2 \mathbf{H}_t + k^2 \mathbf{H}_t = 0 \quad (1.2-21)$$

式(1.2-20)和式(1.2-21)说明, 导波的横向场满足矢量亥姆霍兹(Helmholtz)方程。它只有在正交坐标系中才能分解为两个标量亥姆霍兹方程。

对式(1.2-15)中作 $\nabla_t \times$ 运算,得到

$$\left(k^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2}\right) \nabla_t \times \mathbf{H}_t = \frac{\partial}{\partial z} \nabla_t \times \nabla_t H_z - j\omega\epsilon \nabla_t \times \mathbf{a}_z \times \nabla_t E_z = -j\omega\epsilon \nabla_t^2 \mathbf{a}_z E_z \quad (1.2-22)$$

应用式(1.2-8),消除 \mathbf{H}_t ,得到

$$\nabla_t^2 \mathbf{a}_z E_z + \left(k^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2}\right) \mathbf{a}_z E_z = 0 \quad (1.2-23)$$

由于 \mathbf{a}_z 为单位矢量,所以可移到微分号外并加以消除,即得到方程

$$\nabla^2 E_z + k_c^2 E_z = 0 \quad (1.2-24)$$

同理可得

$$\nabla^2 H_z + k_c^2 H_z = 0 \quad (1.2-25)$$

式(1.2-24)和式(1.2-25)说明,规则导行系统中导波场的纵向分量满足标量亥姆霍兹方程。

1) 色散关系式

纵向场分量可以表示成横向坐标 r 和纵向坐标 z 的函数,即

$$E_z(u, v, z) = E_z(r, z) \quad (1.2-26)$$

$$H_z(u, v, z) = H_z(r, z) \quad (1.2-27)$$

代入方程(1.2-24)和式(1.2-25),得到

$$\left(\nabla_t^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2}\right) \begin{Bmatrix} E_z(r, z) \\ H_z(r, z) \end{Bmatrix} + k^2 \begin{Bmatrix} E_z(r, z) \\ H_z(r, z) \end{Bmatrix} = 0 \quad (1.2-28)$$

以 $E_z(r, z)$ 求解为例,应用分离变量法,令

$$E_z(r, z) = E_{0z}(r) \cdot Z(z) \quad (1.2-29)$$

$E_{0z}(r)$ 的下标“0z”表示横向分布的系数与变量无关。将式(1.2-29)代入式(1.2-28),得到

$$\frac{\nabla_t^2 E_{0z}(r)}{E_{0z}(r)} + \frac{\frac{d^2}{dz^2} Z(z)}{Z(z)} = -k^2 \quad (1.2-30)$$

式(1.2-30)要成立,左边两项应分别等于某常数。令其分离变量常数分别为 k_c^2 和 γ^2 ,则得到方程

$$\frac{d^2}{dz^2} Z(z) - \gamma^2 Z(z) = 0 \quad (1.2-31)$$

$$\nabla_t^2 E_{0z}(r) + (k_c^2 + \gamma^2) E_{0z}(r) = 0 \quad (1.2-32)$$

和色散关系式

$$k_c^2 - \gamma^2 = k^2 \quad \text{或者} \quad k_c^2 = k^2 + \gamma^2$$

式(1.2-31)的解为

$$Z(z) = A_1 e^{-\gamma z} + A_2 e^{\gamma z} \quad (1.2-33)$$

式中

$$\gamma = \sqrt{k_c^2 - k^2} = k \sqrt{(k_c/k)^2 - 1} \quad (1.2-34)$$

γ 为传播常数,由衰减常数 α 和相位常数 β 构成, $\gamma = \alpha + j\beta$ 。

2) 本征值方程

式(1.2-32)是导波场的本征值方程(若 $k_c \neq 0$)。 k_c 是此方程在特定边界条件下的本征值,称为导波的横向截止波数。它与导行系统的截面形状、尺寸及模式有关。一般来说,由两个或两个以上导体构成的导行系统(称之为传输线),其性质是非本征值问题;由单一导体(单

导线、各种形状的金属波导管等)构成的导行系统,其性质是本征值问题。 H_{0z} 满足同样的本征值问题。此本征值方程在广义柱坐标系中的表示式为

$$\left[\frac{1}{h_1 h_2} \left(\frac{\partial h_2}{\partial u} \frac{\partial}{h_1 \partial u} + \frac{\partial h_1}{\partial v} \frac{\partial}{h_2 \partial v} \right) + k_c^2 \right] \begin{Bmatrix} E_{0z}(u, v) \\ H_{0z}(u, v) \end{Bmatrix} = 0 \quad (1.2-35)$$

式中, h_1, h_2 是正交曲线坐标的拉梅(Lame)系数。

这样,规则导行系统中沿正 z 方向传播的导波纵向场分量可以表示为

$$E_z(u, v, z) = E_{0z}(u, v) e^{-\gamma z} \quad (1.2-36)$$

$$H_z(u, v, z) = H_{0z}(u, v) e^{-\gamma z} \quad (1.2-37)$$

3) 横-纵向场关系式

由于 $\partial/\partial z = -\gamma, \partial^2/\partial z^2 = \gamma^2$, 代入式(1.2-14)和式(1.2-15), 得到

$$\mathbf{E}_t = -\frac{\gamma}{k_c^2} [\nabla_t E_z + Z_h \nabla_t H_z \times \mathbf{a}_z] \quad (1.2-38)$$

$$\mathbf{H}_t = -\frac{\gamma}{k_c^2} [\nabla_t H_z + Y_e \mathbf{a}_z \times \nabla_t E_z] \quad (1.2-39)$$

式中

$$Z_h = j \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{k}{\gamma} \quad (1.2-40)$$

$$Y_e = j \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \frac{k}{\gamma} \quad (1.2-41)$$

横-纵向场关系式(1.2-38)和式(1.2-39)在广义柱坐标系中的分量形式为

$$\begin{aligned} E_u &= -\frac{1}{k_c^2} \left(\frac{\gamma \partial E_z}{h_1 \partial u} + \frac{j\omega\mu \partial H_z}{h_2 \partial v} \right) \\ E_v &= -\frac{1}{k_c^2} \left(\frac{\gamma \partial E_z}{h_2 \partial v} - \frac{j\omega\mu \partial H_z}{h_1 \partial u} \right) \end{aligned} \quad (1.2-42a)$$

$$H_u = -\frac{1}{k_c^2} \left(\frac{\gamma \partial H_z}{h_1 \partial u} - \frac{j\omega\mu \partial E_z}{h_2 \partial v} \right)$$

$$H_v = -\frac{1}{k_c^2} \left(\frac{\gamma \partial H_z}{h_2 \partial v} + \frac{j\omega\mu \partial E_z}{h_1 \partial u} \right)$$

写成矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} E_u \\ H_v \\ H_u \\ E_v \end{bmatrix} = -\frac{1}{k_c^2} \begin{bmatrix} \frac{j\omega\mu}{h_2} & \frac{\gamma}{h_1} & 0 & 0 \\ \frac{\gamma}{h_2} & \frac{j\omega\epsilon}{h_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\gamma}{h_1} & -\frac{j\omega\epsilon}{h_2} \\ 0 & 0 & -\frac{j\omega\mu}{h_1} & \frac{\gamma}{h_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial H_z}{\partial v} \\ \frac{\partial E_z}{\partial u} \\ \frac{\partial H_z}{\partial u} \\ \frac{\partial E_z}{\partial v} \end{bmatrix} \quad (1.2-42b)$$