

高等学校教材

微带天线理论与应用

钟顺时

西安电子科技大学出版社

高等学校教材

微带天线理论与应用

钟 顺 时

西安电子科技大学出版社

1991

内 容 简 介

本书系统地介绍了微带天线的主要理论和实用技术。全书着重分析方法和先进技术的阐述。内容共分五章：微带天线的基本理论、数值分析、天线元技术、微带阵列天线和微带天线制造技术。书中有大量的计算图表，并在附录中介绍了电磁场并矢格林函数理论。

本书适用于微波、通信、雷达、无线电物理及其它有关专业的高年级大学生、研究生、教师和工程技术人员。

高等学校教材

微带天线理论与应用

钟顺时

责任编辑 云立实

西安电子科技大学出版社出版

西安电子科技大学印刷厂印刷

陕西省新华书店发行 各地新华书店经售

开本 787×1092 1/16 印张 17 字数 400 千字

1991年6月第1版 1991年6月第1次印刷 印数 1-2 000

ISBN7-5606-0151-0/TN·0056(课) 定价：4.45 元

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，制定了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。

电子工业部教材办公室

序

电磁波的辐射是人类和生物能够产生的主要因素之一。若无辐射，则太阳能量不能到达地球，地球即成为没有生命的一大死石。

电磁波的通讯应用也并非新发明，原始动物都靠电磁波谱的光谱段作探视。近一世纪来，人类更开始了用无线电波作越洋甚至全球和星际通讯。天线可说是波源与空间(space)的配合件，以增强辐射效率。历年来天线的设计都借助于其它学科的发展，例如，反射面与透镜天线都来自光学，波导喇叭及缝隙天线来自声学，甚至简单的偶极天线也借鉴自静电学。近几十年来，因应用的需求，才有专为无线电波辐射的新天线设计发明。其中最突出的是对数周期天线、波纹喇叭天线和微带天线等。

具有实用效率的天线，其尺寸必不能比波长太小。朱兰成先生早已证明，小天线的 Q 值极高，因此辐射效率低、频带窄。微带天线是一维小天线，其厚度一般在千分之一至十分之一波长左右(另外两维尺寸与波长相比并非极小)，因此其频带不会宽。但是若设计恰当，在一定频带内，它可以有好的阻抗特性和辐射效率。尤其是近年来，短微波及毫米波的应用发展很快，微带天线的研究得到了重视。

微带天线虽无宽频带性能，但有许多独特的优点：极为轻便，易于制造，不占体积，便于微波集成，易制成多功能，因此无论在军事上或民用上，其应用都正方兴未艾。

国际上微带天线的论文至今已为数极多。可惜，既适合科研人员又适合初学者，可用作学生教材的微带天线著作还是凤毛麟角。钟顺时教授自1981~1982年在伊利诺大学访问期间就参加了微带天线的研究。他基于其科研和教学的体会所编著的这本书系统地阐述了微带天线的基本理论，又较全面地介绍了微带天线的许多实用技术，取材丰富完整，叙述由浅入深，便于读者自学。全书以分析方法和技术来分类，注重基础理论的学习，同时又注意与实际的结合，是一本颇有特色的教科书及参考书。

钟顺时 (Yuen T. L.)

美国工程科学院院士

美国伊利诺大学教授、电磁实验室主任

1990.4

前 言

本书经电子工业部天线与电波教材编审组评选审定，并推荐出版。

本书是基于作者在西安电子科技大学使用的讲义，吸取编审组和其他同行专家们的意见和建议，并补充新近发表的国际科研成果后改写而成的。全书可分两部分：第一部分是微带天线的理论，包括第一、二章；第二部分是微带天线的实用技术，包括第三、四、五章。在体系上，本书以分析方法和实用技术进行分类，因此不同形式的微带天线都结合在所用的分析方法或技术中加以介绍。遵循加强基础的原则，本书重点介绍了四种理论：传输线模型、空腔模型、格林函数法、积分方程法。为便于初学者掌握，书中用一种简化的阐述引入电磁场并矢格林函数，并介绍了常用的求解方法（谱域导抗法及附录的散射叠加法）。为满足实际应用的需要，本书全面地介绍了微带天线的圆极化技术、宽频带技术、多频段工作、馈电方法、介质覆盖效应、阵列技术及制造技术。这些内容都力求介绍不同的思路和所用的处理方法，以期有助于提高学生解决问题的能力 and 鼓励创造精神。

全书采用 $e^{j\omega t}$ 时间关系和国际单位制。几种波长的表示如下： λ_0 ——自由空间波长； $\lambda_d = 1/\sqrt{\epsilon_r}$ ——介质中波长； λ_z ——传输线上波长，对微带线，常用 λ_m 表示， $\lambda_m = 1/\sqrt{\epsilon_{eff}}$ 。

本书内容比规定的 40 学时要多，教学时请根据需要取舍。对高年级大学生，若按 20 学时介绍，建议选用以下几节的基本部分：§ 1.1，§ 1.4，§ 1.5，§ 1.9，§ 3.1，§ 3.2，§ 4.1，§ 4.3。对按 50 学时教学的研究生，可包括附录的内容。

本书的写作和出版是与许多专家的指导以及同事和作者的研究生、大学生们的帮助和支持分不开的。美国工程科学院院士罗远祉教授一直给予热忱的指导和鼓励，并在 1988 年 5 月寄来本书参考文献[3]的原稿复制件，使作者受益匪浅；上海科技大学无线电电子学系主任林炽森教授对本书的改写给予了大力支持和指导，上海工业大学张永龄教授担任本书的主审，仔细审校了本书，并提供了宝贵的意见和建议。同时，美国华盛顿大学石丸昭(A.Ishimarn)教授，我国西南交通大学任朗教授、电子科技大学射处方教授、清华大学扬齐疾教授、北京理工大学李世智教授、西安电子科技大学茅予宽、王一平、吴万春、汪茂光、毛乃宏、肖景明、马澄波等教授和龚书喜博士等，有的曾给予作者宝贵的指导，有的提供了有效的支持和帮助。在此谨向以上提到的和没有提到的诸位表示诚挚的感谢，并向本书引用的参考文献的作者们致以敬意。

由于本人水平有限，错误和不妥之处在所难免，恳请读者批评指正。

钟顺时

写于上海科技大学红楼

1990.3

目 录

第一章 微带天线基本理论

§ 1.1 引言	1
1.1.1 微带天线的定义和结构	1
1.1.2 微带天线的优缺点与应用	1
§ 1.2 微带天线工作原理	2
1.2.1 微带天线的辐射机理	2
1.2.2 微带天线的分析方法	3
§ 1.3 微带线特性	4
1.3.1 微带线的传输模式	4
1.3.2 微带线的准静态特性参数	5
1.3.3 微带线的色散效应和衰减	8
1.3.4 微带线的功率容量	9
§ 1.4 传输线模型	11
1.4.1 微带线开路终端的辐射	11
1.4.2 矩形微带天线的分析	13
1.4.3 改进的阻抗计算模型	15
1.4.4 改进的谐振频率计算公式	16
§ 1.5 空腔模型及对矩形微带天线的分析	18
1.5.1 内场	19
1.5.2 辐射场和方向图	25
1.5.3 输入阻抗与品质因数	27
1.5.4 等效电路	32
1.5.5 带宽、效率和方向系数	35
1.5.6 交叉极化特性	38
§ 1.6 圆形微带天线	39
1.6.1 内场	39
1.6.2 辐射场和方向图	41
1.6.3 输入阻抗和品质因数	44
1.6.4 带宽、效率和方向系数	47
1.6.5 矩形和圆形微带天线 计算举例	48
§ 1.7 圆环形微带天线	51
1.7.1 内场	51
1.7.2 辐射特性	54

1.7.3 品质因数、带宽和效率	56
§ 1.8 三角形微带天线	58
1.8.1 内场	58
1.8.2 辐射特性	61
1.8.3 输入阻抗和品质因数	61
§ 1.9 表面波效应	62
1.9.1 敷有介质层的导体平面上 的表面波	62
1.9.2 微带天线中的表面波	66
1.9.3 表面波在介质层截断处的辐射	71
第二章 微带天线的数值分析	
§ 2.1 引言	75
§ 2.2 矩形微带天线的格林 函数法分析	76
2.2.1 微带天线的并矢格林函数, 谱域导抗法	76
2.2.2 远场方向图	80
2.2.3 方向系数、带宽和表面波功率	82
§ 2.3 圆形微带天线的积分方程法分析	85
2.3.1 微带天线积分方程的建立	85
2.3.2 矩量法, 谐振频率的计算	88
2.3.3 辐射场和方向图	93
2.3.4 零阶理论与抽出奇点的 伽略金法, 输入阻抗	94
§ 2.4 微带振子天线	100
2.4.1 积分方程法分析	100
2.4.2 微带振子天线的特性	102
2.4.3 微带折合振子	106
§ 2.5 互耦效应	108
2.5.1 微带贴片间的互耦	108
2.5.2 微带振子间的互耦	111
§ 2.6 微带线型天线	113
2.6.1 矩量法分析	113
2.6.2 微带螺旋线天线	114
§ 2.7 微带缝隙天线	116

2.7.1 渐变式微带缝隙天线,槽线的 谱域法分析	116	4.2.1 梳形阵	185
2.7.2 矩形微带缝隙天线	125	4.2.2 城墙线阵	187
第三章 微带天线元技术		4.2.3 蛇形线阵	194
§ 3.1 圆极化技术	127	4.2.4 对数周期微带阵	196
3.1.1 圆极化天线原理和特性参数	127	§ 4.3 微带面阵	197
3.1.2 单馈点圆极化微带天线 基本理论	130	4.3.1 微带面阵形式	197
3.1.3 单馈点圆极化微带天线的微扰法 和变分法分析	138	4.3.2 面阵辐射特性	199
3.1.4 单馈点圆环形圆极化微带天线 ...	145	4.3.3 微带面阵举例	206
3.1.5 多馈点圆极化微带天线	148	§ 4.4 微带相控阵	210
3.1.6 多元圆极化微带天线	150	4.4.1 微带相控阵原理和举例	210
§ 3.2 宽频带技术	152	4.4.2 微带多波束相控阵	215
3.2.1 展宽微带天线频带的途径	152	§ 4.5 微带共形阵	221
3.2.2 宽频带双层微带天线	156	4.5.1 全向的环绕式微带天线	221
§ 3.3 多频段工作	159	4.5.2 全向的共形贴片阵	225
3.3.1 多片法	159	4.5.3 定向的微带共形阵	226
3.3.2 多模单片法	161	第五章 微带天线制造技术	
3.3.3 加载单片法	163	§ 5.1 微带天线的制造与材料	228
§ 3.4 馈电方法	164	5.1.1 制造工艺	228
3.4.1 微带线馈电	164	5.1.2 基片材料及结构	229
3.4.2 同轴线馈电	166	§ 5.2 一些实际因素的控制	232
3.4.3 电磁耦合型馈电	166	5.2.1 制造公差	232
§ 3.5 介质覆盖效应	169	5.2.2 有限接地板的影响	235
3.5.1 覆盖层对微带天线性能的影响 ...	169	5.2.3 微带天线的调整	238
3.5.2 利用覆盖层提高增益的研究	171	§ 5.3 展望	240
第四章 微带阵列天线		附录 电磁场并矢格林函数导论	
§ 4.1 微带线阵概述	173	A.1 并矢定义和运算	241
4.1.1 微带线阵形式	173	A.2 电磁场并矢格林函数基本知识	244
4.1.2 线阵辐射特性	176	A.3 自由空间并矢格林函数	246
4.1.3 线阵阻抗特性	182	A.4 分层媒质结构的并矢格林函数	249
§ 4.2 微带线阵举例	185	A.5 磁流源的并矢格林函数	253
		A.6 分层媒质结构的谱域并矢格林函数 一般公式	254
		参考文献	257

第一章 微带天线基本理论

§ 1.1 引言

早在 1953 年德尚(G.A.Dcschamps)教授就已提出利用微带线的辐射来制成微带微波天线的概念。但是在随后的近 20 年里,对此只有一些零星的研究。直到 1972 年,由于微波集成技术的发展和空间技术对低剖面天线的迫切需求,芒森(R.E.Munson)和豪威尔(J.Q.Howell)等研究者制成了第一批实用微带天线。随之国际上展开了对微带天线的广泛研究和应用。1979 年在美国新墨西哥州大学举行了微带天线的专题国际会议,1981 年 IEEE 天线与传播会刊在 1 月号上刊载了微带天线专辑。至此,微带天线已成为天线领域中的一个专门分支,两本微带天线专著^{[1][2]}也相继问世。可见,70 年代是微带天线取得突破性进展的时期。在 80 年代中,微带天线无论在理论与应用的深度上和广度上都获得了进一步的发展。今天这一新型天线已趋于成熟,其应用正在与日俱增。

1.1.1 微带天线的定义和结构

微带天线是在带有导体接地板的介质基片上贴加导体薄片而形成的天线。它利用微带线或同轴线等馈线馈电,在导体贴片与接地板之间激励起射频电磁场,并通过贴片四周与接地板间的缝隙向外辐射。因此,微带天线也可看作为一种缝隙天线^[3]。通常介质基片的厚度与波长相比是很小的,因而它实现了一维小型化,属于电小天线的一类。

导体贴片一般是规则形状的面积单元,如矩形、圆形或圆环形薄片等;也可以是窄长条形的薄片振子(偶极子)。由这两种单元形成的微带天线分别称为微带贴片天线和微带振子天线,见图 1-1(a)、(b)。微带天线的另一种形式是利用微带线的某种形变(如弯曲、直角弯头等)来形成辐射,称之为微带线型天线,其中一种形式如图 1-1(c)所示。这种天线因为沿线传输行波,又称为微带行波天线。微带天线的第四种形式是利用开在接地板上的缝隙,由介质基片另一侧的微带线或其它馈线(如槽线)对其馈电,称之为微带缝隙天线,如图 1-1(d)所示。由各种微带辐射单元可构成多种多样的阵列天线,如微带贴片阵天线,微带振子阵天线,等等。

1.1.2 微带天线的优缺点与应用

与普通微波天线相比,微带天线有如下优点:

- (1) 剖面薄,体积小,重量轻;
- (2) 具有平面结构,并可制成与导弹、卫星等载体表面相共形的结构;
- (3) 馈电网络可与天线结构一起制成,适合于用印刷电路技术大批量生产;
- (4) 能与有源器件和电路集成为单一的模块;
- (5) 便于获得圆极化,容易实现双频段、双极化等多功能工作。

微带天线的主要缺点是:

- (1) 频带窄;

- (2) 有导体和介质损耗, 并且会激励表面波, 导致辐射效率降低;
- (3) 功率容量较小, 一般用于中、小功率场合;
- (4) 性能受基片材料影响大。

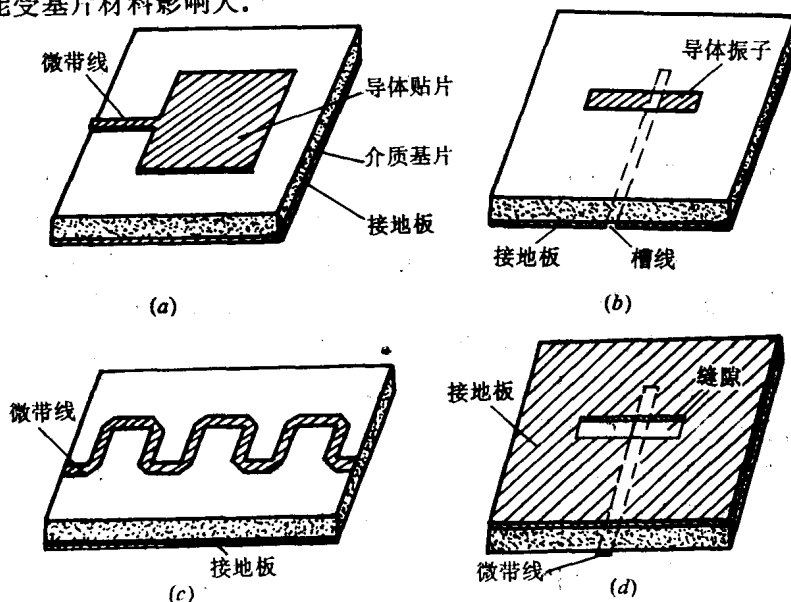


图 1-1 微带天线形式

- (a) 微带贴片天线; (c) 微带线型天线;
- (b) 微带振子天线; (d) 微带缝隙天线

不过, 已发展了不少技术来克服或减小上述缺点。例如, 已有多途径来展宽微带天线的频带, 常规设计的相对带宽约为中心频率的(1~6)%, 新一代设计的典型值为(15~20)%; 若利用带固态功率放大器的有源微带子阵来组阵, 可获得相当大的总辐射功率。

微带天线最初作为火箭和导弹上的共形全向天线获得了应用。现已应用于大约 100 MHz~100 GHz 的宽广频域上的大量无线电设备中, 特别是在飞行器上和地面便携式设备中。已应用微带天线的系统如: 卫星通信、雷达、遥感、导弹遥测遥控、电子对抗、武器引信、飞机高度表、环境检测仪表、医用微波辐射计等。

§ 1.2 微带天线工作原理

1.2.1 微带天线的辐射机理

微带天线的基本工作原理可由考察矩形微带贴片来理解。如图 1-2(a)所示, 贴片尺寸为 $a \times b$, 介质基片厚度为 h , $h \ll \lambda_0$, λ_0 为自由空间波长。微带贴片可看作为宽 a 长 b 的一段微带传输线, 其终端(a 边)处因为呈现开路, 将形成电压波腹。一般取 $b \approx \lambda_m / 2$, λ_m 为微带线上波长。于是另一端(a 边)处也呈电压波腹。此时贴片与接地板间的电场分布如图 1-2(b)所示。该电场可近似表达为(设沿贴片宽度和基片厚度方向电场无变化)

$$E_x = E_0 \cos(\pi y / b) \quad (1-1)$$

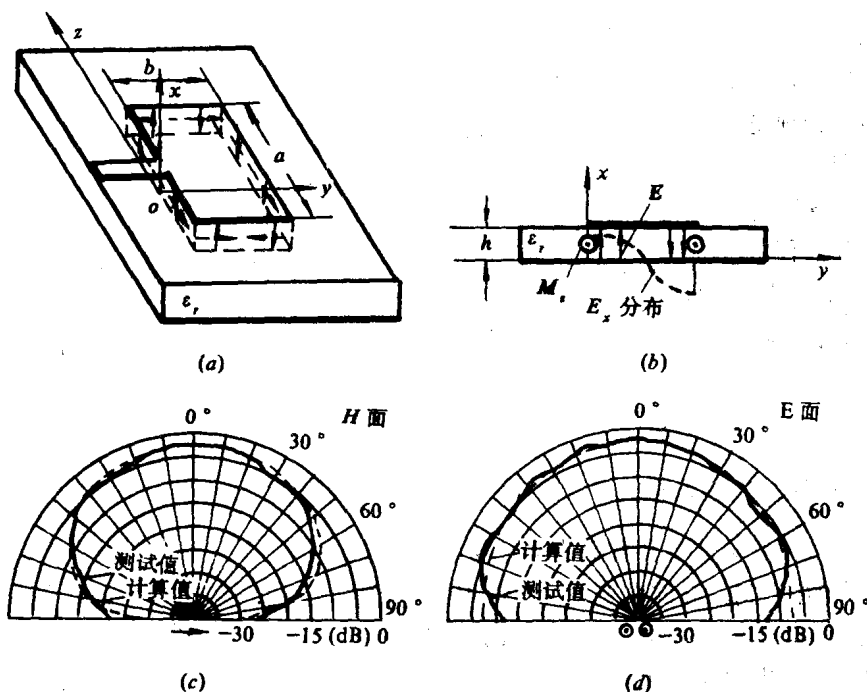


图 1-2 矩形微带天线及其主面方向图

天线的辐射由贴片四周与接地板间的窄缝形成。由等效性原理知，窄缝上电场的辐射可由面磁流的辐射来等效。等效的面磁流密度为

$$M_s = -\hat{n} \times E \quad (1-2)$$

式中， $E = \hat{x}E_x$ ， $\hat{x}$ 是x方向单位矢量； $\hat{n}$ 是缝隙表面(辐射口径)的外法线方向单位矢量。这些等效磁流的方向已在图1-2上用虚线标出。可以看到，沿两条a边的磁流是同向的，故其辐射场在贴片法线方向(x轴)同相相加，呈最大值，且随偏离此方向的角度增大而减小，形成边射方向图。沿每条b边的磁流都由反对称的两个部分构成，它们在H面(xz平面)上各处的辐射互相抵消；而两条b边的磁流又彼此呈反对称分布，因而在E面(xy平面)上各处，它们的场也都相消。在其它平面上这些磁流的辐射不会完全相消，但与沿两条a边的辐射相比，都相当弱。

由上，矩形微带天线的辐射主要由沿两条a边的缝隙产生，该二边称为辐射边。其H面和E面方面图(主极化)如图1-2(c)、(d)所示，各图下侧的虚线为等效磁流方向。由于接地板的存在，天线主要向上半空间辐射。对上半空间而言，接地板的效应近似等效于引入磁流 M_s 的正镜像。由于 $h \ll \lambda_0$ ，因此它只相当于将 M_s 加倍，辐射图形基本不变。

1.2.2 微带天线的分析方法

天线分析的基本问题是求解天线在周围空间建立的电磁场，求得电磁场后，进而得出其方向图、增益和输入阻抗等特性指标。分析微带天线的基本理论大致可分三类。最早出现的也最简单的是传输线模型(TLM — Transmission Line Model)理论，主要用于矩形贴片。更严格更有用的是空腔模型(CM — Cavity Model)理论，可用于各种规则贴片，但基本上限于天线厚度远小于波长的情况。最严格而计算最复杂的是积分方程法(TEM — In-

Integral Equation Method) 即全波(FW — Full Wave)理论。从原理上说, 积分方程法可用于各种结构、任意厚度的微带天线, 然而要受计算模型的精度和机时的限制。从数学处理上看, 第一种理论把微带天线的分析简化为一维的传输线问题; 第二种理论则发展到基于二维边值问题的求解; 第三种理论又进了一步, 可计入第三维的变化, 不过计算也费时得多。自然, 这三种理论仍不断地在某些方面有所发展, 同时也出现了一些别的分析方法。基于对积分方程法的简化, 产生了格林函数法(GFA — Green's Function Approach); 而由空腔模型的扩展, 出现了多端网络法(MNA — Multiport Network Approach), 等。

本章介绍传输线模型和空腔模型理论。作为基础, 首先将简述微带线特性^[4~6]。

§ 1.3 微带线特性

1.3.1 微带线的传输模式

微带线由一条导体带和背面有导体接地板的介质基片构成(图 1-3)。导体带宽度为 w , 厚 t , 介质基片高 h , 相对介电常数为 ϵ_r 。微带线是一种开放线路, 因此它的电磁场可无限延伸。这样, 微带线的场空间由两个不同介电常数的区域(空气和介质)构成。我们知道, 只有充填均匀媒质的传输线才能传输单一的纯横向场 — TEM 模。现在由于空气-介质分界面的存在, 使微带中的传输模是具有电场和磁场所有三个分量(包括纵向分量)的混合模。不过, 在频率不太高的情况下, 如 12 GHz 以下, 基片厚度远小于工作波长, 能量大部分都集中在导体带下面的介质基片内, 且此区域的纵向场分量很弱, 因此沿微带传输的主模与 TEM 模分布非常相近, 故称为准 TEM 模。

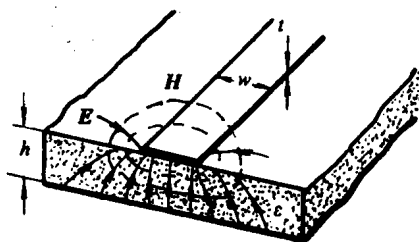


图 1-3 微带线的结构

当频率较高, 微带宽度 w 和高度 h 与波长可相比拟时, 微带中可能出现波导型横向谐振模。其最低模(TE_{10})的截止波长为

$$\lambda_c^H = 2(w + 0.4h) \sqrt{\epsilon_r} \quad (1-3)$$

0.4h 是计入边缘效应后的等效宽度延伸量。而最低次 TM 模(TM_{01})的截止波长为

$$\lambda_c^E = 2h \sqrt{\epsilon_r} \quad (1-4)$$

此外, 微带中还存在表面波(参看 § 1.9)。最低次 TM 型表面波(TM_0)的截止波长为 ∞ , 即其截止频率没有下限。最低次 TE 型表面波(TE_0)的截止波长为

$$\lambda_c = 4h \sqrt{\epsilon_r - 1} \quad (1-5)$$

上述波导模和表面波模称为微带的高次模。为抑制高次模的出现, 微带尺寸的选择需满足如下条件:

$$w + 0.4h < \frac{\lambda_{\min}}{2\sqrt{\epsilon_r}}, \quad h < \frac{\lambda_{\min}}{2\sqrt{\epsilon_r}}, \quad h < \frac{\lambda_{\min}}{4\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (1-6)$$

式中 $\lambda_{\min}$ 为最短工作波长。

1.3.2 微带线的准静态特性参数

当频率较低时, 往往把微带的传输模看作为纯 TEM 模进行近似分析, 通过求结构的分布电容来确定其特性参数。这种方法称为准静态法, 包括保角变换法和谱域法等。对于较高的频率, 需计入这种混合模的色散特性, 要用色散模型和全波分析法等更严格的方法才能得出较精确的结果。不过, 用频率函数对准静态法结果作适当修正后, 对较高频率也仍能应用。

TEM 模传输线有两个主要特性参数: 特性阻抗 Z_c 和沿线传输相速 v_p 。它们可用微带的分布电容表示为

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{v_p C}, \quad v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1-7)$$

式中 L 、 C 分别为微带的单位长度电感和电容。如果没有充填介质材料, 则有

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C_0}} = \frac{1}{c C_0}, \quad c = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \quad (1-8)$$

C_0 是空气微带的单位长度电容, c 是自由空间光速。

由式(1-7)和(1-8)可定义等效相对介电常数为

$$\epsilon_r = \frac{C}{C_0} = \left(\frac{c}{v_p} \right)^2 \quad (1-9)$$

ϵ_r 实质上就是用某一均匀介质充填全部空间而微带分布电容不变时, 该介质的相对介电常数。此时有

$$Z_c = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_r}}, \quad \lambda_m = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}, \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda_m} = k_0 \sqrt{\epsilon_r} \quad (1-10)$$

λ_m 、 β 分别为微带线上波长和相位常数; λ_0 、 k_0 分别为自由空间波长和相位常数, $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ 。显然

$$\epsilon_r = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad (1-11)$$

q 称为充填因子。空气时 $q = 0$; 全部充填时 $q = 1$, 故 $0 \leq q \leq 1$ 。

施奈德(M.V.Schneider)已得出 ϵ_r 的一个简单经验公式:

$$\epsilon_r = \frac{1}{2} \left[\epsilon_r + 1 + (\epsilon_r - 1) \left(1 + \frac{10h}{w} \right)^{-1/2} \right] \quad (1-12)$$

惠勒(H.A.Wheeler)给出 Z_c 的计算公式如下:

$$\begin{cases} Z_c = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \left\{ \frac{w}{h} + 0.883 + 0.165 \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} + \frac{\epsilon_r + 1}{\pi \epsilon_r} \left[\ln \left(\frac{w}{h} + 1.88 \right) + 0.758 \right] \right\}^{-1}, & w/h > 1 \\ Z_c = \frac{120}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \left[\ln \frac{8h}{w} + \frac{1}{32} \left(\frac{w}{h} \right)^2 - \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.2258 + \frac{0.1208}{\epsilon_r} \right) \right], & w/h \leq 1 \end{cases} \quad (1-13)$$

表 1-1 给出对 $\epsilon_r = 2.55$ 计算的一组数据; 不同 ϵ_r 值的特性阻抗曲线如图 1-4 所示。可见, Z_c 随 w/h 增大而减小。

表 1-1 $\epsilon_r = 2.55$ 时微带的等效介电常数和特性阻抗

w/h	ϵ_e	$Z_e(\Omega)$	w/h	ϵ_e	$Z_e(\Omega)$
0.050 0	1.829 7	224.944 6	2.550 0	2.124 3	53.311 2
0.100 0	1.852 1	193.052 6	2.600 0	2.127 0	52.656 1
0.150 0	1.869 2	174.404 9	2.650 0	2.129 7	52.017 1
0.200 0	1.883 5	161.198 1	2.700 0	2.132 3	51.393 6
0.250 0	1.896 0	150.980 4	2.750 0	2.134 9	50.785 0
0.300 0	1.907 3	142.657 7	2.800 0	2.137 5	50.190 9
0.350 0	1.917 5	135.645 8	2.850 0	2.140 0	49.610 7
0.400 0	1.927 0	129.595 3	2.900 0	2.142 5	49.044 0
0.450 0	1.935 8	124.281 0	2.950 0	2.144 9	48.490 3
0.500 0	1.944 1	119.548 7	3.000 0	2.147 3	47.949 2
0.550 0	1.952 0	115.288 5	3.050 0	2.149 7	47.420 3
0.600 0	1.959 4	111.419 2	3.100 0	2.152 0	46.903 1
0.650 0	1.966 5	107.879 0	3.150 0	2.154 3	46.397 3
0.700 0	1.973 2	104.619 9	3.200 0	2.156 6	45.902 5
0.750 0	1.979 7	101.603 7	3.250 0	2.158 8	45.418 5
0.800 0	1.985 9	98.799 9	3.300 0	2.161 0	44.944 7
0.850 0	1.991 9	96.183 3	3.350 0	2.163 2	44.481 0
0.900 0	1.997 7	93.732 9	3.400 0	2.165 4	44.027 0
0.950 0	2.003 3	91.431 3	3.450 0	2.167 5	43.582 4
1.000 0	2.008 7	89.263 8	3.500 0	2.169 6	43.147 0
1.050 0	2.013 9	87.002 0	3.550 0	2.171 7	42.720 4
1.100 0	2.019 0	84.969 7	3.600 0	2.173 7	42.302 4
1.150 0	2.023 9	83.071 8	3.650 0	2.175 8	41.892 8
1.200 0	2.028 7	81.291 6	3.700 0	2.177 8	41.491 3
1.250 0	2.033 3	79.614 9	3.750 0	2.179 7	41.097 6
1.300 0	2.037 9	78.030 1	3.800 0	2.181 7	40.711 6
1.350 0	2.042 3	76.527 0	3.850 0	2.183 6	40.333 0
1.400 0	2.046 6	75.097 3	3.900 0	2.185 5	39.961 6
1.450 0	2.050 8	73.733 6	3.950 0	2.187 4	39.597 3
1.500 0	2.054 9	72.429 7	4.000 0	2.189 3	39.239 7
1.550 0	2.058 9	71.180 2	4.050 0	2.191 1	38.888 8
1.600 0	2.062 8	69.980 6	4.100 0	2.192 9	38.544 3
1.650 0	2.066 7	68.826 8	4.150 0	2.194 7	38.206 1
1.700 0	2.070 4	67.715 4	4.200 0	2.196 5	37.874 0
1.750 0	2.074 1	66.643 2	4.250 0	2.198 2	37.547 9
1.800 0	2.077 7	65.607 6	4.300 0	2.200 0	37.227 5
1.850 0	2.081 2	64.606 3	4.350 0	2.201 7	36.912 8
1.900 0	2.084 7	63.637 1	4.400 0	2.203 4	36.603 5
1.950 0	2.088 1	62.698 2	4.450 0	2.205 1	36.299 6
2.000 0	2.091 4	61.788 0	4.500 0	2.206 7	36.000 9
2.050 0	2.094 7	60.904 8	4.550 0	2.208 4	35.707 2
2.100 0	2.097 9	60.047 3	4.600 0	2.210 0	35.418 5
2.150 0	2.101 0	59.214 3	4.650 0	2.211 6	35.134 7
2.200 0	2.104 1	58.404 7	4.700 0	2.213 2	34.855 5
2.250 0	2.107 1	57.617 3	4.750 0	2.214 8	34.580 9
2.300 0	2.110 1	56.851 3	4.800 0	2.216 4	34.310 7
2.350 0	2.113 1	56.105 6	4.850 0	2.217 9	34.045 0
2.400 0	2.116 0	55.379 6	4.900 0	2.219 4	33.783 4
2.450 0	2.118 8	54.672 3	4.950 0	2.220 9	33.526 1
2.500 0	2.121 6	53.983 1	5.000 0	2.222 4	33.272 8

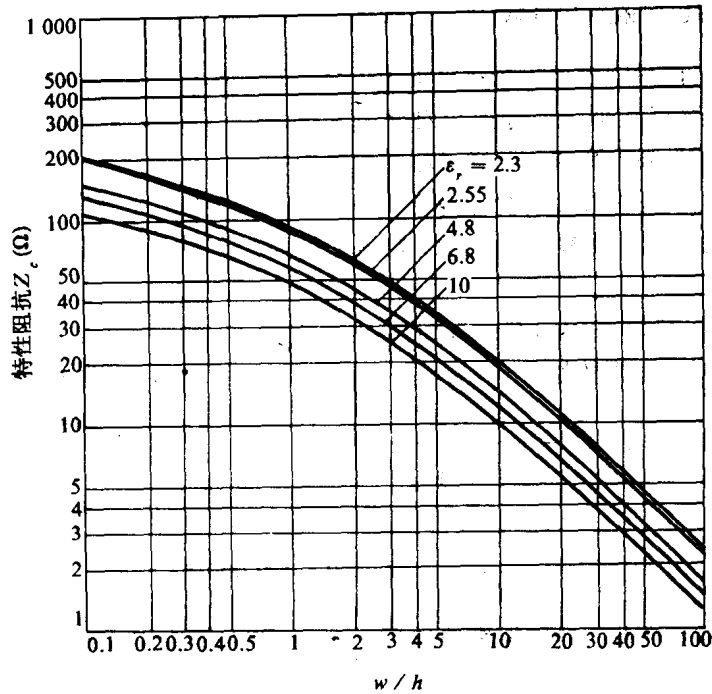


图 1-4 微带特性阻抗

给定 Z_c ，可用下列公式求得所需的宽度 w ：

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ R - 1 - \ln(2R - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} [\ln(R - 1) + 0.293 - \frac{0.517}{\varepsilon_r}] \right\} \\ R = \frac{377\pi}{2Z_c\sqrt{\varepsilon_r}}, \quad Z_c < (44 - 2\varepsilon_r)\Omega \\ \frac{w}{h} = \frac{8\exp H}{\exp(2H) - 2} \\ H = \frac{Z_c\sqrt{2(\varepsilon_r + 1)}}{120} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} (0.2258 + \frac{0.1208}{\varepsilon_r}), \quad Z_c \geq (44 - 2\varepsilon_r)\Omega \end{array} \right. \quad (1-14)$$

对于 $t/h \leq 0.005$ 、 $2 \leq \varepsilon_r \leq 10$ 和 $0.1 \leq w/h \leq 5$ 情况，导体带的厚度影响可以忽略。对于更厚的导体带，可用有效宽度 w' 代替式(1-13)中的 w 来得出 Z_c 的厚度修正值。 w' 按下式计算：

$$\left\{ \begin{array}{l} w' = w + \frac{1.25t}{\pi} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right), \quad \frac{w}{h} > \frac{1}{2\pi} \\ w' = w + \frac{1.25t}{\pi} \left(1 + \ln \frac{4\pi w}{t} \right), \quad \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \end{array} \right. \quad (1-15)$$

ε_e 的厚度修正公式为

$$\varepsilon_e = \frac{1}{2} \left[\varepsilon_r + 1 + (\varepsilon_r - 1) \left(1 + \frac{10h}{w} \right)^{-1/2} \right] - \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{4.6} \right) \frac{t/h}{\sqrt{w/h}} \quad (1-16)$$

1.3.3 微带线的色散效应和衰减

当频率升高时,微带线的电磁场将更集中于介质基片内,因而波的相速将减小,即等效相对介电常数增大。显然,当频率 f 无限升高时,与频率相关的等效相对介电常数 ϵ_{ef} 趋近于基片的相对介电常数 ϵ_r ;而当 $f \rightarrow 0$ 时, ϵ_{ef} 就是 ϵ_c 。 ϵ_{ef} 随频率的变化曲线如图 1-5 所示。

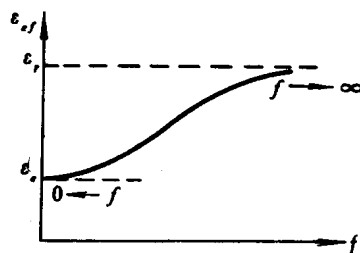


图 1-5 等效相对介电常数
随频率的变化

作为色散修正,格津杰(W.J.Getsinger)给出频率为 f (GHz)时的等效相对介电常数如下:

$$\begin{cases} \epsilon_{ef} = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_c}{1 + G\left(\frac{f}{f_p}\right)^2} \\ f_p(\text{GHz}) = \frac{0.4Z_c}{h(\text{mm})}, \quad G = 0.6 + 0.009Z_c \end{cases} \quad (1-17)$$

特性阻抗也随频率变化。哈默斯塔德(E.Hammerstad)和詹森(O.Jensen)建议利用下式作为相应的特性阻抗修正值:

$$Z_{cf} = Z_c \frac{\epsilon_{ef} - 1}{\epsilon_c - 1} \sqrt{\frac{\epsilon_c}{\epsilon_{ef}}} \quad (1-18)$$

在微带天线工程设计中一般都必须计入色散效应。上述公式可作为微带线和微带枝节的一阶近似的特性计算。

微带线的损耗主要包括介质损耗和导体损耗。故衰减常数 α 可近似表示为

$$\alpha = \alpha_d + \alpha_c \quad (1-19)$$

α_d 和 α_c 分别为介质和导体损耗引起的衰减常数。设基片材料的损耗角正切为 $\tan\delta$,有

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_r}{\epsilon_c} \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r - 1} \frac{\tan\delta}{\lambda_m} \quad (\text{dB/m}) \quad (1-20)$$

$$\alpha_c = 8.686 \frac{R_s}{wZ_c} \quad (\text{dB/m}), \quad R_s = \sqrt{\frac{\pi f \mu_0}{\sigma_c}} \quad (1-21)$$

R_s 是导体表面电阻, σ_c 是导体电导率(铜为 $5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$), $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ 。若导体的均方根表面误差为 Δs ,则 α_c 的修正值为

$$\alpha'_c = \alpha_c \left[1 + \frac{2}{\pi} \tan^{-1} 1.4 \left(\frac{\Delta s}{\lambda_c} \right)^2 \right] \quad (1-22)$$

$\Delta_c = (\pi f \mu_0 \sigma_c)^{-1/2}$ 是导体集肤深度。铜在几千兆赫时的集肤深度约在 $1 \mu\text{m}$ 量级。若 $\Delta s = 1 \mu\text{m}$,由上式得 $\alpha'_c \approx 1.6\alpha_c$ 。

对不同基片的微带线计算的导体和介质衰减如图 1-6 所示。可见,聚苯乙烯、氧化铝

和蓝宝石等大多数基片上微带线的导体衰减都远大于介质衰减。但是对于硅和砷化镓等半导体基片，则介质衰减大为增大。图 1-6 也表明，这些损耗都随频率升高而迅速增

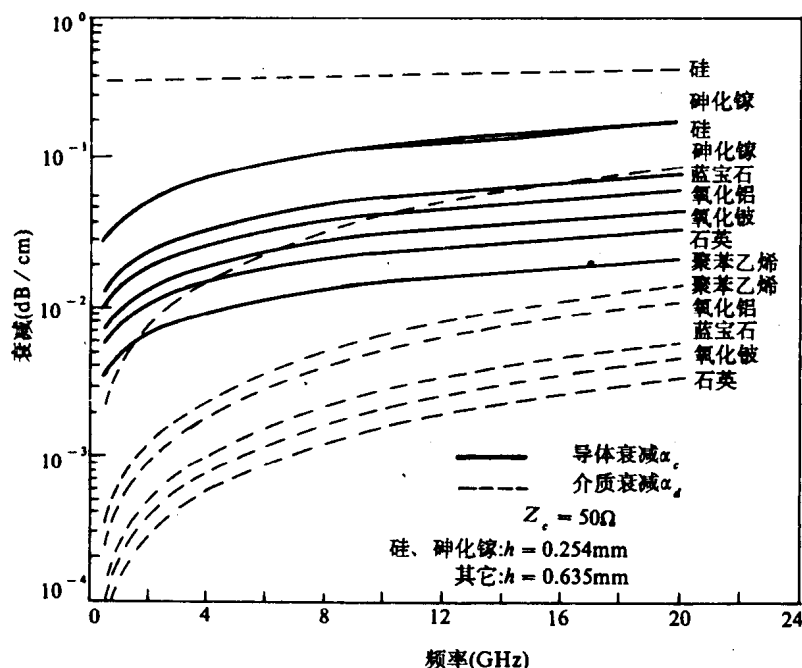


图 1-6 不同基片微带线的导体和介质衰减

大。由图查得，当频率为 20 GHz 时，聚苯乙烯基片上的 50 Ω 微带线， $\alpha_c = 0.02$ dB/cm， $\alpha_d = 0.012$ dB/cm，故 $\alpha = 0.032$ dB/cm = 0.021 dB/ λ_0 。实际上还应计入辐射和表面波损耗。若频率高于下式，微带线的辐射将变得严重：

$$f = \frac{2.14 \epsilon_r^{0.25}}{h} \quad (\text{GHz})$$

聚四氟乙烯玻璃纤维一类微带线在 30~100 GHz 频率时的衰减可达 $(0.1 \sim 0.2)$ dB/ λ_0 。因此在毫米波应用中，微带线损耗就使普通形式微带天线阵的效率限于 $(25 \sim 60)\%$ 量级。

1.3.4 微带线的功率容量

由介质和导体损耗所引起的温度上升限制了微带线的平均功率容量，而微带线的峰值功率容量受其导带与接地板间的击穿所限制。

微带线的最大平均功率可由下式计算：

$$P_{av} = \frac{(T_{max} - T_0)}{\Delta T} \quad (1-23)$$

式中 T_{max} 是最高工作温度，即基片的电和物理特性可视为不变时的最高温度； T_0 是环境温度； ΔT 是每瓦功率的温升。巴尔和格普塔(K.C.Gupta)已导出 ΔT 的一个计算公式如下：

$$\Delta T = \frac{0.2303h}{K} \left(\frac{\alpha_c}{w_e} + \frac{\alpha_d}{2w_{ef}} \right) \quad (^\circ\text{C} / \text{W}) \quad (1-24)$$