

微波技术与天线

上海交通大学

顾瑞龙 黎滨洪
沈民谊 林宗琦 编

国防工业出版社

内 容 简 介

本书分为上、下两篇。上篇内容包括：传输线、微波网络、电抗、匹配元件及不均匀性、谐振系统、波的激励和耦合、微波滤波器、微波铁氧体以及雷达微波部件等共八章。下篇内容包括：辐射的基本原理、振子天线与阵列天线、口径绕射、喇叭天线、反射面天线、互易原理与接收天线、单脉冲天线、电扫描天线等共八章。

本书以基础理论、基本分析方法为主。某些典型元、部件也提供了工程计算的方法及步骤。为了便于读者掌握理论，大部分章末都附有思考题。

本书可以作为雷达专业统编试用教材。同时也可供无线电类其它专业选用。对于从事微波技术与天线工作的工程技术人员也有一定的参考价值。

微波技术与天线

上海交通大学

顾瑞龙 黎滨洪 编
沈民谊 林宗琦

*

国防工业出版社 出版

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

国防工业出版社印刷厂印装

*

787×1092¹/₁₆ 印张 34³/₈ 800千字

1980年6月第一版 1980年6月第一次印刷 印数：0,001—9,800册

统一书号：15034·2026 定价：3.50元

前 言

本书系高等学校工科电子类雷达专业统编教材之一。内容基本是按照雷达专业教材座谈会会议制定的大纲编写的。其中个别章节的次序较之大纲作了少许变动,部分内容也稍有增删。

《微波技术与天线》课程属专业基础课,因此重点放在讲述微波元、部件、实际天线的基本原理及基本分析方法。

上篇第一章在《电磁场与电磁波》课程基础上阐述微波传输线传输参量。第二章微波网络从路的观点分析、研究微波传输线和微波元、部件,其中从微波结构到等效电路的等效原理和常用的五种网络参量及其特性是本章的重点。第三章解决了微波传输线、微波元、部件之间连接的一个重要课题——阻抗匹配。重点对切比雪夫阻抗变换器提供了一种工程计算的方法。第四章谐振系统着重介绍了雷达回波箱的工程设计考虑。第五章主要介绍各种型式的波导定向耦合器的性质及工程计算分析方法。对于 TEM 波定向耦合器要求读者掌握基本原理。微波滤波器及微波铁氧体一章是微波技术中内容较多的一个分支,对雷达专业的同学来说,掌握其基本原理及基本分析方法就够了,不要求对所有种类的滤波器及铁氧体器件进行设计、计算。对于雷达中的微波部件本书只作定性分析。

下篇第一章是辐射的基本原理,介绍了辅助矢位法和电磁场的积分公式,为了减少学生在数学运算上的困难,给出一个附录供参考。第二章介绍线天线和阵列天线,有些内容在《电磁场与电磁波》一书中已学过,容易建立辐射的物理概念,故编写时作为首先讲授的内容。第三章是面天线的基础,也是本书的重要内容。第四章和第五章介绍了目前最常用的面天线。第六章是接收天线理论,因篇幅的限制,这里主要介绍天线的等效噪声温度。第七章和第八章介绍了两种雷达体制的天线,着重于天线本身特点的分析。这样安排对于非微波类专业来说也是合适的。

本书内容分基本内容及选修内容二部分,带有“*”号的章节为选修内容。对于基本内容的教学,各院、校还可根据教学时数安排等具体情况决定取舍。同时书中部分内容的次序从教学角度来看还可以进行适当的调整。

由于教材座谈会规定的编写大纲内容已经超出 90 学时的教学时间,因此各院、校在选用本教材时,建议适当增加学时数。

本书上、下篇分别由顾瑞龙、沈民谊两同志负责编写中的组织工作。

上篇第一、二、六、八章由黎滨洪同志编写,第三、四、五、七章由顾瑞龙同志编写。

下篇第一、三、四、五章由林宗琦同志编写,第二、六、七、八章由沈民谊同志编写。

本书于 1979 年初脱稿，上、下篇分别承清华大学无线电系林德云、张雪霞二同志担任主审工作。定稿前，并由清华大学等 10 多所院校的同志对本书提出许多宝贵意见。

本书编写过程中，上海交通大学学校、电子工程系、教研组的领导和同志们曾给予很大的鼓励与支持。曹菊良同志曾提供过上篇六、七两章的初稿，陆逸影同志描绘了本书全部图稿，在此一并致以衷心的感谢。

由于编者的学识水平有限，加上编写时间仓促，有些问题我们自己也感到还缺乏认真的推敲，因而不妥和错误之处一定还很多，恳请读者提出批评指正。

编 者

目 录

上篇	1	§ 2-8 网络综合	93
第一章 传输线	1	2-8-1 复频率	94
§ 1-1 引言	1	2-8-2 网络参量函数	94
§ 1-2 圆图	6	2-8-3 综合的基本过程	97
1-2-1 阻抗圆图的建立	6	第三章 电抗、匹配元件及不均匀性	101
1-2-2 圆图的应用举例	12	§ 3-1 引言	101
§ 1-3 双线、同轴线、矩形波导和圆波导的主要参量综述	12	§ 3-2 电抗匹配连接元件	102
1-3-1 双线	13	3-2-1 膜片、谐振窗、螺钉(销钉)	102
1-3-2 同轴线	14	3-2-2 波导弯头、分支	110
1-3-3 矩形波导	16	3-2-3 微带电抗元件	115
1-3-4 圆波导	19	3-2-4 接头、法兰、短路活塞	120
§ 1-4 脊形波导	23	§ 3-3 阻抗变换元件及匹配	123
1-4-1 截止波长	23	3-3-1 匹配方法	123
1-4-2 等效阻抗	27	3-3-2 螺钉匹配器	125
§ 1-5 微带线, 带状线, 耦合微带线	27	3-3-3 同轴线和波导阶梯式阻抗匹配器	127
1-5-1 微带线	28	3-3-4 渐变式匹配器	139
1-5-2 带状线	36	3-3-5 衰减器、负载	141
1-5-3 耦合微带线	38	第四章 谐振系统	146
第二章 微波网络	47	§ 4-1 引言	146
§ 2-1 引言	47	§ 4-2 同轴腔	148
§ 2-2 波导等效为长线和不均匀性等效为网络的原理	50	§ 4-3 波导式谐振系统	151
§ 2-3 微波网络的各种参量矩阵	59	4-3-1 矩形波导谐振系统	153
2-3-1 Z 矩阵	59	4-3-2 圆柱形波导谐振系统	158
2-3-2 Y 矩阵	61	4-3-3 波长计及回波箱	161
2-3-3 A 矩阵	62	第五章 波的激励和耦合	171
2-3-4 s 矩阵	64	§ 5-1 模式变换及不同传输线的连接	171
2-3-5 t 矩阵	66	5-1-1 同轴-波导变换器	171
§ 2-4 基本电路单元的参量矩阵	71	5-1-2 矩形波导-圆波导模式变换器	172
§ 2-5 参考面移动对网络参量的影响	75	§ 5-2 探针耦合和激励、磁环耦合和激励	175
§ 2-6 网络工作特性参量	79	5-2-1 探针激励	176
2-6-1 电压传输系数 T	79	5-2-2 磁环激励	178
2-6-2 插入衰减 A	80	§ 5-3 微带的激励	180
2-6-3 插入相移 θ	81	5-3-1 同轴-微带转换过渡	180
2-6-4 插入驻波比 ρ	81	5-3-2 波导-微带转换接头	182
§ 2-7 二、三、四口网络的基本特性	85	* § 5-4 小孔耦合理论	184
2-7-1 二口网络	85	§ 5-5 波导定向耦合器	190
2-7-2 三口网络	86	5-5-1 概述	190
2-7-3 四口网络	87	5-5-2 单孔定向耦合器	193
2-7-4 应用实例, 魔 T	90	5-5-3 十字孔定向耦合器	197
		5-5-4 多孔定向耦合器	203
		5-5-5 三分贝电桥	206

§ 5-6 TEM 波定向耦合器	209	8-2-1 介质片移相器	297
5-6-1 基本原理	209	8-2-2 半导体二极管移相器	300
5-6-2 耦合传输线定向耦合器的奇、偶模 分析方法	211	8-2-3 销钉移相器	303
第六章 微波滤波器	216	8-2-4 极化变换器	303
§ 6-1 引言	216	§ 8-3 旋转关节	304
6-1-1 滤波器的一般知识	216	8-3-1 同轴线旋转关节	305
6-1-2 三种典型衰减特性	218	8-3-2 探球式旋转关节	305
§ 6-2 低通原型	220	8-3-3 圆波导 E_{01} 波旋转关节	305
6-2-1 最平坦式低通原型	220	8-3-4 其它圆波导旋转关节	306
6-2-2 切比雪夫式低通原型	225	8-3-5 多路旋转关节	306
6-2-3 椭圆函数式低通原型	228	§ 8-4 和差接头, 模耦合器	308
§ 6-3 频率变换	232	8-4-1 魔 T 和差接头	309
6-3-1 低通滤波器	233	8-4-2 折叠双 T	309
6-3-2 高通滤波器	234	8-4-3 多模方波导模耦合器	310
6-3-3 带通滤波器	235	8-4-4 多模圆波导模耦合器	312
6-3-4 带阻滤波器	238	下篇	314
§ 6-4 滤波器电路的微波实现, 微波低通滤波器	241	第一章 辐射的基本原理	314
6-4-1 串联电感和并联电容的微波实现	241	§ 1-1 引言	314
6-4-2 微波低通滤波器	243	1-1-1 天线辐射波瓣图 (方向性图)	314
§ 6-5 倒置变换器, 变形低通原型	246	1-1-2 天线的方向性系数和增益	316
6-5-1 倒置变换器	246	1-1-3 天线的阻抗特性	316
6-5-2 变形低通原型	250	1-1-4 天线的工作频带	316
§ 6-6 微波带通滤波器	252	§ 1-2 电流和磁流的辐射	317
6-6-1 一般原理	252	§ 1-3 远区场	321
6-6-2 设计方法	256	§ 1-4 电磁场的积分公式	323
§ 6-7 微波带阻滤波器	261	1-4-1 矢量积分公式	324
6-7-1 一般原理	261	1-4-2 标量积分公式	329
6-7-2 设计方法	267	第二章 振子天线与阵列天线	331
第七章 微波铁氧体器件	273	§ 2-1 对称振子天线	331
§ 7-1 引言	273	2-1-1 对称振子的辐射特性	331
§ 7-2 铁磁谐振、铁氧体的导磁系数	273	2-1-2 对称振子的阻抗特性	335
7-2-1 单个电子的进动	273	2-1-3 折叠振子	340
7-2-2 铁磁谐振	275	§ 2-2 离散元天线阵	341
7-2-3 在圆极化波作用下的铁磁谐振	279	2-2-1 方向图相乘原理	341
§ 7-3 平面电磁波在旋磁介质中的传播	280	2-2-2 互阻抗的确定	346
7-3-1 $\theta = 0^\circ$ 的情况 (即纵向磁化情况)	281	§ 2-3 地面对辐射的影响	349
7-3-2 当 $\theta = 90^\circ$ 时 (横向磁化情况)	282	§ 2-4 引向天线	351
§ 7-4 微波铁氧体器件	282	2-4-1 工作原理	351
7-4-1 利用法拉第旋转效应的器件	282	2-4-2 分析方法	352
7-4-2 场移效应器件	285	2-4-3 一些实用数据	353
7-4-3 谐振式隔离器	289	§ 2-5 圆极化和宽波段天线	354
7-4-4 YIG 器件	290	2-5-1 圆极化	355
第八章 雷达微波部件	292	2-5-2 宽频带天线	357
§ 8-1 双工器	292	§ 2-6 阵列天线的幅度分布	361
§ 8-2 移相器, 极化变换器	297	2-6-1 切比雪夫分布	361
		2-6-2 泰勒分布	365
		§ 2-7 波导槽阵天线	367
		2-7-1 单个波导槽的辐射	367

2-7-2 波导槽的等效阻抗	369	第六章 互易原理与接收天线	474
2-7-3 窄边并联槽阵	371	§ 6-1 互易原理	474
2-7-4 天线阵的暂态效应	376	§ 6-2 天线的有效面积	476
第三章 口径绕射	378	§ 6-3 天线等效噪声温度	478
§ 3-1 口径绕射的计算方法	378	6-3-1 噪声功率和噪声温度	478
§ 3-2 平面口径绕射的方向系数和面积 利用系数	381	6-3-2 亮度温度 $T(\theta, \phi)$	479
§ 3-3 同相平面口径的绕射场	383	6-3-3 天线噪声温度 T_a 的估计	480
3-3-1 矩形同相口径的绕射场	383	6-3-4 天线的品质因素 $\frac{G}{T_a}$ 比	481
3-3-2 用标量积分公式计算口径绕射场	389	第七章 单脉冲天线	483
3-3-3 圆形同相口径的绕射场	391	§ 7-1 单脉冲天线的概述	483
3-3-4 同相平面口径的一般特性	394	7-1-1 单脉冲天线的分类	483
§ 3-4 相位差的影响	396	7-1-2 单脉冲跟踪原理	484
3-4-1 线性相位偏差	396	7-1-3 单脉冲天线的参数	485
3-4-2 平方律相位偏差	396	§ 7-2 单脉冲天线的分析	486
3-4-3 立方律相位偏差	401	7-2-1 “和”“差”信号分析法	487
§ 3-5 近区场	401	7-2-2 初级波束加减法	488
第四章 喇叭天线	404	* § 7-3 馈源的最佳激励	490
§ 4-1 矩形喇叭分析	404	7-3-1 最佳激励形式	490
4-1-1 矩形喇叭中的场	404	7-3-2 多喇叭馈源	491
4-1-2 矩形喇叭天线的方向图	412	7-3-3 多模多喇叭馈源	493
4-1-3 矩形喇叭的方向性系数	413	7-3-4 多模单喇叭馈源	495
4-1-4 矩形喇叭的输入阻抗	416	* § 7-4 提高天线效率的方法	496
§ 4-2 圆锥喇叭分析	417	7-4-1 高效率馈源	497
4-2-1 圆锥体内的电磁场	417	7-4-2 介质锥馈源	499
4-2-2 圆锥喇叭口径绕射场	425	7-4-3 成型主、副反射面法	502
* § 4-3 喇叭天线的相位中心	429	第八章 电扫描天线	505
第五章 反射面天线	434	§ 8-1 引言	505
§ 5-1 抛物面天线	434	8-1-1 电扫描天线的优缺点	505
5-1-1 概述	434	8-1-2 波束扫描的分类	506
5-1-2 分析方法	434	§ 8-2 频率扫描天线	507
5-1-3 抛物面天线的几何关系	435	8-2-1 频扫天线的基本原理	507
§ 5-2 抛物面天线的方向图和效率	438	8-2-2 频扫天线的馈电	507
5-2-1 馈源的场表达式	438	8-2-3 波束特性分析	509
5-2-2 口径场方法	442	§ 8-3 相控阵天线	512
5-2-3 电流分布法	446	8-3-1 波束扫描原理	512
5-2-4 溢失效率, 边缘照射	449	8-3-2 栅瓣的抑制	514
5-2-5 对称切割抛物面	456	8-3-3 宽角扫描	517
5-2-6 抛物柱面天线	457	8-3-4 盲点效应	519
§ 5-3 抛物面天线的馈源	459	* § 8-4 辐射单元的选择与排列, 阵 列形状	520
5-3-1 对馈源的要求	459	8-4-1 辐射单元的类型	520
5-3-2 馈源形式	460	8-4-2 辐射单元的排列	523
5-3-3 反射面与馈源的相互影响和消除方法	462	8-4-3 阵列的形状	525
§ 5-4 双反射面天线	464	8-4-4 球面阵和共形阵	526
5-4-1 卡塞格伦天线的几何关系	465	* § 8-5 相控阵天线单元阻抗的确定	526
5-4-2 卡塞格伦型天线特性的计算	469	8-5-1 逐元法	527
* § 5-5 喇叭抛物面天线	471	8-5-2 模式法	529
		8-5-3 模拟器技术	533
		附录 矢量积分公式的证明	537

上 篇

第一章 传 输 线

§ 1-1 引 言

一般地说,能传输电磁能量的线路叫做传输线。例如,发电厂到用户之间的输电线,收音机内元件之间的连接线,雷达馈线中的波导等都是传输线。

根据工作波长的不同,同样长短的一段传输线有时看作是短线,有时看作是长线。通常,线长小于十分之一波长的传输线可以看作是短线,线上各点的电压或电流相位几乎相同,整个线段在等效电路中可以认为是一点。线长超过十分之一波长的传输线,需要看作为长线,线上各点的电压或电流的相位有显著差别,整个线段不能认为是等效电路中的一点,因为它的长度会对电磁能及电磁信号的传输产生明显的影响。

雷达通常工作在 10 m 到 1 mm 范围内的微波波段,所用的传输线,长度已与波长相比拟,甚至比波长大许多倍,因此应当作长线处理。今后若不再申明,传输线这名称实际上就是指长线传输线。

按频段的不同,雷达馈线有以下各种形式。

一、双线

它的结构如图 1-1 所示,是由两根直径为 d 相距为 D 的平行导线组成,为了使两根导线保持平行,一般用介质架支撑。由于是开放的导线,因此一般只用于米波雷达,波长再短就要产生显著辐射。

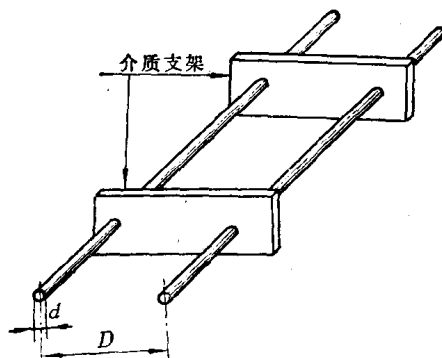
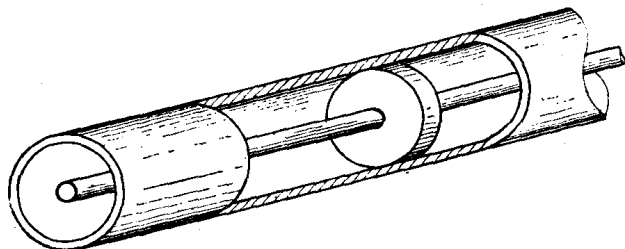


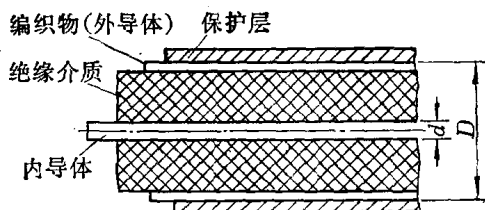
图1-1 双线

二、同轴线

有硬、软两种,硬同轴线由两个同心圆柱导体组成,中间一般填充空气,为了保持二导体同心,中间放有支撑物,如图 1-2 (a) 所示。为了工作方便,有时用到软同轴线(即同轴电缆),内导体为一根细导线。外导体由金属丝编织而成,中间填充软介质,最外层为保护塑胶,可以弯曲,见图 1-2 (b)。



(a)



(b)

图1-2 同轴缆
(a) 硬同轴线; (b) 软同轴线。

同轴线因外导体的屏蔽而可避免辐射，但电阻损耗及介质损耗仍较大，常用于分米波雷达。

三、波导

一般由空心金属管（如铜管）做成，结构牢固，不需介质支撑。它的电阻辐射和介质损耗都很小，适用于厘米波及更短波长的雷达中。常用的有矩形波导和圆波导两种，如图1-3所示。

四、微带线

它可看成是把双导线的二根金属线压扁，中间放置介质片而成，如图1-4。我们将在§1-5具体地讨论它。它的主要优点是体积小，重量轻，可制成微波集成电路；缺点是损耗大，耐功率小。因此只适用于短距离、小功率传输情况，且多用于厘米波接收机中。

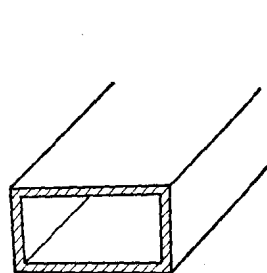


图1-3 波导

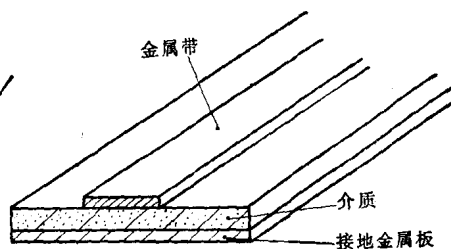
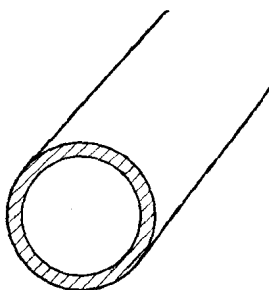


图1-4 微带线

此外，还有其它形状的各种微波传输线，它们可看作是从同轴线演变出来的，即由同轴线缩减或变形而成，图1-5表示了从同轴线演变出各种微波传输线的过程。对其中最常见的双线、同轴线、矩形波导和圆波导，在前续课程中已作了相当详细的分析，读者对其传输的模式、各模式的电磁场分布均已有所了解。对脊形波导、微带线和带状线，将分别在§1-4和§1-5节作具体讨论。对其它的形式，不作讨论。

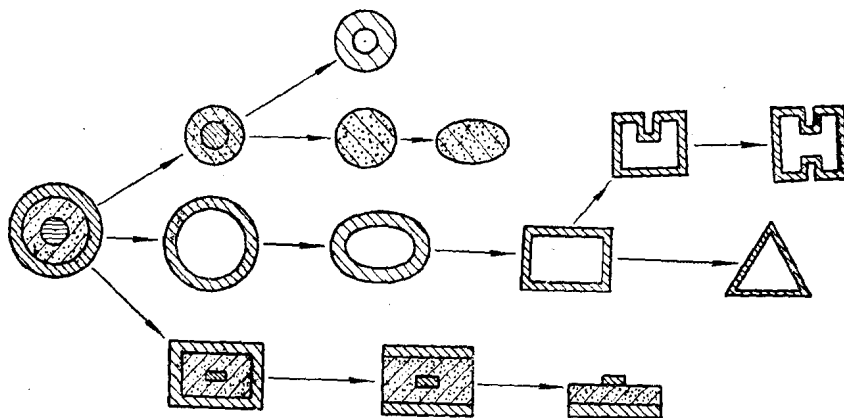


图1-5 各种形式的微波传输线

尽管传输线的结构形式及横截面上的电磁场分布是多种多样的，但是它们在纵向上传输电磁波的性能还是可以用一些共同的参量来描述的，下面就来讨论这个问题。最简单的微波传输线是双线和同轴线，它们是多导体传输线的一种，即二导体系统。我们知道，多

导体系统可以传输无色散型波，即 TEM 模；而且在一定条件下（见 § 1-3），仅能传输 TEM 模。TEM 模传输线可看作是一个分布参数系统，描写这种传输线的参量可以有多种取法。原始地，可以用分布参数 L_1 、 R_1 、 C_1 和 G_1 来描述。它们依次是单位线长的串联电感，串联电阻，并联电容和并联电导，如图 1-6 所示。

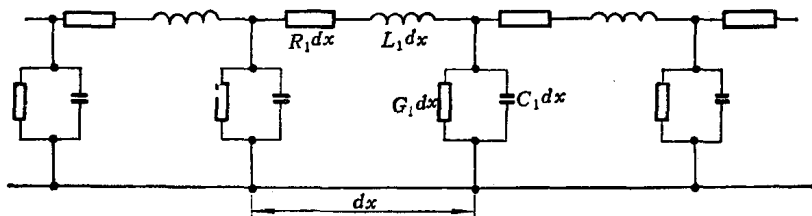


图1-6 TEM波传输线的等效电路

也可以用两个复数参量代替上述的四个实数参量来描写 TEM 模传输线的电性能：

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= j\omega L_1 + R_1 \\ Y_1 &= j\omega C_1 + G_1 \end{aligned} \right\} \quad (1-1)$$

Z_1 叫做单位线长串联阻抗， Y_1 叫做单位线长并联导纳。

为了描写长线对波动过程的影响，引进另外两个复数参量，特性阻抗 Z_0 和传输线常数 γ 是更合适的。它们的定义是：

$$\left. \begin{aligned} Z_0 &= \sqrt{\frac{Z_1}{Y_1}} = R_0 + jX_0 \\ \gamma &= \sqrt{Z_1 Y_1} = \alpha + j\beta \end{aligned} \right\} \quad (1-2)$$

普遍情况下，它们均为复数，实际表达式也较复杂。它们的物理意义是： Z_0 表示入射行波电压（入射行波横向电场的表现）与入射行波电流（入射行波横向磁场的表现）之比，其中 R_0 叫做特性电阻，表示上述比值的同相分量； X_0 叫做特性电抗，表示比值的异相（相差 $\frac{\pi}{2}$ ）分量。 γ 综合地表示了波沿线正向传播单位长度后幅度的变化及相位的变化，其中 α 叫做衰减常数，表示单位长度的衰减（奈培/米）； β 叫做相移常数，表示单位长度的相移（弧度/米）。

通常，在研究短距离传输时，传输线可以认为是理想导体和理想介质做成的，也就是说可认为是无耗传输线， $R_1 = G_1 = 0$ ，此时有

$$\left. \begin{aligned} Z_0 &= \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = R_0 \quad \text{为实数} \\ \gamma &= j\omega \sqrt{L_1 C_1} = j\beta \quad \text{为纯虚数} \end{aligned} \right\} \quad (1-3)$$

上式表示行波电压和电流同相，而波沿线无衰减。

用传输参量 Z_0 和 γ 研究波的反射、匹配等问题也是很方便的。例如，离负载 Z_L 为 x 处的反射系数是

$$\Gamma(x) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-j\gamma x} \quad (1-4)$$

而当 $Z_L = Z_0$ 时, 不管 x 为何值, 均有 $\Gamma(x) = 0$, 这就是全线匹配状态。

普遍的微波传输线, 又叫做广义传输线或波导。如果对工作频率不加限制, 它们都是多模传输线, 例如同轴线除了存在主模 TEM 波之外, 还能存在色散型高次模 TE 波和 TM 波; 空心波导管能传输各种色散型的 TE 波和 TM 波。

如果没有发生模间耦合, 传输 n 个模式的波导可以看成是 n 对独立的双线融合在一起的系统。要完全描写这种系统, 理应需要 n 对传输参量 Z_{0n} 和 γ_n 。然而, 实际的波导总是单模式 (或少模式) 工作的, 对我们感兴趣的工作模式而言, 就可以只引入一对传输参量来描写, 也就是说, 可以把单模工作的波导看作是双线。如果其它模与工作模在波导不连续处产生能量交换 (耦合), 对工作模来说, 此处应等效为某种网络 (与非截止模耦合时, 网络是电阻性的; 与截止模耦合时, 网络是电抗性的)。这就是为什么波导在解决了横向问题 (模式问题) 之后, 只研究纵向问题 (传输问题) 时, 对某一特定模式而言, 能够把均匀段画成双线, 不均匀段画成等效网络的理由。这问题将在第二章详细讨论。

但是, 等效处理方法总是既有目的, 又有条件的。现在的目的是, 便于用成熟的一套双线理论, 例如阻抗导纳圆图、网络分析与综合等, 来讨论波导中的各种传输问题, 例如匹配、反射、幅度和相位的频率响应等。等效的条件呢? 除了如上所述, 波导的等效电路只适用于某一特定模式这一点以外, 对等效传输参量也应赋予新的物理解释。关于等效 (特性) 阻抗, 要求一是定义明确, 就是说, 如果我们仍用原来双线中的定义 (入射行波电压与电流之比) 的话, 则得规定电压 (横向电场的线积分) 和电流 (横向磁场的线积分) 的算法; 二是尽量使等效 (特性) 阻抗的概念适于阻抗匹配的需要, 就是说, 二段等效 (特性) 阻抗相等的波导相连接, 在连接处应体现出没有电磁波的反射。关于等效传输常数, 它应能具体表示波导中横向电场和横向磁场沿线传播单位长度后的幅度和相位变化。

为了具体说明上述的等效条件, 我们可以举出无耗同轴线 TEM 波和无耗矩形波导 H_{10} 模的等效双线电路作为例子。我们知道, 在无耗同轴线 TEM 波中, 其波长就是介质中的自由波长 λ , 相应的相移常数 $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$, 这是与双线情况一样的。然而, 特性阻抗呢? 如果仍以原来的定义计算 (具体公式见 § 1-3), 则会发现横截面尺寸按比例伸缩了的同轴线 (事实上即使是双线本身也有类似的情况, 见 § 1-3) 是具有相等的特性阻抗的, 但是把它们连接起来, 连接处显然会产生波的反射, 即不匹配。为了解决这个 “特性阻抗相等” 与 “无波的反射” 之间的异义, 我们可把等效 (特性) 阻抗定义得与横截面形状与大小唯一地对应起来, 譬如说, 把具有固定外径的同轴线的特性阻抗作为等效电路中的等效 (特性) 阻抗[●]。这样一来, 两段等效阻抗相等的同轴线相连接, 就保证了横截面的连续, 即保证了无波的反射。今后遇到同轴线情况, 其等效阻抗应作上述理解。

对于无耗矩形波导的 H_{10} 模, 也应有类似的修正。在矩形波导中, 电磁波是以波导波长 λ_g 作为纵向波长传播的, 因此相移常数 β 应由波导波长算出, 即 $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$, 这与双线或同轴线情况是不同的。关于等效阻抗, 对 H_{10} 模, 我们知道在前续课程中引入过一个波阻抗

● 为方便起见, 今后简称等效阻抗。

$$Z_w = \frac{-E_y}{H_x} = \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_g}\right)^2}} = \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \quad (1-5)$$

其中 $\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$ 为空气的波阻抗。 Z_w 能不能作为等效阻抗呢？由上式可见。 Z_w 只与波导宽边有关，而与窄边无关，因此宽边相同而窄边不同的波导其波阻抗是相等的，但连接起来显然也是有波的反射的，所以 Z_w 不能作为我们的等效阻抗。实际上（见 § 1-3），我们将用如下的定义来计算矩形波导 H_{10} 模的等效阻抗：上下宽边中点之间的电压（ E_y 的垂直线积分）与宽边纵向电流（ H_x 的水平线积分）之比[●]。在这种定义下，计算结果（见 § 1-3 式（1-45））得到等效阻抗 $Z_e = \frac{b}{a} Z_w$ 是与宽边 a 和窄边 b 均有关系的，因此，可以基本上达到我们的要求。

但应指出，用等效阻抗概念计算出来的波导连接处的反射与透射情况，也还只是近似符合实际的。因为它忽略了截面突变处对主波的影响（高次模对主模的影响）。更进一步的等效电路还应考虑突变处引起的电纳（或电抗）。

综上所述，在无耗情况下，无论是 TEM 波传输线还是非 TEM 波波导，其基本传输参量总是等效阻抗 Z_e 和相移常数 β 。关于等效阻抗，视不同情况，它可以是特性阻抗本身的延伸（如同轴线），也可能另作定义（如波导）。关于相移常数，有以下几种给定方式：（1）可以是直接得到；（2）可以以波导波长形式给定，此时由关系式 $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$ 决定 β ， λ_g 本身视不同情况可以是自由波长（如同轴线情况），也可以是工作模式的波导波长（如波导情况）；（3）以相速 v_p 形式给定，此时由关系式 $\beta = \frac{\omega}{v_p}$ 决定 β ；（4）以截止波长 λ_c 或截止频率 f_c 形式给定，此时有关系式：

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}$$

可用。

对有损耗传输线（指低损耗的情况），一般在传输距离较大时才计算其衰减，而衰减常数 α 要通过理论计算或实际测量决定。在最普遍的情况下，总的衰减常数由三部分组成，即

$$\alpha = \alpha_e + \alpha_d + \alpha_r$$

它们分别是导体衰减常数 α_e ，介质衰减常数 α_d 和辐射衰减常数 α_r 。可以证明：在低损耗情况下，传输线的等效阻抗和相移常数与无耗情况相比，相差很小。

掌握常用微波传输线的基本参量是学习本章的主要目的。而要应用这些基本参量解决天馈线中的实际问题，就需要先学习阻抗导纳图。

● 要顺便提出，用横向电压与纵向电流之比来定义等效阻抗的方法，对某些波导模式是行不通的，例如圆波导的 H_{01} 模，它没有纵向壁电流。为了解决这个矛盾，我们在第二章将给出等效电压和等效电流的普遍性定义。

§ 1-2 圆 图

在引言中已说过,把波导画成等效双线以后,就可以利用双线的理论和方法来研究波导的传输问题。为此,需要学习双线的主要分析工具圆图。

为什么说圆图是研究双线传输问题的有力工具呢?我们知道,传输问题最重要的是把信号源的功率有效地输给负载,即达到所谓匹配传输。在集总参数的电路理论中,我们已经证明过,只要负载阻抗与电源内阻抗互为共轭,则负载就可获得最大功率,此即谓之共轭匹配。在微波线路中,事情就不是如此简单了,由于波动过程显著,连接用的双线是分布参数系统,一般地说,线上某点的输入阻抗是随位置而变的。因此纵使有了一个与信号源内阻抗成共轭的负载阻抗,通过一段双线接到信号源上,它并不能获得最大功率。这是因为第一,这时线的输入阻抗已不再与信号源内阻抗共轭了,信号源不会把最大功率输进线上;第二,输进线上的功率以波的形式传到负载时,由于负载与线的特性阻抗不相等,产生反射,把一部分功率反射回线的输入端。因此在微波中,真正的匹配传输需要做到两头都匹配,一头是负载要与双线的特性阻抗相等,做到无波的反射,称为行波匹配;另一头要求双线的输入阻抗与信号源内阻抗互为共轭,使线从信号源获取最大功率,称为共轭匹配。显然,要做到行波匹配及共轭匹配,都要在双线上进行各种阻抗(导纳)计算。对均匀双线来说,通常只要考虑它们对特性阻抗(导纳)的归一值,归一值用小写字母表示。根据电路课已有的结果,终端接负载 Z_L , 长为 x 的无耗双线的输入阻抗为

$$Z(x) = \frac{Z_L + jZ_0 \operatorname{tg} \beta x}{Z_0 + jZ_L \operatorname{tg} \beta x} \quad (1-6)$$

故输入阻抗归一值为

$$z(x) = \frac{Z(x)}{Z_0} = \frac{z_L + j \operatorname{tg} \beta x}{1 + j z_L \operatorname{tg} \beta x} \quad (1-7)$$

每次都要进行上式的运算是很麻烦的,然而,我们马上就会看到,用圆图进行图解将带来很大方便。

1-2-1 阻抗圆图的建立

从电路课双线理论我们知道,线上某处 x 的输入阻抗 $Z(x)$ 与该处的反射系数 $\Gamma(x)$ 有如下关系:

$$Z(x) = Z_0 \frac{1 + \Gamma(x)}{1 - \Gamma(x)} \quad (1-8)$$

此式可用 $z(x)$ 写出,得

$$z(x) = \frac{1 + \Gamma(x)}{1 - \Gamma(x)} \quad (1-9)$$

由式 (1-9) 又可解出

$$\Gamma(x) = \frac{z(x) - 1}{z(x) + 1} \left(= \frac{Z(x) - Z_0}{Z(x) + Z_0} \right) \quad (1-10)$$

式 (1-9) 和式 (1-10) 表明, $z(x)$ 与 $\Gamma(x)$ 互为函数(复变函数),且互为分式线性函数。在自变量复数平面上可以定出函数的二族特征曲线,它们分别是函数的实部和虚部等于常

数的轨迹, 或者是函数的模和辐角为常数的轨迹。由于这二族特征曲线都是圆(广义的, 包括直线), 因此常把这二族曲线图称作圆图。

实用的圆图有两种, 一种以极坐标下 $\Gamma(x) = |\Gamma(x)|e^{j\theta}$ 做自变量, 描出函数 $z(x) = r + jx$ 的两族等 r 圆和等 x 圆, 这种圆图称为极坐标圆图或史密斯圆图; 另一种以直角坐标下 $z(x) = r + jx$ (或 $Z(x) = R + jX$) 为自变量, 描出函数 $\Gamma(x) = |\Gamma(x)|e^{j\theta}$ 的等 $|\Gamma(x)|$ 圆和等 θ 圆, 这种圆图称为直角坐标圆图。

(一) 极坐标圆图把 $z(x) = r + jx$ 和 $\Gamma(x) = u + jv$ 代入式 (1-9) 得:

$$r + jx = \frac{1 + (u + jv)}{1 - (u + jv)}$$

使两边实、虚部分别相等, 得:

$$r = \frac{1 - (u^2 + v^2)}{(1 - u)^2 + v^2}$$

$$x = \frac{2v}{(1 - u)^2 + v^2}$$

经过整理得:

$$\left(u - \frac{r}{1 + r}\right)^2 + v^2 = \frac{1}{(1 + r)^2} \quad (1-11)$$

$$(u - 1)^2 + \left(v - \frac{1}{x}\right)^2 = \frac{1}{x^2} \quad (1-12)$$

由式 (1-11) 可见, $r = \text{常数}$ 时, 它是一族等电阻圆, 圆心在 $\left(\frac{r}{1 + r}, 0\right)$ 处, 半径为 $\frac{1}{1 + r}$ 。如图 1-7(a) 所示。其特点是:

1. r 愈大, 圆愈小。当 $r \rightarrow \infty$ 时相当于开路, 此时圆心在 $(1, 0)$ 点而半径为零。

2. r 愈小, 圆愈大。当 $r = 0$ 时相当于短路, 此时圆心在 $(0, 0)$ 点而半径为 1, 即与 $|\Gamma(x)| = 1$ 的圆重合。

由式 (1-12) 可见, $x = \text{常数}$ 时, 它代表一族等电抗圆, 圆心在 $\left(1, \frac{1}{x}\right)$ 处, 半径为 $\frac{1}{x}$, 如图 1-7(b) 所示。由于 x 可正可负, 因此全族分为两组, 当 $x > 0$ 时在实轴上部; 当 $x < 0$ 时在实轴下部。当然, 受物理上无源条件的限制($r \geq 0, |\Gamma(x)| \leq 1$), 所有圆图不应越出单位圆外。等 x 圆的特点是:

1. x 愈小则半径愈大, 圆愈大, 同时圆心愈远离实轴, 当 $x = 0$ 时, 变成实轴。

2. x 愈大的半径愈小, 圆愈小, 圆心也愈靠近实轴。当 $x \rightarrow \infty$ 时, 缩成右端点。

把等 r 圆和等 x 圆一起画在一张图上, 就成了实用的极坐标圆图, 如图 1-8 所示。现把它的特点、刻度及变换使用方法分析如下。

实轴与电阻刻度, 在实轴上 $v = 0, x = 0$, 而 $r \neq 0$, 故称为电阻线, 左端点 $\Gamma(x) = -1, z(x) = r = 0$, 故称为短路点。右端点 $\Gamma(x) = 1, z(x) = r = \infty$, 故称为开路

● 此处 x 指归一化电抗, 不要与距离 x 相混。

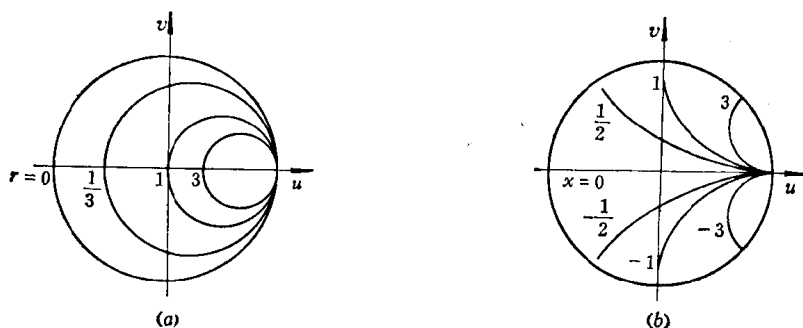


图1-7 等电阻圆和等电抗圆
(a) 等电阻圆; (b) 等电抗圆。

点。右半径上各点, $\Gamma(x) = |\Gamma(x)|e^{j0} = |\Gamma(x)|$, $z(x) = r = \frac{1 + \Gamma(x)}{1 - \Gamma(x)} = \frac{1 + |\Gamma(x)|}{1 - |\Gamma(x)|} = \rho$ (驻波比), 是电压最大点, 电流最小点。左半径上各点, $\Gamma(x) = |\Gamma(x)|e^{j\pi} = -|\Gamma(x)|$, $z(x) = r = \frac{1 + \Gamma(x)}{1 - \Gamma(x)} = \frac{1 - |\Gamma(x)|}{1 + |\Gamma(x)|} = \frac{1}{\rho} = K$ (行波系数), 是电压最小点, 电流最大点。这样一来, 我们就可以在实轴上标上各等 r 圆的 r 值, 即在右半径上标驻波比 ρ 的数字, 在左半径上标行波系数 K 的数字。为了就近查看, 在实轴上面半圆内和下面半圆内分别各标一系列等 r 值作辅助。

圆周与电抗刻度。上半圆内各点均具有正电抗值 (感抗), 各等 x 圆的 x 值标在上半圆周上。下半圆内各点均具有负电抗值 (容抗), 各等 x 圆的 x 值标在下半圆周上。

变换使用方法。所谓变换是指均匀无耗双线上不同位置的点之间的反射系数或阻抗之间的换算。先看 $\Gamma(x)$ 的变换, 由式 (1-4) 可知, 线上二点 x_1 与 x_2 的反射系数为

$$\Gamma(x_1) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-j2\beta x_1}$$

$$\Gamma(x_2) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} e^{-j2\beta x_2} = \Gamma(x_1) e^{-j2\beta l}$$

式中 $l = x_2 - x_1$ 是二点之间的距离。由此可见, $\Gamma(x_2)$ 点与 $\Gamma(x_1)$ 点在同一等 $|\Gamma(x_1)|$ 圆上 (或等 ρ 圆上, 图上用虚线画出), 只是转过一角度 $(-2\beta l = -\frac{l}{\lambda} 4\pi)$; 若 x_2 在 x_1 的靠电源一侧, 即 $x_2 > x_1$, 则从 $\Gamma(x_1)$ 点顺时针向转 $\frac{l}{\lambda} 4\pi$ 角度可得到 $\Gamma(x_2)$ 点, 反之则逆时针向转, 因此, 可以在单位圆外另加一圆周刻度, 直接标上电长度 $(\frac{l}{\lambda})$, 且用箭头指明向电源和向负载方向的变换方向, 以便于换算。显而易见, 当 $l = \frac{\lambda}{2}$ 时, 相当于转了一圈, 基于 $z(x)$ 与 $\Gamma(x)$ 的一一对应, 由 $z(x_1)$ 到 $z(x_2)$ 的变换完全按同样方法进行。

(二) 直角坐标圆图由式 (1-10) 得, 线上某处反射系数 $\Gamma(x) = |\Gamma|e^{j\theta}$ 与该处阻抗 $Z(x) = R + jX$ 的关系为:

$$|\Gamma|e^{j\theta} = \frac{(R - Z_0) + jX}{(R + Z_0) + jX} = \sqrt{\frac{(R - Z_0)^2 + X^2}{(R + Z_0)^2 + X^2}} e^{j\left(\tan^{-1} \frac{X}{R - Z_0} - \tan^{-1} \frac{X}{R + Z_0}\right)}$$

使上式左右两边模与辐角各自相等, 得:

图1-8 阻抗导纳圆图

