

微波技术

浙江大学 水启刚 编

国防工业出版社

内 容 简 介

本书以场路相结合的方法系统地叙述了微波技术的主要内容,包括传输线基础、微波传输系统、微波电路、谐振腔、慢波系统、各向异性媒质在微波中应用以及微波测量。对开发研究活跃的毫米波传输线作专章论述。本书将微波元件和主要测量原理以实例或专节叙述形式穿插在各章之中,理论联系实际。各章附有小结和一定数量的习题。

本书系高等学校工科电子类统编教材之一,可作为电子物理与器件专业以及相近专业《微波技术》的本科教材或教学参考书,也可供工程技术人员参考。

微 波 技 术

浙江大学 水启刚 编

责任编辑 林秀权

*

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

*

787×1092 1/16 印张 23 532千字

1986年6月第一版 1986年6月第一次印刷 印数: 0,001—3,700册

统一书号: 15034·3087 定价: 3.75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工科电子类专业课教材的编审、出版的组织工作。从一九七七年底到一九八二年初，由于各有关院校，特别是参与编审工作的广大教师的努力和有关出版社的紧密配合，共编审出版了教材 159 种。

为了使工科电子类专业教材能更好地适应社会主义现代化建设培养人才的需要，反映国内外电子科学技术水平，达到“打好基础，精选内容，逐步更新，利于教学”的要求，在总结第一轮教材编审出版工作经验的基础上，电子工业部于一九八二年先后成立了高等学校《无线电技术与信息系统》、《电磁场与微波技术》、《电子材料与固体器件》、《电子物理与器件》、《电子机械》、《计算机与自动控制》，中等专业学校《电子类专业》、《电子机械类专业》共八个教材编审委员会，作为教材工作方面的一个经常性的业务指导机构，并制定了一九八二～一九八五年教材编审出版规划，列入规划的教材、教学参考书、实验指导书等共 217 种选题。在努力提高教材质量，适当增加教材品种的思想指导下，这一批教材的编审工作由编审委员会直接组织进行。

这一批教材的书稿，主要是从通过教学实践、师生反映较好的讲义中评选择优和从第一轮较好的教材中修编产生出来的。广大编审者、各编审委员会和有关出版社都为保证和提高教材质量作出了努力。

这一批教材，分别由电子工业出版社、国防工业出版社、上海科学技术出版社、西北电讯工程学院出版社、湖南科学技术出版社、江苏科学技术出版社、黑龙江科学技术出版社和天津科学技术出版社承担出版工作。

限于水平和经验，这一批教材的编审出版工作肯定还会有许多缺点和不足之处，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

前 言

本书由高等学校工科电子类电子物理与器件教材编审委员会评选审定,并推荐出版作为电子物理与器件专业的本科教科书。由于取材的基础性和广泛性,也可供其他有关专业的教学参考书。全书按72学时编写,部分内容可选可删,如标有*号等内容。

本书是在沈致远主编(黄恭宽、水启刚、尤田束和李君顺参加)的《微波技术》和编者教学实践过程中所积累的资料的基础上编写而成。编写本书的基本思想是突出微波技术中的基本原理和分析方法,因此微波元件和一些测量原理穿插在各章节之中。编者从教学实践中体会到这种新的编写方法,理论联系实际,有利于课堂教学,也解决了微波技术实验拥挤在学期末的矛盾。为了对微波测量有一个系统而全面的了解,最后单列一章微波测量。其中部分内容可供课堂教学选用,部分内容可供学生自学。除了传统的微波技术内容外,还单独设章论述正处于开发阶段的毫米波传输系统。

本书需在学完复变函数、线性代数、数理方程、电磁场理论或电动力学之后阅读。学习时,要善于从复杂的工程实际问题中进行正确的抽象和简化,学会建立合适的物理模型,采用有效的数学工具,提高分析问题和解决问题的能力。习题是重要一环,务必予以足够的重视。

全书由成都电讯工程学院应用物理研究所所长关本康副教授担任主审。关本康副教授仔细审阅了全部书稿,并提出许多宝贵意见。在编写过程中,得到我校陈抗生副教授等的关心和大力支持。此外,成都电讯工程学院薛良金老师也为本书提出一些宝贵意见。在此统致谢意。

由于编者学识水平有限,编写仓促,不妥和错误之处在所难免,希望读者批评指正。

编 者

目 录

绪论	1
----------	---

第一章 传输线基础

§ 1-1 分布参数电路	6
§ 1-2 传输线方程及其解	8
§ 1-3 传输线的反射系数与输入阻抗	11
§ 1-4 传输线中的三种状态	13
§ 1-5 圆图	24
§ 1-6 传输线的阻抗匹配	36
§ 1-7 有损耗传输线	41
§ 1-8 本章小结	44
习题	45

第二章 微波传输系统

§ 2-1 引言	50
§ 2-2 麦克斯韦方程与边界条件	51
§ 2-3 导行波的一般形式	53
§ 2-4 导行波按纵向分量分类	56
§ 2-5 波速、色散与衰减	58
§ 2-6 矩形波导	62
§ 2-7 部分波	73
§ 2-8 圆波导	75
§ 2-9 同轴线	82
§ 2-10 微带	86
§ 2-11 模式耦合	96
§ 2-12 激励与激励装置	101
§ 2-13 本章小结	109
习题	111

第三章 毫米波传输系统

§ 3-1 引言	115
§ 3-2 鳍线	119
§ 3-3 平板介质波导	128
§ 3-4 介质带状波导	136
* § 3-5 圆柱形介质波导与光纤	143
§ 3-6 本章小结	149

习题	150
----------	-----

第四章 微波电路

§ 4-1 引言	151
§ 4-2 均匀传输系统与长线的等效	152
§ 4-3 微波网络参量	159
§ 4-4 简单不均匀性的近似分析	174
§ 4-5 功率通过网络的传递	178
§ 4-6 双口网络的工作特性参量	184
§ 4-7 理想变压器定理及其应用	188
§ 4-8 阶梯阻抗变换器	192
§ 4-9 匹配双 T (魔 T)	198
§ 4-10 定向耦合器	203
§ 4-11 平行耦合线定向耦合器	211
§ 4-12 本章小结	217
习题	219

第五章 谐振腔

§ 5-1 谐振腔的构成和特点	226
§ 5-2 谐振腔的基本参量及其分析方法	227
§ 5-3 传输型谐振腔	237
§ 5-4 圆柱腔模式图及其设计	244
* § 5-5 法布里-珀罗谐振腔	248
§ 5-6 谐振腔的等效电路	252
§ 5-7 谐振式频率计	256
§ 5-8 谐振腔参量的测量	260
§ 5-9 谐振腔的微扰理论	267
§ 5-10 本章小结	273
习题	275

第六章 慢波系统

§ 6-1 基本概念和主要特性	280
§ 6-2 均匀慢波场特点	282
§ 6-3 梳形慢波系统的均匀场解	286
§ 6-4 螺旋线的均匀场解	288

§ 6-5 周期慢波系统导论	294
§ 6-6 梳形慢波系统的周期解	299
§ 6-7 用等效网络法求周期慢波系统的 色散方程	301
§ 6-8 本章小结	304
习题	304

第七章 各向异性媒质在 微波中应用

§ 7-1 铁氧体的旋磁特性	306
§ 7-2 微波铁氧体元件	312
* § 7-3 等离子体	318
§ 7-4 本章小结	322
习题	323

第八章 微波测量

§ 8-1 引言	325
----------------	-----

§ 8-2 微波信号源	326
§ 8-3 微波功率测量	329
§ 8-4 频率测量	333
§ 8-5 驻波测量	335
§ 8-6 扫频反射测量	339
§ 8-7 衰减和相移的测量	341
§ 8-8 网络参量的测量	346
§ 8-9 本章小结	349

习题	350
----------	-----

附录 I 矩形与扁矩形波导规格	351
-----------------------	-----

附录 II 常用同轴射频电缆特性 参量	352
------------------------------	-----

附录 III 常用硬同轴线参数表	353
------------------------	-----

附录 IV 几种常用的金属常数	353
-----------------------	-----

附录 V 阻抗变换器参数表	353
---------------------	-----

附录 VI 有关数学公式	356
--------------------	-----

参考资料	358
------------	-----

绪 论

一、微波及其特点

微波一般指波长从 1m 到 1mm 范围内的电磁波，其相应的频率为 $3 \times 10^8 \text{Hz}$ 到 $3 \times 10^{11} \text{Hz}$ 。它仍然是电磁波，本质上与频率较低的电磁波没有什么不同，但由于其频率很高，因而有许多特点，将它划分出来进行专门研究。它在电磁波谱中位置见图 0-1 所示。

关于微波波段划分，国内外都有多种不同的分法。表 0-1 的波段划分较符合国内习惯分法。表中 S 波段代表 10 厘米波段，C 波段代表 5 厘米波段，X 波段代表 3 厘米波段等。

表 0-1 微波波段划分

波 段 代 号	频率范围 (GHz)	中心波长 (cm)
L	1.12~1.7	23
S	2.6~3.95	10
C	3.95~5.85	5.5
X	8.2~12.4	3.2
Ku	12.4~18.0	2
K	18.0~26.5	1.25
Q	33.0~50.0	0.82

为什么要将微波从整个电磁波谱中专门划分出来加以单独研究呢？主要是因为微波的波长、频率和能量具有特殊量值，这种特殊量值使得微波具有一系列既不同于普通无线电波，又不同于光波的特点。

低频电路只研究物理量随时间的变化，而忽略其空间分布，这是因为一般的电路尺寸比波长小得多，可以认为稳定状态的电压和电流的效应在整个电路系统各处是同时建立起来的，而电压、电流有完全确定的意义，能对系统作完全的描述。然而到了微波段，微波波长与电路可相比拟，甚至更小，这时就不能忽略空间电磁场分布。电磁场在其中以波形式出现，在传播过程中呈现明显的时延效应，同时随着波的传播，电磁能量分布在微波电路之中，不再象低频电路那样电场能量仅仅集中在电容中及磁场能量仅仅集中在电感中。由于似稳条件一旦破坏，建立的电压、电流和克希荷夫定律基础上的集总参数电路分析法不再奏效。为了弄清微波电路中所发生的物理过程，必须直接从研究电磁场入手，即研究电磁场的波动过程。其次，微波段的高频电流的集肤效应和传输线传输微波时，其导体损耗和辐射损耗变得相当厉害以致不再适用，而必须采用诸如封闭的金属空管——波导等微波传输系统来代替，而且各种微波元件也将由它们构成。所以微波电路与低频电路有本质上区别，不仅如此，测量的对象和方法也随之而改变。微波

● 为了简化起见，频率常采用千赫 (kHz)、兆赫 (MHz)、吉赫 (GHz) 等单位。长度常采用米 (m)、厘米 (cm)、毫米 (mm)、微米 (μm) 等单位。

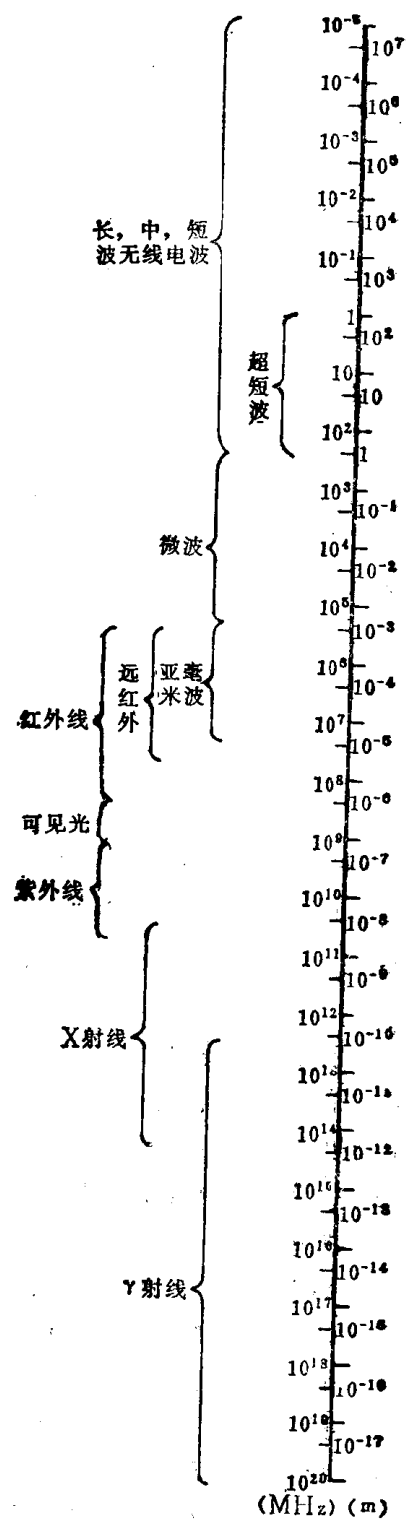


图0-1 电磁波谱

电路可以直接测量的量是功率、波长和驻波参量。电压和电流在微波电路中已失去其原有的物理含义,也不能进行测量。从学科领域看,微波技术已属于应用电磁场工程。

微波的振荡周期已同普通栅控的电子管中电子在极间的渡越时间相比拟,因此到了微波段以后,电子的惯性将使栅控电子管失去其有效的控制作用。要克服这一困难只在技术上改进已显得无能为力了,而需要应用新的工作原理,即充分地利用电子渡越时间,使电子在一个足够的空间中和电磁波发生相互作用,于是产生了微波电子学,用微波管、微波固体器件代替普通电子管和晶体管。

微波能量的量子能量大约在 $10^{-5} \sim 10^{-2} \text{ eV}$ ($1.602 \times 10^{-24} \sim 1.602 \times 10^{-21} \text{ J}$),它与原子和分子相近能级间之差已可相比,因此厘米波和毫米波可用于分析物质结构,好比在光谱分析中利用光波一样。

由上述基本原理原因所形成的微波的其他特点,如微波传播的似光性——直线传播、反射和折射等;微波对高空电离层有很强的穿透能力,这些构成了微波广泛应用的物理基础。

二、微波的应用

微波的实际应用相当广泛,这里不可能一一列举,下面仅就微波作为传递信息媒介、科学研究手段和微波能的应用三方面作一简单的介绍。

1. 传递信息媒介

雷达这是微波技术的重要应用之一,它利用微波的直线传播和反射特性,探索目标的方位和测量距离。雷达的作用距离要远,定位精度要高,一个重要的条件是它的天线发射出去的电磁波要能聚成细束,而波束的宽度直接和波长与天线的尺寸之比有关。要形成同样的波束,电磁波的波长越长,需要的天线就越大。例如抛物面天线,其波束角等于 $140^\circ / (D/\lambda)$ 。这里 D 为抛物面直径, λ 为使用的波长,则要得到 5° 的波束角就必须使用一个直径为 28 倍于波长的抛物面。如波长为 10 m,就需要直径达 280 m 的抛物面,而这样大的天线是没有实用价值的;如波长为 3 cm 微波,则只需直径为 84 cm 的抛物面天线,而这样的天线装在小型的歼击机上也没有困难。因此只有掌握了微波波段才使雷达应用成为可能。现代用于军事目的的有各种机载、舰载雷达和陆上雷达。它们或用来发现、测量、跟踪并引导火炮系统攻击的军事目标,或用来制导、拦截导弹、远程预警等。雷达又已逐步进入民用部门,如导航、空中交通管制、气象预报、微波遥测遥感、汽车防障,以及火警、盗警预报等等。

电子对抗 敌我双方利用电子设备进行的电磁斗争叫做电子对抗或电子战,其主要内容包括电子侦察、干扰两方面,目的是使敌方电子设备的效能降低或失效,同时保证我方电子设备的效能得到充分发挥。现代战争总是伴随着电子战的。电子战的成败关系着战争的指挥和武器系统效力的发挥。微波设备是电子设备中不可缺少的组成部分。

通讯 由于微波的效率很高,因此在不太大的相对频宽下,其可用频带很宽,可达数百甚至上千兆赫,这是低频无线电波无法比拟的。频带宽意味着信息容量大,因此微波具有巨大的信息潜力,使得它在需要很大信息量的场合(如多路通讯)得到了广泛应用。微波通讯有微波波导、同轴电缆通讯、微波中继接力通讯、卫星通讯和宇宙通讯等。目前毫米波频段的研究已有相当成效。毫米波对于短距离通讯很有用处,因为它有保密

性强的优点。

2. 科学研究手段

近年来微波作为一种科学研究的手段而得到了广泛应用,例如所谓“原子钟”就是工作于微波段的一时间基准,其准确度、稳定性比原来的天文钟高得多。国际计量大会已决议:定义时间“秒”为铯-133原子基态的两个超精细能级之间跃迁所对应的辐射的9、192、631、770个周期的持续时间,这根谱线就是落在微波波段的。此外如射电天文观察、电子直线加速器、等离子体参量测量、精细的频谱分析、基本物理常数测定以及遥感技术等方面都要用到微波。微波在物理学、天文学、化学、医学、气象学等各个领域的应用开辟了很多崭新的分支,如射电天文学、微波波谱学、量子电子学、微波生物学、微波化学、微波医学以及微波气象学等等。

3. 微波能应用

微波是一种特殊的能源。所谓微波加热,就是利用某些物质(尤其是含水的介质)吸收微波能所产生的热效应进行的。

微波加热有三个主要特点。第一是可对被加热物质里外一起加热,瞬时可达高温。由此决定了微波加热最引人注目的优点是热损耗小、热能利用率高、可节约能量。第二是微波的波长对应到几十厘米,而远红外加热的波长范围在 $5.6\mu\text{m}$ 至 $1000\mu\text{m}$ 。电磁波对介质材料的穿透深度要比远红外加热的穿透深度强得多。第三是大多数加热系统,如蒸气和远红外加热都需要相当长的预热时间,才能达到加热的必须温度,而微波加热是在微波管工作15s后就可工作。

微波加热在食品、轻纺工业、农业、林业和化学、医疗等方面都有广泛的应用。微波除了热效应外,还有非热效应,最近对微波非热效应研究非常活跃、这将为微波在化学、生物和医疗等方面应用开辟新的途径。

微波的一个潜在应用是传送太阳能。在地球的同步卫星上设置太阳能发电站,利用微波将其电能传送到地球上来。这是一种不产生任何污染的能源,如果实现,人类将有充裕的能源。

三、本课程基本内容

本课程将引导读者从熟悉的电路问题和较为熟悉的电磁场问题转入到较为生疏的电磁波及其工程问题。微波技术是一门基础技术课。

为了使读者由浅入深地了解电磁波及其工程问题,我们在第一章中引入单维空间波动概念,即所谓传输线理论或称其为长线理论,从中引出入射、反射、行波、驻波、阻抗匹配等的基本概念,然后转入三维空间的电磁波问题。在第二章中,我们应用场解法即根据边值条件解麦克斯韦方程方法,研究规则截面的均匀微波传输系统。表征这些系统特性的是电磁场在其中的传输规律,这种规律通过模式理论而表达出来,而且此理论自始至终贯穿于全书。所以,深刻地掌握模式理论,就抓住了微波理论的关键,其它问题也就比较容易解决了。在学习中去努力把握模式理论所反映的深刻的物理规律,在头脑中形成清晰的物理图象。随着频率的增加,传输线横截面尺寸越来越小。本来在厘米波段不成问题的传输系统,到了毫米波段,各种各样问题都暴露出来。然而毫米波段有其独特性能,它一直为人们所关注。在第三章专述毫米波传输系统,它的分析还是场

解法。一般说来，边界条件较之常规传输系统略为复杂一点。

一个微波系统中，在某一局部范围内往往是一个非常复杂的电磁场的边值问题，一般直接用场解法求解都相当困难。然而许多微波工程问题所感兴趣的并不在于其内部电磁场的解，而是要知道其外部特性，于是可采用微波网络理论。为了建立网络，首先要建立起沟通网络的微波传输系统中各种模式与传输线（或称长线）的等效关系，这就是微波等效电路理论。这种本质上属于场的问题，在一定条件下化为等效电路的问题。这种“化场为路”的方法，在微波技术中得到了广泛的应用。本书的第四章将介绍这种工程问题的处理方法——等效电路法。

第五、六两章以场路结合的方法分别对谐振腔和慢波系统进行分析。第七章讲了各向异性媒质在微波技术中的应用，它是微波与物质相互作用的一个方面。

本书将微波元件和主要测量方法分散在各章节，这是编写上一种新的尝试。其目的是一方面可以突出课程的基本原理和方法，另一方面又可使读者在学习基本原理时又不感到抽象，也较适合课堂教学。为了使微波测量有系统的全面了解，又在第八章编写了微波测量，其多数内容可供实验前自学之用。

实际问题是多种多样的，一本教科书不可能全部解决，根本问题不在于记住若干现成的结论，而应在掌握基本原理和方法基础上，着重培养分析问题和解决问题的能力。希望读者在学习时能够独立思考，想得更深些、更广些。不但要知其然、还要知其所以然，不能满足于现象的了解，而要深入思考其物理意义；不能满足于现成的结论，而要研究其解决问题的方法；不能局限于已有的方法，而还要想一想：有没有更好的方法？不能局限于已经遇到的问题，还要设想：如果遇到新问题该怎么办？总之，要研究方法论问题，具体方法也是不可缺少的。

第一章 传输线基础

§ 1-1 分布参数电路

这里研究的传输线，是指工作在高频段，由两个导体组成的传输系统，例如平行双线和同轴线等，并以平行双线为例，进行分析。

低频时，我们往往把同一瞬间沿传输线各点上的电压或电流看成是一样的，这是因为波长很长，传输线长度只占一个波长的很小一部分。比如当频率为 50Hz 时，一段长为一公里的传输线，仅仅为其波长的六千分之一。因此把这段一公里长的传输线上各点电压看成一样与实际情况没有明显的区别。故这类传输线可谓之“短线”。但是当频率为 10GHz 时，一支钢笔长的传输线已经是好几个波长了，故可谓之“长线”。这时，同一瞬间不同位置上的电压和电流不仅可能大小不等，而且还可能有不同的方向。长线和短线是相对概念，它们都是相对于波长而言。本章讨论长线。

为什么传输线上各点的电压和电流（或电场和磁场）会不相同？这可以从传输线的分布参数概念得到解释。

当高频信号通过传输线时，将产生如下一些分布参数效应：由于电流流过导线将使导线发热，这表明导线本身具有分布电阻；由于导线间绝缘不完善而存在着漏电流，这表明导线间处处有漏电导；由于导线中通过电流时周围将有磁场，因而导线上存在着分布电感效应；又由于导线间有电压，导线间便有电场，于是导线间存在分布电容的效应。在低频或信号波长远大于传输线的长度时，传输线上的这些参数效应与其所连的集总参数相比时，完全可以忽略不计。但当高频时，传输线的长度可与信号波长相比拟时，这些分布参数效应就不能忽略不计了。所以高频时，传输线本身是一种分布参数电路。

对于图 1-1(a) 所示的均匀传输线（平行双线），其单位长度的串联阻抗 Z_1 和并联导纳 Y_1 分别为

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1$$

$$Y_1 = G_1 + j\omega C_1$$

它们的数值与传输线的形状、尺寸和导线的材料以及所填充介质的特性参数有关。图 (b) 为图 (a) 的等效电路。由于 dz 可以取任意小量，因此图 (b) 不再是集总参数电路，它已可以代表为一个分布参数电路了，因为它能如实地反映电阻、电感、电导和电容都是分布在传输线的客观事实。如果我们忽略损耗的话，那就是图 (c) 的情况，它是均匀无损耗传输线的等效电路。

如果在图 (c) 所示的网络左端加上一个正弦交变电源，而其右端一直延伸到无限远处，那么在这个网络上会出现什么现象呢？

首先，由于整个网络是无损耗的，所以它并不消耗功率；其次，左端电源首先遇到一个串联电感，在这个电感中会引起电流，电感中的电流应当比电源电压落后一个相位。这个电流又会对并联电容充电，从而在电容上建立起电压，电容两端的电压又应当比这个充电电流落后一个相位。总的结果是电容两端的电压比电源电压落后了，其落后的相

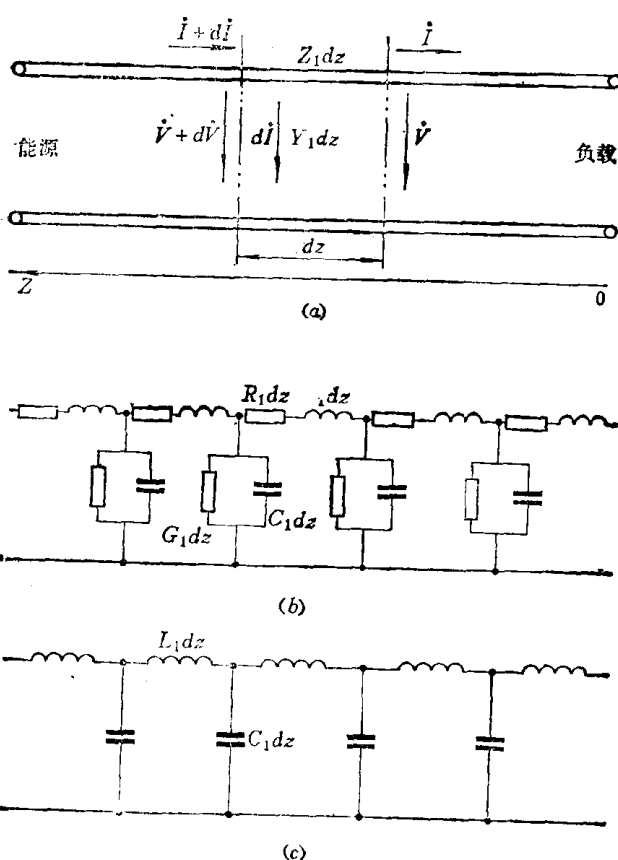


图1-1 长线及其等效电路

位是以上两个相位落后的叠加。电容两端的电压振幅应当不变，因为没有功率消耗。至于网络的第二节乃至以后各节都将重复以上的过程。因此网络中各个电容两端的电压振幅相同而相位沿 $-z$ 方向依次落后。由于电容两端的电压即为传输线之间的电压，也正比于传输线间的电场，因此，传输线上电压或电场的相位是沿 $-z$ 方向依次落后的，然而其振幅是不变的。

同样，网络中各个电感上的电流的相位也是沿 $-z$ 方向依次落后。因此，传输线上电流或磁场的相位也是沿 $-z$ 方向依次落后，同时其振幅是不变的。

由此可知，这种振幅不变而相位沿某一方向依次落后的物理过程，一定是一个等幅行波。

自然，如果在网络的右端接一个电源，那就会出现一个朝 $+z$ 方向传播的等幅行波。以上的定性分析使我们初步认识到传输线上确实存在着波。下节的定量分析则使我们进一步证实这一点，同时还可求出波的各种特性和参量，这将使我们认识深化。我们掌握这类传输线的特性及许多有用的概念，还在于将它引用到微波传输线中去，例如阻抗匹配的概念和阻抗——导纳圆图等，这在微波工程中得到广泛的应用。因此，分析这类传输线可以确立许多微波工程的概念，而这些概念又是经常会遇到的。当然，像同轴线，它本身就是常规的微波传输系统。

§ 1-2 传输线方程及其解

考虑图 1-1 所示的均匀传输线, 传输线上电压 u 和电流 i 既是时间 t 的函数, 又是空间位置 z 的函数, 即

$$u = u(z, t)$$

$$i = i(z, t)$$

于是经 dz 后电压和电流的变化为

$$du = \frac{\partial u}{\partial z} dz$$

$$di = \frac{\partial i}{\partial z} dz$$

将电路理论中克希霍夫定律应用于 dz 段, 略去高阶无限小量, 可得

$$\frac{\partial u}{\partial z} = R_1 i + L_1 \frac{\partial i}{\partial t} \quad (1-1 a)$$

$$\frac{\partial i}{\partial z} = G_1 u + C_1 \frac{\partial u}{\partial t} \quad (1-1 b)$$

式 (1-1) 说明: 传输线上的电压和电流是时间 t 的函数又是空间位置 z 的函数, 而且一个量的时间变化形成另一个量的空间变化, 这就是波动概念。所以式 (1-1) 称为传输线的波动方程或称为电报方程。

通常电压和电流随时间作简谐变化。简谐变化可用复数表示

$$u(z, t) = I_m[\dot{V}(z)e^{j\omega t}]$$

$$i(z, t) = I_m[\dot{I}(z)e^{j\omega t}]$$

将其代入式 (1-1) 并消去 $e^{j\omega t}$ 因子, 可得

$$\frac{d\dot{V}}{dz} = Z_1 \dot{I} \quad (1-2 a)$$

$$\frac{d\dot{I}}{dz} = Y_1 \dot{V} \quad (1-2 b)$$

这就是复数形式的电报方程。式 (1-2) 说明: 传输线上电压变化是由于串联阻抗的降压作用造成的; 而电流的变化是由于并联导纳的分流作用造成的。

将式 (1-2 a) 代入式 (1-2 b) 中得到

$$\frac{d^2 \dot{V}}{dz^2} = Z_1 Y_1 \dot{V} = \gamma^2 \dot{V}$$

其通解为

$$\dot{V} = \dot{V}_{0+} e^{\gamma z} + \dot{V}_{0-} e^{-\gamma z} \quad (1-3 a)$$

这里 $\dot{V}_{0+}$ 和 $\dot{V}_{0-}$ 为待定常数。再将上式代入式 (1-2 a) 中, 得到

$$\begin{aligned} \dot{I} &= \frac{1}{Z_1} \frac{d\dot{V}}{dz} = \frac{\gamma}{Z_1} (\dot{V}_{0+} e^{\gamma z} - \dot{V}_{0-} e^{-\gamma z}) \\ &= \frac{1}{Z_0} (\dot{V}_{0+} e^{\gamma z} - \dot{V}_{0-} e^{-\gamma z}) \end{aligned} \quad (1-3 b)$$

式中

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z_1 Y_1} = \sqrt{(R_1 + j\omega L_1)(G_1 + j\omega C_1)} \quad (1-4 a)$$

$$Z_c = \frac{Z_1}{\gamma} = \sqrt{\frac{Z_1}{Y_1}} = \sqrt{\frac{R_1 + j\omega L_1}{G_1 + j\omega C_1}} \quad (1-4b)$$

γ 、 α 、 β 和 Z_c 分别称为传播常数、衰减常数、相位常数和特性阻抗。它们是传输线的特性参量。

分别定义入射波和反射波的电压和电流

$$\text{入射波 } \dot{V}_+ = \dot{V}_{0+} e^{\gamma z}, \quad i_+ = \frac{\dot{V}_{0+}}{Z_c} e^{\gamma z} \quad (1-5a)$$

$$\text{反射波 } \dot{V}_- = \dot{V}_{0-} e^{-\gamma z}, \quad i_- = -\frac{\dot{V}_{0-}}{Z_c} e^{-\gamma z} \quad (1-5b)$$

显然它们都是行波。为了说明这一点，我们不仿将电压复数振幅形式化为瞬时值如下

$$u_+(z, t) = I_m [\dot{V}_+ e^{j\omega t}] = V_{0+} e^{\alpha z} \sin(\omega t + \beta z + \varphi_+) \quad (1-6a)$$

$$u_-(z, t) = I_m [\dot{V}_- e^{j\omega t}] = V_{0-} e^{-\alpha z} \sin(\omega t - \beta z + \varphi_-) \quad (1-6b)$$

其中

$$\dot{V}_{0+} = V_{0+} e^{j\varphi_+}, \quad \dot{V}_{0-} = V_{0-} e^{j\varphi_-}$$

可见，入射波是由电源向负载方向（ $-z$ 方向）传播的行波，反射波是由负载向电源方向（ $+z$ 方向）传播的行波，如图 1-2 所示。但是不管是入射波还是反射波，在波的传播方向上，振幅依指数律衰减，相位依次落后。这就是衰减行波的规律。

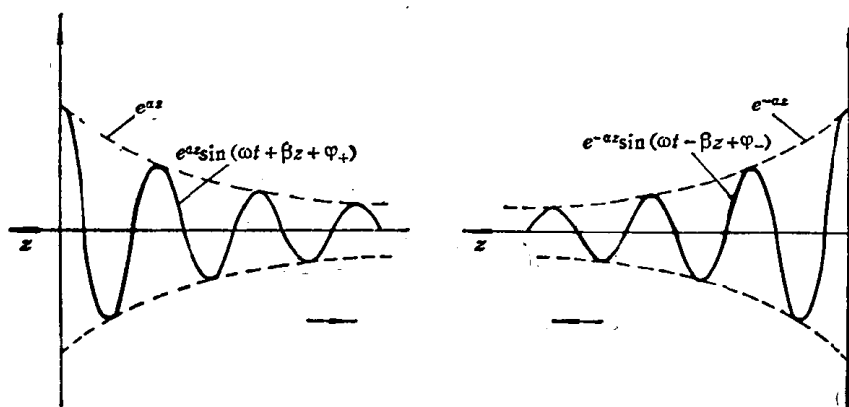


图1-2 传输线上的入射波和反射波

由行波的相位因子如 $(\omega t + \beta z + \varphi_+)$ 可知，相位常数 β 的物理含义是单位距离上相位变化，单位为弧度/米。因此，对于两个相邻等相位点之间的距离（称为波长，用 λ 表示，单位为米）而言，其相位正好相差为 2π ，故

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

行波的相速定义为等相位点移动的速度。于是令

$$(\omega t + \beta z + \varphi_+) = \text{常数}$$

然后对时间 t 求导数，即得相速

$$v_p = -\frac{\omega}{\beta}$$

其中负号表示向 $-z$ 方向传输，即代表入射波。注意，负号的出现是由于坐标 z 是由负

载指向能源的缘故。切不可理解为速度为负值。

由式 (1-5) 可得

$$Z_c = \frac{\dot{V}_+}{\dot{I}_+} = -\frac{\dot{V}_-}{\dot{I}_-} \quad (1-7)$$

可见, 特性阻抗就是传输线对一个行波所呈现的阻抗。公式中负号表示 $\dot{V}_-$ 和 $\dot{I}_-$ 为反相, 它是相对于 $\dot{V}_+$ 和 $\dot{I}_+$ 作为正方向而言的, Z_c 始终是正值。在一般情况下, 传输线中总电压与总电流之比并不等于其特性阻抗。

将式 (1-5) 中各式分别代入式 (1-3) 中得到

$$\dot{V} = \dot{V}_+ + \dot{V}_- \quad (1-8a)$$

$$\dot{I} = \dot{I}_+ + \dot{I}_- = \frac{1}{Z_c} (\dot{V}_+ - \dot{V}_-) \quad (1-8b)$$

下面我们讨论两种情况下的传输特性参数。无损耗传输线 ($R_1 = 0$, $G_1 = 0$)

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (1-9a)$$

$$\alpha = 0 \quad (1-9b)$$

$$\beta = \omega \sqrt{L_1 C_1} \quad (1-9c)$$

低损耗传输线, 大多数微波传输线正属于此种情况, 即 $R_1 \ll \omega L_1$, $G_1 \ll \omega C_1$, 则

$$\begin{aligned} Z_c &= \sqrt{\frac{j\omega L_1 \left(1 + \frac{R_1}{j\omega L_1}\right)}{j\omega C_1 \left(1 + \frac{G_1}{j\omega C_1}\right)}} \\ &= \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \left(1 - j \frac{R_1}{\omega L_1}\right)^{1/2} \left(1 - j \frac{G_1}{\omega C_1}\right)^{-1/2} \\ &\approx \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \end{aligned} \quad (1-10a)$$

$$\begin{aligned} \gamma &= j\omega \sqrt{L_1 C_1} \left(1 - j \frac{R_1}{\omega L_1}\right)^{1/2} \left(1 - j \frac{G_1}{\omega C_1}\right)^{1/2} \\ &\approx \left(\frac{R_1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} + \frac{G_1}{2} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}\right) + j\omega \sqrt{L_1 C_1} \end{aligned}$$

于是可求得

$$\alpha = \frac{R_1}{2Z_c} + \frac{G_1 Z_c}{2} \quad (1-10b)$$

$$\beta = \omega \sqrt{L_1 C_1} \quad (1-10c)$$

如果 G_1 可以忽略的话, 则衰减仅由导体欧姆损耗引起, 其值为

$$\alpha_c = \frac{R_1}{2Z_c} \quad \text{Nb/m} \quad (1-10d)$$

由于实际应用中绝大多数微波传输线都很短, 因此我们总是把它当作无损耗线来处理。但是, 当微波传输线的长度很长, 或者讨论传输线的损耗及效率等问题时, 就必须

考虑其损耗。无损耗情况下传输线基本方程为

$$\dot{V} = \dot{V}_{0+}e^{j\beta z} + \dot{V}_{0-}e^{-j\beta z} = \dot{V}_+ + \dot{V}_- \quad (1-11 a)$$

$$i = \frac{\dot{V}_{0+}}{Z_c} e^{j\beta z} - \frac{\dot{V}_{0-}}{Z_c} e^{-j\beta z} = i_+ + i_- \quad (1-11 b)$$

以下非特殊声明，都限于讨论无损耗线。

§ 1-3 传输线的反射系数与输入阻抗

由上节分析可知，传输线上的波一般为入射波和反射波的叠加。波的反射现象是传输线上最基本的物理现象。传输线的工作状态主要取决于反射的情况。为了表征传输线的反射特性，我们引入电压反射系数（简称反射系数） Γ 。

定义：反射波电压 $\dot{V}_-$ 与入射波电压 $\dot{V}_+$ 之比称为反射系数。按上述定义，位于 z 处的参考面上的反射系数为

$$\Gamma = |\Gamma|e^{j\theta} = \frac{\dot{V}_-}{\dot{V}_+} = \frac{V_{0-}}{V_{0+}}e^{j(\varphi_- - \varphi_+ - 2\beta z)} \quad (1-12)$$

Γ 一般为复数，其模

$$|\Gamma| = \frac{|\dot{V}_-|}{|\dot{V}_+|} = \frac{V_{0-}}{V_{0+}} \quad (1-13 a)$$

即为反射波电压与入射波电压之振幅比。其辐角为反射波电压与入射波电压之相位差

$$\theta = \arg(\dot{V}_-) - \arg(\dot{V}_+) = \varphi_- - \varphi_+ - 2\beta z \quad (1-13 b)$$

将参考面取在 $z = 0$ 负载处，就得终端负载的反射系数

$$\Gamma_0 = |\Gamma_0|e^{j\theta_0} = \frac{\dot{V}_{0-}}{\dot{V}_{0+}} = \frac{V_{0-}}{V_{0+}}e^{j(\varphi_- - \varphi_+)} \quad (1-14 a)$$

$$|\Gamma_0| = \frac{V_{0-}}{V_{0+}}, \quad \theta_0 = \varphi_- - \varphi_+ \quad (1-14 b)$$

比较式(1-12)和式(1-14)，可得

$$\Gamma = \Gamma_0 e^{-j2\beta z} \quad (1-15)$$

或

$$|\Gamma| = |\Gamma_0|, \quad \theta = \theta_0 - 2\beta z \quad (1-16)$$

由此可以得到一个重要结论：在均匀无损耗线移动参考面时，其上的反射系数的模 $|\Gamma|$ 不变，而其辐角 θ 与移动距离 z 成线性关系。

定义：参考面上的总电压 $\dot{V}$ 和总电流 i 之比为此参考面上的输入阻抗 Z_i ，其倒数 Y_i 为输入导纳，即

$$Z_i = \frac{1}{Y_i} = \frac{\dot{V}}{i} \quad (1-17)$$

根据反射系数定义，将式(1-8)改写为

$$\dot{V} = \dot{V}_+(1 + \Gamma)$$

$$i = \frac{\dot{V}_+}{Z_c}(1 - \Gamma)$$

于是可得输入阻抗 Z_i 和反射系数的关系