

DIANCICHANGLILUN

电磁场理论

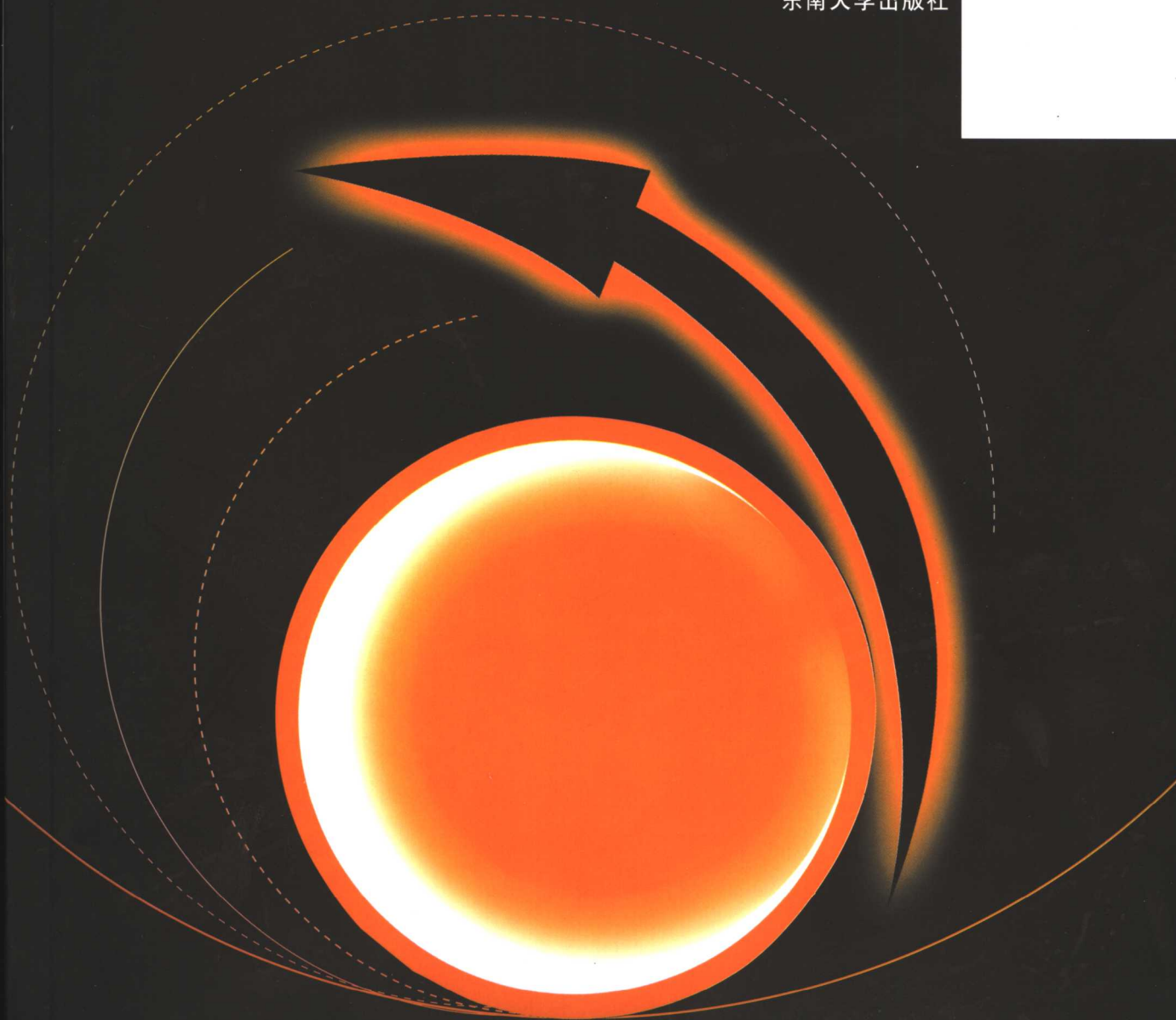
与微波技术基础

YUWEIBOJISHUJICHU

周希朗 编著

下册 (微波技术基础)

东南大学出版社



电磁场理论与 微波技术基础

下 册
(微波技术基础)

周希朗 编著

东南大学出版社

·南京·

内 容 提 要

本书讲述“电磁场与微波技术”方面有关的基本规律、基本分析与计算方法以及基本工作原理。本书力求内容精练,物理概念清晰,文字易懂,便于自学。

全书分上、下两册出版。下册共分七章:绪论、传输线理论、金属波导和集成传输系统、微波谐振腔、微波网络基础、微波无源元件以及线天线和面天线基础。

本书可供工科信息工程、电子科学与技术等专业的本科生、专科生以及高职学生用作教材,也可供有关专业的学生和科技人员用作参考书。

图书在版编目(CIP)数据

电磁场理论与微波技术基础/周希朗. —南京:东南大学出版社,2004.8

ISBN 7-81089-447-1

I. 电... II. 周... III. ①电磁场—理论②微波技术 IV. ①0441.4②TN015

中国版本图书馆CIP数据核字(2004)第025431号

电磁场理论与微波技术基础

作 者 周希朗

责任编辑 李 玉

文字编辑 胡中正

责任印制 张文礼

版式设计 李 玉

出版发行 东南大学出版社

地 址 南京四牌楼2号

邮 编 210096

经 销 江苏省新华书店

印 刷 扬中市印刷有限公司

开 本 787mm×1092mm 1/16

总 印 张 29.75

总 字 数 760千字

版 次 2005年2月第1版 2005年2月第1次印刷

总 定 价 48.00元(上、下册)

印 数 1—4000册

(凡因印装质量问题,可直接向发行部调换。电话:025-83795801)

前 言

《电磁场理论与微波技术基础》是信息工程以及电子科学与技术等专业一门重要的专业基础课程,在一些新兴学科中也是一门重要的专业课程。本书参照本校《电磁场与微波技术》、《电磁场与波》以及《微波技术与天线》的教学大纲编写而成。

《电磁场与微波技术基础》分上、下两册出版,其中上册包含“电磁场理论基础”的内容;下册包含“微波技术基础”的内容。本册的主要内容为:第1章绪论,简述微波的特点、应用以及天线的功能与分类;第2章传输线理论,介绍微波传输线的基本传输特性及其计算方法;第3章规则传输系统(Ⅱ)——金属波导和集成传输系统,主要讲述圆形金属波导以及常见集成传输系统的基本分析方法和传输特性;第4章微波谐振腔,讲述矩形、圆形、同轴以及微带谐振腔的工作原理和分析方法;第5章微波网络基础,主要介绍微波传输系统和元件等效为网络的基本理论以及各种网络参量的基本特性;第6章微波无源元件,介绍常用微波互易元件的基本特性以及微波铁氧体器件的基本工作原理;第7章天线(Ⅱ)——线天线和面天线基础,介绍一些常用线天线和面天线的基本特性、基本理论与基本设计方法。

本书的读者须具有线性代数、复变函数以及数理方程与特殊函数等有关的数学基础。

在本书的编写过程中,上海交通大学电子工程系及电磁场与微波技术教研室的有关领导和同事们给予多方面的鼓励与支持,东南大学出版社的李玉老师为本书的出版提供无私的帮助并付出辛勤劳动,对上述在本书的出版工作中曾给予鼓励、支持和帮助的同志们,编者一并表示衷心的感谢。此外,在编写本书的过程中,编者参考了国内外有关的教材或参考书,编者同样向有关教材和参考书的编著者们致以崇高的敬意。

由于编者学识水平有限和时间仓促,书中难免存在疏漏与差错,敬请读者不吝赐教。

编 者

2004. 8

目 录

| | |
|--|---------|
| 第 1 章 绪论 | |
| 1.1 微波波段的划分及其特点 | (1) |
| 1.2 微波的应用 | (3) |
| 1.3 天线的功能、分类及其应用实例 | (5) |
| 第 2 章 传输线理论 | |
| 2.1 传输线的分布参数及其等效电路 | (7) |
| 2.2 传输线方程及其解 | (8) |
| 2.3 输入阻抗和反射系数 | (13) |
| 2.4 均匀无耗传输线终端接不同负载时的工作状态 | (15) |
| 2.5 传输线的传输功率 | (21) |
| 2.6 圆图 | (22) |
| 2.7 传输线的阻抗匹配 | (27) |
| 2.8 传输线上的瞬态现象 | (31) |
| 习题 | (36) |
| 第 3 章 规则传输系统(II)——金属波导和集成传输系统 | |
| 3.1 金属波导 | (41) |
| 3.2 集成传输系统 | (57) |
| 习题 | (84) |
| 第 4 章 微波谐振腔 | |
| 4.1 谐振腔的基本特性及其参量 | (87) |
| 4.2 矩形谐振腔 | (92) |
| 4.3 圆柱形谐振腔 | (97) |
| 4.4 同轴谐振腔 | (102) |
| 4.5 谐振腔的微扰 | (107) |
| 4.6 微带谐振腔 | (110) |
| 4.7 谐振腔的激励与耦合 | (112) |
| 习题 | (114) |

第 5 章 微波网络基础

| | |
|------------------------|-------|
| 5.1 等效原理 | (118) |
| 5.2 阻抗、导纳和转移矩阵 | (124) |
| 5.3 散射矩阵 | (128) |
| 5.4 基本电路单元的网络参量 | (137) |
| 5.5 二端口网络的工作特性参量 | (140) |
| 习题 | (144) |

第 6 章 微波无源元件

| | |
|----------------------------|-------|
| 6.1 一端口互易元件 | (149) |
| 6.2 二端口互易元件 | (152) |
| 6.3 三端口互易元件 | (172) |
| 6.4 四端口互易元件 | (177) |
| 6.5 微波非互易元件——微波铁氧体器件 | (187) |
| 习题 | (194) |

第 7 章 天线(II)——线天线和面天线基础

| | |
|---------------|-------|
| 7.1 线天线 | (200) |
| 7.2 面天线 | (220) |
| 习题 | (252) |

| | |
|-------------------|-------|
| 参考文献 | (255) |
|-------------------|-------|

1.1 微波波段的划分及其特点

1.1.1 微波波段的划分

微波同普通的无线电波(超长波、长波、中波、短波、超短波)、可见光和不可见光、X射线、 γ 射线一样,本质上都是随时间和空间的变化呈波动状态的电磁波。微波是电磁波谱中介于普通无线电波与红外线之间的波段,属于无线电波中波长最短(即频率最高)的波段。通常指频率为 300 MHz(波长为 1 m)至 3 000 GHz(波长为 0.1 mm)范围内的电磁波,并将其划分为分米波、厘米波、毫米波和亚毫米波四个分波段。在通信和雷达工程中,常将这四个分波段划分得更细,且使用拉丁字母来代表各个细分波段的记号,如用“C”代表 5 cm 波段,用“X”代表 3 cm 波段等。表 1.1 给出了微波在电磁波谱中的位置,表 1.2 则提供了常用波段的划分情况。

表 1.1 电磁波谱

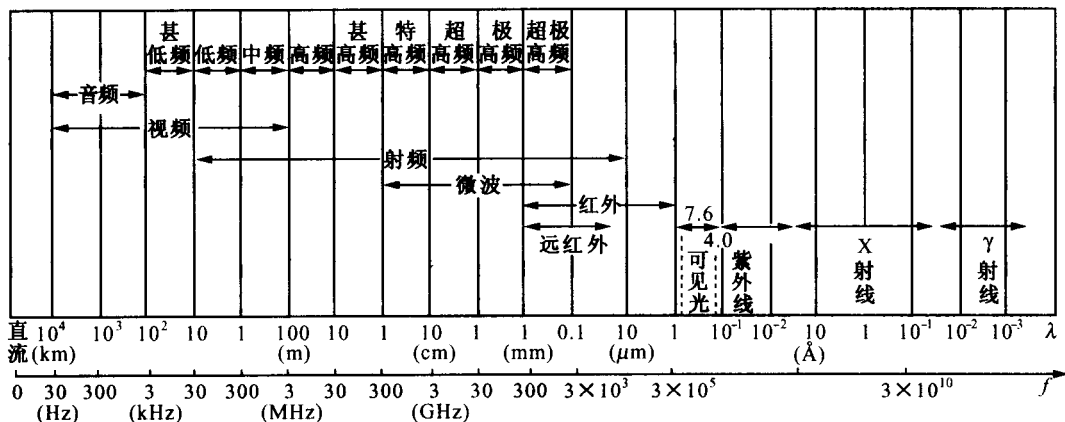


表 1.2 常用波段的划分

| 波段符号 | 频率(GHz) | 波段符号 | 频率(GHz) |
|------|-----------|------|-----------|
| UHF | 0.3~1.12 | Ka | 26.5~40.0 |
| L | 1.12~1.7 | Q | 33.0~50.0 |
| LS | 1.7~2.6 | U | 40.0~60.0 |
| S | 2.6~3.95 | M | 50.0~75.0 |
| C | 3.95~5.85 | E | 60.0~90.0 |

续表 1.2

| 波段符号 | 频率(GHz) | 波段符号 | 频率(GHz) |
|------|-----------|------|-------------|
| XC | 5.85~8.2 | F | 90.0~140.0 |
| X | 8.2~12.4 | G | 140.0~220.0 |
| Ku | 12.4~18.0 | R | 220.0~325.0 |
| K | 18.0~26.5 | | |

微波的主要特点是其波长可同普通电路或元件的尺寸相比拟,即为分米、厘米、毫米量级,其他波段的波都不具有这个特点。普通无线电波的波长大于或远大于电路或元件的尺寸,电路或元件内部的波的传播过程可忽略不计,故可用路的方法进行研究。而光波、X射线、 γ 射线的波长则远小于电路或元件的尺寸,甚至可与分子或原子的尺寸相比拟,因此难以用电磁或普通电子学的方法去研究它们。这就是人们对微波产生极大兴趣,并将其从普通无线电波波段划分出来进行单独研究的原因。

1.1.2 微波的特点

1) 似光性

由于微波的波长很短,其波长范围与地球上的一般物体的尺寸相比处于同一数量级或更小,因此当微波照射到物体(如飞机、舰船、导弹、建筑物等)上时,将产生强烈的反射。这一点同光波很相似,即微波能像光一样传播,且遵循波动的基本规律,如多普勒效应、惠更斯原理等。

2) 三种效应

(1) 渡越时间效应

所谓渡越时间,是指真空管里的电子从阴极渡越到阳极或晶体管里的载流子渡越基区的时间,这个时间十分短暂,一般为 10^{-9} s,与频率为几兆赫[兹]的振荡周期相比可忽略不计。在微波波段,用于低频的真空管或晶体管根本无法在微波频率上工作。因此,微波波段要采用原理和结构上全新的器件,在这些器件中则有效地利用了电子的渡越时间效应。

(2) 辐射效应

当一根导线的长度与加在其上的高频电流的波长相比拟时,它将显著地向空间辐射能量,如同一根天线一样。这种辐射效应也称为天线效应。

(3) 趋肤效应

众所周知,交流电有趋肤效应,电流流动趋向于导体表面的薄层。趋肤效应在较低频段并不显著,但在微波波段却影响很大,趋肤深度几乎趋于零(如在 5 GHz 时,铜的趋肤深度约为 0.001 mm),导线呈现的电阻很大。这就是采用金属波导且将其内壁表面镀银或镀金的原因。

3) 雨、雪、云、雾对微波都有不同程度的吸收和反射

利用这个特点,可用厘米波或毫米波雷达来观测雨、雪、云、雾的存在和流动,从而预报邻近地区的天气变化情况。

4) 微波可穿透电离层

我们知道,地球被一层厚厚的大气所包围,由于受太阳的辐射,距离地球表面约 60 ~

400 km 范围内的高空大气被电离,形成一个电离层。一般情况下,频率较低的无线电波不能穿透电离层,它们将被电离层反射回来。由于微波的频率很高,它能穿透电离层而不被电离层所反射。于是人们利用这个特点,使卫星通信成为现实。

5) 水、含水或含脂肪的材料对微波也有吸收作用

利用某些物质吸收微波所产生的热效应可对其进行加热,因各种物质对微波的吸收能力不同,故微波对各种物质的加热具有选择性。

6) 微波的信息容量大

在微波波段中包含有一万个长、中、短和超短波波段。这表明在一个不太宽的相对频带中,可传送较多的信息量,因而微波容纳的信息量很大。基于这一特点,模拟特别是数字微波通信得到了巨大的发展。

1.2 微波的应用

微波技术是在第二次世界大战期间由于军用雷达的需要而发展起来的,目前已应用于广播电视、雷达、通信、导航、电子对抗、空间技术、原子能研究、可控热核反应、遥测遥感、射电天文、化学、生物学、医学、工业、农业以至日常生活等各个领域。下面仅简单介绍几个主要应用。

1) 广播电视

目前,广播电视所采用的频率大都在微波波段以下。但由于电台、电视台增多,无线电波段日益拥挤,电台、电视台之间的相互干扰变得严重。解决这一问题的惟一办法是向微波波段发展。正如前所述,微波的频带要比长、中、短波与超短波的频带之和还要宽 10 000 倍,因此利用和开发微波波段很有前景。一些发达国家已在利用频率为 12 GHz 的微波作为卫星电视广播的频率,美国正在计划发展 Ku 波段多波束技术的卫星直播电视,使用户直接收到 128 个频道的电视节目。可以预见,利用更高频率(如 Q、E 波段)的微波作为卫星广播电视的工作频率的时代已为期不远。

2) 通信

我们知道,要想增加通信波道的带宽,就必须采用较高的载频。根据目前的技术水平,一条通信线路(即一套发射机、接收机和传输系统)一般只有不超过百分之几的相对带宽。这样,为了把许多路电话、电报同时在一条线路上传送,就必须使信道的中心频率比所要传递信息的总带宽高几十乃至上百倍。因此,为了有足够的信息容量,现代通信系统几乎都工作在微波波段。微波通信方式主要有中继通信、卫星通信、移动通信、有线传输通信和散射通信等,而前两种通信方式则是应用微波通信的最好实例。由于微波既不能像长波那样沿地球弯曲表面传播到很远,也不能像短波那样借助电离层折射返回地面,而是在视距内沿直线传播并能穿过电离层到达外层空间。因地球表面弯曲,故从架设于一定高度的天线发射出的微波信号不能沿地球表面传播到很远的地方。所以,在相距很远的发射台和接收台之间需设立若干中继站(接力站),站与站之间的距离不超过视距(约 40 ~ 60 km),各站安装微波收发设备和定向天线,沿途各电台连续收信、放大、发信,使微波信号像接力棒一样一站一站地传递到目的地。目前中继通信一般采用厘米波,但在一些发达国家已利用毫米波来进行中继通信,这样可进一步解决通信波道拥挤的问题。

如上所述,微波天线架设得越高,通信距离就越远。显然,若将中继站或发射台及其天线放到人造地球卫星上,那么这样的中继站或发射站的作用距离就可大大增加。这就是目前在国际、国内通信和电视转播或广播中占有重要地位的卫星中继通信或卫星电视广播。目前广泛使用的是赤道上空距地球表面约 36 000 km 的同步轨道上的中继卫星,从地球站发送信号至卫星,然后经卫星转发至接收目的地。这种通信方式具有覆盖面积大(三颗这样的卫星就可覆盖全球大部分面积(除南、北极外)),传输距离远,可进行多址和移动通信业务等优点。因此,将卫星中继通信与地面上移动通信网相结合,又为全球个人通信网(PCN)的实现提供了可能。

还应指出,近些年来光纤通信已获得突飞猛进的发展,光纤强度调制——直接检波(IM-DD)系统已大量应用于实际通信线路,从而向微波通信提出了有力的挑战。然而,光纤通信难以取代微波通信,它们只能相辅相成,以各自的优点在其适应场合得到发展。值得注意的是,利用微波和光之间的相互关系,将微波和光纤结合起来,可实现新一代的通信系统。这种通信系统的出现将会对目前的通信系统产生更深刻的影响。

3) 雷达

雷达的工作频率一般在 3~100 GHz 范围内。频率越高,设备和天线越轻巧,因而越适合于移动装置。早期的雷达,只被用来侦察敌情,搜索敌机或战舰。随着空间技术发展的需要,现代的雷达不仅能够确定快速飞行体的坐标,而且能够跟踪卫星、侦察洲际导弹与宇宙火箭等。目前对工作频率高、小型化雷达的研究十分活跃,这些小型雷达可以装在人造卫星或宇宙飞船上,其优点是侦察面积大、鉴别能力强、提供侦察结果快等。

4) 微波加热

尽管第二次世界大战结束后就有人提出利用微波对材料进行加热的设想,但直到 20 世纪 70 年代初才打开微波加热的局面。首先从加工食品方面取得成功,而后微波炉的出现又大大推动了微波加热的应用范围。与普通加热相比,微波加热具有加热均匀、速度快、透热深度大、热效率高以及可进行选择性加热和容易实现自动控制等优点。微波加热正日益广泛地应用于食品、化学、木材加工、橡胶、塑料、造纸、制药、印刷等工业中。在农业方面,可用微波烘干谷物、灭虫、处理蚕卵、除草等。

5) 微波生物学

微波在生物学方面的应用已呈现出具有广泛的应用潜力。利用微波可诊断一些疾病,据文献报道,可用微波诊断肺水肿、肺气肿;可用网络分析仪测定心脏血容量的变化;可用微波系统监视病员的呼吸;可用微波热像法诊断肿瘤以及用微波核磁共振、顺磁共振诊断肿瘤或其他疾病等。微波在医学上更重要的应用是治疗一些疾病,目前微波理疗已相当普及地用于治疗肌肉劳损、各种炎症、痔疮等疾病。微波针灸是我国独创的一种治疗方法,其良好的疗效引起了国内外医学界的重视。近年来,人们已利用微波治疗肿瘤,由于肿瘤与正常组织的损耗角正切不同,因此肿瘤与正常组织得到微波场的选择性加热,当控制肿瘤部位的温度处于 43~47 °C 范围内时,癌细胞即被杀伤,从而起到治疗作用。此外,将微波治疗同放射与化疗相结合可进一步提高肿瘤的治愈率。但应指出,大功率的微波辐射对人体是有害的,应采取适当的措施来加以防护。

6) 微波遥感

近些年来,微波遥感已在国内外各部门得到越来越广泛的应用,应用较多的是农林、地

理和地质等方面。如农作物的估产、病虫害的监视、土地利用、土壤与水利资源的调查、矿藏的探测以及海洋污染的监测等。因此,微波遥感已成为人类探测地球资源的一种新的手段。

1.3 天线的功能、分类及其应用实例

凡通过辐射和接收电磁波来完成其功能的无线电设备如通信、广播、雷达和导航等,都备有天线。在这些设备中,天线作为电磁波的“出口”与“入口”,能够朝所需要的方向辐射电磁波或只接收来自某些方向的电磁波。以如图 1.1 所示的无线电通信系统为例,经过发射机所产生的已调制的高频电流能量(或导波能量)经馈线传输到发射天线,通过天线将其转换为同频率的电磁波,并向某些方向辐射出去。电磁波到达接收天线后被天线所接收,将电磁波能量又转换回调制的高频电流,并经馈线输送至接收机的输入端。因此,天线是任何无线电技术设备中用以辐射或接收电磁波的必不可少的重要组成部分之一。天线的选择与设计是否合理,往往对整个无线电系统执行其功能的质量有很大的影响。

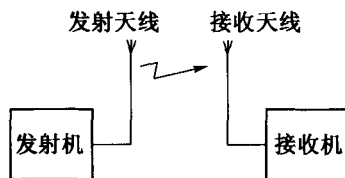


图 1.1 无线电通信系统示意图

随着无线电技术特别是现代移动通信技术的飞速发展,对天线提出了许多更高、更新的要求,天线的功能也不断有新的突破。除了完成高频能量转换外,天线系统还能对传递的信息进行一定的加工和处理,例如单脉冲天线、自适应天线、多波束天线以及智能天线等。

天线的种类繁多,按用途的不同,可将天线分为通信天线、广播电视天线、雷达天线等;按工作波长的不同,可将天线分为长波天线、中波天线、短波天线、超短波天线、微波天线以及毫米波天线等;按极化特性的不同,可将天线分为线极化天线、圆极化天线、椭圆极化天线以及双、多极化天线等;按频带宽窄的不同,可将天线分为窄带天线、宽带天线以及非频变天线等;按工作原理不同,可将天线分为线天线和面天线。当然,天线还有一些其他的分类方法。

研究天线的问题,就是研究天线所产生的空间电磁场分布以及由其分布所决定的天线的特性。求解天线问题的实质,就是求解满足特定边界条件的麦克斯韦方程组的解。严格求解天线问题是非常复杂和困难的,因此,对具体天线问题往往将条件理想化,采取近似处理的方法来获得所需的结果。目前,随着计算机仿真软件的不涌现,人们往往依靠电磁仿真软件进行辅助分析、设计,从而可以更准确地处理天线问题。

作为微波技术与天线的-一个应用实例,图 1.2 示出了一个实际卫星通信系统。在此系统中,卫星上的部分采用多波束天线同时与地球上的几个地面站进行通信。卫星天线从地面站 1 接收工作频率 $f_1 = 6\text{GHz}$ 的信号,此信号被放大并下变频至工作频率 $f_2 = 4\text{GHz}$ 的信号,然后再通过卫星天线发送至地面站 2,从而实现地面站 1 和地面站 2 之间的通信。信号频率的变换(即变频)是通过微波固态器件——混频器来实现,混频器将图中端口 M_1 处的中心频率为 f_1 的信号转换成端口 M_2 处的中心频率 $f_2 = f_1 - f_L$ 的信号,其中 f_L 为卫星系统中本振的工作频率(此处 $f_L = 2\text{GHz}$)。在此系统中,上行链路和下行链路的信号采用不同的工作频率,这样可避免上、下行链路间的相互干扰。与卫星天线相连的环形器可使卫星的收发共用一副天线(即同时用作发射机和接收机的天线),此环形器将端口 C_1 进入的信

号全部传输到端口 C_2 的接收机,并同时将端口 C_3 的信号全部传输到与卫星天线相连的端口 C_1 。尽管图中示出的系统中一个天线波束被用来作为接收而另一个波束被用来发射,事实上,这两个波束可同时被用来接收和发射。

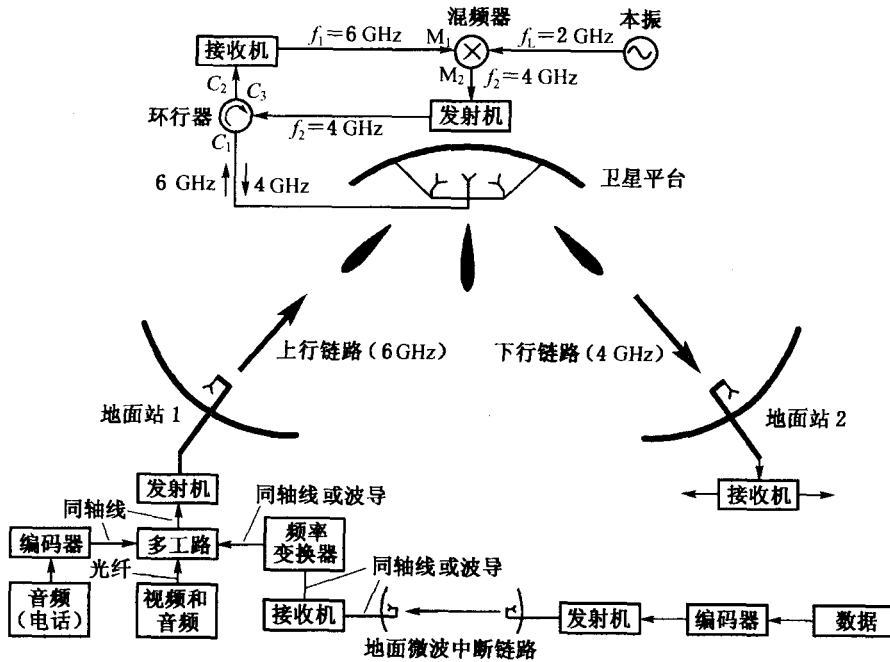


图 1.2 卫星通信系统

在地面站 1 中,各种传输系统(包括同轴线、金属波导或光纤等)同多个终端相连,在这些传输系统上携带的信息包括电话线上的音频信号、电视机等中的视频信号和音频信号以及计算机网络中的数据等,其众多的终端之一或全部的信息可被连接到地面上的微波中继链路中。

第 2 章

传输线理论

本章讨论的传输线,是指工作在高频段,由两个导体组成的传输系统,如平行双导体传输线和同轴线等。传输线理论是研究微波传输系统和微波电路的理论基础。

传输线既可用场的方法分析,也可用路的方法分析。由于场的方法涉及包含三个空间变量和一个时间变量的麦克斯韦方程组的求解,而路的方法仅涉及一个空间变量和一个时间变量的问题的求解,因此后一种方法要方便得多。下面介绍采用路的方法对传输线进行分析。

本章首先以平行双导体传输线为例,采用路的分析方法,导出用电压、电流表示的传输线的基本方程以及在假定电压、电流时谐变化的情况下求其稳态解;然后讨论传输线的传输特性和工作状态以及介绍利用圆图进行阻抗计算和阻抗匹配的方法;最后讨论传输线上的瞬态现象。

2.1 传输线的分布参数及其等效电路

通常,传输线可划分为“长线”和“短线”。所谓“长线”是指传输线的几何长度可与线上传输的电磁波的波长相比拟或更长,一般认为几何长度为波长的 $1/10$ 以上为“长线”;反之,若传输线的几何长度与电磁波的波长相比短得多,则称为“短线”。如 50 Hz 的市电输电线的几何长度为 10 km 时,对波长为 $6\ 000\text{ km}$ 的市电而言,可视为“短线”;而 1 m 长的传输线,对频率为 3 GHz (波长为 10 cm)的电磁波而言,则为“长线”。

“短线”对应于低频传输线,它在低频电路中只起连接导线的作用。因频率较低,分布参数所引起的效应可忽略不计,因此可认为沿线的电压(或电流)只与时间有关,其幅度和相位均与空间距离无关。“长线”对应于微波传输系统,此时,传输线上的电压、电流不仅是时间的函数,同时也是距离的函数。以平行双导体传输线(简称平行双导线)为例,当高频信号通过该传输线时将产生如下的分布参数效应:因电流流过导线时引起导线发热,故导线本身具有分布电阻效应;因导线流过电流时其周围存在高频磁场,故导线上存在分布电感效应;因导线间有电压,导线间便有电场,故导线间存在分布电容效应;若导线周围介质非理想绝缘,存在漏电流,则导线间有并联电导存在,这就是分布电导效应。所以,当平行双导线的工作频率很高时,其分布参数不容再忽略不计,这时传输线不能只当作连接线看待,它将形成分布参数电路,必须采用分布参数电路理论进行分析。

若传输线的分布参数沿线均匀分布,不随位置变化,则称这种传输线为均匀传输线。反之,若传输线的分布参数沿线非均匀分布,则称这种传输线为非均匀传输线。下面只讨论均匀传输线。

由于均匀传输线的参数沿线均匀分布,因此可任取一个线元 dz 进行讨论,如图 2.1(a)

所示。将平行双导线的线元 dz 用集中参数电路表示,并将它等效成一个 Γ 型网络,即得到如图 2.1(b)所示的等效电路。其中 R 、 L 、 G 和 C 分别为传输线单位长度的电阻、电感、电导和电容,它们的数值与传输线的形状、尺寸、导线的材料以及传输线周围填充的媒质有关。表 2.1 中列出了平行双导线和同轴线的分布参数。其中, ϵ_1 、 σ_1 、 μ 分别为平行双导线周围或同轴线内、外导体之间填充媒质的介电常数、电导率和导磁率, σ_2 为导体的电导率。

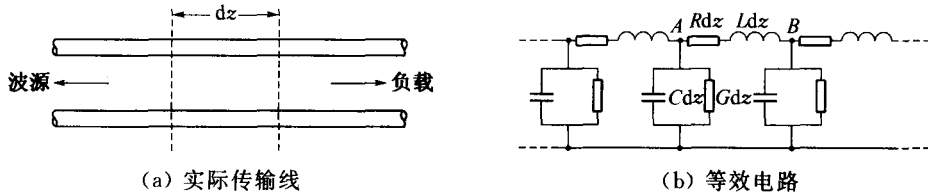


图 2.1 均匀平行双导线的等效电路

表 2.1 平行双导线和同轴线的分布参数

| 传输线 | 双导线 | 同轴线 |
|----------------------|--|---|
| 分布参数 | | |
| $L(\text{H/m})$ | $\frac{\mu}{\pi} \ln \frac{D + \sqrt{D^2 - d^2}}{d}$ | $\frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{b}{a}$ |
| $C(\text{F/m})$ | $\frac{\pi\epsilon_1}{\ln \frac{D + \sqrt{D^2 - d^2}}{d}}$ | $\frac{2\pi\epsilon_1}{\ln \frac{b}{a}}$ |
| $R(\Omega/\text{m})$ | $\frac{2}{\pi d} \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma_2}}$ | $\sqrt{\frac{j\omega\mu}{4\pi\sigma_2}} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right)$ |
| $G(\text{S/m})$ | $\frac{\pi\sigma_1}{\ln \frac{D + \sqrt{D^2 - d^2}}{d}}$ | $\frac{2\pi\sigma_1}{\ln \frac{b}{a}}$ |

2.2 传输线方程及其解

2.2.1 传输线方程

传输线方程是表征均匀传输线上电压、电流本身以及它们之间相互关系的方程。该方程最初是在研究电报线上电压、电流的变化规律时导出的,因此习惯上又称为“电报方程”。

图 2.2 示出了一平行双导线传输系统。其中传输线的始端接微波信号源(简称信源或波源),终端接负载,选取传输线的轴向坐标为 z ,坐标原点处于终端处,来自波源的波沿负 z 方向传输。设传输线上距终端为 z 处的瞬时电压、瞬时电流分别为 $u(z, t)$ 、 $i(z, t)$;在 $z + dz$ 处的瞬时电压、瞬时电流分别为 $u(z + dz, t)$ 、 $i(z + dz, t)$ 。于是,参考图 2.1,根据基尔霍夫电压定律可得

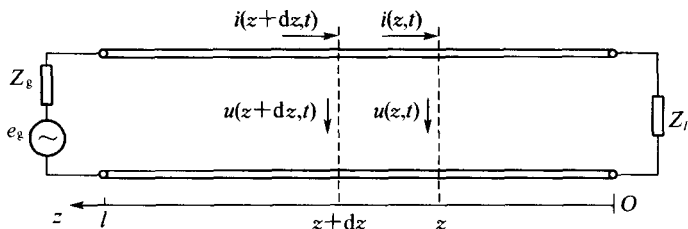


图 2.2 均匀平行双导线传输系统

$$u(z, t) + Rdz i(z, t) + Ldz \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - u(z + dz, t) = 0 \quad (2.1a)$$

同样,对图 2.1 中的节点 A 利用基尔霍夫电流定律,得

$$i(z, t) + Gdz u(z + dz, t) + Cdz \frac{\partial u(z + dz, t)}{\partial t} - i(z + dz, t) = 0 \quad (2.1b)$$

令上两式中的 $dz \rightarrow 0$, 有

$$\frac{\partial u(z, t)}{\partial z} = Ri(z, t) + L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (2.1c)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = Gu(z, t) + C \frac{\partial u(z, t)}{\partial t} \quad (2.1d)$$

这就是均匀传输线方程或称电报方程。

对无耗传输线,此时 $R = 0, G = 0$, 上式简化为

$$\frac{\partial u(z, t)}{\partial z} = L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (2.2a)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = C \frac{\partial u(z, t)}{\partial t} \quad (2.2b)$$

再将式(2.2a)对 z 偏微分并将式(2.2b)代入,以及将式(2.2b)对 z 偏微分并将式(2.2a)代入,可得

$$\frac{\partial^2 u(z, t)}{\partial z^2} = LC \frac{\partial^2 u(z, t)}{\partial t^2}$$

$$\frac{\partial^2 i(z, t)}{\partial z^2} = LC \frac{\partial^2 i(z, t)}{\partial t^2}$$

这是无耗传输线上瞬时电压和瞬时电流所满足的一组齐次波动方程,求解这组方程即可得到沿线电压和电流的传播特性。

事实上,传输线上的电压和电流一般作时谐变化。此时,若采用复数形式表示会给传输线的分析带来方便。为此,令

$$\left. \begin{aligned} u(z, t) &= \operatorname{Re}[\dot{U}(z)e^{j\omega t}] \xrightarrow{\text{简记为}} \operatorname{Re}[U(z)e^{j\omega t}] \\ i(z, t) &= \operatorname{Re}[\dot{I}(z)e^{j\omega t}] \xrightarrow{\text{简记为}} \operatorname{Re}[I(z)e^{j\omega t}] \end{aligned} \right\} \quad (2.3)$$

式中, $U(z), I(z)$ 分别是传输线上 z 处的复电压和复电流,它们仅是坐标 z 的函数。在以后

各章节的内容中,电压和电流主要采用复数形式表示,若需电压和电流的瞬时形式表示时,则可利用上式进行转换。

将(2.1c)和(2.1d)两式中的瞬时电压和瞬时电流转换为复电压和复电流,得

$$\frac{dU(z)}{dz} = ZI(z) \quad (2.4a)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = YU(z) \quad (2.4b)$$

式中, $Z = R + j\omega L$, 为传输线单位长度的串联阻抗; $Y = G + j\omega C$, 为传输线单位长度的并联导纳。

2.2.2 均匀传输线方程的解

将式(2.4a)对 z 微分并将式(2.4b)代入,得

$$\frac{d^2U(z)}{dz^2} - ZYU(z) = 0$$

同理可得

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} - ZYI(z) = 0$$

令 $\gamma^2 = ZY = (R + j\omega L)(G + j\omega C)$, 则以上两式可写为

$$\frac{d^2U(z)}{dz^2} - \gamma^2U(z) = 0 \quad (2.5a)$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} - \gamma^2I(z) = 0 \quad (2.5b)$$

式(2.5)是二阶线性齐次常微分方程,其中(2.5a)的通解为

$$U(z) = U^+ e^{\gamma z} + U^- e^{-\gamma z} = U^+(z) + U^-(z) \quad (2.6a)$$

将上式代入式(2.4a),得

$$I(z) = \frac{1}{Z_c}(U^+ e^{\gamma z} - U^- e^{-\gamma z}) = I^+(z) + I^-(z) \quad (2.6b)$$

在式(2.6)中, U^+ 、 U^- 为待定常数,而

$$Z_c = \frac{1}{Y_c} = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.7a)$$

$$\gamma = \sqrt{ZY} = [(R + j\omega L)(G + j\omega C)]^{1/2} = \alpha + j\beta \quad (2.7b)$$

因 Z_c 有阻抗的量纲,故称它为传输线的特性阻抗,而 Y_c 称为传输线的特性导纳。 γ 为传播常数,通常是一个复数,其实部 α 为衰减常数,虚部 β 为相移常数。

设式(2.6)中的 $U^+ = |U^+| e^{j\varphi^+}$, $U^- = |U^-| e^{j\varphi^-}$, 并将(2.6a)和(2.6b)两式代入式(2.3),即得传输线上电压、电流瞬时值的表达式为

$$\left. \begin{aligned} u(z, t) &= |U^+| e^{\alpha z} \cos(\omega t + \beta z + \varphi_+) + |U^-| e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z + \varphi_-) \\ &= u^+(z, t) + u^-(z, t) \\ i(z, t) &= \frac{1}{Z_c} [|U^+| e^{\alpha z} \cos(\omega t + \beta z + \varphi_+) + |U^-| e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z + \varphi_-)] \\ &= i^+(z, t) + i^-(z, t) \end{aligned} \right\} (2.8)$$

由上式可见,传输线上的电压、电流以波的形式传播,其上任一点 z 处的电压、电流均包含两部分:第一项代表由波源向负载方向传播的行波,称为入射波,它的振幅沿 $-z$ 方向按指数规律减小,且相位连续滞后;第二项代表由负载向波源方向传播的行波,称为反射波,它的振幅沿 $+z$ 方向按指数规律减小,相位也连续滞后。因此传输线上任一点的电压、电流波通常都是由入射波和反射波叠加而成的。

由图 2.2 可知,传输线的边界条件通常有以下三种:(a)已知终端电压 U_l 和电流 I_l ; (b)已知始端电压 U_i 和电流 I_i ; (c)已知波源电动势 E_g 、内阻 R_g 以及负载阻抗 Z_l 。由于传输线的终端电压、电流关系由负载阻抗确定,因此从第一种边界条件着手求解传输线问题最为方便。于是,将 $z = 0$, U_l 和 I_l 代入式(2.6),得

$$\left. \begin{aligned} U_l &= U^+ + U^- \\ I_l &= \frac{1}{Z_c}(U^+ - U^-) \end{aligned} \right\} (2.9)$$

由上式解得

$$\left. \begin{aligned} U^+ &= \frac{1}{2}(U_l + I_l Z_c) \\ U^- &= \frac{1}{2}(U_l - I_l Z_c) \end{aligned} \right\} (2.10)$$

将式(2.10)代入式(2.6a),得

$$U(z) = \frac{1}{2}(U_l + I_l Z_c)e^{\gamma z} + \frac{1}{2}(U_l - I_l Z_c)e^{-\gamma z} = U_l \cosh \gamma z + I_l Z_c \sinh \gamma z \quad (2.11a)$$

同理可得

$$I(z) = I_l \cosh \gamma z + \frac{U_l}{Z_c} \sinh \gamma z \quad (2.11b)$$

若传输线无损耗,即 $\gamma = j\beta$, 则式(2.11)变为

$$U(z) = U_l \cos \beta z + j I_l Z_c \sin \beta z \quad (2.12a)$$

$$I(z) = I_l \cos \beta z + j \frac{U_l}{Z_c} \sin \beta z \quad (2.12b)$$

上述公式是已知传输线终端电压和电流情况下,计算传输线上距终端为 z 处复电压和复电流的一般公式。类似地,若采用其他两种边界条件则得到不同的复电压和复电流的表达式。

2.2.3 传输线的工作特性参数

1) 特性阻抗

由式(2.6)可知