

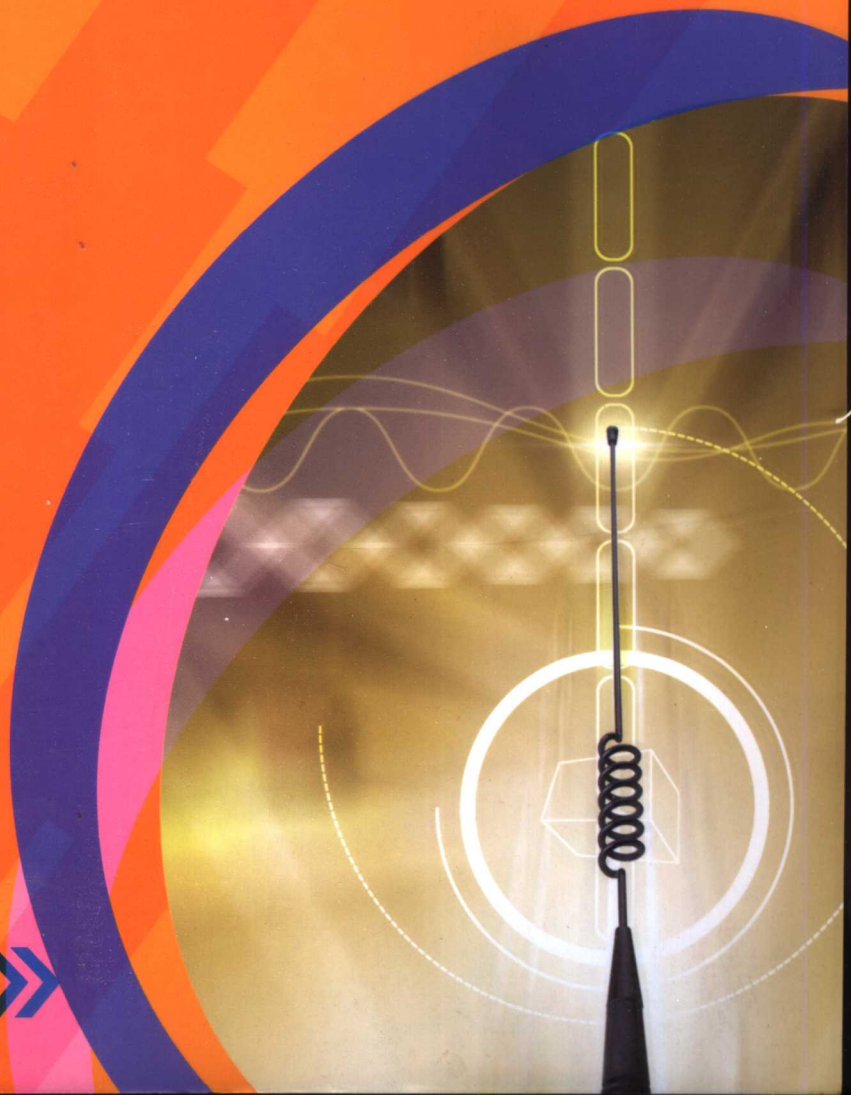
研究生用教材



现代天线技术

XIANDAI TIANXIAN JISHU

杨莘元 马惠珠 张朝柱 编著



哈尔滨工程大学出版社

现代天线技术

现代天线技术

现代天线技术

现代天线技术



哈尔滨工程大学“十五”研究生教材建设专项资金资助出版

现代天线技术

杨莘元 马惠珠 张朝柱 编著

哈尔滨工程大学出版社

图书在版编目(CIP)数据

现代天线技术/杨莘元,马惠珠,张朝柱编著. —哈尔滨:哈尔滨工程大学出版社,2006
ISBN 7-81073-804-6

I. 现… II. ①杨…②马…③张… III. 天线-基本知识 IV. TN82

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2006)第 019039 号

内 容 简 介

本书系统地介绍了现代天线技术的基本理论。全书共分 7 章。前两章介绍了电波传播和天线的基础知识,主要包括电波传播的各种形式、视距传播、移动通信和卫星通信中的电波传播、通信中的天线、宽频带天线、缝隙天线、面天线等基础知识。后五章分别介绍了各种天线的基本工作原理、基本分析方法以及设计与应用,主要包括单脉冲天线、单脉冲天线多模馈源、宽频带天线、非频变天线和智能天线技术。书中每章都配有相应习题。

本书可作为高校通信工程、电子信息工程专业及其他相关专业高年级学生和研究生们的教科书,也可作为从事天线技术领域研究的工程技术人员的参考书。

哈尔滨工程大学出版社出版发行
哈尔滨市东大直街 124 号
发行部电话:(0451)82519328 邮编:150001
新华书店经销
黑龙江省教育厅印刷厂印刷

*

开本 787mm×960mm 1/16 印张 18 字数 330 千字

2006 年 5 月第 1 版 2006 年 5 月第 1 次印刷

印数:1—1 000 册

定价:24.00 元

前 言

本书是为高校通信与信息系统、信号与信息处理、电磁场与微波技术的研究生课程编写而成的,也可供相应专业高年级本科生使用,还可供从事天线技术领域工作的技术人员参考。

本书主要介绍现代天线的工作原理、基本特性、基本分析方法。全书共分7章。第1章介绍了电波传播的基础知识,包括电波传播的各种方式、视距传播、移动通信和卫星通信中的电波传播。第2章介绍天线基础知识,包括通信中的天线、宽频带天线、缝隙天线、微带贴片天线和印刷偶极子、面天线、电视发射天线和移动通信中的基站天线。第3章主要介绍了单脉冲天线的工作原理和电参数的计算,特别是各种典型的馈源,并简单地介绍了影响单脉冲天线精度的因素。第4章简单介绍了多模馈源的工程设计方法,并对七模、五模及四模馈源的典型方向图作了理论计算及测试。第5章介绍了宽频带天线的基本特性及其设计,包括螺旋天线、八木天线和背射天线。第6章介绍了非频变天线,包括阿基米德平面螺旋天线、等角螺旋天线、圆锥对数螺旋天线、对数周期偶极子天线等。第7章主要介绍了智能天线的主要优点、智能天线技术以及宽带智能天线和空间分集的基本概念。

本书结合了作者多年在天线技术课程的教学心得,并融入了作者多年来从事天线技术领域研究成果,同时参考了国内外较新的同类教材和论文撰写而成。

本教材的编写与出版得到了哈尔滨工程大学研究生教材出版计划的支持,在此表示诚挚的感谢!同时对本教材的参考文献中的相关作者表示感谢!

由于编者水平有限,书中难免还存在一些错误和缺点,希望得到广大读者的批评指正。

编 者

2006年1月于哈尔滨

目 录

第 1 章 电波传播	1
1.1 引言	1
1.2 电波传播方式	1
1.3 自由空间传输损失	3
1.4 视距传播	5
1.5 移动通信中的电波传播	20
1.6 卫星通信中的电波传播	28
习题	36
第 2 章 天线概述	37
2.1 天线基础知识	38
2.2 平衡馈电与阻抗匹配器	82
2.3 通信中的天线	85
2.4 宽频带天线	97
2.5 缝隙天线	101
2.6 微带贴片天线和印刷偶极子	102
2.7 面天线	105
2.8 电视发射天线	112
2.9 移动通信中的基站天线	115
习题	119
第 3 章 单脉冲天线	124
3.1 引言	124
3.2 单脉冲天线的工作原理	124
3.3 四喇叭卡塞格伦单脉冲天线电参数的计算	127
3.4 单脉冲天线的馈源	144
3.5 影响单脉冲天线精度的主要因素	149
习题	153
第 4 章 单脉冲天线多模馈源	154
4.1 引言	154

4.2 多模馈源的设计	154
4.3 多模馈源的应用	165
习题	169
第5章 宽频带天线	170
5.1 螺旋天线	170
5.2 八木天线	181
5.3 背射天线	191
习题	199
第6章 非频变天线	200
6.1 阿基米德平面螺旋天线	201
6.2 等角螺旋天线	203
6.3 圆锥对数螺旋天线	207
6.4 对数周期偶极子天线(LPDA)	214
6.5 地面上的对数周期偶极子天线	227
6.6 其他形式的对数周期天线	234
习题	240
第7章 智能天线介绍:无线系统的空间处理	241
7.1 智能天线技术的主要优点	241
7.2 阵列天线	243
7.3 自适应天线阵及其智能算法	258
习题	273
附录A 方喇叭中平均相移常数 $\bar{k}_{10}$, $\bar{k}_{30}$ 和 $\bar{k}_{12}$ 的推导	274
附录B 有关章节中的附图	276
参考文献	282

第 1 章 电波传播

1.1 引言

无线电波在地球及其外围空间中的传播称为电波传播。电波传播是无线电工程中的一个重要课题,在无线通信、雷达、遥感等系统的设计研制中占有重要地位。本章首先阐述电波的基本传播方式和自由空间中的电波传播,然后重点介绍微波中继通信、移动通信和卫星通信中的电波传播。

1.2 电波传播方式

地球及其近地空间构成了复杂的媒质,因此,提出了许多电波传播的课题。在这一节中,首先简要地叙述地球及其近地空间的大致情况,然后简要地说明电波传播的各种方式。

图 1-1 所示是地球及其近地空间的示意图。地球的平均半径为 6 370 km,分为地核、地幔和地壳三层。地核的半径大约是 3 460 km,温度高达 5 000 °C;地幔是灼热的熔岩,温度大约 2 850 °C;地球的表层是地壳,地壳的厚度各处不一,海洋下面最薄,仅有 5 km 左右,大陆的最厚处可达 60 km。地壳的平均厚度为 33 km,地壳的构造非常复杂,有各种各样的地形地貌。人们早就提出了电波在地下和海洋下的传播问题,但是这方面的研究局限性很大,尤其对于微波,只能深入到地表下面若干波长的距离。

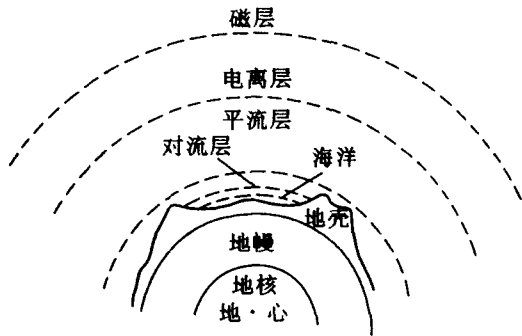


图 1-1 地球及其近地空间示意图

地球的近地空间指的是大气层和磁层。大气层是大气传播的主要媒质,主要包括对流层、平流层和电离层。从地表到 (13 ± 5) km 的范围称为对流层,两极地区比较低,赤道地区比较高。太阳的能量照射到地表,地表受热,通过地面的辐射使接近地表的大气受热,形成大气的上下对流,故

称为对流层。一般情况下对流层的温度由下而上是逐渐降低的,同时在对流层内由于水汽的存在和空气对流,有各种大小尺度的气候变化,雷、雨、雪、雾、云等自然现象对电波传播有较大的影响。对流层顶的温度约为 $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ (223 K)。平流层中几乎不含水汽,而有一层臭氧层,它吸收太阳发射的紫外线,使温度随高度而略有升高。平流层内大气运动以水平运动为主,故称平流层。平流层对电波传播的影响较小。电离层从 60 km 延伸到 $1\,000\text{ km}$ 的高度。由于太阳的辐射,大气被电离形成电离层,因为电子、负离子和正离子之间具有相等的能量,所以电离层是等离子体。按照电子浓度不同,电离层分为 D、E、 F_1 、 F_2 等层,D 层只在白天存在。电离层电子密度分布如图 1-2 所示。由图 1-2 可以看出,从电离层到磁层电子浓度是逐渐降低的,因此实际上磁层和电离层并没有明显的界限。离地面 $1\,000\text{ km}$ 到几万千米或更高的空间叫做磁层,磁层是地球磁场所达到的范围。当然,在大气层内地球磁场同样是存在的,但一般仍把 $1\,000\text{ km}$ 以上的区域称为磁层。

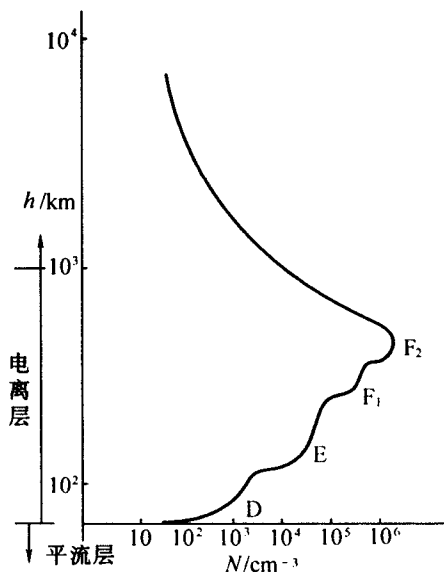


图 1-2 电离层电子密度分布

按照媒质的情况以及不同媒质分界面对电波的影响,电波传播存在着多种方式。

1. 地波传播

无线电波沿着地球表面的传播称为地波传播。主要用于低频及甚低频远距离无线电导航、标准频率和时间信号的广播及对潜通信等业务。其主要传播特点是:传输损耗小,作用距离远;受电离层扰动影响小,传播稳定;由于大气噪声电平高,工作频带窄。

2. 对流层电波传播

无线电波在低空大气层——对流层中的传播就称为对流层电波传播。按传播机制,又可分为:

(1) 视距传播。当收、发天线架设高度较高(远大于波长)时,电波直接从发射天线传播至接收点(有时有反射波到达),亦称为直射波传播。其主要用于微波中继传播、甚高频和超高频广播、电视、雷达等业务。其主要传播特点是:传播距离限于视线距离以内,一般为 $10 \sim 50\text{ km}$;频率愈高受地形地物影响愈大;微波衰落现象严重; 10 GHz 以上电波受大气吸收及降雨影响而严重衰减。

(2) 散射传播。利用对流层中介质的不均匀性对电波的散射作用,实现超视距传播,常用频段为 $200\text{ MHz} \sim 5\text{ GHz}$ 。由于散射波相当微弱,传输损耗大,需使用大功率发射机、高灵敏度接收机及高增益天线等设备,但单跳跨距可达 $300 \sim 800\text{ km}$,特别适用于无法建立微波中继站

的地区,例如海岛之间或需跨越湖泊、沙漠、雪山等的地区。

3. 电离层电波传播

无线电波经电离层反射或散射后到达接收点的一种传播方式。依照传播机制又可分为:

(1) 电离层反射传播。通常称为天波传播,主要用于中、短波远距离广播、通信,船岸间航海移动通信,飞机地面间航空移动通信等业务。其传播特点是:传播损耗小,能以较小功率进行远距离传播;衰落现象严重;短波传播受电离层扰动影响大。

(2) 电离层散射传播。利用电离层中电子浓度不均匀性(通常发生在离地面高度 90 ~ 110 km 处)对电波的散射作用完成远距离通信,常用的频段为 35 ~ 70 MHz。其主要传播特点是:传输损耗大;允许传输频带窄,一般为 3 ~ 5 kHz;衰落现象明显;单跳跨距可达 1 000 ~ 2 000 km,特别是当电离层受到扰动时,仍可保持通信。

(3) 流星电离余迹散射传播。利用发生在 80 ~ 120 km 处流星电离余迹对电波的散射作用,实现 2 000 km 内的远距离传播,常用频段为 30 ~ 70 MHz。由于流星电离余迹持续时间短,但出现频繁,可利用它建立瞬间通信,在军事上应用较多。

4. 地 - 电离层波导传播

电波在以地球表面及电离层下缘为界的地壳形空间内传播,主要应用于低频、甚低频远距离通信及标准频率和时间信号的传播。其主要传播特点是:传输损耗小;受电离层扰动影响小;传播相位稳定,有良好的可预测性;由于大气噪声电平高,工作频带窄。

5. 外大气层及行星际空间电波传播

电波传播的空间主要是在外大气层或行星际间,并且是以宇宙飞船、人造地球卫星或星体为对象,在地空或空空之间传播。目前主要用于卫星通信、宇宙通信及无线电探测、遥控等业务中。其传播的主要特点是:距离远,自由空间传输损耗大;在地空信道中要受到对流层、电离层、地球磁场以及来自宇宙空间的各种辐射波和高速离子的影响,例如 10 GHz 以上的电波受大气吸收和降雨的影响而衰减得很严重。

以上介绍的几种主要的电波传播方式,在实际工作中往往取其中一种作为主要的电波传播途径。在某些条件下可能几种传播途径并存,例如中波广播业务,某些地区既可收到经电离层反射的天波信号,同时又可收到沿地表传播的地波信号。通常根据不同频段电波传播的特点,利用天线的方向性来限定一种主要的传播方式。

1.3 自由空间传输损失

在讨论各种电波传播之前,首先讨论自由空间的电波传播。它是最简单的理想化的传播方式。在自由空间传播,电波不产生反射、折射、绕射和吸收等现象。但是,实际上电波在自由空间传播时,其能量因扩散而衰减,距离越远衰减越大,这种衰减称为自由空间的传输损耗。当通信

距离、工作频率、天线参数确定后,此损耗为定值。因此,常把由其他因素所引起的损耗同它来比较。

设有距离为 R 的两天线,一为发射天线,另一为接收天线,天线发射的功率为 P_t ,接收功率为 P_r ,两天线之间的空间可看作自由空间。自由空间传输损失 L 定义为天线发射功率 P_t 和接收功率 P_r 之比,表示为

$$L = 10\lg\left(\frac{P_t}{P_r}\right) \quad (1-1)$$

在距离 R 处,天线的辐射功率密度 S 为

$$S = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2} \quad (1-2)$$

式中, G_t 是发射天线的增益。设接收天线的有效面积为 A_r ,并注意到 A_r 与接收天线增益 G_r 的关系为

$$G_r = \frac{4\pi A_r}{\lambda^2} \quad (1-3)$$

式中, λ 是自由空间波长。接收天线所接收的功率 P_r 为

$$P_r = SA_r = \frac{P_t G_t A_r}{4\pi R^2} = \frac{G_t G_r \lambda^2}{16\pi^2 R^2} P_t = \frac{A_t A_r}{\lambda^2 R^2} P_t \quad (1-4)$$

由此式可得

$$\frac{P_t}{P_r} = \frac{1}{G_t G_r} \left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right)^2 \quad (1-5)$$

利用式(1-1),并用分贝表示得

$$L = 10\lg \frac{1}{G_t G_r} \left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right)^2 = L_0 - G_t - G_r \quad (\text{dB}) \quad (1-6)$$

式中

$$L_0 = 10\lg\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right)^2 \quad (1-7)$$

L_0 是当发射天线和接收天线为理想的各向同性天线时的自由空间传输损失。 L_0 提供了一个标准,电波在传播过程中,考虑到其他因素所引起的衰减,任何实际的传播损失都将大于 L_0 。若距离 R 的单位用 km,将波长 λ 换算为频率,频率的单位用 MHz,式(1-7)可改写为下述方便的形式

$$L_0 = 32.4 + 20\lg R + 20\lg f \quad (\text{dB}) \quad (1-8)$$

式(1-4)~式(1-6)是关于通信线路的基本方程,它给出了传输损失与天线参数、传输距离、工作波长的关系。这一方程适用于卫星通信,也适用于地面中继通信以及其他的通信系统。

1.4 视距传播

视距传播是指在发射天线和接收天线间能相互“看见”的距离内,电波直接从发射点传到接收点的一种传播方式,又称为直接波或空间波传播。接收、发天线所处的空间位置不同,视距传播大体上可分为三类:第一类是指地面上的视距传播,例如中继通信、电视、广播以及地面上的移动通信等;第二类是指地面与空中目标如飞机、通信卫星等之间的视距传播;第三类是指空间飞行体之间的视距传播,如飞机间、宇宙飞行器间的电波传播等。

无论是地面上的或地对空的视距传播,其传播途径至少有一部分是在对流层中,因此必然要受到这一传输媒质的影响。此外,当电波在低空大气层中传播时,还可能受到地表面自然的或人为的障碍物的影响,引起电波的反射、散射或绕射现象。综上所述,电波总是在实际媒质中传播的,人们常把真空中进行的“自由空间传播”这种理想情况,作为研究实际传播问题的起点。因此,本节讨论自由空间传播的非涅耳区,地面及对流层对电波传播影响等问题,后两节再介绍地面移动通信和卫星通信中的电波传播的特点。

1.4.1 惠更斯 - 菲涅耳原理

在讨论地面对电波传播的影响时,要用到惠更斯 - 菲涅耳原理。按照惠更斯原理,波阵面上的每一点可以认为是一个二次源,菲涅耳在考虑了相位关系后提出了一种作图法,如图 1-3 所示,因此我们统称为惠更斯 - 菲涅耳原理。本节我们将从菲涅耳波带作图法入手,引出一些对电波传播有益的结论。

设 S 面是从点源 P_0 发出的一个球面单色波的波阵面的瞬时位置,它的半径是 r_0 ,求 P 点的场。为了简化,这里只考虑标量问题。 S 面上某一点 Q 的场可以写为 $Ae^{-jk r_0}/r_0$,其中 A 是幅度, r_0 是 P_0 点和 Q 点的距离, $-jk r_0$ 是相位因子。显然球面 S 上的相位是相同的,振幅也是相同的。根据惠更斯原理,球面 S 上的波是二次源,这个二次源将以子球面波的形式传到 P 点。面元 ds 对 P 点的贡献为

$$dU(P) = K(\alpha) \frac{Ae^{-jk r_0}}{r_0} \frac{e^{-jk R}}{R} ds \quad (1-9)$$

式中, $U(P)$ 是 P 点的场, $R = \overline{QP}$, $K(\alpha)$ 是倾斜因子, α 是 Q 点法线与 $\overline{QP}$ 方向的夹角。按照菲

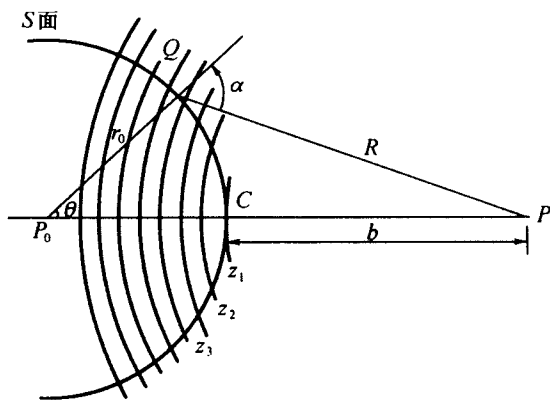


图 1-3 菲涅耳波带作图法

涅耳作图法, $\alpha = 0$ 时, $K(\alpha)$ 最大, α 增加则 $K(\alpha)$ 迅速减小。当 $\overline{QP}$ 与波阵面 S 相切时, $\alpha = \pi/2$, $K(\alpha)$ 为零。 P 点的场 $U(P)$ 为所有面元 ds 的积分, 即

$$U(P) = \frac{Ae^{-jk_0}}{r_0} \int_S \frac{e^{-jkR}}{R} K(\alpha) ds \quad (1-10)$$

采用菲涅耳作图法, 以 P 点为中心作一组半径为

$$b, b + \frac{\lambda}{2}, b + \frac{2\lambda}{2}, b + \frac{3\lambda}{2}, \dots, b + \frac{i\lambda}{2}, \dots$$

的球面, $b = \overline{CP}$, C 点是 $\overline{P_0P}$ 与波阵面 S 的交点, $i = 1, 2, 3, \dots$ 。上述球面与波阵面相交, 把 S 面分成许多波带 $z_1, z_2, z_3, \dots$ 。对于同一波带上的点, $K(\alpha)$ 值相同。由图 1-3 可知, 对于 $\triangle P_0QP$, 有

$$R^2 = r_0^2 + (r_0 + b)^2 - 2r_0(r_0 + b)\cos\theta \quad (1-11)$$

式中, θ 是 $\overline{QP_0}$ 与 $\overline{PP_0}$ 的夹角。 R 对 θ 求导数得

$$RdR = r_0(r_0 + b)\sin\theta d\theta \quad (1-12)$$

面元

$$ds = r_0^2 \sin\theta d\theta d\varphi = \frac{r_0}{r_0 + b} R dR d\varphi \quad (1-13)$$

φ 是方位角, 第 i 个波带对 $U(P)$ 的贡献为

$$U_i(P) = 2\pi \frac{Ae^{-jk_0}}{r_0 + b} K_i \int_{b + [(i-1)\lambda/2]}^{b + (i\lambda/2)} e^{-jkR} dR = \frac{2\pi j}{k} K_i \frac{Ae^{-jk(r_0+b)}}{r_0 + b} e^{-jk\lambda/2} (1 - e^{-jk\lambda/2}) \quad (1-14)$$

式中, K_i 是第 i 个波带的倾斜因子。注意到 $k\lambda = 2\pi$, 最后两个因子化为

$$e^{-jk\lambda/2} (1 - e^{-jk\lambda/2}) = e^{-j\pi i} (1 - e^{j\pi}) = 2(-1)^i \quad (1-15)$$

因此

$$U_i(P) = 2j\lambda(-1)^i K_i \frac{Ae^{-jk(r_0+b)}}{r_0 + b} \quad (1-16)$$

由上式可以看出, 由于存在 $(-1)^i$ 这一因子, 这就使得各波带对 P 点的贡献是一正一负的。把各波带的贡献求和, 得到 P 点的场为

$$U(P) = 2j\lambda \frac{Ae^{-jk(r_0+b)}}{r_0 + b} \sum_{i=1}^n (-1)^i K_i \quad (1-17)$$

为了叙述的方便, 我们从求和级数中提出一个负号, 将式(1-17)写成下述形式

$$U(P) = -2j\lambda \frac{Ae^{-jk(r_0+b)}}{r_0 + b} \sum_{i=1}^n (-1)^{i-1} K_i \quad (1-18)$$

对式(1-18)中的级数求和得

$$\sum_{i=1}^n (-1)^{i-1} K_i = K_1 - K_2 + K_3 - K_4 + K_5 - K_6 + \cdots =$$

$$\frac{K_1}{2} + \left(\frac{K_1}{2} - K_2 + \frac{K_3}{2} \right) + \left(\frac{K_3}{2} - K_4 + \frac{K_5}{2} \right) + \cdots \quad (1-19)$$

最后一项为 $\frac{1}{2} K_n$ (n 为奇数) 或 $\frac{1}{2} K_{n-1} - K_n$ (n 为偶数)。暂时假定 K_i 大于 K_{i-1} 和 K_{i+1} 的算术平均值, 那么式(1-19)的括号中的各项都是负的, 于是

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^n (-1)^{i-1} K_i &< \frac{K_1}{2} + \frac{K_n}{2} \quad (n \text{ 为奇数}) \\ \sum_{i=1}^n (-1)^{i-1} K_i &< \frac{K_1}{2} + \frac{K_{n-1}}{2} - K_n \approx \frac{K_1}{2} - \frac{K_n}{2} \quad (n \text{ 为偶数}) \end{aligned} \right\} \quad (1-20)$$

因为 $\frac{K_{n-1}}{2}$ 与 $\frac{K_n}{2}$ 相差甚微, 故有上式中的近似式成立。

同样把级数写成

$$\sum_{i=1}^n (-1)^{i-1} K_i = K_1 - \frac{K_2}{2} - \left(\frac{K_2}{2} - K_3 + \frac{K_4}{2} \right) - \left(\frac{K_4}{2} - K_5 + \frac{K_6}{2} \right) - \cdots \quad (1-21)$$

最后一项为 $-\frac{1}{2} K_{n-1} + K_n$ (n 为奇数) 或 $-\frac{1}{2} K_n$ (n 为偶数)。仍然暂时假定 K_i 大于它的两个相邻项的算术平均值, 那么式(1-21)的括号中的各项是负的, 因此

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^n (-1)^{i-1} K_i &> K_1 - \frac{K_2}{2} - \frac{K_{n-1}}{2} + K_n \quad (n \text{ 为奇数}) \\ \sum_{i=1}^n (-1)^{i-1} K_i &> K_1 - \frac{K_2}{2} - \frac{K_n}{2} \quad (n \text{ 为偶数}) \end{aligned} \right\} \quad (1-22)$$

实际上 K_1 与 K_2 相差甚微, 那么式(1-22)可变为

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^n (-1)^{i-1} K_i &> \frac{K_1}{2} + \frac{K_n}{2} \quad (n \text{ 为奇数}) \\ \sum_{i=1}^n (-1)^{i-1} K_i &> \frac{K_1}{2} - \frac{K_n}{2} \quad (n \text{ 为偶数}) \end{aligned} \right\} \quad (1-23)$$

比较式(1-20)与式(1-23)可得

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^n (-1)^{i-1} K_i &= \frac{K_1}{2} + \frac{K_n}{2} \quad (n \text{ 为奇数}) \\ \sum_{i=1}^n (-1)^{i-1} K_i &= \frac{K_1}{2} - \frac{K_n}{2} \quad (n \text{ 为偶数}) \end{aligned} \right\} \quad (1-24)$$

当 $n \rightarrow \infty$, 并且 $\lim_{n \rightarrow \infty} K_n = 0$ 时

$$\sum_{i=1}^n (-1)^{i-1} K_i \approx \frac{K_1}{2} \quad (1-25)$$

可以证明,当 K_i 小于它的两个相邻项的算术平均值时,同样有式(1-24)和式(1-25)这样的结果。

总的场为

$$U(P) = -j\lambda(K_1 \pm K_n) \frac{Ae^{-jk(r_0+b)}}{r_0+b} \quad (1-26)$$

惠更斯-菲涅耳原理还指出,如果 P_0 点与 P 点之间有障碍物,只有未挡住的部分二次源对 P 点有贡献。

1.4.2 自由空间的菲涅耳区

现在根据上述惠更斯-菲涅耳原理引出自由空间菲涅耳区的概念。假想一个无限大平面 S 放在 $\overline{P_0P}$ 之间,并且垂直于 $\overline{P_0P}$,在大平面 S 上划分菲涅耳波带,如图1-4所示。

在平面 S 上划分菲涅耳带

$$\left. \begin{aligned} r_1 + R_1 - (r_0 + b) &= \lambda/2 \\ r_2 + R_2 - (r_0 + b) &= 2\lambda/2 \\ &\vdots \\ r_n + R_n - (r_0 + b) &= n\lambda/2 \end{aligned} \right\} \quad (1-27)$$

($r_0 + b$) 是 P_0 点到 P 点距离, r_n 和 R_n 是 P_0 点和 P 点到第 n 个菲涅耳带的距离,将式(1-27)改写为

$$\left. \begin{aligned} r_1 + R_1 &= r_0 + b + \lambda/2 \\ r_2 + R_2 &= r_0 + b + 2\lambda/2 \\ &\vdots \\ r_i + R_i &= r_0 + b + i\lambda/2 \\ &\vdots \\ r_n + R_n &= r_0 + b + n\lambda/2 \end{aligned} \right\} \quad (1-28)$$

式(1-28)中每一个等式左边是一个常数。 $r_i + R_i$ 为常数的曲面,正是以 P_0 点、 P 点为焦点的旋转椭球面,如图1-5所示。 $i=1$ 的半椭球叫做第一菲涅耳椭球区, $i=2,3$ 分别称为第二、第三菲涅耳椭球区,依此类推。

下面来求第一菲涅耳区的半径 R_{F1} 。由图1-4和式(1-27)可得

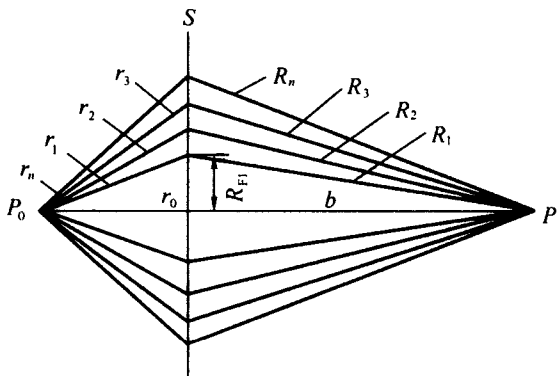


图1-4 大平面上的菲涅耳波带

$$\sqrt{r_0^2 + R_{\text{F1}}^2} + \sqrt{b^2 + R_{\text{F1}}^2} = (b + r_0) + \frac{\lambda}{2} \quad (1-29)$$

或

$$\begin{aligned} r_0 \sqrt{1 + \left(\frac{R_{\text{F1}}}{r_0}\right)^2} + b \sqrt{1 + \left(\frac{R_{\text{F1}}}{b}\right)^2} \\ = (b + r_0) + \frac{\lambda}{2} \end{aligned} \quad (1-30)$$

当视距通信距离 $b + r_0 \gg \lambda$, 并且 $r_0 \gg \lambda$,

$b \gg \lambda$ 时, 显然有 $\frac{R_{\text{F1}}}{r_0} \ll 1, \frac{R_{\text{F1}}}{b} \ll 1$, 将式(1-30)

中的根号展开成级数并略去高阶 $\frac{R_{\text{F1}}}{r_0}$ 和 $\frac{R_{\text{F1}}}{b}$ 的项, 可得

$$R_{\text{F1}} = \sqrt{\frac{\lambda r_0 b}{r_0 + b}} \quad (1-31)$$

式中各量都用同样的长度单位, 可写为

$$R_{\text{F1}} = \sqrt{\frac{300 r_0 b}{(r_0 + b) f}} \quad (1-32)$$

式中, 距离的单位为 km, 频率 f 的单位为 GHz, 第一菲涅耳区的半径 R_{F1} 的单位为 m。当 $r_0 = b$ 时 R_{F1} 取最大值, 即

$$R_{\text{F1max}} = \sqrt{\frac{\lambda r_0}{2}} = \sqrt{\frac{\lambda b}{2}} \quad (1-33)$$

同理, 第 n 个菲涅耳区的半径为

$$R_{\text{Fn}} = \sqrt{\frac{n \lambda r_0 b}{r_0 + b}} = \sqrt{n} R_{\text{F1}} \quad (1-34)$$

计算表明, 1/3 的第一菲涅耳带产生的场强恰等于自由空间的场强, 因此工程上称作“最小”菲涅耳区, 最小菲涅耳区的半径记作 R_{F0} , 可由下式求出

$$\pi R_{\text{F0}}^2 = \frac{1}{3} \pi R_{\text{F1}}^2 \quad (1-35)$$

因此

$$R_{\text{F0}} = 0.577 R_{\text{F1}} \quad (1-36)$$

在微波中继通信线路的设计中, R_{F0} 和 R_{F1} 是两个重要的参量。

1.4.3 地面对电波传播的影响

地面对电波传播的影响主要体现在以下两个方面: 地质的电特性; 地球表面的几何结构,

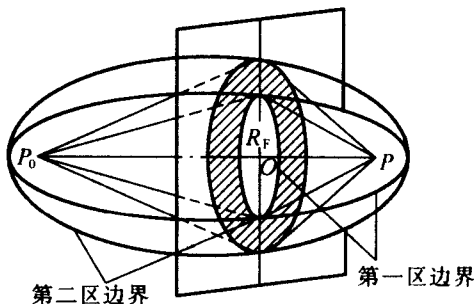


图 1-5 自由空间菲涅耳区

如地形起伏、植物覆盖层以及人为建筑等地貌地物的影响等。由于视距传播中,天线高架,完全可以忽略地波成分,因而地质情况主要影响地面反射波的振幅与相位。相对而言,地面的几何结构对电波传播的影响才是主要的。

1. 视线距离

假设电波射线按直线传播,虽然地球表面是起伏的,但在粗略的计算中仍可假设地球是球形的。天线的高度为 h_1 和 h_2 ,直射波所能达到的最远距离为 $d_0 = d_1 + d_2$,如图 1-6 所示,该直射射线与地球相切。从几何关系很容易得出 d_0 的表达式,设地球半径为 R_0 ,那么

$$d_1 \approx r_0 = \overline{P_0 C} = \sqrt{(R_0 + h_1)^2 - R_0^2} \approx \sqrt{2R_0 h_1} \quad (1-37)$$

类似地

$$d_2 \approx b = \overline{CP} = \sqrt{(R_0 + h_2)^2 - R_0^2} \approx \sqrt{2R_0 h_2} \quad (1-38)$$

所以

$$d_0 \approx \sqrt{2R_0}(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \quad (1-39)$$

取 $R_0 = 6370$ km, h_1 和 h_2 的单位为 m, 那么

$$d_0 = 3.57(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \text{ (km)} \quad (1-40)$$

在大气折射的情况下要用等效地球半径 R_e 代替 R_0 , 例如, 在标准大气折射时

$$d_0 = 4.12(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \text{ (km)} \quad (1-41)$$

式中, h_1 和 h_2 的单位为 m。

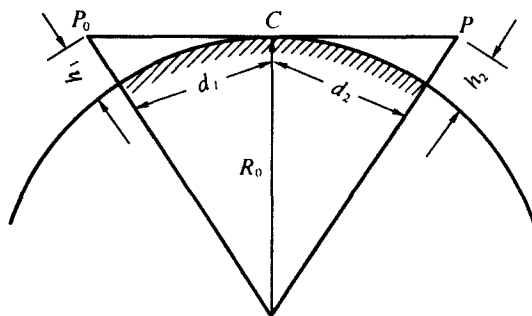


图 1-6 视线距离

由于地球凸起高度的影响,使得在不同距离处的接收点场强有着不同的特点。通常,根据接收点离开发射天线的距离,可分为三个区域: $d < 0.7d_0$ 的区域,称为亮区; $0.7d_0 < d < (1.2 \sim 1.4)d_0$ 的区域,称为半阴影区; $d > (1.2 \sim 1.4)d_0$ 的区域,称为阴影区。

2. 平地面的菲涅耳区

考虑到空间菲涅耳区的影响,实际的通信距离远比视线距离小得多。由图 1-7 可以看出,在地面上的发射点 P_0 和接收点

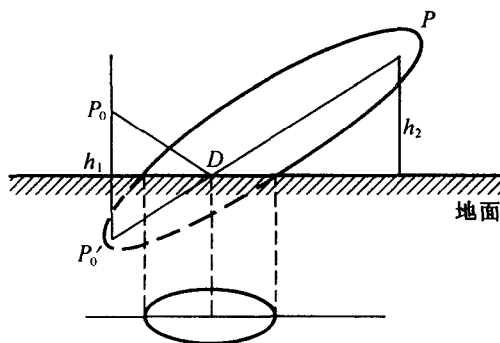


图 1-7 有效反射区示意图