

西安电子科技大学

---

硕士学位论文

---

沙尘暴与降雨对Ka频段地空路径传输效应研究

---

姓名：徐英霞

---

申请学位级别：硕士

---

专业：无线电物理

---

指导教师：黄际英

---

20030101

## 摘要

本文首先对沙尘暴的概况做了详细的阐述,并且在介质球散射理论的基础上,讨论了水平路径上沙尘暴对Ka频段电波传播的衰减和去极化影响,然后在一种仅适用于几十米高度的经验模型的基础上,笔者给出了地空路径上Ka频段电波通过沙尘暴时产生的衰减和去极化分辨率的等效计算模型,进而结合典型地球站参数进行了数值计算,并对计算结果进行了分析讨论。借鉴有关文献讨论了地空路径上降雨去极化效应和雨衰预报模型,并以日本的通信卫星为例并结合西安地区的实测数据进行了有关计算。本文最后介绍了几种抗衰减措施和去极化补偿技术,抗衰减措施包括位置分集技术和上行链路开环功率控制;去极化补偿技术指的是自适应去极化补偿技术,包括自适应去极化补偿方式和自适应控制算法等内容,这些措施可以有效的保证通信质量。本文中笔者所作工作对于Ka频段卫星通信系统的总体设计有重要的参考价值。

**关键词:** Ka 频段 地空路径 衰减 去极化 自适应去极化补偿技术

## **Abstract**

In this paper, the general situation of sand-dust storms is introduced in detail and the effects of attenuation and depolarization induced by sand-dust storms on Ka waves band electromagnetic waves propagation along horizontal paths are discussed on the basis of the medium sphere scattering theory. And based on experience models which are applied in the condition of low height, the effective models of attenuation and XPD due to sand-dust storms on Ka waves band electromagnetic waves propagation along earth-space paths are given, and results obtained are simulated. Using for reference the depolarization and rain attenuation prediction models are analyzed and the results are simulated by connecting the parameters of Japan's satellite with the measuring data of Xi'an. Lastly, several fade countermeasures, such as location diversity and open-loop up-link power control, and depolarization compensation techniques, including the methods and control arithmetic of adaptive depolarization compensation are introduced, which can assure quality of communication. The results obtained are of great value in the overall design of satellite systems on Ka waves band.

**Keywords: Ka waves band earth-space paths attenuation depolarization adaptive depolarization compensation technique**

## 创新性声明

本人声明所呈交的论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢中所罗列的内容以外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果；也不包含为获得西安电子科技大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中做了明确的说明并表示了谢意。

申请学位论文与资料若有不实之处，本人承担一切相关责任。

本人签名：徐英霞

日期：2003.1.8

## 关于论文使用授权的说明

本人完全了解西安电子科技大学有关保留和使用学位论文的规定，即：研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权单位属西安电子科技大学。本人保证毕业后离校后，发表论文或使用论文工作成果时署单位名称仍然为西安电子科技大学。学校有权保留送交论文的复印件，允许查阅和借阅论文；学校可以公布论文的全部或部分内容，可以允许采用影印、缩印或其它复制手段保持论文。（保密的论文在解密后遵守此规定）

本学位论文属于保密，在    年解密后适用本授权书。

本人签名：徐英霞

日期：2003.1.8

导师签名：曹永英

日期：2003.2.6

## 第一章 绪论

### § 1.1 研究背景和意义

近二十年来, 卫星通信已经在极其广泛的领域得到应用, 但是由于通信业务的不断增加, C 频段和 Ku 频段的通信卫星越来越多, 现有轨道显得越来越拥挤, 因此为了适应军事和民用通信的需求, 扩展卫星通信的容量, 提高系统的灵活性、抗毁性、抗干扰性及保密性, 国际上七十年代开始就进行了 Ka 频段卫星通信系统的研究和实验工作。日本在 1977 年发射了一颗 34 GHz 的传播实验卫星, 1991 年意大利和 1993 年美国各发射了一颗 Ka 频段 ITALSAT 及 ACTS 通信卫星, 通过实验证实了 Ka 频段卫星通信系统的可用性。目前, Ka 频段卫星通信系统的有关技术已日趋成熟。继 ACTS 发射后美、日、德又相继发射了十几颗 Ka 频段卫星, 估计 2000 年到 2005 年间可以投入正式运营。我国在 Ka 频段卫星通信系统方面的研制必须加强以赶上世界先进水平。

在卫星通信中采用 Ka 频段, 除了可以得到较宽的工作频段、增加通信容量以外, 还减小了地面终端天线尺寸 (用户乐意接受); 可以实现多个较窄的高增益点波束<sup>[1][2]</sup>, 在尺寸合理的天线反射器下, 采用 Ka 频段的卫星天线具有较高的增益, 从而获得更高的 EIRP (各向同性等效辐射功率), 相对于已十分拥挤的 C、Ku 频段, Ka 频段对地面系统的干扰较小, 便于卫星的轨道位置和频率关系的调节; 同时, 元器件以及工艺水平的提高, 也加大了 Ka 频段在卫星通信系统中应用的可能性。

由于 Ka 频段频率较高, 所以此频段的电磁波在通过恶劣气象环境如暴雨、沙尘暴、冰雪、浓雾等时, 水凝物滴子及沙尘粒子对电波产生严重衰减、去极化、多径效应以及在地球站附近覆盖的这些粒子沉落在收发天线上产生沉积效应。以上这些效应将会在不同程度上影响 Ka 频段卫星通信的信道特性, 它们会使系统的信噪比降低, 不同极化通道的隔离度变坏, 通信信道的电磁干扰增加, 信号产生时延与衰落, 传输速率减小, 误码率与误比特率上升, 甚至信号中断, 全面影响了 Ka 频段卫星通信系统工作的有效性与可靠性。为了保证 Ka 频段卫星通信系统的正常工作, 必须在深入研究以上传播效应的基础上, 采取相应的措施来克服以上影响。

### § 1.2 国内外研究现状

美、英、日、意等国早在七十年代就开始结合本国气候特点, 对 Ka 频段大气

环境效应作了大量的实验和理论研究。测试方法有辐射计法、雷达法、卫星信标法等。自七十年代以来欧盟科技合作署主持了一系列大规模合作研究,例如 COST25/4 至 COST235 等。美国发射的气象卫星、陆地、海洋卫星中如云雨一号、海洋一号、SSM/I、NUAA 等上面均载有多通道的微波和毫米波辐射计,并进行了大规模传播实验,累计了大量实验数据。在理论研究方面,主要是建立 Ka 频段电磁波通过雨、沙尘、雪、雾等时的衰减、去极化等效应的预报模型,有的已形成 ITU 文件,但已发现的模型不能满足系统设计的要求,不能很好的用于不同地区的预报工作。

对于沙尘暴,最初人们并没有普遍关注它对无线电波传播的影响,认为沙尘粒子尺寸太小,对正在工作的微波系统不会产生明显的影响。另外,由于沙尘暴发生的随机性较大和环境的影响,实地测量很困难,所以沙尘的特性数据(即大小、尺寸、形状和折射指数)通常没有降雨和降雪丰富。最近几年,许多学者也已注意到沙尘暴对无线电波的影响。

据有关文献报道,国外学者曾作了有关沙尘暴对微波、毫米波传播影响的理论研究和实际测量工作。这方面最早的工作是 1941 年 J.W.Ryde 作的关于尘暴对微波散射方面的研究。J.W.Ryde 仅考虑了尘暴对雷达的反射率,发现  $f \leq 30\text{GHz}$ , 并且浓度比较低的尘暴对雷达信号不产生影响<sup>[3]</sup>。苏丹曾记录了十多年来沙尘暴发生的统计数据,并实地测量了微波在沙暴中产生的衰减<sup>[4]</sup>。Al-Hafid 在伊拉克 Baghdad 附近的纳西里亚至 Darrji 之间的 45 km、11 GHz 的微波电路上进行了沙尘暴直接影响的研究,观察时采用一种开口谐振器记录下 6 月 1 日—8 月 15 日间伊拉克经常发生沙尘暴的三个月的接收信号强度,分析计算了电磁波通过不同沙尘粒子浓度时的衰减,发现短期(几十分钟)的沙暴会衰减微波接收信号 10~15 dB,观察到一次 10 dB 的衰落持续了 150 分钟,另一次 26 dB 的衰落持续了 40 分钟,在某些严重的沙尘暴情况下,信号衰减会导致一连几个小时的完全衰落。对高于 10 GHz 的微波信号来说,沙粒浓度越大衰减越大,当波长接近沙粒大小时,衰减达到最大值<sup>[4]</sup>。美国军方曾作了爆炸形成的尘土对 35 GHz、94 GHz 和 140 GHz 的雷达毫米波信号传播的试验<sup>[5]</sup>。国外学者近年来所作的主要工作归纳起来有: Ahmed、goldhirsh、Chu、Ghobial、Sharief、Albader 和 Hadad 等人分别用标准谐振腔法、短路波导法和开口谐振腔法测量了  $f = 10\text{GHz}$  频率附近的沙尘土的介电常数<sup>[3][5]</sup>; Chu、Ghobial Ansari 和 Evans 等人在理论上计算了  $f = 10\text{GHz}$  时微波在沙尘暴中传播时的衰减<sup>[6][7][8]</sup>; Ahmed 和 Ali 等人研究了粒子尺寸具有一定分布的沙尘暴对微波传播的影响<sup>[9]</sup>; Bashir 和 Ghobial 分别计算了  $f = 10\text{GHz}$  时微波在沙尘暴中传播时的差分衰减和差分相移,并由此计算出极化隔离度 XPI 和串话 XT<sup>[10]</sup>; Kumar、Bashir 和 Mcervan 做了  $f = 3\text{GHz}$ 、 $f = 7\text{GHz}$  时由于沙尘土在微波反射器天线上的沉积而产生的交叉去极化和信号增益衰减的测量<sup>[11][12]</sup>。

国内在这方面起步较晚。从1985年开始,国内才有学者开始开展这方面的研究,如文献[13]、[14]和[23],但在考虑地空卫星通信线路中沙尘暴对毫米波传播的影响方面则比较少。

有关降雨对电波传播的影响的研究,一直以来都为国内外众多学者所关注。国际上对降雨特性进行了大量的实验研究与理论研究,累积了大量的实测数据,并且还建立了不少雨衰预报模型<sup>[37]</sup>。国内自八十年代以来,西安电子科技大学、中国电波研究所、武汉大学以及一些有关研究所等单位也开展了这方面的研究工作,例如:雨介质精细结构、雨强分布、降雨衰减和去极化效应及对系统的影响等,也取得了一批理论成果,如我国雨强统计分布、雨滴倾角统计分布、全国零摄氏度等温层高度统计分布,建立了降雨去极化预报模型,对国际上现有的雨衰模型进行了修正。但测试手段与经费等条件的限制,使我国的研究与发达国家相比还有一定的差距,同时,由于降雨特性与雨衰具有较强的地域性,不同的地貌、不同的气候均有很大的差异,因此,各国必须开展独立的研究工作。

### § 1.3 本文简介

本文主要是结合我国地域、气候特点,开展Ka频段电磁波通过恶劣气象环境如沙尘暴和降雨时的传输效应研究,建立信号衰减、去极化等精度高、操作简便的预报模型,并且提出抗恶劣气象环境的对策:抗衰减和去极化补偿技术。

本文针对Ka频段卫星通信中沙尘暴以及降雨对毫米波传播的影响,在现有理论和实验结果的基础上对其进行研究。主要工作有(从第二章到第五章):

第二章 详细介绍了沙尘暴的概况:我国沙尘暴的空间分布和时间分布、沙尘暴的涵义、沙尘暴的物理特性,包括:粒径分布、浓度、形态分布和介电特性。

第三章 在合理的近似和假设下,从散射理论出发,首先分析了水平路径上沙尘暴对Ka频段电波传播的影响,然后讨论了一种经验模型,此模型适用的高度比较低,只有几十米,但由于沙尘暴的厚度可以达到几公里甚至更高,所以在此经验模型的基础上笔者给出了计算地空路径上Ka频段电磁波在沙尘暴中传播时的衰减、相移和去极化分辨率的等效计算模型,进而结合典型站点参数进行了有关数值计算,并对计算结果做了分析讨论。

第四章 借鉴有关文献模拟出地空路径上降雨去极化随降雨率、有效路径和频率的变化关系;利用ITU-R最新提供的地-空雨衰预报模型,并以日本卫星为例结合西安地区实测数据对雨衰减率、雨区有效路径以及衰减率随降雨率和频率的变化关系进行了模拟,进一步对计算结果做了相应的讨论。

第五章 鉴于降雨以及沙尘暴等恶劣气象环境引起的电波衰减和去极化效应将影响Ka频段卫星通信的质量,因而必须采取一定的抗衰减措施和去极化补偿技

术。本文提出了几种抗衰减措施和去极化补偿技术。抗衰减的措施主要是位置分集技术和上行链路自适应控制；去极化补偿技术采用的是自适应去极化补偿技术，并对其补偿方式、控制算法和典型补偿系统做了探讨。

本文中值得注意的是，由于目前有关沙尘暴对电波传播影响的实验数据还不够充分，特别是地空路径上的相关数据就更少，还有一点就是我国目前尚未申请到 Ka 频段通信卫星的轨道位置，所以笔者给出的计算地空路径上 Ka 频段电磁波通过沙尘暴时产生的衰减、相移和去极化的等效模型，以及利用文献提出的雨衰预报模型，进而结合典型站点对它们进行的相关计算和讨论，只能是理论上的计算，所得结果仅供有关工程人员参考，今后还需要有较好的实验数据来进行验证。



## 第二章 沙尘暴概况

本章主要介绍沙尘暴的有关涵义、我国沙尘暴的空间分布和时间分布以及沙尘暴的物理特性,包括粒径分布、浓度、形态分布和介电特性。

### § 2.1 沙尘暴的涵义

在气象学中,由大风刮起的能见度在1000m以下弥散在空中浓密的沙尘,叫沙尘暴。沙尘暴可以分为沙暴和尘暴两类<sup>[15]</sup>。沙暴是指强风将地面沙尘吹起使空气浑浊,水平能见度小于1000m的天气现象;尘暴<sup>[16]</sup>,是由粒子半径小于60 $\mu\text{m}$ 的粘土和沙粉组成的,它无明显的上界,高度可达几千米甚至数十千米。

沙尘暴的强度<sup>[17]</sup>可以分为:沙尘暴(能见度小于1km)、强沙尘暴(风速 $\geq 20\text{m/s}$ ,能见度 $\leq 200\text{m}$ )和特强沙尘暴(风速 $\geq 25\text{m/s}$ ,能见度 $< 50\text{m}$ )。

沙尘暴是一种风与沙相互作用的灾害性天气现象,它的形成与地球温室效应、厄尔尼诺现象、森林锐减、植被破坏、物种灭绝、气候异常等因素有着密不可分的关系,且受多种因素的制约,如大气(风力、湍流、大气密度、粘度、水分)、地面(粗糙度、障碍物、温度)、土壤(土壤结构、水分含量)等。当大风经过沙(尘)质地表,产生扬沙(尘),并有部分沙(尘)渗入气流中,粒径小于0.2mm的沙尘随着气流升空→运移→沉降,形成了沙尘暴。在沙尘暴发生时,沙粒运动的主要形式是跃移,运动速度比气流小3~5倍,而加速度比重力加速度大几个量级。尘土粒子的主要运动形式是悬移,它随气流的跟随性比沙粒强的多<sup>[18]</sup>。初步测量,细沙或尘土粒子的速度谱为偏正态分布<sup>[19]</sup>,因此沙尘暴是一种非均匀的三相流运动。

### § 2.2 我国沙尘暴天气的空间分布和时间分布

#### § 2.2.1 沙尘暴天气的空间分布

沙尘暴易发区大多属中纬度干旱和半干旱地区,这些地区受荒漠化影响和危害比较严重,地表多为沙地和旱地,植被稀少,大风过境,容易形成沙尘暴天气。

我国是世界上沙漠及沙漠化土地最多的国家之一,沙漠及沙漠化土地的面积约占国土面积的16%,达到约153.3万平方公里,主要分布在北纬35度至50度,东经75度至125度之间的大陆盆地和高原,形成了一条西起塔里木盆地西端,东迄松嫩平原西部,横贯西北、华北、东北地区,长约4500公里,南北宽约600公里的断续弧形沙漠地带。

沙尘暴天气的沙源区主要分布在我国西北地区的巴丹吉林沙漠、腾格里沙漠、

塔克拉玛干沙漠、乌兰布和沙漠、黄河河套的毛乌素沙地周围。尤其是塔克拉玛干沙漠、古尔班通古特沙漠、巴丹吉林沙漠、腾格里沙漠是我国沙尘暴的主要沙尘源区。图2-1为我国八大沙漠分布图。

沙尘暴天气的空间分布:我国西北、华北大部、青藏高原和东北平原地区沙尘暴年平均日数普遍大于1天,是沙尘暴的主要影响区,其中东经110度以西、天山以南大部分地区沙尘暴年平均日数大于10天,是沙尘暴的多发区;塔里木盆地及其周围地区、阿拉善和河西走廊东北部是沙尘暴的高频区,沙尘暴年平均日数达20天以上,局部接近或超过30天,如新疆民丰36天、柯坪31天、甘肃民勤30天等。图2-2为全国沙尘暴年总日数的分布(1956-2000年)。

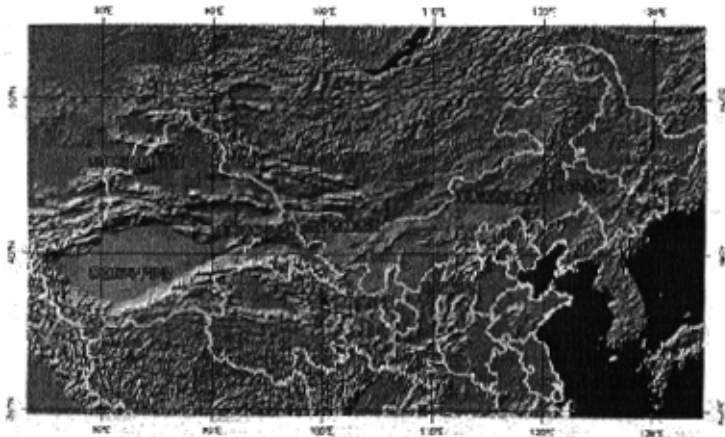


图2-1

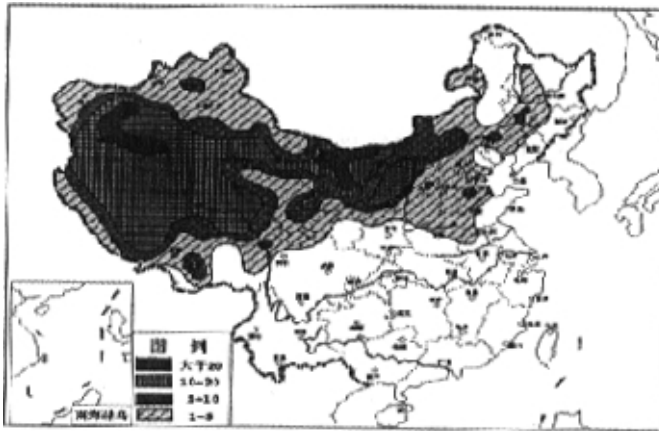


图2-2

### § 2.2.2 沙尘暴天气的时间分布

沙尘天气的季节变化大致可划分为三种类型:

春季最多型:以北京、朱日和等华北地区台站为代表,例如北京3~5月沙尘

暴、扬沙日数分别占全年总出现日数的52.6%和67.2%。

冬末春初最多型：以兴海等青藏高原台站为代表，兴海2~4月沙尘暴和扬沙日数分别占全年总出现日数的70.0%和69.4%。

春夏频繁型：以和田、民勤和张掖等沙尘暴多发区台站为代表。

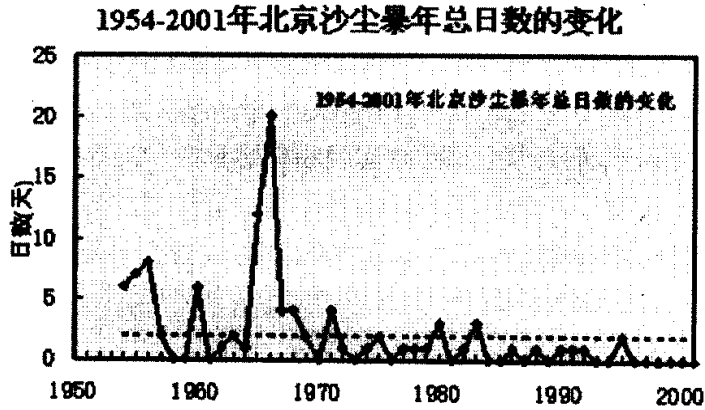


图2-3

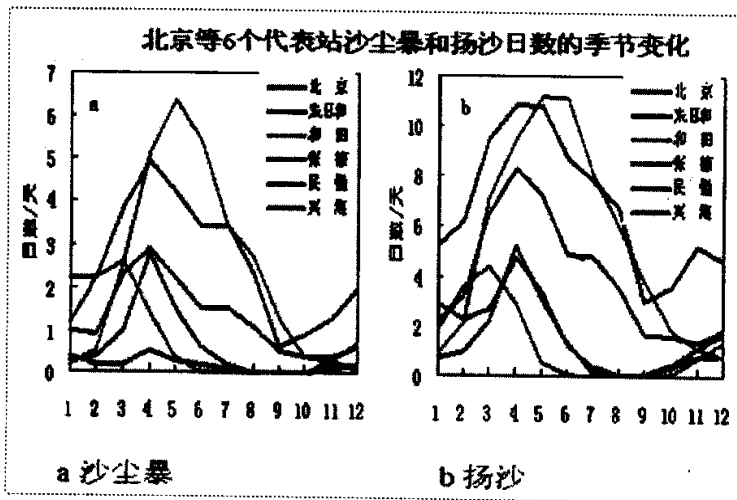


图2-4

图2-3是1954-2001年北京地区沙尘暴的年总日数变化图；图2-4是北京等6个代表站沙尘暴和扬沙日数的季节变化。

沙尘天气在我国分布的一般特点：

影响面积大：受沙尘暴、扬沙和浮尘不同程度影响的省市区分别为17个、25个和27个；

高频区集中：塔里木盆地周围地区；阿拉善高原、河西走廊东北部及邻近地

区;

与沙漠和沙地密切关连: 沙漠和沙地为沙尘暴和扬沙天气的出现提供了极为丰富的物质源;

天气系统、地形走向、地表覆被状况、雨量分布等都对沙尘天气的地理分布产生显著影响。

## § 2.3 沙尘暴的物理特性

### § 2.3.1 沙尘暴的浓度

沙尘暴的浓度可以用空间单位体积中沙尘粒子的个数  $N$  来表示, 但在沙尘暴期间,  $N$  是很难测准的物理量。国外学者在研究沙尘暴中微波的传播特性时, 通常借助于光学能见度来描述沙尘暴的浓度。能见度距离是能把离散目标与背景区别开来的距离。

光学能见度  $V_b$  与可见光的衰减系数成反比<sup>[20]</sup>:

$$V_b = \frac{1}{\alpha_0} \ln \left| \frac{1}{K} \right| \quad (2-1)$$

其中  $K$  称为门限对比度, 定义为置于可见度距离上的目标与参考背景 (天空) 亮度差的归一化值。实验确定,  $K$  的中值为 0.031<sup>[15]</sup>, 则:

$$V_b = \frac{15}{\alpha_0} \quad (2-2)$$

上述两式中的  $\alpha_0$  为介质的光学衰减系数<sup>[21]</sup>, 即:

$$\alpha_0 = 8.868 \times 10^3 N \pi \int_0^\infty a^2 p(a) da \quad (2-3)$$

那么, 我们可以得到单位体积中沙尘粒子的个数  $N$  为:

$$N = 15 / \left( 8.868 \times 10^3 \pi V_b \int_0^\infty a^2 p(a) da \right) \quad (2-4)$$

### § 2.3.2 沙尘暴中沙尘的粒子尺寸分布

毫米波在沙尘暴中传播时, 重要的影响参量是粒子的尺寸分布 (粒径分布)。沙尘粒子的粒径分布表示某一时刻具有不同粒径的粒子在空间的分布状态。令单位体积中粒子总数为:

$$\rho = \int_{D_{\min}}^{D_{\max}} n(D) dD \quad (2-5)$$

粒径在  $D \sim D + dD$  之间的粒子出现的几率密度为  $P(D)$ :

$$P(D) = n(D) / \rho \quad (2-6)$$

且有

$$\int_{D_{\min}}^{D_{\max}} P(D)dD = 1 \quad (2-7)$$

若沙尘粒子的形状近似认为是球形, 那么沙尘粒子的粒径分布就可以等效为粒子的半径或直径分布。

关于沙尘暴中粒子的粒径分布问题, 国外学者也做了一些测量工作。Chu<sup>[15]</sup>曾假定沙尘粒子的粒径分布是均匀的, 这是不现实的, 因为在一次沙尘暴中可能存在各种粒径的粒子。后来, S.I.Ghobrial、Ali、和 Hussian 等人测量一个沙尘暴样品, 发现粒子分布近似为指数分布<sup>[8]</sup>, 而 Row 等人通过测量几个样品, 得到粒子的粒径分布为 Normal 分布, Tompson<sup>[5]</sup>提出对于悬浮在空中的具有较大粒径的沙尘粒子, 粒径分布近似为对数正态分布, 而对小粒子的粒径分布近似为 Power-law 分布。1987 年, Ahmed、Ali 和 Mohammed<sup>[20]</sup>实地测量了五次尘暴中的粒子的粒径分布, 共测量了 16 个样品, 发现其中 14 个样品的粒径分布为正态分布和对数正态分布, 只有 2 个样品是幂函数分布(幂律分布)。

实际上, 离散在空气中的沙尘粒子的粒径分布受多种因素的制约, 首先是地面环境的影响。处于不同地域的沙尘粒子, 不仅成分有差别, 更重要的是粒子大小明显不同。我国西北地区<sup>[22]</sup>风沙地带, 沙尘粒子的粒径比较大, 其主体粒径在 0.01mm ~ 0.25mm 之间。而在中东地区的沙漠地带, 粒子半径比较小, 野外观察表明, 沙尘暴中粒子的粒径分布还可能受到风速的影响, 风速不同, 吹动起来的沙尘粒子的粒径大小也不同。除了上述两点, 粒径分布还与取样的高度有关, 在一次沙尘暴中取样的高度不同, 得到的结果也不同。此外, 在沙尘暴的不同阶段粒径分布也有所不同, 沙尘暴初起, 悬浮在空气中的大粒子较多, 随着时间的推移, 较大的沙尘粒子沉降下来, 小粒子占主导地位, 因而在一次沙尘暴中可能存在多种分布。几种常见的分布<sup>[9]</sup>有指数分布、正态分布、对数正态分布、幂律分布。

1988 年国内学者在沙风洞中对沙尘暴所做的模拟实验<sup>[14]</sup>以及另外一些学者在腾格里沙漠所做的毫米波的传播实验<sup>[23]</sup>, 都表明能够很好的描述沙尘粒子的尺寸分布的数学模型是对数正态分布函数, 即:

$$P(D) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma D} \exp\left[-(\ln D - m)^2 / 2\sigma^2\right] \quad (2-8)$$

其中,  $m$  和  $\sigma$  分别为  $\ln D$  的均值和方差。

本文只考虑沙尘粒子的两种尺寸分布: 对数正态分布函数和指数分布函数。指数分布函数的表达式如下所示:

$$P(a) = \exp(-a/\bar{a})/\bar{a} \quad (2-9)$$

式中,  $\bar{a}$  为粒子半径的平均值。

### § 2.3.3 沙尘暴中粒子的形态

沙粒的形状具有复杂的多样性，它取决于地区环境与沙尘的成因。通常可以分为球形、椭球形或次球形、次棱形和棱角形等。由于根据对部分沙粒的实测<sup>[23]</sup>表明，球形或次球形沙粒的数量一般不超过总数的 30%，所以一般情况下沙尘粒子的形状以非球形为多。

### § 2.3.4 沙尘暴的介电特性

由于电波经过沙尘暴时，会引起吸收和散射效应，从而使电波产生衰减、相移和去极化，而要研究这些问题必须首先考虑沙尘暴中沙尘粒子的介电特性。

#### § 2.3.4.1 沙尘粒子的介电常数

最初，人们为了得到沙尘介质的介电常数，通常都是采用测量的方法。

1980 年，Ghobrial 利用标准谐振腔法间接测量了  $f = 10\text{GHz}$  的具有一定湿度的沙尘介质的介电常数，他采用的是矩形谐振腔，一端放沙尘样品，用功率反射法测量有无沙尘时的 Q 值来推算粒子的介电常数。利用这种方法测得的是由粒子和空隙组成的混合物的介电常数。因为即使粒子经过压缩，粒子间的空隙（空气）也不可能完全除去。为得出材料本身呈均匀固体形态时的介电常数，采用 Mandel 修正公式<sup>[24]</sup>：

$$\epsilon_m = 1 + V \frac{(\epsilon_m^* - 1)[(1 - A) + V(\epsilon_m^* - 1)]}{(1 - A)[1 + (A + V)(\epsilon_m^* - 1)]} \quad (2-10)$$

式中： $\epsilon_m$  是混合物的介电常数； $\epsilon_m^*$  是沙尘粒子的介电常数； $V$  是沙尘粒子的体积与总体积的比值； $A$  是与粒子几何形状相关的参数，对球体而言粒子  $A = 1/3$ 。表 2-1 即是他的测量结果：

表 2-1

试样	$\epsilon_m'$	$\epsilon_m''$	$\epsilon_m^*$	$\epsilon_m^{*''}$
1	2.86	0.191	4.66	0.325
2	2.66	0.069	4.34	0.185
3	2.73	0.072	4.66	0.199
4	2.82	0.090	4.62	0.235
5	2.65	0.099	4.67	0.290
6	2.60	0.096	4.40	0.272

经计算上表的平均值， $\bar{\epsilon} = 4.56 - j0.251$ ； $tg\delta = 0.055$

除了 Ghobrial 外，Ahmed、Chu、Goldhish、Sharief、Hadad 和 Al-Bader 等人也分别采用短路波导法、开口谐振腔法以及与 Ghobrial 类似的标准谐振腔法测

量了不同样本在10GHz的介电常数,此外,还得到了3GHz、14GHz、19.35GHz、24GHz和37GHz的部分样本的介电常数<sup>[3][5]</sup>。这些测量方法最后都要利用 Mandel 修正公式来计算粒子的介电常数。

1983年,Sharief和Ghobrial详细的研究了水分和化学成分对沙尘介电常数的影响<sup>[3]</sup>。他们从Khartoum的几次沙尘暴中取得不同湿度的试样,经过压缩用传输线和谐振腔技术测得了沙尘介质的介电常数,用Looyenga混合公式把值外推到固体物质。在几个样品中,发现 $\epsilon_m^*$ 和含水量的关系曲线的形状变化很大,即随着水分的增加, $\epsilon_m^*$ 的实部和虚部都有明显的增加;同时他还从另外一个角度出发,给出了干燥沙尘的介电常数,首先将试样干燥,然后测出组成沙尘介质的各个成分所占的体积比。在被测的试样中,大约有61%的二氧化硅,12.5%的铝和约8.5%的氧化铁,还有约4.2%的碳化钙和少量的氧化镁、氧化钠和氧化钾,在确定了铝、硅、氧化铁和其它成分的介电常数后,利用Looyenga的混合物公式得到沙尘介质的介电常数。结果表明,Looyenga公式能准确的预测沙尘介质的介电常数,还表明,在真实样品中,观察到的典型成分,硅是 $\epsilon_s$ 实部的支配因素,铝在虚部中也起支配作用。

上述是几种测量沙尘介质介电常数的方法,用这些方法测得的介电常数比较准确,但也有不足之处。因为沙尘介质介电常数与频率和湿度及温度有关系,所以通过一次测量得到的是某一频率、某一湿度以及某一温度下的介电常数,一旦这些量发生变化,就得重新测量一次,这在预测沙尘暴对微波、毫米波传播的各种影响时是很不方便的。

但是,通过分析上述测量数据,可以得到一些重要结论:

- (1) 干燥沙尘介质的介电常数的实部和虚部大体上与频率无关。
- (2) 含水量控制着虚部,虚部增加的数量同频率有复杂的关系,不过只是在1~24GHz间呈增加的趋势,24GHz以后开始下降。
- (3) 含水量也能使实部增加,增加的趋势持续到8GHz,并且在8GHz以下实部的增加量近似为一常数(相对于干燥介质),随后开始减少。

1985年,Hallikainen和Ulaby<sup>[25][26]</sup>详细的研究了具有一定湿度的沙尘介质的介电常数。他们把这种沙尘介质看成是由四部分组成的,包括土壤、约束水、自由水、空气,其中约束水是指沙尘粒子周围分子极少的介质层所包含的水分子,这些水分子被高强度的压力吸附在沙尘粒子上,对于约束水和自由水,入射电磁波对二者的作用是不同的。约束水和自由水的复介电常数都是电磁波频率 $f$ 、温度 $T$ 和含盐量 $S$ 的函数。因此,概括起来说沙尘的介电常数主要可以看作是以下因素的函数:

- (1)频率 $f$ 、温度 $T$ ;
- (2)整个水所占地体积比;
- (3)约束水和自由水各自所占的相对体积比(与每单位体积的土壤面积有关);
- (4)土壤的密度;
- (5)土壤粒子的形状;

(6)水分子的形状; (7)粒子间的空隙所占地相对体积比。

把沙尘看作是包含随机分布和随机取向杂质的媒质, deloor 给出计算一般模型的介电常数的公式:

$$\varepsilon_m = \varepsilon_s + \sum_{i=1}^3 \frac{V_i}{3} (\varepsilon_i - \varepsilon_s) \sum_{j=1}^3 \frac{1}{\left[ 1 + A_j \left( \frac{\varepsilon_i}{\varepsilon^*} - 1 \right) \right]} \quad (2-11)$$

其中,  $\varepsilon_s$  和  $\varepsilon_i$  分别是沙粒子的相对介电常数和各成分的(空气、约束水、自由水)相对介电常数,  $\varepsilon^*$  是分界面处相对等效介质介电常数,  $A_j$  表示椭球极化因子,  $V_i$  表示各成分相对总体积的体积比。

根据沙尘的自然模型, 层状的粘土矿物成分决定着沙尘中水的分布和特性, 把这种杂质假设为圆盘形的, 有  $A_j = (0, 0, 1)$ 。另外,  $\varepsilon^*$  介于  $\varepsilon_s$  与  $\varepsilon_m$  之间, 即  $\varepsilon_s \leq \varepsilon^* \leq \varepsilon_m$ , 假设  $\varepsilon^* = \varepsilon_m$ , (2-11)式可整理为:

$$\varepsilon_m = \frac{3\varepsilon_s + 2V_{fw}(\varepsilon_{fw} - \varepsilon_s) + 2V_{bw}(\varepsilon_{bw} - \varepsilon_s) + 2V_a(\varepsilon_a - \varepsilon_s)}{3 + V_{fw}\left(\frac{\varepsilon_s}{\varepsilon_{fw}} - 1\right) + V_{bw}\left(\frac{\varepsilon_s}{\varepsilon_{bw}} - 1\right) + V_a\left(\frac{\varepsilon_s}{\varepsilon_a} - 1\right)} \quad (2-12)$$

其中,  $bw$ 、 $fw$ 、 $a$ 、 $s$  分别表示约束水、自由水、空气、干燥沙尘介质,  $\varepsilon_m$  为具有一定湿度的沙尘介质的介电常数。

对于(2-12)式中的各个变量, 除了  $\varepsilon_{fw}$  可由公式计算,  $\varepsilon_a$  也可以假设为 1 外, 其余量都必须要先经过测量, 再计算得到。

$$\varepsilon_{fw} = \varepsilon_{fw}' - j\varepsilon_{fw}'' \quad (2-13a)$$

$$\varepsilon_{fw}' = \varepsilon_{w\infty} + \frac{\varepsilon_{w0} - \varepsilon_{w\infty}}{1 + (2\pi f\tau_w)^2} \quad (2-13b)$$

$$\varepsilon_{fw}'' = \frac{2\pi f\tau_w(\varepsilon_{w0} - \varepsilon_{w\infty})}{1 + (2\pi f\tau_w)^2} + \frac{\sigma_{mv}}{2\pi\varepsilon_0 f} \quad (2-13c)$$

其中,  $\varepsilon_{fw}'$  是水的相对介电常数的实数部分;  $\varepsilon_{fw}''$  是水的相对介电常数的虚数部分;  $\varepsilon_{w\infty}$  是  $\varepsilon_w$  在频率最高时的介电常数;  $\varepsilon_{w0}$  是水的固定介电常数;  $f$  是频率(Hz);  $\tau_w$  是水的弛豫时间;  $\sigma_{mv}$  是水的等效电导率( $s \cdot m^{-1}$ );  $\varepsilon_0$  是自由空间的介电常数。

其它量的测量由于涉及到的离子变换力、沙粒的表面积以及表面电荷密度等量比较难测量, 所以, 虽然采用这种方法得到的介电常数比较准确, 几乎接近于它的直接测量值。但是由于上面提到的局限性, 实际中一般不采用这种方法。

频率 (GHZ)	土壤类型	湿度含量 % (水/土壤)	介电常数 $\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$
-------------	------	------------------	---



3	沙壤	0 3.88 16.8	2.55-j0.01581 4.40-j0.2024 20.0-j2.6
	壤土	0 2.2 13.77	2.44-j0.002684 3.5-j0.14 20.0-j2.4
	粘土	0 20.09	2.27-j0.03405 11.3-j0.825
10	沙壤	0 3.88 16.8	2.53-j0.01 3.6-j0.432 13.0-j3.77
	壤土	0 13.77	2.44-j0.0034 13.8-j2.484
14	沙	0.3 5.0 10.0 20.0 30.0	2.8-j0.035 3.9-j0.62 5.5-j1.3 9.2-j4.0 11.8-j7.0
19.35	粉质粘土	3.0	3.4-j0.2
	沃土	12.0 22.0 30.0	4.7-j1.1 13.6-j6.8 16.25-j9.25
24	沙	0.3 5.0 10.0 20.0 30.0	2.5-j0.028 3.6-j0.65 5.1-j1.4 7.8-j5.3 9.8-j9.0
37	细沙	5.0 10.0 15.0 20.0	2.45-j0.375 4.0-j1.325 6.72-j3.1875 7.375-j4.15625
	沙粘土	0 5.0 10.0 15.0 20.0	2.515-j0.07353 2.88-j0.3529 3.29-j0.728 7.088-j3.5 8.588-j4.765
	壤土	0	2.53-j0.0625

表 2-2 微波段不同类型土壤介电常数

本文采取表 2-2 所示不同频率不同含水量的土壤介电常数<sup>[6]</sup>中的某些数据作为参考进行有关计算。

#### § 2.3.4.2 沙尘暴的等效介电常数

自然界中的媒质一般是具有不同介电特性的物质的混合物。在遥感测试设备中，需要把微小复杂的混合物看作是可见、均匀的，并能用一等效介电常数来表征。自然界中的许多不纯介质都是基于这一点来研究的。比如雪、冰、沙尘、植

被、岩石等。

沙尘暴的等效介电常数与沙尘粒子的形状有密切关系。而沙尘粒子的形状是随机的，不能把它定义为一种固定的形状，文献[5]中表明沙尘粒子是椭球形的，这就涉及到它的取向问题，为了讨论方便，认为沙尘暴是一种均匀介质。

沙尘暴在发生初起或者是有风的情况下，其中包含的沙尘粒子具有任意取向，这时它的等效介电常数可以看作为一标量。当悬浮体是具有任意取向的椭球粒子，并且粒子所占的体积比较小(沙尘粒子符合)时，混合物的等效介电常数可由 Polder-Van Santen 公式来计算<sup>[27]</sup>：

$$\varepsilon'_{eff} = \varepsilon_0 + \frac{V}{3} (\varepsilon_m^* - \varepsilon_0) \sum_{i=1}^3 \frac{\varepsilon_{eff}}{\varepsilon_{eff} + A_i (\varepsilon_m^* - \varepsilon_{eff})} \quad (2-14)$$

式中  $\varepsilon_0, \varepsilon_m^*$  分别是空气和沙尘粒子的介电常数， $V$  是沙尘粒子所占的体积比， $A_i$ <sup>[7]</sup> 为沿椭球  $i$  轴的去极化因子，有  $A_1 + A_2 + A_3 = 1$ 。且  $A_i$  为

$$\begin{aligned} A_i &= \int_0^\infty \frac{ds a_i a_j a_k}{2(s+a_i^2)^{\frac{3}{2}} (s+a_j^2)^{\frac{1}{2}} (s+a_k^2)^{\frac{1}{2}}} \\ &= \frac{abc}{2} \int_0^\infty \frac{ds}{(s+a^2) \sqrt{(s+a^2)(s+b^2)(s+c^2)}} \end{aligned} \quad (2-15)$$

(2-14)式中所计算的  $\varepsilon'_{eff}$  是在考虑了湍流的情况下作出的结论。

但是，沙尘暴达到稳定状态后持续的时间一般比较长，在没有湍流或气流切力的情况下，气流动力通常使悬浮粒子的主轴处于垂直平面内，而另外两轴在水平面内随机取向，这就是所谓的粒子排列成行理论。这时，沿着椭球粒子的各个轴具有不同的介电常数，使沙尘呈各向异性，那么，它的介电常数可用下式表示：

$$\varepsilon'_{eff} = \varepsilon_0 + \frac{V_0 (\varepsilon_m^* - \varepsilon_0) \varepsilon / [\varepsilon_0 + A_i (\varepsilon_m^* - \varepsilon_0)]}{1 - V (\varepsilon_m^* - \varepsilon_0) A_i / [\varepsilon_0 + A_i (\varepsilon_m^* - \varepsilon_0)]} \quad (2-16)$$

许多时候，为了讨论方便，常常把沙尘粒子看成球形粒子，由于球形粒子不包含任何取向信息，所以它的介电常数为—标量，又因为沙尘粒子尺寸比较小(与波长相比)，所以它的介电常数可采用瑞利公式来表示：

$$\frac{\varepsilon_{eff} - \varepsilon_0}{\varepsilon_{eff} + 2\varepsilon_0} = V_s \frac{\varepsilon_m^* - \varepsilon_0}{\varepsilon_m^* + 2\varepsilon_0} \quad (2-17)$$

取空气的介电常数为 1，则(2-17)式可简化如下：

$$\varepsilon_{eff} = 1 + \frac{3\mu V}{1 - \mu V} \quad (2-18)$$

其中，

$$\mu = \frac{\varepsilon_m^* - 1}{\varepsilon_m^* + 2} \quad (2-19)$$

$$V = V_s = \frac{4\pi N}{3} \int_0^\infty a^3 P(a) da$$

上式中  $N$  是单位体积内的粒子个数 ( $\text{m}^{-3}$ );  $p(a)$  为沙尘粒子的粒径分布函数。

通常情况下,  $V \ll 1\%$ ,  $|\mu| \ll 1$ , 所以  $|\mu V| \ll 1$ , 将此条件代入(2-18)式中得到  $\varepsilon_{eff}$  的实部及虚部分别为:

$$\varepsilon_{eff}' = 1 + 3V \frac{(\varepsilon' - 1)(\varepsilon' + 2) + \varepsilon''^2}{(\varepsilon' + 2)^2 + \varepsilon''^2} \quad (2-20)$$

$$\varepsilon_{eff}'' = \frac{9V\varepsilon''}{(\varepsilon' + 2)^2 + \varepsilon''^2} \quad (2-21)$$

$$\varepsilon_m^* = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (2-22)$$

因此在已知沙尘粒子的介电常数及其所占的体积比  $V$  的条件下, 利用(2-20)式、(2-21)式和(2-22)式可以求得沙尘暴的等效介电常数。

沙尘暴的等效介电常数与沙尘粒子的形状、介电常数、粒径分布函数以及单位体积内粒子数密度有一定的关系。Ahmed<sup>[9]</sup>等人对这种由稀疏分布的沙尘粒子构成的等效介质的特性做了实际的测量, 但所用的沙尘分布密度达  $1\text{kg}/\text{m}^3$  以上, 远远超过了实际的沙尘暴, 测试误差还很大, 所以要想准确测试实际沙尘暴的等效介电常数是比较困难的。迄今为止, 还没有比较可靠的测试数的标准。

### 第三章 沙尘暴对地空路径上 Ka 频段电波传播的影响

本章在介质球散射理论的基础上,首先分析了水平路径上沙尘暴对 Ka 频段电波传播的影响,然后讨论了一种经验模型,此模型适用的高度比较低,只有几十米,但由于沙尘暴的厚度可以达到几公里甚至更高,所以在此经验模型的基础上笔者给出了计算地空路径上 Ka 频段电磁波在沙尘暴中传播时的衰减、相移和去极化分辨率的等效计算模型,进而利用典型地球站参数进行了有关数值计算,并对计算结果做了分析讨论。

#### § 3.1 基本理论

##### § 3.1.1 介质球散射理论

介质球散射理论是 1908 年 Mie 提出的,它给出了介质球引起电磁波散射的精确解。

Mie 散射理论<sup>[21]</sup>的原理是:以球表面为界,球外区由入射场和散射场组成,球内为透射场。首先将入射场展开成含已知系数的球矢量波函数,球内场和散射场展开成含未知系数的球矢量波函数,再应用麦克斯韦方程的边界条件(即切向分量连续)和辐射条件,使电磁场问题化为求散射场各波模的未知数的代数方程。

取时间系统  $\exp(i\omega t)$ , 单个粒子的散射场  $E_s$  为

$$E_s = E_i S(u) \frac{\exp(ikr)}{ikr} \quad (3-1)$$

式中,  $S(u)$  为电场的散射幅度函数矩阵,  $E_i$  为入射波。用列矩阵表示:

$$E_i = \begin{bmatrix} E_{iH} \\ E_{iV} \end{bmatrix} \quad E_s = \begin{bmatrix} E_H \\ E_V \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

$$S(u) = \begin{bmatrix} S_H & 0 \\ 0 & S_V \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

散射幅度函数的垂直分量  $S_V$  和水平分量  $S_H$ , 分别为:

$$S_V = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(2n+1)}{n(n+1)} [a_n \pi_n(\cos\theta) + b_n \tau_n(\cos\theta)] \quad (3-4)$$

$$S_H = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(2n+1)}{n(n+1)} [a_n \tau_n(\cos\theta) + b_n \pi_n(\cos\theta)] \quad (3-5)$$

式中  $0, n$  为本征值;  $a_n$  和  $b_n$  为 Mie 散射系数,它依赖于参数  $x$  和球介质的复折射指数。  $\pi_n(\cos\theta), \tau_n(\cos\theta)$  以及  $a_n, b_n$  的表达式如下:

$$\pi_n(\cos\theta) = P_n'(\cos\theta)/\sin\theta \quad (3-6a)$$

$$\tau_n(\cos\theta) = \frac{d}{d\theta} P_n'(\cos\theta) \quad (3-6b)$$

$$a_n = \frac{\psi_n(x)\psi_n'(mx) - m\psi_n(mx)\psi_n'(x)}{\zeta_n(x)\psi_n'(mx) - m\psi_n(mx)\zeta_n'(x)} \quad (3-6c)$$

$$b_n = \frac{m\psi_n(x)\psi_n'(mx) - \psi_n(mx)\psi_n'(x)}{m\zeta_n(x)\psi_n'(mx) - \psi_n(mx)\zeta_n'(x)} \quad (3-6d)$$

式中,  $x = ka$ ,  $a$  为介质球的半径,  $k$  为波数,  $m$  为介质球的复折射指数。  $\psi_n, \zeta_n$  分别为:

$$\psi_n(x) = xj_n(x), \quad \zeta_n(x) = xh_n^{(1)}(x) \quad (3-7)$$

其中,  $j_n(x)$  为球贝塞尔函数,  $h_n^{(1)}(x)$  为第一类汉克尔函数。

对于前向散射,  $\theta = 0$ , 有  $\pi_n = \tau_n = n(n+1)/2$ , 这时有

$$S_V = S_H = S(0) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2n+1}{2} (a_n + b_n) \quad (3-8)$$

### § 3.1.2 理论计算公式

为了便于计算, 根据 Mie 散射理论, 粒子的前向散射幅度函数  $S(0)$  按参数  $x(x = ka)$  的幂级数展开为:

$$S(0) = ix^3 (M_1 + M_2 x^2 + M_3 x^3 + M_4 x^4 + \dots M_n x^n + \dots) \quad (3-9)$$

式中

$$M_1 = \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \quad (3-9a)$$

$$M_2 = M_1 \left[ \frac{3}{5} \left( \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right) + \frac{1}{30} (m^2 + 2) + \frac{1}{6} \left( \frac{m^2 + 2}{2m^2 + 3} \right) \right] \quad (3-9b)$$

$$M_3 = -i \frac{2}{3} M_1^2 \quad (3-9c)$$

$$M_4 = \frac{3}{350} \frac{(m^6 + 20m^4 - 200m^2 + 200)}{(m^2 + 2)^2} + \frac{1}{315} (m^4 - 4) - \frac{5}{42} \frac{(m^2 + 2)}{(2m^2 + 3)^2} + \frac{2}{225} \left( \frac{m^2 + 2}{3m^2 + 4} \right) \quad (3-9d)$$

$$M_s = -i \frac{4}{5} M_1^2 \left( \frac{m^2 - 2}{m^2 + 2} \right) \quad (3-9e)$$

由于沙尘粒子尺寸比较小, 频率不太高时满足  $ka \ll 1$  的条件, 所以可以采用 Rayleigh 公式的两项近似, 并且对于沙尘粒子来说  $m = \sqrt{\varepsilon_m^*}$ , 有

$$S(0) = ik^3 \left( \frac{\varepsilon_m^* - 1}{\varepsilon_m^* + 2} \right) a^3 + \frac{2}{3} k^6 \left( \frac{\varepsilon_m^* - 1}{\varepsilon_m^* + 2} \right)^2 a^6 \quad (3-10)$$

引入散射介质的等效复折射指数<sup>[28]</sup>  $n_e$  为:

$$n_e = 1 - i2\pi k_0^{-3} \int_0^{\infty} S(0)N(a)da \quad (3-11)$$

而

$$k_0 n_e = \alpha + j\beta' \quad (3-12)$$

由此可以得出散射介质的衰减与附加相移<sup>[29]</sup> 分别为:

$$\alpha = k_0 \operatorname{Im}[n_e] \quad (3-13a)$$

$$\beta = \beta' - \beta_0 = k_0 \operatorname{Re}[n_e] - k_0 \quad (3-13b)$$

由粒子散射产生的衰减率  $\alpha$  (dB/km) 和相移率  $\beta$  ( $^\circ$ /km) 为

$$\alpha = 8.686 \times 10^3 \frac{2\pi}{k_0^2} \int_0^{\infty} \operatorname{Re}[S(0)]N(a)da \quad (3-14)$$

$$\beta = 57.296 \times 10^3 \frac{2\pi}{k_0^2} \int_0^{\infty} \operatorname{Im}[S(0)]N(a)da \quad (3-15)$$

式中,  $k_0$  为自由空间传播常数 ( $\text{m}^{-1}$ );  $N(a)$  为粒子尺寸分布密度;  $a$  为粒子半径 (mm)。

### § 3.2 水平路径上毫米波在沙尘暴中传播的衰减和相移

本节将从散射理论出发, 给出水平路径上沙尘暴引起的衰减和相移的表达式。(3-14)式和(3-15)式中的粒子尺寸分布密度  $N(a)$  可以表示为:

$$N(a) = Np(a) \quad (3-16)$$

其中,  $p(a)$  为粒子尺寸分布函数,  $N$  为单位体积中的粒子数。

由前一章的讨论知, 沙尘暴的能见度与单位体积中沙尘粒子的个数  $N$  的关系如式(2-4), 即:

$$N = 15 / \left( 8.686 \times 10^3 \pi V_b \int_0^{\infty} a^2 p(a) da \right) \quad (3-17)$$

将(3-16)式和(3-10)式代入由散射介质的等效复折射指数推导出的(3-14)式和(3-15)式中,可以得到如下表达式:

$$\begin{aligned} \alpha = & 1.7372 \times 10^4 k_0^{-2} N \pi \int_{a_{\min}}^{a_{\max}} k_0^3 a^3 \frac{3\varepsilon''}{(\varepsilon' + 2)^2 + \varepsilon''^2} p(a) da \\ & + 1.7372 \times 10^4 k_0^{-2} N \pi \int_{a_{\min}}^{a_{\max}} \frac{2}{3} k_0^6 a^6 \frac{[(\varepsilon' - 1)(\varepsilon' + 2) + \varepsilon''^2] - 9\varepsilon''^2}{[(\varepsilon' + 2)^2 + \varepsilon''^2]^2} p(a) da \end{aligned} \quad (3-18)$$

上式中,第一项代表介质的吸收效应,第二项代表介质的散射效应。由于吸收效应正比于  $a^3/\lambda$ , 而散射效应正比于  $a^6/\lambda^4$ , 所以第二项可以略去不计。再将(3-17)式代入其中,上式可简化为:

$$\alpha = 30k_0 \frac{3\varepsilon''}{V_b [(\varepsilon' + 2)^2 + \varepsilon''^2]} \cdot \frac{\int_{a_{\min}}^{a_{\max}} a^3 p(a) da}{\int_{a_{\min}}^{a_{\max}} a^2 p(a) da} \quad (3-19)$$

其中,  $\varepsilon_m^* = \varepsilon' - j\varepsilon''$ ,  $a_{\min}$  和  $a_{\max}$  是能影响毫米波传播的空间中沙尘粒子的最小半径和最大半径。

$$\text{令 } a_e = \frac{\int_{a_{\min}}^{a_{\max}} a^3 p(a) da}{\int_{a_{\min}}^{a_{\max}} a^2 p(a) da}, \text{ 称为等效半径, 它与粒子的粒径分布密度函数 } p(a) \text{ 直接相关。因而, (3-19)式可写为}$$

接相关。因而, (3-19)式可写为

$$\alpha = 30k_0 \frac{3\varepsilon''}{V_b [(\varepsilon' + 2)^2 + \varepsilon''^2]} a_e \quad (3-20)$$

同样,再来计算附加相移。

$$\begin{aligned} \beta = & 3.6 \times 10^5 k_0^{-2} N \int_{a_{\min}}^{a_{\max}} k_0^3 a^3 \frac{(\varepsilon' - 1)(\varepsilon' + 2) + \varepsilon''^2}{(\varepsilon' + 2)^2 + \varepsilon''^2} p(a) da \\ & + 3.6 \times 10^5 k_0^{-2} N \int_{a_{\min}}^{a_{\max}} \frac{2}{3} k_0^6 a^6 \frac{6\varepsilon'' [(\varepsilon' - 1)(\varepsilon' + 2) + \varepsilon''^2]}{[(\varepsilon' + 2)^2 + \varepsilon''^2]^2} p(a) da \end{aligned} \quad (3-21)$$

同理,第二项也可以省略,同时将(3-17)式代入其中,得到:

$$\beta = \frac{5.4 \times 10^3 k_0}{8.686 \pi V_b} \frac{(\varepsilon' - 1)(\varepsilon' + 2) + \varepsilon''^2}{(\varepsilon' + 2)^2 + \varepsilon''^2} \cdot a_e \quad (3-22)$$

将(3-20)式和(3-22)式进一步的改写为如下形式:

$$\alpha = -\frac{0.6287 f}{V_b} a_e \operatorname{Im} \left( \frac{\varepsilon_m^* - 1}{\varepsilon_m^* + 2} \right) \quad (3-23)$$

$$\beta = \frac{4.15f}{V_b} a_e \operatorname{Re} \left( \frac{\varepsilon_m^* - 1}{\varepsilon_m^* + 2} \right) \quad (3-24)$$

上述两式中  $f$ 、 $V_b$ 、 $a_e$  的单位分别取 GHz、km、mm。

### § 3.3 水平路径上毫米波在沙尘暴中传播时的去极化效应

在沙尘暴发生的恶劣条件下，沙尘粒子形状很不规则，许多时候往往不是球形，而是扁椭球形。两种不同的极化波沿粒子的长轴、短轴的衰减不同，产生差分衰减；同理沿长轴与短轴的相移不同，产生差分相移。并且，沙尘暴中粒子的轴相对于垂直方向有一定的取向角，最终沙尘暴与降雨、冰晶一样，引起毫米波在沙尘暴中的去极化效应。

#### § 3.3.1 沙尘暴中粒子的形状和取向

粒子的形状和取向是研究去极化的前提。

有关粒子形状的研究最早是由 Mcewan 等人进行的。1985 年 Mcewan 等人<sup>[7]</sup>在外加静电场的条件下，用显微镜分析了从 1972~1979 年从 Khartoum 收集的尘暴样品，发现粒子的最可几形状为椭球，并测得椭球的平均轴比为  $a:b:c \approx 1:0.76:0.53$ 。1987 年，Ghobrial 和 Shayief<sup>[7]</sup>考察了 500 个尘土粒子的形状，得出了轴比的平均值为  $a:b:c = 1:0.75:0.53$ ，Ghobrial 认为粒子的轴比可以近似地取为  $a:b:c = 1:0.75:0.75^2$ ，在本文的计算中，将沿用此结果。

关于粒子的取向问题，在沙尘暴期间，取向是各不相同的，它取决于多种因素，包括风向、风速等。由于考虑到沙尘暴持续的重要阶段是浮尘的出现，它的特点是持续时间较长，并且此时风速很小，粒子分布相对稳定，受重力和自身的风沙尘静电场<sup>[30]</sup>的作用，呈椭球状的尘土粒子在空间容易成线性排列，因此，我们可以采用冰晶的去极化模型，即粒子排列成行理论：尘土粒子的对称轴在空间近似成线性排列，且椭球的最短轴在垂直方向上，另外两轴在水平面内随机取向。对于水平路径传播的毫米波，粒子在空间的取向角（最长轴与垂直方向的夹角） $\theta = 90^\circ$ 。

#### § 3.3.2 去极化分辨率的计算公式

本节从散射理论出发，给出计算去极化分辨率的相关公式。

由于在毫米波段，沙尘暴中浮尘粒子都是椭球状“小粒子”，毫米波在浮尘中传播的有效传播常数<sup>[9]</sup>为：

$$k_i(\alpha, s) = k_0 + \frac{2\pi}{k_0^2} \int_0^\infty f_i(\bar{k}_1, \bar{k}_2) N(s) ds \quad (3-25)$$

其中， $f_i(\bar{k}_1, \bar{k}_2)$  为入射波以入射角  $\alpha$  入射到椭球状沙尘粒子产生的散射场的前向散



射振幅<sup>[22]</sup>； $i$ 为波的极化方向( $i=1,2,3$ )； $s$ 指 $a$ 、 $b$ 、 $c$ 。

由于沙尘粒子的尺寸比波长小很多，所以可以用 Rayleigh 近似条件下的椭球粒子的前向散射振幅的近似形式<sup>[21]</sup>，那么有：

$$f_i(\bar{k}_1, \bar{k}_2) \approx ik^3 \frac{abc}{3} \frac{1}{A_i + \frac{1}{\epsilon_m^* - 1}} = ik^3 \frac{abc}{3} (L_i' - iL_i'') \quad (3-26)$$

其中

$$L_i' = \text{Re} \left[ \frac{1}{A_i + 1/(\epsilon_m^* - 1)} \right], \quad L_i'' = \text{Im} \left[ \frac{1}{A_i + 1/(\epsilon_m^* - 1)} \right], \quad (i=1,2,3) \quad (3-27)$$

$A_i$  是椭球极化因子：

$$A_i = \frac{abc}{2} \int_0^\infty \frac{ds}{(s+a_i^2) \sqrt{(s+a)^2 (s+b)^2 (s+c)^2}} \quad (i=1,2,3) \quad (3-28)$$

式中， $a_1 = a, a_2 = b, a_3 = c$ ；并且有  $A_1 + A_2 + A_3 = 1$ ，对于“小”椭球，应用椭球积分的有用近似有  $A_1 : A_2 : A_3 = a^{-1} : b^{-1} : c^{-1}$ ，代入  $a : b : c = 1 : 0.75 : 0.75^2$  中得到椭球极化因子： $A_1 = 0.243, A_2 = 0.324, A_3 = 0.432$ ，误差<sup>[7]</sup>不超过 3.6%。

根据(3-25)式，可以得到衰减系数和相移系数的表达式：

$$\alpha_i = 8.686 \times 10^3 \text{Im}[k_i(\alpha, s)] \quad (3-29)$$

$$\beta_i = \frac{180}{\pi} \times 10^3 \text{Re}[k_i(\alpha, s)] \quad (3-30)$$

将(3-26)式和(3-27)代入(3-29)式中进一步得到：

$$\alpha_i = 0.381 \times 10^6 N f L_i'' \int_0^\infty abc p(s) ds \quad (3-31)$$

浮尘中粒子形状近似为椭球时，可见光的衰减系数  $\alpha_0$  为：

$$\alpha_0 = 8.686 \times 10^3 \pi N \int_0^\infty ac p(s) ds \quad (3-32)$$

当粒子的平均参数  $\left(\frac{\bar{b}}{a}\right), \left(\frac{\bar{c}}{a}\right)$  与粒径分布  $p(s)$  无关时， $p(s)$  为  $\bar{a}$  的函数 ( $\bar{a}$  为平

均等效半径)，则(3-31)式、(3-32)式可写为：

$$\alpha_i = 0.381 \times 10^6 N f L_i'' \left(\frac{\bar{b}}{a}\right) \left(\frac{\bar{c}}{a}\right) \int_{\bar{a}_{\min}}^{\bar{a}_{\max}} \bar{a}^3 p(\bar{a}) d\bar{a} \quad (3-33)$$

$$\alpha_0 = 8.686 \times 10^3 N \pi \left(\frac{\bar{c}}{a}\right) \int_{\bar{a}_{\min}}^{\bar{a}_{\max}} \bar{a}^2 p(\bar{a}) d\bar{a} \quad (3-34)$$

利用  $V_b = 15/\alpha_0$ , 将  $N$  消去, 得

$$\alpha_i = 2.099 \times 10^2 \frac{fL_i''}{V_b} \left( \frac{\bar{b}}{a} \right) a_e \quad (3-35)$$

同理相移系数为:

$$\beta_i = 1.3848 \times 10^3 \frac{fL_i'}{V_b} \left( \frac{\bar{b}}{a} \right) a_e \quad (3-36)$$

这里  $i=1,2$  对应水平极化波,  $i=3$  对应垂直极化波。

由于椭球粒子水平面上的两个轴在水平面内随机取向, 因而对水平极化波来说, 衰减系数和相移系数分别为:

$$\alpha_h = \frac{1}{2}(\alpha_1 + \alpha_2) = 2.099 \times 10^2 \frac{f}{V_b} \cdot \frac{1}{2}(L_1'' + L_2'') \cdot \left( \frac{\bar{b}}{a} \right) a_e \quad (3-37a)$$

$$\beta_h = \frac{1}{2}(\beta_1 + \beta_2) = 1.3848 \times 10^3 \frac{f}{V_b} \cdot \frac{1}{2}(L_1' + L_2') \cdot \left( \frac{\bar{b}}{a} \right) a_e \quad (3-37b)$$

对于垂直极化波则为:

$$\alpha_v = 2.099 \times 10^2 \frac{f}{V_b} L_3'' \left( \frac{\bar{b}}{a} \right) a_e \quad (3-38a)$$

$$\beta_v = 1.3848 \times 10^3 \frac{f}{V_b} L_3' \left( \frac{\bar{b}}{a} \right) a_e \quad (3-38b)$$

则差分衰减为:

$$\Delta\alpha = |\alpha_h - \alpha_v| = 2.099 \times 10^2 \frac{f}{V_b} a_e \left| \frac{1}{2}(L_1'' + L_2'') - L_3'' \right| \cdot \left( \frac{\bar{b}}{a} \right) \quad (3-39)$$

差分相移为:

$$\Delta\beta = |\beta_h - \beta_v| = 1.3848 \times 10^3 \frac{f}{V_b} a_e \left| \frac{1}{2}(L_1' + L_2') - L_3' \right| \cdot \left( \frac{\bar{b}}{a} \right) \quad (3-40)$$

这里,  $f$ 、 $V_b$ 、 $a_e$  的单位分别取 GHz、km、m。

由于在沙尘暴中, 与圆极化波相比, 线极化波的去极化现象不是很严重<sup>[4]</sup>, 尤其是在椭球形及上一节所述取向(尘土粒子的对称轴在空间近似成线性排列)的情况下, 去极化很小, 所以此处不予讨论。

对于圆极化波, 去极化分辨率<sup>[22]</sup>为:

$$XPD = 10 \lg \left| \frac{1 + 2m \cos \varphi + m^2}{1 - 2m \cos \varphi + m^2} \right| \quad (3-41)$$

式中  $m$  是产生去极化的两个线极化波的幅度的比值， $\varphi$  是它们之间的相位差。如果  $m=1, \varphi=90^\circ$ ，极化波就成为真正的圆极化波，此时 XPD 变为无穷大。对于沙尘暴中的波传播来说，参数  $m$  和  $\varphi$  可以写为：

$$\begin{aligned} m &= \exp[-|\alpha_v - \alpha_h|L] = \exp(-\Delta\alpha \cdot L) \\ \varphi &= |\beta_h - \beta_v|L = \Delta\beta \cdot L \end{aligned} \quad (3-42)$$

其中， $L$  为毫米波在沙尘暴中传播的路径长度(km)。

### § 3.4 水平路径上的计算结果和分析

在下面的计算中，频率  $f=37\text{GHz}$ ，取沙尘粒子粒径分布分别为对数正态分布和指数分布，粒子尺度参数取文献[23]中的  $m=-3.08, \sigma=0.491$ ；沙尘粒子介电常数取三种情况，当干燥沙尘含水量为零时， $\epsilon_m^* = 2.53 - i0.0625$ ；当沙尘粒子含水量为 8.8% 时， $\epsilon_m^* = 3.2 - i0.8$ ；当沙尘粒子含水量为 10% 时， $\epsilon_m^* = 4.0 - i1.3$ 。

利用公式(3-23)式和(3-24)式计算衰减率和相移率，(3-41)式~(3-42)式计算 XPD。

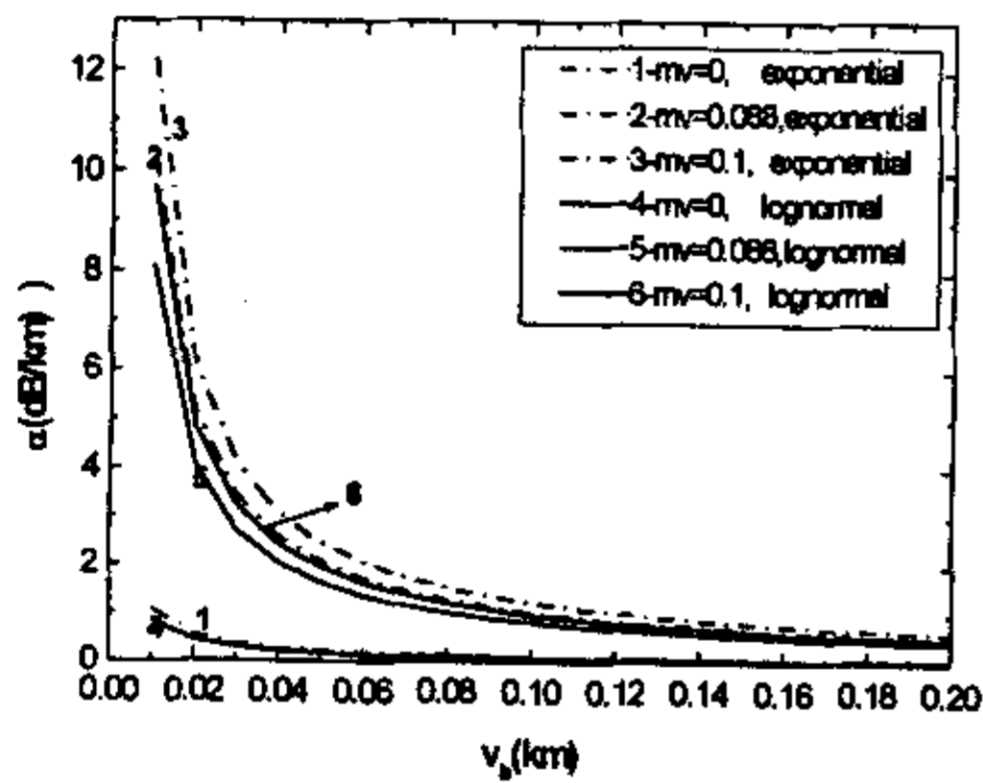


图 3-1 衰减率与能见度的关系

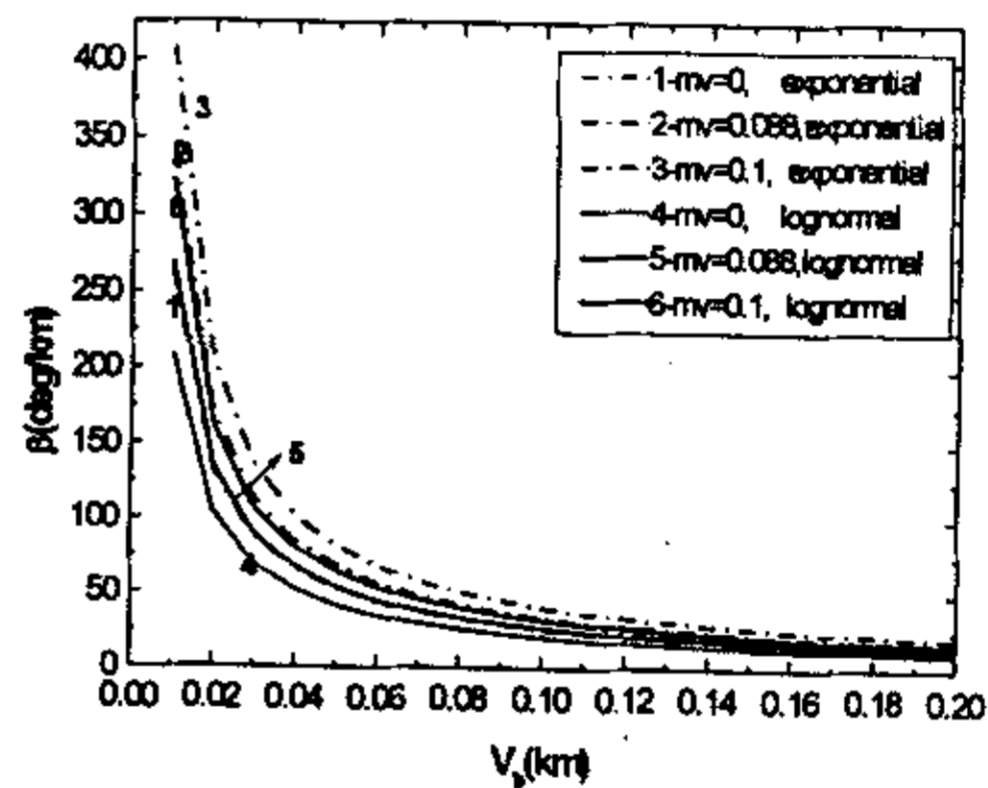


图 3-2 相移率与能见度的关系

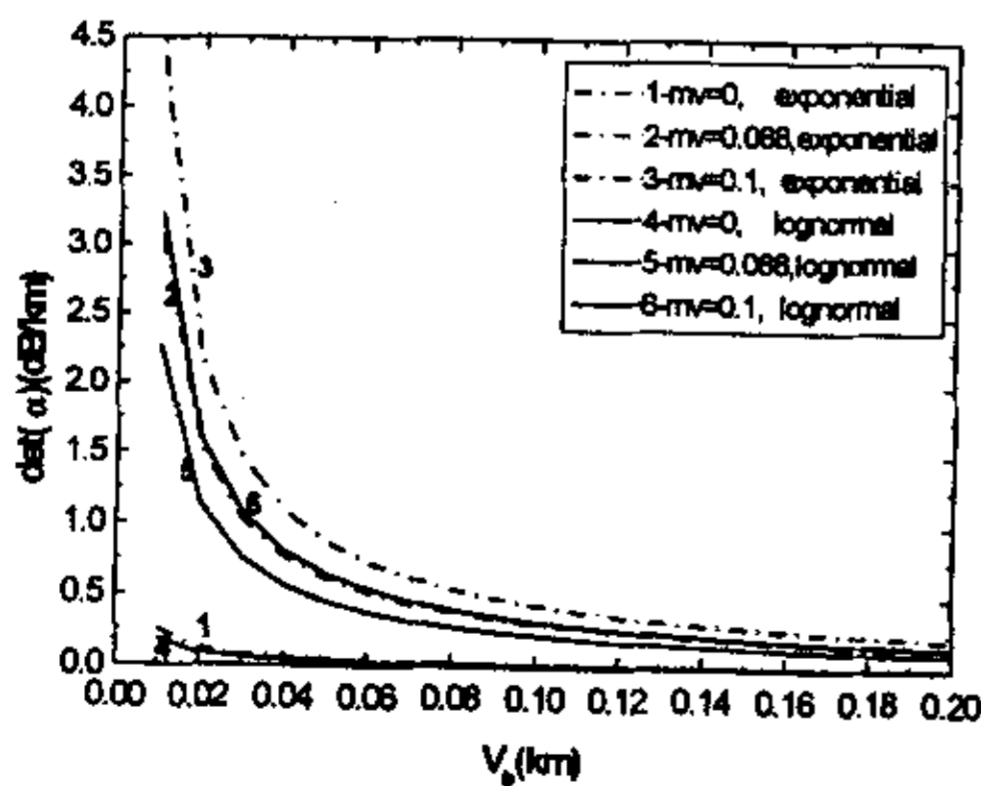


图 3-3 差分衰减率与能见度的关系

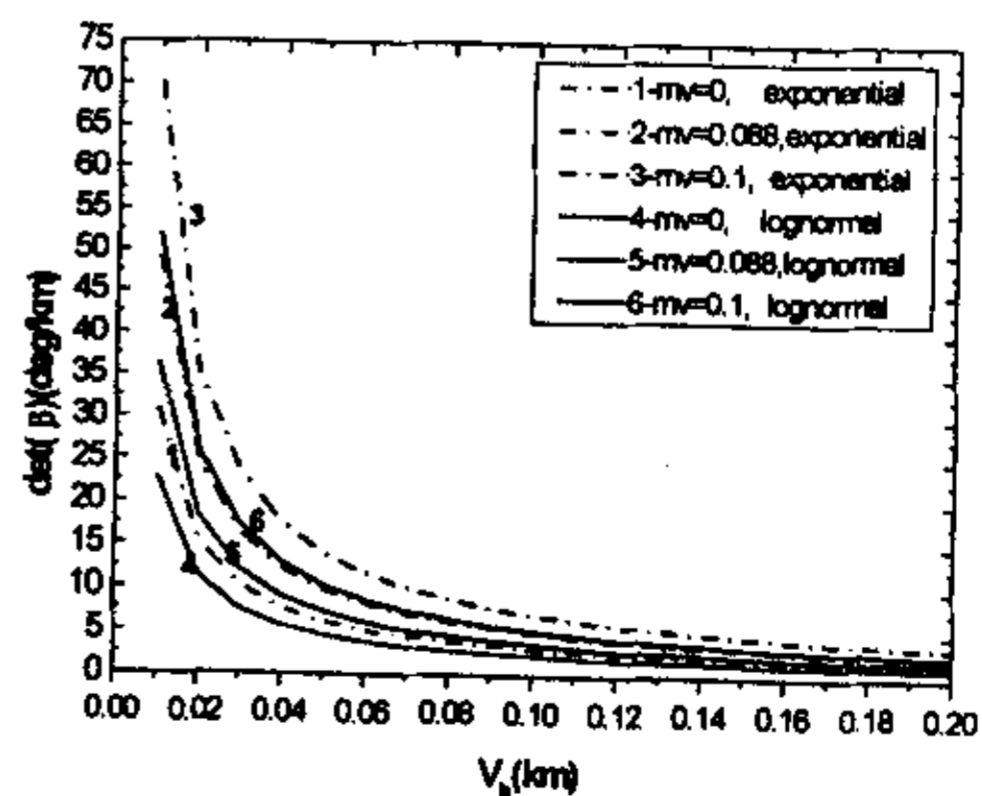


图 3-4 差分相移率与能见度的关系

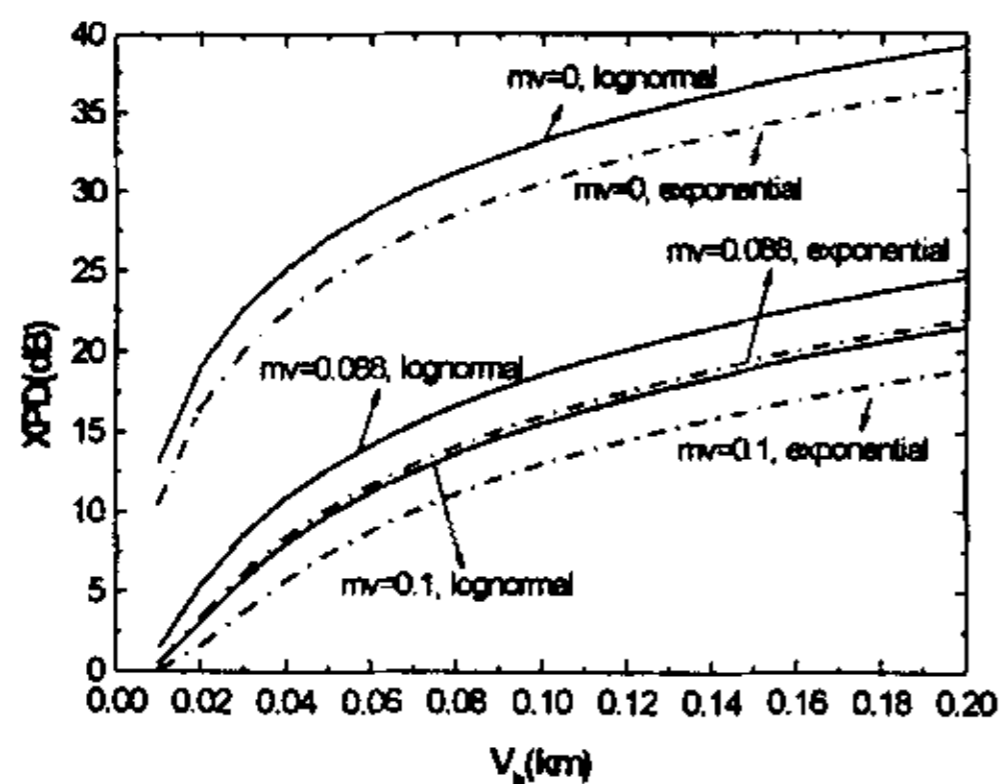


图 3-5 XPD 与能见度的关系

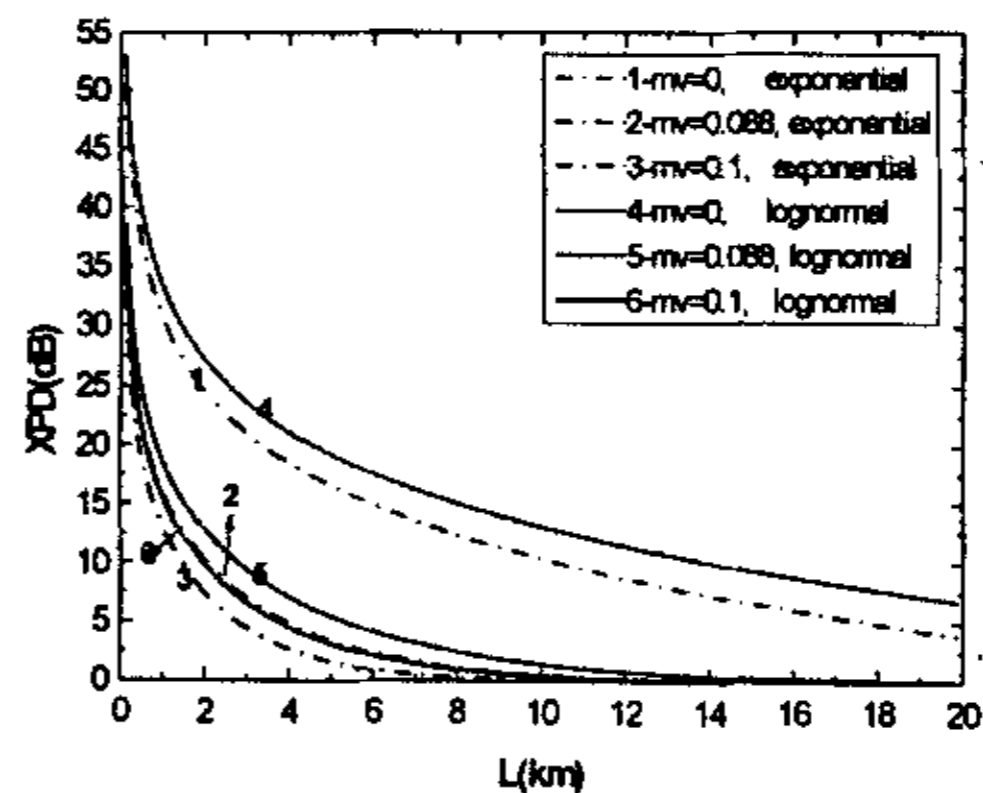


图 3-6 XPD 与传播距离的关系

图 3-1、3-2、3-3 和 3-4 分别描述了水平路径上沙尘暴引起的衰减率、相移率、差分衰减率和差分相移率与能见度的变化关系。图中实线表示粒径分布为对数正态分布，虚线表示粒径分布为指数分布。从图中可以看出，衰减率  $\alpha$ 、相移率  $\beta$ 、差分衰减率  $\Delta\alpha$  和差分相移率  $\Delta\beta$  都随着能见度的增大而减小，沙尘粒子含水量越大， $\alpha$ 、 $\beta$ 、 $\Delta\alpha$  和  $\Delta\beta$  越大，并且粒径分布为指数分布的沙尘粒子产生的  $\alpha$ 、 $\beta$ 、 $\Delta\alpha$  和  $\Delta\beta$  比粒径分布为对数正态分布的沙尘粒子产生的相应值要大。

图 3-5、3-6 表示的是水平路径上沙尘暴引起的去极化分辨率 XPD 分别随能见度和传播距离的变化关系。图 3-5 中传播距离  $L = 1\text{km}$ ，从中可以看出，XPD 随着能见度的增大而增大，沙尘粒子含水量越小 XPD 越大，并且粒径分布为指数分布的沙尘粒子引起的 XPD 比粒径分布为对数正态分布的沙尘粒子引起的 XPD 要小。图 3-6 中能见度  $V_b = 100\text{m}$ ，图中曲线表明 XPD 随着传播距离的增大急速下降。当传播距离达到  $10\text{km}$  时，对于含水量为零的沙尘粒子来说 XPD 仅为十几个 dB，这时的通信效果已经很差了，而对于含水量为 10%，粒径分布为对数正态分布的沙尘粒子来说，XPD 则几乎趋近于零；传播距离达到  $20\text{km}$  时，对于含水量为零，粒径分布为指数分布的沙尘粒子来说，XPD 也仅为  $3.93\text{dB}$ 。因而，对于在沙尘暴中传播的微波毫米波来说，传播距离不应太长，最好使用多个收发站。

### § 3.5 地空路径上沙尘暴产生的衰减

前面章节对沙尘暴概况的分析表明沙尘暴具有一定厚度，地空路径传播的毫米波通过其中时，会产生衰减。

#### § 3.5.1 地空路径上衰减的经验模型

由于计算地空路径上沙尘暴的影响尚没有实验数据可以借鉴，所以下面的公式仅适用于距地面  $1 \sim 21\text{m}$  的高度。

地空路径上, 沙尘粒子在不同高度上的平均半径、等效半径、能见度以及分布密度都不同, 根据文献[20]它们随高度的变化关系为:

$$a_{av} = a_{0a} \left( \frac{h}{h_0} \right)^{-\gamma_a}, \quad \gamma_a = 0.15 \quad (3-43a)$$

$$a_e = a_{0e} \left( \frac{h}{h_0} \right)^{-\gamma_e}, \quad \gamma_e = 0.04 \quad (3-43b)$$

$$V_b = V_{b0} \exp[b(h - h_0)], \quad b = 1.25 \quad (3-43c)$$

$$N = N_0 \left( \frac{h}{h_0} \right)^{-\Gamma}, \quad \Gamma > 0.29 \quad (3-43d)$$

其中,  $h_0$  为地球站高度,  $a_{0a}$ 、 $a_{0e}$ 、 $V_{b0}$ 、 $N_0$  分别是高度  $h_0$  时的平均半径、等效半径、能见度和粒子数密度。

这里, 沿用水平路径上衰减率和相移率的表达式(3-23)式和(3-24)式, 联立沙尘粒子等效半径和能见度与高度的关系式(3-43b)式和(3-43c)式, 可以得到距地面 1~21m 高度时沙尘暴引起的衰减率与相移率的表达式:

$$\alpha(\text{dB/km}) = -\frac{0.6287f}{V_{b0} \exp[b(h - h_0)]} a_{0e} \left( \frac{h}{h_0} \right)^{-\gamma_e} \text{Im} \left[ \frac{\epsilon_m^* - 1}{\epsilon_m^* + 2} \right] \quad (3-44)$$

$$\beta(\text{deg/km}) = \frac{4.15f}{V_{b0} \exp[b(h - h_0)]} a_{0e} \left( \frac{h}{h_0} \right)^{-\gamma_e} \text{Re} \left[ \frac{\epsilon_m^* - 1}{\epsilon_m^* + 2} \right] \quad (3-45)$$

其中,  $f$ 、 $V_{b0}$ 、 $a_{0e}$  的单位分别取 GHz、km、mm。

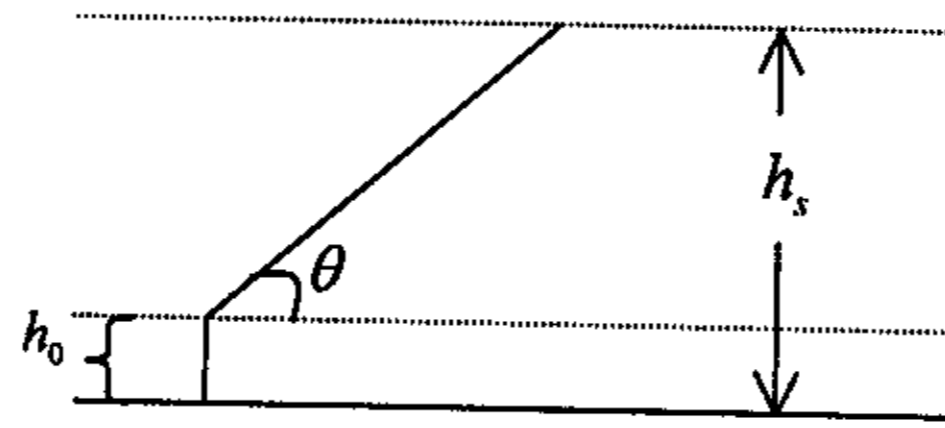


图 3-7

由于在不同高度沙尘粒子的分布密度不同, 而沙尘在天空的分布又有一定的厚度, 所以对于距地面 1~21m 这段路径上的衰减量和相移量可如下式表示:

$$A_m = \int_{h_0}^{h_m} \alpha \cdot dh / \sin \theta \quad (3-46)$$

$$\Phi_m = \int_{h_0}^{h_m} \beta \cdot dh / \sin \theta \quad (3-47)$$

式中,  $h_0$  为地球站高度,  $h_m = 21\text{m}$ ,  $\theta$  为地球站天线仰角。如图 3-7 所示。

### § 3.5.2 地空路径上衰减的等效模型

根据前面章节的讨论可知,沙尘暴的厚度可以达到几公里甚至更高,而上一节讨论的一定高度上衰减的经验模型对于高度远大于 $h_m$ 的地空路径并不适用,因而对于地空路径上沙尘暴引起的总衰减量和总相移量的计算,本文作一等效,给出等效模型。如图 3-7 取沙尘暴厚度为 $h_s = 2\text{km}$ ,计算高度从 $h_0$ 到 $h_s$ 。

具体计算时,分三步:第一步,从 $h_0$ 到 $h_m$ 采用(3-46)式和(3-47)式求得此段路径上沙尘暴产生的总衰减量 $A_m$ 和总相移量 $\Phi_m$ ;第二步,从 $h_m$ 到 $h_s$ 采用下面(3-48)式和(3-49)式计算;第三步,将前两步的计算结果相加,即得整个路径上沙尘暴引起的总衰减量和总相移量,如(3-50)式和(3-51)式所示。

由于高度达到 $2\text{km}$ 以上时沙尘粒子的尺寸和密度都比较小,相应的衰减和相移也很小,因此假设高度 $h_s$ 处的衰减和相移趋近于零,采用求均值的方法,利用高度 $h_m = 21\text{m}$ 处的衰减率 $\alpha_m$ 和相移率 $\beta_m$ ,计算高度 $h_m$ 到 $h_s$ 的总衰减量 $A_s$ 和总相移量 $\Phi_s$ :

$$A_s = \frac{\alpha_m \cdot (h_s - h_m)}{2 \sin \theta} \quad (3-48)$$

$$\Phi_s = \frac{\beta_m \cdot (h_s - h_m)}{2 \sin \theta} \quad (3-49)$$

$$A = A_m + A_s \quad (3-50)$$

$$\Phi = \Phi_m + \Phi_s \quad (3-51)$$

### § 3.6 地空路径上沙尘暴引起的去极化效应

地空路径上电波通过沙尘暴时,同样会产生去极化效应。

#### § 3.6.1 地空路径上去极化分辨率的经验模型

与计算地空路径上沙尘暴产生的衰减相似,在距地面 $1 \sim 21\text{m}$ 的高度上借助水平路径上差分衰减和差分相移的表达式(3-39)式和(3-40)式以及(3-43b)式和(3-43c)式,可以得到在此段路径上传播的毫米波的差分衰减率和差分相移率<sup>[22]</sup>分别为:

$$\Delta\alpha = |\alpha_h - \alpha_v| = 2.099 \times 10^2 \frac{f}{V_b} a_e \left| \frac{1}{2} (L_1'' + L_2'') - L_3'' \right| \cdot \left( \frac{\bar{b}}{a} \right) \cdot \sin^2 \phi \quad (3-52)$$

$$\Delta\beta = |\beta_h - \beta_v| = 1.3848 \times 10^3 \frac{f}{V_b} a_e \left| \frac{1}{2} (L_1' + L_2') - L_3' \right| \cdot \left( \frac{\bar{b}}{a} \right) \cdot \sin \phi \quad (3-53)$$

其中, $f$ 、 $V_{b0}$ 、 $a_{0e}$ 的单位分别取GHz、km、m; $\phi$ 为入射波的入射角。

圆极化波的去极化分辨率的计算公式如(3-41)式所示,计算高度从 $h_0$ 到 $h_m$ 的 $XPD_m$ 时, $m$ 和 $\phi$ 表示为:

$$m = \exp \left[ - \int_{h_0}^{h_m} |\alpha_v - \alpha_h| \cdot dh / \sin \theta \right] = \exp \left( - \int_{h_0}^{h_m} \Delta\alpha \cdot dh / \sin \theta \right) \quad (3-54)$$

$$\varphi = \int_{h_0}^{h_m} |\beta_n - \beta_v| \cdot dh / \sin \theta = \int_{h_0}^{h_m} \Delta\beta \cdot dh / \sin \theta \quad (3-55)$$

联立(3-41)式、(3-54)式和(3-55)式，得到高度  $h_0$  到  $h_m$  的  $XPD_m$ 。

### § 3.6.2 地空路径上去极化分辨率的等效模型

地空路径上沙尘暴引起的 XPD 的计算方法与总衰减量的计算相似，并且参数取值相同，高度从  $h_0$  到  $h_s$ 。

具体计算分三步：第一步，从  $h_0$  到  $h_m$  采用(3-41)式、(3-54)式和(3-55)式求得此段路径上沙尘暴产生的  $XPD_m$ ；第二步，从  $h_m$  到  $h_s$  采用(3-41)式和下面的(3-56)式和(3-57)式计算；第三步，将前两步的计算结果相加，即得整个路径上沙尘暴引起的 XPD，如式(3-58)所示。

计算高度从  $h_m$  到  $h_s$  时， $m$  和  $\varphi$  表示为：

$$m = \exp[\Delta\alpha_m \cdot (h_s - h_m) / (2 \sin \theta)] \quad (3-56)$$

$$\varphi = \Delta\beta_m \cdot (h_s - h_m) / (2 \sin \theta) \quad (3-57)$$

其中， $\Delta\alpha_m$  和  $\Delta\beta_m$  为高度  $h_m$  处的差分衰减系数和差分相移率。将(3-56)式、(3-57)式代入(3-41)式，得到高度  $h_m$  到  $h_s$  的  $XPD_s$ 。

$$XPD = XPD_m + XPD_s \quad (3-58)$$

### § 3.7 地空路径上的计算结果和分析

在下面的计算中，粒径尺度、沙尘粒子介电常数以及频率的选取与 § 3.4 中相同。

一、利用经验模型中计算衰减率与相移率的公式(3-44)式、(3-45)式来进行有关计算，高度从  $h_0$  到  $h_m$ 。

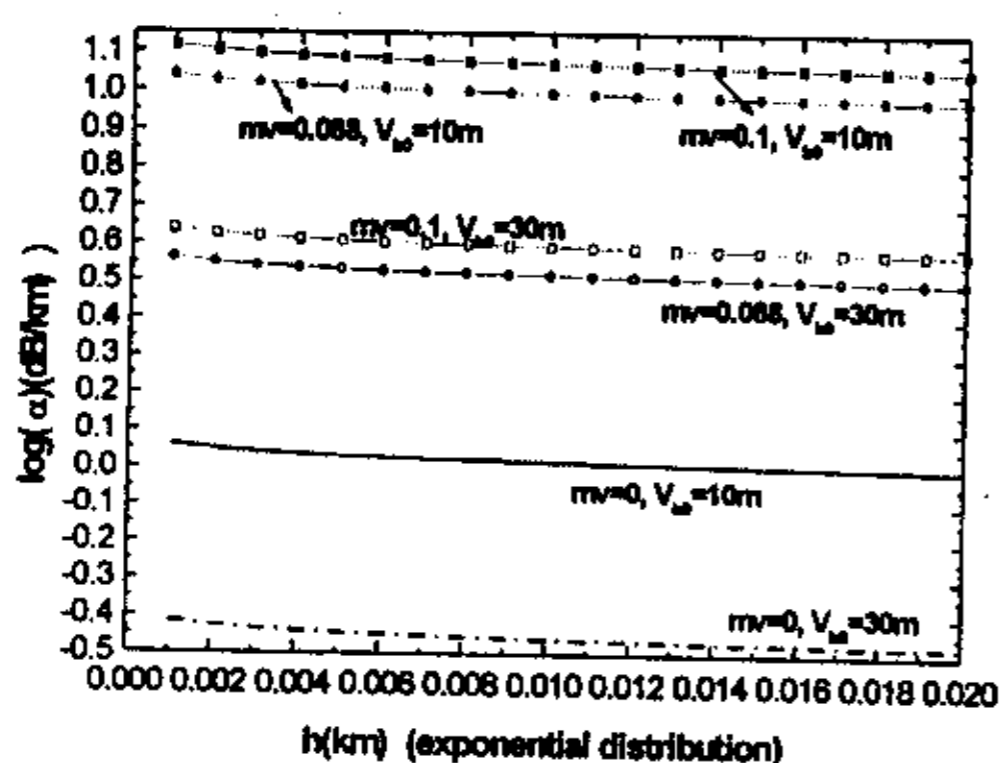


图 3-8 衰减率与高度的关系

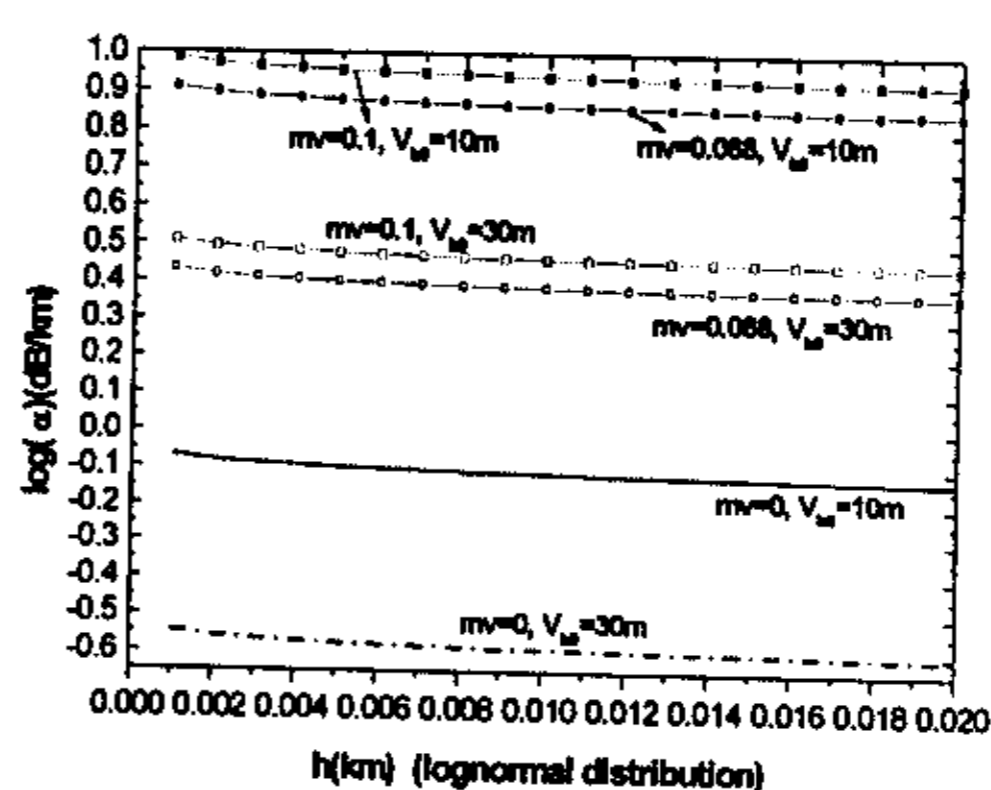


图 3-9 衰减率与高度的关系

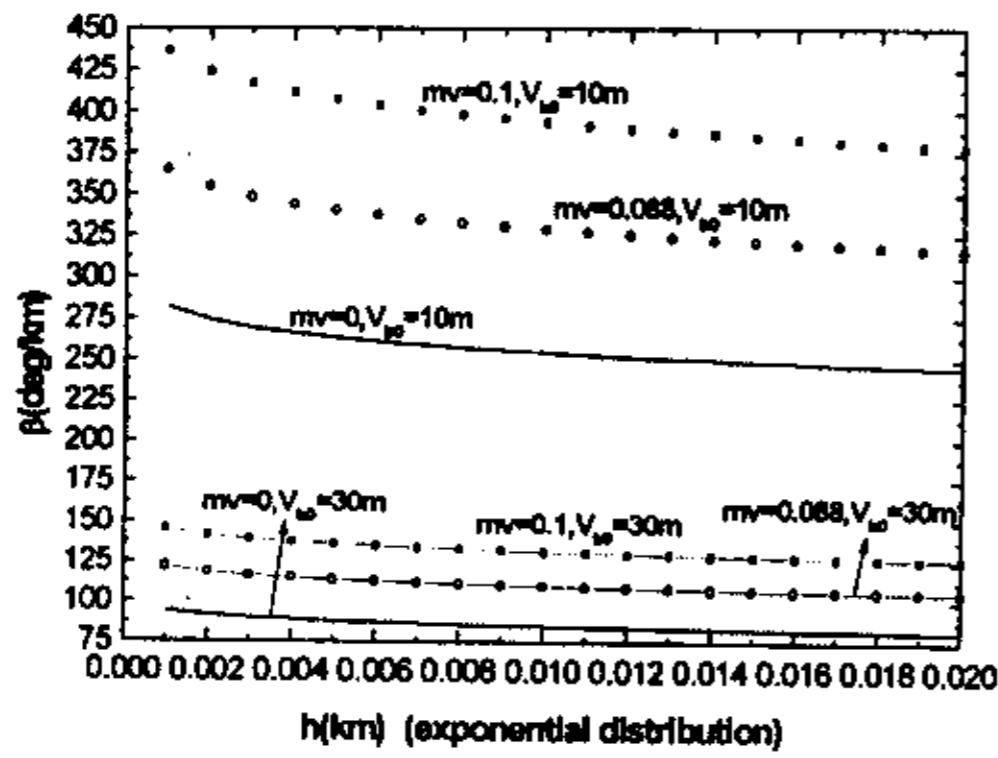


图 3-10 相移率与高度的关系

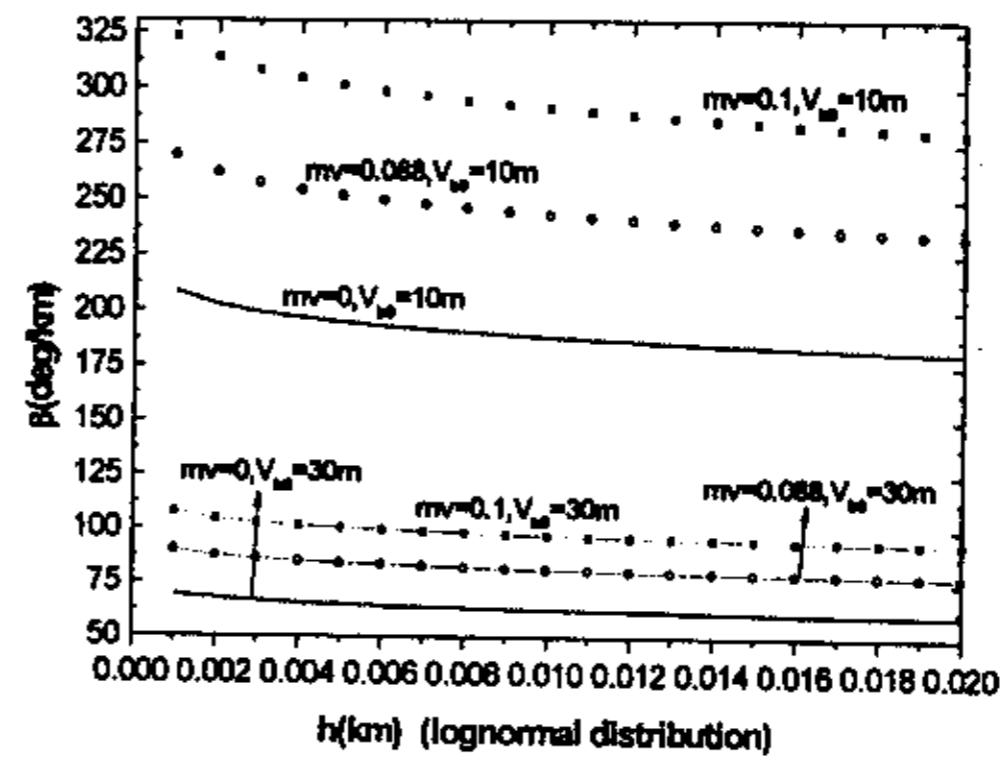


图 3-11 相移率与高度的关系

图 3-8、3-9 和图 3-10、3-11 中曲线表示的是粒径分布分别为指数分布和对数正态分布两种情况下衰减率和相移率与高度及能见度的变化关系，并且图 3-8、3-9 采用的是半对数坐标。从图中不难看出，能见度越大，沙尘暴引起的衰减率和相移率越小；沙尘粒子含水量越大，衰减率和相移率越大；高度越高，衰减率和相移率越小。图中曲线还表明，粒径分布为指数分布的沙尘粒子所产生的衰减率要高于粒径分布为对数正态分布的沙尘粒子所产生的衰减率。

二. 以日本于 1996 年 2 月发射的定点于  $136^{\circ}E$  的 N-STAR 通信卫星为例并结合我国两个典型地区海口(纬度  $E_1 = 43^{\circ}.54'$ ，经度  $\phi_1 = 125^{\circ}.13'$ )和长春(纬度  $E_2 = 20^{\circ}.02'$ ，经度  $\phi_2 = 110^{\circ}.28'$ )所对应之地球站天线仰角：海口( $\theta_1 = 38.138^{\circ}$ )，长春( $\theta_2 = 52.75^{\circ}$ )。取沙尘暴厚度为 2km，高度  $h_0$  处的能见度分别为 10m 和 30m。

根据(3-50)式、(3-51)式和(3-58)式，分别对地空路径上沙尘暴引起的总衰减量、总相移量和 XPD 进行计算，具体数值结果见表 3-1。

表 3-1 地空路径上沙尘暴引起的总衰减量、总相移量和 XPD

天线仰角 $\theta$	含水量 $m_v$	能见度 $V_{b0}$	总衰减量 (dB)		总相移量 (deg)		XPD(dB)	
			对数正态分布	指数分布	对数正态分布	指数分布	对数正态分布	指数分布
$\theta_1$	0	10	1.21	1.97	295.4	481.2	58.8	53.5
$\theta_1$	0	30	0.403	0.657	98.5	160.4	78.0	72.8
$\theta_1$	8.8%	10	11.94	18.71	381.6	621.5	35.1	31.4
$\theta_1$	8.8%	30	3.83	6.24	127.2	207.2	52.3	47.3
$\theta_1$	10%	10	13.7	22.3	456.8	743.0	30.7	27.6
$\theta_1$	10%	30	4.57	7.44	152.3	247.0	46.4	41.6
$\theta_2$	0	10	0.939	1.53	229.2	373.3	68.3	63.0
$\theta_2$	0	30	0.313	0.510	76.4	124.4	87.4	82.2
$\theta_2$	8.8%	10	8.91	14.51	296.1	482.2	46.3	41.4
$\theta_2$	8.8%	30	2.97	4.84	98.7	160.7	64.0	59.8
$\theta_2$	10%	10	10.63	17.3	354.4	577.2	40.6	36.1
$\theta_2$	10%	30	3.54	5.77	118.1	192.4	58.8	53.7



从表 3-1 中可以看出, 仰角越大, 总衰减量和总相移量越小, XPD 越大; 能见度越大, 总衰减量和总相移量越小, XPD 越大; 沙尘粒子含水量越大, 总衰减量和总相移量越大, XPD 越小; 粒径分布为指数分布的沙尘粒子所计算出的总衰减量和总相移量比粒径分布为对数正态分布的沙尘粒子所计算出的相应值要大一些, 而 XPD 则小一些。

上述关于衰减以及去极化分辨率的计算, 只是取了几个特定的例子。对于其它情况, 比如高度  $h_0$  处不同的能见度、不同的频率、不同的介电常数和不同的入射角, 都可以参考此例进行计算。

### § 3.8 本章小结

本章首先讨论的是水平路径上沙尘暴对在其中传播的微波、毫米波的影响, 从图 3-1~图 3-4, 可以得出: 沙尘暴的能见度、沙尘粒子的含水量、介电常数、粒径分布以及传播距离等因素对沙尘暴引起的衰减和去极化分辨率的影响是很明显的。

接下来重点讨论的是地空路径上沙尘暴对电波传播的影响, 根据经验模型给出了计算衰减和去极化分辨率的等效模型, 并利用典型数据做了相应的计算和分析, 从中不难看出, 除了上述因素以外还有地面站天线仰角和高度两因素明显影响衰减和去极化分辨率。例如: 从表 3-1 中可以看出, 在地球站天线仰角为  $38.138^\circ$ 、沙尘粒子含水量为 10%、高度  $h_0$  处能见度为 10m 时, 两种粒径分布情况下路径上的总衰减量分别可以达到十几个 dB 和二十几个 dB, XPD 则可降低到三十几个 dB 和二十几个 dB, 从而严重影响了地空路径卫星通信的传输性能, 减弱了信号的传输; 并且从表中还可知在衰减最严重的情况下, 即衰减为 22.3dB, 而 XPD 最低只有 27.6dB, 不难得出结论: 地空路径上沙尘暴对通过其中的微波毫米波的影响主要体现在衰减效应上。总体来说, 上述研究对于卫星通信线路中抗恶劣气象环境的技术研究是具有一定的参考价值的。

## 第四章 降雨对电波传播的影响

本章着重讨论 Ka 频段地空路径上降雨引起的去极化效应以及地空路径上的降雨衰减预报模型。有关降雨的物理特性：雨滴模型、雨滴谱在有关文献中已有详细的阐述<sup>[31]</sup>，这里就不再赘述。

### § 4.1 单个雨粒子的散射特性

由于毫米波在雨介质中的传播特性是所有雨滴的作用的总和，因此单个雨滴的散射特性是研究其传播特性的，本文着重讨论非球形雨滴的散射特性。

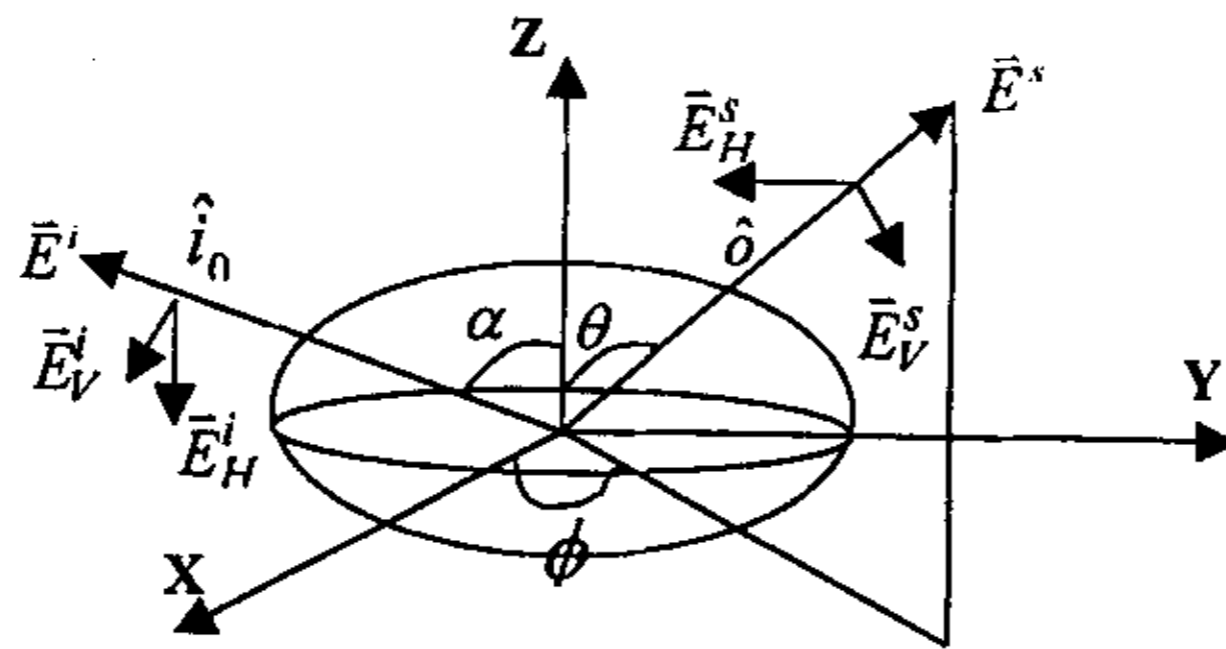


图 4-1

如图 4-1 所示，置椭球形雨滴的中心于三维坐标的原点，旋转其对称轴与 Z 轴重合，入射波处于 XOZ 平面内，沿与 Z 轴成  $\alpha$  角的方向入射，散射波的方位角为  $\varphi$ ，与 Z 轴的夹角为  $\theta$ ， $\bar{E}_i$ 、 $\bar{E}_s$  为入射场和散射场。 $\hat{i}_0$  为入射场传播方向单位矢量。 $\hat{o}$  是由原点指向观察点的单位矢量。假定只考虑前向散射和后向散射，且雨滴在传播方向上无倾斜，则散射波中只有同极化分量，也就是说，若入射电场是垂直极化的(电场矢量沿 Z 方向)，则散射振幅中只有垂直分量，若入射场是水平极化的(电场矢量沿 Y 方向)，则散射波中只有水平分量<sup>[32]</sup>。

散射振幅的垂直分量和水平分量分别用  $f_v$  和  $f_h$  标记。不考虑雨滴倾斜角，采用点匹配法<sup>[33][34]</sup>，可以得到散射振幅的垂直分量和水平分量：

$$f_v(\theta, \varphi) = \frac{i}{k} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{\substack{n \geq |m| \\ n \neq 0}} (-i)^{n-1} \left[ a_{mn}^I \frac{m}{\sin \theta} P_n^{|m|}(\cos \theta) + b_{mn}^I \frac{dP_n^{|m|}(\cos \theta)}{d\theta} \right] e^{im\varphi} \quad (4-1)$$

$$f_h(\theta, \varphi) = \frac{i}{k} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{\substack{n \geq |m| \\ n \neq 0}} (-i)^{n+2} \left[ b_{mn}^{II} \frac{m}{\sin \theta} P_n^{|m|}(\cos \theta) + a_{mn}^{II} \frac{dP_n^{|m|}(\cos \theta)}{d\theta} \right] e^{im\varphi} \quad (4-2)$$

当  $\theta = \alpha, \varphi = 0$  时， $f_v(\theta, \varphi)\hat{\theta}$ 、 $f_h(\theta, \varphi)\hat{\varphi}$  为前向散射振幅，分别为垂直极化和

水平极化的前向散射振幅。

当  $\theta = \alpha, \varphi = \pi$  时,  $f_v(\theta, \varphi)\hat{\theta}$ 、 $f_h(\theta, \varphi)\hat{\phi}$  为后向散射振幅, 分别为垂直极化和水平极化的后向散射振幅。

$a_{mn}^I, b_{mn}^I$  为入射波为垂直极化时的系数,  $a_{mn}^{\Pi}, b_{mn}^{\Pi}$  为入射波为水平极化时的系数, 它们是利用点匹配法求得的, 具体方法见<sup>[33][34]</sup>。

若雨滴在波传播方向的垂直面上有倾角  $\theta_R$ , 则散射波中除同极化分量外, 还有去极化分量, 并且有倾角时的散射振幅  $f_{vv}$ 、 $f_{vh}$ 、 $f_{hv}$ 、 $f_{hh}$  可由无倾角时的散射振幅  $f_v$ 、 $f_h$  求得:

$$f_{vv} = f_v \cos^2 \theta_R + f_h \sin^2 \theta_R \quad (4-3)$$

$$f_{hh} = f_v \sin^2 \theta_R + f_h \cos^2 \theta_R \quad (4-4)$$

$$f_{vh} = f_{hv} = (f_h - f_v) \sin \theta_R \cos \theta_R \quad (4-5)$$

## § 4.2 地空路径上降雨引起的去极化效应

电磁波通过雨区时极化状态会发生改变, 有关这方面的详细讨论见文献[37]。本节讨论去极化分辨率 XPD 和同极化衰减 CPA 的数值计算。

### § 4.2.1 XPD 和 CPA 的数值计算

从相干理论出发, 引起与原极化相正交的极化分量的原因有两个, 一个是雨滴的非球形散射造成的差分衰减和差分相移, 另一个是雨滴的倾角, 由文献<sup>[35]</sup>知当工作频率为 35GHz 时, 因差分衰减比差分相移小, 所以在计算去极化分辨率 XPD 时可以忽略, 但在其它频率情况下则必须考虑。为方便, 现假设雨滴尺寸分布与雨滴倾斜角相互独立, 则经过雨区后电场信号场强与晴天时电场信号场强的关系可表示为:

$$\begin{bmatrix} E_{v0} \\ E_{h0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{vv} & C_{hv} \\ C_{vh} & C_{hh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{vi} \\ E_{hi} \end{bmatrix} \quad (4-6)$$

其中,  $E_{vi}$ 、 $E_{hi}$  为晴天时接收点接收到的电场的垂直分量和水平分量,  $E_{v0}$ 、 $E_{h0}$  分别为通过雨区后的电场矢量的垂直和水平分量。传输矩阵的各个元素可进一步表示为<sup>[36]</sup>:

$$C_{vv} = \cos^2(\theta_R) \exp(ik_v L) + \sin^2(\theta_R) \exp(ik_h L) \quad (4-7)$$

$$C_{hh} = \sin^2(\theta_R) \exp(ik_v L) + \cos^2(\theta_R) \exp(ik_h L) \quad (4-8)$$

$$C_{hv} = C_{vh} = \sin(\theta_R) \cos(\theta_R) [\exp(ik_v L) - \exp(ik_h L)] \quad (4-9)$$

其中  $\theta_r$  为雨滴倾斜角。

如果雨滴倾角服从高斯分布, 则对(4-7)式、(4-8)式、(4-9)式的平方求均值, 可以得到:

$$\langle |C_{vv}|^2 \rangle = \exp[-(\alpha_v + \alpha_h)L] \left[ D + C + C \cos(4\theta_0) e^{-8\sigma_r^2} + E \cos(2\theta_0) e^{-2\sigma_r^2} \right] \quad (4-10)$$

$$\langle |C_{hh}|^2 \rangle = \exp[-(\alpha_v + \alpha_h)L] \left[ D + C + C \cos(4\theta_0) e^{-8\sigma_r^2} - E \cos(2\theta_0) e^{-2\sigma_r^2} \right] \quad (4-11)$$

$$\langle |C_{hv}|^2 \rangle = \exp[-(\alpha_v + \alpha_h)L] \left[ C - C \cos(4\theta_0) e^{-8\sigma_r^2} \right] \quad (4-12)$$

上两式中  $\alpha_v$ 、 $\alpha_h$  和等效传播路径  $L$  分别为:

$$k_v^h = \alpha_v^h + i\beta_v^h = \frac{\lambda^2}{2\pi} \sum_{D=0}^{+\infty} f_v^h(0) N(D) \nabla D \quad (4-13)$$

$$L = lr_{0.01} = l / \{1 + l \cos \theta / [35 \exp(-0.015 R_{0.01})]\} \quad (4-14)$$

其中,  $f_v^h$  为雨滴粒子的前向散射振幅, 上标  $h$  表示水平散射振幅, 下标  $v$  表示垂直散射振幅。  $r_{0.01}$  为缩短因子,  $R_{0.01}$  为平均年 0.01% 时间概率点降雨率,  $\theta$  为传播路径仰角。

$C$ 、 $D$ 、 $E$  可表示为:

$$C = \frac{1}{2} [\cos^2(\beta L) \sinh^2(\alpha L) + \sin^2(\beta L) \cosh^2(\alpha L)] \quad (4-15)$$

$$D = \cosh^2(\alpha L) \cos^2(\beta L) + \sinh^2(\alpha L) \sin^2(\beta L) \quad (4-16)$$

$$E = 2 \cosh(\alpha L) \sinh(\alpha L) \quad (4-17)$$

$$\alpha = \frac{1}{2} (\alpha_h - \alpha_v) \quad (4-18)$$

$$\beta = \frac{1}{2} (\beta_h - \beta_v) \quad (4-19)$$

根据文献[37]中关于 CPA 和 XPD 的定义可得:

$$\begin{aligned} \text{CPA}_h &= 10 \log \langle |C_{hh}|^2 \rangle \\ &= 10 \log \left\{ \exp[-(\alpha_v + \alpha_h)L] \left[ D + C + C \cos(4\theta_0) e^{-8\sigma_r^2} - E \cos(2\theta_0) e^{-2\sigma_r^2} \right] \right\} \end{aligned} \quad (4-20)$$

$$\begin{aligned} \text{CPA}_v &= 10 \log \langle |C_{vv}|^2 \rangle \\ &= 10 \log \left\{ \exp[-(\alpha_v + \alpha_h)L] \left[ D + C + C \cos(4\theta_0) e^{-8\sigma_r^2} + E \cos(2\theta_0) e^{-2\sigma_r^2} \right] \right\} \end{aligned} \quad (4-21)$$

$$\begin{aligned}
 \text{XPD}_h &= 10 \log \frac{\langle |C_{hh}|^2 \rangle}{\langle |C_{hv}|^2 \rangle} \\
 &= 10 \log \frac{D + C + C \cos(4\theta_0) e^{-8\sigma_R^2} - E \cos(2\theta_0) e^{-2\sigma_R^2}}{C - C \cos(4\theta_0) e^{-8\sigma_R^2}}
 \end{aligned}
 \tag{4-22}$$

$$\begin{aligned}
 \text{XPD}_v &= 10 \log \frac{\langle |C_{vv}|^2 \rangle}{\langle |C_{hv}|^2 \rangle} \\
 &= 10 \log \frac{D + C + C \cos(4\theta_0) e^{-8\sigma_R^2} + E \cos(2\theta_0) e^{-2\sigma_R^2}}{C - C \cos(4\theta_0) e^{-8\sigma_R^2}}
 \end{aligned}
 \tag{4-21}$$

其中， $\theta_0$  为雨滴倾角的均值， $\sigma_R$  为雨滴倾角的均方差。

### § 4.2.2 结果分析与讨论

本节对地空路径上降雨引起的同极化衰减和去极化分辨率进行计算。以西安地区为例，雨滴谱采用 Weibull 分布<sup>[31]</sup>， $R_{0.01} = 17.4 \text{mm/hr}$ ， $\theta = 40.7626$ ， $f = 35 \text{GHz}$ 。

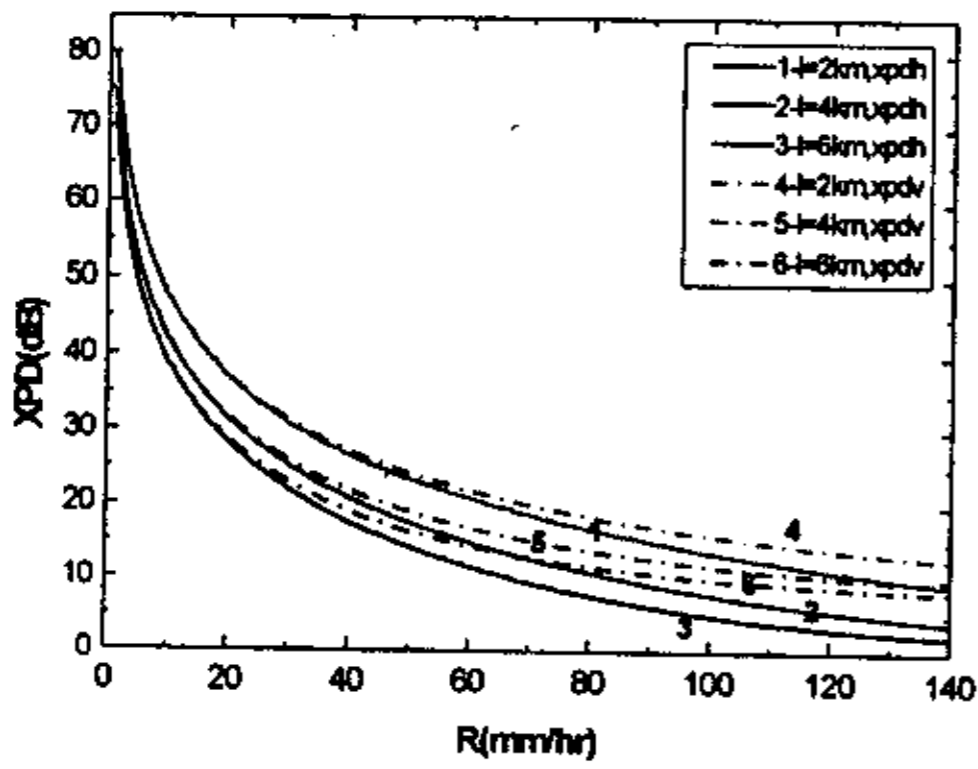


图 4-2 XPD 与降雨率的关系

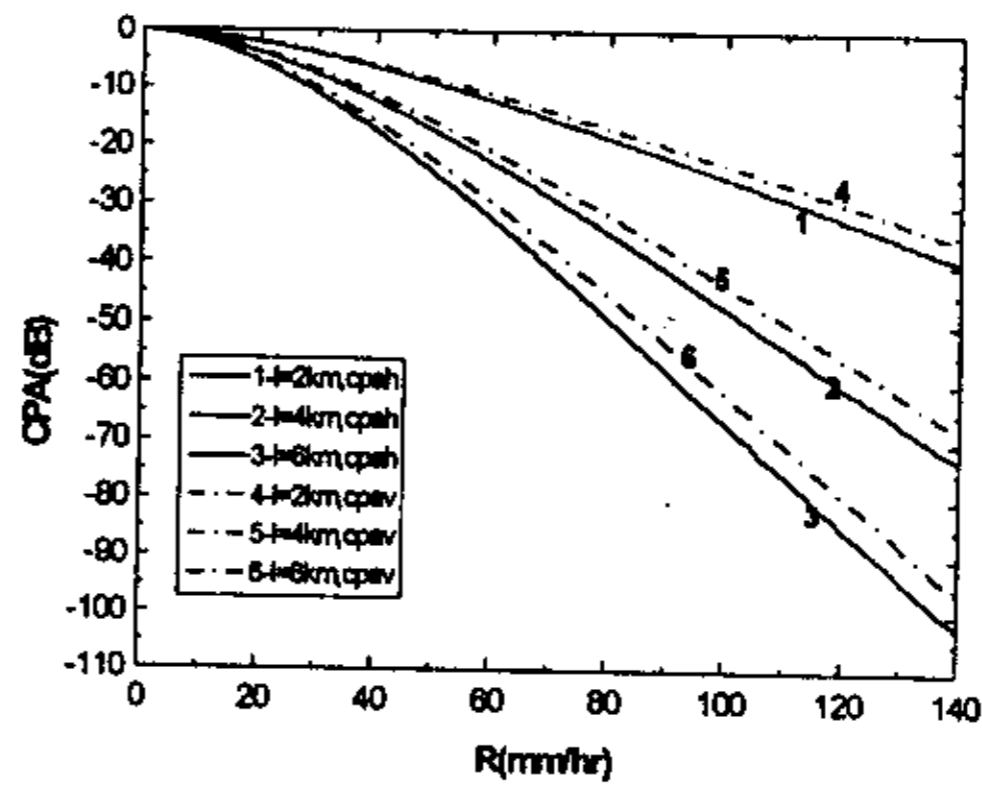


图 4-3 CPA 与降雨率的关系

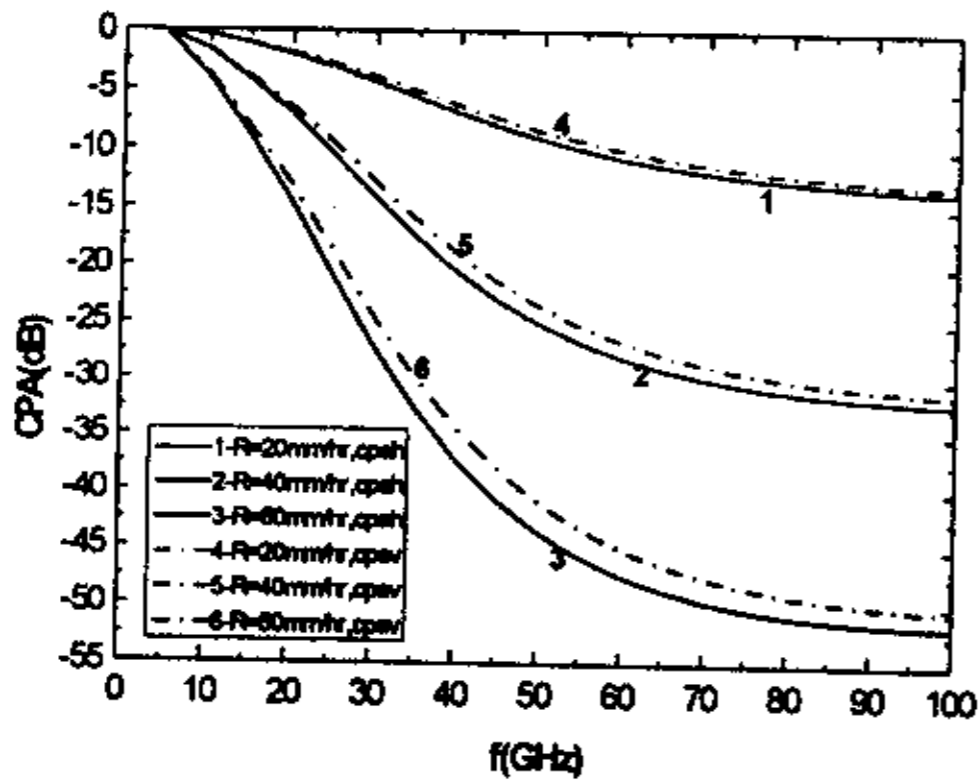


图 4-4 CPA 与频率的关系

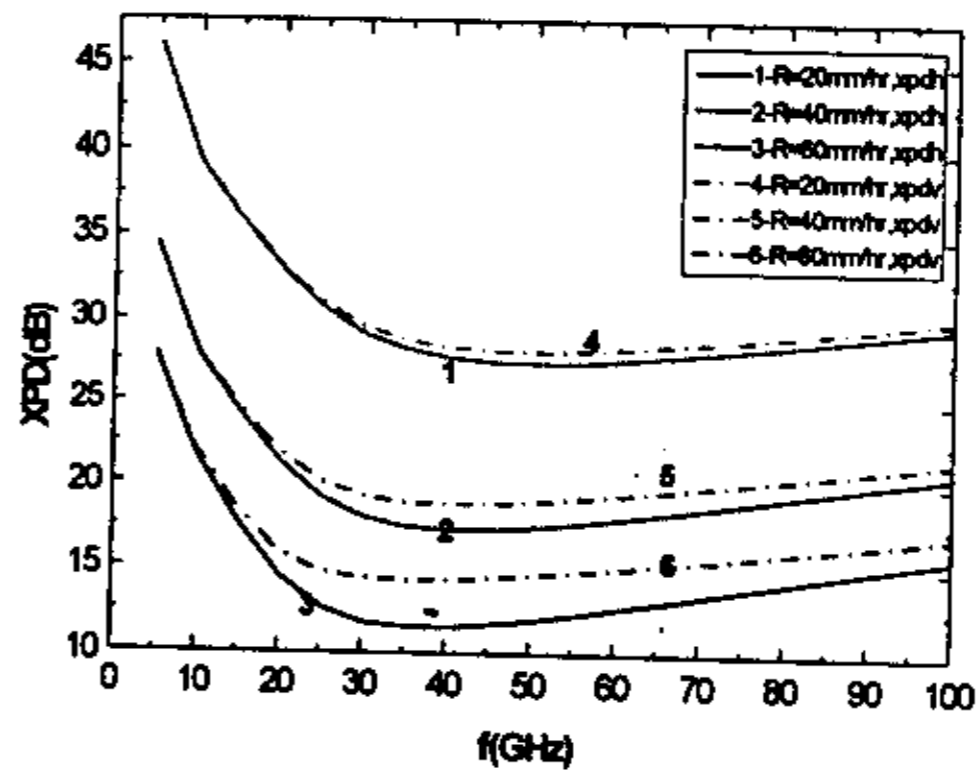


图 4-5 XPD 与频率的关系

图 4-2 和图 4-3 分别描述了不同传播路径长度下 XPD 和 CPA 随降雨率的变化关系。从图中可以看出,降雨率越大, XPD 越小;传播路径越长, XPD 越小; CPA 随着降雨率的增大而增大,随着传播路径的增加而增加。这是因为,随着雨量的增加,雨介质对电波的吸收增强,使得 CPA 增加;同时,随着雨量的增加,大雨滴密度增加,雨滴变形严重,使得 XPD 减小。

图 4-4 和图 4-5 分别表示不同降雨率条件下 CPA 和 XPD 随频率的变化关系。这里取实际传播距离  $l = 6\text{km}$ 。由于随着频率的增加,雨滴对电波的吸收增强,但频率增加到一定程度,吸收基本饱和,因此从图中曲线不难看出, CPA 随着频率的增加而增加,并且频率增加到一定程度,曲线变化很缓慢; XPD 随着频率的增加先减小后增加。

### § 4.3 Ka 频段地空路径雨衰预报模型及计算

#### § 4.3.1 Ka 频段地空路径雨衰预报模型

降雨是影响 Ka 频段卫星通信系统的一个重要因素。在均匀降雨条件下,对于雨衰减的计算是比较简单的。但是实际上,降雨在时间和空间上一般是不均匀的,这就使得精确的计算雨衰减变的复杂化了,并且雨介质的非均匀性还具有随机性,从而使得问题进一步复杂化。这就有必要寻找和建立精确计算雨衰减的模型,从物理角度而言,关键的问题是要对雨介质的结构进行精确的数学描述,这是许多学者感兴趣的问题;从工程的角度而言,则是寻求对雨介质的非均匀结构采取某种等效的简单办法来描述,并在实验基础上建立起方便而实用的经验公式。本文采用 ITU-R(国际电信联盟)提供的地空路径雨衰减预报模型。

ITU-R 雨衰预报模型是以 Fedi<sup>[38]</sup>所提出的模型为基础的,其核心是采用“等效路径长度”的概念,即将降雨的非均匀性进行均匀化而引进能起等效作用的缩短因子,使得缩短了的路径长度乘以单位路径衰减就正好是实际测量的雨衰减。

##### § 4.3.1.1 雨衰减的简化模式

雨衰减可如下计算<sup>[39]</sup>:

$$\alpha_R = kR^\gamma \quad (4-22)$$

$$k = [k_H + k_V + (k_H - k_V)\cos^2\theta\cos(2\xi)]/2 \quad (4-23)$$

$$\gamma = [k_H\gamma_H + k_V\gamma_V + (k_H\gamma_H - k_V\gamma_V)\cos^2\theta\cos(2\xi)]/(2k) \quad (4-24)$$

其中,  $\alpha_R$  为雨衰减率(dB/km);  $R$  为降雨率(mm/hr);  $\theta$  为传播路径仰角(弧度);  $\xi$  为极化角,  $\xi = 0^\circ$  代表水平极化,  $\xi = 90^\circ$  代表垂直极化,  $\xi = 45^\circ$  代表圆极化;  $k_H$ 、

$k_v$ 、 $\gamma_H$ 、 $\gamma_v$  见文献[40][41]。

#### § 4.3.1.2 我国几个典型地区不同积分时间降雨率的换算

分钟降雨率是卫星通信中雨衰减预测研究必不可少的基础性数据,但由于国内外广泛使用的积分时间是10min的翻斗式或虹吸式雨量计,而它们是不能给出分钟降雨率数据的,因此必须对不同积分时间降雨率进行换算。下面介绍国际上对不同时间降雨率进行换算用得较多的方法—转换因子法<sup>[39]</sup>。

为了将积分时间为 $\tau$ 的雨量计得到的数据转化为1分钟的统计值,通常定义一个转换因子:

$$\rho_\tau(p) = R_1(p)/R_\tau(p) \quad (4-25)$$

式中, $R_1(p)$ 和 $R_\tau(p)$ 是超过相同的时间概率 $p$ 的积分时间分别为1分钟和 $\tau$ 分钟的降雨率。转换因子 $\rho_\tau(p)$ 和概率 $p$ 成很好的指数关系:

$$\rho_\tau(p) = a \cdot p^b \quad (4-26)$$

式中系数 $a$ 和 $b$ 可以利用最小乘法回归统计得到。

根据我国几个典型地区的不同积分时间降雨率转换因子的回归系数<sup>[42]</sup>,利用换算公式及文献[43]的数据得到表4-1所示数据。

表 4-1 典型站点5min与1min雨强累计分布

站点	海拔高度(m)	经度(N)	纬度(E)	5min 积分时间	1min 积分时间
				0.01% 雨强 (mm/hr)	0.01% 雨强 (mm/hr)
海口	14.1	20°02'	110°28'	100.3	115.4582
广州	6.3	23°08'	113°19'	87.8	99.9504
南京	8.9	32°19'	118°48'	54.1	60.6652
重庆	260.6	29°35'	106°23'	63	70.5867
西安	396.9	34°18'	108°56'	17.4	19.2154
长春	236.8	43°54'	125°13'	43.1	47.7596

#### § 4.3.1.3 地空路径雨衰预报模型

本节将地空路径雨衰减预报模型所需要的参数和计算步骤归结如下:

$\varphi$ : 地面站纬度(deg);  $h_s$ : 地面站海拔高度(km);

$\theta$ : 仰角(deg);  $f$ : 频率(GHz);

$R_e$ : 地球等效半径(8500km);

$R_{0.01}$ : 当地平均年0.01%时间概率点降雨率。

第一步: 计算雨顶高度:

$$h_R(\text{km}) = \begin{cases} 5 - 0.075(\varphi - 23) & \varphi > 23^\circ \\ 5 & 0^\circ \leq \varphi \leq 23^\circ \\ 5 & -21^\circ \leq \varphi \leq 0^\circ \\ 5 + 0.1(\varphi + 21) & -71^\circ \leq \varphi \leq -21^\circ \\ 0 & \varphi < -71^\circ \end{cases} \quad (4-27)$$

第二步：计算雨顶下斜路径长度：

当  $\theta \geq 5^\circ$  时，

$$L_S = \frac{(h_R - h_S)}{\sin \theta} \quad (\text{km}) \quad (4-28)$$

当  $\theta < 5^\circ$  时，

$$L_S = \frac{2(h_R - h_S)}{[\sin^2 \theta + 2(h_R - h_S)/R_e]^{1/2} + \sin \theta} \quad (\text{km}) \quad (4-29)$$

第三步：计算斜路径的水平投影：

$$L_G = L_S \cos \theta \quad (\text{km}) \quad (4-30)$$

第四步：得到当地平均年 0.01% 时间概率点降雨率(1 分钟积分时间)

第五步：计算 0.01% 时间概率点降雨率的特征衰减：

$$\gamma_R = k(R_{0.01})^\alpha \quad (\text{dB/km}) \quad (4-31)$$

第六步：计算 0.01% 时间概率的水平缩短因子：

$$r_{0.01} = \frac{1}{1 + 0.78\sqrt{L_G \gamma_R / f} - 0.38[1 - \exp(-2L_G)]} \quad (4-32)$$

第七步：计算 0.01% 时间概率的垂直调整因子：

$$\zeta = \tan^{-1} \left( \frac{h_R - h_S}{L_G r_{0.01}} \right) \quad (\text{deg}) \quad (4-33)$$

当  $\zeta > \theta$  时，

$$L_R = L_G r_{0.01} / \cos \theta \quad (\text{km}) \quad (4-34)$$

其他，

$$L_R = (h_R - h_S) / \sin \theta \quad (\text{km}) \quad (4-35)$$

$$v_{0.01} = \frac{1}{1 + \sqrt{\sin \theta} \left[ 31(1 - e^{-\theta/(1+x)}) \frac{\sqrt{L_R \gamma_R}}{f^2} - 0.45 \right]} \quad (4-36)$$

其中



$$\begin{cases} \chi = 36 - |\varphi| & |\varphi| < 36^\circ \\ \chi = 0 & |\varphi| \geq 36^\circ \end{cases} \quad (\text{deg}) \quad (4-37)$$

第八步：计算有效路径长度

$$L_E = L_R \nu_{0.01} \quad (\text{km}) \quad (4-38)$$

第九步：计算0.01%时间概率雨衰减：

$$A_{0.01} = \gamma_R L_E \quad (\text{dB}) \quad (4-39)$$

第十步：预测时间概率为0.001%~5%雨衰减：

当  $p \geq 1\%$  或  $|\varphi| \geq 36^\circ$  时， $\beta = 0$ ；

当  $p < 1\%$  且  $|\varphi| < 36^\circ$  且  $\theta \geq 25^\circ$  时， $\beta = -0.005(|\varphi| - 36)$ ；

其他： $\beta = -0.005(|\varphi| - 36) + 1.8 - 4.25 \sin \theta$

$$A_p = A_{0.01} \left( \frac{p}{0.01} \right)^{-[0.655 + 0.033 \ln(p) - 0.045 \ln(A_{0.01}) - \beta(1-p) \sin \theta]} \quad (4-41)$$

### § 4.3.2 地空路径雨衰计算及分析

本文利用日本的 Ka 频段通信卫星 N-STAR 的参数，结合我国西安地区典型站点的降雨数据进行地空路径雨衰计算，考虑到将来我国发射的 Ka 频段的通信卫星的有关参数与日本的不同，计算出来的结果仅供有关工程人员参考。

由于 Ka 频段通信卫星的轨道位置与 C 或 Ku 频段的通信卫星的轨道位置不一样，因此我国的典型站点的天线主波束的仰角需要修正，利用文献<sup>[44]</sup>可得到卫星与地球站的几何关系，如图 4-6 所示。

对准卫星时地球站天线主波束的仰角为：

$$\text{tg} \theta = \frac{\cos \varphi \cos(\phi_1 - \phi_2) - R_e / (R_e + h_e)}{\sqrt{1 - [\cos \varphi \cos(\phi_1 - \phi_2)]^2}} \quad (4-42)$$

对于静止卫星而言，

$$\frac{R_e}{R_e + h_e} = \frac{6378}{6378 + 35786.6} \approx 0.151$$

进一步可以得到：

$$\theta = \text{tg}^{-1} \left[ \frac{\cos \varphi \cos(\phi_1 - \phi_2) - R_e / (R_e + h_e)}{\sqrt{1 - [\cos \varphi \cos(\phi_1 - \phi_2)]^2}} \right] \quad (4-43)$$

其中： $\phi_1$  代表卫星星下点的经度； $\phi_2$  代表地面站经度； $\theta$  为地面站天线主波束仰角； $\varphi$  为地面站纬度； $h_e$  为卫星离地面的高度； $R_e$  为地球等效半径。

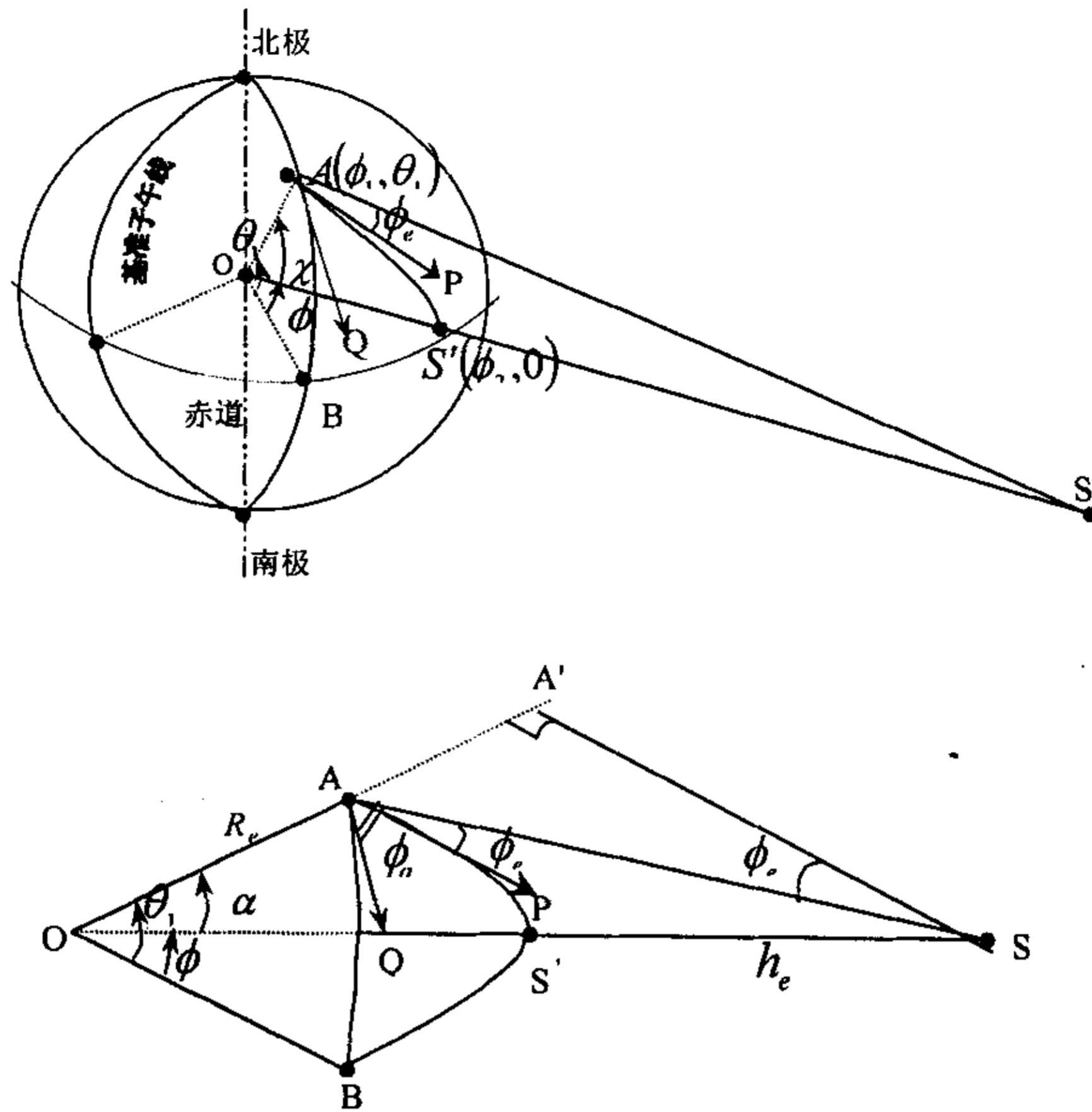


图 4-6 静止卫星 S 与 A 站的几何关系

## § 4.3.2.1 雨衰计算

下面就以日本于 1996 年 2 月发射的定点于  $136^\circ\text{E}$  (即  $\phi_1 = 136^\circ$ ) 的 N-STAR 通信卫星为例并结合西安地区 (地球站纬度  $\varphi = 43.3^\circ$ , 经度  $\phi_2 = 108^\circ 56'$ , 地面站海拔高度  $h_s = 0.3969\text{km}$ ) 实测的 0.01% 时间降雨率数据以及工作频率  $f = 35\text{GHz}$  时, 计算地球站到卫星的地空斜路径上的雨衰减:

第一步: 计算雨顶高度

由公式(4-27)得:

$$h_R = 4.1525 \quad (\text{km})$$

第二步: 计算雨顶下斜路径长度  $L_S$ :

1. 计算地球站天线主波束对准静止卫星时的仰角  $\theta$ :

由公式(4-43)可得到西安地区地球站对准 N-STAR 卫星时的仰角为:

$$\theta \approx 48.056^\circ$$

2. 计算  $L_s$

利用(4-28)式并带入 $\theta$ 值可得到:

$$L_S \approx 5.747 \quad (\text{km})$$

第三步: 计算斜路径的水平投影

$$L_G = L_S \cos\theta \approx 4.3516 \quad (\text{km})$$

第四步: 由表 4-1 得到当地平均年 0.01% 时间概率点降雨率(一分钟积分时间)

$$R = 19.215 \quad (\text{mm/hr})$$

第五步: 计算 0.01% 时间概率点降雨率的特征衰减 $\gamma_R$ (以水平极化为例, 即极化角 $\zeta = 0^\circ$ )

由式(4-23)和(4-24)计算 $k$ 和 $\gamma$ :

$$k = 0.2566$$

$$\gamma = 0.9759$$

由(4-22)式计算 $\gamma_R$ :

$$\gamma_R = 4.5697 \quad (\text{dB/km})$$

第六步: 把 $L_G$ 和 $\gamma_R$ 的值带入(4-32)式, 计算 0.01% 时间概率的水平缩短因子 $r_{0.01}$ :

$$r_{0.01} = 0.8278$$

第七步: 计算 0.01% 时间概率的垂直调整因子 $v_{0.01}$ :

1. 由(4-33)~(4-35)式可得到:

$$\zeta \approx 46.19 \quad (\text{deg})$$

$$L_R \approx 4.758 \quad (\text{km})$$

2. 根据式(4-36)可得到:

$$v_{0.01} \approx 1.36678$$

第八步: 由式(4-38)可得到有效路径长度:

$$L_E \approx 6.5 \quad (\text{km})$$

第九步: 由式(4-39)计算超过 0.01% 时间概率降雨率的雨衰减量

$$A_{0.01} = \gamma_R L_E = 29.72 \quad (\text{dB})$$

第十步: 计算时间概率为 0.6% 的雨衰减:

$$A_{0.6} = 48.59 \quad (\text{dB})$$

根据上述步骤, 同样可以求出其他典型站点的衰减值。

§ 4.3.2.2 计算结果及分析

本节根据地空路径雨衰预报模型，进行有关计算。

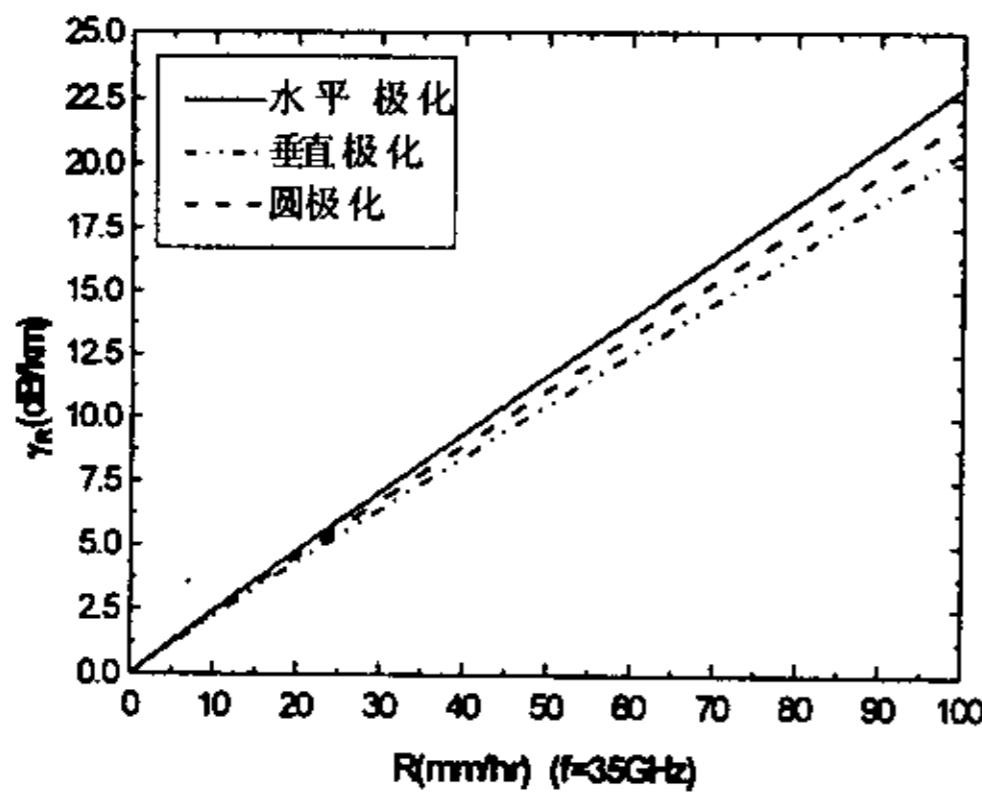


图 4-7 不同极化下  $\gamma_R$  随  $R$  的变化

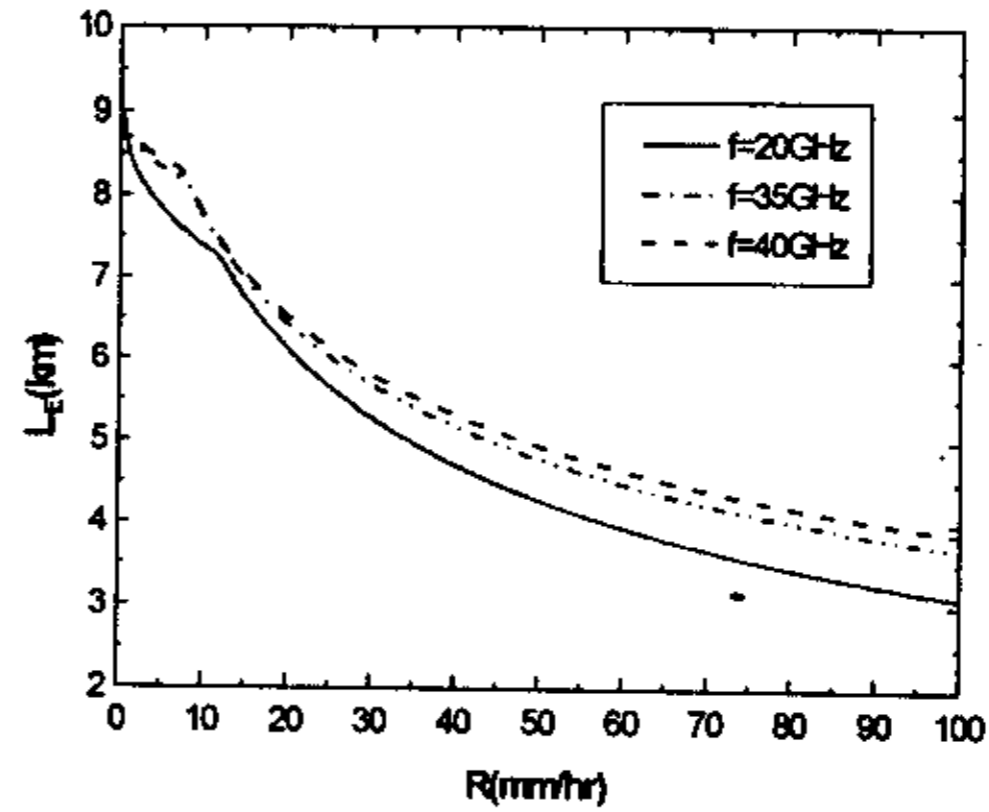


图 4-8 水平极化下  $L_E$  随  $R$  的变化

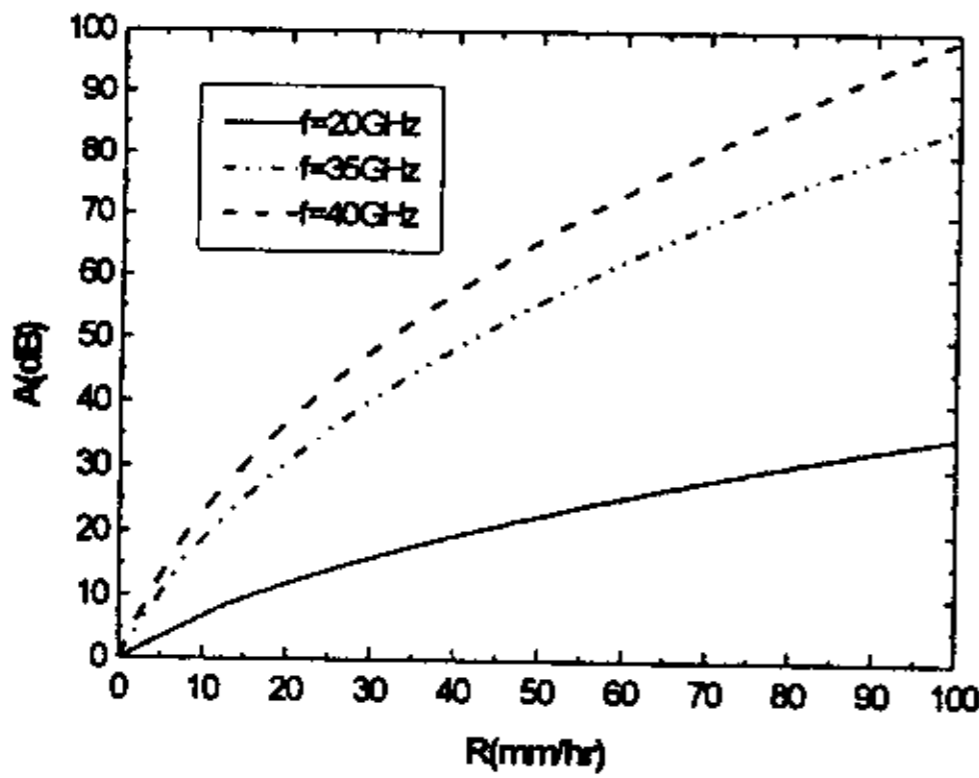


图 4-9 水平极化下  $A$  随  $R$  的变化

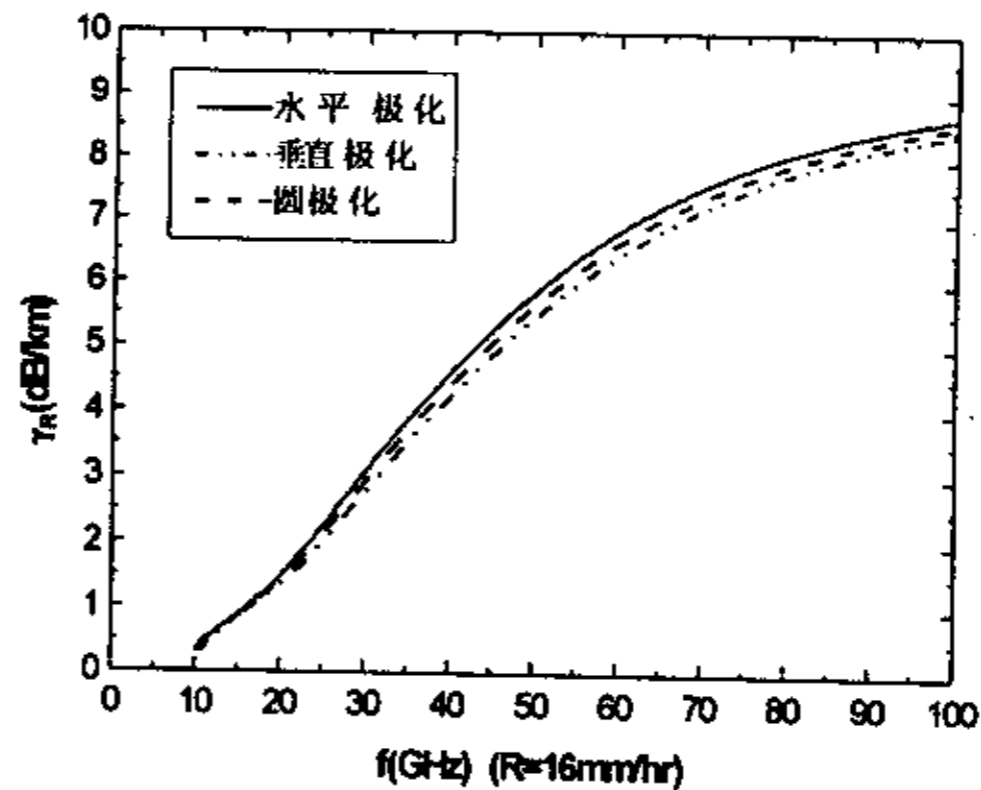


图 4-10 不同极化下  $\gamma_R$  随  $f$  的变化

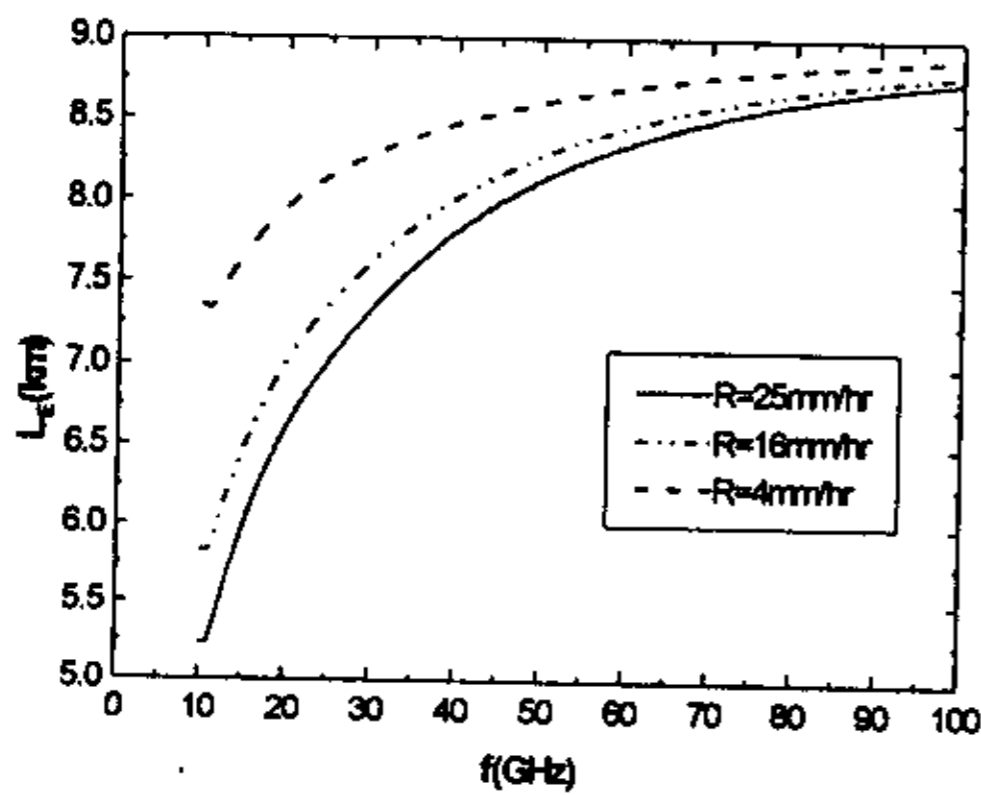


图 4-11 水平极化下  $L_E$  随  $f$  的变化

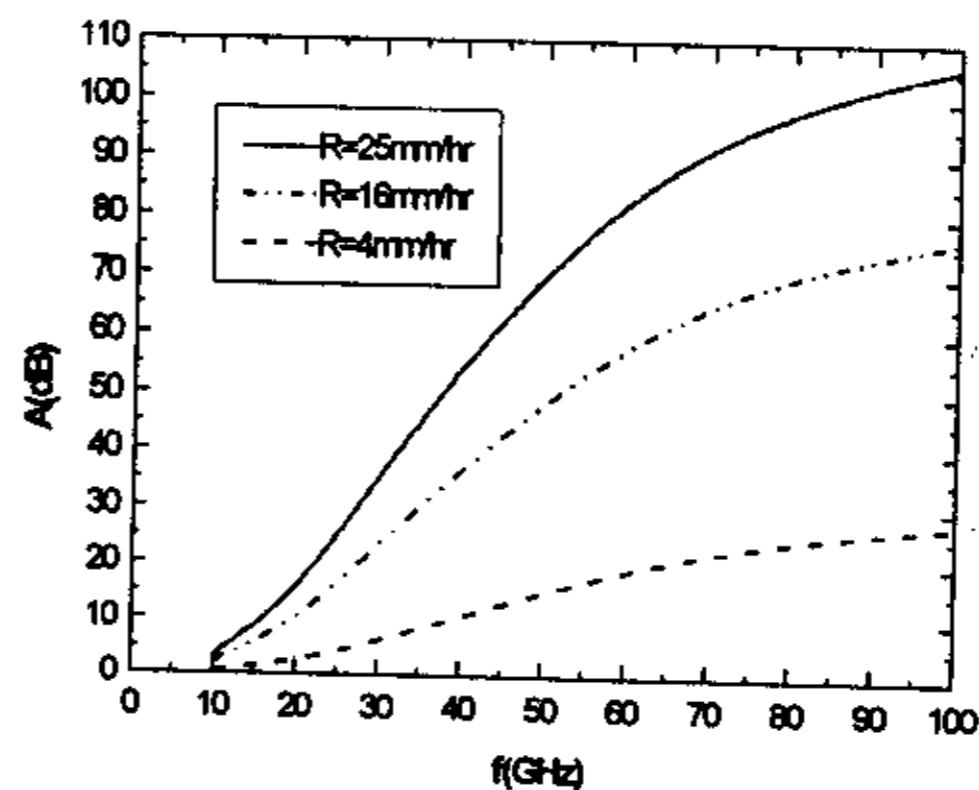


图 4-12 水平极化下  $A$  随  $f$  的变化

图 4-7 表示的是频率( $f = 35\text{GHz}$ )一定时，衰减率与降雨率的变化关系。图中曲线表明随着降雨率的增大，衰减率也增大；在同一降雨率条件下，水平极化的

衰减率最大,圆极化居中,垂直极化最小。图 4-8 和图 4-9 分别描述了水平极化条件下,雨区有效路径和衰减量随降雨率的变化关系,从图中可以看出,频率一定时,雨区有效路径随着降雨率的增加而缩短,衰减量随着降雨率的增大而增加。

图 4-10 描述了不同极化条件下降雨率随频率的变化关系。从图中可以看出,在降雨率( $R = 16\text{mm/hr}$ )一定时,频率越大,衰减率越大;在同一频率下,水平极化衰减率最大,其次是圆极化,最小是垂直极化。图 4-11 和图 4-12 中分别模拟了水平极化条件下雨区有效路径和衰减量随频率的变化曲线,从中可以得出,降雨量一定时,雨区有效路径随着频率的增大而增大,衰减量随着频率的增大而增加。

#### § 4.4 本章小结

本章在散射理论的基础上,讨论了降雨去极化效应,以西安地区为例计算了雨滴谱为 Weibull 分布的同极化衰减 CPA 和去极化分辨率 XPD 分别随降雨率和频率的变化特性,从中可以看出,CPA 和 XPD 随降雨率、频率以及传播距离的变化是很明显的。

关于地空路径雨衰预报模型,本章对其计算步骤和参数都做了详细的阐述,并且以日本卫星为例结合西安地区实测的数据作了相应的计算,模拟出了地空传输时雨衰减率、雨区有效路径以及衰减率随降雨率和频率的变化曲线。对于其他站点本章虽然没有进行具体的计算,但其基本步骤是相同的,计算出来的结果可以给有关工作人员提供参考。

## 第五章 抗衰减和去极化补偿技术探讨

随着信息高速公路的提出和发展,要实现真正意义上无缝隙覆盖连接的信息高速公路, Ka 频段卫星通信的前景更为广阔,将成为未来卫星通信的主流和军事卫星通信发展的必然趋势。但是随着卫星通信频段的增高,恶劣气象环境引起的衰减和去极化影响显得尤为严重。因而必须提出有效的抗衰减与去极化技术。本章分别就抗衰减技术和去极化补偿技术进行探讨。

### § 5.1 抗衰减技术

由于 Ka 频段卫星通信工作频段较高,因而在工作过程中,相对于自由空间传输来讲,引起信号衰落因素<sup>[45]</sup>很多,包括沙尘暴烟雾衰减、雨衰、大气衰减以及其它凝结物衰减(雾、雪)、云衰、电离层闪烁等。

目前,国内外探讨的抗衰减技术主要有以下几个方面:分集技术、固定功率余量控制、自适应技术(自适应功率控制、自适应纠错、自适应调制和卫星资源共享技术等)。若考虑到卫星通信系统的具体制式,自适应 TDMA(时分多址)和自适应 CDMA(码分多址)也是很有有效的抗衰减对策。

#### § 5.1.1 分集技术

分集技术包括位置分集、频率分集和轨道分集等分集技术。本节着重介绍位置分集技术。

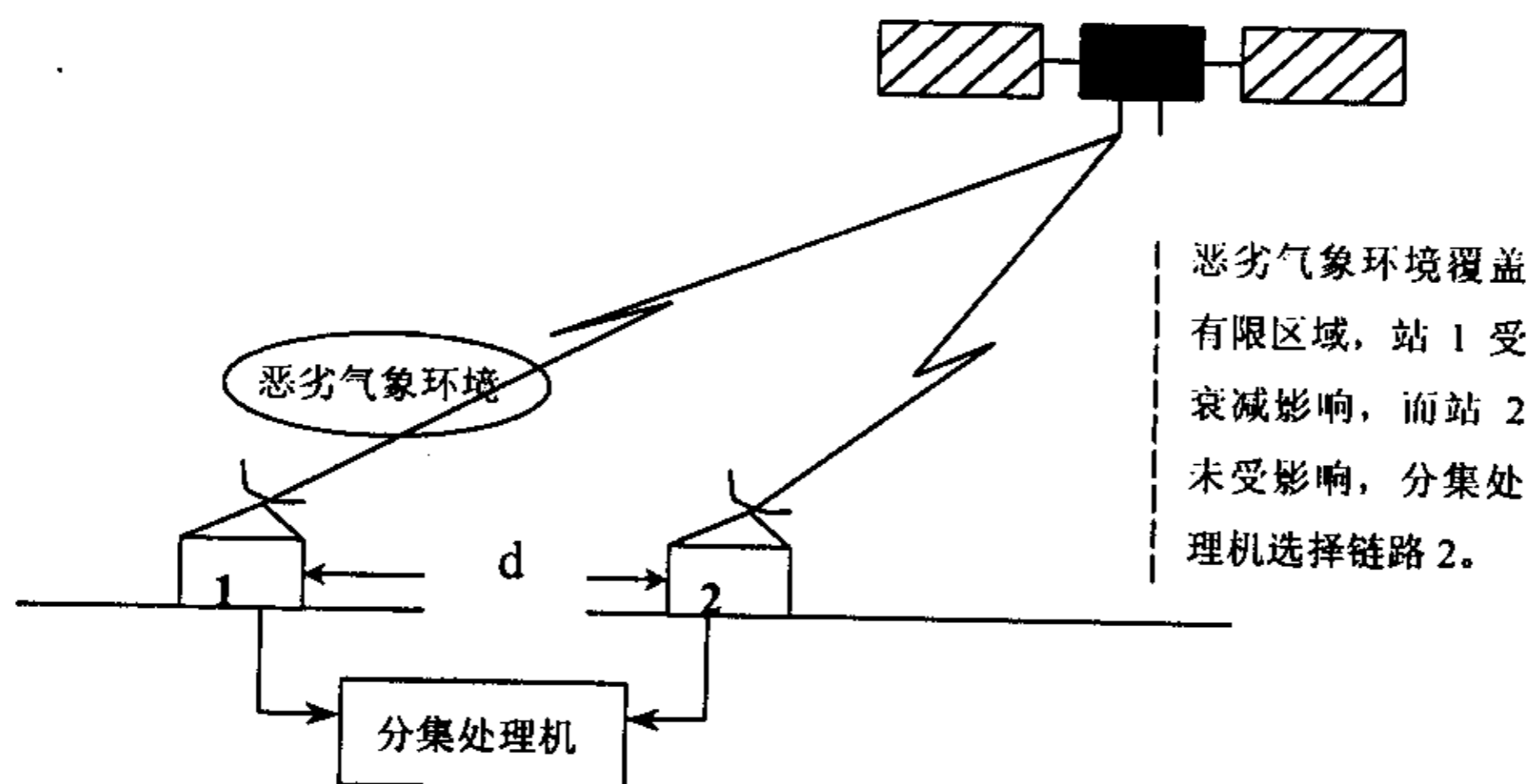


图 5-1

由于降雨和沙尘暴等恶劣气象环境一般是区域性事件或本地事件,所以当地球站之间的距离比恶劣气象环境覆盖的区域大时,则地球站与卫星之间链路上的衰减统计独立。位置分集技术正是利用了这种特性,将一条通信链路分配给两个

地球站, 利用地面链路的分集处理器, 对两个终端进行择优<sup>[46]</sup>。如果其中有一个地球站的衰减超过了功率储备, 那么至少还有另外一个地球站可以使用, 这样就使得链路的可用度得到了保障。从统计上讲, 两站不能处于同一个严重的恶劣气象环境区域内, 这样才能使得系统的功率储备不是很大, 也能保证系统的可用度。位置分集的示意图如图 5-1 所示。

位置分集技术可以有效的克服恶劣气象环境的影响, 但由于位置分集需要在一条链路上分配两套地面终端设备, 导致系统投资较高, 因而在衰减不是很严重的地区或者系统可用度的要求不是特别高的情况下, 位置分集技术的优势不是很明显。

### § 5.1.2 自适应功率控制

由前面章节的讨论可知, 在 Ka 频段或更高频段, 如果仍然采用低频段时克服衰减的固定功率余量控制方式来克服衰减, 则需要更大的功率储备余量来补偿衰减, 但是一年之中一般仅需要几个小时的高功率补偿, 这样就会造成资源的浪费。因此有必要采取有效的自适应对策, 进行适时调整, 以保证通信质量并有效的利用资源减少浪费。

自适应技术包括多种方式, 本节主要介绍自适应功率控制<sup>[47]</sup>, 它既可单独用于上行链路或下行链路, 也可以同时用于上下行链路, 这里着重讨论上行链路的自适应功率控制(ULPC)。

#### § 5.1.2.1 上行链路开环功率控制

上行链路功率控制通常以开环<sup>[48]</sup>、闭环和反馈环路的形式应用于工程中, 其中闭环功率控制主要是利用地球站自身的转发器来估计上行链路的衰减<sup>[49]</sup>; 反馈环路主要是地球站把接收到的信号电平送到中心控制站, 然后网络中心的地球站根据控制中心发出的控制信号来调整发射功率以补偿该链路的衰减<sup>[50]</sup>; 开环功率控制主要依靠一些独立的方法, 如监测卫星信标信号或辐射计测量来估计上行链路的衰减问题<sup>[51]</sup>。

上行链路功率控制的三种形式中, 开环功率控制是最简单的, 因为该方法可用于一个单独的地球站而不用考虑全系统; 而闭环功率控制由于转发器的利用还依靠于卫星网络的结构, 所以实用性较小; 反馈环路功率控制则需要考虑全系统, 比较复杂。

在控制精度方面, 闭环和反馈环路都能提供较高的控制精度, 而对于开环功率控制, 可利用频率接近发射频率的信标来估计上行链路的衰落, 从而调整功率, 这种方法也可以得到与闭环和反馈环路相接近的精度。基于此原因, 世界无线电行政大会于 1992 年分配了用于 Ka 频段卫星通信系统的上行链路的信标频率<sup>[52]</sup>。

但是考虑到地面站需建立一个复杂的馈电系统和一个专用的频率不同于下行链路频率的接收信标,给地球站造成了额外的负担,特别是对于甚小孔径终端(VSAT),负担更重,会影响终端用户的使用。因此有必要提出另外一种方法,即利用频率接近下行链路频率的信标取代上行链路信标去估计上行链路的衰落,由于上行链路和下行链路并不是直接相干的,但是如果把信号在传输过程中引起衰落的因素考虑进去,再根据一定的频率比例关系进行转换,把下行链路的衰落变换到上行链路,从而估算出地球站以上行工作频率工作时的衰落量,进一步对功率进行调整,得到较高的控制精度。

#### § 5.1.2.2 上行链路的自适应功率控制 (ULPC)

本节以降雨为例来介绍上行链路的自适应功率控制。

由于ULPC的基本工作原理是将上行链路的衰减量作为参量去调整发射功率以补偿上行链路的损耗,但是对于降雨而言,雨强是随着时间的推移而变化的,相应的由降雨引起的衰减也会变化,上下行链路上的雨衰值之间的关系同样会发生变化,由文献[48][53]可知可以采用实时频率变换的方法来估计上行链路的衰减从而实现ULPC。

实际上,降雨引起的上下行链路衰减量与上下行频率的实时频率变换关系是降雨的类型、雨滴尺寸分布、温度和沿传播路径上的雨强分布的函数。日本<sup>[53]</sup>和COMSAT通过实验证明了,即使在一个单一的降雨事件过程中,其上下行链路的衰减量的比例关系与频率的比例关系也不是恒定的。本文借助于文献[54]中的实时频率变换公式来预测上行链路由于降雨引起的衰减量。

假设下行链路上由于降雨引起的衰减量为 $A_{dR}$ ,相应的上行链路上的衰减量为 $A_{uR}$ ,对应的频率分别为 $f_d$ 和 $f_u$ ,那么上下行链路衰减量与上下行链路频率的变换关系为:

$$\frac{A_{uR}}{A_{dR}} = \frac{g(f_u)}{g(f_d)} \quad (5-1)$$

其中

$$g(f) = \frac{f^{1.72}}{1 + 3 \times 10^{-7} f^{3.44}} \quad (5-2)$$

利用上述两式可以求出上行链路的降雨衰减量,从而作为参量去调整上行链路的发射功率。

对于引起信号衰落的其他因素如:沙尘暴、水汽凝结物(雾、云、雪)、对流层闪烁等,也可以通过上行链路自适应控制来实现对衰落的补偿,从而保证通信质量。



虽然自适应功率控制从理论上讲既可用于上行链路,也可用于下行链路或者两者都可以,但如果卫星转发器的功率是有限的,那么自适应功率控制方法一般不适用于下行链路。

### § 5.1.3 其他抗衰减对策

其他抗衰减对策,如:在低信噪比条件下,系统中通常使用自适应前向纠错编码<sup>[45]</sup>(AFEC)以减少出错概率;在自适应 TDMA 系统中,可以通过减少衰减信道的数据速率来增加信道余量,要实现这种方法,必须预留帧时隙以便提供这种速率缩减突发;低频备份的自适应应用的方法是在衰减严重的情况下,可以将 Ka 频段的业务在低频发射,一旦衰减情况变好,就恢复到原来的频段,这样使用低频段分配或一部分作为高容量 Ka 频段的备份,可能获得的卫星容量是低频段的几倍,而传播可靠性几乎相同;自适应 CDMA 等其他一些抗衰对策也都是行之有效的抗衰对策,此处就不再作详细讨论。

在实际应用中对衰落对策的选择应根据衰落的实际情况选择最佳方案,或者可以把几种方法结合起来使用,其效果可能会更好。

## § 5.2 自适应去极化补偿技术

随着通信事业的不断发展,Ka 频段或更高频段的卫星通信在 21 世纪将占有越来越重的比例。但就目前来讲,C 频段和 Ku 频段还有一段使用时间,为了更好的利用现有频段,采用正交极化频率复用技术。正交极化频率复用技术是在同一波束内,利用正交极化波间的隔离特性实现频率复用。这一方法要求两极化波之间必须保持一定的隔离度,系统才能正常工作。影响这种双极化传输系统的隔离度的原因很多,如天线或波道的失调、天线塔的扭动、多径传输效应以及降雨或沙尘暴等恶劣的气象条件引起的去极化效应等。本文考虑的是沙尘暴和降雨等恶劣气象条件引起的去极化效应对卫星通信系统的影响。为了使两极化波之间留有足够大的隔离度,必须对通信系统采取适当的补偿措施以保证系统能够可靠的工作。

本文所采取的措施是自适应去极化补偿技术。下面将对去极化的补偿方式、控制算法以及一种典型的去极化补偿系统进行分析、讨论。

### § 5.2.1 去极化的补偿方式

去极化补偿的目的在于克服系统所受的去极化干扰,在数学上等效于求传输矩阵的逆阵,例如在线性极化中,需要找到一个矩阵 $[A']$ ,使得:

$$[A] \cdot [A'] = I \quad (5-3)$$

其中, $[A']$ 表征补偿电路的传输矩阵。

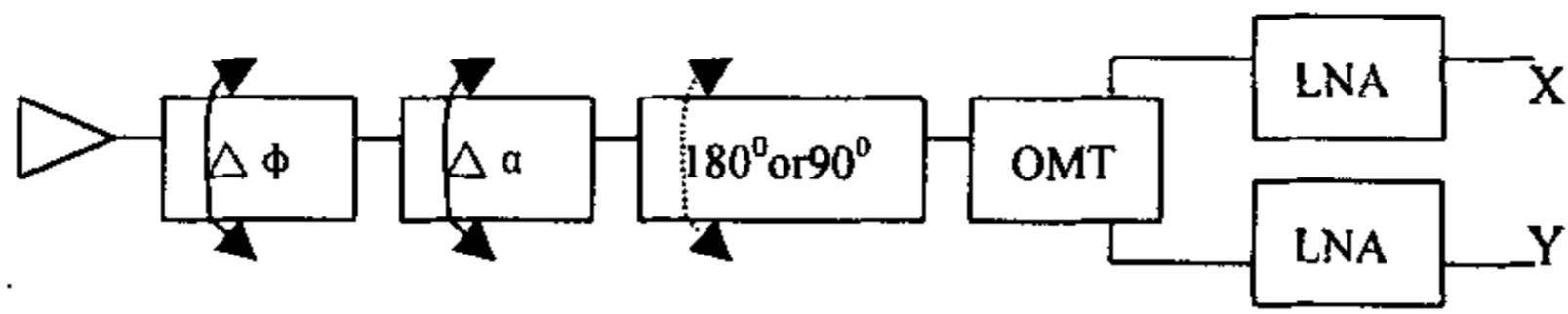


图 5-2a (还原法)

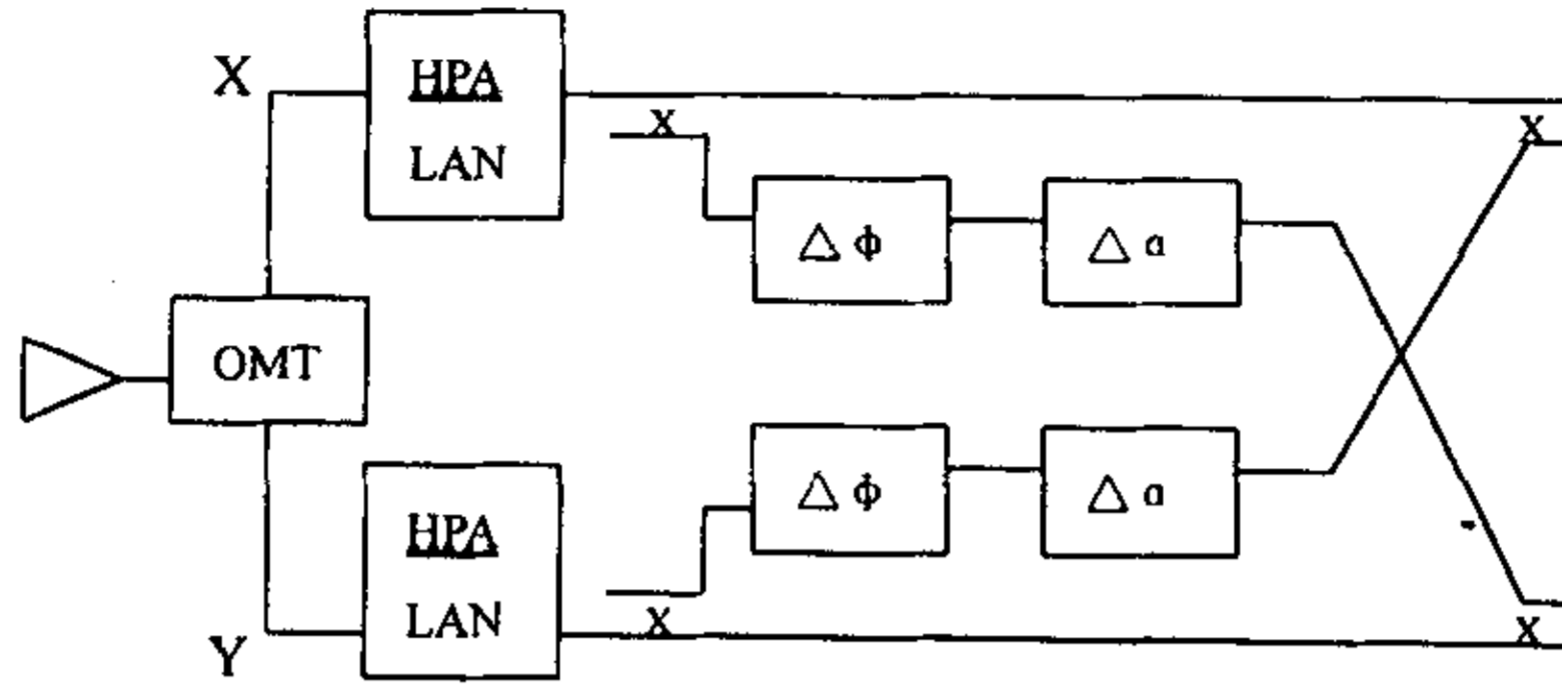


图 5-2b (对消法)

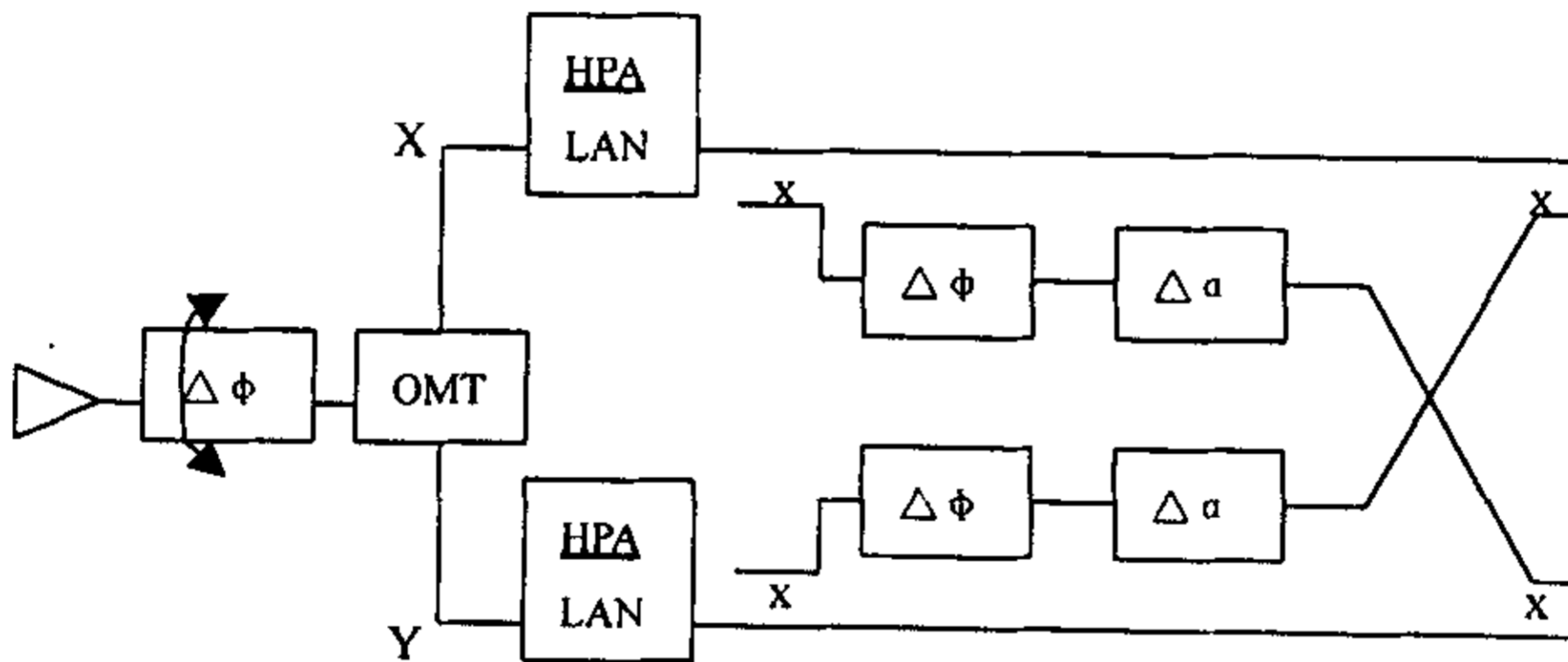


图 5-2c (混合法)

目前的补偿方式主要有 Chu 提出的还原法和利用交叉耦合干扰抵消原理构成的对消法两大类,也可将这两大类结合起来构成混合法。这三类补偿方式的基本结构<sup>[55]</sup>如图 5-2 所示。

图 5-1a 所示为还原法,这是 Bell 实验室的 Chu 于 1971 年提出的一种去极化补偿方法。该补偿电路使用一个可变差分衰减器和差分相移器实现对介质引起的电磁波差分衰减和差分相移影响的还原和恢复,从而实现去极化补偿。但是,该方法在正交式收发转换器(OMT)之前有一个衰减器,转换器之后有两个低噪声放大器(LNA),于是,提高了接收机的噪声温度。

图 5-1b 所示为交叉耦合干扰抵消法。其中,具有一可变移相器和一可变衰减

器的交叉耦合电路在接收系统中置于两个 LNA 之后,而在发射系统中则置于高功放(HPA)之前。其基本原理是将一路信号视为另一路信号的干扰源,将干扰源中信号取出一部分并调整相移使其与被干扰支路的信号等幅反相,然后加入到这一被干扰的支路上以消去干扰分量。在这种补偿器结构中,两个 LNA 频率特性的不平衡将直接影响到整个通信频段的补偿质量。该结构的优点在于交叉耦合电路可置于接收机的射频、中频、基带任一级上。在射频级可以进行宽带补偿,而在中频或基带上则是窄带工作。

图 5-1c 示出的方法是前两种方法的结合,其差分移相器置于 OMT 之前,而交叉耦合电路置于两个 LNA 之后和 HPA 之前。由于这种结构中交叉极化补偿电路是基于差分相移已被补偿了的基础上工作的,所以噪声影响较小。此方法将还原法与交叉耦合干扰抵消法二者的优点兼得,被认为是卫星线路补偿系统中最好的一种方法。

### § 5.2.2 去极化补偿的控制算法

对于去极化补偿的控制主要采取一些自适应算法,这是因为自适应控制所需的先验知识最少且适用范围较宽。而要实现去极化补偿的自适应控制,则需要获得去极化干扰信息。通常双极化系统的自适应控制需要 4 个控制参数,即两极化上的差分衰减和差分相移,要得到这些信息,提取出自适应控制所需要的误差方差,驱动控制系统调整补偿参数,有如下两种方法<sup>[57]</sup>:

方法 I: 在发射信号的同时发射一个导频信号,通过接收到这个导频信号取得大气去极化对电波传播影响的信息。这种方法取得干扰信息较为容易,但它有一个弊端,即自适应控制是根据导频信号提供的信息实现的,这意味着自适应控制只在导频上工作,而对系统通信频带中的其它频率补偿未能达到最佳。这是由于器件或分布现象造成频率特性不一致所引起的。在某些情况中,在信号导频上进行去极化补偿对于整个通信频带的补偿来说是不够的。一种简单的改善方法就是把通信频段细分为几个小频段,对每一个频段分别进行补偿。更有意义的是可能发明一种新的微波器件,它能够补偿传播介质的频率特性。

方法 II: 不在发射端加入导频信号,而直接从发射信号本身当中提取去极化干扰信息。如在地空通信中,一地面站向卫星发射信号,卫星在将该信号转发给另一个地面站的同时也将它转回给本站,本站收到的是已经经历了上、下行线路的信号,该信号受到了两次大气介质的影响,通过比较收发信号便可以得到大气影响的信息,依此可以在本站进行预补偿。

主要的控制算法<sup>[56]</sup>有两种:一种是 LMS 算法(最小均方算法),一种是 Search 算法(搜索算法)。

LMS 自适应控制算法使用梯度最优化,使所要求的性能特性(以此作为参考

指标)与实际系统输出之间的均方误差达到最小化,从而得到控制方程并依此设计控制电路,实现系统的自适应控制。该算法构成的电路结构简单,可实现全电子化,且无搜索噪声,但要有导频<sup>[57]</sup>信号。

Search 自适应控制算法无需导频信号,但要引入搜索噪声,而搜索噪声与搜索步长有关,其减小与搜索速度的提高是矛盾的。但由于该算法不需导频信号,所以系统的频谱利用率会高一些。

另外还有其他一些控制算法,如“bootstrapping algorithms(引导算法)”、“dither algorithms(高频脉动算法)”、“ $T/2$ 参差法”等,在此不作详述。

### § 5.2.3 典型去极化补偿系统的分析

由于交叉耦合干扰对消法与还原法相比具有体积小、重量轻、响应速度快等优点,而且可以在射频、中频、基带中任何频段上实现,所以应用比较广泛。本节将针对去极化补偿系统中的交叉耦合对消系统进行简略分析,并介绍其工作原理。

交叉耦合技术的基本原理在前面已经介绍过了,下面给出理想干扰对消系统的数学模型<sup>[60]</sup>,并进行分析,然后介绍一下交叉耦合干扰抵消补偿器的工作原理。

#### § 5.2.3.1 理想干扰抵消系统的数学模型及性能分析

理想自适应干扰抵消系统数学模型如图 5-2 所示。

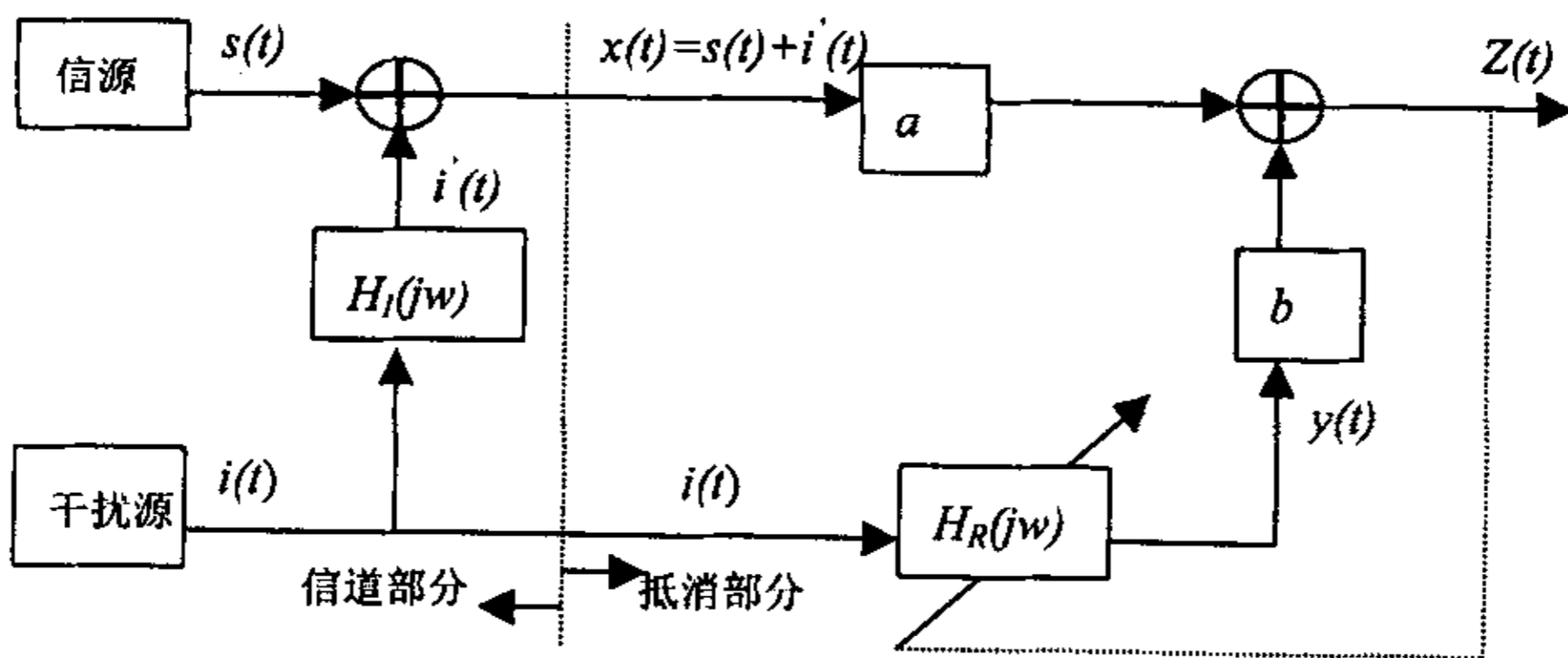


图 5-3 理想自适应干扰抵消系统数学模型

图 5-3 中的两个输入端可收到的信号分别为有用信号  $s(t)$  和干扰信号  $i(t)$ ,  $i'(t)$  为经过大气信道  $H_I(j\omega)$  后直接在接收机输入端有用信号支路上可收到的干扰信号。这里,可假设  $s(t)$  为同极化信号,  $i(t)$  为去极化干扰信号。为分析简便起见,在  $s(t)$  和  $i(t)$  构成的双极化传输系统中只考虑  $i(t)$  经大气去极化产生的同极化分量  $i'(t)$  对  $s(t)$  产生的干扰,而不考虑  $s(t)$  对  $i(t)$  的影响。

由于双极化传输系统的两个极化信号是相互独立的,所以  $s(t)$  和  $i(t)$  相互独立,  $i'(t)$  是干扰源输出  $i(t)$  通过信道传输函数为  $H_I(j\omega)$  网络后的输出,与  $s(t)$  也是相互独立的。设  $s(t)$ 、 $i(t)$  都是零均值且为平稳的,由图 5-3 可知输出信号为:

$$Z(t) = ax(t) - by(t) = as(t) + ai'(t) - by(t) \quad (5-4)$$

加入补偿器的目的是为了抵消掉  $x(t)$  中的干扰成分  $i'(t)$ , 即使  $ai'(t)$  与  $by(t)$  尽可能接近相等。在最小均方(LMS)准则下, 要使输出干扰成分最小, 在信号一定的情况下, 就等效于使  $E\{Z^2(t)\}$  最小<sup>[58]</sup>。

由(5-4)式得

$$\begin{aligned} E\{Z^2(t)\} &= E\{[as(t) + ai'(t) - by(t)]^2\} \\ &= E\{a^2s^2(t) + [ai'(t) - by(t)]^2 + 2as(t)[ai'(t) - by(t)]\} \end{aligned} \quad (5-5)$$

由于  $s(t)$  与  $i(t)$  及  $i'(t)$  相互独立, 而  $y(t)$  如图 5-3 所示, 又是  $i(t)$  经过传输参数为  $H_R(j\omega)$  补偿网络的输出, 因此  $y(t)$  与  $s(t)$  及  $i'(t)$  也是相互独立的。于是可以得到:

$$E\{as(t)[ai'(t) - by(t)]\} = 0 \quad (5-6)$$

将上式(5-6)代入(5-5)式中, 有:

$$E\{Z^2(t)\} = a^2 E\{s^2(t)\} + E\{[ai'(t) - by(t)]^2\} \quad (5-7)$$

$$\min E\{Z^2(t)\} = a^2 E\{s^2(t)\} + \min E\{[ai'(t) - by(t)]^2\} \quad (5-8)$$

由以上分析可知, 当补偿网络  $H_R(j\omega)$  的选取为最佳时,  $E\{Z^2(t)\}$  最小, 此时  $ai'(t) = by(t)$ 。由此可见, 要想达到最佳补偿的目的就必须寻求最佳网络使其传输函数  $H_R(j\omega) = H_{\text{opt}}(j\omega)$ 。

设  $i(t)$  的傅立叶变换为  $I(j\omega)$ , 则有:

$$F[i'(t)] = I(j\omega) \cdot H_I(j\omega) \quad (5-9)$$

$$F[y(t)] = I(j\omega) \cdot H_R(j\omega) \quad (5-10)$$

那么

$$F[ai'(t) - by(t)] = [aH_I(j\omega) - bH_R(j\omega)] \cdot I(j\omega) \quad (5-11)$$

由前面的分析知, 若  $H_R(j\omega) = H_{\text{opt}}(j\omega)$ , 则  $ai'(t) - by(t) = 0$ , 那么就得到表达式:

$$F[ai'(t) - by(t)] = 0 \quad (5-12)$$

因而

$$aH_I(j\omega) - bH_{\text{opt}}(j\omega) = 0 \quad (5-13)$$

即

$$H_{\text{opt}}(j\omega) = \frac{a}{b} H_I(j\omega) \quad (5-14)$$

特别, 当  $a = b = 1$  时,  $H_{Ropt}(j\omega) = H_l(j\omega)$ 。

此时, 系统输出方差(等于均方误差)达到最小值:

$$E\{Z^2(t)\} = a^2 E\{s^2(t)\} \quad (5-15)$$

对应输出信号为

$$Z(t)|_{H_R=H_{Ropt}} = as(t) \quad (5-16)$$

从上述的分析可知, 一个理想情况下的干扰抵消系统能把与信号混合在一起的干扰信号成分全部抵消掉, 从而使输出信号中无干扰, 并且输出信号与输入信号成正比, 具有完全相同的形式, 也即信号传输对信号不带来任何畸变。

实际上并不是在一切场合都能满足理想情况的条件, 有时由于实现上的原因, 致使系统中的补偿支路传输函数  $H_R(j\omega)$  不能完全满足(5-14)式的要求, 只能近似的满足。另外, 两支路的输入并不只是  $s(t)$  和  $i(t)$ , 还会混有独立噪声。这些因素使得系统的补偿性能下降, 甚至会对信号引入一定的畸变。

由于电波传输信道(大气信道)的传输函数  $H_l(j\omega)$  的参数是随机时变的, 所以就要求  $H_R(j\omega)$  的参数也能相应的变化, 对其参数进行自适应调制, 以保证输出干扰成分最小。

### § 5.2.3.2 交叉耦合干扰抵消补偿器的工作原理

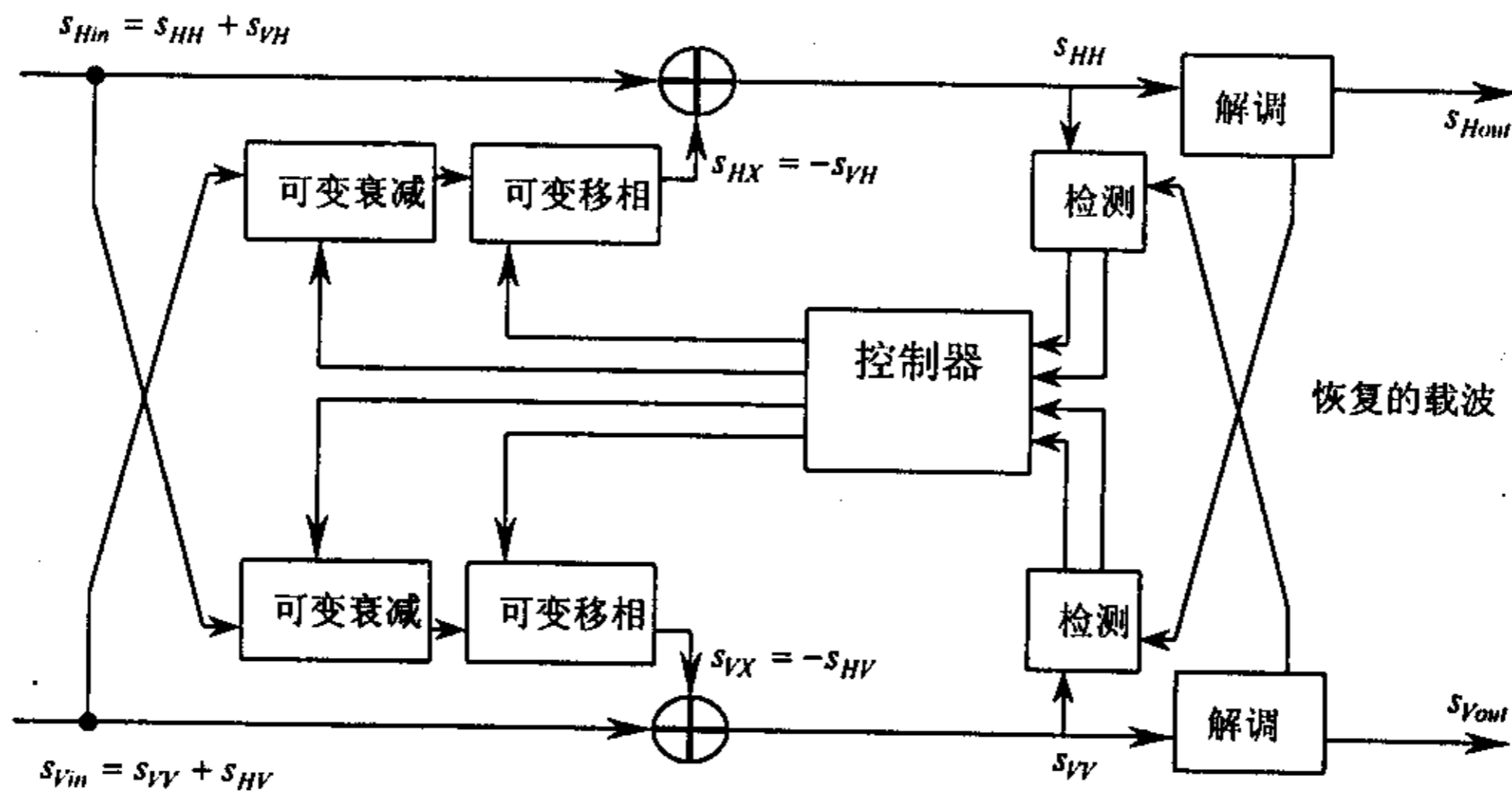


图 5-4 交叉极化干扰抵消系统原理框图

图 5-4 为双极化通信系统交叉耦合干扰抵消原理框图<sup>[59]</sup>。它可将收到的两路信号  $s_{Hin}$ 、 $s_{Vin}$  中的一路信号视为另一路信号的干扰源, 将干扰源中的信号取出一部分移相后送加到被干扰支路上, 以消去该支路中的干扰分量。由图 5-4 可见,  $H$  (or  $V$ ) 极化支路输入信号  $s_{Hin}$  (or  $s_{Vin}$ ) 中包含着两个分量, 一个是希望得到的  $H$  (or  $V$ ) 极化信号  $s_{HH}$  (or  $s_{VV}$ ), 另一个是由大气去极化引起的由  $H$  (or  $V$ ) 转变

而来的去极化干扰信号  $s_{HV}$  (or  $s_{VH}$ )。相干检测电路把接收到的信号  $s_{HH}$  (or  $s_{VV}$ ) 与  $H$  (or  $V$ ) 支路的恢复载波相干检测, 可得到干扰信号的导频载波信号电平, 把这个去极化干扰程度的信息提供给控制器, 控制器依此来调节交叉耦合支路上的可变衰减器和可变移相器的参数, 使得耦合支路的输出信号  $s_{Hx}$  (or  $s_{Vx}$ ) 与干扰信号等幅反相, 耦合支路的信号与直通支路信号相迭加, 将得到补偿后的信号输出, 去极化干扰分量已被抵消掉, 从而实现了对去极化干扰的补偿。

控制器自动调节衰减器和移相器的参数, 改变  $s_{Hx}$ 、 $s_{Vx}$  的振幅和相位, 使输出的均方误差最小, 这是一个反复逐步逼近的过程, 最后达到系统的动态平衡状态。

上面关于理想交叉耦合干扰抵消法的讨论表明, 采用此种方法可以很好的抵消交叉极化信号的影响, 达到最佳补偿效果。但在实际实现方面还存在误差, 这一点在[60]中的中频自适应交叉耦合补偿器的实验中有所体现。

在实际应用中, 还原法、交叉耦合干扰抵消法以及混合法都需要一定的改进, 各种补偿技术的运用都要根据系统工作环境以及对系统性能的要求来选择。

#### § 5.2.4 对去极化补偿技术的进一步研究

目前国外去极化补偿技术的研究已经开展了很长一段时间, 而我国尚属刚刚开始, 需要作大量的工作, 主要可以从以下几个方面进行:

1. 在大气电波传输特性的研究方面, 还需要累积大量的数据资料, 虽然现在降雨引起的衰减和去极化效应已有了可借鉴的预报模型, 但比如沙尘暴等其他恶劣气象环境对地空路径电波传播的影响则缺少有效的预报模型和丰富的数据资料, 尤其是其瞬时相关特性还需要进行大量的研究, 以便构造出更适合实际情况的自适应去极化补偿器。

2. 目前的补偿方式主要有三类, 即还原法、抵消法和混合法。Chu 的还原法具有宽带特性, 是宽带补偿的有效方法, 其实现需要对微波器件有较高的要求, 因此发展我国的微波器件是发展微波通信必不可少的要求。抵消法通常在中频上实现, 但其带宽问题尚需要进一步研究以实现宽带自适应补偿。

3. 目前许多新的自适应控制算法不断涌现出来, 譬如: 一种理想算法—LMS-/Newton 算法、序贯回归算法(SER)、随机搜索算法(LRS)等, 引入其中的有效成果对提高自适应去极化补偿系统的补偿能力是十分有益的。

### § 5.3 本章小结

本章鉴于降雨、沙尘暴等恶劣气象环境对电波传播造成的衰减和去极化影响, 介绍了抗衰减和去极化补偿技术。

抗衰减措施首先介绍的是分集技术中的位置分集技术的原理和该方法的优缺

点；然后重点介绍了上行链路自适应开环功率控制的工作原理，即用下行链路的衰减估计出上行链路的衰减，再把上行链路上的衰减量作为参量去调整发射功率，以实现传播路径上衰减的补偿，保证通信质量。

去极化补偿技术介绍的是自适应去极化补偿技术，其内容有：自适应去极化补偿的方式，即还原法、对消法和混合法；自适应控制算法：LMS 算法和 Search 算法以及其他一些算法；详细介绍了一种典型的去极化补偿系统—理想交叉耦合干扰对消法，此方法应用的算法为 LMS 算法，并且从此方法的原理的分析中可以看出它可以很好的补偿去极化的干扰，达到最佳补偿效果，提高通信质量。



## 结束语

随着通信业务的不断增加, 现有轨道显得更为拥挤, 而 Ka 频段则以其大容量、高可靠性等特点已经成为现代卫星通信发展的必然趋势。但由于 Ka 频段的频率较高, 所以当此频段的电磁波通过恶劣气象环境时, 就会产生较为严重的衰减和去极化效应, 影响 Ka 频段卫星通信的频道特性, 使通信质量降低。本文主要是结合我国地域、气候特点, 针对 Ka 频段电磁波通过沙尘暴和降雨时的传输效应进行一些基础性研究。

本文首先详细介绍了沙尘暴的概况, 包括沙尘暴的有关涵义、我国沙尘暴的空间分布和时间分布以及沙尘暴的物理特性: 粒径分布、浓度、形态分布和介电特性。这些特性是研究沙尘暴对微波、毫米波的影响的必不可少的前提条件。

接下来在第三章中, 根据介质球散射理论, 首先分析了水平路径上沙尘暴对 Ka 频段电波传播的影响, 然后讨论了一种经验模型, 此模型适用的高度比较低, 只有几十米, 但由于沙尘暴的厚度可以达到几公里甚至更高, 所以在此经验模型的基础上笔者给出了计算地空路径上 Ka 频段电磁波在沙尘暴中传播时的衰减、相移和去极化分辨率的等效计算模型, 进而利用典型地球站参数进行了有关数值计算, 并对计算结果做了分析讨论。

借鉴有关文献在第四章中, 讨论了地空路径降雨去极化效应, 以西安地区为例模拟了 CPA 和 XPD 随降雨率、传输路径和频率的变化关系; 利用 ITU-R 提供的地空路径降雨衰减预报模型并以日本卫星为例结合西安地区实测的数据作了相应的计算, 模拟出了地空路径传输时雨衰减率、雨区有效路径以及衰减率随降雨率和频率的变化曲线。

最后, 鉴于降雨和沙尘暴等恶劣气象环境对卫星通信的影响比较严重, 第五章介绍了几种抗衰减和去极化补偿技术。抗衰减措施主要介绍的是位置分集技术和上行链路开环功率控制法, 并对其原理进行了阐述。去极化补偿技术介绍的是自适应去极化补偿技术, 其主要内容包括: 自适应去极化补偿的方式、自适应控制算法, 另外还详细介绍了理想交叉耦合干扰对消法。

由于缺乏经验数据, 本文是在理论上给出了 Ka 频段电磁波通过沙尘暴时产生的衰减和去极化分辨率的等效模型, 并结合典型站点进行了计算, 因此这些结果仅提供有关工程人员参考; 利用降雨衰减预报模型以日本卫星为例所作的计算, 也必须在将来我国申请到轨道位置后, 结合国内的实际情况作进一步的修改。但总体来说, 本文的计算结果以及介绍的方法对于 Ka 频段卫星通信系统的总体设计是具有一定的参考价值的。

## 致 谢

本文是在我的导师黄际英教授的悉心关怀和精心指导下完成的,导师严谨的治学态度、沉稳的工作作风、平易近人的品德以及渊博的知识,都给我留下了深刻的印象,并且还将继续影响我今后的工作和生活,使我终生受益,在此向黄老师为我付出的辛劳表示最诚挚的感谢。在今后的工作、学习和生活中,我会将黄老师一丝不苟的工作科研作风和大度宽容的处世态度作为我行动的指南,同时非常感谢杜老师在生活和学习上给予我的帮助。

衷心感谢肖景明教授、葛德彪教授、吴振森教授、郭立新教授、韩香娥教授,他们在学习上和工作上都曾给了我很大的帮助。还有电波研究室的许季华副教授、张栋国高级工程师、乔立民高级工程师、杨瑞科副教授,张民副教授等各位老师,他们一起创造了和谐、团结的学术氛围,使我在学习期间受益非浅。

在读硕士期间,还得到了李应乐博士、陈辉博士、王兰美博士、唐应德博士、陈新莲硕士、宋月霞硕士、官秀国硕士、吴跃丽硕士、衣方磊硕士、朱湘琴博士、窦玉红硕士、王芳硕士、弓树宏硕士、蔡本晓硕士、姜会芬硕士在学习和日常生活中给予的帮助和支持,在此表示由衷的感谢。

深深感谢辛苦养育我的父母和家人,感谢我所有的朋友给予我的无私帮助和支持。

感谢为审阅本文而付出辛勤劳动的专家学者们。

## 参考文献

- [1] B.Shuken and J.Thomas. Ka-band engineering from the ground up[J]. *Satellite Communications*, 1998, 22(6): 40-43.
- [2] F.Aramasso. 20/30GHz satellite communication: the technology is mature[C]. *Tenth international conference on digital satellite communications*, 1995, 5: 152-158.
- [3] S.O.Bashir and N.J.Mxewan. Microwave propagation in dust storms: a review[J]. *IEE Proceedings-H*, 1986, 133(3): 241-247.
- [4] 陈祥占. 从海湾战争看沙暴对无线电通信的影响[J]. *电波与天线*, 1991, 6: 1-4.
- [5] Edard. E. Altshuler. The effect of a low altitude nuclear burst on millimeter wave propagation[C]. AD--P00388.
- [6] A.J.Ansari, B.G.Evans. Microwave propagation in sand and dust storms[J]. *IEE Proceedings-F*, 1982, 129(5): 315-322.
- [7] S.I.Ghobrial and S.M.Sharief. Microwave attenuation and cross polarization in dust storms[J]. *IEEE Trans.on AP*, 1987, 35(4): 418-427.
- [8] S.I.Ghobrial. Effect of sandstorms on microwave propagation[C]. *IEEE National Telecommunication Conference*, 1980, 2: 43.5.1-43.5.4.
- [9] A.S.Ahmed and Ali. Role of particle-size distribution on millimeter propagation in sand/dust storms[J]. *IEE Proceedings-F*, 1987, 134(1): 55-59.
- [10] S.O.Bashir, A.W.Dissanayake, and N.J.Mcewan. Prediction of forward scattering and cross polarization due to dry sand storms in Sudan in the 9.4GHz Band[C]. *ITU Telecomm*, 1980: 462-467.
- [11] Kumar. Attenuation due to accretion of sand and dust on reflector antennas at microwave frequencies[C]. *IEE conf. Publ*, 1981, 155: 518-521.
- [12] S.O.Bashir, and N.J.Mceman. Crosspolarization and gain reduction due to sand or dust on microwave reflector antennas[C]. *Electro.Lett*, 1985, 21: 379-380.
- [13] 赵树宗. 沙尘暴及烟雾对微波毫米波传播的影响[J]. *电波与天线*, 1985, 2: 36-53.
- [14] 尹文言, 肖景明. 沙尘暴对微波通信线路的影响[J]. *通信学报*, 1991, 5, 12(5): 91-96.
- [15] T.S.Chu. Effects of sandstorms on microwave propagation[J]. *Bell.Syst.Tech.J.*, 1979, 58: 549-555.
- [16] R.A.Bagnold. *The physics of blown sand and desert dunes*[M]. London, U.K.:

- Chapman & Hall, 1973.
- [17] 钱正安等. 中国沙尘暴研究[M], 气象出版社, 1997.
- [18] 吴正, 刘贤万. 风沙流运动的多相流研究的现状及其展望[C]. 中国科学院兰州沙漠所, No.7577.
- [19] 刘贤万, 刘光辉. 应用激光测速仪研究风沙流运动的初步实验[C]. 中国科学院兰州沙漠所, No.7580.
- [20] A.S.Ahmed, A.Ali and M.A.Alhaider. Airborne dust size analysis for tropospheric propagation of millimetric waves into dust storms[J]. IEEE Trans.on GE and RES, 1987, 25(5): 599-693.
- [21] Van de Hulst, H.C. Light Scattering by Small Particles[M]. 1957, Chaps.4 and 6.
- [22] 尹文言. 沙(尘)暴中粒子尺寸分布的测量和对毫米波传播的影响[D]. 西电硕论文, 1989.1.
- [23] 董庆生. 沙尘烟雾对毫米波传播的影响[C]. 目标特性与传输特性“八五”技术成果论文集, 1996: 716-736.
- [24] S.I.Ghobrial. Effect of hygroscopic water on dielectric constant of dust at X-band[J]. Electro.Lett, 1980, 16(10): 393-394.
- [25] M.T.Hallikainen, F.T.Ulaby. Microwave dielectric behavior of wet soil, Part I: Empirical models and experimental observations[J]. IEEE Trans.on GE and RES, 1985, 23(1): 25-34.
- [26] M.T.Hallikainen, F.T.Ulaby. Microwave dielectric behavior of wet soil, Part II: Dielectric mixing models[J]. IEEE Trans.on GE and RES, 1985, 23(1):35-46.
- [27] J.R.Wang. The dielectric properties of soil-water mixtures at microwave frequencies[J]. Radio Science, 1977, 15(5): 215-222.
- [28] A.H.Sihvola, J.A.kong. Effective permittivity of dielectric mixtures[J]. IEEE Trans.on GE and RES, July.1988, 26(4):420-429.
- [29] R.L.Olsen. The  $aR^b$  relation in the calculation of rain attenuation[J]. IEEE Trans.on AP, 1978, 26(2): 318-328.
- [30] 中国科学院兰州沙漠所. 风沙电场的初步实验研究[C]. No.2784.
- [31] 黄际英, 王一平. 应用 Weibull 分布计算毫米波降雨去极化[J]. 电子学报, 1993, 21(12): 93-96.
- [32] T.Oguchi. Electromagnetic wave propagation and scattering in rain and other hydrometeor[J]. IEEE, 1983, 71(9): 1029-1078.
- [33] 张在峰. 毫米波雪、雾后向散射特性研究[D]. 西电硕士论文.
- [34] 殷贯西. 毫米波降雨和后向散射及其雨杂波的影响[D]. 西电硕士论文.
- [35] Wang Y.P. and Huang J.Y. A relation between XPD and CPA in millimeter wave

- band[J]. *International Infrared and Millimeter Waves*, 1988, 9(8): 705-710.
- [36] 黄际英, 马冠一, 王一平. 雨介质的相干去极化与非相干去极化效应[J]. *武汉大学学报, 电波传播专刊*, 1991: 84-89.
- [37] 唐映德. Ka 频段卫星通信中的雨衰及抗雨衰技术[D]. 西电硕士论文, 2001.
- [38] F.Fei. A simple method for predicting rain attenuation on terrestrial and earth-space paths[J]. RIF: 1B1081 Fondazione.Vgo.Bordoni, Segale.Viale Transtewere10800153 Rome, Italy.
- [39] CCIR Report, pp.563-4, 1990.
- [40] Recommendation ITU-R, pp.618-6.
- [41] J.Goldhrsh. Two-dimension visualization of rain cell structures[J]. *Radio Science*, 2000, 35(3): 112-117.
- [42] M.G.Zhang and D.I.Hu. An investigation of rian attenuation and rain rates statistics in China and its neighbouring area[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 1993, 8(2): 7-15.
- [43] 仇盛柏, 陈京华. 我国典型地区不同积分时间降雨的换算公式[J]. *电波科学学报*, 1997, 12(1): 112-117.
- [44] 吕海寰, 蔡剑铭, 甘仲民等. 卫星通信系统 (修订版) [M]. 北京:人民邮电出版社出版, 1994: 140-142.
- [45] 屈丹, 谢德芳. K 波段卫星通信系统的抗衰落对策[J]. *无线通信技术*, 2000, 1: 23-27.
- [46] F.M.Naderi and S.J.Campanella. NASA'S advanced communication technology satellite(ACTS): an overview of the satellite, the network, and the underlying technology[J]. *Proc.12th AIAA Comm.Satellite Conf.*, Arlington, VA., 1988: 225-239.
- [47] D.G.Sweeney and C.W.Bostian. Implementing adaptive power control as a 30/20GHz fade countermeasure[J]. *IEEE Trans on AP*, 1999, 47(1): 40-46.
- [48] A.W.Dissanayake. Application of open-loop uplinks power control in Ka-band satellite links[J]. *Proceedings of the IEEE*, 1997, 85(6): 959-969.
- [49] S.Egami. Individual closed-loop satellite access power control systems using overall satellite link quality level[J]. *IEEE Trans on Comm.*, 1982, 30: 1806-1808.
- [50] T.Atsumi, M.Morikura, and S.Kato. A study on uplink transmission power control scheme for satellite communication systems[J]. *Proc.Int.Symp.Antennas propagation.*, 1985, 1(85): 329-332.
- [51] K.T.Lin, C.Zaks, A.W.Dissanayake, and J.E.Allnutt. Results of an experiment to demonstrate the effectiveness of open-loop up-link power control for Ku-band

- satellite links[J]. Proc.Int.Conf.Antennas propgation., 1993, 93: 234-238.
- [52] ITU Radio Regulation, Geneva, 1994.
- [53] K.Kosaka, Y.Suzuki, and I.Nishiyama. Japan's CS(Sakura) communication satellite experiments-part VI-E: Communications experiments: Experiments on measures against rain attenuation[J]. IEEE Trans on Aerosp.Electron.Syst., 1986, 22: 302-309.
- [54] ITU-R,Recommendations ITU-R PN.618-3. Propagation data and prediction methods required for the design of earth-space telecommunications systems[C]. Geneva, Switizer-land,1995.
- [55] M.Yamada, H.Yuki, and K.Inagaki. Compensation techniques for rain depolarization in satellite communications. Radio Science[J], 1982, 17(5): 1220-1230.
- [56] 郭柯. 毫米波降雨去极化自适应补偿系统的研究[D]. 西电硕士论文, 1984.
- [57] H.J.O'Neill and B.V.W.Isaacs. An adaptive crosspol cancellation system for satellite communication systems employing dual polarization frequency re-use[J]. ICC'80: 137-141.
- [58] 马义广. 自适应干扰抵消系统的性能分析及大功率双极电调衰减器的研究[D]. 西电硕士论文, 1983.
- [59] Y.Bar-ness, J.W.Carlin, M.L.Steinberger. Bootstrapping adaptive crosspol cancellers for satellite communications[J]. IEEE, 1982: 4F.5.1.
- [60] 郑丽丰. 毫米波降雨去极化补偿技术[D]. 西电硕士论文, 1988.

## 攻读硕士期间科研情况

### 一. 科研项目

科研项目 “Ka 频段卫星通信抗恶劣气象环境技术研究,” 空间微波技术国家重点实验室资助项目 51473040101DZ01, 2002.1.—2003.12.

### 二. 发表论文

- [1] Yingxia Xu, Jiying Huang, and Yingle Li. The effect of attenuation induced by sand and dust storms on Ka-band electromagnetic wave propagation along earth-space paths. International Journal of Infrared and Millimeter Waves(SCI、EI 检索源), 2002, 23(11): 1677-1682. (已被SCI收录)
- [2] 徐英霞, 黄际英, 官秀国. 沙尘暴对地空路径上 Ka 频段电波传播的影响. 电波科学学报(EI 检索源), 已有录用通知.
- [3] 徐英霞, 黄际英. 沙尘暴对地空路径上 Ka 频段电波传播的衰减影响. 空间电子学学术年会论文集, 昆明, 2002.10: 212-216.
- [4] 郭立新, 官秀国, 徐英霞. 分形粗糙面电磁散射遮蔽效应研究. 西安电子科技大学学报(EI Page one 数据库检索源), 已有录用通知.