

西安电子科技大学

硕士学位论文

Ka频段地空路径衰减与去极化及功率控制算法研究

姓名：蔡本晓

申请学位级别：硕士

专业：无线电物理

指导教师：黄际英

20040101

## 摘要

本文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,然后在考虑地表温度和温度垂直分布效应的基础上,计算了地表温度对地空路径衰减的影响,比较了考虑温度垂直分布和未考虑温度垂直分布所计算衰减的误差。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 Ka 频段通信卫星为例并结合中国国内 58 地区的进行了有关衰减比值的计算,拟合出了适用(21, 39)GHz 频率比例因子。在开环功率控制算法的基础上,将 LMS 算法用于预测以抵消时延,并进行了 MATLAB 仿真。研究了衰减和去极化对通信系统误码率的影响,并推导相关的公式,讨论了双通道通信中去极化的消除技术。本文中笔者所做工作对于 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 自适应 频率比例因子

## **Abstract**

In this thesis, 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 dielectric 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 Ka waves band satellite with measuring data of 58 China main earth-station. And the frequency scaling ratio formula is derived. On the basis of open-loop control algorithm, the LMS algorithm is used to cancel the time delay, and the result of this algorithm is simulated with the MATLAB software. The effect of attenuation and depolarization on digital system is investigated, and the correlation formula was derived. At last, the technology about cancel the effect of depolarization was discussed. 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 adaptive frequency scaling ratio**

## 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： 蔡车晓

日期： 2003.12.30

## 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名单位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）

本人签名： 蔡车晓

日期： 2003.12.30

导师签名： 董明

日期： 2003.12.30

## 第一章 绪论

### § 1.1 研究背景和意义

早在 1974 年美国就发射了 Ka 频段的应用技术卫星-6(ATS-6),日本于 1977 年~1988 年间发射的 Ka 频段通信卫星—“樱花”系列卫星(CS);欧空局 1989 年发射的 Olympus 卫星,也进行了 Ka 频段的通信和电波传播实验。2000 年,新一代的 Ka 频段通信卫星平台支持 DVB/IP,将卫星电视和高速 Internet 组合一起,可以直接为用户提供宽带和窄带 IP 业务,卫星宽带可以把接入和互连,移动和固定相结合,卫星具有覆盖面大,业务快速开展,便于扩展和升级,可以绕过拥挤的地面网络,支持非对称数据等优点。Ka 商业卫星还采用了星上处理,空间切换(开关),笔形点波束等三项关键技术,上行链路还采用自适应功率调整和自适应编码技术。Ka 频段也可以联合使用其他频段,使用星间链路。卫星除采用静止轨道外,也可能采用低轨和中轨卫星。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,水凝物粒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尘暴中产生的衰减<sup>[4]</sup>。Al-Hafid 在伊拉克 Baghdad 附近的纳西里亚至 Darji 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][6]</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>。对于抗衰减技术，国外学者在 Olympus 卫星上做了开环功率控制实验<sup>[36]</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[15]，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<sup>[16]</sup>。此外，国内也开始对开环功率控制算法进行了研究<sup>[37]</sup>。

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>[17]</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

本文主要是在结合我国地域、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的基础上，以克服降雨衰减为例，研究了开环功率控制算法。并计算衰减与去极化对通信系统的影响。

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 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，然后考虑了地表温度以及大气温度垂直分布效应对计算地空路径上总衰减的影响，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。

第三章 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我国国内 58 个典型站点的参数拟合了适用 [20, 39]GHz 的频率转换因子。并对计算结果做了相应的讨论。

第四章 鉴于 Ka 频段的电磁信号受降雨、沙尘衰减很大，需要增加额外的功

率补偿(采用功率控制)才能保证通信信道的正常工作。以克服降雨衰减为例,介绍了开环功率控制算法,并对其中的自适应算法消除时延进行 MATLAB 仿真。

第五章 对高斯信道下降雨衰减和去极化对通信系统误码率影响进行了仿真。对保证大容量双信道通信的极化干扰消除进行了探讨。

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,我们国家尚未发射自己的 Ka 波段的卫星。文中所得的结果和所提方案仅供有关工程人员参考,今后还需要有较多的实验数据以及相关的硬件来进行验证。



## 第二章 沙尘暴对地空路径上 Ka 频段电波传播的影响

本章在合理的近似和假设下,从散射理论出发,讨论了水平路径上沙尘暴对 Ka 频段电波传播的影响。考虑了地表温度以及大气温度垂直分布效应对计算地空路径上总衰减的影响,并对计算结果做了分析。

### § 2.1 基本理论

#### § 2.1.1 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>[18]</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  $\exp(i\omega t)$ , 空间因子为  $\exp(-ikr)$ , 则单个粒子的散射场  $E_s$  为

$$E_s = E_i S(u) \frac{\exp(ikr)}{ikr} \quad (2-1)$$

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:

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

$$S(u) = \begin{bmatrix} S_H & 0 \\ 0 & S_V \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

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

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

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

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:

$$\pi_n(\cos\theta) = P_n^1(\cos\theta)/\sin\theta \quad (2-6a)$$

$$\tau_n(\cos\theta) = \frac{d}{d\theta} P_n^1(\cos\theta) \quad (2-6b)$$

$$a_n = \frac{\psi_n(x)\psi_n'(mx) - m\psi_n(mx)\psi_n'(x)}{\zeta_n(x)\psi_n'(mx) - m\psi_n(mx)\zeta_n'(x)} \quad (2-6c)$$

$$b_n = \frac{m\psi_n(x)\psi_n'(mx) - \psi_n(mx)\psi_n'(x)}{m\zeta_n(x)\psi_n'(mx) - \psi_n(mx)\zeta_n'(x)} \quad (2-6d)$$

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:

$$\psi_n(x) = xj_n(x), \quad \zeta_n(x) = xh_n^{(1)}(x) \quad (2-7)$$

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

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

### § 2.1.2 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:

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

式中

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

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

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

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

$$M_5 = -i \frac{4}{5} M_1^2 \left( \frac{m^2 - 2}{m^2 + 2} \right) \quad (2-9e)$$

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  $m = \sqrt{\epsilon_m^*}$ , 有

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

引入散射介质的等效复折射指数<sup>[19]</sup>  $n_e$  为:

$$n_e = 1 - i2\pi k_0^{-3} \int_0^{\infty} S(0)N(a)da \quad (2-11)$$

而

$$k_0 n_e = \alpha + j\beta' \quad (2-12)$$

由此可以得出散射介质的衰减与附加相移<sup>[20]</sup> 分别为:

$$\alpha = k_0 \text{Im}[n_e] \quad (2-13a)$$

$$\beta = \beta' - \beta_0 = k_0 \text{Re}[n_e] - k_0 \quad (2-13b)$$

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

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

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

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)。

## § 2.2 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。

(2-14)式和(2-15)式中的粒子尺寸分布密度  $N(a)$  可以表示为:

$$N(a) = Np(a) \quad (2-16)$$

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:

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

将(2-16)式和(2-10)式代入由散射介质的等效复折射指数推导出的(2-14)式和(2-15)式中, 可以得到如下表达式:

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

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(2-17)式代入其中，上式可简化为：

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

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。

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

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

同样，再来计算附加相移。

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

同理，第二项也可以省略，同时将(2-17)式代入其中，得到：

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

将(2-20)式和(2-22)式进一步的改写为如下形式：

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

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

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

### § 2.3 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。

#### § 2.3.1 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)  $\theta = 90^\circ$ 。

#### § 2.3.2 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:

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

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:

$$f_i(\bar{k}_1, \bar{k}_2) \approx ik^3 \frac{abc}{3} \frac{1}{A_i + \frac{1}{\varepsilon_m^* - 1}} = ik^3 \frac{abc}{3} (L_i' - iL_i'') \quad (2-26)$$

其中

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

$A_i$  是椭球极化因子:

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

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(2-25)式, 可以得到衰减系数和相移系数的表达式:

$$\alpha_i = 8.686 \times 10^3 \operatorname{Im}[k_i(\alpha, s)] \quad (2-29)$$

$$\beta_i = \frac{180}{\pi} \times 10^3 \operatorname{Re}[k_i(\alpha, s)] \quad (2-30)$$

将(2-26)式和(2-27)代入(2-29)式中进一步得到:

$$\alpha_i = 0.381 \times 10^6 N f L_i'' \int abc p(s) ds \quad (2-31)$$

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

$$\alpha_0 = 8.686 \times 10^3 \pi N \int acp(s) ds \quad (2-32)$$

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(2-31)式、(2-32)式可写为:

$$\alpha_i = 0.381 \times 10^6 N f L_i'' \left(\frac{\bar{b}}{a}\right) \left(\frac{\bar{c}}{a}\right) \int_{\bar{a}_{\min}}^{\bar{a}_{\max}} \bar{a}^3 p(\bar{a}) d\bar{a} \quad (2-33)$$

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

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

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

同理相移系数为:

$$\beta_i = 1.3848 \times 10^3 \frac{f L_i'}{V_b} \left( \frac{\bar{b}}{a} \right) a_e \quad (2-36)$$

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:

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

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

对于垂直极化波则为:

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

$$\beta_v = 1.3848 \times 10^3 \frac{f}{V_b} L_3' \left( \frac{\bar{b}}{a} \right) a_e \quad (2-38b)$$

则差分衰减为:

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

差分相移为:

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

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:

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

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 为 0。对于沙尘暴中的波传播来说, 参数  $m$  和  $\varphi$  可以写为:



$$m = \exp[-|\alpha_v - \alpha_h|L] = \exp(-\Delta\alpha \cdot L) \tag{2-42}$$

$$\varphi = |\beta_n - \beta_v|L = \Delta\beta \cdot L$$

其中， $L$  为毫米波在沙尘暴中传播的路径长度(km)。

### § 2.4 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<sup>[15]</sup>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(2-23)式和(2-24)式计算衰减率和相移率，(2-41)式~(2-42)式计算 XPD。

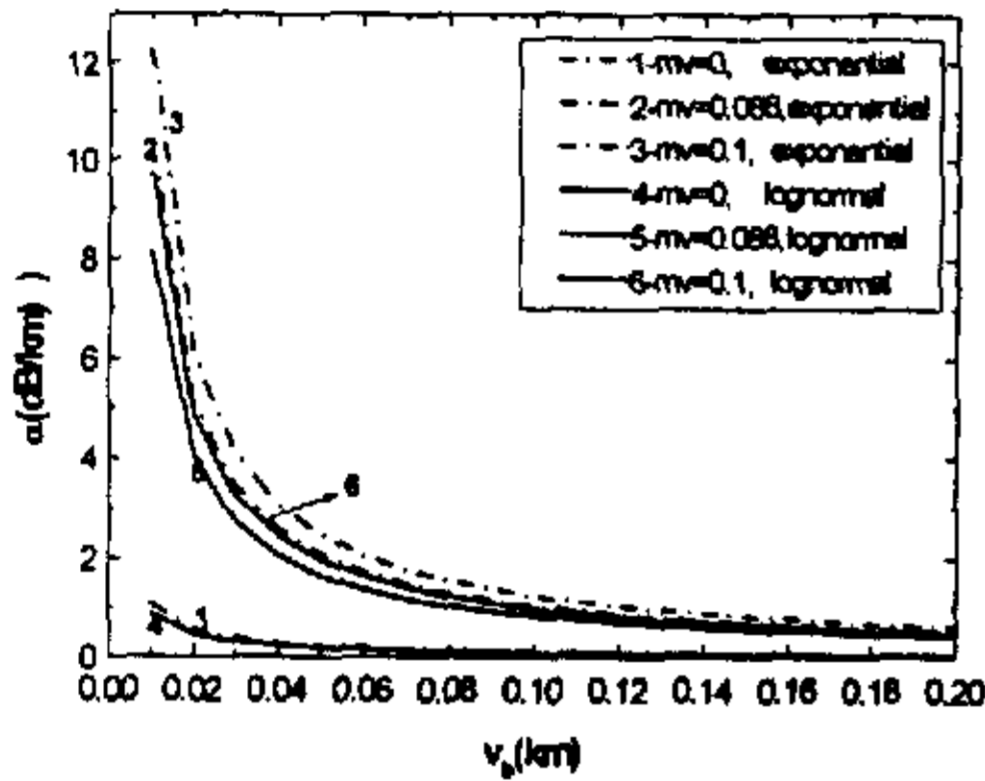


图 2-1 衰减率与能见度的关系

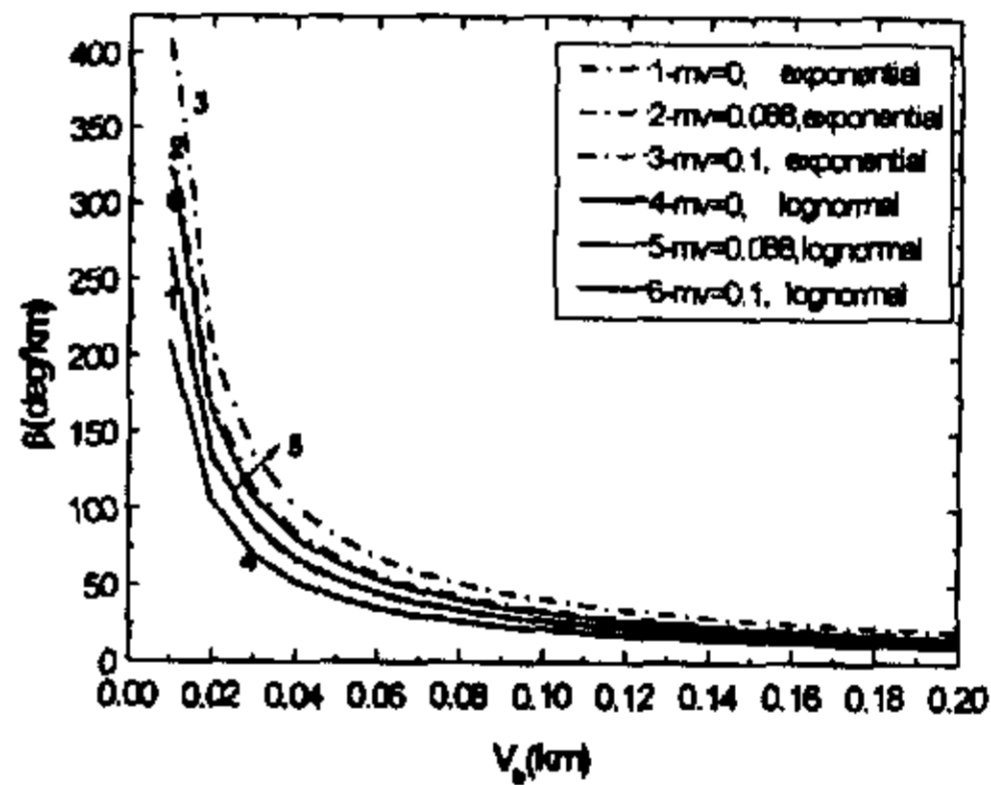


图 2-2 相移率与能见度的关系

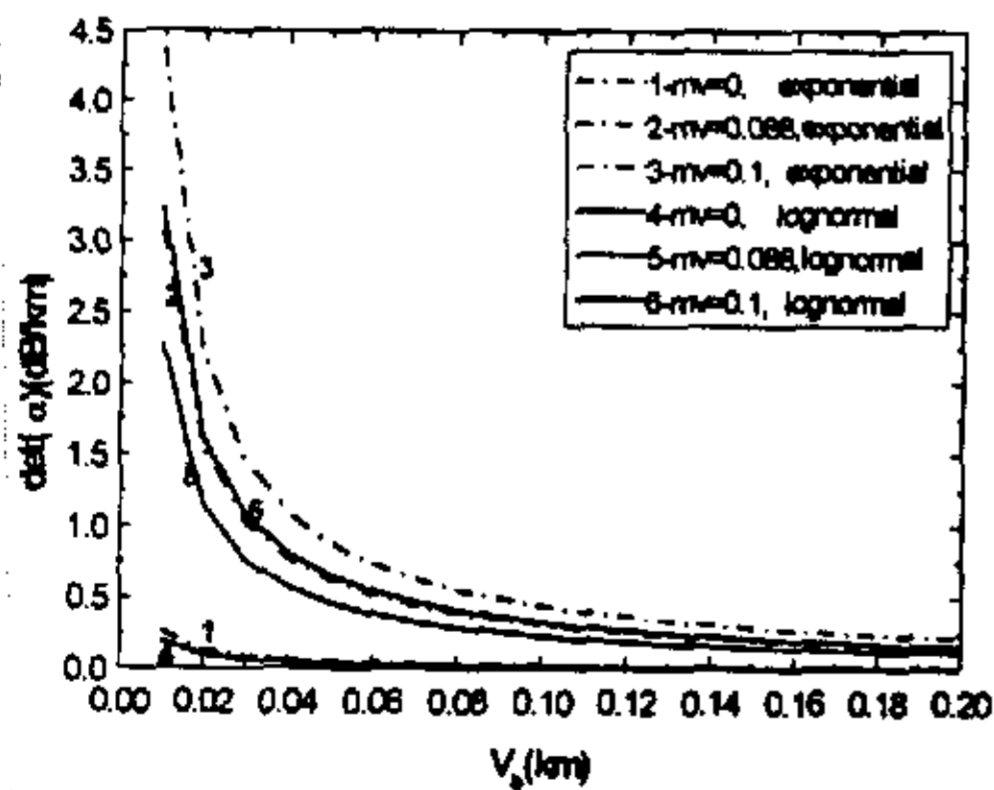


图 2-3 差分衰减率与能见度的关系

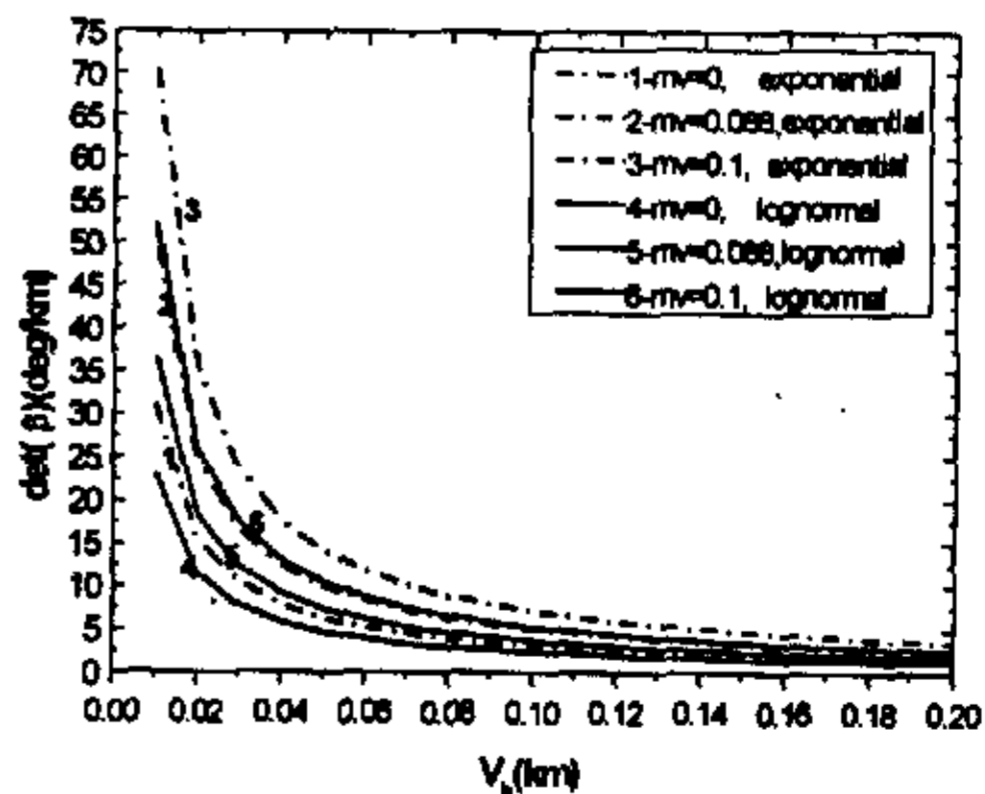


图 2-4 差分相移率与能见度的关系



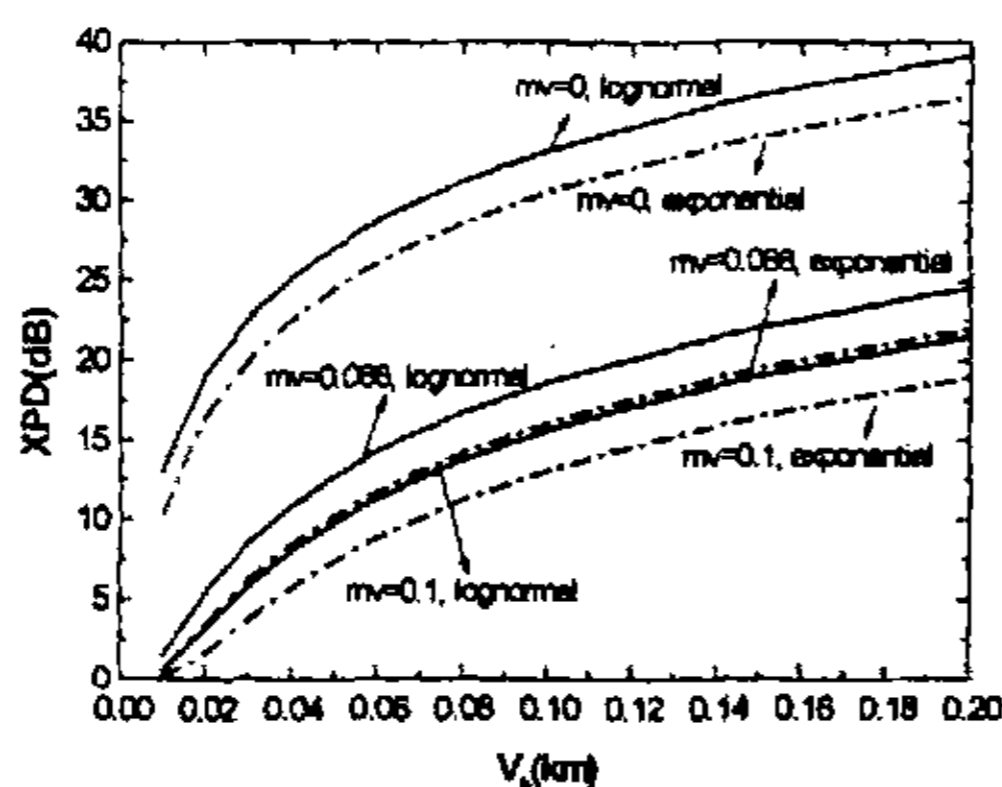


图 2-5 XPD 与能见度的关系

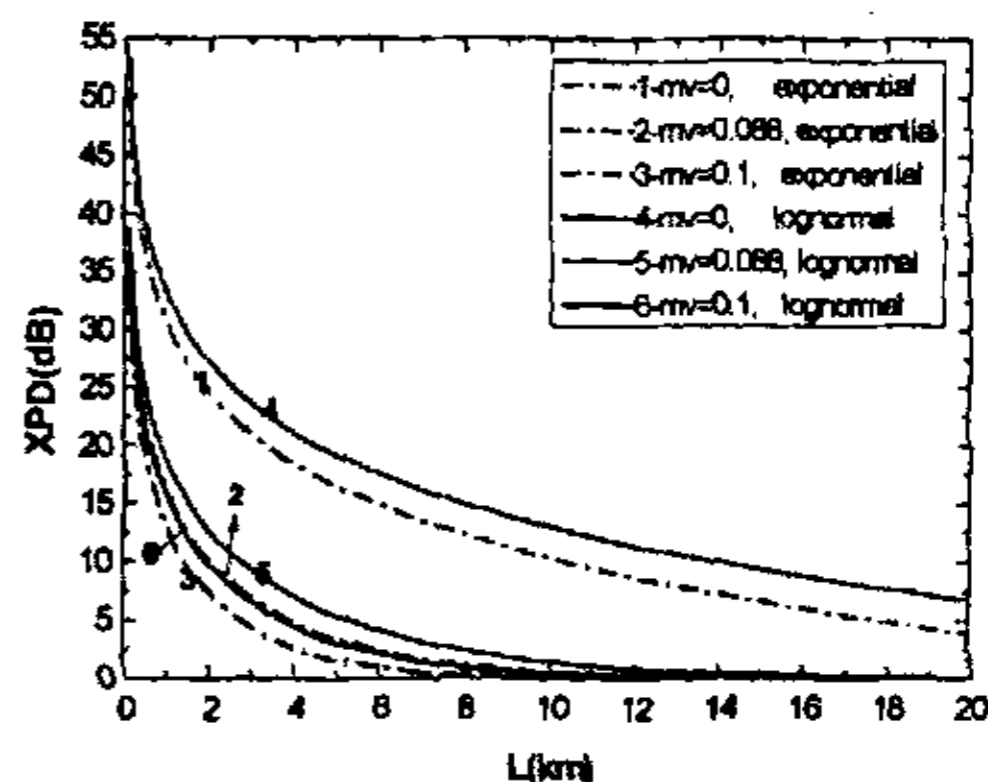


图 2-6 XPD 与传播距离的关系

图 2-1、2-2、2-3 和 2-4 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 2-5、2-6 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 2-5 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 2-6 中能见度  $V_0=100\text{m}$ ，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。

## § 2.5 地空路径上沙尘暴产生的衰减

沙尘暴从地面到空中有一定的分布范围，地空路径传播的毫米波通过其中时，会产生衰减。

### § 2.5.1 沙尘介电常数随高度的变化

根据文献<sup>[24]</sup>，在中纬度区域，从  $0-15\text{km}$  的对流层内，气温会随着高度而均匀减少。所以，从地面到  $2\text{km}$  的沙尘区温度的变化如图 1 所示。取地面温度为  $t_0$ 。温度随高度的变化的表达式为：

$$T=20h/3+t_0 \quad (2-43)$$

$h$  表示高度, 单位为 km;  $T$  表示温度, 单位为 K。

设水的介电常数  $\epsilon_w$ ,  $f$  为频率 (GHz);  $\epsilon'$  和  $\epsilon''$  为水的复介电常数的实部和虚部。

$$\epsilon' = \frac{\epsilon_0 - \epsilon_1}{[1 + (f/f_p)^2]} + \frac{\epsilon_1 - \epsilon_2}{[1 + (f/f_s)^2]} + \epsilon_2 \quad (2-44)$$

$$\epsilon'' = \frac{f(\epsilon_0 - \epsilon_1)}{f_p[1 + (f/f_p)^2]} + \frac{f(\epsilon_1 - \epsilon_2)}{f_s[1 + (f/f_s)^2]} \quad (2-45)$$

其中:

$$\epsilon_0 = 77.66 + 103.3(\theta - 1) \quad (2-46)$$

$$\epsilon_1 = 5.48 \quad (2-47)$$

$$\epsilon_2 = 3.51 \quad (2-48)$$

$$f_p = 20.09 - 142.4(\theta - 1) + 294(\theta - 1)^2 \quad (2-49)$$

$$f_s = 590 - 1500(\theta - 1) \quad (2-50)$$

$$\theta = 300/T \quad (2-51)$$

$$\epsilon_w = \epsilon' + i\epsilon'' \quad (2-52)$$

设沙尘粒子的介电常数为  $\epsilon_m^*$ , 则该沙尘粒子介电常数的表达式可表示如下<sup>[25]</sup>:

$$\epsilon_m^* = (\epsilon_m)^* \quad (2-53)$$

$$\sqrt{\epsilon_m} = 1.16q_1\sqrt{\epsilon_w} + (1 - q_1)\sqrt{\epsilon_s} \quad (2-54)$$

其中  $\epsilon_m$  为沙尘粒子介电常数  $\epsilon_m^*$  的共轭复数,  $q_1$  表示水的体积含量百分比 (湿度)。干燥沙尘的介电常数为:

$$\epsilon_s = 2.55 - j0.01581 \quad (2-55)$$

由 (2-43) 到 (2-55) 得出沙尘介电常数的随高度的变化如图 2 所示 (地面温度设为 300K,  $q_1=0.1$ ,  $f=37\text{GHz}$ ):

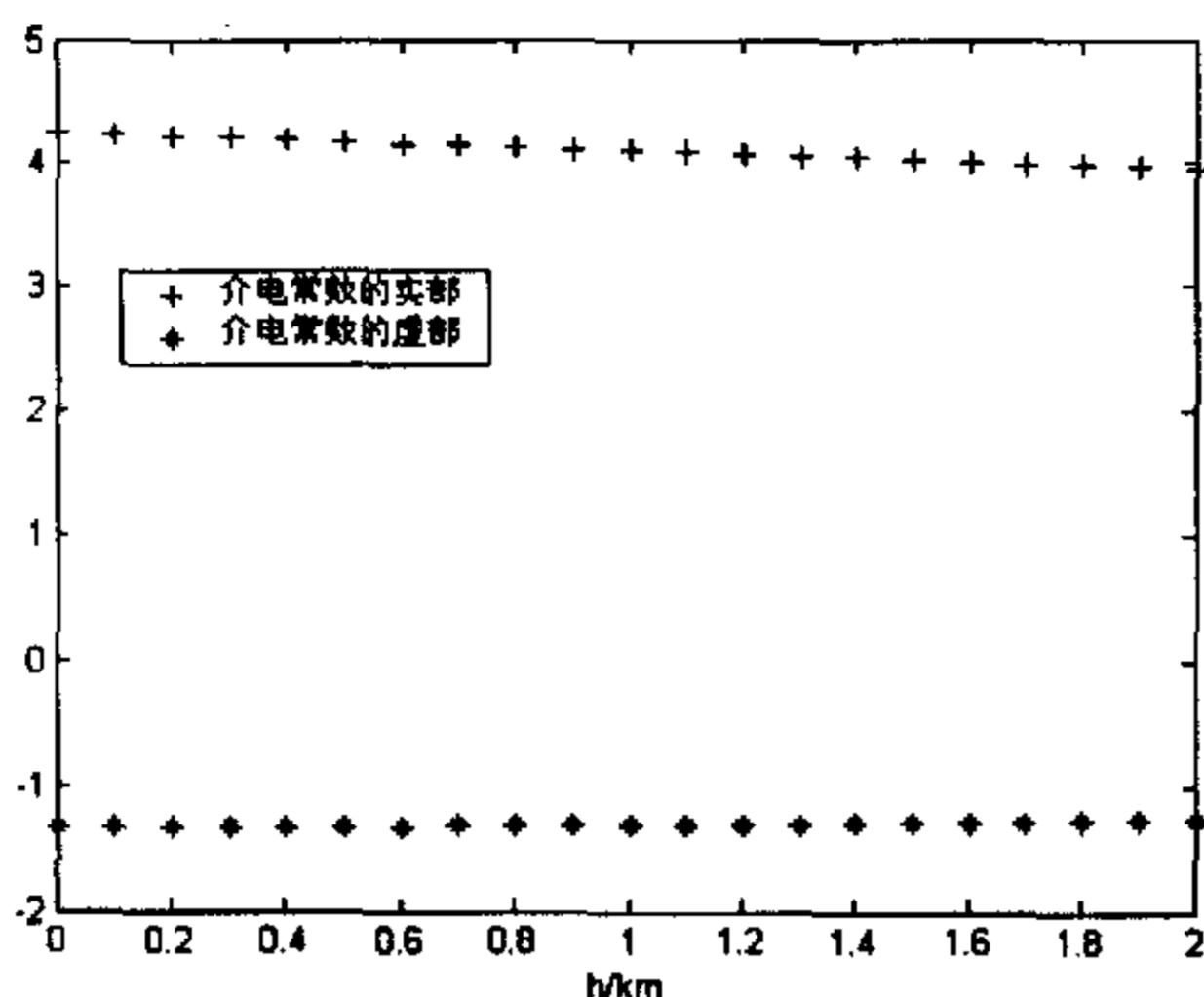


图 2-7 介电常数的实部和虚部与高度的关系

### § 2.5.2 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 1~21m 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<sup>[23]</sup>它们随高度的变化关系为：

$$a_{av} = a_{0a} \left( \frac{h}{h_0} \right)^{-\gamma_a}, \quad \gamma_a = 0.15 \quad (2-56a)$$

$$a_e = a_{0e} \left( \frac{h}{h_0} \right)^{-\gamma_e}, \quad \gamma_e = 0.04 \quad (2-56b)$$

$$V_b = V_{b0} \exp[b(h - h_0)], \quad b = 1.25 \quad (2-57c)$$

$$N = N_0 \left( \frac{h}{h_0} \right)^{-\Gamma}, \quad \Gamma > 0.29 \quad (2-57d)$$

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(2-39 式和(2-40)式，联立沙尘粒子等效半径和能见度与高度的关系式(2-56b)式和(2-56c)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：

$$\alpha(\text{dB/km}) = -\frac{0.6287f}{V_{b0} \exp[b(h - h_0)]} a_{0e} \left( \frac{h}{h_0} \right)^{-\gamma_e} \text{Im} \left[ \frac{\varepsilon_m^* - 1}{\varepsilon_m^* + 2} \right] \quad (2-58)$$

$$\beta(\text{deg/km}) = \frac{4.15f}{V_{b0} \exp[b(h-h_0)]} a_{0e} \left(\frac{h}{h_0}\right)^{-\gamma_e} \text{Re} \left[ \frac{\epsilon_m^* - 1}{\epsilon_m^* + 2} \right] \quad (2-59)$$

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

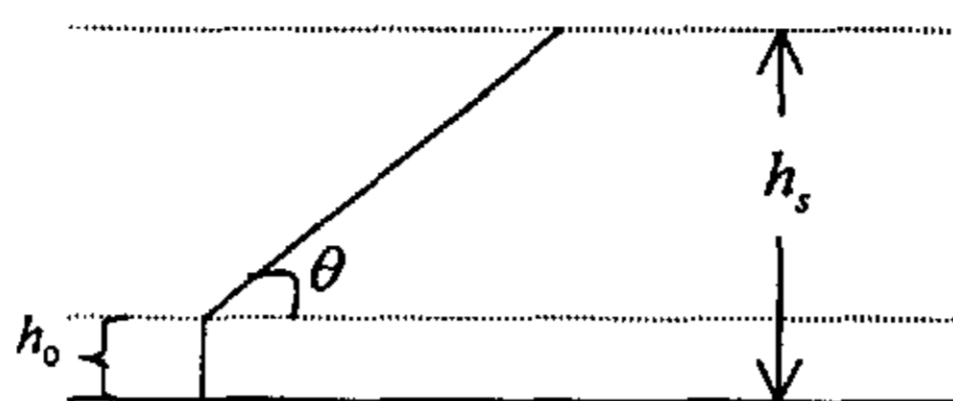


图 2-8

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:

$$A_m = \int_{h_0}^{h_m} \alpha \cdot dh / \sin \theta \quad (2-60)$$

$$\Phi_m = \int_{h_0}^{h_m} \beta \cdot dh / \sin \theta \quad (2-61)$$

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 2-8 所示。

### § 2.5.3 地空路径上衰减的等效模型<sup>[16]</sup>

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 2-8 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(2-60)式和(2-61)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(2-62)式和(2-63)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(2-64)式和(2-65)式所示。

由于高度达到 2km 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  $\Phi_s$ :

$$A_s = \int_{h_m}^{h_s} \frac{0.6287f}{V_{b0} \exp[b(h-h_0)]} a_{0e} \left(\frac{h_m}{h_0}\right)^{-\gamma_e} \text{Im} \left[ \frac{\epsilon_m^* - 1}{\epsilon_m^* + 2} \right] dh / \sin \theta \quad (2-62)$$

$$\Phi_s = \int_{h_m}^{h_s} \frac{4.15f}{V_{b0} \exp[b(h-h_0)]} a_{0e} \left(\frac{h_m}{h_0}\right)^{-\gamma_e} \text{Re} \left[ \frac{\epsilon_m^* - 1}{\epsilon_m^* + 2} \right] dh / \sin \theta \quad (2-63)$$

$$A = A_m + A_s \quad (2-64)$$

$$\Phi = \Phi_m + \Phi_s \quad (2-65)$$

### § 2.5.4 总衰减与地表温度的关系

在考虑温度垂直分布后, 在沙尘粒子的分布取对数正太分布, 地面能见度为 10m, 湿度为 0.1 的条件下, 天线仰角为  $52.75^\circ$ , 总衰减  $A$  与地表温度  $t_0$  的关系如图 3 所示:

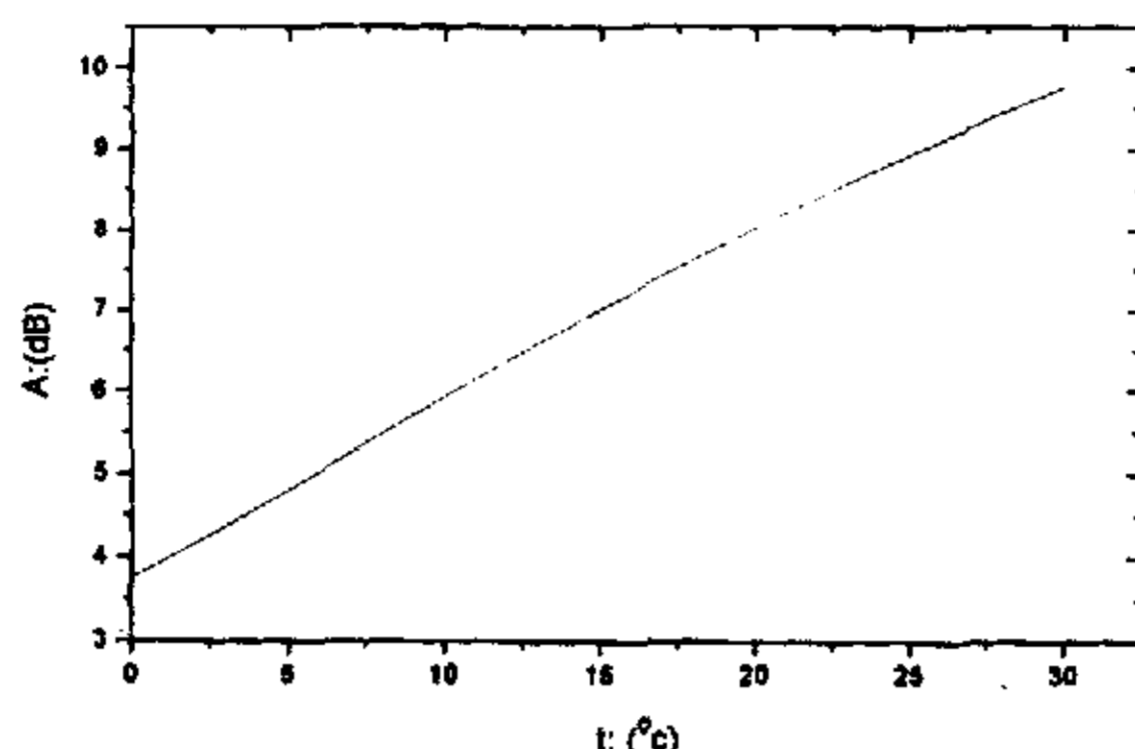


图 2-9 总衰减和地表温度的关系

从上图我们可以看出, 在 0 摄氏度与 30 摄氏度的衰减相差 6dB, 在计算沙尘暴对 Ka 波段的影响中, 地表温度不可忽略。

### § 2.5.5 考虑温度垂直分布的计算模型与未考虑的计算模型比较

在地面温度为 300K, 其余条件和 § 2.5.4 相同的情况下, 考虑温度垂直分布效应所得的总衰减为 9.286524dB。未考虑温度垂直分布效应型所得的结果为 10.19960dB。相差为 0.913076dB。所以, 在计算沙尘衰减时, 地表温度以及温度的垂直分布的影响不可忽略。

## § 2.6 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, 与水平路径类似, 也会产生去极化效应。

### § 2.6.1 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 1~21m 的高度上借助水平路径上差分衰减和差分相移的表达式(2-42)式和(2-53)式以及(2-56b)式和(2-43c)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:

$$\Delta\alpha = |\alpha_h - \alpha_v| = 2.099 \times 10^2 \frac{f}{V_b} a_e \left| \frac{1}{2} (L_1'' + L_2'') - L_3'' \right| \cdot \left( \frac{\bar{b}}{a} \right) \cdot \sin^2 \phi \quad (2-66)$$

$$\Delta\beta = |\beta_h - \beta_v| = 1.3848 \times 10^3 \frac{f}{V_b} a_e \left| \frac{1}{2} (L_1' + L_2') - L_3' \right| \cdot \left( \frac{\bar{b}}{a} \right) \cdot \sin \phi \quad (2-67)$$

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(2-41)式所示, 计算高度从  $h_0$  到  $h_m$  的

XPD<sub>m</sub> 时,  $m$  和  $\varphi$  表示为:

$$m = \exp\left[-\int_{h_0}^{h_m} |\alpha_v - \alpha_h| \cdot dh / \sin \theta\right] = \exp\left(-\int_{h_0}^{h_m} \Delta\alpha \cdot dh / \sin \theta\right) \quad (2-68)$$

$$\varphi = \int_{h_0}^{h_m} |\beta_n - \beta_v| \cdot dh / \sin \theta = \int_{h_0}^{h_m} \Delta\beta \cdot dh / \sin \theta \quad (2-69)$$

联立(2-41)式、(2-68)式和(2-69)式, 得到高度  $h_0$  到  $h_m$  的 XPD<sub>m</sub>。

### § 2.6.2 地空路径上去极化分辨率的等效模型<sup>[16]</sup>

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(2-41)式、(2-68)式和(2-69)式求得此段路径上沙尘暴产生的 XPD<sub>m</sub>; 第二步, 从  $h_m$  到  $h_s$  采用(2-41)式和下面的(2-70)式和(2-71)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(2-72)所示。

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

$$m = \exp[\Delta\alpha_m \cdot (h_s - h_m) / (2 \sin \theta)] \quad (2-70)$$

$$\varphi = \Delta\beta_m \cdot (h_s - h_m) / (2 \sin \theta) \quad (2-71)$$

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(2-70)式、(2-71)式代入(2-41)式, 得到高度  $h_m$  到  $h_s$  的 XPD<sub>s</sub>。

$$\text{XPD} = \text{XPD}_m + \text{XPD}_s \quad (2-72)$$

## § 2.7 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 2-1~图 2-4, 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。同时, 本章也考虑了地表温度对计算地空路径总衰减的影响, 以及温度随高度均匀变化对计算总衰减的影响, 最后的分析表明, 地表温度和温度垂直分布在计算地空路径沙尘衰减中是不可忽略的。



### 第三章 降雨对电波传播的影响

本章着重讨论 Ka 频段地空路径上的降雨衰减预报模型,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,结合我国国内 58 多个典型站点,拟合出了适合(20,39) Ghz 频率范围的频率比例因子并与 ITU-R 推荐的比例因子进行了比较。

#### § 3.1 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。

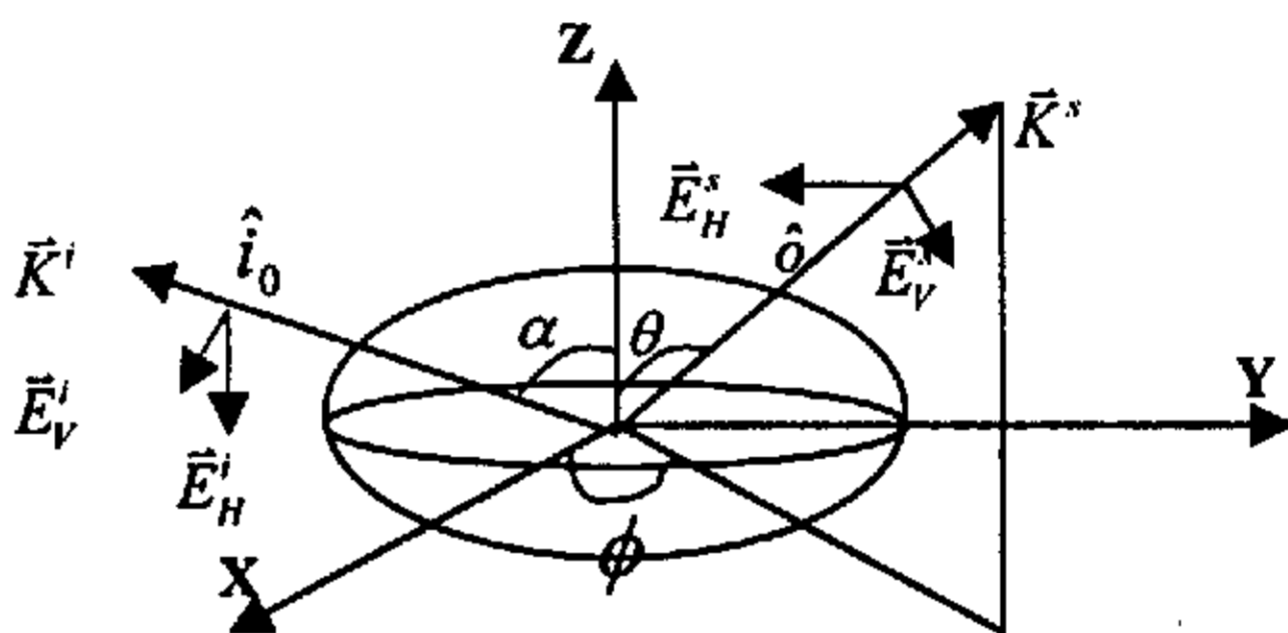


图 3-1

如图 3-1 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  $\theta$ ,  $\vec{E}_i$ 、 $\vec{E}_s$  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>[26]</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>[27][28]</sup>,可以得到散射振幅的垂直分量和水平分量:

$$f_v(\theta, \varphi) = \frac{i}{k} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{\substack{n \geq |m| \\ n \neq 0}} (-i)^{n-1} \left[ a_{mn}^i \frac{m}{\sin \theta} P_n^{(m)}(\cos \theta) + b_{mn}^i \frac{dP_n^{(m)}(\cos \theta)}{d\theta} \right] e^{im\varphi} \quad (3-1)$$

$$f_h(\theta, \varphi) = \frac{i}{k} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{\substack{n \geq |m| \\ n \neq 0}} (-i)^{n+2} \left[ b_{mn}^i \frac{m}{\sin \theta} P_n^{(m)}(\cos \theta) + a_{mn}^i \frac{dP_n^{(m)}(\cos \theta)}{d\theta} \right] e^{im\varphi} \quad (3-2)$$

当  $\theta = \alpha, \varphi = 0$  时,  $f_v(\theta, \varphi)\hat{o}$ 、 $f_h(\theta, \varphi)\hat{o}$  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,  $a_{mn}^H, b_{mn}^H$  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>[27][28]</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:

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

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

$$f_{vh} = f_{hv} = (f_h - f_v) \sin \theta_R \cos \theta_R \quad (3-5)$$

### § 3.2 水平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[17]。本节讨论去极化分辨率 XPD 和同极化衰减 CPA 的数值计算。

#### § 3.2.1 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>[48]</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:

$$\begin{bmatrix} E_{v0} \\ E_{h0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{vv} & C_{hv} \\ C_{vh} & C_{hh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{vi} \\ E_{hi} \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

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>:

$$C_{vv} = \cos^2(\theta_R) \exp(ik_v L) + \sin^2(\theta_R) \exp(ik_h L) \quad (3-7)$$

$$C_{hh} = \sin^2(\theta_R) \exp(ik_v L) + \cos^2(\theta_R) \exp(ik_h L) \quad (3-8)$$

$$C_{hv} = C_{vh} = \sin(\theta_R) \cos(\theta_R) [\exp(ik_v L) - \exp(ik_h L)] \quad (3-9)$$



其中  $\theta_R$  为雨滴倾斜角。

如果雨滴倾角服从高斯分布, 则对(3-7)式、(3-8)式、(3-9)式的平方求均值, 可以得到:

$$\langle |C_{vv}|^2 \rangle = \exp[-(\alpha_v + \alpha_h)L] \left[ D + C + C \cos(4\theta_0) e^{-8\sigma_k^2} + E \cos(2\theta_0) e^{-2\sigma_k^2} \right] \quad (3-10)$$

$$\langle |C_{hh}|^2 \rangle = \exp[-(\alpha_v + \alpha_h)L] \left[ D + C + C \cos(4\theta_0) e^{-8\sigma_k^2} - E \cos(2\theta_0) e^{-2\sigma_k^2} \right] \quad (3-11)$$

$$\langle |C_{hv}|^2 \rangle = \exp[-(\alpha_v + \alpha_h)L] \left[ C - C \cos(4\theta_0) e^{-8\sigma_k^2} \right] \quad (3-12)$$

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

$$k_v^h = \alpha_v^h + i\beta_v^h = \frac{\lambda^2}{2\pi} \sum_{D=0}^{\infty} f_v^h(0) N(D) \nabla D \quad (3-13)$$

$$L = lr_{0.01} = l / \left\{ 1 + l \cos \theta / [35 \exp(-0.015 R_{0.01})] \right\} \quad (3-14)$$

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:

$$C = \frac{1}{2} \left[ \cos^2(\beta L) \sinh^2(\alpha L) + \sin^2(\beta L) \cosh^2(\alpha L) \right] \quad (3-15)$$

$$D = \cosh^2(\alpha L) \cos^2(\beta L) + \sinh^2(\alpha L) \sin^2(\beta L) \quad (3-16)$$

$$E = 2 \cosh(\alpha L) \sinh(\alpha L) \quad (3-17)$$

$$\alpha = \frac{1}{2} (\alpha_h - \alpha_v) \quad (3-18)$$

$$\beta = \frac{1}{2} (\beta_h - \beta_v) \quad (3-19)$$

根据文献[17]中关于 CPA 和 XPD 的定义可得:

$$\begin{aligned} \text{CPA}_h &= 10 \log \langle |C_{hh}|^2 \rangle \\ &= 10 \log \left\{ \exp[-(\alpha_v + \alpha_h)L] \left[ D + C + C \cos(4\theta_0) e^{-8\sigma_k^2} - E \cos(2\theta_0) e^{-2\sigma_k^2} \right] \right\} \end{aligned} \quad (3-20)$$

$$\begin{aligned} \text{CPA}_v &= 10 \log \langle |C_{vv}|^2 \rangle \\ &= 10 \log \left\{ \exp[-(\alpha_v + \alpha_h)L] \left[ D + C + C \cos(4\theta_0) e^{-8\sigma_k^2} + E \cos(2\theta_0) e^{-2\sigma_k^2} \right] \right\} \end{aligned} \quad (3-21)$$

$$\begin{aligned} \text{XPD}_h &= 10 \log \frac{\langle |C_{hh}|^2 \rangle}{\langle |C_{hv}|^2 \rangle} \\ &= 10 \log \frac{D + C + C \cos(4\theta_0) e^{-8\sigma_R^2} - E \cos(2\theta_0) e^{-2\sigma_R^2}}{C - C \cos(4\theta_0) e^{-8\sigma_R^2}} \end{aligned} \quad (3-22)$$

$$\begin{aligned} \text{XPD}_v &= 10 \log \frac{\langle |C_{vv}|^2 \rangle}{\langle |C_{hv}|^2 \rangle} \\ &= 10 \log \frac{D + C + C \cos(4\theta_0) e^{-8\sigma_R^2} + E \cos(2\theta_0) e^{-2\sigma_R^2}}{C - C \cos(4\theta_0) e^{-8\sigma_R^2}} \end{aligned} \quad (3-23)$$

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

### § 3.2.2 结果分析与讨论<sup>[17]</sup>

本节对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>[30]</sup>,  $R_{0.01} = 17.4 \text{ mm/hr}$ ,  $\theta = 40.7626$ ,  $f = 35 \text{ GHz}$ 。

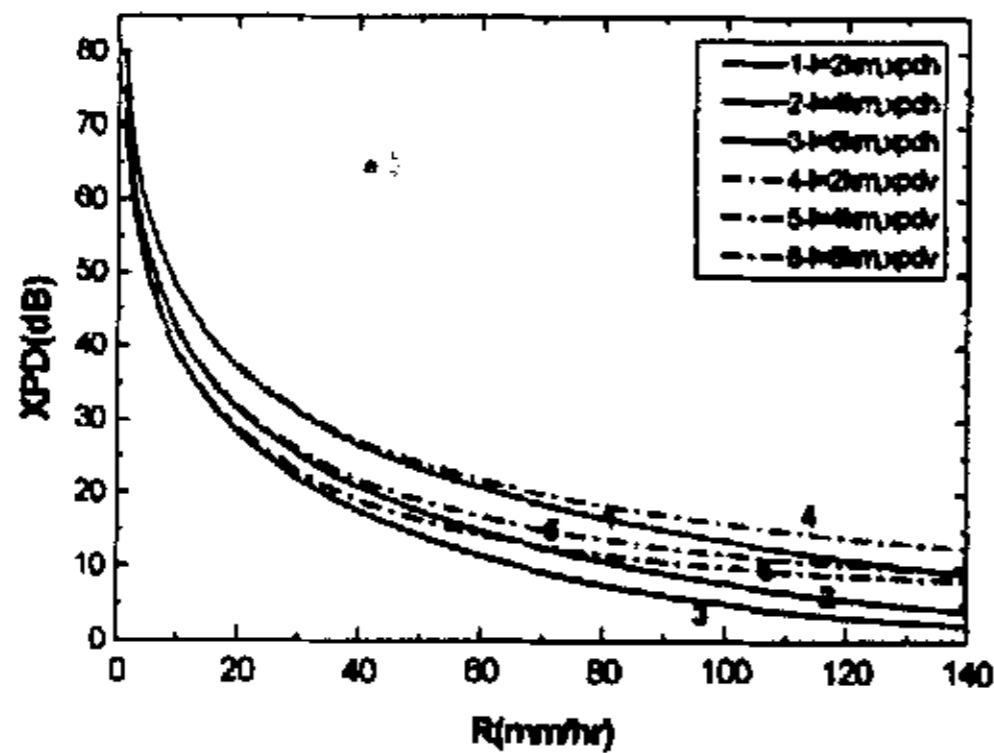


图 3-2 XPD 与降雨率的关系

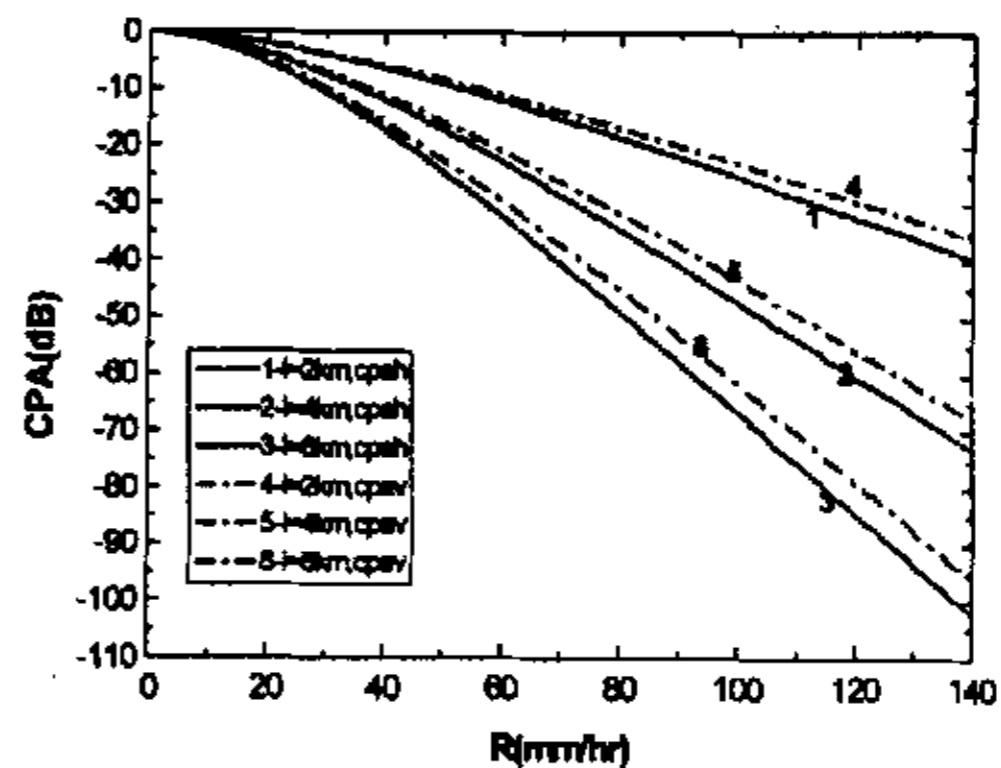


图 3-3 CPA 与降雨率的关系

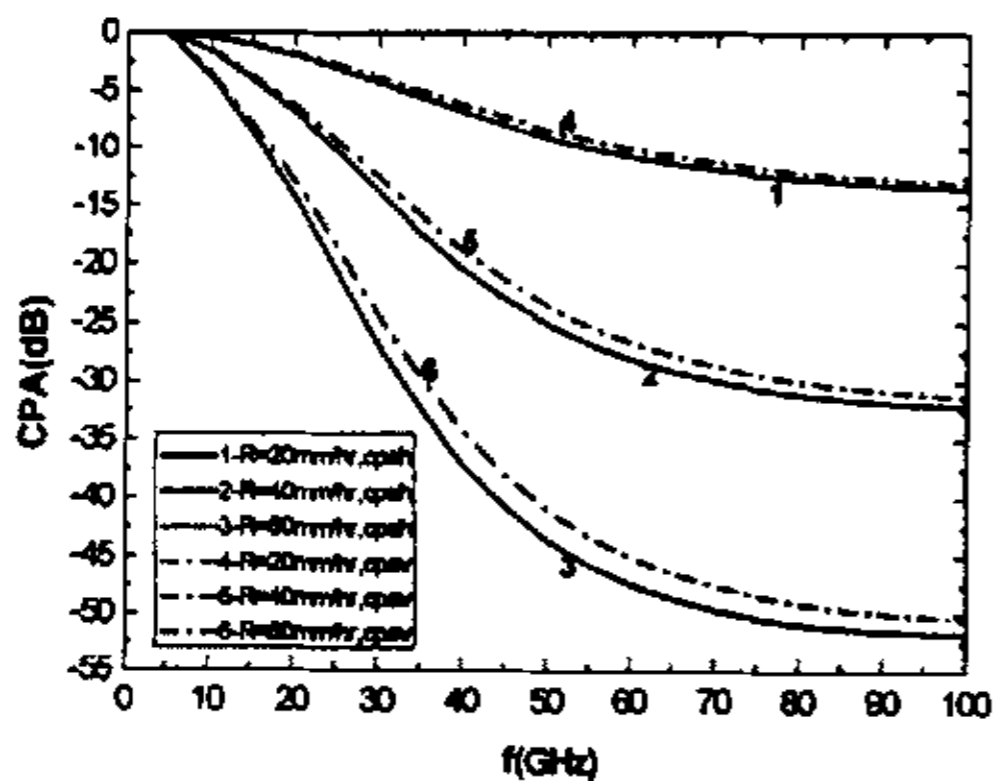


图 3-4 CPA 与频率的关系

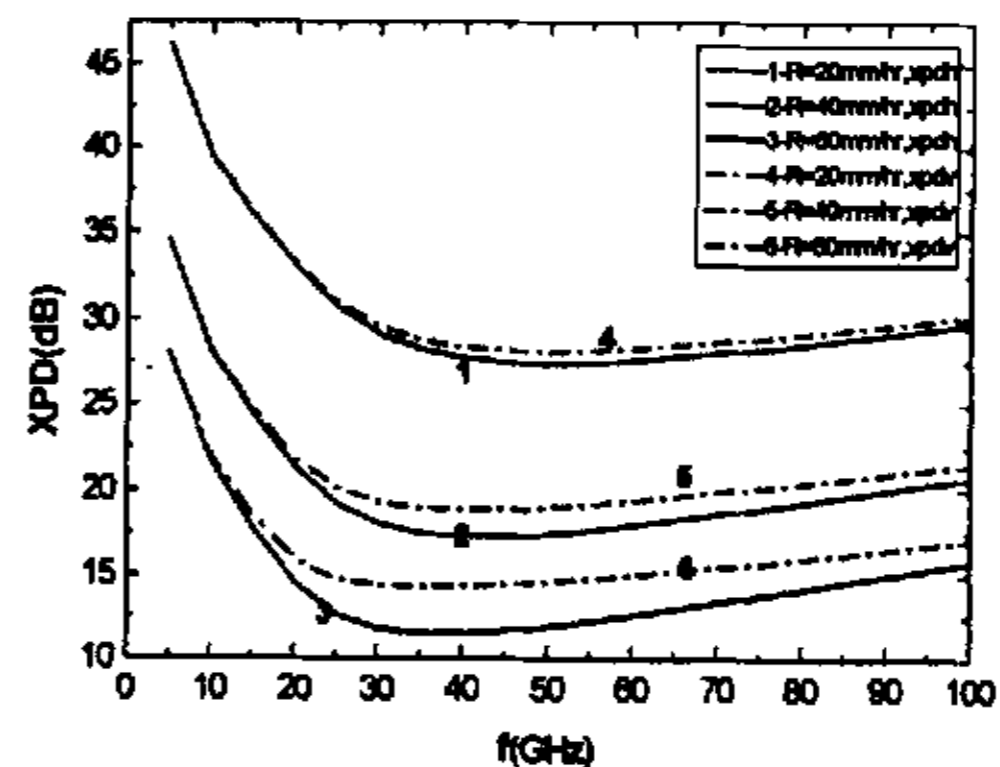


图 3-5 XPD 与频率的关系

图 3-2 和图 3-3 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 3-4 和图 3-5 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。

### § 3.3 全国典型站点的频率比例因子

#### § 3.3.1 Ka 频段地空路径雨衰预报模型

ITU-R 雨衰预报模型<sup>[31]</sup>的具体计算步骤如下。

$\varphi$ : 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。

第 1 步 计算雨顶高度

$$h_R = \begin{cases} 5 - 0.075(\varphi - 23), & \varphi > 23^\circ, & \text{北半球} \\ 5, & 0^\circ \leq \varphi \leq 23^\circ, & \text{北半球} \\ 5, & 0 \geq \varphi \geq -21, & \text{南半球} \\ 5 + 0.1(\varphi + 21), & -71^\circ \leq \varphi \leq -21^\circ, & \text{南半球} \\ 0, & \varphi < -71^\circ & \end{cases} \quad (3-24)$$

第 2 步 计算雨顶下斜路径长度

$$L_s = \begin{cases} (h_R - h_s) / \sin \theta, & \theta \geq 5^\circ, \\ 2(h_R - h_s) / \{\sin^2 \theta + 2(h_R - h_s) / R_e\}^{1/2} + \sin \theta, & \theta \leq 5^\circ, \end{cases} \quad (3-25)$$

第 3 步 计算斜路径的水平投影  $L_G = L_s \cos \theta$  (3-26)

第 4 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)。 (3-27)

第 5 步 计算 0.01%时间概率点降雨率特征衰减  $\gamma_R = \kappa(R_{0.01})^\alpha$ 。 (3-28)

第 6 步 计算 0.01%时间概率的水平缩水因子

$$r_{0.01} = 1/[1 + 0.78(L_G \gamma_R / f)^{1/2} - 0.38(1 - \exp(-2L_G))]. \quad (3-29)$$

第 7 步 计算 0.01% 时间概率的垂直调整因子  $v_{0.01}$

$$\sigma = \arctan[(h_R - h_s)/(L_G r_{0.01})] \quad (3-30)$$

$$L_R = \begin{cases} L_G r_{0.01} / \cos \theta, & \sigma > \theta, \\ (h_R - h_s) / \sin \theta, & \text{其他;} \end{cases}$$

$$\chi = \begin{cases} 36 - |\varphi|, & |\varphi| < 36, \\ 0, & \text{其他;} \end{cases}$$

$$v_{0.01} = 1/\{1 + (\sin \theta)^{1/2} \{31[1 - \exp(-\theta/(1 + \chi))][L_R \gamma_R]^{1/2} / f^2\} - 0.45\} \quad (3-31)$$

第 8 步 计算有效路径长度  $L_E = L_R v_{0.01}$ . (3-32)

第 9 步 计算 0.01% 时间概率降雨率衰减  $A_{0.01} = \gamma_R L_E$ . (3-33)

计算所得西安地区的 20、21、...、29GHz 的衰减与降雨率的关系图。所得西安地区 21、22、...、29GHz 的衰减与 20GHz 衰减的对应关系图。所得西安地区 21、22、...、30GHz 的衰减与 20GHz 衰减的比随降雨率的变化图分别如图 3-7、3-8、3-10 所示。

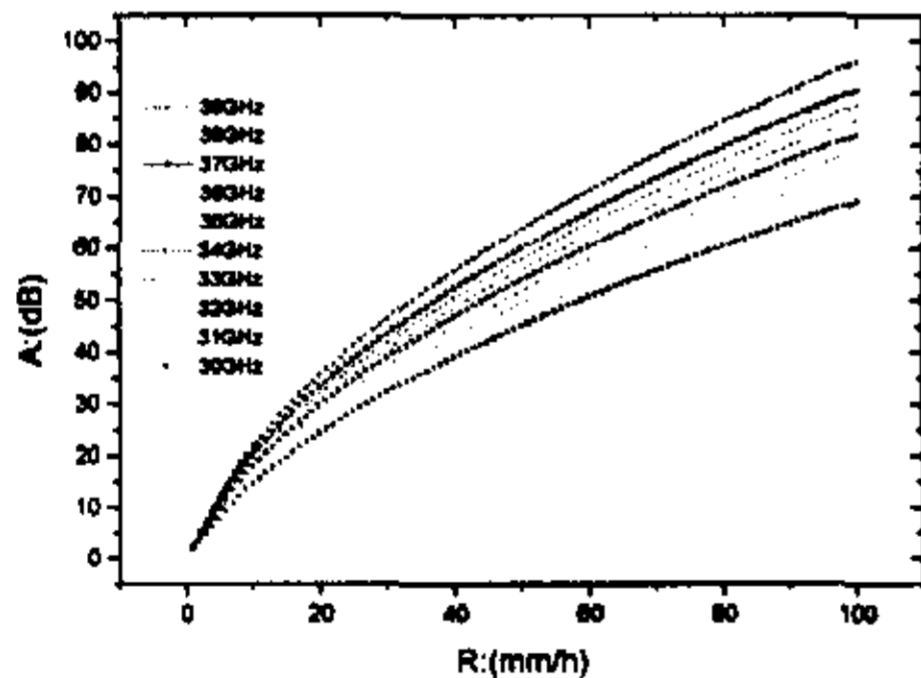


图 3-6. 利用预报模型所得地空路径上 31、32、...40GHz 的衰减与降雨率的对应关系

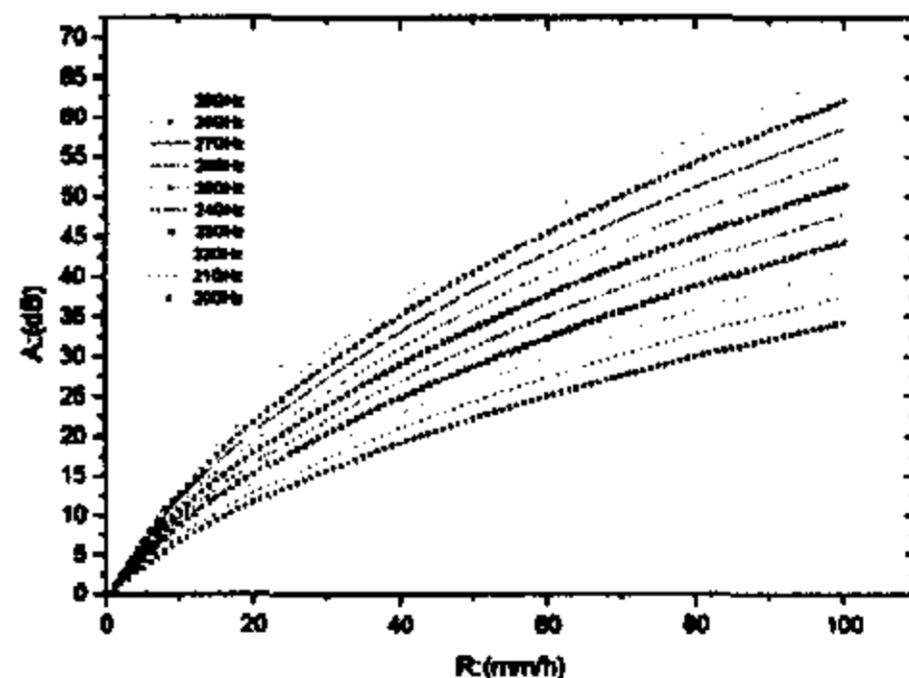


图 3-7. 利用预报模型所得地空路径上 21、22、...30GHz 的衰减与降雨率的对应关系

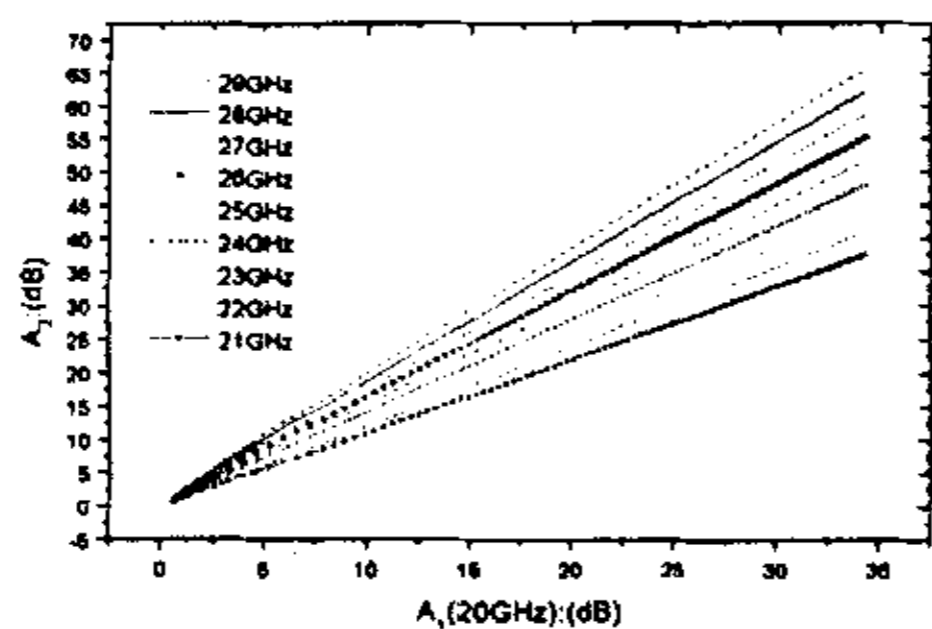


图 3-8. 地空路径上 21、22、...30GHz 的衰减与 20GHz 衰减的对应关系

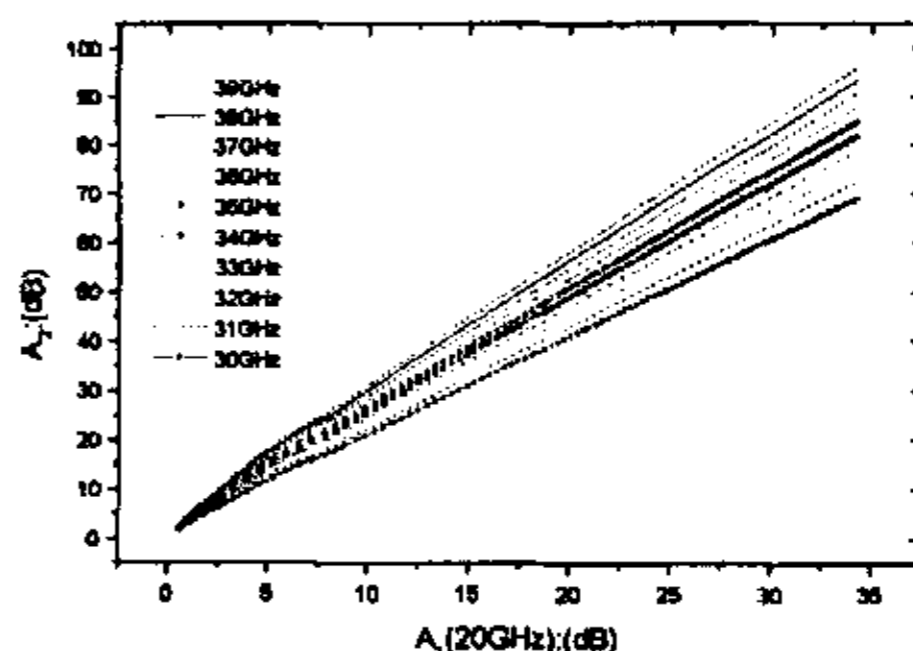


图 3-9 利用预报模型所得地空路径上 30、31、...39GHz 与 20GHz 衰减的对应关系

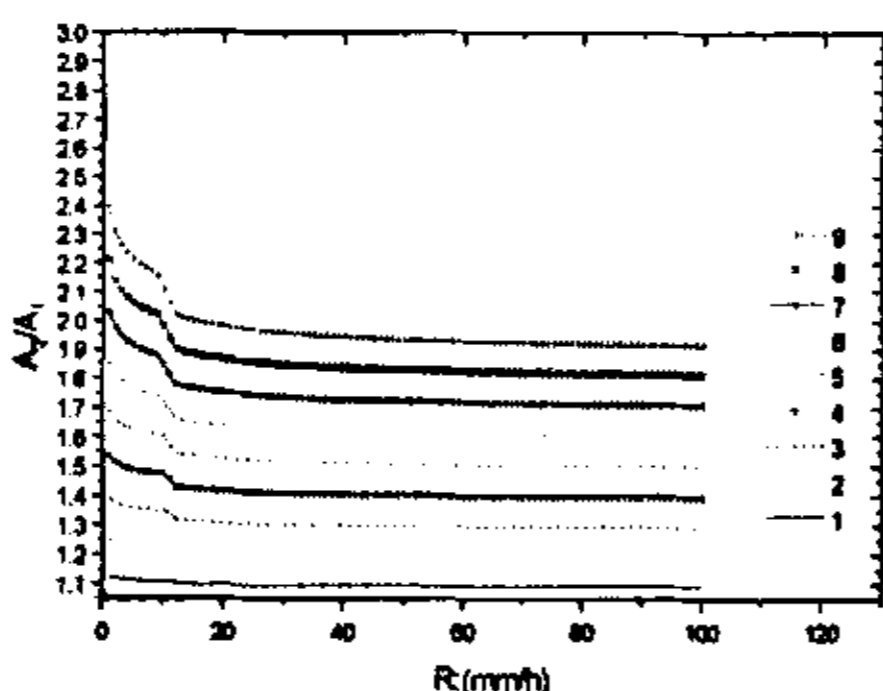


图 3-10. 21、22、...30GHz 与 20GHz 衰减的比值(线段 1、2、...9) 随降雨率变化

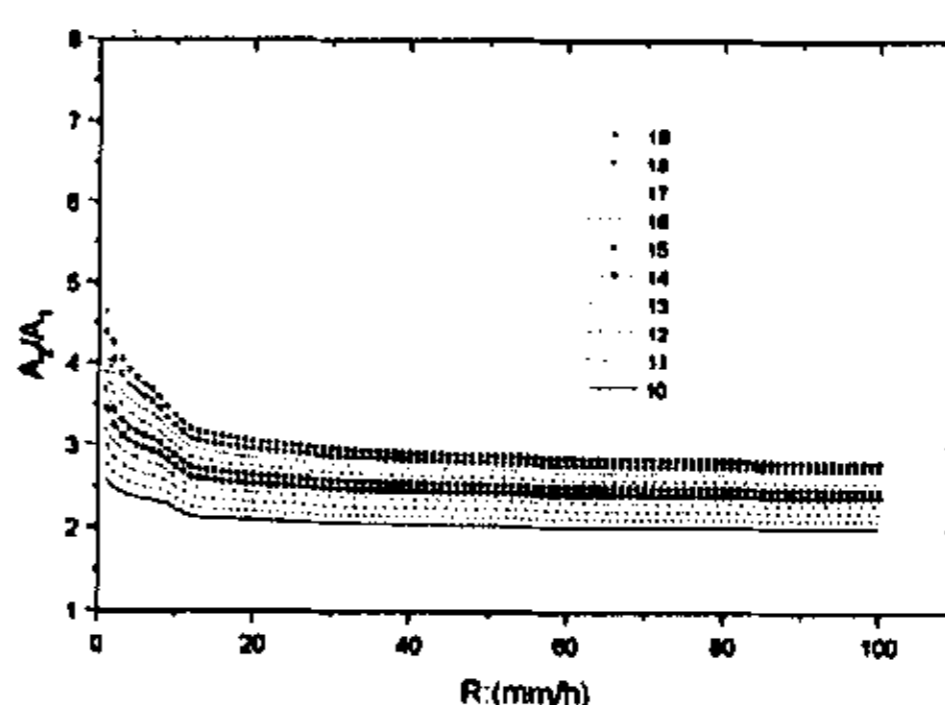


图 3-11. 30、31、...39GHz 与 20GHz 降雨 降雨衰减的比值(线段 10、11、...、19) 随降雨率变化

从图 3-10、3-11 可以看出，当降雨率变化时，衰减比值基本为一个恒定值，所以取平均值作为两个不同频率衰减之比。

### § 3.3.2 全国 58 个典型站点

以位于东经 136 度的 N-STAR 卫星为例，结合我国国内典型 58 个站点<sup>[34]</sup>，各参数如下表所示：

表 3-1 中国 58 个国内地球站的参数

站名	纬度 (°N)	经度 (°E)	海拔高度 (km)	卫星位置 136 (仰角)	站名	纬度 (°N)	经度 (°E)	海拔高度 (km)	卫星位置 136 (仰角)
阳江	21.87	111.97	0.0233	59.846	武汉	30.63	114.07	0.0233	51.9962
钦州	21.95	108.6	0.0040	57.6125	长沙	28.20	113.07	0.0449	54.1126
海口	20.03	110.35	0.0141	60.5103	重庆	29.58	106.47	0.2606	49.3986
东方	19.10	108.62	0.0084	60.068	成都	30.67	104.07	0.5059	47.0079
温州	28.02	120.67	0.0060	56.7621	合肥	31.85	117.28	0.0236	51.7227
广州	23.13	113.32	0.0063	59.3709	恩施	30.27	109.37	0.4372	50.3019

汕头	23.24	116.68	0.0012	60.8292	信阳	32.12	114.08	0.0759	50.4337
南宁	22.82	108.35	0.0722	56.6758	徐州	34.32	117.37	0.043	49.0516
桂林	25.33	110.3	0.1667	55.5682	赣榆	34.83	119.13	0.0029	48.8732
福州	26.08	119.28	0.0840	58.6078	西昌	27.88	102.3	1.5907	48.2552
厦门	24.45	118.07	0.0632	60.0391	汉中	33.07	107.07	0.5083	46.4552
浦城	27.92	118.53	0.2833	56.3703	新乡	35.32	113.8	0.0727	46.968
赣州	25.83	114.83	0.1238	57.3274	济南	36.68	116.98	0.0516	46.3903
南昌	28.67	115.97	0.0467	54.7602	青岛	36.15	120.42	0.0168	47.629
宜宾	28.28	104.53	0.3408	49.3875	石家 庄	38.07	114.43	0.0818	44.2467
宜昌	30.7	111.08	0.1311	50.6883					
站名	纬 度 (°N)	经 度 (°E)	海 拔 高 度 (km)	卫 星 位 置 136 (仰角)	站名	纬 度 (°N)	经 度 (°E)	海 拔 高 度 (km)	卫 星 位 置 136 (仰角)
贵阳	26.58	106.72	1.0712	52.2703	延安	36.60	109.5	0.9576	53.9249
柳州	24.35	109.4	0.0969	55.9607	太原	37.78	117.17	0.7779	59.8307
昆明	25.02	102.68	1.8914	50.8369	天津	39.1	116.47	0.0033	58.8481
蒙白	23.38	103.38	1.3017	52.6525	北京	39.8	121.63	0.0312	62.191
腾冲	25.12	98.48	1.6478	47.5556	大连	38.9	123.43	0.0935	60.4835
上海	31.17	121.43	0.0045	53.3496	沈阳	41.77	125.22	0.0416	53.6812
南京	32	118.8	0.0089	51.9325	长春	43.9	126.62	0.2368	52.7401
杭州	30.32	120.2	0.0072	54.0926	哈尔滨	45.68	103.88	0.1717	47.2011
西安	34.34	108.93	0.3969	46.1025	兰州	36.05	117.43	1.5172	49.0443
呼 和 浩 特	40.82	111.68	1.0630	40.561	满洲里	49.57	112.00	0.6688	40.6578
图 里 河	50.5	121.47	0.7333	31.9809	二连浩 特	43.65	112	0.9648	30.6322
酒泉	39.6	98.52	1.4772	36.104	银川	38.48	106.22	1.1115	40.6668
哈密	42.82	93.52	0.739	30.7566	乌鲁木 齐	43.57	87.1	0.6533	27.0674
库车	41.72	82.95	1.0990	25.1874					

### § 3.3.3 全国范围平均的频率比例因子

利用表 3-1 内 58 个站点的具体站点参数, 采用 ITU-R 降雨预报模型, 所计算全国范围内典型站点的不同频率的衰减比值如图 3-12、图 3-13 所示:



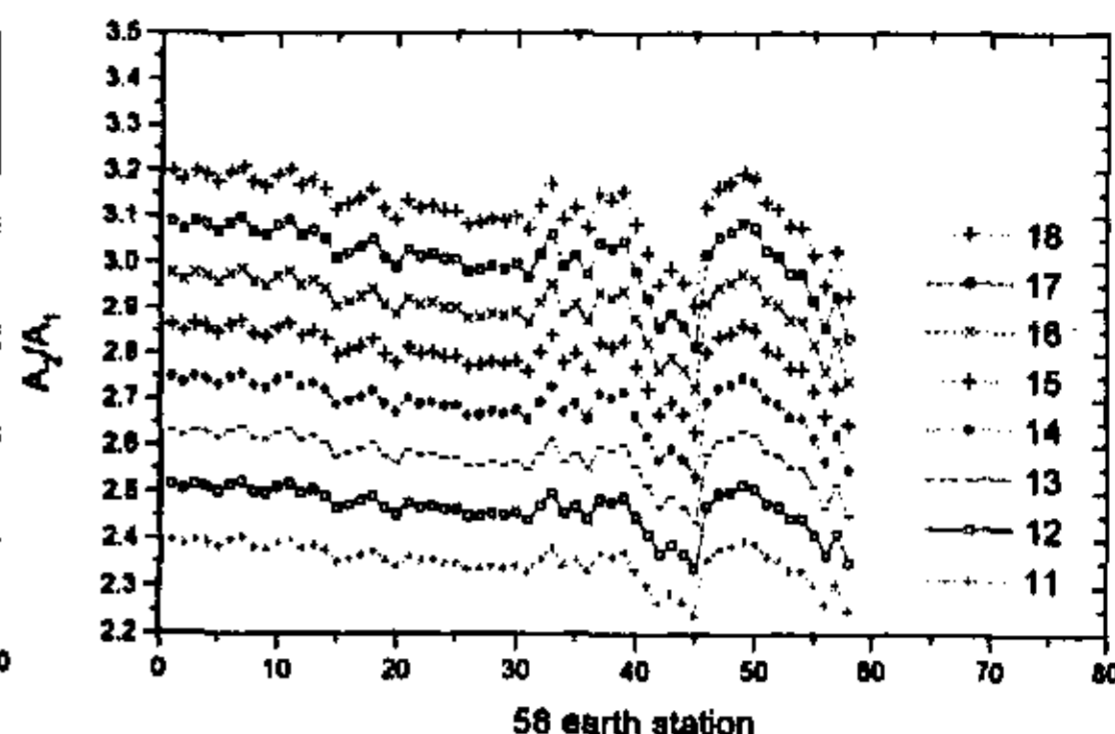
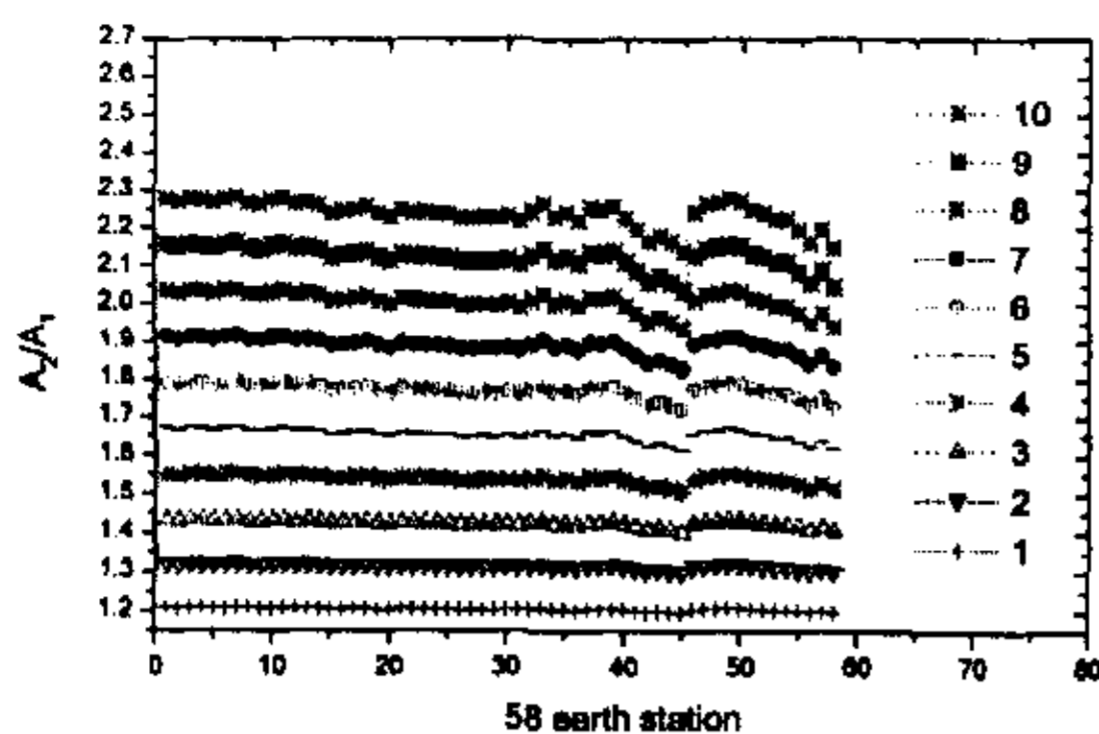


图 3-12 全国 58 个典型站点 21、22、...30GHz 与 20GHz(线段 1、2...、10)衰减之比  
图 3-13 全国典型站点 31、32、...38GHz 与 20GHz(线段 11、12...、18)衰减之比

从上图可以看出，国内 58 个典型站点的不同频段的衰减值之比都比较接近。取它们的平均值，应用数值计算方法拟合的频率比例因子表达式为：

$$A_2 = \frac{-0.081f_2^2 + 50.188f_2 - 585.04}{-0.081f_1^2 + 50.188f_1 - 585.04} A_1; \quad f \in (20, 39) \text{ GHz} \quad (3-34)$$

其中  $f_2$ 、 $f_1$  分别表示上、下行信号的频率， $A_2$ 、 $A_1$  分别表示上、下行信号的幅度衰减量。结合西安地区的站点参数，利用公式(3-34)和 ITU-R 雨衰预报模型计算的衰减误差图和相对误差图与 20GHz 衰减的对应关系分别如图 3-14、3-15 所示。

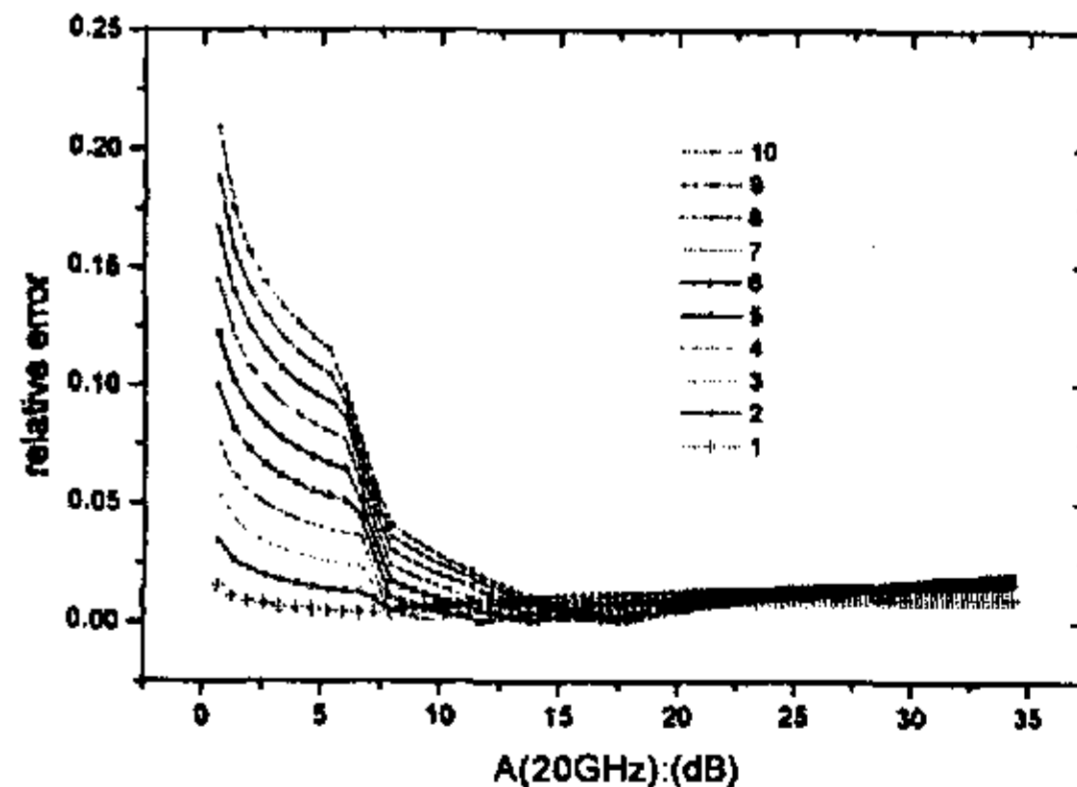
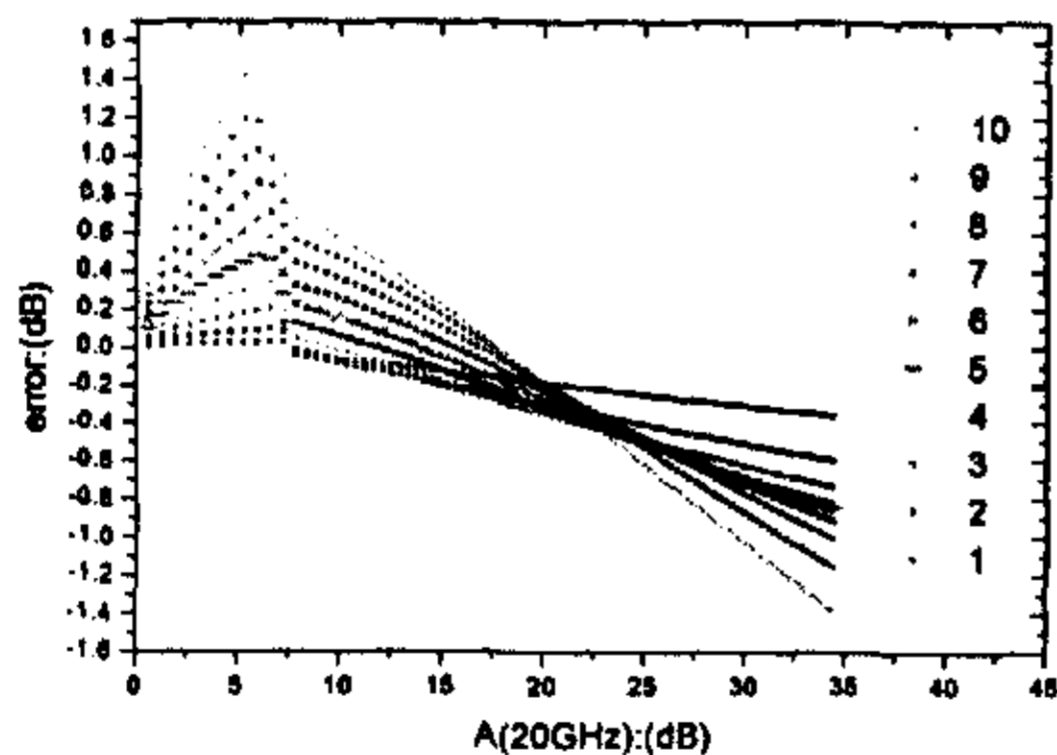


图 3-14 拟合公式(3-34)与 ITU-R(文献[31]) 误差(21、22、...30GHz)与 20GHz 衰减的对应关系

图 3-15 拟合公式(3-34)与 ITU-R(文献[31]) 相对误差与 20GHz 衰减的对应关系

从上面两个图可以看出，本文拟合的频率比例因子误差比较小，适合我国国内众多地区。

### § 3.3.4 ITU-R 的频率比例因子

ITU-R 于 2000 年给出了上、下行信号降雨条件下的衰减比值表达式<sup>[33]</sup>：

$$A_2 = A_1 (\varphi_2 / \varphi_1)^{1-H(\varphi_1, \varphi_2, A_1)} \quad (3-35)$$

$$\text{其中 } \varphi(f) = \frac{f^2}{1+10^{-4}f^2}, H(\varphi_1, \varphi_2, A_1) = 1.12 \times 10^{-3} (\varphi_2 / \varphi_1)^{0.5} (\varphi_1 A_1)^{0.55},$$

设  $f_2$ 、 $f_1$  分别表示上、下行信号的频率，则  $\varphi_2$ 、 $\varphi_1$  分别表示上、下行频率对应得  $\varphi$  函数的取值。 $A_2$ 、 $A_1$  分别表示上、下行信号的幅度衰减量，取下行信号的频率  $f_1 = 20\text{GHz}$ ，上行信号的频率  $f_2 = 30\text{GHz}$ 。利用上面的频率比例因子表达式推算上行频率 30GHz 的衰减。所得 20/30GHz 的衰减对应关系如图 3-16 所示，

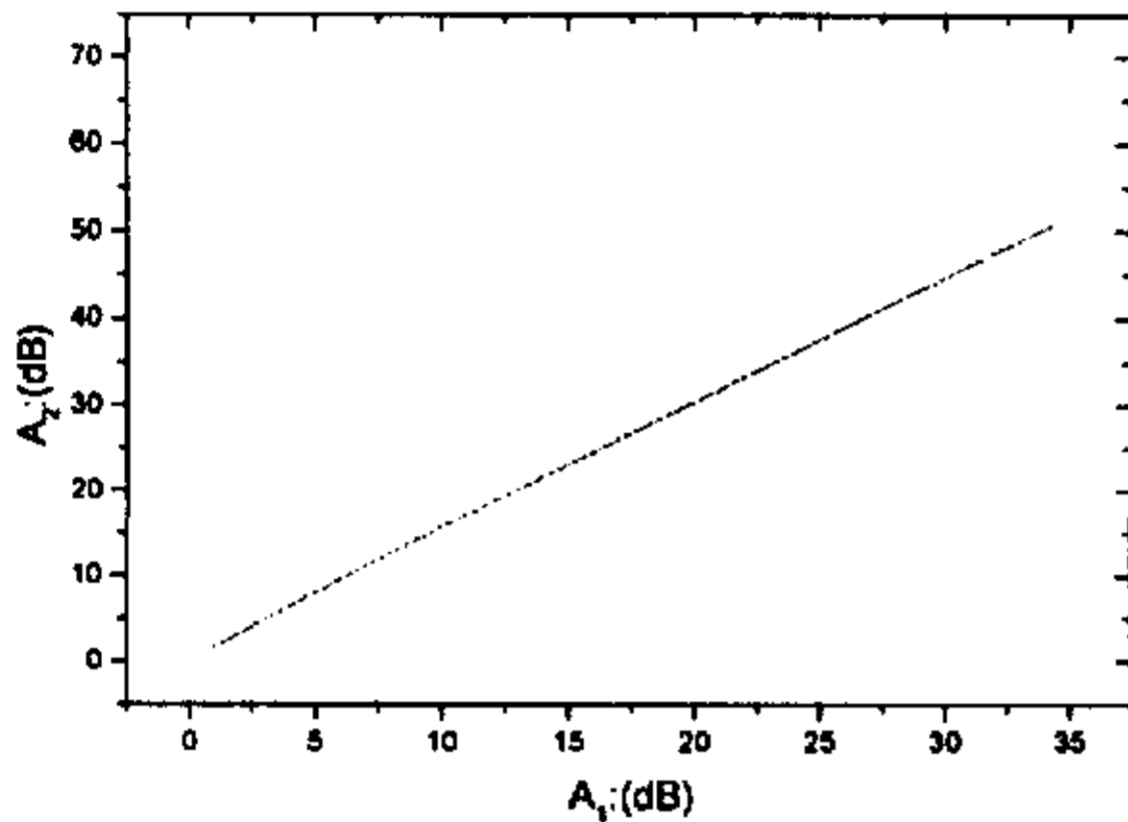


图 3-16 利用频率比例关系模型所得地空路径上、下行 20/30GHz 衰减的对应关系

### § 3.3.5 在结合中国国内的站点上 ITU-R 预测模型所得结果与 ITU-R

#### 频率比例因子的比较

把利用公式(3-34)计算 20/30GHz 衰减对应关系如图 3-17 的曲线 2 所示。利用(ITU-R 雨衰预报模型<sup>[31][32]</sup>)结合西安地区所计算的 20/30GHz 衰减对应关系如曲线 1 所示。利用 ITU-R 频率比例关系<sup>[33]</sup>模型所得的如曲线 3 所示。从图中可以看出，曲线 1 和曲线 2 符合很好；当在小雨（降雨率为[0,5]mm/h）时，也即 20GHz 的降雨衰减值为[0,3.3954]dB 的范围内，曲线 1、3 基本重合；当在中雨（降雨率为[5,10]mm/h）时，20GHz 的降雨衰减值为[3.3954, 6.7816]dB 的范围内，曲线 1、3 开始分离；当在大雨（降雨率为[10, 50]mm/h）时，20GHz 的降雨衰减值为 [6.7816,23.1279]dB 的范围内，曲线 1、3 开始进一步分离；当在大暴雨（降雨率大于 50mm/h）的情况下，最大误差大于 10dB。



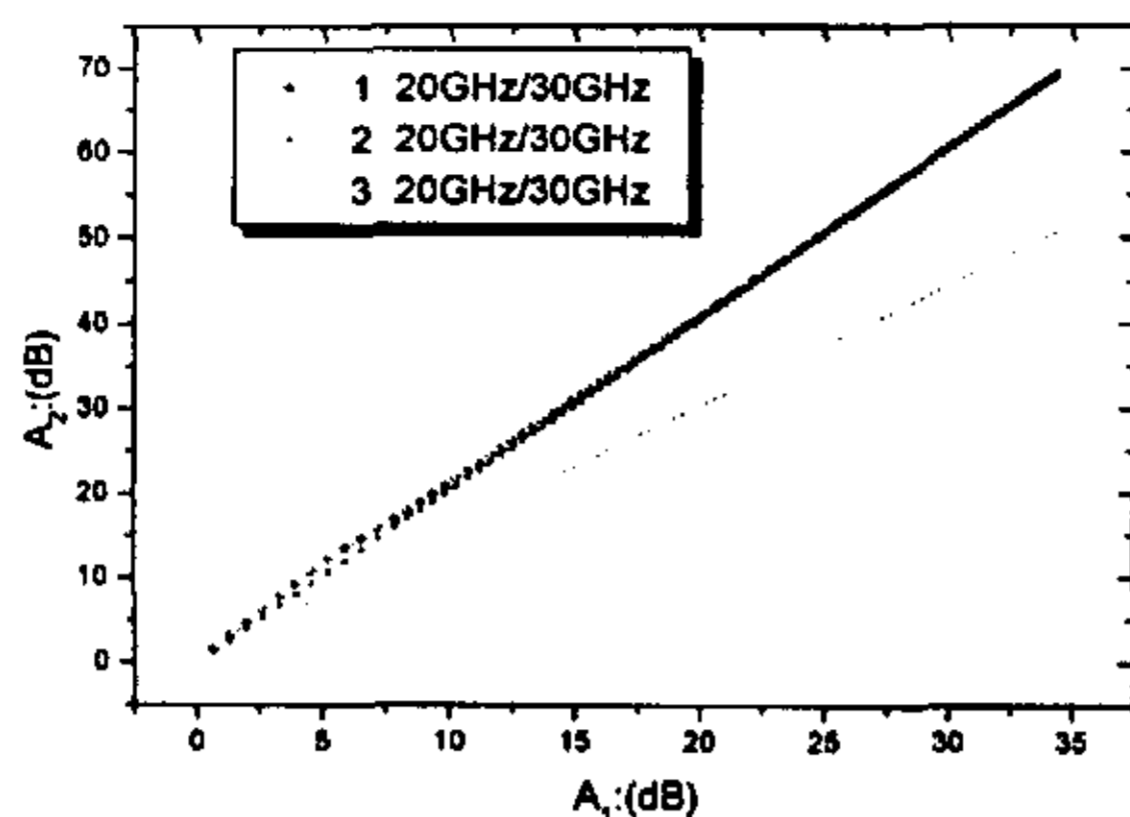


图 3-17 20/30GHz 衰减的对应关系的比较

通过以上分析可以看出, ITU-R 文献<sup>[33]</sup>中给出的频率比例因子由于适用频率很广, 并且适用于位于静止轨道各个地点的通信卫星, 适用于全球范围的各个地面站。因此, 对于中国国内 58 个站点并结合 N-STAR 卫星在频率属于(20,39)GHz 的范围内来说, 它的误差就相对较大。而本文拟合的频率比例因子(公式 3-34)结合了具体的卫星和具体的站点, 因此公式(3-34)所得结果在对中国国内各个站点来说相对比较精确。

### § 3.4 本章小结

本章在散射理论的基础上, 讨论了降雨的去极化和衰减效应。利用地空路径的雨衰预报模型, 以 N-STAR 卫星为例, 结合中国国内 58 个站点。计算了衰减频率比例系数, 拟合出了适合 Ka 频段的频率比例因子。并与 ITU-R 提供的频率比例因子进行比较和分析, 分析结果表明, 在中国国内的站点上, 本文拟合的频率比例因子更加准确。

## 第四章 开环功率控制算法

鉴于 Ka 频段的电磁信号受降雨、沙尘衰减很大,需要增加额外的功率补偿(采用功率控制)才能保证通信信道的正常工作。本章结合克服降雨衰减为例,介绍了功率控制中的开环功率控制算法,并对其中的用于抵消时延的自适应算法进行 MATLAB 仿真。

### § 4.1 分集技术

考虑到电波信号受降雨、沙尘衰减的影响较大,所以接收信号的信噪比太小,分集技术是较早采用的方法之一。

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。

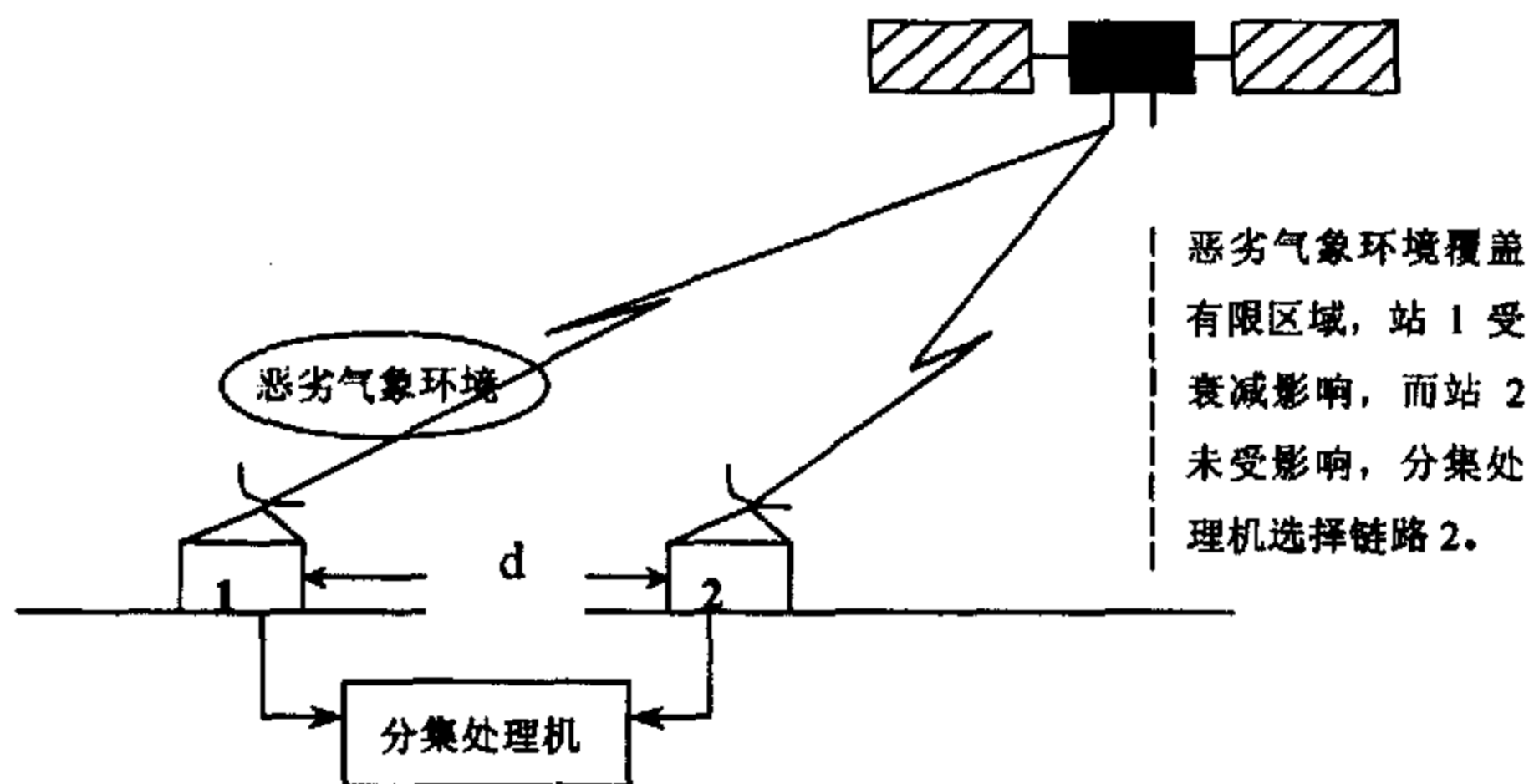


图 4-1

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 4-1 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。

## § 4.2 开环控制和闭环控制<sup>[35]</sup>

由于分集技术对付衰减的优势不是很明显，一般来说都采用功率控制技术。

### § 4.2.1 开环控制系统

如果系统的输出端和输入端之间不存在反馈回路，输出量对系统的控制作用没有影响，这样的系统称为开环控制系统。在下图的系统中，该系统显然没有反馈信号，不存在反馈回路，为开环控制系统。开环控制系统的抗干扰性能很差，例如炉门开闭的次数变化、外界环境温度变化、电源电压的波动都能使被控量(或称输出量)偏离希望值。使被控量偏离希望值的因素统称为干扰。

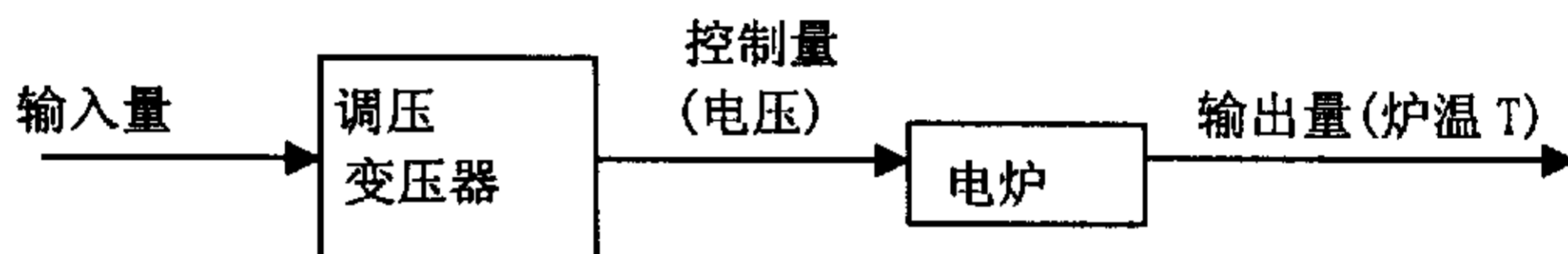


图 4-2 开环控制系统

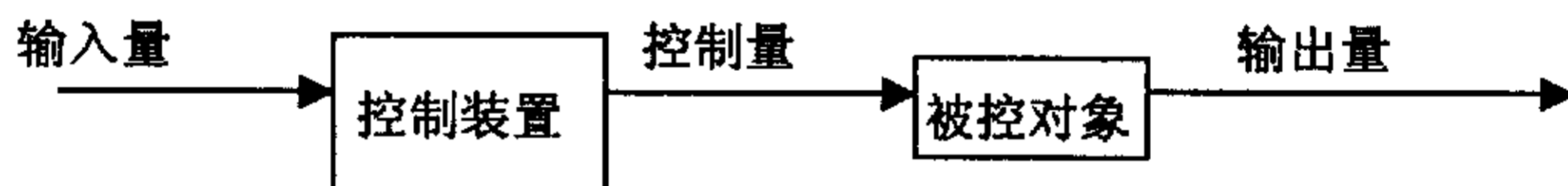


图 4-3 开环控制系统

开环控制系统的控制方式如上面所示，其特点是信号流通是单方向的，输出端对输入端无反馈作用。优点是系统装置简单、成本低。

### § 4.2.2 闭环控制系统

把系统的输出量送回到输入端，以增强或减弱输入信号的效应称为反馈。凡使输入信号增强者称为正反馈；使输入信号减弱者称为负反馈。闭环控制系统则是和负反馈紧紧地联系在一起。

在闭环系统中，必须对输出量进行测量并反馈到输入端，这个负反馈信号与输入信号进行比较，产生输入信号和反馈信号的差值，叫做偏差信号。偏差信号通过控制器产生控制作用，应能较小系统的偏差，使系统的输出量趋于所希望的值。



图 4-4 闭环控制系统

闭环控制系统的控制方式如上图所示。其特点是信号流通是闭环形的，输出端对输入端存在反馈通道，从而使闭环具有以下三种重要机能：(1)测量输出量(2)将测量输出量所得反馈信号与输入信号进行比较，得到偏差；(3)根据偏差对输出量进行调节，使输出量趋于所希望的值，偏差随之减小或消除。以上闭环控制过程概括为“检测偏差，纠正偏差”的过程。所以闭环控制的实质是按偏差控制。因为有反馈才有偏差和控制，闭环控制有叫反馈控制。

如果反馈信号的极性和输入信号的极性相反，称为负反馈；反之，如果反馈信号的极性和输入信号的极性相同，则称为正反馈。只有负反馈才能使闭环系统正常工作。若采用了负反馈，当系统输出量偏离了希望值时，反馈后与输入信号比较产生了偏差，从而去控制输出量向减小偏差方向移动，使输出量恢复到希望值。如果系统采用了正反馈，例如某些原因使输出量比希望值增大了，由于正反馈信号的极性与输入信号的极性是相同的，正反馈后与输入信号不能比较，而是叠加后使偏差增大，输出量继续向增大的方向移动，最终使输出量超出安全工作范围，破坏了系统的正常运行。

闭环控制的优点具有自动修正输出量的偏离能力，抗干扰性能好，控制精度较高。缺点是结构复杂，更主要的是，如果设计不好，系统将不稳定。而开环控制系统不存在不稳定性问题。

### § 4.3 开环功率控制算法

上行链路开环功率控制是卫星通信最使用的抗衰技术之一，其主要作用是在降雨期间对上行链路衰减进行估算，然后根据衰减量相应增大发射功率，使卫星接收的信号功率保持在一定的范围之内，其目的是补偿慢变化的衰减量和幅度闪烁。温度等其他因素所引起的慢变化衰减，在补偿过程中，都当降雨衰减来处理。<sup>[36][37]</sup>

卫星通信中上、下行信号在相同频率点上受传播因素影响的程度相同。可以使用下行信标(其频率在上行 30GHz 频段内)进行上行链路雨衰、闪烁的估计，但在强发射信号频率附近接收弱新标信号有一定难度。因此，采用下行链路频段内的 20GHz 下行信标的衰减，通过频率转换估计 30GHz 上行信号的雨衰量和闪烁引起的变化量。

即使地球站接收到的信标没有受到雨衰、闪烁和噪声的影响，其强度也是缓慢变动的。这个变动不能计算到慢变化衰减中，因为它不是传播因素引起的。它产生的原因是卫星漂移造成地面天线指向的误差、卫星发射信标功率的不稳定、地球站气温变化造成接收机增益的变化，前两者的影响具有 23 小时 56 分 04 秒的周期性。开环功率控制算法最关键的部分，是上行链路衰减量的估算。其方法是首先实时地估计不受闪烁、雨衰和噪声影响地信标强度，称为晴空信标参考值。由于闪烁分量功率谱与雨衰分量功率谱不重叠，用滤波方法把实时信标地闪烁分量分离出来，再用雨衰和信标地合成分量减去晴空信标参考值就得到了慢变化的雨衰分量。闪烁分量和雨衰分量各自经过频率转换后，相加得到 30GHz 上行信号总的衰减量，如下图所示<sup>[37]</sup>

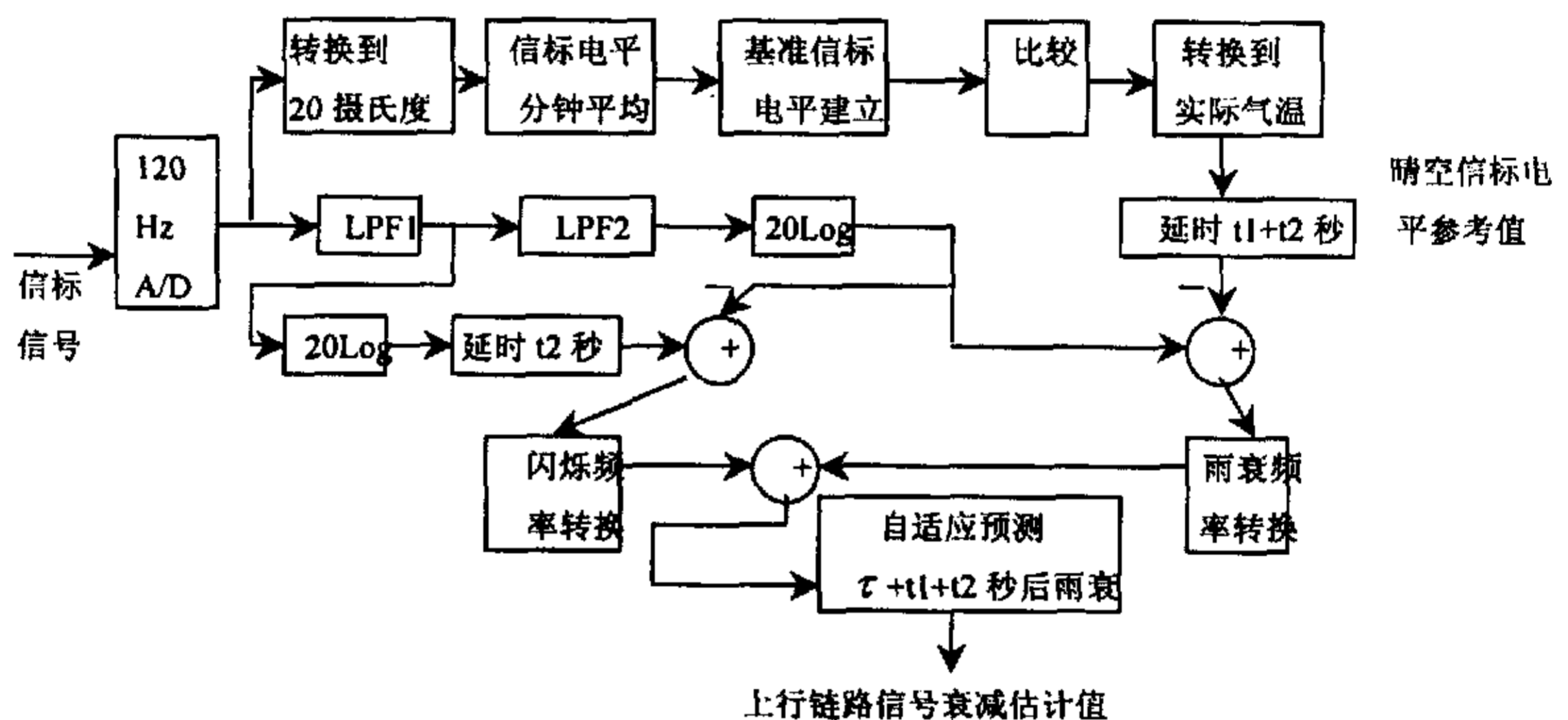


图 4-5. 开环功率控制示意图

其中  $t_1$  表示低通滤波 LPF1 的时延， $t_2$  表示低通滤波器 LPF2 的时延， $\tau$  表示信号从卫星到地面所需的时间。LPF1 的带宽范围为  $[0, 10\text{Hz}]$ ，LPF2 的带宽范围为  $[0, 0.5\text{Hz}]$ 。

#### § 4.4 开环功率控制中的用于抵消时延的自适应算法

由于在开环功率控制方案中采用了低通滤波器。信号经过地空传输以及两个滤波器共时延  $\tau+t_1+t_2$  秒，利用 LMS 算法来预测  $\tau+t_1+t_2$  秒后时刻的衰减是必须的。

##### § 4.4.1 LMS 算法<sup>[38]</sup>

###### § 4.4.1.1 自适应线性组合器：

如下图所示为一个自适应线性组合器，其中输入为：

$$X[n]=[x_0(n),x_1(n),\dots,x_L(n)]^T; \quad (4-1)$$

本文所用到的为单输入情况:

$$X[n]=[x(n),x(n-1),\dots,x(n-L)]^T; \quad (4-2)$$

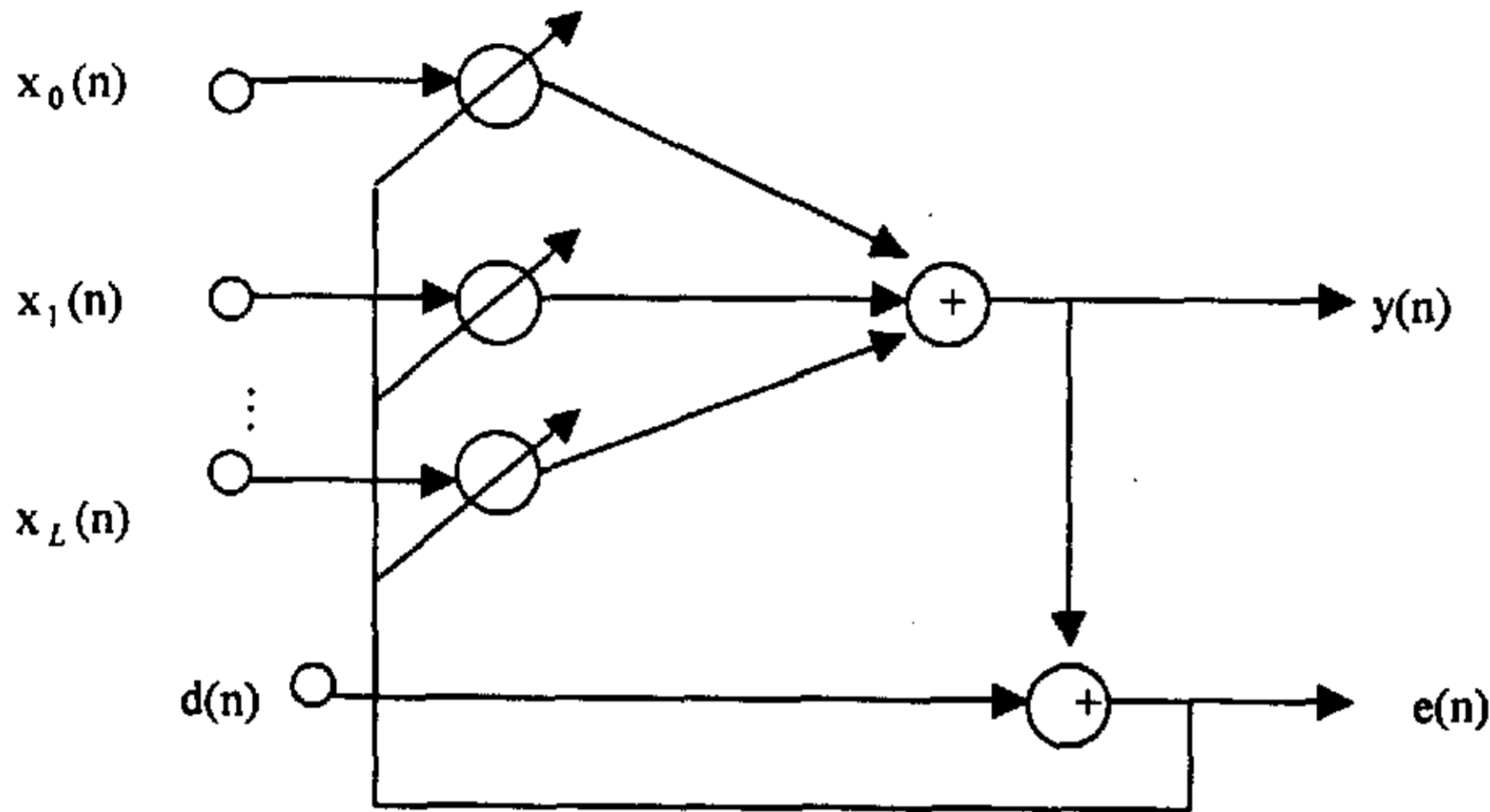


图 4-6.一般自适应系统的示意图

线性组合器的输出  $y(n)$  等于输入矢量  $X(n)$  的各元素的线性加权和。然而实际上权系数是可调的。调整权系数的过程叫做自适应过程。在自适应过程中，各个权系数不仅是误差信号  $e(n)$  的函数，而且还是输入信号  $X(n)$  的函数。在单输入情况下，

$$y(n)=\sum_{k=0}^L w_k(n)x_k(n) \quad (4-3)$$

自适应线性组合器的  $L+1$  个权系数构成一个权系数矢量，称为权矢量，用  $W(n)$  表示：

$$W(n)=[w_0(n),w_1(n),\dots,w_L(n)]^T; \quad (4-4)$$

$$\text{所以: } y(n)=X^T(n)W(n)=W^T(n)X(n) \quad (4-5)$$

参考响应与输出响应之差称为误差信号，用  $e(n)$  表示，即：

$$e(n)=d(n)-y(n)=d(n)-X^T(n)W(n)=d(n)-W^T(n)X(n) \quad (4-6)$$

均方误差的表示式：

$$\xi = E[d^2(n)] + W^T(n)E[X(n)X^T(n)]W(n) - 2E[d(n)X^T(n)]W(n) \quad (4-7)$$

在  $d(n)$  和  $X(n)$  的互相关矩阵  $P$  都是与时间  $n$  无关的恒定二阶统计，分别定义为：



$$R_{xx} = E[X(n)X^T(n)] = \begin{bmatrix} E(x_0^2(n)) & E(x_0(n)x_1(n)) & \cdots & E(x_0(n)x_L(n)) \\ E(x_1(n)x_0(n)) & E(x_1^2(n)) & \cdots & E(x_1(n)x_L(n)) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ E(x_L(n)x_0(n)) & E(x_L(n)x_1(n)) & \cdots & E(x_L^2(n)) \end{bmatrix}$$

$$P_{xd} = E[X(n)d(n)] = E[x_0(n)d(n), x_1(n)d(n), \dots, x_L(n)d(n)]^T \quad (4-8)$$

所以均方误差表示为:

$$\xi = E[d^2(n)] - 2P_{xd}^T W + W^T R_{xx} W \quad (4-9)$$

将均方误差的表达式对权系数进行求导, 得到均方误差函数的梯度:

$$\nabla(n) = \nabla \xi = \left[ \frac{\partial \xi}{\partial w_0}, \frac{\partial \xi}{\partial w_1}, \dots, \frac{\partial \xi}{\partial w_n} \right]^T = -2P_{xd} + 2R_{xx} W \quad (4-10)$$

令上式等于零, 即可求得最佳权系数矢量:

$$W_0 = R_{xx}^{-1} P_{xd} \quad (4-11)$$

#### § 4.4.1.2 最小均方 (LMS) 算法

寻求最佳权系数矢量就是要解维纳-霍夫方程。精确求解需要  $R_{xx}$  与  $P_{xd}$  的先验统计知识, 当这些知识无法预先知道时, 只能寻求近似解。为此, 出现了 LMS 算法, 其权系数的表达式为:

$$W(n+1) = W(n) - \mu \hat{\nabla}(n) \quad (4-12)$$

$$\text{其中: } \hat{\nabla}(n) = \nabla(\xi^2) = 2\xi \nabla(\xi) \quad (4-13)$$

$$\text{有 } \nabla[\xi] = \nabla[d(n) - W^T(n)X(n)] = -X(n) \quad (4-14)$$

$$\text{所以 } \hat{\nabla}(n) = -2\xi X(n) \quad (4-15)$$

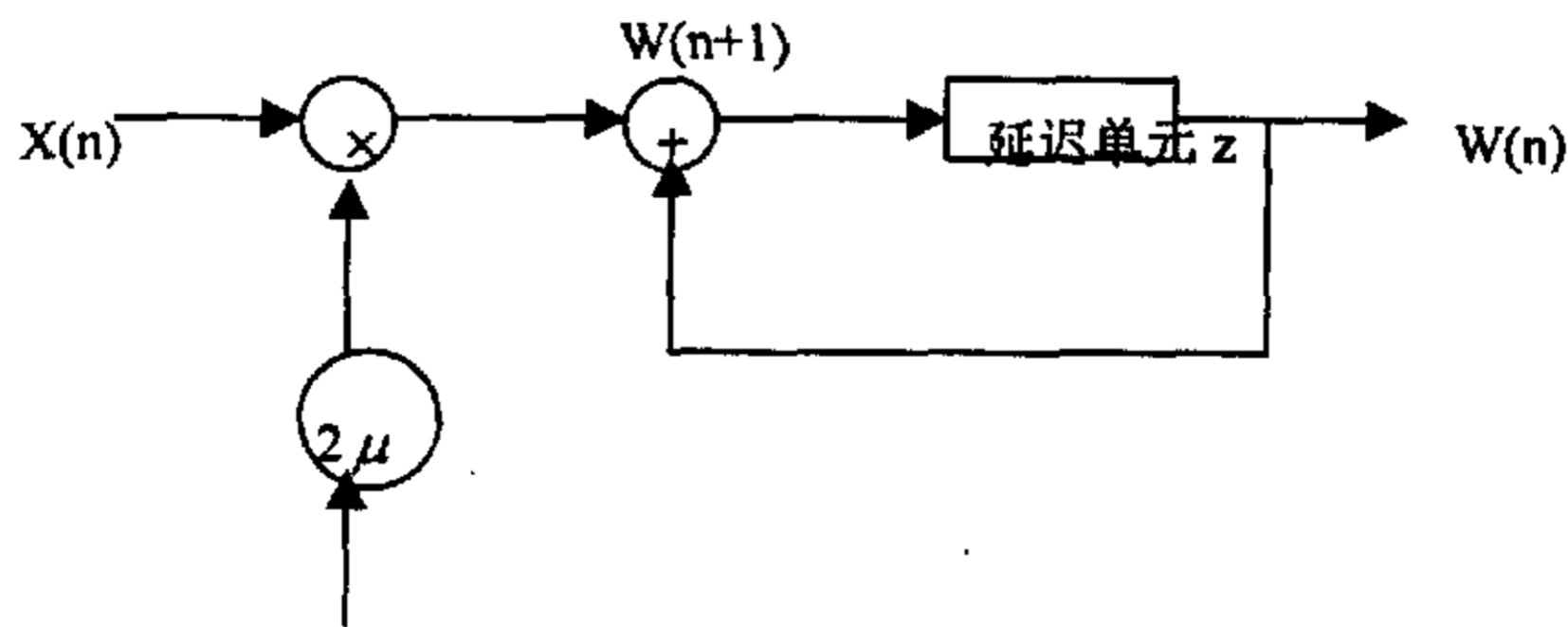


图 4-7 自适应系统中权系数示意图

#### § 4.4.2 LMS 算法的仿真

由于在开环功率控制方案中采用了低通滤波器。信号经过地空传输以及两个滤波器共时延  $\tau + t_1 + t_2$  秒。为了能够实时对上行链路进行功率补偿, 利用 LMS 算法

来预测  $\tau+t_1+t_2$  秒后时刻的衰减是必须的

#### § 4.4.2.1 降雨过程的雨引起信号功率波动的频谱<sup>[39]</sup>:

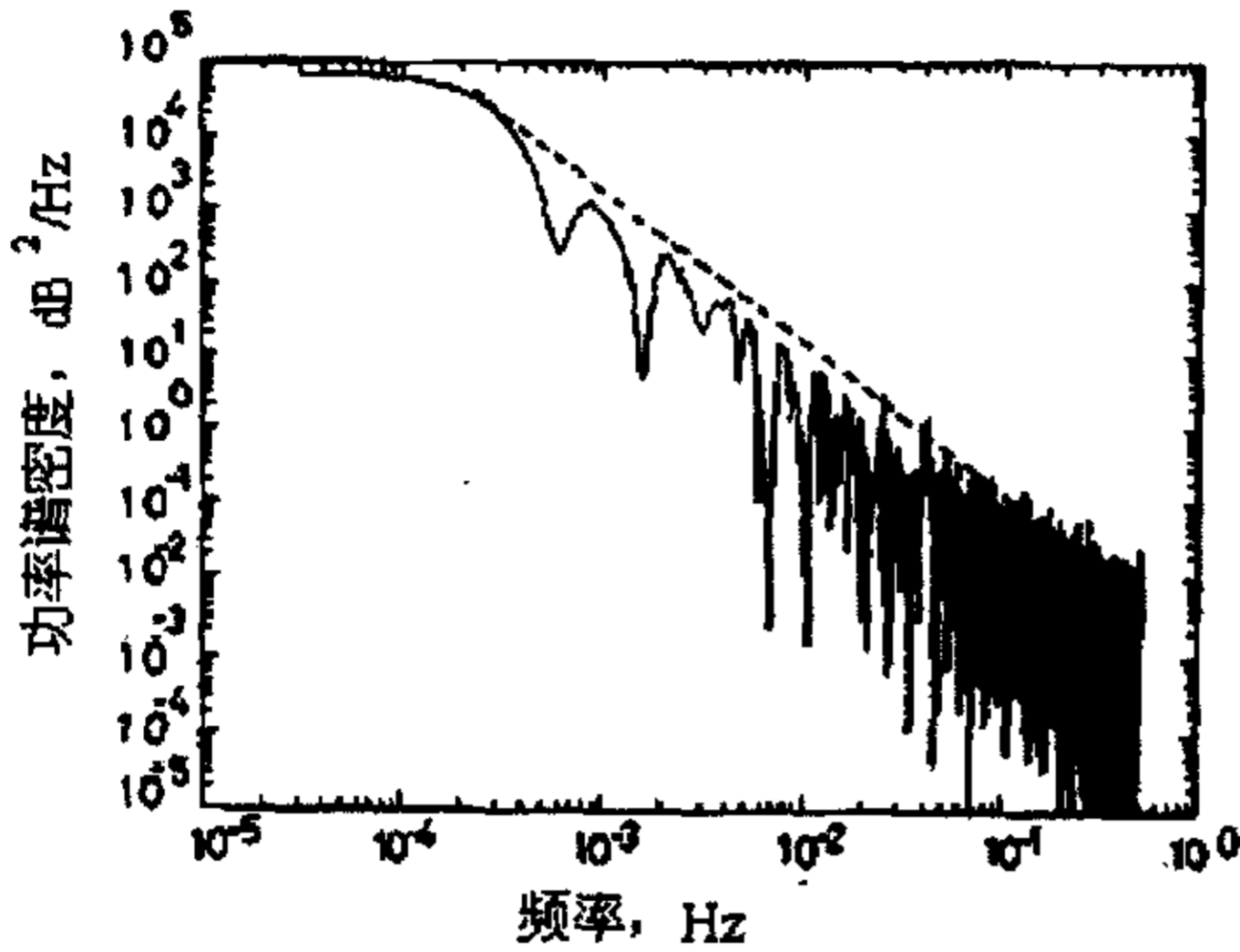


图 4-8 单个降雨事件中降雨衰减的频谱

从图中可以看出, 降雨的频谱与一个白噪声经过低通滤波以后的频谱一致。

#### § 4.4.2.2 自适应预测仿真方框图:

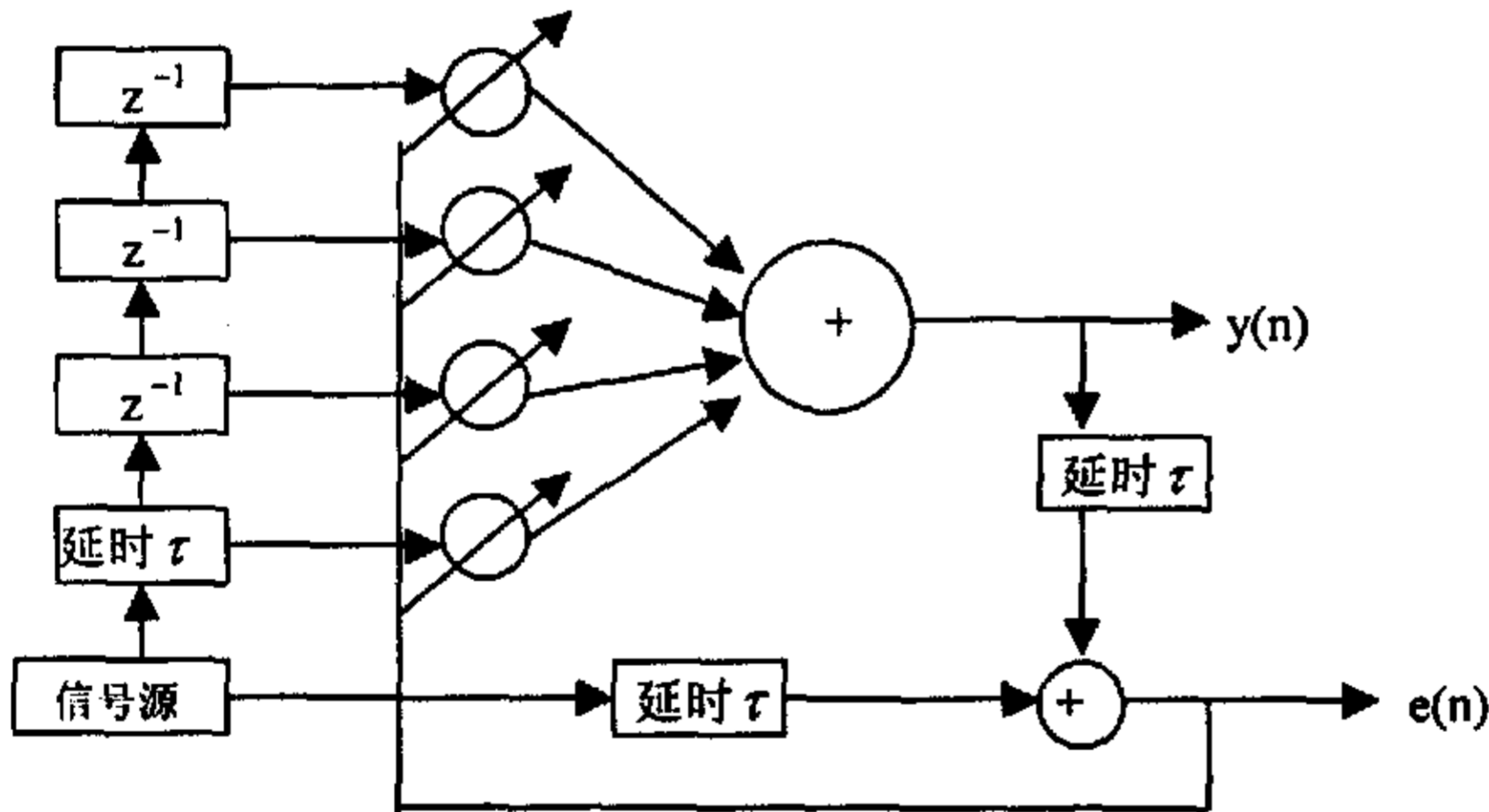


图 4-9 自适应预测仿真方框图

如上图所示, 信号源由一个高斯信号源和一个低通滤波器组成。所得的预测的值  $y(n)$  即为上行衰减的估计值。MATLAB 的仿真结果如图 4-10 和图 4-11 所示:



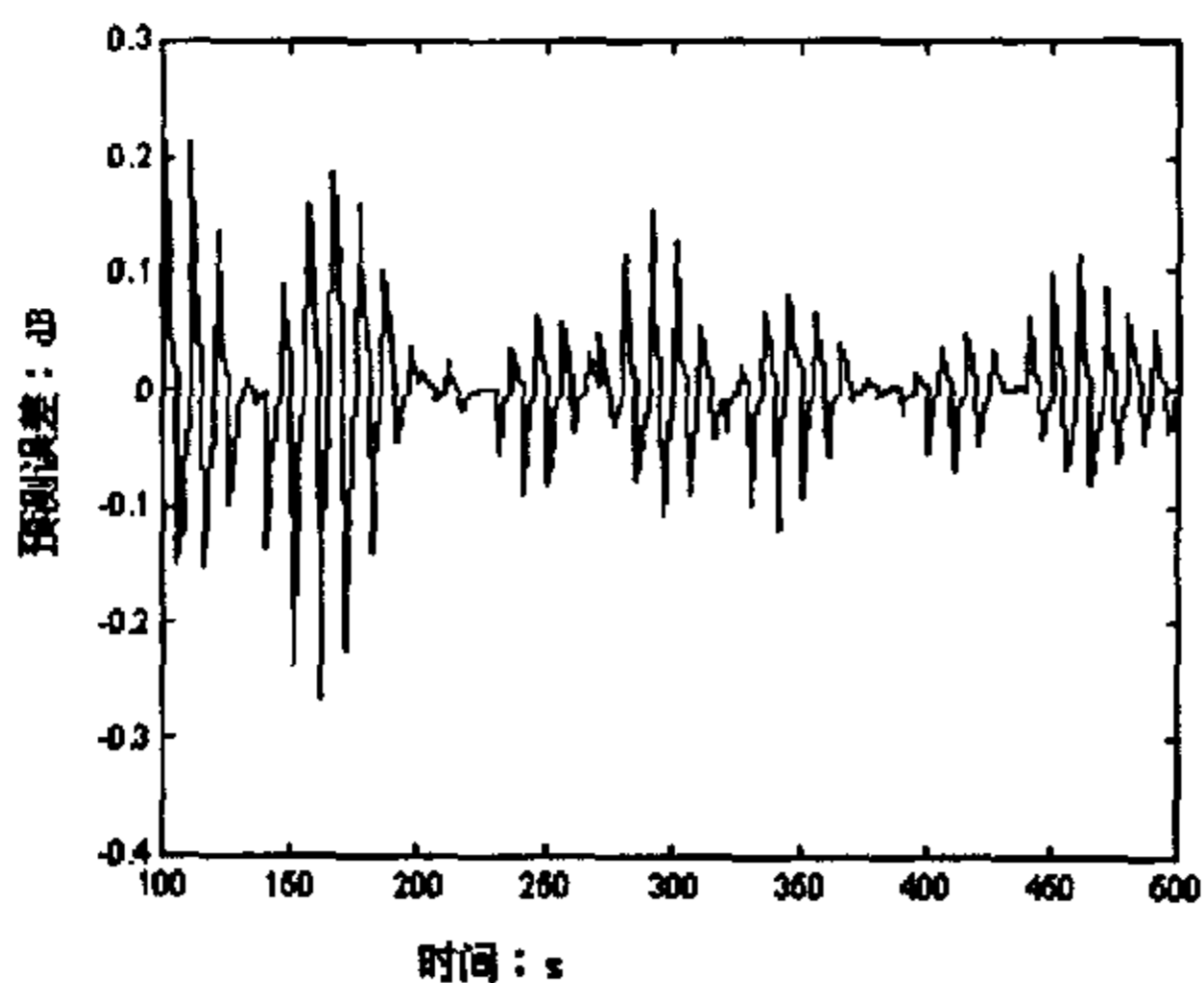


图 4-10 MATLAB 仿真时预测值与样本值之差随时间变化示意图

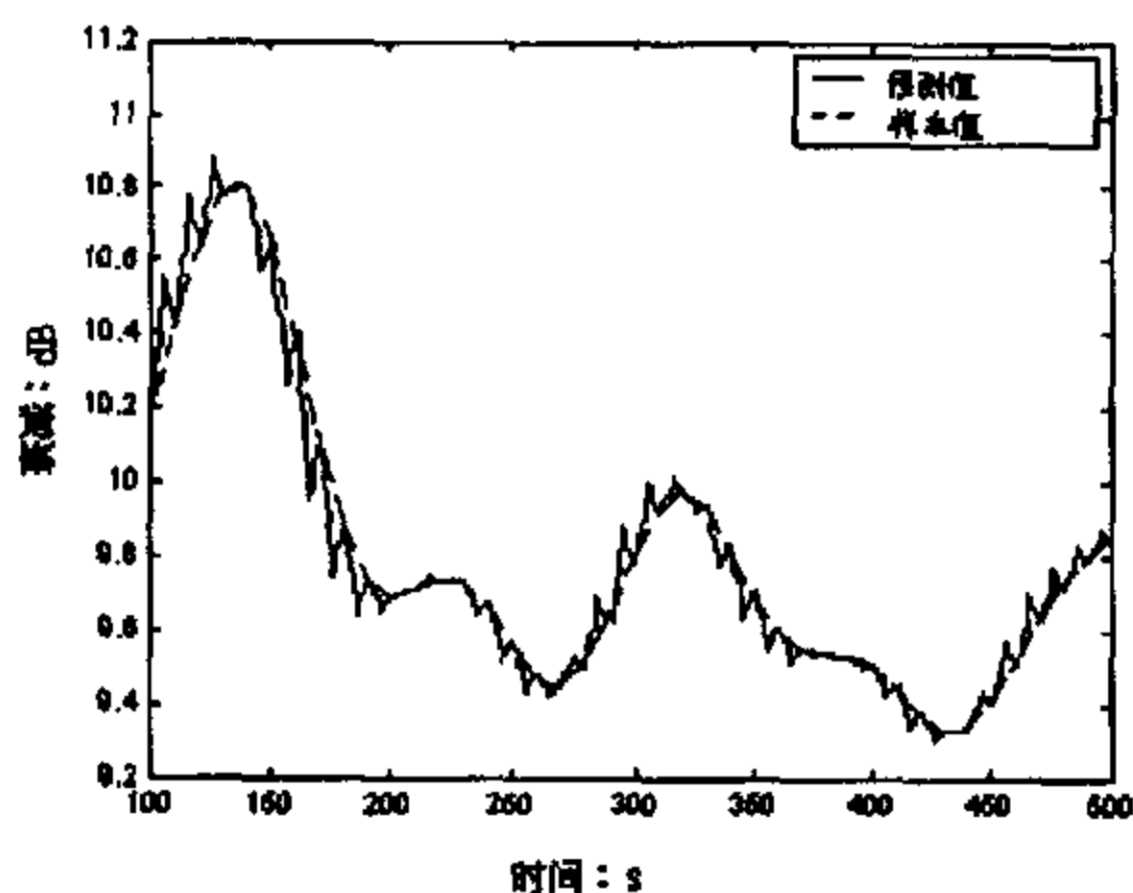


图 4-11 MATLAB 仿真时预测值与样本值的关系图

### § 4.5 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。

在实际应用中对抗衰减对策的选择应根据衰减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。

## § 4.6 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影响,介绍了如何克服信号功率衰减的影响。

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;然后以克服降雨衰减为例,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。同时由于信号从卫星到地面需要 1s 多钟的时间,而在这 1s 钟内,电离层和降雨情况都会动态变化,再加上系统处理信号所需的时间延迟。所以为了能够实时进行功率补偿,我们采用了自适应预测算法,仿真分析表明效果良好。

## 第五章 衰减和去极化对通信系统的影响

模拟通信的信道性能通常以信噪比来衡量，而数字通信的信道性能通常以误码率来衡量。因此考虑衰减和去极化对不同调制的误码率影响就显得尤为重要。本章分别就衰减技术和去极化对通信系统影响进行了理论分析和计算，同时参考了C波段自适应去极化技术。

### § 5.1 数字信号调制算法<sup>[40]</sup>

#### § 5.1.1 信号调制的通用模型

随着当代通信的飞速发展，通信体制的变化也日新月异：一些旧的通信方式或者被改进完善，或者被淘汰，适合当代通信体制的通信方式不断涌现并且日益完善。目前常用的数字通信调制有ASK、FSK、MSK、GMSK、PSK、DPSK、QPSK、QAM等等。

从理论上说，各种通信信号都可以通过正交调制的方法加以实现，如下图所示：

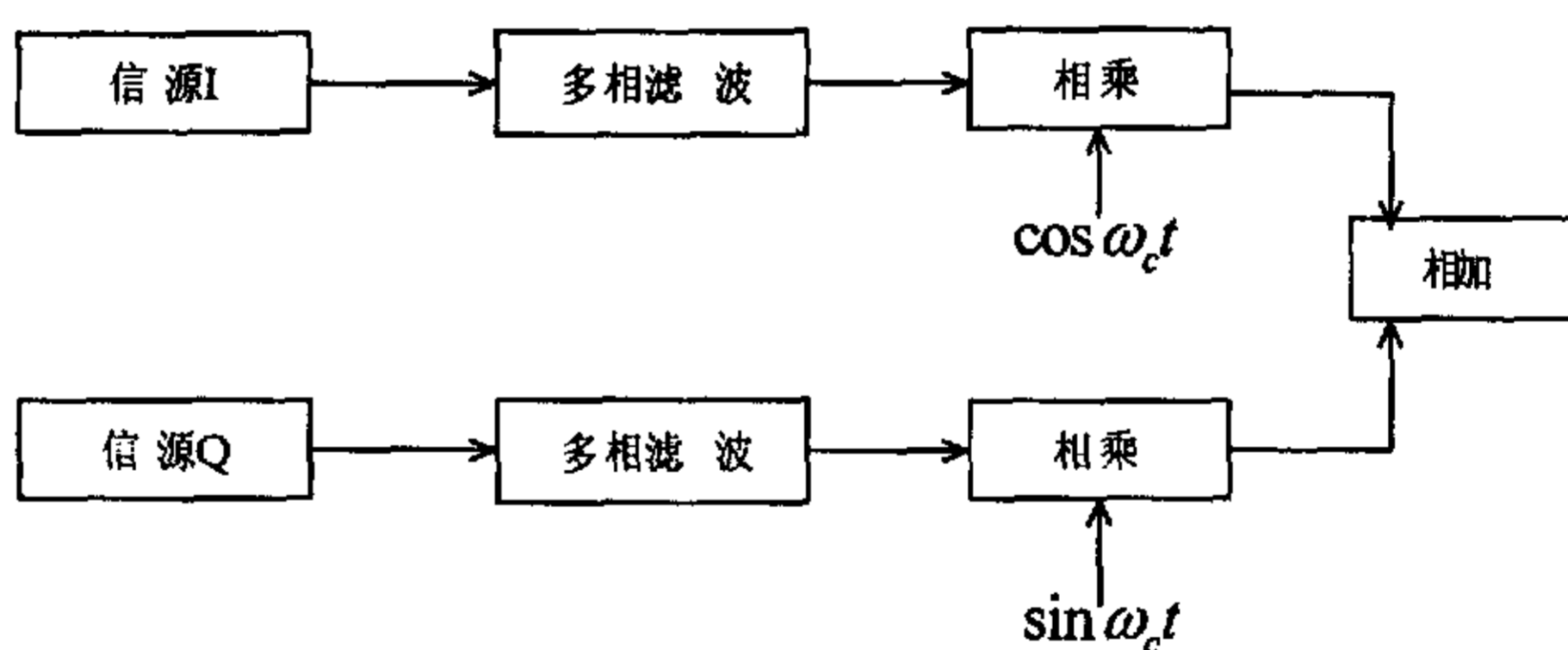


图 5-1 正交调制框图

从图中可以写出它的时域表达式

$$S(t) = I(t) \cos \omega_c t + Q(t) \sin \omega_c t \quad (5-1)$$

其中， $\omega_c$  为载波角频率。调制信号的信息包含在  $I(t)$ 、 $Q(t)$  内。

#### § 5.1.2 振幅键控(2ASK)信号

一个二进制的振幅键控信号可以表示为一个单极性脉冲与一个正弦载波相乘，即

$$S(t) = \sum_n a_n g(t - nT) \cos(\omega_c t) \quad (5-2)$$

式中,  $g(t)$  是持续时间为  $T$  的矩形脉冲,  $a_n$  为信源给出的二进制符号 0,1。如果令

$$m(t) = \sum_n a_n g(t - nT) \quad (5-3)$$

那么

$$S(t) = m(t) \cos(\omega_c t) \quad (5-4)$$

### § 5.1.3 二进制频移键控(2FSK)信号

2FSK 信号是符号 0 对应载波角频率为  $\omega_1$ , 符号 1 对应载波角频率为  $\omega_2$  的已调波形。它可以用一个矩形脉冲对一个载波进行调频实现, 其表达式如为

$$f(t) = \sum_n a_n g(t - nT) \cos(\omega_1 t) + \sum_n \bar{a}_n g(t - nT) \cos(\omega_2 t) \quad (5-5)$$

式中,  $a_n$  为信源给出的二进制符号 0,1,  $g(t)$  为矩形脉冲,  $\bar{a}_n$  为  $a_n$  的反码,  $T$  为码元周期。因此, 只要把调制数据序列形成矩形脉冲, 并把 2FSK 看成是两个 ASK 信号相加就可以了。

### § 5.1.4 二进制相移键控(2PSK)信号

2PSK 方式是键控的载波相位按基带脉冲序列的规律而改变的数字调制方式。2PSK 的信号形式为

$$S(t) = \sum_n a_n g(t - nT) \cos(\omega_c t) \quad (5-6)$$

式中,  $a_n$  的取值为  $-1, +1$ , 即发送二进制符号 0 时  $a_n$  取 1, 发送二进制符号 1 时  $a_n$  取  $-1$ 。

### § 5.1.5 M 进制数字振幅调制(MASK)信号

MASK 信号比 2ASK 的信息传输效率更高。在相同的码元传输速率下, MASK 和 2ASK 的带宽相同。M 电平调制信号可表示为:

$$f(t) = \sum_n a_n g(t - nT) \cos(\omega_c t) \quad (5-7)$$

式中,  $g(t)$  是持续时间为  $T$  的矩形脉冲,  $a_n$  为信源给出的 M 进制符号  $0, 1, \dots, M-1$ 。

### § 5.1.6 M 进制数字振幅调制(MFSK)信号

MFSK 是 2FSK 信号的直接推广。其数学表达式一般可以写为

$$S(t) = \sum_n g(t - nT) \cos(\omega_c t + \Delta\omega_m t) \quad (5-8)$$

式中,  $\Delta\omega_m$  ( $m=0, 1, \dots, M-1$ ) 为与  $a_n$  相对应的载波角频率偏移。在实际使用中, 通

常有:  $\Delta\omega_0 = \Delta\omega_1 = \dots = \Delta\omega_{M-1} = \Delta\omega$ 。这样, 上式可以重写为:

$$S(t) = \sum g(t-nT) \cos(\omega_c t + a_n \Delta \omega t) \quad (5-9)$$

因此, 只要把  $a_n$ 、 $\Delta \omega$  看成调制频率, 就可以利用调频的方法实现 MFSK 调制了。

### § 5.1.7 四进制数字相位调制 QPSK 调制信号

在多进制相位调制中, QPSK 信号是最常用的调制方式。它的一般表示式为:

$$S(t) = \sum g(t-nT) \cos(\omega_c t + \varphi_n) \quad (5-10)$$

式中,  $\varphi_n$  是受信息控制的相位参数, 它将取可能的四种相位之一。例如  $0^\circ$ 、 $90^\circ$ 、 $180^\circ$ 、 $270^\circ$ 。

$$S(t) = \sum_n \cos \varphi_n g(t-nT) \cos(\omega_c t) - \sum_n \sin \varphi_n g(t-nT) \sin(\omega_c t) \quad (5-11)$$

假如规定  $00:0^\circ$ ,  $01:90^\circ$ ,  $10:180^\circ$ ,  $11:270^\circ$ , 那么 QPSK 信号举例如下表所示

输入序列	10	11	00	01	11	10	01	00
QPSK	$180^\circ$	$270^\circ$	$0^\circ$	$90^\circ$	$270^\circ$	$180^\circ$	$90^\circ$	$0^\circ$

### § 5.1.8 正交振幅调制信号 QAM

正交振幅调制是一种多进制混合调幅调相的调制方式, 4QAM 就是 QPSK。8QAM 和 16QAM 的信号分布如图 所示, 这种分布图通常称为星座图。

从图中可以看出, 8QAM 用 8 个点的星座位置来代表八进制的 8 种数据信号 (000, 001, 010, 011, 110, 111)。这 8 个点的相位各不相同, 而振幅只有两种。8QAM 和 8PSK (8 个点均匀分布在圆周上) 相比, 8QAM 各信号之间的差距要大一些。

QAM 信号的数学表达式为:

$$S(t) = \sum_n a_n g(t-nT) \cos(\omega_c t) - \sum_n b_n g(t-nT) \sin(\omega_c t) \quad (5-12)$$

$$= \sum_n A_n g(t-nT) \cos(\omega_c t + \varphi_n) \quad (5-13)$$

式中,  $A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$ ,  $\varphi_n = \arctan(b_n / a_n)$ ,  $g(t-nT)$  是宽度为  $T$  的脉冲信号。

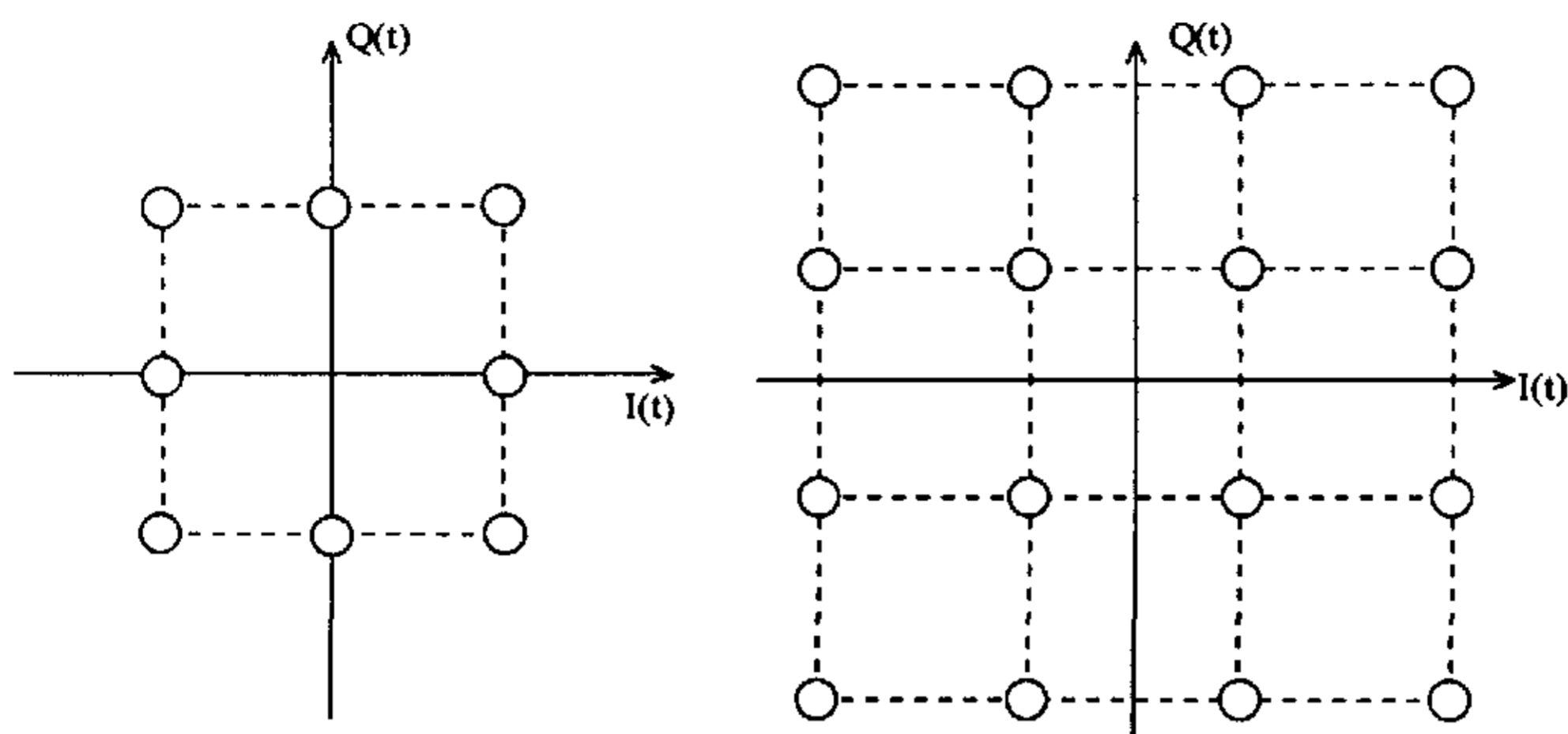


图 5-2 8QAM 和 16QAM 的信号分布图

## § 5.2 数字信号解调算法<sup>[40]</sup>

### § 5.2.1 2ASK 解调

$$\text{信号表达式: } S(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m g(n-m)(\omega_c n + \phi_0) \quad (5-14)$$

式中  $a_m$  为输入码元, 且  $a_m = 0, 1$ ;  $g(n-m)$  是幅度为 1, 宽度为码元传输速率倒数的矩形脉冲门函数。解调时, 对信号进行正交分解, 得同相分量和正交分量:

$$\text{同相分量: } X_I(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m g(n-m) \cos \phi_0 \quad (5-15)$$

$$\text{正交分量: } X_Q(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m g(n-m) \sin \phi_0 \quad (5-16)$$

对同相和正交分量平方之和开方:

$$A(n) = \sqrt{X_I(n)^2 + X_Q(n)^2} = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m g(n-m) \quad (5-17)$$

计算出  $A(n)$  后, 再对  $A(n)$  进行抽样判决, 就可恢复出调制得码元信号。

### § 5.2.2 MASK 解调

$$\text{信号表达式: } S(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m g(n-m) \cos(\omega_c n + \phi_0) \quad (5-18)$$

式中,  $a_m$  为输入码元, 且  $a_m \in \{0, 1, 2, \dots, M-1\}$

解调方法与 ASK 一样, 对信号进行正交分解, 得同相和正交分量:

$$\text{同相分量: } X_I(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m g(n-m) \cos \phi_0 \quad (5-19)$$

$$\text{正交分量: } X_Q(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m g(n-m) \sin \phi_0 \quad (5-20)$$

对同相和正交分量平方之和开方:

$$A(n) = \sqrt{X_I(n) + X_Q(n)} = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m g(n-m) \quad (5-21)$$

计算出  $A(n)$  后, 再对  $A(n)$  进行抽样判决, 就可恢复出调制得码元信号。

### § 5.2.3 2FSK 解调

$$\text{信号表达式: } s(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_0 g(n-m) \cos[(\omega_c + a_m \Delta \omega)n] \quad (5-22)$$

式中,  $\Delta \omega$  为载波角频率间隔;  $a_m$  为输入码元,  $a_m = +1, -1$ 。

对信号进行正交分解, 得同相分量和正交分量:

$$\text{同相分量: } X_I(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_0 g(n-m) \cos(a_m \Delta \omega n) \quad (5-23)$$

$$\text{正交分量: } X_Q(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_0 g(n-m) \sin(a_m \Delta \omega n) \quad (5-24)$$

瞬时频率  $f(n)$  的表达式如下<sup>[40]</sup>:

$$\begin{aligned} f(n) &= \arctg\left(\frac{X_Q(n)}{X_I(n)}\right) - \arctg\left(\frac{X_Q(n-1)}{X_I(n-1)}\right) \\ &= \sum_{m=-\infty}^{+\infty} g(n-m) a_m \Delta \omega \end{aligned} \quad (5-25)$$

在计算出瞬时频率  $f(n)$  后, 对  $f(n)$  经抽样门限判决, 即可恢复出传输得数据。

### § 5.2.4 MFSK 解调

$$\text{信号表达式: } s(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_0 g(n-m) \cos[(\omega_c + a_m \Delta \omega)n] \quad (5-26)$$

式中,  $\Delta \omega$  为载波角频率间隔;  $a_m$  为输入码元,  $a_m \in \{0, 1, 2, \dots, M-1\}$ 。

对信号进行正交分解, 得同相分量和正交分量:

$$\text{同相分量: } X_I(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_0 g(n-m) \cos(a_m \Delta \omega n) \quad (5-27)$$

$$\text{正交分量: } X_Q(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_0 g(n-m) \sin(a_m \Delta \omega n) \quad (5-28)$$

瞬时频率  $f(n)$  的表达式如下<sup>[40]</sup>:

$$\begin{aligned} f(n) &= \arctg\left(\frac{X_Q(n)}{X_I(n)}\right) - \arctg\left(\frac{X_Q(n-1)}{X_I(n-1)}\right) \\ &= \sum_{m=-\infty}^{+\infty} g(n-m) a_m \Delta \omega \end{aligned} \quad (5-29)$$



在计算出瞬时频率  $f(n)$  后, 对  $f(n)$  经抽样门限判决, 即可恢复出传输得数据。

### § 5.2.5 2PSK 解调

$$\text{信号表达式: } S(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_0 g(n-m) \cos(\omega_c n + \phi_m) \quad (5-30)$$

式中,  $\phi_m = \theta_i, i=0,1$

2PSK 解调: 对信号进行正交分解后, 得同相和正交分量:

$$\text{同相分量: } X_I(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_0 g(n-m) \cos(\phi_m) \quad (5-31)$$

$$\text{正交分量: } X_Q(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_0 g(n-m) \sin(\phi_m) \quad (5-32)$$

瞬时相位表达式:

$$\phi_n = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} [g(n-m)\phi_m] \quad (5-33)$$

在计算出瞬时相位  $\phi_n$  后, 对  $\phi(n)$  进行判决, 即可恢复数据。

### § 5.2.6 4PSK 解调

信号表达式:

$$S(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m g(n-m) \cos(\omega_c n) + \sum_{m=-\infty}^{+\infty} b_m g(n-m - \frac{T}{2}) \sin(\omega_c n) \quad (5-34)$$

式中,  $a_m$ 、 $b_m$  为双极性数据。

QPSK 解调: 对信号进行正交分解:

$$\text{同相分量: } X_I(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m g(n-m) \quad (5-35)$$

$$\text{正交分量: } X_Q(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} b_m g(n-m) \quad (5-36)$$

由信号可知, I、Q 分量即为恢复出的并行数据, 经抽样判决, 恢复出码元数据后, 再并串变换, 就可恢复出串行码元数据。

### § 5.2.7 QAM 解调

$$\text{信号表达式: } S(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m g(n-m) \cos(\omega_c n) + \sum_{m=-\infty}^{+\infty} b_m g(n-m) \sin(\omega_c n) \quad (5-37)$$

式中,  $a_m$ 、 $b_m$  为双极性数据。

$$\text{同相分量: } X_I(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m g(n-m) \quad (5-38)$$

$$\text{正交分量: } X_Q(n) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} b_m g(n-m) \quad (5-39)$$

由信号可知, I、Q 分量即为恢复出的并行数据, 经抽样判决, 恢复出码元数据后, 再并串变换, 就可恢复出串行码元数据。

### § 5.3 衰减对误码率的影响

#### § 5.3.1 高斯信道下误码率和衰减的关系

设发射端信源调制为 4PSK 调制, 则在无降雨(沙尘暴)衰减、加性高斯白噪声信道中相位调制判决器的误码率为<sup>[47]</sup>:

$$P_4 = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right); \quad E_b \text{ 表示每比特的能量。} \quad (5-40)$$

$$S/N = \frac{E_b/T_b}{N_0 \cdot W} \quad \text{单位: dB。} \quad (5-41)$$

取  $1/(T_b \cdot W) = 1$   $T_b$  表示发射单位脉冲时间;  $W$  表示信道带宽

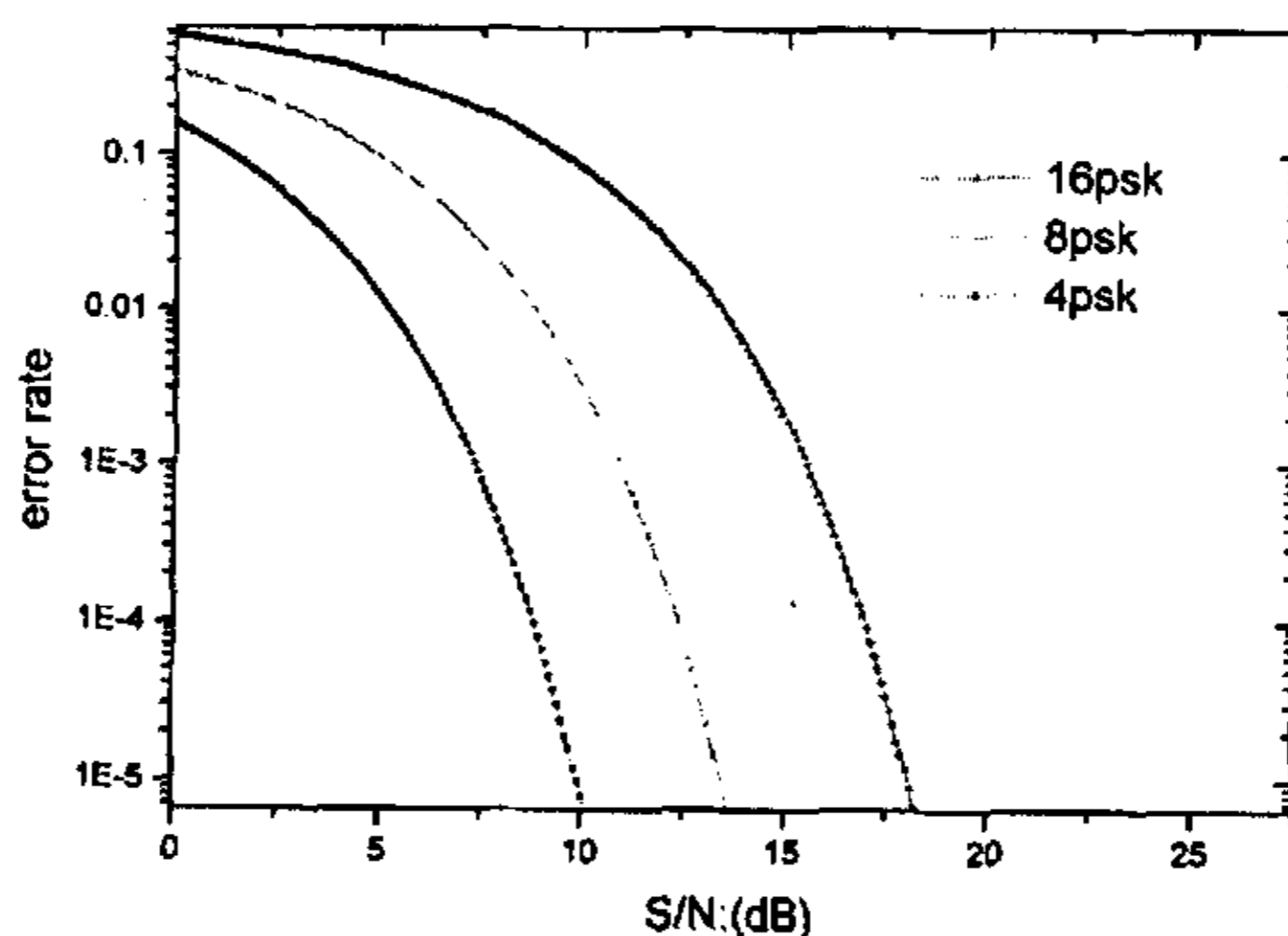


图 5-3 误码率和信噪比的关系

假设雨区接收端接收的信号幅度为  $E_2$ , 发射信号的幅度为  $E_1$ , 噪声幅度为  $N$ ;

$$\text{则晴空条件下的信噪比为: } 10\lg|E_1|^2 - 10\lg|N|^2 \quad (5-42)$$

$$\text{接收端的信噪比为: } 10\lg|E_2|^2 - 10\lg|N|^2 \quad (5-43)$$

$$\text{降雨导致衰减量为: } 10\lg|E_2|^2 - 10\lg|E_1|^2 \quad (5-44)$$

$$\text{因为 } 10\lg|E_2|^2 - 10\lg|N|^2 = 10\lg|E_2|^2 - 10\lg|E_1|^2 + 10\lg|E_1|^2 - 10\lg|N|^2,$$

所以接收端的信噪比等于晴空条件下的信噪比与降雨(沙尘暴)衰减量之和。因此误码率和接收端的信噪比关系与图 5-3 是一样的。从图 5-3 我们也可以看出当降雨(沙尘暴)来临时会导致信噪比下降。为了维持正常通信(例如: 保证误码率为千分之一), 我们可以使原来的 16PSK 调制下降到 8PSK 调制, 对于很严重的情况下, 可以降到 4PSK 调制。

### § 5.3.2 高斯信道下误码率与衰减、码速率的关系

由数字信号采样定理可知:  $\frac{1}{T_b} \leq 2W$ ;  $W$  表示信道带宽;  $T_b$  表示发射单位码元

的脉冲时间。根据文献[47]得到:

$$R = \frac{\log_2 M}{T_b} \leq 2 \cdot \log_2 M \cdot W \quad ; \quad R \text{ 表示码元传送速率;}$$

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S \cdot T_b}{N/W} = \frac{\log_2 M}{R} \cdot \frac{S}{N/W} \quad (5-45)$$

取  $W=4.8\text{K}$ ,  $M=4$ (调制方式为 4PSK), 所得误码率与衰减、码速率的关系如图 5-4 所示:

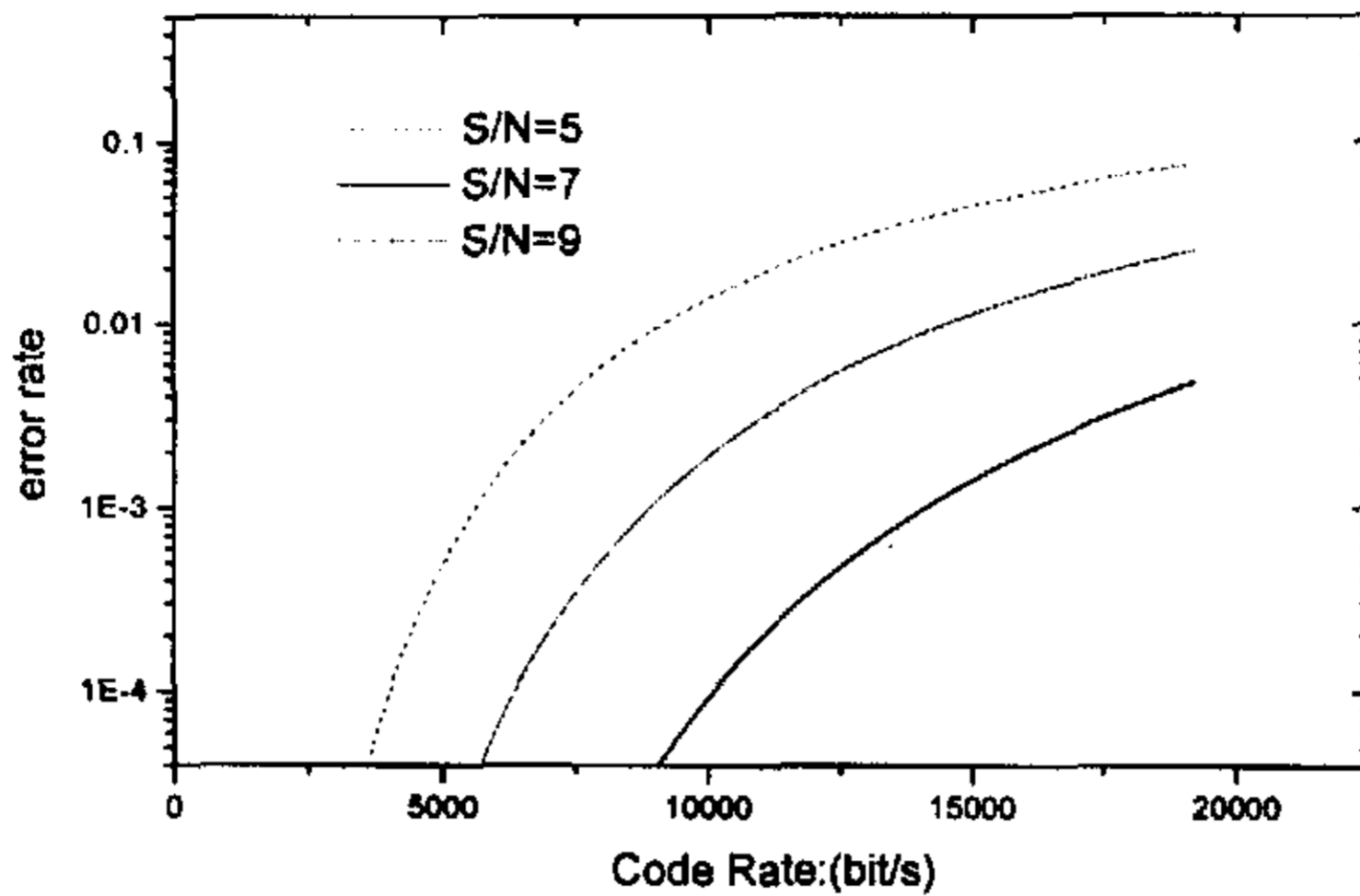


图 5-4 误码率和信噪比、码速率的关系

从图 5-4 中我们可以看出当衰减增大时, 为了保证一定的误码率, 我们可以通过降低码速率, 也即增大码元的发送时间  $T_b$ 。

#### § 5.4 去极化对误码率的影响

在高斯白噪声信道下, 当单通道通信信道的信噪比为 12、10、8、7dB 时, 那么在双通道通信信道中, 那么我们将这些去极化干扰当成噪声功率加以计算, 取  $1/(T_b \cdot W) = 1$ , 其误码率和去极化分辨率 XPD 的关系分别如下图所示(4PSK 调制):

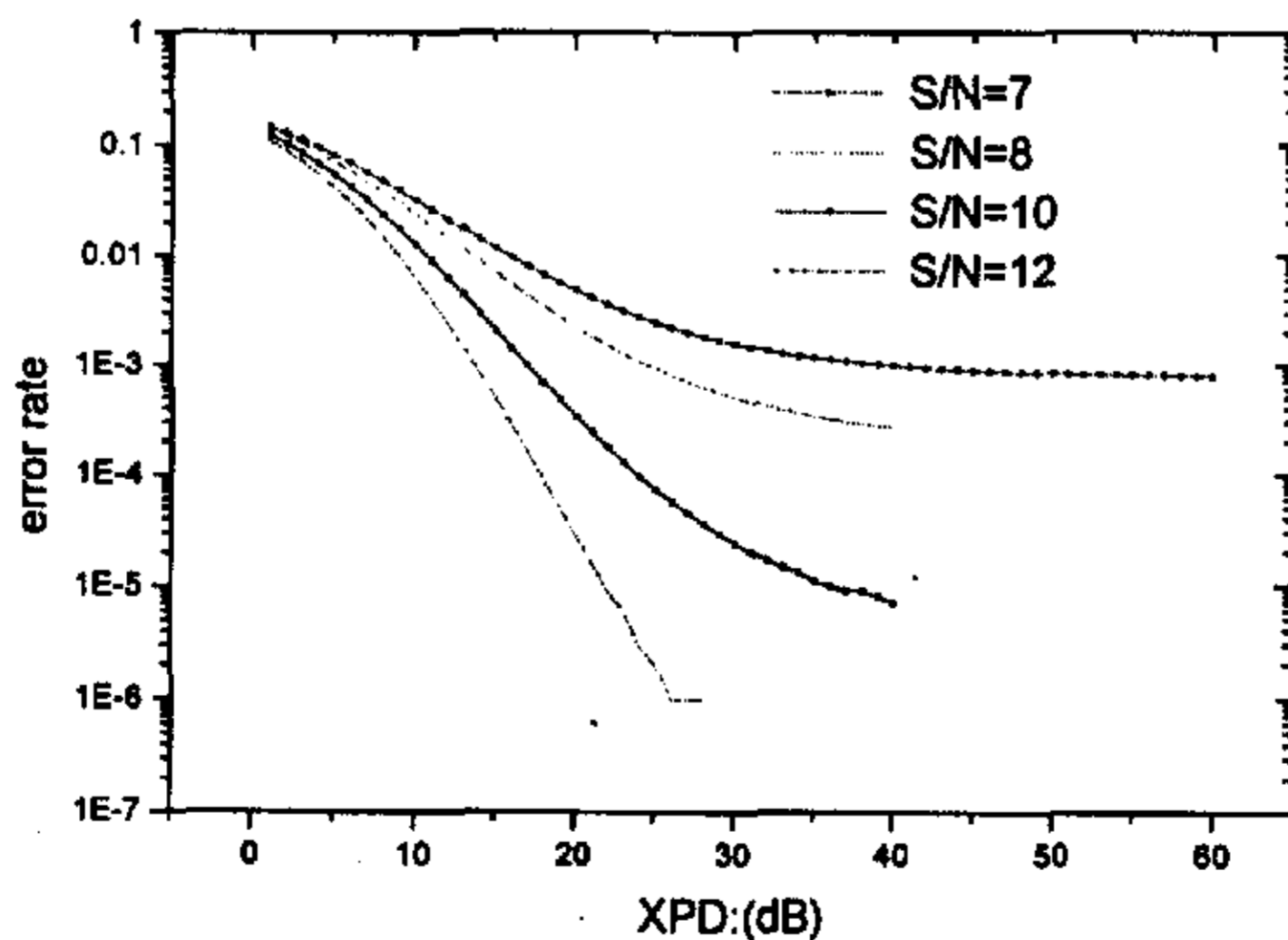


图 5-5 误码率和 XPD 的关系

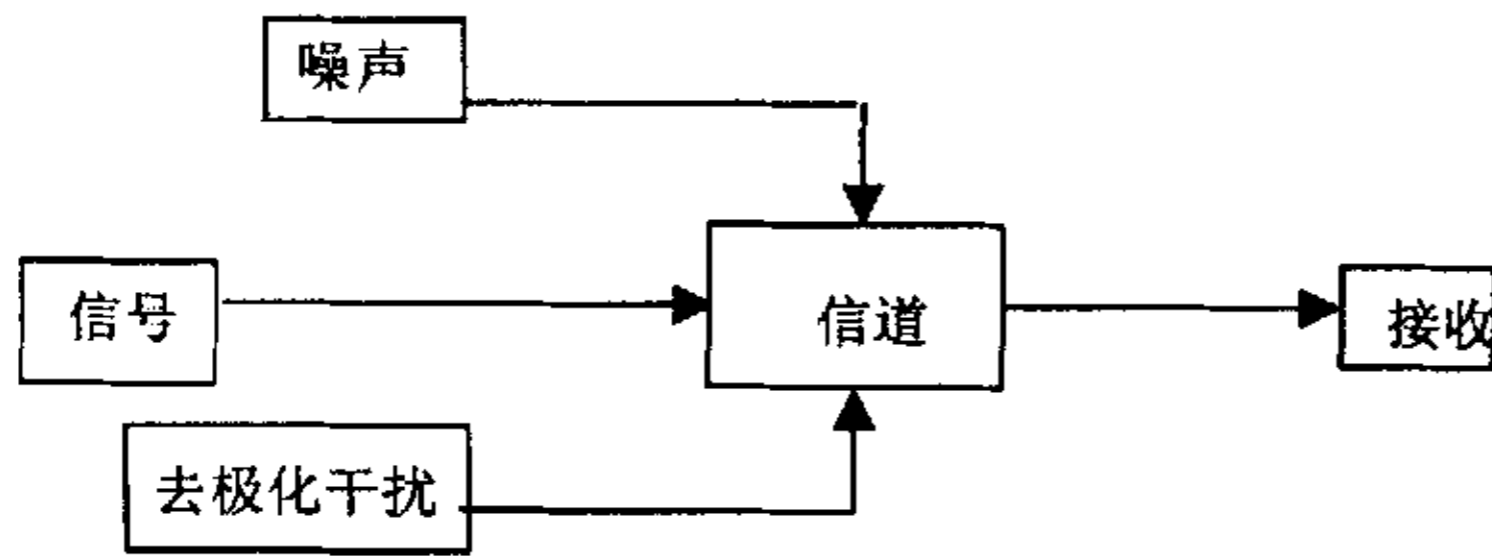


图 5-6 双极化信道下的干扰示意图

假设发射功率为  $c$ ，高斯白噪声功率为  $n_0$ ，去极化干扰的功率为  $n_1$ 。则接收端的信噪比为：

$$\frac{c}{n} = \frac{c}{n_0 + n_1} = \frac{c}{n_0} \frac{1}{1 + \frac{c}{n_0} \cdot \frac{n_1}{c}}; \quad \text{XPD} = 10 \lg \frac{c}{n_1} \quad (5-46)$$

所以以 dB 为单位表示的信噪比如下：

$$\frac{S}{N} = \frac{S}{N_0} - 10 \lg \left( 1 + 10^{\frac{S/N_0 - \text{XPD}}{10}} \right) \quad (5-47)$$

考虑降雨(沙尘)衰减，设衰减为  $C$ (单位: dB)

$$\frac{S}{N} = \frac{S}{N_0} - 10 \lg \left( 1 + 10^{\frac{S/N_0 - \text{XPD}}{10}} \right) - C \quad (5-48)$$

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S \cdot T_b}{N/W} = \frac{\log_2 M}{R} \cdot \frac{S}{N/W} \quad (5-49)$$

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{\log_2 M \cdot W}{R} \cdot \left( \frac{S}{N_0} - 10 \lg \left( 1 + 10^{\frac{S/N_0 - \text{XPD}}{10}} \right) - C \right) \quad (5-50)$$

$$\text{MPSK 的误码率为}^{[47]}: P_M = 2Q \left( \sqrt{2 \times \log_2 M \times 10^{\frac{E_b/N_0}{10}} \sin \frac{\pi}{M}} \right) \quad (5-51)$$

### § 5.5 自适应去极化补偿技术<sup>[43][44][45][46]</sup>

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。本节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。

### § 5.5.1 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：

$$[A] \cdot [A'] = I \quad (5-52)$$

其中， $[A']$  表征补偿电路的传输矩阵。

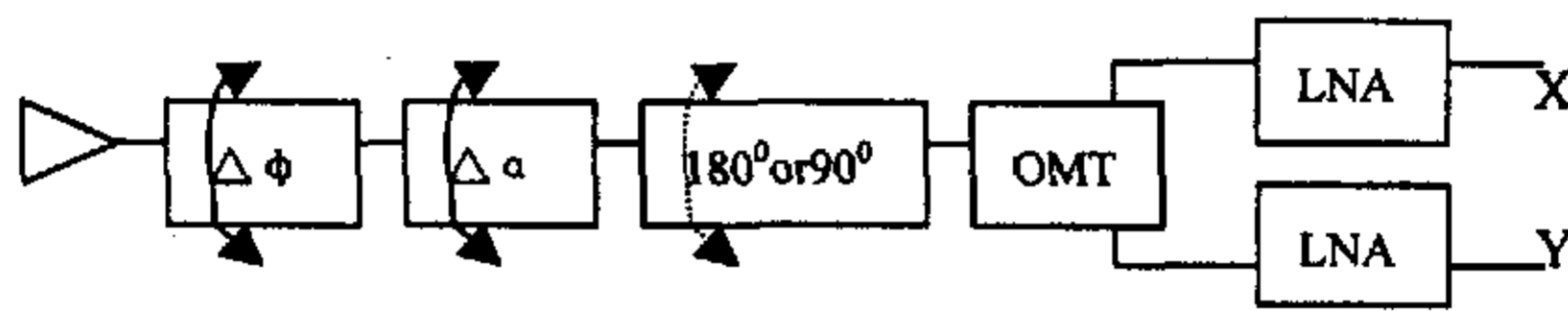


图 5-7a (还原法)

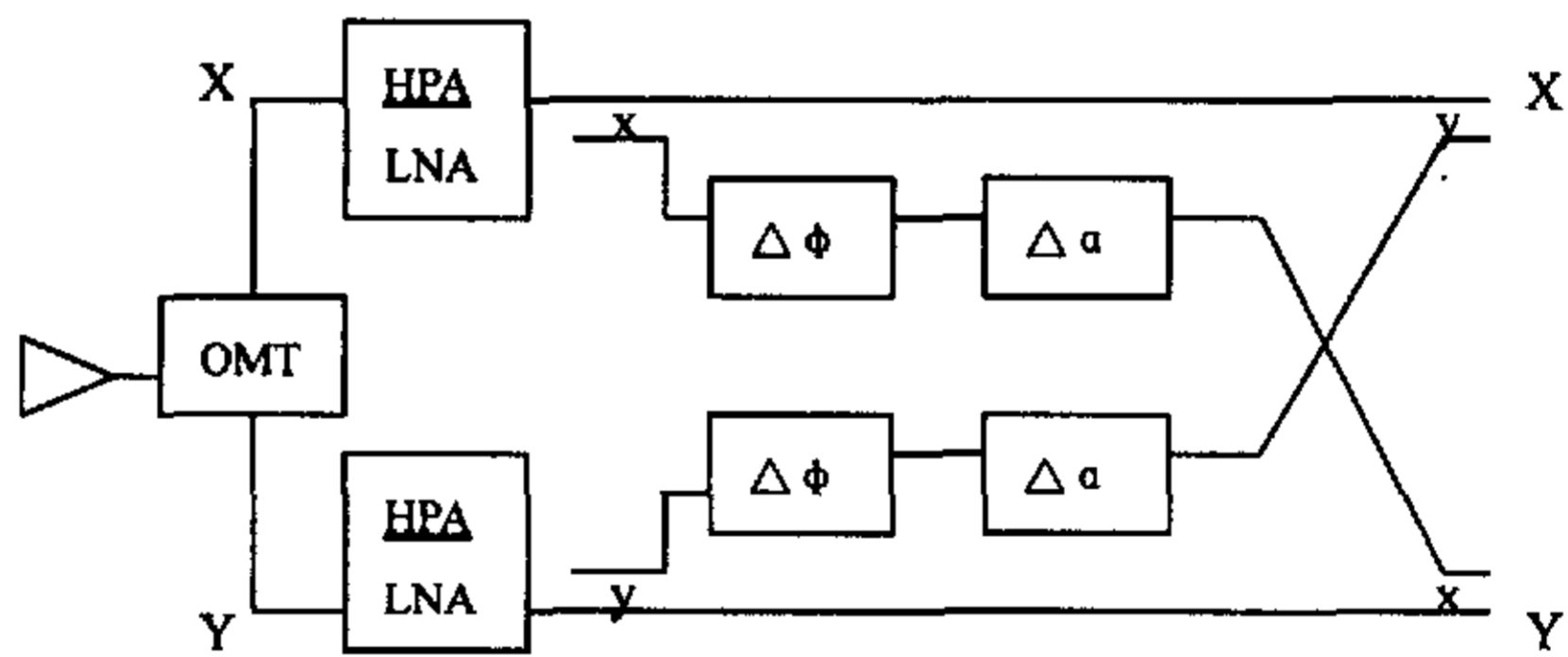


图 5-7b (对消法)

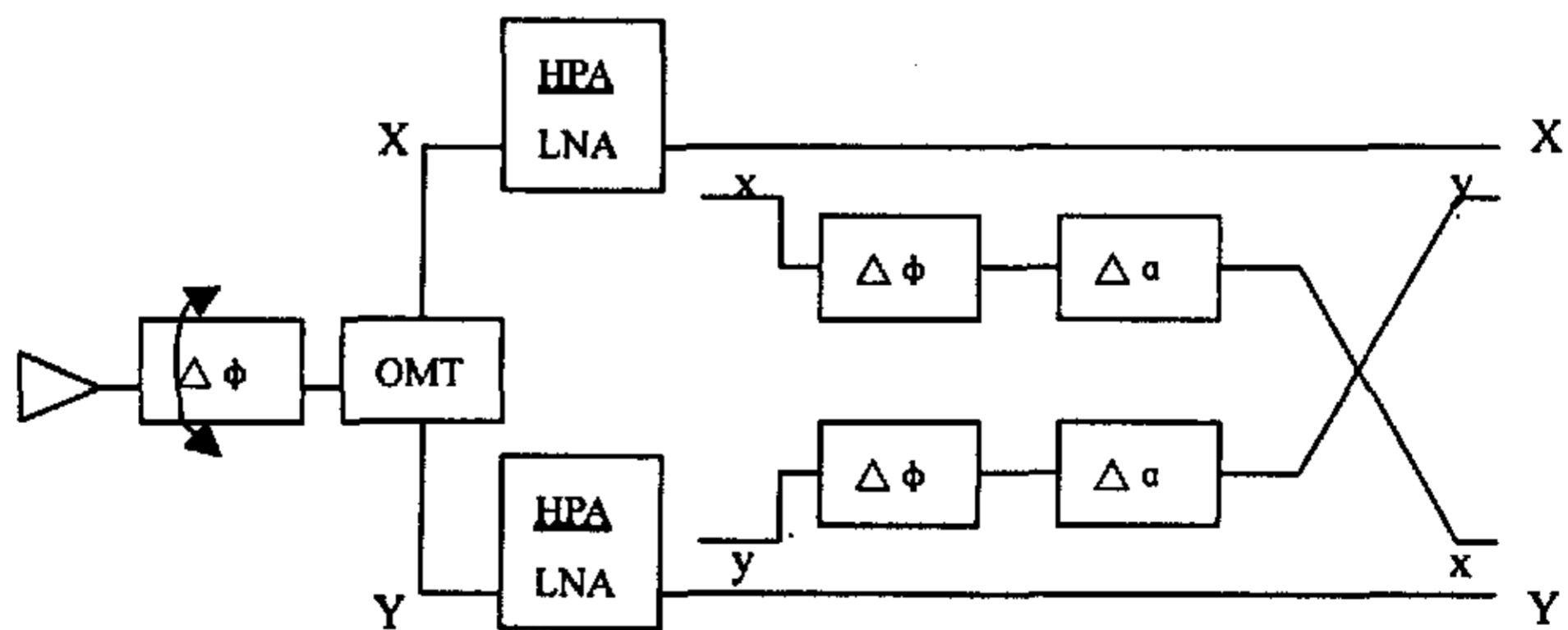


图 5-7c (混合法)

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>[41]</sup>如图 5-7 所示。

图 5-7a 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 5-7b 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 5-7c 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。

### § 5.5.2 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>[42]</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>[4]</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>[42]</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。

另外还有其它一些控制算法，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。

### § 5.5.3 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>[5]</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。

#### § 5.5.3.1 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 5-8 所示。

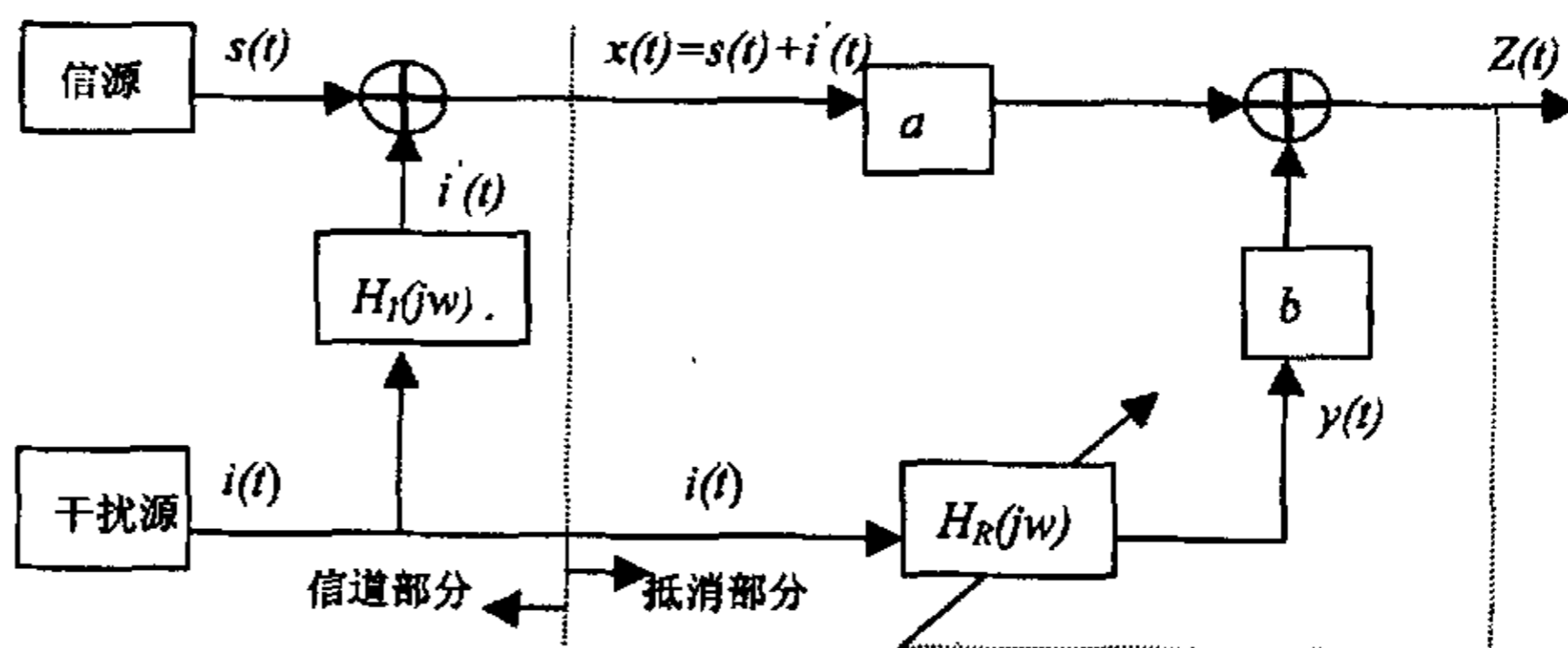


图 5-8 理想自适应干扰抵消系统数学模型

图 5-8 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 5-8 可知输出信号为：

$$Z(t) = ax(t) - by(t) = as(t) + ai'(t) - by(t) \quad (5-53)$$

加入补偿器的目的是为了抵消掉  $x(t)$  中的干扰成分  $i'(t)$ ，即要使  $ai'(t)$  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>[45]</sup>。

由(5-53)式得

$$\begin{aligned} E\{Z^2(t)\} &= E\{[as(t) + ai'(t) - by(t)]^2\} \\ &= E\{a^2s^2(t) + [ai'(t) - by(t)]^2 + 2as(t)[ai'(t) - by(t)]\} \end{aligned} \quad (5-54)$$

由于  $s(t)$  与  $i(t)$  及  $i'(t)$  相互独立，而  $y(t)$  如图 5-8 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：

$$E\{as(t)[ai'(t) - by(t)]\} = 0 \quad (5-55)$$

将上式(5-53)代入(5-54)式中，有：

$$E\{Z^2(t)\} = a^2 E\{s^2(t)\} + E\{[ai'(t) - by(t)]^2\} \quad (5-56)$$

$$\min E\{Z^2(t)\} = a^2 E\{s^2(t)\} + \min E\{[ai'(t) - by(t)]^2\} \quad (5-57)$$

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：

$$F[i'(t)] = I(j\omega) \cdot H_i(j\omega) \quad (5-58)$$

$$F[y(t)] = I(j\omega) \cdot H_R(j\omega) \quad (5-59)$$

那么

$$F[ai'(t) - by(t)] = [aH_i(j\omega) - bH_R(j\omega)] \cdot I(j\omega) \quad (5-60)$$

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：

$$F[ai'(t) - by(t)] = 0 \quad (5-61)$$

因而

$$aH_i(j\omega) - bH_{Ropt}(j\omega) = 0 \quad (5-62)$$

即

$$H_{Ropt}(j\omega) = \frac{a}{b} H_i(j\omega) \quad (5-63)$$

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

此时, 系统输出方差(等于均方误差)达到最小值:

$$E\{Z^2(t)\} = a^2 E\{s^2(t)\} \quad (5-64)$$

对应输出信号为

$$Z(t) \Big|_{H_R = H_{Ropt}} = as(t) \quad (5-65)$$

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(5-65)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  $H_i(j\omega)$  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。

### § 5.5.3.3 干扰抵消系统的参数选择

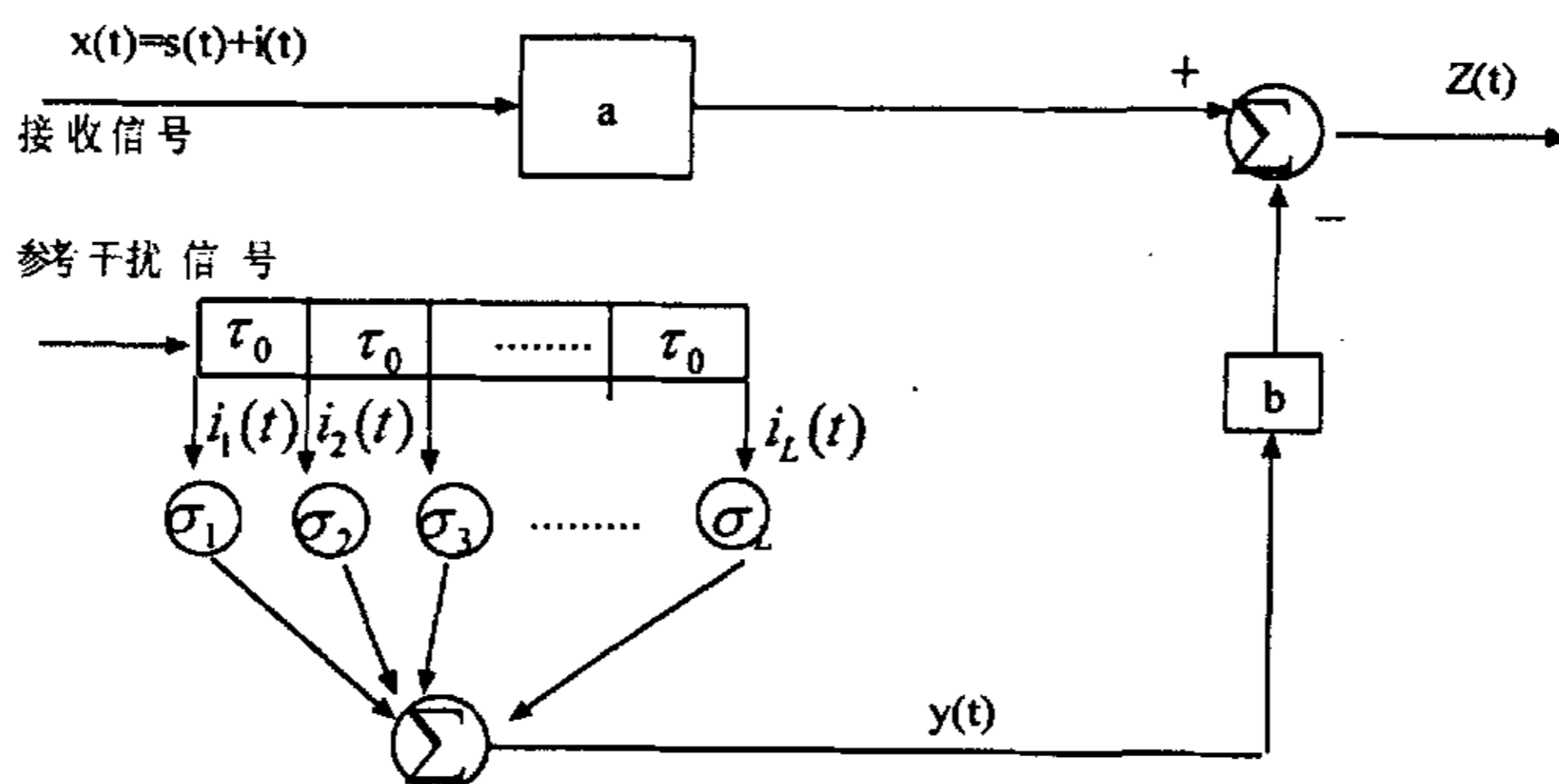


图 5-9: 带有横向滤波器的干扰抵消系统

对于这个系统, 依靠改变  $L$  个权系数  $\sigma$  ( $l=1,2,\dots,L$ ), 使得输出方差为最小而达到最佳状态。下面分析系统的抵消性能并推导出最佳权系数  $\sigma_{opt}$  的值。

对于图 5-9 我们定义两个列矢量矩阵, 定义  $i$  为干扰信号矢量矩阵, 定义  $\sigma$  为权矢量矩阵。

$$i \triangleq \{i_1, i_2, \dots, i_L\}^T, \quad (5-66)$$

$$\sigma \triangleq \{\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_L\}^T \quad (5-67)$$

式 (5-62) 中,  $i_l = i_l(t) = i[t - (l-1)\tau_0]$ , ( $l=1,2,\dots,L$ )

$$z(t) = ax(t) - by(t)$$

$$\text{由图 5-10 显见, } x(t) = s(t) + i'(t) \quad (5-68)$$

$$y(t) = \sum_{l=1}^L \sigma_l i_l = \sigma^T i = i^T \sigma$$

那么输出  $Z(t)$  可表示为:

$$z(t) = as(t) + ai'(t) - by(t) = as(t) + ai'(t) - bi^T \sigma \quad (5-69)$$

由于两个极化方向上的信号都是零均值的, 输出也是零均值的, 因此输出均方差与方差在数值上相等, 那么输出方差为:

$$\varepsilon\{z^2(t)\} = \varepsilon\{[as(t) + ai'(t) - bi^T \sigma]^2\} \quad (5-70)$$

(5-70)可简化为如下式:

$$\varepsilon\{z^2(t)\} = a^2 \varepsilon\{s^2(t)\} + a^2 \varepsilon\{i'^2(t)\} - 2ab \varepsilon\{i'(t) \cdot i^T\} \sigma + b^2 \sigma^T \varepsilon\{i \cdot i^T\} \cdot \sigma \quad (5-71)$$

$$\text{令 } p = \varepsilon\{i'(t) \cdot i\} \quad (5-72)$$

并称  $P$  为干扰信号成份  $i'(t)$  与干扰信号矢量  $i$  可构成的互相关矢量矩阵。显然, 其第 1 个分量应为:

$$P_l = \varepsilon\{i'(t) \cdot i_l\} = \varepsilon\{i'(t) \cdot i[t - (l-1)\tau_0]\} \quad \text{又令 } E = \varepsilon\{i \cdot i^T\} \quad (5-73)$$

且称  $E$  为干扰信号矢量的相关矩阵。显然, 其第 1 行  $m$  列的元素为

$$E_{lm} = \varepsilon\{i_l \cdot i_m\} = \varepsilon\{i[t - (l-1)\tau_0] \cdot i[t - (m-1)\tau_0]\} = B_{ll}[(m-1)\tau_0] \quad (5-74)$$

其中  $B_{ll}\{\cdot\}$  是干扰信号的自相关函数。

将 (5-72) 式和 (5-73) 式代入 (5-71) 式得:

$$\varepsilon\{z^2(t)\} = a^2 \varepsilon\{s^2(t)\} + a^2 \varepsilon\{i'^2(t)\} - 2ab P^T \sigma + b^2 \sigma^T E \sigma \quad (5-75)$$

权系数  $\sigma_l$  的选择应使  $\varepsilon\{z^2(t)\}$  为最小, 达到输出方差最小的条件为:

$$\frac{\partial \varepsilon\{z^2(t)\}}{\partial \sigma_l} \Big|_{\sigma_l = \sigma_{l_{opt}}} = 0, (l = 1, 2, \dots, L) \quad (5-76)$$

将 (5-75) 式代入 (5-76) 式, 得

$$-2abP + 2b^2 E\sigma_{opt} = 0$$

于是最佳权矢量应满足

$$E \cdot \sigma_{opt} = \frac{a}{b} P \quad (5-77)$$

在已知互相关矩阵  $P$  和自相关矩阵  $E$  的情况下, 通过求解上述代数方程便可以得到最佳权矢量  $\sigma_{opt}$  的各分量  $\sigma_{l_{opt}}$  的值。常用的方法是通过计算机用高斯消元法求解。

对于实际系统, 互相关矩阵  $P$  和自相关矩阵  $E$  不一定能事先直接和间接知道。对于抗雨(沙尘暴)衰减去极化系统, 由于信道特性的时变随机性,  $P$  和  $E$  是无法事先知道的。上述带有横向滤波器的干扰抵消系统便无法求出  $\sigma_{opt}$  的值, 因此我们需要寻找一种实时实现干扰抵消的方法。

去极化补偿系统采用最小均方误差准则, 为使带有横向滤波器的干扰抵消系统的输出方差最小, 权矢量必须满足 (5-77) 式, 即  $E \cdot \sigma_{opt} = \frac{a}{b} P$  将 (5-72)、

(5-73) 式代入上式可得:

$$a\varepsilon\{i(t) \cdot i\} = b\varepsilon\{i \cdot i^T\} \cdot \sigma_{opt} \quad (5-78)$$

由于干扰信号成分与干扰信号矢量是平稳的, 则从上式可知,  $\sigma_{opt}$  为一个常矢量,

则式子变为:  $a\varepsilon\{i(t) \cdot i\} = b\varepsilon\{i \cdot i^T \sigma_{opt}\}$

将 (5-68) 式代入得  $a\varepsilon\{i(t) \cdot i\} = b\varepsilon\{y(t)i\}$  也即  $a\varepsilon\{i(t) \cdot i - by(t)i\} = 0$  (5-79)

由于两信号  $s(t)$  与  $i(t)$  相互独立, (5-79) 式可写为

$$\varepsilon\{[a(s(t) + i(t) - by(t))]i\} = 0 \quad \text{也即} \quad \varepsilon\{z(t)i\} = 0$$

或写成  $\varepsilon\{z(t)i_l(t)\} = 0, (l = 1, 2, \dots, L)$  (5-80)

式 (5-80) 说明一个带有最佳横向滤波器得干扰抵消系统必然存在这样一种特性: 干扰信号得任一分量与输出可构成的协方差为零。由于信号  $s(t)$  与干扰信号  $i(t)$  都是平稳的, 那么对于时不变干扰抵消系统来说, 其输出过程  $Z(t)$  也是平稳的。于是, 我们就可以把这种特性表示为: 干扰抵消系统中干扰信号矢量的任一分量与输出构成的互相关函数必为 0, 即:

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T z(t) \cdot i_l(t) dt = 0, (l=1, 2, \dots, L) \quad (5-81)$$

由(5-80)式还可以启示我们一种使一个带有非最佳横向滤波器的干扰抵消系统最佳化途径。

若在  $t=0$  时, 各权系数为  $\sigma_l(0)$ , 只要这组权系数不是最佳的, 则必然有

$$\frac{1}{T} \int_0^T z(t) \cdot i_l(t) dt \neq 0, (l=1, 2, \dots, L) \quad (5-82)$$

成立。利用这种现象我们可以制定出使各权系数  $\sigma_l(0)$  趋向最佳值  $\sigma_{opt}(0)$  的方案。这样, 因为各权系数随时间在变化, 可以正被我们讨论的系统不再是时不变的, 而是时变的。

$$\sigma_l(t) = KV_c(t) - C_l \quad (5-83)$$

式中  $K$  为控制灵敏度, 是一个大于零的常数,  $C$  为常数。

我们可以将  $z(t)$  与  $i_l(t)$  的乘积的积分值作为  $\sigma_l(t)$  的控制电压  $V_c(t)$ , 即

$$V_c(t) = V_c(0) + \frac{1}{T} \int_0^t z(t) i_l(t) dt, (l=1, 2, \dots, L) \quad (5-84)$$

式中  $V_c(0)$  为积分初始值

将(5-84)式代入(5-83), 且  $\sigma_l(0) = KV_c(0) - C_l$ , 则有

$$\sigma_l(t) = \sigma_l(0) + \frac{K}{T} \int_0^t z(t) i_l(t) dt, (l=1, 2, \dots, L) \quad (5-85)$$

根据上述的最佳化概念, 我们可以得到如图 5-10 所示的框图。

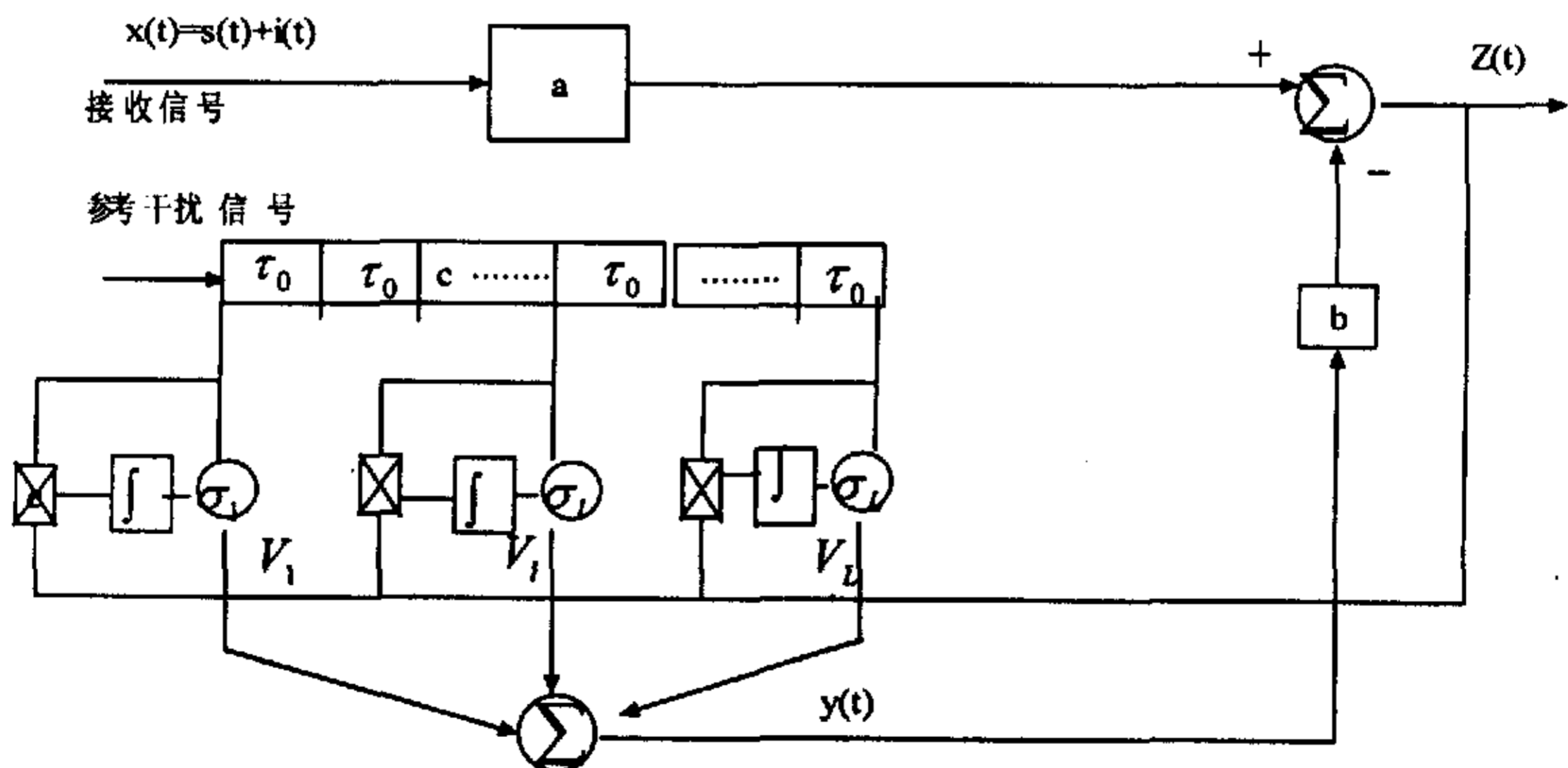


图 5-10 ALMS 算法自适应干扰抵消系统

## § 5.6 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，讨论了衰减和去极化对通信系统误码率的影响。

去极化补偿技术介绍的是 C 波段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，介绍了 LMS 算法参数的选择。以及在实际系统中算法各参数的选择。对 Ka 波段星地双通道通信来说具有一定的参考价值。



## 结束语

随着通信业务的不断增加, 现有频段显得更为拥挤, 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国内 58 个站点, 计算了上、下行频段的衰减比值与频率比例关系, 拟合了频率比例关系的表达式并与 ITU-R 的表达式进行了比较; 计算了地表温度和地空温度的垂直分布对地空路径沙尘衰减的影响; 计算了衰减与去极化对通信系统误码率的影响。在开环功率控制算法中, 对抵消时延的自适应算法进行了仿真。

## 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、韩一平教授,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、王兰美博士、唐应德博士、王芳硕士、弓树宏硕士、詹辉硕士、罗继强硕士、陈建军硕士、徐云霞硕士、张华永硕士、由金光硕士、姜会芬硕士、王明军硕士、赵康硕士、周彩霞博士、栾玉霞硕士、芙蓉絮博士、穆学文博士、郑魁松博士、毛星红硕士、赵小龙硕士、朱学军硕士、王小兵硕士、杜雷硕士、王雪平硕士、于周秋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] 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.
- [16] 徐云霞. 沙尘暴与降雨对 Ka 频段地空路径传输效应研究[D]. 西电硕士论

- 文, 2003.
- [17] 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.
- [18] Van de Hulst, H.C. Light Scattering by Small Particles[M]. 1957, Chaps.4 and 6.
- [19] A.H.Sihvola, J.A.kong. Effective permittivity of dielectric mixtures[J]. IEEE Trans.on GE and RES, July.1988, 26(4):420-429.
- [20] R.L.Olsen. The  $aR^b$  relation in the calculation of rain attenuation[J]. IEEE Trans.on AP, 1978, 26(2): 318-328.
- [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]. 西电硕士论文, 1989.1.
- [23] 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.
- [24] 邹进上, 刘长盛, 刘文保.大气物理学基础[M].北京: 气象出版社,1982
- [25] 吴晓梅.硕士论文: 沙尘暴对微波、毫米波传播的影响[D].西电硕士论文 1991.1.
- [26] T.Oguchi. Electromagnetic wave propagation and scattering in rain and other hydrometer[J]. IEEE, 1983, 71(9): 1029-1078.
- [27] 张在峰. 毫米波雪、雾后向散射特性研究[D]. 西电硕士论文.
- [28]] 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.
- [29] 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.
- [30] 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.
- [31] ITU-R, Recommendations ITU-R P. 838-1. Specific attenuation model for rain for use in prediction methods[C]. Geneva, Switzerland,2000.
- [32] 黄际英, 陈新莲等.Ka 波段降雨衰减与去极化效应[J].西安电子科技大学学报, 2002, 29(6): 733-736.
- [33] ITU-R, Recommendations ITU-R P. 618-6.Propagation data and prediction methods required for the design of earth-space telecommunications systems[C]. Geneva, Switzerland,2000.
- [34] 仇盛柏, 赵让元等.中国 Ku 波段广播卫星雨衰减分布[J].电波科学学报,1997,12(4):428-435.
- [35] 贺智修. 自动控制实用教程[M]. 北京: 电子工业出版社.
- [36] W.Dissanayake .Application of Open-Loop Uplink Power Control in Ka-Band

- Satellite Linkss[J] Proceedings of the IEEE ,vol.85.NO.6,JUNE 1997
- [37] 谢德芳, 翁木云, 郭兴阳.Ka 频段上行链路开环功率控制算法研究[J]空军工程大学学报, 2002, 2, pp39-42.
- [38] 吴兆熊, 黄振兴, 黄顺吉. 数字信号处理(下).北京: 国防工业出版社, 1985
- [39] T. Maseng and P.M. Bakken, "A Stochastic Dynamic Model of Rain Attenuation," IEEE Trans. on Comm, vol. COM-29, no. 5, pp. 660-669, May 1981.
- [40] 杨小牛, 楼才义, 徐建良.软件无线电原理与应用[M].北京: 电子工业出版社出版, 2001, pp190-196.
- [41] M.Yamada, H.Yuki, and K.Inagaki. Compensation techniques for rain depolarization in satellite communications. Radio Science[J], 1982, 17(5): 1220-1230.
- [42] 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.
- [43] 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.]
- [44] 郑丽丰. 毫米波降雨去极化补偿技术[D]. 西电硕士论文, 1988.
- [45] 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.
- [46] Y.Bar-ness, J.W.Carlin, M.L.Steinberger. Bootstrapping adaptive crosspol cancellers for satellite communications[J]. IEEE, 1982: 4F.5.1.
- [47] 王立宁, 乐光新, 詹菲.MATLAB 与通信仿真[M].北京: 人民邮电出版社,2001,pp332.
- [48] 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.

## 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 51473040101DZ0103, 2002.1.—2003.12.

### 二. 发表论文

[1] 蔡本晓, 黄际英. Ka 波段沙尘暴衰减效应. 西安电子科技大学 2003 年研究生学术年会论文集, 西安, 2003.11:7-33.